

无线通信原理

2003 年 8 月

| | |
|--|----|
| 1. 无线信道 | 1 |
| 1. 1 自由空间无线电波传播 | 1 |
| 1. 2 移动通信的电波传播特点 | 1 |
| 1. 3 移动通信电波传播特性 | 2 |
| 1. 3. 1 短期（快）衰落 | 3 |
| 1. 3. 2 长期（慢）衰落 | 6 |
| 1. 3. 3 衰落特性 | 6 |
| 1. 4 电波传播损耗预测模型 | 6 |
| 1. 4. 1 Okumura-Hata模型 | 7 |
| 1. 4. 2 COST231 Walfisch-Ikegami模型 | 9 |
| 1. 5 覆盖设计 | 10 |
| 1. 5. 1 传播模型的选用及修正 | 11 |
| 1. 5. 1 基站覆盖预测 | 11 |
| 1. 5. 3 功率控制 | 14 |
| 2. 分集技术 | 15 |
| 2. 1 分集技术的概念 | 15 |
| 2. 2 分集技术的分类 | 15 |
| 2. 3 显分集技术 | 15 |
| 2. 3. 1 空间分集 | 15 |
| 2. 3. 2 极化分集 | 16 |
| 2. 4 显分集的合并技术 | 18 |
| 2. 4. 1 信号合并准则 | 18 |
| 2. 4. 2 最大信噪比准则下的信号合并方法 | 18 |
| 2. 5 隐分集技术 | 19 |
| 3. 无线通信多址技术 | 21 |
| 3. 1 多址技术概述 | 21 |
| 3. 2 频分多址 | 21 |
| 3. 3 时分多址 | 22 |
| 3. 4 码分多址 | 22 |
| 3. 5 扩频技术 | 25 |
| 3. 6 空分多址 | 27 |
| 4. 无线通信中的资源分配原理及算法举例 | 31 |
| 4. 1 蜂窝的概念 | 31 |
| 4. 2 以GSM为例介绍FCA | 31 |
| 4. 3 PHS无线市话的频率使用 | 33 |
| 4. 3. 1 频率分配 | 33 |
| 4. 3. 2 PHS 频率指配 | 35 |
| 4. 4 多信道共用技术 | 35 |
| 4. 5 微蜂窝与信道动态分配技术 | 38 |

| | |
|------------------------------------|----|
| 5. 语音编码技术 | 41 |
| 5.1 概述..... | 41 |
| 5.2 脉冲编码调制..... | 43 |
| 5.2.1 脉冲编码调制(PCM)技术 | 43 |
| 5.2.2 自适应差分脉冲编码调制(ADPCM) | 48 |
| 6. PHS通信系统中的基本调制技术 | 51 |
| 6.1 调制技术概述..... | 51 |
| 6.2 $\pi/4$ -QPSK调制..... | 52 |
| 6.3 衰落和干扰中 $\pi/4$ -DQPSK的性能 | 53 |
| 7. 天线 | 56 |
| 7.1 天线电指标的定义..... | 56 |
| 7.2 天线的高度和间距..... | 59 |
| 7.3 PAS天线选择..... | 60 |
| 7.4 ZXPCS基站天线说明 | 62 |
| 7.4.1 天线电性能技术指标..... | 62 |
| 7.4.2 天线环境性能指标..... | 63 |
| 8. OSI 7 层结构简介 | 65 |
| 8.1 物理层..... | 66 |
| 8.2 数据链路层..... | 67 |
| 8.3 网络层..... | 68 |
| 8.4 PHS空中接口协议栈 | 69 |
| 附录 | 71 |
| 1. 双共技术..... | 71 |
| 2. 单位换算..... | 71 |
| 3. 缩略语..... | 72 |

1. 无线信道

移动通信系统的性能主要受到无线信道的制约。无线信道不像有线信道那样固定并可预见，而是具有极度的随机性，从简单的视距传播，到遭遇各种复杂的地形、地物，甚至移动台的速度也会对信号电平的衰落产生影响。因此，要对无线信道进行控制和预测是非常困难的。

1.1 自由空间无线电波传播

自由空间是指相对介电常数和相对导磁率都为 1 的均匀介质所存在的空间，它是一个理想的无限大的空间，是为简化问题研究而提出的一种科学抽象。自由空间无线电波传播，仅考虑由能量扩散引起的损耗，即接收机和发射机之间是无任何阻挡的视距路径时，传播损耗可以按以下步骤推导：

图 1-1 所示的自由空间中，设在原点 O 有一辐射源，均匀地向各方向辐射，辐射功率为 P_t ，则距辐射源 d 处的能流密度为：

$$S = \frac{P_t}{4\pi d^2}$$

$$\text{若接收天线有效面积为 } A = \frac{\lambda^2}{4\pi} D,$$

式中 λ 为工作波长， D 为天线的方向性系数，对于各向同性的天线 $D=1$ ，则接收机

$$\text{输入功率 } P_r = S \times A = \frac{P_t \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2}$$

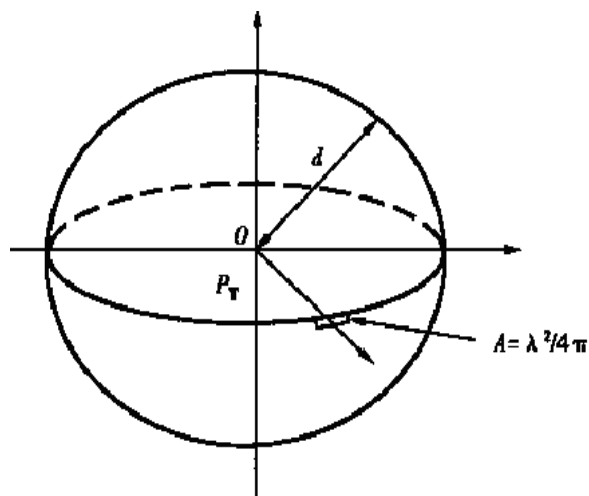


图 1-1 自由空间的传播损耗

通常定义发射功率与接收功率的比值为传播损耗。所以，自由空间传播损耗可写作：

$$L_0 = \frac{(4\pi)^2 d^2}{\lambda^2}$$

用对数形式表示，把波长换成频率，得到自由空间的传播衰减公式如下：

$$L_0 = 32.45 + 20 \lg f + 20 \lg d \text{ (dB)}$$

式中， d 单位为 km， f 单位为 MHz。

考虑到发射天线的增益 G_t 和接收天线的增益 G_r ，则系统传输损耗应为：

$$L_0 = 32.45 + 20 \lg f + 20 \lg d - G_t \text{ [dB]} - G_r \text{ [dB]}$$

1.2 移动通信的电波传播特点

一个移动通信系统质量的好坏，在很大程度上取决于无线传输质量的好坏。而移动通信靠的是无线电波的传播，因此，我们必须了解和掌握移动通信环境中无线电波传播的基本特点。典型的移动通信环境中，电波传播的主要特点可归纳如下：

1) 传播环境复杂

2) 移动通信系统工作在 VHF 和 UHF 两个频段(30—3000MHz)，电波以直射方式（即所谓的“视距”方式）在低层大气中传播。由于低层大气并非均匀介质，会产生折射和吸收现象，而且在传输路径上遇到各种障碍物还可能产生反射、绕射和散射等，如图 1-2 所示。

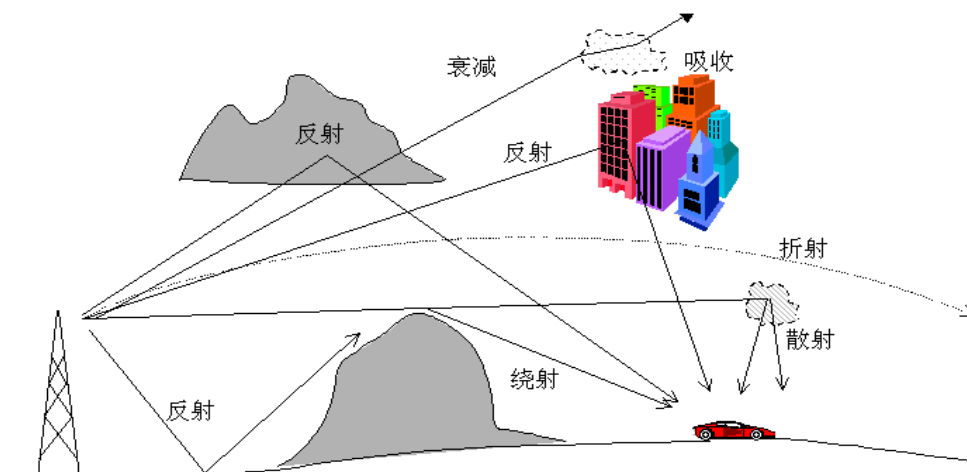


图 1-2 无线传播现象

当电磁波遇到比波长大得多的物体时,就会发生反射,反射发生于地球表面、建筑物和墙壁表面等光滑界面处。

当接收机和发射机之间的传播路径被尖利的边缘阻挡时,电磁波就会发生绕射。由于绕射,电磁波可越过障碍物到达接收天线。即使收发天线间不存在视线路径,接收天线仍然可以接收到电磁信号。

当波穿行的介质中存在小于波长的物体并且单位体积内阻挡体的个数非常巨大时,就会发生散射。散射波产生于粗糙表面、小物体或其他不规则物体。在实际的通信系统中,树叶、街道标志和灯柱等都会引发散射。

另外,一台位于外面的发射机在建筑物内被接收到的信号场强,对于无线系统来说是非常重要的。无线信号透射能力是频率及建筑物高度的函数。测试报告显示随着频率或建筑物高度的增加信号透射能力增加,即建筑物内接收信号场强增加。

因此,地形、地物、地质以及地球的曲率半径等都会对电波的传播造成影响。我国地域辽阔,地形复杂、多样,其中五分之四为山区和半山区,即使在平原地区的大城市中,由于高楼林立也使电波传播变得十分复杂。2) 信号衰落严重一个典型的移动通信系统,用户的接入都是通过移动台与基站间的无线链路,无线电波的传播在通信的过程中始终受移动台周围物体的影响,因此移动台收到的信号是由多个反射波和直射波组成的多径信号。多径信号造成的结果是信号严重衰落,也就是说,移动通信必须克服衰落的影响。

2) 传播环境不断变化

移动通信的信道是变参信道。引起电波传播环境变化的因素有很多,主要因素是由于移动台处于移动状态,周围的地形、地物等总在不断变化。另外,城市建设的不断变化对移动通信的电波传播环境也有影响。

3) 环境被电磁噪声污染

传播环境本身是一个被电磁噪声污染的环境,而且这种污染日益严重。电磁噪声污染包括由汽车点火系统、工业电磁污染以及蓬勃发展的广播、无线通信的干扰等因素造成。

以上这些电波传播特点都会在实际中增加移动通信无线网络规划的难度。

1.3 移动通信电波传播特性

通过前面的学习,我们知道在任何一点接收到的信号是由大量的建筑物或树木、山丘反射来的电波叠加而成的。这些电波虽然都是从一个天线辐射出来的,但由于到达接收天线的

路径不同，故其相位是随机的，从而导致合成信号的幅度急剧变化，即产生了衰落，图 1-3 给出了实测场强变化曲线。

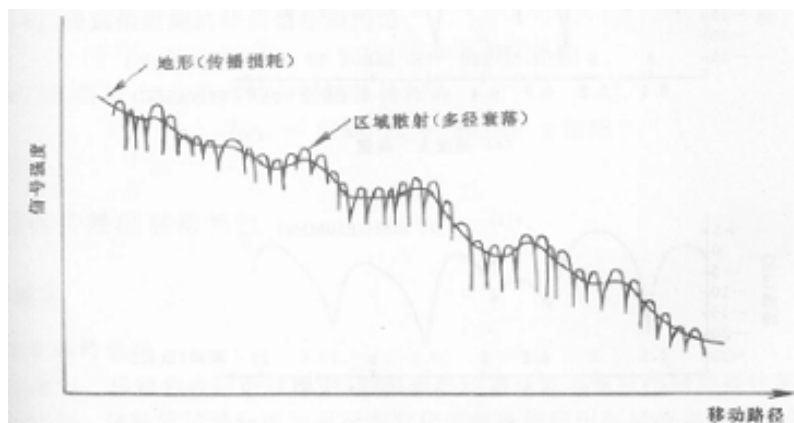


图 1-3 场强测试曲线

由上图可见，场强特性曲线的瞬时值呈快速变化，我们将这种变化称为短期（快）衰落，而场强特性曲线的中值呈慢速变化，故称为长期（慢）衰落，下面我们分别加以讨论。

1. 3. 1 短期（快）衰落

短期衰落是由多径传播和移动台运动引起的，所以也称多径衰落。

1) 多径衰落

(1) 场强中值变化分布

为了说明场强瞬时值的变化，引入瑞利（Rayleigh）分布密度函数。

在多径传播中，假设有 N 个多径信道，它们彼此相互独立且没有一个信道的信号占支配地位，即没有直射波信号，仅有许多反射波信号，接收到的信号包络的衰落变化服从瑞利分布。其概率密度函数为：

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) & (0 \leq r \leq \infty) \\ 0 & (r < 0) \end{cases}$$

其中， r 和 σ 分别包络检波之前所接收的电压信号的幅度和均方值。图 1-4 示意了瑞利概率密度函数。

不超过某特定值 R 的接收信号的包络由相应的累积概率函数给出：

$$P(R) = P(r \leq R) = \int_0^R p(r) dr = 1 - \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right)$$

满足 $P(r \leq r_m) = 0.5$ 的 r_m 值称为信号包络样本区间的中值，由上式可以求出 $r_m = 1.177\sigma$ 。

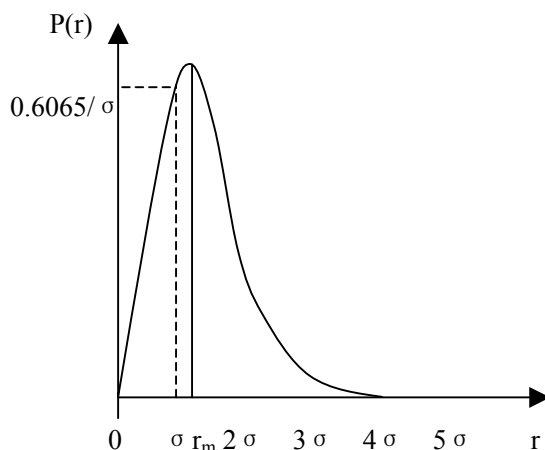


图 1-4 瑞利分布的概率密度函数

在移动通信中，如果存在了一个起支配作用的直达波（未受衰落影响）时，接收端接收信号的包络为莱斯（Ricean）分布。其概率密度函数为：

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

式中，参数 A 指主信号幅度的峰值， $I_0(\cdot)$ 是0阶第一类修正贝塞尔函数。贝塞尔分布常用参数 K （参数 K 称莱斯因子）来描述， K 被定义为主信号的功率与多径分量方差之比。其

表示式为 $K = \frac{A^2}{2\sigma^2}$

可见，当 $A \rightarrow 0, K \rightarrow -\infty$ ，且起支配作用的主信号幅度减小时，莱斯分布转变为瑞利分布。

（2）时延扩展

在多径传播条件下，接收信号会产生时延扩展。时延扩展定义为最大传输时延和最小传输时延的差值，即最后一个可分辨的时延信号和第一个时延信号到达时间的差值，实际上就是脉冲展宽的时间。图 1-5 示出了典型的对最强路径信号功率的归一化时延谱。

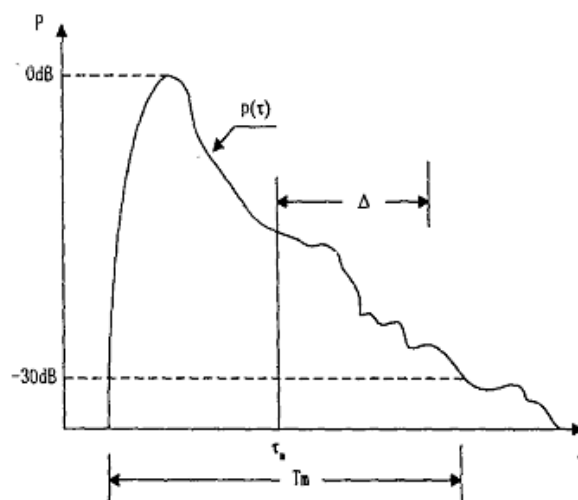


图 1-5 典型的归一化时延谱

图中，描述多径时延谱的参数有：

- $p(\tau)$ 为归一化时延信号的包络，近似为指数曲线。 $p(\tau) = \frac{1}{\Delta} e^{-\frac{\tau}{\Delta}} \quad \tau \geq 0$

- T_m 最大时延扩展，定义为多径能量从初值衰落到低于最大能量 X dB 处的时延，即 $p(\tau) = -X$ dB 时所对应的时延差值。

- τ_a 为归一化时延谱曲线的数学期望（平均时延）， $\tau_a = \int_0^{\infty} \tau p(\tau) d\tau$ 。

- Δ 为归一化时延谱曲线的均方值时延扩展， $\Delta^2 = \int_0^{\infty} (\tau - \tau_a)^2 p(\tau) d\tau$ ， Δ 是对多径信道时延特性的统计描述，表征时延谱扩展的程度， Δ 值越小，时延扩展就越轻微，反之时延扩展越严重。其典型值对于户外无线信道为 ms 级，对于室内无线信道为 ns 级，具体到 1900MHz，室内 Δ 平均值为 70-94ns，最大值为 1470ns。

（3）相关带宽

与时延扩展有关的另一个重要概念是相关带宽。相关带宽是指在一特定频率范围内，两个频率分量有很强幅度相关性。

需要注意，时延扩展是由多径传播路径引起的现象，而相干带宽则是从均方值时延扩展 Δ 得出的一个关系值，它们之间的确切关系是特定多径结构的函数，但总的来说成反比关系，即 $\Delta F = 1/2 \pi \Delta$

对于无线信道来说，存在一个固有的相关带宽。当发送信号的带宽小于相关带宽时，接收信号就会经历平坦衰落过程，即各频率分量的衰落是相关的，衰落波形不失真；反之则信道特性会导致接收信号产生频率选择性衰落，这种情况下，信号通过信道传输后各频率分量的变化是不一致的，会引起波形失真。

2) 多普勒频移

当运动的物体达到一定速度时（如超音速飞机），固定点接收到的从运动体发来的载波频率将随其运动速度的不同，产生不同的频移，通常把这种现象称为多普勒频移。它可表示为：

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \cos \alpha$$

式中, v 为运动速度, λ 为波长, α 为入射波与运动方向的夹角, 若朝向入射波方向运动, 则 f_d 为正, 使接收频率上升; 若背向入射波方向运动, 则 f_d 为负, 使接收频率下降。

令 $v/\lambda = f_m$ 为最大多普勒频移, 可见, 当频率增高, 移动速度加快时, 多普勒效应很明显。

多普勒扩展是谱展宽的测量值, 它被定义为一个频率范围, 在此范围内接收的多普勒谱有非 0 值。

相关时间是多普勒扩展在时域的表示, 是信道冲击响应维持不变的时间间隔的统计平均值, 即指在一段时间间隔内, 两个到达信号有很强的幅度相关性。由此可知, 当发送信号的信号周期比相关时间短时, 多普勒扩展将引起时间选择性衰落, 从而导致信号失真。

1. 3. 2 长期(慢)衰落

电波在传播路径上遇到地形起伏、建筑物及其它障碍物的阻挡会形成电磁场的阴影, 从而产生阴影效应, 当移动台通过不同障碍物的阴影时, 就造成接收场强中值的变化, 这种由于阴影效应导致接收场强中值随地理位置改变, 而出现的缓慢变化称为长期(慢)衰落。

另外, 由于气象条件变化, 导致大气折射系数随时间变化, 也会造成同一地点的场强中值随时间而缓慢变化。

大量统计测试表明, 长期(慢)衰落近似服从对数正态分布。所谓对数正态分布是以分贝数表示的信号电平为正态分布。

在陆上移动通信中, 通信距离一般在数十公里之内。由于信号中值随时间的变动远小于随位置的变动, 因此通常忽略长期(慢)的影响, 但在定点通信中, 则必须考虑它。

1. 3. 3 衰落特性

通常用衰落率、电平交叉率、平均衰落周期, 以及衰落持续时间等特征量来描述信道的衰落特性。

1) 衰落率

衰落率是指信号包络在单位时间内以正斜率通过中值电平的次数。简单地说, 衰落率就是信号包络衰落的速率。衰落率与发射频率、移动台行进速度和方向, 以及多径传播的路径数有关。测试结果表明, 当移动台行进方向朝着或背着电波传播方向时, 衰落最快。频率越高, 速度越快, 则平均衰落率的值越大。

2) 衰落深度

衰落深度, 即信号的有效值与该次衰落的信号最小值的差值。

3) 电平通过率

电平通过率, 定义信号包络单位时间内以正斜率通过某一规定电平值 R 的平均次数, 描述衰落次数的统计规律。可见, 衰落率是电平通过率的一个特例, 即规定的电平值为信号包络的中值。

4) 衰落持续时间

平均衰落持续时间, 定义信号包络低于某个给定电平值的概率与该电平所对应的电平通过率之比, 由于衰落是随机发生的, 所以只能给出平均衰落持续时间。当接收信号电平低于接收机门限电平时, 就可能造成语音中断或误比特率增大, 了解接收信号电平低于某个门限的持续时间的统计规律, 就可以判定语音受影响的程度, 以及在数字通信中是否会发生突发性错误和突发性错误的长度。

1. 4 电波传播损耗预测模型

在移动通信系统的无线网络工程设计中, 采用电波传播损耗预测模型计算路径的传播损耗, 确定无线蜂窝小区的服务覆盖区。也就是说, 在建设实际的移动通信系统之前, 要根据

系统所处的传播环境和地形特征，运用相应条件下的传播模型，以便准确预测路径传输损耗或接收信号场强。

对移动通信系统场强进行充分的预测是完全必要的。只有这样，才能做好无线网络的规划，才能使所建的移动通信网有的放矢。而在系统建成之后，还要根据实际情况进行场强实测，对系统进行调整，使其在最佳状态下运行。

下面，我们介绍在移动通信网络规划中常用的 Okumura-Hata、COST-231 Walfisch-Ikegami 模型，并以 Okumura-Hata 为例，介绍利用模型进行预测的计算方法。

1. 4. 1 Okumura-Hata 模型

Okumura-Hata 模型是 Okumura 在 70 年代依据日本东京地区城市实测资料进行统计分析得出的经验模型，并由 Hata 进一步整理为计算公式。至今，在已总结出的适用移动通信的电波传播模型中，它提供的数据比较齐全，而且分别以曲线和公式两种形式给出，得到了较广泛的认可和应用。

Okumura-Hata 模型的特点是以准平滑大城市市区的中值传输损耗为基础，对其它传播环境及地形条件等因素分别用修正因子进行修正。因此，我们需要先了解地形、地物的定义和分类。

1) 地形与地物

地形大体上可分为“准平滑地形”和“不规则地形”两大类。所谓“准平滑地形”指的是从传播路径的地形断面去观察，地形起伏量约在 20 米以下，且起伏变化缓慢的平坦地形。我国的华北平原就属于这类地形。而“不规则地形”是指除准平滑地形以外的地形，它又可分为以下四种：

- 丘陵地形：并非平坦的高地，而是有规则起伏的地形，山岳重叠的地形也包括在内。
- 孤立山岳：传输路途中有单独的山岳，该山岳以外的地形是对接收点无影响的地形。
- 倾斜地形：不论地形平坦与否，至少是在延伸 5km 以上范围内有起伏的地形。
- 陆海混合地形：包括有海面和湖面的地形。

上述这些地形多数将在后面涉及到。必须指出，这种分类虽然能表示通常遇到的大部分地形，但是陆地移动通信的电波传播并不是“点对点”的场强分布。所以上述的分类应该取某一距离范围或区域进行判断。

地物指地面影响传播的障碍物，也称为地面用途参数（Clutter 参数）。我们将会介绍不同的 Clutter 参数，电波传播损耗是不同的。按地物划分，种类是多种多样的，但可简单分为下面四种类型。移动通信网络规划时，就是按照这四种类型的地区分别进行链路预算的。

• 密集城区

也称为城市核心地区，通常指城市中政治、经济、文化、商务、娱乐等活动中心区，该区域一般高楼林立，因此有较高的建筑物穿入损耗（20-25dB），同时它集中了各级政府机构、商务机构、国内外大公司、商场、娱乐场所，是城市中话务密度最高的区域。

• 城区

城市市区指除热点以外的城区，包括城市的工业区、一般商业区、居民区等等。建筑物穿透损耗大致在 15-20dB。高楼大厦或有稠密的两层以上建筑物的地区，建筑物密度通常在 15% 以上，大的街道以及建筑物和茂盛的高大树木混杂稠密的地区等。该区域一般属于中话务密度区。

• 郊区

郊区指移动台附近有不太稠密的障碍物（建筑物）的地区。例如树木、房屋稀少的乡镇和郊区公路等，建筑物穿透损耗一般不会大于 10dB。属中低话务密度区域。

• 农村地区

农村地区通常比较开阔，一般在电波传播方向上无高大树木、建筑物等障碍物，呈开

阔状态的地面，影响电波传播的主要因素为地形参数。此区域一般为低话务密度区域。

通过以上讨论，我们自然会想到天线高度的问题，因为天线总是架设在某地形或地物上，天线的高度并无多大实际意义，所以有必要定义一个“天线有效高度”。

基站天线的有效高度定义为天线的海拔高度减去 15km 以内平均的海拔高度。在数字蜂窝移动通信系统中，由于小区的半径都很小，所以基站天线的有效高度可以用在当地地面以上的高度来代替。

移动台天线的有效高度定义为天线在当地地面以上的高度。在工程设计中，手机的天线高度通常取 1.5 米。

2) 适用范围

Okumura-Hata 模型适用于宏蜂窝的预测，具体的适用范围是：

频率 f : 150~1500MHz

通信距离 d : 1~20km

基站天线有效高度 h_b : 30~200m

移动台天线有效高度 h_m : 1~10m

3) 曲线法

可以通过查曲线的方法得到系统电波的中值传输损耗，步骤如下。

(1) 计算准平滑大城市市区的中值传输损耗

准平滑大城市市区的中值传输损耗与频率、通信距离以及收、发信机天线的有效高度有关，可用下式表示。

$$L_M = L_0 + A_m(f, d) - h_b(h_b, d) - h_m(h_m, f)$$

式中 L_M ——给定传输条件下准平滑大城市市区的中值传输损耗 (dB)；

L_0 ——自由空间的传输损耗；

$A_m(f, d)$ ——在大城市市区， $h_b=200m$ ， $h_m=3m$ 时相对于 L_0 的中值传输损耗；

$h_b(h_b, d)$ ——基站天线高度相对 $h_b=200m$ 时的增益因子，它是距离 d 的函数；

$h_m(h_m, f)$ ——移动台天线高度相对 $h_m=3m$ 时的增益因子，它是频率 f 的函数。

当基站天线有效高度 $h_b=200m$ ，移动台天线有效高度 $h_m=3m$ 时，准平滑大城市市区中值传输损耗与距离 d 和频率 f 的关系 $A_m(f, d)$ 如图 1-6 所示。

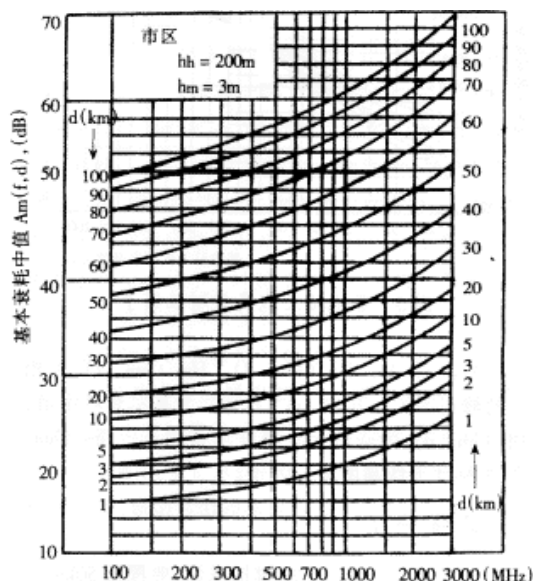


图 1-6 准平滑大城市市区的基本损耗中值
如果 $f=450\text{MHz}$ 、 $d=10\text{km}$ ，由图可以查得 $A_m(450, 10)=27.5\text{dB}$ 。

类似地, 增益因子 $h_b(h_b, d)$ 和 $h_m(h_m, f)$ 也可由相应的曲线图获得。

(2) 计算不同环境及不规则地形上的中值传输损耗

对于不是准平滑大城市市区的传播环境以及特殊的传播路径, 中值传输损耗应在准平滑大城市市区中值传输损耗的基础上, 加上适当的修正因子进行校正。

如前所述, 除市区外, 还有效区和农村地区的传播环境。不规则地形则主要包括丘陵地形、孤立山岳、倾斜地形及水陆混合地形四种。不同环境及不规则地形上的中值传输损耗可用下式表示:

$$L_M = L_0 + A_m(f, d) - h_b(h_b, d) - h_m(h_m, f) - k_{mr} - k_h - k_{sp} - k_s$$

式中 k_{mr} ——郊区和农村地区修正因子;

k_h ——丘陵地形修正因子;

k_{sp} ——斜坡地修正因子;

k_s ——水陆混合地形修正因子。

除上面四种修正因子外, Okumura 模型还对开阔地、孤立山岳、道路走向以及道路宽度的影响都做了相应的修正, 都有相应的曲线图, 在此不再一一介绍。在进行路径损耗计算时, 都可视具体情况计入上式。

4) 公式法

在实际工作中, 有时感到使用查曲线图的方法进行传播预测不太方便, 因此, Hata 根据 Okumura 所提供的传播曲线, 归纳出一个更加实用的经验公式:

$$L_M = 69.55 + 26.16 \lg(f) - 13.82 \lg(h_b) - a(h_m) + [44.9 - 6.55 \lg(h_b)] \lg d \quad (\text{dB})$$

