但有时子载波上的信号累积相加，使得信号幅度正比于 N，于是功率正比于 N^2。因此可以预见(最坏情况)功率峰平比随子载波数呈线性增加。

也可以从一个稍微不同的角度来分析这个问题：不同的子载波对总信号的贡献可以视为随机变量(它们具有准随机相位，既决定于其调制的符号值，又决定于采样时间)。如果子载波的数目很大，则可以由中心极限定理推得：同相分量的幅度服从标准偏差为 $\sigma = 1/\sqrt{2}$ 的高斯分布(对于正交分量是类似的)，因此平均功率为 1。由于同相和正交分量都服从高斯分布，所以绝对幅度服从瑞利分布(详细推导见第 5 章)。如果已知幅度分布，则很容易计算瞬时幅度超过某一给定门限值的概率，对功率也是如此。例如，峰值功率超过平均功率 6 dB 的概率为 $\exp(-10^{6/10}) = 0.019$。注意，正交频分复用信号的幅度分布可以近似看成瑞利分布：实际的正交频分复用信号是幅度受限的(每个子载波上的信号幅度 N^*)，而瑞利分布可以选择很大的任意数值。

下面有 3 种处理峰平比问题的主要方法。

1. 给发射机配置一个功率放大器，这个放大器可以将信号线性地放大到发送信号的可能峰值。这种方案通常是不切实际的，因为这需要昂贵的高功耗 A 类放大器。子载波数 N 越大，问题越难解决。
2. 使用非线性放大器，并接受放大器特性带来的信号畸变的事实。这种非线性畸变不仅会破坏各个子载波之间的正交性，而且还会增加带外辐射(频谱再生和三阶互调的产物相似，使泄漏到正常频带外的功率增加)。前一种影响会增大所需信号的误比特率(见图 19.12)，而后一种影响会给其他用户带来干扰，并因此降低正交频分复用系统的蜂窝容量(见图 19.13)。这意味着为了得到恒定的邻道干扰，可以在功率放大器性能与频谱效率之间进行权衡(需要注意的是，增大载波间隔会降低频谱效率)。
3. 使用峰平比减小技术。下一节将介绍这些技术。

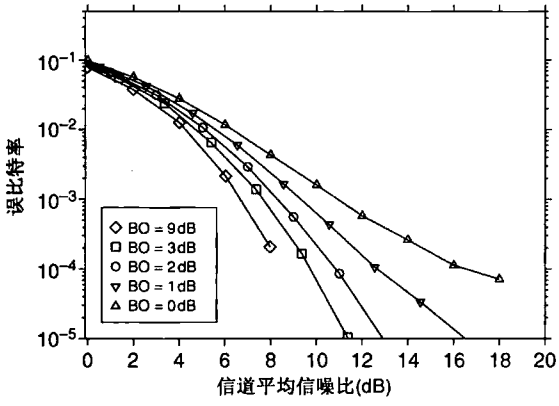


图 19.12 在发射机放大器的不同回推的电平下，误比特率与信噪比的函数关系的。引自 Hanzo et al. [2003] © John Wiley & Sons, Ltd

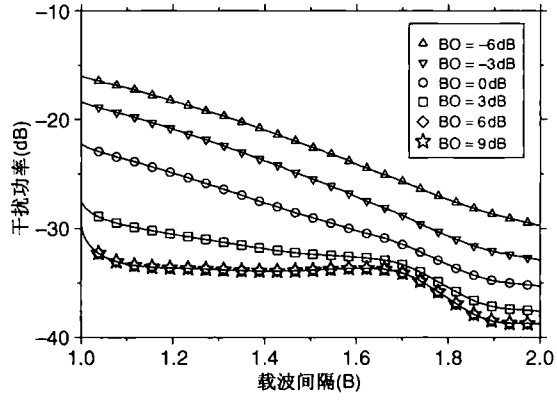


图 19.13 在发射机放大器的不同回推值下，对相邻频带(正交频分复用用户)的干扰功率与载波间隔的函数关系。引自 Hanzo et al. [2003] © John Wiley & Sons, Ltd

19.6.2 降低峰平比的方法

现有的文献提出了大量的减小峰平比方法，其中几种有前途的方法如下所示。

1. 编码降低信噪比。通常情况下，每个正交频分复用符号能够表示 2^N 个码字(假设为二

进制相移键控调制)。在这些码字中，只取峰平比低于给定门限值的 2^K 个码字的一个子集。发射机和接收机都知道 K 个比特组合与长为 N 的码字之间的映射，选择具有可接受峰平比的长为 K 的比特组合来表示发送数据。因此传输方案如下：(i)将到达比特流分列放置在长为 K 的数据块中；(ii)选择长为 N 的对应码字；(iii)通过正交频分复用调制器发送这个码字。这种编码方法能够保证一定的峰平比值，并且还具有一定的编码增益，可是这种增益小于专门用来纠错的编码增益。

2. 相位调整。这个方案首先定义一组发射机和接收机都已知的相位校正向量 ϕ_l，$l=1$，…，L；每个向量具有 N 个元素 $\{\phi_n\}_l$。发射机用这些相位向量乘以待发送的正交频分复用符号 c_n，得到

$$\{\hat{c}_n\}_l = c_n \exp[j(\phi_n)_l] \tag{19.14}$$

然后选择

$$\hat{l} = \arg\min_l (PAR(\{\hat{c}_n\}_l)) \tag{19.15}$$

它提供最小的峰平比。接下来将向量 $\{\hat{c}_n\}_{\hat{l}}$ 与序号一起发射出去。然后接收机解除相位校正 $\hat{l}$，并对正交频分复用符号进行解调。这种方法的好处是开销很小(至少仅 L 处于合理的限度内)；缺点在于它不能确保峰平比低于某个确定的值。

3. 乘性函数修正。另一种方法就是只要峰值非常高，就用时变函数乘以正交频分复用信号。采用这种方法的最简单的例子是前一节提到过的限幅。若信号电平达到 $s_k > A_0$，则给信号乘以一个因子 A_0/s_k。换句话说，传输信号变为

$$\hat{s}(t) = s(t)\left[1 - \sum_k \max\left(0, \frac{|s_k| - A_0}{|s_k|}\right)\right] \tag{19.16}$$

合理性稍差一些的方法是给信号乘以一个高斯函数，其中心位于电平超过门限值的时刻：

$$\hat{s}(t) = s(t)\left[1 - \sum_n \max\left(0, \frac{|s_k| - A_0}{|s_k|}\right)\exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma_t^2}\right)\right] \tag{19.17}$$

在时域乘以方差为 σ_t^2 的高斯函数，意味着在频域与方差为 $\sigma_f^2 = 1/(2\pi\sigma_t^2)$ 的高斯函数卷积。因此带外干扰的大小受所选 σ_t^2 大小的影响。不利的一面在于这个方案引起的载波间干扰(因此误比特率)很大。

4. 加性函数修正。按类似的思想，可以选择一个加性修正函数替代乘性修正函数。修正函数要足够平滑，以免引入大的带外干扰。此外，修正函数起到加性伪噪声的作用，因此会增大系统的误比特率。

比较以上减小峰平比的不同方法，可以发现没有一个“最好”的方法。虽然编码方法可以保证最大的峰平比值，但是需要相当大的系统开销，并因此降低了吞吐量。相位调整方法开销较小(由相位调整向量的数目决定)，但是其性能得不到保障。这两种方法都不会增加载波间干扰与带外辐射。乘性函数修正方法可以保证性能达到某一点(减去以此点为中心的高斯函数，这个点可能会导致其他点的幅度变大)。它在很好地控制住带外辐射的同时会引入相当大的载波间干扰。

19.7　载波间干扰

在时延色散(频率选择)环境中，循环前缀提供了一种很好的保持载波信号正交性的方法。换句话说，由于信道具有频率选择性，因此信号不会发生载波间干扰。然而无线传输信道同时

也具有时变性，并因此具有时间选择性(多普勒效应引起的频率色散见第 5 章)。对于正交频分复用系统，时间选择性会产生两种重要的影响：(i)导致随机频率调制(见第 5 章)，这会引起误码，尤其是在处于深衰落点的子载波上；(ii)导致载波间干扰。一个子载波的多普勒频移会在很多相邻子载波中产生载波间干扰(见图 19.14)。时间选择性的影响主要取决于最大多普勒频移和正交频分复用符号周期的乘积。子载波间隔与符号周期呈反比，因此如果符号周期很大，那么即使很小的多普勒频移也会造成相当大的载波间干扰。

如果循环前缀的长度小于信道的最大附加时延，那么时延色散将会成为载波间干扰的另一个来源。这种情况由多种原因引起。例如，有的系统为了提高频带利用率，可能会有意地缩短或省略循环前缀。另一些系统可能最初是针对某种环境设计(具有确定的附加时延范围)的，之后却被用在具有更大附加时延的其他环境中。最后，对于很多系统来说，循环前缀的长度既要能够消除载波间干扰，又要兼顾频带利用率，换句话说，循环前缀不是用来处理最差信道情况的。

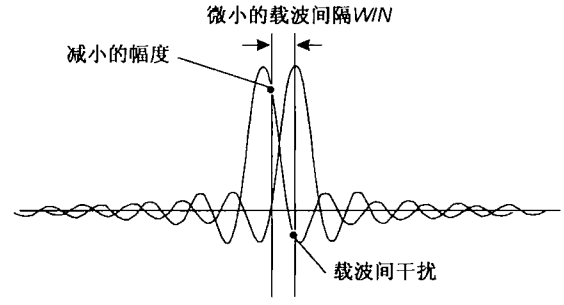


图 19.14 频率偏移引起的载波间干扰

接下来将从数学角度描述由多普勒频移或循环前缀长度不足而导致载波间干扰的接收信号。这里用下式代替式(19.11)来表示数据符号 c_n 与快速傅里叶变换之后的接收样点之间的关系：

$$r_k = \sum_{n=0}^{N-1} c_n H_{k,n} + n_k \tag{19.18}$$

这里

$$H_{k,n} = \frac{1}{N}\sum_{q=0}^{N-1}\sum_{l=0}^{L-1} h[q,l]\exp\left[\mathrm{j}\frac{2\pi}{N}(qn - nl - qk)\right]\mathcal{H}[q - l + N_{\mathrm{cp}}] \tag{19.19}$$

式中，$h(n, l)$为时变信道冲激响应 $h(t, \tau)$的采样形式，$\mathcal{H}[\,]$表示 Heaviside 函数，L 为以样点为单位的最大附加时延 $L = \tau_{\max} N/T_{\mathrm{S}}$。还应注意，对于时不变和足够长的信道保护间隔，式(19.19)可以简化为式(19.11)。

由于载波间干扰是制约正交频分复用系统的一个因素，因此提出了大量消除载波间干扰的方法。这些方法可以分为如下几类。

- 正交频分复用符号长度和载波间隔的最佳选择。在这种方法中，改变正交频分复用信号的长度来使载波间干扰最小。从上文可知，短的符号周期对减小多普勒频移引起的载波间干扰是有好处的。另一方面，频谱利用率方面的考虑要求长度最小：循环前缀长度(由信道最大附加时延决定)不得小于符号周期的大约 10%。下面的式子给出了选择 T_{S} 的一个有用的准则。令 $R(k, l) = P_{\mathrm{h}}(lT_{\mathrm{c}}, kT_{\mathrm{c}})$为采样的时延互功率谱密度(见第 6 章)，另外定义一个函数：

$$w(q,r) = \frac{1}{N}\begin{cases} N - |r|, & 0 \leqslant q \leqslant N_{\mathrm{cp}} & 0 \leqslant |r| \leqslant N \\ N - q + N_{\mathrm{cp}} - |r|, & N_{\mathrm{cp}} \leqslant q \leqslant N + N_{\mathrm{cp}} & 0 \leqslant |r| \leqslant N - q + N_{\mathrm{cp}} \\ N + q - |r|, & -N \leqslant q \leqslant 0 & 0 \leqslant |r| \leqslant N + q \\ 0, & \text{其他} & \end{cases} \tag{19.20}$$

那么所需信号功率可近似为[Steendam and Moeneclaey 1999]

$$P_{\text{sig}} = \frac{1}{N}\sum_{l}\sum_{k} w(k,l)R(k,l) \tag{19.21}$$

载波间干扰与符号间干扰功率为

$$P_{\text{ICI}} = \sum_{k} w(k,0)R(k,0) - P_{\text{sig}} \tag{19.22}$$

$$P_{\text{ISI}} = \sum_{l}[1 - w(k,0)]R(k,0) \tag{19.23}$$

信干噪比为

$$\text{SINR} = \frac{\frac{E_S}{N_0}P_{\text{sig}}\frac{N}{N_{\text{cp}}+N}}{\frac{E_S}{N_0}P_{\text{sig}}\frac{N}{N_{\text{cp}}+N}\frac{P_{ISI}+P_{\text{ICI}}}{P_{\text{sig}}} + 1} \tag{19.24}$$

以上的几个式子给出了一种简单的途径来平衡由多普勒效应产生的载波间干扰、由剩余时延色散产生的载波间干扰及由循环前缀带来的信噪比损失。

- 正交频分复用基信号的最佳选择。与此相关的方法通过改变正交频分复用基脉冲形状来使载波间干扰最小化。众所周知，时域的矩形脉冲信号在时域具有陡峭的边沿，但是在频域却具有 $\sin(x)/x$ 的形式，因此衰减缓慢。对于一个理想的系统而言，每个子载波都处于其余所有子载波的频谱零点处，而 $\sin(x)/x$ 在其零点附近的斜率很大。因此，即使很小的多普勒频移也会引起很大的载波间干扰。通过选择频谱衰减更快、更平滑的基脉冲，可以减小多普勒效应产生的载波间干扰。但另一方面，频域衰减更快是由时域衰减变慢换来的，这会增加时延扩展引起的误码。高斯型基函数已证明是一种很好的折中。
- 自干扰消除技术。在这种方法中，信息不是仅被调制到单一的子载波上，而是被调制到一组子载波上。这种技术对于消除载波间干扰十分有效，但会导致系统频带利用率的下降。
- 频域均衡器。如果信道特性及其变化已知，那么它对接收信号的影响就能被消除，正如式(19.18)所描述的。虽然单抽头均衡器无法再完成这一任务，但是还有许多其他的合适技术。例如，可以简单地取 $\mathbf{H}$ 的逆矩阵，或者运用最小均方误差准则。由于信道是连续变化的，必须为每组正交频分复用数据块重新计算逆矩阵，所以这些取逆运算的计算量相当大。但还存在一些降低了运算量的方法。另一种均衡的方法就是将不同的子载波理解为不同的用户，然后利用多用户检测技术(如 18.4 节所描述的)检测子载波。图 19.15 举例画出了不同均衡技术的效果，其中算子的摄动法(OPT)表示线性反演技术，并行干扰抵消(PIC)和逐个干扰抵消(SIC)表示多用户检测。

除了时间选择性和时延色散外，还有另一个因素会破坏载波间的正交性：本地振荡器的误差。这些误差可由以下原因产生。

- 同步误差。由 19.4 节的讨论可知，同步对于保持载波间的正交性十分重要。同步过程中的任何误差都会反应为接收机本振相对于最佳频率的偏移，进而产生载波间干扰。
- 发射机和接收机的相位噪声。由振荡器误差引起的相位噪声导致本振信号相对于正常情况下的严格正弦波形的偏移。相位噪声的分布通常是高斯分布，其特征由功率谱密度进一步表征。从本质上讲，窄带谱意味着相位变化非常缓慢，这使得用各种接收机算法对其进行补偿比较简单。相位噪声的影响会将子载波上信号的频谱扩展到相邻子载波上，从而导致载波间干扰。

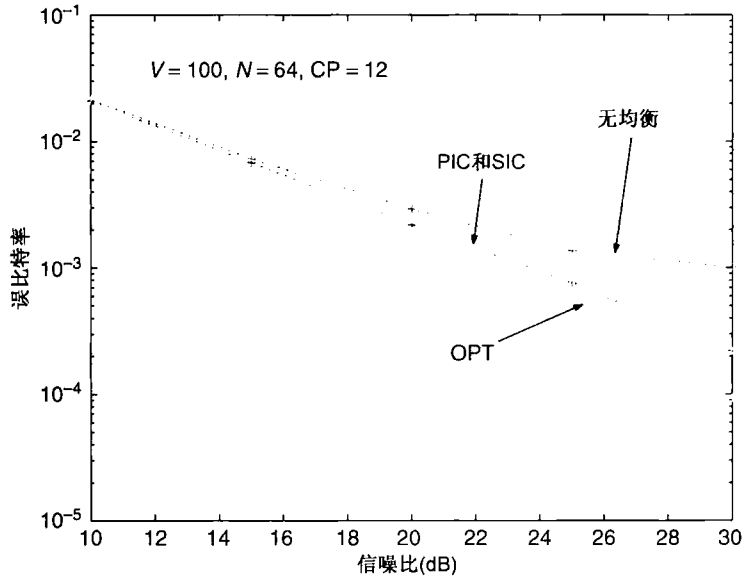


图 19.15 有 64 个子载波，循环前缀长度为 12 个样点，类 802.11a 的正交频分复用系统的误比特率与信噪比的函数关系。性能分析模型为802.11n信道模型中的F模型，速度为100 m/s

例 19.2 设一个系统带宽为 5 MHz，128 个子载波，循环前缀长度为 40 个样点。其所处信道特征为负指数功率时延谱(PDP)，$\tau_{\text{rms}} = 1\ \mu\text{s}$，$v_{\text{rms}} = 500$ Hz，E_S/N_0 为 10 dB。接收机的信干噪比(SINR)为多少？当循环前缀缩短到 12 个样点时结果会怎样？

解：

第一步，需要求出采样时延互功率谱密度。对于 5 MHz 的带宽，采样间隔为 200 ns。因此，均方根时延扩展为 5 个样点，采样功率时延谱为 $\exp(-k/5)$。多普勒频谱假设为高斯型。进一步假设多普勒频谱与时延无关，可得

$$R(k,l) = \exp(-k/5) \cdot \exp\left(-\frac{l^2}{2 \cdot 10\,000^2}\right) \tag{19.25}$$

将此采样时延互功率谱密度代入式(19.20)至式(19.24)，可以得到干扰功率的精确解。结果为

$$\frac{P_{\text{ICI}}}{P_{\text{sig}}} = 2.46 \cdot 10^{-5} \tag{19.26}$$

$$\frac{P_{\text{ISI}}}{P_{\text{sig}}} = 1.18 \cdot 10^{-5} \tag{19.27}$$

这表明符号间干扰和载波间干扰得到了合理的平衡，最终导致低的干扰功率。

此外，循环前缀将有效信噪比减小到原来的 128/(128 +40) =0.762 倍。因此总的信干噪比变为

$$\frac{7.62}{7.62(2.46 + 1.18) \cdot 10^{-5} + 1} = 7.6 \tag{19.28}$$

这个式子表明使信干噪比减小的主要因素为循环前缀。当我们将循环前缀从 40 个样点缩短到 12 个样点时，符号间干扰和载波间干扰的总和增加到

$$\frac{P_{\text{ICI}} + P_{\text{ISI}}}{P_{\text{sig}}} = 6.2 \cdot 10^{-3} \tag{19.29}$$

另一方面，信噪比变为 $10\times128/(128+12)=9.14$。因此有效信噪比变为

$$\frac{9.14}{9.14\cdot6.2\cdot10^{-3}+1}=8.65 \tag{19.30}$$

这表明长循环前缀并不总是提高信干噪比的最佳方法。更重要的措施是正确地平衡符号间干扰、载波间干扰和循环前缀长度。

19.8　自适应调制和容量

自适应调制根据信道状态信息改变编码方案和(或者)调制方法，选择自适应调制是因为这种方法总能“推动”信道传输的极限。在正交频分复用系统中，不同的子载波可以选择不同的调制和/或编码方式，并且调制编码方式可以随时间而改变。因而，我们不仅要接受信道(并因此导致信噪比)变化大的事实，而且还利用这个特点。在信噪比较高的子载波上，数据传输速率要高于信噪比低的子载波。换句话说，自适应调制是根据具体的子载波的信道质量来选择调制方式和编码率的。

下面对正交频分复用的自适应调制、编码正交频分复用及多载波码分多址进行比较。后两种系统都试图将数据符号“扩展”到多个子载波上，这样每个符号都有近似相同的平均信噪比。可以证明至少在理论上采用自适应调制的系统比调制和编码方式固定不变的系统表现出更好的性能。

19.8.1　信道质量估计

自适应调制要求发射机知道信道状态信息。这个要求看似微小，但实际实现起来却相当困难。它要求信道是互易的。例如，基站在接收模式下得知信道状态，当它接下来发射信号时，假设信道仍处于相同的状态。这个条件只有在缓慢时变的时域双工系统中才能满足。另一条途径是可以用从接收机到发射机的反馈来给发送方通知信道状态(见 17.5 节和 20.1.6 节)。还有一点值得注意，发射机必须知道其即将发送数据时的信道状态信息。换句话说，它必须能够预知这一点。因此，信道预测对许多自适应调制系统都是一个重要的部分。

19.8.2　参数自适应

一旦信道状态已知，发射机还必须为每个子载波选择合适的发射参数，即码率和调制映射表。另外，还必须确定应该为每个信道分配多少功率。下面假定信道是频率选择信道，但是非时变，这样会使讨论更简单，并且该原理很容易推广到双选择性信道。

首先考虑每个信道需要分配多少功率。为了找到答案，下面用更抽象的方式重新描述这个问题：“给定一组并行的具有不同衰减特性的子信道，怎样分配传输功率才能使信道容量最大呢?”香农在 20 世纪 40 年代给出了后一个问题的答案，就是所谓的“注水”算法。第 n 个子信道应分配的功率 P_n 为

$$P_n=\max\left(0,\varepsilon-\frac{\sigma_n^2}{|\alpha_n|^2}\right) \tag{19.31}$$

其中，α_n 为第 n 个子信道的增益(衰减的倒数)，σ_n^2 为噪声方差。门限 ε 由受限总发射功率 P 决定：

$$P=\sum_{n=1}^{N}P_n \tag{19.32}$$

注水算法可以用图 19.16 进行更直观的解释。想象一些相连的容器，每个容器的底部有一个水泥块，其高度与我们所考虑子信道信噪比的倒数成正比。然后将水倒入容器；注入水的总量与可获得的总发射功率成正比。因为各个容器是相互连通的，所以所有容器的液面高度可以保证是相同的。每个子信道分配的功率就是对应于该子信道的容器中的水量。显然，具有最高信噪比的子信道 1 里的水最多。也会发生这样的情况，某些信噪比很低的子信道(如信道 5)没有分到任何功率(容器的底已经超出了水面)。从本质上讲，注水算法保证了能量不会浪费在低信噪比的信道上，对于正交频分复用而言，就是不让能量浪费在处于深衰落的子载波上。

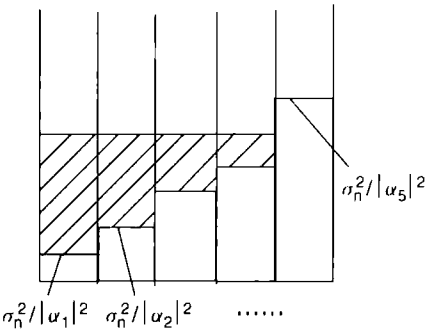


图 19.16 注水算法原理

利用注水算法，功率被优先分配给那些具有高信噪比的子信道("给富"原则)。从理论容量的角度来看，这是最佳方法，但它需要发射机能够真正利用好子载波上的大容量。

在每个子信道(子载波)内，应该使发送信号速率尽量接近信道容量[①]。这意味着发射机应该根据测得的信噪比调整数据速率(注意，注水算法增大了子载波之间信噪比的差别)。因此，编码率及调制字母表的星座尺寸都需要调整。对于高信噪比，星座尺寸及与之相关的峰平比必定很大。在当前的实际系统中，64-QAM 调制似乎具有最大的星座尺寸。每个子信道的容量不超过 $\log_2(N_n)$，其中 N_n 为调制符号的进制数。因此，给一个数据流分配超过调制实际可利用的能量是很浪费的。如果调制进制数很小，那么应该优先使用"给贫"原则，即把不能被好的子信道利用的能量分配给差的子信道。

例 19.3 注水算法：假定具有 3 个子载波的正交频分复用系统，$\sigma_n^2=1$，$\alpha_n^2=1$，0.4，0.1，总功率 $\sum P_n=15$。计算分配到不同子载波的功率，分配的依据为(1)注水算法，(2)等功率分配，(3)预畸变(信道衰落的倒数)，并计算其对应的容量。

解：

由式(19.31)可得 $\varepsilon=9.25$ 为正确的解。这种情况下不同子信道的功率为

$$P_1=8.25 \tag{19.33}$$

$$P_2=6.75 \tag{19.34}$$

$$P_3=0 \tag{19.35}$$

这就是说，衰减最大的信道没有分配功率。可以计算出总容量为

$$C_{\text{waterfill}}=\sum_{n=1}^{N}\log_2(1+\alpha_n^2P_n/\sigma_n^2)=5.1 \quad \text{bps/Hz} \tag{19.36}$$

对于等功率分配情况，有

$$P_1=P_2=P_3=5 \tag{19.37}$$

于是容量为

① 在下面的内容中假设采用接近容量实现的编码。如果不是这种情况，通常尽量选择能保证某一确定的误比特率的数据速率。

$$C_{\text{equal-power}} = 4.8 \text{ bps/Hz} \tag{19.38}$$

对于预畸变情况，分配功率为

$$P_1 = 1.1 \tag{19.39}$$

$$P_2 = 2.8 \tag{19.40}$$

$$P_3 = 11.1 \tag{19.41}$$

从而得到容量为

$$C_{\text{predistort}} = 3.2 \text{ bps/Hz} \tag{19.42}$$

在本例中，等功率分配得到的信道容量几乎与（最优的）注水算法相同，而预畸变法却造成了重大的容量损失。

19.8.3　选定参数信号发射

大多数信息理论研究假设调制集为连续的，并可以实现任意的传输速率。实际上，发射机可用的调制符号集有限且离散（BPSK，QPSK，16-QAM 和 64-QAM）。可能的码率集合同样也是有限的，通常一个“母”码字通过不同量的删余增信得到不同的码字，因此可以得到的数据率形成了一个离散集。

发送机确定好在每个子载波上使用的传输模式，即信号星座和编码方式后，还必须将这些信息通知给接收机。有 3 种可能的方式来完成这项任务。

- 显式传输。发射机可以用一种预先定义的稳健形式，发送其准备使用的传输方式的序号。始终用相同的模式来传输这一信息，同时在传输过程中应对信息加以保护，以防出错。
- 隐式传输。当发射机可以通过反馈从接收机获得其信道状态信息时，可以采用隐式传输。在这种情况下，接收机确切知道发射机能够收到怎样的状态信息，并因此知道选择传输模式的决定建立在怎样的基础上。所以接收机仅需知道发射机选择其传输模式的判定规则。如果接收机反馈的是发射机需要采用的传输模式，那么情况会变得更简单。这种方法的缺点是信道状态反馈（从接收机到发射机）中的错误不仅导致传输模式选择错误（这种错误很糟糕，但是通常并不致命），也会导致采用错误码字检测与解码，这会产生极高的差错率。
- 盲检测。根据接收信号，接收机能试图确定信号星座图。要完成这项任务，可以利用接收信号不同的统计特性，其中包括峰平比、自相关函数及信号的更高阶统计特性。

19.9　正交频分多址接入

正交频分复用这种调制方式为单个用户提供了高数据传输速率，通常不用来作为多址方式。但多址即允许几个用户同时通信，是如何实现的？下面列出了几种不同的可能性，大部分直接与第 17 章提到的多址技术结合。

- 时分多址。每个用户占用整个系统带宽，且不同的用户占用不同的时间。一个用户至少在一个符号周期内传输，但一个用户也可能在系统切换到另一个用户前发送/接收多个符号。

- 无线电分组交换网络。在该模式下，每个用户发送完整的包，其中每个包的调制方式为正交频分复用。用户接入信道是通过 17.4 节讨论的接入包技术来控制的，如 ALOHA 和载波侦听多址接入(CSMA)。该方法用于 IEEE 802.11a/g/n(见第 29 章)。

可供选择的一种方式是正交频分多址接入(OFDMA)，它给不同的用户分配不同的子载波。本质上有如下 3 种方法给不同的用户分配子载波(见图 19.17)。

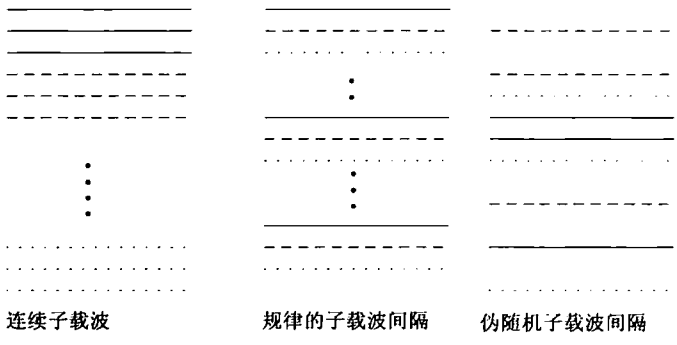


图 19.17 不同用户的子载波分配(分别用实线、虚线和点线表示)

1. 给一个用户分配相邻的子载波，$N^{(k)}$即一组个子载波f_n，其中 $n = n_{\text{low},k}$，$n_{\text{low},k}+1$，…，$n_{\text{low},k}+N^{(k)}-1$ 且 $n_{\text{low},k+1} = n_{\text{low},k}+N^{(k)}$。该方法的优点是简化了信道估计：由于相邻的子载波具有相关性(它们在频率上很近，且分配给相同的链路)。此外，可能执行'智能调度'：给每个用户分配其具有最好信道质量的一组频率。不同用户的信道衰落是独立的；这样 $h^{(k)}(f_{(\tilde{n})})$如果很小(即第 k 个用户的信道在频率处处于深衰落 $\tilde{n}$)，那么对于 $j\neq k$，$h^{(j)}(f_{\tilde{n}})$不一定也很小。换句话说，我们获得了选择分集增益而不使频谱效率降低，即每个子载波都分配给了某个用户。由于该分集方式要求多用户存在才起作用，故将其称为"多用户分集"(与 20.1.9 节比较)。但是，注意基站要首先知道每个用户的传播信道(整个带宽的)；且随着信道改变，给用户分配的信道也要改变。该方法已经在一些系统中使用，如 3GPP-LTE(见第 27 章)和 WiMAX(可选，见第 28 章)。
2. 给用户分配有规律间隔的子载波，即一组频率f_n，其中 $n = n_{\text{low},k}$，$n_{\text{low},k}+Q$，…，$n_{\text{low},k}+Q(N^{(k)}-1)$且 $n_{\text{low},k+1} = n_{\text{low},k}+1$。该分配方式的优点是高度的频率分集，实际上其本质与"标准"正交频分复用相同，它将每个单独的子载波分配给一个用户，只要最大 $Q(f_{n+1}-f_n)$为一个相关带宽。与有规律的正交频分复用相比，分配给不同用户的数据速率间隔尺寸可以到达很好，也就是 N/Q。同时峰平功率比问题也降低了。最后，该方案不需要为了调度基站对所有信道都已知，本质上每个用户总是分配给相同的子载波。缺点(与相邻子载波分配比较)就是没有多用户分集增益。每个分配的子载波都有一定概率处于深衰落中；一个用户仅能通过适当的编码来利用频率分集，与 19.4 节描述的情况类似。
3. 分配给用户的子载波具有随机的子载波间隔，因此子载波的指示 n 是随机序列 $b(i)$的一部分，即 $n = b(i)$，其中 $i = i_{\text{low},k}$，$i_{\text{low},k}+1$，…，$i_{\text{low},k}+N^{(k)}-1$，且 $i_{\text{low},k+1} = i_{\text{low},k}+N(k)$。这种分配方法像有规律间隔的子载波分配一样有利有弊：(i)给用户分配的子载波可以保持固定；(ii)不需要为了分配方案已知整个信道状况；(iii)全频率分集；(iv)没有多用户分集。该方案的主要优点在于相邻小区干扰的特性，如果相邻小区使

用不同的随机序列，那么相邻小区干扰将随机化：不同子载波上的干扰来自相邻小区的不同用户。该方法用于 WiMAX 中(见第 28 章)。

通常正交频分复用与时分多址结合，这样用户就分配到时频平面的不同部分。必须注意的是，让用户已知将在哪些子载波上(哪些时间上)发送信号将会产生很大的成本。

19.10　多载波码分多址

多载波码分多址(MC-CDMA)将每个数据符号上的信息扩展到正交频分复用符号的所有子载波上。初看起来，将码分多址与多载波方案结合起来非常荒谬，因为码分多址将信号扩展到非常大的带宽上，而多载波方案在很窄的信道上发送信号。但是在下文中将会看到，这两种方法实际上可以非常有效地结合起来。前面已经反复提到过，未编码正交频分复用性能很差，因为其性能由处于深衰落点的子载波的高差错率决定。编码可以改善这种情况，但是许多情况下，低编码率即高冗余的代价过大。因此需要找到一种替代的方法来利用信道的频率分集。通过将调制符号扩展到多个子载波上，多载波码分多址降低了对单个特定的子载波衰落的敏感性。

多载波码分多址的基本思想是在所有可用的子载波上同时传输一个数据符号。换句话说，把编码符号 c 映射到向量 $c\mathbf{p}$，这里 $\mathbf{p}$ 是一个预定义向量。这可以理解为一种重复编码(一个符号在每个子载波上重复，但所乘的已知常数 p_n 不同)，或一种扩频处理，这里每个符号用一个码序列表示(但这个序列是在频域，而不是在时域)。无论采取何种理解方式，可以得到频带扩展因子为 N。

频带扩展导致频谱效率降低。但是可以通过同时传输 N 个不同的符号，即 N 个不同码向量的方法解决这一问题。第一个符号 c_1 乘以码向量 $\mathbf{p}_1$，第二个符号 c_2 乘以码向量 $\mathbf{p}_2$，依次类推，这些扩展的符号加起来并传输。如果所选的所有向量 $\mathbf{p}_n$ 正交，接收机就能恢复不同的传输符号。

为了用更紧凑的数学形式表达，我们将所有码向量放到一个“扩频矩阵”$\mathbf{P}$ 中：

$$\mathbf{P} = [\mathbf{p}_1 \ \mathbf{p}_2 \ \cdots \ \mathbf{p}_N] \tag{19.43}$$

后面将会看到，如果 $\mathbf{P}$ 为酉矩阵是非常有利的。符号扩展即完成一次矩阵乘法：

$$\tilde{\mathbf{c}} = \mathbf{P}\mathbf{c} \tag{19.44}$$

现在这个处理过的信号就是正交频分复用已调信号，即经过了一次快速傅里叶逆变换，并前置了循环前缀。这个信号被发送到无线信道上。

在接收机中，首先对信号进行与“常规”正交频分复用相同的处理：去除循环前缀，做快速傅里叶变换。因此，再次将符号转换到频域。此时接收符号为

$$\tilde{\mathbf{r}} = \mathbf{H}\tilde{\mathbf{c}} + \mathbf{n} \tag{19.45}$$

其中 $\mathbf{H}$ 为对角元素为 $H\left(n\frac{W}{N}\right)$ 的对角矩阵。下一个步骤是进行“单抽头均衡”。现在假设使用的是迫零均衡(下面就会理解这一步在多载波码分多址中比在常规的正交频分复用中更重要的原因)。接着利用扩频矩阵的归一化特性，仅用接收信号乘以扩频矩阵的共轭转置变换，就可以完成解扩：

$$\mathbf{P}^{\dagger}\mathbf{H}^{-1}\tilde{\mathbf{r}} = \mathbf{P}^{\dagger}\mathbf{H}^{-1}\mathbf{H}\mathbf{P}\mathbf{c} + \mathbf{P}^{\dagger}\mathbf{H}^{-1}\mathbf{n} \tag{19.46}$$

$$= \mathbf{c} + \tilde{\mathbf{n}} \tag{19.47}$$

这样就恢复了发送符号。图 19.18 总结了这种收发信机的结构。

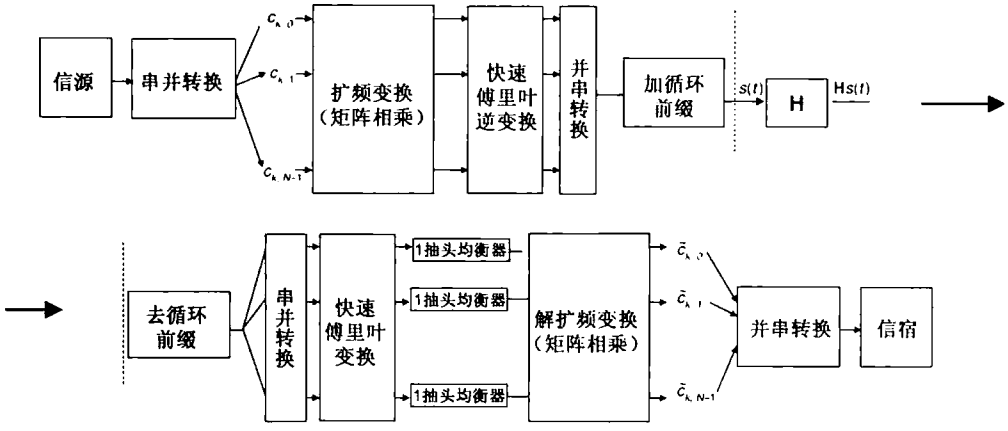


图 19.18 多载波码分多址收发信机框图

注意，因为$\tilde{n}$中包含了由迫零均衡带来的噪声增强，所以噪声不再是白噪声。如果接收机使用最小均方误差均衡代替迫零均衡，那么噪声增强的情况就不会那么糟糕。然而，最小均方误差均衡不能像迫零均衡一样恢复不同码字的正交性。对信号均衡和解扩之后，可得

$$\mathbf{P}^{\dagger}\frac{\mathbf{H}^{*}}{|\mathbf{H}|^{2}+\sigma_{n}^{2}}\tilde{\mathbf{r}} = \mathbf{P}^{\dagger}\frac{\mathbf{H}^{*}\mathbf{H}}{|\mathbf{H}|^{2}+\sigma_{n}^{2}}\mathbf{P}\mathbf{c} + \mathbf{P}^{\dagger}\frac{\mathbf{H}^{*}}{|\mathbf{H}|^{2}+\sigma_{n}^{2}}\mathbf{n} \tag{19.48}$$

矩阵 $\mathbf{P}^{\dagger}\mathbf{H}^{*}\mathbf{H}/(|\mathbf{H}|^{2}+\sigma_{n}^{2})\mathbf{P}$ 不是对角阵。这意味着一个码字对另一个码字存在残留串扰。

对多载波码分多址系统应该采用怎样的扩频矩阵呢？一种显而易见的选择是 18.2 节讨论的 Walsh-Hadamard 矩阵。这些矩阵为酉矩阵，同时结构极其简单。所有的系数都是 ±1；另外，高维数的 Walsh-Hadamard 矩阵可以通过对低维数矩阵递归得到。这使得 Walsh-Hadamard 变换可以用蝶形结构实现，这和快速傅里叶变换运算的实现类似。

扩频对峰平比问题会产生什么样的影响呢？在大多数情况下，它没有太大影响。其原因可以从中心极限定理得到：因为扩频矩阵的输出(不同子载波上 I 和 Q 分量的幅度)是众多变量的和，所以近似服从高斯分布。接下来快速傅里叶逆变换仅仅是这些高斯变量的加权与求和。但是高斯变量的加权和仍然是高斯变量。因此多载波码分多址传输信号的幅度分布与常规正交频分复用的幅度分布相同。

19.11 采用频域均衡的单载波调制

当选择酉转换矩阵 **P** 作为快速傅里叶变换矩阵时，会出现多载波码分多址的一种特殊情况。在这种情况下，与扩频矩阵相乘，以及在正交频分复用实现中所固有的快速傅里叶逆变换都可以省略。换句话说，信道中传输的发送序列，即原始数据序列只在每个数据块起始处加入一些数据符号作为循环前缀。

这看上去就像在描述第三部分中讨论过的单载波系统。但是，这里最大的区别在于循环前缀及信号在接收机中的处理(见图 19.19)。去除循环前缀之后，信号通过快速傅里叶变换到频域。由于循环前缀的作用，这里不再有符号间干扰或载波间干扰的残余影响。接下来，接

收机在每个子载波上进行均衡(可以用迫零均衡或最小均方误差均衡)，最后用快速傅里叶逆变换将信号变回到时域(这是对多载波码分多址解扩的步骤)。因此接收机是在频域进行均衡。因为快速傅里叶变换或快速傅里叶逆变换可以高效实现，所以均衡的计算开销(每比特)只会以 $\log_2(N)$ 的速度上升。这和第 16 章讨论的均衡技术相比有相当大的优势。这种均衡的缺点在于频域均衡是线性均衡方案，因此不能提供最佳性能。同时循环前缀带来的额外开销也必须考虑在内。

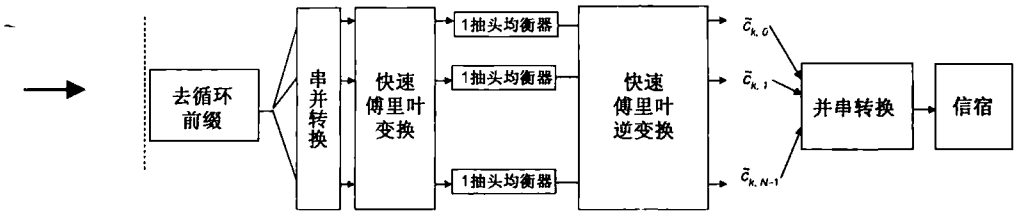


图 19.19　单载波频域均衡接收机框图

深入阅读

有多本书介绍了多载波方案，包括正交频分复用和多载波码分多址，如 Hanzo et al. [2003]和 Li and Stuber[2006]。Bahai et al. [2004]对不同标准系统的应用也进行了介绍。Wang and Giannakis[2000]，Jajszczyk and Wagrowski[2005]和 Hwang et al. [2009]对该主题进行了回顾。

正交频分复用由 Chang[1966]发明，循环前缀是由 Weinstein and Ebert[1971]提出的。根据不同准则(例如对时频扩散的灵敏度)扩展到时频平面，Kozek and Molisch[1998]提出了一组非矩形基函数的优化。关于循环前缀及其与补零方法的比较的讨论可以在 Muquet et al. [2002]中找到。Kim et al. [1999]举例分析了编码正交频分复用系统在多径信道中的性能。Cai and Giannakis[2003]和 Choi et al. [2001]讨论了载波间干扰；如许多其他文献(例如 Schniter[2004]提出了一种方案，并对其他文献进行了综述)一样，后者还讨论了载波间干扰减小技术。

同步和信道估计是非常重要的主题。Schmidl and Cox[1997]，Speth et al. [1999]和 van de Beek et al. [1999]举例介绍了一些时间和频率同步方案。信道估计技术在 Edfors et al. [1998]和 Li et al. [1998]中进行了讨论。van de Beek et al. [1995]介绍了近似离散傅里叶变换估计器，后来 Edfors et al. [2000]进行了详细分析。Li et al. [1998]介绍了特征值转换之后的滤波，然后 Li et al. [1999]将其推广到发射分集的情况。峰平比技术的各种方法在 May and Rohling [2000]和 Jiang and Wu[2008]中进行了综述。Rohling[2005]描述了多址技术。

对于自适应调制，Wong et al. [1999]，特别是 Keller and Hanzo[2000]综述性文献进行了很好的说明。Yang and Hanzo[2003]回顾了多载波码分多址。Falconer et al. [2003]和 Benvenuto et al. [2010]讨论了单载波均衡方案，这一方案与分集技术的结合在 Clark[1998]中进行了详细分析。Akino et al. [2009]给出了带有循环前缀的正交频分复用和单载波方案的统一分析。

第20章　多天线系统

自从20世纪90年代以来，多天线系统已引起巨大的关注。随着频谱资源变得越来越宝贵，研究人员一直在探索能提高无线系统的容量但不增加所占频谱的方法。多天线系统就提供了这样一种可能性。

在讨论多天线系统时，应该区分智能天线系统（仅在链路一端采用多天线的系统）和多输入多输出（MIMO）系统（在链路两端都采用多天线的系统）。这两种系统都将在本章进行讨论。

20.1　智能天线

20.1.1　什么是智能天线

我们从它的一般定义出发：（接收端）智能天线是“由多个天线元组成的天线，且来自不同天线元的信号通过一种自适应（智能）算法来合并”；而对于发射端，天线元上的信号通过算法进行构造[①]。

智能并非在于天线，而在于信号处理。在最简单的情况下，天线信号的合并是采用权值向量 **w** 进行线性合并。根据确定 **w** 的不同方法即可从本质上区分智能天线系统。很容易看出，多天线系统和分集系统之间有密切的关系。事实上，采用天线分集的接收机就是智能天线。因此本章要再次利用第13章中的许多结果，详细介绍系统概念和智能天线对多址接入的影响。

被定义为不同天线输出信号的合并器，智能天线强调的是利用从不同的空间位置得到的信号，或者也可以说智能天线利用了信道的方向性。第8章和第13章介绍过，具有多天线的接收机能区分具有不同到达方向角的多径分量。因此，解释智能天线的一种方法是将其看成一个空间 Rake[②] 接收机，它能区分具有不同到达方向角的多径分量，并分别进行处理。这使得接收机能对不同的多径分量进行相干合并，因此可减小衰落，同时还能抑制来自其他干扰的多径分量。

智能天线的另一种解释是能自适应形成一种天线阵列方向图，这种方向图能增强（通过相干合并）所需的多径分量，例如通过将具有强增益的波束指向期望的多径分量方向。此外，天线阵列也可以在它们的图案上形成凹口。后者对于抑制共道干扰很重要。如果仅有很少的干扰，那么抑制干扰的能力对改善信干比（SIR）比对期望信号的增强具有更大贡献。

20.1.2　目的

智能天线可用于以下多种不同的目的。

1. 增大覆盖范围。假设在接收机使用智能天线，如果发射机的空间（角度）位置已知，则

---

① 大多数实际情况中，智能天线都用于基站，除非另外说明，本章讨论的都是这种情况。

② 使码分多址系统能克服信道时延扩展的一种设备（见18.2节）。

接收机能形成朝向发射机的天线阵列方向图(波束成形)，这样可获得较大的接收功率。例如，由八个天线元组成的天线阵列与单一天线相比，可将信噪比提高9 dB。在噪声受限的蜂窝系统中，信噪比的提高可增大单个基站的覆盖面积。反之，若覆盖范围保持不变，则可减小发射功率。

2. 增大容量。智能天线能提高信干比。例如，通过使用最佳的合并(见第 13 章)；可使系统的用户数增加。这实际上是智能天线最重要的一个优点，后面将更详细地讨论它。
3. 改善链路质量。通过增大信号功率和/或减小干扰功率，也可以提高每一个链路上的传输质量。
4. 减小时延色散。通过抑制时延大的多径分量，可以减小时延色散。这一特点对于数据速率非常高的系统特别有用。
5. 提高用户位置的估计性能。到达方向角的信息，特别是关于(准)视距分量的，可提高定位性能。这对于基于位置的各种服务，以及在紧急情况下确定用户的方位都很有用。

我们不可能同时最大限度地获得所有这些优点。例如，可以采用智能天线来减小干扰，以提高单个链路的质量，或者使系统能容纳更多的用户，或者使两方面都稍微得到改善。进行系统设计时，设计者必须决定哪个方面是最重要的。

20.1.3　增大容量

正如上面提到的，增大容量是智能天线最重要的一个用途。根据系统所采用的多址方式是频分多址、时分多址还是码分多址，有不同的途径来获得这种容量增益(见图 20.1)。

1. 用于干扰抑制的空间滤波(SFIR)。这种方法用于时分多址/频分多址系统，以减小复用距离。传统的时分多址/频分多址系统中，因为来自相邻小区的干扰太强了(见 17.6 节)，所以相邻小区不能使用相同的频率。在这种情况下，更合适的一种方法是由若干个小区组成区群，区群内每个小区采用不同的频率，但是相邻的区群可以采用同一组频率。区群的大小可用来衡量蜂窝网的频谱效率：对类似于全球移动通信系统的系统来说，区群内的小区数通常是 3 或 7。智能天线可减小干扰，因此可以减小同频小区的距离，换句话说，就是可以减小区群的大小。很明显这样可以提高蜂窝系统的频谱效率，当频率能用于更多的小区时，单位面积上的用户数将成比例增加。仿真结果表明，8 副天线可使容量增长 3 倍[Kuchar et al. 1997]，但是采用同一模型的实际测试[Dam et al. ;999]表明，其增益略低一些，近似等于 2。
2. 空分多址(SDMA)。这种方法也可用于提高时分多址/频分多址系统的容量。在这种方法中，区群大小(频率复用)保持不变，但可以增加给定小区内的用户数。因为基站可以通过不同用户的空间位置来区分他们，所以多个用户可工作于同一频率和同一时间。要理解这种机制，可想象这样一种情况：在基站有多副不同方向的喇叭天线，每副天线能机械地指向一个不同的用户，并且相互独立。在实际系统中，用天线阵列的不同波束来实现这些方向性天线(记住，一个天线阵列可同时形成多个波束)。空分多址的容量增益高于用于干扰抑制的空间滤波，但是在系统中需要进行的改动，特别是在基站和基站控制软件上的改动是相当大的。

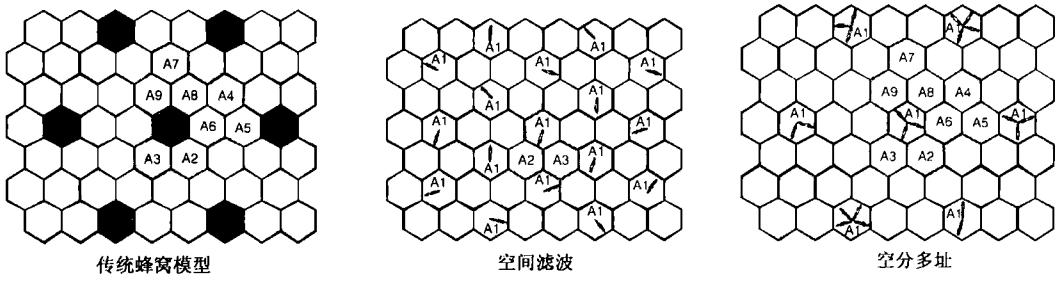


图 20.1 用于干扰抑制的空间滤波和空分多址的原理

3. 增大码分多址系统容量。智能天线还可用于增大码分多址系统的容量。其获得容量增益的方法与时分多址/频分多址系统有所不同，时分多址/频分多址系统中的方法是基于增强期望信号的(而不是抑制少量的干扰)。下面推导一个容量增强的近似数学模型，在码分多址系统中，所有的移动台采用同一载频，仅通过它们所采用的扩频码加以区分。由于对采用其他扩频码的用户的抑制是不完美的，所以当来自其他所有 K 个用户的剩余干扰达到所允许的信干比时，小区就认为已经满载(更多内容和假设条件的讨论见第 18 章)：

$$\mathrm{SIR}_{\mathrm{threshold}} = \frac{P_{\mathrm{desired}}}{\sum P_{\mathrm{interfere}}} \tag{20.1}$$

其中，对于理想的功率控制，$\sum P_{\mathrm{interfere}} = K \cdot P_{\mathrm{interfere}}$。对于典型的(语音)码分多址系统，每个小区的用户数近似为 30 个。这样就可能存在大量的干扰，而每个用户只占其中一小部分，所以系统不可能完全抑制干扰(记住，能够被抑制的干扰的最大数目小于天线元的个数)。确切地说，智能天线的目的是增大接收信号功率。包含 N_r 个天线元的天线可将接收期望信号的功率提高 N_r 倍，所以近似为

$$P_{\mathrm{desired}} = M_{\mathrm{c}} \cdot N_{\mathrm{r}} \cdot P_{\mathrm{interfere}} \tag{20.2}$$

其中，M_c 是扩频增益。在这种情况下，小区中所允许的用户数变为

$$K = \frac{M_{\mathrm{c}} \cdot N_{\mathrm{r}}}{\mathrm{SIR}_{\mathrm{threshold}}} \tag{20.3}$$

因此，小区中的用户数随着天线元的个数呈线性增长。但在实际上，不会出现如此巨大的容量增长，一般采用 8 元阵列天线可使容量加倍。这与时分多址系统可获得的增益是相当的。注意，这样的结果基于大量的简化假设，尤其是关于信道模型的简化。进一步假设码分多址系统中有大量的用户，且它们都以类似的方式产生干扰。这样的假设适合于所有二代码分多址系统，例如 IS-95(见第 25 章)，它们主要用于语音用户。

4. 增大第三代码分多址系统的容量。在第三代网络中，高速数据传输是一种很重要的应用。由于使用高速数据传输的用户的扩频因子较小，所以它会产生相当大的干扰，因此通过在它的方向上形成一个零点来抑制这种干扰是非常合适的。换句话说，高速用户产生的情况和结果比传统的码分多址方案更接近于用于干扰抑制的空间滤波方案。

例 20.1 假设有一个码分多址系统，语音用户的扩频因子为 128，数据用户的扩频因子为 4，信干比门限值为 9 dB。有一个数据用户。如果不采用智能天线，能容纳多少语音用户？如果采用二元智能天线，又能容纳多少用户？

解：

信干比门限值(在线性刻度下)为 8。如果不采用智能天线，那么系统容量(语音用户数)可由下式得到：

$$K = \frac{128}{8} = 16 \tag{20.4}$$

因为数据用户的扩频因子是语音用户的 1/32，所以每个数据用户产生的干扰(大约)是语音用户产生的干扰的 32 倍。数据用户需要 $K_{data} = 32$ 的容量，因此能容纳的语音用户数为 $16 - 32 < 0$。

现在考虑有智能天线的情况。当智能天线只用于提高期望信号的功率时，小区容量(语音用户数)为

$$K = \frac{128 \cdot 2}{8} = 32 \tag{20.5}$$

所以能服务的语音用户数为 $32 - 32 = 0$。

但是，如果智能天线被用于抑制数据用户，那么系统就能获得较高的容量：第 13 章曾介绍过，用 2 副天线可完全抑制一个干扰，同时对期望的信号保持分集阶数为 1。因此，在这个例子中，可以在抑制数据用户的同时保持语音用户的天线元数 $N_r = 1$。所以，语音用户的容量变成

$$\frac{128}{8} = 16 \tag{20.6}$$

20.1.4　接收机结构

这一节将介绍能分离和处理多径分量的接收机结构。由于我们强调的是在基站采用智能天线，这就意味着考虑的是上行链路的情况(下行链路见 20.1.6 节)。下面将分别讨论波束转换天线、自适应空间处理、空时处理和空时检测。

波束转换天线

波束转换天线是能形成一组方向图的天线阵列。也就是说，波束指向某些离散方向。然后通过开关选择一种可能的波束[①]进行下变频和进一步处理；其选择的波束能提供最大信噪比或最大信干噪比(SINR)。这种方案可大大简化接收机的设计。

有许多不同的方法用于波束转换。例如，天线可包括多个定位于不同方向的方向元，而开关从中进行选择。另一个更常用的是带有空间傅里叶变换的线性阵列。空间傅里叶变换的输出是许多彼此相互正交的波束，且指向不同的方向。空间傅里叶变换可通过所谓的 Butler 矩阵来实现。其结构实质上就是大家所熟知的用于快速傅里叶变换的软件实现的蝶形结构。每一级的元件都是可在射频上实现的简单相移器。

波束转换方案的主要优点是简单。所有的处理(空间快速傅里叶变换和选择)都在射频进行，因而只需要把单个信号下变频到基带，并进行处理。由于下变频电路是当今无线系统中成本最高的，所以这是一个非常显著的优点。该方案的不足在于它的灵活性有限。它的主要波束只能指向某个固定的方向，因此在移动台的实际方向，增益也许无法达到最大值。更为重要的是，零点不能被指向任意方向，故实现零干扰是不可能的。基于上述原因，波束转换天线更适合用于以增强信号为主的码分多址系统，而对于抑制干扰为主的空分多址和用于干扰抑制的空间滤波则不太合适。

---

① 更确切地说，它选择与一个可能波束相关的信号。

例 20.2 一个波束转换天线，采用带有 Butler 矩阵的均匀线性阵列，天线元(空间相隔λ/2)数为 $N_r=2, 4, 8$，计算最大增益和到达方向角与波束方向失配时的最大相对损耗。

解：

首先写出有 N_r 个天线元的快速傅里叶变换矩阵：

$$W_{\mathrm{FFT}.k.n}=w_n(k)=\exp\left(-\mathrm{j}\frac{2\pi}{N_r}\right)^{kn} \tag{20.7}$$

一个均匀线性阵列的阵列因子在式(9.16)中给出：

$$M_k(\phi)=\sum_{n=0}^{N_r-1} w_n(k)\exp[-\mathrm{j}\cos(\phi)2\pi d_a n/\lambda] \tag{20.8}$$

代入 $d_a=\lambda/2$，上式变成

$$M_k(\phi)=\sum_{n=0}^{N_r-1}\exp\left[-\mathrm{j}2\pi n\left(\frac{\cos(\phi)}{2}+\frac{k}{N_r}\right)\right] \tag{20.9}$$

阵列因子的幅度为[与式(9.17)比较]

$$|M_k(\phi)|=\left|\frac{\sin\left[\frac{N_r}{2}\left(\pi\cos\phi-2\pi\frac{k}{N_r}\right)\right]}{\sin\left[\frac{1}{2}\left(\pi\cos\phi-2\pi\frac{k}{N_r}\right)\right]}\right| \tag{20.10}$$

快速傅里叶变换输出端的第 k 个和 $k+1$ 个图样的交叉点在

$$\left|\frac{\sin\left[\frac{N_r}{2}\left(\pi\cos\phi-2\pi\frac{k}{N_r}\right)\right]}{\sin\left[\frac{1}{2}\left(\pi\cos\phi-2\pi\frac{k}{N_r}\right)\right]}\right|=\left|\frac{\sin\left[\frac{N_r}{2}\left(\pi\cos\phi-2\pi\frac{k+1}{N_r}\right)\right]}{\sin\left[\frac{1}{2}\left(\pi\cos\phi-2\pi\frac{k+1}{N_r}\right)\right]}\right| \tag{20.11}$$

图 20.2 给出了 N_r 取不同数值时的阵列因子。可以看出，在所有情况下，交叉点阵列因子的数值都近似为 0.7。确切数值见表 20.1。

表 20.1 阵列因子失配引起的相对损耗

N_r	最大增益(dB)	由到达方向角失配引起的最大相对损耗(dB)
2	3.01	1.51
4	6.02	1.84
8	9.03	1.93

自适应空间处理

自适应空间处理是对信号进行线性合并(见图 20.3)，并且天线加权和相加是在基带完成的。因此，对于加权没有任何限制，并且还可以根据当前信道状态进行调整。换句话说，接收天线可以将阵列方向图的增益最大方向和增益为零的方向指向(近似)任意方向。这种方案的坏处是 N_r 个天线元，总共需要 N_r 个完整的下变频链路，这个成本相当高，同时也要消耗更多的功率。

如果权重是基于训练序列进行调整的，并且随着信道的实现而变化，那么自适应空间处理就与分集合并一致。采用这种方案就能抑制 $K=N_r-1$ 个干扰，或产生很高的信噪比增益(因子高达 N_r 倍)(详见 13.4.3 节)。

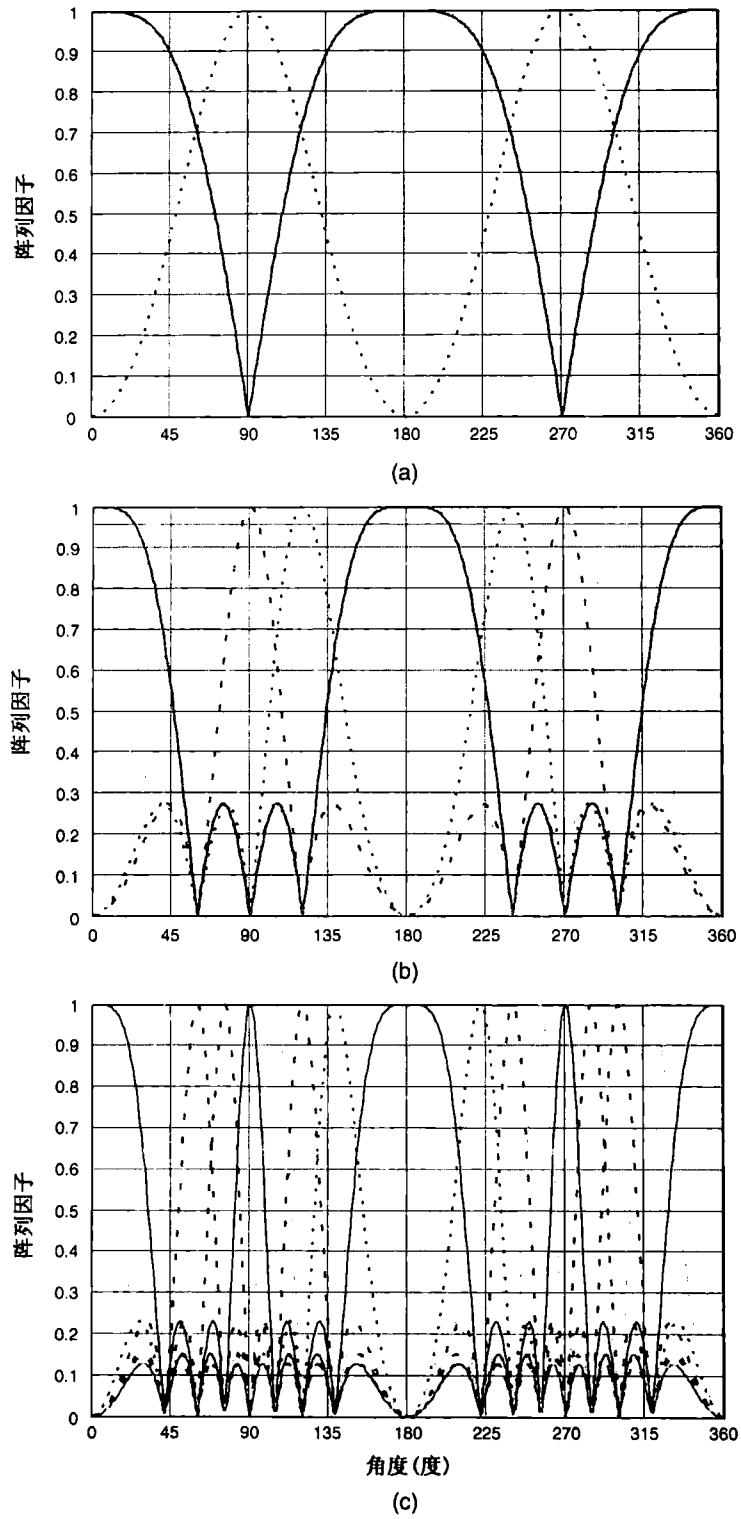


图 20.2　具有(a)2 个，(b)4 个和(c)8 个天线元的波束转换天线的归一化阵列因子

天线权重也可以基于角度谱，即角度延迟功率谱(ADPS，见6.7节)来选择，但不是随着来自不同方向的多径分量的瞬时幅度进行调整。在这种情况下，干扰抑制能力通常比较小。这部分将在20.1.5节详细讨论。

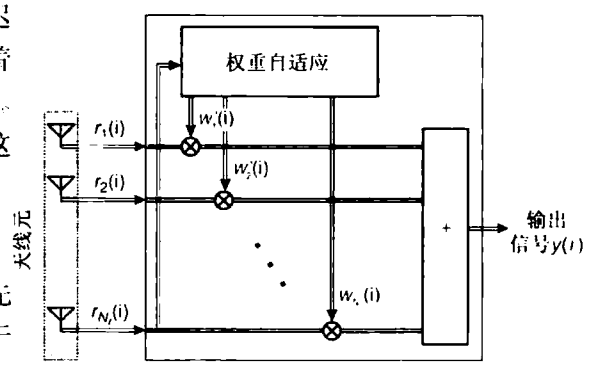


图20.3 天线信号的线性合并

自适应空时处理

在前一节介绍的自适应空间处理中，首先进行空间处理，然后输出一个单一的信号用于进一步时域处理。换句话说，Rake接收或均衡只是对空间处理器输出的这个单一的信号进行处理。只有当所有天线元信号的时域特性(时延色散)完全相同的时候，或者在空间特性与时延无关的情况下，这种方案才能获得良好的性能。尽管这种条件在某些情况下(见第7章与该假设相应的信道模型)会出现，但是它当然不可能总是有效的。如果时延和角度特性不能被乘性分解，那么先进行时域处理后进行空间处理的方法就不是最佳的。

为了充分利用不同多径分量的有用信息，系统必须采用自适应空时处理。最佳线性接收机是二维Rake接收机，也就是对所有可分解(在空时域)的多径分量进行加权和合并的线性合并器。图20.4给出了一个这样的空时处理器。如果Rake接收机(或均衡器)有L个抽头，那么总的处理器就有N_rL个权重。该处理器的输出送至译码器。

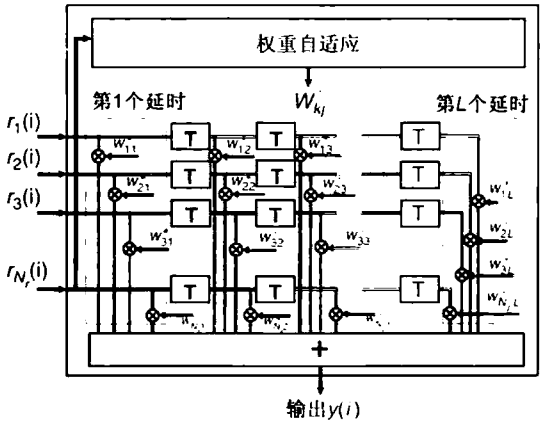


图20.4 空时滤波器

空时检测

对于最佳接收，空时处理和译码/检测要结合起来使用。接收信号的特殊性质，包括有限个符号的特性，在检测中都需要考虑到。最佳检测器是一个广义最大似然序列估计接收机。然而，由于其结构太复杂，而且性能增益与线性处理相比，并不值得额外付出那么大的代价，所以在实际中它不一定被采用。

20.1.5 天线权重调整算法

天线权重调整算法大致可分为空间参考算法和时间参考算法[①]。这两种算法的区别非常细微，但很重要。下面首先讨论它们的共同点：两种算法都基于对来自不同天线元的信号进行线性加权和合并。它们都能有效地形成一个波束图，任何线性合并方案的权重都对应一个波束图，即使它有时看上去有些奇怪，有许多最大值和最小值。两种算法的主要区别在于采用哪种信息来选择线性权重。空间参考算法根据到达信号的空间结构(到达方向角)和阵列结构的信息来选择权重。时间参考算法借助于训练序列来使合并器输出的信干噪比达到最佳。

① 在文献中，分集和波束成形算法一般是有区别的。然而，由于分集(有效信噪比分布的斜率)和波束成形(平均信噪比的变化)，与别的多天线系统一样，都取决于天线排列和信道星座图，所以这个区别是有疑问的。

空间参考算法

在空间参考情况下，天线试图在所需用户的主要到达方向上形成具有最大值的波束图，而在来自其他干扰的多径分量的方向上形成零点。因此空间参考算法就按照下述步骤进行(见图 20.5)。

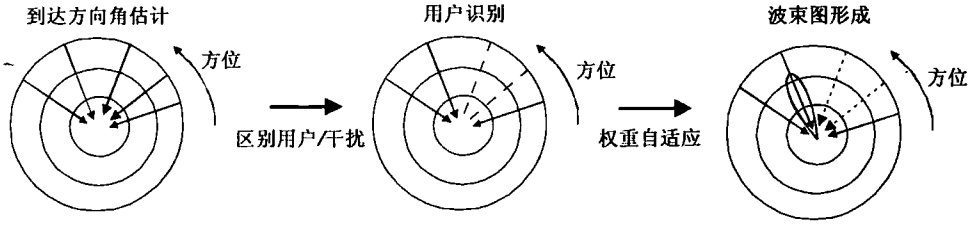


图 20.5　采用空间参考算法的智能天线

1. 确定多径分量的主要到达方向角 ϕ_n。正如下面将要看到的，采用这种到达方向角的主要优点是它们在时间和频率上只有很小的变化。可直接观察到天线元的信号数量，然后需要从这些信号中提取到达方向。这可以采用与信道探测(见第 8 章)相同的方法来实现：空间快速傅里叶变换(不推荐)或高分辨率算法，如最小方差法(MVM)、利用旋转不变技术估计信号参数(ESPRIT)和空间交替广义期望最大化(SAGE)等，都可以采用。它与信道探测数据的估计有一些重要的实际差异：接收数据的信噪比可能明显低于用于信道检测的信噪比，从而使到达方向角的确定更困难。另一方面，在相对很短的时间内，要传输大量的数据。这就使系统可以采用平均算法或跟踪算法来观察到达方向角变化[Kuchar et al. 2002]。要注意的是，某些到达方向角估计算法(如 ESPRIT)并不需要训练序列，因为它们是基于接收信号的相关矩阵，因而根据未知用户的数据估计出其到达方向。而其他算法，如 SAGE，只有在极大地提高算法复杂度的前提下，才能避开训练序列[①]。
2. 到达方向角与特殊用户的联系。与信道探测相比，对于到达信号而言，在信道探测中只有一个可能的信源，而在通信中的多径分量可能来自不同的用户，包括所需用户和干扰用户。因而必须分离所需用户和干扰用户。为了解决这个分辨问题，每个用户就要有一个训练序列，或者每个用户具备其他的一些独有的特性。
3. 形成波束图来获得最大的信干噪比：这个波束图可用于实际的数据接收。

应注意，许多到达方向角估计算法都需要一个有效的特定信道模型(例如接收信号可以写成有限个平面波的和)。如果信道模型不正确，那么算法和接下来形成的波束的性能都会恶化。

时间参考算法

时间参考算法是基于训练信号的，并把它作为一个“时间参考”，我们要尽量使智能天线的输出与之相匹配，所以取了这样一个名字。天线权重 **w** 按照使合并器的输出与(已知)训练序列的误差达到最小来进行调整。误差标准可以采用信干比、最小均方误差、训练序列的误比特率或其他合适的标准。这些标准及各自的优缺点已经在第 13 章进行了讨论(再次强调，第

① 但是，当 SAGE 与训练序列结合使用时，性能通常优于 ESPRIT。

13 章中讨论过，在接收机中采用带有分集合并的智能天线是“标准”的分集)。线性权重能产生有效的方向图，但并不需要一种直观的解释。这里也没有假设离散方向角到达的存在。

时间参考算法的主要难度在于：确定天线权重之前，接收机必须与接收信号同步。之所以要求这样，是因为在调整权重之前，训练序列的采样时刻必须已知。但是，接收信号的信干噪比(未经空间滤波)可能很糟糕，使得与所需训练序列同步非常困难。

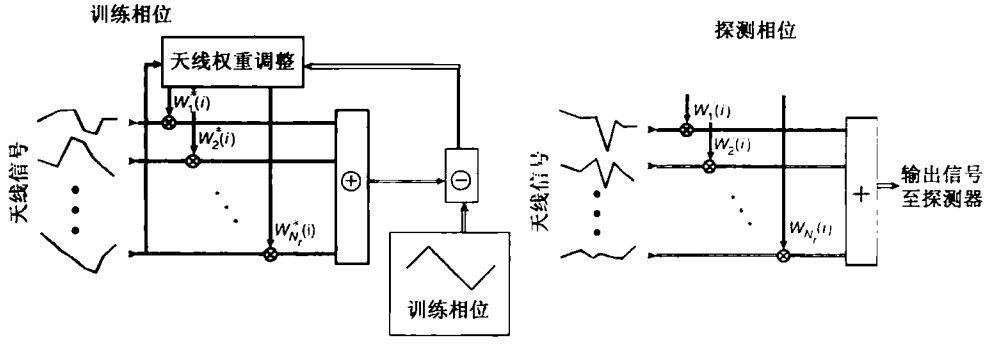


图 20.6 时间参考算法的原理

总之，时间参考算法按照下述步骤进行(见图 20.6)。

1. 在训练阶段，智能天线在所有天线元上接收信号，并按照与已知信号误差最小的原则来调整权重。
2. 在用户数据传输阶段，天线权重保持不变，并在合并和译码/解调之前，对接收信号进行加权处理。

现在更详细地讨论第一步。假设已经获得信道系数，要确定最优的天线权重。重述 13.4.3 节的主要观点，这些最优天线权重使信干噪比最大。加权的功率信道和干扰相关矩阵定义为

$$\tilde{\mathbf{R}}^{(k)} = P_k \mathbf{h}^{(k)} (\mathbf{h}^{(k)})^{\dagger}, \quad \tilde{\mathbf{R}}_{\mathrm{ni},k} = \sigma_{\mathrm{n}}^2 \mathbf{I} + \sum_{l \neq k} P_l \mathbf{h}^{(l)} (\mathbf{h}^{(l)})^{\dagger} \tag{20.12}$$

其中，P_k 是第 k 个用户的功率。通过使信干噪比最大化来获得对于第 k 个用户的最优天线权重 $\mathbf{w}^{(k)}$，即

$$\mathbf{w}_{\mathrm{opt}}^{(k)} = \arg \max_{|\mathbf{w}|^2=1} \mathrm{SINR}_k = \arg \max_{|\mathbf{w}|^2=1} \frac{\mathbf{w}^{\dagger} \tilde{\mathbf{R}}^{(k)} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^{\dagger} \tilde{\mathbf{R}}_{\mathrm{ni}}^{(k)} \mathbf{w}} \tag{20.13}$$

这是在解决一个广义特征值的问题。一个较简单的接收机，称为“解相关接收机”，它通过设置来得到 $\sigma_{\mathrm{n}} = 0$。这个接收机完全抑制了干扰，但是大大地增强了噪声(类似于第 16 章中的迫零均衡和最小均方误差均衡的比较)。

在上面的推导中，假设对于一个特定用户的干扰是固定的。如果可以改变不同用户的发射功率，这要求从基站到移动台可以反馈命令(用来指导移动台关于功率的使用)和移动台具有功率控制的能力，则在平均吞吐量上可以获得更好的结果；而大部分二代和三代蜂窝的移动台都具有功率控制的能力。找到移动台最佳发送功率和最优接收天线权重是非常复杂的，因为调整一个移动台的功率会影响所有用户的信干噪比。因此并没有闭式的解；然而，可以通过下面两步迭代达到收敛。

1. 固定移动台的发送功率并通过式(20.13)获得不同用户接收的基站天线权重。
2. 然后，保持天线权重 $\mathbf{w}^{(k)}$ 不变并计算最优功率分配 P_k。这种计算本身并不具有闭式解，但结果可以通过各种数值优化方法来获得，这些优化方法取决于优化的目标。例如，如果想得到最优的总吞吐量，接收机可以利用下式迭代收敛(其中 n 是迭代计数器)[Chrisanthopoulou and Tsoukatos 2007]：

$$P_k^{(n+1)} = \min\left[P_{\max}, P_k^{(n)} + \alpha\left(\frac{1}{P_k^{(n)}} - \sum_{l\neq k}\frac{(\mathbf{w}^{(l)})^{\dagger}\widetilde{\mathbf{R}}^{(k)}\mathbf{w}^{(l)}}{\sigma_n^2 + \sum_{m\neq l}(\mathbf{w}^{(l)})^{\dagger}\widetilde{\mathbf{R}}^{(m)}\mathbf{w}^{(l)}}\right)\right] \tag{20.14}$$

其中，$P_{\max}$是移动台可以传输的最大功率，α 是决定收敛速率的一个参数；如果 $P_k^{n+1} < 0$，则将其设置为 0。

当接收机不受限于天线信号的线性合并系统，可以获得进一步的性能改进。尤其是最小均方误差接收机可以与逐个干扰抵消合并(见 18.4.3 节)：基站首先对某一个用户译码，然后从总接收信号中减去该信号的贡献。当对下一个用户的信号进行译码时，系统可以获得更好的信干噪比。这种译码方案是理论上最优的，但是它对误差传播很敏感(与所有的干扰抵消方案类似)。值得注意的是，由此确定的接收机与 20.2.8 节讨论的 H-BLAST 的接收机很相似。

盲算法

时间参考算法依赖于训练序列的存在，而空间参考算法取决于到达信号的某种空间结构。但是，另一组算法，称为盲算法，不需要进行以上任意一种假设，而是利用传输信号的统计特性。

首先写出接收信号的表示式：

$$\mathbf{r}_i = \mathbf{h}_d s_i \tag{20.15}$$

其中，$\mathbf{r}_i$ 是由对应第 i 个比特的发送信号 s_i 产生的接收信号向量，$\mathbf{h}_d$ 是所需的信道向量。为了方便，去除了噪声的影响。一种更通用的表示方法还包括了可能的码间干扰，将对应于多个比特的信号写成矩阵：

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}_{\text{stack}}\mathbf{X} \tag{20.16}$$

其中，矩阵 $\mathbf{H}_{\text{stack}}$与不同天线元的信道冲激响应有关。信道描述与时间参考算法一样，都没有关于空间结构的假设，所以信道只需用冲激响应(或传输函数)来表示。但是，盲算法不是从训练序列来得到 $\mathbf{H}_{\text{stack}}$的数值，而是尽可能根据式(20.16)来确定矩阵 $\mathbf{Y}$ 的因数分解，使得信号矩阵 $\mathbf{X}$ 满足某些特性，也就是发射信号的已知特性。

例 20.3　考虑具有一副发射天线和三副接收天线的系统。每个天线元的冲激响应持续两个符号周期，用 h_{il}表示，$l=0$，$i=1, 2, 3$。对于一个长 5 个符号的发射信号 $x(n)$，$n=1, \cdots, 5$，假设在发射信号持续期间，冲激响应保持不变，写出 $\mathbf{Y}=\mathbf{H}_{\text{stack}}\mathbf{X}$ 的具体形式。

解：

第 i 个天线元的第 n 个接收符号用 $y_i(n)$表示，很容易看出：

$$y_i(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{i,l}x(n-l) \tag{20.17}$$

其中，$h_{i,l}$是第 i 个天线元在第 l 个信道延迟支路对信号的信道冲激响应，L 是信道冲激响应的持续时间，而 N 是发射符号的个数。然后定义矩阵 $\mathbf{X}$[Laurila 2000]为

$$\mathbf{X}=\begin{bmatrix} x(1) & x(2) & \cdots & x(N) \\ x(0) & x(1) & \cdots & x(N-1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ x(-L+2) & x(-L+3) & \cdots & x(N-L+1) \end{bmatrix} \tag{20.18}$$

在这个例子里变成

$$\mathbf{X}=\begin{bmatrix} x(1) & x(2) & x(3) & x(4) & x(5) \\ x(0) & x(1) & x(2) & x(3) & x(4) \end{bmatrix} \tag{20.19}$$

信道矩阵写成块形式：

$$\mathbf{H}_{\text{stack}}=\begin{bmatrix} h_{1,0} & h_{1,1} & \cdots & h_{1,L-1} \\ h_{2,0} & h_{2,1} & \cdots & h_{2,L-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{N_r,0} & h_{N_r,1} & \cdots & h_{N_r,L-1} \end{bmatrix} \tag{20.20}$$

在这个例子里为

$$\mathbf{H}_{\text{stack}}=\begin{bmatrix} h_{1,0} & h_{1,1} \\ h_{2,0} & h_{2,1} \\ h_{3,0} & h_{3,1} \end{bmatrix} \tag{20.21}$$

将式(20.19)和式(20.21)代入式(20.16)，可得

$$\mathbf{Y}=\begin{bmatrix} y_1(1) & y_1(2) & y_1(3) & y_1(4) & y_1(5) \\ y_2(1) & y_2(2) & y_2(3) & y_2(4) & y_2(5) \\ y_3(1) & y_3(2) & y_3(3) & y_3(4) & y_3(5) \end{bmatrix} \tag{20.22}$$

$$=\begin{bmatrix} h_{1,0}x(1)+h_{1,1}x(0) & \cdots & h_{1,0}x(5)+h_{1,1}x(4) \\ h_{2,0}x(1)+h_{2,1}x(0) & \cdots & h_{2,0}x(5)+h_{2,1}x(4) \\ h_{3,0}x(1)+h_{3,1}x(0) & \cdots & h_{3,0}x(5)+h_{3,1}x(4) \end{bmatrix} \tag{20.23}$$

很容易看出该式与式(20.17)一致。

根据所采用信号性质的不同，对于确定的 $\mathbf{X}$ 可采用不同的算法。如果在时域和/或空域进行了过采样，则可以利用采样信号的循环平稳性。还有利用更高阶统计特性的一组算法。也可以利用有限符号的特性，例如对于二进制相移键控信号，$\mathbf{X}$ 的元素为 ± 1。

盲算法有如下许多优点。

- 不需要对信道进行假设。即使信道中不存在离散的到达方向角或可分离的多径分量，算法照常起作用。
- 盲算法不需要校准天线阵列，也不需假设阵列的特殊结构。
- 检测过程可一步完成，直接产生所需的用户数据。
- 盲算法不需要采用训练序列，因此提高了系统的频谱效率。

但是，这些优点的获得需付出以下代价。

- 大多数盲算法在确定 $\mathbf{Y}$ 的统计特性时，都假设信道的冲激响应保持不变。为了很好地估计这些统计特性，必须收集较长时间的采样值，这可能就会破坏非时变冲激响应的假设。采样点数目决定统计基础，为了得到好的统计特性，需要足够多的采样点，而有效采样点需要在相同信道状态下获得，必须在二者之间进行权衡。

- 信道估计的初始化至关重要，因此有人提出了所谓的半盲算法。它在传输的初始阶段用一个很短的训练序列。在不明显影响系统的频谱效率的前提下，较短的序列有助于避免盲算法中可能存在的收敛问题。

这些缺点实际上与盲均衡(见第 16 章)是一样的，极大地限制了这种方法的广泛使用。

20.1.6　上行链路与下行链路

到目前为止考虑的都是在接收机中采用智能天线；蜂窝网中考虑的是在基站采用智能天线，这也就意味着我们一直在研究上行链路。下一个问题就是智能天线系统如何在下行链路中工作。这个问题的答案完全取决于所研究的系统是采用时域双工(TDD)，还是频域双工(FDD)。

时域双工

处于静态环境的时域双工系统(即发射机和接收机都不运动)的信道冲激响应对上行链路和下行链路是一样的。说得更准确一些：从移动台天线到第 m 个基站天线的传输函数$(\mathbf{h}_d)_m$，与从第 m 个基站天线到移动台天线的传输函数相同。因此，如果已经确定上行链路的天线权重能使不同天线元的信号很好地合成，那么同样的天线权重用于下行链路时，也能确保来自不同基站天线元的信号在移动台很好地合并。此外，如果在上行链路中所选的基站权重能抑制来自其他移动台的干扰，那么在下行链路传输时，基站对其他移动台也只会引起很小的干扰，或不产生干扰。

但是，上行链路和下行链路的干扰并非完全互易：移动台所看到的是来自其他基站的干扰，而不是来自其他移动台的干扰(见图 20.7)。可是在上行链路中确定天线权重 $\mathbf{w}$ 时，并没有考虑这一点，所需的基站甚至“看”不到其他这些基站。因此，在下行链路的干扰抑制不如上行链路的干扰抑制那样有效①。

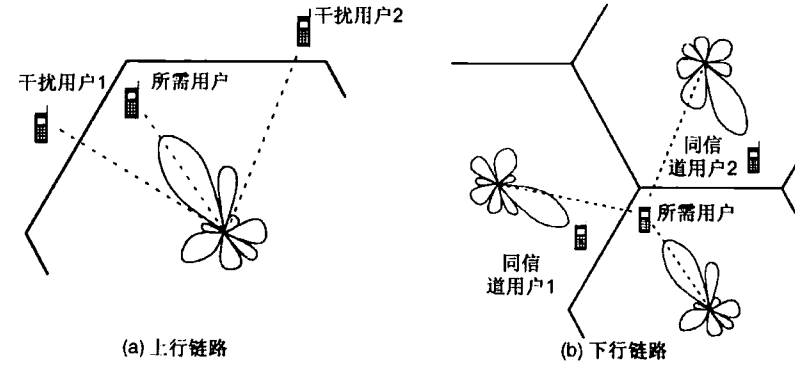


图 20.7　基站采用智能天线时的干扰情况

到目前为止，所讨论的都认为信道是互易的。但是由于天线权重是在基带确定的，所以还必须要求射频元件和变频过程，也就是从天线连接器到基带的每一部分都是互易的。这并非不证自明，而且事实上对于许多收发信机都不满足这样一种情况。这个问题可以被消除，或至少可通过下述校准过程来改善：在建立通话的过程中，基站采用移动台反馈信息和互易原理两种方式估计信道的冲激响应。根据这两种测量方法的不同，就可以确定射频电路的影响。

---

① 例外情况是：如果移动台能够通知周围所有基站关于它所受到的干扰的详细情况，那么基站就能够相互合作，以尽可能减小对所有用户的干扰。这种方案已被提出来了，但是相当复杂。

最后必须考虑的是，在上行链路和下行链路传输(双工时间)中，信道并不需要完全静止。如果双工时间过长(与信道的相干时间可以相比拟)，那么信道的冲激响应就会由于小尺度衰落而发生变化。上行链路和下行链路信道之间的这种去相关的影响在下一节讨论。

频域双工

在频域双工系统中，上行链路和下行链路工作在不同的频率上，蜂窝系统中的频率间隔(双工频差)通常在 100 MHz 数量级。这比信道的相干带宽(典型值在 1 MHz 左右)大得多，因此信道冲激响应的小尺度衰落在上行链路和下行链路中是完全不相关的。换句话说，小尺度衰落是由具有不同相位的多径分量的叠加所引起的。除了其他因素之外，相对相移还与载频有关。对于足够大的双工频差，上行链路和下行链路的相移明显不同，这使得多径分量以不同方式叠加。

因此可以看出，上行链路和下行链路的小尺度衰落及信道的瞬时冲激响应是不同的(在时域双工系统中，当双工时间比信道的相干时间大得多的时候，也会出现类似情况)。上行链路和下行链路中保持不变的是平均信道状态，即相关矩阵(对小尺度衰落取平均)、到达方向角、延迟，以及多径分量的平均功率。

对频域双工的下行链路仍可以提高性能。天线权重现在是基于平均信道状态进行调整的。例如，选择波束图，使它指向平均强度最大的多径分量的到达方向。而这个多径分量有可能并不是目前瞬时值最大的，选择另一个不同的波束图可能效果更好。但是由于无法掌握信道的瞬时特性，所以平均最佳是根据已知信息所能采取的最好方法。

这些考虑也显示了空间参考算法的用处。因为这些算法能获取平均信道状态信息，所以它们很容易用于频域双工系统。

反馈

到目前为止都是基于互易性(信道冲激响应或到达方向角)来提供信道的信息。还有一种方案是采用反馈。考虑一个频域双工系统，基站从第一个天线元发射一个训练序列，然后从第二个天线元发射，依次类推。这样移动台就可以分别得到所有的冲激响应$(\mathbf{h}_{il})_m$，然后通过一个独立的反馈信道将这些信息反馈到基站。在这种情况下，基站就确切地知道如何调整权重，使得来自不同天线元的信号在移动台天线以合适的方式进行叠加。

这种方法非常有效，但是有两个缺点。首先，要确保两次反馈的间隔小于信道的相干时间；其次，反馈信道降低了系统的频谱效率。那个信道传输的不是用户数据，所以系统设计者必须仔细考虑，信道状态信息应以什么样的频率和精度进行反馈。自然，反馈信息越精确，智能天线的性能就越好，但由于资源浪费所造成的性能损失也高得惊人。20.2.11 节中有更细节的讨论。

20.1.7 下行链路中的天线权重自适应算法

下行链路最优传输策略的确定比上行链路复杂得多，这是由于改变一个用户的发送策略(例如天线权重)会影响对其他用户的信干噪比[①]。

① 利用上行链路和下行链路之间的对偶性可以导出很好的传输方案。例如，可以证明总的发射功率不变能够在每个用户处得到相同的信干噪比(虽然与每个用户相关的上下行功率不同)。但是，对于下行链路天线权重，文献中的大多数算法没有明确地使用这种对偶性。

下面仅考虑线性(波束成形)传输方案。基站总发射功率(对所有用户发射信号功率的总和)限制为 $\sum_{k} P_k \leqslant P_{\max}$。这是合理的，因为总功率受限于功率放大器的特性和所允许的小区间的干扰。假设基站已知完整的信道状态信息，即 $\mathbf{h}^{(k)}$ 已知所有用户的 k。在下面的数学处理中，构造总信道矩阵是很有用的，$\mathbf{H}=[(\mathbf{h}^{(1)})^{\mathrm{T}},(\mathbf{h}^{(2)})^{\mathrm{T}},\cdots,(\mathbf{h}^{(K)})^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}$。$\tilde{\mathbf{s}}$ 定义为基站天线阵列所要发送的信号向量，它在波束成形(线性预编码)情况下的信号为

$$\tilde{\mathbf{s}}=\mathbf{T}\mathbf{s} \tag{20.24}$$

首先确定多少用户可以同时与基站通信。在上行链路中，用户数是受基站处天线元数目 N_{BS} 限制的。根据“最优合并”原则，每增加一个天线元可以抑制一个干扰信号；因此，一组基站天线权重可以同时提取 1 个期望用户和抑制 $N_{\mathrm{BS}}-1$ 个干扰用户。更深入的见解是下行链路中可容纳的用户数与上行是相同的，即一个具有 N_{BS} 个天线的基站可以同时向 N_{BS} 个不同的移动台发送信号。直观上，根据互易性得到：如果通过自适应获得权重，在上行基站形成一个天线方向图，使干扰为零，那么当基站发送信号时，它发送的信号对该用户不会产生任何干扰①。

让我们通过数学方法将这些见解公式化。如果第 k 个移动台没有对其他用户造成干扰，第 k 个移动台的发送信号一定处于其他用户信道向量的零空间内。那么第 k 个移动台的预编码向量是 $\mathbf{H}$ 的伪逆的第 k 列，因此发送信号为

$$\tilde{\mathbf{s}}=\mathbf{H}^{\dagger}\left(\mathbf{H}\mathbf{H}^{\dagger}\right)^{-1}\Xi\mathbf{s} \tag{20.25}$$

其中，Ξ 是一个对角阵，它包含不同用户的功率分配。因而，波束成形可以与功率分配方案合并，这样可以使总吞吐量最大(对于给定的天线方向图形状)，或最优化“总均方误差”，或保证每个用户的最低服务质量(信干噪比)。

显然，零干扰仅在用户数不超过 N_{t} 时可以达到，因而以后都假设 $k\leqslant N_{\mathrm{t}}$。迫零的主要缺点是当信道矩阵为病态的情况下，某一维的发送功率将会很大，且由于总发射功率受限，这意味着发送功率将无效地使用。换句话说，如果两个用户非常近(也就是它们的信道向量几乎相同，但地理位置不一定很接近)，那么很难给一个用户发送信号的同时而不向另一个用户发送。这种情况可类比接收机“噪声增强”的效果。

系统的性能可以通过称为“调整”的方法来改善，它在噪声增强与用户干扰之间进行折中。发送信号变为

$$\tilde{\mathbf{s}}=\mathbf{H}^{\dagger}\left(\mathbf{H}\mathbf{H}^{\dagger}+\zeta\mathbf{I}\right)^{-1}\Xi\mathbf{s} \tag{20.26}$$

其中，ζ 称为“调整参数”。显然这是接收机的最小均方误差(最优合并)对偶表示。

对于 $N_{\mathrm{t}}=K$ 的情况，Stojnic et al.[2006]给出了使总吞吐量最大化的联合波束成形/功率分配策略。值得注意的是，如果想使总速率最大，公平不是所要遵循的准则。换句话说，一些移动台将具有很高的数据速率，而其他移动台将没有任何一点服务。可选择的波束成形/功率分配准则是设法保证每个用户的最低速率。此外，本节后面讨论的随机波束成形可以提供更好的公平性。

还有很多相似而细节不同的优化问题，例如功率控制问题，其目的是使总共发送功率最小，同时要保证对每个用户所需的最低信干噪比(和某一速率)。此类资源分配问题可以通过“凸优化”技术来解决[Boyd and Vandenberghe 2004]。

---

① 但是，注意最优功率分配对于上行链路和下行链路是不同的，因为噪声和干扰水平不一定互易。

20.1.8 网络方面

要想通过智能天线真正提高容量，仅仅插入一个附加电路通常是不够的，也就是说，要用多天线电路代替单天线射频前端和基带解调器。网络还必须提供额外的功能。考虑一个采用空分多址的时分多址/频分多址系统。它可以让两个不同的用户工作在相同的时隙/频率，而通过到达方向角来分离他们。但是，当这两个用户距离太近时，这种分离就不可能再实现。这种情况下，网络要将其中一个用户与一个远离该区域并工作在不同时隙/频率上的用户进行交换。换句话说，网络要具备小区内的切换能力。因此基站的控制软件要为空分多址的使用进行特别设计。

另一个主要的问题是呼叫建立过程。在这个过程中，不同用户的位置和到达方向角还不知道，呼叫建立信息要在所有可能的方向同时传输。与实际的数据传输网络规划相比，链路预算等问题在这个阶段中是不同的。

20.1.9 多用户分集和随机波束成形

在本书中，假设基站和移动台是在事先确定的时间发射，而不考虑信道状态。但是，最近的研究已经证明，根据信道状态来确定传输时间可明显提高蜂窝系统的性能，多天线的使用能进一步增强这个观点。下面将详细解释这个问题。

时序安排和多用户分集

首先考虑在系统中的下行链路里，并且在系统中基站和移动台都只有单天线，多个移动台与一个基站进行通信。所有的链路都会经历平坦瑞利衰落，并假设当时所有用户的平均功率相同。进一步假设一个普通的时分多址系统，每个用户都分配一个固定的时隙，并在该时隙进行通信。那么第 k 个用户的信噪比低于某个特定的 γ 的概率可用指数分布给出：

$$\Pr(r_k \leqslant \gamma) = 1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right) \tag{20.27}$$

这个概率与 k 无关，也与用户总数 K 无关。这种方案也称为轮询，是在发射机(基站)对信道特性一无所知的情况下所能采取的最好方法。显然，它对于用户是公平的，因为每个用户有同样的时间用于通信。

但是，如果基站了解所有用户下行链路的信道状态信息，那么可以做得更好。在任意一个给定的时刻，总是某些用户的链路质量比较好，而其他用户的链路质量则比较差。基站的最佳策略就是总是与具有最好链路，也就是最高的瞬时路径增益的用户进行通信，这样就可以获得最高的瞬时信噪比 γ。当信道变化时，不同的用户 k 变成"瞬时最佳"。这个被激活的用户(即瞬时最佳用户)的累积分布函数与选择式分集[见式(13.10)]相同。这样多用户就像分集支路在工作，但是不需要任何附加的天线来实现这种分集。这个方案因此也称为多用户分集，它优化系统容量使其达到了最大。

在蜂窝系统中，靠近基站的用户的信噪比要比远离基站的用户的信噪比高得多。这种情况下，选择具有最高信噪比用户的危险在于，距离基站最近的移动台使用信道最频繁，而远离基站的移动台几乎总不会达到"瞬时最佳"，所以被选用的概率低得多。因此小区边缘用户的数据速率远远低于基站附近用户的数据速率。这个问题可通过按比例公平地安排时序来加以解决。基站不与信噪比绝对值最大的用户通信，而是与瞬时信噪比和平均信噪比比值 $\gamma/\bar{\gamma}$ 最

大的用户通信。在这种情况下，如果不同用户的归一化衰落统计特性相同，例如所有用户都是瑞利衰落，那么每个用户将分配相同的时间。

时序分配的一个关键要求是基站要了解下行链路信道的瞬时特性。正如 20.1.6 节所介绍的，在频域双工系统中要求移动台将它们的瞬时信噪比反馈给基站。反馈的速率取决于信道的相干时间，此外还涉及到系统设计的权衡。如果反馈进行得太少，基站就会选择一个次最佳的用户。如果反馈进行得太频繁，反馈的开销就会太高。值得强调的是，虽然最终只有一个用户被选中进行通信，但所有的移动台都要反馈它们的信噪比[①]。

上面的所有讨论都用于下行链路，但同样可用于上行链路。在后一种情况下，基站确定上行链路信道的质量，然后广播通知允许哪个移动台发射。

延迟时间考虑和随机波束成形

多用户分集的另一个关键问题是固有时延。如果基站总是公平地按比例安排时序，那么它与所选用户的通信时间近似等于信道的相干时间。如果用户的移动性比较低，那么这个相干时间可能相当大。要记住，每个用户必须等到它的 $\gamma/\bar{\gamma}$ 达到瞬时最大才能通信；这段等待时间(延迟)大致为 KT_{coh}。在拥有大量用户和较长相干时间的系统中，这个延迟时间就难以接受。

解决这个问题的一个比较有创造性的方法是在基站采用多天线，称为随机波束成形，[Viswanath et al. 2002]。基站的不同天线元上发送的信号与时变的复系数相乘。这可以用如下两种(等效)途径来解释。

1. 每个发射加权系数的向量可以与一种波束图相关。无论形成什么波束，都可以提高某个移动台信道的状况。那么安排时序(如上所述)就应该确保选择信道状况提高的移动台进行通信。每当系数改变时波束图就会发生变化，从而能够提高不同移动台的性能。
2. 多天线(带有加权系数)的合并及物理信道可看成一个“等效”信道。通过改变天线元的系数来加强信道的时变特性，这样可减小相干时间 T_{coh}。有效信道呈现出瑞利衰落，其相干时间大致小于物理信道的相干时间和天线权重的变化时间。

发射分集和波束成形(如本节开始所介绍的)的主要区别如下。

- 对于传统的发射分集，基站需要了解来自所有移动台的传输函数的幅度和相位，然后为来自不同天线元的信号选择权重，以使不同的发射信号在目标移动台以最佳方式进行合并。只有当基站与所选移动台之间的传输函数发生变化，或基站决定与另一个移动台进行通信时，系数才改变。
- 对于随机波束成形，基站选择系数完全是随机的，并根据系统参数(与延迟有关)来调整，但与信道无关。

加权系数保持不变的时间应在产生的延迟和用于反馈信道质量的系统开销之间进行折中。

对系统设计的影响

多用户分集主要用于数据通信。对于语音传输，虽然随机波束成形能稍微缓解这个问题，但严格的时延要求(总时延小于 100 ms)使其不能采用“常规”的多用户分集，尤其是对静止不

① 有一些窍门可用于缓解这个问题。例如，当一个移动台发现其信噪比低于某个特定的门限值时，就不必反馈信息，因为此时它被选中的概率是很低的。另外门限值的选择涉及到工程上的权衡：如果门限值太低，就不会明显节省开销；如果门限值太高，当没有移动台提供反馈的时候，基站就不能选择最好的用户。

动或缓慢移动的用户(徒步速度)。另一方面，这个方案对于可接受较大延迟的数据通信是非常适合的。

从科学的角度看，多用户分集在物理层设计中所引起的巨大变化也很值得关注。第10章至第20章讨论的许多收发信机的结构和信号处理方法，都是针对某个特定的链路，目标是减小信噪比的变化来抗衰落。但是，在多用户分集中利用了信噪比的变化，并尽可能增大它的变化。

20.2 多输入多输出系统

20.2.1 简介

多输入多输出(MIMO)系统是在链路的两端都采用多元天线(MEA)的系统，该系统首先在Winters[1987]中提出，并在20世纪90年代通过Foschini and Gans[1998]和Telatar[1999]的理论研究引起了巨大的关注。从那时起，对于这些系统的研究剧增，并且已经出现了基于MIMO的实际系统。

MIMO系统的多元天线有4个不同的用途：(i)波束成形；(ii)分集；(iii)干扰抑制；(iv)空分复用(几个数据流并行传输)。前三个概念与智能天线相同。在链路的两端都采用多个天线，会产生一些引人注意的新技术潜力，但是不会改变这种方案的基本作用。另一方面，空分复用是一个新概念，因而引起了最大关注。它通过同时传输多个数据流，可直接增大容量。下面将会指出，单一链路(信息理论的)容量会随着天线元数量的增加而线性增大。

在MIMO的早期研究中，主要重点在于信息理论的极限，这一节也将主要介绍这些概念。2000年以后，研究的重点转移到在实际系统中如何实现MIMO的理论增益。在MIMO系统实际实现中的进展，也极大地推动了国际标准化组织对它们的采纳。MIMO用于第四代蜂窝系统(见第27章和第28章)，也用于高吞吐量的无线本地局域网(IEEE 802.11n，见第29章)。

20.2.2 空分复用如何发挥作用

为了传输多个并行的数据流，空分复用在发射机采用多元天线(见图20.8)。原始的高速数据流被分解成几个并行的数据流，并且每个数据流都通过一个发射天线元发送。信道将这些数据流"混合"起来，因此每个接收天线元收到的都是它们的合成信号。如果信道工作良好，接收到的信号就是线性无关的合并结果。此时，接收机采用合适的信号处理就能分离数据流。一个基本的条件是接收天线元的数目至少应与发送数据流的数目相同。很明显，这种方案可使数据流的速率显著增大，速率增加的因子为$\min(N_t, N_r)$。

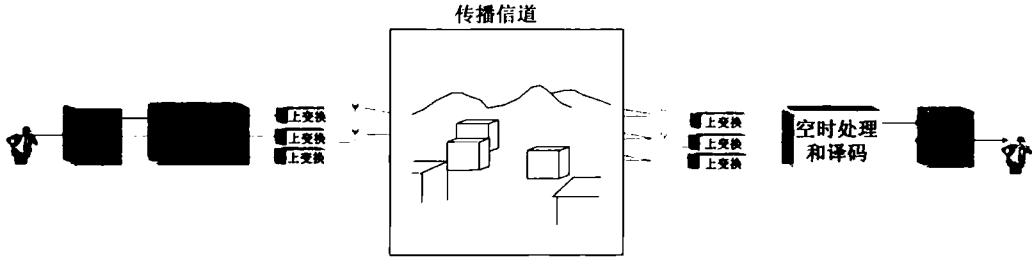


图20.8 空分复用原理

当发射机了解信道特性时，也可以采用另一种更直观的方法(见图 20.9)。采用 N_t 个发射天线，可以形成 N_t 个不同的波束。所有的波束指向不同的相互作用体(IO)，并通过它们传输不同的数据流。在接收机中，采用 N_r 个天线元形成 N_r 个波束，也指向不同的相互作用体。如果所有的波束都保持相互正交，数据流之间就没有干扰；换句话说，就是建立了多个并行的信道。相互作用体(与指向它们的波束相结合)所起的作用与在多个导线上传输多个数据流的导线相同。

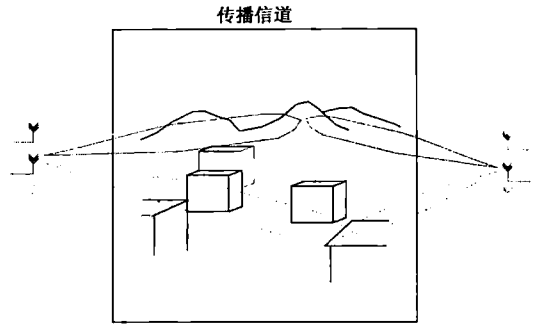


图 20.9　不同数据流经过不同的相互作用体的传输

通过以上描述能立即得到一些重要的概念：可能的数据流数目受限于 $\min(N_t, N_r, N_s)$，其中 N_s 是(重要的)相互作用体的个数。上面已经看到，数据流的数目不能大于发射天线元的数目，并且需要足够数量(至少与数据流一样多)的接收天线元来形成接收波束，这样才能分离数据流。但是有一点也同样重要，那就是相互作用体的数目存在一个上限。如果两个数据流发射到同一个相互作用体，接收机就不可能通过形成不同的波束来分离它们。

上述的直观图有些简化。更为确切的数学分析将在随后的章节中介绍。

20.2.3　系统模型

在进一步详细介绍之前，首先建立用于容量计算的一般系统模型。图 20.10 给出了一个框图。在发送端，数据流进入编码器，其输出送到 N_t 个发射天线。来自天线的信号再经过无线信道传输，如果不另外说明，该信道就假设为准静态的平坦衰落信道。准静态意味着信道的相干时间足够长，可以使“大量”的比特在这段时间内传输。

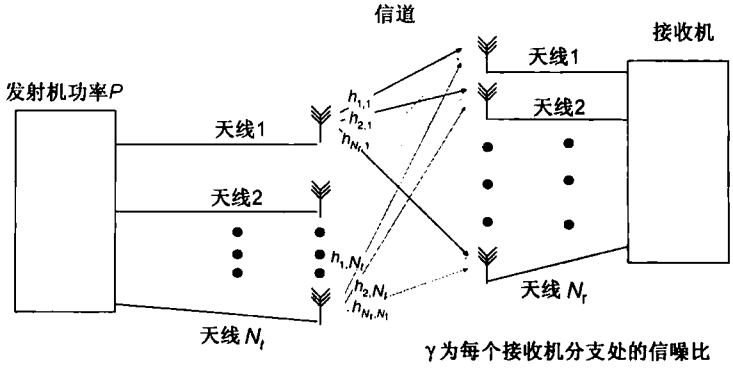


图 20.10　多输入多输出系统框图

信道的 $N_r \times N_t$ 矩阵表示如下：

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N_t} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N_t} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ h_{N_r1} & h_{N_r2} & \cdots & h_{N_rN_t} \end{pmatrix} \tag{20.28}$$

其中，h_{ij} 是从第 j 个发射天线到第 i 个接收天线的衰减因子(传输函数)。

接收信号矢量

$$\mathbf{r} = \mathbf{Hs} + \mathbf{n} = \mathbf{x} + \mathbf{n} \tag{20.29}$$

包括由 N_r 个天线元接收的信号，其中 $\mathbf{s}$ 是发射信号向量，$\mathbf{n}$ 是噪声向量。

20.2.4 信道状态信息

MIMO 传输算法可根据所需的信道状态信息量进行分类。可以分成以下几种情况。

1. 在发射机有全部信道状态信息(CSIT)和在接收机有全部信道状态信息(CSIR)。在这种理想的情况下，发射机和接收机都完全了解信道特性。这显然会得到可能的最大容量。但是，在发射机获得全部信道状态信息是很难的(正如 20.1.6 节所讨论的)。
2. 平均 CSIT 和全部 CSIR。此时接收机掌握信道状态的所有瞬时信息，而发射机只知道平均信道状态信息，即信道冲激响应 $\mathbf{H}$ 的相关矩阵或角功率谱。在 20.1.6 节讨论过，这很容易实现，且不需要互易性或快速反馈；但是需要校正(以消除发射和接收链的不互易)或慢反馈。
3. 无 CSIT 和全部 CSIR。这种情况最容易实现，无须反馈或校正。发射机根本不使用任何信道状态信息，而接收机要根据训练序列或盲估计来了解信道的瞬时状态。
4. 有噪的信道状态信息。当假设接收机有全部信道状态信息时，这就意味着接收机完全掌握了信道的状态。然而接收到的任何训练序列都要受到量化噪声和加性噪声的影响，因此假设为一个"失配的接收机"更符合实际。此时接收机基于观察信道的 $\mathbf{H}_{obs}$ 来处理信号，而实际上信号通过的信道为 $\mathbf{H}_{true}$：

$$\mathbf{H}_{true} = \mathbf{H}_{obs} + \mathbf{\Delta} \tag{20.30}$$

有些文章已经考虑采用噪声方差的 ad hoc 修正(用 $\sigma_n^2 + \sigma_e^2$ 代替 σ_n^2，其中 σ_e^2 是 $\mathbf{\Delta}$ 的方差)。

5. 无 CSIT 和无 CSIR。值得注意的是，即使发射机和接收机都没有信道状态信息，信道容量也很高。例如采用差分调制的一般形式，对于高信噪比，容量不再随着 $m = \min(N_t, N_r)$ 线性增长，而是随着 $\tilde{\mathbf{m}}(1 - \tilde{\mathbf{m}}/T_{coh})$ 增长，其中 $\tilde{\mathbf{m}} = \min(N_t, N_r, T_{coh}/2)$，$T_{coh}$ 是以符号周期为单位的信道相干时间。

20.2.5 非衰落信道的容量

理解 MIMO 系统的第一个关键步骤是推导 MIMO 系统中无衰落信道的容量公式，也称为"Foschini 公式"[Foschini and Gans 1998]。首先从一般的(单天线)加性高斯白噪声信道容量开始。由香农公式可知，这样一个信息论的信道容量(各态历经)为(见第 14 章)：

$$C_{shannon} = \log_2(1 + \gamma \cdot |H|^2) \tag{20.31}$$

其中，γ 是接收机处的信噪比，H 是从发射机到接收机的归一化传输函数(因为现在讨论的是平坦衰落信道，所以传输函数就只是一个数值)。该式需要重点强调的一点是容量只随信噪比呈对数增长，所以提高发射功率并不是增大容量的高效方法。

现在考虑信道用矩阵形式(20.28)表示的 MIMO 情况。信道的奇异值分解[①]为

$$\mathbf{H} = \mathbf{W}\boldsymbol{\Sigma}\mathbf{U}^{\dagger} \tag{20.32}$$

其中，$\boldsymbol{\Sigma}$ 是包含奇异值的对角线矩阵，而 $\mathbf{W}$ 和 $\mathbf{U}^{\dagger}$ 分别是由左侧和右侧的奇异矢量组成的酉矩阵，那么接收信号为

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \tag{20.33}$$

$$= \mathbf{W}\boldsymbol{\Sigma}\mathbf{U}^{\dagger}\mathbf{s} + \mathbf{n} \tag{20.34}$$

然后用矩阵 $\mathbf{U}$ 与发射数据向量相乘，用 $\mathbf{W}^{\dagger}$ 与接收信号向量相乘，对角化的信道为

$$\begin{aligned} \mathbf{W}^{\dagger}\mathbf{r} &= \mathbf{W}^{\dagger}\mathbf{W}\boldsymbol{\Sigma}\mathbf{U}^{\dagger}\mathbf{U}\tilde{\mathbf{s}} + \mathbf{W}^{\dagger}\mathbf{n} \\ \tilde{\mathbf{r}} &= \boldsymbol{\Sigma}\tilde{\mathbf{s}} + \tilde{\mathbf{n}} \end{aligned} \tag{20.35}$$

注意，因为 $\mathbf{U}$ 和 $\mathbf{W}$ 是酉矩阵，所以 $\tilde{\mathbf{n}}$ 与 $\mathbf{n}$ 的统计特性相同，即为独立同分布(iid)的高斯白噪声。式(20.35)系统的容量与式(20.29)系统的容量相同。而式(20.35)的容量计算更直接。矩阵 $\boldsymbol{\Sigma}$ 是有 R_{H} 个非零值 σ_k 的对角矩阵，其中 R_{H} 是 $\mathbf{H}$ 的秩(这也定义为非零奇异值的个数)，σ_k 是 $\mathbf{H}$ 的第 k 个奇异值。因此就有了 R_{H} 个并行的信道(信道的特征模式)，显然并行信道的容量可以相加。

因此，信道 $\mathbf{H}$ 的容量就等于各子信道特征模式的容量之和：

$$C = \sum_{k=1}^{R_{\mathrm{H}}} \log_2\left[1 + \frac{P_k}{\sigma_{\mathrm{n}}^2}\sigma_k^2\right] \tag{20.36}$$

其中，σ_{n}^2 是噪声的方差，P_k 是分给第 k 个特征模式的功率；并假设 $\sum P_k = P$ 与天线数目无关。容量表示式可以证明等效为

$$C = \log_2\left[\det\left(\mathbf{I}_{N_{\mathrm{r}}} + \frac{\bar{\gamma}}{N_{\mathrm{t}}}\mathbf{H}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{H}^{\dagger}\right)\right] \tag{20.37}$$

其中，$\mathbf{I}_{N_{\mathrm{r}}}$ 是 $N_{\mathrm{r}} \times N_{\mathrm{r}}$ 单位矩阵，$\bar{\gamma}$ 是每个接收机支路的平均信噪比，$\mathbf{R}_{ss}$ 是发射数据的相关矩阵(如果在不同天线元的数据是不相关的，那么它就是一个能反映各个天线功率分布的对角矩阵)[②]。不同特征模式(或天线)的功率分布取决于发射机的信道状态信息量；我们还假设此时接收机有全部信道状态信息。上式证实了我们的直观印象，即容量随 $\min(N_{\mathrm{t}}, N_{\mathrm{r}}, N_{\mathrm{s}})$ 线性增长，而非零奇异值 R_{H} 的个数的上限为 $\min(N_{\mathrm{t}}, N_{\mathrm{r}}, N_{\mathrm{s}})$。

发射机无信道状态信息而接收机有全部信道状态信息

当接收机完全掌握信道特性，而发射机无法获得信道状态信息时，最好是给所有的发射机天线分配相同的发射功率 $P_k = P/N_{\mathrm{t}}$，并且采用不相关的数据流。这样容量就变成

$$C = \log_2\left[\det\left(\mathbf{I}_{N_{\mathrm{r}}} + \frac{\bar{\gamma}}{N_{\mathrm{t}}}\mathbf{H}\mathbf{H}^{\dagger}\right)\right] \tag{20.38}$$

值得注意的是，对于足够大的 N_{s}，MIMO 系统的容量随 $\min(N_{\mathrm{t}}, N_{\mathrm{r}})$ 线性增长，而与发射机是否了解信道特性无关。

现在来看一些特殊情况。为了讨论方便，假设 $N_{\mathrm{t}} = N_{\mathrm{r}} = N$。

---

① 奇异值分解类似于特征值分解，但前者也可用于矩形矩阵(行数多于列数，反之亦然)。它把任意矩阵都分解成三个矩阵的乘积：与行空间有关的酉矩阵，反映不同特征值大小的对角线矩阵和反映列空间的酉矩阵。

② 注意，$\mathbf{H}$ 和 $\mathbf{R}$ 必须归一化，以确保 $\bar{\gamma}$ 是平均信噪比。

1. 所有的传输函数都相同，即 $h_{1,1}=h_{1,2}=h_{N,N}$。当所有的天线元都紧密地靠在一起，并且所有的电波来自类似的方向时，会出现这种情况。此时信道矩阵的秩是 1。那么容量为

$$C_{\mathrm{MIMO}}=\log_2(1+N\overline{\gamma}) \tag{20.39}$$

可以看到，由于接收机的波束成形增益，此时的信噪比是单天线时的 N 倍，但是容量只随天线元的数目呈对数增长。

2. 所有的传输函数都不同，因此信道矩阵是满秩的，并且有 N 个幅度相等的特征值。当各天线元相距比较远，并且以一种特殊方式排列时，会出现这种情况。此时，容量为

$$C_{\mathrm{MIMO}}=N\log_2(1+\overline{\gamma}) \tag{20.40}$$

因此容量随天线元的数目呈线性增长。

3. 并行传输信道如并行电缆。此时容量也随着天线元的数目呈线性增长，但是每个信道的信噪比随着 N 减小，所以总容量为

$$C_{\mathrm{MIMO}}=N\log_2\left(1+\frac{\overline{\gamma}}{N}\right) \tag{20.41}$$

图 20.11 给出了在不同的信噪比下，容量随 N 的变化曲线。

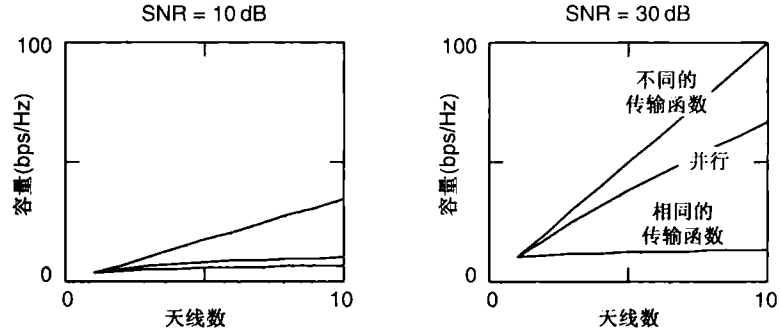


图 20.11 MIMO 系统在加性高斯白噪声信道中的容量

发射机和接收机都有全部信道状态信息

接下来考虑接收机和发射机都完全了解信道的情况。此时给不同的发射天线(或特征值)不是平均分配功率，而是按照信道状态来分配功率更为有利。换句话说，面临的问题是给不同信噪比的并行信道如何最佳地进行功率分配。这与 19.7.2 节讨论的问题一样，所以答案也相同：注水。这是同样的数学理论用于不同的通信问题的另一个很好的例子：用“MIMO 系统的特征模”来取代“正交频分复用系统中的子信道”或“子载波”，这样就可以把 19.7.2 节的全部讨论用于发射机有信道状态信息的 MIMO 系统。

20.2.6 平坦衰落信道的容量

一般概念

前一节对于一种给定的信道实现，即信道矩阵 $\mathbf{H}$，讨论了其信道容量。但是在无线信道中要面临信道衰落，因此信道矩阵式(20.28)中的各项都是随机变量。如果信道是瑞利衰落，而且在不同天线元的衰落是相互独立的，那么 h_{ij} 就是独立同分布的均值为零且方差为 1 的循环

对称复高斯随机变量，也就是实部和虚部的方差都为 1/2。除非另外说明，这就是现在要考虑的情况。因此每个 h_{ij} 携带的功率是具有两个自由度的卡方分布。这可能是最简单的信道模型，它需要存在“大量的多径”，即强度近似相等的多个多径分量（见第 5 章），且天线元之间的距离足够大。由于衰落是独立的，所以信道矩阵很可能是满秩的，并且特征值之间彼此很相似，因此容量会随天线元的数目呈线性增长。由此可以看出，大量多径的存在虽然通常被看成一个缺点，但是对 MIMO 系统来说却是一个主要的优点。

由于信道矩阵中的各项是随机变量，所以还要重新考虑容量理论值的概念。事实上 MIMO 系统有两种不同的容量定义。

- 遍历性（香农）容量。在了解信道的所有实现的情况下，这是容量的期望值。这个数值假定系统采用一个可以遍布所有不同的信道实现的无限长码字。
- 中断容量。这是在特定的一部分时间内，如 90% 或 95%，所能实现的最小传输速率。假设采用接近香农极限的编码，其持续时间比信道的相干时间短得多。因此每一种信道实现可以与一个（香农）容量值相对应。因此容量是一个具有相关累积分布函数的随机变量。见 14.9.1 节的讨论。

发射机无信道状态信息而接收机有全部信道状态信息

现在，在衰落信道中无信道状态信息的情况下，所能获得的容量是多少？图 20.12 给出了一些令人关注的系统在信噪比为 21 dB 时的结果。（1，1）曲线给出了单输入单输出（SISO）系统的情况。可以发现中值容量在 6 bps/Hz 的数量级，但是 5% 的中断容量相当低（在 3 bps/Hz 的数量级）。当采用（1，8）系统，也就是 1 副发射天线和 8 副接收天线的系统时，均值容量没有显著增长，为 6 ~ 10 bps/Hz。但是中断容量明显增大，为 3 ~ 9 bps/Hz。原因是它像分集系统一样具有较好的抗衰落性能。但是当采用（8，8）系统，即有 8 副发射天线和 8 副接收天线的系统时，两个容量都会显著增大，均值容量在 46 bps/Hz 的数量级，5% 的中断容量高于 40 bps/Hz。

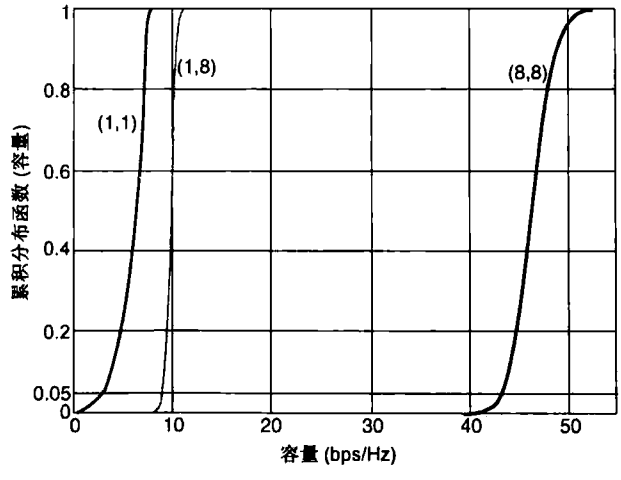


图 20.12　1×1，1×8，8×8 系统容量的累积分布函数。8×8 是最佳方案。引自 Foschini and Gans[1998]© Kluwer

遍历性容量的确切表示式在 Telatar [1999]中为

$$E\{C\} = \int_0^{\infty} \log_2\left[1 + \frac{\overline{\gamma}}{N_t}\lambda\right] \sum_{k=0}^{m-1} \frac{k!}{(k+n-m)!} \left[L_k^{n-m}(\lambda)\right]^2 \lambda^{n-m} \exp(-\lambda)\, d\lambda \qquad (20.42)$$

其中，$m = \min(N_t, N_r)$，$n = \max(N_t, N_r)$，$L_k^{n-m}(\lambda)$是相关的 Laguerre 多项式。容量累积分布函数的确切解析表示式相当复杂，所以广泛采用下面两种近似表示式。

- 容量可用高斯分布很好地近似，这样只有均值也就是上面提到的遍历性容量和方差需要进行计算。
- 从物理上考虑，当 $N_t \geq N_r$ 时，容量分布的上界和下界可从 Foschini and Gans[1998]中得到：

$$\sum_{k=N_t-N_r+1}^{N_t} \log_2\left[1 + \frac{\overline{\gamma}}{N_t}\chi_{2k}^2\right] < C < \sum_{k=1}^{N_t} \log_2\left[1 + \frac{\overline{\gamma}}{N_t}\chi_{2N_t}^2\right] \qquad (20.43)$$

其中，χ_{k2}^2是有 $2k$ 个自由度的卡方分布的随机变量[①]。这两个边界有很明确的物理解释：下界对应于 BLAST 系统所能实现的容量；该系统及其工作原理将在下面介绍。上界对应于每个发射天线都有一个独立接收天线阵的理想情况；它在接收信号时不存在其他发射流的干扰。由图 20.13 可以看出，尤其当天线数较大时，下界要相当严格，而上界可以变得宽松。

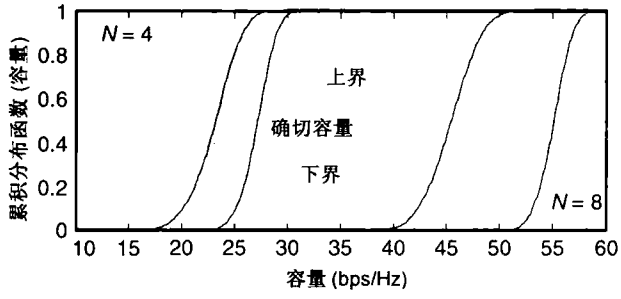


图 20.13 多输入多输出系统在独立同分布信道、信噪比为 21 dB 且 $N_r = N_t = N$ 等于 4 和 8 时的确切的容量、上界和下界。引自 Motisch and Tufvesson [2005] © Hindawi

发射机和接收机都有全部信道状态信息

当发射天线和接收天线数量相同时，注水算法所得到的容量增益(与等功率分布相比)是很小的。在大信噪比极限时尤其如此。当可以得到大量的水时，容器中"水泥块"的高度对容器注水后的总量影响很小。当 $N_t > N_r$ 时，注水的效果更显著(见图 20.14)。可以通过下述方法理解这个问题：如果发射机没有信道信息，那么发射天线的数目超过接收天线的数目就几乎没有意义，数据流的个数受限于接收天线的数目。当然，可以从多个发射天线发射同样的数据流，但是这不会增大接收机数据流的信噪比；发射机没有信道信息时，接收机的数据流就会非相干地增加。

另一方面，如果发射机有全部信道信息，它可以进行波束成形，就能更好地对准接收阵列。这样，增加发射机天线数就可以提高信噪比，并增大(按对数规律)容量。因此较大的发射机阵列可增大容量，但也增加了信道估计的需求。

① 式(20.43)有一点滥用符号，容量累积分布函数是由等式两边给出的随机变量的累积分布函数来确定边界的。

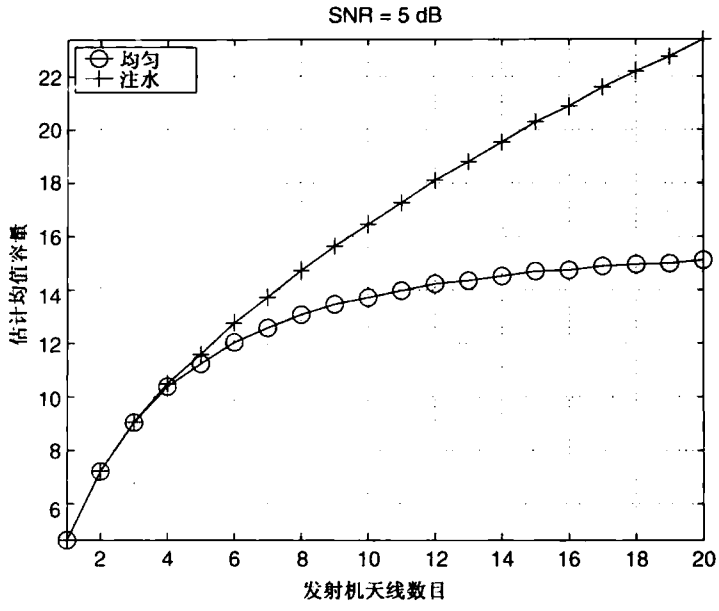


图 20.14　当 $N_r = 8$，信噪比为 5 dB 时，在发射机具有和没有信道状态信息时的容量。引自 Molisch and Tufvesson[2005] © Hindawi

20.2.7　信道的影响

到目前为止讨论的都是平坦衰落并具有独立同分布零均值的复高斯传输系数的信道容量。实际的信道更加复杂，而且与理想假设的偏离会对容量产生巨大的影响。下面将介绍一些比较重要的结果。

信道相关

不同天线元信号的相关性会极大地降低 MIMO 系统的容量。这可以通过下面的方式看出：容量取决于信道矩阵奇异值的分布。对于给定的信噪比，当信道的传输矩阵是满秩的，并且 H 的奇异值都同样大时，可获得最大容量。如果信道矩阵 **H** 的系数是独立同分布的瑞利变量，那么这个条件就近似满足（虽然排列好的特征值仍有不同的数值）。但是，如果信道系数的衰落是相关的，那么奇异值扩展（即奇异值的最大值和最小值之间的差值）就会变得很大。这样式(20.36)中的一些"并行信道"将具有极低的信噪比，从而导致系统容量的减小。

相关性受信道角度谱的影响，也受天线元的排列和间距的影响（见第 13 章）。对于间隔距离为半个波长的天线，均匀的角功率谱会使入射信号几乎互不相关。信道中较小的角度扩展会增大相关性。由于正在研究的是 MIMO 系统，所以既要考虑发送端的相关性，也要考虑接收端的相关性。一个常用的模型（所谓的克罗内克模型）假定发送端的相关性与接收端的相关性无关（见 7.4.7 节）[1]。那么信道矩阵的实现可写成

$$\mathbf{H}_{\text{kron}} = \frac{1}{E\{\text{tr}(\mathbf{H}\mathbf{H}^{\text{H}})\}} \mathbf{R}_{\text{RX}}^{1/2} \mathbf{G}_{\text{G}} \mathbf{R}_{\text{TX}}^{1/2} \tag{20.44}$$

其中，$\mathbf{G}_{\text{G}}$ 是由方差为 1 并具有独立同分布的复高斯量组成的矩阵。

[1] 关于这个假设的讨论及更通用的模型见 Weichselberger et al. [2006]。

对相关信道中的容量的分析计算要复杂得多。但按照式(20.44)产生信道矩阵，再将其代入式(20.38)或式(20.37)，就很容易得到仿真结果。

图20.15画出了一个4×4 MIMO系统在收发两端都采用均匀线性阵列时，其遍历性容量随链路一端角度扩展的变化情况[①]。可以看到，一个小的角度扩展就会使容量显著减小。

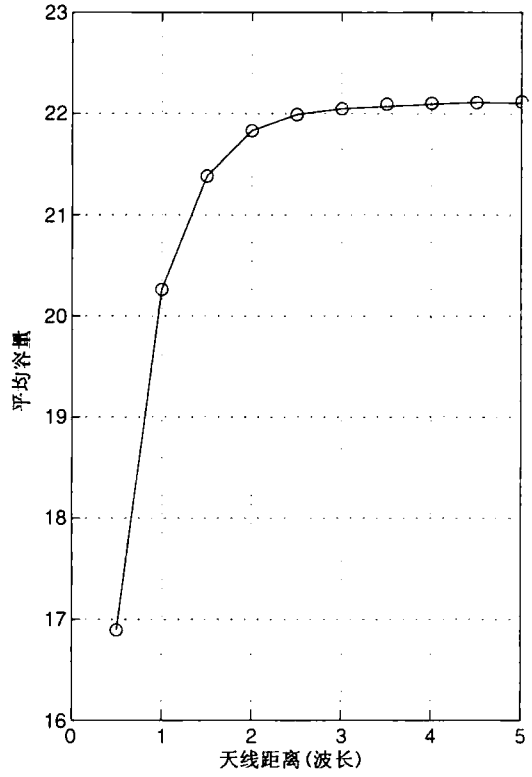


图20.15 当基站具有10°的均方根角度扩展时，一个4×4多输入多输出系统的平均容量随基站天线距离的变化曲线。引自Molisch and Tufvesson[2005]© Hindawi

频率选择性信道

前面几节都假设信道是频率平坦信道。幸运的是，概括成频率选择性信道是很好理解的。香农指出，采用类似正交频分复用的方案，将信道转换成多个并行的平坦衰落信道，对频率选择性信道是最佳的。这样单位带宽内的容量可直接用式(20.37)概括：

$$C = \frac{1}{B}\int_B \log_2\left[\det\left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{\overline{\gamma}}{N_t}\mathbf{H}(f)\mathbf{R}_{ss}(f)\mathbf{H}(f)^{\dagger}\right)\right] \mathrm{d}f \tag{20.45}$$

其中，B是所考虑系统的带宽。

式(20.45)也表明，频率选择性能够提供增加容量累积分布函数斜率的额外分集。如果其中一个频率子信道容量很低，那么另一个子信道就有机会获得高容量。图20.16给出了一个在微蜂窝环境中测量容量累积分布函数的例子。可以看出，当带宽增大时，容量的累积分布函数就变得更加陡峭。

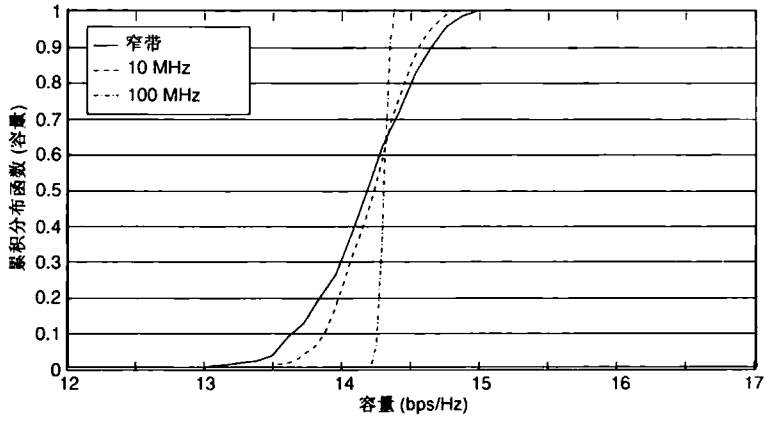


图20.16 在所测量的微蜂窝信道中，对于不同系统带宽的容量，4×4多输入多输出系统。引自Molisch et al.[2002]© IEEE

① 注意，这个图基于天线元之间没有相互偶合的理想假设。研究表明，相互偶合对容量的影响是引入方向图分集，也会改变不同天线元接收的平均功率。

视距与非视距

在某些情况下，收发之间有视距传播，就会产生不同的衰落统计特性。正如第 5 章介绍的，单输入单输出链路的衰落特性变为莱斯分布，而不是瑞利分布。对于多输入多输出系统，信道矩阵可写成

$$\mathbf{H}=\sqrt{\frac{K_{\mathrm{LOS}}}{K_{\mathrm{LOS}}+1}}\hat{\mathbf{H}}_{\mathrm{LOS}}+\sqrt{\frac{1}{K_{\mathrm{LOS}}+1}}\hat{\mathbf{H}}_{\mathrm{res}} \tag{20.46}$$

其中，K_{LOS}是视距功率与其余分量功率的比值，$\hat{\mathbf{H}}_{\mathrm{LOS}}$是一个完全确定的矩阵，$\hat{\mathbf{H}}_{\mathrm{res}}$有(非相关或相关)零均值高斯项①。如果收发之间的距离比较大，比如大于瑞利距离(见第 4 章)，则会使矩阵 $\hat{\mathbf{H}}_{\mathrm{LOS}}$ 的秩为 1(一个电波只能与信道矩阵的一个奇异值对应!)。这就意味着矩阵式(20.46)的奇异值扩展远远大于非视距矩阵。所以当假设信噪比相同时，视距信道的容量低于非视距信道。但应该指出，在视距情况下的信噪比通常高于非视距情况。对于功率受限的实际信道，尽管奇异值之间存在不均衡，但视距情况一般可获得最大的容量。

值得说明的一点是，当视距分量是平面波时，较强的视距分量会产生较大的特征值扩展。如果天线元间隔适当，那么球面波会使传输函数矩阵为满秩的。电波的曲率在小于瑞利距离时较明显，典型情况也就是几米。

例 20.4　具有视距的信道容量。发射和接收阵列是天线元间距为λ的均匀线性阵列，且 $N_{\mathrm{t}}=N_{\mathrm{r}}=8$。阵列垂直于视距连接，非视距分量的到达方向角在 0 到 2π 之间均匀分布。当发射机无信道状态信息，信噪比为 20 dB，$K_{\mathrm{LOS}}=0$ 和 20 dB 时，估算平均容量。

解：

首先要确定信道矩阵。因为发射和接收阵列都是线性阵列，且方向垂直于视距，所以当发射和接收阵列彼此相距足够远时，$\hat{\mathbf{H}}_{\mathrm{LOS}}$为全 1 矩阵。此外，因为角度谱均匀分布，且各天线元彼此间距超过λ/2，故 $\hat{\mathbf{H}}_{\mathrm{res}}$每一项是具有单位能量，独立同分布的复高斯量。根据式(20.38)，那么容量为

$$C=\log_2\left[\det\left(\mathbf{I}_{N_{\mathrm{r}}}+\frac{\overline{\gamma}}{N_{\mathrm{t}}}\mathbf{H}\mathbf{H}^{\dagger}\right)\right] \tag{20.47}$$

$$=\log_2\left[\det\left(\mathbf{I}_{N_{\mathrm{r}}}+\frac{\overline{\gamma}}{N_{\mathrm{t}}}\left[\frac{K_{\mathrm{LOS}}}{K_{\mathrm{LOS}}+1}\hat{\mathbf{H}}_{\mathrm{LOS}}\hat{\mathbf{H}}_{\mathrm{LOS}}^{\dagger}+\frac{\sqrt{K_{\mathrm{LOS}}}}{K_{\mathrm{LOS}}+1}\left(\hat{\mathbf{H}}_{\mathrm{res}}\hat{\mathbf{H}}_{\mathrm{LOS}}^{\dagger}+\hat{\mathbf{H}}_{\mathrm{LOS}}\hat{\mathbf{H}}_{\mathrm{res}}^{\dagger}\right)+\frac{1}{K_{\mathrm{LOS}}+1}\hat{\mathbf{H}}_{\mathrm{res}}\hat{\mathbf{H}}_{\mathrm{res}}^{\dagger}\right]\right)\right] \tag{20.48}$$

利用 Jensen 不等式，容量的期望值可近似为

$$E\{C\}\approx\log_2\left[\det\left(\mathbf{I}_{N_{\mathrm{r}}}+\frac{\overline{\gamma}}{N_{\mathrm{t}}}\left[\frac{K_{\mathrm{LOS}}}{K_{\mathrm{LOS}}+1}E\{\hat{\mathbf{H}}_{\mathrm{LOS}}\hat{\mathbf{H}}_{\mathrm{LOS}}^{\dagger}\}\right.\right.\right. \tag{20.49}$$

$$\left.\left.\left.+\frac{\sqrt{K_{\mathrm{LOS}}}}{K_{\mathrm{LOS}}+1}E\{\hat{\mathbf{H}}_{\mathrm{res}}\hat{\mathbf{H}}_{\mathrm{LOS}}^{\dagger}+\hat{\mathbf{H}}_{\mathrm{LOS}}\hat{\mathbf{H}}_{\mathrm{res}}^{\dagger}\}+\frac{1}{K_{\mathrm{LOS}}+1}E\{\hat{\mathbf{H}}_{\mathrm{res}}\hat{\mathbf{H}}_{\mathrm{res}}^{\dagger}\}\right]\right)\right] \tag{20.50}$$

$$=\log_2\left[\det\left(\mathbf{I}_{N_{\mathrm{r}}}+\frac{\overline{\gamma}}{N_{\mathrm{t}}}\left[\frac{K_{\mathrm{LOS}}N_{\mathrm{t}}}{K_{\mathrm{LOS}}+1}\mathbf{1}+\frac{1}{K_{\mathrm{LOS}}+1}E\{\hat{\mathbf{H}}_{\mathrm{res}}\hat{\mathbf{H}}_{\mathrm{res}}^{\dagger}\}\right]\right)\right] \tag{20.51}$$

$$=\log_2\left[\det\left(\left[1+\frac{\overline{\gamma}}{K_{\mathrm{LOS}}+1}\right]\mathbf{I}_{N_{\mathrm{r}}}+\left[\overline{\gamma}\frac{K_{\mathrm{LOS}}}{K_{\mathrm{LOS}}+1}\mathbf{1}\right]\right)\right] \tag{20.52}$$

① $\hat{\mathbf{H}}_{\mathrm{LOS}}$和 $\hat{\mathbf{H}}_{\mathrm{res}}$都归一化为 $E\{|\hat{\mathbf{H}}|_{\mathrm{F}}^2\}=N_{\mathrm{t}}N_{\mathrm{r}}$，其中 $|\hat{\mathbf{H}}|_{\mathrm{F}}$ 为 $\hat{\mathbf{H}}$ 的 Frobenius 模。

其中 **1** 为每一项都是 1 的 $N_r \times N_t$ 矩阵；它只有一个非零的特征值，其幅度为 N_r。式(20.52)可进一步近似为

$$E\{C\} \approx N_r \log_2\left[1+\frac{\overline{\gamma}}{K_{\mathrm{LOS}}+1}\right]+\log_2\left[1+\frac{\overline{\gamma}K_{\mathrm{LOS}}N_r}{K_{\mathrm{LOS}}+1}\right] \tag{20.53}$$

利用式(20.53)，可以发现当 K_{LOS} 分别为 0 和 20 dB 时，容量相应地为 54 bps/Hz 和 17 bps/Hz。注意，上面只是一个相当粗略的近似，但它给出一个正确的趋势。蒙特卡罗仿真的结果分别为 40 bps/Hz 和 15 bps/Hz①。

有限的相互作用体

在 20.2.1 节的直观印象中，已经看到需要一定数量的相互作用体用于数据流传输的中继。把这一点与前一节的数学形式相联系，可注意到需要一定数量的相互作用体是为了确保矩阵 **H** 中的信道系数相互独立。虽然相互作用体数量通常很大，但实际上有用的相互作用体数量也许是有限的。毕竟太弱而不能提供足够的信噪比(及容量)的相互作用体是不能用于传输数据流的。

图 20.17 给出了一些随天线元数量变化的容量测量结果曲线。测量是在微蜂窝环境中进行，那里的相互作用体数量相当小。可以发现，特别是对视距情况，当 N 超过 4 时，容量并不随天线元 N 的数量呈线性增长。这清楚地表明相互作用体的数量限制了可获得的容量。

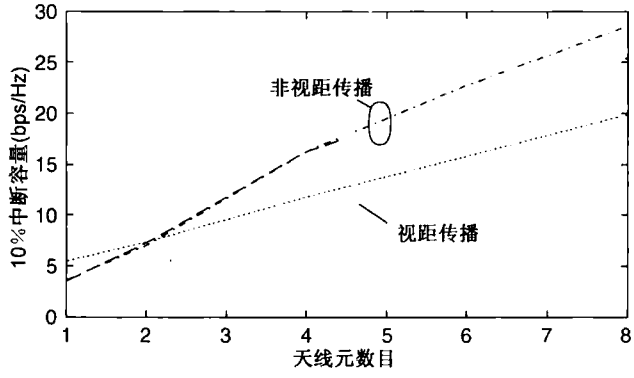


图 20.17 发射机和接收机之间在视距和非视距传播时，10% 中断容量随天线元数量的变化曲线。引自 Molisch et al. [2002] © IEEE

锁眼信道

即使在天线元的信号是互不相关的，也存在一些容量很低的特殊情况。这些情况通常称为锁眼或针孔。锁眼情况的一个实例就是收发两端都处于有大量散射的环境中；收发之间只有包含一个自由度的单一传播路径。当发射机和接收机都被相互作用体包围，并且这两组相互作用体被一长段空间(绿地)隔开时，会出现这种情况。当相互作用体区域被单一模式波导或一个衍射边缘连接时，也会出现这种情况。在所有这些情况中，总的传输函数与下式成比例：

$$\mathbf{H}=\mathbf{R}_{\mathrm{RX}}^{1/2}\mathbf{G}_{\mathrm{G},1}\mathbf{R}_{\mathrm{RX-TX}}^{1/2}\mathbf{G}_{\mathrm{G},2}\mathbf{R}_{\mathrm{TX}}^{1/2} \tag{20.54}$$

其中，$\mathbf{G}_{\mathrm{G},1}$ 和 $\mathbf{G}_{\mathrm{G},2}$ 都是独立同分布的复高斯矩阵，$\mathbf{R}_{\mathrm{RX\text{-}TX}}$ 表示收发环境之间信道矩阵的相关性；在锁眼信道中，这是一个低秩矩阵。从这个描述也可看出各项的统计特性不再是高斯分布

① 记住，从式(20.52)到式(20.53)涉及的近似不在这里进一步详述。这样的结果与[Ayadi et al. 2002]的结果有些相似

的，这解释了为什么它同时具有很低的相关性和很小的容量。但是应该注意，锁眼信道在实际中很少出现。Almers et al. [2003]在一个受控的环境中测量到这种情况，但在“正常”环境中是很少见的。

20.2.8　分层空时结构

前面讨论的仅仅是 MIMO 系统的信息理论限。重要的问题是如何在实际中获得这些容量。一种可能的方法是：对将要从不同的天线元发射的数据流联合编码，并与最大似然检测相结合。当这种技术与(几乎)达到容量的编码相结合时，就可以接近 MIMO 系统的容量。对于少量的天线元和低阶调制符号(二进制相移键控或正交相移键控)，这种方案实际上很有效。但是，对于大多数情况，联合最大似然序列估计的复杂度过高。因此就提出了所谓的分层空时结构，它允许将解调过程分解成几个独立的复杂度较低的块。这些结构也被广泛称为 BLAST (Bells 实验室分层空时)结构。

水平 BLAST

水平 BLAST 可能是最简单的分层空时结构[①]。发射机首先将数据流分离成 N_t 个并行数据流，每个数据流单独进行编码，编码后的数据流再从不同的发射天线发射出去。信道将不同的数据流混合起来；接收机通过天线再将其分离。换句话说，接收机按下述步骤进行处理(见图 20.18)。

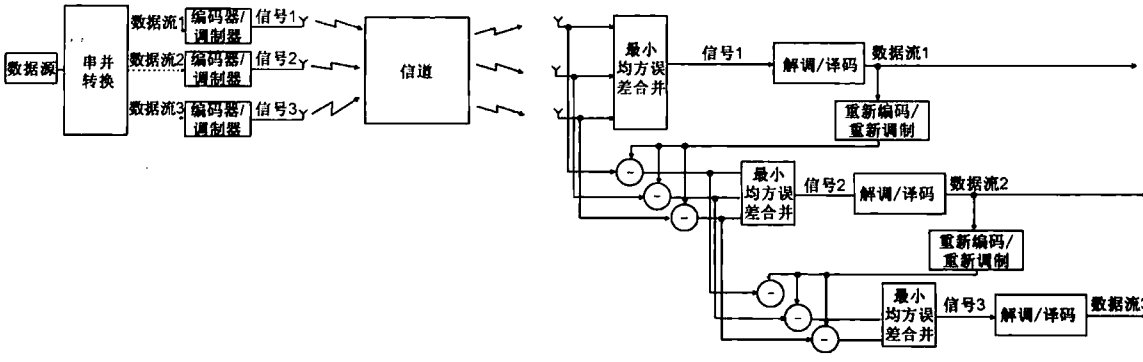


图 20.18　水平 BLAST 收发信机的框图

- 它将第一个数据流看成有用的数据流，而将其他数据流看成干扰。然后采用最佳合并来抑制干扰数据流(见第 13 章)。接收机有 $N_r \geq N_t$ 个天线元可利用。如果 $N_r = N_t$，它可以抑制所有 $N_t - 1$ 个干扰数据流，并以分集阶数 1 接收所需的数据流。如果接收机有较多的天线，就能以更好的质量接收第一个数据流。但在任何一种情况下，来自其他数据流的干扰都能被消除。
- 现在对所需的数据流进行解调和译码。其输出用于第一个数据流比特的硬判决。注意，由于将不同数据流分别译码，所以只需了解第一个数据流的信息来完成译码过程。
- 这些已被译码的比特现在重新编码，重新调制。用信道传输函数与符号流相乘，即可得到数据流 1 对不同天线元的总的接收信号的贡献。

① 这个方案最初称为 V-BLAST(垂直 BLAST)，但后来被 Foschini et al. [2003]改名了。

- 将这些贡献从不同天线元的接收信号中减去。
- 现在考虑这个"干净"的信号，并试图检测第二个数据流。再次利用 N_r 个接收信号，但只有 N_t-2 个干扰。再次采用最佳合并，就能以分集阶数 2 接收所需的数据流。
- 下一步又是译码，重新编码，重新调制所需的数据流(现在是对数据流 2)，从上一步得到的不同接收天线元的总的信号中减去相关的信号。这会将接收信号进一步清除干净。
- 这个过程重复进行，直到最后一个数据流被译码。

这个方案实际上与多用户检测(见 18.4 节)很相似。如果不同的发射流来自不同的用户，那么 H-BLAST 就变成标准的逐个干扰抵消。还应注意编码方案不需要在不同天线元(或用户)之间"合作"。与逐个干扰抵消类似，H-BLAST 也面临误差传播的问题，特别是当第一个译码后的数据流质量很差时。换句话说，如果数据流 1 译码不正确，就会从天线元剩下的信号中减去"错误"的信号。这样就不是将接收信号"清除干净"，而是会引入甚至更多的干扰。接下来就会增大第二个数据流译码错误的概率，依次类推。为了缓解这个问题，必须采用数据流排序：接收机应该对信干噪比最高的数据流首先译码，然后对次最佳的数据流译码，等等。

对角线 BLAST

H-BLAST 的主要问题是不能提供分集。第一个数据流分集阶数为 1，决定了高信噪比的性能。采用所谓的 D-BLAST 可获得更好的性能。在这个方案中，数据流可通过不同的发射天线轮流发送，这样每个数据流都能看到所有可能的天线元。换句话说，每个单独的发射数据流被分成许多个子块。数据流的第一个子块从天线 1 发射，下一个子块从天线 2 发射，依次类推(与图 20.19 相比)。

译码可以一个数据流接一个数据流地进行；每个译码块再从其他天线元的信号中减掉，这样就可以提高剩余信号的质量。它与 H-BLAST 的区别在于，每个数据流都会在某些时候处于其他数据流已被减掉的"好的"形式，这时信干噪比很高，但是某些时候它又遭受所有的干扰，处于坏的形式。这样每个数据流都会经历全部分集。更精确地，数据流交替地经过分集阶数为 1 的信道(其信噪比的概率密度函数为具有 2 个自由度的卡方分布 χ_2^2)，分集阶数为 2 的信道(有 4 个自由度的卡方分布 χ_4^2)，依次类推。因此，专门研究 $N_t=N_r$ 的情况下的总容量：

$$C_{\text{D-BLAST}}=\sum_{k=1}^{N_t}\log_2\left[1+\frac{\bar{\gamma}}{N_t}\chi_{2k}^2\right]<C \tag{20.55}$$

实际上实现了式(20.43)中的容量下限[Ariyavisitakul 2000]。

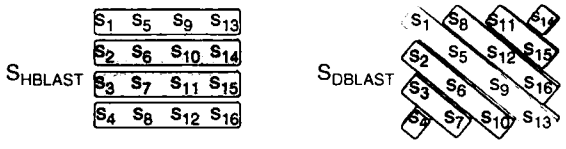


图 20.19 水平 BLAST 和分集 BLAST 给不同天线比特流的分配

发射机的信道状态信息结构

当发射机可获得全部信道状态信息时，收发信机方案就简单得多，至少在概念上简单得多。把发射和接收信向矢量与信道矩阵右侧和左侧的奇异向量相乘，信道的对角化就完成了。

所以不同的数据流不会相互干扰；可以得到许多并行信道，每个信道都独立编码和译码。难点反而在于发射机在实际中如何得到和利用信道状态信息（如 20.1.6 节所讨论的）。

20.2.9　分集

多个天线也可用于单纯的分集。还必须区分发射机有信道状态信息和无信道状态信息的系统。前者除了能够获得分集增益，还能够获得波束成形增益，而后者仅限于获得较好的抗衰落性能。

具有信道状态信息的发射机分集

在分集场合，发射机拥有信道状态信息，也从概念上使收发信机结构简单，正如空间分集。发射向量由单一数据符号加权后的样本组成，$\mathbf{s}=\mathbf{u}c$。再考虑信道矩阵，式(20.34)的奇异值分解。那么，可以发现接收信号为

$$\mathbf{r}=\mathbf{W}\boldsymbol{\Sigma}\mathbf{U}^{\dagger}\mathbf{u}c+\mathbf{n} \tag{20.56}$$

接收机对不同天线元的信号进行线性合并（相加），因此合并器的输出为 $\tilde{c}=\mathbf{w}\mathbf{r}$。选择 $\mathbf{w}=(\mathbf{W})_1$，$\mathbf{u}=(\mathbf{U})_1$，则接收机的信噪比达到最大值，其中 $(\mathbf{W})_1$ 是对应于最大奇异值（对 $\mathbf{U}$ 类似）的左侧的奇异值矢量。换句话说，可以根据信道的奇异值分解来选择发射和接收权重。这种方法得到的信噪比为

$$\gamma=\frac{P}{\sigma_n^2}\tilde{\sigma}_{\max}^2 \tag{20.57}$$

其中，$\tilde{\sigma}_{\max}$为矩阵 $\mathbf{H}$ 的最大奇异值。当只有一副发射天线时，这种方案就简化成最大比值合并；当只有一副接收天线时，它就变成最大比值传输。图 20.20 给出了这种方法得到的信噪比的累积分布函数。可以看出，最大特征值的斜率与特征值之和的斜率接近。在一个 4×4 的系统中，分集阶数为 16，信噪比分布几乎是一个阶跃函数。换句话说，所需的衰落余量很小。还可以发现平均信噪比提高了，但是小于 $N_rN_t=16$（12 dB）（见 20.2.10 节）。

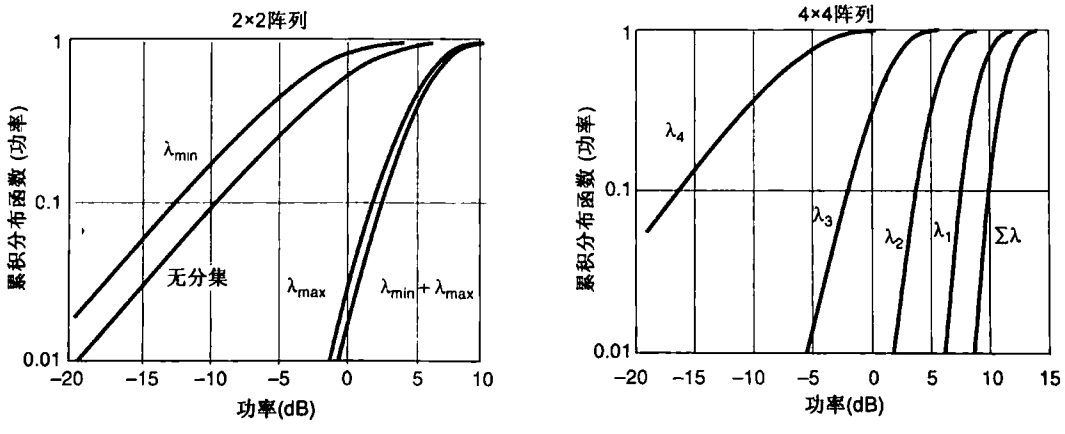


图 20.20　在 2×2（左侧）和 4×4（右侧）多输入多输出分集中，当所有天线元具有独立同分布瑞利衰落时，信噪比的累积分布函数

例 20.5　考虑一个 2×2 MIMO 系统，每个天线元的平均信噪比为 10 dB。求信噪比小于 7 dB 的概率是多大？

解:

