

5.1 移动通信概述

5.1.1 移动通信的基本概念

1. 移动通信解决终端移动性

什么是移动通信？顾名思义，移动通信是指通信双方至少有一方处在移动（或临时静止）状态下进行的通信。移动通信与非移动通信比较起来，最大的不同点在于其移动性。在个人移动情况下，为获得在任何时间、任何地点与任何人进行各种业务（语音、数据、视频）的通信，可以有以下几种方法。

（1）终端移动。用户携带终端可在连续移动中保持通信，即把“个人移动”寓于“终端移动”之中，个人移动中的通信通过终端的移动来实现。解决终端的移动性，是把移动通信网作为实现个人移动通信的基础网路，固定网与移动网结合在一起，把小型化的移动终端（如手持机、车载台）作为实现个人移动通信的必要条件。

（2）个人移动。用户能在包括固定网和移动网在内的整个通信网内自由移动，即用户可于任何时候、在网中任何地理位置上、选择任一移动的或固定的终端进行通信。这种方式把个人的移动性和终端的移动性分开，着重于个人的移动性，用户的个人号码可在任何地点的任何一个终端（固定或移动）上发送或接收呼叫，并可在跨越多种公用通信网的情况下实现通信。在这种方式中，无线接入不是必要条件。如 SIM（Subscriber Identity Module）卡方式支持的业务属于个人的移动。

（3）业务移动。在移动中保持相同的业务，如 200 号等业务等（200 号业务是密码记账长途直拨电话业务的简称。持卡用户在国内外已入网的任何地区均可漫游使用 200 业务，实现“一卡在手，联通全球”）。

通信网的智能化和无线化将上述三者统一起来，形成的网络即为个人通信网，相应的业务即为个人通信业务。个人通信的基本含义是指用户能在任何时间、任何地方与任何人进行任何形式的通信。提供个人通信的网是由固定和多种移动网综合而成的一个容量极大的无缝网，固定用户或移动用户可以在任何地方用有线或无线方式进网获得通信服务（语音、数据、图像等多种业务）。无疑，移动通信必须解决终端移动性问题，实现移动终端的超小型、低耗能、高可靠性。

2. 移动通信的主要特点和要求

移动通信信道属于无线信道,它不仅具有所有无线信道的特点,而且还具有用户随机移动的新特色,这种新特色其一表现在电波传播的开放性;其二是接收点地理环境的复杂性和多样性,既可以是繁华的市区,也可以是近郊小城镇区,还可以是农村及远郊区;其三是通信用户随机移动性,有慢速步行的移动,也有高速车载的移动。以上三个主要的特点构成了移动信道的新特色。

1) 电波传播环境复杂恶劣

移动无线传播面临的是复杂的、随时变化的环境。首先,传播环境十分复杂,传播机理多种多样。第一种是直射波,是视距覆盖区内无遮挡传播的电磁波,其信号最强。第二种是多径反射波,电磁波在传播过程中遇到比其波长大的物体表面时会发生反射,其信号强度次之。第三种是绕射波,在物理学中,把波绕过障碍物而传播的现象称为绕射;绕射时,波的路径发生了改变或弯曲,它符合惠更斯(Huggens)原理。第四种是散射波,当电磁波的传播路由上存在小于波长的物体、单位体积内这种障碍物体的数目非常巨大(如物体的粗糙表面)时会发生散射,散射波信号强度最弱。其次,由于用户台的移动性,传播参数随时变化,引起接收场强的快速波动。

为研究移动通信问题提出了大尺度和小尺度两种传播模型。大尺度路径损耗传播模型描述发射机和接收机之间长距离上平均场强的变化,用于预测平均场强并估计无线覆盖范围。小尺度多径衰落传播模型描述移动台在极小范围内移动时,短距离或短时间上接收场强的快速变化,用于确定移动通信系统应该采取的技术措施。

2) 干扰类型多样、干扰环境复杂

移动通信不但会遭受诸如天电干扰、工业干扰和信道噪声等无线通信常见噪声和干扰的影响,而且还会遭遇系统本身和不同系统之间带来各种干扰,如由于多电台组网以及多部收发信机在同一地点工作而形成的邻道干扰、互调干扰、同道干扰、多址干扰以及远近效应(近地无用强信号压制远地有用弱信号的现象为远近效应),因而需要有抗击或减少这些干扰和噪声影响的措施。

3) 可用的频谱资源有限而通信需求量与日俱增

要缓解可用频谱资源和通信需求量这一对矛盾,除了开辟和启用新的频段以外,还必须采用新技术和措施,来提高频带利用率,有效利用频谱。

4) 网络结构多种多样,网络管理复杂

根据通信地区的不同需要,可以组成不同类型的通信网络,这些网络可以单网运行,可以多网并行和互联互通。为此,移动通信网络必须具备很强的网络管理和控制功能,如用户注册和登记、鉴权和计费、安全和保密等。

5) 移动通信设备技术要求严苛

由于移动通信的上述特点,使得要保证“动中通”的移动通信较“静中通”的固定通信难得多、移动通信设备必须满足的技术要求严苛。移动通信系统所能达到的水平,往往综合体现了整个通信技术已经发展的高度。移动通信设备技术要求包括:

- (1) 必须做到轻、小、省、牢、便。
- (2) 必须抗拒酷暑、严寒、狂风、暴雨等恶劣气候条件。
- (3) 必须适应山岳、丛林、沙漠、河海、高空等三维空间的不同环境条件。

(4) 既可车载船装,又能背负手持,要适应各种移动体的安装机械条件。

(5) 要在移动通信特有的多普勒频移、瑞利衰落、阴影和点火噪声等变参传播条件下,确保“动中通”。

(6) 要在工业密集、交通繁忙的市区,频率拥挤、干扰严重的电波环境下,达到电磁兼容。

(7) 要在收、发、频合、微机、电源及天馈等部件密集的小空间,满足机内的电磁兼容。

(8) 要有强大的系统开发能力,以适应科技进步的加速,促使电子信息产品更新换代的加快。

(9) 要有强大的设备制造能力,以满足社会各方面对移动通信器材量大面广的要求。

5.1.2 蜂窝的基本概念

一般的电视系统和广播无线电采用广播覆盖方式,用大功率和高天线,尽可能增加覆盖面积。为了允许在最短距离的频率再用,1974年美国贝尔实验室提出了蜂窝组网理论。蜂窝组网的提出是移动通信规模化发展的基础,它使无线频率得到了更高效率的复用,在解决无线频率拥挤和提高移动用户容量上取得了重大突破。

1. 蜂窝系统：小区制

蜂窝组网是把整个服务区划分为若干个子覆盖区,称为小区(蜂窝)。每个小区用一台低功率收发信机覆盖,这个收发信机称为基站。整个小区内用户都由此基站完成通信。在实际中,覆盖小区的形状取决于地势和其他因素,为了设计方便,多以正六边形为基本的覆盖区域。采用正六边形主要有两个原因:第一,正六边形的覆盖需要较少的小区,较少的发射站;第二,正六边形小区覆盖相对于四边形和三角形费用小。

蜂窝半径是无线电可靠的通信范围,它与输出功率、业务类型、接收灵敏度、编码与调制以及终端移动性等有关。基站天线的安装高度与蜂窝半径有关,半径越大安装高度也越高。不同制式的系统和不同的用户密度所采用的小区类型不同,基本的小区类型有:

- (1) 超小区(蜂房半径 $>20\text{km}$)。人口稀少的农村地区。
- (2) 宏小区(蜂房半径为 $2\sim 20\text{km}$)。高速公路和人口稠密地区。
- (3) 微小区(蜂房半径为 $0.4\sim 2\text{km}$)。城市繁华区段。
- (4) 微微小区(蜂房半径 $<0.4\text{km}$)。办公室、家庭等移动应用环境。
- (5) 分层蜂窝:由多种蜂窝组成,同一地理区域同时运用不同类型的蜂窝。

频率再用和小区分裂技术是蜂窝系统的最大优势,仅仅利用分配给基站的少量频带就可以为整个覆盖小区内的大量用户服务。用蜂窝小区来覆盖服务区的主要概念有三点,即频率再用、越区切换和小区分裂。

2. 频率再用

频率再用(Frequency Reuse)是在不同的小区使用相同的频率,来增加系统的容量。频率再用的思想如图 5.1 所示,相邻小区不允许使用相同的频道,以避免相互干扰,这种干扰称为同道干扰。但是只要任意两个小区的空间距离足够大,且各小区发射功率适当地小,就可以使用相同的频道而不会产生显著的同频干扰。因此,可以把一定数目的相邻小区划分成区群,称之为簇(Cluster),相应地把可供使用的频道划分成若干组,在一个簇内每个小区使用不同的频率组,而每个簇能够使用所能提供的全部无线频道。这样用相同频率配置的簇来覆盖整个服务区。在图 5.1 中,7 个小区组成一簇,簇上的数字代表一组频率,例如

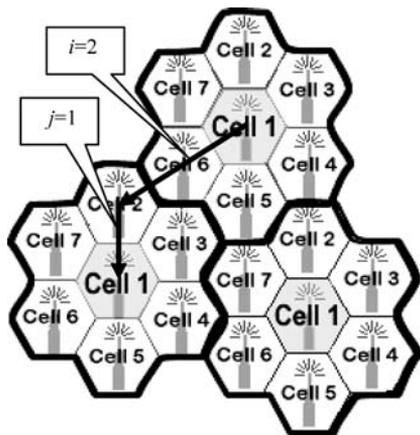


图 5.1 蜂窝移动通信系统中的频率再用

Cell n 。应注意对于每个频率集都相隔约两个小区的再用距离,以获得较好的分隔效果和较小的串扰。

频率再用是蜂窝移动通信中的重要概念。要实现频率再用,除了正确的频率配置外,还应限制基站的发射功率,使其能有效地覆盖整个小区,而又对相邻区群内使用相同频率的小区造成的干扰低于一定的门限。

3. 越区切换

当移动台在通信过程中从一个小区进入相邻小区时,网络要为其提供新的频道,以维持通信的接续性,此过程被称作越区切换(Handover)。如图 5.2 所示,当某移动台离开一个小区时,它的基站检测到信号强度逐渐消失,就会询问所有邻近的基站所收到的该移动台信号的强弱。该基站随后将所有权转交给获得最强信号的相邻小区,即该移动台所处的小区,并切换到新的频道。

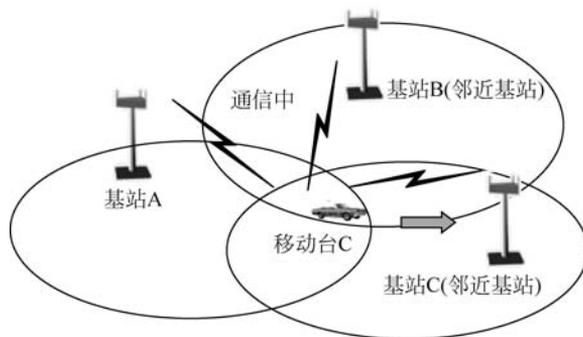


图 5.2 越区切换(按测量信号强度切换)

4. 小区分裂

小区分裂(Cell Splitting)的目的是为了增加系统容量。当小区所能支持的用户数达到饱和时,可以将小区进行分裂,划分为更小的蜂窝状区域,并相应减小新小区的发射功率和使用相同的频率再用模式,这就是小区分裂。分裂后的新小区从理论上讲能支持与原来小区同样数目的用户,因而提高了系统单位面积可服务的用户数,增加了系统容量而不增加频道数。一旦新小区所能支持的用户数量又达到饱和时,可进行进一步分裂,如图 5.3 所示。

小区分裂不是无限制地减小小区的面积,一方面是要增加成本;另一方面还要保证足够大的频率再用距离,才能使同道干扰低于预定的门限值,这就限制了区群中所含小区数目不能低于某个值。

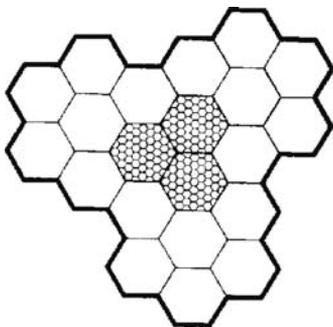


图 5.3 小区分裂

5.1.3 移动通信的工作方式和多址方式

1. 工作方式

移动通信可以采用三种工作方式:双工、单工和半双工。蜂窝移动通信系统采用双工工作方式。主要的双工工作方式包括频分双工(FDD)和时分双工(TDD)。

2. 多址接入方式

蜂窝系统中是以信道来区分通信对象的,一个信道只容纳一个用户进行通话,许多同时通话的用户互相以信道来区分,这就是所谓“多址接入”。在移动通信业务区内,移动台之间或移动台与市话用户之间通过基站(包括移动交换局和局间联网)同时建立各自的信道,从而实现多址连接。

目前在移动通信中应用的多址方式有:FDMA、TDMA、CDMA 以及它们的混合应用方式等。以传输信号的载波频率不同来区分信道、建立多址接入的方式称为频分多址方式;以传输信号存在的时间不同来区分信道、建立多址接入的方式称为时分多址方式;以传输信号的码型不同来区分信道、建立多址接入的方式称为码分多址方式。

5.1.4 蜂窝移动通信的发展

蜂窝移动通信网络已经历了四代的发展,目前正向第五代移动通信系统网络演进。第一代移动通信系统出现于 20 世纪 70 年代中期,采用模拟调制和 FDMA 方式,网络采用模拟信令,提供话音业务。模拟蜂窝移动通信系统主要包括美国的 AMPS(Advanced Mobile Phone Service);英国的 TACS(Total Access Communications System);瑞典的 NMT-900(Nordic Mobile Telecommunications)以及日本的 HCMTS(High-Capacity Mobile Telecommunication System)等。由于模拟系统存在频谱利用率低、容量小、设备复杂、抗干扰性能差、保密性不强、价位高、业务面窄等固有缺点,不能满足通信市场急速发展的需要,因此诞生了第二代移动通信系统。第二代移动通信系统产生于 20 世纪 80 年代中期,使用数字调制技术,由 FDMA 转向 TDMA 和 CDMA 方式,网络采用数字信令,最主要提供话音业务,除此之外,还提供少量短消息(数据)服务。目前,第二代移动通信系统所采取的 TDMA

体制主要有三种：第一种是欧洲的泛欧体制 GSM(global system for mobile communication),在 GSM 中有 900MHz 频段和 1.8GHz,其中 1.8GHz 是小区和微小区制,称为 DCS-1800,二者可以兼容,目前称为双频手机的就是二者的兼容手机；第二种是美国电信工业协会(TIA)提出、美国联邦通信委员会批准的 DAMPS (Digital AMPS),其规范也由 IS-54 发展到 IS-136、再发展到 IS-136/HS,它主要解决系统容量不足问题,是对 AMPS 系统的补充和逐步替代,因此它是数模兼容或称双模式体制；第三种是日本的 PDC 系统,其基本技术与 DAMPS 相近,但其频率提高到 1.5GHz。CDMA 体制是美国 TIA 制定的 IS-95,它是一种窄带的 CDMA,带宽为 1.25MHz,其频段与 AMPS 一致,也可以作双模式手机。由于 CDMA 的抗衰落能力和抗干扰性强,具有低功率谱密度传输、保密性能好、容量大、话音质量好、所需基站量小等优点,再加上有天然的话音激活和采用扇形分区、RAKE 接收等技术,系统容量大大增加。

伴随着社会经济及技术的发展,具有全球性的通信联络更加密切,相应地要求提供综合化的信息业务,如话音、图像、数据等具有多媒体特征的移动通信业务,为满足这种需求,第三代移动通信网络(3th Generation,3G)应运而生。第三代移动通信系统是 20 世纪 90 年代中期以后开始研究的,其网络采用数字信令,并结合卫星移动通信系统,以不同的小区结构形成覆盖全球的移动通信网络,可提供全球话音及不同速率的数据传输等多媒体业务。

第四代(4th Generation,4G)移动通信系统的主流传输技术为多输入多输出正交频分复用(Multiple Input Multiple Output-Orthogonal Frequency Division Multiplexing, MIMO-OFDM)技术,与现有的 3G 系统比较,采用 MIMO-OFDM 技术的 4G 系统具有通信业务宽带化、安全性高、微蜂窝布网、网络容量大等特点。目前,地面移动通信系统正在向第五代(5th Generation,5G)过渡。5G 系统具有更高的资源利用率、更丰富的频谱资源以及更强的智能化能力。

5.2 移动环境下的电波传播

移动信道特性是设计移动通信系统时确定发射功率、小区半径、通信质量等的基础,移动通信中的各类新技术都是针对其信道特性而提出来的。移动信道不仅具有无线信道开放的变参信道特点,而且还具有通信用户随机移动性的特点,必须根据移动通信的特点按照不同的传播环境和地理特征进行分析和仿真。所幸的是前人在这方面已经做了大量的工作,包括建立各种信道模型、根据大量的实测数据进行统计分析并对已有信道模型进行改进,甚至提供了简单易用、功能强大的仿真模拟工具软件。

5.2.1 移动信道的电波传播机理

移动通信的频率范围在甚高频(VHF)、超高频(UHF)的范围($30\text{MHz} < f < 3\text{GHz}$),它的传播方式受地形地物和移动速度的影响。移动通信接收点的地理环境复杂、多变,有高楼林立的市区,也有只建有一般建筑物的城市郊区或小城镇,还有山丘、平原和河流湖泊的乡村及远郊区,而用户具有随机移动性,有漫步的移动,也有高速车载的移动。因此,总体而言,移动通信传播路径复杂,信道传输特性变化可能十分剧烈。传播条件复杂、恶劣是移动通信道的基本特征。移动通信电波传播的机制从总体上说,可以归纳为直射、反射、绕射、散射

以及地表波,如图 5.4 所示。在移动通信的频段地表波可以忽略不计。

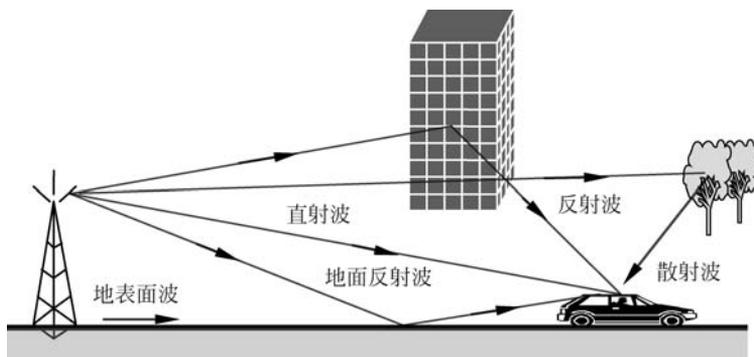


图 5.4 典型移动信道传播路径

1. 直射波

直射波是指在视距覆盖区内的传播,其信号强度最强。直射波可以认为是电波在自由空间不受阻挡的传播,传播过程中单位面积的能量会因为扩散而减少。这种减少称为自由空间的传播损耗,其接收信号功率 P_R 为:

$$P_R = G_R G_T P_T \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (5.1)$$

其中, P_T 为发射功率, G_T 为发射天线增益, G_R 为接收天线增益, λ 为自由空间波长, d 为距发射天线的距离。

电波在自由空间的传输损耗 L_{fs} 定义为发射功率 P_T 与接收功率 P_R 之比:

$$L_{fs} = \frac{P_T}{P_R} = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \frac{1}{G_T G_R} \quad (5.2)$$

在自由空间中,可以把收发天线看成是两个点源天线,其增益系数 $G_T = G_R = 1$,自由空间路径损耗以分贝表示为:

$$L_{fs} = 32.45 + 20 \lg d (\text{km}) + 20 \lg f (\text{MHz}) \quad (\text{dB}) \quad (5.3)$$

由式(5.3)可见,当频率 f 或距离 d 扩大一倍时,自由空间传输损耗均增加 6dB。

2. 多径反射波及其两径传播模型

当电磁波遇到比波长大得多的物体时发生反射。反射发生在地球表面、建筑物和墙壁表面。多径反射波是从不同建筑物或其他物体反射后,到达接收点的传播信号。为了简化,设反射界面为光滑界面,若界面尺寸比波长大得多时,就会产生镜面反射。见图 5.5 的地面反射,反射波与入射波的关系用反射系数 R 表示,即

$$R = \frac{\sin\theta - z}{\sin\theta + z} = |R| e^{-j\psi} \quad (5.4)$$

其中

$$z = \frac{\sqrt{\epsilon_0 - \cos^2\theta}}{\epsilon_0} \quad (\text{垂直极化})$$

$$z = \sqrt{\epsilon_0 - \cos^2\theta} \quad (\text{水平极化})$$

$$\epsilon_0 = \epsilon - j60\delta\lambda$$

其中, ϵ 为介电常数, δ 为电导率, λ 为波长。

对于地面反射, 当工作频率大于 150MHz、 $\theta < 1^\circ$ 时, $R = -1$, 即反射波场强的幅度等于入射波场强的幅度, 相位差 180° 。图 5.5 中, 移动台接收天线的电波包含直射波和反射波。反射路径 $a + b$ 要比直射路径 c 要长一些, 在收发天线高度之和远小于两天线之间的距离时, 它们的差值 Δd 为:

$$\Delta d = a + b - c = \frac{2h_T h_R}{d_1 + d_2} = \frac{2h_T h_R}{d} \quad (5.5)$$

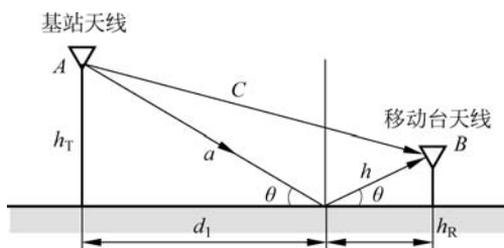


图 5.5 反射波

由于直射波和反射波的起始相位一致, 因此路径差 Δd 引起的附加相移 $\Delta\phi$ 为:

$$\Delta\phi_0 = (2\pi/\lambda)\Delta d \quad (5.6)$$

考虑到 $R = -1$, 两路径电波的实际相差为:

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda}\Delta d + \pi \quad (5.7)$$

接收场强 E 可表示为:

$$E = E_0(1 + R e^{-j\Delta\phi}) = E_0(1 + |R| e^{-j(\phi + \Delta\phi)}) \quad (5.8)$$

由式(5.8)可知, 地面反射波和直射波的合成场强随反射系数 R 和路径相差 $\Delta\phi$ 的变化而变化, 有时同相相加, 有时反相抵消, 造成合成波的衰落。以上描述的是两径模型, 在开阔地区, 两径模型很接近于实际移动通信的电波传播模型。当存在建筑物和地形起伏时, 接收信号中将包含建筑物等的反射波, 此时可用三径、四径等多径传播模型来描述移动信道。但是, 当多径数目大到一定程度时, 或者说多径数趋于无限大时, 合成波难以用公式准确计算, 必须用统计的方法来分析。

3. 绕射波

当发射机和接收机之间的传播路由被物体的尖锐边缘阻挡, 且障碍物的尺度与波长相当时, 根据惠更斯原理, 电波会在建筑物后面的“阴影区”形成二次波, “绕过”障碍物向前传播, 这种现象称为电波的绕射。由于电波具有绕射能力, 所以能绕过高低不平的地面或一定高度的障碍物, 然后到达接收点。阴影区绕射波场强为周围障碍物所有二次波的矢量和。绕射波场强不仅与建筑物的高度有关, 还与收发天线与建筑物之间的距离以及频率有关。可以用劈尖模型来描述绕射损耗, 见图 5.6, 其中 d_1 为发射机到障碍物的距离, d_2 为接收机到障碍物的距离, h 为劈尖的高度, 有正负符号之分。菲涅尔绕射参数 v 为:

$$v = h \sqrt{\frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda d_1 \cdot d_2}}$$

则劈尖绕射的电场强度与其自由空间电场相比较的增益近似为:

$$\begin{cases}
 G_d(\text{dB}) = 0 & v \leq -1 \\
 G_d(\text{dB}) = 20\lg(0.5 - 0.62v) & -1 \leq v \leq 0 \\
 G_d(\text{dB}) = 20\lg(0.5\exp(-0.95v)) & 0 \leq v \leq 1 \\
 G_d(\text{dB}) = 20\lg(0.4 - \sqrt{0.1184 - (0.38 - 0.1v)^2}) & 1 \leq v \leq 2.4 \\
 G_d(\text{dB}) = 20\lg\left(\frac{0.225}{v}\right) & v > 2.4
 \end{cases} \quad (5.9)$$

频率越高,建筑物越高,接收天线与建筑物越近,则绕射能力越弱,信号强度越小,绕射损耗越大;相反,频率越低,建筑物越矮,接收天线与建筑物越远,则绕射能力越强,绕射损耗越小。

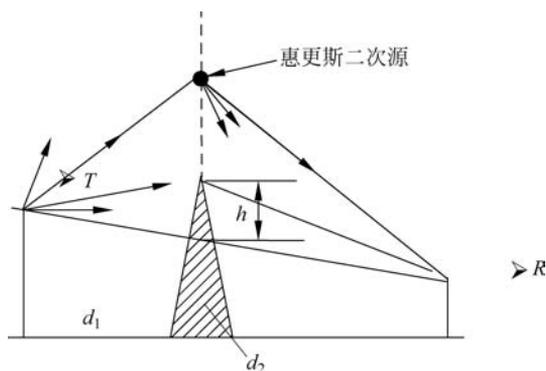


图 5.6 劈尖绕射几何图,接收点 R 位于阴影区

4. 散射波

当电磁波的传播路由上存在小于波长的物体、并且单位体积内这种障碍物体的数目非常巨大时,会发生散射。散射发生在粗糙表面、小物体或其他不规则物体,如树叶、街道标志和灯柱等。在移动无线环境中,接收信号比单独绕射和反射模型预测强是散射提供给接收机额外能量的结果。表面粗糙的程度可以用参考高度 h_c 来衡量,设电波入射角为 θ_i ,则:

$$h_c = \frac{\lambda}{8\sin\theta_i} \quad (5.10)$$

若平面最大突起高度为 h , $h < h_c$ 则表面为光滑,反之为粗糙。移动通信接收点也可以接收到多径传来的这种散射波,它们的振幅和相位是随机的,这就使接收点的场强的振幅发生变化,形成快衰落。

5.2.2 移动环境下的电波传播特性

1. 移动环境下的几个效应

由如上所述的移动环境下的电波传播机理以及用户的随机移动性可知,接收信号电场强度处于随机起伏变化的状态,电波传播存在如下几种效应:

(1) 远近效应。由于用户的随机移动性,带来移动台与基站间距离的随机变化。若各移动台发射功率一样,则到达基站的信号强弱不同,移动台离基站近信号强,离基站远信号弱,出现以强压弱的现象,这种现象称为远近效应。

(2) 阴影效应。地形地物结构的遮挡所引起的接收半盲区现象,如图 5.7 所示。这是

由于传输环境中的地形起伏、大型建筑物及其他障碍物对电波遮蔽而形成阴影衰落。

(3) 多径效应。由于无线信道中的反射、散射和折射,使得经过传播后的发射信号沿着多个不同的路径到达接收天线,因此接收信号的幅度和相位随着天线的位置、方向和信号的到达时间发生变化,表现为快速起伏,即短期效应,也称多径衰落。

(4) 多普勒(Doppler)效应。由于移动体的运动速度和方向引起传播频率的扩散,其扩散程度与用户运动速度成正比。多普勒频移的大小与移动体的运动速度、运动方向及电磁波的来波夹角 θ 和波长 λ (频率)有关。见图 5.8,移动体由于路径的变化,接收信号相位变化为:

$$\Delta \phi = \frac{2\pi \Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi v \Delta t}{\lambda} \cos \theta$$

则频率的变化(多普勒频移)为:

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\Delta \phi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos \theta \quad (5.11)$$

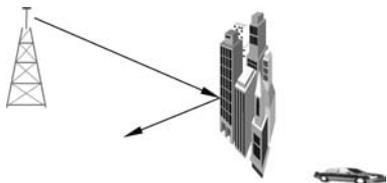


图 5.7 阴影衰落形成

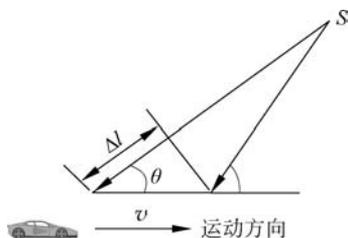


图 5.8 多普勒频移的产生

若移动向着来波方向, f_d 为正,背着来波方向为负。在多径条件下,移动引起多普勒频谱展宽。

2. 移动信道的统计模型

由上述分析可知,移动无线传播的多径效应、阴影效应和传播的路径损耗特性会引起接收场强的快速波动。图 5.9 表示了典型的移动场强特性。通常是用统计传播模型来评估,信道参数为随机变量。通常,移动无线信道中存在三种互相独立的传播现象:小尺度衰落(多径衰落)、阴影衰落和大尺度路径损耗。

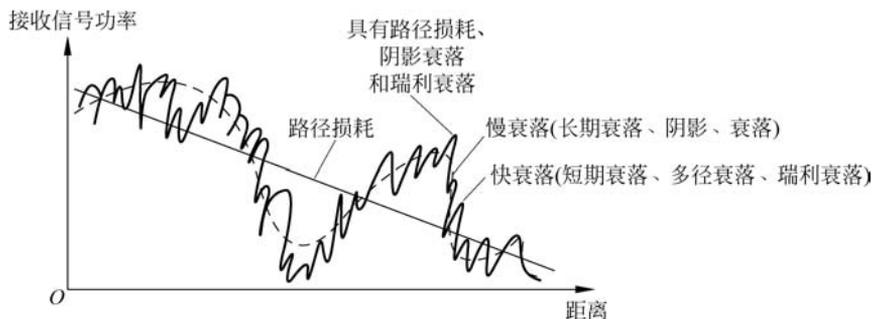


图 5.9 典型的移动场强特性

1) 小尺度衰落(快衰落)

多径效应引起的快衰落反映了在数十倍于波长数量级的小范围内接收电平的均值(也

称为本地平均功率电平)变化,因此,多径衰落也称为小尺度衰落,见图 5.9。

在各个多径信道中,若信道彼此独立,当接收信号有较强的直射波且占支配地位时,接收信号包络的衰减变化服从莱斯(Rician)分布;当接收点没有直射波信号,仅有许多多径信号,各径信号彼此独立且没有任何一径信号占支配地位时,则接收信号包络的衰落变化服从瑞利(Rayleigh)分布,因此,多径快衰落又称为瑞利衰落。

快衰落又可以分为三类:空间选择性衰落、频率选择性衰落和时间选择性衰落。选择性是指在不同的空间、不同的频率和不同的时间衰落特性是不同的。快衰落是蜂窝移动通信研究的重点,许多移动通信的关键技术都是为克服快衰落而提出来的。

2) 阴影衰落(慢衰落)

阴影衰落是由于阴影效应引起的慢衰落,它反映了在数百倍于波长数量级的中等范围内接收电平的均值变化。慢衰落接收信号的变化幅度取决于障碍物状况、障碍物和移动台移动速度等。慢衰落接收信号近似服从对数正态分布。

3) 大尺度衰落

场强变化的平均值随距离的增加而衰减,它就是电波在空间传播所产生的路径损耗。大尺度衰落反映了在数十米到数百米区域内电波在空间距离上功率平均值的变化,因此称为区域平均功率(area-mean power)。阴影衰落(慢衰落)是在大尺度衰落上附加的衰落,小尺度衰落(快衰落)是本地平均功率(local-mean power)围绕区域平均功率变化。

5.2.3 多径衰落的描述

1. 瑞利衰落

瑞利衰落是由于多径接收引起的。考虑多径效应和多普勒效应同时存在,设基站发射信号为无调制的载波信号 $\cos\omega_0 t$,到达接收天线的 N 路信号幅值和方位角是随机、统计独立的散射波,如图 5.10 的虚线所示,合成为瑞利衰落包络(实线所示)。合成信号表示为

$$R(t) = \sum_{i=1}^N a_i \cos \left[\omega_0 t + \left(\phi_i + \frac{2\pi}{\lambda} vt \cos \theta_i \right) \right] \quad (5.12)$$

其中, a_i 为第 i 路接收信号的衰落因子(源信号幅度设定为单位 1); ϕ_i 是第 i 条路径的传播时延引起的相移, $\phi_i = -\omega_0 \tau_i$, τ_i 是第 i 条路径的传播时延; θ_i 为电波到达来向与移动台运动方向之间的夹角, v 为车速, λ 为波长。式(5.13)表示多普勒频移引起的相位变化。

