Contents

[TD-SCDMA的缺点 2](#_Toc493856530)

[GSM特性 2](#_Toc493856531)

[合理选择运算放大器 3](#_Toc493856532)

[集成运放放大器的分类 4](#_Toc493856533)

[音频设计FAQ 4](#_Toc493856534)

[音频功放的三种结构 5](#_Toc493856535)

[音频放大器的三种噪声 6](#_Toc493856536)

[蜂窝电话的LDO(low dropout) 电源设计 7](#_Toc493856537)

[D类放大器输出滤波器设计 8](#_Toc493856538)

[D类放大器的电源滤波 8](#_Toc493856539)

[为什么选择D类放大器 8](#_Toc493856540)

[THD:总谐波失真 8](#_Toc493856541)

[GSM频段分布 8](#_Toc493856542)

[What is ETSI 8](#_Toc493856543)

[霍尔元件的作用Hall switch 8](#_Toc493856544)

[手机TFT、CSTN屏厂家总结 9](#_Toc493856545)

[GSM1个Multiframe时间 9](#_Toc493856546)

[什么是GPRS 9](#_Toc493856547)

[GPRS的class 9](#_Toc493856548)

[什么是EDGE 9](#_Toc493856549)

[移动通信比较 10](#_Toc493856550)

[蓝牙和WiFi比较 11](#_Toc493856551)

[什么是散射参数S11,S12,S21,S22 11](#_Toc493856552)

[S11、回波损耗、发射系数、电压驻波比 12](#_Toc493856553)

[GMSK调制 12](#_Toc493856554)

[GMSK调制 12](#_Toc493856555)

[CDMA, GSM, GPS频段 12](#_Toc493856556)

[什么是UWB 13](#_Toc493856557)

[BLUETOOTH 蓝牙技术 13](#_Toc493856558)

[蓝牙2.0版本 14](#_Toc493856559)

[UWB, Wi-Fi, WiMax讨论 14](#_Toc493856560)

[UWB 的两种标准讨论 14](#_Toc493856561)

[What is EV-DO 14](#_Toc493856562)

[What is WCDMA 14](#_Toc493856563)

[What is HSDPA 15](#_Toc493856564)

[OFDM介绍 15](#_Toc493856565)

[OFDM基本原理 15](#_Toc493856566)

[OFDM技术讨论 16](#_Toc493856567)

[OFDM关键技术 16](#_Toc493856568)

[GPS种类 18](#_Toc493856569)

[GPS介绍 18](#_Toc493856570)

[What is AWGN高斯加性白噪声 19](#_Toc493856571)

[PHS参数 19](#_Toc493856572)

[CDMA450MHz 20](#_Toc493856573)

[C+C双模手机的EMC问题 20](#_Toc493856574)

[什么是BREW 20](#_Toc493856575)

[蓝牙的HFP,HSP,A2DP,OPP 20](#_Toc493856576)

[GSM通话中的硬切换 20](#_Toc493856577)

[CDMA通话中的切换 20](#_Toc493856578)

[中国电信CDMA信道 20](#_Toc493856579)

[波形因数 20](#_Toc493856580)

[什么是DCR 20](#_Toc493856581)

[为什么DCR下变频会产生DC-offset 22](#_Toc493856582)

[为什么超外差不会产生DC-offset 22](#_Toc493856583)

[为什么CDMA PA要用线性PA，而GSM可以用非线性PA 22](#_Toc493856584)

[衡量PA线性度的指标 22](#_Toc493856585)

[为什么谐波在CDMA中不是特别关键 22](#_Toc493856586)

[增加CDMA PA线性度的方法 22](#_Toc493856587)

[CDMA sleep时间 22](#_Toc493856588)

[CDMA有好的抗多普勒性能 22](#_Toc493856589)

[CDMA2000 1x技术 22](#_Toc493856590)

[CDMA2000与WCDMA区别 23](#_Toc493856591)

[什么是CDMA的CCDF 23](#_Toc493856592)

[CCDF应用 24](#_Toc493856593)

[ACPR in cdma2000 24](#_Toc493856594)

[Modulation Accuracy in cdma2000 24](#_Toc493856595)

[CODE DOMAIN POWER 24](#_Toc493856596)

[Walsh code in HPSK 24](#_Toc493856597)

[LTE简介 24](#_Toc493856598)

[CDMA信道 25](#_Toc493856599)

[Cdma2000鉴权算法 25](#_Toc493856600)

[CDMA系统的用户识别卡UIM和空中激活技术OTA 26](#_Toc493856601)

[为什么GSM可以用非线性PA，而CDMA一定要用线性PA 26](#_Toc493856602)

[Turbo码结构和特点 26](#_Toc493856603)

[为什么cdma2000要花费20%能量在导频上 27](#_Toc493856604)

[Cdma2000 1x EV-DO 27](#_Toc493856605)

[CDMA系统UIM卡介绍 27](#_Toc493856606)

[IMSI（MIN）介绍 27](#_Toc493856607)

[MDN 号码的介绍 28](#_Toc493856608)

[TLDN 号码的介绍 28](#_Toc493856609)

[CDMA 系统如何保护A\_key 安全性 28](#_Toc493856610)

[SID/NID功能 28](#_Toc493856611)

[CDMA手机ESN 28](#_Toc493856612)

[EVRC-B 28](#_Toc493856613)

[Loop back和voice call的区别 29](#_Toc493856614)

[CDMA信噪比计算 29](#_Toc493856615)

[GSM信噪比计算 29](#_Toc493856616)

[查看CDMA系统最小Eb/N0的方法 29](#_Toc493856617)

[根据CDMA系统动态范围估算IIP3值 29](#_Toc493856618)

[关于噪声系数和增益之间的关系 29](#_Toc493856619)

[级联的噪声系数和IP3的计算公式 29](#_Toc493856620)

[测量NF噪声系数的方法和公式推导 30](#_Toc493856621)

[EVDO能高速传输数据的原因 30](#_Toc493856622)

[CDMA长PN码和短PN码 30](#_Toc493856623)

[什么是瑞利衰落 30](#_Toc493856624)

[CDMA2000 IIP3的指标计算 30](#_Toc493856625)

[卷积码编码增益 30](#_Toc493856626)

[双模手机射频标准和测试方法 30](#_Toc493856627)

[GSM FCB简介 30](#_Toc493856628)

[GSM Transceiver框图 30](#_Toc493856629)

[SACCH 31](#_Toc493856630)

[FCB 31](#_Toc493856631)

[GSM Paging后的工作 31](#_Toc493856632)

[SIM卡解密 31](#_Toc493856633)

[什么是AWS 32](#_Toc493856634)

[GSM Multi-frame 32](#_Toc493856635)

[GSM电流波形分析 32](#_Toc493856636)

[减少解Paging帧来降低GSM待机电流 32](#_Toc493856637)

[GSM现网信道分配 32](#_Toc493856638)

[What is SHDR 33](#_Toc493856639)

[Channel in cdma2000 PCS band 33](#_Toc493856640)

[Non-GPM(Non general Paging Message) 33](#_Toc493856641)

[GSM BSIC 33](#_Toc493856642)

[GSM CALL Bring up 33](#_Toc493856643)

[GSM开机同步流程 33](#_Toc493856644)

[CDMA几个重要参数(Ec/Io, Tx power, Rx Power, TxADJ, FER) 33](#_Toc493856645)

[通信协议总结末尾 40](#_Toc493856646)

[通信协议总结末尾](#_通信协议总结末尾)

### TD-SCDMA的缺点

1. 智能天线：由于TD-SCDMA具有上下信道对称的特性，可以方便使用智能天线进行信道估计和UE定位、跟踪。但是智能天线不能解决多径效应和多普勒效应。必须采用干扰抵消电路和联合检测(多用户检测)来配合使用。(更何况现在为止有效的智能天线算法仍然在研究测试中)
2. 处理能力：由于TD-SCDMA需要同时采用智能天线、干扰抵消和联合检测技术，因此对处理器有较高的要求。目前的处理器在低码片速率(LCR)的情况下，还勉强可以应付；但是对于高速率情况下，尤其是多用户检测功能，功耗和散热问题很难解决。前一阵报道的TD测试中，UE就有过热的问题。另外，功耗和电池持续时间也会限制TD的应用。
3. 非对称业务信道的干扰问题：TD-SCDMA支持非对称的业务信道。当在同一时序，两个UE分别进行上行和下行通信。那么上行信号就会淹没旁边的下行信号。所以，非对称业务的实用价值有多少需要进一步研究。
4. 实际测量中，掉线率高；同频传输时物理层会出现问题。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

1. FM电路
2. Camera电路
3. 音频layout，避免217Hz干扰

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### GSM特性

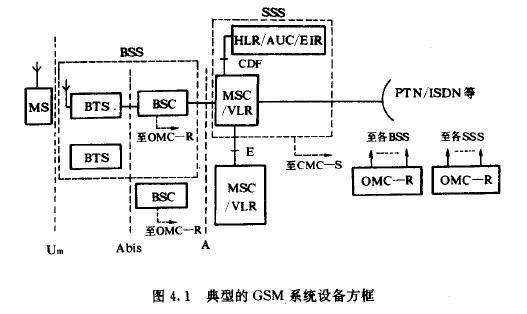
1. 典型的调制器先把信号调制到70MHz上，然后在搬移到载频上。(超外插？)
2. GSM解调算法有一个重要的限制，解调算法必须能够处理延迟达16us (4个bit周期)的两个多径信号。一般既采用viterbi进行卷积码解码；又使用viterbi进行带均衡的解调(干扰bit为5个)。
3. GSM频点：上行890M～915MHz；下行935M～960MHz。频道间隔200KHz，一共124个频点。
4. GSM系统设备包括：

交换分系统(SSS, or NSS 网络子系统)

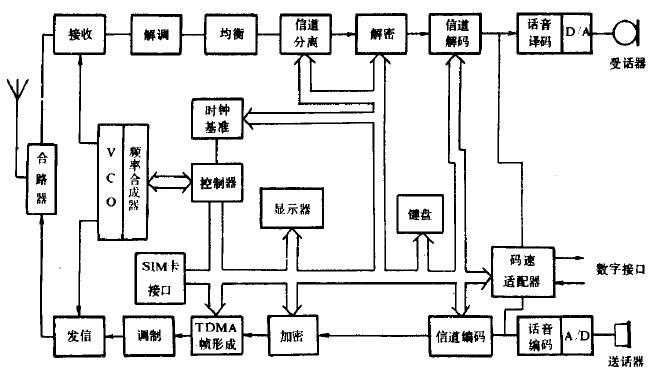
基站分系统(BSS):包括BTS（基站收发信机)和BSC（基站控制器）

移动站（MS）

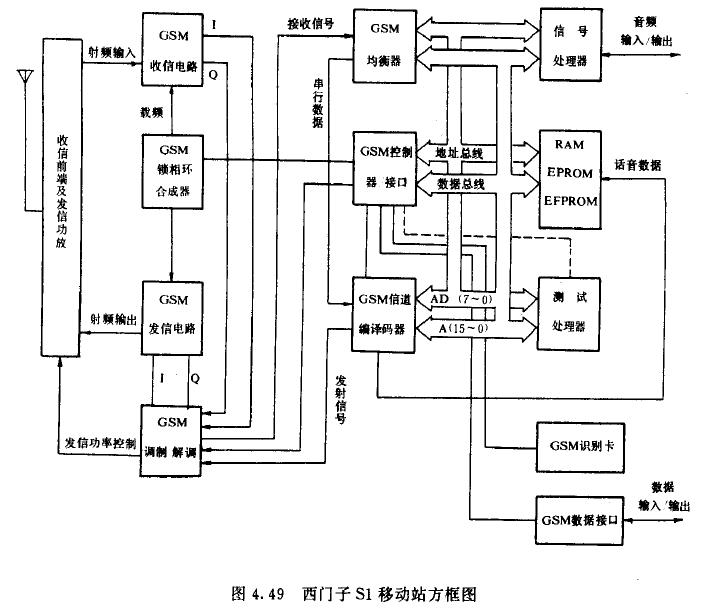
操作维护分系统（OSS）



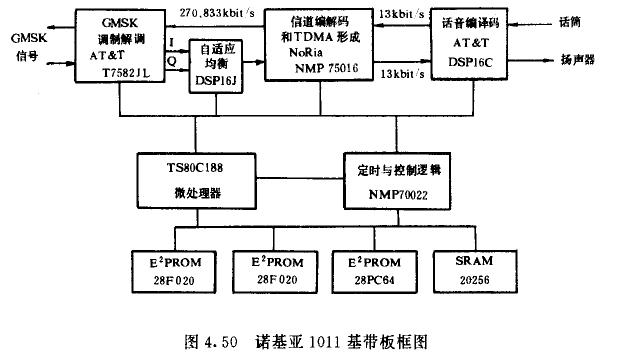
1. GSM移动台MS结构：MS包括：无线收发信机、控制器、语音编码器和其他（键盘、显示、ISDN接入（码速匹配））等。其框图如下



1. 西门子GSM手机基带框图



1. Nokia的GSM基带框图:



1. 基带信号流程：
   * 信源编码：8K采样×13bitD/A🡪104Kbit/s数据流🡪语音压缩编码，压缩为每20ms260bit（其中LPC-LTP为72bit，RPE为188bit）🡪13Kbit/s数据流
   * 信道编码：13Kbit/s数据流🡪每20ms, 260bit中Ia类50bit进行CRC编码，产生3bit；加上132bit Ib类；再加上4个尾bit 0。组合为189bit。🡪进行1/2卷积码🡪378bit🡪再加上II类的78bit组合成456bit(每20ms，信道编码速率为22.8kbps)。
   * 信令编码：与语音编码类似。由控制器产生信令，并送给信道编码器🡪按FIRE码进行分组编码🡪1/2卷积码🡪形成456bit。
   * 交织：编码后的20ms456bit语音分成8个57bit的块🡪与相邻的20ms，8个57bit块语音编码交织🡪8个114bit的语音块🡪114bit再交织
   * 加密：114bit数据流🡪进入加密模块，与114bit加密数据异或🡪+34bit训练序列和尾bit+8.25bit保护序列🡪156.25bit数据流突发burst🡪组合到不同的TDMA帧和时隙🡪形成复帧，超帧和超高帧🡪形成270.833Kbit/s数据流
   * 调制和发射：将270.833KHz的数据流调制到900M频率上🡪放大🡪中心频率为902MHz谐振腔滤波🡪功率放大器🡪发射天线
   * 接收和解调：将接收到的信号放大🡪经过中心频率为947MHz的谐振腔滤波器🡪与900MHz的VCO1混频🡪得到52MHz中频信号🡪送到解调模块，得到IQ数据流。
2. 手机功率：车载移动台最大功率20W；手持移动台900MHz最大2W；1800MHz最大1W。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### 合理选择运算放大器

1. 在电池供电领域（PDA和移动电话），电池电压会随着干扰而下降，应选择PSRR性能好的（-80dB）的OA。
2. 大阻值会产伤更高的噪声。可以用约翰逊噪声（Johnson noise）：4来估算。R的单位是K欧姆，噪声单位为nV。
3. 运用多运放可按因子减少输出噪声，n是使用放大器的数量。



1. 限制带宽减小噪声：用小电容与反馈电阻串联。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### 集成运放放大器的分类

1. 高输入阻抗型。差模输入电阻，输入偏置电流Iib=几皮安～几十皮安。
2. 高精度、低漂移型：一般用于毫伏量级的微弱信号精密检测、精密模拟计算。指标要求：、、、，。结构上采用超BJT管和低噪声差分输入，热匹配设计，低温度系数精密电阻，加入自动控温电路。目前产品有AD508、OP-27，ICL7650（输出阻抗大，负载电阻不宜过小）
3. 高速型：转换速率，单位带宽增益BW>10MHz。一般用于快速AD和DA转换器。目前产品有uA715、LH0032、AD9618
4. 低功耗型：ICL7600
5. 高压型

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### 音频设计FAQ

问： 1、音频的PCB布线是否要数字地和模拟地分开？

2、MIC的前级放大使用一级高放大倍数运放好还是使用多级低放大倍数运放好？

3、Speaker的输出使用PWM好还是使用D/A好？

答： 1)是的。

2)不同的器件对应不同的增益。对于线性度好的器件，单高增益放大较好。

3)PWM， 仅需一低通滤波输出即可。

问：将贵公司的音频产品应用到无线公话中须注意到哪些细节？

答：对于GSM 应用，最主要考虑PSRR，特别是217Hz频率点。第二是开机时间和POP声。外围元件也要考虑。

问：如何从整体上降低音频放大器的噪音?

答：通常来说，应选用正确的元器件参数和合理的PCB部线。

问：什么是过调制保护?

答：输入信号高于IC可承受的范围时，IC的保护功能。

问：我很想知道本次大赛作品要求。

答：此次大赛希望希望参赛者能设计出音质更加完美的产品。 具体评判标准如下：

1) 技术水平--选用最合适的组件并结合最佳的设计及成品制作水平；

2 )创意--创新的设计理念；

3) 模拟技术--有效利用国半的音频组件；

4) 更优化的音响性能--其设计能呈现高素质的音频输出。

问：音频放大器中，电流反馈和电压反馈电路有什么区别，如何应用？

答： CFA VFA闭环 BW 不随闭环增益相对变化 根据GBW关系变化

AC/DC性能指标 较好的AC性能 较好的DC性能 稳定时间 较快 较慢

主要噪声源 反向输入电流噪声 输入电压噪声 输入阻抗 非对称 对称

偏置电流 消除DC误差困难 匹配输入阻抗可消除DC误差 反馈通路 不能用Cf 可以用Cf

问：大功率Class-D National Semiconductor有哪些器件？

答：LM4651和LM4652有170W输出。

问：如何消除音频放大器中的回声和尖叫声?

答：取决于很多环节，如电源噪音、PCB设计、信号本身的噪音等，合适的旁路电容应该有帮助。

问：选择音频放大器的标准主要有哪些?

答：工作电压， 输出功率， THD+N， PSRR。

问：音频放大器输入为零时，主要噪声源是电源吗？还有其它噪声源吗？

答：电源噪声是主要噪声源，还有白噪声，外部噪声等。

问：阻抗匹配在音频放大电路设计中是否非常重要？需要注意哪些事项？

答：是。不同的负载阻抗得到不同的输出功率，电流也不同。因此，必须确认放大器能承受多大电流，负载能承受多大功率

问：D类功放在便携式产品中的适用程度如何？

答：由于高效率、无需散热器等优点，应用前景广阔。

问：全数字放大器的PSRR应有多高才比较合适，不影响到声音的质量?

答：通常高于60dB 就行，除非客户有更高的要求。

问：D类放大器在设计上有何特别的考虑?

答：开关频率，输出低通滤波器。

问：一般来说，在便携式电脑中，由于体积的问题导致音频方面总是存在这样那样的缺陷。那么，如何才能使便携式电脑中播放的声音效果更好，音频技术更为完善呢？

答：建议用带3D 效果的Boomer产品。

问：Audio对输入、输出、Bypass电容的选择依据是什么？

答：PSRR， turn-on/off 时间和 click-pop 要求。

问：Boomer的音量控制如何进行?是否采用数控?为什么?

答：有直流电平控制和数字控制。

问：Boomer放大器的防尖峰电压的保护功能如何?外接电路如何设计来提高这一性能?

答：在输出级外加二极管。

问：D类放大器的放大倍数由什么决定？

答：反馈电阻。

问：用LM4857 设计手机 3D 音响，是否需要手机软件控制左右声道的延时？

答：不需要，所有3D 效果均由LM4857产生。

问：差分音频放大器有良好的噪音特性，在使用上要特别注意什么问题?

答：负载，散热。

问：美国国家半导体针对便携式及消费电子应用的高性能音频解决方案与其它竞争对手的解决方案相比，有哪些突出的优点？

答：系统集成，高性能，高效率，高音质。

问：我在使用LM4781时，发现电路在音量大一点的时候输出波形容易出现自激，有方法改善吗？

答：增加散热器尺寸，降低供电电压，增加扬声器负载。

问：音频电路设计上如何才能达到最高效率？

答：用 Class-D 放大器。

问：针对LCDTV有何新方案？

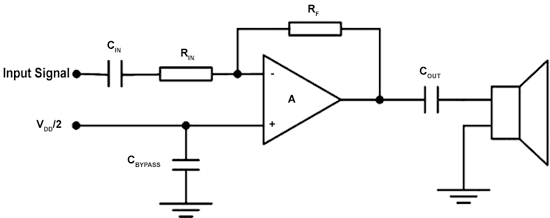
答：LM4832，LM4866，LM4950， LM4940， LM4849， LM4668。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### 音频功放的三种结构

目前，业界主要有三种音频功放结构：单端（Single End）、典型的桥接负载、全差动放大器。

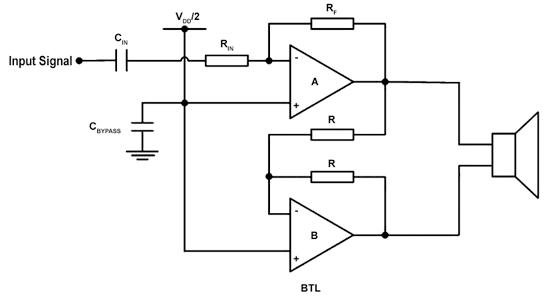
**单端（SE）：**单端 (SE) 音频功率放大器一般是所有架构中最简单的一种。不过，在手机中我们一般不用其驱动酷炫铃声或免提操作模式等应用的扬声器。SE 放大器一般都用于驱动耳机，用于欣赏 MP3格式的音乐或游戏音频。在典型的单电源单端配置中，需要用一个输出耦合电容器 (COUT) 阻止放大器输出处的 DC 偏置，这就避免了负载中的 DC 电流。



图一：单端音频功放

**桥接负载（BTL）：**目前的手机和便携式通信设备均采用一般类型的音频放大器架构：BTL 输出配置的单端输入。BTL 放大器包括两个单端放大器，驱动负载的两端。第一个放大器 (A) 设置增益，而第二个放大器 (B) 则作为单位增益逆变器。

与 SE 音频放大器相比，这种架构的优势在于相同电源轨实现的输出功率量。此外，还可去掉输出 DC 阻塞电容器。总而言之，扬声器两侧均偏置在 VDD/2 左右，这就消除了 DC 偏移。现在，低频性能只受限于输入网络和扬声器响应。 但是，这种类型的配置也有明显的不足。如果任何噪声耦合进单端输入，则将会出现在输出中，并被放大器增益放大。由于放大器 B 没有至输入的反馈，因此任何耦合至输出的高频噪声还会产生"咔咔"或"嗡嗡"声。这种现象称作 RF 校正。



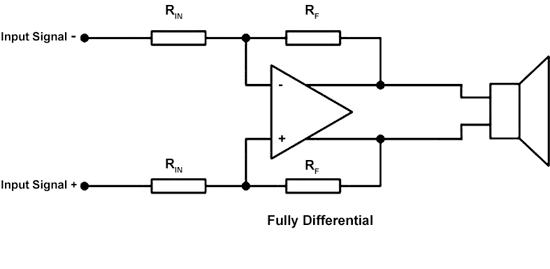
图二：桥接式负载音频功放

**全差动放大器：**全差动放大器除了有 BTL 放大器相对于 SE 放大器所具有的全部优势外，相对于典型的 BTL 放大器它还有三大优势。

首先，不再需要输入耦合电容器。使用全差动放大器时，输入除了可偏置为中间电源外还可偏置为电压。所用的放大器必须具有良好的共模抑制比 (CMRR)。对 TPA6203A1 与 TPA2010D1 而言，放大器的输入可偏置为 0.5 V 至 VDD - 0.8V。但如果输入偏置到输入共模范围之外，则应采用输入耦合电容器。

第二，不再需要中间电源旁路电容 CBYPASS。中间电源的任何变动对正负极产生同样的影响，因此取消差动输出的旁路电容。取消旁路电容对 PSRR 略有影响，由于取消了额外的外部组件，因此该抑制比也还能接受。

第三，全差动放大器的最后一大优势就是它提高了 RF 的抗扰性。这一优势主要归功于良好的 CMRR 以及全差动架构。



图三：全差动放大器

**旁路电容的作用：**

1. 该电容是电路中最关键的元件。首先，CBYPASS 决定着放大器启动的速度。如果放大器斜波上升较慢，就可减小"噗噗"的噪声。CBYPASS 与高阻抗电阻分压器网络生成中间轨 (mid-rail)，形成了 RC 时间常数。正如我们前面提到的那样，如果时间常数大于 50ms（频率小于20Hz），就听不到"噗噗"声。
2. CBYPASS 的第二个功能就是降低电源生成的噪声。由于输出驱动信号的耦合，因此产生该噪声，它来自放大器内部的中间轨生成电路。该噪声作为降低的电源抑制比 (PSRR) 出现。在电源噪声较大的系统中，它可能会影响 THD + N。
3. LM4890 芯片在 Cb = 1 F 的情况下，保证电源抑制比可达 65dB，而启动时间大约只需 150ms，这几个参数现在已经几乎成为无线音频系统的业内标准。

**启动时间:s**

启动时间是无线音频系统设计的第二个最重要参数。来电振铃音调、语音控制 (VOX)、电子游戏、按键响应等操作都需要音频放大器进行快速启动及关闭，以配合节能程序的操作，同时也让有关操作有足够的响应时间。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### 音频放大器的三种噪声

**电源噪声：**

电源电压的变化通常都会导致放大器输出的小错误变化。PSRR 为抑制上述影响的能力，一般以分贝为单位。例如，对于 TPA6203A1 全差动音频功率放大器，PSRR 值在 3.6V 电压上频率为 217Hz 至 2kHz 时规定为 -87dB。采用 PSRR 的标准公式，输出电压可计算如下： ，对于电源轨上 500mV 的变化，差动输出电压的变化是 22μV。

在 TDMA 和 GSM 手机中，最严重的电源电压噪声来自 RF 级的开与关。GSM 电话的开关频率为 217Hz。当 RF 功率放大器接通时，从电源获得高电流，这时电源下降高达 500mV。PSRR 差的音频放大器将在扬声器产生大于 217Hz 的谐波"咔咔"噪声。

为了解频率为 217Hz 时电源电压下降 500mV 产生的影响，我们将测试三个全差动音频功率放大器：3.1W AB 类 TPA6211A1、1.25W AB 类 TPA6203A1 和 2.5W D 类 TPA2010D1。测试 TPA6203A1 和 TPA2010D1 的结果显示，由于全差动放大器的 PSRR，电源轨的变化对输出信号几乎没有影响。因此，这就不会造成扬声器发出 217Hz 的谐波"咔咔"噪声。

**输入耦合的噪声：**

噪声耦合到单端输入放大器的输入时，主要的问题是噪声会被闭环增益放大，因而放大器输出将出现有害噪声。这种类型的放大器除了在放大器前过滤输入信号外，几乎没有抗噪能力。

相反，全差动放大器在抑制噪声方面表现很好。放大器只增加输入间的差异，因此将有效地忽略耦合至差动输入迹线的任何共模干扰。了解这种抗输入耦合噪声性能的最好方法就是看看CMRR：

为了举例说明 CMRR 如何影响放大器的 AC 噪声抗扰度，我们不妨采用 TPA6203A1 1.25W 全差动 AB 类放大器。首先，我们用上面的 CMRR 方程式求出输出电压： 。

TPA6203A1 在频率为 20Hz 至 20kHz 时的 CMRR 为 -74dB，增益为 1V/V。假定耦合至输入的共模噪声为每个输入 100mV，则传输到输出的噪声可用以下方程式计算得出： 。

