

前 言

为了增加公司销售人员、工程技术人员和高级技术人员在移动通信射频工程方面的专业知识，华东技术部根据移动通信基础知识，工程实践反馈的问题汇总编写了“移动通信射频工程基础知识百题答疑”，内容涉及系统、传播、设备、电磁干扰、网管和网优等方面，有利于上述人员按需查知，并积累专业知识。

题头有“△”标记者为销售人员必读；工程技术人员应该了解带有“△”和“☆”标记的答题；而高级工程师应该通读全部答题，并至少能有条理地讲解超过 90%的内容。

我们希望华东地区技术和销售人员能不断充实有关问题，补充内容，使这份“百题答疑”更全面，更实用；也希望京信公司所有技术人员提出宝贵意见。

京信通信系统有限公司华东技术部

2005-3-30

目 录

系统篇

- △ 1、第一代移动通信系统及其主要特点
- △ 2、第二代移动通信系统及其主要特点
- △ 3、第三代移动通信系统及其主要特点
- △ 4、何谓“双工”方式？何谓“多址”方式
- △ 5、发信功率及其单位换算
- △ 6、接收机的热噪声功率电平（底噪）
- ☆ 7、接收机灵敏度
- ☆ 8、电场强度、电压及功率电平的换算
- △ 9、G 网的全速率信道
- ☆ 10、G 网设计中选用哪个信道的发射功率作为参考功率
- ☆ 11、G 网的传输时延，时间提前量和最大小区半径的限制
- △ 12、GPRS 的基本概念
- △ 13、EDGE 的基本概念
- ☆ 14、CDMA 系统的带宽、信息速率和扩频增益
- ☆ 15、C 网的软切换和更软切换以及切换门限顺序
- ☆ 16、为什么 C 网中导频 PN 码需要偏置
- ☆ 17、什么是导频搜索窗
- ☆ 18、C 网的功率控制技术
- 19、Rake 接收机及其主要功能
- △ 20、第三代系统的工作频段

电波传播篇

- △ 21、陆地移动通信中无线电波传播的主要特点
- ☆ 22、快衰落遵循什么分布规律？基本特征和克服方法
- ☆ 23、慢衰落遵循什么分布规律？基本特征及对工程设计参数的影响
- △ 24、什么是自由空间的传播模式
- ☆ 25、2G 系统的宏小区传播模式

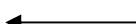
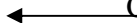


- ☆ 26、3G 系统的宏小区传播模式
 - 27、微小区传播模式
 - 28、室内传播模式
- ☆ 29、接收灵敏度、最低功率电平和无线覆盖区位置百分比的关系
- ☆ 30、全链路平衡和最大允许路径损耗

器件参数

- △ 31、天线的方向性系数和增益
- ☆ 32、天线的有效长度
- △ 33、天线的输入阻抗及驻波比
- △ 34、电压驻波比及反射系数、回波损耗之换算
- ☆ 35、主瓣、副瓣和定向天线的前后比
- ☆ 36、何谓“极化”
- ☆ 37、何谓“分集”
 - 38、智能天线是怎么回事
- ☆ 39、塔顶（接收）放大器改善了什么指标
- △ 40、无源器件的有关指标
- ☆ 41、计算天线隔离度的公式
- △ 42、电缆线的损耗表
- ☆ 43、泄漏电缆的插入损耗、耦合损耗和衰落特性
- ☆ 44、光纤时延和波分复用

电磁干扰篇

- △ 45、电磁兼容（EMC）与电磁干扰（EMI）
- ☆ 46、同频干扰和同频干扰保护比
- ☆ 47、邻道干扰和邻道选择性
- ☆ 48、发信机的（三阶）互调干扰
- ☆ 49、收信机的互调干扰响应
- ☆ 50、收信机的杂散响应和强干扰阻塞

- △ 51、dBc 与 dBm
- △ 52、宽带噪声电平及归一化噪声功率电平
- △ 53、关于噪声增量和系统容量
- △ 54、直放站对基站的噪声增量
- ☆ 55、G 网中，直放站对同频干扰的影响
- ☆ 56、IS-95 CDMA 对 GSM 基站的干扰
- ☆ 57、G 网与 PHS 网的相互干扰
- ☆ 58、码分系统的自干扰特性和极限容量
- ☆ 59、3G 系统邻道干扰测试和仿真环境
- 60、WCDMA  WCDMA 互干扰
- 61、CDMA2000  CDMA2000 互干扰
- 62、WCDMA 系统对 CDMA2000 系统的干扰
- 63、CDMA2000 系统对 WCDMA 系统的干扰
- 64、3G FDD  FDD 互干扰小结
- 65、TD-SCDMA  TD-SCDMA 互干扰
- 66、WCDMA 系统与 TD-SCDMA 系统的互干扰
- 67、CDMA2000 系统与 TD-SCDMA 系统的互干扰
- 68、3G TDD 系统与 FDD 系统的互干扰小结
- 69、PHS 系统与 3G 系统之间的互干扰
- 70、GSM 系统与 3G 系统之间的互干扰

公司产品及网管篇

- △ 71、公司产品命名规则及产品的分类简介
- △ 72、公司目前新产品的介绍
- △ 73、产品技术指标及测量方法
- ☆ 74、无线直放站的内部结构及调试步骤
- ☆ 75、光纤直放站内部结构及调试步骤
- 76、CDMA 搜索窗如何设置
- ☆ 77、公司光纤设备 FSK 告警故障的排除

- ☆ 78、公司远程监控安装方法及处理技巧
- ☆ 79、监控界面各项告警的含义；对应问题的处理方法
- ☆ 80、远程监控安装中常见问题的解决方法
- ☆ 81、工程测试中 CDMA 输出功率频谱仪读书与电脑测试值不符的原因
- ☆ 82、常见工程调试故障排除方法

网优篇

- ☆ 83、什么是小区选择？小区选择的判决依据是什么？
- ☆ 84、什么是小区的优先级？
 - 85、什么是最小接入电平？
 - 86、什么是小区重选？小区重选的判决依据是什么？
- ☆ 87、什么是切换？切换有哪些几种类型？设置相邻小区切换关系的原则是什么？
 - 88、室内覆盖工程中，用户在空闲状态下占用室内信号，但在通话状态下却占用室外信号，为什么？
- ☆ 89、基站距离参数对直放站中继距离的影响
- ☆ 90、直放站对基站的影响
- ☆ 91、PN 码及其规划
- ☆ 92、RSSI、Ec 及其关系
- ☆ 93、Eb/No、Ec/Io 及其差别
- ☆ 94、发射功率 TX
 - 95、导频强度（Pilot Strength）及参数调测
- ☆ 96、导频增加门限及丢弃门限（T_ADD）（16、17）
- ☆ 97、激活集与候选集强度比较门限（T_COMP）
- ☆ 98、激活集与候选集的搜索窗口（SRCH_WIN_A）
 - 99、室内覆盖工程中，高层窗边为什么会出现信号强而通话质量差的现象
 - 100、谈谈导频污染及其解决方法

系 统 篇

△1、第一代移动通信系统及其主要特点。

近代的陆地移动通信系统，也称为蜂窝移动通信系统；自 80 年代起，已历经三代。第一代的主要特点是利用模拟传输方式实现话音业务，以 AMPS（美国、南美洲）、TACS（英国、中国）和 NMT（北欧）为代表。主要商用时间从 80 年代初开始到 90 年代前期。

它的主要特点是：

- ① 模拟话音直接调频；
- ② 多信道共用和频分多址接入方式；
- ③ 频率复用的蜂窝小区组网方式和越区切换；
- ④ 无线信道的随机变参特征使无线电波受多径快衰落和阴影慢衰落的影响
- ⑤ 环境噪声和多类电磁干扰的影响；
- ⑥ 无法与固定网迅速向数字化推进相适应，数据业务很难开展；
- ⑦ 安全保密性差，易被“窃听”，易被“仿制烧号”。

△2、第二代移动通信系统及其主要特点

第二代蜂窝移动通信系统以数字传输方式实现话音和低速数据业务，以 GSM 为主, IS-95CDMA; PHS 为辅。主要商用时间从 90 年代中期开始到现在。

它的主要特点是：

- ① 低速率话音编码技术和数字调制；
- ② 每载波多路、时分多址或码分多址接入；
- ③ Rake 接收机和自适应均衡技术；
- ④ 与固定网向数字化推进相适应，具有中低速数据承载业务能力；
- ⑤ 先进的开放的技术规范（如 A 接口和 U 接口），有利于形成既竞争又相互促进的机制；
- ⑥ 安全保密性强，不易“窃听”，不易“仿制”；
- ⑦ 有利于大规模集成。

△3、第三代移动通信系统及其主要特点

第三代蜂窝移动通信系统以更高速的数据业务和更好的频谱利用率为目标，采用宽带 CDMA 为主流技术，目前已形成两类三种空中接口标准，即 WCDMA FDD（简称 WCDMA）、WCDMA TDD（简称 TD-SCDMA）和 CDMA2000。今后十年内将逐步替代第二代系统而成为主流。

它的主要特点是：

- ① 新型的调制技术，包括多载波调制和可变速率调制技术；
- ② 高效的信道编译码技术，除了沿用第二代的卷积码外，还对高速数据采用了 Turbo 纠错编码技术；
- ③ Rake 接收多径分集技术以提高接收灵敏度和实现软切换；
- ④ 软件无线电技术易于多模工作；
- ⑤ 智能天线技术易于提高载干比；
- ⑥ 多用户检测技术以消除和降低多址干扰；
- ⑦ 可与固定网中的电路交换和分组交换网很好地相适应，满足各类用户对话音及高、中、低速率数据业务的需求。

△4、何谓“双工”方式？何谓“多址”方式？

“双工”（Duplexer）是相对于“单工”而言的收发信机工作方式。在无线对讲（集群）电话问世之初，由于技术及成本因素，发信机采用了“按下讲话”的方式，即有一个通话按钮，按下时表示发信，放开时表示接收，也就是说，此种通话方式不能像固定电话那样同时收发，故称之为“单工”。而技术的进步和制造成本的下降，使双工滤波器能够在各类工作频段都能随意使用，从而使无线对讲电话也能像固定电话那样同时接收和发送，不需要在讲话时按下按钮，这种通话方式就是“双工”方式。

当收信和发信采用一对频率资源时，称为“频分双工”；而当收信和发信采用相同频率仅以时间分隔时称为“时分双工”。

“多址”（Multi Access）是指在多信道共用系统中，终端用户选择通信对象的传输方式，在陆地蜂窝移动通信系统中，用户可以通过选择“频道”、“时隙”或“PN 码”等多种方式进行选址，它们分别对应地被称为“频分（Frequency

Division) 多址”、“时分 (Time Division) 多址”和“码分 (Code Division) 多址”。简称 FDMA, TDMA 和 CDMA.

△5、发信功率及其单位换算

通常发信机功率单位为“瓦特”(W),

它也可以表示为 dBw, 即以 1W 为基准的功率分贝值,

$$\text{即 } P_t (\text{dBW}) = 10 \lg \frac{P_t (\text{W})}{1\text{W}}$$

为了便于计算, 发信功率单位也可用“毫瓦”(mW) 表示, 同样, 它也可以表示为 dBmW (简称为 dBm), 即以 1mW 为基准的功率分贝值, 而

$$1\text{W} = 1000 \text{ mW}$$

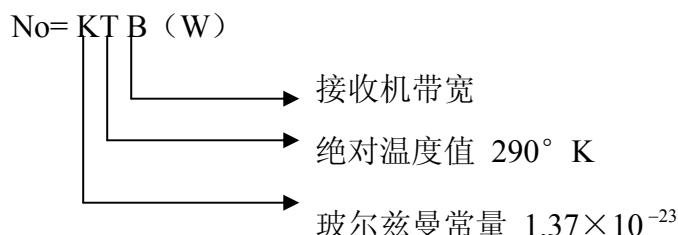
$$1 \text{ dBW} = 30\text{dBm}$$

$$\text{或 } P_t (\text{dBm}) = 10 \lg \frac{P_t (\text{mW})}{1\text{mW}}$$

△6、接收机的热噪声功率电平 (底噪)

任何一个无线通信接收机能否正常工作, 不仅取决于所能获得的输入信号的大小, 而且也与其内部噪声以及外部噪声和干扰的大小有关。

接收机内部噪声也称为热噪声, 它是由电子运动所产生的, 其定义是指当温度为 290°K (17°C) 时, 由接收机通带 (通常由接收机中频带宽所决定) 所截获的热噪声功率电平。这个热噪声功率电平也称为接收机的底噪, 是计算接收机噪声的基本参数。

$$N_o = KTB (\text{W})$$


接收机带宽

绝对温度值 290°K

玻尔兹曼常量 1.37×10^{-23}

如用 dBW 表示, 可写为

$$N_o (\text{dBw}) = -204 \text{ dBW} + 10 \lg B$$

$$\text{或} = -174 \text{ dBm} + 10 \lg B$$

对于 G 网, $B = 200\text{KHz}$ (53dB), $N_o = -121\text{dBm}$

通常决定无线接收机的灵敏度主要器件是输入射频放大器，因此，放大器的噪声系数也同样可用来衡量接收机灵敏度指标。

$$\text{放大器噪声系数 } N_F = \frac{\text{最大可能信噪比}}{\text{实测信噪比}}$$

最大可能信噪比是把信号源内阻作为系统中唯一噪声源时输出端产生的信噪比，此时相当于负载开路状态；

实测信噪比即将放大器的噪声与信号源内阻相加作为噪声源时输出端产生的信噪比。

$$\text{所以 } N_F = \frac{N_i + (N_a / g)}{kTB}$$

式中：kTB—带宽为 B（Hz）时的热噪声

N_i —输入端噪声功率电平

N_a —放大器内部噪声功率电平

g —放大器放大量

以输入电动势表示的灵敏度（ e ）与 N_F 的关系可以表示为：

$$e = \sqrt{KTB \cdot N_F \cdot \frac{C}{N} \cdot R}$$

式中：R 为输入阻抗（ 50Ω ）

N_F 为接收机噪声系数

B 为噪声带宽（通常即接收机的中频带宽）

C/N：为门限载噪比（通常与数据速率有关）

在工程设计中，通常仅需知道接收机输入端(开路)的信号功率 P_i （dBm）

$$\begin{aligned} \text{即 } P_i \text{ (dBm)} &= \frac{e^2}{R} \\ &= KTB \cdot N_F \cdot \frac{C}{N} \\ &= -174 \text{ (dBm)} + 10\lg B + N_F \text{ (dB)} + C/N \end{aligned}$$

对于 G 网，当 $B=200\text{KHz}$ $N_F=4\text{dB}$ $C/N=12\text{dB}$ 时

$$\begin{aligned} P_i (\text{dBm}) &= -174+53+4+12 \\ &= -105 \text{ dBm} \end{aligned}$$

☆7、接收机灵敏度

无线接收机的灵敏度是接收弱信号能力的量度，通常由 μV 、 $\text{dB}\mu\text{V}$ 、 dBmW 表示；

接收机的灵敏度是一个系统指标，它不仅取决于接收机射频通道的性能(噪声系数和带宽)，而且与基带单元的解调性能(门限及算法)有关；外加噪声对接收机的影响主要是在射频通道引入了一个加性白噪声。

接收机的灵敏度指标标称值通常是在静态（实验室屏蔽房内）条件下，为获得规定的终端通话质量（如 $C/N=18\text{ dB}$ 或 $\text{FER}=1\times 10^{-3}$ 等），在接收机输入端输入的电压电平（ μV 和 $\text{dB}\mu\text{V}$ ）或功率电平（ dBm ）

☆8、电场强度、电压及功率电平的换算

电场强度(E)是指长度为 1 米的天线所感应到的电压，以 V/m 、 $\mu\text{V/m}$ 、 $\text{dB}\mu\text{V/m}$ 计，对半波偶极天线而言，其有效长度为 λ/π ，故其感应的电压 e 为：

$$e = E * \lambda/\pi \quad (\text{V})$$

式中：E 为电场强度 (V/m)

λ 为波长 (m)

由于半波偶极天线的特性阻抗是 73.13Ω ，而移动通信接收机的输入阻抗通常为 50Ω ，因此，接收机的输入开路电压

$$A = e \sqrt{\frac{50}{73.13}} = E \cdot \frac{\lambda}{\pi} \cdot \sqrt{\frac{50}{73.13}}$$

若以 $\text{dB}\mu\text{V}$ 计，则：

$$A (\text{dB}\mu\text{V}) = E (\text{dB}\mu\text{V/m}) + 20\lg\frac{\lambda}{\pi} - 1.65$$

$$= E + 20 \lg \lambda - 11.6$$

例如：对于 900MHz 频段， $\lambda = 0.33\text{m}$ ，当采用半波偶极天线时，输入电压 A 与接收场强 E 之间的关系为：

$$A \text{ (dB } \mu\text{V)} = E \text{ (dB } \mu\text{V/m)} - 21.33$$

若采用其他增益天线，只需加上该天线相对于半波偶极天线的增益 G_d 即可
对于移动通信系统，按惯例是以电动势（开路电压）作为灵敏度指标值。因此，其电压与功率的换算应为：

$$P_i = \frac{A^2}{R}$$

$$\text{当 } R=50\Omega \text{ 时 } P_i = A - 137 \text{ (dBW)}$$

$$\text{或 } = A - 107 \text{ (dBm)}$$

△9、G 网的全速率信道

GSM 系统的语音编码采用规则脉冲激励——长期线性预测（RPE—LTP）编译码方式，根据速率不同可以分为全速率和半速率两种信道。当编码器每 20ms 取样一次，线性预测声域分析抽头为 8 时，输出 260bit，此时编码速率为 $260/20=13\text{Kbits/s}$ ，即为全速率信道。

☆10、G 网设计中选用哪个信道的发射功率作为参考功率？

GSM 系统是一个时分多址系统，每个时隙的最大功率都是一样的，但控制信道可以根据移动台与基站距离远近对话音信道功率进行检测，所以话音信道的功率是变化的。

在 G 网作功率规划时，是以相对恒定的 BCCH 信道功率作为参考功率进行规划的。

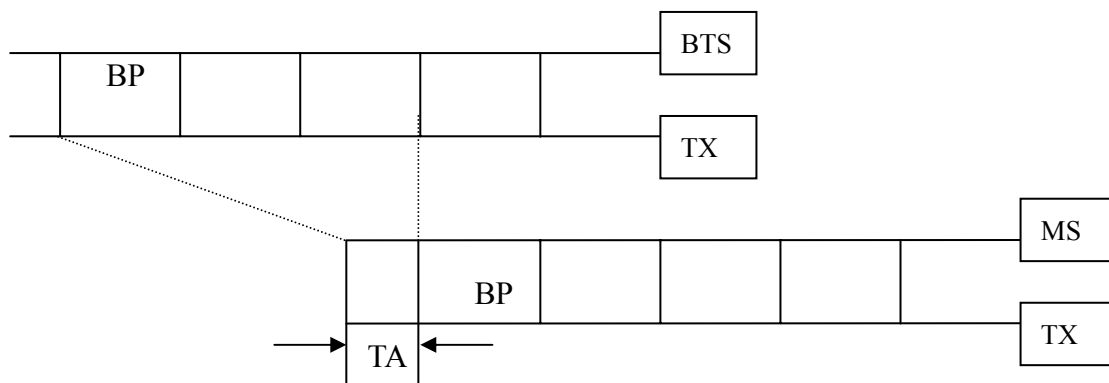
☆11、G 网的传输时延，时间提前量和最大小区半径的限制？

G 网上行传输方向，在随机接入信道（RACH）上传送，用于移动用户（通过基站）向网络提出接入申请。

由于移动台距基站的距离是可变的，因而其传播时延也是变动的，为了保证基站接收机能够准确地接收任一移动台的申请，故在接入信道尾部设立较长的防护段，称为扩展保护期，占 68.25 比特，约 $251\mu\text{s}$ ，该值对应于 35Km 的传输时延，即保证距基站 35Km 的移动台发出的接入申请也不会丢失。

但是，保护期的增加实际上是增加了传输开销，也即降低了信息传输速率，因此，G 网中相应地采用了自适应的帧调整技术。一旦移动台通过接入信道登记，基站便连续地测试传播时延，并在慢速辅助控制信道上以 2 次/秒向移动台发出时间提前量指令，其值为 $0\sim 233\mu\text{s}$ ，移动台按此指令进行自适应帧调整，使得移动台向基站发送的时间与基站接收的时隙相一致。

从基站的角度看，下行方向延时 3 个时隙（BP）就可以得到上行方向的结构，也就是上行时隙与其对应的下行时隙号有 3 个偏移，这是 GSM 规范中规定的。从移动台的角度看，为了弥补传输时延变化的影响，用一个时间值来补偿传播时延，以调整收发时延始终保持在 3 BP，这个数值称为时间提前量 TA（Timing Advance）。此时，从 MS 的角度看，上下行之间的准确偏移量是 $3\text{BP}-\text{TA}$ ，TA 值由 BTS 根据传播时延量计算并通知 MS，如下图所示：



时间提前量的结构图

GSM 规范中，TA 包含 6 位二进制码元，数值范围为 $0\sim 63$ ，每个码元传输时间为 $3.69\mu\text{s}$ ，因此 $\text{TA}_{\text{max}}=233\mu\text{s}$ ，这相当于电波传输 35Km 的往返时间。从这点出发，也可推知，GSM（当 8 个时隙正常运用时）的小区覆盖最大半径只能是 35Km。

当然，GSM 也允许特殊的稀路由状态下，将 8 个时隙合并为 4 个时隙，甚至 2 个时隙或 1 个时隙，此时，允许的小区覆盖半径最大可达 290Km。

△12、GPRS 的基本概念

众所周知，GSM 是以数字话音业务为主的低速率移动通信系统，且只能完成电路数据交换，远不能满足移动数据业务的要求。作为一种改进，以现有 GSM 网络为基础，叠加一个支持高速分组数据传输的网络，将数据业务的速率从 9.6kb/s 提高一个量级，从而推出了 GPRS，即通用分组无线业务（General Packet Radio Service），GPRS 也被称为 2.5G 系统。

除了运营软件需相应升级以外，GPRS 需对原有网络进行一些改动，增加新的设备如业务支持节点（SGSN），网关支持节点（GGSN）等。

GPRS 是移动通信技术和数据通信技术的完美结晶，它可以在保证话音业务的同时，利用无线信道的空闲资源完成分组数据业务，大大地提高了 GSM 无线频率资源的利用率。理论上讲，如果将每个载频 8 个全速率时隙都用来传送数据的话，最高可以提供 171kb/s 的传输速率。但实际上由于受容量和调制方式的限制，其速率一般也只能到几十 kb/s。

GPRS 定义了四种不同的编码方案，即称为 CS-1 到 CS-4，分别对应不同的传输速率（从 9.6kb/s~21.4kb/s）。

△13、EDGE 的基本概念

虽然 GPRS 采用了多时隙操作模式，但也只能将传输速率提高到几十 kb/s，受限制的主要因素在于 GMSK 的调制方式。为了进一步提高 GSM 系统的容量，欧洲电信标准协会（ETSI）推出了一种增强数据率的演进方案，即 EDGE（Enhanced Data Rates for GSM Evolution），也被称为 GSM 的 2.75G 系统。

EDGE 系统引入了多电平调制方式——8PSK 调制，使用户数据信道每时隙的比特率从 22.8 kb/s 提高到 69.2 kb/s，而所有的控制信道仍采用 GMSK 调制方式。

尽管 EDGE 理论上可以达到的最高码率约每帧 560 kb/s，但实际上它还要受移动速度的限制，随着速度的提高，其码率将降至 384 kb/s（ $V=100\text{km/hr}$ 时），甚至到 144 kb/s（ $V=250\text{km/hr}$ 时）。

☆14、CDMA 系统的带宽、信息速率和扩频增益

扩展频谱通信系统是指待传输信息（话音或数据）的频谱用某个特定的扩频函数扩展后成为宽频带信号，送入信道中传输。再利用相应技术将其压缩，从而获取传输信息的通信系统。此时，传输同样信息时所需的射频带宽远比我们已往熟知的各种调制方式要求的带宽要宽得多。扩频带宽至少是信息带宽的几十倍甚至几百和几千倍。其调制信号的带宽不是由原始信息，而主要由扩频函数来决定。

在 CDMA 系统中，常用的扩频函数是伪随机编码序列。所以 CDMA 系统也称为直接序列扩展频谱通信（DS-SS）系统。

扩频系统的理论基础可用香农信道容量公式

$$C = W \cdot \lg_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right)$$

来描述。即当传输系统的信噪比 $\frac{S}{N}$ 下降时，可用增加系统传输带宽（W）的办法来保持信道容量（C）不变。这也是扩频系统具有较强的抗噪声干扰能力的原因。

作为扩频系统抗干扰能力的衡量标志，引入了“处理增益” G_p 的概念来描述，其定义为接收机解扩器输出信噪比与接收机输入信噪比之比值，即

$$G_p = \frac{\text{接收机输出信噪（功率）比}}{\text{接收机输入信噪（功率）比}} = \frac{E_b/N_0}{C/I}$$

在 CDMA 系统中，射频端所接受的信号功率（S）为每比特能量与信息速率（比特率）之乘积

$$\begin{aligned} S \text{ (瓦)} &= E_b \text{ (焦耳/比特)} \cdot R_b \text{ (比特/秒)} \\ &= E_b \cdot R_b \text{ (焦耳/秒)} \end{aligned}$$

而干扰总功率（I）为混合干扰谱密度 N_0 （瓦/赫）与接收机输入带宽（无线信道带宽） B_c （赫兹）之乘积

$$I = N_0 \text{ (瓦/赫)} \cdot B_c \text{ (赫)} = N_0 \cdot B_c \text{ (瓦)}$$

因此，接收机输入端的信号噪声功率比

$$SIR = \frac{C}{I} = \frac{E_b \cdot R_b}{N_0 \cdot B_c} = \frac{E_b/N_0}{B_c/R_b}$$

而 E_b/N_0 即为接收机输出端单位比特信号噪声功率比

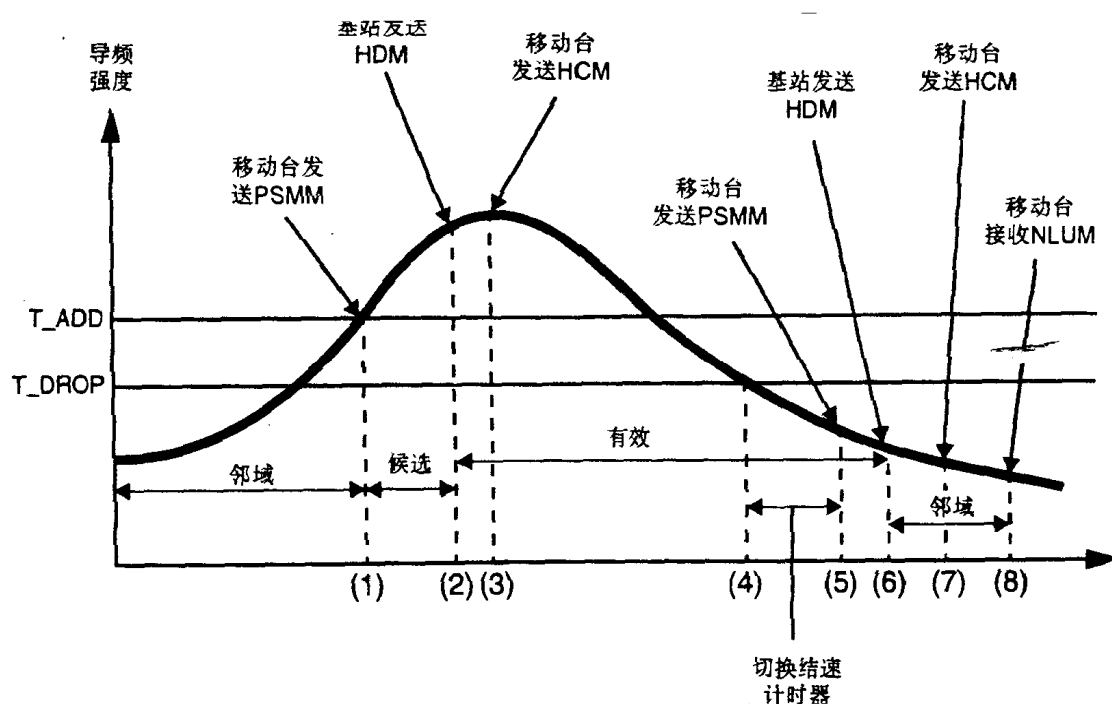
$$\therefore \text{扩频增益 } G_p = \frac{Eb/No}{C/I} = \frac{B_c}{R_b}$$

上述公式表明，码分系统接收机要求的输入信号噪声功率比可以比输出端的 E_b/N_0 低一个扩频增益值，可以是负的分贝数，因此，该系统在输入信号完全被噪声“淹没”时，仍可正常工作。

☆15、C 网的软切换和更软切换以及切换门限顺序

C 网中，因为相邻小区可以使用相同载频，所以当移动台接近邻小区基站时，可能产生强干扰，从而使系统容量下降。为了降低干扰，当相邻小区的信号强度超过现有小区的信号强度时，就需要进行无间断切换。在同频的不同扇区之间的切换称为更软切换。