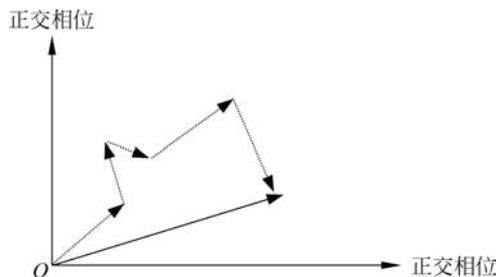


图 5.10 N 个散射波的相位

令

$$\psi_i = \phi_i + \frac{2\pi}{\lambda} vt \cos \theta_i \quad (5.13)$$

则式(5.12)可表示为

$$R(t) = \sum_{i=1}^N a_i \cos(\omega_0 t + \psi_i)$$

其同相-正交表达式为

$$R(t) = x \cos \omega_0 t - y \sin \omega_0 t \quad (5.14)$$

其中同相部分可以求得为

$$x = \sum_{i=1}^N a_i \cos \psi_i = \sum_{i=1}^N x_i \quad (5.15)$$

正交相位部分为

$$y = \sum_{i=1}^N a_i \sin \psi_i = \sum_{i=1}^N y_i \quad (5.16)$$

则式(5.14)可写成极坐标为

$$R(t) = x \cos \omega_0 t - y \sin \omega_0 t = r \cos[\omega_0 t + \theta] \quad (5.17)$$

其中, r 为合成波 $R(t)$ 的包络, θ 为合成波 $R(t)$ 的相位:

$$r = \sqrt{x^2 + y^2} \quad (5.18)$$

$$\theta = \arctan \frac{y}{x} \quad (5.19)$$

由于 x 和 y 都是独立随机变量之和, 根据概率论的中心极限定理, 大量独立随机变量之和的分布趋向正态分布, 概率密度函数为

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_x} e^{-\frac{x^2}{2\sigma_x^2}} \quad (5.20)$$

$$p(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_y} e^{-\frac{y^2}{2\sigma_y^2}} \quad (5.21)$$

其中, σ_x 、 σ_y 分别是随机变量 x 、 y 的标准偏差。由于 x 和 y 相互独立, 在面积 $dx dy$ 的联合概率为

$$p(x, y) dx dy = p(x) dx \cdot p(y) dy \quad (5.22)$$

设随机变量 x 和 y 均值均为零, 且 $\sigma_x^2 = \sigma_y^2 = \sigma^2$, 则联合概率密度函数 $P(x, y)$ 为

$$p(x, y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left[-\frac{x^2 + y^2}{2\sigma^2}\right] \quad (5.23)$$

用式(5.18)和式(5.19)的极坐标表示, 则

$$p(r, \theta) dr d\theta = p(x, y) dx dy$$

得联合概率密度函数为

$$p(r, \theta) = \frac{r}{2\pi\sigma^2} \exp\left[-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right] \quad (5.24)$$

对 θ 积分, 可求得包络概率密度函数 $p(r)$ 为

$$p(r) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \int_0^{2\pi} r \exp\left[-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right] d\theta = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right] \quad r \geq 0 \quad (5.25)$$

同样, 对 r 积分, 可求得相位概率密度函数 $p(\theta)$ 为

$$p(\theta) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \int_0^\infty r \exp\left[-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right] dr = \frac{1}{2\pi} \quad 0 \leq \theta \leq 2\pi \quad (5.26)$$

由式(5.25)可知,多径衰落的信号包络服从瑞利分布,故多径衰落也称为瑞利衰落。瑞利分布如图 5.11 所示。

进而可得到瑞利衰落信号的特性如下

$$\text{均值 } m = E(r) = \int_0^\infty r p(r) dr = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma = 1.253\sigma \quad (5.27)$$

$$\text{均方值 } E(r^2) = \int_0^\infty r^2 p(r) dr = 2\sigma^2 \quad (5.28)$$

包络 r 的中值 r_m 满足 $P(r \leq r_m) = 0.5$, 且 $r_m = 1.177\sigma$ 。

2. 莱斯衰落

在移动通信的多径环境中,当接收信号有较强的占支配地位的波时,接收信号包络的衰减变化服从莱斯分布。占支配的波(主波)可以是单独的较强的直射波,也可以是两个或多个主信号的相位和,如直射波与地面反射波之和。主波通常是确定性过程,完全可以预测。移动接收天线除接收占支配的地位的成分外,还有大量反射波和散射波,它们的相位关系如图 5.12 所示。

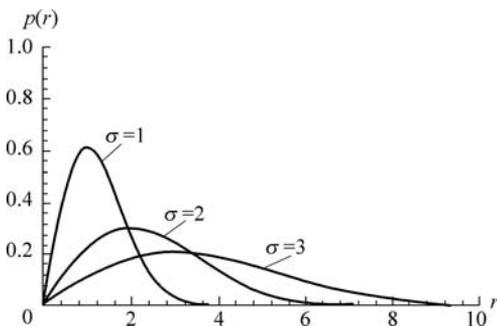


图 5.11 瑞利分布-包络变量的概率密度函数

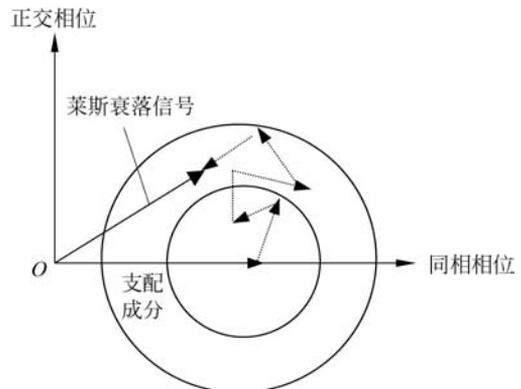


图 5.12 莱斯衰落中的相位关系

莱斯衰落信号包络的概率密度函数 $p(r)$ 的导出,类似于瑞利衰落。为了获得信号振幅 r 的概率密度函数,可在特定时刻 t_0 观察同相 x 和正交 y 分量,如果散射波的数目足够大且独立同分布,则根据中心极限定理, x_{t_0} 和 y_{t_0} 是高斯型的,但由于存在确定性的支配项,均值不再为零。莱斯衰落的振幅和相位的联合概率密度函数为

$$p(r, \theta) = \frac{r}{2\pi\sigma^2} \exp\left[-\frac{r^2 - 2Ar \cos\theta + A^2}{2\sigma^2}\right] \quad (5.29)$$

其中, σ^2 为本地平均散射功率, A 为主波振幅。式(5.29)对相位积分得幅度的概率密度函数:

$$p(r) = \int_{-\pi}^{+\pi} p(r, \theta) d\theta = \left\{ \frac{r}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{(r^2 + A^2)}{2\sigma^2}\right] I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right), \quad A \geq 0, \quad r \geq 0 \right. \quad (5.30)$$

其中, $I_0(\cdot)$ 为零阶第一类修正贝塞尔(Bessel)函数。贝塞尔分布常用莱斯因子 K 来描述, K 定义为主信号功率与本地平均散射功率(即多径分量方差)之比:

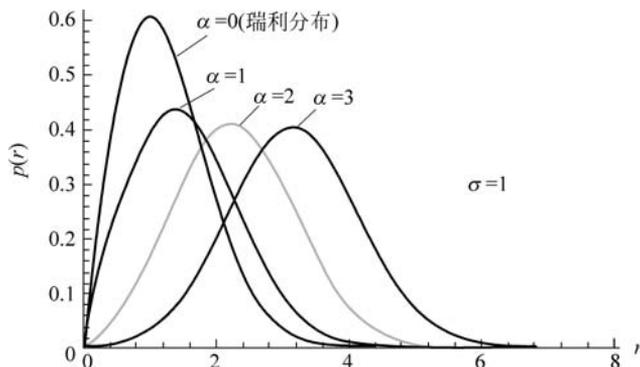


图 5.13 莱斯分布-包络变量的概率密度

$$K = \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (5.31)$$

或

$$K(\text{dB}) = \lg \frac{A^2}{2\sigma^2}$$

由莱斯因子 K 就完全确定了莱斯分布, 当 $A \rightarrow 0$ 、 $K \rightarrow \infty$ 且主信号幅度减小时, 莱斯分布变为瑞利分布。容易得到本地平均功率为 $\bar{P} = \frac{1}{2}A^2 + \sigma^2$ 。采用莱斯因子 K 和本地平均功率 \bar{P} , 莱斯衰落的振幅分布可表示为

$$p(r) = (1 + K)e^{-K} \frac{r}{\bar{P}} \exp\left(\frac{1+K}{2\bar{P}}r^2\right) I_0\left(\sqrt{\frac{2K(1+K)}{\bar{P}}}r\right) \quad (5.32)$$

室内信道典型地呈现为莱斯分布, 如果直达波被阻塞, 则瑞利衰落模型较为合适。

3. Nakagami-m 分布

Nakagami-m 分布可以更灵活和准确地描述多径衰落信道的统计特性。Turin 和 Suzuki 指出 Nakagami-m 分布最适合用于描述城市内无线多径信道中接收的数据信号。Nakagami-m 分布的概率密度函数如下:

$$p(r) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m r^{2m-1} e^{-\frac{mr^2}{\Omega}} \quad (5.33)$$

其中: $\Gamma(x)$ 为 Gamma 函数; $\Omega = E(r^2)$, 表示平均信号功率, 控制分布的扩展; m 为衰落因子, $m = \frac{\Omega^2}{E[r^2 - \Omega^2]}$ 作为 Nakagami 或 Gamma 分布的造型因子, 其取值可能从 0.5 直到无穷大, 控制分布的特性曲线, 如图 5.14 所示。当 $m = 0.5$ 时, $p(r)$ 为半高斯 (half-Gaussian) 概率密度函数。 m 为 1 或小于 1 时为深度衰落, 当 $m = 1$ 时, $p(r)$ 为瑞利概率密度函数, 其瞬时功率为指数分布。 $m > 1$ 时, 与瑞利衰落相比, 接收信号强度的起伏减小, 而 m 远大于 1 为莱斯分布。

5.2.4 路径损耗(大尺度传播模型)

在陆地传播中, 已知发射功率 P_T 、发射天线增益 G_T 和接收天线增益 G_R 时, 接收天线的信号功率 P_R 可表示为

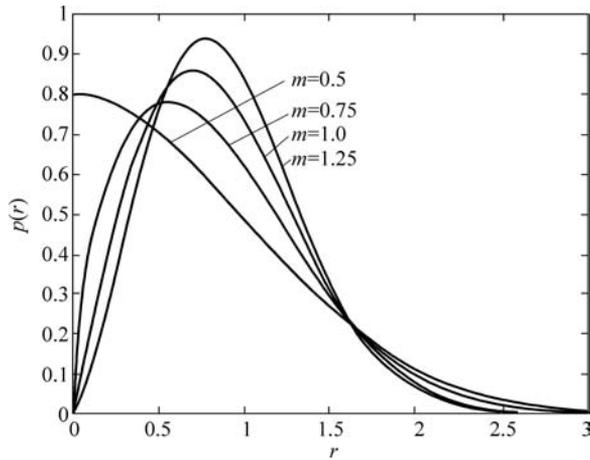


图 5.14 分布特性曲线

$$P_R = \frac{G_T G_R P_T}{L} \quad (5.34)$$

其中, L 为在信道中的传播损耗, 即 $L = L_P L_S L_F$, L_P 为路径损耗、 L_S 为慢衰落损耗、 L_F 为快衰落损耗。

路径损耗模型是描述从发射到接收天线信号的衰减模型, 它是传播距离和其他参数的函数, 有的模型包括许多用于估计信号衰减的地形地貌细则。下面以图 5.15 为例说明如何考虑路径损耗。由图可见, 最合适的路径损耗模型取决于接收点的位置。

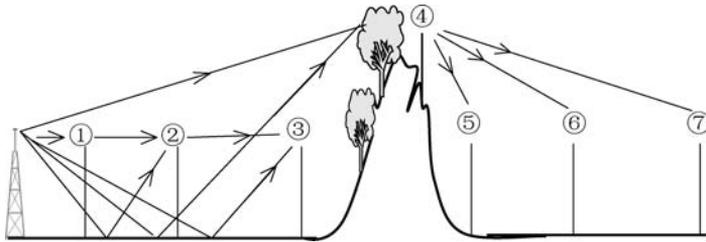


图 5.15 路径损耗实例

在位置①, 只考虑自由空间的损耗就能给出路径损耗的精确估计。在位置②和③, 存在很强的视距传播, 同时地面反射波也对路径损耗的影响也很强, 平地损耗模型(即两径模型)较为合适。在位置④, 由于树阻挡了直射波而引起明显的绕射损耗, 需要修正自由空间损耗。在位置⑤、⑥和⑦, 要预测路径损耗比其他位置更为困难, 地面反射和绕射损耗相互影响。

1. 自由空间传播损耗

在式(5.3)给出了自由空间传播损耗, 即:

$$L_{fs} = 32.45 + 20 \lg d (\text{km}) + 20 \lg f (\text{MHz}) \quad (\text{dB}) \quad (5.35)$$

仅考虑自由空间传播损耗时, 接收信号功率为

$$P_R = G_R G_T P_T \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (5.36)$$

在蜂窝电话系统中,要计算覆盖小区所需的接收信号功率,CCIR 建议使用在接收位置的电场强度 E ,它和接收信号功率的关系为

$$E = \sqrt{120\pi P_R} \quad (5.37)$$

当传播距离 d 增加时,由于辐射能量在以半径为 d 的球面扩散,因此接收功率按 d^2 衰减。

2. 平坦地区传播损耗

在 5.2.1 节中的两径模型,可以从式(5.8)得到接收点的接收功率为

$$\begin{aligned} P_R &= P_T \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 | [1 + R \exp(j\Delta\phi)] |^2 \\ &\approx P_T \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 (\Delta\phi)^2 \quad (\Delta\phi \ll 1) \\ &= P_T (h_T h_R)^2 / d^4 \end{aligned} \quad (5.38)$$

其中, $\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta d = \frac{2\pi h_T h_R}{\lambda d}$, P_R 与距离的 4 次方成反比。但是,传播损耗与地形地貌的关系极大,从地形上看,有平坦开阔的地区,也有山区、丘陵和起伏的地区;按照地物的密集程度可划分为三类。

- (1) 城市环境。为稠密的建筑物和高层楼房。
- (2) 郊区环境。为平坦地形,在移动台附近有些障碍物。
- (3) 开阔地环境。为开阔地面,在电波传播路径上无高大树木、建筑物等障碍物。

(4) 基于上述原因,传播环境对无线传播模型的建立起关键作用,同时无线传播模型还受到系统工作频率和移动台运动因素的影响。因此,除了基于无线电传播理论的理论分析方法外,还要特别注重实测统计方法,它以大量测试数据和经验公式为基础而建立,最著名的统计模型是奥村(Okumura)模型。

3. Okumura 模型与 Hata 公式

Okumura 模型是 Okumura 以在日本的大量测试数据为基础统计出的以曲线图表示的传播模型。在 Okumura 模型的基础上,利用回归方法拟合出便于计算机计算的解析经验公式。Hata 对 Okumura 模型进行公式化处理,得到 Okumura-Hata 公式。另外还有适用于微蜂窝的 Walfisch 公式及室内传播环境使用的 Keenan-Motley 公式。这些经验公式计算繁琐并且与实际环境之间存在着或大或小的误差。因此在实际的场强预测中,一般都以修正的 Okumura-Hata 模型作为预测模型,利用计算机进行辅助预测,可以针对当地的实际无线环境做 CW 测试后对 Okumura-Hata 公式进行修正。CW 测试指使用连续波作为信号源,测试其传播损耗。使用连续波作为信号源,则信号的传播损耗就只与无线环境有关,而与信号本身没有关系,这样测试得到的数据用来进行模型校正最准确。

Okumura-Hata 公式适用于频率在 100~1500MHz、传播距离在 1~20km 的区域场强预测,具体公式如下所述。

- (1) 市区(Urban area)的路径损耗

$$\begin{aligned} L_{PU}(\text{dB}) &= 69.55 + 26.16 \lg f_c(\text{MHz}) - 13.82 \lg h_b(\text{m}) - \alpha [h_m(\text{m})] + \\ &\quad [44.9 - 6.55 \lg h_b(\text{m})] \lg d(\text{km}) \end{aligned} \quad (5.39)$$

其中,

$$\alpha[h_m(m)] = \begin{cases} [1.1 \lg f_c(\text{MHz}) - 0.7] h_m(m) - [1.56 \lg f_c(\text{MHz}) - 0.8] & \text{小型或中型城市} \\ 8.29[\lg 1.54 h_m(m)]^2 - 1.1, & f_c \leq 200 \text{MHz}, \quad \text{大城市} \\ 3.2[\lg 11.75 h_m(m)]^2 - 4.97, & f_c \geq 400 \text{MHz}, \quad \text{大城市} \end{cases} \quad (5.40)$$

$\alpha[h_m(m)]$ 为移动台天线高度校正因子, $h_m(m)$ 为移动台天线高度, $h_b(m)$ 为基站天线有效高度。

(2) 郊区(Suburban area)的路径损耗

$$L_{PS}(\text{dB}) = L_{PU}(\text{dB}) - 2 \lg f_c(\text{MHz}) \quad (5.41)$$

(3) 开阔区(Open arer)

$$L_{PO}(\text{dB}) = L_{PU}(\text{dB}) - 4.78[\lg f_c(\text{MHz})]^2 + 18.33 \lg f_c(\text{MHz}) - 40.94 \quad (5.42)$$

4. 路径损耗的其他经验模型

(1) Walfisch-Ikegami 模型。在欧洲 COST 计划工程 231 开发出的半确定性经验模型,它适合高楼林立地区的中到大型蜂窝的场强确定。该模型的特点是:从对众多城市的电波实测中得出的一种小区域覆盖范围内的电波损耗模型。GSM 1800MHz 主要采用 Walfish-Ikegami 电波传播衰减计算模型。

GSM 900MHz 主要采用 CCIR 推荐的 Okumura 电波传播衰减计算模型。前面已经介绍,该模型是以准平坦地形大城市区的中值场强或路径损耗作为参考,对其他传播环境和地形条件等因素分别以校正因子的形式进行修正。

(2) WIM 模型。该模型在频段 800~2000MHz 和路径长度 0.02~5km 的测量值十分符合。

不管是用哪一种模型来预测无线覆盖范围,只是基于理论和测试结果统计的近似计算。由于实际地理环境千差万别,很难用一种数学模型来精确地描述,特别是城区街道中各种密集的、不规则的建筑物反射、绕射及阻挡,给数学模型预测带来很大困难。因此,有一定精度的预测虽可起到指导网络基站选点及布点的初步设计,但是通过数学模型预测与实际信号场强值总是存在差别。

5.2.5 信道相关带宽和相干时间

1. 信道相关带宽

由于多径效应,每个路径有不同的路径长度,因此每个路径到达时间是不同的,这些幅度衰减和时延各不同的信号相互重叠,产生干扰,造成接收端判断错误,严重影响信号传输质量。这种特性称为信道的时延扩展,图 5.16 表示信道时延功率谱及其多径时延扩展 T_m (最大时延扩展)。

定义信道相关带宽 B_c 为多径时延扩展的倒数: $B_c \approx \frac{1}{T_m}$ 。

当传输速率较高时,信号带宽接近或超过信道相关带宽时,信道的时延弥散性将对接收信号造成频率选择性衰落(信号的衰落与频率有关)。所以时延弥散是使无线信道传输速率受限的主要原因之一。

2. 信道相干时间

移动台的运动产生多普勒扩展,它是未调制载波传输时观察到的频谱宽度。如果从移

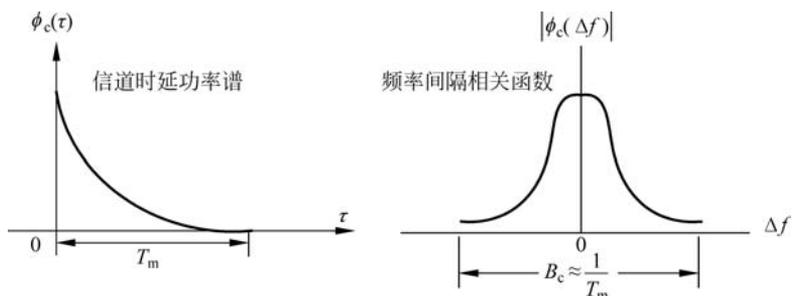


图 5.16 多径时延扩展和相关带宽的关系

动台到基站只有一条路径,基站将观察到多普勒频移。多普勒频移随移动台相对于基站运动的角度不同而变化。多普勒功率谱非零值的范围称为多普勒扩展 B_d 。 B_d 的倒数为信道相干时间 Δt , $\Delta t = 1/B_d$,见图 5.17。信道在相干时间内其性能没有太大变化。

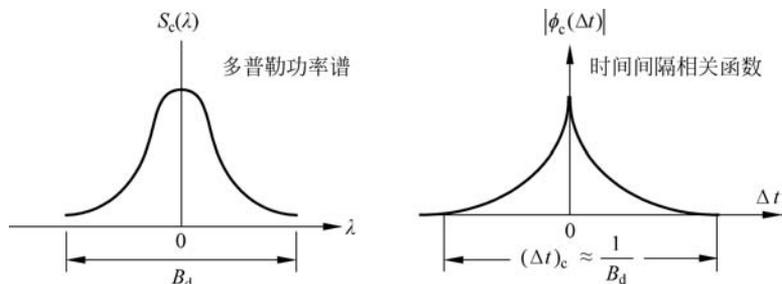


图 5.17 多普勒扩散和相关时间的关系

当信号的持续时间小于信道的相干时间时,在一个符号持续时间内信道变化不明显,这种衰落称为慢衰落。反之,当信号的持续时间大于时变信道的相干时间时,信号幅度在一个符号持续时间内会有大的起落,这种衰落称为快衰落,亦称时间选择性衰落。

由以上分析可知,时延扩展会导致时间散布,从而引起频率选择性衰落,多普勒扩展则会导致频率散布从而引起时间选择性衰落。基于时延扩展的衰落和基于多普勒扩展的衰落是两种不同类型的失真,对于一个信道来讲,若有信号对其既是频率非选择性信道,又是慢衰落,则信道必须满足的条件是 $T_m B_d < 1$ 。称 $T_m B_d$ 为信道的扩散因数,若满足 $T_m B_d < 1$,则称为欠扩散信道,否则称为过扩散信道。

5.3 移动通信系统的网络结构

蜂窝概念的提出为有效利用频率资源开辟了途径,同时又大大促进了无线移动网络的发展。在某个地域内实现无线移动通信,就必须首先建立一个由基站为中心的网络,以保证能覆盖到该区域内的移动用户。同时,基站也应该连接到一个被称作移动交换中心(Mobile Switching Center, MSC)的设施上。MSC 将多个基站和公用交换电话网(Public Switched Telephone Network, PSTN)连接起来,从而实现系统中所有用户(包括无线移动用户和固定有线用户)间的通信。

本章主要讨论构成移动通信网的主要因素以及特点,介绍蜂窝移动通信系统中的重要

问题：网络结构、越区切换及位置管理，其中简要介绍蜂窝、系统容量以及信令等知识。

5.3.1 网络结构

数字蜂窝移动通信系统与地面网，特别是公众交换电话网、公众数据网(Public Data Network, PDN)和综合业务数字网(Integrated Service Digital Network, ISDN)的关系密切，要求移动通信系统与这些通信网实现网络互连、信令互通，这就需要了解有关网络的信令系统和网络连接。

1. 基本网络结构

目前运行的固定通信网主要有：

(1) 公众交换电话网。PSTN 就是我们日常使用的有线电话网，是一个高度集成的通信网。它提供了世界上 70% 的住户间通信。在 PSTN 中，每个城市和属于统一通信区域内的城镇被称作本地接入和传输区(LATA)。LATA 则通过被称为本地交换运营商(LEC)的公司与外界实现通信连接。长途电话公司通过收取长话费维系其长途通信网的 LATA 间的连接。这些公司被称为局间运营商(IXC)，它们拥有和管理大型光纤和微波通信网。

(2) 公众数据网。PDN 又分为分组交换公众数据网(Packet Switched PDN, PSPDN)和电路交换公众数据网(Circuit Switched PDN, CSPDN)。

(3) 综合数字网(Integrated Digital Network, IDN)。由程序控制数字交换和数字中继传输构成的综合网。

(4) 综合业务数字网。ISDN 是以数字化方式综合处理和传送所有话和非话业务的信息网络，即此处综合业务是指在一个通信网内能提供话音、数据、文字、图像通信的综合服务，数字网是指信息的处理、交换、传递的数字化。CCITT 对综合业务(服务)数字网的定义是：一个数字电话网络国际标准，是一种典型的电路交换网络系统(circuit-switching network)。它通过普通的铜缆以更高的速率和质量传输话音和数据。

和上述基本网络相比，无线移动通信网要复杂得多。首先，无线网需要一个连接基站和用户的空中接口，以保证在各种传输环境下无论用户在什么地方，都能获取与有线质量相当的通信。其次，为了保证足够的覆盖，在通信小区内设立许多基站，并且每个基站都要连接在 MSC 上。MSC 最终也必须通过基站将每个移动用户接续在 PSTN 上，这就需要一个独立的信令网，连接 LEC、一个或多个 IXC 以及其他的 MSC。另外，无线通信具有特有的问题，即无线信道的恶劣变化和随机特性。由于用户需要在任何地方和任何移动速度下都能得到通信服务，那么 MSC 就必须能随时在网络内的基站间进行话务交换。为了使无线网络在带宽受限、时变衰落的信道中有效支持各种业务，许多新技术，如高效调制技术、频率复用技术及分布式无线接口等已成为无线网中不可或缺的技术要素。

2. 蜂窝移动通信网的结构

蜂窝移动通信网是一个复杂的系统。它由若干分系统构成，每个分系统又包含许多设备。在各个分系统之间、构成分系统的各个功能实体之间以及移动网与各固定公众通信网之间，都有特定的接口和相应的接口技术规范。只有满足这些接口要求，网的各个部分才能成功互连，网的功能才能实现。在整个网的运行和管理过程中，各个功能模块是通过接口传输的信令而协调工作的。虽然蜂窝移动通信网比较复杂，但抓住“结构-接口-信令”这条线索，就能对蜂窝网的整体有清晰的了解。

数字蜂窝移动通信系统的构成如图 5.18 所示。蜂窝移动通信网可分为移动台 (Mobile Station, MS)、基站子系统 (Base Station Subsystem, BSS) 和网络子系统 (Network Subsystem, NSS)。基站子系统 BSS 由基站收发信台 (Base Transceiver Station, BTS) 和基站控制器 (Base Station Controller, BSC) 两部分组成。网络子系统 NSS 包括 MSC、归属位置寄存器 (Home Location Register, HLR)、访问位置寄存器 (Visitor Location Register, VLR)、设备识别寄存器 (Equipment Identity Register, EIR)、鉴权中心 (Authentication Center, AUC) 和操作维护中心 (Operation and Maintenance Center, OMC)。

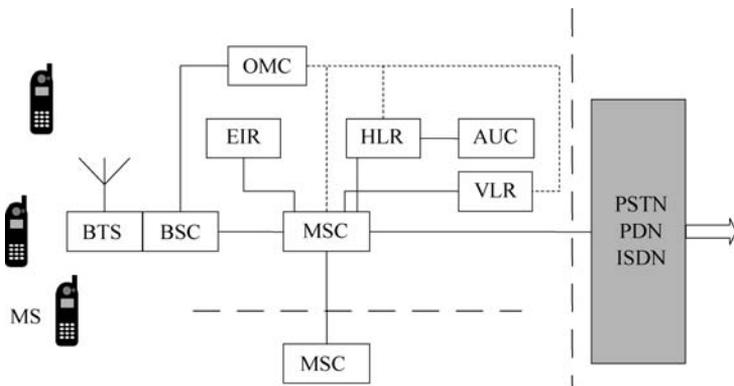


图 5.18 蜂窝移动通信网构成

1) 移动台

移动台由用户设备构成。用户使用这些设备可接入蜂窝网,得到所需要的通信服务。每个移动台都包括一个移动终端 (Mobile Termination, MT)。根据通信业务的需要,移动台还可包括各种终端设备 (Terminal Adaptor, TE) 或是它们的组合以及终端适配器 (Terminal Adaptor, TA) 等。移动台分为车载台、便携台和手持台等类型。移动台有若干识别号码。作为一个完整的设备,移动台用国际移动设备识别码 (IMEI) 来识别。用户使用时,被分配一个国际移动用户识别码 (IMSI), 并通过 SIM 实现对用户的识别。

2) 基站系统

基站系统由可在小区内建立无线电覆盖并与移动台通信的设备组成。一个基站系统可为一个或多个小区服务。基站系统实现的功能包括控制功能和无线传输功能,分别由基站控制台和基站收发信台这两类功能实体完成。BSC 的功能是对基站收发信台进行控制。每个 BSC 可控制一个或多个 BTS。BTS 是覆盖一个小区的无线电收发信设备,由基站控制台控制。

3) 移动交换中心

MSC 对位于其服务区内的移动台进行交换和控制,同时提供移动网与固定公众电信网的接口。可以说, MSC 是数字蜂窝网的网络核心。作为交换设备, MSC 具有完成呼叫接续与控制的功能,这点与固定网交换中心相同。作为移动交换中心, MSC 又具有无线资源管理和移动特性管理等功能,例如移动台位置登记与更新以及越区转接控制等。这是与固定网交换中心的主要不同之处。

为了建立从固定网至某个移动台的呼叫路由,固定网应知道该移动台当前在哪个 MSC

服务区内。当固定网不能查询 HLR 时,该呼叫就被接续到某个 MSC。这个 MSC 将查询有关的 HLR,并建立至移动台当前所属的 MSC 的呼叫路由。具有这种功能的 MSC 称为信关 MSC (Gateway MSC,GMSC)。根据网的实际结构,可以选择部分或全部 MSC 作为 GMSC。

4) 归属位置寄存器

HLR 是用于移动用户管理的数据库。每个移动用户必须在某个 HLR 中登记注册。在一个数字蜂窝网中,应包含一个或若干个 HLR。归属位置寄存器所存储的用户信息分为两类:一类是有关用户参数的信息,例如用户类别,所提供的服务,用户的各种号码、识别码,以及用户的保密参数等;另一类是有关用户当前位置的信息,例如移动台漫游号码、VLR 地址等,用于建立至移动台的呼叫路由。HLR 不受 MSC 的直接控制。

5) 访问位置寄存器

VLR 是存储用户位置信息的动态数据库。当漫游用户进入某个 MSC 区域时,必须向与该 MSC 相关的 VLR 登记,并被分配一个移动用户漫游号(MSRN),在 VLR 中建立该用户的有关信息,其中包括 MSI、MSRN,所在位置区的标志以及向用户提供的服务等参数,这些信息是从相应的 HLR 中传递过来的。MSC 在处理入网和出网呼叫时需要查询 VLR 中的有关信息。一个 VLR 可以负责一个或若干个 MSC 区域。

6) 设备标志寄存器

EIR 是存储有关移动台设备参数的数据库。EIR 实现对移动设备的识别、监视和闭锁等功能。

7) 鉴权中心

AUC 是认证移动用户身份以及产生相应认证参数的功能实体。这些参数包括随机号码 RAND、信号响应 SREC 和密钥 KC 等。认证中心对任何试图入网的用户进行身份认证,只有合法用户才能接入网中并得到服务。

8) 操作维护中心

OMC 是网络操作者对全网进行监控和操作的功能实体。在构成实际网络时,根据网络规模、所在地域以及其他因素,上述功能实体可有各种配置方式。通常将 MSC 和 VLR 设置在一起,而将 HLR、EIR 和 AUC 合设于另一个物理实体中。在某些情况下,MSC、VLR、HLR、AUC 和 EIR 也可合设于一个物理实体中。

3. 蜂窝移动通信网的接口

蜂窝陆地移动通信网的实体结构与接口如图 5.19 所示。图中给出了公共陆地移动通信网定义的接口,即 A~G 以及 Urn 和 Sm 共 9 个接口。

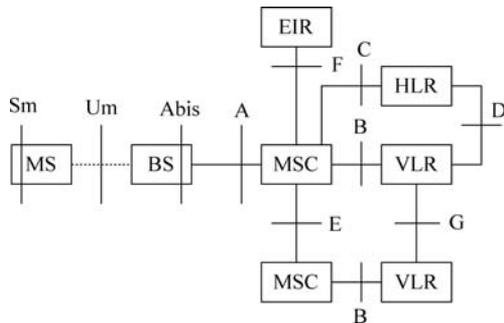


图 5.19 蜂窝陆地移动通信网实体结构

(1) A 接口。基站 BS 与移动交换中心 MSC 间的接口。此接口传送的信息主要有基站管理、呼叫管理与移动站管理等信息。

(2) B 接口。移动交换中心 MSC 与访问位置寄存器 VLR 间的接口。当 MSC 需要其辖区内的某个移动台的当前位置和管理数据时,则通过此接口向 VLR 查询。