式中 $a(h_m)$ ——移动台天线修正系数。

在中小城市: $a(h_m) = [1.1 \lg(f) - 0.7] h_m - 1.56 \lg(f) + 0.8 \quad (\text{dB})$

在大城市: 当 $f \leq 200 \text{MHz}$ 时: $a(h_m) = 8.29 [\lg 1.54 h_m]^2 - 1.1 \quad (\text{dB})$

当 $f \geq 400 \text{MHz}$ 时: $a(h_m) = 3.2 [\lg 11.75 h_m]^2 - 4.97 \quad (\text{dB})$

上式中, h_m 以 1.5m 为基准, 大城市是指建筑物平均高度大于 15m 的城市。

需要指出的是, 上式是根据 Okumura 的准平滑大城市市区传播曲线归纳出来的。因此, 对于其它传播环境, 仍然要按前述加修正因子的方法进行修正。对于郊区及开阔地等修正因子 Hata 也在修正曲线的基础上给出了部分公式。例如郊区修正因子 k_{mr} 可表示为:

$$k_{mr} = 2[\lg(f/28)]^2 + 5.4$$

1. 4. 2 COST231 Walfisch-Ikegami 模型

随着移动通信用户数量的高速发展, 网络容量呈现越来越大的压力, 为了增加密度容量, 提高频率利用率, 蜂窝逐步向小区化的发展, 使得蜂窝小区半径越来越小, 如今蜂窝小区半径已不足 300 米, 因此传播模型也必须适应这种发展需求。

COST231 Walfisch-Ikegami 模型和 Okumura 模型一样, 都是由在日本测得的平均数据构成。

1) 适用范围

COST231 Walfisch-Ikegami 模型适用于微蜂窝的预测, 具体的适用范围是:

f : 800~2000MHz

d : 0.02~5km

h_b : 4~50m

h_m : 1~3m

2) 模型公式

COST231 Walfisch-Ikegami 模型, 城市市区路径损耗中值的表达式包括三部分:

$$L_M = L_0 + L_{rts} + L_{ms}$$

式中: L_0 ——自由空间损耗

L_{rts} ——屋脊到街道的绕射和散射损耗

L_{ms} ——多次屏蔽损耗

其中，屋脊到街道的衍射和散射损耗为：

$$L_{rts} = -16.9 - 10\lg W + 10\lg f + 20\lg \Delta h_m + L_1$$

式中： W ——街道宽度 (m)

$\Delta h_m = h_r - h_m$ (m)， h_r ——建筑物的平均高度

$$L_1 = -9.646 \text{ (dB)} \quad 0^\circ \leq \phi \leq 35^\circ$$

$$L_1 = 2.5 + 0.075(\phi - 35) \text{ dB} \quad 35^\circ \leq \phi \leq 55^\circ$$

$$L_1 = 4 + 0.114(\phi - 55) \text{ dB} \quad 55^\circ \leq \phi \leq 90^\circ$$

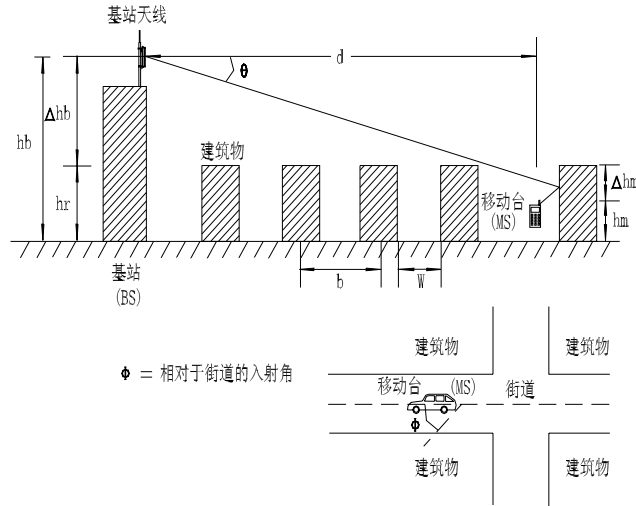


图 1-7 COST231 Walfisch-Ikegami 模型参数

多次屏蔽损耗为：

$$L_{ms} = L_{bsh} + k_a + k_d \lg d + k_f \lg f - 9 \lg b$$

式中： b ——在无线路径上建筑物之间的距离 (m)

$$\begin{cases} L_{bsh} = -18 \lg 11 + \Delta h_b & h_b > h_r \text{ 情况下} \\ L_{bsh} = 0 & h_b \leq h_r \text{ 情况下} \end{cases}$$

$$\begin{cases} k_a = 54 & h_b > h_r \text{ 情况下} \\ k_a = 54 - 0.8 h_b & h_b \leq h_r, d \geq 500 \text{ m 情况下} \\ k_a = 54 - 1.6 \Delta h_b & h_b \leq h_r, d < 500 \text{ m 情况下} \end{cases}$$

$$\begin{cases} k_d = 18 & h_b < h_r \text{ 情况下} \\ k_d = 18 - 15 \Delta h_b / \Delta h_m & h_b \geq h_r \text{ 情况下} \end{cases}$$

$$\begin{cases} k_f = 4 + 0.7(f_c/925 - 1) & \text{中等城市和具有中等树木密度的郊区} \\ k_f = 4 + 1.5(f_c/925 - 1) & \text{大城市市中心} \end{cases}$$

使用该模型进行计算时可以取下述默认值：

$b = 20 \sim 50 \text{ m}$

$W = b/2$

$\phi = 90^\circ$

斜顶房屋屋顶=3m，平顶房屋屋顶=0m。

$h_r = 3 \text{ (楼层数量) + 屋顶}$

1. 5 覆盖设计

基站覆盖是小区规划中最重要的内容之一。规划和设计一个移动通信网时，最重要的是必须了解无线覆盖区内每个接收点的接收信号强度、质量和它的波动变化情况，从而预测出基站的覆盖和干扰电平，以便为用户提供一个满意的服务区。在此我们简单介绍覆盖设计的要点。

1. 5. 1 传播模型的选用及修正

我们已经讨论了电波传播及传播模型等问题。基站覆盖设计，必须掌握移动通信环境中电波传播的这些特点，并且与当地的传播条件密切结合，建立与之相适应的数学模型，才能作好无线网路规划工作。

下面是对移动通信网络规划中常用的两种传播模型的比较。这些模型已在前面进行了较详细的讨论。之所以进行这种比较，是因为各种模型在实际应用中，都有一定的局限性和存在各种各样的不足。

表 1-1 常用传播模型的比较

| 传播模型 | 应用范围 | 预测范围 | 表达式 | 比较 |
|-----------------------------|---|----------|---|--------------------|
| Okumura-Hata | 150-1500MHz h_b : 30~200m h_m : 1~10m | 1~20km | $L_M=69.55+26.16\lg f-13.82$ $\lg h_b-a(h_m)+(44.9-6.55$ $\lg h_b) \lg d$ | 基站密度大时预测值偏高 |
| COST231 Walfisch-Ikegami | 800-2000MHz h_b : 4~50m h_m : 1~3m | 0.02~5km | $L_M=L_0+L_{rts}+L_{ms}$ | 考虑地形及地面要素不足，预测精度不高 |

上述传播模型在进行预测时都会存在误差，这是由于各地的传播环境不同而造成，再加上我国幅员辽阔、地形复杂多样，各地传播环境千差万别，如果不作修正，照搬经验公式，则可能产生较大的偏差，因此应用时，除选择适合本地环境的模型外还必须对其加以修正，通过对模型的修正，来提高预测的精度。

修正是采用实地测试，通过测试获得进行模型校正的数据，然后用测试结果进行修正模型中相关的参数，以使预测结果更接近于当地的实际情况。

1. 5. 1 基站覆盖预测

如前所述，规划移动通信网最重要的工作是为用户提供一个满意的无线服务区。站在移动用户的角度，希望网络在任何时间、任何地点都能提供服务，完成通信。因此在规划中根据用户需求对基站覆盖区域作出预测，检验覆盖范围和覆盖区内质量是否达到预期目标，覆盖区内是否还有“盲区”，是否存在由于邻小区场强过高，交叉覆盖造成的“孤岛”。另外，也可以通过小区覆盖，检查切换区是否分布在高话务密度区域。

基站的覆盖主要和下列因素有关：使用的频率、服务质量要求、发射机输出功率、接收机可用灵敏度、使用的天馈线、通信地点的传播环境、选用的传播模型等。覆盖预测是将已选择的基站站址和参数输入规划软件，由计算机仿真来完成。

应该指出的是，目前任何覆盖预测都很难作到准确无误地与实际情况相吻合，而总会与实际情况存在一定的误差，因此，在网络建成后，都要通过路测对规划进行检验，并针对路测中发现的规划中的不足，进行网络调整和优化。

移动通信中，由于接收场强变动，接收机输入信噪比也是变动的，因此在无线链路的工程设计上必须留有一定的余量，才能确保服务区内规定的可靠通信概率。如果在覆盖区的边缘，接收机可能收到的信号电平只能保证其等于接收机所要求的动态的最低保护电平，也就是说，系统余量为 0，则表示通信概率为 50%；若系统余量大于 0，则通信概率大于 50%，反之则小于 50%。

回顾我们前面所讲的移动通信电波传播特性,知道信号场强的变化规律近似服从瑞利分布,将系统余量与通信概率间的关系画于图 1-8 中。

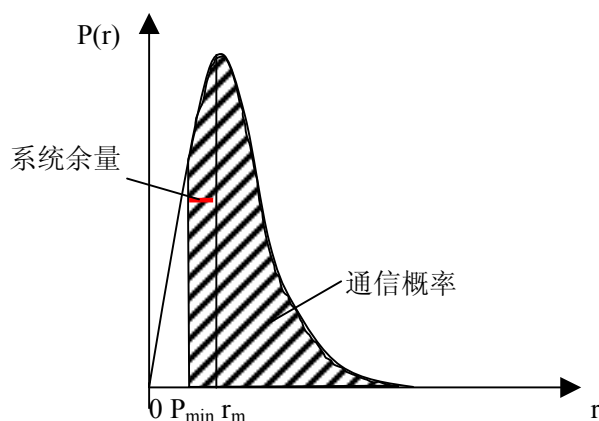


图 1-8 通信概率

有图可见,系统余量的大小取决于可靠通信概率相应的信号变动幅度的大小。换言之,接收机要求输入的最低保护电平 P_{\min} 和系统余量的大小决定了可靠的通信概率。表 1-2 给出了接收机输入端射频信号电平的最低容限值(P_{\min})

表 1-2 接收机输入端射频信号电平的最低容限值(P_{\min})

| 情况 | 适用条件 | RF 信号测试点电平最低容限 dBm | 测试条件 | |
|----|-------------------------|--------------------|--------------------------|--|
| 1 | 大城市市区, 高层建筑物一层室内, 手机接收 | -70 | 收端 | 发端 |
| 2 | 小卧车内、市区一般建筑物一层室内, 手机接收 | -80 | 建筑物室外 道路中间车外 标准接收机 | 天线在有一定高度的建筑物或铁塔上, 天线和发射机具有一定的精度和稳定度并经过校正 |
| 3 | 市区有车顶天线的车载台, 车载台收, 市区室外 | -92 | | |
| 4 | 室外屋顶或塔上的基地台, 基地台收, 市区 | -92 | | |

表 1-2 中, 接收机输入端射频信号电平的最低容限值 P_{\min} 考虑的因素是:

情况 1, 手机接收灵敏度-102dBm, 快衰落保护 3dB, 慢衰落保护 7dB, 建筑物穿透损耗-18dB, 干扰噪声 2dB, 环境噪声保护 2dB。

情况 2, 手机接收灵敏度-102dBm, 快衰落保护 3dB, 慢衰落保护 5dB, 建筑物穿透损耗-10dB, 干扰噪声 2dB, 环境噪声保护 2dB。

情况 3, 车载台接收灵敏度-104dBm, 快衰落保护 3dB, 慢衰落保护 5dB, 干扰噪声 2dB, 环境噪声保护 2dB, 对农村地区保护可减少 2dB。

情况 4, 基站接收灵敏度-104dBm, 快衰落保护 3dB, 慢衰落保护 5dB, 干扰噪声 2dB, 环境噪声保护 2dB, 对农村地区保护可减少 2dB。

当上述覆盖预测在某些地区不满足要求时, 可以通过调整该地区基站参数、站址等, 直到达到预期目标。

据我国技术体制, 基站覆盖区可以定义为移动台接收信号强度高于设计值 90%以上的区域。在基站覆盖区内, 移动通信是一个双向的通信系统, 从基站到移动台称为“下行链路”,

从移动台到基站称为“上行链路”。

为了保证通信，必需满足双向间的移动台和基站最低接收灵敏度的要求，由于基站和移动台发射功率、接收灵敏度不相同，因此在系统仿真之前，必须首先进行系统均衡，以避免系统增加额外的干扰和成本。

GSM 系统上下行信号平衡是获得满意通信质量的关键问题之一。GSM 系统的无线链路分上行和下行两个方向，实际的覆盖范围应由信号较弱的方向决定，如果上行信号覆盖大于下行信号覆盖，那么小区边缘下行信号较弱，容易被其它小区的强信号“淹没”；如果下行信号覆盖大于上行信号覆盖，那么移动台被迫守候在强信号下，但上行信号太弱，话音质量不好。当然，上下行功率平衡并不意味着绝对相等。

链路预算应考虑到上行与下行的增益和损耗、系统和传播参数等，这些因素将示于图 1-9 中。

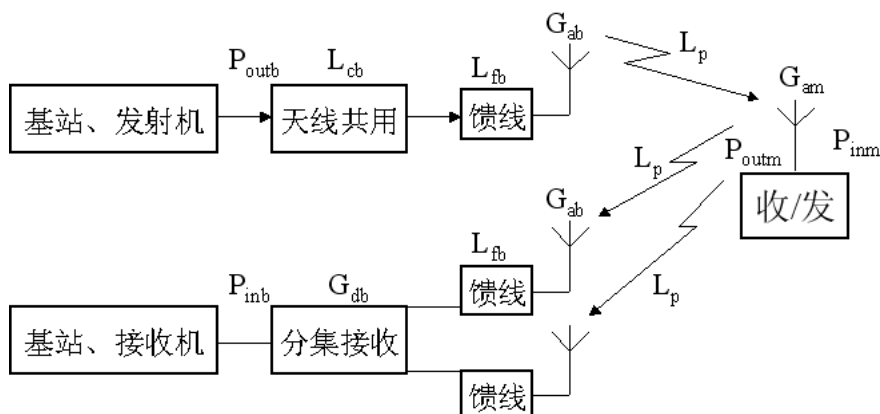


图 1-9 上下行链路示意图

图中， P_{outb} ——基站发射机天线前端功率

P_{inb} ——基站接收机天线前端功率

L_{cb} ——天线共用器损耗

L_{fb} ——馈线损耗

G_{ab} ——基站天线增益

G_{db} ——接收机分集增益

L_p ——空间损耗

P_{inm} ——移动台接收电平

G_{am} ——移动台天线增益

P_{outm} ——移动台发射电平

M_f ——衰落余量

所以，下行链路： $P_{inm} + M_f = P_{outb} - L_{cb} - L_{fb} + G_{ab} - L_p + G_{am}$

上行链路： $P_{inb} + M_f = P_{outm} + G_{am} - L_p + G_{ab} - L_{fb} + G_{db}$

两式比较： $P_{inm} - P_{inb} = P_{outb} - P_{outm} - L_{cb} - G_{db}$

设移动台接收机最小输入电平 $P_{inm} = -102\text{dBm}$

基站接收机最小输入电平 $P_{inb} = -106\text{dBm}$

基站天线共用器损耗 $L_{cb} = 5\text{dB}$

基站接收机分集接收增益 $G_{db} = 2\text{dB}$

移动台发射功率 $P_{outm} = 2\text{W}(33\text{dBm})$

则上下行链路平衡 $P_{outb} = 44\text{dBm}(31\text{W})$

1. 5. 3 功率控制

在实际的蜂窝无线电和个人通信系统中,每个用户所发射的功率一直是在当前服务基站的控制之下。这是为了保证每个用户所发射的功率都是所需的最小功率,以保持反向信道中链路的良好质量。功率控制不仅有助于延长用户的电池寿命,而且可以显著地减小系统中反向信道的信噪比 S/I 。

所谓功率控制是指基站和移动台所发射功率不像传统的一直不变或分几档变化的做法,而是根据需要时刻在变化。移动台的发射功率被控制在既有足够的强度使基站能维持良好的通信质量,又能保证对其他移动台的干扰局限在最小的范围之内。在 CDMA 系统中,由于同一个 CDMA 频道在各小区重复使用,各移动台使用相同的频率,因此各移动台和各基站之间的相互干扰是限制系统容量的一个最重要的因素。在保证通信质量的前提下,发射功率越小,相互干扰就越小,系统容量也就越大。对于基站来说,各移动台到达基站输入端的平均功率相等时,系统容量达到最大。由于移动环境的变化,信号在传输过程中的损耗时刻在变化,为了使到达接收端的功率保持不变,就要求采取动态功率控制的方式来不断地调整基站和移动台的发射功率。

无论是模拟频分、数字时分移动通信系统,还是码分移动通信系统,远近效应总是存在的。所谓远近效应是指距接收机近的用户对距离远的用户的干扰。在 CDMA 数字移动通信系统中,在同一蜂窝(或扇区)的各用户使用的是同一频率,共享一个无线频道,由于路途损耗的原因,距基站近的移动台所发射的信号有可能完全淹没距离远(例如处于蜂窝区边缘)的移动台所发送来的信号。而在模拟频分多址和数字时分多址移动通信系统中,由于各信道使用不同的频率或时隙,并且各信道之间有相应的保护带宽或保护时间,远近效应问题不太突出。在 CDMA 系统中,当前为解决这个问题所采取的措施是功率控制方法。

2. 分集技术

多路经传播的信号到达接收机输入端，形成幅度衰落、时延扩展及多卜勒频谱扩展，将导致数字信号的高误码率，严重影响通信质量。为了提高系统的抗多径的性能，一个有效的方法是对信号的分集接收。

2.1 分集技术的概念

我们知道，如果一条无线传播路径中的信号经历了深度衰落，而另一条相对独立的路径中仍可能包含较强的信号。所以，可以在多径信号中选择两个或两个以上的信号，这样对接收机的瞬时信噪比和平均信噪比都有提高。

分集技术的基本思想是：将接收到的多径信号分离成不相关的（独立的）多路信号，然后将这些多路分离信号的能量按一定规则合并起来，使接收的有用信号能量最大，从而提高接收端的信噪功率比，对数字信号而言，使误码率最小。因此，分集技术应包括两个方面：

- 1) 如何把接收的多径信号分离出来，使其互不相关；
- 2) 将分离出的多径信号怎样合并起来，获得最大的信噪比的收益。

2.2 分集技术的分类

分集技术充分利用传输中的多径信号能量来改善传输的可靠性。为了在接收端得到几乎相互独立的不同路径，可以从空域、频域和时域的不同角度、用不同的方法来加以实现。分集技术有多种分类形式：

- 1) 依分集的目的分类
 - (1) 宏观分集：抗长期（慢）衰落为目的；
 - (2) 微观分集：抗短期（快）衰落为目的。
- 2) 依信号传输的方式分类
 - (1) 显分集：构成明显分集信号的传输方式，多指利用多付天线接收信号的分集，它包括空间分集、极化分集、时间分集、频率分集和角度分集等。
 - (2) 隐分集：分集作用隐含在传输信号之中的方式，在接收端利用信号处理技术实现分集。

下面我们将介绍各种分集技术的实现方法。

2.3 显分集技术

2.3.1 空间分集

空间分集，是利用在空间相隔一定距离的多付天线接收信号来实现分集的。在移动通信中，空间的任何变化都可能引发场强的变化。一般空间的间距越大，多径传播的差异也越大，接收场强的相关性就越小。因此，在接收端利用天线在不同位置或不同方向上接收到的信号相关性极小的特点，在若干支路上接收载有同一信息的信号，然后通过合并技术再将各个支路信号合并输出，以实现抗衰落的功能。

空间分集的基本做法是在基站的接收端使用两付相隔一定距离的天线对上行信号进行接收，这两付天线分别称为接收天线和分集接收天线，其中接收天线可以与发射天线分别设置，也可以与发射天线合二为一，即收、发共用一付天线。他们的基本结构分别如图 2-1 所示。

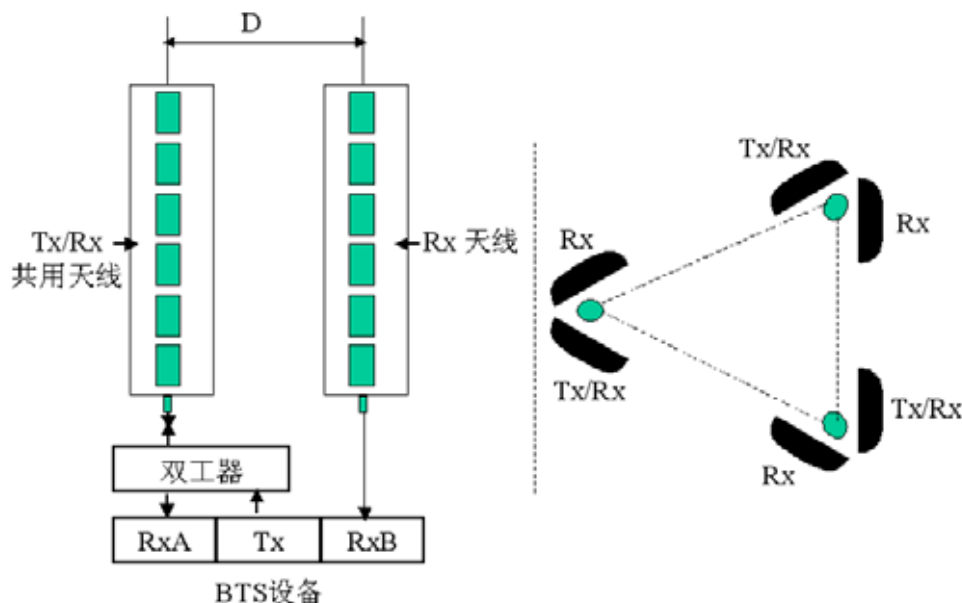


图 2-1 空间分集示意图

左图为基站天线设备示意图，右图为采用三扇区定向天线的基站天线分布俯视图。图中给出的是发射和接收共用一副天线 Tx/RxA，RxB 为分集接收天线。

为了保证分集效果，接收天线和分集接收天线之间必须保持一定的空间间隔，称为分集天线间的距离 D 。理想情况下， D 为 $\lambda/2$ 就足以保证各支路接收的信号是不相关的，但在实际系统中， D 要视地形地物等具体情况而定，通常根据参数 η 、天线高度 h ，来设计分集天线间的距离 D ：

$$D = h / \eta$$

式中，参数 η 在 900MHz 时取 10，在 1800MHz 时取 20；

在工程设计中，大多数基站天线高度一般在 25~50 米之间，因此分集天线间的距离大约在 3.5 米~4.5 米之间。

空间分集除了可以获得抗衰落的分集增益外，还可获得 3.5dB 左右的设备增益。

2. 3. 2 极化分集

极化分集是利用垂直/水平极化的正交性来进行两路分集的。在移动环境中，两个在同一地点极化方向相互正交的天线发出的信号呈现互不相关衰落特性，利用这一特性，在发端同一地位置分别装上垂直极化和水平极化天线，就可得到两路衰落特性不相关的信号。

下图中分别给出了收发天线分别设置和收发共用一副天线时极化分集的基本结构示意图。

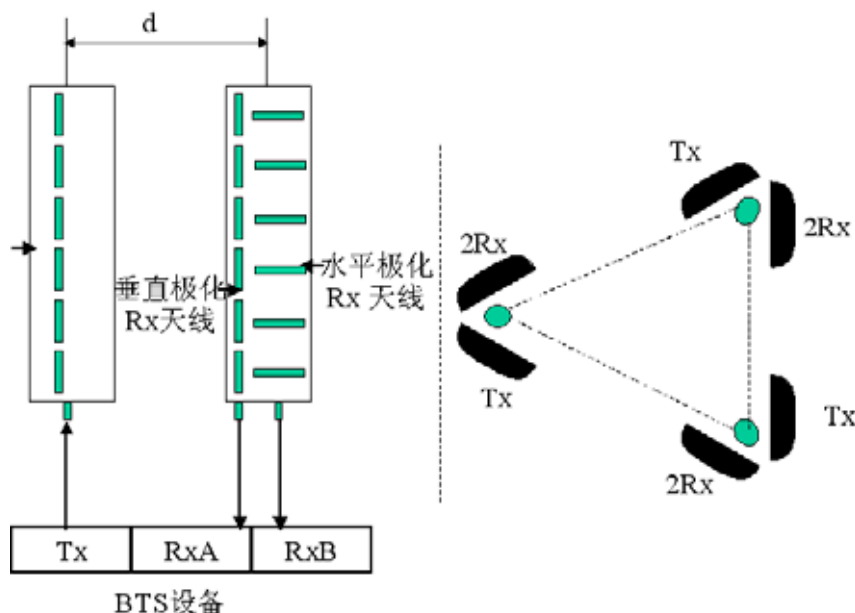


图 2-2 极化分集示意图

极化分集是用同一频率携带两种不同极化方式的信号，来获取分集增益。现在普遍使用的双极化天线就是极化分集天线，它是把两付采用 $\pm 45^\circ$ 正交极化阵子合成一付天线。它的最大优点是节省安装空间，尤其适用于城市高话务密度区的基站，需要安装 GSM900、GSM1800 或更多付天线的场合。

极化分集的增益低于空间分集，一般为 1~1.5dB 左右。

2. 3. 3 时间分集

时间分集指将信源比特分散到不同的时间段中发射出去。这样做可以在出现深衰落或突发干扰时，来自信源比特流中的码位不会被同时干扰。

(1) 对于一个随机衰落的信号，当取样间隔时间足够大时，两个样点间的衰落是互不相关的，利用这一特性可构成时间分集。

(2) 将待发送的信号每隔一定时间间隔（大于时间相关区域 ΔT ）重复发送，在接收端就可以得到 N 条独立的分集支路。

(3) 根据对时间选择性衰落分析，在时域上时间间隔 Δt 应大于相关时间 ΔT ，即 $\Delta t \geq \Delta T = 1/B$ ，其中 B 为多普勒频移的扩散区间，它与移动台的运动速度成正比，可见时间分集对处于静止状态的移动台时无用的。

(4) 时间分集与空间分集相比，其优点是减少了接收天线数目，缺点是要占用更多的时隙资源，从而降低了传输效率。

2. 3. 4 频率分集

(1) 将待发送的信息分别调制在不同的载波上发送至信道。

(2) 要求不同的载波之间的间隔足够大。载波间隔 Δf 要大于相关带宽 ΔF ，即 $\Delta f \geq \Delta F = 1/L$ ，其中 L 为接收信号时延功率谱的宽度。

频率分集与空间分集相比，优点是减少了接收天线与相应设备的数目，缺点是要占用更多的频谱资源，并且在发送端可能需要采用多部发射机。

2. 3. 5 角度分集

由于地形、地貌和建筑物等环境的不同，到达接收端的不同路径的信号可能来自于不同的方向，采用方向性天线，分别指向不同的信号到达方向，则每个方向性天线接收到的多径

信号是不相关的。这样，在同一位置利用指向不同方向的两个或更多的有向天线实现分集的措施，即角度分集。

2. 4 显分集的合并技术

2. 4. 1 信号合并准则

设分集重数为 L ，则合并的信号可表示为 $r(t)=k_1r_1(t)+k_2r_2(t)+\dots+k_Lr_L(t)$ ，其中 k_i 为加权系数， $i=1,2,3,\dots,L$ 。选择不同的加权系数就形成了不同的合并方法。

信号合并准则主要有三种：

1) 最大信噪比准则

最大信噪比准则，是最早应用于模拟信号合并的准则，也可作为数字信号合并的准则。但是，在频率选择性衰落信道中，最大信噪比准则并不一定是最佳的。

2) 眼图最大张开度准则

眼图最大张开度准则是适用于数字信号合并的准则。眼图张开最大，表征码间干扰最小。因此，在频率选择性衰落信道中，眼图最大张开度准则成为一种最佳的信号合并准则。

3) 误字率最小准则

误字率最小是数字信号合并的最终结果。因此，误字率最小准则就是数字信号合并的最佳准则。

2. 4. 2 最大信噪比准则下的信号合并方法

1) 选择性合并

选择性合并方法是在多支路接收信号中，选取信噪比最高的支路的信号作为输出信号。选择性合并原理框图如图 2-3 所示。

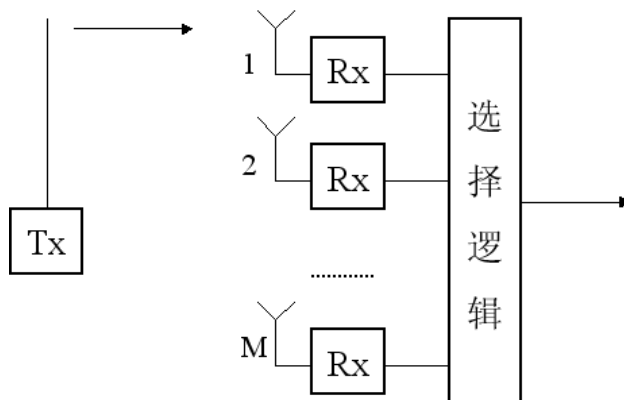


图 2-3 选择性合并原理框图

以两路信号为例，设 r_1 和 r_2 是接收的两路相互独立的衰落信号，经过选择逻辑，输出信号的电平通过率和平均衰落时间都比 r_1 和 r_2 大为减少，从而显示了分集具有抗衰落的作用。

2) 切换合并

切换合并的方法与选择性合并的不同之处在于它需设置门限电平 V_T ，其选择逻辑是将 r_1 （或 r_2 ）与 V_T 比较，当 $r_1 < V_T$ 时，发生切换，接收 r_2 ，当 $r_2 < V_T$ 时，发生切换，接收 r_1 。若切换后仍低于门限值时，策略 1 是不断地切换，策略 2 是停留在该位置。