通过方程式计算，得出差动放大器输出上 20μV 的纹波。

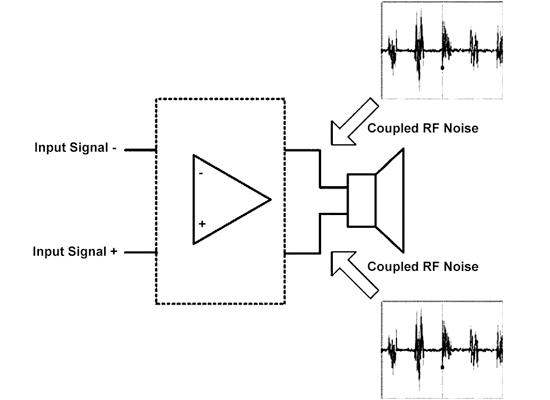
***对于单端放大器而言***，结果将是 100mV 乘以闭环增益。

***采用 BTL 输出配置时***，扬声器上最常听到的噪声是 RF 功率放大器在 217Hz 的开关噪声，通常听到的这种开关噪声为"咔咔"声或"嗡嗡"声。 在打开状态下，射频功率放大器发送数据至基站。在实验室中，测试人员在音频放大器 10 厘米外手持 GSM 电话，而后他们查看音频放大器输出上获得的信号。噪声像是方波门控的 RF 信号。

考察全带宽 (>20 MHz)，我们发现信号在每个放大器输出上获得，不过这不会有影响。扬声器无法在这么高的频率上复制信号。不过，我们再来看看 BTL 架构带宽有限 (<20 MHz) 的情况，反相跟随器 (inverter follower)（BTL 放大器）设法对千兆赫信号作出响应，这使得输出(OUT-)以门控方波的速率下降（GSM 为 217Hz），这种下降又导致了扬声器发出"咔咔"或"嗡嗡"的噪声。

**输出耦合的噪声：**

在上述测量中，噪声加到输出而不是输入上。在带宽有限情况下，OUT+ 相对恒定，因为输入 IN- 没有向 OUT+ 注入噪声。由于 OUT+ 是 OUT- 的输入，OUT- 有许多纹波。从 OUT+ 到 OUT- 的反相放大器设法对门控射频波形作出响应，但只能对低频作出响应。如果噪声注入到输入上，由于 CMRR 差，所以 OUT+ 的噪声更大。



图四：噪声耦合到BTL放大器的输出端

我们在全差动放大器的输出也注入与典型 BTL 放大器相同的噪声。带宽有限时，全差动放大器无噪声，这是因为差动反馈到输入的缘故。这里，GSM 手机放在靠近 BTL 和全差动放大器输出处，我们采集了合成的波形。如果在输入加入噪声，则全差动放大器将会由其 CMRR 抑制噪声。与典型的 BTL 相比，全差动放大器显然对 RF 噪声有着最好的抗扰度。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### 蜂窝电话的LDO(low dropout) 电源设计

前言：蜂窝电话设计需要低压差、低噪声、高PSRR、低静态电流（Iq）、低成本的线性稳压器，并要求这些线性稳压器能够提供稳定的输出，输出端允许采用超小型电容器。当然，*理想情况下可以用一片低压差线性稳压器（LDO）满足系统任何电路、任何指标的要求，但从性价比考虑这种方式并不是最佳的。*

**基带芯片组供电电源**

大多数蜂窝电话基带芯片组需要三组电源：**内部数字电路、模拟电路和外设接口电路**。

* **内部数字电路:** 基带处理器（BB）的数字电路供电电压的典型值为1.8V至2.6V，一般情况下，Li+电池电压降至3.2V-3.3V时电话将被关闭，对于为基带处理器供电的LDO来说至少有500至600mV的压差，因此对压差要求不高。另外，数字电路本身对LDO的输出噪声和PSRR的要求也不高，而是要求LDO在轻载条件下具有极低的静态电流，因为LDO需要始终保持有效。一种典型的GSM芯片组内核数字电路的电源电流随时间变化的情况。待机模式下，微处理器耗电仅200uA，而电话在绝大多数时间处于待机状态。如果用静态电流为2 A的LDO替代100 A的LDO，将节省98 A的电流，使待机时间延长1.485倍。
* **模拟电路:** 基带处理器内部模拟电路供电电压典型值是2.4V至3.0V，压差在200mV至600mV。要求LDO具有较高的低频（GSM电话为217Hz）纹波抑制能力，消除由RF功率放大器产生的电池电压纹波。LDO始终保持有效工作状态，同样需要较低的静态电流指标。

**RF供电电源：**

RF电路分为接收和发送两部分，供电电压典型值为2.6V至3.0V，其中低噪声放大器（LNA）、混频器、锁相环（PLL）、压控振荡器（VCO）和中频（IF）电路需要低噪声、高PSRR的LDO。实际应用中，VCO、PLL电路的性能直接影响射频电路指标，如发射频谱的纯度、接收器的选择性、模拟收发器的噪声、数字电路的相位误差等。噪声会改变振荡器的相频和幅频特性，同时振荡器环路也会进一步放大噪声，可能对载波产生调制。LDO输出噪声受其内部设计和外部旁路、补偿电路的影响。导致LDO输出噪声的主要来源是基准。为降低基准噪声，需要在基准的输出端增加一路低通滤波器，滤波器可以集成在线性稳压器内部或由外部电路实现。内置滤波器占用了较大的管芯尺寸，有些低噪声LDO芯片只是提供一个基准的引脚，用于连接基准旁路电容。增大旁路电容能够使基准噪声成为产生LDO输出噪声的次要因素，有利于减小输出噪声。影响LDO输出噪声的其它因素还有：LDO内部极点、零点和输出极点。增大输出电容的容量或减轻输出负载有利于降低高频输出噪声。为射频电路选择LDO时，要慎重比较噪声指标，确保旁路电容、输出电容和负载条件一致。

**TCXO供电：**

温补晶振（TCXO）为手机的IF电路提供参考频率，它需要一个具有开/关控制的、超低噪声LDO供电，虽然TCXO电路耗电不足5mA，但它要求用一个单独的LDO供电，以便隔离其它噪声源对LDO输出的影响。另外，它还需要LDO在RF功率放大器的突发频率点具有较高的PSRR。例如，GSM手机要求LDO于217Hz频点的PSRR至少为65dB。

**RTC供电：**

实时时钟（RTC）LDO需要为RTC提供电流的同时还要为备用电池（钮扣电池）充电，蜂窝电话的备用电池电压一般为3V或2.5V，这部分电路的LDO始终保持有效的工作状态（即使在手持终端关闭的情况下），所以RTC LDO要具有极低的静态电流。另外，还要提供具有较低漏电流的反向电流保护。

**音频电源:**

新型音频电路，如免提电话、游戏机、MP3及蜂窝电话中的多媒体电路，可能需要300mA-500mA的大电流LDO。LDO要在音频范围（20Hz至20kHz）具有低噪声、高PSRR特性，以保证良好的音质。CDMA射频发送器的峰值电流大约为600mA，而GSM发送器突发电流的峰值为1.7A。射频功放直接由电池供电时GSM发送突发电流在电池上产生的噪声。由于电池是手机内部所有LDO的输入电源，这些纹波直接影响了稳压器的输出质量。例如：如果一个LDO在217Hz的PSRR是40dB， LDO输出噪声的峰值为4.35mV。而扬声器输入端的交流音频信号电平也只有10mV至20mV，所以这个噪声会发出较大的"喀嗒"声。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### D类放大器输出滤波器设计

D类放大器的输出滤波器通常是一个二阶、LC型Butterworth(巴特沃斯)滤波器。这是因为巴特沃斯滤波器能够提供相对平坦的通带频率响应，而且所需的元件数量很少。

电感的选择：为了降低失真、EMI和串扰，建议采用屏蔽式电感(例如：壶形铁芯电感)。 壶形铁芯以其卓越的屏蔽性能而著称，这是因为除了用于穿越导线的两个窄槽之外，电感线圈被磁芯完全包围。

电容的选择：在评价高频片式电容的过程中，最重要的参数之一便是Q(品质因数, Q= 电抗/ESR)，或者相关的等效串联电阻(ESR)。

简单地说，ESR就是给定频率条件下电容中的所有串联和并联损耗的衡量尺度。从理论上讲，“理想”电容的ESR将为0Ω，并且是纯电抗性的，没有实部(阻性)分量。流经电容的电流在所有的频率上都将恰好超前电容两端的电压达90°。但是现实中，电容总会呈现出一定程度的ESR。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### D类放大器的电源滤波

为了从放大器获得更加优良的输出信号和总体性能，输出滤波设计毫无疑问是一个至关重要的因素，不过，电源滤波也会是一个值得关注的重要问题。

D类放大器中的电源滤波有2个目的。

1. 使D类放大器与电源噪声隔离。

2. 对高频噪声进行旁路处理。在D类放大器设备中，至少包含两组电源，即模拟输入及控制(AVDD)和输出晶体管驱动(PVDD)。

ESR将会对电容器的有效电容产生影响。建议并联两个或更多的电容，以减小针对不同频率范围的ESR。通常采用两种不同类型的电容，一般是把具有较高电容值的电解电容或钽电容用于低频滤波器(小于10kHz)，而将一个并联的小容值陶瓷电容用于高频滤波(＞300kHz)。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### 为什么选择D类放大器

D 类 (Class D) 放大器。这类放大器的转换效率达 85%，比 AB 类放大器有约55%的提高，但原则上 D 类放大器只是一种采用高频信号作为载波的开关放大器，因此需要加设低通滤波器 (一般采用 LC 网络)，以便将输出端的低频音频信号复原。这样可能会对射频系统的高频区造成干扰，而且经常会令音频信号频带出现较高的失真，甚至带宽也会受到一定的限制。此外，由于采用LC 滤波器网络需要另外添加零部件，因此也会占用印刷电路板更多板面空间。

无需滤波器的 D 类放大器推出之后，这些问题便迎刃而解。这种放大器可以充分利用扬声器的自身电感及低频响应特性，因此无需加设外接的低通滤波器。但典型 D 类放大器的电路布局采用脉冲宽度调制 (PWM) 技术，因此只能提供有限的带宽。一直以来，-3 dB 的带宽只能支持 7 KHz 以下的频率，因此只适合放大器在 300 至 3400 Hz 之间的音频带操作，无法支持目前的多音调振铃及 MP3 播放。

为了解决这个有限频率响应问题，一种采用 Sigma Delta 调制并无需加设滤波器的全新 D 类放大器便应运而生。这款芯片可以利用 Sigma-Delta 调制的噪音波形修整技术，为 20 KHz 的噪音提供全音频频率响应，而功率转换效率达 84%。此外，这款芯片可提供 6 及 12 dB 的可编程增益，有助精简电路设计，以及将所需的外置零部件数目减至最少。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### THD:总谐波失真

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### GSM频段分布

DownLink:

GSM850 (869–894 MHz),

E-GSM 900 (925–960 MHz),

DCS1800 (1805–1880 MHz),

PCS 1900 (1930–1990 MHz) bands.

UpLink:

GSM 850 (824–849 MHz): Freq=890+0.2\*n, CH65=903MHz

E-GSM 900 (880–915 MHz) bands: Freq=880+0.2(n-974)

DCS 1800 (1710–1785 MHz), Freq=1710＋0.2(n-511), CH699=1747.6MHz

PCS 1900 (1850–1910 MHz)

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### What is ETSI

ETSI - European Telecommunications Standards Institute

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### 霍尔元件的作用Hall switch

干簧管和霍尔元件通过磁信号来控制线路的通与断。

磁控管在手机中常常被用于手机翻盖电路中，尤其是摩托罗拉手机使用得最多。通过翻盖的动作，使翻盖上的磁铁控制磁控管闭合或者断开，从而接听或者挂断电话。比如摩托罗拉一些手机在合盖后会有状态指示灯闪亮，这是由于翻盖上装有磁铁片，当话机的翻盖合上后，磁铁片将键盘/显示板上的干簧管吸合，使话机识别到翻盖已合上，状态指示灯开始闪亮。如果这个指示灯不亮多半就是这个干簧管出现了问题。目前磁控管基本上都是使用日本OKI公司的技术。

霍尔元件相对于干簧管来说霍尔传感器更高级一些。但其在手机中的作用和干簧管一样，工作原理也非常相似，都是在磁场作用下直接产生通与断的作用。 干簧管相比，霍尔传感器寿命更长，不容易损坏，而且对振动、加速度不太敏感，作用时开关时间也比较快。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### 手机TFT、CSTN屏厂家总结

RitDisplay 铼宝

Truly 信利

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### GSM1个Multiframe时间

1multiframe=120ms=26frame。(another multiframe==51frames=235ms)

1frame=4.615ms=8 timeslot

1timeslot=576.9us=156.25bit

1bit=3.69us

See:E:\SZ\TECH\_SPEC\通信原理\gsm\_I.ppt

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### 什么是GPRS

GPRS的英文全称为 General Packet Radio Service，中文含义为通用分组无线服务，它是利用“包交换”（Packet-Switched）的概念所发展出的一套无线传输方式。所谓的包交换就是将Data封装成许多独立的封包，再将这些封包一个一个传送出去，形式上有点类似寄包裹，采用包交换的好处是只有在有资料需要传送时才会占用频宽，而且可以以传输的资料量计价，这对用户来说是比较合理的计费方式，因为像Internet这类的数据传输大多数的时间频宽是闲置的。此外，在 GSM phase 2+ 的标准里，GPRS 可以提供四种不同的编码方式，这些编码方式也分别提供不同的错误保护（Error Protection）能力。利用四种不同的编码方式每个时槽可提供的传输速率为 cs-1（9.05K）、CS-2（13.4K）、CS-3（15.6K）及CS-4（21.4K），其中 CS-1的保护最为严密，CS-4则是完全未加以任何保护。每个用户最多可同时使用八个时隙，所以 GPRS理论上的最高传输速率为171.2Kbps。

GPRS的优势

A.永远在线。GPRS采用的分组技术使得用户有专线上网的感觉，无需建立连接过程，免去了WAP的登陆之苦。

B.按量计费。固网是按照时长计费的，而GPRS是以流量计费的，有“发呆免费”之称，浏览网页的时候就是“打瞌睡”，不用花钱。

C.快捷登陆。理论上是３～５秒，网络忙时也不超过８秒。

D.高速传输。GPRS的传输速率理论上是171.2Kbps，但考虑到网络的配置和手机的不同品牌，目前的速率可以达到20～30Kbps.

E.自如切换。在进行话音业务是，数据仍可以传输，用户不用重复进行上网操作。

GPRS的劣势

A.实际应用中速率比理论值要低。要达到GPRS传输速率的理论值171.2Kbps是有条件的，要求只有一个用户占用所有8个时隙，并且没有防错保护。一个网络运营商不可能把所有8个时隙全给一个用户使用，因此用户们使用带宽也将受到严重限制。所以，在理论上GPRS的最大速率将会受到网络和终端现实条件的制约。

B．转接时延。GPRS分组通过不同方向发送数据，最终达到相同的目的。这样数据在通过无线链路传输过程可能发生一个或几个分组丢失，甚至发生更大的错误。有关标准组织认识到了无线分组技术这一固有特性，引入了数据完整性和重发策略，由此产生了潜在的转接时延。

C．不同业务的互相干扰。实际应用中，不同业务会互相干扰。对于不同用途而言，只有有限的无线资源可供使用。例如，话音（GSM）和GPRS呼叫都使用相同的网络资源，这势必会造成一些相互干扰。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### GPRS的class

class10和class12是指终端能使用的信道数量

Class 32 代表上行118.4kbps，下行236.8kbps

GPRS CLASS：

GPRS服务类型有CLASS A、CLASS B、CLASS C三种：

CLASS A可以同时使用网络和电话功能；

CLASS B在上网的时候会将电话功能屏蔽，当有电话进来的时候自动切断网络；

而CLASS C则是单纯的网络应用，不提供电话功能

EDGE MS Class 12多隙功能（最多4个时隙发送和4个时隙接收，收发时隙总共不超过5个时隙），这个才是标准的解释。

网络繁忙的情况下class 32会比class 12或class 10更快接入网络！并不是下载速度！就像是在火车站买票一样！32像插队买票一样会得票早一些！比较能挤！

移动的EDGE信道没有全开，因此速度CLASS10和12的下载速度都是一样的。刚刚我用两台手机诺基亚6230I（CLASS10）和诺基亚6120C（CLASS12）蓝牙连接，反复PING www.google.cn 6230I响应时间最少的不低于400MS，6120C的响应时间最少的低于300MS，因此在响应时间CLASS等级越高的响应越快，在浏览网页时尤其明显

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### 什么是EDGE

EDGE(Enhanced Data rates for Global Evolution)是一种能够高速传输数据的第三代(3G)无线通信技术。由于EDGE是从GPRS(General Packet Radio Service)网络演进而来，因此有时也被称为“E-GPRS”。EDGE不能单独部署，它必须基于现有的GPRS，也就是说运营商可以提供GSM/GPRS/EDGE但不能提供GSM/EDGE。 与GPRS相同，EDGE将频谱分成“时隙”，但EDGE会将更多的数据压入各个时隙。每个GPRS时隙最多可以处理20Kbps的用户数据，当所有8个时隙同时被使用时其理论峰值速率为160Kbps。相比之下，一个EDGE时隙最多可以处理59.2Kbps，而当8个时隙全被使用时总处理能力可达473.6Kbps。

　　但是在实际网络中的GPRS和EDGE的数据速率都要远远低于其理论值。其原因主要有以下几个因素：

　　首先，实现理论峰值速率的条件之一是将8个时隙全部用来传输数据，然而由于EDGE是一种与话音通道共享的数据技术，它对时隙占用的增加毫无疑问会影响网络中对话音通信的处理能力，即若采用更高的数据速率必然会影响话音的容量，所以不能将8个时隙全部分配给数据用户，而只能将其中的2个或4个分配给数据用户。因此，EDGE在现实中所能提供的峰值速率仅为其理论上的1/4左右。

　　其次，EDGE的数据速率还取决于手机或PC卡调制解调器的设计。到目前为止还没有商用的EDGE终端能够支持177Kbps以上的速率，这一点对EDGE高速率的实现也是一个很大的制约。

　　第三，从运营商角度来讲，并不愿意也不可能将4个以上的时隙分配个某个数据用户，更不用说8个时隙了，否则就会影响到其他用户；从移动终端来讲，由于受处理能力的限制，多时隙终端最多只能接受2个或3个时隙；另外，考虑到辐射等方面的限制，EDGE手机在上行链路将被限制在使用2个时隙。因此，获得理论峰值数据速率是不可能的。

　　第四，EDGE的实际数据速率与信号信噪比也是密切相关的，下表列出了在不同信噪比条件下，EDGE理论上所能传输的数据峰值速率。

　　可以看出，从理论上来讲，当信噪比高于15dB且有充足的系统容量的情况下，EDGE才能够达到比较高的传输速率。当信噪比为35dB时，就能够达到上面提到的峰值速率。然而，据Cingular/SBC在美国佛罗里达州的城市Ft.Lauderdale(平原上的一个中等城市)的测试结果表明：任何一个用户在该地区接收到的信号质量有74%的可能性相当或差于15dB。那么这样看来，EDGE的实际传输速率和其宣称的理论数据相比就差得远了(从北美一些运营商的现场实测来看，EDGE实际达到的平均速率为40-60Kbps，最高速率是90Kbps)。

　　EDGE在数据传输速率上的表现可能会把运营商推到一种两难的境地：他们可以向EDGE用户收取比GPRS更高的费用，因为用户使用了更多的容量。而这却不利于这项业务被用户接受，进而影响收入。从占用系统容量的角度来看，EDGE还可能会使话音呼叫出现更多阻塞或掉话，而这显然不是一个明智的选择，因为在可以预见的将来话音仍然是业务收入的主要来源。运营商也可以只是稍稍提高收费并限制时隙的数量，但对于潜在的EDGE用户来说，与GPRS相比，EDGE就好像没有太大的改进。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### 移动通信比较

3G

它是英文3rdGeneration的缩写，指第三代移动通信技术。相对第一代模拟制式手机(1G)和第二代GSM、TDMA等数字手机(2G)，采用数字讯号，而且还加入数据（data）传输功能；第三代手机是指将无线通信与国际互联网等多媒体通信结合的新一代移动通信系统。它能够处理图像、音乐、视频流等多种媒体形式，提供包括网页浏览、电话会议、电子商务等多种信息服务，第三代移动电话（3G）带来全新概念的移动通讯，鲜明的特点是高速度、多媒体、个性化。在传输速度上，第三代整整比第二代快上200倍。

全球3G的三大标准

WCDMA，欧洲国家全部支持的标准，也是全球获得3G牌照最多的标准，它支持现在的GSM手机网的演进，诺基亚、爱立信等公司是主要技术商。

CDMA2000，美国、日本、韩国等国家主要支持的标准，美国高通公司是主要技术支持者，韩国的LG等公司已经获得相关牌照。

TD-SCDMA，中国大唐电信拥有自主知识产权的标准，适合人口多的国家所用。

CDMA20001xRTT系统

采用IS2000标准，但仍是1.25M带宽，最高传输数据速率可达153.6kb/s。3G（3XRTT）系统采用IS2000标准，是5M带宽，最高传输数据速率可达2Mb/s。也就是说1XRTT系统是IS-95向3G过渡的系统。1XRTT系统与现有的IS-95系统相比。1、增加了快速寻呼信道，是为了增加手机的待机时间。2、完全向后兼容IS-95系统。3、多了两种功率控制，使系统容量提高了1.5倍。IS-95系统每扇区支持22个用户，1XRTT系统每扇区可支持34个用户。4、仍是1.25M带宽，最高传输数据速率可达153.6kb/s。

传输技术：TDMA

描述：时分复用（TimeDivisionMultipleAccess）是第二代无线通讯技术（2G technology）

数据传输速率：语音及数据达到9.6kbps

优缺点比较：低功耗，但是只能进行单向传送，其传输速率无法与3G技术相比

传输技术：GSM

描述：全球移动通信系统是2G数据蜂窝电话技术

典型应用：语音及数据。

数据传输速率：在欧洲该系统使用900MHz和1.8GHz频率。在美国它使用1.9GHzPCS波段。达到 9.6kbps

优缺点比较：目前已经有180多个国家采用这一技术。但GSM短信只能作单向传送，且每次的字符数不能多于160个。

传输技术：GPRS

描述：通用分组无线业务(GeneralPacketRadioService)介于2G和 3G技术之间。即所谓的2.5G，支持数据分组交换。 数据在现有的GSM系统上发展出来的一种新的分组数据承载业务。

数据传输速率：数据传输速率可达到115kbps；而AT&T无线GPRS网络传输速率在40kbps至 60kbps之间。

优缺点比较：其短信收发类似于GSM，但其信息字数不受160个字符限制。

传输技术：EDGE

描述：增强数据速率GSM环境（EnhancedDataGSMEnvironment）是一种3G数字网络技术。

数据传输速率：数据高达384kbps

优缺点比较：可能是那些无法拿到W-CDMA执照的运营商的暂时解决方案。

传输技术：CDMA

描述：码分多路访问（CodeDivisionMultipleAccess）由Qualcomm公司开发的目前正在向3G技术过渡的技术。

优缺点比较：尽管其用户少于TDMA，但作为目前快速发展的技术，能够提供比TDMA更大的容量。

传输技术：W-CDMA(UMTS)

描述：宽带CDMA(也称为通用移动电话通讯系统－UMTS)属于 3G 技术。在2002年11月6日， NTT DoCoMo, 爱立信, 诺基亚, 以及西门子 四家公司同意为W-CDMA专利发放使用许可。这四家公司拥有大约60％的W-CDMA专利。

典型应用：语音和数据

数据传输速率：UMTS被设计用来提供至少144kbps的传输速率（而且是在高速移动的状态下，比如在汽车上使用）。最初可提供高达2Mbps的速率。到2005年可达到10Mbps。

优缺点比较：在美国以外的市场成为主流，因此对于全球漫游用户是非常合适的解决方案。由于美国国内的运营商的反映较冷淡，因此目前比较多采用于亚太国家。

传输技术：CDMA20001xRTT

描述：3G技术，1xRTT是CDMA2000技术的第一阶段技术标准。

典型应用：语音和数据

数据传输速率：144kbps

优缺点比较：TDMA支持者们声称TDMA系统向CDMA2000迁移要比向W-CDMA升级简单的多。但W-CDMA在欧洲似乎更为普及。

传输技术：CDMA20001xEV-DO

描述：在分立通道重传输信号

典型应用：数据

数据传输速率：可达到2.4Mbps

优缺点比较：同CDMA20001xRTT

传输技术：CDMA20001xEV-DV

描述：在同一通道中传输集成语音和数据。

典型应用：语音和数据

数据传输速率：可达到2.4Mbps

优缺点比较：同CDMA20001xRTT

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### 蓝牙和WiFi比较

从通信理论分析，蓝牙同WiFi是共用2.4GHz频率资源(术语标识为：ISM）、相同带宽，但是蓝牙技术从设计既本质上就已经定位不合理，虽然蓝牙基层都是使用IEEE　802.11为开发蓝本，蓝牙基带协议同时支持电路交换和分组交换通信，并采用跳频扩展频谱（FHSS）,应用模式是GFSK（Gaussian Frequency Shift Keying）技术来实现通信。每个微微网（Piconet，是最多可包含8个蓝牙设备的一个网络）可以支持一个异步数据信道，多达3个同时进行的同步话音信道，或者一个混合传送异步数据和同步话音的信道。每个话音信道是一个64Kb/s同步、全双工的话音链路，即所谓的同步连接（SCO）。异步信道称为无连接（ACL）链路，可支持一端最大723.2kb/s的数据速率，而另一端为57.6kb/s反向速率的不对称连接，或双向433.9kb/s的对称连接。

但是因为蓝牙技术先天的设计不合理，所以当我打开罗德施瓦茨信道分析仪上睇到，在蓝牙记忆棍同我台T39测试手机通信时(严重感谢PDA时代表潜水者：网络贱人，提供NX－70v同埋支死人蓝牙记忆棍来做测试），居然完全占用尽所有的带宽资源2.4-2.4835 GHz（可利用频宽83.5 MHz)来传送仅仅几Kbps（受制于iNet瓶颈，理论速度是10Mbps，从实际应用最高约2Mbps）。

　　WiFI采用DSSS（Direct Sequence Spread Spectrum/直接序列号扩频通信）同样使用ISM频率资源，同蓝牙一样。但是距既通信模式对宝贵既ISM频率资源划分13个信道（按唔同国家分配唔同可以使用既信道数，第14信道特殊原因没有对外公布并保留），然后在通信的时候只占用其中13个信道中的仅仅一个，通信的理论速度为11Mbps,实际我测试的时候约是6－7Mbps到啦（测试设备为Aironet PC4800 DELL OEM WiFi卡加T23　IBM　BB　再乘以二，因为两套BB同WiFi卡嘛）。

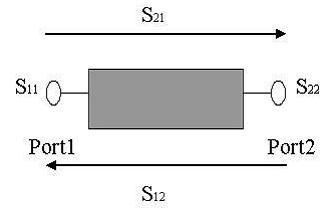
　　甘大家表面上睇来没乜问题，点知就是响呢个时候，经验俾到我已经预料到蓝牙同WiFi最终之间是会有问题既存在，就是当我做WiFi流量通信既时候，一开蓝牙来上网，睇住信道分析仪既带宽嘣一声弹起之后，WiFi既约6-7Mbps既数据流量，一下子低到只有2－3Mbps跳下跳下，我一关晒蓝牙设备，随住带频率带宽既释放，WiFi数据流量再次回升；但是同时做相关既实现既时候，蓝牙既数据流量测试就没受到WiFi既影响，通信呢个实验，俾到大家两样信息，蓝牙用全部带宽来传送约2Mbps带宽数据，不容易受到第三方干扰（不过如果宽带干扰，蓝牙又好WiFi又好，一样死路一条，通过信号分析仪输出没调制ISM段信号即时完全阻断所谓的抗干扰设计的数据通信，哈哈），WiFi用14分之一既ISM资源传送6－7Mbps数据就更加唔使讲，一干扰就数据流量大减，甚至阻断。但是相对性来讲，窄带频率既宽带通信对于现实无线资源作为观点角度，更利于今后的发展需要，更是当今世界现行发展趋势。

　　总结：蓝牙相对于WiFi而言只是先入为主既通信模式，同埋廉价既通信解决方案，WiFi相对而言有住更高一层次既通信理念，适合今后发展的基于窄带频率资源占用的宽带通信模式，从占空比分析，更于适合于大量的密集数据通信需要，但能时换来相对蓝牙高昂约3分之1的成本费用。

　　而我们今后面对既通信世界亦都是全球无线数据通信一体化既局面，无线网络最终都会令世人得到通信既自由,但蓝牙同WiFi只不过是过程在既一块里程碑 ！

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### 什么是散射参数S11,S12,S21,S22



下面以二端口网络为例说明各个S参数的含义，如图所示。二端口网络有四个S参数，Sij代表的意思是能量从j口注入，在i口测得的能量，如S11定义为从Port1口反射的能量与输入能量比值的平方根，也经常被简化为等效反射电压和等效入射电压的比值，各参数的物理含义和特殊网络的特性如下：

S11：端口2匹配时，端口1的反射系数

S22：端口1匹配时，端口2的反射系数

S12：端口1匹配时，端口2到端口1的反向传输系数

S21：端口2匹配时，端口1到端口2的正向传输系数

对于互易网络，有：S12＝S21

对于对称网络，有：S11＝S22

对于无耗网络，有：（S11）2＋（S12）2＝1

我们经常用到的单根传输线，或一个过孔，就可以等效成一个二端口网络，一端接输入信号，另一端接输出信号，如果以Port1作为信号的输入端口，Port2作为信号的输出端口，那么S11表示的就是回波损耗，即有多少能量被反射回源端（Port1），这个值越小越好，一般建议S11<0.1，即－20dB，S21表示插入损耗，也就是有多少能量被传输到目的端（Port2）了，这个值越大越好，理想值是1，即0dB，S21越大传输的效率越高，一般建议S21>0.7，即－3dB。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### S11、回波损耗、发射系数、电压驻波比

S11和反射損耗是不一样的，S11是从端口角度定义的，它描述的是PORT1這個端口的各种电气特性，如Return Loss,Insertion Loss,Simth Chart ........ 网络参数与一般参数的定义不一样。

回波损耗(RETURN LOSS)，定义为 反射功率/入射功率

反射系数 Г定义为 反射电压/入射电压

VSWR（电压驻波比）定义为 波腹电压/波节电压

三者关系：

VSWR=(1+[Г])/(1-[Г])

S11=20lg[ro].