(3) C 接口。移动交换中心 MSC 与本地(归属)用户位置寄存器 HLR 间的接口。当建立呼叫时, MSC 经此口从 HLR 中获取路由选择信息;当呼叫结束时, MSC 经此口向 HLR 发送计费信息。若此 MSC 为信关移动交换中心 GMSC,而当地面固定交换网需要获得被呼移动台的位置信息以建立呼叫时,可通过 GMSC 向该被呼用户登记的 HLR 进行查询,并将结果信息传送给固定交换网。

(4) D 接口。访问位置寄存器 VLR 与本地(归属)用户位置寄存器 HLR 间的接口。它用于两个位置寄存器之间交换有关移动台的位置信息和用户数据信息。

(5) E 接口。移动交换中心 MSC 之间的接口。当移动台从一个 MSC 辖区移入另一个 MSC 辖区而发生(越辖区)信道切换时,两个 MSC 间用此接口交换信道切换的信息。

(6) F 接口。移动交换中心 MSC 与设备识别寄存器 EIR 间的接口。它用于传递有关移动设备的管理信息,如国内和国际移动设备标识的信息。

(7) G 接口。访问位置寄存器 VLR 之间的接口。当发生(越辖区)信道切换,新辖区 VLR 需要与原辖区的 VLR 通信时用此接口。例如查询移动设备的国际用户标识。

(8) Um 接口。基站 BS 与移动站 MS 间的接口,它为空中无线电接口,是移动通信网的主要接口。

(9) Abis 接口。是基站与基站控制器的内部接口。

(10) Sm 接口。是用户与移动通信网的人机接口 Sm,包括键盘、显示器以及用户识别卡等。

4. 蜂窝移动通信网的连通

1) 数字蜂窝移动通信网与固定网的互通

大部分移动用户都是与固定用户进行通话的。所以数字移动网必须与固定的 PSTN 或 ISDN 实现互通。这种互通是由两者交换机之间的互连实现的。为了实现互通,双方都采用 SS7 信令系统。图 5.20 给出了蜂窝移动通信网与 SS7 信令网的关系。移动通信网中的移动交换中心(MSC)、信关移动交换中心(GMSC)以及固定网交换局都是 SS7 信令网中的信令点(Signalling Point, SP)。

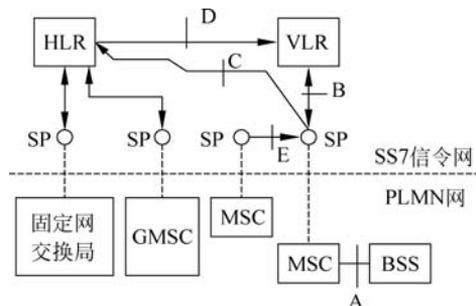


图 5.20 蜂窝移动通信网与 SS7 信令网的系统

在网络配置允许时,移动网中的 HLR 可与固定网建立信令接口。这样,固定网中的交换机可直接查询 HLR 而获取某个移动台的当前位置信息,以建立至该移动台的呼叫路由。图 5.21 给出了公共陆地移动通信网(PLMN)与地面固定网的互连情况。

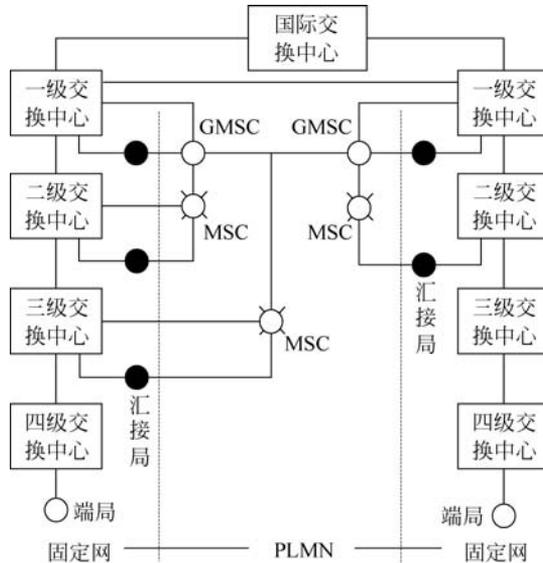


图 5.21 PLMN 与地面固定网的互连

对于大容量数字蜂窝移动通信网,移动通信网的 GMSC 应当处于地面固定网中一级交换中心的地位。对于中等容量的数字蜂窝移动通信网,移动通信网的 GMSC 及 MSC 可处于地面固定网中二、三级交换中心的地位,它们与固定网中汇接局相连接。如图 5.21 所示,图中固定网络中的一级交换中心之间构成网状网;二级交换中心以下各级交换中心直至端局为星状连接。GMSC 之间为网状网。GMSC 和 MSC 均要经两个不同的汇接局或交换中心与固定网相连,以确保网络的可靠性。

2) 蜂窝移动通信网之间的互通

在一个地区或国家中可以建立若干个蜂窝移动通信网。为了使移动用户在更大范围内实现漫游,不同移动通信网之间应该实现互通。若两个移动通信网的技术规范相同,则通过 MSC 可直接互连。若两者的结构和技术规范不相同,则在两个网之间需设立中介接口设备,以提供应用层的连接通道。有关蜂窝移动通信网间互通的详细内容,读者可参看有关文献。

5.3.2 信令

在通信网中,为了完成用户随时随地建立通信的要求,除了要传送用户到用户的信息(如话音、数据)外,还要在交换局与交换局、用户与交换局之间传送用于建立和释放呼叫为主的控制信号,以便完成用户进行通信的正常接续。完成以上功能的控制信号为信令,通信网中对信令所遵守的协议为信令方式,每个交换局为完成特定信令方式的传递与控制所实现的功能实体为信令系统。在蜂窝移动通信网中,信令主要包括两大类:接入信令和网信令。

1. 接入信令

接入信令主要指用户到网络节点间的信令。具体到蜂窝移动通信网来说,接入信令指移动台到基站之间的信令。其主要功能为呼叫管理、移动管理和无线资源管理。不同系统有不同的信令,大致分为数字信令和模拟音频信令等。

1) 接入信令协议模型

在图 5.19 中,已经绘出 MS 与 BS 之间的接口为 Um,其信令协议模型为三层结构,如图 5.22 所示。因为无线移动网与有线固定网有很大的不同,所以三层结构的实体和层协议也将不同。不同点主要有:网内用户的移动致使网络接入点的不断改变;移动用户终端与基站之间的无线链路不是固定占有的,而是根据网内用户情况而变化的。前者引出移动用户建立呼叫并实现接续的问题,即移动管理和接续管理问题;后者引出移动用户如何使用无线电链路的问题,即无线资源管理的问题。这些不同之处主要体现在第三层的各个子层上。现对移动通信网中无线接口的三层结构予以概述。

第一层是信令 1 层(L1)物理层。它提供点对点的电路,包括各类信道,它为高层信息的传输提供基本的无线信道。L1 的实现与多址方式密切相关,在 FDM/TDMA 多址方式的 GSM 网中,无线信道表现为频道内的时隙。

第二层为信令 2 层(L2)即数据链路层。它提供移动台和基站之间的无线数据链路,包括各种数据传输结构,对数据进行控制。L2 的层协议为 LAPDm,它是由 LAPD 演变过来的、为移动通信网所专有的协议,故加有标识 m 以示区别。

第三层为信令 3 层(L3),是通信子网的最高层。第三层包括无线资源管理(RM)、移动管理(MM)和接续管理(CM)3 个子层。接续管理子层(CM)是由呼叫控制(CC)、短消息业务(SMS)和补充业务(SS)3 个实体组成。

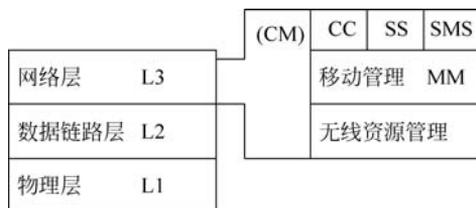


图 5.22 移动通信网信令模型的三层结构

2) 接入信令传输方式

在蜂窝移动通信网中,信令传输采用端到端的方式。信令信息通过原语传送到下层形成物理帧,通过无线接口到接收端再通过原语传送到对应端。为有助于对信令传输方式的理解,我们以 OSI 参考模型为例,来说明模型中 A 端信令信息到 B 端的传输过程,如图 5.23 所示。

2. 网络信令

1) 7 号信令的协议结构

网络信令指网络各个节点间的信令。在蜂窝移动通信网以及在 ISDN 中,常用的网络信令为 7 号信令系统(SS7)。其协议结构如图 5.24 所示。

消息传输部分(MTP)提供一个无连接的消息传输系统。它可以使信令信息跨越网络到达其目的地。

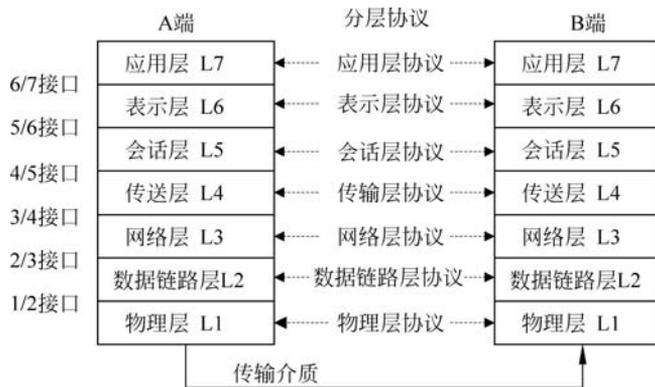


图 5.23 OSI 模型中信令传输过程

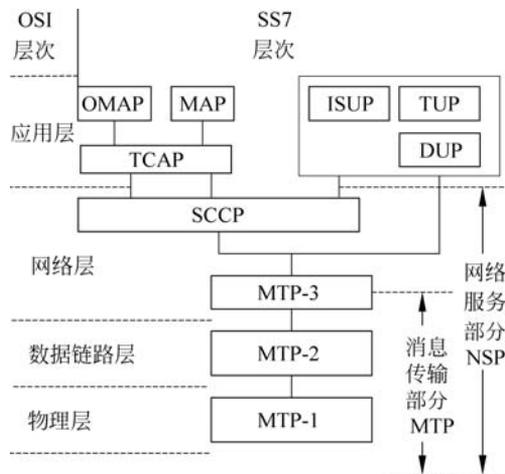


图 5.24 7 号信令系统的协议结构

信令连接控制部分(SCCP)提供用于无连接和面向连接业务的对 MTP 的附加功能。SCCP 提供扩展的地址能力和四类业务。这四种业务是：0 类—基本的无连接型业务；1 类—有序的无连接型业务；2 类—基本的面向连接型业务；3 类—流量控制的面向连接型业务。

事务处理能力应用部分(TCAP)提供使用与电路无关的信令应用之间交换信息的能力,TCAP 提供操作、维护和管理部分(OMAP)以及移动应用部分(MAP)的应用等。

用户部分(User Part,UP)是 MTP 的用户,其功能是处理信令消息。对不同通信业务类型的用户,其控制信令的处理功能是不同的。详细的说明参看 7 号信令。用户类型主要有电话用户部分(Telephone User Part,TUP)、数据用户部分(Data User Part,DUP)、综合业务数字网用户部分(ISDN User Part,ISDN UP)、移动应用部分(Mobile Application Part,MAP)、操作和维护用户部分(Operation and Maintenance User Part,OMUP)。

7 号信令网络是和目前的 PSTN 平行的一个独立网络。它由三部分组成：业务交换点(SSP)、信令转移点(STP)和业务控制点(SCP)。SSP 是一个电话交换机,它们由 SS7 链路互连,完成在其交换机上发起、转移和到达呼叫的呼叫处理。在该节中,蜂窝移动通信网中的 SSP 为 MSC。STP 是在网络交换机和数据库之间中转 SS7 消息的交换机。STP 根据

SS7 消息的地址域,将消息送到正确的输出链路上。为了满足苛刻的可靠性要求,STP 都是成对提供的。SCP 包括提供增强型业务的数据库,SCP 接收 SSP 的查询,并返回所需的信息给 SSP。在移动通信中,SCP 可包括一个 HLR 或一个 VLR。

2) 网络信令传输实例

下面以一个有线用户呼叫移动通信用户为例,说明 7 号信令在该呼叫中的传输步骤,如图 5.25 所示。

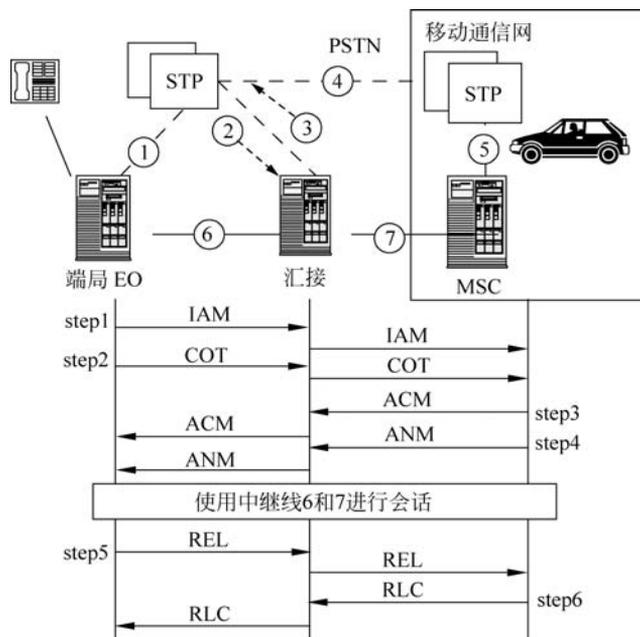


图 5.25 移动通信网与 PSTN 呼叫建立和释放示例

step0: 当有线用户拨出移动识别号(MIN)后,发端的端局交换机(EO)得知该号码是无线业务号码;EO 发出对 HLR 的查询消息(这些查询消息是在交换机、VLR、HLR 之间交换的 TCAP 消息),以获得移动用户的临时本地号码(TLDN)。

step1: 在得知移动用户的 TLDN 后,EO 通过信令链路(①—②—③—④—⑤)向 MSC 发送初始地址消息(IAM),进行中继链路的建立。

step2: (如果需要,则执行这一步骤)如果从 EO 发给汇接局(Tandem)的 IAM 中规定需要进行连续性检验(Continuity Check),则要检查从汇接局到 EO 之间选定的中继线是否为满意的传输路径。在连续性检验完成之后,从 EO 向汇接局发送一条连续性消息(COT)。至此,一条中继线建立成功。当 MSC 从汇接局收到 IAM 后,采用相同的步骤。

step3: 当 IAM 到达 MSC 后,MSC 寻呼移动用户。如果该移动用户是空闲的,则 MSC 通过信令链路(⑤—④—②—③—①)向 EO 发送一个地址完成消息(ACM)。该消息表明 MSC 已收到完成该呼叫所需的路由信息,并通知 EO 有关该移动用户的信息、收费指示、端到端协议要求。MSC 还通过建立的中继线给主呼方提供一个音频振铃信号。

step4: 当移动用户应答这次呼叫时,MSC 发给 EO 一个应答消息(ANM),指示呼叫已经应答。至此,通过中继线③和①已建立呼叫,并且通话开始。

step5: 通话结束后,EO 通过信令链路发送释放消息(REL),指明使用的中继线将要

连接中释放出来。

step6: 当 MSC 收到 REL 后, 释放完成消息 (RLC) 进行应答, 并确认指定的中继线已在空闲状态; EO 收到 RLC 后, 将指定的中继线置为空闲状态。

5.3.3 越区切换和位置管理

1. 越区切换

越区切换是指将当前正在进行的移动台与基站之间的通信链路从当前基站转移到另一个基站的过程。该过程也称为自动链路转移 (Automatic Link Transfer, ALT)。越区切换通常发生在移动台从一个基站覆盖的小区进入另一个基站覆盖的小区的情况下, 为了保持通信的连续性, 将移动台与当前基站的链路转移到移动台与新基站之间。

越区切换分为两大类: 一类是硬切换; 另一类是软切换。硬切换是指在新的连接建立以前, 先中断旧的连接。而软切换是指既维持旧的连接, 又同时建立新的连接, 并利用新旧链路的分集合并来改善通信质量, 当与新基站建立可靠连接之后再中断旧链路。

1) 越区切换的问题和性能指标

越区切换包括三个方面的问题: ①越区切换的准则, 也就是何时需要和进行越区切换; ②越区切换如何控制, 它包括同一类型小区切换如何控制和不同类型小区之间切换如何控制; ③越区切换时的信道分配。

越区切换中所关心的主要性能指标包括越区切换的失败概率、因越区失败而使通信中断的概率、越区切换速率、越区切换所致通信中断的时间间隔, 以及越区切换发生的时延等。

2) 越区切换的准则

在决定何时需要进行越区切换时, 通常是根据移动台处接收的平均信号强度, 也可以根据移动台处的信噪比 (或信号干扰比)、误比特率等参数来确定。

假定移动台从基站 1 正向基站 2 运动, 其信号强度的变化如图 5.26 所示。判定何时需要越区切换的准则如下。

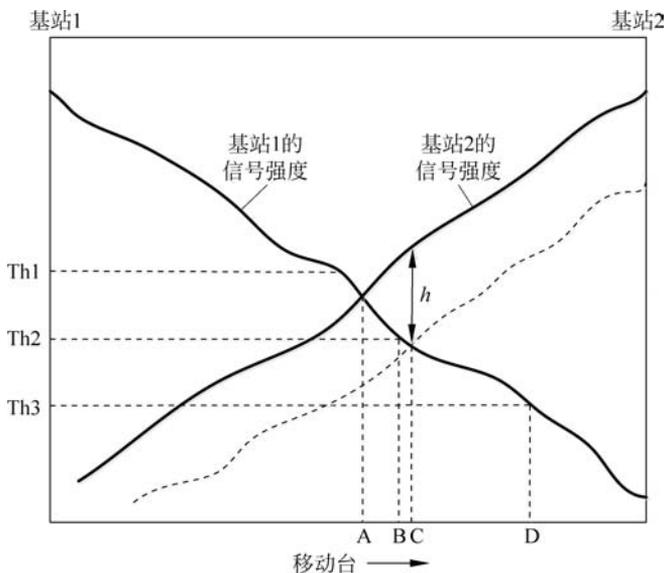


图 5.26 越区切换示意图

(1) 相对信号强度准则(准则 1)。在任何时间都选择具有最强接收信号的基站。如图 5.26 所示,依据该准则,移动台移至 A 处将要发生越区切换。这种准则的缺点是:在原基站的信号强度仍满足要求的情况下,会引发太多不必要的越区切换。

(2) 具有门限规定的相对信号强度准则(准则 2)。仅允许移动用户在当前基站的信号足够弱(低于某一门限),且新基站的信号强于本基站的信号情况下,才可以进行越区切换。如图 5.26 所示,如果选取门限为 Th_2 ,则依据该准则,移动台移至 B 点将会发生越区切换。

具有门限规定的相对信号强度准则中,门限选择具有重要作用。如图 5.26 所示,如果门限太高取为 Th_1 ,则该准则与相对信号强度准则相同。如果门限太低取为 Th_3 。则会引起较大的越区时延。此时,一方面可能会因链路质量较差导致通信中断;另一方面,它会引起对同道用户的额外干扰。

(3) 具有滞后余量的相对信号强度准则(准则 3)。仅允许移动用户在新基站的信号强度比原基站信号强度强很多(即大于滞后余量: Hysteresis Margin)的情况下进行越区切换。例如图 5.26 中的 C 点。该技术可以防止由于信号波动引起的移动台在两个基站之间的来回重复切换——即“乒乓效应”。

(4) 具有滞后余量和门限规定的相对信号强度准则(准则 4)。仅允许移动用户在当前基站的信号电平低于规定门限并且新基站的信号强度高于当前基站一个给定滞后余量时进行越区切换。

还可以有其他类型的准则,例如通过预测技术(即预测未来信号电平的强弱)来决定是否需要越区,还可以考虑人或车辆的运动方向和路线等。另外在上述准则中还可以引入一个定时器(即在定时器到时间后才允许越区切换),采用滞后余量和定时相结合的方法。

在上述准则中,我们要确知信号强度。然而信号本身要经受阴影衰落和快衰落(瑞利或莱斯衰落等),这时需要通过一个适当的窗口函数来截取一段信号,求其平均值,以消除快衰落的影响。因此窗口函数的形状和窗口宽度对接收信号强度的准确度有很大影响。窗口越宽,则平均后的方差 δ 越小,但引入的时延越大;反之亦然。决定越区切换的另外两个参量是门限电平和滞后余量。门限电平取决于接收机灵敏度和实际的干扰电平。滞后余量取决于越区切换时延与不必要越区切换概率之间的平衡。滞后余量越大,越区切换的时延越大,但不必要越区切换的概率越小。可以根据不同的应用环境设计各种算法(如神经网络、模糊逻辑、假设测试和动态编程等)来动态控制上述参数。

3) 越区切换的控制策略

越区切换控制包括两个方面:一方面是越区切换的参数控制;另一方面是越区切换的过程控制。参数控制在上面已经提到,这里主要讨论过程控制。过程控制的方式主要有三种:

(1) 移动台控制的越区切换。在该方式中,移动台连续监测当前基站和几个越区时的候选基站的信号强度和质量。当满足某种越区切换准则后,移动台选择具有可用业务信道的最佳候选基站,并发送越区切换请求。

(2) 网络控制的越区切换。在该方式中,基站监测来自移动台的信号强度和质量,当信号低于某个门限后,网络开始安排向另一个基站的越区切换。网络要求移动台周围的所有基站都监测该移动台的信号,并把测量结果报告给网络。网络从这些基站中选择一个基站作为越区切换的新基站,并把结果通过旧基站通知移动台和新基站。

(3) 移动台辅助的越区切换。在该方式中,网络要求移动台测量其周围基站的信号并把结果报告给旧基站,网络根据测试结果决定何时进行越区切换以及切换到哪一个基站。

在现有的系统中,PACS 和 DECT 系统采用了移动台控制的越区切换,IS-95 和 GSM 系统采用了移动台辅助的越区切换。

2. 位置管理

为了能把一个呼叫传送到随机移动的用户,就必须有一个高效的位置管理系统来跟踪用户的位置。在数字移动通信系统中,位置管理采用两层数据库,即 HLR 和 VLR。通常一个移动通信网络中有一个 HLR 和若干个 VLR。

位置管理包括两个主要的任务:位置登记(location registration)和呼叫传递(call delivery)。位置登记的步骤是在移动台的实时位置信息已知的情况下,更新位置数据库(HLR 和 VLR)和认证移动台。呼叫传递的步骤是在有呼叫给移动台的情况下,根据 HLR 和 VLR 中可用的位置信息来定位移动台。

与上述两个问题紧密相关的另外两个问题是位置更新(location update)和寻呼(paging)。位置更新是解决移动台如何发现位置变化及何时报告它的当前位置问题。寻呼问题是解决如何有效地确定移动台当前处于哪一个小区的问题。

位置管理涉及网络处理能力和网络通信能力。网络处理能力涉及数据库的大小、查询的频率和响应速度等,网络通信能力涉及传输位置更新和查询信息所增加的业务量和时延等。位置管理所追求的目标就是以尽可能小的处理能力和附加的业务量,来最快地确定用户位置,以求容纳尽可能多的用户。

1) 位置登记和呼叫传递

在现有的蜂窝移动通信系统中,将覆盖区域分为若干个登记区(Registration Area, RA)(在 GSM 中,登记区称为位置区(Location Area, LA)。当一个移动终端(Mobile Terminal, MT)进入一个新的 RA,则位置登记过程分为三个步骤:在管理新 RA 的新 VLR 中登记 MT,修改 HLR 中记录服务该 MT 的新 VLR 的 ID,在旧 VLR 中注销该 MT。

呼叫传递过程主要分为两步:确定为被呼 MT 服务的 VLR,确定被呼移动台正在访问的小区。如图 5.27 所示,确定被呼 VLR 的过程和数据库查询过程如下。

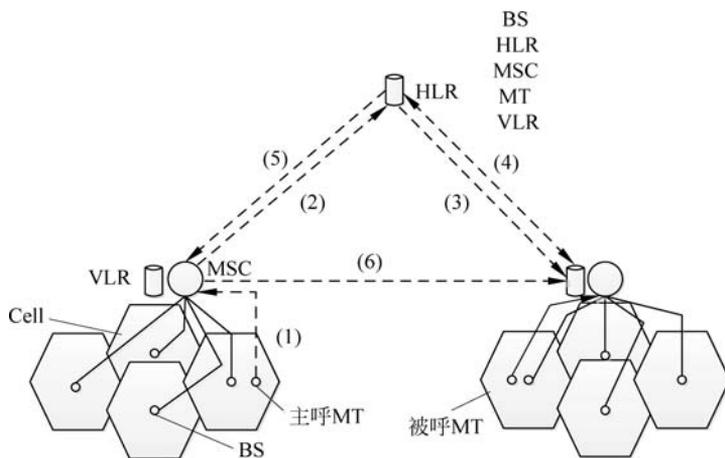


图 5.27 呼叫传递步骤

(1) 主呼 MT 通过基站向其 MSC 发生呼叫初始化信号。

(2) MSC 通过 GTT(Global Title Translation)确定被呼 MT 的 HLR 地址,并向该 HLR 发送位置请求消息。

(3) HLR 确定出为被呼 MT 服务的 VLR,并向该 VLR 发送路由请求消息;该 VLR 将该消息中转给为被呼 MT 服务的 MSC。

(4) 被呼 MSC 给被呼的 MT 分配一个称为临时本地号码(Temporary Local Directory Number, TLDN)的临时标识,并向 HLR 发送一个含有 TLDN 的应答消息。

(5) HLR 将上述消息中转给为主呼 MT 服务的 MSC。

(6) 主呼 MSC 通过 SS7 网络向被呼 MSC 请求呼叫建立。

上述步骤允许网络建立从主呼 MSC 到被呼 MSC 的连接。但由于每个 MSC 与一个 RA 相联系,而每个 RA 又有多个蜂窝小区,这就需要通过寻呼的方法,确定出被呼 MT 在哪一个蜂窝小区中。

2) 位置更新策略

有三种动态位置更新策略。

(1) 基于时间的位置更新策略:每个用户每隔 ΔT 周期性地更新其位置。 ΔT 的确定可由系统根据呼叫到达间隔的概率分布动态确定。

(2) 基于运动的位置更新策略:当移动台跨越一定数量的小区边界(运动门限)以后,移动台就进行一次位置更新。

(3) 基于距离的位置更新策略:当移动台离开上次位置更新时所在小区的距离超过一定的值(距离门限)时,移动台进行一次位置更新。最佳距离门限的确定取决于各个移动台的运动方式和呼叫到达参数。

研究表明:基于距离的位置更新策略具有最好的性能,但它实现的开销最大。它要求移动台能有不同小区之间的距离信息,网络必须能够以高效的方式提供这样的信息;对于基于时间和运动的位置更新策略实现起来比较简单,移动台仅需要一个定时器或运动计数器就可以跟踪时间和运动的情况。

5.3.4 鉴权与安全

鉴权和保密通常联系在一起,因为对用户信息进行加密时,所使用的“会话密钥”(session key)的推导过程通常是鉴权过程的一部分。

接入控制和密钥推导的过程也称为“鉴权和密钥同意”(AKA)的过程。至于如何利用所得的密钥对用户信息进行加密已超出本节的范围,这里仅讨论 AKA 的过程。

1. 鉴权和密钥同意的一般模型

鉴权和密钥同意的一般模型如图 5.28 所示。该模型分为三个部分:

第一部分是安全提供(Security Provisioning)。该过程使购买的手机或用户合法,并挫败“拷机”的可能。该过程产生和分发“信用”(Credentials)信息给用户和网络。

第二部分是用户在当地业务提供网络(通常不是原籍网络)中进行位置登记时建立信用的过程。该过程计算和传送给接入控制的用户特定的安全数据。它允许其他网络根据选定的 P&A 算法并基于这些部分安全信息确定某漫游用户为一个合法用户。

第三部分是完成网络接入和密钥推导的协议。该协议允许用户接入网络,并导出一个

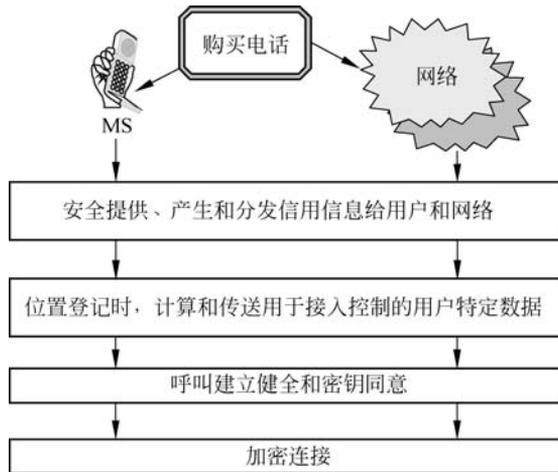


图 5.28 鉴权和密钥同意的一般模型

对业务信道进行保护的密钥。

2. 安全提供

在 GSM 系统中,业务提供者在卖给用户手机的同时,通过发给用户一个 SIM 卡(该卡类似于信用卡,可插入手机)来控制“加密的过程”。SIM 卡中包括了用户购买的业务信息和一个 128 比特的数,称为 K_i 。 K_i 对每个 SIM 是唯一的。 K_i 允许网络确认 SIM 是一个合法用户。网络在提供 K_i 给用户的同时,将 K_i 以安全的方式存入数据库。如果 K_i 丢失,可能会导致许多非法用户假冒合法用户而接入网络。在 GSM 中, K_i 决不离原籍业务提供者的网络。该过程如图 5.29 所示。

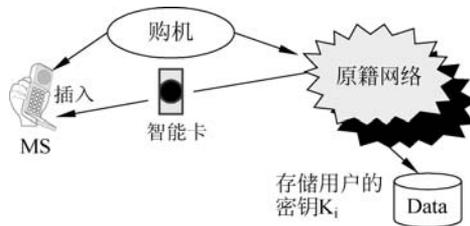


图 5.29 安全通过过程

3. 接入控制和密钥同意过程及协议

前面描述了 GSM 系统中原籍网络提供者与用户如何建立一个唯一的秘密数据,现在讨论如何利用这些数据来对用户进行鉴权。

在漫游情况下,用户进行位置登记时,接入控制过程如图 5.30 所示。在这种情况下,既要有足够的信息供给被访网络,以便被访网络能够完成对用户的鉴权,同时这些信息应不能够使某人在被访网络中永久地扮演一个合法用户,因此鉴权和密钥同意的过程应在原籍网络的控制下完成。GSM 中,HLR 以 3 个参数一组的形式向 VLR 提供安全信息,而不会暴露密钥 K_i ,每一组包括的参数为:对用户唯一的随机口令 RAND、期望的响应(SRES)和加密密钥 K_c 。通常要传输 5 组这样的参数。

具体的鉴权和密钥同意过程的协议如图 5.31 所示。

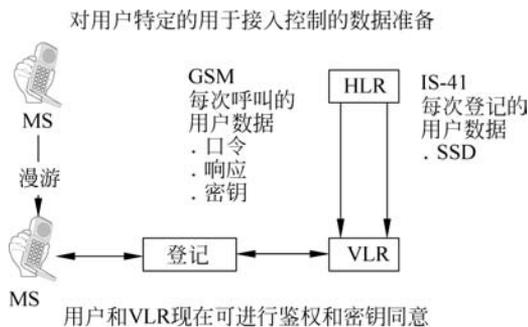


图 5.30 接入控制过程

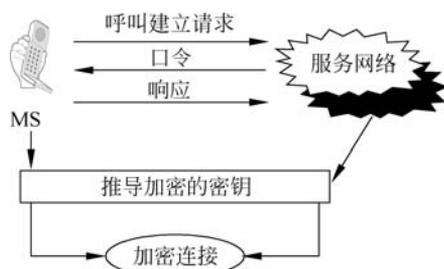


图 5.31 鉴权和密钥同意过程协议

在 GSM 中,当网络收到用户的呼叫请求后,首先向移动用户发送一个 128 比特的口令 RAND。用户利用接收的随机口令 RAND 和密钥 K_i , 根据网络规定的算法合成一个 32 比特的响应 SRES 返回给网络。网络比较接收到的 SRES 和由网络产生的 SRES, 如果相同, 则鉴权完成。移动台和网络再共同推导出一个用于加密的密钥 K_c 。如果移动台处于原籍网络, 则 SRES 和 K_c 是由原籍网络内部计算的。如果移动台是漫游用户, 则 SRES 和 K_c 是由原籍网络计算好后传给被访网络的。

