

3.1 卫星通信概述

卫星通信是指设置在地球上(包括地面、水面和底层大气层中)的无线电通信站(地球站)之间利用人造地球卫星转发或反射无线电波,在两个或多个地球站之间进行的通信,如图 3.1 所示。

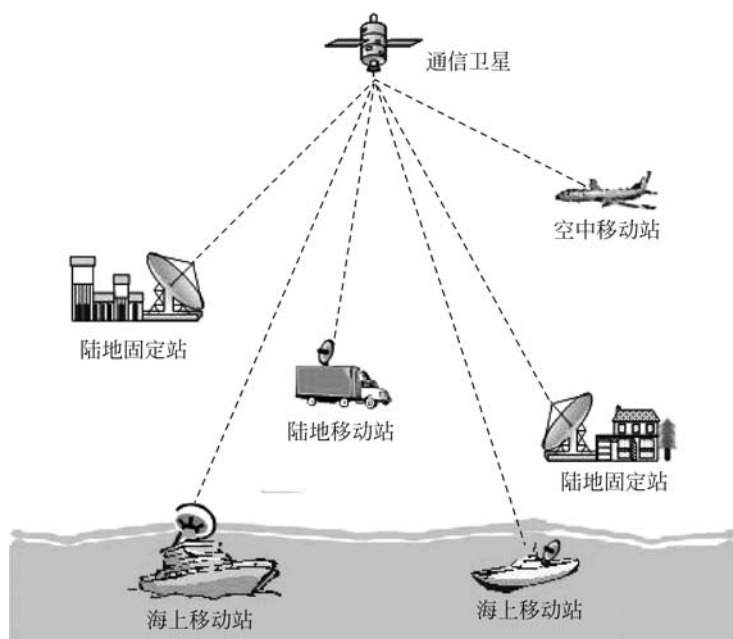


图 3.1 卫星通信示意图

卫星通信是宇宙无线通信的主要形式之一。所谓宇宙无线电通信,是指有宇宙飞行体(如人造通信卫星、宇宙飞船等)参与的无线电通信,它有三种基本形式,如图 3.2 所示。显然,图 3.2(c)所示的通信方式即为卫星通信,这时空间的宇宙站被称为通信卫星。有的情况下卫星之间也可进行通信,通常称为星间通信。一般同一轨道之间的星间通信线路称为星间链路(Inter Satellite Links, ISL);而不同轨道宇宙站之间的通信线路称为星际链路(Inter Orbit Links, IOL)。

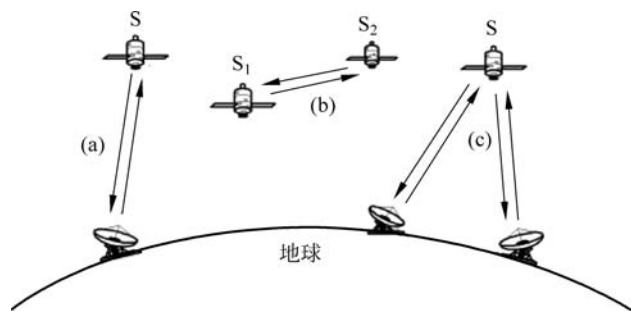


图 3.2 宇宙无线电通信的三种基本形式

(a) 地球站与宇宙站之间的通信；(b) 宇宙站之间的通信；(c) 经宇宙站转接的地球站之间的通信

卫星通信是地面微波通信的发展和延伸,是一种以通信卫星为中继站的特殊的微波中继通信。对于地面微波中继通信而言,由于地球曲率的影响和天线架设高度受限,直接通信距离仅为 50km 左右,因而远距离通信需要中继,有的远距离通信甚至需要很多次中继才能够实现,这可能会使得系统建设成本过高,或者受地理等条件的限制使系统难以实现。而一般通信卫星距离地面几百甚至几万千米,在同一卫星波束覆盖区域内的许多地球站无论远近均可实现相互间的通信联系。

3.1.1 卫星通信的特点

与其他通信方式相比,卫星通信有如下优点。

(1) 通信距离远,且费用几乎与通信距离无关。以静止卫星为例,卫星距地面 35 786.6km,最大通信距离可达 18 000km,且建站费用和运行成本不因通信站之间的距离远近和地理及自然条件的好坏而变化。在远距离通信时,卫星通信比地面微波中继、电缆、光缆及短波通信等有明显优势,所以在国际、国内或区域通信中得到了广泛应用。卫星通信对于航空用户、航海用户和缺乏地面通信基础设施的偏远地区用户具有很大的吸引力。

(2) 覆盖面广,便于实现多址通信。许多其他类型的通信方式比较方便实现点对点通信,如地面微波中继通信,只有微波线路上的微波站才可能参与通信,而卫星通信可以实现大面积覆盖,如静止通信卫星的波束可覆盖地球表面 38% 的区域,在卫星波束覆盖区域中的任何一点都可设置地球站,这些地球站可共用同一颗卫星比较方便地实现双边或多边通信(多址通信)。这是卫星通信的突出优点,它可为通信网络的组成提供高效性和灵活性,同时可为移动站或小型地面终端提供高度的机动性。

(3) 通信频带宽、传输容量大,适用于多种通信业务。由于卫星通信采用微波频段,信号可用带宽比其他频段宽得多,因而可实现大容量通信系统。目前,卫星带宽可达 500~1000MHz 以上,一颗卫星的容量可达数千甚至上万话路,并可开展各种各样的非话通信业务,如高清晰度的视频业务。

(4) 通信线路稳定可靠,通信质量高。由于卫星通信的电波主要在大气层以外的宇宙空间传输,受地形、地物、大气和地面人为干扰的影响小,特别是宇宙空间近乎真空状态,所以电波传播比较稳定,通信质量稳定可靠。

(5) 可以自发自收监测通信质量。地球站显然可以实现自发自收,从而可以监视本站

所发信息是否正确传输以及通信质量的优劣。

除上述优点之外,卫星还能够提供直接到家庭(Direct To Home,DTH)的广播电视和 Internet 服务(如 Hughes 网络系统的 DirectPC),是解决“最后一公里”问题的最佳方案之一,也是向全球用户提供宽带综合 Internet 业务的最佳选择。正是由于卫星通信具有以上诸多优点,因此自其诞生之日起便得到了迅猛发展,虽然也曾受到光纤通信的挑战(光纤通信具有比卫星链路大得多的容量和更低的每比特成本),但直至今日,卫星通信仍然持续繁荣,仍然是当今通信领域中最为重要的通信方式之一。

卫星通信有许多其他通信方式不可比拟的优势,但在某些方面也存在不足。

(1) 有较大的传输时延。一般地球站和卫星之间的通信信号传输距离比较长,所以具有较大的传输时延。特别是在静止卫星通信系统中,星站之间的单程传输时延约为 0.27s ,而经卫星一次转接的发、收地球站之间的单程传输时延约为 0.54s ,这样大的传输时延会在通话时给人以很不自然的感觉。正是由于这一原因,低地球轨道(Low Earth Orbit,LEO)和中地球轨道(Middle Earth Orbit,MEO)卫星被开发应用于移动通信,但其传输时延也有 100ms 左右。

(2) 存在星蚀和日凌中断现象。如图 3.3 所示,太阳、地球和卫星不可避免地会有运行到一条直线上的时候。当地球位于其他二者之间时,由于地球遮挡了阳光使卫星位于阴影区,卫星上的太阳能电池不能正常工作,这种现象称为“星蚀”;当卫星位于其他二者之间时,地球站天线对准卫星的同时也对准了太阳,大量的太阳噪声就会进入地球站接收系统,严重时将导致通信的中断,这种现象称为“日凌中断”。

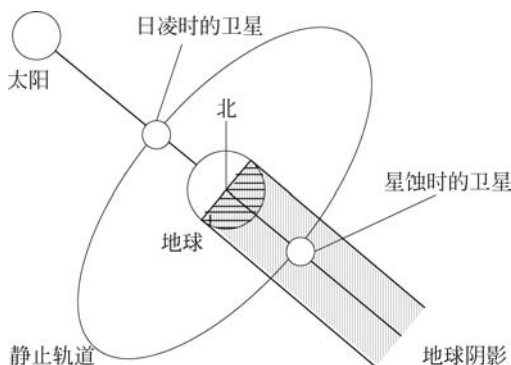


图 3.3 星蚀和日凌现象

对于静止卫星通信系统,如图 3.4 所示,每年在春分和秋分前后的 23 天中,每天当卫星的星下点(指卫星和地心之间的连线与地球表面的交点)进入当地时间午夜前后时会出现星蚀现象,一年内约有 90 天会发生星蚀,每次星蚀的最长持续时间达到 72min ;日凌现象也发生在春分和秋分前后,但是在星下点进入当地时间中午前后时,即每年上、下半年各有 $5\sim 6$ 天会出现日凌中断,每次持续时间约 10min ,但具体持续时间与地球站的纬度、天线的口径和工作频率等因素有关。

由于卫星重量的限制,星载蓄电池难以长时间为各转发器提供足够的电能,所以应该尽量使星蚀发生在卫星服务区通信业务量最低的时间段里。日凌造成的通信中断不可避免,除非采用两颗不同时发生日凌中断的卫星来接续工作。

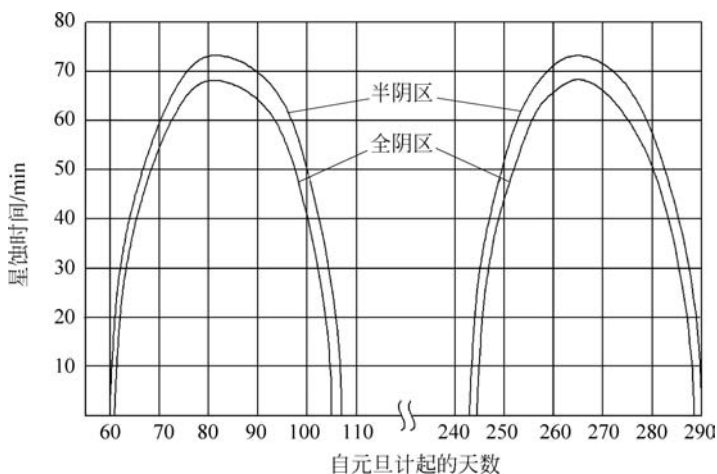


图 3.4 静止卫星星蚀的日期和时间

(3) 在军事应用中的抗截获性、抗扰性和抗毁性不够强。对于军用卫星通信,卫星公开暴露在空间轨道上,所传输的信息容易被敌方窃收、干扰,卫星可能会受到摧毁。在卫星通信网中,卫星是整个通信网的关键节点,一旦被干扰或摧毁将导致系统“瘫痪”。

3.1.2 卫星通信系统分类

卫星通信系统有很多种分类方法,可以按照卫星的运动状态、卫星的通信覆盖区范围、卫星的结构(或转发无线电信号的能力)、多址方式、基带信号的体制、用户性质、通信业务种类以及卫星通信所用频段的不同来划分。各种分类方法从不同的角度反映出卫星通信系统的特点、性质和用途。典型的分类方法如图 3.5 所示。

3.1.3 卫星通信系统的组成

卫星通信系统主要由空间分系统、通信地球站、跟踪遥测及指令分系统和监控管理分系统 4 个部分组成,如图 3.6 所示。

跟踪遥测及指令分系统负责对卫星进行跟踪测量,控制卫星准确进入卫星轨道上的指定位置,并对在轨卫星的轨道、位置及姿态进行监视和校正。

监控管理分系统的任务是对在轨卫星的通信性能及参数进行业务开通前的监测和业务开通后的例行监测和控制,其中包括卫星转发器功率、卫星天线增益、地球发射功率、射频频率和带宽等基本的通信参数,以保证通信卫星的正常运行和工作。

空间分系统即通信卫星,它实际上就是设在空中的微波中继站。通信卫星的主体是通信装置,即转发器(包括通信天线),其主要功能是:接收来自地面的上行信号,进行低噪声放大、变频后再进行功率放大,然后发回地面。当然,有的转发器有其他一些处理功能,例如进行再生处理以消除噪声积累。一个通信卫星往往有多个转发器。每个转发器被分配在某一工作频段中工作,并根据所使用的天线波束覆盖区域,租用或分配给处在覆盖区域的卫星通信用户。当然,通信卫星上还有负责保障的装置,主要有遥测指令、控制装置和能源装置等,它们与地面的跟踪遥测及指令分系统和监控管理分系统构成闭环,共同完成对于卫星轨道位置、姿态、通信性能等方面的监测和控制。

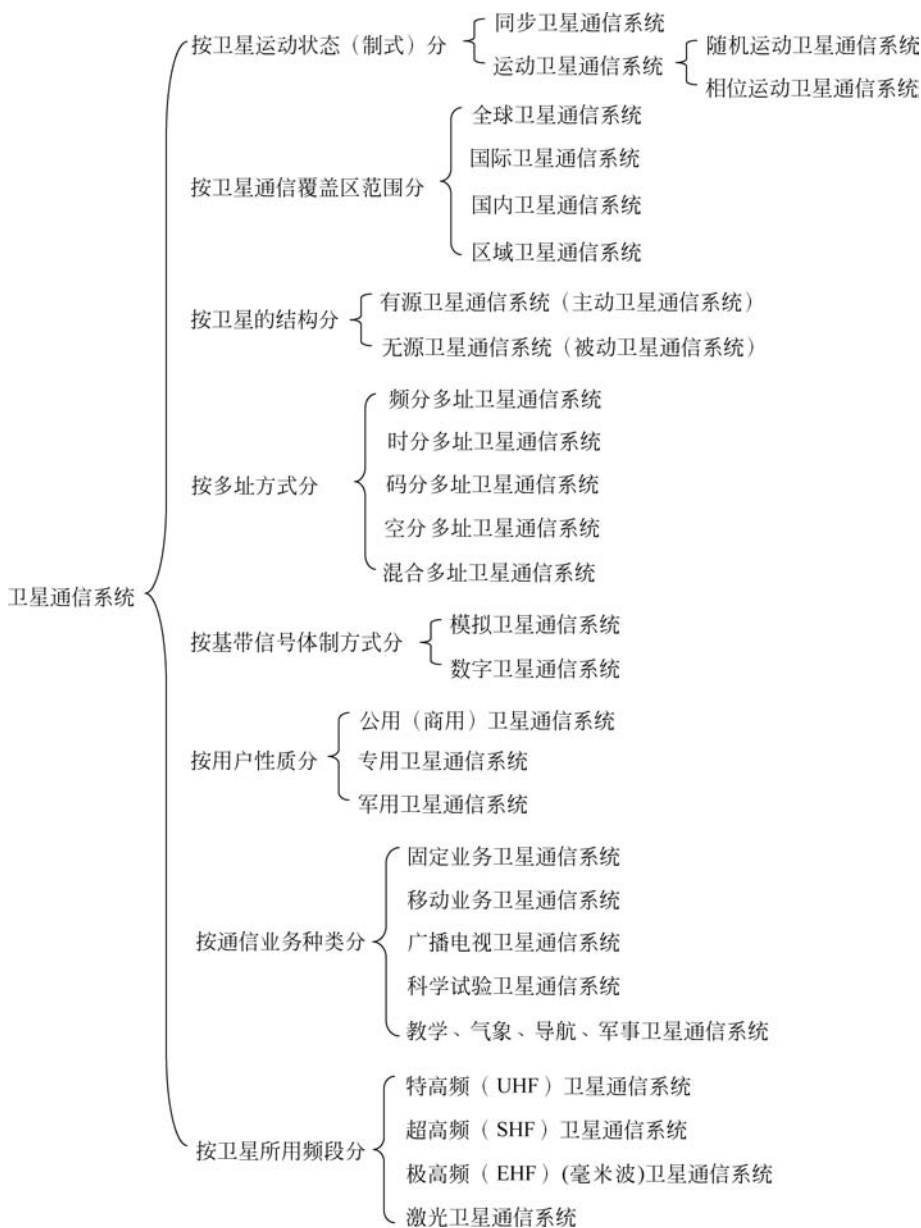


图 3.5 卫星通信系统分类

通信地球站是地球上的微波收、发信通信站,用户通过它们接入卫星线路进行通信。一般地球站大体由天线馈线设备、发射设备、接收设备、信道终端设备、天线跟踪伺服设备组成。一个卫星通信系统中往往包括许多通信地球站。

由于星上的监测和控制等装置以及地面上的跟踪遥测及指令分系统和监控管理分系统并不直接参与通信,所以很多场合中所述的卫星通信系统仅由卫星转发器、通信地球站和上下行传输信道组成。于是可以说,一个单跳(所发射的微波信号仅经过一次卫星转发器的转发)的卫星通信线路由发射地球站、上行传播路径、卫星转发器、下行传播路径和接收地球站组成,如图 3.7 所示。

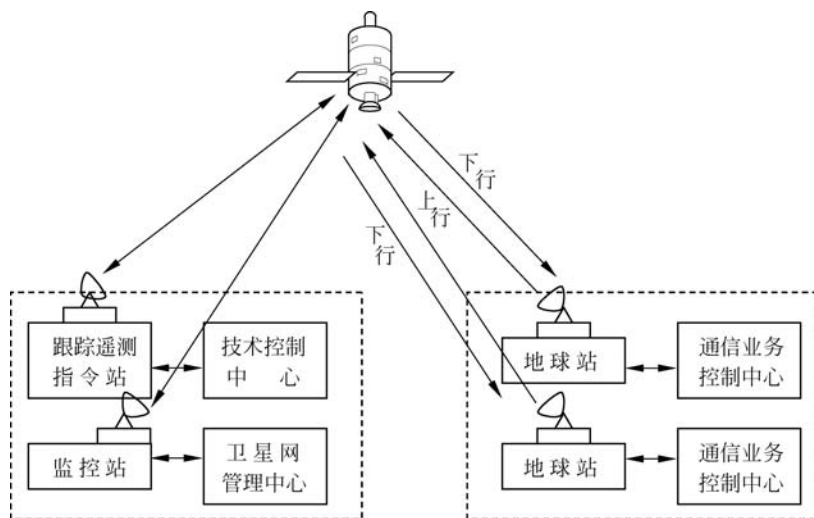


图 3.6 卫星通信系统的基本组成

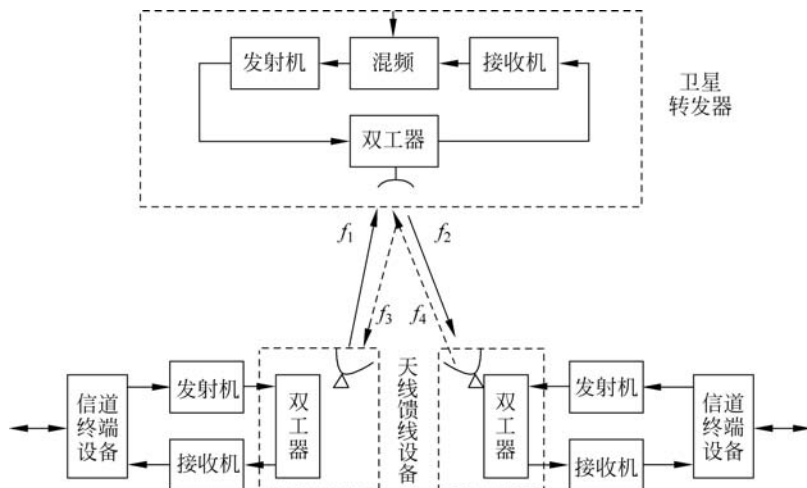


图 3.7 卫星通信线路的基本组成

以单跳单工的卫星通信系统为例,系统的基本工作过程如下:在进行通信时,地面用户发出的基带信号经过地面通信网络传送到地球站;在地球站,通信设备对基带信号进行处理,使其成为已调射频载波后发送到卫星;卫星作为空中的微波中继站,接收此系统中所有地球站用上行频率发来的已调射频载波,然后再进行放大和变频,用下行频率发送到接收地球站;接收地球站对接收到的已调射频载波进行处理,解调出基带信号,再通过地面网络传送给用户。为了增大发送输出信号和接收输入信号之间的隔离度,避免二者相互干扰,上行线路和下行线路应采用不同的且间隔足够大的载波频率。

当然,在卫星通信系统中,各地球站常常是双工工作的。另外,虽然卫星通信系统中的单跳工作状态是最为常见的,但也可能存在双跳工作状态,即发射地球站发送的信号要经过两次卫星转发才被对方地球站接收。双跳大体有两种应用场合,分别如图 3.8(a)和(b)所示。一种是在某些国际卫星通信系统中,分别位于两个卫星波束覆盖区内,且处于其共视区外的地球站经共视区中的中继地球站构成双跳的卫星接力线路。另一种则是在同一卫星波

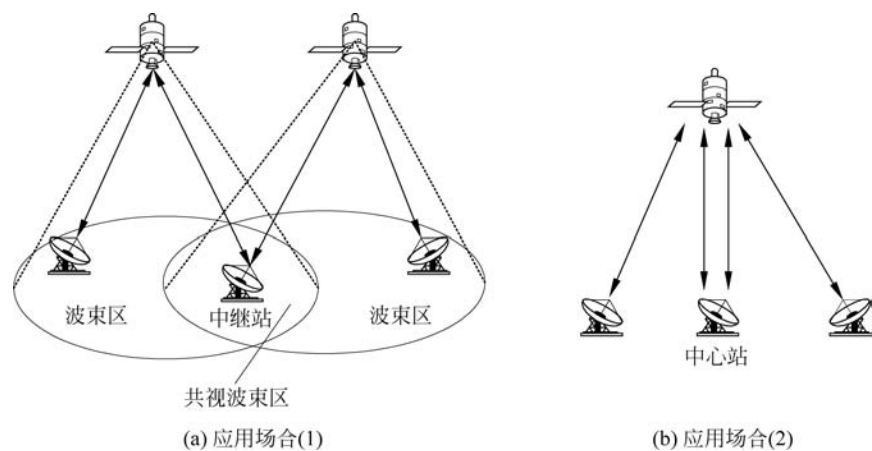


图 3.8 卫星通信双跳工作示意图

束覆盖区内的星形拓扑结构的卫星通信系统中,外围边远站之间不能通过卫星单跳直接通信,只能通过中心站经过两次卫星转发实现通信。

3.1.4 卫星通信的工作频段

卫星通信工作频段的选择是一个十分重要的问题,它直接影响到整个卫星通信系统的通信容量、质量、可靠性、卫星转发器和地球站的发射功率、天线口径的大小以及设备的复杂程度和成本的高低等。

卫星通信工作频率的选择一般须根据需与可能相结合原则,着重考虑下列因素:

- (1) 工作频段的电波应能穿透电离层;
- (2) 电波传输损耗及其他损耗要小;
- (3) 天线系统接收的外界噪声要小;
- (4) 可用频带要宽,以满足通信的容量需求;
- (5) 设备重量要轻,耗电要省;
- (6) 与其他地面无线系统(如微波中继通信系统、雷达系统等)之间的相互干扰要尽量小;
- (7) 能充分利用现有技术设备,并便于与现有通信设备配合使用。

综合考虑上述各方面的因素,显然应将卫星通信工作频段选在微波频段。微波频段可以根据波长的长短分为分米波频段(Ultra High Frequency, UHF)、厘米波频段(Super High Frequency, SHF)和毫米波频段(Extremely High Frequency, EHF),但目前人们也将该频段如表 3.1 所示进一步细分。

表 3.1 微波频段

微波频段	频率范围/GHz	微波频段	频率范围/GHz	微波频段	频率范围/GHz
UHF	0.3~1	K	18~26	W	75~110
L	1~2	Ka	26~40	D	110~170
S	2~4	Q	33~50	G	140~220
C	4~8	U	40~60	Y	220~325
X	8~12	V	50~75		
Ku	12~18	E	60~90		

由于卫星通信电波必须通过大气层和外层空间,因此要受到电离层中自由电子和离子的吸收,受到对流层中的氧分子、水蒸气分子和雨、雾、云、雪和冰雹等的吸收和散射,从而形成损耗。这种损耗与电波的频率、波束的仰角以及气候条件密切相关。

人们通过大量的分析和实测,给出了在晴朗天气条件下,大气吸收损耗与电波频率的关系曲线,如图 3.9 所示。当频率低于 0.1GHz 时,自由电子或离子吸收起主要作用,且频率越低越严重,而频率高于 0.3GHz 时,其影响可以忽略;当频率高于 15GHz 时,水蒸气分子和氧分子的吸收占主要地位,水蒸气分子在 21GHz 左右发生谐振吸收导致一个较大的损耗峰,氧分子的谐振吸收发生在 60GHz 附近。地球站所处位置使天线波束仰角越大,无线电波通过大气层的路径越长,则吸收损耗越大,频率低于 10GHz 且仰角大于 5° 时,其影响基本可以忽略。在 0.3~10GHz 频段上,大气损耗最小,故称此频段为“无线电窗口”。另外在 30GHz 附近也有一个损耗低谷,通常称此频段为“半透明无线电窗口”。

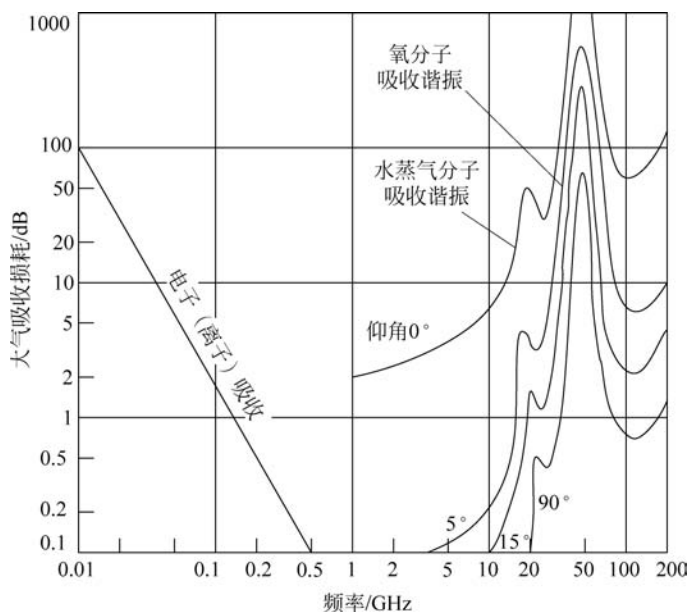


图 3.9 大气中电子、离子、氧分子和水蒸气分子对电波的吸收

另外,从外界噪声影响来考虑,如图 3.10 所示,当频率降低到 0.1GHz 以下时,宇宙噪声会迅速增加,所以,最低工作频率不能低于 0.1GHz。通常,在 1GHz 以上时,宇宙噪声和人为噪声对通信影响较小;而大气噪声,其中包括氧气、水蒸气、雨、云、雾噪声等在 10GHz 以上对通信影响较大。

综上,最适宜卫星通信的工作频段应该是 1~10GHz,当相对较低的微波频段比较拥挤而不得已要向高频段发展时,除了应注意利用 Ku 频段外,就应率先注意利用“半透明无线电窗口”频段。

事实上,卫星通信工作频段的开发利用正是依上述顺序展开的。C 频段是最先成功应用于卫星通信的频段,随着卫星通信业务量的急剧增加,UHF~Ka 频段被开发利用。其中,Ku 频段与 C 频段相比,在相同天线尺寸下天线波束窄(这意味着可使轨道上卫星之间间隔小)、增益高(这意味着诸如卫星广播、电视等业务可以直接到户),卫星便于多波束工

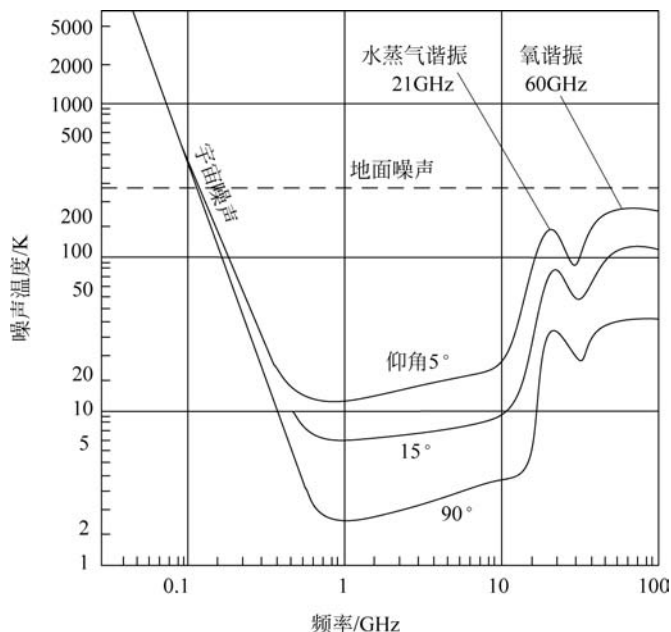


图 3.10 外部噪声对接收信号的影响

作；由于不同于地面微波中继通信系统的工作频率，卫星发射功率不受限制。Ka 频段的工作带宽可达 3~4GHz，为 4/6GHz 时 500MHz 带宽的 7 倍，一颗 Ka 频段卫星提供的通信能力能够达到一颗 Ku 卫星通信能力的 4 倍以上，所以将 Ka 频段用于卫星通信非常具有吸引力。当然，降雨对 Ku 频段和 Ka 频段的影响要比 C 频段严重得多，因而对器件和工艺的要求较高，但这些都可以通过采取相关的技术措施予以克服。

Ka 频段成功开发后，不少技术先进的国家又进一步开发更高的频段，如 Q 频段和 V 频段，因而使可用带宽更宽。美国联邦通信委员会 (Federal Communications Commission, FCC) 已计划在 17 个应用领域使用 Q 频段和 V 频段。采用 EHF 也是未来卫星通信系统的发展趋势之一，1971 年世界无线电行政会议 (World Administrative Radio Conferences, WARC) 已将宇宙通信的频段扩展到 275GHz；1979 年 WARC 又将其频率分配扩展到 400GHz 频段，其中 275~400GHz 频段暂供各主管部门试验和发展空间各种有源及无源业务使用。

为了充分地利用有限的空间无线电频率资源，WARC 有关规定中将整个地球划分为三个区域：区域 1 包括欧洲、非洲、苏联亚洲部分、蒙古、伊朗西部边界以西的亚洲国家；区域 2 包括南北美洲、格陵兰岛和夏威夷；区域 3 包括除苏联亚洲部分、蒙古以外的亚洲部分、大洋洲、南太平洋及印度洋区域。在这些区域内，频带被分配给各种卫星业务，但同一种给定业务在不同的区域内可能使用不同的频段。ITU 对不同条件下不同类别的宇宙无线电通信业务使用的频段的具体分配，可参阅 WARC 的有关文件。已开发频段的大体应用情况如表 3.2 所示，其中不高于 6GHz 的频段应用较多，特别是 4~6GHz 频段应用的历史最悠久、使用最广泛、技术也最成熟；11G~14GHz 的 Ku 频段已经得到广泛应用；20~30GHz 的 Ka 频段也早已进入实用阶段；40~50GHz 的 Q 频段在一些技术发达国家已开始试验或试用。

表 3.2 微波频段的卫星业务应用简况

频率范围/GHz	主要应用
<1	军事通信、移动通信、广播电视
1~2	一般移动通信、海运移动通信、航空移动通信、气象、雷达
2~3	军事应用、电信广播、数据中继、特殊应用
4~6	国际和国内通信、电视转发
7~8	军事通信、政府公务通信、特殊用途
11~14	通信、广播电视
20~30	国内通信、移动通信、军事通信
40~50	移动通信、军事通信

3.1.5 卫星通信的发展

最先提出卫星通信设想的人是英国空军雷达军官阿瑟·克拉克(Arthur Clarke)。他于 1945 年指出,在地球赤道上空高度为 35 786.6km 的圆形轨道上等间隔放置 3 颗卫星即可实现全球通信,如图 3.11 所示。大约 20 年之后,这一设想变成了现实。

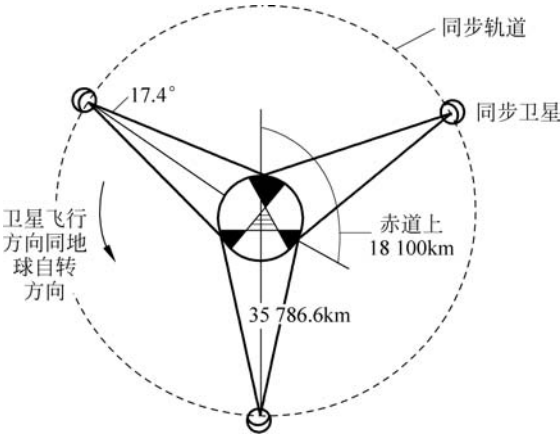


图 3.11 卫星通信设想

1. 卫星的试验阶段(1954—1964 年)

在此期间,人们先后进行了无源和有源卫星通信试验。

1954—1964 年,美国曾先后利用月球、无源气球、铜针无源偶极子带作中继站,进行了电话、电视传输试验。试验结果表明:这类无源卫星通信要求地面大功率发射和高灵敏接收,通信质量差,不宜宽带通信,卫星反射体面积大且受流星撞击干扰,卫星只能是低轨道等,因而没有实用价值。

人类也先后进行了低、中、高以及同步轨道的有源卫星试验。

1) 低轨道试验通信卫星

低轨道卫星的近地点高度一般为数百千米。为使远距离的甲乙两站通信,低轨道通信卫星要采取延迟式转发方式,即飞行到甲站上空时将甲站的信号接收下来,待飞行到乙站上空时再将信号转发下去。

苏联于1957年10月发射的第一颗低轨卫星Sputnik 1拉开了有源卫星通信试验的序幕,虽然它仅携带了一个信标信号发射。

1958年12月,美国宇航局(National Aeronautics and Space Administration, NASA)用“阿特拉斯”火箭将“斯柯尔(SCORE)”卫星送入了椭圆轨道,轨道高度200km/1700km,星上发射功率为8W,频段为150MHz,通过它传播了美国艾森豪威尔总统的圣诞节祝词。

1960年10月,美国国防部发射了“信使(COVIER)”通信卫星,进行了与上述类似的试验,该卫星可以接收和存储360 000个字符,并可以转发给地球站。

2) 中高轨道试验通信卫星

1962年6月,美国宇航局用“德尔塔”火箭将“电星1号(Telstar-1)”卫星送入高度为1060km/4500km的椭圆轨道,成功地实现了横跨大西洋的电视转播和传送多路电话的试验;1963年又发射了“电星”卫星,输出功率为3W,上/下行频率为6/4GHz,用于美、英、法、德、意、日之间的电话、电视、传真数据传输试验。

1962年12月和1964年1月,美国宇航局又发射了“中继(Relay)”卫星,轨道高度为1270km/8300km,发射机输出功率为10W,上下行射频分别为1.7GHz和4.2GHz,在美国、欧洲和南美洲之间进行了多次通信试验。

3) 同步轨道试验通信卫星

1963年7月和1964年8月期间,美国宇航局先后发射了3颗“辛康姆”卫星。第一颗未能进入预定轨道;第二颗则送入周期为24h的倾斜轨道,进行了通信试验;而最后一颗被射入近似圆形的静止同步轨道,成为世界上第一颗试验性静止通信卫星,利用它成功地进行了电话、电视和传真的传输试验,并于1964年秋用它向美国转播了在日本东京举行的奥林匹克运动会实况。