以上各参数的定义与测量都有一个前提，就是其它各端口都要匹配。

这些参数的共同点：他们都是描述阻抗匹配好坏程度的参数。 其中，S11实际上就是反射系数Г，只不过它特指一个网络1号端口的反射系数。反射系数描述的是入射电压和反射电压之间的比值，而回波损耗是从功率的角度来看待问题。而电压驻波的原始定义与传输线有关，将两个网络连接在一起，虽然我们能计算出连接之后的电压驻波比的值，但实际上如果这里没有传输线，根本不会存在驻波。我们实际上可以认为电压驻波比实际上是反射系数的另一种表达方式，至于用哪一个参数来进行描述，取决于怎样方便，以及习惯如何。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### GMSK调制

GSM 使用一种称作 0.3GMSK（高斯最小频移键控）的数字调制方式。0.3 表示高斯滤波器带宽与比特率之比。 GMSK 是一种特殊的数字 FM 调制方式：给 RF 载波频率加上或者减去 67.708KHz 表示 1和 0。使用两个频率表示 1 和 0 的调制技术记作 FSK（频移键控）。在 GSM 中，数据速率选为 270.833kbit/sec，正好是 RF 频率偏移的 4 倍(67KHz)，这样作可以把调制频谱降到最低并提高信道效率。比特率正好是频率偏移 4 倍的 FSK 调制称作 MSK（最小频移键控）。在 GSM 中，使用高斯预调制滤波器进一步减小调制频谱。它可以降低频率转换速度，否则快速的频率转换将导致向相邻信道辐射能量。 0.3GMSK 不是相位调制（也就是说不是像 QPSK 那样由绝对相位状态携带信息）。它是由频率的偏移，或者说是相位的变化携带信息。GMSK 可以通过 I/Q 图表示。如果没有高斯滤波器，当传送一连串恒定的 1时，MSK 信号将保持在高于载波中心频率 67.708KHz 的状态。如果将载波中心频率作为固定相位基准，67.708KHz 的信号将导致相位的稳步增加。相位将以 67.708次/秒 的速率进行 360 度旋转。在一个比特周期内（1/270.833KHz），相位将在 I/Q 图中移动四分之一圆周、即 90 度的位置。数据 1 可以看作相位增加 90 度。两个 1 使相位增加 180 度，三个 1 是 270 度，依此类推。数据 0 表示在相反方向上相同的相位变化。 实际的相位轨迹是被严格地控制的。GSM 无线系统需要使用数字滤波器和 I/Q 或数字 FM 调制器精确地生成正确的相位轨迹。GSM 规范允许实际轨迹与理想轨迹之间存在均方根（rms）值不超过 5 度、峰值不超过 20 度的偏差

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### GMSK调制

1. MSK是一种特殊的FSK。当FSK满足f2-f1=1/(2Tb)时，就变成了MSK。对GSM来说f2-f1=134K, Tb=270K
2. GMSK是一种特殊的MSK。当MSK信号之前增加一个高斯滤波器时，就变成GMSK信号。GSM高斯滤波器为BT＝0.3
3. GSM要求(f-fc)/270.8K=1.5时，衰减小于60dB。即+/-400KHz处，信号衰减大于60dB.

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### CDMA, GSM, GPS频段

CDMA800：

TX 824MHz--849MHz

RX 869MHz--894MHz

(CELL CH160: 828.8MHz; PCS CH525:1876.8MHz)

CDMA450:

TX: 452.5---457.5

RX: 462.5---467.5

GPS：

1575.42MHz

GSM:

TX: 880 -- 915 MHz in EGSM band; 1710 -- 1785 MHz in DCS band.

RX: 925 -- 960 MHz in EGSM band; 1805 -- 1880 MHz in DCS band.

PGSM： 890 ~ 915 MHz 935-960MHz， 1 ~124

EGSM: 880 ~ 915 MHz 925-960MHz , 1 ~124 975 –1023

DCS: 1710 ~1785 MHz 1805-1880MHz 512-885

PCS: 1850 ~ 1910MHz 1930~1990 MHz 512-810

GSM850: 824- 849 869 -894 128 ~ 251

载频间隔 200kHz

双工频率间隔 GSM900 45MHz； DCS1800 95MHz。

TX mode

band GSM850, RF = 824.2 + 0.2\*(ARFCN-128)

band P-GSM900, RF = 890 + 0.2\*ARFCN

band DCS1800, RF = 1710.2 + 0.2\*(ARFCN -512)

band PCS1900, RF = 1850.2 + 0.2\*(ARFCN-512)

band E-GSM900, RF = 890 + 0.2\*(ARFCN-1024)

RX mode:

band GSM850, RF = 824.2 + 0.2\*(ARFCN-128) + 45

band P-GSM900, RF = 890 + 0.2\*ARFCN + 45

band DCS1800, RF = 1710.2 + 0.2\*(ARFCN -512) +95

band PCS1900, RF = 1850.2 + 0.2\*(ARFCN -512) + 80

band E-GSM900, RF = 890 + 0.2\*(ARFCN-1024) + 45

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### 什么是UWB

一种可望取代蓝牙及无线LAN的无线通信技就是所谓的“UWB”（ultra wideband）技术。通信速度可以达到几百Mbit/秒以上。

UWB的特点在于不使用载波，这与此前的无线通信截然不同。由于原来的无线通信在通信时需要连续发出载波（电波），自然要消耗电能。而UWB是发出瞬间尖波形电波－也就是所谓的脉冲电波－直接按照0或1发送出去。由于只在需要时发送出脉冲电波，因而大大减少了耗电量。

UWB之所以能实现高速数据传输，正是因为这种脉冲的宽度能控制在1纳秒以下，因此实现几百M～1Gbit/秒以上的通信将也不再是梦想。但是，发送脉冲信号需要很宽的频带。

　　作为室内通信用途，美国联邦通信委员会（FCC：Federal Communications Commission）已经将3.1G～10.6GHz频带向UWB通信开放。IEEE802委员会也已将UWB作为PAN（personal area network）的基础技术候选对象来探讨。如不出意外，今年年内就将有制造商推出UWB的支持芯片。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

2006-1-5

### BLUETOOTH 蓝牙技术

**Who is Bluetooth:** He was an Dutch ruler, who ruled the greater part of Denmark and Norway during his reigns.

**What is Bluetooth:** Bluetooth is a wireless protocol that allows device of any kind communicate without the need of user.

**Base band protocal :**

* Spread Spectrum Frequency Hopping
* 2.402GHz~2.408GHz
* Channel spacing:1MHz
* Number of Channels: 79.
* Type of Modulation: GFSK
* Hops@1600 times/sec, time slot=1/1600=625us
* Frames consists of 2 packets (transmit after receive)
* Packets can be 1, 3, 5 time slots long.
* Every 625us time slot’s lower 366us must be blank (No signal is allowed in this period).

|  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- |
|  | 802.15.4 Ziobee | 802.15.1 Bluetooth | HOMERF | 802.11b |
| Frequency Range | 2.402~2.408GHz | 2.402~2.408GHz | 2.402~2.408GHz | 2.402~2.408GHz |
| Channel bit rate | 250/28 kbps | 1Mbps | 1.6M, 10Mbps | 1, 2, 11Mbps |
| application |  |  |  |  |

**CONNECTION:**

**Connection Establishment/Inquiry:** The inquiry procedure enables a device to discover which devices are in range, and determines the addresses and clocks for the devices. After the inquiry procedure has completed, a connection can be established using the paging procedure:

* Goal: Look for unknown devices
* Responses include:

-- Device Address

-- Class of Device

**Connection Establishment/ Paging**: With the paging procedure, an actual connection can be established. The paging procedure typically follows the inquiry procedure. Only the Bluetooth device address is required to setup a connection.

* Goal: Establish Connection
* Done for each device independently
* Paging device becomes master

**Connection Establishment/ Conclusion:** Normally, a connection between two devices occurs in the following fashion:

* If nothing is known about a remote device, both the inquiry page procedure have to be followed.
* If some details are known about a remote device, only the paging procedure is needed.

**What is a PICONET?**

A piconet is entirely defined by the master. The master’s Bluetooth Device Address (BD\_ADDR) generates the frequency hopping sequence and the channel access code; and the master’s clock is the root of the whole timing.

* A collection of devices connected in an ad hoc fashion
* One unit acts as a master and the other as slaves for the duration of the piconet connection.
* Master sets the clock.
* Each piconet has a unique hopping pattern/ID derived from master property.
* Each master can connect up to 7 simultaneous slaves per piconet and park up to 255 devices.

**What is a SCATTERNET?**

* A Scatternet is the linking of co-located piconets throuth the sharing of common master o f slave devices.
* A device can be both a master and a slave.

**Functional Overview**

Bluetooth controller operates in two major modes: Standby and Connection. There are seven sub states which are used to add slaves or make connection in piconet. These are page, page scan, inquiry, inquiry scan, master response, slave response, inquiry response.

A Bluetooth device in the Connection state can be in any of the four flowing modes: Active, Park, Hold, and Sniff mode.

**ARCHITECTURE:**

**Architecture/ Low Layers**

Radio (RF):

* 2.402G~2.480GHz ISM band, 1Mbps;
* 1600 hops/sec, from 0 dBm (1mW) radio up to 20 dBm

Baseband (BB): The base band role is to transmit to the radio the data to be sent. It encapsulates data from higher layer into specific packets:

* Piconet/Channel definition
* “Low-level” packet definition
* Channel sharing

**Architecture/ Protocols stacks (Host stack)**

**Architecture/ Profiles (Application related)**

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### 蓝牙2.0版本

蓝牙2.0版本，即bluetooth EDR(enhanced data rate)中，采用正交差分相移键控（数据传输速率达2M），或8级差分相移键控（数据传输速率达3M）。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### UWB, Wi-Fi, WiMax讨论

业界专家和分析家认为，UltraWideBand超宽带将是Wi-Fi和WiMax的补充。Wi-Fi目前的下载速率最高为54Mb，而WiMax技术可以用于更远距离的传输，但目前仍处在初期研发阶段。

　　“Ultrawideband技术非常低廉，虽然只能进行短距离传输，但传输效能非常高，”市场研究公司Farpoint Group的分析师马西亚斯说。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### UWB 的两种标准讨论

如今主要有Freescale的DS-UWB和英特尔、德州仪器（TI）主导的MBOA两种标准。

DS-UWB

DS-UWB是为无线个人局域网络（WPAN）而开发的，并借鉴了超宽带UWB通信技术的长处。目前，IEEE组织正在考虑的DS-UWB方案将使基于802.15.3a标准的设备既能提供高性能，又能为高速率的多媒体及手持设备提供低功耗和低成本的扩展能力。

目前的FCC规则允许使用7.5GHz的频谱，但其传输功率非常低。实际上，DS-UWB的传输水平将与其他无线技术所被允许的传输水平大致相同或更低，基本上达到每MHz频谱-41.3dBm的极限。这一低传输极限要求某一特定的DS-UWB设备在整个信号带宽当中具有总共约1/10mW或-10dBm传输功耗。

与使用窄带调制载波传送信息的传统无线系统不同，DS-UWB（Direct Sequence Ultrawideband）利用能量脉冲来传送数据，同时它可支持28M、55M、110M、220M、500M、660M和1320Mbps的数据速率。2004年8月9日，Freescale公司宣布其直接序列超宽带DS-UWB解决方案已经得到FCC的批准。

从产品上来讲，DS-UWB在开始的时候走在了前面。在获得FCC批准后，Freescale公司可以开始将其芯片组推向商用，并且根据这个芯片组开发客户化的UWB应用，但之后的进展比较缓慢，当时存在的问题今天依然存在，例如功耗较大、需要两根天线分别收发、在天线与接收器中间有阻挡时会出现花屏等。而DS-UWB比另一个超宽带技术MBOA的优势就在于能够精确区分脉冲的传输信号，抗多径干扰能力更强等。

MBOA

多频带OFDM联盟（MultiBand OFDM Alliance，简称MBOA）成立于2003年6月，支持以UWB超频宽技术为基础的新兴市场。MBOA联盟已有170多个成员，（包括索尼、韩国三星电子以及芬兰诺基亚、美国惠普、英特尔、TI、荷兰皇家飞利普电子等），这种方法是由TI于2003年3月首先提出

MBOA是一种在10米左右近距离最高可实现400Mbit/秒～1Gbit/秒高速无线传输的通信技术。DS-CDMA技术是单频带方式或窄脉冲方式，多个传输任务可共享整个频带的频率，对现有的、许可频带内的用户造成的干扰比较少，成本可以做得比较低、上市的时间较短，易于实现低功耗、低速数据流的无线传输，可实现更高速的无线数据传输，应用于媒体流及大量的数据传输；MBOA技术则是多频带方式，技术上易于实现、功耗很低，频带的利用率高，多个频率子带并列，可以避开某些频带、灵活配置，速率的扩展性好。

综上来看，目前MBOA无线超带宽技术在主导厂商数量上占优，但DS-UWB更显前途光明，而FCC决定技术中立，飞思卡尔的DS-UWB技术已经获得了美国联邦通信委员会（FCC）的认证，DS-UWB的主导厂商飞思卡尔更自信DS-UWB技术领先和占优。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### What is EV-DO

EV-DO stands for Evolution Data Optimized (or Data Only). It is a third-generation Code Division Multiple Access (CDMA) cellular data protocol that can offer broadband wireless connectivity with speeds up to 2M bit/sec.

Verizon, Sprint and some regional providers are offering EV-DO services in the U.S. for approximately $80 per month.

Using an EV-DO-capable phone or PC card and a laptop, users can connect to the Internet at reasonably high speeds from anywhere they can get a cell phone signal. When EV-DO service coverage is unavailable, the system falls back to the CDMA 1XRTT (Radio Transmission Technology), which features a maximum bandwidth capability of 144K bit/sec.

EV-DO (1x Evolution-Data Optimized) is a 3G wireless radio broadband data standard that enables faster speeds than are available in existing CDMA networks or other 2G services, such as GPRS or EDGE. EV-DO is pronounced as "E-Vee-Dee-Oh."

EV-DO is the next step in the evolutionary path of CDMA standards, following CDMA2000 and 1xRTTC. EV-DO was developed by Qualcomm in 1999 to meet a transmission speed target, set by IMT-2000 (International Mobile Telecommunications-2000), of over 2 Mbps for stationary communications. In practice, mobile EV-DO users can expect download speeds of 400-700 Kbps, although speeds over 2 Mbps are possible in areas of high signal strength and low interference. Download speeds are also affected by signal strength.

EV-DO can enable zones of near pervasive computing, in which multiple devices are seamlessly networked with a constant high-speed Internet connection. A user might have constant access to rich media applications and services like IPTV, VoIP and vlogcasting. EV-DO also optimizes VPNs (virtual private networks). Where EV-DO service is not available, EV-DO-enabled handsets or PCI cards automatically switch to 1xRTT or CDMA coverage.

The primary competition for EV-DO in 3G mobile telephony networks in the continental U.S. is HSDPA, which -- unlike EV-DO -- enables simultaneous

1X EV-DO现有两个标准版本，IS856 版本0和版本A。 版本0的正向峰值速率可达2.4Mbps，而在IS-856版本A中可支持高达3.1Mbps的正向峰值速率。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### What is WCDMA

WCDMA是一种由欧洲和日本提出的，由3GPP制定的以GSM MAP为核心网，UTRAN（UMTS陆地无线接入网）为无线接口的第三代移动通信标准。它采用3.84Mcps的码片速率，可在5MHz带宽内，分别在快速移动、步行和慢速移动及静止的环境下，提供最高可达144Kbps、384Kbps和2Mbps的数据传输速率。WCDMA前反向信道采用1500Hz快速功率控制，前向信道采用发射分集，反向信道采用导频辅助的相干检测技术，可支持多种速率的分组传输，灵活地提供多种业务

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### What is HSDPA

HSDPA (High-Speed Downlink Packet Access) is a packet -based mobile telephony protocol used in 3G UMTS radio networks to increase data capacity and speed up transfer rates. HSDPA, which evolved from the WCDMA ..."

HSDPA, short for High-Speed Downlink Packet Access, is a new protocol for mobile telephone data transmission. It is known as a 3.5G (G stands for generation) technology. Essentially, the standard will provide download speeds on a mobile phone equivalent to an ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line) line in a home, removing any limitations placed on the use of your phone by a slow connection. It is an evolution and improvement on W-CDMA, or Wideband Code Division Multiple Access, a 3G protocol. HSDPA improves the data transfer rate by a factor of at least five over W-CDMA. HSDPA can achieve theoretical data transmission speeds of 8-10 Mbps (megabits per second). Though any data can be transmitted, applications with high data demands such as video and streaming music are the focus of HSDPA.

HSDPA improves on W-CDMA by using different techniques for modulation and coding. It creates a new channel within W-CDMA called HS-DSCH, or high-speed downlink shared channel. That channel performs differently than other channels and allows for faster downlink speeds. It is important to note that the channel is only used for downlink. That means that data is sent from the source to the phone. It isn't possible to send data from the phone to a source using HSDPA. The channel is shared between all users which lets the radio signals to be used most effectively for the fastest downloads.

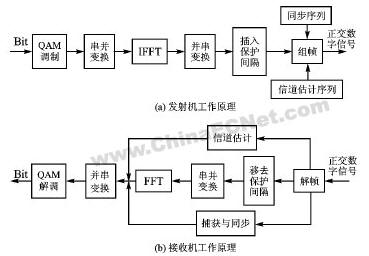
The widespread availability of HSDPA may take a while to be realized, or it may never be achieved. Most countries did not have a widespread 3G network in place as of the end of 2005. Many mobile telecommunications providers are working quickly to deploy 3G networks which can be upgraded to 3.5G when the market demand exists. Other providers tested HSDPA through 2005 and are rolling out the service in mid to late 2006. Early deployments of the service will be at speeds much lower than the theoretically possible rates. Early service will be at 1.8 Mbps, with upgrades to 3.6Mbps as devices are made available that can handle that increased speed.

The long-term acceptance and success of HSDPA is unclear, because it is not the only alternative for high speed data transmission. Standards like CDMA2000 1xEV-DO and WiMax are other potential high speed standards. Since HSDPA is an extension of W-CDMA, it is unlikely to succeed in locations where W-CDMA has not been deployed. Therefore, the eventual success of HSDPA as a 3.5G standard will first depend upon the success of W-CDMA as a 3G standard.

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### OFDM介绍

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)即正交频分复用技术。是一种无线环境下的高速传输技术。无线信道的频率响应曲线大多是非平坦的，而OFDM技术的主要思想就是在频域内将给定信道分成许多正交子信道，在每个子信道上使用一个子载波进行调制，并且各子载波并行传输。这样，尽管总的信道是非平坦的，具有频率选择性，但是每个子信道是相对平坦的，在每个子信道上进行的是窄带传输，信号带宽小于信道的相应带宽，因此就可以大大消除信号波形间的干扰。由于在OFDM系统中各个子信道的载波相互正交，于是它们的频谱是相互重叠的，这样不但减小了子载波间的相互干扰，同时又提高了频谱利用率。



OFDM是一种特殊的多载波通信方案，单个用户的信息流被串/并变换为多个低速率码流，每个码流都用一个子载波发送。OFDM不用带通滤波器来分隔子载波，而是通过快速傅立叶变换（FFT）来选用那些即便混叠也能够保持正交的波形。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### OFDM基本原理

在传统的多载波通信系统中，整个系统频带被划分为若干个互相分离的子信道（载波）。载波之间有一定的保护间隔，接收端通过滤波器把各个子信道分离之后接收所需信息。这样虽然可以避免不同信道互相干扰，但却以牺牲频率利用率为代价。而且当子信道数量很大的时候，大量分离各子信道信号的滤波器的设置就成了几乎不可能的事情。

上个世纪中期，人们提出了频带混叠的多载波通信方案，选择相互之间正交的载波频率作子载波，也就是我们所说的OFDM。这种“正交”表示的是载波频率间精确的数学关系。按照这种设想，OFDM既能充分利用信道带宽，也可以避免使用高速均衡和抗突发噪声差错。OFDM是一种特殊的多载波通信方案，单个用户的信息流被串/并变换为多个低速率码流，每个码流都用一个子载波发送。OFDM不用带通滤波器来分隔子载波，而是通过快速傅立叶变换（FFT）来选用那些即便混叠也能够保持正交的波形。

OFDM是一种无线环境下的高速传输技术。无线信道的频率响应曲线大多是非平坦的，而OFDM技术的主要思想就是在频域内将给定信道分成许多正交子信道，在每个子信道上使用一个子载波进行调制，并且各子载波并行传输。这样，尽管总的信道是非平坦的，具有频率选择性，但是每个子信道是相对平坦的，在每个子信道上进行的是窄带传输，信号带宽小于信道的相应带宽，因此就可以大大消除信号波形间的干扰。由于在OFDM系统中各个子信道的载波相互正交，它们的频谱是相互重叠的，这样不但减小了子载波间的相互干扰，同时又提高了频谱利用率。

OFDM技术属于多载波调制（Multi－Carrier Modulation，MCM）技术。有些文献上将OFDM和MCM混用，实际上不够严密。MCM与OFDM常用于无线信道，它们的区别在于：OFDM技术特指将信道划分成正交的子信道，频道利用率高；而MCM，可以是更多种信道划分方法。

OFDM技术的推出其实是为了提高载波的频谱利用率，或者是为了改进对多载波的调制，它的特点是各子载波相互正交，使扩频调制后的频谱可以相互重叠，从而减小了子载波间的相互干扰。在对每个载波完成调制以后，为了增加数据的吞吐量、提高数据传输的速度，它又采用了一种叫作HomePlug的处理技术，来对所有将要被发送数据信号位的载波进行合并处理，把众多的单个信号合并成一个独立的传输信号进行发送。另外OFDM之所以备受关注，其中一条重要的原因是它可以利用离散傅立叶反变换/离散傅立叶变换（IDFT/DFT）代替多载波调制和解调。

OFDM增强了抗频率选择性衰落和抗窄带干扰的能力。在单载波系统中，单个衰落或者干扰可能导致整个链路不可用，但在多载波的OFDM系统中，只会有一小部分载波受影响。此外，纠错码的使用还可以帮助其恢复一些载波上的信息。通过合理地挑选子载波位置，可以使OFDM的频谱波形保持平坦，同时保证了各载波之间的正交。

OFDM尽管还是一种频分复用（FDM），但已完全不同于过去的FDM。OFDM的接收机实际上是通过FFT实现的一组解调器。它将不同载波搬移至零频，然后在一个码元周期内积分，其他载波信号由于与所积分的信号正交，因此不会对信息的提取产生影响。OFDM的数据传输速率也与子载波的数量有关。

OFDM每个载波所使用的调制方法可以不同。各个载波能够根据信道状况的不同选择不同的调制方式，比如BPSK、QPSK、8PSK、16QAM、64QAM等等，以频谱利用率和误码率之间的最佳平衡为原则。我们通过选择满足一定误码率的最佳调制方式就可以获得最大频谱效率。无线多径信道的频率选择性衰落会使接收信号功率大幅下降，经常会达到30dB之多，信噪比也随之大幅下降。为了提高频谱利用率，应该使用与信噪比相匹配的调制方式。可靠性是通信系统正常运行的基本考核指标，所以很多通信系统都倾向于选择BPSK或QPSK调制，以确保在信道最坏条件下的信噪比要求，但是这两种调制方式的频谱效率很低。OFDM技术使用了自适应调制，根据信道条件的好坏来选择不同的调制方式。比如在终端靠近基站时，信道条件一般会比较好，调制方式就可以由BPSK（频谱效率1bit/s/Hz）转化成16QAM－64QAM（频谱效率4～6bit/s/Hz），整个系统的频谱利用率就会得到大幅度的提高。自适应调制能够扩大系统容量，但它要求信号必须包含一定的开销比特，以告知接收端发射信号所应采用的调制方式。终端还要定期更新调制信息，这也会增加更多的开销比特。

OFDM还采用了功率控制和自适应调制相协调工作方式。信道好的时候，发射功率不变，可以增强调制方式（如64QAM），或者在低调制方式（如QPSK）时降低发射功率。功率控制与自适应调制要取得平衡。也就是说对于一个发射台，如果它有良好的信道，在发送功率保持不变的情况下，可使用较高的调制方案如64QAM；如果功率减小，调制方案也就可以相应降低，使用QPSK方式等。

自适应调制要求系统必须对信道的性能有及时和精确的了解，如果在差的信道上使用较强的调制方式，那么就会产生很高的误码率，影响系统的可用性。OFDM系统可以用导频信号或参考码字来测试信道的好坏。发送一个已知数据的码字，测出每条信道的信噪比，根据这个信噪比来确定最适合的调制方式

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### OFDM技术讨论

1. OFDM载波数量K不宜过多。The factor K, however, cannot be increased arbitrarily, because too long symbol durations make the transmission too sensitive against the time incoherence of the channel that is related to the maximum Doppler frequency νmax

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### OFDM关键技术

-- OFDM实现中的关键技术

1 引言

OFDM是一种特殊的多载波调制技术，它利用载波间的正交性进一步提高频谱利用率，且可抗窄带干扰和多径衰落。OFDM技术的基本原理虽早已提出，但当时的器件水平限制了其应用。近几年随着技术和器件水平的发展，以及对高速和可靠传输的要求，OFDM技术的应用越来越广泛。像欧洲的DAB，DVB-T，HiperLAN-Ⅱ，日本的ISDB-T，国际上的802．11a，AD-SL，VDSL等标准都采用了OFDM技术，在无线宽带接人以及第4代移动通信中，OFDM技术都将成为继CDMA技术之后的又一核心技术。

OFDM通过多个正交的子载波将串行的数据并行传输，可以增大码元的宽度，减少单个码元占用的频带，抵抗多径引起的频率选择性衰落，可以有效克服码间串扰(ISI，降低系统对均衡技术的要求，适用于多径环境和衰落信道中的高速数据传输，而且信道利用率很高，这一点在频谱资源有限的无线环境中尤为重要。目前，OFDM技术都可以通过FFT技术实现，所以简化了系统的结构。但OFDM技术同时也存在缺陷，首先是对频率偏移敏感，对同步技术的要求较高，其次，OFDM信号的峰均功率比大，对系统中的非线性敏感，需采用特殊技术以降低峰均功率比。