在 GSM 系统登记和呼叫建立的过程中,需要传送用户的 ID, 以便网络能够查找分配给用户的唯一安全信息。用户 ID 在空中传输可能具有安全性方面的风险。特别是在低移动性的环境下,它可能会暴露用户的位置。在 GSM 中采用了“临时移动台 ID”(TMSI)来解决这一问题。该方法仅要求用户在初始呼叫时暴露其 ID。在初次呼叫过程中,网络通过加密的方法分配其一个 TMSI。该 TMSI 可以重新分配。

5.4 GSM 移动通信系统

5.4.1 GSM 移动通信系统概述

1. GSM 系统历史背景

GSM 是全球移动通信系统(Global System for Mobile communications)的英文缩写,它是由 ETSI 制定的泛欧数字移动电话系统标准。早在 1982 年,北欧国家向(欧洲邮电行政大会,CEPT)提交了一份建议书,要求制定 900MHz 频段的公共欧洲电信业务规范,建立全欧洲统一的蜂窝移动通信系统。在这次大会上就成立了一个在 ETSI 技术委员会下的“移动特别小组(Group Special Mobile),简称 GSM,来制定有关的标准和建议书。

1990 年完成了 GSM900 的规范,共产生大约 130 项的全面建议书,分组为 12 个系列。1991 年在欧洲开通了第一个系统,将 GSM 更名为“全球移动通信系统”。从此移动通信跨入了第二代数字移动通信。同年,移动特别小组还完成了制定 1800MHz 频段的公共欧洲电信业务的规范,名为 DCS1800 系统。该系统与 GSM900 具有同样的基本功能特性,因而该规范只占 GSM 建议的很小一部分,仅将 GSM900 和 DCS1800 之间的差别加以描述,绝大部分二者是通用的,二系统均可通称为 GSM 系统。1992 年大多数欧洲 GSM 运营者开始商用业务。1993 年欧洲第一个 DCS1800 系统投入运营。

目前,100 多个国家已建立了 GSM 网络,移动通信用户的 40% 在使用 GSM。

2. GSM 系统技术规范和基本特点

GSM 系统技术规范中只对功能和接口制定了详细规范,未对硬件做出规定。这样做的目的是尽可能减少对设计者限制,又使各运营者有可能购买不同厂家的设备。GSM 系统技术规范共分 12 项内容,如表 5.1 所示。

表 5.1 GSM 标准

序 号	内 容	序 号	内 容
01	概述	07	MS 的终端适配器
02	业务	08	BS-MSC 接口
03	网路	09	网路互通
04	MS-BS 接口与协议	10	业务互通
05	无线链路的物理层	11	设备型号认可规范
06	话音编码规范	12	操作和维护

GSM 为第二代主流数字蜂窝移动通信系统,采用 TDMA/FDMA 复用方式、数字化话音编码和数字调制技术。根据表 5.1,可以看出 GSM 有如下基本特点:

(1) 可以与各种公用通信网互联互通,尤其与 ISDN 的兼容性,可提供更多的业务,各种接口规范明确,网络适合未来数字化发展的要求;

(2) GSM 组网结构灵活方便,能更有效地使用无线频率,抗干扰性强,通信质量高,能提供相当好的话音质量;

(3) 采用了鉴权、话音加密等技术,使用户信息安全性得到保证;

(4) 在采用 GSM 系统的所有国家范围内,可提供穿越国界的自动漫游功能;

(5) 用户终端更小、更轻便、功能更强。

3. GSM 系统功能

GSM 是一种提供话音、数据、补充业务等多种服务的系统。

(1) 话音功能。GSM 最基本的功能是电话服务功能,保证 GSM 用户在世界范围内任何地点能与其他有线或移动用户进行双向通话联系。从电话服务衍生出的另一话音功能是话音信箱。声音信息被存储,使呼叫不通时用户可将声音存入 GSM 用户的话音信箱,而 GSM 用户也能接入话音信箱听取留言。

(2) 数据传输服务。提供了固定(有线)用户和 ISDN 用户所能享用的大部分数据传输服务,包括文字、图像、传真、计算机文件和访问 Internet 等服务。GSM 数据用户可以与 PSTN(Public Switch Telephone Network)用户相连接,也可与 ISDN 用户相连接。

(3) 补充业务,如来电显示、呼叫追踪、短消息业务等。

4. GSM 系统的网络结构

GSM 系统由 MS、BSS 和 NSS 三大部分组成,如图 5.32 所示。图中 OSS 为运营支撑系统,NSS 与 BSS 之间的接口为 A 接口,BSS 与 MS 之间的接口为 Um 接口。BSS 负责无线通道的控制,每一个呼叫都通过它来连接。NSS 负责呼叫控制功能,呼叫总是通过 NSS 连接。

GSM 系统框图如图 5.33 所示,A 接口往右是 NSS,它包括 MSC、VLR、HLR、AUC 和

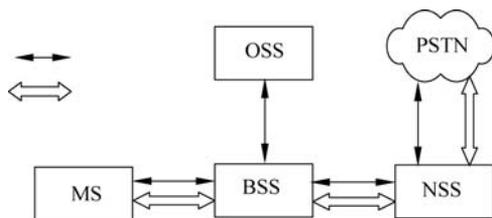


图 5.32 GSM 系统组成

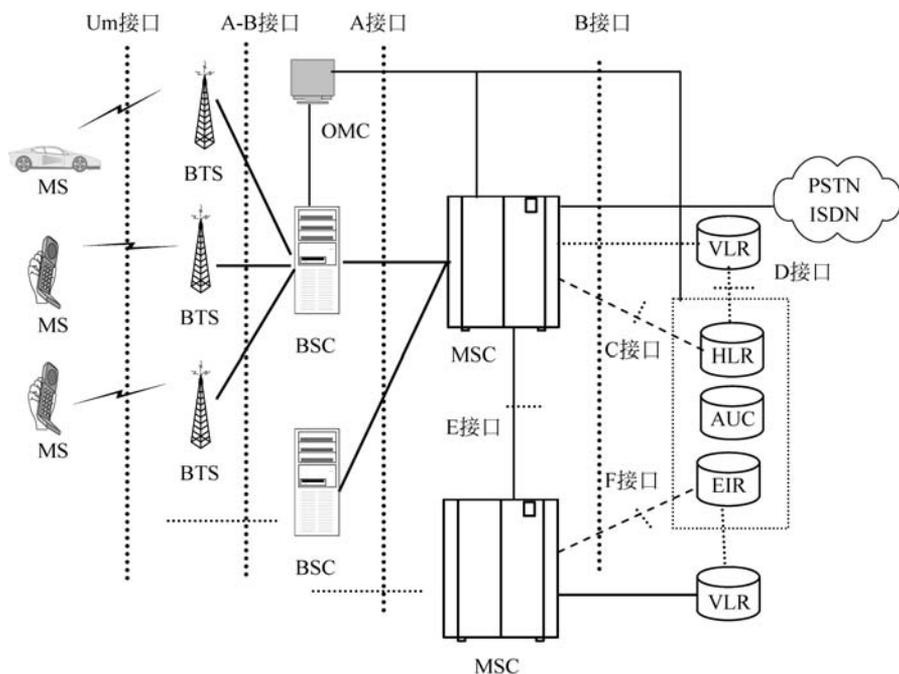


图 5.33 GSM 系统网络结构

EIR,A 接口往左是 Um 接口,BSS 系统包括 BSC 和 BTS。Um 接口往左是 MS,其中包括 MT 和 SIM。

1. MS

MS 是用户设备,它可以为车载型、便携型和手持型。移动台由 MT 和 SIM 组成。终端设备即移动设备(如手机),它可完成语音编码、信道编码、加密、调制和解调、发射和接收。SIM 卡就是“身份卡”,也称作智能卡,存有认证用户身份所需的所有信息,并能执行一些与安全保密有关的重要信息,以防止非法客户进入网络。SIM 卡还存储与网络和客户有关的管理数据,只有插入 SIM 卡后移动终端才能接入进网,该卡可在任何移动台上使用,用来区分不同移动用户身份,移动设备和移动用户是完全独立的。

2. BSS

基站子系统由 BSC 和 BTS 组成。一个 BSC 控制一个或多个 BTS。它们在 GSM 网络的固定部分和无线部分之间提供中继,这部分还提供某些交换功能和内部控制功能。通过空中接口,移动用户能够连接到 BTS 和 BSC。

3. 网络子系统

网络子系统由以下几部分组成,主要实现交换、移动性管理和安全性管理等功能。

(1) MSC 是网络的核心,它提供交换功能,把移动用户与固定网用户连接起来,或者把移动用户互相连接起来。MSC 使各种业务可供用户使用。

(2) HLR 存储有关用户的数据,包括用户的漫游能力、签约服务和补充业务,此外,它还还为移动交换中心提供移动台实际漫游所在地的信息,这样就使任何来话呼叫立即按选择的路径送到被叫用户。

(3) VLR 存储进入其覆盖区的移动用户的全部信息,使移动业务交换中心能够建立呼入和呼出的呼叫。

(4) AUC 存储保证移动用户通信不受侵犯的鉴权参数等必要信息。

(5) EIR 实现对移动设备的识别、监视和闭锁等功能,禁止某些非法移动台的使用。

(6) OMC 用于对所有网络单元的监测和维护。例如系统的自检、报警与备用设备的激活、系统的故障诊断与处理、话务量的统计和计费数据的记录与传递,以及各种资料的收集、分析与显示等。

以上概括地介绍了 GSM 数字蜂窝系统中各个部分的主要功能。在实际的通信网络中,由于网络规模的不同、营运环境的不同和设备生产厂家的不同,以上各个部分可以有不同的配置方法,比如把 MSC 和 VLR 合并在一起,或者把 HLR、EIR 和 AUC 合并在一起。不过,为了各个厂家所生产的设备可以通用,上述各组成部分的连接都必须严格地符合规定的接口标准。

5.4.2 GSM 的无线接口

GSM 系统的无线接口 U_m 是 MS 与 BTS 之间的无线连接接口,也就是空中接口。GSM 的许多优点源于先进的无线接口特性,如表 5.2 所示。

表 5.2 GSM900 主要无线传输参数

多址方式		TDMA/FDMA
频率	上行/MHz	890~915
	下行/MHz	935~960
频率间隔/kHz		200
时隙数/载频		8/16
调制方式		GMSK
差错保护后的话音速率/(kb/s)		22.8
信道速率/(kb/s)		270, 833
TDMA 帧长/ms		4.615
交织深度/ms		40

1. GSM 无线接口的传输特性

1) GSM 的多址方式与频率复用

GSM 系统采用频分双工的 TDMA/FDMA 多址接入方式。FDD 表明上行和下行通信采用两个不同的 RF 信道,见表 5.2 的 GSM900 传输参数,收发频差为 45MHz。

在 GSM 系统中,由 3 个、4 个或 7 个小区组成区群(簇),区群内不使用相同频道。每个小区含多个载频,载频带宽为 200kHz,每个载频含 8 个时隙(即 8 个物理信道),因此 GSM 采取的多址方式为 TDMA/FDMA,如图 5.34 所示。基站发射功率一般为每载波 500W,小

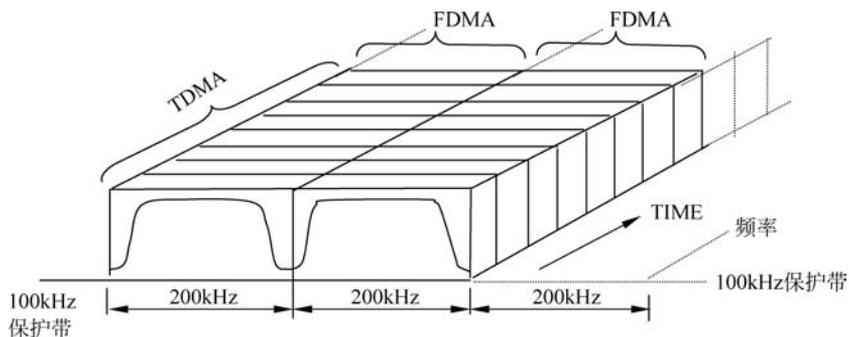


图 5.34 GSM 采取的多址方式

区半径最大为 35km, 最小为 500m。

2) 工作频段的分配

(1) 工作频段。GSM 采用 FDD, 工作在以下射频频段。

上行(移动台发, 基站收): 890~915MHz(GSM900), 1710~1785MHz (DCS1800)。

下行(基站发, 移动台收): 935~960MHz(GSM900), 1805~1880MHz (DCS1800)。

我国的 GSM900 上行为 905~915MHz, 下行为 950~960MHz; DCS1800 上行为 1710~1785MHz, 下行为 1805~1880MHz。

移动台采用较低的频段发射, 传播损耗小, 有利于补偿上下行功率不平衡的问题。

(2) 频率间隔。相邻两频道间隔为 200kHz, 每个频道采用 TDMA 方式, 分为 8 个时隙, 即 8 个信道(全速率)。每信道占用带宽 $200\text{kHz}/8 = 25\text{kHz}$ 。GSM 采用半速率语音编码后, 每个频道可容纳 16 个半速率信道。

(3) 频道配置。采用等间隔 0.2MHz 的频道配置方法, 因此, GSM 整个工作频段分为 124 对载频, 其频道序号用 n 表示, $n=1\sim 124$, 则频道序号和载频关系如下。

$$\text{下行频段: } f_l(n) = (890 + 0.2n)\text{MHz}$$

$$\text{上行频段: } f_h(n) = (935 + 0.2n)\text{MHz}$$

由于每个载频有 8 个时隙, 共有 $124 \times 8 = 992$ 个物理信道, 或简称 1000 个物理信道。

3) 调制方式

GSM 的调制方式是高斯最小移频键控(GMSK), 矩形脉冲在 MSK 调制之前, 先通过一个高斯滤波器, 高斯滤波器的归一化带宽 $BT=0.3$ 。这一调制方式由于改善了频谱特性, 从而满足 CCIR 提出的邻信道干扰小于 -60dB 的要求。频谱利用率为 $1.35(\text{b/s})/\text{Hz}$ 。

2. GSM 系统信道

1) GSM 系统信道分类

蜂窝通信系统要传输不同类型的信息, 包括业务信息和各种控制信息, 因而要在物理信道上安排相应的逻辑信道。GSM 中的一个物理信道就为一个时隙(TS), 而逻辑信道是根据 BTS 与 MS 之间传递的信息种类的不同而定义的, 这些逻辑信道映射到物理信道上发送。从 BTS 到 MS 的方向称为下行链路, 相反的方向称为上行链路。逻辑信道又分为两大类: 业务信道和控制信道。

(1) 业务信道(TCH)用于传送编码后的语音或客户数据, 在上行和下行信道上, 点对点(BTS 对一个 MS, 或反之)方式传播。

话音业务信道按速率的不同,可分为全速率话音业务信道(TCH/FS)和半速率话音业务信道(TCH/HS)。同样,数据业务信道按速率的不同,也分为全速率数据业务信道(如TCH/F9.6、TCH/F4.8、TCH/F2.4)和半速率数据业务信道(如TCH/H4.8、TCH/H2.4)(这里的数字9.6、4.8和2.4表示数据速率,单位为kb/s)。

(2) 控制信道用于传送信令或同步数据。根据所需完成的功能又把控制信道定义成广播、公共及专用三种控制信道。

① 广播信道(BCH)是一种“一点对多点”的单方向控制信道,用于基站向所有移动台广播公用信息。传输的内容是移动台入网和呼叫建立所需要的各种信息。其中又分为:

- a. 频率校正信道(FCCH)传输供移动台校正其工作频率的信息;
- b. 同步信道(SCH)传输供移动台进行同步和对基站进行识别的信息;
- c. 广播控制信道(BCCH)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。

② 公共控制信道(CCCH)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。其中又分为:

- a. 寻呼信道(PCH)传输基站寻呼移动台的信息;
- b. 随机接入信道(RACH)移动台申请入网时,向基站发送入网请求信息;
- c. 准许接入信道(AGCH)在基站在呼叫接续开始时,向移动台发送分配专用控制信道的信令。

③ 专用控制信道(DCCH)是一种“点对点”的双向控制信道,其用途是在呼叫接续阶段和在通信进行中,在移动台和基站之间传输必需的控制信息。其中又分为:

- a. 独立专用控制信道(SDCCH): 传输移动台和基站连接和信道分配的信令。
- b. 慢速辅助控制信道(SACCH): 在移动台和基站之间,周期地传输一些特定的信息,如功率调整、帧调整和测量数据等; SACCH被安排在业务信道和有关的控制信道中,以复接方式传输信息。安排在业务信道时,以SACCH/T表示,安排在控制信道时,以SACCH/C表示,SACCH常与SDCCH联合使用。
- c. 快速辅助控制信道(FACCH): 传送与SDCCH相同的信息。使用时要中断业务信息(4帧)把FACCH插入,不过,只有在没有分配SDCCH的情况下,才使用这种控制信道。这种控制信道的传输速率较快,每次占用4帧时间,约18.5ms。

如上所述,GSM通信系统为了传输所需的各种信令,设置了多种专门的控制信道。这样做,除因为数字传输为设置各逻辑信道提供了可能外,主要是为了增强系统的控制功能(比如后面将要提到的为提高过境切换的速度而采用移动台辅助切换技术),也为了保证话音通信质量。

控制信道的配置是依据BTS的载频(TRX)数而定的。在使用6MHz带宽的情况下,每小区最多两个控制信道,当某小区配置一个载频时,仅需一个控制信道。

2) 时分多址(TDMA)帧结构

图5.35给出了GSM系统的帧结构。每个载频被定义为一个TDMA帧,每帧包括8个时隙,每个时隙含156.25个码元。每2 715 648个TDMA帧为一个超高帧,每一个超高帧又可分为2048个超帧,一个超帧持续时间为6.12s,每个超帧又由复帧组成。

复帧分为两种类型:一种是26帧的复帧,包括26个TDMA帧,持续时长120ms,主要用于业务信息的传输,也称业务复帧,51个这样的复帧组成一个超帧;另一种是51帧的复

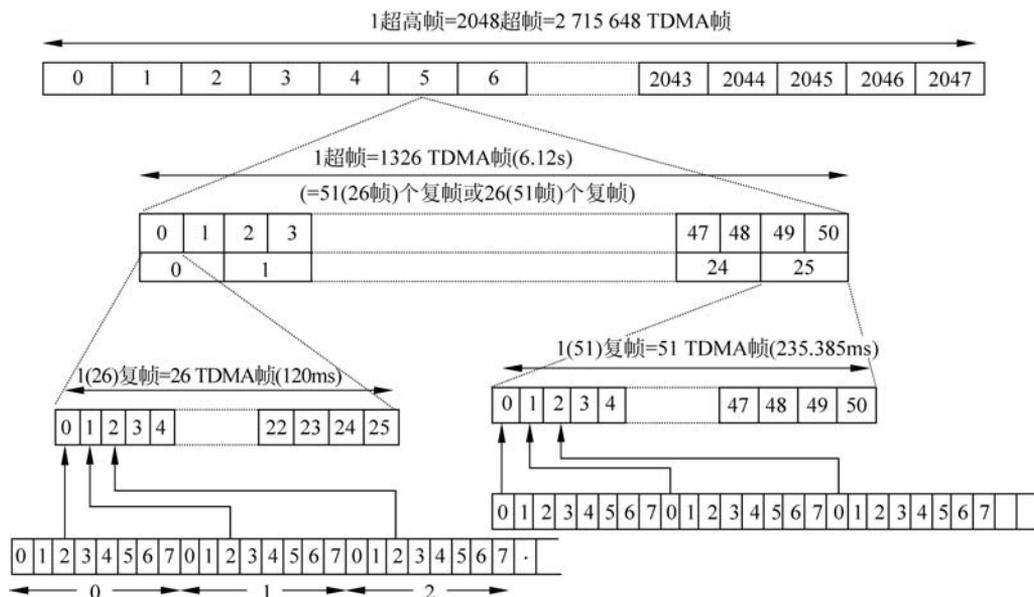


图 5.35 GSM 系统帧及时隙格式

帧,包括 51 个 TDMA 帧,持续时长 $(3060/13)\text{ms}=235.385\text{ms}$,专用于传输控制信息,也称为控制复帧,26 个这样的复帧组成一个超帧。

3) GSM 的突发时隙

TDMA 信道上一个时隙中的信息格式称为突发脉冲序列。在 GSM 系统中,共有 4 种类型的突发时隙,见图 5.36。

(1) 常规突发脉冲序列(NB)用于携带 TCH 及除 RACHA、SCH 和 FCCH 以外的控制信道上的信息。图中,57 信息比特是客户数据或语音,再加 1 比特用作借用标志。借用标志是表示此突发脉冲序列是否被 FACCH 信令借用。26 训练比特是一串已知比特,用于供均衡器产生信道模型(一种消除时间色散的方法)。

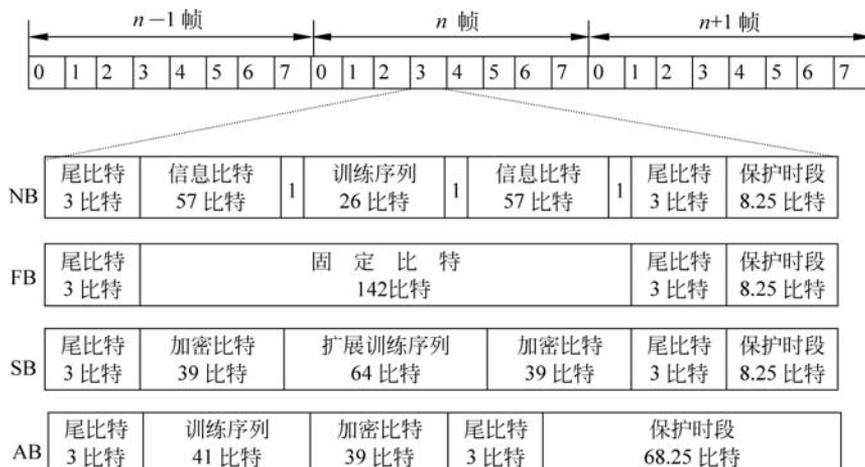


图 5.36 GSM 的各类突发时隙

(2) 频率校正突发脉冲序列(FB)用于移动台的频率同步,图中固定比特全部是0,使调制器发送一个未调载波。

(3) 同步突发脉冲序列(SB)用于移动台的时间同步。

(4) 接入突发脉冲序列(AB)用于随机接入,它有一个较长的保护间隔,这是为了适应移动台首次接入(或切换到另一个 BTS)后不知道时间提前量而设置的。

4) 逻辑信道到物理信道的映射

将上述各种逻辑信道装载到物理信道上,就是逻辑信道到物理信道的映射。这种映射的形式与通信系统在接续或通话的不同阶段所需要完成的功能有关,也与上行或下行的传输方向有关,同时还与业务量有关。

3. 话音编码和信道编码

GSM 系统话音编码器采用参数编码和波形编码的混合编码器,称为规则脉冲激励长期预测编码(RPE-LTP 编译码器)。编码器处理话音的帧长为 20ms,输出 260 比特,这样每话音信道的编码速率为 13kb/s。编码器共有三个功能部分,分别进行线性预测分析、长周期预测和激励分析。

对 13b/s 的 RPE-LTP 编码器输出,进行前向纠错编码,编码的方法是将 20ms 话音编码帧中的话音比特分为两类:第一类是对差错敏感、对话音质量有显著影响的 182 比特,采用 3 个错误检测奇偶比特和一个 1/2 速率卷积码保护,产生 378 信道比特;第二类对差错不敏感的 78 比特,不需差错保护。最后合成总比特率为每 20ms 456 比特=22.8kb/s,见图 5.37。

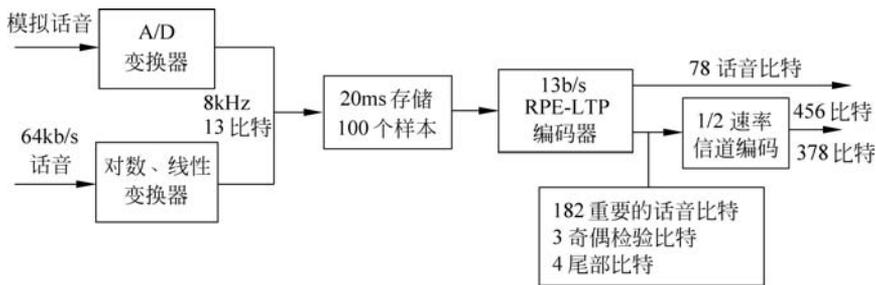


图 5.37 GSM 的话音和信道编码

在 GSM 系统中的差错控制是首先对一些信息比特进行分组编码,构成一个“信息分组+奇偶(检验)比特”的形式,然后对全部比特做卷积编码,从而形成编码比特。这两次编码适用于语音和数据二者,但它们的编码方案略有差异。采用“两次”编码的好处是:在有差错时,能校正的校正(利用卷积编码特性),能检测的检测(利用分组编码特性)。

为了对抗突发干扰,降低突发差错,卷积编码后再进行交织编码。在 GSM 系统中,话音编码每 20ms 有 260 比特,信道编码后为 456 比特,对 40ms 语音间隔中的 912 比特进行交织,以改变串行比特流的次序。交织的目的是在解码比特流中降低传输突发误差。当比特流传输前进行交织,然后再回复到原先的次序,这样的 912 信道比特序列中误差就趋向于随机地分散到话音解码器的比特流中,见图 5.38。

4. 跳频技术

跳频技术可极大地提高通信的秘密性和抗干扰性,改善衰落。处于多径环境中的慢速

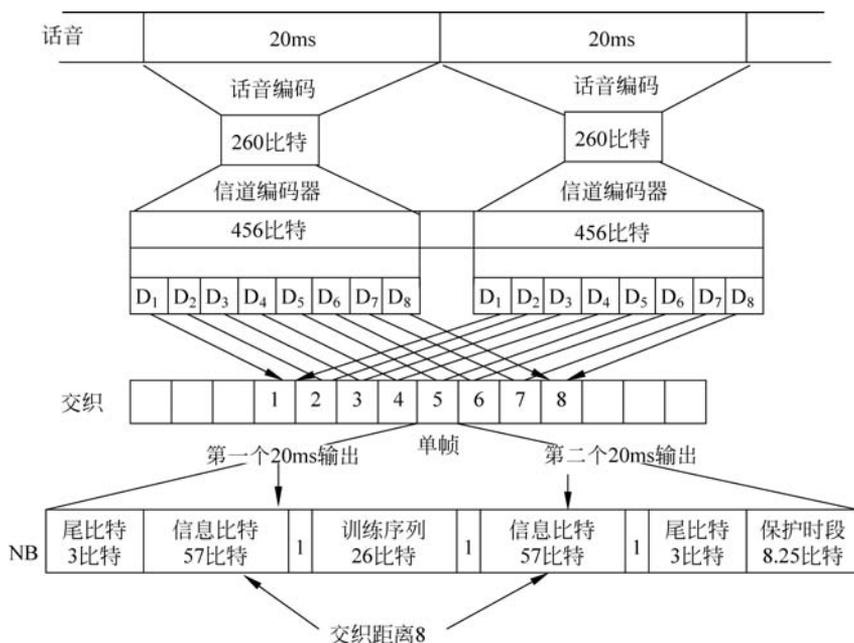


图 5.38 GSM 编码流程

移动的移动台,通过采用跳频技术,可大大改善移动台的通信质量,此举相当于频率分集。GSM 系统中的跳频分为基带跳频和射频跳频两种。

基带跳频的原理是将话音信号随着时间的变换使用不同频率发射机发射,其原理图如图 5.39 所示。

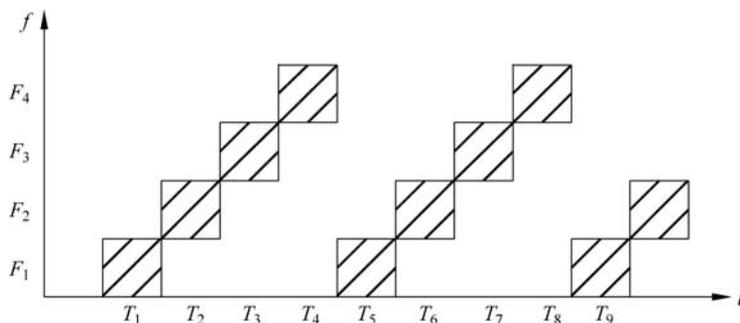


图 5.39 基带跳频原理

射频跳频是将话音信号用固定的发射机,由跳频序列控制不同频率的发射。从实现的复杂性考虑,大多数厂家的 BTS 采用基带跳频技术,而不采射频跳频技术。

5.4.3 GPRS 简述

GPRS 是通用分组无线业务 (General Packet Radio Service) 的英文简称,是一种新的分组数据承载业务,是从第二代移动通信向过渡到 3G 的技术,称为 2.5G 蜂窝移动通信。GPRS 与现有的 GSM 话音系统最根本的区别是: GSM 是一种电路交换系统,而 GPRS 是一种分组交换系统。因此,GPRS 特别适用于间断的、突发性的或频繁的、少量的数据传输,

如收发 Email、上网浏览,也适用于偶尔的大数据量传输,速度为 150kb/s,比 GSM 的 9.6kb/s 快 15 倍。

GPRS 是一种基于分组的数据业务,它能够实现从空中接口到外部网络之间的分组数据传输。GPRS 可以接入基于 TCP/IP 的外部网络和 X.25 网络。GPRS 的主要特点是:可向用户提供从 9kb/s 到高达 171.2kb/s 的接入速率。有效地利用无线资源,可动态地向单个用户分配位于同一载频上的 1~8 个时隙无线接口资源,可根据业务流量和运营者的选择在话音和数据业务之间共享;GPRS 支持上行和下行的非对称传输,为有效地实现和 IP 网络的互通,GPRS 从协议结构上提供了和 IP 网络的互通功能;另外 GPRS 可以便捷地实现和 X.25 网络的互通。GPRS 能向用户提供 Internet 所能提供的一切功能,用户在拥有一个电话号码的同时将拥有一个固定的或动态分配的 IP 地址。

GPRS 在 GSM 原有网络的基础上叠加了一层网络组成 GSM/GPRS 网络,增加了 SGSN、GGSN、PCU、计费网关(可选)、边缘网关(可选)等实体,同时通过 GPRS 骨干网实现各实体之间的连接。

5.5 第三代移动通信系统

5.5.1 第三代移动通信系统简介

1. 发展历程

第三代移动通信系统最早由国际电信联盟于 1985 年提出,当时称为未来公众陆地移动通信系统(Future Public Land Mobile Telecommunication System,FPLMTS),1996 年更名为国际移动通信-2000(International Mobile Telecommunication-2000,IMT-2000),意即该系统工作在 2000MHz 频段,最高业务速率可达 2000kb/s,当时的主要体制有 WCDMA、CDMA2000 和 UWC-136。1999 年 11 月 5 日,国际电联 ITU-R TG8/1 第 18 次会议通过了“IMT-2000 无线接口技术规范”建议,其中由我国提出的 TD-SCDMA 技术写在了第三代无线接口规范建议的 IMT-2000 CDMA TDD 部分中。“IMT-2000 无线接口技术规范”建议的通过表明 TG8/1 制定第三代移动通信系统无线接口技术规范方面的工作已经基本完成。

3. 第三代移动通信系统组成

第三代移动通信系统也称为通用移动通信系统(Universal Mobile Telecommunications System,UMTS),其网络结构仍然延续了二代系统的构成方式,由无线接入网络和核心网络两部分组成,主要包括 4 个功能子系统:核心网(Core Network,CN)、无线接入网(Radio Access Network,RAN)、MT 和用户识别模块(User Identity,UIM)子系统。这些功能模块间的接口包括:用户识别模块与移动台之间接口(UIM-MT 接口)、移动台与基地台之间的无线接口(UNI 接口)、无线接入网与核心网间接口(RAN-CN 接口)和核心网与其他 IMT-2000 家族核心网间接口(NNI 接口),如图 5.40 所示。

接入网完成用户接入业务全部功能,包括所有空中接口相关功能。第三代移动通信系统标准的设计思想就是使核心网受无线接口影响很小,使接入网与核心网之间有清晰的分界,进而使它们可以分别独立地演化。核心网由交换网和业务网组成,交换网完成呼叫及承载控制所有功能;业务网完成支撑业务所需功能,包括位置管理等。