如 Andersen[2000]所示，2×2 系统中，矩阵 $\mathbf{HH}^{\dagger}$ 的最大特征值的概率密度函数为

$$\mathrm{pdf}_{\lambda_{\max}}(\lambda)=\exp(-\lambda)[\lambda^2-2\lambda+2]-2\exp(-2\lambda) \tag{20.58}$$

其累积分布函数为

$$\mathrm{cdf}_{\lambda_{\max}}(x)=1-\exp(-x)(x^2+2)+\exp(-2x) \tag{20.59}$$

其中，λ表示归一化信噪比。现在要确定最大特征值低于 $\mathbf{HH}^{\dagger}$ 平均值 3 dB 的概率，即

$$\mathrm{cdf}_{\lambda_{\max}}(0.5)=3\cdot 10^{-3} \tag{20.60}$$

当然，也可以描述分集系统的容量。该容量完全根据信噪比的统计特性得出：

$$C=\log_2\left[1+\frac{P}{\sigma_n^2}\max_k(\tilde{\sigma}_k^2)\right] \tag{20.61}$$

无信道状态信息的发射机分集空时编码

如果发射机不了解信道，那么就从不同的发射天线发射不同版本的数据流。第 13 章已经介绍了一些实现这一方案的方法，如延迟分集。另一种引起广泛关注的方案是空时编码。在这种方案中，由于每个发射天线发射同一信号的不同编码(完全冗余)形式而引入冗余。编码方法有许多种。下面，首先介绍 Alamouti 码，空时分组码中最常用的一种形式。接着介绍空时格码的基本原理。这里考虑的码，其工作都与接收天线数目无关，因此可看成发射分集的一种形式(见第 13 章)。

正交空时分组码

空时分组码(STBC)的思想是发射数据的方式要保证高分集，同时允许采用简单的译码过程。最常用的空时分组码是 Alamouti 码[Alamouti 1998]。其思想简单而有独创性。考虑一个平坦衰落信道，从发射机天线 1 到接收机的复信道增益为 h_1，从发射机天线 2 到接收机的增益为 h_2。现在，在时刻 1 从两个发射机天线发射两个符号 c_1 和 c_2：

$$\mathbf{s}_1=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix}c_1\\c_2\end{pmatrix} \tag{20.62}$$

在时刻 2，发射向量：

$$\mathbf{s}_2=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix}-c_2^*\\c_1^*\end{pmatrix} \tag{20.63}$$

由于现在采用的是两副天线，系数 $1/\sqrt{2}$是为了保持能量恒定的需要。那么接收信号可以写成

$$\mathbf{r}=\begin{pmatrix}r_1\\r_2^*\end{pmatrix}=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix}h_1&h_2\\h_2^*&-h_1^*\end{pmatrix}\begin{pmatrix}c_1\\c_2\end{pmatrix}+\mathbf{n}=\mathbf{Hc}+\mathbf{n} \tag{20.64}$$

这样已经创造了一个“虚拟的”MIMO 系统。注意，这个“虚拟的”信道矩阵 $\mathbf{H}$ 的列是正交的，这是很重要的。因此 $\mathbf{H}^{\dagger}\mathbf{H}$ 就变成一个比例单位矩阵 $\alpha\mathbf{I}$。为了译码，首先将 $\mathbf{H}^{\dagger}$ 与接收信号向量相乘，可得

$$\tilde{\mathbf{r}}=\mathbf{H}^{\dagger}\mathbf{r}=\mathbf{H}^{\dagger}\mathbf{Hc}+\mathbf{H}^{\dagger}\mathbf{n}=\alpha\mathbf{c}+\tilde{\mathbf{n}} \tag{20.65}$$

因为 $\mathbf{H}$ 的列是正交的，所以 $\tilde{\mathbf{n}}$ 的分量仍然是不相关的均值为零且方差为 $\alpha\sigma_n^2$ 的高斯变量。因此数据 c_1 和 c_2 的译码就变成去耦，这极大地减小了接收机的计算量。

至于性能，信道的“有效”信道功率增益可表示为

$$\alpha = \frac{|h_1|^2 + |h_2|^2}{2} \tag{20.66}$$

因此分集阶数为 2。当 h_1 和 h_2 都同时处于深衰落点时，才会使系统的有效衰落变得很大。还可以看到，由于发射机没有信道状态信息，所以这个方案只能增加分集增益，而不能增加波束成形增益。

为了将 Alamouti 码推广到大于两个发射天线，已经做了许多尝试，但遗憾的是，超过两个天线的正交空时分组码的码率低于 1。换句话说，我们甚至无法实现单天线系统所能达到的速率[Tarokh et al. 1999]。

空时网格码　空时分组码提供全分集阶数，但没有编码增益。然而编码增益可通过空时网格码(STTC)获得。给定 N_t 个发射天线，空时网格码将信源的每个符号映射成从不同天线元发送的 N_t 个发射符号的向量。译码需采用向量维特比译码器。差错率也就是将一个长度为 L_c 的码字 $\mathbf{C} = (\mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2, \cdots, \mathbf{c}_L)$ 与另一个码字 $\tilde{\mathbf{C}}$ 搞错的上界，为

$$P(\mathbf{C} \to \tilde{\mathbf{C}}) \leqslant \left(\prod_{i=1}^{R_c} \lambda_i\right)^{-N_r} \left(\frac{E_S}{4N_0}\right)^{-R_c N_r} \tag{20.67}$$

其中，R_c 和 λ_i 分别是误差矩阵的秩和特征值：

$$\sum_{i=1}^{L_c} (\mathbf{c}_i - \tilde{\mathbf{c}}_i)(\mathbf{c}_i - \tilde{\mathbf{c}}_i)^{\dagger} \tag{20.68}$$

$$\left(\prod_{i=1}^{R_c} \lambda_i\right)^{-N_r} \tag{20.69}$$

代表编码增益，而

$$\left(\frac{E_S}{4N_0}\right)^{-R_c N_r} \tag{20.70}$$

表示分集增益。为了获得全分集，误差矩阵的秩应尽可能高(秩准则)；为了获得高的编码增益，误差矩阵的行列式应取最大值(行列式准则)。秩准则和行列式准则是设计空时网格码的两个重要的方针。

空时网格码的主要缺陷是它们的复杂度。向量维特比接收机的要求已证明是其应用于实际系统的主要障碍。

20.2.10　分集、波束成形增益和空分复用的权衡

MIMO 系统可用于实现空分复用、分集和波束成形。但是，不可能在所有方面同时达到这些目标。首先，波束成形和分集增益之间存在折中，这个折中也取决于工作的环境。先考虑视距情况，此时显然可获得的波束成形增益为 $N_t N_r$：在发射端(增益为 N_t)和接收端(增益为 N_r)形成波束，并使它们相互指向对方，因此增益是两者的乘积。另一方面，因为视距环境下没有衰落，所以显然没有分集增益。换句话说，信噪比分布曲线的斜率没有变化。

在存在严重散射的环境中，信噪比分布曲线的斜率会由于多天线元的采用而剧烈变化。如果发射机已知信道特性，则可以选择天线权重，使接收信号不可能出现深衰落点；此外，即使发生衰落，也不可能所有信号都同时出现深衰落。换句话说，很容易确保至少有一个接收信号是高质量的。如第 13 章所讨论的，对于高信噪比，分集的重数是误比特率随信噪比变化曲线的斜率：

$$d_{\text{div}} = -\lim_{\bar{\gamma}\to\infty} \frac{\log[BER(\bar{\gamma})]}{\log(\bar{\gamma})} \tag{20.71}$$

在低信噪比时，它也与信噪比分布的斜率有关，因而可用来测量所有信号都同时处于严重衰落的可能性。在具有严重散射的环境中，最大分集阶数可证明为 $N_t N_r$。另一方面，还可得出在这样一个存在严重散射的环境中，最大波束成形增益的上限为 $(\sqrt{N_t}+\sqrt{N_r})^2$。其原因是不可能形成一种发射波束图，使多径分量在所有接收天线元上同时正向交叠。注意，这是获得全分集阶数和波束成形增益的主要权衡。

在空分复用和分集之间也有一个基本的权衡。Zheng and Tse[2003]给出在分集阶数和速率 r 之间的最佳权衡曲线，是连接下面这些点的分段直线：

$$d_{\text{div}}(r) = (N_t - r)(N_r - r), \quad r = 0, \cdots, \min(N_t, N_r) \tag{20.72}$$

这意味着最大分集阶数 $N_t N_r$ 和最大速率 $\min(N_t, N_r)$ 不能同时获得。

20.2.11 MIMO 反馈

正如前文所讨论的，MIMO 系统的性能可以通过发射机信道状态信息来改进。这种信道信息可以根据时域双工系统的互易性原理来获得，但是在频域双工系统中要求大量的反馈信息(和系统开销)，见 20.1.6 节。反馈信道状态信息的一种原始方法需要量化传输函数矩阵的元素，将会导致反馈信息中有大量的比特。

问题是信道系数的量化必须具有高分辨率，因为信道矩阵的特征结构对系数的改变是非常敏感的。换句话说，如果信道矩阵元素改变一点(由于量化)，那么从这个受影响的矩阵得到的特征向量与原始矩阵的特征向量可能会差别很大。由于最优波束成形向量通常与矩阵的特征向量有关，这样波束成形向量(得到的信噪比)将对量化很敏感。

例 20.6 *考虑一个典型的蜂窝 MIMO 系统。设基站具有 8 个天线，且每个移动台有 2 个天线元。系统带宽为 5 MHz，中心频率为 2 GHz，且信道的相关带宽为 250 KHz。相干时间为 5 ms，与典型车辆速度相一致。小区内有 30 个用户，对于反馈的总数据速率是多少?*

解：

假设实部和虚部分别量化为 6 比特，且编码速率为 2/3 用于保护反馈信息。每秒的总反馈比特数为

$$2 \cdot 6 \cdot \frac{1}{2/3} \cdot K \cdot N_t \cdot N_r \cdot \frac{B}{B_{\text{coh}}} \cdot \frac{1}{T_{\text{coh}}} \tag{20.73}$$

$$= 2 \cdot 6 \cdot \frac{1}{2/3} \cdot 30 \cdot 8 \cdot 2 \cdot \frac{5000}{250} \cdot \frac{1}{0.005} \tag{20.74}$$

$$= 34.6 \cdot 10^6 \tag{20.75}$$

这样，总反馈载荷为几十 Mbps，显然是不可接受的。注意，我们已经假设所有移动台的信道状态信息都要反馈，根据前面提到的维数限制，即使在一个给定的时间点，数据流数限制为 8，所有移动台的信道状态信息反馈也可能需要通过调度的作用来实现，下面将要讨论关于调度的内容。但是，即使考虑用户数为 4，总反馈数据速率也会是 4.6 Mbps，差不多是一个 5 MHz 系统的典型小区容量。这个例子清晰地给出了减小反馈数据量的技术是极其重要的。

如果发射机采用线性预编码(波束成形)，一种有效减少反馈数据的方法是采用有限的反馈码本。在这个方法中，接收机不反馈其信道的传输函数矩阵，而是反馈它想让发射机使用的

预编码矩阵的索引。码本的尺寸(即预编码器可能设置的数目)通常很小(8 或 16 个，只需要 3 或 4 比特来索引到该预编码矩阵条目)，这样可以大量节约资源。$12 \cdot N_t \cdot N_r$ 在每个相干时间和相关带宽内不需要反馈比特数据(上例中需要 192 比特)，接收机仅需要反馈 3 或 4 比特，节约了几乎两个数量级。

如果空间数据流的数目小于天线元数，那么采用码本的优点是进一步增强的。信道系数是一个矩阵的元素，该矩阵的大小正比于 $N_t N_r$。另一方面，反馈的码本索引数是 L，即基站要知道每个空间数据流使用哪个码字(预编码器设置)。

但是，好的性能仅在码本条目设计好的情况下才能达到。码本设计的基本原理是利用固有的向量空间潜在的几何特性。注意，信道相关矩阵结构(取决于天线阵列和传播信道)影响向量空间的特性。

接下来考虑仅反馈单个用户，且假设平坦衰落信道。到频率选择性信道的推广将在本节结尾给出。

单数据流传输反馈

首先讨论情景，基站向具有多天线的移动台发送一个单数据流。假设码本 $\mathcal{C}$(一组量化的归一预编码向量 $\mathbf{t}$)的大小为 Q，因此一个码本条目反馈占用了 $\log_2 Q$ 个比特。对于一个给定的 $\mathbf{t}^{(q)}$，移动台处可以获得的信噪比为

$$\mathrm{SNR}_q = \gamma ||\mathbf{H}\mathbf{t}^{(q)}||_2^2 \tag{20.76}$$

其中，γ 表示在具有单位增益的单输入单输出加性高斯白噪声信道中获得的信噪比，$\mathbf{H}$ 表示传输函数矩阵 $N_r \times N_t$。接收机测量该传输函数矩阵，且定义最好的可能预编码向量为

$$\tilde{\mathbf{t}} = \arg \max_{\mathbf{t}^{(q)} \in \mathcal{C}} \mathrm{SNR}_q \tag{20.77}$$

其中，$\tilde{\mathbf{t}}$ 取决于 $\mathbf{H}$，虽然没有明确写出这种依赖性。对于一个给定的(测量的)$\mathbf{H}$，移动台可以确定期望的 $\tilde{\mathbf{t}}$，即通过对整个码本的穷搜索。

但是在码本使用前，首先要定义它的条目(显然发射机和接收机提前要知道码本)。所期望的码本要使在接收机处的平均信噪比损失最小。

$$\zeta = E_{\mathbf{H}} \left\{ \gamma ||\mathbf{H}\mathbf{t}^{(\mathrm{opt})}||_2^2 - \gamma ||\mathbf{H}\tilde{\mathbf{t}}||_2^2 \right\} \tag{20.78}$$

可以证明损失的上界为

$$\zeta \leqslant \hat{\zeta} \leqslant E_{\mathbf{H}} \left\{ \gamma ||\mathbf{H}||_2^2 \right\} E_{\mathbf{H}} \left\{ 1 - \max_{\mathbf{t}^{(q)} \in \mathcal{C}} |\mathbf{v}^* \mathbf{t}^{(q)}|^2 \right\} \tag{20.79}$$

其中，$\mathbf{v}$ 表示 $\mathbf{H}$ 中的右奇异向量，与最大奇异值相对应。此外，$\hat{\zeta}$ 的上限为

$$\hat{\zeta} \leqslant E_{\mathbf{H}} \left\{ \gamma ||\mathbf{H}||_2^2 \right\} \left(\left(\frac{\delta}{2} \right)^2 \left(\frac{\delta}{2} \right)^{2(N_t - 1)} Q + \left[1 - \left(\frac{\delta}{2} \right)^{2(N_t - 1)} Q \right] \right) \tag{20.80}$$

其中，

$$\delta = \min_{p \neq q} \sqrt{1 - |[\mathbf{t}^{(q)}]^\dagger \mathbf{t}^{(p)}|^2} \tag{20.81}$$

即 $\mathbf{t}^{(p)}$ 和 $\mathbf{t}^{(q)}$ 子空间距离的最小值。找到最优码本意味着使子空间最小距离最大化，这个问题与所谓的格拉斯曼(Grassmannian)空间装箱原理有关。对于 $N_t = 2$ 和 $Q = 4$，码本的例子如表 20.2 所示。

表 20.2 对于 $N_t=2$，$Q=4$ 的有限反馈的码本条目[Love et al. 2003]

q	$t_1^{(q)}$	$t_2^{(q)}$
1	-0.1612 -0.7348j	-0.5135 -0.4128j
2	-0.0787 -0.3192j	-0.2506 +0.9106j
3	-0.2399 +0.5985j	-0.7641 -0.0212j
4	-0.9541	0.2996

注意，码本设计不是唯一的，与一个恒定相位的数相乘(对所有的条目)也不会改变信噪比(在接收机中可以消除乘以的因子)。

上面的码本推导是基于信道为独立同分布的复高斯衰落信道。现在考虑发射机和接收机的信道是相关的情况，考虑 7.4.7 节的克罗内克模型。

$$\mathbf{H}=\mathbf{R}_{RX}^{1/2}\mathbf{G}_G\mathbf{R}_{TX}^{1/2} \tag{20.82}$$

其中，$\mathbf{G}_G$ 是一个矩阵，每个元素服从独立同分布的复高斯过程。需要凭借直觉的是，发送相关应当对码本有很大的影响，因为相关矩阵和发送的角度具有一定的关系。显然，在没有传播能量的方向上进行非常细的量化没有什么意义。这个观点可以通过下面预编码器的设计方法来进行定量表示：码本向量 $\hat{\mathbf{t}}^{(q)}$ 是不相关情况下的码本向量，用相关矩阵调节为

$$\widehat{\mathbf{t}}^{(q)}=\frac{\mathbf{R}_{TX}^{1/2}\mathbf{t}^{(q)}}{\|\mathbf{R}_{TX}^{1/2}\mathbf{t}^{(q)}\|_2} \tag{20.83}$$

但是，注意该过程要求发射机和接收机已知发射机的相关矩阵。

一个更简单的码本只包括离散傅里叶变换矩阵的系数。在这种情况下，码本的条目仅指向不同的方向。如果信号的角度扩展很小，那么这种码本明显表现很好，这种情况常出现在宏小区基站处。

空时分组码和空间复用的反馈

当发射机利用正交空时分组编码时，预编码码本的设计变得更复杂。在这种情况下，预编码向量 $\mathbf{t}$ 要被大小为 $N_t\times\tilde{L}$ 的预编码矩阵 $\mathbf{T}$ 所代替，其中 $\tilde{L}$ 为空时码的维数(即 Alamouti 码为 2)。优化的目的仍是使接收机处的总信噪比最大化(注意仅存在单个数据流，即空时编码后的)

$$\mathrm{SNR}_q=\gamma\|\mathbf{H}\mathbf{T}^{(q)}\|_2^2 \tag{20.84}$$

由于量化导致信噪比损失的界表示为

$$\zeta=E_{\mathbf{H}}\left\{\gamma\|\mathbf{H}\mathbf{T}^{(\mathrm{opt})}\|_2^2-\gamma\|\mathbf{H}\widetilde{\mathbf{T}}\|_2^2\right\}\leqslant E_{\mathbf{H}}\left\{\gamma\lambda_1^2(\mathbf{H})\right\}\left\{\tilde{L}+\left(\frac{\delta}{2\sqrt{L}}\right)^{2N_t\tilde{L}+(N_t-N_r)}Q\left[\left(\frac{\delta}{2}\right)^2-\tilde{L}\right]\right\} \tag{20.85}$$

其中，最小的子空间距离定义为最小的弦距离

$$\delta=\min_{p\neq q}\frac{1}{\sqrt{2}}\|\mathbf{T}^{(p)}(\mathbf{T}^{(p)})^*-\mathbf{T}^{(q)}(\mathbf{T}^{(q)})^*\|_F \tag{20.86}$$

码本的条目不是唯一的，显然与一个酉矩阵相乘不会改变 $\mathbf{T}$ 的特性。这与单数据流的情况类似，乘以一个恒相位的数不改变最佳性。

有人可能会问，在反馈可以使用的设置下，为什么要考虑空时块编码，特别是 Alamouti 码？毕竟 Alamouti 码比最大比值传输(与基于反馈的波束成形近似)要差。但是，有一些情况下，信道状态信息变得不确定(由于噪声)或很快过时。在这种情况下，利用空时编码带来的额外的分集来补充基于部分信道状态信息的波束成形是有益的。如果平均信道状态信息是可

用的，那么在传输前预编器应适当地对传输信号“着色”(即与相关矩阵信息匹配)。

当在传输中使用空时复用时，找到最优预编码码本变得更困难，对于不同的接收机的类型，有不同的优化准则。

最后，注意发射机的天线选择可以看成带有简单预编码器设置的预编码(**T** 的条目为 1 或 0)。因此，预编码器设置的反馈也很简单。

频率选择性信道反馈

考虑一个正交频分复用系统工作在频率选择性信道中。穷举尝试法将会对每个子载波分别独立地反馈一个码本条目。但是，由于相邻子载波的信道是相关的，这将会很浪费。这样，凭直觉的改进是将子载波分组，仅反馈每个组的索引(如中心处子载波组的索引)。更复杂的方法是使用内插(每组乘以一个不同相位的因子，该相位因子也要被反馈)。

20.3　多用户 MIMO

现在将注意力转向在一个小区中，当基站与多个用户同时通信时，MIMO 系统如何工作这个问题。如下面所看到的，该情况要求采用一些新的模式，使用多天线提供的自由度。事实上，将要讨论的很多问题与空分多址(见 20.1.5 节和 20.1.7 节)的关系比与 20.2 节讨论的单用户 MIMO 的关系更紧密。

图 20.21 概述了下面所考虑的系统模型。一个单基站具有 N_{BS} 个天线，与 K 个各具有 $N_{MS}^{(k)}$ 个天线的移动台通信。假设 $N_{BS} > N_{MS}^{(k)}$，但 $N_{BS} < \sum_k N_{MS}^{(k)}$。这在蜂窝网络中很常见，同样也是最令人关注的多用户 MIMO 场景。一个典型的第四代小区 $N_{BS}=8$，$N_{MS}^{(k)}=2$，且 $K=20$。没有要求所有移动台是同时活跃的；而基站可以根据它们的信道状态调度与具体用户通信。但是，对不同的用户必须满足某种公平性准则和延迟准则。

简单的把多用户 MIMO 系统想象成一个单用户系统，该单用户系统接收机的天线分布在不同的位置。该观点在很多方面是很有用的，但必须持保留态度，因为这尤其对于下行链路的情况可能导致一些错误结论。单用户 MIMO 和多用户 MIMO 的关键不同点如下。

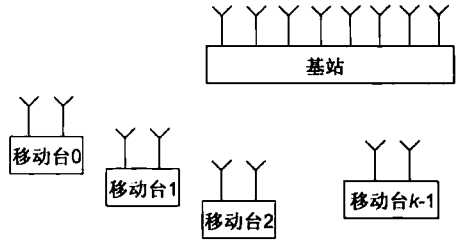


图 20.21　多用户 MIMO 系统装置

- 跨层设计(调度)是关键，可以大幅降低由于信道状态的特殊性导致总容量下降的概率。如果移动台数多于基站的天线数(一个蜂窝小区的典型情况)，那么一个正确的调度算法可以大幅降低两个用户信道线性相关的概率(该线性相关性可能导致空分复用对这两个用户无效)。
- 发射机的信道状态信息对下行多用户 MIMO 系统的性能影响巨大。人们可能感到疑惑为什么该信息对下行多用户 MIMO 的性能如此重要，毕竟在单用户情况下有无该信息对系统容量的影响可以忽略。如果不同的移动台可以在信号接收中进行合作，那么有没有发射机的信道状态信息确实没区别；由于假定 $N_{BS} < \sum_k N_{MS}^{(k)}$，接收机可以译出所有基站发出的数据流。但是，实际中移动台不能合作，且每个移动台能译出最多 $N_{MS}^{(k)}$ 个数据流。这样在没有发射机的信道状态信息时，可能发生下面的情况：(i)基站仅发送

$\min_k N_{MS}^{(k)}$个数据流，严重限制了下行容量；(ii)基站发送N_{BS}个数据流，但是由于移动台不能译出很多数据流，每个移动台处的信干噪比会非常差，因而容量就很低。但是，如果基站知道发射机的信道状态信息，它可以将不同方向的不同移动台的不希望的数据流"置零"，这样发送更多数据流仍能保证每个移动台处具有较好的信干噪比。

20.3.1 性能限制

第一步，我们想探讨多用户 MIMO 的基本极限，即可以支持多少用户，工作在什么速率。我们将不讨论信息理论的详细概念，而主要讨论从单用户 MIMO 和智能天线中得到的一些直观的结果。

上行链路

首先考虑上行链路。K 个移动台，每个移动台具有 $N_{MS}^{(k)}$ 个天线，且基站具有 N_{BS} 个天线。每个移动台能够发送多个数据流，或能够从多个天线上发送一个数据流。很明显这种安排与具有 $\sum_k N_{MS}^{(k)}$ 个发送天线和 N_{BS} 个接收天线的单用户 MIMO 很类似。仅有的不同点，是不同移动台在发送它们的消息时不能合作，但是这几乎不影响容量。考虑极端的情况，每个移动台仅有一个天线，那么系统与 H-BLAST 系统相同；只要允许不同天线的传输速率不同，则 H-BLAST 系统可以达到容量。这样上行链路系统的容量随着基站天线数 N_{BS} 增加而增加(记住假设 $N_{BS} < \sum_k N_{MS}^{(k)}$)。在基站处的接收机可以是将逐个干扰抵消和最小均方误差接收组合的 H-BLAST 接收机。

对于不同用户的最优功率分配，是根据"迭代注水"原理进行的分配[Yu et al. 2004]，可利用下面的算法迭代至收敛：

- 对于 $k=1$ 至 K，
  - 对于一个给定用户 k，计算噪声和其他用户干扰的协方差矩阵；
  - 根据 20.2.5 节描述的注水准则获得最佳信号相关矩阵。

下行链路

下面来讨论下行链路。在第 k 个移动台处的接收信号 $\mathbf{r}^{(k)}$ 为

$$\mathbf{r}^{(k)} = \mathbf{H}^{(k)}\tilde{\mathbf{s}} + \mathbf{n} \tag{20.87}$$

其中，$\tilde{\mathbf{s}}$ 是发送给用户的信号；对于所有不同的用户，$\tilde{\mathbf{s}} = \sum_k \tilde{\mathbf{s}}^{(k)}$，它包括一个数据的叠加。对于不同的用户，$\tilde{\mathbf{s}}^{(k)}$ 是线性或非线性编码后的信号流。接收机即移动台，不能合作来进行数据流译码。这对于实际的实现比无法进行合作编码有更重大的影响。对干扰抑制而言，译码器能访问所有数据流是关键。因此，避免干扰仅有一种方法，即通过发射机预编码来消除接收机处的干扰(需要发射机的信道状态信息)。

20 世纪 80 年代已得到一个不寻常的的结果：如果发射机已知干扰，那么期望信号可以通过预编码使接收机"看"不到任何干扰。该方法也称为"在污纸上书写"，能实现或接近这种干扰抑制的编码称为"污纸编码"或"科斯塔斯编码"。这个名字由其原理得名。如果一个人知道纸上污垢的位置，就可以在不会掩盖字迹的位置书写[Peel 2003]。关于进行污纸编码的近似有很多方法，如通过 TH(Tomlinson-Harashima)预编码。

当进行多数据流编码时，按照怎样的顺序来进行数据流编码是很重要的。第 k 个移动台的编码器处理把来自其他移动台 $1, \cdots, k-1$ 的数据流的干扰当成已知量(可以完全被抑制)，而把用户 $k+1, \cdots, K$ 的干扰当成噪声。因此，首先编码的数据流具有低的信干噪比，而后面

编码的数据流具有高的信干噪比。这种情况在上行链路也是一样(有一个逐个干扰消除的接收机)，其中第一个解码的数据流具有低的信干噪比，而后来解码的数据流(从“干净”信号中获得的)具有高的信干噪比。

20.3.2　调度

如果用户的数据流数目大于 N_{BS}，那么基站要确定在给定时间内哪些用户是它想要服务的。服务的准则可能是总吞吐量的最大值(不考虑公平性)，或可能想要保证每个用户工作在数据速率最小状态。选择用户的不同方法(可能在某些时隙内将用户分组)导致总容量和服务质量的不同。原则上最优的准则需要对所有的调度分配进行穷举搜索，如果用户数很大，则这种方法是不可行的。因此，一般进行“贪婪”搜索，其中第一个被选择的用户能获得最高总容量。下一个用户从剩余的用户中选择，选择能够使容量增加最大的用户。仿真结果表明，这种贪婪算法给出的性能非常接近最优调度。

20.3.3　上行链路线性预编码

多用户 MIMO 处理中最简单的实现是基于发射机和接收机的线性处理。接收机(基站)已知所有可用的信号，可以对干扰抑制进行最优(线性)处理。最佳的发送和接收权重相互依赖(在移动台处改变发射机权重，改变基站处所有用户的有用功率和干扰)，因此最优权重的迭代求解是必要的。求解的详细过程取决于优化准则；下面考虑使总均方误差最小的准则。

均方误差可以写成

$$\mathrm{MSE}=tr\left\{\sum_{k=1}^{K}\left\{\sum_{j=1}^{K}(\mathbf{T}^{(j)})^{\dagger}(\mathbf{H}^{(j)})^{\dagger}\mathbf{W}^{(k)}(\mathbf{W}^{(k)})^{\dagger}\mathbf{H}^{(j)}\mathbf{T}^{(j)}-(\mathbf{T}^{(k)})^{\dagger}(\mathbf{H}^{(k)})^{\dagger}\mathbf{W}^{(k)}\right.\right.$$
$$\left.\left.-(\mathbf{W}^{(k)})^{\dagger}\mathbf{H}^{(k)}\mathbf{T}^{(k)}+\mathbf{I}+\sigma_{\mathrm{n}}^{2}(\mathbf{W}^{(k)})^{\dagger}\mathbf{W}^{(k)}\right\}\right\} \tag{20.88}$$

其中，$(\mathbf{W}^{(k)})^{\dagger}$ 是第 k 个用户的接收矩阵。那么目标就是在功率受限时使均方误差最小化

$$tr\left\{(\mathbf{T}^{(k)})^{\dagger}\mathbf{T}^{(k)}\right\}\leqslant P_{k}^{\max} \tag{20.89}$$

发射机的权值是所有用户的接收权值的函数，而最优接收机权值取决于所有用户的发送权值。因此，接收机权值和发送权值可以通过如下步骤迭代计算。

1. 更新所有用户($k=1,\cdots,K$)

$$(\mathbf{W}^{(k)})^{\dagger}=(\mathbf{T}^{(k)})^{\dagger}(\mathbf{H}^{(k)})^{\dagger}\left[\sigma_{\mathrm{n}}^{2}\mathbf{I}+\sum_{j=1}^{K}\mathbf{H}^{(j)}\mathbf{T}^{(j)}(\mathbf{T}^{(j)})^{\dagger}(\mathbf{H}^{(j)})^{\dagger}\right]^{-1} \tag{20.90}$$

2. 更新所有用户($k=1,\cdots,K$)

$$\mathbf{X}^{(k)}(\mu_{k}')=\left[\mu_{k}'\mathbf{I}+\sum_{j=1}^{K}(\mathbf{H}^{(k)})^{\dagger}\mathbf{W}^{(j)}(\mathbf{W}^{(j)})^{\dagger}\mathbf{H}^{(k)}\right]^{-1}(\mathbf{H}^{(k)})^{\dagger}\mathbf{W}^{(k)} \tag{20.91}$$

$$\mu_{k}=\max\left[\arg_{\mu_{k}'}\left(\mathrm{tr}\left\{\mathbf{X}^{(k)}(\mu_{k}')\left(\mathbf{X}^{(k)}(\mu_{k}')\right)^{\dagger}\right\}=P_{k}^{\max}\right),0\right] \tag{20.92}$$

$$\mathbf{T}^{(k)}=\left[\mu_{k}\mathbf{I}+\sum_{j=1}^{K}(\mathbf{H}^{(k)})^{\dagger}\mathbf{W}^{(j)}(\mathbf{W}^{(j)})^{\dagger}\mathbf{H}^{(k)}\right]^{-1}(\mathbf{H}^{(k)})^{\dagger}\mathbf{W}^{(k)} \tag{20.93}$$

典型地，10 到 20 次迭代足够收敛。

20.3.4 下行链路线性预编码

对于下行链路，线性预编码是最容易实现的方法。关于发射机处的波束成形(线性预编码)，对于第 k 个用户的总发射信号是源信号，乘以一个波束成形矩阵 $\mathbf{T}^{(k)}$ 为

$$\tilde{\mathbf{s}}^{(k)} = \mathbf{T}^{(k)}\mathbf{s}^{(k)} \tag{20.94}$$

其中，$\mathbf{T}^{(k)}$ 是第 k 个用户的预编码矩阵(波束成形器)。第 k 个用户的信号的相关矩阵为 $\mathbf{R}_{\tilde{s}\tilde{s}}^{(k)} = E\{\tilde{\mathbf{s}}^{(k)}\tilde{\mathbf{s}}^{(k)\dagger}\}$，对第 k 个用户的功率分配为 $P_k = \mathrm{tr}\{\mathbf{R}_{\tilde{s}\tilde{s}}^{(k)}\} = \mathrm{Trace}\{\mathbf{T}^{(k)}\mathbf{T}^{(k)\dagger}\}$，由于假设调制符号具有归一化能量 $\mathbf{R}_{ss}^{(k)} = \mathbf{I}$。通常基站的总发送功率限制为 $\sum_k P_k \leqslant P_{\max}$。

块对角化

考虑每个移动台具有多个天线($N_r^{(k)} \geqslant 1$)且基站给每个用户发送 $N_r^{(k)}$ 个数据流的情况。一种简单的解决方案可以通过利用维度限制 $\sum_k N_r^{(k)} = N_t$ 来完成。该限制与将多个移动台表示为一个"分布式阵列"情况类似，维数限制保证了数据流数不超过可以解调信号的接收机数。用 20.1 节的语言来表达就是：每个天线都被看成一个独立的(单天线)用户，基站的预处理保证了到达天线的数据流能更好地分离。这减轻了移动台的设计复杂度，移动台不需要做任何额外的处理。

但是，$\sum_k N_r^{(k)} = N_t$ 的限制实际上是很严格的。根据该限制，在移动台处增加接收天线就减小了在给定时间点传输的用户数；这显然是个不合理的限制，因为增加额外的天线可以提高接收质量。然而，这个限制是限制向移动台传输的数据流数，向不同移动台发送的数据流仍要在基站处利用适当的波束成形来保持分离。

利用块对角化技术[Spencer et al. 2004b]可以保持不同移动台的数据流相互分离。定义每个用户的干扰信道矩阵 $\tilde{\mathbf{H}}^{(k)}$ 为

$$\tilde{\mathbf{H}}^{(k)} = [(\mathbf{H}^{(1)})^{\mathrm{T}}, \cdots (\mathbf{H}^{(k-1)})^{\mathrm{T}} (\mathbf{H}^{(k+1)})^{\mathrm{T}}, \cdots (\mathbf{H}^{(K)})^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}} \tag{20.95}$$

位于 $\tilde{\mathbf{H}}^{(k)}$ 的零空间的任何预编码矩阵 $\mathbf{T}^k$ 给出了一个解决方案，即发送给其他移动台的数据流不影响第 k 个移动台。因此，现在出现一个新的维度限制。令 J_k 表示 $\tilde{\mathbf{H}}^{(k)}$ 的秩。那么要完成对角化，需要满足下式：

$$N_t > \max_k (J_1, J_2, \cdots J_K) \tag{20.96}$$

如果传播信道都是满秩的，这意味着发送天线数必须不小于数据流数。定义 $\tilde{\mathbf{H}}^{(k)}$ 的奇异值分解为

$$\tilde{\mathbf{H}}^{(k)} = \tilde{\mathbf{U}}^{(k)}\tilde{\Sigma}^{(k)}[\tilde{\mathbf{V}}_{\mathrm{fc}}^{(k)} \quad \tilde{\mathbf{V}}_{\mathrm{lc}}^{(k)}]^{\dagger} \tag{20.97}$$

其中，$\tilde{\mathbf{V}}_{\mathrm{fc}}^{(k)}$ 包含了前面的 J_k 个右奇异向量，$\tilde{\mathbf{V}}_{\mathrm{lc}}^{(k)}$ 包含了后面的 $N_t - J_k$ 个右奇异向量；这样 $\tilde{\mathbf{V}}_{\mathrm{lc}}^{(k)}$ 形成了 $\tilde{\mathbf{H}}^{(k)}$ 的零空间的一个标准正交基。定义一个新的"总体有效的信道矩阵"

$$\hat{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}^{(1)}\tilde{\mathbf{V}}_{\mathrm{lc}}^{(1)} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & .. & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{H}^{(K)}\tilde{\mathbf{V}}_{\mathrm{lc}}^{(K)} \end{bmatrix} \tag{20.98}$$

下面求解该总体有效矩阵的奇异值分解；由于 $\hat{\mathbf{H}}$ 为块对角结构，可以通过一种有效的方式(一块一块地)来完成。对于第 k 块，

$$\hat{\mathbf{H}}^{(k)} = \hat{\mathbf{U}}^{(k)} \begin{bmatrix} \hat{\Sigma}^{(k)} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} [\hat{\mathbf{V}}_{\mathrm{fc}}^{(k)} \quad \hat{\mathbf{V}}_{\mathrm{lc}}^{(k)}]^{\dagger} \tag{20.99}$$

那么总波束成形/功率分配矩阵为

$$\mathbf{T}=\left[\tilde{\mathbf{V}}_{\mathrm{lc}}^{(1)}\hat{\mathbf{V}}_{\mathrm{fc}}^{(1)}\quad\tilde{\mathbf{V}}_{\mathrm{lc}}^{(2)}\hat{\mathbf{V}}_{\mathrm{fc}}^{(2)}\quad\cdots\cdots\quad\tilde{\mathbf{V}}_{\mathrm{lc}}^{(K)}\hat{\mathbf{V}}_{\mathrm{fc}}^{(K)}\right]\Lambda^{1/2} \tag{20.100}$$

其中，Λ 是对角矩阵，它表示对每个元素进行注水功率分配：

$$\begin{bmatrix}\hat{\Sigma}^{(1)} & & \mathbf{0}\\ & \hat{\Sigma}^{(2)} & \\ & \cdots & \\ \mathbf{0} & & \hat{\Sigma}^{(K)}\end{bmatrix} \tag{20.101}$$

协同波束成形

注意，如果接收机有一个线性滤波器，那么 $\mathbf{H}^{(j)}$ 应当被滤波器和信道矩阵的串联来代替。因此，$\tilde{\mathbf{H}}^{(k)}$ 的秩受接收机中所有滤波器的影响。令第 k 个移动台的信号乘以一个矩阵 $\mathbf{W}^{(k)\dagger}$。那么总接收信号变为

$$\mathbf{r}^{(k)}=\mathbf{W}^{(k)\dagger}\mathbf{H}^{(k)}\mathbf{T}^{(k)}\mathbf{s}^{(k)}+\mathbf{W}^{(k)\dagger}\mathbf{H}^{(k)}\sum_{l\neq k}\mathbf{T}^{(l)}\mathbf{s}^{(l)}+\mathbf{W}^{(k)\dagger}\mathbf{n} \tag{20.102}$$

上式等号右边第二项表示干扰。本质上，接收机处理意味着对每个用户产生一个“等效”信道 $\mathbf{W}^{(k)\dagger}\tilde{\mathbf{H}}^{(k)}$。改变这个等效信道间接地需要改变发送波束成形矩阵。这样，权值 $\mathbf{T}$ 和 $\mathbf{W}$ 的计算不得不以迭代的方式完成：开始于一组 $\mathbf{W}^{(k)\dagger}$（例如，对第 k 个移动台的最大比值合并的权值），根据上面描述的一种策略计算最优发送权值。用新 $\mathbf{T}$ 来计算移动台处的信号统计信息，根据某种准则（如最小均方误差）重新计算最优的线性权值。这些接收机的新权值构造了一组新的等效信道，作为 $\mathbf{T}$ 再重新计算的基础，继续进行迭代等处理。当权值（或性能）的变化较小时，终止迭代。

图 20.22 给出了对于各种类型预编码的容量。可以看到，对于一个单纯的信道求逆情况，容量先随用户数的增加而增加，但是当 K 接近基站处的天线元数时容量开始下降。这是由于病态信道矩阵的出现概率增加。当接收机有更多天线时，信道求逆和规则化的信道求逆之间的差异变得很小（见图 20.23）。

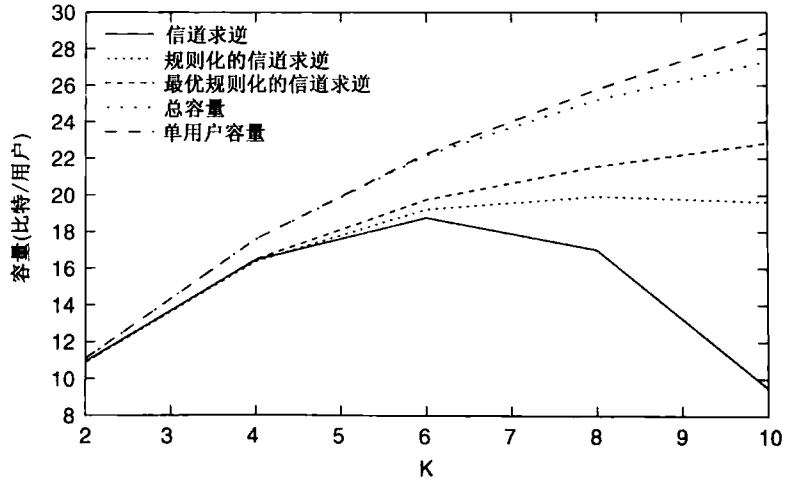


图 20.22　不同预编码方法下，当移动台只有一个天线时，多用户 MIMO 系统容量随用户数K的变化，$N_t=10$，$\gamma=10$ dB。引自Tsoulos[2006]© CRC Press

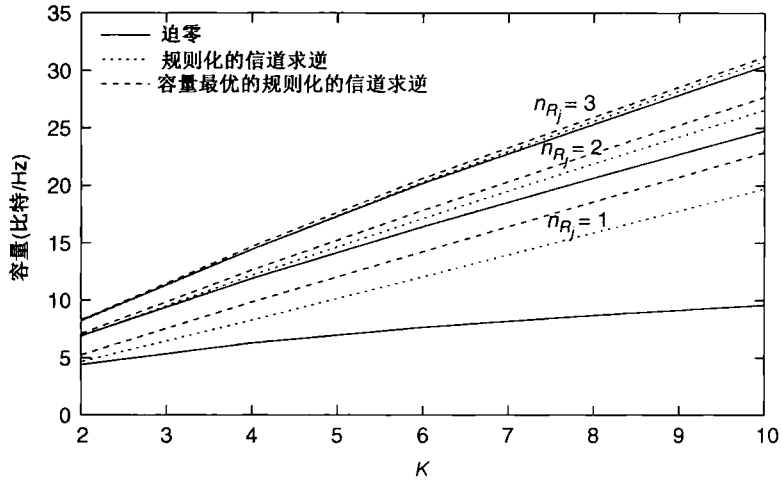


图 20.23 不同预编码方法下，当移动台有多个天线时，多用户 MIMO 系统容量随用户数K的变化。$N_t=10$，$\gamma=10$ dB。引自 Tsoulos[2006] © CRC Press

联合维纳滤波

块对角化可以看成迫零的一般化形式。类似地，信道规则化(目的是使接收机处的均方误差最小)可以推广到联合维纳滤波。通常，度量均方误差定义为

$$\mathrm{MSE}_k=\mathbb{E}\left[\|\mathbf{r}_k-\mathbf{z}_k\|^2\right] \tag{20.103}$$

其中，期望是对所有随机数据向量$\{\mathbf{s}_k\}_{k=1}^K$和噪声$\{\mathbf{n}_k\}_{k=1}^K$求均值。那么最优问题是

$$\begin{aligned}&\left\{\mathbf{T}_k^{\mathrm{opt}}\right\}_{k=1}^K=\arg\min_{\{\mathbf{T}_k\}_{k=1}^K}\sum_k \mathrm{MSE}_k \qquad k=1,\cdots,K\\ &\text{满足}\quad \mathrm{Tr}\left\{\sum_k \mathbf{T}_k^{\dagger}\mathbf{T}_k\right\}\leqslant P_{\max}\end{aligned} \tag{20.104}$$

为了解决该最优问题，对下面的矩阵进行特征值分解

$$\mathbf{H}_k^{\dagger}\left[\sigma_n^2\mathbf{I}+\sum_{j\neq k}\mathbf{H}_i\mathbf{T}_j\mathbf{T}_j^{\dagger}\mathbf{H}_j^{\dagger}\right]\mathbf{H}_k=[\mathbf{V}_k\quad\overline{\mathbf{V}}_k]\begin{bmatrix}\Lambda_k & \\ & \overline{\Lambda}_k\end{bmatrix}[\mathbf{V}_k\quad\overline{\mathbf{V}}_k]^{\dagger} \tag{20.105}$$

其中，$\mathbf{V}_k$是维数为$\mathbf{H}_k$的方阵，那么最优预编码矩阵为

$$\mathbf{T}_k=\mathbf{V}_k\begin{bmatrix}0&0&..&0&\xi_{1,k}&0&0\\ ..&..&..&..&0&..&0\\ 0&..&..&0&0&0&\xi_{L,k}\end{bmatrix} \tag{20.106}$$

其中，L是空间数据流数且

$$\xi_{i,k}=\max\left[\frac{1}{\mu^{1/2}[\Lambda_k]_{i,i}^{1/2}}-\frac{1}{[\Lambda_k]_{i,i}},0\right] \tag{20.107}$$

选择μ以满足总功率的限制。

对于一个给定的发送预编码器，最优的接收机滤波器矩阵是维纳滤波器

$$\mathbf{W}_k=\left[\mathbf{H}_k\mathbf{T}_k\mathbf{T}_k^{\dagger}\mathbf{H}_k^{\dagger}+\left[\sigma_n^2\mathbf{I}+\sum_{j\neq k}\mathbf{H}_i\mathbf{T}_j\mathbf{T}_j^{\dagger}\mathbf{H}_j^{\dagger}\right]\right]^{-1}\mathbf{H}_k\mathbf{T}_k \tag{20.108}$$

联合泄漏抑制

在联合泄漏抑制中，设计预编码矩阵是为了使第 k 个移动台的接收期望信号的功率和总的噪声与第 k 个用户对其他用户的总干扰功率(泄漏的)之和的比值(这不同于第 k 个移动台处的信干噪比)最大化。该准则的关键动机是它允许比接收机处的信干噪比更简单的优化(通常在闭环模式)。但是，最大化信漏噪比(SLNR)的系统的性能略差于最大化信干噪比系统的性能。第 k 个用户的 SLNR 为

$$\mathrm{SLNR}_k = \frac{E\{\mathbf{s}_k\mathbf{T}_k^{\dagger}\mathbf{H}_k^{\dagger}\mathbf{H}_k\mathbf{T}_k\mathbf{s}_k\}}{N_r\sigma_n^2 + E\{\sum_{i\neq k}\sum_{j\neq k}\mathbf{s}_k\mathbf{T}_k^{\dagger}\mathbf{H}_i^{\dagger}\mathbf{H}_j\mathbf{T}_k\mathbf{s}_k\}} \tag{20.109}$$

它可以简化为

$$\mathrm{SLNR}_k = \frac{\mathrm{Tr}\{\mathbf{T}_k^{\dagger}\mathbf{H}_k^{\dagger}\mathbf{H}_k\mathbf{T}_k\}}{\mathrm{Tr}\{\mathbf{T}_k^{\dagger}\left[N_r\sigma_n^2\mathbf{I} + \widetilde{\mathbf{H}}_k^{\dagger}\widetilde{\mathbf{H}}_k\right]\mathbf{T}_k\}} \tag{20.110}$$

这样，基站需要找到 $\mathbf{T}_k$ 在发射功率限制 $\mathrm{Tr}\{\mathbf{T}_k^{\dagger}\mathbf{T}_k\} = P_{\max}$ 的条件下，使 SLNR_k 最大的预编码矩阵 R_k。注意，这里假设不存在功率控制，因此每个用户的功率固定为某个值，这样就减低了不同用户的优化程度。下面定义一个辅助矩阵 $\mathbf{A}$ 满足

$$\begin{aligned}\mathbf{A}_k^{\dagger}\mathbf{H}_k^{\dagger}\mathbf{H}_k\mathbf{A}_k &= \Lambda_k\\ \mathbf{A}_k^{\dagger}\left[N_r\sigma_n^2\mathbf{I} + \widetilde{\mathbf{H}}_k^{\dagger}\widetilde{\mathbf{H}}_k\right]\mathbf{A}_k &= \mathbf{I}\end{aligned} \tag{20.111}$$

其中，Λ_k 是具有非负元素(任意)的对角矩阵，按降序排列。那么预编码矩阵 $\mathbf{T}$ 是 $\mathbf{A}$ 的前 L_k 列。

对于每个用户仅有一个数据流的特殊情况，$L_k = 1$，波束成形矩阵变成一个向量，且可以以一种简单的方式获得：对下面的矩阵进行特征值分解：

$$\left[N_r\sigma_n^2\mathbf{I} + \widetilde{\mathbf{H}}_k^{\dagger}\widetilde{\mathbf{H}}_k\right]^{-1}\mathbf{H}_k^{\dagger}\mathbf{H}_k \tag{20.112}$$

最优预编码向量是矩阵中最大特征值对应的特征向量。

迭代注水

如果想要使所有用户的总速率最大化，最优问题是

$$\begin{aligned}\left\{\mathbf{T}_k^{\mathrm{opt}}\right\}_{k=1}^{K} &= \arg\max_{\{\mathbf{T}_k\}_{k=1}^{K}}\sum_{k=1}^{K}R_k,\\ \text{满足 } \mathrm{Tr}\left\{\sum_{k=1}^{K}\mathbf{T}_k^{\dagger}\mathbf{T}_k\right\} &\leqslant P_{\max}, \qquad k = 1,\cdots,K\end{aligned} \tag{20.113}$$

第 k 个移动台的用带宽归一化的信息速率为

$$R_k = \log\left|\mathbf{I}_{N_R} + \left[\sigma_n^2\mathbf{I} + \sum_{j\neq k}\mathbf{H}_i\mathbf{T}_j\mathbf{T}_j^{\dagger}\mathbf{H}_j^{\dagger}\right]^{-1}\mathbf{H}_k\mathbf{T}_k\mathbf{T}_k^{\dagger}\mathbf{H}_k^{\dagger}\right| \tag{20.114}$$

对于该问题没有闭式的解，但可以通过迭代解决方案进行处理。

20.3.5　闭环系统和量化反馈

正如 20.2.11 节所讨论的，有限反馈的码本提供了一种在发送波束成形时减少反馈开销的好方法。但是，对于多用户 MIMO，该技术将会非常复杂。首先，发送预编码向量的量化必

须比单用户的情况更精细。其原因可以通过以下方式来解释[①]：单用户的情况下，基站形成一个波束方向图，该方向图的最大增益指向了目标移动台。由于量化的影响，导致与最优波束图有微弱的偏差，但并不会导致重大的信噪比损失。多用户的情况下，为了在每个移动台处获得好的信干噪比，需要确保来自其他用户的信号干扰很低；换句话说，每个发送波束图需要其他用户位于波束零点。从20.1节可知零点对天线权重波动比"主波束"更敏感。因而，在多用户情况下量化必须更精细。

另一个因素是，由于预编码器的最优设置取决于所有用户的信道，因此移动台无法很容易地计算出使其性能最优化的预编码矩阵的设置。解决该问题的一种可行的方法是投影技术。基站首先在 $Q=K$ 个不同的波束矢量上发送一些训练序列。那么第 k 个移动台形成的测量量为

$$\gamma_k = \max_q \frac{|\mathbf{h}^{(k)}(\mathbf{g}^{(q)})^{\mathrm{T}}|^2}{\sigma_n^2 + \sum_{p\neq q} |\mathbf{h}^{(k)}(\mathbf{g}^{(p)})^{\mathrm{T}}|^2} \tag{20.115}$$

在没有功率控制的条件下，如果基站对于某个移动台采用最优的波束发送，而对其他的所有移动台在不同的波束上发送，这样该移动台可以很容易地获得最大信干噪比。然后第 k 个移动台仅反馈实现该信干噪比的索引 q。当然，当两个移动台要求相同的波束时会出现问题。该问题可以这样解决：通过要求每个移动台发送最优和次最优的波束索引，基站利用"退却解决方案"使某个移动台获得可接受的(虽然不是最优的)信干噪比。

根据20.1.9节描述的"随机波束成形"的思路，改变波束到投影的方向是有益的。换句话说，$\mathbf{g}^{(q)}$ 可以随机产生。然后，对每个移动台"找"一个信道，使信干噪比最大的概率的分布更均匀，这样增加它们的吞吐量。

如果基站已知长期信道状态信息(相关矩阵)，则可以调整向量 $\mathbf{g}^{(q)}$ 来降低波束不与其他任何用户对准的概率。在用户很少的情况下，这是尤其重要的，因为用户在空间中通常不是均匀分布的。

20.3.6 基站协作

在蜂窝系统中，多用户的存在会产生多用户干扰，影响系统容量，降低单用户可能的数据速率。Catreux et al. [2001]通过考察具有最小均方误差检测的时分多址蜂窝系统，首先对这个问题进行了研究。在这些假设下，可以证明MIMO系统的蜂窝容量很难大于仅在基站具有多天线系统的容量(正如20.1节的讨论)。这些令人吃惊的结果的原因是，在仅有基站处具有多天线的蜂窝系统中，这些天线可以用于抑制相邻小区的干扰，从而减小了复用的距离。对于 $N_r = N_t$ 的一个MIMO蜂窝系统，由基站多天线获得的自由度都用于分离来自一个用户的多流数据，而没有用于干扰用户的抑制。这样，既不能使用空分多址，也不能使用干扰抑制的空间滤波来增加小区容量(注意，这些技术可以很容易地使容量增大2倍或3倍)。

但是，看起来可能通过组合MIMO和其他技术来抑制多址干扰。例如，多用户干扰可以通过基站协作来消除。对于上行链路，合作的基站可以看成一个链路终端带有 $N_t N_{BS}$ 个天线的巨大的MIMO系统，其中 N_{BS} 表示合作的基站数。这种系统的容量可以通过在式(20.36)中插入广义信道矩阵来近似。

对于下行链路，如果基站协作且每个基站拥有所有移动台的信道状态信息，干扰基站的影

① 也比较了20.1节描述智能天线的波束成形。

响就可以通过适当的预处理达到最小化。这些方法在数学上与应用于多用户 MIMO 的方法类似。与多基站系统的基本区别就是到达非期望移动台的干扰基本上是异步的。假设在协作的基站之间时间是完全同步的，时间超前机制可以保证从多个基站发送给一个移动台的期望信号同时到达该移动台。但是，非期望的信号将不再同时到达。这导致了干扰统计特性的变化，且需要修改计算预编码系数的方法。与多用户 MIMO 相比，另外一个关键的不同是有多个功率限制，对于每个基站都有一个功率限制，从而使预编码器的设计更加复杂。

基站协作在文献中也称为“网络 MIMO”或“协作的多点”(CoMP)。由于基站协作可以极大地提升性能，尤其是在小区边缘，人们期望基站协作在第四代蜂窝系统中得到应用。

深入阅读

Godara[1997]，Rappaport[1998]和 Tsoulos[2001]对智能天线进行了综述。智能天线系统基础的空时处理专题，以及前面章节许多已经介绍过的一些专题(分集见第 13 章，Rake 接收机见第 18 章)；在 Paulraj and Papadias[1997]中有综述。用于码分多址系统的智能天线在 Liberti and Rappaport[1999]中进行了论述。

对于 MIMO 系统，特别是空间多路复用方面，在 Paulraj et al.[2003]和 Tse and Visvanath[2005]中进行了很好的介绍。最近的一些书籍涵盖了 MIMO 的大部分相关论题，从基础到空时编码和接收机设计。尤其是 Oestges and Clerckx[2007]和 Biglieri et al.[2007]这两本著作，以及多人合著的 Tsoulos[2006]与 Boelcskei et al.[2008]，另外还有 Heath[2011]。评论文章 Gesbert et al.[2003]和 Diggavi et al.[2004] 是对于该问题介绍的“必读”文章。对于理解 MIMO 系统中容量的基本概念，容量分布和边界的推导，原始论文 Foschini and Gans[1998]和 Telatar[1999]很值得一读。Andersen[2000]也在容量和分集方面给出了一些重要的直观见解。对于发射机了解信道的情况，Raleigh and Cioffi[1998]是最早的文章，读起来还很有意义。在接收机无信道状态信息的情况下，MIMO 通信的发送方案是由 Marzetta and Hochwald[1999]首先提出的。Goldsmith et al.[2003]讨论了在有关信道状态信息的不同假设下，容量的理论值。信道相关性对容量的影响在 shiu et al.[2000]和 Chuah et al.[2002]中进行了分析。在频率选择性信道中，MIMO 通常与正交频分复用相结合，详见 Stueber et al.[2004]和 Jiang and Hanzo[2007]。Lozano et al.[2008]中分析了 MIMO 容量的几个常见的难题。

Foschini et al.[2003]致力于研究不同的分层空时结构。Molisch and Win[2004]讨论了带有天线选择的 MIMO 系统。Diggavi et al.[2004]对空时编码进行了深入介绍，而 Tarokh et al.[1998, 1999]分别对 STTC 和 STBC 给出了更多的数学分析。Jafarkhani[2005]和 Larsson and Stoica[2008]的大部分内容都是讨论空时编码的。在具有开创性的文章 Love et al.[2003]中，讨论了 MIMO 的受限反馈的问题。Love et al.[2008]中对 MIMO 的受限反馈进行了深入评述。多用户下行链路的概述可以在 Spencer et al.[2004a, 2006]和 Gesbert et al.[2007]中找到。Sayed 与同事们引入了基于泄漏的预编码，详见 Sadek et al.[2007]。Yu et al.[2002]在 ADSL 环境下首先建议采用迭代注水；基于最小均方误差的多用户下行链路中的迭代注水在 Kobayashi and Caire[2006]中也进行了讨论，Zhang and Lu[2006]和 Shi et al.[2007]及其中的参考文献也都在这个方面进行了研究。基站协作的早期(虽然没公开)建议是由 Molisch[2001]给出的。在 Zhang and Dai[2004]中回顾评述了大量的基站协作算法。

第 21 章　认知无线电

21.1　问题描述

由于频谱是一种有限的资源，因此对可用频谱的有效利用是无线系统设计的一个关键需求。由于电磁波传播特性(见第二部分)，对于无线通信的目的来说，感兴趣的频率范围主要在 10 MHz 到 6 GHz 之间。虽然这听起来像是很多的频谱，但必须考虑到它是应用于各种无线业务的。此外，较低的频率范围(低于 1 GHz)最适合于大面积的无线业务，它提供了较小的绝对带宽。

对于频谱使用的管理方法，到现在一直是将一个频带分配给一个特定的服务，甚至是一个特定的运营商；而且，大多数用户使用相同的传输技术(物理层)。这种方案方便详细的网络规划和良好的服务质量，但它是对资源的一种浪费。另一种方法是认知无线电，做法是用户去适应环境，包括现有频谱的使用。为了进一步的讨论，有必要区分如下两种不同的认知无线电的定义。

- 完全的认知无线电(也称为“Mitola 无线电”，为了表彰第一个提出它的人)。在这种定义中要调整所有的传输参数以适应环境，包括调制方式、多址接入方式、编码，以及中心频率、带宽和传输时间等。从科学的角度来看，虽然完全的认知无线电是很有吸引力的，但对于目前来说应用于实际时却太复杂了。
- 频谱感知认知无线电。在这种定义中根据环境仅调整传输频率、带宽和时间。这种认知无线电通常又称为动态频谱接入(Dynamic Spectrum Access，DSA)。

提出动态频谱接入的一个重要动机是基于这样一个事实，由于当前的固定分配方案，频谱并不总是被最大程度地利用。例如，当前在一个蜂窝系统的一个小区中没有活动的用户，那么在这个特定区域中的频谱就没有被使用。类似地，大多数被分配给电视传输的频谱也是没有被使用的。一般来说，这种空白频谱的问题相当普遍。例如，在美国有个调查估计在大部分区域仅仅有 15% 的频谱被使用。图 21.1(a)显示了在室外环境下最大、最小及平均的频谱使用情况，它展示出了干扰功率的巨大变化。图 21.1(b)显示了在室内环境下，频谱的使用更小，甚至在平均情况下也是如此，而这主要是因为热噪声的存在。

动态频谱接入模型可分为以下几类[Zhao and Sadler 2007]。

- 动态专用模型。使用这种模型，一个频带仍保留给特定的服务独自使用，但不同的供应商可以共享该频谱。正如 17.2.2 节所讨论的，由于中继增益的原因，共同使用一个单一的大频带(被一个单独的蜂窝运营商使用或被多个运营商联合使用)将比 N 个单独的运营商使用 N 个较小频带的频谱利用率高，可以通过交易(买/卖或者拍卖的方法)来实现频谱的共享。另一种可能是设置一个调整器，根据给定地点的使用统计情况，在专用但时变的基础上，将频谱分配给特定的用户或服务。例如，一个手机供应商也许有权在早晨使用 50 MHz 的频谱，而在中午仅仅使用 20 MHz[①]。

① 注意，该方法有点类似于 17.6.4 节描述的部分频率重用。在部分频率重用中，分配给一个服务和供应商的频谱是不变的，但分配给特定小区的频谱则依据业务量条件变化。

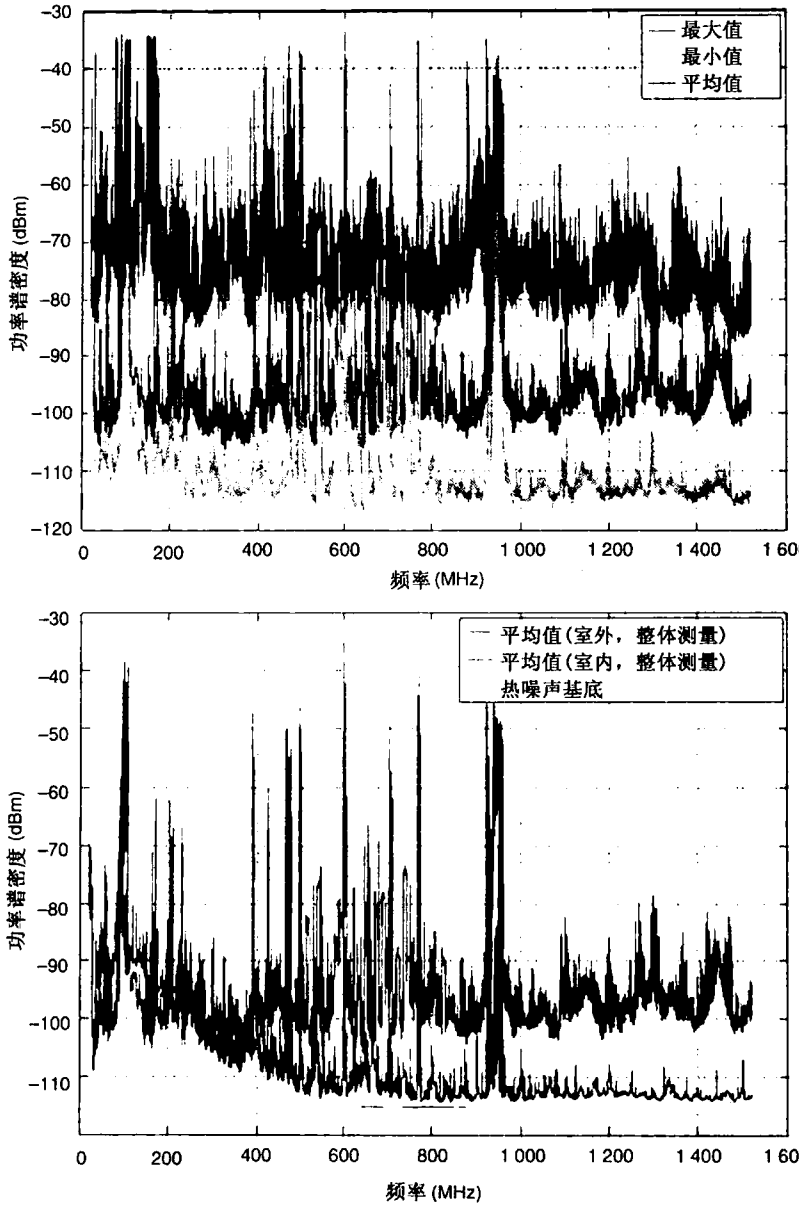


图 21.1　接收机的分辨率带宽为 200 kHz 时，在 20 ~ 1520 MHz 频带内的最大值、最小值和平均接收功率谱密度。室外位置：德国Aachen的10层建筑的顶部。室内位置：Aachen的办公楼内部。引自Wellens et al. [2007] © IEEE

- 开放共享模型。在这个模型中，所有用户可以平等地接入频谱，但要受限于发送信号的特性约束。这种方法如今已用于工业、科学和医学(ISM)频段。无线保真(WiFi)设备在这个频段的大量出现显示了这种方法的利与弊。自从它首次被提出之后，自由接入和易于定型认证促成了 WiFi 的普及。然而，由于 WiFi 设备的巨大数量，使得其他设备(特别是医药和工业服务)以合理的服务质量运行于该频段变得几乎不太可能了。
- 分级接入模型。这种模型给不同的用户分配不同的优先权。为主用户提供的服务能使其感受到服务质量与专用该频谱是一样的。次级用户允许发送，但前提是不影响(或影

响不显著)主用户的性能和服务质量。次级用户自适应地决定他们能否使用被默认分配给主用户的部分频谱。也就是说，认知无线电利用分配给主用户的频谱，但也只是暂时可用。因此，它不得不首先感知当前的信道使用，然后再在不干扰当前主用户(频谱管理)的情况下确定一个传输策略。

也许有人会问，为什么主用户会同意允许次级用户使用"他们的"频谱呢？以下是一些可能的原因。

- 收益。频谱拥有者也许可以向次级用户收取费用。文献中已经提出了拍卖系统，次级用户可以购买(实时地)短时间内使用特定部分频谱的权利。这对于某些应用是很有前途的，但由于监测和计费的费用可能会高于拍卖频谱获得的收益，因此这种方法并不合乎实际。
- 监管的要求。频率监管部门可以把某一频谱范围授权给认知设备使用，只要不会干扰主用户。这种方法适合于主用户从不付费的频谱部分，特别是电视。在美国和许多其他国家，电视台不去购买他们使用的频谱而是免费使用，这是因为他们被视为是在执行公共服务。这使得频谱监管部门易于要求电视台和其他服务在"公共利益"的条件下共存。
- 应急服务。认知无线电的另一种形式发生在紧急情况下，这时通常被视为"主用户"的服务就不得不放弃占有的频谱而供紧急服务使用。

分级认知无线电的关键原则是次级用户不干扰主用户。实现这种不干扰有三种基本方法：交织(interweaving)、填充(overlay)、下垫(underlay)。在交织方法中[①]，无线电系统首先确定在某个时刻频谱没有被使用的那些部分，然后在这些频谱发送；因此，这种无线电是一种频谱感知无线电。在填充式方法中，认知无线电系统检测主用户实际发送的信号，并调整它自己的信号，从而达到即使在同一频带内传输也不会干扰主用户接收机。在下垫式方法中，次无线电系统实际上并不去适应当前的环境，但它总是保持自身的发送功率谱密度足够低，以至于对主用户的干扰可忽略。这些概念将在下文进行更详细的讨论。

21.2 认知收发信机结构

接下来考虑认知收发信机的基本机构。图 21.2 把通常的收发信机结构(比较第 10 章)分成了 3 部分：射频、模数转换和基带处理。取决于认知无线电的特定类型，这些组成部分中的一个或多个被做成自适应的。在频谱感知认知无线电中，只有射频前端和传统的接收机是不同的。图 21.3 是一个典型的射频接收机的前端，接收机的部分组成已在图 10.3 中给出。它的组成部分包括天线、低噪声放大器、本地振荡器和自动增益控制，都必须有足够宽的带宽，从而能够工作在所有认知无线电可能要工作的频率。前端还必须能够通过一个可调节的本地振荡器(例如压控振荡器)来选择认知无线电要使用的信道。

由于信道选择仅仅发生在下变频(混频)之后，因此认知无线电的一个主要挑战在于强带外信号导致射频饱和的可能性。射频部件，如低噪声放大器可由一个特定时刻不在接收机想

① 本书中"交织"的概念在很多文献中实际上是用"填充"(overlay)来表示的。

要解调的频带内的信号推向饱和，但该信号仍在认知无线电的整体接受频带内。减少这种强干扰的一种可能方法是在低噪声放大器之前加入一个可调的射频陷波器。然而，这种滤波器的硬件花费很高，并且其可调性是相当有限的。

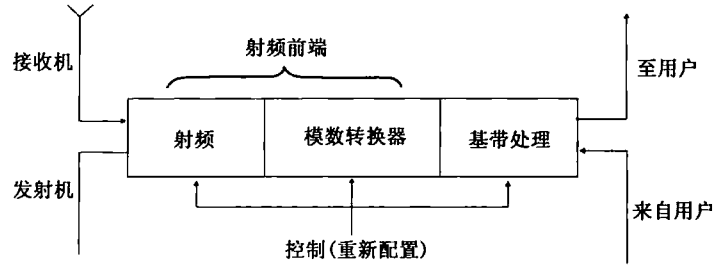


图 21.2　认知收发信机的基本结构。引自 Akyildiz et al. [2006] © Elsevier

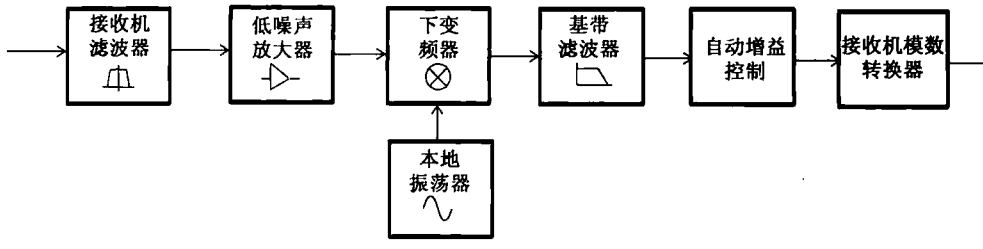


图 21.3　射频接收机前端

对于完全认知无线电来说，基带处理也应该是自适应的。这可以通过将基带处理视为软件，从而很容易在数字信号处理器上实现。因此，完全认知无线电也被很多支持者称为软件无线电。

21.3　交织原理

在交织系统中，次级用户尝试去辨识空白频谱，并且在主用户不活动的时刻/地点/频率上进行发送(见图 21.4)。这种方法可看成在时频平面进行“填孔”。很明显，这种策略包括如下 3 个步骤。

1. 频谱感知。认知无线电辨识时频平面的哪一个部分没有被主用户使用。这种感知是在有噪声的情况下进行的，因此它并不是完全可靠的。此外，确定检测到信号的辐射强度也是很重要的。21.4 节将更详细地讨论频谱感知。
2. 频谱管理。次级系统决定什么时候在频谱的哪一个部分进行发送。但这种决定是困难的，这是因为：(i)次级系统只知道频谱占用的成因性知识，即仅仅知道频谱的哪些部分在过去和现在是空闲的，但必须对主系统在将来，即次级系统将实际要发送的那个时刻是怎么工作的，做出假设(未必是正确的)。(ii)感知信息即次级系统以其为基础而做出决定的信息并不是完全正确的。频谱管理将在 21.5 节讨论。
3. 频谱共享。关于如何划分次级系统使用的空闲频谱的决定。必须指出频谱共享和频谱管理是密切相关的，频谱可能可以为特定的某个次级发射机所用，但对另一个却不可用。

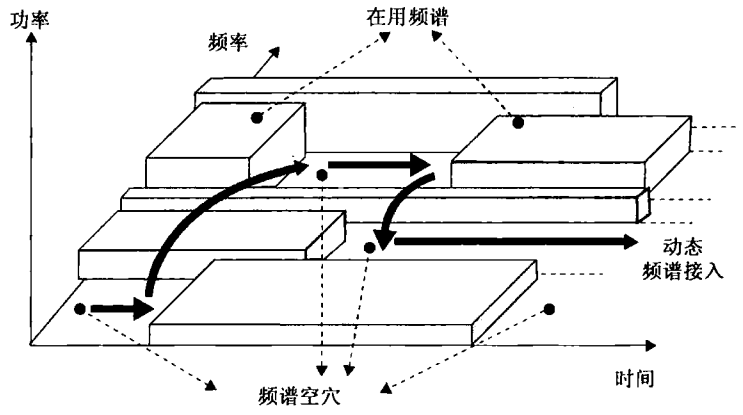


图 21.4 频谱空穴的概念。引自 Akyildiz et al. [2006]© Elsevier

21.4 频谱感知

正如前文提到的，认知无线电的一个重要需求就是频谱感知，即检测其他用户的存在。这对于分级认知无线电特别重要，因为次级用户必须保证不干扰主用户。此外，频谱感知为频谱共享提供了重要信息。在一个特定接收机处的干扰通常用干扰温度来描述，它指的是用干扰的功率谱密度除以玻尔兹曼常数 k_B。

21.4.1 分级系统中的频谱感知

分级认知无线电系统频谱感知中的一个关键问题是，任何设备只能感知发送的辐射，因为一个完全无源的接收机对任何感知器来说都是不可见的。这是一个还没有被完全解决的重要困局，尽管已经提出了如下很多可能的方案。

1. 假定任何主设备同时扮演着发射机和接收机的角色。那么主设备的出现(或许连同其位置)就可以从这个设备的发射辐射中推断出来。注意，次级系统需要知道主设备的双工方式的知识。例如，一个频域双工的主系统在一个特定的频带内发送，那么次级系统就应该知道这个主系统将在哪个频带内进行接收。
2. 观察主接收机的杂散辐射。例如，电视接收机的本地振荡器和天线不是理想地分离，那么它们的辐射就能被次级系统观察到。这种方法的缺点是观察到信号的电平不能被很容易地映射到接收机的位置，这实际上是惩罚好的接收机设计(即没有显著杂散辐射的设计)。
3. 假设主接收机是在主传输能在一个足够解调的电平上被监听到的所有可能位置上。这种方法是极其保守的，需要被保护的接收机假定在主系统的覆盖区域内任何位置。
4. 让次级设备在任意频带内开始发送，并且监测主系统的辐射是否变化。例如，主码分多址发射机增加发送功率就意味着次级设备干扰了主接收机，因为主系统增加发送功率是为了保证信干噪比恒定。但是这种方法有两个主要缺点：(i)它至少在最开始干扰了主用户；(ii)很难把由于次级系统的干扰而引起的主发射机特性的变化和由于外界环境影响而引起的变化区分开来；(iii)它在发射机特性不随干扰改变的系统中无效(只是降低传输质量)。

5. 有一个公共控制信道传播有关频谱使用的信息。这种方法可以实现频谱的高效利用，但有一个缺点就是现有设备需要修改，使其可以在这个信道上进行信令传送。
6. 有一个主接收机的地理位置的数据库可以提供给次级系统使用。

像大多数文献一样，下文将忽略感知接收机的问题，只是假定检测主发送机就足够了。

21.4.2　探测器的类型

根据传感器拥有的关于发送波形的先验知识的多少，通常有 3 种类型的探测器用来进行感知。能量探测用于当传感器不知道信号结构的信息时；匹配滤波器有较好的性能，但仅能用于发送信号的波形为已知的情况；循环平稳性的检测是一个折中的方案，它不需要关于波形的知识，并且提供比能量检测稍好的性能。必须指出的是，完全认知无线电要求匹配滤波器检测。

能量检测

如果传感器对在其感兴趣的频带内的其他用户发送的波形信息一无所知，那么它只能测量出现在该频带内的能量。如果没有用户出现，传感器就只测量热噪声的能量，否则会测量信号加噪声的能量。确定一个信号是否存在是一个经典的检测问题，可以用假设检验进行公式化描述 。为了简单起见，只考虑一个单独的窄带信道，其中接收信号为

$$r_n = n_n \qquad \mathcal{H}_0：仅接收到噪声时 \tag{21.1}$$

$$r_n = hs_n + n_n： \quad \mathcal{H}_1：接收到信号加噪声 \tag{21.2}$$

其中，r_n 和 s_n 为在时刻 n 时的接收和发送信号，且有 $E\{|s_n|^2\}=1$。此外，h 为信道增益(假设是时间独立的)，n_n 是观察到的噪声。$\mathcal{H}_0$ 和 $\mathcal{H}_1$ 是两个假设，传感器需要在它们之间做出决定。接收信号的样本可以在一段时间样例 N 上做平均，因此决策变量采用下式：

$$y = \sum_{n=1}^{N} |r_n|^2 \tag{21.3}$$

如果样本的数量很大，那么就是高斯随机变量，它的期望值和方差分别为①

$$E\{y\} = \begin{cases} N\sigma_n^2 & \mathcal{H}_0 \\ N\left[|h|^2 + \sigma_n^2\right] & \mathcal{H}_1 \end{cases} \tag{21.4}$$

$$\sigma_y^2 = \begin{cases} 2N\sigma_n^4 & \mathcal{H}_0 \\ 2N\sigma_n^2\left[2|h|^2 + \sigma_n^2\right] & \mathcal{H}_1 \end{cases} \tag{21.5}$$

判决准则是

$$y \underset{\mathcal{H}_0}{\overset{\mathcal{H}_1}{\gtrless}} \theta \tag{21.6}$$

其中，θ 是门限值。由于噪声是随机的，因此设定一个门限值，使其能够完全检测出存在的信号是不太可能的。有时会出现虚警情况，也就是说，尽管只有噪声，但决策变量超过了门限值，因此传感器就认为有信号存在。这样一个事件发生的概率为

$$P_f(\theta) = \Pr(Y > \theta | \mathcal{H}_0) = Q\left(\frac{\theta - N\sigma_n^2}{\sigma_n^2\sqrt{2N}}\right) \tag{21.7}$$

① 注意，由于是能量的求和，因此其永远都不会取负值。

其中，$Q(x)$是在式(12.59)中定义的 Q 函数。同样也会有漏检情况的发生，此时即使有信号存在但决策变量仍保持在门限值以下。这种情况发生的概率为

$$P_{\mathrm{md}}(\theta)=\Pr(Y<\theta|\mathcal{H}_1)=1-Q\left(\frac{\theta-N\left[|h|^2+\sigma_{\mathrm{n}}^2\right]}{\sigma_{\mathrm{n}}\sqrt{2N\left[2|h|^2+\sigma_{\mathrm{n}}^2\right]}}\right) \tag{21.8}$$

通过调整门限值，可以在虚警概率和漏检概率之间进行折中。在分级认知系统中，漏检概率通常会由频率监管部门规定，因为频谱传感器的漏检就意味着在所考虑的频带内即使有主用户活动，次级用户也会进行发送。

另一个有趣的问题是，在做出一个决定前，应该获得多少个感知值 N。如果数量太少，那么决策变量的方差就会很大，因而必须接受大的 P_{f}(或 P_{md})值。但是，如果数量太大，决策过程就会花费太多的时间，减少了频谱的使用，增加了主系统开始发送的机会，即使在最开始信道是空闲的。这个问题可以通过“最优停止理论”来进行处理。

匹配滤波器

如果传感器知道发送波形，那么频谱感知的性能可以被大大地提升。在这种情况下，匹配滤波器是提高检测过程信噪比的最好方法，类似于在第 12 章中得出的结论。对于频谱感知的认知无线电来说，匹配滤波器的输出用来作为检测在所考虑的频带内是否有信号能量存在的检验统计量。完全的认知无线电可能要解调/检测主用户发送的符号。

在有些情况下，传感器可能会只想检测/解码导频或信标，因为它们通常会比实际有效载荷数据有更好的信噪比，并且可能包含能够被次级系统利用的频谱使用信息(例如，数据分组的持续时间)。

循环平稳性

已调制的信号通常具有循环平稳统计特性，即某些统计特性是周期的(见 16.7.4 节)。可以利用这个事实来提高能量探测器的性能。换句话说，输入信号在被发送给能量探测器之前和它自身求相关。

小波检测

如果待检测信号的功率谱密度在一个频带内是光滑的，但在边缘有陡峭的衰减，那么小波变换就可以发现该功率谱密度的边缘。这种方法的缺点是计算成本高，并且对于扩频信号来说效果不好[Latief and Zhang 2007]。

21.4.3 多节点检测

很多情况下，次级系统是由多个节点组成的，这些节点具有互相帮助以实现更好的感知决策的可能性。在最简单的情形下，每一个次级节点监听并做出独立的决定，这个决定是关于该节点能否感知到某个将被占用的信道的。然后这些节点交换这个二进制信息，并得到是否有可用频谱的联合(融合)决策。为了最好地保护主系统，如果至少有一个节点感知到了占用，那么次级系统就应该确定此频带是被占用的。很明显，整体的虚警概率增加，就变成了[Latief and Zhang 2007]

$$P_{\mathrm{f,\,network}}=1-\prod_{k=1}^{K}\left[1-P_{\mathrm{f},k}\right] \tag{21.9}$$

同时漏检的概率将会减少为

$$P_{\text{md, network}} = \prod_{k=1}^{K} P_{\text{md},k} \tag{21.10}$$

如果各个节点不仅仅是交换二值的(是/否)频谱占用信息，而是进行观测到的平均样本 y [见式(21.3)]的线性组合，就可以得到一个更复杂的联合决策。为来自第 k 个节点的信号引入线性权值 w_k，便形成了一个总的决策变量：

$$z = \sum w_k y_k = \mathbf{w}^{\mathrm{T}}\mathbf{y} \tag{21.11}$$

因为决策变量是高斯变量的加权和(参见前文为什么 y 是高斯变量的讨论)，因此它自身也是高斯的，并且它的均值和方差为

$$E\{z\} = \begin{cases} N\sigma_{\mathrm{n}}^2\mathbf{w}^{\mathrm{T}}\mathbf{1} & \mathcal{H}_0 \\ N\mathbf{w}^{\mathrm{T}}\left[\mathbf{g}+\sigma_{\mathrm{n}}^2\mathbf{1}\right] & \mathcal{H}_1 \end{cases} \tag{21.12}$$

$$\sigma_z^2 = \begin{cases} 2N\sigma_{\mathrm{n}}^4\mathbf{w}^{\mathrm{T}}\mathbf{w} & \mathcal{H}_0 \\ 2N\sigma_{\mathrm{n}}^2\mathbf{w}^{\mathrm{T}}\left[2\mathrm{diag}(\mathbf{g})+\sigma_{\mathrm{n}}^2\mathbf{I}\right]\mathbf{w} & \mathcal{H}_1 \end{cases} \tag{21.13}$$

其中，$\mathbf{g} = [\,|h_1|^2,\ |h_2|^2,\ \cdots,\ |h_k|^2\,]^{\mathrm{T}}$，并且 $\mathrm{diag}(\mathbf{g})$ 是一个元素为 $|h_k|^2$ 的对角阵。那么，虚警和漏检概率就变成了

$$P_{\mathrm{f}}(\theta, \mathbf{w}) = Q\left(\frac{\theta - N\sigma_{\mathrm{n}}^2\mathbf{w}^{\mathrm{T}}\mathbf{1}}{\sigma_{\mathrm{n}}^2\sqrt{2N\mathbf{w}^{\mathrm{T}}\mathbf{w}}}\right) \tag{21.14}$$

$$P_{\mathrm{md}}(\theta, \mathbf{w}) = 1 - Q\left(\frac{\theta - N\mathbf{w}^{\mathrm{T}}\left[\mathbf{g}+\sigma_{\mathrm{n}}^2\mathbf{1}\right]}{\sigma_{\mathrm{n}}\sqrt{2N\sigma_{\mathrm{n}}^2\mathbf{w}^{\mathrm{T}}\left[2\mathrm{diag}(\mathbf{g})+\sigma_{\mathrm{n}}^2\mathbf{I}\right]\mathbf{w}}}\right) \tag{21.15}$$

现在就要确定检测的最佳权值和门限值。不同情况下的“最佳”是由系统的目标决定的。我们可能会希望，例如使次级系统($1 - P_{\mathrm{f}}(\theta,\mathbf{w})$)的吞吐量最大，同时要满足对主系统 $P_{\mathrm{md}}(\theta,\mathbf{w})$ 的干扰概率保持在确定的门限值之下这样一个约束条件。然后可以用标准的最优化方法来找到最优参数 θ 和 $\mathbf{w}$。

很明显，交换来自每个感知节点的完整决策变量信息比只交换一个二值决策信息的成本高。另一方面，必须注意到通过无线信道仅仅发送单个比特几乎是不可能的。每个发送的分组都需要报头、同步序列等信息。与这些必要的成本相比，是传输 1 比特还是 8 比特的信息就没有什么区别了。因此交换来自各个节点的完整决策变量可能并不会比仅交换一个二值决策变量费太多劲。

21.4.4　认知导频

主(和其他次级)用户的感知将会因为引入认知导频信道(Cognitive Pilot Channel，CPC)[Zhang et al. 2008]而大大简化。使用认知导频信道的步骤包括以下 3 个阶段。

- 无线网络/终端在初始化时首先监听认知导频信道。
- 无线网络/终端得到该信息并选择最适合的一个来建立自己的通信。
- 认知导频信道被广播到广域中，如个人局域网。

但是，认知导频信道必须在广泛的标准化设备之间达成一致，而这便构成了一个艰巨的物流/标准化问题。

21.5 频谱管理

21.5.1 频谱机会跟踪

认知系统必须确定要使用的频带和带宽,以及将要在这个频带内传输多长时间。但是,频谱感知只给出了给定的时间点上的频谱占用信息。因此,保留频谱使用的历史记录并有一个详细的流量统计模型,对认知系统来说是非常重要的。在理想情况下,为了得到最好可能统计量,次级系统需要在所有可能频率上和时间上观测环境,但是能量和硬件的限制使其不太可能。

一个单且易处理的解析模型为马尔可夫模型,它假设每个子信道处于两种状态(占用或未占用)中的一种,并且按一定的转移概率从一个状态转移到另一个状态(由观察得到)。更详细的模型可能包括了频谱占用随全天时段的变化,或者将分组或语音呼叫的典型持续时间考虑在内。

如果认知无线电意识到它当前工作的频带需要被释放(由于传播条件恶化或频带需要被其他用户使用),则或者转移到另一频带,或者停止传输(如果没有其他频带可用)。在前一种情形下,进行频谱切换时应尽可能保证对链路性能的影响尽可能小。

在分级系统中,当主用户重新出现并希望使用频谱时,次级系统应当停止传输。在进行另一次感知之前,次级系统在某个频带内传输的持续时间是一个重要的系统参数,它取决于主信道以前的测量统计量。

21.6 频谱共享

21.6.1 引言

现在的一个关键问题是如何将检测到的频谱资源分配给一个次级系统的不同用户。有很多种方法可用,取决于用户之间的配合程度。一种极端的情况是采用中央控制的方案,其中主控站分配频谱资源给不同的用户,以重大开销为代价提供了最好的系统性能。另一方面,不同用户之间的非协作竞争不需要任何消息交换,但效率低。

分析频谱共享的一个关键数学工具就是博弈论。一局博弈包含若干局中人,每个局中人的策略,以及收益(效用函数);每个用户在收益最大化的方式下调整自己的策略。值得注意的是,最佳策略取决于配合的程度,也就是每个用户知道其他用户的多少(信息),以及是否有一个中央机构可以执行特定的游戏规则。

在许多情况下,游戏的理想结果是达到帕累托最优(Pareto optimum,又称为社会最优)。在这种情况下,根据定义,对至少一名参与者而言没有其他结果有更好的收益,同时不降低其他参与者的收益。

21.6.2 非合作博弈

非合作博弈定义为"一种其中的参与者不可能达成除了那些在博弈中已特别制定的规则以外的协议的博弈"[Han et al. 2007]。因此,任何合作都必须是自我实施的,没有外界组织

可以执行特殊的协议。在这种博弈中最重要的量是纳什均衡(Nash equilibrium)，它被定义为一个工作点，在这个点上没有用户有单方面改变自己当前策略的动机。

非合作博弈会导致纳什均衡非常低效。一个典型的例子就是一个重负荷的 ALOHA 系统(见第 17 章)。如果每个用户以很高的速率发送数据包，就会产生大量的冲突，从而系统将会变得拥挤。但是，一个用户如果试图以对"公众负责"的态度发送较少的数据包，就会实现更低的吞吐量，只要其他用户仍保持其高信道接入速率。既然每个用户都面临着相同的困境(与著名的"囚徒困境"相似)，没有人会降低其信道接入速率，那么拥塞将会持续。然后用户就会进入纳什均衡，但是效率比较低。

21.6.3　部分合作博弈

在合作博弈中，用户的好的行为会通过各种途径实现，例如可以通过中央机构或者通过被其他队员"惩罚"。接下来将概述一些最普遍的方法[Han et al. 2007]。

基于裁判的方案

如果裁判强制执行某些类型的行为并缓解冲突及减轻破坏正常竞争行为的高干扰情况，那么非合作博弈的低效率就可以被减轻。裁判介入的程度取决于他拥有信息的多少，以及要发送给用户的控制信息的多少。在极端情形下，裁判"微观管理"所有用户的资源配置，基于裁判的方案与下文描述的集中式方案是等价的。图 21.5 给出了一个低开销的裁判算法。

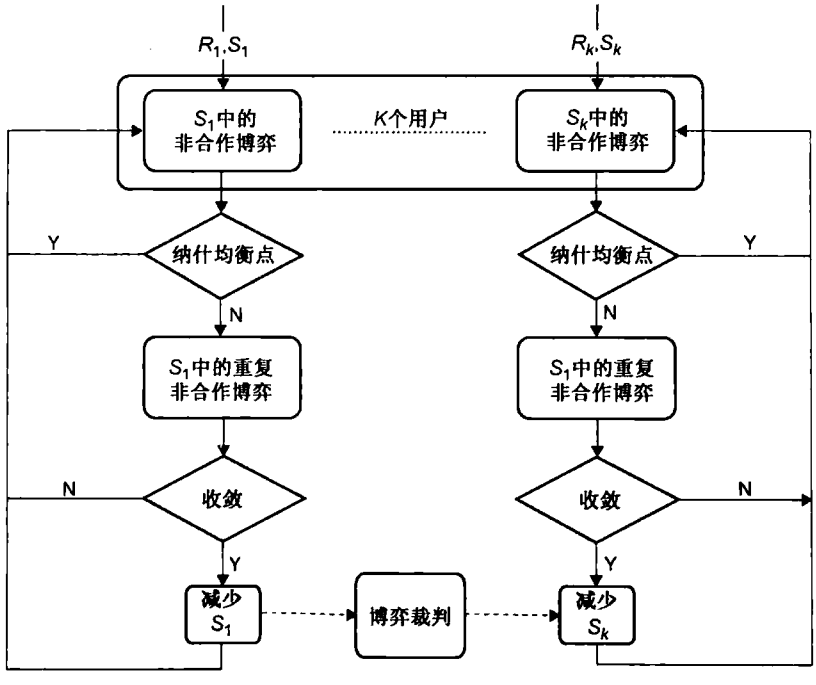


图 21.5　有裁判的非合作博弈流程图

重复博弈中的奖与罚

纳什均衡通常假设为"静态博弈"，即参与人只行动一次。重复博弈可以获得更好的结果，期间参与人有从以往学习的可能性，即参考之前博弈的结果来进行决策。因此，一个用户将不

会牺牲自己长远的利益，如果他会受到其他用户的严重惩罚。总收益是随时间的加权平均：

$$V = \sum_{t=1}^{T} \beta^{t-1} u_t \tag{21.16}$$

其中，β 是“贴现因子”，u_t 是在时刻 t 的收益；T 是博弈进行的总时间。可以证明当贴现因子接近 1 时，任何单独的合理(能达到的)的收益都可以通过均衡实现。

一种惩罚方案的实现是“触发惩罚策略”，按以下方式进行。

- 所有参与人以合作模式开始。
- 在博弈第一阶段 $t=1$ 结束时，博弈的结果(如所有用户的总收益)公布于众。合作越多，总收益越高；另一方面，如果其中一个用户很自私，那么整个系统的行为将变得很糟糕。
- 因而，如果总收益低于一个门限值，用户就会切换到非合作模式，并在时间 T 内使用纳什均衡策略作为自己的策略。如果总收益高于门限值，用户就会继续保持合作策略。

如果用户是移动的，那么问题就出现了。在这种情况下，一个非社会性的用户在特定区域表现糟糕，就能得到高收益，然后为了逃避惩罚，只需移动到一个不同的区域就行了。

频谱拍卖

认知无线电系统中的频谱拍卖在原理上与现实生活中的拍卖是类似的。参与人(用户)为一个可用的频谱出某个价格进行竞买；显然，出价更高的用户将得到更多的资源分配。必须注意，“价格”并不需要是实际的钱，它可能取决于用户的信道质量。例如，有人提出根据信干噪比或接收功率对每个用户进行收费。

谈判方案

另一个分配算法——谈判，是从经济学理论中得到的灵感。在这种方法中，不同用户关于谁得到哪些频谱资源的分配进行相互(但不和中央机构)谈判。在一对一的谈判中，两个邻近的用户可以交换信道。由于不同用户的信道质量没有必要相同，信道交换可能会对两个用户都有益。当包含更多的用户后，可以让一个购买者和多个卖家进行谈判。

21.6.4 集中式方案

在概念上最简单的情形就是中央机构拥有不同用户要求的带宽以及可用带宽的所有信息，并以能优化(次级)系统的频谱效率的方式进行资源分配，假定次级用户遵守中央机构的规定。这种方案开销很高，这包括所有发给中央机构的需求信息及信道控制信息。

在数学上，频谱分配可以作为一个(受限的)优化问题

$$\begin{aligned} &\min_{\mathbf{x}\in\Omega} f(\mathbf{x}) \\ &g_i(\mathbf{x}) \leqslant 0, \qquad i = 1, \cdots I \\ &h_j(\mathbf{x}) = 0, \qquad j = 1, \cdots J \end{aligned} \tag{21.17}$$

其中，$\mathbf{x}$ 是为了使 $f(\,)$ 优化的一个参数向量，位于空间 Ω。$g_i(\mathbf{x})$ 和 $h_j(\mathbf{x})$ 分别为参数矢量的不等式约束和等式约束。根据应用和优化目标的不同，这些量可以表示不同内容。给出一个例子，$\mathbf{x}$ 可以是一个包含不同用户功率和带宽分配的向量；不等式约束限制不同用户的功率，也可能限制分配给不同用户的带宽。解决约束优化问题有不同的数学方法。例如，f，g 和 h 都

是向量 $\mathbf{x}$ 的线性函数，该优化问题就是一个很容易用标准的数学工具包解决的线性规划问题。同样地，如果 $f(\mathbf{x})$ 是一个凸函数，那么该问题就可以用数值优化法解决，这种方法可以很快地收敛至全局最优。如果优化函数是非凸的，这种情况就有些困难了，在这种情形下，数值方法通常可以收敛至局部最优解。如果容许的参数空间 Ω 是离散的，这个优化问题就不能在多项式时间内解决(本质上，参数空间内所有可能的点都要被试探到)。

现在转向一个具体的例子[Acharya and Yates 2007]。有多个次级系统(基站)的情况下，其中第 i 个系统向第 j 个用户提供的带宽为 b_{ij}。然后一个用户用这个带宽向第 i 个基站发送其数据。基站和用户之间信道的信道增益是 $|h_{ij}|^2$。假定通信是以香农容量发生的，因此链路的数据速率为

$$R_{ij} = b_{ij} \log_2 \left[1 + \frac{|h_{ij}|^2 P_{ij}}{b_{ij}} \right] \tag{21.18}$$

其中，P_{ij} 是每个链路上的功率。目标是使总的吞吐量最大，该优化问题可以写为

$$\max_{b_{ij}, P_{ij}, X_i} \sum_j \sum_i R_{ij} \tag{21.19}$$

$$\sum_j b_{ij} \leqslant B_i \tag{21.20}$$

$$\sum_i P_{ij} \leqslant P_j \tag{21.21}$$

$$\sum_i B_i \leqslant B_{\text{tot}} \tag{21.22}$$

$$b_{ij} \geqslant 0,\ P_{ij} \geqslant 0,\ B_i \geqslant 0 \tag{21.23}$$

其中式(21.19)表示要优化系统的总吞吐量。式(21.20)表明分配给一个次级系统内的不同用户的总带宽被限制在由中央机构分配给该次级系统的总带宽 B_i 之内。式(21.22)把分配给次级系统的总带宽限制在总的可用带宽之内。式(21.21)把每个用户 j 可以使用的功率和限制在某个值 P_j 之内。最后，所有分配的带宽和功率都必须是正的。以上描述问题的解可以通过标准的拉格朗日优化法得到。

21.7　填充式

认知无线电中一个非常特别的方法就是填充原则。这里并不是努力避免主用户和次级用户在同一时间和频率上发送，反而要利用它。通过使用合作的适当类型，次级用户可以帮助主用户，并可以同时发送自己的信息。

从一个非常简单的认知系统开始：一个主发射机/接收机对，以及一个次级发射机/接收机对试图通过加性高斯白噪声信道进行通信。此外，假定次级发射机知道主用户的所有信息。很显然，后面的这个假设几乎在任何无线设置中都是不现实的，但可以视为以下两种情况的合理近似。

1. 主用户使用一种特殊类型的码("无比率编码"，rateless code)，一旦接收机收集到足够的互信息，就使接收机可以对消息译码。换句话说，接收机不需要等到发送机发完数据包才进行解码，而是主发射机和次级发射机之间的信道越好，接收机就能越快地解

码。因此，如果次级发射机离主发射机很近，那么它几乎可以得到主消息(primary message)的即时信息。

2. 主用户使用自动重传请求协议，即多次重传相同的信息，直到接收机最终收到它(由于主接收机的信干噪比很低，因此需要重复尝试)。次级发射机在第一次尝试(同样，假设它到主发射机有很好的信道)时就能得到主消息，然后重传时就拥有主消息的非因果信息。

此时，次级发射机可以采用如下两种可能的策略。

1. 自私的方法。次级发射机使用它的全部功率来发送次级消息，并利用它所知道的主消息的情况来确保对主接收机没有有效的干扰。这种在发射端进行干扰消除的方法可以通过"污纸编码(dirty paper coding)"[Peel 2003]来实现。值得注意的是，在这样的系统中仍然有次级发射机对主接收机的干扰，它违背了分级无线电的基本原理。
2. 无私的方法。次级发射机使用它的部分功率来帮助发送主消息给主接收机，余下的功率用来发送次级消息给次级接收机。依据用来发送主消息的功率部分，次级系统事实上可以增加主消息的速率。当次级系统可以确保主速率保持不变(与没有次级系统时相比)[Devroye et al. 2007]时，则是一个特别有趣的情形。在这种情况下，主系统完全忽视了有次级系统存在这个事实，并且其在加性高斯白噪声信道下的容量是[Devroye et al. 2007, Jovicic and Viswanath 2009]：

$$R_1 = \log_2\left[1 + \frac{P_1}{N_0}\right] \tag{21.24}$$

同时，次级系统仍可传输它的一些数据，并能按以下速率完成：

$$R_2 = \log_2\left[1 + (1-\alpha')\frac{P_2}{N_0}\right] \tag{21.25}$$

其中，

$$\alpha' = \left[\frac{\sqrt{P_1}\left(\sqrt{1+|h_{21}|^2\frac{P_2}{N_0}(1+\frac{P_1}{N_0})}-1\right)}{|h_{21}|\sqrt{P_2}(1+\frac{P_1}{N_0})}\right]^2 \tag{21.26}$$

其中，假定$|h_{11}| = |h_{22}| = 1$，$|h_{21}| < 1$。换句话说，只要从次级发射机到主接收机的串扰信道比主信道弱，那么次级系统就有可能在不减少主系统速率的情况下"自由"发送自己的信息。

填充式系统从理论上讲是很具有吸引力的，但至少在本书落笔时为止，它们似乎离实际实现还有相当一段距离：(i)次级系统如何获得主系统的非因果知识这一问题，至少还有部分未解答(虽然在认知系统的因果消息知识方面已经取得进展)；(ii)更重要的是，次级发射机要得到所有相关信道(包含从主发射机到主接收机的信道)的完整信道状态信息；如果没有明确的来自主系统的合作，这些信息是很难得到的。

21.8 下垫式分级接入：超宽带系统通信

在下垫式系统中，次级用户的发送功率谱密度有严格的限制，这对主接收机产生的影响是接收端可"看见"噪声基底有一"较小的"增长。如此低的功率谱密度可以通过保持低发送功率

(只有当次级用户短距离通信时低发送功率才可行)和/或将信号扩展到一个大的带宽上来实现。只有落在主用户接收带宽范围内的次级信号部分才算是干扰，在无线电根据环境改变发射参数的意义上讲，下垫式无线电实际上不是“认知的”，但是由于被用来作为次级无线电，在认知范畴中仍经常被提及。

超宽带信号的频率管理和发送功率约束

下垫式原理在超宽带系统通信中得以实现，这种系统中的信号有极大的带宽。如此大的带宽使很大的扩频因子成为可能：换句话说，信号带宽和符号速率之比可以非常大。对一个吞吐量为 5 k 符号/秒的典型传感器网络应用来说，在 500 MHz 和 5 GHz 的传输带宽上可以分别得到 $10^5 \sim 10^6$ 的扩频因子。扩展到如此大的带宽意味着辐射的功率谱密度，即每单位带宽上的功率，可以非常低，同时又能够在次级接收端保持好的信噪比。主接收机(窄带)只能在其自身系统带宽内看到次级信号功率，即所有次级发送功率的很小一部分(见图 21.6)。这表明对主(窄带)系统的干扰很小。

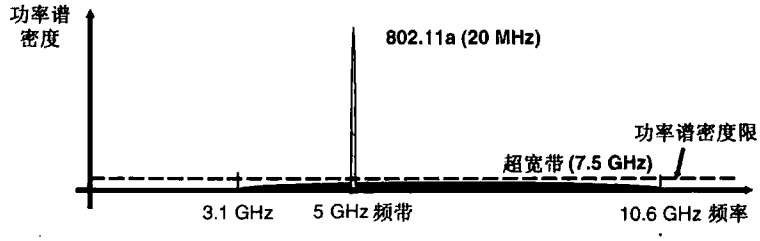


图 21.6　超宽带系统和一个窄带局域网(IEEE 802.11a)之间的干扰

频率监管部门已将超宽带信号定义为最小绝对带宽为 500 MHz 的信号①。规定功率谱密度限制在 -41.3 dBm/MHz EIRP(等效各向同性辐射功率，见第 3 章)。这个功率谱密度很低，并不会显著干扰距离超宽带发送端约 10 m 的主接收机。以载波频率为 6 GHz 的信号为例，该信号在 10 m 距离处有 68 dB 的自由空间衰减，导致接收功率谱密度约为 -109 dBm/MHz，该数据与白噪声的功率谱密度相当。因此，即使灵敏度达到能感知热噪声限的主接收机也几乎感知不到它对性能的影响。在接收机噪声系数不理想，并受同信道干扰如相邻小区影响的情况下，即使超宽带发射机在某种程度上更接近主接收机，接收端的接收也不会受到影响。值得注意的是，只有在某特定频率范围内才允许以 -41 dBm/MHz 的功率发送，而其他频段(如全球定位系统频段和大部分移动蜂窝频段)被更强地保护。

在美国，联邦通信委员会(FCC)允许在 3.1 ~ 10.6 GHz 频段的发射。如图 21.7(a)所示，对室内和室外通信系统的限制有所不同。对室外系统，超宽带设备要求无须固定的基础设施就可工作。在欧洲，欧盟委员会(EC)的无线电频谱委员会(RSC)强制执行一个称为频谱屏蔽(Spectral Mask)的限制，如图 21.7(b)所示。对于没有额外干扰抑制技术(类似于交织系统中的那些方法)的设备来说，在 6 ~ 8.5 GHz 频段以 -41.3 dBm/MHz EIRP 的发射功率发射是允许的。直到 2010 年末，该限制同样适用于阴影频率范围 4.2 ~ 4.8 GHz。具备干扰抑制技术或者低占空比的超宽带系统允许在 3.4 ~ 4.8 GHz 频段以 -41.3 dBm/MHz EIRP 的发射功率发射。在日本，如果超宽带发送端采用干扰抑制技术，那么在 3.4 ~ 4.87 GHz 频段的发射是可接

① 如果信号有 20% 的相对带宽，这种信号也被定义为超宽带信号。但是，为了后续讨论，我们假定有大的绝对带宽。

受的，如图21.7(c)所示。然而，在4.2～4.8 GHz频段的发射直到2008年12月底才要求必须具备干扰抑制技术。在7.25～10.25 GHz频段的操作也不需要特殊技术。

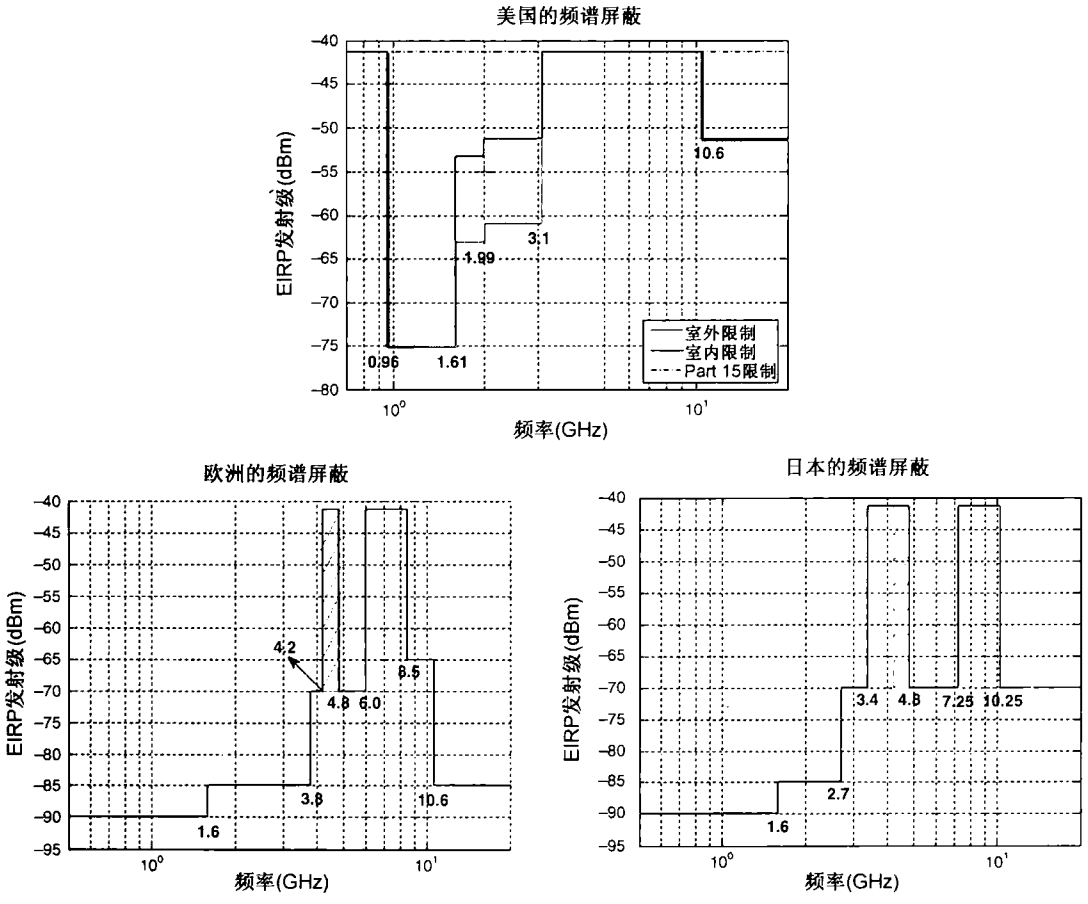


图21.7 各大洲超宽带传输的频谱屏蔽

超宽带系统的高扩频因子不仅对主用户的干扰抑制有所帮助，而且使超宽带接收端可以抑制窄带(主用户)的干扰，抑制倍数近似等于扩频因子。这些原理通过扩频系统的理论很容易理解(见第18章)。超宽带与众不同的特点是使用扩频因子时可以取到极致。必须注意的是，扩频因子同时是传输带宽和数据速率的函数。因此，高数据速率(大于100 Mbps)的超宽带系统表现出一个相当小的扩频因子，因而可以用于短距离通信中。

超宽带信号产生方法

有很多不同方法可以将信号扩展到大的带宽上。

1. 跳频(FH)。跳频在不同的时间使用不同的载波频率。在慢跳频中，在一个给定频率上发射一个或多个符号；在快跳频中，每个符号传输期间载波频率变化多次(见18.1节)。最终信号的带宽取决于振荡器的频率范围，而不是待传输原始信号的带宽。跳频发射机的实现非常简单：在传统窄带调制器之后级联一个混频器，经频率捷变振荡器输出。跳频接收机可以用相似的方法构建；只要信道的时延扩展比跳变时间短，简单的接收机就很高效(否则，当接收端已跳变到一个不同频率时，多径能量仍到达这一副载波)。

所以，约 1 MHz 或以下的跳变速率是可取的。然而，如此慢的跳频会给主接收机带来明显的干扰，因为在一段特定时间内，受害的接收机能"看见"超宽带信号的所有功率。因为这个原因，超宽带跳频被一些频率监管机构明确禁止。

2. 正交频分复用。在正交频分复用中，将信息数据流调制到多个并行子载波上（与跳频不同，跳频中按顺序使用不同的载波，见第 19 章）。因为这个原因，正交频分复用技术本身不具备频谱扩展，但可以通过低码率编码，比如通过使用与码分多址类似的扩频码或通过低码率的卷积码来实现频谱扩展。最终信号的带宽取决于所使用码的码率和原始信号（源信号）的数据速率。在现在的实现中，一般通过快速傅里叶变换产生子载波（见 19.3 节）。然而这意味着，发送端信号的产生及接收端信号的采样和处理必须以与所使用带宽相等的速率来实现，即至少 500 MHz。
3. 直接序列扩频（DS-SS）。即码多分址，将发送信号的每一比特与扩频序列相乘。总的信号的带宽由原始信号带宽和扩频因子的乘积决定。在接收端，通过使接收信号和扩频序列相关来解扩（见 18.2 节）。其实现的关键挑战在于接收端采样和处理（解扩）信号的速率。
4. 跳时脉冲无线电（TH-IR）。跳时脉冲无线电用具有伪随机时延的脉冲序列来表示每个数据符号。脉冲的持续时间在本质上决定了发送频谱的带宽（见 18.5 节）。其实现的关键挑战在于构建一个复杂度低同时仍能保持足够好性能的相干接收机。

总之，跳频和跳时脉冲无线电之间存在一个强的对偶关系。跳频在频域连续跳变，而跳时脉冲无线电在时域跳变。类似地，正交频分复用和直接序列扩频也是对偶的，因为它们分别在频域和时域采用低速率编码。

超宽带传输的更多优点

除了对主用户的干扰较小之外，超宽带信号也具备其他一些优点。

1. 超宽带接收机可以抑制窄带干扰，抑制倍数约等于扩频因子。
2. 大的绝对带宽会导致很强的抗衰落能力。首先，大的绝对带宽使大量的（独立衰落）多径分量可分辨，从而产生高阶的频率分集，即充分分离的各频率的衰落是独立的。也可以给出对跳时脉冲无线电和码分多址系统特别有用的另一种解释。具有大的绝对带宽的接收机具有好的时延分辨率，因而可以分辨很多多径分量。可分辨的独立衰落的多径分量的数量可达到τ_{max}/B，其中τ_{max}是信道的最大附加时延，B 是系统带宽。通过分别处理不同的多径分量，接收端可以保证把所有分量以优化的方式相加，使深度衰落的出现概率更小。作为一种附加效应，6.6 节已看到，在超宽带系统中，构成一个可分辨的多径分量的实际多径分量数量是相当少的；由于这种原因，每个可分辨多径分量的衰落统计不再服从复高斯分布，表现出深衰落的概率更低。
3. 大的绝对带宽也会带来高精度的测距和地理定位。大部分测距系统试图确定发送端到接收端的辐射传输时间。根据基本的傅里叶理论，测距的精确度需要增大测距信号的带宽①。因此，即使没有复杂的高分辨算法来确定第一条路径的到达时间，超宽带系统仍可以获得厘米级精确的测距。

① 原文为"根据基本的傅里叶理论，测距的精确度会增大测距信号的带宽。"，疑有误。——译者注。

4. 大的扩频因子和低功率谱密度也增加了防窃听的强度。

超宽带动态频谱接入

尽管超宽带下垫式系统只产生很小的干扰，但它对邻近目标接收机的剩余干扰仍会很强。因此，经常有必要把超宽带和侦测与回避方案联合使用。这种策略增强了其共存性、兼容性、干扰避免能力，以及遵守监管规定的潜力，特别是在欧洲和日本的频谱监管法规中要求在一些频率范围内超宽带发射机强制使用侦测与回避(DAA)方案。超宽带节点的良好的测距(及地理定位)能力可以帮助确定节点和潜在的目标节点是否靠近，特别是当这种目标节点的位置信息被保存在一个数据库中，超宽带节点可以从数据库中获取这些信息时。

深入阅读

认知无线电领域的变化依然非常大，几乎每月都有新的研究和书籍出现。在写作本书时，如下论著值得特别推荐：专辑 Hossain and Barghava[2008]和 Xiao and Hu[2008]给出了认知无线电各方面的全面综述，包括频谱感知、频谱分配和管理、基于正交频分复用的认知系统的实现，以及基于超宽带的认知系统、协议和媒体接入控制设计。这些主题的简洁描述同样可以在 Akyildiz et al.[2006], Haykin [2005]和 Zhao and Sadler[2007]中找到。Quan et al.[2008]中也讨论了频谱感知，Zhao et al.[2007]中讨论了频谱机会跟踪。Han et al.[2007]和 Ji and Liu [2007]中讨论了认知无线电系统中博弈论的应用。Jovocic and Visvanath[2007]和 Devroye and Tarokh[2007]中描述了填充式系统。超宽带通信及其诸多应用在 diBenedetto et al.[2006]中进行了讨论；超宽带系统的侦测与回避(DAA)方法在 Zhang et al.[2008]中进行了讨论。

第 22 章　中继、多跳和协作通信

22.1　引言与缘起

22.1.1　中继原理

传统的无线通信是基于点对点通信的，即数据通信中所涉及的只有两个节点。例如，这两个节点可以是蜂窝环境中的基站和移动台，也可以是无线局域网中的接入点和便携式电脑，或者是对等(peer-to-peer)通信中的两个移动台。周围环境中的其他无线发射机和接收机会争用相同的(频谱)资源，从而造成干扰。

相比较而言，本章讨论的情况是某些节点自觉地帮助其他节点获取从消息源到指定信宿(destination)的信息。这种帮助可以采用以下两种方式之一来实现：

- 专用中继(relay)，即中继方并不作为信源或信宿，其唯一的用途就是为其他节点的信息交换提供便利；
- 充当中继的对等节点。这些对等节点(如移动手机或传感器节点)可以根据当前情况转换自己的角色，有时帮助转发信息，有时充当信源或者信宿。

中继节点的引入为系统设计创造了更多的自由度，从而可以帮助改善性能，但也使设计过程更复杂化了。如今，网络结构越来越朝向获取更高效率和更好覆盖发展，本章将讨论协作通信如何能成为这一发展趋势的合理的最终结果。首先考虑图 22.1(a)所示的三节点网络，为简化起见，假定每条链路上只存在自由空间衰减(而不存在衰落)。假定的情形是：节点 A 的发射功率不足以将一个数据分组直接发送给节点 C。但是，节点 A 可以首先将数据分组发送给中间节点 B，节点 B 再将该数据分组重新发送(如，通过对分组进行完全的解调和译码，然后再次进行编码并重新发送)，而这次重新发送则可以被节点 C 接收到。这种简单的两跳方法将网络的覆盖范围延伸了一倍。将这种方法推广到更大的网络，通过多跳传递(即发送消息到第一个中继节点，再从那里将消息传递到第二个中继节点，以此类推，直至消息最后到达信宿)，网络的覆盖范围可以获得更显著的提高。当拥有图 22.1(b)所示的大型网络时，关键问题在于哪些节点应该用来转发信息(22.4 节将会详细讨论这一主题)。

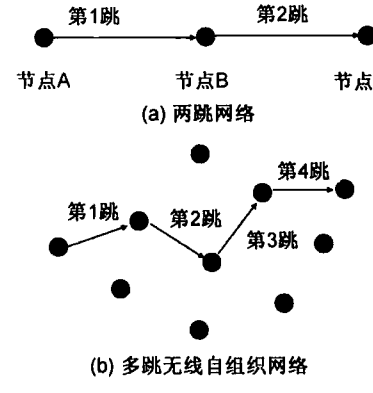


图 22.1　各种网络

无线传播信道的一个关键特性就是广播效应：当一个节点发送信号时，附近的任何一个节

点都能收到该信号，在多节点网络中这一特性可以得到有效利用[1]。虽然上述的的多跳策略并未利用广播效应，但是更高级的协作通信方法将会用到它。考虑图 22.2(a)，该图只是对图 22.1(a)略加修改。当节点 A 发送信号时，信号不仅到达了节点 B，也会(以更弱的程度)到达节点 C。这个弱信号可能弱到不足以被节点 C 正常译码，但可以用它对后续从节点 B 到节点 C 的传输中收到的信号进行增强。广播效应在更大的网络中具有更显著的影响，例如图 22.2(b)所描绘的情形：如果第一个节点发送，则信号将以基本相同的强度到达节点 B 和 D。因此，信号到达网络中这两个节点并不比到达单个节点多出任何“开销”(即并不需要更大的发射功率)。于是，节点 B 和 D 可以协作起来向节点 C 传递信息，并且，正如随后要证明的，这种协作传输与单个节点传输相比更有效。同样的原理也适用于图 22.2(c)所描绘的更大规模的网络。

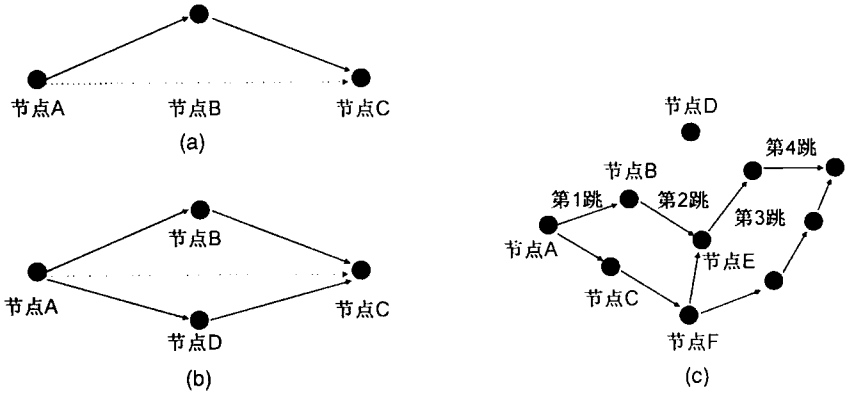


图 22.2 中继网络中的广播效应图示

后续各节中，将给出对图 22.2 中各种场景更详细的描述。以三节点中继网络作为开始，这种网络是最基本的协作系统。相比而言，22.3 节考虑的是多路并行中继。22.4 节和 22.5 节讨论更大规模的网络。在这两节中，消息的传输将不再仅限于两“跳”(先由信源传输到(一个或多个)中继节点，然后再经第二次传输由(一个或多个)中继节点到达信宿)，而是由一个中继节点(或一组中继节点)到另一个中继节点的多“跳”传输。对于这种情形，传输将经由一系列中继节点来完成，路由问题便凸显出来，也就是说，哪些节点将用于中继，并以怎样的顺序完成中继。最后，22.6 节讨论蜂窝网络和无线自组织网络中的中继应用。

22.2 中继基础

22.2.1 基本协议

考虑图 22.3 所示的三节点网络。一个信源与一个中继和一个信宿相连接，节点之间的信道分别用 h_{sr}、h_{sd}和 h_{rd}来表示。中继能以不同的方式帮助转发信息。

在放大转发(AF)中，中继以某个确定的因子对接收信号进行放大，然后重新发送它。在译码转发(DF)中，中继对分组进行译码，然后再重新编码并再次将分组发送出去。在压缩转

① 广播效应的另一面是，某个节点的消息发送将对其他想要接收另一不同消息的节点形成干扰。无论广播效应的积极一面是否被利用，这种负面效应总是存在的。

发(CF)中，中继会生成从信源获取信号的量化(压缩)版本，并转发至信宿；信宿将对这一压缩信号和直接发自信源的信号进行合并。在后续讨论中，假定所有中继节点都以半双工模式运行，即不能同时在同一频带上发送和接收。这一假定是合理的，因为无线信号的发送和接收电平差距非常大，以至于如果同时进行收发，发送信号就会“阻塞”接收机，导致无法正常检测接收信号①。

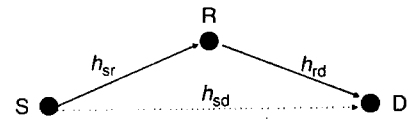


图 22.3　基本中继信道

这些中继处理方法可以与不同的发送协议结合起来，后者规定了何时、哪些信息分组该由哪些节点进行发送。以下按性能递增(同时复杂度也将递增)的顺序列出这些中继方案。

- 多跳 xF②(MxF)。在第一个时隙中，信源发送，只有中继进行侦听。在第二个时隙中，只有中继节点进行发送，信宿进行侦听。
- 裂合(Split-Combine)xF(SCxF)。在第一个时隙中，信源发送，只有中继进行侦听(如同在 MxF 中)。在第二个时隙中，信源和中继节点都进行发送，信宿进行侦听。
- 分集 xF(DxF)。在第一个时隙中，信源发送，中继节点和信宿都进行侦听。在第二个时隙中，只有中继节点进行发送，信宿进行侦听。因此，信宿将获得原始信号的两个版本。
- 非正交分集 xF(NDxF)。这一方案中，中继节点在第二个时隙中发送进行过不同编码的信息。例如，信源以 1/3 的编码速率对信息进行卷积编码，然后通过忽略第一、第三、第五等各比特对其进行删余(puncture)，使编码速率变为 2/3。中继节点恢复出原始信息，然后用同样的 1/3 卷积码对其进行编码，不同的是通过忽略第二、第四、第六等各比特来完成删余。信宿接收机将收到分别来自信源和中继节点的同一信息的不同编码版本。
- 符号间干扰 xF(IxF)。只有在中继节点具有全双工能力(与之前的假定相反)时，本方案才能正常工作。在第 i 个时隙，信源发送一个信息分组给中继节点，然后在第 $i+1$ 个时隙，中继节点将这个分组转发给信宿，同时信源会将下一个信息分组发送给中继节点。信宿持续进行侦听，而且在每个时隙都会收到一个叠加信号，它由直接发自信源的“当前”信息分组和发自中继节点的“前一”信息分组叠加而成。

	第一阶段			第二阶段		
	信源	中断节点	信宿	信源	中断节点	信宿
MxF	发射机	接收机	-	-	发射机	接收机
SCxF	发射机	接收机	-	发射机	发射机	接收机
DxF	发射机	接收机	接收机	-	发射机	接收机
NDxF	发射机	接收机	接收机	发射机	发射机	接收机
IxF	发射机	接收机 + 发射机	接收机	发射机	发射机 + 接收机	接收机

① 某些特殊情况下，中继节点(转发器)可以同时发送和接收：当发射机和接收机使用中继节点上的不同天线，并且这些天线指向不同的方向。这样的天线配置可以实现在中继节点上的足够隔离，与复杂的干扰抵消技术结合起来，就可以使同时收发成为可能。

② xF 代表 AF、DF 或 CF 之一。

上述各协议并非唯一选择，许多变化的版本已经被提出。它们或者着眼于减少半双工运行带来的损失，或者(/并且)试图采用更简化的编码和译码。

基本协议的进一步细分可以根据以下准则进行。

- 固定和自适应发射功率。指信源和中继节点以固定功率发射，还是以自适应于信道状态的功率进行发射。如果是自适应的，功率的自适应形式如下。
  - 基于节点的自适应。某些节点被分配了更多的功率，而另一些则分配了相对少的功率。
  - 基于时间的自适应。根据信道状态的时变情况，同一节点有时以更大的功率发射，有时又以相对小的功率发射。
  - 基于频率的自适应。在宽带系统中，比如采用正交频分复用(见第 19 章)的系统，同一节点在某些频率上能以更大的功率发射，而在另一些频率上以相对小的功率发射。
  - 上述自适应方式的任意组合形式。

  总的(或平均的)发射功率通常会被施加约束。总功率可以基于节点、时间和(/或)频率来衡量。例如，限制所有节点的总发射功率(并且任意时刻都要满足这一约束条件)就是对整个网络的瞬时功率加以限制。这种限制很重要，因为瞬时功率是对其他网络造成干扰的一种度量。基于节点和时间(以及频率，如果采用了频率自适应方式)的总功率对通信能量使用效率形成了约束。基于时间(和频率)的总功率仅仅是特定节点能量消耗的一个度量，它决定了电池的使用时间。
- 固定和自适应的时间、频谱资源分配。最常见的半双工协议假定网络花费一半时间将分组由信源发送到中继节点，另一半时间再将它从中继节点转发到信宿。但是，这并不是对有效时间的最高效利用。如果中继节点的功率是固定的，则传输将以接近于中继-信宿链路信道容量的速率进行。如果中继节点的功率可以改变(如上所述)，则功率和时间(或者带宽)将同时得到优化。

22.2.2 译码转发

所有中继方案中最重要的是译码转发。中继节点接收一个分组并对它进行译码，因此就在重新编码和再次发送分组之前消除了噪声的影响。下面将分析几种具体实现方案的系统传输容量。

最容易分析的方案是多跳译码转发(MDF)。如果假定发射功率固定，并且系统平均分配两个发射阶段的有效时间，则单位带宽的总数据速率为

$$R=\frac{1}{2}\min\left[\log\left(1+\frac{P_s|h_{sr}|^2}{P_n}\right),\log\left(1+\frac{P_r|h_{rd}|^2}{P_n}\right)\right] \tag{22.1}$$

其中，P_s 和 P_r 是信源和中继节点使用的功率，而 P_n 是噪声功率。换句话说，具有最小信噪比的链路成为“瓶颈”并决定了系统总容量；因子 1/2 得因于半双工约束条件。取最小值运算(min)中的两项内容是信源-中继链路和中继-信宿链路的信道容量。为使一次传输取得成功、一个数据分组必须通过这两条链路，因此具有更小容量的链路成为瓶颈并决定了可达到的传输速率。

给定功率约束条件与信道参数值 h_{sr} 和 h_{rd} 时，P_s 和 P_r 的值可以是固定的，也可以是经过优化的。进行优化的情况下，功率调整的方式应当是使信源-中继链路容量与中继-信宿链路容量相等，即

$$P_s = P_0 \frac{|h_{rd}|^2}{|h_{sr}|^2 + |h_{rd}|^2}, \quad P_r = P_0 \frac{|h_{sr}|^2}{|h_{sr}|^2 + |h_{rd}|^2} \tag{22.2}$$

通过将数据传输的可用时隙划分为不等的两部分，并优化这两部分的持续时间[Stankovic et al. 2006]，可以实现对此方案的进一步优化(也就是后面要讨论的一种情形)。

在分集译码转发(DDF)中①，信宿在两个阶段期间都进行侦听，因而能将来自信源的接收信号(第一阶段)和来自中继节点的接收信号(第二阶段)累加起来。但是，必须区分如下两种重要情形。

1. 中继节点采用相同编码进行发送。这种情况下，中继节点使用与信源一样的编码器。因此，信宿可以在译码前就把两个接收信号相加，使信噪比获得改善。假定进一步的约束条件是，经过信源和中继节点的协作传输，消息最终被信宿正确接收才算传输成功。这样，最大可实现速率为

$$R_{DDF} = \frac{1}{2}\min\left[\log\left(1 + \frac{P_s|h_{sr}|^2}{P_n}\right), \log\left(1 + \frac{P_r|h_{rd}|^2}{P_n} + \frac{P_s|h_{sd}|^2}{P_n}\right)\right] \tag{22.3}$$

并且，此时最优的功率分配为

$$\begin{aligned} P_s &= P_0 \frac{|h_{rd}|^2}{|h_{sr}|^2 + |h_{rd}|^2 - |h_{sd}|^2} \\ P_r &= P_0 \frac{|h_{sr}|^2 - |h_{sd}|^2}{|h_{sr}|^2 + |h_{rd}|^2 - |h_{sd}|^2} \end{aligned} \tag{22.4}$$

一种更智能化的协议是仅在中继节点实际可能对传输有帮助时才利用它，否则就使其保持空闲状态。这种协议称为自适应分集译码转发。通过“递增式中继”(如果信宿在第一个传输阶段后已能对分组进行有效译码，中继节点就不再发送)，可以获得更好的性能。

2. 中继节点采用递增冗余度的编码进行发送。这种情况下，中继节点对分组进行译码，然后以一种不同的编码器对其重新编码。直观来讲，信宿接收机可把两个传输阶段的互信息累加起来。换句话说，信宿接收机收到一个低码率的码，该码中的一些信息比特和奇偶校验位在第一阶段到达接收机，另一些则在第二阶段到达。这种协议的容量为

$$R_{DDF,IR} = \frac{1}{2}\min\left[\log\left(1 + \frac{P_s|h_{sr}|^2}{P_n}\right), \log\left(1 + \frac{P_r|h_{rd}|^2}{P_n}\right) + \log\left(1 + \frac{P_s|h_{sd}|^2}{P_n}\right)\right] \tag{22.5}$$

以后，当提到分集译码转发时，所指的都是式(22.3)描述的“常规”分集译码转发。

使用中断容量(见 14.9 节)概念，给出如下定义：如果实际传输速率掉到期望的门限值 R_{th} 以下，则称整个系统处于中断。对于非自适应分集译码转发来说，发生这种中断的概率为

$$\begin{aligned} \Pr(R_{DDF} < R_{th}) = {} & \Pr\left[|h_{sr}|^2 < (2^{2R_{th}} - 1)\frac{P_n}{P_s}\right] \\ & + \Pr\left[|h_{sr}|^2 > (2^{2R_{th}} - 1)\frac{P_n}{P_s}\right]\Pr\left[|h_{sd}|^2 P_s + |h_{rd}|^2 P_r < (2^{2R_{th}} - 1)P_n\right] \end{aligned} \tag{22.6}$$

① 按照我们的表示法，DDF 即“分集译码转发”(Diversity Decode and Forward)。然而，有时文献中用首字母缩略词 DDF 来代表“动态译码转发”(dynamic decode and forward)，这是另一个不同的协议。

上式右边第一项对应于信源-中继连接相当弱的情况(因为按照协议，无论如何，在第二阶段中继节点都要进行发送，这就会导致一次中断)，而第二项对应于如下情况：当信源-中继连接足够强，而中继-信宿和信源-信宿连接弱到不足以维持充足的信息流到达信宿。由于系统中的不同链路是相互独立的，总的中断概率由这些概率相加得到。如果所有链路都经历瑞利衰落，则在高信噪比限制条件下，由于只能提供1阶分集阶数[①]，所以第一项是决定性的；如果信源-信宿或中继-信宿链路可以提供足够的链路质量，则第二项可以忽略。总的分集阶数为1是由于协议确定无疑地要求信源-中继链路具有足够的强度。另一方面，就自适应分集译码转发而言，可以实现分集阶数为2：因为它可以获得两条独立路径(信源-信宿或信源-中继-信宿)，并且如果两路径之一可提供足够质量，传输就能成功。

22.2.3 放大转发

放大转发的基本原理是中继节点收到(有噪)接收信号 y_r，并以增益值 β 对其进行放大，对 y_r 不进行其他处理(诸如译码、解调等)。假定在中继节点处的放大转发处理造成半个时隙的延迟[②]。因此，在第一阶段，信宿收到的信号由来自信源的(衰减)信号与噪声简单地相加而成，因为符号间干扰放大转发(IAF)而出现的附加项并未虑及。在第二阶段，信号是来自信源的直接信号和来自中继节点的信号之和，后者是中继节点对本时隙前一阶段信源信号进行放大后再发出的，即

$$\begin{aligned} y_d^{(2)} &= h_{sd}x_s^{(2)} + h_{rd}x_r^{(2)} + n_d^{(2)} \\ &= h_{sd}x_s^{(2)} + \beta h_{sr}h_{rd}x_s^{(1)} + \beta h_{rd}n_r^{(1)} + n_d^{(2)} \end{aligned} \tag{22.7}$$

其中，x_s 和 x_r 是分别来自信源和中继节点的发送信号，上标$^{(1)}$和$^{(2)}$分别代表传输的第一阶段和第二阶段，而 n_r 和 n_d 分别是中继节点和信宿处的噪声。$x_s^{(2)}$ 可以为零，这取决于前述协议类型。

放大因子受限于功率约束条件。对于瞬时功率约束的情况，要求：

$$|\beta|^2 \leqslant \frac{P_r}{P_n + P_s|h_{sr}|^2} \tag{22.8}$$

在施加瞬时功率约束的情况下，约束条件必须对诸衰落实现取平均。

尽管这一方案看上去很简单，但正如之前讨论分类时指明的，仍存在着许多种可能的协议实现形式。首先来分析 $P_r = P_s = P$ 条件下多跳放大转发(MAF)的性能。在第一阶段，到达信宿接收机的信号只不过是信源信号与信道参数 h_{sd} 的乘积，并且噪声方差为 P_n。在第二阶段，到达信宿的信号是信源信号与 $\beta h_{sr}h_{rd}$ 的乘积，并且噪声具有如下方差：

$$P_n' = (|\beta|^2|h_{rd}|^2 + 1)P_n \tag{22.9}$$

所以，可以直接给出信噪比 $\gamma = P|\beta h_{sr}h_{rd}|^2/P_n'$。然而，需要注意的是，在多跳放大转发中最优的功率分配由下式给定：

$$\frac{P_s}{P_r} = \sqrt{\frac{|h_{rd}|^2P_0 + P_n}{|h_{sr}|^2P_0 + P_n}} \tag{22.10}$$

在分集放大转发(DAF)中，我们希望将两个阶段的信号合并起来以获得最大信噪比，即

① 分集阶数为1就是无分集。——译者注

② 在就纯模拟转发器的实际情况下，延迟实际上小得多。

想要实现最大比值合并。因此，第一阶段收到的信号应乘以如下系数：

$$\sqrt{\frac{P_s}{P_n}}h_{sd}^* \tag{22.11}$$

即，进行相位调整并乘以这一阶段接收信噪比的平方根。类似地，第二阶段的接收信号应乘以如下系数：

$$\sqrt{\frac{P_s\beta^2}{P_n'}}(h_{sr}h_{rd})^* \tag{22.12}$$

假定 $P_s = P_r = P$，两个阶段对应的信噪比为

$$\gamma_1 = \frac{P|h_{sd}|^2}{P_n} \tag{22.13}$$

和

$$\gamma_2 = \frac{(\frac{P}{P_n})^2|h_{sr}h_{rd}|^2}{\frac{P}{P_n}|h_{sr}|^2 + \frac{P}{P_n}|h_{rd}|^2 + 1} \tag{22.14}$$

依照最大比值合并的一贯结论，总的信噪比为 $\gamma = \gamma_1 + \gamma_2$。所得到的容量等于 $\frac{1}{2}\log_2(1+\gamma)$，此处因子 1/2 是由中继节点的半双工约束条件引起的。还要指出，这一方案具有 2 阶分集阶数，因为信号可以通过两条独立路径到达信宿：直接到达或借助中继节点到达。然而，应当注意到，对于具有有限实际信噪比的覆盖范围扩展中继（而不可能具有进行分集阶数计算时所设定的无穷大信噪比），直接路径并不真的有用。如果通过直接路径就能获得好的接收效果，那么从一开始就根本不需要中继节点了。

22.2.4　压缩转发

在中继节点不对消息进行译码而只是转发它所收到的内容（包括噪声）这一点上，压缩转发（CF）与放大转发是相似的。与放大转发相比，压缩转发的主要的不同之处在于，所转发的信号是中继节点处接收信号的量化压缩版本。量化和压缩处理可以看成一个信源编码问题，即接收信号作为（模拟）信源，而其信息将被编码为一个失真尽可能小的数字信号。但另一方面，信号发送速率将受到限制（这取决于中继-信宿信道）。在信宿处，这一信号用来与从信源直接收到的信号一起重构原始信号。

对于某些特殊信道配置，压缩转发已显示出可以提供比译码转发和放大转发更高的容量。但是，它比另两种转发格式复杂得多，因此本书不再进一步讨论。更多细节可参阅章末“深入阅读”一节中的参考文献。

22.3　多节点并行中继

许多情况下，在转发信息时存在一个以上的（并行）中继节点。此时，不同中继节点之间的协作可以大大增强中继方案的性能，尤其是在衰落信道中。实质上，多个中继节点所提供的分集支路有助于更好地对抗衰落和干扰。同时，中继节点之间的协作也是交换信道状态信息和控制信息所必需的。因此，存在多种不同的中继方案，以不同的方式在成本和系统性能之间进行折中。

并且，对于多个中继节点的安排，也存在着各种不同的传输方案，如放大转发、译码转发

和压缩转发，还要考虑前面讨论过的各种不同协议。然而，为了使讨论更加集中，这里仅限于讨论具有半双工中继节点的译码转发(在大多数情况下，仅限于讨论多跳译码转发)。这一节将只讨论两跳网络，因为这种情况下的中继问题可以看成物理层的问题。此外，更多跳的网络需要考虑路由问题，将会在下文论及。

图 22.4 示意了本节所考虑的基本设置情况。传输分两个阶段进行。第一阶段，信源广播信息。这一阶段利用了广播效应，尽管只有一个节点(即信源)发射，信号却能到达几个中继节点(到达不同节点的信号强度可能不同)。第二阶段，一个或者多个中继节点向信宿转发信息。可以看出，第二阶段与智能天线系统非常相像，尤其是在传输从一个多天线发射机到一个单天线信宿这一点上，主要的不同之处在于天线分布在空间中一个相对更大的区域上。这种与多天线系统的相似性将有助于后面的讨论。

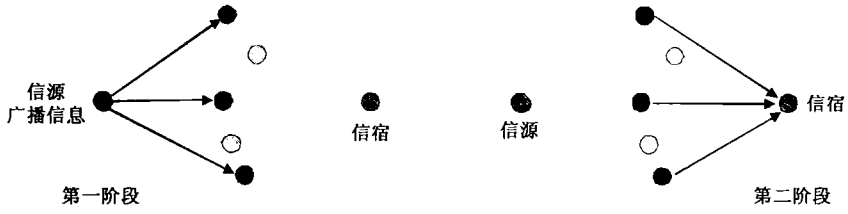


图 22.4 具有并行中继节点的两阶段传输

就第一阶段而言，总是假定第 k 个中继节点确知由信源到它的信道，即可以得到接收机信道状态信息(CSIR)。只有在信源可以根据信道状态调节其发射功率或者调整其发射时间时，发射机信道状态信息(CSIT)才是有用的。就第二阶段而言，仍然假定可以得到接收机信道状态信息，即信宿确知第 k 个中继节点到它的信道。此外，这一阶段还基于对 CSIT(即在各中继节点处可以得到的信道状态信息)的确知程度来区分不同的情形。根据 CSIT 的不同类型，可以采用不同的传输方案。

- 全部 CSIT 已知。中继节点确知到达信宿的信道幅度和相位。这种情况下，可以采用“虚拟波束成形”，这种方法与多天线系统中的最大比值传输类似。在中继节点处的总功率开销给定的情况下，这一方法可以保证在(信宿)接收机处获得最大信噪比。22.3.2 节将讨论这种情况。
- 幅度 CSIT 已知。这时中继节点确知到达信宿的信道幅度(强度)，但不知道相位。这种情况下，当具有总功率约束时，最佳策略就是选择可以提供最佳传输质量的单个中继节点(见 22.3.1 节)。
- CSIT 未知。这种情况下，各中继节点可以发送数据分组的空时编码版本，正如 CSIT 未知情况下，发送分集系统中各个天线的作用(见 22.3.3 节)。或者，各中继节点可以发送同一码字的冗余递增编码比特(见 22.3.4 节)。注意，对于有总功率约束的情形，空时码的信噪比要劣于中继选择：发送分集可以提供一个等效的信道，其信噪比是各单个中继-信宿信道信噪比的平均，而中继选择(见 22.3.1 节)时所选择的信道是各单个信道中具有最大信噪比的。
- 平均 CSIT 已知。这种情况下，发射机只知道平均的信道增益，而不知道其瞬时实现。这种情况值得研究是因为获取平均 CSIT 要比瞬时 CSIT 容易得多，尤其是在快变信道中。可以采用 CSIT 未知方案的改进版本。

22.3.1　中继选择

在中继选择中，只是从所有可用节点中拣选出“最佳”节点，然后就像 22.2 节所描述的那样用这个节点来完成中继。这种方法看似过于简单，其实难点在于：(i)如何定义“最佳中继”；(ii)如何在一组给定的信道状态集中真正找到这个最佳中继节点。

首先来解决定义“最佳”中继准则的问题。我们需要分辨两种情况：如果信源具有固定的发射功率和数据速率(即分组的调制方式和编码都是固定的)，则在第一个传输阶段无法对哪一个中继节点将正确接收分组施加影响；相反地，我们只是考虑一组可以收到分组的中继节点，并从中选出一个中继节点用于转发信息，它具有到达信宿的最强信道。

如果信源能够适应信道，则在第一阶段能确保某个特定的中继节点(这就是事先选出的用于后续转发的中继节点)收到消息。为挑选出这个中继节点，需要平衡信源-中继和中继-信宿信道的强度。在多跳译码转发中，速率由式(22.1)给出，应当以避免瓶颈出现为目标，并拣选出提供最佳值的中继节点，该最佳值为

$$\eta_k = \min\left[|h_{s,k}|^2, |h_{k,d}|^2\right] \tag{22.15}$$

作为这一准则的“平滑”(smoothed-out)版本，另一准则为

$$\eta_k = \frac{2}{\frac{1}{|h_{s,k}|^2} + \frac{1}{|h_{k,d}|^2}} \tag{22.16}$$

常常会假定有一个中心控制节点知道所有的$|h_{s,k}|^2$和$|h_{k,d}|^2$。实际上，这需要相当大的信令开销，所以并不实用。因此，最好采用类似分组无线电系统中用于控制多址的算法(见第 17 章)，步骤如下。

1. 信宿发送一个简短的广播信号，以便各中继节点确定其$|h_{k,d}|^2$(假定信道是互易的，见 20.1 节)。
2. 信源发送数据分组，紧随其后还要发送“清除发送”(CTS)消息。每个中继节点尝试着接收分组，并确定其$|h_{s,k}|^2$，然后依照式(22.15)或式(22.16)的准则来确定η_i。
3. 每个中继节点都启动一个定时器，定时器的初始值为K_{timer}/η_k(K_{timer}是一个适当选择的常量)，并开始倒计时，同时对来自其他中继节点的可能的空中信号进行侦听。当定时器归零时，相应的中继节点将开始发送，除非另一中继节点已经开始发送(因而就占用了信道)。

显然，具有“最佳”信道(最大η_k值)的中继节点就是第一个(因而也是唯一的)进行发送的中继节点。在实际网络中，性能并非如此完美，因为在第一个节点的发送时刻和信号实际到达第二个节点的时刻之间，第二个中继节点可能已开始发送(见第 17 章)，然而可以通过使用一个不同的K_{timer}重复第三步来解决这种冲突。

中继选择的表现相当不错，并可以提供与后面将要讨论的其他更复杂中继方案一样的分集阶数。这与天线选择(见第 13 章)相类似：天线选择可以提供同(最优的)最大比值合并一样的误比特率对信噪比曲线斜率(即分集阶数)。就 K 重中继而言，对于所有链路均为瑞利衰落的情况，计算得到的中断概率如下：

$$Pr[I < R_{\text{th}}] = \prod_{k=1}^{K}\left[1 - \exp\left[-\frac{2^{2R_{\text{th}}} - 1}{P/P_n}\left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{s,k}^2} + \frac{1}{\bar{\gamma}_{k,d}^2}\right)\right]\right] \tag{22.17}$$

其中，$\bar{\gamma}_{s,k}^2$和$\bar{\gamma}_{k,d}^2$是信源-中继和中继-信宿信道的平均信道增益。

22.3.2 分布式波束成形

分布式波束成形协议包括两个阶段：在第一阶段，信源广播信息，并且一个中继节点集 $\mathcal{D}$（集合大小为 $|\mathcal{D}|$）可以实现对分组的正确接收。就多跳译码转发协议而言，在第二阶段，一旦各中继节点的发射机信道状态信息已知，则在每个被选中的中继节点 k 处，可以给出正比于下式的最优发射系数：

$$\frac{h_{k,\mathrm{d}}^{*}}{(\sum_{k\in\mathcal{D}}|h_{k,\mathrm{d}}|^{2})^{1/2}} \tag{22.18}$$

$|\mathcal{D}|$ 个节点相互协作，即相干地发送数据到信宿。这类似于发送分集系统中的波束成形或最大比值传输。

在各中继节点采用放大转发的情况下，中继节点 k 处所采用的最优增益值为

$$w_k = K^{\mathrm{AF}}\frac{|h_{sk}||h_{kd}|}{1+P_s|h_{sk}|^2+P_k|h_{kd}|^2}\frac{h_{sk}^{*}}{|h_{sk}|}\frac{h_{kd}^{*}}{|h_{kd}|} \tag{22.19}$$

其中，常数 K^{AF} 的选定应保证总的功率约束 $\sum_k |w_k|^2(1+P_s|h_{sk}|^2)=P_r$ 得到满足。第 k 个中继节点的发射功率满足

$$P_k \propto \frac{|h_{sk}|^2|h_{kd}|^2\left[P_s|h_{sk}|^2+1\right]}{\left[1+P_s|h_{sk}|^2+P_k|h_{kd}|^2\right]^2} \tag{22.20}$$

获知各中继节点的发射机信道状态信息并非易事：各中继节点不仅要确知到达信宿的信道，而且要知道各信道增益之和，即式(22.18)中的分母，这些信道是指在数据转发中将被激活[①]的所有各中继节点到达信宿的信道。可以通过各中继节点连续发送训练序列(前导)，随后由信宿给出反馈来实现这一点。

同样，如果信源可以调节其功率，情况会更复杂、因为这样一来信源的功率将决定可能的激活中继节点集 $\mathcal{D}$。这会导致在中继过程中需要在两个阶段之间进行折中。如果信源在广播时只用了相当少的能量，$|\mathcal{D}|$ 就会相当小，而且在第二阶段中可获得的分集阶数也会很低。换句话说，存在着这样的风险：所有收到分组的中继节点都有一个到达信宿的差信道，因而就不得不消耗大量功率以使分组能够到达信宿。而另一方面，广播时消耗过多能量纯属浪费。要得到最佳功率分配的确切优化方案多少有些复杂，但根据经验应有 $|\mathcal{D}|=3$。

以上讨论都假定不同的中继节点可以对它们的发送信号实现同相，这样一来各信号在所期望的信宿处就能够相长式地叠加起来。具体实现时，由于各中继节点并非位于同一位置、要做到这一点相当困难，然而又必须(在实现频率和时间同步之外)实现这种相位同步。通常，网络中的一个节点将发挥主节点的作用，由它周期性地发送同步信号，并迫使所有其他节点根据这一同步信号来调整其频率和相位。对由节点之间的传播延迟引起相移的调整是必须逐链路(link-by-link)完成的。

解决相位调整问题的另一种方法是采用随机波束成形(与 20.1 节相比较)。如果不采取任何特殊措施(即不进行特定的相位调整)，那么各中继节点产生的波束将指向随机的方向，而通过改变各节点的相对相位就可以改变各波束的主方向。根据机会波束成形的工作机制，当信宿节点发现自己位于某波束的主瓣方向上时，将会发送一个反馈信号，请求相应的各中继节点发送那些期望发至此(信宿)节点的负载数据。

---

① 指第二阶段将被用到的各中继节点。——译者注

22.3.3　正交信道传输

当发送端无法获得信道状态信息时，一种可能的解决方案就是让每个中继节点在一条正交信道上进行发送。显然，这样做可以消除不同中继信道之间的干扰，但它也导致了频谱效率的显著下降。特别是，考虑每个中继节点都有一条预留信道的分集译码转发方案，而不管预留信道能否对消息进行译码。这一方案的容量(或者更准确地说，采用高斯码书时的互信息)为

$$I=\frac{1}{K+1}\log\left[1+\gamma_{\mathrm{s,d}}+\sum_{k\in\mathcal{D}}\gamma_{k,\mathrm{d}}\right] \tag{22.21}$$

其中，$\mathcal{D}$ 是一个中继节点集合，其中每个节点都可以对来自某个特定信源的消息进行译码。当所有链路均为瑞利衰落时，在特定译码节点集的条件下，高信噪比时的中断概率为

$$\Pr[I<R_{\mathrm{th}}|\mathcal{D}]\sim\left[2^{(K+1)R_{\mathrm{th}}}-1\right]^{|\mathcal{D}(s)|+1}\frac{1}{\overline{\gamma}_{\mathrm{s,d}}}\prod_{k\in\mathcal{D}}\frac{1}{\overline{\gamma}_{k,\mathrm{d}}}\frac{1}{[|\mathcal{D}|+1]!} \tag{22.22}$$

获得特定译码节点集的概率由下式给出：

$$\Pr[\mathcal{D}]\sim\left[2^{(K+1)R_{\mathrm{th}}}-1\right]^{K-|\mathcal{D}(s)|}\prod_{k\notin\mathcal{D}}\frac{1}{\overline{\gamma}_{\mathrm{s},k}} \tag{22.23}$$

总的中断概率就是非条件版本的式(22.22)，其表达式可以界定为

$$\left[\frac{2^{(K+1)R_{\mathrm{th}}}-1}{\overline{\gamma}^{\mathrm{lb}}}\right]^{K+1}\sum_{k\in\mathcal{D}}\frac{1}{[|\mathcal{D}|+1]!}\quad\Pr[I<R_{\mathrm{th}}]\quad\left[\frac{2^{(K+1)R_{\mathrm{th}}}-1}{\overline{\gamma}^{\mathrm{ub}}}\right]^{K+1}\sum_{k\in\mathcal{D}}\frac{1}{[|\mathcal{D}|+1]!} \tag{22.24}$$

其中，

$$1/\overline{\gamma}_k^{lb}=\min\{1/\overline{\gamma}_{\mathrm{s},k},1/\overline{\gamma}_{k,\mathrm{d}}\}\quad 1/\overline{\gamma}_k^{ub}=\max\{1/\overline{\gamma}_{\mathrm{s},k},1/\overline{\gamma}_{k,\mathrm{d}}\}\quad\overline{\gamma}_{\mathrm{s}}^{lb}=\overline{\gamma}_{\mathrm{s}}^{ub}=\overline{\gamma}_{\mathrm{s,d}} \tag{22.25}$$

而 $\overline{\gamma}^{lb}$ 是 $\overline{\gamma}_k^{lb}(k=1,\cdots,K+1)$ 的几何平均值，$\overline{\gamma}^{ub}$ 的含义是类似的。再次与多天线系统进行类比，正交信道传输可以比作天线环发射(antenna cycling)，其中每次只用到一个天线单元(针对一个特定消息)。

现在转到如下情况：有多个中继节点，所有这些节点既可以作为信源，也可以作为中继节点，并且每个节点都能在不同的时间以不同的频率进行发送。具体考虑图 22.5 所描绘的情形。同样在这一情况下，每一个节点只会在可用时间的 $1/(K+1)$ 时间里为一个特定的信源发送信息。换句话说，与上述情况相比，频谱效率并未得到改善。

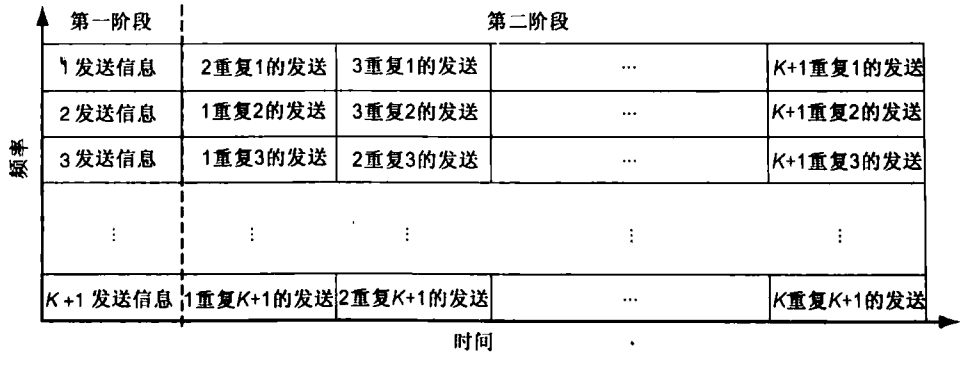


图 22.5　多个中继节点上的多信号复用。引自 Laneman and Wornell [2003]© IEEE

22.3.4 分布式空时码

另一种针对无发射机信道状态信息情况的方法是，让中继节点在传输时使用空时编码。考虑如下情形：第一阶段中，信源向众中继节点发送信息。第二阶段中，众中继节点实现对信宿的一次空时编码传输。换句话说，每个中继节点都作为一个“虚拟天线”，并且发送信号，其所发送的信号就像多输入多输出(MIMO)配置时从发送天线阵列中的一个天线元所发出的信号。例如，如果使用两个中继节点，所采用的空时码就可以是 Alamouti 码。这意味着两个中继节点在时刻 1 发出了两个符号 c_1 和 c_2：

$$\mathbf{s}_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} c_1 \\ c_2 \end{pmatrix} \tag{22.26}$$

此处，$\mathbf{s}$ 是由中继节点发出的符号组成的向量。在时刻 2，如下信号向量被发送(可与 20.2 节相比较)：

$$\mathbf{s}_2 = \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} -c_2^* \\ c_1^* \end{pmatrix} \tag{22.27}$$

当然，通信协议必须能对每个中继节点所对应的“天线”进行指定，这样数据序列($c_1\ -c_2^*\cdots$)或($c_2\ c_1^*\cdots$)该由谁发出也就随之而确定了。