切换门限顺序如下图所示：



工程上实用的切换参数是：

T_ADD(导频检测门限)：-12 dB

T_DROP(导频丢弃门限)：-14dB

T_Comp(激活集与候选集的比较门限)：2.5 dB

T_TDROP(丢弃计时器值)：3 dB 对应时间 4 秒

图中各标志点的含义是：

- (1)进入软切换过程的时刻：当某导频信号强度超过 T_ADD 时，MS 就向原基站发送一条 PSMM，同时将该导频加入候选导频集；
- (2)基站向 MS 发送切换指示信息的时刻：当导频强度超过激活集中某个导频的强度至少 $T_Comp \times 0.5$ dB 时，基站向 MS 发送 HDM，通知 MS 将该导频加入有效导频集。
- (3)导频信号由候选变为激活状态的时刻：当 MS 收到 HDM 并得到一个新的业务信道后，导频进入有效导频集，同时 MS 向基站发送 HCM，通知基站自己已经根据指示开始对多个基站同时解调了。
- (4)移动台启动切换定时器的时刻：随着 MS 的移动，当两个基站中某一方的导频强度已经低于 T_TDROP 时，MS 启动 T_TDROP。
- (5)定时器计时终止的时刻：当 T_TDROP 计时终止时，MS 向基站发送 PSMM（此时，若导频强度回升到 T_ADD 之上，计时器将复位，重新开始计时）。
- (6)基站向 MS 发送 HDM 的时刻：基站收到 PSMM 后，将此信息送至 BSC，BSC 再返回相应的 HDM，并由基站转发至 MS。
- (7)MS 向基站发送切换完成消息的时刻：当 MS 收到 HDM 后，MS 将该导频从有效导频集移入相邻集，同时 MS 发送 HCM，通知基站已完成切换，此时 MS 将与新基站保持通信。
- (8)软切换过程结束时刻：MS 接收基站发送的 NLUM，即邻域导频更新列表消息，原导频进入剩余集。

☆16、为什么 C 网中导频 PN 码需要偏置？

众所周知，G 网中需要做小区频率规划，以满足同频复用的保护比，

从而使频率资源充分利用。而 C 网不需要做小区频率规划，其相邻小区可以使用同一频率，其相邻小区（或扇区）的识别是利用导频 PN 码的偏置来完成的。导频 PN 码数目共 512 个，通常用导频增量因子来选取 PN 码相位偏置，导频增量因子与搜索窗参数及小区半径有关，详见下表：

导频增量因子	偏移指数增量	小区半径（km）	基站（扇区）偏移数（M）
1	64	<5	512
2	128	5-10	256
3	192	10-16	171
4	256	16-21	128
5	320	21-26	102
6	384	26-31	85
7	448	31-37	73
8	512	37-42	64

C 网中，码片速率为 1.2288Mchip/s，一个码片约为 $0.814\mu s$ ，相当于 244m 的传播距离。所以一个 PN 偏移指数相当于 64 个码片对应于 15.6km 的传播距离。通常在工程上偏移间隔一般大于 64 码片，但被严格限制为 64 个码片的整数倍。

☆17、什么是导频搜索窗？

对导频信号的搜索是基于对距离的考虑，因此，必须对系统中存在的四类导频信号集分别制定搜索窗大小。

搜索窗用于搜索导频信号的路径，其大小以 PN 码片数计，搜索窗口大小应该考虑多径时延扩展，基站的相对位置以及建立移动台系统时钟的小区的相对位置。如果基站软件可以跟踪移动台的位置，或者说可以估计移动台与其他基站的距离，那么移动台所属小区就可以指令移动台对每一个基站使用不同的窗口大小。如果基站不能告诉移动台这种详细的相对延迟信息，那么搜索窗口宽度必须做得稍大一些，以满足移动台位置及各路径延迟的不确定性。

IS-95CDMA 系统中搜索窗参数设置见下表：

导频集	搜索窗参数	取值范围	窗口大小 (chip)	优化范围	推荐值
激活集	SRCH_WIN_A	0~15	4-452	5~7	5
候选集				(20~40chip)	(20chip)
邻集	SRCH_WIN_N	0~15	4-452	7~13 (40~226chip)	10 (100chip)
剩余集	SRCH_WIN_R	0~15	4-452	7~13 (40~226chip)	11 (130chip)

☆18、C 网的功率控制技术

IS-95 CDMA 系统是一个自干扰系统，而移动台位置的随机性，使远端用户的信号被近端用户的干扰所“淹没”，这被称为远近效应。为了提高系统容量，必须克服远近效应，使系统的自干扰降到最低。克服的方法是对移动台功率进行控制，使所有移动台不管离基站多远，到达基站的功率都应相同，仅需满足最低信噪比要求即可，这就是 C 网中实现功率控制的目的。

与上行链路相比，下行链路中对移动台接收而言，所有信道都通过相同的路径传播，移动台无论在什么位置收到的信号与干扰相对值是不变的，因此不存在消除远近效应进行功率控制的问题。下行链路中功率控制的目的是为了减小对邻近小区的干扰，并补偿从其他小区来的干扰。

C 网上行链路采用了两种功率控制方法，开环控制和闭环控制。

开环功率控制有两个功能：调整移动台的初始接入信道功率，并补偿路径传输中大的突发衰落。移动台在行进中使用自动增益控制（AGC）电路测量到的接收信号强度，决定移动台和基站之间的路径衰耗的估计值。此估计值仅仅给出了用户传输衰落的一个大概的估计，而移动台初始的发信功率由下式决定：

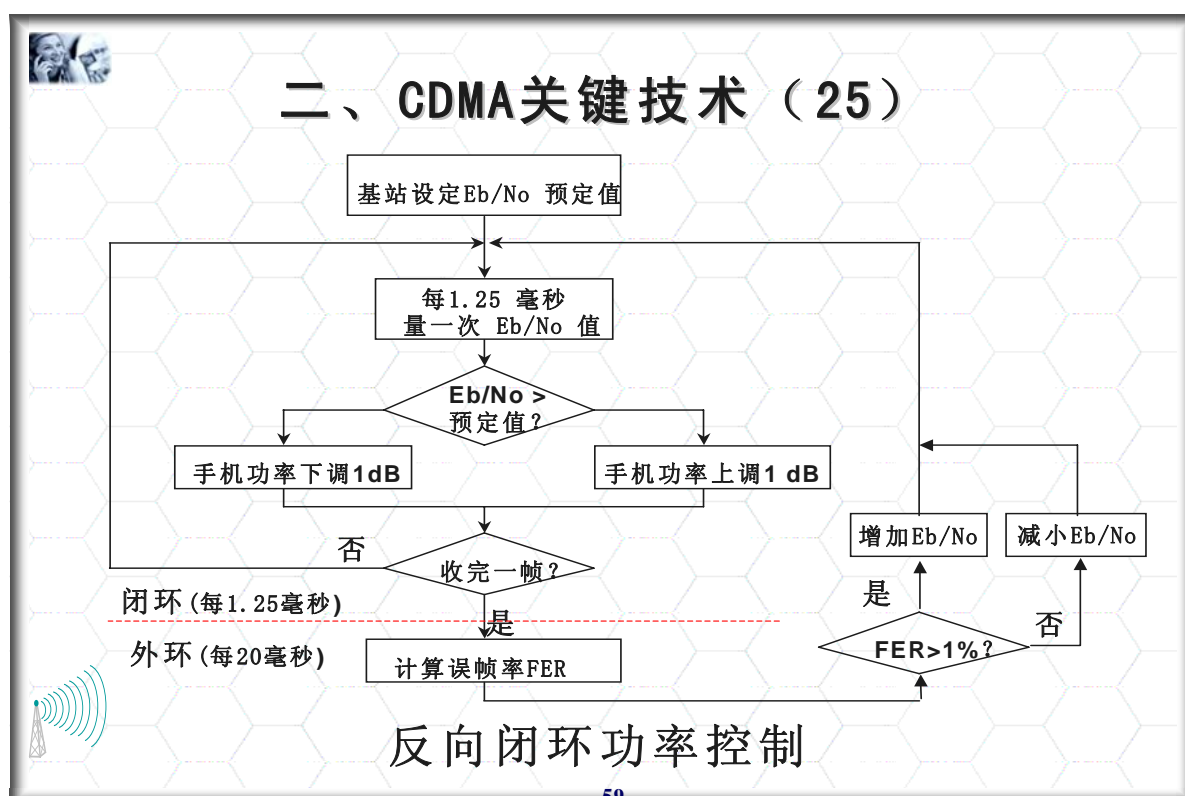
平均输出功率（dBm）= 一平均输入功率（dBm）+ 偏置功率+ 参数

C 网中用于调整的参数是：小区半径，有效发射功率（ERP）和接收机灵敏度，这些参数值均在同步信道上传输，对于类别为“0”的移动台

的偏置功率是-73 dBm，调整参数为 0。

闭环功率控制也是为了补偿上行链路的快衰落，而由基站每 1.25ms 发出一个指令调整移动台的功率。在原理上基站每 1.25ms 测量一次接收到的 SIR 值，并与目标 SIR 值相比较，并调整移动台的发信功率。调整幅度可以由系统设置为 0.25dB，0.5dB 或 1dB，闭环控制范围是±24dB，偏差在 1.1~1.5dB 范围内。

C 网功率控制原理图如下图所示。

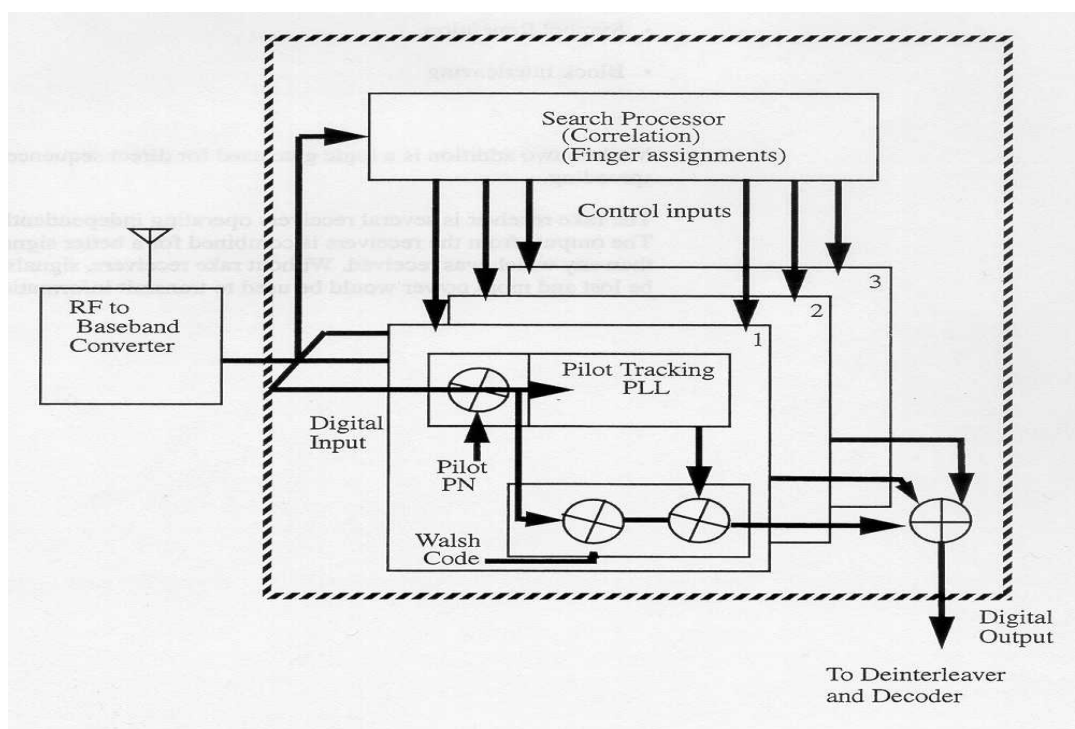


☆19、Rake 接收机及其主要功能

众所周知，移动通信的信道是一个变参信道，受各类障碍物（楼宇、树木、山丘等）的阻挡和反射，接收机就会收到多个不同时延的多径信号。如果时延多径信号之间的时延相差超过一个码片，接收机就可以对它们进行解调。对于 C 网，一个码片为 $0.814\mu\text{s}$ ，所以多径信号的路径差必须大于 250 米才可使 Rake 接收机进行有效解调；而在 3G WCDMA 系统中，由

于码片速率的提高，相对于一个码片的周期为 $0.26\mu\text{s}$ ，其多径信号的路径差只须 78 米就可以进行有效解调。

Rake 接收机包含多个相关器，如下图所示。每个相关器接收一个多路信号。在相关器进行解扩后，信号进行合成，例如采用最大比率合成。因为接收的多路信号是衰落不相关的，因此进行分集可以提高接收性能。



Rake 接收机结构

△20、第三代系统的工作频段

国际 ITU 对 3G 频段的划分：

核心频段 1885~2025MHz 和 2110~2200MHz 共 230MHz

其中 FDD：下行：2110~2170MHz

上行：1920~1980MHz

MSS：卫星移动

空对地：2170~2200MHz

地对空：1980~2010MHz

TDD：1885~1920，2010~2025 共 50MHz

我国对 3G 频段的划分：

核心频段

频分双工（FDD）方式：1920~1980MHz/2110~2170MHz 共 2×60 MHz

时分双工（TDD）方式：1880~1920MHz/2010~2025MHz 共 55MHz

补充工作频段

频分双工（FDD）方式：1755~1785MHz/1850~1880MHz 共 2×30 MHz

时分双工（TDD）方式：2300~2400MHz 共 100MHz 新频段

卫星移动工作频段 1980~2010MHz/2170~2200MHz

扩展频段

825~835MHz/870~880MHz；885~915MHz/930~960MHz；

1710~1755MHz/1805~1850MHz

电 波 传 播 篇

△21、陆地移动通信中无线电波传播的主要特点

陆地移动通信中无线电波传播有两个最显著的特点：

第一、随着移动体的行进，由于建筑物、树林、起伏的地形及其他人为的、自然的障碍物的连续变化，接收信号场强会产生两种衰落，即多径快衰落和阴影慢衰落。前者是快速的微观变化，故称之为快衰落；后者是缓慢的宏观变化，是由阻挡物引起的阴影效应所造成的慢衰落。这两种衰落叠加在一起就是陆地移动通信电波传播的主要特性。

第二、在城市环境中，衰落信号的平均场强与自由空间或光滑球面传播相比要小得多，并且接收信号的质量还要受到环境噪声的严重影响。

通常移动通信电波传播的路径（中值）损耗与距离和频率有关，与收发天线的高度有关，也与地形地貌有关。各类场强预测模式都是人工模型，就是以某些特定的地形为基础，经过大量测试及计算机模拟分析以后提出的参考标准，随后再加以修正。

当工作频率确定以后，在特定的天线高度下，人工传播模型都有三个特征值：断点、斜率和附加修正因子。

$$L_p = A + B \lg \frac{d}{d_0} + C$$

A——当 $d = d_0$ 时的路径(中值)损耗, d_0 即为断点

B——路径(中值)损耗随距离而变化的斜率(衰减因子)

C——对地形地貌的修正因子

☆22、快衰落遵循什么分布规律? 基本特征和克服方法。

在移动通信传播环境中, 到达移动台天线的信号不是单一路径, 而是来自许多路径的众多反射波的合成。由于电波通过各个路径的距离不同, 因而各条路径的反射波到达的时间不同, 相位也不同。不同相位和幅度的多个信号在接收端叠加, 有时同相增强, 有时反相减弱。这样, 接收信号的幅度将急剧变化, 即产生了衰落。这种衰落是由多径传播所引起的, 称为多径快衰落。它的变化速率与移动体行进速度及工作频率(波长)有关, 其变化范围可达数十分贝。衰落的平均速率为 $2v/\lambda$ (v 为车速 m/s; λ 为波长 m)。

大量统计结果表明, 绝大多数的多径衰落遵循瑞利(Raxleigh)分布。一般来说, 模拟移动通信系统主要考虑接收信号幅度的变化; 而数字移动通信系统还需考虑信号的时延和扩展。

在第二代和第三代数字移动通信系统中, 都采用了以下三个措施减少多径快衰落的影响:

- ① 采用合理的纠错编码(如卷积码、Turbo 码等)、交织保护和重传协议, 以增加信号的冗余度, 并进行时间分集;
- ② 利用快速功控和(接收和/或发信)分集缓解功率损失;
- ③ 使用多个 Rake 接收指峰进行多径分集接收, 更好地集中能量。

☆23、慢衰落遵循什么分布规律? 基本特征及对工程设计参数的影响?

在移动通信传播环境中, 电波在传播路径上遇到起伏的山丘、建筑物、树林等障碍物阻挡, 形成电波的阴影区, 就会造成信号场强中值的缓慢变化, 引起衰落。通常把这种现象称为阴影效应, 由此引起的衰落又称为阴影慢衰

落。另外，由于气象条件的变化，电波折射系数随时间的平缓变化，使得同一地点接收到的信号场强中值也随时间缓慢地变化。但因为在陆地移动通信中随着时间的慢变化远小于随地形的慢变化，因而常常在工程设计中忽略了随时间的慢变化，而仅考虑随地形的慢变化。

慢衰落的速率与频率无关，主要取决于阻挡物的尺寸和结构以及收发天线的高度和移动体的速度；而慢衰落的深度取决于信号频率和阻挡物的材质。

大量统计数据表明，阴影衰落服从对数—正态分布，正态分布有两个特征值，即均值（ μ ）和偏差（ σ ），按照对数—正态分布的特征可知，当覆盖区边缘的接收场强中值恰巧等于均值（ μ ）时，系统接收场强没有余量，只能保证覆盖区边缘 50%的地点满足通信要求。

在移动通信系统的无线工程设计中，必须提供接收场强的余量才能保证更多地点的可通率，这个余量与偏差（ σ ）有关。按对数—正态分布规律

余量 (dB)	0	σ	1.28σ	1.64σ	2σ
覆盖区边缘可通率 (%)	50	84	90	95	97.7

而 σ 值根据不同地形特征由实测得到，也可根据国际电联的相关推荐数据进行比较选择而定。

△24、什么是自由空间的传播模式？

所谓自由空间是指相对介电常数和相对磁导率均恒为 1 的均匀介质所存在的空间，这相当于一个真空的空间，在 360° 的球体具有各向同性，电导率为零等特性。自由空间传播与真空传播一样，只有扩散损耗的直线传播，而没有反射、折射、绕射、色散等等现象，其传播速度等于光速，因此，自由空间是一种科学的抽象，但它可以作为实际传播模式的参考。特别在室内视线可见的范围内，其传播模式非常接近于自由空间模型。

自由空间的路径中值损耗

$$L_{bs}=32.45+20\lg f+20\lg d$$

式中 f : 工作频率 (MHz)

d: 收发天线间距 (km)

需要指出, 对于自由空间以及下面以平面大地理论为基础的各类人工模式, 其适用条件是: $d > 5(h_b + h_m)$.

☆25、2G 系统的宏小区传播模式

国际电联推荐用奥村 (Okumura-Hata) 模式所提供的曲线及其归纳的经验公式作为第二代移动通信系统中城市宏小区传播模型。

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

该模型使用范围:

f: 150~1500MHz

h_b : 30~200m

h_m : 1~10m

d: 1~20km

h_m 以 1.5m 为基准

对于中小城市

$$\alpha(h_m) = [1.1 \lg f - 0.7] h_m - [1.56 \lg f - 0.7] \quad (\text{dB})$$

对大城市

$$\alpha(h_m) = 8.29 [\lg(1.54 h_m)]^2 - 1.1 \quad (\text{dB}) \quad \text{当 } f \leq 300 \text{MHz}$$

$$\alpha(h_m) = 3.2 [\lg(11.75 h_m)]^2 - 4.97 \quad (\text{dB}) \quad \text{当 } f > 300 \text{MHz}$$

☆26、3G 系统的宏小区传播模式

前述奥村模式工作频率的上限只有 1500MHz。因此, 欧洲科学和技术研究协会 (Euro-Cost) 组成了 COST—231 工作委员会, 提出了奥村模式的扩展模型, 即 COST—231 Hata 模型。其路径损耗的计算公式为:

$$L_p \quad (\text{dB}) = [46.3 + 33.9 \lg f - 13.82 \lg h_b - \alpha(h_m)] + [44.9 - 6.55 \lg h_b] \lg d + C_M$$

式中, C_M 为大城市中心校正因子。

在中小城市和郊区, $C_M = 0$, 在市中心, $C_M = 3 \text{ dB}$

该模型适用于下列参数范围：

f : 1500~2300MHz

h_b : 30~200m

h_m : 1~10m

d : 1~20km

与前述奥村模式相比，前两项由 $69.55+26.16\lg f$ 变为 $46.3+33.9\lg f$ ，如果分别以 $f=900\text{MHz}$ 和 2000MHz 代入，可知仅此一项 2G 与 3G 系统的路径损耗将相差 10~12dB。

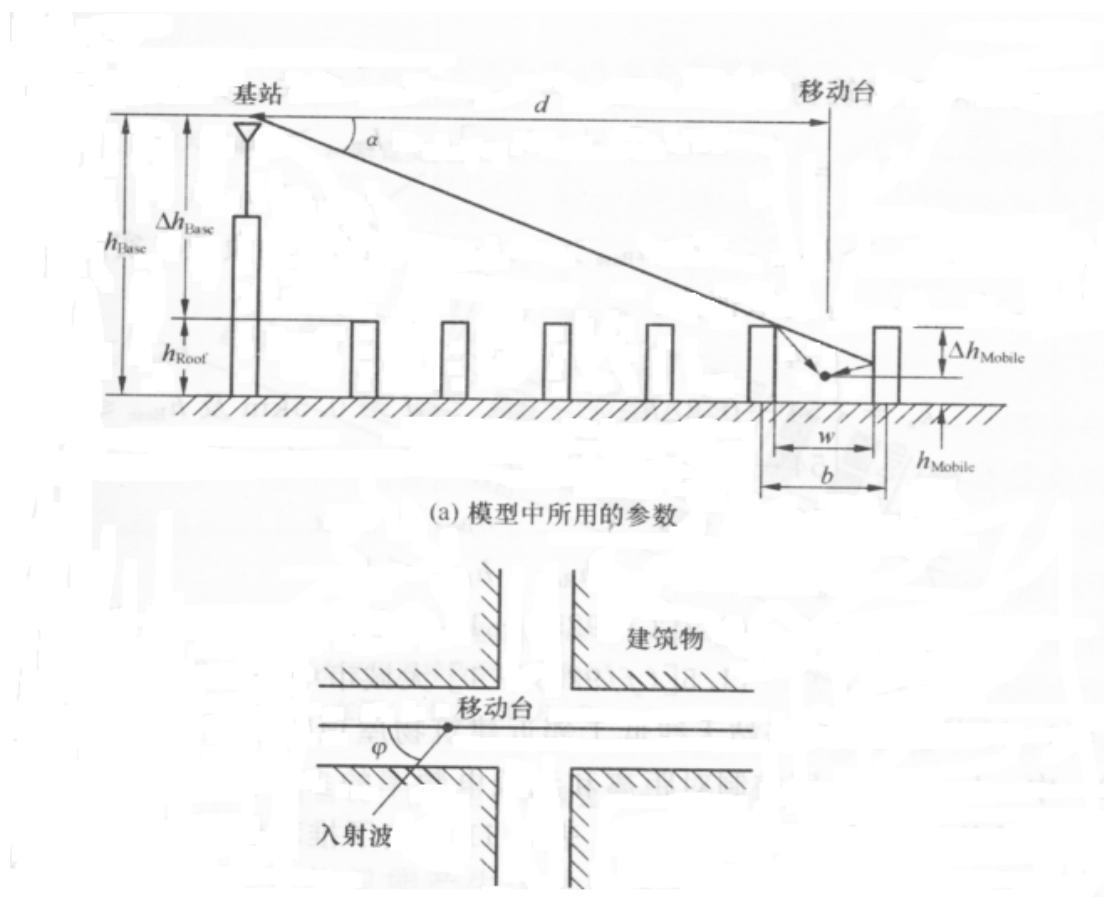
27、微小区传播模式

随着 3G 的问世，微小区覆盖更显重要，我们介绍两种传播模型

——COST—231WI 模型

该模型广泛用于建筑物高度近似一致的市、郊小区，该模型考虑了自由空间损耗、从建筑物顶到街面的损耗以及街道走向对电波传播衰减的影响。

如图所示为该模型的传播示意图



① 低基站天线情况

如果电波在街道形成的峡谷中存在一个自由的视距可见（LOS）路径的话，它与自由空间的传播特性是有差别的。

$$L=42.6+26\log d(\text{km})+20\log f(\text{MHz}) \quad d \geq 0.02\text{km}$$

② 高基站天线传播

在这种情况下 COST—231WI 模型由三项组成

$$L=L_{\text{bf}}+L_{\text{rts}}+L_{\text{msd}}$$

式中， L_{bf} 为自由空间损耗，即

$$L_{\text{rts}}=32.44+20\log f(\text{MHz})+20\log d(\text{km})$$

L_{rts} 为“最后的屋顶到街道的绕射散射损耗”

$$L_{\text{rts}} = \begin{cases} -16.9-10\lg w+10\lg f+20\lg \Delta h_m+L_{\text{ori}} & h_R > h_m \\ 0 & L_{\text{rts}} < 0 \end{cases}$$

L_{ori} 为街道方向因子，即电波方向与街道方向之夹角。

$$L_{\text{rts}} = \begin{cases} -10 \sim +2.5 & 0^\circ \leq \varphi < 35^\circ \\ +2.5 \sim +4.0 & 35^\circ \leq \varphi < 55^\circ \\ +4.0 \sim 0 & 55^\circ \leq \varphi < 90^\circ \end{cases}$$

L_{msd} 为多重屏绕射损耗

$$L_{\text{msd}} = \begin{cases} L_{\text{bsh}} + k_a + k_d \log d + k_f \log f - 9 \log b \\ 0 & L_{\text{msd}} < 0 \end{cases}$$

其中 L_{bsh} 和基站天线相对于建筑物高度有关

$$L_{\text{bsh}} = \begin{cases} -18\log[1+\Delta h_b] & h_b > h_R \end{cases}$$

$$\begin{aligned}
 k_a &= \begin{cases} 0 & h_b < h_R \\ 54 & h_b > h_R \\ 54 - 0.8 \Delta h_b & d \geq 0.5 \text{km}, h_b \leq h_R \\ 54 - 0.8 \Delta h_b d / 0.5 & d < 0.5 \text{km}, h_b \leq h_R \end{cases} \\
 k_d &= \begin{cases} 18 & h_b > h_R \\ 18 - 15 \Delta h_b / h_R & h_b \leq h_R \end{cases} \\
 k_f &= -4 + \begin{cases} 0.7[(f/925) - 1] & \text{树木密度适中的中等城市} \\ & \text{和郊区中心} \\ 1.5[(f/925) - 1] & \text{大城市中心} \end{cases}
 \end{aligned}$$

COST—231WI 模型的使用范围

f: 800~2000MHz

h_b : 4~50m

h_m : 1~3m

d: 0.02~5Km

h_R : 3×楼层数+屋顶参数

——双线模型

双线模型的基本假设是：从发射天线到接收天线有两条路径，即视距可见直达波和地面反射波。其路径损耗为收发之间距离 d 的函数，并且可以用 3 条不同斜率的线段来表示。

双线模型中首先要确定一个突发点，即发射天线到该点的距离恰好是从发射到接收的第一菲涅尔半径椭圆碰到地面的那一点的距离。

$$d = (4 h_t h_r) / \lambda$$

对于 $f=1900\text{MHz}$ 时

$$\begin{cases} 40 + 25 \log d & d < \frac{d_b}{2} \end{cases}$$

$$L = \begin{cases} 40 + 25 \log \left(\frac{d_b}{2} \right) + 40 \log \left(\frac{2d}{d_b} \right) & \frac{d_b}{2} \leq d < 4d_b \\ 40 + 25 \log \left(\frac{d_b}{2} \right) + 40 \log (4d_b) + 60 \log \left(\frac{d}{4d_b} \right) & d \geq 4d_b \end{cases}$$

对于建筑物相对较少的微小区，采用双线模型是比较合适的。

28、室内传播模式

同样，室内传播模式也有多种版本，我们推荐从欧洲无绳电话（1.9GHz）演绎的一个试验模型，可以用于室内多层环境，即 Motely—Kennan 模型，其公式为：

$$L_p = L(d_0) + 10\nu \lg \left[\frac{d}{d_0} \right] + \sum_{j=1}^J N_{wj} L_{wj} + \sum_{i=1}^I N_{Fi} L_{Fi}$$

式中， $L(d_0)$ 表示参考点（1m）处的路径损耗， ν 为衰减斜率， N_{wj} 、 N_{Fi} 分别表示信号穿过不同类型的墙和地板的数目， L_{wj} 、 L_{Fi} 则是对应的损耗因子， J 、 I 分别表示各种墙和地板类型数目。模型提出者给出的建议值是：

$$L(d_0) = 37 \text{ dB}$$

$$L_{Fi} = 20 \text{ dB (对所有地板)}$$

$$L_{wj} = 3 \text{ dB (对所有墙体)}$$

$$\nu = 2$$

如果电波需穿透一层地板和二堵墙体的话，则

$$\begin{aligned} L_p &= 37 + 20 \lg d + 20 + 2 \times 3 \\ &= 63 + 20 \lg d \text{ (dB)} \end{aligned}$$

诚然，在实际工程中，还是需对地板和墙体的损耗根据实际结构材质进行一些修正。

☆29、接收灵敏度、最低功率电平和无线覆盖区位置百分比的关系

通常，在进行项目设计时，我们会得到一个数据，即所需覆盖区边缘的可通率和最低功率电平（如：90% 和 -85dBm）。

与这个数据有关的技术指标主要是：

- * 接收机灵敏度 S_v (dBm)；
- * 在实际噪声环境中的恶化量 d (dB)；
- * 对覆盖区及其边缘的可通信概率 (%)

这些参数之间的关系可用下式表示：

$$P_{rmin} = S_v + d + x\sigma$$

S_v —接收机灵敏度指标值 (dBm)

d —在实际噪声环境中的恶化量 d (dB)