第三代移动通信系统采用了与第二代移动通信系统类似的结构,包括 RAN 和 CN。其

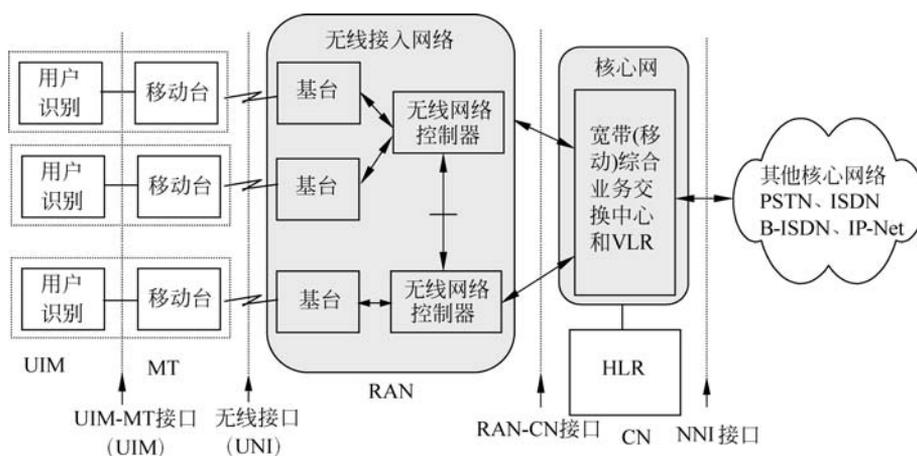


图 5.40 IMT-2000 的网络结构和接口

中无线接入网络处理所有与无线有关的功能,而 CN 处理 UMTS 系统内所有的语音呼叫和数据连接,并实现与外部网络的交换和路由功能。CN 从逻辑上分为电路交换域 (Circuit Switched Domain,CS)和分组交换域 (Packet Switched Domain,PS)。UTRAN、CN 与用户设备 (User Equipment,UE) 一起构成了整个 UMTS 系统。其系统结构如图 5.41 所示。

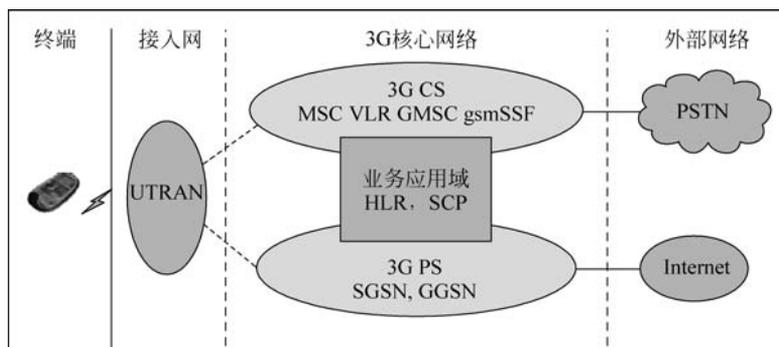


图 5.41 UMTS 的系统结构

从 3GPP R99 标准的角度来看,UE 和 UTRAN(UMTS 的陆地无线接入网络)由全新的协议构成,而 CN 则采用了 GSM/GPRS 的定义,这样可以实现网络的平滑过渡。

1) UMTS 系统网络构成

图 5.42 为 UMTS 主要网络单元构成图。由图可见,UMTS 系统的网络单元包括 UE 和 UTRAN。

2) UE

UE 是用户终端设备,它主要包括射频处理单元、基带处理单元、协议栈模块以及应用层软件模块等。UE 通过 U_u 接口与网络设备进行数据交互,为用户提供电路域和分组域内的各种业务功能,包括普通语音、数据通信、移动多媒体、Internet 应用(如 E-mail、WWW 浏览、FTP 等)。UE 包括两部分:ME(Mobile Equipment),提供应用和服务;USIM(UMTS Subscriber Module),提供用户身份识别。

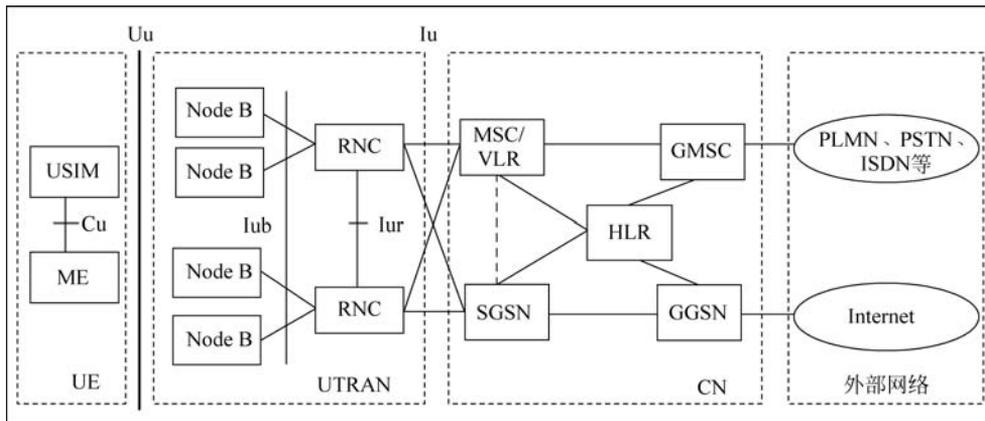


图 5.42 UMTS 网络单元构成示意图

UTRAN 的结构如图 5.43 的虚线框中所示。UTRAN 包含一个或几个无线网络子系统 RNS。一个 RNS 由一个无线网络控制器(Radio Network Controller,RNC)和一个或多个基站(Node B)组成。RNC 与 CN 之间的接口是 Iur 接口,Node B 和 RNC 通过 Iub 接口连接。在 UTRAN 内部,RNC 之间通过 Iur 互连,Iur 可以通过 RNC 之间的直接物理连接或通过传输网连接。RNC 用来分配和控制与之相连或相关的 Node B 的无线资源。Node B 则完成 Iub 接口和 Uu 接口之间的数据流的转换,同时也参与一部分无线资源管理。

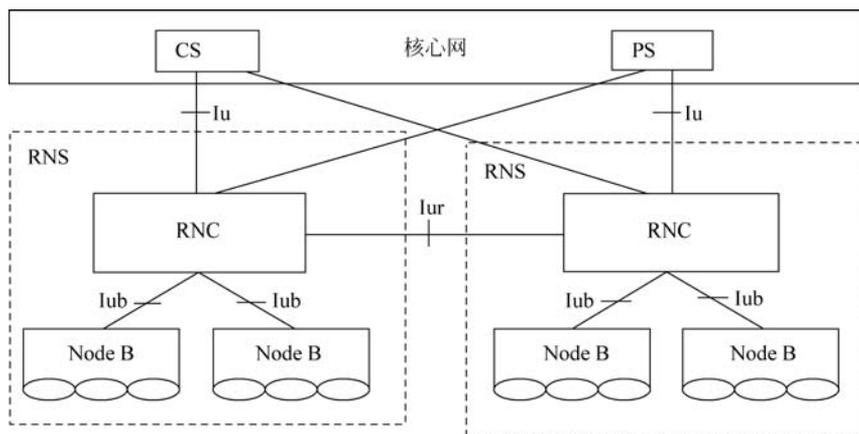


图 5.43 UTRAN 的结构

(1) RNC 即无线网络控制器,用于控制 UTRAN 的无线资源。它通过 Iu 接口与电路域(MSC)和分组域(SGSN)以及广播域(BC)相连,移动台和 UTRAN 之间的无线资源控制(RRC)协议在此终止。它在逻辑上对应 GSM 网络中的基站控制器(BSC)。控制 Node B 的 RNC 称为该 Node B 的控制 RNC(CRNC),CRNC 负责对其控制的小区的无线资源进行管理。如果在一个移动台与 UTRAN 的连接中用到了超过一个 RNS 的无线资源,那么这些涉及的 RNS 可以分为两类。

服务 RNS(SRNS): 管理 UE 和 UTRAN 之间的无线连接。它是对应于该 UE 的 Iu 接口的终止点。无线接入承载的参数映射到传输信道的参数,是否进行越区切换、开环功率控

制等基本的无线资源管理都是由 SRNS 中的 SRNC(服务 RNC)来完成的。一个与 UTRAN 相连的 UE 有且只能有一个 SRNC。

漂移 RNS(DRNS):除了 SRNS 以外,UE 所用到的 RNS 称为 DRNS,其对应的 RNC 则是 DRNC。一个用户可以没有也可以有一个或多个 DRNS。通常在实际的 RNC 中包含了所有 CRNC、SRNC 和 DRNC 的功能。

(2) Node B 是系统的基站(即无线收发信机),通过标准的 Iub 接口和 RNC 互连,主要完成 Uu 接口物理层协议的处理。它的主要功能是扩频、调制、信道编码及解扩、解调、信道解码,还包括基带信号和射频信号的相互转换等功能。同时它还完成一些如内环功率控制等的无线资源管理功能。它在逻辑上对应于 GSM 网络中基站。Node B 由下列几个逻辑功能模块构成:收发放大(RF)子系统、射频收发(TRX)系统、基带处理(Base Band)、传输接口单元、控制部分。如图 5.44 所示。

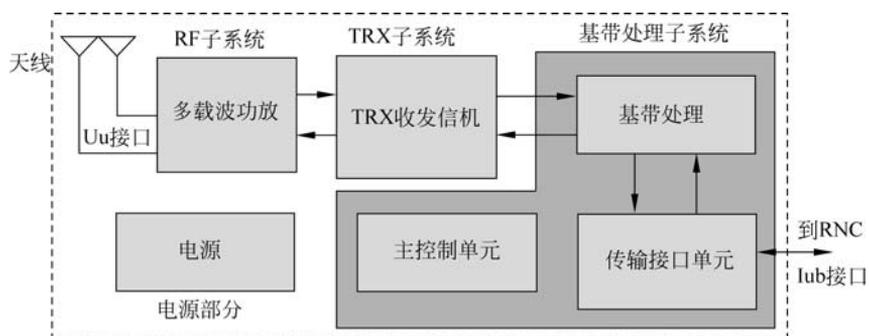


图 5.44 Node B 的逻辑组成框图

UTRAN 各个接口的协议结构是按照一个通用的协议模型设计的。设计的原则是层和面在逻辑上是相互独立的。如果需要,可以修改协议结构的一部分而无须改变其他部分,如图 5.45 所示。

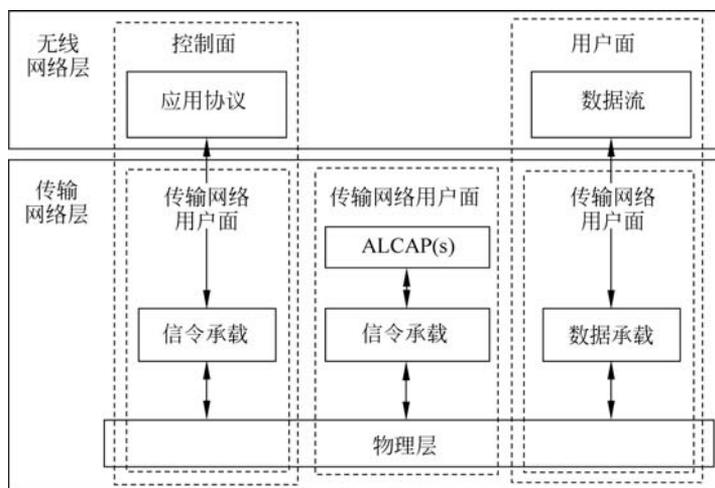


图 5.45 UTRAN 接口的通用协议模型

从水平平面来看,协议结构主要包含两层:无线网络层和传输网络层。所有与陆地无线接入网有关的协议都包含在无线网络层,传输网络层是指被 UTRAN 所选用的标准的传输技术,与 UTRAN 的特定功能无关。

从垂直平面来看,包括控制面和用户面。控制面包括应用协议(Iu 接口中的 RANAP, Iur 接口中的 RNSAP, Iub 接口中的 NBAP)及用于传输这些应用协议的信令承载。应用协议用于建立到 UE 的承载(例如在 Iu 中的无线接入承载及在 Iur、Iub 中无线链路),而这些应用协议的信令承载与接入链路控制协议(ALCAP)的信令承载可以一样也可以不一样,它通过 O&M 操作建立。用户面包括数据流和用于承载这些数据流的数据承载。用户发送和接收的所有信息(例如语音和数据)是通过用户面来进行传输的。传输网络控制面在控制面和用户面之间,只在传输层,不包括任何无线网络控制平面的信息。它包括 ALCAP 协议(接入链路控制协议)和 ALCAP 所需的信令承载。ALCAP 建立用于用户面的传输承载。引入传输网络控制面,使得在无线网络层控制面的应用协议的完成与用户面的数据承载所选用的技术无关。

在传输网络中,用户面中数据面的传输承载是这样建立的:在控制面里的应用协议先进行信令处理,这一信令处理通过 ALCAP 协议触发数据面的数据承载的建立。并非所有类型的数据承载的建立都需通过 ALCAP 协议。如果没有 ALCAP 协议的信令处理,就无须传输网络控制面,而应用预先设置好的数据承载。ALCAP 的信令承载与应用协议的信令承载可以一样也可以不一样。ALCAP 的信令承载通常是通过 O&M 操作建立的。在用户面里的数据承载和应用协议里的信令承载属于传输网络用户面。在实时操作中,传输网络用户面的数据承载是由传输网络控制面直接控制的,而建立应用协议的信令承载所需的控制操作属于 O&M 操作。

5.5.2 WCDMA 关键技术

1. Rake 接收技术

在窄带蜂窝系统中,多径的存在会导致严重的衰落。但是在宽带 CDMA 系统中,当传播时延超过一个码片周期时,多径信号实际上可被看作是互不相关的,因此不同的路径可以独立接收,从而可以对分辨出的多径信号分别进行加权调整,使其合成后的信号得以增强,并降低多径衰落所造成的负面影响。这种技术称为 Rake 接收技术。其实 Rake 接收所做的就是通过多个相关检测器接收多径信号中的各路信号,并把它们合并在一起。为实现相干形式的 Rake 接收,需发送未经调制的导频符号,以使得接收端能够在确知已发信号的条件估计出多径信号的相位,并在此基础上实现相干方式的最大信噪比合并。

Rake 分集接收技术的另外一种体现形式是宏分集和越区软切换技术。当移动终端处于越区切换时,参与越区切换的基站向该移动终端发送相同的信息,移动台则把来自不同基站的多径信号进行分集合并,从而改善移动终端处于越区切换时的接收信号质量,并保证越区切换时的数据不丢失。这种技术称为宏分集和越区软切换。

2. 信道编译码技术

信道编译码技术是第三代移动通信系统的另外一项核心技术。除了采用卷积编码技术及交织外,第三代移动通信系统的相关体制还采用了 Turbo 编码技术及 RS 和卷积级联码技术。WCDMA 对于语音和低速信令采用卷积编码,对数据采用 Turbo 编码。卷积码具有

记忆能力,可以采用维特比译码,具有很高的编码增益。而交织技术可以将信道传输中的突发性错误变成随机性错误,这样有利于对付信道传输中由于突发性干扰而引起的长连串错误。交织不会引入冗余码,所以不会降低频谱利用率。Turbo 编码器由两个并行相连的系统递归卷积编码器并加上一个交织器构成,两个卷积编码器的输出经过串并变换以及打孔操作之后输出;相应的解码器由首尾相连、中间由交织器和解交织器隔离的两个以迭代方式工作的软判决输出卷积解码器组成。这种 Turbo 编码方式一般用于第三代系统中的高速数据业务传输。RS 编码是一种多进制编码技术,适用于存在突发错误的通信系统。

3. 分集接收原理

无线信道是随机时变信道,其中的衰落特性会降低通信系统的性能。为了对抗衰落,可以采用多种措施,比如信道编解码技术、抗衰落接收技术或者扩频技术。分集接收技术被认为是明显有效而且经济的抗衰落技术。由于无线移动信道中接收的信号是到达接收机的多径分量的合成,所以,如果在接收端同时获得几个不同路径的信号,并将这些信号适当合并成总的接收信号,就能够大大减少衰落的影响。这就是分集接收的基本思路。分集接收的字面含义就是分散得到几个合成信号并集中(合并)这些信号。只要几个信号之间是统计独立的,那么经适当合并后就能使系统性能大为改善。互相独立或者基本独立的一些接收信号,一般可以利用不同路径或者不同频率、不同角度、不同极化等接收手段来获取。

(1) 空间分集。在接收端架设几副天线,各天线的位置间要求有足够的间距(一般在 10 个信号波长以上),以保证各天线上获得的信号基本相互独立。例如可以通过双天线分集来提高接收信号质量,即通过双天线分集,增加了接收机获得的独立接收路径数,进而可取得合并增益。

(2) 频率分集。用多个不同的载频传送同样的信息,如果各载频的频差间隔比较远,其频差超过信道相关带宽,则各载频传输的信号也相互不相关,从而可获得分集接收增益。

(3) 角度分集。利用天线波束指向不同使信号不相关的原理构成的一种分集方法。例如,在微波面天线上设置若干个照射器,产生相关性很小的几个波束。

(4) 极化分集。分别接收水平极化和垂直极化波形成的分集方法。

4. 多用户检测技术

多用户检测是 CDMA 系统中抗干扰的关键技术。多用户检测技术(MUD)是通过去除小区内干扰来改进系统性能,增加系统容量。多用户检测技术还能有效缓解直扩 CDMA 系统中的远/近效应。在实际的 CDMA 系统中,由于信道的非正交性和不同用户的扩频码字的非正交性,导致用户间存在相互干扰(MAI),虽然个别用户产生的 MAI 很小,可是随着用户数的增加或信号功率的增大,MAI 成为 WCDMA 通信系统的一个主要干扰。多用户检测的作用就是去除多用户之间的相互干扰。由于各个信号之间存在一定相关性,传统的检测技术完全按照经典直接序列扩频理论对每个用户的信号分别进行扩频码匹配处理,因而抗 MAI 能力较弱。多用户检测技术是在传统检测技术的基础上,充分利用造成 MAI 的所有用户信号信息对单个用户进行检测,从而具有优良的抗干扰能力,解决了远近效应问题,降低了系统对功率控制精度的要求,因此可以更加有效地利用上行链路的频谱资源,显著提高系统容量。从理论上讲,使用多用户检测技术能够在极大程度上增加系统容量。一般而言,对于上行的多用户检测,只能去除小区内各用户之间的干扰,而小区间的干扰由于缺乏必要的信息(比如相邻小区的用户情况),是难以消除的。对于下行的多用户检测,只能

去除公共信道(比如导频、广播信道等)的干扰。但一个较为困难的问题是,对于基站接收端的等效干扰用户数等于正在通话的移动用户数乘以基站端可观测到的多径数,这意味着在实际系统中等效干扰用户数将多达数百个。这样,采用与干扰用户数呈线性关系,抵消算法仍使得其硬件实现显得过于复杂。如何把多用户干扰抵消算法的复杂度降低到可接受的程度是多用户检测技术能否实用的关键。

5. 功率控制

在移动通信中,移动终端到基站的链路上容易出现远近效应问题,也就是说,离基站近的移动终端的路径损耗比远方移动终端的路径损耗低。如果所有的移动终端都使用相同的发射功率,附近的移动终端必然要干扰远方的移动终端,因此需要采用功率控制来解决这个问题。

利用功率控制可达到三个目的:①满足信噪比 SIR 的基本要求;②在满足信噪比 SIR 基本要求的前提下,尽可能降低发射功率,以降低相互之间的干扰,从而提高系统容量;③提高手机电池使用时间。

常用的 CDMA 功率控制技术可分为开环功率控制、闭环功率控制和外环功率控制三种类型。在 WCDMA 系统中,上行信道采用了开环、闭环和外环功率控制技术,下行信道则采用了闭环和外环功率控制技术,其闭环功率控制速度为每秒 800 次。当然,功率控制技术也存在一些缺点,首先是不能从根本上消除多址干扰,其极限是各个用户的接收功率都相同时的接收性能;其次是占用信道传递功率控制信息,存在算法收敛速度、性能与用户移动速度有关和系统复杂等问题。

5.5.3 CDMA2000 关键技术

CDMA2000 系统是提供了与 IS-95B 后向兼容、同时又能满足 ITU 关于第三代移动通信基本性能要求的第三代移动通信系统。后向兼容意味着 CDMA2000 系统可以支持 IS-95B 移动台,CDMA2000 移动台可以工作于 IS-95B 系统。为保证兼容性,移动台和基站的无线系统参数和呼叫处理过程必须满足一定的要求。为了控制移动台可能引起的射频干扰、保证移动台对所有基站的响应是一样的,移动台必须满足指定的呼叫处理流程及辐射功率要求。由于基站位置固定且干扰可以通过适当的规划来控制,因而基站的兼容性要求和移动台有所不同,基站中不影响移动台工作部分的流程可以由陆地系统的设计者自己设计,这样为陆地系统的设计者提供了足够的灵活性,他们可以根据本地业务的需求、地形特征和传播条件灵活设计系统。

CDMA2000 系统的物理层可支持现存的 IS-95B 系统的业务标准,如话音业务、数据业务、短消息业务、空中准备和激活业务。

CDMA2000 支持在下述情况下,话音、数据及其他业务从 IS-95B 系统到 CDMA2000 系统的切换:在切换边界和单个频带内;在切换边界和频带间(假定移动台支持多频带工作);在同一小区和同一频带内;在同一小区内和不同频带间(假定移动台支持多频带工作)。

CDMA2000 也支持在上述同样情况下,话音、数据及其他业务从 CDMA2000 系统到 IS-95B 系统的切换。

1. 前向快速功率控制技术

前向功率控制又称下行链路功率控制(Downlink Power Control),它的实现是基站根据移动台提供的测量结果,调整对每个移动台的发射功率。在前向链路中,小区内信号是同

步发射的。在前向链路的解调时,小区内用户间的干扰可以通过扩频码的正交性除去,干扰主要来自邻区干扰和多径引入的干扰。通常在前向链路中,小区内信号的同步性和移动台相干解调带来的增益使得前向链路的质量远好于反向链路。IS-95 中采用了慢速开环形式的功率控制,将业务信道的功率设定为保持移动台所需 FER 的最小功率值。与 IS-95 不同,在 IS-2000 中,为更好地克服信道衰落,F-FCH 和 F-SCH 的前向链路功率控制采用了新的快速前向功率控制(FFPC)算法。推荐的两种形式的功率控制包括单信道功率控制和独立功率控制。单信道功率控制以 F-FCH 和 F-SCH 之间的较高速率信道为基础,较低速率信道的增益设置由它和较高速率信道的关系来决定。在独立功率控制的情况下,F-FCH 和 F-SCH 的增益是分别独立确定的。移动台是按两个独立的外环算法工作的。

2. 快速寻呼信道技术

快速寻呼信道 F-QPCH 是 CDMA2000 特色技术之一。BS 用它来通知在覆盖范围内工作于时隙模式且处于空闲状态的 MS,判定是否该在下一个 F-CCCH 或 F-PCH 的时隙上接收 F-CCCH 或 F-PCH。使用 F-QPCH 的目的,主要是使 MS 不必长时间地监听 F-PCH,从而达到延长 MS 待机时间的目的。为实现上述目的,F-QPCH 采用了 OOK 调制方式,MS 对它的解调可以非常简单迅速。

如图 5.46 所示,F-QPCH 采用 80ms 为一个 QPCH 时隙,每个时隙又划分成了寻呼指示符(Paging Indicators,PI)、配置改变指示符(Configuration Change Indicators,CCI)和广播指示符(Broadcast Indicators,BI)。

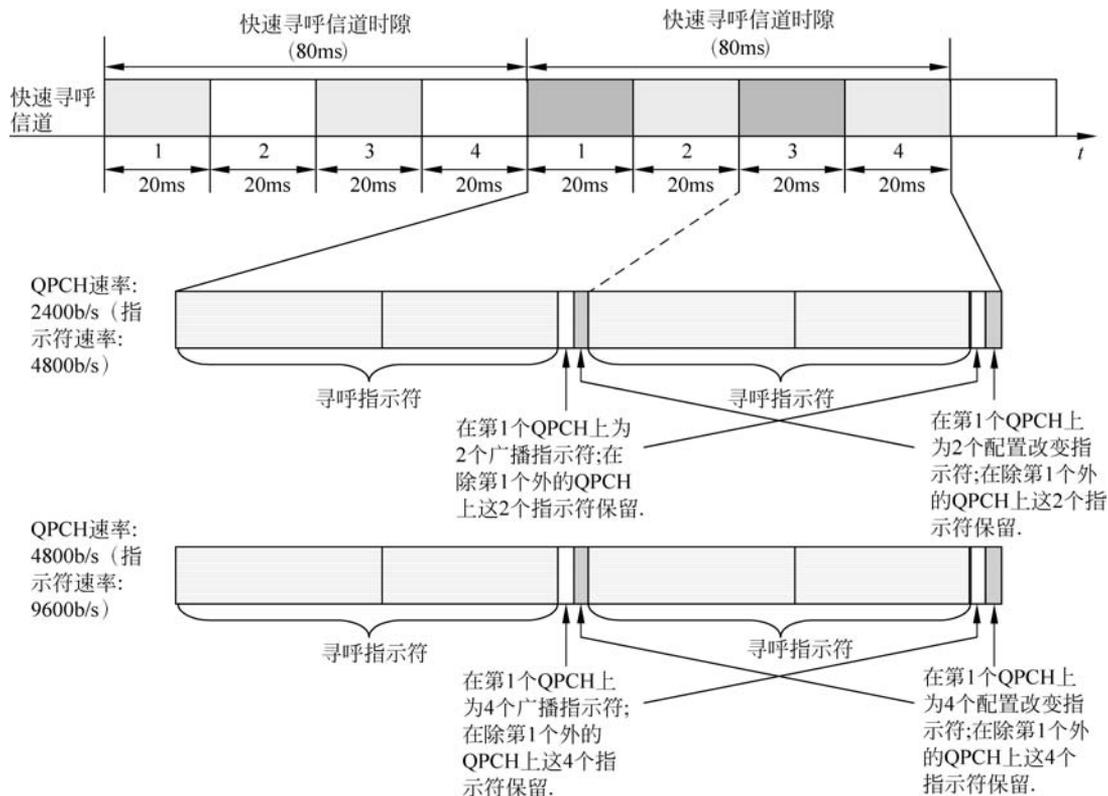


图 5.46 F-QPCH 时隙的划分

(1) 寻呼指示符(PI)的作用是用于通知特定的 MS 在下一个 F-CCCH 或 F-PCH 上有寻呼消息或其他消息。当有消息时,BS 将该 MS 对应的 PI 置为 ON,MS 被唤醒;否则 PI 置为 OFF,MS 继续进入低功耗的睡眠状态。

(2) 广播指示符(BI)只在第 1 个 QPCH 上设置。当 MS 用于接收广播消息的 F-CCCH 的时隙上将要出现内容时,BS 就把对应于该 F-CCCH 时隙的 F-QPCH 时隙中的 BI 置为 ON;否则置为 OFF。

(3) 配置改变指示符为 ON 时,用以通知 MS 重新接收包含系统配置参数的开销消息。

3. 增强的接纳控制功能

接纳控制(Admission Control,AC),或称为呼叫接纳控制(CAC),是指对于新到达系统的呼叫或业务请求(或由于切换产生的请求),根据系统的情况判断是否予以分配资源为其建立连接。

由于 CDMA 系统的软容量特性,以及多种类型业务对资源需求的不同,接纳控制需要考虑很多方面的因素,主要是系统的负荷情况和业务对资源请求变化的估计。其基本原则是在不影响现有的业务或高等级的业务的前提下,尽可能多地对新近到达的(新发起的或以切换方式到达的)连接请求予以接纳。

在 CDMA 系统中可采取的接纳手段比信道数量固定的系统更加灵活多样,例如预留部分资源和进行优先级控制等。CDMA 系统的大多数接纳控制算法基于干扰功率。由于从总干扰功率的限制可以估算出系统的容量,也有些接纳控制算法是基于用户数的。

接纳控制可分为前向链路和反向链路两种情况。在前向链路中,可采用基于功率的算法,计算本小区的发射功率,若低于预定门限,则接纳新请求。前向链路呼叫接入控制的原则是在呼叫接入机制中,根据当前可利用的无线网络资源、所需的 QoS 要求,来决定接入或拒收一个呼叫。接入控制需要与补充信道分配原则(或称突发接入控制)及相应的调度算法有效地配合。

在反向链路中,可采用基于用户数的接纳控制算法,即根据系统的最大用户数 N 作为接纳准则,当已有的连接数小于 N 时,则接纳新请求;也可采用基于干扰的接纳控制算法,即根据基站处的总干扰功率与背景噪声的比值是否高于某一预定门限来做判决,或者是根据接纳新连接后各类业务连接的信干比是否能够达到其目标门限来决定是否接纳新请求。基于用户数的接纳控制算法容易实现,而采用基于干扰的接纳控制算法则较准确。

5.5.4 TD-SCDMA 关键技术

1. TD-SCDMA 标准发展历程

1998 年 11 月,国际电联第八组织在伦敦召开第 15 次会议,确定要在日、韩、美、欧、中等 10 项方案中淘汰若干项。当时国际电联内代表美国利益的 CDMA2000 和代表欧洲利益的 WCDMA 正斗得激烈,对来自中国的 TDS 也是排斥有加。原邮电部科技司司长周寰向信产部领导求助,然后,中国信息产业部致函各外企驻中国机构,提醒他们注意“对 TDS 封杀可能造成的后果”。在巨大的中国市场诱惑下,最年轻、实力最弱的 TDS 得以保留。

1999 年 2 月,中国的 TD-SCDMA 在 3GPP 中标准化。

2000 年 5 月,在土耳其国际电联全会上,中国大唐集团(即前信产部科技研究院,周寰任董事长)的 TDS 系统被投票采纳为国际三大 3G 标准之一,与欧洲的 WCDMA 和美国的

CDMA2000 并列。

2001年3月,3GPP第11次全会正式接纳由中国提出的 TD-SCDMA 第三代移动通信标准全部技术方案。被 3GPP 接纳,就标志着 TD-SCDMA 已被全球电信运营商和设备制造商所接受。

2002年10月,信息产业部通过[2002]479号文件公布 TD-SCDMA 频谱规划,为 TD-SCDMA 标准划分了总计 155MHz(1880~1920MHz、2010~2025MHz 及补充频段 2300~2400MHz,共计 155MHz 频率)的非对称频段。

TD-SCDMA 作为中国通信史上第一个具有自主知识产权的国际移动通信标准,采用了智能天线、联合检测等关键技术,而这些技术将直接影响衡量通信系统性能的关键要素即网络覆盖和网络容量。

2. 时分双工

时分双工(Time Division Duplex, TDD)是一种通信系统的双工方式,在无线通信系统中用于分离接收和传送信道或者用于分离上行和下行链路。采用 TDD 模式的无线通信系统中接收和传送是在同一频率信道(载频)的不同时隙,用保护时间间隔来分离上、下行链路;而采用 FDD 模式的无线通信系统的接收和传送是在分离的两个对称频率信道上,用保护频率间隔来分离上、下行链路。采用不同双工模式的无线通信系统的特点和通信效率是不同的。TDD 模式中由于上、下行信道采用同样的频率,因此上、下行信道之间具有互惠性,这给 TDD 模式的无线通信系统带来许多优势,比如,智能天线技术在 TD-SCDMA 系统中的成功应用。另外,由于 TDD 模式下上、下行信道采用相同的频率,不需要为其分配成对频率,在无线频谱资源越来越宝贵的今天,相比于 FDD 系统具有更加明显的优势。

3. 多址方式

TD-SCDMA 系统中由于采用了 TDD 的双工方式,使其可以利用不同时隙来区分不同的用户。同时,由于每个时隙内同时最多可以有 16 个码字进行复用,因此同时隙的用户也可以通过码字来进行区分。另外,每个 TD-SCDMA 载频的带宽为 1.6MHz,使得多个频率可以同时使用。可见,TD-SCDMA 系统集合 CDMA、FDMA、TDMA 三种多址方式于一体,使得无线资源可以在时间、频率、码字 3 个维度进行灵活分配,也使得用户能够被灵活分配在时间、频率、码字 3 个维度,从而降低系统的干扰。

4. 同步技术

TD-SCDMA 的同步技术包括网络同步、初始化同步、节点同步、传输信道同步、无线接口同步、Iu 接口时间较准、上行同步等。其中网络同步是选择高稳定度、高精度的时钟作为网络时间基准,以确保整个网络的时间稳定。它是其他各同步的基础。初始化同步使移动台成功接入网络。节点同步、传输信道同步、无线接口同步和 Iu 接口时间较准、上行同步等,使移动台能正常进行符合 QoS 要求的业务传输。TD-SCDMA 系统的 TDD 模式要求基站之间必须严格同步,目的是避免相邻基站之间的收发时隙存在交叉而导致严重干扰,一般通过 GPS 实现基站之间相同的帧同步定时,其精度要求为 $3\mu\text{s}$,紧急情况如 GPS 不可用时系统可自行维持 24 小时同步,在特殊情况下也可考虑使用空中接口的主从同步或者从传输接口提取,但精度不高,未来可以考虑同时使用我国自行建设的北斗系统进行授时。移动终端开机建立下行同步过程被称作初始化小区同步过程即初始小区搜索。移动终端在发起一