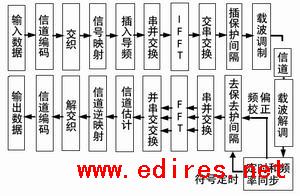
OFDM技术在实现的过程中，需要根据相应的信道条件和系统要求进行合理设计，才能发挥其优势。系统的参数选择，导频和同步方案的设计，均衡和编码技术的结合使用，都需要在实现之前进行优化设计。结合笔者的工作，通过对OFDM关键技术的分析研究，提

出OFDM系统仿真的基本框架。

2 OFDM的基本原理

OFDM的基本思想是将串行的数据并行地调制在多个正交的子载波上，这样可降低每个子载波的码元速率，增大码元的符号周期，提高系统的抗衰落和干扰的能力，同时由于每个子载波的正交性，频谱的利用率大大提高，所以非常适合衰落移动场合中的高速传输。

OFDM传输系统的基本原理框图如图1所示。



以下结合OFDM传输系统中的关键环节，对其实现中的关键技术进行分析研究，可进一步得出仿真过程中需要注意的问题，从而给出一个基本的仿真框架。

3 OFDM实现的关键技术

3．1 保护间隔(循环前缀／后缀)

在无线衰落信道中，多径的影响导致接收信号产生时延扩展，因此一个码元的波形可能扩展到其它码元的周期中，引起码间串扰(ISI)，这也是导致传输性能下降的主要原因。为避免ISI，应使码元周期大于多径效应引起的时延扩展，实际中应大于最大多径时延。

OFDM系统中，通过降低码元速率使得ISI的影响降低，同时可以在每个OFDM符号之间加人保护间隔，进一步消除残留的ISI，目前比较有效的方式是插入循环扩展(前缀和后缀，有时可以只插人循环前缀)，循环扩展的长度取决于信道的时延扩展，同时循环扩展还有一个更重要的作用，即可以实现系统的同步。循环扩展的示意图如图2所示。

图2中，Tofdm硼为扩展后的OFDM符号时间；r，为OFDM符号帧时间，即FFT的间隔；Tprefix为循环前缀的长度；Tpostfix为循环后缀的长度；TG=Tprefix+Tpostfix为保护间隔时间；了为系统的码元周期。其中Ts=NT。

此处通过使用长度为／V的窗函数[RN(n)]，可更好地控制传输信号频谱，降低频偏影响，减少同步难度。

3．2同步技术

在OFDM系统中，由于码元宽度相对较宽，所以系统对定时偏移不是很敏感，ISI得到了很好的抑制。但由于子载波的间隔小，所以对频率偏移比较敏感，相位噪声对系统也有很大的损害。

定时偏移，或者说包络的延迟失真，并不破坏子载波的正交性，定时相位偏移引起的只是所有子载波的旋转，合适的信道估计可以有效地消除这些影响。抽样频率的误差会产生时变的定时偏移，导致时变的相位变化，也会引入少量的载波间干扰(ICI)，实际中由于定时偏移引入的ICI非常小，Es／No为20dB时，也只有0．01dB左右。

相位噪声有两个基本的影响，其一是对所有的子载波引入了一个随机相位变量，跟踪技术和差分检测可以用来降低共同相位误差的影响，其次也会引人一定量的ICI，因为相位误差导致子载波的间隔不再是精确的1／T了。

频率偏移在OFDM系统中是比较有害的，它将导致ICI，破坏子载波的正交性。ISI与ICI是矛盾的，一个减少，另一个会增大，由于在系统设计时，可以容忍一定量的ISI，所以，可尽量减少ICI，以便降低系统同步实现的难度，残留的ISI可以通过简单的均衡消除。频率偏移导致FFT的间隔周期不再是一个整数，所以变换后会产生ICI。由资料可知，OFDM技术可接受的最大频偏与信道信噪比及有效信噪比之差有关，通常频率精度必须达到频率间隔的1％-2％。

OFDM系统中主要涉及的同步有码元同步，载波同步和采样频率同步。同步分为几个过程：粗定时恢复／分组／时隙／帧同步，粗频偏估计／校正，精频率校正(F1T以后做)，精定时校正(F叮以后做)。

由于同步是OFDM技术中的一个难点，因此，很多人也提出了很多OFDM同步算法，主要是针对循环扩展和特殊的训练序列以及导频信号来进行，其中较常用的有利用奇异值分解的ESPRIT同步算法和ML估计算法，其中ESPRIT算法虽然估计精度高，但计算复杂，计算量大，而ML算法利用OFDM信号的循环前缀，可以有效地对OFDM信号进行频偏和时偏的联合估计，而且与ESPRIT算法相比，其计算量要小得多。

OFDM技术的同步算法研究的比较多，需要根据具体的系统具体设计和研究，利用各种算法融合进行联合估计才是可行的。

OFDM系统对定时频偏的要求是小于OFDM符号间隔的4％，对频率偏移的要求大约要小于子载波间隔的1-2％，系统产生的-3dB相位噪声带宽大约为子载波间隔的0．01-0．1％。

3．3 训练序列／导频及信道估计技术

接收端使用差分检测时不需要信道估计，但仍需要一些导频信号提供初始的相位参考，差分检测可以降低系统的复杂度和导频的数量，但却损失了信噪比。尤其是在OFDM系统中，系统对频偏比较敏感，所以一般使用相干检测。

在系统采用相干检测时，信道估计是必须的。此时可以使用训练序列和导频作为辅助信息，训练序列通常用在非时变信道中，在时变信道中一般使用导频信号。在OFDM系统中，导频信号是时频二维的。为了提高估计的精度，可以插入连续导频和分散导频，导频的数量是估计精度和系统复杂的折衷。导频信号之间的间隔取决于信道的相干时间和相干带宽，在时域上，导频的间隔应小于相干时间；在频域上，导频的间隔应小于相干带宽。图3是导频信号在时间和频率上的一般模式，但实际中，导频的模式的设计要根据具体情况而定，导频信号的功率也可以适当大一些。

信道估计器根据导频就可以估计出信道的脉冲响应，估计的方法比较多，匹配滤波器法、最小均方值法、最大后验概率法等都可以根据具体的系统要求选用。

3．4 峰均功率比控制

根据中心极限定理，N个等载波间隔的OFDM信号可等效成均值为0、方差为02的高斯分布随机过程("足够大，如厅>100)。因此在某些极限时刻，不同子载波在相位和时间上可能线性叠加，可能产生一些很大的幅度脉冲峰值，随着子载波数N的增大，脉冲峰值发生的概率会减少，但峰值会增大。所以在OFDM系统中，信号的峰值平均功率比(PAPR)起伏较大，对射频的线性功放提出了很高的要求，发送端对高功率放大器(HPA)的线性度要求很高且发送效率极低，接收端对前端放大器以及A／D变换器的线性度要求也很高，因此应该尽可能地降低信号的PAPR。

为消除这种因为过高的峰均功率比信号而使功率放大器产生的限幅非线性失真，提出了很多方法、如限幅加窗选择映射方法、基于Golay序列的选择映射方法、循环码方法、部分发送序列相位反转方法和基于m序列方法等。通过选择合适的方法，PAPR的控制目前基本可以达到特定系统的要求，不再是限制OFDM技术应用的主要障碍。对PAPR的要求一般控制在3dB左右，通过合适的算法可以达到此要求。

3.5信道编码和交织技术

在OFDM系统中，由于码间串扰不是很严重，所以随机误码得到了一定的限制，但对于突发误码，尤其是在军用场合，信道编码和交织技术还是必须的。由于OFDM信号具有时域和频域的二维结构特点，因此信道编码可以很好地利用此特点，得到更好的纠错性能。此时通过合理设计时域和频域的交织器，可以很好地对抗突发错误和人为干扰。

因此在OFDM系统中，信道编码和交织器结构要根据OFDM信号的特点来设计，编码的码率和交织器的长度与OFDM系统的参数密切相关。

3．6均衡技术

由于OFDM技术本身利用了衰落信道的分集特性，系统的码间串扰问题已得到了很好的抑制，而均衡技术主要就是为了补偿多径信道引起的码间干扰，因此一般情况下，OFDM系统可以不用均衡措施，但在一些时延扩展较严重的信道中，循环扩展的长度要很长，才能有效克服ISI，此时可以采用一些简单的均衡技术来减少循环扩展的长度，而通过均衡克服残留的ISI。

4 系统仿真参数设it

OFDM系统的参数设计是许多需求的一个折衷。在参数设计时，首先需要明确系统的3个主要的指标：带宽、比特率和时延扩展。

时延扩展直接影响保护时间的设计，保护时间的长度应该是均方根延迟扩展的2-4倍，实际设计时，保护时间一般取大于等于信道的最大时延扩展。保护时间确定后，OFDM符号帧的宽度也可以定下来。为了降低保护时间引起的信噪比损失，符号宽度希望远大于保护时间，但是符号的宽度过大意味着更多的子载波数和更小的子载波间隔，增大了实现的复杂度，使得系统对相位噪声和频率偏移更加敏感，而且会增加峰均值功率比。因此实际的设计选择是使符号宽度至少是保护时间的5倍，此时保护时间会带来大约1dB左右的信噪比损失。符号宽度和保护时间确定后，子载波的间隔就是去掉保护时间后的符号宽度的倒数，此时根

据系统的带宽就可以确定子载波的数目，每个子信道的带宽应小于信道的相干带宽，子载波的数目也可以根据需要的比特率和每个子载波上的比特率来确定。每个子载波的比特率由调制的类型、信道编码的码率和符号率确定。同时还要使每个OFDM的符号时间小于信道的相干时间，避免产生时间选择性衰落。

5 结论

OFDM技术由于其独特的优点，所以在无线接人和移动高速传输中的应用前景非常广阔，下一代的移动通信已经将其作为全面提高性能的核心技术。在进行OFDM系统开发设计之前，系统的仿真可优化整个系统的参数和指标，缩短开发周期。笔者结合实践经验，系统地分析了OFDM实现中的关键技术，给出了系统设计时需要宏观考虑的问题。并通过实例给出了OFDM系统仿真的基本框架，但在具体的系统设计中，还有很多更复杂的问题需要解决，尤其是同步技术

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### GPS种类

Stand Alone：可以独立的接收GPS卫星信号，不需要基站干预。独立进行信号接收和信息解调、处理。

A-GPS:

1. Mobile Base：手机需要从基站接收GPS信号，然后在手机内部进行解调信息处理。

2. 手机转发接收到的GPS信号，然后让基站处理后，将解调后的时间位置信息回复给手机。

还有一种，通过3个基站来定位的附加功能。

. GPS RAW bit速率为50Hz，每bit20ms。

. 扩频码code长度1023 chip。分为两类一种C/A码，速率1.023M；一种P码10.23M。可以提供不同的扩频增益。每一个raw bit将被扩频码进行周期为20的重复扩频。对于1.023M的扩频code，扩频增益为43dB。

. 卫星定位精度20m左右。

. 频率1.575.42GHz(SPS民用)/1.2223G(PPS军用)

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### GPS介绍

1. 地球轨道上有28颗卫星，可覆盖整个地球表面。每颗卫星带有4颗原子时钟，每12小时环绕地球一次。可以确定任意物体的经度、纬度、海拔、时间。
2. GPS定位精度20m～1m；时间65ns～5ns。
3. 28 satellites inclined at 55 degree to the equator orbit the Earth every 11 hours and 58 minutes at height of 20180 km on 6 different orbital planes.
4. 1km needs 3.3us; 1us goes 330m
5. 由于有四个不确定的变量(X，Y，Z和Terror)；因此需要4颗卫星建立4维方程组，可以确定每个参数的值；
6. All 28 satellites transmit time signals and data synchronized by on board atomic clocks at the same frequency (1575.42 MHz). The minimum signal strength received on Earth is approx. -158dBW to -160dBW. In accordance with the specification, the maximum strength is approx. -153dBW.
7. In order to ensure this level is maintained, the satellite L1 carrier transmission power, modulated with the C/A code, must be 21.9W.
8. Data is transmitted in logically grouped units known as frames or pages. Each frame is 1500 bits long and takes 30 seconds to transmit. The frames are divided into 5 subframes. Each subframe is 300 bits long and takes 6 seconds to transmit. In order to transmit a complete almanac, 25 different frames are required (called pages). Transmission time for the entire almanac is therefore 12.5 minutes

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### What is AWGN高斯加性白噪声

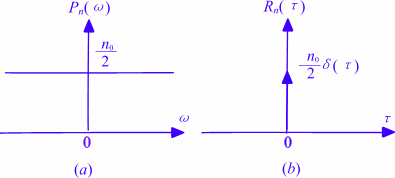
In communications, the additive white Gaussian noise (AWGN) channel model is one in which the only impairment is the linear addition of wideband or white noise with a constant spectral density (expressed as watts per hertz of bandwidth) and a Gaussian distribution of amplitude.

Wideband Gaussian noise comes from many natural sources, such as the thermal vibrations of atoms in antennas (referred to as thermal noise or Johnson-Nyquist noise), shot noise, black body radiation from the earth and other warm objects, and from celestial sources such as the sun.

The AWGN channel is a good model for many satellite and deep space communication links. It is not a good model for most terrestrial links because of multipath, terrain blocking, interference, etc. However for terrestrial path modeling, AWGN is commonly used to simulate background noise of the channel under study, in addition to multipath, terrain blocking, interference, ground clutter and self interference that modern radio systems encounter in terrestrial operation.

白噪声是指功率谱密度在整个频域内均匀分布的噪声。即功率谱密度：Pn(w)=n0/2 (n0为常数), w从负无穷到正无穷

白噪声的自相关函数: Pn(w)⬄Rn(t)=N0\*冲击函数/2

如图：

　　白噪声的自相关函数仅在时才不为零;而对于其他任意的，它都为零。这说明只有在时才相关，而它在任意两个时刻上的随机变量都是不相关的。

但是带限的白噪声就不是这样的自相关函数了，因为其功率谱密度是窗函数（线段），而不是一条直线，所以其反付氏变换不是delta而是sinc

AWGN（加性高斯白噪声）

加性高斯白噪声（AWGN）从统计上而言是随机无线噪声，其特点是其通信信道上的信号分布在很宽的频带范围内。

高斯白噪声的概念."白"指功率谱恒定;高斯指幅度取各种值时的概率p (x)是高斯函数.

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### PHS参数

PHS无线接人频段为1.9-1.92GHZ；因为小灵通的基站发射功率仅有500毫瓦，手机的发射功率只有10毫瓦

PHS是个人手持电话系统(Personal Handy phone System)的简称，由日本无线系统研究开发中心(RCR)在上世纪90年代初开始研发，并以RCR-STD28作为PHS的规范标准.PHS采用数码通讯技术，与目前广泛使用的GSM,窄带CDMA等移动通讯同属第二代移动通讯系统。在我国PHS俗称小灵通，所采用的无线接入系统是在日本的PHS系统的基础上经过改进后推出的。根据信息产业部的有关文件定义:小灵通无线市话业务是固定电话网的补充和延伸。我国小灵通于1998年在浙江余杭首次投入商业运营。目前，国内己经开通小灵通业务的城市接近400个，用户总数己突破5000万。

小灵通的强大生命力来源于其对用户要求的把握和对运营商业务拓展的匹配上。在国内，大部分用户是在城市内部移动，他们需要一种能提供在城市内部移动的通信方式，而不太在意是否能够在不同城市之间漫游使用。对这些应用户而言，通信的成本也是一个关键因素。

小灵通的基本特点

小灵通采用了PHS空中借口，因此小灵通也具有PHS空中接口的典型特点:低辐射、微蜂窝和优音质。

小灵通基站的发射功率最高为500mw，甚至低于普通GSM手机的最大发射功率，更不用说小灵通手机的平均发射功率只有l0mw，这些构成了小灵通的最大特色:“环保”。

由于小灵通基站的发射功率低，自然覆盖半径小，每个基站的蜂窝半径只有百米级，与GSM基站的公里级的蜂窝半径无法相比，因此，小灵通基站的覆盖是采用微蜂窝甚至微微蜂窝的方式完成的。微蜂窝与蜂窝相比，有其利也有其弊。其利在于同样的面积，由于微蜂窝的基站数量多，相对容易吸收业务;缺点是增加了中断的切换频率。针对微蜂窝的这一特点，有两种解决思路:其一，强调小灵通适合慢速移动，如步行时使用，这时的切换频率还是可以接受的;其二，在终端上加以改进，有一种H型的终端切换时间只有0.2s，这种终端即使是在快速移动的情况下也可以自如切换。

PHS标准起源与发展

1990年，日本邮政省开始着手“PHS"标准规范作业;1993年10月，邮政省宣布RCR-STD28作为PHS的规范标准;1993年，在北海道成功开了PHS第一个实验局;1994年，在东京也开始了相同的实验并开始投入商用;1996年7月3日，来自12个国家65个通讯运营机构在新加坡国际展览中心成功召开了PHS理解备忘录会议，并且成立PHS MOU小组。在中国，小灵通多采用的无线接入系统是在日本的PHS系统得基础上经过改进后推出的。1995年，原邮电部（信息产业部前身）主持进行了无线接入网的论证和选型。共有15家世界上主要的通信设备企业参加，会议认为PHS在中国是实用的。1999年5月，小灵通的系统设备通过了信息产业部计量中心的各项测试。1999年3月和2000年1月，这个系统分别通过信息产业部电信管理局接入网设备专家评审组出身及终审鉴定。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### CDMA450MHz

CDMA450是一种以CDMA为核心技术，工作在450MHz较低频率的无线通信技术。最初，它是为了使在东欧和北欧广泛使用的NMT450模拟移动通信系统升级至支持多媒体应用的数字移动通信系统而开发的。CDMA450具有频率低、覆盖广、容量大、室内穿透覆盖好、支持无线高速分组数据业务、高频谱利用率、良好的成本效率以及可以直接升级到3G网络等优势。而且，即使在覆盖范围很大、用户密度很低的情况下，CDMA450的投资成本仍可以保持在较低水平。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### C+C双模手机的EMC问题

GSM以最大功率发射，CDMA接收机灵敏度要求：GSM以最大功率发射时，CDMA接收机灵敏度恶化不能超过6dB。

CDMA以最大功率发射，GSM接收机灵敏度要求：应遵循YD/T 1215-2002中第6.2.3.1节要求

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### 什么是BREW

　　BREW就是无线二进制运行环境(Binary Runtime Environment for Wireless)，是高通公司2001年推出的基于CDMA网络“无线互联网发射平台”上增值业务开发运行的基本平台。相对Java，BREW是一个更底层的技术。

　　BREW提供的功能环境就好像PC机上的操作系统一样，可以通过服务提供商下载指定类型的应用程序或游戏来使用。同时，通过BREW接口功能，供应商可以提供成套的完整的资讯、商务、娱乐功能。在将来的版本中，BREW内核类将能提供诸如蓝牙技术、全球定位系统(GPS)和基于数据业务的电话等服务。由于需要更少的内部应用程序开发和集成任务，OEM可以更加快速推出新设备。用户可以选择和下载适合自己个人喜好的无线软件。通过这种方式，用户将推动新的无线数据应用程序和服务市场的发展。

　　无论是Java或是BREW，其核心都是“无线数据下载”，使得手机可以从网上下载更加复杂的程序和应用。如下载游戏、动漫画、小小说等，也可进行各种在线应用，如联网游戏、收发邮件、证券炒股、信息查询等

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### 蓝牙的HFP,HSP,A2DP,OPP

蓝牙耳机现在主要有两大规格———HandProfile（HFP）和HeadsetPro-file（HSP）。HFP代表免提功能，而HSP则代表耳机功能。

HFP格式的蓝牙耳机支持手机功能比较完整，消费者可在耳机上操作手机设定好的重拨、来电保留、来电拒听等免提选项功能。诺基亚、摩托罗拉、索尼爱立信等推出的蓝牙耳机几乎都以支持HFP格式为主。也有部分机型同时支持HFP与HSP.

蓝牙无线技术 A2DP 模式 (Advanced Audio Distribution Profile蓝牙立体声音频)，一般用于播放mp3，没有就无法用蓝牙耳机听立体声音乐；

Opp是object push，蓝牙无线传输有FTP和OPP两种方式，OPP是其中一种。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### GSM通话中的硬切换

开机时，UE会搜索最强的6个BCH，选择最强的作为主服务小区，其余的放到Neighbor小区；同时，BS也会向下发送一个小区列表放到UE的Neighbor Cell。由于GSM是时分系统（8个slot），包括发slot，收slot和monitor slot。UE可以在monitor时隙将频率调到1800MHz或其他频率监听临小区的BCH信号强度。来觉得是否需要切换。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### CDMA通话中的切换

CDMA使用compact模式实现band to band的切换

一般模式下CDMA每20ms会发送14.4Kbps信号，这样占据了所有的时间；在compact模式下，每20ms速率会有9.6kbps的传输速率，在这个time interval间隔内，UE会切到其他band去搜索相关信息。得到邻小区的pilot信号。

另外，邻小区的相关信息是通过服务BS来通知UE.

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### 中国电信CDMA信道

201信道数据, 283信道语音

中国电信用的是A系统

联通10M带宽内共有7个可用信道，对应中心频点号为37、78、119、160、201、242、283。

每个信道的带宽为1.23M。每个点频对应带宽为30K，每两个可用信道间隔为41个频点号即41\*30K=1.23M。每个信道的中心频点可以根据下面公式算出：中心频点（上行）=825+N\*0.03；中心频点（下行）=870+N\*0.03 N即频点号.

射频指标测试信道号为283(A段)、384(B段)、777(B段)。

在1013～1023信道(824MHz)，1～311信道(825MHz)，356～644信道(835MHz)，689～694信道(845MHz)，739～777信道(847MHz)中都要支持cdma工作方式

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### 波形因数

被测波形有效值与正弦波工作有效值之比为波形因数。表明一次谐波能量占整个总量的比值。

波形因数 ：有效值与整流平均值之比。

正弦波的波形因数为：

＝＝1.11

如果以正弦波的波形因数作为标准，对非正弦波，如波形因数Kf>1.11，则可估计非正弦波的波形比正弦波尖；Kf <1.11，则可估计非正弦波的波形比正弦波平坦。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### 什么是DCR

Direct Conversion Radio, DCR是用在CDMA上的变频技术。采用的是直接把RF信号变成基带信号的方式。而superheterodyne采用的是先从RF变为IF，然后在变为基带的方式。DCR引入了DC-Offset干扰和IM2，LO泄露；超外插引入镜频干扰和IM3。

A DCR has recently drawn increasing interest for use in portable devices. Compared to other receiver architectures using a super-heterodyne or low-IF topology, a DCR down-converts a radio signal directly to baseband. Therefore, circuit blocks such as IF local oscillator (LO), SAW filter, and/or image-rejection mixer required for a conventional super-heterodyne or low-IF receiver are no longer needed in a DCR. With less circuit components, a DCR becomes advantageous in cost, sizes, and power consumption. Accordingly, it is possible for a DCR to be integrated into a single chip with few external components.

[0004] However, a DCR suffers from some unique problems to which a super-heterodyne and a low-IF receivers are immune. Among these problems, DC offset is arguably the most serious. Due to the fact that LO frequency is the center of the RF signal, it is not trivial to remove the unwanted DC component in a DCR without filtering out part of the signal which is very close to the RF carrier. In a real DCR implementation, the undesired DC component can be many orders of magnitude greater than its wanted alternate current (AC) signal. For instance, a down-converted signal of a few hundred micro-volts (.mu.V) may be corrupted by a DC offset at tens of milli-volts (mV) level. If not properly mitigated at the analog circuit stage of a DCR, such a strong DC offset can cause the backend and digital stages of a DCR to mal-function. This is because a typical AGC circuit in a wireless local area network (WLAN) receiver can be insensitive to the weak signal since the strong DC component is present. The DC offset dominates the total signal strength that AGC senses. Therefore, without being provided sufficient gain along the receiver path, the weak corrupted signal can become too small to overcome the Analog to Digital Converter (ADC) quantization noise after it is digitized.

[0005] The undesired DC components can come from a variety of sources. Table 1 summarizes the characteristics of DC offsets for a typical WLAN environment. In this table, DC offsets are categorized into two classes: Type-I and Type-II. Type-I is dominant in magnitude but static. Type-II is less in magnitude but can be time-varying. Typical DC offset values, when referred to the output of a down-conversion mixer, are also shown in this table. TABLE-US-00001 TABLE 1 Summary of DC offsets for IEEE 802.11 environment. Types I II Dynamics Static-Slow Medium-Fast Order of 50-100 mV 5-10 mV Magnitude Sources 1. LO self-mixing 1. Interferer self-mixing 2. Down-conversion mixer mismatch 2. Variable gain amplifier mismatch 3. Variable gain amplifier mismatch 4. Supply voltage variation 5. Temperature drift 6. Carrier frequency change

[0006] The Type-I DC offset varies slowly with time and can be considered essentially static. Type-I DC offset is mainly caused by LO self-mixing, component mismatch (e.g. mixer, filter, and amplifier) in the signal path, supply voltage variation, temperature drift, and carrier frequency change. Although this kind of DC offset component remains essentially constant during the short period of a WLAN burst packet (up to a few milliseconds), the total offset present at the down-converter mixer output could be as high as 50-100 mV.

[0007] By contrast, Type-II DC offset can vary much faster with time. Type-II DC offset is resulted from two dominant mechanisms: self-mixing of strong adjacent-channel interferer and variable gain amplifier mismatch. It is interesting to note that the term of "Variable Gain Amplifier (VGA) mismatch" shows up at Type-II as well as Type-I. This is because that the DC offset of a VGA is a function of its gain. While receiving a WLAN packet, the AGC circuit of a WLAN receiver will instantly adjust the gains of a set of VGA to maintain a constant signal level at the output of the AGC circuits, which usually connects to the input of an ADC. The dynamic gain adjustment therefore causes the DC offset to vary as a result. The conventional approach to alleviating the impact of interferer self-mixing involves a higher second-order intercept point (IP2) design, but this approach becomes useless against the offset incurred by the dynamic gain adjustment. Although the dynamic DC offsets in general has a magnitude of one order smaller than its static Type-I counterpart, Type-II DC offsets can be more difficult to mitigate due to the time-varying nature.

[0008] AC coupling is probably the best known solution to remove DC offset. As shown in FIG. 1, a floating capacitor is inserted into the down-converted signal path. The capacitor associated with resistive impedance serves as a high-pass filter to block the unwanted DC components. This simple solution works well when the received signal spectrum has a null around DC. However, this approach is not trivial as applied to WLNA reception because an 802.11b packet has its power spectrum peaked near DC. The signal becomes susceptible to distortion as long as it is filtered by a high pass filter without very low corner frequency designed. As corner frequency is getting lowered, two of practical issues must be taken into account. First, the filtering demands large capacitors and resistors in implementation; second, due to the increased time constant, it takes a longer time to suppress the DC component. However, a WLAN packet has limited preamble length for a receiver to acquire a packet, so a simple AC coupling scheme for a WLAN DCR receiver will not have sufficient time to perform DC offset cancellation. To accommodate low corner frequency with fast DC offset cancellation, more circuitry was proposed to accelerate the initial DC settling.

[0009] In FIG. 1 an auxiliary feedback path is designed. The feedback path is switched on to reduce impedance while the magnitude of DC offset is greater than a predetermined one. With the application of this prior art, the speed to charge the blocking capacitor is enhanced and an immediate DC correction signal is provided.

[0010] In FIG. 2, another DC offset compensation scheme using additional digital circuitry was proposed. This scheme assumes that DC offset is static and any remaining DC signals present further down in the signal path (e.g. at the input to the ADC) were assumed to be unwanted DC offset signals that must be compensated for. During a calibration run after a device is powered up, DC components related to different receive path conditions, like variant VGA gain settings, etc., are individually measured. The corresponding DC offset correction values are then stored in a group of digital registers, DC\_REG.sub.1, and DC\_REG.sub.Q. During a real signal burst, the memorized DC offset corrections are adopted according to instant receiving path condition. After converted to analog counterpart by a Digital to Analog Converter (DAC), this analog correction signal is then added to the output of the mixer for DC offset cancellation. The remaining offset is primarily determined by the resolution of the DAC. For practical designs, the DAC usually requires around 12-15 bit resolution.