σ —阴影慢衰落的偏差值 (dB)

x —与覆盖区边缘的可通率有关的系数

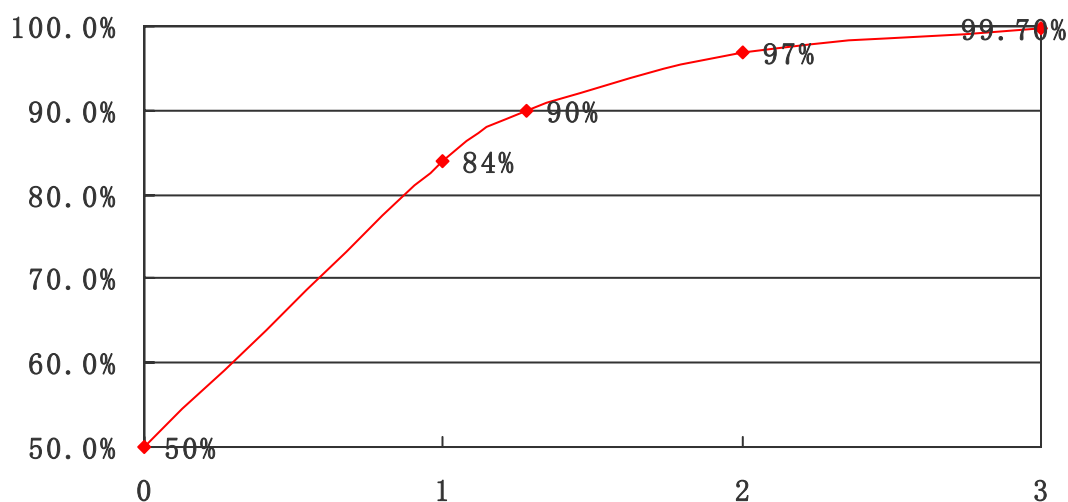
S_v 是指接收机在静态条件下（试验室内），满足一定的误码性能的条件下，其射频输入端所需的最低信号电平，通常用功率电平 (dBm) 表示。

当一个接收机置于实际通信环境中时，由于噪声及多径衰落的影响，其误码性能将被恶化，此时，为了保证误码性能达到系统的要求，就必须加大射频输入端的信号电平到 $S_v + d$ ， d 值即实际环境中由于噪声和多径衰落造成的恶化量。

接下来的问题是，当覆盖区边缘信号电平达到接收机需要的最低输入保护电平 ($S_v + d$) 时，能否保证正常通信呢？

答案是能保证，但不能完全保证。因为移动通信的电波传播阴影慢衰落特性，服从对数—正态分布。因此必须具有一定的衰落余量才能保证需要的通信效果，在工程上归结为覆盖区边缘或整个覆盖区的可通信概率。

通信概率与系统余量的关系见下图：



当系统余量为 0 时，覆盖区边缘可通概率为 50%

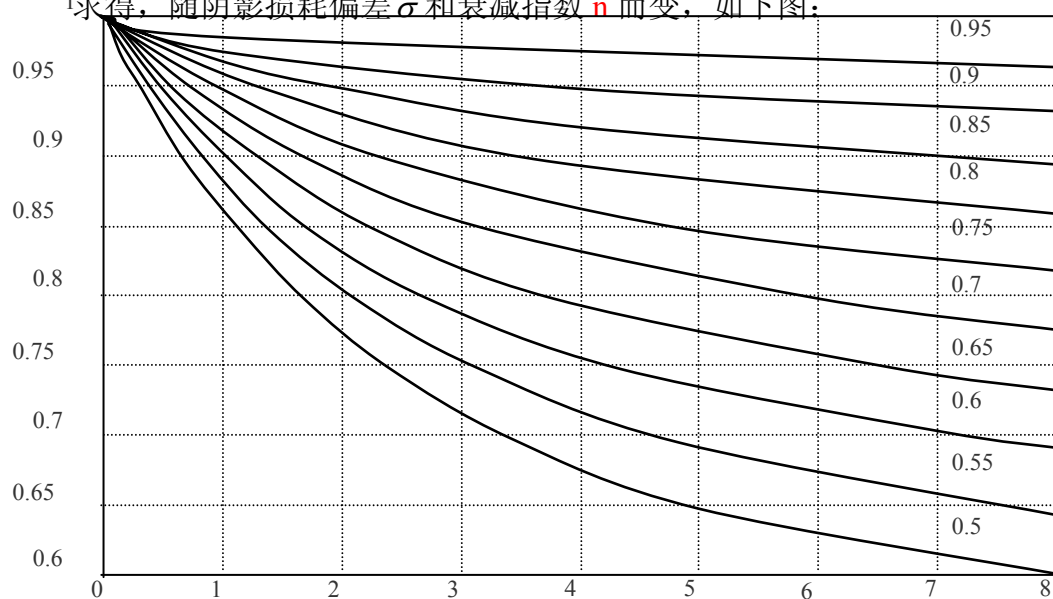
当系统余量为 σ 时，覆盖区边缘可通概率为 84%

当系统余量为 2σ 时，覆盖区边缘可通概率为 97%

当系统余量为 3σ 时，覆盖区边缘可通概率为 99.7%

当系统余量为 1.28σ 时，覆盖区边缘可通概率为 90%

整个覆盖区可通概率与覆盖区边缘可通概率可以用一个误差函数积分求得，随阴影损耗偏差 σ 和衰减指数 n 而变，如下图：



接收灵敏度、最低功率电平与覆盖区位置百分比关系

例如：G 网接收机灵敏度为 -102 dBm，环境恶化量为 9dB，当阴影衰落偏差为 6dB 时，如果需要覆盖区边缘可通率为 90%，其最低信号功率电平应为：

$$\begin{aligned} P_{\min} &= -102 \text{ dBm} + 9 \text{ dB} + 1.28 \times 6 \text{ dB} \\ &= -85.3 \text{ dBm} \end{aligned}$$

此时，能满足整个覆盖区 95% 的可通率。

☆30、全链路平衡和最大允许路径损耗

由于无线覆盖区工程设计涉及诸多参数，且上、下行也有较大区别，因此，在无线覆盖区设计中需进行全链路预算，其目的主要是：

- ① 验证链路参数设置的合理性；
- ② 验证上、下行链路的平衡；
- ③ 对于 3G 系统，还需验证不同数据业务（同等的 QOS）链路的平衡问题。

通常链路平衡预算是将各类参数列表后求得允许的最大路径损耗值，随后将其与实际的路径损耗中值（按确定的损耗模式）相比较。

$$\begin{aligned}
 \text{允许最大路径损耗} = & \text{发射功率} + \text{发信天线增益} \\
 & + \text{收信天线增益} + \text{软切换增益} \\
 & - \text{接收灵敏度} - \text{干扰储备} - \text{馈线等附加损耗} \\
 & - \text{人体损耗} - \text{阴影（慢）衰落储备} \\
 \geq & \text{按确定模式计算的} \text{实际路径损耗中值}
 \end{aligned}$$

器 件 参 数 篇

△31、天线的方向性系数和增益

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 则往往是用方向性系数 D 。其定义是在同样激励功率时，有方向性天线在最大辐射方向远区某点的功率通量密度（单位面积上通过的电场功率，正比于电场强度的平方）与无方向性天线在该点的功率通量密度之比。用于描述天线在特定方向上能量集中的程度。

无方向性天线也称为全向天线，通常是指点源各向同性天线和半波振子天线，它们也是各类有方向天线用以比较的标准天线。

$$\text{天线增益 } G = \eta \cdot D$$

其中 η 与 D 分别是该天线的效率与方向性系数，在移动通信频段，天线本身损耗很小， $\eta \rightarrow 1$ ，可以认为天线增益与天线的方向性系数在数值上是相等的。

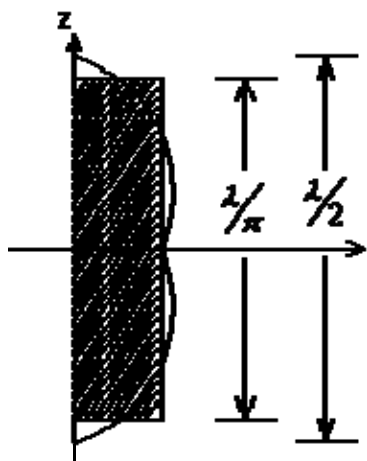
当用点源天线作为标准比较时，所得增益往往被称为天线的绝对增益，用 dBi 来表示；而当用半波振子作为标准时，所得增益称为天线的相对增益，用 dB_D 表示，两者相差 2.15dB （1.64 倍）

$$\text{即 } \text{dBi} - \text{dB}_D = 2.15 \text{ dB}$$

☆32、天线的有效长度

天线的有效长度是指一假想天线的长度，此假想天线与它所等效的天线应满足以下关系：

- ① 假想天线的电流均匀分布，其能量（即截面积）与它所等效的实际天线的能量相等。
- ② 假想天线与它所等效的实际天线在最大辐射方向有相同的场强。



如图所示，以半波振子为例，其实际长度 $L = \lambda/2$ ，而有效长度为 λ/π 。

天线有效长度在计算天线接收的电场强度

时有用。

△33、天线的输入阻抗及驻波比

天线的主要功能是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，或者反过来将空间的电磁波转变成传输线中的信号功率。这种辐射的

能量好比一个负载电阻上吸收的功率，此功率信号来自于馈线，因此，天线实际上是作为馈线的负载，它从馈线取得功率，转换成电磁能量，发射到空间（相当于被一个等效电阻所吸收）。

只有当天线的输入阻抗与馈线相匹配时，高频电流才能以行波方式传送，使传输效率最高。天线的输入阻抗不但取决于远区的辐射场，还受到近区场以及馈电点端接条件的影响，当然，还与工作频段的带宽有关。这些影响归结起来可以认为天线阻抗包括电阻部分和电抗部分。实际上影响天线输入阻抗的因素很多，计算十分复杂而且正确性差，因此工程上大多采用实际测量的方法，即把天线作为一个二端网络，测出其等效阻抗。移动通信系统中，常用的馈线特性阻抗是 50Ω ，因此，常用的天线标称阻抗也都是 50Ω ，一般的天线都带有阻抗变换器使其达到这一标称值来实现匹配。

实际上对阻抗的偏差需要规定一个容限，其表示方法是驻波比，驻波比即用来描述相对于标称值（ 50Ω ）的偏差程度。另一种常用的表示方式是在阻抗圆图上画出不同频率时天线阻抗的变化轨迹。

驻波比也即电压驻波比，简称为 VSWR，它定义为该端点上电压最大值与电压最小值之比。显然，电压最大值为入射波与反射波之复数模相加，而电压最小值为入射波与反射波之复数模相减。

通常，工程上要求天线的 $VSWR \leq 1.5$ ，个别情况要求 $VSWR \leq 1.3$ 也是可以达到的。

△34、电压驻波比及反射系数、回波损耗之换算

由于天线和传输线之间的阻抗存在匹配，因此，存在反射波，反射波与入射波之比称为反射系数 Γ ， Γ 为一复数。

电压驻波比 VSWR 与反射系数 Γ 之间关系为：

$$VSWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$$

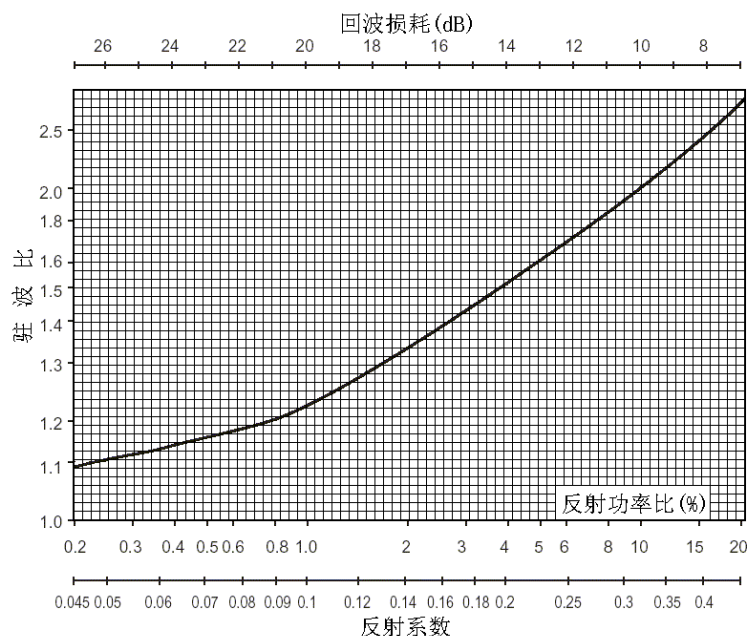
反射系数复模的对数分贝值即回波损耗 RL

$$RL = -20 \log |\Gamma|$$

反射系数复模的平方即为反射功率比

$$\frac{P_r}{P_i} = |\Gamma|^2 \times 100\%$$

Γ 、VSWR、RL 和 $\frac{P_r}{P_i}$ 之关系可绘制成以下曲线。



如，当 VSWR=1.5 时，可查出 $\Gamma=0.2$ ，RL=14dB，而 $\frac{P_r}{P_i}=4\%$

☆35、主瓣、副瓣和定向天线的前后比

观察天线辐射的方向性图，可以发现在 360° 范围内，有许多波束，我们将天线的辐射能量主要集中于内的一个波束称为主波束或主瓣。

主瓣以外的所有波瓣通称副瓣或旁瓣，副瓣能量增加时，天线的定向性降低，也更易受干扰。

主瓣与副瓣、旁瓣之间能量突降的位置称为零点。零点是电场矢量相位变化的结果。设计合适的零点位置可以对抗干扰。

与主瓣指向相差 180° 位置的副瓣称为背瓣或后瓣，移动通信中是将 $180^\circ \pm 30^\circ$ 区域内所有副瓣的最大电平定义为背瓣电平，主瓣电平与背瓣电平的比值称为前后比。

在主瓣方向，与最大电平相差 3dB（指左右两边）的夹角称为半功率波束宽度，通常移动通信系统中基站天线的水平面半功率波束宽度设计为 65° 或 90° ，甚至更窄而用于扇形覆盖区。

☆36、何谓“极化”？

麦克斯威尔电磁场理论是天线理论的基础，他所提出的两个方程描述了空间电场和磁场之间的关系。说明了随时间变动的电场产生了磁场，而随时间变化的磁场同样产生了电场。因此，在交变的电磁场中，电场和磁场相互转换，不可分割，正是这种电磁场间的相互转换才形成了电磁波的传播。而电磁波传播的方向与电场方向、磁场方向三者之间形成了一个正交关系。

“极化”是指电场强度矢量在空间运动的轨迹或变化的状态。通常电场强度矢量的末端在空间运动的轨迹是一个椭圆，所以我们定义这种天线的极化为椭圆极化。

如果把电波传播方向制定为三维坐标的 Z 轴，则在与其垂直的 XY 平面上，一个椭圆形的电场矢量总可以分解为两个互相正交的矢量，分别沿 X 轴与 Y 轴方向（包括振幅与相位）。当这两个相互正交的矢量振幅相等且相位相差 $\pm \pi/2$ 时，椭圆轨迹演变为圆，我们称之为圆极化；当他们振幅相等但相位相差 $\pm n\pi$ 时，椭圆轨迹演变为一條线，我们称之为线极化。当线极化方向与地面平行时，称为水平极化，而当线极化方向与地面垂直时，称为垂直极化。

在移动通信系统中，天线采用垂直极化。天线摆位也应与地面垂直放置。

☆37、何谓“分集”？

众所周知，移动通信的传播信道是一个典型的变参信道，特别由于移动端天线高度和环境的影响，在收发之间通常是一条非视距（NLOS）的传播链路，无线电波的信号将受多径衰落和阴影衰落的严重影响。

当然，在衰落存在时，欲保持通信质量，一个解决办法就是可以加大有效发射功率，但是，除了设备限制以外，它也将增加干扰，对于基于频率复用的蜂窝系统来说，不是一个解决问题的好办法。而另一个行之有效的解决方法就是通过天线采用“分集”技术来有效地克服衰落，改善通信质量。

分集的原理是采用了多种可能的途径采样接收信号，对接收到的各种多径信号进行组合或分类，以选择最佳的信号；如果各个多径信号不相关，则

可以将它们合并以获得最佳的接收信号。

在移动通信中使用的分集技术主要有：时间分集，空间分集，多径分集和极化分集等。通常由于体积条件的限制，在基站接收端可以同时采用这四种分集技术；而在移动端，往往只能采用时间分集和多径分集两种，这种安排也恰巧符合上下链路平衡的要求。

时间分集：在移动通信编码技术中，采取了重传协议，即同样的编码信息，将在无线信道上重传多次，达到了时间分集的目的，这种技术在第一代模拟移动通信系统中已开始使用，且在上、下行传输中都采用了这类重传协议。

空间分集：当两个天线的间隔距离远大于波长时，它们的接收信号可以认为是不相关的。把两个天线同时接入到一个接收机中，通过合适的矢量运算，选择出最好的接收信号或者合成信号，通常能使接收信号增加 3~5dB，以对抗多径衰落。

极化分集：两个极化相互正交的信号是互不相关的，将极化相互正交的两个天线设计成一个小天线阵并连接到同一接收机中，通过合适的矢量运算，也可以选择出最好的接收信号或合成信号。例如我们在一个扇区布置出一个 $\pm 45^\circ$ 的双极化天线，一个极化处于收/发双工，另一个极化仅接收，只要性能良好，将可获得较好效果。

据统计，空间分集与极化分集对不同应用环境所获得的增益如下表

应用环境	极化分集增益 (dB)	空间分集增益 (dB)
密集建筑区 (室内)	3.7	5.0
密集建筑区 (室外)	4.7	3.3
一般城镇 (室内)	4.0	3.7
一般城镇 (室外)	5.7	4.7
农村	2.7	5.3

在 3G 系统中，为了更好地得到上、下行平衡采用了基站发射的空间分集技术。

多径分集：多径分集是根据多径反射的特点，在接收机中采用了 Rake 分集技术而获得，它也是空间分集的一种，但不是用增加天线而得。详见第 19

题。

38、智能天线是怎么回事？

智能天线系统是以阵列天线和实时自适应信号处理算法为基础，能够从多个路径信号和干扰信号中把有用信号区分出来，自动地产生多个窄波束方向图，把主瓣指向不同的移动台用户，并自动抑制干扰方向的副瓣电平。智能天线所具有的这种精确跟踪能力和干扰抑制能力特别适用于干扰自限的码分多址系统，从而提高了系统容量。智能天线使用后将有以下优点：

- ① 智能天线波束成型的结果等效于天线增益的提高，从而提高了接收灵敏度。
- ② 智能天线的波束成型算法可以克服多径衰落引起的性能恶化，并利用了多径能量改善系统性能。
- ③ 智能天线波束成型以后，大大降低位于零点附近的干扰信号，使多用户干扰问题缓解，同时小区间的干扰也大大减少。
- ④ 智能天线获取的上行信息可用于实现用户定位。
- ⑤ 智能天线使用多个小功率发射及代替大功率发射机，提高了设备的可靠性并降低了成本。
- ⑥ 智能天线具备定位和跟踪用户终端的功能，从而可以自适应地调整系统参数以满足业务要求，并实现信道的动态分配。
- ⑦ 智能天线根据上行定位信息可以一次性地完成用户的接力切换，避免了频繁的软切换以及大量无线资源的占用，提高了通信质量、系统容量和效率。
- ⑧ 智能天线在发射功率和接收抗干扰方面的优势，相当于在同样功率情况下，覆盖范围的增加，降低了建网投资。

☆39、塔顶（接收）放大器改善了什么指标

塔顶（接收）放大器的主要功能还是改善基站接收系统的噪声系数。在移动通信系统中，由于上、下行发射功率的差异，会造成上、下行链路的平衡，分集接收技术和加装塔顶（接收）放大器都是为了改善上行链路质量，

谋求上、下行链路平衡的行之有效的措施。

塔顶（接收）放大器的原理就是在基站接收系统的前端，紧靠接收天线增加一个低噪声放大器来实现对基站接收性能的改善。

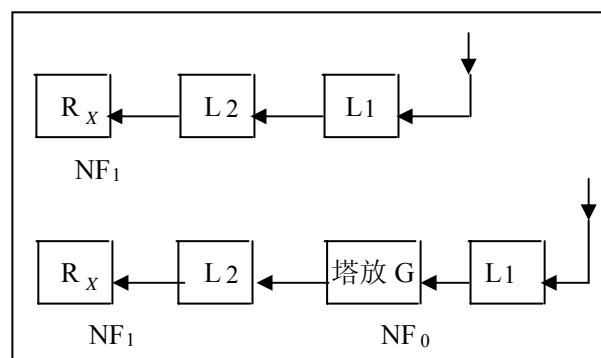
如图所示，一个基站接收机前端

通常有 L_1 ~双工滤波器损耗

L_2 ~馈线等附加损耗

加入塔顶放大器后将主要改善

L_2 对系统的影响。



未加塔放前， $NF_t = L_1 + L_2 + NF_1$

$$\text{加塔放后，} NF_t' = L_1 + 10 \log \left[10^{\frac{NF_0}{10}} + \frac{10^{\frac{L_2 + NF_1}{10}} - 1}{10^{\frac{G}{10}}} \right]$$

例如： $L_1=0.5\text{dB}$ ， $L_2=5\text{dB}$ ， $NF_1=4\text{dB}$ ， $NF_0=3\text{dB}$ ， $G=10\text{dB}$

则： $NF_t = 0.5 + 5 + 4 = 9.5\text{dB}$

$$NF_t' = 0.5 + 10 \lg \left[10^{0.3} + \frac{10^{0.9} - 1}{10^1} \right] = 4.8\text{dB}$$

上例表明，加装塔放前后噪声系数下降了 4.7 dB，这将对系数性能改善有很好的作用。

在稀路由地区，为了扩大覆盖范围，有时也可采用下行功放（或塔放），对于下行功放，除了注意电源供电以外，还应计算其下行噪声对系统其他接收机的影响。

△40、无源器件的有关指标

在移动通信系统中，除天线外，常用的无源器件有公分器、电桥与耦合器、滤波器、合路器和双工器、环行器、隔离器等等。在这些无源器件中，常用的技术术语和指标有：

插入损耗：损耗相对于增益而言。当一个系统中插入一个有源器件时信号必然得到放大，而系统中插入一个无源器件时将增加损耗，这就叫“插入损耗”，

简称“插损”。

耦合度：为了从主传输线耦合部分能量用于监测、维护或自动控制等目的，需要用耦合器来获得。根据需要的功率大小来确定耦合度或耦合功率比，从 1 : 1 直至 1 : 1000 等。

隔离度：与耦合度相反，隔离度是指两个器件或两个端口之间信号的去耦程度，这个指标对两付天线之间去耦计算特别重要。

阻带抑制：滤波器由于具有选频功能，所以是无源器件中最为广泛使用的一种器件。滤波器的插入损耗也成为通带衰减，即在其通过频段内的插入损耗；而滤波器通带以外的衰减也称为阻带衰减或阻带抑制，通常希望通带范围外的衰减值能够陡峭地上升，这取决于制造滤波器的材质。

矩形系数：通常衡量带通滤波器阻带性能好坏的一个重要指标就是矩形系数，它是信号下降 3dB 时的带宽与信号被衰减到 60dB 时的带宽之比，即

$$\frac{\Delta f_{-60\text{dB}}}{\Delta f_{-3\text{dB}}}$$

，设计人员希望该值愈趋近 1 愈好。

利用合适的无源器件组合，可以实现移动通信系统中的多系统合路应用，即 Point Of Interface，简称 POI，这种合路器件对于从 2G 到 3G 过渡阶段的移动通信系统特别有用。

☆41、计算隔离度的公式

在分析两个无线系统之间的电磁干扰情况时，往往需要知道两付天线之间的去耦程度，也即天线间的隔离度指标，计算公式如下：

当水平放置时： $I_{so}=22.0+20\lg\left(\frac{d}{\lambda}\right)$

当垂直放置时： $I_{so}=28.0+40\lg\left(\frac{d}{\lambda}\right)$

式中，d—天线间距（m）
λ —工作波长（m）

△42、电缆线的损耗表

	960MHz	2200MHz	2400MHz
1/2" 电缆	7.1	11.2	11.5

7/8" 电缆	4.0	6.5	6.68
13/8" 电缆	2.4	4.0	4.19

☆43、泄漏电缆的插入损耗、耦合损耗和衰落特性

泄漏电缆的插入损耗是指对电缆内导体的衰减测量,用单位长度 dB 值表示,它主要是铜芯损耗及从电缆中泄漏处能量导致的结果。如果漏缆与其他物体表面的距离小于 1 英寸(25.3cm)也将会影响衰耗值的测量。

安凯公司(Ω hmax):

RFX 1/2" -50	频率(MHZ)	150	450	900	1800	2200
	衰减(db/km)	34	58	88	129	145
	耦合损失(50%/90%) (距电缆 2 米处测量值, 距电缆 6 米处的大于 dB)	71/82	69/80	70/81	77/88	73/85
RFX 7/8" -50	频率(MHZ)	150	450	900	1800	2200
	衰减(db/km)	19	33	49	73	82
	耦合损失(50%/90%) (距电缆 2 米处测量值, 距电缆 6 米处的大于 dB)	67/77	70/80	73/82	77/88	75/87
RFX1 1/4" -50	频率(MHZ)	150	450	900	1800	2200
	衰减(db/km)	14	24	35	57	70
	耦合损失(50%/90%) (距电缆 2 米处测量值, 距电缆 6 米处的大于 dB)	70/80	69/80	71/82	75/86	70/81
RFX1 5/8" -50	频率(MHZ)	150	450	900	1800	2200
	衰减(db/km)	11	15	28	45	53
	耦合损失(50%/90%) (距电缆 2 米处测量值, 距电缆 6 米处的大于 dB)	75/85	74/84	74/84	80/91	74/86
RFX1 5/8" -50	频率(MHZ)	150	450	900	1800	/
	衰减(db/km)	21	39	58	89	/
	耦合损失(50%/90%) (距电缆 2 米处测量值, 距电缆 6 米处的大于 dB)	60/69	69/80	67/79	74/85	/
RFX1 7/8" -50	频率(MHZ)	150	450	900	1800	/
	衰减(db/km)	19	32	50	80	/

	耦合损失(50%/90%) (距电缆 2 米处测量值, 距电缆 6 米处的大于 dB)	58/68	64/77	64/77	70/80	/
--	---	-------	-------	-------	-------	---

安德鲁公司:

RCT6-P US-1-RN T (1-1/4)	频率(MHZ)	800	900	1800	1900	2100	2400
	衰减(db/km)	/	/	41	43	47	57
	耦合损失(50%/90%) (距电缆 2 米处测量值)	/	/	79/83	75/79	69/74	64/69
RCT7-P US-1-RN T (1-5/8)	频率(MHZ)	800	900	1800	1900	2100	2400
	衰减(db/km)	20	22	55	50	49	50
	耦合损失(50%/90%) (距电缆 2 米处测量值)	68/75	62/67	56/62	58/59	62/66	65/69
RCT7-P US-2-RN T (1-5/8)	频率(MHZ)	800	900	1800	1900	2100	2400
	衰减(db/km)	20	22	55	52	51	51
	耦合损失(50%/90%) (距电缆 2 米处测量值)	68/70	62/64	56/59	58/60	61/66	63/70

耦合损耗是电缆内的功率与距离电缆特定长度使用偶极天线接收到功率的比值。Andrew 公司用 2 米作为接收距离，耦合损耗值为天线平行于电缆时测得的中值。

耦合损耗与距离的计算公式为：

$$L_s \text{ (dB)} = 64 + 10 \lg(d/2) \quad d \text{ 为距离 (m)}$$

整个泄漏电缆的损耗（传输损耗+空间耦合损耗）可用下式计算

$$L_p \text{ (dB)} = 22 \times S/1000 + L_s \\ = 22 \times S/1000 + 64 + 10 \lg(d/2)$$

式中 S 表示漏缆长度 (m)，d 为手机离漏缆的距离 (m)

另外，电波在漏缆中传播也存在慢衰落特性，服从赖斯分布，其偏差值在 2~3dB 之间。

☆44、光纤时延和波分复用

光纤传输时延是指光信号在光纤中传输产生的时间上的延后，光纤可分

为两大类，即单模光纤和多模光纤，而多模光纤根据其纤芯折射率的不同又可分为多模阶跃折射率光纤和多模渐进折射率光纤。

光在不同的光纤里以不同模式传输，在单模光纤以光纤轴线直线传播的，而在多模光纤中除了沿光纤轴线直线的光以外，还有与光纤轴线不同夹角方向入射的光以曲线路径传输，它们到达同一个光纤点的传输路程是不一样的，入射角越大传输路程越大，使之到达同一点的时间不一致就是时延，由光纤的不同这种基于入射角不同的时延只存在于多模阶跃折射率光纤中，除此之外这三种光纤都存在一种基于频率的时延，因为光在相同纤芯中传输速度因频率不同而不同。

波分复用（WDM）是指在一根光纤上，同时传输波长不同的多个光载波信号，而每一个光载波可以通过频分复用（FDM）或时分复用（TDM）方式或各自载荷多路模拟信号或多路数字信号，光纤的工作波长主要有两个即 $1.3\mu\text{m}$ 和 $1.55\mu\text{m}$ ，在这两个波长的低损耗区里光纤有很大的频带宽度而每个激光管的带宽只有几埃到几十埃，因而，如果一根光纤只传输一个光信号，那就只利用了这一巨大带宽的极小部分，要用波分复用方式可以充分的利用光纤具有丰富的频带资源，极大的增加光纤线路的通信容量。

在 3G 系统产品开发过程中,为了使无线覆盖范围不受时延限制,利用基带与射频分离技术,采用 RRU(远端射频模块)设备可以使射频部分通过光纤拉远到离施主基站达几十公里(级联支持最大可达 120 公里) 远的地方,以满足一些特殊场合(如:海岛,跨海大桥等)的覆盖要求.