次呼叫前,必须获得一些与当前所在小区相关的系统信息,例如可使用的随机接入信道(PRACH)和寻呼信道(FPACH)资源等,这些信息周期性地在 BCH 信道上广播。BCH 是一个传输信道(Transport Channel),它映射到公共控制物理信道(P-CCPCH),通常占用于帧的第 0 时隙。初始小区搜索的最终目的就是读取小区的系统广播信息,获得进行业务传输的参数。这里的同步不仅是时间上的同步,还包括频率、码字和广播信道的同步,要分 4 步进行,分别是 DwPTS 同步,扰码和基本中置码的识别,控制复帧的同步和读取广播信道。

第一步,搜索 DwPTS: 初始小区同步过程的第一步中,移动台使用 SYNC DL(在 DwPTS 中)来获得小区的 DwPTS 同步。按照 TD-SCDMA 的无线帧结构,SYNC DL 在系统中每 5ms 发送一次,并且每次都以恒定满功率值全向发送该信息。移动台接入系统时,对 32 个 SYNC DL 码字进行逐一搜索(即用接收信号与 32 个可能的 SYNC DL 逐一做相关),由于该码字彼此间具有较好的正交性,获取相关峰值最大的码字被认为是当前接入小区使用的 SYNC DL。同时根据相关峰值的时间位置也可以初步确定系统下行的定时。一般使用一个或多个匹配滤波器来完成相关处理。这一步移动台要识别使用的是 32 个 SYNC DL 序列中的哪一个,并且找到 SYNC DL 的位置。

第二步,基本中置码识别: 在 TD-SCDMA 系统中,用户训练序列是一个基本中置码的不同循环位移的结果,位移间隔可为 8 的整数倍,同一小区内只使用一种固定的位移方式。系统共有 128 个基本 midamble 码,每个 SYNC DL 序列对应 4 个基本 midamble 码。因此第一步识别出 SYNC DL 码字后,也就知道了对应的中置码组。移动台只需用相关方法逐一测试这 4 个基本码的不同相位即可找到当前系统所用的 midamble 码,同时可以估计出当前无线信道的参数。小区中中置码和扰码是一一对应的,从而也知道了对应的扰码。

第三步,控制复帧的同步: 移动台需要在 P-CCPCH 中寻找广播信道控制复帧的主信息块的位置。它通过检测 DwPTS 相对于 P-CCPCH 中置码的 QPSK 调制相位偏移得到。4 个连续 SYNC DL QPSK 调制偏移的相位组合指示接下来的子帧是否有主信息块。

第四步,读广播信道: 第三步检测之后接下来的子帧就是广播信道交织周期的第一个子帧。根据检测的无线信道参数来读取广播信道的信息,知道了完整的小区信息,此时初始化小区同步完成。异步 CDMA 技术已经成功地应用于无线系统噪声环境下高速数据业务的传输,但由于不同用户的非同步传输,CDMA 的频谱效率较差。随着共享频谱的用户数目增加,用户间的相互干扰会使信道噪声能量增加,容量降低。同步 CDMA 是指 CDMA 系统中的所有无线基站收、发同步。CDMA 移动通信系统中的下行链路总是同步的,故同步 CDMA 主要是指上行同步,即要求来自不同位置、不同距离的不同用户终端的上行信号能够同步到达基站。由于各个用户终端的信号码片到达基站解调器的输入端时是同步的,它充分应用了扩频码之间的正交性,大大降低了同一射频信道中来自其他码的多址干扰影响。

5. 功率控制

功率控制是 CDMA 系统中有效控制系统内部的干扰电平,从而降低小区内和小区间干扰的不可缺少的手段。在 TD-SCDMA 系统中功率控制可以分为开环功率控制和闭环功率控制,而闭环功率控制又可以分为内环功率控制和外环功率控制。

开环功率控制的过程就是对各物理信道初始发射功率的确定过程。在开环功率控制过程中,移动台首先检测收到的基站 PCCPCH 信号功率,因为 PCCPCH 的发射功率是固定的,那么在移动台如果接收到的信号功率较小,表明下行链路此刻的损耗较大,由此可粗略

判断上行链路此刻的损耗也较大,因此为了实现正确解调,移动台将根据预测增大发射功率;反之则减小发射功率。

上行开环功率控制主要用于移动台在 UpPTS 信道以及 PRACH 信道上发起随机接入过程,此时 UE 还不能从 DPCH 信道上接收功率控制命令。

1) UpPCH 信道开环功率控制

UpPCH 信道开环功率控制的计算公式如下:

$$P_{\text{UpPCH}} = L_{\text{PCCPCH}} + P_{\text{RxUpPCHdes}} + (i - 1)P_{\text{wrramp}} \quad (5.43)$$

其中, P_{UpPCH} 为 UpPCH 的发射功率, L_{PCCPCH} 为移动台与基站之间的路径损耗,由 PCCPCH 发射功率与移动台实际接收到的 PCCPCH 与 RSCP 之间的差获得; $P_{\text{RxUpPCHdes}}$ 为基站在 UpPCH 信道上期望接收到的功率,其值来自系统信息广播; i 为 UpPCH 信道的发射试探次数,其最大值由网络端通过系统信息通知移动台; P_{wrramp} 为功率递增步长。

2) PRACH 信道开环功率控制

移动台在 PRACH 上的发射功率为

$$P_{\text{PRACH}} = L_{\text{PCCPCH}} + P_{\text{RxPRACHdes}} + (i_{\text{UpPCH}} - 1)P_{\text{wrramp}} \quad (5.44)$$

其中, P_{PRACH} 为 PRACH 上的发射功率, L_{PCCPCH} 为移动台和基站之间的路径损耗,计算方法同上, $P_{\text{RxPRACHdes}}$ 为基站在 PRACH 信道上期望获得的接收功率,其值由 FPACH 信道通知。 i_{UpPCH} 为最后一个 UpPCH 信道发射试探次数, P_{wrramp} 为功率递增步长。

3) DPCH 开环功率控制

移动台在 DPCH 信道上的发射功率由下式进行计算。

$$P_{\text{DPCH}} = L_{\text{PCCPCH}} + P_{\text{RxDPCHdes}} \quad (5.45)$$

其中, P_{DPCH} 为 DPCH 的发射功率, L_{PCCPCH} 为移动台到基站之间的路径损耗,计算方式同上, $P_{\text{RxDPCHdes}}$ 为基站期望接收到的 DPCH 信道的功率,其值由系统消息广播通知 UE。

闭环功率控制的目的是为了调整每条链路的发射功率,尽量保证基站接收到所有移动台的功率都相等。

4) 上行内环功率控制

移动台根据开环功率控制,设定初始 DPCH 的发射功率,初始化发射之后,进入闭环功率控制。内环功率控制是基于 SIR 进行的。在功率控制过程中,基站周期性地接收到的 SIR 测量值和 SIR 目标值进行比较,如果测量值小于目标值,则将发射功率控制 TPC 命令置为 UP; 否则将 TPC 命令置为 DOWN。在移动台侧,对 TPC 比特位进行软判决,如果判决结果为 UP,则将发射功率增加一个步长; 否则降低一个步长。目标 SIR 取值由高层通过外环进行调整。

5) 下行内环功率控制

下行链路专用物理信道的初始发射功率由网络设置,直到第一个上行 DPCH 到达。以后的发射功率由移动台通过 TPC 命令进行控制。类似地,移动台周期性地测量所接收到的 SIR,当测量值大于目标值,将 TPC 命令设置为 DOWN,否则设置为 UP。在基站侧,对接收到的 TPC 比特位进行判决,判决结果为 UP,则将发射功率增加一个步长; 否则降低一个步长。

6) 外环功率控制

在 TD-SCDMA 系统,外环功率控制主要是高层通过测量 BLER(误块率)与 QoS 要求

的门限相比较,给出能满足通信质量的最小的 SIR 目标值。SIR 与 BLER 的对应关系与无线链路的传播环境密切相关,所以为了适应无线链路的变化,需要实时地调整 SIR 的目标值。

7) 联合检测

在实际的 CDMA 移动通信系统中,由于扩频码字相关特性的非理想性,各个用户信号之间经过复杂多变的无线信道后将存在一定的相关性,这就是多址干扰(MAI)存在的根源。由个别用户产生的 MAI 固然很小,可是随着用户数的增加或信号功率的增大,MAI 就成为 CDMA 通信系统的一个主要干扰。

传统的 CDMA 系统信号分离方法是把 MAI 看作热噪声一样的干扰,导致信噪比严重恶化,系统容量也随之下降。这种将单个用户的信号分离看作是各自独立的过程的信号分离技术称为单用户检测(Single-user Detection)。WCDMA 系统使用了较长的扩频码,系统可以获得较高的扩频增益,限于目前硬件处理能力的限制,目前的 WCDMA 设备均采用 Rake 接收这种单用户检测的方法,因此 WCDMA 实际系统可获得的容量小于码道设计容量;当然 WCDMA 单载频容量本身较大,目前的容量能力也可以满足运营需要。实际上,由于 MAI 中包含许多先验的信息,如确知的用户信道码,各用户的信道估计,等等,因此 MAI 不应该被当作噪声处理,它可以被利用起来以提高信号分离方法的准确性。这样充分利用 MAI 中的先验信息而将所有用户信号的分离看作一个统一的过程的信号分离方法称为多用户检测技术(MUD)。根据对 MAI 处理方法的不同,多用户检测技术可以分为干扰抵消(Interference Cancellation)和联合检测(Joint Detection)两种。其中,干扰抵消技术的基本思想是判决反馈,首先从总的接收信号中判决出其中部分的数据,根据数据和用户扩频码重构出数据对应的信号,再从总接收信号中减去重构信号,如此循环迭代。联合检测技术则指的是充分利用 MAI,一步之内将所有用户的信号都分离开来的一种信号分离技术。通常,联合检测的性能优于干扰抵消,但联合检测的复杂度高于干扰抵消,因此一般基站更容易实现联合检测。

8) 接力切换

TD-SCDMA 系统的接力切换概念不同于硬切换与软切换,在切换之前,目标基站已经获得移动台比较精确的位置信息,因此在切换过程中 UE 断开与原基站的连接之后,能迅速切换到目标基站。移动台比较精确的位置信息,主要是通过对移动台的精确定位技术来获得。在 TD-SCDMA 系统中,移动台的精确定位应用了智能天线技术,首先 Node B 利用天线阵估计 UE 的 DOA,然后通过信号的往返时延,确定 UE 到 Node B 的距离。这样,通过 UE 的方向 DOA 和 Node B 与 UE 间的距离信息,基站可以确知 UE 的位置信息,如果来自一个基站的信息不够,可以让几个基站同时监测移动台并进行定位。

在硬切换过程中,UE 先断开与 Node B_A 的信令和业务连接,再建立与 Node B_B 的信令和业务连接,也即 UE 在某一时刻始终只与一个基站保持联系。而在软切换过程中,UE 先建立与 Node B_B 的信令和业务连接之后,再断开与 Node B_A 的信令和业务连接,也即 UE 在某一时刻可与两个基站同时保持联系。

接力切换虽然在某种程度上与硬切换类似,同样是在“先断后连”的情况下,但是由于其实现是以精确定位为前提,因而与硬切换相比,UE 可以很迅速地切换到目标小区,降低了切换时延,减小了切换引起的掉话率。

9) 动态信道分配

动态信道分配(DCA)的引入是基于 TD-SCDMA 采用了多种多址方式——CDMA、TDMA、FDMA 以及空分多址 SDMA(智能天线的效果),WCDMA 中没有 TD 中的多种多址方式,而且其扩频增益比较大,不需要 DCA 来提高链路质量。其原理是当同小区内或相邻小区用户发生干扰时可以将其中一方移至干扰小的其他无线单元(不同的载波或不同的时隙)上,达到减少相互间干扰的目的。DCA 包括两部分:慢速 DCA 和快速 DCA。慢速 DCA 对小区中的载频、时隙进行排序,排序结果供接纳控制算法参考。设备支持静态的排序方法、动态的排序方法。其中静态排序方法可以起到负荷集中的效果,动态排序方法可以起到负荷均衡的效果。具体排序方法的选择,可以由运营商定制。快速 DCA 对用户链路进行调整。在 N 频点小区中,当载波拥塞时,通过快速 DCA 可以实现载波间负荷均衡。当用户链路质量发生恶化时,也会触发用户进行时隙或者载波调整,从而改善用户的链路质量。

(1) 实现机制。下面以动态时隙分配为例进行详细说明。在 TD-SCDMA 系统中,时隙的分配从操作对象和实现方式上可大致分为慢速时隙分配和快速时隙分配。慢速时隙分配主要根据小区内业务不对称性的变化,动态地划分上下行时隙,使上下行时隙的传输能力和上下行业务负载的比例关系最佳匹配,以获得最佳的频谱效率。TD-SCDMA 系统可以灵活地划分上下行时隙,从而提升系统容量。但是当相邻小区的上下行时隙划分不一致时,交叉时隙间可能会造成较大的干扰,导致系统容量损失。这就需要综合考虑以上两点的影 响,动态分配各个小区上下行的资源,使系统的容量最大化,同时兼顾某些热点地区的容量极大化。快速时隙分配指系统为申请接入的用户分配具体的时隙资源,并根据系统状态对已分配的资源进行调整。具体实现主要分为 4 个过程:上下行时隙排队过程、上下行时隙选择过程、上下行时隙调整过程、上下行时隙整合过程。

(2) 时隙排队。排队算法是为接纳控制和时隙选择做准备的。一般根据各时隙干扰水平的不同确定各时隙的优先级。TD-SCDMA 系统中的时隙优先级排队应用了负荷均衡策略,可以有效地减少 CDMA 系统中多用户间的干扰,并控制系统的负荷,提高系统的总容量。在负荷均衡算法中,对于上行时隙可以通过比较基站能够承受的最大干扰和当前干扰得出的差值,从大到小对时隙进行优先级排序,还可以对此差值与长期统计的干扰平均值综合考虑来进行排序;对于下行时隙,可以通过比较基站的 最大发射功率和当前时隙总发射功率得出的差值,从大到小排列下行时隙的优先级,也可以根据发起新呼叫的用户终端对各个下行时隙的干扰测量值进行排序。

(3) 时隙选择。通常,用户终端的时隙选择可以分为 3 类。

第一类是基于顺序搜索的先进先出排队(FIFO)处理的方法。算法的主要思想是:不考虑业务类别,所有小区都按照事先规定的相同时隙优先级顺序选择可用时隙分配,首先找到的可用时隙将被分配给用户,这个算法规定一帧中具有较低数字序号的时隙拥有较高优先级且首先被搜索;并且一旦时隙被分配给某个用户后,在下一帧对应时隙仍然为那个用户所使用(假设在下一帧用户呼叫还没有结束)。这个算法的优点是具有较低优先级的时隙变为空闲的概率要大于高优先级的时隙。因此,优先级低的时隙(即时隙编号大的时隙)能支持高质量和高速率的用户。这就降低了高速率和高质量用户对其他用户的干扰。对于下行方向,其搜索过程类似。

第二类是基于时隙优先级排队算法的方法。算法的主要思想是：用户终端找到优先级最高的时隙，此时隙的业务承载能力必须大于申请用户的业务能力。但是要充分反映上下行时隙的业务承载能力就要考虑资源单元数量、干扰情况、业务的 QoS 要求，还要考虑上下行时隙的位置问题。如果一个交叉时隙服务的用户终端在小区边缘，该时隙内会有严重的小区间干扰，所以选择上下行时隙还要根据用户所在位置而尽量减少这些干扰。

第三类是基于路径损耗的抗基站间干扰的方法。该算法的基本原理是通过路径损耗进行资源预留，同时通过尽量避免存在大的基站间相互干扰来最大化地提高系统容量，并且提高系统的 QoS。该算法中，时隙依据是否有基站干扰分为普通和紧急两大组。如果在该时隙存在基站间干扰，则归属于紧急组，否则归属于普通组。属于紧急组的时隙优先分配给那些处于基站附近或信道条件好的用户，这样可以降低基站间的干扰，从而增加系统容量。普通组的时隙优先分配给小区边缘或信道条件恶劣的用户，具体算法实现如下：如果新用户接入基站的路径损耗比路径损耗门限值大，则分配普通组的时隙给该用户；然而如果路径损耗比路径损耗门限值小，则分配紧急组的时隙给新用户。另外，该算法也可以基于路径损耗进行资源预留，计算路径损耗和路径损耗门限值的差值，并且映射到最佳可用时隙，计算其总干扰功率，然后依据总干扰功率选择具有最小干扰功率的时隙分配给新用户。

(4) 时隙调整。在 TD-SCDMA 系统中，当一次呼叫被接入后，RNC 还需要根据承载业务的要求、终端的移动和干扰的变化等因素，在链路质量恶化、功控失效的情况下启动信道调整过程。基于“时间交换”的时隙调整算法的根本思想如下。由于一帧各个时隙的干扰情况以及每个用户可以承受的干扰容量或干扰余量不一样。因此，一个满足不了某个用户 QoS 要求的时隙，是有可能满足其他用户 QoS 要求的。这样，就可以在小区内切换失败情况下，通过采用时隙交换技术，将在一个时隙中无法满足 QoS 要求的用户与另一个时隙中用户进行交换，分配新的时隙给该用户，以继续维持正确的通信。

在进行时隙分配时，可以根据用户是上行时隙还是下行时隙或上下行时隙均不满足 QoS 要求的情况分别进行处理。如果用户仅是上(下)行时隙不满足要求，这只对用户上(下)行方向的时隙进行交换，用户原有的下(上)行时隙保持不变。若用户两个方向的时隙均不满足要求，那么必须同时进行交换，用户进行时隙交换的前提是：时隙交换后的两个用户在满足各自 QoS 要求的同时，应该保证原来时隙中其他用户 QoS 的要求；否则不能进行交换。

(5) 时隙整合。系统可以在实时高速率业务申请到来时，或者链路质量恶化、启动信道调整过程不能解决时，系统检查资源分布情况。由于终端能力限制或其他算法简化的需要，常需要把资源集中到一个时隙中，因此如果现有资源不能满足要求，则需要进行资源整合。时隙整合过程通过调整或压缩低优先级业务占用的信道等手段把可用的资源单元(RU)尽量集中在一个时隙，目的是提高系统的资源利用率、业务(尤其是高速率业务)接入成功率和切换成功率。整合策略的主要思想是：首先尽量不断开已建立的连接，而将某些连接调整到其他时隙中，如果其他时隙不能接受，则考虑降低优先级较低的非实时业务(或用户)的传输速率或释放资源，甚至可以断开某些低优先级业务(或用户)的连接，直到此时隙内空余资源达到要求。

10) N 频点技术

考虑到单个 TD-SCDMA 载频所能提供的用户数量有限，要提高热点地区的系统容量

覆盖,必须增加系统的载频数量。TD-SCDMA 系统中,多载频系统是指一个小区可以配置多于一个载波频段的系统,并称这样的小区为多载频小区。通常多载频系统将相同地理覆盖区域的多个小区(假设每个载频为一个小区)合并到一起,共享同一套公共信道资源,从而构成一个多载频小区,称这种技术为 N 频点技术。为了提高 TD-SCDMA 系统的性能,在充分考虑多载频系统的特殊性以及保持现有单载波系统的最大程度稳定性的前提下,对 TD-SCDMA 多载频系统特做以下约定:

一个小区可配置多个载频,仅在小区、扇区的一个载频上发送 DwPTS 和广播信息,多个频点使用一个共同的广播信道。针对每一小区,从分配到的 N 个频点中确定一个作为主载频,其他载频为辅助载频。承载 P-CCPCH 的载频称为主载频,不承载 P-CCPCH 的载频称为辅助载频。在同一个小区内,仅在主载频上发送 DwPTS 和广播信息(TS0)。对支持多频点的小区,有且仅有一个主载频。主载频和辅助载频使用相同的扰码和基本 midamble。公共控制信道 DwPCH、P-CCPCH、PICH、SCCPCH、PRACH 等规定配置在主载频上,信标信道总在主载频上发送。同一用户的多时隙配置应限定为在同一载频上。同一用户的上下行配置在同一载频上。辅助载频的 TS0 暂不使用。主载频和辅助载频的时隙转换点建议配置为相同。

5.6 第四、五代移动通信系统

5.6.1 第四、五代移动通信系统简介

第四代移动通信系统(4G),包括 TDD-LTE 和 FDD-LTE 两种制式,能够快速传输高质量音频、视频和图像等数据。4G 能够以 100Mb/s 以上的速度下载,能够满足几乎所有用户对于无线服务的要求。

2013 年 12 月 4 日,工业和信息化部向中国移动、中国电信、中国联通正式发放了第四代移动通信业务牌照(即 4G 牌照),此举标志着中国电信产业正式进入了 4G 时代。

第五代移动通信系统(5G),是 4G 之后的延伸,无线移动网络业务能力的提升将在 3 个维度上同时进行:

- (1) 通过引入新的无线传输技术将资源利用率在 4G 的基础上提高 10 倍以上。
- (2) 通过引入新的体系结构和更加深度的智能化能力将整个系统的吞吐率提高 25 倍左右。
- (3) 进一步挖掘新的频率资源(如高频段等),使未来无线移动通信的频率资源扩展 4 倍左右。

5.6.2 第四代移动通信系统关键技术——OFDM 技术

1. OFDM 传输

OFDM 系统原理如图 5.47 所示,二进制数据流 b 经符号映射(子载波调制)后再经过串并变换成 N 路并行的数据流对应于 N 个不同的子载波,各子载波的调制符号被调制到对应的子载波上相加合成 OFDM 符号,再通过实际的信道,接收端再按照相反的过程对符号进行恢复得到 \hat{b} 。

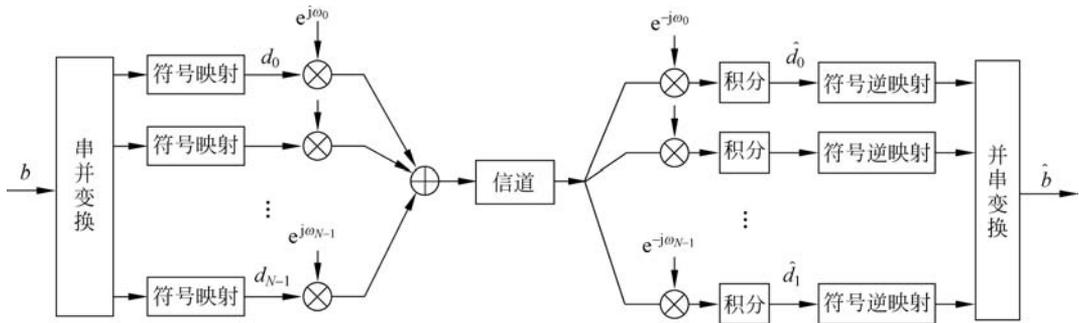


图 5.47 OFDM 系统原理图

(1) 符号映射。将二进制数据流 b 变换为如 PSK、QAM 等星座图上的复值符号 d 。

(2) 串并变换。数据传输的典型形式是串行数据流,在这种情况下符号被连续传输,每一个数据符号的频谱可占据整个可利用的带宽。在宽带无线数字通信中信道是频率色散的,为了减少信道对通信负面影响,人们提出了多载波调制的方法,它采用的是并行传输的思想,因而在 OFDM 系统中,要将实际的串行数据流在传输之前变换为并行数据流。

(3) 子载波调制。子载波调制就是要将复值符号 d 映射为子载波的幅度和相位。通常用等效基带信号来描述 OFDM 的输出信号

$$\begin{cases} s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} d_i \text{rect}(t - t_s - T/2) \exp(j2\pi i(t - t_s)/T), & t_s \leq t \leq t_s + T \\ s(t) = 0, & t \leq t_s \quad \text{或} \quad t \geq t_s + T \end{cases} \quad (5.46)$$

其中, T 表示 OFDM 的符号周期; $s(t)$ 的实部和虚部分别对应于 OFDM 符号的同相和正交分量,在实际系统中可以分别与相应子载波的 \cos 分量和 \sin 分量相乘,构成最终的子信道信号和合成的 OFDM 符号。图 5.47 中的 ω_i 满足以下关系:

$$\omega_i = \omega_j + 2\pi(i - j)/T, \quad 0 \leq i, j \leq N - 1 \quad (5.47)$$

(4) 子载波解调。由式(5.48),可以解释 OFDM 子载波解调的原理。

$$\frac{1}{T} \int_0^T \exp(j\omega_m t) \exp(-j\omega_n t) \begin{cases} 1, & m = n \\ 0, & m \neq n \end{cases} \quad (5.48)$$

式(5.48)说明 OFDM 符号中各子载波具有正交性。OFDM 正是利用了这种载波间的正交性对各子载波进行解调。解调过程分两步:第一步,在接收端与本地载波相乘;第二步,在时间长度 T 内进行积分。用数学语言描述如下:

$$\begin{aligned} \hat{d}_j &= \frac{1}{T} \int_{t_s}^{t_s+T} \exp\left(\frac{-j2\pi j(t - t_s)}{T}\right) \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp\left(\frac{j2\pi i(t - t_s)}{T}\right) dt \\ &= \frac{1}{T} \sum_{i=0}^{N-1} d_i \int_{t_s}^{t_s+T} \exp\left(\frac{-j2\pi(i - j)(t - t_s)}{T}\right) dt \\ &= d_j \end{aligned} \quad (5.49)$$

由式(5.49)可知,按上述两步对第 j 个子载波进行解调可以恢复出期望符号,而对其他载波

来说,由于在积分间隔内,频率差为 $1/T$ 的整数倍,所以积分结果为零。

我们也可从频域的角度来解释这种解调方法的合理性。根据式(5.46),每个 OFDM 符号在其周期 T 内包括多个非零子载波。因此,其频谱可以看作是周期为 T 的矩形脉冲的频谱与一组位于各个子载波频率上的 δ 函数的卷积。

脉冲成型后的 OFDM 信号频谱图如图 5.48 所示。从图中看出,在每个子载波频率最大值处,所有其他子信道的频谱恰好为零。因为在对 OFDM 符号进行解调的过程中,需要计算这些点上所对应的每个载波频率的最大值,所以可以从多个相互重叠的子信道符号中提取每一个子信道符号,而不会受到其他子信道的干扰。同时从图 5.48 可以看出,OFDM 符号频谱实际上可以满足奈奎斯特准则,即多个子信道频谱之间不存在相互干扰。因此这种一个子信道频谱出现最大值而其他子信道频谱为零点的特点可以避免载波间干扰(ICI)的出现。

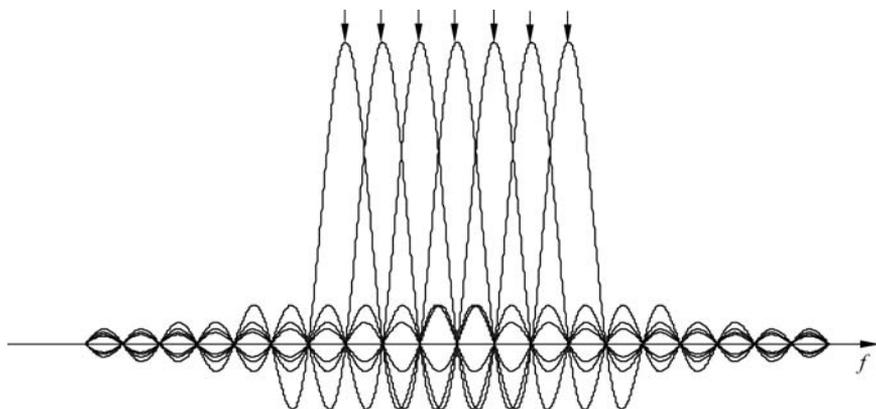


图 5.48 经脉冲成型后的 OFDM 系统信号频谱图

1) FFT/IFFT 在 OFDM 系统中的应用

从 OFDM 的原理来看,OFDM 的子载波调制实际就是傅里叶变换(FT)。那么,对于 N 比较大的系统来说,式(5.46)中的 OFDM 复等效基带信号可以采用离散傅里叶逆变换(IDFT)及其快速算法(FFT)来实现,这样可以大大减小实现的复杂度。

为了表述方便,令式(5.46)中的 $t_s=0$,并忽略矩形函数,对信号 $s(t)$ 以 T/N 的速率进行抽样,可以得到

$$s[k] = s\left(\frac{kT}{N}\right) = \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp(j2\pi ik/N), \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (5.50)$$

同样,在接收端,为了恢复出原始的数据符号 d_i ,可以对 $s[k]$ 进行逆变换,即 DFT 得到

$$d_i = \sum_{k=0}^{N-1} s[k] \exp(-j2\pi ik/N), \quad 0 \leq i \leq N-1 \quad (5.51)$$

根据上述分析可以看到,OFDM 系统的调制解调可以分别由 IDFT/DFT 来代替。通过 N 点 IDFT 运算,把频域数据符号 d_i 变换为时域数据符号 $s[k]$,经过射频载波调制之后发送到无线信道中。其中每一个 IDFT 输出的数据符号 $s[k]$ 都是由所有的子载波信号经过叠加而生成的,即对连续的多个经过调制的载波的叠加信号进行抽样得到的。

值得注意的是,在实际应用中,对一个 OFDM 符号进行 N 次采样,或者 N 点 IFFT 运

算所得到的 N 个输出样值往往不能真正反映连续 OFDM 符号的变化特性,其原因在于:由于没有使用过采样,当这些样值点被送到模/数(A/D)转换器时,就有可能导致生成伪信号(aliasing),这是系统所不能允许的。这种伪信号的表现就是,当以低于信号中最高频率两倍的频率进行采样时,即当采样值被还原之后,信号中将不再含有原信号中的高频成分,并呈现出虚假的低频信号。因此,针对这种伪信号现象,一般都需要对 OFDM 符号进行过采样,即在原有的采样点之间再添加一些采样点,构成 pN (p 为正整数)个采样值。过采样也可以通过 IFFT/FFT 来间接实现,具体方法是:在实施 IFFT 运算时,需要在原始的 N 个输入值中间添加 $(p-1)N$ 个零,而在实施 FFT 运算时,需要在原始的 N 个输入值后添加 $(p-1)N$ 个零。

2) 循环前缀在 OFDM 系统中的意义

应用 OFDM 的一个最主要的原因是它可以有效地对抗多径时延扩展。通过把输入的数据串并变换到 N 个并行的子信道中,使得每个用于去调制子载波的数据符号周期可以扩大为原始数据符号周期的 N 倍,因此时延扩展与符号周期的比值也同样降低为 $1/N$ 。但是,若在子载波解调过程中,FFT 积分时间长度取整个 OFDM 符号长度,多径效应还是会为解调带来不利影响。因此,为了最大限度地消除符号间干扰,人们想出了在每个 OFDM 符号之间插入保护间隔(Guard Interval,GI)的办法。只要保护间隔长度 T_G 大于无线信道的最大时延扩展,一个符号的多径分量就不会对下一个符号造成干扰。

但是,在这段保护间隔内插入什么样的信号更加有效是一个值得讨论的问题。起初有人想到这一保护间隔内可以不插入任何信号,即是一段空闲的传输时段。这样一来,的确可以消除 OFDM 符号间的干扰,但由于多径传播的影响,则会产生载波间干扰(ICI),破坏子载波间的正交性。这种效应可由图 5.49 来说明。由于每个 OFDM 符号中都包括所有的非零子载波信号,而且也同时会出现该 OFDM 符号的时延信号,因此,图中给了第一子载波和第二子载波的时延信号。从图中可以看出,由于在 FFT 运算时间长度内第一子载波与带有时延的第二子载波之间的周期数之差不再是整数,所以当接收机试图对第一子载波进行解调时,第二子载波会对此造成干扰,反之亦然。

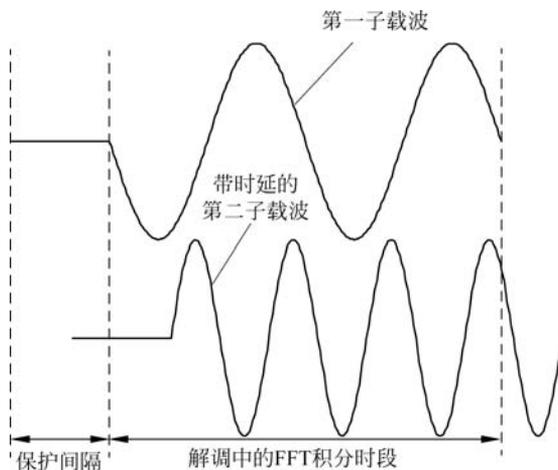


图 5.49 保护间隔内插入空闲时段带来 ICI 示意图

在保护间隔内插入空闲时段有效消除了多径带来的符号间干扰,但同时又带来了 ICI,这是我们为 OFDM 符号增加保护间隔所不希望的。那么,只要在保护间隔内用循环前缀(CP)取代空闲时段就可以解决这一问题,所谓的 CP 就是在 OFDM 符号的末端截取保护间隔长度的数据填充到保护间隔内,见图 5.50。这样就可以保证在 FFT 周期内,OFDM 符号的延时副本内所包含的波形的周期个数也是整数。这样,时延小于保护间隔 T_G 的时延信号就不会在解调过程中产生 ICI。