[0011] FIG. 3A shows an alternative approach using a multi-band filter structure. The short acquisition time can be achieved by using multiple filters with different bandwidth at different stages. In the first stage, a filter with the largest bandwidth is used for a short amount of time. Then, a filter with the second largest bandwidth is used for a short amount of time. To provide decent performance, three or four stages are required in this kind of design.

[0012] Chopper technique is another approach to provide DC blocking. Referring to FIG. 3B, a pair of input and output choppers were used to mitigate the DC offset generated by the amplifier. The input chopper down-converts the signal back. In the meantime, the DC offset generated by the amplifier goes through the same down-shift in its frequency. This down-shifted DC offset can then be easily filtered out by a filter. This approach has fast response against a sudden DC transition induced by the amplifier. However, this approach is susceptible to the charge injection of the input and output chopping switches. In addition, each chopper essentially serves as a mixer and two choppers are needed for each amplifier.

[0013] Furthermore, digital algorithms for fast DC offset reduction are presented, which disclose an approach where the offset is measured and compensated in digital domain entirely. However, to address the DC offset problem after an ADC quantizes the signal, a wide dynamic range ADC with a much higher resolution is required. To implement an ADC with higher resolution requires a larger chip size and greater power consumption. Therefore, a complete DC offset reduction after the ADC is not preferred for portable applications.

SUMMARY OF THE INVENTION

[0014] Accordingly, it is an object of the present invention to provide DC offset reduction method and apparatus that includes a low-resolution static compensation and an amplifier with servo-feedback loops to track the dynamic DC offset.

[0015] It is another objective of the present invention to provide a short calibration period. The process of calibration only requires two registers for different amplifier gain settings.

[0016] The present invention also provides a simple control of the DC offset reduction function. No complicated stop-and-go control logic is involved between AGC and DC reduction function in the present invention.

[0017] In addition, the proposed gain mapping approach condenses the input referred DC offset to a much smaller range. And the inclusion of the Miller approach allows for the on-chip implementation of the present invention to be possible.

[0018] It is to be understood that both the foregoing general description and the following detailed description are exemplary, and are intended to provide further explanation of the invention as claimed.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

[0019] The accompanying drawings are included to provide a further understanding of the invention, and are incorporated in and constitute a part of this specification. The drawings illustrate embodiments of the invention and, together with the description, serve the principles of the invention. In the drawings,

[0020] FIG. 1 is a schematic diagram depicting a conventional DC offset solution.

[0021] FIG. 2 is a schematic diagram depicting another conventional DC offset solution.

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### 为什么DCR下变频会产生DC-offset

由于本振Lo信号会泄露到RF信号中，因此RF+Lo信号与Lo信号相乘，就会产生一个1/2幅度的直流分量；同样，RF信号也会往本振Lo信号中泄露，解调(相乘)后就会产生直流分量。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### 为什么超外差不会产生DC-offset

超外差将RF信号变为中频信号时也会在DC产生一直流分量，但是可以通过带通滤波器滤除。之后对中频信号进行AD转换，然后利用数字下变频技术。这样可以有效隔离DC-offset.；

但是超外差会产生镜频效应。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### 为什么CDMA PA要用线性PA，而GSM可以用非线性PA

因为GSM是GMSK调制，这种调制方式相位连续，而且是恒包络。调制后的杂散分量比较少，可以使用非线性PA。而CDMA采用QPSK技术，相位不连续。杂散很多，为了避免产生大量杂散和ACPR，因此必须使用线性PA。

线性PA的输入信号不要过大，否则会进入非线性区。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### 衡量PA线性度的指标

一般来说，用IMD信号和谐波分量来衡量。

IMD信号：输入两个频率分量f1和f2，看f1和f2－f1之间的幅度差值。一般要30db左右。

谐波分量一般-50dB~-70dB左右。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### 为什么谐波在CDMA中不是特别关键

1. CDMA的功率比较小；2. CDMA PA工作在线性区域。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### 增加CDMA PA线性度的方法

1. 调整PA输入Pi型网络，提高VSWR。通过减小输入信号的方法，使PA工作在线性区域
2. 调整输出matching，需要根据load pull来调整。一般不要动，可以调整ACPR和电流。
3. 滤波电容靠近PA，增加高频回流。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### CDMA sleep时间

CDMA会每2.56s醒来一次，解paging信道。

每一次解paging信道大概持续160ms；但是当不插UIM卡时，每次醒来20ms就进入sleep。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

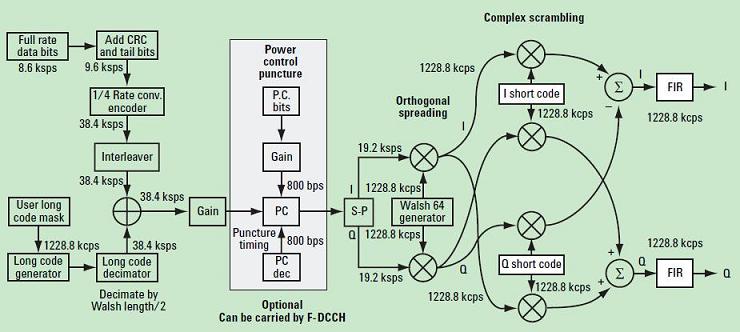
### CDMA有好的抗多普勒性能

因为CDMA频谱很宽，所以即使有少量频偏，绝大多数信息也能正确解调。然后利用纠错码和交织等途径，最大限度的恢复因多普勒而产生的误码。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### CDMA2000 1x技术

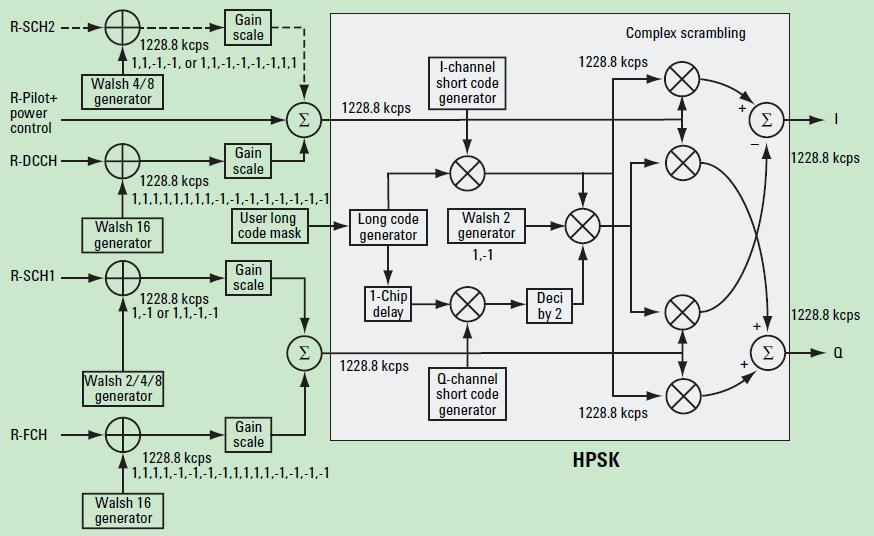
1. RC3 of CDMA2000 1x supports 9.6kbps(default), 4.8kbps, 2.7kbps, 1.5kbps for voice; supports 19.2kbps, 38.4kbps, 76.8kbps, 153.6kbps for data.
2. CDMA2000 1x SR1(spreading rate 1, 1.2288M): forward link:QPSK; reverse link:HPSK (Hybrid PSK)
3. SR3: Forward link: 3个载波；reverse link：调制在3.6864Mcp上。保护边带：625KHz
4. CDMA2000 1x 信道：F-pilot, F-sync, F-paging, F-Traffic.
5. CDMA2000 1x: RC3业务信道包含：1个Fundamental Channel(F-FCH，用于voice), 0~2个supplemental channel(F-SCH)
6. complex scrambling is used in forward link instead of regular scrambling. Because it facilitates the descrambling in receiver.
7. F-FCH



1. CDMA2000 1x uses pilot signal in reverse channel.
2. Forward link air interface-- QPSK
3. Reverse link air interface—HPSK

The cdma2000 reverse link is very different from cdmaOne. The MS can transmit more than one code channel to accommodate the high data rates.The minimum configuration consists of a Reverse Pilot (R-Pilot) channel to allow the base station to perform synchronous detection and a Reverse Fundamental Channel (R-FCH) for voice. Additional channels, such as the Reverse Supplemental Channels (R-SCHs) and the Reverse Dedicated Control Channel (R-DCCH) can be used to send data or signaling information, respectively.The different channels are assigned to either the I or Q path. For example, for RC3 to RC6, the R-Pilot is assigned to I and R-FCH is assigned to Q(see figure 4).

1. Reverse-HPSK

W

1. CDMA2000 1x forward link power control 功率控制power steps是1dB, 0.5dB, 0.25dB。可以减小功率纹波。适合静止MS。
2. cdmaONE use OQPSK in reverse link, which minimize the peak-to-average. Thus the amplifier can work more efficiently.
3. In cdma2000, 由于complex scrambling和多信道合并，使用OQPSK和GMSK不能满足恒包络。使用HPSK能满足要求(larger than 4dB in 0.1% time);但是当反向信道需要分配两个supplemental信道at high data rates时，HPSK不再具有这个优点。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### CDMA2000与WCDMA区别

1. the spreading rate (3.84 Mcps for W-CDMA versus 3.6864 Mcps for cdma2000 SR3)
2. the synchronization and BS identification methodology (W-CDMA does not use GPS)

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### 什么是CDMA的CCDF

CCDF is Complementary Cumulative Distribution Funciton.

The CCDF fully characterizes the power statistics of the signal. It provides the distribution of particular peak-to-average power ratios versus probability.CCDF描述功率峰均比和概率的关系。CCDF性能好的话，PA可以工作的更省电。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### CCDF应用

1. Determining the headroom required when designing a component. You can do this by correlating the CCDF curve of the signal with the amplifier gain plots.
2. Confirming the power statistics of a given signal or stimulus. CCDF curves allow you to verify if the stimulus signal provided by another design team is adequate. For example, RF designers can use CCDF curves to verify that the signal provided by the Digital Signal Processing (DSP) section is realistic.
3. Confirming the component design is adequate or troubleshooting your subsystem or system design. You can make CCDF measurements at several points of the system design. For example, if the ACPR of the transmitter is too high, you can make CCDF measurements at the input and output of the power amplifier. If the amplifier design is correct, the curves will coincide. If the amplifier compresses the signal, the peak-to-average power ratio of the signal will be lower at the output of the amplifier.

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### ACPR in cdma2000

ACPR(Adjacent Channel Power Ratio)来源于W-CDMA的ACLR。为了检测在边带产生的干扰。885K~1.98M, 小于42dbc/30khz; 1.98M~4M，小于54dbc/30khz

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### Modulation Accuracy in cdma2000

There are many measurements available to analyze the modulation accuracy of a cdma2000 MS transmitter: rho (pilot-only), QPSK error vector magnitude (EVM), composite rho and EVM, code domain power, symbol EVM per code channel, etc.

***QPSK EVM***

In digital communication systems, signal impairment can be objectively assessed by looking at the constellation and taking the displacement of each measured dot from the reference position as an error phasor (phase and magnitude).

The root mean square (RMS) of the error vectors is computed and expressed as a percentage of the overall signal magnitude. This is the error vector magnitude (EVM). EVM is a common modulation quality metric widely used in digital communication systems.

***Composite rho***

In cdma2000, as in cdmaOne, the specified measurement for modulation accuracy is rho. Rho is the ratio of the correlated power to the total power. The correlated power is computed by removing frequency, phase, and time offsets and performing a cross-correlation between the corrected signal and an ideal reference. In cdmaOne, the rho measurement is performed on the reverse link signal that consists of a single channel. In cdma2000, the rho measurement will probably be defined either for a signal with a R-Pilot only or for a signal with a R-Pilot and a R-FCH.

***Composite EVM***

Like QPSK EVM, composite EVM calculates the error vector difference between the measured and the ideal signal. The difference is that composite EVM uses the same reference as composite rho—that is, it descrambles and despreads the measured signal to calculate the reference.

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### CODE DOMAIN POWER

Code domain power is an analysis of the distribution of signal power across the set of code channels, normalized to the total signal power. To analyze the composite waveform each code channel is decoded using a code-correlation algorithm.

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### Walsh code in HPSK

However, HPSK limits the choice of Walsh codes. In order to benefit from this function, only even-numbered Walsh codes, which consist of pairs of identical consecutive chips, can be used. For example, W2 4 = (1,1,-1,-1) would meet this condition, but W14 = (1,-1,1,-1) would not.

Cdma2000 1x的RC4 使用的是walsh128，RC1～RC3使用的都是walsh64.

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### LTE简介

Long Term Evolution -- 3GPP长期演进

3GPP长期演进(LTE: Long Term Evolution)项目是近两年来3GPP启动的最大的新技术研发项目，这种以OFDM/FDMA为核心的技术可以被看作“准4G”技术。3GPP LTE项目的主要性能目标包括：在20MHz频谱带宽能够提供下行100Mbps、上行50Mbps的峰值速率；改善小区边缘用户的性能；提高小区容量；降低系统延迟，用户平面内部单向传输时延低于5ms，控制平面从睡眠状态到激活状态迁移时间低于50ms，从驻留状态到激活状态的迁移时间小于100ms；支持100Km半径的小区覆盖；能够为350Km/h高速移动用户提供>100kbps的接入服务；支持成对或非成对频谱，并可灵活配置1.25 MHz到20MHz多种带宽。

***LTE项目内容介绍***

LTE(Long Term Evolution)项目是3G的演进，它改进并增强了3G的空中接入技术，采用OFDM和MIMO作为其无线网络演进的唯一标准。在20MHz频谱带宽下能够提供下行100Mbit/s与上行50Mbit/s的峰值速率。改善了小区边缘用户的性能，提高小区容量和降低系统延迟。

***LTE的主要技术特征***

3GPP从“系统性能要求”、“网络的部署场景”、“网络架构”、“业务支持能力”等方面对LTE进行了详细的描述。与3G相比，LTE具有如下技术特征：

(1)通信速率有了提高，下行峰值速率为100Mbps、上行为50Mbps。

(2)提高了频谱效率，下行链路5(bit/s)/Hz，(3--4倍于R6HSDPA);上行链路2.5(bit/s)/Hz，是R6HSU-PA2--3倍。

(3)以分组域业务为主要目标，系统在整体架构上将基于分组交换。

(4)QoS保证，通过系统设计和严格的QoS机制，保证实时业务(如VoIP)的服务质量。

(5)系统部署灵活，能够支持1.25MHz-20MHz间的多种系统带宽，并支持“paired”和“unpaired”的频谱分配。保证了将来在系统部署上的灵活性。

(6)降低无线网络时延：子帧长度0.5ms和0.675ms，解决了向下兼容的问题并降低了网络时延，时延可达U-plan<5ms，C-plan<100ms。

(7)增加了小区边界比特速率，在保持目前基站位置不变的情况下增加小区边界比特速率。如MBMS(多媒体广播和组播业务)在小区边界可提供1bit/s/Hz的数据速率。

(8)强调向下兼容，支持已有的3G系统和非3GPP规范系统的协同运作。

与3G相比，LTE更具技术优势，具体体现在：高数据速率、分组传送、延迟降低、广域覆盖和向下兼容。

LTE的网络结构和核心技术

3GPP对LTE项目的工作大体分为两个时间段：2005年3月到2006年6月为SI(StudyItem)阶段，完成可行性研究报告;2006年6月到2007年6月为WI(WorkItem)阶段，完成核心技术的规范工作。在2007年中期完成LTE相关标准制定(3GPPR7)，在2008年或2009年推出商用产品。就目前的进展来看，发展比计划滞后了大概3个月[1]，但经过3GPP组织的努力，LTE的系统框架大部分已经完成。

LTE采用由NodeB构成的单层结构，这种结构有利于简化网络和减小延迟，实现了低时延，低复杂度和低成本的要求。与传统的3GPP接入网相比，LTE减少了RNC节点。名义上LTE是对3G的演进，但事实上它对3GPP的整个体系架构作了革命性的变革，逐步趋近于典型的IP宽带网结构。

3GPP初步确定LTE的架构如图1所示，也叫演进型UTRAN结构(E-UTRAN)[3]。接入网主要由演进型NodeB(eNB)和接入网关(aGW)两部分构成。aGW是一个边界节点，若将其视为核心网的一部分，则接入网主要由eNB一层构成。eNB不仅具有原来NodeB的功能外，还能完成原来RNC的大部分功能，包括物理层、MAC层、RRC、调度、接入控制、承载控制、接入移动性管理和Inter-cellRRM等。Node B和Node B之间将采用网格(Mesh)方式直接互连，这也是对原有UTRAN结构的重大修改。

LTE的营运发展

按用户数量和市值计算，中国移动都是全球最大的移动运营商。此前，英国沃达丰、日本NTT DoCoMo、美国AT&T和Verizon等世界最主要电信运营商已经决定采用LTE技术，此次中国移动加入，将大力推动LTE技术的发展，LTE在后3G时代也将延续2G时期GSM的主流地位。

沃达丰CEO阿伦·萨林(Arun Sarin)昨日在巴塞罗那的移动世界大会表示，该集团将与中国移动和Verizon携手推进LTE技术，LTE将成为行业未来发展的明确方向。

　　目前，移动无线技术的演进路径主要有三条：一是WCDMA和TD-SCDMA，均从HSPA演进至HSPA+，进而到LTE；二是CDMA2000沿着EV-DO Rev.0/Rev.A/Rev.B，最终到UMB；三是802.16m的WiMAX路线。这其中LTE拥有最多的支持者，WiMAX次之。

　　LTE是由爱立信、诺基亚西门子、华为等世界主要电信设备生产商开发的技术，CDMA阵营的阿尔卡特朗讯和北电网络也有投入。CDMA近年来日渐失势，阿尔卡特朗讯已经在上周冲减了37亿美元与CDMA技术标准相关的资产，并将和日本NEC建立研发LTE的合资公司。

　　由于美国高通公司在3G时代占据了技术的核心专利，LTE阵营处心积虑搞OFDM绕开高通主要技术，可以肯定高通的地位会比3G时代有所削弱；同时，尽管高通的UMB技术乏有问津，该公司在巴塞罗那也宣布将于2009年推出多模LTE芯片组，高通在该领域仍将保持收益。

　　3GPP长期演进(LTE)项目是近两年来3GPP启动的最大的新技术研发项目，这种以OFDM/FDMA为核心的技术可以被看作“准4G”技术。3GPP LTE项目的主要性能目标包括：在20MHz频谱带宽能够提供下行100Mbps、上行50Mbps的峰值速率；改善小区边缘用户的性能；提高小区容量；降低系统延迟，用户平面内部单向传输时延低于5ms，控制平面从睡眠状态到激活状态迁移时间低于50ms，从驻留状态到激活状态的迁移时间小于100ms；支持100Km半径的小区覆盖；能够为350Km/h高速移动用户提供>100kbps的接入服务；支持成对或非成对频谱，并可灵活配置1.25 MHz到20MHz多种带宽。

　　LTE的研究，包含了一些普遍认为很重要的部分，如等待时间的减少、更高的用户数据速率、系统容量和覆盖的改善以及运营成本的降低。

　　为了达到这些目标，无线接口和无线网络架构的演进同样重要。考虑到需要提供比3G更高的数据速率，和未来可能分配的频谱，LTE需要支持高于5MHz的传输带宽。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### CDMA信道

**Forward Channels:**

**F-Pilot: (1)**

**F-Sync: (1)**

**Paging: (1 to 7)**

F-BCH: (0 to 8)Broadcast channel

*F-QPCH: (0 to 3)Quick Paging Channel, which saves the power of MS.*

F-CPCCH: (0 to 4)Common Power Control Channel

F-CACH: (0 to 7)Common Assignment Channel

F-CCCH: (0 to 7)Common Control Channel

**F-Traffic**

**F-FCH: (1)Fundamental Channel**

F-DCCH: (0 or 1)Dedicated Control Channel

F-SCH: (0 to 7)Supplemental Channels (IS-95B only)

F-SCH: (0 to 2)Supplemental Channels RC3, 4, 5.

**Reverse Channels:**

R-Pilot: (1)

**R-ACH or R-EACH: (1)Enhanced Access Channel**

R-CCCH: (0 or 1)Common Control Channel

**R-Traffic:**

**R-FCH: (1): Reverse Fundamental Channel**

R-DCCH: (0 or 1): Dedicated Control Channel

R-SCH: (0 to 2)Reverse Supplemental Channel

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### Cdma2000鉴权算法

一般的呼叫鉴权，鉴权算法我们看成一个黑盒，输入4个参数，

1，RAND，由网络发送到手机，标准协议应该每次都是随机数，但现实情况，大部分地区都是拨出固

定为0，甚至有些地区呼入时也为0。

2，SSDA，这个由AKEY临时生成，标准协议应该一般鉴权失败就更新，或定时更新，但现实情况，

部分地区从来不更新，哪怕某次鉴权失败（意味着可能有并机无正确AKEY使用)。

3，呼出时电话号码后6位数，呼入时MIN码后3字节

4，ESN(UIM ID)

得到 AUTHR，发送到鉴权中心，鉴权中心也有这4个参数，同样的鉴权算法，也计算出AUTHR与手机发

来的AUTHR比较一致时鉴权成功，可以继续通话。

在一个所谓的网络优化后的网络，由于参数1,2,4都固定了，参数3意味你接听电话时也是固定不变，

你播出电话时已知，上网#777，发短信时固定，鉴权结果AUTHR可以跟踪UIM卡数据得到。

1，用串口调试器软件或单片机飞线到UIM卡数据口捕获数据得到AUTH

2，做一个特别的手机软件，自动记录拨出号码和接听，短信时对应AUTH。

UIM卡MIN号和ESN(UIM ID)可以在手机工程模式看到，或用上述特别手机自动记录。

之后用上述特别手机，在鉴权结果AUTH出来后做判断修改为上面捕获的预设AUTHR。

就可以

1，无限并机冒充原机拨打，冒充机主，银行电话，充值什么的..........

2，做无限并机上网卡。

3，冒充机主拦截电话，特别是特制手机使用无卡鉴权的话，鉴权计算速度比真实机主的UIM卡

鉴权快并首先返回系统，结果就是真实机主的手机永远都不会再响，只有冒充的手机会响

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### CDMA系统的用户识别卡UIM和空中激活技术OTA

用户识别卡（UIM）

在CDMA系统的原始设计中，用户识别信息是直接存储在移动终端中的，并没有一个与移动终端可以分离的存储用户信息的功能实体。运营者和制造商希望在CDMA系统中也能有一个与GSM系统中的SIM卡类似的设备以实现机卡分离。

UIM卡标准：CDMA系统的UIM卡将采用与GSM系统相同的物理结构、电气性能和逻辑接口,　并将在SIM卡的基础上，根据CDMA系统的要求，增加相关的参数和命令，以实现CDMA系统的功能。

CDMA系统在UIM卡中存储的信息可以分为三类：一是用户识别信息和鉴权信息，主要是IMSI号码和CDMA系统的专有的鉴权信息，其中包括A-Key、SSD-A和SSD-B。第二类是业务信息， CDMA系统中与业务有关的信息存储在HLR中，这类信息在UIM卡中并不多，主要有短消息状态等信息。第三类是与移动台工作有关的信息，包括优选的系统和频段，归属区标识（SID、NID组）等参数。除上述保证系统正常运行的信息以外，用户也可以在UIM卡中存储自己使用的信息，如电话号码本等。

这样，采用UIM卡以后，CDMA系统就可以象GSM系统一样，放开移动台的销售，使用户可以自由地选择不同样式的移动台。运营者的运作方式也将与GSM的运营者一样，仅需要设立销售网点销售UIM卡。

空中激活技术（OTA）

空中激活技术是CDMA系统自身的原始设计之一。从技术角度来说，空中激活是一种空中写码技术。这种技术通过空中接口将移动台正常工作所需要的信息输入到移动台中。从服务角度来说，空中激活技术是一种销售电信业务的手段，采用这项技术的运营者允许用户使用自备机入网。用户自己购买了移动台后，可以用这个移动台打电话接入运营者的中心，向服务人员说明自己需要的业务种类等内容，服务人员在确认用户需求以后，使用OTA技术通过空中接口向移动台写入必要的信息。然后，就可以正常使用新加入的业务了。

一个新用户使用OTA技术开通服务的基本过程包括以下步骤：

1.一个新的用户首先使用自己购买的手机拨打一个特殊的号码（例如：\*FC XX）。其中FC表示特定的业务号码，这里是OTA。XX表示系统选择码，用户可以通过它选择一个运营者。

2.移动台分析号码，根据FC确定用户要求执行OTA，移动台根据XX重新搜索CDMA的导频信道，在选定运营者的网络中登记，并发起呼叫。

3.MSC将呼叫接到客户服务中心。

4.服务人员应答呼叫，并了解用户的业务需求以及付费方法。

5.确认用户信息以后，系统开始自动向移动台输入数据的过程。这个过程可能包括：了解移动台能力；启动加密过程，保证后面的数据传输安全；传输用户识别信息；初始化鉴权信息；相关漫游信息和其他数据等。

6.在成功地传输了上述数据后，用户可以结束这次呼叫，移动台重新激活，就正常使用了。

OTA技术通过空中接口写入移动台的信息是保证蜂窝信息运行所必须的信息。这些信息与UIM卡中存储的信息基本相同。当然，用户自己存储的信息（如电话号码本等）是不可能通过OTA输入移动台的，这也是OTA的一个缺点，因为用户在更换手机时只好重新输入自己的电话号码本。

总的说来，用户识别卡（UIM）和空中激活技术(OTA)都能实现电信服务与电信终端相分离。在这两种技术支持下，用户都可以在任意移动终端销售商处购买手机，因而用户可以按照自己的爱好自由选择手机的功能、价格和外观等特性；制造商可以直接面向用户推销产品，而不必经过运营者的中介；运营者也可以降低手机销售的成本和风险。这无疑对各方都是有好处的。

另外，由于这两种技术在实现方式上的不同，也就适合于不同的社会背景。

中国移动和中国联通都已经采用了GSM技术，虽然运营者仍然需要投资建立一定数量的销售网点以销售UIM卡，但运营者在运营GSM网络时已经建立了这些网点，所以这并不是新的投资。OTA技术虽然可以使运营者尽可能少地建立销售网点，但它的实现是建立在高效的客户服务中心的基础上的。这也是我国运营者与美国运营者最大的区别之一，我国的运营者在客户服务中心的建设方面还很薄弱。另外，由于用户是通过电话接入客户服务中心的，因此，只能使用信用卡作为付费手段，而信用卡在我国普及率也不高。同时，UIM卡还有其他附加的功能，例如：存储电话号码本或短消息；更换手机特别方便，可以借用别人的手机等。这些特点大得人心，也符合我国用户的习惯。因此可以说，UIM卡比较适合我国的国情，而OTA技术比较适合于美国的运营者。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### 为什么GSM可以用非线性PA，而CDMA一定要用线性PA

GSM调制方式是GMSK，信息寄载在载波频率上,(要注意到GMSK是属于FSK调制的一种),非线性放大器一般工作在C类,为了提高PA效率,用整个GMSK载波余弦信号去激励功放,而PA的输出是半个载波;通过LC谐振电路,可以取出激励PA的同频率的信号（该信号功率已经被放大），信息不会丢失，因为通过PA前后，载波频率不变。

CDMA手机的调制方式是QPSK，属于PSK调制一种，信息寄载在载波相位上，非线性放大器一般工作在C类,为了提高PA效率,用整个PSK载波余弦信号去激励功放,而PA的输出是半个载波;虽然也可以通过LC谐振电路,取出激励PA的同频率的信号，但是PA输出信号的相位信息不能保证输入PA的前后一致，导致信息会被丢失，因为通过PA前后，载波的相位不能保证和PA前信号一样。而线性放大，输入是怎么样，输出仍旧是怎么样信号，不存在失真（理论上），从而可以保证相位信息不失真。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### Turbo码结构和特点

1. 相当于重复20遍传输。
2. 对大数据块有效
3. 接近香农限(数据块足够大)

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### 为什么cdma2000要花费20%能量在导频上

1. QPSK, BPSK需要coherent demodulation。相干检波解调(性能比非相干解调要好)，需要在信号中发送载波信息。
2. 无线环境下多径衰落明显，为了使用rake技术，每一路多径都要有自己的本振信息。因此需要在pilot中发送本振。
3. pilot中发送的是short PN码。共32767个bit，标识BS信息。不同的基站会偏移64bit。一共可以标识512个基站。远地方可以重新复用。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### Cdma2000 1x EV-DO

CDMA2000 1x EV-DO 定位于Internet 的无线延伸，能以较少的网络和频谱资源（在1.25MHz 标准载波中）支持平均速率为：

静止或慢速移动：1.03Mbps（无分集）和 1.4Mbps（分集接收）

中高速移动：700Kbps（无分集）和 1.03Mbps（分集接收）

其峰值速率可达2.4Mbps，而且在IS-856 版本A 中可支持高达3.1M 的峰值速率。

在反向链路上的容量大约为220Kbps，在IS-856 版本A(1x EV-DO Rel.A)中，由于采用了自适应的BPSK 和QPSK 的调制方式及附加的编码速率，其峰值速率更可达1.2Mbps，这种调制方式极大地提高了反向链路的容量

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### CDMA系统UIM卡介绍

目前CDMA 终端在全球绝大多数地区仍采用机卡合一的方式，即所有的信息都是存储在CDMA 终端的NAM(Name Address Module)存储区中，运营商可通过OTA(Over The Air)技术进行NAM 数据的更改。

中国联通在推广CDMA 时，首次采用了机卡分离技术，把NAM 中的信息和手机终端的信息都剥离到一个UIM(User Identification Module)卡中，当进行业务处理时，手机从UIM 卡中获得相关的信息。可以看出，UIM 卡与GSM的SIM 卡的功用是一样的。UIM 卡中包含的主要参数有IMSI(MIN)，ESN(手机的电子序列号)和鉴权参数A-KEY 等。ESN 在某些时候也被称为UIMID. IMSI，ESN，MDN 存储在不同的网络实体中.