采用这类分布式系统方案可有效地解决 3G 基站基带处理容量大而射频覆盖距离受时延限制较小的矛盾,可以快速低成本地建设 3G 无线覆盖网络.

电 磁 干 扰 篇

△45、电磁兼容（EMC）与电磁干扰（EMI）

所谓电磁兼容性，是指电子设备或系统工作在指定的环境中，不致由于无意的电磁辐射而遭受或引起不能容忍的性能下降或发生故障的抑制能力。

电磁兼容的反面即电磁干扰，欲解决电磁兼容性问题，必须从分析系统和系统间电磁干扰着手。

从无线信号的干扰产生的机理来看，应该将干扰分为：

————— 热噪声的增加

————— 离散型干扰 $\left\{ \begin{array}{l} \text{同频干扰} \\ \text{邻道干扰} \\ \text{互调及谐波} \end{array} \right.$

————— 杂散干扰及接收机阻塞

当前移动通信系统正处于 2G 向 3G 平滑过渡的年代，2G 系统的 G 网、C 网、PHS 网和 3G 系统的 WCDMA、Cdma20001x 以及 TD—SCDMA 之间将长期共存。因此，分析它们之间的电磁干扰将是移动通信建设和运营部门迫在眉睫的重大课题。

☆46、同频干扰和同频干扰保护比

顾名思义，当接收机接收到的无用信号的频率与有用信号相同时，即称为同频干扰。在蜂窝移动通信网中，相同的频率在隔开一段距离以后被重复使用，这一原理是蜂窝系统的精髓所在，也是解决系统容量和提高频谱利用率的根本途径。但由此带来的问题是系统内的同频干扰。为了使系统能正常工作，由于频率复用引起的同频干扰必须是足够小以至于可以被忽略或者至少不影响正常的通信。

在 G 网中，通常将整个频段分成若干频率组 k ，对应分配到各小区；频率分组愈多，整个系统内同频小区的间隔就愈大，同频干扰就愈小，但每区频道数将减少，使话务量也随之降低。合理的方式是在满足同频干扰保护比的前提下将 k 值降至最低，在全向天线状态下， k 与同频复用距离 D 的关系是：

$$D/r = \sqrt{3k}$$

式中：D 为同频小区中心间距

r 为小区半径

k 即频率复用系数

下表为 $k=3\sim 12$ 时，对应的 D/r 值

k	3	4	7	9	12
D/r	3	3.46	4.6	5.2	6

同频复用保护距离主要取决于同频干扰保护比 (C/I) 值, 它与要求的信号质量、传播环境、要求的信号通信概率等因素有关。如果假定区内电波传播衰减与距离呈 4 次方幂关系, 则可推断得:

$$C/I = \frac{1}{6} \left(\frac{D}{r} \right)^4 = \frac{1}{6} (3k)^2 = \frac{3}{2} k^2 \text{ 或 } k = \sqrt{\frac{2}{3} C/I}$$

G 网中, 通常取 $C/I = 12\text{dB}$ 或 9dB

对应的 $k = 3.27$ 或 2.31

因此, 当不带跳频时 ($C/I = 12\text{dB}$), $k=3$ 已趋极限

PHS 系统的同频干扰保护比 $C/I = 17\text{dB}$

在 C 网和即将投入商用的 3G 系统中, 由于采用了直接扩频码分多址技术, 其基础是使用一组正交 (或准正交) 的伪随机码噪声 (PN) 序列通过相关处理实现选址的功能。它所采用的扩频技术把原始信号的带宽变换成带宽宽得多 (几百或几十倍) 的类噪声信号。因此在接收端仅有用信号为窄带谱, 而其余同频的无用信号均为宽带谱, 也就是说各类信号呈现的特征是一个类噪声的信号和诸多宽带白噪声。因此, 码分系统的相邻小区的载频可以是相同的, 即 $D/r = 2$, $k=1.33$, 而对码分系统的同频干扰的分析将归结白噪声的提高。

☆47、邻道干扰和邻道选择性

相邻频道干扰简称邻道干扰, 它主要取决于接收机中频滤波器的选择性和发信机在相邻频道通带内的边带噪声。

在 3G 系统内, 由于有多个运营商共同运营, 如果在一个小区内有几个运营商且它们的工作频道恰巧相邻的话, 则当基站站址选择不当时, 会引起较严重的邻道干扰。

邻道干扰比 (ACIR) 取决于相邻信道选择性 (ACS) 以及发信机邻道辐射功率比 (ACLR)

邻道干扰比（ACIR）也是两个相邻载波之间的耦合度。在数值上可表示为：

$$ACIR\text{ (dB)} = 10\lg\left[10^{\frac{-ACS}{10}} + 10^{\frac{-ACLR}{10}}\right]$$

在 WCDMA 上行系统中，性能要求见下表

相邻状况	信道间隔	允许的最大相邻信道泄漏功率比		邻道干扰比 ACIR
		移动台（ACS）	基站（ACLR）	
第一相邻付载波	5MHz	33dB	45 dB	-32.7 dB
第一相邻付载波	10MHz	43 dB	50 dB	-42.2 dB

这个数值可以用来计算小区内基站接收机噪声电平的增加。详细分析将在下面(60~68)结合具体的系统间干扰分析中阐明：

☆48、发信机的（三阶）互调干扰辐射

两个或多个信号经过非线性传输电路后，将产生等间隔的互调产物，其中尤以奇阶特别是三阶互调最为严重，因此，三阶互调就成为讨论互调辐射的主要代表。

发信机末级功放是三阶互调产物产生的主要来源，当两个系统的发信天线靠得很近时，也可能通过天线来耦合而引起三阶互调辐射。

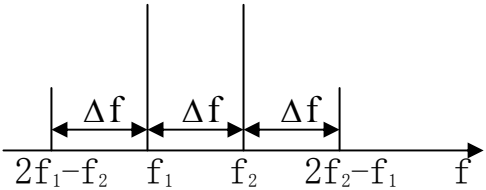
三阶互调干扰的危害首先取决于其产物与有用信号频率之关系，其次取决于干扰信号的幅度以及非线性器件本身的线性度。

三阶互调产生还可分为两种类型：

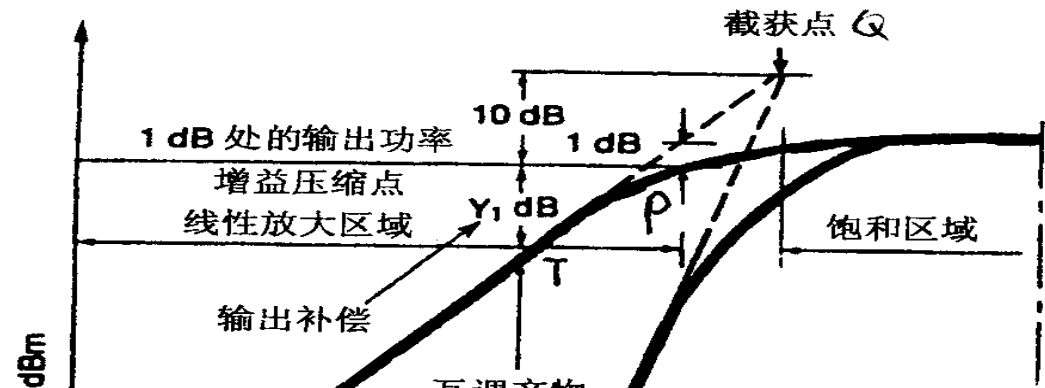
如图为三阶 I 型,即 $2f_2-f_1$ 和 $2f_1-f_2$;

三阶 II 型,即 $f_3+f_2-f_1$ 和 $f_1+f_2-f_3$;

三阶产物与主信号等间隔分布



移动通信发信设备末级功率放大器的三阶互调非线性指标通常用 IMP_3 或 $II P_3$ 表示，下图为发信机功率放大及三阶互调计算原理图。



如图所示，通常，衡量一个放大器线性的指标是它的阻塞点，亦即截获点（Q点），它的定义是：在这一输出电平点上，（三阶）互调产物的功率电平与有用信号功率电平相等。

有用信号的输出响应可以分为三段：

第一段自 O 点至 P 点为线性放大区；

第二段自 P 点至 Q 点为过渡区（非线性区）

第三段自 Q 点往上直至烧毁为饱和区

通常发信机应工作在线性区，而设备生产厂商给出的三阶互调指标也往往是指输出功率小于额定功率（P 点功率）时测得的指标，例如图中的“T”点。

P 点称为“1dB 处的输出功率增益压缩点”，而 P 点对应的输出功率 P_{OP} 减去 1dB 即为发信机的额定输出功率。发信机输出等于额定输出功率时的三阶互调产物即为： $IMP_3 = 2 \times (P_{OQ} - P_{OP})$

如图中所示：应为 $IMP_3 = 2 \times (10\text{dB} - 1\text{dB}) = 18\text{dB}$

移动通信系统的功率放大器 IMP_3 应在 12~18 dB 之间。

-----当测试功率比额定功率低时，三阶互调电平的换算。

我们经常看到有关额定功率和三阶互调的设备技术指标，如 R-9110AC 型输出额定功率 43 dBm

三阶互调电平： ≤ -36 dBm 当输出功率为 22 dBm 时

首先，上述数据表明

$$P_{op} = 43 \text{ dBm} + 1 \text{ dB} = 44 \text{ dBm}$$

$$P_{ot} = 22 \text{ dBm}$$

可以求得该测试功率电平的输出补偿电平，即图中的 $Y_1 = P_{op} - P_{ot} = 22 \text{ dB}$

然后，即可求得当输出为 P_{ot} 时的三阶互调产物电平

$$\Delta = 2 \times [Y_1 + \frac{1}{2} \text{IMP}_3 + 1] = 64 \text{ dB}$$

$$\text{而 } P_{ot} - \Delta = 22 \text{ dBm} - 64 \text{ dB} = -44 \text{ dBm} (\leq -36 \text{ dBm})$$

反之，我们也可以根据 P_{ot} 及 Δ 值求得 IMP_3 。对于 R-9110AC

当 $\Delta = 22 \text{ dBm} - (-36 \text{ dBm}) = 58 \text{ dBm}$ 时，

$$Y_1 = 22 \text{ dB}$$

$$\therefore \text{IMP}_3 = \Delta - [2(Y_1 + 1)] = 58 \text{ dBm} - 46 \text{ dB} = 12 \text{ dB}$$

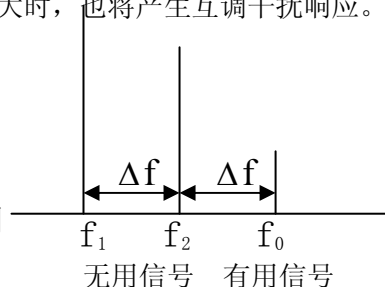
通常发信机 IMP_3 在 12~18 dB 范围内，这意味着当测试功率为 22 dBm 时，R-9110AC 发信机的三阶互调产物电平将小于 -36 dBm。

☆49、收信机的互调干扰响应

同样，当收信机在接收有用信号的同时收到二个或二个以上具有特殊频率关系的无用信号时，

由于收信机前端电路的非线性，当无用信号足够大时，也将产生互调干扰响应。

如图，特殊频率关系是指两者间隔相等 (Δf)。当然 Δf 的大小可以使无用信号在通带内或通带外都可以产生干扰响应，而且无用信号无论是已调或未调的都可构成三阶互调干扰响应。



收信机的三阶互调干扰相应将折算为同频干扰处理，其产物也应满足系统组网所要求的载干比（例如 G 网为 12dB）

☆50、收信机的杂散响应和强干扰阻塞

接收机除接收有用信号外，还能收到其他频率的无用信号。这种对其他无用信号的“响应”能力通常称为“杂散响应”；当无用信号足够强时，会使接收机输出端噪声显著增加，相当于接收机灵敏度下降；严重时，会使接收机完全阻塞而无法正常工作，这种现象称为接收机灵敏度抑制或强干扰阻塞。

强干扰无用信号可以来自发信机的杂散辐射，但大部分情况是来自其他系统的信号辐射，特别对于终端处于运动状况的移动通信系统而言更甚。

产生灵敏度抑制或阻塞的主要原因，是由于干扰信号足够高，使接收机产生自动增益控制，或者由于接收机的高放和/或混频级进入饱和状态，使接收机对有用信号的增益进入非线性，从而导致接收机灵敏度降低甚至阻塞。

△51、dBc 与 dBm

在第 5 题中，我们已经阐明了 dBm 或 dBW 都是用分贝数表示的绝对功率电平值，它以载波信号功率电平为基准。

通常，发信机的杂散辐射，邻道辐射和互调辐射功率电平可以用绝对值(dBm)来表示，也可以用相对值(dBc)来表示。

例如：某发信机额定功率电平为 30dBm，其杂散辐射电平为-70dBc，且绝对值不应大于-36dBm，该项指标表明：杂散辐射相对电平为

$$30\text{ dBm}-70\text{ dB}=-40\text{ dBm}$$

且满足绝对值不大于-36dBm 的要求

又如：GSM 与 PHS 系统的发射功率与下行杂散辐射功率如下表所示

	GSM	PHS
下行发射功率	+43dBm	+36dBm
下行杂散辐射	<div>≤1GHz -36dBm 带内 -103dBm >1GHz -30dBm</div>	-90dBc

表明：GSM 的下行杂散辐射功率在≤1GHz 频段内为-36dBm，在>1GHz 频段内为-30dBm，相对于载波功率，也可分别表示为-79 dBc 和-73dBc，而 PHS 则用相对功率电平表示为-90 dBc，计算时可以折成绝对电平 +36 dBm-90 dBc=-54dBm。

△52、宽带噪声电平及归一化噪声功率电平

发信机除了离散型（以脉冲形式出现）杂散、邻道和互调辐射外，还有宽带噪声辐射；尤其是对于码分多址系统，因为其发射信号都以直扩伪随机码噪声序列形式出现，因此研究其宽带噪声电平的影响尤其重要。

宽带噪声的一个特点是其频谱延伸很宽，因此，表示宽带噪声电平高低需要表明测试带宽值，或者为了计算方便都将它归一为单位赫兹的噪声功率电平。

例如：XX 系统的邻道辐射噪声功率为-42 dBc/30KHz，该系统发射功率为+24 dBm，则表明该系统的邻道辐射噪声功率为-18dBm/30KHz 或者为（-18 dBm/Hz - 45 dBHz）= - 63dBm/Hz，通常，归一化噪声功率电平（/Hz）可以不写，而直接用-63 dBm 表示。

△53、关于噪声增量和系统容量

如前所述，码分多址是第三代移动通信系统的主流技术，码分多址系统是一个自干扰容量受限系统。上/下行容量与噪声的增加密切相关。关于多系统共存或共址时,各系统最大干扰容限目前有两个仿真标准:

-----我国国家有关主管部门在进行 3G 系统邻道干扰仿真时，对于 WCDMA 和 CDMA2000 上行系统容量下降的准则是根据热噪声升高(干扰余量 η)6dB 估算，相当于信道负荷为 75%。

即 干扰余量 $\eta=10\times\lg(1-\alpha\%)^{-1}$

$$\alpha\%: \text{信道负荷} = \frac{\text{信道数}}{\text{极限容量信道数}} \%$$

$\alpha\%$	50	60	75
η (dB)	3	4	6

而对于 TD—SCDMA 系统，由于采用了时分双工技术和多用户检测技术，所有用户将分配在不同时隙内，所以不能简单地采用噪声提升 6 dB 的准则进行容量估算。通常假定：当用户满意率为 95%时得到的系统容量假设为系统的极限容量，此极限容量的 75%则设置为系统正常工作时的系统容量。

----第二个仿真标准是以接收机灵敏度(射频线性部分 – 见第 7 条目)恶化 0.8dB 为标准, 这相当于在被干扰信号(S1)上迭加了一个比它低 6.9dB 的干扰信号 (S2 = S1-6.9dB); 在 2G 系统讨论直放站对基站的噪声增量时, 我们以基站接收机灵敏度(射频线性部分) 恶化 0.97dB 为标准(S2 = S1-6dB).

△54、直放站对基站的噪声增量

当一个通信系统中引入有源器件, 例如直放站时,需对该系统接收机增加的噪声进行计算分析, 以不影响或很少影响原系统施主基站接收信号质量为准。

施主基站接收端的噪声:

$$N_{pBTS} = 10\lg[KT B] + N_{fBTS}$$

└──────────┘ 接收机噪声系数
└──────────┘ 带宽为 B(Hz)时热噪声功率电平

直放站输出的噪声功率

$$N'_{pREP} = 10\lg[KT B] + N_{fREP} + G_{REP}$$

└──────────┘ 直放站的增益
└──────────┘ 直放站的噪声系数
└──────────┘ 在 B(Hz)带宽内直放站的热噪声

当 B=200KHz

$$-121\text{dBm} + N_{fREP} + G_{REP}$$

则达到施主基站接收端的噪声功率电平应为

$$N_{pREP} = N'_{pREP} - L_{PR \rightarrow B} \quad (\text{直放站至施主基站的传播损耗})$$

$$= -121\text{dBm} + N_{fREP} + (G_{REP} - L_{PR \rightarrow B})$$

也就是说, 引入直放站后, 基站接收端的总噪声功率电平 N_{pT} 应为基站底噪声 N_{pBTS} 和直放站引入的 N_{pREP} 的叠加

$$\text{即 } N_{pT} = 10\lg \left[10^{\frac{N_{pBTS}}{10}} + 10^{\frac{N_{pREP}}{10}} \right]$$

$$\text{其中, } N_{pBTS} = -121\text{dBm} + N_{fBTS}$$

$$N_{pREP} = -121\text{dBm} + N_{fREP} + (G_{REP} - L_{PR \rightarrow B})$$

$$\therefore N_{PT} = N_{pBTS} + 10\lg \left(1 + 10^{\frac{N_{fREP} - N_{fBTS} + G_{REP} - L_{PR \rightarrow B}}{10}} \right)$$

$$= -121\text{dBm} + N_{fBTS} + \Delta N_{BTS}$$

$$\Delta N_{BTS} = 10\lg \left(1 + 10^{\frac{N_{fREP} - N_{fBTS} + G_{REP} - L_{PR \rightarrow B}}{10}} \right)$$

称为噪声叠加

在工程实际中，通常 N_{fREP} 和 N_{fBTS} 是限定值，因此噪声增量或总噪声应为 $(G_{REP} - L_{PR \rightarrow B})$ 的函数。

例如：当 $N_{fREP} = 4\text{dB}$ ， $N_{fBTS} = 2\text{dB}$ 时

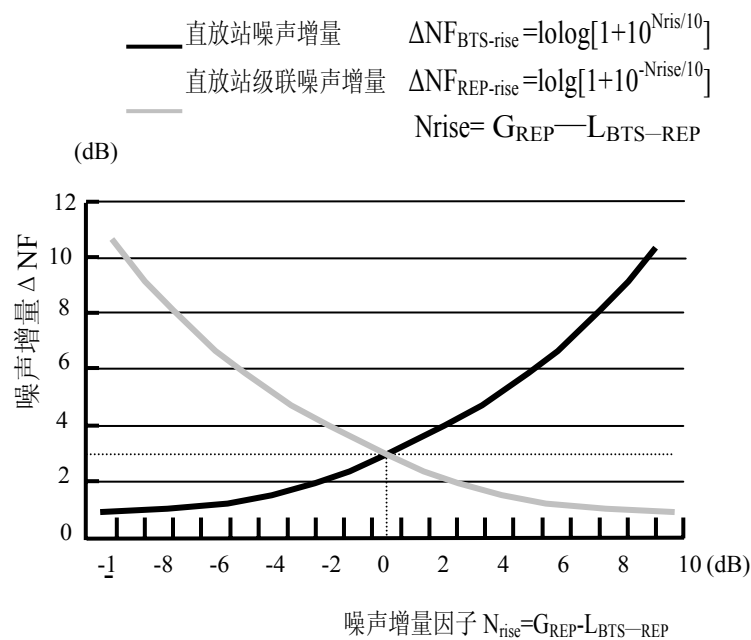
则，当 $G_{REP} - L_{PR \rightarrow B} = 3\text{dB}$ 时， $\Delta N_{BTS} = 6\text{dB}$

$G_{REP} - L_{PR \rightarrow B} = -2\text{dB}$ 时， $\Delta N_{BTS} = 3\text{dB}$

$G_{REP} - L_{PR \rightarrow B} = -8\text{dB}$ 时， $\Delta N_{BTS} = 0.97\text{dB}$

也就是说，当直放站增益比基站到直放站的传输损耗 $L_{PR \rightarrow B}$ 小 8dB 时，就可以把基站接收端的噪声增量控制在 1dB 以内。

下图以 $G_{REP} - L_{PR \rightarrow B}$ 为横坐标，画出了该变量与基站噪声增量 ΔN_{BTS} 的关系曲线



无论对 G 网、C 网或是 3G 系统，我们都可以根据该系统所要求的 C/I (SIR) 值，求得允许的 ΔN_{BTS} 值，然后由上述曲线确定直放站增益与系统损耗之差值，调整直放站增益时系统的噪声增量降至允许范围内。

☆55、G 网中，直放站对同频干扰的影响

在同频复用的蜂窝小区系统中，计算同频复用距离是以小区边缘移动台发射有效功率为基准的。因此，当小区内需加装直放站时，如果运营商不修改频率复用规划的话，直放站以移动台为参考，其有效功率增益 ΔG 应趋于零。

$$\text{即 } \Delta G = 20 \lg \left(\frac{h_2}{h_1} \right) + (P_2 - P_1) + (G_2 - G_1)$$

h_1 、 P_1 和 G_1 ：移动台天线高度 (m)、功率 (dBm) 和天线增益 (dBi)

h_2 、 P_2 和 G_2 ：直放站天线高度 (m)、功率 (dBm) 和天线增益 (dBi)

例如：移动台的 $P_1=2\text{W}$ (33 dBm)， $h_1=1.5\text{m}$ ， $G_1=2\text{ dBi}$

而加装的直放站 $h_2=6\text{m}$ ， $G_2=3\text{ dBi}$

则其功率应限制为

$$20 \lg \left(\frac{6}{1.5} \right) + (P_2 - 33 \text{ dBm}) + (3 - 2) = 0$$

$$P_2 = 33 - 1 - 12 = 20 \text{ dBm} (100\text{mw})$$

☆56、IS-95 CDMA 对 GSM 基站的干扰

国家信息产业部无 [2002] 65 号文“有关 800MHz 频段 CDMA 系统基站和直放站杂散辐射限值及其对 900MHz 频段 GSM 系统邻频共用设台要求的通知”中明确指出鉴于两个系统之间只有 5MHz 保护带，为了防止对 G 网的接收产生有害干扰，必须限值 CDMA800 的杂散辐射电平。详细的指标要求见下表

IS-95 CDMA 系统基站和直放站带外各频段杂散辐射限值

频率范围	测试带宽	极限值	检波方式
9KHz~150 KHz	1 KHz	-36dBm	峰值
150 KHz~30MHz	10 KHz	-36dBm	峰值

30M Hz~1GHz	100 KHz	-36dBm	峰值
1G Hz~12.75GHz	1 MHz	-30dBm	峰值
806M Hz~821MHz	100 KHz	-67 dBm	有效值
885M Hz~915MHz	100 KHz	-67 dBm	有效值
930M Hz~960MHz	100 KHz	-47 dBm	峰值
1.7G Hz~1.92GHz	100 KHz	-47 dBm	峰值
3.4G Hz~3.53GHz	100 KHz	-47 dBm	峰值

表中，对 G 网和集群频段作了最严格的限值，为-67 dBm / 100 KHz（-117 dBm / Hz）

如果假定 G 网上行接收机噪声电平为-121dBm+5 dB=-116 dBm，而它能承受的干扰电平比它低 4 dB，即-120 dBm。

则按此要求计算当 C 网下行杂散为-117 dBm / Hz 时，要求天线的最低隔离度 L_{s0}

$$\begin{aligned} L_{s0} &= -117 \text{ dBm} - (-120 \text{ dBm}) - 10 \lg \left[\frac{\text{干扰带宽}}{\text{G网带宽}} \right] \\ &= 3 \text{ dB} + 10 \lg 200 \text{ KHz} \\ &= 56 \text{ dB} \end{aligned}$$

按此要求值，可以求得两副天线之间的水平间距；当然，如果 G 网输入端加装滤波器的话，可以使水平间距相对减小，如下表所示：

C 网发射天线与 G 网接收天线的水平间距

C 网下行发射在 885~915 M Hz 频段的杂散辐射	两系统天线之间水平距离 (m)	加装滤波器的衰减值 (dB)
-117 dBm / Hz	>50	不需加装滤波器
	20~50	10
	10~20	15

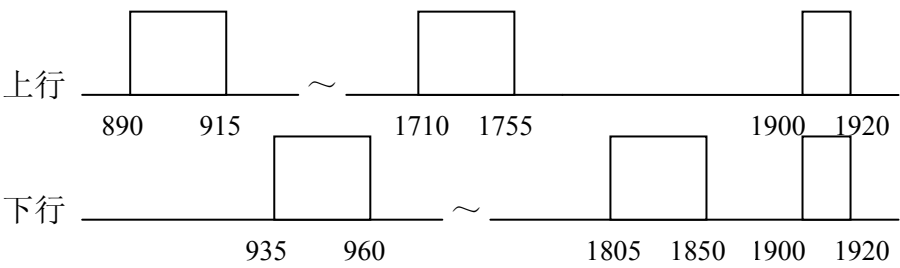
☆57、G 网与 PHS 网的相互干扰

G 网与 PHS 网都是时分多址系统，但双工方式不一样，前者是 FDD，后者用 TDD。TDD 方式上行接收特别易受干扰，因此需要对其进行分析。两个时分多址

系统都是以脉冲突发形式发射功率，属离散型干扰，这种系统间干扰分析步骤应该是：

- ① 首先进行频率关系计算，或画出其频率直方图，查出是否存在同频、邻道及互调谐波干扰。
- ② 其次是了解各自的技术指标，包括发射功率、接收灵敏度、同频干扰比和杂散辐射等。
- ③ 如果不存在直接的频率相互干扰，则也应计算发射主信号是否会造成接收机阻塞，以及发射杂散辐射电平是否会造成同频干扰的问题。

如图，即 GSM900MHz 和 GSM1800MHz 以及 PHS 的频率直方图



由频率计算可知

- G900 下行两次谐波将与 PHS 重叠；
- G1800 下行与 PHS 邻近，间距为 50MHz
- G1800 的五次互调将对 PHS 干扰

为此，我们根据设备指标列出相关参数，见下表：

GSM 与 PHS 主要技术指标	GSM	PHS
下行发射功率	+43dBm	+36 dBm
下行杂散辐射	≤1GHz -36 dBm 带内 -103 dBm >1GHz -30 dBm	-90 dBc
上行接收灵敏度	-104 dBm	-95 dBm
同频干扰保护比	12 dB（无跳频）	17 dB
邻道干扰保护比	±200KHz 9 dB ±400KHz 41 dB	±600KHz 58 dB
互调干扰保护比	60 dB	65 dB

阻塞干扰保护比	$\leq 1\text{GHz}$ -57dBm $> 1\text{GHz}$ -47dBm	90 dB
---------	---	-------

接着应计算同频干扰保护比是否满足及是否会阻塞？

如果假定 G 网需和 PHS 共天线，且系统之间的滤波器衰落指标为 80 dB

—G1800 主信号对 PHS 上行接收的阻塞（频率间隔为 50MHz）

PHS 阻塞指标为 $-95\text{dBm}+90\text{dB}=-5\text{dBm}$

G 网杂散辐射干扰电平为 $+43\text{dBm}-80\text{dB}=-37\text{dBm}$

可见，尚有余量 32 dB，也就是说采用 50dB 衰减的滤波器即可共存。

—PHS 主信号对 G 网上行接收的阻塞（频率间隔为 145MHz）

G 网阻塞指标为 -47dBm

PHS 杂散辐射电平为 $+36\text{dBm}-80\text{dB}=-44\text{dBm}$

$-44\text{dBm} > -47\text{dBm}$ 应保证滤波器有 83dB 的衰减

—G1800 杂散辐射对 PHS 上行接收同频干扰保护比的影响

G1800 杂散辐射为 $-30\text{dBm}/3\text{MHz}$ ，即 $-40\text{dBm}/300\text{KHz}$

$-95\text{dBm}-[-40\text{dBm}-80\text{dB}]=25\text{dB} > 17\text{dB}$

—PHS 杂散辐射对 G1800 上行同频干扰保护比的影响

$-104\text{dBm}-[+36\text{dBm}-90\text{dB}-80\text{dB}+10\lg\frac{300\text{k}}{200\text{k}}]=28\text{dB} > 12\text{dB}$

以上计算表明当加入 83dB 衰减的滤波器时,PHS 网和 G 网可以共存

☆58、码分系统的自干扰特性和极限容量

在码分系统中，每个用户共享同一载波，它们各自拥有唯一的扩频编码序列，对于任意正在通信的移动用户而言，其他用户信号就变成了宽带噪声。

为了接入一个呼叫，移动台必须有足够的功率去克服处于同一载频内其他移动台产生的干扰，也就是说，在基站收到的信号必须达到一定的信噪比要求。移动台所需的发射功率不仅取决于移动台至基站的距离，而且取决于总干扰电平，而小区负载直接于总干扰电平有关。

每增加一个呼叫，在所有其它移动台看来，干扰电平就会增加，相应地，为了保证呼叫的完整性，每个移动台都应适当地提高自己的发射功率，这种调整反过来又提高了下一个移动台所需克服的干扰电平。这个过程不断重复，直至一个

新的移动台无法在基站获得满意的传输质量，此时系统就达到了它的容量极限。

容量极限的产生是因为移动台最终没有足够的功率来克服干扰电平，因此，容量就取决于那些会影响基站接收的干扰电平因素，例如：相邻小区的干扰，功率控制和话音激活状况，以及通话质量要求是否能降低等等。