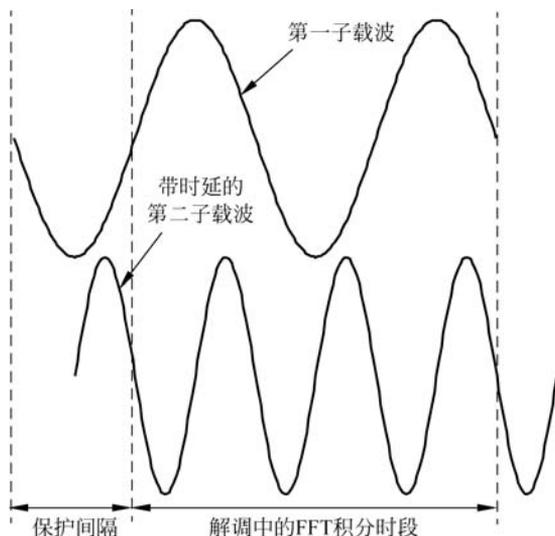


图 5.50 CP 消除 ICI 示意图

3) 实际系统中各种参数的选择

采用 IFFT/FFT 并加入 CP 的实际的 OFDM 系统如图 5.51 所示。输入的二进制信息比特 b 首先经过串并变换为 N 路并行比特流,各支路上的信息比特数可根据信道的频谱特性进行优化,然后各支路上的信息比特根据各自的调制方式,如 PSK 或 QAM 等分别进行星座映射,得到信号空间中的复数坐标 d_i ,然后经过 IFFT,加入 CP,再经过并串变换,最后经过数/模变换,送入信道进行传输。在接收端,信号经过模/数变换和串并变换,去除 CP,然后经 IFFT,得到每个支路上的接收信号 \hat{d}_i ,然后经星座逆映射,得到每个支路上的接收比特,再经并串变换,得到串行的接收比特流 \hat{b} 。

那么,在上述 OFDM 系统信号发送与接收的过程中,有几个关键参数的选择值得我们去关注:符号周期、保护间隔(循环前缀)、子载波数量。这些关键参数的选择直接影响系统的性能。这些参数的选择取决于给定信道的带宽、时延扩展以及所要求的信息传输速率。

由于保护间隔的插入会带来功率和信息速率的损失,功率损失可以表示为

$$\eta = 10 \lg(T_G/T + 1) \quad (5.52)$$

所以保护间隔的时间长度不能太大。但是,保护间隔太小又会给系统带来 ICI。

为了更加清晰地说明这一问题,还是以 CP 为例来说明保护间隔过小时为系统带来 ICI,如图 5.52 所示。图中实线表示直达信号,虚线表示带时延的反射信号。从图中可以看到,OFDM 载波经过 BPSK 调制,在符号边界处可能会发生符号相位 180° 跳变。对于虚线

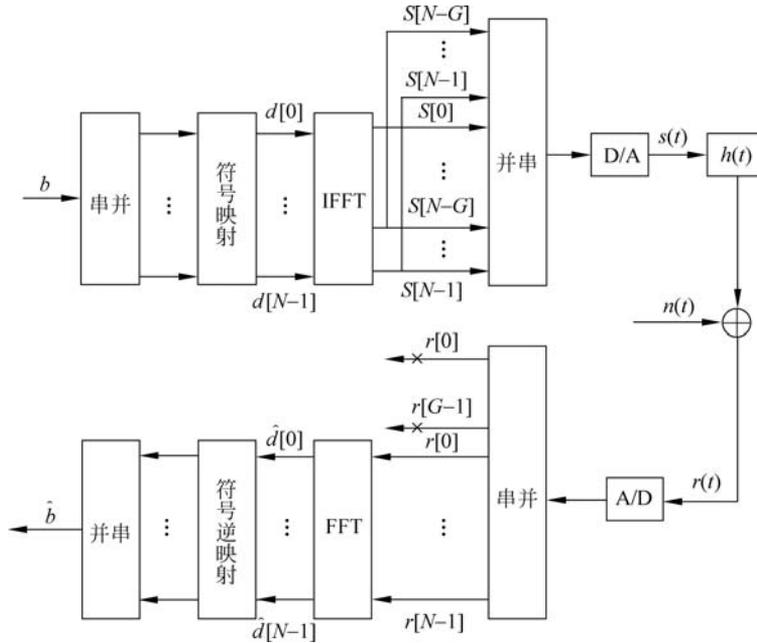


图 5.51 实际的 OFDM 系统框图

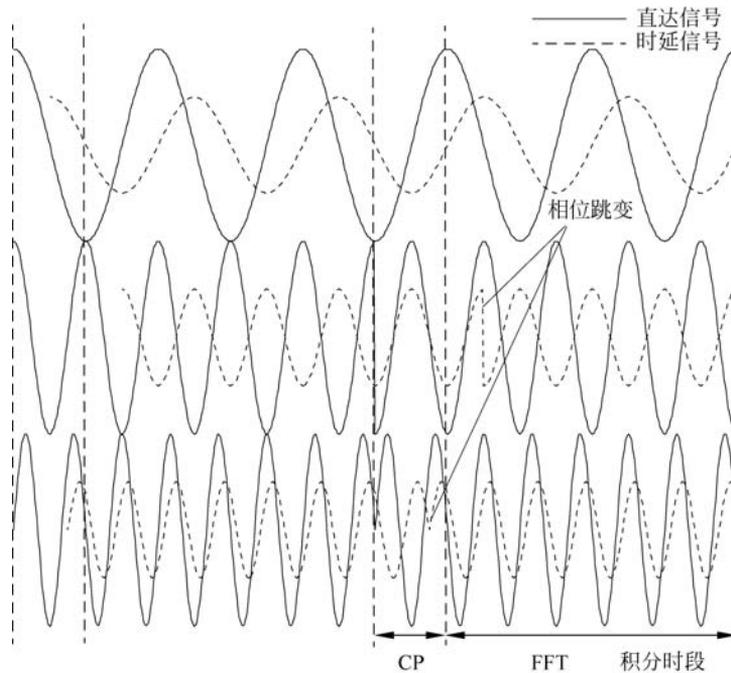


图 5.52 保护间隔过小带来 ICI 示意图

信号来说,这种相位跳变只能发生在实线信号相位跳变之后。若保护间隔的时长大于多径时延,就可以保证在 FFT 积分时段内不会出现信号的相位跳变。因此,OFDM 接收机所看到的仅仅是存在某些相位偏移的、多个单纯连续正弦波形的叠加信号。而且这种叠加也不会破坏子载波之间的正交性。然而如果 CP 的长度小于多径时延,如图中第二路载波,就会

导致在 FFT 积分时段内出现相位的跳变,直射波和时延信号的叠加信号内就不再只包括单纯连续正弦波形信号,从而导致子载波之间的正交性遭到破坏。对于保护间隔的选择,根据经验,一般选择保护间隔的时间长度为时延扩展均方根值的 2~4 倍。

考虑到保护间隔所带来的信息传输效率的损失和系统的实现复杂度以及系统的峰值平均功率比等因素,在实际系统中,一般选择符号周期长度至少是保护间隔长度的 5 倍。

子载波数量可直接利用 -3dB 带宽除以子载波间隔得到,即去掉保护间隔之后的符号周期的倒数。或者可以利用所要求的比特速率除以每个子信道中的比特速率来确定子载波的数量。每个子信道中传输的比特速率由调制类型编码速率以及符号速率来确定。

2. OFDM 的信号模型

下面分析实际的 OFDM 系统中的信号模型。为表述方便,对图 5.51 中的信号重新进行说明:

D/A 滤波成形前的信号 $\hat{\mathbf{S}} = [S[N-G], \dots, S[N-1], S[0], \dots, S[N-1]]^T$, 数字化形式的信道 $\mathbf{h} = [h[0], \dots, h[L]]$ 。那么,接收端在 A/D 之后的信号 $\tilde{\mathbf{r}} = [\tilde{r}[0], \dots, \tilde{r}[G-1], r[0], \dots, r[N-1]]^T$ 就可以表示为

$$\tilde{\mathbf{r}} = \mathbf{h} * \tilde{\mathbf{S}} \quad (5.53)$$

假定一个 OFDM 符号周期内信道冲击响应不变,在去 CP 后的时域信号可以表示如下

$$\mathbf{r} = \tilde{\mathbf{h}} \mathbf{S} \quad (5.54)$$

其中, $\mathbf{r} = [r[0], r[1], \dots, r[N-1]]^T$, $\mathbf{S} = [S[0], S[1], \dots, S[N-1]]^T$, $\tilde{\mathbf{h}}$ 为 $N \times N$ 维的循环矩阵,该循环矩阵的第一列元素 $\tilde{\mathbf{h}}(:, 1) = [h, 0, \dots, 0]^T$,

$$\tilde{\mathbf{h}} = \begin{bmatrix} h[0] & 0 & \cdots & 0 & h[L] & \cdots & h[2] & h[1] \\ h[1] & h[0] & \ddots & 0 & 0 & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & h[1] & \ddots & \vdots & 0 & \ddots & h[L] & \vdots \\ h[L] & \vdots & \ddots & 0 & \vdots & \ddots & 0 & h[L] \\ 0 & h[L] & \ddots & 0 & 0 & \ddots & \vdots & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & h[0] & 0 & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & h[1] & h[0] & \ddots & 0 & \vdots \\ 0 & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & h[0] & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & h[L] & h[L-1] & \cdots & h[1] & h[0] \end{bmatrix} \quad (5.55)$$

下面根据式(5.54)来推导 OFDM 系统接收信号模型的频域表示

$$\hat{\mathbf{d}} = \mathbf{F} \mathbf{r} = \mathbf{F} \tilde{\mathbf{h}} \mathbf{S} = \mathbf{F} \tilde{\mathbf{h}} \mathbf{F}^H \mathbf{d} \quad (5.56)$$

其中, $\hat{\mathbf{d}} = [\hat{d}[0], \dots, \hat{d}[N-1]]^T$, $\mathbf{d} = [d[0], \dots, d[N-1]]^T$, \mathbf{F} 为 DFT 变换矩阵,

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} W_N^{00} & W_N^{01} & \cdots & W_N^{0(N-1)} \\ W_N^{10} & W_N^{11} & \cdots & W_N^{1(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ W_N^{(N-1)0} & W_N^{(N-1)1} & \cdots & W_N^{(N-1)(N-1)} \end{bmatrix}, \quad W_N^{kl} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j2\pi kl/N} \quad (5.57)$$

对 $\tilde{\mathbf{h}}$ 进行特征值分解(Eigenvalue Decomposition)有

$$\tilde{\mathbf{h}} = \mathbf{F}^H \text{diag}(\mathbf{F}\tilde{\mathbf{h}}(:, 1))\mathbf{F} \quad (5.58)$$

将式(5.58)代入式(5.56)中有

$$\hat{\mathbf{d}} = \text{diag}(\mathbf{F}\tilde{\mathbf{h}}(:, 1))\mathbf{d} = \text{diag}(\mathbf{H})\mathbf{d} = \mathbf{H} \cdot * \mathbf{d} \quad (5.59)$$

其中, $\mathbf{H} = [H[0], H[1], \dots, H[N-1]]^T$ 的物理意义在于,它是信道 \mathbf{h} 的冲击响应,即第 n 个子载波的信道衰落系数。在上述时域和频域信号模型中加入干扰噪声,可得

$$\mathbf{r} = \tilde{\mathbf{h}}\mathbf{S} + \mathbf{n} \quad (5.60)$$

其中, $\mathbf{n} = [n[0], n[1], \dots, n[N-1]]^T$ 。

$$\hat{\mathbf{d}} = \mathbf{H} \cdot * \mathbf{d} + \mathbf{W} \quad (5.61)$$

其中, $\mathbf{W} = [W[0], W[1], \dots, W[N-1]]^T = \mathbf{F}\mathbf{n}$ 。根据式(5.61),OFDM 传输系统可以等效为图 5.53 所示的频域系统。这个系统有 N 个并行的子系统,每个子系统受乘性复信道衰落系数和加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)的影响。

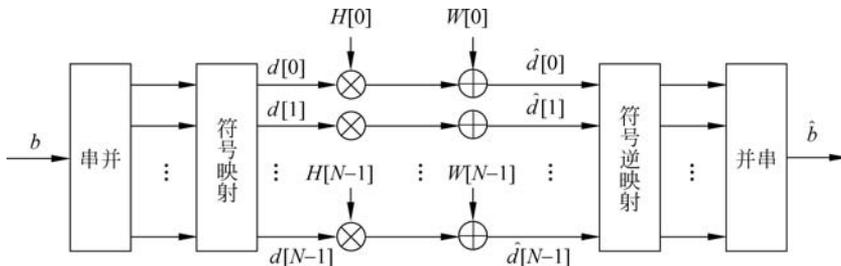


图 5.53 OFDM 系统等效频域信号模型图

3. OFDM 系统中的关键问题

OFDM 的关键问题主要集中表现在以下 3 个方面:峰值与平均功率比(Peak to Average Power Ratio, PAPR)的抑制;载波与定时同步;信道估计。

1) 峰值平均功率比的抑制

和单载波系统相比,OFDM 符号是由多个独立的子载波信号经过 IFFT 形成,因此就有可能产生较大的峰值功率,带来较大的 PAPR。PAPR 过大会导致系统对前端功放的线性范围要求很高,同时还会增加模/数和数/模变换的复杂性,并降低它们的准确度。目前抑制 PAPR 的方法大致可以分为三类:预畸变技术、编码技术以及一些非畸变降低 PAPR 技术。

预畸变技术是降低 PAPR 的简单方法,它首先对 OFDM 时域信号进行非线性处理,对具有较大峰值功率的信号进行预畸变,使其不会超过功放的线性范围。限幅(clipping)和压缩扩展变换是最常用的预畸变方法。限幅是降低 PAPR 最直接的方法,该方法通过适度地对 OFDM 信号进行限幅来实现对峰值信号的抑制。限幅虽然降低了信号的 PAPR,但它导致信号波形畸变和带外辐射功率增大等后果。为减轻限幅的负面影响,人们考虑利用峰值加窗来克服直接限幅带来大的带外频谱泄漏。

为了克服预畸变技术带来的频谱扩展,1995 年, A. E. Jones 和 T. A. Wilkinson 提出利用分组编码来降低 PAPR,开辟了 PAPR 抑制码设计的新思路。在此基础上,1996 年, van Nee 提出一种利用 Golay 互补序列的一个子集来构造码字,不仅可以使 OFDM 系统中的 PAPR 降至 3dB,同时还具有一定的编码增益。基于此项研究结果, Golay 码已经应用到欧

洲 Magic WAND 的 20Mb/s OFDM 调制解调器中。利用载波干涉编码来降低系统的 PAPR,即将每个信号调制到不同的载波上,通过不同的相位旋转来区分不同的信号,是一种类扩频的实现结构。另外,针对 MC-CDMA 系统,也有一些基于扩频码选择与优化的 PAPR 抑制方法。

除了上述两大类方法外的 PAPR 抑制方案归为一类,称为非畸变降低 PAPR 的技术。这类方法的典型代表是选择性加扰算法,选择映射算法和部分传输序列算法。1996 年,P. van Eetvelt 等人提出了通过选择性加扰来抑制 PAPR 的方法,其基本原理是将数据序列和 4 个不同的 m 序列作异或,然后在产生的 4 个序列中选择 PAPR 最低的一个进行发送。另外,M. Friese 提出通过优选发射信号中各子载波的初始相位来降低 PAPR。该算法和选择性加扰算法可以看作是选择映射算法的雏形。选择映射(Selective Mapping, SLM)算法采用若干个随机相位序列矢量分别和输入序列进行点乘,所得结果分别进行 IFFT 计算,相应得到若干个不同的输出序列,然后在其中选取 PAPR 最小的进行传输。为降低 SLM 的实现复杂度,部分传输序列(Partial Transmit Sequence, PTS)算法将原序列分成较小的传输块,分别给每一块乘以不同的权值,然后再合并以减小 PAPR。但是由于各部分传输序列的加权系数不相同,所以该算法主要适用于块内差分调制的系统。

2) OFDM 系统中的同步

在 OFDM 系统中,定时同步误差和载波同步误差会产生 ICI,引入相邻信道干扰,造成系统性能的极大损失。因此,同步参数估计,尤其是载波频偏估计在 OFDM 系统中占有特殊重要的地位。OFDM 系统中存在同步要求:一是载波同步;二是符号定时同步。载波同步是要使接收端的振荡频率和发送载波同频同相;定时同步即要求寻找出精确的 IFFT/FFT 时刻。

载波同步是 OFDM 系统同步研究的重点内容,常用的载波偏差估计算法可以分为以下几类。

(1) 基于 CP 和特殊符号的载波偏差同步。利用 CP 与 OFDM 符号后半部分强的自相关性来实现载波偏差估计,思路简单,但性能较差。利用两个同步符号,第一个符号前后两部分完全相同,用于实现定时捕获和分数载波偏差估计,第二个符号的频域信号形式为一具有强自相关性的 PN 序列,主要用于整数载波偏差估计。将同步符号合二为一,使其频域为 PN 序列,而时域具有完全相同的前后两部分,从而在一个符号内实现了定时和载波偏差估计。

(2) 基于高倍钟采样的载波频偏估计算法。该算法将二倍钟采样的奇、偶序列等效为不同时刻传输的 OFDM 符号,通过频域子载波的共轭相乘消除了符号信息,同时为了避免信道信息的影响。通过奇、偶序列的整数载波偏差搜索,获得整数倍的载波偏差,扩大算法的捕获范围。

(3) 利用虚载波或导频符号实现载波频偏估计。出于系统设计需求,部分 OFDM 系统中并不是将所有的子载波都用来传输信息,而未传输信息的子载波被称为虚载波,它隐含了一定的信息。根据虚载波提供的信息,利用频域能量的搜索来获得载波偏差初始估计,然后利用循环前缀构造跟踪环来完成载波同步。另外,基于 MMSE 原则,利用虚载波泄漏能量最小的特点来获得载波偏差估计值。在实际的 OFDM 系统中,往往在时频图上插入一些特殊的导频来跟踪信道变化情况,这些导频同样也可以用于同步估计。

(4) 组合方式的载波频偏估计以及联合估计。由于 OFDM 对载波同步的要求非常高,

而单一算法的估计精度往往有限。由于载波偏差和定时偏差均表现在频域信号的相位上,基于循环前缀和导频符号的组合算法往往能够具有更好的性能。

3) OFDM 系统中的信道估计

无线信道的衰落特性导致各个子载波信号产生不同的幅度畸变和相位旋转,为消除其影响,接收端往往要先估计出信道特征,进行相干检测。另外,若将自适应比特和功率分配(adaptive bit & power loading)技术运用到 OFDM 系统中以提升其性能,发射端必须准确知道 CSI。因此,信道估计在 OFDM 系统中占有重要地位。

利用导频或训练序列来估计 CSI 是 OFDM 系统中的常用方法。该方法能有效降低接收机的设计复杂度,且收敛速度快。根据时频图上的导频插入方式,可分为块状导频(前一个或几个 OFDM 块的所有子载波上都插入导频)和梳状导频(按照一定规律在时频图上和数据符号交错分布)。前者主要用于慢衰落信道或分组数据传输方式,后者主要用于快衰落信道或连续通信方式。另外,从信道估计的表现形式上看,一种是估计出时变信道的时域冲击响应,称为时域信道估计;另一种是直接估计出信道的频率响应,称为频域信道估计。

对于块状导频的 OFDM 系统来说,可以依据最小二乘(Least Square, LS)或最小均方误差(Minimum Mean Square Error, MMSE)准则得出 CSI 估计值,然后该估计值可以直接用来对后继 OFDM 符号进行相干检测,或采用判决反馈的方式对信道状态信息进行动态更新。而对于采用梳状导频的 OFDM 系统,由于信道变化较快,故在提取出导频子载波的 CSI 后,必须采用二维插值滤波的方法来获取其余子载波信道的估计值。这类算法的研究主要集中在二维插值滤波器的设计上,包括基于 MMSE 的二维内插算法、LS 二维内插算法、基于 Wiener 滤波的算法等。

考虑到传输率等问题,在 OFDM 系统中不可能插入过多的导频或训练序列,否则会导致信道估计精度不高。为提高估计精度,可利用大量的数据符号,通过判决反馈的方法实现 CSI 的平滑更新。值得指出的是,为获得更好的 BER 性能,现有 OFDM 系统几乎都使用信道编码技术,因此可以使用 Turbo 原则(Turbo Principle)对信道估计和译码进行联合处理,通过多次迭代,在获得更高译码增益的同时提高 CSI 的估计精度。

导频或训练序列的使用降低了频谱利用率,尤其是在快变衰落信道中,数据传输的有效性会大大降低。因此不需要导频的(半)盲估计方法受到越来越多的重视。盲估计方法可以分为基于确知意义上的盲处理和基于统计意义上的盲处理两大类。

最大似然序列估计(Maximum Likelyhood Sequence Estimation, MLSE)方法对收到的一个 OFDM 符号进行处理,将数据和信道作为联合参数进行分析,实现盲信道估计和发送符号估计。该算法利用信号的有限字符特性(finite alphabet),属于确知意义上的盲估计。

统计意义上的盲处理方法主要包括利用信号循环平稳性的盲估计、利用子空间分解的盲估计以及利用信号二阶或高阶统计量的盲估计等。

5.6.3 第四代移动通信系统关键技术——MIMO 技术

在传统的无线通信系统中,发射端和接收端通常是各使用一根天线,这种单天线系统也称为单输入单输出(Single Input Single Output, SISO)系统。对于这样的系统,C. E. Shannon(1916—2001)于 1948 年在《通信的数学理论》中提出了一个信道容量的计算公式。它确定了在有噪声的信道中进行可靠通信的上限速率。以后的电信工作者无论使用怎样的

调制方案和信道编码方法,只能一点一点地接近它,却无法超越它,Shannon 速率成了现代无线通信发展的一大瓶颈。

随着移动通信的广泛应用,加上互联网要求无线接入,提高无线通信速率成为非常紧迫的研究任务,因此必须设法突破上述传统无线通信系统的容量界限。一般来说,提高移动通信的信道容量有 3 种方法:一是设置更多的基站;二是拓宽已使用的频带;三是提高频谱的使用效率。设置更多的基站意味着增加更多的蜂窝,为此付出的代价高。

在传统的无线系统中,根据 C. E. Shannon 给出的信道容量公式,增加信噪比可以提高频谱的使用效率,信噪比每增加 3dB,信道容量每秒每赫兹增加 1 比特。对于单用户方案,信噪比主要与系统热噪声有关,而系统热噪声在通信期间基本保持不变,如果增大发射端的发射功率,接收端的信噪比将随之增加。然而,要设计一个功率放大器能在很宽的线性范围内和很高的发射功率上工作是很困难的,并且当发射功率很高时,器件的散热也成问题。在蜂窝方案中,由于来自其他用户的干扰电平通常高于系统的热噪声,所以在这种情况下增大发射功率对增加信道容量没有太大的帮助。

提高频谱使用效率的另一种方法是采用分集技术。单输入多输出(Single Input Multiple Output, SIMO)系统采用最佳合并的接收分集技术,通常能够改善接收端的信噪比,从而提高信道的容量和频谱的使用效率。在多输入单输出(Multiple Input Single Output, MISO)系统中如果发射端不知道信道的状态信息,无法在多发射天线中采用波束形成技术和自适应分配发射功率,信道容量的提高不是很多。SIMO 和 MISO 技术的发展自然演变成多输入多输出(MIMO)技术,即在无线链路的两端都使用多根天线,Bell 实验室的学者 E. Telatar 和 J. Foschini 分别证明了 MIMO 系统与 SIMO 和 MISO 系统相比,可以取得巨大的信道容量,也突破了传统的 SISO 信道容量的瓶颈,是 C. E. Shannon 信道容量的推广。与目前已实现信道容量相比,MIMO 系统提高了几个数量级,因此 MIMO 技术在移动通信系统中有着广阔的应用前景。

1. MIMO 系统的主要特征

1) 信道容量

容量是表征通信系统的最重要标志之一,表示通信系统的最大信息传输速率。Telatar 和 Foschini 分别对高斯噪声下多发送多接收天线系统信道容量进行了较深入的研究。研究表明,在假设各天线互相独立的条件下,多天线系统比单天线系统的信道容量有显著的提高。考虑副发送天线、副接收天线的无线传输系统,在接收端已准确知道信道传输特性的情况下,得到呈线性增加的信道容量。在相同发射功率和传输带宽下,多天线系统比单天线系统的信道容量提高 40 多倍。这些增加的信道容量可以用来提高信息传输速率,也可以不提高信息传输速率而通过增加信息冗余度来提高通信系统的传输可靠性,或者在两者之间取得一个合理的折中。

2) 空间复用提高频谱利用率

在信道容量研究的基础上,Foschini 等人提出了分层空时结构(Layered Space-Time Architecture),建立了 BLAST 多天线 MIMO 实验系统,在实验室中获得了 20~40b/s/Hz 的频谱利用率,这在普通系统中极难实现。由于这种 BLAST 系统是将高速信源数据流按照发送天线数目串并变换为若干子数据流,独立地进行编码、调制,然后分别从各副发送天线上发送出去,因而严格说来它不是基于发射分集技术的,而是利用了空间复用技术(spatial

multiplexing)。由于这些数据流占据相同的频带,因此经过无线信道后,信号发生了混合。在接收端,利用估计的信道特性,接收机按照一定的译码算法分离独立的数据流并给出其估值。根据发送端对输入串行数据流进行分路方式的不同,主要有垂直(V-BLAST)、对角(D-BLAST)和平行(H-BLAST)3种空间复用方案。这种纯粹的空间复用系统实际上是自由度(一般指发送天线和接收天线的最小值)受限的,较适用于高信噪比的情况,它追求的是速率的极大化,因此对于一定差错率目标来说,空间复用系统并非最佳的传输方案。

3) 利用发送分集提高系统的传输性能

通常,在传统的无线传输系统中多径引起的衰落是造成误码的主要原因之一。然而MIMO系统能利用多副天线所带来的多条传输路径来获得空间分集增益,从而提高系统的传输性能,这是MIMO系统的一个主要特征。

基于发送分集的空时编码技术能够获得高分集增益和高分集阶数。与空间复用系统不同,空时编码技术追求的是分集效果的极大化。它有效地结合了编码、调制以及分集技术,在获得分集增益的同时,也可获得编码增益。这样,并行信道数目的减少只会导致分集效果的减少,而不会引起系统性能的迅速恶化。这种基于发送分集的空时编码技术主要包括空时分组编码和空时网格编码两大类。空时网格编码可以同时获得分集增益和编码增益,但其译码复杂度却很高。虽说空时分组码只能获得分集增益,但却由于编译码简单、易于实现而受到广泛关注。

4) 空间复用与发送分集的折中

空间复用技术追求的是频谱效率的极大化,但并不适于低信噪比环境;发送分集技术追求的是分集增益的最大化,却有可能导致速率的损失。因此,MIMO系统需要在编码处理与复用的优势之间进行折中考虑,根据不同的目标要求,采取相应的传输方案。

2. MIMO 信道建模必要性

信道是通信系统中发送端与接收端间传输媒介的总称,是信息传输的通道,它决定着信息传输的速率和通信的质量,因此,信道特性直接影响通信系统的性能。对于移动通信而言,移动信道对其系统性能的影响尤为明显,因为移动通信要保证用户在自由移动中的通信,所以必须利用无线电波作为载体进行信号传输。无线电波在现实环境中传播会经历各种衰落和干扰。首先,无线电波会随着传播距离的增加而发生弥散损耗,同时还会受到地形、建筑物的遮蔽而发生“阴影效应”,而且信号经过周围散射体的散射,会从多条路径到达接收点,这种多径信号的幅度、相位和到达时间都不一样,它们相互叠加会产生电平快衰落和时延扩展。此外,通信终端的快速移动会引起多普勒频移,产生随机调频,在存在多径传播情况下,还会引起多普勒频移扩展,造成信号的时间选择性衰落;同时在快速移动过程中,电波传播特性也会发生快速的随机起伏。这些时变的、随机的损耗和干扰极大地妨碍了信号的正确传输,造成了通信系统的性能明显降低。这也是移动通信系统的性能明显低于有线通信系统的最主要的原因。

由于信道对移动通信系统的性能具有关键性的影响,因此不管是移动通信技术的理论研究还是移动通信系统的分析和设计,以及移动通信系统建立之后的性能评估和后续的升级,都需要获得信道的特性。除了必要的实测之外,建立信道模型来模拟实际信道的特性是最主要的手段。

MIMO系统的收发端均使用了多天线,MIMO信道通常由多个天线链路形成的子信道

构成。根据多天线信道容量理论, MIMO 系统的天线链路之间的衰落相关性对 MIMO 信道容量有关键性影响, MIMO 信道模型需要反映这一重要特性。因此, 原有的单天线模型不能用于 MIMO 系统, 需要建立新的 MIMO 信道模型。由于 MIMO 技术其他方面的研究都需要建立在信道模型的基础之上, 因此信道建模成为研究 MIMO 的基础。

3. MIMO 信道建模方法的分类

目前用于 MIMO 信道建模的方法主要有两大类: 一类是确定性衰落信道建模方法, 这类方法基于对特定传播环境的准确描述产生, 具体又可分为基于信道冲激响应测量数据的建模方法和基于射线跟踪的建模方法; 另一类是基于统计特征的建模方法, 与确定性建模方法相比, 这类方法利用统计平均方法重新产生观察到的 MIMO 信道衰落现象, 具体可分为基于地理特征的建模、参数化统计建模和基于收发衰落相关特征建模的 3 种方法。

1) 基于信道冲激响应测量数据的建模

基于信道冲激响应测量数据的确定性 MIMO 信道建模方法源于单天线多径衰落信道建模方法。该建模方法通过对 MIMO 信道衰落的测量, 获得特定电波传播环境的信道冲激响应测量数据, 利用正弦波叠加 (Sum-Of-Sinusoids, SOS) 的方法模拟 MIMO 信道的衰落过程。在整个信道衰落的模拟过程中, 信道衰落只看作时间的函数, 因此称为确定性建模方法。相对于其他建模方法, 确定性 MIMO 信道建模方法具有运算量小、建模过程简单等优点, 其缺点是需要信道冲激响应的测量数据, 因此只能用于特定的传播环境。

2) 基于射线跟踪的建模

基于射线跟踪 (ray-tracing) 的建模方法是另一种确定性建模方法。它利用事先得到的地理信息数据, 在指定的传播环境通过跟踪多径传播的空时特征, 从而得到信道模型。很多研究机构和公司开发了基于射线跟踪理论的信道建模和仿真工具, 利用这些工具, 可预测室内无线衰落信道的时域冲激响应特征, 还可描述接收信号的空间特征, 如来波方向和去波方向, 其有效性已经在窄带、宽带和方向性信道的一些测量结果中被验证。利用射线跟踪的 MIMO 信道建模方法可解释衰落信道中普遍存在的散射簇 (cluster) 概念。但是, 利用射线跟踪的建模方法运算量巨大, 一般局限于室内应用, 不具有广泛的适用性。

3) 基于地理特征的建模

在统计特征建模方法中, 基于地理特征的建模方法是被广泛研究的一种典型建模方法。它通过描述传播环境中存在的散射体的统计分布, 利用电磁波经历反射、绕射和散射时的基本规律构建 MIMO 衰落信道模型。在不同的传播环境中, 通常假设在用户端和基站端具有不同的散射体几何分布, 常用的几何分布模型包括单环、双环、椭圆和扇形等。

4) 参数化统计建模

参数化统计建模方则将接收信号描述为许多电磁波的叠加, 以构建信道衰落的特征。双方向性信道模型 (Double Directional Channel Model, DDCM) 就采用了参数化统计建模的方法。双方向性信道模型可以利用抽头延迟线 (Tapped Delay Line, TDL) 模型结构实现, 对应每个抽头, 在发送端和接收端分别有对应的离开角 (Angle Of Departure, AOD) 和到达角 (Angle Of Arrival, AOA) 值、复信道衰落因子和相对时延等参数进行描述。但是该模型无法包括收发端天线阵列结构的影响。虚射线模型 (Virtual Ray Model, VRM) 的提出则较好地解决了这个问题, 它先将多径解释为分别包含多个子径的簇, 对每个簇分别用多个衰落成分模拟产生。