由于 Alamouti 码是一个编码速率为 1 的码，这种传输方案的频谱效率要比正交信道中继方案的高，后者(在中继的第二阶段期间)速率仅为 1/2(对于两节点中继的情况)。当采用更多中继节点时，采用正交空时码中继的频谱效率会有所下降：对于 $K>2$ 的情况，不存在编码速率为 1 的正交空时码。对于 $K=3$ 或 $K=4$ 的情况，可实现的速率降为 3/4。尽管如此，这一方案的频谱效率仍然比正交中继高，因为正交中继的速率将以 $1/K$ 的规律下降。

随即出现的一个实际问题是参与中继的节点数目是变化着的，这取决于有多少中继节点能够对来自信源的消息进行译码。好在这对分布式空时码的操作并不会带来明显的影响，如果一个中继节点收不到来自信源的消息，它就不会去发送(信宿接收机会把这看成那个特定的“天线”经历了一次深度衰落)。因此，信宿接收机处的译码操作将不会受到影响。

22.3.5 编码协作

在编码协作中，中继和纠错编码相结合，从而获得了增强型的分集。采用前向纠错码(见第 14 章)对来自信源的数据分组进行编码，再将码字的不同部分通过网络中的两条(或更多条)不同的路径发送出去。

为了给出更多细节，让我们考虑图 22.6 的示例。在节点 1 处，采用前向纠错码对一个信源数据分组(block)进行编码，并将编码后的码字分为两部分，它们分别具有 N_1 和 N_2 比特。能够单独从前 N_1 比特重构出信源数据这一点是很重要的。例如，前向纠错可以采用码率为 1/3的卷积码，然后将其删余(puncture)生成一个码率为 2/3 的码，并在前 N_1 比特把它发送出去；删余后剩余的比特则在后 N_2 比特进行发送。对于节点 2 处的一个不同的信源数据分组，将进行类似的编码和划分。

于是，我们将一个信源数据分组的可用发送间隔分成两部分，在第一个时间子间隔期间，节点 1 广播其前 N_1 比特。信宿和节点 2 都可以收到这些比特。与此同时，节点 2 也会发送(在一个正交信道上，例如一个不同的频道)自己的前 N_1 比特。如果节点 1 能够成功地对节点

2 的信源数据进行译码(通过循环冗余校验进行成功与否的检验)，则节点 1 会计算出与节点 2 信源数据相关的后 N_2 比特，并在第二个时间子间隔将它们发送出去。如果节点 1 不能成功译码，那么它将发送与自己的码字相关的后 N_2 比特。节点 2 以完全相似的方式工作。由于节点 1 和节点 2 之间不存在反馈，可能会出现图 22.7 所描绘的 4 种情况。总而言之，每个节点总要发送 $N_1 + N_2$ 比特；如果两节点之间的信道良好，则发送比特中的一部分将用来帮助伙伴节点(partner node)；这正是后面要讨论的情况(另一种情况是每个节点只发送自身数据的 $N_1 + N_2$ 比特，这是一种两个用户到一个接收机的常规编码频分多址传输，见第 17 章)。

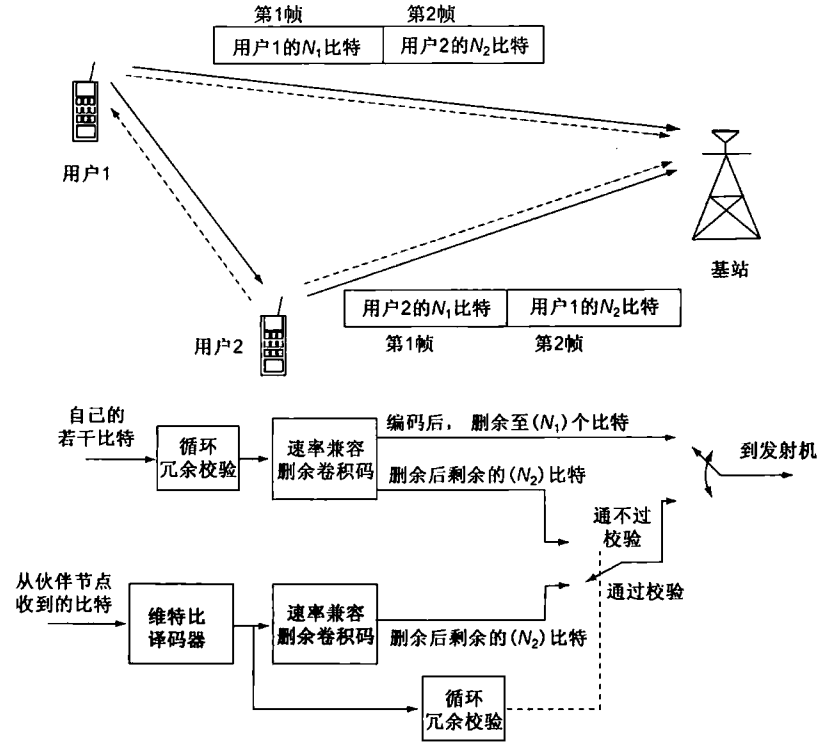


图 22.6　编码协作原理。实(虚)线：分别代表与用户 1(2)产生的数据负荷有关的比特流。引自 Nosratinia et al. [2004] © IEEE

由于从不同的位置对同一码字的不同部分进行了发送，这种传输具有 2 阶的分集阶数，如果节点 1 和节点 2 离得足够远，它们可以同时提供宏分集和微分集(见第 13 章)。中断概率的渐进表达式反映出了这一分集阶数。假定所有信道都是瑞利衰落，并且节点 1 到节点 2 的信道和节点 2 到节点 1 的信道相互独立(正如在频域双工中常见的情形)，在高信噪比状况下，可通过下式近似地给出中断概率：

$$\Pr[I < R_{\text{th}}] = \frac{(2^{2R_{\text{th}}} - 1)^2}{\overline{\gamma_{\text{A,d}}\gamma_{\text{A,B}}}} + \frac{R_{\text{th}} \ln(2) 2^{2R_{\text{th}}+1} - 2^{2R_{\text{th}}} + 1}{\overline{\gamma_{\text{A,d}}\gamma_{\text{B,d}}}} \tag{22.28}$$

对于用户之间信道互易的情况(也就是从节点 A 到节点 B 和从节点 B 到节点 A 采用同一频率发送，例如采用时分多址方式)，中断概率为

$$\Pr[I < R_{\text{th}}] = \frac{(2^{R_{\text{th}}} - 1)(2^{2R_{\text{th}}} - 1)}{\overline{\gamma_{\text{A,d}}\gamma_{\text{A,B}}}} + \frac{R_{\text{th}} \ln(2) 2^{2R_{\text{th}}+1} - 2^{2R_{\text{th}}} + 1}{\overline{\gamma_{\text{A,d}}\gamma_{\text{B,d}}}} \tag{22.29}$$

为某特定用户传输数据分组可以被视为增加冗余度的译码转发中继；这将比传统的译码

转发更有效率，正如之前在22.2节讨论过的，传统译码转发的中继节点只是重复发送了原始的(信源)发送比特。从图22.8中也可以看出这一点，图中比较了1/4码率的编码协作和放大转发及1/2码率译码转发(即所有方案具有相同的频谱效率)的误组率(block error rate)。

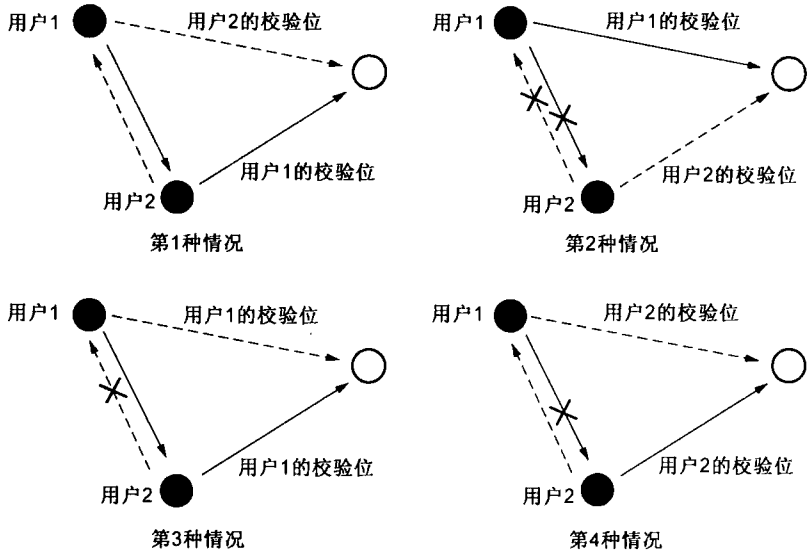


图22.7 两用户协作编码中，可能出现的4种消息传递情况①。引自 Hunter and Nosratinia[2006]© IEEE

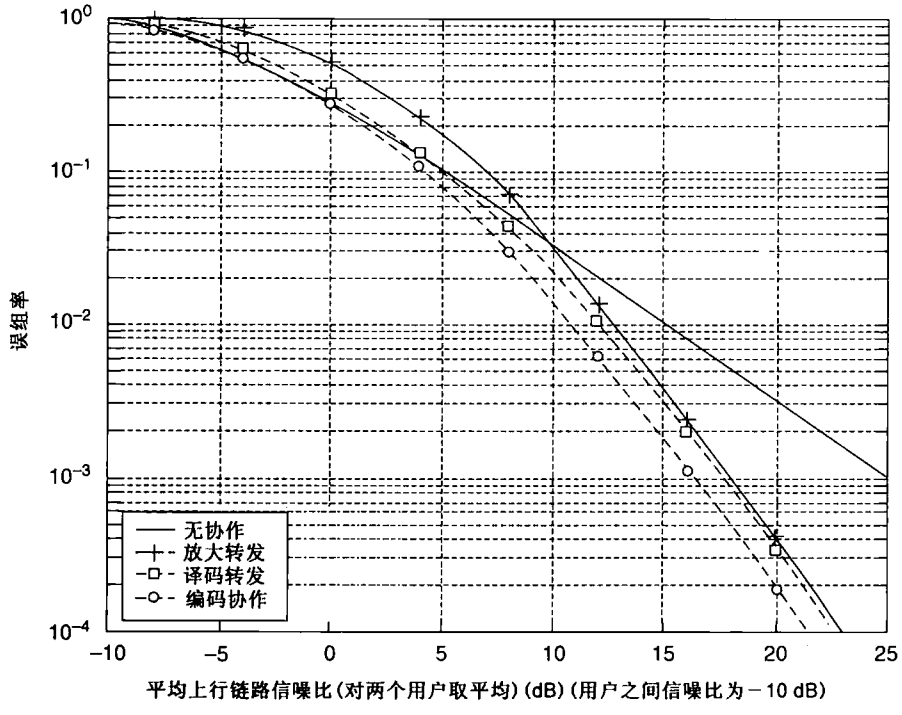


图22.8 编码协作与放大转发、译码转发和直接传输的性能比较。引自 Nosratinia et al.[2004]© IEEE

① 图中，用户1(/2)的校验位指的是用户1(/2)删余后剩余的N_2比特。意思是说，在第2个发送子间隔，通过传送这后N_2比特来对前N_1删余比特进行校验。究竟是传送自己的后N_2比特还是传送伙伴的后N_2比特，这取决于协作节点之间的信道状况。——译者注

22.3.6　喷泉码

前面描述的虚拟 MIMO 技术存在一些缺点，包括为获得协作增益必须协调各方同时发送，以及协作的相对低效(接收机要将来自协作节点的能量累加起来)。另一种方案是采用无码率(rateless)码。不同于传统编码，无码率码不具有固定的编码速率(因而得名)，并且不针对特定信噪比进行优化。反之，这类码在所有可能的信噪比下都能发挥良好的作用。无码率码的最常见形式称为喷泉码(Fountain Code)，原本是为了对抗互联网上数据分组的删除而设计的(为了同样的目的，它也被用于 3G 蜂窝系统)。可是，喷泉码也可以被设计成基于逐个比特工作，从而在删除信道中能起到如下的作用：发送端由一个有限长度信源数据分组生成一个(无限长)比特流。接收节点观测这一比特流，并将未被信道删除掉的那些比特累加起来。只要接收到的总比特数多于原始信源字的比特数，接收端就可以从观测到的无序的码流子集中恢复出原始信息。逐比特喷泉码也可以在加性高斯白噪声信道和衰落信道中良好地发挥作用这一点已被证明。那时，如果接收到的互信息等于信源熵，就可以实现一个信源字的成功接收。

由于喷泉码是可以工作在任意信噪比水平下的“全能”码，因此同样的码型设计就可以用于从一个信源到多个接收机的广播发送，即使各接收机到信源的链路具有互不相同的衰减。同时，由于喷泉码允许网络中每个节点将来自多个发送节点(信源和在早前时间收到同一信息的其他中继节点)的互信息累加起来(而不仅仅是累加能量)，它们也非常适用于中继网络。直观地，可以从下面的简单例子对能量累加和互信息累加之间的差异进行最简单易懂的解释。这个例子所采用的是删除信道上的二进制信号，删除概率为 p_e。如果接收机累加能量，则每个比特将以概率 p_e^2 被删除掉，因此每次传输平均接收到 $1-p_e^2$ 比特。另一方面，如果接收机可以采用互信息累加，每次传输就会平均获得 $2(1-p_e)$ 比特(超过了 $1-p_e^2$ 比特)。

总之，采用喷泉码的协作通信与“常规”的协作通信有以下不同点。

1. 分组的传输时长是一个随机变量，这取决于信道状态。
2. 无须获知发送端的信干噪比就能保证实现“一发命中”(one-shot)成功传输。发送端持续发送直至收到来自接收端的 1 比特反馈为止，该反馈意味着消息已被成功译码。
3. 接收机可以累加多个中继节点的互信息(而不只是累加能量)。
4. 不同的并行中继节点可以在不同的时间段激活。这与分布式空时码之类的并行节点必须在同一时间段发送是有所不同的。

22.4　多跳网络中的路由和资源分配

现在转向关注更大的网络。在这样规模的网络中，单个中继或若干并行中继并不足以将信息从信源传递到信宿，而是必须顺序地使用多个中继节点才能达到这一目的。具体来讲，这一节考虑这样的多跳系统：采用多跳译码转发，借助于多个中继节点来进行数据分组的传送，该系统以“救火队列”(bucket brigade)方式运作，即分组从信源发送至第一个中继节点，在那里经过译码、再次编码后被发送到下一个中继节点，该节点也要对分组进行译码和再次编码，

然后将其发送至下一个中继节点，依次类推，直至最终由最后一个中继节点发送至信宿。每一跳都以点对点方式运作，即不利用广播效应。

第一项任务是确定哪些节点应当作为中继节点(进行消息转发)，以及采用怎样的转发顺序。换句话说，分组到达信宿应采用怎样的路由？与此相关的问题是关于资源(功率、带宽)将如何在这些节点上进行分配的问题。路由和资源分配相结合就是一个跨层设计问题，将涉及物理层，媒体接入控制层和网络层。然而，有关文献中涉及的许多研究课题都只讨论这一问题的某些侧面：讨论路由算法时一般都假定有一个给定的物理层，然后针对这一物理层来构造最佳路由。与之相反，另外一些论文则假定一个给定的路由，然后针对这一路由来尝试对物理层的优化。

后续推导都针对的是单播(unicast)情形，即每个分组有且只有一个信源和一个信宿。在很多情况下，可以将这些算法推广以适用于多播(multicast)或广播(broadcast)，即存在多个信宿的情形，但为简单起见，下文将不讨论这些。

22.4.1 数学基础

首先从这样的网络着手进行讨论，该网络中两节点之间的每条链路本质上都可看成"二元的"：链路或者可以支持无差错的分组传输(这种情况下节点之间存在着一条有效连接)，或者做不到这一点。于是可以用图(Graph)来表示网络：每个节点对应于一个顶点，而每条(发挥作用的)链路对应于一条边。进一步假定链路都是互易的，即自节点 A 到节点 B 的传递函数与自节点 B 到节点 A 的传递函数相同，这样图就是无方向性的。每条边具有一个权重，对于固定发射功率并假定某链路或者被用到或者用不到的简单情形，所有发挥作用的链路(边)权重均为 1，所以可用"跳数"来度量传输成本[①]。在不同节点可以采用不同功率(以保证特定链路能发挥作用)的情况下，可以用在特定链路上发送一个分组所需的功率开销来表示边的权重。在上述两种情况下，路由问题都转化成了最短路径问题。更确切地说，问题就是寻找图中两个顶点之间具有最小"距离"(边的权重之和)的路径。在计算机科学的有关文献中，已讨论过这类最短路径问题，并已提出了若干种算法用于解决此类问题。Dijkstra 算法在所有边的权重都为正值(正如它们通常所取的值)的情况下给出了一个快速解决方案；对于需要考虑边的权重取负值的那些情况，应当采用 Bellman-Ford 算法。

Dijkstra 算法

Dijkstra 算法基于"贪婪松弛"(greedy relaxation)原理，可以找到从一个信源节点到网络中每一个节点的最短路径权重。该算法的实施步骤如下。

1. 将信源节点的距离指定为 $d_s = 0$，并指定所有其他节点的距离 $d_i = \infty$(注意，d 代表"自信源节点的距离"，因此它是节点的一种属性，而不是边的属性)。进而，将所有节点标记为"未曾访问到的"，并声明信源节点为"当前"节点。
2. 循环至所有节点均被访问过为止。
   (a) 考虑当前节点 c 的所有未访问的相邻节点 i，即那些与当前节点存在(直通)链路的

① 稍好一些的度量是传输期望值(ETX)，它将某个链路上并非所有的数据分组传输都成功，失败的分组传输因而需要一次重传的事实考虑在内。

节点。对于每个相邻节点 i，计算 $\hat{d}_i = d_c + w_{c,i}$，其中 $w_{c,i}$ 是节点 c 和 i 之间边的代价。如果 $\hat{d}_i < d_i$，就用 $\hat{d}_i$ 替换 d_i。节点将保存指向路由中可以取得最低代价的前一节点的指针。

(b) 标记当前节点为已访问节点。

(c) 拣选出具有最小距离的未访问节点作为当前节点。

这一算法相当高效。借助于这一特别的实现过程，运行时间正比于 $\mathcal{O}(|V|^2 + |E|)$ 或 $\mathcal{O}(|\tilde{V}|\log(|V|) + |E|)$，其中 $|V|$ 是顶点数，$|E|$ 是边数。

Bellman-Ford 算法

Bellman-Ford 是另一种用于寻找最短路径的算法。该算法的实施步骤如下。

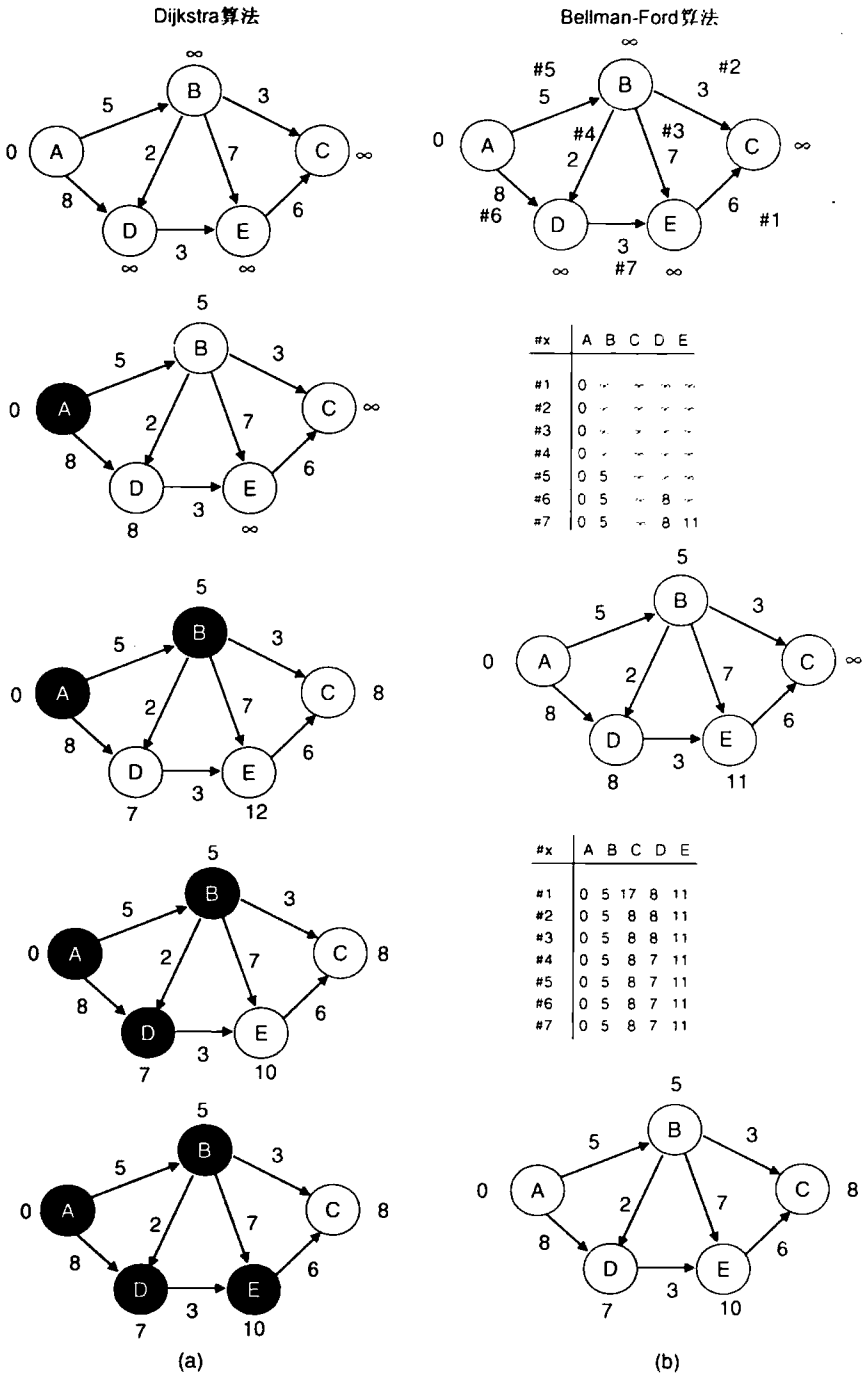
1. 仍以指定源节点距离 $d_0 = 0$ 和所有其他节点距离 $d_i = \infty$ 作为开始。
2. 重复 $|V| - 1$ 次。
   (a) 对图中每条边都进行以下处理。
      (i) 将边的起始点称为 j，终止点称为 i；然后计算 $\hat{d}_i = d_j + w_{j,i}$；如果 $\hat{d}_i < d_i$，就用 $\hat{d}_i$ 替换 d_i。节点将保存指向路由中可以取得最低代价的前一节点的指针。
3. 检验进一步减小距离值是否仍然可能。如果可能，这表明图中包含有“负循环”(negative cycle)，并且权重将不能收敛。否则，算法已经完成。如果已知所有边的权重都为正，这一步骤可以被忽略。

例 22.1　图 22.9 给出了一个具有正的边权重值的网络。图的左半边显示了 Dijkstra 算法的不同阶段。右半边显示了 Bellman-Ford 算法的处理过程，这里每幅图对应于外循环的一次迭代过程；表格显示了作为内循环(逐个计算了图中所有的边)的权重更替情况。注意，就 Bellman-Ford 算法而言，在内循环中，边的次序无关紧要，即边的编号(如 1，2，3，…)是任意的。

22.4.2　路由协议的目标和分类

在有线分组网络(尤其是 Internet)的范畴里已对路由协议进行了深入的研究。在那个场合，主要的目标就是以可能的最短时间将信息发送到目的地。在无线自组织网络中，必须考虑一些额外的约束条件，因此可能要将以下目标结合起来：(i)转发信息所消耗的能量越少越好；(ii)网络的存活时间，即直到第一个节点电池能量耗尽为止的时长越大越好；(iii)协议应当是分布式的，即无须中央控制；(iv)协议应当能快速响应网络拓扑或链路状态的变化；(v)协议应当是带宽高效的，即可以在分配给网络的带宽上实现高的吞吐量；(vi)端到端的传输时间(延迟)应当最小化。

将变化的拓扑和链路状态考虑在内的方式可以是以下两种方式之一。(i)主动式(proactive)。这种方式下，网络始终对从所有可能的信源到所有可能的信宿的最佳路由进行着跟踪记录。因此，分组的实际传输可以非常迅捷地进行，因为最佳路由可以立刻获取到。不利的一面是跟踪记录所有路由所需的开销相当可观。(ii)应激式(reactive)。这种方式下，到达某信宿的某条路由仅在真正有分组要发送到那个特定信宿时才能确定，即路由是按需确定的。这种方式效率更高一些，但显然会导致更慢的分组传递。



#x	A	B	C	D	E
#1	0	∞	∞	∞	∞
#2	0	∞	∞	∞	∞
#3	0	∞	∞	∞	∞
#4	0	∞	∞	∞	∞
#5	0	5	∞	∞	∞
#6	0	5	∞	8	∞
#7	0	5	∞	8	11

#x	A	B	C	D	E
#1	0	5	17	8	11
#2	0	5	8	8	11
#3	0	5	8	8	11
#4	0	5	8	7	11
#5	0	5	8	7	11
#6	0	5	8	7	11
#7	0	5	8	7	11

图 22.9 (a)Dijkstra 算法和(b)Bellman-ford 算法

22.4.3 源路由

在源路由中，每个信息生成节点都能确定(比如，通过一个查找表来确定)由它产生的分组通过网络时所需经过的节点序列。这一节点序列被附加在数据分组上，因此路由中的每个节点都能知道分组将要传输到的下一个节点是哪个节点。源路由的一个主要优点就是它是无

循环的，即不存在某分组返回到它已经访问过的某个中间节点的危险。不存在循环这一点显然是可以得到保证的，因为由信源来决定通过网络时的路由，所以在路由建立期间就能确保不出现循环。这一点看似意义不大，但在后面的章节会了解到，其他的路由方式可能出现循环，而这种现象会增加电能的消耗，增大传输延迟，并可能导致网络的不稳定。

在主动式源路由方式中，每个节点周期性地向相邻节点进行链路状态公告。那些相邻节点会将刚收到的链路状态与其本地列表中已保存的链路状态进行比较，如果新链路状态“更新鲜”(fresher)，即具有一个更高的顺序号，则各个相邻节点更新它们的本地列表，并将这一链路状态更新信息转发给它们的相邻节点，以此类推。因此，刷新过的链路状态信息将传遍整个网络。显然，随着网络中节点数目的增加，要分发的信息数量也会急剧地增加。鉴于此，主动式源路由算法并不很适合于大型网络，尤其不适合于链路状态频繁改变的网络。

通过实行按需路由，动态源路由(DSR)可以大幅降低上述开销。这种路由技术包含两个步骤：先是初始的路由发现，然后通过路由维护来响应网络中的链路状态的改变。在路由发现期间，所谓的“路由请求分组”将传遍网络。路由请求包含期望信宿的标识符、唯一的分组标识符及此消息已经访问过的节点列表。当某节点收到一个路由请求分组时，它会查验自己是否就是期望的信宿，或者在自身的路由列表中查找是否保存了到达信宿的路径。如果并非上述情况，该节点将会把自己的地址添加到路由请求消息中已访问过的节点列表中，并再次广播路由请求。如果该节点就是信宿(或者具有到达信宿的路径)，则该节点将回复一个“路由答复分组”，这一分组循着已标记过的路径返回信源，并最终将从信源到信宿所应采用的节点序列告知信源[①]。注意，这一路由请求-路由响应方法需要互易的链路(当这一条件满足时可以参考 20.1 节的讨论)。路由请求分组可以记录链路质量，因而可将它用于借助“边的权重”来确定路由的方法，如同前面就 Dijkstra 算法所描述的。

在路由维护期间，该协议观测确定在已建立的路由中是否有链路“中断”了(应当包括特定链路吞吐量低于指定门限值的情况)。如果发生链路中断，协议将采用另一条到达信宿的已保存路由，或者开启另一次全新的路由发现过程。

动态源路由的一个问题是所谓的答复大爆发(reply storm)，当许多邻居节点都知道到达目标节点的路由，并试图同时发送信息时，就会发生这一情况。这将导致网络资源的浪费。通过让每个想要发送的节点等待适量的时间，就能防范路由答复大爆发的发生，这一适量时间应与节点可以提供的路由质量呈反比。换句话说，允许一个想要建议一条好路由的节点先于另一个建议一条更差的备选路由的节点发送信息。此外，如果另一个节点已经发送了一条更好的路由，则各节点可以通过监听其他节点发送的路由回复来获知这一情况，并且不再发送自己的路由信息。

22.4.4　基于链路状态路由

在链路状态路由中，每个节点都会搜集整个网络中链路状态的信息。基于这些信息，一个节点就可以构建出通过网络到达其他所有节点的最高效的路由，例如采用 Dijkstra 算法确定这些路由。

链路状态路由需要对遍及整个网络的链路状态进行采集和分发。一个节点首先应当获取它自己的链路状态，比如通过其他节点发送的训练序列来获取。向其他节点进行链路状态信息的

① 路由中的中间节点也应当保存从它们到达信宿的路由，这将对后续的路由搜索起到加速作用。

分发则借助于称为链路状态公告(link-state advertisement)的短消息来完成。这些消息包含以下几部分信息:(i)公告生成节点的标识符;(ii)与公告节点相连接的各节点及相应链路的链路质量(边的权重);(iii)指示信息"新鲜"程度的顺序号(节点每发出一次新的公告,顺序号就加1)。

无线网络实现链路状态路由的常用算法是优化链路状态路由协议(OLSR)。这是一个主动式协议,节点之间的消息会定期进行交换,以便在每个节点处生成路由表。经典的链路状态协议让链路状态信息传遍整个网络,优化链路状态路由协议则限制了这些信息的传播。这一事实使得它尤其适合于无线网络,因为在无线自组织网络中链路状态信息的数量可能是相当巨大的。为此优化链路状态路由协议采用了多点中继(MPR)的概念。特定节点的多点中继集合被定义为其一跳邻居节点集合的子集,该子集必须按如下方式进行选取:特定节点可以借助某个多点中继到达所有的两跳邻居节点。换句话说,我们并不需要借助所有可能路由到达每一个两跳邻居节点,而只需借助一条路由到达它就足够了。为了感知某个节点的周围环境,优化链路状态路由协议让这一节点定期地发送"Hello"消息。这些消息将被周围的节点接收到,但不对它们进行再次广播。由于一条"Hello"消息里包含某特定节点的所有已知链路和邻居的信息,每个节点都可以通过被动式地监听 Hello 消息找到自己的那些两跳邻居节点。

如上所述,每个节点将在其邻居节点中挑选出一个子集作为多点中继。各节点通过"拓扑控制"(Topology Control)消息定期地向其他多点中继广播其多点中继集合。其他的多点中继可以进一步转发消息。因此,网络中的任一节点都可以通过一系列多点中继被访问到。通过削减可以到达某个节点的途径(ways),就能削减需要通过网络发送的链路状态信息总量。

22.4.5 距离向量路由

在距离向量路由中,每个节点都保存了一份所有信宿的列表,该列表只包含到达各个信宿的代价和消息传递的下一个节点。所以,信源节点只知道哪个节点将传递分组,该节点又知道下一个节点,以此类推。这一方式的好处在于比链路状态算法大幅降低了存储代价(在链路状态路由中,每个节点都要针对每个信宿存储用于传递消息的完整的节点序列)。由此可见,距离向量算法更容易实现并且需要更少的存储空间。实际的路由确定基于22.4.1节已讨论过的Bellman-Ford算法。

可是,距离向量路由也存在如下一些缺点。

1. 收敛速度慢。与 Dijkstra 算法相比,Bellman-Ford 算法需要对代价信息进行多轮计算。在拓扑结构迅速变化的网络中,这可能导致如下状况:在一条最优路由被建立起来之前,链路状态信息已经发生了变化。
2. "累加计数至无穷大"。在部分网络被分离出来的极端情况下,网络可能会形成环(loop),所以信息会返回到一个它曾经经过的节点(这种情况在源路由中不可能出现)。问题的本质在于即使节点 B 告知节点 A:节点 B 拥有一条到达目的节点的路由,节点 A 仍然无从知道该路由是否包含节点 A 自己(这将形成一个环)。在"正常"的汇聚型环境中,由于含有环的路由有比"切断"该环的路由更高的总代价值,这一点并不成为问题。然而,对于某节点"不起作用"的情况(由于节点失效或者链路衰落),就可能生成环。考虑一个线性网络,像 A-B-C-D-E-F 这样连接起来,并假定每一跳的边代价值均为1。现在如果节点 A 不起作用了,由于节点 B 并未收到一个更新数值,在 Bellman-Ford 的更新过程中,它将得知到节点 A 的链路不起作用了。而同时,节点 B

会获得一个来自节点 C 的更新，这一更新通知节点 B：从节点 C 到节点 A 只有两跳（因为节点 C 还不知道所假定的中断）。因此，这种信息的误导将波及整个网络，直到各节点将其代价值累加至无穷大。

累加计数至无穷大问题的一个解决方案可以借助目的序列获得，这就形成了目的序列型距离向量（DSDV）算法。就这种算法而言，节点不仅要保存到达信宿的代价值及路由上的下一个节点，还要保存一个顺序号。那么，每个节点都周期性地向其他信宿公告路由，信宿则增加顺序号数值，并将路由传播至网络中的其他节点。选定的路由将是网络中具有最大顺序号的那条路由。如果发生链路中断，顺序号将增加并且节点代价将增至无穷大。这一变化迅即会传播至其他节点。

ad hoc 按需距离向量（Ad hoc On-demand Distance Vector，AODV）路由算法是目的序列型距离向量的应激式版本。采用路由请求和路由回复来建立路由（类似于动态源路由）：当信源需要发送一个分组到还不存在一条路由的某个信宿，它会广播路由请求。收到这一请求的各节点将更新它们的信源节点信息，并在其路由表中设定指向该信源节点的后向指针。如果某节点具有到达信宿的一条路由，它将回复信源，否则将信息广播至后续的节点。

22.4.6　基于地理的路由

在许多情况下，网络中的节点知晓它们自己所在的地理位置。这可以借助全球定位系统（GPS）定位（如果节点具有内置的 GPS 接收机），或者借助其他定位机制（例如，基于场强分布图、飞行时间测距（time-of-flight ranging）等）来实现。可以基于这些地理信息来设计路由。值得注意的是，在存在衰落的情况下，两个形成链路的节点之间的地理距离与链路的信噪比并非单调的关系，在组网文献中有时会忽略这一事实。在仅由距离决定的路径增益（过度）简化模型中，每个发送节点被一个半径为 R 的“覆盖圆盘”所包围，因此圆盘中的每个节点都可以收到发送内容，而所有位于圆盘之外的节点都收不到。

地理路由方案基于向信宿“进发”的概念。“贪心”方案是最常见的地理路由方案，它拣选出覆盖圆盘内到达信宿距离最短的节点。此外，这类方案可以使连接发送节点到某特定接收节点的链路投射到发送节点到信宿连线上的投影最大化；这种方法称为“半径以内的终极推进”。图 22.10 给出了这两种算法如何发挥作用的例子；然而，必须强调的是，大多数情况下两种算法找到的是同一路径。

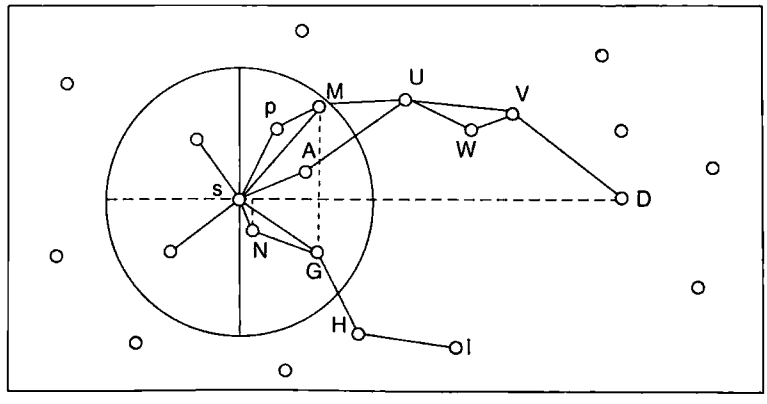


图 22.10　地理路由中选择节点的两种准则：贪心算法拣选出路径 SGHI（未能实现消息的成功传递）；“半径以内的终极推进”算法挑选出路径SMUVD。引自Stojmenovic[2002]© IEEE

当贪心算法未能成功将消息推进至信宿时，网络可以进入“恢复模式”。当消息到达所谓“凹陷”(concave)节点群(指不存在比它们自己更接近信宿的邻居节点的节点群)时，会发生这一情况。一种容易的解决办法是瞬间采用泛洪(flooding)方法，即凹陷节点群将消息扩散至它们的邻居节点，随后拒收任何其他的消息副本(以避免邻居节点将消息回送至更接近信宿的凹陷节点)。这一步的泛洪操作之后，路由搜索将继续采用贪心模式。

22.4.7 分级路由

到目前为止都假定，就转发消息来说，所有的节点是对等的。可是，情况未必总是这样。在分级路由中，网络节点被细分为簇，也就是节点群。簇中某个节点称为簇首(clusterhead)；簇中所有其他节点只能与这一特殊节点进行通信。当一个消息要在簇之间传递时，只能借助于簇首之间的通信来完成。节点会加入它能以最低能耗与其簇首进行通信的簇。如果所有的节点都是电池供电的，那么簇首的角色在簇中节点之间随机地轮换；更确切地说，被挑选成为簇首的概率正比于节点的电池电能余量。如果存在某些节点与电力输送线相连(而不是电池)，从而使电能消耗不再成为重要的关注点，则这些节点将总是用来作为簇首。一种常用的分级算法(主要用于数据驱动路由，参见下文)是低能量自适应分簇分级(Low Energy Adaptive Clustering Hierarchy，LEACH)协议(见图 22.11)。

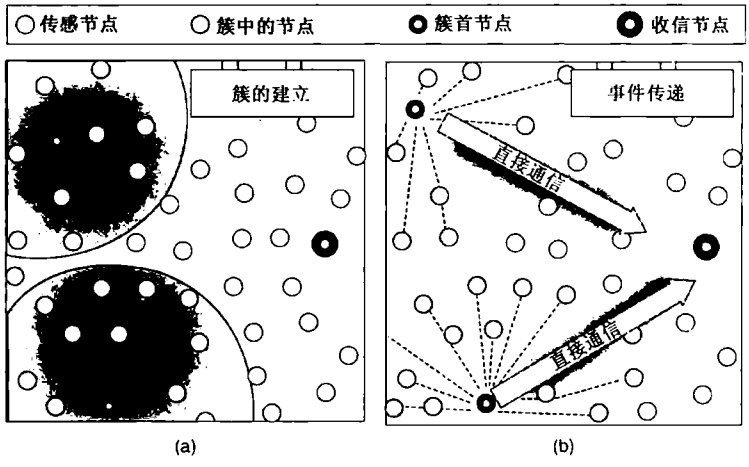


图 22.11 分级路由中的节点集簇化。引自 Martirosyan et al. [2008] © IEEE

22.4.8 节点移动性的影响

在大多数 ad hoc 网络中，节点在运作期间是完全静止不动的。然而，还存在着某些其中节点呈现出非常高的移动性的网络，例如在移动自组织网络中。这种移动性既有好处又有坏处。

- 主要的好处是数据分组可以通过移动节点来“搭便车”(hitchike)。设想某数据分组要由节点 A 发往节点 B，两个节点都是静止的，并且离得很远。于是，当高移动性的节点 C 路过节点 A 时，节点 A 会将分组发送给它。节点 C 保存了收到的消息，并在进入节点 B 周围区域时，将消息发送出去。因此，既不需要直接传输的高发射功率也不需要进行多次传输，就可以跨越节点 A 与节点 B 之间的长距离。可是，要引起注意的是分组传输的延迟相当显著。
- 高节点移动性的主要坏处是网络可能暂时无法连通，尤其是在信源和信宿之间只有为

数不多的几条可能路由的稀疏网络中。如果有几个节点正在移动，那么对于信源和信宿之间的多跳连接而言，会很容易出现不再存在有效路径的状况。另一方面，还存在静态状况下根本无法连接的稀疏网络(即发射端和接收端之间在任何时刻都不存在路由)；这时仍需通过前述“搭便车”的办法来利用节点的移动性，从而使分组能够传递至信宿。

“传染式的(epidemic)路由”是一种考虑了节点移动性的路由算法。每当两个节点进入彼此范围之内时，它们总会交换所有的非共有分组，从而最终使每个分组都能传播到网络中的每个节点上。这种方式相当浪费资源，尤其在需要传播的信息大多都是单播消息的情况下。更有效的算法是“散播等待(spray and wait)”法，这种方法将消息的 L 个副本发送出去，然后就进入等待状态，直至接收到一份副本的众节点中的某一个进入了能够与信宿进行直接传输的范围为止。

22.4.9　数据驱动路由

传感器网络的首要任务与 ad hoc 网络不同。ad hoc 网络是要将数据文件从一个节点传送到另一个节点，而传感器网络的目标却是使传感数据(通常是那些与传感器所处环境有关的数据)到达一个数据汇聚点(sink)。在此过程中，数据由哪个特定节点发出并不重要，重要的是有关当前环境的信息要能够正确无误地抵达汇聚点。举一个在工厂厂房内进行温度测量的实例。尽管我们知道厂房内处处温度相同，仍假定厂房内有 100 个温度传感器。于是重要的是怎样把某个温度测量值传递到中央监测站。来自所有温度传感器的数据都是相关的，因此确保每个单独的传感器都能够与监测站进行通信未免有些过于严苛了。所以，传感器网络中的路由方式是数据驱动(或者应用驱动)的，而不是连接驱动的。

最常见的数据驱动路由方式是直接扩散(directed diffusion)法(见图 22.12)。监测站通过发出一个“关注”(interest)消息来请求数据，该消息中包括其所需消息的类型特征、数据搜集的时间间隔和地理区域。这一消息将传遍整个网络；在传播期间，众节点还会搭建“返程坡道”(gradients)，也就是朝向关注声明的来源节点的回复链路。注意，可以建立起多条可回溯到监测站的路径。在实际数据传输期间，可以强化特定的路径。在数据传输期间，每个节点都可以缓存和处理数据，也可以从不同的数据源聚集数据。

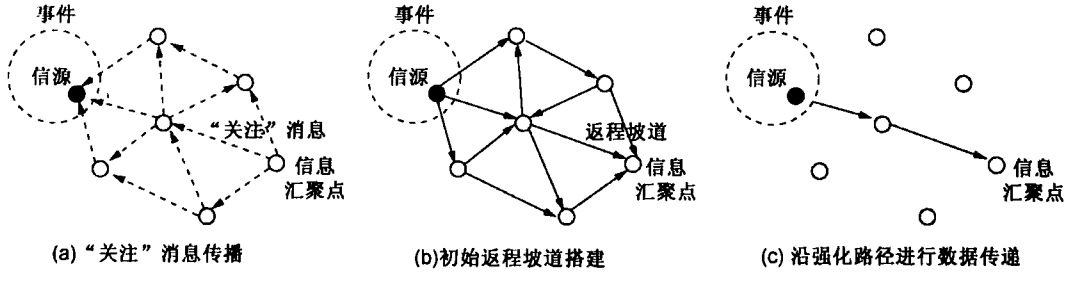


图 22.12　直接扩散法。引自 Intanagonwiwat et al. [2003] © IEEE

对协议的进一步改进可以引入“元数据(meta-data)协商”，以从根本上确保节点只向簇首发送新的数据。数据的传送分三步进行：公告、请求和数据传输。在公告阶段，节点利用元数据公告新数据的出现；在请求阶段，如果数据有用，比如这些数据并不是从另一个已有类似/相关数据的节点收集过的，接收方就会发出数据请求，然后在数据传输阶段发送真正的数据。

22.4.10 功率分配策略

在之前的算法描述中都假定节点的发射功率是固定的。在无线自组织网络中这一假定通常是满足的，因为在这类网络中节点应当是尽可能简单的。然而，也存在节点可以自适应地调整其功率和(/或)发送速率的情况。在这种情况下，要尽可能多地对发射功率进行优化。可以区分出以下情形。

1. 路由固定，发送速率固定。这种情况下，对功率控制所能做的就只是降低发射功率：每个节点的发射功率应当尽可能多地得到降低，降低的底线就是接收节点处的信噪比应当高到足以保证正常译码。功率控制附带的好处就是降低了对网络其他部分的干扰(当有多个消息同时通过网络发送时，这显得尤为重要)。
2. 路由固定，发送速率可变。这种情况下，降低发射功率会增加所需的传输时间。如果使能量消耗最小化是优化过程的根本目标，则应当尽可能多地降低发射功率。如果必须在一个特定期限之内将消息传递到信宿，则可以针对一个给定的传递时间来进行功率分配的优化。
3. 路由和发送速率都可变。通过改变功率和(/或)速率，可以调适代表网络的图中的边权重。因此，针对特定的发射功率集合最优化了的路由，对另一个集合来说可能并非最优的。故而路由选择和功率分配应当在一个联合步骤里完成。事实上，有一个相当普遍并且更困难的问题，当需要对多个消息进行路由选择、发送速率控制及功率控制时就凸显出这一问题。这一普遍性的问题将在22.4.11节讨论。

22.4.11 多消息路由——随机网络优化

上述所有路由算法基本上都基于这样的假设：网络中的单个消息被传送到一个或多个信宿去。当有多个消息被传送时，由于每次发送都会对其他正在工作着的链路造成干扰，状况变得要复杂得多。所以，在只有单个消息要借助其发送时可以提供高容量的某条链路，当有多条消息试图通过同一链路传送时，却可能变成了瓶颈。换句话说，针对不同消息单独传送的情况所找到的最佳路由(例如，采用Dijkstra算法)，当有多个消息同时在网络中传送时，未必是最佳的(甚至都不是好的)。

于是，下一步自然就是确定一种联合的路由和功率分配方案，以从根本上确保多个消息沿着某个路由传送时彼此之间不至于造成明显的干扰。通过使路由之间保持"足够的"隔离(这里，就多大程度的隔离是足够的这一点来说，发射功率有着决定性影响)，可以大大提高吞吐量。可是，这一算法还没有考虑到网络设计的另一个关键性环节，即调度问题。不同的消息可以通过同一节点传送，只要保证这些传送是在不同的时间段发生的。这与十字路口的道路交通类似：调度算法就好比交通灯，当十字交叉路口的一条岔路上有车通过时，它指示另一条岔路上的交通进入停止状态，因此就避免了碰撞的发生。所以，对于多个消息的情况而言，寻找路由、调度和功率/速率控制这些普遍性问题就不仅是非常复杂，而且在实际情况中也是非常重要的问题。人们已设计出很多不同的算法来解决这些问题。作为一个例子，下面将描述一种随机优化方法，称为队列长度压算法。

队列长度压算法是一种随机网络优化算法，它虽然简单，在特定假设下却是最优的。我们以网络状态和网络控制动作(网络控制动作决定了以多大的功率发送何种类型的多少数据)来

描述网络。作为一个控制问题来阐述，可以让我们利用那些控制论中现成的技术，比如李雅普诺夫函数。这一方法的要点如下：每个节点都有一个存储到达数据的缓冲区，并且节点总是试图发送数据来清空缓冲区。此外，算法根据以下因素来计算链路的权重：(i)在一条链路的发送节点和接收节点之间，等候队列长度的差异；(ii)这一链路可以实现的数据速率。

考虑如下网络配置：某网络包含由 L 条链路连接起来的 N 个节点。消息的发送以分时隙的方式进行，t 是时隙标号。a 和 b 两个节点之间的链路以其传输速率 $\mu_{ab}(t)$ 来表征；所有的速率被归结为传输矩阵 $\mu(t)=C(\boldsymbol{I}(t),S(t))$，此处 C 是传输速率函数，由网络拓扑状态 $S(t)$(描述了网络影响不到的所有效应，如衰落)和链路控制动作 $I(t)$(包括了网络可以影响的所有动作，如功率控制等)所确定。传输速率函数的最重要的例子是容量达到传输(capacity-achieving transmission)，此时在第 l 条链路上有

$$C_l(\mathbf{P}(t),S(t))=\log_2\left[1+\frac{P_l(t)\alpha_{ll}(S(t))}{P_n+\sum_{k\neq l}P_k(t)\alpha_{kl}(S(t))}\right] \tag{22.30}$$

其中，$\alpha_{kl}(S(t))=|h_{kl}|^2$ 是当网络拓扑处于状态 $S(t)$ 时，信号从链路 k 的目标(intended)发射机发送到链路 l 的目标接收机的功率增益(即功率衰减的倒数)，而 $P_l(t)$ 是沿第 l 条链路传输所采用的功率。

每个时隙期间会有适量的数据 R_q^{out} 由某节点发送出去，同时会有来自外部源(例如，想要发送数据的传感器或计算机)的数据到达；该节点将通过来自其他源的无线链路接收这些数据；一个时隙期间到达的数据总量是 R_q^{in}①。每个节点都有一个无穷大的数据缓冲区，在到达的消息被通过无线链路发出之前，缓冲区用来存储它们。缓冲区中的数据量，也称为队列长度(queue backlog)，记为 $Q_q(t)$，q 是所考虑队列的序号；所有的队列长度均被写入向量 $\boldsymbol{Q}(t)$。一个时隙期间，某特定节点处某个队列长度的变化如下：

$$Q_q(t+1)\leqslant\max\left[Q_q(t)-R_q^{\text{out}}(I(t),S(t)),0\right]+R_q^{\text{in}}(I(t),S(t)) \tag{22.31}$$

此处，$\max[.,0]$运算符用来保证队列长度不会变为负数。可以定义一般“代价函数”$\bar{\xi}$，其定义为某个瞬时代价函数(如网络所消耗的总功率)的时间平均值。还可以定义另一组附加约束条件 $\bar{x}_i$，例如每个节点所消耗的(时间平均)功率值。这样，我们的目的就是解决以下的最优化问题：

在满足条件：对于所有的 i，$\bar{x}_i\leqslant x_{\text{av}}$，并保证网络稳定性　(22.33)

的前提下，

使 $\bar{\xi}$ 最小化　(22.32)

其中，x_{av}可以代表最大允许平均功率。

这里，网络的稳定性意味着队列的长度要保持为有界状态，即平均来看，并没有更多的不足以“铲除掉”的数据流进入队列。值得注意的是，这一点对于最终将数据传递到最后的目的地非常重要，因为这是使数据从网络中“消失”的唯一方式。只要数据通过一个多跳网络一路传送，它们就是某些队列的一部分，因而也就会不利于实现网络的稳定性。还需要指出，一种

① 可以将半双工约束包括在内。例如，通过假设每个节点都有两个正交信道，在其中一个信道可以接收数据，而在另一个信道只能进行发送。

可能的最优化目标就是简单地实现网络的稳定性，而不附加任何其他约束条件(形式上，不附加条件这一点通过设定 $\bar{\xi}=1$ 来实现)。

解决上述问题的第一步就是将附加约束条件$\bar{x}_i \leqslant x_{\mathrm{av}}$转化为"虚拟队列"(这些都不是真实的数据队列，而只是更新形式的等式)：

$$Z_i(t+1)=\max[Z_i(t)-x_{\mathrm{av}},0]+x_i(I(t),S(t)) \tag{22.34}$$

于是，最优化问题就变成了在同时保持各实际队列 $Q(t)$ 和各虚拟队列 $Z(t)$ 稳定的情况下，使 $\bar{\xi}$ 最小化的问题。将两种队列合并表示为向量 $\Theta(t)$，定义李雅普诺夫漂移量(Laypunov drift)如下：

$$\begin{aligned}\Delta_Z(\Theta(t))&=E\{L_Z((\Theta(t+1))-L_Z((\Theta(t))|\Theta(t)\}\\ \Delta_Q(\Theta(t))&=E\{L_Q((\Theta(t+1))-L_Q((\Theta(t))|\Theta(t)\}\\ \Delta(\Theta(t))&=\Delta_Z(\Theta(t))+\Delta_Q(\Theta(t))\end{aligned} \tag{22.35}$$

此处，

$$L_Z(\Theta(t))=\frac{1}{2}\sum_i[Z_i(t)]^2,\quad L_Q(\Theta(t))=\frac{1}{2}\sum_q[Q_q(t)]^2 \tag{22.36}$$

李雅普诺夫漂移量的上界由以下公式给出：

$$\overline{\Delta}_Z(\Theta(t))=B_Z-\sum_i Z_i(t)E\{x_{\mathrm{av}}-x_i(I(t),S(t))|\Theta(t)\} \tag{22.37}$$

$$\overline{\Delta}_Q(\Theta(t))=B_Q-\sum_q Q_q(t)E\{R_q^{\mathrm{out}}(I(t),S(t))-R_q^{\mathrm{in}}(I(t),S(t))|\Theta(t)\} \tag{22.38}$$

其中，B_Z 和 B_Q 是有限常量。

"广义最大权重策略"，即针对队列长度压算法的最优控制策略的确立过程，其中每一步都期望使下式最小化：

$$\overline{\Delta}_Z(\Theta(t))+\overline{\Delta}_Q(\Theta(t))+VE\{\xi(I(t),S(t))|\Theta(t)\} \tag{22.39}$$

其中，V 是一个控制参数。这个式子可以被写成将下式最小化：

$$V\hat{\xi}(I(t),S(t))+\sum_i Z_i(t)\hat{x}_i(I(t),S(t))-\sum_q Q_q(t)\left[\hat{R}_q^{\mathrm{out}}(I(t),S(t))-\hat{R}_q^{\mathrm{in}}(I(t),S(t))\right] \tag{22.40}$$

其中，$\hat{\xi}(I(t),S(t))=E\{\xi(I(t),S(t))|I(t),S(t)\}$，而公式中其他"帽子"函数的定义是相似的。假定 $I(t)$ 和 $S(t)$ 这些函数是已知的。对于给定时隙，尽管并不需要知道 S 的概率密度函数，但网络状态 $S(t)$ 和队列长度 $Q(t)$ 及 $Z(t)$ 都是已知的。

"网络稳定性"只是保证了(在时间平均意义上)队列长度不会增长到无穷大。然而，这里并未对特定数据分组的传输延迟做出保证，甚至数据分组的平均传输延迟可能相当大。控制参数 V 在平均延迟和式(22.40)的解与理论最小代价函数的接近程度之间提供了一种折中。

在这种相当一般性的描述之后，让我们转向更简单的特殊情况：希望将平均网络功率最小化(在每个节点消耗的功率上不附加额外约束条件)。那么，就不存在"虚拟"队列。因此，对每一节点就可以有如下定义：Ω_n 是以节点 n 作为发射端的链路集合，进而设定每个节点处都可能存在多个队列，并且每个队列对应于一条特定的消息。这样一来，我们的目的就是通过选择功率向量 $\mathbf{P}(t)$，使以下表达式最大化：

$$\sum_n\left[\sum_{l\in\Omega_n}C_l(\mathbf{P}(t),S(t))W_l^*(t)-V\sum_{l\in\Omega_n}P_l\right] \tag{22.41}$$

其中，P_l 是 $P_l(t)$ 的时间平均，而权重 W_l^* 表示为

$$W_l^*(t) = \max[Q_l^t - Q_l^r, 0] \tag{22.42}$$

Q_l^t 和 Q_l^r 分别是链路 l 的发送节点和接收节点处的分组数据流（以数据分组的信宿节点区分）的队列长度，这个分组数据流在这一特定链路 l 上具有最大的队列长度差额。

在只关心网络稳定性这一更简单的情况下，队列长度压算法服务的分组数据流是其两个链路端点处的“队列长度差”与相应链路上传输速率的乘积最大的那个①。

还值得指出的是，队列长度压算法提供了一种自建路由，数据分组最终将抵达它们所期望的汇聚点，因为这是“离开网络”（get “out of the network”）的唯一方式。然而，并不保证各分组选取的路由是沿着某条最短路径的；尤其在轻度负荷的网络中，数据分组反而可能采用了非常繁绕的路由。如果只是试图保证网络的稳定（而不考虑能量消耗的最小化），情况更是如此。这一问题可以通过在代价函数中为更短的路由引入一个“偏移量”（bias）来加以缓解。图 22.13 显示了不进行功率最小化时，平均队列长度作为各节点处数据分组产生速率函数的曲线。可以看出，在相对低得多的分组产生速率下，最短路径算法变得不稳定（分组队列长度变为无穷大）。在低分组产生速率的情况下，增强型队列长度压算法（包含一个偏移项的一种算法）比常规队列长度压算法表现得好得多。

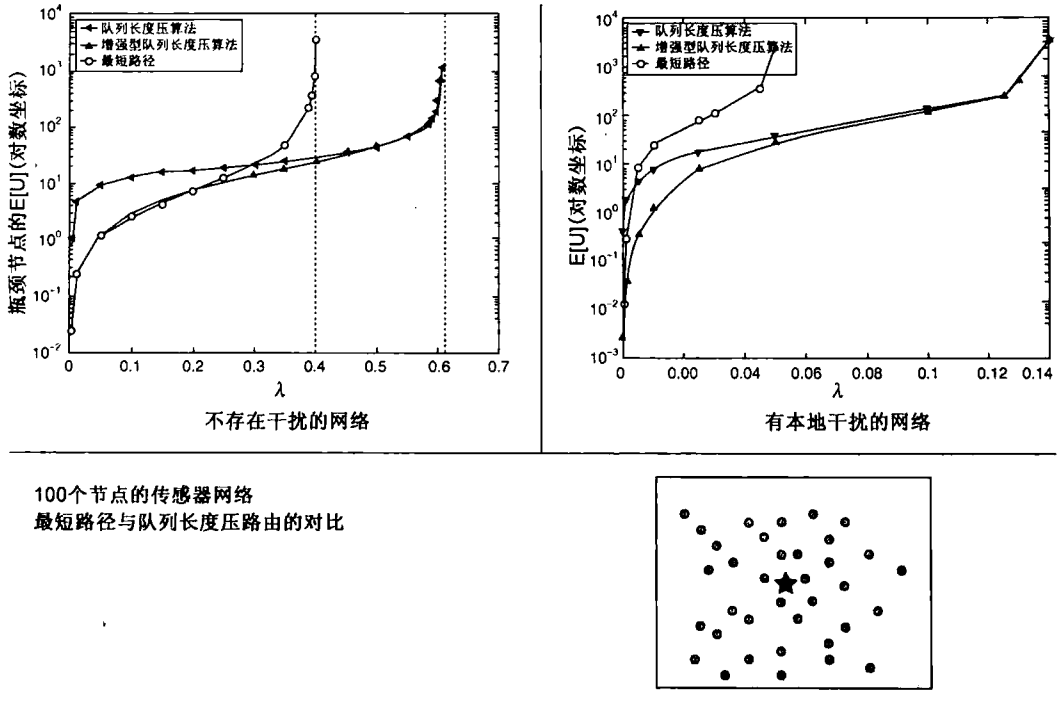


图 22.13　无线自组织网络中不同路由算法的性能：队列长度压算法、增强型队列长度压算法和最短路径算法。引自 Georgiadis et al.［2006］© NOW publishing

22.4.12　比例法则

随着网络中想要彼此通信的节点增加，消息之间的干扰会变得越来越糟糕。信息论研究

① 对于一跳问题有 $Q_l^r = 0$，于是算法简化为将每条链路上的发送速率加权和最大化，再减去一个功率代价值。

的一个相当活跃的领域就是研究比例法则，即研究网络的总吞吐量作为节点数的函数时，它们之间的函数依赖关系。像这样的比例法则并不能体现可以完成的绝对吞吐量，而只能回答诸如当节点数加倍时吞吐量可能增加多少这样的问题。

对于无线自组织网络而言，比例法则非常大程度上依赖于所设定的基本协议。采用"守望区域"(guard zones)思想的一个简单模型如下。如果在以节点 B 为圆心，半径为 $d(1+\Delta)$ 的圆盘内不存在其他处于工作状态的接收机，从节点 A 到节点 B(二者之间的距离为 d)的一次传输将获得成功。对于多跳传输，每一跳将只覆盖一个很短的距离，守望区域可能会更小(以允许更多节点同时工作)。另一方面，需要若干跳来传送一个消息，因而产生的干扰在网络中会持续存在更长的时间。如果进一步假定所有节点在产生需要传送到各信宿节点的业务量上都是相同的，则覆盖某面积 A 的网络的总传输容量约为 $\sqrt{AN}$，这也意味着每个节点的容量以 $1/\sqrt{N}$ 递减，因而随着 N 变大会逐渐趋于零。需要指出的是，传输容量的定义假定了节点位置能够被最优化。

在某个单位区域上，当各节点位置随机(均匀、独立同分布)时，会出现另一个有趣的情况。这时，"可实现的吞吐量"就是每个节点处的一组数据生成速率，这组生成速率要保证所生成的消息可以通过网络发送并抵达它们的目的节点，而又不至于使缓冲区陷入完全拥塞状况。每个源所允许的数据生成速率约为 $1/\sqrt{N\log(N)}$。

22.5 协作网络中的路由和资源分配

当协作通信被用于转发消息时，哪怕是单个消息，其路由问题也会变得相当复杂。在多跳路由中，需要确定的所有事情就是转发消息的节点顺序和每个节点(可能)消耗的发射功率，就某个节点应当何时传输及传输多久的问题，可以简要回答为：应当在从路由中前一个节点收到消息并完成译码后开始发送，并应当在后续节点完成消息译码之后停止发送。采用协作通信时，某个中继节点的发送起止时间(几乎)[①]是有待优化的任意数值。

与多跳情形相比，最优方案只能通过试遍所有可能路由才能找到。为此，已经提出了许多启发式算法，它们通常可以接近于理想性能。此外，必须指出的是，"协作路由"领域还远未臻于完善。特别是针对多个消息同时通过网络传输的情况，相当缺乏解决方案。

22.5.1 分离边路由和任意路径路由

如果协作的目的在于提高鲁棒性，则可以得到协作路由的一种简单形式。这将有利于通过贯通网络的若干并行路由来传送消息；这些路由应当尽可能少地共用链路和节点，以保证某条特定链路的失效不至于造成前往信宿的所有路由全都被阻断。分离边最短路径路由(Edge-disjoint shortest-path routing)方案提供了辨别相互不共享任何链路的路由的方法。一种相适宜的算法是通过对 Bellman-Ford 算法进行少许修改得到的。然而，应当指出，这一方法并未对广播效应进行充分利用。

任意路径路由利用广播效应来实现分集：每个节点向一个称为转发集的邻居节点群广播数据分组。只要转发集中至少有一个节点收到了消息，路由上的下一步骤就可以持续进行。

① 当然，一个节点也只能在需要通过它中继的消息被译码以后再开始发送。

这样，各成功接收节点之一将作为路由上的下一个中继节点。然而，应当指出，转发集中只有一个节点被允许再次发送。换句话说，利用广播效应来获取选择分集。因此，即使“标称的”最短路径上的某条特定链路中断了，数据分组仍然能够到达信宿，而不必去寻找新的路由。所以，任意路径路由(见图 22.14)对于链路质量频繁发生变化的情况非常有用。

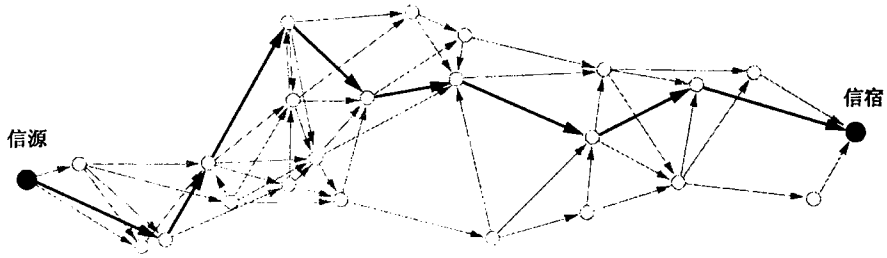


图 22.14　一组任意路径路由(浅色)和分组采用的一条可能的传输轨迹(深色)。引自 Dubois-Ferriere[2006]© EPFL瑞士

与一条特定的路由不同，任意路径路由方案产生了一组可能的路由，基于从不同节点的传输结果，一个分组可以选择通过网络的不同路由。较正式地表述，一组任意路径路由就是所有可能轨迹的综合，一个分组沿着其中一条轨迹可以从信源穿行网络到达信宿。寻找最佳的任意路径路由要进行一个折中考虑：增大候选集可以带来更好的鲁棒性，并因此可以在保持消息传递的同等中断概率的前提下，有助于削减所需的链路容限及降低发射功率。另一方面，更大的转发集合会增加分组实际传送的路由与真正的最短路由(如果具备所有网络状态的准确、完全实时的信息，将能够采取这一路由)相去甚远的危险性。当数据速率也被允许变化时，会造成额外的复杂性，因为改变数据速率一般会使能够正确接收来自某特定之前节点分组的节点集发生变化。可是，我们总可以在多项式时间内通过 Bellman-Ford 算法的不同变形来找到最佳任意路径路由(并确定相应的速率)。

22.5.2　带有能量累积的路由

利用分集的另一种方式是在中继节点处进行能量累积。当一个节点所存储的某分组的接收信号过于微弱以至于无法正常译码，而将它与随后到达的同一分组的另一个信号合并起来时，就发生了能量累积。在各节点处采用能量累积代替简单的多跳传输时，最优路由将会发生改变。以下给出一个简单的例子。

例 22.2　考虑具有 3 个节点的线状网络，在该网络中由节点 A 到节点 C 直接传输的路径增益为 0.1，而节点 A 到节点 B 传输的路径增益为 0.19，并且节点 B 到节点 C 的路径增益也是 0.19。

解：

假定能够实现信号有效译码的接收信号能量门限值为 1 J。那么，在经典多跳情景下，最优路由就是节点 A 的发送能量等于 10 J 时的直接传输；采取 A→B→C 路由的多跳传输则需要 $2(1/0.19)=10.53$ J。然而，如果信宿节点能够实现能量累积，路由 A→B→C 将变为更可取的：信源节点 A 传输用去 $1/0.19=5.26$ J(为了使节点 B 能够译码)。在信源节点传输期间，节点 C 通过对分组进行“顺便监听”(over-hearing)就能够收到 $0.1\cdot 5.26=0.53$ J 能量。因此，在第二次传输期间，它只需要再收到 0.47 J 能量，如果节点 B 以 $0.47/0.19=2.47$ J 发送，就可以获得这部分能量。所以，总的发送能量是 7.73 J，要低于直接传输所需的 10 J。

寻找最优路由的问题包含对以下内容的寻找:(i)哪些节点应该参与传输;(ii)参与传输时的顺序如何,以及采用多大的功率。遗憾的是,前一个问题是一个 NP 困难问题,也就是说,只有试遍所有可能的节点组合并拣选出最佳的一种组合,才可能完全解决这一问题[1]。有许多启发式算法被用来寻找最佳路由。这些算法中有的从最佳多跳路由(由 Dijkstra 或 Bellman-Ford 算法所确定的)出发,然后通过添加节点来降低总的能量消耗。另一类算法则自信源节点开始随机搭建路由。这种方式下,当在传输路径上添加一个中继节点时,必须使能量消耗减少,这是所有其他节点所要求的;这种方式下能耗的降低取决于新节点发送时其余节点能够顺便监听到的能量的多少。两种情况下,随着节点密度的增加,由能量累积(和相应的路由变化)带来的能量节省程度也将提高:各节点离得越近,一个节点可以顺便监听到的能量就越多(见图 22.15)。

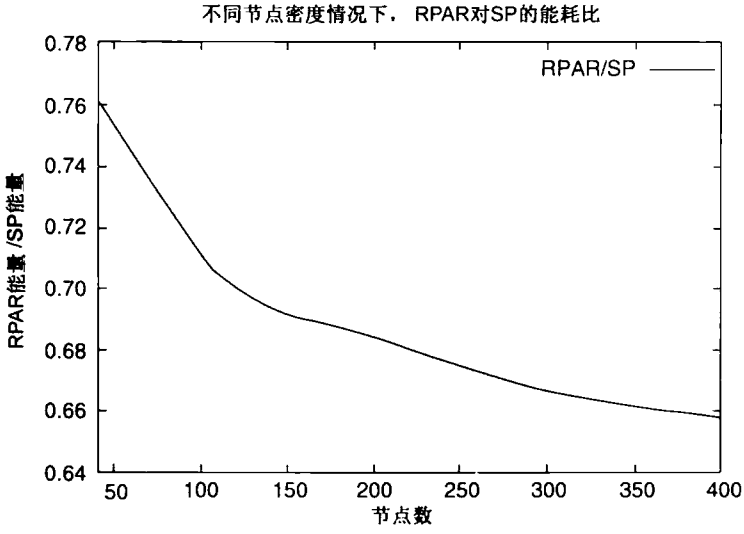


图 22.15 网络密度增加时,施行能量累积的路由方案与最短路径算法相比所取得的能量节省。图中RPAR(Relay PAth Routing)即中继路径路由,SP(Shortest Path)即最短路径。引自Chen et al. [2005] © IEEE

当多个节点同时并行发送时,为了获得更高的接收功率,会发生一种略有差异的能量累积情形:

1. 并行节点采用正交传输(见 22.3.3 节)或分布式空时码(见 22.3.4 节)传输。
2. 并行节点采用分布式波束成形(见 22.3 节)。

在这种情形下,找寻最优路由也是一个 NP 困难问题。寻找路由的一种启发式方法是将并行动作的各节点归并为一个超级节点,然后试着寻找各超级节点的最佳路由。

22.5.3 喷泉码

当采用喷泉码时,中继节点可以通过"顺便监听"对供其他中继节点使用的信号加以更为

① 对于协作广播的情况,第一个问题是容易解决的(因为所有的节点都参与了传输),但是对节点参与传输正确顺序的确定是一个 NP 困难问题。

有效的利用。如 22.3.6 节所讨论过的，喷泉码并不累积能量，而是累积互信息。但是，具有互信息累积的路由方式在以下两个重要属性上与具有能量累积的方式没有什么分别：(i)寻找最佳路由是一个 NP 困难问题；(ii)就启发式算法而言，将这一问题分解为两个子问题是有所助益的：物理路由或者分组传播的节点顺序的确定，以及节点之间的资源(时间、功率)分配。在每个节点都具有固定发射功率的假定之下，最优资源(时间)配置方案的确定可以通过对特定路由顺序进行线性规划(LP)来实现。然后可以通过一个简单的算法来修订基于线性规划结果的路由顺序。即使是在规模非常大的网络中，通过两个子问题(资源分配与路由排序)之间的迭代，也可以产生一种用于寻找优良路由的非常有效的方法。

可以按以下方式建立线性规划：到第 k 个时间间隔结束时(这一时刻的定义是，第 k 个节点对收到的发送分组进行译码的时刻)，路由中，来自第 k 个节点之前的 $k-1$ 个节点的总信息流量必须超过 B 比特的分组负荷。形式上有

$$\sum_{i=0}^{k-1}\sum_{n=0}^{k} A_{i,n}C_{i,k} \geqslant B \tag{22.43}$$

其中，$A_{i,n}$代表在第 n 个时间间隔分配给发射机 i 的资源(时间或带宽)[①]，而 $C_{i,k}$代表从节点 i 到节点 k 的数据速率(是信道质量的函数)。这些约束条件与“将总消耗能量最小化”的目标(或者其他的目标)结合起来，就形成了一个可以通过标准软件包来解决的线性规划。线性规划的结果随后被用于更新路由：如果第 $k+1$ 个时间间隔的起始时间变得与第 k 个时间间隔的起始时间没有什么差别，就交换路由中第 k 个节点和第 $k+1$ 个节点的次序；如果一个中继节点与信宿在译码次序上交换了位置，那它将被弃之不用(只有在信宿已经对消息进行了译码之后才能再度激活)。

22.5.4　其他协作路由问题

不同的优化准则

在这一节的之前部分，总是使用“总能量消耗”作为对路由进行优化的准则。然而，实际中也可以采用其他准则。这里只给出几个例子。

- 网络存活时间最大化。网络存活时间通常被定义为一个时间段，在该时段期间所有节点都具有足以支持正常工作的充足能量。网络中心的各节点尤其易于陷入能量耗光的危险境地，因为它们具有充任中继节点的最大可能性。
- 消息延迟。虽然利用更多的跳数穿行网络可以降低能量消耗，但这样做也将增大传输延迟，尤其是在网络中通信速率固定的情况下[②]。
- 网络吞吐量。当有多个消息被传送时，所造成的干扰会降低网络的总吞吐量。干扰的数量取决于路由和特定的协作方案。

包含利己节点时的路由

到目前为止已经讨论过以降低总能耗为目标的路由方式。无论对于集中式路由算法还是

① 注意，一个时间间隔的持续时间并不固定，是可变的，并且它实际上是线性规划的输出之一。它只是代表了一个时间段，在该时间段期间传输参数都是常数。

② 采用自适应调制和编码，就可以在一条短链路上采用更高的通信速率，故而当采用许多短链路(代替一条长链路)时，一条消息抵达信宿的总耗时实际上有可能得到缩短。

分布式路由算法，都假定各节点均遵从某个算法，该算法使群体利益而不是节点的个体利益获得最大化。这一假定对于工业或军事/安全领域的无线自组织网络是适用的，因为这些应用领域中的所有节点都在单一的运作者掌控之下。然而，比如在由个人用户的便携电脑组成的无线自组织网络中，情况就有所不同了。每个用户都会提出"转发他人消息对我有什么好处?"这样的问题，或者换种问法，"为什么我要消耗自己的电池来替别人转发消息?"。因此，必须以适当的方式激励用户(通常的激励方式是，让他们的消息也能够通过别人来转发)。因此，在设计使每个用户利益最大化的恰当准则的同时阻止"破坏规则"的行为，是网络设计的一个感兴趣的问题。

从上面的描述容易看出，博弈论可以用于解决此类问题。一类博弈论方法采用了"虚拟支付和信用"：无论何时某节点曾充任过他人的消息的中继节点，它就因此获得了一份"虚拟信用"；然后在有需要时就能用"虚拟信用"向转发它自己消息的其他节点进行支付。第二类博弈论算法通过看门狗(集中式的)或借助"基于信誉"的算法来进行友好行为的"强制化"：某节点不转发他人消息将获得较差的信誉度，这将给它自己要求其他节点转发消息的能力带来负面影响。两种情况下，都将通过其他节点给予的适当惩罚来防范不合群行为。

集簇和划分

与单个节点可以抵达的距离相比，一个节点簇可以利用协作通信(借助协作波束成形)连通更远的距离。因而就使网络具有了更好的连通性，也就是说，与非协作(多跳)网络相比，在允许进行协作波束成形的网络中，节点被孤立(不能通过任何路由抵达)的概率要小得多。这方面的一个例子如图 22.16 所示。

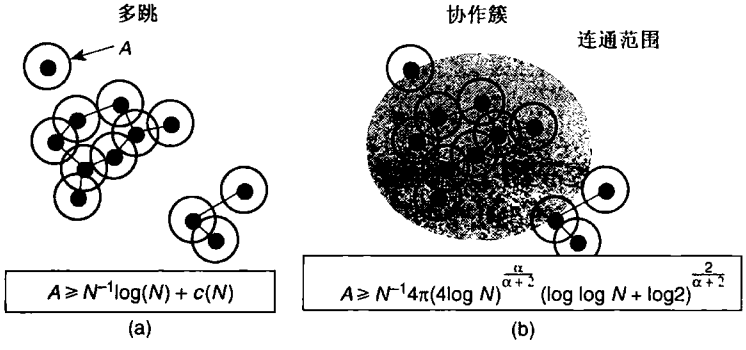


图 22.16 通过应用协作簇改进连通性：位于中心的簇进行协作波束成形增大了可能的连通范围。A代表达成具有高概率的连通性所需的无线覆盖范围；α是路径损耗指数。引自Scaglione et al. [2006] © IEEE

另一种迟早要用到节点簇的情形是严格限制了跳数(如，限制为两跳)但仍存在许多节点的网络。在这种情况下，需要寻找合适的协作节点；换句话说，要寻找并确认哪些节点应该"结成对子"来转发消息。挑选这种节点对的问题可视为所谓的"图上的匹配问题"的一种特殊情形，在计算机科学与运筹学领域已存在针对这方面的大量文献。这方面的特例包括：(i)最小权重匹配；(ii)贪心匹配；(iii)随机匹配[Scaglione et al. 2006]。

22.5.5 比例法则

随着节点密度增加，节点之间的协作会导致网络吞吐量缩放比例(scaling)的变化。22.4.11 节

里已看到，对于多跳传输而言，随着节点密度的增加，每个节点的吞吐量会趋于零。就协作通信而言，每个节点可实现的吞吐量至少为常数；换句话说，总的网络吞吐量线性递增。更精确些，已有结果表明网络吞吐量不可能以比 $N\log(N)$ 更快的速度递增；并且已存在一种众所周知的可达成的网络吞吐量约为 N 的构造性方案。

这种良性比率(well-scaling)方案是分级协作的，因为其基本建构模块包含着一个基于集簇化的三阶段协作方案。

1. 在第一阶段，信源节点向周围节点发送信息。更确切地说，将包含节点的区域划分为小区，而信源节点是将信息发送给位于小区中的节点。要指出的是，通过蜂窝原理的应用，并设定一个恰当的重用距离，从信源节点到其周围节点的传输是可以在许多小区上同时发生的。信源则将信息分成 M 个子块，并将其中这样一个子块发送给簇中的某个特定节点(这里不利用广播效应)[①]。
2. 在第二阶段，由节点簇来进行到信宿节点所在小区(簇)的多输入多输出传输。每个节点对第一阶段收到的信息子块进行独立的编码，因而就提供了(分布式的)空间复用。接收簇中的节点对收到的信号进行量化。
3. 在第三阶段，接收簇中的节点在簇内发送这一量化信息；通过对空间复用信号进行适当的译码，一个节点就能恢复出原始信息。

如果要覆盖的距离比三阶段方案单次应用(在给定功率约束条件下)所能达成的距离要大，就能以递推的方式来应用这个三阶段协作方案。递推过程始于一个小的区域，然后被应用到依次相连的更大区域上，直到可以将整个网络区域全部包括在内(见图 22.17)。

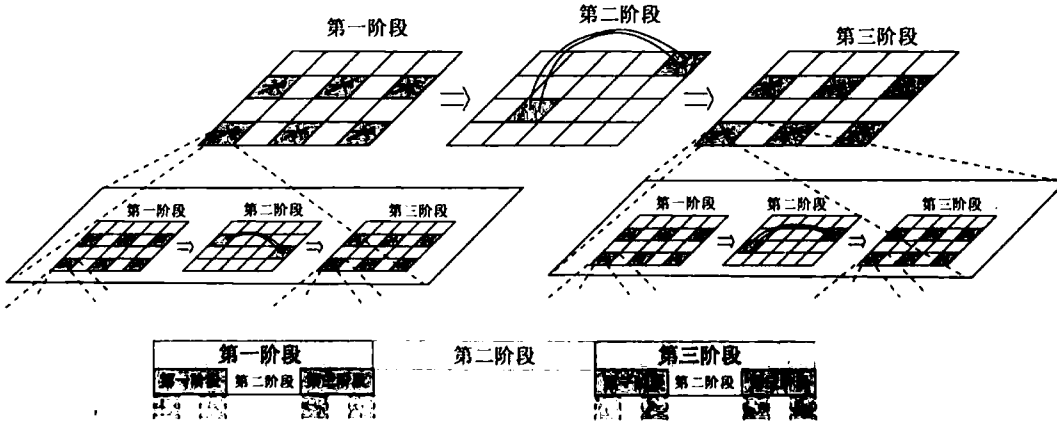


图 22.17　分级协作原理。引自 Ozgur et al. [2007] © IEEE

22.6　各种应用

中继和多跳既可以应用于基于基础设施的(蜂窝)应用场合，促进基站与移动台之间的通信，也可以成为无线自组织网络的必备部分。

① 当信源节点和信宿节点在相邻的小区上时，会出现某些特殊情形；详见 Ozgur et al. [2007]。

22.6.1 专用中继

专用中继站(RS)大多用于蜂窝网络领域。中继站的引入将在以下一个或多个方面带来好处。

- 增大覆盖区域。由于中继改善了信噪比，那些远离基站的移动台也能够收到可译码信号。这将有助于拓展小区的有效半径，或者有助于消除"覆盖空洞"(即能够向那些由于拓扑特征而无法被基站覆盖的小区内的区域提供有效覆盖。专用中继站通常布置在与基站之间具有良好连接的位置，比如屋顶。这使得中继站能够接收到具有良好质量的信号，然后将其转发(在放大和/或借助译码再编码对其进行"清理"之后)至目的节点；经过这两种处理后，信号抵达移动台时，信噪比均可获得改善。
- 改善室内覆盖。类似地，中继可能有助于改善室内覆盖。虽然通常情况下市区/大都市的街道都有着非常好的无线覆盖，但同一条街道的室内覆盖却常常是效果不均或者根本覆盖不到的，这是因为在信号穿透建筑物时会遭受额外的路径损耗。因此，中继点(它们通常布置在建筑物四周)常常是实现办公室或居民楼完全覆盖所必需的。在一种同类应用中，中继点可用于改善与火车、公交汽车和其他交通工具内部的无线连接。单个中继点可以与基站相连接，这里要用复杂的信号处理来补偿所遭遇的高多普勒频移(比如，在高速列车上)。另一方面，由中继点到列车上的各移动台的连接将是相当简单的。
- 增强可靠性。通过改善信噪比，中继将有助于改善可靠性。而且，中继可以引入分集(见22.2节)，因而也增强了可靠性。
- 提高吞吐量。如果基站-中继站和中继站-移动台的链路均具有良好的信噪比，就可以实现更高的吞吐量，比如通过采用更高阶的调制符号和更高的编码速率。然而，正如22.2节所讨论过的，应当考虑到绝大多数中继点都会因为半双工约束条件而损失速率。双工损失和每链路数据速率增益之间的折中决定了一个中继点可否有助于提高蜂窝系统的容量和吞吐率。增加吞吐率的一种不同方式是使用中继点将流量从过载基站引导改向到相对不拥塞的基站。设想一个某小区暂时过载的场景(比如，过载发生是因为大批用户由于某特殊事件而齐聚到该小区中)。那么，来自该小区中某些移动台的呼叫就可以籍由中继点连接到暂时未得到充分利用的相邻小区基站上去。

许多专用中继的实际实现问题都与媒体接入控制层协议及被传输的控制信息有关。在透明中继的下行链路，中继站接收来自基站的信号并直接转发它(转发内容还包括完全一样的控制信息)；上行链路的工作方式与之类似。必须注意，再次发送要符合相应控制信息中所包含的定时和频率信息。在非透明中继中，中继站添加它自己的控制信息，所以对移动台而言它貌似一个特殊的基站。

尽管从原理上在基于基础设施的系统中通过多跳(大于两跳)穿行网络是可能的，但实际上这种情况并不多。两跳中继(即只采用单个中继点)是普遍得多的情形。当然，一个实体中继点是可以服务于多个移动台的。

22.6.2 无线自组织网络中的中继和用户协作

无线自组织网络是一种不使用固定基础设施(基站等)的分布式无线网络。相应地，每个节点都可以行使信源、中继节点和信宿的功能，这取决于特定数据分组的需求如何。换句话

说，“所有节点生来平等”。22.4 节和 22.5 节对路由和资源分配的详细讨论正是针对无线自组织网络的需要进行的(如上文所指出的，蜂窝网络中的中继站通常采用两跳中继，因此不会出现路由问题，而最优资源分配可依照 22.2 节中的公式来完成)。多个节点的使用将增强可靠性(不存在单点故障问题)并降低了成本。

无线自组织网络还构成了传感器网络的基础。一般来说，传感器网络是具有感应物理数据(不仅包括温度、压力，而且还有图像)能力的节点所形成的网络，并且这些节点都要与一个数据汇聚点进行通信；通常这一数据汇聚点是一个人机接口，或者是一个自动控制/监测系统。由于绝大多数传感节点不能一跳就到达数据汇聚点，数据分组就不得不通过网络中的其他节点来中继，如同在无线自组织网络中那样。然而，也存在一些重大的差别。

- 虽然信源节点各不相同，但数据汇聚点(通常)是同一个节点。
- 从不同传感节点所获得的信息是相关的。比如，一间房屋中的温度传感节点将会记录到非常接近的温度。鉴于此，在数据转发活动期间，可以完成数据聚合(data aggregation)和数据压缩。

22.7　网络编码

网络编码的基本原理是网络中的节点对收到的信息进行合并，并转发这些合并后的信息；然后信宿从所收到的不同合并信息中恢复出原始消息。因此，可以将网络编码看成协作行为的集中体现，不仅要在节点之间分享资源(功率、空中传输时间)，而且要相互分享消息。

网络编码主要针对多播情形特别有用，即存在多个信源发送消息，而所有节点都想要获取这些消息的情况。这种情况下，网络编码信息论的核心成果告诉我们，如果一个不进行网络编码的网络能向每个单独的接收端提供某特定的速率支持，在选用一种适当的网络编码以后，该网络就能同时支持所有的接收端达到这一速率。

22.7.1　双向中继

网络编码的最简单示例就是双向中继。考虑图 22.18 所描绘的情形。有 a 和 b 两个消息，节点 A 和节点 B 之间通过中继节点 R 来实现消息的交换。传统的中继方式会采用诸如时分多址来分隔消息，因而要实现交换就需要 4 个分组间隔(时隙)：(i)时隙 1 中，节点 A 向中继节点发送消息 a；(ii)时隙 2 中，节点 B 向中继节点发送消息 b；(iii)时隙 3 中，中继节点向节点 B 发送消息 a(尽管，严格地讲，这一传输是广播式的。在无线场景中，中继节点不得不向多个节点发送消息)；(iv)时隙 4 中，中继节点向节点 A 发送消息 b[①]。

一种效率更高的方法如下：时隙 1 和时隙 2 同上，即节点 A 和节点 B 分别发送各自的消息到中继节点。可是，在第 3 个时隙，中继节点广播两个消息之和，$s = a + b$。由于节点 A 已经知道消息 a，它就能很容易地通过运算 $b = s - a$ 从和信号中确定出消息 b。类似地，节点 B 也能从和信号 s 中确定出消息 a。采用这一方法，可以改善传输的频谱效率：这样只需 3 个时隙而不是 4 个就可以实现两个消息的中继。需要指出的是，和信号 s 实际上是两个消息按符号求和的结果，而不是两个消息的级联，因此和信号有着与单个消息(如消息 a)一样的长度。

① 当然，时隙 2 和时隙 3，或者时隙 3 和时隙 4 是可以交换次序的。

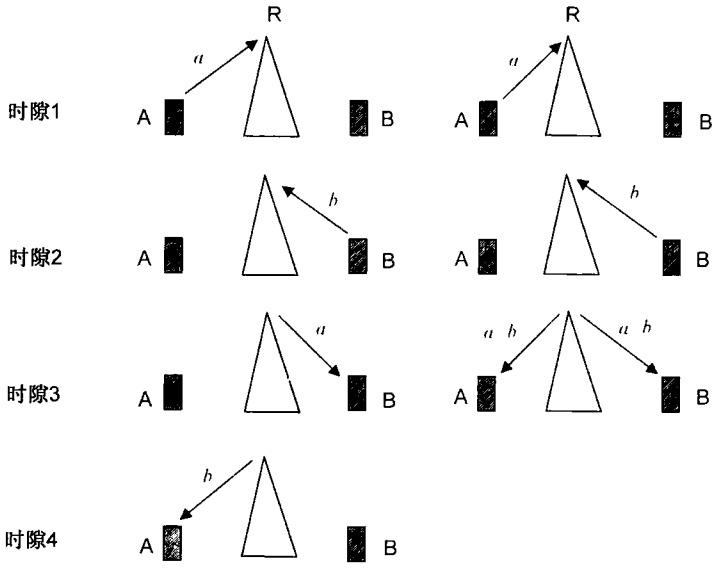


图 22.18 双向中继：传统方法(左边)和网络编码(右边)

在上述(过于简单的)例子中，隐含假定了中继节点将对两个消息的复调制符号求和。这种方法会导致和信号具有更高的功率值，因而并非我们所希望的。一种更好的方法是中继节点解调出消息 a 和 b，然后完成信息比特的模 2 和(XOR)。通常，网络编码都采用这一方法。其他的方法包括采用新的调制星座图，收到的复调制符号合并后被映射到其上。

22.7.2 网络编码基础

更复杂网络中的网络编码在思路上与上述双向中继相似。本质上，每个节点都产生出各输入信号的一个线性合并(即，与双向中继中对信号取和相类似)，然后转发合并信号给其他节点。实际上，线性合并是在有限域上完成的(即采用模加运算)，与上述例子中把加运算解释为 XOR(即在 2 元 Galois 域中求和)相类似。为了重构出发送给它的信号，信宿节点必须接收足够数量的线性独立的分组合并信号。

网络编码的另一个经典示例如图 22.19 所示。两个消息，a 和 b，将被发送到两个接收节点；假定所有链路都不存在干扰(即不存在广播优势)。一般情况下，中间的链路会形成一个瓶颈：这一链路处在由信源节点 A 所发出的消息 a 传输至右边信宿的唯一路径上，而且类似地，这一链路也处在由信源节点 B 所发出的消息 b 传输至左边信宿的唯一路径上。因此，人们可能会认为这一链路针对每个消息只能支持到其他链路速率的一半，从而就限制了总的数据速率。可是，在网络编码中，在这一链路上只传送信号 $a \oplus b$，这需要与其他所有链路相同的速率。那么，左边的信宿节点可以从它与节点 A 的直通链路获取消息 a，而从 $a \oplus b$ 和 a 还原出消息 b。类似地，右边的信宿也可以还原出消息 b 和 a。

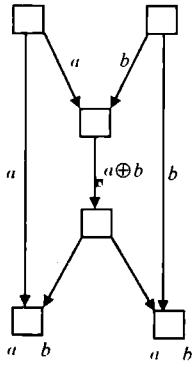


图 22.19 采用网络编码时蝶形网络中的多播

在给出这些简单的示例之后，进行更详尽的数学描述。考虑 N 个数据分组 $\mathbf{Z}^{(n)}(n=1,\cdots,N)$ 的集合，它们由一个或多个信源产生。一个节点由多个接收分组产生出如下新消息：

$$\mathbf{X}=\sum_{n} g_n \mathbf{Z}^{(n)} \tag{22.44}$$

应当记得，求和是在符号对符号的基础上完成的，所以对于消息的第 k 个符号而言，$X_k=\sum g_n Z_k^{(n)}$。系数 g_n 取决于分组到达当前节点曾经经过的路径，并被归纳进本地编码向量 $\mathbf{g}$ 中。

为了译码得到原始消息，需要 $M(\geqslant N)$ 个独立的线性分组组合 $\mathbf{X}^{(m)}$ 以及（全局）编码向量的信息。由这些已知内容，可以通过诸如高斯消去法这样的方法获得原始的 $\mathbf{Z}^{(n)}$。如果所有的组合 $\mathbf{X}^{(m)}$ 并不都线性独立，就需要获取分组组合的更多观察结果。$\mathbf{X}^{(m)}$ 是否独立由（全局）编码矩阵 $\mathbf{G}$ 决定。幸运的是，可以指出，如果随机选取编码向量，则在大型的传输区域上，$\mathbf{X}$ 将以很高的概率保持线性独立。因此，网络中无须对编码向量进行规划，并且可以以分布式的方式进行编码向量的选取。

通常，被转发的数据分组包含信息向量 $\mathbf{X}$ 和编码向量。另一种做法是，设计编码向量集合并使整个网络获知这一集合。前一种做法的优点在于无须将全局信息发布到整个网络上，并且即使网络结构随时间变化也不成问题。还需指出，编码过程既可以针对原始分组 $\mathbf{Z}^{(n)}$ 进行，也可以针对已编码的分组 $\mathbf{X}$ 进行。

网络编码为分组的网络传输提供了相当大的鲁棒性。只要信宿节点正确接收了足够数量线性独立的分组组合，它们就可以完成译码，而不管有哪些分组在传输中被丢失或者不可修复地损坏了。

22.7.3　网络编码应用于无线网络

尽管网络编码呈现出理论上的优势，但它并不能直接用于实际的无线网络。首先，理论上的最大利益是在多播场景下获得的（应该记得，上述主要理论曾指出，网络编码的最优性是针对所有节点都想要获取全部信息的情况获得的）。可是，现今绝大多数无线业务都是单播的（单个源对单个接收端），网络编码对于这种情况未必是最优的。其次，目前绝大多数网络编码理论不仅忽略了噪声，也忽略了干扰。换句话说，在一个无线自组织网络中，当同时只存在一个与期望接收节点相邻的节点可以向其发送时，零干扰假设才近似地成立；其他相邻节点必须保持静默（否则，接收节点处的信干比对正常的分组接收来说会显得过于差）。但是这种方式降低了网络的频谱效率，同时也需要用于传输时间调整的额外开销。

对后一问题的一种巧妙的解决方案是最近提出的计算转发（CAF）。计算转发不像前述的让节点分别接收两个分组并在硬件中进行线性合并，而是利用了无线信道可以实现空中信号的线性合并这一固有特性，也就是说，当两个信源节点同时发送时，接收信号就自然是两个信号的加权和，权重是它们相应的复信道增益。将这一事实与合适的网格码结合起来，就可以设计出一种更有效的系统。

22.7.4　干扰对准

另一种出现于 2008 年的革命性的理念是干扰对准。采用了这种方法以后，无论用户数为多少，都能够向每个（单播）用户提供其在无干扰环境下所能达到的容量的一半。换句话说，网络的总容量随着用户数的增加线性递增，而采用传统多址方法时，容量保持为常数（即，向 N 个用户中的每一个提供 $1/N$ 的速率）。已提出许多不同的方法来实现这种干扰对准。其中

最简单、最直接明了的就是利用无线传播信道的时变性：将 N 个发射机和 N 个接收机之间的信道以一个 $N\times N$ 矩阵来表征(转移函数矩阵，与 MIMO 系统相似)：

$$\begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} & \cdots & h_{1N} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & \cdots & h_{2N} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ h_{N1} & h_{N2} & & & h_{NN} \end{pmatrix} \tag{22.45}$$

信号在信道具有某一特定实现时发送出去，并在信道处于这一实现的互补状态时再次发送该信号，信道的互补状态为

$$\begin{pmatrix} h_{11} & -h_{12} & -h_{13} & \cdots & -h_{1N} \\ -h_{21} & h_{22} & -h_{23} & \cdots & -h_{2N} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ -h_{N1} & -h_{N2} & & & h_{NN} \end{pmatrix} \tag{22.46}$$

然后接收机只须将两次传输的信号相加，以得到等效于通过对角(即无干扰的)信道传输的信号，对角信道如下：

$$\begin{pmatrix} h_{11} & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_{22} & 0 & \cdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & 0 & & & h_{NN} \end{pmatrix} \tag{22.47}$$

因而，每个用户的信号都是无干扰的(能够以仅含噪声信道下的容量来传输)。可是，由于需要信号的重复发送，容量要减去一半。

如上所述，可以以非常小的硬件代价来实现这一概念。然而，这种方法会导致信号传输出现大的延迟，因为发射机必须等待信道进入其互补状态。信道变化越慢，延迟时间就越长。还存在其他干扰对消的形式，它们以更高的复杂度为代价，缩短了传输延迟。

深入阅读

这一章涵盖了各种各样的主题，在本书落笔时，其中绝大多数主题还处在非常大的变动中，并且它们大多属于无线通信最热门的研究主题之列。因此以下罗列的文献不仅未尽完整而且有可能很快就会显得过时。

中继和协作通信的一般性概述可以在专著 Liu et al. [2009] 和综述性论文 Hong et al. [2007] 及 Stankovic et al. [2006] 中找到。

直放站(Repeater)是中继的原始形式，已经用了近 100 年了。但理论上充分的研究始于介绍中继信道的著作 van der Meulen[1971]，Cover and El Gamal[1979] 更详尽地探讨中继信道信息论限。Kramer et al. [2005]，Laneman and Wornell[2003] 和 Laneman et al. [2004] 中介绍了许多中继协议并分析了它们的性能。对所有这些结论的总结可以在专著 Kramer et al. [2007] 中找到。SCxF 和 NDxF 有着形式更复杂的容量公式；Nabar et al. [2004] 中讨论了这些公式(在其中分别被称为协议 III 和协议 I)。Annavajjala et al. [2007] 中针对不同中继方法推导了仅已知平均 CSIT 前提下多中继两跳情形的最优功率分配问题。

Bletsas et al. [2006, 2007] 中分析了带有多路并行中继、中继选择的中继问题。Mudumbai et al. [2009] 中讨论了分布式波束成形的实用化问题，还包括关键性的同步论题。Madan et al. [2009] 中分析了波束成形中的训练开销的影响。Laneman and Wornell[2003] 中详细分析了正

交信道传输和分布式空时码。Sendonaris et al. [2003], Hunter et al. [2006]和 Nosratinia et al. [2004]中介绍了用户协作的不同形式。Molisch et al. [2007]中讨论了用于中继的喷泉码。

在多跳网络路由方面有着丰富的文献。一般与计算机网络有关的许多基础性内容在计算机科学教科书和运筹学文献(例如, Peterson and Davie[2003])中都有所阐述, 而无线路由的众多细节问题分散在各种研究论文中。Boukerche et al. [2009]给出了对不同协议的分类法。Johnson et al. [2001]讨论了源路由。Perkins and Royer[1999]中介绍了 AODV 路由。Stojmenovic[2002]讨论了基于地理的路由。散播等待(spray and wait)算法是在 Spyropoulos et al. [2005]中提出的, 而在 Intenagonwiwat et al. [2003]中提出了直接扩散法(directed diffusion)。基于队列长度压算法的联合路由和资源分配在 Georgiadis et al. [2006]中以教程的形式进行了描述, 而具备平均功率优化的队列长度压算法则在 Neely[2006]中进行了讨论。队列长度压算法的一种实用化的实现在 Moeller et al. [2010]中有所描述。还有大量针对这一问题的基于凸优化的论文, 如 Cruz and Santhanam[2003]和 Chiang[2005]。

Lott and Teneketzis [2006]中提出了任意路径路由的 Bellman-Ford 方法。Laufer et al. [2009]中描述了任意路径路由, 而 Neely and Urgaonkar[2009]讨论了任意路径路由下的队列长度压算法。Khandani et al. [2003]和 Chen et al. [2005]讨论了单播情况下协作网络的路由问题。Maric and Yates[2004]中分析了多播情况下具有能量累积的协作路由问题。Draper et al. [2008]中推导了具有信息累积的网络路由问题。Han and Poor[2009]中描述了具有利己节点的网络路由问题。

在 Gupta and Kumar[2000]这篇具有里程碑意义的论文中推导了(非协作)多跳网络的比例法则。Ozgur et al. [2007]中提出了达成更高吞吐量的构造性方法。就网络编码而言, Fragouli et al. [2005]的入门性文献给出了相当出色的介绍。Nazer and Gastpar[2008]中提出了计算转发。干扰对消则由 Cadambe and Jafer[2008]提出; 本书描述的最简单的可实现形式来自 Nazer et al. [2009]。

第23章 视频编码

Anthony Vetro
美国马萨诸塞州剑桥市三菱电子研究实验室

23.1 引言

数字视频正在被越来越多地通过无线网络传播。大部分的视频资源来自广播业务，目前世界上很多国家都在提供广播业务。其中包括从用于家庭娱乐的高清晰视频到用于蜂窝电话和智能手机设备的移动视频等广泛的服务。视频也在家庭和办公场所通过无线网络传播，例如从电视接收机到平板显示器，从文件服务器到笔记本终端。这些不同的使用情景一般是由特殊的无线基础设施和相关的通信技术来支持的，每种技术提供相应的服务质量。服务和网络供应商的一个重要任务就是使其提供的服务和网络的能力相匹配。当涉及视频时，必须考虑整体系统设计，包括数字视频信号的特性、压缩方案以及对传输错误的鲁棒性。

对比于其他的数字信号，比如语音，数字视频需要更大的带宽。例如，典型的高清晰视频信号原始数据率在600～800 Mbps之间，取决于其空间分辨率和帧率。为了通过现有网络以实用的方式传输视频，数字视频信号的压缩是很必要的。本节介绍典型的数字视频表示和基本的信号压缩结构。视频压缩的主要组成部分的细节将在随后各节阐述。我们接着给出了视频编码主要标准的总结。本章的最后以鲁棒视频传输和视频流结束。

23.1.1 数字视频表示和格式

视频是表示某一场景中随着时间变化物体发射和反射光强度的多维信号，数字视频信号的样本通常是通过成像系统录制，比如相机。采集系统通常在特定的色彩空间记录二维样值，对应着离散时间点的特定波长集合。每个时间点的样点数被称为空间分辨率，采样的速率被称为帧率。

已经公认几乎所有的颜色可以由恰当选择的三种基色来生成。RGB基色，包含红色、绿色和蓝色，大概是在采集和显示中使用最广泛的集合。然而，在视频编码和传输系统中使用的一个坐标系统是基于亮度(Y)和色度参数(Cb和Cr)的。一个原因为历史因素：在先前的模拟系统中，亮度信号向后兼容于黑白电视信号。这种色彩空间的另一个优势是在传输时可以丢弃一些色度值信息，原因在于人类视觉系统对这些色彩参数没有对亮度敏感。在RGB和YCb-Cr空间有着定义良好的线性关系。

由ITU-R议案BT.601[ITU 1998]指定的色彩采样格式在图23.1中给出说明。这些格式被所有的国际视频编码标准所采用。在4:4:4色彩采样格式中，亮度和色度值有着相同的分辨率。在4:2:2和4:2:0格式中，色度值相对于亮度值分辨率要少。4:4:4和4:2:2格式主要应用在摄影棚和制片厂环境中，这里保持色彩的保真度很重要。当传送给消费者时，现有的系统使用4:2:0采样格式。随着显示技术和传送能力的提高，高色彩保真度的视频，比如4:4:4色彩采样格式的，可望传送给消费者。

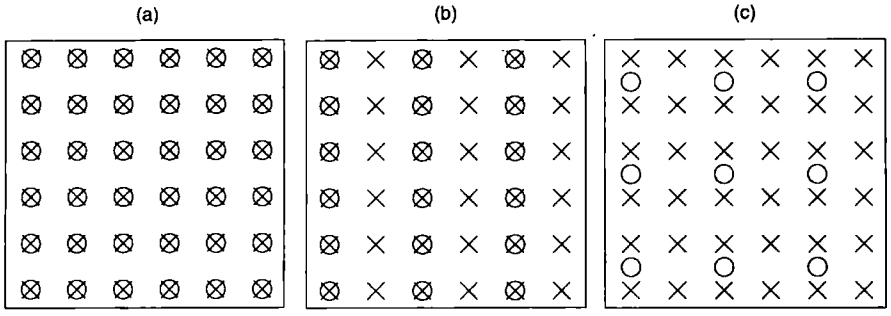


图 23.1　○表示亮度值、×表示色度值的色彩采样结构。(a) 4:4:4 色彩采样，色度样本和亮度样本有相同的分辨率；(b)4:2:2色彩采样，水平方向色度样本分辨率是亮度样本的一半；(c)4:2:0色彩采样，水平和垂直方向色度分辨率都是亮度分辨率的一半

23.1.2　视频编码结构

视频信号在空间和时间维度上都有很大的冗余，视频压缩方案是运用那些冗余，确定一个紧凑的二进制表示。最有流行和有效的视频压缩方案被称为基于块的混合视频编码器，它采用变换编码和时域预测的组合来编码视频信号。由于这个方案到目前为止已经被所有的国际视频编码标准所采纳，因此，本章仅集中于这个方案。这种基于块的混合视频编码器的通用结构如图 23.2 所示。

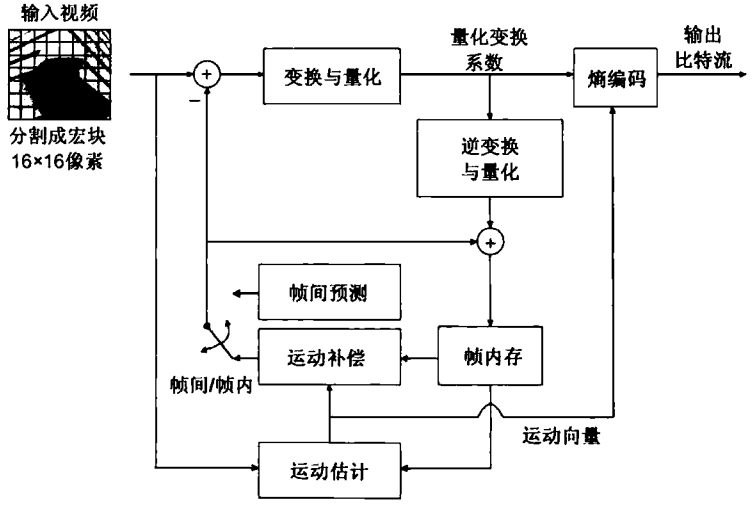


图 23.2　一种典型视频编码器的框图

有几种类型的图片帧通常在视频编码文献中被提及。帧内编码帧，又称为 I 帧，是指在没有参考视频中其他帧的前提下进行编码的帧。I-帧内的像素仍然可以通过邻近的像素来预测以利用空间冗余。由于它们的独立性，它们被周期性地插入到比特流中，以使随机接入变得容易，因为译码可以从这些帧开始。另一种类型的图片帧被称为 P 帧，P 帧使用单向帧间预测。由于相邻帧中的像素与当前帧是相关的，因此帧间预测是一种用于减少编码信号能量的很有效的途径。双向预测，或者从两个参考帧来预测当前帧，是另一种有效的帧间预测方法。使用双向预测的帧被称为 B 帧。一个预测结构的例子如图 23.3 所示，其中 P 帧从上一个 I 帧或 P 帧预测，B 帧由相邻的 I 帧或 P 帧预测。

视频编码过程的第一步是将每一帧图像分割成固定尺寸的像素块，或者称为宏块(MB)，宏块最常用的尺寸是 16 × 16。然后，在每一个块基础上进行预测。对于 I 帧，使用帧内预测，即使用相邻像素预测当前块中的像素。对于 P 帧或者 B 帧，进行运动补偿帧间预测，预测的结果是要变换和量化的剩余信号。然后，量化变换系数进行熵编码得到最终视频比特流。由于运动补偿预测是基于先前编码的帧，这些帧在解码时也必须是可用的，重建这些参考帧的逆操作也要执行。这些参考帧要被存储在帧存储区中。

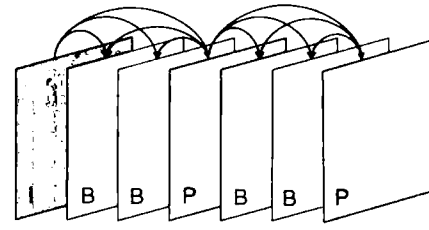


图 23.3 视频预测结构示例

本章节的剩余部分将详细描述视频编码的主要部分，讨论了被不同视频编码标准支持的编码工具的特定集合。到适应可扩展和多视点视频编码的延伸也进行了简要描述。最后，给出了差错复原视频传输和视频流的简单综述。

23.2 变换和量化

上一节介绍了基本的视频编码结构，接下来将进一步地讨论变换和量化模块。我们将重点放在以块为基础的的变换，特别是离散余弦变换(DCT)，以及标量量化，因为这些方法在现代图像和视频编解码方面都被证明是特别有效的。

23.2.1 离散余弦变换

图像和视频编解码中变换的使用是从两个方面试图修改输入信号，第一是压缩信号的能量，第二是使信号不相关。能量压缩特性一般会导致一个变换系数集合，其中只有很少的系数具有大的值，其他的系数都变小或为零，很显然，这样利于压缩。去相关特性是有利的，因为每一个系数都能以最佳方式独立地量化，例如，使均方误差最小或者根据感知灵敏度。

图像或者视频块的变换将信号表示为基函数的线性组合，对应某一特定基函数的系数表示这个函数在整体信号中的权重或者贡献。

令 $x_n(n=0, 1, \cdots, N-1)$ 为长度为 N 的输入块，且假设 x 是相关系数为 ρ 的一阶马尔可夫过程，这个随机过程的协方差矩阵由下式给出：

$$R_x(i, j) = \rho^{|i-j|} \tag{23.1}$$

输入信号可由矩阵 **A** 变换得到一个变换域的输出信号，$\mathbf{y} = \mathbf{A}x$，协方差矩阵由式(23.2)给出

$$R_y = \mathbf{A}R_x A^{\mathrm{T}} \tag{23.2}$$

这种变换的增益，作为相对于脉冲编码调制的典型量度，定义为

$$G_{\mathrm{T}} = \frac{\frac{1}{N}\sum_{i=0}^{N-1}\sigma_{y_i}^2}{\left(\prod_{i=0}^{N-1}\sigma_{y_i}^2\right)^{1/N}} \tag{23.3}$$

这种量度是变换系数方差的算术平均与这些方差的几何平均之比，本质上测量了该变换相对于脉冲编码调制在均方误差的减小。

使变换编码增益最大的变换是 Karhunen Loève 变换(KLT)，它的基函数是输入信号的协

方差矩阵的特征向量 R_x。变换的信号不仅实现了最佳能量集中，而且变换系数完全去相关，R_y 即协方差矩阵是对角阵。尽管 KLT 有这些着极好的特性，但它存在着显著的不足使它在实际中不能应用于图像和视频编码中。最重要的是，它依赖于信号的统计特性，只能用于计算具有已知协方差矩阵的静态源。而且，它不是可分离变换，所以当应用于二维图像块的时候会带来额外的复杂度。

幸运的是，对于自然图像和视频，离散余弦变换已经表明有着和 KLT 很相近的性能，它的基函数定义如下[Rao and Yip 1990]：

$$a_{i,j} = \alpha_i \cos \frac{(2j+1)\pi i}{2N} \tag{23.4}$$

其中，$i, j = 0, 1, \cdots, N-1$，$\alpha_0 = \sqrt{1/N}$，$i \neq 0$ 时 $\alpha_i = \sqrt{2/N}$。离散余弦变换的一个二维基函数的图解在图 23.4 中给出。离散余弦变换实现了与 KLT 相近的变换增益，而且不依赖信号统计特性。

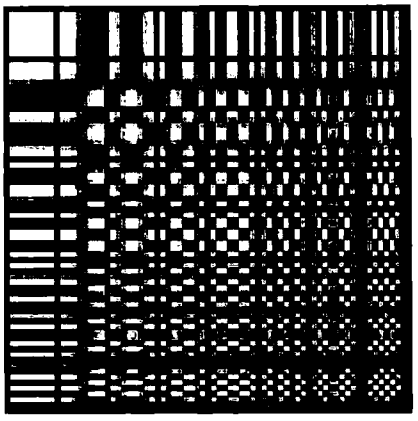


图 23.4　二维 8×8 离散余弦变换的基函数

8 点离散余弦变换已经成为包括 H.261、联合图像专家小组(JPEG)、运动图像专家组-1(MPEG-1)和 MPEG-2 的很多图像和视频编码标准中指定的变换。现在存在各种离散余弦变换的因式分解和定点实现方法[Arai et al. 1998, Reznik et al. 2007]，较新的 MPEG-4/H.264 高级视频编码(AVC)标准使用的是 4 点变换和 8 点变换，它基本上是离散余弦变换的带尺度整数逼近[Malvar et al. 2003]。

23.2.2　标量量化

与变换过程不同，它们一般是可逆的，而且不会带来丢失，而量化本质上是一个有损过程，而且会给重建的信号带来失真。标量量化的基础已经在语音编码那一章介绍过了，这里为了完整性会给出简短的回顾，并介绍和视频编码相关的量化细节。

在大部分的视频编码方案中，量化被应用于变换系数。变换系数的动态范围随着输入视频的位深度和变换的长度变化①。假定变换系数位于范围$[t_{\min}, t_{\max}]$，动态范围为 B，对于一个输入值 x，依据量化函数 $Q(\cdot)$，量化过程将为 x 赋予一个量化索引 $i = Q(x)$。一个量化函数示例如图 23.5 中所示，其定义为量化索引标号，即重建值和每个区间的边界。

考虑一个均匀量化器，在可能的值范围内有 L 个量化索引，且相邻边界值的距离相同，令每个区间的距离表示为 $\Delta = B/L$。采用固定长度的二进制表示，每一个量化索引需要 $R = \lceil \log_2 L \rceil$ 比特。对于一个均匀分布源，可以证明量化误差的方差等于 $\sigma_q^2 = \Delta^2/12 = \sigma_x^2 2^{-2R}$，量化器的信噪比可以计算为

$$\mathrm{SNR} = 10 \log_{10} \frac{\sigma_x^2}{\sigma_q^2} = 20 \log_{10} 2R = 6.02R \tag{23.5}$$

① 对 8 比特的图像样本和 8 点离散余弦变换，变换系数的动态范围为 11 比特，系数值范围为[-1024, 1023]。当变换的输入为预测信号，其范围可能为[-255, 255]时，变换系数的动态范围将增加到 12 比特。

上式表明在编码理论的一个经典结果，即对均匀源，均匀量化器每增加一个比特，会给信噪比带来6.02 dB的增益。

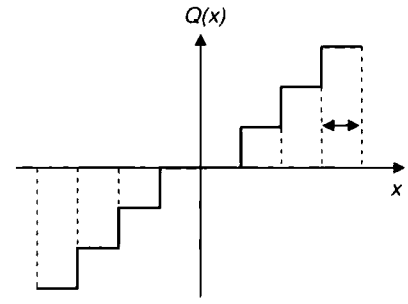


图23.5 均匀量化步长为Δ的标量量化器图示

在最先进的视频编解码器中使用的量化方案基本上是均匀量化器并带有小的调整。一种这样的调整是增加了“死区”(dead zone)，它扩大了量化索引对应于零级重建的区间，这种调整会将会使更多的变换系数强制为零。第二，经常用一个权重矩阵来说明人类视觉系统对高频率不如对低频率敏感这一事实。用这种方法，对高频应用更快的量化步长。大部分标准允许用于图像编码的量化矩阵作为信号比特流的一部分。最后，在量化区间内可以利用量化偏置来改变重建值的位置，即不同于区间的中心。当量化源符合拉普拉斯分布时，而这是视频编码中变换系数的典型的情况，重建偏置已表明具有优势。

23.3 预测

预测可能是减少视频信号中冗余的最有效的途径。本节简单介绍了两种常用的方法。帧内预测是指根据同一帧图像内的数据对数据的预测，帧间预测，或者运动补偿预测是指利用相邻帧图像的数据进行时域预测。

23.3.1 帧内预测

帧内编码图像对对随机接入是很重要的，它要求它们独立于其他图像解码，即没有时间依赖。为了使这些图像的编码更有效，帧内预测技术通常使用当前图像内的相邻数据以减少信号能量，从而减少用于表示信号那部分的比特数量。存在变换域预测方案和空域预测方案。一些常用的基于块的帧内预测方案如图23.6所示。

对于正常的图像和视频，在给定图像内，块内像素的平均值高度相关。因此，利用这种相关的一种直观且有效的方法在变换域中。当一种基于块的变换，如23.2.1节讨论的离散余弦变换，应用于图像中的一个块时，将计算出DC(零频)或者块的平均分量。如图23.6所示，DC成分可以通过前一块的相同行来预测。这种预测导致一组残留DC成分，服从零附近的类似拉普拉斯分布。如果没有预测，DC成分的分布更接近于均匀分布。DC预测有降低熵的作用，从而减少表示信号成分的比特数。

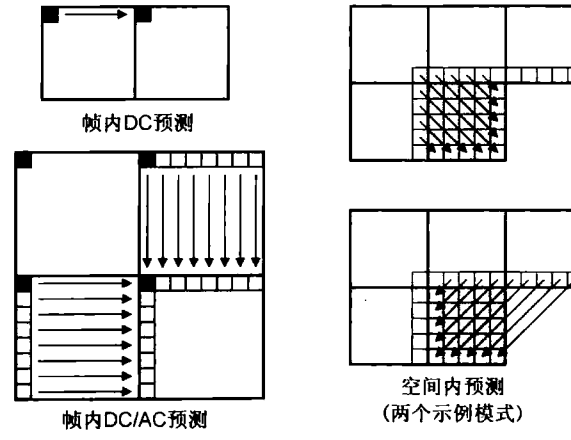


图23.6 不同类型的基于块的基础的帧内预测方案

相比于总是从前面的块预测，我们还

可以自适应地选择左边块的或者上边块的 DC 值作为参考，这时就需要一种适应性地选择方向的方法。比如，DC 预测方向选择可以基于需要编码的块周围的水平和垂直 DC 梯度的比较。

对于很多自然图像，相邻变换块的低频分量也是相关的。如图 23.6 所示，变换块中表示低频 AC(非零频)系数的第一行和第一列，也能由相邻块预测。当与自适应 DC 预测相结合时，即从左边块或者上边块预测，AC 系数的预测通常使用同一方向。这样一来，AC 预测就只应用于任意块的行或者列。

帧内预测的另一种常用的方法是在空间域应用预测。基于源的相关性可以导出最佳线性预测器，但实际中常用一种固定集合的预测器。最新的视频编码标准使用方向性预测器，以块为基础，可以适应性地选择多种预测方向。空间预测的两种模式示例见图 23.6。在这些例子中，根据选定的方向，附近块中的相邻像素用来预测当前块中的像素。还有很多派生的和不同的方法来构建这样的预测器。当面对这些选择时，需要一个决定最佳模式的方法，而且选定的模式必须作为比特流信号的一部分。这种开销常常就是限制我们设计太多不同预测模式的因素。

23.3.2　帧间预测

前面小节讨论了在视频的同一帧中预测数据的方法。然而，视频在时间方向帧之间有着很强的相关性。相比于帧内预测在变换域和空间域预测器都表现出很有效，大部分的帧间预测技术倾向集中于空间域方法。

时域或帧间预测器最简单的类型是使用前面帧中同位置块的数据来预测当前帧中的数据。对于静态场景或是场景中的一部分，这种方法非常有效。在实际中，这种方法是如此有效且广泛使用，以至于使用特殊信号来表示当前帧中要编码的块可以简单地复制参考帧中的同位置的数据。相应的编码模式被称为跳跃模式(skip mode)。

很多自然视频场景都包含运动，包括源于摄像头摇摄和缩放的全局运动，还有源于场景内物体移动的局部移动。在这些条件下，运动补偿时域预测就成为从相邻帧预测视频当前帧的有效途径。运动补偿预测的基本概念就是确定一帧中像素的位移，我们指的是当前帧的像素，相对于邻近帧像素的集合。注意到可能有多个参考帧用于当前帧的预测。

确定像素强度从一个时刻到另一时刻变化的方式已经在视频编码界成为一个重要研究领域。我们可以想象试图估计每个像素的运动，但是由于可能在相邻帧中有很多像素和当前像素强度匹配，尤其是考虑有恒定强度的场景区域，所以这是一个不明确的问题。避开这个问题有两种常用方法：(i)使用规整技术在运动区域强制光滑约束；(ii) 假设在一个非常小的区域的邻近像素有着相同的运动。第一种方法的弊端是可能会有显著的开销，用于标记每个像素的运动。由于大部分视频编码标准都是以块为基础的特性，所以第二种方法成为压缩更普及和实用的选择。特别地，对于一帧的任意块，都假定平移运动模型，确定一个运动向量表示二维位移。

运动向量通过一个块匹配过程来确定，如图 23.7 所示。当前帧中每一个块，有一个与之关联的搜索区域，通过搜索区域可以找到当前块与参考帧搜索区域中候选块的最佳匹配。通常在当前块和参考块之间没有完美的匹配，所以代表预测后差异的剩余信号也必须编码以便重构视频。另外，动态向量必须被编码，且成为比特流的一部分，以便在解码端可以基于先前解码的帧，也就是参考帧，进行预测。

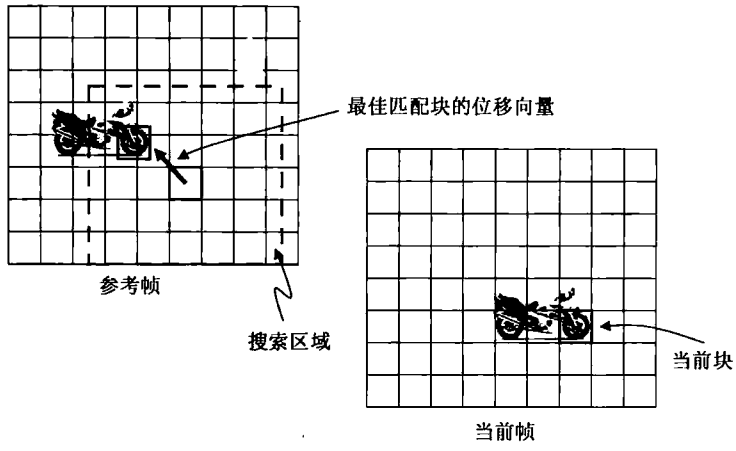


图 23.7 帧间预测基于块的匹配图示

23.4 熵编码

给定源的熵是可实现的数据压缩率的极限。如果源数据的所有符号都有相等的概率，那么每个符号的固定长度二进制表示将使速率达到下限。然而，在视频编码和其他应用中，符号通常都是非均匀分布的。因此，可以通过分配较短码字给高概率符号、较长码字给低概率符号来实现较低的比特率。这是熵编码的基本原则，又称为可变长度编码(VLC)。

VLC 有两个重要性质：(i)码字要唯一可解；(ii)码字要即时可解。第一个性质要求码字只能代表一组可能的源符号。第二个性质意味着没有码字是其他码字的前缀，满足该性质的码字称为前缀码。

在视频编码中，需要编码的符号包括量化变换系数和重建视频信号需要的任何边信息，即运动向量和块编码模式等。需要指出的是，相比于会给信号引入失真的量化，熵编码是无损过程。哈夫曼编码和算术编码是两种广泛应用于视频编码的流行的熵编码方案。下面几节将描述每种方案的基本原则。

23.4.1 哈夫曼编码

哈夫曼发表了一种为给定分布符号构造前缀码的算法[Huffman 1952]。考虑一个有限符号源$\chi=x_1, x_2, \cdots, x_N$且概率为$p(x_i)$。最佳二进制码字应该分配较长的码字给低概率符号，较短码字给哪些出现更频繁的符号①。其步骤略述如下。

1. 将每个符号作为一棵树的叶子节点，赋予概率$p(x_i)$。将符号按发生概率递减的顺序排列。
2. 当存在超过一个节点时，执行下列操作。
   (a)选出概率最小的两个节点，并任意分配 1 和 0 给这两个节点；
   (b)合并这两个节点并创建一个新的节点，新节点概率为这两个节点概率之和。
3. 最后得到的节点是根节点，每个符号的码字可以由根节点追踪到叶节点得到。

① 原文为："最佳二进制码字应该分配较长的码字给高概率符号，较短码字给哪些出现更频繁的符号"，有误。——译者注

一个构造哈夫曼码字的例子如图 23.8 中所示。这个例子阐明了将 0 和 1 相继赋予最低概率的叶节点然后合并直到得到根节点。该例子表明了最终得到的码字中没有任何码字是其他码字的前缀。本例子示出的码字的平均长度是 2.4 比特。

哈夫曼编码的最佳性以及其他性质的证明和哈夫曼码构建的例子可以参见 Cover and Thomas[2006]。可以证明哈夫曼码字的平均长度，L_{avg}，满足以下条件，其中 $H(X)$ 是源的熵。

$$H(X) \leqslant L_{avg} < H(X) + 1 \qquad (23.6)$$

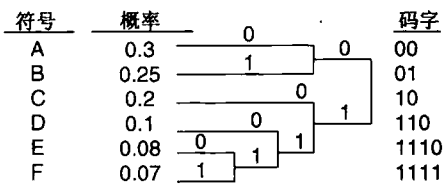


图 23.8　基于符号概率的哈夫曼编码示例

哈夫曼编码的一个公认的缺陷就是在编码单独符号时，每个符号最少需要 1 比特。克服这个缺点的一种方法是考虑符号块的编码，即向量。这样，每个向量将被分配一个概率，这个概率是块中每个符号的联合概率。构造码字的步骤和上面的列出的步骤相同，只是符号代表向量。另一种更有效的编码符号集的方法是根据上下文调整符号。一个简单的例子就是根据前一个样本来调整，不过在实际视频编译码中，考虑了更复杂的上下文。

23.4.2　算术编码

前文指出了由于每个符号必须被编码为最少 1 比特，所以相比于最优表示，哈夫曼编码可能会有编码损失。在一种极限情况下，考虑一个两个符号的集合，一个概率接近于 1，另一个概率接近于 0，由于基本不存在不确定性，所以该信源的熵非常小，接近于 0。然而，哈夫曼编码每个符号仍然需要 1 比特，这表明还有进一步改进的空间。虽然符号分组可以被用来提升编码效率，但是编码的复杂性随着分组长度以指数增长。

相比于用一个比特序列来表示符号或是符号分组，算术编码用 0 到 1 区间的子区间来表示符号序列，其中每个子区间的长度正比于每个符号的概率。以一个初始分割开始，第一个子区间基于要编码的第一个符号来选择。该子区间基于要编码的新符号被递归地分割。一个子区间由上下边界表示，在每个阶段用这些边界的二进制表示来编码该符号序列。详细地讲，当上下边界最高有效位相同时，该比特将被写入输出里。这样一来，较高概率的符号将与较大的区间关联起来，需要较少的比特来表示。

一个算术编码过程的例子如图 23.9 所示。源数据包含三个符号，“A”，“B”和“C”，它们的概率分别为：$p(A) = 1/2$，$p(B) = 1/3$，$p(C) = 1/6$。为了开始编码过程，首先根据这些概率来分割初始区间[0，1]。假定将要编码的符号序列为“ABAC”。由于第一个符号是“A”，与这个符号关联的子区间[0，1/2]带到下一阶段并根据这些符号概率再次分割。下一个要编码的符号是“B”，所以第二阶段的子区间为[1/4，5/12]。对序列中的每个符号都进行这样的过程，最终可以得到代表整个序列的子区间和它的二进制表示。

乍一看，算术编码好像需要极高的精确度去编码一个长的序列，然而实际上，在比特输出时，通过对上下边界的再归一化，维持一个基于整数运算的定点精度就可以了。

相对于哈夫曼编码，算术编码的一个优势是它的增量性，即新增的符号可以基于先前符号序列的码字继续编码。由于长序列可以在不用维持大码书的前提下进行有效编码，所以这个性质可以使算术编码在实际中逼近熵率。另一个优点是它能很容易地适应信源数据统计特性的变化，仅仅需要编码器和解码器能够同步地更新概率表。在实际的视频编码方案中，基于上

下文的算术编码也用来提升编码效率。这种情况下，对每种上下文情形，维持一组概率表。由于较高的编码效率以及对信号统计的较强适应性，在计算能力较强的平台，算术编码一般比哈夫曼编码更受青睐。

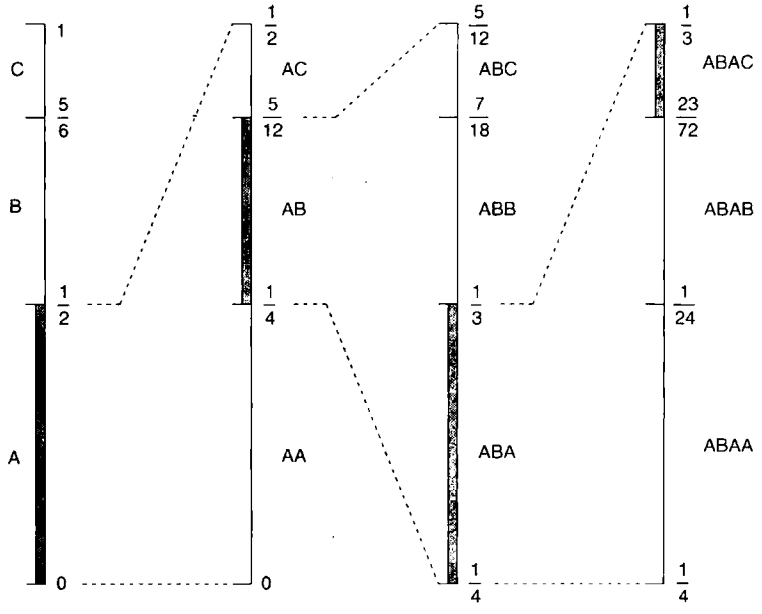


图 23.9 根据每个符号的概率对信源序列"ABAC"进行算术编码的示例

23.5 视频编码标准

自 20 世纪 90 年代初，提出了大量的视频编码标准以满足工业需求。这些标准主要由 3 个主要的国际标准化组织提出：国际标准化组织/国际电工委员会(ISO/IEC)的动态图像专家组(MPEG)，国际电信联盟远程通信标准化组织(ITU-T)的视频编码专家组(VCEG)以及 ITU 的电信标准部。

由 ISO/IEC 提出的视频编码标准包括 MPEG-1，MPEG-2 和 MPEG-4，由 ITU-T 提出的标准属于建议 H.26x 系列，包括 H.261，H.262，H.263 和 H.264。应该指出的是建议 H.262 与 MPEG-2 相同，该标准是由两大组织联合提出的。最近的 AVC 标准，被称为 H.264 和 MPEG-4 Part 10，也是由包括来自两大标准组织的专家的联合视频组(Joint video Team，JVT)提出的。这些标准已经有很多成功的应用，比如数字电视广播，光盘存储包括 CD、DVD 和蓝光光盘(Blu-ray Disc)、数字电话、视频流和移动视频。接下来简短回顾一下各个标准使用的主要编码工具。

H.261 的第一个版本完成于 1990 年，后经修正在 1993 年发表[ITU 1993]，主要用于码率在 64 ~ 320 Kbps 的通过综合业务数字网(ISDN)线路的低延迟视频会议。它是第一个定义基本视频编码结构的标准，如图 23.2 所示。这个标准使用 16 × 16 MB、8 × 8 DCT，采用均匀量化，支持整数像素精度的单向前向运动补偿预测。一种称为"游程-等级"(run-level)编码的可变长度编码(VLC)方案被用于编码量化变换系数。采用"游程-等级"编码，二维变换系数首先被扫描成一维向量。然后应用哈夫曼编码来编码符号，符号包括一对数字来表示零的游程(run)后接下一个非零系数的等级(level)。块中最后一个非零系数采用一个特殊符号来表示。H.261

还定义了一个可选环路滤波器，在运动补偿预测中用一个低通滤波器减少高压缩率时的预测错误和块效应。

MPEG-1 标准在 1991 年完成[MPEG 1]。MPEG-1 的目标应用为比特率在 1 ~ 2 Mbps 之间的 CD-ROM 数字存储媒体。MPEG-1 使用了半像素精度的运动补偿、B 帧和双向预测。MPEG-1 中的 DC 系数是通过左邻帧预测的。

MPEG-2 在 1994 年完成，后来在 2000 年进行了修订[MPEG 2]。这个标准是和 ITU-T 联合提出的，又称为 H.262。MPEG-2 是 MPEG-1 的拓展，允许更强的输入格式灵活性和更高的数据率，这包括支持标准清晰度和高清晰度分辨率。目标比特率在 4 ~ 30 Mbps 范围内。这个标准广泛应用于电视广播和 DVD。MPEG-2 添加了能支持隔行扫描材料高效编码的编码工具，它还定义了可扩展的不同模式，这在下一节中将简要描述。

H.263 的第一个版本在 1996 年完成[ITU 1996]，它基于 H.261 框架。它定义了更加计算密集且高效率的算法来提升在电信应用中的编码性能。新的技术特点包括先进的预测，它能支持重叠块的运动补偿和可选的采用每宏块(MB)四个运动向量，运动向量预测以用更少的比特来编码运动向量，已经将块符号的结尾综合进行游程-等级(run-level)编码的改进的熵编码。H.263 同样支持算术编码代替哈夫曼编码。

H.263 的第二个版本称为 H.263 +，在 1998 年获得批准。加入一些新的可选功能以提升编码效率。最显著的是先进的帧内预测，其中采用了利用相邻块的空间预测，一个环内去块滤波器(in-loop deblocking filter)应用于作为参考使用的重建图像的 8 × 8 块的块边界。另外，通过灵活的再同步标记插入、参考图像选择、数据分割、可逆的可变长度编码和头重复(header repetition)等多种工具实现了容错性的显著改善。

MPEG-4 Part 2 的第一个版本是在 2000 年完成的，较近的版本在 2004 年[MPEG 4]。它是第一个基于对象的视频编码标准，其设计重点用于高度互动的多媒体应用。MPEG-4 Part 2 的特定配置文件，目的用于低码率视频，已经应用于一些移动和互联网流媒体应用。新的技术特点还有用于块内的自适应 DC/AC 预测和四分之一像素运动补偿。它同样增加了对容错的支持，基本上与 H.263 有着相似的编码性能。

H.264 是目前在视频编码中最先进的，这个标准是由 MPEG 和 ITU-T 联合提出的，也被称为 MPEG-4 Part 10[ITU 2009]。这个标准的另一个名字是先进视频编码(AVC)。H.264 比 MPEG-2 和 H.263 的编码性能有显著提升。这个标准通过定向自适应空间预测来改进帧内预测，它定义了 4 × 4 和 8 × 8 整数变换，可以自适应地选择，还有强大的运动补偿预测能力包括支持多种块分割方案、多个参考图像以及上下文自适应二进制算术编码方案。H.264 能够以大约一半的比特率实现前面的标准比如 MPEG 的同样的质量。它被广泛配置到电视广播、蓝光光盘和移动应用中。对于视频压缩目前最先进水平的更深入的细节，感兴趣的读者可参考综述性文章 Wiegand et al. [2003]。

23.6　分层视频编码

23.6.1　可伸缩视频编码

传统的可伸缩维数包括质量的可伸缩性、时域的可伸缩性和空间的可伸缩性。可伸缩性表示的关键目标是将视频源信号编码一次，然后根据特定的输出和接收机的能力进行多次解

码。这种功能在任何动态和异构的通信环境中都是非常期望的，特别移动视频传输。相比于单一非分层视频编码，可伸缩视频编码通常会带来一些损失。一种挑战是最小化这种损失，另一种是将复杂性保持在最低。

MPEG-2 标准中首次引入可伸缩视频编码，MPEG-4 Part 2 中再次采用。由于相对于非分层视频，这些可伸缩视频编码效率损失相对较高，因此，这些可伸缩扩展不是非常成功，而且为了支持这些模式其复杂度显著提高。H.264/AVC 标准中的可伸缩视频编码扩展克服了这些弊端，所以我们将集中于可伸缩视频编码的基本方面，重点放在 H.264 标准中引入的特征。H.264/AVC 标准的可伸缩扩展的更详细的综述可以参见 Schwarz et al.[2007]。

时域可伸缩性在目前具有分层预测结构的标准背景下是很容易实现的。在以前的标准中比如 MPEG-2，B 帧不作为参考帧使用，而位于 I 帧和 P 帧之间的简单层次的最底层，所以它们可以很容易被丢弃，而不影响其他帧的解码。在 H.264/AVC 中，预测依赖的更灵活，因而可以支持更深的层次，进而支持更多的时域层。一个分层预测结构的例子如图 23.10 所示。有趣的是，已经发现只要每级的量化器选择适当，这种分层预测结构实际上提升了编码效率，在较低的时域层用精细的的量化器，在最高层用较粗的量化器。

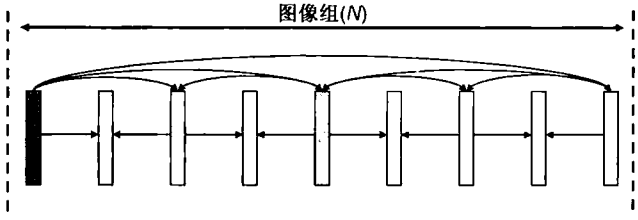


图 23.10 支持时域可伸缩性的分层编码结构

为了支持空间可扩展性，我们执行每个空间尺度的多层次编码，其中每个空间尺度都支持常规的运动补偿预测和层间预测。在多尺度框架中有很多方法可以执行层间预测。一个简单的方法是在较低层上采样参考数据，然后用上采样的数据来预测。另一个方法是通过较低参考层来推断块级数据，比如运动向量。最后，较低参考层的残差可以用来预测在更高的空间层导出的残差。层间预测的三种形式在 H.264 标准中都支持。这个标准的另一个重大创新是克服一直困扰着先前标准的复杂度问题，它限制层间预测以便实现单循环解码，而不是每个尺度进行解码循环。最后，由于较低层图像不是在每个时间点都需要，所以结合空间/时域的可伸缩性是可能的。图 23.11 给出了一个示意图。

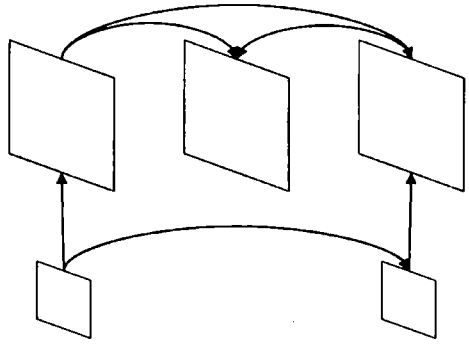


图 23.11 包括层间预测和运动补偿预测的空间-时域联合可伸缩性

质量可伸缩性的主要目的是通过增加质量层来完善视频的信噪比。这种形式的可伸缩性也常被称为信噪比可伸缩性。为了实现粗粒度的可伸缩性，可采用类似于空间可伸缩性的多尺度结构，但不进行上采样 操作。这样一来，为达到每层期望的质量水平，每层将使用不同的量化器。基层将进行粗量化编码，较高层将采用更精细水平的的量化。还可以通过编码变换系数的片段在每层实现更精细水平的质量控制。这使每层可实现连续的精细的质量。

23.6.2　多视角视频编码(MVC)

多视角视频用于支持三维视频应用。多视角视频的一个特殊情况是立体视频，立体视频有两个视角，左视角和右视角分别对应于双眼。对于大部分的立体显示，我们需要使用眼镜来观看三维场景。自由立体显示能够同时呈现三维场景的多个视角，而且不需要使用眼镜。三维服务在家庭娱乐系统和移动环境中变得越来越流行。

执行高效压缩依赖于有好的预测器。时域相邻的图像的相关性通常是很强的，包括空间邻近的图像也提供了一些优势。比如，当存在物体快速移动，或者物体出现在一个视角，而在同一时刻的相邻视角已经存在时，空间邻近的图像就是场景未覆盖区域的一个很有用的预测器。跨视角预测应用到所有和高效多视角视频编码相关的工作中，目的在于利用空间和时域的冗余。预测是自适应的，因此，以块为基础，选择时间和跨视角参考中最好的预测器。值得指出的是，存在一个基层能够独立地解码，并可能作为三维场景的二维表示来使用。

业已表明相比于每个视角的独立编码，跨视角预测来编码多视角视频能够得到显著好的结果。特别是，有报道指出相比于视角的独立编码，使用 H.264/AVC 的多视角扩展能够得到超过 2 dB 的提升。而且，测试表明它能以大约一半的比特比来实现相同的质量。

23.7　差错控制

前面的各节着重于讲述高效压缩视频的技术并讨论相关的标准。这些压缩标准高度依赖于预测编码和可变长度编码技术，但这些在通过易出错信道传输视频流时不一定是有利因素。预测使比特流之间产生依赖，所以某一段的错误会传播到其他段。可变长度编码中的错误也会导致同步问题，最终使解码失败。

这一节包含三个基本层次的差错控制用来克服传输错误：在传输层能够保护视频的机制，视频层的容错功能，以及在重建视频中掩盖错误的技术。考虑源于物理信道特点的随机比特错误，以及通常能影响较大部分比特流的包丢失。该主题更全面的解决方案可以参考 Wang and Zhu[1998]。

23.7.1　传输层机制

用于检错和纠错的一个众所周知的方法是前向纠错(FEC)，该方法可以直接应用于压缩比特，以防范比特错误或者恢复跨数据包擦除。当前向纠错应用于压缩的比特时，前向纠错码字通常能够在包含几百比特的一帧内纠正单比特错误。当应用在跨数据包时，典型的方法是将 RS 编码和块交织相结合，其中，RS 编码首先应用于数据块，之后，这些数据块交织到成多个包。这样，一个包的丢失基本上被分散到多个数据块中，可以恢复出来。由于前向纠错增加了数据传输速率，进而降低了编码视频的可用码率，所以在整体设计中必须考虑数据源速率与信道编码码率之间的平衡。

不等差错保护是在传输层提高视频传输鲁棒性的另一种有效途径。首先必须指出不是视频流的所有比特都同等重要。例如，某些头部(header)信息和其他边信息对于最终图像质量比其他块数据关键得多。还有，在 23.6 节讲述的分层编码方案中，基层比增强层关键得多，因为如果没有基层，增强层也就毫无作用了。因此，在使用纠错时，视频比特流的重要部分应

该以较高保护级别来编码。对于允许数据优先级的网络，也可以相应分配较高优先级，以便使包括拥塞控制、重传和功率控制等方面可以基于数据的优先级进行优化。

23.7.2 视频容错编码

尽管对任何视频编解码器的设计而言，编码效率是最重要的方面，压缩视频在噪声信道中的传输也必须是必须考虑的。在当今的视频编码标准中，有很多容错工具可以使用。最相关的一些工具的简要概述在下面给出。

局部化

局部化的基本原则是去除视频段之间空间和时间的依赖性来减少错误传播。这种技术本质上是打破预测编码循环，这样如果出现一个错误，它不大可能影响到视频的其他部分。显然，高度的局部化将导致压缩效率的降低，在编码的视频中局部化错误的方法有两个：空间局部化和时域局部化；这些方法的说明如图 23.12 所示。

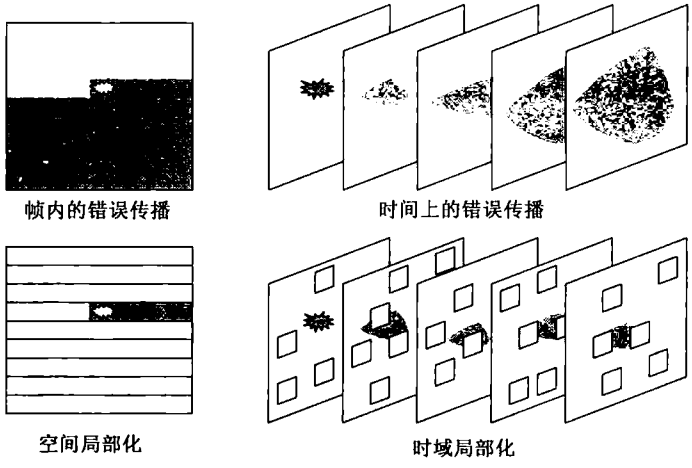


图 23.12 在一帧内和时间上最小化错误传播的空间和时域局部化图示。空间局部化通过再同步标记的方式实现，时域局部化通过块内编码的方式实现

空间局部化考虑大部分视频编码方案大量应用可变长度编码来达到较高编码性能的现状。这样一来，即使是 1 比特丢失或者受损，由于解码器和比特流之间同步的丢失，整个比特流可能会变得不可解码。为了在传输错误被检测出后恢复同步，再同步标记被定期加入到比特流一帧中特殊宏块的边界，这样标记后面紧跟的就是对重新开始解码过程十分必要的基本首部信息。当错误发生时，位于在错误前的同步点和将要重建同步的第一个点之间的数据通常被丢弃。对于已经丢弃的图像的那一部分数据，隐匿技术可以被用来恢复像素数据，例如，基于已经被成功解码的相邻块。对于对减少错误传播很有效的再同步标记，所有的预测都必须限定在标记比特的之内。对预测的限制导致了压缩效率的降低。另外，插入的再同步标记和首部信息都是冗余信息，会降低编码效率。很多标准通过片段(slice)结构支持空间局部化，该结构本质上是一组可独立解码的码字。

再同步标记插入适合于差错的空间局部化，帧内编码的宏块插入通过减少编码视频序列时间依赖的来进行差错的时域局部化。尽管这不是用于容错的专门工具，但是该技术却被广泛采纳，而且被认为非常有效。高百分比的块内编码会降低编码效率，但也降低了错误传播对

后续编码帧的影响。极端情况下，每帧的所有块都进行块内编码，这样将不会有差错的时域传播，但是会出现显著的比特率增加。内编码的块的选择可以是循环的，这样是根据预定模式选择内编码块；这些块也可以是随机的，可以随机地或者根据内容特自适应选择。

时域局部化的另一种形式是参考图像的选择，这在 H.263 和 MPEG-4 标准中引入以提升容错能力。假定一个基于反馈的系统，编码器从解码器得到图片损坏区域的相关信息，比如，在片段级别的损坏信息，然后通过选择非损坏参考帧进行预测或者对当前数据进行帧内编码来改变操作。基于类似的思想，H.264/AVC 中支持多参考图像也可以用来实现时域局部化。

数据分割

数据分割的目标是根据相对重要性对编码数据分组以允许不等差错保护或者传输优先级，如前面小节所讨论。数据分割技术已经发展到根据编码比特对解码的重要性来将它们分别组合到一起，这样不同的分组可以更有效地保护和处理。例如，当比特流在单信道系统中传输时，较重要的划分比不重要的划分可以用较强的信道编码来实现较好的保护。或者是，在多信道系统，较重要的划分可以分配到更可靠的信道传输。

在 MPEG-2 中，数据分割将比特流分成两个部分：高优先级划分和低优先级划分。高优先级划分包括图像类、量化尺度和运动向量范围，如果没有这些数据，比特流的其余部分将是不可解码的，它还可能包括一些宏块首部域和离散余弦变换系数。低优先级划分包括剩下的所有信息。在 MPEG-4 中，数据分割是通过将运动和宏块首部信息与纹理信息分离来实现的。这种方法需要在运动和纹理信息之间实现第二个再同步，这将可能进一步有助于差错局部化。例如，如果纹理信息丢失了，运动信息依然可以被用来隐匿这些错误。

冗余编码

使用冗余编码，视频信号段或者比特流的句法元素用增加的冗余来编码以于实现鲁棒的解码。冗余可以显式地增加，比如用冗余片段(Redundant Slices)工具，或者隐式地在编码方案里使用可反置变长编码(RVLC)和多描述编码(MDC)。

开发 RVLC 的目的是为了在接收端进行数据恢复。使用这个工具，可变长度编码设计成使它们既可以前向读取又可以反向读取。这使得比特流可以从下一个再同步标记反向解码直到差错点。满足这种需求的 3 比特码字包括 111，101 和 010。很明显，由于附加的构建 RVLC 表的约束，这种方法相比于使用普通的可变长度编码降低了编码效率，这也是我们将 RVLC 分类为冗余编码技术的主要原因。它也可以和其他工具共享这一好处，以执行鲁棒的解码。然而，由于设计这种工具是用来从比特错误中恢复数据，所以它不适合包擦除信道。RVLC 已经被 H.263 和 MPEG-4 Part 2 两个标准所采纳。

多比特编码使用多个比特流编码一个源，这样只要任意一个比特流被正确收到就能实现基础品质的重建，如果能正确收到更多比特流，就能实现更高品质重建。使用多比特编码，冗余就可以通过描述之间的相关量来控制。一般来讲，多比特编码视频流适合通过多独立信道传输，其中单信道和多信道的失败概率很相似。一些多比特编码的有限形式可以通过 H.264/AVC 实现。

冗余片段是 H.264/AVC 标准采用的一种新工具，它允许同一数据源采用不同的编码参数进行不同的表示。例如，主要的片段可以用精细的量化编码，冗余片段可以用较粗糙的量化编

码。如果收到主要片段，那么冗余片段将被丢弃，但如果主要片段丢失了，那么冗余片段将被用来提供较低质量的重建。相比于多比特编码，这两种片段加起来无法提供更好的重建。

23.7.3 解码端错误掩盖

在任何视频传输系统中，接收比特流中都不可避免地存在错误。如果这些错误没有被传输层机制纠正，或是没有在视频比特流解码时被抑制，那么可能会对重建的视频产生严重的损坏。如果这些错误被适当地局部化，那么就可能掩盖视频信号中传输差错带来的影响。在大多数情况下都假定检测出差错位置并丢弃错误数据。

或许研究得最广泛的差错掩盖方法就是从相邻数据恢复纹理信息。通过利用视频信号中固有的空间和时域冗余，从相邻数据中恢复丢失的块或者更大的图像片段通常是可能的。一个直截了当的方法是复制相邻图像的同位数据来恢复图像的丢失数据，例如，从上一幅解码的图像。这种方法通常应用在运动数据也丢失的情况下并能为视频的静止部分提供合理的结果，但是当场景中存在显著的运动时无法提供令人满意的质量。当运动向量数据可用时，可以从用于预测当前图像的参考图像中得到丢失纹理的更好的恢复。

另一种恢复纹理信息的手段是利用同一副图像的有效数据。空间插值方法基于相邻块的像素值恢复受损块丢失的纹理信息。还有更复杂的方法通过施加光滑约束和利用任何正确接收的离散余弦变换系数来优化恢复。

由于运动向量数据也能被视为自然场景的光滑区域，同样存在试图恢复受损块运动信息的方法，这样就可以应用前面讨论的时域恢复方案。例如，受损块的运动向量可以基于相邻块运动向量的均值或者中值来估计，或者从上面行的宏块中复制相应宏块的运动向量。

23.8 视频流

视频流指的是视频实时传输到接收设备。视频本身可以是现场直播或是存储在服务器上。无论哪种情况，视频通过无线或有线网络的传输都将经历很多特殊的挑战来保证实现最好的服务质量(QoS)。在通过无线网络传输和接收视频时当然面临很多特殊的挑战，包括多径传播、干扰、能源、功率管理和用户移动性。无线通信系统的这些特性的深入讨论参考第 2 章。

一般来讲，服务质量要求通常指的带宽、时延和误码率要求。根据信道特点，这些参数可能是时变的。当给定速率限制时，要保证特定分辨率视频以高质量表示，带宽是基本的。由于视频必须连续地播出，所以对传输和解码过程也有严格的时间限制。正如前一节所讨论的，差错损失对最终重建视频的质量也有着显著的影响。

由于给定信道的带宽和丢失特性通常是波动的，压缩视频流的速率应该理想地基于这些波动来改变。有很多技术可以根据比特流特性、系统等级限制和应用要求来调节视频流的速率。例如，给定一个不分层的 MPEG-2 视频流，我们可以通过编码变换使源速率与信道带宽相匹配。这可以通过变换系数再量化来实现，它需要比特流的部分解码，或者只是简单地丢弃帧。如果视频使用可伸缩格式编码，速率调整可以通过 23.6 节中描述的更简单的操作实现。在组播网络中，基于接收端的策略也可以用来调整要本地处理的流数据。

同步是视频流的另一个重要方面。在大多数应用中，视频伴随着与之关联的音频流，在一些情况下，还有其他与该视频对应的图形和文本作为单独的比特流传输。维持不同比特流之

间的时间关系是非常关键的，如果丢失了，它们就要在下一个点及时地执行再同步。例如，在广播应用中，即使是视频和音频流的小偏差也会导致所谓的唇型同步问题，对观众来讲也是不可接受的。

有一组很庞大的支持视频流的网络协议。有关传输和会话控制协议的简要讨论如下。

- 传输控制协议(TCP)是基于基于互联网协议(IP)数据传输的主要协议，负责处理复用、差错控制和流量控制等功能。尽管 TCP 可以用于视频流，但是有几方面因素阻碍它提供可靠的、高质量的视频流。其中之一，TCP 对包丢失采用重传机制，所以终端到终端的延迟将相对大。还有，TCP 不能较好地处理数据速率的变化。这些问题可以通过缓冲数据解决。最佳缓冲器大小可以基于目标延迟、播放流畅度和数据丢失情况来决定。一般来讲，较小的缓冲量意味着较小的延迟。另一方面，较大的缓冲量能够提供更加流畅的播出，因为它可以容忍比特率和传输时间的较大变化。
- 用户数据报协议(UDP)已经成为视频流的首选网络协议。相比于 TCP，UDP 允许丢弃受损或是丢失的包。尽管这个特点使得延迟减小，但是它不能确保包的传送；因此，存在包丢失，将需要在 23.7.3 节中描述的差错掩盖技术来恢复这些损失。
- 实时传输协议(RTP)是用于传输实时数据的协议，包括音频和视频。RTP 包括两部分，数据部分和被称为 RTCP 的控制部分。RTP 的数据部分支持连续媒体的传输，比如视频和音频。它提供定时重建、丢失检测、安全和内容识别等功能。控制部分提供源识别和对网关的支持，像音频和视频桥，还有组播到单播转换器。它提供从接收端到组播组的服务质量反馈，支持不同媒体流的同步，但是它不提供服务质量保证。RTP/RTCP 通常建立在 UDP 之上。
- 实时流协议(RTSP)是对媒体流的会话控制协议。它对文本和图形有着与超文本传输协议(HTTP)相似的功能。这个协议设计为用于发起会话和管理视频流的传输。它的主要功能之一是选择传输信道和机制，它还通过对所谓花样播放操作的支持，比如暂停、快进和倒放，实现对视频流回放的控制。

以上的协议用于各种不同的移动传输标准中，包括第三代伙伴计划(3GPP)、日本的 1-seg、欧洲的数字视频广播-手持设备(DVB-H)和北美的高级电视系统委员会 - 移动/手持设备(ATSC-M/H)。一些重要的移动视频应用标准的综述包括多媒体短信服务(即彩信，MMS)、流媒体、视频电话、组播和广播可参见 Wang et al.[2007]。