在第 14 题中，我们已经介绍了码分系统的 C/I ，扩频增益及 E_b/N_0 之间的关系。当不存在邻小区干扰时，设小区内共有 M 个信道，对任一移动用户而言，其中只有一个是有用信号，其余 $(M-1)$ 个信道均为干扰，当信号与干扰遵循同样的传输衰落规律时，可得：

$$\frac{C}{I} = \frac{E_b/N_0}{G_p} = \frac{1}{M-1} G_p$$

$$\text{或者说，业务信道数 } M = \frac{G_p}{E_b/N_0} + 1$$

当有邻小区存在时，还应计入邻小区干扰对容量的影响，设邻小区为全向小区，由邻小区引入的干扰为 I_a ，我们先引入一个参数 $F = \frac{I_0}{I_0 + I_a}$ ，即自小区干扰 I_0

占总干扰 $(I_0 + I_a)$ 的百分数。

$$\text{或者也可表示为 } I_a = \left(\frac{1}{F} - 1\right) I_0$$

此时，一个载波所支持的业务信道数

$$M_a = F \left[\frac{G_p}{E_b/N_0} + 1 \right]$$

通常 F 应在 60%~75% 之间。

☆59、3G 系统邻道干扰测试和仿真环境

3G 系统总的工作频段（包括核心频段和补充频段）已划定，但究竟由几个运营商获得牌照至今尚未明朗，如果在同一地区由几个运营商共同经营的话，必然有大量电磁干扰的协调工作。为此，有关部门建立了仿真平台，对邻道干扰进行了大量测试，这将给今后的无线网络建设提供有用的参考数据。我们在 3G 系统间邻道干扰分析（第 60~68 题）时也将参照该仿真环境下得出的结论。为此将该仿

真平台的结构及参数叙述如下：

—总共有 64 个全向天线小区，数据统计只在其中 16 个小区进行，蜂窝小区半径 R 为 500 米、1000 米、1500 米和 3000 米。

—基站站址建设分三种情况：

- 共基站：两个运营商的基站共址（0 米或距离很近）；
- 较差的情况：两个运营商的基站偏移 $R/2$ ；
- 最差的情况：两个运营商的基站偏移为 R 。

—采用静态仿真方法

- 移动台随机放置。
- 执行必要的算法，包括功率控制，负载控制等。
- 收集足够多的统计资料，如：载干比（C/I），误码率（BER），块误码率（BLER），吞吐量等。
- 当测得 E_b/N_0 小与目标值 0.5dB 时，则认为用户处于掉线状态。
- 当测得 E_b/N_0 大与目标值 0.5dB 时，则认为用户处于满意状态。

—系统容量的判断准则

- 上行容量可根据热噪声升高 6dB 来估算，CDMA 系统噪声升高 6dB 相当于极限容量的 75%。
- 对 TD-SCDMA 系统设定为：当用户满意率为 95% 时得到的系统容量假设为系统的极限容量，此极限容量的 75% 则设置为系统正常工作时的容量。
- 下行用户容量定义为 95% 的用户满意时，系统所支持的容量。

—仿真时的传播模型

- 自由空间的路径损耗 当 $f=2\text{GHz}$

$$L = -27.6 + 20\lg f + 20\lg d = 38.4 + 20\lg d$$

- BS \longleftrightarrow MS

$$L_{BS \leftrightarrow MS} = 15.3 + 37.6\lg d$$

当：• $h_b=15\text{m}$

- 建筑物平均高度与移动台高度差为 10.5m
- 各排建筑物平均距离为 80m

• 移动台与反射体的平均水平距离为 15m

• $F=1.92\text{GHz}$ 时

• MS \longleftrightarrow MS

$$L_{MS \leftrightarrow MS} = 55.9 + 40 \lg d$$

• BS \longleftrightarrow BS

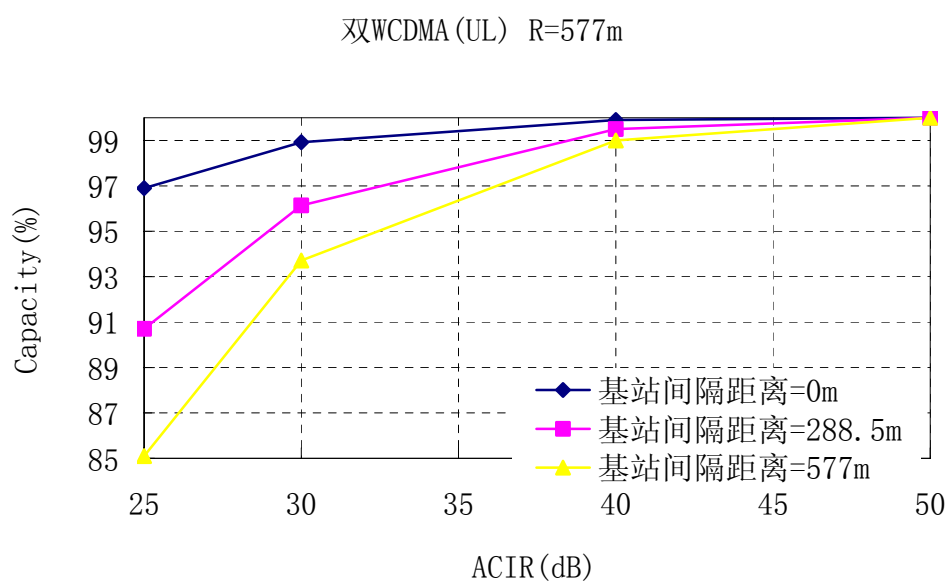
$$L_{BS \leftrightarrow BS} = \begin{cases} 20 \lg \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) & 1 \leq d \leq d_0 \\ 20 \lg \left(\frac{4\pi R^2}{\lambda} - 20 \lg d_0 \right) & d \geq d_0 \end{cases}$$

$$d_0 = 4 \cdot \frac{h_m \cdot h_b}{\lambda} \quad \text{即断点}$$

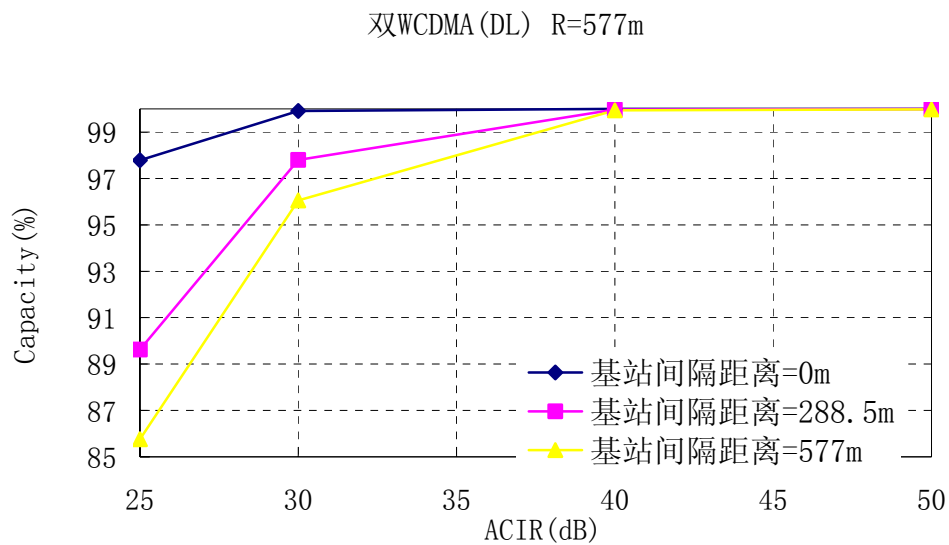
h_m 、 h_b 收发天线高度

60、WCDMA \longleftrightarrow WCDMA 互干扰

影响两个 WCDMA 系统共存的因素主要有：ACIR，两系统基站间隔距离 d 和小区覆盖范围 R 。对于两个 WCDMA 的宏蜂窝系统，在仿真环境下，当蜂窝半径为 577 米时，其仿真结果对应于噪声增加 6dB 或满意率为 95% 两种情况示于下图中：



上行干扰后容量 VS. ACIR 值(容量判定标准：上行 NoiseRise=6dB)



下行干扰后容量 VS. ACIR 值 (容量判定标准: 95%满意率)

而对应于不同的 ACIR 值, 当 $d=R$ 且 d 增大到 3000 米时, 上、下行链路的容量损失对比结果分别列于下表:

上行链路容量损失对比结果 (基站距离=半径)

ACIR (dB)	半径=577m	半径=3000m
25	85.1%	52.3 %
30	93.71%	80.68 %
40	99%	94.21 %
50	100%	99.12 %

下行链路容量损失对比结果 (基站距离=半径)

ACIR (dB)	半径=577m	半径=3000m
25	85.76%	81.20%
30	96.06%	90.70 %
40	99.94%	97.47 %
50	99.98%	99.36 %

从上图和列表中可以看出:

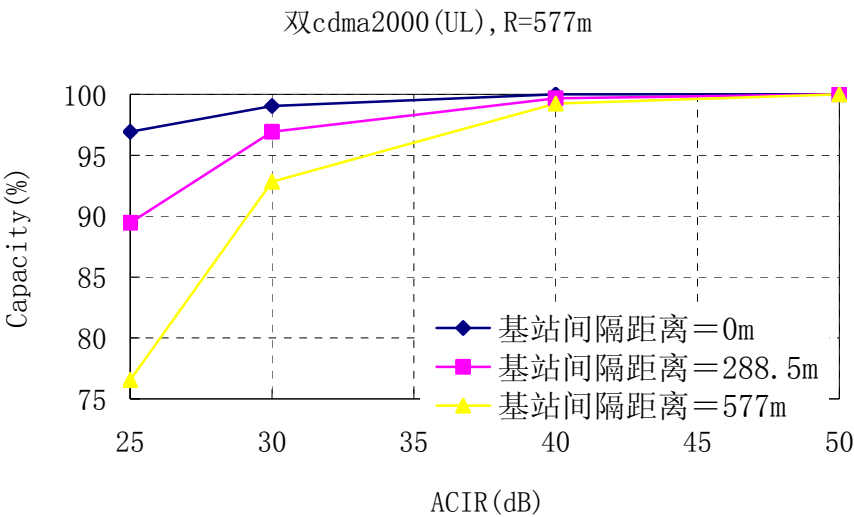
- ① 上下行容量损失随着 ACIR 值的增大而减小, 小区半径的大小对系统的性能也有影响, 随着小区半径的增加, 系统容量会减小, 但是容量损失变化幅度非常小。
- ② 各运营商基站站距 d 对系统容量的影响也很大。当 $d=0$ 即共基站时, 上下行的容量损失最小, 运营商间的干扰最小; 而当 $d=R$ 时, 相互间容量损失

也最大。

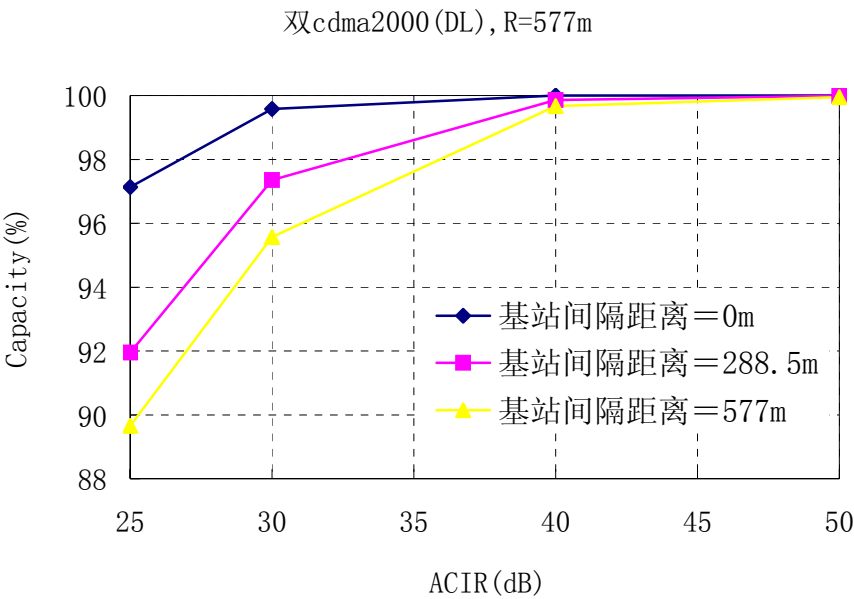
- ③ 为了保证系统容量损失小于 5%，在小区半径 $R=577$ 米时，上行链路的 ACIR 至少应为 31dB，下行链路则至少为 33dB。对于小区半径继续增大至 3000 米时，覆盖问题为主要考虑因素，容量损失为次要。
- ④ 当 WCDMA 载波间隔为 5MHz 时，上、下行链路的 ACIR 值均为 33dB，此时，如果 $R \leq 1000m$ ，则完全满足容量损失不大于 5% 的要求。因此，当一个覆盖区内有两个运营商同时运营 WCDMA 系统时，只要两系统的小区半径 $R \leq 1000m$ ，则系统之间不需要保护频带可以共存；当小区半径较小（如 $R=577$ 米时），无论两系统的基站如何布置，只要有 5MHz 的载频间隔，都可以保证系统容量损失控制在 5% 范围内。

61、CDMA20001X \longrightarrow CDMA20001X 互干扰

对于两个 Cdma20001x 系统，影响它们之间的容量损失的因素也是 ACIR,两基站站址间的距离偏移 $d(m)$ 和小区半径 $R(m)$ 的大小。对于宏蜂窝小区，在仿真环境下，当两系统的小区半径均为 577 米时，对应于不同的 d 值，（当 $d=0$ ， $R/2$ 和 R 时），画出了相对于不同的 ACIR 值时上、下行容量损失的曲线如下图

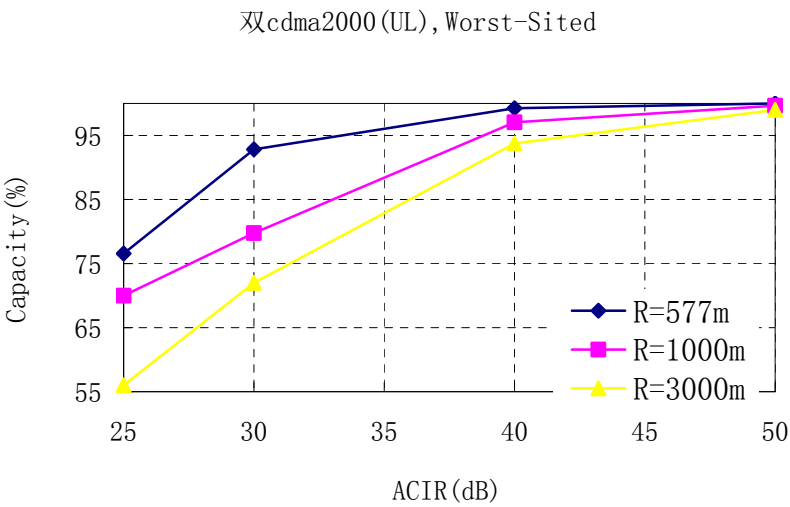


上行链路干扰后容量 VS. ACIR 值

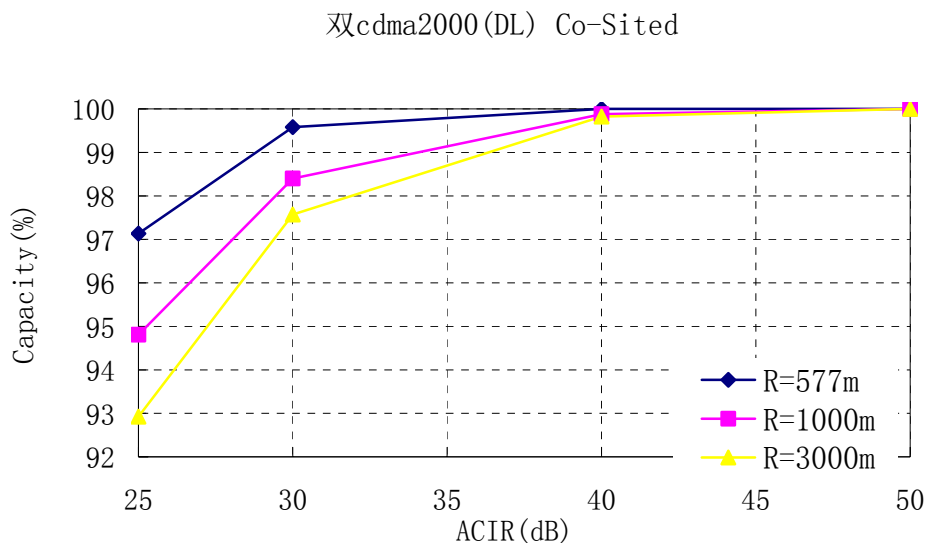


下行链路干扰后容量 VS. ACIR 值

当 $d=R$ ，且 R 增加至 3000 米时，上下行容量损失与 ACIR 值的关系见下图



干扰后的上行容量 VS ACIR



干扰后的下行容量 VS ACIR

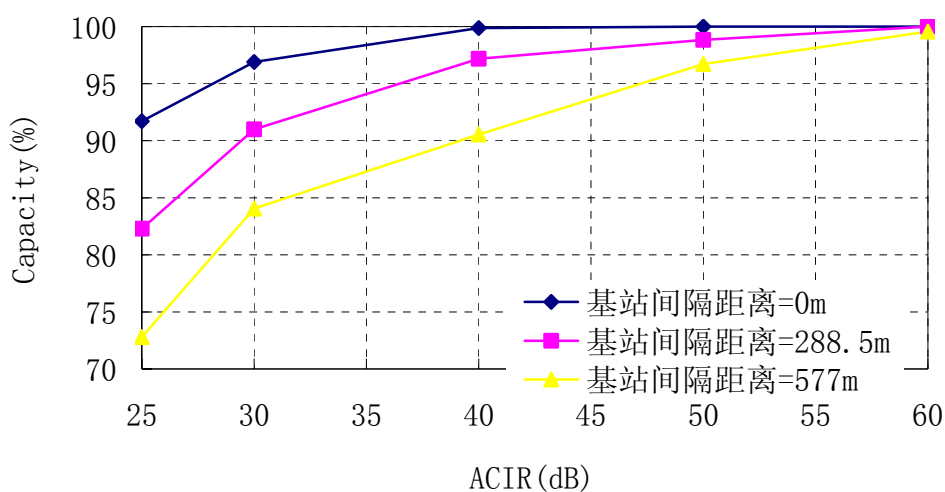
上述仿真曲线表明

- ① 上下行容量损失均随着 ACIR 值的增大而减小；随着 R 的增加，系统容量也会减小；但两者相比 ACIR 值的影响严重得多。
- ② d 值的影响也很大。当 $d=0$ 时，上下行容量损失最小，两系统将按绕最小；而当 $d=R$ 时，两系统间干扰最大，上下行容量损失也最大。
- ③ 为了保证系统容量损失小于 5%，在小区半径 $d=R=577$ 米时，上行链路的 ACIR 至少应为 33.5dB，下行链路的 ACIR 则至少为 28dB。随着 R 的增加，当 $R=3000$ 米时，主要应考虑覆盖问题，容量损失为次要问题。
- ④ 当两个 Cdma20001x 系统在同区相邻频道上运营时，当载波间隔为 2.5MHz 时，其 ACIR 分别为上行 33.3 dB 和下行 53 dB，此时，下行链路满足容量损失 $\leq 5\%$ 的要求，而上行链路也基本满足要求，但应适当调整基站距离尽量使基站偏置不要等于小区半径，以减小容量损失，使其达到指标。

62、WCDMA 系统对 CDMA20001X 系统的干扰

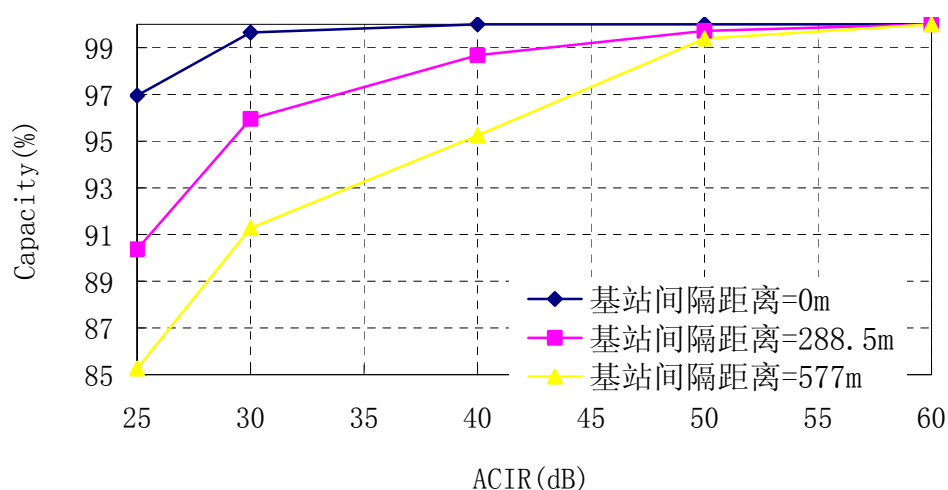
当两个宏蜂窝系统小区半径均为 577 米时，当两系统基站间距 $d=0$ ， $R/2$ 和 R 时，WCDMA 系统对 Cdma20001x 系统的干扰仿真结果分别见下图：

WCDMA→cdma2000 (UL) R=577m



cdma2000 上行链路容量 VS. ACIR (dB)

WCDMA→cdma2000 (DL) R=577m



cdma2000 下行链路容量 VS. ACIR (dB)

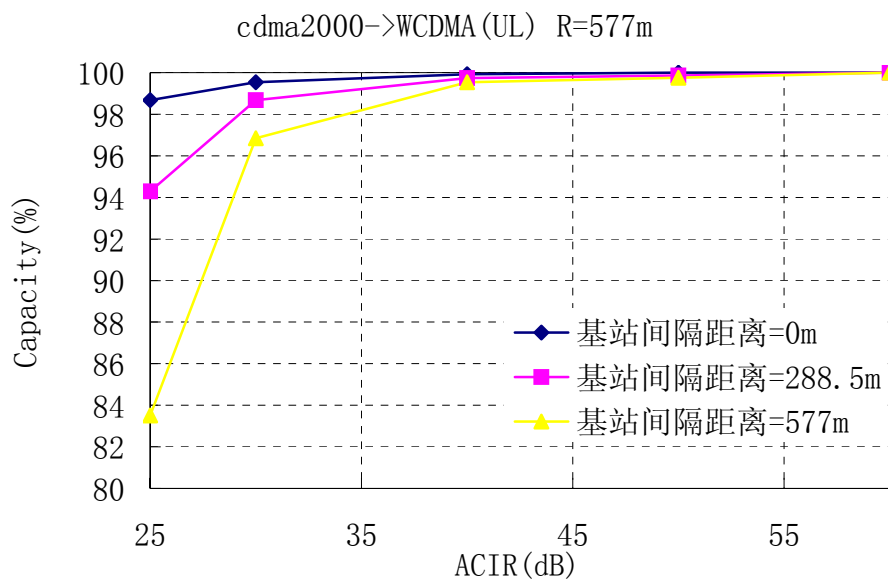
从上述两图可以看出，当 Cdma20001x 系统受 WCDMA 系统干扰时

- ① Cdma20001x 系统上下行容量损失均随着 ACIR 值增大而减小。
- ② 基站间距对系统性能也有影响，当 $d=0$ 即共站址时，容量损失最小，两系统间干扰最小；而当 $d=R$ 时，相互干扰最大，上下行容量损失也最大。
- ③ 为了保证系统容量损失小于 5%，在小区半径 $R=577$ 米时，上行链路的 ACIR 至少应为 47dB，下行链路的 ACIR 则至少为 40dB。

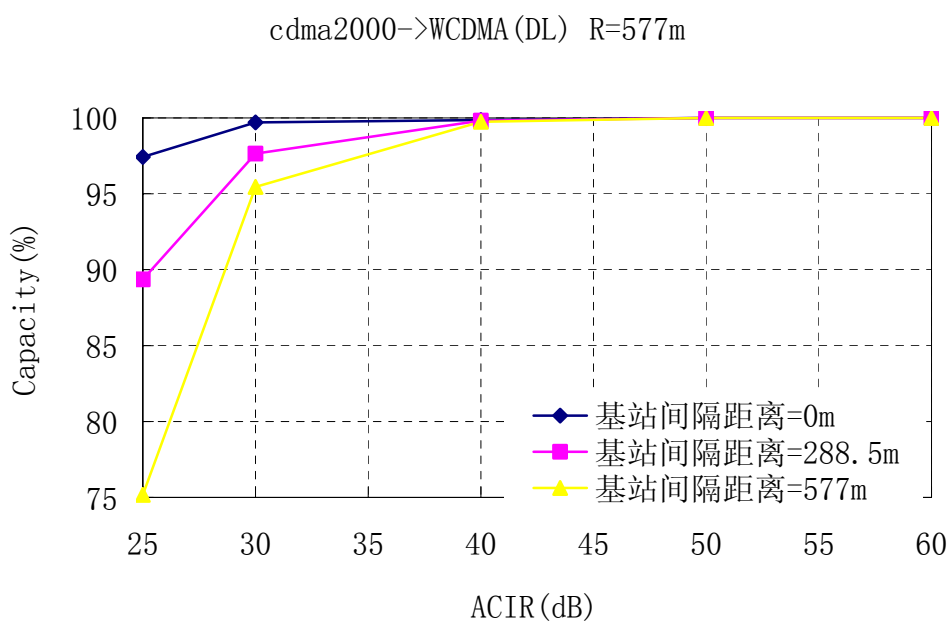
- ④ 如果 Cdma20001x 与 WCDMA 为邻道，且载波间隔为 3.75MHz 时，此时 Cdma20001x 上行链路的 ACIR 值为 33 dB，可见当 $d \leq R/5$ 时，WCDMA 移动台不会对 Cdma20001x 基站的接收造成干扰；但当 $d > R/5$ 时，将会造成干扰，且干扰大小随 d 值的增加而加大；为了使 ACIR 达到 47 dB，必须使 WCDMA 移动台在 $\pm 3.75\text{MHz}$ 时的 ACIR 值为 47 dB/1.25Mhz 或适当增加保护带宽。
- ⑤ 当小区半径扩大，例如 $R < 3000$ 米时，为了保证 WCDMA 对 Cdma20001x 系统的上行链路干扰控制在可接受的范围内，要求 $\text{ACIR} \geq 50 \text{ dB}$ ，这时应限制 WCDMA 移动台的带外发射指标。
- ⑥ 在相邻载频偏置为 3.75MHz 时，Cdma20001x 下行链路的 ACIR 值为 46.3 dB，所以无论 $d=0$ ， $R/2$ 或 R ，WCDMA 基站对 Cdma20001x 的移动台都不会造成干扰。
- ⑦ 当小区半径扩大至 1000 米时，WCDMA 基站也不会对 Cdma20001x 移动台产生干扰；当小区半径继续扩大到 3000 米时，且 $d \leq R/2$ 时，也完全可以保证 Cdma20001x 系统下行链路容量损失控制在 5% 范围内。

63、CDMA20001X 系统对 WCDMA 系统的干扰

当两个宏小区半径为 577 米时，且 $d=0$ ， $R/2$ ， R 时，Cdma20001x 系统对 WCDMA 系统上下行链路的干扰仿真结果示于下图：



WCDMA 上行链路容量 VS. ACIR (dB)



WCDMA 上行链路容量 VS. ACIR (dB)

从图中可以看出，当 WCDMA 系统受到 cdma2000 系统干扰时：

- ① WCDMA 系统上下行容量损失均随着 ACIR 值增大而减小，且 WCDMA 系统受 cdma2000 系统的干扰明显比 cdma2000 系统受 WCDMA 系统的干扰小得多。
- ② 系统基站间距 d 对系统性能的影响也很大。当 $d=0$ 即共站址时，上下行容量损失最小；而当 $d=R$ 时，相互干扰最大，两系统间干扰最大，上下行容量损失也最大。

- ③ 为了保证 WCDMA 系统容量损失小于 5%，在小区半径为 577 米时，且 $d=R=577$ 时，上行链路的 ACIR 至少应为 29dB，下行链路的 ACIR 则至少为 30dB。当 $R \leq 1000$ 米时，要求上行链路的 ACIR 应不小于 37dB 和下行 ACIR 应不小于 33dB。当 $R \leq 3000$ 米时，要求上、下行链路的 ACIR 都应不小于 40dB。
- ④ 当两系统相邻工作且载波间隔为 3.75MHz 时，此时 WCDMA 上、下行链路的 ACIR 值分别为 32 dB 和 33.9 dB，可见当 $d=0$ ， $R/2$ 和 R 时，WCDMA 不会受 Cdma20001x 的系统的干扰。
- ⑤ 为了使上行链路的 ACIR 达到 40dB，必须使 Cdma20001x 移动台在距载波 3.75MHz 时的 ACLR 为 40 dB / 3.84MHz，即移动台需附加约 10 dB 的发射滤波器；为了使下行链路的 ACIR 达到 40dB，必须使 WCDMA 移动台在距载波 3.75MHz 时的 ACS 为 40 dB / 3.84MHz，即该移动台需附加约 10 dB 的接收滤波器。或者增加两系统之间的保护带至 7.75MHz（额外加大 4MHz 保护带）

64、3G FDD \longleftrightarrow FDD 互干扰小结

在第 60 到 63 题中，讨论了双 WCDMA 系统的仿真结果，双 CDMA2000 系统的仿真结果以及 WCDMA 系统和 CDMA20001x 系统共存时的仿真结果。这类 FDD 系统的互干扰可归结为：