至此,历经近20年,人类完成了卫星通信的基本试验。试验表明:无源卫星不可取;高轨道、特别是同步静止轨道有源卫星对于远距离、大容量、高质量通信最为有利。

2. 卫星通信的实用和提高阶段(1965年以后)

1965年4月,西方国家组成的“国际卫星组织(INTELSAT)”把第一代国际通信卫星(INTELSAT-I,简称IS-I,原名“晨鸟(EARLY BIRD)”)射入静止同步轨道,正式承担国际通信业务。两周后,苏联也成功地发射了第一颗非同步通信卫星“闪电(MOLNIYA)1号”,对其北方、西伯利亚、中亚地区提供电视、广播、传真和一些电话业务。这标志着卫星通信开始进入实用、提高与发展的新阶段。

卫星通信的实用与发展大致可分为4个阶段。

第一阶段始于1965年。由国际卫星组织的同步卫星提供全球商业服务,主要用于电话、传真和电视业务。

第二阶段为1973—1982年。在此期间,卫星通信主要提供电话、电视和一些基本数据业务的传输服务,并提供了移动卫星业务,如INTELSAT、INMARSAT、INTERSPUNIC为陆地、空中、海上的用户提供固定和移动卫星通信业务。

第三阶段为1982—1990年。由于卫星通信技术的发展和一些国家电信业务的开放,一方面,卫星通信被逐步应用于专用商业网中的数据网、数话兼容网,提供压缩视频和音频信号的传输服务;另一方面,出现了卫星直播业务,利用卫星可以播放大量的电视节目。这一时期,小站设在用户端的VSAT网络得到了迅猛发展,开创了卫星通信应用发展的新局面。

目前,VSAT已广泛应用于数据/电话网、信息服务网,以及银行、证券、民航、石油、海关、交通、军事、新闻、医疗和经贸等专业网。

第四阶段是从1990年至今。卫星通信进入了一个重要的发展新时期,低轨、中轨和混合式轨道卫星通信系统开始广泛应用于全球电信服务,以满足宽带和移动用户的各种需求。尤其是IP/ISP技术、互联网业务的发展,给传统的卫星通信应用注入了新的活力,使卫星通信应用进入了一个新的大发展时期。目前,在传统的卫星通信业务继续开展的同时,非对称Internet业务、交互式卫星远程教学、远程医疗、双向卫星会议电视和电子商务等业务已经投入到实际应用中。

3. 卫星通信的发展趋势

目前,通信卫星中已采用许多先进技术,如氙粒子发动机、高能太阳能电池和蓄电池、大天线和多点波束天线、卫星星上处理以及射频概率动态按需分配等,这些技术的发展,对通信卫星和卫星通信的发展产生了深刻的影响。

1) 通信卫星向大、小两极发展

现代卫星通信的发展趋势之一是卫星星体本身正在向大型化和微型化两个方向发展。一方面,为了提高卫星的灵敏度和星上处理能力,以及实现一星多能,卫星星体越来越大、越来越重。然而另一方面,大卫星又有易受电磁干扰和敌方反卫星武器破坏等弱点,而小卫星、微小卫星却能克服这种弱点。如果用多颗小卫星来代替单颗大卫星,就可以提高卫星系统的生存能力。

2) 卫星通信向卫星移动通信方向演进

随着技术的发展,卫星的功能逐渐增强,许多原来由地球站执行的功能被转移到卫星上去完成,从而使地面设备变得越来越简单,天线尺寸也随之大幅度减小。随着频谱扩展、数字无线接入、智能网络技术的不断发展,卫星移动通信在向卫星个人通信方向演进,用手持机可将实现在任何地点、任何时间与世界任何地方接入卫星移动通信网的用户进行双向通信。

3) 卫星通信与互联网技术相结合

由于卫星通信和计算机的飞速发展,产生了卫星互联网技术。目前卫星互联网的连接方式主要有两种:一种是利用宽带卫星的双向传输;另一种则是利用卫星的高速下载和地面网络反馈的外交互通信方式,即将卫星链路作为下行数据链路,而将电话拨号、局域网等其他通信链路作为上行数据链路,这种方式是基于当前互联网信息流量的非对称性提出来的,它是卫星通信的一个热点。

4) 卫星通信宽带化

为了满足卫星通信系统用户对带宽的需求,卫星通信不断向高频段发展,一些国家的卫星通信系统已拓展至EHF频段。采用EHF频段有很多现有其他频段无可比拟的优点,如:启用EHF频段可大大减轻现有频谱拥挤现象;EHF的波束窄,可减少受核爆炸影响出现的信号闪烁和衰落,抗干扰和抗截收能力强;采用EHF频段,可缩小系统部件的尺寸、减轻其重量。当然,采用Ku及其以上频段工作的卫星通信系统,要注意克服暴雨、浓云、迷雾等恶劣天气所增加的噪声和吸收损耗的不良影响。

5) 卫星光通信

利用激光实现卫星之间、卫星与地球站以及卫星与航天器或航空机群之间的通信称为

卫星光通信。卫星光通信具有通信容量大、用于星间或星际通信能避免全球通信中的“双跳”、功耗低、体积小、重量轻、高度保密、成本低、协议透明、频谱使用不受限制等优点。虽然卫星光通信也受到大气、温度、背景光、卫星姿态变化等因素的影响,需要解决与之相关的技术难题,但随着卫星光通信关键技术的突破和所具有的优势的逐步体现,人类已经认识到:面对日益增长的高数据率和大通信容量的需求,必须用光通信来实现卫星通信。未来世界的通信体系将是一个天上卫星光网和地面光纤光网连接在一起的空地激光通信体系。

3.2 通信卫星

通信卫星是卫星通信系统中的微波中继站,起着为各地球站转发信号、沟通信道的作用,是卫星通信系统的重要组成部分之一。通信卫星技术对整个卫星通信系统的性能具有决定性的影响。

3.2.1 卫星的运行轨道

人造地球卫星在空间要受太阳、月亮、地球等天体的引力的作用,其中最主要的是受地球重力的吸引,卫星之所以能保持在高空而不坠落,是因为它以适当的速度绕地心不停地飞行。这里所谓卫星的运行轨道是指人造地球卫星绕地球运行的轨迹。

1. 卫星运动的基本规律

围绕地球运行的卫星遵循着描述行星运动规律的三大经验定律——开普勒三大定律。忽略地球对卫星的影响,同时忽略宇宙中其他天体(如太阳、月亮等)对卫星的影响,并将地球假想成一个理想球体,则卫星运动的基本规律满足开普勒三大定律。

由开普勒第一定律可知,卫星以地心为一个焦点作二次曲线运动。在极坐标系中卫星运动方程可写成

$$r = \frac{\rho}{1 + e \cos \theta} \quad (3.1)$$

其中, ρ 为半焦弦, e 为偏心率,它们均由卫星入轨时的初始状态所决定; θ 为中心角。这意味着地球卫星的轨道面总是通过地心的。若满足 $0 < e < 1$,则轨道为椭圆形;若满足 $e = 0$,则轨道为圆形,如图 3.12 所示。

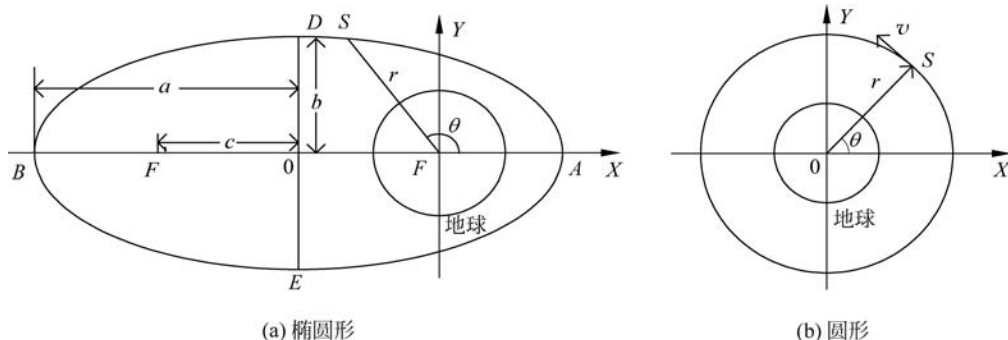


图 3.12 地球卫星轨道

卫星发射成功之后,相关轨道参数是会被公布的,由此可以计算出所关心的轨道几何参数。例如,已知椭圆轨道的近地点 A、远地点 B 离地面的高度 h_A 、 h_B ,则可用下列关系式计算椭圆轨道的半长轴 a 、半短轴 b 、半焦距 c 、偏心率 e 及地心到近地点和远地点的距离 $r_{\min}$ 和 $r_{\max}$

$$r_{\min} = h_A + R_E = \rho / (1 + e) \quad (3.2)$$

$$r_{\max} = h_B + R_E = \rho / (1 - e) \quad (3.3)$$

$$a = (r_{\max} + r_{\min}) / 2 \quad (3.4)$$

$$b = \sqrt{r_{\max} \cdot r_{\min}} \quad (3.5)$$

$$c = (r_{\max} - r_{\min}) / 2 \quad (3.6)$$

$$e = \frac{c}{a} = \frac{h_B - h_A}{h_A + h_B + 2R_E} \quad (3.7)$$

$$\rho = a(1 - e^2) = \frac{2r_{\max}r_{\min}}{r_{\max} + r_{\min}} \quad (3.8)$$

由开普勒第二定律可知,连接卫星与地球质量中心的矢径(即位置矢量),在单位时间内所扫过的面积相等。由此可导出卫星在轨道上任意位置的瞬时速度为

$$v(r) = \sqrt{\mu \left(\frac{2}{r} - \frac{1}{a} \right)} \quad (\text{km/s}) \quad (3.9)$$

其中, $\mu = 398\,613.52 \text{ km}^3/\text{s}^2$ 为开普勒常数。

由开普勒第三定律可知,卫星绕地球公转周期 T 的平方,与椭圆半长轴的立方成正比,即

$$T^2 = \frac{4\pi^2 a^3}{\mu} \quad (3.10)$$

其中,半长轴 a 的单位为 km, T 的单位为 s。

2. 卫星轨道的分类

卫星轨道的分类方法很多,一般按照其形状、倾角、高度及运转周期等的不同来区分,其中倾角是指卫星轨道平面与地球赤道平面的夹角。

若按轨道形状分类,可将卫星轨道分为圆形轨道(偏心率 $e=0$)和椭圆轨道($0 < e < 1$)。

若按卫星轨道倾角分类,可将卫星轨道分为:

- (1) 赤道轨道。卫星轨道平面与赤道轨道平面重合,即轨道倾角为 0° ;
- (2) 极地轨道。卫星轨道平面与赤道轨道平面垂直,即轨道倾角为 90° ;
- (3) 倾斜轨道。卫星轨道非赤道轨道且非极地轨道,则为倾斜轨道。

若按卫星轨道距离地面的最大高度($H_{\max}$)分类,可将卫星轨道分为:

- (1) 低轨道。 $H_{\max} < 1500 \text{ km}$, 周期 T 小于 2h;
- (2) 中轨道。 $8000 \text{ km} < H_{\max} < 15\,000 \text{ km}$, 周期 T 约为 5~9h;
- (3) 高轨道。 $H_{\max} > 20\,000 \text{ km}$, 周期 T 大于 12h。

观察上述低、中、高轨道的定义可见,中轨道上下有两个高空区域没有在定义中出现,这两个区域称为范·艾伦(van Allen)辐射带。范·艾伦带是高空中由高能电子和质子组成的辐射带,它是 1958 年 1 月由“探险者 1 号”发现,又经“探险者 3 号”及“探险者 4 号”证实,并以其发现者命名的。一般认为,范·艾伦内带在 $1500 \sim 6000 \text{ km}$ 或 $1500 \sim 8000 \text{ km}$, 范·

艾伦外带在 15 000~20 000km。范·艾伦带内高能粒子穿透力很强,对人造卫星电子设备损害极大,卫星在其中只能存在几个月,因此必须避开。

若按卫星绕地球运转周期以及与地球自转的关系分类,可将卫星轨道分为静止轨道、同步轨道和非同步轨道。

所谓静止轨道,是指卫星绕地球公转的方向、周期与地球自转的方向和周期相同的轨道。处在此种轨道上的卫星叫静止卫星或定点卫星。理想静止轨道所必须具备的三个条件是:①轨道面必须与赤道面重合;②轨道形状必须是以地心为圆心的圆轨道;③卫星绕地球公转的方向、周期与地球自转的方向和周期相同。然而,常常由于控制水平的关系,静止轨道实质上是一个倾角很小的(小于 1°)的同步轨道。

所谓同步轨道,是指卫星绕地球公转的速度与地球自转的速度同步的轨道,可见,静止轨道是同步轨道的特例。同步轨道平均高度为 35 786km,周期是 23 小时 56 分左右。处于同步轨道的卫星称为同步卫星。同步卫星不一定是定点的。

由开普勒定律易推得静止轨道只有一条,它为圆形轨道,轨道面通过圆心,半径为 42 164.6km。由于地球半径约为 6378km,所以静止卫星距地面高度约为 35 786km。静止轨道为世界各国所共有,它的使用必须由 ITU 的频率登记委员会(International Frequency Registration Board,IFRB)根据国际协约《无线电规则》进行管理和协调。

3. 卫星的摄动

上述卫星轨道是将地球和卫星当作理想球体,且是在不考虑地球以外天体引力的情况下得到的。实际上,地球并非理想球体,卫星除受地球引力影响外,还要受到月亮、太阳等其他天体的影响。这些因素将导致卫星运动的实际轨道不断发生不同程度偏离理想轨道的现象,这一现象称为卫星的摄动。引起卫星摄动的主要原因有以下几个方面。

1) 太阳、月亮引力的影响

对于低轨道卫星,太阳、月亮引力的影响可以忽略。对于高轨道卫星,太阳和月亮将对其有一定程度的影响。以静止卫星为例,太阳和月亮对卫星的引力分别为地球引力的 $1/37$ 和 $1/6800$ 。这些引力的影响,将使卫星轨道位置矢径每天发生微小摆动因而偏离赤道平面。从地球上看来,这种摄动会使“静止”卫星的位置在南北方向上缓慢漂移。

2) 地球引力场不均匀的影响

地球并非理想球体,它的实际形状近似一个在赤道部分有些鼓胀的扁平旋转椭球体,而且地球表面起伏不平,地球内部的密度分布也不是完全均匀的,这样就使地球四周等高处的引力不为常数,即使在静止轨道上,地球引力仍有微小起伏。显然,地球引力的这种不均匀性,将使卫星的瞬时速度偏离理论值,从而在赤道平面内产生摄动。对静止卫星而言,瞬时速度的起伏,将使它的位置在东西方向上漂移。

3) 地球大气层阻力的影响

对于高轨道卫星来说,由于它处于高度真空的环境中,故可不考虑大气层阻力的影响。而对于低高度卫星,大气层阻力将有一定程度的影响,它将使卫星的机械能受到损耗,从而使轨道日渐缩小。卫星轨道高度越低,卫星遭受的大气层阻力越大。

4) 太阳辐射压力的影响

对于表面积较大(如带有大面积太阳能电池帆板),且定点精度要求高的静止卫星来说,太阳能的辐射压力将引起静止卫星在东西方向上发生位置漂移。卫星接收太阳光照射的表

面积越大、轨道高度越高,太阳辐射压力的影响就越明显。因而对于新一代大功率通信和直播卫星,不能不考虑太阳光压所引起的摄动力。

摄动力对卫星的位置保持不利,必须以适当的轨道控制措施予以克服。另外,对于大型的通信地球站,还要求具有对卫星的自动跟踪功能。

3.2.2 方位角、仰角和站星距的计算

在卫星通信地球站的调测、开通和使用过程中,都需要将其天线波束中心对准卫星。表示地球站天线指向的基本参数有两个,一是能表示方向位置的方位角度,二是能表示空间垂直方向位置的仰角。另外,在卫星通信线路的设计和计算中,为了计算电波的传播损耗,还需要知道地球站与卫星之间的距离,即站星距。由于静止卫星是国际、国内通信中使用最多的通信卫星,所以本节仅介绍地球站观测静止卫星时的方位角、仰角和站星距的计算。

利用球面几何理论的基本知识,可以推导出经、纬度分别为 φ_1 和 θ_1 的观测地球站对准经度为 φ_2 (即卫星星下点的经纬度为 $(0, \varphi_2)$) 的静止卫星时的方位角 ϕ_a 、仰角 ϕ_e 和站星距 d 的计算公式。

1. 方位角 ϕ_a

一般,方位角 ϕ_a 定义为地球站天线对准静止卫星时的电轴线在地球站所处地平面上的投影与正北(基准)方向的夹角

$$\varphi = \varphi_2 - \varphi_1 \quad (3.11)$$

$$\phi = \tan^{-1} \left[\frac{\tan \varphi}{\sin \theta_1} \right] \quad (3.12)$$

则对位于北半球的地球站有

$$\varphi_a = 180^\circ - \phi \quad (3.13)$$

而对位于南半球的地球站,当卫星星下点偏东时有

$$\varphi_a = \phi \quad (3.14)$$

当卫星星下点偏西时有

$$\varphi_a = 360^\circ + \phi \quad (3.15)$$

2. 仰角 ϕ_e

地球站观察静止卫星的仰角 ϕ_e 定义为地球站天线对准卫星时的电轴线与地球站所处地平面的夹角,其计算公式为

$$\phi_e = \tan^{-1} \left[\frac{\cos \theta_1 \cos \varphi - 0.151}{\sqrt{1 - (\cos \theta_1 \cos \varphi)^2}} \right] \quad (3.16)$$

3. 站星距

地球站与静止卫星之间的距离 d 的计算公式为

$$d = 42\,164.6 \times \sqrt{1.023 - 0.302 \cos \theta_1 \cos \phi} \quad (3.17)$$

3.2.3 通信卫星的组成

通信卫星主要由如图 3.13 所示的 5 个分系统组成。这些分系统分别是:天线分系统;通信分系统;跟踪、遥测与指令分系统;控制分系统;电源分系统。

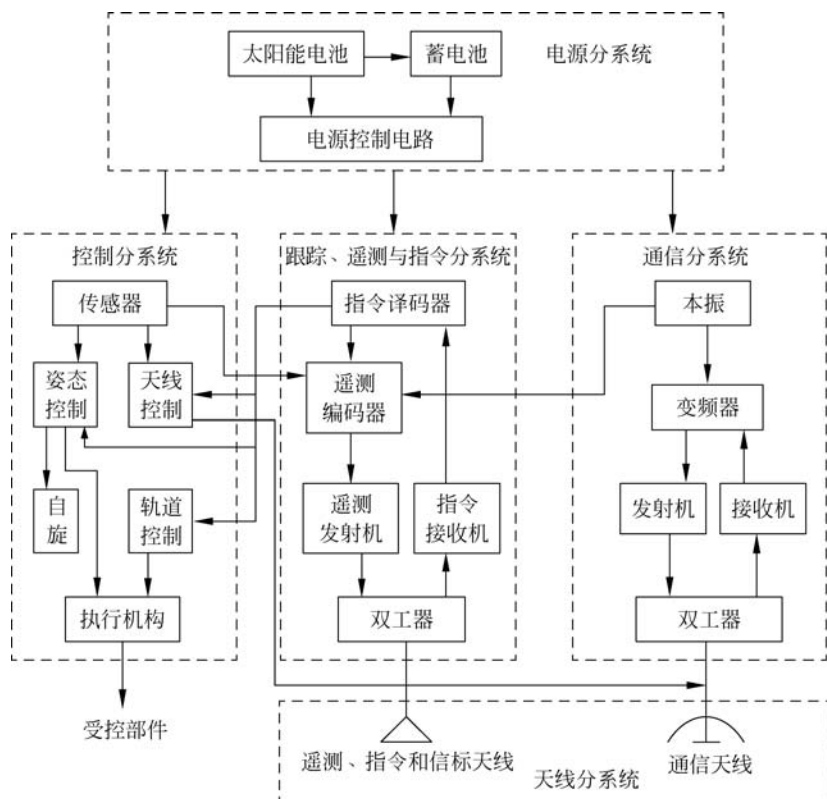


图 3.13 通信卫星组成框图

1. 天线分系统

通信卫星天线分系统中有两类天线：遥测、指令和信标天线；通信天线。对于星上天线，显然要求其具有耐高温、耐强辐射、体积小、重量轻、馈电容易、便于安装、可靠性高和寿命长等特点。对通信天线还要求其增益高、波束始终指向地球上的拟覆盖地区。

遥测、指令和信标天线通常采用全向天线，以便可靠地接收地面指令并向地面发射遥测数据和信标。这类天线的常用形式有鞭状、螺旋状、绕杆状和套筒偶极子天线等。

通信天线采用微波定向天线，其功能是在工作频段内发送和接收通信信号。由于卫星通信系统的上行频率和下行频率相差较远，所以星上通信天线通常采用不同的或分开的天线分别作接收和发射用，即使利用同一部天线主结构，馈源也是收、发分开的。

通信天线可按其波束覆盖区域大小分为点波束、区域(赋形)波束和全球波束天线。

1) 点波束天线

点波束天线一般采用抛物面天线，其半功率波束宽度只有几度或更小，集中指向某一通常是圆形的小区域，故增益较高。例如 IS-IV 卫星上天线的半功率波束宽度约为 4.5° ，增益约为 27~30dBi。

2) 区域波束天线

当需要天线波束覆盖区域的形状与某地域图形相吻合时，就要采用区域波束天线，也称为赋形波束天线。目前，赋形波束天线比较多的是利用多个馈电喇叭，从不同方向经反射器产生多波束的合成来实现。对于一些较为简单的赋形天线，也有采用单馈电喇叭、修改反射

面形状来实现的。

3) 全球波束天线

全球波束天线只可能被静止卫星采用,其半功率波束宽度约为 17.4° ,恰好覆盖卫星对地球的整个视区。这类天线一般由圆锥喇叭加上 45° 的反射板构成。

采用自旋稳定法控制卫星姿态的通信卫星必须采用机械或电子消旋天线。所谓机械消旋天线,是指用机械的方法使天线的旋转方向与卫星的旋转方向相反的天线。电子消旋天线又叫电扫描天线,它是指用电子的方法使天线波束以与卫星自旋轴保持速度相同、方向相反进行扫描的天线。采用三轴稳定法(滚动轴——控制卫星的左右摆动和倾斜,偏航轴——控制卫星本体正对轨道路线飞行,俯仰轴——控制卫星的上下摆动)的卫星星体不旋转,因而无须采用消旋天线。

天线辐射的电波都是极化的。一般地,频率低于 10GHz 时,大多使用圆极化,这样有利于克服电离层的法拉第旋转效应。频率高于 10GHz 时,大多采用线极化,因为此时法拉第旋转效应可以忽略,而对流层中降雨会引起严重的去极化效应,使圆极化变成椭圆极化,其后果将会严重降低收、发隔离的程度,因此, $11/14\text{GHz}$ 和 $20/30\text{GHz}$ 卫星通信系统都采用线极化电波传播方式。应当指出,有些国内卫星在 $4/6\text{GHz}$ 频段也采用线极化方式,这是综合考虑法拉第旋转、降雨去极化等效应的影响以及线极化设备较简单易于实现双极化和卫星的等效全向辐射功率(Effective Isotropic Radiated Power, EIRP)较高等因素而折中考虑的。

无论是圆极化波还是线极化波,由于正交极化能相互隔离,所以可采用极化分割的频率复用通信卫星天线来提高频谱利用效率。这样的天线可在同一频率范围内,用两种正交极化的波束进行发射,使该带宽内能发射的信息加倍。

2. 通信分系统

卫星上的通信分系统又称为转发器,它实质上是一种宽频带的收、发信机,因而是通信卫星的最为重要的组成部分,通信卫星的其他部分实质上都用于对其提供支持。对转发器的基本要求是:以最小的附加噪声和失真,以足够的工作频带和功率为各地球站有效而可靠地转发无线电信号。

目前通信卫星都采用多转发器结构,其总射频带宽可达 500MHz 至若干吉赫兹,每个转发器被分配在某一频段中工作,这样的多转发器结构利于减小交调干扰和实现多址连接。 36MHz 被广泛用作转发器带宽,有些卫星采用 54MHz 或 72MHz 带宽。以工作于 $6/4\text{GHz}$ 频段、转发器带宽为 36MHz 以及转发器之间保护间隔为 4MHz 的通信卫星为例,具有总共 500MHz 可用带宽的单极化卫星可容纳 12 个转发器,当通过正交极化采用频率再用技术时,可容纳 24 个转发器。转发器分为透明转发器和处理转发器两类。

1) 透明(弯管式)转发器

透明转发器对接收到的地球站发来的信号只进行低噪声放大、变频和功率放大后发回地面。由于这类转发器只是单纯地转发信号,不进行其他的加工和处理,因而也被称为弯管式转发器。透明转发器通常采用一次变频和二次变频两种方案。

一次变频的透明转发器实际上是一种微波转发器,适用于载波数量多、通信容量大的卫星通信系统,其典型结构如图 3.14(a)所示:多个转发器的合路信号通过前置低噪声放大器(Low Noise Amplifier, LNA),又经混频器进行变频处理后馈入接收去复用器,接收去复用

器将宽带信号分割成转发器子信道,各子信道信号各自经功率放大之后再复接起来馈入卫星发射单元。例如,IS-Ⅲ、IS-Ⅳ、IS-Ⅴ和CHINASAT-I等通信卫星都采用了一次变频的透明转发器。

如图3.14(b)所示,二次变频转发器是先把接收信号变频为中频,经限幅后再变为下行发射频率,最后经功放由天线发向地球。二次变频转发器的特点是转发增益高、电路工作稳定。IS-I、英国的“天网”卫星、我国第一个卫星通信系统,以及现代许多宽带通信卫星(MilStar、ACTS、iPSTAR、COMETS)都采用这种转发器。

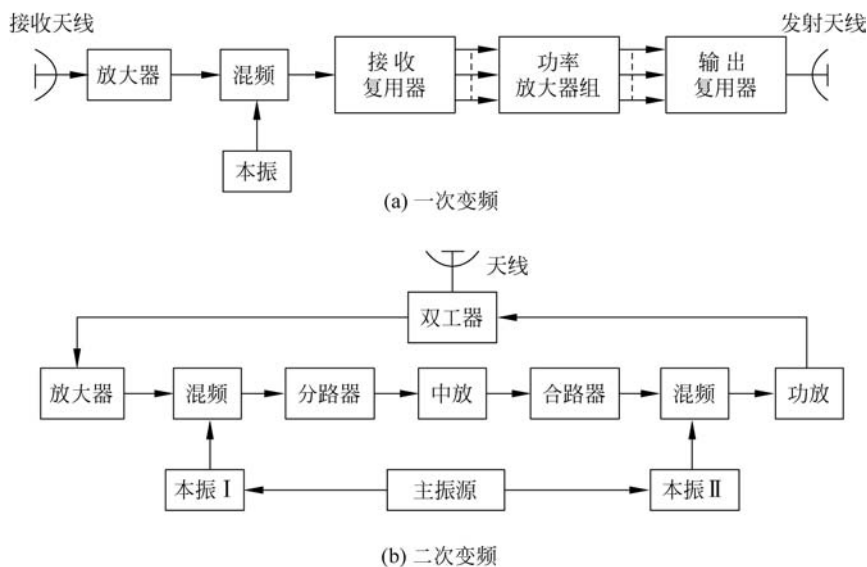


图 3.14 透明转发器原理框图

2) 处理转发器

处理转发器除了能转发信号外,还具有其他的信号处理功能。星上的处理主要有以下 3 种类型:数字信号的中继再生,以消除噪声积累;在不同的卫星天线波束之间进行信号交换与处理;进行其他更高级的信号变换、交换和处理,如上、下行线路调制方式的变换、多址方式的变换、星上抗干扰处理等。图 3.15 给出了一种具有再生处理功能的处理转发器原理框图,这种转发器除了采用二次变频方式转发信号外,增加了信号解调、调制等处理单元。

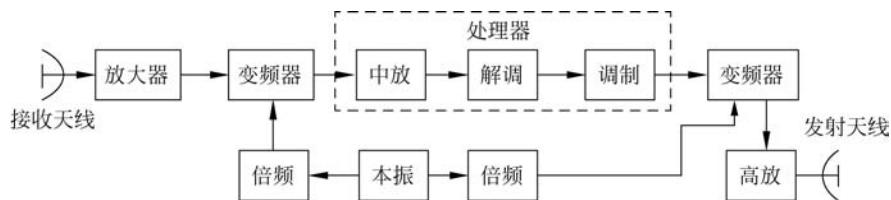


图 3.15 处理转发器原理框图

3. 跟踪、遥测和指令(TT&C)分系统

该分系统组成见图 3.12,它主要包括遥测与指令两大部分;此外,还有用于地球站跟踪卫星而发射信标的设备(图中未画出)。星上遥测、指令分系统必须与地面的跟踪、遥测和指令(TT&C)站配合工作。

遥测设备采用各种传感器及其他检测器不断地测得有关卫星姿态及星内各部分的工作状态等数据,经放大、多路复用、编码、调制等处理后,通过专用的发射机和天线发给地面的 TT&C 站。TT&C 站接收并检测卫星发来的遥测信号,转送给卫星监控中心进行分析和处理,然后向卫星发出有关姿态和位置校正、星体内温度调节、主备用部件切换、转发器增益换挡等控制指令信号。

指令设备专用来接收 TT&C 站发给卫星的指令。它对指令信号进行解调和译码后,一方面将其暂时存储起来,另一方面又经遥测设备发回地面进行校对。TT&C 站在核对无误后发出“指令执行”信号,指令设备收到后,才将存储的各种命令送到控制分系统,使有关的执行机构正确地完成控制动作。

4. 控制分系统

控制分系统是由一系列机械或电子的可控调整装置组成,如各种喷气推进器、驱动装置、加热及散热装置以及各种转换开关等,在 TT&C 站指令控制下完成对卫星轨道位置、姿态、工作状态、主备用切换等各种调整与控制。

卫星入轨阶段和运行阶段对控制分系统的要求是不同的。在入轨阶段,对控制分系统的要求取决于采用的发射火箭类型,基本的要求是能保持卫星的姿态,使得地面与卫星能进行基本的通信;在运行阶段,由于各种摄动力的存在,卫星的轨道位置、姿态和天线指向等都会发生变化,为此要求控制分系统能随时调整,确保卫星位于正确的轨道位置、姿态和天线指向。

5. 电源分系统

电源分系统用来给星上设备提供稳定、可靠的电源。通信卫星的电源除要求体积小、重量轻、效率高之外,最主要的还应在卫星寿命期内保持输出足够的电能。由于在宇宙空间,阳光是最重要的能源,所以卫星上的电源分系统都由太阳能电池方阵、蓄电池组和稳压控制装置等组成,如图 3.16 所示。在有光照时,太阳能电池为星上设备供电并为蓄电池组充电,星蚀时由蓄电池组为设备供电。

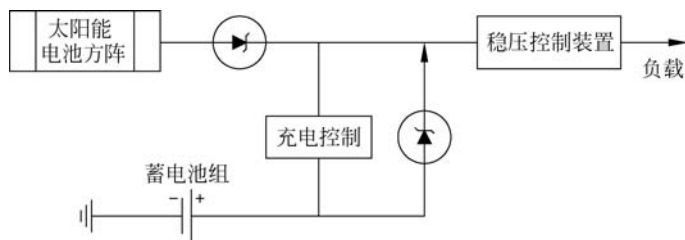


图 3.16 卫星电源组成框图

3.2.4 星上处理、星上交换和星上抗干扰技术

由前面对处理转发器的介绍可知“星上处理”的概念。而所谓星上交换,是指通过采用多波束天线的卫星转发器在不同波束之间转接信号,使位于不同卫星天线波束内的地球站可以互通;所谓星上抗干扰,目前主要指利用星上天线自适应调零和智能自动增益控制等技术提高系统的抗干扰能力。由于采用星上处理、星上交换和星上抗干扰技术所带来的好处可由卫星覆盖区域内的所有地球站或地面终端设备共享,从而可明显提高系统性能,所

以,目前国际上正在大力发展此类技术。

1. 多波束卫星天线

目前的卫星大多仍使用普通单波束天线,卫星覆盖区域或许就是一个国家的整个国土,这会带来一个明显的缺点——卫星天线辐射到覆盖区边缘的信号功率下降非常明显。若用多个点波束取代现行的单波束则可克服上述缺点,因为卫星天线可在各点波束覆盖区域内提供较高的增益,此增益可用于提高系统的信息传输速率或用于缩小地球站天线尺寸。采用点波束天线还可通过空分多址方式实行频率再用以提高频谱利用率。

在多波束系统中,各波束在地理上可以是固定的或者跳变的。跳变波束系统的优点是在每个位置的停留时间可以动态地调节,以便和各个地点对业务量的瞬间需要相匹配,因而可以做到最佳地利用系统容量。另外,利用跳变波束可使所需的卫星接收机、发射机及其他卫星硬件设备的数量减少。但是,跳变波束必须使用时分多址(TDMA),对于高突发速率的系统,这可能需要昂贵的地面终端。

产生多点固定波束或跳变波束需要具有波束成形网络的大型卫星天线。为了实现波束间的通信,系统必须具有星上路由选择机制。与将下行信号广播到整个覆盖区域中的单波束系统相比,显然多波束系统要以增加卫星的复杂性以形成星上路由选择为代价。路由选择可以是动态的,也可以是固定的(即预分配的)。动态路由选择可以利用高速开关或者利用时间或频率多路转换器来完成,它们有秩序地将来自一个波束的上行链路与另一个波束的下行链路连接起来。固定式路由选择可以利用滤波器矩阵和交叉连接转发器来完成。一般来说,路由选择可以在分组级、电路级或多电路级上实现。

2. 具有星上处理和星上交换能力的转发器

与透明转发器相比,具有星上处理和星上交换能力的转发器具有以下优点:

- (1) 可以通过提高频谱利用率和传输质量来增加卫星的容量;
- (2) 可以通过改变传输通路或信息的动态选路来提高卫星的连通性;
- (3) 可以通过对上行链路和下行链路的分别设计来提高通信链路的效率;
- (4) 可以通过对卫星网络的动态重组来增强卫星的灵活性;
- (5) 可以通过实现交换和速率变换等功能更灵活地使用卫星;
- (6) 可以通过星上再生能力来提高卫星通信系统的抗干扰能力;
- (7) 可以通过星间/星际链路来扩大卫星系统的覆盖范围;
- (8) 可以通过使卫星具有星上信令处理能力来减小链路的建立时间;
- (9) 可以简化地面站设备。

除了一般的再生处理转发器之外,可根据采用的处理和交换技术的不同,把其他具有星上处理和星上交换功能的转发器分为载波处理转发器和全基带处理转发器。

1) 载波处理转发器

载波处理转发器以载波为单位直接对射频信号进行处理,而不对信号进行解调/再调制和其他基带处理,在某些情况下,可能还需要进行一次简单的频率变换,以便将载波信号变换到一个适合处理的中频上,但却不需要将信号变换到一个低中频或基带上。这种载波处理转发器与通常的透明转发器相比,主要区别是前者具有星上载波交换能力,或者说是增加了一个能够在任何输入端和输出端进行连接的具有 n 个输入端和 m 个输出端的微波交换矩阵,从而可实现不同波束覆盖区域内地球站之间的互通。载波处理转发器可改善系统的