深入阅读

关于图像和视频处理的更深入的信息可以参见经典教材 Jain[1989]、Gonzalez and Woods[2008] 和 Tekalp[1995]。对于更多的视频压缩原理、对应算法和视频压缩标准的全面概述，推荐教材为 Wang et al[2002]和 Shi and Sun[2000]。Sun and Reibman[2001]是有关网络和压缩视频传输的极好的论文集。

第五部分　标准的无线系统

第 24 章　全球移动通信系统
第 25 章　IS-95 和 CDMA 2000
第 26 章　WCDMA/UMTS
第 27 章　3GPP 长期演进
第 28 章　WiMAX/IEEE 802.16
第 29 章　无线局域网

无线系统之所以成功的一个主要原因就在于许多已被广泛接受的标准的出现，蜂窝通信尤其如此。这些标准确保了在整个世界范围内可以采用相同类型的设备，对于一个国家范围内的不同无线网络运营者同样如此。无论这些运营者是全国性的蜂窝运营商，还是某个个人，比如他(/她)在其居所内安装了无线局域网的接入点，以使友人用便携式电脑就可以接入网络。本书的这一部分将要描述关于蜂窝系统、无绳电话和无线局域网的最重要的标准。

研究无线标准时要注意两件事情。第一件事是，对于除标准专家以外的任何人而言，标准文档本身是枯燥乏味、难以理解的。它们并不是以任何科学工作者都会采用的形式写就的，因为标准并不注重逻辑推演、可理解性等等方面，而是法规性文件，仅仅着眼于无歧义地描述为确保服从标准，应该做什么。选择特定调制方式、编码策略等等的理由只有那些在标准制定会议上旁听讨论的人才能知道，而且很可能是出于政治原因而非技术原因。第二件事是，数量巨大的首字母缩略词，就这一点而言，即使标准文档的漫不经心的阅读者也会注意到，这也是这类文档几乎难以读懂的另一个原因。每个标准都采用不同缩略词的事实又使得这一状况有所加剧。鉴于此，这一部分的每一章末尾都会附上一个缩略词列表。

全球移动通信系统(GSM)，即最普及的第二代(2G)蜂窝标准，是最成功的无线标准，在全世界拥有超过 30 亿用户。虽然今后关于这个主题的研究会少之又少，但对于绝大多数无线工程师而言，GSM 的普及性决定了他们至少应对其工作原理有基本了解。正因为如此，第 24 章会介绍 GSM，其中包括物理层部分和网络运作的某些方面。作为一个可与 GSM 匹敌的第二代系统，第 95 号暂定标准 IS-95 常常在报纸上被不恰当地称为码分多址(CDMA)[①]，在美国和韩国获得了相当大的普及，将在第 25 章描述。20 世纪 90 年代后期，第三代(3G)蜂窝系统，即通用移动通信系统(UMTS)，又称为宽带码分多址(WCDMA)；第三代伙伴计划-频域双工(3GPP-FDD)模式或简称为 3GPP)实现了标准化，并从 21 世纪初就已开始建造网络。在本书

① 当然，IS-95 是基于码分多址的，但并非每个基于码分多址的无线系统都是一个 IS-95 系统。

落笔时，该系统已拥有了大约 2.5 亿用户。第 26 章将描述其物理层方面与媒体接入控制(MAC)层以及组网考虑，因为这些层面紧密缠绕在一起。2008 年前后，宽带无线互联网接入的需求激增，第四代蜂窝系统，即 3GPP 长期演进(LTE)(见第 27 章)和 WiMax(见第 28 章)应运而生。尽管这些系统还未能获得广泛推广应用，但可以预计在不远的将来它们会获得相当大的普及并最终替代 2G 和 3G 系统。本部分的最后，即第 29 章将描述 IEEE 802.11(也称为无线高保真，WiFi)标准，该标准定义了计算机之间及计算机和接入点之间进行无线通信的设施。

本部分只描述无线标准中已设计出的最重要的标准。还存在着为数众多的其他标准。一方面，蜂窝、无绳和无线局域网应用都存在着许多其他标准；另一方面，就许多此处没有提及的无线业务而言，也有着许多标准。举例如下。

- 就第二代(2G)蜂窝系统来说，有 IS-136 时分多址[Coursey 1999]和 PDC(太平洋数字蜂窝)两个标准，而且有数量相当可观的用户在使用它们。然而，它们都没有达到 GSM 的普及程度，这主要是因为它们仅在特定的国家(IS-136 用在美国，PDC 用在日本)应用，并且这些国家在 21 世纪初就开始逐步淘汰它们了。
- 就第三代(3G)蜂窝系统而言，3GPP 标准预设了 5 种不同的“模式”。实际上，每种模式都是一种事实上不同的标准。在第 25 章和第 26 章只描述那些最重要的模式。
- 就无绳系统而言，个人手持电话系统(PHS)标准在日本得到了广泛应用，而个人接入通信系统(PACS)标准用在美国[Yu et al. 1997, Noerpel et al. 1996]；另外，工作在 2.45 GHz 范围的码分多址无绳电话目前在美国有所应用。获得最广泛应用的无绳标准是数字增强型无绳通信(DECT)标准；在配套网站 www.wiley.com/go/molisch 上可以找到对这一系统的简介。
- 就无线局域网而言，曾经存在 IEEE 802.11 和欧洲的高性能局域网(HIPERLAN)标准[Khun-Jush et al. 2002, Doufexi et al. 2002]之间的激烈竞争。然而，随着 802.11 正成为明显的赢家，这场竞争已经有了定论。
- 就固定无线接入和移动宽带而言，理论上，IEEE 802.20 标准(移动宽带无线接入)是 LTE 和 WiMax 的竞争对手。可是，看上去它并未获得广泛的应用。
- 就个域网而言，它们允许的无线通信范围可达 10 m 左右，已经开发成功的有 IEEE 802.15 标准[Callaway et al. 2002]。IEEE 802.15.1 标准，又称为蓝牙(Bluetooth)，目前用于头戴式送受话器和蜂窝手机之间的无线连接，以及其他类似的应用[Chatschik 2001]。就更高数据传输率的应用而言，多频段正交频分复用联盟(MBOA)标准支持 100 ~ 500 Mbps 的数据传输速率，从而被用来作为无线 USB 和 WiMedia 这两个更高层标准的物理层基础，无线 USB 和 WiMedia 分别用于向计算机部件和家庭娱乐系统提供无线连接。可是，适用芯片的开发中遇到的问题和拖延大大削弱了其市场机会。
- 就传感器网络而言，IEEE 802.15.4 标准和相应的网络协议 ZigBee 正开始获得广泛的应用。另一种基于超宽带信号的物理层标准 IEEE 802.15.4a 已于 2007 年获得批准，但还未得到广泛应用。
- 就集群系统而言，在为数众多的具有专利权的系统[Dunlop et al. 1999]之外，陆地集群无线电(TETRA)标准在欧洲得到了广泛的应用。

第 24 章　全球移动通信系统

24.1　历史回顾

全球移动通信系统(GSM)是迄今为止最为成功的全球性移动通信系统。其开发始于 1982 年。欧洲电信标准协会(ETSI)的前身欧洲邮政和电信行政会议(CEPT)成立了移动特别行动小组(Groupe Speciale Mobile①),该小组得到了对有关泛欧数字移动通信系统的诸多建议进行改进的授权。试图完成的两个目标是:

- 第一,用于无线通信的更好、更有效的技术解决方案——在那个时候,数字系统在用户容量、易用性和可能的附加业务数目等方面都要优于当时还十分流行的模拟系统已经是显而易见的了。
- 第二,实现全欧洲统一的标准,以支持跨越国界的漫游。这在以前是不可能 做到的,因为各国使用的是互不兼容的模拟系统。

之后的若干年里,几家公司为这种系统提出了一些建议。这些建议几乎涵盖了不同技术领域的所有可能技术措施。提出的多址方式包括时分多址、频分多址和码分多址。提议采用的调制技术有高斯最小频移键控(GMSK)、四进制频移键控(4-FSK)、正交幅度调制(QAM)和自适应差分脉冲调制(ADPM)。传输速率为 20 kbps ~ 8 Mbps不等。所有提出的系统都进行了现场测试和信道模拟器测试(1986 年在巴黎)。除了技术因素,市场和政治因素也影响了决策的进程。由于在移动台处需要天线分集,FDMA 就不在最终的考虑之列。尽管这种分集的技术可行性已经为日本的数字系统所证明,增大的天线尺寸使之仍然不能成其为一个理想的选择。码分多址最终也被排除在外,因为在那时采用码分多址方式所必需的信号处理看上去造价过高且不够可靠。因此,只有时分多址系统在这一抉择过程中得以保留。可是,最终的(时分多址)系统并非来自某个公司的建议,而反过来形成了一个折中的系统。究其原因是垄断因素而非技术因素:选择某一个公司的建议作为标准,将会给这家公司带来相当大的竞争优势。这一折中系统的具体细节由(如今已成为常设机构的)一个委员会在之后的两年里开发完成,并在 1992 年以后作为欧洲进行系统实施的基础。

在 20 世纪 90 年代早期,人们意识到 GSM 应当拥有一些没有包括在最初标准之中的功能特性。所以,包括这些功能的所谓第二阶段(phase-2)标准直至 1995 年才开发完成。而包括分组无线电[通用分组无线业务即 GPRS,参见附录 24. C(www. wiley. com/go/molisch)]和增强型数据速率 GSM 演进(EDGE)的更高效调制方案在内的进一步的功能提升是其后才逐渐引入的。基于这些扩充,GSM 通常称为 2.5 代系统,这是因为其功能比那些第二代系统强大,而又未能具备第三代系统的所有功能[可与通用移动通信系统,即 UMTS(见第 26 章)进行比较]。

GSM 的成功出乎了所有人的意料。虽然最初它是作为欧洲系统来开发的,但在欧洲推广

---

① 此处为法文。——译者注

应用的同时，整个世界范围内就已经开始了对 GSM 的广泛应用。澳大利亚是第一个签订基础协议(谅解备忘录，即 MoU)的非欧洲国家。从那时起，GSM 逐渐成为了全球性的移动通信标准[①]，在 2009 年用户数目已接近 35 亿。当然，也有个别的例外：日本和韩国就从未采用过 GSM。在美国，GSM 与基于 CDMA 的暂定标准-95(IS-95)系统相竞争。在大多数国家，提供频谱牌照的条件是网络运营商必须采用 GSM，相比之下，在美国，牌照的出售并不要求欲购买的那些公司采用某个指定的系统。2009 年，有两个主要的运营商提供基于 GSM 的业务，而另外两个则采用与之竞争的技术(见第 25 章)。

GSM 有三种版本，每一种都使用不同的载波频率。最初的 GSM 系统使用 900 MHz 附近的载频。稍后增加了 GSM1800，也就是所谓的 1800 MHz 频段的数字蜂窝系统(DCS1800)，用以支持不断增加的用户数目。它使用的载波频率在 1800 MHz 附近，总的可用带宽大概是 900 MHz 附近可用带宽的三倍，并且降低了移动台的最大发射功率。除此之外，GSM1800 和最初的 GSM 完全相同的。因此，信号处理、交换技术等方面无须任何改变就可以同样加以利用。更高的载波频率意味着更小的路径增益，同时发射功率的降低会造成小区尺寸的明显缩小。这一实际效果同更宽的可用带宽一起使网络容量可以得到相当大的扩充。第三种系统称为 GSM1900 或 PCS-1900(个人通信系统)，工作在 1900 MHz 载频上，并主要用于美国。

GSM 是一个开放性标准。这意味着只就接口作出规定，而不限制具体的实现形式。作为一个例子，下面考虑 GSM 采用的调制方式，即 GMSK。GSM 标准规定了带外发射的上限、相位抖动、互调产物等等内容。如何达到所需的线性度(如，通过采用前馈线性化、通过使用 A 类放大器——由于其效率低下而不大可能被采用，或是通过采用任何其他方法)则取决于设备制造商。因此，这一开放的标准确保了来自不同制造商的所有产品可以相互兼容，尽管在质量和价格上它们可能仍然差别不小。对业务提供商而言，兼容性尤为重要。当采用专有的系统时，业务提供商只能在网络初建阶段一次性地选定设备供应商。对于 GSM(以及其他开放性标准)，业务提供商可以先从某家制造商那里购入基站，而之后为实现网络扩容又可以从另一家价格更合理的制造商那里购进基站。业务提供商同样可以从一家公司购买一些部件，而从另一家公司购买其他部件。

24.2 系统概述

一个 GSM 系统基本上由三部分组成，即基站子系统(BSS)、网络和交换子系统(NSS)，以及运行支持子系统(OSS)。

24.2.1 基站子系统

基站子系统由基站收发信机(BTS)和基站控制器(BSC)组成(见图 24.1)。基站收发信机在其覆盖的小区上建立并保持到移动台的连接。移动台和基站收发信机之间的接口是空中接口，GSM 文献中称其为 Um 接口。基站收发信机的最小配置包括基站天线和相应的射频硬件，以及用于实现多址的软件。通常是几个基站收发信机(很少见的情况下只有一个基站收发信机)与一个基站控制器相连接；这些基站收发信机可能与基站控制器处在同一个位置，也可能

① 因此将 GSM 由“移动特别小组(Groupe Speciale Mobile)”重新诠释为“全球移动通信系统”(Global System for Mobile Communications)。

通过陆上线路、定向微波无线链路或其他类似方式与基站控制器连接起来。基站控制器具有控制功能。其中，它尤其担负着在同一个基站控制器上连接着的两个基站收发信机之间进行切换(HandOver，HO)的职责。基站收发信机和基站控制器之间的接口称为 Abis 接口。与其他接口相比，在标准中未对这一接口进行明确的规定①。基站收发信机和基站控制器之间功能的分布随制造商不同可能存在着差异。大多数情况下，一个基站控制器与若干个基站收发信机相连接。因此，通过将尽可能多的功能迁移至基站控制器，就可能达到提高系统实施效率的目的。然而，这就意味着基站收发信机和基站控制器之间链路上信令流量的增加，这又是人们所不愿接受的(应该记得，这些链路通常是租用的陆上有线链路)。一般而言，基站子系统可以实现一整套的众多功能。它负责信道分配、链路质量保持和切换、功率控制、编码以及加密。

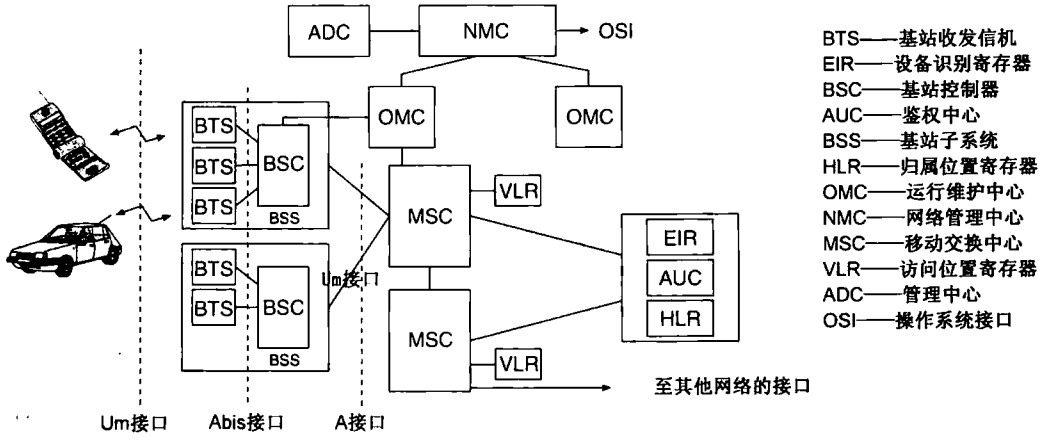


图 24.1　GSM 系统框图

24.2.2　网络和交换子系统

网络和交换子系统的主要组成部分是移动交换中心(MSC)，它控制着不同基站控制器之间的通信(见图 24.1)。移动交换中心的功能之一是移动性管理，它包括了支持用户实现真正的移动性所必需的全部功能。只需举出一个例子，当移动台离开一个基站控制器的覆盖区域而移动到另一个基站控制器的覆盖区域时，移动交换中心的一项功能就是对所发生的切换进行管理。移动交换中心的其他功能包括所谓的寻呼和位置更新。与其他网络，特别是陆上有线公共交换电话网络之间的所有交互，也是由移动交换中心来完成的。

网络和交换子系统中还包括一些数据库。归属位置寄存器(HLR)中保存了与一个移动交换中心相关联的移动用户的所有号码信息，以及这些用户中每一位的位置信息。如果有一个呼入的呼叫发生，移动网络就可以在归属位置寄存器上查找被叫用户的位置，并将呼叫传递到这个位置②。由此可以推断出，一个移动的移动台必须时常向它的归属位置寄存器发送其位置更新信息。一个移动交换中心的访问位置寄存器(VLR)中保存了与来自其他归属位置寄存器的移动用户有关的所有信息，这些用户当前位于这个移动交换中心的管辖区域内，并被允许在

① 因此，一组基站收发信机总是要与同一制造商的一个基站控制器配合使用。

② 实际上，这一呼叫仅被传递到基站控制器，被叫用户位于该基站控制器的覆盖区域内。再由基站控制器负责选定一个基站收发信机并将呼叫路由至该基站收发信机。

这个移动交换中心的网络中漫游。此外，访问位置寄存器将向外来移动台(visiting MS)分配一个临时号码，以支持作为"东道主"(host)的移动交换中心建立到外来移动台的连接。

鉴权中心(AUC)验证每一个请求建立连接的移动台的身份。设备识别寄存器(EIR)保存有关被盗的或者不正常使用的移动设备的集中信息。

24.2.3 运行支持子系统

运行支持子系统负责网络的组织和运行维护，具体而言，主要功能如下。

1. 计费。某特定用户的一次具体的呼叫要花费多少钱？同时还存在着大量的不同业务类型和功能选项，每个用户都可以在运营商指定的消费方案中作出自己的个性化选择。虽然从市场角度看，业务类型和价格档次方面丰富多样的选择至关重要，但对这种个性化特色的管理支持是相当复杂的。24.10 节将讨论一些这方面的例子。
2. 维护。GSM 网络中，每个组件必须始终保有其全部功能。故障既可能出现在系统的硬件部分，也可能出现在系统的软件部分。排除硬件故障的开销会更大些，因为这就需要技术人员驱车前往故障发生的位置。相比之下，如今可以从一个中心位置对软件进行集中管理。例如，新版本的交换软件可以从一个中心位置安装到整个基站子系统中，然后于某个特定时间在整个网络范围内启动之。通常，修订和维护软件在很大程度上决定了 GSM 控制软件的总体复杂度。
3. 移动台管理。尽管所有的移动台都必须经过定型许可，还是会碰到某些"害群之马"设备工作于网络中，造成全系统干扰。这些设备必须被识别出来，并禁止其进行进一步活动。
4. 数据搜集。运行支持子系统负责搜集关于业务量和链路质量的数据。

24.3 空中接口

GSM 采用的是频分多址/时分多址混合的多址方式，该方式进一步与频域双工(FDD)的双工方式结合起来(见第 17 章)。让我们详细解释一下这些首字母缩略词。

频域双工

第一个 GSM 版本中，可用频率范围为 890 ~ 915 MHz 和 935 ~ 960 MHz。较低频段用于上行链路(从移动台连接到基站)。较高频段用来下行链路。对于任何给定连接，上、下行链路之间的频率间隔为 45 MHz。因此，相对便宜的双工过滤器就足以实现上、下行链路之间的充分隔离。

对于 GSM1800，频率范围为 1710 ~ 1785 MHz 用于上行链路，而 1805 ~ 1880 MHz 用于下行链路。在北美，1850 ~ 1910 MHz 用于上行链路，而 1930 ~ 1990 MHz 用于下行链路。当其他频段变得可用时会有所追加，也可参照第 27 章。

频分多址

上行链路和下行链路两个可用频段均被细分为 200 kHz 的频带。每个 25 MHz 的频段两边的 100 kHz 不被采用[①]，因为它们是保护频带，以限制干扰用于其他系统的相邻频谱。采用所谓的绝对射频信道号(ARFCN)对其余的 124 个 200 kHz 子频带进行连续编号。

① 这种做法适用于 GSM900 系统，类似地也适用于其他系统。

时分多址

由于采用极高带宽效率的调制技术(高斯最小频移键控，即 GMSK，见下文)，每个 200 kHz 子频带支持的数据速率为 271 kbps。每个子频带被 8 个用户共享。时间轴被划分成时隙，这些时隙被每 8 个可能用户周期性地占用(见图 24.2)。每个时隙为 576.92 μs 长，相当于 156.25 比特。8 个时隙一组称为一帧；它的持续时间为 4.615 ms。每帧之内，时隙从 0 到 7 进行编号。每个用户周期性地使用某一子频带上的每个帧中的特定时隙。时隙编号和频带的组合称作物理信道。在一个这种物理信道上传输的数据类型取决于逻辑信道(见 24.4 节)。

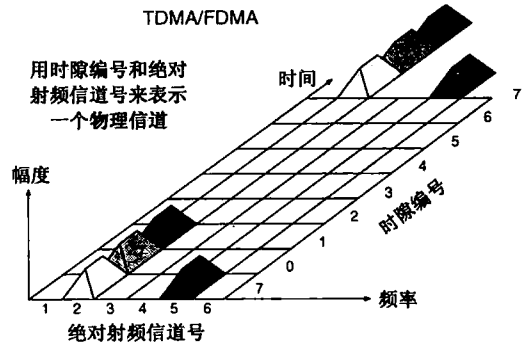


图 24.2　TDMA/FDMA 系统。改编自 HP[1994]© Hewlett Packard

现在逐一来描述空中接口的重要特点。

上、下行链路的时隙分配

一个用户使用上行链路和下行链路中具有相同编号(索引号)的时隙。然而，相对于下行链路的时隙编号，对上行链路时隙的编号要向后平移三个时隙。这样就简化了发射机/接收机的设计，因为接收和发送不会同时发生(见图 24.3)。

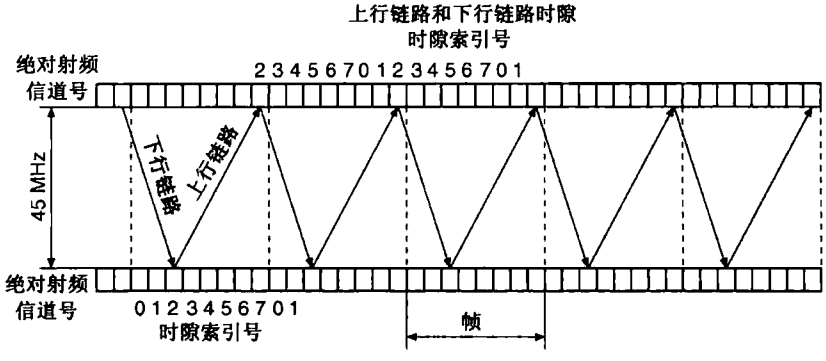


图 24.3　上、下行链路时隙的对齐关系。改编自 HP[1994]© Hewlett Packard

调制技术

GSM 采用高斯最小频移键控作为其调制方式。高斯最小频移键控(GMSK)是最小频移键控(MSK)的一种变形，与最小频移键控的差别在于基带数据序列要通过一个具有高斯冲激响应(时间带宽积 $B_C T = 0.3$)的滤波器(见第 11 章)。

这种滤波的带限程度相当高。滤波器的频谱因此相当窄，但却会引入比较严重的码间干扰。另一方面，由无线信道时延色散所引起的码间干扰通常要更为严重。因而，必须要采用某种均衡措施。作为比较，图 24.4 给出了这种高斯最小频移键控和纯最小频移键控相位网格的典型图例。标准并未规定检测方式。差分检测、相干检测或限幅-鉴频器检测都可以被采用。

功率攀升

要是发射机刚好在每一时隙开始时就启动数据发送，则必须能够在非常短的时间(比码元时间短得多)内切入其发送信号。同样，在一个时隙结束时，发射机必须突然地停止发送，以避免对下一个时隙产生干扰。上述要求的硬件实现相当困难，而且(即便可以实现)时域的陡峭过渡将会导致发射频谱的展宽。因此，GSM 定义了一个时间段，在这个时间段上信号平缓地完成接通和断开过程(见图 24.5)。尽管如此，对硬件仍然存在诸多要求。就发射机以最大信号功率发射时的情况，信号功率必须在 28 μs 以内从 2×10^{-7} W 攀升至 2 W。另一方面，在实际的数据发送期间，要求信号功率与标称值之间至多只有 25%(即 1 dB)的偏差。

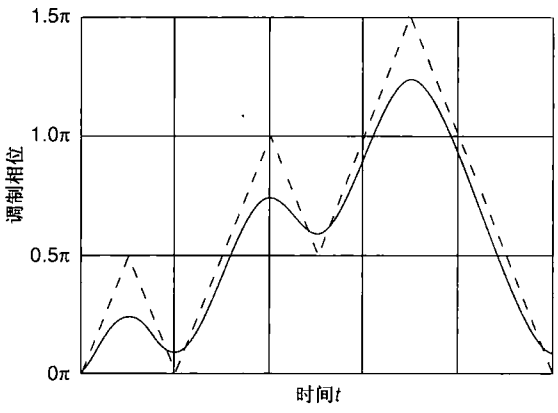


图 24.4 比特序列为 1011011000 时，$B_CT=0.3$ 的高斯最小频移键控(实线)和纯最小频移键控(虚线)的相位图示

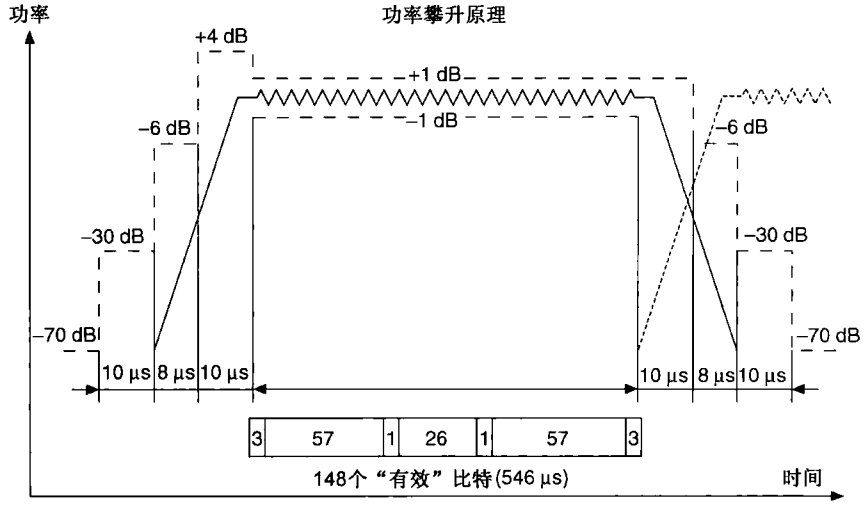


图 24.5 一个时隙期间的功率攀升。改编自 HP[1994]© Hewlett Packard

信号功率和功率控制

GSM 为发送功率提供功率控制。虽然功率控制通常是与码分多址系统联系在一起的，但是对于 GSM(及其他时分多址/频分多址系统)它也可以发挥出一些重要的好处。

1. 功率控制可以延长电池的可能使用时间。发送功率放大器是移动台功率消耗的主要环节。这样一来，不对电池充电的情况下，电池的可能使用时间严格地依赖于发射信号电平。所以，为保持链路另一端的良好接收信号质量而发射比必要的发送功率更多的功率是一种电能的浪费。
2. 以过高的功率电平发送会加大对相邻小区的干扰电平。基于蜂窝概念，对于其他小区

中使用相同时/频隙的用户而言，每部发射机都是一个潜在的干扰机。然而，与码分多址系统相比，功率控制并非 GSM 系统运作的根本需求。

尽管 2 W(峰值功率)移动台最为常见，GSM 还是根据不同的最大发送功率规定了不同类型的移动台。功率控制可以使发射信号功率减小 30 dB 左右；按 2 dB 的步进值来进行功率调整。功率控制是自适应的：基站周期地将与接收信号电平有关的信息通知移动台，移动台则依据这一信息来增大或减小其发送功率。基站最大功率电平可以在 2 W 到超过 300 W 之间变化。同样，基站也具有类似的功率控制环路，可以使输出功率降低 30 dB 左右。

带外发射和互调产物

GSM 对带外发射的限制并不像模拟系统那样的严格。基站和和移动台处的最大允许带外信号功率大约都是 -30 dBm，对于无线通信而言这是个非常高的数值。可是，在 890 ~ 915 MHz 频段(上行链路频段)上，禁止基站发射功率超过 -93 dBm。因为基站必须接收来自众多移动台的信号，这些信号电平低至 -102 dBm，所以上述对基站带外发射功率的限制是完全必要的。此外，在基站处，发射天线靠近接收天线(甚或二者处于同一位置)，因此任何进入上述频段的带外发射都会引起严重的干扰①。对进入上述频段的互调产物也有着类似的限制②。

时隙结构

图 24.6 显示的是包含在一个时隙里的长为 148 比特的数据。然而，这些比特并不都是有效承载数据。有效承载数据在两个 57 比特块上发送。这两个数据块之间的部分称为中间段(midamble)。这是一个 26 比特的已知序列，用来为均衡提供训练，均衡的内容将在 24.7 节述及。此外，中间段也作为基站的标识符。两个包含有数据的比特块中的每一个和中间段之间都有一个额外的控制比特；这些控制比特的作用将在 24.4 节说明。最后，发送突发(transmission burst)以三个尾比特开始，又以三个尾比特结束。这些比特是已知的，并且在突发数据检测的开始和结束时，这些已知比特可以使最大似然序列估计终止于确定的状态上。这就降低了复杂度，同时也提高了译码性能(见第 14 章)。时隙以一个 8.25 比特的保护周期(guard period)结束。除了“常规”发送突发外，还有其他类型的突发。移动台发送接入突发(access burst)，以建立与基站的初始联系。频率校正突发用于移动台的频率校正。同步突发支持移动台同步到基站的帧定时。24.4.2 节将对这些突发进行详细的说明。

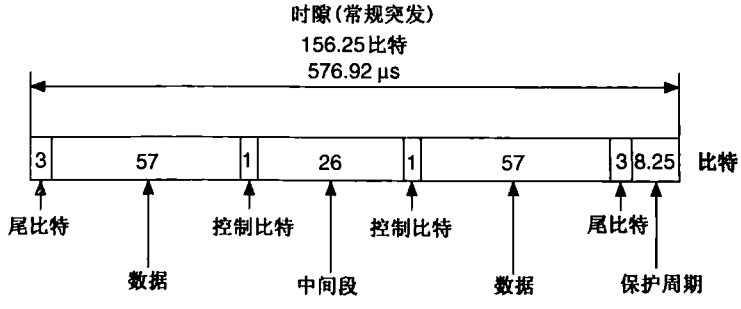


图 24.6　常规发送突发中比特的功用

① 在用于其他系统(如 UMTS)的频段上，同样有着严格的发送功率限制。

② 注意，只有基站处才可能出现互调产物，因为只有基站会在若干个频率上同时发射。

24.4 逻辑与物理信道

除了实际的有效承载数据以外，GSM 还需要发送大量的信令信息。通过几个逻辑信道来发送这些不同类型的数据。这一名称来源于如下事实：每种数据类型都是在作为物理信道组成部分的一些特定时隙上发送的。本节的第一部分讨论通过逻辑信道发送的数据类型，第二部分描述从逻辑信道到物理信道的映射。

24.4.1 逻辑信道

业务信道(TCH)

有效承载数据通过业务信道发送。有效承载数据可能由编码话音数据或"纯"数据组成。就数据率而言，存在一定的灵活性：全速率业务信道(TCH/F)和半速率业务信道(TCH/H)。两个半速率信道被映射到同一时隙，但位于交替的帧中。

全速率业务信道

- 全速率话音信道：话音编码器的输出数据速率为 13 kbps。信道编码使有效传输速率提升至 22.8 kbps。
- 全速率数据信道：有效承载数据的数据速率为 9.6 kbps、4.8 kbps 或 2.4 kbps，在进行前向纠错编码以后，以 22.8 kbps 的有效数据速率传输。

半速率业务信道

- 半速率话音信道：数据速率低至 6.5 kbps 的话音编码是可以做到的。信道编码使数据传输速率提升至 11.4 kbps。
- 半速率数据信道：有效承载数据的数据速率为 4.8 kbps 或 2.4 kbps，可以进行前向纠错编码，使有效传输速率达到 11.4 kbps。

广播信道(BCH)

广播信道只出现在下行链路，被移动台作为信标信号使用。广播信道向移动台提供创建任何类型的连接所必需的初始信息。移动台利用来自这些信道的信号建立时间和频率上的同步。此外，这些信道还包括了有关数据，如小区识别信息。因为基站之间彼此是不同步的，所以为获得可能发生的切换的有关信息，移动台不仅要在一次连接建立之前跟踪这些信道，还必须保持对这些信道的持续性跟踪。

频率校正信道(FCCH)

基站的载频往往十分精准并且不随时间变化，因为这些载频是基于铷钟的。然而，出于对尺寸和价格考量，不大可能在移动台中实现如此理想的频率发生器。因此，基站通过频率校正信道向移动台提供一个频率参考(一个与标称载频之间存在固定偏移量的未调制载波)。移动台将自身载频调谐至这一参考频率，这样就可以确保移动台和基站采用的是同一载频。

同步信道(SCH)

为适当地发射和接收突发，移动台不仅必须知道基站所采用的载频，还要知道基站在选定载频上的帧定时。这后一点是通过同步信道来实现的，同步信道将帧号和基站识别码(BSIC)

通知到移动台。对基站识别码的解码保证了移动台只与许可其接入的 GSM 小区相连接，而不会试图和同一频段的其他系统所发射的信号建立起同步。

广播控制信道(BCCH)

基站通过广播控制信道来发送小区专用信息，其中包括位置区标识(LAI)①、移动台的最大允许信号功率、实际可用的业务信道、相邻基站的广播控制信道载频(移动台通过持续性地观测这些载频上的信号来为切换做准备)等等。

公共控制信道(CCCH)

在基站可以建立起到一个特定移动台的连接之前，它必须发送一些信令信息到区域内的所有移动台，尽管只有一个移动台是这些信息的目标接收机。由于在初始信道确立阶段并不存在基站和某个移动台之间的专用信道，公共控制信道的设置是十分必要的。公共控制信道用于向所有移动台传送信息。

寻呼信道(PCH)

当一个到特定移动台的连接请求(如，来自有线电话用户)到达基站时，位置区内的各个基站会给它们范围内的所有移动台发送一个信号。这个信号包含了目标移动台的永久性国际移动用户标识(IMSI)，或其临时移动用户标识(TMSI)。正如下面将要讨论的，这个目标移动台通过请求(经由随机接入信道发出请求)一个业务信道来继续建立连接的进程。寻呼信道也可用于广播本地消息，如面向一个小区内所有用户的道路交通信息或商业广告。显然，寻呼信道只出现在下行链路。

随机接入信道(RACH)

一个移动用户请求一个连接的可能原因有两个。或者是用户想要发起一个连接，或者是系统通过寻呼信道告知移动台目前存在一个针对它的连接请求。随机接入信道只出现在上行链路。

接入许可信道(AGCH)

当一个连接请求通过随机接入信道到达时，基站首先要做的就是针对这一连接建立一个专用控制信道。这个信道称为独立专用控制信道(SDCCH)，将在下面讨论。基站通过接入许可信道将这个专用控制信道分配给移动台，因而接入许可信道只出现在下行链路。

专用控制信道(DCCH)

与业务信道类似，专用控制信道也是双向的，即可以出现在上行链路和下行链路中。它们用来传输连接期间所必需的信令信息。正如其名称所示，专用控制信道为某个特定连接所专用(dedicated)。

独立专用控制信道(SDCCH)

收到连接请求以后，独立专用控制信道负责进一步建立这一连接，并确保移动台和基站在鉴权过程中保持连接。在这一过程结束后，最终通过独立专用控制信道把业务信道分配给上述连接。

慢速辅助控制信道(SACCH)

通过慢速辅助控制信道来传输与无线链路特性有关的信息。传输这些信息不需要十分频

① 位置区(LA)由一组小区组成，移动台在位置区范围内任意移动时无须在其归属位置寄存器中更新位置信息。

繁，因此称这种信道是慢速的。移动台将所接收到的基站信号的强度和质量反馈给基站，这些基站包括正在为其提供服务的基站和一些相邻基站。基站发送跟功率控制和移动台到基站的信号传播时间有关的数据。后一种数据是定时提前(timing advance)所必需的，稍候将对定时提前进行说明。

快速辅助控制信道(FACCH)

快速辅助控制信道用于必须在短的时间周期内完成的切换，因此这种信道必须能够以高于慢速辅助控制信道的速率传输。所传输的信息与独立专用控制信道的发送内容类似。

慢速辅助控制信道与业务信道或者独立专用控制信道相关联；快速辅助控制信道与业务信道相关联。

24.4.2 逻辑信道与物理信道之间的映射

上面所述的逻辑信道的信号必须通过物理信道传输，通过时隙号和绝对射频信道号(ARFCN)的具体组合来代表这些物理信道。为更好地理解这种映射，首先必须认识到，这里不仅将时间维度划分成了周期性重复的帧(每帧 8 个时隙)，而且这些帧和时隙是时间栅格中的最小单位。事实上，多个帧在不同级别上被合并起来，以组成更大的帧(见图 24.7)。

之前已提到，每个时隙的持续时间为 577 μs，8 个时隙结合成一帧。帧的持续时间为 4.61 ms，这是 GSM 系统的基本时间单位。总共 26 个这样的帧结合成一个复帧(multiframe)，持续时间为 120 ms。此外，一个超帧(superframe)包含 51 个这样的复帧，长度为 6.12 s。最后，2048 个这样的超帧结合成一个超高帧(hyperframe)，持续时间为 3 小时 28 分钟。为了确保空中接口的私密性，超高帧的采用主要是出于加密的某些需要。因此，对有效承载数据进行了加密处理，而加密算法的周期恰好是一个超高帧的长度。

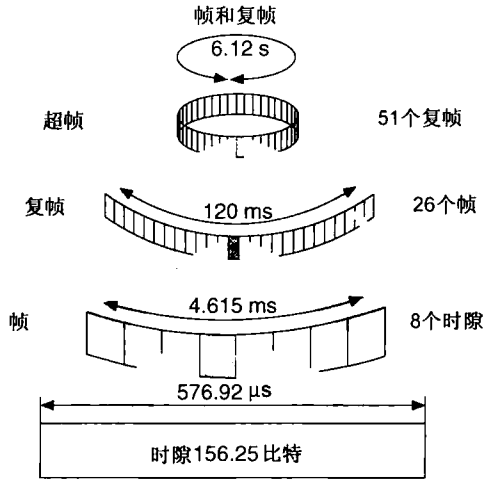


图 24.7 GSM 业务信道帧结构。改编自HP[1994]© Hewlett Packard

理解了多帧结构，就可以来讨论哪些时隙包含着哪些逻辑信道。由于物理信道的可用数据速率为 2 × 57 bits/4.615 ms = 24.7 kbps，而全速率业务信道只需要 22.8 kbps 的数据速率，所以并非所有时隙都必须用来作为业务信道。这样，剩余的 1.9 kbps 可用于其他的逻辑信道。

慢速辅助控制信道

如上面所讨论到的，26 个帧结合成一个复帧。在这 26 个帧中，只有 24 个帧专门用于业务信道。慢速辅助控制信道使用第 13 帧(有时还用到第 26 帧)。第 26 帧只有在两个半速率连接共享同一个物理信道的情况下才被用到，否则第 26 帧的时隙闲置不用，该帧称为一个空闲帧。慢速辅助控制信道的传输速率是 950 bps。通过慢速辅助控制信道传输的数据与业务信道数据的处理过程不同。4 个连续的慢速辅助控制信道突发的数据比特被一同处理。为此，4 个复帧可结合成一个长为 480 ms 的高阶帧(并未对这种帧进行命名)。这样的 4 个慢速辅助控制信道突发共含有与慢速辅助控制信道数据有关的 456 比特，用以传输 184 个实际数据比特。这些数据比特这样得到：(i)首先用(224，184)分组码进行编码；(ii)追加 4 个尾比特；(iii)采

用常规的码率为 1/2 的卷积编码器对前面得到的所有数据比特进行编码，从而得到了全部的 $2 \times 228 = 456$ 比特。

快速辅助控制信道

快速辅助控制信道不必是持续可用的。而只是在特定情境下需要它，比如必须进行切换时。因此，GSM 没有为快速辅助控制信道专门留出时隙。而是在需要的情况下，将某个连接正在使用的与业务信道有关的常规突发部分地作为快速辅助控制信道使用。上面提到的控制比特(借用比特)，即位于一个突发的中间段和有效承载数据块之间的比特，就是用来指示快速辅助控制信道在该突发中出现与否的，即用来表明快速辅助控制信道是否向业务信道“借用”一些数据比特。一个快速辅助控制信道的 184 比特的编码方式与慢速辅助控制信道完全相同。为了通过常规业务信道时隙传输编码后得到的 456 比特，要用到 8 个连续的帧：前 4 个突发的偶数有效承载比特和后 4 个突发的奇数有效承载比特被来自快速辅助控制信道的数据比特所替代。

公共逻辑信道

快速辅助控制信道和慢速辅助控制信道使用相关连接的物理信道。由于物理信道可以支持比一个业务信道连接所需的数据速率略高一点的数据速率，所以这种使用是能够得到支持的。因此，在属于同一物理信道的时隙上传输信令是可能的。然而，其他逻辑信令信道或者是用来建立连接的，或者甚至用在不存在业务信道连接的情况下，因此它们与业务信道连接是无关的。基于这样的原因，GSM 规定所有这些信道都使用所谓“广播控制信道载频”上的每帧中的第一个突发。这种分配策略确保了在每一个小区中有一个物理信道是被永久占用的。当然，这会造成容量的损失，在只使用一个载频的小区上尤其如此。可是，GSM 提供一种避免容量损失的选项：如果小区容量达到饱和，就不能再建立新的连接。这样一来就不必为建立新连接有关的信令保留时隙，广播控制信道载频上的第一个时隙同样可以用于常规业务信道[①]。另外，帧可以以不同方式结合成为更高阶的帧。51 个帧一起可以结合成一个持续时间为 235 ms 的复帧。公共控制信道是单向的，其中随机接入信道是唯一的上行链路信道，而别的几种公共信道都存在于下行链路。

随机接入信道

随机接入信道只用于上行链路。在每个复帧期间，由 8 个数据比特编码生成的 36 比特，通过随机接入信道来传输。这 36 比特作为一个接入突发传输。接入突发的结构必然不同于常规发送突发。当移动台请求一个连接时，它还不知道从移动台到基站的信号传播时间。传播时间的可能范围是 0 到 100 μs，这里的最大时间值由 30 km 的最大小区范围确定。因此，需要更大一些的保护时间，以确保随机接入信道的随机突发不与相邻时隙的其他突发发生碰撞。连接建立起来之后，基站会将传播时间通知到移动台，因而移动台可以通过运用定时提前来减小保护时间的大小，稍后将会讨论定时提前。一个完整随机接入突发具有以下的结构：它以 8 个尾比特开始，后面跟着 41 个同步比特。然后来传输 36 比特的编码数据和 3 个附加的尾比特。累计总数为 88 比特，并在结尾处留出 100 μs 的保护时间，这段时间相当于 68.25 比特。由于随机接入信道是上行链路中唯一的非关联控制信道，所以随机接入突发可以使用每帧中编号为 0 的时隙。

① 不过，绝大多数业务提供商并不贯彻这一选项。

下行链路公共信道

其他的公共信道，如频率校正信道、同步信道、广播控制信道、寻呼信道和接入许可信道，只能在下行链路出现，并且在复帧中以固定顺序出现。图 24.8 说明了这一顺序结构。记住，只有每帧的 0 时隙承载着一个公共控制信道。在这种复帧的 51 个帧中，最后一个帧总是空闲的。剩余的 50 个帧被分成 10 帧的块。每个这样的块都以一个包含频率校正信道的帧开始。然后，同步信道在下一个帧传输。第一个帧块包含 4 个广播控制信道帧(出现在 3 ~ 6 号帧)，随后是包含寻呼信道或接入许可信道的 4 个帧(出现在 7 ~ 10 号帧)。其他分别含有 10 个帧的四个帧块也以频率校正信道和同步信道帧开始，并且后面的内容由承载寻呼信道或者接入许可信道的帧构成。频率校正信道和同步信道都采用具有特定结构的突发(将在下一节讨论这些结构)。由于相邻小区的移动台会连续地评估广播控制信道载频上的这些帧中第一个时隙的信号强度，所以基站总是要在这些时隙期间发送若干信息，即便是在不存在连接请求的时候。

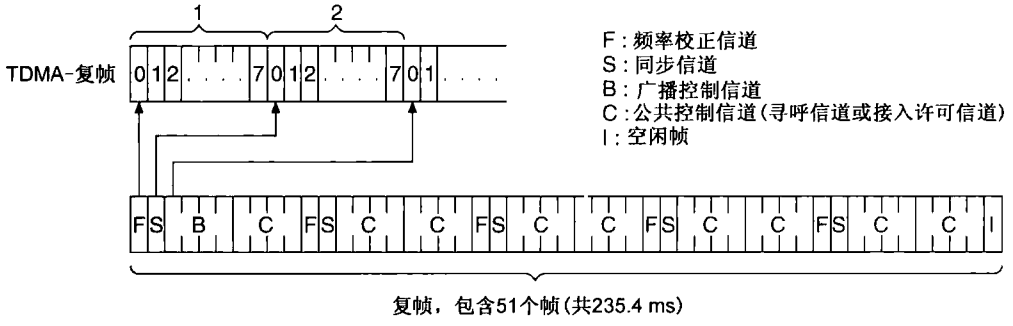


图 24.8 广播信道(频率校正信道、同步信道和广播控制信道)和公共控制信道到0号时隙的映射(可与[CME 20,1994]对比)

独立专用控制信道(SDCCH)

独立专用控制信道可能单独占用一个物理信道，或者如果公共信道未能占用广播控制信道上的所有可用时隙，它就能在广播控制信道上的第一个时隙期间传输。后一种情况下，这一物理信道会被 4 个或 8 个独立专用控制信道共享。

24.5 同步

到目前为止，我们都假定基站和移动台在时间和频率上是同步的。然而，标准只要求基站具有高质量的时间和频率参考。对移动台来说，要求其自身具备这种参考就显得过于昂贵了。因此，移动台使自身的频率和时间参考同步于那些基站。通过以下 3 个步骤完成同步。首先，移动台将自身载频调整到基站使用的载频。接着，通过使用同步序列，移动台使自身的定时与基站同步。最后，相对于基站的定时，还要对移动台的定时进行额外平移，以补偿基站和移动台之间的信号传播时延(定时提前)。

24.5.1 频率同步

正如前面所指出的，基站用非常精准的铯钟或 GPS 信号作为频率参考。由于空间和成本所限，移动台所采用的振荡器都是准确度低得多的石英晶体振荡器。好在这并不成其为问题，因为基站可以周期性地发送其自身的高精度参考频率，而移动台可以基于这一接收到的频率参考来调整其本地振荡器。通过频率校正信道来完成参考频率的传输。如上节所讨论过的，

频率校正信道在广播控制信道载频上差不多每隔 10 个帧在 0 号时隙期间被传输一次。一个频率校正信道突发由开始处的 3 个尾比特、中间的 142 个全零比特以及结尾处的 3 个尾比特组成。后面还要添加一个常规保护周期(长度相当于 8.25 比特)。应当注意，所传输的频率参考并不是载频本身，而是调制了一连串零的载频。这就得到了一个正弦信号，它的频率是相对于最小频移键控的调制频率有所偏移的载波频率。由于偏移量是完全确定的，所以这一偏移并不改变同步过程的基本原理。

24.5.2　时间同步

通过同步信道将时间同步信息从基站传输到移动台。同步信道突发包含与当前的超高帧、超帧和复帧的编号有关的信息。这些信息并不很多，但必须要非常可靠地传输。这就是之所以要在同步信道上采用相对复杂的编码方案的原因。移动台利用传输给它的复帧等参考编号来设置其内部的计数器。这一内部计数器不仅是关于时隙和帧栅格的时间参考，而且也充当着精度为四分之一比特的时隙内部的时间参考。移动台通过解调所收到的同步信道突发来进行这一时间参考的初步校正。然后，移动台以这个内部参考为基准来发送随机接入信道突发。基于对随机接入信道的接收，基站就可以估计出信号在基站和移动台之间往返的时间，进而将这一信息用于定时提前(在下一节描述)。

24.5.3　定时提前

GSM 支持的小区范围可达 30 km，以至于基站和移动台之间的传播时延可能达到 100 μs。因此，可能会发生下面的情况：假定用户 A 位于距离基站 30 km 处，并在每帧的时隙 TS 3 发送突发。用户 B 位于接近基站的位置，并采用时隙 TS 4 接入。用户 A 的传播时延约为 100 μs，而用户 B 的传播时延可以忽略不计。这样，如果不对传播时延进行补偿，来自用户 A 的突发尾部与来自用户 B 的突发头部就会在基站处部分地重叠起来(图 24.9 表明了这种情况)。

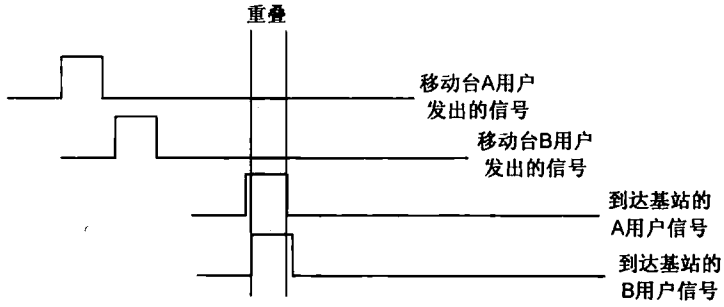


图 24.9　假定不对传播时延进行补偿，可能出现的突发重叠情况

为克服这个问题，基站就要在建立连接的初始阶段估计从移动台到基站的传播时延。估计结果被传输到移动台后，移动台就会提前(相对于常规定时结构)发送自己的突发，以确保突发在专用时隙内到达基站。由于接入突发是在移动台获知传播时延以前发送的，于是，它们之所以必须要有一个比常规传输突发更长的保护周期的原因就变得很清楚了：保护周期必须大到足以适应最恶劣情况下的传播时延，即一个移动台位于最大尺寸小区的边界上。

在农村地区存在一些非常大的小区，在这样的小区上传播时延可能会超出规定的最大

时间提前量。这类情况下，每隔两个时隙才使用一个的做法就显得很必要了，因为不然的话来自不同用户的时隙仍将可能在基站处发生碰撞。这意味着容量的损失。不过，由于这种情况只会出现在具有大的小区范围和低用户密度的农村地区，所以业务提供商的实际损失应该不大。

24.5.4 突发结构小结

最后，图 24.10 给出了对不同种类的突发的总结，并说明了各种突发所包含比特的功用。

常规

3个起始比特	58个数据比特(加密的)	26个训练比特	58个数据比特(加密的)	3个停止比特	8.25比特的保护周期

频率校正信道突发

3个起始比特	142个"0"	3个停止比特	8.25比特的保护周期

同步信道突发

3个起始比特	39个数据比特(加密的)	64个训练比特	39个数据比特(加密的)	3个停止比特	8.25比特的保护周期

随机接入信道突发

8个起始比特	41个同步比特	36个数据比特(加密的)	3个停止比特	68.25比特的扩展保护周期

伪突发

3个起始比特	58个混合比特	26个训练比特	58个混合比特	3个停止比特	8.25比特的保护周期

图 24.10 GSM 时隙结构。引自 Rappaport[1996]© IEEE

24.6 编码

为了通过 GSM 物理信道传输语音，必须将"语音信号"转换成数字信号。这个过程应当在保证一定语音质量的同时，尽可能地降低所得数据速率(见第 15 章)。对于 GSM，人们曾考虑过多种不同形式的语音编码，最终，具有长期预测的规则脉冲激励(RPE-LTP)方案被选中(见第 15 章)。通过这种方式获得的数字语音必须借助前向纠错加以保护，以维持在典型蜂窝信道(不进行差错控制编码时的误码率约为 10^{-3} 到 10^{-1})上传输时的可懂度。GSM 中分组码和卷积码的使用都是为了这一目的。

因此，GSM 的话音传输是语音通信中存在以下悖论的典型示例。先是在语音编码的过程中从源数据流中去除冗余信息，然后在传输之前冗余又以纠错编码的形式被添加了进来。采取上述步骤的原因在于，在通过无线信道上传输时，语音信号的原始冗余在确保语音可懂度方面实在是起不到什么作用。这一节里，我们先来描述语音编码，随后再来介绍信道编码；这些内容可分别看成第 15 章和第 14 章所阐明的有关原理的重要应用。

24.6.1 语音编码

如同大多数话音编码器(也称为声码器)一样，GSM 声码器并未采用像霍夫曼编码那样的经典信源编码过程。相反却采用了一种有损压缩方法，有损压缩意味着不可能完美地重构出

原始信号，但经历过一系列压缩和解压缩步骤以后得到的信号与原始信号足够相似，从而能够支持令人满意的话音通信。语音编码器随着 GSM 标准的演进而有所发展。最初发布的 GSM 标准中采用 RPE-LTP 编码方法。这种方法背后的思想是，将人声看成周期性激励下的时变滤波器组输出。描述滤波器组和激励过程的参数都将被发送出去。由于语音信号的采样值是彼此相关的，任何一个采样值都可以通过对从前的采样值进行线性合并，以近似地加以预测。很明显，相关性体现了语音信号的冗余度。然而，信号的相关特性是随时间变化的，因此滤波器组必须也是时变的。

稍后将介绍一种增强型的语音编码器，这种编码器在不增加所需数据吞吐量的前提下就能使语音质量得到提升。关于 GSM 语音编码的更为详尽的描述见附录 24. B(www. wiley. com/go/molisch)，而语音编码的一般原理在第 15 章描述。

声码器产生的数据被划分成了不同的类别，它们对比特差错的敏感度不同。这就是说，就重构信号的听觉质量而言，这些比特具有不同的重要等级。1a 类中的比特至关重要，因为这些比特中的一个错误都将造成语音信号的严重失真。因此通过卷积码和额外的分组编码来保护它们。1b 类的比特重要性略低，仅采用卷积码来保护，而那些跟 2 类有关的比特则不需要进一步的信道编码就可以发送出去。

另一种降低数据速率的方法是话音激活检测(VAD)。这种方法检测那些用户不讲话的时间段，并在这些时间段期间停止发送，这就是非连续传输(DTX)。非连续传输延长了移动台的电池使用时间，同时还减小对其他用户的同道干扰。

24.6.2　信道编码

让我们先来概括一下编码步骤。图 24.11 显示了应用于话音数据的信道编码情况。每 20 ms 已编码的话音信号中有 50 个非常重要的比特(1a 类)。分组编码会在这 50 比特之后添加 3 个奇偶校验比特。这种编码不能纠错，而只支持对这 50 比特中比特差错的检测。后面再加上 132 个 1b 类比特。添加用于确定维特比译码器最终状态的 4 个尾比特之后，对前面得到的所有比特进行码率为 1/2 的卷积码编码。这样就得到了 378 比特，将它们与 78 个 2 类比特一起发送。因此，每 20 ms 的话音信号必须发送 456 比特。下面将讨论不同的编码器数据块的细节。

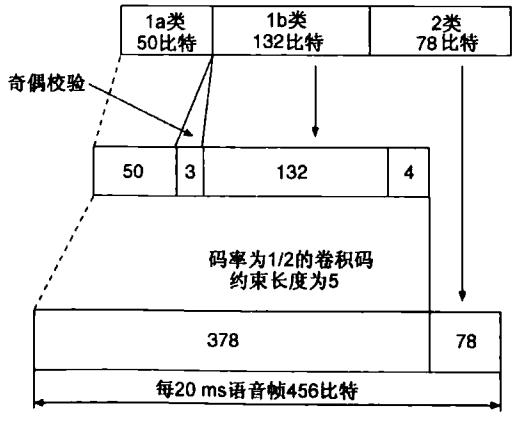


图 24.11　GSM 话音数据信道编码。引自 Rappaport[1996]© IEEE

分组编码

语音数据的分组编码

如上面讨论过的，只有 1a 类话音数据比特才使用(53，50)分组码进行编码。这是一个效果非常"弱"的分组码。只要求它能够检测比特差错，而且它还不能可靠地检测出 50 个 1a 类比特中多于 3 个的比特差错。然而，这已经足够了，因为一旦在 1a 类比特中检测到错误，这一数据块将被完全丢弃；然后，接收机通过"虚构"出一个数据块来平滑最终得到的信号。图 24.12 给出了分组编码器的线性移位寄存器形式。由于是一种系统码，所以 50 个数据比特通过编码器后不发生变化。然而，其中每一位都会影响移位寄存器的状态。移位寄存器的最终状态确定了追加在 50 个 1a 类比特之后的 3 个奇偶校验比特。随后对 1a 类和 1b 类及奇偶校验比特进行重新排序和交织。最后，添加 4 个卷积译码器所需的全零尾比特(见下文)。

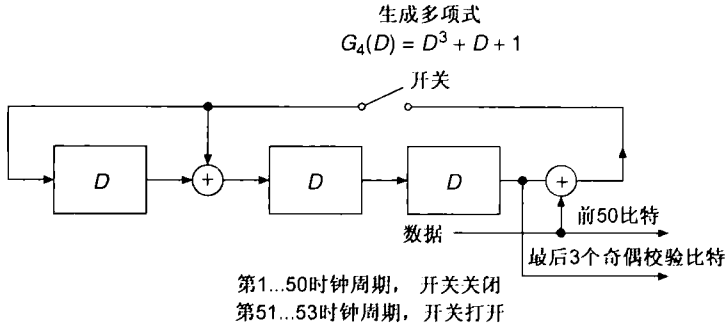


图 24.12 用于话音分组编码的移位寄存器结构，C1a(53，50)系统循环分组编码器。引自Steele and Hanzo[1999]© John Wiley & Sons, Ltd.

信令数据的分组编码

正如 24.4.1 节所指出的，相对于话音数据，信令信息必须具有抗比特差错的更可靠的保护。虽然在话音有关的数据中一个比特错误可能会导致 20 ms 的难以理解的音频信号，但信令比特中一个比特的错误却可能产生更严重的影响，例如切换到一个错误的小区并因此造成连接中断。因此，要求信令数据的编码具有更高的冗余度。对于大多数控制信道，20 ms 内只有 184 个信号比特(而不是语音信号的 260 比特)被发送。这就可以支持效果更好的纠错。用(224，184)的法尔(Fire)码对信令比特进行编码。法尔码由如下生成多项式定义：

$$G(D) = D^{40} + D^{26} + D^{23} + D^{17} + D^3 + 1 \qquad (24.1)$$

法尔码是在纠正突发错误方面具有突出能力的分组码。突发错误被定义一连串的比特差错，这意味着出现两个或更多个连续的比特差错；例如，当维特比译码失败时(见第 14 章)就会出现这种错误突发。一共 4 个尾比特被追加到法尔码编码所得的 224 比特后面。这一结果被送入码率为 1/2 的卷积编码器，该编码器与用于 1 类话音信号的编码器完全一样。对于某些特定的逻辑信令信道，如随机接入信道和同步信道，采用了不同的生成多项式。感兴趣的读者可以参考 Steele and Hanzo[1999]和 GSM 标准。

卷积编码

1 类话音数据比特和所有信令信息都用码率为 1/2 的卷积编码器进行编码(见 14.3 节)。

数据被送入 5 比特的移位寄存器。对于每一个新的输入比特，两个输出码比特根据以下生成多项式计算得到：

$$\left.\begin{aligned} G1(D) &= 1 + D + D^3 + D^4 \\ G2(D) &= 1 + D^3 + D^4 \end{aligned}\right\} \tag{24.2}$$

并被发送出去。4 个最后的尾比特被追加在输入序列后面，是为了保证在每个编码数据块结束时编码器都终止于全零状态。

交织

由于衰落信道的固有属性，在某些传输数据块中比特差错可能以突发形式出现——例如，如果那些数据块在深衰落期间传输。交织技术在接收端以如下方式重排比特顺序：使信道引起的突发错误（如人所愿地）得到均匀分布（见 14.7.1 节）。显然，交织器打散的差错比特数越多，越有助于对差错的纠正。可是，语音信号的延迟时间却给交织深度（interleaver depth）设定了一个上限：为了获得可接受的语音质量，信号延迟应当小于 100 ms。

GSM 以如下方式交织两个数据块（今后称为“a”块与“b”块）：首先，每个数据块被分成 8 个子块。具体地，每个比特获得一个编号 $i \in \{0, \cdots, 455\}$，然后将它们按照 $k = i \bmod 8$ 的规则挑选出来归入编号为 $k \in \{0, \cdots, 7\}$ 的子块中。在一个传输突发（114 比特）中，“a”块的每个子块占去一半数目的比特。另外一半与之前或之后的“b”块子块有关。图 24.13 表示了这种对角交织。

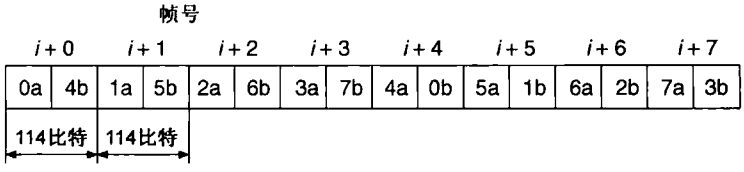


图 24.13　业务信道/慢速辅助控制信道/快速辅助控制信道数据的对角交织。引自 Rappaport [1996] © IEEE

24.6.3　加密

模拟移动通信的一个最严重的缺陷就在于信号可以被轻易地截获。任何一个拥有频率扫描仪的人都可以窃听合法用户的电话交谈。这就会形成了某种威胁——比如，对于商讨机密材料的商业人士。此外，被窃听的对话甚至会引发广为人知的政治丑闻。

在数字系统中，可以用“标准”方式来解决这一问题：一旦模拟音频信号被表示成了数字比特流，就容易应用加密手段来防止窃听，这些手段是很早以前针对军事应用开发出来的。就 GSM 而言，要窃听一个对话就得实施居中攻击（man-in-the-middle attack），这一攻击的实施涉及到要实现一个基站收发信机（目标移动台通常都会接入到该基站收发信机）和将已截获的信号进一步转发出去（以防止受害者注意到这一攻击），这是一种过于麻烦且所费不赀的攻击方式。因此，依法实施的窃听通常要得到网络提供商的配合，就可以在基站收发信机之后而不是在空中来实现对话的窃听。

发送信号的加密一方面是通过对数据比特简单地进行异或（XOR）操作来实现的，另一方面，也通过伪噪声序列来实现。这一伪噪声序列基于反馈线性移位寄存器，其周期为 3.5 小时。这样，即使知道了序列也无法进行窃听，因为窃听者必须要知道现在使用的是序列的哪一

部分。数据加密的算法(A5 算法)和鉴权算法(A3 和 A8 算法)最初只向(GSM)MoU 组织[①]成员透露。然而,近些年来它们为逆向工程所破解,并已借此实现了成功的攻击。尽管如此,所有这些攻击都需要大量的人力和物力。所以,GSM 空中接口仍然能向用户提供较高级别的保密性。

24.6.4 跳频

慢跳频在 GSM 中是一种可选功能,每个传输突发载频跳变一次(见 18.1 节)。这将有助于减轻小尺度衰落的影响:只要所用载频之间的间隔大于信道的相关带宽(见第 6 章),则每帧都将在具有独立的衰落影响的信道上传输[②]。由于属于同一有效承载(话音数据)的分组被交织到 8 个突发中去,所有这些突发都在坏信道上传输的概率可以忽略不计。这就使得在接收机处有效重构分组的可能性变得更大。对于(窄带)干扰,也有着类似的效应。两种情况(衰落和干扰)下,跳频都可以使噪声和干扰得到有效的白化。

GSM 信道的相关带宽可以从几百千赫变化到几兆赫(见第 7 章)。典型地,在一个运营商只拥有几兆赫频谱,而每个小区只能使用一个频率子集的条件下(见第 17 章),用于跳频的频道之间就可能是相关的。即使在这种情况下跳频还是可以带来某些好处:特别是跳频可以使来自其他小区的同道干扰白化。

为使接收机的跳频图案与发射机的跳频图案一致起来,链路两端都必须知晓载频的使用顺序。决定这一图案的控制序列可以在至多 64 个不同载频上指定跳变频率,但它也可以将系统指定为"退化"状况(即不进行跳频),这样同一频率会被一遍又一遍地反复使用。

基站是这样来确定实际的跳频序列的:从预先定义的一组 PN 序列中选出一个,然后将这一序列与小区可用频率对应起来。此外,基站会在呼叫建立阶段将跳频序列及序列的相位,即序列何时开始告知移动台,详见 Steele and Hanzo[1999]。最后,应当注意,与广播信道和公共控制信道有关的物理信道不进行跳频,因为它们应该被移动台轻易地"找到"。

24.7 均衡器

由于 GSM 的符号持续时间比典型的信道延迟扩展要短,所以会发生符号间干扰,这就有必要进行均衡了(见第 16 章)。然而,由于 GSM 是一个开放的标准,它既没有就均衡器的结构,也没有就所采用的算法做出规定。信号结构仅提供了必要的"钩子(hook)"(即实现方法),比如用于估计信道冲激响应的训练序列。这种训练序列的最为重要的特性如下:

- 训练序列长为 26 比特;
- 它在一个突发的中间传输,因此称为中间段(midamble),因为它的前面有 57 个数据比特,后接另外 57 个数据比特;
- 就中间段定义了 8 个不同的伪噪声序列,在不同的小区可能使用不同的中间段,这样就有助于在那些小区之间进行区分。

8 个伪噪声序列这样来设计:它们的自相关函数在零偏移情况下具有幅度为 26 的峰值,对于正、负偏移情况,峰值两边至少有 5 个相关零点。因此,只要信道冲激响应长度小于 5 个

① GSM MoU 组织是一个主要由运营商组成的民间组织。MoU,即 Memorandum of Understanding,谅解备忘录。——译者注

② 这一点在移动台不移动时显得尤为重要:如果不跳频,则移动台将持续"观测"同一信道;这样,如果信道发生衰落沉陷,误码率就会非常高。

符号持续时间，就可以通过将收到序列的中间段与本地序列作互相关来简单地估计出信道冲激响应。因此，这一互相关代表了信道冲激响应的成比例形式。对于一个突发内的所有符号，这一信息用于克服符号间干扰的影响①。

GSM 将中间段用于训练是因为它想要支持最高达到 250 km/h 的移动台速率。以这一速率运动时，在一个突发传输期间(约 500 μs)，移动台大约经过了一个波长的 1/8。信道的冲激响应在这样一段距离上会发生一些改变。如果训练序列在突发开始处作为前导(preamble)发送，则所得到的信道估计在这一突发结尾处将不再具有足够的精确度。由于训练在突发中部传输，因此所得到的信道估计在突发的开头和结尾仍然足够精确。

如前面所指出的，GSM 标准并未规定任何一种特定的均衡器设计方案。事实上，均衡器是来自不同制造商的产品在价格和质量上可能存在差别的原因之一。然而，大多数已实现的均衡器都是维特比均衡器。所设定的信道约束长度，与网格的状态数目有关，反映出维特比均衡器在复杂度和性能之间的折中。约束长度等于信道的记忆力，即以符号持续时间为单位的信道冲激响应长度。第 7 章已提到，COST 207 信道模型的冲激响应长度通常可以达到 15 μs，这相当于 4 个符号持续时间②。还应指出，维特比均衡可以与卷积译码很好地结合起来。

再次强调，接收机处具有适当均衡器的时延色散衰落信道可以得到比平坦衰落信道更低的平均误比特率。由于一个符号的不同版本在不同的时刻到达接收机，它们通过不同的路径传播，所以其幅度经历了相互独立的衰落。换句话说，时延色散引入了延迟分集(见第 13 章)。

表 24.1 总结了 GSM 的关键参数。

表 24.1　GSM 关键参数

参　数	数　值
频率范围	
GSM900	880 ~ 915 MHz(上行链路)
	925 ~ 960 MHz(下行链路)
GSM1800	1710 ~ 1785 MHz(上行链路)
	1805 ~ 1880 MHz(下行链路)
GSM1900	1850 ~ 1910 MHz(上行链路-美国)
	1930 ~ 1990 MHz(下行链路-美国)
多址	FDMA/TDMA/FDD
物理信道的选择	固定信道分配/小区内切换/跳频
载波间距	0.2 MHz
调制方式	GMSK($B_bT=0.3$)
每个双工语音连接的有效频率用量	50 kHz/信道
空中接口总比特率	271 kbps
符号持续时间	3.7 μs
每载波信道数	8 个全速率时隙(单个用户数据率 13 kbps)
帧持续时间	4.6 ms
移动台处的最大射频发射功率	2 W

① 注意，同步信道和随机接入信道使用更长的训练序列。为简化实现，所有 3 种不同的突发的均衡通常采用相同的算法。

② 注意，维特比均衡器的约束长度会由于其他效应而变得更长些，例如高斯最小频移键控引起的符号间干扰。因此，约束长度的实用值在 4 ~ 6 之间。

续表

参　数	数　值
话音编码	13 kbps RPE-LTP
分集	有交织的信道编码
	信道均衡
	天线分集(可选)
	跳频(可选)
最大小区范围	35 km
功率控制	动态范围为 30 dB

24.8 电路交换数据传输

最初起草 GSM 标准时，话音通信被视作主要的应用。一些数据传输应用，如短消息业务和 9.6 kbps 数据率的点对点数据传输信道，也已经被囊括其中，但人们却并不认为这些应用足够重要，以至于值得引入更多的额外复杂度。因此，正如话音传输，数据传输也是以电路交换模式来进行处理的。

一般来说，GSM 的电路交换数据传输模式有严重的缺陷。一个主要问题就是小于 10 kbps 的低数据速率①。此外，建立一个连接需要较长的时间，以及保持连接所需要的相对较高的成本，使得它对像因特网浏览这样的应用场合而言根本不具有什么吸引力。GSM 所提供的面向连接的低数据速率业务和新的 Web 应用(这种应用的特征是，数据的传输以突发方式进行，两次突发访问之间有较长的闲置期，每次突发访问需要较高的数据容量)之间的不匹配程度相当严重。只有短消息文本传送得到了成功应用。由于这些原因，稍后就引入了分组交换(也称为无连接)传输(见 17.4 节)。

24.9 建立连接和切换

本节用 24.4 节描述过的逻辑信道来讨论连接的初建和切换步骤。此外，还要研究在这些过程中需要交换的消息类型。首先定义实现这些功能所必需的 GSM 系统的不同要素。

24.9.1 识别号码

通过识别号码的使用可以实现移动台(或用户)在网络中的定位②。一个有效的 GSM 移动台具有多个识别号码。

移动台 ISDN 号码(MS ISDN)

MS ISDN 是用户在公共电话网中独一无二的电话号码。MS ISDN 由国家代码(CC)、用来定义用户的正式 GSM 提供商的国内目标代码(NDC)和用户号码组成。MS ISDN 不应长于 15 位数字。

① 高速电路交换数据(HSCSD)也是基于电路交换传输的，但可以提供更高的数据速率。

② 注意，在这里我们区分用户和他(/她)所使用的硬件设备。

国际移动用户识别号(IMSI)

IMSI 是另一个对用户而言独一无二的识别号码。与在 GSM 网络和普通公共电话网中都用作用户电话号码的 MS ISDN 相比，IMSI 只用于 GSM 网络的用户识别。后面我们将要解释的用户识别模块(SIM)、归属位置寄存器和访问位置寄存器都要使用这一号码。它也由三部分组成：移动国家代码(MCC，3 位数字)、移动网络代码(MNC，2 位数字)和移动用户识别码(MSIN，至多 10 位数字)。

移动台漫游号码(MSRN)

如果一个移动台不在其归属位置寄存器所管辖的区域内，移动台漫游号码作为与该移动台有关的临时识别号码来使用。这一号码则被用于将连接路由至移动台。这一号码同样包括国家代码和移动网络代码，还包括 TMSI(临时移动用户号码，用户漫游进来时由 GSM 网络分配给用户使用)。

国际移动设备识别号(IMEI)

国际移动设备识别号是一种识别硬件(即，实际的移动设备)的手段。此处我们应该注意到，上面描述的三种识别号码要么永久要么临时地与用户联系在一起。而相比之下，国际移动设备识别号则用来识别用户实际使用的移动台。它由 15 位数字组成，其中 6 位数字用于类型许可码(TAC)，由 GSM 核心组织规定；2 位数字用于最终装配码(FAC)，用来代表设备制造商；还有 6 位数字用于序列号(SN)，对于给定的类型许可码和最终装配码，用它来识别每一个唯一移动台。

24.9.2　移动用户识别

模拟无线网络中，用一个与之永久关联的号码来唯一地识别每部移动台。由这部移动台发起建立的所有连接的支出费用均由移动台的注册所有人来承担。GSM 在这方面更为灵活。通过其用户识别模块(SIM)来识别用户，用户识别模块是一个尺寸大约为一张邮票大小的插入式芯片卡。当这样的 SIM 卡被插入设备并激活时，GSM 移动台才能打出和接听电话[①]。移动台打出的所有电话的支出费用都由插入其中的 SIM 卡的所有者来承担。此外，移动台只接收那些到 SIM 卡所有者电话号码的呼叫。这样一来，用户就可以方便地更换移动台，甚或只是在短期内租用一台来使用也未尝不可。

由于对于计费规程而言 SIM 卡是至关重要的，所以它必须具有几项安全机制。如下信息都保存在 SIM 卡上。

- 永久性安全信息。当用户与运营商签订合同时，这类信息就被确定了。它包括 IMSI，鉴权密钥和访问权限。
- 临时性网络信息。这类信息包括 TMSI，位置区等等。
- 与用户配置文件有关的信息。例如，用户可以在 SIM 上保存他/她的个人电话簿，如果采用这种保存方式，电话簿就总是可用的，而与用户使用的移动台无关。

① 紧急呼叫可以在 SIM 卡未插入状态下实现。

SIM 卡可以被用户锁定。通过输入个人解锁密码(PUK)来解除锁定。如果错误密码输入达到十次,则 SIM 卡最终会失效且不能被重新激活。取出 SIM 卡,然后再将其插入到同一部或者另一部移动台中,都不可能使之前的错误尝试次数归零。万一出现移动台被盗的情况,这个失效机制就是一个重要的安全属性。

个人识别号码(PIN)担当着与个人解锁密码类似的功能。用户可以启用 PIN 功能,这样每次移动台上电,SIM 卡都会要求输入一个 4 位数字的密码。与个人解锁密码相比,PIN 可被用户更换。如果一个错误的 PIN 被输入 3 次,则 SIM 卡被锁定,而且只能通过输入个人解锁密码来解锁。

24.9.3 建立连接的例子

下面,我们给出两个例子,用它们来说明连接建立时的执行步骤。各种用户识别号码和不同的逻辑信道(见 24.4 节)都在这个过程中扮演着十分重要的角色。

如果用户想要从他的移动台发起建立一个连接,那么将在移动台和基站收发信机之间执行以下过程,以完成连接的初始化。

1. 移动台使用随机接入信道向基站请求的一个独立专用控制信道。
2. 基站通过接入许可信道来许可移动台使用一个独立专用控制信道。
3. 移动台使用独立专用控制信道发送一个连接到移动交换中心的请求。这包括以下的动作:移动台告知移动交换中心它想要呼叫的号码。执行鉴权算法;在这里,系统要对是否允许移动台继续所请求的呼叫进行评估(比如,移动台发起了一次国际呼叫)。此外,移动交换中心要将该移动台标记为忙状态。
4. 移动交换中心要求基站控制器向这一连接提供一个空闲的业务信道。并将这个业务信道的时隙号与载频号告知基站收发信机和移动台。
5. 移动交换中心建立到呼叫应当到达的网络(如公共电话交换网络)的连接。如果被叫用户空闲并做出了呼叫应答,则连接建立完毕。

一个来自于其他网络的到达呼叫启动了如下过程。

1. 一个公共电话网用户呼叫一个移动用户,或更确切地说,呼叫一个移动台 ISDN 号码。网络辨认出被叫号码属于某特定网络提供商的一个 GSM 用户,因为移动台 ISDN 号码中的国内目标代码含有这一网络的信息。这样,公共电话交换网络就可以建立到这一 GSM 提供商的网关移动交换中心[①]的连接。
2. 网关移动交换中心在归属位置寄存器中查询目标用户信息和路由信息(用户的当前位置区)。
3. 归属位置寄存器将移动台 ISDN 号码转换成国际移动用户识别号。如果呼叫转接已激活,如转接至一个语音邮箱,则要适当地调整这一过程[②]。
4. 如果移动台正处于漫游状态,归属位置寄存器可以确定它目前所连接的移动交换中心,并向当前主管这一移动台的移动交换中心发送一个请求,请求传递移动台漫游号码。

---

① 网关移动交换中心是与普通(有线)电话网络有连接的移动交换中心。

② 这一信息(指呼叫转接状态)也可以在归属位置寄存器中找到。

5. 主管移动交换中心发送移动台漫游号码到归属位置寄存器。网关移动交换中心就可以在归属位置寄存器中获得这一信息。
6. 由于移动台漫游号码包含主管移动交换中心的识别号码，网关移动交换中心就可以把呼叫前传至主管移动交换中心。附加信息，如主叫识别信息，也包括在所传递的信息中。
7. 主管移动交换中心可以确定移动台的位置区。位置区是一个受控于基站控制器的区域。移动交换中心将联络这个基站控制器并要求它寻呼移动台。
8. 基站控制器向覆盖位置区的所有基站收发信机发出寻呼请求。这些基站收发信机通过广播信道发出寻呼信息。
9. 被叫移动台确认寻呼信息并发出要求分配独立专用控制信道的请求。
10. 基站通过接入许可信道来许可移动台使用一个独立专用控制信道。
11. 遵照“移动台发起的呼叫”过程中的第 3 和第 4 两项所描述的相同步骤，通过独立专用控制信道来建立连接。如果移动用户对到达呼叫做出了应答，则连接建立完毕。

24.9.4　不同类型切换举例

切换被定义为正在通话的移动台更换与之保持通话链路的基站收发信机的过程；它是蜂窝通信中体现移动性的至关重要的环节。当另一个基站收发信机能够比当前基站收发信机提供更好的链路质量时，就要执行切换。为了确定另一个基站收发信机能否提供更好的链路质量，移动台要监测相邻基站收发信机的广播信道信号强度。由于广播信道不使用功率控制，所以移动台可以测量到从其他基站收发信机处可得到的最大信号功率。移动台将这些测量的结果发送给基站控制器。此外，当前正在使用的基站收发信机会测量上行链路的质量，并将这一信息也发送给基站控制器。基于所有这些信息，基站控制器决定是否以及何时启动一次切换。因为移动台对切换决策有所贡献，所以这一过程称为移动台辅助的切换(MAHO)。

现在考虑这一过程的细节。

- 从不同的基站收发信机接收到的信号强度都要在若干秒(确切数值由网络提供商选定)上取平均；这保证了不致因小尺度衰落而引发切换。否则，对于某个移动台能够同时接收到两个基站收发信机的信号，并且这两个信号的信号强度又很接近的情况，即使移动台仅仅移动一小段距离，在这两个基站收发信机之间也会发生频繁切换。
- 接收功率的测量范围为 -103 ~ -41 dBm，测量精度为 1 dB。测量下限反映了 GSM 接收端的灵敏度，即通信所需的最小信号功率。
- 此外，当所需的定时提前量超过了 235 μs 的规定限度时，将启动切换。若移动台距离那个需要更大的定时提前量的基站收发信机非常远，则移动台将切换至更近的基站收发信机。
- 更重要的是，当信号质量由于干扰而变低时，将启动切换。
- 基站要传输(通过广播控制信道)几个支持切换过程的参数。

下面描述 3 种不同类型的切换：最为简单的切换情况只涉及受同一基站控制器控制的不同基站收发信机。更复杂一点的情况是发生在连接到同一移动交换中心的两个不同基站控制器之间的切换。最复杂的切换情况涉及不同的移动交换中心。

情形 1：属于同一基站控制器的基站收发信机之间的切换

这种情形的切换步骤在图 24.14 中给出。

1. 基站控制器命令新的基站收发信机准备启用一个新的物理信道。
2. 基站控制器使用移动台和旧的基站收发信机之间链路的快速辅助控制信道，向移动台传输新基站收发信机物理信道的载频和时隙信息。
3. 移动台更换至新的载频和时隙，并发送切换(HO)接入突发。这种突发类似于随机接入信道突发：由于还不知道必要的定时提前，而且必须先由新基站收发信机来测算定时提前量，所以它们要短于普通传输突发。
4. 在新基站收发信机检测到切换突发之后，它会通过新信道的快速辅助控制信道，将必要的定时提前和功率控制信息发送给移动台。
5. 移动台通知基站控制器已切换成功。
6. 基站控制器要求旧基站收发信机断开旧信道。

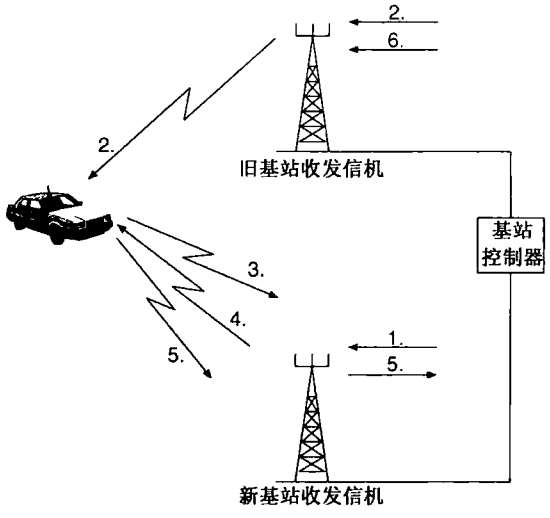


图 24.14 同一基站控制器下的两个基站收发信机之间的切换

情形 2：由不同的基站控制器控制的两个基站收发信机(但都从属于同一移动交换中心)之间的切换

这种情形的切换步骤在图 24.15 中给出。

1. 旧的基站控制器通知移动交换中心有切换至某特定基站收发信机的必要。
2. 移动交换中心知道哪一个基站控制器控制着这一(新)基站收发信机，就会通知这个新的基站控制器，存在一个将要发生的切换。
3. 新基站控制器要求新基站收发信机准备启用一个物理信道。
4. 新基站控制器将新链路的载频和时隙通知移动台。这个信息要经过移动交换中心，旧基站控制器和旧基站收发信机，并最终通过旧基站收发信机的快速辅助控制信道发送到移动台。
5. 移动台更换至这一新的载频和时隙，并发送接入突发(可与情形 1 的第 3 项类比)。
6. 检测到切换突发之后，新基站收发信机通过快速辅助控制信道将与定时提前和功率控制有关的信息发送到移动台。

7. 移动台(经由新基站控制器和移动交换中心)通知旧基站控制器已切换成功。
8. 新基站控制器(经由移动交换中心)指示旧基站控制器放弃到移动台的连接。
9. 旧基站控制器指示旧基站收发信机释放旧物理信道。

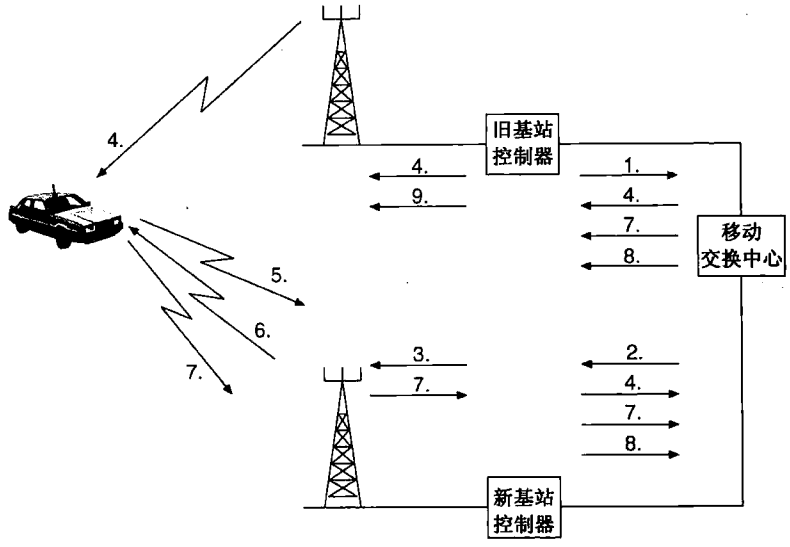


图 24.15　属于不同基站控制器(但属于同一移动交换中心)的两个小区之间的切换

情形 3：与不同的移动交换中心关联的两个基站收发信机之间的切换

这种情形的切换步骤在图 24.16 中给出。

1. 旧基站控制器通知它自己的移动交换中心(以下记为“MSC-A”)有进行切换的必要。
2. MSC-A 辨别出所请求的切换涉及到的基站收发信机与另一个移动交换中心相关联(以下记为“MSC-B”)，并与 MSC-B 联络。
3. MSC-B 将这一过程与一个切换号码关联起来，以便它能够为连接重新设定路由。随后，MSC-B 通知新基站控制器存在一个将要发生的切换。
4. 新基站控制器要求新基站收发信机准备启用一个物理信道。
5. MSC-B 获得新物理信道的载频和时隙信息，并将这一信息传递给 MSC-A。此外，它还将连接的切换号码通知 MSC-A。
6. 建立 MSC-A 和 MSC-B 之间的连接。
7. MSC-A 将新物理信道的载频和时隙通知移动台。这一信息从 MSC-A 出发，经过旧基站控制器和旧基站收发信机，然后从基站收发信机通过快速辅助控制信道传输到移动台。
8. 如同情形 1 和情形 2，移动台在新物理信道上发送切换突发。
9. 在检测到切换突发之后，新基站收发信机将功率控制和定时提前信息通知到移动台。
10. 移动台通知 MSC-A 已切换成功；这一信息经由到新基站收发信机的新链路、新基站控制器和 MSC-B 传递。之后，MSC-A 将这一连接转交给 MSC-B。然而，MSC-A 仍然保持这一连接。因此，MSC-A 扮演所谓主持人(anchor)移动交换中心的角色。
11. 释放旧物理信道。
12. 连接结束之后，移动台的新位置区被确立。因而，MSC-B 的访问位置寄存器将移动台

正处在它的管辖区域内的信息通知归属位置寄存器，而归属位置寄存器将更新有关移动台位置的条目。此外，归属位置寄存器请求 MSC-A 的访问位置寄存器删除所有与移动台有关的条目。

从这些例子可以看出切换过程取决于网络中交换中心所处的位置。

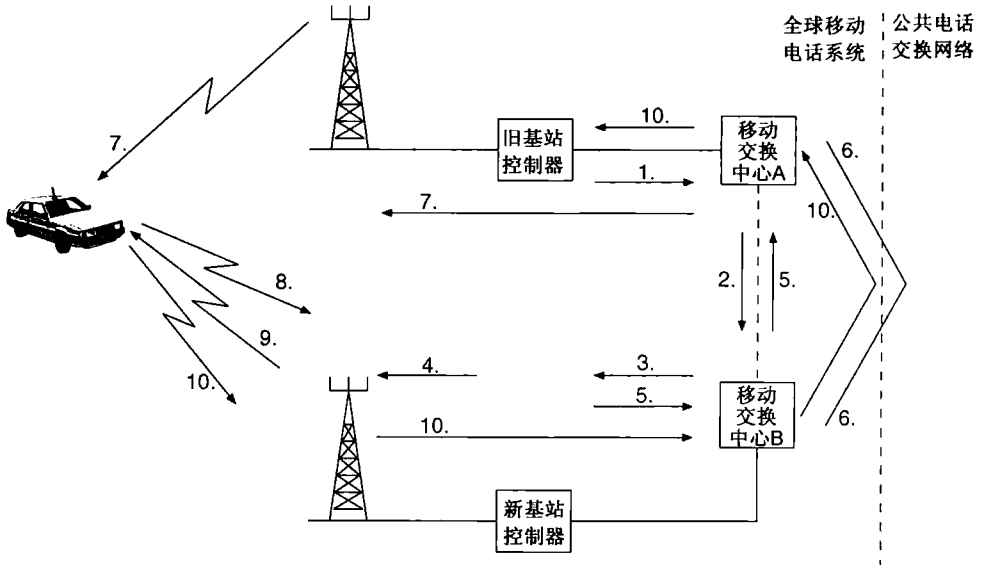


图 24.16 分属两个不同移动交换中心的两个小区间的切换

24.10 业务和计费

24.10.1 现有业务

与模拟蜂窝网络相比，在普通电话呼叫之外，GSM 还提供了多种业务。尽管对网络提供商而言，提供那些业务并不是件非常困难的事，但它们却成为了用户由使用模拟系统转变为使用 GSM 或另一个数字移动电话系统的主要动机。因此，下面我们简要地讨论 GSM 提供的业务，它们被区分为：(i)电信业务；(ii) 承载业务；(iii) 补充业务。电信业务提供通信双方之间的连接，尽管它们通过这一连接交换信息时可能要使用一些附加设备。承载业务允许用户接入另一系统。这样它们就提供了一个从移动台到另一网络的一个接入点(而非另一网络中的一个具体的终端设备)的连接。补充业务用来对电信业务和承载业务提供支持或管理。

电信业务

- 普通电话呼叫。这仍然是 GSM 最常见的应用。
- 双音多频(DTMF)。这是一种信令方式，用来支持用户使用移动台键盘控制一个连接在电话线上的设备。一个典型的例子就是对一个连接在普通电话线上的应答机的远程查验。
- 紧急呼叫。在 GSM 中，拨打紧急号码的呼叫具有优先权。如果一个小区已经饱和，一个紧急呼叫会导致另一连接的中断。还应记住紧急呼叫可以从任何一个移动台拨出，甚至在不存在有效 SIM 卡的情况下一样可以实现呼叫。

- 传真。用于传输国际电报电话咨询委员会(CCITT)3 类传真的协议不兼容普通 GSM 连接。传统的传真协议是用于传送图片，图片被转换成可以通过模拟电话线的特殊数字形式。另一方面，GSM 提供具有话音编码功能的话音连接，或者提供用于传送数字化数据的数据传输信道。因此要通过 GSM 发送或接收一个传真，在 GSM 网络端和移动台处都要有适配器。终端适配器功能(TAF)提供了一个 GSM 设备和其他设备间的通用接口，并与一个专用传真适配器合并在一起。
- 短消息。一个短消息由至多 160 个字母及数字混合的字符组成。短消息既可以发自一个移动台，也可以被传送到一个移动台。如果它被发送到一个处于关机状态移动台，那么消息被 GSM 系统接收并存储在一个专用数据库(短消息业务中心)中。一旦移动台开机并且其位置已被获知，系统就会将短消息传递给移动台。这一业务已被证明获得了惊人的成功，因为人们每年要发送超过一万亿条短消息。
- 小区广播。小区广播将一个广播消息传送到一个基站收发信机范围内的所有移动台，广播消息由至多 93 个字母数字混合编制的字符组成。可用于传送本地(汽车)交通状况新闻之类的信息。
- 语音邮件。语音邮件业务允许用户将来电转接至 GSM 网络的服务中心，这个服务中心的作用就像一个应答机。在收听完被叫用户的语音留言之后，主叫方可以留下一个语音消息，被叫用户可以通过连接到这个服务中心来重放这一语音消息。通常，通过短消息来通知被叫用户存在新的语音留言。
- 传真邮件。这项业务允许用户将呼入的传真转接至 GSM 网络中的特定业务中心。用户通过使用 GSM 连接或者从公共电话交换网络来访问该中心，从而重新获得这些传真。

承载业务

- 到公共电话交换网络的连接：它支持用户连接至与模拟电话线相连的调制解调器之类的设备。
- 到 ISDN 的连接：所有数字信息均可通过数字网络传输。
- 到分组交换网络的连接：用户也可以访问分组交换网络。

附加业务

GSM 支持网络提供商向用户提供如下多种附加的补充业务。

- 呼叫转移。用户可以选择在何种条件下，针对其移动电话号码的呼叫将被转移到另一个号码：(i)无条件转移；(ii)移动台无法接通；(iii)用户正在打出或者接听另一个电话；(iv)在振铃达到指定次数以后，用户仍未接听电话。
- 阻断呼出电话。用户或提供商可以按后面几种方式来阻断呼出电话：(i) 阻断所有呼出电话；(ii)阻断所有国际电话；(iii)阻断所有国际电话，但用户在国外拨打其所归属国家的电话除外。
- 阻断呼入电话。当用户必须为来电支付部分(或全额)费用时，会对这项功能有所关注。这个功能可以一直启用，也可以在使用者漫游出归属网络时启用。
- 付费通知。用户应该能够获得通话费用的估算清单。
- 呼叫保持。用户可以在保持一个连接的前提下，去打出或者接听另一个电话，然后再继续第一个连接。

- 呼叫等待。在一次通话中，用户可能被告知有另一个来电。他/她可以在保持另一个呼叫的前提下来接听这一来电，也可以拒绝它。除了紧急呼叫，这项功能可用于所有的电路交换连接。
- 电话会议。这项功能能够同时连接多个用户。只能用于普通话音通信。
- 来电显示(主叫号码识别)。显示来电的电话号码。
- 封闭群。GSM、ISDN 和其他网络中的一些用户可以被定义为一个特殊的用户群。例如，这个群的成员只被允许在群内打电话。

24.10.2 计费

在 GSM 中，对于多种不同用户方案的计费，不只是一个经济的问题，而且是一个关乎到设计运行支持系统(OSS)的技术问题。与普通公共电话系统不同，并非所有费用都要由呼叫发起方来支付。此外，必须对补充业务单独计帐。为使大家对所涉及到的计费复杂性有一个初步的认识，我们在此处讨论一个特殊的例子[①]。

例 24.1 GSM 系统计费。

解：

这个例子包括如下几个通信方：

- 用户 A 归属于澳大利亚，但目前暂时身处波兰。
- 用户 B 是一个英国用户，目前呆在法国，使用租来的移动台，但 SIM 卡是他自己的英国卡。
- 用户 C 是意大利人。他在休假，并启用了“如果用户没有应答，则将呼叫转移至用户 B”的选项。
- 用户 D 是一项美国业务的注册用户，但是目前身处墨西哥。

现在通信按照如下步骤进行：

1. 用户 A 呼叫在意大利的用户 C。
2. 当用户 C 没有应答时，呼叫被转移至用户 B。
3. 用户 B 在法国，且目前正在用他的移动台进行通话。因此，用户 A 启用“自动呼叫忙状态移动台”的选项。这样，当另一个移动台[②]不再忙时，移动台会自动发起呼叫。
4. 用户 B 结束了他的谈话之后，用户 A 的移动台启动一个到用户 B 的移动台的连接。
5. 这一连接首先被路由至英国(即用户 B 的归属位置寄存器所处的位置)。
6. 从那里将连接延伸至用户 B 当前所处的法国。
7. 在进行电话交谈期间，用户 B 需要某些来自用户 D 的信息。因此，他启动“会议电话”功能，并呼叫用户 D。
8. 针对用户 D 的呼叫先被路由至美国，从那里再延伸到用户 D 暂时驻留的墨西哥。

---

① 注意：本例的讨论部分地基于欧洲的计费程序。与美国的计费程序存在着根本的不同。在美国，移动号码类似于有线电话号码。因此，呼叫方仅支付有线电话的常规费用，而移动用户则要支付有线到移动的费用，甚至在接听来电时也是如此。

② 此处指的是用户 B 的移动台。——译者注

于是，问题就出现了：哪项费用该由哪位用户来支付呢？

- 用户 A 必须支付从波兰到意大利的电话费用。他既要支付“国际电话”费用，又要支付漫游费(因为他目前不在其归属国家)。另外，他还必须为“自动呼叫忙状态移动台”业务付费。
- 用户 B 必须(为针对他的来电)支付从英国到法国的连接费用、(从法国到美国的)国际电话费用和(在一个不同的网络中发起呼叫的)漫游费。他还必须为“会议电话”功能付费。
- 用户 C 必须支付从意大利到英国的连接费用，以及为其所使用的“呼叫转移”功能付费。
- 在美国，用户 D 必须为一个“接听过的电话”(注意在美国，被叫方要为一个接听过的电话付费，同一个主叫电话的付费方式一样)支付费用，还要为从美国到墨西哥的漫游付费。

我们看到对于同一次电话交谈，根据他们的漫游情况，不同用户要支付不同的费用。用户不一定非得主动牵扯到需要付费的通话中去(如同上例中的用户 C)。这个例子大致体现出了运行支持子系统中计费软件的复杂性。

24.11　GSM 术语

AB	Access Burst	接入突发
AC	Administration Centre	管理中心
ACCH	Associated Control CHannel	辅助控制信道
ACM	Address Complete Message	地址完全消息
AGCH	Access Grant CHannel	接入许可信道
ARFCN	Absolute Radio Frequency Channel Number	绝对射频信道号
AUC	AUthentication Center	鉴权中心
BCC	Base station Color Code	基站色码
BCCH	Broadcast Control CHannel	广播控制信道
BCF	Base Control Function	基站控制功能
BCH	Broadcast CHannel	广播信道
Bm	Traffic channel for full-rate voice coder	全速率声码器业务信道
BN	Bit Number	比特号
BNHO	Barring all outgoing calls except those to Home PLMN	闭锁所有至非归属 PLMN(公共陆地移动网络)的呼出
BS	Base Station	基站
BSC	Base Station Controller	基站控制器
BSI	Base Station Interface	基站接口
BSIC	Base Station Identity Code	基站识别码
BSS	Base Station System	基站系统
BSSAP	Base Station System Application Part	基站(子)系统应用部分
BTS	Base Transceiver Station	基站收发信机
CA	Cell Allocation	小区配置
CBCH	Cell Broadcast CHannel	小区广播信道
CC	Country Code	国家代码

CCBS	Completion of Calls to Busy Subscribers	对忙用户的呼叫完成
CCCH	Common Control CHannel	公共控制信道
CCPE	Control Channel Protocol Entity	控制信道协议实体
CI	Cell Identify	小区识别
CM	Connection Management	连接管理
CNIP	Connect Number Identification Presentation	连接号码识别提示
CUG	Closed User Group	封闭用户群
DB	Dummy Burst	空闲(/伪)突发
DCCH	Dedicated Control CHannel	专用控制信道
DRM	Discontinuous Reception Mechanisms	断续接收机制
DTAP	Direct Transfer Application Part	直接传送应用部分
DTE	Data Terminal Equipment	数据终端设备
DTMF	Dual Tone Multi Frequency (signalling)	双音多频(信令)
DRX	Discontonuous Reception	断续(/不连续)接收
DTX	Discontonuous Transmission Mechanisms	断续(/不连续)发送机制
EIR	Equipment Identify Register	设备识别寄存器
FB	Frequency correction Burst	频率校正突发
FACCH	Fast ACCH	快速辅助控制信道
FACCH/F	Full-rate FACCH	全速率快速辅助控制信道
FACCH/H	Half-rate FACCH	半速率快速辅助控制信道
FCCH	Frequency Correction CHannel	频率校正信道
FN	Frame Number	帧号
GMSC	Gateway Mobile-services Switching Centre	网关移动业务交换中心
GSM	Global System for Mobile communications	全球移动通信系统
HDLC	High-level Data Link Control	高级数据链路控制
HLR	Home Location Register	归属位置寄存器
HMSC	Home Mobile-services Switching Centre	归属移动业务交换中心
HSN	Hop Sequence Number	跳频序列号
IAM	Initial Address Message	初始地址消息
ICB	Incoming Calls Barred	呼入呼叫禁止
ID	Identification	(身份)识别
IMEI	International Mobile station Equipment Identity	国际移动设备识别号
IMSI	International Mobile Subscriber Identity	国际移动用户识别号
ISDN	Integrated Services Digital Network	综合业务数字网
IWF	Inter Working Function	互通功能
Kc	Cipher Key	加/解密密钥
Ki	Key used to calculate SRES	用于计算 SRES 的密钥
Kl	Location Key	位置密钥
Ks	Session Key	会话密钥
LAC	Location Area Code	位置区代码
LAI	Location Area Identify	位置区识别号
LAP-Dm	Link Access Protocol on Dm Channel	Dm 信道上的链路接入协议
LPC	Linear Prediction Coding (Voice Codec)	线性预测编码(语音编解码)
LR	Location Register	位置寄存器
MA	Mobile Allocation	移动信道分配

MACN	Mobile Allocation Channel Number	移动分配信道号
MAF	Mobile Additional Function	移动(信道)附加功能
MAIO	Mobile Allocation Index Offset	移动分配指针偏移
MAP	Mobile Application Part	移动应用部分
MCC	Mobile Country Code	移动国家代码
ME	Maintenace Entity	维护实体
MEF	Maintenace Entity Function	维护实体功能
MIC	Mobile Interface Controller	移动接口控制器
MNC	Mobile Network Code	移动网络代码
MS	Mobile Station	移动台
MSC	Mobile-services Switching Centre	移动业务交换中心
MSCU	Mobile Station Control Unit	移动台控制单元
MS ISDN	Mobile Station ISDN Number	移动台 ISDN 号码
MSL	Main Signaling Link	主信令链路
MSRN	Mobile Station Roaming Number	移动台漫游号码
MT	Mobile Terminal	移动终端
MTP	Message Transfer Part	消息传递部分
MUMS	Multi-User Mobile Station	多用户移动台
NB	Normal Burst	常规突发
NBIN	A parameter in the hopping sequence	跳频序列中的一个参量
NCELL	Neighbouring (adjacent) Cell	相邻(邻接)小区
NDC	National Destination Code	国家目的地代码
NF	Network Function	网络功能
NM	Network Management	网络管理
NMC	Network Management Centre	网络管理中心
NMSI	National Mobile Station Identification number	国家移动台识别号码
NSAP	Network Service Access Point	网络业务接入点
NT	Network Termination	网络终端
OACSU	Off Air Call Set Up	不占用空中通道的呼叫启动
O&M	Operations & Maintenance	运行与维护
OCB	Outgoing Calls Barred	呼出呼叫禁止
OMC	Operations & Maintenance Center	运行与维护中心
OS	Operating Systems	操作系统
PAD	Packet Assembly/Disassambly facility	分组装/拆设施
PCH	Paging CHannel	寻呼信道
PIN	Personal Identification Number	个人识别号码
PLMN	Public Land Mobile Network	公共陆地移动网络
PSPDN	Packet Switched Public Data Network	分组交换公共数据网络
PSTN	Public Switched Telephone Network	公共电话交换网络
PTO	Public Telecommunications Operators	公共电信运营商
RA	Random Mode Request information field	随机模式请求信息域
RAB	Random Access Burst	随机接入突发
RACH	Random Access CHannel	随机接入信道
RFC	Radio Frequency Channel	射频信道
RFN	Reduced TDMA Frame Number	缩减 TDMA 帧号

RLP	Radio Link Protocol	无线链路协议
RNTABLE	Table of 128 integers in the hopping sequence	跳频序列中的 128 个整数表
RPE	Regular Pulse Excitation (Voice Codec)	规则脉冲激励(话音编解码)
RXLEV	Received Signal Level	接收信号电平
RXQUAL	Received Signal Quality	接收信号质量
SABM	Set Asynchronous Balanced Mode	设置异步平衡模式
SACCH	Slow Associated Control CHannel	慢速辅助控制信道
SACCH/C4	Slow, SACCH/C4 Associated Control CHannel	慢速 SACCH/C4 辅助控制信道
SACCH/C8	Slow, SACCH/C8 Associated Control CHannel	慢速 SACCH/C8 辅助控制信道
SACCH/T	Slow, TCH Associated Control CHannel	慢速 TCH 辅助控制信道
SACCH/TF	Slow, TCH/F Associated Control CHannel	慢速 TCH/F 辅助控制信道
SACCH/TH	Slow, TCH/H Associated Control CHannel	慢速 TCH/H 辅助控制信道
SAP	Service Access Points	业务接入点
SAPI	Service Access Points Indicator	业务接入点指示
SB	Synchronization Burst	同步突发
SCCP	Signalling Connection Control Part	信令连接控制部分
SCH	Synchronisation CHannel	同步信道
SCN	Sub Channel Number	子信道号
SDCCH	Standalone Dedicated Control CHannel	独立专用控制信道
SDCCH/4	Standalone Dedicated Control CHannel/4	独立专用控制信道/4
SDCCH/8	Standalone Dedicated Control CHannel/8	独立专用控制信道/8

24.12 附录

请访问 www. wiley. com/go/molisch。

深入阅读

当然，这一章只是 GSM 技术的简要概述。更多的细节信息可以在 GSM 标准中找到。可是，应该注意到，这些标准包括了 5000 页的文档，并且是作为技术规范而非教科书来写就的，大多数工程师也只阅读了其中的少数章节。另一个有用的信息来源是专著 Mouly and Pautet [1992]。在 Steele and Hanzo[1999], Steele et al. [2001] 和 Schiller[2003] 中也可以找到详细描述 GSM 的一章内容。GPRS 在 Cai and Goodman[1997] 和 Bates[2008] 中有所讨论；GSM 网络方面的内容在 Eberspaecher et al. [2009] 中有所论述。

第 25 章　IS-95 和 CDMA 2000

25.1　历史回顾

直接序列扩频通信的发展历史可以回溯至 20 世纪中叶(见第 18 章)。然而，很长时间以来人们认为其商业应用过于复杂。1991 年，美国公司 Qualcomm 提议的一个系统被电信工业协会(TIA-USA)采纳为 95 号暂行标准(IS-95)。这一系统就成为了获得广泛普及的第一个商用码分多址(CDMA)系统。1992 年后的若干年里，美国的蜂窝运营商开始将模拟通信(高级移动电话系统(AMPS))转换为数字通信。虽然没能形成大一统的市场，IS-95 仍然被相当数量的运营商所采用，而且直到 2005 年，美国的四家主要运营商中的两家还在使用它。同时，IS-95 在南韩也取得了最主要的市场地位。

IS-95 原型系统还未能使 CDMA 系统的内在灵活性得到充分发挥；然而，后来的改进和修正版本使系统显得更加灵活，因此也就为数据通信创造了条件。在 20 世纪 90 年代后期，进一步增强数据通信能力的需求变得愈加明显。第三代的新系统必须能够支持高数据速率，从而使传输音频和视频流以及实现网络浏览等功能成为可能。这就需要更高的数据速率和具有伸缩性的系统(它能以精细的步进间隔便捷地支持多种数据速率)。CDMA 看上去非常适合于达成上述目的，因此为所有的主要制造商所选择。尽管如此，到目前为止也未能形成一个统一的 CDMA 标准。IS-95 的支持者(绝大多数来自美国)开发出了称为 CDMA 2000 的标准，它向后兼容 IS-95，并支持无缝迁移。采用全球移动通信系统(GSM)标准的第二代系统运营商一般都选择宽带码分多址(WCDMA)标准(将在第 26 章描述)作为其第三代系统标准。CDMA 2000 和 WCDMA 非常相像，但也有足够多的差别使得它们无法兼容。

这一章主要描述了 IS-95 标准的原型版本。本章附录(www. wiley. com/go/molisch)则总结了 CDMA 2000 标准中出现的变化。

25.2　系统概述

IS-95 是具有附加的频分多址(FDMA)组件的 CDMA 系统[①]。可用的频率范围被划分成若干个 1.25 MHz 的频道；在频域实现双工。在美国，1850 ~ 1910 MHz 频段用于上行链路，而 1930 ~ 1990 MHz 则用于下行链路[②]。在每一个频道上，通过用不同的码(码片序列)扩频来区分各个业务信道、控制信道和导频信道。IS-95 规定了两种可能的语音编码器速率：13.3 kbps 或 8.6 kbps。对于这两种情形，IS-95 均通过编码将数据速率提升到 28.8 kbps。然后，进行 64 倍扩频，所得码片速率为 1.2288 Mchip/s。理论上，每个小区可以支持 64 个语音用户。实际上，由于不完美的功率控制、扩频码的非正交关系等，这个数目会减少到 12 ~ 18。

---

① 作者在这里指的是，IS-95 是一个 CDMA/FDMA 系统。——译者注

② IS-95 用"反向链路(reverse link)"这个词来代表上行链路，用"前向链路(forward link)"这个词代表下行链路。为了保持本书用词的一致性，我们在此仍然采用上行和下行链路的说法。然而，值得注意的是 IS-95 标准的许多缩略词都使用了"F"(用于前向)和"R"(用于反向)来表示信道是在下行链路还是上行链路中使用的。

一个基站所产生的针对不同用户的下行链路信号是通过不同的 Walsh-Hadamard 序列(见18.2.6 节)来进行扩频的,因此信号彼此之间正交。这就决定了每个载波上的信道数目上限为64。在上行链路中,通过并非严格正交的扩频码来区分不同用户。此外,来自于其他小区的干扰降低了基站和移动台处的信号质量。

各个基站所采用的发射功率介于 8 ~ 50 W 之间,这取决于所需的覆盖范围。各移动台采用约 200 mW 的峰值功率;精确的功率控制确保了到达基站的所有信号具有同样的信号强度。通过不同的扩频码来区分业务信道和控制信道。所有基站都是同步的,采用来自于 GPS(全球定位系统)的信号来获取精确的系统时间。这一同步使得移动台检测来自不同基站的信号,以及系统对小区间切换的管理都变得更加容易。

对网络和交换系统的要求,以及对运行支持、维护和计费的要求都与 GSM 十分相似,在这里就不重复了。计费项目同样与 GSM 完全一致。

25.3 空中接口

25.3.1 工作频段和双工方式

如同25.2 节所指出的,IS-95 是具有附加的频分多址组件的码分多址系统;它采用频域双工来区分上行链路和下行链路。在美国,IS-95 工作在 1850 ~ 1990 MHz 频段。这一频段称为个人通信系统(PCS)频段,被划分成50 kHz 宽的一个个单元,因此与信道号 n_{ch} 有关的中心频率为

$$f_c = (1850 + n_{ch} \cdot 0.05)\,\text{MHz}, \qquad \text{上行链路} \tag{25.1}$$

$$f_c = (1930 + n_{ch} \cdot 0.05)\,\text{MHz}, \qquad \text{下行链路} \tag{25.2}$$

其中,$n_{ch} = 1, \cdots, 1199$。IS-95 系统需要 1.25 MHz 带宽,即 25 个上述信道的宽度。

还有一个工作在 800 MHz 频段的版本(从历史上看,这才是最先用于 IS-95 的频段)。当其他频段变为可用频段时,就会增设一些频段(见 27.1 节)。

25.3.2 扩频和调制

IS-95 采用了纠错编码和不同类型的扩频码,以便将 8.6 kbps(用于速率集 1)或 13.3 kbps(用于速率集 2)的信源数据速率扩展到 1.2288 Mchip/s 的码片速率。编码通常采用标准卷积编码器(码率在 1/3 和 3/4 之间)来完成,而扩频则通过所谓"M 进制正交键控"并与扩频序列相乘(或与扩频序列直接相乘)的方式来实现。更多细节将在 25.4 节讨论。

25.3.3 功率控制

功率控制是码分多址蜂窝系统的关键问题之一,而且功率控制的准确性很大程度上决定了系统的容量(见第 18 章)。基于这一原因,IS-95 标准预先制定了相当复杂的功率控制步骤,试图通过功率控制来确保对大尺度和小尺度衰落(Small-Scale Fading, SSF)两方面的影响进行补偿。应该注意到,功率控制质量的衡量标准有两个:准确性和速度。准确性体现了接收功率相对于处在"稳态"(此时接收功率变化得很缓慢,或者根本不变)的理想电平的偏离程度。功率控制的速度决定了功率控制可以适应信道条件变化的快慢程度。

IS-95 规定了开环和闭环两种功率控制机制。就开环机制而言,移动台观测所收到的下行链路信号功率,由此得出有关目前路径损耗情况的结论,并依此调整其发射功率。这一机制仅

可补偿阴影和平均路径损耗带来的损失，而不能补偿小尺度衰落，因为在上行链路和下行链路频率上小尺度衰落是不同的(见 20.1.6 节)。特别地，在一次呼叫开始时，开环功率控制是控制移动台功率的唯一可用方法。

闭环机制利用两个不同的反馈：内环和外环功率控制。在这两个功率控制环路中，均由基站来观测来自某移动台的信号，然后向该移动台发出命令来要求它对其功率进行恰当的调整。在内环中，基站观测信干噪比(SINR)，并据此要求移动台调整其发送功率。这种控制每 1.25 ms 间隔进行一次，发往移动台的命令要求其以 1 dB 的调整量来增加或减少发送功率。在外环中，基站采用上行链路传输的帧质量统计结果来评估闭环性能。如果帧错误率过高，就采用闭环功率控制来要求移动台以更高的功率发送；具体做法是调整信干噪比指标。这种控制每 20 ms(帧周期)间隔进行一次。

下行链路也有功率控制。这一相当粗略的功率控制仅支持在比较有限的范围(标称功率值附近约 ±6 dB 的范围)内调整基站发送功率，而且调整速率较低(每帧一次)。这一调整同样基于闭环方案，由移动台来测量接收信号质量，并要求基站调整其发送功率。移动台在功率测量报告消息(power measurement report message)中将误帧数和总帧数的比值发送到基站。值得注意的是，就系统机能而言，下行链路的功率控制不是必需的。不同的信号都是通过了相同的传播信道后到达移动台的，因此这些信号经历了相同程度的衰落。倒不如说，下行链路功率控制意在使基站的总发射功率最小化，因而也就使得对其他小区的干扰最小化了。

25.3.4　导频信号

每个基站都发出一个导频信号，移动台可以利用它来进行定时提取、信道估计及帮助完成切换过程。导频信号总是具有相同的形式(一个具有 32 768 个码片的伪噪声序列，时长为 26.7 ms)。不同基站的导频信号彼此偏移了 64 个码片，相当于 52.08 μs 的时间偏移。通常，这样长的偏移长度足以避免用户所需导频信号的长时延反射信号与来自其他基站的导频信号发生混淆(尽管也存在例外情况，见第 7 章)。只需通过接收信号与导频伪噪声序列之间的相关运算，移动台就可以确定其周围所有基站的信号强度(25.7 节将就此进行更多的讨论)。

25.4　编码

在语音信号可以通过空中接口传输之前，必须先对其进行数字化和编码。IS-95 对不同语音编码器(声码器，见第 15 章)的使用作出了规定。这些语音编码器具有不同的比特速率。由于扩频和调制不应受到这些不同速率的影响，这也就意味着针对它们的纠错编码必须是不同的：就下行链路而言，必须采用不同的纠错编码设计，以确保信道编码器的输出总是 19.2 kbps，而上行链路的信道编码器输出则总是 28.8 kbps。

25.4.1　语音编码器

IS-95 采用了若干个不同的语音编码器。原型系统规定采用的是 8.6 kbps 声码器，即 IS-96A 语音编码器。然而，实践证实它的语音质量不佳：甚至在没有传输错误的情况下，语音质量也难以令人满意，而且当传输的帧错误率变大时，语音质量会迅速下降。基于这一原因，不久之后就引入了 CDMA 发展集团(CDMA Development Group，CDG) - 13 声码器。这种编码器(又称为

Qualcomm 码激励线性预测编码器，QCELP)实际上是一种可变速率的语音编码器，它能够根据语音信号中的语音活动(voice activity)和能量状况，针对每个 20 ms 语音帧在三种或是四种可用数据速率(13.3 kbps，6.2 kbps，1 kbps 和有时可提供的 2.7 kbps)中动态地选择一种来实现语音编码。这种编码器就确定了码激励线性预测(CELP)算法(见第 15 章)所需的共振峰、基音及码本参数。基音和码本参数通过一种"合成分析"的方法加以确定(见第 15 章)，该方法在所有可能参数值上进行穷尽搜索。这种搜索运算强度大，特别是在 IS-95 应用的初期，它成为主要的复杂因素之一，对移动台尤其如此。就 13.3 kbps 模式而言，每个语音分组(代表 20 ms 语音)包括 32 比特线性预测声码器(Linear Predictive voCoder，LPC)信息、4 个基音子帧(每子帧 11 比特)和 4×4 个码本子帧(每子帧 12 比特)。增强型可变速率编码器(EVRC)基于非常相似的原理，但在话音用户讲话期间(每 20 ms 时间间隔产生 170 比特编码数据)和传输间歇期都采用了数目更少的比特。而且，这种编码器还包含了自适应噪声抑制功能，从而可以提高整体语音质量。

所有声码器的一个重要特性就是可变的数据速率。人们一般在整个通话时间的约 50% 时间上处于静默状态(此时他们在听电话另一端的人讲话)。在静默期间，数据速率下降到约 1 kbps。如同第 18 章讨论过的，这使得总体容量有了明显的提升。

25.4.2 纠错编码

上行链路中针对 8.6 kbps 的纠错编码

8.6 kbps 和 13.3 kbps 的前向纠错是不同的。然而，就 IS-96A 声码器和 EVRC 声码器这两种都基于 8.6 kbps 输出的现有声码器而言，前向纠错方案是相同的。这些声码器同速率集 1(rate-set-1)相关联，因此其编码步骤如下。

1. 编码开始时的数据是来自声码器的 172 比特(对应于每个 20 ms 帧)。
2. 在这下一步骤中，将增加 12 个的帧质量指示(FQI)比特。这些比特作为奇偶校验比特，支持对已到达帧正确与否的确认。
3. 追加 8 个编码器尾比特，使比特数达到 192。
4. 然后，用约束长度为 9、码率为 1/3 的卷积编码器对这些比特进行编码。3 个生成器的向量表达式为

$$\left.\begin{aligned} G1(D) &= 1 + D^2 + D^3 + D^5 + D^6 + D^7 + D^8 \\ G2(D) &= 1 + D + D^3 + D^4 + D^7 + D^8 \\ G3(D) &= 1 + D + D^2 + D^3 + D^4 + D^5 + D^8 \end{aligned}\right\} \tag{25.3}$$

这样就把比特速率提升到了 28.8 kbps。

上行链路中针对 13.3 kbps 的纠错编码

就 CDG-13 编码器而言，编码步骤基本相似，但用到的数量值不同：

1. 编码开始时的数据是来自声码器的 267 比特(对应于每个 20 ms 帧，其中包括一些未用比特)。
2. 添加一个帧删除比特。
3. 总共 12 个帧质量指示(FQI)比特被增加进来(同样，这些比特用于指示已到达帧是否正确)。
4. 追加 8 个尾比特用于协助维特比解码器进行解码，这样就使每 20 ms 帧的比特总数达到了 288。

5. 然后，用约束长度为9、码率为1/2 的卷积编码器对这些比特进行编码。两个生成器向量表达式为

$$\left.\begin{aligned} G1(D) &= 1 + D + D^2 + D^3 + D^5 + D^7 + D^8 \\ G2(D) &= 1 + D^2 + D^3 + D^4 + D^8 \end{aligned}\right\} \tag{25.4}$$

下行链路中针对 8.6 kbps 的纠错编码

在下行链路中，纠错编码有点不同。这里采用与上行链路相同的 FQI 比特和尾比特添加过程，但之后却采用码率为 1/2 的卷积编码器使比特率达到 19.2 kbps。生成器向量表达式由式(25.4)给出。随后对 19.2 kbps 数据的进一步处理将在 25.3.4 节描述。

下行链路中针对 13.3 kbps 的纠错编码

这一模式采用与 13.3 kbps 上行链路编码过程相同的步骤。然而，经过这样的编码步骤得到的是 28.8 kbps 的速率，而一个下行链路业务信道中只能传送 19.2 kbps。因此为产生所需要的比特速率，将对来自卷积编码器的输出进行删余处理。我们也可以将这一过程理解为对声码器输出进行码率为 3/4 的卷积编码。删余操作删除了每 6 比特符号重复块中的第 3 和第 5 比特(见前文)。这样做就相当于发送时删除掉由 $G2(D)$ 生成的每 3 比特中的 2 比特，而来自 $G1(D)$ 的所有比特被完全发送了出去。

交织

对于速率集 2(rate-set-2)，卷积编码器的输出将通过一个长为 576 的块交织器(见 14.7.1 节)。更具体地说，交织器有着与图 14.25 所示结构相类似的矩阵结构，这里是 32 行 18 列的矩阵。数据被逐列写入，即先填充第一列，然后是第二列，依次类推，然后被正交(即逐行)地读出(同样可参照图 14.25)。

25.5　扩频和调制

25.5.1　长、短扩频码和 Walsh 码

IS-95 采用 3 种类型的扩频码：长扩频码、短扩频码和 Walsh 码。这些码在上、下行链路中起着不同的作用。本节只描述这些码本身，后面两节描述其如何分别用于上行链路和下行链路。

Walsh 码

Walsh 码是可以系统地构造出来的严格正交码。如同在 18.2.6 节中看到的，根据其 n 阶矩阵来定义 $n+1$ 阶 Walsh-Hadamard 矩阵如下：

$$\mathbf{H}_{\text{had}}^{(n+1)} = \begin{pmatrix} \mathbf{H}_{\text{had}}^{(n)} & \mathbf{H}_{\text{had}}^{(n)} \\ \mathbf{H}_{\text{had}}^{(n)} & \bar{\mathbf{H}}_{\text{had}}^{(n)} \end{pmatrix} \tag{25.5}$$

其中，$\bar{\mathbf{H}}$ 是 $\mathbf{H}$ 的模 2 互补矩阵。这一递推公式的初始矩阵是：

$$\mathbf{H}_{\text{had}}^{(1)} = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix} \tag{25.6}$$

IS-95 中使用的 Walsh 码[①]对应于 $\mathbf{H}_{\text{had}}^{(6)}$ 的互补矩阵的各列。

① 共64个。——译者注

短扩频码

IS-95 还采用了两种扩频码，它们是由长度为 15 的移位寄存器产生的伪随机序列，并因此具有 $2^{15}-1$ 的周期。为了使周期增加至 $2^{15}=32\ 768$ 个码片，我们向上述序列中插入一个 0，之后整个序列就对应于 26.7 ms①。序列的生成多项式为：

$$G_i(x)=x^{15}+x^{13}+x^9+x^8+x^7+x^5+1 \tag{25.7}$$

$$G_q(x)=x^{15}+x^{12}+x^{11}+x^{10}+x^6+x^5+x^4+x^3+1 \tag{25.8}$$

后面将会看到，每个基站使用短扩频码的一个时移版本。码的扩频偏移指数(spreading offset index)表示了这种时移②。

长扩频码

第三类码称为“长扩频码”，同样基于伪随机序列。就长码而言，移位寄存器长度为 42，所以周期为 $2^{42}-1$，这与超过 40 天的时间相当。生成多项式为

$$\begin{aligned}G_l=&x^{42}+x^{35}+x^{33}+x^{31}+x^{27}+x^{26}+x^{25}+x^{22}+x^{21}+x^{19}\\&+x^{18}+x^{17}+x^{16}+x^{10}+x^7+x^6+x^5+x^3+x^2+x^1+1\end{aligned} \tag{25.9}$$

移位寄存器的输出又与长码掩码模 2 相加。对于不同的信道，长码掩码是不同的：就接入信道(见 25.4 节)来说，掩码由寻呼和接入信道号及基站识别码得到。就业务信道来说，掩码或者由电子序列号(ESN)导出(公共掩码)，或者由加密算法得到(私有掩码)。

25.5.2 上行链路扩频与调制

IS-95 通过若干个步骤的组合来完成上行链路调制和扩频。这后两个环节的起始点是 28.8 kbps的比特流，该数据流通过对声码器输出信号进行纠错编码来获得(见 25.4 节)。

- 第一步就是将数据序列映射为 Walsh 码码字。记住每个 Walsh 码为 64 码片长。发射机就按照 6 比特$(x_0,\cdots,x_5)$一组提取数据，然后将一组数据映射为一个 Walsh 码符号 $\tilde{\boldsymbol{x}}=[\tilde{x}_0,\tilde{x}_1,\cdots,\tilde{x}_{63}]$，所依照的规则如下：

$$j_{\text{Walsh}}=x_0+2x_1+4x_2+8x_3+16x_4+32x_5 \tag{25.10}$$

$$\tilde{x}_i=1+(\mathbf{H}^{(6)}_{\text{had}})_{i,j_{\text{Walsh}}} \tag{25.11}$$

  这样做实现了扩频因子为 64/6 的扩频。因此，Walsh 编码器输出的码片速率就是 307.2 kchip/s。这也可以被看成 M 进制正交调制；也就是说，每个 6 比特组代表一个调制符号，该调制符号与其他所有许可使用的调制符号相正交。这一技术的主要好处在于允许非相干解调。
- 下一步骤就是把 Walsh 编码器的输出扩频到 1.2288 Mchip/s。这通过将 Walsh 编码器输出与长扩频码相乘来实现。注意，在上行链路中由长扩频码来提供信道化，以支持对不同业务信道和接入信道的区分。长扩频码输出还将进入数据突发随机化器，其作用将在后面描述。
- 最后一步，扩频数据流划分成同相和正交相位分量，每个分量分别乘以短扩频序列。这

① 实际上，准确的周期为 26.666 ms，即 75 个短伪噪声码周期准确地对应为 2 s。——译者注

② 在 1980 年 1 月 6 日 00 时 00 分 00 秒，序号 0 对应于连续 15 个 0 且后面紧跟一个 1 的序列。

个相乘运算不改变码片速率。I 路和 Q 路的码片流随后被用于调制本地振荡器，所采用的调制方式为偏移正交幅度调制(OQAM)(如第 11 章讨论过的)。

图 25.1 给出了上行链路的发送框图。图 25.2 给出了用到的数据速率。

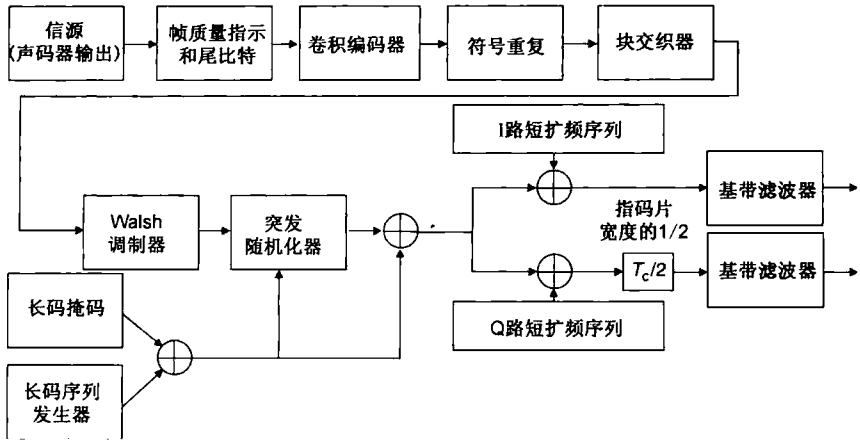


图 25.1　IS-95 移动台发射机框图

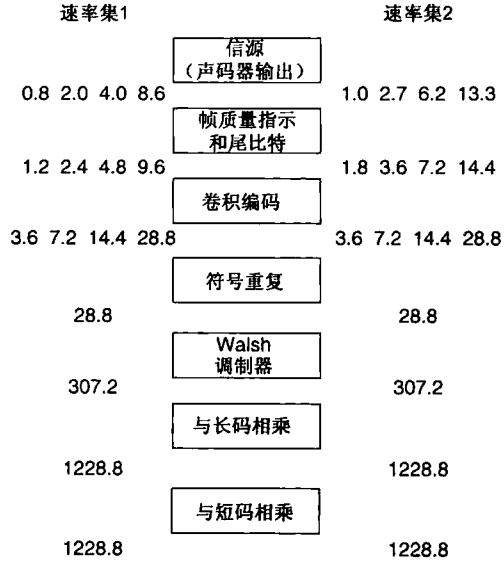


图 25.2　上行链路发射机中，不同接口处的数据速率和码片速率

25.5.3　上行链路数据突发随机化和门控

到目前为止考虑的是信道编码器输出真正具有 28.8 kbps 数据速率的情况，即信源数据速率为 14.4 kbps 或 9.6 kbps 的情况。然而，根据不同的信源数据速率，卷积编码器也可能输出更低的速率(14.4 kbps，7.2 kbps 或 3.6 kbps)。这种情况下，编码后的符号将被重复(根据需要重复若干次)，直至达到 28.8 kbps 的速率。正是这些被重复以后的数据进入到块交织器来完成进一步的处理。

然而，要是以满功率来传送所有这些重复数据将造成资源的浪费。就上行链路而言，通过在部分时间上关闭发射机来解决这一问题。例如，如果编码后数据速率为 14.4 kbps(信源数据速率

为7.2 kbps)，则发射机只在一半时间上打开。结果平均发送功率仅为满功率情况的一半，并且对其他用户的干扰也只有一半那么多。

确定关闭发射机的时间实际上是十分复杂的。头一个问题就是发射功率的门控必须与交织器相协调。举个例子，对于7.2 kbps的数据速率模式，输出符号的每个1.25 ms组被重复一次①。因此，通过门控消除掉这些两符号组中的一个。

由长扩频码来确定两个符号组中实际传送哪一个，确定算法如下。

- 考虑一个帧(以20 ms为周期)的倒数第二个1.25 ms符号组，这个帧是当前所考虑的帧之前紧邻的那个帧。
- 提取用于对这个符号组进行扩频的长扩频序列的最后14比特，将它们标记为$[b_0, b_1, \cdots, b_{13}]$。
- 于是，在当前所考虑的帧中，符号组的门控发送取决于上述这些比特。包含在20 ms帧中的16个符号组里的某些符号组将被发送：
  - 对于14.4(9.6)kbps信源速率模式，总是发送所有符号组；
  - 对于7.2(4.8)kbps模式，如果$b_i=0$，$i=0,\cdots,7$，则发送一对符号组中的头一个，否则发送第二个符号组。
  - 对于3.6(2.4)kbps模式，如果$b_{i+8}=0$，则将在$b_{2i}+4i(i=0,\cdots,3)$期间发送；如果$b_{i+8}=1$，则将在$2+b_{2i+1}+4i$期间发送。
  - 对于1.8(1.2)kbps模式，如果$b_{2i+8}=0$且$b_{i+12}=0$，则将在$b_{4i}+8i(i=0,1)$期间发送；如果$b_{2i+8}=1$且$b_{i+12}=0$，则将在$2+b_{4i+1}+8i$期间发送；如果$b_{2i+9}=0$且$b_{i+12}=1$，则将在$4+b_{4i+2}+8i$期间发送；如果$b_{2i+9}=1$且$b_{i+12}=1$，则将在$6+b_{4i+3}+8i$期间发送。

因此，序列的门控是伪随机的，而且对每个用户都不相同(回忆一下，长扩频序列对每个用户是不同的)。从而，在存在低速率用户的系统中，对其他用户的干扰就被部分地"抹去"了，即用户不至于同时遭受其他所有用户的干扰。

25.5.4 下行链路扩频和调制

下行链路以非常不同的方式使用不同的扩频码。后续处理的起点是速率为19.2 kbps的已编码数据流，即比上行链路速率低1/3。数据流随后按以下步骤进行扰码和扩频。

- 第一步，采用长扩频码对数据流进行扰码。定义的长扩频码具有1.2288 Mchip/s的码片速率。然而，就下行链路应用而言，我们并不打算用它来扩频，而只是将其用于扰码。因此，必须把码片速率降至19.2 kbps。通过对序列中每64个码片只抽取1个的方式来实现。这个抽取后的长码序列与数据序列模2相加。
- 接着，采用Walsh序列进行数据的扩频。下行链路中用Walsh序列实现信道化和扩频。每个业务信道分配一个码片速率为1.2288 Mchip/s的Walsh序列。这种序列是周期性重复的(重复周期是64个码片)，将它与扰码后的数据序列相乘。我们也可以将这一过程理解为把每个数据比特要么映射为(用户专用的)Walsh序列，要么映射为相应Walsh序列的模2互补形式。

① 1.25 ms符号组通常也称为一个功率控制组(Power Control Group，PCG)，因为快速功率控制可能每1.25 ms改变一次

- 最后，扩频器的输出在 I 路和 Q 路分别与短扩频序列相乘。注意，在下行链路中，调制方式为正交幅度调制(QAM)，而不是偏移正交幅度调制(OQAM)。

图 25.3 给出基站发射机(下行链路发送原理)的框图，而图 25.4 给出了相应的数据速率。

下行链路也有以低于 9.6 kbps 或 14.4 kbps 的数据速率发送的情形。这种情形下，同样通过符号重复来确保最大数据速率，但每个传送符号的能量将按照重复倍数同比例减弱，以保证恒定的发送能量等级和实现所需的比特能量等级。下行链路中这种针对低数据速率的处理方式不同于上行链路中所采用的关闭发射机的方式。

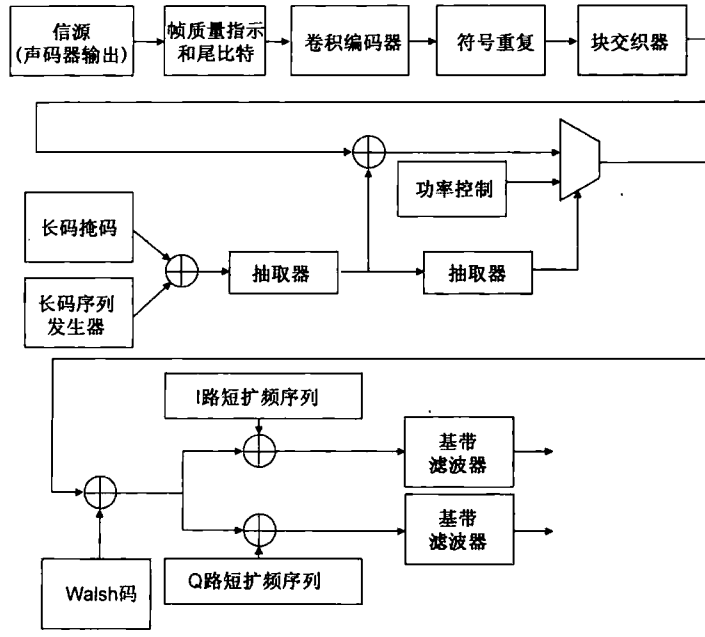


图 25.3　IS-95 下行链路框图

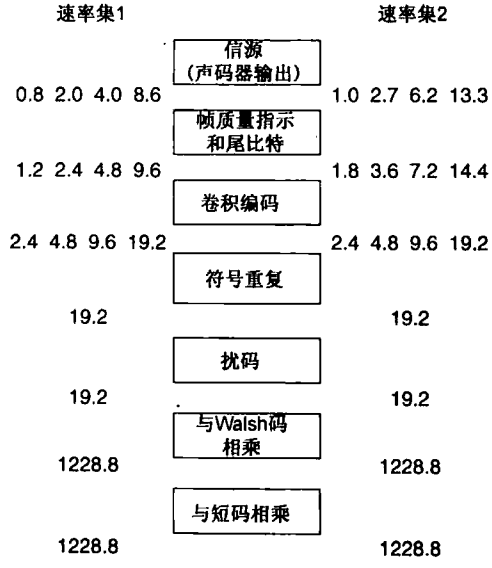


图 25.4　下行链路的数据速率和码片速率

25.5.5 讨论

当我们面对上、下行链路不同的扩频方案时，会提出一个直接的问题："为什么要采用不同的方案呢?"乍看上去，对一个方向适合的扩频方案应该也适用于另一方向。可是，我们应该铭记蜂窝系统固有的不对称性。对于由基站发送至不同移动台的信号，基站以非常简便的方式就能实现这些信号的同时发送。毕竟，在发送这些信号时基站具有完全的控制权。然后，所有的信号同时到达指定移动台，并经历了信道引起的相同的衰减和失真①。因此，如果信号在发射机处被完全正交的码扩频，在接收机处它们就可以被完全分离(这里假设信道是无失真的)。正是基于这样的原因在下行链路中采用(完全正交的)Walsh 码进行扩频。由于在一个小区内应该能支持 64 个用户通信，扩频因子就为 64，并且纠错编码后的信源数据速率不该超过 19.2 kbps。短扩频码可以被用于区分不同基站。

另一方面，就上行链路而言，来自不同用户的信号不可能同时到达基站。所以，采用 Walsh 码来进行用户分离是不可能的。当它们相互之间具有任意时移时，Walsh 码字之间可能有较高的互相关值。与下行链路不同的是，上行链路通过使用任意时移情况下都具有低互相关值的伪随机序列来完成信道化。Walsh 码则被用作调制方案的一部分：由于采用 64 个码片的符号来代表 6 比特，从而具有了内在的冗余度，并因此获得了一定的纠错能力。

25.6 逻辑和物理信道

25.6.1 业务信道

业务信道是在其上传送每个用户话音数据的信道。我们在上面已经讨论过它们，在此仅重提一下某些关键数据：有两个可能的速率集，速率集 1 包括 9.6 kbps，4.8 kbps，2.4 kbps 和 1.2 kbps 这些信源数据速率，而速率集 2 包括 14.4 kbps，7.2 kbps，3.6 kbps 和 1.8 kbps 这些信源数据速率。这些信源数据，即声码器的输出数据可能被重复，而且之后还要进行卷积编码和交织②。

随后，数据被扩频和调制。上、下行链路的扩频和调制处理是不同的，在 25.5 节已详尽讨论过这些内容。

许多控制信息也在业务信道上发送。这些控制信息包括如下内容：

- 对于上行链路而言，包括功率测量报告、导频强度测量、切换完成、长码转换请求、长码转换响应、数据突发和请求模拟业务。
- 对于下行链路而言，包括相邻列表、导频测量请求、切换导引、长码转换请求、长码转换响应、数据突发和模拟切换导引。

---

① 注意，这里论及的是到达一个指定移动台的不同信号。当考虑两个不同移动台处的接收信号时，会发现这些信号具有不同的延迟和不同的失真。

② 关于数据的处理顺序，应该是先卷积编码，再符号重复，再进行块交织，但在各速率集最高速率情况下无须进行符号重复。——译者注

25.6.2 接入信道

接入信道是处于非通话状态的移动台用来传送信令的上行链路信道。接入信道消息包括安全消息(基站质询和认证质询响应)、寻呼响应、呼叫发起和注册。

接入信道采用 4.8 kbps 的(信源)数据速率,其扩频和调制与同样数据速率的上行链路业务信道非常相似。不同的是,它不进行门控,而是将所有重复后的符号通通发送出去。由于采用了长码进行扩频(信道化),所以就可以存在相当大数量的接入信道。实际上,就每个寻呼信道(后述)而言,存在至多 32 个接入信道。在开始一次接入尝试以前,移动台随机地选择一个可用的接入信道。

移动台发起的呼叫由一个接入信道消息开始。移动台设定初始功率(基于它所观测到的导频功率),并发送一个探测。如果在一个超时时间到来前收到对该探测的应答,则接入成功。如果收不到应答,则移动台等候一个随机的时间之后,就会以更大的功率发送探测。此过程将被重复到接入成功,或者发送探测的功率已达到最大允许值为止;后一种情况出现就可以认为接入已告失败。

25.6.3 导频信道

导频信道支持移动台从特定基站获取定时、得到自基站到移动台的传输函数以及估计目标区域上所有基站的信号强度。导频信道与下行链路业务信道相似,但也体现出某些重要的特征:

- 不进行功率控制。这是因为(i)导频信道被用于许多的移动台(因此到底该由哪个移动台来决定功率控制水平是不甚明了的);(ii)导频信道被用于估计不同链路的衰减,这只有在发送功率对所有移动台都是确定和已知的情况下才可以做到。
- 导频信道传输 Walsh 码 0:这是一个全零码。
- 导频信道发送功率高于业务信道。由于其重要性,典型地,基站发送总功率的 20% 被分配给导频信道。

导频信道易于解调,因为它只是通过短扩频码扩频的全零序列。从不同基站发出的导频信号的唯一差别就在于彼此间存在一个时移。在一个移动台已捕获到导频后,它就可以更容易地完成同步信道(见下文)的解调,这是因为同步信道的定时锁定在导频上。

25.6.4 同步信道

同步信道传送那些与移动台同步到网络所必需的系统细节有关的信息。此类信息的例子包括网络标识符、伪噪声码偏移、长码状态、系统时间(来自 GPS)、本地时间与系统时间的差值及寻呼信道的工作速率。

同步信道的数据速率为 1.2 kbps。在码率为 1/2 的卷积编码和符号重复之后,以 4.8 kbps 速率发送。注意,这个信道不进行扰码(即不应用长码掩码)。同步信道的每个帧都与短 PN 序列开始点对齐。

25.6.5 寻呼信道

寻呼信道从基站到移动台传送系统和呼叫信息。每个小区内可以存在几个寻呼信道;每一个寻呼信道都是一个 9.6 kbps 的信道。寻呼信道上传送的信息可能包括:

- 用于指示到达呼叫的寻呼信息。
- 系统信息和指令:
  - 切换门限值;
  - 不成功接入尝试的最大次数;
  - 周边小区的伪噪声码偏移列表;
  - 信道分配消息。
- 对接入请求的应答。

25.6.6 功率控制子信道

功率控制子信道提供补偿小尺度衰落的信令。IS-95 将信号分为 1.25 ms 间隔的功率控制组(PCG)。基站估计每个用户的每个功率控制组的信噪比,然后在随后的两个功率控制组时间之内向移动台发送功率控制命令,而移动台在 500 μs 之内做出控制响应。这个命令代表移动台功率需提升或者降低 1 dB,因此只需要 1 比特就够了。这样,功率控制子信道的数据速率为 800 bps。

功率控制子信道通过简单替换某些业务数据符号而穿插在业务信道中。每个功率控制组包括 24 个调制符号①;然而,一个功率控制组中只有最初的 16 个调制符号之一可供替换。确切的替换位置由长码掩码决定:前一功率控制组中长码掩码的 20 ~ 23 比特决定哪个符号被替换②。

25.6.7 将逻辑信道映射为物理信道

下行链路中,映射以相当直接的方式完成:不同信道被分配以不同的 Walsh 码,并用它来完成扩频。具体地,导频信道使用 Walsh 码 0,寻呼信道使用 Walsh 码 1 到 Walsh 码 7,同步信道使用 Walsh 码 32,而业务信道使用所有其他的 Walsh 码。

上行链路中,仅存在业务信道和接入信道。这些信道被分配以不同的长扩频码,因而在所有可能情况下也就被映射到不同的扩频信道。

25.7 越区切换

CDMA 的重要优点之一就是"软切换",这有助于移动台性能的改善,尤其在移动台位于小区边缘时(见 18.3.2 节)。本节将讨论为实现软切换 IS-95 是如何来确定可用基站的,以及切换实际是如何完成的。

每个基站作为导频信号发送同一伪噪声序列,各导频信号间只有 64 个码片的偏移(见 25.3.4 节)。这样就给定了总共 512 个可能的导频信号。通过观测这些导频信号,移动台总可以确知其周围环境中所有基站的信号强度。可是,这样做是非常复杂和缓慢的,以至于无法监测如此众多数量的基站。事实上,这些基站中的绝大多数的信号强度都低于噪声基底。因此,移动台仅观测一个给定时间窗口内的那些导频信号。

移动台把可用基站划分成组或集。激活集包含那些由移动业务交换中心(Mobile-services

① 这里调制符号速率为 19.2 kSymbols/s,即对长扩频码抽取(一般称为分频)后的符号速率。——译者注

② 实际替换时,一个功率控制比特占 2 个调制符号的位置,两个符号中第一个的位置按上述方法确定。——译者注

Switching Center, MSC)分配给特定移动台使用的导频信号；该集合可以包括至多 6 个导频。候选集包含强到足以被解调但又不包含在激活集中的导频信号。相邻集包含“相邻”基站的列表，这些基站的信号还没有强到足以进入候选集的程度。相邻集的列表由基站每隔一定间隔向移动台发送一次。

按如下方式完成导频监测和基站向不同集合的分配：当移动台找到一个新的导频(还不在候选集中)，将会把它的强度与一个 T_ADD 参数进行比较。若导频强于这一门限值，移动台就会发送一个导频强度指示消息(PSMM)给基站；然后，基站可能会命令移动台将这一导频加入候选集。移动台还会监测候选集中的导频强度，而且如果它们变得强过一个门限 T_COMP，则相应的导频将由候选集移入激活集。如果其强度低于特定门限，则还有将导频从激活集或候选集剔除的机制。

当移动台处于软切换模式时，就能同时与激活集中的成员基站通信。下行链路中，移动台只需将来自不同基站的信号合并起来。上行链路中，激活集中的基站确定它们中哪一个取得最佳信号质量，则这个基站就是用于解调的基站。前一种(下行链路)情况可获得合并增益，而后一种(上行链路)情况获得选择增益。

25.8　附录

请访问 www. wiley. com/go/molisch。

深入阅读

可以在 Liberti and Rappaport [1999]中找到关于 IS-95 的扼要总结。CDMA 2000 的额外信息可以在 Garg[2000], Vanghi et al. [2004], Eternad[2004]这几本书中及论文 Tiedemann [2001] 和 Willenegger[2000]中找到。1xEV-DO(EVolution-Data Optimized，演进数据优化)模式在 Sindhushayana and Black[2002]和 Parry[2002]中有所描述。在 Jelinek et al. [2004]中对 CDMA 2000 的声码器进行了描述。

第 26 章　WCDMA/UMTS

26.1　历史回顾

本章是第三代蜂窝电话的宽带码分多址(WCDMA)标准的简短概述。这一标准也是我们所熟悉的通用移动通信系统(UMTS)、第三代协作伙伴项目(3GPP)和国际移动电话(IMT-2000)等一系列标准的一部分。这一节将回顾这一标准的历史发展历程，并且探讨它与其他第三代标准的联系。

第二代移动蜂窝电话特别是全球移动通信系统(GSM)的成功，推动了后续系统的发展。国际电信联盟宣布了面向全球的第三代系统标准的目标，称为 IMT-2000，其特点为：

- 具有更高的频谱利用率；
- 具有更高的峰值数据速率，即最高到室内 2 Mbps，室外 384 kbps，从而要选择一个 5 MHz的信道带宽取代 200 kHz 的带宽；
- 支持多媒体应用，意味着传输语音、任意数据、文本、图片、音频和视频等，这就要求传输速率的选择上应该有很大的灵活性；
- 对第二代系统向后兼容。

早在 20 世纪 90 年代，欧洲就已经开始了面向这个目标的研究，最初是由欧盟研究计划赞助进行的，后来变成欧洲电信标准组织(ETSI)的一个更正式的程序。基于上述要求，不同的组织提出了提案，包括从正交频分复用解决方案到宽带时分多址系统，再到物理层上的码分多址协议。在 1998 年 1 月最后的投票中，选中了两个方案：宽带 CDMA，即大家所熟悉的频域双工(FDD)模式(计划作为基本系统)，以及具有联合检测的时/码分多址(JD-TCDMA)，即所谓的时域双工(TDD)模式(用来支持高数据速率的应用)。频域双工和时域双工模式都包含在名称 WCDMA 中。频域双工模式是更重要的部分，将作为本章关注的中心。WCDMA 几乎成为无线接入技术的缩写，而 UMTS 则表示包含核心网(CN)在内的整个系统。

这两个系统后来都包含在欧洲提案 IMT-2000 家族中。日本的一个 WCDMA 提案由于和欧洲的提案很接近，也被并入其中。尽管如此，如果想对国际电信联盟的某一个 3G 系统达成一致都是不可能的。除了这个日本/欧洲提案以外，(主要是美国支持的)CDMA 2000 提案(见第 25 章)也获得大力支持。而且，增强型数据速率 GSM 演进(EDGE)(见第 24 章)、数字增强型无绳通信(DECT)(见 www. wiley. com/go/molisch)和全球无线通信(UWC)136(过渡标准)也都得到推崇。为了避免陷入僵局，国际电信联盟决定宣布所有这些标准都是被认可的 IMT-2000 标准。当然，一种标准下存在 5 种模式比 5 种标准好不了多少，但这也是一种让所有参与者保全面子的解决办法。在 2000 年以后，中国的标准包含在后来的版本 TD-SCDMA 中，也获得了极大的关注，并逐渐成为第三代蜂窝系统发展的一个重要部分。该标准和 WiMAX(见第 28 章)后来被纳入 IMT-2000 家族中。

融合的日本/欧洲标准的进一步发展正由 3GPP 工业组织进行，其成员包括 ETSI，ARIB

(日本的标准组织，即工业和商业无线电协会)和其他几个成员。他们发布的最初规范就是大家所熟悉的“99 版本”。接下来推出的改进包含在后续版本中，特别是高速分组接入(HSPA)数据模式，首先在下行链路中实现，接着也在上行链路中实现。有很多公司为这一规范做出了贡献，这是有利的，但 3GPP 也面临着一些严重问题：规范的大小超出了合理的限制，使得它过于复杂而难以实现。高额的开发费用和市场化的一再拖延，几乎使这个系统流产，最后它终于在 2005 年左右开始启动。仅有的例外是日本，它的实现进程要比其他地方快得多。值得注意的是，日本没有实现全部的 UMTS 的规范，将简化的系统称为“FOMA”(UMTS 标准的日本版本)。在日本的发展也得益于第二代日本数字蜂窝系统(JDC)过早地达到了其容量极限，而作为替代的个人通信系统(PCS)(比较附录网站上的 DECT 材料)不能完全满足需求。

UMTS 的发展同时受到规则发展的制约。第一个 UMTS 相关的牌照于 1999 年在芬兰颁发，欧洲的其他国家紧随其后于 2000 年颁发。其中特别受公众关注的是英国和德国的牌照拍卖过程，每个牌照最终都以几十亿欧元的价格卖出。根据监管部门的规定，第一个 UMTS 网络应该在 2002 年投入运行。然而，由于技术原因和应该首先开发移动高数据速率应用市场的事实，真正的网络投入运营被迫推迟。直到 2003 年末，欧洲的主要移动厂商才开始为用户提供 UMTS 服务及合适的设备。但是，至 2009 年，这些问题已解决，UMTS 在全球变得非常成功。

这一章的其余部分主要描述 WCDMA/UMTS 的物理层。它的很多网络功能与 GSM 非常类似，对这些内容读者可参考第 24 章。

26.2　系统概述

26.2.1　物理层概述

首先总结 WCDMA 的物理层，即移动台和基站的之间通过空中接口的通信。UMTS 标准采用了一系列与平常不一样的缩写。例如，移动台被称为用户设备(UE)，为了和本书其余部分的表示保持一致，这里仍然采用移动台。类似地，基站在 UMTS 标准里称为节点 B(Node-B)。

WCDMA 空中接口使用码分多址来区分不同的用户，以及用户和某些控制信道。我们必须区分扩频码和扰码，前者负责信号的带宽扩展，后者主要用于区分来自不同的移动台/基站的信号。此外，WCDMA 规定了一个时隙结构：时间划分成 10 ms 为单位的单元，每个单元再划分成 0.67 ms 为单元的时隙。依据在时隙内的位置的不同，一个符号可能有不同的意义。

WCDMA 采用一系列逻辑信道来传送数据和控制信息，这将会在 26.4 节讨论。之后，它们被映射到物理信道，即以扩频码、扰码和时隙位置来区分的信道。

26.2.2　网络结构

为了讨论移动网络提供商怎样引入 UMTS，必须区分移动台、无线接入网(RAN)和核心网(CN)。正如前面章节讨论过的，移动台和 UMTS 陆地无线接入网络(UTRAN)通过空中接口互相通信。UTRAN 由许多无线网络子系统(RNS)组成，每个无线网络子系统包含几个无线网络控制器(RNC)，而每个无线网络控制器控制一个或者多个基站(节点 B)。

像 ISDN 和数据分组网一样，核心网使无线接入网互相连接并与其他网络相连。核心网可

以是基于升级的 GSM 的核心网，也可以是基于互联网协议(IP)实现的一种全新网络。关于 GSM 核心网的不同功能单元(移动交换中心、归属位置寄存器等)的详细内容可以在第21 章找到。分组数据的网络功能和通用分组无线业务(GPRS)相似，参见附录 21. C(www. wiley. com/go/molisch)。

另外一种看待 UMTS 体系的方式是把它分成如下两个域。

1. 用户设备域，包括：
   - 用户服务识别模块(USIM)。
   - 移动设备，包含：
     - 终端设备(TE)；
     - 终端适配器(TA)；
     - 移动终端(MT)。
2. 基础域，包括：
   - 接入网域，包含：
     - UMTS 无线接入网(UTRAN)。
   - 核心网(CN)域，包含：
     - 网间互联单元(IWU)；
     - 服务网络；
     - 传输网络；
     - 归属网络；
     - 应用网络。