- ① 双 WCDMA 系统中两运营商所用载波间隔为 5MHz（即没有保护带）时，两系统完全可以共存，而不需要任何隔离措施。
- ② 双 Cdma20001x 系统中，两运营商所用载波间隔为 2.5MHz 时，如果基站偏置 $d < R$ 时，两系统完全可以共存；但当 $d=R$ 时，下行链路可满足要求，但上行链路已接近临界，因此在实际组网时应适当调整好基站偏置，以减小 d 值，使系统容量损失减小。
- ③ WCDMA 系统对 Cdma20001x 系统的干扰比 Cdma20001x 系统对 WCDMA 系统的干扰大，并且受两系统基站偏置距离 d 影响明显。为了使系统容量损失控制在 5% 的范围内，对于不同的 d 值及 R 值所要求的 ACIR 见下表。通常为了保证两系统共存，工程上需要限制 ACLR

和 ACS 或者合理选用站址，尽可能使 $d < R/2$ ，而不建议两系统之间留有保护带。

系统容量损失与 ACIR、d 的关系（当 $R=577$ 米时）

<div><div>d</div><div>ACIR (dB)</div></div>	d=0	d=R/2=288.5 米	d=R=577 米
Cdma20001x 上行链路 容量损失<5%	27	36	47
WCDMA 上行链路容量 损失<5%	20	26	29
Cdma20001x 下行链路 容量损失<5%	23	29	40
WCDMA 下行链路容量 损失<5%	20	28	30

系统容量损失与 ACIR、d 的关系（当 $R=3000$ 米时）

<div><div>d</div><div>ACIR (dB)</div></div>	d=0	d=R/2=1500 米	d=R=3000 米
Cdma20001x 上行链路 容量损失<5%	31	50	57
WCDMA 上行链路容量 损失<5%	20	38	39
Cdma20001x 下行链路 容量损失<5%	31	40	55
WCDMA 下行链路容量 损失<5%	30	40	42

总之，FDD/TDD 之间的干扰一般很小，当基站间偏置间距 $d < R/2$ 时，系统完全可以共存；当 $d=R$ 时，系统间可能存在干扰，此时只需适当调整两系统基站偏置间距 d ，而不建议限制设备指标或留保护带。

65、TD-SCDMA←————→TD-SCDMA 互干扰

对于 TD-SCDMA 系统来说，上行链路采用了多用户检测技术，另外由于每时隙内支持的用户数不是很多，所以不能简单地采用噪声提升 6dB 的准则进行容量的估算。在仿真系统中假定：当用户满意率为 95% 时得到的系统容量假设为系统的极限容量，此极限容量的 75% 定义为单系统正常工作时的系统容量。

当 R=577 米时，对应于不同天线类型，但系统容量见下表

智能天线技术是 TD-SCDMA 的核心技术和生命，没有智能天线的 TD-SCDMA 系统将不能进行商用。

TD-SCDMA 单系统容量与天线类型

上下行 容量 天线类型	基于满意率为 95% 的上行链路容量	基于满意率为 95% 的下行链路容量
全向天线	1.92	1.87
6dB 增益全向天线	8.26	7.9
扇区天线	5.15	4.36
智能天线	14.2	12.64

—对于 TD-SCDMA 的干扰，当未采用智能天线时，上行链路容量损失成为两系统共存的瓶颈，特别当两系统不完全同步时更是关键所在。

当两个 TD-SCDMA 系统完全同步时，上下行链路容量由于相互干扰会有所降低，其影响随着两系统间的 ACIR 值的增大而显著减小，当 ACIR>31dB 时，两系统可以共存；

当两个 TD-SCDMA 系统不能完全同步时，则来自 BS 和 BS 间的干扰成为主要问题，此时若需容量损失不大，在两基站共站时要保证 ACIR>70 dB，当两基站间距在 R/2 以上时，ACIR>57dB。

—当系统采用智能天线时（通常如此），如果系统完全同步，则当小区半径<1500 米时，只要 ACIR≥20dB。既可保证上下行链路容量损失控制在 5% 之内。

当两系统不同步时，如小区半径<1500 米，则为了保证两个 TS-SCDMA

系统在 $d=40$ 米时能共存, 需要基站与基站之间的 $ACIR \geq 67\text{dB}$; 在 $d > R/2$ 时, $ACIR$ 应 $\geq 50\text{dB}$; 如果基站间距继续靠近至 $d=5$ 米, 则要求 $ACIR \geq 85\text{dB}$, 相当于要求基站的带外发射限制为 $-54\text{dBm}/1.28\text{MHz}$; 而当 $d=0$ 米, 即共站时, 根据 TS25、105 文, 要求基站的带外发射限值下降至 $-73\text{dBm}/1.28\text{MHz}$, 即相当于 $ACIR \geq 104\text{dB}$, 这个指标对设备限制太严, 如果共站时将两系统天线垂直放置, 间隔为 2 米 (约 13λ), 则其要求求得 $ACIR$ 值可下降至 85dB 。

—综上所述, 对于 TD—SCDMA 的互干扰, 为尽量减少容量损失, 应建议:

- ① 采用智能天线, 并使系统完全同步;
- ② 当两 TD—SCDMA 系统共站时, 若基站间距不小于 5 米时, 要求它们的带外发射不超过 $-54\text{dBm}/1.28\text{MHz}$;
- ③ 当两 TD—SCDMA 系统共存时, 若基站天线可垂直放置, 且间距不小于 2 米时, 要求它们的带外发射不超过 $-29\text{dBm}/1.28\text{MHz}$;
- ④ 当两 TD—SCDMA 系统之间不建议留保护带。

66、WCDMA 系统与 TD-SCDMA 系统的互干扰

由于 TD—SCDMA 系统是时分双工系统, 在同一载频下有时处于上行链路发送, 有时为下行发送, 所以这两个系统的互干扰分析必须分清 TDD 系统的上、下行状态。

当 TD-SCDMA 系统处于上行链路发送状态时, TD—SCDMA 的移动台不会对 WCDMA 的基站产生干扰。当它们为邻道工作时, 如果载波间隔为 3.5MHz , 则 $ACIR=37\text{dB}$, 而 TD—SCDMA 移动台与 WCDMA 基站之间的 $ACIR$ 只需 34dB 即不会干扰 WCDMA 基站, 因此不论两系统基站站址如何设置, 也不论小区半径多大, TD—SCDMA 的移动台均不会对 WCDMA 基站的接收造成干扰。

当 TD—SCDMA 采用智能天线时, 其干扰情况与上述全向天线相似。

当 TD—SCDMA 系统处于下行链路发送状态时, TD—SCDMA 基站对 WCDMA 基站的干扰对于两个频率相邻的系统是无法避免和完全克服的, 只能采取有效的方法使干扰尽量减小。此时, 如果采用智能天线技术, 由于 TD—SCDMA 系统的容量明显提高, 使干扰有所增加, 但增加量不大。

具体要求的指标限值是：

- ① 在共站时，要求 TD—SCDMA 基站的 ACLR=94dB，即 -60dBm/3.84MHz，而 WCDMA 基站对 TDD 干扰时的 ACS=85dB 或 WCDMA 基站外加 40dB 的滤波器即可。
- ② 在共存时，TD—SCDMA 的 ACLR=70dBc，即带外发射为 -36dBm/3.84MHz，WCDMA 对 TD—SCDMA 的干扰信号的 ACS 应为 70dB 或外加 25dB 的滤波器。

当两个系统相邻载频间隔为 3.5MHz 时，WCDMA 移动台对 TD—SCDMA 上、下行链路的 ACIR 值分别为 30.6dB 和 30.8dB，当即站间隔距离 $d=0$ ， $R/2$ ， R 时，WCDMA 移动台均不会对 TD—SCDMA 移动台和基站的接收造成干扰。

在智能天线情况下，即使智能天线增益达 8dB 以上，而 TD—SCDMA 系统的容量大大提高，但 WCDMA 移动台也不会对 TD—SCDMA 的移动台和基站产生有害干扰。

67、CDMA20001X 系统与 TD-SCDMA 系统的互干扰

当两系统相邻工作且全向天线时，Cdma20001x 移动台对 TD—SCDMA 基站和移动台干扰的结论：

- ① 当 $d=R=577$ 米时，两系统间的干扰最大，上行容量损失也最大。但当 TD—SCDMA 系统的上行链路 $ACIR \geq 30\text{dB}$ ，下行链路 $ACIR \geq 20\text{dB}$ 时，容量损失随 d 值增加的变化不明显。
- ② 当 $R=577$ 米时，不论如何设置两系统基站，也不论两系统的 ACIR 值的大小，Cdma20001x 的移动台均不会干扰 TD—SCDMA 移动台和基站。

当两系统相邻工作且采用智能天线时。

- ① 当 $R=577$ 米时，Cdma2000 的移动台对 TD—SCDMA 基站的干扰可以忽略，此时，TD—SCDMA 系统上行链路是资源受限。
- ② 当 $R=3000$ 米时，存在 Cdma2000 的移动台对 TD—SCDMA 基站的干扰：
共站时只要 $ACIR \geq 18\text{dB}$ ，就不会产生干扰；
共存且 $d=R$ 和 $R/2$ 时，若 $ACIR \leq 35\text{ dB}$ ，即会产生 Cdma2000 的移动台

对 TD—SCDMA 基站的干扰。

- ③ 鉴于 ACIR 均能满足上述指标要求，因此 $R \leq 1500$ 米时，不论 d 为多大，Cdma2000 的移动台不会对 TD—SCDMA 基站和移动台产生干扰。

- ④ 系统间不需额外的保护带。

TD—SCDMA 移动台对 Cdma20001x 基站的干扰

当两系统相邻工作且全向天线时：

- ① 随着小区半径的增大，Cdma2000 上行容量损失减小，当 $ACIR \geq 50\text{dB}$ 时，容量损失基本不随半径而变。
- ② 当 $R \leq 1000$ 米时，Cdma2000 上行容量损失基本相同。
- ③ 当 $R=3000$ 米时，Cdma2000 上行容量损失要小得多，这是因为 $R=3000$ 米时，小区容量明显减少之故。
- ④ 当两系统相邻工作频率间隔为 2.25MHz 时，此时 TD—SCDMA 移动台与 Cdma2000 基站之间的 $ACIR=38.5\text{dB}$ ，故无论 $d=0, R/2$ 或 $R=577/1000/3000$ 米时，TD—SCDMA 移动台均不会对 Cdma2000 基站的接收造成干扰。

当两系统相邻工作且采用智能天线时

- ① 为了保证系统容量损失小于 5% ，当 $d=R/2$ 时，全乡的 $ACIR$ 至少为 37.5dB ，而智能天线时可降至 30dB ；当 $d=R$ 时， $ACIR$ 值将从全向天线时的 38dB 降至 25dB 。
- ② 如果载频间隔为 2.25MHz ，此时 $ACIR=38.5\text{dB}$ ，因此对于智能天线情况，无论 d 和 R 值有多大，TD—SCDMA 移动台不会对 Cdma2000 基站产生干扰。

TD—SCDMA 基站对 Cdma20001x 基站的影响

- ① 共站时，容量损失随 R 增大而加大。当 $R=3000$ 米时，两基站间的 $ACIR$ 至少为 90dB ；当 $R \leq 1000$ 米时，两基站间的 $ACIR$ 至少为 80dB ；当 $d=R/2$ 和 R 时，两基站的 $ACIR$ 至少应为 70dB 。
- ② 对于智能天线，当 $R \leq 1500$ 米共站时的 $ACIR$ 至少应为 74dB ； $R=3000$ 米时至少应为 85dB 。

要求的指标限值是：

- ① 共站时，TD—SCDMA 基站的 ACLR 为 99dBc ，即 $-65\text{dBm}/1.25\text{MHz}$ ，而

Cdma2000 基站对 TD—SCDMA 的干扰信号的 ACS=90 dB, 或者 Cdma2000 基站外加 35 dB 的滤波器。

- ② 基站间有间距或两基站天线垂直放置时, TD—SCDMA 的 ACLR 为 75 dBc, 即带外发射为 -41 dBm/1.25MHz, 而 Cdma2000 基站对 TD—SCDMA 的干扰信号的 ACS 为 74 dB 或外加 19 dB 的滤波器。

68、3G TDD 系统与 FDD 系统的互干扰小结

TDD 和 FDD 系统共存最主要的干扰来自 TDD 基站对 FDD 基站的干扰, 虽然可以通过增大两大系统基站间的 MCL (最低耦合损耗) 和 ACIR, 合理设置站距和控制小区半径等措施来减少干扰, 但并不能消除干扰, 为此, 建议采取以下措施:

——限定设备的技术指标或外加滤波器

当 TDD 系统与 FDD 系统共存或共站时, 应相应限定 TDD 基站的发射指标和 FDD 基站的接收指标如下:

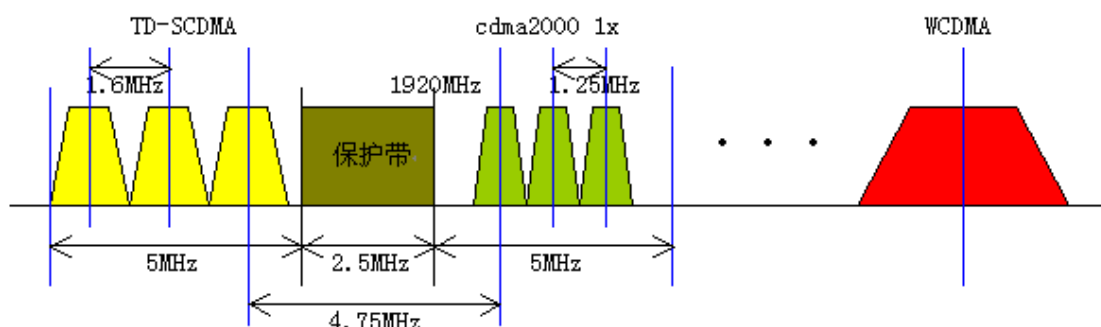
- * 当 TD—SCDMA 与 WCDMA 共站时, TD—SCDMA 基站在 1922.6MHz 的带外发射指标应不大于 -65 dBm/3.84MHz, WCDMA 的基站的 ACS 应为 85 dB, 或外加 40 dB 的滤波器。
- * 当 TD—SCDMA 与 WCDMA 共存时, TD—SCDMA 基站在 1922.6MHz 的带外发射指标应不大于 -36 dBm/3.84MHz, WCDMA 的基站的 ACS 应为 70 dB, 或外加 25 dB 的滤波器。
- * 当 TD—SCDMA 与 Cdma20001x 共站时, TD—SCDMA 基站的带外发射为 -65 dBm/1.25MHz, 即其 ACLR=90 dBc, Cdma20001x 基站的 ACS 应为 90 dB, 或外加 35 dB 的滤波器。
- * 当 TD—SCDMA 与 Cdma20001x 共存时, TD—SCDMA 基站的带外发射为 -41dBm/1.25MHz, 即其 ACLR=75 dBc, Cdma20001x 基站的 ACS 应为 74dB, 或外加 9 dB 的滤波器。

——外加频率保护带

- * 当 TD—SCDMA 与 WCDMA 共站时, 需要外加 16MHz 的保护带;

- * 当 TD—SCDMA 与 WCDMA 共存时，需要外加 8MHz 的保护带；
- * 当 TD—SCDMA 与 Cdma20001x 共站时，需要外加 12.75MHz 的保护带；
- * 当 TD—SCDMA 与 Cdma20001x 共站时，需要外加 2.5MHz 的保护带；

综上所述，如果 TDD 与 FDD 系统在核心频段上所作的频率分配如下图所示，则相互间完全可以达到共站或共存的目的，使相互干扰控制在允许范围以内。



2GHz 频率分配建议

69、PHS 系统与 3G 系统之间的互干扰

PHS 系统与 TD—SCDMA 系统同频工作时，PHS 系统的发射信号对 TD—SCDMA 系统全部是干扰，两系统不能同频工作。]

PHS 系统与 WCDMA 和 Cdma20001x 系统共存时：

- ① PHS 移动台的带外杂散发射一般不会干扰 3G 基站。
- ② 3G 移动台对 PHS 基站的干扰也很小，且 PHS 系统的动态信道分配功能完全可避免干扰。

PHS 基站对 3G 基站的干扰是主要讨论因素。我们根据第 53 条目介绍的第二个标准即允许接收机射频部分灵敏度恶化 0.8dB 来求取系统最大干扰容限，从而得到两基站之间需要的隔离度 MCL 应为：

$$MCL = [PHS \text{ 系统杂散发射电平}] + 10 \lg[\text{带宽转换因子}]$$

$$- [(3G \text{ 系统接收机灵敏度}) - 6.9\text{dB} (\text{相当于允许噪声提高量 } 0.8\text{dB})]$$

MCL 可以利用天线拉开间距和/或插入附加滤波器等方法解决；当然，当 MCL 无法增加时，也可限制 PHS 系统的杂散发射电平达到目的。

例如：当 PHS 与 WCDMA 共存时，若 PHS 系统的最大发射功率电平为+36 dBm，其杂散发射电平为-90 dBc，WCDMA 灵敏度取-103 dBm，

可计算得所需隔离度为：

$$\begin{aligned} \text{MCL} &= [+36\text{dBm} - 90\text{dBc}] + 10\lg\left[\frac{3840}{300}\right] \text{dB} - [-103\text{dBm} - 6.9\text{dB}] \\ &= 67\text{dB} \end{aligned}$$

这意味着：

- ① 若两系统需共站，则应附加约 67dB 的滤波器。
- ② 若两系统需共存，则应在自由空间的情况下，两站之间间隔距离至少应大于 28 米。

通常不建议 PHS 系统与 TD—SCDMA 系统的共存，若在特殊情况下需要共存，则应限制某些技术参数：

- ① PHS 系统在 1880～1920MHz 频率上的杂散发射应低于-61dBm/300KHz；
- ② PHS 系统基站与 TD—SCDMA 基站之间需隔离 7 个 PHS 信道，即需要至少 2.1MHz 的频率保护带。

70、GSM 系统与 3G 系统之间的互干扰

GSM 系统与 3G 系统共站或共存时，由于两系统间频率间隔较大，因此：

- ① GSM 移动台的带外发射一般不会干扰 3G 基站。
- ② 3G 移动台对 GSM 基站的干扰也可忽略。
- ③ 3G 基站对 GSM 基站的干扰可以参照 C 网 GSM 基站的要求，当 3G 的杂散发射达到-67dBm/100KHz 时，一般的附加滤波器很易使两者共站或共存。

GSM 基站对 3G 基站的干扰也可参照 PHS 基站对 3G 基站的干扰的计算公式，即两基站之间的隔离度 MCL 应为：

$$\begin{aligned} \text{MCL} &= [\text{GSM 系统杂散发射电平}] + 10\lg[\text{带宽转换因子}] \\ &\quad - [(\text{3G 系统接收机灵敏度}) - 6.9\text{dB} (\text{相当于允许噪声提高量 } 0.8\text{dB})] \end{aligned}$$

MCL 可以利用天线拉开间距和/或插入附加滤波器等方法解决；当 MCL 无法加大时，也可限制 GSM 系统的杂散发射电平达到目的。

例如：GSM1800 与 WCDMA 共站时，设 GSM 的下行发射功率为+40dBm，

其杂散发射电平指标为-40dBm/300KHz，WCDMA 灵敏度取-103 dBm，

可计算得所需隔离度为：

$$\begin{aligned} \text{MCL} &= -40 \text{ dBm} + 10\lg\left[\frac{3840}{300}\right] \text{dB} - [-103\text{dBm} - 6.9\text{dB}] \\ &= 82\text{dB} \end{aligned}$$

这意味着：

- ① 若两系统需共站，则应附加约 82dB 滤波器。当 G 网多载波(N)同时发射时，应增大至 $[82\text{dB} + 10\lg N]$ 。
- ② 若两系统共存，则在自由空间情况下，两站之间间隔距离至少应大于 145 米。
- ③ 为了降低对附加滤波器的要求，如果 GSM1800 杂散发射电平能提高至-50 dBm/300KHz，则滤波器衰减特性可降低至 72dB。

公 司 产 品 及 网 管 篇

△71、公司产品命名规则及产品的分类简介

(1) 公司产品种类很多，公司产品有十一大系列，分别是 RA-1000 室外光纤系列，RS-2000 室内无线系列，RS-3000 系列（3G 产品）、M-4000 干线放大器系列，RS-5000 室内光纤系列，R-8000CDMA 室外无线系列，R-9000GSM 室外无线系列，R-1800 室外无线系列，TPA 塔放系列，BPA 基站功放系列和 TLA 塔顶放大器系列

(2) 公司主机设备的命名规则,例：RS – 2110 B - C1（II2）

① ② ③ ④ ⑤

- ① 产品代码：RS：室内，R：室外，M：干放，RA：室外光纤 S：移频，TPA：基站塔顶功放，BPA：基站功放，TLA：塔顶放大器
- ② 产品型号：尾数为“10、80”表示宽带机；尾数为“20、22、82”表示选频机（光纤及早期产品例外）。

注：早期定型型号中有 A、C、W 分别表示铸铝机箱、带监控、宽带机。

③ 功率分档：A：小功率，B：大功率。

④ 后缀说明：C1：无内置 MODEM，作从站分支端机；

} 集中监控标识
 （其它监控方式此项缺省）；

- C2: 内置 MODEM, 作主站通信端机;
- LD: 直接耦合近端机;
- LW: 无线耦合近端机;
- M: 室内光纤机主机;
- R: 光纤\移频机远端机, 其后加 M 为主远端机, S 为从远端机;
- 01 (...): 表示产品的改进或派生, 用顺序号表示;
- AS: 太阳能直放站。
- 注: 若需区分移动和联通, 需加注 M、U 代码。
- ⑤ 括号内标明产品的规格代码, 整机换代代号用罗马字母 I、II、III ... X 表示, 设备软件代号, 用阿拉伯字母 1 ~ 9 表示。

天线型号命名方法

天线型号的组成: $X_0X_1X_2-X_3X_4X_5/X_6X_7X_8-X_9X_{10}-X_{11}X_{12}-X_{13}$

X_0 : O—室外天线, I—室内天线

X_1X_2 : 天线类型

室外天线:

- 1、OA: 柱状天线
- 2、CS: 双向天线
- 3、DP: 定向板状天线
- 4、YI: 八木天线
- 5、RA: 抛物面天线

室内天线:

- 1、XD: 吸顶天线
- 2、WH: 壁挂天线
- 3、SC: 鞭状天线

$X_3X_4X_5$: H 面方向角

如: 60° 表示为 060 120° 表示为 120

X_6 : 极化方式

- | | |
|----------------------------|-----------------------------|
| V — 垂直极化 | R — $\pm 45^\circ$ 双极化 |
| S — 垂直加 $\pm 45^\circ$ 双极化 | Q — 双垂直加 $\pm 45^\circ$ 双极化 |
| C — 圆极化 | |

X_7X_8 : 增益 (dBi)

如: 12.0dBi 表示为 12, 12.1~13dBi 表示为 13。

X_9 : 接头类型

D—7/16Din N—N S—SMA B—BNC T—TNC F—F

X_{10} : 工作频带 (单位: MHz)

- | | |
|------------------------------------|-----------------------|
| G—870~960 (适用于 GSM) | A—824~894 (适用于 CDMA) |
| B—824~960 (适用于 CDMA+GSM) | C—1710~1880 (适用于 DCS) |
| D—870~960, 1710~1880 (适用于 GSM+DCS) | |

E—824~960, 1710~1880 (适用于 CDMA+GSM+DCS)

P—1850~1990 (适用于 PCS)

W—824~960, 1710~2300 (适用于 CDMA+GSM+DCS+PCS+3G)

F—1920~2170 (适用于 3G)

H—806~960 (适用于集群+CDMA+GSM)

K—1710~2500 (适用于 DCS+PCS+3G+LAN)

L—2400~2500 (适用于 LAN)

N—806~960, 1710~2500 (适用于集群+GSM+DCS+3G+LAN)

X₁₁X₁₂: 电调倾斜度 (可选项)

没有电调倾角功能的该项省略, 表示标准型; 如果有, 表示方式如下:

若为固定电调倾角, 比如: 5° 表示为 05, 12° 表示为 12;

若为连续可电调倾角, 比如: 2°~8°, 表示为 02/08。

X₁₃: 表示派生型 (可选项)

无此项时, 表示标准型;

有此项时, A—表示第一次派生, B—表示第二次派生, C—表示第三次派生。依次类推。

△72、公司目前新产品的介绍

目前公司在积极推广的新技术主要有:

载波池 (又称无线网络资源动态配置系统)

系统组成: 基站端机、主远端机、系统配置单元、切换单元 (可选)、从远端机 (可选)、供电柜 (可选)

使用场合: (1) 新建基站选址难、建设难情况 (2) 提高基站频率利用率 (大型会展中心、体育场) (3) 解决话务调度 (临时性突发性话务) (4) 解决不同时段话务平衡问题 (例如写字楼话务白天高晚上低, 住宅楼则反之, 就可以采用载波池调配) (5) 城市超闲小区覆盖、海域覆盖问题

伪导频产品技术: 载波间切换时可以有多种硬切换触发方式, 伪导频触发 (Pilot Beacon Trigger) 是其中一种方式, 它是由 QUALCOMM 公司在 1996 年提出的, 采用所谓的 PBU (Pilot Beacon Unit) 伪导频解决方案。即在多载波覆盖区域边缘, 设置一些对多载波只发射导频信号的基站。当移动台移至此处时, 利用此导频触发软切换, 而采用其它载频的业务信道, 然后再将导频信号切换到该载频上, 实际完成硬切换。当然处理多载波之间的硬切换还有环路触发和判别 FER 等方法, 可根据工程具体特点, 灵活运用。

MASE Link 微波产品：解决传输问题。

系统组成：室内单元 (IDU)、室外单元 (ODU)、同轴电缆和天线组成，•ODU 是由公司设在美国的研究所 WAVE LAB. 研制开发，体积小重量轻(2.5Kg)
解决优点：有丰富的用户接口，网管监控完善，多个环路测试，高可用性 99.99 %，高可靠性 30 年的 MTBF（无故障运行率），频段配置齐全。

美化天线：天线安装方案进行特别设计，使之与周围环境协调统一，有利于运营商优质网络的建设，符合现代城市环境建设的要求。

塔放系统：塔放上行采用低噪声放大器，利用其宽带、低噪声、高线性的特点，达到降低基站接收系统噪声系数、提高基站接收灵敏度的目的，从而增大基站上行的覆盖范围，改善覆盖区通话质量。塔放下行采用独立功放来提升基站下行的输出功率来弥补合路以及馈线的下行损耗，以达到增大基站下行的覆盖范围、改善通话质量的目的。安装塔放后，由于提高了基站的接收灵敏度以及增加了基站的覆盖范围，会带来话务量的增多。公司塔放系统产品齐全，有上行塔放、双向塔放、基站功率放大器。

POI 多系统接入方式：实现多频段、多系统的信号共路双向或单向传输，实现同频段、同系统的多运营商信号共路双向或单向传输。应用于地铁、大的会展中心，需要多系统共用天馈的情况

△73、产品技术指标及测量方法

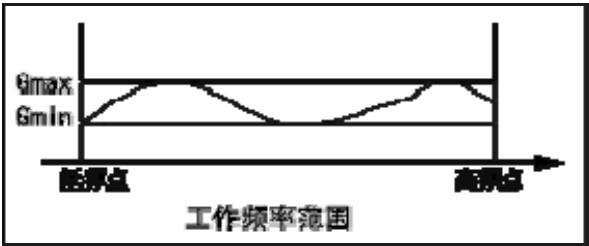
公司产品常用技术指标有：功率增益、波动、噪声系数 NF,三阶截获点 IP3 等。

(1) 功率增益 (G)：指放大器输出功率与输入功率的比值，单位常用 dB 表示。

测量方法：将主机设备（放大器）衰减设为 0，输出功率减输入功率的值，（保证设备没有达到饱和 ALC 状态）

(2) 增益平坦度(ΔG)（波动）：

指在一定温度下，在整个工作频率范围内，放大器增益变化的范围。增益平坦度由下式表示（见图 1）：



$$\Delta G = \pm (G_{\max} - G_{\min}) / 2 \text{ dB}$$

ΔG : 增益平坦度, G_{\max} : 增益——频率扫频曲线的幅度最大值

G_{\min} : 增益——频率扫频曲线的幅度最小值

- (3) 噪声系数(NF): 噪声系数是指输入端信噪比与放大器输出端信噪比的比值, 单位常用“dB”。噪声系数由下式表示: $NF = 10 \lg(\text{输入端信噪比} / \text{输出端信噪比})$ 在放大器的噪声系数比较低 (例如 $NF < 1$) 的情况下, 通常放大器的噪声系数用噪声温度 (T) 来表示。

噪声系数与噪声温度的关系为: $T = (NF - 1) T_0$ 或 $NF = T / T_0 + 1$

T_0 -绝对温度 (290K)

- (4) 1 分贝压缩点输出功率 (P1 dB) 放大器有一个线性动态范围, 在这个范围内, 放大器的输出功率随输入功率线性增加。这种放大器称之为线性放大器, 这两个功率之比就是功率增益 G。随着输入功率的继续增大, 放大器进入非线性区, 其输出功率不再随输入功率的增加而线性增加, 也就是说, 其输出功率低于小信号增益所预计的值。通常把增益下降到比线性增益低 1dB 时的输出功率值定义为输出功率的 1dB 压缩点, 用 P1dB 表示。(见图 3)