MDN(Mobile Directory Number)是每个用户的个人号码，在中国联通这个号码是以133 打头的，MDN 存储在HLR 中。 IMSI 是系统内部对每个用户的标识，存储在UIM 卡中。用户购买了一张UIM 卡，并选择了一个号码，就建立了IMSI 和MDN 的对应关系，这个对应关系存储在HLR 中。

网络参数的基本交互过程如下图：



1. 手机在开机或者拨打电话时，把IMSI 和ESN 上报给MSC.
2. MSC 以IMSI 为索引检测数据库，发现没有相关记录，MSC 发送登记请求到HLR，试图获取相关信息。
3. HLR 以IMSI 为索引，进行数据查询，如果数据有效，就把查到的MDN，用户签约信息等下发给MSC，否则，直接拒绝。
4. MSC 获得了MDN 和其他一些签约信息，就可以进行相关的业务处理，这个MDN 可以作为主叫号码显示给被叫用户，或者填写在话单中。
5. 在用户做被叫时，GMSC 将通过被叫的MDN 到HLR 中去查询当前用户在哪个MSC 下.当前为用户服务的MSC 最终会以IMSI 作为标识下发寻呼消息(paging)，从而找到用户。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### IMSI（MIN）介绍

CDMA 规范由美国标准组织ANSI 制定，在IS95A，IS95B 阶段，采用MIN(Mobile Identification Number)来标识用户。后来随着CDMA 在全球的应用，国际漫游的问题显得很突出， 于是对MIN 进行了扩展，变成了IMSI(International Mobile Subscriber Identification)。

从技术上讲，IMSI 可以彻底解决国际漫游问题。但是由于北美目前仍有大量的AMPS 系统使用MIN 号码，且北美的MDN 和MIN 采用相同的编号，系统已经无法更改，所以目前国际漫游暂时还是以MIN 为主。其中以O 和1 打头的MIN 资源称为IRM(International Roaming MIN)，由IFAST (InternationalForum on ANSI-41 Standards Technology)统一管理。目前联通申请的IRM 资源以09 打头。可以看出，随着用户的增长，用于国际漫游的MIN 资源将很快耗尽，全球统一采用IMSI 标识用户势在必行。

MIN 共有10 位，其结构如下：

09 M0M1M2M3 ABCD

其中的M0M1M2M3 和MDN 号码中的H0H1H2H3 可存在对应关系，ABCD四位为自由分配。

IMSI 共有15 位，其结构如下：

MCC MNC MIN

MCC：Mobile Country Code，移动国家码，共3 位，中国为460；

MNC： Mobile Network Code，移动网络码，共2 位，联通CDMA 系统使用03，一个典型的IMSI 号码为460030912121001。

可以看出IMSI 在MIN 号码前加了MCC，可以区别出每个用户的来自的国家，因此可以实现国际漫游。在同一个国家内，如果有多个CDMA 运营商，可以通过MNC 来进行区别。

早期的IS95 系统都采用MIN 来标识用户，CDMA2000 系统为了保持对MIN的兼容，对于IS95 手机上报的MIN，针对IFAST 的规划，在MIN 前增加MCC或者MNC，构造出IMSI。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### MDN 号码的介绍

MDN 号码为个人用户号码，采取E.164 编码方式，MDN 号码的结构如下:

CC MAC H0H1H2H3 ABCD

CC 为国家码，中国为86

MAC，移动接入码，中国联通为133

H0H1H2H2，可与HLR 的片区规划关联。

ABCD，自由分配。一个典型的MDN 号码为：8613312121001。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### TLDN 号码的介绍

GMSC MSC



HLR

TLDN

TLDN

TLDN(Temporary Local Directory Number)临时本地号码是CDMA 中另一个常见的号码。当MS 漫游到一个新的MSC 下后，其所有的信息将下载在新的MSC 下，HLR 也将记录用户新的位置信息。当用户做被叫时，GMSC 根据被叫用户的MDN 号码到其归属的HLR 查询被叫所在的MSC， 该MSC 将为用户分配一个TLDN 号码，返回给GMSC，并做好被叫接续的准备工作，后续的业务处理，以TLDN 作为索引。GMSC 根据TLDN 可以判断出应该到哪个MSC 去接续话路。当前服务的MSC 长时间等不到与TLDN 匹配的消息，将释放TLDN。TLDN 号码的格式和MDN 完全一致。一个典型的TLDN 数据为8613344121XXX，X 为自由分配的数字，对于该MSC 下的所有TLDN，其前缀应统一，此处均为8613344121。可自由分配的数字的个数视MSC 容量而定，容量越大，需要自由分配的数字越多。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### CDMA 系统如何保护A\_key 安全性

CDMA 鉴权用的基本数据，包括 IMSI/ ESN（UIMID）/A\_KEY。A\_KEY 是非常重要的参数，运营商、设备制造商做了严密的防护措施，A\_KEY 的产生、加载、保存、维护都受严格监控的。具体可以从 以下 SIM 卡生效流程便可反应出来：

1. A\_KEY 的生成和手机侧的加载：运营商指定的制卡中心在严格保密流程下，采用专用程序随机产生 A\_KEY ，并连同 IMSI 、UIMID、CAVE 算法等其它重要信息一次性写入到 SIM 卡中；同时，将制作完毕的 SIM 卡以及对应记录 IMSI/ESN（UIMID）/ A\_KEY 的资源文件提交给运营商；
2. A\_KEY 资源文件的加密：运营商为了防止明文的资源文件在传递过程中被他人盗用，可以通过加密密钥 K4 以及加/解密算法 DES 对 A\_KEY 进行加密。为了简化处理和便于管理，一个省级资源文件的 K4 密钥一般采用几个就可以了;
3. A\_KEY 资源在HLR/AC 的加载：运营商将加密后的资源文件提交给维护HLR/AC 的各分公司，由分公司的指定人员（A\_KEY 管理员）甚至省公司的专职人员 将对应资源文件进行解密，形成明文资源文件，然后利用设备制造商提供的资源文件加载接口批量加载到 HLR/AC 主机中。在联通 CDMA 运维方式中，文件的加载操作都是按照以上步骤操作的。在资源文件加载方面， GSM 和 CDMA 略有不同。在 GSM 中，向 HLR/AC加载 A\_KEY 的时候，允许直接加载被加密后的 KI（A\_KEY） ，当然，加载内容除了 IMSI/ESN/ 加密后KI （相当于CDMA 中的 A\_KEY ）外，还有对KI （A\_KEY) 加密的密钥 K4。这样， 只有在 HLR/AC 实际鉴权的时候才能获悉真正的密钥 KI （A\_KEY) 。通过分析比较，在 GSM 运维方式下，除了制卡中心人员外，连 HLR/AC 密钥加载人员也不能直接得到用户的解密 KI（A\_KEY），要比 CDMA 中先解密A\_KEY 再加载的方式的保密性更好一些。
4. A\_KEY 的维护：在华为 CDMA HLR/AC 内，为了更大程度确保鉴权数据的保密性，所有的 A\_KEY 都是经过 内部 加密后再存到数据库中；并且在维护上，华为 HLR/AC 提供了严格的权限管理功能，只有 A\_KEY 权限管理员才能做 A\_KEY 的维护工作，其它未授权人员是不能接触到这些敏感数据的

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### SID/NID功能

按照规范，手机中应该有Home-sid,home-nid，同时还有访问MSC/VLR相对应的sid＋nid，手机根据两个sid＋nid不同判断是否漫游。国内漫游是否使用该机制，暂不清楚，因在国内漫游手机无漫游标志；但国际漫游时，有的用户反映手机会出现漫游标志。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### CDMA手机ESN

ESN：原先定义是由厂商写入是由8位16进制组成唯一识别设备的代码由2部分组成厂商编号+设备识别号.

CDMA机卡分离引进IC识别模块来代替原来手机上的ESN，IC上捆绑了入网用户信息，鉴权算法等等原先存留在手机上的信息完全由UIM卡代替可实现任意CDMA机器上 使用而原先ESN由运营商提供的UIM的ID号来代替ESN

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### EVRC-B

EVRC-B is an extension to EVRC and compresses each 20 millisecond FRAMES of 8000 Hz, 16-bit sampled speech input into output frames of one of the four different sizes: Rate 1 - 171 bits, Rate 1/2 - 80 bits, Rate 1/4 - 40 bits, Rate 1/8 - 16 bits. One significant enhancement in EVRC-B is the use of 1/4-rate frames that were not used in EVRC. The EVRC-B makes use of the intermediate coding rates through increased awareness of the nature of the individual speech samples. This provides lower average data rates compared to EVRC, for a given voice quality.

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### Loop back和voice call的区别

Loop Back方式是直接转发8960送来的数据，不激活语音通路；另外loopback是3Gpp规定的用于生产测试的接入方式，他简化了手机make phone call的信令流程，加快了速度。

Voice call激活语音通路，接入方式与实际网络类似。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### CDMA信噪比计算

1. QPSK Eb/N0为4.5dB时，可以得到0.5%误帧率性能
2. 1/2卷积码可以提供3dB的编码增益(但是这是DSP之后的，不计入系统之内)
3. c2k 1xDSP2的最小的Eb/N0=6dB
4. cdma2000 1x语音数据速率为9.6kbps，扩频增益为1.2288M/9.6k=21dB
5. c2k的低噪=-174+10log1.2288M=-113.1dB
6. CDMA的接收灵敏度为-110dBm
7. 整个接收通路的NF系数为5dB.（duplexer为2dB，后级在LNA之后，因此近似NF=3dB）
8. CDMA业务信道Eptraffic/N0=-15.6dB, (pilot=-7dB, paging=-12dB)。之所以有-15.6dB的衰减是因为整个信道需要32个用户共享，因此有-15.6dB的衰减。
9. 因此接收信号的强度为-110dBm-5dB-15.6dB+21dB=-109.6dBm
10. 因此，SNR=-109.6-(-113.1)=3.5dB，理想的4.5dB相差1dB，可能是系统NF估算误差导致

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### GSM信噪比计算

1. GMSK要求误码率为1%时，要求的信噪比C/I=6dB~9dB. 6dB是单信道无干扰情况下；9dB是多信道、多经干扰下的最小信噪比。
2. GSM系统的热噪声底为-174(dbm/Hz)+10lg200K=-121dBm
3. GSM系统的接收灵敏度为－109dBm
4. 因此，整个系统噪声系数=-121-(-109)-6=6dB. NF=6, 包括天线开关，SAW，Transceiver等

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### 查看CDMA系统最小Eb/N0的方法

1. 机器连接8960后，打通电话
2. 进入测量误帧率界面，基站信号设为－55dBm，调整AWGN信号强度，发现当AWGN设为－54dBm，误帧率为0.5％。
3. 此时可以观察到Eb/Nt(total功率谱密度)=4.5dB时，可以达到0.5％误帧率。因此可以判断在理想情况下，CDMA所需最小Eb/N0=4.5dB
4. 4.5dB计算根据：-55-(-54)-15.6+21=4.4dB
5. 由于有用信号和AWGN功率都很大，因此Nt中的系统热噪声可以忽略不计。这样等效来计算出Eb/N0

---------------------------------------------------------------------------------------------------

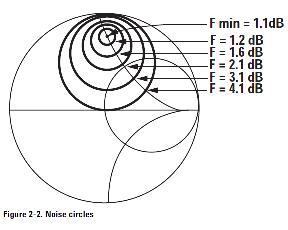
### 根据CDMA系统动态范围估算IIP3值

1. 首先，系统(运营商)会给出一个网络的动态范围，比如cdma系统就是-110dBm~-25dBm.
2. 根据这个动态范围，我们可以计算出接收通路的IIP3值。
3. 首先计算SFDR(spurious free dynamic range)=-25-(-110)=85dB.
4. SFDR描述了当，IIP3具有最佳性能，系统的三阶交调小于系统底噪时，此刻的动态范围。对于cdma系统，系统底噪=-174+10log1228800=-113dBm.
5. SFDR=2x(IIP3-F)/3-SNR, 将F=-113dBm， SFDR＝85dB，SNR=4.5dB带入求的IIP3＝22dBm。因此要求系统的IIP3为22dBm以上。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### 关于噪声系数和增益之间的关系

1. 噪声系数和功率增益之间是一个矛盾的关系；
2. 当阻抗共轭匹配的时候，功率增益最大；
3. 当输出阻抗最大时，噪声系数最小。
4. 下图为等噪声系数远，可以看到当阻抗在纵轴向上的点上噪声系数最小。



---------------------------------------------------------------------------------------------------

### 级联的噪声系数和IP3的计算公式

NF=NF1+(NF2-1)/G1, 其中NF1和NF2都是对应输入热噪声情况下的噪声系数, G1为功率增益，如果阻抗不匹配，增益需要重新计算。

，其中IP3-1为第一级IP3， IP3-2为第二级IP3. A1为第一级网络增益；对于无源器件的滤波网络，IP3无穷大，可以认为是100dBm。IP3一般是1dB压缩点再增加9.6dB

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### 测量NF噪声系数的方法和公式推导

ENR=(Th-To)/To, To=290K, Th=噪声源打开时的温度

Y=N2/N1, N2是噪声源打开时测量的系统噪声；N1是噪声源关闭时的系统噪声；二者的比值重要，绝对值不重要。

Y=(Na+KThBG)/(Na+KToBG), 推导得出Na=KToBG((ENR/Y-1)-1).

当被测系统具有较大增益G1时，NFA(噪声系数分析仪)的噪声系数NF2可忽略不计，此时

系统的噪声系数Fsys=(Na+KToBG)/(KToBG)=ENR/Y-1

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### EVDO能高速传输数据的原因

1. EVDO在对应1x频带范围内，单独占用一个1.25MHz带宽。使用这个单独的带宽来传输高速数据。
2. EVDO每个帧是26.66ms，分成16个时隙。多用户采用时分方式。
3. EVDO发送功率采用最大发射功率，这样可以保证Eb/No满足4.5dB的要求，可以正确解调。
4. 不同速率可能会占用不同时隙，有的占用一个时隙；有的占用多个。
5. 纠错编码采用turbo码
6. forward link调制方式采用QPSK/8PSK/16QAM。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### CDMA长PN码和短PN码

在CDMA系统里使用了两种伪随机序列，或叫伪随机码：

长码：在CDMA系统里，长码主要被用于：

前向：进行以保密为目的的扰码。

反向：扩展反向链路信号，用来区分不同的上行信道。

短码：在CDMA系统里，短码主要被用于：

前向：通过分配不同的比特偏移用来区分不同的扇区。

前向和反向：通过在I路和Q路使用两组不同的PN短码以实现I路与Q路的正交扩展。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### 什么是瑞利衰落

在无线通信信道中，由于信号进行多径传播达到接收点处的场强来自不同传播的路径，各条路径延时时间是不同的，而各个方向分量波的叠加，又产生了驻波场强，从而形成信号快衰落称为瑞利衰落。 瑞利衰落属于小尺度的衰落效应，它总是叠加于如阴影、衰减等大尺度衰落效应上。英文全称：Rayleigh Fading

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### CDMA2000 IIP3的指标计算

以下公式回答

1. 首先根据经验，给出c2k正确解调(-104dBm, <0.5% FER)所需的Eb/Nt=4.5dB, Nt是total noise。增加2dB的设计余量(比较流氓，估计是考虑多径，衰落等其他噪声，因为以下公式都是以AWGN作为唯一噪声源，与实际不符)，因此规定traffic Eb/Nt>6.5dB.
2. 同时，规定单一业务信道占基站总发射功率Ior的比率为traffic Ec/Ior＝－15.6dB。(10log(0.65\*1/32), 32个用户)
3. 得到Traffic Eb/Nt(6.5dB)=有用信号/总噪声=dB(有用信号-总噪声)=dB((Ior+traffic Ec/Ior)-(Ioc-Gp))，Gp是扩频增益21.1dB，Ioc是加性高斯白噪声, Ior是基站发射的总信号功率(-104dBm)。
4. 对于Ior=-104dBm(spec要求)，可以求的Ioc。(先给出Eb/Nt，再算的Ioc)

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### 卷积码编码增益

IS95 CDMA编码器的rate set 1使用1/2卷积码可以提供4dB的编码增益；rate set 2使用3/4卷积码可以提供2.5dB的编码增益。卷积码约束长度是9.

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### 双模手机射频标准和测试方法

C+G, GC,

电信针对双模手机射频性能标准如下：GSM以最大功率发射，CDMA的接收灵敏度不能恶化6dB以上。

具体测试方法如下：

1. 手机需要支持同时拨打GSM和CDMA电话；测试地点在泰尔(月坛)一个很大的暗室里面测试，WLLC不测此项。
2. 传导和辐射都测。一般传导都可以过；辐射最好结果是7dB(Fail test)
3. GSM分别以PCL5， PCL10, PCL15发射
4. GSM发射信道分别为：CH999(885MHz), CH1014(888MHz), CH0(890MHz), CH50(900MHz), CH124(914.8MHz),
5. CDMA分别测RC1和RC3
6. CDMA灵敏度测试信道CH333

典型测报见E:\sz\Personal\VIA\_SPEC\VIA\_Flows\CTA\_DOCs\CDMA\CDMA Standard\GSM\_CDMA互扰测试.pdf

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### GSM FCB简介

The Frequency Correction Burst (FCB or FB) which is used for frequency synchronization of the mobile is not detected. The FCB defines the Frequency Control Channel (FCCH) which is assigned to every other Ts. The FCB is 142 bits long, but carries no information (It is equivalent to an unmodulated carrier, shifted in frequency, with the same guard time as the normal burst), it identifies the FCCH and allows the synchronization Channel (SCH) to be found on at Ts 0 of the following 51-multiframe.

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### GSM Transceiver框图

Skyworks CX74073

ADI OTHELO TV

HITACHI B5E

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### SACCH

SACCH: Slow Associated Control Channel

SACCH与一个TCH或一个SDCCH相关，是一个传送连续信息的连续数据信息，属于上行和下行信道，采用点对点的方式传播。在上行方向，传送MS接收到的关于服务及邻近小区的信号强度的测量报告，这和MS的切换息息相关。在下行方向，它用于MS的功率管理和时间调整。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### FCB

Frequency Correction Burst - FCB

A frequency correction burst is a time slot of information in a GSM system that contains a 142 bit pattern of all 0 values. The reception and decoding of the frequency correction burst allows the mobile device to adjust (frequency correct) its timing so it can better receive and demodulate the radio channel.

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### GSM Paging后的工作

Sleep电流异常

感觉18ms应该是正常的，一般一个page block后还要做BA LIST表里频点的测量，会多占一个block4\*4.615差不多正好是18ms。至于降频后为啥出现三个长度，只能是通过LOG分析了。醒来后除了解PAGing，还可能要做的是BCCH DECODING （这个30s做一次），长度不太一定，要视网络参数而定

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### SIM卡解密

手机是什么？几乎所有人都知道答案：就是那特烧钱、特不保值的玩意！SIM卡是什么？估计许多人无法给出一个比较完整的答案，只知道是一张小小的卡片！但是您也许不知道手机离开了这张小小的SIM卡是几乎做不了工作的，除了在特殊情况下用户可以通过不带SIM卡的呼叫网络许可的专用紧急号码，比如110，119等等……下面让我们走近SIM卡，一起来揭开SIM卡的面纱，看看它的真实“面目”。

一、SIM卡名词解释

SIM卡（Subscriber Identity Module），即用户识别卡，它是一张符合GSM规范的“智慧卡”，SIM卡有大小之分，大卡尺寸54mmx84mm（约为名片大小），小卡尺寸为25mmx15mm（比普通邮票还小）。其实“大卡”上面真正起作用的是它上面的那张“小卡”，“小卡”上起作用的部分只有小指甲盖那么大。目前国内流行样式是“小卡”，小卡也可以换成“大卡”（有个卡托即可）。“大卡”和“小卡”分别适用于不同类型的GSM移动电话，早期的机型如摩托罗拉GC87C、308C等手机用的是“大卡”，现在新出的机型基本上都是用“小卡”。SIM卡可以插入任何一部符合GSM规范的移动电话中，“实现电话号码随卡不随机的功能”，而通话费则自动计入持卡用户的帐单上，与手机无关。

二、SIM卡密码剖析

（1）PIN码（Personal Identity Number）：个人识别码，也叫PIN1码，长4位，由用户自己设定，是属于SIM卡的密码，用来保护SIM卡的安全，初始状态是不激活的。启动该功能后，每次用户重新开机后，GSM系统就要和手机之间进行自动鉴别，判断SIM卡的合法性，即和手机对“口令”，只有在系统认可后，才为该用户提供服务。

（2）PIN2码：PIN2码也是SIM卡的密码，它跟网络的计费和SIM卡内部资料的修改有关。手机上的“计费”功能需要PIN2码支持。GSM协议支持手机随时查询已通话的支出，但国内移动局和联通都未开通此项业务，所以PIN2码用户都不知道。

（3）PUK（PIN Unblocking Key）：PUK码是解PIN码的万能锁，每张SIM卡有各自对应的PUK码，长8位，可以交由用户自己管理，也可以由网络运营商自己控制。目前国内移动局基本都已开通查询PUK的业务，用户可以自己管理PUK码。

三、SIM卡使用FAQ

（1）SIM卡的日常使用中该注意什么？

一是请勿将卡弯曲，卡上的金属芯片更应小心保护，保持金属芯片清洁（可用酒精棉球轻擦），避免沾染尘埃及化学物品；二是为保护金属芯片，请避免经常将SIM卡从手机中抽出；请勿将SIM卡置于超过85度或低于-35度的环境中；在取出或放入SIM卡前，请先关闭手机电源；三是最好不要用手去触摸那些触点，以防止静电损坏。

（2）SIM卡被锁怎么办？

导致这种锁卡现象的发生原因一般都是用户在启动PIN码保护功能后不慎将PIN码忘记，在错误的输入三次PIN码后SIM自动上锁，手机无法接入网络，提示要求输入PUK码。此时若您不知道PUK码，那么请不要再尝试输入PIN码了，请携带有关凭证（比如手机使用证，俗称无委证、身份证）和手机到移动局或者联通的营业厅去解开（免费）。若您输入10次错误的PIN码，那么SIM卡的自杀程序将自动启动，将SIM烧毁，这样您将需要花费人民币100元来重新办理一张新的SIM卡。

（3）SIM卡遗失或者被窃后该做什么？

当您遭遇到这种情况后，请立即携带有关证件到移动局或者联通营业厅去申请挂失，避免SIM卡被盗用，给您造成经济损失，并重新补办一张新的SIM卡。

（4）SIM卡插入手机后开机出现出错信息怎么办？

一是出现手机插入SIM卡开机后无任何反应或插入SIM卡显示出错（Bad Card/SIM Error）时，表示可能：SIM卡开关不良、接触不良、或使用废卡均会出现这样的问题。如果换新卡后故障仍然存在，那么故障一般发生在SIM卡供电部分。在SIM卡插座的供电端、时钟端、数据端，开机瞬间可用示波器观察到读卡信号，如无此信号，应为SIM卡供电开关周边电阻电容元件与卡脱焊问题。二是SIM卡在一部手机上可以用，在另一部手机上不能用，可能是在手机中已经设置“网络限制”和“用户限制”功能。可以通过16部网络控制码（NCK）、用户控制码（SPCK）启动该手机的限制功能，这种故障需要网络运营商解决，有时是SIM卡供电偏低或接触不良造成。

四、SIM卡知识进阶

（一）SIM卡内保存的数据可以归纳为以下四种类型：

（1）由SIM卡生产厂商存入的系统原始数据。

（2）由GSM网络运营部门或者其他经营部门在将卡发放给用户时注入的网络参数和用户数据。包括：

\*鉴权和加密信息Ki（Kc算法输入参数之一：密匙号）；

\*国际移动用户号（IMSI）；

\*A3：IMSI认证算法；

\*A5：加密密匙生成算法；

\*A8：密匙（Kc）生成前，用户密匙（Kc）生成算法；

（3）由用户自己存入的数据。比如，短消息、固定拨号，缩位拨号，性能参数，话费记数等。

（4）用户在用卡过程中自动存入和更新的网络接续和用户信息类数据。包括最近一次位置登记时的手机所在位置区识别号（LAI），设置的周期性位置更新间隔时间，临时移动用户号（TMSI）等。

这些数据都存放在各自的目录项内，第一类数据放在根目录，当电源开启后首先进入根目录，再根据指令进入相关的子目录，每种目录极其内部的数据域均有各自的识别码保护，只有经过核对判别以后才能对数据域中的数据进行查询，读出和更新。上面第一类数据通常属永久性的数据，由SIM卡生产厂商注入以后无法更改，第二类数据只有网络运行部门的专门机构才允许查阅和更新，再第三、四类数据中的大部分允许用户利用任何手机对其进行读/写操作。

（二）SIM卡结构

（1）SIM卡能够储存多少电话号码取决于卡的EEPROM的容量（有2K、3K、8K容量），若有8KB的存储容量，可供储存以下信息：

\*100组电话号码及其对应的性名文字；

\*15组短信息（Short Message）；

\*25组以上最近拨出的号码；

\*4位SIM卡密码（PIN）。

表1：几种主要的SIM卡的结构数据

（2）SIM卡是带有微处理器的芯片卡，内有5个模块，每个模块对应一个功能：CPU（8位）、程序存储器ROM（6-16kbit）、工作存储器RAM（128-256kbit）、数据存储器EEPROM（2-8kbit）和串行通信单元，这5个模块集成在一块集成电路中。SIM卡在与手机连接时，最少需要5个连接线：

\*电源（Vcc）

\*时钟（CLK）

\*数据I/Q口（Data）

\*复位（RST）

\*接地端（GND）

（3）电源开关时，SIM卡电气性能为：当开启电源期间，按以下次序激活各触点：RST低电平状态；Vcc加电；I/O口处于接收状态；Vpp加电；提供稳定的时钟信号。当关闭电源时，按如下次序工作：RST低电平状态；CLK低电平状态；Vpp去电；I/O口低电平状态；Vcc掉电。

（4）SIM卡背面上20位数字所代表的含义如下：

\*前6位（898600）：是中国的代号；

\*第7位：业务接入号，对应于135、136、137、138、139中的5、6、8、9；

\*第8位：SIM卡的功能位：一般为0，现在的预付费SIM卡为I；

\*第9、10位：各省的编码；

\*11、12位：年号；

\*13位：供应商代码；

\*14-19位：用户识别码；

\*20位：校验位。

厂商SIM卡型号 中央处理器 ROM RAM EEPROM

摩托罗拉SC21 8位 6kbit 128kbit 3kbit

Sc27 8位 12kbit 240kbit 3kbit

Sc28 8位 16kbit 240kbit 8kbit

日立H8/3101 8/16位 10kbit 256kbit 8kbit

Thomson ST16612 8位 6kbit 128kbit 2kbit

ST16 8位 16kbit 256kbit 8kbit

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### 什么是AWS

AWS=Advanced Wireless Services

高级无线服务， 也被称作为AWS-1,是一种无线通信技术，用于手机的数据服务，视频以及短信息服务。 AWS-1在美国用于取代多通道多点分布服务（ Multipoint Multichannel Distribution Service )。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### GSM Multi-frame

1个frame 4.615ms，一个multi-frame有51个frame=51\*4.615=235ms,

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### GSM电流波形分析

首先开启PLL等；然后放弃第一帧；开始解第二帧(第二帧包括解一个RX+解两个Neighbour Cell频点)。然后解第三帧(第三帧包括解一个RX+解两个Neighbour Cell频点)。然后sleep。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### 减少解Paging帧来降低GSM待机电流

一般情况下，GSM每次醒来需要解3帧BCCH；每帧包含一个Rx和两个Neighbour Cell频点。为了降低待机电流，可以按上面的方法放弃第一帧，解后面两帧。通常需要一个自适应的流程。开机后解三帧，经过N(N初始值为10)次后，开始解2帧。当出现一次PCCH error时，再解3帧。N自适应调整。据说MTK在静止下，只解1帧。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### GSM现网信道分配

按照现网的频率规划，EGSM的975～999信道（925～930之间的5M） 与 DCS的585～685（1820～1840之间的20M），736～885（1850～1880之间的30M）之间信道是没有分配给任何运营商的，应该全国都OK

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### What is SHDR

Recently, it is envisioned that multiband/multimode-capable mobile phones include SHDR (Simultaneous Hybrid Dual Receiver) functionality in which transmission and reception in a cdma2000 1xEV-DO system are performed using a primary antenna while reception in a cdma2000 1x system is performed using a secondary antenna in order to improve the throughput of communication through the primary antenna.