3) 最大比合并

最大比合并原理如图 2-4 所示。每一路有一个加权（放大器增益），加权的权重依各支路信噪比来分配，信噪比的支路权重重大，信噪比小的支路权重小，其结果使输出具有平方律的特性，故最大比合并也称平方律合并。

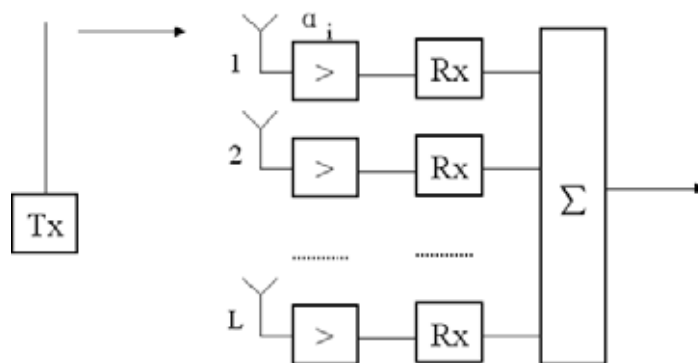


图 2-4 最大比合并的示意图

设每支路的噪声功率为 σ^2 ，则可以证明：当可变增益加权系数 $G_i = \frac{A_i}{\sigma^2}$ 时，分集合并后的信噪比达到最大值。其中 A_i 表示第 i 个分集支路信号幅度；且 $i=1,2,\dots,L$

合并后的输出为

$$A = \sum_{i=1}^L G_i A_i = \sum_{i=1}^L \frac{A_i}{\sigma^2} \times A_i = \frac{1}{\sigma^2} \sum_{i=1}^L A_i^2$$

可见信噪比越大，对合并后信号贡献越大。

4) 等增益合并

当最大比合并法中的加权系数 $a_i=1$ 时，就是等增益合并。其结果是输出具有线性关系，故也称线性合并。等增益合并性能仅次于最大比合并，当 L 较大时，其性能比最大比合并差 1.05dB。

2. 5 隐分集技术

上面讨论的空间分集、极化分集、频率分集等均属于显分集，它明显地采用多套设备，在不同频率、不同极化方向接收合并而成。而隐分集技术，是指只用一副天线接收机信号来实现分集的技术。分集作用是隐含在传输信号的方式中，依据传输信号的方式不同，可实现时间隐分集和频率隐分集，所采用的技术主要有交织编码技术，跳频技术和直接序列扩频技术，因此，在数字移动通信中得到了广泛应用。

1) 交织编码技术（时间隐分集）

交织编码的目的是把一个较长的突发差错离散成随机差错，再用纠正随机差错的编码（FEC）技术消除随机差错。

交织编码是把待编码的 $m \times n$ 个数据位放入一个 m 行 n 列的矩阵中，即每次是对 $m \times n$ 个数据位进行交织。通常，每行由 n 个数据位组成一个字，而交织的深度即为行数 m 。交织深度越大，离散度越大，抗突发差错能力也越强。但同时意味着交织编码处理时间也越长，即是以时间为代价的。因此，交织编码属于时间隐分集。

移动通信环境下的深衰落，将造成数字信号传输的突发性差错。利用交织编码技术可改善数字移动通信的传输性能。为了能抗拒深衰落，需要深度交织编码。目前 GSM 系统、CDMA 系统都采用交织编码技术。

2) 跳频技术 (频率隐分集)

跳频通信的原理可参见有关书籍, 这里仅就数字移动通信中采用跳频技术抗衰落的问题进行讨论。

跳频抗衰落是指抗频率选择性衰落。其原理是: 当跳频的频率间隔大于信道相关带宽时, 可使各个跳频驻留时间内的信号相互独立。换句话说, 在不同的载波频率上同时发生衰落的可能性很小。

3. 无线通信多址技术

3.1 多址技术概述

在蜂窝式移动通信系统中，有许多用户台要同时通过一个基站和其它用户台进行通信，因而必须对不同用户台和基站发出的信号赋予不同的特征，使基站能从众多用户台的信号中区分出是哪一个用户台发出来的信号，而各用户台又能识别出基站发出的信号中哪个是发给自己的信号，解决这个问题的办法称为多址技术。无线多址通信是指：在一个通信网内各个通信台、站共用同一个指定的射频频道，进行相互间的多边通信，也称该通信网为各用户间的多元连接。

有差别才能进行鉴别，能鉴别才能进行选择。多址技术的基础是信号特征上的差异。一般说，信号的这种差异可以表现在某些参数上，例如信号的工作频率、信号的出现时间以及信号具有的特定波形等。其要求是各信号的特征彼此独立，或者说正交，或者说任意两个信号波形之间的互相关函数等于 0，或接近于 0。

多址方式的基本类型有频分多址（FDMA）、时分多址（TDMA）、码分多址（CDMA）。实际中也常用到其它一些多址方式，其中也包括这三种基本多址方式的混合多址方式，比如，时分多址/频分多址（TDMA/FDMA），码分多址/频分多址（CDMA/FDMA）等等。

多址与多路传输并不是一回事，虽然二者都利用信道复用，但前者属于射频信道复用，后者属于基带信道复用。

选择什么样的多址方式取决于通信系统的应用环境和要求。就数字式蜂窝移动通信网络而言，由于用户数和通信业务量剧增，一个突出的问题是在频率资源有效的条件下，如何提高通信系统的容量。因为多址方式直接影响到蜂窝通信系统的容量。因而采用什么样的多址方式，更有利于提高这种通信系统的容量，一直是人们非常关心的问题，也是研究和开发移动通信的热门课题。下面就介绍一下几种多址方式的基本概念，并着重介绍码分多址基本原理。

3.2 频分多址

频分多址（FDMA）是发送端对所发信号的频率参量进行正交分割，形成许多互不重叠的频带。在接收端利用频率的正交性，通过频率选择（滤波），从混合信号中选出相应的信号。

在移动通信系统中，频分多址是把通信系统的总频段划分成若干个等间隔的互不重叠的频道分配给不同的用户使用。这些频道互不重叠，其宽度能传输一路话音信息，而在相邻频道之间无明显的干扰。

图 3-1 为频分多址系统的工作示意图。由图可见，系统的基站必须同时发射和接收多个不同频率的信号。任意两个移动用户之间进行通信时必须经过基站中转，因而要占用两个信道（4 个频道）才能实现双工通信。不过，移动台在通信时所占用的信道并不是固定分配的，通常是在通信建立阶段由系统控制中心临时分配的，通信结束后移动台将退出占用的信道，这些信道又可以重新分配给其他移动用户使用。

频分模拟移动通信系统中使用了频分多址技术，其优点是技术比较成熟，设备简单，容易实现。缺点是抗干扰性差，保密性差。

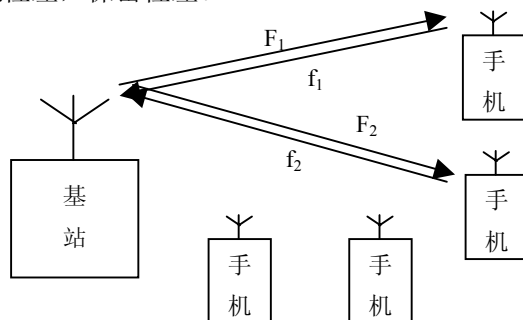


图 3-1 频分多址系统工作示意图

3.3 时分多址

时分多址（TDMA）是发送端对所发信号的时间参量进行正交分割，形成许多互不重叠的时隙。在接收端利用时间的正交性，通过时间选择（选通门）从混合信号中选出相应的信号。

时分多址是把时间分割成周期性帧，每一帧再分割成若干个时隙（无论帧或时隙都是互相不重叠的），然后根据一定的时隙分配原则，使移动台在每帧中按指定的时隙向基站发送信号，基站可以分别在各时隙中接收到移动台的信号而不混扰。同时，基站发向多个移动台的信号都按规定在预定的时隙中发射，各移动台在指定的时隙中接收，从合路的信号中提取发给它的信号。图 3-2 是时分多址移动通信系统工作示意图。

时分多址移动通信系统是数字移动通信系统，它比模拟移动通信系统有抗干扰能力强，频率利用率高等优点。缺点是时分多址移动通信系统需要全网同步，技术比较复杂。

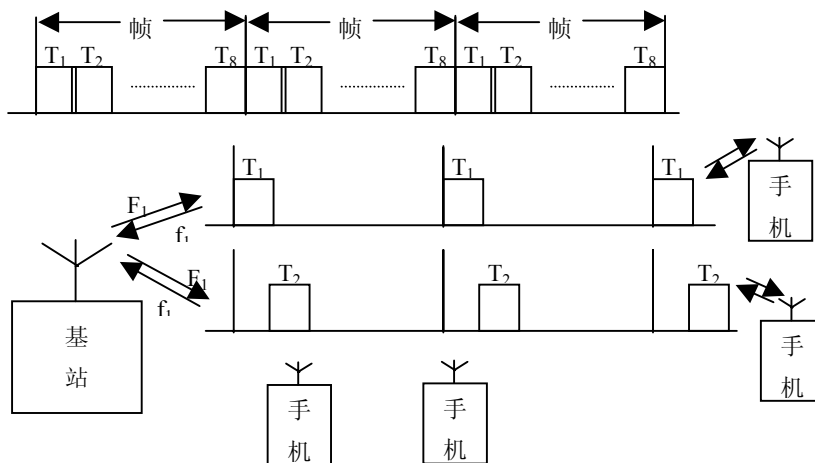


图 3-2 时分多址移动通信系统工作示意图

3.4 码分多址

码分多址是发送端用各不相同的、相互（准）正交的地址码调制其所发信号。在接收端利用码型的（准）正交性，通过地址识别（相关检测）从混合信号中选出相应的信号。

码分多址的特点是(1) 网内所有用户使用同一载波、占用相同的带宽；(2) 各个用户可以同时发送或接收信号。码分多址移动通信系统中各用户发射的信号共同使用整个频带，发射时间又是任意的，所以各用户的发射信号，在时间上、频率上都可能互相重叠。因此，采用传统的滤波器或选通门是不能分离信号的，对某用户发送的信号，只有与其相匹配的接收机通过相关检测才可能正确接收。

频分多址、时分多址和码分多址的比较如图 3-3 所示。

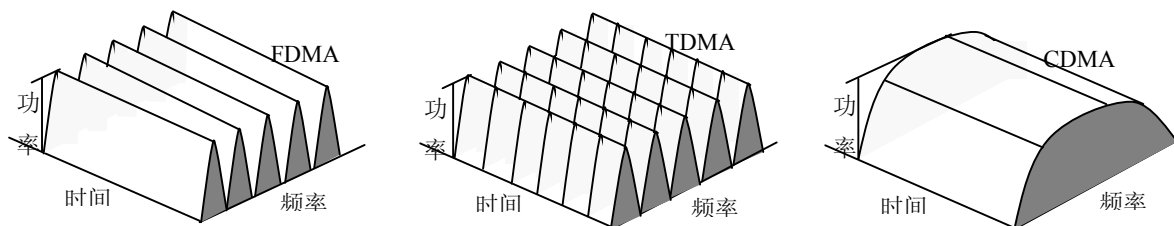


图 3-3 频分多址、时分多址和码分多址

在 CDMA 移动通信系统中, 不同的移动用户传输信息所用的信号不是靠频率不同或时隙不同来区分的, 而是用各自不同的编码序列来区分, 或者说靠信号的不同波形来区分。从频域或时域上来看, 多个 CDMA 信号是互相重叠的。接收机用相关器从多个 CDMA 信号中选出其中使用预定码型的信号。其他使用不同码型的信号因为与接收机产生的本地码型不同而不能被解调。

码分多址基本原理

在码分多址通信系统中, 利用自相关性很强而互相关值为 0 或很小的周期性码序列作为地址码, 与用户信息数据相乘 (或模 2 加), 经过相应的信道传输后, 在接收端以本地产生的已知地址码为参考, 根据相关性的差异对收到的所有信号进行鉴别, 从中将地址码与本地地址码一致的信号选出, 把不一致的信号除掉 (称之为相关检测)。其基本工作原理简要叙述如下。

图 3-4 是码分多址收发系统示意图。图中 $d_1 \sim d_n$ 分别是 N 个用户的信息数据, 其对应的地址码分别为 $W_1 \sim W_N$, 为了简明起见, 假定系统有 4 个用户 (即 $N=4$), 各自的地址码为

$$W_1 (1, 1, 1, 1); \quad W_2 (1, -1, 1, -1);$$

$$W_3 (1, 1, -1, -1); \quad W_4 (1, -1, -1, 1)$$

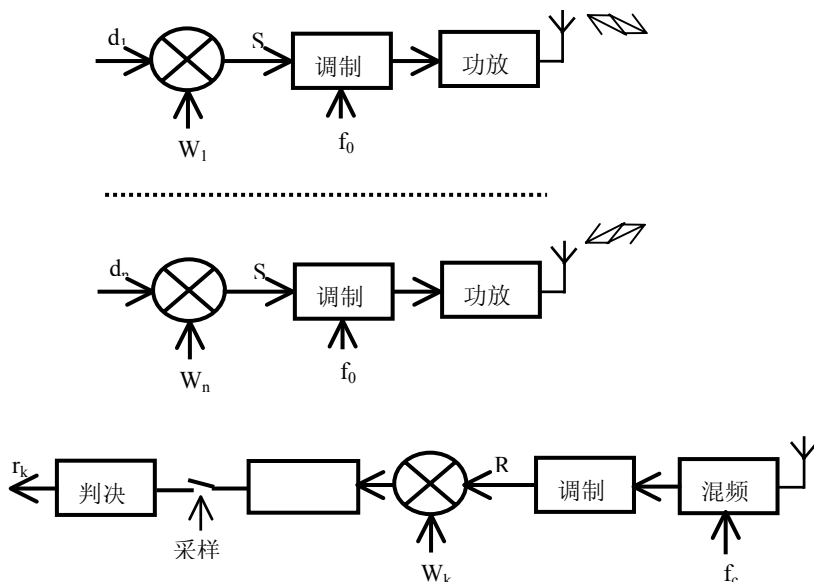


图 3-4 码分多址收发系统示意图

对应的波形如图 3-5 中所示。假设在某一时刻用户信息数据分别为

$$d_1=\{1\}; d_2=\{-1\}; d_3=\{1\}; d_4=\{-1\}$$

相应的波形如图 3-5 中所示。与各自对应的地址码相乘后的波形 $S_1 \sim S_4$ 由图 3-5 中给出。在接收端, 当系统处于同步状态和忽略噪声的影响时, 在接收机中解调输出 R 端的波形是 $S_1 \sim S_4$ 的叠加, 如果欲接收某一用户 (例如用户 2) 的信息数据, 本地产生的地址码应与该用户地址码相同 ($W_k=W_2$), 并且用此地址码与解调输出 R 端的波形相乘, 再送入积分电路, 然后一经过采样判决电路得到相应的信息数据。如果本地产生的地址码与用户 2 的地址码相同 (即 $W_1=W_2$), 经过相乘、积分电路后, 产生的波形 $J_1 \sim J_4$ 如图 3-5 中所示, 即

$$J_1=\{0\}; J_2=\{-1\}; J_3=\{0\}; J_4=\{0\}$$

也就是在采样、判决电路前的信号是: $0 + (-1) + 0 + 0$ 。此时, 虽然解调输出 R 端的波形是 $S_1 \sim S_4$ 的叠加, 但是, 因为要接收的是用户 2 的信息数据, 本地产生的地址码与

用户 2 的地址码相同，经过相关检测后，用户 1, 3, 4 所发射的信号加到采样、判决电路前的信号是 0，对信号的采样、判决没有影响。采样、判决电路的输出信号是 $r_4 = (-1)$ ，是用户 2 所发送的信息数据。

如果要接收用户 3 的信息数据，本地产生的地址码应与该用户 3 的地址码相同 ($W_k=W_3$)，经过相乘、积分电路后，产生的波形 $J_1 \sim J_4$ 是

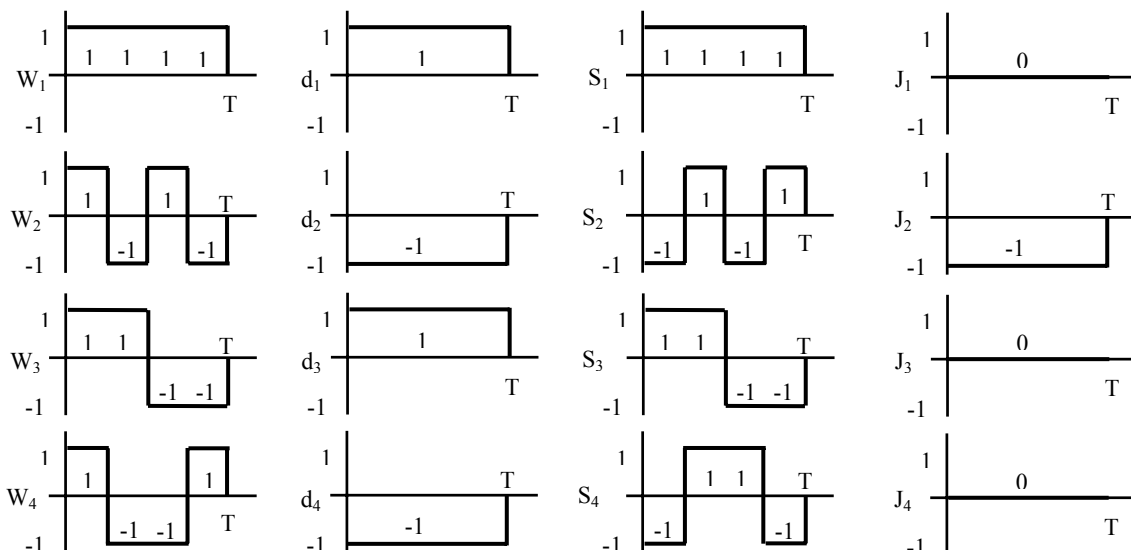


图 3-5 码分多址原理波形示意图

$$J_1=\{0\}; J_2=\{0\}; J_3=\{1\}; J_4=\{0\}$$

也就是在采样、判决电路前的信号是：0+0+1+0。此时，虽然解调输出 R 端的波形是 $S_1 \sim S_4$ 的叠加，但是，因为要接收的是用户 3 的信息数据，本地产生的地址码与用户 3 的地址码相同，经过相关检测后，用户 1, 2, 4 所发射的信号加到采样、判决电路前的信号是 0，对信号的采样、判决没有影响。采样、判决电路的输出信号是 $r_3=\{1\}$ ，是用户 3 所发送的信息数据。

如果要接收用户 1, 4 的信息数据，其工作机理与上述相同。

以上是通过一个简单例子，简要地叙述了码分多址通信系统的工作原理。实际上，码分多址移动通信系统并不是这样简单，要复杂得多。

第一，要达到多路多用户的目的就要有足够多的地址码，而这些地址码又要有良好的自相关特性和互相关特性。这是“码分”的基础。

第二，在码分多址通信系统中的各接收端，必须产生本地地址码（简称本地码），该本地码不但在码型结构与对端发来的地址码一致，而且在相位上也要完全同步。用本地码对收到的全部信号进行相关检测，从中选出所需要的信号。这是码分多址最主要的环节。

第三，由码分多址通信系统的特点，即网内所有用户户使用同一载波，各个用户可以同时发送或接收信号。这样，在接收机的输入信号干扰比将远小于 1（负若干 dB），这是传统的调制解调方式无能为力的。为了把各用户之间的相互干扰降到最低限度，并且使各个用户的信号占用相同的带宽，码分系统必须与扩展频谱（简称扩频）技术相结合，使在信道传输的信号所占频带极大的展宽（一般达百倍以上），为接收端分离信号完成实际性的准备。

以上是实现码分多址的必备条件，也是实现码分多址的三大关键技术。

3.5 扩频技术

1) 基本概念

扩展频谱（简称扩频）通信技术是一种信息传输方式。其系统占用的频带宽度远远大于要传输的原始信号带宽（或信息比特速率），且与原始信号带宽（或信息比特速率）无关。在发送端，频带的展宽是通过编码及调制（扩频）的方法来实现的。在接收端，则用与发送端完全相同的扩频码进行相关解调（解扩）来恢复信息数据。

有许多调制技术所用的传输带宽大于传输信息所需要的最小带宽，但它们并不属于扩频通信，例如宽带调频等。

设 W 代表系统占用带宽， B 代表信息带宽，则一般认为 W 与 B 的比值 $1 \sim 2$ 为窄带通信，50 以上为宽带通信，100 以上为扩频通信。

扩频通信系统用 100 倍以上的信息带宽来传输信息，最主要的目的是为了提提高通信的抗干扰能力，即在强干扰条件下保证安全可靠地通信。

图 3-6 所示为扩频通信系统的基本组成框图。

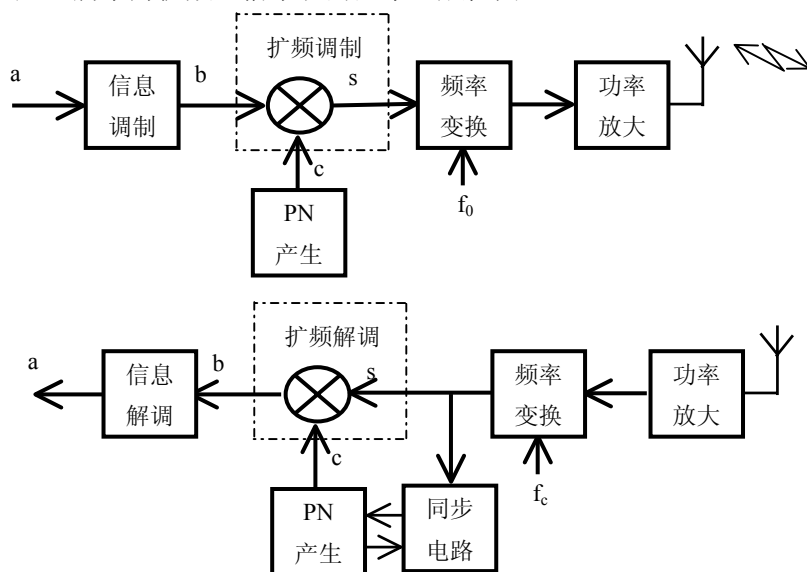


图 3-6 扩频通信系统组成框图

信息数据（速率 R_i ）经过信息调制器后输出的是窄带信号，经过扩频调制（加扩）后频谱被展宽，在接收机的输入信号中加有干扰信号，其功率谱如图 3-7 所示，经过扩频解调（解扩）后有用信号变成窄带信号，而干扰信号变成宽带信号，再经过窄带滤波器，滤掉有用信号带外的干扰信号，从而降低了干扰信号的强度，改善了信噪比。这就是扩频通信系统抗干扰的基本原理。

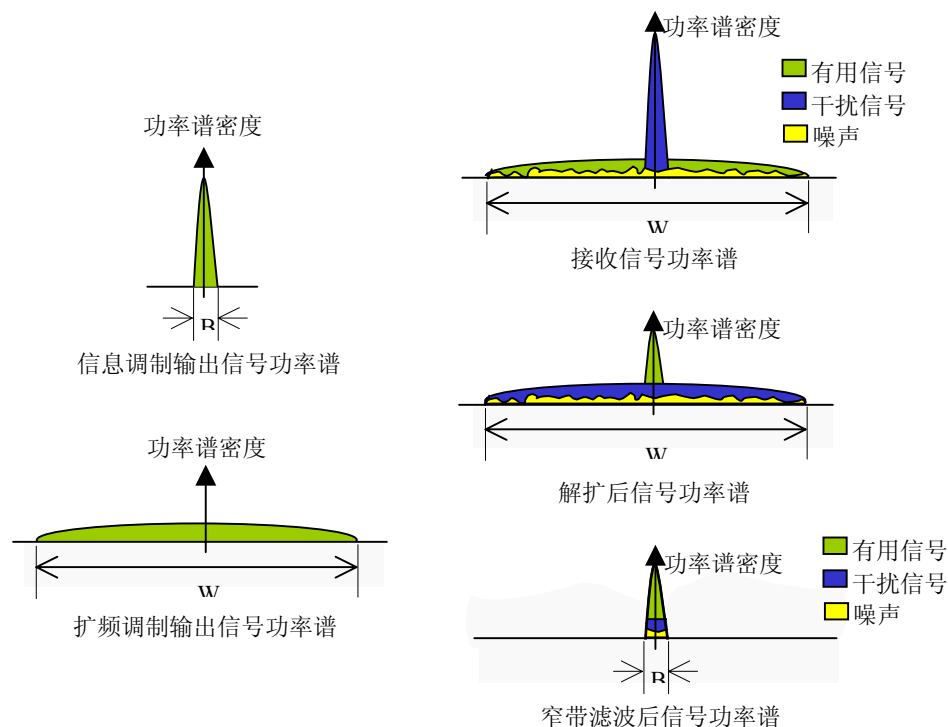


图 3-7 扩频通信系统频谱变换图

2) 扩频通信系统的特点

(1) 抗干扰能力强

扩频通信系统扩展频谱越宽,处理增益越高,抗干扰能力就越强。对于处理增益为 33dB、抗干扰容限为 20dB 的直接序列扩频通信系统来说,理论上它可以在噪声强度比信号强度大近 100 倍的情况下正常工作。对于单频或多频载波信号的干扰,其它伪随机调制信号的干扰,以及脉冲正弦信号的干扰等,它都有抑制干扰、提高输出信噪比的能力。抗干扰能力强是扩频通信的最突出的优点。

(2) 保密性好

由于扩频信号被扩展在很宽的频带上,单位频带内的功率很小,即信号的功率谱密度很低。所以,直接序列扩频通信系统可以在信道噪声和热噪声的背景下,信号被淹没在噪声里通信,这样敌方就很难实现。而想进一步检测信号参数就更困难了。

(3) 可以实现码分多址

扩频通信提高了抗干扰能力,但付出了占用频带宽的代价。如果让多个用户共用这一宽频带,则可大为提高频带的利用率。由于扩频通信中存在扩频码序列的扩频调制,充分利用各种不同码型的扩频码序列之间优良的自相关特性和互相关特性,在接收端利用相关检测技术进行解扩,则在分配给不同用户、不同码型的情况下可以区分不同用户的信号,提取有用信号,实现码分多址。

(4) 抗多址干扰

利用扩频码序列的相关特性,在接收端用相关技术从多径信号中提取和分离出最强的有用信号,或把多个路径来的同一码序列的波形相加合成,变害为利,提高接收信噪比。

(5) 能精确地定时和测距

利用电磁波的传播特性和伪随机码的相关性,可以比较正确地测出两个物体之间的距离。目前广泛应用的全球定位系统,就是利用扩频信号的这一特点来精确定位和定时的。

此外，扩频技术被广泛地应用到导航、雷达、定位、定时等系统中。

3) 扩频通信系统的种类

- (1) 直接序列扩频 (DS) 系统：用一高速伪随机序列与信息数据相乘（或模 2 加），由于伪随机序列的带宽远远大于信息数据的带宽，从而扩展了发射信号的频谱。
- (2) 跳频 (FH) 系统：在一伪随机序列的控制下，发射频率在一组预先指定的频率上按照所规定的顺序离散地跳变，扩展了发射信号的频谱。
- (3) 脉冲线性调频 (Chirp) 系统：系统的载频在一给定的脉冲间隔内线性地扫过一个宽的频带，扩展发射信号的频谱。
- (4) 跳时 (TH) 系统：这种系统与跳频系统类似，区别在于一个是控制频率，一个是控制时间。即跳时系统是用一伪随机序列控制发射时间（通常空度大，而持续时间短）和发射时间的长短。

此外还有上述四种系统组合的混合系统。实际的扩频系统以前三种为主流，主要用于军事通信，而在民用上一般只用前两种，即直接序列扩频通信系统和跳频扩频通信系统。

3. 6 空分多址

空分多址 (SDMA) 是指按空间角度划分用户，它共享频率、时隙和码型，空分多址控制了用户的空间辐射能量。从图 3-8 可看出 SDMA 使用定向波束天线来服务于不同用户。相同的频率（在 TDMA 或 CDMA 系统中）或不同的频率（在 FDMA 系统中）可服务于被天线波束覆盖的这些不同区域。扇形无线可被看作是 SDMA 的一个基本方式，也可以使用自适应天线，迅速地引导能量沿用户方向发送，这种天线看来是最适合于 TDMA 和 CDMA 的。

在蜂窝系统中，由于一些原因使反向链路困难较多。第一，基站完全控制了在前向链路上所有发射信号的功率。但是，由于每一用户和基站间无线传播路径的不同，从每一用户单元出来的发射功率必须动态控制，以防止任何用户功率太高而干扰其他用户。第二，发射功率受到用户单元电池能量的限制，因此也限制了反向链路上对功率的控制程度。如果为了从每个用户接收到更多能量，通过空间过滤用户信号的方法，那么每一用户的反向链路将得到改善，并且需要更少的功率。

用在基站（最终是在用户单元）的自适应天线，可以解决反向链路的一些问题。不考虑无穷小波束宽度和无穷大快速搜索能力的限制，自适应式天线就提供了最理想的 SDMA，提供了在本小区内不受其他用户干扰的唯一信道。在 SDMA 系统中的所有用户，将能够用同一信道在同一时间双向通信。而且，一个完善的自适应式无线系统应能够为每一用户搜索更多个多径分量，并且以最理想方式组合它们，来收集从每一用户发来的所有有效信号能量。因为此系统需要无穷大的天线，所以理想自适应式天线系统是不可行的。