连通性,但在其上行链路和下行链路之间提供的仍是一条透明转发通路。3.5.4节中介绍的空分多址-卫星交换-时分多址(SDMA-SS-TDMA)系统中的卫星转发器就属于这类载波处理转发器;载波处理转发器的另一个主要应用是用于空分多址-卫星交换-频分多址(SDMA-SS-FDMA)卫星通信系统。

2) 全基带处理转发器

全基带处理转发器不仅具有星上再生能力,而且还具有星上基带信号处理和交换能力,其星上处理至少包括解调、译码、存储、交换、重组帧、重编码和重调制等。其星上交换可以采用多种方式。对于数据业务来说,采用分组交换是最合适的;对于话音业务来说,采用电路交换可能更好一些;对于高速的多媒体业务或大业务量的综合业务来说,采用ATM是比较好的解决办法。

全基带处理转发器除了具有一般的再生处理转发器和载波处理转发器的所有优点以外,还可以利用译码后信号中的信息来进行动态选路或指定处理方式,这样不仅可以方便用户使用,还可以更有效地利用卫星的资源。如果星上具有信令处理能力,则可以大大减少卫星通信系统的呼叫建立时间。

目前使用全基带处理转发器的卫星通信系统比较少,但也有诸如3.7.3节中介绍的铱(Iridium)星、NASA研制的先进通信技术卫星(Advanced Communication Technologies and Services, ACTS)等采用了这类转发器。相信随着微处理器技术、数字信号处理技术、微波单片集成电路(Monolithic Microwave Integrated Circuit, MMIC)、专用集成电路(Application Specific Integrated Circuit, ASIC)、声表面波(Surface Acoustic Wave, SAW)技术和电耦合器件(Charge Coupled Device, CCD)等的发展,实现此类转发器的许多困难将逐步被克服,采用全基带处理转发器的卫星通信系统将会越来越多。

3. 星上抗干扰处理

由于通信卫星公开暴露在空间轨道上,所以存在着受电磁干扰或电子攻击的可能性;卫星通信的地面分系统也可能被敌方定位、干扰。因此,研究卫星通信系统抗干扰技术,提高其在恶劣电磁环境下电子设备的生存能力,是目前卫星通信系统发展的当务之急,这对于军用卫星系统尤为重要。常用的星上抗干扰处理技术有以下两种。

1) 天线自适应调零技术

自适应调零天线是通过在时域或频域采用数字信号处理技术来控制天线方向图,使其能感受到干扰的方向并迅速形成零区,以此来削弱干扰的影响、提高信干比。如美国的MilStar卫星就采用了自适应调零天线,能在感受到敌方干扰后的几秒钟之内自动控制天线方向图零点对准干扰的方向。

自适应调零天线抗干扰能力很强,能有效抑制宽带干扰、同频干扰和邻近系统干扰等不同形式的干扰。自适应调零天线抑制干扰的能力与干扰信号的强度、波形以及其与通信信号在空间的接近程度有关,通常对无用信号的抑制为20~30dB,多波束天线可达30dB以上。自适应天线技术与跳频技术相结合可使其具有对抗快速跟踪干扰和宽带梳状大功率阻塞干扰的能力。自适应调零天线的发展方向是抗多方向、宽频带干扰。

2) 智能自动增益控制

这里提及的智能自动增益控制(SMART-AGC)技术实际上是一种称为“偏置限幅抗干扰”的自适应卫星抗干扰技术,其基本原理是:利用弱信号(如DS扩频信号)与强干扰在幅

值上的差异,通过对强干扰包络进行检测和提取,来自适应地控制截止限幅放大器的截止门限,使干扰大部分幅度落在截止区(通常称为零区)内,而叠加在强干扰上的小信号落入线性区被放大,从而有效地改善输出信干比、提高系统性能。在信号和干扰功率一定的情况下,信干比的改善与截止限幅放大器线性区的大小和位置有直接的关系。在一定条件下,干扰越强,信干比的改善越明显。

3.3 卫星通信地球站

卫星通信地球站是地球上的微波收、发信站,是卫星通信系统的重要组成部分之一。地球站的基本功能是从卫星接收信息或/和向卫星发送信息。

3.3.1 地球站的组成

典型的通信地球站既能发送又能接收,其组成如图 3.17 所示。它主要包括天线馈线分系统、跟踪伺服分系统、发射分系统、接收分系统、终端分系统、通信控制分系统和电源分系统。在地球站的发送端,来自地面网络或在某些应用中直接来自用户,并通过适当的接口发送过来的信号,经基带处理器变换成所规定的基带信号,然后传送到发射分系统进行调制、变频和射频功率放大,最后,通过天线分系统发射出去。在接收端,通过卫星转发器转发下来的射频信号,由地球站的天线分系统接收下来,首先经过其接收分系统中的低噪声放大器放大,然后由下变频器下变频到中频,解调器取出发给本地球站的基带信号,再经过基带处理器通过接口转移到地面网络或在某些应用中直接送达用户。监控分制系统用来监视、测量整个地球站的工作状态,并在需要时迅速进行主、备用设备间的自动或手动切换,及时构成勤务联络等。

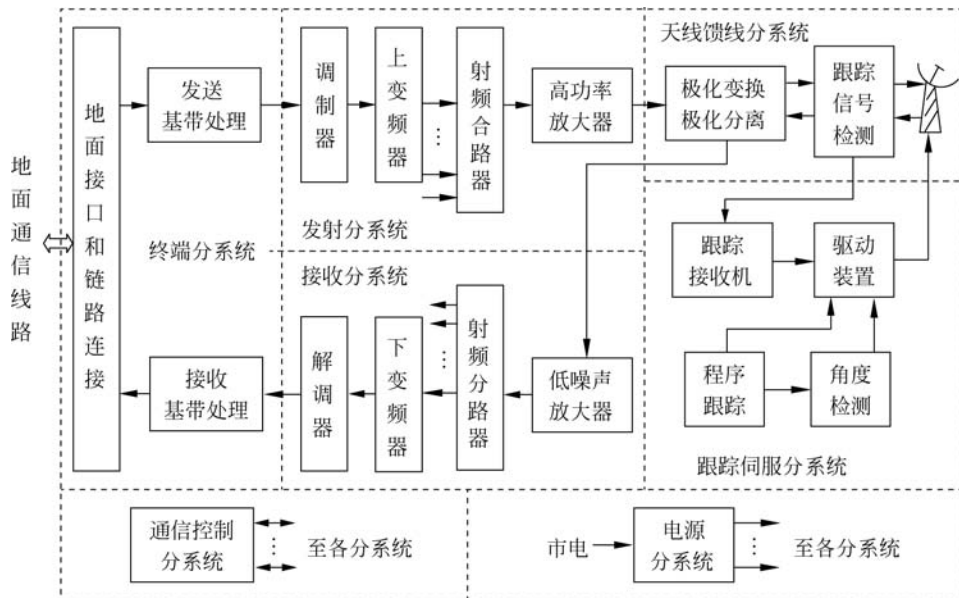


图 3.17 典型地球站组成框图

3.3.2 地球站天线馈线分系统

地球站天线馈线分系统简称天馈分系统,主要由天线和馈源组成,是地球站射频信号的输入和输出通道,也是决定地球站通信质量和通信容量的主要设备之一。天馈分系统的主要功能是实现能量的转换,将发射机送来的射频信号变成定向(对准卫星)辐射的电波,同时收集卫星发来的电波送至接收设备,从而实现卫星通信。

1. 对天线馈线分系统的基本要求

地球站的天馈分系统的建设费用很大,大约占整个地球站的 1/3,因此,地球站一般都是收、发共用一副天线,收、发微波信号通过双工器隔离分路。另外,为实现对卫星的跟踪、使天线轴始终对准卫星方向,还需要通过天馈分系统获得跟踪用的误差信号,故天馈分系统还应包括用以分离跟踪信号的部件。

由于地球站所跟踪的通信卫星的总带宽通常都在几百兆赫以上,且信号的传输距离遥远,所以,对天馈分系统的基本要求是:工作频带宽、定向增益高、噪声温度低以及指向能精确控制。

2. 天线增益和有效天线增益

计算天线增益的公式为

$$G = \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \eta \quad (3.18)$$

其中, D 是天线口面的直径(m); λ 是天线的工作波长(m); η 是天线的效率。

人们常常将天线增益和与之相连的馈线的损耗 L_f 折算在一起,并将其称为有效天线增益。若仍将有效天线增益记作 G 的话,则有

$$G = \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \eta \cdot \frac{1}{L_f} \quad (3.19)$$

通常定义地球站天线的有效增益 G 与接收机输入端的等效噪声温度 T (参见 3.4.2 节)之比 G/T 为地球站的品质因数。地球站 G/T 值的高低是衡量地球站接收性能好坏的一个重要指标,在其他条件不变的前提下, G/T 值越高,系统质量越好。通常以 G/T 值作为划分不同标准地球站类型的主要参数之一。

目前,国际上通常根据地球站天线口径尺寸及 G/T 值大小将地球站分为 A、B、C、D、E、F、G、Z 等各种类型。INTERSAT 所规定的各类地球站的天线尺寸、性能指标及业务类型列于表 3.3 中。

表 3.3 INTERSAT 标准地球站类型

标准类型	频率/GHz	$G/T/\text{dB} \cdot \text{K}^{-1}$	天线直径/m	业 务
A	6/4	35.0	15~18	所有业务
B	6/4	31.7	10~13	除 FDM/FM 和 TDMA/DSI 以外的所有业务
C	14/11,12	37	11~13	所有业务
D-1	6/4	22.7	4.5~6	VSAT
D-2	6/4	31.7	11	VSAT
E-1	14/11,12	25.0	3.5~4.5	国际卫星通信组织商务业务(Intelsat Business Service,IBS)

续表

标准类型	频率/GHz	G/T/dB·K ⁻¹	天线直径/m	业 务
E-2	14/11,12	29.0	5.5~6.5	IDR
E-3	14/11,12	34.0	8~10	IBS, IDR
F-1	6/4	22.7	4.5~5.0	IBS
F-2	6/4	27.0	7~8	IBS, IDR
F-3	6/4	29.0	9~10	IBS, IDR, FDM/FM
G	6/4 或 14/11,12	—	任意尺寸	国际租赁专线
Z	6/4 或 14/11,12	—	任意尺寸	国内电路, 租赁专线

3. 天线的主要类型

大多数地球站天线采用的是反射面型天线,电波经过一次或多次反射向空间辐射出去。实用的反射面天线有很多种,此处仅介绍几种常用天线。

1) 抛物面天线

如图 3.18 所示,抛物面天线是一种单反射面天线,利用轴对称的旋转抛物面作为天线的主反射面,将馈源置于抛物面的焦点上。接收时,卫星转发下来的信号经抛物面反射后聚集到馈源上,由馈源收集后将其送至接收机,信号方向如图 3.18 中所示;发射时信号方向与之相反,抛物面将馈源投射到它上面的那一部分球面波转化为在开口面上的等相的平面波辐射出去,形成定向辐射。

抛物面天线的特点是结构比较简单,但天线噪声温度较高,馈源和低噪声放大器等器件都在天线主反射面前方致使馈线较长,设计的灵活性较小,不易控制开口面上场的幅度分布,所以实际中广泛使用的是双反射面定向天线。

2) 卡塞格伦天线

卡塞格伦(Cassegrain)天线是一种双反射面天线。与抛物面天线相比,这类天线在结构上只是多了一个双曲面副面,如图 3.19 所示。馈源置于双曲面的实焦点 F_1 上,抛物面的焦点和双曲面的虚焦点在同一位置 F_2 上。从馈源辐射出来的电波在双曲面上被反射到抛物面上,在抛物面上再次被反射。由于双曲面的焦点和抛物面的焦点重合,因此,经主反射面和副反射面两次反射后便以平行于抛物面对称轴的方向辐射到空中,形成定向辐射。

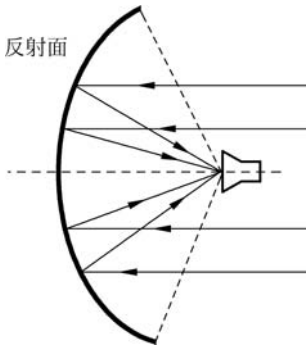


图 3.18 抛物面天线

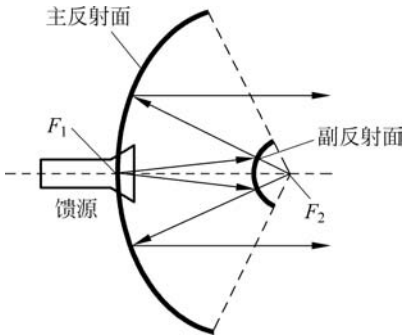


图 3.19 卡塞格伦天线

在经典的卡塞格伦天线中,由于副反射面的存在阻挡了相当一部分能量,使得天线效率只有 60% 左右,且能量分布不均匀,因而,目前大多数地球站采用的都是修正型卡塞格伦天线。修正型卡塞格伦天线通过天线镜面修正以后,天线效率可提高到 70%~75%,而且能量分布均匀。

卡塞格伦天线的优点是天线效率高,噪声温度低,馈源和低噪声放大器可以安装在主反射面后方的射频箱里,因而可以减小馈线损耗带来的不利影响。其缺点是副反射面及其支杆会造成一定的遮挡。

3) 格里高利天线

格里高利(Cregorian)天线也是一种双反射面天线,也由主、副反射面和馈源组成,其结构如图 3.20 所示。与卡塞格伦天线不同的是,其副反射面为一椭球面,且椭球面凹对主反射面。馈源置于椭球副面的一个焦点 F_1 上,椭球副面的另一个焦点 F_2 与主反射面的焦点重合。格里高利天线的许多特性都与卡塞格伦天线类似,不同之处在于格里高利天线的主抛物面的焦点是一个实焦点,所有波束都汇聚于这一点。

4) 偏置型天线

对于上述三种天线而言,都总有一部分电波能量被馈源或副反射面阻挡,造成天线增益下降和旁瓣增益增高,因而,如图 3.21 所示的天线偏置技术得到应用。偏置天线将馈源或副反射面移出天线主反射面的辐射区,这样主波束不会被阻挡,从而提高了天线效率,降低了旁瓣电平。偏置型天线广泛应用于天线口径较小的地球站,如 VSAT 站等。然而,这类天线结构的几何结构比轴对称天线要复杂得多,特别对于双反射面偏置型天线,其馈源、焦距的调整更为复杂,因此天线偏置技术难以用于大天线。

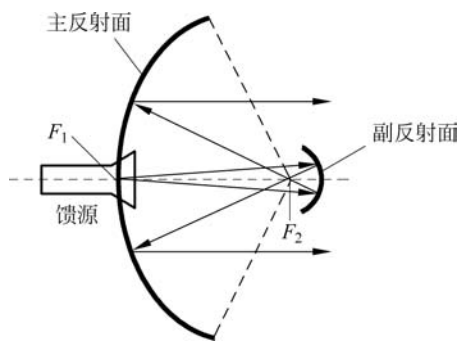


图 3.20 格里高利天线



图 3.21 偏置型抛物面天线

5) 环焦天线

对卫星通信天线,除了前述的基本要求外,还要求在宽频带内有较低的旁瓣、较高的口面效率及较高的 G/T 值,当天线的口面较小时,使用环焦天线能较好地同时满足这些要求。因此,环焦天线特别适用于 VSAT 地球站。

环焦天线主要由主反射面、副反射面和馈源喇叭三部分组成,结构如图 3.22 所示。主反射面由部分抛物面组成,副反射面是由一段凹对主反射面的椭圆弧 CB 绕主反射面轴线 OC 旋转一周构成的旋转曲面。馈源喇叭位于旋转椭球面的一个焦点 F_1 上。由馈源辐射的电波经副反射面反射后汇聚于椭球面的另一焦点 F_2 , F_2 也是抛物面 OD 的焦点,因此,

经主反射面反射后的电波平行射出。由于天线是绕机械轴的旋转体,因此焦点 F' 构成一个垂直于天线轴的圆环,故称此天线为环焦天线。环焦天线的设计可消除副反射面对电波的阻挡,也可基本消除副反射面对馈源喇叭的回射,馈源喇叭和副反射面可设计得很近,这样有利于在宽频带内降低天线的旁瓣和驻波比,提高天线效率。缺点是主反射面的利用率低,如图 3.22 所示, A 、 A' 间的区域不起作用。

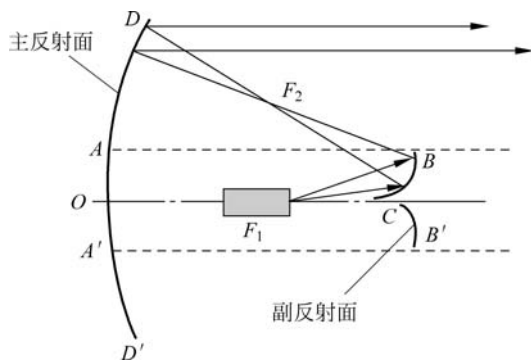


图 3.22 环焦天线结构

4. 馈源设备

天线中的馈源设备连接在天线主体与发射和接收机之间,起着传输射频信号能量、分离发送和接收电波以及完成极化变换的作用。

典型的馈源设备是由馈源喇叭、波导元件(包括定向耦合器、极化变换器和双工器等)和馈线所组成,其组成框图如图 3.23 所示。

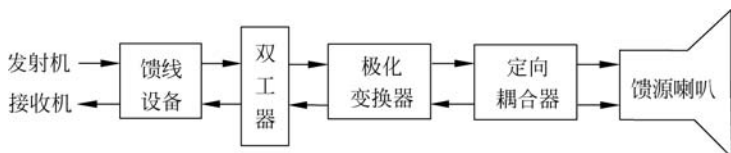


图 3.23 馈源设备组成框图

馈源喇叭负责向天线(副反射镜)辐射能量和从天线收集电波能量。它的形式有圆锥喇叭、喇叭形辐射器和波纹喇叭等。对馈源喇叭的主要要求是能产生与旋转轴对称的尖锐辐射图形。

接在馈源喇叭后面的定向耦合器、极化变换器,双工器等都是用来分离电波和变换电波极化方式的,其目的是使收、发信号之间既能高效率地进行传输,又能保持相互间不产生干扰。

双工器的电路框图如图 3.24 所示,它既实现天线及馈源的收、发共用的功能,又保证收、发信机之间的隔离,其隔离作用主要是利用收、发电波极化的正交性和收、发频段的不同,分别通过电路中的三口部件和滤波器来实现的。一般要求将收、发信道之间隔离在 60~80dB 以上,同时对有用信号又不能引入太大的插入损耗,一般要求插入损耗不超过 0.1dB。

如前所述,卫星通信空间电波有采用圆极化的,也有采用线极化的。可是,无论是地球站发射分系统还是接收分系统,在波导中传输的通常为线极化波。因此,卫星通信系统的馈

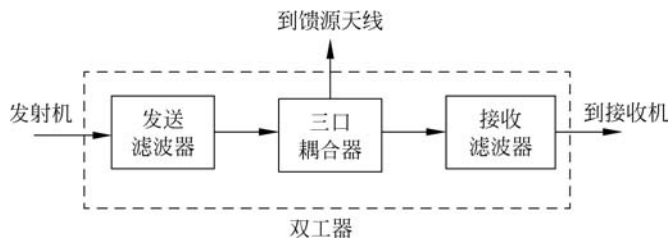


图 3.24 双工器电路框图

电设备中一般都有极化变换器,用于完成线、圆极化之间的变换。例如,发送信号经过双工器后,由极化变换器把线极化波变换为左旋圆极化波,再向天线方向传输;同时,天线所接收的信号先通过极化变换器变换为与发射波正交的线极化波,再经由双工器等向接收机方向传输。极化变换的理论依据是:相位相差 90° 的两个等幅线极化波可构成一个圆极化波;一个圆极化波也可分解为两个相位相差 90° 的等幅线极化波。

3.3.3 地球站跟踪伺服分系统

天线跟踪伺服分系统主要用来校正地球站天线的方位和仰角,以保证地球站天线稳定可靠地对准通信卫星。其基本工作原理是:根据卫星和地球站天线位置的某些信息,计算或检测出反映天线指向误差的信息,天线伺服设备据此信息驱动天线指向卫星。地球站天线跟踪卫星的方式有手动跟踪、程序跟踪和自动跟踪三种。

1. 手动跟踪

手动跟踪是根据预知的卫星轨道位置数据随时间变化的规律,通过人工方式调整天线的指向。手动调整天线指向时,可利用频谱仪或电平表等仪器监视卫星接收信号的大小,根据接收信号的大小用手操纵跟踪系统,调整至接收信号最强即可。

2. 程序跟踪

程序跟踪是根据卫星预报的数据(在地球站所在地观察卫星的方位角和仰角随时间变化的数据)和从天线角度检测器收集来的天线位置角度值,通过计算机计算、比较,得到卫星轨道和天线实际角度在标准时间内的角度差值,然后将该值输入伺服回路,以驱动天线消除误差角。如此不断地计算、比较、驱动,使天线一直指向卫星。

3. 自动跟踪

由于地球的密度不均匀以及其他诸多干扰因素的影响,一般很难对卫星轨道数据进行连续、长期的精确预测,所以即使是采用程序跟踪方式也不可能对卫星连续地精确跟踪。自动跟踪则是根据卫星所发的信标信号或其他地球站发来的导频信号,检测出误差信号,驱动跟踪系统,使天线自动地对准卫星。目前大、中型地球站都采用以自动跟踪为主、手动跟踪和程序跟踪为辅的跟踪方式。

有三种自动跟踪体制——步进式跟踪、圆锥扫描跟踪和单脉冲跟踪。

圆锥扫描跟踪和单脉冲跟踪体制现在都很少采用,这是因为:圆锥扫描跟踪体制虽然设备简单,但它会使天线增益下降;单脉冲跟踪的跟踪速度和跟踪精度都要比步进式跟踪体制和圆锥扫描跟踪体制高出几个数量级,但它的设备复杂、成本高,而且在这种体制下,天线一直处于运动状态,增加了机械和电机的磨损。

步进式跟踪体制是一步一步地控制天线在方位面内和俯仰面内转动,使天线逐步对准卫星,直到地球站天线接收到的信号达到最大值后,天线跟踪伺服分系统才进入休息状态。经过一段时间后,该分系统再开始进入跟踪状态,如此周而复始地进行工作。这种体制的设备结构简单、重量轻、价格便宜、维修方便,但跟踪速度慢、精度差。然而,随着卫星位置控制技术的日益提高,步进跟踪的精度和速度已能满足要求,目前步进式跟踪已成为大、中、小型卫星地球站的主要跟踪手段。

值得注意的是,目前相控阵天线技术在卫星通信跟踪方面也有较多应用,应用的领域包括陆地和空间的移动终端以及直播卫星接收机等。这种技术中的天线波束可以通过电子调整阵天线的激励元件来实现。

3.3.4 地球站发射分系统

地球站发射分系统的任务是:将已调波信号经过变频、放大等处理后,由天线发向卫星。如图 3.25 所示,它的组成主要包括:调制器、中频放大器、上变频器、微波频率源、自动功率控制器和高功率放大器(High-power Amplifier,HPA)等。

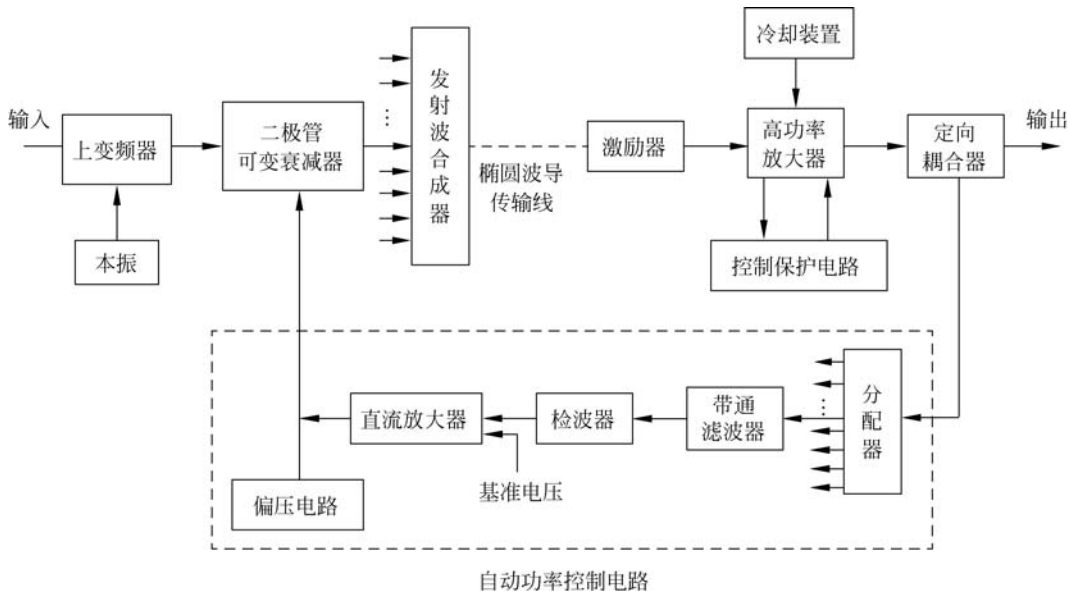


图 3.25 地球站发射分系统组成框图

地球站的发射过程如下:电话、电视或数字信号以及外加的导频信号和能量扩散信号经过基带转换后都加到调制器。对模拟信号,一般通过宽频带变频器将其变成 70MHz 或 140MHz 的调频信号;对数字信号,一般通过 PSK 等调制方式将其变成 70MHz 或 140MHz 的已调中频信号。紧接着在中频放大器和中频滤波器中对它们进行放大并滤除干扰信号,然后在上变频器中变换成微波频段的射频信号。在频分多址方式中,当需要向多个地球站发射多个载波时,这些载波还需要经过发射波合成设备合成为一个多路载波信号。低功率放大器、激励器和高功率放大设备将上述射频信号放大到所需要的发射电平,经由馈电设备送到天馈分系统发射出去。自动功率控制器应能调节输出功率,在正常情况下保持功率电平的高度稳定。

1. 对地球站发射分系统的要求

与对地球站天馈分系统工作频带的要求类似,一般要求地球站发射分系统具有很宽的频带以适应卫星通信系统多址通信的特点和转发器的技术性能,具体要求如下。

(1) 输出功率大。发射系统的发射功率主要取决于卫星转发器的 G/T 值和它所需要的输入功率密度,同时也与地球站的发射信道容量和天线增益有关。在标准地球站中,发射系统的发射功率一般为几百瓦到十几千瓦量级。

(2) 增益稳定性高。为了保证通信质量,卫星通信系统要求地球站的等效全向辐射功率(Effective Isotropic Radiated Power, EIRP)应保持在额定值的一个较小的容差范围内(如,IS-IV 卫星通信系统规定,除恶劣气候条件外,该容差值为 $\pm 0.5\text{dB}$),这个容差应考虑所有可能引起变化的因素,如发射机射频功率电平的不稳定(由天线抖动、风效应等引起的)、天线发射增益的不稳定和天线波束指向误差等,对高功率发射系统的放大器增益稳定度的要求就更高,为此,大多数地球站发射系统都装有自动功率控制电路。

(3) 放大器线性好。为了减小在 FDMA 方式中放大多载波时的交调干扰,高功率放大器的线性要好。通常规定,多载波交调分量的 EIRP 在任一 4kHz 的频带内不超过 26dBW 。

2. 高功率放大器

高功率放大器的任务是将基带调制信号放大到足够的功率电平,经馈线由天线向卫星发射。所需要的射频功率大小不仅取决于卫星转发器的性能指数,而且还取决于地球站的通信容量和天线增益等。

目前,大中型地球站的 HPA 一般采用微波电子管放大器,如速调管放大器(Klystron Power Amplifier, KPA)或行波管放大器(Traveling Wave Tube Amplifier, TWTA),而固态场效应晶体管(Field Effect Transistor, FET)放大器则广泛应用于小型地球站。KPA 线路简单,维护、使用方便,价格低廉,但频带较窄,一般工作在 $50\sim 100\text{MHz}$; TWTA 和 FET 放大器的工作频带宽可达 $500\sim 800\text{MHz}$ 。

当地球站发射分系统要求发射多个载波时,HPA 的工作方式有两种:共同放大式和分别放大而后合成式。前者在未级 HPA 之前,先把多个要发射的载波合成在一起,然后加到宽频带 HPA 中共同放大,这种 HPA 必须采用具有宽频带特性的行波管来实现,但要注意解决交调干扰问题;后者先用频带较窄的 HPA 分别放大,然后再将放大后的信号合路,这种 HPA 可采用速调管实现。地球站发射分系统末级功率放大器的特性可参见表 3.4。

表 3.4 功率放大器特性

放大器类型	频率/GHz	输出功率/kW	效率/%	带宽/MHz	增益/dB
速调管	6	1~5	40	60	40
	14	0.5~3	35	90	40
	18	1.5	35	120	40
	30	0.5	30	150	40
行波管	6	0.1~3	40	600	50
	14	0.1~2.5	50	700	50
	18	0.5	50	1000	50
	30	0.05~0.15	50	3000	50
FET	6	0.005~0.1	30	600	30
	14	0.001~0.05	20	500	30

3. 上变频器

由于卫星通信系统工作在微波频段,发射信号所要求的占用频带宽度与射频频率相差很大,就目前的工艺和技术水平难以做到在射频频率上直接对信号进行调制,所以通常都先在中频上进行调制(对于信号带宽较窄(如 36MHz 带宽)的情况,中频可选为 70MHz;对于信号带宽较宽(如 72MHz 带宽)的情况,中频通常选为 140MHz),然后再频谱搬移到微波频段上。上变频器就是通过将来自调制器的已调中频载波与本振载频混频以完成频谱搬移任务的部件。变频方式通常采用一次变频和二次变频。

一次上变频方式就是将 70MHz 或 140MHz 的中频信号经过一级混频,变换到射频频率上。其突出的优点是设备简单,组合频率干扰少,但因中频带宽有限,不利于宽带系统的实现,故这种变频方式在小型地球站或其他某些特定的地球站中较为适用。

二次上变频方式是先由第一级混频将中频信号变换到一个固定的高中频频率上,前者称为第一中频,后者称为第二中频,然后第二中频信号经中频滤波器再与第二本振进行第二级混频,变换到微波射频频率上。为避免镜像信号和杂散信号干扰,第二中频的频率通常选在 700~1120MHz 范围内。二次变频方式的优点是调整方便、易于实现宽带要求,而缺点则是电路较为复杂。由于微电子技术的进步,二次变频已较容易实现,故而已广泛应用于大、中型地球站中。

也有采用 3 次变频方式的上变频器,其原理类似,不再赘述。

3.3.5 地球站接收分系统

地球站接收分系统的主要任务是:接收由卫星转发的通信对方地球站发出的射频信号,经过放大、下变频和解调等处理后,传送给终端分系统进行基带处理。地球站接收分系统的组成例如图 3.26 所示,主要包括低噪声放大器、下变频器、本振源、中频放大器和解调器等。

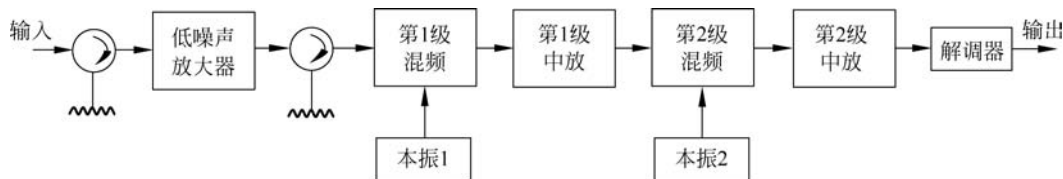


图 3.26 地球站接收分系统组成框图

地球站接收系统的工作过程如下:来自卫星转发器的微弱信号,经过馈电设备,首先加到低噪声放大器(Low Noise Amplifier, LNA)进行放大,一般还要在传输放大器中进一步放大,然后传输给接收分系统的下变频器。如果接收多个载波,那么还要经过接收波分离装置分配到不同的下变频器上去。在下变频器中,通常将接收载波经过一次变频(如采用 70MHz 的中频)或二次变频变换成中频信号(如第一中频采用 1GHz、1.4GHz 或 1.7GHz,第二中频仍用 70MHz),再经过中频放大和滤波等处理后,加到解调器,最后解调出所需的基带信号。

1. 对地球站接收分系统的要求

(1) 噪声性能好。从卫星转发器发射的信号,经过远距离传输,到达接收地球站时已经非常微弱(静止卫星一般为 $10^{-17} \sim 10^{-18} \text{ W}$ 的数量级),为了保证地球站满足所要求的 G/T

值,显然要求地球站接收系统噪声温度低。

(2) 工作频带足够宽。卫星通信的显著特点是能实现多址联接和大容量通信,所以要求地球站接收分系统的工作频带足够宽,以满足卫星通信系统多址联接和通信容量的要求。一般要求低噪声放大器具有 500MHz 以上的工作带宽。

(3) 其他要求。为了满足卫星通信系统的通信质量要求,还要求地球站接收设备有足够高的稳定增益和频率稳定度、足够好的线性等。接收分系统的下变频器和本机振荡器与发射分系统的上变频器及本机振荡器所用技术基本相同,所以下面仅简介低噪声放大器。

2. 低噪声放大器

地球站接收分系统前置的低噪声放大器是接收系统的关键部件,它决定着接收系统的等效噪声温度。应尽可能将低噪声放大器贴近馈源放置,而接收系统的其他设备可以置于室内,中间用波导连接。

地球站中最常用的低噪声放大器是参量放大器和砷化钾场效应晶体管(GaAs FET)放大器。这是因为参量放大器的噪声温度可以做得很低,所以一开始就在卫星通信系统中得到应用;目前的常温 GaAs FET 放大器噪声温度也可以做得很低,而且性能稳定、可靠性高,价格比较便宜,被广泛使用在卫星通信单收站上,而工作频率在 11.7~12.2GHz 的制冷 GaAs FET 放大器目前已能够大量生产。各种低噪声放大器的典型噪声温度如表 3.5 所示。

表 3.5 各种 LNA 的典型噪声温度

(a) LNA 的典型噪声温度和带宽				
LNA 类型	3.7~4.2GHz 典型噪声温度/K	11.0~12.0GHz 典型噪声温度/K	状 态	
制冷参放	30	90	深制冷(液氮)	
常温参放	40	100	热电制冷盒内温度	
制冷 GaAs FET	50	125	典型第 1 级 GaAs FET 热电制冷	
常温 GaAs FET	75	170		
(b) 使用高电子迁移率晶体管 LNA 的典型噪声温度				
频带/GHz	4	12	20	40
噪声温度/K	30	65	130	200