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### Channel in cdma2000 PCS band

Mobile Stataion: 0<=N<=1199, 1850+0.05N

Base Stataion: 0<=N<=1199, 1930+0.05N

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### Non-GPM(Non general Paging Message)

GSM一般会连续收4帧paging信息；BB在接收到第一帧时先做出判断，如果paging信息不含本机Paging信息，就直接sleep，不继续接收后面的3帧；这样就可以忽略不含emsi的信息。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### GSM BSIC

刚才请教了一下lane，现倒现卖。BSIC是Base Station Identity Code，用於移动台识别相同载频的不同基站。BSIC=NCC(3bit)+BCC(3bit)。SCH使用的是非常弱的CRC校验，所有有可能没接收正确，却认为接收正确了。所以他们就更改了8960的NCC和bcc，然后发现解出来的和8960设置的一致，这样就认为sch解对了。平常打8960电话中不用修改.

基站识别码 Base Station Identity Code

包括PLMN色码和基站色码。用于区分不同运营者或同一运营者广播控制信道频率相同的不同小区。

BSIC用於移动台识别相同载频的不同基站,特别用於区别在不同国家的边界地区采用相同载频且相临的基站,BSIC为一个6bit编码:BSIC=NCC(3bit)+BCC(3bit)

NCC:PLMN色码,用来识别相邻的PLMN网

BCC:BTS色码,用来识别相同载频的不同的基站.

2BSIC的作用

移动台收到SCH后，即认为已同步于该小区。但为了正确地译出下行公共信令信道上的信息，移动台还必须知道公共信令信道所采用的训练序列码（TSC）。按照GSM规范的规定，训练序列码有八种固定的格式，分别用序号0～7表示。每个小区的公共信令信道所采用的TSC序列号由该小区的BCC决定。因此BSIC的作用之一是通知移动台本小区公共信令信道所采用的训练序列号。

由于BSIC参与了随机接入信道（RACH）的译码过程，因此它可以用来避免基站将移动台发往相邻小区的RACH误译为本小区的接入信道。

当移动台在连接模式下（通话过程中），它必须根据BCCH上有关邻区表的规定，对邻区BCCH载频的电平进行测量并报告给基站。同时在上行的测量报告中对每一个频率点，移动台必须给出它所测量到的该载频的BSIC。当在某种特定的环境下，即某小区的邻区中包含两个或两个以上的小区采用相同的BCCH载频时，基站可以依靠BSIC来区分这些小区，从而避免错误的切换，甚至切换失败。

移动台在连接模式下（通话过程中）必须测量邻区的信号，并将测量结果报告给网络。由于移动台每次发送的测量报告中只能包含六个邻区的内容，因此必须控制移动台仅报告与当前小区确实有切换关系的小区情况。BSIC中的高三位（即NCC）用于实现上述目的。网络运营者可以通过广播参数"允许的NCC"控制移动台只报告NCC在允许范围内的邻区情况。

3BSIC码的取值范围

由于BSIC码是由NCC和BCC组成，NCC由3bit组成，BCC也由3bit组成。所以，BSIC码的取值范围为八进制的00-77，转换成十进制取值范围则为0-63。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### GSM CALL Bring up

1. Non-signal Tx OK, Ramp up/down OK, PVT OK. Power OK.
2. IQ OK, FCB OK, SCH OK,BCCH OK

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### GSM开机同步流程

SCH (Synchronization Channel)

在FCCH解码后，MS接着要解出SCH信道消息，解码所得的信息给出了MS需要同步的所有消息及该小区的TDMA帧号（22bit）和基站识别码BSIC号（6bit）。

FCCH和SCH用于MS与BTS保持同步。　手机开机时依次同步上的信道是：FCCH、SCH、BCCH(Broadcast Control Channel)。

用于广播基于每个小区的通用信息的信道。

MS在空闲模式下为了有效的工作需要大量的网络信息，而这些信息都将在BCCH信道上来广播。信息包括小区的所有频点、邻小区的BCCH频点、LAI(LAC+MNC+MCC)、CCCH和CBCH信道的管理、控制和选择参数的一些选项。所有这些消息被称为系统消息（SI）在BCCH信道上广播。

BCCH : BCCH，广播控制信道，用于基站向所有移动台广播公用信息。传输通用信息，用于移动台测量信号强度和识别小区标志等。

与BCCH对应的为CCCH : CCCH，公共控制信道，是一种“一点对多点”的双向控制信道，其用途是在呼叫接续阶段，传输链路连接所需要的控制信令与信息

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### CDMA几个重要参数(Ec/Io, Tx power, Rx Power, TxADJ, FER)

CDMA路测中有5个比较重要的参数。这5个参数是Ec/Io、TXPOWER、RXPOWER、TXADJ、FER。在这里对这些参数做一些说明。

1、Ec/Io

Ec/Io反映了手机在当前接收到的导频信号的水平。这是一个综合的导频信号情况。为什么这么说呢，因为手机经常处在一个多路软切换的状态，也就是说，手机经常处在多个导频重叠覆盖区域，手机的Ec/Io水平，反映了手机在这一点上多路导频信号的整体覆盖水平。我们知道Ec是手机可用导频的信号强度，而Io是手机接收到的所有信号的强度。所以Ec/Io反映了可用信号的强度在所有信号中占据的比例。这个值越大，说明有用信号的比例越大，反之亦反。在某一点上Ec/Io大，有两种可能性。一是Ec很大，在这里占据主导水平，另一种是Ec不大，但是Io很小，也就是说这里来自其他基站的杂乱导频信号很少，所以Ec/Io也可以较大。后一种情况属于弱覆盖区域，因为Ec小，Io也小，所以RSSI也小，所以也可能出现掉话的情况。在某一点上Ec/Io小，也有两种可能，一是Ec小，RSSI也小，这也是弱覆盖区域。另一种是Ec小，RSSI却不小，这说明了Io也就是总强度信号并不差。这种情况经常是BSC切换数据配置出了问题，没有将附近较强的导频信号加入相邻小区表，所以手机不能识别附近的强导频信号，将其作为一种干扰信号处理。在路测中，这种情况的典型现象是手机在移动中RSSI保持在一定的水平，但Ec/Io水平急剧下降，前向FER急剧升高，并最终掉话。

2、TXPOWER

TXPOWER是手机的发射功率。我们知道，功率控制是保证CDMA通话质量和解决小区干扰容限的一个关键手段，手机在离基站近、上行链路质量好的地方，手机的发射功率就小，因为这时候基站能够保证接收到手机发射的信号并且误帧率也小，而且手机的发射功率小，对本小区内其他手机的干扰也小。所以手机的发射功率水平，反映了手机当前的上行链路损耗水平和干扰情况。上行链路损耗大、或者存在严重干扰，手机的发射功率就会大，反之手机发射功率就会小。在路测当中，正常的情况下，越靠近基站或者直放站，手机的发射功率会减小，远离基站和直放站的地方，手机发射功率会增大。如果出现基站直放站附近手机发射功率大的情况，很明显就是不正常的表现。可能的情况是上行链路存在干扰，也有可能是基站直放站本身的问题。比如小区天线接错，接收载频放大电路存在问题等。如果是直放站附近，手机发射功率大，很可能是直放站故障、上行增益设置太小等等。

以上可以看出，路测中的TXPOWER水平，反映了基站覆盖区域的反向链路质量和上行干扰水平。

3、RXPOWER

RXPOWER是手机的接收功率。在CDMA中，按我个人的理解，有三个参数是比较接近的，可以几乎等同使用的参数。分别是RXPOWER、RSSI、Io。RXPOWER是手机的接收功率，Io是手机当前接收到的所有信号的强度，RSSI是接收到下行频带内的总功率，按目前我查阅到的资料来看，这三者称谓解释不同，但理解上是大同小异，都是手机接收到的总的信号的强度。RXPOWER，反映了手机当前的信号接收水平，RXPOWER小的区域，肯定属于弱覆盖区域，RXPOWER大的地方，属于覆盖好的区域。但是RXPOWER高的地方，并不一定信号质量就好，因为可能存在信号杂乱，无主导频，或者强导频太多，形成导频污染。所以对RXPOWER的分析，要结合EcIo来分析。

以上可以看出，RXPOWER，只是简单的反映了路测区域的信号覆盖水平，而不是信号覆盖质量的情况。

4、TXADJ

TXADJ反映了上下形链路的一个平衡状况。注意这个值是由计算的出的，而不是测量得出的。800M CDMA系统的计算公式是Tx\_adjust=73dB+Tx\_power+Rx\_power，1900M CDMA系统的计算公式是Tx\_adjust=76dB+Tx\_power+Rx\_power。TXADJ反映了手机当前所在地的上行链路质量和下行链路质量的一个比较情况。我们知道，正常情况下，手机离基站近，手机的发射功率就会减小，而接收功率就会变大，而手机离基站远，手机的发射功率就会增大，而接收功率就会变小。所以，正常情况下，发射功率和接收功率再加上一个常数修正值，其结果应该在一个小的区间内(比如说－10至＋10之间）变化。如果TXADJ很大，那说明，手机的发射功率也大，接收功率也大，那么，很明显就是说手机当前的下行质量很好（接收功率大），而上行链路质量差（发射功率大），这时候前向链路好于反向链路。反之，TXADJ很小，说明此时反向链路好于前向链路。我们知道，基站的覆盖范围取决于反向链路损耗水平。所以，一般我们要求TXADJ在0以下。而大于10的时候，已经说明反向链路相比前向链路都差，情况很不理想了。对于TXADJ，也不能说是越小越好。但是在实际的路测中，我们一般遇到的，往往是TXADJ过高，前向链路好、反向链路差的情况。

5、FER

FER是前向误帧率。前向误帧率跟Ec/Io一样，也是一个综合的前向链路质量的反映。因为当手机处在多路软切换的情况下，误帧率实际上是多路前向信号质量的一个综合值。FER越小，说明手机所处的前向链路越好，接收到的信号好，这个时候Ec/Io也应该比较好。FER越大，说明手机接收到的信号差，这个时候Ec/Io应该也较差。FER较大，也可能是由于相邻的小区切换参数配置错误引起的。如果相邻的小区切换关系漏配、单配，也可能造成手机在移动中，无法识别相邻的导频，而这个导频无法识别，就会变成干扰信号，导致FER升高。在实际情况中，往往表现为，手机在移动中，FER急剧升高，同时Ec/Io急剧下降，并且最后掉话。

以上看出，FER跟EcIo是紧密相联系的。FER反映了通话质量的好坏，反映了路测区域的信号覆盖质量水平，而不是信号覆盖强度水平。有些地区虽然属于弱覆盖地区，但信号比较干净（杂乱的信号少、干扰少），则FER也一样会良好。

注意以上参数中，Ec/Io、RXPOWER是手机无论在待机状态还是通话中都有的参数，而TXPOWER、TXADJ、FER则是只有起呼和通话中才有的参数。以上5个参数，结合起来，能够分析路测区域的前向覆盖强度水平、前向覆盖质量水平、以及反向链路损耗水平等等情况，是路测分析中最为重要的参数。深入理解这5个参数，结合路测整体情况进行具体分析，是从事网络优化人员的一个基本的条件

CDMA网络优化常见问题及解决方法

随着CDMA技术在国内运营商的成熟应用，CDMA的网络优化成为运营商、设计单位和设备商共同关注的焦点。CDMA网络优化有着本身的特点，CDMA特有的软切换方式使基站信号的控制比其他移动通信系统更为重要，这也增加了控制难度，如果信号控制不当，可能造成导频污染、强干扰等致使网络性能下降的问题。在实际工程中，应对出现的网络问题进行归纳总结，结合实地勘察、路测和OMC报表分析得出原因，不断积累网络优化的工程经验，打造精品网络。

本文中定义“良好的RF环境”是满足以下性能参数的RF环境：

FFER好（<2%）（前向误帧率）

Ec/Io好（>-9dB）（导频信噪比）

Mtx正常（<+5dBm）（移动台发射功率）

Mrx好（>-85dBm）（移动台接收功率）

前向链路干扰问题

指标指示：FFER高（>5%），Ec/Io低（<-12dB），Mtx正常（<+15dBm），Mrx较好（>-95dBm）。

第一是邻集列表丢失。即使PN没有包含在邻集列表内，如果SRCH\_WIN\_R设置的值足够大，移动台也可在通话期间检测到剩余集的PN，如强度足够大将升级到候选集。但该PN仅能存在于候选集并发送PSMM消息，却不能提升到激活集。该PN将对前向链路造成干扰，使当前激活PN的FFER和Ec/Io均有相应的下降，从而导致掉话。掉话后移动台通常在掉话前邻集列表内不存在的强PN上发起登记。

解决方案：将该PN添加到激活扇区的邻集列表内。若该PN已经在邻集列表内，则将其优先级提升。

第二是突发强PN干扰。此情况出现在软切换发生期间。当移动台在一个BTS某扇区中行进时，该扇区被地形和建筑物阻挡，移动台搜索到一个属于另一个BTS的扇区，并发出请求将其添加到激活集内。这时原来的扇区突然从原来的阻挡中出现，移动台被原来扇区巨大的功率所淹没。但在该PN加到激活集前，该通话的FFER和Ec/Io的性能突然下降造成掉话。

解决方案：引入软切换消除突发强PN干扰小区，可以通过增大导频功率，将突发PN顺利软切换。也可通过调整天线方向角、导频功率等措施，将信号发射至原来的阻挡区域以造成覆盖，或是降低切换参数T\_ADD。还可适当增大SRCH\_WIN\_x窗口，以便手机发现该PN。消除突发PN的方法还有，先通过降低导频功率，清除突发PN，或是通过调整天线方向、下倾角、更换天线等物理方法进行优化。

第三是共PN干扰。如果服务同一区域的两个不同基站的两个相邻扇区有相同的PN，移动台搜索到该PN足够强时将请求将该PN添加到激活集。CBSC内的MM将根据邻集列表信息建立切换链路。手机能否切换到正确的BTS上，依托于MM此时所看到的BTS。如果切换错误，通话质量将进一步恶化，造成掉话。用NLP软件会发现，两个同PN扇区的软切换请求数量均超过1％。

解决方案：改变其中一个基站的PN值。定期对PN进行重新调整，这是一个长期艰难的工作，但对系统有很大好处。

边缘覆盖问题

指标显示：FFER高（>5%），Ec/Io好（>-12dB），Mtx高（>+15dBm），Mrx差（<-95dBm）

由于该区域噪声电平Io通常很低，因而即使信号很弱，Ec/Io仍然较好。这种情况下的服务小区通常在网络的边缘，在网络建设期，为了增大覆盖，这些基站一般来说较高。

可能的解决方案：如果是小区覆盖范围过大，则可以加大天线下倾角，减小导频功率，更换低增益天线，必要时在基站发射天线的馈线上加一个衰减器；如果希望增加小区覆盖范围，则可以增加导频功率，更换高增益天线，如果反向链路受限，小区天线加装塔放会有一定效果。

覆盖空洞

指标显示：FFER高（>5%），Ec/Io低（<-12dB），Mtx较高（<+15dBm），Mrx较低（>-95dBm）

这种情况通常由于覆盖不够而引起，可能是服务基站太远，或者服务基站被阻挡，FFER在一些地区是好的，但在某些场所较差。

解决方法：增加某一扇区的导频功率使之有主导频；对一个或多个服务扇区的物理参数进行优化（如天线方位角、倾角及天线类型）；在容量不受限的情况下，使用直放站增加覆盖；增加新站来覆盖空洞；在高话务区增加载波；采用波瓣跨度较窄、增益较高的天线来覆盖某一建筑物；建筑密集区可用六扇区方式来解决，但要根据路测结果来调整天线的物理参数。

导频污染

有超过三个的导频信号强度差不多，而Ec/Io值大于-12dB，则认为是导频污染。

指标显示：FFER高（>5%），Ec/Io低（<-12dB），Mtx较低（<+15dBm），Mrx较好（>-95dBm）

由于该区域基站较多，超过3个强导频存在，造成噪声电平抬高，从而降低所有导频的Ec/Io。由于过多导频的Ec/Io大于T\_ADD，无线环境变化无常，因此路测数据中可以看见频繁出现PSMM消息。

解决方案：控制无线环境从而减少导频过覆盖；降低不需要的导频功率；优化天线的物理参数；减少导频污染的方法：在该区域画出所有基站的导频覆盖图，注明所有过覆盖的PN，或是使用无线传播仿真工具对导频功率和天线物理参数调整做试验；移去不需要的导频，令原来的导频污染区域产生主导频。

容量问题

忙时系统指标显示：FFER高（>5%），Ec/Io低（<-12dB），Mtx好（<+15dBm），Mrx好（>-95dBm）

在忙时，由于噪声水平增高，便会发生小区呼吸现象。FFER、Ec/Io和MTx都变差，但是MRx却很好。观察PMTraf BBH Traffic Report的以下指标，可以发现有2G和1x信道单元TCH过载、2G和1x信道单元阻塞、Walsh码阻塞等情况。

非忙时系统指标显示：FFER好（>5%），Ec/Io好（<-12dB），Mtx好（<+15dBm），Mrx好（>-95dBm）

通过忙时与非忙时的参数比较发现，手机的发射与接收功率均无较大的变化，但其FFER与Ec/Io却有较大差异。

解决方案：平衡周围小区的业务量；减少软切换，尤其是导频污染严重的区域；如果忙时Ec/Io好于-12dB，则可以添加MCC-CE板；适当增加Walsh码数，可以减少Walsh阻塞；重负荷小区应该在容量规划阶段解决，容量规划测量小区中对应载波门限的Primary Erlang。

Eb----Average energy per infomation bit for the Reverse Data Channel at the sector RF input ports.(平均比特能量)

Eb/Nt----The ratio in dB of the combinded received energy per bit to the effective noise power spectral density for the Reverse Data Channel at the sector RF input ports. 　　 　　Ec----Average energy per PN chip for the Pilot Channel,DRC Channel,ACK Channel,or Reverse Data Channel at the sector RF input ports.（PN码片平均能量

Nt----The effective noise power spectral density at the sector RF input ports.（有效的噪音功率谱密度）

I0----The total received power spectral density , including signal and interference,as measured at the sector RF input ports.(总功率谱密度，包括信号和干扰)

Eb/N0----The ratio in dB of combinded received energy per bit to the total received noise-plus-interference power in the received bandwidth

Ec/I0----The ratio dB between the pilot energy accumulated over one PN chip period (Ec) to the total power spectral density (I0) in the received bandwidth.

载波干扰比(CIR)、载波干扰噪声比(CINR)、信号干扰比(SIR)、信噪比(SNR)和信号干扰噪声比(SINR)都是在被接收到信号的调制期间(或调制之后)测量信道质量的最常用参数。CINR (或SNR或SINR)提供了所需信号与干扰(或噪声或干扰加噪声)相比强度如何的信息。大多数无线通信系统都是干扰受限系统，因此更常采用CIR 和 CINR。相比RSSI，这些测量结果提供了更准确、更可靠的估计，但代价是计算更复杂并有额外的延迟。通过分别估计信号功率和干扰功率，然后再取二者的比值来估计CINR。这个信道参数估计可用来计算信号功率

一、信号符号

1. C ：载波功率

2. Ec：码片的能量

3. Eb：业务信道上的比特能量，在95与1x上与Ec的关系为Eb=Ec＋W/R(dB)

4. Ior：DO中的概念，指有用信号的功率谱密度。

二、噪声干扰符号

1. I ：干扰总功率，包括热噪声，不包括有用信号功率。

2. Io ：干扰功率谱密度，包括热噪声，主要在导频信道上与Ec配合组成Ec/Io使用。

3. No ：热噪声功率谱密度，计算公式为：10lg(KT)+Nf。

4. Nt ：噪声功率谱密度，包含热噪声和干扰

5. Ioc ：其他小区和用户的干扰功率谱密度，不包括热噪声。

注意：噪声，而不是热噪声。一般指的是热噪声加干扰。

三、比值类符号

1. Ec/Io：导频信道的Ec/Io，95与1x与导频信道的SNR相等。

2. Ec/Nt：与Ec/Io相同，但是习惯使用Ec/Io。

3. Eb/Nt：指解调门限，在没有干扰时与Eb/No相同，否则比Eb/No要小。

4. Eb/No：在没有干扰（反向指0负荷）时与Eb/Nt相同，随着负荷（干扰）上升而上升。

5. C/I ：载干比

6. SNR：信号噪声比，SNRreq=(Eb/No)/(W/R)。

7. Ior/Ioc ：用于EVDO中，指有用信号谱密度与干扰谱密度之比。

8. Ior/(Ioc+No) ：用于EVDO中前向，指有用信号谱密度与噪声谱密度比值，等于C/I、SNR以及综合的Ec/Io。

四、 符号之间关系

1. C与Ec：C为载波功率，Ec为码片能量，在CDMA中两者关系为C=W\*Ec。（此处W为码片速率）。

2. Eb与Ec：95与1X中业务信道的比特能量，Eb=Ec + W/R (dB)。

3. Ior与Ec：Ior为有用信号的功率谱密度，是一种综合的值，与带宽W的积为总功率，从这点看与Ec值一样，

为什么不用Ec，主要是考虑到DO中前向一个时隙中各Ec值并不相同。所以Ior相当与一个综合的Ec，或者

说是前向各Ec的平均。

4. Io与Nt：都是噪声谱密度，热噪声谱密度加干扰谱密度，两者相同。Io的说法偏重于干扰，而Nt的说法偏重

于噪声。

5. Nt与No：Nt为热噪声谱密度加干扰谱密度，而No为热噪声谱密度。

6. I与Io：I为干扰总功率（包括热噪声），而Io为干扰谱密度（包括热噪声），两者关系为I = W\*Io，其中W为带宽。

7. Io与Ioc：Io为包括热噪声的干扰谱密度，Ioc为不包括热噪声的干扰谱密度。Io=Ioc+No

8. Ec/Io, Ec/Nt, SNR, C/I, Ior/(No+Ioc) ，Ec/Io与Ec/Nt相同与SNR及C/I及Ior/(No+Ioc)相等。

9. Eb/Nt与Ec/Io, Ec/Nt, SNR, C/I, Ior/(No+Ioc) ，Eb/Nt为上面各比值加W/R(dB)。

E是Energy（能量）的简称，c是Chip（码片）指的是1.2288Mcps中的Chip，Ec是指一个chip的平均能量，注意是能量，其单位是焦耳。I是Interfece（干扰）的简称，o是Other Cell的简称，Io是来自于其他小区的干扰的意思，当然为了相除它也是指能量。

Eb/Nt，其中b是指Bit，N是指Noise，t是指total。Eb中文是平均比特能量（一般来说，一个Bit是有很多个chip组成的，所以它的能量＝N×Ec），Nt指的是总的噪声，包括白噪声、来自其他小区的干扰，本小区其他用户的干扰，来自用户自身多径的干扰。

Eb/No，这个No是指白噪声的功率谱密度，其单位是W/Hz，No是Noise的简称。

C/N：

Carrier-to-noise ratio 载波功率(Carrier)与噪声功率之(Noise)比。也通常称为信号功率与信道噪声之比。在CDMA和TDMA中C/N也指信号功率(Carrier)与干扰(Interference)之比C/I。这里写英文的目的是为了区分噪声和干扰的区别。 实际上最正确的表达式应该是C/(I+N),但通常我们根据实际情况的不同（是噪声noise起主导还是干扰interferce起主导）近似地表代为 C/N 或者 C/I。

Eb/No：

Energy per bit to noise power density 每bit能量与噪声功率密度之比（不是噪声功率），这个值正如大家说的是解扩之后的signal-to-(noise + interference)ratio。这个值直接反映了误码率的大小。 比如说，反向链路要求Eb/No大致为7dB 左右，如果处理增益大致为20dB, 则C/(I+N)可以低到-13dB.