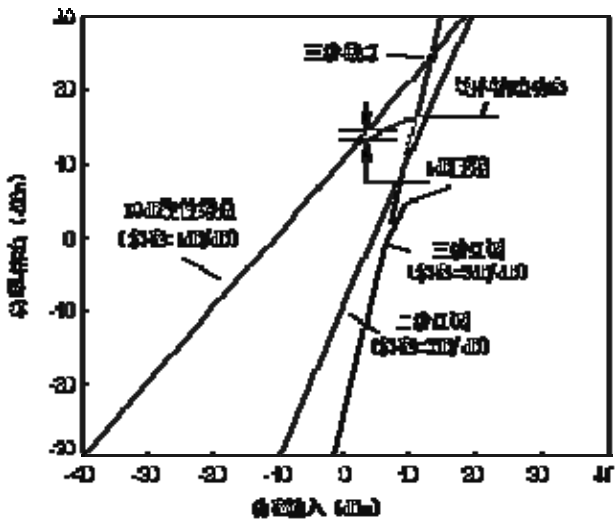


图3 放大器的输出功率和互调分量随输入功率的变化

典型情况下，当功率超过 P_{1dB} 时，增益将迅速下降并达到一个最大的或完全饱和的输出功率，其值比 P_{1dB} 大 3-4dB。

(5) 三阶截点 (IP_3):

测量放大器的非线性特性，最简单的方法是测量 1dB 压缩点功率电平 P_{1dB} 。另一个颇为流行的方法是利用两个相距 5 到 10MHz 的邻近信号，当频率为 f_1 和 f_2 的这两个信号加到一个放大器时，该放大器的输出不仅包含了这两个信号，而且也包含了频率为 mf_1+nf_2 的互调分量 (IM)，这里，称 $m+n$ 为互调分量的阶数。在中等饱和电平时，通常起支配作用的是最接近基音频率的三阶分量 (见图 4)。

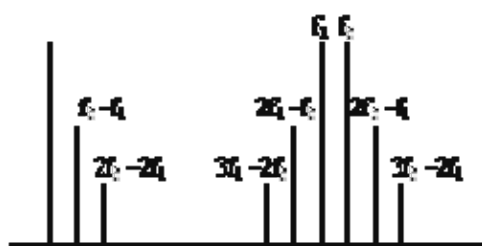


图 4 频率为 f_1 和 f_2 的信号及其互调分量频谱

因为三阶项直到畸变十分严重的点都起着支配作用，所以常用三阶截点 (IP_3) 来表征互调畸变 (见图 3)。三阶截点是描述放大器线性程度的一个重要指标。三阶截点功率的典型值比 P_{1dB} 高 10-12dB。 IP_3 可以通过测量 IM3 得到，计算公式为：

$$IP_3 = PSCL + IM_3/2; \quad (PSCL \text{——单载波功率;})$$

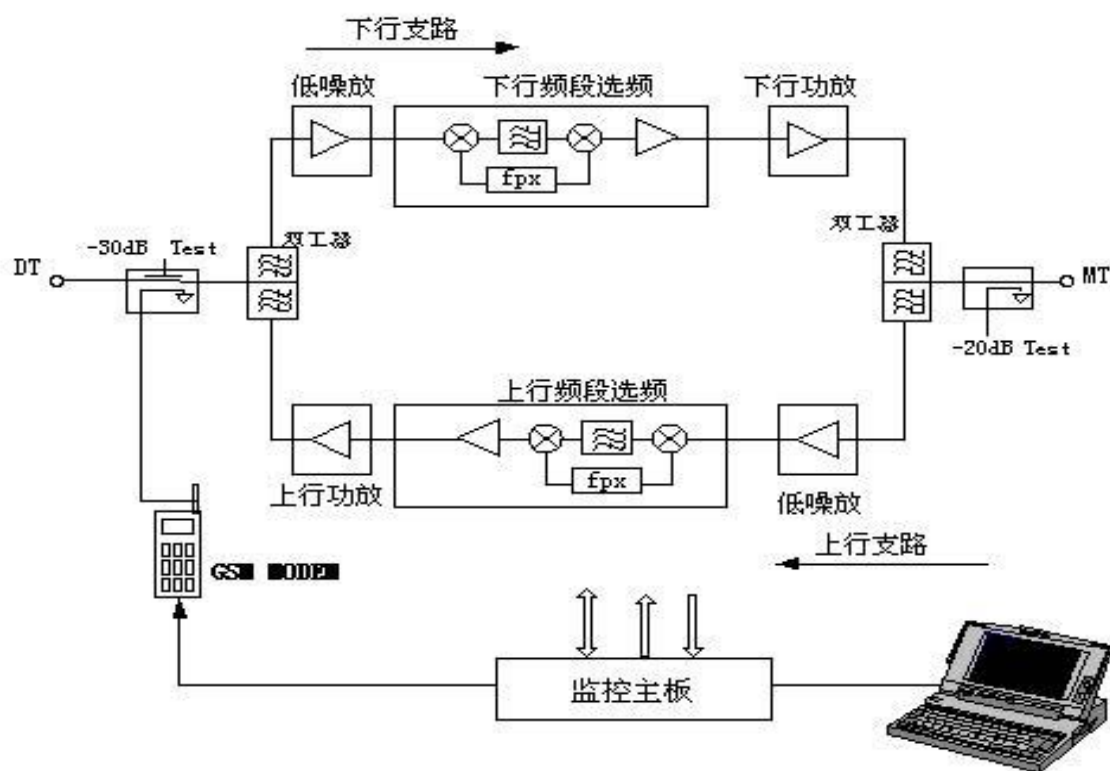
假如三阶互调点已知，则基波与三阶互调抑制比与三阶互调点的杂散电平可由下式估计：

$$\text{基波与三阶互调抑制比} = 2[IP_3 - (PIN + G)]$$

$$\text{三阶互调杂散电平} = 3(PIN + G) - 2IP_3$$

☆74、无线直放站的内部结构及调试步骤

公司无线直放站大体内部结构相同，以 R-9110AC 为例，主要由双工器、低噪放、选频模块、功放模块构成。我们电脑本地调试界面中，主机 ATT 指设置的低噪放的增益调节，辅助 ATT 指设置选频模块或功放模块的增益。



R-9110AC 系统框图

具体调试步骤和注意细节如下：

- (1) 信源的选择，测试 DT 口接收信号的场强、载频数、有没有开跳频、跳频序列数目，有没有同频、邻频干扰，同频保护比要求 $\geq 12\text{dB}$ 邻频干扰保护比 $\geq -6\text{dB}$ ；保证你接收的信源在接收天线口可以打电话，通话质量最差要达到 ≥ 4 级。
- (2) 收发天线隔离度的考虑：收发隔离度，即信号从直放站前向输出端口至前向输入端口（或者从反向输出端口至反向输入端口）的空中路径衰减度，其大小直接影响着直放站的增益配置，在确定天线位置后，一定要测量隔离度，收发隔离度分为水平隔离度和垂直隔离度。

水平隔离度 L_h 用分贝表示公式如下：

$$L_h = 22.0 + 20 \log_{10}(d/\lambda) - (G_t + G_r) + (X_t + X_r)$$

22.0 为传播常数， d 为收发天线水平间隔（单位：英尺），

λ 为天线工作波长（单位：英尺）， G_t 、 G_r 分别为发射和接收天线的增益（单位：

dB),

Xt、Xr 分别为发射和接收天线的前后比（单位：dB）

垂直隔离度 Lv 用分贝表示公式如下：

$$Lv=28.0+40\log_{10}(d/\lambda)$$

28.0 为传播常数，d 为收发天线水平间隔（单位：英尺）

λ 为天线工作波长（单位：英尺）

隔离度应大于系统最大增益 10—15dB 以上，系统增益 $GS=Ga+Ga'+G-L_{f1}-L_{f2}$ 。

Ga,Ga'为施主天线及转发天线增益，G 为放大器增益， L_{f1},L_{f2} 为馈线损耗。

(3) 调整直放站增益、输出功率至设计要求值：测试各端口电平，即从施主天线后电平到达放大器输入、输出口电平、转发天线口电平与设计值对比，是否有偏差。调整时要求不能让直放站设备达到饱和 ALC 状态，否则通话质量变差，可能不能上线等等问题出现。

(4) 上行噪声的调节：一般决定于基站允许增加的噪声增量。工程调试中经验值为（-115dB 至 -135dB），放大器双向输出口噪声电平测试，特别是上行链路。对于 GSM 系统，上行天线口最大噪声输出功率 $N_{out} \leq L_d - 121 + N_f + N_p$, N_p 为基站背景噪声附加值，对于农村及频率干净地方，取 $N_p=0 \sim 10\text{dB}$, 城市可取 $N_p=5 \sim 15\text{dB}$ (由于 $N_f \leq 4\text{dB}$, 所以 $N_{out} \leq L_d - 117 + N_p$) 如上行噪声未能满足要求，应重新调整放大器上行增益，使满足要求。

(5) 设置衰减值，保证上下行平衡，一般为 6dB 范围。上行保证不干扰基站，下行又需达到覆盖效果；经验值为上行比下行多设置 2—3dB，手机有较好的发射功率。要保证给基站带来 $\leq 1\text{dB}$ 的噪声增量，否需要上行链路比下行链路少 8dB 的差值，具体计算参考噪声计算公式。

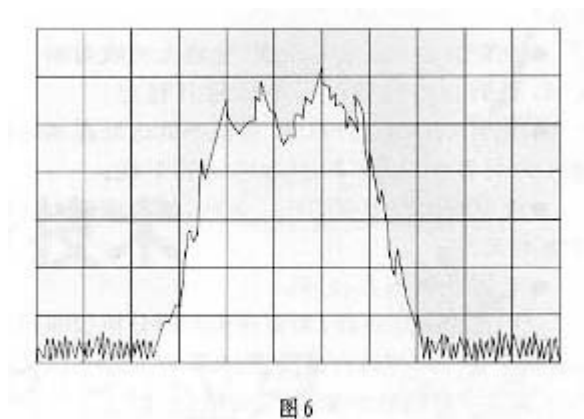
(6) 进行 CQT 或 DT 测试，检查覆盖效果，及时对系统和调试参数进行优化。

根据网络规划及覆盖要求，路测覆盖范围，调整转发天线的水平角度、俯仰角度和直放站增益，达到直放站理想覆盖。在覆盖公路、隧道等带状区域时，可调整角反射器角度，通过控制波束宽度来满足对该区域的理想覆盖，路测时，应识别基站信号、经直放站放大后的信号、相邻基站信号，并作好相关记录。

需要注意的几个问题：

(1)、信号自激

直放站安装不当，收发天线隔离度不够，整机增益偏大时，输出信号经延时后反馈到入端，致使直放站输出信号发生严重失真产生自激，CDMA 信号自激的频谱如图 6，发生自激后 CDMA 信号波形质量变差，严重影响通话质量，产生掉话现象。



克服自激现象的方法有两种，一是增大施主与重发天线的隔离度，二是降低直放站增益。当要求直放站覆盖范围较小时，可采用降低增益的办法，当要求直放站的范围较大时，应增大隔离度，工程中主要采用以下几种方法：

- 增大收发天线的水平及垂直距离，
- 增加遮挡物，如加装屏蔽网等，
- 增加施主天线的方向性，如使用抛物面天线
- 选用方向更强的重发天线，如定向角度天线
- 调整施主与重发天线的角度和方向，使两者尽量背向

(2).导频信号切换频繁（即"乒乓"现象）

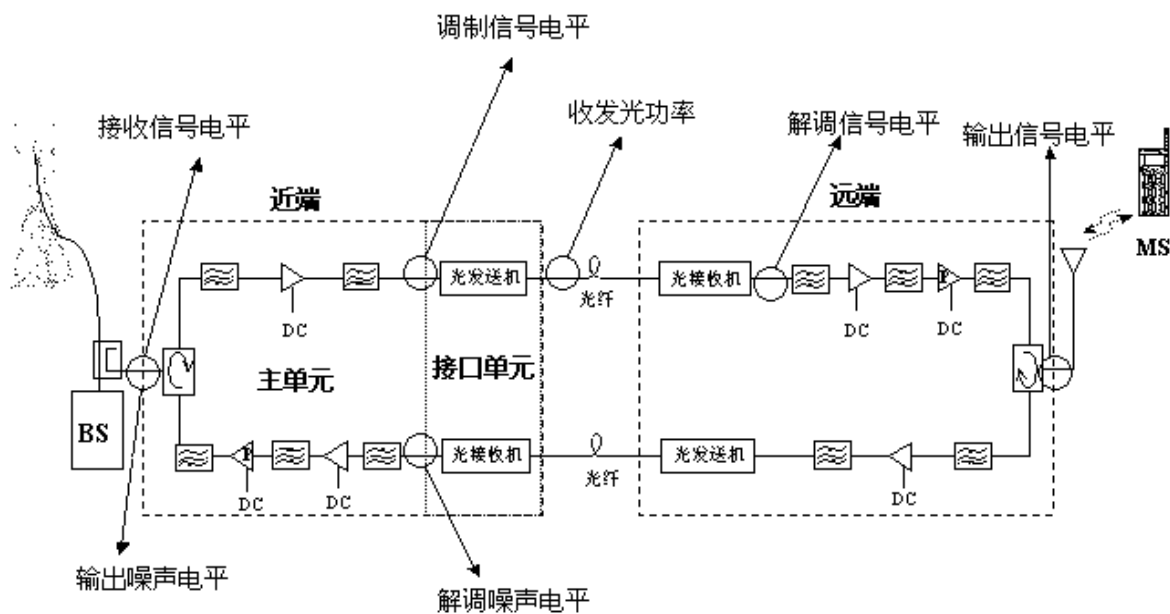
这种现象主要是指在直放站覆盖区内，手机用户在 2 个或多个基站导频间反复切换，经常同时接入多个基站。其原因是直放站天线安装不当，施主天线安装在多个基站重叠覆盖区内，接收到多个基站的导频信号，而且强度相近，交替占优，经直放站中继后各导频信号强度仍很接近，造成覆盖区内移动台在多个基站间频繁切换，俗称"乒乓"现象。当各导频信号强度之差小于 3dB 时，移动台同时接入 2 个或多个基站，给系统控制的负荷加重或引起过载，增加了中断通信的可能性，并降低基站系统容量。这种情况多出现在地形复

杂的山区、丘陵地带和楼群密集的城区，为尽量避免"乒乓"现象，工程中主要采取以下措施：

- 改变施主天线安装位置，使施主天线对准一个基站，直到找出较强的导频信号且稳定；
 - 改变直放站安装站址，尽量不要选址在基站覆盖区的交界处，以避开相邻基站的干扰。
 - 选用方向性更强的施主天线，如高增益大口径抛物面天线
 - 采用分集接收技术
- 一般在测点选址时，需要使用频谱分析仪或路测仪对基站信号强度进行监测，避免在基站覆盖交叉区域和基站导频切换频繁地区安装直放站。

☆75、光纤直放站内部结构及调试步骤

光纤直放站由近端机（中继端）和远端机（覆盖端）两部分构成，内部主要有双工器、滤波器、光端机、光纤、选频模块、功放模块、低噪放等构成。



具体调试步骤和无线基本相同，无须考虑天线隔离度问题，但要考虑光纤传输问题（光功率的大小、光纤转接正确、光路损耗大小等），注意光传播时延问题。

光传播时延：光在光纤传输 1km 的时间延迟，相当自由空间约 1.5 倍。

注意点：对于 CDMA 光纤就要考虑收缩窗的大小设置，对于 GSM 就要考虑基站的 TA 值大小，保证基站设置的时延能达到直放站覆盖的区域。在具体的工程调试中发现很容易将光纤直放站调饱和导致干扰基站，通话质量差等问题，故需要了解以下具体的指标作为参考。

基本参数指标：

接收信号电平：（0 ~ -10dBm）

反映接收下行信号的强度，过小会影响远端的输出功率，过大则会导致近端下行适配模块饱和，影响信号质量。

输出噪声电平：（-120dBm）

反映直放站的上行放大能力，需严格按照-120dBm 的指标调试。过小会影响直放站的上线能力，但过大则将影响基站的各项指标，导致干扰基站。

调制噪声电平：（-50 ~ -60dBm）

指远端机上行链路在进入光发射机时由放大器产生的噪声电平。

调制信号电平：（-15 ~ -20dBm）

指主单元的下行输出，即接口单元的下行输入。

发射光功率：（0 ~ -3dBm）

只作为信号载体，不随调制信号变化。

接收光功率：（0 ~ -10dBm）

接收光功率的强弱直接影响解调信号电平。

输出信号电平：（33 ~ 43dBm）

根据现场的实际情况调节输出功率，保证下行工作不处于饱和状态

76、CDMA 搜索窗如何设置

对于 CDMA 系统，由于使用同步检测技术，移动台要成功的解调导频信号，就必须能够精确的估计系统时间，移动台必须在合理的时延窗口上搜索，直到找出导频的实际时序。移动台寻找给定导频时，其搜索宽度为搜索窗口。设置搜索窗口主要考虑以下两点；①搜索窗口过小，移动台检测不到搜索窗口外的导频，无论其强度多大都无法上线，未检测到的导频可能成为强干扰源；搜索窗口过大则每次搜索时移动台需要进行更多的处理，这样将减少固定周期内可以搜索到的

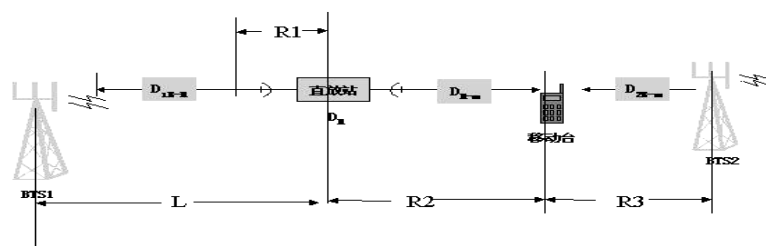
总导频数，降低系统性能。②计算中要用到的 CDMA 基本参数：PN 码片每码片时间为 0.814US，对应 1US 为 1.2288 码片,直放站整机时延；电磁波传播速度为 $3 \times 10^8 \text{Km/S}$ ，每公里时延造成的时延码片数为 4.1chips/Km，一个码片（chip）空间传输距离 0.244km。

光纤损耗： 0.45dB/km（波长为 $1.31 \mu \text{m}$ ）， 0.30dB/km（波长为 $1.55 \mu \text{m}$ ）

光传播时延：光在光纤传输 1km 的时间延迟，相当自由空间约 1.5 倍。

CDMA直放站网络规划时搜索窗口参数设置：

1、接入信道搜索窗口设置



直放站时延 DR ，基站到直放站空间时延 $DB-R$ ，直放站覆盖区时延 $DR-M$

L 为直放站与基站距离； $R1$ 为重发天线后瓣覆盖距离（一般为 1Km）； $R2$ 直放站覆盖距离。用距离计算：

接入窗口码片： $KACEE.WIN=2 \left[(L+R2) \times 4.1 + DR \times 1.2288 \right]$

接入窗口时延： $2 \left[DB-R + 4.1 + DR + DR-M \right]$

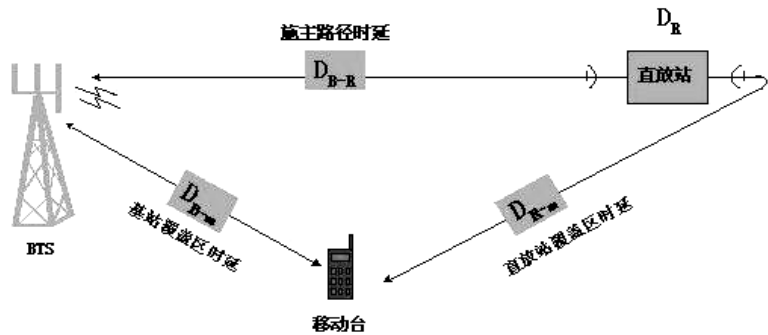
接入传输搜索窗最大长度：512chips,单边长度：256chips

对应时延距离 $256/4.1=62.4\text{km}$

2、激活导频集与业务信道多经时延差

$$SRCH-WIN-A=2 \times [(DB-R+DR+ DR-m)- DB-m]$$

$$KSRCH-WIN-A=2 \left[2R1 \times 4.1+DR \times 1.2288 \right]$$



搜索窗最大长度：226chips；SRCH-A（单边）： 113chips；对应的距离：27.5km

3、上行业务信道多经搜索窗口设置：

此窗口寻找反向链路路多径信号的搜索窗口宽度，设置与激活组搜索窗口设置相同。

4、邻域导频集搜索窗：

$$KSRCH-WIN-N=2 \left[(L+R2-R3) \times 4.1+DR \times 1.2288 \right]$$

$$SRCH-WIN-N=2 \times [(D1B-R+DR+ DR-m)- D2B-m]$$

邻域导频集搜索窗设置和基站之间的相对位置及直放站和施主基站的相对位置有关

搜索窗口参数设置：

	范围	推荐范围
SRCH-win-A (活动组/候选组)	0~15	5~7
SRCH-win-N (邻近组)	0~15	7~13
SRCH-win-N (剩余组)	0~15	优化时7~13优化后为 0

时延扩展(μs)	窗口大小(PN 码片)	SRCH-win-A/N/R
$T_d \leq 1.64$	4	0
$1.64 \leq T_d \leq 2.45$	6	1
$2.45 \leq T_d \leq 3.27$	8	2
$3.27 \leq T_d \leq 4.09$	10	3
$4.09 \leq T_d \leq 5.27$	14	4
$5.27 \leq T_d \leq 8.17$	20	5
$8.17 \leq T_d \leq 11.44$	28	6
$11.44 \leq T_d \leq 16.34$	40	7
$16.34 \leq T_d \leq 24.51$	60	8
$24.51 \leq T_d \leq 32.48$	80	9
$32.48 \leq T_d \leq 40.85$	100	10
$40.85 \leq T_d \leq 53.11$	130	11
$53.11 \leq T_d \leq 65.36$	160	12
$65.36 \leq T_d \leq 92.32$	226	13
$92.32 \leq T_d \leq 130.72$	320	14
$130.72 \leq T_d \leq 184.42$	452	15

☆77、工程中常见问题解决

(1) 上行输出噪声高

- 现象：在站点开通后，拨打测试上下行信号，如果下行信号通话质量良好，而上行信号通话质量差，听不清（测试时一部手机在覆盖区内，另一部手机在覆盖区外的良好信号区），读取设备上行功率正常外，则可判断为设备的上行输出噪声电平高，在靠近天线处打电话时容易出现拨不出去的情况。覆盖区各部分的噪声要求平衡，否则有可能部分楼层无法通话或手机发射功率高。
- 故障原因：上行输出噪声电平高。
- 解决办法：将设备上行链路加几个衰减再拨测可解决，在近发射天线外打电话，则手机上行噪声经极少的链路损耗后接入系统则造成放大器饱和，将有用信号削尖，如果在进放大器之前加衰减，可避免放大噪声，只放大有用信号，调平衡各部分噪声。

(2) 设备功率工作，离发射天线近时信号很好，约-40dBm 左右，但离开不远手机接收信号变的比较厉害。

原因：天馈系统驻波比较大，造成功率发不出去。

解决办法：检查天馈系统，一般直放站手机在靠近天线处，RXL 一般为负几个 dBm 左右，否则驻波比有问题。

(3) 直放站在覆盖区内拨测，在下行接收-85dBm 时拨不出去。

原因：系统上下行不平衡

解决办法：在保证系统上行不自激的情况下，减小上行衰减，设备如果还不行，则上行链路内有模块增益变小的情况，造成上下行不平衡，平衡时手机在覆盖区内接收到-95dBm 以下信号时还可以拨通，并且上下行声音均清晰

☆78、公司远程监控安装方法及处理技巧

远程监控安装方法：

- (1) 首先区分主机设备中的 modem 是 CDMA 还是 GSM modem 对应安装不同的 SIM 卡，更换 modem 时要下载对应的主板监控升级软件，才可更换 C 网、G 网的 modem。
- (2) 对于 C2 机型的主机，内部已含有 modem，只需将 SIM 卡放入 modem 内，用本地调试软件联机设置站址、短信息中心号码即可，站址不能与主从机站址相同；modem 上的红色 LED 闪烁为正常，常亮则表示网络没有检测到 SIM 卡或 modem 有问题，输入 SIM 卡的射频信号太弱造成。
- (3) 对于 C1 机型则要自己安装一个 modem，且注意下载更新软件，否则有可能会查询无返回、应答错；安装时需要的材料：
modem 一个 b.SIM 卡一张 c.连接 modem 与监控主板的数据线一根 d.射频连线一根（或小天线对中继端机）e.modem 电源连接线一根（modem 内已含）（接 0—+24V 均可，一般接+9V）f.固定螺钉两枚。

处理小技巧：

- (1) 电源告警，有电源告警但实际电源工作正常，则可以将电源告警线接+5v 电压屏蔽；
- (2) 各地都出现过驻波告警（尤其是 R-8110AW 机型），检查我们的天馈驻波没问题时,研发给出的处理方案是将上行选频功放模块中的 VSWR 驻波告警线接+5V 屏蔽告警。

☆79、监控界面各项告警的含义；对应问题的处理方法

各种监控告警量的含义及处理方法

- (1) 隔离度告警：有告警时，因其隔离度不够，要满足： $I > G$ （增益）+10dB，故设置衰减量可以降低或消除隔离度告警，解决方法要重新设置收发天线的位置，收发天线中间加隔离板。
- (2) 移位告警：看主机口天蓝色的移位告警线是否接地，接地则可消除。
- (3) 所有调试界面如何看是否起控（ALC）？设置衰减看输出功率值的变化，电脑读出输出功率一直为满功率（即读值不变），这就为饱和 ALC 状态，会影响通话质量，缩短主机使用寿命。
- (4) 上、下行 LNA 告警：检查上、下行低噪放是否正常；（是否给供上电）
- (5) 上、下行功放告警：检查上、下行功放是否正常；
- (6) 上、下行驻波告警：检查 MT、DT 端口天线驻波是否正常；
- (7) 下行输入、输出功率低告警：检查设置的功率门限是否合适，检查 DT 端口输入功率是否过低；
- (8) 电源掉电(AC)告警：检查交流电源是否有故障，掉电；
- (9) 电源故障(DC)告警：检查直流电源是否有故障，掉电；
- (10) 锁相告警（PLL）：宽带机含有上下行上限、下限锁相告警,检查设置的频率上下限是否正确，上下行选频模块的本振锁相源是否正常；
- (11) 上行输出功率大：主机自激造成检查收发天线隔离度，或设置衰减降低增益，会干扰基站，输出值应小于 20dB；
- (12) 下行输出功率大：主机自激或主机饱和 ALC 状态，设置衰减或降低输入信号。

☆80、远程监控安装中常见问题的解决方法

远程监控的故障分析：

- (1)、用户已关机

现象：拨号时，语音提示用户已关机

原因分析：

- 1)、停电;
- 2)、未开通监控;
- 3)、MODEM 初始化不正常;
- 4)、MODEM 坏;

(2)、联机失败

现象: 1)、拨号时, 无拨号音;

- 2)、拨号时, 一直拨号, 但是协商不上;

原因分析:

- 1)、MODEM 工作不正常;
- 2)、MODEM 同接口板连接的 BD15 接口松动;
- 3)、监控主板死机;

(3)、暂时无法接通

现象: 拨号时, 语音提示暂时无法接通

原因分析:

- 1)、MODEM 工作不正常;
- 2)、监控主板死机;
- (4)、能够正常联机, 但是查询功能不正常

现象:

在主界面里查询设备状态时显示查询无效, 且无法读出设备参数, 设备 ID 等

原因分析:

- 1)、MODEM 工作不正常;
- 2)、未能设置设备 ID;
- (5)、查询功能有时正常, 有时不正常

现象: 对同一台主机, 有时能够联机, 并且查询设备状态和参数等均正常, 有时不能联机; 有时能够联机, 但是在查询过程中出现能查询出某些状态值, 查询另外状态时, 显示查询无效

原因分析:

- 1)、数传不稳定造成数据传输不完整;
- 2)、MODEM 工作不稳定;
- 3)、通信网络拥塞;
- (6)、误告警

现象: 在查询主界面状态时, 有告警, 但是读设备各参数如频率、功率、电调衰

减都正常。

原因分析：

- 1)、电源误告警，设备内接口板 DC/AC 告警电路出现问题；
- 2)、主机上下行误告警，设备内低噪放告警电路出现问题；
- 3)、门禁误告警，设备内门禁告警电路出现问题；
- 4)、信道锁相环误告警，设备内模块中锁相环告警电路出现问题；
- 5)、信道功放告警，设备内模块中功放告警电路出现问题；

(7)、查询过程中，断开连接

现象：在查询过程中，显示“断开连接，请重新联机”，

原因分析：

- 1)、数传不稳定；
- 2)、MODEM 工作不稳定；
- 3)、网络拥塞；

因为远程监控是针对异地主机的监控，因此要排除远程监控故障，需要对主机进行本地操作和维护。

具体操作如下：

- 1)、使用 Cardphone 和一张开通主叫数据传输业务的 SIM 卡，用便携式电脑中的 Super Modem 网络测试软件测试网络的数据传输是否正常。使用该软件可对拨叫该监控站点，拨叫成功表明网络的数据传输正常，若拨叫不成功，则表明网络的数据传输不正常，可与当地移动公司协商解决这个问题；
- 2)、使用手机对该监控站点进行拨号，正常情况下，手机里的声音只响一下，若为其他现象，均为不正常的情况。如“用户已关机”、“暂时无法接通”、或者是响很多次（就象打电话无人接听的情况）；
- 3)、使用 Cardphone 和 SIM 卡，用便携式电脑中的远程监控维护中心，对监控点进行拨号操作（在拨号前，先检查监控主板的电源，监控主板与接口板，监控主板与耦合器连接的电缆，MODEM 的电源线，在确保连接正确的情况下，再进行拨号操作）；
- 4)、若拨号成功，且各查询功能和设置功能均工作正常，则该监控点正常；若拨号不成功或拨号成功，但是查询无效，则该监控点不正常；
- 5)、使用便携式电脑对该监控点进行本地监控操作；
- 6)、读取各项参数，特别注意读取直放站站址，若没有设置直放站站址，按照远