3.3.6 地球站其他分系统和设备

卫星通信地球站除了天线分系统、发射分系统和接收分系统以外,还包括终端分系统、通信控制分系统和电源分系统等。

1. 终端分系统

终端分系统是地球站与地面传输信道的接口。在公用网中,地球站终端分系统的任务是要对地面线路到达地球站的各种基带信号进行变换,编排成适合于通过卫星信道传输的基带信号送给发射分系统,同时还要把接收分系统解调输出的基带信号变换成适合于地面线路传输的基带信号。

地球站终端分系统因卫星通信系统的体制不同而不同。一般而言,在发射时,终端分系

统要将地面终端或地面网络(一般是地面长途交换中心)送来的基带信号由地面接口接收下来,经过信号复接、数字语音插空(Digital Speech Interpolation, DSI)和数字电路倍增(Digital Circuit Equipment, DCME)、回波抑制和消除、图像信号的压缩编码(DVB/MPEG-2)等处理,然后送至基带处理设备加入报头(把地面信号变成卫星通信系统规定的格式)、扰码、信道纠错编码等,再送至发射分系统进行其他处理。终端分系统要完成的接收处理是上述发送处理的逆处理。

2. 通信控制分系统

为了保证地球站各部分设备的正常工作,必须在站内进行集中监视、控制和测试。在由多个地球站和一个网络控制中心(Network Control Center, NCC)组成的卫星通信网络中,网络控制中心还要通过卫星链路(或备份的地面通信线路)对所有地球站进行遥测和遥控。完成这些功能的所有设备就构成通信控制分系统。

一般地,通信控制分系统包括监视设备、控制设备和测试设备 3 个部分。以站内通信控制分系统为例,监视设备包括电话、电视,记录等,可用来监视整个地球站的总体工作状况和各个分支系统的工作情况,一旦卫星通信线路中断或信噪比下降到质量指标以下,或地球站有关设备发生故障,便立即能在监视仪器、仪表上有所显示或有告警信号发出;测试设备包括电话电路测试设备、电视电路测试设备、试验架和各种测试仪器以及由频率变换器和调制器、解调器等构成的试验系统,在没有出现故障情况时供维护人员进行测试,以便预检出面临发生的障碍、及早加以预防和排除;控制设备则包括发射设备控制架、接收设备控制架和监控台控制部分等,对地球站中主要的通信设备进行遥测和遥控以及现用与备用设备的自动转换。

3. 电源分系统

诸如地球站接收分系统的低噪声放大器的制冷设备、发射分系统的大功率行波管放大器等关键部分需要比较长的预热时间,因此,地球站的供电电源系统供电中断时间一般不能超过 50s。对标准地球站电源的要求一般不应低于地面通信枢纽的供电要求,除了应具有 1~2 路外线或市电供电外,通常还应配备应急电源和交流不间断电源。

地球站供电线路一般要求采用专线供电以求供电电压稳定。可将地球站的负载分为干扰较大和干扰较小,并分别供电,同时还应注意三相电源各相负载的均匀性,使零线电流尽量保持最小或平衡。此外,为了确保电源设备的安全,减少噪声、交流声的来源,所有的电源设备都应良好地接地。

应急电源设备一般由 2 台全自动控制并联运用的柴油发电机组、高压配电盘、自动并联控制盘、启动用蓄电池以及其他辅助设备(如自动电压调节器和线路保护继电器等)构成。当市电发生故障时,应急发电设备就会自动地或人工地开始工作。但是,即使是自动启动发电机,它要达到所需的工作转速和额定输出功率也要至少花费 15s 的时间,而这个时间对地球站的大功率发射机来说也是不允许的,因此还需要配置交流不间断电源设备。电源设备的配置方框图如图 3.27 所示。

3.3.7 地球站选址与布局

在设计一个卫星通信系统时,必须合理选择地球站站址和对地球站合理布局,这对于地球站的工作条件、管理和维护起着决定性影响,特别是对固定式或半固定式的大、中型地球

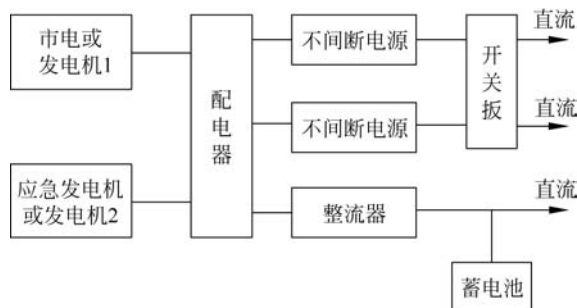


图 3.27 地球站电源设备配置框图

站来说,影响大。

1. 地球站选址

(1) 电磁干扰因素。地球站选址时,要最大限度地减少和防止地面或近地的各种电磁干扰,如,与地面通信系统的相互干扰、雷达信号干扰、工业电气干扰、工厂机械干扰、运输车辆干扰和飞机航行干扰等。

(2) 地理因素。地理因素也是地球站站址选择时必须考虑的重要因素之一。选址要考虑到地球站近期需要和将来的发展,场地要宽阔,以保证计划中或工作中卫星的全部可视性。理想的地形应该是一个盆形区域,以利于屏蔽地面微波干扰,但如图 3.28 所示的天际线仰角一般应在 3° 以下,否则地面噪声会降低地球站的 G/T 值。

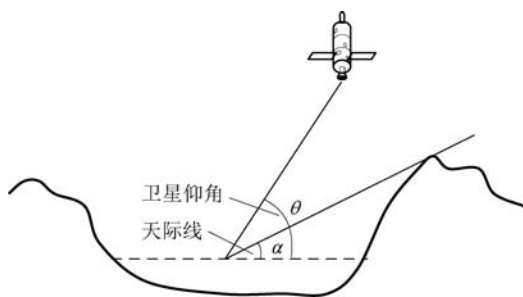


图 3.28 天际线仰角

(3) 地质条件。对于大型地球站,选址时应考虑地质条件是否适合承受天线系统和天线塔的巨大重量。地质条件欠佳又不便避开时,必须采取相应的措施。

(4) 交通和供应。站址应选在交通便利、水源和电源充分处,同时与通信交换中心的距离要近,以减少地面传输设备的投资。一般大型地球站离大城市不宜太远。

(5) 气象及环境因素。恶劣的天气(暴雨、大风、积雪等)将使卫星信道的传输损耗和噪声增大,或使天线主波束偏移量超标,从而降低线路的性能,情况严重时,将使卫星通信不能正常进行。因此,在设计地球站时,必须考虑到待选站址区的气象情况,系统应留足降雨余量,应保证天线满足符合当地气象条件的耐风性指标,必要时应在天线上安装融雪设备。对于将天线直接架设在用户楼顶的小型地球站,特别应考虑风负载对楼顶的压力。在环境方面,主要应考虑的是沙尘、腐蚀性气体和盐雾等对地球站的影响。

(6) 安全因素。首要考虑的是过量电磁辐射对人体的影响。国际上还没有有关微波辐射密度对人体影响的安全界限的统一标准,一般认为:微波辐射密度大于 $10\text{mW}/\text{m}^2$ 为危

险区,小于 $1\text{mW}/\text{m}^2$ 为安全区,在上述两值之间为非安全区,在该区工作的时间是有限制的。另一个安全因素是地球站要远离易燃易爆、易于发生各种灾害的场所。

2. 地球站布局

决定地球站布局的主要因素一是地球站的规模;二是地球站的设备制式。

地球站的通信设备分别安装在天线塔和主机房内,其布局方式由地球站的设备制式来决定。地球站的设备制式按信号传输形式可以分为基带传输制、中频传输制、微波传输制、直接耦合制以及混合传输制。各种形式的地球站布局要求如下。

(1) 基带传输制布局。在天线水平旋转部位设置较大的机房,该机房需要接纳发射分系统和接收分系统的大部分设备,并采用基带传输方法与主机房的基带和基带以下的设备进行连接。

(2) 中频传输制布局。将调制、解调设备以及中频以下设备安装在主机房内,并通过同轴电缆与天线塔上机房内的中频以上设备相连接。

(3) 微波传输制布局。将接收分系统的低噪声放大器和发射分系统的功率放大器装在天线塔上的机房里,并采用微波传输方法与设置在主机房的其余设备连接。

(4) 直接耦合制布局。将天线放在楼顶上,低噪声放大器放在天线初级辐射器底部承受仰角旋转的位置上,下面是功率放大器,再下面是其他设备。

(5) 混合传输制布局。只把低噪声放大器放在天线辐射器底部承受仰角旋转位置上,而其余设备全部放在主机房内。目前,这种布局方法使用得比较多。

3. 管理和维护要求

地球站布局除了要适应其通信系统的要求、保证满足地球站的标准特性要求之外,还要便于维护和管理,有利于规划和发展,尽量使地球站的布局适合于工作和生活之需。地球站的工作区要适当地集中,在主机房附近要留出适当的空地,工作大楼在不遮挡天线视野的前提下,要尽量靠近机房。生活区与工作区要隔离开,或留有一定的间距,以便保证工作区的安静和管理。

3.4 卫星通信体制

卫星通信中的多址联接是指多个地球站通过共同的卫星,同时建立各自的信道,从而实现各地球站相互之间通信的一种方式,是卫星通信体制的主要内容之一。所谓卫星通信体制,是指卫星通信系统的工作方式,即系统所采取的处理方式、传输方式和交换方式等,包括多路复用方式、调制方式、编码方式、多址联接方式以及信道分配方式等,其中,多址联接是卫星通信最为特殊的通信体制内容,它直接影响卫星通信系统性能。当然,在诸如移动通信网这类地面通信网中,亦涉及多个通信台、站利用同一个射频信道进行相互间的多边通信,也需要用到多址联接。

多址联接所要解决的基本问题是:共享卫星转发器的各地球站如何识别和区分地址不同的各个地球站发出的信号,以及如何从卫星转发下来的复合信号中取出本站所需的信号。前一问题与“信道分配”、后一问题与“信道定向”的概念有关。

实现多址联接的技术基础是信号的正交分割,即通过信号设计,使共享卫星转发器的各地球站的信号满足某种正交性,从而可以被区分开来。目前实用的多址联接方式主要有

FDMA、TDMA、SDMA 和 CDMA 以及它们的混合多址方式,另外还有随机多址方式。其中,SDMA 方式一般不单独使用。

在不同的多址联接方式下,“信道”的含义有所不同:在 FDMA 方式下,信道是指转发器以可用载频为中心频率的可用频段;在 TDMA 方式下,信道是指转发器的可用时隙;在 CDMA 方式下,不同的信道是指不同的码道;在 SDMA 方式下,不同的信道是指转发器的不同波束。信道分配根据需要可以是预分配(Preassignment Arrangement,PA)的:事先约定且相对固定地为各地球站分配信道,可以是按需分配(Demand Assignment,DA 或 Demand Access Multiple Access,DAMA)的:各地球站需要使用信道时向系统提出申请,也可以是随机争用(Random Assignment,RA)信道:各地球站完全随机或一定程度上随机地占用信道。

3.4.1 基带处理和编码调制权衡

本节介绍卫星通信体制基本概念及卫星通信体制的内容,重点分析数字语音内插技术的应用机理及实现,通过调制和编码技术的权衡给出功率受限系统、频带受限系统的基本概念,同时给出系统的设计思路。

首先介绍卫星通信系统所采用信号传输方式和信号交换方式,涵盖图 3.29 所示各部分模块使用的相关技术及技术指标。

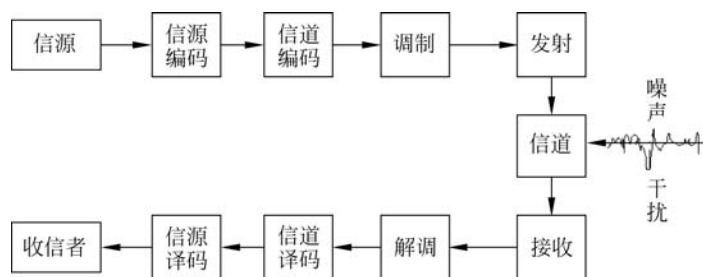


图 3.29 卫星通信系统组成框图

卫星通信体制的引入,能够将通信系统涵盖的技术完整的系统的表述出来。卫星通信体制包括所采用的信号传输方式、信号处理方式和信号交换方式。典型的卫星通信体制表述为 TDM/DSI-QPSK-TDMA-PA/DA。

1. 基带复用方式

(1) FDM。将各路用户的频谱分别搬移到互不重叠的频率上,形成多路复用信号,然后在一个信道中同时传输。如图 3.30 所示为一个 FDM 基带处理系统,单路话音频带 0.3~3.4kHz,间隔 4kHz、0.9kHz 保护频带。

(2) TDM。多路低速的数字码流按时分复用方式(各路用户占用不同的时隙)合并为高速数字码流传输。实现简单,对系统线性性要求比 FDM 低,但对同步要求高。

2. 数字语音内插技术

在电话系统中,每个话路实际传送语音的平均时间百分率 A (语音激活率) 大约只有 40%。DSI 利用这个特点,用空闲时的信道穿插传送其他话路的信息,从而提高信道利用率。DSI 主要有两种:时分语音内插(Time Assignment Speech Interpolation,TASI)和语音预测编码(Speech Predictive Encoding Communication,SPEC)。

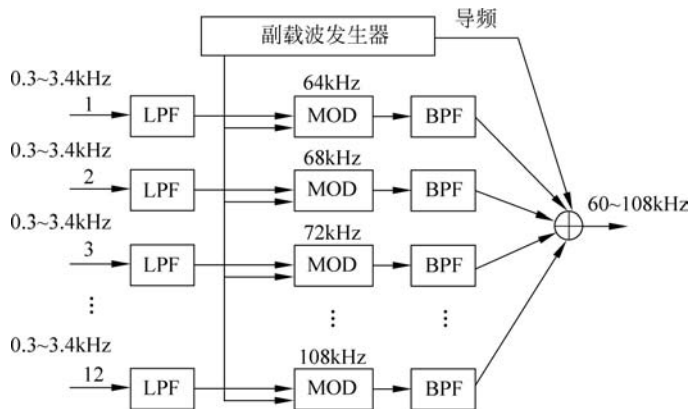


图 3.30 FDM 原理示意图

TASI 的基本原理是：利用呼叫间隙、听话而未说话以及说话停顿的空闲时间，把空闲的信道暂时分配给其他用户使用，以提高系统的通信容量。TASI 系统基本框图如图 3.31 所示。

在发送端，分配状态寄存器中存有地面信道与卫星信道之间的连接状态和地面信道话音的活动状态，当话音检测器检测到某路有话时，就启动分配处理器检查分配状态寄存器中的内容，对未使用的卫星信道进行搜索。若找到一条未使用的卫星信道，则活动话音就被存入对应于此未使用信道的一个话音存储单元，并在所分配的相应时间位置上被读出。同时，分配状态寄存器还将存入这个新的地面与卫星信道间的连接关系，而且这个连接关系还通过分配信息产生器送入卫星信道中的分配信道。设置延迟单元和话音存储器是由于话音检测和信道分配需要时间，所以需要它们予以补偿。

在接收端，收到的话音数据被暂存在话音存储器中，同时，分配信号接收器也收到分配信号，并将其送入接收分配处理器；接收分配处理器用接收到的分配信号更新分配状态寄存器内容，并根据分配信息将存于话音存储器中的信号正确地分配到 PCM 线路的各信道中。

在 TASI 中，当激活的话路数超过所准备的卫星信道数时，有些激活的卫星信道可能暂时分配不到卫星信道，并且在别的激活信道的话音消失以前，一直被“冻结”（frozen out）。由于这种“冻结”可能使有些短促话音的起始部分在传输中丢失，所以这种现象称为前端剪切（front-end clipping）。通常为保证高的话音质量，要求被剪切 50ms 以上短促话音的百分比小于 2%，而且还可采用“比特挪用”的方法减少剪切出现的概率。

SPEC 的基本原理是：判断话音样值的 PCM 代码与前一个样值的 PCM 代码是否有明显差别，仅传送有明显差别的 PCM 代码；在接收端，对未传送样值用前一帧的样值取代。SPEC 系统基本框图如图 3.32 所示。

在发送端，来自 64 条地面信道的一个抽样周期中所得到的 PCM 样值存储在预测寄存器中，每个地面信道的 PCM 样值与存于存储器中的前一帧的样值相比较，只提取与前一个样值差别较大的 24 个 PCM 样值送入 24 个卫星信道传输。图 3.32 中 64 位的分配信道用于传送信道分配信息，即 64 个地面信道对应分配信道的 64 位，如果在某一地面信道检测到不可检测样值，则相应位的分配信息比特置“1”，否则置“0”。这意味着 64 位中的第 n 个“1”表示该位对应的地面信道的 PCM 样值被送入第 n 个卫星信道中传输。

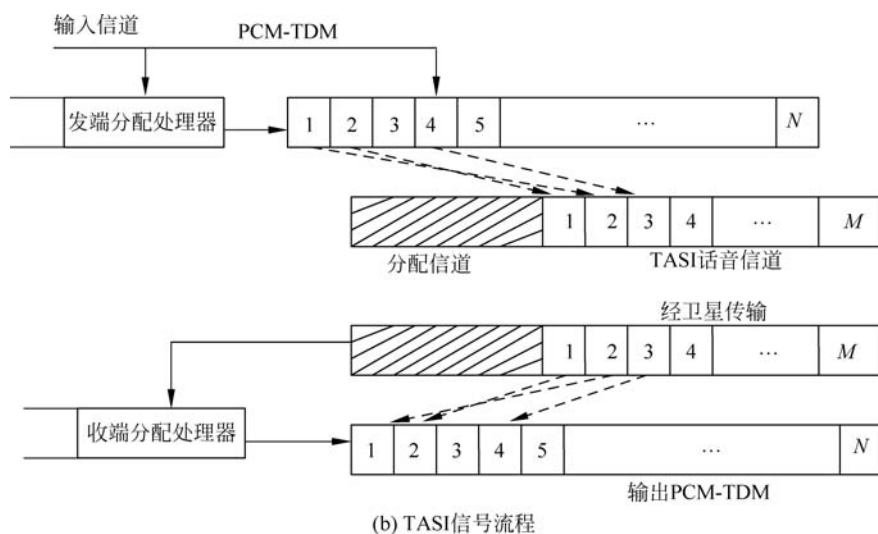
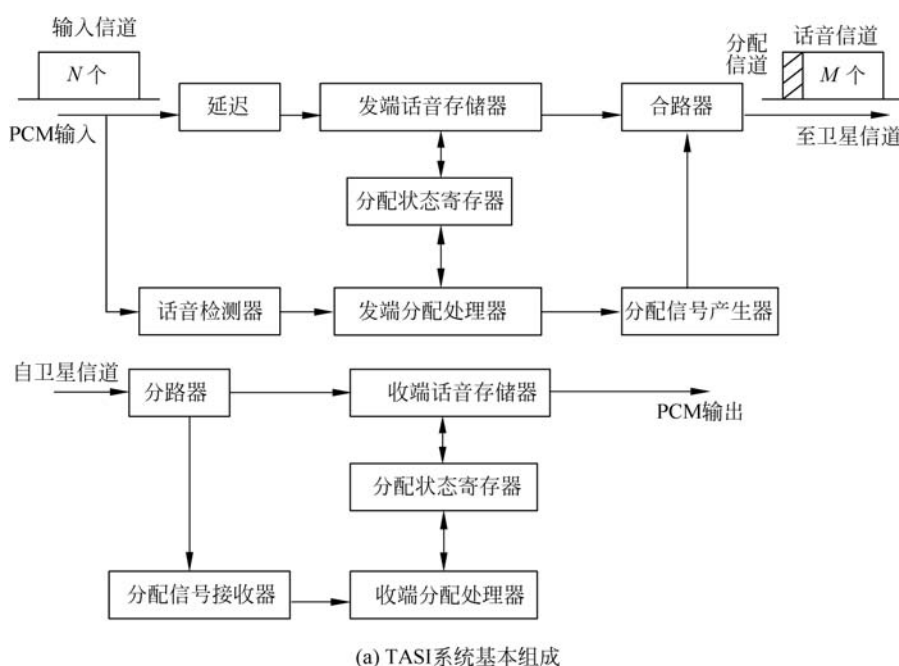


图 3.31 TASI 系统基本框图

在接收端,存储在预测寄存器中的 PCM 样值按照分配信道的分配信息用卫星信道最新传输的 PCM 样值来更新,再从预测寄存器中读出 PCM 样值以恢复速率为 4.096Mb/s 的地面数据。

在 SPEC 中不会出现如 TASI 中那样的话音剪切现象。但是,当激活的话路数超过卫星信道数时,只有那些预测误差相当大的 PCM 样值得以传输,结果相当于增加了量化误差,可能会使重构话音质量有所下降。

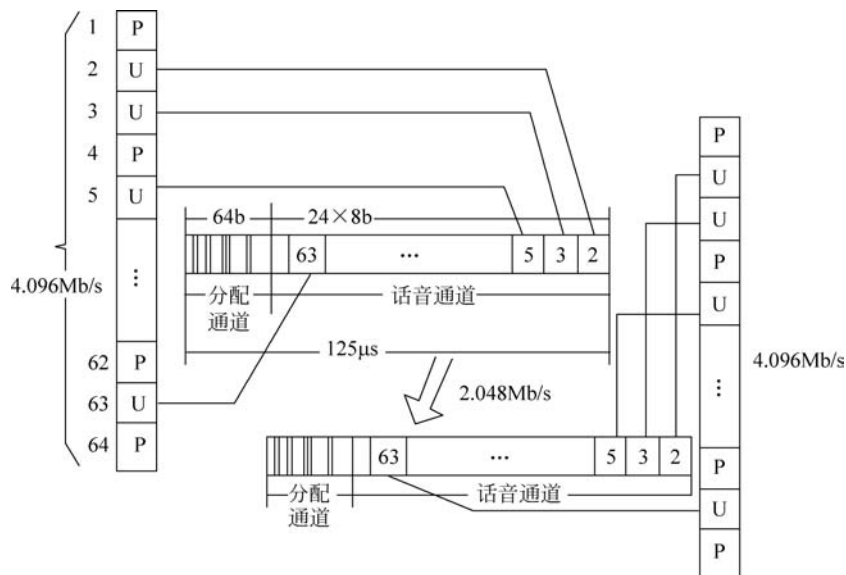


图 3.32 SPEC 系统基本框图

3. 调制与编码权衡

调制和编码权衡的目的是,在有限系统资源前提下,如何通过选择调制、编码技术来确保用户的需求。为了更好地权衡调制和编码,首先给出编码增益的概念:在一定误码率下,采用差错控制码前后所需单位比特能量与噪声密度比(归一化信噪比)之差。如图 3.33 所示,编码增益在错误概率 10^{-6} 时为 5dB。因此,在一定误码率情况下,采用信道编码可节省发射功率。

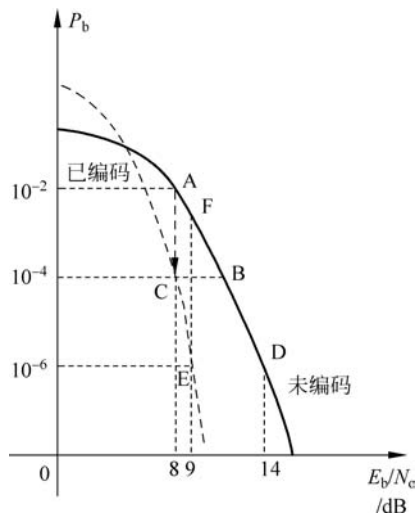


图 3.33 编码增益示意图

设想用户使用的是一个简单的语音通信系统,未采用纠错编码。系统工作在图 3.32 中的 A 点,经过一段时间试用后,顾客对话音质量产生抱怨,认为 P_b 应该在 10^{-4} 以上,系统差错性能改进的通用办法就是将工作点由 A 点移到 B 点。如果系统能获得的最大 E_b/N_c 。

就是 8dB,从图 3.33 中可见一个可能的权衡是将工作点从 A 点移到 C 点,即沿垂线往下到编码曲线上的 C 点,这样可以改善差错性能。因为纠错编码需要冗余,所以通过差错编码改善差错性能代价是对非实时系统信息有延迟;对实时系统,附加冗余比特需要更高的传输速率,这就意味着需要更宽的带宽。考虑一个未编码的系统,工作在图中的 D 点,交付给客户使用。客户对数据质量没有抱怨,但是该设备提供 14dB 的 E_b/N_o ,降低功耗就会存在某些可靠性问题,也就是说,设备容易出故障。如果设备对 E_b/N_o 或功率的要求降低,那么实现稳定性的困难也将减小。方法是将工作点从 D 移到 E 点,即引入纠错编码,可以降低对 E_b/N_o 的要求。这个权衡保持了数据质量。

下面举例说明,如何进行编码和调制权衡。考虑一个卫星通信系统,调制方式为 MPSK,码元速率、奈奎斯特带宽、带宽效益以及所需的 E_b/N_o 如表 3.6 所示。

表 3.6 通信系统参数示例

n	M	R_s	$B_{\min}$	η	E_b/N_o (dB) $P_b = 10^{-5}$
1	2	9600	9600	1	9.6
2	4	4800	4800	2	9.6
3	8	3200	3200	3	13.0
4	16	2400	2400	5	17.5
5	32	1920	1920	5	22.4

信道编码方案考虑常用的 BCH 码,其性能如表 3.7 所示。选取的原则是调制/编码系统的输出误码率必须满足系统差错性能要求;编码速率不能使要求的传输带宽高于可用信道带宽;编码方式尽可能简单,一般码本越短,其实现也越简单。

表 3.7 BCH 码性能参数

n	k	t	MPSK 编码增益 G /dB ($P_b = 10^{-5}$)
31	26	1	1.8
63	57	1	1.8
	51	2	2.6
127	120	1	1.7
	113	2	2.6
	106	3	3.1

首先,考虑信道带宽为 45kHz,噪声为 AWGN 噪声,比特速率为信息速率为 9600b/s,误比特率为 10^{-5} 。由于链路限制导致接收信号功率与噪声功率谱密度之比为 $P_R/N_o = 48\text{dB/Hz}$,则可以计算得到

$$\frac{P_R}{N_o} = \frac{E_b}{N_o} R_b$$

$$\left[\frac{E_b}{N_o} \right] (\text{dB}) = \left[\frac{P_R}{N_o} \right] - [R_b] = 48 - 10\lg 9600 = 8.2\text{dB}$$

因此,为了实现目标误比特率,选取离接收信噪比 8.2dB 最近的 9.6dB,占用带宽选为 48Hz (该系统为功率受限系统),调制方式为 QPSK ($M=4$),需要信噪比为 9.6dB,需要 1.4dB 的增益。选信道编码按照码长尽量小的原则,选 BCH(31,26,1)码型。

3.4.2 频分多址联接方式

若干地球站共用一个卫星转发器,将卫星转发器的可用带宽分割成若干互不重叠的部分分配给各地球站使用,以所用载波的不同来区分地球站地址的多址联接方式即为 FDMA 联接方式。

1. FDMA 原理

图 3.34 为频分多址联接通信方式的示意图。图中假设卫星通信系统中有 A、B 和 C 三个地球站,卫星转发器为透明转发器,其带宽 $W = 72\text{MHz}$,上行频率范围为 $5928 \sim 6000\text{MHz}$,下行频率范围为 $3703 \sim 3775\text{MHz}$;假设将频带 $5930 \sim 5950\text{MHz}$ 分配给 A 站作为其发射频带,分配 $5954 \sim 5974\text{MHz}$ 为 B 站的发射频带, $5978 \sim 5998\text{MHz}$ 为 C 站的发射频带。这样将可用频带或可用载波分配给各站使用,就是 FDMA 方式下所谓的“信道分配”,这里的信道即指的是可用频带。一旦以某种方式分配了信道,各站就可根据接收信号频率的不同来识别不同的地球站。例如,当 A 站要接收 B 站的信号时,可利用带通滤波器分离出 $3729 \sim 3749\text{MHz}$ 内的相应信号即可。但是,来自 B 站的信号可能既有发往 A 站的,也有给 C 站的,如何识别和分离出 B 站发给本站的信号呢?这一类问题就是所谓的信道定向问题。FDMA 方式下有以下三种信道定向方式:单址载波方式、多址载波方式和单路单载波方式。

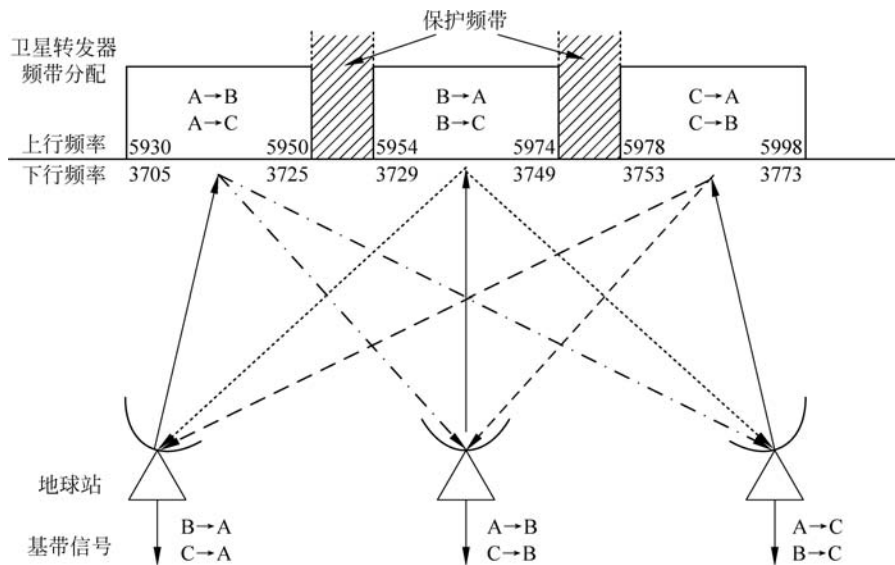


图 3.34 频分多址示意图

1) 单址载波方式

在采取单址载波 FDMA 方式的卫星通信系统中,每个地球站在规定的频带内可发多个载波,每个载波代表一个通信方向(即发往一个地球站),且每个载波可携带发往该目标地球站的多路话或多路数据。图 3.35 示意了一个有 3 个地球站的卫星通信系统的 FDMA 信道分配情况:每个站均分配了两个载波,分别用于向另外两个站发送信息。

显然,如果系统中有 n 个地球站,且任意两个站之间都要构成双向通信线路,每个站都对其他各站发射独立的载波,则每个地球站要发 $(n-1)$ 个载波,而转发器要转发 $n(n-1)$ 个载波。

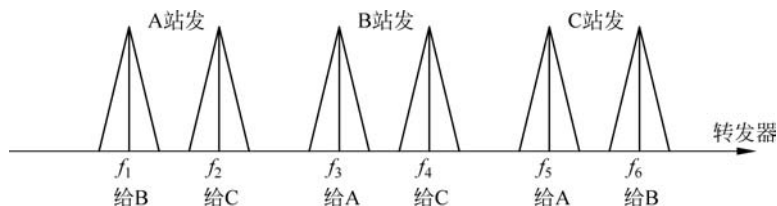


图 3.35 FDMA 单址载波排列示意图

单址载波方式的信道分配和信道定向清晰明了，线路改动比较容易，较适合于大、小站兼容，但载波数较多，交调干扰严重，为减小交调干扰需采取功率回退或输入、输出补偿技术，因而不能充分利用转发器的功率资源。

2) 多址载波方式

在采取多址载波 FDMA 方式的卫星通信系统中，每个地球站只发一个载波，各地球站采取如图 3.36 所示的 FDM 或 TDM 方式将其要发送给其他各站的信号在基带上复接成群路信号，然后调制到该载波上发射出去；接收地球站解调相关站的已调信号，并从基带多路信号上的相应频带或时隙上取出发给本站的信号。可见，这种 FDMA 方式的信道定向是在基带信道上实现的。不言而喻，如果系统中的 n 个地球站均要能实现双向通信，则通过卫星转发器的载波数有 n 个。

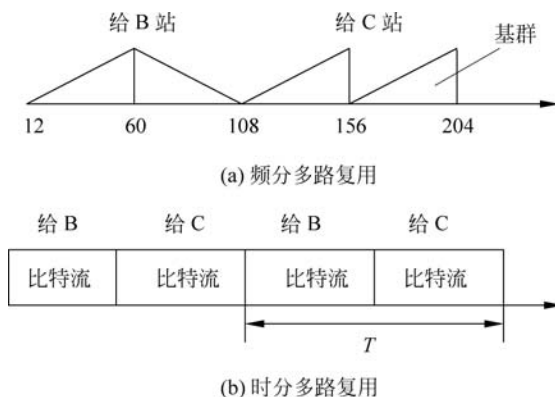


图 3.36 基带多路复用实现信道定向示意图

多址载波方式的突出优点是：卫星转发器转发的载波数目较小，在系统中各地球站类型差不多的条件下可大大减小交调干扰。其缺点是不适合大、小站兼容，如果系统中存在规模差别较大的所谓大、小站，就势必存在发射功率差别较大的载波信号，则相同的交调干扰对于功率电平低的载波信号影响更为严重。采用多址载波方式的卫星通信系统中各站最好都选用话路数目差不多、类型相同、容量较大的大站。FDMA 国际卫星通信系统通常都采用多址载波方式，并且对各站的路数及地球站的类型都有相应的限制。

3) 单路单载波方式

在采取单路单载波 (Single Channel Per Carrier, SCPC) FDMA 方式的卫星通信系统中，每个地球站可根据需要发多个载波，如图 3.37 所示，但与单址载波方式不同的是每个载波只传送一路话或一路数据。

SCPC 方式主要有如下特点：适合于多地址、轻路由 (各地址通信业务量小) 通信系统的

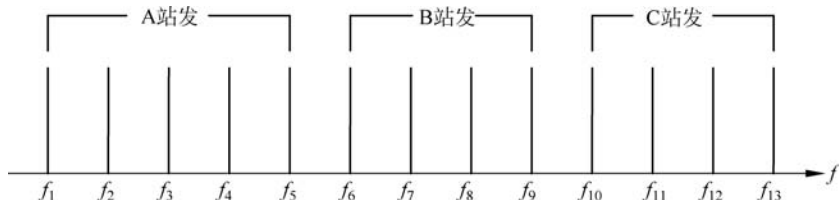


图 3.37 SCPC 信道定向示意图

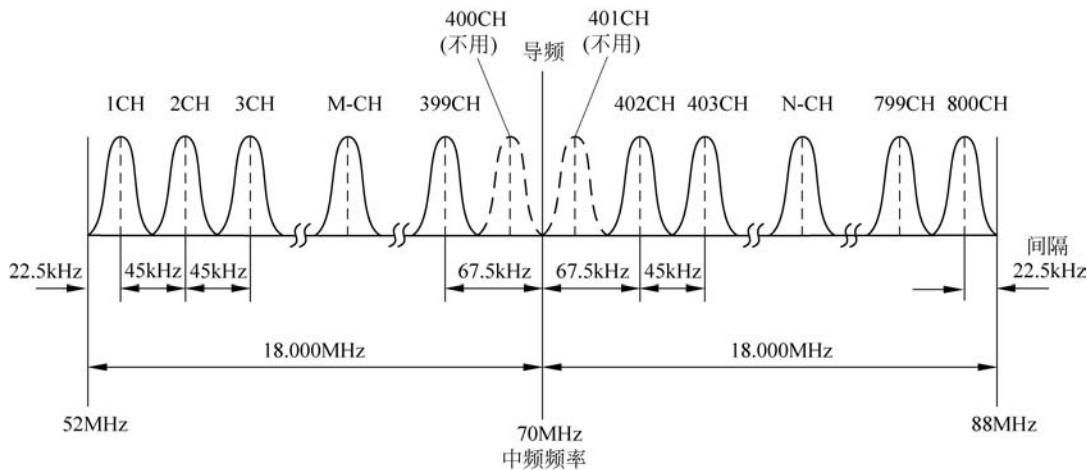
需要,组网灵活,扩容方便;易于采取诸如话音激活、按申请分配信道等技术来增加系统的通信容量、提高系统资源的利用率;便于模、数兼容,即允许模拟和数字已调载波信号在系统中共存。