C/N 与 Eb/No的关系：

从系统的性能来讲，我们所最感兴趣的是Eb/No，而不是C/N 。那么怎么把二者之间建立起联系呢？

首先看Eb: Eb等于载波功率C（空中信号功率，单位W）与每bit码元持续时间T的乘积。

Eb= C\*T

这样Eb的单位就是焦耳了，是能量Energy的单位. 而码元速率R = 1/T ， 那么上式可以写为：

Eb = C/R

再看No：No是噪声功率密度，单位是瓦特每赫兹 ，W/HZ，这也是它为什么被称为“密度”。 为了得到总的噪声功率N ，必须用No噪声功率密度乘以频带宽度w（HZ），这样：

N = No\*w => No = N/w (这里的w是频带宽度，不是单位瓦特）

那么：

Eb/No = (C/R)/(N/w) = (C/N)\*(w/R) = 载干比 \* 处理增益；

C/N反映了信号传输时有用信号功率和噪声功率的比值，由于CDMA系统独特的调制方式，假如空中信号中包含了20个人的信号，对于每一个人来说其他19个人信号都是他的干扰，导致有用信号被淹没在噪声中。这也是载干比为什么是负值。但是经过解扩解调，我们可以从这样恶劣的信号中提取出自己有用的信号，这时的信噪比Eb/No才是真正有意义的。

WCDMA扩频应用在物理信道上。它包括两个操作。第一个是信道化操作，它将每一个数据符号转换为若干码片，因此增加了信号的带宽。每一个数据符号转换的码片数称为扩频因子。第二个是扰码操作，在此将扰码加在扩频信号上。在信道化操作时，I路和 Q路的数据符号分别和OVSF码相乘。扰码是在解扩之后。

我们来分析一下C/I 和Eb/No公式概念：

1）信干比(SIR=C/I):定义为：(RSCP/ISCP)×(SF/2)。SIR：signaling intertrace rate(信噪比)，他代表着小区的正交性，并为了实现功率控制而不断进行测量。SIR的测量应当在无线链路合并之后的DPCCH上进行。而DPCCH 含有TPC不断进行功率控制（1500次/秒）， 因此我推断SIR(C/I)它是在扩频后，解扩前。（WCDMA叫SIR CDMA 叫C/I）

其中：

RSCP = 接收信号码功率（Received Signal Code Power），一个码上导频比特的接收功率。

ISCP = 干扰信号码功率（Interference Signal Code Power），在导频比特上测量的接收信号上的干扰。

SF=扩频因子（Spreading Factor）。

SIR=RSCP/ISCP=C/I=Carry/interference

2) Ec/No: 定义为：=RSCP/RSSI Ratio of energy per modulating bit to the noise spectral density每个调制比特的能量与噪声功率之比.（接受信号功率/整个信道带宽内的接受功率）

RSSI接收信号强度指示（Received Signal Strength Indicator, RSSI），相应信道带宽内的宽带接收功率。测量在UTRAN的下行载波上进行。

所以，可推断出Ec/No是扩频前，解扩后的数据。

E是Energy（能量）的简称，

c是Chip（码片）指的是3.84Mcps中的Chip，

Ec是指一个chip的平均能量，注意是能量，其单位是焦耳/秒。

I是Interfece（干扰）的简称，

o是Other的简称，

Io是总的干扰的意思，它也是指能量密度。

RSCP：英文全称是Received Signal Code Power，即接收信号码功率，是P-CPICH一个码字上的接收功率；

RSSI：英文全称Received Signal Strength Indicator，即接收信号强度指示，是指在相关信道带宽内的宽带功率；

Eb/Nt，其中b是指Bit，N是指Noise，t是指total,相当于GSM系统里的C/I即载干比。Eb中文是平均比特能量（一般来说，一个Bit是有很多个chip组成的，所以它的能量＝N×Ec），Nt指的是总的噪声，包括白噪声、来自其他小区的干扰，本小区其他用户的干扰，来自用户自身多径的干扰。

Eb/No，这个No是指白噪声的功率谱密度，其单位是W/Hz，No是Noise的简称。（与设备灵敏度有关，如解调门限）

Ec/Io、Eb/Nt

Ec/Io、Eb/Nt不能说是两种标准，是信号处理的两个不同阶段的表示方法，Ec/Io表示扩频以后的码片能量与带宽内总功率谱密度之比，Eb/Nt是没有扩频之前，有用信号的比特能量与除自身有用信号以外的所有干扰信号功率谱密度之比。解调门限都是用Eb/Nt表示。

Eb/Nt = Ec/Io + 扩频增益

Ec：在1.23M带宽上传输的码片能量，可以是导频、同步、寻呼、业务等信道的码片能量，但由于只有导频信道是不需经过扩频，直接发射在1.23M带宽上，所以一般都用来表示导频信道的能量。其它信道都用Eb来表示。

Eb：是除导频信道以外，需要扩频的信道的信息能量，包括同步、寻呼、业务等信道，是该信道发射功率与信息速率的比值。

No：热噪声功率谱密度；（现在基本不提了。该参数源自IS2000的测试协议，IS97D和IS98B测试规范，实际上就是Nt；Nt是基本IS2000系列的协议上的）

Nt：总的干扰功率谱密度。是在1.23M带宽上的总能量减去本身的信息能量，即所受的除自身能量以外的总干扰。

Io：所有的1.23M带宽的功率谱密度，也是能量，包括所有干扰、底噪、自身有效的能量。

Ec/Io：代表导频信道上的能量与总干扰之比，所以总是为负值，因为Io是所有能量，包括了导频信道本身的能量。

Eb/Nt：代表各类信道（除导频信道以外的)信息能量与除自身信息能量以外的总干扰之比，目前对于这个比值都要求大于零，才能有效解调。

需要注意：Ec Eb Nt Io都是表示能量或功率谱密度，单位都是焦耳或者瓦特/赫兹，经常用dBm\*s,和dBm/HZ表示。1焦耳＝1瓦特\*秒，

Ec/Io Eb/Nt 都是比值，单位都是dB。

1 各种符号

1.1 信号符号

1. C ：载波功率

2. Ec：码片的能量

3. Eb：业务信道上的比特能量，在95与1x上与Ec的关系为Eb=Ec＋W/R(dB)

4. Ior：DO中的概念，指有用信号的功率谱密度。

1.2 噪声干扰符号

1. I ：干扰总功率，包括热噪声，不包括有用信号功率。

2. Io ：干扰功率谱密度，包括热噪声，主要在导频信道上与Ec配合组成Ec/Io使用。

3. No Eb/No can be interpreted as the?：热噪声功率谱密度，计算公式为：10lg(KT)+Nf。（cdma系统工程手册p652）Such ratio of the total energy(including pilot, DRC and ACK) received per tenna from that mobile during an information bit to thermal noise psd.（80-H0447-1, X4 P10）

4. Nt ：噪声功率谱密度，包含热噪声和干扰。（Nt. The effective noise power spectral density at the sector RF input ports.）3GPP2 C.S0032。“Fig 2.3.1 demonstrates the Ec,p/No per?Ec,p/Nt per antenna (or?Reverse Traffic Channel PER versus total antenna at 0% loading in which situation Nt = No).” “Due to the assumed geometry, Ior/Nt saturates while Ior/No -> ∞.”in 80-H0447-1, X4

5. Ioc ：其他小区和用户的干扰功率谱密度，不包括热噪声。注意：噪声（而不是热噪声）一般指的是热噪声加干扰。

1.3 比值类符号

1. Ec/Io：导频信道的Ec/Io，95与1x与导频信道的SNR相等。

2. Ec/Nt：与Ec/Io相同，但是习惯使用Ec/Io。

3. Eb/Nt：指解调门限，在没有干扰时与Eb/No相同，否则比Eb/No要小。

4. Eb/No：在没有干扰（反向指0负荷）时与Eb/Nt相同，随着负荷（干扰）上升而上升。

5. C/I ：载干比

6. SNR：信号噪声比，SNRreq=(Eb/No)/(W/R)。

7. Ior/Ioc ：用于EVDO中，指有用信号谱密度与干扰谱密度之比。

8. Ior/(Ioc+No) ：用于EVDO中前向，指有用信号谱密度与噪声谱密度比值，等于C/I、SNR以及综合的Ec/Io。

2 符号之间关系

2.1 信号类符号

1. C与Ec：C为载波功率，Ec为码片能量，在CDMA中两者关系为C=W\*Ec。（此处W为码片速率）。

2. Eb与Ec：95与1X中业务信道的比特能量，Eb=Ec + W/R (dB).

3. Ior与Ec：Ior为有用信号的功率谱密度，是一种综合的值，与带宽W的积为总功率，从这点看与值一样，为什么不用Ec，主要是考虑到DO中前向一个时隙中各Ec值并不相同。所以Ior相当与一个综合的Ec，或者说是前向各Ec的平均。

2.2 干扰类符号

1. Io与Nt：都是噪声谱密度，热噪声谱密度加干扰谱密度，两者相同。Io的说法偏重于干扰，而Nt的说法偏重于噪声。

2. Nt与No：Nt为热噪声谱密度加干扰谱密度，而No为热噪声谱密度。

3. I与Io：I为干扰总功率（包括热噪声），而Io为干扰谱密度（包括热噪声），两者关系为I = W\*Io，其中W为带宽。

4. Io与Ioc：Io为包括热噪声的干扰谱密度，Ioc为不包括热噪声的干扰谱密度。Io=Ioc+No

2.3 比值类符号

1. Ec/Io, Ec/Nt, SNR, C/I, Ior/(No+Ioc) Ec/Io与Ec/Nt相同与SNR及C/I及Ior/(No+Ioc)相等。

2. Eb/Nt与Ec/Io, Ec/Nt, SNR, C/I, Ior/(No+Ioc) Eb/Nt为上面各比值加W/R(dB)。

Ec/Io

反映了手机在当前接收到的导频信号的水平。这是一个综合的导频信号情况。为什么这么说呢，因为

手机经常处在一个多路软切换的状态，也就是说，手机经常处在多个导频重叠覆盖区域，手机的Ec/Io

水平，反映了手机在这一点上多路导频信号的整体覆盖水平。我们知道Ec是手机可用导频的信号强度

，而Io是手机接收到的所有信号的强度。所以Ec/Io反映了可用信号的强度在所有信号中占据的比例。

这个值越大，说明有用信号的比例越大，反之亦反。在某一点上Ec/Io大，有两种可能性。一是Ec很大

，在这里占据主导水平，另一种是Ec不大，但是Io很小，也就是说这里来自其他基站的杂乱导频信号

很少，所以Ec/Io也可以较大。后一种情况属于弱覆盖区域，因为Ec小，Io也小，所以RSSI也小，所以

也可能出现掉话的情况。在某一点上Ec/Io小，也有两种可能，一是Ec小，RSSI也小，这也是弱覆盖区

域。另一种是Ec小，RSSI却不小，这说明了Io也就是总强度信号并不差。这种情况经常是BSC切换数

据配置出了问题，没有将附近较强的导频信号加入相邻小区表，所以手机不能识别附近的强导频信号

，将其作为一种干扰信号处理。在路测中，这种情况的典型现象是手机在移动中RSSI保持在一定的水

平，但Ec/Io水平急剧下降，前向FER急剧升高，并最终掉话。

深度解释EcIo

为什么规定EC/IO的值最低是-14DB

CDMA解调后能够有19或21的增益.标准规定EC/IO的值最低是-14DB就可以解调出来.

联通并没有规定最低的Ec/Io值为－14dB值。一般我们将Ec/Io分成六个级别，如下：

Ec/Io>=-5 优秀

-5>Ec/Io>=-7 良好

-7>Ec/Io>=-9 一般

-9>Ec/Io>=-12 较差

-12>Ec/Io>=-15 非常差

-15>Ec/Io 可以认为没有覆盖。

我们一般以－12dB为可接收临界值。小于－12dB，已经无法保证用户的用话质量。为什么选择－12dB呢。

对于语音业务，为了保证通话质量，就是要保证比特错误率（BER，Bit Error Rate）值可以接收，解调器通常需要6 dB的Eb/Nt。理想的噪声基底为－113dBm，如果Ec/Io为－12dB,则可以由10log(Ec/Io)=10log(Ec)-10log(Io)=-12dB,可得10log(Ec)=-125dBm，即接收机输入端的信号码功率为－125dBm。假如接收机的噪声系数为3,则经过接收机，噪声功率变为－110dBm。语音对应的速率为9.6K，扩频增益为10log(BW/Rb)=21dB,经过扩频解调，噪声功率降为－131dBm。这样码功率正好比噪声功率高6个dB,即Ec/Nt=6dB，原理如图1所示。如果接收机的性能更佳或对语音质量的要求降低，所需的Ec/Nt就会越小，对应的Ec/Io就越小。

Eb/No：单位比特所含的能量与单边信号功率谱密度之比

EB/NO被定义成了“信噪比”这个专用名词，它是指解成数字信号后的信号与噪声的比值，每比特能量比噪声电平

EC/IO也被定义了专用名词，称为“载干比”，它是指空中模拟电波中的信号与噪声的比值，每码片能量比干扰电平

在C1中移动通讯基础知识的最后几页讲了这个问题。对于CDMA系统, EC/IO小于“0”,即隐蔽性很好，因此CDMA最早被用在军事上；EB/NO在所有通讯系统中都大于“0”。

理解记忆是最简单的：

EC中的C是指CARRIER,它是模拟信号。

EB中的B是指BIT，对于CDMA系统实际上它是指的symbol，但它们都是数字信号。

记住,Ec/Io是导频信号的信噪比,怎么记呢,C=CHIP,码片的意思,进行快速前向功率控制的时候,MS的导频里插入个功率控制子信道来要求BS升降发射功率,但由于是快速功率控制,所以,这里的MS的导频不经过编码和调制,怕由于编码和调制成帧要花费时间,造成时延,怕产生ERROR,所以,就不做这项工作了,就直接是码片序列,所以是Echip/Io

而,Eb/No指的是Ebite,所说的是业务信道的信噪比,而业务信道当然有bit了,而且成帧了的,所以就叫Eb/No

总结上面的废话,Ec就是导频专用,Eb就是业务信道专用

1 各种符号

1.1 信号符号

1. C ：载波功率

2. Ec：码片的能量

3. Eb：业务信道上的比特能量，在95与1x上与Ec的关系为Eb=Ec＋W/R(dB)

1.3 比值类符号

1. Ec/Io：导频信道的Ec/Io，95与1x与导频信道的SNR相等。

2. Ec/Nt：与Ec/Io相同，但是习惯使用Ec/Io。

3. Eb/Nt：指解调门限，在没有干扰时与Eb/No相同，否则比Eb/No要小。

4. Eb/No：在没有干扰（反向指0负荷）时与Eb/Nt相同，随着负荷（干扰）上升而上升。

5. C/I ：载干比

6. SNR：信号噪声比，SNRreq=(Eb/No)/(W/R)。

7. Ior/Ioc ：用于EVDO中，指有用信号谱密度与干扰谱密度之比。

8. Ior/(Ioc+No) ：用于EVDO中前向，指有用信号谱密度与噪声谱密度比值，等于C/I、SNR以及综合的Ec/Io。

2 符号之间关系

2.1 信号类符号

1. C与Ec：C为载波功率，Ec为码片能量，在CDMA中两者关系为C=W\*Ec。（此处W为码片速率）。

2. Eb与Ec：95与1X中业务信道的比特能量，Eb=Ec + W/R (dB).

3. Ior与Ec：Ior为有用信号的功率谱密度，是一种综合的值，与带宽W的积为总功率，从这点看与值一样，为什么不用Ec，主要是考虑到DO中前向一个时隙中各Ec值并不相同。所以Ior相当与一个综合的Ec，或者说是前向各Ec的平均。

2.2 干扰类符号

1. Io与Nt：都是噪声谱密度，热噪声谱密度加干扰谱密度，两者相同。Io的说法偏重于干扰，而Nt的说法偏重于噪声。

2. Nt与No：Nt为热噪声谱密度加干扰谱密度，而No为热噪声谱密度。

3. I与Io：I为干扰总功率（包括热噪声），而Io为干扰谱密度（包括热噪声），两者关系为I = W\*Io，其中W为带宽。

4. Io与Ioc：Io为包括热噪声的干扰谱密度，Ioc为不包括热噪声的干扰谱密度。Io=Ioc+No

2.3 比值类符号

1. Ec/Io, Ec/Nt, SNR, C/I, Ior/(No+Ioc) Ec/Io与Ec/Nt相同与SNR及C/I及Ior/(No+Ioc)相等。

2. Eb/Nt与Ec/Io, Ec/Nt, SNR, C/I, Ior/(No+Ioc) Eb/Nt为上面各比值加W/R(dB)。

高FER原因的分析

高误帧率有可能是导致切换失败和掉话的主要原因。话音质量是一个主观性很强的指标，很难客观衡量，但话音质量与误帧率有很大的关系，并且误帧率可以客观地测量到。如果测量到的误帧率超过预先设定的目标值，就需要详细分析系统性能找出原因。分析反向的误帧率需要基站日志，这些数据一般由网络运营商维护，一般不易得到。

“目标”前向FER一般是可设置的参数，系统运营商可以选择不同的FER目标值。

1、前向链路高FER原因分析

如果前向FER太高，则说明没有足够的前向Eb/Io，前向链路高FER的原因主要有：前向业务信道太差、导频信号太差等。

1) 前向业务信道太差：如果移动台的接收功率和导频Ec/Io都很高，强导频意味着移动台在小区的覆盖范围内，但是前向链路FER很高，说明可能是前向业务信道太差。主要原因有：前向链路功控的反应速度太慢、业务信道的最大增益太低、基站已经终止前向业务信道、导频污染。

前向链路功控的反应速度太慢：前向功控就是基站调整分配给每个业务信道的功率，使处于不同传播环境下的各个移动台都得到足够的信号能量。该调整范围较小，在标称功率上下浮动范围建议是3~4dB。在标准中未给出其具体实现，由各基站设备商自己设计算法实现，因此各个设备厂家可能不同。基站通过移动台对前向链路误帧率的报告来决定是增加发射功率还是减小发射功率。移动台的报告分为定期报告和门限报告，这两种报告可以同时存在，也可以只要一种或两种都不用。它是根据运营商的具体要求来设定的。如果导频信号很强，但分配给前向业务信道的功率不足，前向功控过程就有可能跟不上信道的变化。

业务信道的最大增益太低：业务信道的最大增益是系统运营商可以设置的参数，如果此增益太低，系统将不会给前向业务信道分配足够的功率。

基站已经终止前向业务信道：当反向链路丢失时，基站将最终终止前向业务信道。

导频污染：错误的PN偏置规划将导致同一个区域的多个基站进入移动台的搜索窗口，不同基站的多径合并后可能产生较高的导频Ec/Io，但业务信道传送所有呼叫，两个不同业务信道的相加导致高的FER。

2) 导频信号太差：导频信号差说明已经发生了系统丢失，在这种情况下移动台的接收功率可能高也可能低。主要原因有：切换失败、捕获失败。

切换失败：如果移动台日志上显示可以检测到强导频，则是切换失败导致高误帧率。移动台在通话过程中经常会发生切换，如果切换失败，误帧率就会变大，随后就有可能掉话。

捕获失败：如果移动台日志上显示没有检测到强导频，则是捕获失败。导致捕获失败的主要原因有：搜索窗太小、前向干扰太大、覆盖问题。

a. 搜索窗太小：如果接收功率很高，激活集搜索窗SRCH-WIN-A<40chips，则说明激活集搜索窗太小不足以收集足够的强多径。

b. 前向干扰太大:：如果接收功率很高，并且激活集搜索窗也比较大，则意味着捕获失败是由于前向链路存在强干扰。

c. 覆盖问题：如果接收功率很低，同时导频的Ec/Io小，可能是移动台在通话过程中已移出系统覆盖范围，又可分为两种情况：

移动台确实移出覆盖范围：如果POWERtraffic/POWERpilot>0.5，则是移动台确实移出覆盖范围。

往返时延（RTD）硬切换失败：如果服务小区是系统之间的边界小区，则是往返时延（RTD）硬切换失败。如果使用往返时延（RTD）技术来初始化硬切换，不需要检测“导频信标”。基站必须在知道移动台在边界小区中，并且往返传播时延超过指定门限时才初始化硬切换。

导致硬切换失败的原因有三个：一是边界小区未定义，为了使用往返时延（RTD）硬切换技术，必须在基站数据库中正确地定义边界小区。如果基站不知道移动台在边界小区中，就不会初始化硬切换。二是硬切换参数问题，在硬切换期间，基站指定两个重要的参数值，NOM-PWR和NUM-PREAMBLE。如果这两个值设置的不正确，硬切换可能会失败。三是没有将边界小区与其它导频隔离，如果移动台在进行软切换或更软切换，切换判决算法将不指示进行硬切换。硬切换算法一般设计成只有当移动台在边界小区中、不处于切换状态，且传播时延超过往返时延门限时才初始化硬切换。

若由于覆盖问题而导致高FER，可以调整的参数有：搜索窗、覆盖参数和减小前向干扰。

2．反向链路高FER原因分析

当反向FER过高时，说明没有足够的反向Eb/Io，产生反向链路高FER的原因主要有：反向链路干扰太大、反向业务信道功率不足、系统覆盖问题、切换失败。

1) 反向链路干扰太大：如果基站的接收功率很高，并且TX-GAIN-ADJ>0，则是反向链路干扰太高，干扰源包括：其它移动通信系统、LOS微波系统和不受控的CDMA用户单元。

2) 反向业务信道功率不足：如果移动台的接收功率很高，并且导频的Ec/Io也很高，则是反向业务信道功率不足。出现此情况的原因有：移动台的发射机已经被关闭、反向外环功控的问题、前反向链路不平衡和基站搜索问题。

移动台的发射机已经被关闭：如果没有发射功率，则是移动台已经关闭其发射机。IS-95A标准规定，如果移动台连续接收到12个坏帧，就将关闭其发射机。

反向外环功控的问题：如果移动台的发射功率没有达到最大，则是反向外环功控的问题。对应反向业务信道的功率控制是基于传播环境的，如果要求移动台的功率增加太快，可能会导致外环功控跟不上，可以对外环功控的速度加以控制。

前反向链路不平衡：如果导频信道很好，而反向业务信道很差，并且移动台的发射功率已达到最大，则可能是前反向链路不平衡。

基站搜索问题：如果基站的业务信道的搜索窗口太小（<40chips），可能会检测不到比较强的多径。

3) 系统覆盖问题：如果移动台的发射功率达到最大，并且导频的Ec/Io较低，则是系统覆盖问题。产生原因与前向高FER相同。

4) 切换失败：如果移动台的发射功率达到最大、TX-GAIN-ADJ>0，并且有强导频存在，则是切换失败。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### PLMN

PLMN（Public Land Mobile Network，公共陆地移动网络），由政府或它所批准的经营者，为公众提供陆地移动通信业务目的而建立和经营的网络。该网路通常与公众交换电话网（PSTN）互连，形成整个地区或国家规模的通信网。PLMN = MCC + MNC，例如中国移动的PLMN为46000，中国联通的PLMN为46001。公众陆地移动电话网（PLMN）是一个无线通讯系统，趋向于面向陆地上的例如交通工具或步行中的移动用户。这样的系统可以是独立的，但常常和固定电话系统如公用交换电话网络（PSTN）连接起来。然而，移动和便携的因特网用户也越来越普及。一个理想的PLMN系统提供给移动和便携用户和固定网络相当的服务，这在地形比较复杂的区域是一个特殊的挑战，因为基站会难以被找到和维持。在都市的环境中有很多的障碍，像是建筑物，和各种射频都能引起杂音和干扰的辐射。大多数的系统今天使用数字技术而不是过去的模拟技术。这一个过渡已经改善了通信质量和可靠度，但是还没有达到完美的地步

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### MEID

MEID 移动设备识别码(Mobile Equipment Identifier)是CDMA手机的身份识别码，也是每台CDMA手机或通讯平板唯一的识别码,56bits。通过这个识别码，网络端可以对该手机进行跟踪和监管。用于CDMA制式的手机。MEID的数字范围是十六进制的，和IMEI的格式类似。

Mobile Equipment IDentifier（MEID）是全球唯一的56bit移动终端标识号，在手机键盘直接键入\*#06#可获得。标识号会被输入终端里，以后可以被修改。可用来对移动式设备进行身份识别和跟踪。由于ESN号段是有限的资源，基本上耗尽，可能还有少量回收利用的号段，所以制定了56位的MEID号段，用来取代32位的ESN号段。MEID主要分配给CDMA制式的手机。

MEID的格式：

如上图所示，MEID由14个十六进制字符标识，第15位为校验位，不参与空中传输。

RR：范围A0-FF，由官方分配

XXXXXX：范围 000000-FFFFFF，由官方分配

ZZZZZZ：范围 000000-FFFFFF，厂商分配给每台终端的流水号

C/CD：0-F，校验码

作用

手机中的IMEI和MEID号码就如同我们生活中的身份证一样，它是识别手机身份的重要依据，如用虚假号码的手机，网络运营商可随时通过技术手段关闭此手机在网络中的运营，手机将无法使用。手机中所使用的IMEI或MEID等号段均可通过摩尔实验室、英利检测等相关机构合法申请。

申请及使用

编辑

MEID的申请，是需要付费的。价格是每1M范围的MEID的费用是8000美元，每增加1M范围的MEID号码需要额外付费8000美元。

MEID号码是由Telecommunications Industry Association（TIA）进行分配管理的。

MEID号码的查看，没有一个通用的方法，由各手机制造商自己设置。可以通过查看手机说明书得到查看MEID号码的方法。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### IMEI

IMEI

IMEI(International Mobile Equipment Identity)是国际移动设备身份码的缩写，国际移动装备辨识码，是由15位数字组成的"电子串号"，它与每台手机一一对应，而且该码是全世界唯一的。每一只手机在组装完成后都将被赋予一个全球唯一的一组号码，这个号码从生产到交付使用都将被制造生产的厂商所记录。从这个定义上看，无论是单卡手机还是双卡手机，都应该只有一个IMEI号，但是移动设备开发规范里面明确定义，IMEI和IMSI存在一一对应的关系，所以双卡手机应该有两个IMEI号。一个IMEI对应两个IMSI （SIM卡）的情况是规范里没有定义的，所以两个IMEI相对安全一些。如果两个IMSI（SIM卡）对应同一个IMEI，相当于有一个是不合法的。有些地方，比如印度什么的，检查IMEI号，两个卡用同一个IMEI号就会出现问题。所以支持双卡的手机有两个IMEI号。问题就是，有些双卡手机的“关于手机”一项里，只显示一个IMEI号，原因如下：

IMEI

IMEI

第一，现在的系统基本上不对IMEI号做检查，很多城市都不需要做IMEI号检查。在中国，运营商在手机入网的时候不检查IMEI号，所以，一个还是两个都没有关系。

第二，大多数使用者认为只应该有一个，所以很多双卡双待手机只是显示一个，或只分配一个IMEI。IMEI为TAC + FAC + SNR + SP。IMEI(International Mobile Equipment Identity)是国际移动设备身份码的缩写，国际移动装备辨识码，是由15位数字组成的"电子串号"，它与每台移动电话机一一对应，而且该码是全世界唯一的。每一只移动电话机在组装完成后都将被赋予一个全球唯一的一组号码，这个号码从生产到交付使用都将被制造生产的厂商所记录。

其组成为:

1、前6位数(TAC)是"型号核准号码"，一般代表机型。

2、接着的2位数(FAC)是"最后装配号"，一般代表产地。

3、之后的6位数(SNR)是"串号"，一般代表生产顺序号。

4、最后1位数(SP)通常是"0"，为检验码，目前暂备用。

IMEI码贴在移动电话机背面的标志上（也存储于手机内，可通过在移动电话机上按“\*#06#”获得[1] ），并且读写于移动电话机内存中。它也是该移动电话机在厂家的"档案"和"身份证号"。[1]

注意：

“移动设备”就是手机，不包括便携式电脑。

“国际”这个字眼也表明了它可辨识的范围是全球，即全球范围内IMEI不会重复。

“身份”表明了它的作用，是辨识不同的手机；一机一号，类似于人的身份证号。

“码”字又说明它是一串编号，常称为手机的“串号”、“电子串号”。

手机在生产时，就被赋予一个IMEI。

IMEI是区别移动设备的标识，储存在移动设备中，可用于监控被窃

IMEI

IMEI

或无效的移动设备。IMEI印在手机机身背面的标志上，如图1所示；并且读写存储在手机内存中。它也是该手机在厂家的“档案”和“身份证号”。

购买手机时，可以检查以下几处的IMEI是否一致：

手机机身上的IMEI

包装盒上的IMEI

保修卡上的IMEI

用手机键盘输入\*#06#，屏幕上显示的IMEI。不同厂商的手机所需输入的内容不同，同一厂商不同手机所需输入的内容也可能不同。查询结果实例如下图。

IMEI

IMEI(2张)

上网，输入IMEI，验证手机是不是正品。

IMEI俗称“手机串号”，存储在手机的EEPROM（俗称“码片”）里，熟悉并了解这个号码对我们今后识别手机会起到非常大的作用。

---------------------------------------------------------------------------------------------------

---------------------------------------------------------------------------------------------------

---------------------------------------------------------------------------------------------------

---------------------------------------------------------------------------------------------------

---------------------------------------------------------------------------------------------------

---------------------------------------------------------------------------------------------------

---------------------------------------------------------------------------------------------------

---------------------------------------------------------------------------------------------------

---------------------------------------------------------------------------------------------------

---------------------------------------------------------------------------------------------------

---------------------------------------------------------------------------------------------------

---------------------------------------------------------------------------------------------------

---------------------------------------------------------------------------------------------------

---------------------------------------------------------------------------------------------------

---------------------------------------------------------------------------------------------------

---------------------------------------------------------------------------------------------------

---------------------------------------------------------------------------------------------------

---------------------------------------------------------------------------------------------------

### 通信协议总结末尾

---------------------------------------------------------------------------------------------------