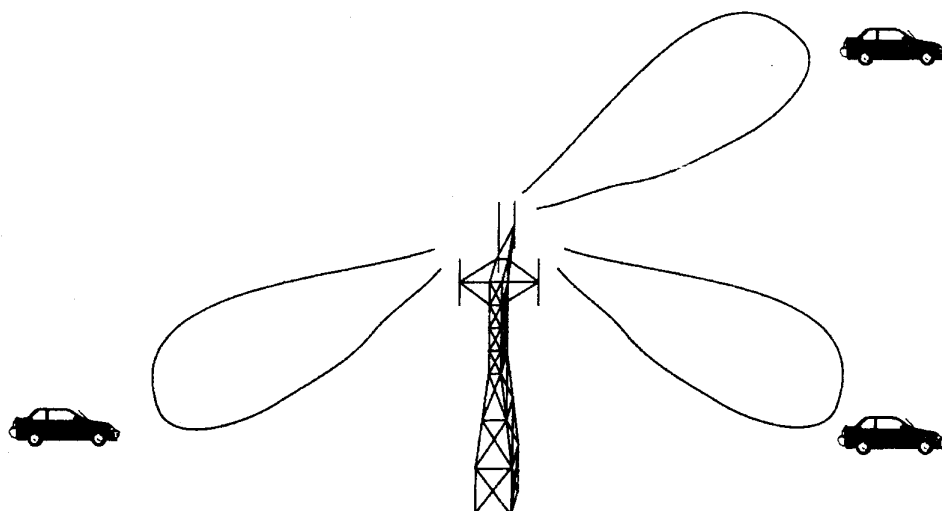


图 3-8 一个空间滤波基站天线利用定向波束来服务于不同用户

SDMA 技术直接来自于智能天线的技术，它可以用于所有常规的多址方式。只需要调整基站，不涉及移动台，这使得可以把 SDMA 引入到现有的系统中。实验证明，采用 SDMA 可以提高系统容量。智能天线图和波束成型-智能天线图分别见图 3-9 和图 3-10。

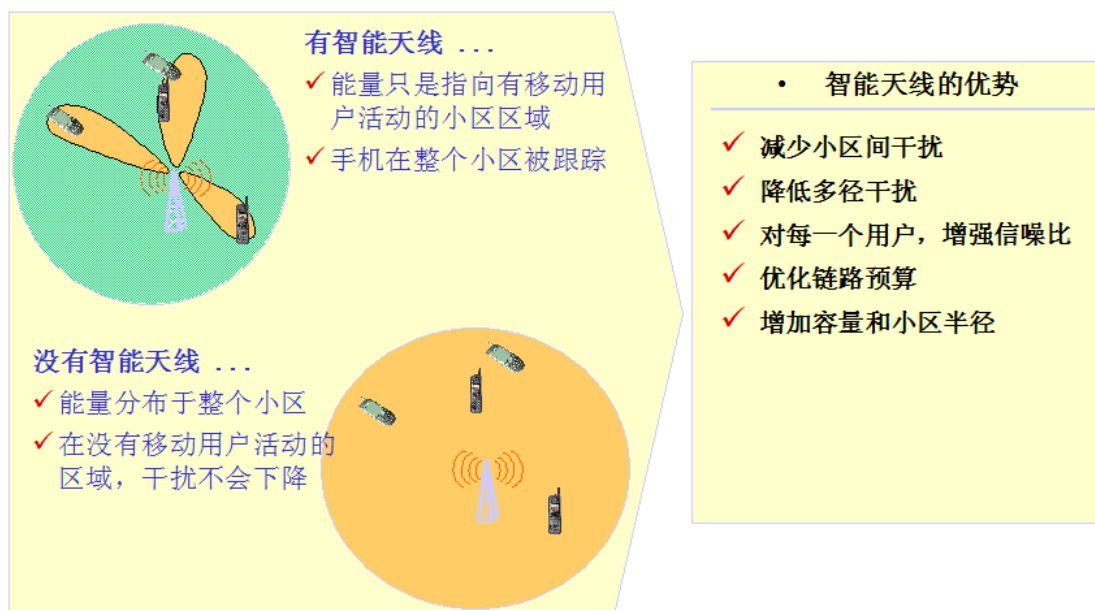


图 3-9 智能天线

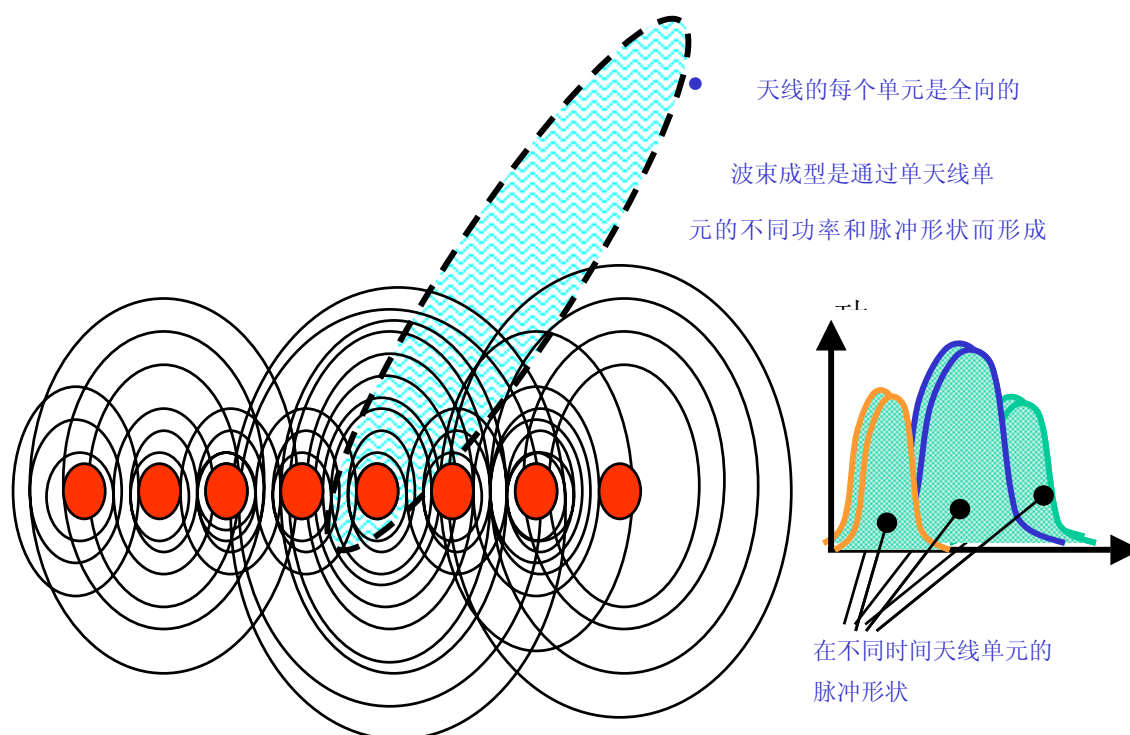


图 3-10 波束成型-智能天线

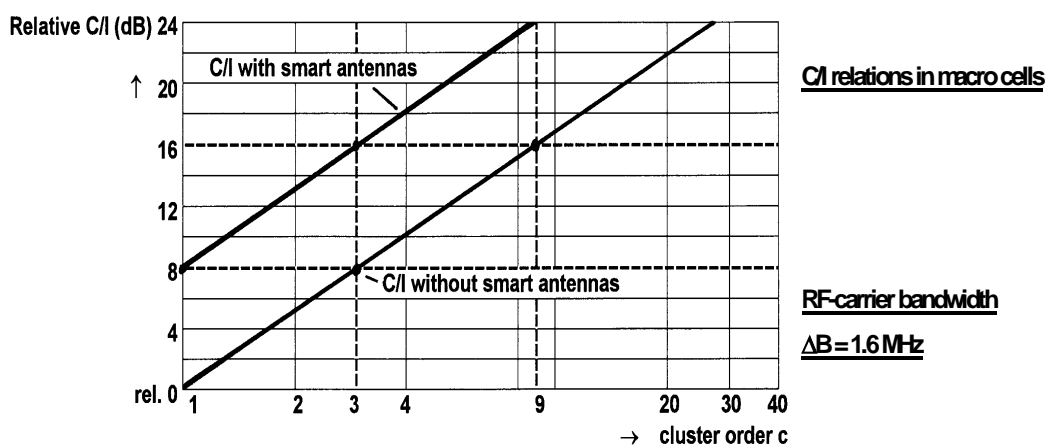
智能天线有效性：见图 3-11

蜂窝 TDD 复用情况下，减少小区间干扰：

智能天线的平均方向性 $\approx 8 \text{ dB}$ = 增长的 C/I 率。

增长的 C/I 关系等同于减少减少小区间干扰 (ICI) $\approx 8 \text{ dB}$ 。

没有智能天线：小区复用簇 $c=3$ 导致相对 $C/I \approx 8 \text{ dB}$ 。有智能天线：小区复用簇 $c=3$ 导致相对 $C/I \approx 16 \text{ dB}$ 。智能天线增益：通过减少小区间和小区内的干扰，每个小区的容量增长了 ≈ 2 倍。



利用智能天线可以实现 SDMA 技术。这可以看作在基站用自适应天线实现特殊的滤波。在发射端采用一个相同的结构。这个系统由阵列天线和数字信号处理器 DSP 组成，DSP 的作用是实时处理接收到的和要通过天线阵列发送出去的信号。从阵列的 N 个天线中得到的 N 个复数信号输入到 DSP 中，把每个天线的信号与适当的值相乘，最终，把所有项相加。输出信号的形式如下：

$$y(t) = \sum_{i=1}^N \omega_i^* x_i(t)$$

按照所需要的特性，适当选择加权矢量 $W=[W_1, W_2, \dots, W_N]$ ，可以确定天线的辐射方向图。按照自适应算法，确定矢量 W 。根据所接收到的数据，周期性地更新权值。为保证系统很好地工作，有必要使自适应速率能够补偿由于源的运动和存在多径而引起的变化。

多个天线可以由基站用自适应的方法加以控制来跟踪移动台。在一个蜂窝系统中，接收信号最重要的分量是以一个较低的角度传播的。因此，有可能可以预先计算出一组辐射方向图，并通过在移动台移动过程中对辐射方向图的切换，记录天线的权值。这个处理可以看作干扰对消，接收机适当地选择权值以消除所有的干扰信号。如果具有 M 个单元可以消除 $M-1$ 个干扰。因此， M 个用户可以共享同一个小区。但在实际中，由于存在许多来自有用信号和干扰信号的多径，提高的性能要比期望的值低一些。为了抑制干扰信号，必须控制所有主要的多径分量。他们到达的角度可能很多，尤其在室内环境中。

SDMA 技术的特点：

在移动通信中，天线模式应该可以调整，使得波束指向移动台，能够跟踪它的运动。这种技术就是所谓的自适应 SDMA。它有以下**优点**：

在一个自适应方式所覆盖的范围内更多的用户可以公用一个频段，载波和频带动态地复用；

波束直接对准用户，多径和信道之间的干扰大量减少；

由于波束对准用户减少了电磁污染，能量损耗减小；

直达波束提高了通信的保密性。除非在波束辐射的方向上，否则，通信不可能被截获。

系统的主要**缺点**如下：

软硬件复杂；

为获得可接受的性能， M 个接收机必须精确同步；

阵列数目受基站所占场地的限制，一般天线单元之间的距离在半波长到 10 个波长之间；天线阵列受信道建模误差、校正误差和天线之间的相关噪声的影响。

4. 无线通信中的资源分配原理及算法举例

4. 1 蜂窝的概念

蜂窝是一种构成无线电话网的方式。蜂窝的概念是 70 年代贝尔实验室提出的，它是指同一频率被相距足够远的几个基站使用，增加系统容量。

无线移动传输的传统方法借鉴于广播和电视，是在覆盖区域的中心设置具有较高天线的大功率的发射机以将信号发射至整个区域。这种方式可以覆盖较大区域，达几十公里，但单个无线的发射机只能到达一定的区域，这就很难适应大区域通信的要求。同时这也意味着在此区域内有限的可供使用的信道，在呼叫量并不多时就被堵塞。1970 年纽约市开通的大区制贝尔移动通信系统，提供 12 对信道。也就是说，仅能同时提供 12 个用户同时通话，当第 13 个呼叫到来时就被堵塞。而纽约市面积达一千多平方英里，当时人口有两千万，作为公用系统来说，其容量是远远不够的。

大区制是指一个基站覆盖整个服务区。为了增大通信用户量，大区制通信网只有增多基站的信道数，但这总是有限的。因此，大区制只能适用于小容量的通信网。

蜂窝概念是解决频率不足和用户容量问题的一个重大突破。其思想是将整个服务区划分为若干个无线区，每个小无线区分别设置一个基地台负责本区的移动电话通信的联络和控制。实现小区之间移动台通信又可在移动电话交换局的统一控制之下。每个小区使用一组频道，邻近的小区使用不同的频道。由于小区内基地台服务区域缩小，所以在整个服务区中，同一组频道可以多次重复使用，因而大大提高了频率利用率。另外，在区域内可根据用户的多少确定小区的大小。小区发射机发射功率可提供本小区边缘的用户通信需要，小区的半径大至数十公里，小至几百米，在实际中，小区的覆盖不是规则形状的，确切的小区覆盖决定于地势和其它因素，为了设计方便，我们做一些近似，假定为覆盖区为规则的多边形，如全向天线小区，覆盖面积近似为圆形，为了获得全覆盖，无死角，小区面积多为正多边形，如正三角形，正四边形，正六角型，采用正六角型主要有两个原因：第一，正六角型的覆盖需要较少的小区，少的发射站，第二，正六角型小区覆盖相对于四边形和三角形费用小。

随着用户数目的增加，小区可以继续缩小，即“小区分裂”可使用户量大大增加，因此小区制具有相当的灵活性。除此之外，由于基地台服务区域缩小，移动台和基地台的发射功率减少，同时也减少了电台之间的相互干扰。但是，在这种结构中，移动用户在通话过程，从一个小区转入另一个小区的概率增加，移动台需要经常更换工作频道，而且，由于增加了基地台的数目，所以带来了控制交换复杂，建网的成本也高。因此这种体制对于用户量较大的公用移动通信系统来说是适用的。目前，由于技术的发展，在移动电话系统中使用计算机或微处理机进行控制，不仅技术上是可能的，而且经济上也是现实的。

4. 2 以 GSM 为例介绍 FCA

值得一提的是，我们在讲解蜂窝概念的同时，涉及到了频率复用的概念，频率复用是指同一载频的无线信道用于覆盖不同的区域，这些区域彼此相隔一定的距离，以便把频率干扰控制在系统允许范围内，这样做的结果相当于宝贵的频率资源获得再生。

频率（频道或信道）分配是频率复用的前提。频率分配有两个基本含义：一是频率分组，根据移动网的需要将频率分成若干组；二是频率指配，以固定的或动态分配方法指配给蜂窝网的用户使用。其中固定频道分配应解决如下三个问题，即频道组数、每组的频道数及频道的频率指配。在此我们以 GSM 为例对固定信道分配（FCA）进行介绍。

固定信道分配方法有两种：分区分组分配法和等间隔频道配置法。由于后者是按频道之间的频距相等的原则进行频道分组，是大容量蜂窝网广泛使用的频率分配方法，故我们仅介绍此方法。

在蜂窝结构的移动网中，蜂窝小区是以 N 个正六边形组成群，各蜂窝小区群可以按一定的规律使用相同的频率组。假设每个群有 N 个小区，则需用 N 组频率。

根据 GSM 体制的推荐，GSM 无线网络规划基本上采用 4*3 频率复用方式，即每 4 个基站为一群，每个基站分成 3 个三叶草形 60°扇区或 3 个 120°扇区，共需 12 组频率。因为这种方式同频干扰保护比 C/I 能够比较可靠的满足 GSM 标准的要求，其复用图如图 4-1 所示。

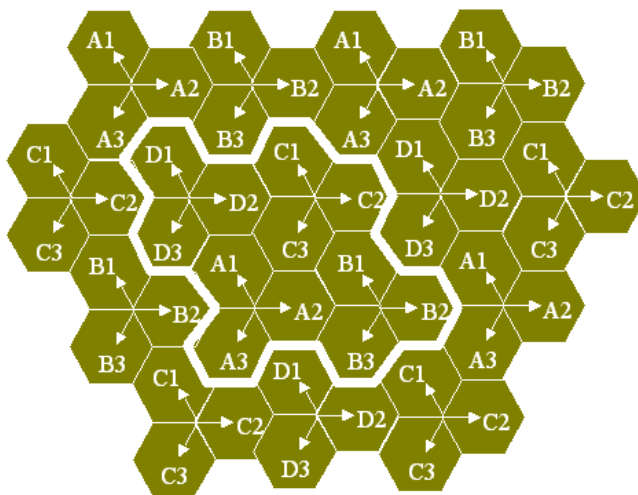


图 4-1 4×3 频率复用方式

在 900MHz 频段，共 25MHz 带宽，载频间隔 200KHz，双工间隔 45 MHz，频道序号为 1~124，其中，中国移动占用 1~94 频道（890~909/935~954MHz），中国联通占用 95~124 频道（909~915/954~960MHz）。频道序号和频道标称中心频率关系为：

$$f_l(n)=890.200+(n-1)*0.200 \text{ MHz}$$

$$f_h(n)=f_l(n)+ 45 \text{ MHz}$$

GSM 900MHz 各频道组的频道号见表 4-1。

表 4-1 GSM 900MHz 各频道组的频道号

| 频道组号 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 |
|----------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| 各频道组的频道号 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 |
| | 13 | 14 | 15 | 16 | 17 | 18 | 19 | 20 | 21 | 22 | 23 | 24 |
| | 25 | 26 | 27 | 28 | 29 | 30 | 31 | 32 | 33 | 34 | 35 | 36 |
| | 37 | 38 | 39 | 40 | 41 | 42 | 43 | 44 | 45 | 46 | 47 | 48 |
| | 49 | 50 | 51 | 52 | 53 | 54 | 55 | 56 | 57 | 58 | 59 | 60 |
| | 61 | 62 | 63 | 64 | 65 | 66 | 67 | 68 | 69 | 70 | 71 | 72 |
| | 73 | 74 | 75 | 76 | 77 | 78 | 79 | 80 | 81 | 82 | 83 | 84 |
| | 85 | 86 | 87 | 88 | 89 | 90 | 91 | 92 | 93 | 94 | 95 | 96 |
| | 97 | 98 | 99 | 100 | 101 | 102 | 103 | 104 | 105 | 106 | 107 | 108 |
| | 109 | 110 | 111 | 112 | 113 | 114 | 115 | 116 | 117 | 118 | 119 | 120 |
| | 121 | 123 | 124 | | | | | | | | | |

在 1800MHz 频段, 共 45MHz 带宽, 载频间隔 200KHz, 双工间隔 95 MHz, 频道序号为 512~885。其中, 中国移动占用前 10MHz, 512~559 频道, 中国联通占用后 10MHz, 687~736 频道。频道序号和频道标称中心频率关系为:

$$f_l(n) = 1710.200 + (n-512) \times 0.200 \text{ MHz}$$

$$f_h(n) = f_l(n) + 95 \text{ MHz}$$

其中, $f_l(n)$ 为上行频率, $f_h(n)$ 为下行频率, n 为频道序号。

我国蜂窝移动通信业务的频率分配如表 4-2 所示:

表 4-2 我国蜂窝移动通信业务的频率分配

| | | |
|---------------|-------------------|-----------------|
| 中国移动 GSM 900 | 890 MHz—909 MHz | 935 MHz—954 MHz |
| 联通 GSM 900 | 909 MHz—915 MHz | 954 MHz—960 MHz |
| 中国移动 GSM 1800 | 1710 MHz—1720 MHz | 1805MHz—1815MHz |
| 中国联通 GSM 1800 | 1730 MHz—1740 MHz | 1825MHz—1835MHz |

4. 3 PHS 无线市话的频率使用

PHS 系统使用 1.9 GHz 作为其小区站和手机的通信频率, 频率范围是 1895.15MHz ~1917.95MHz, 共 22.8MHz。在日本使用的频率分配为: 1895MHz~1906.1MHz 频段分配给专用网, 1906.1 MHz~1918.1MHz 频段公众网使用。也可以把整个 PHS 频段让公众网使用。每个载频所占有的带宽是 300 kHz, 整个频段的可用载频数是 77 个。每个小区站所用的载频为:

$$f = 1895.1 + 0.30 \times (n-1) \text{ MHz}$$

式中 n 为载频号, 范围是 1~77; f 为空中使用的与 n 对应的频率。

在 77 个载频中, 载频号 70 至 77 作为控制信道使用, 1 至 69 号载频用于话务信道。不同的运营商使用单独的控制信道, 但所有的话音信道可以公用, 这样使频率的使用率提高了 7 倍。在日本邮政省批准三个 PHS 运营商经营 PHS 业务, 并将 73、75 和 77 号载频分别给三家运营公司作为控制信道使用。71 号载频预留给新的运营公司, 70、72、74、76 号载频作为保护频带, 以后也可以分配给四家新的运营公司作为控制信道。1 至 69 号载频作为话音信道使用, 目前由三家运营公司共同使用 (最多可供 7 家运营公司共同使用)。

我国信息产业部规定 1900~1915 MHz 频段用于无线接入系统 TDD 方式。

4. 3. 1 频率分配

- 1) DECT 无线系统使用 1905~1920MHz 频段。
- 2) PHS 无线系统使用 1900~1915MHz 频段。系统信道的具体频点见表 4-3。
- 3) 1905~1915MHz 频段由 DECT 和 PHS 系统共同使用。

表 4-3 1900~1920 MHz 频带 PHS 和 DECT 系统的信道划分

| PHS 系统的信道划分 | | | DECT 系统的信道划分 | | |
|-------------|------------|----------|--------------|------------|-----------------|
| 信道 NO. | 中心频率 (MHz) | 用途 | 信道 NO. | 中心频率 (MHz) | 用途 |
| 18 | 1900.250 | 公众或专用通信 | | | |
| 19 | 1900.550 | 公众或专用通信 | | | |
| 20 | 1900.850 | 公众或专用通信 | | | |
| 21 | 1901.150 | 公众或专用通信 | | | |
| 22 | 1901.450 | 公众或专用通信 | | | |
| 23 | 1901.750 | 公众或专用通信 | 12 | 1902.528 | 公众通信 (无 PHS) |
| 24 | 1902.050 | 专用通信控制信道 | | | |

| | | | | | |
|----|----------|------------------|----|----------|--------------------|
| 25 | 1902.350 | 保护信道 | | | 系统的地方) |
| 26 | 1902.650 | 专用通信控制信道 (1) | | | |
| 27 | 1902.950 | 保护信道 | | | |
| 28 | 1903.250 | 专用通信控制信道 (2) | | | |
| 29 | 190.3550 | 保护信道 | 13 | 1904.256 | |
| 30 | 1903.850 | 专用通信控制信道 | 13 | 1904.256 | 公众通信 (无 PHS 系统的地方) |
| 31 | 1904.150 | 公众或专用通信 | | | |
| 32 | 1904.450 | 公众或专用通信 | | | |
| 33 | 1904.750 | 公众或专用通信 | | | |
| 34 | 1905.050 | 公众或专用通信 | 14 | 1905.984 | 公众或专用通信 |
| 35 | 1905.350 | 公众或专用通信 | | | |
| 36 | 1905.650 | 公众或专用通信 | | | |
| 37 | 1905.950 | 公众或专用通信 | | | |
| 38 | 1906.250 | 公众或专用通信 | | | |
| 39 | 1906.550 | 公众或专用通信 | | | |
| 40 | 1906.850 | 公众或专用通信 | | | |
| 41 | 1907.150 | 公众或专用通信 | | | |
| 42 | 1907.450 | 公众或专用通信 | 15 | 1907.712 | 公众或专用通信 |
| 43 | 1907.750 | 公众或专用通信 | | | |
| 44 | 1908.050 | 公众或专用通信 | | | |
| 45 | 1908.350 | 公众或专用通信 | | | |
| 46 | 1908.650 | 公众或专用通信 | 16 | 1909.440 | 公众或专用通信 |
| 47 | 1908.950 | 公众或专用通信 | | | |
| 48 | 1909.250 | 公众或专用通信 | | | |
| 49 | 1909.550 | 公众或专用通信 | | | |
| 50 | 1909.850 | 公众或专用通信 | 17 | 1911.168 | 公众或专用通信 |
| 51 | 1910.150 | 公众或专用通信 | | | |
| 52 | 1910.450 | 公众或专用通信 | | | |
| 53 | 1910.750 | 公众或专用通信 | | | |
| 54 | 1911.050 | 公众或专用通信 | 18 | 1912.896 | 公众或专用通信 |
| 55 | 1911.350 | 公众或专用通信 | | | |
| 56 | 1911.650 | 公众或专用通信 | | | |
| 57 | 1911.950 | 公众或专用通信 | | | |
| 58 | 1912.250 | 公众或专用通信 | 19 | 1916.352 | 公众或专用通信 |
| 59 | 1912.550 | 公众或专用通信 | | | |
| 60 | 1912.850 | 公众或专用通信 | | | |
| 61 | 1913.150 | 公众或专用通信 | | | |
| 62 | 1913.450 | 公众或专用通信 | 19 | 1916.352 | 公众或专用通信 |
| 63 | 1913.750 | 公众或专用通信 | | | |
| 64 | 1914.050 | 公众或专用通信 | | | |
| 65 | 1914.350 | 公众或专用通信 | | | |
| 66 | 1914.650 | 公众或专用通信 | 19 | 1916.352 | 公众或专用通信 |
| 67 | 1914.950 | 公众通信 (无 DECT 公网) | | | |

| | | | | | |
|----|----------|-----------------|----|----------|---------|
| 68 | 1915.250 | 公众通信（无 DECT 公网） | 20 | 1918.080 | 公众或专用通信 |
| 69 | 1915.550 | 公众通信（无 DECT 公网） | | | |
| 70 | 1915.850 | 公众通信（无 DECT 公网） | | | |
| 71 | 1916.150 | 公众通信（无 DECT 公网） | 20 | 1916.352 | 公众或专用通信 |
| 72 | 1916.450 | 公众通信（无 DECT 公网） | | | |
| 73 | 1916.750 | 公众通信（无 DECT 公网） | | | |
| 74 | 1917.050 | 公众通信（无 DECT 公网） | 21 | 1918.080 | 公众或专用通信 |
| 75 | 1917.350 | 公众通信（无 DECT 公网） | | | |
| 76 | 1917.650 | 公众通信（无 DECT 公网） | | | |
| 77 | 1917.950 | 公众通信（无 DECT 公网） | | | |
| 78 | 1918.250 | 公众通信（无 DECT 公网） | | | |
| 79 | 1918.550 | 公众通信（无 DECT 公网） | | | |
| 80 | 1918.850 | 公众通信（无 DECT 公网） | | | |
| 81 | 1919.150 | 公众通信（无 DECT 公网） | | | |
| 82 | 1919.450 | 公众通信（无 DECT 公网） | | | |
| 83 | 1919.750 | 公众通信（无 DECT 公网） | | | |

4. 3. 2 PHS 频率指配

1) 由 1900MHz 起指配频率，指配信道的数量由话务量和用户量决定。

2) 信令控制信道的指定：

- 专用网通信，可指定 1902.050MHz 或 1903.850MHz 信道；
- 公众网通信，可指定 1902.650MHz 或 1903.250MHz 信道。

信令控制信道的具体配制如下：

| | |
|--------------|--------------------|
| 1902.050 MHz | 专用通信控制信道 |
| 1902.350 MHz | 保护信道 |
| 1902.650 MHz | 公众通信控制信道，由公众网 1 使用 |
| 1902.950 MHz | 保护信道 |
| 1903.250 MHz | 公众通信控制信道，由公众网 2 使用 |
| 1903.550 MHz | 保护信道 |
| 1903.850 MHz | 专网通信控制信道 |

4. 4 多信道共用技术

在一个无线区内，通常使用若干个信道，按照用户工作时占用信道的方式分类，有独立信道方式和多信道共用方式。

若一个无线区有 N 个频道，将用户也分成 N 组，每组用户分别被指定在某一频道上工作，不同频道内的用户不能互换频道，这种用户占用频道的方式称为独立信道方式。

所谓多信道共用，就是在一个无线区（基站区）内的 N 个频道为该无线区内的所有用户共用，即任一用户均可选择其中的一个空闲频道进行通话，直到所有频道全被占用“示忙”为止。多信道共用方式与独立信道相比，明显地提高了频道利用率。

多信道共用技术支撑着移动网的呼损率、系统容量等性能指标，下面我们来讨论这些指标的计算问题。

1) 话务理论中的有关参数：

- 话务量 A
- 呼损率 B

- 繁忙小时集中率 K
- 用户忙时话务量 a

(1) 话务量 A

话务量 A 定义为每个小时呼叫次数与每次呼叫的平均占用信道时间之积。即 $A=C \times t_0$ 式中，C 是每小时的平均呼叫次数； t_0 是每次呼叫占用信道的时间（包括接续时间和通话时间）；若 t_0 是以小时做单位，则 A 的单位是爱尔兰 Erl。如果在一个小时之内不断地占用信道，则其呼叫话务量为 1Erl，它是一个信道具有的最大话务量。

举例：设有 100 对线（中继线群）上平均每小时有 2100 次占用，平均每次占用时间为 2min，求这群中继线路上完成的话务量。

根据定义， $A=2100 \times (1/30)=70\text{Erl}$

若同时占用线路数的情况如下表，则求解五对线完成的话务量。

| 同时占用线路数 | 占用时间（小时） |
|---------|----------|
| 0 | 0.2 |
| 1 | 0.3 |
| 2 | 0.5 |
| 3 | 0.5 |
| 4 | 0.4 |
| 5 | 0.1 |

五对线完成话务量为：

$$A=1/2 \times (0 \times 0.2 + 1 \times 0.3 + 2 \times 0.5 + 3 \times 0.5 + 4 \times 0.4 + 5 \times 0.1) = 2.45\text{Erl}$$