5) 基于收发衰落相关特征的建模

基于收发衰落相关特征的建模方法是统计建模的另一种典型代表方法。该方法假定信道衰落因子为复高斯分布的随机变量,其一阶矩和二阶矩反映了信道衰落特征。依据这点假设,即产生了基于 MIMO 信道空时相关特征的建模方法。该建模方法将空时衰落的相关特性分解为发送端衰落相关矩阵、独立衰落矩阵和接收端衰落相关矩阵 3 部分的乘积。相关的理论和实验测试结果表明这一模型能较好地匹配 MIMO 衰落信道的空时相关特征,更能描述 MIMO 系统的容量特性。

5.6.4 第五代移动通信系统关键技术——大规模 MIMO

为提高无线资源利用率、改善系统覆盖性能、显著降低单位比特能耗,异构分布式协作网络技术得到业界更加广泛的关注。

在分布式协作网络系统中,处于不同地理位置的节点(基站、远程天线阵列单元或无线中继站)在同一时频资源上协作完成与多个移动通信终端的通信,形成网络多 MIMO 信道,可以克服传统蜂窝系统中 MIMO 技术应用的局限,在提高频谱效率和功率效率的同时,改善小区边缘的传输性能。然而,在目前典型的节点天线个数配置和小区设置的情况下,MIMO 传输系统会出现频谱和功率效率提升的瓶颈问题。为此,在各节点以大规模阵列天线替代目前采用的多天线,由此形成大规模 MIMO 无线通信环境(如图 5.54 所示),以深度挖掘空间维度无线资源,解决未来移动通信的频谱效率及功率效率问题。

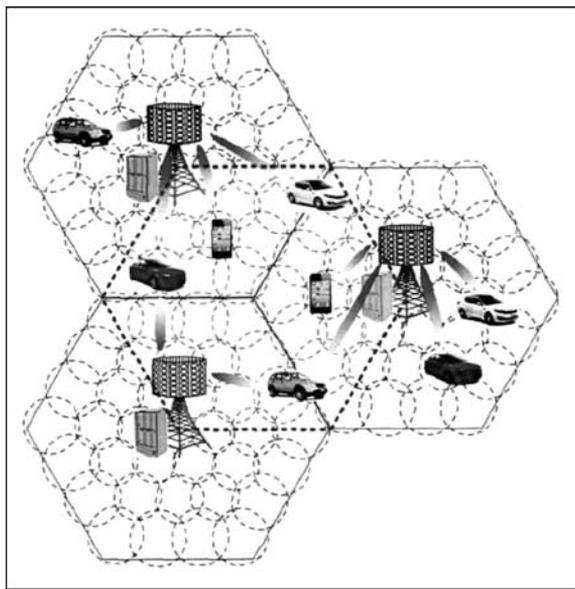


图 5.54 大规模 MIMO 无线通信环境

大规模 MIMO 无线通信的基本特征是:在基站覆盖区域内配置数十根甚至数百根以上天线,较 4G 系统中的 4(或 8)根天线数增加一个量级以上,这些天线以大规模阵列方式集中放置;分布在基站覆盖区内的多个用户,在同一时频资源上,利用基站大规模天线配置所提供的空间自由度,与基站同时进行通信,提升频谱资源在多个用户之间的复用能力、各个用户链路的频谱效率以及抵抗小区间干扰的能力,由此大幅提升频谱资源的整体利用率;

与此同时,利用基站大规模天线配置所提供的分集增益和阵列增益,每个用户与基站之间通信的功率效率也可以得到显著提升。

大规模 MIMO 无线通信通过显著增加基站侧配置天线的个数,以深度挖掘利用空间维度无线资源,提升系统频谱效率和功率效率,其所涉及的基本通信问题是:如何突破基站侧天线个数显著增加所引发的无线传输技术瓶颈,探寻适于大规模 MIMO 通信场景的无线传输技术。

5.6.5 第五代移动通信系统关键技术——基于滤波器组的多载波技术

滤波器组多载波(Filter Bank Multi-Carrier,FBMC)技术的基本概念最早于 20 世纪 60 年代中期提出,不过由于实现复杂度高的特点一直没有得到使用。FBMC 和 OFDM 存在两个主要的不同点:调制方式和原型滤波器。

第一,OFDM 使用了 QAM 调制方法,映射了两比特符号到一个复信号中,并在不同的子信道中传输。FBMC 对于每个子载波使用了偏移 QAM,即 OQAM。在映射之后,复数信号将分为同向部分和正交部分,即实部和虚部。每个子载波传输的是实数值的信号,在复数信号中,虚数部分信号将在实数部分信号发送之后延迟半个符号周期再发送。

第二,OFDM 系统利用矩形窗脉冲函数作为原型滤波器,矩形窗函数滤波器的缺点是具有较高的旁瓣幅度,并且子载波的频谱互相重叠。因此,频率偏移和频率扩散将影响子载波之间的正交性。而 FBMC 可以选择任意的原型滤波器,FBMC 不需要使用 CP 即可控制 ISI 和 ICI。在 FBMC 系统中,只有相邻的子载波重叠,从而保证了系统应对频率偏移的鲁棒性。

OFDM 系统采用矩形窗函数作为原型滤波器,实现了子载波信号在频域的正交,由此获得了比传统频率复用更高的频谱利用率。矩形窗函数在频域上是 \sin 函数,具有较高的带外辐射和慢衰落的特性。相比于 OFDM 系统而言,FBMC 系统采用更为灵活有效的原型滤波器设计,在时频域聚焦性方面优于矩形窗函数。FBMC 原型滤波器实现了带外幅度的快速衰弱,降低了 FBMC 子载波间干扰和符号间干扰,同时降低了系统对于频偏的敏感性,具有一系列优越性能。

在 FBMC 传输系统中,一串数据信号先经过信源编码和信道编码和串并变换,为了提高信息比特的传输效率再映射到某个空间中。复数形式的序列被分为实数部分和虚数部分,在 FBMC 系统中,使用偏移正交幅度调制(OQAM)对实数部分和虚数部分符号进行预处理。预处理后的符号再分别通过原型滤波器,使用滤波器组多载波技术完成调制,在时域上叠加发送到信道中。借助于 IFFT 算法,可以快速实现多载波技术的调制。在接收端,同样使用了一组原型滤波器,这组原型滤波器具有和发送端原型滤波器组完全相同的性能,是对称的。

FBMC 系统是基于滤波器组的多载波通信系统,由于采用了特殊设计原型滤波器,它的原始滤波器组的频率选择性要远远好于矩形窗函数脉冲滤波器。原型滤波器的采用保证了子载波信道的独立性,因此不需要使用 CP 提供保护间隔。FBMC 系统有以下几个特点。

(1) FBMC 系统具有很低的带外功率辐射。对于传统的 OFDM 系统而言,使用矩形成型带来的带外功率衰减为 -25dB 左右,而 FBMC 使用了优良时频聚焦特性的原型滤波函

数,带外功率衰减可以达到 -50dB 以下。因而在 FBMC 系统中,不需要提供保护频带或者做额外的带外辐射抑制处理。

(2) 原型滤波器的使用使 FBMC 系统有较大时延。具有良好性能的原型滤波器的使用一方面能够快速降低带外衰弱,另一方面也带来了 FBMC 系统的时延问题。由于信号需要通过滤波器处理,而 FBMC 系统采用的原型滤波器具有较大的滤波器长度,滤波器长度和子载波数量、重叠因子有关。FBMC 的原型滤波器重叠结构扩展了滤波器长度,由此增加了信号处理时延。

(3) 存在虚部干扰,由于 FBMC 系统是非正交系统,存在固有的虚部干扰,这些虚部干扰项的存在,导致原有的 OFDM 系统中的一些信号处理方法不能直接用于 FBMC 系统中。因此,我们需要提出新的理论和方法来应对 FBMC 的挑战。

(4) 不使用 CP,提升了频谱效率和传输效率。原型滤波器的使用降低了各子载波正交性的要求,允许更小的频率保护带,因此不需要插入 CP。这种设计使得 FBMC 系统相比于 OFDM 具有更高的频谱效率和传输效率。

(5) 较强的抗干扰能力。在 OFDM 系统中,CP 的使用克服了符号间干扰问题,但是无法解决载波间干扰。通过使用具有更好时间频率聚焦性的原型滤波器,FBMC 系统只存在相邻子载波之间的重叠,大大降低了子载波的重叠性,降低了 ICI,因此具有较强的抗干扰能力。

(6) FBMC 与大规模 MIMO 相结合的问题。在 5G 系统中,大规模 MIMO 的使用可以通过多天线多用户空分技术大幅提升频谱效率。由于 FBMC 系统的信号结构特点,因此在与大规模 MIMO 相结合应用方面仍然存在较多问题。如何将 FBMC 技术应用于大规模 MIMO 中,并发挥 FBMC 与大规模 MIMO 的各自优势尚不明确,未来的研究工作需要在 FBMC-MIMO 之间展开。

(7) 与认知无线电的结合使用。OFDM 技术由于存在较大的带外泄漏,在和认知无线电技术结合方面存在较大问题,使得 OFDM 在零散频谱资源利用和动态频谱接入方面具有明显劣势。采用良好时频域聚焦性的原型滤波器的 FBMC 技术由于带外泄漏低的优点,能够用于认知无线电系统中,充分发挥认知无线电在频谱检测和频谱接入的性能。认知无线电的次用户能够有效地利用频谱实现机会传输,在全频谱使用中具有广泛的应用前景。

FBMC/OQAM 系统的这几个新特点给通信的物理层设计带来了很大的改变,特别是在适应较长数据传输场景中具有广阔的应用前景。在 FBMC/OQAM 系统设计中考虑这些特点,将有望为人们提供更高质量的通信服务。

5.6.6 第五代移动通信系统关键技术——全双工技术

移动通信系统存在两种双工方式,即 FDD 和 TDD。FDD 系统的接收和发送采用不同的频带,而 TDD 系统在同一频带上使用不同的时间进行接收和发送。

在实际应用中,两种制式各有自己的优势。和 TDD 相比,FDD 具有更高的系统容量、上行覆盖更大、干扰处理简单等优势,同时不需要网络的严格同步;然而 FDD 必须采用成对的收发频带,在支持上下行对称业务时能够充分利用上下行的频谱,但在支持上下行非对称业务时,FDD 系统的频谱利用率将有所降低。5G 网络将以用户体验为中心,实现更为个性化、多样化的业务应用。

随着在线视频业务的增加,以及社交网络的推广,未来移动流量呈现出多变特性:上下行业务需求随时间、地点而变化,现有通信系统采用相对固定的频谱资源分配方式,无法满足不同小区变化的业务需求。针对 5G 多样的业务需求,灵活频带技术可以实现灵活双工,以促进 FDD/TDD 双工方式的融合。

灵活双工能够根据上下行业务变化情况动态分配上下行资源,有效提高系统资源利用率。根据其技术特点,灵活双工技术可以应用于低功率节点的小基站,也可以应用于低功率的中继节点。

灵活频带技术将 FDD 系统中部分上行频带配置为灵活频带。在实际应用中,根据网络中上下行业务的分布,将“灵活频带”分配为上行传输或下行传输,使得上下行频谱资源和上下行业务需求相匹配,从而提高频谱利用率。

灵活双工可以通过时域和频域的方案实现。在 FDD 时域方案中,每个小区可根据业务量需求将上行频带配置成不同的上下行时隙配比;在频域方案中,可以将上行频带配置为灵活频带以适应上下行非对称的业务需求。同样地,在 TDD 系统中,每个小区可以根据上下行业务量需求来决定用于上下行传输的时隙数目,实现方式与 FDD 中上行频段采用的时域方案类似。

同时同频全双工技术(Co-time Co-frequency Full Duplex,CCFD)是指设备的发射机和接收机占用相同的频率资源同时进行工作,使得通信双方上下行可以在相同时间使用相同的频率,突破现有的 FDD 和 TDD 模式,是通信节点实现双向通信的关键之一,也是 5G 所需的高吞吐量和低延迟的关键技术。传统双工模式主要是频分双工和时分双工,用以避免发射机信号对接收机信号在频域或时域上的干扰,而新兴的 CCFD 采用干扰消除的方法,减少传统双工模式中频率或时隙资源的开销,从而达到提高频谱效率的目的。与现有的 FDD 或 TDD 双工方式相比,CCFD 能够将无线资源的使用效率提升近一倍,从而显著提高系统吞吐量和容量。

CCFD 实现同一信道同时发送和接收,相比 FDD 和 TDD 的半双工技术,其频谱效率将提升一倍。其次,相比 TDD 技术,全双工可大幅度缩短时延。全双工技术下,发送完数据之后即刻接收反馈信息,减少时延。另外,在传送数据包的时候,无须等待数据包完全到达才发送下一个数据包,特别是在重传的时候,时延更会大大减小。另外,由于同频全双工中继节点的收发天线进行同时通信,因此消除隐藏终端和降低网络拥塞。此外,同频全双工在认知网络通信系统当中,接收天线时刻接收数据能快速感知频谱授权用户的频谱占用状态,为次级用户快速接入和释放频谱资源提供技术优势。

CCFD 的应用面临不小的挑战。采用同时同频全双工无线系统,所有同时同频发射节点对于非目标接收节点都是干扰源,同时同频发射机的发射信号会对本地接收机产生强自干扰。在全双工模式下,如果发射信号和接收信号不正交,发射端产生的干扰信号比接收到的有用信号要强数十亿倍(大于 100dBm)。因此,同时同频全双工系统的应用关键在于干扰的有效消除。在点对点场景同时同频全双工系统的自干扰消除研究中,根据干扰消除方式和位置的不同,有 3 种自干扰消除技术,分别为天线干扰消除、射频干扰消除和数字干扰消除。

天线干扰消除有两种实现原理:一是通过天线布放实现;二是通过对收/发信号进行相位反转实现。空间布放实现的天线对消:通过控制收发天线的空间布放位置,使不同发

射天线距离接收天线相差半波长的奇数倍,从而使不同发射天线的发射信号在接收天线处引入相位差 π ,可以实现两路自干扰信号的对消。相位反转实现的天线对消:在对称布放收发天线的基础上,成对的发射/接收天线中,信号发射之前或接收之后在天线端口处引入相位差 π ,可以实现自干扰信号的对消。

射频干扰消除是通过从发射端引入发射信号作为干扰参考信号,由反馈电路调节干扰参考信号的振幅和相位,再从接收信号中将调节后的干扰参考信号减去,实现自干扰信号的消除。数字干扰消除是采用相干检测而非解码来检测干扰信号,相干检测器将输入的射频接收信号与从发射机获取的干扰参考信号进行相关。由于检测器能够获取完整的干扰信号,用其对接收信号进行相干检测,根据得到的相关序列峰值,就能够准确得到接收信号中自干扰分量相对于干扰参考信号的时延和相位差。

5.6.7 第五代移动通信系统关键技术——自组织网络技术

在传统的移动通信网络中,网络部署、运维等基本依靠人工的方式,需要投入大量的人力,给运营商带来巨大的运行成本。随着移动通信网络的发展,依靠人工的方式难以实现网络的优化。因此,为了解决网络部署、优化的复杂性问题,降低运维成本相对总收入的比例,使运营商能高效运营、维护网络,在满足客户需求的同时,自身也能够持续发展,设备制造商提出了自组织网络(SON)的概念。自组织网络的思路是在网络中引入自组织能力,包括自配置、自优化、自愈合等,实现网络规划、部署、维护、优化和排障等各个环节的自动进行,最大限度地减少人工干预。目前,自组织网络成为新铺设网络的必备特性,逐渐进入商用,并展现出显著的优势。

自组织网络技术解决的关键问题主要有两点:网络部署阶段的自规划和自配置;网络维护阶段的自优化和自愈合。自配置即新增网络节点的配置可实现即插即用,具有低成本、安装简易等优点。自优化的目的是减少业务工作量,达到提升网络质量及性能的效果,其方法是通过 UE 和 eNB 测量,在本地 eNB 或网络管理方面进行参数自优化。自愈合指系统能自动检测问题、定位问题和排除故障,大大减少维护成本并避免对网络质量和用户体验的影响。自规划的目的是动态进行网络规划并执行,同时满足系统的容量扩展、业务监测或优化结果等方面的需求。目前,主要有集中式、分布式以及混合式 3 种自组织网络架构。其中,基于网管系统实现的集中式架构具有控制范围广、冲突小等优点,但也存在运行速度慢、算法复杂度高不足;而分布式架构恰恰相反,主要通过 SON 分布在 eNB 上来实现,效率和响应速度快,网络扩展性较好,对系统依赖性小,缺点是协调困难;混合式架构结合集中式和分布式两种架构的优点,缺点是设计复杂。SON 技术应用于移动通信网络时,其优势体现在网络效率和维护方面,同时减少了运营商的资本性支出和运营成本投入。

目前,针对 LTE、LTE-A 以及 UMTS、WiFi 的 SON 技术发展已经比较完善,逐渐开始在新部署的网络中应用。但现有的 SON 技术都是面向各自网络,从各自网络的角度出发进行独立的自部署和自配置、自优化和自愈合,不能支持多网络之间的协同。因此,需要研究支持协同异构网络的 SON 技术,如支持在异构网络中的基于无线回传的节点自配置技术;异系统环境下的自优化技术,如协同无线传输参数优化、协同移动性优化技术、协同能效优化技术、协同接纳控制优化技术等,以及异系统下的协同网络故障检测和定位,从而实现自愈合功能。

5G 将采用超密集的异构网络节点部署方式,在宏站的覆盖范围内部署大量的低功率节点,并且存在大量的未经规划的节点,因此,在网络拓扑、干扰场景、负载分布、部署方式、移动性方面都将表现出与现有无线网络明显不同之处,网络节点的自动配置和维护将成为运营商面临的重要挑战。比如,邻区关系由于低功率节点的随机部署远比现有系统复杂,需要发展面向随机部署、超密集网络场景的新的自动邻区关系技术,以支持网络节点即插即用的自配置功能;由于可能存在多个主要的干扰源,以及由于用户移动性、低功率节点的随机开启和关闭等导致的干扰源的随机、大范围变化,使得干扰协调技术的优化更为困难;由于业务等随时间和空间的动态变化,使得网络部署应该适应这些动态变化,因此,应该对网络动态部署技术进行优化,如小站的动态与半静态开启和关闭的优化、无线资源调配的优化;为了保证移动平滑性,必须通过双连接等形式避免频繁切换和对切换目标小区进行优化选择;由于无线回传网络结构复杂,规模庞大,也需要自组织网络功能以实现回传网络的智能化。

由于现有的 SON 技术都是从各自网络的角度出发,自部署、自配置、自优化和自愈合等操作具有独立性和封闭性,在多网络之间缺乏协作,因此,研究支持异构网络协作的 SON 技术具有深远意义。此外,由于 5G 将采用大规模 MIMO 无线传输技术,使得空间自由度大幅度增加,从而带来天线选择、协作节点优化、波束选择、波束优化、多用户联合资源调配等方面的灵活性。对这些技术的优化,也是 5G 系统 SON 技术的重要内容。

5.6.8 第五代移动通信系统关键技术——软件定义无线网络

软件定义网络(Soft Defined Networking, SDN)技术是源于 Internet 的一种新技术。在传统的 Internet 网络架构中,控制和转发是集成在一起的,网络互连节点(如路由器、交换机)是封闭的,其转发控制必须在本地完成,使得它们的控制功能非常复杂,网络技术创新复杂度高。为了解决这个问题,美国斯坦福大学研究人员提出了软件定义网络的概念,其基本思路是将路由器中的路由决策等控制功能从设备中分离出来,统一由中心控制器通过软件进行控制,实现控制和转发的分离,从而使得控制更为灵活,设备更为简单。软件定义网络分成应用层、控制层、基础设施层。其中控制层通过接口与基础设施层中的网络设施进行交互,从而实现对网络节点的控制。因此,在这种架构中,路由不再是分布式实现的,而是集中由控制器定义的。

现有的无线网络架构中,基站、服务网关、分组网关除完成数据平面的功能外,还需要参与一些控制平面的功能,如无线资源管理、移动性管理等在各基站的参与下完成,形成分布式的控制功能,网络没有中心式的控制器,使得与无线接入相关的优化难以完成,并且各厂商的网络设备如基站等往往配备制造商自己定义的配置接口,需要通过复杂的控制协议来完成其配置功能,并且其配置参数往往非常多,配置和优化非常复杂,网络管理非常复杂,使得运营商对自己部署的网络只能进行间接控制,业务创新方面能力严重受限。因此,将 SDN 的概念引入无线网络,形成软件定义无线网络,是无线网络发展的重要方向。

根据目前研究,软件定义无线网络(Software Defined Wireless Network, SDWN)架构可大致分为 3 个层面:数据平面、控制平面及应用平面,如图 5.55 所示。

数据平面分为 3 个部分:核心网、承载网及接入网。个人、家庭及企业通过多种方式接入,满足客户群多样化需求。承载网完成多种无线业务智能承载并接入核心网,核心网由可编程的交换机和路由器接入 Internet,满足网络可管理、可维护、可运营需求。

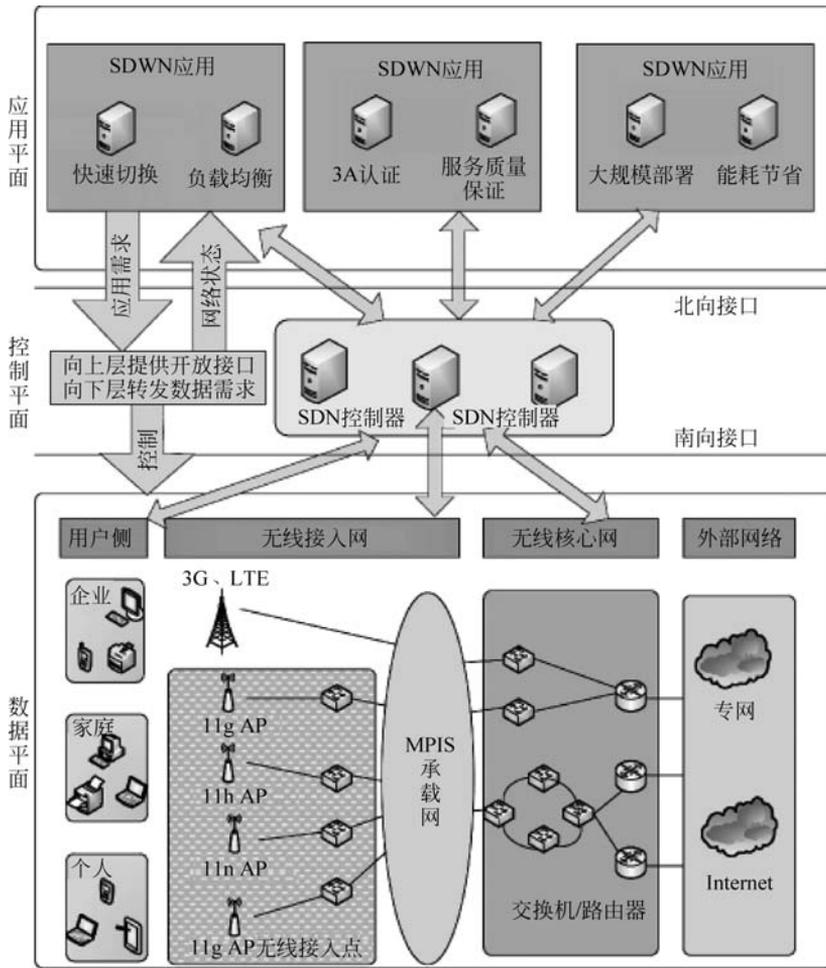


图 5.55 软件定义无线网络架构

控制平面由多个分布式的 SDN 控制器组成,进行流表管理、无线资源管理及全局信息控制。通过控制平面提供的开放应用编程接口,服务提供商可完成多种应用需求,包括负载均衡、移动管理等。

应用平面完成多种应用部署。服务提供商通过抽象的网络视图进行应用开发,实现多种应用需求,解决网络可编程性。南向接口连接数据平面及控制平面。用户侧上,用户通过多种移动节点接入网络,南向接口提供移动节点上的可编程能力,可以用来帮助改善移动性体验。对于无线接入部分,该接口允许对无线接入网络进行有效虚拟化,因此,不同的运营商可以利用相同的物理资源,提高了资源利用率;对于核心网络部分,SDN 控制器收集必要信息,根据不同的网络请求执行不同的行为策略。由于 SDN 提供的逻辑集中性,因此,网络链路的容量利用率可以达到最高。北向接口连接控制平面及数据平面。通过给予运营商不同颗粒度的访问权限,允许运营商对流进行处理,即实现对数据流操作。通过全局的网络视图使得实时的网络配置成为可能,并可以动态应对网络变化。同时该接口为服务提供商提供便利,通过获取的资源抽象视图完成编写网络应用功能。控制与数据分离,开放可编程性的 SDWN 架构给终端用户、网络提供商、服务提供商带来部署的灵活性和可扩展性。对

于终端用户来说,SDWN 通过选择最合适转发数据路径,实现用户接入网络需求。网络提供商通过控制平面获取更新后的全网信息,执行全网的信息控制。服务提供商通过开放的网络接口提供多种定制化服务需求,并保证一定的服务质量。

在软件定义无线网络中,将控制平面从网络设备的硬件中分离出来,形成集中控制,网络设备只根据中心控制器的命令完成数据的转发,使得运营商能对网络进行更好的控制,简化网络管理,更好地进行业务创新。在现有的无线网络中,不允许不同的运营商共享同一个基础设施为用户提供服务。而在软件定义无线网络中,通过对基站资源进行分片实现基站的虚拟化,从而实现网络的虚拟化,不同的运营商可以通过中心控制器实现对同一个网络设备的控制,支持不同运营商共享同一个基础设施,从而降低运营商的成本,同时也可以提高网络的经济效益。由于采用了中心控制器,未来无线网络中的不同接入技术构成的异构网络的无线资源管理、网络协同优化等也将变得更为方便。

5.6.9 第五代移动通信网络关键技术——内容分发网络

在未来 5G 中,面向大规模用户的音频、视频、图像等业务急剧增长,网络流量的爆炸式增长会极大地影响用户访问互联网的服务质量。如何有效地分发大流量的业务内容,降低用户获取信息的时延,成为网络运营商和内容提供商面临的一大难题。仅仅依靠增加带宽并不能解决问题,它还受到传输中路由阻塞和延迟、网站服务器的处理能力等因素的影响,这些问题的出现与用户服务器之间的距离有密切关系。

内容分发网络(Content Distribution Network,CDN)会对未来 5G 网络的容量与用户访问具有重要的支撑作用。内容分发网络是在传统网络中添加新的层次,即智能虚拟网络。CDN 系统综合考虑各节点连接状态、负载情况以及用户距离等信息,通过将相关内容分发至靠近用户的 CDN 代理服务器上,实现用户就近获取所需的信息,使得网络拥塞状况得以缓解,降低响应时间,提高响应速度。CDN 网络架构如图 5.56 所示,在用户侧与源服务器

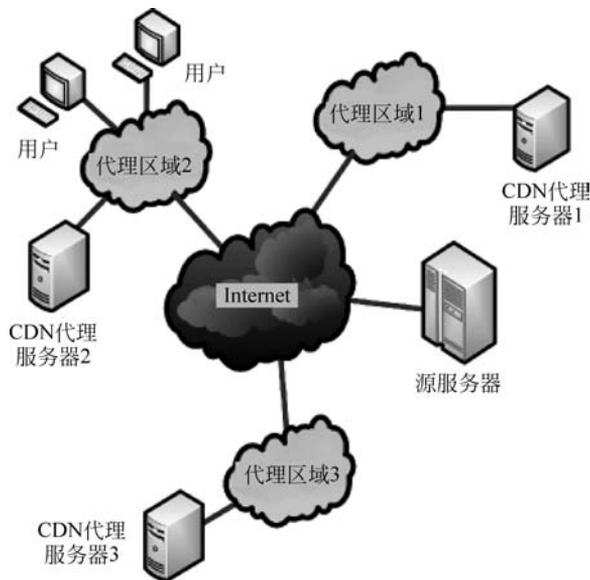


图 5.56 CDN 网络架构

之间构建多个 CDN 代理服务器,可以降低延迟、提高 QoS。当用户对所需内容发送请求时,如果源服务器之前接收到相同内容的请求,则该请求被 DNS 重定向到离用户最近的 CDN 代理服务器上,由该代理服务器发送相应内容给用户。因此,源服务器只需要将内容发给各个代理服务器,便于用户从就近的带宽充足的代理服务器上获取内容,降低网络时延并提高用户体验。随着云计算、移动互联网及动态网络内容技术的推进,内容分发技术逐步趋向于专业化、定制化,在内容路由、管理、推送以及安全性方面都面临新的挑战。

参考文献

- [1] 祁玉生,邵世祥.现代移动通信系统[M].北京:人民邮电出版社,2001.
- [2] 唐雄燕,侯玉华,潘海鹏.第三代移动通信业务及其技术实现[M].北京:电子工业出版社,2008.
- [3] 糜正琨.软交换组网与业务[M].北京:人民邮电出版社,2005.
- [4] 张智江,朱士钧,严斌峰,等.3G 业务技术及应用[M].北京:人民邮电出版社,2007.
- [5] 罗凌.第三代移动通信技术与业务[M].北京:人民邮电出版社,2005.
- [6] 郎为民.下一代网络技术原理与应用[M].北京:机械工业出版社,2006.
- [7] 韩永魁,袁长海,方坤,等.宽带 IP 接入技术[M].北京:人民邮电出版社,2003.
- [8] 曹志刚,钱亚生.现代通信原理[M].北京:清华大学出版社,1992.
- [9] 沈振元,聂志泉,赵雪荷.通信系统原理[M].西安:西安电子科技大学出版社,1993.
- [10] 胡捍英,杨峰义.第三代移动通信系统[M].北京:人民邮电出版社,2001.
- [11] 李世鹤.TD-SCDMA 第三代移动通信系统标准[M].北京:人民邮电出版社,2003.
- [12] 李小文,李贵勇.TD-SCDMA 第三代移动系统、信令及实现[M].北京:人民邮电出版社,2003.
- [13] 3GPPTS25.211v3.3.0,Physical channels and mapping of transport channels on top physical channels (FDD)[S].
- [14] 3GPPTS25.301v3.3.0,Radio Interface Protocol Architecture[S].
- [15] 3GPPTS25.304v3.3.0,UE Procedures in Idle Mode and Procedures for Cell, Reselection in Connected Mode[S].
- [16] 3GPPTS25.331v3.3.0,RRC Protocol Specification[S].
- [17] 3GPPTS25.401v3.3.0,UTRAN Overall Description[S].
- [18] 3GPPTS33.102v3.3.0,3GSecurity; Security Architecture[S].
- [19] 3GPPTS33.103v3.3.0,3Gsecurity; Integration guidelines[S].
- [20] 3GPPTS33.105v3.3.0,3GSecurity; Cryptographic Algorithm Requirements[S].
- [21] 3GPPTS33.106v3.4.0,3GSecurity; Lawful Interception Requirements[S].
- [22] 3GPPTS33.120v3.3.0,3GSecurity; Security principles and objectives[S].
- [23] 3GPPTS33.200v3.3.0,3GSecurity; Network Domain Security; MAP application layer security[S].
- [24] 3GPPTS33.20v3.3.0,UMTS Security Principles[S].
- [25] 3GPPTS33.203v3.3.0,3GSecurity; Access security for IP-based services[S].
- [26] 3GPPTS33.21v3.3.0,UMTS Security Requirements[S].
- [27] 3GPPTS33.22v3.3.0,UMTS Security Features[S].
- [28] 3GPPTS33.900v3.3.0,AGuide to 3rd Generation Security[S].
- [29] 3GPPTS33.901v3.3.0,3GSecurity; Criteria for cryptographic algorithm design process[S].
- [30] 3GPPTS33.908v3.9.0,3GSecurity; General Report on the Design, Specification and Evaluation of 3GPP Standard Confidentiality and Integrity Algorithms[S].
- [31] 3GPPTS33.909v3.5.0,Report on the Evaluation of 3GPP Standard Confidentiality and Integrity

Algorithms[S].

- [32] 3GPPTS25.402v3.3.0,Synchronization in UTRAN Stage2[S].
- [33] 3GPPTS25.214v3.3.0,Physical layer procedures(FDD)[S].
- [34] 3GPPTS25.215v3.3.0,Physical layer-Measurements(FDD)[S].
- [35] 张智江,刘申建,顾旻霞,等. CDMA20001xEV-DO 网络技术[M].北京:机械工业出版社,2005.
- [36] CDMA1XEV-DO 网络建设建议[R].中国联合通信有限公司,2004.