两个网络实体之间的链路、通过该链路传输的信号及这些信号的功能一起称为接口。通常，接口是标准化的。图 26.1 是 UMTS 的有关接口的示意图。

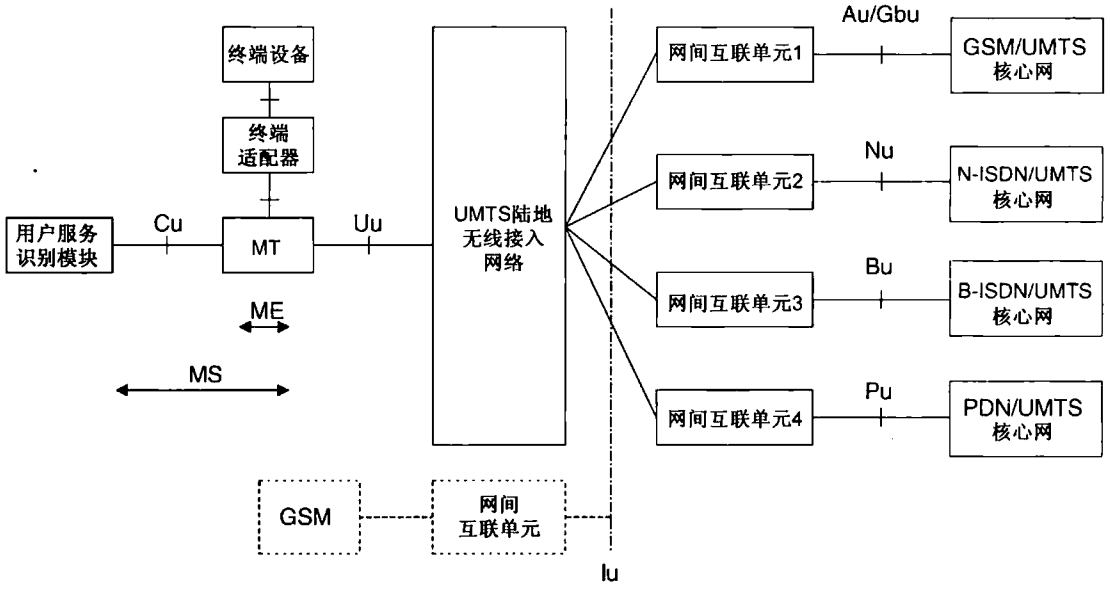


图 26.1 通用移动通信系统的接口

26.2.3　层次蜂窝结构

UMTS 的目标是达到全球可用性和世界范围的漫游。因此，UMTS 的覆盖范围可以按照等级划分为层。较高的层比较低的层覆盖的区域更大。最高的层通过卫星达到全球覆盖①。较低的层包括宏层、微层和微微层，它们共同组成了 UMTS 陆地无线接入网络。每一个层由许多小区组成。低的层由较小的小区组成。因此，宏层负责由宏小区完成全国性的覆盖。微蜂窝用于市区环境的额外覆盖，而微微蜂窝用于建筑物内或者机场、火车站等“热点”地区。这个概念早已众所周知，已被大家讨论了很长一段时间并部分实现。无论如何，UMTS 假定涵盖这个全球性概念的所有方面并首次展示出来。但实际上它相当难以实现。在第一阶段，只有大城市用几个小区覆盖，大面积的覆盖是通过双模设备达到的，这些双模设备可以与 WCDMA 或 EDGE/GPRS/GSM 网络通信。至 2009 年，这种首次展示的配置模式仍在美国使用，而日本和欧洲的大部分则由 WCDMA 覆盖所有地区。

26.2.4　数据速率和服务分类

每个层的最大数据速率和支持的最大用户速度是不同的。宏层支持用户速度达 500 km/h 时数据速率至少为 144 kbps。在微层中，最大速度 120 km/h 时可以达到数据速率 384 kbps。在微微层支持的最大用户速度为 10 km/h，最大数据速率则可以达到 2 Mbps。图 26.2 将数据速率和最大用户速度与其他蜂窝网络(GSM)或无线标准进行了对比。

最大误比特率和传输时延划分为如下几个集合，供用户选择。

- 对话型 。这一类主要用于语音服务，类似于 GSM。这种服务的时延应该在 100 ms 量级或以下，大的时延对用户来讲就成为令人不愉快的中断。误比特率应该控制在 10^{-4} 量级或以下。
- 流式。音频和视频流视为 WCDMA 的一个重要应用。可以容忍比较大的时延(超过 100 ms)，因为接收机通常缓存几秒的流数据。误比特率通常更小，因为音频(音乐)信号中的噪声通常比语音(电话)通话中的噪声更令人讨厌。

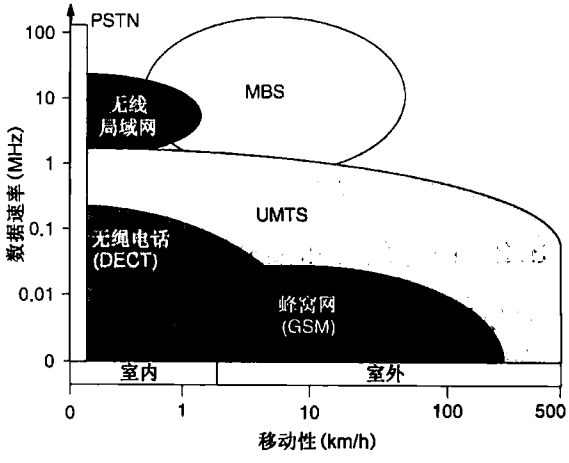


图 26.2　UMTS、GSM、DECT、无线局域网移动宽带系统(MBS)和地面网络PSTN的数据速率与移动性关系图

- 交互式。这一类包括用户从远端设备请求数据的应用。最重要的一类是网页浏览，但同时数据库检索和交互计算机游戏也都属于这一类。同样，对于这一类，也存在容忍时延的上限，即选择一个网站和它确实显示在屏幕上的时间应该不超过几秒钟。误比特率应该比较低，一般低于 10^{-6}。

① 鉴于过去卫星蜂窝通信系统(如铱系统)的困难，对是否实际实现这一层尚存在疑问。

- 后台运行类型。这一类包括传输时延不重要的服务。这类服务包括电子邮件和短信息等。

26.3 空中接口

26.3.1 频带和双工

在世界范围内的大部分地区，UMTS 的频带范围为 1900 ~ 2025 MHz 和 2110 ~ 2200 MHz (见图 26.3)。在这些带宽中有一个用于移动卫星服务(MMS)的专用子带[1]。移动卫星服务的上行链路用的是 1980 ~ 2010 MHz 的频带，下行链路用的是 2170 ~ 2200 MHz 的频带。余下的频带分给陆地运营商的两种模式——UMTS-TDD 和 UMTS-FDD。UMTS-FDD 上行链路用的是 1920 ~ 1980 MHz 的频带，下行链路用的是 2110 ~ 2170 MHz 的频带。正如名字所示，时域双工模式不是通过不同的载波频率来区分上行链路和下行链路的，而是通过在相同载波中的不同时隙来区分的。因此，这种模式不需要对称的频带，这样它就只是简单地使用所有剩下的带宽。

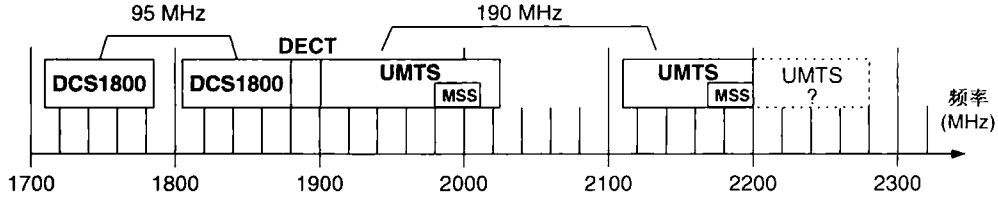


图 26.3 UMTS 的频率带宽分配

美国的频带分配是个例外，将 3G 电话放在个人通信系统频带，即上行链路为 1850 ~ 1910 MHz，下行链路为 1930 ~ 1990 MHz。

26.3.2 时分双工和频分双工的模式

频分双工的运营模式主要针对宏蜂窝和微蜂窝，而时分双工的运营模式主要针对微微蜂窝。在时分双工模式中，比较难处理移动台和基站之间的比较大的传播时延，因为传输和接收时隙可能交叠。因此，它只能用于微微蜂窝。然而，时分双工具备很容易支持上下行吞吐率非常不对称的情形的优势。这对于像网页浏览之类的应用非常重要，因为移动台接收的信息比发送信息大得多。对于媒体接入，时分双工模式用的是 JD-TCDMA，频分双工用的是 WCDMA 然而，本章将不深入考虑时域双工模式。

26.3.3 无线频率相关的方面

功率等级和接收灵敏度

移动台 根据发射机的功率，移动台可以分成 4 级：等级 1 至等级 4，分别对应的最大功率是 33 dBm，27 dBm，24 dBm 和 21 dBm。这里功率是在天线之前测量的，因此天线特性对于这些分级没有影响。移动台的接收机灵敏度必须非常高，当接收到的信号每 3.84 MHz 的信道

① 有关 3G 和第 4 代(4G)系统频带的详细描述见第 27 章。

功率为 -117 dBm 时，对 12.2 kbps 的数据速率仍能达到 10^{-3} 的误比特率。注意，该指标包含了前向纠错的作用。

基站　对基站没有规定发射功率，但典型的发送功率值范围为 10 ~ 40 W。基站的接收机灵敏度也是非常高的，所以在接收到的信号的功率为 -121 dBm 时，对 12.2 kbps 的数据速率仍能实现 10^{-3} 的误比特率。这很有挑战性，因为带宽 12.2 kHz 的噪声功率为 -133 dBm。

该规范也规定了接收机应能够抗阻塞，即存在强干扰时能够工作。处理增益可以用来减少干扰的影响。然而，如果接收机的射频单元动态范围有限，干扰可能将接收机推到饱和状态，从而导致信号的有用部分无法恢复。类似地，也规定了互调和其他射频效应[Richardson 2005]。

频带

通常的载波间隔是 5 MHz，这是名义上的间隔。实际上，网络提供商可以选择载波的间隔为 200 kHz 的任意整数倍。因此，所谓的载波使用 UTRA 绝对无线频率信道数(UARFCN)，指的是 200 kHz 的多少倍。移动台本地振荡器的频率偏移限制在 10^{-7}(千万分之一)，约为 200 Hz。

从纯理论角度讲，分配的 5 MHz 频带以外的发射应为零。调制的基本脉冲是升余弦脉冲，滚降因子为 $\alpha = 0.22$。给定码片速率为 3.84 Mchip/s，信号带宽为 $(1+\alpha)/T_C = 4.7$ MHz[①]。然而，由于非理想滤波器的实现，实际中总出现该频带以外的发射。这些发射包括带外发射(定义为距离中心频率 2.5 ~ 12.5 MHz 的发射)和杂散发射，指距离中心频率更远的发射。

带外发射

对距离(中心频率)2.5 ~ 12.5 MHz 范围的带外发射有如下一系列限制。

- 频谱发射屏蔽。图 26.4 显示了基站的发射屏蔽。对于给定的相对于中心频率的距离 Δf，分别存在一个最大的 30 kHz 和 1 MHz 带宽的功率限制。

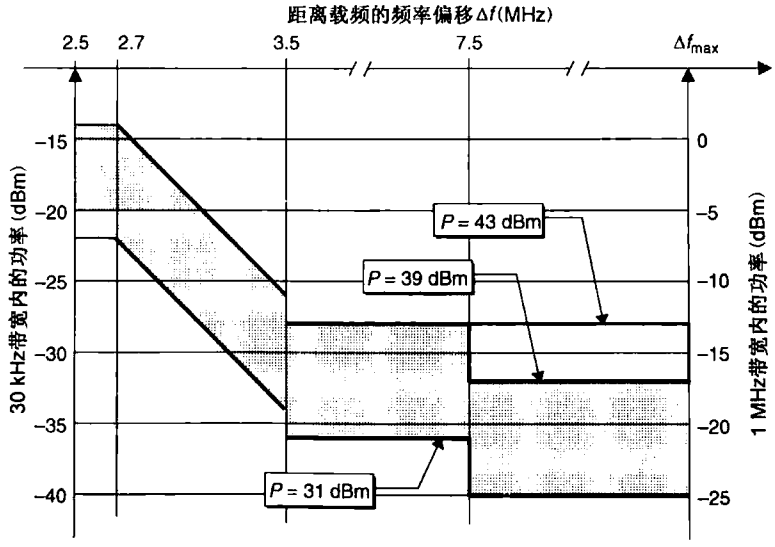


图 26.4　WCDMA 中一个基站的频谱屏蔽

① 信号带宽与名义上的载波距离不一致只能从历史的角度解释。最初规划的码片速率为 4.096 Mchip/s，$\alpha = 0.22$ 时信号带宽正好为 5 MHz。

- 邻道泄漏率(ACLR)。这是衡量多少功率从目标频带泄漏到相邻频带的量度。对于第一和第二的相邻信道(5 MHz 和 10 MHz 载波距离),这个比率应该分别好于 45 dB 和 50 dB。

杂散发射

杂散发射是指与使用信道相距很远的发射($\Delta f > 12.5$ MHz)。这些是由于谐波发射、互调产物等产生的。对于这种发射的限制有很大的弹性,例如对于 1 MHz 的带宽为 -30 dBm。然而,对于其他移动系统如 GSM、DECT、数字蜂窝系统(DCS 1800)或者 UMTS 陆地无线电接入(UTRA-TDD)使用的频率,这种杂散发射是很严重的。特别是,当一个 UMTS 的基站与 GSM 的基站共址时,可以适用的发射限制在 -98 dBm/100 kHz,这样才能保证 UMTS 的信号不干扰 GSM 的信号。

26.4 物理和逻辑信道

26.4.1 逻辑信道

类似于 GSM,在 UMTS 中必须区分不同的逻辑信道,这些逻辑信道要映射到物理信道。在 UMTS 中逻辑信道有时称为传输信道。有两种传输信道:公共传输信道和专用传输信道

公共信道

公共信道和一个小区内的所有或者至少一组移动台有关。这样,所有这些移动台接收这些信道在下行链路中传送的信息,并可能在上行链路中访问这些信道。这里有几种不同的公共信道。

- 广播信道(BCH)。广播信道只出现在下行链路中。它传送特定小区和特定网络的信息。例如,基站利用该信道将空闲接入码和可用的接入信道的信息通知小区中的所有移动台。该信道必须以相当高的功率传送,以便所有移动台都能接收到。因此,此信道对于功率控制和智能天线都不适用。
- 寻呼信道(PCH)。这种信道也是只出现在下行链路中。它用来告诉移动台关于呼入电话的信息。由于到移动台的信道衰减及移动台的位置是未知的,所以寻呼信道也需要很大的发送功率且不能使用智能天线。根据移动台的当前小区是否已知,决定寻呼信息在一个小区传送还是在多个小区传送。
- 随机接入信道(RACH)。随机接入信道只应用于上行链路。移动台用它与基站建立连接。它可以使用开环功率控制,但不能使用智能天线,因为基站必须能够接收到小区内来自每个移动台关于随机接入信道的信号。因为它是一种随机接入信道,可能发生冲突。因此,随机接入信道的突发结构与其他信道不同,这将在后面详细介绍。
- 前向接入信道(FACH)。前向接入信道用来向特定移动终端发送控制信息。然而,由于前向接入信道也是一种公共信道,因而此信道信息能被多个移动台接收,所以必须明确标明目标移动台的地址(带内识别,在数据包开始时的 UE-ID)。与采用目标移动台隐含地址的专用控制信道不同,后者的移动台通过载波和扩频码来指定。前向接入信道也可以用来传输短的用户信息分组。它可以采用智能天线,因为信息是发送给一个地址确定的特定移动终端的。

- 公共分组信道(CPCH)。公共分组信道也是一个上行链路信道，可以解释为前向接入信道的配对信道。它可以传输控制信息和数据分组。如果前向接入信道和公共分组信道一起使用，就可以实现闭环功率控制。
- 下行共享信道(DSCH)。下行共享信道是一种与前向接入信道相似的下行信道。它主要用来给多个移动台发送控制数据，但也发送一些业务数据。这种信道中必须使用明确的地址信息，就像所有移动台使用相同的 CDMA 码一样。让多个移动台使用相同的码，是因为短的扩频码数量是有限的(见下一节)。在正常环境中，一个扩频码永远为一个移动台保留，即使业务是突发的。这样，小区会很快用完所有的码(注意，只有少数码字可用于高数据速率业务)。在下行共享信道中，一个短码用于几个移动终端，数据在时间上进行复接。下行共享信道支持快速功率控制、使用智能天线及基于逐帧的数据速率自适应。注意，在高速下行链路分组接入中，下行共享信道用的是不同的方法，即同时使用多个短码。

专用信道

专用信道同时用于上行链路和下行链路。它们用于传输高层信令和实际的用户数据。因为在使用专用信道时移动台的位置是已知的，所以智能天线、快速功率控制和基于逐帧的数据速率自适应都可以采用。

- 专用(传输)信道(DCH)。这是仅有的专用逻辑信道的类型。移动台地址是固定的，每一个移动台使用一个独特扩频码。

26.4.2 物理信道

WCDMA 在同一个逻辑信道中传输控制和用户数据(与 GSM 不同)，即专用传输信道。然而，对于物理信道，我们要区别控制信息和用户信息的信道。两者组合的传输称为编码合成传输信道(CCTrCH)。注意，也有一些物理信道不与特定的逻辑信道相关联。

上行链路

在上行链路中，有专用控制和用户数据信道，它们是通过 I 路和 Q 路码复用来同时传输的(见 26.6 节)。

- 导频比特、传输功率控制(TPC)和反馈信息(FBI)是通过专用物理控制信道(DPCCH)传输的。而且，传输格式组合指示(TFCI)可以通过专用物理控制信道传输(见 26.5.2 节)。传输格式组合指示包含在专用物理数据信道中复用的数据传输信道的所有实时参数(见下文)。专用物理控制信道的扩频因子是常数，其值是 256。这样，在每个时隙传输 10 个控制信息比特。
- 实际中的用户数据是通过专用物理数据信道(DPDCH)传输的。4 ~ 256 之间的扩频因子都是可用的。专用物理数据信道和专用物理控制信道分别使用 I 路和 Q 路在同一时间、同一载波中传输。
- 随机接入信道不仅是逻辑信道，而且是物理信道(即物理随机接入信道，PRACH)。媒体接入采用的是时隙 ALOHA 方法(见第 17 章)。随机接入信道的突发结构与专用信道完全不同。数据分组也可以通过物理随机接入信道来传输。分组既可以通过纯物理随机接入信道模式，指在 26.6 节描述的突发结构，也可以通过上行链路公共分组信道

(UCPCH)来传输。上行链路公共分组信道是物理随机接入信道的扩展，它可以在下行链路中与专用物理控制信道结合，从而实现快速功率控制。

- 物理公共分组信道(PCPCH)与物理随机接入信道有相同的突发结构。信息是在前导字段之后传输的。最初几个接入的前导字段以逐渐增加发送功率的方式发送，直到基站接收到必需的信号强度。在基站确认接收之后，才发送下一个前导字段来检测是否和其他试图接入物理公共分组信道的移动台发生冲突。在用户数据发送之前，可以发送一个长度为0或8个时隙的功率控制前导字段，之后才发送实际数据。这种传送周期的长度是帧长(即10 ms)的倍数。

下行链路

当然，专用数据和控制信道(专用物理数据信道和专用物理控制信道)也用于下行链路。然而，它们采用不同的方法复用，这将在26.6节中讨论。

下行链路是如下公共控制信道所特有的(见图26.5)。

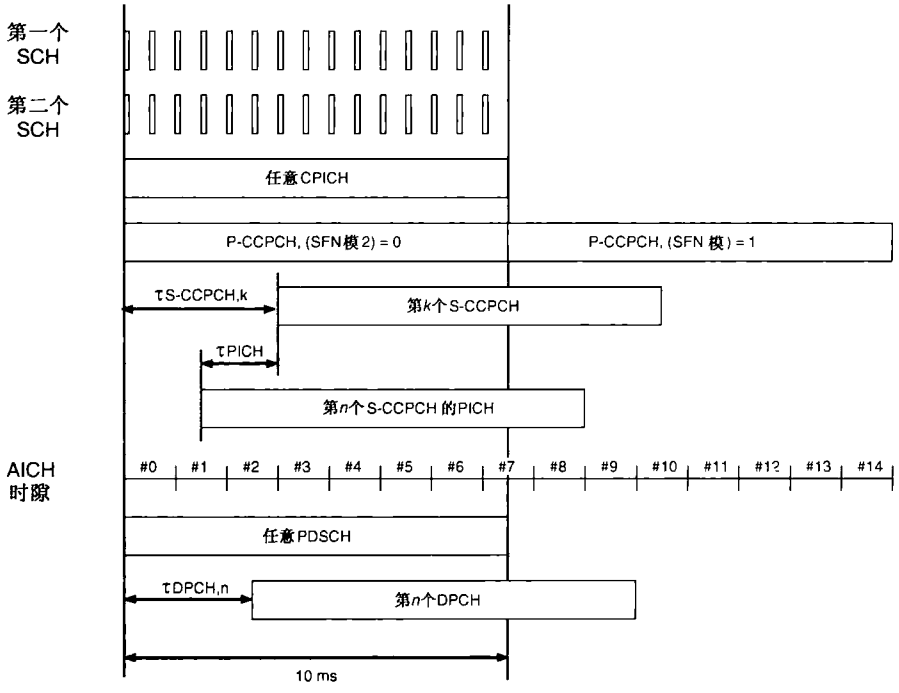


图26.5 下行链路的帧和时隙结构

- 主公共控制物理信道(P-CCPCH)：突发通过公共控制物理信道的传输与专用物理控制信道的相似。然而，公共控制物理信道中没有功率控制，不需要传送相应的比特。P-CCPCH在每个帧中有空闲周期，这个空闲周期的长度是256个码片长度。P-CCPCH承载的是广播信道，它的信息能被小区中的所有移动台解调是非常关键的。因此该信道用的是固定的高扩频因子，即256。
- 次公共控制物理信道(S-CCPCH)。主、次公共控制物理信道的主要区别在于前者的数据速率和扩频因子是固定的，而后者的是可变的。S-CCPCH承载的是前向接入信道和寻呼信道。

- 同步信道(SCH)。同步信道与任何逻辑信道无关。它的功能将在 26.7 节解释。同步信道是复用到 P-CCPCH 中的一个时隙，它发送 256 个码片长度的同步信息。在上面提到的 P-CCPCH 的空闲突发中，通过发送 256 个码片长度的同步信道进行同步。
- 公共导频信道(CPICH)。这个信道有一个固定的扩频因子 256。公共导频信道包括一个主和一个次公共导频信道。主公共导频信道为整个小区的公共信道提供相位和幅度参考。主公共导频信道在整个小区内传输，次公共导频信道可能只在选定的方向上传输。主和次公共导频信道中用的扩频码和扰码不同：主公共导频信道总是用主扰码和固定的信道化码，所以一个小区只有一个这样的码。

  公共导频信道对于建立连接特别重要，因为在这个阶段专用信道的导频是不可用的，而且导频信道在移动台处提供信号强度的指示，所以对切换过程是很重要的。一个基站所覆盖的小区规模可以通过改变导频信号的发送功率来改变。通过减少发送功率，基站提供最强信号的区域减小。这样就减少了一个基站的业务负载。
- 除了这些信道之外，下行链路特有的信道还包括：物理下行共享信道(PDSCH，承载的是下行共享信道)、请求指示信道(AICH，提供同步成功与否的反馈)和寻呼指示信道(PICH，支持寻呼信息)。

逻辑信道和物理信道的匹配

图 26.6 所示为逻辑信道(也称为传输信道)和物理信道的匹配示意图。关于帧和时隙定时的细节可以在标准中找到。

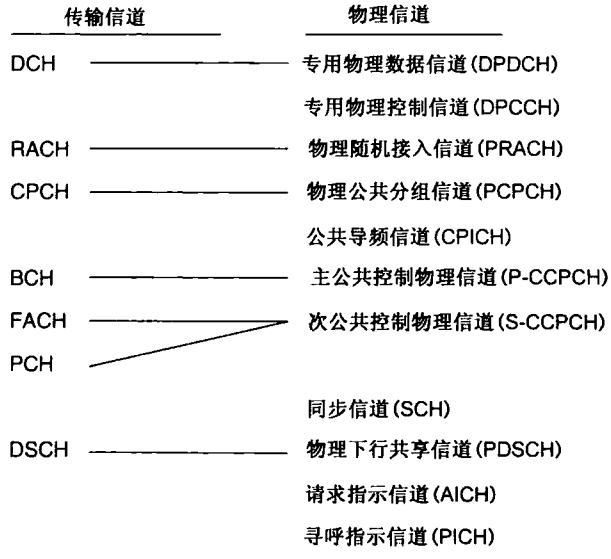


图 26.6　物理和逻辑信道的对应图

26.5　语音编码、复用和信道编码

26.5.1　语音编码

在 UMTS 中用的语音编码器是自适应多速率(AMR)编码器，这也和 GSM 中采用的增强型语音编码器非常类似。自适应多速率编解码器是基于代数码本激励线性预测(ACELP)的(见

第 15 章)。WCDMA-AMR 包含 8 种不同的编码模式，其中源速率范围为 4.75 ~12.2 kbps，另外还有一种“背景噪声”模式①。

26.5.2 复用和交织

复用、编码和交织是一种非常复杂的处理过程，提供很高的灵活性。从上层来的数据流在通过空中接口的传输信道发送之前必须经过处理。传输信道以 10 ms，20 ms，40 ms 或 80 ms 为周期的分组进行处理。首先讨论上行链路的复用和编码。图 26.7(a)的框图示出了复用和编码的处理顺序。

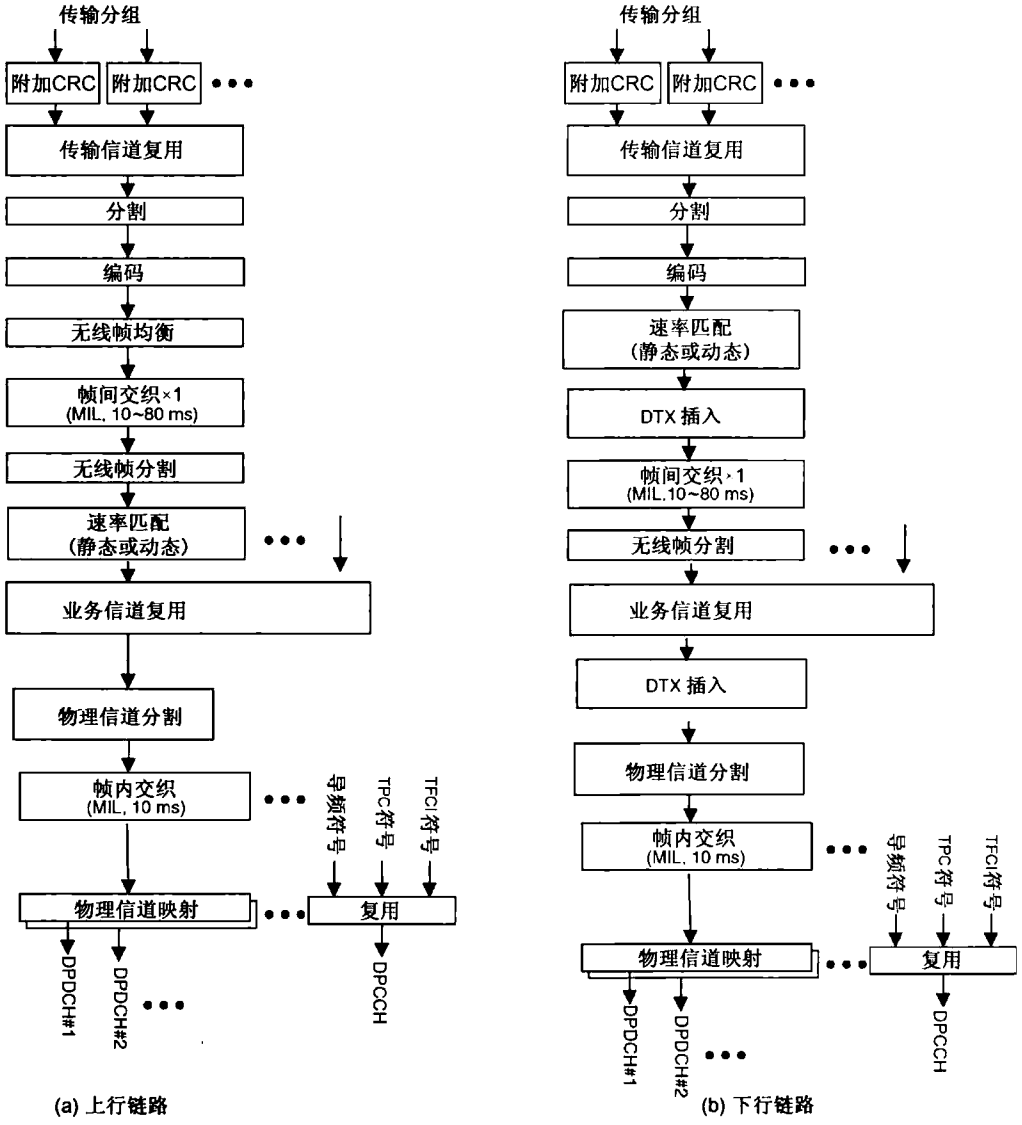


图 26.7 复用和编码

① 一个新近标准化的“宽带”AMR 得到更好的语音质量，使用 9 种模式，数据率在 6.6 ~23.85 kbps 之间。

- 当处理一个传输块时，第一步是附加一个循环冗余校验(CRC)字段。该字段可以为 8、12、16 或 24 比特的长度，用于错误检测。对一次传输时间间隔的每一个数据块，根据下面的编码多项式计算 CRC 字段并附在数据块的尾部：

$$G(D) = D^8 + D^7 + D^4 + D^3 + D + 1 \quad \text{对于 8 比特的 CRC} \tag{26.1}$$

$$G(D) = D^{12} + D^{11} + D^3 + D^2 + D + 1 \quad \text{对于 12 比特的 CRC} \tag{26.2}$$

$$G(D) = D^{16} + D^{12} + D^5 + 1 \quad \text{对于 16 比特的 CRC} \tag{26.3}$$

$$G(D) = D^{24} + D^{23} + D^6 + D^5 + D + 1 \quad \text{对于 24 比特的 CRC} \tag{26.4}$$

- 然后，数据块级联或者分割成适合信道编码大小的分组。这些组不能太小，否则会增加开销(尾部比特)的相对影响并使 Turbo 码的性能变差。另一方面，分组又不能太大，否则译码将变得太复杂。对于卷积编码，典型的分组大小为 500 比特，对于 Turbo 码约为 5000 比特。附加尾部比特用来帮助译码。如果采用卷积编码则用 8 个尾部比特，如果采用 Turbo 编码则用 4 个尾部比特。
- 用卷积码或 Turbo 码对分组进行编码，细节将在下一节详细讨论。
- 编码分组然后经过无线帧尺寸均衡。这可以确保每个无线帧的数据量相同。
- 假如分组跨度超过一个帧长的大小(即 10 ms)，就应用帧间交织，将这个分组的不同帧的比特进行交织。
- 然后，如果需要，将分组分割成 10 ms 的传输块，这一过程称为无线帧分割。
- 接下来进行编码分组的速率匹配，也就是通过删余或选择比特重复，使数据分组的数据适应目标速率。通常优先选择重复，除非某些特别高数据速率的情况。
- 如果发送多个传输信道，则传输分组或帧进行时间复用。每个分组都伴随着一个发送格式合并指示，这其中包含当前分组的速率信息，因此它非常重要。如果发送格式合并指示丢失了，则整个帧就都丢失了。
- 得到的数据流被送进第二交织器，它对无线传输帧内的比特进行交织，即帧内交织。如果使用多个物理数据信道，传输帧就会映射到这些信道。否则，使用一个专用物理信道。

下行链路的复用操作略有不同，如图 26.7(b)所示，有些步骤的顺序不同。主要的区别是插入 DTX(非连续传输)比特，用来指示什么时候关闭传输。取决于采用固定还是可变的符号位置，DTX 指示比特在复用/编码链中的插入点也不同。

编码

信道编码有如下两种模式。

1. 卷积码，在公共信道中码率为 1/2，在专用信道中码率为 1/3。卷积码主要用于“常规的”应用，数据速率最高达 32 kbps。译码器的约束长度为 9。图 26.8 给出两种编码器的结构。码率为 1/2 的编码器的编码多项式为

$$G1(D) = 1 + D^2 + D^3 + D^4 + D^8 \tag{26.5}$$

$$G2(D) = 1 + D + D^2 + D^3 + D^5 + D^7 + D^8 \tag{26.6}$$

码率为 1/3 的编码器的编码多项式为

$$G1(D) = 1 + D^2 + D^3 + D^5 + D^6 + D^7 + D^8 \tag{26.7}$$

$$G2(D) = 1 + D + D^3 + D^4 + D^7 + D^8 \tag{26.8}$$

$$G3(D) = 1 + D + D^2 + D^5 + D^8 \tag{26.9}$$

2. Turbo 码主要是用于高数据速率(大于 32 kbps)的应用。码率为 1/3。采用的是一个并行级联码(见第 14 章),使用两个递归系统卷积编码器(见图 26.9)。数据流首先直接送入第一个编码器,经过交织器后送入第二个编码器。两个编码器的码率都是 1/2。这样,输出是原始比特 X 或 X',冗余比特 Y 或 Y',冗余比特是递归移位寄存器的输出。然而,由于 X 等同于 X',仅传输 X、Y 和 Y'。这样,Turbo 码的码率为 1/3。

表 26.1 提供了用在不同信道的不同编码模式的总结。

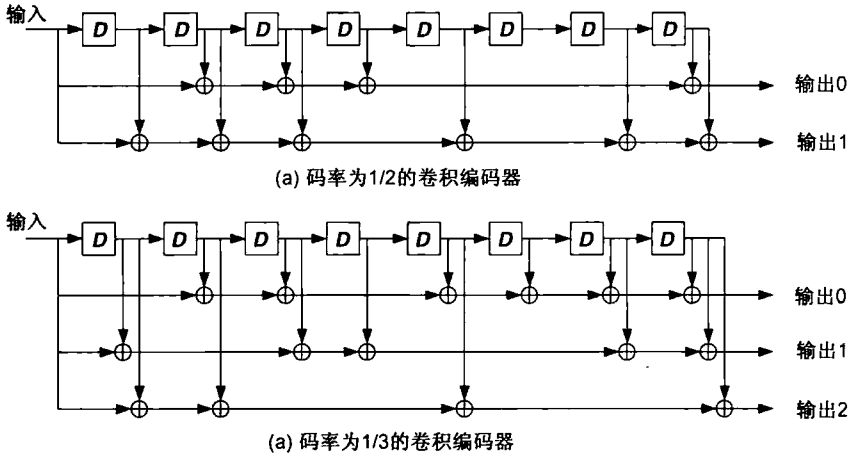


图 26.8 卷积编码器的结构

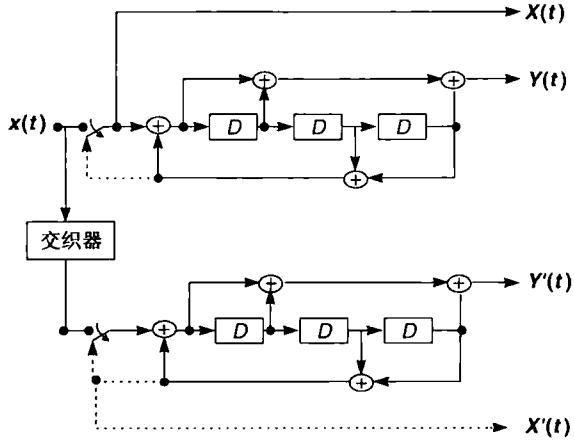


图 26.9 Turbo 编码器的结构

表 26.1 前向纠错码和不同的逻辑信道

传输信道类型	编码方案	码 率
广播信道	卷积码	1/2
寻呼信道		
随机接入信道		
公共分组信道、专用传输信道、下行共享信道和前向接入信道		1/3、1/2
	Turbo 码	1/3

26.6　扩谱和调制

26.6.1　帧结构、扩频码和沃尔氏-哈达曼(Walsh-Hadamard)码

WCDMA 依赖于 CDMA 进行多址接入。然而，传输定时仍基于类似于 GSM 的层次时隙结构：帧周期 $T_f = 10$ ms 并被分成 15 个时隙，每个时隙有 12 比特的系统帧号(SFN)。每个时隙的持续时间为 0.667 ms，相当于 2560 个码片时间。上行链路和下行链路的帧和时隙的结构配置是不同的。

WCDMA 使用两种类型的码进行扩展和多址接入：信道化码和扰码(可与 IS-95 对比，见第 25 章)。前者通过扩展占用带宽来扩展信号，与 CDMA 的基本原理一致。后者不进行带宽扩展，但帮助区分小区和/或用户。接下来讨论不同信道下的码和调制。

WCDMA 中的信道化码是正交可变扩展因子(OVSF)码(18.2.6 节讨论过，又见 22.5.1 节)。

对于扰码，存在一个长码和一个短码。两个都是复数码，是根据下式从实值码导出的：

$$C_{\text{Scrambler}}(k) = c_1(k) \cdot (1 + \mathrm{j} \cdot (-1)^k \cdot c_2(2\lfloor k/2 \rfloor)) \tag{26.10}$$

其中，k 是码片索引，并且 c_1 和 c_2 是两个实值码。

对于短码，c_1 和 c_2 是长度为256 的非常大的 Kasami 集合中的两个不同元素(见 18.2.5 节)。值得注意的是，短码的持续时间仅在扩频因子为 256 时等于符号的持续时间，否则 WCDMA 中的“短”码不是第 18 章意义下的短码。

长码是一个 Gold 码，是两个伪噪声序列的组合，其中每个序列的长度为 $2^{25} - 1$。I 和 Q 部分、式(26.10)中的 c_1 和 c_2，为同一 Gold 序列的变化形式，相互之间进行了移位。码被截短为长度 10 ms，即 1 帧。

26.6.2　上行链路

专用信道

图 26.10 为上行链路的扩谱和调制框图。

- 在正常环境下，用户数据(DPDCH_1)和控制数据(DPCCH)在同相分量传输，控制信道在正交分量传输。首先，信道化码 c_d 和 c_c 分别应用到数据和控制信道。正如上面所提到的，这些码实际上增加了信道的带宽。然后，I 和 Q 支路作为复信号对待。这样处理控制和数据信道称为 I-Q 复用。
- 如果用户的数据速率非常高，则最多有 5 个附加数据信道可以在 I 支路和 Q 支路上并行传输。之后，这些信道通过应用不同的扩频码 $c_{d,k}$，$k \in [1, \cdots, 6]$来区分。这种情况的扩展因子为 4。因此，总的数据速率由下式给出：

$$\frac{4\ \text{Mchip/s}}{4\ \text{chips/b}} \cdot 6 \cdot \frac{1}{3} \tag{26.11}$$

4 chips/b 表示扩谱。因子 6 是指最多 6 个传输信道，因子 1/3 与信道编码有关。因此，可达到的最大网络用户数据速率为 2 Mbps。

- 控制信道相对于数据信道的发送功率是由扩频因子的比率 β_c/β_d 决定的。接收噪声功率正比于(未扩频)带宽及数据速率。因此，扩频因子越小，发送功率必须越高，以确保接收端对用户数据和噪声数据的信噪比是相同的。控制数据的扩频因子总是 256。

- 然后，应用复的扰码 $S_{long,n}$ 和 $S_{short,n}$，并将信号送入复调制器。由于 I 和 Q 因子，复信号通常功率不平衡。为了处理这个问题，扩频码和扰码字经常设计得使两个相邻的码片的信号星座旋转 90°。
- 得到的信号用奈奎斯特基脉冲进行正交幅度调制。更确切地说，基脉冲为滚降因子为 $\alpha=0.22$ 的升余弦脉冲。调制精度要好于 17%。精度的量度为真实信号和理想信号之差的功率与理想信号的功率之比，即误差矢量振幅(EVM)。

上行链路中采用 I-Q 复用是为了限制峰值因子。即使在没有用户数据发送的时候，例如，在无语音段，控制信道仍是连续活动的。因此，移动台的射频放大器不需要持续地开和关，从而简化了硬件必须覆盖较小动态范围的要求。而且，幅度从时隙到时隙或突发到突发的变化可能引起音频处理设备的干扰，类似移动台话筒和助听设备的干扰，因为这些活动在音频范围之内。

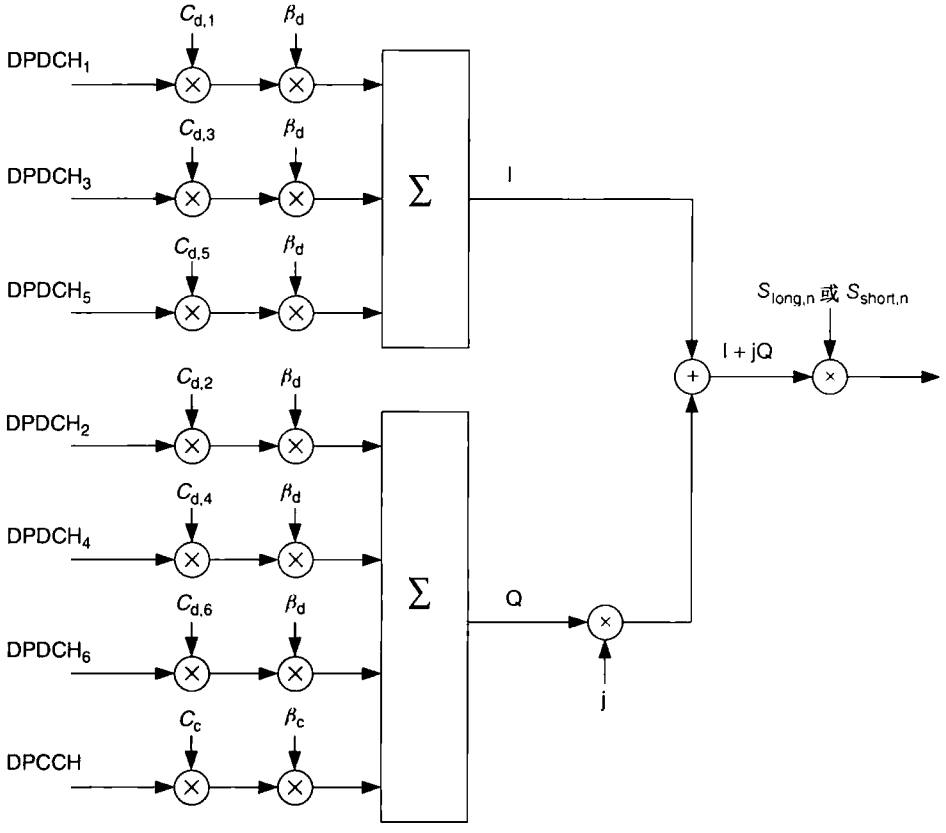


图 26.10 上行链路的扩频和调制

接下来更详细地讨论控制信道。它承载的是导频比特、发送功率控制比特、反馈信息和发送格式合并指示。由于扩频因子固定取 256，每个时隙传送 10 比特的控制信息(见图 26.11)。

随机接入信道

接下来把注意力转向随机接入信道的突发结构(见图 26.12)。随机接入信道发送的起始时间应该在 $t_0+k\cdot 1.33$ ms，其中 t_0 指在是在广播信道上常规帧的开始时刻。在接入突发的开始，发送几个长度为 4096 码片的前导字段。第一个前导字段的功率是由“开环”功率控制确

定的，即移动台测量广播信道的强度，据此判断小尺度平均路径增益的大小，该值(加上一个安全余量)决定发送功率。如果移动台没有接收到它对请求指示信道的接入请求的确认，就会再次发送增加功率的前导字段。在接收到了确认之后，发送实际的接入数据(长度为 10 ms 或 20 ms 的字段)。

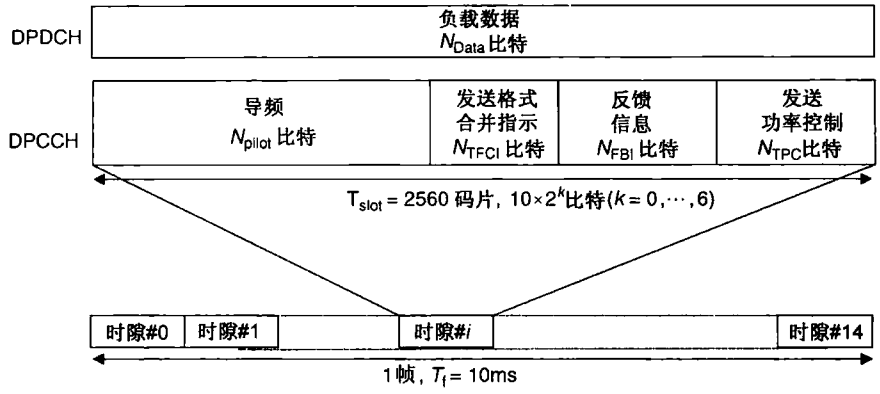


图 26.11　上行链路的帧结构

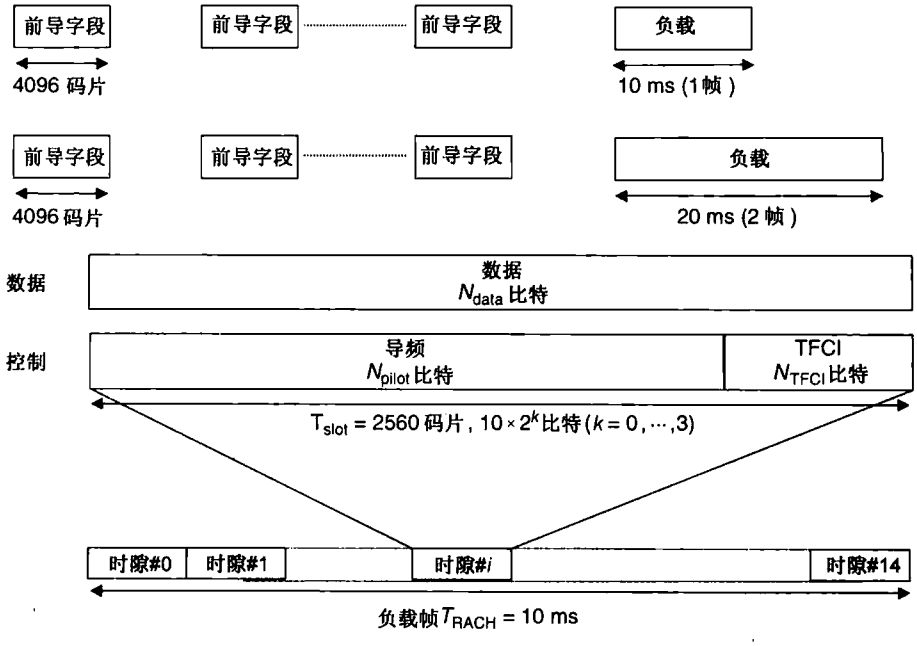


图 26.12　随机接入传输的结构

前导字段包含一个共有 16 个预定义的签名序列，该序列以扩频因子 256 进行传输。这个“数据”包含长度为 10 ms 的消息部分，和 DPCH 类似，划分成 15 个时隙。每个这种时隙有 8 个导频比特和 2 个发送格式合并指示比特，以扩频因子 256 传输，这就构成第一层的控制信息。而且，一个“数据”消息，通常包括第二层的控制信息，以 32 ~ 256 的扩频因子传输。第一层的控制信息和“数据”消息通过 I-Q 复用同时传输(见图 26.13)。这样，随机接入信道的消息部分的结构非常类似于一个专用物理信道的一帧。然而，这里既没有传送 TPC 字段，也没有传送反馈信息字段。

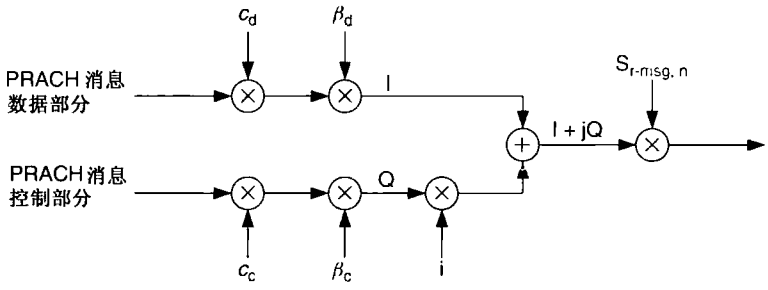


图 26.13 物理随机接入信道的调制

物理公共分组信道

物理公共分组信道的突发结构与物理随机接入信道中传输的突发结构非常类似。首先用逐渐增加的功率发送一个或几个前导字段，直到基站接收到的功率足够，并由基站发给移动台一个确认。之后，发送一个前导字段，其唯一目的是检测与其他分组的冲突。而且，可以发送功率控制信息。然后发送实际的数据。这个消息包括一个或者几个 10 ms 的帧，每个帧分为 15 个时隙。图 26.13 示出了物理随机接入信道的调制原理。

基站处理

基站必须以如下方式周期地处理接收到的信息[Holma and Toskala 2000]。

- 接收一个帧，解扩，并以该帧使用的最高数据速率决定的采样频率存储该帧。注意，一个帧内可能采用不同的数据速率和扩频因子。
- 对于每个时隙：(i)用导频来估计信道脉冲响应；(ii)估计信干比；(iii)发送给移动台功率控制信息；(iv)将来自移动台的功率控制信息解码，并据此改变发送功率。
- 对于每 2 个或 4 个时隙：对反馈信息比特译码①。
- 对于每 10 ms 帧：对发送格式合并指示信息译码，以获得专用物理数据信道的译码参数。
- 对于每个交织器周期，它为 10 ms，20 ms，40 ms 或 80 ms：对通过专用物理数据信道传送的用户数据译码。

扩频码

上行链路是用正交可变扩展因子码来扩频的。然而，它们不是用于信道化的(区分上行链路的用户)。因此，不同的用户可以使用相同的扩频码。事实上，分配扩频码给任意移动台的不同信道是预先定义的。专用物理控制信道总是用第一个码扩频，该码索引为 0，扩频因子是 256。一个专用物理数据信道用索引为 SF/4 的码字来扩频，SF 表示信道的扩频因子。在传送多个数据信道的情况下，如果使用索引为 1，2 或 3 的扩频码，则扩频因子为 4；一个码字在 I 支路和 Q 支路两个信道中使用。业务信道的扩频因子可能从一帧到另一帧变化。对于物理随机接入信道和物理公共分组信道，有其他的码字选择标准。

扰码

正如前面提到的，来自不同用户的信号是通过不同的扰码来区分的。“短”码和“长”码

① 注意，2 个或 4 个反馈信息分组构成一个反馈信息命令，如天线权重的更新。

都可以采用(见第 18 章)。没有什么时候采用短码或长码的严格规则。然而，当基站有多用户检测能力时推荐用短码(见 18.4 节)。短码限定了多用户检测的计算复杂度，因为涉及的互相关矩阵更小。如果没有实现多用户检测，应该用长码，因为它们比短码提供了更好的干扰白化性能。

基站在连接建立时，通过接入授权消息给移动台分配特定的扰码。

随机接入信道的码

随机接入信道的码和那些常规信道的码是不同的。这些码对于一个基站是特定的，并且相邻的两个基站不能采用相同或相似的码。前导字段首先传送，用于同步和识别(见下文)。前导字段设计得对频率同步中起始的不确定性非常鲁棒。而且，随机接入信道码仅用二进制码传输，从而简化了接收机的设计。

26.6.3　下行链路

在下行链路中，数据和控制信道的扩频与调制与上行链路中的不同。在下行链路中，数据和控制信道进行时分复用，得到的单个比特流进行正交相移键控调制。可以把信号比特流的正交相移键控调制解释为串并变换到 I 支路和 Q 支路的两个流。得到的 I 信号和 Q 信号用相同的信道化码分别扩谱。然后对得到的复信号应用复扰码。最后，扰码后的复信号送到复调制器。

图 26.14 说明 DPDCH 的帧和时隙结构。包含比特的第一个数据块发送后，发送发送功率控制字段，接着是发送格式合并指示字段。之后，发送第二个数据字段。时隙以导频字段结束。可以使用 4 ~ 512 之间的扩频因子。导频、发送格式合并指示和发送功率控制字段的目的和性质与上行链路的相同。

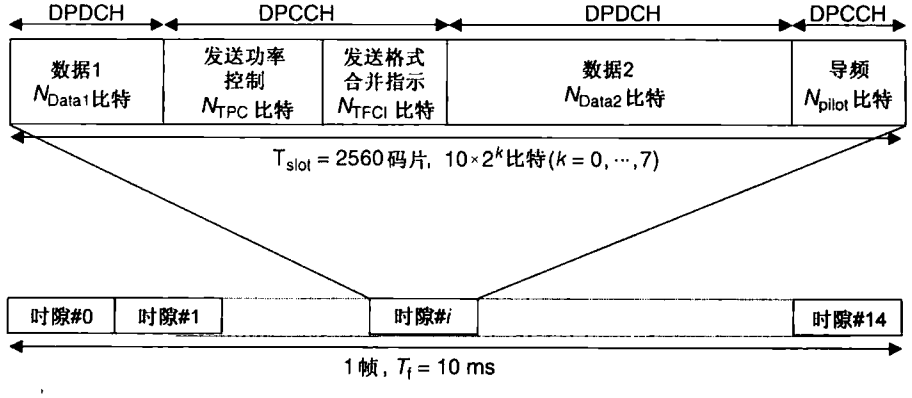


图 26.14　在下行链路中的帧和时隙结构

同一个用户的扩频因子在各帧中不会变化。它选择能适应该用户出现的最高数据速率的扩频因子；如果瞬时需要一个低的速率，则使用非连续传输，即在一段时间内不传输。移动台可以通过发送格式合并指示字段知道当前的数据速率。

非连续传输可以在下行链路中使用的原因(与上行链路不同)为：(i)传输放大器的开/关转换引起的可闻干扰在下行链路中不成问题，公共控制和同步信道，如广播信道或同步信道总是连续传输的；(ii)高的峰值因子总是不能避免的，因为几个码分多址信号的平行传输总是导致高的峰值因子。

移动台的处理

移动台接收机必须为下行链路执行与基站接收机的上行链路相似的操作。但是，有如下一些不同之处[Holma and Toskala 2000]：

- 下行共享信道的所有信道部分的扩频因子不随时间变化。
- 这里不需要反馈信息字段。
- 除了专用物理信道的导频，还有一个公共导频信道(CPICH)，提高了信道估计。
- 在下行链路中可以使用智能天线。

信道化码

下行链路中不同用户的信号本来是同步的，因为它们来自同一个发射机，即基站(见第25章)。因此，正交可变扩展因子码能很好地分开一个小区内的不同用户的信号。基站在建立连接期间告知移动台使用的码的信息。基站确保在小区中同一个码(或在正交可变扩展因子树上的一个"母码")只使用一次。如果需要，码字可以在连接时改变。

扰码

下行链路的长码与上行链路中的一样，下行链路中不使用短码。共有512个主扰码[①]，划分为64组，每组为8个。主、次扰码和替代码字是明确地相互关联的。每个小区中恰好有一个主扰码字用于公共控制物理信道和公共导频信道。其他的下行链路信道可以使用同一个主码或一个相关的次码。然而，使用超过一个扰码只有在采取其他提高小区容量的手段时(如智能天线)才有意义。否则，一个扰码与扩频码协作已经达到最大的用户分离。

总结

表26.2提供了使用的不同码的总结。

表26.2 不同的信道化码和扰码的总结

	信道化码(可变码片速率)		扰码(固定码片速率)		
	上行链路	下行链路	上行链路		下行链路
分离	一个用户的信道(I/Q, DPDCH)	信道(DPDCH)和用户	用户		小区
	分配给连接	分配给连接和用户	被基站分配给用户		分配给小区
重用	在相同的小区内	在所有其他小区中	在其他小区中		在距离较远的小区中(编码规划)
选择	固定的(由系统帧给定)	可变的	可变的		固定的
码字长度	短	短	"短"	长	长
支持	变化的数据速率	不同的数据速率	多用户检测		小区搜索
码家族	正交可变扩展因子(实的)	正交可变扩展因子(实的)	复的、基于VL Kasami	复的、基于Gold码的段	复的、基于Gold码的段
码长度	4~256	4~512	256	38 400	38 400
码字数目	可达256		大于10^6	>>(译者注：代表非常大)	512(8192)

① 另外，对压缩模式，还有512×25个次扰码，以及8192个左替代扰码和8192个右替代扰码。

高数据速率用户

在 UMTS 中，基本上有两种可能性支持高数据速率。

1. 用低的扩频因子传输。这是增加数据速率的最直接的方法。WCDMA 中允许的最低扩频因子是 4。注意，扩频因子为 1 即为纯的频分多址系统。低的扩频因子的缺点是符号间干扰将变得很严重。扩频因子为 4 时，符号持续时间可以降为 1 μs。这样，接收机不仅需要处理码片间干扰(由 Rake 接收机结构有效消除)，还要处理严重的符号间干扰(需要用一个均衡器来消除，见第 16 章)。这些附加的实现复杂度可能会增加单元的成本，特别是移动台。
2. 数据流可以通过串并转换，然后用多个码字传输，而每个码字有足够高的扩频因子。这称为“多码传输”。这种方法中，符号间干扰不成问题，但却出现了两个其他问题：(i)多码信号的峰值因子高(这在下行链路中不成问题，因为要支持多用户)；(ii)效率降低，因为每个增加的传输的码都有额外的开销。

26.7 物理层过程

26.7.1 小区搜索和同步

搜索最强的基站信号并和这个基站同步，需要分几步完成。

第一步，移动台和它能够观察到的最强信号的时隙定时同步。这是通过搜索 256 个码片的主同步码完成的。每一个基站周期性地发送该序列，并且它在整个系统中是相同的。移动台只需把收到的信号与该同步序列求相关，以确定所有的可用基站。该相关器的输出指示了不同时延的几个峰值，对应于不同基站的信号和这些信号变化的反射(多径分量)。通过选择最高的峰，移动台可以和最强信号的时隙同步。换句话说，移动台知道最强基站的一个时隙的开始。然而，它仍然不知道帧定时，例如不知道现在接收的是第 1 个时隙还是第 10 个时隙。

因此，帧同步必须在下一步进行。它通过观测次同步信道完成，并在同一步中确定基站使用的主扰码的码组。正如前面所讨论的，在下行链路中，公共控制物理信道和公共导频信道是用 512 个主扰码中的一个进行传输的。这 512 个主扰码分成 64 组。次同步信道用 15 个连续的时隙传输 15 个码的一个序列，每个码都是同一符号集中的一个符号。这样，就可以把码序列解释成一个有 15 个字母的词(码字)。这个码字周期性地重复。因此，移动台可以确定使用的组，并通过观测该码字达到帧同步。码字的选择要保证一个码字的循环移位决不能成为另一个码字。因此，移动台可以确定发送的是哪种码字(这指示了使用的码组)，以及码字从哪里开始(这指示了帧定时)。

这里用一个简化的例子来说明这个过程。假设使用的符号表的大小是 5 并且可以传输长度为 4 的三个码字：(i)abcd；(ii)aedc；(iii)bcde。进一步假定已经接收到 edca。因为(i)里没有字母 e 并且(iii)里没有字母 a，所以接收的码字必然是(ii)的循环移位。一旦知道传输的是(ii)，就可以很容易地看出帧定时必须调整一个时隙。

在码组确定之后，移动台必须确定公共控制物理信道中使用该组的哪个码。因此，公共控

制物理信道与该码组中所有可能的8个码进行符号相关。一旦完成该步骤，公共控制物理信道就可以被正确地解调了。

26.7.2 建立连接

移动台发起的一个连接需要下面几个步骤。

1. 移动台将它和最强的基站同步的过程如前文所述。
2. 移动台对广播信道进行译码，从而获得如下相关信息：(i)前导字段的扩频码和物理随机接入信道信息部分的扰码；(ii)可用码；(iii)可接入时隙；(iv)消息可能的扩频因子；(v)上行链路的干扰水平；(vi)公共控制物理信道的发送功率。
3. 移动台为前导字段选择一个扩频码，并为消息选择一个扰码。
4. 移动台确定消息的扩频因子。
5. 基于测量的公共控制物理信道的信号强度和基站的发送功率信息，移动台估计上行链路的衰减。基于衰减估计和关于上行链路干扰水平的信息，移动台估计前导字段的必需的发射功率。
6. 移动台随机地选择一个接入时隙和可用集合中的一个扩频序列。
7. 移动台发送前导字段。在请求成功的情况下，基站在请求指示信道中发送一个确认
8. 如果移动台没有收到从基站发来的确认，它将重复地以递增的功率发送前导字段。
9. 一旦基站发出了前导字段的获得指示，移动台开始在下一个可用时隙发送接入消息。
10. 移动台等待一个来自网络的接入授权消息。如果它在预定时间内没有收到这个消息，就重复从第5步开始的步骤。

26.7.3 功率控制

功率控制是CDMA系统的一个基本部分，因为它对控制相互干扰是必需的(见第18章)。WCDMA中的内环功率控制，特别适用于适应速度高达500 km/h的小尺度衰落。因此，UMTS中的功率控制步骤必须相当快。在每一个时隙(即0.667 ms)内，发送功率都要更新。还有一个外环功率控制，它连续地调整内环功率控制的目标信干比(见第25章关于IS-95的功率控制)。

上行链路

上行链路使用一个闭环步骤进行功率控制。基站估计接收信号的功率并通过发送TPC指令给移动台来控制它，这相应地改变了发送功率。发送功率控制比特用专用物理控制信道传送，并且包含增加或减少功率的指令。可能存在的步幅大小为1 dB或2 dB并且有±0.5 dB或1 dB的不确定度。然而，发射功率不会减少到低于一定程度，比如-44 dBm。给定1类单元的最大发射功率为33 dBm，射频放大器必须覆盖的动态范围为77 dB，这是一个非常严格的硬件要求。

对于软切换，情况是相当复杂的，因为移动台可以从不同的有关基站接收到不同的发送功率控制比特。UMTS的标准详细说明了一种算法来决定从这些不同命令中获得组合功率控制的方法。组合指令是一个加权的单功率命令的函数，应用的权重正比于单个信号的可靠性。一些特别的规则应用在特殊的环境下。例如，对压缩模式和公共组合信道，实现了一个特殊过程，因为在传输和发送功率控制命令之间会发生较长的间隔。

在物理随机接入信道中不可能采用闭环功率控制，因为在移动台和基站之间还没有建立起一个专用信道。因此，必须采用开环功率控制。移动台测量公共控制物理信道在一段时间内的平均接收功率，以平均掉小尺度衰落效应。这是必须的，因为由于频分双工，上行链路的小尺度衰落和下行链路中的是不相关的。换句话说，从下行链路的瞬时接收功率来确定上行链路的瞬时接收功率水平是不可能的。平均接收功率仅能估计上行链路的必要的平均发射功率。然而，这至少是一个好的起始值。

下行链路

所有的下行链路的信号(发向一个移动台)都经过相同的衰减。而且，由于用正交可变扩频因子码进行信道化，下行链路的信号是正交的，所以扩谱操作导致一个好的信干比①。因此，下行链路的功率控制的主要目标是维持一个好的信噪比②。在下行链路中使用的是闭环功率控制。每个移动台检测信号的强度和质量，并通过专用物理控制信道将发送功率控制命令发送给基站。在至少有一个移动台请求更大的发送功率时，基站增加所有信道的功率。因此，在小区边界的移动台实际上控制着基站的发送功率。

这里存在的一个问题是移动台在 Rake 接收机之后估计信噪比。与仅用几个 Rake 耙齿的便宜设备相比，有更多 Rake 耙齿的更复杂的设备所捕捉的信号能量更多。因此，便宜的设备比贵重的设备需要更大的来自基站的发射功率。这样，UMTS 网络通过在单元设计中保证独立于接收机设计质量的好的接收质量来消除差异。当然，这可能限制生产厂商开发和生产好的移动台的动机。

发送分集

下行链路可能用两个天线实现发送分集。闭环分集和开环分集是不同的，前者的发射机需要信道状态信息，而后者的发射机不需要信道的任何信息。共指定了如下 3 种分集模式。

- 带有两个天线的正交空时分组编码，也就是 Alamouti 码(见 20.2 节)。
- 发送信号可能从一个天线切换到另一个天线。这种模式只用于同步信道。
- 闭环发送分集。通过对每个天线应用复权值，两个天线可以发送相同的流。两个天线来的信号上的导频比特为相互正交的序列。因此，接收机可以分别估计两个信道的信道脉冲响应。天线权值的确定要保证在移动台处来自两个发送天线的信号应相长相加(见第 13 章)。计算的权值进行数字化，通过 DPCCH 的反馈信息字段发送给基站。这种分集模式对基站是可选的，但移动台必须能够支持。对更高级的多天线技术的支持在后来的版本中引入。

26.7.4　切换

频率内切换

两个基站在同一个载波频率下进行连接切换时执行软切换。移动台在切换的过程中同时与两个基站连接(见第 18 章)。这样，在这段时间内使用来自两个基站的信号，Rake 接收机处

① 但是，需要注意，正交性在频率选择性衰落信道中可能会破坏。

② 这种论点只考虑一个小区。考虑小区间干扰，一个小区的信干比可以随着增加所有信道的发送功率而降低。然而，这反过来降低了相邻小区的信干比。

理这些信号非常相似于有两个或多个耙齿的多径信号的两路。由于在 WCDMA 中，基站使用不同的扰码，移动台的 Rake 接收机必须能在每个耙齿中应用不同的码。

在软切换的准备过程中，移动台必须获得与另一基站的同步。这个同步过程和上面描述的相似，除了移动台有一个码组的优先级列表。这个列表包含相邻小区为了切换使用的码组，并且不断更新。

软切换中，小区的选择有不同的标准，如扩谱后的信号强度或者宽带功率(接收信号强度指示，RSSI)。标准中没有指定特定的算法。然而，建议将小区划分为活动小区和提供好的信号强度的邻近候选小区。

一种所谓的"更软切换"是软切换的一种特殊情况，其中移动台在同一个基站下的两个扇区内转换。算法和处理过程与软切换中的相似，只是这里仅涉及一个基站。

频率间切换

这种切换发生在以下情形：

- 两个基站用的是不同的载波。
- 移动台在层次小区结构中的层间转换。
- 需要切换到其他的提供商或系统，如 GSM。
- 移动台从时域双工模式转换到频域双工模式，或者相反。

频率间切换是一种"硬"切换。在此期间，移动台在与新的基站建立连接之前，首先断开和旧的基站的连接。在旧的连接仍然活动时，有两种测量其他频率的信号强度的方式：(i) 移动台可能有两个接收机，一个能够在其他频率测量，而第一个仍然在接收用户数据；(ii) 传输在压缩模式下进行，以便在一个 10 ms 帧内正常传输的数据压缩成 5 ms。省下的时间可以用来对另一个频率测量。压缩是可以实现的，例如，通过删余数据流或者降低扩频因子。

26.7.5 过载控制

UMTS 陆地无线接入网络必须确保它不能接受过多的用户或者给用户提供过高的数据速率，因为那样系统将会过载。可以用几种方法来实现这一点[Holma and Toskala 2000]。

- 即便在移动台有请求时，也不增加下行链路的发射功率。这当然意味着降低下行链路中的信号质量。如果传输的是数据分组，则自动重传请求(ARQ)率会增加，这反过来会降低吞吐率。如果传输的是语音信号，则音频质量将会降低。
- 上行链路的目标信干噪比(SINR)可以降低。这降低了移动台的发送功率，同时也降低所有用户的传输质量。
- 数据分组信道的吞吐率可以降低。这将降低数据连接的速率，但维持语音服务的质量。
- UMTS 语音编码器的输出数据速率可以降低，因为 UMTS 用的是一个可变速率的编码器。这将降低音频质量，但对数据应用没有影响。
- 某些活动的连接可以转移到其他频率。
- 常规电话呼叫可以移交到 GSM 网络。
- 数据连接或者电话呼叫可以被中止。

26.8 WCDMA 术语[①]

3GPP	Third Generation Partnership Project	第 3 代伙伴计划
ACELP	Algebraic Code Excited Linear Prediction	代数码本激励线性预测
ACLR	Adjacent Channel Leakage Ratio	邻道泄漏(功率)比
AD	Access Domain	访问域
AICH	Acquisition Indication CHannel	请求指示信道
AMR	Adaptive Multi Rate	自适应多速率
AN	Access Network	接入网
ARQ	Automatic Repeat reQuest	自动重传请求
ATM	Asynchronous Transfer Mode	异步传输(/转移)模式
BCH	Broadcast CHannel	广播信道
CCPCH	Common Control Physical CHannel	公共控制物理信道
CCTrCH	Coded Composite Traffic CHannel	编码合成业务信道
CDMA	Code Division Multiple Access	码分多址
CN	Core Network	核心网
CND	Core Network Domain	核心网域
CPCH	Common Packet CHannel	公共分组信道
CPICH	Common PIlot CHannel	公共导频信道
CRC	Cyclic Redundancy Check	循环冗余检验
DCH	Dedicated (transport) CHannel	专用(传输)信道
DPCCH	Dedicated Physical Control CHannel	专用物理控制信道
DPDCH	Dedicated Physical Data CHannel	专用物理数据信道
DSCH	Downlink Shared Channel	下行共享信道
EVM	Error Vector Measurement	误差向量测量
FACH	Forward Access CHannel	前向接入信道
FBI	Feed Back Information	反馈信息
IMT	International Mobile Telecommunications	国际移动通信
IP	Internet Protocol	互联网协议(/网际协议)
ISI	Inter Symbol Interference	符号间干扰(/码间干扰)
IWU	Inter Working Unit	互通单元
JD-TCDMA	Joint Detection-Time/Code Division Multiple Access	联合检测-时/码分多址
ME	Maintenance Entity; Mobile Equipment	维护实体;移动设备
MSS	Mobile Satellite Service	移动卫星业务
MT	Mobile Terminal; Mobile Termination	移动终端;移动终端
Node-B	Base station	基站
PCH	Paging CHannel	寻呼信道
P-CCPCH	Primary Common Control Physical CHannel	基本公共控制物理信道
PCPCH	Physical Common Packet CHannel	物理公共分组信道
PDSCH	Physical Downlink Shared CHannel	物理下行共享信道
PICH	Page Indication CHannel	寻呼指示信道
PRACH	Physical Random Access CHannel	物理随机接入信道

① 某些缩略词的中文译法不止一种，国内均有采用，故译者以"(/××××)"来表示第二种可能的译法。——译者注

QoS	Quality of Service	服务质量
RACH	Random Access CHannel	随机接入信道
RAN	Radio Access Network	无线接入网
RNC	Radio Network Controller	无线网络控制器
RNS	Radio Network Subsystem	无线网络子系统
SAP	Service Access Point	服务接入点
SAPI	Service Access Point Identifier; Service Access Points Indicator	业务接入点标识符;业务接入点指示
S-CCPCH	Secondary Common Control Physical CHannel	辅助公共控制物理信道
SCH	Synchronization CHannel	同步信道
SFN	System Frame Number	系统帧号
SMS	Short Message Service	短消息(/短信)业务
TA	Terminal Adapter	终端适配器
TE	Terminal Equipment; Transversal Electric	终端设备;横向电(场)
TFI	Transport Format Indicator	传输格式指示
TFCI	Transmit Format Combination Indicator	发送格式合并指示
TPC	Transmit Power Control	发送功率控制
UARFCN	UTRA Absolute Radio Frequency Channel Number	UTRA 绝对射频信道号
UE	User Equipment	用户设备
UED	User Equipment Domain	用户设备域
UE-ID	User Equipment in-band IDentification	用户设备带内标识
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System	通用移动通信系统
UCPCH	Uplink Common Packet CHannel	上行链路公共分组信道
USIM	User Service Identity Module	用户业务识别模块
UTRA	UMTS Terrestrial Radio Access	UMTS 陆地无线接入
UTRAN	UMTS Terrestrial Radio Access Network	UMTS 陆地无线接入网络
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access	宽带码分多址

深入阅读

当然，UMTS 最权威的资料就是标准本身，其最近的版本可以在 www. 3gpp. org 中找到。然而，这些材料是非常难读的。Holma and Toskala[2007]和 Richardson [2005]及大量其他专著中都有很好的总结。高速分组接入(HSPA)部分在 Dahlman et al. [2008]中进行了很好的描述。

第 27 章　3GPP 长期演进

27.1　引言

27.1.1　历史

2004 年，当宽带码分多址(WCDMA)系统开始大规模亮相时，第三代合作伙伴计划(3GPP)组织就开始了 4G 标准的制定工作。当时就预测(并在后续开发过程中证实)，WCDMA 系统所能提供的数据速率和频谱效率将无法满足未来的应用需求，因此需要研发新的通信系统。之后的开发工作迈出了非同寻常的一步，新标准对空中接口和核心网进行了彻底改变：空中接口采用正交频分复用和正交频分多址调制模式，并且(有限制地)支持多天线多输入多输出技术；而核心网则演进为纯粹的分组交换网络。这个新标准就是 3GPP 长期演进(Long-Term Evolution)，简称为 LTE。

LTE 的研发最初与 WCDMA 系统的演进并行进行。大约在 2007 年和 2008 年，LTE 开始成为 3GPP 会议的核心内容。空中接口的基本参数在会议中很快就达成了一致，但是具体的实施细节则需要经过大量的努力，才能在保持系统的合理简单化和自身一致性的基础上达到平衡。本书写作时，LTE 规范的第 8 版(Release 8)已经完成，其在下行链路能提供的最高数据速率为 300 Mbps，在未来的版本中，将会进一步利用 MIMO 技术来提高频谱利用率。第 10 版(Release 10)，也就是众所周知的高级 LTE(LTE-Advanced)，支持的最大数据速率为 1 Gbps，高级 LTE 将作为高级国际移动通信(IMT-Advanced)蜂窝系统标准的候选方案提交给国际电信联盟(见 26.1 节)。

LTE 获得了绝大多数手机和通信设备制造商的大力支持。最值得一提的是，3GPP2 联盟(提出过 CDMA 2000 系统，也就是 3GPP 提出的 WCDMA 系统的竞争对手)决定中止其自身的 4G 标准，而其成员则加入了 LTE 的推进工作中。因此，现有的 WCDMA 和 CDMA 2000 运营商最终都会把系统升级到 LTE。虽然 LTE 标准仍有频域双工(FDD)和时域双工(Time Domain Duplexing，TDD，对中国格外重要)两种模式之分，但是制定的标准已尽量使两者差异不大，仅仅只是双工方式的差别。

人们可能会问，为什么移动通信产业在 3G 系统还没有完全普及的情况下却要如此急于开展 4G 系统的标准制定工作。其原因来自多个方面：(i)对更高的数据速率和频谱利用率的需求，尤其是密集的城市环境；(ii)对某些运营商来说，存在从 2G 直接升级到 4G 的可能性；(iii)与 WiMAX 系统的竞争(见第 28 章)；(iv)有可能以一个新系统的名义获得新的频段。

本章主要描述 LTE Release 8。网站 www. wiley. com/go/molisch 将会更新对 LTE-Advanced 标准的描述。

27.1.2　目标

LTE 的目标是在下行链路(DL)和上行链路(UL)分别达到 100 Mbps 和 50 Mbps 的峰值数

据速率，且下行链路和上行链路分别占用20 MHz的频带宽度。因此，下行链路和上行链路的频谱效率分别为5 bps/Hz和2.5 bps/Hz。但是，由于应用范围较广，且需求较大，所以LTE定义了不同类型的移动台，以在复杂度和性能之间寻求平衡(见表27.1)。

表27.1 各类移动台的性能需求

类 别	1	2	3	4	5
下行峰值数据速率(Mbps)	10	50	100	150	300
最大下行调制方式	64-QAM	64-QAM	64-QAM	64-QAM	64-QAM
上行峰值数据速率(Mbps)	5	25	50	50	75
最大上行调制方式	64-QAM	64-QAM	64-QAM	64-QAM	64-QAM
下行MIMO的最大分层数目	1	2	2	2	4

对于时延来说，目标应该区分以下两种情况。

1. 控制平面时延。定义为移动设备从不同的非活跃状态转换到活跃状态所需的时间。根据移动台初始状态的不同，大约在50～100 ms之间。而且每个小区至少应该能够支持400个活跃的移动台。
2. 用户平面时延。定义为发送一个小的IP(Internet Protocol)分组传输到无线接入网(RAN)边缘节点所需的时间。如果一个网络中只有一个移动台(没有拥塞问题)，则该时延不应超过5 ms。

为了应用于实际环境中，相对于WCDMA系统的性能需求，LTE定义了其性能需求，但对比的基准不包括WCDMA的一些更先进的特性；尤其是没有空间复用(SM)。一般情况下，LTE的用户吞吐量与WCDMA相比应提高2～4倍。低速时(0～15 km/h)，系统性能达到最优，这是因为低速游牧时的数据业务是本系统最主要的应用场景。当速度达到120 km/h时，系统性能略微有些下降，而当速度达到500 km/h时，则只需维持基本的连接即可。LTE未来的版本将包括对多媒体广播和多播业务(MBMS)的强力支持，这需要频谱利用率为1 bps/Hz。虽然相对于标准(单播)系统的峰值数据速率来说，这个值并不算高，但是要记住，同时维持多个用户达到某一数据速率要难于维持单个用户达到某一数据速率，例如不能使用波束成形技术。

从WCDMA/HSPA(高速分组接入)(包括传统的全球移动通信系统)到LTE的切换要尽量无缝完成，这就意味着在未来的许多年中，这两种系统将会并存，而且通常占用相同的频段。从一个系统切换到另一个系统将会非常频繁，尤其是在LTE刚开始应用时，因为只有一部分地区有LTE基站的覆盖。实时应用中的切换时间应小于300 ms，非实时应用中的切换时间应小于500 ms。

27.2 系统概述

27.2.1 频带和频谱灵活性

在世界无线电会议(World Radio Conference)的决议的基础上，国家频率管理机构(National Frequency Regulator)分配了多种不同的频段来用于LTE系统。原则上，这个频段可由IMT-2000和IMT-Advanced家族中的任何成员使用。LTE最初使用的是26.3节介绍的频段，之后又分配了一些额外的频段，这些频段通过所谓的“数字红利”(digital dividend)技术获得。例如，当电

视信号从模拟的变成数字的之后，所需的频带资源比原先占用的少得多，可以释放出一些空闲的频谱。表 27.2 和表 27.3 给出了 2009 年 LTE 的可用频带，但并不是所有的频带在各个国家都能够应用。在欧洲，频段 1 与 WCDMA 的现有频段相同，因此不需要分配新的频率，直接从 WCDMA 向 LTE 升级即可，而从 GSM 向 LTE 的升级则是在频段 3 和频段 8(欧洲)进行；在美国，频段 2、4 和 10 用于个人通信系统(PCS)，而频段 5 则被长期用于低频通信；在日本，频段 6 和频段 9 一直是传统的移动通信频段。最近，美国利用数字红利技术将 700 MHz 附近的部分频段拍卖掉作为商用(频段 12、13、14 和 17)；欧洲和亚洲则更为关注 2300 ~ 2700 MHz 的频段(频段 7、38 和 40)，未来还有可能继续开发 3400 ~ 3600 MHz 的频段。注意，一些新的可用频段保留给了特定系统作为专用频段，但是其他频率则可以用于运营商认为合适的系统。

表 27.2　频域双工 LTE 方式的运营频段

运营频段	上行链路 (MHz)	下行链路 (MHz)	带宽(MHz)						
			1.4	3	5	10	15	20	
1	1920 ~ 1980	2110 ~ 2170			✓	✓	✓	✓	欧洲，亚洲
2	1850 ~ 1910	1930 ~ 1990	✓	✓	✓	✓	✓	✓	美洲
3	1710 ~ 1785	1805 ~ 1880	✓	✓	✓	✓	✓	✓	欧洲，亚洲
4	1710 ~ 1755	2110 ~ 2155	✓	✓	✓	✓	✓	✓	美洲
5	824 ~ 849	869 ~ 894	✓	✓	✓	✓			美洲
6	830 ~ 840	875 ~ 885			✓	✓			日本
7	2500 ~ 2570	2620 ~ 2690			✓	✓	✓	✓	欧洲，亚洲
8	880 ~ 915	925 ~ 960	✓	✓	✓	✓			欧洲，亚洲
9	1750 ~ 1785	1845 ~ 1880			✓	✓	✓	✓	日本
10	1710 ~ 1770	2110 ~ 2170			✓	✓	✓	✓	美洲
11	1428 ~ 1453	1476 ~ 1501			✓	✓	✓	✓	日本
12	698 ~ 716	728 ~ 746	✓	✓	✓	✓			美洲
13	777 ~ 787	746 ~ 756	✓	✓	✓	✓			美洲
14	788 ~ 798	758 ~ 768	✓	✓	✓	✓			美洲
17	704 ~ 716	734 ~ 746	✓	✓	✓	✓			美洲

表 27.3　时域双工 LTE 方式的运营频段

运营频段	频段 (MHz)	带宽(MHz)						
		1.4	3	5	10	15	20	
33	1900 ~ 1920			✓	✓	✓	✓	欧洲，亚洲
34	2010 ~ 2025			✓	✓	✓		欧洲，亚洲
35	1850 ~ 1910	✓	✓	✓	✓	✓	✓	
36	1930 ~ 1990	✓	✓	✓	✓	✓	✓	
37	1910 ~ 1930			✓	✓	✓	✓	
38	2570 ~ 2620			✓	✓			欧洲
39	1880 ~ 1920			✓	✓	✓	✓	中国
40	2300 ~ 2400				✓	✓	✓	欧洲，亚洲

只要运营商拥有超过 5 MHz 的频谱，就能先分配 5 MHz 的频带块给 LTE，以完成 2G 或者 3G 系统向 LTE 的“软升级”，同时利用剩余的频带来继续之前的遗留服务。由于使用 LTE 的用户会越来越多，最终就可以把这些剩余频带也全部分配给 LTE 系统。

LTE 也可以用多种不同的带宽实现，最常用的带宽为 5 MHz 和 10 MHz，但是更低的带宽

(如1.4 MHz和3 MHz)或者更高的带宽(15 MHz和20 MHz)也都可以应用。当提到峰值数据速率时,一般指的也是最大带宽(20 MHz)下的数据速率。由于使用正交频分复用调制方式,所以只需通过调整子载波的个数就可以调整带宽,无须调整系统中的其他参数。

27.2.2 网络结构

LTE的网络结构一般非常简单(相对于GSM和WCDMA的网络结构,实际上简化了)。系统中只有一种类型的接入点,即eNodeB(也就是基站)[①]。每个基站能够支持一个或多个小区,并提供以下功能:

- 空中接口通信和物理层功能;
- 无线资源分配/调度;
- 重传控制。

X2接口是不同基站之间的接口,通过这个接口,邻近小区之间的信息交换对于协调传输而言非常重要(例如,小区间的干扰消除)。每个基站也通过S1接口与核心网相连。

LTE采用了基于分组交换传输的新的核心网络,称为系统架构演进(SAE)或增强分组核心网(EPC)。核心网包括:(i)移动管理实体(MME),(ii)服务网关(把网络连接到无线接入网),(iii)将网络连接到因特网的分组数据网络网关。另外,家庭用户服务器(Home Subscriber Server)定义为独立的实体。图27.1中描绘了网络结构。

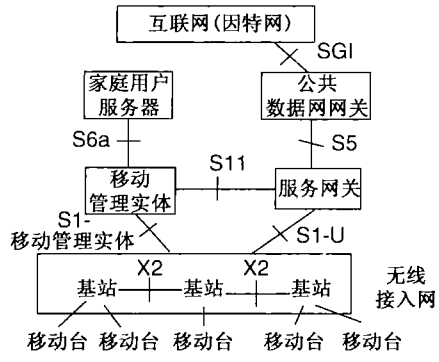


图27.1 LTE中的网络结构和接口定义

核心网主要实现了以下功能:

- 移动性管理;
- 用户管理和监控;
- 服务质量维护,用户数据流控制策略;
- 与外部网络的连接。

27.2.3 协议结构

LTE的传输协议可以分为多个层。最顶层是分组数据汇聚协议层(PDCP),其功能与数据的完整性(类似加密)和IP头压缩有关。分组数据汇聚协议层把该层的数据分组,即服务数据单元(SDU),交给下一层无线链路控制层(RLC)。无线链路控制层将得到的服务数据单元划分和/或连接成数据分组,从而更适合在无线信道中传输,该数据分组就是协议数据单元(PDU)。由于传输数据速率的动态范围较大,所以协议数据单元的大小可以动态调整,但是无论如何,一个协议数据单元可以包含一个或多个服务数据单元的信息;相反,一个服务数据单元也可能被划分成多个部分,而各个部分被连接到不同协议数据单元中传输。无线链路控制层还可以确保所有协议数据单元以正确顺序到达接收机(如果没有到达则需要重传),并且传递给分组数据汇聚协议层。

① 注意,在WCDMA中,基站(NodeB)和无线网络控制器(RCN)是有区别的。

媒体接入控制层(MAC)处理协议数据单元的时序，并利用混合自动重传请求(HARQ)进行物理层的数据重传①。最后，物理层在进行编码和调制之后将数据通过空中接口发送出去。应当注意，物理层不仅仅与 MAC 层(第二层)有接口，同时也和第三层(见图 27.2)的无线资源控制层(RRC)有接口。本章以 MAC 层和物理层作为重点来介绍。

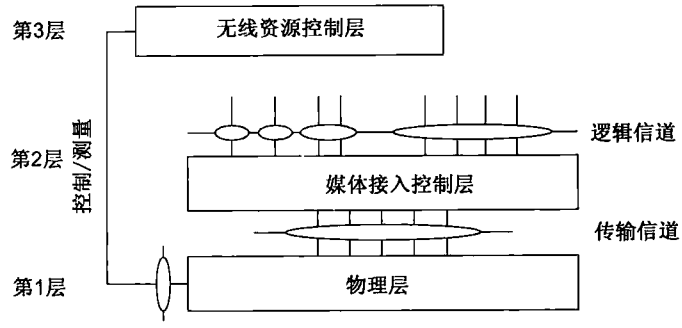


图 27.2　LTE 的协议构架

27.2.4　物理层和 MAC 层概述

尽管物理层的细节很复杂，但其主要特性可简要总结如下。

- 在下行链路，LTE 采用正交频分复用调制(见 19.1 节至 19.8 节)；在上行链路，LTE 采用离散傅里叶变换预编码的正交频分复用调制。如果发射机(即移动台)使用了所有子载波，这就与带有循环前缀的单载波传输(见 19.11 节)完全相同。但是，在 LTE 中，一个移动台也可以只使用子载波集合中的一个子集，并只对这个子集进行离散傅里叶变换预编码。
- 上行和下行链路的多址接入形式都是正交频分多址和时分多址的结合，也就是说，将时/频平面的频谱资源以灵活的方式分配给不同用户。另外，不同的用户可以采用不同的数据速率。特殊用户的数据被安排在传输质量最好的频带传输，从而能够更好地利用多用户分集。
- 单频网络的多播/广播(MBSFN)。只要从不同基站发射信号的传输时间之差小于循环前缀长度，则不同基站传输的同一信息可以通过正交频分复用直接识别。
- LTE 提供小区间干扰协调的方法，即确保一个小区发射的信号不会对邻近小区的信号造成严重的影响。注意，本质上采用频分多址/时分多址作为多址方式的 LTE 系统对小区间干扰协调的依赖性要远大于 WCDMA，而 LTE 中的干扰协调要比简单的“频率复用”(见 17.6.1 节)方法更为复杂和精巧。
- 支持多天线，包括接收分集、各种发射分集和空分复用(见第 20 章)。
- 自适应调制和编码，以及先进的编码方案。
- 依据分配的频带，可以选择频域双工或时域双工方式。频域双工或时域双工模式非常类似(相对于 WCDMA 来说)，只是一些信令细节和参数选择有所不同。为了使内容介绍比较紧凑，本章只介绍频域双工模式。LTE 也可采用半双工模式，就是说特定终端的发送和接收通过不同的时间和不同的频率区分开，这样就在不影响频谱效率的基础上简化了移动台的实现(见 17.5 节)。

① 对于 HARQ 和 RLC 重传之间的关系见 27.5.2 节。

下行链路物理层信号的产生包括以下几个步骤(见图 27.3)。

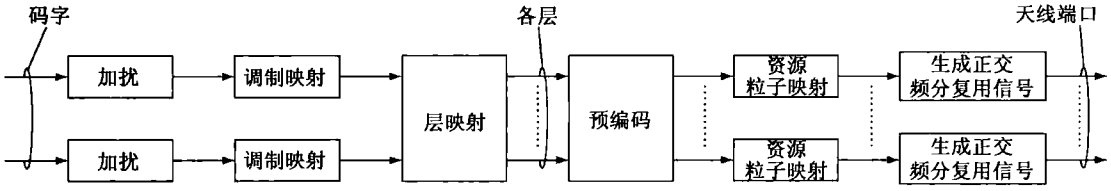


图 27.3 物理层过程一览

- 纠错编码(见 27.3.6 节);
- 编码后比特的加扰。所有传输信道上的比特通过乘以伪随机序列(伪噪声序列,如 Gold 序列)进行加扰。注意,与 WCDMA 不同的是,这里加扰的是比特,而不是复数值的符号。
- 利用加扰后比特的调制产生调制符号复数据。数据传输的调制方式包括 QPSK、16-QAM 和 64-QAM,采用格雷码映射(即相邻的信号点只有 1 比特不同),如图 27.4 所示。调制方式的选择取决于传输信道的质量:如果信干比和信噪比较大,则可以采用高阶调制。
- 调制符号映射到传输层。LTE 预留了多个层(大致类似于 20.2 节中的"空间流"),用来进行多天线传输(见 27.3.7 节);
- 在天线端口传输每一层符号的预编码。这一步骤仍旧与多天线传输有关;
- 符号到资源粒子(RE)的映射。分配哪些符号在哪些时/频资源(即时间和子载波)上传输。如果有多个发射天线,则这个步骤在各个天线端口分别完成;
- 产生时域正交频分复用信号。仍旧在各个天线端口分别完成。

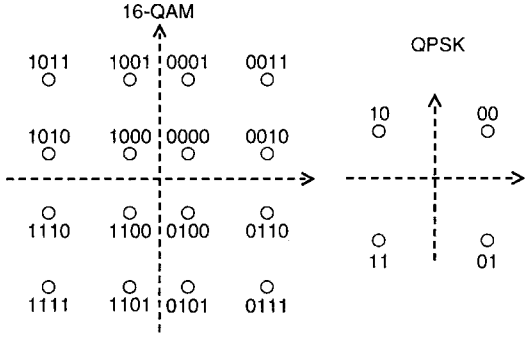


图 27.4 比特组合映射到符号

对于上行链路,这些步骤大致相同,除了以下方面:

- 分配给符号的时/频资源不同,一个移动台只能使用连续的子载波;
- 依据移动台的不同,选择不同的序列进行加扰;
- 信号在正交频分复用调制之前先进行离散傅里叶变换编码。

27.3 物理层

27.3.1 帧、时隙和符号

LTE 中,时间轴被分成了不同的单位,这在不同信道传输时有非常重要的作用。时间单位有以下等级之分(见图 27.5)。

- LTE 传输的基本时间单元是无线帧,长度为 10 ms;
- 每个无线帧分为 10 个子帧(每个长 1 ms),子帧是多数 LTE 运行过程(如调度)的基本时间单位;

- 每个子帧包含两个时隙，每个时隙的长度为 0.5 ms；
- 每个时隙包含 7 个(或 6 个)符号。

不同单元的长度通常以采样间隔为单位 $T_S = 1/30720000$ s 来表征。注意，这个“采样间隔”是一个记账单位，接收机并不必以对应速率实际采样。特别是当带宽小于 15 MHz 时，可以采用较大的采样间隔(较低的采样频率)。

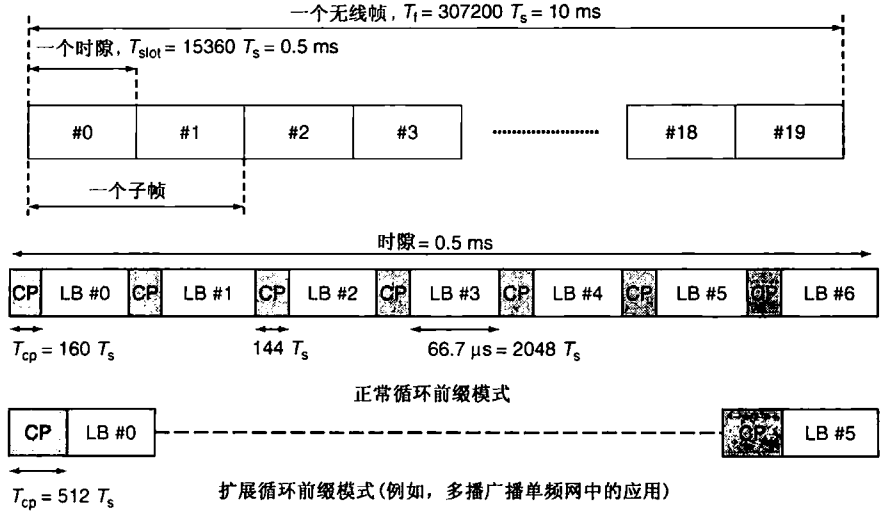


图 27.5　LTE 中的一个时隙的结构

接下来介绍符号的细节。因为调制方式是正交频分复用(下行链路是标准正交频分复用，上行链路是离散傅里叶变换预编码的正交频分复用)，所以有多个子载波。标准正交频分复用的子载波间隔为 $\Delta f = 15$ kHz，因此 67 μs 的一个正交频分复用符号的长度(不加循环前缀)为 $2048T_S$。一个正交频分复用符号长度中的一个子载波称为一个资源粒子。根据循环前缀的不同，一个时隙中含有 6 个或 7 个正交频分复用符号。在标准正交频分复用中，第一个正交频分复用符号中的循环前缀长度为 $160T_S$，而接下来的符号中，循环前缀长度为 $144T_S$；一个长的循环前缀为 $512T_S$，这时一个时隙中只有 6 个正交频分复用符号，这种长的循环前缀应用在有较大时延扩展的环境中或单频网中的多播/广播环境中。为了简化表达，本节后续的描述中，除非特别说明，都假定采用“标准长度”的循环前缀。

时/频资源被分配给不同的用户，这些资源是以资源块(RB)为单位进行分配的(见图 27.6)。更精确地说，一个时隙中的资源块包含 12 个子载波(180 kHz)①。对于上行链路，只有连续的资源块可以分配给一个移动台。而且，资源块的数目应当可以分解为因子 2、3 和 5，这可以确保离散傅里叶变换预编码能够有效利用快速傅里叶变换的基 2、基 3 和基 5 蝴蝶结构。

在时域双工模式中，除了子帧 0 和 5 通常用于下行链路，子帧 2 通常用于上行链路以外，其他子帧都可以灵活地分配给上行和下行链路。从下行到上行链路的转换过程中，一般都有保护时间间隔来避免“空中传输的”数据分组之间的碰撞(见 17.5 节)。因此，子帧就包含 3 个截然不同的部分：下行导频时隙(DwPTS)、上行导频时隙(UpPTS)及二者之间的保护间隔。注意，在上行链路到下行链路的转换过程中是不需要保护间隔的。

① 可以预见，对子载波间隔减半为 7.5 kHz，具有扩展循环前缀的情况，一个时隙仅包含了 3 个 OFDM 符号，一个资源块中包含 24 个子载波。

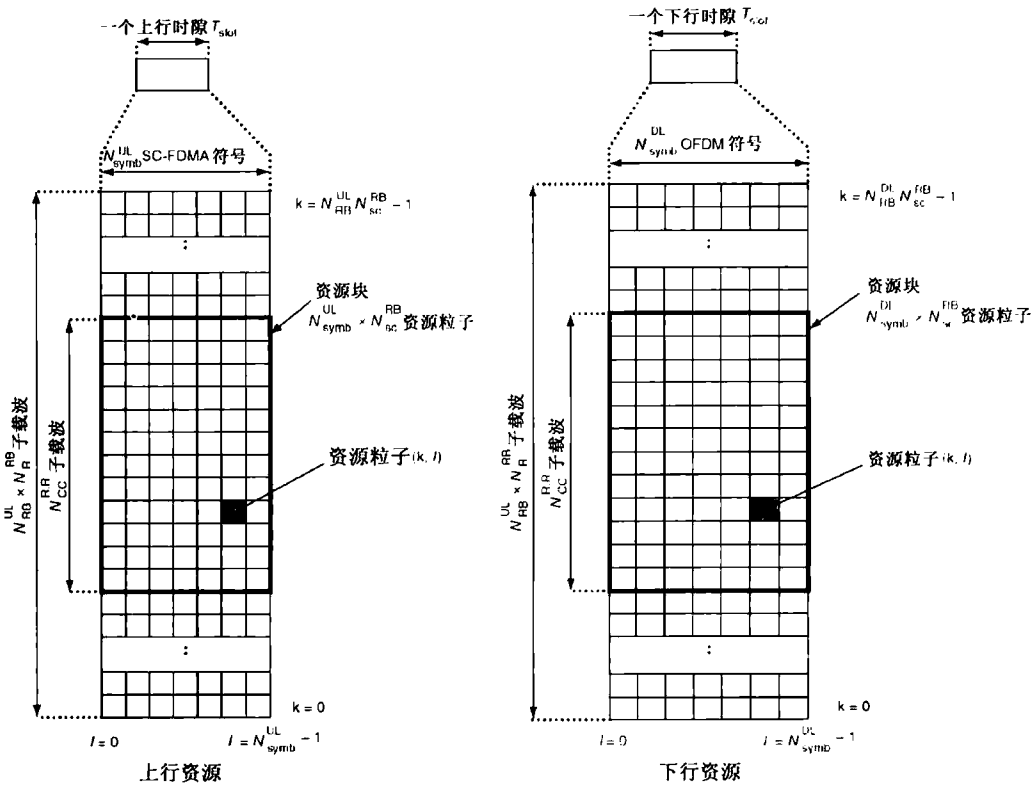


图 27.6 上行链路和下行链路的资源块。图中，SC-FDMA 表示单载波频分多址接入

27.3.2 调制

上行链路和下行链路采用不同的调制方式。下行链路采用的是“经典”正交频分复用，而上行链路则可以理解为单载波传输(见第 19 章)，但是 LTE 中描述为离散傅里叶变换预编码的正交频分复用更合适(见图 27.7)。

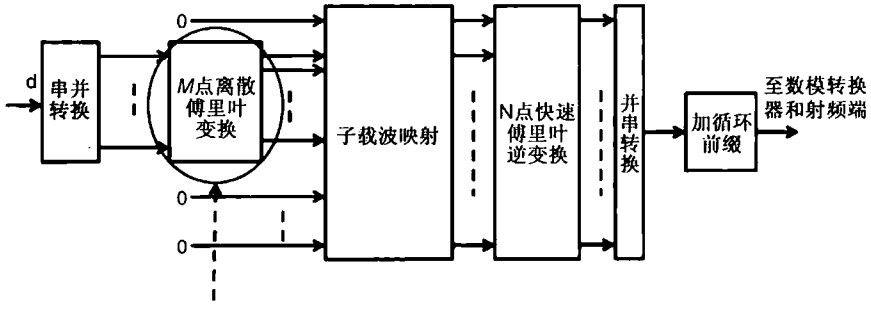


图 27.7 正交频分复用的离散傅里叶变换预编码框图

下行传输的实现很直接，采用的是子载波间隔为 15 kHz 的正交频分复用：将要发送给不同用户的数据复用在不同的资源块上；每个资源块可以采用不同的调制方式。之后正交频分复用符号通过快速傅里叶逆变换，加上事先确定好长度的循环前缀，再上变频到频带并发送出去(更复杂的多天线传输在 27.3.7 节中描述)。

对于上行链路，一个移动台可以利用多个连续的子载波传输信息。移动台将符号映射到

离散傅里叶变换的输入端，而这个离散傅里叶变换的长度与该移动台占用的子载波数目相同；离散傅里叶变换的输出再映射到子载波上，之后的处理与下行链路相同（快速傅里叶逆变换、加循环前缀、上变频到频带）。离散傅里叶变换与正交频分复用中的快速傅里叶逆变换结合在一起实现，就相当于产生了带有循环前缀的单载波信号，这可以通过频域均衡器有效均衡（见 19.11 节）。信号的带宽与传输用的子载波的数量有关，用子载波数乘以 15 kHz 的子载波间隔（与下行链路相同）就是传输带宽。

27.3.3　映射到物理资源（下行链路）

从调制器出来的复值符号（可能分配给特定的层和天线端口）必须映射到物理资源块（PRB），也就是正交频分复用信号产生的基本单元。为了简化实现，映射过程由两个步骤实现：（i）将符号（按顺序）映射到虚拟资源块（VRB）；（ii）将虚拟资源块映射到物理资源块。

将符号映射到虚拟资源块的过程中，基站要分配某一个虚拟资源块给特定的移动台来传输数据，这个分配可以是连续的或者非连续的。接下来有 3 种分配类型：类型 0 和 1 支持非连续的分配，而类型 2 只支持连续的分配。

- 类型 0。将资源块分组（组的大小取决于带宽），然后通过一个映射图（bitmap）来指定组中的元素给特定的移动台。如果有 8 个组，映射图为 10011000，就把第 1、4、5 组分配给该移动台。分配资源块组（而不是资源块）的目的是减小映射表码字的规模。
- 类型 1。这里资源块被分组为交织的子集。然后将特定的子集分配给特定的移动台。在子集中，同样也有映射表指示实际使用的资源块。
- 类型 2。仅指示起始点及分配块的长度，因此其映射表比类型 0 和类型 1 短得多。

第二步，将虚拟资源块映射到物理资源块中。这个映射有两种可行的方式，取决于虚拟资源块的选择：集中式或者分布式。集中式虚拟资源块将其位置直接映射到物理资源块的对应位置，也就是说，到物理资源块的符号映射完全由上面描述的到虚拟资源块的符号映射决定；分布式虚拟资源块将虚拟域中连续的资源块映射到非连续物理资源块。更具体地讲，映射过程分为如下两个步骤（见图 27.8）。

1. 成对资源块交织。因为每个子帧（即调度间隔）包含两个时隙，所以调度包含成对资源块的分配。在成对资源块交织中，虚拟域中的成对资源块是相邻的，而在物理资源块域中则是分离的。
2. 资源块分布。一个成对虚拟资源块中的两个元素映射到两个不同的物理资源块上，这两个物理资源块在频域大约相隔半个系统带宽。

采用不同的资源分配类型，就能依据信道状态信息的多少和可容许开销来灵活调整分配方式。如果基站能够得到全部的信道状态信息，就能灵活地采用类型 0 分配的编码方式和集中式资源块，从而获得多用户分集增益。采用集中式连续分配资源块方式（类型 2）的系统开销比较小，这是因为对资源块分配的描述非常简单，但这种方式也许不是最优的，尤其是把许多资源块分配给特定的移动台，而对于该移动台来讲，分配到的有些资源可能会在信道质量很差的子载波上。

利用分布式虚拟资源块的主要原因是可以获得频率分集，这在无法依据信道状态进行调度的情况下非常有用（如快变信道）。当然，分布式的分配也可以通过类型 0 和类型 1 配合合

适的映射表来得到。然而，虚拟资源块的使用给类型 2 的资源分配方式(较小开销)提供了频率分集，即可以分配连续的虚拟资源块。

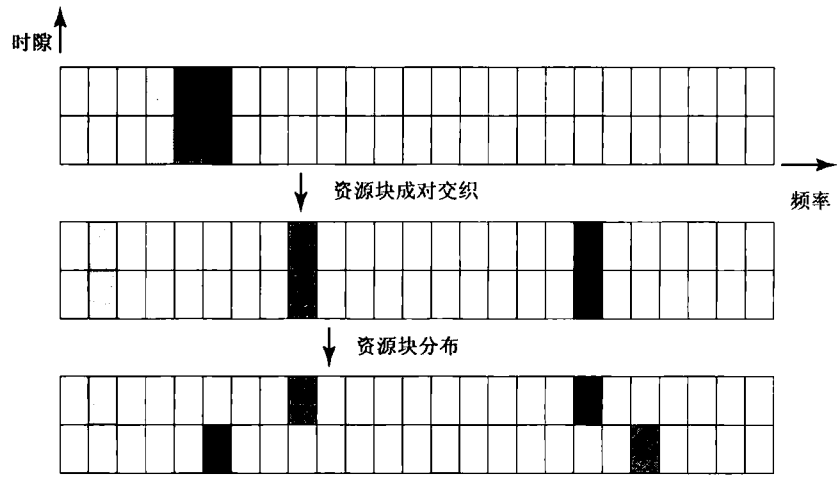


图 27.8 从虚拟资源块映射到物理资源块。引自 Dahlman et al. [2008]© Academic Press

27.3.4 映射到物理资源(上行链路)

因为上行中没有分布式资源块，所以上行链路中把符号映射到特定频率资源的过程非常简单。对于一个时隙来说，特定的用户只能占用连续的子载波。然而，从虚拟资源块到物理资源块的映射随着时隙的改变而改变，也就实现了跳频。分配方式有以下两种：(i)采用各小区特定的跳频图案；(ii)明确指示跳频图案。

对于各小区特定的跳频图案，小区可用带宽的一部分被分成许多子带。在每一跳时，资源块要进行(循环)移位，这个移位量是根据子带带宽与该小区特定随机序列提供的某个整数的乘积来定的。另外，资源块可能被“镜像复制”(在一个子带中有效移位)，这要看是否设置了“镜像比特”。

也可以明确规定：相对于第一个时隙来说，第二个时隙中的资源块需要跳频多少个资源块带宽。该信息在调度许可中发送。

27.3.5 导频或参考信号

下行链路

参考信号(RS)又称为导频，可用来估计信道。在 19.5.2 节中已经大致描述过，离散的导频应当在限制系统总开销和频谱效率不良影响的同时，能够在时域和频域提供足够的采样点。

对于下行链路信道估计，通常利用小区范围内的导频就足够了，例如基站广播的单一导频。通过这个广播信号，任一移动台可以估计该基站到此移动台的信道。因为导频可以被所有移动台接收，所以导频必须覆盖整个小区的带宽。移动台可以利用信道估计：(i)进行相干解调；(ii)将信道质量估计反馈给基站(注意，移动台可以获得其所在资源块之外的资源上的信道估计)。

在每一个资源块中，导频安排在以下位置传输：第 1 个 OFDM 符号，$1+i$ 子载波；第 1 个 OFDM 符号，$7+i$ 子载波；第 5 个 OFDM 符号，$4+i$ 子载波，第 5 个 OFDM 符号，$10+i$ 子载

波，其中 $i=0, \cdots, 5$ 是该小区特定的频率移位参数，并且所有的加法都是模 12 的。虽然标准中没有规定，但是相邻小区之间的导频应当采用不同的频率移位来使其正交化，以便提高系统性能。当然，这里仍然存在来自邻近小区数据子载波的干扰，但是这些干扰可以通过对导频子载波取平均(在相干时间或相干带宽较大的的信道)或者加大导频信号发射功率来抑制。

在导频位置上传输的复值符号也是小区特定的。但是，导频符号序列独立于所分配的带宽，它是在假定带宽为 20 MHz 的基础上通过计算得到的。如果有些子载波由于可用带宽较小而不存在，则不必传输那些符号。这样，在小区搜索过程中可以更容易地进行小区鉴别(ID)。

如果基站有多个天线单元，需要估计的信道数量就比较大。不同天线的导频之间是正交的，即当只有一个天线单元时，携带导频的资源粒子是全空的(没有导频或者数据分配给其他天线单元)。当有两个天线单元时，基站采用 2 个不同的频移(偏移 3 个子载波)。当有四个天线单元时，天线单元 3 和 4 分别在与天线单元 1 和 2 相同的子载波上发射，但却是在第 2 个 OFDM 符号上(而不是第 1 个和第 5 个)，这样可以降低导频密度。细节如图 27.9 所示。

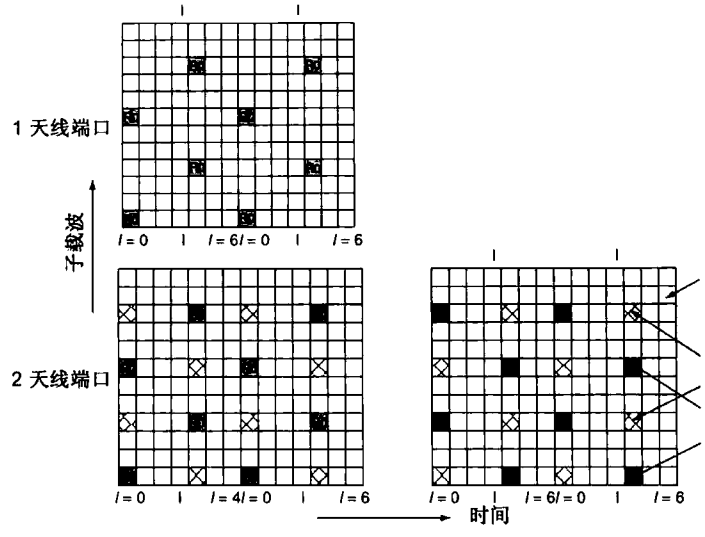


图 27.9　下行链路的导频

当基站采用非基于码本的波束成形时，移动台不能使用小区范围内的导频，因其不知道波束成形参数。这种情况下，导频必须经过与数据用户相同的波束成形，这样所有的移动台观察到的就是一个“有效的”信道(成形器和物理信道的结合)，它可以通过导频进行信道估计，并且用于相干解调。很明显，这个“有效的”信道对于每一个移动台来说都是特定的。用户特定的导频位置(在时/频域)与小区范围内导频的位置正交，也就是说，在第 4 个 OFDM 符号(子载波 1、5、9)和第 7 个 OFDM 符号(子载波 3、7、11)上。

在单频网中的多播/广播情况下，小区范围内的导频也不能应用，而是定义了特殊的 MB-SFN 参考信号。映射方式如图 27.10 所示，可以看到其频域相隔的距离比前面讨论的导频更近。原因在于，单频网中的多播/广播信道一般比单播信道有更大的频率选择性：除了多径传输，单频网中的多播/广播信道的信号还受到不同基站发射的信号具有不同传输时间的影响。

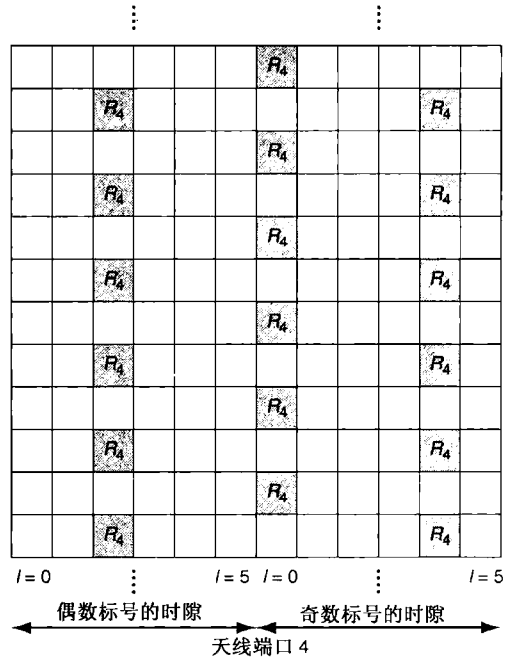


图 27.10 MB-SFN 的导频。引自[3GPP LTE], 2009

上行链路

上行链路中导频信号的要求与下行链路截然不同。首先，因为基站需要知道多个移动台到基站的信道状况，因此需要发射多个导频；第二，需要解调的数据总是在频域很好地集中在一起；第三，导频信号的存在不能影响传输信号的单载波性质。鉴于上述原因，上行链路中的导频结构与下行链路有很大区别(见图 27.11)。

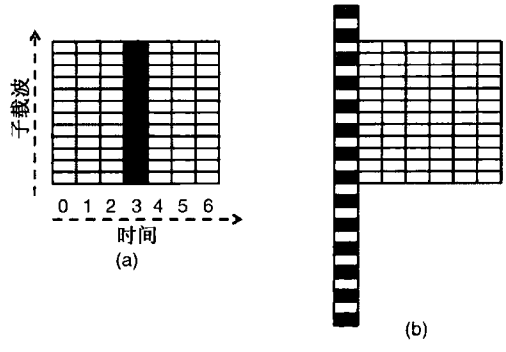


图 27.11 (a)上行解调导频和(b)测量导频的结构

最主要的导频是解调导频(解调参考信号)，它可以用来精确地确定移动台数据传输时在特定资源块上所经历的信道传输函数。为了保持传输信号的单载波性质，导频并不和数据符号一起进行频率复用，而是把一个完整的 OFDM 符号(在特定移动台占用的带宽内)都用于传输导频。具体来说，一个时隙的 7 个 OFDM 符号中，第 4 个符号是专门为解调导频保留的。

导频的具体形式在频域(即已经过离散傅里叶变换预编码)定义，它是基于 Zadoff-Chu 序列的，定义如下：

$$X^{(u)}(k) = e^{j\pi uk(k+1)/M_{ZC}}, \qquad 0 \leqslant k \leqslant M_{ZC} \tag{27.1}$$

其中，M_{ZC}是序列的长度，u 是序列的标号。Zadoff-Chu 序列有显著的特性，其在时域(对功率放大器很重要)和频域(因而在所有测量频率上的发射信噪比都相同)都有恒定的幅度；其自相关函数是 δ 函数。因此这个序列属于恒定幅度零自相关(CAZAC)类序列。序列的数量受限于与序列长度为互质整数的数量，如果 M_{ZC}是一个质数，则序列数量就等于 $M_{ZC}-1$。

为了避免序列数量较少的限制，LTE 对 Zadoff-Chu 序列进行以下两个改进。

1. 循环扩展序列。因为 M_{ZC}子载波的数量一般是 12(一个资源块中的子载波数)的整数倍，所以选择的值若等于用户子载波的数量，将会导致可用序列数量很少。因此 LTE 就选用比所需序列长度小的最大质数作为 M_{ZC}。例如，一个信号占用 4 个资源块(48 个子载波)，M_{ZC}就选择为 47，这样就有 46 个序列可用。虽然序列的长度不足以覆盖所有的子载波，但序列可以进行简单的循环扩展(即在最后一个元素之后，再开始第一个，然后是第二个，…)。注意，可用序列的最小数量是 30。如果资源块数量大于等于 3，则上述规则提供最少 30 个序列；当资源块数量为 1 或者 2 时，标准就指定一个包含 30 个不同序列的集合以供使用。
2. 相位旋转。为了产生额外序列，每一个(循环移位后)Zadoff-Chu 序列都可以在频域乘以一个线性相位偏移，即

$$X'(k) = X(k)e^{j\alpha k} \tag{27.2}$$

其中，α 不同的偏移能够产生不同的序列(相当于时域的循环移位)。选择合适的相位偏移，可使得生成的序列之间完全正交：当相位偏移是 $2\pi/12$ 的整数倍时，在一个资源块上就能够获得正交性。正交性可能被以下两种现象破坏：(i)非常强的信道频率选择性，使得信道在整个资源块上的变化很剧烈；(ii)两个序列之间存在定时误差。因为在一个小区内的信号定时一般很好，因此基于同一个 Zadoff-Chu 序列但有不同相位偏移的导频可以用在一个小区内。

不同的序列会分配给不同的小区，这样每个小区都有 1 个循环扩展序列[①]，并且可以基于不同的相位偏移来生成更多的正交序列。序列根据小区 ID 分配给不同的小区(用在物理上行控制信道 PUCCH，见 27.4.10 节)，或者用信号明确表示出来(用在物理上行共享信道 PUSCH，见 27.4.11 节)。标准也预留了组跳频，即每个小区的基础序列以一定规律变化的可能性。

物理上行共享信道中的解调导频最终以如下方式设计：在子帧的第一个时隙，导频是循环扩展的 Zadoff-Chu 序列，其偏移包括三项：(i)伪随机特定小区偏移，(ii)下行控制信息中传输的确定的用户特定偏移，(iii)高层传输的附加偏移；第二个时隙中的导频是第一个时隙的偏移版本。物理上行控制信道中采用了某些不同的规则，详见标准。

第二种类型的导频是测量导频(sounding pilot，测量参考信号)，用来更有效地进行调度。基站用该导频来估计整个系统带宽上的频域信道响应，从而给用户分配最为合适的子载波。因此每个用户发送的测量导频通常占用整个系统带宽。这个大带宽可以通过以下途径实现：发送覆盖整个带宽的 DFT-OFDM 符号，或者发送跳频信号序列，虽然每个覆盖一小段带宽，但

① 和两个长为 72 或更长的序列。

是合在一起能够覆盖整个带宽。后者的实现方法很复杂，但是测量导频的功率谱密度却较高。各种带宽(4 个资源块的倍数)都允许使用。

测量导频基于 Zadoff-Chu 序列，相移 $\alpha = 2\pi n_{SRS}/8$，其中 n_{SRS} 是一个可在 0 ~ 7 之间任意取值的参数。然后把序列映射到一个频率梳，即每两个子载波放置一个。该导频信号经常在一个子帧的最后一个符号上传输，但并非每个子帧都传输：传输间隔也可以在 2 ~ 160 ms 之间选择，这样就可以适应信道相干时间的较大变动范围。为了避免测量导频和有效负荷(物理上行共享信道)传输的碰撞，基站需要确保小区内任一移动台发射测量信号时，物理上行共享信道没有任何数据传输。不同移动台测量导频之间的正交性通过下面两种方法来解决：(i)在不同的频率梳上传输；(ii)以不同线性相位偏移来传输序列(类似于解调导频)。注意，用于基本调度的信道估计并不需要像解调导频那样精确。

27.3.6 编码

信息的编码要通过多个步骤实现(见图 27.12)。

循环冗余校验(CRC)

对于每个传输块，计算长度为 24 比特(有些环境也用 16 比特或者 8 比特)的循环冗余校验码。对于一个传输时间间隔，每个数据块都要利用码多项式来计算校验码，

$$G(D) = D^8 + D^7 + D^4 + D^3 + D + 1 \quad \text{对于8比特的CRC} \tag{27.3}$$

$$G(D) = D^{16} + D^{12} + D^5 + 1 \quad \text{对于16比特的CRC} \tag{27.4}$$

$$G(D) = D^{24} + D^{23} + D^6 + D^5 + D + 1 \quad \text{对于24比特的CRC} \tag{27.5}$$

$$G(D) = D^{24} + D^{23} + D^{18} + D^{17} + D^{14} + D^{11} + D^{10} + D^7 + \ldots + D^6 + D^5 + D^4 + D^3 + D + 1 \quad \text{对于24比特的CRC(可替代方案)} \tag{27.6}$$

并且附加在该块的最后。

如果传输块太大，数据解析成码字块，其中每个块的最大长度为 6144 比特。如果有必要，将加入填充比特，以保证每个码字块都是规定的长度(只有某些离散的码块长度值允许使用)，之后再针对每个码字块，计算另一个循环冗余校验码。

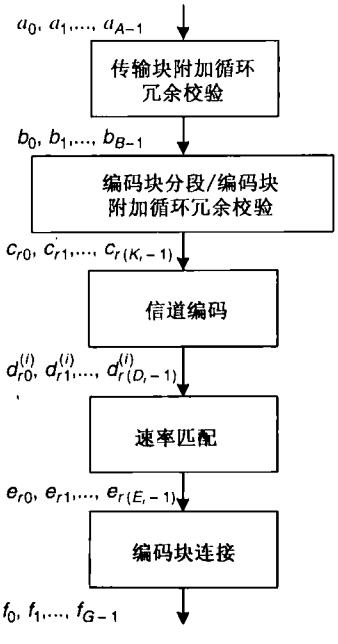


图 27.12 LTE 中的编码过程

卷积码

卷积码在 LTE 中只用于控制信息编码，而不用于实际的负载数据。标准专门定义了长度为 7 的咬尾(tail-biting)卷积码，其码字多项式如下：

$$G1(D) = 1 + D^2 + D^3 + D^5 + D^6 \tag{27.7}$$

$$G2(D) = 1 + D + D^2 + D^3 + D^6 \tag{27.8}$$

$$G3(D) = 1 + D + D^2 + D^4 + D^6 \tag{27.9}$$

卷积码可以用于如下信息：

- 广播信道；
- 下行控制信息；
- 上行控制信息。

Turbo 码

Turbo 码用于上行共享信道(UL-SCH)、下行共享信道(DL-SCH)、寻呼信道(PCH)和多播信道(MCH)(见 27.4 节)。与 WCDMA 不同，LTE 中不能用卷积码来对负载数据编码，只能采用 Turbo 码。这主要是因为 Turbo 码已经很成熟，使得接收机能够充分优化，所以就不需要采用只是略微简单一些(但是性能较差)的卷积码。Turbo 编码器的结构除了交织器以外与 WCDMA 的相同。

Turbo 编码器使用了两个迭代对称卷积编码器(见图 27.13)。数据流直接进入第一个卷积编码器，然后通过交织器，再进入第二个编码器。两个编码器的码率都是 1/2。于是输出的是初始比特 X 或 X'，以及迭代移位寄存器的冗余比特 Y 或 Y'。但是，因为 X 和 X'相同，所以只有 X，Y 和 Y'被发送出去，从而 Turbo 编码器的码率为 1/3。

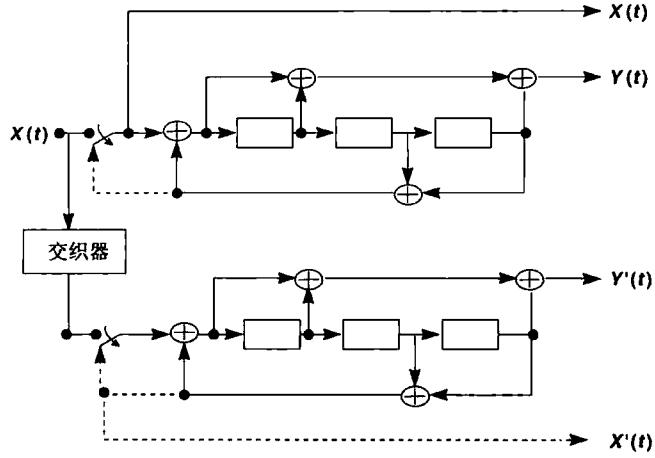


图 27.13　Turbo 编码器的结构

LTE 中，交织器是一个正交排列多项式(QPP)交织器，它把比特从位置

$$(f_1 i + f_2 i^2) \bmod K \tag{27.10}$$

移动到了位置 i。其中，K 是块的大小，f_1 和 f_2 是根据 K 查表得到的常数。

编码之后，进行速率匹配和码块连接。

混合自动重传请求(HARQ)

LTE 对 DL-SCH 和 UL-SCH 采用不同形式的混合自动重传请求(对其他的信道类型没有用)。当接收机接收到传输块时，它要解码，并发送一个反馈比特(这个比特的定时暗示它与哪一个传输块有关)来说明是否需要重传。更多的细节将在 27.5.2 节中介绍。

27.3.7　多天线技术

LTE 充分应用了多天线技术。首先解释如下一些名词。

- 码字是译码器的输出。在 LTE 中，可以同时传输一个或两个码字，如果有发送分集，则码字数量只能是 1。
- 码字被映射到包含不同符号的层上。注意，码字可以映射到多个层上，层的最大数量是

4，而码字的最大数量是2。如果没有使用空时(ST)编码，那么“层”就和20.2节中讨论的“空间流”有关。每一层包含相同数量的符号①。

- 这些层最后通过预编码映射到不同的天线端口。

发射分集

如果有两副发射天线，LTE就会采用空频分组编码(SFBC)，即采用Alamouti方法对相邻子载波进行编码。这可以通过下式把码字符号映射到不同的层：

$$A=\begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} \tag{27.11}$$

当有四副天线时，码字映射到4层，根据以下映射方法实现：

$$A=\begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* & & \\ s_2 & s_1^* & & \\ & s_3 & & -s_4^* \\ & s_4 & & s_3^* \end{bmatrix} \tag{27.12}$$

例如，频率1的传输向量就是$[s_1, 0, -s_2^*, 0]$。这个方案的码率为1，各个层可以直接映射到天线端口。

空分复用

闭环空分复用 在闭环空分复用中，码字通过非常简单的过程映射到各层：如果码字数量等于层的数量，则每一层就包含一个码字中的符号；如果有一个码字和两个层，则码字中的符号轮流分配给第1层和第2层；如果有2个码字和4个层，则码字1中的符号轮流分配给第1层和第2层，而码字2中的符号轮流分配给第3层和第4层。

然后，这些层乘以矩阵，以便给天线端口提供信号。预编码矩阵**W**构成了一个码本(codebook)中的各个元素，移动台将它希望基站采用的码本元素的序号反馈给基站。码本是基于快速傅里叶变换的，当有两个天线端口时，其元素如下：

码本索引	层数 1	层数 2
0	$\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix}1\\1\end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix}1&0\\0&1\end{bmatrix}$
1	$\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix}1\\-1\end{bmatrix}$	$\frac{1}{2}\begin{bmatrix}1&1\\1&-1\end{bmatrix}$
2	$\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix}1\\j\end{bmatrix}$	$\frac{1}{2}\begin{bmatrix}1&1\\j&-j\end{bmatrix}$
3	$\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix}1\\-j\end{bmatrix}$	

除了基于码本的波束成形，基站还可以采用其他准则进行波束成形。这种情况下，移动台不知道预编码向量，而是需要估计“有效信道”，即利用与数据采用相同预编码的特定用户导频来估计预编码和传输信道的级联信道，27.3.5节有详细描述。

开环空分复用 当得不到波束成形所需的反馈信息时(例如因为信道变化太快)，可以使用开环空分复用。这些层首先乘以(独立于子载波)矩阵**U**，然后乘以(独立于子载波)对角阵

① 如层数为3，码字数为2，则一个码字包含的符号是另外一个码字的两倍。

$\mathbf{D}(i)$，最后再乘以矩阵 $\mathbf{W}$。当有两个天线端口和两个层时，

$$\mathbf{W}=\frac{1}{2}\begin{bmatrix}1 & 1\\ 1 & -1\end{bmatrix},\qquad \mathbf{U}=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix}1 & 1\\ 1 & \exp(-\mathrm{j}2\pi/2)\end{bmatrix},\qquad \mathbf{D}(i)=\begin{bmatrix}1 & 0\\ 0 & \exp(-\mathrm{j}2\pi/2)\end{bmatrix} \tag{27.13}$$

其中，$\mathbf{D}(i)$可以有效地对当前块进行大的循环移位。

27.4　逻辑和物理信道

27.4.1　数据映射到(逻辑)子信道

LTE 规定了逻辑信道(通过它们所携带的信息类型来定义)，信息通过逻辑信道映射到传输信道，然后再映射到物理信道(按物理性质定义，即时间和子载波等)。逻辑信道与 WCDMA 中的类似，但是这里要重复讲一下，以确保章节的独立性。

- 业务信道
  - 专用业务信道(DTCH)：传输所有上行链路的用户数据，以及所有非多播/广播的下行链路数据。
  - 多播业务信道(MTCH)：传输下行链路的多播/广播用户数据。
- 控制信道
  - 广播控制信道(BCCH)：传输小区内所有广播给移动台的系统信息数据。注意它与多播业务信道的区别，后者虽然也是广播给移动台的，但携带的是用户数据。
  - 寻呼控制信道(PCCH)：在多个小区内寻呼移动台(即当移动台的当前位置归属不太明确时)。
  - 一般控制信道(CCCH)：为随机接入过程传输控制数据(在开始建立连接时)。
  - 专用控制信道(DCCH)：用来传输与特定移动台相关的控制信息(与给所有移动台广播相关系统信息的广播控制信道恰恰相反)。
  - 多播控制信道(MCCH)：携带与多播/广播服务相关的控制信息。

上述的这些逻辑信道将映射给下述传输信道。

- 广播信道(BCH)：携带部分广播控制信道的数据(剩余部分在下行共享信道中，下文将描述)。广播信道有固定的格式，任一移动台都可以从中轻易获取相关信息。
- 寻呼信道(PCH)：携带寻呼控制信道的信息。
- 多播信道(MCH)：用来支持多播/广播传输，有半静态的调度和传输格式。
- 下行共享信道(DL-SCH)和上行共享信道(UL-SCH)：传输用户数据及大部分控制信息(除了广播信道中的一部分)。

传输信道的数据排列在传输块中，一次传输间隔(通常是一个子帧)发送一个传输块，具体传输格式与每个传输块有关。

最终，这些传输信道映射到物理信道；另外，还有一些物理信道不用于任何传输信道，只是纯粹用于物理层功能。

- 下行链路
  - 物理广播信道(PBCH)：携带广播信道的信息。
  - 物理下行共享信道(PDSCH)：传输下行共享信道数据，即用户数据、部分下行控制数据及寻呼信道。

- 物理多播信道(PMCH)：携带多播信道的信息，包含多播的有效载荷(payload)，以及一些多播的控制信息。
- 物理下行控制信道(PDCCH)：携带控制信息，例如接收物理下行共享信道所需的调度信息。这个信道不能承载任何传输信道上的信息。
- 物理控制格式指示信道(PCFICH)：传输物理下行控制信道相关的控制信息，这个信道也不承载任何传输信道上的信息。
- 物理 HARQ 指示信道(PHICH)：传输反馈比特，用来表明传输块是否需要重传。这个信道也不包含任何传输信道。
- 同步信号(SS)：详见 27.4.2 节。

• 上行链路

- 物理上行共享信道(PUSCH)：与物理下行共享信道相对应。
- 物理上行控制信道(PUCCH)：主要传输 3 种信息：(i)信道状态反馈，(ii)资源申请(基站进行调度，为上行链路分配所有的资源，当移动台需要传输数据时就要申请资源)，(iii)HARQ 反馈比特。
- 物理随机接入信道(PRACH)：用于随机接入，即在移动台与基站进行有调度的连接之前，需要先和基站通信并接入。

图 27.14 总结了信道之间的映射。

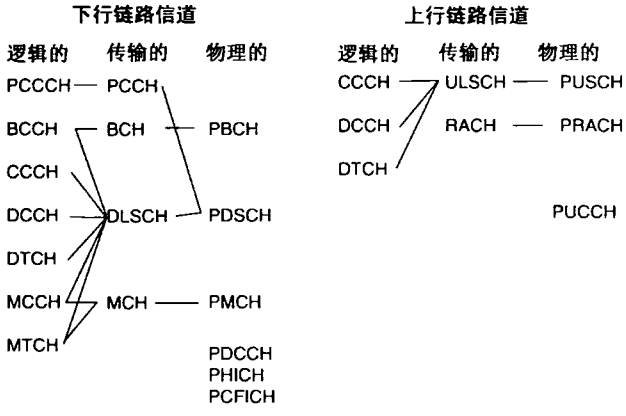


图 27.14 逻辑信道、传输信道和物理信道之间的映射

27.4.2 同步信号

同步信号(SS)包含小区的定时及小区的 ID。LTE 实际上提供了两个同步信号，主同步信号(PSS)和辅同步信号(SSS)。与其他系统相比，这些信号不称为“信道”，但是却与 WCDMA 中的同步信道具有相同的功能。要理解同步信号的功能，应记住 LTE 中定义了 504 个小区 ID，并分为 168 个 ID 组。

主同步信号在每帧的第 0 个和第 5 个子帧第一个时隙的最后一个符号上传输，并且占用 72 个子载波。在那个时隙中传输的波形使用的是 3 个可用序列之一，其长度为 63，并在频带的上下边缘各补 5 个 0 进行扩展。这 3 个 Zadoff-Chu 序列中传输哪一个序列取决于一组中的小区 ID(但要注意，主同步信号不包含组 ID，组 ID 将在辅同步信号中传输)。移动台可以通

过主同步信号获得高分辨率的定时(在一个符号内，因为信号只持续一个符号的时长，甚至在一个正交频分复用采样点内，通过对 Zadoff-Chu 序列进行相关运算)。然而，这里仍会存在 5 ms倍数的定时模糊，这是由于主同步信号的周期性，因此无法得到帧定时。

辅同步信号在每个主同步信号之前的一个符号中传输。辅同步信号携带关于小区 ID 组的信息：信号也扩展到 72 个子载波。它是由两个长度为 31 的 m 序列(见 18.2.6 节)交织组合而成的，生成的长度为 62 的序列在频带边缘补零扩展，这与主同步信号类似。只有 168 个序列有效，并且代表小区 ID 组。与主同步信号相反，在一帧的第一个时隙中传输的信号与在第二个时隙中传输的信号不同：当它包含同样的 m 序列时，在第二个时隙中进行的交织与第一个时隙不同。这样，接收机就可以获得帧定时(即定时模糊是 10 ms 的倍数)，并可以通过辅同步信号的一次观测获得小区 ID。

主同步信号和辅同步信号都采用 72 个子载波，是因为这是 LTE 系统所允许的最小带宽。当接收信号时，移动台并不知道当前小区的实际系统带宽，因此同步信号就在所有小区使用相同的带宽，也就是这个最小可用带宽。

一旦获得了小区 ID 和帧定时，移动台就可以接收到导频(记住下行导频取决于小区 ID)，并借助导频来对广播信道进行接收和解码。

27.4.3　广播信道

广播信道包含控制信息块(MIB)，也就是关于小区系统的如下关键信息。

- 小区的系统带宽；
- 物理 HARQ 指示信道设置：部分比特描述 PHICH 信道的特定设置(详见标准)，必须知道这个设置才能获取控制信息；
- 系统帧数。

广播信道的控制信息块比特的基带处理和传输以如下步骤进行：

- 添加 16 比特的循环冗余校验码；
- 用 1/3 码率的咬尾卷积码进行编码；
- 加扰；
- 正交相移键控调制；
- 天线映射。如果只有一副天线就没必要映射了。如果基站有两副天线，就必须使用空频分组码。如果基站有四副天线，就必须将跳频和空频分组码结合使用(见 27.3.7 节)。完成之后，移动台就能够通过广播信道知道基站有多少副天线。
- 解复用。信号被映射到 4 个连续的帧上，特别是映射在每一帧的第一个子帧上。在每个这样的子帧中，信号在第二个时隙的前 4 个符号上传输，占用 72 个子载波(选用 72 个子载波的原因与主同步信号和辅同步信号一样)。这里需要重复编码来“填充”可用的资源，因为资源数远大于需要传输的比特数。

注意，广播信道的长度扩展为 40 ms，而从主同步信号和辅同步信号获取的定时有 10 ms 整数倍的模糊。因此，移动台必须尽量采用 4 个不同的定时偏移来解码广播信道，并利用循环冗余校验码确定哪一个是正确的。解码后的信息还能提供关于系统帧数的两个无关紧要的比特，也正是如此，这两个比特才没有包含在控制信息块中。

27.4.4 与下行共享信道有关的控制信道综述

与下行共享信道有关的物理信道总共有3种，即物理控制格式指示信道、物理下行控制信道和物理HARQ指示信道。这些信道包含的控制信息也称为L1/L2层信令，因为它们与物理层和MAC层都有关系。这些控制信令在位于每个子帧起始处的控制区域传输；控制区域占用信号的所有子载波(除了导频)，有可能在第1个、前2个或者前3个OFDM符号上(如果带宽很小也有可能是前4个)；每个子帧上所占用的OFDM符号数可以不同。在子帧起始处传输控制信息的原因是，用户数据的解码需要这些信息；尤其是如果一个移动台查看调度信息发现接下来没有自己的相关数据时，该移动台会降低部分接收电路的功率。

控制信道向某一资源粒子的映射是以一个包含4个资源粒子的资源粒子组为单位来实现的。这是因为基站最多含有4个天线元来实现发射分集(注意空分复用不能用于控制信息)。

27.4.5 物理控制格式指示信道

物理控制格式指示信道的信息用来指示有多少个OFDM符号专门作为控制区域。因为控制区域最多由3个符号组成，所以这个信息需要2比特。控制区域的大小需动态选择是因为它在小区中的应用变化明显：有时资源被少数高数据速率的用户占用，这时控制区域的大小主要由资源分配信息决定，通常很短；而有时，有很多用户(例如大部分都是语音用户)，这时就需要很长的控制区域。

如果物理控制格式指示信道信息被错误译码，则子帧中所有剩余的部分都会发生错误。因此，这些信息需要很强的错误纠正方案，即码率为1/16的分组码。编码之后的比特再根据小区ID和子帧数来确定加扰序列进行加扰，从而降低干扰的影响。由于这些信息要用于子帧后续部分的说明，所以通常都在相同的位置，并且采用正交相移键控调制方式。为了增强频率分集，16个正交相移键控符号映射到4个资源粒子组中，每组之间相隔可用带宽的1/4，起始子载波的位置依赖于小区ID。

27.4.6 物理HARQ指示信道

物理HARQ指示信道传输HARQ的反馈信息，以8个反馈比特为一组，并通过如下方法形成。首先，每个反馈比特重复3次(重复编码)，并且进行二进制相移键控调制。生成波形的复用方式是将同相-正交复用和长度为4的正交扩展序列的码复用相结合。然后，复用器加扰后的输出再映射到3个资源粒子组中。物理HARQ指示信道组数，IQ支路及扩展序列都与第一个资源块(其中包含初始传输的待确认数据块)的序号有关。

27.4.7 物理下行控制信道

物理下行控制信道占用了控制区域的最大部分。对于每个用户来说，它都携带下行控制信息，也就是数据译码所需的信息。特别是，物理下行控制信道还携带着资源分配的信息，也就是在数据区域把哪些资源块分配给哪一个移动台(见27.3.3节)。对于每一个用户，物理下行控制信道还包含传输格式，即调制和编码方案、功率控制信息和空分复用的控制信息。

编码下行控制信息有7种不同的格式，反映了控制信息的多少与性能之间的折中，具体格式如下。

- 格式 1。基本下行控制信息格式，采用类型 0 或 1 的资源分配方式，在基站不能用于多天线场合。
- 格式 1A。类似于格式 1，但是更为紧凑，因为采用了类型 2 的资源分配方式。
- 格式 1B。与格式 1A 很像，当基站采用多个天线元预编码时使用。
- 格式 1C。非常紧凑的格式，固定为正交相移键控调制，只用于特殊的系统信息。
- 格式 1D。类似格式 1B，但是含有额外的功率偏差消息。
- 格式 2。采用类型 0 或 1 的资源分配方式，这个格式用于闭环空分复用系统。
- 格式 2A。类似于格式 2，只用在开环空分复用系统。

除了资源分配信息，这些格式也包含如下一些额外信息(见表 27.4)。

表 27.4　多种下行控制信息表示格式

域	1	1A	1B	1C	1D	2	2A
调制/编码	✓	✓	✓		✓	✓(2)	✓(2)
HARQ 过程数	✓	✓	✓		✓	✓	✓
新数据指示	✓	✓	✓		✓	✓(2)	✓(2)
冗余版本	✓	✓	✓		✓	✓(2)	✓(2)
物理上行控制信道的 TCP 命令	✓	✓	✓		✓	✓	✓
1A/0 差别指示		✓					
集中式/分布式虚拟资源块		✓	✓		✓		
虚拟资源块的间隔值				✓			
传输块大小索引				✓			
预编码的传输预编码矩阵指示(TPMI)			✓		✓	✓	
下行功率偏移					✓		
下行分配索引	✓	✓	✓		✓	✓	✓
传输块到码本交换标识							✓
开环预编码信息							✓

- 调制/编码。5 比特用来指示块中的调制方案和编码速率。在可能的 32 种组合中，实际有 29 种用来指示调制格式和码率的组合，剩余 3 种用来指示重传中的调制格式。
- HARQ 过程数。3 比特信息是与下行控制信息相关的 HARQ 过程的序号。正如 27.5.2 节所解释的，会有多个 HARQ 过程同时处于激活状态。
- 新数据指示。指示数据是否为重传过来的，如果是重传数据则需要与前面已经接收到的 HARQ 软信息相连。
- 冗余版本。指示 HARQ 传输中的冗余类型。
- 1A/0 差别指示。单一比特，指示采用的是格式 1 A，还是格式 0(用于上行调度准许)。
- 集中式/分布式虚拟资源块。用来标识采用的是集中式还是分布式虚拟资源块。
- 虚拟资源块的间隔值(Gap value)。两个虚拟资源块之间的间隔。
- 传输块大小序号。只用于 1C 格式，指示要发送的数据块的大小。注意，在其他格式中，传输块的个数可以通过分配的资源块数和码率推断出来。标准中用一个表来进行映射，因为通过闭合形式计算获得的额定速率(nominal rate)会有微小偏差。
- 预编码矩阵指示。包含闭环多天线系统的预编码码本的索引(见 27.3.7 节)。
- 下行分配索引。在时域双工模式中与 HARQ 操作相关，详见标准。
- 传输块到码本交换标识。指出这两个传输块(空分复用系统)如何映射到码本。

- 开环预编码信息。这个域指示多天线系统传输时采用的开环预编码类型，例如循环延迟分集的一些细节。

上行控制信息

与上行链路相关的控制信息也在物理下行控制信道中传输。前面提到过，所有传输参数的控制都取决于基站，而移动台只能够提出申请。因此物理下行控制信道携带上行调度准许，告知移动台何时以何种格式传输。正如下行链路，物理下行控制信道也会包含一些信息来指示传输采用哪些资源块、传输格式、功率控制和空分复用信息。这些信息在上行链路中以格式0传输，采用类型2资源分配格式①。最后，格式3用来传输对物理上行控制信道和物理上行共享信道的功率控制指令，即2比特的功率校正信息。

一旦所有控制信息都聚齐了，就可以通过以下步骤得到实际传输信号。

1. 计算循环冗余校验码。循环冗余校验码要依赖于移动台的标识号，下行控制信息就专用于其识别号。这样，每个移动台可以通过检验循环冗余校验码来确定信息是否属于自己，如果验证过循环冗余校验码，移动台就可以断定(i)该下行控制信息是属于自己的，(ii)正确译码。
2. 循环冗余校验码保护下的下行控制信息再以1/3码率的咬尾卷积码(即能够保证网格图中初始位置和结束位置完全一致的卷积码)进行编码。
3. 速率匹配后，多个物理下行控制信道进行复用。
4. 产生的数据通过伪噪声序列(Gold序列，见18.2.6节)加扰，并进行正交相移键控调制。之后正交相移键控符号以4个符号为一组进行分组。不同于物理控制格式指示信道，这些符号没有直接映射到资源粒子组，而是先进行交织，然后再进行特定小区的循环移位。这些步骤的目的是为了确保：(i)充分应用频率分集，(ii)避免相邻小区的相同信号的一致性碰撞。

27.4.8 物理随机接入信道

随机接入信道用于那些还没有分配到资源的移动台信号。即使移动台在使用物理随机接入信道时就知道了小区带宽，但是它仍然简化了操作，以便在所有系统都有相同的物理随机接入信道。因此，物理随机接入信道在72个子载波上传输(与同步信号类似)。在时域，基站通常为物理随机接入信道保留1 ms长的分组，在这段时长内没有上行数据调度，也就没有了发生碰撞的可能性。物理随机接入信道间隔的周期可以根据小区内可能的用户数或者随机接入的时延需求等来设置。

最常用的设置是1 ms长的物理随机接入信道，包含：(i)0.1 ms的循环前缀，(ii)0.8 ms的长Zadoff-Chu序列，(iii)0.1 ms的保护间隔。注意，需要长的保护间隔是因为物理随机接入信道使用时还没有建立必要的定时提前(见24.5.3节)。共有64种不同的序列可以应用在物理随机接入信道的“主要部分”，这些序列通过相位偏移或者不同的序列序号μ来区分(见27.3.5节)。使用不同相位偏移的优点是，能够使序列真正正交。但是相位偏移的下限是由小区内信号的

① 除了这种分配格式以外，对于1A10差别，格式0也包含指示，一个跳变的指示(指出是否采用跳频)，调制/编码和冗余形式，新的数据指示，对于调度PVSCH的发射功率控制(TPC)命令，解调导频的循环时移，信道质量指示请求(即来自基站到移动台提供其信道传输质量信息的请求)，和仅在时分双工模式下所利用上行链路的序号。

传输时间和时延色散决定的。如果小区的半径小于 1.5 km，所有的 64 个序列就能通过一个基本序列的相位偏移产生，否则就必须使用有不同序号的序列。不同的移动台在随机时间里选择一个序列用于物理随机接入信道。鉴于序列数目较大，基本上不会(虽然并非不可能)发生两个移动台选用相同的序列，并且用在同一个时隙；但是如果发生了，随机接入过程有后续步骤来处理碰撞问题(见 27.5.1 节)。

物理随机接入信道也支持功率递增，换句话说，如果第一次尝试连接基站没有成功，随机接入前导的发射功率就会增加，并再次发射。这个过程虽然并不像 WCDMA 中那么重要，但是与其类似：随机接入前导一般互相正交(由于采用了不同序列)，并且与数据也是正交的(因为专门为物理随机接入信道设置了时/频资源)。

27.4.9　与物理上行共享信道相关的控制信号的一般性质

LTE 中，上行链路很少传输控制信息，因为基站几乎控制了所有的传输参数。只剩下一小部分需要在上行链路传输的控制信息，如下所述。

- 调度申请。表明移动台需要发送数据，实际的资源分配通过基站在下行控制信息中发送。
- 信道状态信息。对于基站很重要，用来确定合适的传输格式和调度。信道状态信息包含如下部分。
  - 秩指示(RI)。信道矩阵的秩，依次确定能有效传输的最大层数(见第 20 章)，只与多天线系统有关。
  - 预编码矩阵指示(PMI)。码本元素的索引，可以被基站用来预编码(见 27.3.7 节)。由于信道的频率选择，所以不同的资源块需要不同的设置，以便进行优化。标准允许给每个资源块发送不同的设置，或者给一组资源块发送同样的设置；一种非常极端的情况是“宽带反馈”，此时整个带宽只有一种设置。很明显，传输设置的组越小，性能越好，但是开销也较大。预编码矩阵指示只与多天线系统有关。
  - 信道质量指示(CQI)。这个指示实际代表了应该使用的调制和编码方案。这是关于下行方向的信息，可帮助基站更好地完成任务。虽然基站可以选择忽略这些建议，并且采用不同的预编码设置，但是它必须明确告知移动台其最终的选择。
- HARQ 确认(ACK)。

虽然信息量很小，但是通信方式相当复杂。其部分原因在于信息需要在以下两种情况下传输：(i)某一移动台有数据正在发送，即它有有效的物理上行共享信道；(ii)没有物理上行共享信道。后一种情况下，信息将在一个独立的信道中传输，称为物理上行控制信道。

27.4.10　物理上行控制信道

因为物理上行控制信道中的比特数很少，所以通过“标准”的上行方式传输并仍保持好的频谱利用率就比较困难。来自多个用户的上行控制信息通过以下两种方法复用在相同的资源块中。

1. 不同移动台的信息用来调制正交序列。这些正交序列与上行导频有相同的形式，即循环扩展 Zadoff-Chu 序列的相移版本(见 27.3.5 节)。典型地，利用 6 个不同的相移，

$2\pi n/6$, $n=0, \cdots, 5$。每个序列乘以二进制相移键控或者正交相移键控信号，所以每个序列携带1或2比特信息。为了使小区间干扰随机化，序列的相移随着符号变化，所使用的相位的序号由伪噪声序列决定，而序列的初值取决于小区ID及具体的传输时隙。

2. 对时隙中的符号进行块状扩展来进一步增强复用能力。如果需要的扩展因子是2或者4，则块扩展通过分配不同的序列(见18.2.5节)给不同的用户来实现；如果扩展因子为3，则采用离散傅里叶变换序列。块扩展只用于物理上行控制信道格式1/1a/1b。为了使小区间干扰随机化，分配的扩展序列随时隙不同而变化(以伪随机方式)。

物理上行控制信道信号在系统上下边带的资源块中发射，所以不会干扰不同用户资源块的连续分配。随着时隙变化，物理上行控制信道在上下边带之间跳频，从而提供最大的频率分集(见图27.15)。

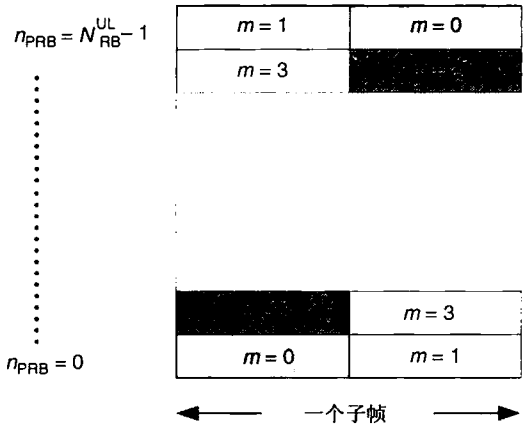


图27.15 物理上行控制信道的资源分配

依据需要传输的信息总量的不同，物理上行控制信道使用不同的调制格式(及可能的附加扩展)。表27.5概述了定义的格式和相关的调制。

表27.5 物理上行控制信道的调制方案

格式	调制方案	每个子帧的比特数
1	OOK(开关键控)	N/A
1a	BPSK	1
1b	QPSK	2
2	QPSK	20
2a	QPSK + BPSK	21
2b	QPSK + BPSK	22

27.4.11 物理上行共享信道

如果给定的移动台使用有效的物理上行共享信道，那么控制数据就与负载数据进行时分复用。复用的规则通过以下方式制定。

- HARQ确认(ACK)必须稳健，因而要邻近某个导频传送。这样即便在快变信道中，信道估计也没有损耗。类似地，秩指示也要邻近导频发送。
- 速率匹配不依赖于HARQ信息是否发送，因此HARQ确认需要在数据流中打孔。

- 调制格式与负载数据相同，是为了确保信令的单载波性质。然而，码率可以与信道状态自适应，不同的码可以用在信息的不同部分：确认和秩指示使用重复编码和简单编码，而 CQI/PMI 使用块编码或者卷积码。

27.5　物理层过程

27.5.1　建立连接

搜索和同步

移动台需要做的第一件事是获得它所在小区信号的定时，这可以通过同步信号实现(见 27.4.2 节)。移动台只有通过上述过程才能获得小区关键信息(在广播信道中发送)，并执行通信所需的其他功能(见 27.4.3 节)。

在获得了定时并接收了广播信道之后，额外的小区系统信息将在系统信息块(SIB)中通过下行共享信道传送，这和负载数据的接收类似。

依据需要传送的信息类型不同，这里定义了许多不同的系统信息块。

- SIB 1：包含接入到小区的信息，小区选择信息等。同时也包含系统指示(SI)窗的长度，用来接收其他系统信息块。
- SIB 2：包含对所有移动台有效的设置信息，比如常用信道设置、导频设置及定时器等。
- SIB 3 ~ SIB 8：包含关于系统之间、频率之间和同频之间切换所需的信息。
- SIB 9：包含家庭基站的指示。
- SIB 10 和 SIB 11：包含地震和海啸警示系统信息。

SIB 1 以一个固定的定时(80 ms)进行周期调度，其他系统信息块的调度周期可以通过网络控制器设置。移动台必须在一个时间窗口中搜索相关信息，时间窗口的宽度在 SIB 1 中指示。

随机接入

如果一个移动台要入网，就必须让基站知道其申请。很明显，此时并没有给该移动台分配资源，因此必须建立基于竞争的接入(也就是随机接入)：该移动台的申请可能与其他移动台的申请发生碰撞。LTE 对这个接入规定了特别的过程，以下述 4 个步骤进行。

1. 移动台发送一个随机接入前导(见 27.4.8 节)，使得基站能够计算需要的定时提前。这是唯一使用物理层信令的步骤。之后的步骤与普通数据传输类似(除非没有采用 HARQ)。
2. 基站传送随机接入响应。包含：(i)表明响应有效的随机接入前导的序号(注意，这时基站还不知道移动台的 ID，只知道所用的随机接入前导类型)，(ii)移动台应使用的定时提前，(iii)移动台在后面用于传输信令的资源，(iv)临时 ID。注意，如果多个移动台使用相同的随机接入前导，则所有移动台的随机接入响应都有效，产生的碰撞问题在下面的步骤中解决。
3. 移动台传输无线资源控制(RRC)信令信息，包含它的 ID。信息的细节取决于基站已掌握的关于移动台的信息有多少，例如移动台是首次接入网络，还是在连接中断之后重新建立连接。

4. 基站发送竞争解决信息。如上描述，如果多个移动台尝试以相同的随机接入前导接入系统，就有可能发射碰撞。在竞争解决信息中，基站把移动台的 ID 精确地发送给它所分配到的资源。

寻呼

寻呼时，每个移动台分配到(在下行共享信道中)一个“寻呼间隔”，以及可能发送寻呼信息的某个子帧。这样，只有在每个寻呼间隔时，移动台需要从休眠状态醒来，并监听是否有相关数据发送过来。寻呼间隔可以设置，以便在节能和时延之间进行权衡。

27.5.2 重传和可靠性

LTE 中的重传是为了确保传输质量，它包含如下两部分。

1. 混合自动重传请求(HARQ)。用来对整个物理层/MAC 层过程中第一次没有成功接收到的数据块进行重传，这样多次传输的数据可以结合在一起。重传触发的速度很快。
2. 无线链路控制(RLC)。这是一种高层重传协议，可以使那些在 HARQ 后仍旧传输失败的数据块再次传输。其执行机制有点慢，但是只要 HARQ 设置正常，就基本上不会触发无线链路控制。作为一种“回退”方法，这可以给某些应用(如文件传输)提供额外的保障。如果没有必要，重传功能可以取消(例如，语音通话中当协议引入的时延超过了语音通话可以容忍的限度，见第 15 章)。

HARQ 在上行和下行链路中的原则是一致的：(i)发射机发射传输块；(ii)接收机尝试译码，如果成功就发送 ACK，注意在空分复用的情况下，可以存在两个传输块，这样 ACK 就有 2 比特；(iii)如果前面的传输成功，发射机就发送一个新的分组(表明在“新数据”域)，否则传输块就会重传(“新数据”域表明是重传，“冗余版本”域指示使用的重传类型)。

但是，上行和下行链路之间有一个关键的差异：下行的重传可能在任意资源块发生，而上行的重传是固定的。上行的重传一般在第一次传输尝试的 8 个子帧之后，且重传占用的资源块与第一次传输占用的资源块相同①。