上述所谓话音激活,即检测到有话就发载波、无话不发载波,这样可节省系统功率,提高系统的通信容量。可这样做的理由是:通话人讲话总有间歇、通常都有倾听,据统计,一个单向话路实际上只有 40% 是忙时、60% 都是空闲时。采取话音激活可带来 $[a] = 10\lg(1/0.4) = 4\text{dB}$ 的激活增益。

例 3.1 国际卫星通信系统 IS-IV 中的 SCPC 系统的频率配置、系统规范和系统组成如下所述。

解:

(1) 频率配置。在 IS-IV 国际卫星通信系统中,采用 SCPC 方式的透明卫星转发器的 36MHz 带宽被等间隔地划分为 800 个通道,其频率配置(中频频谱)如图 3.37 所示:以导频为界,高低频段中各设置 400 条通道,通道间隔为 45kHz,第 400 和 401 通道留空,从而使导频与相邻两通道的间隔为 67.5kHz,以保护导频不受干扰,确保各地球站对导频的提取。



注:对不占用一个转发器的SCPC系统,导频可不位于转发器中心,而位于收发信群的中心,但与其相邻的两个信道仍应空置不用,且与次二条信道采用67.5kHz间隔。

图 3.38 全转发器工作时 PCM/SCPC 的频率配置(中频频谱)

由于各传输通道间隔小、各地球站采用不同钟源以及各站信号的多普勒偏移可能各不相同,所以 SCPC 系统通常会指定特定站或由各站轮流担任参考站或基准站,这类站要发送导频信号,各站要以收到的导频信号为基准,对本站的工作频率进行严格的校正,以便实现

对各通道信号的正确接收。

(2) INTELSAT PCM-SCPC 规范。对于 PCM-SCPC,INTELSAT 已有统一规范,其参数列于表 3.8 中。至于 DM-SCPC,目前没有统一的规范,其中一组可行的参数也列于表 3.8 中供参考。显然,SCPC 方式也可用于数据传输,只是此时不可能采用话音激活技术。例如,可传输采用 3/4 卷积码进行前向纠错的 48kb/s 数据或采用 7/8 卷积码的 56kb/s 的数据。

表 3.8 PCM-SCPC 和 DM-SCPC 的参数

	PCM-SCPC	DM-SCPC
基带处理	7 比特 A 律	CVSD
信道调制方式	QPSK	BPSK
速率	64kb/s	32kb/s
RF 通道带宽	45kHz	45kHz
IF 噪声带宽	38kHz	38kHz
发射的 RF 频差	$\pm 250\text{kHz}$	$\pm 250\text{kHz}$
接收的 IF 频差	相对于滤波器中心 $\pm 1\text{kHz}$	相对于滤波器中心 $\pm 1\text{kHz}$
门限误比特率	10^{-4}	10^{-3}

(3) 系统组成。以传输话音的 PCM-SCPC 系统为例,其组成框图如图 3.39 所示。其中地球站设备由通道设备和公用设备两大部分组成。

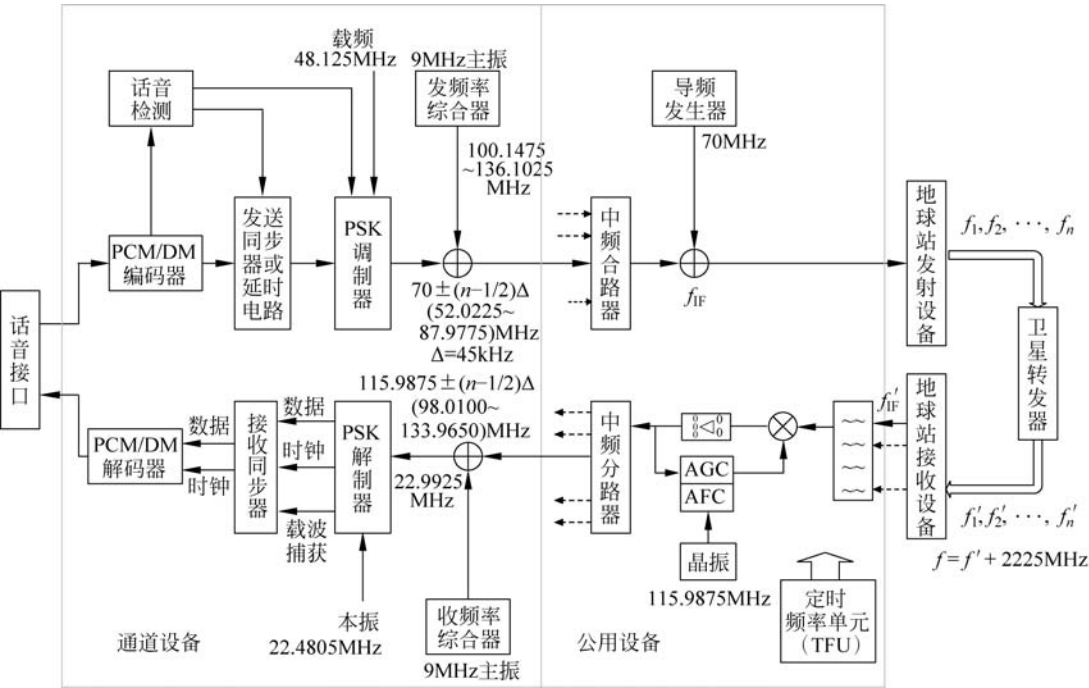


图 3.39 PCM-SCPC 系统组成框图

由于一个地球站通常可发几个到几十个载波,因而有相应数目的通道设备。每个通道设备包含 PCM(或 DM)编、译码器,通道同步器、话音检测器、频率综合器、PSK 调制和解调器等。其中,话音检测器的输出控制载波的通断以实现话音激活,频率综合器用以选择卫星

信道频率。PCM-SCPC 系统的话音通道数据格式如图 3.40 所示,40 比特的载波恢复和 80 比特的比特定时恢复码构成报头;32 比特的 SOM(Start Of Message)为消息开始代码,用于码字(群)同步和解决 QPSK 相干解调时的相位模糊问题;224 比特的话音信码即为 PCM 话音代码。注意,计算话音数据率时,报头比特数并不计算在内,这是因为一般讲话持续时间都在数秒以上,其间只需发一个报头即可,所以这部分比特数忽略不计。

公用设备主要包含中频合/分路器以及相应的射频处理,其中包括自动增益控制(Automatic Gain Control, AGC)和利用导频信号进行自动频率校正的 AFC(Automatic Frequency Control)单元。

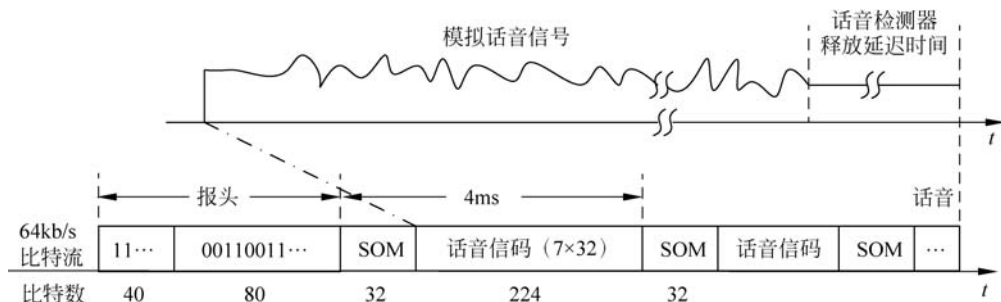


图 3.40 PCM 话音通道格式

2. 交调干扰

FDMA 卫星通信系统的 HPA 必然要同时放大多个载波信号,而且从尽可能充分利用系统的功率资源角度考虑,HPA 的工作点应该尽量靠近饱和点。然而,如 3.4.2 节中所述,由于 HPA 的 AM/AM 和 AM/PM 变换特性的非线性,会使其输出信号中出现各种新的组合频率成分,当这些组合频率成分落入工作频带内时,就形成所谓的交调干扰。

交调干扰除了直接干扰通信信号之外,还会导致大站强信号抑制小站弱信号的现象和一个载波的调制成分对其他载波进行调制的现象。前者会严重影响小站的正常工作;后者也称之为“调制变换”现象,可能会在某些情况下造成串话噪声或误码。因此,FDMA 系统设计时必须采取相应措施减小交调干扰。

3. 减小交调干扰的措施

3.2.3 节中已经提到,通信卫星的多转发器结构设置有利于减小交调干扰,除此之外,减小交调干扰的措施还有载波不等间隔排列、合理选择卫星转发器 HPA 的工作点、加能量扩散信号和采用线性化器等。

1) 载波不等间隔排列

当载波等间隔配置时,交调产物会落在各个载波上形成严重干扰,而在频带富裕的条件下,可以不等间隔地配置载波,让交调产物落在通信频带之外。

有很多选择载波间隔的方法,表 3.9 给出了一种适用于各载波的幅度和带宽都相等情况、使三阶交调产物不落入通信频带内的载波配置法。如表中所示,如果需要安排 3 个载波,则应在整个卫星频带内等间隔地选择 4 个位置(1、2、3、4),3 个载波分别安排在 1、2 和 4 位置上,其他载波数的情况可依此类推。这样可以最大限度地减小交调干扰。实际上,大部分情况下进入卫星转发器的多个载波的幅度和带宽并不相等,因而,载波不等间隔配置会更复杂一些,但仍能找到最佳的载波配置方案。

表 3.9 三阶交调产物不落入通信频带内的载波配置法

避免三阶互调的载波	所需的最小频道数	排 列 方 案
2	2	1,2 (唯一)
3	4	1,2,4 (唯一)
4	7	1,2,5,7 (唯一)
5	12	1,2,5,10,12 1,3,8,9,12
6	18	1,2,5,11,13,18 1,2,5,11,16,18 1,2,9,12,14,18 1,2,9,13,15,18
7	26	1,2,5,11,19,24,26 1,2,8,12,21,24,26 1,2,12,17,20,24,26 1,3,4,11,17,22,26 1,3,8,14,22,23,26
8	35	1,2,5,10,16,23,33,35 (唯一)
9	45	1,2,6,13,26,28,36,42,45 (唯一)
10	56	1,2,7,11,24,27,35,42,54,56 (唯一)
11	73	1,2,5,14,29,34,48,55,65,71,73 1,2,10,20,25,32,53,57,59,70,73

2) 合理选择转发器 HPA 的工作点

如 3.4.2 节中所述,通过采取输入-输出补偿技术、合理控制卫星转发器 HPA 的输入信号功率以选择好其工作点是减小交调干扰的技术措施之一。由 HPA 的饱和点回退至工作点所减小的输入信号功率电平值称为输入补偿值,HPA 的饱和输出功率电平与采取输入补偿技术时其输出功率电平之差值称为输出补偿值。卫星通信系统的最佳输入补偿值应使接收地球站的接收载噪比最大,该值可通过计算机仿真或实验的方法得到,而控制转发器的 HPA 工作于最佳工作点,可通过控制上行线路载波功率来实现,例如可采取对地球站的发射功率进行限制等措施。

3) 加能量扩散信号

在 FDMA 方式中,当信道负荷很轻(如载波所承载的电话业务不在通话或通话路数很少)时,相应的信号能量就会出现集中分布的现象,这不仅会导致对工作于相同频段的地面微波通信干扰超标,而且在卫星转发器内会形成高电平的三阶和五阶交调干扰。抑制这种现象的措施是加能量扩散信号。对于采取 FM 调制方式的模拟卫星通信而言,当无话或通话路数很少时,采用对称三角波充当调制信号对载波予以附加调制最为适宜;在数字卫星通信系统中,则采用扰码技术来扩散能量,即通常用周期较长的 PN 序列(Pseudo-noise Sequence)作为能量扩散信号,将其与基带数字序列逐比特模 2 加之后所得的数字序列去调制载波。

4) 采用线性化器

这里所指的线性化器,是指针对转发器 HPA 幅度和相位非线性的预失真校正器件,这种器件具有与之相反的幅度和相位特性,用以对卫星转发器 HPA 的非线性特性进行补偿,

从而扩大其线性范围,减小交调干扰。

4. FDMA 方式的特点

FDMA 是最早出现的多址联接方式,其优点是:技术成熟、设备简单、系统同步容易、工作可靠、可直接与地面频分制线路接口、工作于大容量线路时效率较高、特别适用于站少而容量大的场合。但其具有一些不可忽视的缺点:存在交调干扰问题、为减小交调干扰不能充分利用转发器的功率资源、各信道间需设保护间隔导致频带资源不能被充分利用、大小站不易兼容。

例 3.2 设有 3 个地球站采取 FDMA 方式共同使用一个 36MHz 带宽的转发器。转发器饱和输出功率为 40W,输出补偿为 3dB,在线性区域的功率增益为 105dB;各地球站饱和输出功率均为 500W,信号带宽分别为: A 站 15MHz、B 站 10MHz、C 站 5MHz。

(1) 计算转发器输出端各地球站对应的输出功率电平。

(2) 设转发器在 3dB 输出补偿条件下工作于 HPA 的线性区域,单载波工作条件下地球站的发射功率必须达到 250W 才能在转发器 HPA 输出端获得所需的 20W 的输出功率,试计算上述三站工作时转发器接收天线输出端各地球站相应的输入功率电平。

(3) 计算上述条件下各地球站的发射功率。

解:

(1) 由题意,转发器输出功率为

$$[P_{TS}] = 10\lg 40 - 3 = 16 - 3 = 13(\text{dBW}), \quad \text{即} \quad P_{TS} = 20\text{W}$$

3 个地球站信号的总带宽为 $15 + 10 + 5 = 30\text{MHz}$,转发器输出功率被三站信号依带宽按比例共享

$$\text{A 站: } P_{TSA} = 15/30 \times 20 = 10.0(\text{W}), \quad [P_{TSA}] = 10\text{dBW}$$

$$\text{B 站: } P_{TSB} = 10/30 \times 20 = 6.67(\text{W}), \quad [P_{TSB}] = 8.2\text{dBW}$$

$$\text{C 站: } P_{TSC} = 5/30 \times 20 = 3.33(\text{W}), \quad [P_{TSC}] = 5.2\text{dBW}$$

(2) 计算转发器接收天线输出端各地球站相应的载波接收功率电平

$$\text{A 站: } P_{inA} = 10 - 105 = -95.0(\text{dBW})$$

$$\text{B 站: } P_{inB} = 8.2 - 105 = -96.8(\text{dBW})$$

$$\text{C 站: } P_{inC} = 5.2 - 105 = -99.8(\text{dBW})$$

(3) 计算各地球站的发射功率

$$10\lg 250 = 24(\text{dBW})$$

$$\text{A 站: } [P_{TEA}] = 24 - 10\lg(30/15) = 21.0(\text{dBW}), \quad P_{TEA} = 126\text{W}$$

$$\text{B 站: } [P_{TEB}] = 24 - 10\lg(30/10) = 19.2(\text{dBW}), \quad P_{TEB} = 83\text{W}$$

$$\text{C 站: } [P_{TEC}] = 24 - 10\lg(30/5) = 16.2(\text{dBW}), \quad P_{TEC} = 42\text{W}$$

例 3.3 已知 PCM/PSK/SCPC 卫星通信系统的主要参数为:上行工作频率 6GHz,上行路径损耗总计为 201.4dB;下行工作频率 4GHz,下行路径损耗总计为 197dB;卫星收、发天线增益均为 26dB(含馈线损耗), $[G/T]_s$ 为 -4.5dB/K ,转发器带宽为 36MHz,行波管单载波饱和输出功率为 10W,输入补偿值为 7.5dB,输出补偿值为 2.5dB,转发器匹配条件下功率增益 $[G_{ps}]$ 为 105dB,总的载波交调噪声比为 -144.4dBW/K ;地球站 $[G/T]_E$ 为 23dB/K 。系统设计指标给定:误比特率 P_e 不高于 10^{-4} ;信道调制方式为 QPSK;信道

中频噪声带宽为 38kHz; 数据速率 R_b 为 64kb/s; 留 2.6dB 的设备余量和 5dB 的降雨余量。试估算系统的通信容量及每载波所需的卫星与地球站的[EIRP]。

解: 此处的通信容量 n 指系统在给定条件下所能容纳的话路数, 且有

$$[n] = [C/N]_{\text{tM}} - [C/N]_{\text{th}} - [E]$$

(1) 计算 $[C/T]_{\text{tM}}$

$$\begin{aligned} \left[\frac{C}{T}\right]_{\text{UM}} &= [P_{\text{TSS}}] - [BO_0] - [G_{\text{PS}}] - [G_{\text{RS}}] + \left[\frac{G}{T}\right]_{\text{S}} \\ &= 10\lg 10 - 2.5 - 105 - 26 - 4.5 = -128(\text{dBW/K}) \\ \left[\frac{C}{T}\right]_{\text{DM}} &= [\text{EIRP}_{\text{SS}}] - [BO_0] - [L_{\text{D}}] + \left[\frac{G}{T}\right]_{\text{E}} \\ &= [P_{\text{TSS}}] + [G_{\text{TS}}] - [BO_0] - [L_{\text{D}}] + \left[\frac{G}{T}\right]_{\text{E}} \\ &= 10\lg 10 + 26 - 2.5 - 197 + 23 = -140.5(\text{dBW/K}) \end{aligned}$$

先不考虑邻道干扰, 并由式(3.83), 有:

$$\begin{aligned} \left[\frac{C}{T}\right]_{\text{tM}} &= -10\lg\left(10^{\frac{-[\frac{C}{T}]_{\text{UM}}}{10}} + 10^{\frac{-[\frac{C}{T}]_{\text{IM}}}{10}} + 10^{\frac{-[\frac{C}{T}]_{\text{DM}}}{10}}\right) \\ &= -10\lg(10^{12.8} + 10^{14.44} + 10^{14.05}) = -146(\text{dBW/K}) \end{aligned}$$

注意, 如果要考虑邻道干扰的话, 则总载噪比计算公式中除了有上、下行线路载噪比和载波交调噪声比相关项以外, 还必须有与载波邻道干扰比相关项。

(2) 计算 $[C/T]_{\text{th}}$ 。已知对于 QPSK 调制, $[E_b/n_o]_{\text{th}} = 8.4\text{dB}$ ($P_e = 10^{-4}$), 而 $R_b = 64\text{kb/s}$, 由于 $C = E_b/T_b = E_b R_b$, 所以

$$\begin{aligned} \left[\frac{C}{T}\right]_{\text{th}} &= \left[\frac{E_b}{n_o}\right]_{\text{th}} + [k] + 10\lg R_b \\ &= 8.4 - 228.6 + 48.1 = -172.1(\text{dBW/K}) \end{aligned}$$

(3) 计算通信容量。由于 PCM/PSK/SCPC 卫星通信系统一般都采用话音激活技术, 由此在功率方面可得到 $[a] = 4\text{dB}$ 的话音激活增益。

考虑 5dB 的降雨余量, 即 $m = 10^{0.5} = 3.2$, 则由 3.5 节的式(3.72)和式(3.82)可得

$$\begin{aligned} r &= \frac{\left(\frac{C}{T}\right)_{\text{UM}}^{-1} + \left(\frac{C}{T}\right)_{\text{IM}}^{-1}}{\left(\frac{C}{T}\right)_{\text{DM}}^{-1}} = \frac{10^{12.8} + 10^{14.44}}{10^{14.05}} = 2.5 \\ [E_{\text{rain}}] &= \left[\frac{r+m}{r+1}\right] = 10\lg\left(\frac{2.5+3.2}{2.5+1}\right) \approx 2.1(\text{dB}) \end{aligned}$$

即, 门限余量得包括为降雨所留的 2.1dB, 加上题目要求的 2.6dB 的设备余量, 在本题所给条件下, 门限余量总共应为 $[E] = 2.1 + 2.6 = 4.7\text{dB}$ 。再考虑采取话音激活技术可获得 $[a] = 4\text{dB}$ 的增益, 所以实际可同时上星的话路数为

$$\begin{aligned} [n] &= \left[\frac{C}{T}\right]_{\text{tM}} - \left[\frac{C}{T}\right]_{\text{th}} - [E_e] - [E_{\text{rain}}] + [a] \\ &= -146 + 172.1 - 2.6 - 2.1 + 4 = 25.4 \\ n &= 10^{2.54} \approx 346(\text{路}) \end{aligned}$$

可见,对于 PCM/PSK/SCPC 系统,本来 36MHz 带宽的转发器可以安排近 800 个话路,但在本题所给条件下,由于系统功率受限,所以可同时上星的话路数只有 346 路。由此亦可见,只要合理分配信道,计算总载噪比时不考虑邻道干扰是合理的。

(4) 每载波所需的 $[\text{EIRP}_{\text{El}}]$

$$\begin{aligned}\left[\frac{C}{T}\right]_{\text{U1}} &= \left[\frac{C}{T}\right]_{\text{UM}} - [n] + [a] = -128 - 25.4 + 4 = -149.4(\text{dBW/K}) \\ [\text{EIRP}_{\text{El}}] &= \left[\frac{C}{T}\right]_{\text{U1}} + [L_{\text{U}}] - \left[\frac{G}{T}\right]_{\text{s}} \\ &= -149.4 + 201.4 + 4.5 = 56.5(\text{dBW})\end{aligned}$$

(5) 每载波所需的 $[\text{EIRP}_{\text{Sl}}]$

$$\begin{aligned}\left[\frac{C}{T}\right]_{\text{D1}} &= \left[\frac{C}{T}\right]_{\text{DM}} - [n] + [a] = -140.5 - 25.4 + 4 = -161.9(\text{dBW/K}) \\ [\text{EIRP}_{\text{Sl}}] &= \left[\frac{C}{T}\right]_{\text{D1}} + [L_{\text{D}}] - \left[\frac{G}{T}\right]_{\text{E}} \\ &= -161.9 + 197 - 23 = 12.1(\text{dBW})\end{aligned}$$

3.4.3 时分多址联接方式

若干地球站共用一个卫星转发器,对卫星转发器的时间域进行分割,将不同的时隙分配给不同的地球站用以转发无线电信号,以实现各地球站之间的通信联络,这种多址联接方式称为时分多址联接。

1. TDMA 原理

在 TDMA 方式中,共用卫星转发器的各地球站在定时同步系统的控制下,占用转发器的不同时间隙转发各自的无线电信号,同一地球站发送的射频信号在时间上是断续的,不同地球站所发射的射频信号通过转发器时在时间上严格依次排列、互不重叠且各站的射频信号之间有一定的保护间隔。由于在任何时刻转发器转发的仅是某一个地球站的信号,所以允许各站使用相同的载波频率,并均可利用转发器的整个带宽,系统频带资源可以得到有效利用;TDMA 系统处于单载波工作状态,不存在像 FDMA 系统中那样的交调问题,转发器的 HPA 几乎可以在饱和点附近工作,因此可有效利用卫星的功率资源。

图 3.41 是 TDMA 系统工作原理示意图。图中示出的 4 个地球站中,有一个为基准站,其余 A、B 和 C 三站为通信站。基准站周期地发送基准突发信号,为其他各站提供定时基准;各通信站发送的消息突发信号按序相继通过转发器;所有站发送的信号在转发器处形成一个由短突发构成的 TDMA 射频信号流。

在 TDMA 系统中,基准站可以由专门的地球站担任,但也常常由通信站兼任。为保证系统的可靠性,一般要设置备份基准站。

显而易见,TDMA 系统的信道分配即为分配转发器的可用时隙,而其信道定向则是通过基带上的 TDM 来实现的,即各通信站先在基带上将要发送给其他地球站的数字信号采用 TDM 方式复接成高速、连续数据流之后再去调制载波。

接收地球站必须在 TDMA 射频信号流的相应时隙上取出所要接收的地球站的射频信号,对其解调恢复基带群路信号,再从基带群路信号的相应时隙上取出给本站的基带信号。可见,对于 TDMA 系统这样一种全数字化系统,系统中的信号结构设计必须合理,同步机制设计要求比 FDMA 系统更为严苛。

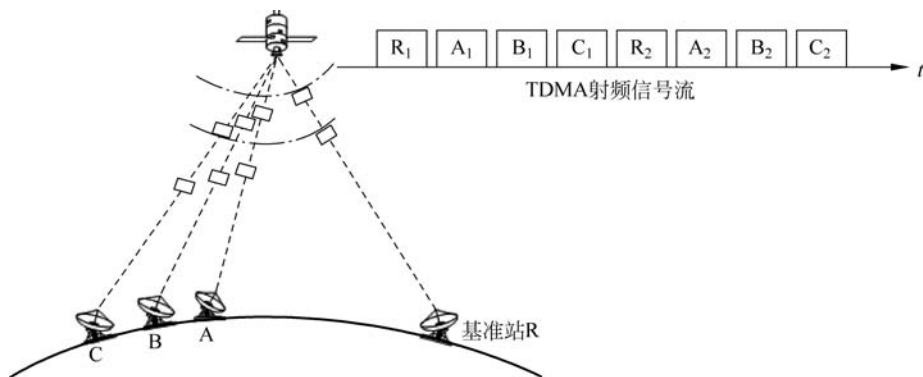


图 3.41 TDMA 卫星通信系统工作原理示意图

2. TDMA 帧结构和帧效率

一个 TDMA 帧由 TDMA 网络中所有地球站在一个轮次中发送的突发信号构成。由于各通信站必须能够在不影响 TDMA 网络正常工作的情况下加入或离开网络,必须能够跟踪卫星与地球站相向或相背运动所引起的帧时序的变化,必须能够正确提取出网络中其他站发送给本站的数据比特和其他信息,所以 TDMA 帧中的业务数据比特必须按一定规则排列,并且要有附加比特以保证上述目标的实现。典型 TDMA 帧结构如图 3.42 所示。

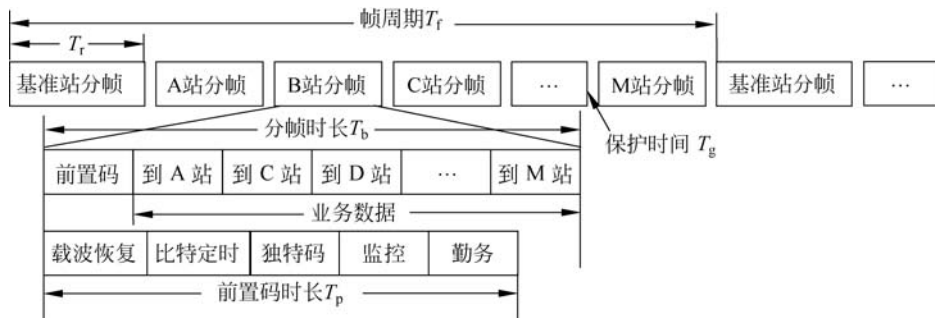


图 3.42 典型 TDMA 帧结构

TDMA 帧有固定的称为帧周期的时间长度,记作 T_f ; 各地球站发送的突发信号称为分帧,分帧周期记作 T_b ,基准站发出的分帧被称为基准分帧,通信站发出的分帧被称为消息分帧;各分帧之间有保护时间,记作 T_g ,保护时间的设置显然是为了避免由于同步不准确而使各分帧在时间上相互重叠。

每个 TDMA 帧中的第一个分帧即为基准分帧,它由载波和比特定恢复码(Carrier and Bit-timing Recover, CBR)、帧同步码(又称独特码 UW)以及基准站站址识别码(Base Station Identity Code, BSIC)等构成。如果基准站不是由通信站兼任,则通常基准分帧中不包含通信信息。基准分帧中的 UW 是提供一帧开始的时间基准。

消息分帧由前置码和信息码两部分组成。信息码部分是有效载荷,传送本站给其他地球站的信息代码,给各站的数据采用 TDM 方式复接。前置码也称为报头,位于消息分帧的前部,用来保证消息的正确传输,它包括载波恢复、比特定、独特码、监控和勤务等字段。其中,载波恢复和比特定主要用于在接收端提取相干解调载波和定时同步(位同步)信息;

独特码提供本分帧的起始时间标志和本站站名标志,用以完成分帧同步;监控比特用来对信道特性进行测量并标明信道分配的规律和指令;勤务比特用于各站之间的通信联络。

在 TDMA 方式中,通常把业务数据比特占用的时间与帧周期之比值定义为系统的帧效率 η 。如果 TDMA 帧结构如图 3.41 所示且各站分帧所占时间均等,则有

$$\eta = \frac{T_f - [T_r + m(T_g + T_p) + T_g]}{T_f} \quad (3.20)$$

其中, m 为通信地球站(消息分帧)数, T_r 为基准分帧时长, T_p 为各消息分帧报头的时长, T_g 为保护时间。不难想见, T_r 、 T_p 、 T_g 、 m 一定时, T_f 越大帧效率越高,但系统进入同步和保持同步的困难越大。

为了匹配于对话音信号 8kHz 的采样率,通常 T_f 取 $125\mu\text{s}$ 或 $125\mu\text{s}$ 的倍数。静止卫星通信系统中的帧长从 $125\mu\text{s}$ 到 20ms 均有采用,而国际卫星通信系统广泛采用 2ms 的帧长。

3. TDMA 网络的同步

TDMA 网中的各地球站必须在精确控制的时间上发射射频突发,以便出自各个地球站的突发能以正确的次序到达卫星。这就提出两个问题:如何启动一个新地球站入网;地球站入网后如何保持正确的突发时序。与前者相关的同步过程称之为初始捕获,与后者相关的同步过程称之为分帧同步。分帧同步较初始捕获相对容易一些。

1) 分帧同步

地球站入 TDMA 网处于工作态之后,还必须监控 TDMA 帧并调节突发时序,以保证本站发射的突发总是位于 TDMA 帧的指定时隙中而不造成相互重叠,这一过程就称为分帧同步。通常,分帧同步以基准分帧和本站消息分帧中的独特码为时基信号,通过检测两个时基信号之间的时间差来调整本站的突发时序。

图 3.43 给出了一种闭环分帧同步方案的简化框图,其中假设本站为 B 站。该方案采用锁相环技术监控本站的发射以保持正确的突发时序,即:本站不断发送消息突发,同时也不断接收经卫星转发下来的基准分帧和本站消息分帧中的时基信号,然后两者在锁相环内进行比相;比相所产生的误差信号会校正压控振荡器(Voltage Controlled Oscillator, VCO)的振荡频率,进而控制定时脉冲产生器产生的突发时序以保持正确。TDMA 帧中的保护时隙定义了突发时序必须具备的精确度,例如,保护时隙为 $2\mu\text{s}$,则各站必须保持其突发不能偏离 $1\mu\text{s}$ 。

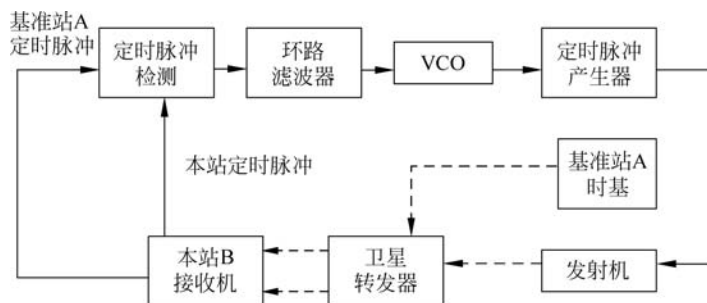


图 3.43 闭环分帧同步系统原理框图

2) 初始捕获

所谓初始捕获,是指地球站进入 TDMA 网的初始阶段使其射频分帧准确进入指定时

隙的过程。对初始捕获的要求是速度快、精度高、不干扰其他分帧、设备简单等。实现初始捕获的方法有多种。

一种称为轨道预测法的初始捕获方法要求地球站初射时发射仅含前置码的分帧,并使之处于 TDMA 帧中本站分帧的中央位置,再通过如分帧同步所采取的天、地之间的锁相机制,将突发时间逐步调整成可使前置码处于 TDMA 帧正确位置的时间,然后再开始发射包含业务数据的消息分帧,进入正常的通信阶段。上述调整过程称为“捕获”过程,调整好了的状态称为“锁定”状态。初射时要以基准站发射的独特码为基准,根据监控站提供的卫星轨道信息预测卫星的位置-时间关系,再根据本站的位置信息以及基准分帧与本站分帧的相对关系定出发射时间。这种方法当然也适用于临时失锁的重新捕获。

在没有精确时序控制的 TDMA 网中,希望加入网络的地球站可在任意时间上以低电平发射一个 CDMA 序列,通过接收卫星转发下来的信号并对其做相关处理和提取相关峰,相关峰出现的时间信息即为本站的时基信息,再根据本站和基准分帧提供的时基信息逐步调整发射 CDMA 序列的时间,这一过程直至认为找到了本站发射消息分帧的正确时间时为止。起初所发射的 CDMA 序列很大可能会与另一个地球站发射的消息突发碰撞,因而造成对相关峰提取的干扰,但只要参数设计合理,特别是 CDMA 序列有合适的序列长度,则编码增益可以克服这种干扰。

如果卫星转发的信号不能被发射地球站接收到,则必须采取协作同步的方法。这种情况通常发生在多波束卫星通信系统或卫星交换 TDMA 系统(参见 3.4.4 节)中,因为在这类系统中,卫星通过某个波束接收的信号会通过另一个不覆盖发射地球站的波束转发下去。协作同步需要有一个监控站,它能够监视 TDMA 帧时序并给需要调整突发时序的地球站发送调整指令。在 TDMA 国际卫星通信系统中,监控站会为各个地球站确定一个时延参数,该参数给出了其接收帧的开始时间与那个地球站的发射帧开始时间之间的时延,各地球站根据该参数及其突发在发射帧中的位置即可定出其正确的发射时间。对于一个要求加入 TDMA 网的新地球站,亦可如上所述采取协作同步技术实现同步,只是监控站必须决定试射时序并将相关信息发送给发射地球站。

不难想见,利用 GPS 可使 TDMA 系统的同步变得更为容易,但是这种同步方式受制于另一系统。

4. DSI

DSI 技术是一种被广泛应用于 TDMA 系统的基带信号处理技术,采用该技术的 TDMA 系统被称为 TDMA/DSI 系统。值得注意的是,DSI 技术也被应用到 DCME 中,而这种设备也常被用于 TDMA 系统和将在 3.6.1 节中介绍的 IDR 系统中。DCME 除了采用 DSI 技术获得 2.5 的倍增增益之外,还采用了另外两项技术:对话音采用低速率编码(Low Rate Encoding, LRE)技术,如采用 ADPCM(Adaptive Differential Pulse Code Modulation)技术,这项技术至少可将 64kb/s 的标准数字语音信号压缩成 32kb/s 的比特流从而获得倍增增益 2;采用可变比特率(Variable Bit Rate, VBR)技术克服传输中的超载情况,如信道超载时采用 3 比特的 ADPCM 来代替 4 比特的 ADPCM。因此,DCME 总的电路倍增增益至少可达 5。由于 DCME 价格较为便宜,一般称采用了 DCME 的 TDMA 系统为 LC(Low Cost)-TDMA 系统。