(2) 呼损率 B

定义：在一个电话网络中，（由于用户数>信道数）不能保证每个用户的呼叫都是成功的。对于一个用户而言，呼叫中总是存在着一定比例的失败呼叫，称为呼损。呼损与呼叫话务量之比叫呼损率，用 B 表示。

$$B = \frac{A_L}{A} = \frac{C_i}{C_A}$$

式中， A_L ——呼损

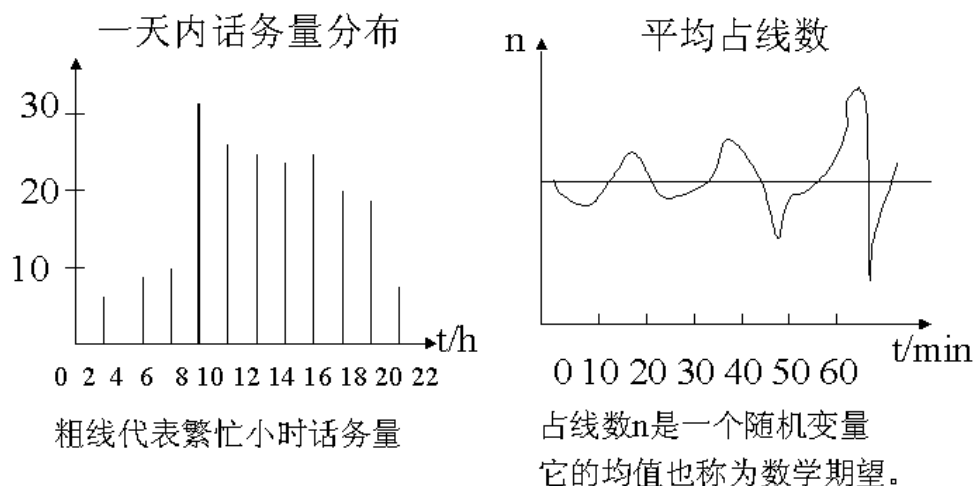
A——话务量

C_i ——呼叫失败的次数

C_A ——总的呼叫次数

(3) 繁忙小时集中率 K

定义： $K = \frac{\text{繁忙小时话务量}}{\text{全天话务量}}$



(4) 用户话务量 a

定义： $a = C_a \times T \times K / 3600$

式中， C_a ——每天平均呼叫次数

T ——每次呼叫平均占用时

K ——忙时集中率。

例如：每天平均呼叫三次， $C_a = 3$ ；每天呼叫平均占用 2min， $T = 120s$ ；当忙时集中率 10%， $K = 0.1$ ；则 $a = 0.01 \text{Erl/用户}$

2) 系统容量

系统容量是指系统所能容纳的用户数，而每个信道所能容纳的用户数 m 则定义为：

$$m = \frac{A/n}{a} = \frac{A/n}{C_a \times T \times K / 3600}$$

式中， A/n ——信道平均话务量

举例：某移动通信系统，每天每个用户平均呼叫 10 次，每次占用信道平均时间 80s，呼损率要求 10%，忙时集中率 $K = 0.125$ ，问给定 8 个信道能容纳多少用户数？

第一步：根据信道数 n ，呼损率 B ，求话务总量 A

$$\text{利用公式 } B = \frac{\frac{A^n}{n!}}{\sum_{i=0}^n \frac{A^i}{i!}}$$

查《爱尔兰损失概率表》，求出 $A = 5.597$

表 4-4 爱尔兰损失概率表

| $\begin{matrix} A \\ n \end{matrix}$ | B | 1% | 2% | 5% | 10% |
|--------------------------------------|---|---------|---------|---------|---------|
| 1 | | 0. 010 | 0. 020 | 0. 053 | 0. 111 |
| 2 | | 0. 153 | 0. 223 | 0. 381 | 0. 595 |
| 3 | | 0. 455 | 0. 602 | 0. 899 | 1. 271 |
| 4 | | 0. 869 | 1. 062 | 1. 525 | 2. 045 |
| 5 | | 1.0361 | 1. 657 | 2. 218 | 2. 881 |
| 6 | | 1. 909 | 2. 276 | 2. 960 | 3. 758 |
| 7 | | 2. 501 | 2. 935 | 3. 738 | 4. 666 |
| 8 | | 3. 128 | 3. 627 | 4. 543 | 5. 597 |
| 9 | | 3. 783 | 4. 345 | 5. 370 | 6. 546 |
| 10 | | 4. 461 | 5. 084 | 6. 216 | 7. 511 |
| 11 | | 5. 160 | 5. 842 | 7. 076 | 8. 437 |
| 12 | | 5. 876 | 6. 615 | 7. 950 | 9. 474 |
| 13 | | 6. 607 | 7. 402 | 8. 835 | 10. 470 |
| 14 | | 7. 352 | 8. 200 | 9. 730 | 11. 473 |
| 15 | | 8. 108 | 9. 010 | 10. 633 | 12. 484 |
| 16 | | 8. 875 | 9. 828 | 11. 544 | 13. 500 |
| 17 | | 9. 652 | 10. 656 | 12. 461 | 14. 522 |
| 18 | | 10. 437 | 11. 491 | 13. 355 | 15. 548 |
| 19 | | 11. 230 | 12. 333 | 14. 315 | 16. 579 |
| 20 | | 12. 031 | 13. 182 | 15. 249 | 17. 613 |
| 21 | | 12. 838 | 14. 036 | 16. 189 | 18. 651 |
| 22 | | 13. 651 | 14. 896 | 17. 132 | 19. 692 |
| 23 | | 14. 470 | 15. 761 | 18. 080 | 20. 737 |
| 24 | | 15. 295 | 16. 631 | 19. 030 | 21. 784 |

第二步：求出用户忙时话务量 a

$$a = C_a \times T \times K / 3600 = 0.0272 \text{ Erl/用户}$$

第三步：求每个信道能容纳的用户数 m

$$m = (A / n) / a = 205.8 / 8 = 25.7 \text{ 用户/信道}$$

第四步：系统所容纳的用户数 $m \times n = 205.8$ 用户

4. 5 微蜂窝与信道动态分配技术

一般来说，具有移动通信功能的网络，每个基站都有一个可靠的通信服务范围，称为服务区。根据服务范围的大小可将服务区分为大区制、中区制和小区制三种，无线区的大小主要由发射机功率和基站天线的有效高度决定。大区制是指一个城市由一个无线区覆盖，此时基站发射功率很大，无线区覆盖半径可达 25 km 以上。小区制一般是指覆盖半径为 2~10 km 的多个无线区链合而成整个服务区制式，其基站发射功率较小。当前个人通信系统发展方向是将小区划小，成为宏区、微区和微微区，其覆盖半径降至 100 m 左右。中区制则是介于大区制和小区制之间的一种过渡制式。

PHS 是采用微区制来组网的系统，它把整个服务区划为许多微区。这些微区有机地组合在一起以满足整个无线区移动通信的需求。我国信息产业部规定 PHS 系统用于无线本地环路时：

基站的发射平均功率 $\leq 500\text{mW}$,峰值功率 $\leq 4\text{W}$

用户端的发射平均功率 $\leq 10\text{mW}$, 峰值功率 $\leq 80\text{mW}$

用于微蜂窝组网 PHS 系统时:

基站的发射平均功率 $\leq 20\text{mW}$, 峰值功率 $\leq 160\text{mW}$;

用户终端的发射平均功率 $\leq 10\text{mW}$, 峰值功率 $\leq 80\text{mW}$;

杂散发射功率相载波电平(衰减量) $\geq 50\text{dB}$,或绝对电平 $\leq 2.5\mu\text{W}$ 。

PHS 系统用于无线本地环路时, 基站天线增益不得超过 12dBi ; 当用于微蜂窝组网时, 基站天线增益一般不超过 3dBi 。

无线信道是网络传输信息的通道。作为 PHS, 为了在有限频率资源情况下满足城区或近郊人口密集区的大话务量需求而采用微蜂窝技术来提高频率的利用率外, 还必须提供很多的传送语音和其他控制信号所需的信道。

PHS 系统没有像移动系统那样为每个小区站分配固定的使用频率, 而是随着通话建立过程为小区站自行分配最佳的频率与信道。对同一载频设备的每一次所用的频率可能是不同的。小区站采用信道动态分配技术不仅使 PHS 系统在网络建设与优化时无需进行频率规划, 节省了大量的人力与物力, 同时在多家运营公司共同使用有限的频率资源情况下有效地避免了同频与邻频干扰。PHS 把微蜂窝技术和信道动态分配技术紧密地结合在一起, 不但提高了频率的利用率, 而且极大的提高了系统的无线信道的容量, 这就是 PHS 技术的先进之处。

PHS 信道动态分配的过程如图 4-2 所示, 分配步骤如下:

- (1) PHS 手机在呼入、呼出和发越区切换时首先要选优先级最高的频率号 F#和时隙号 S#。
- (2) 对所选的 F#、S#信道进行干扰电平的测试。
- (3) 如所监测到的干扰电平值低于第一门限电平 $26\text{ dBuV}(-87\text{dBm})$, 这时就选用该信道。否则进入第 4 步。
- (4) 选择下一个优先的频率号 F#和时隙号 S#。
- (5) 重复上述第 2 步至第 4 步, 直到找到可用信道为止。
- (6) 如果没有可用信道, 则按照上述步骤 1 至 5 步, 以第二门限电平 $40\text{ dBuV}(-73\text{ dBm})$ 为标准进行监测比较, 直到找到可用信道为止。

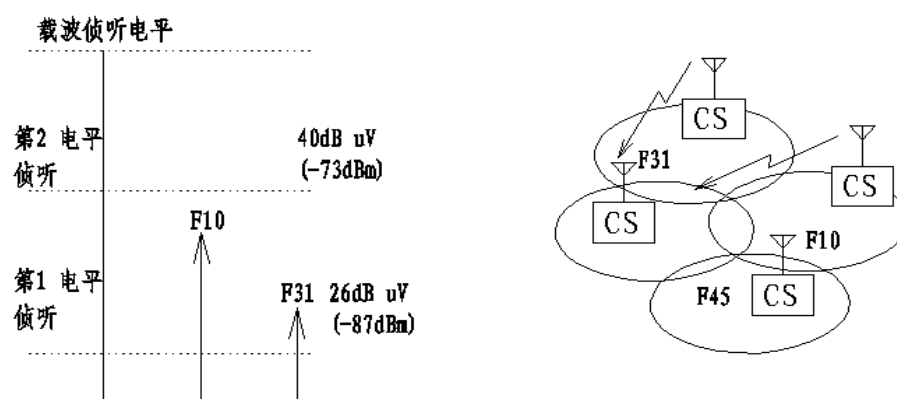


图 4-2 PHS 信道动态分配的过程

信道优先级的确定:

已被选定的信道, 其优先级加一;

已被拒绝的信道, 其优先级减一。

综上所述, PHS 系统采用动态频率分配, 基站可自动地随机选择一个无干扰的可用信

道，并指配一个可用业务信道。如无可用载频，PHS 终端将自动再次请求建立呼叫，然后系统可以自动指配一个可用信道。正因为 PHS 系统的动态信道分配，可在 PHS 系统内随意对使用的基站进行增加或删除，运营者无需进行频率规划。

图 4-3 给出了 PHS 信道动态分配流程图。

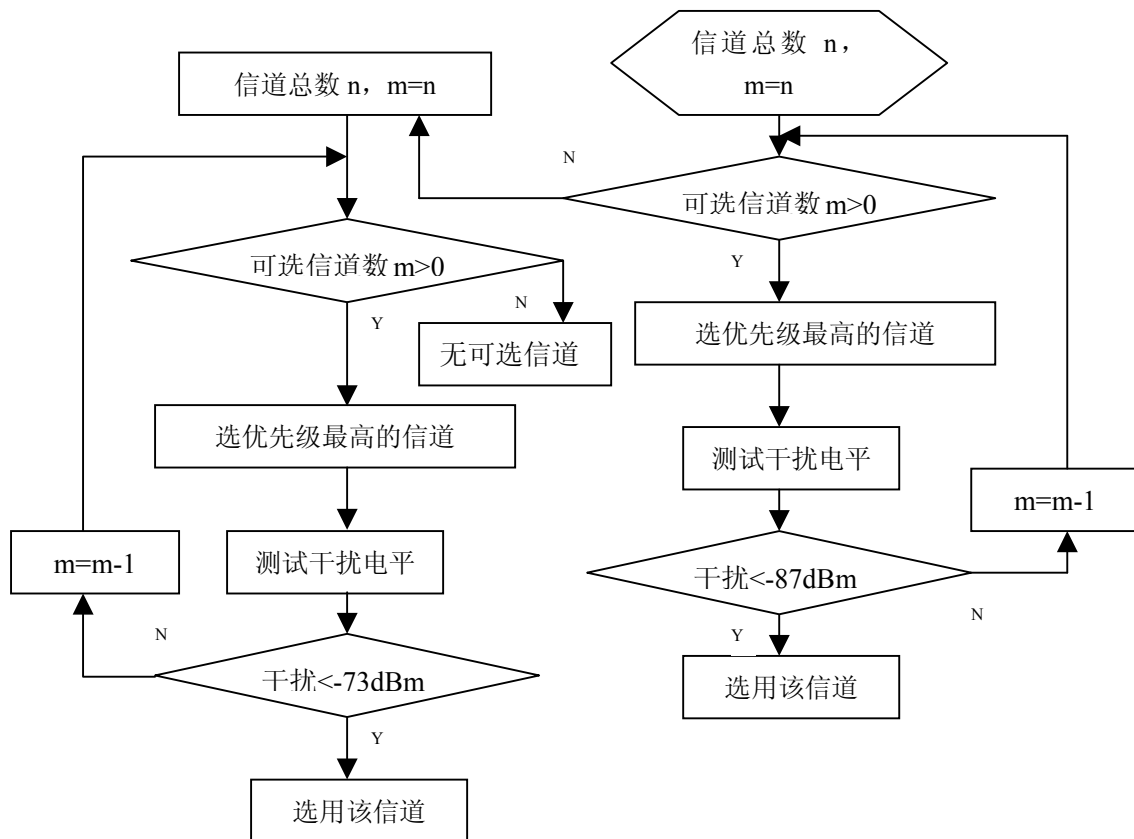


图 4-3 PHS 信道动态分配流程图

5. 语音编码技术

在通信系统中，语音编码是相当重要的。因为在很大程度上，语音编码决定了接收到的语音的质量和系统容量。在移动通信系统中，带宽是很珍贵的，因此业务提供商经常遇到以下问题：如何在有限的可分配带宽内容纳更多的用户。低比特率语音编码提供了解决该问题的一种方法，在编码器能够传送高质量语音的前提下，如果比特率越低，就可以在一定的带宽内能容纳更多的语音通道。因此，生产商和服务提供商不断地寻求新的编码方法，以便在低比特率下提供高质量的语音。

5.1 概述

在移动通信系统中，语音编码的设计和主观测试是相当困难的。只有在低速率语音编码情况下，数字调制方案才有助于提高语音业务的频谱效率。为了使语音编码有实用性，语音编码必须消耗的功率少和提供可接受直至很好的语音质量。

语音编码技术是移动通信数字化的基础，是第 1、2 代蜂窝系统的根本区别，语音编码的意义在于：

- (1) 提高通话质量(数字化+信道编码纠错)
- (2) 提高频谱利用率(低码率编码)
- (3) 提高系统容量(低码率语音激活技术)

移动通信对语音编码的要求：

- (1) 编码速率低语音质量好
- (2) 有较强的抗噪声干扰和抗误码的性能
- (3) 编译码延时小，总延时在 65ms 以内
- (4) 编译码器复杂度低，便于大规模集成化
- (5) 功耗小，便于应用于手持机

语音编码的目的是在保持一定的算法复杂程度和通信时延的前提下，运用尽可能少的信道容量，传送尽可能高质量的语音。通常，编码器的效率和获得此效率的算法复杂程度之间有正比关系。算法越复杂，时延与费用就会越高。因此就必须在这两个矛盾的因素之间寻求一个平衡点。语音编码发展的目的是为了移动该平衡点，使平衡点向更加低的比特率方向移动。

语音编码器的分类如图 5-1 所示。

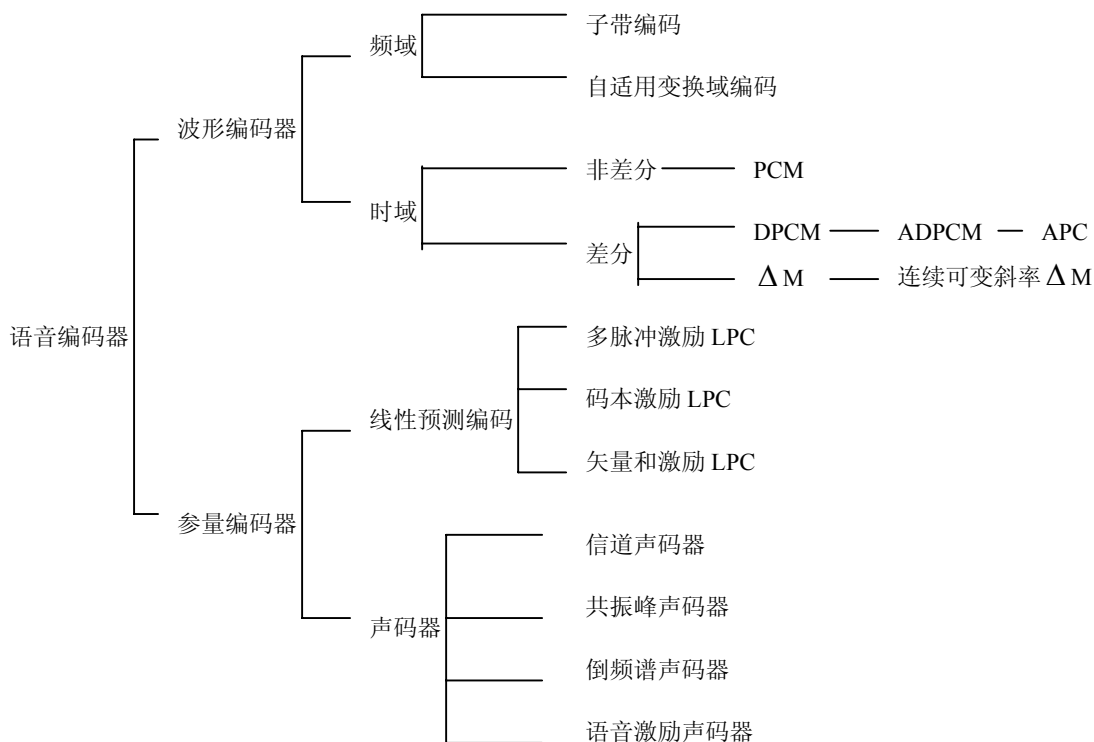


图 5-1 语音编码器的分类

各种语音编码方式在信号压缩方法上有很大区别。根据它们压缩方式的不同，可以把语音编码器分成两类：波形编码器和参量编码器。波形编码将时域模拟语音的波形信号进行采样量化和编码形成数字语音信号，波形编码的设计基本上是与信号源分离的，因此对各种各样的信号进行编码均可以达到很好的效果。它的优点是：编码速率较高 16k~64k、占用较高带宽、适合有线、适用于很宽范围的语音特性，以及在噪音环境下，它们都保持稳定。实现这些优点所需复杂度很低，而费用为中等程度。波形编码包括了脉冲编码调制（PCM）、差分脉冲编码调制（DPCM）、自适应差分脉冲编码调制（ADPCM）、增量调制（DM）、连续可变斜率增量调制（CVSDM）、自适应预测编码（APC）。声码器在传输比特率上能得到很高的效率，但复杂度通常较高。它是以信号优先编码为基础的，正因为这个原因，它们通常适用于特定信号。参量编码基于人类语音的产生机理建立数学模型根据输入语音得出模型参数并传输在收端恢复，它的编码速率较低 1.2~4.8 kbps、语音质量中等、不满足商用要求，包括各种线性预测编码(LPC)方法和余弦声码器。还有混合编码，波形编码+参量编码(LPAS)，包括 GSM 的 RPE-LPC 编码和 VSELP 编码。

语音波形具有一些对设计编码有用的特性，最常用的包括语音幅度的非均匀概率分布、连续语音抽样信号之间的非零自相关性、语音频谱的非平坦特性、语音中的清音和浊音成分的存在、语音信号的类型周期性，最基本特性是语音波形是带限的。一个有限的带宽意味着它可以以一定的速率抽样，当抽样频率大于 2 倍的低通信号频率时，就可以从抽样值中完全恢复。语音信号的带限特性使抽样成为可能，同时前面提及的各种特性使量化操作（另一个在语音编码中很重要的处理）能以很高的效率实现。

用于移动通信的语音编码如图 5-2

| 标准 | 服务类型 | 语音编码 | 速率 (kbps) |
|----------|------|----------------------|--------------|
| GSM | 蜂窝 | RPE-LTP 规则脉冲激励长期预测编码 | 13 |
| CD-900 | 蜂窝 | SBC 子带编码 | 16 |
| IS54 | 蜂窝 | VSELP 矢量和激励线形预测编码器 | 8 |
| IS-95 | 蜂窝 | CELP 码本激励线形预测编码器 | 1.2—9.6 |
| PDC | 蜂窝 | VSELP 矢量和激励线形预测编码器 | 4.5,6.7,11.2 |
| CT2 | 无绳 | ADPCM | 32 |
| DECT | 无绳 | ADPCM | 32 |
| PHS | 无绳 | ADPCM | 32 |
| DCS-1800 | 蜂窝 | RPE-LTP 规则脉冲激励长期预测编码 | 13 |
| PACS | 个人通信 | ADPCM | 32 |
| WCDMA | 蜂窝 | AMR | |

图 5-2 用于移动通信的语音编码

5.2 脉冲编码调制

5.2.1 脉冲编码调制 (PCM) 技术

近年来,随着微电子技术和计算机的应用和普及,数字传输的优越性日益明显。因此,以 PCM 为代表的编码调制技术极受重视。PCM 的优点是:抗干扰性强;失真小;传输特性稳定;远距离再生中继时噪声不累积;而且可以采用有效编码、纠错编码和保密编码来提高通信系统的有效性、可靠性和保密性。另外,由于数字信号可以存储,并能进行时间标度的变换,所以实现时间与信号功率的互换。由于 PCM 可以把各种消息(声音、图像、数据等等)都变换成数字信号进行传输,因此可以实现传输和交换一体化的综合信息处理。故它能较好的适应信息化社会对通信的要求。PCM 的缺点是传输带宽宽、系统较复杂。但是,随着数字技术的飞跃发展这些缺点已不重要。因此,PCM 是一种极有前途的通信方式。

脉码调制的基本原理

脉码调制是把模拟信号变换为数字信号的一种调制方式,其最大的特征是把连续的输入信号变换为在时间域和振幅域上都离散的量,然后再把它变换为代码进行传输。PCM 原理是由抽样、量化、编码三个步骤构成,其功能是完成模/数转换,实现连续消息数字化。图 5-3 是脉码调制系统原理图。

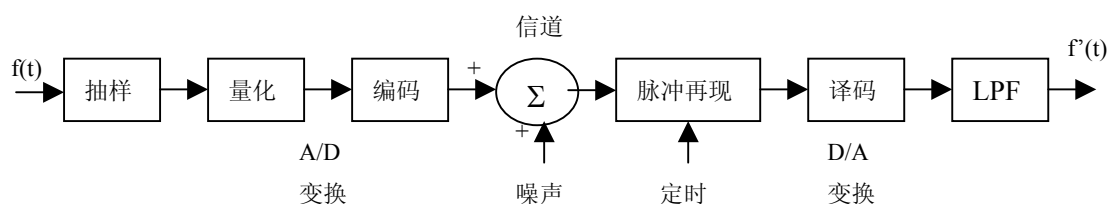


图 5-3 脉码调制系统原理图

模拟信源编码

模数转换——抽样、量化、编码

抽样: 时间离散化, 对模拟信号的幅度进行采样;

量化: 参量离散化, 对每一个采样值进行定量标识;

编码: 给每一个量化值分配一个二进制编码。

时间离散化与抽样定理

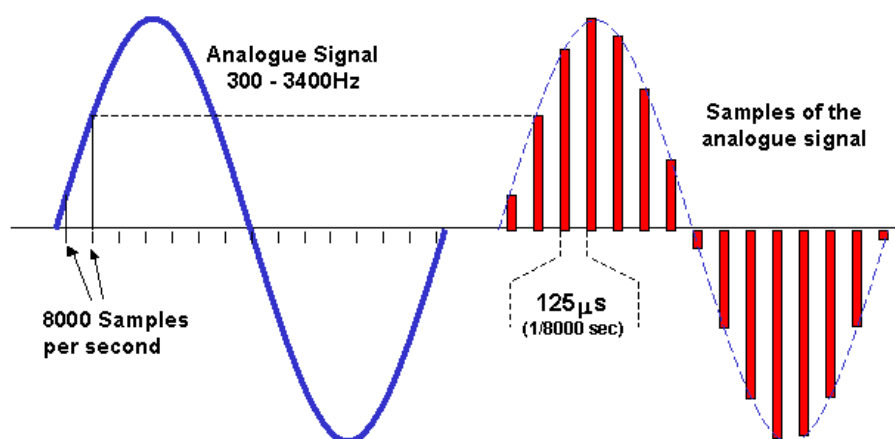
抽样定理: 一个频带限制在 $(0, f_m)$ 以内的连续时间信号 $m(t)$, 可以由其间隔 $T_s \leq 1/2f_m$ 的

样值唯一地确定。

约束条件：

连续时间信号 $m(t)$ 频带有限，最高频率为 f_m ；

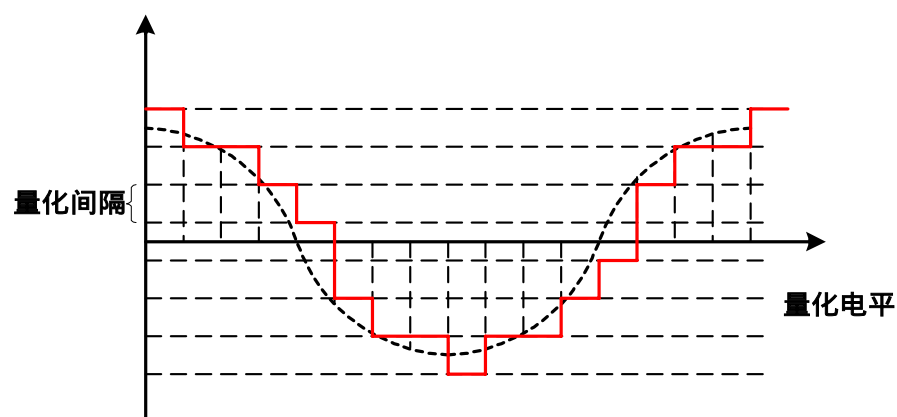
抽样脉冲间隔 $T_s \leq \frac{1}{2f_m}$ —— 不发生频谱混叠。



抽样方式：理想抽样、自然抽样、平顶抽样。

量化技术

量化过程是把一个信号的连续幅值分割成一系列有限的离散的幅值，可以把量化看成一个消除信号的非相关性的操作，而且这种操作是不可逆的。与抽样不同，量化会产生畸变。在任何语音编码过程中，幅度量化是一个很重要的步骤，它与比特率一样，在很大程度上决定了整个畸变。



(1) 均匀量化

量化特性

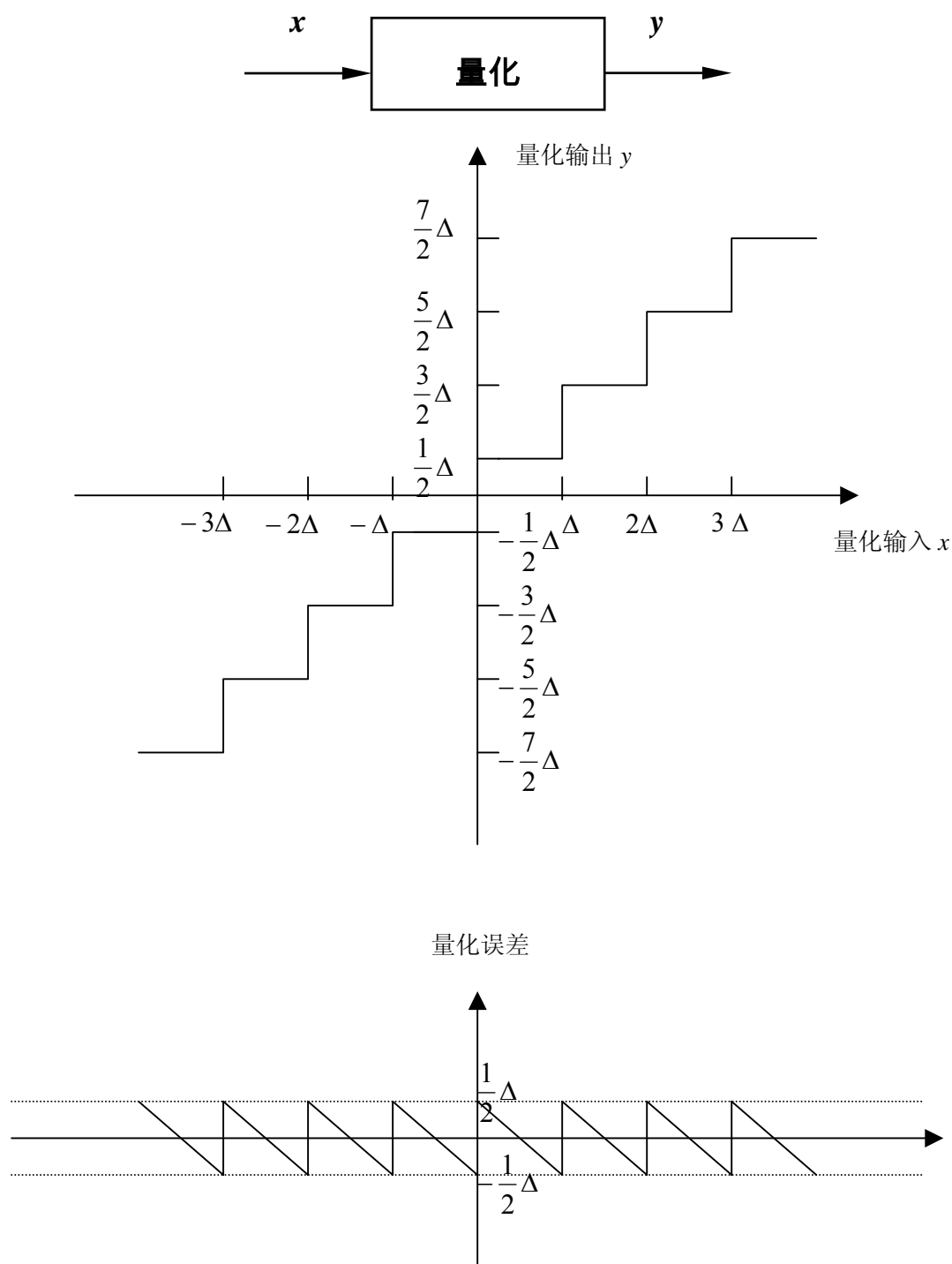


图 5-4 均匀量化过程

均匀量化的特点：

量化误差 $e = y - x$, $|e| \leq \frac{1}{2}\Delta$;