因为与重传之间有 8 个子帧的时延，所以有多达 8 个并行的 HARQ 过程有效，这样负载数据在每帧都可以传输。如图 27.16 所示。

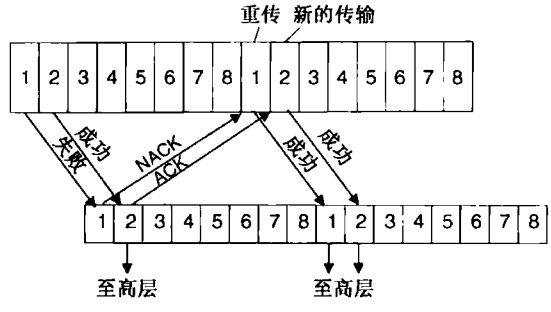


图 27.16 HARQ 调度决策

① 在不同资源块上的重传可以通过“新数据指示”和调度授予的灵巧组合来实现，参见 Dahlmann et al. [2008, 19.101.2 节]。

27.5.3　调度

在 LTE 中，调度就是选择发给移动台的信息或来自移动台的信息应在什么时间、在哪些子载波上传输。此外，它还包括传输格式(即传输块大小、调制和编码方案)和多天线方案的选择。一般情况下，调度决策在每个子帧中刷新，这是因为它随着子帧的不同而不同。然而，在语音通话(和其他具有低数据速率但数据连续的应用)时，会采用半静态调度。实质上基站会在每个第 n 帧告知移动台分配给它的相同资源，之后就不需要发送额外的调度信息(直到下一次通知)，从而降低开销。

所有的调度决策通过服务基站制定(尽管基站可以利用来自移动台及其他基站的信息来提供更好的服务质量)，这在上下行链路中都是一样的。但是要注意，移动台有多个无线承载来进行上行链路传输，它可以自行决定在基站分配给它的资源中传输哪一个。

标准并没有定义调度是如何完成的。一般情况下，调度器要尽可能多地利用多用户增益(见 20.1.9 节)，但是同时也要考虑对其他小区的干扰及每个移动台的时延(由积压引入)。

27.5.4　功率控制

LTE 中的上行链路功率控制包括开环和闭环功率控制。开环机制为需求的发射功率设定了基准：移动台从已知发射功率的导频计算出下行路径损耗，从而得到上行所需的发射功率(包括过程中必要的余量)。功率控制信号在物理下行控制信道中发射，然后“精确调节”发射功率。1 比特的功率控制信号要求功率变化 ±1 dB；2 比特的信号则从集合[-1，0，1，3]dB 中选择。而下行功率控制没有限定，基站可以随意调整功率(与标准不矛盾)。

虽然功率控制机制与 WCDMA 的有些类似，但是其重要性和动机差异很大。对于 WCDMA，功率控制对于数据传输的正常功能是必不可少的。而 LTE 中(就像 GSM)，功率控制只用于提高电池的使用寿命，同时降低小区间干扰。

27.5.5　切换

LTE 中的切换是“硬切换”，也就是说移动台同一时间只能和一个基站通信，而不能与两个基站同时通信。再详细点说，从源基站到目标基站的切换通过下面 3 个阶段来进行。

1. 切换准备。
   (a) 源基站设置移动台必须执行的测量，并报告测量结果。基站专门设置一些门限值，如果移动台的测量值(例如到相邻基站的信号质量)超过门限值，则要向基站发送报告。或者，基站也可以要求移动台周期性地报告。
   (b) 移动台发送(周期或非周期的)测量结果。
   (c) 基站基于测量结果做出切换判决(例如切换到具有更大路径增益的小区)。
   (d) 源基站发送切换请求到目标基站，通常通过 X2 接口(基站之间的接口)。
   (e) 目标基站进行准入控制，如果目标小区没有可用资源，那么连接可能会被中断。
   (f) 如果目标基站准许切换，则发送“切换请求确认”给源基站。
2. 切换执行
   (a) 源基站发送切换命令给移动台，同时开始转发下行数据分组(即源基站从网络接

收到的要发送给该移动台的数据分组)到目标基站。目标基站收到的这些数据分组要等到其与移动台可以实际通信之后才能发送。

(b) 源基站告知目标基站哪些分组已经被移动台确认接收。

(c) 移动台通过随机接入信道与目标基站建立同步(当进行小区测量时,初始同步已经通过小区确认过程完成)。

(d) 目标基站给移动台发送上行资源分配和定时提前。

(e) 移动台发送"切换确认"消息给目标基站。此时,目标基站和移动台就可以互相通信了。

3. 切换完成

(a) 目标基站发送"路径交换"消息给移动管理实体(见 27.2.2 节),请求将要传输给移动台的数据今后都发送到目标基站。

(b) 移动管理实体将此消息发送到服务网关。

(c) 服务网关把移动台要接收的数据的路由切换到目标基站。

(d) 服务网关向移动管理实体确认交换。

(e) 移动管理实体向目标基站确认"路径交换"消息。

(f) 目标基站发送消息给源基站,告知其释放那些仍旧保留给移动台的资源。

(g) 源基站释放资源。

27.6 LTE 术语

BCCH	Broadcast Control CHannel	广播控制信道
BCH	Broadcast CHannel	广播信道
CCCH	Common Control CHannel	公共控制信道
CQI	Channel Quality Indicator	信道质量指示
DCCH	Dedicated Control CHannel	专用控制信道
DCI	Downlink Control Information	下行控制信息
DL-SCH	Downlink Shared CHannel	下行共享信道
DwPTS	Downlink Pilot Time Slot	下行导频时隙
DTCH	Dedicated Traffic CHannel	专用业务信道
HSPA	High Speed Packet Access	高速分组接入
LTE	Long-Term Evolution	长期演进
MBMS	Multimedia Broadcast and Multicast Services	多媒体广播和多播业务
MB-SFN	Multicast/Broadcast in a Single-Frequency Network	单频网中的多播/广播
MCCH	Multicast Control CHannel	多播控制信道
MCH	Multicast CHannel	多播信道
MIB	Master Information Block	控制信息块
MME	Mobility Management Entity	移动管理实体
MTCH	Multicast Traffic CHannel	多播业务信道
PBCH	Physical Broadcast CHannel	物理广播信道
PCCH	Paging Control CHannel	寻呼控制信道
PDCP	Packet Data Convergence Protocol	包数据汇聚协议
PCH	Paging CHannel	寻呼信道

PCFICH	Physical Control Format Indicator CHannel	物理控制格式指示信道
PDCCH	Physical Downlink Control CHannel	物理下行控制信道
PDSCH	Physical Downlink Shared CHannel	物理下行共享信道
PDU	Protocol Data Units	协议数据单元
PHICH	Physical HARQ Indicator CHannel	物理 HARQ 指示信道
PMCH	Physical Multicast CHannel	物理多播信道
PMI	Precoding Matrix Indicator	预编码矩阵指示
PRACH	Physical Random Access CHannel	物理随机接入信道
PRB	Physical Resource Block	物理资源块
PSS	Primary Synchronization Signal	主同步信号
PUCCH	Physical Uplink Control CHannel	物理上行控制信道
PUSCH	Physical Uplink Shared CHannel	物理上行共享信道
QPP	Quadrature Permutation Polynomial	正交排列多项式
RAN	Radio Access Network	无线接入网
RB	Resource Block	资源块
RE	Resource Element	资源粒子
RI	Rank Indicator	秩指示
RLC	Radio Link Control	无线链路控制
RRC	Radio Resource Control	无线资源控制
RS	Reference Signal	参考信号
SAE	System Architecture Evolution	系统架构演进
SDU	Service Data Units	服务数据单元
SI	System Indicator	系统指示
SIB	System Information Block	系统信息块
SS	Synchronization Signal	同步信号
SSS	Secondary Synchronization Signal	辅同步信号
TPMI	Transmitted Precoding Matrix Indicator	传输预编码矩阵指示
UL-SCH	Uplink Shared CHannel	上行共享信道
UpPTS	Uplink Pilot Time Slot	上行导频时隙
VRB	Virtual Resource Block	虚拟资源块

深入阅读

学习 LTE 标准的官方资源当然是标准文档，可以在 www.3gpp.org 查到。其中应该特别关注 36.2xx 系列。Dahlman et al.[2008]中的第二部分对标准做了精彩的简述，主要关注物理层和 MAC 层。它不仅描述了需要做什么，同时也说明了为什么要这么做。Holma and Toskala[2009]同样对标准进行了概述(对标准的细节描述较少，但是在系统仿真方面较多)。另外，LTE 的中继技术在 Yang et al.[2009]中讨论，而家庭基站(femtocell)在 Golaup et al.[2009]中有介绍。

第 28 章　WiMAX/IEEE 802.16

28.1　引言

全球微波互联接入(WiMAX)是城域网(MAN)(例如，覆盖整个城市甚至整个国家的网络)的一种无线通信标准。起初人们打算利用毫米波段(11 ~ 60 GHz)，把 WiMAX 作为固定无线接入(FWA)的标准，但是后来该标准越来越多地侧重于提供移动性，而其最新版本已经对第三代和第四代蜂窝系统构成竞争。从 2005 年以来，WiMAX 受到了媒体的广泛关注。

28.1.1　历史

如第 1 章所提到的，对于着重语音通信的 20 世纪 90 年代的无线技术来说，“最后一英里”接入似乎是一个有前景的应用。但是，美国和欧洲对手机市场管制的放松，消除了对于只是提供一种可供选择的语音传输方式的财政吸引力。宽带因特网接入看起来似乎更值得去应用，尤其是因为那时很少采用数字用户线和电缆调制解调器连接。因为有充足的带宽可用，所以很多工作在大于 10 GHz 频带的固定无线接入宽带系统在那时发展了起来。为了解决众多专用系统的市场划分存在的问题，1999 年 IEEE 为无线城域网成立了一个标准化组织 IEEE 802.16，它为频率范围为 10 ~ 66 GHz 的宽带固定无线接入制定标准。该标准是基于单载波调制的，2001 年得到批准，但是没有什么影响。

工作在大于 10 GHz 频带的一个根本问题就是要求发射机和接收机之间存在视距传输，因此不仅基站的天线，而且用户设备的天线都必须放在室外，通常要在屋顶的高度上。由于这个原因，IEEE 制定了工作在 2 ~ 11 GHz 的标准。在该范围内，视距不是必需的，但是能够有效地解决时延扩展变得至关重要。基于这些考虑，提出了以正交频分复用为首的单载波调制替代方案。还有，在低频段上可以选择的带宽较小，因此频谱效率变成一个更重要的问题，结果多输入多输出(MIMO)技术成为标准中不可缺少的组成部分。新标准和大于 10 GHz 的标准相结合构成 IEEE 802.16-2004，也就是固定的 WiMAX 或 IEEE 802.16d。

在 21 世纪初期，笔记本电脑激增，并且它与 WiMAX 基站直接通信似乎成了主要的应用。因此，WiMAX 支持(有限的)移动性变成了必需的。IEEE 802.16e 团队制定了能够满足该需求的标准。除了支持移动性，还进一步增加和修改了多项内容。例如，它提供更灵活的正交频分多址(OFDMA)。该标准称为移动 WiMAX，2005 年获批准，2007 年成为国际电信联盟国际移动通信 2000(IMT-2000)标准族的一部分。IEEE 802.16m 团队正在研究进一步增强技术，它应该提供全移动性、高的数据速率和高的频谱效率，并且将提交给 IMT-Advanced 标准族。

IEEE 802.16 标准详细说明了物理层(PHY)和媒体接入控制层(MAC)，但是不能保证采用该标准的设备之间的互操作性。导致这个缺陷的原因是：(i)802.16 标准不包括网络层和系统架构；(ii)802.16 标准没有充分地允许物理层和媒体接入控制层的全互操作性；(iii)802.16

标准包含一些使人困惑的选择(例如，允许 5 个完全不同的调制/多址方法)，因而生产可以覆盖所有选项的设备，其成本不可能低。由于这些原因，称为“WiMAX 论坛”的产业联盟制定了进一步的技术规范来保证互操作性。通过 WiMAX 模式的定义解决了多个选项的问题，该 WiMAX 模式本质上是 802.16 选项的一个子集，且所有采用 WiMAX 标准的设备都必须能够满足该子集选项。WiMAX 技术规范也使互操作性成为可能，且设备授权给指定的“认证实验室”来完全服从这些技术规范。接下来，我们将采用有些模糊的术语“WiMAX”作为“实际的”WiMAX 技术规范和 IEEE 802.16 技术规范的代名词。

28.1.2　WiMAX 与现有的蜂窝系统

移动 WiMAX 实际上已经成为一个成熟的蜂窝标准，且它对第三代合作伙伴计划(3GPP)和 CDMA 2000 已经构成直接的竞争。在这场“战斗”中 WiMAX 具有一些重要的优点：

- WiMAX 标准最初目标在于数据通信；语音是后来添加的东西，可以通过互联网协议电话(VoIP)来实现。由于未来蜂窝系统的重点在于数据通信，所以这对 WiMAX 是非常有利的。
- WiMAX 的调制格式和多址接入格式，即 MIMO/OFDM/OFDMA，更适合高数据速率通信。
- 该标准比 3GPP 标准简单得多，仅 1400 页(3GPP 有 50000 页)。因此，该标准甚至可以被相对较小的公司理解并实现，这样就增加了可能供应商的数目，并降低了成本①。
- 系统框架是基于互联网协议(IP)，因此与骨干网络分离并不需要代价昂贵的发展和部署(但是注意，3GPP 网络是由 GSM 网络演进而来的，因此 GSM 经营者在向第三代系统演进时，更喜欢 GSM 类型的网络)。
- 计算机芯片生产商强烈支持该标准，他们将 WiMAX 接收机内置到大部分的笔记本电脑上。这就产生了 WiMAX 的自动客户群。

但是，WiMAX 还是一个未经证实的系统，也没有既定的客户群，并试图与以蜂窝产业作为坚强后盾，且拥有上亿客户的系统进行竞争。写本书时，在美国、日本和韩国，每个国家仅有一个主要的运营商承诺从事广泛的 WiMAX 部署。

3GPP-LTE(见第 27 章)和 802.16e 之间的竞争更难以预料。这些系统采用非常相似的技术，因此市场动态甚至会超过技术考虑。它们的扩展，即增强 LTE 和 IEEE 802.16m 同样将进行面对面的较量。

28.2　系统概述

28.2.1　物理层概述

WiMAX 制定了多种完全不同的物理层。这里只探讨 OFDMA 标准，该标准用于 2～11 GHz 频带的移动通信中。

下面简述这种正交频分多址物理层。标准对频域双工(FDD)和时域双工(TDD)都有详细

① 这种方式的缺点是原始文本的许多段落存在不完备、模糊或相互矛盾等问题。修改后的文本(发布的 D2 版)在 2009 年出版，大幅度地减少了这些问题。

描述，虽然时域双工是迄今为止更常用的选择。在时域双工中，时间轴被分为 5 ms 的帧，该帧先是下行(DL)，然后是上行(UL)。在每个上、下行子帧中都传送 OFDM 符号，不同的子载波和不同的 OFDM 符号分配给不同的用户。分配给用户的子载波可以分布在整个可用带宽上，以获得高频率分集和高干扰分集；也可以是相邻的，这样基于发射机的信道状态信息(CSI)的自适应调制和编码(AMC)更容易实现。子帧分为若干区，在每个区中分配给用户的子载波可以是不同的。在一帧的开头，发送一个 MAP 通知，描述哪些子载波预定给哪个用户。

各种类型的多天线技术都可以用在上行和下行传输中，空时分组码、空间复用和天线选择都能用来增加分集和数据速率。

28.2.2 频带

WiMAX 不指定任何具体工作频率，而是可以工作在 2 ~ 11 GHz 的任意载频上。频谱由国家频率监管机构来分配。下面的波段对于 WiMAX 而言是最重要的。

- 1.9/2.1 GHz 波段。2007 年 9 月，WiMAX 成为了 ITU 中 IMT-2000 标准族的一部分。因此，国家频率监管机构将很可能允许 WiMAX 在预留给第三代蜂窝系统的这一频段进行部署。在美国是 1.9 GHz 频段，在其他许多国家是 1.9 ~ 2.2 GHz 频段。
- 2.5 GHz 波段。2.5 ~ 2.7 GHz 之间的部分波段可用于美国、加拿大、日本、俄罗斯、中南美洲部分地区和印度。2.3 ~ 2.43 GHz 波段在韩国、澳大利亚和美国用于无线宽带(WiBro)系统，它是 WiMAX 的一种变形。
- 3.5 GHz 波段。3.3 ~ 3.8 GHz 之间的部分波段在欧洲大部分国家、澳大利亚、加拿大、南美洲、非洲已经分配给固定无线接入。总的可用带宽随国家而变化。
- 5 GHz 波段。未经许可的 WiMAX 系统可以部署在 5.25 ~ 5.85 GHz 波段，该波段在美国分配给免许可证国家信息基础设施(U-NII)，在其他国家也有类似的专用分配。但是，未经允许的波段导致很高的干扰和低的可允许发送功率。本质上，WiMAX 系统将与无线保真(WiFi)在该频带进行面对面竞争(见第 29 章)。

IMT-A 系统频率分配的进一步讨论可以参阅第 27 章。

28.2.3 媒体接入控制层概述

媒体接入控制层由 3 个主要部分组成：(1)MAC 汇聚子层(CS)；(2)MAC 公共部分子层；(3)MAC 安全子层。

汇聚子层从高层接收到的数据分组称为服务数据单元(SDU)。这些服务数据单元根据网络层采用的标准可以有不同的格式。例如，它们可能是传输控制协议/网络协议(TCP/IP)分组(来自互联网贸易)，或者是 ATM(异步传输模式)分组。汇聚子层的任务就是将这些数据分组重新格式化，使其成为与高层无关的数据单元，同时使无线传输更有效。例如，汇聚子层提供分组头压缩：服务数据单元的头中包含大量的冗余信息，如在每个 TCP/IP 分组中包含 IP 地址。头压缩是基于某些允许接收机对头进行重建的准则。汇聚子层输出 MAC 分组数据单元(PDU)。

MAC 公共部分子层为无线信息传输提供必要的支持功能。它包括如下功能：发送调制/编码的选择、信道状态信息反馈和带宽分配信号。它同样提供分片和打包：当服务数据单元(来自高层的数据分组)的大小在一个无线分组中不容易传输时通常出现这样的情况。如果分组

太大，MAC 就将它们分成较小的片，并加上一些信息，这些信息告诉接收机怎样将这些分片组合在一起。同样，如果服务数据单元太小(导致它们的传输开销增加)，它们就将被打包在一起进行无线传输。

WiMAX 把分配给特定用户，并具有一定的服务质量(QoS)需求(如延迟、时偏等)的 MAC 传输业务定义为业务流。它包含下列参数：业务流识别器(ID)、连接识别器(CID)、配置的 QoS 参数(推荐的 QoS 参数)、公认的 QoS 参数(实际分配给业务流的 QoS 参数)、有效 QoS 参数集(在给定时间内提供的 QoS 参数)和认证模块。

28.2.4　网络结构

网络结构如图 28.1 所示。它不在 IEEE 802.16 的规定范围内，而是通过 WiMAX 论坛发展起来的。该结构的主要目的是将无线接入(接入服务网络 ASN)从网络接入(连通服务网络 CSN)中独立出来，其目标是两个网络可分属于不同的供应商。

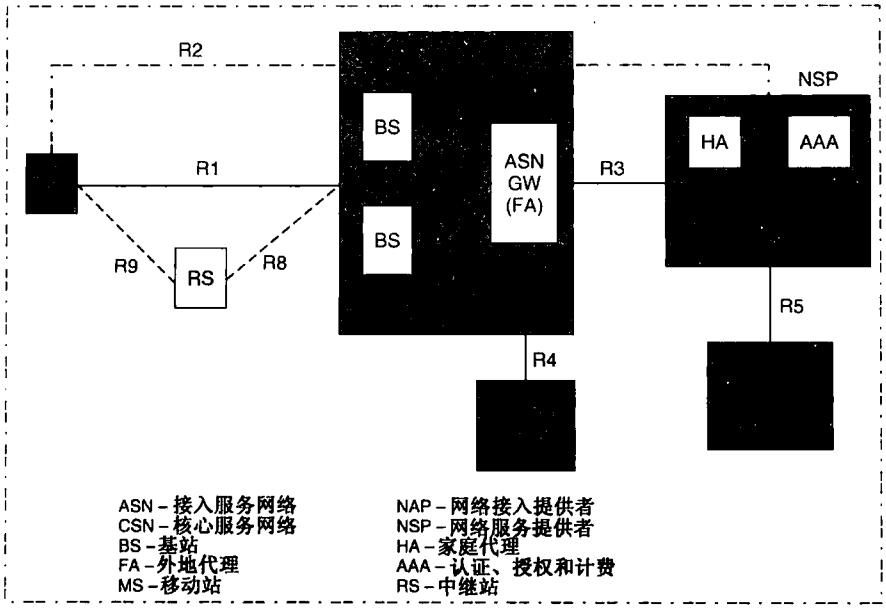


图 28.1　WiMAX 网络结构和连接接口

接入服务网络提供对应于 802.16 标准的物理层和 MAC 层的无线连接，也包括标准中没有定义的多项相关功能(例如调度和资源分配)。它发现哪些网络可用，并将用户连接到首选的(允许的)连接服务网络上。每个基站连接一个接入服务网络网关，该网关与 GSM 中的基站控制器功能上有些类似(见第 24 章)。WiMAX 在基站和网关之间定义了多项不同的功能性拆分。

在网络发现过程中，移动台可发现接入业务供应商(在 DL-MAP 中用独特的 24 比特“操作 ID”表征)和可用网络业务供应商(NSP)。网络业务供应商的选择和通信业务供应商(CSP)的功能与 WiMAX 的无线操作关系不大，所以在这里不做深入描述。该情况与 WiFi(见第 29 章)类似，接入点仅提供一个无线链路，该无线链路可以看成有线网络连接的“电缆替代品”；获得接入和对网络业务供应商进行支付与该操作是独立的。

28.3 调制与编码

28.3.1 调制

OFDM

WiMAX 中的调制方案是带有循环前缀的标准正交频分复用(详见第 19 章)。下面的参数决定了设置。

- 带宽 B
- 可用子载波数 N_{used}。
- 过采样因子 n_{samp}、带宽和可用子载波数决定了子载波间隔:

$$\Delta f = \frac{n_{\text{samp}} B}{N_{\text{FFT}}} \tag{28.1}$$

其中,N_{FFT}表示大于 N_{used}的 2 的最小次幂①。采用过采样因子是为了易于扩展或压缩频谱,从而使其可以有效地适应一个给定的频谱,而无须改变像可用子载波数等其他参数。对于 1.25 MHz, 1.5 MHz, 2 MHz 或 2.75 MHz 的整数倍的所有带宽,$n_{\text{samp}} = 28/25$;对于 1.75 MHz 的整数倍和之前没提到的其他带宽,$n_{\text{samp}} = 8/7$。有用的符号间隔为 $1/\Delta f$。

- N_{cp}表示循环前缀的长度,它可以为有用符号间隔的 1/4, 1/8, 1/16 或 1/32。

下面的快速傅里叶变换的长度为:2048, 1024, 512 和 128。长度为 256 的快速傅里叶变换被去掉,因为它被基于正交频分复用(不是正交频分多址)的 WiMAX 的另外一种物理层传输模式所采用。

子载波可以用于下面 3 种目的。

1. 数据子载波。用于传输信息。
2. 导频子载波。用户信道估计和跟踪。
3. 空子载波。不包含能量,在频域用作保护带。直流子载波同样不分配任何能量,这样有助于避免放大器饱和;此外直流子载波上的信息在直流转换接收机中将会丢失。

可用的子载波数与空子载波数取决于子载波分配方案,将在 28.4 节中讨论。

调制格式

信道编码器的输出映射到调制星座上,该调制星座可以是 4-QAM、16-QAM 或 64-QAM(在上行链路 64-QAM 是可选的)的格雷映射。星座通过乘以一个因子 c(见图 28.2)来进行归一化,从而具有相同的能量。

第一步,用移位寄存器($1 + x^9 + x^{11}$,见图 28.3)产生随机数 w_k。这些数与所有的调制和导频子载波相乘。对于数据调制,第 k 个子载波(序号为 k 的子载波)在数据调制以前乘以

$$2\left(\frac{1}{2} - w_k\right) \tag{28.2}$$

① 此外,通过将分子写为 nB 简化这个符号。严格地讲,应是 $8000 \times \text{floor}(n_{\text{samp}} B/8000)$。

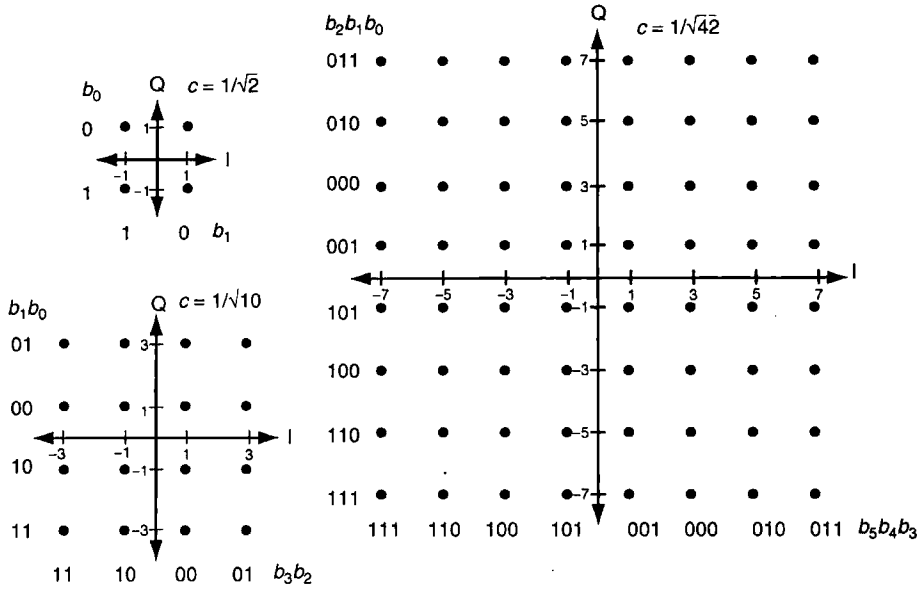


图 28.2　WiMAX 的调制星座图

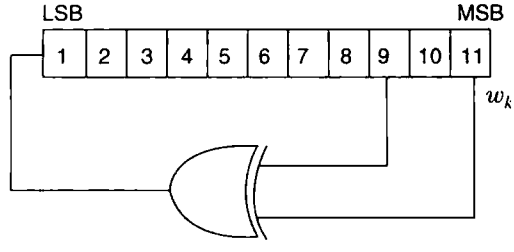


图 28.3　调制产生随机数的移位寄存器。引自[IEEE 802.16]© IEEE

调制和码率

WiMAX 允许码率和调制格式的多种不同组合。4-QAM 和 16-QAM 可以与 1/2 和 3/4 码率组合，而 64-QAM 可以与 1/2、2/3、3/4 和 5/6 码率组合。

28.3.2　编码

WiMAX 标准包括多种不同的前向纠错和自动重传请求方案。不同的纠错方案在性能与复杂度之间进行不同的折中。但是，只有最简单的方案，即标准卷积编码和标准自动重传请求是强制的，而其他编码格式都是可选的。我们不介绍分组 Turbo 码和低密度奇偶校验码，因为它们在 WiMAX 系统框架中不是必需的。

对于所有的前向纠错方案，源数据首先与移位寄存器$(1 + x^{14} + x^{15})$的输出进行模 2 相加，使其随机化。然后经过所谓的“前向纠错分组”进行编码，该“前向纠错分组”由一些子信道组成(对于子信道的定义，见 28.3.1.2 节)。前向纠错分组是分段输出。

卷积码

WiMAX 中强制的前向纠错编码是码率为 1/2，约束长度为 7 的咬尾卷积码。码字多项式为

$$G1(D) = 1 + D + D^2 + D^3 + D^6 \tag{28.3}$$

$$G2(D) = 1 + D^2 + D^3 + D^5 + D^6 \tag{28.4}$$

更高的码率，尤其是2/3码率和3/4码率，是通过该编码打孔(即，删余增信)得到的。

为了保证不同的编码分组相互独立，编码器必须适当地初始化。咬尾卷积码(TBCC)使用编码分组的最后6比特对编码器进行初始化。采用这种方法最初和最后的状态是相同的，即在网格图表示中，只有那些初始和结束是在同一个状态的路径才是有效码字。这样解决了需要零来迫使网格图回到零状态的问题(见第14章)。

编码后，数据交织需要两步。第一步，确保相邻的比特不在相邻的子载波上传输，这样可以获得频率分集。第二步，相邻的比特交替地映射到星座图上比较重要或比较不重要的比特上。

Turbo码

在WiMAX中达到更高性能的一种方法就是使用Turbo码(见14.6节)。WiMAX中Turbo码的一个显著特点在于它们是双二进制码，即Turbo编码不是按比特完成，而是按2比特符号完成。这样生成的码具有更大的最小距离、更好的收敛性和对打孔的低敏感性，所以优于"标准的"turbo编码。其缺点就是译码器更复杂。

图28.4给出了Turbo编码器的结构。两比特符号A/B以两种方式用作循环卷积编码器的输入：直接输入和经过一个交织器后输入。交织器首先在一个符号内翻转比特(仅对每组第二个符号进行)，然后交织符号。每个卷积编码器都产生两个奇偶校验比特，一个用于输入符号的正常顺序，另一个用于交织器的输出。生成的符号再交织(注意，采用卷积码的"常规"WiMAX交织器不用于Turbo编码)。

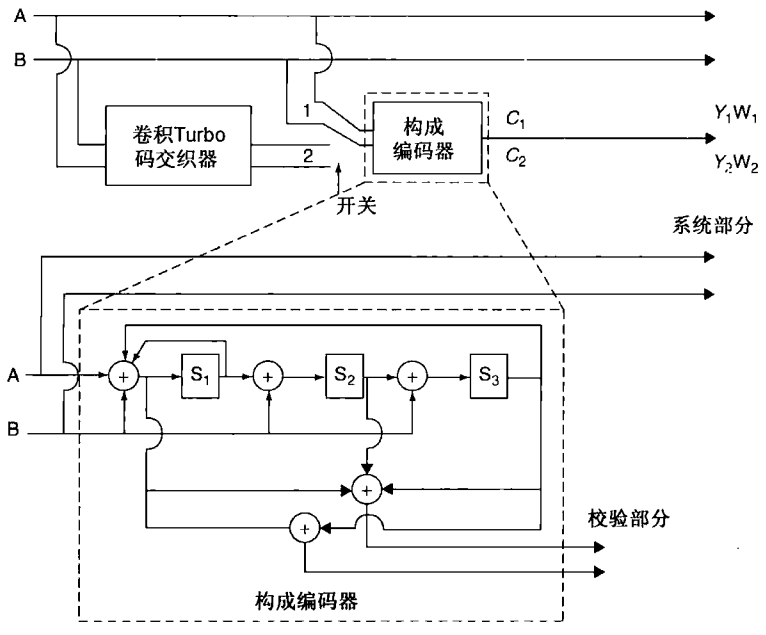


图28.4 WiMAX中双二进制Turbo编码器的结构

如上所述，标准中只将低密度奇偶校验码(见14.7节)作为可选模式。

HARQ

WiMAX 预设了混合自动重传请求(HARQ)的两种可选类型，即附录 14.A[①] 中描述的跟踪合并(chase 合并)和增量冗余(IR)。在跟踪合并(也称为 I 类 HARQ)中，前向纠错分组进行简单的重复，且接收机合并接收信号的软信息。在增量冗余传输(也称为 II 类 HARQ)中，发射机发送源数据多个不同的编码版本。这些不同的编码通过改变打孔图样来完成。利用子包识别(SPID)在前向纠错分组的开始会指出采用哪种打孔图样。

28.4　逻辑和物理信道

WiMAX 是基于正交频分多址的，且在特定的 OFDM 符号中把数据分配到特定的子载波上。最重要也最困惑的一点是 WiMAX 怎样完成这样的映射，因为这里存在许多不同的选项，且每种都相当复杂。下面首先介绍基本的原则和术语，然后才进入不同分配的细节，虽然这样会导致在描述上有些重复。

28.4.1　帧和区域

时频平面的最大基本单元是一个长为 5 ms[②]，且包含所有子载波的帧。每帧在时域上被分为上行和下行子帧(在时域双工模式中)。每个子帧分为多个排列区域，在每个排列区域内使用一种特殊的子载波排列(下面会解释怎样进行子载波排列)。图 28.5 为帧细分成子帧和排列区域的示意图。

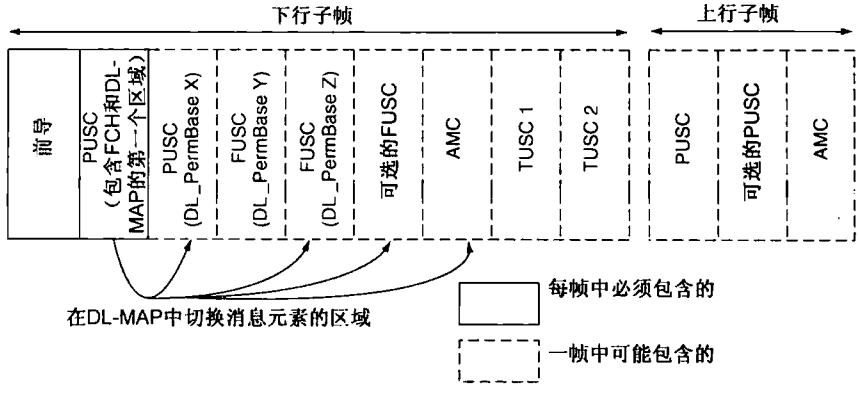


图 28.5　一个正交频分复用帧的区域结构

28.4.2　帧结构的细节

图 28.6 给出了帧结构的细节(只有强制区域)。从图中可以看出每个区域都包含用户数据。一定要清楚数据在时频域的连续排列描述的是逻辑子信道。换句话说，一个用户也许占用逻辑子信道 5 和 6；但是由于下面将要详细讨论的子载波置换，这些逻辑子信道可能映射到分布广泛的(在时频域)物理子载波上。

① 在两种情况下，任一个 HARQ 分组都具有一个 16 比特的循环冗余校验，因而很容易确定一个分组是否正确接收。

② 在 802.16-2004 中，在 2～20 ms 之间。

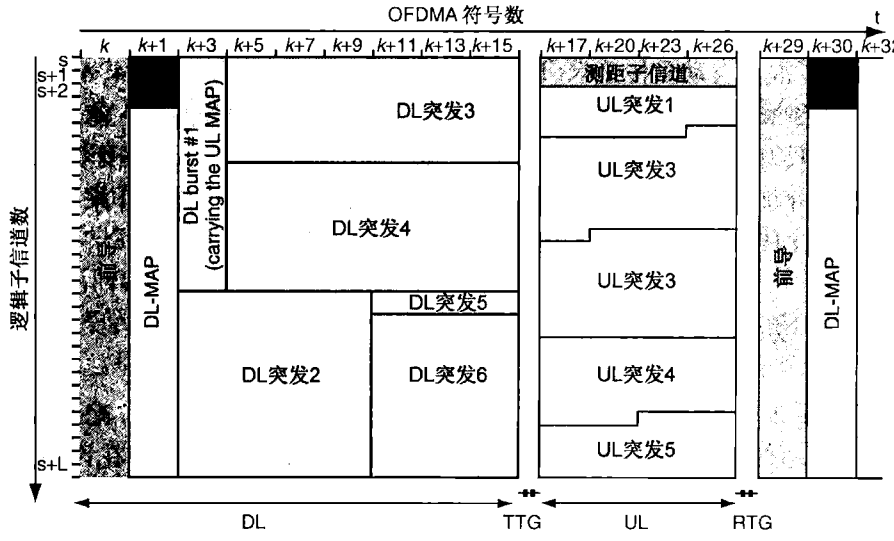


图 28.6 OFDMA 的帧结构。引自[IEEE 802.16]© IEEE

除了发给其他用户的数据突发，一帧包括前导和控制信令，即 DL 和 UL-MAP，帧控制头(FCH)。这些控制信号也要进行子载波置换。帧控制头被着重保护：它发送时采用卷积码码率为 1/2 的正交相移键控调制，且重复 4 次；帧控制头信息在具有连续逻辑子信道编号的 4 个子信道上发送。帧控制头包括 DL 帧前缀(说明 DL-MAP 的状态和占用的子信道)，以及其他关于 DL-MAP 的详细信息(MAP 的长度，重复码的使用等)。它总是在 DL 帧前导之后，在编号最低的子信道上发送。

在帧控制头之后，发送 DL-MAP 和 UP-MAP。它们指定哪些数据区域(OFDM 符号和子信道)分配给哪个用户用于上行和下行传输；注意 MAP 信息可以被压缩。

然后要区分子载波和子信道。子信道是数据的逻辑单元，这些数据被映射到一个物理子载波集合(不必是连续的)；子载波的准确值和排列定义为子载波置换。下面将讨论几种不同的子载波置换模式：部分使用子载波(PUSC)、全部使用子载波(FUSC)及自适应调制和编码(AMC)。一组连续的(在时域和/或频域)子信道定义为一个数据区域，且传输时总是采用相同的突发结构(调制格式、码率和编码方式)。每个子信道的数据子载波数如表 28.1 所示。

可能的最小数据分配单元称为一个时隙。时隙的大小以子信道(在频域)和 OFDM 符号(在频域)为单位来定义。时隙大小的数值取决于子信道置换和上行/下行链路；表 28.2 给出了定义的细节。每个用户分配一个或多个时隙用于数据通信。哪些时隙分配给哪个用户在 DL-MAP 和 UP-MAP 中给出。

表 28.1 子信道数

置换/FFT 大小	128	512	1024	2048
下行 PUSC	3	15	30	60
上行 PUSC	4	17	35	70
上行 PUSC(可选置换)	6	24	48	96
下行 PUSC(其他置换)	2	8	16	32
TUSC				
AMC	2	8	16	32

表 28.2 以子信道为单位的时隙大小

	上行链路	下行链路
PUSC(其他置换)	1×3	1×2
FUSC(其他置换)		1×1
TUSC1/TUSC2		1×3

28.4.3 数据到(逻辑)子信道的映射

MAC 层数据按以下面的方式映射到数据区域:

- 对于下行链路:
  - 将数据分段成适合一个时隙大小的块;
  - 时隙以下面的方式进行编号,在编号最低的 OFDM 符号中,编号最低的时隙占用编号最低的子信道;
  - 继续映射,这样 OFDMA 子信道标号会增加。当到达数据区域的边界时,在下一个可用符号中,继续从编号最低的 OFDMA 子信道开始映射。
- 对于上行链路,映射方式类似。但是,由于数据区域的定义不同,我们常常获得频域较窄而时域较宽的分配。这样有助于移动台在每个子载波上发送差不多的功率,同时保证总的发射功率在一定范围内。

28.4.4 前导和导频的原则

子载波分配(为什么有不同的模式)

子载波排列是通过数学的方法来定义数据符号(具有逻辑序号)怎样映射到子载波上。不同的置换适用于不同的环境。考虑下面几种区别:

1. 分布式/相邻数据分配。在 PUSC 和 FUSC 中,一个用户的子载波是分布式的;而对于带限的 AMC 是相邻的。如果不清楚每个子载波的信道质量,那么分布式分配较好;而如果知道频域信道的质量,那么相邻分配较好,因为这样可以利用多用户分集。
2. 重复使用类型。PUSC 和 AMC 允许部分重复使用,而 FUSC 允许全部重复使用。
3. 专用/广播导频分配。可以使用附属于分配/组/子信道的导频,或者是遍布整个带宽的导频。在 AMC 中导频可以看成子信道的一部分,在 PUSC 中作为子信道组的一部分,而在 FUSC 中它们占用整个带宽。因此 AMC 和 PUSC 有给用户的专用导频,且使用户能够在一组子载波上进行波束成形。

前导

下行前导在每帧的开始由基站发送,该前导可以用于信道估计、干扰估计等。它在一个 OFDM 符号内覆盖所有的子载波。这些子载波分为 3 个交错的组:第一组包括(物理)子载波 0, 3, 6, …;第二组包括子载波为 1, 4, 7, …;第 3 组包括子载波为 2, 5, 8, …;且存在保护子载波。前导以较大的功率发送。

导频符号位置

导频子载波与前导采用相同的调制方式。导频子载波的功率比数据子载波的功率高 2.5 dB。

对于 FUSC 和 DL-PUSC,首先分配导频子载波;剩下的是数据子载波,这些数据子载波分成多个子信道专用于数据传输,这样就产生一组公共导频①。对于上行 PUSC,使用的子载波组首先分成多个子信道,然后从每个子信道中分出一些导频子载波,因此每个子信道就包含它

① 对于下行 PUSC,在每一个所谓的"主组"中有一组公共导频,后文将进一步解释。

自己的导频子载波组。这样做的原因是，在上行公共导频没有意义(不同用户发出的信号即使是在很相近的频率上传输，但会经历不同的信道)。

28.4.5 PUSC

PUSC 是在每帧中必须采用的默认子载波分配方式。PUSC 的基本原则就是将所有子载波分组，这些子载波组可以用于不同的小区扇区。换句话说，仅一部分子载波用于每个扇区，因此而得名。值得注意的是这个概念降低了共道干扰，它类似于 FDMA 网络中的频率复用。将 PUSC 作为默认模式是因为它比其他方案更稳健。

下行 PUSC

对于下行链路，形成许多簇，每簇包括 14 个子载波。在这种簇内，导频的安排如图 28.7 所示。

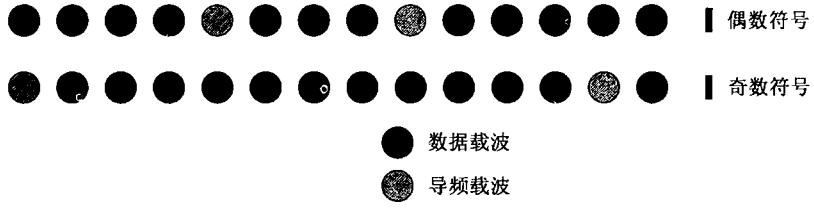


图 28.7 下行 PUSC 的导频结构

然后将这些簇分成 6 组；首先对这些簇重新编号(采用伪随机编号方案)，然后把这些(重新编号的)簇的前 1/6 放到第一组，第二个 1/6 作为第二组，以此类推。接下来从同一组中选出两簇就得到一个子信道。PUSC 可以将所有的组，或仅仅其中的一个子集分配给一个发射机；换句话说，不同的组可以分配给蜂窝系统中不同的扇区。默认地，0、2 和 4 组分配给扇区 1、2 和 3。这类似于频率复用因子为 1/3 的 FDMA 系统(见 17.6.4 节)。但是注意，由于三组可以任意分配给扇区，因此 PUSC 具有更大的灵活性。

下面介绍子载波分配的细节(此描述严格遵循[IEEE 802.16])。

1. 将子载波分成若干簇(总共有 N_{clusters} 个)，每个簇包含 14 个相邻的子载波。簇的个数 N_{clusters} 随着快速傅里叶变换的大小而变化。例如，1024 点的快速傅里叶变换产生 60 个簇：$60 \times 14 = 840$ 个可用子载波，加上左边的保护子载波(92 个)，直流子载波(1 个)和右边的保护子载波(91 个)，因此在快速傅里叶变换中总共有 1024 个子载波。物理簇的编号简单地依次排序(最低频率的簇编号为 0，接下来为 1，2，…)。对于 128 点的快速傅里叶变换，仅有 6 个簇。
2. 用下面的公式将物理簇重编号形成逻辑簇：

$$\text{逻辑簇号} = \begin{cases} \textit{RenumberingSequence(PhysicalCluster)} & \text{第一个下行域，或} \\ \textit{UseAllSCindicator} = 0 \text{ in } \textit{STC_DL_Zone_IE} & \\ \textit{RenumberingSequence((PhysicalCluster)} & \\ +13\textit{DL_PermBase}) \bmod N_{\text{clusters}} & \text{其他} \end{cases} \tag{28.5}$$

这个重新编号的序列是标准中指定的一个随机序列。DL_PermBase 是由基站设置的一个整数参数，并在 DL_MAP 域中传送给移动台。参数 UseAllSCindicator 在 STC_DL_Zone_IE 消息元素(实质上是一个控制信令比特)中传送给移动台。

3. 将逻辑簇分组。对于不同的快速傅里叶变换大小，分配是不同的。对于 128 点的快速傅里叶变换，有 3 个主组，0 组包括 0 ~ 1 簇，2 组包括 2 ~ 3 簇，4 组包括 4 ~ 5 簇；对于 512 点的快速傅里叶变换，分配与此类似。对于 1024 点的快速傅里叶变换，将簇分成 6 个主组，0 组包括 0 ~ 11 簇，1 组包括 12 ~ 19 簇，2 组包括 20 ~ 31 簇，3 组包括 32 ~ 39 簇，4 组包括 40 ~ 51 簇，5 组包括 52 ~ 59 簇；注意，0，2，4 组与 1，3，5 组具有不同数目的簇；对于 2048 点的快速傅里叶变换，分配与此类似。

以 128 点的快速傅里叶变换为例，第 1 步至第 3 步如图 28.8 和图 28.9 所示。

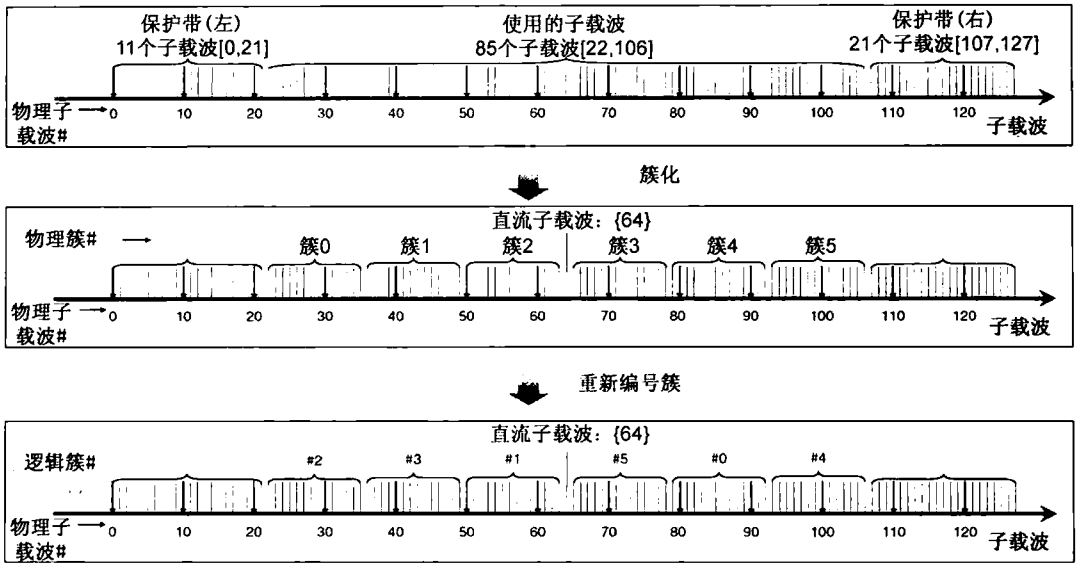


图 28.8　子载波成簇和分配逻辑簇编号

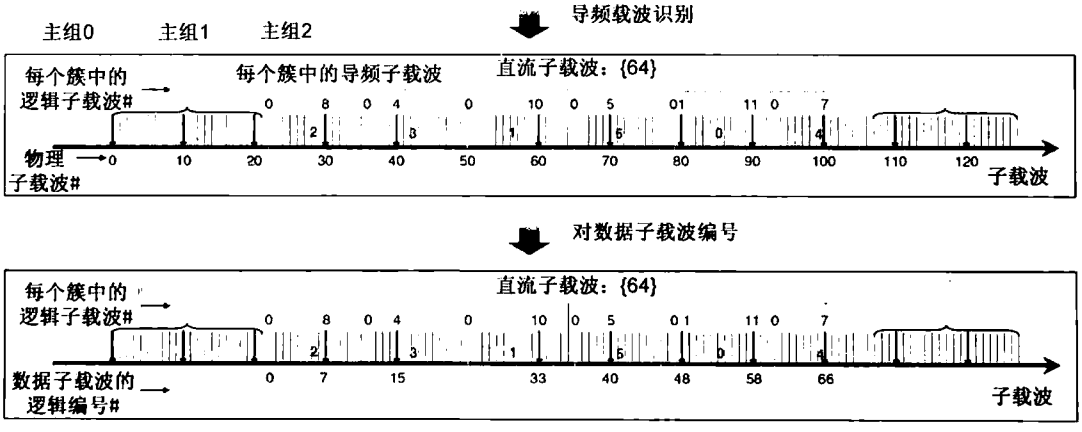


图 28.9　数据子载波编号[Tao 2007]

4. 对于每个 OFDMA 符号，在每个主组中将子载波分成独立的子信道。首先在每个簇中分出导频子载波，然后将剩余的作为符号中的数据子载波。参数随着快速傅里叶变换长度的变化而变化。在分配导频后，剩余子载波首先分配一个连续增加的序号(“逻辑子载波序号”，在 Eklund et al.[2006]的注释中)。这些逻辑子载波分成逻辑子信道。尤其是第 s 个子信道中的第 k 个子载波分配下面的逻辑子载波序号：

$$\text{Subcarrier}(k, s) = N_{\text{subchannels}} \cdot n_k + \{p_s[n_k \mod N_{\text{subchannels}}] + \text{DL_PermBase}\} \mod N_{\text{subchannels}} \tag{28.6}$$

其中,

- Subcarrier(k, s)为第 s 个子信道中第 k 个子载波的物理子载波序号;
- s 为子信道序号, $s \in \{0, \cdots, N_{\text{subchannels}} - 1\}$;
- $n_k = (k + 13s) \mod N_{\text{subchannels}}$, 其中 k 表示一个子信道中的子载波序号, $k \in \{0, \cdots, N_{\text{subchannels}} - 1\}$;
- $p_s[j]$为将一个基序列向左循环旋转 s 次后获得的序列;
- IDcell 表示 0 ~ 31 之间的一个整数, 是小区标识, 用来识别特殊的基站段, 并由 MAC 层规定(与第一个区域中的 IDCell 相同)。

子载波分配的一个实例如图 28.10 所示。

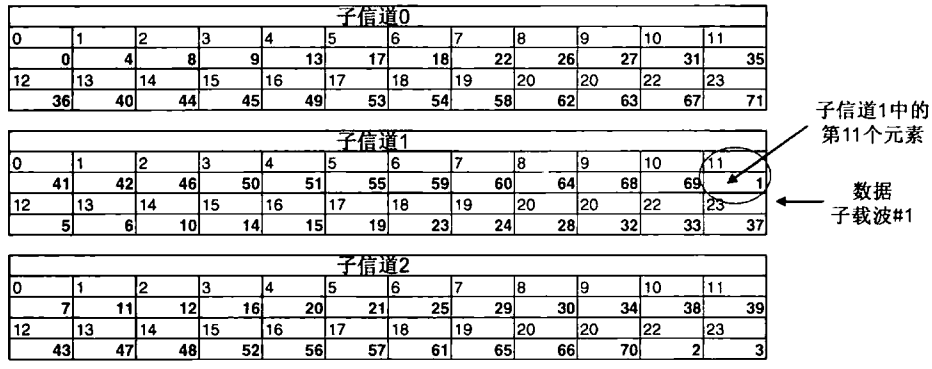


图 28.10 分配数据子载波为子信道的元素[Tao 2007]

以另一种方式来看待这个问题也是有帮助的: 如果给定一个逻辑子信道, 那么要通过哪些步骤才能得到相应的物理分配呢[Nyuami 2007]?

1. 将所有可用子载波划分成簇, 且将簇分成主组。这是根据前面的第 1 步至第 3 步来完成的, 同样如图 28.8 和图 28.9 所示。为了给出另一个具体的例子, 考虑快速傅里叶变换的长度为 1024 的"主组 3"。它包括(如上面第 3 步所提到的)32 ~ 39 逻辑簇。根据式(28.5)和重新编号的序列, 可以得到(因为 DL_PermBase = 5)相应的物理簇为 3, 6, 53, 20, 45, 57, 28, 19。它满足与一个特定主组相对应的所有物理子载波的定义。
2. 分配导频子载波。从上一步可以知道物理簇的序号, 从图 28.7 可以看出在每一组中物理簇是怎样分布的。这样就能很容易地确定对应于奇数符号的导频子载波的物理子载波序号(再次注意计数从第一个非保护子载波开始)为 42, 54, 84, 96, 742, 754, …, 偶数符号与此类似。
3. 现在转向数据子载波。在一个逻辑子信道中共有 24 个数据子载波; 以 $N_{\text{subchannels}} = 4$ 为例, 因为有 8 个物理簇, 提供 96 个数据子载波($8 \times 14 = 112$ 个子载波, 减去 16 个导频)。与子载波 $k = 0, \cdots, 23$ 相关的逻辑子载波(在一个主组中)的序号是根据式(28.6)计算出来的。考虑物理子载波和逻辑子载波之间的映射, 得出了将要使用的物理子载波的序号。

上行 PUSC

在上行传输中, 首先把时频平面分为片(tiles), 每个片由 4 个连续的子载波乘以 3 个

OFDM 符号组成。然后这些片以伪随机的方式分成组，一组中的六个片构成一个子信道。注意，片中包含导频子载波，且片是以伪随机的方式分成子信道。这样，每个子信道承载必需的导频子载波。在标准 PUSC 模式中，每个片的角作为导频子载波(见图 28.11)。

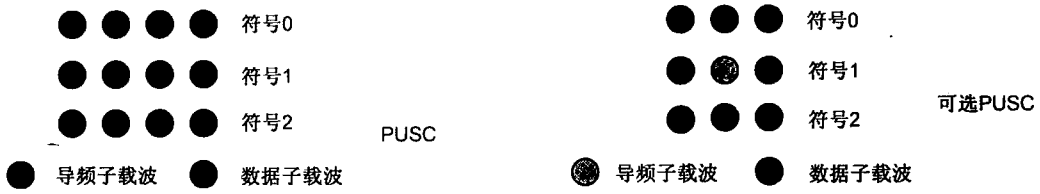


图 28.11　上行 PUSC 每个片中的导频结构

子信道映射到物理子载波的过程按下面的步骤进行：

1. 根据下式将物理片映射到逻辑片

$$\text{Tiles}(s,n) = N_{\text{subchannels}} \cdot n + (\text{Pt}[(s+n) \bmod N_{\text{subchannels}}] + \text{UL_permBase}) \bmod N_{\text{subchannels}}$$

其中，Tiles(s, n)表示物理片序号，从较小的子载波增加到较大的子载波；n 表示子信道中的片序号 0 … 5(每个子信道中总有 6 个片，与快速傅里叶变换的长度无关)；Pt 表示片置换，如标准中给出的表；s 表示子信道序号，$s \in \{0, \cdots, N_{\text{subchannels}} - 1\}$；UL_PermBase 是由基站分配的一个整数；$N_{\text{subchannels}}$表示子信道数，取决于快速傅里叶变换的长度。图 28.12 和图 28.13 给出了一个例子。

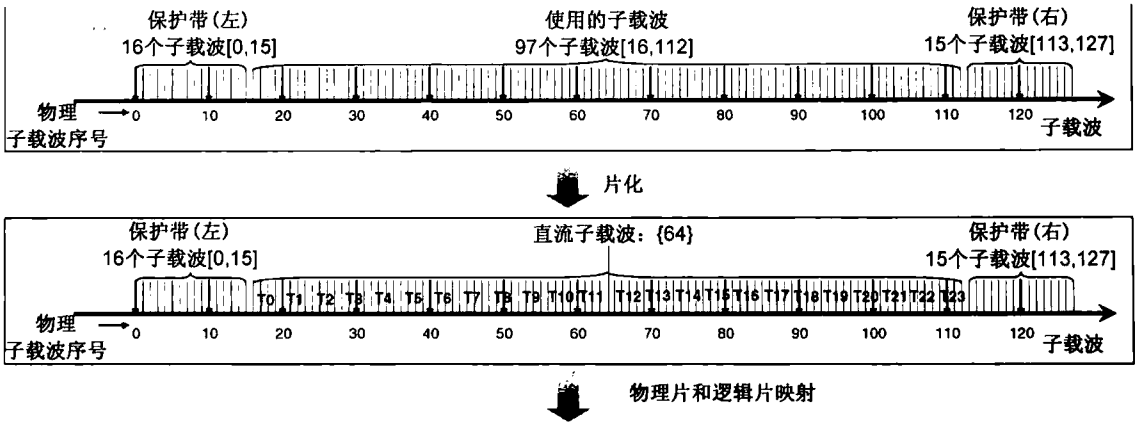


图 28.12　子载波划分成片[Tao 2007]

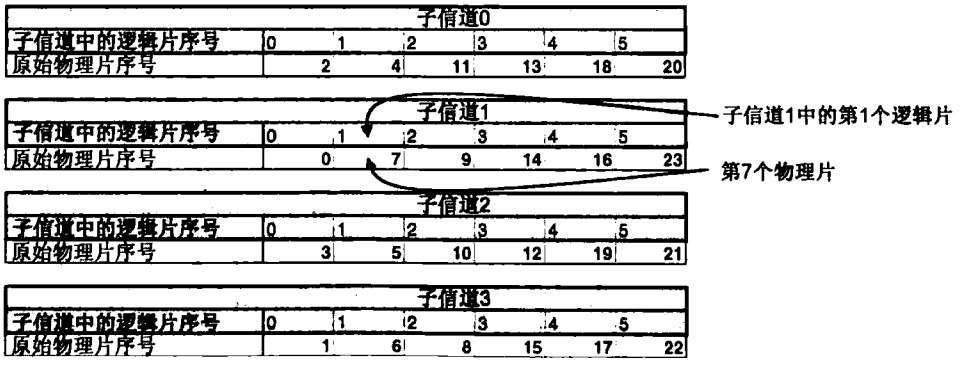


图 28.13　逻辑片到物理片的映射[Tao 2007]

2. 在一个时隙的片中，开始对可用的物理单元(三个可用 OFDM 符号中的非导频子载波)进行连续编号。从最早的 OFDM 符号的最低子载波开始。然后沿着频率轴增加序号，直到达到最高的子载波，接着又从下一个 OFDM 符号的最低子载波开始编号(见图 28.14)。

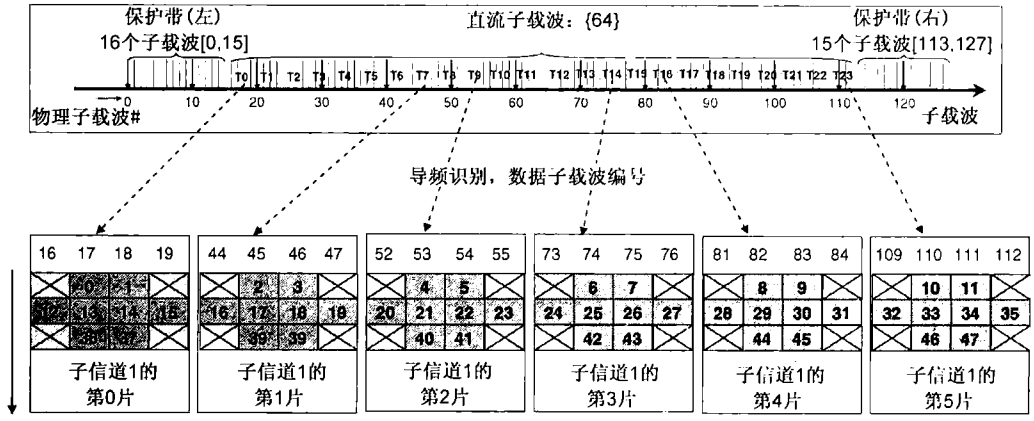


图 28.14 片中的子载波编号

3. 根据下式将数据映射到物理单元：

$$\text{Subcarrier}(n,s) = (n + 13 \cdot s) \bmod N_{\text{subcarriers}}$$

其中，Subcarrier(n, s)表示对应于数据子载波 n 和子信道 s 的置换子载波序号；n 是一个执行序号 0 … 47，表示一个子信道内的数据星座点；s 是子信道数；$N_{\text{subchannels}}$ 是每个时隙内的子载波数。

图 28.15 和图 28.16 给出了一个例子。

| | | |

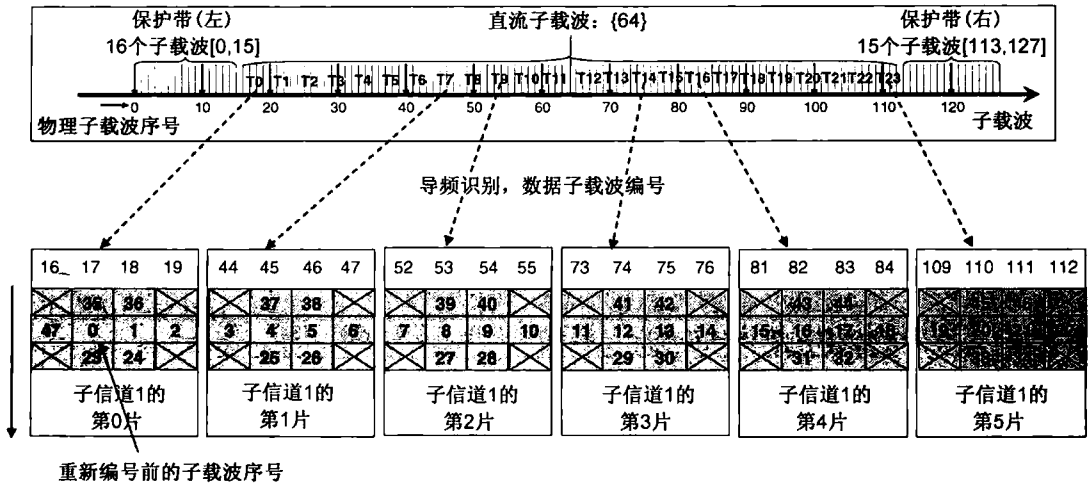


图 28.16　子载波的最终分配[Tao 2007]

UL-PUSC 采用了数据旋转法，在每个时隙内，子信道的编号改变了。

一种可供选择的 PUSC 模式使用不同的片大小(3 个子载波乘以 3 个 OFDM 符号)，且仅将中间的子载波/符号作为导频，这样具有更高的频谱效率，但是信道估计性能较差。

28.4.6　TUSC

TUSC 是一种下行置换，它与 UL-PUSC(记住 UL-PUSC 和 DL-PUSC 使用不同的子载波分配，这样就不能利用互易性)对称。TUSC 1 对应于 UL-PUSC ，TUSC 2 对应于可选择的 UL-PUSC。

28.4.7　FUSC

FUSC 仅存在于下行传输，它只有一种分段，该分段包括所有的子载波组。每个子信道包括分布在整个可用系统带宽上的 48 个子载波。子信道至子载波的映射取决于小区 ID 和称为置换基的一个参数，基站可以设置该参数。此外映射随着每个 OFDM 符号而改变。

FUSC 提供了很高的分集度。(i)在一个 OFDM 符号的传输中，由于数据映射到遍布整个带宽的子载波上，所以提供了频率分集与干扰分集。虽然它对在所有可能子载波上的传输无法提供相同的分集，但仍然产生很高的分集增益。此外，在一组稀疏子载波上的传输意味着每个用户更不易出现最差情况的相邻小区干扰(当然，总的干扰与 OFDM/TDMA 系统产生的相同，但是在最差情况的干扰更低，即当一个用户临近小区边缘时产生的干扰更低)。(ii)由于映射随着符号而改变，所以提供了额外的干扰分集度。但是仿真结果表明，如果每个小区的负载超过 1/3，系统就开始损失吞吐量。这表明效率与 PUSC 相当。

现在来讨论一些细节。首先考虑导频的分配(见图 28.16)：共有两组恒定的导频和两组可变的导频；在 FUSC 中，所有的导频都使用(导频再细分成两组，与它们在空时编码模式下的使用有关)。属于不同组的子载波序号在标准的 8.4.6.1.2.2 节中给出。可变导频分配的公式如下：

$$\text{PilostsLocation} = \text{VariableSet\#x} + 6 \cdot (\text{FUSC_SymbolNumber mod } 2) \qquad (28.7)$$

在分配完导频后，数据映射到余下的物理子载波上，该过程与 PUSC 过程的第 4 步相似。换句

话说，可用子载波(除了保护子载波，直流子载波和导频)连续编号构成“逻辑”子载波，且不同子载波承载的数据按式(28.6)分配序号。图 28.17 至图 28.19 给出了一个例子。

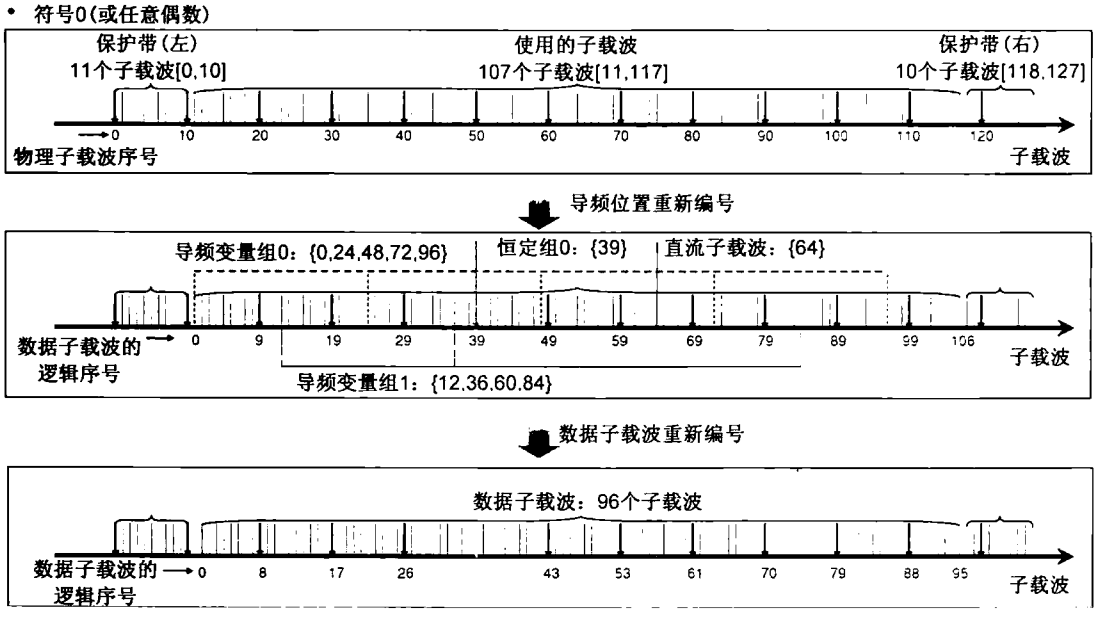


图 28.17 在 FUSC 中对于偶数符号的导频子载波插入[Tao 2007]

- For IDcell = 0, DL_PermBase = [1 0], symbolNumber = 0, k in {0, ..., $N_{subcarriers}$-1} (i.e. {0, ..., 47}):
  - Subcarrier(k, 0) =

{1	2	5	6	9	10	13	14
17	18	21	22	25	26	29	30
33	34	37	38	41	42	45	46
49	50	53	54	57	58	61	62
65	66	69	70	73	74	77	78
81	82	85	86	89	90	93	94}

  - Subcarrier(k, 1) =

{27	28	31	32	35	36	39	40
43	44	47	48	51	52	55	56
59	60	63	64	67	68	71	72
75	76	79	80	83	84	87	88
91	92	95	0	3	4	7	8
11	12	15	16	19	20	23	24}

图 28.18 在 FUSC 中子载波的重新编号

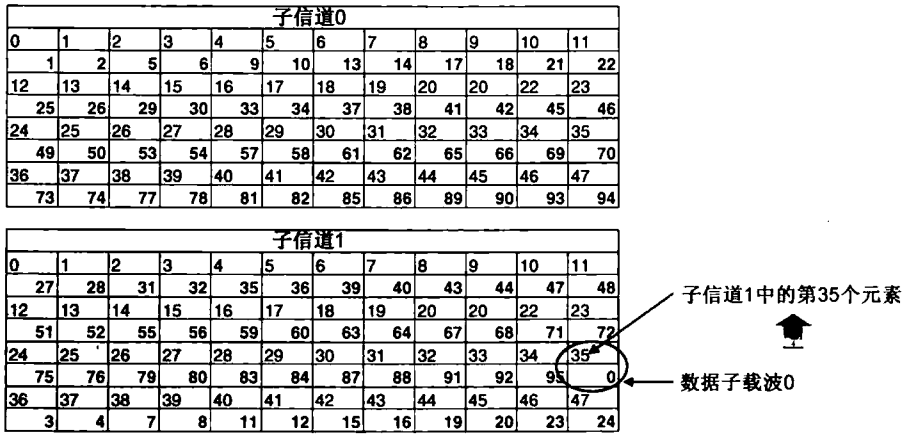


图 28.19 逻辑信道的元素到子载波的映射

还有另一种模式称为“可选 FUSC”，它采用不同的导频分配。这里，导频子载波间隔 8 个子载波，且在每个 OFDM 符号中，所有导频偏移 3 个子载波。这些导频以 8 个 OFDM 符号为周期“循环”穿过所有子载波。如果基站都同步，则将有一个“悲惨的”碰撞危险，即如果两个相邻小区的导频碰撞，那么它们将一直碰撞（与标准 FUSC 不同，在标准 FUSC 中，每个小区对于导频分配图样改变时间不同，因此一次干扰并不意味着下一次的干扰）。

28.4.8　AMC

在 AMC 排列中（也称为相邻子载波排列），9 个连续的物理子载波（在一个 OFDM 符号周期内）分成一组，称为一个仓（bin）。每个仓中间的子载波作为导频子载波。4 个仓（即在四个频率上的仓）组成一个物理带。一个 AMC 子信道由一个带中的 6 个相邻（在时间或频率上）的仓组成；即经过 6 个 OFDM 符号的 1 个仓，或对于 2 个 OFDM 符号的 3 个仓，或 2 个相邻的仓经过 3 个 OFDM 符号周期。

数据根据置换公式从一个子信道分配给子载波/OFDM 符号。子载波到子信道的映射不随时间改变（至少在一个数据区域内不改变）。每个仓中有一个导频子载波，也就是中间子载波。但是，如果 AMC 的使用与自适应天线有关，它将使用一个更复杂的导频图案（见图 28.20）。

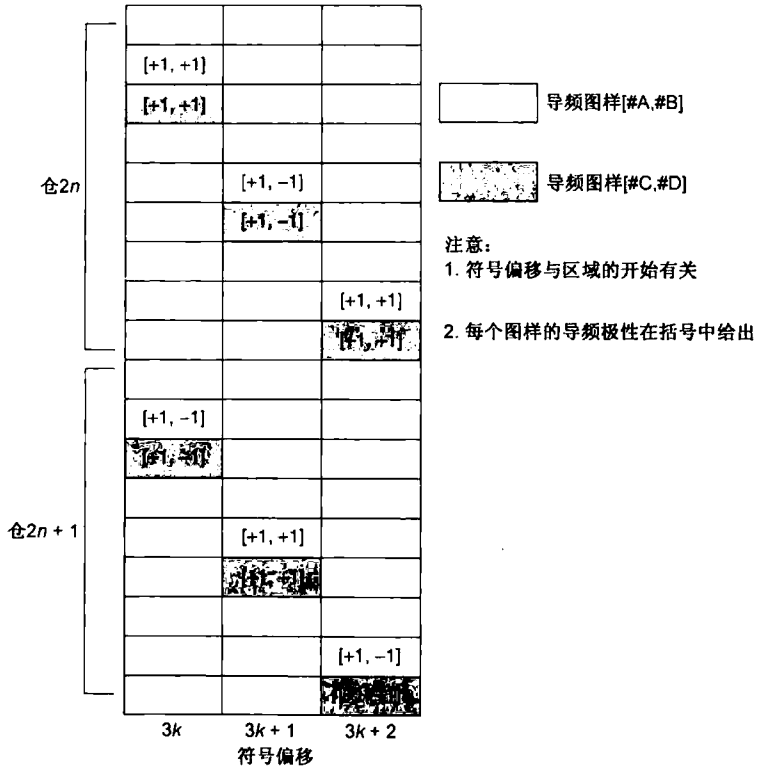


图 28.20　在 AMC 中自适应天线系统模式的导频图案。引自[IEEE 802.16]© IEEE

28.4.9　信道探测

为了实现闭环传输方案，标准设想移动台发送一个信道探测波形来获得发射机的信道状态信息（CSIT），这样基站可以在互易性的假设下确定基站到移动台的信道响应。这个探测信息对闭环的多天线传输系统也是有用的。

系统中有一个特殊的区域用于信道探测。在该区域中，移动台发送探测信号，该信号是格雷序列的一个子序列。该信号在部分可用带宽上传输。它可以使用在那个带宽上的所有可用子载波(此时不同用户利用格雷序列的不同相移来保证用户的可分离性)，或者该信号不在每个子载波上传输，而是只在第 D 个子载波上传输。移动台也可能反馈在子载波上观测到的(平均)信干噪比(SINR)；此外，每个子载波的干扰功率可以通过对每个导频子载波分配的发送功率来获得，导频子载波上的传输功率与在移动台观测到的干扰功率成反比。

此外，移动台也可以直接反馈明确的信道信息。它可以将上行导频和下行信道系数一起发送，或仅使用一个额外的符号来反馈接收的导频系数。

28.5 多天线技术

多天线技术是 WiMAX 标准中一个重要的部分。它使用空时编码(见 20.2.9 节)和空间复用(见 20.2.8 节)。

28.5.1 空时编码和空间复用

两副发射天线

对于两副发射天线的空时编码，采用传统 Alamouti 的空时编码。当与 PUSC 子载波分配同时使用时，下行的导频结构则会发生变化(见图 28.21)。如果采用 FUSC，符号内的导频在天线之间被分开。天线 0 对于偶数符号使用 VariableSet#0 和 ConstantSet#0，而在天线 1 上对于偶数符号使用 VariableSet#1 和 ConstantSet#1；对于奇数符号反之亦然。

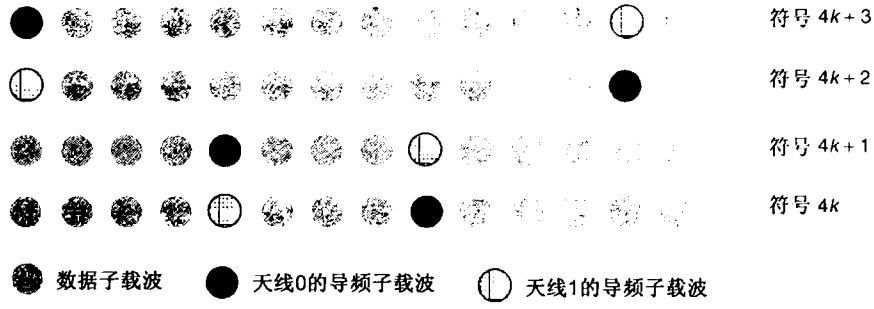


图 28.21 采用 Alamouti 码的 FUSC 的簇结构。引自[IEEE 802.16]© IEEE

以 AMC 子载波分配为例，导频和数据映射如图 28.22 所示。

Alamouti 编码也可以用于上行。虽然与下行相比有一些不同，但导频同样在两副发射天线中被分开。

对于两副天线的配置，还有一种可能的传输方案是简单的空间复用。符号 S_i 从第一副天线上发送，符号 S_{i+1} 从第二副天线上发送(垂直编码)；或两个独立的数据流从这两副天线上发送(水平编码)(见图 28.23)。

四副发射天线

对于四副发射天线的情况，存在多种可能的传输方案。

天线0

s_0	$-s_{16}^*$	s_{32}	$-s_{48}^*$	s_{64}	$-s_{80}^*$
		s_{33}	$-s_{49}^*$	s_{65}	$-s_{81}^*$
s_1	$-s_{17}^*$	s_{34}	$-s_{50}^*$	s_{66}	$-s_{82}^*$
s_2	$-s_{18}^*$	s_{35}	$-s_{51}^*$	s_{67}	$-s_{83}^*$
s_3	$-s_{19}^*$	s_{36}	$-s_{52}^*$		
s_4	$-s_{20}^*$	s_{37}	$-s_{53}^*$	s_{68}	$-s_{84}^*$
s_5	$-s_{21}^*$	s_{38}	$-s_{54}^*$	s_{69}	$-s_{85}^*$
s_6	$-s_{22}^*$			s_{70}	$-s_{86}^*$
s_7	$-s_{23}^*$	s_{39}	$-s_{55}^*$	s_{71}	$-s_{87}^*$
s_8	$-s_{24}^*$	s_{40}	$-s_{56}^*$	s_{72}	$-s_{88}^*$
		s_{41}	$-s_{57}^*$	s_{73}	$-s_{89}^*$
s_9	$-s_{25}^*$	s_{42}	$-s_{58}^*$	s_{74}	$-s_{90}^*$
s_{10}	$-s_{26}^*$	s_{43}	$-s_{59}^*$	s_{75}	$-s_{91}^*$
s_{11}	$-s_{27}^*$	s_{44}	$-s_{60}^*$		
s_{12}	$-s_{28}^*$	s_{45}	$-s_{61}^*$	s_{76}	$-s_{92}^*$
s_{13}	$-s_{29}^*$	s_{46}	$-s_{62}^*$	s_{77}	$-s_{93}^*$
s_{14}	$-s_{30}^*$			s_{78}	$-s_{94}^*$
s_{15}	$-s_{31}^*$	s_{47}	$-s_{63}^*$	s_{79}	$-s_{95}^*$

s　数据子载波

导频/空子载波

图 28.22　带 AMC 置换的 Alamouti 码的数据映射

纵向编码的天线0

s_0	s_{32}	s_{64}	s_{96}	s_{128}	s_{160}
PILOT	NULL	s_{66}	s_{98}	s_{130}	s_{162}
s_2	s_{34}	s_{68}	s_{100}	s_{132}	s_{164}
s_4	s_{36}	s_{70}	s_{102}	s_{134}	s_{166}
s_6	s_{38}	s_{72}	s_{104}	PILOT	NULL
s_8	s_{40}	s_{74}	s_{106}	s_{136}	s_{168}
s_{10}	s_{42}	s_{76}	s_{108}	s_{138}	s_{170}
s_{12}	s_{44}	PILOT	NULL	s_{140}	s_{172}
s_{14}	s_{46}	s_{78}	s_{110}	s_{142}	s_{174}
s_{16}	s_{48}	s_{80}	s_{112}	s_{144}	s_{176}
PILOT	NULL	s_{82}	s_{114}	s_{146}	s_{178}
s_{18}	s_{50}	s_{84}	s_{116}	s_{148}	s_{180}
s_{20}	s_{52}	s_{86}	s_{118}	s_{150}	s_{182}
s_{22}	s_{54}	s_{88}	s_{120}	PILOT	NULL
s_{24}	s_{56}	s_{90}	s_{122}	s_{152}	s_{184}
s_{26}	s_{58}	s_{92}	s_{124}	s_{154}	s_{186}
s_{28}	s_{60}	PILOT	NULL	s_{156}	s_{188}
s_{30}	s_{62}	s_{94}	s_{126}	s_{158}	s_{190}

横向编码的天线1

s_0^0	s_{16}^0	s_{32}^0	s_{48}^0	s_{64}^0	s_{80}^0
PILOT	NULL	s_{33}^0	s_{49}^0	s_{65}^0	s_{81}^0
s_1^0	s_{17}^0	s_{34}^0	s_{50}^0	s_{66}^0	s_{82}^0
s_2^0	s_{18}^0	s_{35}^0	s_{51}^0	s_{67}^0	s_{83}^0
s_3^0	s_{19}^0	s_{36}^0	s_{52}^0	PILOT	NULL
s_4^0	s_{20}^0	s_{37}^0	s_{53}^0	s_{68}^0	s_{84}^0
s_5^0	s_{21}^0	s_{38}^0	s_{54}^0	s_{69}^0	s_{85}^0
s_6^0	s_{22}^0	PILOT	NULL	s_{70}^0	s_{86}^0
s_7^0	s_{23}^0	s_{39}^0	s_{55}^0	s_{71}^0	s_{87}^0
s_8^0	s_{24}^0	s_{40}^0	s_{56}^0	s_{72}^0	s_{88}^0
PILOT	NULL	s_{41}^0	s_{57}^0	s_{73}^0	s_{89}^0
s_9^0	s_{25}^0	s_{42}^0	s_{58}^0	s_{74}^0	s_{90}^0
s_{10}^0	s_{26}^0	s_{43}^0	s_{59}^0	s_{75}^0	s_{91}^0
s_{11}^0	s_{27}^0	s_{44}^0	s_{60}^0	PILOT	NULL
s_{12}^0	s_{28}^0	s_{45}^0	s_{61}^0	s_{76}^0	s_{92}^0
s_{13}^0	s_{29}^0	s_{46}^0	s_{62}^0	s_{77}^0	s_{93}^0
s_{14}^0	s_{30}^0	PILOT	NULL	s_{78}^0	s_{94}^0
s_{15}^0	s_{31}^0	s_{47}^0	s_{63}^0	s_{79}^0	s_{95}^0

s　数据子载波　　PILOT　导频子载波　　NULL　预留给Art #1导频的空子载波

(s_x^0：第0个数据流，STC编码符号

图 28.23　带有分层传输的多发射天线的数据映射。引自[IEEE 802.16]© IEEE

- 波束成形和 Alamouti 码相结合。一个采用 Alamouti 编码的信号从分别包含两副天线的两组中发送。在每组中，元素之间通过相移来获得在期望方向的波束成形增益。这里比率为 1。
- 带有天线分组的 Alamouti 码。基站从发射天线 1 和 2 发射一个 Alamouti 块(两个符号)，从天线 3 和 4 发射下一个 Alamouti 块(另一个天线元不发送任何信息)。从数学上来讲，空时码编码矩阵为

$$A=\begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* & & \\ s_2 & s_1^* & & \\ & & s_2 & -s_4^* \\ & & s_4 & s_3^* \end{bmatrix} \tag{28.8}$$

该方案的比率同样为 1。该矩阵可能存在不同的排列。

$$A_1=\begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* & & \\ s_2 & s_1^* & & \\ & & s_2 & -s_4^* \\ & & s_4 & s_3^* \end{bmatrix} \quad A_2=\begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* & & \\ & & s_3 & -s_4^* \\ s_2 & s_1^* & & \\ & & s_4 & s_3^* \end{bmatrix} \quad A_3=\begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* & & \\ & & s_3 & -s_4^* \\ & & s_4 & s_3^* \\ s_2 & s_1^* & & \end{bmatrix} \tag{28.9}$$

确定矩阵 A_k 的下标 k 的映射可以根据下式以准随机分配方式给出：

$$k=\mathrm{mod}(\mathrm{floor}((\mathrm{logical_data_subcarrier_number_for_first_tone_of_code}-1)/2),3)+1 \tag{28.10}$$

或者根据移动台的反馈来选择。

- 空间复用和 Alamouti 码相结合。第一个 Alamouti 块从天线 1 和 2 发送，同时第二个 Alamouti 块从天线 3 和 4 发送。下面的符号通过天线组 1-3 和 2-4 发送。

$$B=\begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* & s_5 & -s_7^* \\ s_2 & s_1^* & s_6 & -s_8^* \\ s_3 & -s_4^* & s_7 & s_5^* \\ s_4 & s_3^* & s_8 & s_6^* \end{bmatrix} \tag{28.11}$$

这里比率为 2。该矩阵有 6 种可能的排列，且通过类似式(28.10)的公式或根据移动台的反馈来进行排列的选择。

- 纯空间复用。预编码矩阵为

$$C=\begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} \tag{28.12}$$

- 空间复用与天线选择。可以选择一副、两副或三副天线(和空间数据流)有效；提高有效天线上的功率，这样总发送功率保持不变。

对于 3 个基站天线元素也同样定义了传输方案，但为了简洁不在这里进行讨论。

28.5.2 MIMO 预编码

如果发射机具有信道状态信息，正如 20.2 节所讨论的，则 MIMO 系统的总体性能将会改善。这种改善是通过矩阵 $\mathbf{T}$ 对发送信号进行加权而获得的 $\tilde{\mathbf{s}}$，因此实际发送的信号为

$$\tilde{\mathbf{s}}=\mathbf{Ts} \tag{28.13}$$

其中，矩阵 **T** 的维数是 $N_t \times N_{STC}$，**s** 是一个维数为 N_{STC} 且包含空时编码器输出的向量。预编码矩阵 **T** 应当根据信道状态信息的格式来选择，信道状态信息是由互易性或反馈获得的。根据信道状态信息的天线选择（前一节中的圆点 4）和天线分组（即为空时编码矩阵 A_k 或 B_k 选择合适的下标 k），是 MIMO 预编码的一种形式；对于 **T** 仅使用排列矩阵的特殊形式。

对于更多复杂的预编码，WiMAX 标准定义了一个预编码矩阵的码本。可能的预编码矩阵集合被编了号，且接收机仅反馈期望矩阵的序号。这与全反馈相比降低了反馈的负荷。共有两组码本，一个有 8 条，另一个有 64 条。这样就可以在反馈开销与可能的性能增益之间进行权衡，参阅 20.2.11 节。

发射机（通常是基站）也可以请求接收机反馈详细的信道系数，或确定它们通过信道探测的过程；在这些情况下，发射机可以任意选择预编码系数。

对于 PUSC 和 FUSC，所有的子载波采用相同的预编码矩阵。对于带限的 AMC，基站可以对所有波段请求一个公共的预编码矩阵，或者对最好的 N 个波段请求反馈，其中 N 是一个可编程的数目。

接收机可以反馈长期的或短期的编码矩阵序号。长期的矩阵基于平均信道状态信息，它对于快变的环境不敏感，但是一般比短期预测的性能略有提升。

28.5.3　MIMO 中的 SDMA 和软切换

在软切换中，可用的基站发射天线组成了一个天线池，该天线池的元素可以按上面描述的方式来使用。

28.6　链路控制

28.6.1　建立连接

扫描和同步

当移动台试图接入一个网络时，它首先要识别可能的工作频率，并与网络传输建立同步。这个过程首先通过在可能的工作频率上侦听下行前导来完成。移动台通常首先在最后活跃的频率上侦听，如果没有成功，再开始扫描其他可能的频率。

一旦移动台听到一个下行前导，它就能建立定时，频率同步，获得基站的 ID，并侦听控制信息，如 FCH、DL-MAP 和 UL-MAP。尤其是，它将知道对于初始测距过程所需的测距信道的参数[①]。

初始测距

初始测距信号在测距信道上发送，该信道包含 6 个或更多的相邻逻辑子信道，开始于最低的子信道，并使用上面描述的 UL-PUSC 结构。产生测距信号的移位寄存器的结构如图 28.24 所示。移动台根据基站广播的两个参数，以及移动台从基站接收的功率（在时域双工系统中可以利用信道的互易性，所以该方案性能良好）来确定所要使用的测距功率。

① 注意测距与确立发射机和接收机之间的距离没有一点关系，而是指通过发信号接入网络。

就其本质而言，初始测距是基于竞争的多址接入，即可能会发生碰撞。不同的移动台使用不同的测距序列可以减少碰撞。但是测距不成功时仍会发生碰撞，此时可采用重传。在适当的退避延迟后进行重传，并增加发射功率；这都是为了增加重传成功的概率。

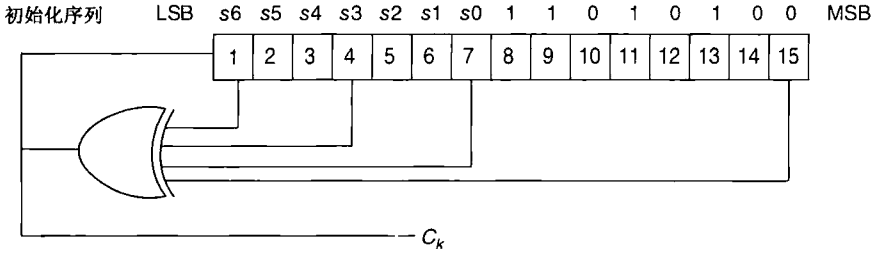


图 28.24 产生测距码的移位寄存器

参数分配和能力互换

基站从移动台接收到测距请求信息后，会发送一个测距响应信号，该信号包括分配给移动台的连接标识符(如果需要，稍后可以分配附加连接标识符)。测距响应也可能包括功率和定时的进一步微调。

接着，移动台发送一个自身能力的列表，如它所支持的调制/编码格式和它所支持的可用多天线方案等。

这些步骤完成后，移动台在网络上发送一个注册请求消息来进行网上注册；该消息包括一个码字用于基站识别该消息是否真实。然后移动台(或基站)启动一个业务流；为此，首先要检测是否允许该移动台接收此类业务流。

周期测距

已经与基站建立同步的移动台会周期地发送 测距信号和带宽请求。周期测距信号使用与初始测距相同的移位寄存器的输出，但是信号持续 1 个或 3 个 OFDM 符号。周期测距的结果用于调整同步和功率。

28.6.2 调度和资源请求

调度算法在 WiMAX 中没有规定；由实施者来解决。所有关于资源分配的决定都由基站完成；移动台仅能请求某些资源①。移动台发出的资源请求可能是单独的命令，也可能附属于通用的 MAC 分组数据单元(PDU)。该请求通常称为“带宽请求”。

请求可以表示成合计请求或增量请求。对于一个增量请求，基站以一定的数量增加其当前接收到的请求资源值；对于合计请求，基站将其获得的值用通信总量来代替。

为了给移动台提供请求资源和/或附加连接标识符的机会，WiMAX 提出了轮询。该轮询采用单播传送，即每个移动台获得自己的时隙来进行请求(分配在下行子帧的 UL-MAP 中传输)。如果单播轮询代价太大，也可以采用多播和广播轮询，这样几个移动台将分配相同的资

① 严格地讲，这个请求不是来自移动台，而是来自连接标识符的，其对应一个覆盖移动台的特殊业务。一个移动台可以有几个连接标识符，例如，并行的视频流和 VoIP。每一种业务对于资源有其自身的需求。但是，基站所准许的资源对于移动台而言是一体授予的(即包含所有移动台的业务)。移动台中的上行链路调度器则根据其需求给不同业务分配这些资源。

源来发出请求。为了降低碰撞，仅实际要请求的移动台进行发送。此外，碰撞可以通过退避算法来解决(即如果请求没有到达基站，则移动台就假定它丢失了，并增加可能的退避窗，实际的传输时间就在这段时间内任意选择)。

28.6.3　服务质量

保证一定的服务质量对于许多因特网业务是很重要的，包括视频流和 VoIP 等。WiMAX 定义了如下调度服务。

- 尽力而为。这是最低水平的服务，它不提供服务质量保证。只要资源可用(所有其他业务得到满足之后)，数据便可以传输。移动台只能采用基于竞争的轮询方式进行资源请求。
- 实时轮询。在这种方案中，基站为移动台提供单播轮询来请求资源。请求的机会要足够频繁，才能够满足移动台业务的潜在需求。该服务的典型应用就是流媒体服务，像动态图像专家组(MPEG)电影一样，其产生的分组大小可变。在这种服务的改进版本(扩展实时轮询)中，轮询机会也可以用于资源请求或上行数据传输。
- 非实时轮询服务。与实时轮询相似，但依赖于基于竞争的轮询，而不是单播轮询(也可能存在单播轮询机会，但只在很大间隔时采用；主要的资源请求是基于竞争的模式)。
- 未经请求的授权。在该服务中，基站给移动台分配资源而不需要移动台请求，这样就可以消除轮询的所有开销。如果移动台周期性地产生固定大小的分组，这种服务方式才有意义，如在 VoIP 中。

28.6.4　功率控制

WiMAX 标准要求移动台报告最大可用功率和归一化发射功率。基站可以利用此信息来指定调制和编码方案，以及信道分配。数值以 0.5 dB 为量化步长，最大可用功率为 -64 ~ +63.5 dBm，当前使用功率为 -84 ~ 43.5 dBm。注意，标准中并没有提到所用功率控制算法的细节，仅给出了报告需求。

除了闭环功率控制，标准中也提到了开环功率控制。

值得注意的是当移动台改变使用的子载波数时，它保持功率谱密度不变，而不是总功率不变。

28.6.5　切换和移动性支持

与任何移动蜂窝系统一样，小区间的切换是移动 WiMAX 的一个重要功能(对于固定的 WiMAX 系统，它不太重要，虽然移动的相互作用体导致信道改变时需要切换)。它要求首先识别移动台将要切换到的新的小区(在 WiMAX 中称为扫描)，然后进行实际的切换，可以是硬切换(在给新基站发送用户数据之前先与旧基站断开连接)或软切换(同时与旧基站和新基站保持连接一段时间)。

扫描和连接

无论移动台还是基站(可能通过更高层)都可以请求切换，并启动扫描过程。在扫描间隙，移动台侦听其他相邻的小区，并测量接收到的场强和信干噪比。然后选择一个或多个扫描到的小区进行通信(即建立临时连接)。连接级别为 0 时，移动台以在网络连接中相同的方式启

动测距，即在竞争期内发送一个测距信号。连接级别为1时，当前活跃基站与新连接的小区基站协调，这样移动台可获得无竞争的测距时隙。连接级别为2时也如此处理；另外新基站的测距响应经过骨干网反馈给旧基站，旧基站再将该信息整合并发送给移动台。

硬切换

扫描之后，移动台或基站都可以决定切换到不同的小区。移动台或基站先发送合适的信令信息。接下来移动台通过侦听帧前导与新基站建立同步，并译出FCH、DL-MAP和其他控制信息。然后移动台测量与新基站之间的距离(这一步也可以采用连接阶段类似的方法进行简化)。在与新基站成功建立连接后，与旧基站的连接终止。在网络优化的硬切换下，新基站的发现和切换交涉是与移动台的切换过程并行进行的，或者在移动台切换之前完成。

软切换

软切换，也称为宏分集切换(MDHO)，有助于改善临近小区边缘连接的质量。它的原则与第18章讨论的CDMA相同。在软切换期间，移动台与几个基站同时保持连接，这几个基站称为"分集组"。其中一个基站享有成为锚基站的特权。一种实现方法是锚基站向移动台传达分集组中所有基站的资源分配；另外一种方法是移动台要分别侦听每个基站的DL-MAP和UL-MAP。

对于上行链路，每个基站分别对接收信号进行译码，并选择最好的一个(这又与CDMA系统类似，见第25章)。对于下行链路，移动台可以接收从多个具有多天线的基站发来的信号，并在基带进行合并(注意与CDMA信号相反，这里采用不同扩频码的信号可能没有区别)。或者所有基站信号可能完全相同和同步，这样就可以在射频域由移动台叠加一起。

28.6.6 节约功率

节约功率对WiMAX很重要，即使它在标准中仅作为可选项。大部分的操作都要求节约功率，如多点快速傅里叶变换是很消耗能量的，且WiMAX手机的电池寿命短是其投入商用的最大障碍。由于这个原因，睡眠模式和空闲模式是很重要的。

为了启动睡眠模式，一个活跃的移动台(即至少具有一个活跃的连接标识符的移动台)在一个时窗范围内与基站交涉，在这段时间内移动台不会接收或发送任何数据。窗的长度取决于节约功率的级别(一共有三级)。在该时窗内，基站将所有发给睡眠移动台的数据缓存或丢弃。在睡眠窗后，跟着一个侦听窗，在该窗内移动台重新建立同步。

空闲模式是通过避免非活跃移动台在小区之间切换的不必要的信号发送来节约电池功率。为了达到这个目的，将系统的基站分成若干个"寻呼组"。空闲模式下的移动台只有在它从一个寻呼组移动到另一个(而不是每一次从一个小区切换到另一个小区)时，需要通知网络[①]。寻呼组的改变通过"位置更新"过程来完成。这极大地降低了移动台的电池消耗，同时节约了频谱资源。

---

① 在寻呼组的规模上存在一个折中：如果寻呼组太大，当一个移动台有业务到来时(原来是空闲的)，由于移动台需要在多个小区中进行寻呼，则需要花费大量的系统级资源。如果寻呼组太小，则变换寻呼组所发送的开销将会大幅度增加。

28.7 WiMAX 术语

AAA	Authentication, Authorization, and Accounting	认证、授权和计费
AAS	Adaptive Antenna System	自适应天线系统
AMC	Adaptive Modulation and Coding	自适应调制和编码
ASN	Access Services Network	接入服务网络
ATM	Asynchronous Transfer Mode	异步传输模式
BS	Base Station	基站
CID	Connection IDentifier	连接标识符
CS	Convergence Sublayer	汇聚子层
CSN	Core Services Network	中心服务网络
FA	Foreign Agent	外国代理
FCH	Frame Control Header	帧控制头
FUSC	Full Use of SubCarriers	全部使用子载波
HA	Home Agent	国内代理
HO	HandOver	切换
IE	Information Element	信息元素
MAP	Maximum A Posteriori	最大后验
MDHO	Macro-Diversity HandOver	宏分集切换
NAP	Network Access Provider	网络接入供应商
NSP	Network Service Provider	网络服务供应商
PUSC	Partial Use of SubCarriers	部分使用子载波
RS	Relay Station	中继站
MS	Mobile Station	移动台
SDU	Service Data Unit	服务数据单元
SPID	SubPacket IDentity	子分组识别
TUSC	Tiled Use of SubCarriers	分片使用子载波
WiBro	Wireless Broadband	无线宽带
WiMAX	Wordwide Interoperability for Microwave Access	全球微波互联接入

深入阅读

WiMAX 的权威资源是(整理后的)IEEE 标准[IEEE 802.16-2009],但是,如前面提到的,它不易读。本章通过一些标准参与者的书[Eklund et al. 2006]对标准进行了扩充。除了 IEEE 的文档,WiMAX 系统的概况[WiMAX 1.5]对于标准的实施者而言也是必读的。

最值得一读的标准介绍是教材 Andrews et al. [2007],它巧妙地总结了标准,对潜在技术进行深入的介绍。Nuaymi[2007]也对标准进行了精彩的总结,但要求读者对基本技术有较多的了解。2009 年 6 月 IEEE 通信杂志对当前一些新的发展进行了评论。WiMAX 的多跳中继扩展版本称为 802.16j,在 Hart et al. [2009]中有介绍。

第 29 章　无线局域网

29.1　引言

29.1.1　历史

上世纪 90 年代末，快速有线 Internet 连接在办公区和私人住宅区都得到了广泛应用。对于企业来说，快速的企业内联网和快速的 Internet 连接一样必不可少。此外，个人用户对拨号连接时下载精致网页或音乐等所需的过长的时间感到失望，因为这种连接方式的速度极限仅 56 kbps。因此，他们选择了电缆连接(提供几 Mbps 的连接速率)或数字用户线(DSL)(在美国提供的速率为 1 Mbps，在日本提供的速率超过 20 Mbps)作为他们电脑的连接方式。同时，笔记本电脑在办公场所也开始广泛应用。以上这些因素刺激了人们对无线数字连接的需求。这些连接要完成从笔记本电脑到最近的有线以太网端口的连接，而且要与有线连接的速度相匹配。

此后的几年里，出现了两个相互竞争的标准。ETSI(欧洲电信标准协会)提出了 HIPERLAN(高性能局域网)标准，而 IEEE(电气电子工程师协会)提出了 802.11 标准组，其中“802”指 IEEE 提出的用于局域网和城域网的所有标准，后缀“11”指无线局域网。在随后的几年里，802.11 被广泛地接受，而 HIPERLAN 从本质上说已经消亡。

实际上，802.11 标准的说法是不准确的，因为它包含了许多不同的标准(见表 29.1)，这些标准并不是都可以共同使用的。为了理解 802.11 这个术语，我们必须先概述一下该标准的发展历史。“最初的”802.11 标准期望提供 1 Mbps 和 2 Mbps 的数据速率；因为它工作在 2.45 GHz ISM(工业、科学和医用)频段，属于美国的频率管理频段——联邦通信委员会(FCC)要求使用扩频技术。因此，最初的 802.11 标准定义了两种模式：跳频和直接序列扩频；这两种模式是互不兼容的。

表 29.1　IEEE 802.11 标准及其主要特点

标准	范围
802.11(最初的)	定义了一种无线局域网标准，包括物理层和媒体接入控制层的功能
802.11a	定义了一种高速(高达 54 Mbps)的物理层补充方案，工作于 5 GHz
802.11b	定义了一种高速(高达 11 Mbps)的物理层扩展，工作于 2.4 GHz
802.11d	受其他的法规约束范围内的运营
802.11e	增强了最初的 802.11 的媒体接入控制层，使其支持服务质量(用于 802.11a/b/g)
802.11f	定义了接入点协议的一种推荐准则(用于 802.11a/b/g)
802.11g	定义了一种更高速(高达 54 Mbps)的物理层扩展，工作于 2.4 GHz 频段
802.11h	定义了媒体接入控制层功能，使 802.11a 的产品满足欧洲法规的要求
802.11i	增强了 802.11 的媒体接入控制层，以提供更强的安全性(用于 802.11/a/b/g)
802.11j	增强了现在的 802.11 的媒体接入控制层和 802.11a 的物理层，使其可以工作在日本的 4.9 GHz 和 5 GHz 频段
802.11n	增强了 802.11a 和 802.11 的物理层，可以在高达 600 Mbps 的数据速率下工作
802.11p	802.11a 标准修改版，适合于车辆间通信
802.11s	提供一种自动配置网状网络协议
802.11w	提供数据完整性和认证

很快，用户就需要更高的数据速率，因此形成了两个子标准：802.11a 和 802.11b。802.11a 采用了基于正交频分复用的方案，而 802.11b 则保留了直接序列扩频的方法。802.11b 首先受到了欢迎，它能在 20 MHz 信道带宽中提供 11 Mbps 的数据速率。虽然 802.11b 中采用的不再是真正的扩展频谱技术，但 FCC 还是批准了它的使用。该标准随后被 WiFi(无线高保真)工业组采用。WiFi 是为了确保所有经 WiFi 认证的产品之间真正兼容[①]而形成的。2000 年之后，WiFi 在市场上被广泛接受。但是 11 Mbps 的数据速率对某些应用来说依然不足以满足需求，尤其是实际情况下其真正的吞吐量才接近 3 ~ 5 Mbps。基于这个原因，802.11a 的研究工作引起了人们更大的兴趣。802.11a 定义了一种使用正交频分复用和高阶调制的物理层结构，它可提供高达 54 Mbps 的数据传输速率(该速率也为标称值，实际中真正的吞吐量大约只有其二分之一)。802.11a 还使用了不同的频段(高于 5 GHz)，在该频段范围，不太拥挤；也就是说，只有比较少的干扰需要处理。802.11g 在 2.45 GHz ISM 频段使用相同的调制形式，并成为目前应用最广泛的标准。802.11h 和 802.11j 对 802.11a 标准进行了进一步修改，使它分别适用于欧洲和日本的政府法规。在 2009 年，802.11n 标准得到批准，该标准通过采用多输入多输出技术和尽可能使用更大的带宽，能提供更高的吞吐量。

此外，最初的媒体接入控制层也进行了修改。802.11e 标准为更好地确保某种服务质量等级而对媒体接入控制层进行了修改。另外，一些 802.11 标准组的新的子标准也被提出，所有这些子标准都对最初的标准进行了修正和增加。实际上，一个使用了 802.11e 媒体接入控制层的 802.11a 设备，会具有与最初的 802.11 标准不同的特点。

由于 802.11 标准数量众多，所以我们仅介绍最重要的。下面将概括性介绍 802.11a 和 802.11n 的物理层及 802.11 的媒体接入控制层。更多的细节可以参考官方的标准出版物(www.802wirelessworld.com)和以此为主题出版的大量图书。O'Hara and Petrick[2005]对早期一些版本的标准进行了很好的总结，关于 802.11n 的介绍可以在 Perahia and Stacey[2008]中找到。

29.1.2　应用

无线局域网的主要应用场景如下所示。

- 办公楼和个人家庭的无线网络，为建筑物内的任何地方提供无障碍的 Internet 接入。无线局域网的接入点(相当于蜂窝系统中的基站)需要遵循规范，但是也给供应商留有大量的灵活性。例如，接入点可以使用多天线，但不会引起不兼容。所关注的客户端(相当于蜂窝系统中的移动台)，即进入大众市场的不同销售商的无线局域网卡应几乎没什么区别，这些卡一般情况下内置于笔记本电脑中。因此，研究的焦点是如何降低产品的成本(更小的芯片区域实现，低成本的半导体技术)，而关于接入点的研究则涉及到更广领域的问题。
- "热点"，也就是允许公众接入 Internet 的无线接入点。这些"热点"通常建在咖啡店、旅馆和机场等。一些供应商还提供全国性的甚至全洲性的网络接入点，这样用户就可以在许多不同的位置接入网络中[②]。但是，需要强调的是，这些网络的覆盖比蜂窝网要小得多。所以，正在研究如何无缝地将无线局域网和蜂窝网或更大范围的网络集成。

---

① 注意，所有 802.11b 产品都完全兼容。

② 在多数情况下，对用户是采取每分钟收费，或收取固定费用可以 24 小时使用网络。全国性的网络通常可以选择包月或者是包年。

29.1.3 媒体接入控制层与物理层的关系

在详细介绍媒体接入控制层和物理层之前，我们首先需要了解802.11中使用的一些概念。在媒体接入控制层和物理层，从高层接收到的数据有效载荷，在传输到空中之前，都会加上头和尾。例如，从逻辑链路层(LLC)接收到的每一个媒体接入控制层服务数据单元(MSDU)需要附加一个30字节的MAC头和一个4字节的帧检测序列(FCS)尾，形成媒体接入控制层协议数据单元(MPDU)。这个MPDU一旦交付给物理层，它就被称为物理层服务数据单元(PSDU)。然后，物理层汇聚过程(PLCP)的前导码、头、合适的尾比特和填充(pad)比特被附加到PSDU上，最后生成物理层协议数据单元(PPDU)供传输。MSDU、MPDU、PSDU和PPDU之间的关系如图29.1所示。

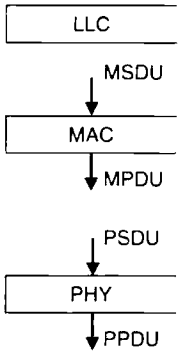


图29.1 MAC层服务数据单元、MAC层协议数据单元、物理层(PHY)服务数据单元和物理层协议数据单元之间的关系

通过上一段简短的介绍，读者可能已经看出来，与大多数标准一样，众多的英文缩写词汇是理解这一标准的主要障碍。因此，本书附带了英文缩略词表及含义。

29.2 802.11a/g——基于正交频分复用的局域网

在1999年，为了获得更高的数据速率，802.11工作组(WG)推出了802.11a标准，该标准规定了基于正交频分复用的高速率数据通信的物理层，规定的工作频段在5 GHz。因为在这个频段可以获得更大的带宽，干扰也较少。然而，其覆盖的范围不如2.45 GHz的频段。因而，同样的物理层，但工作在2.45 GHz频段，称为802.11g标准。该标准是现行无线局域网标准的主流版本。其主要特征如下(也可以见表29.2)。

表29.2 802.11a物理层的重要参数

信息速率(Mbps)	6、9、12、18、24、36、48、54
调制方式	BPSK、QPSK、16-QAM、64-QAM
FEC	$K=7$ 卷积码
码率	1/2、2/3、3/4
子载波数目	52
OFDM符号周期	4 μs
保护间隔	0.8 μs
占用带宽	16.6 MHz

- 802.11a标准使用5.15~5.825 GHz频段(在美国)，802.11g标准使用2.4~2.27频段；
- 20 MHz的信道间隔；
- 数据速率为6 Mbps，9 Mbps，12 Mbps，18 Mbps，24 Mbps，36 Mbps，48 Mbps和54 Mbps，其中支持6 Mbps，12 Mbps和24 Mbps是强制性的；

- OFDM 采用 64 个子载波，其中用户可以用 52 个子载波，采用二进制相移键控、正交相移键控、16-QAM 或 64-QAM 调制；
- 使用码率为 1/2，2/3 或 3/4 的卷积码，为前向纠错编码。

29.2.1　频段

在美国，5.15～5.25 GHz，5.25～5.35 GHz 和 5.725～5.825 GHz 频段用于 802.11a，该频段称为无授权的国家信息结构(U-NII)频带。这些信道数目是有限的，信道间隔为 5 MHz，根据下述公式确定其中心频率

$$\text{信道中心频率} = 5000 + 5 \times n_{ch} \quad (\text{MHz}) \tag{29.1}$$

其中，$n_{ch} = 0, 1, \cdots, 200$。在 5.15～5.25 GHz，5.25～5.35 GHz 和 5.725～5.825 GHz 频段的发射功率分别限制为 40 mW，200 mW 和 800 mW。

显然，802.11a 中使用的每个 20 MHz 宽的信道占用了 U-NII 中的 4 个信道。表 29.3 给出了建议使用的信道。在日本，分配的载波频率稍微低一点。

表 29.3　美国 802.11a 的频率分配

频段(GHz)	允许的功率	信道数(n_{ch})	信道中心频率(MHz)
U-NII 低频段	40 mW	36	5180
(5.15～5.25)	(2.5 mW/MHz)	40	5200
		44	5220
		48	5240
U-NII 中频段	200 mW	52	5260
(5.25～5.35)	(12.5 mW/MHz)	56	5280
		60	5300
		64	5320
U-NII 高频段	800 mW	149	5745
(5.725～5.825)	(50 mW/MHz)	153	5765
		157	5785
		161	5805

图 29.2 给出了美国 802.11a 的全部信道分配。

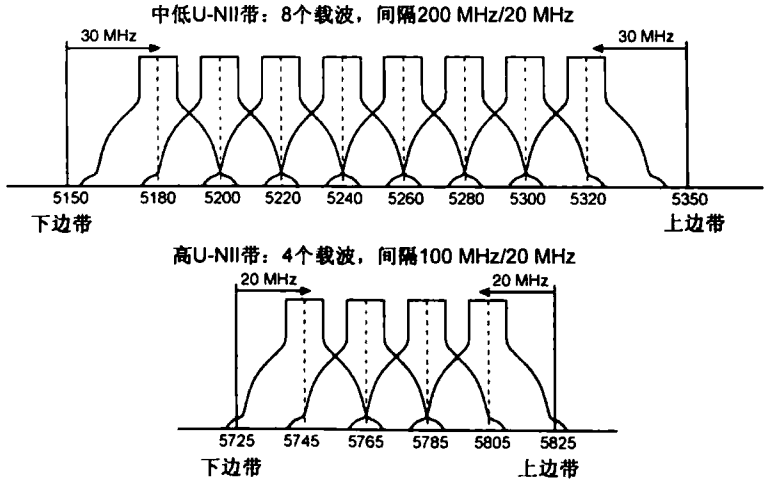


图 29.2　802.11a 信道分配。引自[IEEE 802.11]©IEEE

29.2.2 调制与编码

802.11a 采用正交频分复用调制方式，以保证高的数据速率。第 19 章介绍了正交频分复用的基本原理，所以这里只分析与 802.11a 相关的细节。图 29.3 给出了 802.11a 典型的收发机框图。

在 802.11a 中，正交频分复用定义了 64 个子信道。习惯上使用 2 的幂作为正交频分复用的子载波数目，这样可以最有效地通过快速傅里叶变换来实现。但是实际中，只使用了 64 个子载波中的 52 个(调制和传输)，而其他 12 个子载波为空载波，不携带任何有用信息；有用子载波的下标从 -26 到 26，其中不包含 0。这 52 个子载波中，4 个子载波，即编号为 -21，-7，7，21 的子载波用于导频。导频应用一个伪随机序列进行二进制相移键控调制，以防止产生谱线。

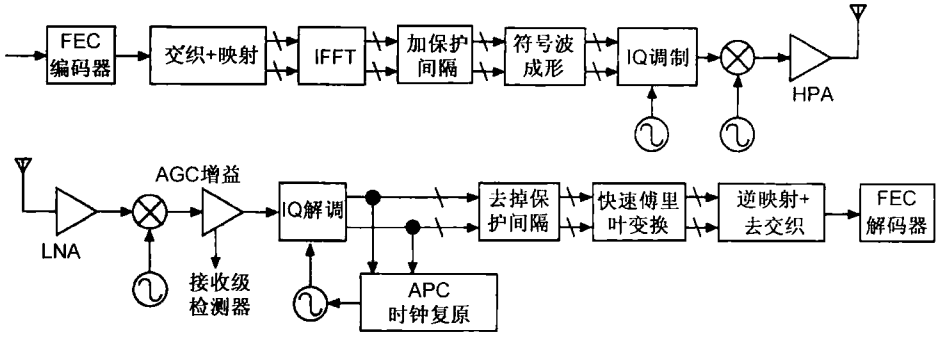


图 29.3 802.11a 收发信机框图。引自[IEEE 802.111]©IEEE

其他 48 个子载波传输 PSDU 数据。二进制相移键控、正交相移键控、16-QAM 和 64-QAM 都是允许采用的调制方式，可以根据信道的状态进行选择。然而要注意，802.11a 没有从各个子载波能采用不同的调制方式这一角度真正地实现自适应调制。而是系统采用平均"传输质量"准则来调整数据速率，以适应当前信道状态。速率自适应通过改变调制方式，或是改变纠错编码率来实现，或是两者兼而有之。

正交频分复用符号的持续时间为 4 μs，包括 0.8 μs 的循环前缀。这足以克服大多数室内传输信道—包括工厂大厅和其他富有挑战的传播环境的最大附加时延。

对于 FEC，802.11a 采用码率为 1/2，2/3 或 3/4 的卷积编码，具体值由所需的数据速率决定。生成向量为 G1 = 133 和 G2 = 171(用八进制表示)，码率为 1/2 的编码器如图 29.4 所示，更高的码率可以从这个"母码"通过删余增信得出。

所有编码后的数据比特送入一个块交织器进行交织，交织器的深度等于一个 OFDM 符号包含的比特数。交织器的工作分作两个步骤(排列)。第一次排列保证相邻的编码比特被映射到非相邻的子载波上；第二次排列保证邻近的比特被交替地映射到星座图中比较重要或不太重要的比特上，这样可以避免长时间出现低可信度的比特。

表 29.4 概述了不同的调制方式、码率和正交频分复用调制参数相结合时能够达到的数据速率。

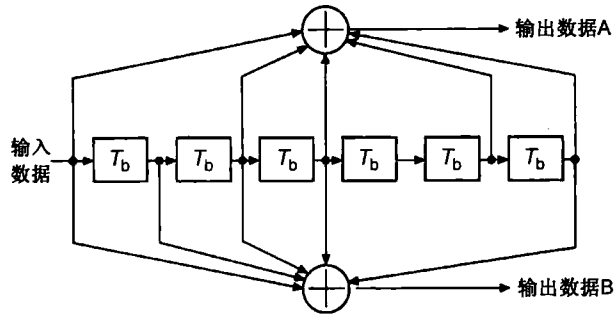


图 29.4　卷积编码器(K=7)

表 29.4　802.11a 中的数据速率

数据速率 (Mbps)	调制方式	码率	每个子载波上的编码比特数	每个正交频分复用符号上的编码比特数	每个正交频分复用符号上的数据比特数
6	BPSK	1/2	1	48	24
9	BPSK	3/4	1	48	36
12	QPSK	1/2	2	96	48
18	QPSK	3/4	2	96	72
24	16-QAM	1/2	4	192	96
36	16-QAM	3/4	4	192	144
48	64-QAM	2/3	6	288	192
54	64-QAM	3/4	6	288	216

29.2.3　头部

为了传输，从媒体接入控制层接收到的编码 PSDU 数据(加入导频符号)附加上同步头和 PLCP 头，即构成 PPDU。在接收机中，PLCP 同步头和 PLCP 头用于辅助解调和数据的传输。PPDU 帧格式如图 29.5 所示。

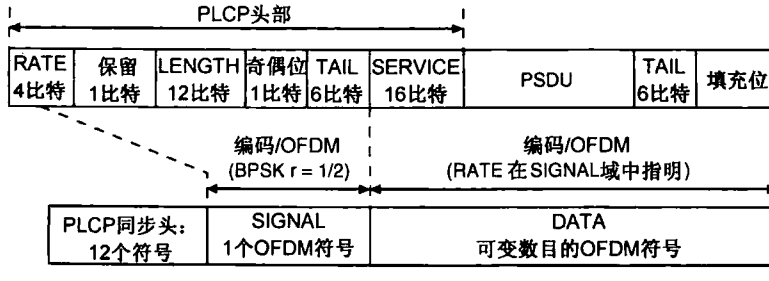


图 29.5　PPDU 帧格式

PLCP 头在 PPDU 的 SIGNAL(信号)域中传输。它由 RATE(速率)域、LENGTH(长度)域、TAIL(尾)域等构成，其中 RATE(4 比特)指示传输的数据速率；LENGTH(12 比特)指示 PSDU 中的字节数；校验位(1 比特)用于奇偶校验；保留(1 比特)供将来使用；TAIL(6 比特)表示卷积码尾部；SERVICE(16 比特)表示扰频器的初始值。

29.2.4 同步和信道估计

同步由 PLCP 同步头来完成。同步头包含 10 个短符号和 2 个长符号(见图 29.6)。

训练序列开始于持续时间为 0.8 μs 的 10 个短符号，其作用是使接收机检测到信号，调整自动增益控制(AGC)，并进行粗略的频偏估计。这些短符号仅由 12 个子载波组成，这些子载波被下述序列的元素调制：

$$\begin{aligned} S_{-26,26} = \sqrt{(13/6)}\{&0,0,1+j,0,0,0,-1-j,0,0,0,1+j,0,0,0,-1-j,0,0,0,\\ &-1-j,0,0,0,1+j,0,0,0,0,0,0,0,-1-j,0,0,0,-1-j,0,0,0,1\\ &+j,0,0,0,1+j,0,0,0,1+j,0,0,0,1+j,0,0\} \end{aligned} \tag{29.2}$$

乘因子 $\sqrt{(13/6)}$ 是为了对生成的正交频分复用符号的平均功率进行归一化，生成的正交频分复用符号使用了 52 个子载波中的 12 个子载波。

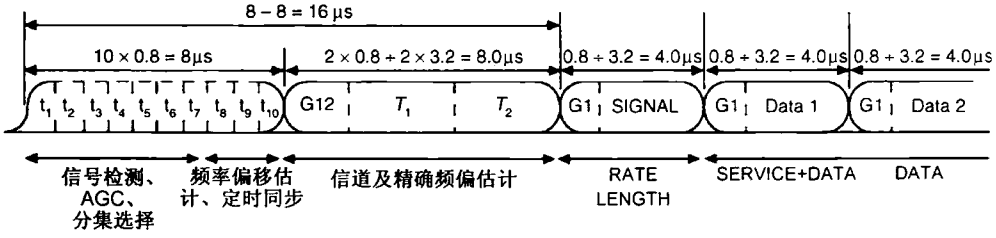


图 29.6 正交频分复用训练序列结构

这些符号后面跟了两个长训练符号，用于信道估计和精确的频偏估计，其前面加上了保护间隔。一个长的训练符号由 53 个子载波组成(直流分量为 0)，并用下述序列中的元素进行调制：

$$\begin{aligned} L_{-26,26} = \{&1,1,-1,-1,1,1,-1,1,-1,1,1,1,1,1,1,-1,-1,1,1,-1,1,-1,1,1,1,1,0,1,\\ &-1,-1,1,1,-1,1,-1,1,-1,-1,-1,-1,-1,1,1,-1,-1,1,-1,1,-1,1,1,1,1\} \end{aligned} \tag{29.3}$$

PLCP 同步头之后为 SIGNAL 域和 DATA 域。训练序列的总长度为 16 μs。图 29.6 中的虚线边界表示由傅里叶逆变换的周期性引起的重复。

表 29.5 总结了 802.11a 的最重要的参数。

表 29.5 802.11a 的参数

参 数	数 值	参 数	数 值
数据子载波个数	48	OFDM 符号持续时间	4.0 μs
导频子载波个数	4	信号符号的保护间隔	0.8 μs
子载波间隔	0.3125 MHz	训练符号的保护间隔	1.6 μs
IFFT/FFT 周期	3.2 μs	短训练序列持续时间	8 μs
前导持续时间	16 μs	长训练序列持续时间	8 μs

29.3 IEEE 802.11n

29.3.1 概述

802.11n 提供高达 600 Mbps 的数据速率(标称的)。这些高的数据传输速率和可靠性的改

善对于一些新的应用而言是必需的：(i)室内无线计算机网络要求不同计算机之间，以及(由于光纤到户的时代来临)在用户室内从计算机到有线因特网端口之间，应具有更高的数据传输速率；(ii)音频和视频的应用，例如，从笔记本电脑、硬盘录像机和 DVD 机到电视的视频传输；(iii)VoIP 的应用，虽然要求数据速率较低，但对传输可靠性要求高。

802.11n 标准组于 2002 年成立。在 2004 年 9 月，该标准组提出了许多不同的技术提案。这些提案可分为由两个主要工业联盟支持的两类：TGnSync 和 WWise。经过一年多的协商和争论，在 2006 年 1 月，802.11n 标准组批准了一个双方达成一致意见的草案。自那以后，草案经过一系列的修改和校正，802.11n 标准的最终版在 2009 年获得批准。但在此之前，一些公司已经出售了“准 n”标准的产品，这些产品遵从 802.11n 草案标准，并且仍能与 802.11n 的最终标准兼容。

802.11n 主要通过两种方法获得高数据速率：采用多天线技术(见第 20 章)和将带宽从 20 MHz 增加到 40 MHz。图 29.7 给出了 802.11n 的一般发射机结构。信源数据流首先进行加扰，然后将数据流分为两组平行的数据流(仅对数据速率大于 300 Mbps 的情形)，以降低系统对编码或者解码处理速度的要求。系统可以采用许多不同的编码：二进制卷积码是默认的编码方式，而低密度奇偶校验码是实现高性能传输的一种可供选择的编码方式(更多细节见 14.7 节)。这样的编码后的比特被划分为许多组空间数据流(与 20.2 节相比)，将通过发送天线将其并行地发送。然后，每一组空间数据流经过交织、映射到复调制符号，并组成 OFDM 符号。接下来，对空间数据流进行 Alamouti 编码，或者循环移位分集，或者两者同时兼有(详见 29.4.3 节)。然后，“空间映射”分配空间数据流到调制/上变频转换链上。在每一个链中，符号经过快速傅里叶逆变换、插入一个保护间隔，信号上变频到带通，这部分处理与 802.11a 相同。

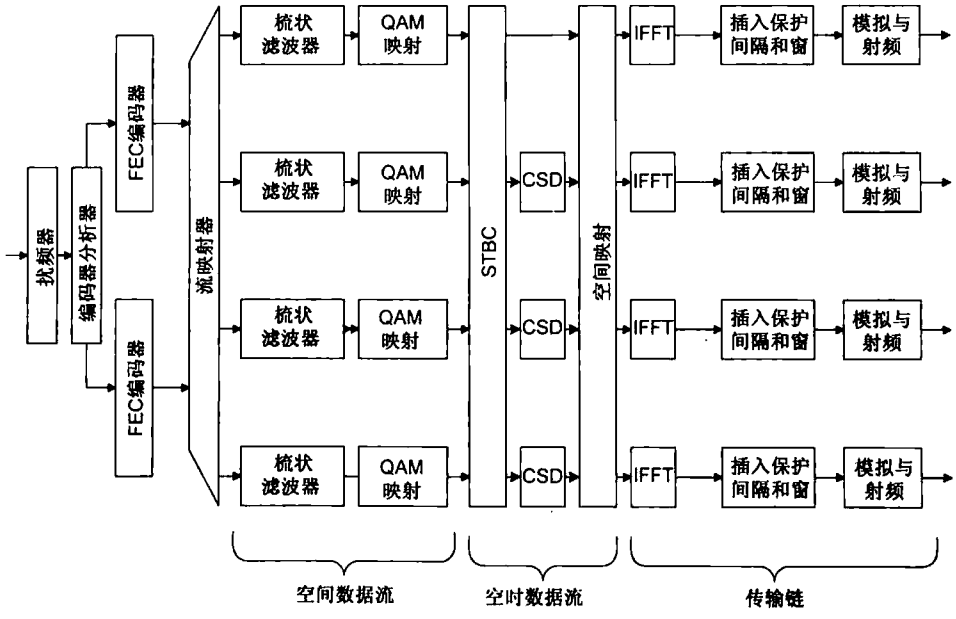


图 29.7　IEEE 802.11n 发射机框图

29.3.2　调制和编码

对于单个空间信息流，调制与编码方案都与 802.11a 很相似。调制方式有 BPSK、QPSK、

16-QAM 和 64-QAM。当采用卷积码时，与 802.11a 一样，其编码速率有 1/2、2/3 和 3/4；同时，为了在非常好的信道条件下获得更高的吞吐量，引入了一种额外的码率为 5/6 的编码方式。这使得数据速率在 6.5 ~ 65 Mbps 之间有 8 种调制与编码方案(MCS)。当采用多天线时，对所有的空间信息流，发射机可以采用相同的调制与编码方案(当发送端不知道信道状态信息时，这就很有意义)，也可采用不同的调制与编码方案。系统总共定义了 32 种等保护调制情况下(8 种基本的 MCS,同样地应用在 1、2、3 或 4 个空间信息流上)的 MCS 组合方案。对于非等保护的调制方式，尽管不是强制要求的，系统定义了 44 种 MCS 组合方案(在不同的空间信息流上采用不同的现有 MCS 组合)。

802.11n 也引入了短保护间隔的概念：系统自适应地决定采用正常的长度为 800 ns 的循环前缀，还是采用缩短为 400 ns 的循环前缀；当信道时延足够小以至于短循环前缀都足以防止产生符号间干扰时，短循环前缀将能够提升系统的频谱效率。

802.11n 标准也引入了 LDPC 编码方式(可与 14.7 节相比较)，这种编码以更高的译码复杂度为代价获得极低的差错率。奇偶校验矩阵可以划分为子方块(子矩阵)，这些子方块是单位阵的循环排列，或者是全零矩阵。基于同样的编码结构，系统定义了 12 种不同的编码。码字大小和子矩阵大小分别是 648(27)、1296(54)和 1944(81)。

29.3.3 多天线技术

802.11n 标准中的关键是采用了多天线技术。该标准预见了许多不同的多天线技术，特别是：(i)空间复用；(ii)空时分组编码；(iii)特征波束成形；(iv)天线选择。这些天线技术的大部分基本原理在 20.2 节都有概括，这里仅讨论在 802.11n 中的具体实现。

空时编码

在 802.11n 系统中，空时分组编码的应用可以增加系统的稳健性。尤其是，使用 Alamouti 编码，并能与空间复用相结合的情况。如果有两条传输射频链，则一路空间数据流可以按照标准的 Alamouti 编码方式映射到这两条链路上(并将这些数据送至天线)；如果有三根发送天线和两个空间数据流，则一路数据流可按照标准的 Alamouti 编码方式映射到两条链路上，而另一路可直接映射到剩下的那条链路上；对于四条传送链路，可以传输三路数据流(其中一路是经过 Alamouti 编码的)或者两路数据流(每路都是经过 Alamouti 编码的)。在不同的数据流上可以使用不同的调制方案，因 Alamouti 编码的数据流与未编码的数据流相比，更具有稳健性，且能支持更高阶的调制方案。

另一种获得发射分集的方法是使用循环移位分集(CSD)，这种方法与第 13 章介绍的延迟分集有些类似，即每个信号引进一个不同的延迟。与常见的延迟分集中信号采用线性延迟不同的是，在循环移位分集中正交频分复用符号采用循环移位。换句话说，这就意味着，第 k 路子载波上的信号移位 $\exp[-j2\pi k\Delta_F\tau_i]$，其中 k 表示子载波频率，Δ_F 是子载波间隔，τ_i 是应用到第 i 个信号的循环移位。对于第一、第二、第三和第四个空间信息流，循环移位分别为 0，-400 ns，-200 ns 和 -600 ns。

空间复用和波束成形

将原始数据流分割为总共 N_{SS} 个空间数据流，N_{SS} 应该小于或等于用于上变频的射频链路的数目 N_{RF}。不管怎样，分配到射频链路上的一般是空间数据流的线性组合；这些组合通常用

所谓的“空间映射”矩阵 **Q** 来描述，因此，对于每个时刻，空间数据流向量 **x** 到射频链路信号 **y** 的映射为 **y** = **Qx**。标准中定义了下面的可能性：

- 直接映射。这个方法用于 $N_{SS} = N_{RF}$ 的情况。在这种最简单的情况中，**Q** 是单位阵或者是对角阵，且对角阵的元素执行循环移位分集，即 $Q_{i,i} = \exp[-j2\pi k\Delta_F \tau_i]$。循环移位分集主要用于避免在不同的空间信息流中出现相似的信号时，发射天线无意中实现的波束成形。
- $N_{SS} = N_{RF}$ 情况下的空间映射。在这种情况下，**Q** 是循环移位分集矩阵与一个列正交方阵的乘积。所用正交的方阵可以选择傅里叶矩阵或 Hadamard 矩阵等。
- $N_{SS} < N_{RF}$ 情况下的空间矩阵。在这种情况下，一些空间数据流被重复使用(以使数据流的总数等于 N_{RF})。接着，对所有数据流进行功率调整(以使总的功率维持恒定)，然后再以循环移位分集矩阵的方式将所有的数据流映射到发射射频链上。
- 波束成形控制矩阵。任何改善总体误比特率的矩阵都可以用作矩阵 **Q**。现实地讲，矩阵是基于发射端的信道状态信息的(见 29.3.6 节)。尤其是，如果发射机知道瞬时的信道传输矩阵 H，它可在每个子载波上进行特征值分解，然后用右奇异矩阵进行预编码(见 20.2.5 节)，并可根据注水原理给数据流分配一个功率权重。

天线选择

有些情况可用天线单元的数量大于射频链的数量，这可能是因为成本的原因，或者因为 802.11n 标准预见的射频链的最大数目是 4。在这些情况下，天线选择能够提升系统的性能。

通过电子开关将可用的射频链路连接到“瞬间最好”的天线单元。但是，为了决定最好的天线单元，必须要进行全信道(从每一个发射机到每一个接收机天线单元)探测。这需要在后面两个或者更多的数据分组中完成。例如，对于发射天线选择，第一个天线子集发射第一个数据分组，第二个天线子集发射下一个数据分组，依次类推。尝试完所有的子集后，接收机给发射机发送一个信息，告诉它使用哪个子集。接收天线选择工作原理类似。

29.3.4　20 MHz 或 40 MHz 信道

802.11n 允许使用 20 MHz 或者 40 MHz 的带宽(见图 29.8)。在前一种情况下，802.11n 使用了比 802.11a(52)更多的子载波(56)。而对于 40 MHz 的带宽，使用了 114 个子载波。在中部和直流子载波的位置增加子载波。在上信道(upper channel)中的信号和下信道(lower channel)中信号相比存在 +90°的相位旋转。

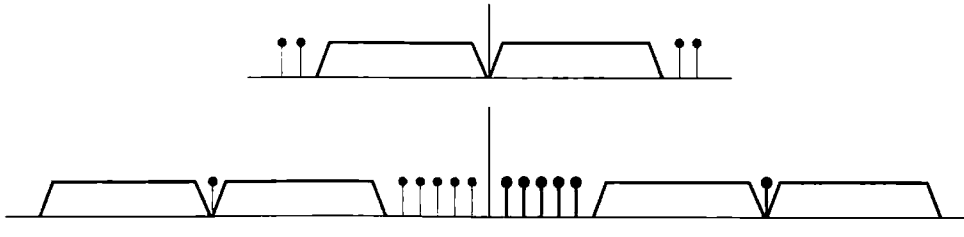


图 29.8　20 MHz 和 40 MHz 子载波

29.3.5 帧头和前导

802.11n 的另外一个重要的特点与 802.11a/g 的向后兼容。在具有 11a/g 或者 11n 接入点的网络中，11a/g 和 11n 混合的客户端可以工作。11n 标准的许多细节，特别是前导的设计，可以理解都是根据向后兼容性的要求完成的。

有三种类型的 PLCP 前导(也就是，部分前导用作同步和信道估计，与 29.2.4 节比较)，如图 29.9 所示。第一种类型是传统的前导，它与 802.11a 的前导完全相同。这主要是针对在某一给定时间只有传统(802.11a)设备时使用的前导类型。

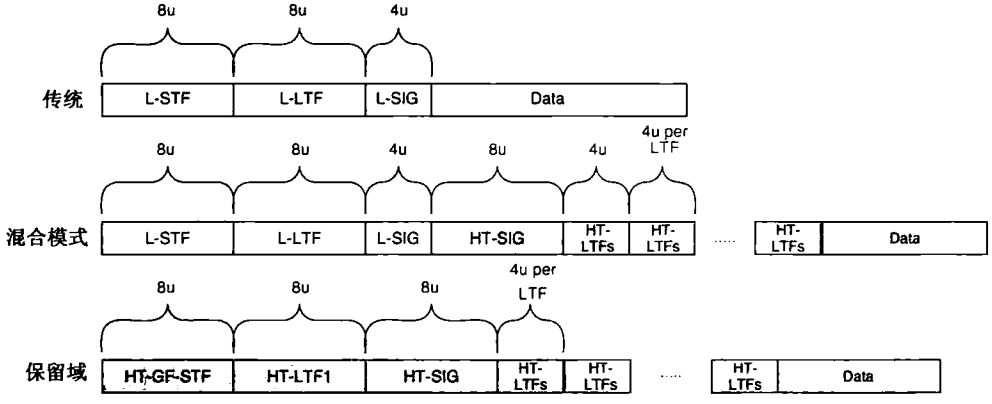


图 29.9 IEEE 802.11n 前导类型。图中，HT-GF-STF，高吞吐量-保留域-短训练域；L-SIG，传统信号域；L-STF，传统短训练域

在局域网中，802.11a 和 802.11n 都存在的情况下，一定要使用混合模式的前导。它开始的部分和传统的前导相同，后面是高吞吐量信号域(HT-SIG)，如图 29.10 所示。这包含了许多 MIMO 参数和带宽分配等信息，这些对于 11n 设备来说都是特有的。特别是它包含了以下信息：

- 调制和编码方案；
- 带宽指示(20 MHz 或者 40 MHz)；
- 滤波。指示是否推荐频域滤波作为信道估计的一部分；
- 非探测(也就是说，当前 PPDU 是否是探测 PPDU，见 29.3.6 节)；
- 聚合(数据分组中的数据部分是否参与，是数据聚合传输的一部分)；
- 空时分组码(STBC)(空时编码的指示)；
- FEC 编码(卷积码或者低密度奇偶校验码)；
- 短保护间隔。所用的是长还是短的循环前缀；
- 扩展空间数据流的数目；
- 循环冗余校验。HT-SIG 的误码检测；
- 终止卷积码的尾比特。

为了确保在传输中的高稳健性，HT-SIG 进行码率为 1/2 的卷积码编码，然后进行二进制相移键控调制。

如果在局域网中仅存在 11n 设备，则使用保留域前导，省略所有“传统”的域，因此提供一个更短更有效的前导。

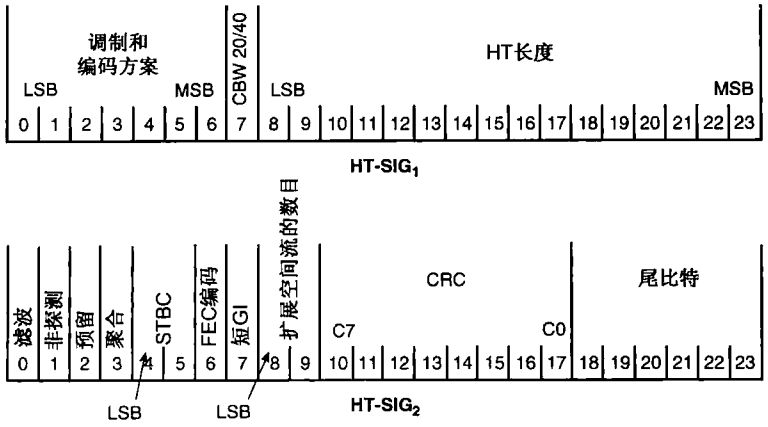


图 29.10　高吞吐量信号域

29.3.6　信道估计

用高吞吐量-长训练域(HT-LTF)估计发射机和接收机之间的 MIMO 信道。如果发射机为可用的空间数据流提供训练，则前导将使用 N_{SS} 个训练符号(除了 3 个空间数据流的情况，这时需要 4 个训练符号)。如果发射机提供的训练域比当前空间数据流数目所需的多，就能估计出更多的空间维数，将使诸如特征值分解的波束成形成为可能。在这种情况下，将这些 PPDU 称为探测 PPDU。因此，高吞吐量长训练域由一部分或两部分组成。第一部分包括 N_{SS} 个长训练域(LTF)(称为数据-高吞吐量-长训练域)，它们对于 PPDU 的高吞吐量-数据部分的解调是必要的。可选的第二部分(它仅出现在探测 PPDU 中)包含 HT-LTF，它可用来探测额外的空间维数。图 29.11 给出了一个例子。

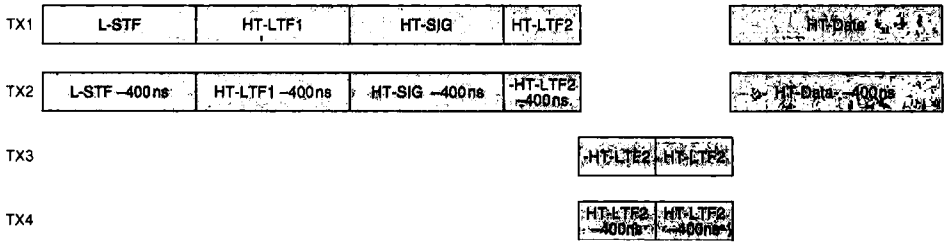


图 29.11　扩展 HT-LTF 的探测 PPDU 的例子

另外一种探测所有空间维数的方法是使用一个无有效载荷数据的 PPDU。这样一个空数据包的前导仅包含数据-高吞吐量-长训练域，但是要选择(名义上的)N_{SS} 个空间数据流，确保能够探测到所有需要的空间维数。

HT-LTF 提供信道状态信息是信号接收所必需的，发射机也用该信息进行适当的预编码(也就是每个子载波产生一个适当的矩阵 **Q**)。发射机可以通过显式反馈，也可以通过信道的互易原理获得信道状态信息。

- 在显式反馈的情况下，接收机确定有效的信道矩阵 $\mathbf{H}_{eff}$(它是矩阵 **Q** 和信道矩阵 **H** 的乘积)或者波束成形矩阵。信道矩阵系数的实部和虚部都被量化为 4，5，6 或 8 比特。这将导致需要反馈的信道矩阵相当大，因此预期需要采用压缩反馈。

- 在隐式反馈中，发射机采用信道互易性获得有关信道的信息。由于所有的传输在同一频率上，信道变化缓慢，所以上行链路和下行链路的信道矩阵几乎相同。但是，这仅在实际的传播信道中成立(从发射机天线连接器到接收机天线连接器)。然而上变频/下变频的射频链不一定是互易的。802.11n 标准因此预见了一个计算一组校准矩阵的过程，在 STA(STA 就是一个接入点或者客户端)的发送端用这个校准矩阵来纠正 STA 中发送和接收链间的幅度和相位的差异。校准矩阵的计算过程需要在非常大的时间间隔来进行，涉及到显式和隐式信道系数的确定；以及能够用来建立校准矩阵的收发间信道差异的确定。

29.4 802.11 无线局域网中的分组传输

IEEE 802.11 定义了 9 种媒体接入控制层服务，其中包括分配、集成、联接、再联接、断开联接、鉴权、结束鉴权、隐私和 MSDU 传输。6 种服务用于支持站点(STA)(802.11 设备的一般描述，包括接入点和客户)之间的 MSDU 传输。3 种服务用于控制 802.11 无线局域网的接入和私密性。每一种服务都由一个或多个 MAC 帧格式支持。IEEE 802.11 媒体接入控制层使用 3 种类型的消息：数据、管理和控制。一些服务由 MAC 管理消息支持，一些由 MAC 数据消息支持。所有的消息通过 IEEE 802.11 MAC 媒体接入方法接入无线媒体(WM)中，接入的方法包括基于竞争和无竞争的信道接入方法：分布式协调功能(DCF)和点式协调功能(PCF)。下面将介绍 802.11 媒体接入控制层的功能及其服务。

29.4.1 通用 MAC 结构

802.11 MAC 使用一种超帧结构，在该超帧中，竞争期(CP)[①]和无竞争期(CFP)交替出现，如图 29.12 所示。超帧被一个称为信标帧的周期性管理帧分开。在竞争期内，使用分布式协调功能信道接入方法，而在无竞争期内，使用点式协调功能信道接入方法。

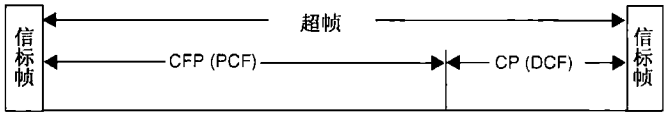


图 29.12 802.11 的超帧结构。引用[IEEE 802.11]©IEEE

802.11 MAC 采用不同的帧间距，称为帧间间隔(IFS)，以控制媒体接入。也就是说，给特定情况下的站点赋予或高或低的优先级。这些帧间间隔分别为(按照从短到长的顺序)：

- 短帧间间隔(SIFS)；
- 优先级帧间间隔(PIFS)；
- 分布式帧间间隔(DIFS)；
- 扩展帧间间隔(EIFS)。

这些间隔的实际值取决于物理层参数。

① 只在这一节用缩写 CP 表示竞争期(而不是循环前缀)。因为只是在讨论 MAC 层，所以不会引起混淆。

29.4.2　帧格式

在所有帧中，MAC 帧格式都由一系列按固定顺序排列的域组成，包括多种类型的控制信息和实际的帧主体。图 29.13 描述了一般的 MAC 帧格式。域地址 2，地址 3，序列控制，地址 4 和帧体仅出现在某些帧类型中。

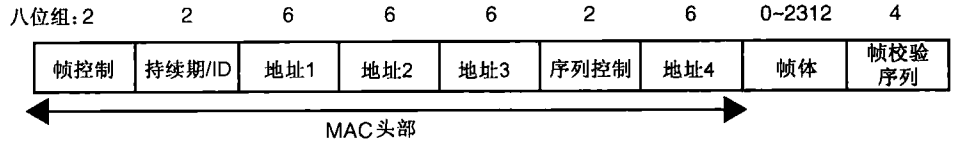


图 29.13　MAC 帧格式(典型的 MPDU)

当下传给 MAC 的 MSDU 太大时，很难在一个数据块中把它传输出去。显然，块错误的概率，也就是块中的某比特出错，会增加该块的持续时间①。每一个块错误都有重传的必要性，而这显然是不希望的。所以，将 MSDU 分段以增加传输的可靠性。当 MSDU 的尺寸超过定义的分段门限值时，就需要进行分段操作。在这种情况下，MSDU 将被分成多段，每一段，即新的 MSDU 的尺寸等于分段的门限值，并且除了最后一个分段外，其他分段中的某个特定域("更多分段"域)被置为'1'。接收站点对每个分段进行独立确认。直到完整的 MSDU 被成功地传输，或收到一个分段的非确认之后，信道才被释放。对于后者，源站点将按照正常的规则重新竞争信道，重传未被确认的分段，以及后面的分段。

29.4.3　分组无线电多址

载波侦听多址

分布式协调功能采用第 17 章介绍的带有碰撞躲避的载波侦听多址(CSMA/CA)，加上一个随机延迟机制。所有的站点必须要支持分布式协调功能。在分布式协调功能模式中，每一个站点在尝试传输之前，先侦听信道是否空闲。如果侦听到信道已经空闲了 DIFS 的时间，那么可以立即开始传输。如果信道被确定为忙，那么站点将延迟，直到当前传输结束。此后，站点将选择一个称为"补偿计时器"的随机数，其范围从 0 到 CW(竞争窗)。这个是站点可以再次尝试传输之前信道释放所需要的时间。每次传输被延迟，竞争窗的值就增加(直到一个极限值)。如果传输不成功，站点就认为发生了碰撞。在这种情况下，竞争窗值会加倍，并且一个新的延迟程序重新开始。这个过程会一直持续，直到传输成功(或被丢弃)。图 29.14 和图 29.15 分别描述了基本的接入方法和延迟程序。

物理的和虚拟的载波侦听功能用来确定信道的状态。当其中任意一个功能指示信道忙时，信道就被认为是忙的，否则被认为是空闲的。物理层提供了物理的载波侦听机制。MAC 提供了虚拟的载波侦听机制。该机制涉及到网络分配向量(NAV)。网络分配向量保存了对媒体中未来流量的预测，该预测是根据所传输的帧中的 DURATION(持续期)字段的信息得到的。

---

① 通常，由于较大的数据块可以采用像高效 LDPC(见第 14 章)之类性能较好的码，所以这个影响可以抵消。但是这与 802.11 中所用的码是不相关的。

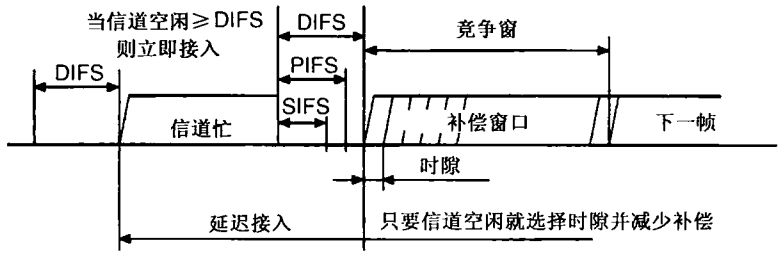


图 29.14 基本接入方法。引自[IEEE 802.11]©IEEE

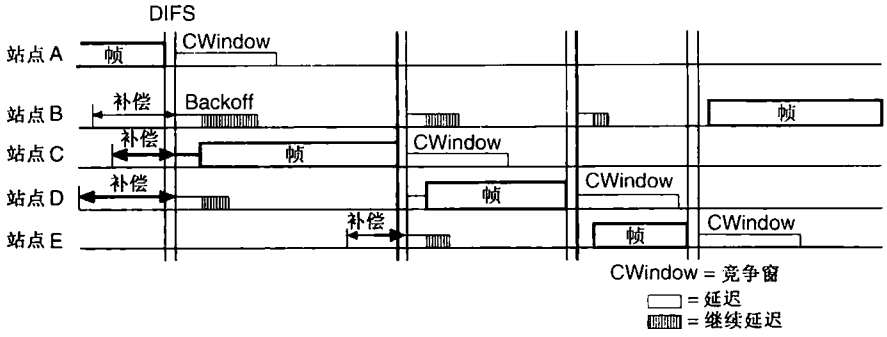


图 29.15 定时补偿程序。引自[IEEE 802.11]©IEEE

轮询

点式协调功能是802.11的可选媒体接入模式。它提供基于轮询的(见第17章)无竞争的帧传输。点协调程序(PC)位于基站(接入点)。所有站点都必然遵从点式协调功能的媒体接入规则，并在每个无竞争期开始就设置它们的网络分配向量。点式协调功能依靠点协调程序完成轮询，并使轮询到的站点无须竞争信道就可以传输数据。当点协调程序轮询到某站点时，该站点只传输一个MPDU，且可以传输到任意目的地。如果传输的数据帧没有依次收到确认信号，该站点并不重传这一帧，直到点协调程序重新轮询到它，或者是它决定在竞争期内重传。图29.16给出了点式协调功能帧传输的一个例子。在每个无竞争期开始时，点协调程序侦听信道，并确认信道在传输信标帧之前的一个PIFS内是空闲的。所有站点根据信标中广播的无竞争期持续时间调整自己的网络分配向量。信标的一个SIFS时间后，点协调程序可以发送一个无竞争轮询(CF-Poll)，或数据，或数据加无竞争轮询。每个被轮询到的站点将获得一个机会，给另一个站点传输数据，或在一个SIFS后给点协调程序发送一个确认响应(也可能加上数据)。

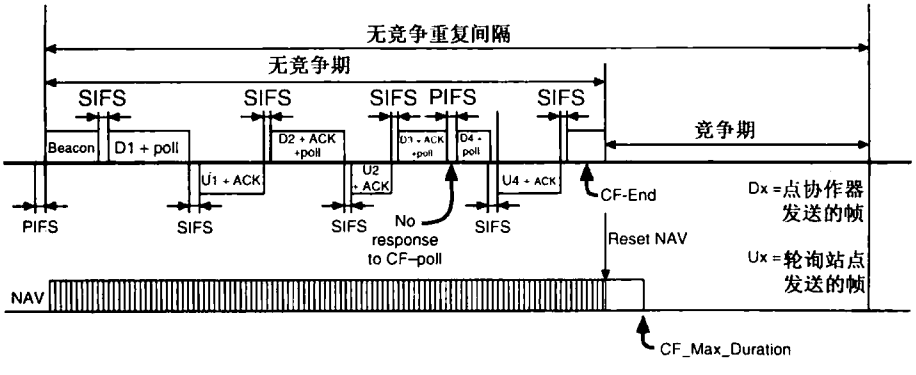


图 29.16 点式协调功能帧传输。引自[IEEE 802.11]©IEEE

如上所述，分布式协调功能和点式协调功能以一种同时操作[1]的方式共存。这两种接入方式交替工作，一个无竞争期后接一个竞争期。因为点式协调功能建立于分布式协调功能的顶部，所以分布式协调功能和点式协调功能在系统中共存时，两者之间并无冲突。所有的站点将必然遵从点式协调功能的媒体接入规则。在无竞争期内，站点将不做任何动作，直到它被轮询到。

29.5　无线局域网的其他选择和未来发展

正如引言提到的，有许多标准用 802.11 命名，但是大多数并没有广泛地流行。其中采用 1 Mbps 的直接序列扩频模式的最初的 802.11 就是一个典型的例子。此外，该标准的跳频模式也从没有流行过。后来，该标准还定义了一种模式用于计算机之间的红外通信；该模式也没有获得足够的流行。而 802.11b 标准在 21 世纪头十年的中期非常流行，与此同时，802.11g 标准替代了 802.11b 的地位。

在前面讨论的各种模式中，我们主要关注这样的无线局域网：有一个接入点，还有众多与该接入点进行联系的客户端。802.11 标准组也建立了点对点通信模式，但这种模式也未得到广泛应用。

我们也提到了由 ETSI 提出的 HIPERLAN 标准。特别要说明的是，尽管 HIPERLAN Ⅱ 的媒体接入控制层是基于时分多址，而不是码分多址的，但它与 802.11a 的物理层非常相像。虽然已经发表了很多关于 HIPERLAN Ⅱ 的研究报告，但是它仍未获得实际的应用，甚至于它早先的支持者也转而使用 802.11a。

802.11 已经开始制定比 802.11n 能提供更高吞吐量的标准。其中一个标准，载波频率大约在 60 GHz，可用的带宽非常大(接近 7 GHz)。由于高的载波频率，衰减大，在视距环境下该方案性能达到最优，或者至少发射机和接收机要在同一个房间内。另一种方案采用通常的微波体制，利用了比 802.11n 中的更先进的多天线技术，或有更多的天线单元，实现了更高的吞吐量。

29.6　WLAN 术语

AC	Access Category	访问类别
AIFS	Arbitration Inter Frame Spacing	仲裁帧间间隔
AP	Access Point	接入点
CAP	Controlled Access Period	受控访问时期
CCK	Complementary Code Keying	补码键控
CFB	Contention Free Burst	无竞争突发
CFP	Contention-Free Period	无竞争时期
CF-Poll	Contention Free poll	无竞争轮询
CP	Contention Period	竞争时期
CSMA/CA	Carrier Sense Multiple Access with Collision Access	带冲突检测的载波侦听多路访问
CW	Contention Window	竞争窗口
DCF	Distributed Coordination Function	分布式协调功能

[1] 在同一个基本服务装置(BBS)内。

DIFS	Distributed Inter Frame Space	分布式帧间间隔
DLP	Direct Link Protocol	直接链路协议
EDCA	Enhanced Distributed Channel Access	增强型分布式信道访问
EIFS	Extended Inter Frame Space	扩展型帧间隔
FCS	Frame Check Sequence	帧校验序列
HCCA HCF	(Hydrid Coordination Function) Controlled Channel Accesss	(混合协调功能的)混合控制信道访问
HC	Hybrid Coordinator	混合协调器
HCF	Hybrid Coordination Function	混合协调功能
HIPERLAN	High PERformance Local Area Network	高性能局域网
IEEE	Institute of Electrical and Electronic Engineers	电气与电子工程师协会
IFS	Inter Frame Space	帧间隔
ISM	Industrial, Scientific, and Medical	工业,科学及医学
MBOA	Multi Band OFDM Alliance	多频带 OFDM 联盟
MPDU	MAC Protocol Data Unit	媒体接入控制协议数据单元
MSDU	MAC Service Data Unit	媒体接入控制服务数据单元
NAV	Network Allocation Vector	网络分配向量
PAN	Personal Area Network	个域网
PC	Point Coordinator	点协调器
PCF	Point Coordination Function	点式协调功能
PIFS	Priority Inter Frame Space	优先帧间隔
PLCP	Physical Layer Convergence Procedure	物理层汇聚协议
PPDU	Physical Layer Protocol Data Unit	物理层协议数据单元
PSDU	Physical Layer Service Data Unit	物理层服务数据单元
QAP	QoS Access Point	服务质量接入点
QoS	Quality of Service	服务质量
QSTA	QoS STAtio	服务质量站
SIFS	Short Infer Frame Space	短帧间间隔
STA	STAtion	站
TC	Traffic Category	业务类别
TS	Traffic Stream	业务流
TXOP	Transmission Opportunity	传输机会
TSPEC	Traffic SPECifications	业务规范
U-NII	Unlicensed National Information Infrastructure	免许可证国家信息基础设施
UP	User Priority	用户优先级

深入阅读

有关 802.11 标准的官方标准文件可在线登陆 www.802wirelessworld.com 查询。O'Hara 和 Petrick[2005]对先前 802.11 版本(802.11,11b, 11a/g)进行了精彩总结, 而 Perahia 和 Stacey [2008]介绍了最近的 802.11n 标准。Doufexi et al.[2002]从历史的角度对 IEEE 802 和 HIPERLAN 进行了有趣的对比。Siriwongpairat and Liu[2007]给出了 WiMedia-MBOA(多频带 OFDM 联盟)的技术说明和规范。Cooklev [2004] 对无线局域网和无线个域网标准进行了对比。

第30章 习 题

贡献者：Peter Almers, Ove Edfors, Hao Feng, Fredrik Floren, Anders Johanson, Johan Karedal, Buon Kiong Lau, Christian Mehlführer, Andreas F. Molisch, Jan Plasberg, Barbara Resch, Jonas Samuelson, Junyang Shen, Andre Stranne, Fredrik Tufvesson, Anthony Vetro, Shurjeel Wyne

第1章：无线业务的应用和需求

1.1 说明以下各项中所提到事件之间的时间跨度：
(a) 从蜂窝原理提出到第一个大范围蜂窝网络的推广应用；
(b) GSM 系统从启动标准化进程到广泛的推广应用；
(c) IEEE 802.11b(WiFi)系统从制定出标准到广泛的推广应用。

1.2 下列系统中，不支持双向传输的(即不是双工或半双工系统)是哪些？
(i) 蜂窝电话；
(ii) 无绳电话；
(iii) 寻呼机；
(iv) 集群无线电；
(v) 电视播送系统。

1.3 假定能以 10 kbps 的速率对语音进行数字化，试比较 10 s 语音信息与 128 字符的寻呼信息在比特数上的差别。

1.4 以下各对系统之间存在概念上的差异吗？
(i) 无线 PABX(专用自动小交换机)和蜂窝系统；
(ii) 寻呼系统和无线局域网；
(iii) 封闭用户群的蜂窝系统和集群无线电。

1.5 要想以非常高的数据速率从移动台向相距很远的基站发送信息，主要存在哪些难点？

1.6 试列举影响无线业务市场占有率的主要因素。

第2章：无线通信的技术挑战

2.1 系统的载波频率对以下两种衰落有影响吗？
(i) 小尺度衰落；
(ii) 阴影衰落。
对于采用低载频和高载频的情形，当移动距离均为 x 时，哪种情形下，接收信号功率的变化更为显著？为什么？

2.2 考虑如下情形：从基站到移动台有一条直接传输路径，而其他的多径分量则由附近山体的反射形成。基站与移动台之间的距离是 10 km，基站与山体之间的距离和移动台与山体之间的距离相同，均为 14 km。直接路径分量和各个反射分量到达接收机的时间应该分布在 0.1 倍的符号间隔内，以避免严重的符号间干扰。满足要求的符号速率是多少？

2.3 为什么低载频较难应用于卫星电视？采用非常高的载频又会存在哪些问题？

2.4 试指出蜂窝电话工作的频率范围，这样的频率范围存在哪些优缺点？

2.5 试列举功率控制的两项好处。

第3章：噪声受限和干扰受限系统

3.1 假定一部接收机由如下部件依次组成：

(i) 天线连接器和馈线，衰减为1.5 dB；

(ii) 低噪声放大器，噪声系数为4 dB，增益为10 dB；

(iii) 单位增益的混频器，噪声系数为1 dB。

求接收机的噪声系数？

3.2 考虑如下系统：发射功率为0.1 mW，发射天线和接收天线都具有单位增益，载波频率为50 MHz，带宽为100 kHz。系统运作于郊区环境。假定为自由空间传播，求距离为100 m处的接收信噪比。当载波频率变为500 MHz及5 GHz时，信噪比将如何变化？为什么5 GHz系统会呈现出明显更低的信噪比(假设接收机噪声系数为5 dB，且与频率无关)？

3.3 考虑全球移动通信系统的上行链路：移动台的发射功率为100 mW，基站接收机的灵敏度为 -105 dBm。基站与移动台之间的距离是500 m。在距离 $d_{break}=50$ m 以内，传播规律服从自由空间传播定律，而对于更远的距离，接收功率近似地按 $(d/d_{break})^{-4.2}$ 规律下降。发射天线增益为 -7 dB，接收天线增益为9 dB。试计算有效的衰落余量。

3.4 具有如下系统技术指标的某无线局域网系统：$f_c=5$ GHz，$B=20$ MHz，$G_{TX}=2$ dB，$G_{RX}=2$ dB，衰落余量为16 dB，路径损耗为90 dB，$P_{TX}=20$ dBm，发射机损耗为3 dB，所需信噪比为5 dB。

可接受的最大射频噪声系数等于多少？

3.5 假定某传播环境具有 $n=4$ 的传播指数。中值和10%十分位之间，以及中值和90%十分位之间的衰落余量各为10 dB。设某系统正常工作所需的信干比为8 dB。要使位于小区边界的移动台在90%的时间里都能获得足够的信干比，提供服务的基站和干扰基站必须相距多远？请按最不利的情况进行估计。

第4章：传播机制

4.1 天线增益通常是由相对于全向天线(在各个方向上的辐射/接收相同)的关系给定的。可以证明这样天线的有效面积为 $A_{iso}=\lambda^2/4\pi$。计算半径为 r 的圆形抛物线天线的增益 G_{par}，其有效面积 $A_e=0.55A$，A 为其展开的物理面积。

4.2 当从地球与地球同步卫星进行通信时，发送端与接收端之间的距离大约为3500 km。假设自由空间损耗的Friis定律是适用的(忽略来自大气的各种效应)，并且站点有增益分别为60 dB(地球)和20 dB(卫星)的抛物面天线，采用11 GHz的载波频率。

(a) 推导发送功率 P_{TX} 和接收功率 P_{RX} 之间的链路预算。

(b) 如果卫星接收机要求最小的接收功率为 -120 dBm，那么在地球站天线要求的发送功率为多大？

4.3 要求设计一个工作于1 GHz，有两个相距90 m的直径为15 m的抛物面天线的系统。

(a) Frii定律能用来计算接收功率吗？

(b) 假设Frii定律有效，计算从发射天线输入到接收天线输出的链路预算。对比 P_{TX} 和 P_{RX} 并评价结果。

(c) 对与4.1题相同的圆形抛物线天线，确定瑞利距离和天线增益 G_{par} 的函数关系。

4.4 发送端距离58 m高的砖墙($\varepsilon_r=4$)有20 m远，而接收端位于墙的另一侧，离墙60 m远。砖墙厚为10 cm并且可认为无损耗。令两者天线均为1.4 m且中心频率为900 MHz。

(a) 考虑TE波，确定经墙传输引起的在接收端的场强 $E_{through}$。

(b) 墙可以看成半无限薄屏，确定经墙绕射引起的在接收端的场强 E_{diff}。

(c) 确定两场强大小的比率。

4.5 若介质1为空气，介质2为介电常数为 ε_r 的无耗介质，说明一个电波从介质1传播到介质2，对TE和TM的反射系数可写为

$$\left.\begin{aligned}\rho_{TM} &= \frac{\varepsilon_r \cos\Theta_e - \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2\Theta_e}}{\varepsilon_r \cos\Theta_e + \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2\Theta_e}} \\ \rho_{TE} &= \frac{\cos\Theta_e - \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2\Theta_e}}{\cos\Theta_e + \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2\Theta_e}}\end{aligned}\right\} \tag{30.1}$$

4.6 电波自空气传播到一种介电常数为 ε_r 的无损耗物质。

(a) 确定导致完全透射波即 $|\rho_{TM}| = 0$ 的角度表达式。对TE波有对应的角度吗?