如 3.4.1 节中所述,在电话系统中,每个话路实际传送语音的平均时间百分率 A(语音

激活率)大约只有 40%。DSI 利用这个特点,用空闲时的信道穿插传送其他话路的信息,从而提高信道利用率。理论和实践都表明,这可使通信容量增加一倍左右。设输入信道数为 N ,采用 DSI 后传输信道数为 M ,由于采用 DSI 技术,则 $M < N$,将比值 $G = N/M$ 定义为 DSI 增益。理论上,当话路数较多时,DSI 增益上限值趋于平均激活率 A 的倒数($1/A$)。一般在 $M > 38$ 时,DSI 增益 G 就可超过 2。

5. TDMA 终端设备的基本组成

图 3.44 为 TDMA 终端设备的基本组成框图,主要包括发射部分、接收部分和控制部分。TDMA 终端的主要功能是完成组帧发送和帧接收、实现网络同步以及实现对卫星信道的分配和控制。

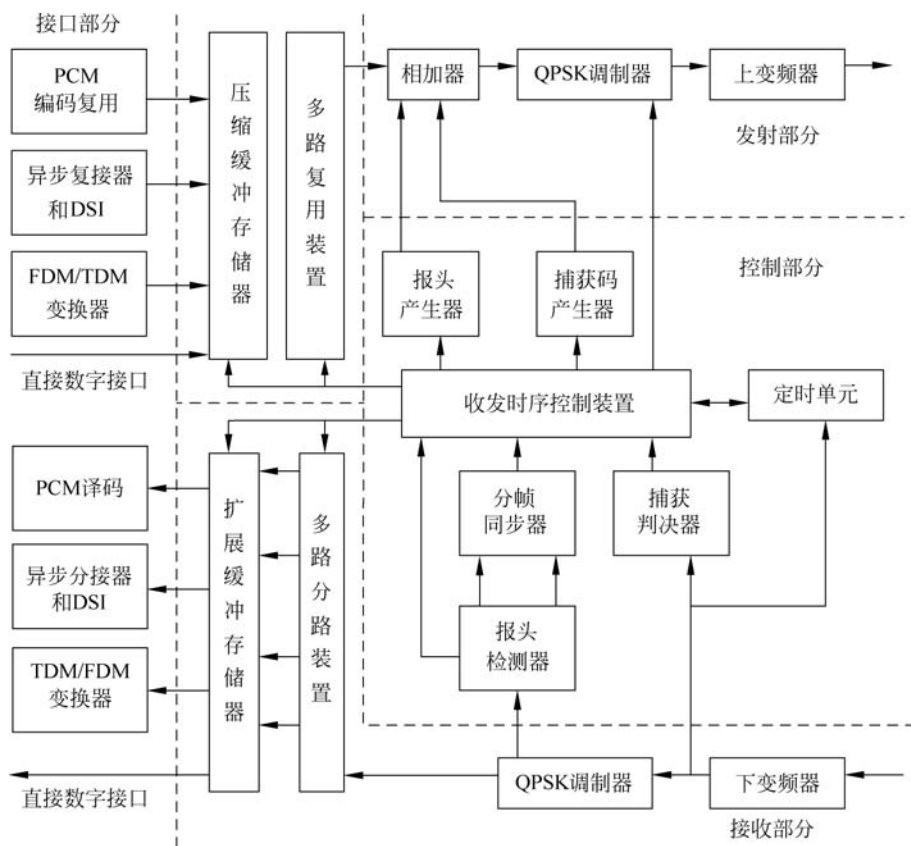


图 3.44 TDMA 地面终端设备基本组成框图

由于 TDMA 系统中的各个地球站都使用相同的载波频率以突发形式进行高速数据传输,其传输速率主要受限于转发器带宽和调制方式,所以,在发射地球站,TDMA 终端首先要将地面接口送来的要发给其他各站的数字信号存储到压缩缓冲器内,然后在定时系统的控制下由发射多址复用装置在分配给本站的时隙内高速依次读出,并在数据前加上前置码,由此构成分帧,再经 QPSK 调制器和发射机发射出去。TDMA 系统的信道是指转发器的可用时隙,信道(时隙)分配可以是预先固定分配的,也可以是按申请分配的。

接收地球站的同一条下变频链路能够接收到所有的突发。接收信号经解调恢复成数字基带信号后送分路装置,同时送前置脉冲检测器检测出其中的前置码,进而产生相应的控制

时序,控制分路装置和扩展缓冲器选出各地球站发给本站的信号,最后通过接口设备送入地面传输网。

TDMA 终端中的压缩缓冲器和扩展缓冲器充当了速率变换器的角色,前者将地面接口送来的低速数字信号压缩成高速数字信号,后者则反之。

TDMA 系统是全数字化系统,虽然可直接与数字地面线路连接,但仍要注意解决同步问题。当输入是模拟的 FDM 多路信号时,地球站必须将其变换为 TDM 多路信号,才能实现模拟的地面线路与数字的 TDMA 卫星线路的连接。

6. TDMA 方式的特点

TDMA 卫星通信系统处于单载波工作状态,因而不存在三阶交调干扰问题,只需要比较小的输入、输出补偿值即可将 AM/PM 变换的影响限制在可接受的范围内,从而比 FDMA 系统能更充分地利用转发器的功率资源;各地球站使用的频带可重叠,系统的频带利用率高;分配“信道”即是分配转发器可用时隙,易于实现信道的“按需分配”;射频突发长度可变,便于适应具有不同比特率的地球站。但是,TDMA 系统中的各地球站必须高速发射突发信号,信号占据较宽频带,因而发射地球站必须高功率发射以保证转发器有足够的接收载噪比,这一点对于诸如 VSAT 系统和提供卫星电话的小地球站而言,是较之采取 SCPC-FDMA 方式的一个主要缺点。另外,在时间同步方面,TDMA 方式比 FDMA 方式复杂。

例 3.4 某 TDMA 网络中有 $m=5$ 个同样的通信地球站共享同一个卫星转发器资源,基准站由通信站兼任。帧周期 T_f 为 2ms,各站的前置码时长 T_p 为 $20\mu\text{s}$,保护间隔 T_g 为 $5\mu\text{s}$,调制方式为 QPSK,射频突发的符号传输率 R_s 为 30dB。试计算各站可发射的标准数字电话数目 n 和系统的 TDMA 帧效率 η 。

解: 各站分帧中传输数据的时间 T_d 为

$$T_d = [T_f - m(T_g + T_p)]/m = [2000 - 5(5 + 20)]/5 = 375(\mu\text{s})$$

由于各站突发分帧的传输速率为 $2 \times 30 = 60\text{Mb/s}$,所以,各站每秒钟发射的比特总数为

$$C_b = 375 \times 60 \times 10^6 / 2000 = 11.25(\text{Mb})$$

各站可发射的标准数字电话数目 n 为

$$n = 11\,250\,000 / 64\,000 = 175.7813$$

n 只可能取整数。0.7813 个话音信道所占的比特数为 $64 \times 0.7813 = 50\text{kb/s}$,可将其占用的时间用于增加保护时间间隔,每个保护时间间隔可以增加 100 比特所占的时间 $1.67\mu\text{s}$,因而保护间隔由 $5\mu\text{s}$ 增加为 $6.67\mu\text{s}$ 。

增加保护间隔后,系统的 TDMA 帧效率 η 为

$$\eta = \frac{[2000 - 5 \times (6.67 + 20)]/5 \times 5}{2000} \times 100\% = 93.33\%$$

例 3.5 一个利用静止轨道通信卫星的 QPSK-TDMA 系统工作频率为 $6/4\text{GHz}$;卫星转发器 $[G/T]_s = -17.6\text{dBW}$,输出补偿值为 1dB ; $r = T_u/T_e = 0.4$;线路标准取误码率 $P_e = 10^{-4}$,门限余量 $[E] = 6\text{dB}$,标准地球站 $[G/T]_e = 40.7\text{dB}$,站星距为 $d = 40\,000\text{km}$,信息传输速率 $R_b = 60\text{Mb/s}$,试计算线路的主要通信参数。

解: (1) 归一化信噪比。由于采取 QPSK 调制,所以接收地球站所需的门限归一化信

噪比为

$$\left[\frac{E_b}{n_o} \right]_{th} = 8.4 (\text{dB})$$

考虑 $[E]=6\text{dB}$,则实际所需的归一化信噪比为

$$\left[\frac{E_b}{n_o} \right] = [E] + 8.4 = 6 + 8.4 = 14.4 (\text{dB})$$

(2) 接收系统最佳带宽 B 。通常发送和接收滤波器的滚降系数取值范围为 $0.05 \sim 0.25$,则

$$\begin{aligned} B &= \frac{(1.05 \sim 1.25)R_b}{\log_2 M} = \frac{(1.05 \sim 1.25) \times 60 \times 10^6}{2} \\ &= 31.5 \sim 37.5 (\text{MHz}) \end{aligned}$$

取 $B=35\text{MHz}$ 。

(3) 接收地球站所需的总载噪比 $[C/T]_t$ 为

$$\begin{aligned} \left[\frac{C}{T} \right]_t &= \left[\frac{E_b}{n_o} \right] + 10\lg k + 10\lg R_b \\ &= 14.4 - 228.6 + 10\lg(60 \times 10^6) = -136.4 (\text{dBW/K}) \end{aligned}$$

(4) 下行线路载噪比 $[C/T]_D$ 为

$$\left[\frac{C}{T} \right]_D = \left[\frac{C}{T} \right]_t + 10\lg(r+1) \approx -136.4 + 1.5 = -134.9 (\text{dBW/K})$$

(5) 上行线路载噪比 $[C/T]_U$ 为由式(3.63)易推得

$$\begin{aligned} \left[\frac{C}{T} \right]_U &= -10\lg \left(10^{\frac{[C/T]_t}{10}} - 10^{\frac{[C/T]_D}{10}} \right) \\ &= -10\lg(10^{13.64} - 10^{13.49}) = -131.1 (\text{dBW/K}) \end{aligned}$$

(6) 线路损耗。由例3.1可知,若不考虑其他损耗,上行和下行线路分别为 $[L_U]=200.04\text{dB}$ 和 $[L_D]=196.52\text{dB}$ 。

(7) 卫星转发器等效全向辐射功率 $[\text{EIRP}_s]$ 和饱和等效全向辐射功率 $[\text{EIRP}_{ss}]$ 分别为

$$\begin{aligned} [\text{EIRP}_s] &= \left[\frac{C}{T} \right]_D + [L_D] - \left[\frac{G}{T} \right]_E \\ &= -134.9 + 196.52 - 40.7 = 20.9 (\text{dBW}) \\ [\text{EIRP}_{ss}] &= [\text{EIRP}_s] + 1 = 21.9 (\text{dBW}) \end{aligned}$$

(8) 地球站等效全向辐射功率 $[\text{EIRP}_E]$ 为

$$[\text{EIRP}_E] = \left[\frac{C}{T} \right]_U + [L_U] - \left[\frac{G}{T} \right]_s = -131.1 + 200.04 + 17.6 = 86.5 (\text{dBW})$$

3.4.4 码分多址联接方式

若干地球站共用一个卫星转发器,在码域上实现各地球站信号的正交分割,从而实现各地球站之间的通信联络,这种多址联接方式称为码分多址联接(CDMA)。有两种码分多址联接,一种称为直接序列扩频码分多址(CDMA/DS)联接,另一种称为跳频码分多址(CDMA/FH)联接。

1. CDMA/DS 基本原理

CDMA/DS 是目前应用最多的一种码分多址联接方式,其基本工作原理如图 3.45 所示。图中假定系统采取的调制方式为 BPSK。

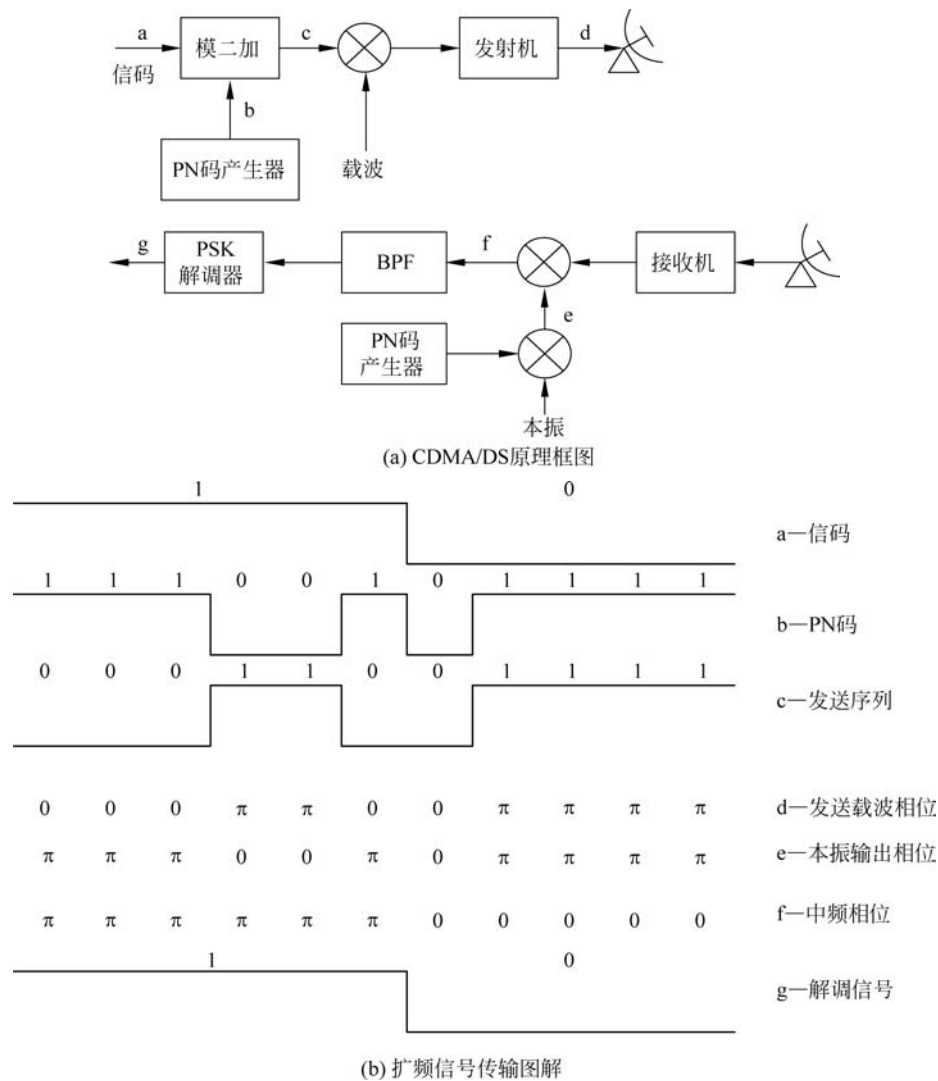


图 3.45 CDMA/DS 系统

发送地球站先用待传输的二进制数字信号(信码)调制充当地址码的伪随机序列,然后再以 BPSK 方式去调制载波。其中,信码调制地址码是通过将二者直接模 2 加来实现的,且一般地址码的时间周期等于原信码的单位比特时间。通常称地址码的一个比特为一个码片(chip),由于码片速率远高于基带信号的比特率,信码直接调制地址码的处理结果会将原传输信码所需的频谱大大展宽,所以,这一处理过程被称为“直接序列扩展频谱”,扩频所形成的二进制序列被称为已扩序列。可见,扩频系统实质上是将原相应的窄带 BPSK 信号的能量扩展到一个带宽宽得多的频带中进行传输的,所以,扩频信号功率谱密度低,常常几乎淹没在噪声中。

接收地球站先用与发送地球站码型相同、严格同步的 PN 码(称为本地 PN 码)和本振信号与接收信号进行混频和解扩,得到窄带的、仅受信码调制的中频信号,再经中放、滤波后由 BPSK 解调器恢复出原信码。对感兴趣的发送地球站信号的解扩过程实际上就是一个相关处理过程,由于接收到的已扩信号与发送地球站的地址码高度相关,所以,相关处理实质上是将宽带已扩信号的能量收集起来,以求尽可能地恢复原窄带 BPSK 信号。而由于其他干扰信号、包括本站不感兴趣的其他发送站的信号与本地 PN 码不相关或几乎不相关,则上述相关处理过程对于这些信号相当于是一个扩频过程,所形成的宽带干扰信号功率谱密度低,对本站要接收的信号的不良影响小。可以想见,与相应的不采取扩频技术的窄带系统相比较,扩频系统会有更高的抗干扰能力和抗信号截获能力。

在 CDMA/DS 卫星通信系统中,各地球站使用相同的载波频率,占用同样的射频带宽。信道分配即是分配可用的地址码,而信道定向方式有:单址码方式,每个站可配多个地址码,每个码对应一个通信方向;多址码方式,每个站只配一个地址码,信道定向靠基带中的 TDM 按路序实现(n 个站的系统仅需 n 个地址码);混合方式,这种方式一般用于星形网络结构的 CDMA 卫星通信系统中,如图 3.46 所示,系统中各非中心站有各自的地址码,用来向中心站发扩频信号,采用的定向方式是单址定向方式,中心站以 C_w 地址码向小站发扩频信号,通过基带上的 TDM 实现信道定向,这种方式实际上是多址定向方式。

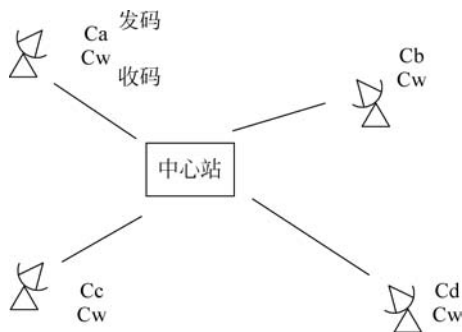


图 3.46 CDMA/DS 的混合定向方式示意图

2. CDMA/FH 基本原理

CDMA/FH 的基本原理与如图 3.47 所示。

发射地球站的中频调制一般采取小频偏 FSK 调制,PN 码产生器产生 PN 码用以控制频率合成器,使频率合成器的输出频率在一个宽范围内的规定频率上伪随机地跳动,然后再与信码调制过的中频信号混频,混频后的信号实质上是宽带多进制 FSK 信号。这种扩展频谱的方式称为跳频扩频,频率跳变的模式称为跳频图案。显然,跳频图案和跳频速率是由 PN 码及其速率决定的,所以,这种 PN 码称为跳频码,地球站的地址码正是用跳频码来充当的。

接收地球站的本地 PN 码产生器提供一个和发端相同的 PN 码,驱动本地频率合成器产生同样规律的频率跳变信号与接收信号混频后获得固定中频的已调信号,再通过解调器还原出原始信号。

3. CDMA 方式的特点

由以上讨论可知,CDMA 卫星通信有如下特点:

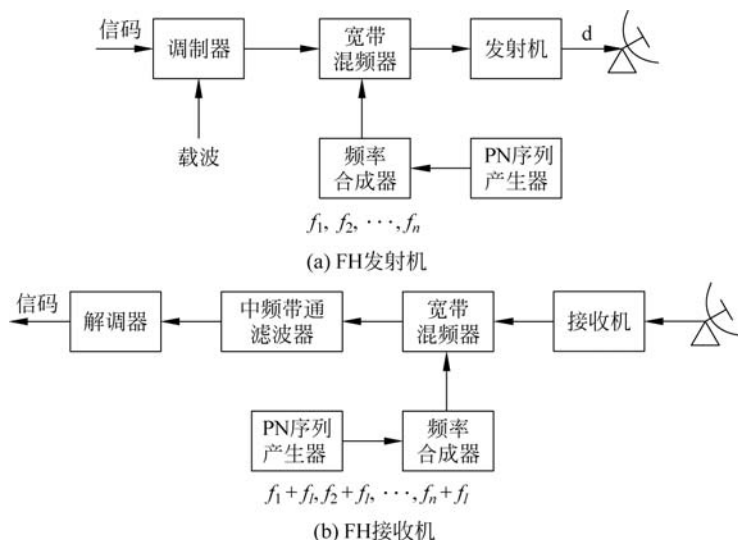


图 3.47 CDMA/FH 系统方框图

(1) 抗干扰能力强,而且 CDMA/DS 方式下的扩频码长度越长、CDMA/FH 方式下的跳频数越大,扩频系统的抗干扰能力越强,当然,实际系统提高抗干扰能力还会受到诸如系统带宽等其他因素的限制。

(2) 抗截获能力强,这主要是因为扩频信号的功率谱密度低,且如果不知道发射站的地址码就不可能恢复原始信号,但是 CDMA/FH 方式的隐蔽性不如 CDMA/DS 方式。

(3) 易于实现多址联接、灵活性较强,这是因为发射地球站的发射频率和发射时间无须从系统角度进行协调,而只要在通信的地球站之间协调即可,且分配信道就是分配可用的地址码。

(4) CDMA/FH 方式较 CDMA/DS 方式线路同步更容易,因为前者的地址码长度短、速率低。

(5) CDMA/FH 卫星通信系统存在交调干扰,因为这种系统在任一个瞬间来看是一个 FDMA 系统,转发器处于多载波工作状态,因此,必须采取抗交调干扰的措施。

(6) CDMA 方式的频带利用率较 FDMA 和 TDMA 方式低。

CDMA 方式抗干扰和抗截获能力强的特点使其在军事上特别有应用价值。在商用方面,在卫星通信容量的有效应用不是系统追求的最重要因素的情况下才会采用,例如:系统更加追求各站能方便地加入和离开网络;系统功率受限,不允许增加通信容量。

例 3.6 一个 CDMA/DS 卫星通信系统有若干个地球站共用一颗静止卫星的一个 54MHz 带宽的 Ka 频段转发器,采用多址码信道定向方式,各站地址码的长度为 $L=1023$,调制方式为 BPSK,扩频信号带宽为 45MHz,码片速率为 30Mc/s,收、发滤波器采用滚降系数为 $\alpha=0.5$ 的平方根升余弦(RRC)滤波器。如果要求相关器输出端的信噪比为 12dB,试确定该 CDMA 系统所能支持的地球站数目。

分析: 设各码道发射比特率为 R_b ,则扩频信号带宽为 $1.5LR_b$ Hz;又设该扩频信号由噪声带宽为 $L \times R_b$ 的 RRC 滤波器接收、解扩后的滤波器为具有噪声带宽 R_b 的 RRC 滤波器、BPSK 解调器接收并解调载噪比为 $[C/N]_{ss}$ 的 BPSK 信号。如果 L 值较大,且在扩频

处理时不改变原始 BPSK 信号的功率电平,则采用相关器恢复原始 BPSK 信号的解扩处理会附加一个处理增益值 $10\lg L$ 到 $[C/N]_{ss}$ 上,即解扩器输出信噪比 $[S/N]_{out}$ 为

$$[S/N]_{out} = [C/T]_{ss} + 10\lg L = [C/T]_{ss} + [L] \quad (3.21)$$

$[S/N]_{out}$ 必须高到足以以合理的误比特率恢复所传输的数字比特。

在 CDMA/DS 卫星通信系统中,假设地球站数目为 Q ,则输入到各个接收机中的 CDMA 信号有 Q 个,其中不想要的信号有 $(Q-1)$ 个,它们被当作噪声对待。设各地球站接收信号的功率电平为 $[C]$ dB,则对于所希望接收的信号,接收总载噪比为

$$[C/N]_{in} = [C/(N_t + (Q-1) \times C)] \text{ (dB)} \quad (3.22)$$

相关处理后信噪比为

$$[S/N]_{out} = [C/(N_t + (Q-1) \times C)] + [L] \text{ (dB)} \quad (3.23)$$

如果 Q 较大,则 $N_t + (Q-1) \times C \approx (Q-1) \times C$,于是

$$[S/N]_{out} = [1/(Q-1)] + [L] = [L/(Q-1)] \text{ (dB)} \quad (3.24)$$

又如果 $Q \gg 1$,则

$$[S/N]_{out} = [L/Q] \text{ (dB)} \quad (3.25)$$

解:由式(3.24)可得

$$[S/N]_{out} = 12 = 10\lg(L/(Q-1)) = 30.1 - 10\lg(Q-1)$$

可解得

$$Q \approx 65$$

各载波的数据比特率为 $30\text{M}/1023 \approx 29.33\text{kb/s}$,所以,转发器转发的总比特率为 $65 \times 29.33\text{kb/s} \approx 1.906\text{Mb/s}$,即该 CDMA 系统可容纳 65 个地球站,各站的数据比特传输率为 29.33kb/s 。显然,如果 54MHz 带宽的转发器采取 FDMA 或 TDMA 多址联接方式,通信容量会比采取 CDMA 方式大得多。

上述 CDMA 系统的通信容量可通过对其采取 FEC 技术得以改善。假如采取编码效率为 $1/2$ 且纠错编码增益为 6dB 的纠错码,则 $[S/N]_{out} = 12 - 6 = 6\text{dB}$,这时系统所能支持的地球站数目大大增加,即 $Q \gg 1$,由式(3.25)可得

$$6 = 10\lg(L/Q) = 30.1 - 10\lg(Q)$$

$$Q = L/(10^{0.6}) \approx 256$$

即,此时每个码道的数据比特率为 $29.33/2 = 14.665\text{kb/s}$,转发器的总流量为 $14.665 \times 256 = 3.754\text{Mb/s}$ 。这仍然大大低于相应的 FDMA 和 TDMA 系统允许的总流量。

3.4.5 几种混合多址联接方式

1. MF-TDMA 方式

MF-TDMA 是一种频分和时分混合多址联接方式,又可称为多频(Multi-frequency)时分多址联接方式。在 MF-TDMA 系统中,若干个以窄带 TDMA 方式工作的地球站以 FDMA 方式共用一个转发器。单纯的 TDMA 系统传输时一般所用比特率是 $60 \sim 120\text{Mb/s}$,它需占用转发器的全部带宽,而 MF-TDMA 系统则采用 10Mb/s 以下的比特率,只占用部分转发器带宽。这种多址联接方式常要求功率放大器有输入、输出补偿,所以卫星转发器效率低于单纯的 TDMA,但是该方式具有改变业务样式灵活、适于传输数据和便于按需分配的优点,同时也是人们在考虑系统的经济性和频带利用率时可供选择的一种折中多址联接方案。

2. SDMA-SS-TDMA 方式

如果通信卫星采用多波束天线,各波束指向不同区域的地球站,这些地球站通过波束切换的方式实现相互之间的通信联络,这种多址联接方式就是空分多址(SDMA)联接方式。多波束卫星的使用大致有两种情况:第一,把单一业务区域分为几个小区域,并以多个点波束的高增益天线分别照射这些小区域,以此实现地球站天线的小型化;第二,用多个不同波束分别照射几个不同业务区域,以便在卫星功率足够的前提下实现频率再用,从而成倍地扩展卫星转发器的容量。

无论上述哪一种使用方式,一般一个波束覆盖区域内可能有多个地球站存在,这就意味着 SDMA 方式不可能单独使用,都得与其他多址方式结合使用。由于 TDMA 方式具有功率和频率利用充分、基本上无交调干扰、可使用性能良好的数字调制方式、通信容量比 FDMA 大等优点,所以,将 SDMA 与 TDMA 结合使用是提高系统容量的一个有效方法。采取这种混合多址联接方式的时候,多波束卫星上必须具备波束切换功能,才能实现不同波束覆盖下各地球站之间的互通,而各波束覆盖区域内地球站之间的通信采取 TDMA 方式,因而这种多址联接方式被称为 SDMA-SS-TDMA,其中“SS”是指“卫星交换(Satellite-Switching)”。随着通信业务量的不断增长、系统内地球站数目不断增大、通信联络多边化以及卫星频带资源日趋紧张,SDMA-SS-TDMA 方式的应用也越来越多。

为了实现不同波束覆盖区域内的地球站之间的通信,可在星上设置一个交换矩阵,此交换矩阵根据预先设计好的交换次序进行高速切换,根据各波束间的通信繁忙程度,选择合适的交换序列,可以使转发器利用率达到最大。如图 3.48 所示,A、B、C 3 个波束中的地球站在 SDMA-SS-TDMA 方式下除了能和本波束中的地球站通信外,还可以和其他两个波束中的地球站通信。图中绘出的 3 个波束的时隙连接图表明,各地球站在一帧时间内发两个分帧,来自 3 个地球站的上行线路帧在卫星上通过交换矩阵重新排列,把所有上行线路中发向同一波束覆盖区域中的地球站的信号编成一个新的下行线路帧,然后通过相应的点波束天线转发到各地球站。

在 SDMA-SS-TDMA 方式下,数据当然是分组组装在 TDMA 帧中突发发送的,卫星转发器也可以是处理转发器,它解调来自上行线路的信号以恢复比特流,从比特流中提取接收地球站的地址信息,并据此为数据分组选择正确的下行波束。

SDMA-SS-TDMA 与一般 TDMA 最大的不同点是要准确知道星上交换矩阵的切换时间,从而控制本站发射时间,以保证本站信号在准确的时间里通过交换矩阵,建立严格的同步。

3. SDMA-SS-FDMA 方式

对于采取 FDMA 方式的多波束卫星通信系统而言,每个波束内均采用 FDMA 方式,波束之间可以频率再用,分别位于不同波束覆盖区域内的地球站之间常常有相互通信联络的需求,实现这种互联可采取 SDMA-SS-FDMA 方式。

SDMA-SS-FDMA 可以在基带上进行,即转发器必须将接收信号解调为比特流,根据其中的接收地球站的地址信息将相应的数据分组切换到相应的下行波束中。SDMA-SS-FDMA 也可以在射频或中频上进行。在这种方式下,可以建立上行载波频率与需要去往的下行波束之间的特定对应关系,转发器根据这种关系来实现不同波束内 FDMA 载波之间的交换。星上交换是依靠一组滤波器和一个由微波二极管门组成的交换矩阵来实现的。对于

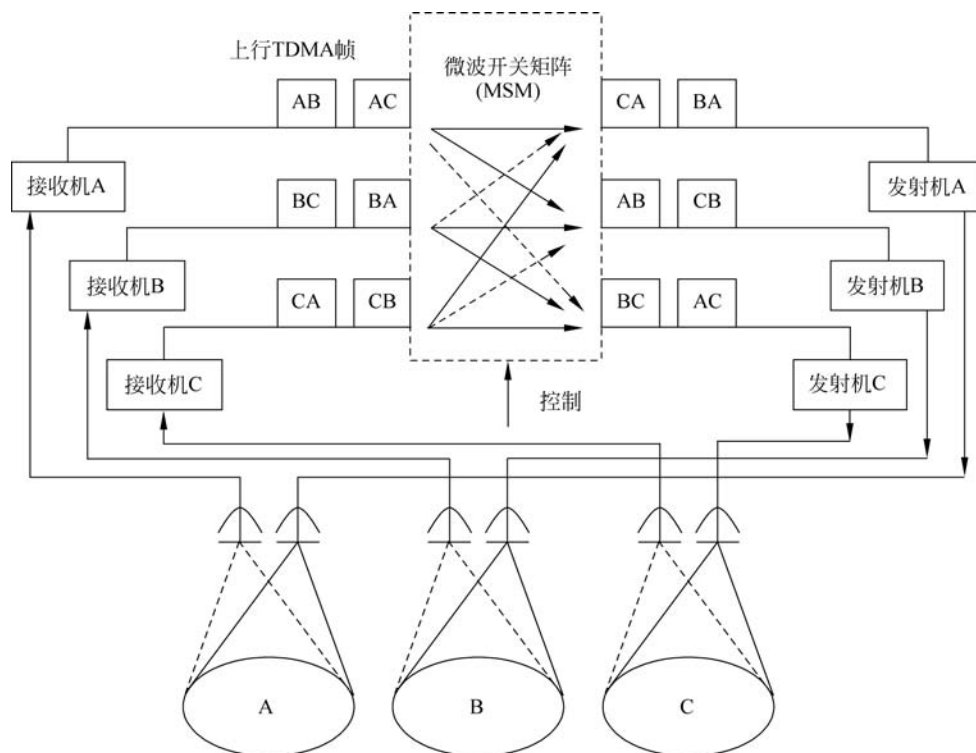


图 3.48 SS-TDMA 系统工作示意图

每个上行线路载波,星上都有一个滤波器与之对应,去往某个下行线路地球站的上行线路载波,都必须在星上被选路到覆盖该接收地球站的下行线路波束上。图 3.49 给出了一个有 3 个波束的 SDMA-SS-FDMA 卫星转发器,其中 $f_{1j} = f_{2j} = f_{3j}, j \in \{1, 2, 3\}$ 。如图所示,每个波束使用相同的一组载波频率,来自上行线路的每个波束的不同载波去往不同的下行波

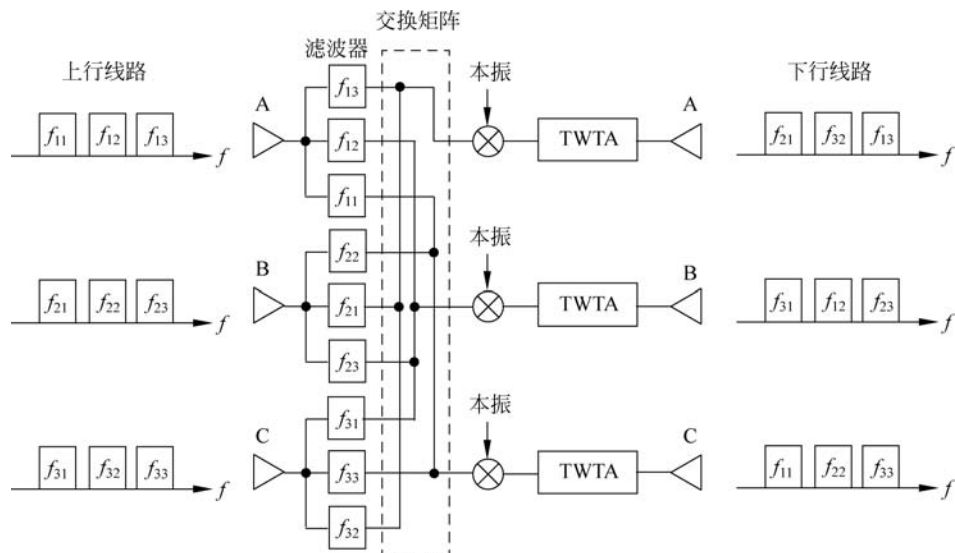


图 3.49 SDMA-SS-FDMA 卫星转发器框图

束；上行线路不同波束的相同频率载波去往不同的下行波束。所以，任一上行波束中的发射地球站只要根据要去往的下行波束选择相应的载波频率发射信号即可，例如，图中接收天线 B 波束覆盖区域中的某个地球站有数据要发往发射天线 A 波束覆盖区域中的地球站，则它应该选用载频为 f_{21} 的载波，星上标有“ f_{21} ”的滤波器会从混合多载波信号中将该载波信号取出，经交换矩阵由发射天线 A 发射出去。