量化信噪比 :

$$\frac{S_q}{N_q} = M^2$$

对于小信号，量化信噪比低。

在均匀量化中，量化噪声与信号电平大小无关。量化误差的最大瞬时值等于量化阶距的一半。所以信号电平越低，信噪比越小。为了使小信号幅度时信噪比满足要求，必须将分层数目 N 增加，因而使编码位数加大。对于语音信号来说，由于信号振幅动态范围较宽，考虑到量化噪声的限制，需要 2048 个量化电平级 ($n=11$) 才能满足要求。

为了克服上述均匀量化的缺点，需要量化阶距随着输入信号电平的大小而改变。在低电平时分层细一些，用小的量化阶去近似，对大信号则用大的量化阶去近似。这样就使输入信号与量化噪声之比在小信号到大信号的整个范围内基本一致。对大信号进行量化所需的量化级数比均匀量化时小得多。

(2) 非均匀量化——压缩扩张

实践中，人们使用压扩技术来实现非均匀量化。目前，在 PCM 中压扩技术主要有两种形式，一种是在发送端首先把输入信号通过一个压缩特性的部件，然后再进行均匀量化和编码。在接收端，利用扩张器来完成相反的操作，使压缩的波形复原。

图 5-5 画出了采用压扩技术的系统框图和采用非均匀量化示意图。信号经过压缩器后，对大信号进行压缩，而对小信号进行较大的放大。由于小信号的幅度得到较大的放大，从而使小信号的信噪比大为改善。

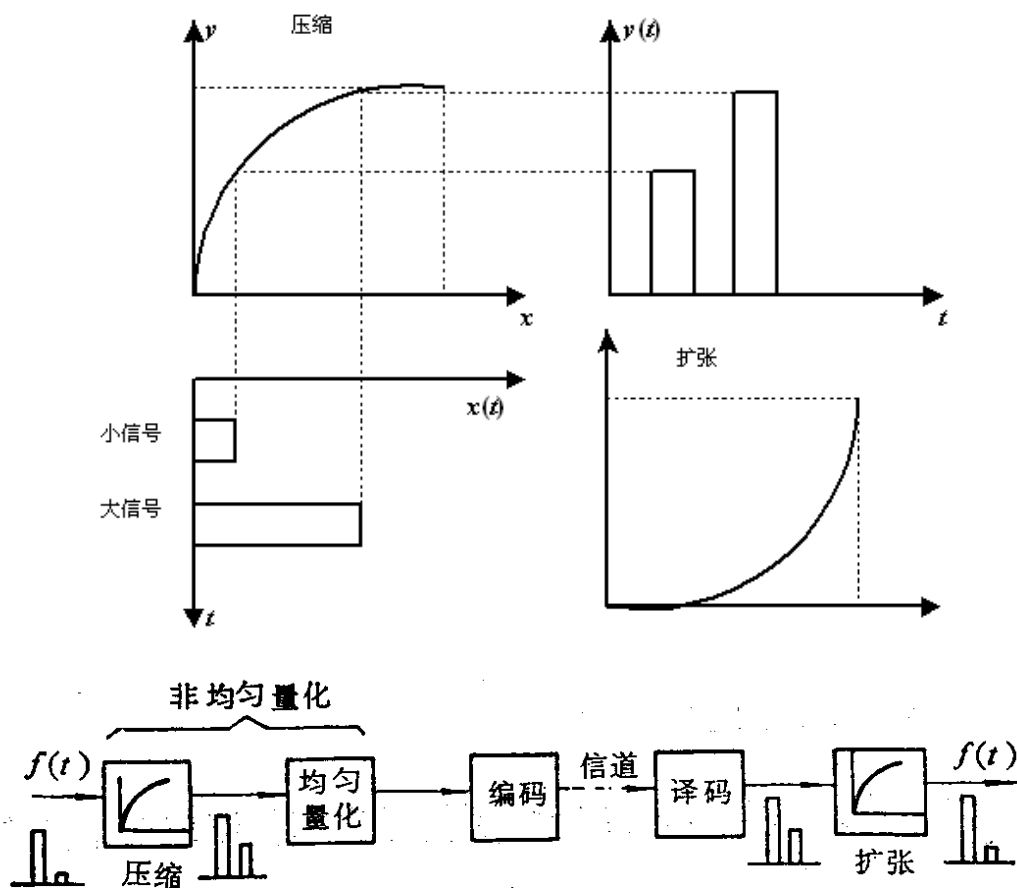


图 5-5 非均匀量化示意图和采用压扩技术的系统框图

另一种压扩技术是数字压扩，它利用数字电路形成许多折线来进行非线性压缩曲线。实际中采用 7 折线 μ 律，13 折线 A 律，15 折线 μ 律等。图 5-6 为 13 折线 A 律压缩曲线。

13 折线

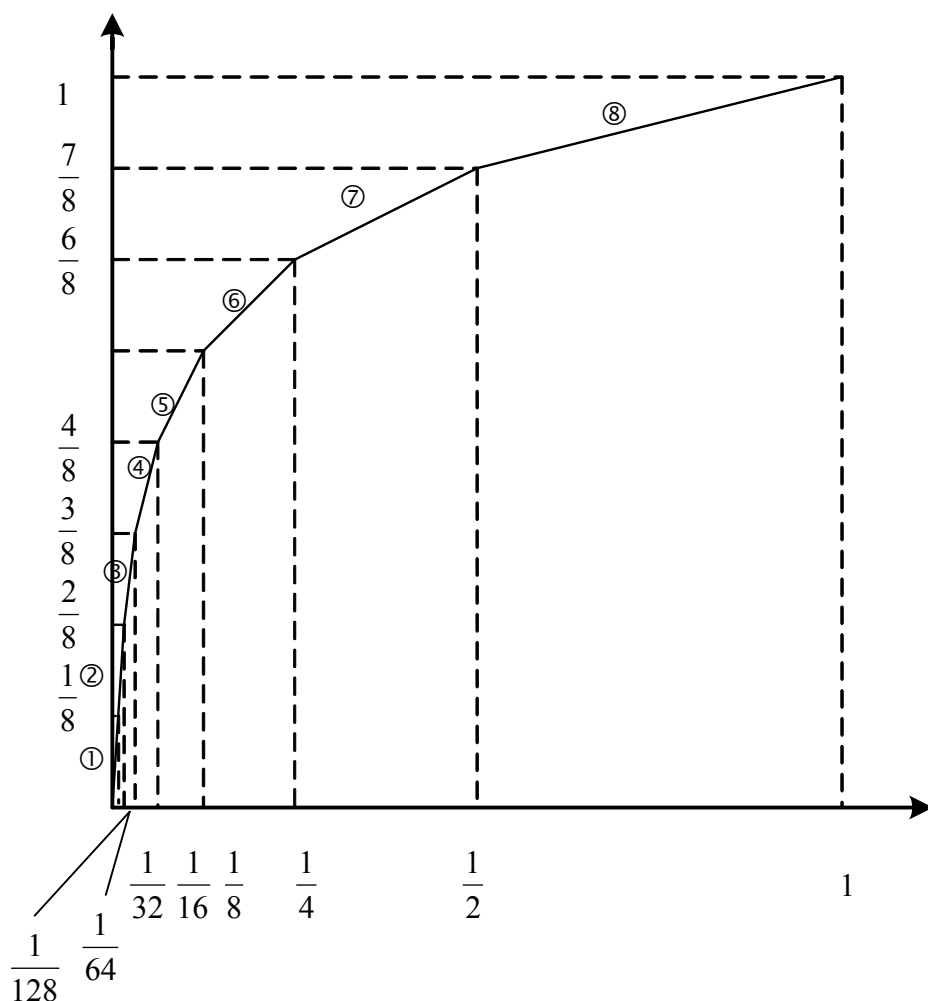


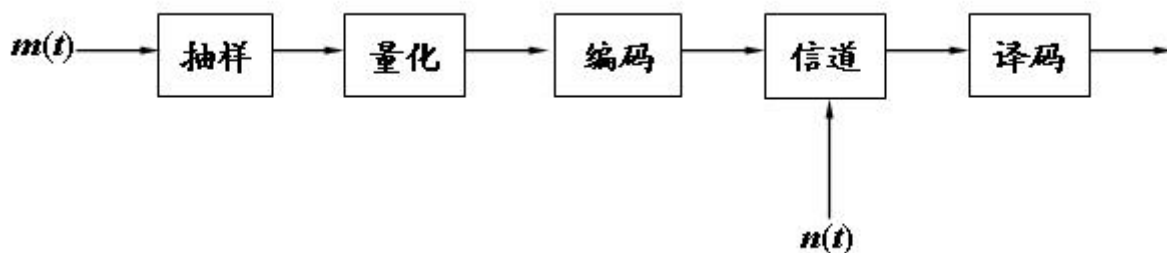
图 5-6 13 折线 A 律压缩曲线

量化线段斜率 k_i : $\Delta y = \frac{1}{8}$

- 1、 $\Delta x = \frac{1}{128}, k_1 = 16$ 2、 $\Delta x = \frac{1}{128}, k_2 = 16$ 3、 $\Delta x = \frac{1}{64}, k_3 = 8$ 4、 $\Delta x = \frac{1}{32}, k_4 = 4$
 5、 $\Delta x = \frac{1}{16}, k_5 = 2$ 6、 $\Delta x = \frac{1}{8}, k_6 = 1$ 7、 $\Delta x = \frac{1}{4}, k_7 = \frac{1}{2}$ 8、 $\Delta x = \frac{1}{2}, k_8 = \frac{1}{4}$

编码

信号经过抽样、量化以后成为可以编码的量化信号。量化信号经过模/数变换可以变换成各种各样的编码信号，然后就可以将他们送到信道中去传输，这就是 PCM 的基带信号。



码型：自然二进制码和折叠二进制码

码位安排：8 位编码。

以下是按照 13 折线 A 律压缩方式实现的编码结构。

$$\begin{array}{ccccccc} a_1 & a_2 & a_3 & a_4 & a_5 & a_6 & a_7 & a_8 \\ | & | & | & | & | & | & | & | \\ \hline & \text{极性码} & \text{段落码} & \text{段内码} & & & & \end{array}$$

| 段落 | 量化电平范围(Δ) | $a_2 a_3 a_4$ | 量化间隔 Δ | $a_5 a_6 a_7 a_8$ (权值) |
|----|--------------------|---------------|---------------|------------------------|
| 1 | 0—16 | 0 0 0 | Δ | 8 4 2 1 |
| 2 | 16—32 | 0 0 1 | Δ | 8 4 2 1 |
| 3 | 32—64 | 0 1 0 | 2Δ | 16 8 4 2 |
| 4 | 64—128 | 0 1 1 | 4Δ | 32 16 8 4 |
| 5 | 128—256 | 1 0 0 | 8Δ | 64 32 16 8 |
| 6 | 256—512 | 1 0 1 | 16Δ | 128 64 32 16 |
| 7 | 512—1024 | 1 1 0 | 32Δ | 256 128 64 32 |
| 8 | 1024—2048 | 1 1 1 | 64Δ | 512 256 128 64 |

例如：某 PCM 编码信号为 11001010

极性码 $a_1=1$ ，所以该编码信号对应的量化电平是正极性；

段落码 $a_2 a_3 a_4=100$ ，说明这个编码信号位于 13 折线 A 律量化线段中的第 5 段，其量化电平范围是：128 Δ ~256 Δ ，段内码量化电平起点为 128 Δ ；

段内码 $a_5 a_6 a_7 a_8=1010$ ，根据段内码权值计算段内量化电平。

$$1 \times 64\Delta + 0 \times 32\Delta + 1 \times 16\Delta + 0 \times 8\Delta = 80\Delta$$

最后计算得到的 PCM 编码信号 11001010 对应的量化电平为

$$128\Delta + 80\Delta = 208\Delta$$

最后指出，在 PCM 通信系统中，除了上述几个组成部分之外，还必须设有同步设备。这不仅是由于时分复用的需要，而且即使单路通信也需要同步码组。因为对于一个二进制码来说，码字（组）中的每一位码（0，1），当它在码字中所处的位置不同时，它所代表的量化电平值是不同的。所以在接收端收到 PCM 信号后，必须能区分每一组码字及每一位码在码字中的位置，这样才能正确译码，这是同步设备所要完成的任务。此外，在进行多路传输时，还要利用同步设备来区分“帧”和“路”，所以同步也是时分复用不可缺少的一个环节。

5. 2. 2 自适应差分脉冲编码调制(ADPCM)

通常，人们把低于 64kbit/s 编码速率的语音编码方法称为语音压缩编码技术。语音压缩

编码方法很多,如差分脉码调制(DPCM)、子带编码(SBC)、变换域编码(ATC)等等。多年来大量的研究表明,自适应差分脉码调制(ADPCM)是语音压缩编码中复杂度较低的一种方法,它能在 32kbit/s 编码速率上达到符合 64kbit/s 编码速率的语音质量要求,也就是符合长途电话的质量要求。为此 CCITT 经过三年多时间(1981—1984)的讨论,提出了 32kbit/s ADPCM 语音编码的 G.721 建议,作为长途传输中一种新型的国际通用的语音编码方法。1986 年 6 月又对 G.721 建议进行了适当修正,使 32kbit/s ADPCM 语音编码方法进一步完善,更趋于实用化。

ADPCM 编码是在差分脉码调制 DPCM 基础上逐步发展起来的,ADPCM 的主要改进是量化器与预测器均采用自适应方式,即量化器与预测器的参数能根据输入信号的统计特性自适应于最佳或接近最佳参数状态。

DPCM 的基本原理

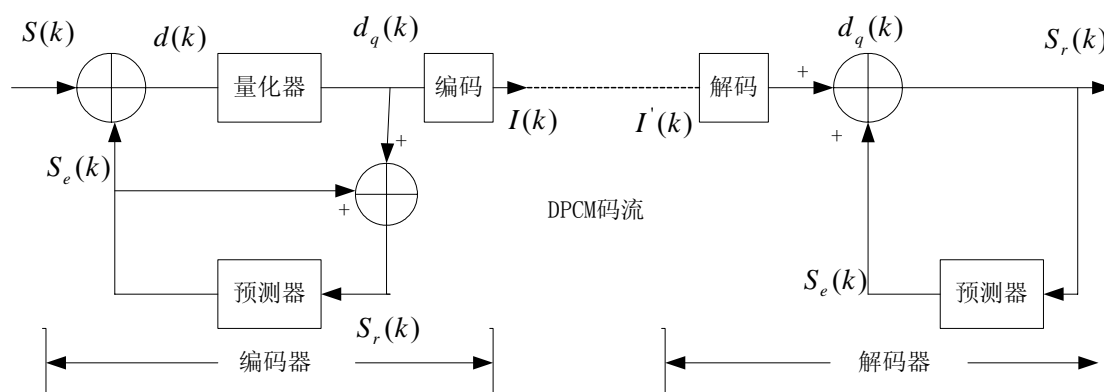


图 5-7 DPCM 的基本原理

DPCM 与 PCM 的区别是: PCM 是用信号抽样值进行量化、编码后传输,而 DPCM 是用信号抽样值与信号预测值的差值进行量化、编码后传输。但随着讲话人不同,或语音内容不同,以及通话过程信号电平的变化,为了能在宽的范围内仍能得到最佳的性能,可以采用自适应差分脉冲编码调制(ADPCM)。脉冲编码调制并不能消除语音信号的冗余度,自适应差分脉冲编码调制(ADPCM)是一种更有效解决语音信号中冗余度的方法。前面曾提及一个语音波形的相邻抽样常常具有很弱的相关性。这表明相邻语音幅度之间差分的方差要比语音信号的方差小得多。在维持相同的语音质量下,ADPCM 允许用 32kbit/s 比特率编码,这是标准 64kbps PCM 的一半。ADPCM 的高效算法已经开发和标准化。CCITT 标准 G.721 ADPCM 算法是用于 32kbps 语音编码的,现已应用于无绳电话系统,如 CT2 和 DECT。

该算法主要技术指标如下:

(1) 语音信号经 ADPCM 编码后,客观测量 SNR 应完全符合 PCM 编码系统的指标要求(CCITT G.711 建议),其主观听觉测试性能非常接近于 PCM 质量。

(2) 经过四次音频转接后,主观语音测试质量良好,其主观平均判分(常简称 MOS 值)应大于 3.5 以上。

(3) 在信道误码率低于 10^{-3} 的情况下能稳定工作。

(4) 4800b/s 的 Modem 信号经过 4 次编解码后,其误比特率应小于 10^{-5} — 10^{-6} 。

在一个差分 PCM 方法中,编码器量化一系列相邻抽样的差分值,解码器通过对已量化的相邻抽样的差分值积分,来恢复原始信号。因为对于一个给定的 R 比特/抽样值,量化误差的方差是直接与输入的方差成正比的,所以对于给定 R,量化器输入方差的减少直接导致了重建信号误差方差的减少。

实际上,ADPCM 编码器要运用信号预测技术来实现。一个线性预测器不是用来对相邻

抽样差值进行编码，而是用来预测当前抽样值。然后对预测值与实际抽样值之间的差别，也称为预测误差，进行编码。预测是以语音自相关特性为基础的。

目前 32kb/s ADPCM 主要应用于扩充现有 PCM 信道传输容量，即把 30 路 PCM 信号合并成一个 2048kb/s 的 60 路 ADPCM 信号，这是 CCITT G.761 建议的国际标准。因此，采用标准的 64kb/s PCM 是经过对数压缩后的数字信号，它不能直接进行一般算术运算，所以，在进入 ADPCM 编码前，必须把 A 律 PCM 码变换成自然二进制码，即线性 PCM 码。这一变换可以通过两者之间内在的对应关系来实现。在接收端，则需要进行一次反变换，把 ADPCM 码解码得到用线性 PCM 码表示的重建信号 $S_r(k)$ ，变换成 A 律或 μ 律对数 PCM 信号输出。

3) 自适应量化器

CCITT G.721 建议采用 $L=16$ 的双模式非均匀自适应量化器。由于差值信号 $d(k)$ 接近于高斯分布，所以采用输入为高斯分布的最佳非均匀量化器。

4) 自适应预测器

G.721 建议采用零极点后向序贯自适应预测器。它有 6 个零点($M=6$)与 2 个极点($N=2$)，并采用次优化的梯度符号法来自适应修正预测系数。由于 $N>2$ 的多阶极点预测器的稳定条件较难确定，因此，在有误码存在时，可能出现不稳定现象。实验证明，8 阶零点预测器能取得相当高的预测增益 G_p 。因而，采用 6 阶零点与 2 阶极点预测器的组合，以取得良好的预测增益 G_p 。

6. PHS 通信系统中的基本调制技术

6. 1 调制技术概述

数字调制就是利用数字基带信号对射频载波进行调制，数字调制技术的目的就是使传输的数字信号与信道特性相匹配便于有效的进行信息传输。

调制的作用：

- 使信号适于信道的传输特性；
- 信道复用；
- 提高抗干扰能力。

信道的特点是：带宽有限、干扰和噪声大、存在多径衰落，所以无线信道对调制的要求是高频带利用率、强抗干扰、抗衰落特性。

最基本的数字调制是二进制调制，包括：2ASK、2FSK、2PSK，但目前实际中应用更多的是多进制数字调制和改进型的数字调制技术，如正交调幅(QAM)、最小移频键控(MSK)、正交移相键控(QPSK)等等。

数字调制的载波为简谐信号 $A\cos(\omega_c t + \theta_0)$ ，其调制参量为幅度、频率和相位，下图是三种二进制数字调制的波形。

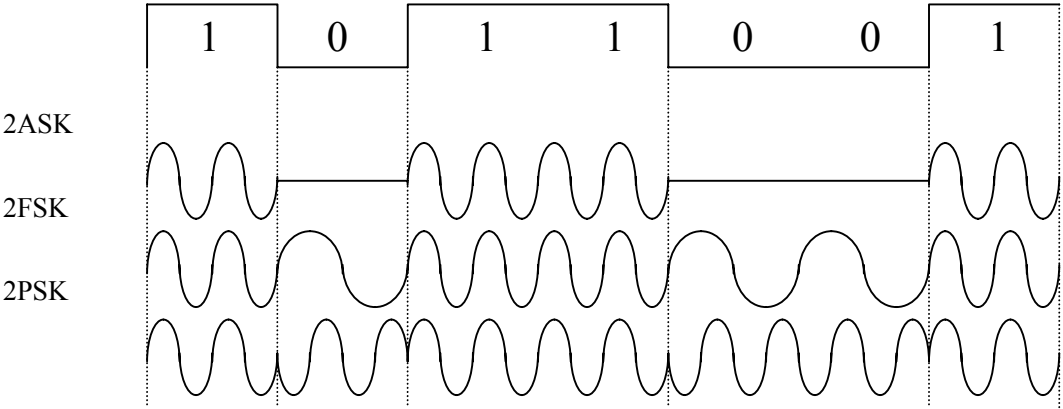


图 6-1 二进制数字调制方法的波形

| 调制方式 | 误码率 P_e | 带宽 B | 频带利用率 η |
|------|---|-------------------------------|--------------------------------|
| ASK | $\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{r}{4}} \right)$ | $\frac{2}{T_B}$ | $\frac{1}{2}$ |
| FSK | $\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{r}{2}} \right)$ | $ f_1 - f_2 + \frac{2}{T_B}$ | $\frac{1}{7} \sim \frac{1}{5}$ |
| PSK | $\frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{r})$ | $\frac{2}{T_B}$ | $\frac{1}{2}$ |

图 6-2 三种基本调制的性能指标

图 6-3 给出调制技术在信息传输中使用的框图

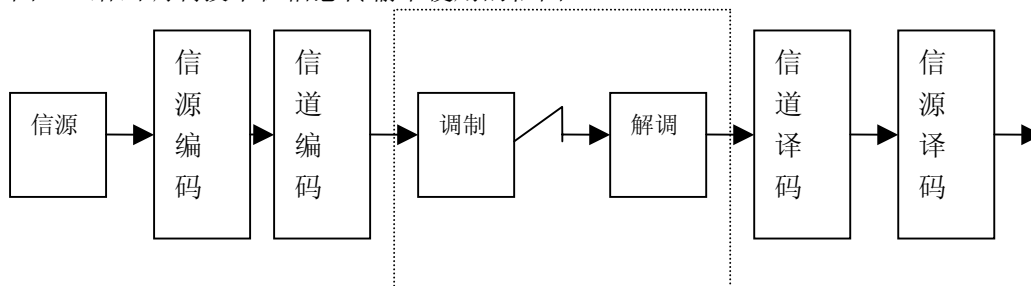


图 6-3 调制框图

在数字移动通信系统中，数字调制是关键技术之一。在为数字蜂窝系统选择调制时必须考虑几个条件：有效的频谱调制技术；小的邻信道干扰；比特差错率小；有效地利用移动台电源功率；适用于蜂窝小区环境；实现技术尽量简单。

由此提出以下几点要求：

- (1) 调制的频谱效率高，每带宽能传送的比特率高，即 b/s/Hz 比率要大
- (2) 调制的频谱应有小的旁瓣，以避免对邻道的干扰。
- (3) 能适应瑞利衰落信道，抗衰落的性能好。即在瑞利衰落的传输环境中，解调所需的信噪比较低。
- (4) 调制解调电路易于实现。

移动通信中所使用的调制技术分别为表 6-1

表 6-1 移动通信中的调制技术

| 标准 | 服务类型 | 调制技术 |
|----------|------|------------------|
| GSM | 蜂窝 | GMSK |
| CD-900 | 蜂窝 | GMSK |
| IS54 | 蜂窝 | $\pi/4$ -DQPSK |
| IS-95 | 蜂窝 | 上行：OQPSK 下行：BPSK |
| PDC | 蜂窝 | $\pi/4$ -DQPSK |
| CT2 | 无绳 | GFSK |
| DECT | 无绳 | GFSK |
| PHS | 无绳 | $\pi/4$ -DQPSK |
| DCS-1800 | 蜂窝 | CMSK |
| PACS | 个人通信 | $\pi/4$ -DQPSK |
| WCDMA | 蜂窝 | |

由表 6-1 我们可以看出，PHS 无绳电话系统使用 $\pi/4$ -DQPSK 调制方式，下面我们就着重介绍 $\pi/4$ -DQPSK 调制解调技术。

6.2 $\pi/4$ -QPSK 调制

$\pi/4$ -QPSK 调制是在常规 QPSK(4PSK)调制的基础上发展起来的，其相位跳变值是 $n\pi/4$ ($n=\pm 1$ 和 ± 3)。图 6-4 是 QPSK 和 $\pi/4$ -QPSK 信号相位状态图，由图可见 QPSK 信号共有 4 个相位状态，其中一个状态可以转换为其它 3 个状态中的任意一个，因而存在着 180° 的相位跳变。而 $\pi/4$ -QPSK 有 8 个相位状态，可以认为这 8 个相位点是由两个 QPSK 信号星座迭加而成。相位跳变被限制在 4 个相位点之间，每个信号只用其中的一个 QPSK 星座点表示，全部状态迁移在两组 QPSK 信号状态之间完成。这两组 QPSK 信号分别用白点和黑点表示，

相隔 $\pi/4$ 。 $\pi/4$ -QPSK 的相位变迁只能对应着状态矢量由白点组变迁到黑点组，或者相反。也就是说，如果现在的码元周期中的相位状态是白点组中的一个，下一个码元周期中的相位状态必然是黑点组中的某一个。因而 $\pi/4$ -QPSK 可能出现的最大相位跳变为 $\pm \pi/4$ 和 $\pm 3\pi/4$ ，即最大相位跳变小于 180° 。与 QPSK 相比 $\pi/4$ -QPSK 限带滤波后有较小的包络起伏，在非线性和信道传输有更优的频谱效率。

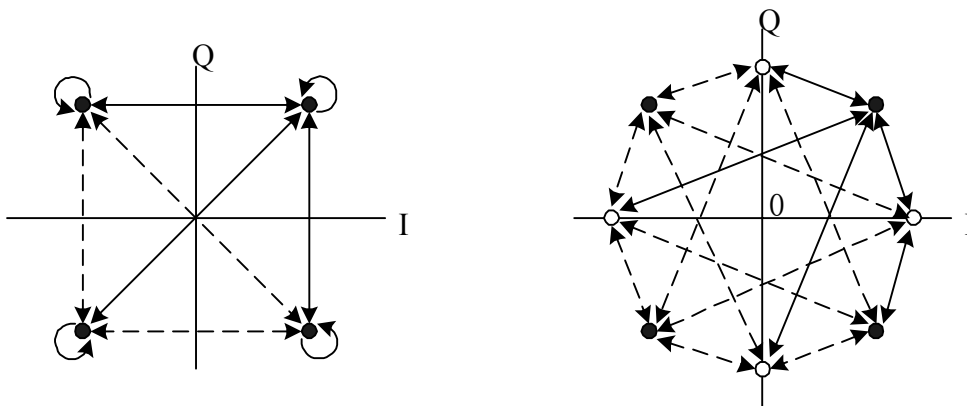


图 6-4 QPSK 和 $\pi/4$ -QPSK 信号状态转移图

表 6-2 映射逻辑

| 双比特码 | | QPSK 相对于参考相位的相位跳变 | $\pi/4$ -QPSK 相对于前一码元的相位跳变 |
|-------|-------|-------------------|----------------------------|
| I_k | Q_k | | |
| 1 | 1 | $\pi/4$ | $\pi/4$ |
| 0 | 1 | $3\pi/4$ | $3\pi/4$ |
| 0 | 0 | $5\pi/4$ | $-3\pi/4$ |
| 1 | 0 | $7\pi/4$ | $-\pi/4$ |

6.3 衰落和干扰中 $\pi/4$ -DQPSK 的性能

将信道建模为一个频率选择性、二进制、Rayleigh 衰落信道，并带有加性高斯白噪声和同信道干扰。Thoma 研究了实际情况中多径信道数据的效果，发现这样的信道有时产生比双线 Rayleigh 衰落模型更差的比特误码率。基于分析和仿真，给出了对于双射线之间的不同的多径时延、不同的车辆速度（比如，不同的多普勒频移）和各种同信道干扰的比特误码率。比特误码率（BER）被视为如下参数的函数：

- 归一化到符号速率的多普勒扩展： $B_D T_S$ 或 B_D / R_S
- 第二多径的时延，归一化到符号持续时间：
- 平均载波能量和噪声功率谱密度的比值，以分贝为单位：
- 载波和干扰的功率比值，以分贝为单位：
- 平均主径和延迟路径的功率比：

Fung、Thoma 和 Rappaport 开发了一个称为 BERSIM(比特误码率仿真器)，证实了前面的分析。

图 6-5 给出了美国数字蜂窝 $\pi/4$ -DQPSK 系统的平均误码率图，这里我们是将它作为载波噪声比率 (C/N) 的函数，而且是不同的同信道干扰级别，在一个慢速、平坦 Rayleigh

衰落信道中进行考虑的。

在一个慢速、平坦衰落信道中，多径时间扩散和多普勒扩展是可以忽略的，误码主要是由衰落和同信道干扰引起的。很明显可以看出， C/I 大于 20dB 时，误码主要是由衰落引起的，符号间干扰还影响甚微。然而，当 C/I 降到 20dB 以下时，干扰就决定了链路性能，这就是为什么大容量的移动系统是干扰受限的，而非噪声受限的。

在移动系统中，即使没有时间扩散，如果 C/N 是无限大的，比特误码率也并不减少到一个不可减少的下限以下。这个不可减少的误码下限是由于多普勒扩展引起的随机调频造成的，这由 Bello 和 Nelin 所揭示。图 6-6 清楚地表明了 $\pi/4$ -DQPSK 系统中，多普勒扩展导致的衰落效应。当速度增加后，不可减少的误码下限值也增加，尽管 E_b/N_0 也增加，这样，对于一定的 E_b/N_0 值，由于移动使得链路性能不会有明显的改善。