(b) 假设 $\varepsilon_r = 4.44$，画出TE和TM反射系数幅度。确定 $|\rho_{TM}| = 0$ 的角度。

4.7 经理想的传导地面传播，总的接收场的幅度 E_{tot} 为

$$|E_{tot}(d)| = E(1\text{m})\frac{1}{d}2\frac{h_{TX}h_{RX}}{d}\frac{2\pi}{\lambda} \tag{30.2}$$

证明：如果发送功率为 P_{TX}，发送和接收天线增益分别为 G_{TX} 和 G_{RX}，那么接收功率 P_{RX} 为

$$P_{RX}(d) = P_{TX}G_{TX}G_{RX}\left(\frac{h_{TX}h_{RX}}{d^2}\right)^2 \tag{30.3}$$

4.8 假如有一个天线增益为6 dB的基站和一个天线增益为2 dB的移动台，高度分别为10 m和1.5 m，工作于可认为是理想的传导地面环境。两天线的长度分别为0.5 m和15 cm。基站发送的最大功率是40 W，而移动台的功率为0.1 W。两者的链路(双工)中心频率均为900 MHz，尽管在实际中它们通过一个小的双工距离(频率差)分开。

(a) 假如式(4.24)成立，计算接收天线输出处的可用接收功率(分别为基站天线和移动台天线)，表示为距离 d 的函数。

(b) 对所有有效的距离 d，即式(4.24)成立且满足天线的远场条件，画出接收功率的图。

4.9 以下系统用来对电磁波从基站到移动台的辐射进行估计。考虑基站与移动台之间的通信，二者距离为 d，频带为900 MHz。地面认为是理想传导，天线高度为 $h_{BS} = 10$ m 和 $h_{MS} = 1.5$ m。天线增益分别为 $G_{BS} = 6$ dB 和 $G_{MS} = 2$ dB。在基站与移动台之间的直线上，距移动台3 m且高为 $h_{ref} = 1.5$ m 处，存在一个参考天线(RA)，取来自二者的信号，可以用来测量辐射。参考天线的增益为 G_{ref}。假定式(4.24)不仅可用于描述基站与移动台之间的传输，而且可用于基站与参考天线之间的传输，虽然移动台与参考天线之间的传输因距离短而用Friis定律描述更好。

(a) 假如基站对天线输出处的可用接收功率要求少10 dB，该要求在天线输出处有效，确定如下表达式(为距离 d 和移动台的接收敏感度值 $P_{RX,MS}^{min}$ 的函数)：

(i) 基站要求的发送功率 $P_{TX,BS}$。

(ii) 移动台要求的发送功率 $P_{RX,BS}$。

(iii) 来自基站的参照天线的接收功率 $P_{RX,ref}^{BS}$。

(iv) 来自移动台的参照天线的接收功率 $P_{RX,ref}^{MS}$。

(b) 利用(a)中的表达式确定按dB计算的 $P_{RX,ref}^{MS}$ 和 $P_{RX,ref}^{BS}$ 之差，其为 d 的函数。画出 d 为50～5000 m时的结果。

4.10 如图30.1所示，用高为2 m的天线从高楼的一侧到另一侧进行通信。将高楼转换为一系列半无限屏，利用Bullington方法计算由绕射引起的在接收天线处的场强，其中

(a) $f = 900$ MHz;

(b) $f = 1800$ MHz;

(c) $f = 2.4$ GHz。

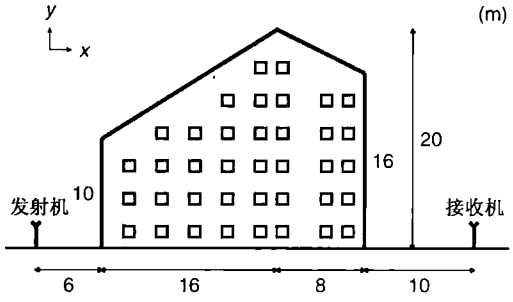


图 30.1 习题 4.10 的几何结构

4.11 推导 TE 和 TM 波的反射和透射系统。提示：在交界面处对平行和垂直场使用连续性条件。

第 5 章：无线信道的统计描述

5.1 一个以 25 m/s 的速度运行的移动接收机接收以下两个多径分量：

$$\left.\begin{aligned} E_1(t) &= 0.1\cos[2\pi\cdot 2\cdot 10^9 t - 2\pi\nu_{\max}\cos(\gamma_1)t + 0]\mathrm{V}\cdot\mathrm{m}^{-1} \\ E_2(t) &= 0.2\cos[2\pi\cdot 2\cdot 10^9 t - 2\pi\nu_{\max}\cos(\gamma_2)t + 0]\mathrm{V}\cdot\mathrm{m}^{-1} \end{aligned}\right\} \quad (30.4)$$

假定接收机的移动方向与第一个分量的传播方向相反，而正好在第二个分量的传播方向上。计算在时刻 $t=0$，0.1 s 和 0.2 s 时接收天线处每单位面积的功率。计算在此区间内每单位面积接收到的平均功率。

提示：每单位面积的功率由平均坡印廷矢量的幅度给出，$S_{avg}=\frac{1}{2}\cdot\frac{E^2}{Z}$，这种平均是在电场的一个周期内进行的。$E$ 为总的电场强度的振幅且对空气 $Z_0=377\ \Omega$。

5.2 证明含有较大的莱斯因子的莱斯分布，$K_r=\frac{A^2}{2\sigma^2}$，可以通过均值为 A 的高斯分布来近似。

5.3 设计一个符合以下规格的移动通信系统。在小区边缘(离基站最大距离)，瞬时接受幅度 r 在 90% 的时间内不能比规定值 r_{min} 低 10%。信号经历小尺度瑞利衰落和 $\sigma_F=6$ dB 的大尺度对数正态衰落。找到系统工作所需的衰落余量。

5.4 无线电系统通常以这样的方式规定：接收端应能够处理接收信号上一定量的多普勒扩展，而在性能上没有太大损失。假定只有移动接收端移动，并且测量时的最大多普勒扩展取为最大多普勒偏移的两倍。进一步，假定正在设计一个移动通信系统，可以同时工作于 900 MHz 和 1800 MHz。

(a) 如果目标在于使终端在以 200 km/h 移动时系统能够通信，它能够处理的最大多普勒扩展为多大？

(b) 如果设计的系统使用 900 MHz 频带时能够工作于 200 km/h，如果使用 1800 MHz 频带则能在多大的最大速度上通信(假定限定同样的多普勒扩展)？

5.5 假如，在特定的距离上，有确定性的 127 dB 传播损耗与大尺度衰落，该衰落为 $\sigma_F=7$ dB 的对数正态分布。

(a) 如果系统设计成可处理的最大传播损耗为 135 dB，那么在此特定距离上的中断概率(由大尺度衰落引起)为多大？

(b) 以下的选项中哪些可以用来降低系统中断概率，并且为什么它们能/不能采用？

(i) 增大发送功率；

(ii) 降低确定的路径损耗；

(iii) 更换天线；

(iv) 降低 σ_F；

(v) 建立一个更好的接收站。

5.6 假定一个瑞利衰落环境中，接收端的敏感度水平由信号幅度 r_{min} 给出，那么中断概率是 $P_{out}=\Pr\{r\leqslant r_{min}\}=\mathrm{cdf}(r_{min})$。

(a) 考虑到信号幅度的平方 r^2 通过关系式 $C=K\cdot r^2$ 正比于瞬时接收功率 C，其中 K 为正的常数，试确定中断概率的表达式，以接收站的敏感度值 C_{min} 和平均接收功率来表达 $\overline{C}$。

(b) 衰落余量(对衰落的保护水平)表示为

$$M=\frac{\overline{C}}{C_{\min}} \tag{30.5}$$

或(按 dB 计)

$$M_{\mathrm{dB}}=\overline{C}_{\mathrm{dB}}-C_{\min\,\mathrm{dB}} \tag{30.6}$$

确定需要的衰落余量的闭式表达式，其为中断概率 P_{out} 的函数。

5.7 对在瑞利衰落环境下 P_{out} 达 5% 的中断概率，假定可以使用近似式：

$$P_{\mathrm{out}}=\Pr\{r\leqslant r_{\min}\}\approx\frac{r_{\min}^2}{2\sigma^2} \tag{30.7}$$

其中，r_{min} 是接收站的敏感度水平。

(a) 当采用上述近似式时，确定以 dB 计的接收机所需衰落余量的闭式表达式和中断概率 P_{out} 的函数关系。用 $\widetilde{M}_{\mathrm{dB}}$ 表示得到的衰落余量的近似结果。

(b) 当中断概率 $P_{out}\leqslant 5\%$ 时，确定估计值 $\widetilde{M}_{\mathrm{dB}}$ 与 M_{dB} 确切值之间的最大误差。

5.8 在某些情况下，接收信号幅度 r 的“均值”不只可通过 $\overline{r^2}$ 值来表达，即不必以正比于平均接收功率的方式。在传播测量中发现的常用值是中值 r_{50}，即表示信号 50% 的时间低于该值，50% 的时间高于该值。现在假设有一个由瑞利分布描述的小尺度衰落。

(a) 给定接收信号的中值 r_{50} 时，导出 $\mathrm{cdf}(r)$ 的表达式。

(b) 导出以 dB 计的所需衰落余量的表达式(对于某一 P_{out})，用与 $\overline{r^2}$(平均功率)和与 r_{50}^2 的关系来表示。称这些衰落余量为 $M_{\mathrm{mean|dB}}(P_{out})$ 和 $M_{\mathrm{median|dB}}(P_{out})$。

(c) 比较 $M_{\mathrm{mean|dB}}(P_{out})$ 和 $M_{\mathrm{median|dB}}(P_{out})$ 的表达式并试着找出它们之间的简单关系。

5.9 对于瑞利衰落，推导以衰落余量 $M=\overline{r^2}/r_{min}^2$[而不是参数 Ω_0 和 Ω_2，对比式(5.49)和式(5.50)]来表达电平通过率 $N_r(r_{min})$ 和平均衰落持续时间 $\mathrm{ADF}(r_{min})$。

5.10 假定要设计基站与移动台之间的最大距离为 5 km 的无线系统，基站天线高为 20 m，移动台天线高为 1.5 m。选择的载波频率为 450 MHz 且环境为相当平坦与开阔的地区。对于这种特殊条件，可采用一种称为 Egli 模型的传播模型，除了理论模型预测的地平面的传播损耗之外，附加的传播损耗为

$$\Delta L_{|\mathrm{dB}}=10\log\left(\frac{f_{|\mathrm{MHz}}^2}{1600}\right) \tag{30.8}$$

该模型仅在距离小于无线地平线时有效：

$$d_{\mathrm{h}}\approx 4100\left(\sqrt{h_{\mathrm{BS|m}}}+\sqrt{h_{\mathrm{MS|m}}}\right)_{|\mathrm{m}} \tag{30.9}$$

传播损耗的计算值是中值。窄带链路将受到 $\sigma_F=5$ dB 的大尺度衰落和小尺度衰落的影响。另外，对于移动台(天线输出处)，存在 $C_{\mathrm{min|dBm}}=-122$ 的接收站的敏感度水平。基站与移动台均配有增益为 2.15 dB的半波偶极天线。

(a) 得出下行链路，即从基站到移动台的链路的链路预算。从输入功率 $P_{\mathrm{TX|dB}}$ 到天线，然后通过预算在移动台天线输出处到达接收中值功率 $C_{\mathrm{median|dB}}$。那么，在 $C_{\mathrm{median|dB}}$ 和 $C_{\mathrm{min|dB}}$ 之间存在一个衰落余量 $M_{|\mathrm{dB}}$。

(b) 如果瞬时接收功率低于 $C_{\mathrm{min|dB}}$ 的时间不超过 5%，系统被认为是可工作的(有覆盖)。计算由于小尺度衰落所需的衰落余量。

(c) 我们希望系统有95%的边缘覆盖，即在95%的最大距离 d_{max} 位置处系统可用。计算为满足该要求，由于大尺度衰落所要求的衰落余量。

(d) 将(b)和(c)中得到的衰落余量相加得到一个总的衰落余量 M_{1dB}，插入链路预算中，计算所需的发送功率 P_{TX1dB}。注意，传播模型给出的是中值，如需要应进行必要的补偿。

注：将(b)和(c)中的衰落余量相加给出的并非最小的可能衰落余量。事实上系统被计算得稍微偏大，但比将两者的衰落特征统计结合要简单得多(给出 Suzuki 分布)。

5.11 考虑一个简单的干扰受限系统，包括两个发射站发射机 A 和发射机 B，天线高度均为 30 m，相距 40 km。它们以相同的功率发射，$\lambda/2$ 使用相同的全向半波偶极天线并且采用相同的 900 MHz 频率。发射机 A 向位于发射机 B 方向上的距离为 d 的接收机 A 发送信号。来自发射机 B 的发射干扰接收机 A 的接收，接收机 A 需要一个平均的(小尺度平均)的载扰比 $(C/I)_{min}=7$ dB。接收机 A 的输入信号(有用的和干扰的)均受到独立的9 dB 的对数正态大尺度衰落。环境的传播指数为 $\eta=3.6$，即接收功率以 $d^{-\eta}$ 下降。

(a) 确定要使载扰比不小于 $(C/I)_{min}$ 的概率为99%所需的衰落余量。

(b) 利用(a)中的衰落余量，确定发射机 A 和接收机 A 之间的最大距离 d_{max}。

(c) 通过研究这些公式，如果发射机 A 和发射机 B 之间相距 20 km，你能快速给出最大距离 d_{max}(定义如上)会怎样的答案吗?

第6章：宽带和方向性信道的特性

6.1 解释扩展函数和散射函数之间的不同之处。

6.2 举出包含于时频相关函数 $R_H(\Delta t, \Delta f)$ 中的信息有用的例子。

6.3 假如根据图6.6测得的冲激响应可近似认为是平稳的。而且，将功率时延谱近似为包含两个簇，每个在线性尺度上呈指数衰减含有线性幂指数衰减，即

$$P(\tau)=\begin{cases} a_1 e^{-b_1\tau}, & 0\leqslant\tau\leqslant 20\,\mu s \\ a_2 e^{55.10^{-6}-b_2\tau}, & 55\,\mu s\leqslant\tau\leqslant 65\,\mu s \\ 0, & 其他 \end{cases} \tag{30.10}$$

首先，找到系数 a_i 和 b_i，然后计算时间积分功率、平均均值时延和平均均方根时延扩展，都在式(6.37)至式(6.39)中给出。如果相关带宽用

$$B_{coh}\approx\frac{1}{2\pi S_\tau} \tag{30.11}$$

近似，其中 S_τ 是均方根时延扩展，系统的带宽为 100 kHz，那么应将该信道归为平坦的还是频率选择性的?利用图6.4来论证你的答案。

6.4 如6.5.5节所述，全球移动通信系统有一个4个符号长度对应16 μs 的均衡器，即在该窗口内到达的多径分量可以被接收端处理。利用习题6.3中的近似，对于图6.6中的测试数据，针对持续时间为16 μs 且起始于 $t_0=0$ 时刻的窗计算干扰因子。首先对习题6.3中指定的整个功率时延谱进行计算，然后忽略所有在20 μs 后到达的分量再进行计算，比较二者的结果。

6.5 相干时间 T_c 给出信道多长时间可认为是恒量的测度，可以用多普勒扩展的倒数来近似。根据图6.7求得相干时间的估计值。

6.6 在无线通信系统中，必须将符号传输流分成分组，也称为帧。在每一帧中经常插入能被接收端识别的符号，即所谓的导频符号。通过这种方式，接收端估计信道的当前值，并且这样可以进行相关检测。所以，接收端在让每一帧通过帧的第一个符号时被告知信道增益，并假定接收端相信该值对于整个帧都有效。利用习题6.5的相干时间定义并假设为 Jacks 多普勒频谱，估计使信道在整个帧中为恒定的假设仍有效的接收端的最大速度。令帧长为4.6 ms。

6.7 在码分多址系统中，信号通过将传输符号乘以一系列短脉冲，亦称为码片，扩展到一个大的带宽上。这样，系统的带宽由码片的持续时间决定。如果码片的持续时间为 0.26 μs 并且最大超出时延为 1.3 μs，那么多径分量落入多少个时延片？如果最大超出时延为 100 ns，那么该码分多址系统是宽带的还是窄带的？

第7章：信道模型

7.1 试给出对数正态分布的物理解释(是否现实?)。

7.2 假设在计算一个中等规模城市的传播损耗，其中基站天线高度为 $h_b = 40$ m。移动台高度为 $h_m = 2$ m。发射载频为 $f = 900$ MHz，且两者之间的距离为 $d = 2$ km。

(a) 运用自由空间衰减公式 L_{Oku} 并结合 Okumura 测量(见图 7.12 和图 7.13)计算各向同性天线之间的预测传播损耗。

(b) 运用 Hata 提供的 Okumura 测量的参数 L_{O-H}，即运用 Okumura-Hata 测量模型，计算各向同性天线之间的预测传播损耗。

(c) 比较计算结果。如果它们之间存在差异，你认为是由什么造成的，显著吗？

7.3 假设在一个中等规模城市环境下计算载频为 $f_0 = 1800$ MHz 时的传播损耗，城市中的建筑物等间隔，高度为 $h_{Roof} = 20$ m，建筑物之间的距离为 $b = 30$ m，街道宽度为 $w = 10$ m。我们感兴趣的传播损耗在一个高为 h_b 的基站与一个高为 $h_m = 1.8$ m 的移动台之间，两者距离为 $d = 800$ m。移动台位于街道上与入射波方向成夹角 $\varphi = 90°$。这种情况下 COST 231-Walfish-Ikegami 模型是合适的选择。

(a) 检验所给的参数是否在该模型的有效范围内。

(b) 在基站的天线比屋顶高 3 m，即 $h_b = 23$ m 时，计算传播损耗。

(c) 在基站的天线比屋顶低 1 m，即 $h_b = 19$ m 时，计算传播损耗，并指出与(b)的不同。

7.4 在评价全球移动通信系统时，由于设计时考虑接收端经历不同的时延，所以需要一个宽带模型。COST-207 模型是为全球移动通信系统的评估而设计的。

(a) 运用文中的表 7.3 至表 7.6 画出抽头延迟线模型实现郊区(RA)、典型城区(TU)、差的城区(BU)和山区(HT)情况的功率时延谱。用 dB 刻度表示功率，用同一尺度标注四幅图的时延轴，以便能够比较 4 种功率时延谱。

(b) 用 $d_i = c\tau_i$ 将时延转换成路径长度，其中 c 为光速，并在(b)中所绘的图中标记出这些路径长度。利用这些路径长度，试着解释 4 种情景(功率从这里产生)的功率分布。

7.5 对于 COST-207(为全球移动通信系统评估而创建)，

(a) 求出 COST-207 环境下的郊区和典型城区的均方根时延扩展。

(b) 郊区和典型城区信道的相干带宽是多少？

(c) 两个不同的功率时延谱函数能否有相同的均方根时延扩展？

7.6 天线阵元之间的相关性取决于角功率谱、阵元响应和阵元间隔。一个天线阵包含两个相距为 d 的全向阵元，它处在方位角功率谱为 $f_\phi(\phi)$ 的信道中。

(a) 推出相关性的表达式。

(b) [MATLAB]如果接收信号中有 100 个在 $(0, 2\pi)$ 上均匀分布的多径分量，画出不同天线间隔的两阵元间相关系数。

第8章：信道探测

8.1 假设用一个简单的直接射频脉冲信道探测器产生一系列窄探测脉冲信号。各脉冲的持续时间 $t_{on} = 50$ ns，脉冲重复周期为 20 μs。试确定：

(a) 可以由该系统测量的最小时延;

(b) 可以确定性测量的最大时延。

8.2 当无线传播信道可视为一个线性系统时,为什么能用 m 序列(伪噪声码序列)来进行信道探测?提示:详细描述白噪声的自相关和互相关特性,然后讨论它与伪噪声序列的相似之处。

8.3 最大长度序列(m 序列)由一个线性反馈移位寄存器(LFSR)来产生,该寄存器的存储单元与模2加法器之间具有特定的许可连接。图30.2中给出的线性反馈移位寄存器具有 $m=3$ 个存储单元,按图30.2所示的反馈连接就可以产生一个 m 序列。试确定以下内容:

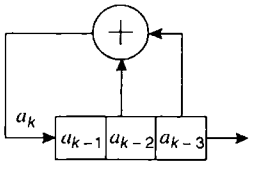


图30.2 最大长度LFSR序列生成器

(a) 该 M_c 序列的周期;

(b) 完整的 m 序列 $\{C_m\}$,设存储单元初始化为 $a_{k-1}=0$, $a_{k-2}=0$, $a_{k-3}=1$。

8.4 自相关度量的是一个序列与其自身的平移副本之间的相似程度。若将 ±1 序列 $\{\acute{C}_m\}$ 定义为 $\acute{C}_m=1-2C_m$,其中 $\{C_m\}\in(0,1)$ 是一个 m 序列,则自相关函数 $R_{\acute{C}_m}(\tau)$ 定义为

$$R_{\acute{C}_m}(\tau)=\frac{1}{M_c}\sum_{m=1}^{M}\acute{C}_m\acute{C}_{m+\tau}=\begin{cases}1, & \tau=0,\pm M_c,\pm 2M_c,\cdots\\ -\frac{1}{M_c}, & \text{其他}\end{cases} \tag{30.12}$$

该自相关函数还具有周期性。假定码波形 $p(t)$ 是序列 $\{\acute{C}_m\}$ 的等效方波形式,且脉冲持续时间为 T_c,就可以针对所有的 τ 值来确定自相关函数。

(a) 在 $T_c=1$, $M_c=7$ 的情况下,画出自相关函数, $-8\leqslant\tau\leqslant8$ 。

(b) 忽略系统噪声的影响,系统在多大的动态范围内可以检测到接收信号?

8.5 在一个STDCC系统中,可测量的最大多普勒频移由下式给定:

$$\nu_{\max}=\frac{1}{2K_{\text{scal}}M_cT_c} \tag{30.13}$$

设 $K_{\text{scal}}=5000$, $M_c=31$, $T_c=0.1\ \mu$s,且载频为900 MHz,试确定以下参量:

(a) 移动台的最大容许速率;

(b) 可测量的最大时延;

(c) 如果将 m 序列的长度增加到 $M_c=63$,上述参量会发生什么样的变化?

8.6 如图30.3所示,平面波从两个独立的发射源投射至一个均匀线性阵列上。该阵列由4个各向同性的天线单元组成,各单元之间的距离为 $\lambda/2$,λ 为载波波长。以下针对两种不同的情况给定了阵列输出的协方差矩阵,试确定每种情况下两束波的入射角度,假定采用传统的(即 Fourier-Bartlett)波束成形。

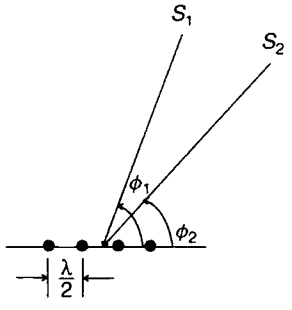


图30.3 平面波 S_1 和 S_2 投射至一个4单元的均匀线性阵列。传播方向由垂直于波阵面的箭头来指示

(a)

$$\mathbf{R}_{rr}=\begin{bmatrix}1.2703 & 0.3559+0.6675\text{i} & 0.4215-0.1392\text{i} & 0.9818+0.7086\text{i}\\ 0.3559-0.6675\text{i} & 1.3252 & 0.3489+0.6493\text{i} & 0.4805-0.1864\text{i}\\ 0.4215+0.1392\text{i} & 0.3489-0.6493\text{i} & 1.2475 & 0.3314+0.5787\text{i}\\ 0.9818-0.7086\text{i} & 0.4805+0.1864\text{i} & 0.3314-0.5787\text{i} & 1.2344\end{bmatrix} \tag{30.14}$$

(b)

$$\mathbf{R}_{rr}=\begin{bmatrix}0.9198 & 0.2125+0.7644\mathrm{i} & -0.5295+0.1202\mathrm{i} & 0.1355-0.5488\mathrm{i}\\ 0.2125-0.7644\mathrm{i} & 0.8957 & 0.1661+0.7244\mathrm{i} & -0.5104+0.0526\mathrm{i}\\ -0.5295-0.1202\mathrm{i} & 0.1661-0.7244\mathrm{i} & 0.8323 & 0.1444+0.6853\mathrm{i}\\ 0.1355+0.5488\mathrm{i} & -0.5104-0.0526\mathrm{i} & 0.1444-0.6853\mathrm{i} & 0.8283\end{bmatrix} \tag{30.15}$$

8.7 采用附录 8. A(www. wiley. com/go/molisch)中描述的 ESPRIT 算法重新计算习题 8.6 所论及的估计问题。

8.8 假定在一个时间间隔 t_{meas} 期间，可以测量到某频率平坦信道冲激响应的 M 个样本，在该时间间隔内假定信道是时不变的。另外，还假定这些样本中的测量噪声是独立同分布的，它们的均值为 0，方差为 σ^2。试证明通过对冲激响应的 M 个样本取平均可使信噪比增强至 M 倍。

第 9 章：天线

9.1 全球移动通信系统 900 MHz 基站的输出功率为 10 W；小区位于郊区环境中，当与基站之间的距离超过 300 m 时，路径衰减指数为 3.2。在其附近不存在用户的情况下，由移动台测得的小区覆盖半径为 37 km。当图 9.1 中的中值用户①将手机紧贴于头部时，计算小区覆盖半径将会减小为多少？

9.2 针对 2.4 GHz 的 WiFi 天线，在 PDA(个人数字助理)上绘制出可能的天线安置方式。假定这部天线为微带(贴片)天线，其有效介电常数 $\varepsilon_r=2.5$。务必做到用户手部影响的最小化。

9.3 某螺旋天线，其螺旋间距 $d=5$ mm，工作于 1.9 GHz。计算使极化形式成为圆极化的天线直径 D。

9.4 某天线方向图为

$$G(\phi,\theta)=\sin^n(\theta/\theta_0)\cos(\theta/\theta_0) \tag{30.16}$$

其中 $\theta_0=\pi/1.5$。试回答并计算：

(a) 3 dB 波束宽度；

(b) 10 dB 波束宽度；

(c) 方向因子；

(d) 当 $\theta_0=\pi/1.5$，$n=5$ 时，再次计算(a)、(b)和(c)的值。

9.5 计算半波长缝隙天线的输入阻抗，假定电流呈均匀分布。提示：天线 A② 与其互补天线 B(天线 A 结构中有空气的部分，互补天线中的相应部分则由金属构成；天线 A 结构中有金属的部分，互补天线中的相应部分则由空气组成③)的输入阻抗由下式联系起来：

$$Z_A Z_B=\frac{Z_0^2}{4} \tag{30.17}$$

其中，Z_0 为自由空间阻抗，$Z_0=377\ \Omega$。

9.6 设发射天线为垂直的 $\lambda/2$ 偶极子，接收天线为垂直的 $\lambda/20$ 偶极子。

(a) 发射机和接收机处的辐射电阻各等于多少？

(b) 设损耗电阻 $R_{ohmic}=10\ \Omega$，则辐射效率是多少？

9.7 假设天线阵列有 N 个单元，所有单元具有相同的接收幅度，且相位偏移为

$$\Delta=-\frac{2\pi}{\lambda}d_a \tag{30.18}$$

(a) 轴向辐射增益是多少？

---

① median user，指的是其衰落状态由衰落中值给定的用户。——译者注

② 面上切割有窄缝隙的无限大金属面所构成的天线称为缝隙天线，半波长缝隙天线的缝隙长度为半个波长，缝隙宽度一般很小，即远小于波长。——译者注

③ 半波长缝隙天线的互补天线就是半波长偶极子。——译者注

(b) 如果

$$\Delta = -\left[\frac{2\pi}{\lambda}d_a + \frac{\pi}{N}\right] \tag{30.19}$$

则轴向辐射增益是多少?

第 10 章: 无线通信链路结构

10.1 一个定向耦合器的方向性为 20 dB, 插入损耗为 1 dB, 耦合损耗为 20 dB, 所有端口(标称阻抗为 $Z_0 = 50\ \Omega$)的反射系数为 0.12, 主支路的相移为 0, 耦合支路的相移为 $\pi/2$, 隔离支路的相移为 0,

(a) 计算该定向耦合器的 S 矩阵。

(b) 此定向耦合器是无源、互易和对称的吗?

10.2 将一个输入阻抗为 $Z = 70 - 85j\Omega$ 的天线与一个电感 L 串联进行变换, 天线的工作频率为 250 MHz,

(a) 如果 $L = 85$ nH, 那么变换后的阻抗为多少?

(b) 要使变换后的阻抗为实数, L 应如何取值?

10.3 增益分别为 G_1 和 G_2, 噪声系数分别为 F_1 和 F_2 的两个放大器级联, 试证明: 为了使总的噪声系数最小, 应把能使式(30.20)取较小值的放大器放在第一级:

$$M = \frac{F - 1}{1 - 1/G} \tag{30.20}$$

10.4 在自动增益控制器中, 通常采用二极管测量接收功率, 并假定输出(二极管的电流)与输入的平方(电压)呈正比, 但其实际特性采用下面的指数函数表示更准确:

$$i_D \exp(U/U_t) - 1 \tag{30.21}$$

其中, 电压 U_t 是常数, 只有在低电压时, 此函数关系可近似表示为二次函数形式。

(a) 证明: 二极管电流中包括直流成分。

(b) 二极管产生的谱成分有哪些? 如何消除这些谱线?

(c) 如果要求测量功率的误差(由于理想二次特性和指数特性之间的差异)保持在 5% 以下, 那么二极管的最大电流是多少?

10.5 一个放大器的三次特性为

$$U_{out} = a_0 + a_1 U_{in} + a_2 U_{in}^2 + a_3 U_{in}^3 \tag{30.22}$$

在输入端加两个正弦信号(频率分别为 f_1 和 f_2), 功率都为 -6 dBm。在输出端, 测量到所需信号(f_1 和 f_2)的功率为 20 dBm, 三阶互调产物(在 $2f_2 - f_1$ 和 $2f_1 - f_2$)的功率为 -10 dBm。交叉点是多少? 换句话说, 输入信号电平为多大时, 可使互调产物和所需信号电平相同?

10.6 采用线性模数转换器对接收到的锯齿波进行量化,

(a) 如果要求量化噪声(量化后的接收信号与理想信号之差)分别在 10 dB, 20 dB 和 30 dB 以下, 那么最少需要多少个量化电平?

(b) 当自动增益控制处于不良工作状态, 使接收信号的峰值幅度仅为模数转换器能够量化的最大幅度的一半时, 结果将如何变化?

第 11 章: 调制

11.1 全球移动通信系统和增强型数字无绳电话都采用高斯最小频移键控, 但用到的高斯滤波器不同, 前者中 $B_G T = 0.3$, 后者中 $B_G T = 0.5$。采用较大的时间带宽积的优点是什么? 全球移动通信系统中为什么采用较小的时间带宽积?

11.2 推导正交二进制频移键控的最小频率间隔。

11.3　在 EDGE 标准(GSM 网中的高速数据传输)中采用了$\frac{3\pi}{8}$-8-PSK，画出这种调制方式对应的信号空间图。包络平均值和最小值之间的比值是多少？为什么不能使用$\frac{\pi}{4}$-8-PSK？

11.4　最小频移键控可以解释为具有特定脉冲波形的偏移正交幅度调制。用这种解释证明最小频移键控为恒包络调制。

11.5　对于下面两个函数($0 < t < T$)

$$f(t) = \begin{cases} 1, & 0 < t < T/2 \\ -2, & T/2 < t < T \end{cases} \tag{30.23}$$

和

$$g(t) = 1 - (t/T) \tag{30.24}$$

(a) 使用 Gram-Schmidt 正交化方法寻找一个扩展函数集。

(b) 找出信号空间图中$f(t)$和$g(t)$对应的点，并找出在$0 < t < T$时取值为 1 的函数。

11.6　画出图 11.6 中比特序列对应的差分编码二进制相移键控的$p_D(t)$曲线。

11.7　找出 64-QAM 的平均信号能量与信号空间图中各点距离之间的关系。

11.8　一个系统能够在 1 MHz 带宽内以尽可能高的数据速率传输，可以允许 -50 dBm 的带外辐射，传输功率通常为 20 W。采用带有$\alpha = 0.35$的平方根升余弦滤波器的最小频移键控或者二进制相移键控是否更好？注意：本题仅考虑频谱效率，忽略了诸如信号峰平比等其他因素。

第 12 章：解调

12.1　在一个静态环境中，考虑两个很高的定向天线之间的点对点无线链路。天线增益为30 dB，距离损耗为 150 dB，接收机的噪声系数为 7 dB。符号率为 20 M 符号/秒，且使用奈奎斯特采样。无线链路可视为无衰落的加性高斯白噪声信道。当最大误比特率为10^{-5}时，所需的发射功率是多少(忽略发送端和接收端的功率损耗)？

(a) 使用相干检测二进制相移键控、频移键控、差分检测二进制相移键控或非相干检测频移键控。

(b) 对于格雷编码相干检测正交相移键控，推导出精确的误比特率和误符号率表达式。正交相移键控信号可以看成两个反相信号的积分。

(c) 如果使用格雷编码正交相移键控，所需的发射功率是多少？

(d) 在(c)中使用差分检测格雷编码正交相移键控时，提高误比特率的代价是什么？

12.2　利用全联合边界法确定高阶调制误比特率的上限。

(a) 使用全联合边界法计算格雷编码正交相移键控的误比特率的上界。

(b) 当用(a)中的方法所得的误比特率的上界与精确表达之间的差值小于10^{-5}时，E_b/N_0的范围是多少？

12.3　如图 30.4 所示 8-AMPM 调制，用d_{min}表示的平均符号能量(假设所有信号等概率出现)是多少？求误比特率的最相邻联合边界？

12.4　利用最相邻联合边界法近似计算高阶调制的误比特率。

(a) 用最相邻联合边界近似计算图 30.5 所示 8-PSK 的误比特率的上界。

(b) 用最相邻联合边界近似计算图 30.6 所示格雷编码 8-PSK 的误比特率的上界，当误比特率为10^{-5}时，格雷编码的近似增益是多大？

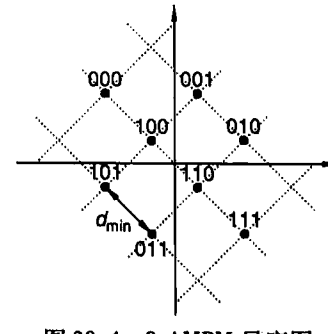


图 30.4　8-AMPM 星座图

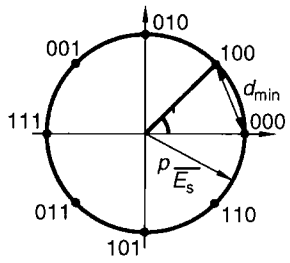


图 30.5 8-PSK 星座图

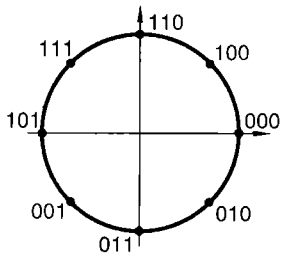


图 30.6 格雷编码 8-PSK

12.5 用 MATLAB 编程得到格雷编码正交相移键控及 8-PSK 的误比特率仿真结果，其中 E_b/N_0 的取值范围为[0, 15 dB]。在哪个区域内误比特率的最相邻联合边界(参考习题 12.3)较为紧凑?

12.6 计算格雷编码 16-QAM 的最相邻联合边界。假设误比特率不能超过 10^{-5}，为实现最大数据速率，在正交相移键控及 16-QAM 两种调制方案之间自适应转换，则 E_b/N_0 的取值范围是多少?

12.7 假设使用 M 进制正交信号。基于联合边界，当 $M\to\infty$ 时，要实现完全无差错传输，所需 E_b/N_0 的最小值是多少?

12.8 考虑习题 12.1 中提到的点对点无线链路。如果信道为平坦瑞利衰落，为保证误比特率最大为 10^{-5}，发射功率应增大多少?

(a) 使用相干检测二进制相移键控，频移键控、差分相移键控及非相干频移键控。

(b) 若为 Ricean 信道，$K_r=10$，且采用差分相移键控，发射功率需增加多少? 当 $K_r\to 0$ 时，结果如何?

12.9 考虑移动无线链路，载波频率 $f_c=1200$ MHz，比特率为 3 kbps。要求最大误比特率是 10^{-4}，调制形式为差分检测的最小频移键控。最大发射功率是 10 dBm，天线增益 5 dB，接收机的噪声系数为 9 dB。

(a) 假设信道是平坦瑞利衰落，基站和移动台高度分别是 40 m 和 3 m。根据 Okumra-Hata 路径损耗模型，在郊区环境中小区半径可达到多少?

(b) 假设信道是频率色散瑞利衰落信道，可用典型的 Jakes 多普勒频谱来表征。由频率色散引起的最小误比特率为 10^{-5}时，移动终端的最大速度是多少?

12.10 考虑一个采用最小频移键控调制的移动无线系统，比特率为 100 kbps。该系统用来传输高达 1000 字节的 IP 包。包错误率不超过 10^{-3}(不使用自动重传请求方式)。

(a) 移动无线信道所允许的最大平均时延扩展是多少?

(b) 对于移动通信系统，在室内、城区和农村环境中，平均时延扩展的典型值分别是多少?

第 13 章：分集

13.1 为了说明分集的作用，考虑二进制相移键控和最大比值合并的平均误比特率，由式(13.35)近似给出。假设平均信噪比为 20 dB。

(a) 计算接收天线 $N_r=1$ 的平均误比特率。

(b) 计算接收天线 $N_r=3$ 的平均误比特率。

(c) 计算在单天线系统中，为了达到与三天线系统在 20 dB 信噪比时同样的误比特率所需的信噪比。

13.2 假设对于一个瑞利衰落环境下的接收机，可以额外增加一副或两副天线，经历非相关衰落。考虑两种分集方式：RSSI 选择式分集和最大比值合并分集。

(a) 假设重要的性能要求是瞬时不能在超过 1% 的时间里低于某个固定值 $\bar{E}_b/N_0$(中断率 1%)。分别使用 RSSI 选择式分集和最大比值合并分集，确定具有独立瑞利衰落的一副天线、两副天线和三副天线所需的衰落余量，以及两副天线和三副天线相应的“分集增益”。

(b) 假设重要的性能要求是平均误比特率为 10^{-3}(采用二进制相移键控)。分别使用 RSSI 选择式分

集和最大比值合并分集，确定具有独立瑞利衰落一副天线、两副天线和三副天线所需的平均 $\bar{E}_b/N_0$，以及两副天线和三副天线相应的“分集增益”。

(c) 重新做(a)和(b)，但是在(b)中取中断率为 10%，在(c)中取平均误比特率为 10^{-2}进行计算。和前面得到的“分集增益”进行比较，并讨论其不同之处！

13.3 设接收机连有两副天线，其信噪比相互独立，且以相同的平均信噪比服从指数分布。使用 RSSI 选择式分集，且中断概率为 P_{out}，求衰落余量。

(a) 推导使用单天线时的衰落余量关于 P_{out}的表达式。

(b) 推导使用两副天线时的衰落余量关于 P_{out}的表达式。

(c) 使用前面两个结果计算中断率为 1%时的分集增益。

13.4 在宽带码分多址系统中，Rake 接收机可以利用信道的时延扩展引起的多径分集。在特定的假设下，Rake 接收机可以作为最大比值合并器，其支路相当于码分多址系统的延迟单元。假设具有矩形功率时延谱，Rake 分支的数目等于可分辨的多径数目，并且假设每个多径分量为瑞利衰落。当采用二进制相移键控调制，且平均信噪比为 15 dB 时，要求瞬时误比特率超过 10^{-3}的概率只有 1%，为了达到所要求的误比特率，信道应由多少个可分辨的多径分量组成?

13.5 为了降低复杂度，可以用混合选择/最大比值合并方案代替全信号最大比值合并。如果有 5 副天线，但只采用 3 个最强的信号，那么相对于全信号最大比值合并，平均信噪比的损耗是多少?

13.6 考虑发射机有两副天线，而接收机只有一副天线的情形。发射机按照如下方式发射两个符号(见图 30.7)。在第一个符号期间，第一副天线发射符号 s_1，第二副天线发射符号 s_2；在第二个符号期间，第一副天线发射符号 s_2^*，第二副天线发射符号 $-s_1^*$。第一副发射天线和接收天线之间的(复数值)损耗是 h_1，第二副发射天线和接收天线之间的损耗是 h_2，在两个符号期间假设损耗均为常数。在第一个和第二个符号期间，分别在接收机加上加性高斯白噪声 n_1 和 n_2(见 20.2 节)。

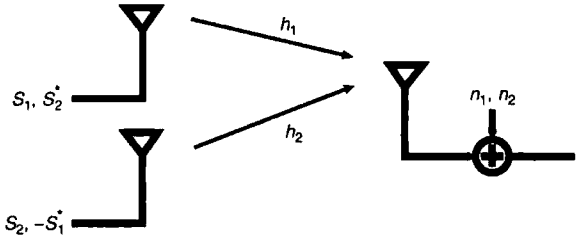


图 30.7 Alamouti 编码原理

(a) 推导两个符号期间接收天线的输出。第一个符号期间的输出为 r_1，第二个符号期间的输出为 r_2。

(b) 在接收端进行如下操作：

$$\left.\begin{aligned}\hat{s}_1 &= h_1^* r_1 - h_2 r_2^* \\ \hat{s}_2 &= h_2^* r_1 + h_1 r_2^*\end{aligned}\right\} \tag{30.25}$$

从该操作可以得到什么?

13.7 考虑采用最大比值合并准则的 N_r 个支路分集系统。所有支路都存在瑞利衰落，并且各支路的衰落是相互独立的。在下列条件下，推导合并器输出端的信噪比的概率密度函数。

(a) 所有支路的平均信噪比均为 $\bar{\gamma}$。

(b) 第 i 个支路的平均信噪比为 $\bar{\gamma}_i$，假设 $\bar{\gamma}_i$ 不相同。

13.8 在码分多址系统中，每个符号通过与扩频序列相乘进行频带扩展。如果 s 为发射符号，$\xi(t)$为扩频序列，则接收到的基带信号可记为

$$r(t) = \sum_{m=1}^{M} \alpha_m \xi(t - \tau_m) s + n(t) \tag{30.26}$$

其中，M 为可分辨的多径数目，α_m 为第 m 个多径支路的复增益，τ_m 为第 m 个多径支路的时延，$n(t)$ 为加性高斯白噪声过程。假设能够准确估计增益 $\{\alpha_m\}$ 和时延 $\{\tau_m\}$，并且扩频序列有很好的自相关特性。每个多径支路有一个匹配滤波器，而且有一个设备对这些匹配滤波器的输出进行合并。推导合并器输出的信噪比表达式。

13.9 如 13.5.2 节所述，在有两副天线的开关分集系统中，只要某副天线上的信噪比超过一定的门限值，接收机就选择其作为输入信号。当信噪比低于门限值时，接收机则切换到另一天线支路，而不会考虑该天线上的信噪比。如果天线的衰落是独立同分布，那么接收机信噪比的累积分布函数可表示如下：

$$\mathrm{cdf}_\gamma(\gamma)=\begin{cases}\Pr(\gamma_1\leqslant\gamma_t,\ \gamma_2\leqslant\gamma), & \gamma<\gamma_t\\ \Pr(\gamma_1\leqslant\gamma_t\leqslant\gamma \text{ or } [\gamma_1\leqslant\gamma_t \text{ and } \gamma_2\leqslant\gamma]), & \gamma\geqslant\gamma_t\end{cases} \tag{30.27}$$

其中，γ 为经过开关设备之后的信噪比(也就是接收机的信噪比)，γ_1 为第一副天线的信噪比，γ_2 为第二副天线的信噪比，γ_t 为开关切换的门限值。

(a) 对于瑞利衰落，并且两副天线有相同的平均信噪比，求 γ 的累积分布函数和概率密度函数。

(b) 如果用平均信噪比作为性能度量，那么最佳切换门限值和对应的平均信噪比是多少？相对于单个天线，开关分集的增益是多少 dB？把该增益与最大比值合并和选择式分集的增益进行比较。

(c) 如果用平均误比特率作为性能度量，那么对于二进制非相干频移键控，最佳切换门限值是多少？信噪比为 15 dB 时的平均误比特率是多少？把结果与单个天线的情形进行比较。对于二进制非相干频移键控，误比特率的计算公式如下：

$$\mathrm{BER}=\frac{1}{2}\exp\left(-\frac{\gamma}{2}\right) \tag{30.28}$$

13.10 在最大比值合并中，每个支路用该支路复衰落增益的复共轭进行加权。但是在实际中，接收机必须估计衰落增益，以便与接收信号相乘。假设该估计是基于导频符号插入的，则权值易受复高斯误差的影响。如果在有 N_r 个支路的分集系统中存在瑞利衰落，每个支路的平均信噪比用 Γ 表示，则输出信噪比的概率密度函数如下[Tomiuk et al. 1999]：

$$\mathrm{pdf}_\gamma(\gamma)=\frac{(1-\rho^2)^{N_r-1}\mathrm{e}^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}}\sum_{n=0}^{N_r-1}\binom{N_r-1}{n}\left[\frac{\rho^2\gamma}{(1-\rho^2)\bar{\gamma}}\right]^n\frac{1}{n!} \tag{30.29}$$

其中，ρ^2 是一个支路的衰落增益与其估计值(即权值)之间归一化的相关系数。

(a) 说明上述概率密度函数可以写成 N_r 个理想的最大比值(ideal-maximal-ratio)信噪比的概率密度函数的加权和。

(b) 当衰落增益和权值完全不相关时，会出现什么情况？

(c) 当衰落增益和权值完全相关时，会出现什么情况？

(d) 对于一个理想的有 N_r 个支路的最大比值合并信道，给定调制方案，平均差错率由 $P_e(\bar{\gamma},N_r)$ 表示。利用(a)的结果，给出在权值不理想的情况下，N_r 个支路的最大比值合并的平均差错率的表达式。

(e) 对于许多方案，当平均信噪比很大时，理想最大比值合并的平均差错率可近似为

$$\tilde{P}_e(\bar{\gamma},N_r)=\frac{C(N_r)}{\bar{\gamma}^{N_r}} \tag{30.30}$$

其中，$C(s)$ 是取决于调制方案的常量，利用(d)的结果，说明当平均信噪比变大且 $\rho<1$ 时，在权值不理想的情况下，N_r 个支路的最大比值合并的平均差错率如何变化？

13.11 考虑有 N_r 个支路的分集系统。令第 k 个支路的信号为 $\tilde{s}_k=s_k\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\phi_k}$，每个支路的噪声功率为 N_0，并且各支路之间的噪声是独立的。每个支路经相位调整至零相位，用系数 α_k 进行加权，然后进行合并。给出各支路信噪比及合并后信噪比的表达式，然后推导使合并后的信噪比取最大值的权值 α_k。在最佳权值下，根据各支路信噪比，给出合并后的信噪比表达式。

第 14 章：信道编码

14.1 考虑一个(7, 3)线性循环分组码，其生成多项式 $G(x)=x^4+x^3+x^2+1$。

(a) 用 $G(x)$对信号 $U(x)=x^2+1$ 进行系统编码。

(b) 当接收到(可能被损坏)$R(x)=x^6+x^5+x^4+x+1$ 时，计算伴随式 $S(x)$。

(c) 进一步研究发现，$G(x)$可以分解成 $G(x)=(x+1)T(x)$，其中 $T(x)=x^3+x+1$ 是一个本原多项式。可以声明，这意味该码可以纠正所有单一错误和所有成对错误，这些错误彼此相邻。描述如何验证以上声明。

14.2 有一个二进制(7, 4)系统线性循环码。其码字 $X(x)=x^4+x^2+x$ 对应消息 $U(x)=x$。能否仅利用此信息，计算出所有消息的码字？如果可以，则详细描述如何实现并说明所用到的编码的性质。

14.3 说明对生成多项式为 $G(x)$的一个(N, K)循环码，只存在一个阶数为 $N-K$ 的码字且该码字为生成多项式本身。

14.4 多项式 $x^{15}+1$ 可以分解成不可约多项式：

$$x^{15}+1=(x^4+x^3+1)(x^4+x^3+x^2+x+1)\cdot(x^4+x+1)(x^2+x+1)(x+1)$$

利用该信息，列举出所有能生成(15, 8)二进制循环码的生成多项式。

14.5 假设有一个(7, 4)线性码，对应于消息 $\mathbf{u}=[1000]$, $[0100]$, $[0010]$, $[0001]$的码字如下：

消息					码字						
1	0	0	0	→	1	1	0	1	0	0	0
0	1	0	0	→	0	1	1	0	1	0	0
0	0	1	0	→	0	0	1	1	0	1	0
0	0	0	1	→	0	0	0	1	1	0	1

(a) 确定该码中的所有码字。

(b) 确定最小码距 $d_{\min}$，该种码能纠正多少错误 t?

(c) 以上的码字不是系统形式的。试计算出对应系统码的生成矩阵 $\mathbf{G}$。

(d) 确定奇偶校验矩阵 $\mathbf{H}$，以使 $\mathbf{HG}^{\mathrm{T}}=0$。

(e) 这种码是否循环？如果是，确定其生成多项式。

14.6 已知一个(8, 4)线性系统分组码，其生成矩阵如下：

$$\mathbf{G}=\begin{bmatrix}1&0&0&0&1&1&0&1\\0&1&0&0&0&1&1&1\\0&0&1&0&1&1&1&0\\0&0&0&1&1&0&1&1\end{bmatrix}$$

(a) 确定对应于消息 $\mathbf{u}=[1011]$的码字及校验矩阵 $\mathbf{H}$，当接收到字 $\mathbf{y}=[010111111]$时，计算其伴随式。

(b) 去掉 $\mathbf{G}$ 中的第 5 列，可以得到一个新的生成矩阵 $\mathbf{G}^*$，它能生成(7, 4)码，这种新码除了有线性性质还具有循环性。通过 $\mathbf{G}^*$的检测，确定其生成多项式。可以通过观察循环码的性质得到吗？哪个性质？

14.7 证明下列不等式(Singleton 边界)对于一个(N, K)线性分组码来总是满足的：

$$d_{\min}\leqslant N-K+1$$

14.8 证明：如果要用一个(N, K)二进制线性码使伴随式译码能纠正 t 个错误，则必须满足汉明边界：

$$2^{N-K}\geqslant\sum_{i=0}^{t}\binom{N}{i}$$

注意，满足汉明边界等号条件的码称为完备码(perfect code)。

14.9 证明汉明码是完美的 $t=1$ 的纠错码。

14.10 考虑如图 14.3 所示的卷积编码器。

(a) 如果运用双极码，则可以在网格里表示编码和调制，其中的 1 和 0 由 +1 和 −1 代替。用这种新的表示方式画出对图 14.5(a)中网格图的新的描述。

(b) 一个信号通过加性高斯白噪声信道并接收到如下(软)值：

$$-1.1;\ 0.9;\ -0.1 \quad -0.2;\ -0.7;\ -0.6 \quad 1.1;\ -0.1;\ -1.4 \quad -0.9;\ -1.6;\ 0.2$$
$$-1.2;\ 1.0;\ 0.3 \quad 1.4;\ 0.6;\ -0.1 \quad -1.3;\ -0.3;\ 0.7$$

如果这些值在译码前以二进制数字形式检测到，就能得到二进制序列，如图 14.5(b)所示。然而这时将要用平方欧氏量度进行软维特比译码。执行与图 14.5(d)和图 14.5(f)的硬译码对应的软译码。在最后一步之后，剩下的幸存者是否与硬译码的情况相同?

14.11 衰落信道中的分组编码。第 14 章中(14.8.2 节讲述的是一个特殊情况下的表达式)指出，一个 t 纠错 (N, K)分组码经过对瑞利衰落信道恰当的交织并采用硬译码后的误比特率正比于

$$\sum_{i=t+1}^{N} K_i \left(\frac{1}{2+2\overline{\gamma}_B}\right)^i \left(1-\frac{1}{2+2\overline{\gamma}_B}\right)^{N-i}$$

其中，K_i 是常数，$\overline{\gamma}_B$ 是平均信噪比。第 14 章中同时指出，一般来说，一种最小距离为 $d_{\min}$ 的码达到分集阶数 $\left[\frac{d_{min}-1}{2}\right]+1$。运用上述与误比特率成正比的表达式证明这个结论。

第 15 章：语音编码

15.1 解释无损耗语音编码器的最主要缺陷。

15.2 描述语音编码器的 3 种基本类型。

15.3 语音最重要的频谱特性是什么?

15.4 在这个习题中，我们研究元音的频谱。基于元音/iy/(270 Hz，2290 Hz 和 3010 Hz)和/aa/(730 Hz，1090 Hz 和 2240 Hz)的共振峰频率，

(a) 画出频谱包络(声道滤波器的幅度转换函数)，其中激励信号是相距 1/80 Hz 的 δ 脉冲序列。

(b) 画出复平面的极点位置。

(c) 指出每个元音的舌位。

(d) 用 MATLAB 人工合成元音。

15.5 一个声门脉冲可以定义为

$$g(n)=\begin{cases}1+\cos(\pi\frac{n}{T}), & n=0,\cdots,T-1\\ 0, & \text{其他}\end{cases}$$

(a) 画出 $g(n)$。

(b) 计算 $g(n)$的离散时间傅里叶变换。

15.6 这里研究一个流行的语音时间尺度修正方法：波形相似度叠接相加(WSOLA)法。在该方法中，从原始的语音波形中提取出长度为 N 的样本帧，然后这些帧重叠 50% 并相加在一起形成输出。这里研究 WSOLA 法的一种特殊情况。为了形式化，定义帧索引为 i，帧长为 N。如果提取无重叠的帧，分离点(帧中的第一个样本点的索引)则为 iN。分离出的帧重叠 50%，并相加(见图 30.8)。

(a) 计算(画出)图 30.9 中输入信号的输出信号。令帧长 $N=8$ 并计算 6 个提取帧的输出。

(b) 为了提高输出信号的质量，应执行波形相似度匹配。这会稍微改变那些提取帧的位置；这些提取帧仍然是 50% 重叠相加。第 i 帧名义上的分离点是 iN，实际分离点则为 $iN+k_i^*$，

$$k_i^*=\text{argmax}_{k_i}\hat{R}(k_i),\qquad k_i\in[-\Delta,\Delta]$$

和

$$\hat{R}(k_i)=\sum_{n=0}^{N-1}x_{\mathrm{nc}}(n)x_{\mathrm{ex}}(n+k_i)$$

互相关。$x_{\mathrm{nc}}(n)=x(n+iN-N/2+k_{i-1}^{*})$，$n=0,\cdots,N-1$ 是按自然数顺序递增的。换句话说，波形在上一个提取帧后继续。$x_{\mathrm{ex}}(n+k_i)=x(n+k_i+iN)$ 为提取帧。WSLOA 法尝试提取一个与自然延续有较好相关性的帧。

(c) 对图 30.9 的输入信号，算出(画出)输出信号。使用 $\Delta=2$ 和 $N=8$。(提示：第一个帧($i=0$)不变，$k_0^{*}=0$。)

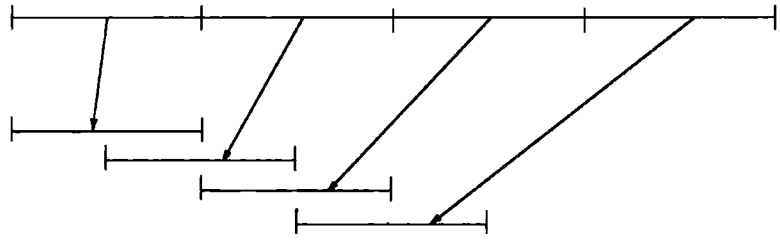


图 30.8　WSOLA 法的原理

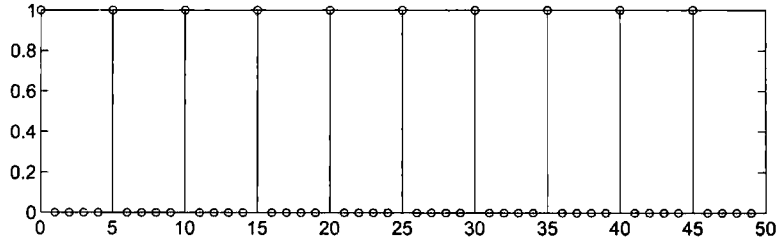


图 30.9　习题 15.6 中的信号

15.7　如果根据一个信号的短时傅里叶变化定义信号的短时谱为

$$S_m(\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega})=|X_m(\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega})|^2$$

并且定义信号的短时自相关为

$$R_m(k)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}x_m(n)x_m(n+k)$$

其中，$x_m=x(n)w(n-m)$，那么，证明对于

$$X_m(\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega})=\sum_{n=-\infty}^{\infty}x(n)w(n-m)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega n}$$

$R_m(k)$和 $S_m(\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega})$是相关联的正常(长时)傅里叶变换对。换句话说，证明 $S_m(\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega})$是$R_m(k)$的(长时)傅里叶变换，反之亦然。

15.8　为了阐明窗口位置的影响，考虑周期单位样本序列

$$x(n)=\sum_{l=-\infty}^{\infty}\delta(n-lP)$$

和长度为 P 的三角形分析窗口 $w(n)$。计算短时段 $x_m(n)=x(n)w(n-m)$ 的离散时间傅里叶变换(DtFT)和离散傅里叶变换(DFT)。

15.9　一个 AR(自回归)序列$\{x_n\}$由一个平稳白随机序列 u_n 通过一个二阶全极滤波器(纯递归滤波器)得到，差分方程为

$$x(n)+c_1x(n-1)+c_2x(n-2)=u(n)$$

(a) 假如 $x(n)$ 有单位方差，$R_{xx}(0)=1$，计算 $R_{xx}(1)$，$R_{xx}(2)$ 和 $R_{xx}(3)$。

(b) 使用 Levinson-Durbin 算法[Haykin 1991](http://ccrma.standford.edu/~jos/lattice/Levinson_Durbin_algorithm.html)计算预测器系数 $a^{(p)}$，其中 $j=1,\cdots,p$，并计算预计误差 $V^{(p)}$，$p=3$。

15.10 依据下式，通过使用一个平稳白随机序列 u_n 生成一个 MA(移动平均)序列 $\{x_n\}$，

$$x(n)=u(n)+u(n-1)$$

其中，u_n 具有零均值和单位方差。

(a) 确定自相关 $R_{XX}(0)$，$R_{XX}(1)$ 和 $R_{XX}(2)$。

(b) 确定最优预测系数 $a_1^{(2)}$ 和 $a_2^{(2)}$，以及与二阶最小方差(Minimum-Error-Variance)预测系数($p=2$)相对应的误差测度 $\alpha_2^{(2)}$。

(c) 在某个应用中，$x(n)$ 通过一阶预测器($p=1$)预测。确定这种情况下的预测器系数 $a_1^{(1)}$ 和 $\alpha^{(1)}$ 相应的误差测度。

15.11 考虑窄带语音表示($f_s=8000$ Hz)，人类典型的发声方式是每千赫 1 个共振峰，因此产生了 4 个共振峰(或极点)要编码。根据这个知识，一般选择 8 阶的线性预滤波器，可以为所有的共振峰建模。除此之外，典型地采用 10 阶滤波器系数来描述该线性规划滤波器。试给出解释。

15.12 为了使线性预测分析适应准平稳语音源，随机线性预测的自相关可以用自相关函数的短时估计代替，计算在窗内起始于 m 的样本

$$R_m(k)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}x_m(n)x_m(n+k)$$

其中，$x_m(n)=x(n)w(n-m)$。在这个问题中，研究当处理短的数据块时，该方法是不是最优的。

这里定义，正如随机情况下，预测器 $\hat{x}_m(n)=\sum_{k=1}^{p}a_kx_m(n-k)$，预测误差 $e_m(n)=x_m(n)-\hat{x}_m(n)$。用预测误差序列的能量来取代期望均方误差：

$$\epsilon=\sum_{n=-\infty}^{\infty}e_m(n)^2$$

并关于 $a_1,\cdots,a_p$ 最小化 ϵ。说明：最小化 ϵ 的系数为 $\mathbf{a}=\mathbf{R}^{-1}\mathbf{r}$，其中 $\mathbf{R}$ 是 Toeplitz 矩阵的第一列为 $(R_m(0),R_m(1),\cdots,R_m(p-1))$，且 $\check{r}=(R_m(1),R_m(2),\cdots,R_m(p))^{\mathrm{T}}$，即用上述特定的短时方案代替随机相关是可行的。

为了简单起见，可以设定 $m=0$。

要注意的是，我们知道帧 $x_m(n)$ 中的所有样本，预测也许是一个误导的名字。更合适的术语是最小二乘拟合。文献中使用的名字是“自相关法”。

15.13 考虑随机滑动平均信号

$$x(n)=u(n)+0.5u(n-1)$$

其中，$u(n)$ 是独立同分布的，均值为零，方差为 $\sigma_U^2=0.77$。

(a) 计算 $R_x(k)$。

(b) 对 1 阶、2 阶和 3 阶预测器，计算预测器系数，例如采用 Levinson-Durbin 算法。

(c) 下面考虑线性预测器的设计。所能达到的最小预测误差方差是多少(允许任意高的预测阶数)？

15.14 将一个语音信号 $x(t)$ 送入一个量化器。假设输入信号样本有如下密度函数：

$$p_X(x)=\begin{cases}k.e^{-|x|}, & -4<x<4\\ 0, & \text{其他}\end{cases}$$

(a) 计算常量 k 的值。

(b) 计算 4 级的中层量化器的步长 Δ(中层量化器的输出为 $\lfloor x/Q \rfloor$，以便任何 0 到 Δ 之间的输入值表

示为量化值 $\Delta/2$)。选择步长作为不会导致过载失真的最小可能值。

(c) 确定量化器误差的方差 σ_Q^2。$p_X(X)$在每个间隔为常量的假设是不允许的。

(d) 确定在量化器的输出处的信噪比。

15.15　一个语音信号幅度的长时统计通常假定为拉普拉斯分布的。拉普拉斯概率密度函数(均值为 0)由下式给出:

$$p_X(x) = \frac{1}{\sqrt{2\sigma_X^2}} \cdot e^{-\sqrt{\frac{2}{\sigma_X^2}}|x|}$$

方差 $\sigma_X^2 = 0.02$，过载电平 $x_{max} = 1$。量化前，拉普拉斯分布的随机变量 X 用一个压缩函数 $f(x)$ 压缩，得到压缩器输出处的变换的随机变量 C。μ 律压缩器为

$$\text{output}(x) = x_{\max} \frac{\log\left[1 + \mu \frac{|x|}{x_{\max}}\right]}{\log(1+\mu)} \sin(x) \tag{30.31}$$

$\mu = 100$。计算压缩器输出端信号的概率密度函数 $p_C(c)$。找到一个关于 $p_C(c)$ 和 $p_X(x)$ 的概率 P 的表达式($c \leqslant C \leqslant c + dc$)。

15.16　考虑线性预测参数矢量的分裂矢量量化。我们希望为线谱频率的 10 维矢量编码。分成两部分，第一部分 6 维，第二部分 4 维。整个矢量用 24 比特来量化。应该怎样在这两部分之间分配比特，才能使计算复杂度最小化。

15.17　分析二级矢量量化的复杂度。假设第一级有 K 比特，第二级有 $24 - K$ 比特。测量编码过程中需要测试的码向量的总数的计算复杂度。

(a) 概述关于 K 的函数的复杂度。用对数坐标表示复杂度!

(b) 什么样的 K 值使计算复杂度最小。

(c) 什么样的 K 值使期望失真最小。

第 16 章：均衡器

16.1　为了减小多径传播的影响，可以在接收机采用均衡器。线性迫零均衡器就是一个简单的均衡器。但是噪声增强却是这种均衡器的一个缺点。试解释噪声增强机制，并说出一种噪声增强不明显的均衡器。

16.2　列出盲均衡的主要优点和缺点，并说出 3 种盲均衡器的设计方法。

16.3　维纳-霍夫方程为 $\mathbf{R}\mathbf{e}_{opt} = \mathbf{p}$。假设噪声是均值为零且方差为 σ_n^2 的实白噪声 n_m，计算不同的接收信号下的相关矩阵 $\mathbf{R} = E\{\mathbf{u}^* \mathbf{u}^T\}$:

(a) $u_m = a\sin(\omega m) + n_m$;

(b) $u_m = bu_{m-1} + n_m$;　$a, b \in R$,　$b \neq \pm 1$。

16.4　考虑具有下述参数的特定信道:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 1 & 0.576 & 0.213 \\ 0.576 & 1 & 0.322 \\ 0.213 & 0.322 & 1 \end{bmatrix}, \qquad \mathbf{p} = [0 \;\; 0.278 \;\; 0.345], \qquad \sigma_S^2 = 0.7$$

假设均衡器系数为实数，写出此信道的均方误差方程。

16.5　只要信道的传递函数在变换域是有限的，例如式(16.40)，那么一个无限长的迫零均衡器可以完全消除符号间干扰。下面研究用有限长的均衡器减小符号间干扰的效果。

(a) 按照表 30.1 描述的信道传递函数设计一个 5 抽头的迫零均衡器。例如，迫使均衡器在 $i = -2$, -1, 1, 2 处的冲激响应为 0，在 $i = 0$ 处为 1。

提示：本题涉及一个 5×5 矩阵求逆。

表 30.1 信道传输函数

n	f_n
-4	0
-3	0.1
-2	-0.02
-1	0.2
0	1
1	-0.1
2	0.05
3	0.01
4	0

(b) 找出上述均衡器的输出，并对结果进行分析。

16.6 当在加性高斯白噪声信道中传输 2-ASK(二进制幅移键控)信号(-1 和 +1 分别代表"0"和"1")时，符号间干扰等价于经过一个时间离散的信道 $F(z)=1+0.5z^{-1}$(见图 30.10)。通过这个信道传输时，假设信道初始状态为 -1，下面的噪声序列是在发送 5 个连续比特后接收到的。之后继续传送数据，但是在这个阶段只能得到以下信息：

$$0.66 \quad 1.59 \quad -0.59 \quad 0.86 \quad -0.79$$

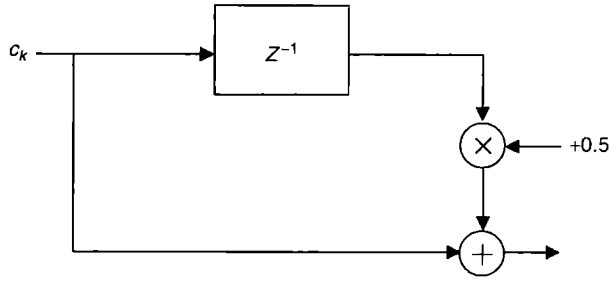


图 30.10 信道 $F(z)=1+0.5z^{-1}$ 的框图

(a) 如果采用迫零线性均衡器，均衡滤波器将是什么形式?

(b) 该信道记忆特性如何?

(c) 画出一阶格形结构，标出状态、输入信号和输出信号。

(d) 画出此时的全格形结构，并应用维特比算法找出发送 5 比特序列时的最大似然序列估计。

16.7 一般情况下，均方误差方程是均衡器权重的二次函数，它通常是正的、凸的，形成一个超抛物线表面。对于一个两抽头的均衡器，均方误差方程是

$$Ae_1^2+Be_1e_2+Ce_2^2+De_1+Ee_2+F$$

其中 $A,B,C,D,E\in\mathcal{R}$。

根据下面的数据，画出由均方误差方程形成的双曲线表面的轮廓图。

$$\mathbf{R}=\begin{bmatrix}1 & 0.651\\ 0.651 & 1\end{bmatrix}$$

$$\mathbf{p}=\begin{bmatrix}0.288 & 0.113\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}, \qquad \sigma_S^2=0.3$$

16.8 第 16 章中已经提到，参数 μ 的选择对最小均方算法的性能影响很大。假设知道 $\mathbf{R}$ 和 $\mathbf{p}$ 的准确信息，就可以单独研究收敛特性。

(a) 根据习题 16.7 中的数据，画出初始值 $\mathbf{e}=[1 \quad 1]^{\mathrm{T}}$ 时，$\mu=0.1/\lambda_{max}$，$0.5/\lambda_{max}$，$2/\lambda_{max}$ 时的最小均方算法的收敛图，并与下面的结果进行比较：

$$R=\begin{bmatrix}1 & 0.651\\ 0.651 & 1\end{bmatrix}$$

$$\mathbf{p}=\begin{bmatrix}0.288 & 0.113\end{bmatrix}^{\mathrm{T}},\qquad \sigma_S^2=0.3$$

提示：在实数域，均方误差方程的梯度为：$\frac{\partial}{\partial \mathbf{e}_n}\mathrm{MSE}=\nabla_n=-2\mathbf{p}+2\mathbf{R}\mathbf{e}_n$

(b) 画出所有的 3 种情况下均衡器系数的收敛路径。

第 17 章：多址和蜂窝原理

17.1 一个模拟蜂窝系统有 250 个双工信道可供使用，即每个方向上都有 250 个信道。为获得可接受的传输质量，重用距离 D 和小区半径 R 之间的关系应至少满足 $D/R=7$。以半径 $R=2$ km 的小区来设计蜂窝结构。在忙时，每个用户的话务量平均为 1 次通话持续 2 分钟。由网络的设定情况，可以将其建模为一个阻塞概率限制在 3% 的 Erlang-B 呼损系统。

(a) 试计算：

(i) 每个小区的最大用户数；

(ii) 以 Erlangs/km^2 为单位的网络容量。假定小区面积为 $A_{\mathrm{cell}}=\pi R^2$。

(b) 将上述模拟系统改进为数字传输系统。这种情况下，信道间隔必须加倍，即只有 125 个双工信道可供使用。然而，数字传输对于干扰不敏感，并且可接受的传输质量在 $D/R=4$ 的条件下就可以获得。通过这种改进，网络容量会受到怎样的影响(以 Erlangs/km^2 作为容量单位)？

(c) 为了增加(b)中的网络容量，可以将小区变得更小，采用半径仅为 $R=1$ km 的小区。网络容量将增加多少(以 Erlangs/km^2 为单位)？为覆盖相同的区域，需要另外架设多少基站？

17.2 某系统规定：对于系统中 120 名用户中的每一个，阻塞等级(blocking level)都必须小于 5%，而每个用户的活跃等级(activity level)为 10%。当一个用户被阻塞时，假定呼叫被立即清除，即系统为 Erlang-B 系统。假设以下两种情形：(i)1 个运营商；(ii)3 个运营商。对于这两种情形，各需要多少条信道？

17.3 某系统规定：对于系统中 120 名用户中的每一个，阻塞等级都必须小于 5%，而每个用户的活跃等级为 10%。当一个用户被阻塞时，假定其呼叫被排入一个无限长的队列中，即系统为 Erlang-C 系统。假设以下两种情形：(i)1 个运营商；(ii)3 个运营商。

(a) 两种情形下各需要多少条信道(与前一题结果进行比较)？

(b) 如果平均通话时间为 5 分钟，平均等待时间为多少？

17.4 时分多址需要留出时间保护间隔。

(a) 一个移动通信系统的小区半径为 3000 m，而通过测量得知，小区中最长的冲激响应持续时间为 10 μs。为避免传输之间相互重叠，所需的最小时间保护间隔是多少？

(b) 在 GSM 中，如何缩减时间保护间隔？

17.5 考虑一个六边形结构的蜂窝系统，其重用距离为 D(相距最近的同信道基站之间的距离)，小区半径为 R，传播指数为 η。假设所有 6 个同信道基站传送相互独立的信号，其信号功率都与所研究小区的基站发送功率相同。

(a) 试证明：下行链路载波干扰比满足以下约束条件：

$$\left(\frac{C}{I}\right)>\frac{1}{6}\left(\frac{R}{D-R}\right)^{-\eta} \tag{30.32}$$

(b) 图 30.11 表明了上行链路的最差情况，其中从 MS 0 到 BS 0 的通信受到第一层同信道小区中其他同信道移动台的干扰。最不利的干扰情形是，当同信道移动台(MS 1 ~ MS 6)在与其相对应的基站(BS 1 ~ BS 6)进行通信时，都处在各自小区的边界上，并且都位于靠近 BS 0 的这一边。假定所有移动台发射功率相同，试计算 BS 0 处的载扰比，并将所得表达式与上述下行链路的结果进行比较。

17.6 某系统工作于一个信噪比为 10 dB 的环境中，假定成功解调所需的信干噪比为 7 dB。移动台处接收到的有用信号功率和干扰信号功率相等。然而干扰可以被抑制掉 10 dB，比如借助于扩频增益。试计算时隙 ALOHA 系统的最大有效吞吐量。

17.7 考虑时域双工蜂窝系统。假定小区半径为 1.5 km，而双工时间(系统在上行链路或下行链路驻留的时间)为 1 ms。信号穿行小区的空中传播时间会造成的频谱效率损失，何为最差的情况?

17.8 考虑图 30.11 所示的系统布局，并假定两个基站之间的距离是小区半径的 4 倍；平均路径损耗服从 d^{-4} 律。假设每条链路不仅经受路径损耗，还存在标准偏差 $\sigma = 6$ dB 的阴影衰落。试推导平均干扰功率和干扰功率的累积分布函数。

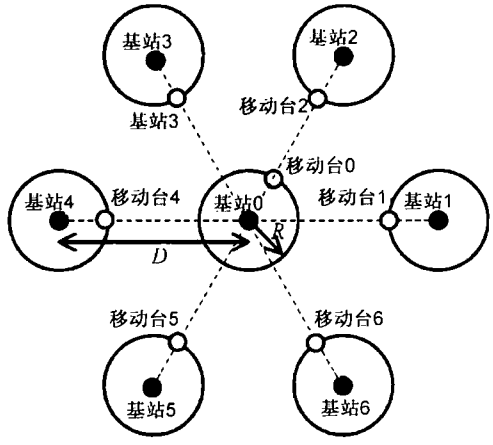


图 30.11 小区结构

17.9 考虑某蜂窝分组无线系统，其中的各移动台持续地侦听信道；如果它们检测到信道为空闲的，就会在发送分组之前等候一段随机的时间(载波侦听多址)。假设这一随机等待时间 t_{wait} 的分布为 $\exp(-t_{wait}/\tau_{wait})$。由于信号在小区中的传播时间 t_{run} 是有限的，就可能会发生碰撞。将传播时间近似为一个在 0 和 $\tau_{run} = 1$ 之间均匀分布的随机变量。两个用户试图同时接入信道的碰撞概率是多少?

第 18 章：扩展频谱系统

18.1 两个移动台与同一个基站通信。两个移动台发送的信息分别为

$$s_1 = [1 \quad -1 \quad 1 \quad 1] \tag{30.33}$$

$$s_2 = [-1 \quad 1 \quad -1 \quad 1] \tag{30.34}$$

分别采用扩频序列 c_1 和 c_2 进行扩频。移动台和基站之间的无线信道分别用冲激响应 h_1 和 h_2 来描述。

(a) 如果 $h_1 = h_2 = [1]$，针对所采用的伪噪声序列 c_1 和 c_2 的长度为 4、16 和 128 的不同情况，画出解扩前后的接收信号。在已解扩序列中找出所发送的信息。

(b) 如果 $h_1 = h_2 = [1 \quad 0.5 \quad 0.1]$，针对所采用的伪噪声序列 c_1 和 c_2 的长度为 4、16 和 128 的不同情况，画出解扩前后的接收信号。在已解扩序列中找出所发送的信息。

(c) 如果 $h_1 = [1 \quad 0.5 \quad 0.1]$，$h_2 = [1 \quad 0 \quad 0.5]$，针对所采用的伪噪声序列 c_1 和 c_2 的长度为 4、16 和 128 的不同情况，画出解扩前后的接收信号。在已解扩序列中找出所发送的信息。

(d) 采用长度为 16 的 Hadamard 序列重做(a)、(b)和(c)。

18.2 设拥有 4 个可能载频的跳频系统，其跳频序列为{1, 2, 3, 4}。对于序列之间进行任意整数平移的各种情形，与该序列都只存在 1 个碰撞的跳频序列(长度为 4)有哪些?

18.3 假定某系统采用了跳频和简单编码(7, 4 汉明码)，该码的生成矩阵为

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \tag{30.35}$$

采用二进制相移键控调制，试计算存在跳频和不存在跳频情况下的误比特率。一个交织器将每个符号映射到交替变化的频率上(有 7 个可用频率)。相干时间大于符号持续时间。每个频率上都存在着彼此独立的瑞利衰落。假设接收机采用硬判决译码。使用 MATLAB 画出误比特率作为平均信噪比函数的曲线。

18.4 假定某前端匹配处理器(MFEP)具有如下的等效低通(ELP)冲激响应:

$$f_M(t)=\begin{cases}s^*(T_S-t), & 0<t<T_S\\ 0, & \text{其他}\end{cases} \tag{30.36}$$

其中,$s(t)$表示等效低通发送信号,其能量为$2E_s$,T_S是符号持续时间。试证明:对于慢变化的WSSUS信道,前端匹配处理器输出的相关函数为

$$R_y(t_1,t_2)=\begin{cases}\int_{-\infty}^{+\infty}P_h(0,\tau)\tilde{R}_s^*(t_1-T_S-\tau)\tilde{R}_s(t_2-T_S-\tau)\,d\tau, & |t_2-t_1|<\frac{2}{B_s}\\ 0, & \text{其他}\end{cases} \tag{30.37}$$

其中,

$$\tilde{R}_s(t-T_S-\tau)\triangleq\int_0^{+\infty}s(t-\alpha-\tau)f_M(\alpha)\,d\alpha \tag{30.38}$$

求噪声的自相关。

18.5 假设某信道具有3个抽头,均为Nakagami m衰落,其平均功率分别为0.6,0.3和0.1,且m因子分别为5,2和1。

(a) 当应用最大比值合并时,分集阶数(order),即高信噪比状况下误比特率对信噪比曲线的斜率是多少?

(b) 给出此信道下二进制相移键控的平均误比特率的闭合式。

(c) 画出误比特率作为平均信噪比函数的曲线,并将它与纯瑞利衰落情况下的结果进行对比(假设其他参数都相等)。

18.6 某码分多址手机在小区边界处工作,因而正在进行软切换。它工作于富含多径的环境中,因而就面对着大量的可分解多径分量。阴影衰落的标准偏差为$\sigma_F=5$ dB,平均接收信噪比为8 dB。假设保证手机正常工作所需的信噪比为4 dB,则中断概率为多少?提示:为计算对数正态分布变量之和的分布,应将以10为底的对数(即以dB计)转换为自然对数,然后使所期望的近似分布的一、二阶矩与给定功率之和的一、二阶矩相匹配。

18.7 某码分多址系统,工作于1800 MHz,小区尺寸为1 km,圆形蜂窝,并且用户均匀分布在小区区域内。路径损耗模型如下:100 m距离以内服从自由空间定律;超出100 m时$n=4$。此外,存在瑞利衰落;忽略阴影衰落的影响。进行功率控制以保证在期望的基站处,接收信号强度恒定不变,信号功率为-90 dBm。用MATLAB仿真来自于相邻基站中那些手机的平均接收功率。

18.8 某3用户码分多址系统,每个用户都采用一个伪噪声序列来实现扩频。该扩频序列由图30.12所示的移位寄存器生成,移位寄存器的初状态分别为[100]、[110]和[101]。假定3部发射机所发出的序列分别为[1 -1 1 1]、[-1 -1 -1 1]和[-1 1 -1 1]。从发射机到接收机的增益$h_{1,j}$分别为1,0.6和11.3,且不进行功率控制。考虑噪声序列的影响(生成方差为0.3的21个噪声样本)。计算解扩前后的接收信号。对这3个用户,哪些比特序列将被检测出来?当实施良好的功率控制时,结果将怎样变化?用MATLAB进行仿真。

18.9 MATLAB练习:再次考虑习题18.8中的码分多址信号。编写MATLAB程序来分别实现迫零多用户检测和串行干扰抵消。在这两种情况下,被检测出的信号有哪些?

18.10 推导采用2-PPM和短扩频序列(即,扩频序列的持续时间等于符号间隔)的跳时脉冲无线电的功率谱密度。

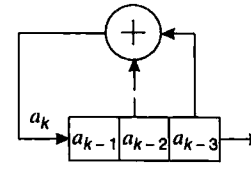


图30.12 最大线性反馈移位寄存器序列发生器

18.11 考虑某码分多址系统的目标信干噪比为6 dB。小区边界处的信噪比为9 dB。扩频因子为64;正交因子为0.4。每个小区可以为多少用户提供服务(不考虑相邻小区干扰)?

18.12 考虑某码分多址系统码片速率为4 Mchips/s的下行链路。小区包含4个数据用户,其(编码后的)数据速率分别为500 kbps、500 kbps、250 kbps和125 kbps。假设下行链路扩频码完全正交,系统可以向多少位语音用户(编码后数据速率为15.6 kbps)提供服务?

18.13 软切换总是可以提供更好的链路可靠性，但未必能增加蜂窝系统的容量。以下哪种情况下软切换可能造成容量的下降：(i)上行链路和(ii)下行链路？

第19章：正交频分复用

19.1 考虑一个有8个子载波的正交频分复用系统，发送时域基带信号 $s[n]=\{1\ \ 4\ \ 3\ \ 2\ \ 1\ \ 3\ \ 1\ \ 2\}$，通过一个冲激响应为 $h[n]=\{2\ \ 0\ \ 2\ \ -1\}$ 的信道。

(a) 画出基带正交频分复用系统的框图。

(b) 所需的循环前缀的最小长度是多少？

(c) 画出下列式子的信号向量：

(i) $s[n]$；

(ii) $s_C[n]$ = 带有循环前缀的 $s[n]$；

(iii) $y_C[n]$ = 通过信道 $h[n]$ 之后；

(iv) $y[n]$ = 去除循环前缀之后；

(v) $Y[k]$ = 离散傅里叶变换之后；

(vi) $\hat{S}[k]=Y[k]/H[k]$；

(vii) $\hat{s}[n]=\hat{S}[k]$ 的离散傅里叶逆变换；

19.2 考虑一个平均输出功率归一化为1的正交频分复用系统。假设该系统的功率放大器具有放大截止特性，即仅在幅度电平 $-A_0$ 到 A_0 之间进行线性放大，其余情况下分别输出电平为 $-A_0$ 和 A_0。为了使截止概率小于(1)10%，(2)1%，(3)0.1%，A_0 必须比1大多少？

19.3 证明：在循环前缀不够和具有码间干扰的情况下，输出信号表达式为

$$\mathbf{Y}^{(i)}=\mathbf{Y}^{(i,i)}+\mathbf{Y}^{(i,i-1)}=\mathbf{H}^{(i,i)}\cdot\mathbf{X}^{(i)}+\mathbf{H}^{(i,i-1)}\cdot\mathbf{X}^{(i-1)} \tag{30.39}$$

其中，$\mathbf{Y}^{(i,i-1)}$ 是码间干扰项，$\mathbf{Y}^{(i,i)}$ 是受载波间干扰的期望数据。按照式(19.19)推导 $\mathbf{H}^{(i,i)}$ 并得到码间干扰矩阵 $\mathbf{H}^{(i,i-1)}$ 的方程。

19.4 考虑采用Walsh-Hadamard扩展的8点正交频分复用系统，工作于冲激响应为 $h=[0.5+0.2\mathrm{j},\ -0.6+0.1\mathrm{j},\ 0.2-0.25\mathrm{j}]$ 和 $\sigma_n^2=0.1$ 的信道，假设系统已有4点循环前缀。

(a) 设数据向量为[1 0 1 1 0 0 0 1]，且采用二进制相移键控调制，画出：

(i) 数据向量；

(ii) 经过Walsh-Hadamard变换后的信号；

(iii) 发送信号(经过傅里叶变换和添加循环前缀后)；

(iv) 接收信号(不考虑噪声)；

(v) 经过傅里叶变换和迫零均衡后的接收信号；

(vi) 经过Walsh-Hadamard变换后的接收信号；

(b) 迫零接收机的噪声增强是什么？

(c) 用MATLAB仿真得出采用迫零均衡器系统的误比特率。

19.5 考虑一个正交频分复用系统，采用128点快速傅里叶变换，每个正交频分复用符号的长度为128 μs。该系统通过缓慢时变(即忽略多普勒频移)的频率选择性信道。信道的功率时延谱 $P_h=\exp(-\tau/16\ \mu\mathrm{s})$，且平均信噪比为8 dB。要使接收端的信干噪比最大，计算循环前缀的长度。

19.6 设信道 $\sigma_n^1=1$，$\alpha_n^2=1,\ 0.1,\ 0.01$，总功率 $\sum P_n=100$。根据注水原理计算该信道的容量。当发射端采用二进制相移键控调制时，信道容量又为多少(近似)？

19.7 设有一个正交频分复用系统，其子信道编码采用分组码，汉明距离 $d_H=7$。

(a) 如果携带这些编码比特的所有子载波的衰落不相关，那么可得到的分集阶数为多少？

(b) 若信道的 rms 时延扩展为 5 μs，具有指数功率时延谱，那么子载波间隔需要多大才能使衰落不相关？相关系数小于 0.3 就近似认为不相关。

19.8 设有一个频分多址系统，每个载波采用升余弦滤波器($\alpha=0.35$)，并采用二进制相移键控调制。

(a) 如果各载波信号完全正交，那么频谱效率是多少？

(b) 如果载波数非常多(即不需要保护段)，那么采用二进制相移键控调制的正交频分复用系统的频谱效率是多少？

19.9 设有一个正交频分复用系统，采用带有 0 dB 功率回退的非线性功率放大器，根据图 19.13 可知，将导致对相邻用户的干扰功率，通过采用速率为 5/6 的编码速率，对信干比的要求可降低到 25 dB。这种编码能提高可能的谱效率吗？

19.10 设有一个信道，$\sigma_n^2=1$，$\alpha_n^2=1$，0.3，0.1，比较采用以下两种方式下可获得的信道容量：

(i) 注水定理；

(ii) 在注水门限值以上的子信道分配等量效能，在注水门限值以下的不分配功率；

在 $\sum P_n=2$，10，50 的情况下分别给出结果。

第 20 章：多天线系统

20.1 列举采用智能天线的系统与传统的单天线系统相比的 3 个优点。

20.2 考虑扩频因子 $M_C=128$，$\mathrm{SIR}_{\mathrm{threshold}}=6$ dB 的码分多址系统的上行链路，如果基站只有一副天线，那么系统能为多少用户提供服务？现在，如果基站有 $N_r=2$，4 或 8 个天线元，那么根据 20.1.1 节的简化公式，系统能为多少用户提供服务？如果所需用户的角功率谱为拉普拉斯分布，$\mathrm{APS}(\phi)=(6/\pi)\exp(-|\phi-\phi_0|/(\pi/12))$，$\phi_0=\pi/2$，那么用户数会减少多少？

20.3 MIMO 系统可以用于 3 个不同的目的，其中一种是创始性的，对 MIMO 的普及贡献最大。列出所有 3 种用途，并详细解释最普及的一种用途。

20.4 一个 3×3 MIMO 系统，信道采用下述实现，每个接收支路的平均信噪比从 0 到 30 dB，依次间隔 5 dB，计算发射机有信道信息和无信道信息时的容量，并对结果进行讨论。

$$\mathbf{H}=\begin{bmatrix}-0.0688-\mathrm{j}1.1472 & -0.9618-\mathrm{j}0.2878 & -0.4980+\mathrm{j}0.5124\\ -0.5991-\mathrm{j}1.0372 & 0.5142+\mathrm{j}0.4967 & 0.6176+\mathrm{j}0.9287\\ 0.2119+\mathrm{j}0.4111 & 1.1687+\mathrm{j}0.5871 & 0.9027+\mathrm{j}0.4813\end{bmatrix}$$

20.5 20.2.1 节介绍的空分复用中，可能的数据流数受限于发射/接收天线的数目(N_t，N_r)和主要的散射分量的数目 N_S。采用合适的信道模型，证明对于一个 4×4 MIMO 系统，由 N_S 产生的极限值。四元阵列间距为 2 λ。

20.6 已证明拉普拉斯函数

$$f(\theta)=\frac{1}{\sqrt{2}\sigma_S}\mathrm{e}^{-\sqrt{2}|\theta|/\sigma_S},\quad \theta\in(-\pi,\pi] \tag{30.40}$$

适用于基站的角功率谱。另一方面，由于移动台周围存在丰富的散射，所以对移动台通常假设角度是均匀分布的，即

$$f(\theta)=\frac{1}{2\pi},\quad \theta\in(-\pi,\pi] \tag{30.41}$$

采用克罗内克模型，分析一个 4×4 MIMO 系统，对于不同的阵列间隔(在基站)，在 10% 信道损耗容量上的角度扩展结果(在基站)。假设信噪比为 20 dB，采用单位线性阵列，移动台阵列的间隔为 λ/2。

20.7 对于一个用于提高室内无线局域网吞吐量的 3×3 MIMO 系统，考虑下行链路。在用户的移动台(一个 PDA)和墙上安装的基站都采用单位线性阵列(间隔 λ/2)。当用户从视距区域移动到非视距区域时(见图 30.13)，计算为了补偿所期望的(或平均)信道容量损失，所需的附加发射功率(用百分比表示)。

在视距区域，用户在视距路径的接收功率为6 mW，在所有其他路径的接收功率共3 mW。在接收机的噪声功率为常数1 mW。这里假设当移动台从视距区域移动到非视距区域时，由单一路径构成的视距和非视距分量的统计特性保持不变。环境中的严重散射确保非视距路径服从瑞利分布。为了简化，忽略路径损耗，并假设发射功率相等。重复一个问题，就是要保持5%的损耗容量。讨论与期望容量的不同。

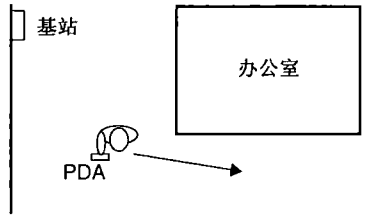


图30.13 用户从视距区域到非视距区域

20.8 一个独立同分布的MIMO信道，$N_R=4$，$N_T=[1,\cdots,8]$，建立信道容量的累积分布函数。信道矩阵归一化为 $\|\mathbf{H}\|_F^2=N_rN_t$。

(a) 假设在发射机无法得到信道状态信息，计算与单输入输出系统相比，10%、50%和90%的损耗容量增益分别是多少。

(b) 分析当发射天线数目多于接收天线数目时的增益。

20.9 采用克罗内克模型，边缘相关矩阵为

$$\mathbf{R}_R=\mathbf{R}_T=\begin{bmatrix}1 & r & r^2\\ r & 1 & r\\ r^2 & r & 1\end{bmatrix} \tag{30.42}$$

其中 $r=0,0.1,\cdots,1$，画出10%中断容量随 r 的变化曲线。

20.10 证明：

$$\sum_{k=1}^{M}\log\left(1+\frac{\bar{\gamma}}{N_t}\sigma_k^2\right)=\log\det\left(\mathbf{I}_{N_r}+\frac{\bar{\gamma}}{N_t}\mathbf{H}\mathbf{H}^*\right) \tag{30.43}$$

其中，σ_k 为 $\mathbf{H}$ 的第 k 个奇异值，$\bar{\gamma}$ 为平均接收信噪比，N_t 为发射天线元个数，M 是 $\mathbf{H}$ 的非零奇异值个数。

20.11 推导一个带有迫零接收机的MIMO系统容量。首先给确定性(衰落)信道一个精确的描述。然后，利用高信噪比近似，并假设 $N_r=N_t$，估计平坦衰落信道下的容量分布。

20.12 一个带有逐个干扰抵消接收的VBLAST系统的容量是多少？与带迫零接收机(见前面一个例子)的容量相比，两者有什么不同，并给出一个直观的解释。

20.13 锁眼信道不能展示传输函数矩阵元素的瑞利幅度统计特性，推导理想锁眼信道的正确幅度统计特性。

第21章：认知无线电

21.1 列举3个原因说明为什么电视频段是认知无线电实现的理想频段。

21.2 说明采用下面两种认知无线电机制的原因：

(a) 为什么认知无线电需要在接入之前感知频带？

(b) 为什么认知无线电需要周期性地感知频带？

21.3 考虑一个主系统，其中的主用户工作在一个信噪比为 γ_p 的频段上，且频谱带宽为 W。主用户使用全部频段的概率为 p，主用户不使用任何频段的概率为 $1-p$。只有当主用户不使用频段时，认知无线电

用户才会接入这个频段。当只有认知无线电用户使用这个频段时，信噪比为 γ_s。背景噪声的功率密度是恒定的。

(a) 假设认知无线电用户可以理想地感知到这个频段的占用状态，给出主系统和认知系统的香农容量之和。

(b) 假设认知无线电用户以概率 $\alpha(\alpha<1)$ 去检测主用户的存在，并且以概率 $b(b<1)$ 检测主用户的离开。给出主系统和认知系统的香农容量。

21.4 推导出可实现给定检测概率 $P_d(P_d=1-P_{md})$ 和虚警概率 P_f 的最小样本数 N 的表达式。证明在低信噪比区域($|h|^2/\sigma_n^2 \ll 1$)，N 的复杂度为 $O(1/SNR^2)$。

21.5 在习题 21.4 中，推导出在低信噪比区域，N 的复杂度为 $O(1/SNR^2)$。对于匹配滤波接收机，在低信噪比的区域，N 的复杂度为 $O(1/SNR)$，这意味着匹配滤波器有更好的性能。然而，与匹配滤波器相比，对于检测认知无线电主用户的存在，能量检测一直是一个更实际的检测方案。陈述其原因。

21.6 考虑一个更一般的多节点检测方案，其中有 M 个次级用户。次级系统根据断言主用户存在的次级用户的数量进行最终决策，并让 Λ 表示这种类型的次级用户的数量。判定准则的公式如下：

$$\begin{cases}\Lambda > K, & \text{判定主用户存在}\\ \Lambda \leqq K, & \text{判定主用户不存在}\end{cases}$$

其中 $K=1,2,\cdots,M-1$。假设每个次级用户有相同的虚警概率 P_f 和漏检概率 P_m。给出最终虚警概率($P_{f,\text{network}}$)和漏检概率($P_{m,\text{network}}$)的表达式。

21.7 能量检测是在频谱感知中常用的一种方法。在每个检测周期内，获得 $2N$ 个采样数。r_n 是接收到的采样值，$n=1,2,\cdots,2N$。判决统计量为

$$y=\sum_{i=1}^{2N}|r_n|^2$$

y 的概率密度函数为

$$\begin{cases} f_Y(y|H_0)=\frac{1}{2^N\Gamma(N)}y^{N-1}\exp(-\frac{y}{2}), & H_0\ (\text{主用户不存在})\\ f_Y(y|H_1)=\frac{1}{2}\left(\frac{y}{2\gamma}\right)^{\frac{N-1}{2}}\exp(-\frac{2\gamma+y}{2})I_{N-1}(\sqrt{2\gamma y}), & H_1\ (\text{主用户存在})\end{cases}$$

其中，γ 为信噪比，$\Gamma(\cdot)$ 是伽马函数，$I_v(\cdot)$ 是第一类的 v 阶修正贝塞尔函数，为

$$I_{N-1}(\sqrt{2\gamma\theta})=\left(\frac{\gamma\theta}{2}\right)^{\frac{N-1}{2}}\sum_{k=0}^{\infty}\frac{\left(\frac{\gamma\theta}{2}\right)^k}{k!\Gamma(N+k)}$$

那么，虚警概率 P_f 和检测概率 $P_d(P_d=1-P_{md})$ 可通过下式计算：

$$\begin{cases} P_f=P\{Y>\theta|H_0\}=\int_{\theta}^{\infty}f_Y(y|H_0)\mathrm{d}y=\frac{\Gamma\left(N,\frac{\theta}{2}\right)}{\Gamma(N)}\\ P_d=P\{Y>\theta|H_1\}=\int_{\theta}^{\infty}f_Y(y|H_1)\mathrm{d}y=Q_N(\sqrt{2\gamma},\sqrt{\theta})\end{cases}$$

其中，θ 是判决门限值。$\Gamma(\cdot,\cdot)$ 是不完全伽马函数，$Q_N(\cdot,\cdot)$ 为广义马库姆(Marcum)Q 函数。证明对于给定的 N 和 γ，P_d 是 P_f 的凹函数(如果 a 对 b 的二阶导数为负值，则 a 是 b 的凹函数)。

21.8 考虑式(21.17)中的优化问题的另一个简单例子。有 k 个发射机，发射功率分别为 P_1，P_2，$\cdots$，P_k。同样有 k 个接收机，并且设计第 i 个接收机 RX i 去接收第 i 个发射机 TX i 发送的信号($i=1,2,\cdots,k$)。RX j 接收到的来自 TX i 的能量由式 $G_{ji}P_i(G_{ji}>0)$ 给出，其中 G_{ji} 为从 TX i 到 RX j 的信道增益。那么，RX j 的信干噪比给出如下：

$$S_i=\frac{G_{ii}P_i}{\sigma_i^2+\sum_{m\neq i}G_{im}P_m}$$

其中，σ_i^2 是 RX i 处的背景噪声功率。要求任何接收机处的信干噪比大于门限值 $S_{\min}$：

$$\frac{G_{ii}P_i}{\sigma_i^2+\sum_{m\neq i}G_{im}P_m}\geqslant S_{min},\qquad i=1,2,\cdots,k$$

对发射机的功率也有限制：

$$P_i^{min}\leqslant P_i\leqslant P_i^{max},\qquad i=1,2,\cdots,k$$

使总的发射功率最小化的问题表示如下：

$$\begin{aligned}&\text{最小化}\quad P_1+P_2+\cdots+P_n\\&\text{约束条件为}\quad P_i^{min}\leqslant P_i\leqslant P_i^{max},\qquad i=1,2,\cdots,k\\&\qquad\frac{G_{ii}P_i}{\sigma_i^2+\sum_{m\neq i}G_{im}P_m}\geqslant S_{min},\qquad i=1,2,\cdots,k\end{aligned}$$

把这个问题转化为一个线性规划问题，可以很容易地解决。注意，线性规划可以写成如下问题：

$$\text{最小化 }\mathbf{c}^{\mathrm{x}}$$

$$\text{约束条件为 }\mathbf{AX}\leqslant\mathbf{b}$$

其中，$\mathbf{x}$ 是一个变量矢量(待定的)，$\mathbf{b}$ 是系数矢量(已知的)，$\mathbf{A}$ 是一个(已知的)系数矩阵。

第 22 章：中继、多跳和协作通信

22.1 考虑一个中继系统，信源、中继节点和信宿分别位于坐标(0，0)，(0，500)和(0，1000)处。工作频率为 1 GHz 。假设信源和中继节点处的发射功率相等，均为 1 W；设所考虑的带宽为 10 MHz 。对于两个链路，如果路径增益由自由空间传播定律和叠加其上的 Nakagami 衰落($m=2$)所确定，试针对多跳译码转发确定从信源到信宿传输速率的概率密度函数。类似地，对于分集译码转发推导信噪比的概率密度函数。

22.2 考虑某系统具有从信宿到信源和中继节点的 1 比特反馈，试分析反馈的影响。协议如下：
第一时隙中信宿和中继节点都收听信源发出的消息，其间信宿得到了信源-信宿链路的信道状态信息。第一个时隙之后，信宿会将信源-信宿链路的信道状态信息与中继 - 信宿链路的信道状态信息(信宿通过训练序列预先获得此信道状态信息)进行比较，并通过回送 1 比特反馈给信源和中继节点，来选择更好的那个链路用于第二个时隙。中继在放大转发模式下进行。
(a) 针对信源、中继节点和信宿均在一条直线上的情况，推导可实现数据速率的概率密度函数。
(b) 确定分集阶数。
(c) 确定平均数据速率和 10% 中断速率，并与无反馈的情况进行比较。
系统设定与习题 22.1 相同。

22.3 证明式(22.2)所示的具有重复编码的译码转发最优功率分配公式。

22.4 证明在分集译码转发协议下，未编码 M 进制相移键控的差错率上界如下式所示：

$$\mathrm{SER}\leqslant\frac{(M-1)P_{\mathrm{n}}^2}{M^2}\cdot\frac{MbP_s\sigma_{s,r}^2+(M-1)bP_r\sigma_{r,d}^2+(2M-1)P_{\mathrm{n}}}{(P_{\mathrm{n}}+bP_s\sigma_{s,d}^2)(P_{\mathrm{n}}+bP_s\sigma_{s,r}^2)(P_{\mathrm{n}}+bP_r\sigma_{r,d}^2)}$$

其中，$b=\sin^2(\pi/M)$；$\sigma_{s,r}^2$，$\sigma_{r,d}^2$和$\sigma_{s,d}^2$分别是信道系数 $h_{s,r}$，$h_{r,d}$和$h_{s,d}$的方差。假定信道系数被建模为零均值的复高斯随机变量。提示：首先考虑单个链路情况下未编码 M 进制相移键控的符号差错率公式，如式(12.66)所示；然后分析分集译码转发模式下针对中继情况的错误现象，并得到符号差错率的闭式解；最后，对闭式解进行适当的近似和处理得到上界表达式。

22.5 考虑具有 1 个信源、3 个中继节点和 1 个信宿的某系统。在这一网络中采用了中继选择，并且所有信道都经受具有相同统计特征的瑞利衰落。
(a) 针对固定发射功率推导中断概率，并推导达成小于 1% 的中断概率所必需的功率大小。

(b) 假设信源和中继节点处的发射功率可变。功率分配方案如式(22.2)所示。试推导中断概率。

提示：$\int_0^{\infty} \exp\left[-\left(ax+\frac{b}{x}\right)\right]\mathrm{d}x = \frac{2\sqrt{b}\,\text{Bessel}\,K(1,2\sqrt{ab})}{\sqrt{a}}$，其中Bessel $K(\cdot,\cdot)$是第二类修正贝塞尔函数)。此方案中，可保证小于 1% 的中断概率的总功率消耗等于多少?

22.6 考虑具有 1 个信源、2 个中继节点和 1 个信宿的某系统。当两个中继节点都成功接收了第一个时隙期间的消息后，采用 Alamouti 码。

(a) 假定信源和两个中继节点具有相同的发射功率 P，推导该系统的中断概率。

(b) 如果中继节点离信源比离信宿更近一些，会发生什么?

22.7 证明编码协作方案中的式(22.30)和式(22.31)。提示：考虑图 22.7 所描绘的 4 种情况，并分析每个用户相应的中断现象；假定属于高信噪比情况，即每条链路的平均信噪比都非常高，因而就能用等价的泰勒级数来表示指数项，从而简化推导；编码协作分集阶数为 2，所以泰勒级数中更高阶的 1/SNR 项就可以写成 $O\left(\frac{1}{\bar{\gamma}^3}\right)$，其中 $\bar{\gamma}$ 是很大的)。

22.8 MATLAB 练习：这写一个程序，用 Dijkstra 算法找到从第 1 个节点到第 13 个节点的最佳路由，网络拓扑如图 30.14 所示。

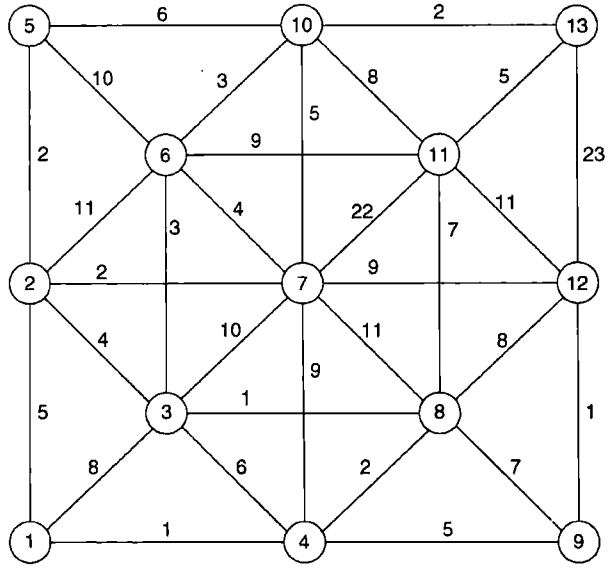


图 30.14　习题 22.8 中针对 Dijkstra 算法的问题设定

22.9 MATLAB 练习：如图 30.15 所示，3 个信源通过 3 个正交信道向 1 个信宿发送数据，正交信道的载波频率分别为 900 MHz、1000 MHz 和 1100 MHz；信道具有 10 MHz 的相同带宽；假定路径增益由自由空间定律所确定(不存在小尺度衰落)，传输距离是 $d_1 = 3000$ m、$d_2 = 2000$ m 和 $d_3 = 5000$ m；分组到达信源满足泊松过程，平均到达率为 $\overline{\lambda_1} = 8/9$ 比特/时隙，$\overline{\lambda_2} = 10/9$ 比特/时隙，$\overline{\lambda_3} = 5/9$ 比特/时隙，每个时隙为 0.1 μs；信宿节点的服务延迟可以假定为零。

(a) 假定控制参数 V 为 10^5，并且对每个节点的功率配额不施加额外的约束条件。采用队列长度压算法，编写一个 MATLAB 程序，在保持网络稳定的同时，要在平均 10^4 个时隙上达成总功率最小化的情况下，求每个信源所分配的功率。

(b) 画图说明时间平均的总功率随 V 值如何变化。

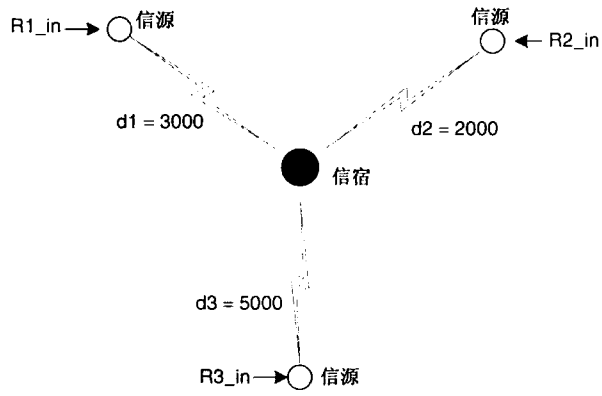


图 30.15 习题 22.9 中针对队列长度压算法的问题设定

第 23 章：视频编码

23.1 解释在视频编码中使用 YCbCr 色彩空间的理由。

23.2 考虑一个 1 次马尔可夫过程，$\rho=0.95$，计算 4 点离散余弦变换和 8 点离散余弦变换的变换编码增益。

23.3 证明一个均匀分布源的量化误差的方差为 $\Delta^2/12$，Δ 为量化步长。提示：将量化误差建模为均匀分布的随机变量，范围为$[-\Delta/2, \Delta/2]$。

23.4 考虑一个包含 5 个符号的集合 x_i，$i=1, \cdots, 5$，概率分别为 $p(x_1)=0.35$，$p(x_2)=0.2$，$p(x_3)=0.15$，$p(x_4)=0.15$，$p(x_5)=0.15$，构建霍夫曼编码并计算平均码长。

23.5 解释当压缩视频流发生比特错误或者包丢失时产生错误传播的原因。

23.6 考虑要进行不等差错保护的压缩视频，应该对 I 帧还是 P 帧实施更好的保护？并解释原因。

23.7 对于视频流，为什么 UDP 优于 TCP？

第 24 章：全球移动通信系统

24.1 某 GSM 运营商拥有 900 MHz 和 1800 MHz 两个频段的牌照。在网络初建阶段该运营商应如何使用它们？

24.2 以下设备组合中，哪个必须从同一设备提供商那里购买？(i)BTS-MS，(ii)BTS-BSC，(iii)BTS-MSC。

24.3 假设信号的到达方向均匀分布在移动台周围，对于 GSM 1800 系统，当移动台以250 km/h的速度移动时，突发的中部和末尾之间的信道相关系数有多大？突发的开头和末尾之间的信道相关系数有多大？

24.4 运作于典型城区环境的某 1900 MHz GSM 系统，如果两个频道之间的分离程度为以下情形：(i)一个载波频率，(ii)一个 5 MHz 的拍卖频段(block)，(iii)一个双工频率间隔。求两频道的相关系数？

24.5 试说明快速随路控制信道和慢速随路控制信道之间的差别。何时采用它们？

24.6 说明话音和控制数据的分块前向纠错的差别，为何采用不同的纠错方案？

24.7 中间段(midamble)的共性是什么？为何要定义不同的中间段？

24.8 由于用户多次输入错误的 PIN 码而致使手机被锁定。手机有无解锁的可能性？

24.9 考虑如下计费问题：用户 A 是瑞典人但临时在丹麦。用户 B 在芬兰。用户 C 在法国，但已将所有呼叫转移至在英格兰的用户 D。A 呼叫了 B，并呼叫 C 欲进行电话会议。由于 C 已将呼叫转移，这个呼叫就转至了 D，而用户 D 则加入了这一电话会议。哪项费用该由哪位用户来支付呢？

24.10 试比较：在加性高斯白噪声信道中，达到 10^{-2} 误码率的情况下，无编码高斯最小频移键控和 8-PSK 的所需的信噪比。注意，高斯最小频移键控用于 GSM 数据传输，而 EDGE 中采用了 8-PSK。

24.11 尽管目前在飞机上使用GSM手机是非法的，但对飞行期间与地面基站通信的可能性进行假想分析仍然是人们感兴趣的。

(a) 假定飞机飞行在一个小区半径为30 km的区域上，飞行高度为10 km。进一步假设电波通过机身的穿透损耗为5 dB，并且基站天线在飞机方向上的天线增益为 -10 dB。试确立相应的链路预算。

(b) 讨论是否需要(如果需要，需要多大的链路容限)衰落容限。

(c) 采用典型的飞机飞行速度，计算小区间的切换多久将发生一次。对于小区半径为1 km的区域切换频率将会发生怎样的变化？链路质量将会受到怎样的影响？

24.12 讨论使用和不使用跳频的情况下，静态信道(用户和相互作用体均静止)中GSM纠错编码的有效性。就系统设计而言，可以得出怎样的结论？

24.13 GSM中，HSCSD、GPRS和EDGE均着眼于提高数据传输速率。它们之间的主要差异在哪里？这些方案可以达成的峰值数据速率是多少？

24.14 归属位置寄存器中包含哪些信息？哪些原因将导致这些信息的更新？

第25章：IS-95与CDMA 2000

25.1 IS-95中，速率集1和速率集2的上行链路和下行链路扩频因子分别是多少？

25.2 在800 MHz频段和1900 MHz频段，IS-95功率控制所能承受的移动台最大速率是多少？

25.3 IS-95中，在正使用导频的基站所发出的总功率中，导频发送所占的典型百分比是多少？如果这一百分比减半，小区尺寸可以增长的百分比是多少？对容量将带来怎样的影响？

25.4 IS-95所采用的卷积码的码率有哪些？并指出它们的应用场合。

25.5 在IS-95中，如何区分物理信道？将这种区分方式与GSM进行比较。

25.6 IS-95中，上行链路和下行链路分别是如何处理低数据速率传输的？请对其差别加以讨论。

25.7 在多载波模式的CDMA 2000中，上行链路和下行链路如何获得频率分集？这两种方式的优缺点是什么？

25.8 考虑在IS-95中进行功率控制。假定小区中有20个用户，每一个都进行存在 $a \pm 1$ dB误差的功率控制。总干扰功率的方差等于多少？为保证95%的可通率，信干比容限要增加多少？

25.9 IS-95中，如何区分来自不同小区的导音？

25.10 试描述IS-95上行链路和下行链路的扩频和调制方法。

第26章：WCDMA/UMTS

26.1 通用移动通信系统中定义了哪些服务分类？使用它们的目的是什么，它们如何影响可容许的误比特率和时延？

26.2 两个运营商在两个相邻的5 MHz的频带内建立起系统。令一个移动台在运营商A的系统小区边界上，并工作在高于灵敏度水平3 dB。为了保证仍能够正常工作，运营商B的基站所需的最小路径损耗为多少？假设所有天线都为全向辐射类型。

26.3 将WCDMA/UMTS中的导频信号传输方式与IS-95中的方法进行比较。

26.4 通用移动通信系统(UMTS)的上行链路的最大数据速率为多少？它是如何实现的？

26.5 反馈信号多长时间传输一次？假定只在水平方向有辐射入射，方向角功率谱均匀分布，为使信道状态观察和其使用之间的包络相关度大于0.9，所容许的最大可行速度为多少？当辐射为各向同性(方向角和高度)时，结果将会如何变化？

26.6 解释数据信道和控制信道如何在UMTS的上行链路和下行链路中复用。为什么要采用不同的方法？

26.7 描述UMTS中信道化码和扰码的作用。正在采用的是哪种类型的码？

26.8 在车辆(快速移动)并带有软交换的环境中，建立12.2 kbps数据速率的上行链路链路预算。假定如下

的值计算结果：基站和移动台的天线增益分别为 18 dB 和 −3 dB，通过车辆的额外损耗为 8 dB。基站噪声系数为 5 dB，干扰余量为 3 dB，要求的 E_b/N_0 为 5 dB，基站的线缆损耗为 2 dB，阴影衰落余量为 7.2 dB，不要求快衰落余量。对于路径损耗，假设一个简单的断点模型，$d_{break}=100$ m。对于 $d<d_{break}$，$n=2$；对于 $d>d_{break}$，$n=4$。能达到怎样的覆盖距离？

26.9 描述基站和移动台的数据处理步骤。

26.10 在 UMTS 中，怎样执行小区搜寻？

第 27 章：3GPP 长期演进

27.1 描述服务数据单元和协议数据单元的不同。这两者之间是如何映射的？

27.2 画出长期演进技术(LTE)的上/下行链路发射机的框图。

27.3 假设延迟要求为 1 ms，系统带宽为 10 MHz，单天线端口传输，常规循环前缀长度，采用 1/3 编码速率的 16-QAM 调制，在不需要发送空比特的情形下，系统能达到的最小数据速率是多少？注意：本题的目的是利用数据必须在资源块上传输这一要求。

27.4 虚拟资源模块 1 和 2 映射在哪些子载波上可以作为：

(a)集中式资源块；

(b)分布式资源块。

假定对应于 25 个资源块的信道带宽为 5 MHz，传输中采用常规循环前缀长度。关于资源模块映射的详细定义可以参考 3GPP TS 36.211(另见 6.2.3 节)。

27.5 MATLAB 练习：编写一个 MATLAB 程序，采用线性最小均方误差和最小二乘估计法(见第 19 章)，利用解调的资源符号估计信道系数。测试信道估计的精度，信道采用瑞利衰落的抽头延迟线模型，其中各抽头延迟分别为 0 ns，100 ns 和 300 ns，强度分别为 1，0.4 和 0.2。

27.6 假设一个系统，传输带宽为 10 MHz，相关带宽为 1 MHz(认为是块衰落)，共有 10 个用户，每个用户需求的资源块大小为 1 MHz。计算“最佳分配冲突”的概率，即相同的子载波对于不同的用户都是最佳的。

27.7 MATLAB 练习：假定一个 LTE 系统，带宽为 20 MHz，载波频率为 2.1 GHz，相关带宽为 1 MHz(假定为块衰落，即整个带宽划分成带宽为 1 MHz 的资源块，各资源块上的衰落相对独立)。在用户以：(i)30 km/h 和(ii)120 km/h 的速度行驶的条件下，通过仿真获得信噪比损失的概率密度函数曲线，并与理想测量值进行比较。也就是说，由于用户的信噪比已过时导致的频率次优分配，用户损失了多少信噪比？

27.8 MATLAB 练习：生成 1)没有相位旋转的 Zadoff-Chu 序列(循环扩展的)；2)带有相位旋转的 Zadoff-Chu 序列(循环扩展的)$\alpha=2\pi/12$。对于这两个序列，在指数功率时延谱的频率选择性信道的衰减时间常数分别为：(i)100 ns，(ii)1 μs，(iii)10 μs 时，通过仿真模拟一个资源模块中正交性损失的概率密度函数曲线。

27.9 哪个物理下行链路信道没有等效传输或者逻辑信道？

27.10 在 LTE 中，调制和编码方案是怎样的？编码速率和调制方式可能的组合有哪些？提示：3GPP TS 36.213。

27.11 假定用户试图加入网络的概率服从泊松分布，(在 1 ms 的分组随机接入信道中)用户的请求速率是多少才能使碰撞概率为 0.1？

27.12 描述切换过程的步骤。

27.13 当采用常规循环前缀长度和 10 MHz 的系统带宽时，不会导致符号间干扰的最大时间色散是多少？

第 28 章：WiMAX/IEEE 802.16

28.1 对于带宽为 10 MHz 的系统，快速傅里叶变换的长度为 1024，计算下行链路 PUSC：

(a)子载波间隔;

(b)循环前缀的可能持续时间;

(c)空子载波数;

(d)每个正交频分复用符号中的导频符号数。

28.2 一个"区域"指的是什么?在上行和下行子帧中,哪些区域是强制要求的,哪些是可以选择的?

28.3 下行链路 PUSC 中每一簇有多少导频子载波?导致的频谱效率损失的原因是什么?

28.4 对于快速傅里叶变换长度为 1024,在 PUSC 中,逻辑子信道 17 映射到哪个物理子载波上?假定 DL_PermBase = 5 且正交频分复用符号数为奇数。基本置换序列的定义,重编号序列和 PUSC 符号结构的详细说明参考 WiMAX 标准 8.4.6.1.2.1 节。

28.5 对于快速傅里叶变换长度为 1024,在 FUSC 中,逻辑子信道 12 映射到哪个物理子载波上?假定 DL_PermBase = 5 且 FUSC_SymbolNumber = 0。FUSC 符号结构的详细说明参考 WiMAX 标准 8.4.6.1.2.2 节。

28.6 说明上行 PUSC 片中的导频分配情况。导频子载波的存在导致频谱效率的损失有多大?

28.7 快速傅里叶变换长度为 512 的上行 PUSC 中,子信道 2 映射到哪些物理子载波/正交频分复用符号上?假定 UL_PermBase = 5。对于片基本置换序列的定义参考 WiMAX 标准 8.4.6.2 节。

28.8 考虑一个没有编码的传输在平坦衰落信道中的 WiMAX 信号。调制方式为正交相移键控,平均信噪比为 10 dB。大小为 128 比特的数据包没有编码直接发送。场景 1:采用带有混合自动重传请求的单天线传输;场景 2:采用带有自动重传请求的 Alamouti 编码传输。分析推导并比较这两种方案相应的频谱效率。

提示:$\int_0^\infty \frac{\gamma^{(L-1)}}{(L-1)!\bar{\gamma}^L}\exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right)Q\left(\sqrt{2\gamma}\right)\mathrm{d}\gamma = \left[\frac{1}{2}(1-\mu)\right]^L \sum_{k=0}^{L-1}\binom{L-1+k}{k}\left[\frac{1}{2}(1+\mu)\right]^k$

其中,$\mu = \sqrt{\frac{\bar{\gamma}}{1+\bar{\gamma}}}$。

28.9 建立移动台与基站之间连接的主要步骤是什么?

第 29 章:无线局域网

29.1 在 802.11a 中,由下列因素带来的频谱效率的损失是多少?

(1)并不是所有的子载波都承载数据;

(2)循环前缀;

(3)训练序列和信号域(假设传输 16 个正交频分复用符号)。

29.2 802.11,802.11b 和 802.11a 的最大数据速率是多少?

29.3 802.11a 获得最大吞吐量的机理是什么?

29.4 在典型的办公室环境下(时延扩展为 50 ns)并且在大的开放空间下(时延扩展为 250 ns),估计 802.11a 系统能够达到的频率分集阶数。编码的影响是什么?

29.5 802.11n 标准预见到了保护间隔可以选择性地从 800 ns 降到 400 ns,这样做的优缺点有哪些?信道时延扩展在什么情况下应该使用缩短的保护间隔?假定传输时没有编码,信道为指数功率衰减模型,且平均信噪比为 10 dB。

29.6 考虑窄带干扰对 802.11a 系统的影响。

(a)使用高斯最小频移键控,$B_G T = 0.5$,蓝牙信号的有效带宽是多少?

(b)如果假定蓝牙信号的功率谱密度与 802.11 信号相等,并且要求每个子信道的信干噪比为 20 dB,则有多少个子信道被有效地阻塞了?

(c)如果蓝牙信号比 802.11 信号强 20 dB,则有多少个子信道被阻塞?

29.7 考虑用 WiFi 覆盖整个城市的问题,假定在最大允许功率下传输,并且为了保持较低的重传次数,系统工作在信噪比为 5 dB 且传输速率为 11 Mbps 的条件下。

(a) 首先假定一个旨在覆盖户外场所的网络，工作在2.45 GHz范围内采用Walfish-Ikegami模型(见附录7B)，在美国为一个城市建立一条链路预算。采用以下Walfish-Ikegami模型参数：基站天线高度 $h_{BS}=12.5$ m，建筑物高度为12 m，建筑物之间的距离为50 m，街道宽度为25 m，移动台天线高度为1.5 m，对所有路径取向30°，根据“城市中心”环境修正系数。假定传输环境是非视距环境。

(b) 假设穿透墙的损失为10 dB，覆盖距离降低多少？

(c) 对于一个10 km^2 面积的城市，如果要求仅仅覆盖室外需要多少个接入点？如果室内外都要覆盖，则需要多少个接入点？假设每个接入点的费用为1000美元，则建立整个网络总共需要多少费用？如果媒体接入控制层工作效率为50%，在用户平均数据速率为300 kbps的条件下，估算可以覆盖多少用户？

参考文献

3GPP LTE Third-Generation Partnership Project, TS 36.201, 36.211, 36.212, on www.3gpp.org (2010).

Abdi et al. 2000 A. Abdi, K. Wills, H. A. Barger, M. S. Alouini, and M. Kaveh, "Comparison of the level crossing rate and average fade duration of Rayleigh, Rice and Nakagami fading models with mobile channel data", *Proceedings of VTC Fall 2000*, pp. 1850–1857 (2000).

Abramowitz and Stegun 1965 M. Abramowitz and I. A. Stegun, *Handbook of Mathematical Functions*, National Bureau of Standards, Washington (1965).

Abramson 1970 N. Abramson, "The ALOHA system – Another alternative for computer communications", *Proceedings of Fall 1970 AFIPS Computer Conference* (1970).

Acharya and Yates 2007 J. Acharya and R. D. Yates, "A framework for dynamic spectrum sharing between cognitive radios", *IEEE Int. Conf. Commun.*, 5166–5171 (2007).

Adachi and Ohno 1991 F. Adachi and K. Ohno, "BER performance of QDPSK with postdetection diversity reception in mobile radio channels", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 40, 237–249 (1991).

Adachi and Parsons 1989 F. Adachi and J. D. Parsons, "Error rate performance of digital FM mobile radio with postdetection diversity", *IEEE Trans. Commun.*, 37, 200–210 (1989).

Akino et al. 2009 T. Koike-Akino, A. F. Molisch, P. Orlik, Z. Tao, and T. Kuze, Unified analysis of linear block precoding for distributed antenna systems, *IEEE Globecom* (2009).

Akyildiz et al. 2006 I. F. Akyildiz, W. Y. Lee, M. C. Vuran, and S. Mohanty, "Next generation/dynamic spectrum access/cognitive radio wireless networks: A survey", *Comput. Netw.*, 50(13), 2127–2159 (2006).

Alamouti 1998 S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications", *IEEE J. Sel. Area. Commun.*, 16, 1451–1458 (1998).

Almers et al. 2003 P. Almers, F. Tufvesson, and A. F. Molisch, "Measurement of keyhole effect in wireless multiple-input – multiple-output (MIMO) channels", *IEEE Commun. Lett.*, 7, 373–375 (2003).

Almers et al. 2007 P. Almers, E. Bonek, A. Burr, et al., "Survey of channel and radio propagation models for wireless MIMO systems", *Eurasip J. Wireless Commun. Networking*, Article ID 19070, 19 (2007).

Alouini and Goldsmith 1999 M. S. Alouini and A. J. Goldsmith, "Area spectral efficiency of cellular mobile radio systems", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 48, 1047–1066 (1999).

Andersen 1991 J. B. Andersen, "Propagation parameters and bit errors for a fading channel", *Proceedings of Commsphere '91*, paper 8.1 (1991).

Andersen 1997 J. B. Andersen, "UTD multiple-edge transition zone diffraction", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 45, 1093–1097 (1997).

Andersen 2000 J. B. Andersen, "Antenna arrays in mobile communications: Gain, diversity, and channel capacity", *IEEE Antennas Propagat. Mag.*, 42, 12–16 (2000).

Andersen 2002 J. B. Andersen, *Power Distributions Revisited*, COST 273 TD(02)004 (2002).

Andersen and Hansen 1977 J. B. Andersen and F. Hansen, "Antennas for VHF/UHF personal radio: A theoretical and experimental study of characteristics and performance", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, VT-26, 349–357 (1977).

Andersen et al. 1990 J. B. Andersen, S. L. Lauritzen, and C. Thommesen, "Distribution of phase derivatives in mobile communications", *Proc. IEE, Part H*, 137, 197–204 (1990).

Andersen et al. 1995 J. B. Andersen, T. S. Rappaport, and S. Yoshida, "Propagation measurements and models for wireless communications channels", *IEEE Commun. Mag.*, 33(1), 42–49 (1995).

Anderson 2003 H. R. Anderson, *Fixed Broadband Wireless System Design*, Wiley (2003).

Anderson 2005 J. B. Anderson, *Digital Transmission Engineering*, 2nd edition, Prentice-Hall (2005).

Anderson et al. 1986 J. B. Anderson, T. Aulin, and C. E. Sundberg, *Digital Phase Modulation*, Plenum (1986).

Andrews et al. 2001 M. R. Andrews, P. P. Mitra, and R. de Carvalho, "Tripling the capacity of wireless communications using electromagnetic polarization", *Nature*, 409, 316–318 (2001).

Andrews et al. 2007 J. G. Andrews, A. Ghosh, and R. Muhamed, *Fundamentals of WiMAX: Understanding Broadband Wireless Networking*, Prentice Hall (2007).

Annamalai et al. 2000 A. Annamalai, C. Tellambura, and V. K. Bhargava, "A general method for calculating error probabilities over fading channels", *Proceedings of the International Conference in Communication 2000*, pp. 36–40 (2000).

Annavajjala et al. 2007 R. Annavajjala, P. C. Cosman, and L. B. Milstein, "Statistical channel knowledge-based optimum power allocation for relaying protocols in the high SNR regime", *IEEE J. Sel. Area. Commun.*, 25, 292–305 (2007).

Arai et al. 1988 Y. Arai, T. Agui, and M. Nakajima, "A fast DCT-SQ scheme for images", *Trans. IEICE*, E71, 1095 (1988).

Ariyavisitakul 2000 S. L. Ariyavisitakul, "Turbo space-time processing to improve wireless channel capacity", *IEEE Trans. Commun.*, 48, 1347–1359 (2000).

Ashtiani et al. 2003 F. Ashtiani, J. A. Salehi, and M. R. Aref, "Mobility modeling and analytical solution for spatial traffic distribution in wireless multimedia networks", *IEEE J. Sel. Area. Commun.*, 21, 1699–1709 (2003).

Asplund et al. 2006 H. Asplund, A. A. Glazunov, A. F. Molisch, K. I. Pedersen, and M. Steinbauer, "The COST 259 directional channel model – II. Macrocells", *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 5, 3434–3450 (2006).

Atal and Remde 1982 B. Atal and J. Remde, "A new model of LPC excitation for producing natural-sounding speech at low bit rates", *Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, ICASSP'82'*, Paris, pp. 614–617 (1982).

Atal and Schroeder 1984 B. S. Atal and M. R. Schroeder, "Stochastic coding of speech signals at very low bit rates", *Proceedings of the IEEE International Conference in Communication ICC'84'*, Amsterdam (The Netherlands), pp. 1610–1613 (1984).

Ayadi et al. 2002 J. Ayadi, A. A. Hutter, and J. Farserotu, "On the multiple input multiple output capacity of Rician channels", *Proc. Int. Symp. Wireless Personal Multimedia Communications 2002*: 402–406 (2002).

Badsberg et al. 1995 M. Badsberg, J. Bach Andersen, and P. Mogensen, *Exploitation of the Terrain Profile in the Hata Model*, COST 231 TD(95)9 (1995).

Bahai et al. 2004 A. R. S. Bahai, B. R. Saltzberg, and M. Ergen, *Multi-Carrier Digital Communications: Theory and Applications of OFDM*, 2nd edition, Springer (2004).

Bahl et al. 1974 L. R. Bahl, J. Cock, F. Jelink, and J. Raviv, "Optimal decoding of linear codes for minimum symbol error rate", *IEEE Trans. Inform. Theory*, 20, 248–287 (1974).

Balanis 2005 C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3rd edition, Wiley (2005).

Barclay 2002 L. W. Barclay, *Propagation of Radiowaves*, 2nd edition, IET Press (2002).

Barry et al. 2003 J. R. Barry, D. G. Messerschmidt, and E. A. Lee, *Digital Communications*, 3rd edition, Kluwer (2003).

Bass and Fuks 1979 F. G. Bass and I. M. Fuks, *Wave Scattering from Statistically Rough Surfaces*, Pergamon (1979).

Bates 2008 R. J. B. Bates, *GPRS: General Packet Radio Service*, McGraw Hill (2008).

Beckman and Lindmark 2007 C. Beckman and B. Lindmark, "The evolution of base station antennas for mobile communications", *2007 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, pp. 85–92 (2007).

van de Beek et al. 1995 J.-J. van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, and P. O. Börjesson, "On channel estimation in OFDM systems", *Proceedings of the IEEE Vehicle Technology Conference*, Vol. 2, pp. 815–819, Chicago, IL, July (1995).

van de Beek et al. 1999 J.-J. van de Beek, P. O. Borjesson, M.-L. Boucheret, et al., "A time and frequency synchronization scheme for multiuser OFDM", *IEEE J. Sel. Area. Commun.*, 17, 1900–1914 (1999).

Belfiore and Park 1977 C. A. Belfiore and J. H. Park, "Decision feedback equalization", *Proc. IEEE*, 67, 1143–1156 (1977).

Bello 1963 P. A. Bello, "Characterization of randomly time-variant linear channels", *IEEE Trans. Commun.*, 11, 360–393 (1963).

Bello and Nelin 1963 P. Bello and B. D. Nelin, "The effect of frequency selective fading on the binary error probabilities of incoherent and differentially coherent matched filter receivers", *IEEE Trans. Commun.*, 11, 170–186 (1963).

Benedetto and Biglieri 1999 S. Benedetto and E. Biglieri, *Principles of Digital Transmission: With Wireless Applications*, Kluwer (1999).

diBenedetto et al. 2005 M. G. diBenedetto, T. Kaiser, A. F. Molisch, I. Oppermann, C. Politano, and D. Porcino, *UWB. Communication Systems–A Comprehensive Overview*, EURASIP Publishing (2005).

diBenedetto et al. 2006 M. G. diBenedetto, T. Kaiser, A. F. Molisch, I. Oppermann, C. Politano, and D. Porcino (eds), *UWB. Communication Systems – A Comprehensive Overview*, Hindawi Publishing (2006).

Benvenuto et al. 2010 N. Benvenuto, R. Dinis, D. Falconer, and S. Tomasin, "Single carrier modulation with nonlinear frequency domain equalization: An idea whose time has come – again", *Proc. IEEE*, 98, 69–96 (2010).

Berger 1971 T. Berger, *Rate Distortion Theory: A Mathematical Basis for Data Compression*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs (1971).

Bergljung 1994 C. Bergljung, *Diffraction of Electromagnetic Waves by Dielectric Wedges*, Ph.D. thesis, Lund Institute of Technology, Lund, Sweden (1994).

Berrou et al. 1993 C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes", *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications, ICC '93* (1993).

Bertoni 2000 H. L. Bertoni, *Radio Propagation for Modern Wireless Systems*, Prentice-Hall (2000).

Bettstetter et al. 1999 C. Bettstetter, H. J. Voegel, and J. Eberspecher, "GSM phase 2+ general packet radio service GPRS: Architecture, protocols, and air interface", *IEEE Commun. Surveys, Third Quarter 1999*, 2(3) (1999).

Bi et al. 2001 Q. Bi, G. L. Zysman, and H. Menkes, "Wireless mobile communications at the start of the 21st century", *IEEE Commun. Mag.*, 39(1), 110–116 (2001).

Biglieri et al. 1991 E. Biglieri, *Introduction to Trellis-Coded Modulation with Applications*, MacMillan, New York (1991).

Biglieri et al. 2007 E. Biglieri, R. Calderbank, A. Constantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj, and H. V. Poor, *MIMO Wireless Communications*, Cambridge University Press (2007).

Blanz and Jung 1998 J. J. Blanz and P. Jung, "A flexibly configurable spatial model for mobile radio channels", *IEEE Trans. Commun.*, 46, 367–371 (1998).

Blaunstein 1999 N. Blaunstein, *Radio Propagation in Cellular Networks*, Artech House (1999).

Bletsas et al. 2006 A. Bletsas, A. Khisti, D. P. Reed, and A. Lippman, "A simple cooperative diversity method based on network path selection", *IEEE J. Sel. Area. Commun.*, 24, 659–672 (2006).

Bletsas et al. 2007 A. Bletsas, H. Shin, and M. Z. Win "Cooperative communications with outage-optimal opportunistic relaying", *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 6, 3450–3460 (2007).

Boelcskei et al. 2008 H. Boelcskei, D. Gesbert, C. B. Papadias, and A.-J. van der Veen (eds), *Space-Time Wireless Systems: From Array Processing to MIMO Communications*, Cambridge University Press (2008).

Bottomley et al. 2000 G. E. Bottomley, T. Ottosson, and Y. P. E. Wang, "A generalized RAKE receiver for interference suppression", *IEEE J. Sel. Area. Commun.*, 18, 1536–1545 (2000).

Boudreau et al. 2009 G. Boudreau, J. Panicker, N. Guo, R. Chang, N. Wang, and S. Vrzic, "Interference coordination and cancellation for 4G networks", *IEEE Comm. Mag.*, April, 74–81 (2009).

Boukerche et al. 2009 A. Boukerche, M. Z. Ahmad, D. Turgut, and B. Turgut, "A taxonomy of routing protocols for mobile ad-hoc networks", in A. Boukerche (ed.), *Algorithms and Protocols for Wireless and Mobile Ad-hoc Networks*, Wiley (2009).

Bowman 1987 J. J. Bowman (ed.), *Electromagnetic and Acoustic Scattering by Simple Shapes*, Hemisphere, New York (1987).

Boyd and Vandenberghe 2004 S. Boyd and L. Vandenberghe, *Convex Optimization*, Cambridge University Press (2004).

Braun and Dersch 1991 W. R. Braun and U. Dersch, "A physical mobile radio channel model", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 40, 472–482 (1991).

Brennan and Cullen 1998 C. Brennan and P. Cullen, "Tabulated interaction method for UHF terrain propagation problems", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 46, 881, 1998.

Buehler 1994 H. Buehler, *Estimation of Radio Channel Time Dispersion for Mobile Radio Network Planning. Dissertation*, Technical University Vienna (1994).

Burr 2001 A. Burr, *Modulation and Coding for Wireless Communications*, Prentice Hall (2001).

Cadambe and Jafar 2008 V. R. Cadambe and S. A. Jafar, "Interference alignment and spatial degrees of freedom for the K user interference channel", *IEEE Int. Conf. Commun.*, 971–975 (2008).

Cai and Giannakis 2003 X. Cai and G. B. Giannakis, "Bounding performance and suppressing intercarrier interference in wireless mobile OFDM", *IEEE Trans. Commun.*, 51, 2047–2056 (2003).

Cai and Goodman 1997 J. Cai and D. J. Goodman, "General packet radio service in GSM", *IEEE Commun. Mag.*, 35(10), 122–131 (1997).

Calcev et al. 2007 G. Calcev, D. Chizhik, B. Goransson, et al., "A wideband spatial channel model for system-wide simulations", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 56, 389–403 (2007).

Callaway et al. 2002 E. Callaway, P. Gorday, L. Hester, et al., "Home networking with IEEE 802.15.4: A developing standard for low-rate wireless personal area networks", *IEEE Commun. Mag.*, 40(8), 70–77 (2002).

Cardieri and Rappaport 2001 P. Cardieri and T. Rappaport, "Statistical analysis of co-channel interference in wireless communications systems", *Wireless Commun. Mobile Comput.*, 1, 111–121 (2001).

Catreux et al. 2001 S. Catreux, P. F. Driessen, and L. J. Greenstein, "Attainable throughput of an interference-limited multiple-input multiple-output cellular system", *IEEE Trans. Commun.*, 48, 1307–1311 (2001).

Chan 1992 G. K. Chan, "Effects of sectorization on the spectrum efficiency of cellular radio systems", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 41, 217–225 (1992).

Chandrasekhar et al. 2008 V. Chandrasekhar, J. Andrews, and A. Gatherer, "Femtocell networks: A survey", *IEEE Commun. Mag.*, 46(9), 59–67 (2008).

Chang 1966 R. W. Chang, "Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission", *Bell Sys. Techn. J.*, 45, 1775–1796 (1966).

Chatschik 2001 B. Chatschik, "An overview of the Bluetooth wireless technology", *IEEE Commun. Mag.*, 39(12), 86–94 (2001).

Chen and Chuang 1998 Y. Chen and J. C. I. Chuang, "The effects of time-delay spread on unequalized TCM in a portable radio environment", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 46, 375–380 (1998).

Chen and Luk 2009 C. N. Chen and K. M. Luk, *Antennas for Base Stations in Wireless Communications*, McGraw Hill (2009).

Chen et al. 2005 J. Chen, L. Jia, X. Liu, G. Noubir, and R. Sundaram, "Minimum energy accumulative routing in wireless networks", *IEEE INFOCOM*, 2005, 1875–1886 (2005).

Chennakeshu and Saulnier 1993 S. Chennakeshu and G. J. Saulnier, "Differential detection of Pi/4-shifted-DQPSK for digital cellular radio", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 42, 46–57 (1993).

Chiang 2005 M. Chiang, "Balancing transport and physical layers in wireless multihop networks: Jointly optimal congestion control and power control", *IEEE J. Sel. Area. Commun.*, 23, 104–116 (2005).

Choi et al. 2001 Y.-S. Choi, P. J. Voltz, and F. Cassara, "On channel estimation and detection for multicarrier signals in fast and frequency selective Rayleigh fading channel", *IEEE Trans. Commun.*, 49, 1375–1387 (2001).

Chollet et al. 2005 G. Chollet, A. Esposito, M. Faundez-Zanuy, and M. Marinaro, *Nonlinear Speech Modeling and Applications*, Vol. 3445, *Lecture Notes in Computer Science*, Springer-Verlag, Berlin, New York (2005).

Chrisanthopoulou and Tsoukatos 2007 M. P. Chrisanthopoulou and K. P. Tsoukatos, "Joint beamforming and power control for CDMA uplink throughput maximization", *18th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication*, Athens (2007).

Chuah et al. 2002 C. N. Chuah, D. Tse, J. M. Kahn, and R. Valenzuela, "Capacity scaling in MIMO wireless systems under correlated fading", *IEEE Trans. Inform. Theory*, 48, 637–650 (2002).

Chuang 1987 J. Chuang, "The effects of time delay spread on portable radio communications channels with digital modulation", *IEEE J. Sel. Area. Commun.*, 5, 879–888 (1987).

Cimini 1985 L. J. Cimini, "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing", *IEEE Trans. Commun.*, 33, 665–675 (1985).

Clark 1998 M. V. Clark, "Adaptive frequency-domain equalization and diversity combining for broadband wireless communications", *IEEE J. Sel. Area. Commun.*, 16, 1385–1395 (1998).

Clarke 1968 R. Clarke, "A statistical theory of mobile radio reception", *Bell System Techn. J.*, 47, 957–1000 (1968).

CME 20 1994 Ericsson, *Course Handouts for Course CME 20 1994*, Vienna, Austria (1994).

Collin 1985 R. E. Collin, *Antennas and Radiowave Propagation*, McGraw Hill (1985).

Collin 1991 R. E. Collin, *Field Theory of Guided Waves*, IEEE Press, Piscataway (1991).

Cooklev 2004 T. Cooklev, *Wireless Communication Standards: A Study of IEEE 802.11, 802.15, and 802.16*, IEEE Press (2004).

COST 231 E. Damosso and L. Correira, *Digital Mobile Radio - The View of COST 231'*, European Union, Luxemburg (1999).

Coursey 1999 C. C. Coursey, *Understanding Digital PCS: The TDMA Standard*, Artech (1999).

Cover and El Gamal 1979 T. Cover and A. El Gamal, "Capacity theorems for the relay channel", *IEEE Trans. Inform. Theory*, 25, 572–584 (1979).

Cover and Thomas 2006 T. M. Cover and J. A. Thomas, *Elements of Information Theory*, 2nd edition, Wiley (2006).

Cox 1972 D. C. Cox, "Delay-doppler characteristics of multipath propagation at 910 MHz in a suburban mobile radio environment", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 20, 625–635 (1972).

Cramer et al. 2002 R. J. Cramer, R. A. Scholtz, and M. Z. Win, "Evaluation of an ultra-wide-band propagation channel", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 50, 541–550 (2002).

Crohn et al. 1993 I. Crohn, G. Schultes, R. Gahleitner, and E. Bonek, "Irreducible error performance of a digital portable communication system in a controlled time-dispersion indoor channel", *IEEE J. Sel. Area. Commun.*, 11, 1024–1033 (1993).

Cruz and Santhanam 2003 R. L. Cruz and A. V. Santhanam, "Optimal routing, link scheduling and power control in multihop wireless networks", *IEEE Infocom.*, 702–711 (2003).

Cullen et al. 1993 P. J. Cullen, P. C. Fannin, and A. Molina, "Wide-band measurement and analysis techniques for the mobile radio channel", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 42, 589–603 (1993).

Dahlman et al. 2008 E. Dahlman, S. Parkvall, J. Skold, and P. Beming, *3G Evolution: HSPA and LTE for Mobile Broadband*, Academic Press (2008).

Dam et al. 1999 H. Dam, M. Berg, R. Bormann, et al., "Functional test of adaptive antenna base stations for GSM", *3rd EPMCC European Personal Mobile Communications Conference*, Paris (1999).

Damosso and Correia 1999 E. Damosso and L. Correia (eds), *Digital Mobile Communications – The View of COST 231*, Commission of the European Union (1999).

Davey 1999 M. C. Davey, *Error Correction Using Low-Density Parity Check Codes*, Ph.D. thesis, Cambridge University (1999).

David and Benkner 1997 K. David and T. Benkner, *Digital Mobile Radio Systems*, Teubner (1996) [in German].

David and Nagaraja 2003 H. A. David and H. N. Nagaraja, *Order Statistics*, Wiley (2003).

Deller et al. 2000 J. R. Deller, Jr., J. H. Hansen, and J. G. Proakis, *Discrete-Time Processing of Speech Signals*, IEEE Press, New York (2000).

Devroye et al. 2007 N. Devroye, P. Mitran, M. Sharif, S. Ghassemzadeh, and V. Tarokh, "Information theoretic analysis of cognitive radio systems," in V. Bhargava and E. Hossain (eds), *Cognitive Wireless Communications*, Springer (2007).

Devroye and Tarokh 2007 N. Devroye and V. Tarokh, "Fundamental limits of cognitive radio networks", in F. H. P. Fitzek and M. Katz (eds), *Cognitive Wireless Networks: Concepts, Methodologies and Vision*, Springer (2007).

Deygout 1966 J. Deygout, "Multiple knife edge diffraction of microwaves", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 14, 480–489 (1966).

Dietrich et al. 2001 C. B. Dietrich, K. Dietze, J. R. Nealy, and W. L. Stutzman, "Spatial, polarization, and pattern diversity for wireless handheld terminals", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 49, 1271–1281 (2001).

Diggavi et al. 2004 S. N. Diggavi, N. Al-Dhahir, A. Stamoulis, and A. R. Calderbank, "Great expectations: The value of spatial diversity in wireless networks", *Proc. of IEEE*, 92, 219–270 (2004).

Dinan and Jabbari 1998 E. H. Dinan and B. Jabbari, "Spreading codes for direct sequence CDMA and wideband CDMA cellular networks", *IEEE Commun. Mag.*, 36(9), 48–54 (1998).

Divsalar and Simon 1990 D. Divsalar and M. K. Simon, "Multiple-symbol differential detection of MPSK", *IEEE Trans. Commun.*, 38, 300–308 (1990).

Dixon 1994 R. C. Dixon, *Spread Spectrum Systems with Commercial Applications*, Wiley (1994).

Doufexi et al. 2002 A. Doufexi, S. Armour, M. Butler, et al., "A comparison of the HIPERLAN/2 and IEEE 802.11a wireless LAN standards", *IEEE Commun. Mag.*, 40(5), 172–180 (2002).

Draper et al. 2008 S. C. Draper, L. Liu, A. F. Molisch, and J. S. Yedidia, "Routing in cooperative networks with mutual-information accumulation", *Proceedings of the International Conference in Communication* (2008).

Dubois-Ferriere 2006 H. Dubois-Ferriere, "Anypath Routing", Ph.D. thesis, Ecole Polytechnique Federale de Lausanne, Switzerland (2006).

Duel-Hallen et al. 1995 A. Duel-Hallen, J. Holtzman, and Z. Zvonar, "Multiuser detection for CDMA systems", *IEEE Pers. Commun. Mag.*, 2(2), 46–58 (1995).

Dunlop et al. 1999 J. Dunlop, D. Girma, and J. Irvine, *Digital Mobile Communications and the TETRA System*, Wiley (1999).

Durgin 2003 G. Durgin, *Space-Time Wireless Channels*, Cambridge University Press (2003).