对于上述在射频或中频上进行卫星交换的 SDMA-SS-FDMA 方案而言，由于其星上滤波器组和微波交换矩阵都是硬连接，其路由选择方式是固定的，导致其频率分配方案也必须是固定的，使得系统无法适应业务量的变化，这是这种方式最大的缺点。SDMA-SS-FDMA 方式的第二个缺点是星上滤波器数随波束数和每波束内频带数的增加而线性增加。此外，应保证滤波器之间有良好的隔离且二极管交换矩阵的泄漏必须很小。

3.4.6 ALOHA 方式

ALOHA 方式是一种为交互计算机传输而设计的时分多址方式，从 1968 年开始进行研究，最初由夏威夷大学应用于地面网络，1973 年第一次用于卫星通信系统。它主要分为随机多址联接方式和可控(预约)多址联接方式。在 ALOHA 方式下，各地球站以数据分组的形式传送信息。

1. 随机多址联接方式

以随机多址联接方式工作时，所有用户都可访问一条共享卫星信道，而不必与其他用户协商。当多个用户同时向共享信道发射的信号产生碰撞时，各用户必须采取重发机制予以重发。常用的随机多址访问方式有纯 ALOHA(P-ALOHA)、时隙 ALOHA(S-ALOHA)、捕获效应 ALOHA(C-ALOHA)和选择拒绝 ALOHA(SREJ-ALOHA)等。

1) P-ALOHA

P-ALOHA 是一种完全随机多址方式。在采用 P-ALOHA 的系统中，系统内的任何站只要有数据要发射随时可以将数据分组发射；所有接收站均能收到转发器转发下来的数据分组，但除了数据分组报头指定的接收地球站外，其他站都将舍弃不属于本站接收的数据分组；数据分组的目的地地球站在收到发给本站的数据分组后，应向发射站发出“确认信号”，如果接收站检测出错误，则向发送端发出重发信号；如果由于发射信号发生碰撞(部分或完全重叠)或因信道噪声产生误码，使发送站收到要求重发的信号或者在发出数据分组后的一定时间内没有收到确认信号，则发送站重发相应的数据分组。为了避免连续碰撞，各站的重发要采取随机延迟、分散重发的策略，且如果几次(如两三次)重发均失败，就要放弃重发。P-ALOHA 方式发生碰撞或重发的情形如图 3.50(a)所示。

实践证明，P-ALOHA 系统具有系统结构简单、用户入网方便、无须协调、业务量较小时通信性能良好等优点，其主要缺点是信道的吞吐量(即单位时间内进入和送出信道的数据总量)较低，稳定性较差。归一化信道吞吐量相对于归一化信道业务量关系的理论分析结果如图 3.51 所示。由图可见，在归一化信道业务量从 0 开始增加的初始阶段，随着业务量的增加，归一化信道吞吐量随之增加，但到一定程度后，业务量再增加，由于碰撞机会增加，信道吞吐量反而下降，极端情况下甚至无法正常通信。当系统出现碰撞、重发……连锁反应时，系统出现不稳定现象，这时系统应发出放慢发送速度或暂时停发的指令，这样可以使交互式数据传输的响应时间加长，系统处于稳定状态。

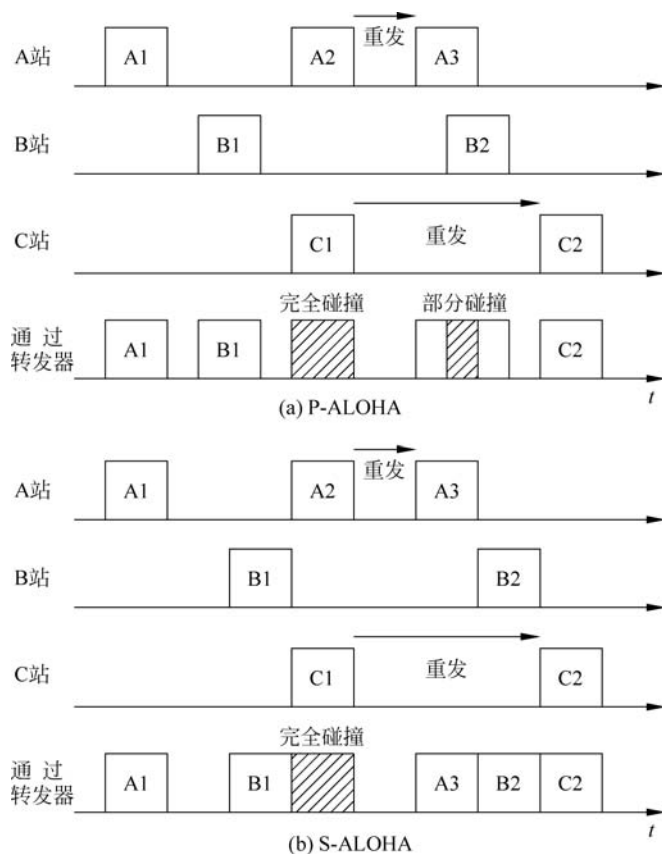


图 3.50 ALOHA 方式发生碰撞与重发情况示意图

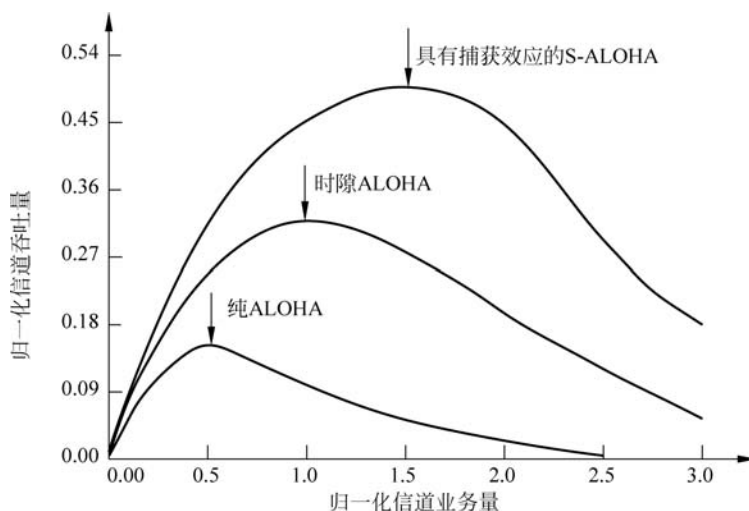


图 3.51 三种 ALOHA 方式吞吐量曲线

2) S-ALOHA

S-ALOHA 是一种时分随机多址方式。S-ALOHA 系统将信道分成许多时隙, 每个时隙正好传送一个分组。时隙的定时由系统时钟决定, 各地球站的控制单元必须与此时钟同

步。要发送数据的地球站“几乎”也是想发就发,但只允许在时隙始端开始发射,如图 3. 50(b)所示。因此,S-ALOHA 系统不存在部分碰撞现象,一旦发生碰撞就是完全碰撞。

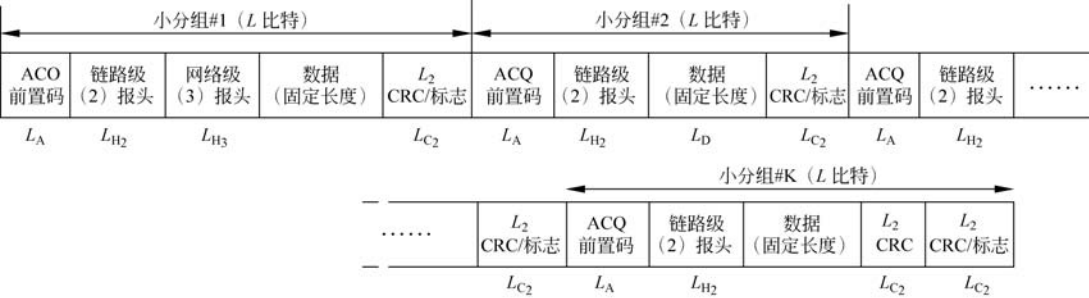
如图 3. 51 所示,S-ALOHA 方式较 P-ALOHA 方式信道利用率更高,其最大信道利用率可提高一倍,这种情况下的碰撞概率约减少 1/2。但 S-ALOHA 网络必须全网定时和同步,且每个数据分组持续的时间必须是固定的。如果各站发送数据的重要性不同,可以设立优先等级,高优先级的用户在发射前 270ms 先发出一个“通知”信号,等级低的用户收到“通知”则不去争用该时隙。

3) C-ALOHA

在 ALOHA 系统中,如果每个发射地球站以略为不同的功率电平发射,则系统容量可以得到改善,这种随机多址联接方式即为具有捕获效应(Capture effect)的 ALOHA。所谓捕获效应是指:若具有不同电平的两个分组发生碰撞时,其中较强信号可能会被接收机正确接收。如果设计合理,C-ALOHA 信道的容量最高,可以达到 P-ALOHA 信道容量的 3 倍。但是,在一个非线性卫星转发器上,由于处理大量 C-ALOHA 信道的 AM/PM 效应,可能因转发器输入电平的随机起伏会在整个转发器频带上产生调制转移效应。

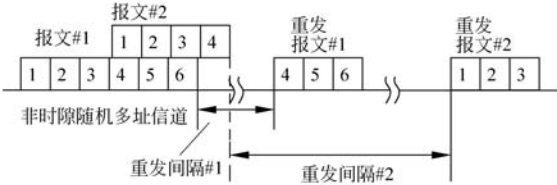
4) SREJ-ALOHA

SREJ-ALOHA 是一种较好的非时隙随机多址方式。SREJ-ALOHA 仍以 P-ALOHA 方式进行分组发射,但是每个分组又细分成有限数量的小分组(Subpacket),每个小分组也有自己的报头和前同步码,可以独立地进行检测,如图 3. 52 所示。考虑到在一个非同步的信道中大部分碰撞是部分碰撞,因此在 SREJ-ALOHA 系统中,未遭碰撞的小分组仍可被接收机恢复,需重发的只是遭到碰撞的小分组。可以证明,SREJ-ALOHA 方式的最大吞吐量(不计及开销)与 S-ALOHA 方式相当,而且与报文长度分布情况关系不大。但实际上,在每个小分组内需要同步码和报头,因此最大有效的吞吐量在 0. 2~0. 3 范围内。



(a) SREJ-ALOHA 报文格式

“微小分组”



(b) SREJ 重发策略

图 3. 52 SREJ-ALOHA

综上, SREJ-ALOHA 具有 P-ALOHA 无须全网定时同步和适于可变长度报文这两个重要的优点, 同时又克服了 P-ALOHA 吞吐量低的缺点, 实际工作性能通常优于 S-ALOHA, 但其实现要比 P-ALOHA 方式复杂。

2. 可控(预约)多址联接方式

可控多址联接方式也称为预约多址方式。在这种方式中, 需要利用短的预约分组为长的数据报文分组在信道上预约一段时间, 一旦预约成功, 就可以无碰撞地实现数据报文的传输。目前, 常用的两种可控多址方式为预约 ALOHA(R-ALOHA)和自适应 TDMA(AA-TDMA)。

1) R-ALOHA

R-ALOHA 是在 S-ALOHA 的基础上为解决系统内各地球站业务量不均匀问题而提出的改进型, 其目的是为了解决长、短报文传输的兼容问题, 以避免发长报文时像 S-ALOHA 那样按分组一一发送所造成的时延过长的弊病。

如图 3.53(a)所示, 在 R-ALOHA 系统中, 发送数据量较大的地球站首先要在竞争时隙中发送申请预约消息, 表明所需使用的预约时隙长度。如果申请预约消息没有发生碰撞, 则在一定时间之后, 包括全网中的各地球站都会收到该消息, 并根据当时的排队情况确定该报文应出现的预约时隙位置, 这样其他站就不会再去使用此时隙。对于短报文, 既可以直接利用竞争时隙发射, 也可以像长报文一样通过预约申请利用预约时隙发射。

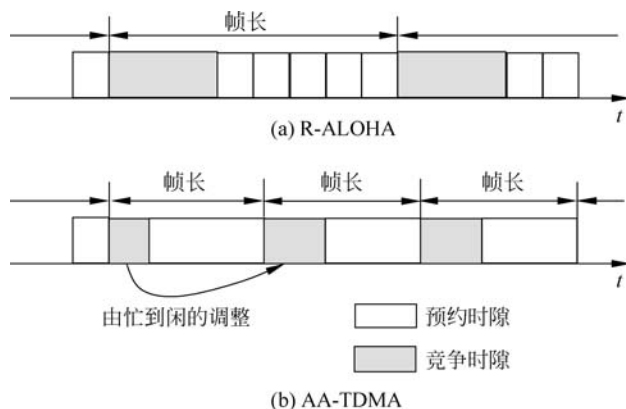


图 3.53 可控多址方式工作原理示意图

R-ALOHA 方式既解决了长报文的传输时延问题, 又保留了 S-ALOHA 传输短报文信道利用率高的优点, 但存在信道稳定性问题, 且其实现难度大于 S-ALOHA 方式。

2) AA-TDMA

AA-TDMA 也称为 ATDMA, 是另一种优于 R-ALOHA 的预约协议, 它可以看成是 TDMA 方式的改进型, 其基本原理与 R-ALOHA 方式相似, 只是其预约时隙和竞争时隙之间的边界能根据业务量进行调整, 如图 3.53(b)所示。当 AA-TDMA 系统中的业务量很小或都是短报文时, 系统中所有站都以 S-ALOHA 方式工作, 这时每帧中的时隙均为竞争时隙。当长报文业务增多时, 则分出一部分时隙作为预约时隙, 而另一部分时隙仍作为竞争时隙供各站按 S-ALOHA 方式共享使用, 这时它实际上是一种竞争预约、按需分配的 TDMA 方式。当长报文业务量进一步加大时, 只有一小部分时隙为竞争时隙, 而大部分时隙则变成

预约时隙,特别是在所有时隙均变为预约时隙时,系统就工作于一个预分配的 TDMA 方式。

可见,AA-TDMA 方式下工作的系统能够根据实际的业务量状况自动地调节一帧中竞争时隙和预约时隙的比例,这既很好地解决了长短报文的兼容问题,同时其适应性又比 R-ALOHA 方式更强,即在业务量轻时,其吞吐量与延时性能的关系与 S-ALOHA 方式相当;在中等业务量时,其吞吐量与延时性能的关系略优于竞争预约 TDMA/DA 方式;在重负荷情况下,则略优于固定帧的、按需分配时隙的 TDMA 方式。另外,AA-TDMA 方式使用灵活,信道利用率高,但也增加了设备的复杂程度。

3.5 卫星通信线路计算

一方面,对于现有的卫星通信线路,已知转发器及地球站的基本参数,考察该线路是否能确保一定的通信质量,如模拟卫星通信系统的输出信噪比或者数字卫星通信系统的传输速率和误比特率是否满足要求,需要进行线路计算。或简言之,对现有卫星通信线路进行通信质量核查需要线路计算。另一方面,对于给定的卫星转发器的基本参数,以及根据接收机输出信噪比或系统的传输速率和误码率所提出的对输入门限载噪比的要求,确定地球站应具备的性能指数和发射功率等,这些是与卫星通信线路设计相关的问题,也都需要通过线路计算才能得到答案。当然,线路设计包括的内容还很多,如系统体制的选择、设备的选型、成本的核算等,本书虽然不一一加以讨论,但可以断言,线路设计离不开线路计算。

对于通信线路质量优劣的指标,模拟通信是以解调后的信噪比 S/N 来衡量的,而数字通信通常是以误比特率(Bit Error Rate, BER)来衡量。然而,无论是 S/N 还是 BER,采用等效噪声温度技术之后,都可以将其折算成接收系统输入端的载波接收功率与噪声功率之比 C/N 。综上,载噪比计算是线路计算的主要内容。

特别要注意的是,卫星通信线路是包括从发送端地球站、上行线路(从地球站到卫星)、卫星转发器、下行线路(从卫星到地球站)和接收端地球站所组成的整个线路,通信质量最终取决于接收地球站输入信噪比是否满足性能指标要求,而这势必会相应地要求上、下行线路具有所需的性能。所以,在研究载噪比的时候,会研究上行线路载噪比、下行线路载噪比等单程载噪比,以及卫星通信线路总载噪比——接收地球站输入总载噪比。

3.5.1 卫星通信线路载波功率计算

卫星通信线路载噪比计算需要计算载波接收功率。由地球站或卫星的发射分系统的 HPA 馈出的载波信号,通过馈线再由定向天线辐射到空中成为无线电波,无线电波在传输过程中会遭受自由空间传播损耗、大气吸收损耗和雨衰等,最后由相应的接收分系统的接收天线接收下来。所以,载波接收功率的计算,会涉及天线增益、馈线及空间传输损耗的计算。

1. 天线增益

卫星通信中的通信天线一般采用定向天线。设天线开口面积为 A 、口径为 D 、效率为 η 、波长为 λ ,则天线增益 G 为

$$G = \frac{4\pi A}{\lambda^2} \eta = \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \eta \quad (3.26)$$

2. 等效全向辐射功率

馈送给定向发射天线的功率为 P_T 、天线增益为 G_T 的发射系统在远离发端的天线轴线某处的作用,与发射功率为 $P_T \times G_T$ 、天线增益为 1 的全向天线在相同点处的作用等效。鉴于此,通常将地球站或卫星转发器的发射天线在其波束中心轴向上辐射的功率称为等效全向辐射功率(EIRP),它等于 P_T 与 G_T 的乘积,即

$$\text{EIRP} = P_T \times G_T (\text{W}) \quad (3.27)$$

用分贝值计算则有

$$[\text{EIRP}] = [P_T] + [G_T] (\text{dBW}) \quad (3.28)$$

等效全向辐射功率是衡量地球站或卫星转发器发射能力的一个重要指标。

3. 自由空间传播损耗

自由空间是一种理想介质空间,电波在自由空间的传播不受阻挡,不发生反射、绕射、散射和吸收等现象,所以电波的总能量不会损耗,但电波在自由空间传播的过程中,能量将随传输距离的增加而扩散,由此引起的传播损耗称为自由空间传播损耗。

如图 3.54 所示,假想自由空间 A 点、B 点分别有全向发、收信天线。由于 2.4 节对电波在自由空间的传播损耗有详细介绍,此处不再重复介绍。

例 3.7 某地球站与卫星之间的距离是 40 000km,计算上行频率为 6GHz、下行频率为 4GHz 的上行、下行线路的自由空间传播损耗。

解: 上行线路的自由空间传播损耗为

$$[L_p]_U \stackrel{\Delta}{=} [L_U] = 92.44 + 20\lg 40\,000 + 20\lg 6 = 200.04 (\text{dB})$$

下行线路的自由空间损耗为

$$[L_p]_D \stackrel{\Delta}{=} [L_D] = 92.44 + 20\lg 40\,000 + 20\lg 4 = 196.52 (\text{dB})$$

由该例可见,由于地球站和卫星之间距离遥远,无线电波的传播损耗是非常大的。

4. 其他传输损耗

在卫星通信中,电波在传播过程中受到的损耗除了自由空间传播损耗外,还有许多其他因素造成的损耗,例如:大气损耗、降雨衰减、电离层闪烁及法拉第效应等引起的损耗、天线指向误差损耗以及卫星移动通信容易遭受的多径衰落等,所以,在计算载波接收功率时,应根据系统的具体情况将必须考虑的损耗因素累积在内。此处仅简单介绍大气吸收损耗和电离层对电波传播的影响。

1) 大气吸收损耗

大气吸收对电波所造成的总衰减量与天线的仰角、工作频率等因素有关。表 3.10 给出了大气层单程总衰减与频率及仰角关系的一组典型数据。

另外,云和雾会造成一定的衰减,例如在 4GHz 时为 0.03dB 以下,在频率升高时还要增大;降雨还会造成相当大的衰减,根据图 3.55 和图 3.56,其衰减量可由式(3.29)计算得到

$$A_R(\theta) = \gamma_R \cdot L_R(\theta) \quad (3.29)$$

其中, $A_R(\theta)$ 为仰角 θ 时的总衰减量; γ_R 为降雨衰减系数,单位为 dB/km; $L_R(\theta)$ 为降雨地区的等效路径长度。

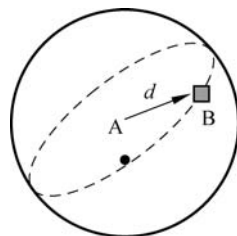


图 3.54 电波自由空间传播示意图

表 3.10 大气层气体单程总衰减

温度：20℃；相对湿度：42%；水汽密度：7.5g/m³

频率/GHz	总衰减/dB				
	90°	60°	45°	15°	6°
4	0.038	0.041	0.054	0.15	0.37
6	0.041	0.048	0.059	0.16	0.40
12	0.061	0.071	0.086	0.21	0.58
15	0.085	0.098	0.12	0.33	0.81
20	0.28	0.33	0.40	1.1	2.7

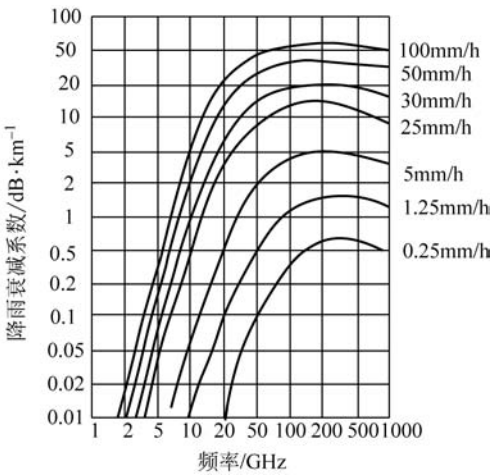


图 3.55 降雨衰减系数的频率特性图

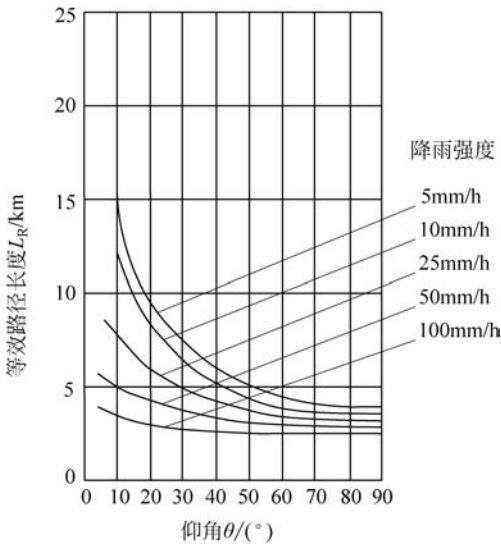


图 3.56 降雨地区的等效路径长度

2) 电离层的影响

电波穿越电离层要产生一定的衰减,其衰减量与入射角有关;其次,折射引起的方向变化,也会造成一定的指向偏差衰减;另外,由于电离层中的移动电荷受电磁的影响(法拉第效应)时电波的极化发生偏转,也会造成一些极化损失。通常,在4GHz频段上,法拉第转角最大值约为9°,6GHz频段上约4°,10GHz以上可以忽略。线路计算时一般可取0.23dB。当然,采用圆极化传输则不受此影响。

5. 载波接收功率

载波接收功率 C 与等效全向辐射功率 EIRP、接收天线增益 G_R 以及载波传输过程中遭受的各种损耗或衰减之间的关系如下

$$[C] = [EIRP] - [L_p] - [L_a] - [L_m] + [G_R] - [L_{FR}] \tag{3.30}$$

其中, $[L_p]$ 为自由空间传播损耗; $[L_a]$ 为大气损耗; $[L_{FR}]$ 为接收馈线损耗; $[L_m]$ 为其他传输损耗。人们常将接收天线增益 $[G_R]$ 和接收馈线损耗 $[L_{FR}]$ 合在一起称为有效天线增益,仍记作 $[G_R]$, 并且也常简称为天线增益。

例 3.8 已知 IS-IV 号卫星作点波束 1872 路运用时,其下行工作频率为 4GHz,等效全

向辐射功率 $[EIRP_s]=34.2\text{dBW}$,接收天线增益 $[G_{RS}]=16.7\text{dB}$;某地球站上行工作频率为 6GHz ,等效全向辐射功率 $[EIRP_E]=98.6\text{dBW}$,接收天线增益 $[G_{RE}]=60\text{dB}$,接收馈线损耗 $L_{FRE}=0.05\text{dB}$;站星距 $d=40\,000\text{km}$ 。试计算卫星接收机输入端的载波接收功率电平 $[C_s]$ 和地球站接收机输入端的载波接收功率电平 $[C_E]$ 。

解:由例 3.7 已知该系统上、下行线路传输损耗分别为 $[L_U]=200.04\text{dB}$ 和 $[L_D]=196.52\text{dB}$ 。

又由式(3.30)(忽略 L_a 、 L_m 、 L_{FRS}),求得卫星接收载波功率电平 $[C_s]$ 为

$$[C_s]=[EIRP_E]-[L_U]+[G_{RS}]=-84.74(\text{dBW})$$

地球站接收机输入端的载波功率电平 $[C_E]$ (忽略 L_a 和 L_r)为

$$[C_E]=[EIRP_s]-[L_D]+[G_{RE}]-[L_{FRE}]=-102.37(\text{dBW})$$

3.5.2 卫星通信线路噪声功率计算

在卫星通信系统中,承载着信息的载波经过远距离传输,到达接收系统时已经很微弱,载波接收功率常常在皮瓦级。虽然这好像不是问题,因为接收系统中有高增益放大器,但是有伴随通信信号的噪声存在,放大器放大有用信号的同时也放大噪声,而且放大器内部工作时还会产生噪声,使放大器输出载噪比总是会小于输入载噪比。况且,卫星通信系统是一种无线通信系统,除了系统工作时其内部产生的各类噪声和干扰之外,系统还会受到外部各种噪声和干扰的影响。所以,要特别重视卫星通信系统的噪声和干扰问题。众所周知,热噪声功率的计算公式为

$$N=kT_0B(\text{W}) \quad (3.31)$$

其中, $k=1.38\times 10^{-23}\text{J/K}$,为玻尔兹曼常数; T_0 为热噪声源所处的物理环境温度,单位为 K (开尔文); B 为等效噪声带宽,单位为 Hz 。

人们引入了一个称为“等效噪声温度”的概念,使得虽然噪声源不一定是热噪声源,而引入的等效噪声仍然服从类似热噪声那样的规律,即若等效噪声温度为 T_e ,则相应的噪声功率为 $N=kT_eB$ 。所以,在考虑卫星通信线路噪声功率计算时,本书重点介绍等效噪声温度的概念及其与噪声系数的关系,另外简单介绍噪声和干扰的来源以及卫星通信线路的噪声分配。

1. 等效噪声温度和噪声系数

1) 等效噪声温度

对于如图 3.57 所示的实际有源网络,若将其工作时内部产生的噪声功率折算到输入端,等效为输入端的热噪声源在绝对温度 T_e 下所产生的噪声功率 ΔN_i ,而将该有源网络等效成一个理想无噪有源网络,则有

$$\Delta N_i=kT_eB(\text{W}) \quad (3.32)$$

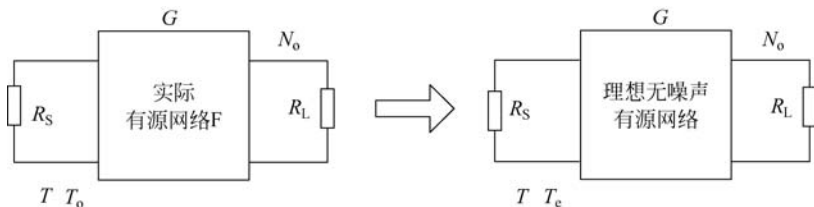


图 3.57 有源网络内部噪声等效示意图

其中, B 为该网络的等效噪声带宽; T_e 为该网络的输入等效噪声温度, 单位为 K(开尔文)。若设该网络的功率增益为 G , 并将其工作时内部产生的噪声功率折算为输出端的噪声功率 ΔN_o , 则显然有

$$\Delta N_o = kT_eGB \quad (\text{W}) \quad (3.33)$$

即, 该网络的输入等效噪声温度为 T_e , 输出等效噪声温度为 $T_{eo} = T_eG$ 。

可见, 等效噪声温度是衡量噪声大小的一个非常有用的参数。在等效噪声带宽一定的条件下, 有噪网络的等效噪声温度高, 相应的内部噪声功率大, 反之亦然。

2) 噪声系数

有噪网络内部噪声会使其输出信噪比小于其输入信噪比。噪声系数 F 正是反映该有噪网络使信噪比降级的程度, 定义为

$$F = \frac{(S/N)_i}{(S/N)_o} = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \quad (3.34)$$

其中, $(S/N)_i$ 和 $(S/N)_o$ 分别为该网络的输入和输出信噪比; S_i 、 N_i 分别为其输入信号功率和输入噪声功率; S_o 、 N_o 分别为其输出信号功率和输出噪声功率。由于网络在绝对零度以上工作时, 内部均会产生热噪声, 所以一般总是有 $F > 1$ 。

若设上述网络的功率增益为 G , 则显然有

$$F = \frac{S_i/N_i}{GS_i/(GN_i + \Delta N_o)} = \frac{N_i + \Delta N_o/G}{N_i} = 1 + \frac{\Delta N_i}{N_i} \quad (3.35)$$

可见, 噪声系数 F 反映了网络内部噪声与输入源噪声之间的关系。由式 (3.35) 亦可见, F 的大小不仅与内部噪声功率有关, 而且与输入噪声功率有关。

为了较正确且方便地应用噪声系数对网络或设备的噪声性能作出公正的比较, IEEE 建议用 $N_i = kT_0B$ 作为参考值, $T_0 = 290\text{K}$, 因为它是地面大多数噪声源的合理近似值, 则噪声系数为 F 的网络或设备工作时内部所产生的噪声功率折算到其入段为

$$\Delta N_i = (F - 1)N_i = (F - 1)kT_0B = kT_eB \quad (3.36)$$

进而, 对于该网络或设备有

$$T_e = (F - 1)T_0 \quad (3.37)$$

$$F = 1 + \frac{T_e}{T_0} \quad (3.38)$$

当然, 如果输入噪声源的环境温度与 290K 差别很大, 则不能用上述关系式, 但仍可以用等效噪声温度的概念。

3) 吸收网络的等效噪声温度和噪声系数

吸收网络是一种无源有耗网络, 其中只含有阻性元件。由于它吸收来自信号的能量并将其转换成热能, 从而会引起信号能量的损耗。电阻衰减器、传输线、波导都是吸收网络的例子, 后两种也称为馈线。

考虑一个具有功率损耗 L_F 的吸收网络, 其功率损耗定义为

$$L_F = \frac{N_i}{N_o} > 1 \quad (3.39)$$

由此可见, 可将上述吸收网络看成是具有功率增益 $1/L_F$ 的网络。设网络两端阻抗是匹配的, 如图 3.58 所示, 由于电阻的自由热运动, 必定导致网络及两端电阻的热平衡, 从而使输

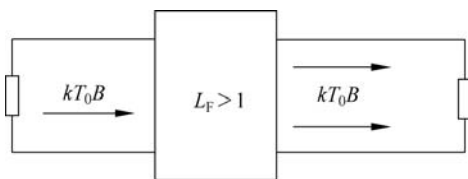


图 3.58 有源网络内部噪声等效示意图

出噪声功率亦为 $kT_0 B$ 。而输出噪声功率应由两部分组成：输入源噪声的贡献和网络本身产生的热噪声的贡献，即

$$\frac{kT_0 B}{L_F} + \Delta N_o = kT_0 B \quad (3.40)$$

进一步设吸收网络输入和输出等效噪声温度分别为 T_F 和 T_{F_o} ，噪声系数为 F_F ，则有

$$\Delta N_o = kT_{F_o} B = k(1 - 1/L_F) T_0 B \quad (3.41)$$

$$T_{F_o} = (1 - 1/L_F) T_0 \quad (3.42)$$

$$T_F = (L_F - 1) T_0 \quad (3.43)$$

$$F_F = L_F \quad (3.44)$$

4) 级联网络的等效噪声温度和噪声系数

设有 n 个网络级联，其功率放大倍数分别依次为 $G_1 \sim G_n$ ，噪声系数依次为 $F_1 \sim F_n$ ，等效噪声温度依次为 $T_{e1} \sim T_{en}$ ，则易推得该级联网络的等效噪声温度和噪声系数分别为

$$T_e = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_1} + \frac{T_{e3}}{G_1 G_2} + \cdots + \frac{T_{en}}{G_1 G_2 \cdots G_{n-1}} \quad (3.45)$$

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \cdots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \cdots G_{n-1}} \quad (3.46)$$

由上述关系式可见，级联放大器第一级的低噪、高增益是非常重要的。

5) 天线的等效噪声温度

天线噪声指天线接收到的外界噪声和其本身产生的噪声之和，通常用等效到天线输出端的等效噪声温度 T_a 来度量，天线的输出馈入接收机，则进入接收机的噪声功率为 $kT_a B$ ，其中， B 为接收机的等效噪声带宽。

6) 系统等效噪声温度

卫星通信接收系统简化框图如图 3.59 所示，则将参考点选在天线输出端时所计算出的等效噪声温度称为该系统的等效噪声温度。常将系统等效噪声温度记作 T_{sys}

$$T_{sys} = T_a + T_{e1} + \frac{(L_F - 1)T_0}{G_1} + \frac{L_F(F - 1)T_0}{G_1} \quad (3.47)$$

采用等效噪声温度的概念之后，接收系统中各部件均等效为理想无噪的，各部件对输入的信号和噪声有同样的放大或衰减作用，因此，载噪比处处相等。

例 3.9 设如图 3.59 所示的接收系统有如下参数：天线等效噪声温度 $T_a = 35\text{K}$ ；LNA 的功率增益为 $[G_1] = 50\text{dB}$ 、等效噪声温度为 $T_{e1} = 150\text{K}$ ；馈线损耗为 $[L_F] = 5\text{dB}$ ，接收机噪声系数为 $[F] = 12\text{dB}$ 。

(1) 试计算其系统等效噪声温度；

(2) 将 LNA 与电缆的位置互换，重新计算系统等效噪声温度。



图 3.59 卫星通信接收系统简化框图

解：(1)

$G_1 = 10^5, \quad L_F = 10^{0.5} = 3.16, \quad F = 10^{1.2}$

$$T_{\text{sys}} = T_a + T_{\text{el}} + \frac{(L_F - 1)T_0}{G_1} + \frac{L_F(F - 1)T_0}{G_1} \approx 185(\text{K})$$

(2) 将 LNA 与电缆互换位置之后的系统等效噪声温度记作 T'_{sys} ，则

$$T'_{\text{sys}} = T_a + (L_F - 1)T_0 + L_F T_{\text{el}} + \frac{L_F(F - 1)T_0}{G_1} = 1135.5(\text{K})$$

可见，与前一种连接方式相比，后一种方式下接收系统的噪声性能差很多，接收系统的第一级放大器的低噪、高增益是非常重要的，这正是第一级放大器都采用 LNA 的原因，且 LNA 应该紧贴天线放置。在此前提下，系统等效噪声温度几乎等于天线与 LNA 二者的等效噪声温度之和。当然，制作 LNA 时，低噪、高增益两方面的指标是矛盾的，往往低噪得到更多的关注。