程监控中心中的相对应的设备 ID，设置之；

- 7)、重复步骤 3，若拨号成功，且各查询功能和设置功能均正常，则 OK；若仍然不正常，还需继续检查；
- 8)、对监控主板复位，复位过程中，可以注意接口板上的指示灯的闪亮情况（在正常复位和不进行任何查询及设置操作情况下，接口板上的指示灯在长亮之后，会熄灭，若长亮之后，出现指示灯闪亮的情况，则表明复位不成功，这时换监控主板再进行步骤 9），复位成功后，Modem 的灯将很慢的闪，再重复步骤 2、3（在拨号过程中注意 Modem 的灯闪亮情况，当拨号时 Modem 灯闪动很快，则表明正在进行拨号操作）；
- 9)、若仍然无法对该监控点进行监控，则换监控主板，再复位（换监控主板前，须记下该主机的频点、衰减、直放站站址以及告警号码等），再重复步骤 2、3，此时大部分监控问题均可解决。

对于 CDMA 和 GSM 系统，我们工程测试中都遇见过频谱仪测试值与笔记本电脑读值相差很大，（1）首先要了解其原理是将功放模块的功率变化耦合出来转化为电压值对应显示到电脑的测量值上，它是一个模拟转化而非数字转化，它有一定的线性度限制，功率饱和后电压不变电脑读值也就不变了，功率过小也会有较大误差；（2）和出厂调试功率电压值也有关系，出厂调试如果不准也会导致此问题出现；（3）功放模块有问题，或受温度影响也会影响到电脑读值。故一般要求应该以频谱仪读值为准。但要注意用我们一般的频谱仪（未含 CDMA1.23M 信号）测量时要经过换算才是真实值，和频谱仪的 RBW 档位有关（例如 5014 频谱仪）。将来 3G 测量也是如此。具体的测量 CDMA 信号方法如下：

☆81、工程测试中 CDMA 输出功率频谱仪读数与电脑测试值不符的原因

对于 CDMA 和 GSM 系统，我们工程测试中都遇见过频谱仪测试值与笔记本电脑读值相差很大：

（1）首先要了解其原理是将功放模块的功率变化耦合出来转化为电压值对应显示到电脑的测量值上，它是一个模拟转化而非数字转化，它有一定的线性度限

制，功率饱和后电压不变电脑读值也就不变了，功率过小也会有较大误差；

(2) 和出厂调试功率电压值也有关系，出厂调试如果不准也会导致此问题出现；

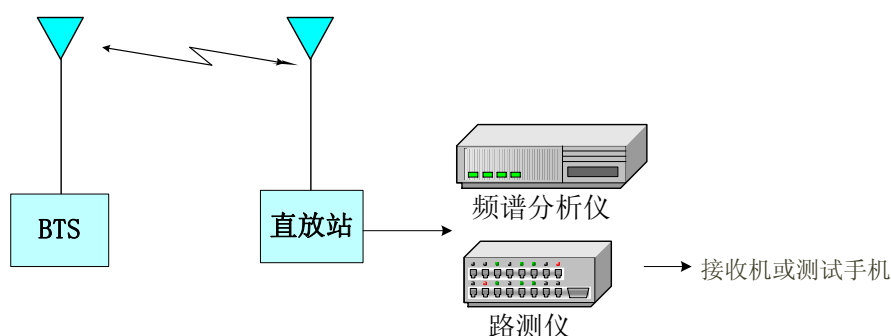
(3) 功放模块有问题，或受温度影响也会影响到电脑读值。故一般要求应该以频谱仪读值为准。但要注意用我们一般的频谱仪（未含 CDMA1.23M 信号）测量时要经过换算才是真实值，和频谱仪的 RBW 档位有关（例如 5014 频谱仪）。将来 3G 测量也是如此。具体的测量 CDMA 信号方法如下：

由于 CDMA 基站输出功率随着话务量在变化，因而它的功率测量不同于 GSM，对它的测量可以用频谱仪法、CDMA 路测仪—接收机法或 CDMA 路测仪—测试手机法实现。

测量方案如下图示：

1) 频谱分析法：

这种测量方法必须在基站空闲状态（无话务量）情况下进行。这时基站的发



射功率仅由导频、寻呼和同步信道功率组成。用频谱分析仪测量出下行的空闲功率后，再根据这些信道占基站总功率的比例，推算出施主天线的接收最大功率。

举例：

假设频谱分析仪测量的功率为 P ，所对应的 CDMA 最大功率为 P_{\max}

则： $P_{\max} = P \text{ 频谱仪读数} + 10\lg(1/c)$

C — 导频、寻呼和同步信道所占总功率比例因子之和。

如：导频信道所占总功率比例：15%

寻呼信道所占总功率比例：6%

同步信道所占总功率比例：2%；则： $C=23\%$

$P_{\max} = P \text{ 频谱仪读数} + 10\lg(1/c) = P \text{ 频谱仪读数} + 6.4$

注意：对 CDMA 信号用不同 RBW 档位测量，功率读数是不同的，其修正

公式为：

$$\text{则： } P = P_{\text{频谱仪读数}} + 10 \lg \left(\frac{\text{RBW (MHz)}}{\text{RBW}_{\text{参考}}} \right)$$

如果 RBW=30kHz，则 $P = P_{\text{频谱仪读数}} + 16\text{dB}$

如果 RBW=400kHz（5014 频谱仪），则 $P = P_{\text{频谱仪读数}} + 5\text{dB}$

说明：以上测量方法受限因素比较多，不容许准确测量，但在初期路测仪表比较少见的情况下仍不失为一种可行的方法。

2) 路测仪 CDMA 接收机法：

首先用路测仪 CDMA 接收机测量到 CDMA 接收信号的导频信道功率 EC，再根据导频信道占总功率的比例，推算出接收的最大 CDMA 功率。举例：

假设 CDMA 接收机测量的导频功率为 PPILOT，所对应的 CDMA 最大功率为 Pmax

$$\text{则： } P_{\text{max}} = P_{\text{PILOT}} + 10 \lg(1/\xi_p) = P_{\text{PILOT}} + 8.2 \quad (\xi_p \text{ 取 } 15\% \text{ 时})$$

ξ_p — 导频信道占总功率比例

3) 路测仪 CDMA 手机法：用路测仪 CDMA 手机可以测量到 CDMA 接收信号的接收功率 RxLevel1，可以采用与频谱仪法类似原理推算出接收点的最大 CDMA 功率。

网 优 篇

☆83、什么是小区选择？小区选择的判决依据是什么？

用户开机或脱网时选择服务小区的过程称为小区选择。小区选择的判决依据是 C1，其值为

$$C1 = R_{\text{xlev}} - R_{\text{xlev_Access_Min}}$$

其中， R_{xlev} 为用户接收到的某小区的当前接收电平

$R_{\text{xlev_Access_Min}}$ 为该小区的最小接收电平（RXP）

一般而言，用户在某地开机或脱网后选择服务网络时，可以接收到周边多个小区的网络信号，用户选择哪一个小区的载频作为服务信号就是判别各个小区 C1 值的大小。在优先级相同的情况下，用户选择 C1 最大的小区作为服务小区。

作为室内覆盖工程而言，如果电平设计太低，则极易造成在窗边、大厅等

处因信号比外界弱而导致室内用户选择室外网络的情况出现。

☆84、什么是小区的优先级？

在移动通信网络中,可以通过人为地设置来影响移动台优先选择某些(个)小区作为移动的服务小区。小区的优先级用 CBQ (Cell_Bar_Qualify) 来表示。

CBQ 有二个取值: CBQ=0 优先级为正常 CBQ=1 优先级为较低

在通常情况下,所有的小区应设置优先级为“正常”,即 CBQ=0。但在某些情况下,如:微蜂窝应用、双频组网等,运营商可能希望移动台优先进入某种类型的小区,此时可以将这类小区的优先级设为“正常”,而将其它小区的优先级设为“低”。

移动台在小区选择过程中,只有当优先级为“正常”的合适小区不存在时(所谓合适是指各种参数符合小区选择的条件,即 $C1>0$ 且小区没有被禁止接入等),才会选择优先级较低的小区。

下述的两个范例说明了合理应用参数 CBQ 的意义。

例一:

假设如下图的小区覆盖情况,图中每个园表示一个小区。由于某种原因小区 A 和 B 的业务量明显高于其它相邻的小区,为了使整个地区的业务量尽可能均匀,可以将小区 A 和 B 的优先级设置为低,而其它小区优先级为正常,从而使图中阴影区中的业务被相邻小区吸收。必须指出,这种设置的结果是小区 A 和 B 的实际覆盖范围减小,但它不同于将小区 A 和 B 的发射功率降低,后者可能会引起网络覆盖的盲点和通话质量的下降。

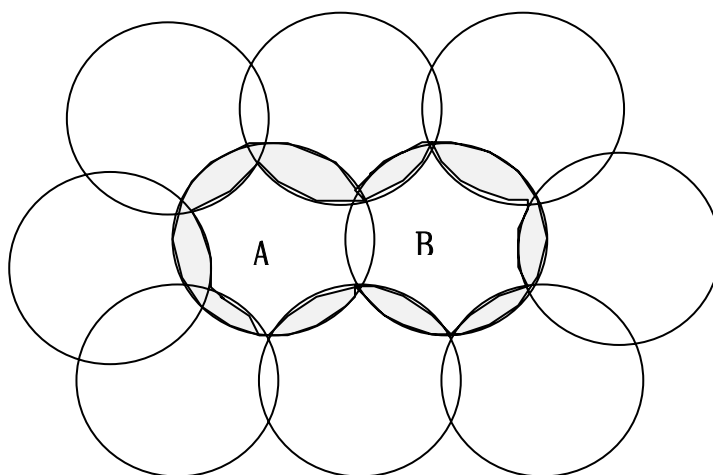


图 1 CBQ 用于均匀小区业务量

例二：

如下图所示，假设某微小区 B 与一宏小区 A 重叠覆盖一区域（图中阴影区）。

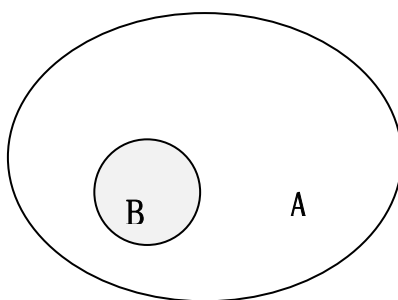


图 2 微小区情况下 CBQ 的应用

为了使微蜂窝 B 尽可能多地吸收 B 区的业务量（尤其是 B 区的边缘），可以设置小区 B 的优先级为“正常”，小区 A 的优先级为“较低”。这样在小区 B 的覆盖范围内无论其电平是否比小区 A 的低，只要符合小区选择的门限，移动台将选择小区 B。

85、什么是最小接入电平？

为了避免移动台在接收信号电平很低的情况下接入系统（接入后的通信质量往往无法保证正常的通信过程），而无法提供用户满意的通信质量且无谓地浪费网络的无线资源，在 GSM 系统中规定，移动台需接入网络时，其接收电平必须大于一个门限电平，即：移动台允许接入的最小接收电平 RXP。

对于某些业务量过载的小区，可以适当提高小区的 RXP，从而使该小区的 C1 和 C2 值变小，小区的有效覆盖范围随之缩小。但 RXP 的值不可取得过大，否则会在小区交界处人为造成“盲区”。采用这一手段平衡业务量时，建议 RXP 的值不超过 -90dBm 。

86、什么是小区重选？小区重选的判决依据是什么？

当用户在空闲状态下从一个小区穿越到另一个小区时,用户就会选择质量较好的另一个小区作为当前服务小区,这个过程就是小区重选。小区重选的判决依据是 C2。

C2 是基于参数 C1 并加入一些人为的偏置参数而形成的。加入人为影响是为了鼓励移动台优先进入某些小区或阻碍移动台进入某些小区,通常这些手段都用来平衡网络中的业务量。

对于室内环境的慢速用户而言, C2 主要由 CRO (CELL_RESELECT_OFFSET, 以下简称 CRO) 决定。

$$C2=C1+CRO$$

CRO 的调整可以分为三种情况。

第一,对于业务量很大或由于某种原因使小区中的通信质量较低时,一般希望移动台尽可能不要工作于该小区(即对该小区具有一定的排斥性)。这种情况下,可以设置将 CRO 设置得小些。

第二,对于业务量很小,设备利用率较低的小区,一般鼓励移动台尽可能工作于该小区(即对该小区具有一定的倾向性)。这种情况下,建议设置 CRO 在 0~20dB 之间,根据对该小区的倾向程度,设置 CRO。倾向越大, CRO 越大,反之, CRO 越小。

第三,对于业务量一般的小区,一般建议设置 CRO 为 0, PET 为 640 秒从而使 $C2=C1$, 也即不对小区施加人为影响。

☆87、什么是切换？切换有哪几种类型？设置相邻小区切换关系的原则是什么？

切换是指当用户在通话状态下,为了保证一定的通话质量,用户从一个服务小区(载频)转换到另一个服务小区(载频)的过程。

切换有五种类型:基于功率预算(PBGT)的切换、基于上下行信号电平(Rxlev)的切换、基于下行信号质量(RxQual)的切换、基于距离的切换、基于话务量的切换。

切换和小区重选的差别在于:切换是指用户在通话状态(Active)下的一

种过程，而小区重选发生在空闲（Idle）状态下。

在以宏、微蜂窝为信源的室内覆盖工程中，合理设置室内外小区的切换关系非常重要。为了尽量让室内宏、微蜂窝吸收话务量，提高室内分布系统的利用率，应让室内用户在通话时尽量占用室内小区载频。在设置相邻小区时应注意：

多做一些由室外往室内的切入关系；

选择二到三个质量良好的室外小区做切出关系；

增大切出门限（增加切出的困难）；

减小切入门限（减小切入的困难）。

88、室内覆盖工程中，用户在空闲状态下占用室内信号，但在通话状态下却占用室外信号，为什么？

说明小区重选过程正常（符合设计要求，用户留在室内小区），但切换过程不正常。此时用户在室内却没有使用室内系统的载频。导致的原因有：

与室外载频强度相比，室内系统电平设计过弱，较易切换到室外载频；

室内切换到室外的门限过低；

解决办法：

调整功率：一般而言是增高室内载频的强度

调整天线位置：调整室内天线的位置，将天线尽量移至窗边，增强窗边等位置的载频强度（此时注意泄漏）

调整切换算法：增大切出门限，如原来的 HandOverMargin=0，可将其改成 6dB，即只有当室外载频比室内载频强 6 dB 以上时才能切到室外载频。

☆89、基站距离参数对直放站中继距离的影响

对于 GSM 基站而言，其最大覆盖范围由参数 MS_Max_Distance（呼叫建立过程中的最大距离限制）决定，当该值取值为>63 时，基站覆盖范围最大，为 35 公里。

采用直放站进行覆盖时，不管采用何种直放站（射频直放站或光纤直放

站), 其工作范围必受限于下列条件:

直放站至基站的距离+直放站覆盖范围+直放站自身时延(含光纤时延)<基站最大覆盖范围

如果 MS_Max_Distance 设置较小, 则可能会导致直放站覆盖范围内信号很强却无法发起呼叫的现象, 此时可适当调大该参数即可。

☆90、直放站对基站的影响

直放站作为一种延伸覆盖的手段, 不管采用何种直放站, 必定会对基站造成影响。影响主要表现在:

直放站(射频、光纤)是一种有源设备, 它们的引入必定会增加基站的噪声系数, 基站噪声系数增加后会降低基站的灵敏度从而减小基站的覆盖范围。

直放站对基站的这种影响主要是由于上行增益调节造成的, 直放站的上行增益大, 其覆盖范围大, 但它对基站的影响就明显, 反之, 上行增益小, 其覆盖范围就小, 直放站对基站的影响也相应减小。

由此可见, 直放站的引入对基站的影响是不可避免的, 这种影响可以通过调节上行增益加以控制, 但这种调节始终无法回避覆盖范围和对基站影响的矛盾。

☆91、PN 码及其规划

CDMA 系统中用 PN 码来区分各基站小区, 类似于 GSM 中的 CID。每个 CDMA 基站小区不断的发射一个长度为 215 的导频 PN 序列, 共有 $2^{15}/64=512$ 个 PN 码可用。由于相近的 PN 码容易造成 PN 混乱, 因此从 512 个 PN 中抽取一部分来用, 如果每 4 个抽一个, 那么 4 就叫做 PN 增量因子, 这样所被利用的 PN 码就是: 4、8、12、16.....508。

由于相邻基站小区所用 PN 码不能重复, 所以必须对 PN 码进行规划。多数厂家这样来规划: 尽量使基站三个扇区的 PN 码相差一样且最大。例如某基站 CellA 的 PN 为: 4, CellB 就为 172, CellC 就为 340。不管 PN 增量因子是多少, 每个基站相邻小区之间的 PN 码都相差 168。也有个别厂家每个基站相

邻小区之间的 PN 码都相差 4。这样我们完全可以根据所接收到信号的 PN 码来确定是否是一个基站的信号或是第几扇区的信号，给工程设计带来很大方便。

☆92、RSSI、Ec 及其关系

RSSI 类似于 GSM 中的 RX，RX 是某一个 BCCH 上的信号接收场强，而 CDMA 共用一个频率，因此把 RSSI 定义为在某一个频率上收到的信号场强，包括有用导频在内的所有信号的场强。

RX 是某一个 PN 上的接收功率。RX 是基站在开环功率控制时的主要参数，也是我们计算路径损耗的主要参数。

例如：手机在接入时的初始发射功率为： $TX = -(Ec + 73)$ 。

也就是说，如果手机在刚刚发射信号的时候主导 PN 的 Ec 是 -73dBm 时，它的初始发射功率就为 0dBm。然后基站再根据接收到的实际强度进一步调整手机的发射功率。

又例：基站的导频输出功率为 $PPilot = 35dBm$ ，用频谱仪接收到的信号强度为 $RSSI = -50dBm$ ，手机测得信号的 Ec/Io 为 -5，则路径损耗 = $PPilot - Ec = PPilot - (RSSI + Ec/Io) = 35 - (-50 - 5) = 90dB$ 。

☆93、Eb/No、Ec/Io 及其差别

Eb/No 是每个 bit 上的能量与干扰功率谱密度的比值。

Ec/Io 是每个 Chip 上的能量与干扰功率谱密度的比值。也可以定义为是导频功率与载频带宽内总的信号功率的比值，也叫做导频强度。是衡量导频是否被激活以及小区之间切换的参数。

例如：手机的测试窗口显示如下

PN255 D072	
255/08A	057/12A
270/16N	393/23N
438/26N	300/31N

那么：PN255 的 $E_c = I_o + E_c/I_o = -72 + (-8) = -80\text{dBm}$

PN057 的 $E_c = I_o + E_c/I_o = -72 + (-12) = -84\text{dBm}$ 。

☆94、发射功率 TX

手机为了使信号到达基站并能够被接收机识别，必须保证一定的发射功率，但是发射功率太大了也不行。CDMA 系统中手机的发射功率是受到严格控制的，这是因为整个系统共用一个频率，必须保证一个小区内所有手机到达基站接收机的信号电平都一样才不至于对其他用户产生干扰，从而使系统达到最大容量。

那么 CDMA 手机的发射功率是由什么决定的呢？

无论 G 网还是 C 网归一化信噪比通常取 $5\sim 7\text{dB}$ ，也就是说每 Bit 的能量要高出噪声功率谱密度 $5\sim 7\text{dB}$ 才能被解调。对于“信噪比”由于 CDMA 系统中具有一个 21dB 的处理增益，使得 CDMA 的有导频信号强度可以低于干扰信号强度低 $21\text{dB}-7\text{dB}=14\text{dB}$ 时也能被解调。例如：某时刻某基站只有一个手机 MS1 通话时的基底噪声电平为 -110dBm ，那么手机到达基站的信号电平就为 $-110-14=-124\text{dBm}$ 。如果从手机到达基站接收机的总的路径损耗为 100dB ，那么手机的发射功率就为： $-124+100=-24\text{dBm}$ 。

当有多个手机同时通话时，假如基站的噪声电平增加了 1dB ，那么 MS1 在相同的路径损耗情况下的发射功率为 -23dBm 才能保证正常通话。

95、导频强度（Pilot Strength）及参数调测

关于导频强度此处不再多述。下面强调在直放站工程设计中需要注意的一个问题。

由于 CDMA 是一个具有呼吸效应的系统，基站的输出功率是随用户的增加而增加的，因此在直放站开通时要留一定的余量。直放站的输出功率和 E_c/I_o 是随基站的增加而增加的，因此 E_c 与最大输出功率的差值和基站应该相同。

假设基站的输出功率为 20 瓦，直放站最大输出功率 10 瓦，导频信道占总功率 15%，则基站导频输出功率 E_c 34.8dBm ，调试直放站输出 E_c 功率应为 31.8dBm ，即二者的差值与基站和直放站最大输出功率的差值相等。

☆96、导频增加门限及丢弃门限（T_ADD/ T_Drop）

此值为移动台对导频信号监测的门限。当移动台发现邻集或剩余集中某个基站的导频信号强度超过 T_ADD 时，移动台发送一个导频强度测量消息并将该导频转向候选集。

该值取值范围为 1~63，建议取值为 28。

T_ADD 的值决定了切换区域的大小，该值越大，切换区域就越小，该值越小则切换区域就越大。T_ADD 设置太小会导致很低弱的导频进入激活集，结果切换区域过大，信号质量却很差。T_ADD 设置太大则会损失前向链路容量，同时导致切换区域不足，从而造成掉话、覆盖不足或切换阻塞。

：此值为移动台对导频信号下降监测的门限。当移动台发现激活集或候选集中某个基站的导频信号强度小于 T_DROP 时，就启动该基站对应的切换去掉计时器。

该值取值范围为 1~63，建议取值为 32。

T_DROP 和 T_ADD 一样，也决定了切换区域的大小，该值越大，切换区域就越小，该值越小则切换区域就越大。T_DROP 设置太小会导致切换区域增加，过早地失掉可用导频，增加干扰而产生掉话。T_DROP 设置太大则会导致切换区域过小，损失前向链路容量，同时造成掉话、覆盖不足或切换阻塞。

☆97、激活集与候选集强度比较门限（T_COMP）

此值为激活集与候选集强度比较门限。当移动台发现候选集中某个基站的导频信号强度超过了当前激活集中基站导频信号的强度 $T_COMP \times 0.5dB$ 时，就向基站发送导频强度测量消息并开始越区切换。

该值取值范围为 0~15，建议取值为 2。

T_COMP 是衡量候选集中的导频是否可用的一个估计值，对切换影响很大。T_COMP 设置小些可以更快地进行切换。但该值太小容易引起误报警，导致切换频繁。T_COMP 设置若过高会导致即使候选集中的强导频优于激活集中的弱导频时，强导频却还留在候选集中。这时移动台检测到了强信号却不能切换过去时，

☆98、激活集与候选集的搜索窗口（SRCH_WIN_A）

此值为移动台对激活集与候选集的导频信号进行搜索的窗口大小。它是以激活集或假选集中导频最早到达的可用多径为中心的。

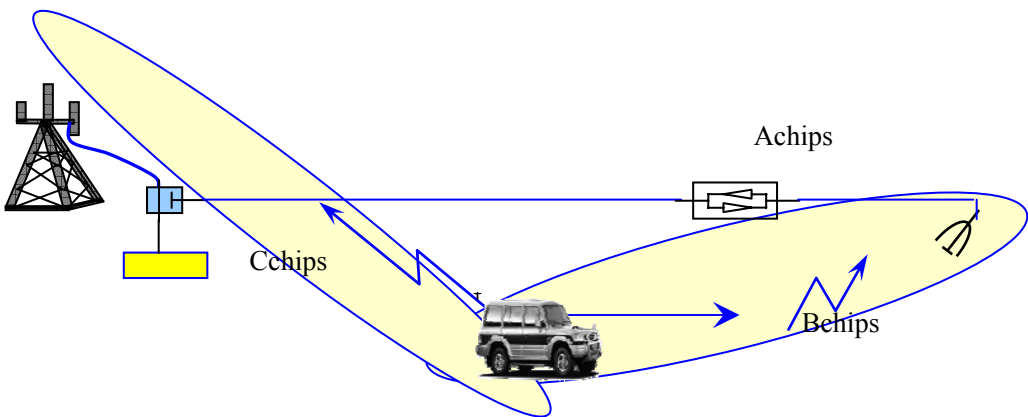
该值取值范围为 0~15，建议取值为 5。搜索窗大小对应关系为：

SRCH_WIN_A SRCH_WIN_N SRCH_WIN_R	窗口大小 (PN chip)	SRCH_WIN_A SRCH_WIN_N SRCH_WIN_R	窗口大小 (PN chip)
0	4	8	60
1	6	9	80
2	8	10	100
3	10	11	130
4	14	12	160
5	20	13	226
6	28	14	320
7	40	15	452

通常，搜索过程先搜索邻集/剩余集，再搜索激活集/候选集，所以邻集/剩余集的窗口比激活集/候选集的窗口要大。

SRCH_WIN_A 的设置不宜过大或过小。过小会导致漏掉可用的导频多径；过大会搜索到太多的来自其它基站的导频多径，从而延长了搜索时间，降低了移动台的性能。一般而言，在城市该值取 20，在郊区或野外该值要取得大一些。

在直放站工程中，SRCH_WIN_A 的设置要注意其范围，避免搜索窗过小导致搜索不到直放站而产生掉话。如下图：



由图可知，直放站的引入增加了一条多径，即由 B 到 A 再到基站。此时搜索窗的设置必须满足： $2(A+B-C) < SRCH_WIN_A$ ，否则直放站信号就落到搜索窗之外了。

99、室内覆盖工程中，高层窗边为什么会出现信号强而通话质量差的现象

上述现象在市区内的高层室内覆盖工程中经常出现，原因如下：

在 GSM 网络中，用户的正常通话除了必须保证一定的话音强度外，还必须满足一定的 C/I 值，该值在工程上要求 $C/I > 12\text{dB}$ 。由于高层建筑自身的特点，在其室内能接收到来自较远基站的信号，如果这些外来的信号与室内信号是同频，则会对室内信号造成同频干扰，降低室内信号的 C/I，从而导致话音质量变差。

对 CDMA 网络而言，用户的正常通话除了必须保证一定的话音强度外，还必须满足一定的值，该值在工程上要求 $E_c/I_o > -12\text{dB}$ 。由于高层建筑自身的特点，在其室内能接收到来自较远基站的 PN 码，如果这些外来的 PN 码与室内信号是同 PN 码，则会对室内信号造成同 PN 码干扰，降低室内小区的 E_c/I_o ，从而导致话音质量变差。

解决的办法是：

提高室内小区的信号，缺点是容易造成泄漏，影响室外大网

降低室外大站的信号，缺点是为了室内小区而牺牲室外大站，不可行

通过定向板状天线进行室内窗边覆盖，缺点是造价太高，不经济

100、CDMA 导频污染及其解决办法

在 CDMA 系统中，导频污染可分为导频相位污染和导频强度污染二种情况。

导频相位污染是指一个小区的导频相位偏移经过传输延时后落入当前移动台激活集内某导频的搜索窗内，且该导频超过一定强度，致使移动台误

认为是服务导频，从而对解调形成干扰的情况，这种情况在工程中较少见。

导频强度污染是指当移动台收到超过 3 个以上 E_c/I_o 强度大于 T-ADD 的导频，而由于移动台的 RAKE 接收机最多可以解调 3 径（finger）信号，所以多余的强导频就对移动台的信号解调形成干扰，工程上所说的导频污染通常是指这种情况。导频污染可以认为是来自 CDMA 系统内的下行干扰，会严重影响移动台对下行信号的解调，情况严重时常常引起掉话，因此是 CDMA 无线网络优化需要解决的重要问题之一。

在发生导频污染的区域，往往有一个显著的网络特点：移动台的接收功率比较高而主导频 E_c/I_o 强度和前向误帧率指标却比较差。此时常见网络指标通常为：前向 FER 高（大于 5%）； E_c/I_o 比较低；Tx 较低（小于 +15dB）；Rx 较高（大于 -95 dBm）；由于过多导频的 E_c/I_o 大于 T-ADD，无线环境变化无常，因此路测数据中频繁出现 PSMM 消息。

导频强度污染的解决方法在于通过 DT 数据依据优化该区域的导频数目，使得该区域有一个主导频。可采取以下方法来实现：

（1）降低周围其它基站的发射功率来调节导频信号的强度以获得最佳的导频发射功率。这种方法不足之处在于：基站发射功率的下降低可能导致其它基站出现覆盖不足的问题。

（2）加大周围小区基站天线的下倾角（Downtilt）或改变其它基站天线的方位角，这样可以减小该区域的导频数目。这种方法不足之处在于：其它基站的覆盖范围被改变，会出现新的盲区甚至会因解决某一区域的导频污染而改变了原有的网络规划。

（3）降低周围其它基站的高度或天线的挂高。这种方法的不足之处同（1）。

（4）调整周围小区的系统切换门限 T_ADD、T_COMP、T_DROP、T_TDROP 等参数的设置，这样可以减少相关小区间不必要的切换，从而改善掉话率。这种方法的不足之处在于：周围小区的系统参数改变后会导致其它基站的切换难易程度被改变，从而影响了周围基站覆盖区域内话务情况的改变。

上述方法不能从根本上解决导频污染的问题，并且会带来较多的负面影响。要从根本上解决导频污染问题，应从网络规划的角度着手，在这方面可以借鉴韩国 SKT 的建网经验。

导频相位污染可以通过改善 PN 偏置分配来解决。在网络规划时应着重考虑以下问题：

选择合适的 PILOT_INC

有效集搜索窗大小

将相同偏置的导频尽可能置于较远的位置