Eberspaecher et al. 2009 J. Eberspaecher, H. J. Voegel, C. Bettstetter, and C. Hartmann, *GSM Architecture, Protocols, and Services*, 3rd edition, Wiley (2009).

Edfors et al. 1998 O. Edfors, M. Sandell, J. J. van de Beek, S. K. Wilson, and P. O. Borjesson, "OFDM channel estimation by singular value decomposition", *IEEE Trans. Commun.*, 46, 931–939 (1998).

Edfors et al. 2000 O. Edfors, M. Sandell, J. J. van de Beek, S. K. Wilson, and P. O. Borjesson, "Analysis of DFT-based channel estimators for OFDM", *Wireless Pers. Commun.*, 12, 55–70 (2000).

Eklund et al. 2006 C. Eklund, R. B. Marks, S. Ponnuswamy, K. L. Stanwood, and N. J. M. Van Waes, *Wireless-MAN: Inside the IEEE 802.16 Standard for Wireless Metropolitan Area Networks*, IEEE Press (2006).

Epstein and Petersen 1953 J. Epstein and D. W. Peterson, "An experimental study of wave propagation at 850 MC", *Proc. IEEE*, 41, 595–611 (1953).

Erätuuli and Bonek 1997 P. Erätuuli and E. Bonek, "Diversity arrangements for internal handset antennas", *8th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'97)*, Helsinki, Finland, pp. 589–593 (1997).

Erceg et al. 2004 V. Erceg et al., *TGn Channel Models*, IEEE document 802.11-03/940r4, on *www.802wirelessworld.com*, May (2004).

Ertel et al. 1998 R. B. Ertel, P. Cardieri, K. W. Sowerby, T. S. Rappaport, and J. H. Reed, "Overview of spatial channel models for antenna array communication systems", *IEEE Personal Communications*, 5(1), 10–22 (1998).

Eternad 2004 K. Eternad, *CDMA2000 Evolution: System Concepts and Design Principles*, Wiley (2004).

ETSI 1992 ETSI 300 175-1, *Radio Equipment and Systems (RES); Digital European Cordless Telecommunications (DECT) Common Interface Part 1: Overview, Part 2: Physical Layer ETSI*, Oktober (1992).

Fabregas et al. 2008 A. G. Fabregas, A. Martinez, and G. Caire, "Bit-interleaved coded modulation", *Found. Trends Commun. Inform. Theory*, 5, 1–2 (2008).

Failli 1989 E. Failli (ed.), *Digital Land Mobile Radio Communications – COST 207*, European Union, Brussels, Belgium (1989).

Falconer et al. 1995 D. D. Falconer, F. Adachi, and B. Gudmundson, "Time division multiple access methods for wireless personal communications", *IEEE Commun. Mag.*, 33(1), 50–57 (1995).

Falconer et al. 2003 D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems", *IEEE Commun. Mag.*, 40(4), 58–66 (2002).

Fant 1970 G. Fant, *Acoustic Theory of Speech Production*, Mouton, The Hague (1970).

Featherstone and Molkdar 2002 W. Featherstone and D. Molkdar, "Capacity benefits of GPRS coding schemes CS-3 and CS-4", *3G Mobile Communications Technologies*, 287–291 (2002).

Feldbauer et al. 2005 C. Feldbauer, G. Kubin, and W. B. Kleijn, "Anthropomorphic coding of speech and audio: A model inversion approach", *EURASIP J. Appl. Signal Process.*, 9, 1334–1349 (2005).

Felhauer et al. 1993 T. Felhauer, P. W. Baier, W. König, and W. Mohr, "Optimized wideband system for unbiased mobile radio channel sounding with periodic spread spectrum signals", *IEICE Trans. Commun.*, E76-B, 1016–1029 (1993).

Felsen and Marcuvitz 1973 L. B. Felsen and V. Marcuvitz, *Radiation and Scattering of Waves*, Prentice-Hall (1973).

Fleury 1990 B. Fleury, *Charakterisierung von Mobil- und Richtfunkkanälen mit Schwach Stationären Fluktuationen und Unkorrelierter Streuung (WSSUS)*, Dissertation, ETH Zuerich, Switzerland (1990).

Fleury 1996 B. H. Fleury, "An uncertainty relation for WSS processes and its application to WSSUS systems", *IEEE Trans. Commun.*, 44, 1632–1634 (1996).

Fleury 2000 B. H. Fleury, "First- and second-order characterization of direction dispersion and space selectivity in the radio channel", *IEEE Trans. Inform. Theory*, 46, 2027–2044 (2000).

Fleury et al. 1999 B. H. Fleury, M. Tschudin, R. Heddergott, D. Dahlhaus, and K. I. Pedersen, "Channel parameter estimation in mobile radio environments using the SAGE algorithm", *IEEE JSAC*, 17, 434–450 (1999).

Fontan and Espineira 2008 F. P. Fontan and P. M. Espineira, *Modelling the Wireless Propagation Channel: A Simulation Approach with MATLAB*, Wiley (2008).

Foschini and Gans 1998 G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas", *Wireless Personal Commun.*, 6, 311–335 (1998).

Foschini et al. 2003 G. J. Foschini, D. Chizhik, M. J. Gans, C. Papadias, and R. A. Valenzuela, "Analysis and performance of some basic space-time architectures", *IEEE J. Sel. Area. Commun.*, 21, 303–320 (2003).

Fragouli et al. 2005 C. Fragouli, J. Y. Le Boudec, and J. Widmer, *Network Coding: An Instant Primer*, EPFL *LCA-REPORT-2005-010 http://infoscience.epfl.ch/record/58339*.

Frullone et al. 1996 M. Frullone, G. Riva, P. Grazioso, and G. Falciasecca, "Advanced planning criteria for cellular systems", *IEEE Pers. Commun.*, 3(6), 10–15 (1996).

Fuhl 1994 J. Fuhl, Diploma thesis, Technical University Vienna, Austria (1994).

Fuhl et al. 1998 J. Fuhl, A. F. Molisch, and E. Bonek, "Unified channel model for mobile radio systems with smart antennas", *IEE Proc. Radar, Sonar Navigation*, 145, 32–41 (1998).

Fujimoto 2008 K. Fujimoto, *Mobile Antenna Systems Handbook*, 3rd edition, Artech (2008).

Fujimoto et al. 1987 K. Fujimoto, "A review of research on small antennas", *J. Inst. Electron. Inform. Commun. Eng.*, 70, 830–838 (1987).

Gahleitner 1993 R. Gahleitner, *Radio Wave Propagation in and into Urban Buildings*, Ph.D. thesis, Technical University, Vienna (1993).

Gallagher 1961 R. Gallagher, *Low Density Parity Check Codes*, Ph.D. thesis, Massachusetts Institute of Technology (1961).

Gallagher 2008 R. Gallagher, *Principles of Digital Communication*, Cambridge University Press (2008).

Garg 2000 V. K. Garg, *IS-95 CDMA & cdma2000: Cellular/PCS Systems Implementation*, Prentice-Hall (2000).

Gay and Benesty 2000 S. L. Gay and J. Benesty, *Acoustic Signal Processing for Telecommunication*, Kluwer Academic Publishers (2000).

Georgiadis et al. 2006 L. Georgiadis, M. Neely, and L. Tassiulas, "Resource allocation and cross layer control in wireless networks", *Found. Trends Networking*, 1, 1–144 (2006).

Gersho and Gray 1992 A. Gersho and R. M. Gray, *Vector Quantization and Signal Compression*, Kluwer Academic Publishers (1992).

Gesbert et al. 2002 D. Gesbert, H. Boelcskei, and A. Paulraj, "Outdoor MIMO wireless channels: Models and performance prediction", *IEEE Trans. Commun.*, 50(12), 1926–1935 (2002).

Gesbert et al. 2003 D. Gesbert, M. Shafi, D. S. Shiu, P. J. Smith, and A. Naguib, "From theory to practice: An overview of MIMO space-time coded wireless systems", *IEEE J. Sel. Area. Commun.*, 21, 281–302 (2003).

Gesbert et al. 2007 D. Gesbert, M. Kountouris, R. W. Heath, C. B. Chae, and T. Saelzer, "Shifting the MIMO paradigm", *IEEE Signal Process. Mag.*, 24(9), 36–46 (2007).

Ghavami et al. 2006 M. Ghavami, L. Michael, and R. Kohno, *Ultra Wideband Signals and Systems in Communication Engineering*, Wiley (2006).

Giannakis and Halford 1997 G. B. Giannakis and S. D. Halford, "Blind fractionally spaced equalization of noisy FIR channels: Direct and adaptive solutions", *IEEE Trans. Signal Process.*, 45, 2277–2292 (1997).

Gibson et al. 1998 J. D. Gibson, T. Berger, T. Lookabaugh, R. Baker, and D. Lindbergh, *Digital Compression for Multimedia: Principles & Standards*, Morgan Kaufman (1998).

Gilhousen et al. 1991 K. S. Gilhousen, I. M. Jacobs, R. Padovani, A. J. Viterbi, L. A. Weaver, and C. E. Wheatley, "On the capacity of a cellular CDMA system", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 40, 303–312 (1991).

Gitlin and Weinstein 1981 R. D. Gitlin and S. B. Weinstein, "Fractionally-spaced equalization: An improved digital transversal equalizer", *Bell System Tech. J.*, 60, 275–296 (1981).

Glassner 1989 A. S. Glassner, *An Introduction to Ray Tracing*, Morgan Kaufmann (1989).

Glisic and Vucetic 1997 S. Glisic and B. Vucetic, *Spread Spectrum CDMA Systems for Wireless Communications* Artech House, London (1997).

Godara 1997 L. C. Godara, "Applications of antenna arrays to mobile communications. I. Performance improvement, feasibility, and system considerations", *Proceedings of IEEE 85, 1031-1060 and Application of Antenna Arrays to Mobile Communications. II. Beam-forming and Direction-of-arrival Considerations, Proceedings of IEEE 85*", pp. 1195–1245 (1997).

Godara 2001 L. C. Godara, *Handbook of Antennas in Wireless Communications*, CRC Press, Boca Raton (2001).

Godard 1980 D. N. Godard, "Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems", *IEEE Trans. Commun.*, 28, 1867–1875 (1980).

Goiser 1998 A. Goiser, *Handbuch der Spread-Spectrum Technik*, Springer, Wien (1998).

Goiser et al. 2000 A. Goiser, M. Z. Win, G. Chrisikos, and S. Glisic, "Code division multiple access", part 5 of A. F. Molisch (ed.), *Wireless Wideband Digital Communications*, Prentice-Hall, USA (2000).

Golaup et al. 2009 A. Golaup, M. Mustapha, and L. B. Patanapongpibul, "Femtocell access control strategy in UMTS and LTE", *IEEE Commun. Mag.*, 47(9), 117–123 (2009).

Goldsmith et al. 2003 A. Goldsmith, S. A. Jafar, N. Jindal, and S. Vishwanath, "Capacity limits of MIMO channels", *IEEE J. Select. Area. Commun.*, 21, 684–702 (2003).

Golomb and Gong 2005 S. Golomb and G. Gong, *Signal Design for Good Correlation: For Wireless Communication, Cryptography, and Radar*, Cambridge University Press (2005).

Gonzalez 1984 G. Gonzalez, *Microwave Transistor Amplifiers: Analysis and Design*, Prentice Hall (1984).

Gonzalez and Woods 2008 R. C. Gonzalez and R. E. Woods, *Digital Image Processing*, 3rd edition, Prentice Hall (2008).

Goodman et al. 1989 D. J. Goodman, R. A. Valenzuela, K. T. Gayliard, and B. Ramamurthi, "Packet reservation multiple access for local wireless communications", *IEEE Trans. Commun.*, 37, 885–890 (1989).

Gorokhov 1998 A. Gorokhov, "On the performance of the Viterbi equalizer in the presence of channel estimation errors", *IEEE Signal Process. Lett.*, 5, 321–324 (1998).

Gray 1989 R. M. Gray, *Source Coding Theory*, Kluwer Academic Publishers (1989).

Greenstein et al. 1997 L. J. Greenstein, V. Erceg, Y. S. Yeh, and M. V. Clark, "A new path-gain/delay-spread propagation model for digital cellular channels", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 46, 477–485 (1997).

Gross and Harris 1998 D. Gross and C. M. Harris, *Fundamentals of Queuing Theory*, 3rd edition, Wiley (1998).

Gupta and Kumar 2000 P. Gupta and P. R. Kumar, "The capacity of wireless networks", *IEEE Trans. Inform. Theory*, 46, 388–404 (2000).

Haardt and Nossek 1995 M. Haardt and J. A. Nossek, "Unitary ESPRIT: How to obtain increased estimation accuracy with a reduced computational burden", *IEEE Trans. Signal Process.*, 43, 1232–1242 (1995).

Haensler and Schmidt 2004 E. Haensler and G. Schmidt (eds), *Acoustic Echo and Noise Control*, John Wiley & Sons (2004).

Hagenauer and Hoeher 1989 J. Hagenauer and P. Hoeher, "A Viterbi algorithm with soft-decision outputs and its applications", *IEEE Globecom*, 1680–1686 (1989).

Han et al. 2007 Z. Han, Z. Ji, and K. J. R. Liu, "Non-cooperative resource competition game by virtual referee in multi-cell OFDMA networks", *IEEE J. Sel. Area. Commun.*, 25, 1079–1090 (2007).

Han and Poor 2009 Z. Han and V. H. Poor, "Impact of cooperative transmission on network routing", in Y. Zhang, H. H. Chen, and M. Guizani (eds), *Cooperative Wireless Communications*, CRC Press (2009).

Hansen 1998 R. C. Hansen, *Phased Array Antennas*, Wiley (1998).

Hanzo et al. 2000 L. Hanzo, W. Webb, and T. Keller, *Single- and Multi-Carrier Quadrature Amplitude Modulation: Principles and Applications for Personal Communications, WLANs and Broadcasting*, Wiley (2000).

Hanzo et al. 2001 L. Hanzo, F. C. A. Somerville, and J. P. Woodard, *Voice Compression and Communications*, IEEE Press Wiley Interscience, New York (2001).

Hanzo et al. 2003 L. Hanzo, M. Muenster, B. J. Choi, and T. Keller, *OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-User Communications, WLANs and Broadcasting*, Wiley (2003).

Harrington 1993 R. F. Harrington, *Field Computation by Moment Method*, Wiley/IEEE Press (1993).

Harryson et al. 2010 F. Harryson, J. Medbo, A. F. Molisch, A. Johansson, and F. Tufvesson, "Efficient experimental evaluation of a MIMO handset with user influence", *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 9, 853–863 (2010).

Hart et al. 2009 M. Hart, Z. J. Tao, and Y. Zhou, *IEEE 802.16j Multi-hop Relay*, Wiley (2009).

Hashemi 1979 H. Hashemi, "Simulation of the urban radio propagation channel", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 28, 213–225 (1979).

Hashemi 1993 H. Hashemi, "Impulse response modeling of indoor radio propagation channels", *IEEE J. Sel. Area. Commun.*, 11, 943 (1993).

Haslett 2008 C. Haslett, *Essentials of Radio Wave Propagation*, Cambridge University Press (2008).

Hata 1980 M. Hata, "Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 29, 317–325 (1980).

Haykin 1991 S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Prentice Hall, Englewood Cliffs (1991).

Haykin 2005 S. Haykin, "Cognitive radio: Brain-empowered wireless communications", *IEEE J. Sel. Area. Commun.*, 23, 201–220 (2005).

Heath 2011 R. W. Heath, Jr., *Advanced MIMO Communications*, Cambridge University Press (2011).

Heavens 1965 O. S. Heavens, *Optical Properties of Thin Film Solids*, Dover, New York (1965).

Hewlett-Packard 1994 Hewlett-Packard, *Schulungsunterlagen GSM*, Hewlett-Packard, German (1994).

Hirade et al. 1979 K. Hirade, M. Ishizuka, F. Adachi, and K. Ohtani, "Error-rate performance of digital FM with differential detection in land mobile radio channels", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 28, 204–212 (1979).

Hirasawa and Haneishi 1991 K. Hirasawa and M. Haneishi (eds), *Analysis, Design, and Measurements of Small and Low-Profile Antennas*, Artech House (1991).

Hoeher 1992 P. Hoeher, "A statistical discrete-time model for the WSSUS multipath channel", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 41, 461–468 (1992).

Holma and Toskala 2007 H. Holma and A. Toskala (eds), *WCDMA for UMTS: Radio Access for Third Generation Mobile Communications*, 4th edition, Wiley (2007).

Holma and Toskola 2009 H. Holma and A. Toskola (eds), *LTE for UMTS – OFDMA and SC-FDMA Based Radio Access*, Wiley (2009).

Holtzman and Jalloul 1994 J. M. Holtzman and L. M. Jalloul, "Rayleigh fading effect reduction with wideband DS/CDMA signals", *IEEE Trans. Commun.*, 42, 1012–1016 (1994).

Hong et al. 2007 Y. W. Hong, W. J. Huang, F. H. Chiu, and C.-C. Jay Kuo, "Cooperative communications in resource-constrained wireless networks", *IEEE Signal Proc. Mag.*, 5, 47–57 (2007).

Honig 2009 M. L. Honig (ed.), *Advances in Multiuser Detection*, Wiley (2009).

Hoppe et al. 2003 R. Hoppe, P. Wertz, F. M. Landstorfer, and G. Woelfle, "Advanced ray optical wave propagation modelling for urban and indoor scenarios including wideband properties", *Eur. Trans. Telecommun.*, 14, 61–69 (2003).

Hossain and Barghava 2008 E. Hossain and V. K. Barghava (eds), *Cognitive Wireless Communication Networks*, Springer (2008).

Hottinen et al. 2003 A. Hottinen, O. Tirkkonen, and R. Wichman, *Multi-antenna Transceiver Techniques for 3G and Beyond*, Wiley (2003).

Huang et al. 2001 X. Huang, A. Acero, and H. W. Hon, *Spoken Language Processing*, Prentice-Hall (2001).

Huffman 1952 D. A. Huffman, "A method for the construction of minimum redundancy codes", *Proceedings of IRE 40*, pp. 1098–1101 (1952).

Hunter and Nosratinia 2006 T. Hunter and A. Nosratinia, "Diversity through Coded Cooperation", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 5(2), 1–7, February (2006).

Hunter et al. 2006 T. E. Hunter, S. Sanayei, and A. Nosratinia, "Outage analysis of coded cooperation", *IEEE Trans. Inform. Theory*, 52, 375–391 (2006).

Hwang et al. 2009 T. Hwang, C. Yang, G. Wu, S. Li, and Y. G. Li, "OFDM and its wireless applications: A survey", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 58, 1673–1694 (2009).

IEEE P802.11n IEEE P802.11n™/D7.0 Draft STANDARD for Information Technology – Telecommunications and information exchange between systems – Local and metropolitan area networks – Specific requirements

IEEE 802.11 Institute of Electrical and Electronics Engineers, *Standard 802.11*, particularly the following documents: IEEE std 802.11-1999, Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications" (1999); IEEE 802.11e draft/D9.0, Part 11:Wireless Medium Access Control (MAC) and physical layer (PHY) specifications: *Medium Access Control (MAC) Quality of Service (QoS) Enhancements*, (2004); IEEE std 802.11a-1999, Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: *High-Speed Physical Layer in the 5GHZ Band* (1999); IEEE std 802.11b-1999, Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: *Higher-Speed Physical Layer Extension in the 2.4GHz Band* (1999).

IEEE 802.16-2009 IEEE 802.16 standardization group, *IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks – Part 16: Air Interface for Broadband Wireless Access Systems*, at *http://wirelessman.org/pubs/80216Rev2.html* (2009).

Ikegami et al. 1984 F. Ikegami, S. Yoshida, T. Takeuchi, and M. Umehira, "Propagation factors controlling mean field strength on urban streets", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 32, 822–829 (1984).

Intanagonwiwat et al. 2003 C. Intanagonwiwat, R. Govindan, D. Estrin, J. Heidemann, and F. Silva, "Directed diffusion for wireless sensor networking", *IEEE/ACM Trans. Networking*, 11, 2–16 (2003).

Itakura and Saito 1968 F. Itakura and S. Saito "Analysis synthesis telephony based on the maximum likelihood principle", *Proceedings of the 6th International Congress on Acoustics*, Tokyo, Japan, pp. C17–C20 (1968).

ITU 1993 International Telecommunications Union, *Video Codec for Audiovisual Services at px64 Kbit/s*, Recommendation H.261 (1993).

ITU 1996 International Telecommunications Union, *Video Coding for Low Bit Rate Communication*, ITU-T Recommendation H.263 (1996).

ITU 1997 International Telecommunications Union, *Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000*, Recommendation ITU-R M.1225 (1997).

ITU 1998 International Telecommunications Union, *Studio Encoding Parameters of Digital Television for Standard 4:3 and Wide-screen 16:9 Aspect Ratios*, ITU-R, Recommendation BT.601-5 (1998).

ITU 2008 International Telecommunications Union, *Guidelines for Evaluation of Radio Interface Technologies for IMT-Advanced*, Recommendation ITU-R M.2135 (2008).

ITU 2009 International Telecommunications Union, *Information Technology – Coding of Audio-visual Objects – Part 10: Advanced Video Coding (AVC)*, 5th edition, ITU-T Recommendation H.264 *backslasch*mid$ ISO/IEC 14496-10:2009 (2009).

Jafarkhani 2005 H. Jafarkhani, *Space-Time Coding: Theory and Practice*, Cambridge University Press (2005).

Jain 1989 A. K. Jain, *Fundamentals of Digital Image Processing*, Prentice Hall (1989).

Jajszczyk and Wagrowski 2005 A. Jajszczyk and M. Wagrowski, "OFDM for wireless communication systems", *IEEE Commun. Mag.*, 43(9), 18–20 (2005).

Jakes 1974 W. C. Jakes, *Microwave Mobile Communications*, IEEE Press (reprint) (1974).

Jamali and Le-Ngoc 1991 S. Jamali and T. Le-Ngoc, "A new 4-state 8PSK TCM scheme for fast fading, shadowed mobile radio channels", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 40, 216–222 (1991).

Jayant and Noll 1984 N. S. Jayant and P. Noll, *Digital Coding of Waveforms – Principles and Applications to Speech and Video*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs (1984).

Jelinek et al. 2004 M. Jelinek, R. Salami, S. Ahmadi, B. Bessette, P. Gournay, and C. Laflamme, "On the architecture of the cdma2000/spl reg/variable-rate multimode wideband (VMR-WB) speech coding standard", *Proceedings of IEEE International Conference in Acoustics, Speech, and Signal Processing*, I-281-4 (2004).

Ji and Liu 2007 Z. Ji and K. J. R. Liu, "Dynamic spectrum sharing: A game theoretical overview", *IEEE Commun. Mag.*, 45(5), 88–95 (2007).

Jiang and Hanzo 2007 M. Jiang and L. Hanzo, "Multiuser MIMO-OFDM for next-generation wireless systems", *Proc. IEEE*, 95, 1430–1469 (2007).

Jiang and Wu 2008 T. Jiang and Y. Wu, "Peak-to-average power ratio reduction techniques for OFDM signals", *IEEE Trans. Broadcast.*, 54, 257–268 (2008).

Johannesson and Zigangirov 1999 R. Johannesson and K. S. Zigangirov, *Fundamentals of Convolutional Coding*, Wiley - IEEE Press (1999).

Johnson et al. 2001 D. B. Johnson, D. A. Maltz, and J. Broch, "DSR: The dynamic source routing protocol for multi-hop wireless ad hoc networks", in C. E. Perkins (ed.), *Ad Hoc Networking*, Chapter 5, pp. 139–172, Addison-Wesley (2001).

Jovocic and Visvanath 2009 A. Jovocic and P. Viswanath, *Cognitive Radio: An Information-Theoretic Perspective*, IEEE Trans. Information Theory 55, 3945–3958 (2009).

Jurafsky and Martin 2000 D. Jurafsky and J. H. Martin, *Speech and Language Processing*, Prentice-Hall, Upper Saddle River (2000).

Kattenbach 1997 R. Kattenbach, *Characterisierung zeitvarianter Indoor Mobilfunkkanäle mittels ihrer System- und Korrelationsfunktionen*, Dissertation an der Universitä t GhK Kassel, publiziert beim Shaker-Verlag, Aachen (1997).

Kattenbach 2002 R. Kattenbach, "Statistical modeling of small-scale fading in directional radio channels", *IEEE J. Sel. Area. Commun.*, 20, 584–592 (2002).

Katzela and Naghshineh 2000 I. Katzela and M. Naghshineh, "Channel assignment schemes for cellular mobile telecommunication systems: A comprehensive survey", *IEEE Commun. Surveys Tutorials*, 3(2), 10–31 (2000).

Keller 1962 J. B. Keller, "Geometrical theory of diffraction", *J. Opt. Soc. Am.*, 2, 116–130 (1962).

Keller and Hanzo 2000 T. Keller and L. Hanzo, "Adaptive multicarrier modulation: A convenient framework for time-frequency processing in wireless communications", *Proc. IEEE*, 88, 611–640 (2000).

Kermoal et al. 2002 J. P. Kermoal, L. Schumacher, K. I. Pedersen, P. E. Mogensen, and F. Frederiksen, "A stochastic MIMO radio channel model with experimental validation", *IEEE J. Sel. Area. Commun.*, 20, 1211 (2002).

Khandani et al. 2003 A. Khandani, J. Abounadi, E. Modiano, and L. Zhang, "Cooperative routing in wireless networks", *Allerton Conference on Communications, Control and Computing*, October (2003).

Khun-Jush et al. 2002 J. Khun-Jush, P. Schramm, G. Malmgren, and J. Torsner, "HiperLAN2: Broadband wireless communications at 5 GHz", *IEEE Commun. Mag.*, 40(6), 130–136 (2002).

Kim et al. 1999 Y. H. Kim, I. Song, H. G. Kim, T. Chang, and H. M. Kim, "Performance analysis of a coded OFDM system in time-varying multipath Rayleigh fading channels", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 48, 1610–1615 (1999).

Kivekäs et al. 2004 O. Kivekäs, J. Ollikainen, T. Lehtiniemi, and P. Vainikainen, Member, "Bandwidth, SAR, and efficiency of internal mobile phone antennas", *IEEE Trans. Electromagn. Comp.*, 46, 71–76 (2004).

Kleijn 2005 W. B. Kleijn, *Information Theory and Source Coding*, Royal Institute of Technology (KTH), unpublished course notes (2005).

Kleijn and Granzow 1991 W. B. Kleijn and W. Granzow, "Methods for waveform interpolation in speech coding", *Digit. Signal Process.*, 1, 215–230 (1991).

Kleijn and Paliwal 1995 W. B. Kleijn and K. K. Paliwal, *Speech Coding and Synthesis*, Elsevier (1995).

Kleinrock and Tobagi 1975 L. Kleinrock and F. Tobagi, "Packet switching in radio channels: Part I – carrier sense multiple access modes and their throughput-delay characteristics", *IEEE Trans. Commun.*, 23, 1400–1416 (1975).

Klemenschits and Bonek 1994 T. Klemenschits and E. Bonek, "Radio coverage of road tunnels at 900 and 1800 MHz by discrete antennas", *Proceedings of PIMRC 1994*, pp. 411–415 (1994).

Kobayashi and Caire 2006 M. Kobayashi and G. Caire, "An iterative water-filling algorithm for maximum weighted sum-rate of Gaussian MIMO-BC", *IEEE J. Sel. Area. Commun.*, 24, 1640–1646 (2006).

Kohno et al. 1995 R. Kohno, R. Meidan, and L. B. Milstein, "Spread spectrum access methods for wireless communications", *IEEE Commun. Mag.*, 33(1), 58–67 (1995).

Kondoz 2004 A. M. Kondoz, *Digital Speech: Coding for Low Bit Rate Communication Systems*, 2nd edition, Wiley (2004).

Kouyoumjian and Pathak 1974 R. G. Kouyoumjian and P. H. Pathak, "A uniform geometrical theory of diffraction for an edge in a perfectly conducting surface", *Proc. IEEE*, 62, 1448–61 (1974).

Kozek 1997 W. Kozek, *Matched Weyl-Heisenberg Expansions of Nonstationary Environments*, Dissertation, Technical University Vienna, Austria (1997).

Kozek and Molisch 1998 W. Kozek and A. F. Molisch, "Nonorthogonal pulseshapes for multicarrier communications in doubly dispersive channels", *IEEE J. Sel. Area. Commun.*, 16, 1579–1589 (1998).

Kramer et al. 2005 G. Kramer, M. Gastpar, and P. Gupta, "Cooperative strategies and capacity theorems for relay networks", *IEEE Trans. Inform. Theory*, 51, 3037–3063 (2005).

Kramer et al. 2007 G. Kramer, I. Maric, and R. D. Yates, "Cooperative communications", *Found. Trends Networking*, 1(3–4), 1–167 (2007).

Kraus and Marhefka 2002 J. D. Kraus and R. J. Marhefka, *Antennas: For All Applications*, 3rd edition, McGrawHill (2002).

Kreuzgruber et al. 1993 P. Kreuzgruber, P. Unterberger, and R. Gahleitner, "A ray splitting model for indoor propagation associated with complex geometries", *Proceedings of 43rd IEEE Vehicular Technology Conference*, Secaucus, NJ, pp. 227–230 (1993).

Krim and Viberg 1996 H. Krim and M. Viberg, "Two decades of array signal processing - the parametric approach", *IEEE Signal Proc. Mag.*, 13(4), 67–94 (1996).

Kubin 1995 G. Kubin, "Nonlinear processing of speech", in W. B. Kleijn and K. K. Paliwal (eds), *Speech Coding and Synthesis*, pp. 557–610, Elsevier (1995).

Kuchar et al. 1997 A. Kuchar, J. Fuhl, and E. Bonek, "Spectral efficiency enhancement and power control of smart antenna system", *EPMCC 97*, Bonn, Germany, September 30–October 2 (1997).

Kuchar et al. 2002a A. Kuchar, J. P. Rossi, and E. Bonek, "Directional macro-cell channel characterization from urban measurements", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 48, 137–146 (2002a).

Kuchar et al. 2002b A. Kuchar, M. Taferner, and M. Tangemann, "A real-time DOA-based smart antenna processor", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 51, 1279–1293 (2002b).

Kunz and Luebbers 1993 K. S. Kunz and R. J. Luebbers, *The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics*, CRC Press (1993).

Laneman and Wornell 2003 J. N. Laneman and G. W. Wornell, "Distributed space-time-coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks", *IEEE Trans. Inform. Theory*, 49, 2415–2425 (2003).

Laneman et al. 2004 J. N. Laneman, D. N. C. Tse, and G. W. Wornell, "Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior", *IEEE Trans. Inform. Theory*, 50, 3062–3080 (2004).

Larsen and Aarts 2004 E. R. Larsen and R. M. Aarts, *Audio Bandwidth Extension: Application of Psychoacoustics, Signal Processing and Loudspeaker Design*, Wiley (2004).

Larsson and Stoica 2008 E. G. Larsson and P. Stoica, *Space-Time Block Coding for Wireless Communications*, Cambridge University Press (2008).

Latief and Zhang 2007 K. B. Letaief and W. Zhang, "Cooperative spectrum sensing", in E. Hossein and V. K. Barghava (eds.), *Cognitive Wireless Communication Networks* Springer (2007).

Laufer et al. 2009 R. Laufer, H. Dubois-Ferriere, and L. Kleinrock, "Multirate anypath routing in wireless mesh networks", *IEEE INFOCOM*, 37–45 (2009).

Laurent 1986 P. A. Laurent, "Exact and approximate construction of digital phase modulations by superposition of amplitude modulated pulses", *IEEE Trans. Commun.*, 34, 150–160 (1986).

Laurila 2000 J. Laurila, *Semi-Blind Detection of Co-Channel Signals in Mobile Communications*, Dissertation TU Wien, Wien (2000).

Laurila et al. 1998 J. Laurila, A. F. Molisch, and E. Bonek, "Influence of the scatter distribution on power delay profiles and azimuthal power spectra of mobile radio channels", *Proc. ISSSTA'98*, 267–271 (1998).

Lawton and McGeehan 1994 M. C. Lawton and J. P. McGeehan, "The application of a deterministic ray launching algorithm for the prediction of radio channel characteristics in small-cell environments", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 43, 955–969 (1994).

Lee 1973 W. C. Y. Lee, "Effects on correlations between two mobile base-station antennas", *IEEE Trans. Commun.*, 21, 1214–1224 (1973).

Lee 1982 W. C. Y. Lee, *Mobile Communications Engineering*, McGraw Hill, New York (1982).

Lee 1986 W. C. Y. Lee, *Mobile Communications Design Fundamentals*, Sams, Indianapolis (1986).

Lee 1995 W. C. Y. Lee, *Mobile Cellular Telecommunications: Analog and Digital Systems*, McGraw Hill (1995).

Letaief and Zhang 2007 K. B. Letaief and W. Zhang, "Cooperative spectrum sensing", in E. Hossein and V. K. Barghava (eds), *Cognitive Wireless Communication Networks*, Springer (2007).

Li and Miller 1998 J. S. Lee and L. E. Miller, *CDMA Systems Engineering Handbook*, Artech House, London (1998).

Li and Stuber 2006 Y. G. Li and G. L. Stuber, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communications*, Springer (2006).

Li et al. 1997 J. Li, J. F. Wagen, and E. Lachat, "ITU model for multi-knife-edge diffraction", *Microwaves, Antennas Propagat., IEE Proc.*, 143, 539–541 (1997).

Li et al. 1998 Y. G. Li, L. C. Cimini, and N. R. Sollenberger, "Robust channel estimation for OFDM systems with rapid dispersive fading channels", *IEEE Trans. Commun.*, 46, 902–915 (1998).

Li et al. 1999 Y. G. Li, N. Seshadri, and S. Ariyavisitakul, "Channel estimation for OFDM systems with transmitter diversity in mobile wireless channels", *IEEE J. Sel. Area. Commun.*, 17(3), 461–471 (1999).

Liberti and Rappaport 1996 J. C. Liberti and T. S. Rappaport, "A geometrically based model for line of sight multipath radio channels", *Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference*, pp. 844–848 (1996).

Liberti and Rappaport 1999 J. C. Liberti and T. S. Rappaport, *Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications*, Prentice-Hall (1999).

Liebenow and Kuhlmann 1993 U. Liebenow and P. Kuhlmann, "Determination of scattering surfaces in hilly terrain", *COST 231, TD (93)* 119, (1993).

Lin 2003 J. C. Lin, "Safety standards for human exposure to radio frequency radiation and their biological rationale", *IEEE Microwave Mag.*, 4(4), 22–26 (2003).

Lin and Costello 2004 S. Lin and D. J. Costello, *Error Control Coding*, 2nd edition, Prentice Hall (2004).

Liu et al. 1996 H. Liu, G. Xu, L. Tong, T. Kailath, "Recent developments in blind channel equalization: From cyclostationarity to subspaces", *Signal Process.*, 50, 83–99 (1996).

Liu et al. 2009 K. J. R. Liu, A. K. Sadek, W. Su, and A. Kwasinski, *Cooperative Communications and Networking*, Cambridge University Press (2009).

Lo 1999 T. K. Y. Lo, "Maximum ratio transmission", *IEEE Trans. Commun.*, 47, 1458–1461 (1999).

Loeliger 2004 H. A. Loeliger, "An introduction to factor graphs", *IEEE Signal Process. Mag.*, January, 28–41 (2004).

Loncar et al. 2002 M. Loncar, R. Müller, T. Abe, J. Wehinger, and C. Mecklenbräuker, "Iterative equalizer using soft-decoder feedback for MIMO systems in frequency-selective fading", *Proceedings of URSI General Assembly 2002* (2002).

Lott and Teneketzis 2006 C. Lott and D. Teneketzis, "Stochastic routing in ad-hoc networks", *IEEE Trans. Automat. Control*, 51, 52–70 (2006).

Love et al. 2003 D. J. Love, R. W. Heath, and S. Strohmer, "Grassmannian beamforming for multiple-input multiple-output wireless systems", *IEEE Trans. Inform. Theory*, 49, 2735–2747 (2003).

Love et al. 2008 D. J. Love, R. W. Heath, V. K. N. Lau, D. Gesbert, B. D. Rao, and M. Andrews, "An overview of limited feedback in wireless communication systems", *IEEE J. Sel. Area. Commun.*, 26, 1341–1365 (2008).

Lozano et al. 2008 A. Lozano, A. M. Tulino, and S. Verdu, "Multiantenna capacity myths and reality", in H. Boelcskei, D. Gesbert, C. B. Papadias, and A.-J. van der Veen (eds), *Space-Time Wireless Systems*, Cambridge University Press (2008).

Lucky et al. 1968 R. W. Lucky, J. Salz, and E. J. Weldon Jr., *Principles of Data Communication*, McGraw Hill (1968).

Lustman and Porrat 2010 Y. Lustmann and D. Porrat, Hebrew University, Jerusalem, private communication (2010).

MacAulay and Quatieri 1986 R. J. McAulay and T. F. Quatieri, "Speech analysis/synthesis based on a sinusoidal representation", *IEEE Trans. Acoustics, Speech, Signal Process.*, 34, 744–754 (1986).

MacKay 2002 D. J. C. MacKay, *Information Theory, Inference & Learning Algorithms*, Cambridge University Press (2002).

MacKay and Neal 1997 D. J. C. MacKay and R. M. Neal, "Near Shannon limit performance of low density parity check codes", *Electron. Lett.*, 33, 457–458 (1997).

Madan et al. 2009 R. Madan, N. B. Mehta, A. F. Molisch, and J. Zhang, "Energy-efficient decentralized control of cooperative wireless networks with fading", *IEEE Trans. Automat. Control*, 54, 512–527 (2009).

Mailloux 1994 R. J. Mailloux, *Phased Array Antenna Handbook*, Artech House (1994).

Malvar et al. 2003 H. Malvar, A. Hallapuro, M. Karczewicz, and L. Kerofsky, "Low-complexity transform and quantization in H.264/AVC", *IEEE Trans. Circ. Syst. Video Technol.*, 13, 598–603 (2003).

Manholm et al. 2003 L. Manholm, M. Johansson, and S. Petersson, Antennas with Electrical Beamtilt for WCDMA: Simulations and Implementation, *Swedish National Conference on Antennas* (2003).

Marcuse 1991 D. Marcuse, *Theory of Dielectric Optical Waveguides*, 2nd edition, Academic Press, Boston (1991).

Mardia et al. 1979 K. V. Mardia, J. T. Kent, and J. M. Bibby, *Multivariate Analysis*, Academic Press, London (1979).

Maric and Titlebaum 1992 S. V. Maric and E. L. Titlebaum, "A class of frequency hop codes with nearly ideal characteristics for use in multiple-access spread-spectrum communications and radar and sonar systems", *IEEE Trans. Commun.*, 40, 1442–1447 (1992).

Maric and Yates 2004 I. Maric and R. D. Yates, "Cooperative multihop broadcast for wireless networks", *IEEE J. Sel. Area. Commun.*, 22, 1080–1088 (2004).

Martirosyan et al. [2008] A. Martirosyan, A. Boukerche, and R. W. N. Pazzi, "A taxonomy of cluster-based routing protocols for wireless sensor networks", *The International Symposium on Parallel Architectures, Algorithms, and Networks* (2008).

Marzetta and Hochwald 1999 T. L. Marzetta and B. M. Hochwald, "Capacity of a mobile multiple-antenna communication link in Rayleigh at fading", *IEEE Trans. Inform. Theory*, 45, 139–157 (1999).

Matz 2003 G. Matz, "Characterization of non-WSSUS fading dispersive channels", *Proceedings of ICC '03*, pp. 2480–2484 (2003).

Matz and Hlawatsch 1998 G. Matz and F. Hlawatsch, "Time-frequency transfer function calculus (symbolic calculus) of linear time-varying systems (linear operators) based on a generalized underspread theory", *J. Math. Phys. (Special Issue on Wavelet and Time-Frequency Analysis)*, 39, 4041–4070 (1998).

Matz et al. 2002 G. Matz, A. F. Molisch, F. Hlawatsch, M. Steinbauer, and I. Gaspard, "On the systematic measurement errors of correlative mobile radio channel sounders", *IEEE Trans. Commun.*, 50, 808–821 (2002).

May and Rohling 2000 T. May and H. Rohling, "Orthogonal frequency division multiple access", part 4 of A. F. Molisch (ed.), *Wideband Wireless Digital Communications*, Prentice-Hall, U.S.A (2000).

Mayr 1996 B. Mayr, *Modulationsangepasste Codierung*, Lecture notes, TU Vienna (1996).

McEliece 2004 R. McEliece, *The Theory of Information and Coding*, Student edition, Cambridge University Press (2004).

McNamara et al. 1990 D. A. McNamara, C. W. I. Pistorius, and J. A. G. Malherbe, *Introduction to the Uniform Geometrical Theory of Diffraction*, Artech House, Boston, MA (1990).

Mehta et al. 2007 N. B. Mehta, J. Wu, A. F. Molisch, and J. Zhang, "Approximating a sum of random variables with a lognormal distribution", *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 6, 2690–2699 (2007).

Mengali and D'Andrea 1997 U. Mengali and A. N. D'Andrea, *Synchronization Techniques for Digital Receivers*, Plenum (1997).

van der Meulen 1971 E. van der Meulen, "Three-terminal communication channels", *Adv. Appl. Prob.*, 3, 120–154 (1971).

Meurling and Jeans 1994 J. Meurling and R. Jeans, *The Mobile Phone Book*, ISBN 0-9524031-02 published by Communications Week International, London (1994).

Meyr and Ascheid 1990 H. Meyr and G. Ascheid, *Digital Communication Receivers, Phase-, Frequency-Locked Loops, and Amplitude Control*, Wiley (1990).

Meyr et al. 1997 H. Meyr, M. Moeneclaeye, and S. A. Fechtel, *Digital Communication Receivers, Vol. 2: Synchronization, Channel Estimation, and Signal Processing*, Wiley (1997).

Milstein 1988 L. B. Milstein, "Interference rejection techniques in spread spectrum communications", *Proc. IEEE*, 76, 657–671 (1988).

Moeller et al. 2010 S. Moeller, A. Sridharan, B. Krishnamachari, and O. Gnawali, "Routing without routes: the backpressure collection protocol", *9th ACM/IEEE Intl. Conf. Information Processing in Sensor Networks* (2010).

Molisch 2000 A. F. Molisch (ed.), *Wideband Wireless Digital Communications*, Prentice-Hall (2000).

Molisch 2001 A. F. Molisch, *A System Proposal for Wireless LANS with MIMO*, AT&T Research Labs Internal Report (2001).

Molisch 2002 A. F. Molisch, *Modeling of Directional Mobile Radio Channels*, Radio Science Bulletin, No. 302, September 2002, pp. 16–26 (2002).

Molisch 2004 A. F. Molisch, "A generic model for the MIMO wireless propagation channel", *IEEE Proc. Signal Proc.*, 52, 61–71 (2004).

Molisch 2005 A. F. Molisch, "Ultrawideband propagation channels – theory, measurement and models", *IEEE Trans. Veh. Technol., Invited*, 54, 1528–1545 (2005).

Molisch 2009 A. F. Molisch, "Ultrawideband propagation channels", *Proc. IEEE, Special Issue on UWB*, 97, 353–371 (2009).

Molisch and Hofstetter 2006 A. F. Molisch and H. Hofstetter, "The COST 273 MIMO channel model", in L. Correia (ed.), *Mobile Broadband Multimedia Networks*, Academic Press (2006).

Molisch and Steinbauer 1999 A. F. Molisch and M. Steinbauer, "Condensed parameters for characterizing wideband mobile radio channels", *Int. J. Wireless Inform. Net.*, 6, 133–154 (1999).

Molisch and Tufvesson 2004 A. F. Molisch and F. Tufvesson, "Multipath propagation models for broadband wireless systems", in M. Ibnkahla (ed.), *Digital Signal Processing for Wireless Communications Handbook*, Chapter 2, pp. 2.1–2.43, CRC Press (2004).

Molisch and Tufvesson 2005 A. F. Molisch and F. Tufvesson, "MIMO Channel capacity and measurements", in T. Kaiser (ed.), *Smart Antennas in Europe – State of the Art*", EURASIP Publishing (2005).

Molisch and Win 2004 A. F. Molisch and M. Z. Win, "MIMO systems with antenna selection", *IEEE Microwave Mag.*, March, 46–56 (2004).

Molisch et al. 1995 A. F. Molisch, J. Fuhl, and E. Bonek, "Pattern distortion of mobile radio base station antennas by antenna masts and roofs", *Proceedings of the 25th European Microwave Conference*, Bologna, pp. 71–76 (1995).

Molisch et al. 1996 A. F. Molisch, J. Fuhl, and P. Proksch, "Error floor of MSK modulation in a mobile-radio channel with two independently-fading paths", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 45, 303–309 (1996).

Molisch et al. 1998 A. F. Molisch, H. Novak, and E. Bonek, "The DECT radio link", *(invited) Telektronikk*, 94, 45–53 (1998).

Molisch et al. 2002 A. F. Molisch, M. Steinbauer, M. Toeltsch, E. Bonek, and R. Thoma, "Capacity of MIMO systems based on measured wireless channels", *IEEE JSAC*, 20, 561–569 (2002).

Molisch et al. 2003a A. F. Molisch, J. R. Foerster and M. Pendergrass, "Channel models for ultrawideband Personal Area Networks", *IEEE Personal Communications Magazine*, 10, 14–21 (2003a).

Molisch et al. 2003b A. F. Molisch, A. Kuchar, J. Laurila, K. Hugl, and R. Schmalenberger, "Geometry-based directional model for mobile radio channels–principles and implementation", *European Trans. Telecommun.*, 14, 351–359 (2003b).

Molisch et al. 2005 A. F. Molisch, Y. G. Li, Y. P. Nakache, et al., "A low-cost time-hopping impulse radio system for high data rate transmission,", *EURASIP J. Appl. Signal Process.*, special issue on UWB (invited), 3, 397–412 (2005).

Molisch et al. 2006a A. F. Molisch, D. Cassioli, C. C. Chong, et al., "A comprehensive model for ultrawideband propagation channels", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 54, special issue on wireless propagation, 3151–3166 (2006a).

Molisch et al. 2006b A. F. Molisch, H. Asplund, R. Heddergott, M. Steinbauer, and T. Zwick, "The COST 259 directional channel model – I. Overview and methodology," *IEEE Trans. Wireless Comm.*, 5, 3421–3433 (2006b).

Molisch et al. 2007 A. F. Molisch, N. B. Mehta, J. Yedidia, and J. Zhang, "Cooperative relay networks with mutual-information accumulation", *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 6, 4108–4119 (2007).

Molisch et al. 2007a A. F. Molisch, M. Toeltsch, and S. Vermani, "Iterative methods for cancellation of intercarrier interference in OFDM systems", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 56, 2158 DH 2167 (2007).

Molisch et al. 2009 A. F. Molisch, F. Tufvesson, J. Karedal, and C. Mecklenbrauker, "Propagation aspects of vehicle-to-vehicle communications", *IEEE Wireless Commun. Mag.*, 16(6), 12 DH 22 (2009).

Molnar et al. 1996 B. G. Molnar, I. Frigyes, Z. Bodnar, and Z. Herczku, "The WSSUS channel model: Comments and a generalisation", *Proceedings of Globecom 1996*, 158–162 (1996).

Moon 2005 T. K. Moon, *Error Correction Coding: Mathematical Methods and Algorithms*, Wiley (2005).

Moroney and Cullen 1995 D. Moroney and P. Cullen, "A fast integral equation approach to UHF coverage estimation", in E. delRe (ed.), *Mobile and Personal Communications*, Elsevier Press, Amsterdam, The Netherlands (1995).

Moshavi 1996 S. Moshavi, "Multi-user detection for DS-CDMA Communications," *IEEE Commun. Mag.*, October, 124–136 (1996).

Motley and Keenan 1988 A. J. Motley and J. P. Keenan, "Personal communication radio coverage in buildings at 900 MHz and 1700 MHz", *Electron. Lett.*, 24, 763–764 (1988).

Mouly and Pautet 1992 M. Mouly and M. B. Pautet, *The GSM System for Mobile Communications*, self-publishing (1992).

MPEG 1 ISO/IEC 11172-2:1993, *Information Technology – Coding of Moving Pictures and Associated Audio for Digital Storage Media at up to about 1.5 Mbit/s – Part 2: Video*, (1993).

MPEG 2 International Telecommunications Union, *Information Technology - Generic Coding of Moving Pictures and Associated Audio Information - Part 2: Video*, 2nd edition, ITU-T Recommendation H.262 and ISO/IEC 13818-2:2000 (2000).

MPEG 4 ISO/IEC 14496-2:2004, *Information Technology – Coding of Audio-Visual Objects – Part 2: Visual*, 3rd edition (2004).

Mudumbai et al. 2009 R. Mudumbai, D. R. Brown, U. Madhow, and H. V. Poor, "Distributed transmit beamforming: Challenges and recent progress", *IEEE Commun. Mag.*, 47, 102–110 (2009).

Muirhead 1982 R. J. Muirhead, *Aspects of Multivariate Statistical Theory*, Wiley (1982).

Muquet et al. 2002 B. Muquet, Z. Wang, G. B. Giannakis, M. de Courville, and P. Duhamel, "Cyclic prefixing or zero padding for wireless multicarrier transmissions", *IEEE Trans. Commun.*, 50, 2136–2148 (2002).

Murota and Hirade 1981 K. Murota and K. Hirade, "GMSK modulation for digital mobile radio telephony", *IEEE Trans. Commun.*, 29, 1044–1050 (1981).

Nabar et al. 2004 R. U. Nabar, H. Bolcskei, and F. W. Kneubuhler, "Fading relay channels: Performance limits and space-time signal design", *IEEE J. Sel. Area. Commun.*, 22, 1099–1109 (2004).

Nakagami 1960 M. Nakagami, "The M-distribution: A general of intensity distribution of rapid fading", in W. Hoffman (ed.), *Statistical Methods of Radio Wave Propagation*, Pergamon Press (1960).

Namislo 1984 N. Namislo, "Analysis of mobile radio slotted ALOHA networks", *IEEE J. Sel. Area. Commun.*, 2, 583–588 (1984).

Narayanan et al. 2004 R. M. Narayanan, K. Atanassov, V. Stoiljkovic, and G. R. Kadambi, "Polarization diversity measurements and analysis for antenna configurations at 1800 MHz", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 52, 1795–1810 (2004).

Nazer and Gastpar 2008 B. Nazer and M. Gastpar, "Compute-and-forward: A novel strategy for cooperative networks", *42nd Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, pp. 69–73 (2008).

Nazer et al. 2009 B. Nazer, S. A. Jafar, M. Gastpar, and S. Vishwanath, "Ergodic interference alignment", *IEEE Int. Symp. Inform. Theory*, November/December 1769–1773 (2009).

Necker 2008 M. C. Necker, "Interference coordination in cellular OFDMA networks", *IEEE Network*, Nov/Dec., 12–19 (2008).

Neely 2006 M. J. Neely, "Energy optimal control for time varying wireless networks", *IEEE Trans. Inform. Theory*, 52, 2915–2934 (2006).

Neely and Urgaonkar 2009 M. J. Neely and R. Urgaonkar, "Optimal backpressure routing in wireless networks with multi-receiver diversity", *Ad Hoc Networks (Elsevier)*, 7, 862–881 (2009).

Neubauer et al. 2001 Th. Neubauer, H. Jaeger, J. Fuhl, and E. Bonek, "Measurement of the background noise floor in the UMTS FDD uplink band", *European Personal Mobile Communications Conference* (2001).

Nilsson et al. 1997 R. Nilsson, O. Edfors, M. Sandell, and P. O. Börjesson, "An analysis of two-dimensional pilot-symbol assisted modulation for OFDM", *Proceedings IEEE International Conference on Personal Wireless Communications*, pp. 71–74, Bombay, India, December 1997.

Noerpel et al. 1996 A. R. Noerpel, Y. B. Lin, and H. Sherry, "PACS: Personal communications system: A tutorial", *IEEE Pers. Commun.*, June, 32–43 (1996).

Norklit and Andersen 1998 O. Norklit and J. B. Andersen, "Diffuse channel model and experimental results for array antennas in mobile environments," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 46, 834 (1998).

Nosratinia et al. 2004 A. Nosratinia, A. T. E. Hunter, and A. Hedayat, "Cooperative communication in wireless networks", *IEEE Commun. Mag.*, 42(10), 74–80 (2004).

Nuaymi 2007 L. Nuaymi, *WiMAX: Technology for Broadband Wireless Access*, Wiley (2007).

O'Hara and Petrick 2005 B. O'Hara and A. Petrick, *The IEEE 802.11 Handbook: A Designer's Companion*, 2nd edition, IEEE Standards Publications (2005).

O'Shaughnessy 2000 D. O'Shaughnessy, *Speech Communication: Human and Machine*, 2nd edition, IEEE Press (2000).

Oehrvik 1994 S. O. Oehrvik, *Radio School*, Ericsson, Stockholm (1994).

Oestges and Clerckx 2007 C. Oestges and B. Clerckx, *MIMO Wireless Communications: From Real-World Propagation to Space-Time Code Design*, Academic Press (2007).

Ogawa et al. 2001 K. Ogawa, T. Matsuyoshi, and K. Monma, "An analysis of the performance of a handset diversity antenna influenced by head, hand, and shoulder effects at 900 MHz.II. Correlation characteristics", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 50, 845–853 (2001).

Ogawa and Matsuyoshi 2001 K. Ogawa and T. Matsuyoshi, "An analysis of the performance of a handset diversity antenna influenced by head, hand, and shoulder effects at 900 MHz.I. Effective gain characteristics", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 50, 830–844 (2001).

Ogilvie 1991 J. A. Ogilvie, *Theory of Wave Scattering from Random Rough Surfaces*, IOP Publishing (1991).

Okumura et al. 1968 Y. Okumura, E. Ohmori, T. Kawano, and K. Fukuda, "Field strength and its variability in VHF and UHF land mobile services", *Rev. Elec. Commun. Lab.*, 16, 825–873 (1968).

Oppenheim and Schafer 2009 A. V. Oppenheim and R. W. Schafer, *Discrete-Time Signal Processing*, 3rd edition, Prentice Hall, Englewood Cliffs (2009).

Ozgur et al. 2007 A. Ozgur, O. Leveque, and D. N. C. Tse, "Hierarchical cooperation achieves optimal capacity scaling in ad hoc networks", *IEEE Trans. Inform. Theory*, 53, 3549–3572 (2007).

Paetzold 2002 M. Paetzold, *Mobile Fading Channels: Modelling, Analysis, & Simulation*, Wiley (2002); 2nd edition to appear (2010).

Pajusco 1998 P. Pajusco, "Experimental characterization of D.O.A at the base station in rural and urban area", *Proceedings of the IEEE VTC'98*, pp. 993–998 (1998).

Papoulis 1985 A. Papoulis, "Predictable processes and Wold's decomposition: A review", *IEEE Trans. Acoustics, Speech, Signal Process. ASSP*, 33, 933 (1985).

Papoulis 1991 A. Papoulis, *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*, 3rd edition, McGraw-Hill, New York (1991).

Parry 2002 R. Parry, "CDMA 2000, 1xEV", *IEEE Potentials*, October/November, 10–13 (2002).

Parsons 1992 J. D. Parsons, *The Mobile Radio Channel*, Wiley, New York (1992).

Parsons et al. 1991 J. D. Parsons, D. A. Demery, and A. M. D. Turkmani, "Sounding techniques for wideband mobile radio channels: A review", *Proc. Inst. Elect.Eng. – I*, 138, 437–446 (1991).

Paulraj and Papadias 1997 A. J. Paulraj and C. B. Papadias, "Space-time processing for wireless transmissions,", *IEEE Pers. Commun.*, 14(5), 49–83 (1997).

Paulraj et al. 2003 A. Paulraj, D. Gore, and R. Nabar, *Multiple Antenna Systems*, Cambridge University Press (2003).

Pawula et al. 1982 R. F. Pawula, S. O. Rice, and J. H. Roberts, "Distribution of the phase angle between two vectors perturbed by Gaussian noise", *IEEE Trans. Commun.*, 30, 1828–1841 (1982).

Pedersen et al. 1997 K. Pedersen, P. E. Mogensen, and B. Fleury, "Power azimuth spectrum in outdoor environments", *IEEE Electronics Lett.*, 33, 1583–1584 (1997).

Pedersen et al. 1998 G. F. Pedersen, J. O. Nielsen, K. Olensen, and I. Z. Kovács, *Measured Variation in Performance of Handheld Antennas for a Large Number of Test Persons*, COST259 TD(98)025 (1998).

Peel 2003 C. B. Peel, "On dirty-paper coding", *IEEE Signal Process. Mag.*, 20(3), 112–113 (2003).

Perahia and Stacey 2008 E. Perahia and R. Stacey, *Next Generation Wireless LANs: Throughput, Robustness, and Reliability in 802.11n*, Cambridge University Press (2008).

Perkins 2001 C. E. Perkins, *Ad Hoc Networking*, Addison-Wesley (2001).

Perkins and Royer 1999 C. E. Perkins and E. M. Royer, "Ad hoc on-demand distance vector routing", *Proceedings of 2nd IEEE Workshop on Mobile Computing Systems and Applications*, New Orleans, LA, February 1999, pp. 90–100 (1999).

Peterson and Davie 2003 L. L. Peterson and B. S. Davie, *Computer Networks: A Systems Approach*, 3rd edition, Academic Press (2003).

Petrus et al. 2002 P. Petrus, J. H. Reed, and T. S. Rappaport, "Geometrical-based statistical macrocell channel model for mobile environments", *IEEE Trans. Commun.*, 50, 495 (2002).

van der Plassche 2003 R. van der Plassche, *Cmos Integrated Analog-To-Digital and Digital-To-Analog Converters*, 2nd edition, Kluwer (2003).

Plenge 1997 C. Plenge, "Leistungsbewertung öffentlicher DECT-Systeme", *Dissertation, RWTH Aachen* (1997) [in German].

Polydoros and Weber 1984 A. Polydoros and C. L. Weber, "A unified approach to serial search spread-spectrum code acquisition-part I: General theory", *IEEE Trans. Commun.*, 32, 542–549; "Part II: Matched filter receiver", *IEEE Trans. Commun.*, 32, 550–560 (1984).

Poor 2001 H. V. Poor, "Turbo multiuser detection: A primer", *J. Commun. Networks*, 3, 196–201 (2001).

Poor 2004 H. V. Poor, "Iterative multiuser detection", *IEEE Signal Process. Mag.*, 21, 81–88 (2004).

Pozar 2000 D. M. Pozar, *Microwave and RF Design of Wireless Systems*, Wiley, New York (2000).

Proakis 1968 J. G. Proakis, "On the probability of error for multichannel reception of binary signals", *IEEE Trans. Commun.*, 16, 68–71 (1968).

Proakis 1991 J. G. Proakis, "Adaptive equalization for TDMA digital mobile radio", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 40, 333–341 (1991).

Proakis 2005 J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital Communications*, 5th edition, McGraw Hill, New York (2005).

Qiu 2002 R. C. Qiu, "A study of the ultra-wideband wireless propagation channel and optimum UWB receiver design", *IEEE J. Sel. Area. Commun.*, 20, 1628–1637 (2002).

Qiu 2004 R. C. Qiu, "A generalized time domain multipath channel and its application in ultra-wideband (UWB) wireless optimal receiver design – Part II: Physics-based system analysis", *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 3, 2312–2324 (2004).

Quan et al. 2008 Z. Quan, S. Ciu, A. H. Sayed, and H. V. Poor, "Wideband spectrum sensing in cognitive radio networks", *Proceedings of the IEEE International Conference on Communication* (2008).

Quatieri 2002 T. F. Quatieri, *Discrete-Time Speech Signal Processing*, Prentice-Hall, Upper Saddle River (2002).

Rabiner 1994 L. Rabiner, "Applications of voice processing to telecommunications", *Proc. IEEE*, 82, 199–228 (1994).

Rabiner and Schafer 1978 L. R. Rabiner and R. W. Schafer, *Digital Processing of Speech Signals*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs (1978).

Raleigh and Cioffi 1998 G. Raleigh and J. M. Cioffi, "Spatial-temporal coding for wireless communications", *IEEE Trans. Commun.*, 46, 357–366 (1998).

Ramachandran et al. 2004 I. Ramachandran, Y. P. Nakache, P. Orlik, J. Zhang, and A. F. Molisch, "Symbol spreading for ultrawideband systems based on multiband OFDM", *Proceedings of the Personal, Indoor, Mobile Radio Symposium*, 1204–1209 (2004).

Ramo et al. 1967 S. Ramo, J. R. Whinnery, and T. van Duzer, *Fields and Waves in Communication Electronics*, Wiley, New York (1967).

Rao and Yip 1990 K. R. Rao and P. Yip, *Discrete Cosine Transform: Algorithms, Advantages, Applications*, Academic Press (1990).

Rappaport 1996 T. S. Rappaport, *Wireless Communications - Principles and Practice*, 2nd edition 2001, IEEE Press, Piscataway, NJ (1996).

Rappaport 1998 T. S. Rappaport (ed.), *Smart Antennas: Adaptive Arrays, Algorithms, & Wireless Position Location*, IEEE Press (1998).

Rasinger et al. 1990 J. Rasinger, A. L. Scholtz, and E. Bonek, "A new enhanced-bandwidth internal antenna for portable communication systems", *Proceedings of the 40th IEEE Vehicular Technology Conference*, Orlando, pp. 7–12 (1990).

Razavi 1997 B. Razavi, *RF Microelectronics*, Prentice-Hall (1997).

Reed 2005 J. H. Reed, *An Introduction to Ultra Wideband Communication Systems*, Prentice-Hall (2005).

Reznik et al. 2007 Y. A. Reznik, A. T. Hinds, C. Zhang, L. Yu, and Z. Ni, "Efficient fixed-point approximations of the 8x8 inverse discrete cosine transform", *Proceedings of the SPIE 6696*, pp. 1–17 (2007).

Rice 1947 S. O. Rice, "Statistical properties of a sine wave plus random noise", *Bell System Techn. J.*, 27, 109–157 (1947).

Rice 2008 M. D. Rice, *Digital Communications: A Discrete-Time Approach*, Prentice-Hall, 2008.

Richardson 2005 A. Richardson, *WCDMA Design Handbook*, Cambridge University Press (2005).

Richardson and Urbanke 2008 T. Richardson and R. Urbanke, *Modern Coding Theory*, Cambridge University Press (2008).

Richardson et al. 2001 T. J. Richardson, M. A. Shokrollahi, and R. L. Urbanke, "Design of capacity-approaching irregular low-density parity-check codes", *IEEE Trans. Inform. Theory*, 47, 619–637 (2001).

Richter 2006 A. Richter, "The contribution of distributed diffuse scattering in radio channels to channel capacity: Estimation and modelling", *Proceedings of Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers*, Pacific Grove, CA, USA, October (2006).

Rohling 2005 H. Rohling, "OFDM-A flexible and adaptive air interface for a 4G communication system", XI International Symposium of Radio Science URSI 2005, Poznan, April (2005).

Rokhlin 1990 V. Rokhlin, Rapid solution of integral equations of scattering theory in two dimensions, *J. Comp. Phys.*, 96, 414, 1990.

Roy et al. 1986 R. Roy, A. Paulraj, and T. Kailath, "ESPRIT - A subspace rotation approach to estimation of parameters of cisoids in noise", *IEEE Trans. Acoustics, Speech, Signal Process.*, 34, 1340–1342 (1986).

Roy et al. 2004 S. Roy, J. R. Foerster, V. S. Somayazulu, and D. G. Leeper, "Ultrawideband radio design: The promise of high-speed, short-range wireless connectivity", *Proc. IEEE*, 92, 295–311 (2004).

Roy and Fortier 2004 S. Roy and P. Fortier, "A closed-form analysis of fading envelope correlation across a wideband basestation array", *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 3, 1502–1507 (2004).

Royer and Toh 1999 E. M. Royer and C. K. Toh, "A review of current routing protocols for ad hoc mobile wireless networks", *IEEE Pers. Commun.*, 6(2), 46–55 (1999).

Rubin 1979 I. Rubin, "Message delays in FDMA and TDMA communication channels", *IEEE Trans. Commun.*, 27, 769–777 (1979).

Sadek et al. 2007 M. Sadek, A. Tarighat, and A. H. Sayed, "A leakage-based precoding scheme for downlink multi-user MIMO channels", *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 6, 1711–1721 (2007).

Saleh and Valenzuela 1987 A. Saleh and R. A. Valenzuela, "A statistical model for indoor multipath propagation", *IEEE J. Sel. Area. Commun.*, 5, 128 (1987).

Salmi et al. 2009 J. Salmi, A. Richter, and V. Koivunen, "Detection and tracking of MIMO propagation path parameters using state-space approach", *IEEE Trans. Signal Process.*, 57, 1538–1550 (2009).

de Santo and Brown 1986 J. A. de Santo and G. S. Brown, *Progress in Optics*, Vol. 23, edited by E. Wolf, ~ North-Holland (1986).

Sari et al. 2000 H. Sari, F. Vanhaverbeke, and M. Moeneclaey, "Extending the capacity of multiple access channels", *IEEE Commun. Mag.*, 38(1), 74–82 (2000).

Sato 1975 Y. Sato, "A method of self recovering equalization for multilevel amplitude modulation", *IEEE Trans. Commun.*, 23, 679–682 (1975).

Sayeed 2002 A. M. Sayeed, "Deconstructing multiantenna fading channels", *IEEE Trans. Signal Process.*, 50, 2563 (2002).

Sayre 2001 C. W. Sayre, *Complete Wireless Design*, McGraw Hill (2001).

Scaglione et al. 2006 A. Scaglione, D. L. Goeckel, and N. J. Laneman, "Cooperative communications in mobile ad-hoc networks", *IEEE Signal Process. Mag.*, 2006, 18–29 (2006).

Schiller 2003 J. Schiller, *Mobile Communications*, 2nd edition, Addison-Wesley (2003).

Schlegel and Perez 2003 C. B. Schlegel and L. C. Perez, *Trellis and Turbo Coding*, Wiley (2003).

Schmidl and Cox 1997 T. M. Schmidl and D. C. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for OFDM", *IEEE Trans. Commun.*, 45, 1613–1621 (1997).

Schmidt 1986 R. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameters estimation", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 34, 276–280 (1986).

Schniter 2004 P. Schniter, "Low-complexity equalization of OFDM in doubly selective channels", *IEEE Trans. Signal Process.*, 52, 1002–1011 (2004).

Schroeder and Atal 1985 M. Schroeder and B. Atal, "Code-excited linear prediction (CELP): High-quality speech at very low bit rates", *Proceedings of the IEEE International Conference Acoustics, Speech, Signal Process., ICASSP'85'*, pp. 937–940 (1985).

Schroeder et al. 1979 M. R. Schroeder, B. S. Atal, and J. L. Hall, "Optimizing digital speech coders by exploiting masking properties of the human ear", *J. Acoust. Soc. Am.*, 66, 1647–1652 (1979).

Scholtz 1982 R. A. Scholtz, "The origins of spread spectrum communications", *IEEE Trans. Commun.*, 30, 822–854 (1982).

Schwarz et al. 2007 H. Schwarz, D. Marpe, and T. Wiegand, "Overview of the scalable video coding extension of the H.264/AVC standard", *IEEE Trans. Circ. Syst. Video Technol.*, 17, 1103–1120 (2007).

Sendonaris et al. 2003 A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, "User cooperation diversity–Part I: System description and user cooperation diversity–Part II: Implementation aspects and performance analysis", *IEEE Trans. Commun.*, 51, 1927–1948 (2003).

Shafi et al. 2006 M. Shafi, M. Zhang, A. L. Moustakas, et al. "Polarized MIMO channels in 3D: Models, measurements and mutual information", *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, 24, 514–527 (2006).

Shannon 1948 C. E. Shannon, "A mathematical theory of communication", *Bell System Tech. J.*, 27, 379–423 and 623–656 (1948).

Shannon 1949 C. E. Shannon, "Communication in the presence of noise", *Proc. IRE*, 37, 10–21 (1949).

Shannon 1959 C. E. Shannon, "Coding theorems for a discrete source with a fidelity criterion", *IRE National Convention Record*, 4, 142–163 (1959).

Shen et al. 2006 S. Shen, M. Guizani, R. C. Qiu, and T. L. Ngog, *Ultra-Wideband Wireless Communications and Networks*, Wiley (2006).

Shi and Sun 2000 Y. Q. Shi and H. Sun, *Image and Video Compression for Multimedia Engineering: Fundamentals, Algorithms and Standards*, 2nd edition, CRC Press (2000).

Shi et al. 2007 S. Shi, M. Schubert, and H. Boche, "Downlink MMSE transceiver optimization for multiuser MIMO systems: Duality and sum-MSE minimization", *IEEE Trans. Signal Process.*, 55, 5436–5446 (2007).

Shiu et al. 2000 D. Shiu, G. J. Foschini, M. J. Gans, and J. M. Kahn, "Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems", *IEEE Trans. Commun.*, 48, 502–513 (2000).

Simon et al. 1994 M. K. Simon, J. K. Omura, R. A. Scholtz, and B. K. Levitt, *Spread Spectrum Communications Handbook*, Revised edition, McGraw Hill (1994).

Simon and Alouini 2004 M. K. Simon and M. S. Alouini, *Digital Communications Over Fading Channels*, 2nd edition, Wiley (2004).

Sindhushayana and Black 2002 N. T. Sindhushayana and P. J. Black, "Forward link coding and modulation for CDMA2000 1XEV-DO (IS-856)", *Proceedings fo the IEEE PIMRC 2002*, p. 1839–1846, 2002.

Singh et al. 2010 S. Singh, N. B. Mehta, and A. F. Molisch, "Moment-matched lognormal modeling of uplink interference with power control and cell selection", *IEEE Trans. Wireless Commun.* 9, 932–938 (2010).

Siriwongpairat and Liu 2007 W. P. Siriwongpairat and K. J. R. Liu, *Ultra-Wideband Communications Systems: Multiband OFDM Approach*, Wiley (2007).

Sklar 1997 B. Sklar, "A primer on turbo code concepts", *IEEE Commun. Mag.*, 35, 94–102 (1997).

Sklar 2001 B. Sklar, *Digital Communications - Fundamentals and Applications*, 2nd edition, Prentice Hall (2001).

Sklar and Harris 2004 B. Sklar and F. J. Harris, "The ABCs of linear block codes", *IEEE Signal Process. Mag.*, 21(4), 14–35 (2004).

Spencer et al. 2004a Q. H. Spencer, C. B. Peel, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, "An introduction to the multi-user MIMO downlink", *IEEE Commun. Mag.*, 42(10), 60–67 (2004a).

Spencer et al. 2004b Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst and M. Haardt, "Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels", *IEEE Trans. Signal Processing*, 52, 461–471 (2004b).

Spencer et al. 2006 Q. H. Spencer, J. W. Wallace, C. B. Peel, et al., "Performance of multi-user spatial multiplexing with measured channel data", in G. Tsoulos (ed.), *MIMO System Technology for Wireless Communications*, CRC Press (2006).

Speth et al. 1999 M. Speth, S. A. Fechtel, G. Fock, and H. Meyr, "Optimum receiver design for wireless broadband systems using OFDM. I", *IEEE Trans. Commun.*, 47, 1668–1677 (1999); "II A case study", *IEEE Trans. Commun.*, 49, 571–578 (2001).

Spyropoulos et al. 2005 T. Spyropoulos, K. Psounis, and C. S. Raghavendra, "Spray and wait: An efficient routing scheme for intermittently connected mobile networks", *Proceedings of the 2005 ACM SIGCOMM Workshop on Delay-tolerant Networking*, pp. 252–259 (2005).

Stankovic et al. 2006 V. Stankovic, A. Host-Madsen, and Z. Xiong, "Cooperative diversity for wireless ad hoc networks", *IEEE Signal Process. Mag.*, 23(5), 37–49 (2006).

Steele and Hanzo 1999 R. Steele and L. Hanzo, *Mobile Communications*, 2nd edition, Wiley (1999).

Steele et al. 2001 R. Steele, C. C. Lee, and P. Gould, *GSM, cdmaOne and 3G Systems*, John Wiley & Sons (2001).

Steendam and Moeneclaey 1999 H. Steendam and M. Moeneclaey, "Analysis and optimization of the performance of OFDM on frequency-selective time-selective fading channels", *IEEE Trans. Commun.*, 47, 1811–1819 (1999).

Stein 1964 S. Stein, "Unified analysis of certain coherent and noncoherent binary communications systems", *IEEE Trans. Inform. Theory*, 11, 239–246 (1964).

Steinbauer and Molisch 2001 M. Steinbauer and A. F. Molisch (eds), "Spatial channel models", in L. Correia (ed.), *Wireless Flexible Personalized Communications*, Wiley (2001).

Stojmenovic 2002 I. Stojmenovic, "Position-based routing in ad-hoc networks", *IEEE Commun. Mag.*, July, 128–134 (2002).

Stojnic et al. 2006 M. Stojnic, H. Vikalo, and B. Hassibi, "Rate maximization in multi-antenna broadcast channels with linear preprocessing", *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 5, 2338–2342 (2006).

Strang 1988 G. Strang, *Linear Algebra and its Application*, 3rd edition, Harcourt Brace Jovanovich, San Diego (1988).

Stueber 1996 G. Stueber, *Principles of Mobile Communication*, Kluwer (1996), second edition 2001.

Stueber et al. 2004 G. L. Stuber, J. R. Barry, S. W. McLaughlin, et al., "Broadband MIMO-OFDM wireless communications", *Proc. IEEE*, 92, 271–294 (2004).

Stutzman and Thiele 1997 W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, 2nd edition, Wiley, New York (1997).

Sun and Reibman 2001 M. T. Sun and A. R. Reibman (eds), *Compressed Video Over Networks*, Marcel Dekker (2001).

Suzuki 1977 H. Suzuki, "A statistical model for urban radio propagation", *IEEE Trans. Commun.*, 25, 673–680 (1977).

Suzuki 1982 H. Suzuki, "Canonic receiver analysis for M-ary angle modulations in Rayleigh fading environment", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 31, 7–14 (1982).

Swarts et al. 1998 F. Swarts, P. van Rooyan, I. Oppermann, and M. P. Lötter, *CDMA Techniques for Third Generation Mobile Systems*, Kluwer (1998).

Sweeney 2002 P. Sweeney, *Error Control Coding: From Theory to Practice*, Wiley (2002).

Sayed and Kailath 2001 A. H. Sayed and T. Kailath, "A survey of spectral factorization methods", *J. Num. Linear Algebra Appl.*, 8, 467–496 (2001).

Taga 1990 T. Taga, "Analysis for mean effective gain of mobile antennas in land mobile radio environments", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 39, 117–131 (1990).

Taga 1993 T. Taga, "Characteristics of space-diversity branch using parallel dipole antennas in mobile radio communications", *Electron. Commun. Jpn.*, 76(Pt. 1), 55–65 (1993).

Tao 2007 J. Tao, "IEEE 802.16e OFDMA PHY", Mitsubishi Electric Research Labs, internal report (2007).

Tarokh et al. 1998 V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time coding for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction", *IEEE Trans. Inform. Theory*, 44, 744–765 (1998).

Tarokh et al. 1999 V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space–time block codes from orthogonal designs", *IEEE Trans. Inform. Theory*, 45, 1456–1467 (1999).

Tekalp 1995 A. Murat Tekalp, *Digital Video Processing*, Prentice Hall (1995).

Telatar 1999 I. E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels", *European Trans. Telecomm.*, 10, 585–595 (1999).

Thjung and Chai 1999 T. T. Tjhung and C. C. Chai, "Fade statistics in Nakagami-lognormal channels", *IEEE Trans. Commun.*, 47, 1769–1772 (1999).

Thomae et al. 2000 R. S. Thomae, D. Hampicke, A. Richter, et al., Identification of time-variant directional mobile radio channels, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 49, 357–364 (2000).

Thomae et al. 2005 R. S. Thomae, M. Landmann, A. Richter, U. Trautwein, "Multidimensional high-resolution channel sounding", in *Smart Antennas in Europe – State-of-the-Art*, EURASIP Book Series, p. 27, Hindawi Publishing Corporation (2005).

Tiedeman 2001 E. Tiedemann, "CDMA2000 1X: New capabilities for CDMA networks", *IEEE Veh. Technol. Soc. News*, 48(4), 4–12 (2001).

Tobagi 1980 F. Tobagi, "Multiaccess protocols in packet communication systems", *IEEE Trans. Commun.*, 28, 468–488 (1980).

Tomiuk et al. 1999 B. R. Tomiuk, N. C. Beaulieu, and A. A. Abu-Dayya, "General forms for maximal ratio diversitywith weighting errors", *IEEE Transactions on Communications*, 47(4), April, 488–492 (1999).

Tong et al. 1994 L. Tong, G. Xu, and T. Kailath, "Blind identification and equalization based on second-order statistics: A time domain approach", *IEEE Trans. Inform. Theory*, 40, 340–349 (1994).

Tong et al. 1995 L. Tong, G. Xu, B. Hassibi and T. Kailath, "Blind identification and equalization based on second-order statistics: A frequency domain approach", *IEEE Trans. Inform. Theory*, 41, 329–334 (1995).

Tse and Visvanath 2005 D. Tse and P. Visvanath, *Fundamentals of Wireless Communications*, Cambridge University Press (2005).

Tsoulos 2001 G. V. Tsoulos, *Adaptive Antennas for Wireless Communications*, IEEE Press (2001).

Tsoulos 2006 G. Tsoulos (ed.), *MIMO Antenna Technology for Wireless Communications*, CRC press (2006).

Turin et al. 1972 G. L. Turin, F. D. Clapp, T. L. Johnston, S. B. Fine, and D. Lavry, "A statistical model of urbran multipath propagation", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 21, 1–9 (1972).

Tuttlebee 1997 W. H. W. Tuttlebee (ed.), *Cordless Telecommunications Worldwide*, Springer, London (1997).

UMTS 1999 Third Generation Partnership Project, 3GPP TS 25.104, 25.211, 25.212, 25.213 (1999).

Ungerboeck 1976 G. Ungerboeck, "Fractional tap-spacing equalizer and consequences for clock recovery in data modems", *IEEE Trans. Commun.*, 24, 856–864 (1976).

Ungerboeck 1982 G. Ungerboeck, "Channel coding with multilevel/phase signals", *IEEE Trans. Inform. Theory*, 28, 55–67 (1982).

Valenti 1999 M. C. Valenti, *Iterative Detection and Decoding for Wireless Communications*, Ph.D. thesis, Virginia Tech University (1999).

Valenzuela 1993 R. A. Valenzuela, "A ray tracing approach to predicting indoor wireless transmission", *Proceedings of the VTC 1993*, pp. 214–218 (1993).

Vanderveen and Paulraj 1996 A. J. Vanderveen and A. Paulraj, "An analytical constant modulus algorithm", *IEEE Trans. Signal Process.*, 44, 1136–1155 (1996).

Vanderveen et al. 1997 M. C. Vanderveen, C. B. Papadias, and A. Paulraj, "Joint angle and delay estimation (JADE) for multipath signals arriving at an antenna array", *IEEE Commun. Lett.*, 1, 12–14 (1997).

Vanghi et al. 2004 V. Vanghi, A. Damnjanovic, and B. Vojcic, *The CDMA2000 System for Mobile Communications*, Prentice-Hall PTR (2004).

Varshney and Kumar 1991 P. Varshney and S. Kumar, "Performance of GMSK in a land mobile radio channel", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 40, 607–614 (1991).

Vary et al. 1998 P. Vary and U. Heute and W. Hess, *Digitale Sprachsignalverarbeitung (Digital Speech Signal Processing, in German)*, B.G. Teubner, Stuttgart (1998).

Vaseghi 2000 S. V. Vaseghi, *Advanced Digital Signal Processing and Noise Reduction*, 2nd edition, John Wiley & Sons (2000).

Vaughan and Andersen 2003 R. Vaughan and J. B. Andersen, *Channels, Propagation and Antennas for Mobile Communications*, IEE Press (2003).

Verdu 1998 S. Verdu, *Multiuser Detection*, Cambridge University Press, Cambridge (1998).

Viswanath et al. 2002 P. Viswanath, C. N. C. Tse, and R. Laroia, "Opportunistic beamforming using dumb antennas", *IEEE Trans. Inform. Theory*, 48, 1277–1294 (2002).

Viterbi 1967 A. Viterbi, "Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm", *IEEE Trans. Inform. Theory*, 13, 260–269 (1967).

Viterbi 1995 A. J. Viterbi, *CDMA – Principles of Spread Spectrum Communication*, Addison-Wesley Wireless Communications Series (1995).

Vitetta et al. 2000 G. Vitetta, B. Hart, A. Mammela, and D. Taylor, "Equalization techniques for single-carrier, unspread modulation", in A. F. Molisch (ed.), *Wideband Wireless Digital Communications*, Prentice-Hall (2000).

Waldschmidt et al. 2004 C. Waldschmidt, S. Schulteis, and W. Wiesbeck, "Complete RF system model for analysis of compact MIMO arrays", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 53, 579–586 (2004).

Walfish and Bertoni 1988 J. Walfish and H. L. Bertoni, "A theoretical model of UHF propagation in urban environments", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 822–829 (1988).

Wallace and Jensen 2004 J. W. Wallace and M. A. Jensen, "Mutual coupling in MIMO wireless systems: A rigorous network theory analysis", *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 3, 1317–1325 (2004).

Wang 2002 Y. Wang, J. Ostermann, and Y. Q. Zhang, *Video Processing and Communications*, Prentice Hall (2002).

Wang and Giannakis 2000 Z. Wang and G. B. Giannakis, "Wireless multicarrier communications", *IEEE Signal Process. Mag.*, 17(3), 29–48 (2000).

Wang and Poor 2003 X. Wang and H. V. Poor, *Wireless Communication Systems: Advanced Techniques for Signal Reception*, Prentice-Hall (2003).

Wang and Zhu 1998 Y. Wang and Q. F. Zhu, "Error control and concealment for video communication – A review", *Proc. IEEE*, 85, 974–997 (1998).

Wang et al. 2007 Y. K. Wang, I. Bouazizi, M. Hannuksela, and I. Curcio, "Mobile video applications and standards", *Proceedings of the ACM Multimedia, Workshop on Mobile Video*, Augsburg, Germany, September (2007).

de Weck 1992 J. P. de Weck, *Real-time Characterization of Wideband Mobile Radio Channels*, Dissertation an der TU Wien, Wien, Österreich (1992).

Weichselberger et al. 2006 W. Weichselberger, M. Herdin, H. Ö zcelik, and E. Bonek, "A stochastic MIMO channel model with joint correlation of both link ends", *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 5, 90–100 (2006).

Weinstein and Ebert 1971 S. Weinstein and P. Ebert, "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform", *IEEE Trans. Commun.*, 19, 628–634 (1971).

Weisstein 2004 E. W. Weisstein. *Lindeberg-Feller Central Limit Theorem*. From MathWorld–A Wolfram Web Resource, *http://mathworld.wolfram.com/Lindeberg-FellerCentralLimitTheorem.html* (2004).

Wellens et al. 2007 M. Wellens, J. Wu, and P. Mahonen, "Evaluation of spectrum occupancy in indoor and outdoor scenario in the context of cognitive radio", *2nd International Conference in Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications*, 420–427 (2007).

Wiegand et al. 2003 T. Wiegand, G. J. Sullivan, G. Bjontegaard, and A. Luthra, "Overview of the H.264/AVC video coding standard", *IEEE Trans. Circ. Syst. Video Technol.*, 13, 560–576 (2003).

Willenegger 2000 S. Willenegger, "CDMA2000 physical layer: An overview", *IEEE J. Commun. Netw.*, 2(1), 5–17 (2000).

Wilson 1996 S. G. Wilson, *Digital Modulation and Coding*, Prentice Hall, Upper Saddle River (1996).

Wimax 1.5 Wimax Forum, "Wimax Forum Network Architecture Release 1.5", at *http://www.wimaxforum.org/resources/documents/technical/release*.

Win and Chrisikos 2000 M. Z. Win and G. Chrisikos, "Impact of spreading bandwidth and selection diversity order on selective Rake reception," in A. F. Molisch (ed.), *Wideband Digital Communications*, pp. 424–454, Prentice Hall (2000).

Win and Scholtz 1998 M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Impulse radio: How it works", *IEEE Commun. Lett.*, 2, 36–38 (1998).

Win and Scholtz 2000 M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Ultra -wide bandwidth time-hopping spread-spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications", *IEEE Trans. Commun.*, 48, 679–691 (2000).

Win and Winters 1999 M. Z. Win and J. H. Winters, "Analysis of hybrid selection/maximal-ratio combining of diversity branches with unequal SNR in Rayleigh fading", *Proceedings of the VTC'99*, Spring, pp. 215–220 (1999).

WINNER 2007 IST-WINNER D1.1.2 P. Kyösti, J. Meinilä, L. Hentilä, et al., *WINNER II Channel Models*, ver 1.1, September 2007. Available: *https://www.ist-winner.org/WINNER2-Deliverables/D1.1.2v1.1.pdf* (2007).

Winters 1984 J. H. Winters, "Optimum combining in digital mobile radio with cochannel interference", *IEEE JSAC*, 2, 528–539 (1984).

Winters 1987 J. H. Winters, "On the capacity of radio communications systems with diversity in Rayleigh fading environments", *IEEE J. Sel. Area. Commun.* (1987).

Winters 1994 J. H. Winters, "The diversity gain of transmit diversity in wireless systems with Rayleigh fading", *Proceedings of the IEEE International Conference in Communications*, pp. 1121–1125 (1994).

Witrisal et al. 2009 K. Witrisal, G. Leus, G. Janssen, et al., "Noncoherent ultra-wideband systems", *IEEE Signal Process. Mag.*, 26(4), 48–66 (2009).

Wittneben 1993 A. Wittneben, "A new bandwidth efficient transmit antenna modulation diversity scheme for linear digital modulation", *Proceedings of the IEEE International Conference on Communication*, pp. 1630–1634 (1993).

Woerner et al. 1994 B. D. Woerner, J. H. Reed, and T. S. Rappaport, "Simulation issues for future wireless modems", *IEEE Commun. Mag.*, 32(7), 42–53 (1994).

Wolf 1978 J. K. Wolf, "Efficient maximum-likelihood decoding of linear block codes using a trellis", *IEEE Trans. Inform. Theory*, 24, 76–80 (1978).

Wong et al. 1999 C. Y. Wong, R. S. Cheng, K. B. Lataief, and R. D. Murch, "Multiuser OFDM with adaptive subcarrier, bit, and power allocation", *IEEE J. Sel. Area. Commun.*, 17, 1747–1758 (1999).

Wozencraft and Jacobs 1965 J. M. Wozencraft and I. M. Jacobs, *Principles of Communication Engineering*, Wiley, New York (1965).

Wymeersch 2007 H. Wymeersch, *Iterative Receiver Design*, Cambridge University Press (2007).

Xiao and Hu 2008 Y. Xiao and F. Hu (eds), *Cognitive Radio Networks*, CRC Press (2008).

Xiong 2006 F. Xiong, *Digital Modulation Techniques*, 2nd edition, Artech (2006).

Xu et al. 2000 Z. Xu, A. N. Akansu, and S. Tekinay, "Cochannel interference computation and asymptotic performance analysis in TDMA/FDMA systems with interference adaptive dynamic channel allocation", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 49, 711–723 (2000).

Xu et al. 2002 H. Xu, D. Chizhik, H. Huang, and R. A. Valenzuela, "A wave-based wideband MIMO channel modeling technique", *Proc. 13th IEEE Int. Symp. Personal, Indoor Mobile Radio Commun.*, 4, 1626 (2002).

Yang and Hanzo 2003 L. L. Yang and L. Hanzo, "Multicarrier DS-CDMA: A multiple access scheme for ubiquitous broadband wireless communications", *IEEE Commun. Mag.*, 41(10), 116–124 (2003).

Yang et al. 2009 Y. Yang, H. Hu, J. Xu, and G. Mao, "Relay technologies for WiMax and LTE-advanced mobile systems", *IEEE Commun. Mag.*, 47(10), 100–105 (2009).

Yeung 2006 R. W. Yeung, *A First Course in Information Theory*, Springer (2006).

Ying and Anderson 2003 Z. Ying and J. Anderson, "Multi band, multi antenna system for advanced mobile phone", *Swedish National Conference on Antennas* (2003).

Yongacoglu et al. 1988 A. Yongacoglu, D. Makrakis, and K. Feher, "Differential detection of GMSK using decision feedback", *IEEE Trans. Commun.*, 36, 641–649 (1988).

Yu et al. 1997 C. C. Yu, D. Morton, C. Stumpf, R. G. White, J. E. Wilkes, and M. Ulema, "Low-tier wireless local loop radio systems – Part 1 and 2, *IEEE Commun. Mag.*, March, 84–98 (1997).

Yu et al. 2002 W. Yu, G. Ginis, and J. M. Cioffi, "Distributed multiuser power control for digital subscriber lines", *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, 20, 1105–1115 (2002).

Yu and Ottersten 2002 K. Yu and B. Ottersten, "Models for MIMO propagation channels: A review", *Wireless Commun. Mobile Comput.*, 2, 653 (2002).

Yu et al. 2004 W. Yu, W. Rhee, S. Boyd, and J. M. Cioffi, "Iterative water-filling for Gaussian vector multiple-access channels", *IEEE Trans. Inform. Theory*, 50, 145–152 (2004).

Zhang and Dai 2004 H. Zhang and H. Dai, "Cochannel interference mitigation and cooperative processing in downlink multicell multiuser MIMO networks", *Eur. J. Wireless Commun. Networking*, 222–235, 2004.

Zhang and Lu 2006 D. Zhang and J. Lu, *Joint Transceiver Design Using Linear Processing for Downlink Multiuser MIMO Systems*, 2006 Asia-Pacific Conference on Communications (2006).

Zhang et al. 2008 H. Zhang, X. Zhou, and T. Chen, "Ultra-wideband cognitive radio for dynamic spectrum accessing networks", in Y. Xiao and F. Hu (eds), *Cognitive Radio Networks*, CRC Press (2008).

Zhao and Sadler 2007 Q. Zhao and B. M. Sadler, "A survey of dynamic spectrum access", *IEEE Signal Process. Mag.*, 24(3), 79–89 (2007).

Zhao et al. 2007 Q. Zhao, B. Krishnamachari, and K. Liu, "Low-complexity approaches to spectrum opportunity tracking", *2nd International Conference Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications*, pp. 27–35 (2007).

Zheng and Tse 2003 L. Zheng and D. L. C. Tse, "Diversity and multiplexing: A fundamental tradeoff in multiple-antenna channels", *IEEE Trans. Inform. Theory*, 49, 1073–1096 (2003).

Ziemer et al. 1995 R. E. Ziemer, R. L. Peterson and D. E. Borth, *Introduction to Spread Spectrum Communications*, Prentice-Hall (1995).

Zienkiewicz and Taylor 2000 O. C. Zienkiewicz and R. L. Taylor, *Finite Element Method: Volume 1- The Basis*, Butterworth Heinemann (2000).

缩略词表[①]

2G	Second Generation	第2代(系统)
3G	Third Generation	第3代(系统)
3GPP	Third Generation Partnership Project	第3代伙伴计划
3GPP2	Third Generation Partnership Project 2	第3代伙伴计划2
3SQM	Single Sided Speech Quality Measure	单边语音质量测量

A

A/D	Analog to Digital	模拟到数字
AB	Access Burst	接入突发
AC	Access Category	接入类别
AC	Administration Centre	管理中心
AC	Alternate Current	交流(电)
ACCH	Associated Control CHannel	辅助(/随路)控制信道
ACELP	Algebraic Code Excited Linear Prediction	代数码本激励线性预测
ACF	Auto Correlation Function	自相关函数
ACI	Adjacent Channel Interference	邻道干扰
ACK	ACKnowledgement	确认(应答)
ACLR	Adjacent Channel Leakage Ratio	邻道泄漏(功率)比
ACM	Address Complete Message	地址完全消息
AD	Access Domain	访问域
ADC	Analog to Digital Converter	模数转换器
ADDTS	ADD Traffic Stream	ADD业务流
ADF	Average Duration of Fades	平均衰落持续时间
ADPCM	Adaptive Differential Pulse Code Modulation	自适应差分脉冲编码调制
ADPM	Adaptive Differential Pulse Modulation	自适应差分脉冲调制
ADPS	Angular Delay Power Spectrum	角度时延功率谱
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line	非对称数字用户线
AF	Amplify-and-Forward	放大转发
AGC	Automatic Gain Control	自动增益控制(器)
AGCH	Access Grant CHannel	接入许可信道
AICH	Acquisition Indication CHannel	捕获指示信道
AIFS	Arbitration Inter Frame Spacing	仲裁帧间间隔

① 某些缩略词的中文译法不止一种，国内均有采用，故译者以"(/XXXX)"来表示第二种可能的译法。——译者注

ALOHA	random access packet radio system	随机接入分组无线电
AMPS	Advanced Mobile Phone System	高级移动电话系统
AMR	Adaptive Multi Rate	自适应多速率
AN	Access Network	接入网
ANSI	American National Standards Institute	美国国家标准学会
AODV	Ad hoc On-Demand Distance Vector	ad hoc 按需距离向量(路由)
AP	Access Point	接入点
APS	Angular Power Spectrum	角功率谱
ARFCN	Absolute Radio Frequency Channel Number	绝对射频信道号
ARIB	Association of Radio Industries and Businesses (Japan)	(日本)无线工业和商业协会
ARQ	Automatic Repeat reQuest	自动重传请求
ASIC	Application Specific Integrated Circuit	专用集成电路
ASK	Amplitude Shift Keying	幅移键控
ATDPICH	Auxiliary forward Transmit Diversity PIlot CHannel	辅助前向发送分集导频信道
ATIS	Alliance for Telecommunications Industry Solutions	电信工业解决方案联盟
ATM	Asynchronous Transfer Mode	异步传输(/转移)模式
ATSC-M/H	Advanced Television Systems Committee-Mobile/Handheld	高级电视系统委员会-移动/手持
AUC	AUthentication Center	鉴权中心
AV	Audio and Video	音频和视频
AVC	Advanced Video Coding	高级视频编码
AWGN	Additive White Gaussian Noise	加性高斯白噪声

B

BAM	Binary Amplitude Modulation	二进制幅度调制
BAN	Body Area Network	体域网
BCC	Base station Color Code	基站色码
BCCH	Broadcast Control CHannel	广播控制信道
BCF	Base Control Function	基本控制功能
BCH	Bose-Chaudhuri-Hocquenghem(code)	BCH(码)
BCH	Broadcast CHannel	广播信道
BCJR	Initials of the authors of Bahl et al. [1974]	论文 Bahl et al. [1974]的各作者名字的首字母
BEC	Backward Error Correction	后向纠错
BER	Bit Error Rate	误比特率
BFI	Bad Frame Indicator	误帧指示

BFSK	Binary Frequency Shift Keying	二进制频移键控
BICM	Bit Interleaved Coded Modulation	比特交织编码调制
BLAST	Bell labs LAyered Space Time	贝尔实验室分层空时(码)
Bm	Traffic channel for full-rate voice coder	全速率声码器业务信道
BN	Bit Number	比特号
BNHO	Barring all outgoing calls except those to Home PLMN	闭锁所有至非归属 PLMN(公共陆地移动网络)的呼出
BPF	BandPass Filter	带通滤波器
BPPM	Binary Pulse Position Modulation	二进制脉冲位置调制
BPSK	Binary Phase Shift Keying	二进制相移键控
BS	Base Station	基站
BSC	Base Station Controller	基站控制器
BSI	Base Station Interface	基站接口
BSIC	Base Station Identity Code	基站识别码
BSS	Base Station Subsystem	基站子系统
BSS	Basic Service Set	基本业务集
BSSAP	Base Station Application Part	基站应用部分
BTS	Base Transceiver Station	基站收发信机
BU	Bad Urban	差的市区(传播环境)
BW	Bandwidth	带宽

C

CA	Cell Allocation	小区配置
CAF	Compute and Forward	计算转发
CAP	Controlled Access Period	受控访问期
CAZAC	Constant Amplitude Zero AutoCorrelation	恒包络零自相关(序列)
CB	Citizens' Band	公民波段
CBCH	Cell Broadcast CHannel	小区广播信道
CC	Country Code	国家代码
CCBS	Completion of Calls to Busy Subscribers	对忙用户的呼叫完成
CCCH	Common Control CHannel	公共控制信道
CCF	Cross Correlation Function	互相关函数
CCI	Co Channel Interference	同道干扰
CCITT	Commite' Consultatif International de Telegraphique et Telephonique	国际电报与电话咨询委员会
CCK	Complementary Code Keying	补码键控
CCPCH	Common Control Physical Channel	公共控制物理信道
CCPE	Control Channel Protocol Entity	控制信道协议实体
CCSA	China Communications Standards Association	中国通信标准协会

CCTrCH	Coded Composite Traffic CHannel	编码合成业务信道
cdf	cumulative distribution function	累积分布函数
CDG	CDMA Development Group	CDMA 发展集团
CDMA	Code Division Multiple Access	码分多址
CELP	Code Excited Linear Prediction	码激励线性预测
CEPT	European Conference of Postal and Telecommunications Administrations	欧洲邮政电信管理(/行政)会议
CF	Compress-and-Forward	压缩转发
CF-Poll	Contention-free Poll	竞争空闲查询
CFB	Contention Free Burst	竞争空闲突发
CFP	Contention Free Period	竞争空闲期
CI	Cell Identify	小区识别
C/I	Carrier-to-Interference ratio	载波干扰比(/载干比/载扰比)
CM	Connection Management	连接管理
CMA	Constant Modulus Algorithm	恒模算法
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor	互补型金属氧化物半导体
CN	Core Network	核心网
CND	Core Network Domain	核心网域
CNG	Comfort Noise Generation	舒适噪声生成
CONP	Connect Number Identification Presentation	连接号码识别提示
COST	European COoperation in the field of Scientific and Technical research	欧洲科技领域研究合作组织
CP	Contention Period	竞争期
CP	Cyclic Prefix	循环前缀
CPC	Cognitive Pilot Channels	认知导频信道
CPCH	Common Packet CHannel	公共分组信道
CPFSK	Continuous Phase Frequency Shift Keying	连续相位频移键控
CPICH	Common PIlot CHannel	公共导频信道
CRC	Cyclic Redundancy Check	循环冗余检测
CRC	Cyclic Redundancy Code	循环冗余码
CS-ACELP	Conjugate Structure-Algebraic Code Excited Linear Prediction	共轭结构-算术码激励线性预测
CSD	Cyclic Shift Diversity	循环移位分集
CSI	Channel State Information	信道状态信息
CSIR	Channel State Information at the Receiver	接收机(处的)信道状态信息
CSIT	Channel State Information at the Transmitter	发射机(处的)信道状态信息
CSMA	Carrier Sense Multiple Access	载波侦听多址
CSMA/CA	Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance	具有碰撞避免功能的载波侦听多址

CTS	Clear To Send	发送清除
CTT	Cellular Text Telephone	蜂窝文本电话
CUG	Closed User Group	封闭用户群
CW	Contention Window	竞争窗

D

D-BLAST	Diagonal BLAST	对角 BLAST
DA	Detect and Avoid	检测和避免
DAB	Digital Audio Broadcasting	数字音频广播
DAC	Digital-to-Analog Converter	数模转换器
DAF	Diversity-Amplify-and-Forward	分集放大转发
DAM	Diagnostic Acceptability Measure	判断满意度
dB	Decibel	分贝
DB	Dummy Burst	空闲突发
DBPSK	Differential Binary Phase Shift Keying	差分二进制相移键控
DC	Direct Current	直流
DCCH	Dedicated Control CHannel	专用控制信道
DCF	Distributed Coordination Function	分布式协调功能
DCH	Dedicated (transport) CHannel	专用(传输)信道
DCM	Directional Channel Model	方向性信道模型
DCS1800	Digital Cellular System at the 1800-MHz band	1800 MHz 频段的数字蜂窝系统
DCT	Discrete Cosine Transform	离散余弦变换
DDF	Diversity-Decode-and-Forward	分集译码转发
DDIR	Double Directional Impulse Response	双向冲激响应
DDDPS	Double Directional Delay Power Spectrum	双向时延功率谱
DECT	Digital Enhanced Cordless Telecommunications (ETSI)	增强型数字无绳电话(ETSI)
DF	Decode-and-Forward	译码转发
DFE	Decision Feedback Equalizer	判决反馈均衡器
DFT	Discrete Fourier Transform	离散傅里叶变换
DIFS	Distributed Inter Frame Space	分布式帧间间隔
DL	Downlink	下行链路
DLL	Data Link Layer	数据链路层
DLP	Direct Link Protocol	直接链路协议
DM	Delta Modulation	增量调制
DMC	Discrete Memoryless Channel	离散无记忆信道
DMT	Discrete Multi Tone	离散多音
DNS	Domain Name Server	域名服务器

DOA	Direction Of Arrival	到达方向(角)
DOD	Direction Of Departure	离开方向(角)
DPCCH	Dedicated Physical Control CHannel	专用物理控制信道
DPDCH	Dedicated Physical Data CHannel	专用物理数据信道
DPSK	Differential Phase Shift Keying	差分相移键控
DQPSK	Differential Quadrature Phase Shift Keying	差分正交相移键控
DRM	Discontinuous Reception Mechanisms	断续接收机制
DRT	Diagnostic Rhyme Test	判断韵字测试
DRX	Discontinuous Reception	断续接收
DS	Direct Sequence	直接序列
DS-CDMA	Direct Sequence-Code Division Multiple Access	直接序列 CDMA
DS-SS	Direct Sequence-Spread Spectrum	直接序列扩频
DSA	Dynamic Spectrum Access	动态频谱接入
DSCH	Downlink Shared Channel	下行链路共享信道
DSI	Digital Speech Interpolation	数字语音插空
DSL	Digital Subscriber Line	数字用户线
DSMA	Data Sense Multiple Access	数据侦听多址
DSP	Digital Signal Processor	数字信号处理器
DSR	Distributed Speech Recognition	分布式语音识别
DSR	Dynamic Source Routing	动态源路由
DTAP	Direct Transfer Application Part	直接传送应用部分
DTE	Data Terminal Equipment	数据终端设备
DtFT	Discrete-time Fourier Transform	离散时间傅里叶变换
DTMF	Dual Tone Multi Frequency (signalling)	双音多频(信令)
DTX	Discontinuous Transmission	非连续传输
DUT	Device Under Test	待测设备
DVB	Digital Video Broadcasting	数字视频广播
DVB-H	Digital Video Broadcasting-Handheld	数字视频广播-手持
DxF	Diversity xF	分集 x 转发

E

EC	European Commission	欧盟委员会
ECL	Emitter Coupled Logic	射极耦合逻辑
EDCA	Enhanced Distributed Channel Access	增强分布式信道接入
EDCSD	Enhanced Data rate Circuit Switched Data	增强数据速率电路交换数据(业务)
EDGE	Enhanced Data rates for GSM Evolution	增强数据速率 GSM 演进
EDPRS	Enhanced Data rate GPRS	增强数据速率 GPRS
EFR	Enhanced Full Rate	增强型全速率
EGC	Equal Gain Combining	等增益合并

EIA	Electronic Industries Alliance (U.S.A.)	电子工业协会(美国)
EIFS	Extended Inter Frame Space	扩展帧间间隔
EIR	Equipment Identify Register	设备识别寄存器
EIRP	Equivalent Isotropically Radiated Power	有效各向同性辐射功率
ELP	Equivalent Low Pass	等效低通
EMS	Enhanced Messaging Service	增强型短消息(/短信)业务
EN	European Norm	欧洲规范
ERLE	Echo Return Loss Enhancement	回波返回损耗增益
ESN	Electronic Serial Number	电子序列号
ESPRIT	Estimation of Signal Parameters by Rotational Invariance Techniques	利用旋转不变技术估计信号参数
ETS	European Telecommunication Standard	欧洲电信标准
ETSI	European Telecommunications Standards Institute	欧洲电信标准协会
ETX	Expected Number of Transmissions	传输期望值
EV-DO	Evolution-Data Optimized	演进数据优化
EVD	Eigen Value Decomposition	特征值分解
EVM	Error Vector Magnitude	误差向量度量
EVRC	Enhanced Variable Rate Coder	增强型可变速率编码器

F

F-APICH	Forward dedicated Auxiliary PIlot CHannel	前向专用辅助导频信道
F-BCCH	Forward Broadcast Control CHannel	前向广播控制信道
F-CACH	Forward Common Assignment CHannel	前向公共分配信道
F-CCCH	Forward Common Control CHannel	前向公共控制信道
F-CPCCH	Forward Common Power Control CHannel	前向公共功率控制信道
F-DCCH	Forward Dedicated Control CHannel	前向专用控制信道
F-PDCCH	Forward Packet Data Control CHannel	前向分组数据控制信道
F-PDCH	Forward Packet Data CHannel	前向分组数据信道
F-QPCH	Forward Quick Paging CHannel	前向快速寻呼信道
F-SCH	Forward Supplemental CHannel	前向补充信道
F-SYNC	Forward SYNChronization channel	前向同步信道
F-TDPICH	Forward Transmit Diversity PIlot CHannel	前向发送分集导频信道
F0	Fundamental frequency	基频
FAC	Final Assembly Code	最终装配码
FACCH	Fast Associated Control CHannel	快速辅助(/随路)控制信道
FACCH/F	Full-rate FACCH	全速率快速辅助(/随路)控制信道
FACCH/H	Half-rate FACCH	半速率快速辅助(/随路)控制信道
FACH	Forward Access CHannel	前向接入信道

FB	Frequency correction Burst	频率校正突发
FBI	Feed Back Information	反馈信息
FCC	Federal Communications Commission	(美国)联邦通信委员会
FCCH	Frequency Correction CHannel	频率校正信道
FCH	Fundamental CHannel	基本信道
FCH	Frame Control Header	帧控制头
FCS	Frame Check Sequence	帧校验序列
FDD	Frequency Domain Duplexing	频域双工
FDMA	Frequency Division Multiple Access	频分多址
FDTD	Finite Difference Time Domain	时域有限差分法
FEC	Forward Error Correction	前向纠错
FEM	Finite Element Method	有限元法
FFT	Fast Fourier Transform	快速傅里叶变换
FH	Frequency Hopping	跳频
FHMA	Frequency Hopping Multiple Access	跳频多址
FIR	Finite Impulse Response	有限冲激响应
FM	Frequency Modulation	调频
FN	Frame Number	帧号
FOMA	Japanese version of the UMTS standard	UMTS 标准的日本版
FQI	Frame Quality Indicator	帧质量指示
FR	Full Rate	全速率
FS	Federal Standard	联邦标准
FSK	Frequency Shift Keying	频移键控
FT	Fourier Transform	傅里叶变换
FTF	Fast Transversal Filter	快速横向滤波器
FWA	Fixed Wireless Access	固定无线接入

G

GF	Galois Field	伽罗华域
GGSN	Gateway GPRS Support Node	网关 GPRS 支持节点
GMSC	Gateway Mobile Services Switching Center	网关移动服务交换中心
GMSK	Gaussian Minimum Shift Keying	高斯最小频移键控
GPRS	General Packet Radio Service	广义分组无线业务
GPS	Global Positioning System	全球定位系统
GSC	Generalized Selection Combining	广义选择合并
GSCM	Geometry-based Stochastic Channel Model	几何随机信道模型
GSM	Global System for Mobile communications	全球移动通信系统
GSM PLMN	GSM Public Land Mobile Network	GSM 公共陆地移动网络

GSM 1800	Global System for Mobile communications at the 1800-MHz band	1800-MHz 频段的全球移动通信系统
GTP	GPRS Tunneling Protocol	GPRS 隧道协议

H

H-BLAST	Horizontal BLAST	水平 BLAST
H-S/MRC	Hybrid Selection/Maximum Ratio Combining	选择/最大比值混合式合并
HC	Hybrid Coordinator	混合协调器
HCCA	HCF(Hybrid Coordination Function) Controlled Channel Access	HCF(混合协调功能)受控信道接入
HCF	Hybrid Coordination Function	混合协调功能
HDLC	High-level Data Link Control	高级数据链路控制(规程)
HF	High Frequency	高频(译者注：即短波)
HIPERLAN	HIgh PERformance Local Area Network	(欧洲)高性能局域网
HLR	Home Location Register	归属位置寄存器
HMSC	Home Mobile-services Switching Center	归属移动业务交换中心
HNM	Harmonic + Noise Modeling	谐波 + 噪声模型
hostid	host address	主机地址
HO	HandOver	切换
HPA	High Power Amplifier	高功率放大器
HR	Half Rate	半速率
HR/DS or HR/DSSS	High Rate Direct Sequence PHY	高速率直接序列物理层
HRTF	Head Related Transfer Function	头部相关传输函数
HSCSD	High Speed Circuit Switched Data	高速电路交换数据
HSDPA	High Speed Downlink Packet Access	高速下行链路分组接入
HSN	Hop Sequence Number	跳频序列号
HSPA	High-Speed Packet Access	高速分组接入
HT	High Throughput	高吞吐量
HT	Hilly Terrain	丘陵地区
HTTP	Hyper Text Transfer Protocol	超文本传输协议

I

IAF	InterSymbol Interference Amplify-and-Forward	符号间干扰放大转发
IAM	Initial Address Message	初始地址消息
ICB	Incoming Calls Barred	呼入限制(/禁止)
ICI	Inter Carrier Interference	载波间干扰
ID	Identification	(身份)识别

ID	Identifier	标识(/识别)符
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform	离散傅里叶逆变换
I_e	Equipment impairment factor	设备损伤系数
IE	Information Element	信息元素
IEC	International Electrotechnical Commission	国际电工技术委员会
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers	电气和电子工程师协会
IETF	Internet Engineering Task Force	互联网工程任务组
IF	Intermediate Frequency	中频
IFFT	Inverse Fast Fourier Transformation	快速傅里叶逆变换
IFS	Inter Frame Space	帧间间隔
iid	independent identically distributed	独立同分布
IIR	Infinite Impulse Response	无限冲激响应
ILBC	Internet Low Bit-rate Codec	互联网低比特率编码/解码
IMBE	Improved Multi Band Excitation	改进的多带激励(编码)
IMEI	International Mobile station Equipment Identity	国际移动设备识别号
IMSI	International Mobile Subscriber Identity	国际移动用户识别号
IMT	International Mobile Telecommunications	国际移动通信
IMT-2000	International Mobile Telecommunications 2000	国际移动通信 2000(系统)
INMARSAT	INternational MARitime SATellite System	国际海事卫星系统
IO	Interacting Object	相互作用体
I/O	Input/Output	输入/输出
IP	Internet Protocol	互联网协议(/网际协议)
IPO	Initial Public Offering	首次公开发行股票
IQ	In-Phase-Quadrature Phase	同相正交
IR	Impulse Radio	脉冲无线电
IRIDIUM	Project	铱星计划
IRS	Intermediate Reference System	中间参考系统
IS-95	Interim Standard 95(the first CDMA system adopted by the American TIA)	第95号暂行标准(被美国 TIA 采纳的第一个 CDMA 系统)
ISDN	Integrated Services Digital Network	综合业务数字网
ISI	Inter Symbol Interference	符号间干扰(/码间干扰)
ISM	Industrial, Scientific, and Medical	工业、科学和医疗(频段)
ISO	International Standards Organization	国际标准化组织
ISPP	Interleaved Single Pulse Permutation	交织单脉冲排列
ITU	International Telecommunications Union	国际电信联盟
IWF	Inter Working Function	互通功能
IWU	Inter Working Unit	互通单元
IxF	Interference xF	干扰 x 转发

J

JD-TCDMA	Joint Detection-Time/Code Division Multiple Access	联合检测-时/码分多址
JDC	Japanese Digital Cellular	日本数字蜂窝系统
JEPG	Joint Photograpic Expert Group	联合图像专家小组
JVT	Joint Video Team	联合视频工作组

K

Kc	Cipher Key	加/解密密钥(GSM)
Ki	Key used to calculate SRES	用于计算 SRES 的密钥(GSM)
Kl	Location Key	位置密钥
Ks	Session Key	会话密钥
KLT	Karhunen Loève Transform	Karhunen Loève 变换

L

LA	Location Area	位置区
LAC	Location Area Code	位置区代码
LAI	Location Area Identity	位置区识别号
LAN	Local Area Network	局域网
LAP-Dm	Link Access Protocol on Dm Channel	Dm 信道上的链路接入协议
LAR	Logarithmic Area Ratio	对数截面比
LBG	Linde-Buzo-Gray algorithm	LBG 算法
LCR	Level Crossing Rate	电平通过率
LD-CELP	Low Delay-Code Excited Linear Prediction	低时延-码激励线性预测
LDPC	Low Density Parity Check	低密度奇偶校验(码)
LEO	Low Earth Orbit	近地轨道(/低地球轨道)
LFSR	Linear Feedback Shift Register	线性反馈移位寄存器
LLC	Logical Link Control	逻辑链路控制
LLR	Log Likelihood Ratio	对数似然比
LMMSE	Linear Minimum Mean Square Error	线性最小均方误差
LMS	Least Mean Square	最小均方(值)
LNA	Low Noise Amplifier	低噪声放大器
LO	Local Oscillator	本地振荡器
LOS	Line Of Sight	视距
LP	Linear Prediction	线性预测
LP	Linear Predictor	线性预测器
LP	Linear Program	线性规划
LPC	Linear Predictive Coding	线性预测编码

LPC	Linear Predictive voCoder	线性预测声码器
LPF	LowPass Filter	低通滤波器
LR	Location Register	位置寄存器
LS	Least Squares	最小二乘(/平方)法
LSF	Line Spectral Frequency	线谱频率
LSP	Line Spectrum Pair	线谱对
LTE	Long-Term Evolution	长期演进
LTI	Linear Time Invariant	线性时不变
LTP	Long Term Prediction	长时预测
LTP	Long Term Predictor	长时预测器
LTV	Linear Time Variant	线性时变

M

M-QAM	*M*-ary Quadrature Amplitude Modulation	*M* 进制正交幅度调制
MA	Mobile Allocation	移动信道分配
MA	Multiple Access	多址
MAC	Medium Access Control	媒体(/介质/媒质)访问(/接入)控制
MACN	Mobile Allocation Channel Number	移动分配信道号
MAF	Mobile Additional Function	移动(信道)附加功能
MAF	Multi-hop Amplify-and-Forward	多跳放大转发
MAHO	Mobile Assisted Hand Over	移动台辅助切换
MAI	Multiple Access Interference	多址干扰
MAIO	Mobile Allocation Index Offset	移动分配指针偏移
MAN	Metropolitan Area Network	城域网
MAP	Maximum A Posteriori	最大后验(概率)
MAP	Mobile Application Part	移动应用部分
MB	Macroblock	宏块
MBE	Multi Band Excitation	多带激励
MBOA	Multi Band OFDM Alliance	多频带 OFDM 联盟
MC-CDMA	Multi Carrier Code Division Multiple Access	多载波码分多址
MCC	Mobile Country Code	移动国家代码
MCS	Modulation and Coding Scheme	调制与编码方案
MDC	Multiple Description Coding	多描述(视频)编码
MDF	Multi-hop Decode-and-Forward	多跳译码转发
MDHO	Macro Diversity HandOver	宏分集切换
ME	Maintenance Entity	维护实体
ME	Mobile Equipment	移动设备
MEA	Multiple Element Antenna	多单元天线
MEF	Maintenance Entity Function	维护实体功能

MEG	Mean Effective Gain	平均有效增益
MELP	Mixed Excitation Linear Prediction	混合激励线性预测
MFEP	Matched Front End Processor	前端匹配处理器
MFSK	*M*-ary Frequency Shift Keying	多进制频移键控
MIC	Mobile Interface Controller	移动接口控制器
MIME	Multipurpose Internet Mail Extensions	多用途互联网邮件扩充(协议)
MIMO	Multiple Input Multiple Output System	多输入多输出系统
MIPS	Million Instructions Per Second	每秒百万条指令
ML	Maximum Likelihood	最大似然
MLSE	Maximum Likelihood Sequence Estimators (or Estimation)	最大似然序列估计器(或估计)
MMS	Multimedia Messaging Service	多媒体短消息(/短信)业务
MMSE	Minimum Mean Square Error	最小均方误差
MNC	Mobile Network Code	移动网络代码
MNRU	Modulated Noise Reference Unit	调制噪声参考单元
MOS	Mean Opinion Score	平均印象分值
MoU	Memorandum of Understanding	谅解备忘录
MP3	Motion Picture Experts Group-1 layer 3	活动图像专家组 1 第 3 层
MPC	Multi Path Component	多径分量
MPDU	MAC Protocol Data Unit	MAC 协议数据单元
MPEG	Motion Picture Experts Group	活动图像专家组
MPR	Multi-Point Relay	多点中继
MPSK	*M*-ary Phase Shift Keying	*M* 进制相移键控
MRC	Maximum Ratio Combining	最大比值合并
MS	Mobile Station	移动台
MS ISDN	Mobile Station ISDN Number	移动台 ISDN 号码
MSC	Mobile Switching Centre	移动交换中心
MSCU	Mobile Station Control Unit	移动台控制单元
MSDU	MAC Service Data Unit	MAC 业务数据单元
MSE	Mean Square Error	均方误差
MSIN	Mobile Subscriber Identification Number	移动用户识别号码
MSISDN	Mobile Station ISDN Number	移动台 ISDN 号码
MSK	Minimum Shift Keying	最小频移键控
MSL	Main Signaling Link	主信令链路
MSRN	Mobile Station Roaming Number	移动台漫游号码
MSS	Mobile Satellite Service	移动卫星业务
MT	Mobile Terminal	移动终端
MT	Mobile Termination	移动终端
MTP	Message Transfer Part	消息传递部分

MUMS	Multi User Mobile Station	多用户移动台
MUSIC	Multiple Signal Classification	多重信号分类(算法)
MUX	Multiplexing	多路复用
MVC	Multiview Video Coding	多视点视频编码
MVM	Minimum Variance Method	最小方差法
MxF	Multi-hop xF	多跳 x 转发

N

NAV	Network Allocation Vector	网络分配向量
NB	Narrow Band	窄带
NB	Normal Burst	常规突发
NBIN	A parameter in the hopping sequence	跳频序列中的一个参量
NCELL	Neighboring (adjacent) Cell	相邻小区
NDC	National Destination Code	国家目的地代码
NDxF	Nonorthogonal Diversity xF	非正交分集 x 转发
netid	network address	网络地址
NF	Network Function	网络功能
NLOS	Non Line Of Sight	非视距
NLP	Non Linear Processor	非线性处理器
NM	Network Management	网络管理
NMC	Network Management Center	网络管理中心
NMSI	National Mobile Station Identification number	国家移动台识别码
NMT	Nordic Mobile Telephone	北欧移动电话(系统)
Node-B	Base station	基站
NRZ	Non Return to Zero	不归零(码)
NSAP	Network Service Access Point	网络业务接入点
NSS	Network and Switching Subsystem	网络和交换子系统
NT	Network Termination	网络终端
NTT	Nippon Telephone and Telegraph	日本电话电报公司

O

O&M	Operations & Maintenance	操作(/运行)与维护
OACSU	Off Air Call Set Up	不占用空中通道的呼叫启动
OCB	Outgoing Calls Barred	呼出限制(/禁止)
ODC	Ornithine DeCarboxylase	鸟氨酸脱羧酶
OEM	Original Equipment Manufacturer	原始设备制造商
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	正交频分复用
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access	正交频分多址
OLSR	Optimized Link State Routing	优化链路状态路由

OMC	Operations & Maintenance Center	操作(/运行)与维护中心
OOK	On Off Keying	通断键控
OPT	Operator Perturbation Technique	算子扰动技术
OQAM	Offset Quadrature Amplitude Modulation	偏移正交幅度调制
OQPSK	Offset Quadrature Phase Shift Keying	偏移正交相移键控
OS	Operating Systems	操作系统
OSI	Operator System Interface	操作者-系统接口
OSS	Operation Support System	操作支持子系统
OTD	Orthogonal Transmit Diversity	正交发送分集
OVSF	Orthogonal Variable Spreading Factor	正交可变扩频因子

P

P/S	Parallel/Serial (conversion)	并串(转换)
PABX	Private Automatic Branch eXchange	专用自动小交换机
PACCH	Packet Associated Control CHannel	分组辅助(/随路)控制信道
PACS	Personal Access Communications System	个人接入通信系统
PAD	Packet Assembly/Disassembly facility	分组装/拆设施
PAGCH	Packet Access Grant CHannel	分组接入许可信道
PAM	Pulse Amplitude Modulation	脉冲幅度调制
PAN	Personal Area Network	个域网
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio	峰平功率比
PAR	Peak-to-Average Ratio	峰平比
PARCOR	PARtial CORrelation	局部相关(系数)
PBCCH	Packet Broadcast Control CHannel	分组广播控制信道
PC	Point Coordinator	点协调
PCCCH	Packet Common Control CHannel	分组公共控制信道
PCF	Point Coordination Function	点协调功能
PCG	Power Control Group	功率控制组
PCH	Paging CHannel	寻呼信道
PCM	Pulse Code Modulated	脉冲编码调制
PCPCH	Physical Common Packet Channel	物理公共分组信道
PCS	Personal Communication System	个人通信系统
PDA	Personal Digital Assistant	个人数字助理
PDC	Pacific Digital Cellular (Japanese system)	太平洋数字蜂窝(日本2G系统)
PDCH	Packet Data CHannel	分组数据信道
pdf	probability density function	概率密度函数
PDN	Public Data Network	公共数据网
PDP	Power Delay Profile	功率时延谱
PDSCH	Physical Downlink Shared CHannel	物理下行链路共享信道

PDTCH	Packet Data Traffic CHannel	分组数据业务信道
PDU	Packet Data Unit	分组数据单元
PESQ	Perceptual Evaluation of Speech Quality	语音质量感知评价
PHS	Personal Handyphone System	个人手持电话系统
PHY	PHYsical layer	物理层
PIC	Parallel Interference Cancellation	并行干扰抵消
PICH	Page Indication Channel	寻呼指示信道
PIFA	Planar Inverted F Antenna	平面倒 F 形天线
PIFS	Priority Inter Frame Space	优先帧间间隔
PIN	Personal Identification Number	个人识别号码
PLCP	Physical Layer Convergence Procedure	物理层会聚规程
PLL	Physical Link Layer	物理链路层
PLMN	Public Land Mobile Network	公共陆地移动网络
PN	Pseudo Noise	伪噪声
PNCH	Packet Notification CHannel	分组通知信道
POP	Peak to Off Peak ratio	峰值对次峰值比
POTS	Plain Old Telephone Service	普通常规电话业务
PPCH	Packet Paging CHannel	分组寻呼信道
PPDU	Physical Layer Protocol Data Unit	物理层协议数据单元
PPM	Pulse Position Modulation	脉冲位置调制
PRACH	Packet Random Access Channel	分组随机接入信道
PRACH	Physical Random Access CHannel	物理随机接入信道
PRake	Partial Rake	部分 Rake
PRMA	Packet Reservation Multiple Access	分组预约多址
PSD	Power Spectral Density	功率谱密度
PSDU	Physical Layer Service Data Unit	物理层业务数据单元
PSK	Phase Shift Keying	相移键控
PSMM	Pilot Strength Measurement Message	导频强度测量消息
PSPDN	Packet Switched Public Data Network	分组交换公共数据网络(/公共分组网)
PSQM	Perceptual Speech Quality Measurement	感知话音质量测量
PSTN	Public Switched Telephone Network	公共电话交换网络
PTCCH-D	Packet Timing advance Control CHannel-Downlink	分组定时提前控制信道-下行链路
PTCCH-U	Packet Timing advance Control CHannel-Uplink	分组定时提前控制信道-上行链路
PTM	Point To Multipoint	点对多点
PTM-M	Point To Multipoint Multicast	点对多点多播
PTM-SC	Point To Multipoint Service Center	点对多点业务中心
PTO	Public Telecommunications Operators	公共电信运营商
PUSC	Partial Use of Subcarriers	子载波的部分占用

PUK	Personal Unblocking Key	个人解锁码
PWI	Prototype Waveform Interpolation	原型波形内插
PWT	Personal Wireless Telephony	个人无线电话

Q

QAM	Quadrature Amplitude Modulation	正交幅度调制
QAP_	QoS Access Point	QoS 接入点
QCELP	Qualcomm Code Excited Linear Prediction	Qualcomm 码激励线性预测
QFGV	Quadratic Form Gaussian Variable	二次型高斯变量
QOF	Quasi Orthogonal Function	准正交函数
QoS	Quality of Service	业务质量
QPSK	Quadrature-Phase Shift Keying	正交相移键控
QSTA	Quality-of-service STAtion	业务质量站点

R

R-ACH	Reverse Access CHannel	反向接入信道
R-ACKCH	Reverse ACKnowledgement CHannel	反向应答信道
R-CCCH	Reverse Common Control CHannel	反向公共控制信道
R-CQICH	Reverse Channel Quality Indicator CHannel	反向信道质量指示信道
R-DCCH	Reverse Dedicated Control CHannel	反向专用控制信道
R-EACH	Reverse Enhanced Access CHannel	反向增强接入信道
R-FCH	Reverse Fundamental CHannel	反向基本信道
R-PICH	Reverse PIlot CHannel	反向导频信道
R-SCH	Reverse Supplemental CHannel	反向补充信道
RA	Random Mode Request information field	随机模式请求信息域
RA	Routing Area	路由区
RA	Rural Area	乡村地区
RA	Radom Access	随机接入
RAB	Random Access Burst	随机接入突发
RACH	Random Access CHannel	随机接入信道
RAN	Radio Access Network	无线接入网
RC	Raised Cosine	升余弦
RCDLA	Radiation Coupled Dual L Antenna	辐射耦合双 L 形天线
RE	Radio Environment	无线环境
RF	Radio Frequency	射频
RFC	Radio Frequency Channel	射频信道
RFC	Request For Comments	请求注解①

① 互联网工程任务组的正式文档，包含了关于互联网的几乎所有重要的文字资料。——译者注

RFL	Radio Frequency subLayer	射频子层
RFN	Reduced TDMA Frame Number	简化 TDMA 帧号
RLC	Radio Link Control	无线链路控制
RLP	Radio Link Protocol	无线链路协议
RLS	Recursive Least Squares	递归最小二乘(法)
RNC	Radio Network Controller	无线网络控制器
RNS	Radio Network Subsystem	无线网络子系统
RNTABLE	Table of 128 integers in the hopping sequence	跳频序列中的 128 个整数表
RPAR	Relay PAth Routing	中继路径路由
RPE	Regular Pulse Excitation (Voice Codec)	规则脉冲激励(话音编解码)
RPE-LTP	Regular Pulse Excited with Long Term Prediction	带长时预测的规则脉冲激励
RS	Reed-Solomon (code)	RS(码)
RS	Reference Signal	参考信号
RS	Relay Station	中继站
RSC	Recursive Systematic Convolutional	递归系统卷积(码)
RSC	Radio Spectrum Committee	无线电频谱委员会
RSSI	Received Signal Strength Indication	接收信号强度指示
RTSP	Real Time Streaming Protocol	实时流(传输)协议
RTP	Real-time Transport Protocol	实时传输协议
rv	random variable	随机变量
RVLC	Reversible Variable Length Code	可逆变长码
RX	Receiver	接收机
RXLEV	Received Signal Level	接收信号电平
RXQUAL	Received Signal Quality	接收信号质量

S

S-CCPCH	Secondary Common Control Physical CHannel	辅助公共控制物理信道
SABM	Set Asynchronous Balanced Mode	设置异步平衡模式
SACCH	Slow Associated Control CHannel	慢辅助(/随路)控制信道
SAGE	Space Alternating Generalized Expectation-maximization	空间交替广义期望最大化(算法)
SAP	Service Access Point	业务接入点
SAPI	Service Access Point Identifier	业务接入点标识符
SAPI	Service Access Points Indicator	业务接入点指示
SAR	Specific Absorption Rate	特殊吸收比率
SB	Synchronization Burst	同步突发
SC-CDMA	single-carrier CDMA	单载波 CDMA
SC-FDMA	single-carrier FDMA	单载波 FDMA
SCCP	Signalling Connection Control Part	信令连接控制部分

SCH	Synchronization CHannel	同步信道
SCN	Sub Channel Number	子信道号
SCxF	Split-Combine xF	拆分一合并 x 转发
SDCCH	Standalone Dedicated Control CHannel	独立专用控制信道
SDCCH/4	Standalone Dedicated Control CHannel/4	独立专用控制信道/4
SDCCH/8	Standalone Dedicated Control CHannel/8	独立专用控制信道/8
SDMA	Space Division Multiple Access	空分多址
SEGSNR	SEGmental Signal-to-Noise Ratio	部分信噪比
SEP	Symbol Error Probability	符号差错概率(/误码率)
SER	Symbol Error Rate	符号差错率
SFBC	Space Frequency Blocking Coding	空频分组码
SFIR	Spatial Filtering for Interference Reduction	减小干扰的空间滤波
SFN	System Frame Number	系统帧号
SGSN	Serving GPRS Support Node	服务 GPRS 支持节点
SIC	Successive Interference Cancellation	逐个干扰抵消
SID	SIlence Descriptor	静寂描述
SIFS	Short Inter Frame Space	短帧间间隔
SIM	Subscriber Identity Module	用户识别模块
SINR	Signal-to-Interference-and-Noise Ratio	信号与干扰和噪声比(/信干噪比)
SIR	Signal-to-Interference Ratio	信号干扰比(信干比)
SISO	Soft Input Soft Output	软输入软输出
SISO	Single Input Single Output	单输入单输出
SLNR	Signal-to-Leakage and Noise Ratio	信号与泄漏和噪声比(/信漏噪比)
SM	Spatial Multiplexing	空间复用
SMS	Short Message Service	短消息(/短信)业务
SMTP	Short Message Transfer Protocol	短消息传输协议
SN	Serial Number	序列号
SNDCP	Subnetwork Dependent Convergence Protocol	子网相关汇聚协议
SNR	Signal-to-Noise Ratio	信噪比
SOLT	Short Open Load Through	短路、开路、负载、直通
SON	Self Organizing Network	自组织网络
SP	Shortest Path	最短路径
S/P	Serial/Parallel (conversion)	串并(转换)
SQNR	Signal-to-Quantization Noise Ratio	信号量化噪声比
SR	Spatial Reference	空间参考
SRake	Selective Rake	选择式 Rake
SRMA	Split-channel Reservation Multiple Access	分离信道预约多址
SSA	Small Scale Averaged	小尺度平均
SSF	Small-Scale Fading	小尺度衰落

ST	Space-Time	空时
STA	STAtion	站点
STBC	Space Time Block Code	空时分组码
STC	Sinusoidal Transform Coder	正弦变换编码器
STDCC	Swept Time Delay Cross Correlator	扫描时延互相关器
STP	Short Term Prediction	短时预测
STP	Short Term Predictor	短时预测器
STS	Space Time Spreading	空时扩展
STTC	Space Time Trellis Code	空时网格码
SV	Saleh-Valenzuela model	SV 模型
SVD	Singular Value Decomposition	奇异值分解

T

TA	Terminal Adapter	终端适配器
TAC	Type Approval Code	类型许可码
TAF	Terminal Adapter Function	终端适配功能
TBF	Temporary Block Flow	临时块流(译者注：指移动台和基站之间临时建立的无线连接，含一个或多个分组数据业务信道)
TC	Traffic Category	业务类别
TC	Topology Control	拓扑控制
TCH	Traffic CHannel	业务信道
TCH/F	Full-rate Traffic CHannels	全速率业务信道
TCH/H	Half-rate Traffic CHannels	半速率业务信道
TCM	Trellis Coded Modulation	网格编码调制
TCP	Transmission Control Protocol	传输控制协议
TD-SCDMA	Time Division-Synchronous Code Division Multiple Access	时分-同步 CDMA
TDD	Time Domain Duplex	时域双工
TDMA	Time Division Multiple Access	时分多址
TE	Terminal Equipment	终端设备
TE	Transversal Electric	横向电(场)
TETRA	TErrestrial Trunked RAdio	陆地集群无线电
TFCI	Transmit Format Combination Indicator	发送格式合并指示
TFI	Transport Format Indicator	传输格式指示
TH-IR	Time Hopping Impulse Radio	跳时脉冲无线电
TIA	Telecommunications Industry Association (U.S.)	电信工业协会(美国)
TM	Transversal Magnetic	横向磁(场)
TMSI	Temporary Mobile Subscriber Identity	临时移动用户识别号

TPC	Transmit Power Control	发送功率控制
TR	Technical Report (ETSI)	技术报告(ETSI)
TR	Temporal Reference	时间参考
TR	Transmitted Reference	发送参考
TS	Technical Specification	技术规范
TS	Time Slot	时隙
TSPEC	Traffic SPECifications	业务规格
TTA	Telecommunications Technology Association of Korea	韩国电信技术协会
TTC	Telecommunications Technology Committee	电信技术委员会
TTS	Text To Speech synthesis	文本语音合成
TU	Typical Urban	典型市区
TX	Transmitter	发射机
TXOP	Transmission OPportunity	传输机会

U

U-NII	Unlicensed National Information Infrastructure	免许可证国家信息基础设施(频段)
UARFCN	UTRA Absolute Radio Frequency Channel Number	UTRA 绝对射频信道号
UCPCH	Uplink Common Packet CHannel	上行链路公共分组信道
UDP	User Datagram Protocol	用户数据报协议
UE	User Equipment	用户设备
UE-ID	User Equipment in-band IDentification	用户设备带内标识
UED	User Equipment Domain	用户设备域
UL	Uplink	上行链路
ULA	Uniform Linear Array	均匀线性阵列
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System	通用移动通信系统
UP	User Priority	用户优先级
US	Uncorrelated Scatterer	非相关散射
USB	Universal Serial Bus	通用串行总线
USF	Uplink Status Flag	上行链路状态标志
USIM	User Service Identity Module	用户业务识别模块
UTRA	UMTS Terrestrial Radio Access	UMTS 陆地无线接入
UTRAN	UMTS Terrestrial Radio Access Network	UMTS 陆地无线接入网
UWB	Ultra Wide Bandwidth system	超宽带系统
UWC	Universal Wireless Communications	通用无线通信

V

VAD	Voice Activity Detection; Voice Activity Detector	话音激活检测;话音激活检测器

VCDA	Virtual Cell Deployment Area	虚拟蜂窝展开区域
VCEG	Video Coding Expert Group	视频专家组
VCO	Voltage Controlled Oscillator	压控振荡器
VLC	Variable Length Coding	变长码
VLR	Visitor Location Register	访问位置寄存器
VoIP	Voice over Internet Protocol	基于网际协议的语音
VRB	Virtual Resource Block	虚资源块
VQ	Vector Quantization, Vector Quantizer	矢量量化; 矢量量化器
VSELP	Vector Sum Excited Linear Prediction	受矢量和激励的线性预测

W

WAP	Wireless Application Protocol	无线应用协议
WB	Wide Band	宽带
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access	宽带码分多址
WF	Whitening Filter	白化滤波器
WG	Working Group	工作组
WH	Walsh-Hadamard	沃尔什-哈达玛
WI	Waveform Interpolation	波形内插
WiFi	Wireless Fidelity	无线保真度
WLAN	Wireless Local Area Network	无线局域网
WLL	Wireless Local Loop	无线本地环路
WM	Wireless Medium	无线媒体
WSS	Wide Sense Stationary	广义平稳
WSSUS	Wide Sense Stationary Uncorrelated Scatterer	广义平稳非相关散射(信道)

Z

ZF	Zero-Forcing	迫零

符 号 表

本列表扼要总结了书中用到的变量。由于书中出现了数目众多的参量，同一符号在不同章节里用来表示不同的参量。因此，尽管这些(以相同符号表示的)变量也可能会出现在其他章节，当最初用到某个变量的章节号已经发生改变时，就有必要进行核对。那些仅在局部的小范围内使用并在其出现位置直接解释说明了的变量，这里不再列出。

小写符号

a_p, a_m	辅助变量	4
a_l	多径分量的幅度	5, 6, 7, 8
$a(h_m)$	辅助函数	7
$\mathbf{a}(\phi)$	控制向量	8
$a_{n,m}m$	来自第 n 个方向并具有第 m 种时延的分量幅度	13
b_m	第 m 个比特	11, 12, 13, 14, 16, 17
cdf	累积分布函数	5
$c_{l,k}$	可分解多径分量的幅度；抽头延迟线的抽头权值	7
c_0	光速	5, 13, 19
c_m	复发送符号	11,12,13,16
d	基站与移动台间的距离	4
d	信号空间图中的距离	12, 13
d_R	瑞利距离	4
d_{break}	基站到断点的距离	4
d_{layer}	层的厚度	4
d_{direct}	直接路径长度	4
d_{refl}	反射路径长度	4
d_p	到前一屏的距离	4
d_n	到后一屏的距离	4
d_0	到参考点的距离	5
d_a	天线单元之间的距离	8, 13
d_w	螺旋天线螺旋间距	8
d_{km}	编号为 k 和 m 的信号点间的欧氏距离	11
$d(x, y)$	码距	14
d_H	汉明距离	14
d_{cov}	覆盖距离	3
d_{div}	分集阶数	20
e	自然对数的底	
$e(t)$	均衡器的冲激响应	16
f	频率	5
$f(\ )$	函数	
f_c	载波频率	5, 7, 8
f_{rep}	重复频率	8
f_{slip}	频率滑动值	8
f_{inst}	瞬时频率	12
f_k	离散时间信道冲激响应	16
f_n	正交频分复用的载频	19
f_D	频移键控中的调制频率	11
$\mathbf{g}$	网络编码向量	22
$g(\ )$	函数	
$g(t)$	基脉冲	11, 12, 19
$g_R(t)$	矩形基脉冲	11
$\tilde{g}(t)$	相位脉冲	11
g_m	信道加前锁滤波器的离散冲激响应	16
g_N	奈奎斯特升余弦脉冲	11
g_{NR}	平方根奈奎斯特升余弦脉冲	11
$h(t, \tau)$	信道冲激响应	2, 6, 7, 8, 12, 13, 18, 19, 20
h_{TX}	发射端高度	4
h_{RX}	接收端高度	4
h_s	绕射屏高度	4
h_b	基站高度	7
h_m	移动台高度	7
$h_{r,d}$	从中继节点到目的节点的复信道增益	22
h_{roof}	屋顶高度	7
$h_{meas}(t_i, \tau)$	测得的冲激响应	8
$h_{s,d}$	从源节点到目的节点的复信道增益	22
$h_{s,r}$	从源节点到中继节点的复信道增益	22
h_w	螺旋天线高度	9
$h(t, \tau, \phi)$	方向可分解冲激响应	7
h_{mod}	CPFSK 信号的调制指数	11
$\mathbf{h}_d$	所期望的冲激响应向量	13, 20
i	序号计数	
j	序号，虚数单位	4
k, k_0	波数	4, 13
k	序号计数	8, 11, 13, 19,20, 22, 28

续表

k_{scale}	扫描时间延迟相关器的比例因数	8
k_B	玻尔兹曼常数	3
l	序号计数	8, 19, 20
m	Nakagami m 因子	5, 13
m	计数器	11, 12, 13, 14, 16, 17
m	用于奇偶校验位的序号	14
n	传播指数	4, 7
n_1	介质折射指数	4
$n(t)$	噪声信号	8, 12, 13, 14, 16, 18
$n_{LP}(t)$	低通型噪声	12
$n_{BP}(t)$	带通型噪声	12
n	序号计数	11
n_m	噪声取样值	16, 19
n_n	噪声取样值	14, 21
$\mathbf{n}$	噪声样值向量	20
$\tilde{n}_m$	有色噪声取样值	
p	转移概率	14
pdf	概率密度函数	5
$p(t)$	调制脉冲	8
$p(t)$	脉冲序列	11
q_m	信道+均衡器的冲激响应	16
$\mathbf{r}$	位置向量	4
r	场强的绝对值	5
r	频谱效率	14
$r_{LP}(t)$	接收信号的低通表示	12
$\mathbf{r}$	接收信号向量	12
$r(t)$	接收信号	14, 15, 16
s	子载波信道号	28
$s(t)$	探测信号	8
$s_1(t)$	辅助信号	8
$s_{LP,\ BP}(t)$	低通(带通)信号	11
$\mathbf{s}_{LP,\ BR}$	低通(带通)信号向量	11
$\mathbf{s}_{synd}$	校验向量	14
$\mathbf{s}$	天线阵列中的信号向量	8, 20, 27, 28
$\mathbf{s}$	发送信号向量	14
t	绝对时刻值	2, 11, 12, 13, 16, 17
$\mathbf{t}$	预编码向量	20
t_0	起始时刻	6
t_s	取样时刻	12
u	辅助变量	11
u_m	均衡器输入处的样值序列	16
$\mathbf{u}$	信息符号向量	14
v	速度	5
$\mathbf{v}$	奇异向量	20
w_l	天线权值	8, 13, 20
x	x 坐标	4
x	普通变量	5
x	发送信号	22
$x(t)$	输入信号	6
$\mathbf{x}$	码向量	14
$\mathbf{x}$	发送信号序列	14
y	y 坐标	4
y	判决变量	21
y	接收信号	22
$\mathbf{y}$	接收信号序列	14
$y(t)$	输出信号	6
z	z 坐标	

大写符号

$\mathbf{A}$	控制矩阵	8
$\mathbf{A}$	天线映射矩阵	27
A_{RX}	接收天线面积	4
$A(d_{TX}, d_{RX})$	绕射幅度因子	4
ADF	平均衰落间隔	
A	主导分量幅度	7
A	网格图中的状态	14
$B(\nu, f)$	多普勒变量传输函数	6
B_{coh}	相干带宽	6
B	带宽	11
BER	误比特率	12
B_n	噪声带宽	12
B_r	接收机带宽	12
B	网格图中的状态	14
B_G	高斯滤波器带宽	11
C	容量	14, 17, 20
$\mathbf{C}$	协方差矩阵	
C_{crest}	峰值因子	8
C	比例常数	
C	网格图中的状态	14
D	绕射系数	5
D_W	螺旋天线直径	8
D	二次型	12
D	最大失真	16
D	网格图中的状态	14
D	单位延迟	27
D_{leav}	交织器间隔	14
D	天线方向性	
E	电场强度	4
E_{diff}	绕射场场强	4
E_{inc}	入射场场强	4
$E\{\}$	数学期望	4, 13, 14, 18
$E1$, $E2$	多径分量场强	5
E_0	归一化场强	13
E_S	符号能量	11, 12, 13

续表

E_B	比特能量	11，12，13
E_C	码片能量	18
$E_{s,k}$	第 k 个信号的能量	11，18
$E(f)$	均衡器传输函数	16
$F(\nu_F)$	菲涅尔积分	4
$\tilde{F}$	修正的菲涅尔积分	4
F	场强的本地均值	5
$F(z)$	等效时间离散信道传输函数的因式分解	16
F	噪声系数	3
G_{RX}	接收天线的天线增益	3，4
G_{TX}	发送天线的天线增益	4
$G(D)$	码多项式	27
$G(\gamma)$和		
$G(\varphi,\theta)$	天线方向图	5
$G(\nu,\nu_1,\nu_2)$	高斯函数	7
G_{max}	最大增益	
G_R	矩形脉冲的频谱	11
G_N	奈奎斯特脉冲的频谱	11
G_{NR}	平方根奈奎斯特脉冲的频谱	11
$\mathbf{G}$	生成矩阵	14
G_{code}	编码增益	14
G_G	具独立同分布高斯项的矩阵	20
G	某阶放大器的增益	3
H	信道传输函数	5，6，19，20
$H(X)$	熵	14
$H_D(X)$	二进制对称信道的熵	14
$H_R(f)$	接收滤波器传输函数	12，18
$\mathbf{H}$	奇偶校验矩阵	14
$\mathbf{H}_{had}$	哈达玛矩阵	18，19
$I(t)$	同相分量	5
$I(t)$	链路控制动作	22
$I(x,y)$	互信息	14
I_0	修正贝塞尔函数	5，12
$\|J\|$	雅可比行列式	5
J_0	贝塞尔函数	7
K_r	莱斯因子	5
$K(t,\tau)$	核函数	6
K	可分解方向的数目	8
K_I	系统容限	3
K	一个符号中的比特数	11
K	一个码字中的信息符号数	14
$2K+1$	均衡器抽头数	16
K	扫描时间延迟相关器缩放常数	8
K	用户数	20
K	中继数目	22
L	簇的个数	7
L_{mod}	多屏(绕射)损耗	
L_{rts}	绕射损耗	7
L_{ori}	街道方位损耗	7
L_a	天线尺寸	4
L_i	第 i 屏处的衰减	
L_c	相关长度	4
L	等效时间离散信道的冲激响应持续时间	16
L	卷积编码器中单元个数	14
L	数据流数目	20
$\tilde{L}$	空时码的维度	20
L_{Tr}	截短深度	14
L_{symb}	两个可能序列的不同符号数目	14
L_f	馈线损耗	3
L	选择最大比值混合式合并中的射频链数目	
$M(\phi,\theta)$	阵列因子	8
M	字母表中的元素数目	11
$M(s)$	矩生成函数	12，13
N	(绕射)屏数目	4
N	多径分量数目	5，7，8
N	扩展函数集大小	12
N	码中的总符号数	14
N	卷积编码器中的模2加法器数目	14
N_0	噪声功率谱密度	12
$N(f)$	噪声谱	6，12
N_{symb}	TCM(网格编码调制)中每符号可发送的信息比特数	14
$\tilde{N}$	TCM(网格编码调制)中卷积编码器的比特数	14
N	多址用户数	17
N_{reg}	移位寄存器长度	14
N_r	接收天线数	8，13，20
$N_{subchannel}$	子信道数	28
N_t	发射天线数	13，20
N_s	有效散射体数目	20
N_{BS}	基站天线数	20
N_{MS}	移动台天线数	20
N_R	电平通过率	5
P_{TX}	发射功率	4
P_{RX}	接收功率	4
P_m	平均功率	5
$P_{h,S,B}$	互功率谱密度	6
$P_h(\tau)$	功率时延谱	6
$P(t,\tau)$	瞬时功率时延谱	7
P_n	噪声功率	
P_{pair}	成对出错概率	12
P_{inst}	瞬时接收功率	12
P_{max}	最大发射功率	20
P_f	虚警概率	21
P_{md}	漏检概率	21

续表

P_s	源节点发射功率	22
P_r	中继节点发射功率	22
Pr	概率	
Pr_{out}	中断概率	
PL	路径损耗	4, 5
P_s	信号功率	3, 11
$Q(x)$	Q 函数	12, 13
Q	天线品质因数	9
Q	码书大小	20
Q	队列长度	22
Q	量化函数	23
$Q(t)$	正交分量	5
Q_T	干扰系数	6
Q_M	Marcum Q 函数	12
$Q(z)$	信道和均衡器的等效传输函数	16
R	圆半径	5
R	小区尺寸(半径)	17
R	传输速率	14
R_{th}	门限传输速率	22
$\mathbf{R}_{TX}$	发送相关矩阵	6, 7, 20
$\mathbf{R}_{RX}$	发送相关矩阵	6, 7, 20
R_{xx}	x 的自相关函数	11
$\mathbf{R}_{xx}$	x 的相关矩阵	8
R_{rad}	辐射电阻	8
R_S	符号速率	11
R_B	比特率	11
R_c	码率	14
R_e	误差矩阵的秩	17
R_h	冲激响应相关函数	6
$\mathbf{R}_{ni}$	噪声和干扰相关矩阵	20
$\tilde{R}_{yy}(t, t')$	接收信号的自协方差矩阵	7
SIR	信号干扰比	5
$S(f)$	功率谱	5, 6, 12
$S(t)$	拓扑状态	22
$S(\nu, \tau)$	扩展函数	6
S_τ	时延扩展	6
$S_D(\nu, \tau)$	多普勒谱	7
S_{LP}, $B_P(f)$	低通(带通)信号功率谱	11
SER	符号差错率	12
S_N	噪声功率谱密度	
S_ϕ	角度扩展	6, 7, 13
T_B	比特间隔	
T	传输因子	4
T_m	平均时延	6
$T_m(t)$	瞬时平均时延	6
T_{rep}	脉冲信号重复次数	8
TB	时间带宽积	8
T_{slip}	滑动期	8
$\mathbf{T}$	辅助矩阵	8
$\mathbf{T}$	发送波束成形矩阵	20
T	持续时间(广义)	11
T_{per}	周期	11
T_s	采样时间	
T_S	符号持续时间(间隔)	11
T_p	分组持续时间	17
T_{cp}	循环前缀持续时间	19
T_C	码片持续时间	18
T_e	环境温度	3
T_d	PPM(脉冲位置调制)中的脉冲延迟	11
T_{coh}	相干时间	6
T_g	群延迟	12
$\mathbf{U}$	酉矩阵	8, 20
W	相关频谱	4
W_a	时延窗	6
W	系统带宽	
$\mathbf{W}$	酉矩阵	19
X	复高斯随机变量	12
$X(x)$	码多项式	14
Y	复高斯随机变量	12
Z	复高斯随机变量	12
Z	虚拟队列长度	22

小写希腊字母

α	介质长度	4
α	复衰减	12
α	滚降因子	11
α	控制向量	8
β	衰退时间常数	7
β	中继节点处的放大倍数	22
γ	信噪比	
$\bar{\gamma}$	平均信噪比	
γ_{MRC}	最大比合并器的输出信噪比	13
γ_{EGC}	等增益合并器的输出信噪比	13
γ	多普勒频移的生成角度	5
γ_S	符号能量比单边噪声功率谱密度	12
γ_B	比特能量比单边噪声功率谱密度	12, 13, 16, 17
δ	复介电常数	4
δ_{ik}	Kronecker 差值	13, 16, 19
$\delta(\tau)$	狄拉克函数	12, 13, 16, 18
ϵ	介电常数	4
ϵ_r	相对介电常数	4
ϵ_{eff}	有效相对介电常数	4

续表

ε_m	误差信号	16	ρ	位置矢量	
ε	一个码符号的误差矢量	14	ρ_{km}	信号间的相关系数	11
φ	街道方位	7	σ_c	传导率	4
φ	多径分量的相位	5	σ_h	高度的标准偏差	4
$\bar{\varphi}$	确定性相移	7	σ	标准偏差	5
$\varphi_m(t)$	扩展用基本函数	11	σ_F	本地平均的标准偏差	5
ϕ	到达方位角	6, 7	σ_G	高斯脉冲的标准偏差	11
$\eta(t)$	$g(t)$与$h(t)$的卷积	16	σ_n	噪声标准差	
κ	辅助变量	13	σ_S^2	符号序列功率	11
λ, λ_0	波长		τ	时延	4, 5
λ_p	分组传输率	17	τ_{Gr}	群迟延	5, 12
λ_i	第i个特征值		τ_i	第i个多径分量的时延	7
μ	度量	12	τ_{max}	最大附加时延	
μ	LMS 步宽	16	$\chi_i(t)$	第i个脉冲的失真	13
$\mu(t)$	传输矩阵	22	ζ	$\eta(t)$的自相关函数	16
ν	多普勒频移	6	ξ	离散预编码的信噪比损失	20
ν_{max}	最大多普勒频移	7	$\xi_n(t)$	噪声相关函数	12
ν_m	平均多普勒频移	5	$\tilde{\xi}_s(t)$	归一化多普勒谱的傅里叶变换	12
ν_F	菲涅尔参数	5	$\xi_s(\nu,\tau)$	散射函数	12
ω	角频率	4	$\xi_h(t,\tau)$	散射函数的傅里叶变换	12

大写希腊字母

Δh_b	$=h_b-h_{roof}$	7	Θ_e	入射角	4
Δx_t	两个测量点之间的距离	8	Θ_r	反射角	4
$\Delta\tau'_{min}$	最小可分辨τ	8	Θ_t	发射角	4
Δf_{chip}	码片频差	8	Θ_n	第n个比特的发射相位	
$\Delta\varphi$	路径的角度差	4	Θ_d	绕射角	
$\Delta\tau$	传播时差	5	ϕ_{TX}	发送楔形角度	4
$\Delta\nu$	多普勒频移	5	ϕ_{RX}	接收楔形角度	4
Δ	两天线单元间的相移	8	ϕ	水平方位角	7
Δ	Lyapunov(李雅普诺夫)漂移量	22	ϕ_0	归一化波达方向	7, 13
			ϕ_i	第i次波的波达方向	13
Δ_C	C 的行列式	13	ψ	辅助角	4, 13
$\Delta\phi$	角度范围	13	ψ	入射角, $90-\Theta_e$	4
Φ_H	信道传输函数的相位	5, 12	$\bar{x}$	$=E\{x\}$, 即x的均值	
$\Phi_{CPFSK}(t)$	CPFSK 发送信号相位	11	$\dot{r}$	$=dr/dt$, 即r的导数	
Λ	特征值矩阵		$\mathbf{U}^\dagger$	矩阵 U 的 Hermitian(埃尔米特)转置(即共轭转置)	
$\Phi_{TX}(t)$	发射信号相位				
Ω	Nakagami 变量的均方值(功率)	5	$\mathbf{U}^T$	矩阵 U 的转置	
			$\mathbf{x}^*$	复共轭	
Ω	离开方向		Ξ	ζ_m的傅里叶变换	
Ω_n	多普勒谱的n阶矩	5, 13	$\mathcal{F}$	傅里叶变换	
$\Theta(t)$	队列长度	22	$\mathbf{X}$	发送符号	14