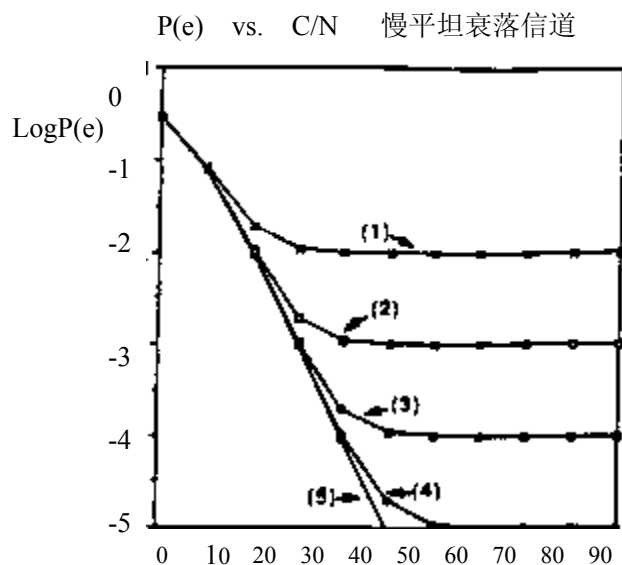


图 6-5

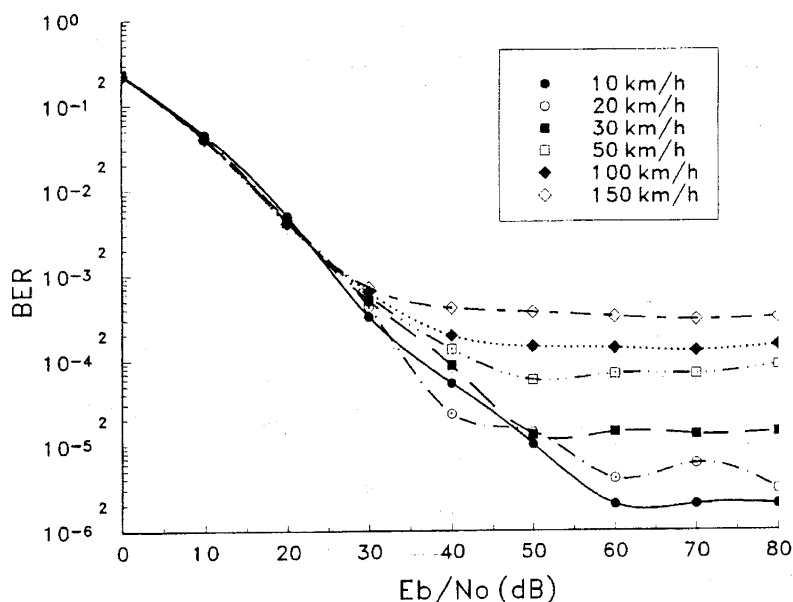


图 6-6

图 6-7 给出了美国数字蜂窝 $\pi/4$ -DQPSK 的比特误码率，这个系统是放在一个 Rayleigh 双线衰落信道中的，其中车辆速度是 40km/h 和 120km/h，最大的信噪比 $SNR(E_b/N_0=100\text{dB})$ 。

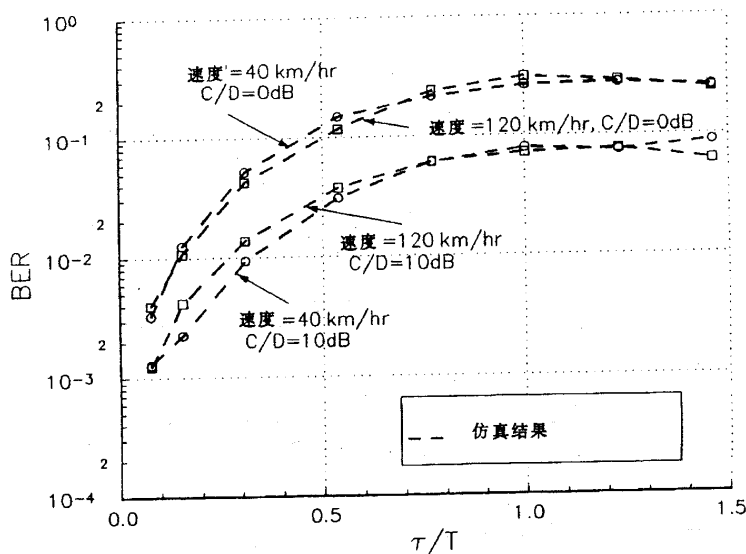


图 6-7

这条曲线是在 $C/D=0\text{dB}$ 和 10dB 的情况下画的，其中 τ/T_s 取不同的值。当双线时延达到符号周期的 20% 时（也就是说 $\tau/T_s = 0.2$ ），由于多径效应引起的比特误码率上升 10^{-2} 以上，使得链路不再可用，甚至是在延迟波束信号比主波束低 10dB 以下。信道中平均比特误码率对语音编码器是很重要的。作为一个一般的规则， 10^{-2} 的信道比特误码率是调制解调语音编码器正常工作所需要的。注意到 $\tau/T_s=0.1$ ，误码概率是低于 10^{-2} 的，甚至是在第一和第二多径分量的功率相等时。图 6-7 显示了第二多径的延迟和幅度对平均比特误码率的影响有多大。

移动速率、信道延迟扩展、干扰程度和调制方式都独立地影响移动通信系统中的比特误码率。所以设计和预测无线通信链路性能时，仿真是很有力的方式，特别是在非常复杂、时变信道条件下的无线系统中。

7. 天线

天线是为了有效地将传输线送来的高频传导电流转变成空间的电磁波或反变换,将空间的电磁波转变成传输线中的信号功率。对于简单的便携式移动通信设备,天线往往直接和收发信设备装在一起。天线在无线市话系统中所占的比重虽然不大,但起的作用却非常大。在 PHS 系统组网中,天线的架设十分关键。

天线的性能可以用许多参数来衡量。根据互易定理,即天线用作发射和接收时进行能量转换过程的可逆性,它们的参数在发射和在接收时保持不变。因此在研究天线性能时,有些参数不必指明是发射天线还是接收天线,但有些参数,只对发射或接收才有意义。

天线有许多类,如有线天线和面天线之分。在 PHS 系统中,天线的主要形式是线天线。所谓线天线,就是它的辐射体的长度远大于其直径。线天线的基础是对称振子。对称振子就是在中点断开并馈以高频电流的导线,馈电点两边导线的长度相等。这种对称振子可以作为独立的天线或成为复杂天线的组成单元,如多个对称振子组合起来就构成天线阵。按照对称振子排列的方法,天线阵可以分为直线阵、平面阵和立体阵。

电磁场理论是天线理论的基础,麦克斯韦方程组用来描述空间电场与磁场之间的关系。第一个方程确定了当电荷运动和电场变化时产生的磁场,即用全电流定律表示电流与磁场强度的关系式。第二个方程式是在法拉第电磁感应定律的基础上建立起来的,它说明当磁场随时间变化时,在同一空间将引起电场的变化。

天线的增益越高,发射波的方向角越小,波瓣越窄,能量也就越集中,所覆盖的距离就越长。但是同时波瓣窄带来一些负面效应,如天线覆盖的纵面会缩小,干扰会增大等等。因此要根据具体情况来用适宜的天线类型,在覆盖效果、干扰等各种因素中做出合理的权衡。

天线系统方框组成如图 7-1:

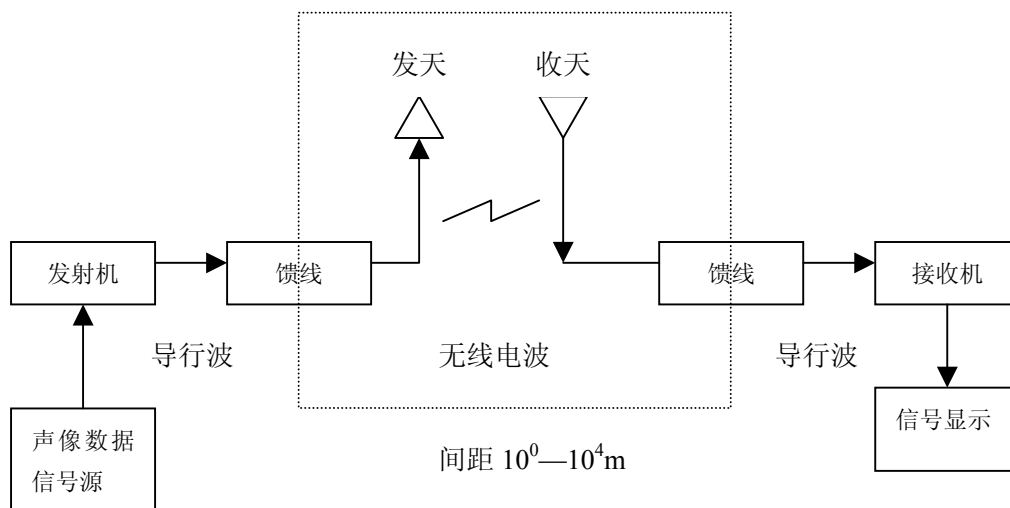


图 7-1 天线系统方框组成

7. 1 天线电指标的定义

1) 频带宽度

天线的各种特性参数在偏离设计频率时,都会不同程度地发生变化。天线的频带宽度

是指各项指标在额定范围内的工作频率范围。

2) 输入阻抗和电压驻波比 (VSWR)

天线实际上是作为馈线的负载，天线将来自馈线的功率转换成电磁能，发射到空间。作为馈线负载，必须考虑天线的输入阻抗，即天线馈线电端输入电压和输入电流的比值。只有当天线的输入阻抗与馈线匹配时，高频电流在馈线中才以行波方式传送，这时的传输效率最高。

为了使天线与馈线良好地匹配，必须使天线的输入阻抗与馈线特性阻抗相等。目前通用的馈线阻抗是 75Ω 或 50Ω 。在移动通信中，常用天线的标称阻抗都是 50Ω ，故馈线也需选用 50Ω 馈线。

为分析天线的辐射性能，定义了电压驻波比 (VSWR)：

$$VSWR = \frac{1 + |p|}{1 - |p|}$$

式中， $|p|$ 为天线的反射系数

$$p = \frac{Z_A - Z_c}{Z_A + Z_c}$$

式中， Z_A 为天线输入阻抗， $Z_c = 50\Omega$

典型值 $VSWR \leq 1.5$

3) 方向性系数 D

天线的方向特性可以用方向性图来描述，但以数量来表示天线辐射电磁能量的集中程度则往往使用方向性系数 D。它的定义是在同样辐射功率时，有方向性天线在任一方向的辐射功率密度（单位面积上通过的电场功率，正比于电场强度的平方）与无方向性或均匀辐射时天线在该点的辐射功率密度之比：

$$D = \frac{S}{S_0} = \frac{E^2}{E_0^2}$$

式中， S 为功率密度， S_0 是无方向性（均匀辐射时）天线在该点的功率密度， E 为被测天线场强， E_0 是无方向性天线在该点的场强。

D 表示天线将辐射功率聚集的能力，它比均匀辐射器提高了 D 倍功率流密度 ($|E|^2$)。均匀辐射器 $D=1$ 。

方向性系数经常以分贝表示

$$D = 10 \lg D_{dB}$$

4) 天线效率 η_A

$$\eta_A = \frac{P_\Sigma}{P_0} = \frac{P_\Sigma}{P_\Sigma + P_n}$$

天线效率就是天线的有效发射功率和天线输入功率的比值。式中 P_n 为损耗功率（介质、导电等）， P_0 是天线输入功率， P_z 有效发射功率。

5) 天线增益 G

天线的增益是指天线在其最大辐射方向上的增益，它是和基准天线相比的一个相对值，有时也称为功率增益。对无线覆盖率和话音质量有较大的影响。

天线是无源装置，为了增加一个方向上的增益必须从另一个方向上取得能量。由于天线总的发射能量是固定的，要增加天线的增益只能在某一方向或平面上重新分配能量，增益只能在所要求的方向或平面上产生。

移动无线电系统使用的是垂直极化，故不希望有任何向上或向下的辐射，由于移动天线是垂直的，基站天线也必须是垂直的。下图 7-2 表示天线组阵（沿垂直方向）如何将向上辐射压缩成低仰角辐射，从而将能量集中到需要的水平面上。

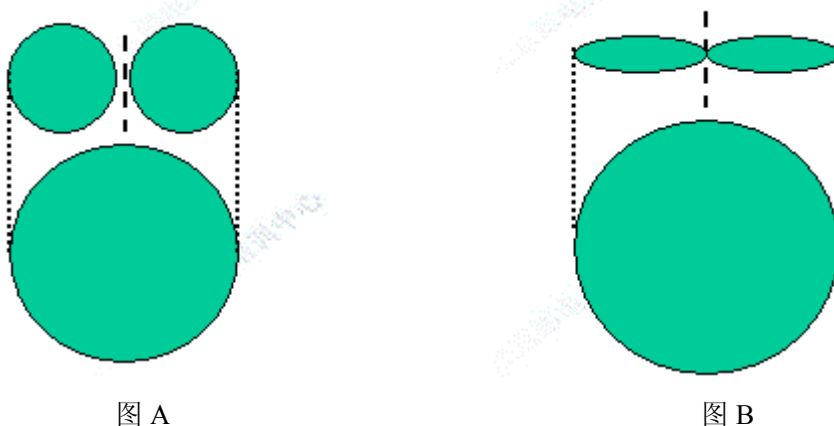


图 7-2 天线组阵（沿垂直方向）如何将向上辐射压缩成低仰角辐射

上图 A 表示单垂直振子的垂直辐射图，水平方向向上的大部分垂直辐射能量都浪费了。天线下面的圆表示水平覆盖面。图 B 表示沿垂直方向增加振子，辐射图被压缩了，主瓣伸展了，水平面的覆盖区大幅度扩展，如图大椭圆形所示。

天线增益通常以半波振子为基准。例如，一幅天线与半波振子相比较用 3dBd 表示，其中，d 为振子。半波振子是该增益的参考天线。有时，增益指标是以各向同性辐射源为参考，其辐射图是个假象的球，球面任意点的辐射都是一样的。可以把太阳看成各向同性辐射源，但在地球上真正的各向同性辐射源是不存在的。以各向同性辐射源为参考的增益，应写成 dBi ，其中 i 表示各向同性辐射源。半波振子的增益是 2.15dBi （相对各向同性辐射源是 2.15dB ）。任何天线以各向同性辐射为参考要比以半波振子为参考的视在增益高因此知道计算增益的参考天线是什么，是非常重要的。如果所有的制造商都用同一个参考天线就好了，或者至少用 dBd 或 dBi 表示增益。可是，你有时会发现这样的指标写法：天线增益 7dB 。正确的写法是：以半波振子为参考时用 7dBd 表示，以各向同性辐射为参考时应写成 7dBi ，后者等效于 4.85dBd 。

dBi 用于天线增益相对于全向辐射器的参考值；

dBd 用于天线增益相对于半波振子的参考值；

$$\text{dBi}(\text{dB}) = \text{dBd}(\text{dB}) + 2.15\text{dB}$$

一般天线的发射方向（垂直方向的或者是水平方向的）越集中，那么获得的天线增益也就越高。对于一个全向性天线，在所有方向上的增益都是相同的，定向性天线则是在发射方向的增益最大。

6) 天线极化

在天线辐射方向的电场矢量 E 的空间取向称为天线极化方向。接收天线只有与发射天线极化取向相同时，才能感应最大的电压。极化形式有以下几种：

- 垂直极化；
- 水平极化；
- 斜极化；
- 圆极化（主旋极化、右旋极化）。

7) 天线方向图

在等 r 的球面上，测出无线辐射场强与角度关系的图形。

$$E = E(\theta, \varphi)$$

(1) 水平平面方向图

设振子天线沿 Z 轴原点放置， XY 面为地平面，则 $\theta = 90^\circ$ ，赤道面上测出的场强图及水平平面图为水平平面方向图。

(2) 垂直平面方向图

$\varphi = \text{常数}$ 的子午平面上，测的场强图为垂直平面方向图。

8) 功率容量

天线允许施加的最大功率。

9) 天线隔离度 D_c

(1) 等高架设时

$$D_{CV} = 22 + 20 \lg \left(\frac{S}{\lambda} \right) - (G_T - G_n) \approx 30 \text{ dB} \quad \left(\frac{S}{\lambda} \right) > 10, G_T, G_R < 10$$

(2) 共线架设时

$$D_{CH} = 28 + 40 \lg \left(\frac{S}{\lambda} \right)$$

典型 $D_{CH} \approx 70 \text{ dB}$

(3) 斜架设时

$$D_{CVH} = (D_{CV} - D_{CH}) \times \frac{\theta}{90} + D_{CH}$$

7. 2 天线的高度和间距

采用空间分集方式的天线，其设计依赖于天线高度与天线间距的比值 η ，即

$$\eta = h/d$$

对于水平分集天线， n 的最优经验值是 11，这时可获得最优分集增益。而两天线之间间距应为半波长即 $\lambda/2$ ($\lambda \approx 0.157 \text{ m}$) 的奇数倍，并且现有的 PAS 系统基站天线的距离应大于 5λ 由此可得出天线高度与天线间距的最优经验值，如表 7-1 所示。

表 7-1 水平分集天线高度与间距的最优经验值

| 序号 | 天线间距 (m) | 天线高度 (m) | 间距的半波长倍数 |
|----|----------|----------|---------------|
| 1 | 0.868 | 9.55 | $11\lambda/2$ |
| 2 | 1.03 | 11.33 | $13\lambda/2$ |
| 3 | 1.18 | 12.98 | $15\lambda/2$ |
| 4 | 1.335 | 14.68 | $17\lambda/2$ |

此外, 当采用基站的组控模式时, 基站之间的天线间距应满足表 7-2 的要求。

表 7-2 组控基站之间的天线间距

| 天线 类型 | 水 平 | | 垂 直 | |
|----------|---------|---------|---------|---------|
| | 10 mW | 200 mW | 10 mW | 200 mW |
| 4.5dBi | > 0.8 m | > 1.0 m | > 0.8 m | > 1.0 m |
| 7dBi | > 0.4 m | > 0.5 m | > 0.4 m | > 0.5 m |

注: 基站组控模式下建议采用上述两种类型的天线

7. 3 PAS 天线选择

在 PAS 通信系统中, 服务区边界的设定是十分重要的。根据传播特性设立服务区边界, 使服务区内有较好的电平覆盖; 同时使同频区的干扰降低到最低, 是提高信道容量的有效方法。这首先要了解各种类型天线的传播特性, 才能设立好最优的服务边界。图 7-3~图 7-6 是 PAS 中常用的几种天线的传播特性图。

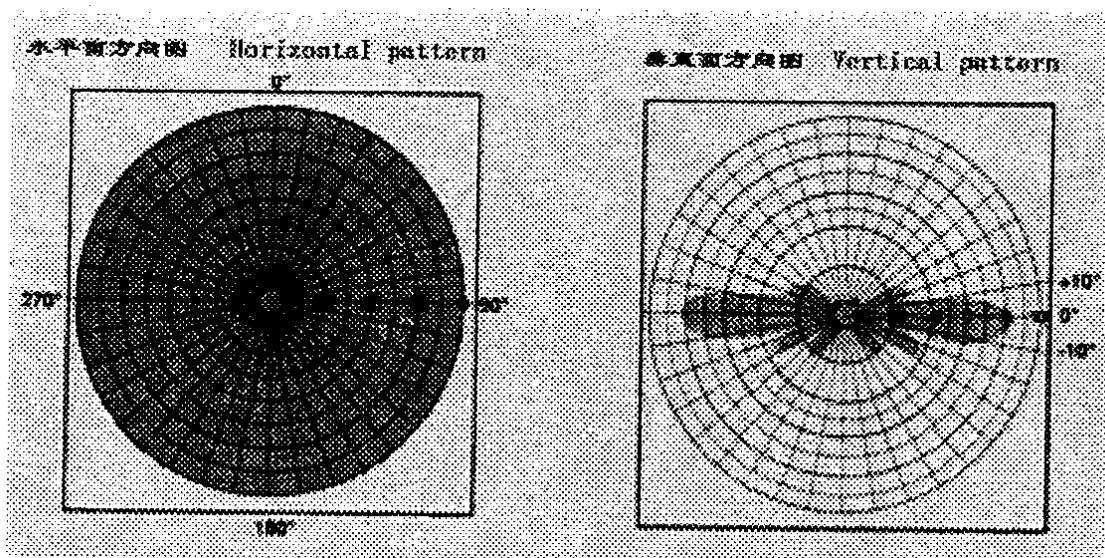


图 7-3 7dBi 全向天线 (垂直瓣宽: 16 度, 水平瓣宽: 360 度)

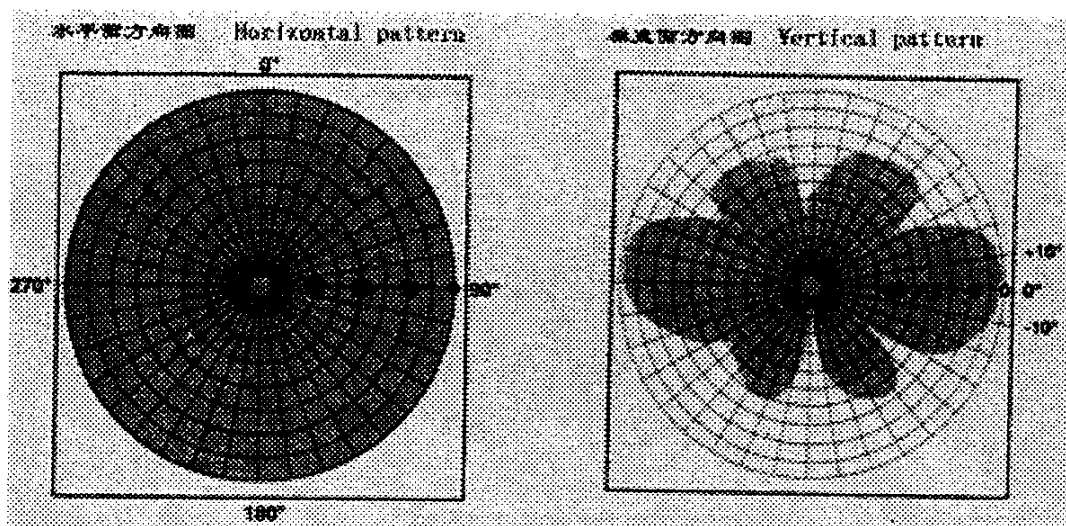


图 7-4 4.5dBi 全向天线（垂直瓣宽：40 度，水平瓣宽：360 度）

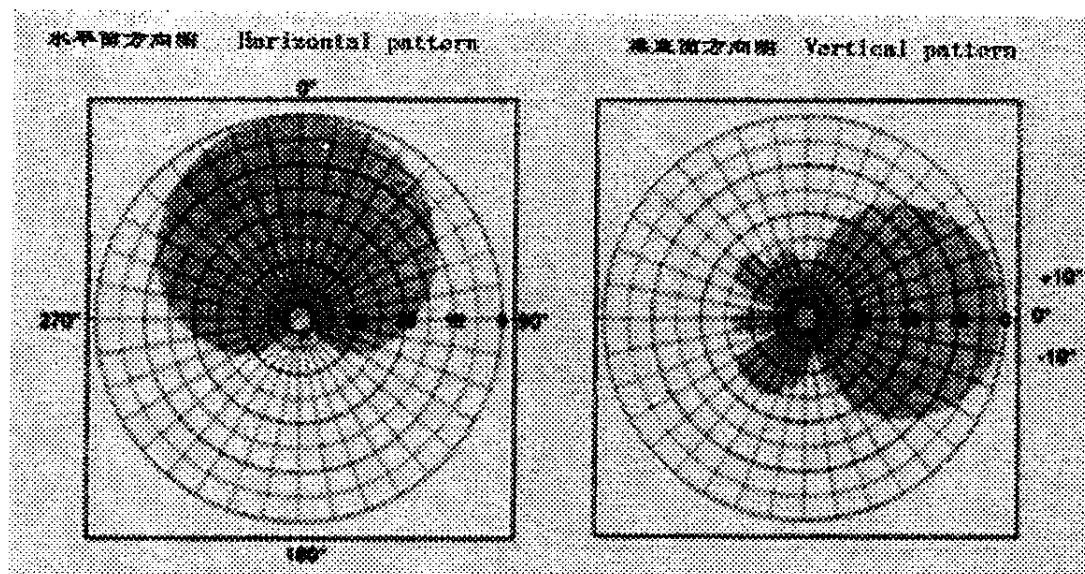


图 7-5 10dBi 定向天线（垂直瓣宽：63 度，水平瓣宽：65 度）

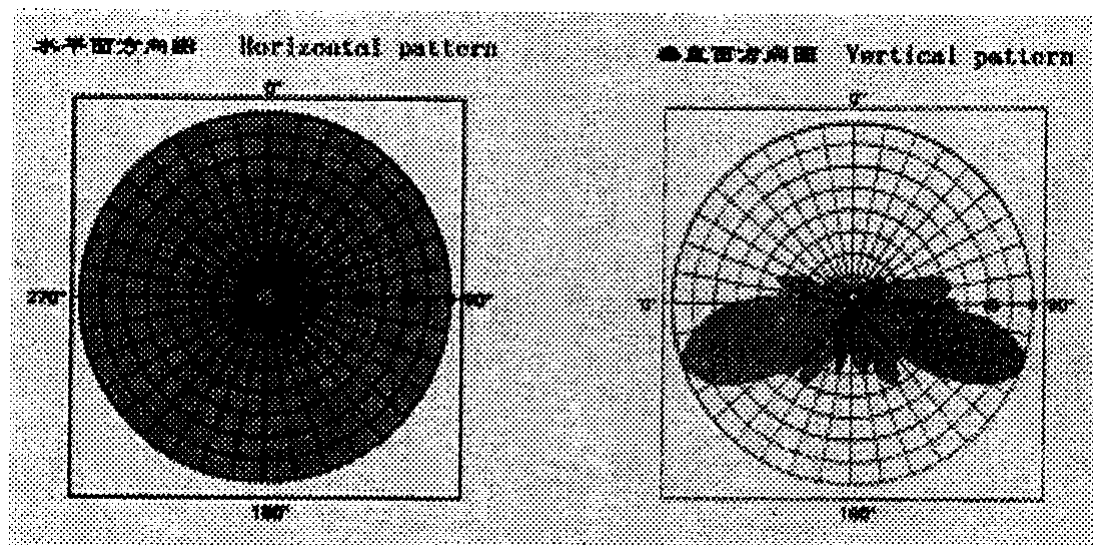


图 7-6 7dBi 定向天线（下倾角度：20 度，垂直瓣宽：16 度，水平瓣宽：360 度）

7. 4 ZXPCS 基站天线说明

基站天线作为 ZXPCS 基站的重要组成部分,主要实现为基站(CS)与用户手机(PS)提供空中物理通道——即将来自基站待发射的高频信号（RF 信号）通过天线转换成电磁波方式，向外空间发射，以便属于自己的手机用户接收到基站发来的信息。同时，将接收来自手机用户发射到外空间的电磁波通过天线转换成电信号（RF 信号），处理手机用户信息。

天线的指标主要由天线增益、主瓣波束宽度、工作频率范围、极化方式以及承受额定功率等指标来衡量。

ZXPCS 基站为了实现较高的接收灵敏度和较强的抗干扰性能，采用了空间分集和自适应技术。每个 ZXPCS 基站有四个全向天线组成天线阵列，基站天线见图 7-7 所示。

图 7-7 中，中间一根为避雷针，四边为与 ZXPCS 基站天线端口相连的全向天线。

根据天线接收理论，天线之间的安装距离大于传播电磁场的频段波长，各自天线从空间接收到的有用信号具有互不相关性，ZXPCS 基站系统很好地利用不相关性原理将四路从天线上接收到的有用信号通过基站内部数字信号处理 CPU 进行运算处理，将四路信号合成叠加，使信号成倍增强。

基站系统通过四根全向天线实现空间分集接收，对某一天线接收信号瞬时深度衰落达 40 至 80db 现象具有抑制作用，系统能更好地解决终端 PS 手机在高速移动中通话能力的移动速度问题和电磁传播环境瞬时变化对通信质量的影响。

对发射信号而言，由于分集接收处理前提条件，反向通过调整四路发射功率模块输出的信号振幅和相位，电磁信号在四个天线阵列空中叠加作用形成约 60°辐射角的定向电磁功率密度辐射瓣指向 PS 手机，使指向 PS 手机方向功率密度最高，手机接收的信号最强。因此对全向发射传统基站而言，PS 手机接收信号载干比提高约 10db。

采用自适应天线，由于定向辐射指向性，在同一可用频带带宽下，具有自适应天线基站的系统频率利用率最高，跨网元间同频干扰最小，更方便于整个系统的网络规划。

以上好处均基于基站系统数字信号处理软件对接收和发射信号处理的结果，天线作为无源部件并不能起到信号处理作用，数字信号处理的算法由基站内部 DSP 芯片完成。

由于天线性能直接影响到 ZXPCS 基站覆盖通信空域，鉴于此，ZXPCS 基站对配备的天线性能指标具有以下要求。

7. 4. 1 天线电性能技术指标

| | |
|--------------|----------------|
| 工作频率： | 1890 ~ 1920MHz |
| 天线增益： | 10±2dBi |
| 极化方式： | 垂直极化 |
| 辐射方向性： | 全向 |
| 波束宽度（3dB 点）： | 10°±1° |
| 额定功率： | ≥50W |
| 标称阻抗： | 50Ω |
| 电压驻波比： | ≤ 1.4 |
| 接口形式： | N 型 male 射频插头 |
| 水平面不圆度： | ±0.5dB 内 |
| 主波束下倾角度： | 10° |
| 主副瓣比： | >10dB |
| 天线长度： | 1.2m |
| 馈缆长度： | 1.2m |

馈缆损耗: $< 0.5\text{dB}$

7. 4. 2 天线环境性能指标

抗风能力: $\geq 35\text{ m/s}$

环境温度: $-40^{\circ}\text{C} \sim +55^{\circ}\text{C}$

工作湿度: $90\% \sim 95\%$ (常温环境下)

要求天线具有良好的防雨淋、防盐雾、防潮以及抗振功能, 外型美观。

天线内部具备 $\lambda/4$ 短路线结构, 对雷击具有旁路作用。

天线与馈缆一体化。基站与天线连接采用防水的 N 型同轴连接器对接。在连接处采用防水胶带缠牢, 避免水汽进入。

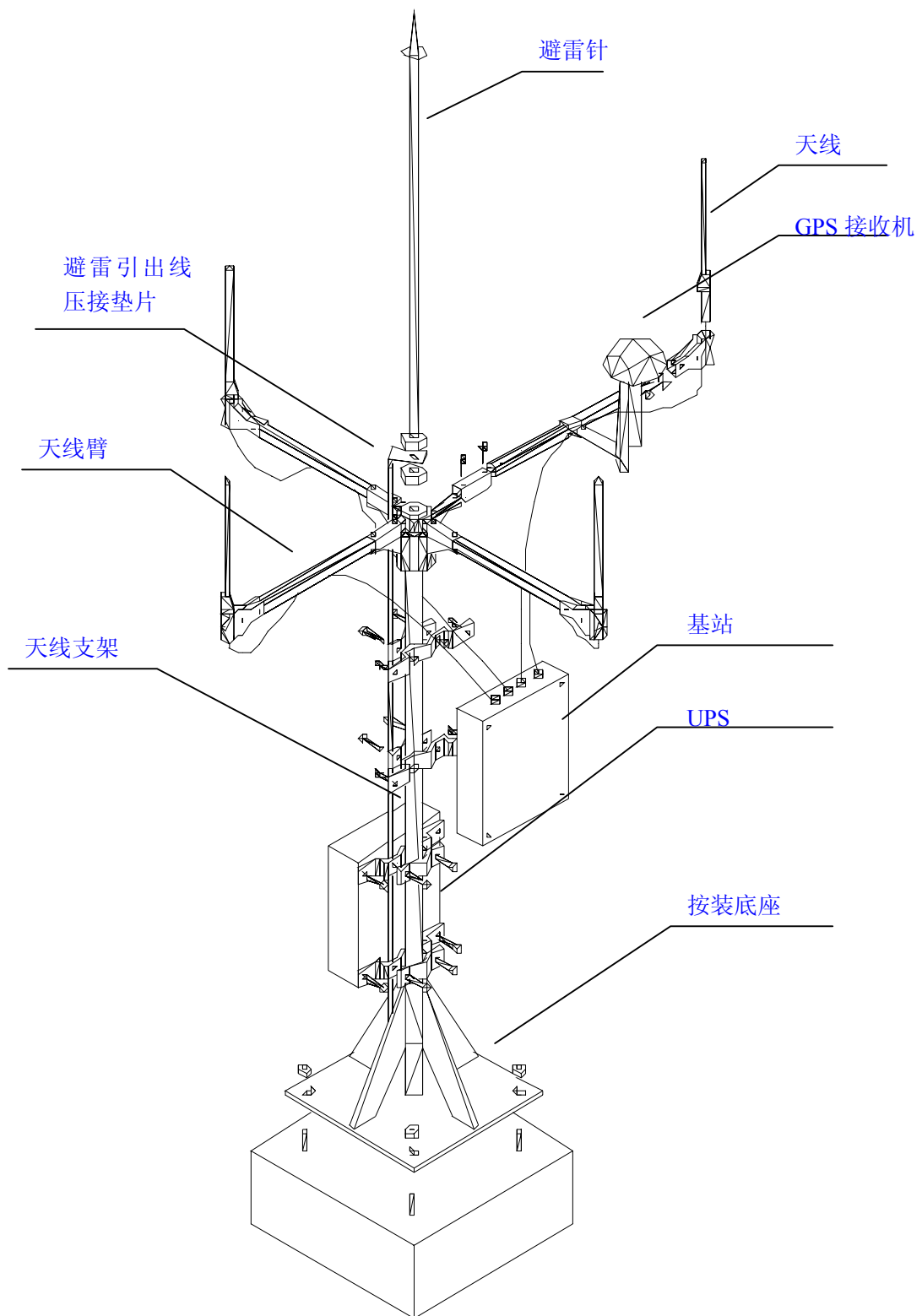


图 7-7 基站天线

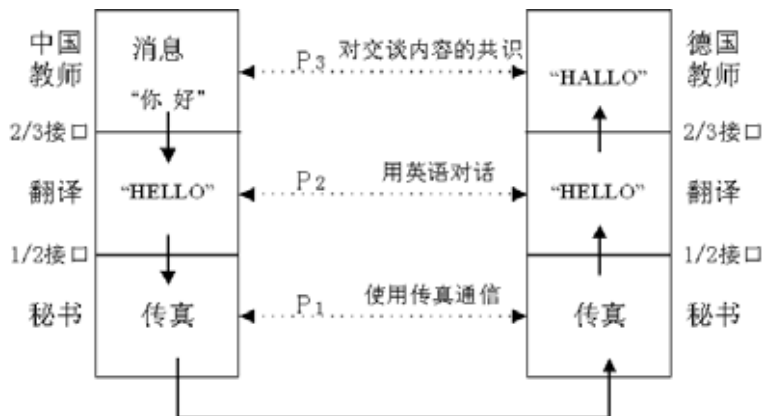
8. OSI 7 层结构简介

多个自主的计算机通过一定媒体互连组成的集合，彼此之间进行信息共享，即称为计算机网络。

在介绍 OSI7 层结构之前，我们需要先来明确几个概念：

- 协议：为进行网络中的数据交换（通信）而建立的规则、标准或约定。
- 实体：任何可以发送或接收信息的硬件/软件进程，每一层中的活跃元素。
- 对等实体：位于不同系统内同一层次的两个实体，协议作用在对等实体之间。
- 接口：相邻两层之间交互的界面，定义相邻两层之间的原语操作及上层对下层的服务。
- 服务：某一层及其以下各层的一种能力，通过接口提供给她相邻上层。
- 网络体系结构：计算机网络的层次及其协议的集合，是对网络及其组成部分的功能的精确定义。
- 协议栈：某一系统内的各层协议集。

为了形象地说明多层通信的思想，在此举一个中德教师之间讨论的例子。



由上例可以看出，多层通信的实质是对等实体之间虚拟通信，而实际的通信在最底层完成。

国际标准化组织（ISO）为了实现不同计算机网络的互相通信，制定了一整套计算机网络的标准，即“开放系统互连”（简称 OSI）。通常人们也将它称为 OSI 参考模型，或 OSI/RM，其结构如图 8-1 所示。

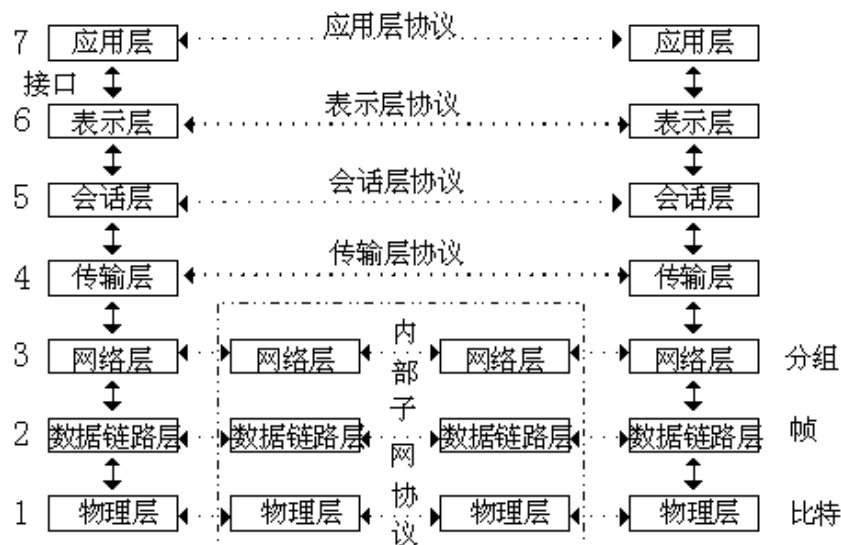


图 8-1 OSI 参考模型

OSI 参考模型具有七层的体系结构，各层分别为：

1) 物理层

物理层的任务是为它的上一层（数据链路层）提供一个物理连接，以便透明地传送比特流。“透明地传送比特流”表示经实际电路传送后的比特流没有发生变化。物理层好像是透明的，对其中的传送内容不会有任何影响，任意数据的比特流都可以在这个电路上传送。

2) 数据链路层

数据链路层负责在两个相邻结点间的线路上，无差错地传送以帧为单位的数据。这样，数据链路层就把一条有可能出差错的实际链路，转变成让其上一层（网络层）看起来好像是一条不出差错的链路。

3) 网络层

网络层传送的数据是分组或包。它的任务就是要选择合适的路由和交换结点，使发送站的传输层所传下来的分组能够正确无误地按照地址找到目的站，并交付给目的站的传输层，这就是网络层的寻址功能。它的另一个功能是防止网络拥塞。

4) 传输层

传输层传输信息的单位是报文。当报文较长时，先分成几个分组，然后再交给下一层（网络层）进行传输。它可根据通信子网的特征最佳地利用网络资源，并以可靠和经济的方式，在两个端系统（源站和目的站）的会话层之间，建立一条运输连接，以透明地传送报文。或者说，传输层为上一层（会话层）提供一个可靠的端到端的服务。

5) 会话层

会话层不参与具体的数据传输，只进行管理，在两个互相通信地应用进程之间，建立、组织和协调其交互。在会话层及以上更高层次中，数据传送的单位一般都称为报文。

6) 表示层

表示层主要解决用户信息的语法表示问题。表示层将欲交换的数据从适合某一用户的抽象语法变换为适合于 ISO 系统内部使用的传送语法。有了这样的表示层，用户就可以把精力集中在他们所要交谈的问题本身，而不必更多地考虑对方的某些特征。此外，对传送的信息加密/解密也是表示层的任务之一。

7) 应用层

应用层是 OSI 参考模型中的最高层，用来确定进程之间通信的性质 以满足用户的需要；负责用户信息的语义表示，并在两个通信者之间进行语义匹配。这就是说，应用层不仅要提供应用进程所需要的信息交换和远程操作，而且还要作为互相作用的应用进程的用户代理，来完成一些为进行语义上有意义的信息交换所必须的功能。

根据本课程的需要，我们在此仅详细介绍 OSI/RM 的下三层。

8. 1 物理层

首先需要强调的是，物理层并不是指连接计算机的具体的物理设备或具体的传输媒体。它主要考虑的是怎样才能在连接开放系统的传输媒体上传输各种数据的比特流。由于现有的计算机网络中物理设备和传输媒体的种类非常繁多，而通信手段也有许多不同方式，因此物理层的作用正是要尽可能地屏蔽掉这些差异，使数据链路层只需考虑如何完成本层的协议和服务，而不必考虑网络具体的传输媒体的不同。

物理层定义了通信设备与传输线接口硬件的机械、电气、功能和过程的特性。如果用 OSI 的术语来讲，那么物理层的作用就是给其服务用户（即数据链路层或数据链路层实体）提供在一条物理的传输媒体上传送和接收比特流的能力。为此，物理层必须具备以下功能。

1) 物理连接的建立、维持与释放

这里，建立一个连接是指：当发送端发送一个比特时，在这条连接的另一端（即接收端）

要准备好一些必要的资源供发送和接收时使用。释放一个连接，则是释放这些资源，以便供其它的连接使用。

2) 物理服务数据单元的传输

物理层在物理连接上的传输方式一般都是串行传输，即一个一个比特按时间顺序传输。对于近距离的通信，有时也采用多个比特并行传输的方式，可以大大提高数据的传输速率。但是并行传输存在比特同步的问题，而且开销大，处于经济方面的考虑，在远程通信中都采用串行传输。物理层要提供这两类物理服务数据单元的传输，而且要保证传输是顺序化的。

3) 物理层管理

物理层管理是指完成物理层的某些管理事务，比如何时发送和接收、异常情况处理、故障情况报告等。

8. 2 数据链路层

我们已经多次使用过“链路”和“数据链路”这两个术语。需要强调的是，二者并不是一回事。所谓“链路”就是一条无源的点到点的物理线路段，中间没有任何交换结点。但数据链路却是另一个概念，这是因为当需要在一条线路上传送数据时，除了必须有一条物理线路外，还必须有一些必要的规程来控制这些数据的传输。因此，物理链路加上必要的通信规程，就构成了数据链路，也称逻辑链路。

数据链路层最重要的作用就是：通过一些数据链路层协议（即链路控制规程），在不太可靠的物理链路上实现可靠的数据传输。其主要功能可归纳如下：

1) 链路管理

当网络中的两个结点要进行通信时，数据的发方必须确知收方是否已处在准备接受的状态。为此，通信的双方必须先要交换一些必要的信息，用术语讲必须先建立一条数据链路。在传输数据时要维持数据链路，而在通信完毕时要释放数据链路。数据链路的建立、维持和释放就叫做链路管理。

2) 帧的分装与同步

在数据链路层，数据的传送单位是帧。数据一帧一帧地传送的好处是，当出现差错时就可以只重传出差错的帧，避免了全部数据的重传。为此，节点在发送过程中，要将从网络层传下来的分组，附上目的地址等数据链路控制信息构成帧，这就是帧的装配；在接收过程中，要检查、剥去帧的数据链路控制信息后，将纯信息（即分组）上交网络层，这就是帧的分解。帧同步是指收方应当能从收到的比特流中准确地分出一帧的开始和结束。

3) 将数据和控制信息区分开

由于数据和控制信息都是在同一信道中传输，在许多情况下，数据和控制信息处于同一帧中，因此一定要有相应的措施使收方能够将他们区分开来。

4) 透明传输

所谓透明传输就是不管所传数据是什么样的比特组合，都应当能够在链路上传送。当所传数据中的比特组合恰巧与某一个控制信息完全一样时，就必须采取适当的措施，使收方不会将这样的数据误认为是某种控制信息。这样才能保证数据链路层的传输是透明的。

5) 流量控制

发送端发送数据的速率必须使接收端来得及接收。当收方来不及接收时，就必须及时控制发方发送数据的速率。

6) 差错控制

为了保证数据传输的正确性，在计算机通信过程中通常采用检错重发。即收方每收到一帧便检查帧中是否有差错，一旦有错就让发方重复发送这一帧，直到收方正确收到这一帧为止。自动重复请求（ARQ）是应用最广泛的一种差错控制技术。

7) 寻址

在多点连接的情况下，既保证每一帧都能送到正确的地址，又使收方知道是哪一个站发送的。

高级数据链路控制协议（HDLC）是 OSI 制定的面向比特的有序链路级协议。在 HDLC 中，任何必须在两个站之间交换的控制信息都被放在传送帧的特定段中，这些段相对帧的边界有固定的位置。其帧结构如图 8-2 所示。

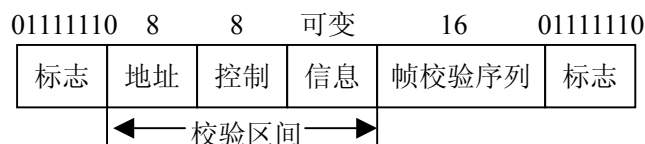


图 8-2 HDLC 的帧结构

其中，信息字段中是从网络层交下来的分组，而标志、地址、控制和帧校验序列等字段解决同步、寻址、流量控制、数据与控制信息的识别、差错控制等问题。

8.3 网络层

数据链路层只能解决相邻节点间的数据传输问题，不能解决两个主机间的数据传输问题，因为两个主机之间的通信通常要包括许多段链路，涉及到路由选择、流量控制等。网络层模型如图 8-3 所示。

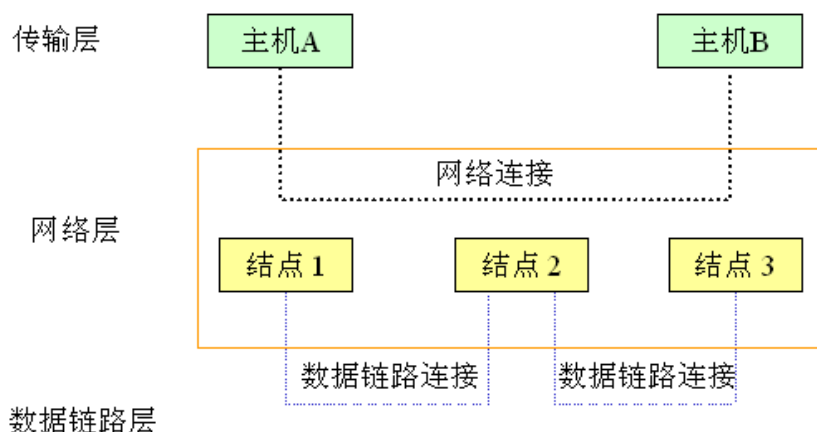


图 8-3 网络层模型

1) 网络层提供的服务

网络层向传输层提供面向连接的虚电路服务和无连接的数据报服务。

虚电路服务类似于电话系统，即数据发送之前需要先建立虚电路，数据传送结束要释放虚电路，把虚电路所占用的存储空间释放给新的虚电路。采用虚电路服务的节点，除保存一张路由表（由路由算法决定）外，还要保存一张经过本节点的虚电路入口出口表。所谓建立两主机之间的虚电路，实际上就是填写这两个主机之间沿途各节点的入口出口表，释放虚电路即从入口出口表中删去响应信息。

数据报服务类似于邮政系统的信件投递，每个分组都携带完整的源、目的主机地址信息，独立地传送。每经过一个中继节点时都要根据目标地址和网络当时的状态，按一定路由选择算法选择一条最佳的输出线，直至传送到目的主机为止。

2) 流量控制

在计算机网络中，流量就是通信量或分组流。当网络中的流量过大时，就会导致网络节点不能及时地处理和转发所收到的分组，从而增加信息的传输时延。若流量再增大，则会使

某些节点因无缓冲区来接收新到达的分组，导致网络的性能明显变差，这时网络的吞吐量将随输入负载的增加而下降，这种情况称为“拥塞”。严重拥塞的结果还会使网络的吞吐量下降到零，网络已完全不能工作，即网络发生了“死锁”。

因此，目前在各种计算机网络中广泛采用的方法主要是设法减少总需求，即采用流量控制公平分配网络资源、杜绝浪费、防止拥塞、避免死锁。

8.4 PHS 空中接口协议栈

PHS 协议分为三个过程，即链路信道建立过程，通信业务信道建立过程以及通信过程。其中链路信道建立过程和通信业务信道建立过程属于呼叫接续过程。

用于链路信道建立的网络层结构与 OSI 分层结构略有差异，它是采用 OSI 模型 7 层协议中的 1—3 层的集中形式。另一方面通信业务信道的建立和通信过程则采用 OSI 的层 1（物理层）、层 2（数据链路层）及层 3（网络层）。PHS 的三个协议结构如图 8-4 所示。

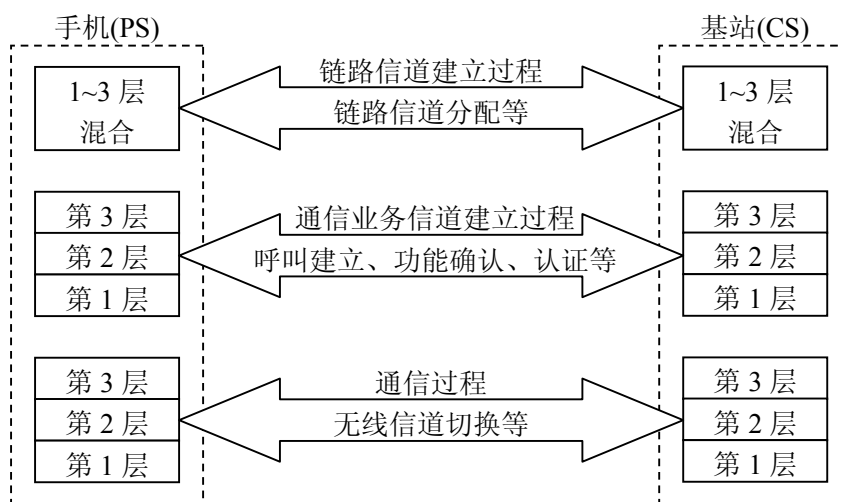


图 8-4 PHS 通信协议结构

PHS 的第一层为物理层，提供载频及控制信道物理时隙和通信物理时隙，并在这些物理时隙上承载各类逻辑信道。

我们知道，PHS 系统的接入方式采用 4 信道时分多址复用（TDMA），传输方式采用时分双工（TDD）。每个载波按 5ms 一帧分成 8 个时隙（每时隙 625 μs），给下行（基站到手机）分配 4 个时隙，上行（手机到基站）也分配 4 个时隙，因而每个载频可容纳 4 个双工信道。图 8-5 为 TDMA-TDD 的帧结构。

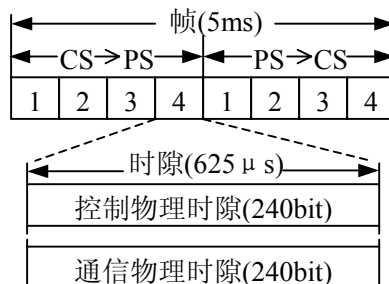


图 8-5 PHS TDMA-TDD 的帧结构

由 PHS 系统帧结构可知，帧结构的时隙分为两类，即控制物理时隙和通信物理时隙，

每个时隙传送 240bit 信息，因此 PHS 系统的传输速率为

$$\frac{240\text{bit}/\text{时隙} \times 8\text{时隙}/\text{帧}}{5\text{ms}/\text{帧}} = 384\text{kbit}/\text{s}$$

PHS 定义了两类逻辑信道：逻辑控制信道和逻辑通信信道。一个小区的所有终端均要共享逻辑控制信道，逻辑控制信道必须工作在控制物理时隙；逻辑通信信道是分配给各个终端，并工作在通信物理时隙。

第二层为数据链路层，保证信息传递的可靠性。该层协议采用类似高级数据链路控制（HDLC）的协议，但不带误码检测的 FCS 码（帧校验序列）。

第三层为网络层，用以支撑网络功能，即主要完成呼叫建立、挂断、位置登记、信道切换等必要的功能。PHS 系统与 GSM 相类似定义了三个网络控制协议：无线传输管理（RT）、移动性管理（MM）和呼叫控制（CC）。其中，RT 协议包含无线资源管理及信号加密。MM 协议除了完成常规的移动性管理功能外还要执行鉴权程序。

链路信道建立过程由 RT 构成，并且终端与基站在公共控制信道上交换消息，分配用于通信的专用控制信道。由于采用开放的无线信道链接方式，所以呼叫接续需要选择协议种类。呼叫建立和选择通信过程的协议后，再进行通信业务信道的建立过程。这样在通信过程中就利用前面过程设定的信道、协议进行通信，并进行必要的无线信道切换。

注意，与其他低功率系统不同的是 PHS 的通信业务信道的分配由基站负责。

如果信道分配的目的是建立一次呼叫，系统则进入通信业务信道建立过程。在该过程中，终端和基站交换移动性管理（包括鉴权）消息以及呼叫控制消息，这类似于 GSM 呼叫建立所使用的消息。

当双方连接时，呼叫进入通信过程，其主要任务就是交换用户信息。

在 PHS 系统中，越区切换称为信道切换。在呼叫期间，基站和终端都要监视信道质量。反映信道质量的参数有两个，一是接收的信号场强，二是帧差错率，它是在每个时隙中循环冗余校验码所检测的差错。如质量恶化，基站和终端都可进行信道切换。

附录

1. 双共技术

双工技术是指为实现收发同时进行而采用的技术。无线双工方式有两种，FDD（频分双工）和 TDD（时分双工）。

FDD—频分双工收发信各占用一个频率(段),间隔 45MHz 或 80MHz

特点:

收发同时进行,时延小

收发占用不同频率

适合于大区制的国际间和国家范围的覆盖

技术成熟,设备成本较高

TDD—时分双工收发信用同一频率,收发使用不同时间隙

•优点

- 频谱灵活性: 不需要成对的频谱。

- 在 2GHz 以下已很难找到成对的频谱

- 上下行使用相同频率,上下行链路的传播特性相同,利于使用智能天线等新技术

- 支持不对称数据业务: 根据上下行业务量来自适应调整上下行时间隙宽度

- 成本低: 无收发隔离的要求,可以使用单片 IC 来实现 RF 收发信机

•缺点

- 通信距离(小区半径)还受电波传播的时延所限制,通常小区半径为 FDD 系统的 30%左右

- 不连续发射,抗拒快衰落和多普勒效应的能力低于 FDD 系统。在高速移动环境的性能较差,故目前 TDD 系统仅支持终端移动速度为 120km/h。

2. 单位换算

1) dB

dB 是一个表征相对值的值,当考虑甲的功率相比于乙功率大或小多少个 dB 时,按下面计算公式: $10\lg(\text{甲功率}/\text{乙功率})$

[例 1] 甲功率比乙功率大一倍,那么 $10\lg(\text{甲功率}/\text{乙功率})=10\lg 2=3\text{dB}$ 。也就是说,甲的功率比乙的功率大 3 dB。

[例 2] 7/8 英寸 GSM900 馈线的 100 米传输损耗约为 3.9dB。

[例 3] 如果甲的功率为 46dBm,乙的功率为 40dBm,则可以说,甲比乙大 6 dB。

[例 4] 如果甲天线为 12dBd,乙天线为 14dBd,可以说甲比乙小 2 dB。

2) dBc

有时也会看到 dBc,它也是一个表示功率相对值的单位,与 dB 的计算方法完全一样。一般来说,dBc 是相对于载波(Carrier)功率而言,在许多情况下,用来度量与载波功率的相对值,如用来度量干扰(同频干扰、互调干扰、交调干扰、带外干扰等)以及耦合、杂散等的相对量值。在采用 dBc 的地方,原则上也可以使用 dB 替代。

3) dBW 和 dBm

dBW 和 dBm 都是表征功率绝对值的值,即相对于某一基准功率的分贝比。显然,对同一个功率,选用不同基准功率 P_0 所得电平数值不同,后面要加上不同的单位。

dBW 的计算公式为: $10\lg P(\text{功率值}/1\text{W})$;

dBm 的计算公式为: $10\lg P(\text{功率值}/1\text{mw})$ 。

[例 5]功率为 1W 时，电平为 0dBW；

[例 6]功率为 100W 时，电平为 20dBW；

[例 7] 如果发射功率 P 为 1mw，折算为 dBm 后为 0dBm。

[例 8] 对于 40W 的功率，按 dBm 单位进行折算后的值应为：

$$10\lg(40W/1mw) = 10\lg(40000) = 10\lg 4 + 10\lg 10 + 10\lg 1000 = 46\text{dBm}。$$

4) dBi 和 dBd

dBi 和 dBd 是表征增益的值（功率增益），两者都是一个相对值，但参考基准不一样。dBi 的参考基准为全方向性天线，dBd 的参考基准为偶极子，所以两者略有不同。一般认为，表示同一个增益，用 dBi 表示出来比用 dBd 表示出来要大 2.15。

[例 9] 对于一面增益为 16dBd 的天线，其增益折算成单位为 dBi 时，则为 18.15dBi（一般忽略小数位，为 18dBi）。

[例 10] 0dBd=2.15dBi。

[例 11] GSM900 天线增益可以为 13dBd(15dBi)，GSM1800 天线增益可以为 15dBd(17dBi)。

3. 缩略语

| | | |
|-------|---|-------------|
| VHF | Very High Frequency | 甚高频 |
| UHF | UltraHigh Frequency | 超高频 |
| ISO | International Standard Organization | 国际标准化组织 |
| OSI | Open System Interconnect Reference Model | 开放式系统互联参考模型 |
| ARQ | Automatic Repeat Request | 自动重复请求 |
| HDLCL | High level Data Link Control | 高级数据链路控制协议 |
| PHS | Personal Handphone System | 个人便携电话系统 |
| PS | Personal Station | 个人站 |
| CS | Cell Station | 小区站 |
| TDD | Time Division Duplex | 时分双工 |
| FSC | Frame Check Sequence | 帧校验序列 |
| GSM | Global System of Mobile Communication | 全球移动通信系统 |
| RT | Radio Frequency Transmission Management | 无线传输管理 |
| MM | Mobility Management | 移动性管理 |
| CC | Calling Control | 呼叫控制 |
| FCA | Fixation Channel Allocation | 固定信道分配 |
| DECT | Digital European Cordless Telephone | 欧洲数字无绳电话系统 |
| PCM | Pulse Code Modulation | 脉冲编码调制 |
| DPCM | Difference Pulse Code Modulation | 差分脉冲编码调制 |
| ADPCM | Adaptation Difference Pulse Coding Modulation | 自适应差分脉冲编码调制 |
| MSE | Mean Square Error | 均方误差 |
| APC | Adaptation Prediction Coding | 自适应预测编码 |
| LPC | Linear Predictive Coding | 线形预测编码 |
| CVSDM | Continued Varied Slope Delta Modulation | 连续可变斜率增量调制 |
| DM | Delta Modulation | 增量调制 |
| FDMA | Frequency Division Multiple Access | 频分多址 |
| TDMA | Time Division Multiple Access | 时分多址 |

| | | |
|----------------|--|------------------|
| CDMA | Code Division Multiple Access | 码分多址 |
| SDMA | Space Division Multiple Access | 空分多址 |
| DS | Direct Spreading | 直接序列扩频 |
| FH | Frequency Hopping | 跳频 |
| TH | Time Hopping | 跳时 |
| ASK | Amplitude Shift Keying | 幅度键控 |
| QAM | Quadrature Amplitude Modulation | 正交幅度调制 |
| FSK | Frequency Shift Keying | 频移键控 |
| MFSK | Multiple Frequency Shift Keying | 多进制频移键控 |
| PSK | Phase Shift Keying | 相移键控 |
| QPSK | Quaternary Phase Shift Keying | 正交移相键控 |
| $\pi/4$ -DQPSK | $\pi/4$ Difference Quaternary Phase Shift Keying | $\pi/4$ 差分正交移相键控 |