2. 噪声和干扰的来源

接收系统在接收卫星转发来的有用信号的同时，还会接收到大量的外部噪声，或许还会收到某些干扰信号，而接收系统工作时内部也会产生一些噪声和干扰。地球站接收系统内、外部噪声和干扰的来源如图 3.60 所示。将图中除地球站接收机内部噪声之外的其他噪声和干扰分成 3 类(天线噪声、交调干扰和其他干扰)加以讨论。

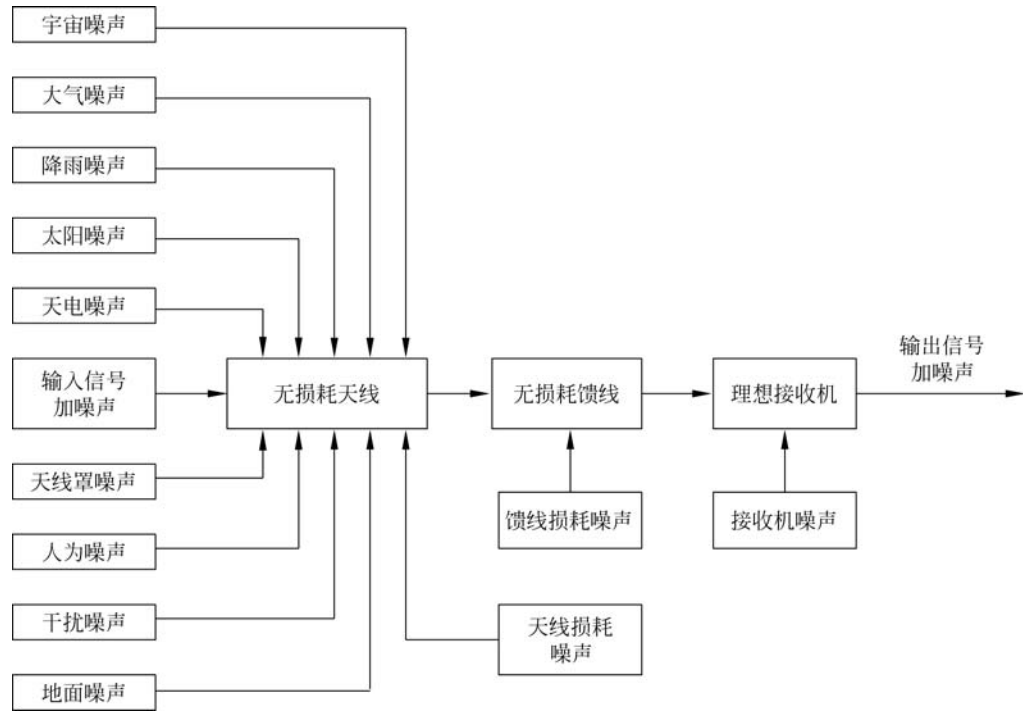


图 3.60 地球站接收系统的噪声和干扰来源

1) 天线噪声

天线噪声是指由天线馈入接收机的噪声,分为两部分:天线工作时内部产生的热噪声和所接收到的外部噪声。如图 3.60 所示,天线接收到的外部噪声主要是天线从其周围辐射源的辐射中接收到的,如宇宙噪声、大气噪声、降雨噪声、太阳噪声、天电噪声和地面噪声等。若天线盖有罩子则还有天线罩的介质损耗引起的噪声。

宇宙噪声指的是外空间星体的热气体及分布在星际空间的物质辐射所形成的噪声。在 1GHz 以下时,它是天线噪声的主要部分。

太阳噪声是指太阳系中的太阳、各行星及月亮辐射的电磁干扰被天线接收而形成的噪声,其中太阳是最大热辐射源。如果天线对准太阳,则会有大量的噪声进入接收机而致使通信中断,但是,只要天线不对准太阳,静寂期的太阳噪声对天线噪声的贡献不大。只要高增益天线不直接指向其他行星和月亮,则对其天线噪声没有显著影响。

电离层、对流层对穿过它们的电波在吸收其能量的同时也产生电磁辐射而形成噪声,其中主要是水蒸气及氧分子构成的大气噪声。大气噪声是频率的函数,在 10GHz 以上时显著增加;大气噪声又是仰角的函数,仰角越低,穿过大气层的途径越长,大气噪声对天线噪声温度贡献越大。

降雨及云、雾在引起电波损耗的同时也产生所谓降雨噪声,它们对天线噪声温度的贡献与雨量、频率、天线仰角有关。即使对于受降雨影响较小的 C 频段,在系统设计时也要考虑降雨对系统的影响,在 Ku、Ka 等更高频段,降雨对卫星通信的影响更大。通常,降雨对上行线路的影响通过由地球站增加发射功率予以应对,这称为上行功率控制;而降雨对下行线路的影响通过留降雨余量的方式予以应对。例如,国际卫星通信组织在设计 4GHz 系统时,考虑到暴雨噪声的影响,对 A 类站要求留 6dB 的降雨余量。

地球对微波的吸收能力较强,同时它又是个热辐射源。由于对地通信的卫星天线始终要对准地球,所以地球热噪声是这类卫星天线噪声温度的主要贡献者,平均噪声温度约为 254K。地球站天线的旁瓣和后瓣会接收到直接由地球产生的热辐射,还可能接收到经地面反射的其他辐射。压缩天线的旁瓣及后瓣是天线设计中需考虑的重要问题,它不但对降低地面噪声,而且对降低太阳噪声及后面要谈到的各种干扰的影响也有重要意义。一般要求天线设计时,在其最低工作仰角情况下,地面噪声对天线噪声温度的贡献小于 20K。

2) 交调干扰

卫星转发器和地球站的发射机末级都要采用 HPA 对信号进行大功率放大。HPA 的输入、输出信号振幅特性曲线例如图 3.61 所示。当 HPA 的输入信号功率较小时,随着输入信号功率的增加,输出信号功率基本上呈线性增大;当输入信号功率较大时,输出信号振幅不随输入信号的振幅线性变化,而呈现饱和输出特性,过饱和点之后,若再加大输入信号功率,输出信号功率反而减小;HPA 的输入、输出信号振幅特性曲线还存在“压缩”现象,即:在相同输入功率下,多载波输入较单载波输入时的输出功率低,且随着输入功率的增加,降低的程度加大。存在这种现象的主要原因是由于存在交调干扰。实际上,输入信号振幅的变化也会使输出信号产生附加的相位失真。人们常将上述振幅非线性称为调幅/调幅变换特性,而将相位非线性称为调幅/调相变换特性。

当放大器同时放大多个不同频率的信号时,由于其 AM/AM 和 AM/PM 变换特性,会使输出信号中出现各种新的组合频率成分。当这些组合频率成分落入工作频带内时,就会

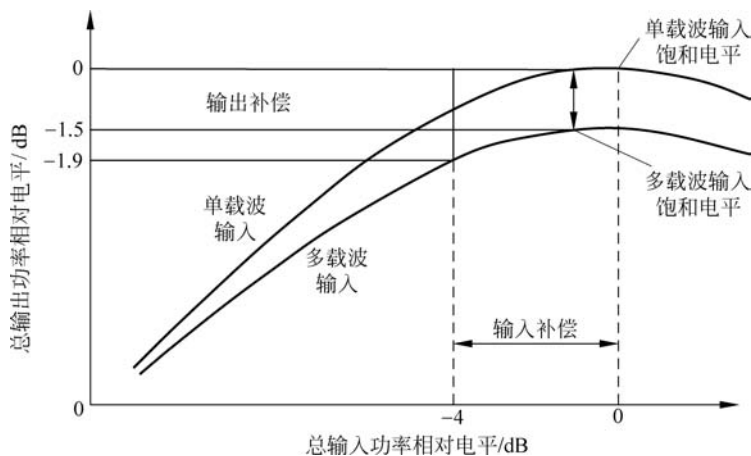


图 3.61 HPA 输入、输出特性曲线例

造成干扰,这种干扰被称为交调干扰。

通常不会让地球站的 HPA 工作于饱和区,而通信卫星的功率资源非常宝贵,为了使得转发器的输出功率尽可能大,转发器 HPA 的工作点就应该选择得接近饱和点,而如果此时卫星转发器是工作于多载波通信体制(如 FDMA)下,则就可能产生交调干扰。可依据 HPA 的输入、输出电压的关系式分析交调产物,譬如,当卫星转发器常用的行波管放大器(TWTA)的工作点位于饱和点附近时,其输出信号电压振幅 $u_o(u_i)$ 和相位 $\theta(u_i)$ 随输入电压 u_i 的变换关系分别为

$$u_o(u_i) = a_1 u_i + a_3 u_i^3 + a_5 u_i^5 + \cdots \quad (3.48)$$

$$\theta(u_i) = b_1 [1 - \exp(-b_2 u_i^2)] + b_3 u_i^3 + \cdots \quad (3.49)$$

其中, a_i 为与具体放大器有关的交替取正、负值的常数, b_i 亦为常数。

分析结果表明,因 TWTA 输入-输出特性非线性引起的交调产物中,形如 $(2f_1 - f_2)$ 和 $(f_1 + f_2 - f_3)$ 形式的三阶交调产物容易落入通信频带内形成严重的交调干扰,导致波形失真或误码;载波数的增加容易导致更多样化的交调产物落入通信频带内造成干扰,但交调产物的幅度会随载波数的增加而减小,当载波数较大时,五阶交调干扰可忽略不计;AM/PM 变换引起的总交调干扰的大小,可通过在幅度非线性产生的交调干扰基础上乘上一个大于 1 的系数予以计算,该系数只与具体行波管放大器的工作点有关。

工作于多载波条件下的卫星通信系统必然要采取一定措施减小交调干扰,3.4.2 节中将介绍若干种可用于 FDMA 卫星通信系统的减小交调干扰的措施,合理选择转发器 HPA 的工作点是减小交调干扰的措施之一。

合理选择转发器 HPA 的工作点以减小交调干扰的技术也称为输入、输出补偿技术。所谓输入补偿,是为了减小交调干扰而控制转发器 HPA 的工作点由饱和点(单载波时 HPA 输出功率的最大值点)向线性区域回退的一种技术,输入补偿值 $[BO_i]$ 即为输入功率回退的分贝值。如图 3.61 所示,有输入补偿则就有相应的输出补偿,输出补偿值是单载波条件下转发器的饱和输出功率电平与对其采取了输入补偿技术之后输出功率电平之差值,常记作 $[BO_o]$ 。

无论是模拟卫星通信还是数字卫星通信,通信质量总是取决于接收地球站的接收载噪

比。交调干扰的增加会降低该载噪比、恶化通信质量,而采取输入补偿技术减小交调干扰的同时,又会降低卫星转发器的输出信号功率,因而会降低接收地球站的接收信号功率。

3) 其他干扰

其他干扰主要有使用相同频段的卫星通信系统与地面微波中继系统之间和卫星通信系统之间可能发生的相互干扰、采取正交极化实现频率再用时可能存在的正交极化干扰,以及采用波束隔离方法进行频率再用时可能存在的波束相互间的所谓共信道干扰等,不一一展开叙述。

3. 卫星通信线路的噪声分配

在卫星通信中,为保证一定条件下的通信质量,必定要求接收地球站的输入载噪比满足一定的要求,而由于站、星间的远距离传输,接收载波信号已非常微弱,因而在系统设计中,尽可能地降低站、星设备以及上、下行各通信段的噪声量是非常重要的,而且必定要对噪声总量进行限制和予以合理分配。

表 3.11 列出了国际卫星 IS-Ⅱ、IS-Ⅲ和 IS-Ⅳ号通信系统中噪声分配的情况。其中,地球站设备内部噪声主要包括发射机内产生的热噪声、大功率放大器所产生的交调噪声、调制和解调设备非线性所引起的干扰串话噪声、地球站中频放大器等调频波传输线路上的相位畸变所引起的干扰串话噪声、中频电缆或馈线系统中因失配造成的波形畸变所引起的干扰串话噪声等;上行线路的噪声由卫星转发器的噪声温度决定;卫星转发器内产生的交调噪声是由多载波信号经过行波管功率放大器的非线性所引起的,它取决于设置的载波数目、载波排列情况、卫星功率放大器的工作点等因素;分配给下行线路的噪声较多,接收机所产生的热噪声包括在下行线路热噪声里;对来自其他陆地微波通信系统的干扰噪声也分配了一定的允许量。

表 3.11 IS-Ⅱ、IS-Ⅲ、IS-Ⅳ系统噪声(pW)分配情况

项 目	IS-Ⅱ	IS-Ⅲ	IS-Ⅳ
上行线路热噪声	1500	1410	1130
卫星转发器内交调噪声	1600	2340	2160
下行线路热噪声	6400	4250	4210
地球站设备内部噪声	500	1000	1500
来自其他系统的噪声	—	1000	1000
总计	10 000	10 000	10 000

在卫星通信线路的噪声分配中,对下行线路噪声的分配是卫星通信线路设计中最重要因素,通常分配给下行线路的噪声允许量较高。下行线路的噪声允许量在很大程度上决定了地球站接收天线和低噪声放大器的设计。这是因为上行线路可以利用地球站的大功率发射机和高增益的,且与其他业务干扰可能性小的窄波束天线,而下行线路则一方面可能受限于卫星的发射能力和远距离信号传输,另一方面也可能为了避免卫星信号对地面其他系统的干扰因而辐射功率受限,因此,基本上可以说,地球站是围绕下行线路来设计的。

3.5.3 卫星通信线路载噪比计算

3.5.1 和 3.5.2 节分别研究了卫星通信线路的载波功率和噪声功率的计算方法,载噪

比即为载波功率与噪声功率之比,则由载波接收功率计算式(3.50)和接收系统噪声功率计算公式 $N = kT_{\text{sys}}B$ 即可得所关心的卫星线路的载噪比

$$\left[\frac{C}{N}\right] = [\text{EIRP}] - [L_p] - [L_a] - [L_m] + [G_R] - [L_{FR}] - [kT_{\text{sys}}B] \quad (3.50)$$

需要注意的是:(单向)卫星通信线路是由地球站到卫星(上行)、再由卫星到地球站(下行)这样两个通信段构成的(如图 3.62 所示),卫星通信线路各单程载噪比、甚至包括其总载噪比计算都是载噪比计算,其计算方法必然有如式(3.50)所示的共性,但毕竟因线路不同会有各自的特殊性;对于不同系统而言,由于所采取的通信体制可能不同,所以在计算载噪比时亦有各种情况下需特殊考虑的问题。换言之,在研究各类载噪比计算时应该在注意其共性的同时注重其特殊性,这样可以获得事半功倍的效果。

本节先介绍卫星转发器的饱和通量密度及其对发射地球站的 EIRP_E 约束作用,然后再分别介绍卫星通信线路的各类单程载噪比和总载噪比计算方法。在此之前要说明的是:卫星通信线路的载噪比参数 C/N 是接收带宽的函数,鉴于这种表示方法对不同带宽的系统不便于比较,所以,实际中也常采用载波与噪声功率谱密度 n_0 之比 C/n_0 和载波与等效噪声温度之比 C/T ,其中, n_0 为单边噪声功率谱密度, T 为接收机的系统等效噪声温度,且有

$$\frac{C}{n_0} = \frac{C}{kT} (\text{dBHz}) \quad (3.51)$$

$$\frac{C}{T} = \frac{C}{n_0} k = \frac{C}{N} kB (\text{dBW/K}) \quad (3.52)$$

$$\left[\frac{C}{N}\right] = \left[\frac{C}{n_0}\right] - 10\lg B = \left[\frac{C}{T}\right] - [k] - [B] (\text{dB}) \quad (3.53)$$

为方便起见,常常将 C/T 、 C/n_0 和 C/N 都称为载噪比。

1. 卫星转发器饱和通量密度

对地球站的发射功率进行限制以选择合适的卫星转发器 HPA 工作点的卫星转发器参数是卫星转发器饱和通量密度,其定义是:当转发器达到饱和输出时,转发器接收天线所要求的功率流密度,记作 W_s 。

卫星转发器达到饱和输出时的等效全向辐射功率称为转发器饱和等效全向辐射功率,记作 EIRP_{ss} ;与之相应的地球站的等效全向辐射功率称为地球站饱和等效全向辐射功率,记作 EIRP_{ES} 。假设星、站之间的电波是在自由空间环境中传播,则如图 3.63 所示, EIRP_{ES} 与 W_s 的关系为

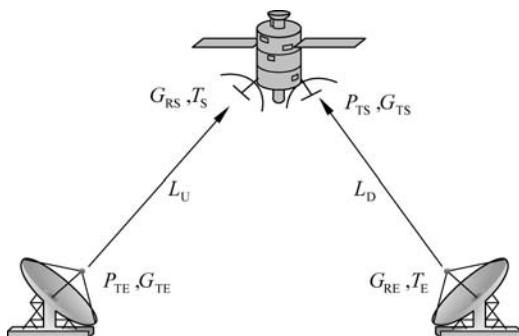


图 3.62 单向卫星通信线路示意图

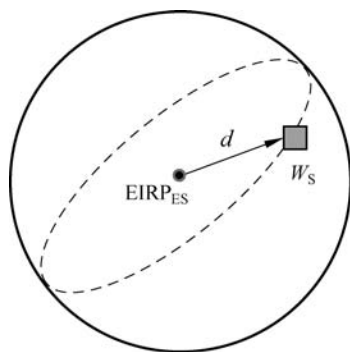


图 3.63 EIRP_{ES} 与 W_s 的关系示意图

$$W_s = \frac{\text{EIRP}_{\text{ES}}}{4\pi d^2} = \frac{\text{EIRP}_{\text{ES}}}{\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2} \cdot \frac{4\pi}{\lambda^2} = \frac{\text{EIRP}_{\text{ES}}}{L_U} \cdot \frac{4\pi}{\lambda^2} \quad (\text{W/m}^2) \quad (3.54)$$

若采用分贝值计算,则有

$$[W_s] = [\text{EIRP}_{\text{ES}}] - [L_U] + \left[\frac{4\pi}{\lambda^2}\right] \quad (\text{dBW/m}^2) \quad (3.55)$$

W_s 是卫星转发器参数,它对发射地球站的饱和等效全向辐射功率 EIRP_{ES} 的约束作用为

$$[\text{EIRP}_{\text{ES}}] = [W_s] + [L_U] - \left[\frac{4\pi}{\lambda^2}\right] \quad (\text{dBW}) \quad (3.56)$$

当然,由于电波传播环境并非自由空间,实际计算时还需要计及诸如大气、天线指向等其他损耗。

2. 上行线路载噪比与卫星接收机品质因数

计算上行线路载噪比时,参考点一般设在卫星转发器接收天线出端。

在卫星转发器单载波工作条件下,若无其他考虑,转发器 HPA 的工作点应设在饱和点,地球站应辐射出饱和等效全向辐射功率 EIRP_{ES} ,由式(3.50)可求得卫星转发器接收机输入端的载波与等效噪声温度比,或简称为上行线路载噪比为

$$\left[\frac{C}{T}\right]_U = [\text{EIRP}_{\text{ES}}] - [L_U] - [L_{aU}] - [L_{mU}] + [G_{\text{RS}}] - [L_{\text{FRS}}] - [T_s] \quad (\text{dBW/K}) \quad (3.57)$$

其中,下标 U 表示相应参数是上行线路参数, T_s 为卫星转发器接收系统的系统等效噪声温度。如果将上行线路的大气损耗 L_{aU} 和其他路径损耗 L_{mU} 计入 L_U 之内,且设 G_{RS} 为有效天线增益,则式(3.57)可写成

$$\left[\frac{C}{T}\right]_U = [\text{EIRP}_{\text{ES}}] - [L_U] + \left[\frac{G_{\text{RS}}}{T_s}\right] \quad (\text{dBW/K}) \quad (3.58)$$

由式(3.55)知,可直接由 W_s 计算 $[C/T]_U$

$$\left[\frac{C}{T}\right]_U = [W_s] + \left[\frac{G_{\text{RS}}}{T_s}\right] - \left[\frac{4\pi}{\lambda^2}\right] \quad (\text{dBW/K}) \quad (3.59)$$

由式(3.58)和式(3.59)可见, G_{RS}/T_s 的大小直接关系到卫星转发器接收性能的好坏,故称其为卫星接收机品质因数。 G_{RS}/T_s 越大,卫星转发器接收性能越好。常将 $[G_{\text{RS}}/T_s]$ 记作 $[G/T]_s$ 。

如 3.5.2 节中所述,在卫星转发器多载波工作条件下,为了减小交调干扰常采取输入补偿技术。若设地球站等效全向辐射总功率为 EIRP_{EM} ,第 i 条载波的等效全向辐射功率为 EIRP_{Ei} 、系统共有 n 条载波、输入补偿值为 $[BO_I]$ dB,则有

$$\text{EIRP}_{\text{EM}} = \sum_{i=1}^n \text{EIRP}_{\text{Ei}} \quad (\text{W}) \quad (3.60)$$

$$[\text{EIRP}_{\text{EM}}] = [\text{EIRP}_{\text{ES}}] - [BO_I] \quad (\text{dBW}) \quad (3.61)$$

$$= [W_s] + [L_U] - \left[\frac{4\pi}{\lambda^2}\right] - [BO_I] \quad (\text{dBW}) \quad (3.62)$$

进而可得上行线路总载噪比 $[C/T]_{\text{UM}}$ 为

$$\left[\frac{C}{T}\right]_{\text{UM}} = [\text{EIRP}_{\text{EM}}] - [L_{\text{U}}] + \left[\frac{G}{T}\right]_{\text{s}} \quad (\text{dBW/K}) \quad (3.63)$$

$$= [\text{EIRP}_{\text{ES}}] - [BO_1] - [L_{\text{U}}] + \left[\frac{G}{T}\right]_{\text{s}} \quad (\text{dBW/K}) \quad (3.64)$$

$$= [W_{\text{s}}] - [BO_1] + \left[\frac{G}{T}\right]_{\text{s}} - \left[\frac{4\pi}{\lambda^2}\right] \quad (\text{dBW/K}) \quad (3.65)$$

可见, $[C/T]_{\text{UM}}$ 是 $[W_{\text{s}}]$ 、 $[BO_1]$ 和 $[G/T]_{\text{s}}$ 的函数。如果保持 $[W_{\text{s}}]$ 和 $[G/T]_{\text{s}}$ 不变, 在一定程度上增加 $[BO_1]$, 可提高系统抑制交调干扰的能力, 却会使 $[C/T]_{\text{UM}}$ 有所降低。因此, 在卫星转发器上一般都装有可由地面控制的衰减器, 以便调节它的输入, 使 $[C/T]_{\text{UM}}$ 与地球站的 $[\text{EIRP}]_{\text{E}}$ 得到合理的数值, 譬如, IS-IV 和 IS-V 就采取了这样的措施。

由于接收机总是针对每一条载波进行解调进而恢复基带信号的, 所以有必要计算每一条载波对应的上行线路载噪比。由式(3.60)可知, 如果对应第 i 条载波的等效全向辐射功率 EIRP_{Ei} 在地球站等效全向辐射总功率 EIRP_{EM} 中所占的份额为 α , 则易推得

$$[\text{EIRP}_{\text{Ei}}] = [\text{EIRP}_{\text{EM}}] + [\alpha] \quad (\text{dBW}) \quad (3.66)$$

第 i 条载波对应的上行线路载噪比 $[C/T]_{\text{Ui}}$ 为

$$\left[\frac{C}{T}\right]_{\text{Ui}} = \left[\frac{C}{T}\right]_{\text{UM}} + [\alpha] \quad (\text{dBW/K}) \quad (3.67)$$

3. 下行线路载噪比与地球站品质因数

计算下行线路载噪比时, 参考点一般设在地球站接收天线输出端。

在卫星转发器单载波工作、且以 EIRP_{SS} 发射信号的条件下, 与式(3.58)相对应, 可求得地球站接收天线输出端的载波与等效噪声温度比, 或简称为下行线路载噪比为

$$\left[\frac{C}{T}\right]_{\text{D}} = [\text{EIRP}_{\text{SS}}] - [L_{\text{D}}] + \left[\frac{G_{\text{RE}}}{T_{\text{E}}}\right] \quad (\text{dBW/K}) \quad (3.68)$$

其中, L_{D} 包括了下行线路空间路径上所有的传输损耗; G_{RE} 为地球站接收天线有效增益; T_{E} 为接收地球站的系统等效噪声温度; $[G_{\text{RE}}/T_{\text{E}}]$ 为接收地球站的品质因数, 反映了接收地球站的接收性能, 常简记作 $[G/T]_{\text{E}}$ 。

在卫星转发器多载波工作条件下, 设输入补偿值为 $[BO_1]$ 、输出补偿值为 $[BO_0]$, 则同理可求得下行线路总载噪比 $[C/T]_{\text{DM}}$ 为

$$\left[\frac{C}{T}\right]_{\text{DM}} = [\text{EIRP}_{\text{SS}}] - [BO_0] - [L_{\text{D}}] + \left[\frac{G}{T}\right]_{\text{E}} \quad (\text{dBW/K}) \quad (3.69)$$

如果对应第 i 条载波的等效全向辐射功率 EIRP_{Ei} 在地球站等效全向辐射总功率 EIRP_{EM} 中所占的份额为 α , 则第 i 条载波对应的下行线路载噪比 $[C/T]_{\text{Di}}$ 为

$$\left[\frac{C}{T}\right]_{\text{Di}} = \left[\frac{C}{T}\right]_{\text{DM}} + [\alpha] \quad (\text{dBW/K}) \quad (3.70)$$

4. 载波交调噪声比

卫星转发器工作于多载波条件下通常存在交调干扰问题。亦可采取等效噪声温度技术来处理交调干扰, 即将交调噪声等效到转发器接收天线输出端, 相应的等效噪声温度记作 T_{IS} , 并将卫星转发器载波接收功率与交调等效噪声温度之比 $[C_{\text{RS}}/T_{\text{IS}}]$ 简称为载波交调噪声比, 简记作 $[C/T]_{\text{IM}}$, 最终将 $[C/T]_{\text{IM}}$ 计入卫星通信线路总载噪比中。

交调干扰的大小与卫星转发器 HPA 的幅度特性、工作点、载波数量、载波功率大小以

及载波排列情况等许多因素有关,通常通过实验测量或计算机模拟得到。

卫星通信系统的功率资源是非常宝贵的,从尽可能充分利用系统的功率资源角度考虑,卫星转发器 HPA 的工作点应该尽量靠近饱和点,在此前提下,通常卫星转发器 HPA 的工作点越远离饱和点(即 $[BO_1]$ 越大) $[C/T]_{\text{IM}}$ 越大,反之越小。但是,如图 3.64 所示, $[C/T]_{\text{UM}}$ 和 $[C/T]_{\text{DM}}$ 相对 $[BO_1]$ 的变化却与之相反。因此,为了使卫星线路得到最佳的传输特性,必须适当选择补偿值。显然,如何选择最佳工作点在卫星通信系统设计中是个极其重要的问题。

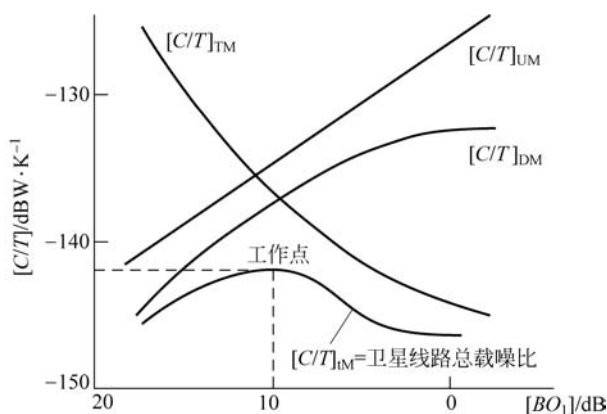


图 3.64 $[C/T]$ 与 $[BO_1]$ 的关系

5. 卫星通信线路的总载噪比

前面研究的上行和下行线路载噪比都是单程线路的载噪比。所谓单程是指地球站到卫星或卫星到地球站。实际上,卫星通信大多是双程的,即由地球站→卫星→地球站。因此,接收地球站收到的总载噪比 $[C/N]_{\text{tM}}$ 与下行线路的 $[C/N]_{\text{DM}}$ 是有区别的。

对于多载波工作的卫星通信系统,整个卫星通信线路噪声由上行线路噪声、下行线路噪声和交调噪声三部分组成。虽然这三部分噪声到达接收地球站接收机输入端时,已混合在一起,但因各部分噪声之间彼此独立,所以计算噪声功率时,应该将三部分相加。设从卫星转发器接收机天线输出端到接收地球站接收天线输出端的功率增益为 G ,卫星转发器接收系统等效噪声温度 T_s 和交调等效噪声温度 T_{is} 折算到接收地球站接收天线输出端时分别成为 $T_u = T_s G$ 和 $T_1 = T_{\text{is}} G$,则此参考点处总的等效噪声温度 T_t 为

$$T_t = T_u + T_1 + T_e = (r + 1)T_e(K) \quad (3.71)$$

其中, r 定义为

$$r = \frac{T_u + T_1}{T_e} = \frac{\left(\frac{C}{T}\right)_{\text{UM}}^{-1} + \left(\frac{C}{T}\right)_{\text{IM}}^{-1}}{\left(\frac{C}{T}\right)_{\text{DM}}^{-1}} \quad (3.72)$$

设输入补偿值为 $[BO_1]$ 、输出补偿值为 $[BO_0]$,则可以写出整个卫星线路的总载噪比

$$\left[\frac{C}{T}\right]_{\text{tM}} = [\text{EIRP}_{\text{ss}}] - [BO_0] - [L_D] + [G_{\text{RE}}] - [T_t] \quad (3.73)$$

$$\begin{aligned} &= [\text{EIRP}_{\text{ss}}] - [BO_0] - [L_D] + \left[\frac{G}{T}\right]_E - 10\lg(r + 1) \\ &= \left[\frac{C}{T}\right]_{\text{DM}} - [r + 1]\text{dBW} \cdot \text{K}^{-1} \end{aligned} \quad (3.74)$$

且易推得

$$\left(\frac{C}{T}\right)_{\text{tM}}^{-1} = \left(\frac{C}{T}\right)_{\text{UM}}^{-1} + \left(\frac{C}{T}\right)_{\text{IM}}^{-1} + \left(\frac{C}{T}\right)_{\text{DM}}^{-1} \quad (\text{dBW/K}) \quad (3.75)$$

或

$$\left[\frac{C}{T}\right]_{\text{tM}} = -10\lg\left(10^{\frac{-[C/T]_{\text{UM}}}{10}} + 10^{\frac{-[C/T]_{\text{IM}}}{10}} + 10^{\frac{-[C/T]_{\text{DM}}}{10}}\right) \quad (3.76)$$

如果卫星通信系统中不存在交调干扰,则式(3.71)~式(3.76)中就不包含交调干扰相关项。

例 3.10 一卫星通信线路的上行线路载波与等效噪声温度比为 $[C/T]_{\text{U}} = -128.6 \text{ dBW/K}$ 、下行为 $[C/T]_{\text{D}} = -141.6 \text{ dBW/K}$,不存在交调干扰,试求线路总载噪比。

$$\begin{aligned} \text{解: } \left[\frac{C}{T}\right]_{\text{t}} &= -10\lg\left(10^{\frac{-[C/T]_{\text{U}}}{10}} + 10^{\frac{-[C/T]_{\text{D}}}{10}}\right) \\ &= -10\lg(10^{12.86} + 10^{14.60}) = -146.08 \quad (\text{dBW/K}) \end{aligned}$$

注意,该例呈现了卫星通信线路总载噪比计算的一个规律,如果上、下行载噪比值差别比较大,总载噪比值近似等于其中的小值。

6. 门限余量和降雨余量

众所周知,模拟通信系统衡量通信质量的指标是信号的信噪比,数字通信系统则采用误码率。当调制方式确定之后,对两类系统都可从理论上得到满足通信质量要求所需的最低接收载噪比——门限载噪比。以数字通信系统为例,假定已知在某种调制方式及误码率要求条件下的单位比特能量与噪声密度之比 $[E_b/n_o]$ 的门限值,记作 $[E_b/n_o]_{\text{th}}$,则可推得门限载噪比 $[C/T]_{\text{th}}$ 如下

$$\left[\frac{C}{T}\right]_{\text{th}} = \left[\frac{E_b}{n_o}\right]_{\text{th}} + [k] + [R_b] \quad (3.77)$$

考虑到系统会受到气象条件、天线指向误差以及转发器和地球站设备的某些不稳定因素的影响,在设计卫星通信线路时,不能只将 $[C/T]_{\text{th}}$ 作为最终的接收载噪比需求指标、按它来选择传输线路参数,而必须留有一定的余量,应该适当选择传输线路参数,以使得线路总载噪比 $[C/T]_{\text{t}}$ 适当地大于 $[C/T]_{\text{th}}$ 。 $[C/T]_{\text{t}}$ 与 $[C/T]_{\text{th}}$ 之差即为门限余量 $[E]$

$$[E] = \left[\frac{C}{T}\right]_{\text{t}} - \left[\frac{C}{T}\right]_{\text{th}} \quad (3.78)$$

在气象条件变化中,特别要注意的是雨雪引起的线路质量的下降,在线路设计时必须为此留有一定的余量,以保证降雨时仍能满足对线路质量的要求,这种余量称为“降雨余量”。如 3.5.2 节中所述,通常,降雨对上行线路的影响通过上行功率控制予以应对,考虑降雨余量时一般只针对下行线路。

已知不降雨时卫星通信线路总载噪比如式(3.74)所示,假设所需考虑的最大降雨量的影响使下行线路噪声增加到原有噪声的 m 倍,地球站接收系统 $[C/T]$ 值正好降到门限值 $[C/T]_{\text{th}}$,则

$$T_{\text{t}} = T_{\text{U}} + T_{\text{I}} + mT_{\text{E}} = (r + m)T_{\text{E}} \quad (3.79)$$

$$\left[\frac{C}{T}\right]_{\text{th}} = \left[\frac{C}{(r + m)T_{\text{E}}}\right] \quad (3.80)$$

即

$$\left[\frac{C}{T}\right]_{\text{th}} = \left[\frac{C}{T}\right]_{\text{D}} - [r + m] = \left[\frac{C}{T}\right]_{\text{D}} - [r + 1] - \left[\frac{r + m}{r + 1}\right] \quad (3.81)$$

$$[E] = \left[\frac{C}{T}\right]_{\text{r}} - \left[\frac{C}{T}\right]_{\text{th}} = \left[\frac{r + m}{r + 1}\right] \quad (3.82)$$

式(3.82)中的 $[E]$ 是仅考虑降雨影响时的门限余量,如果为雨衰预留了这么大的余量,则当降雨雨量不超过所考虑的最大降雨雨量时,线路总载噪比不会降到 $[C/T]_{\text{th}}$ 以下,因而通信质量得以保证。

人们将 $M = [m] = 10 \lg m$ 定义为降雨余量。在 C 频段的卫星通信系统中,一般取 $M = 4 \sim 6 \text{dB}$ 。

例 3.11 直播卫星电视(Direct Broadcast Satellite-TV, DBS-TV)的广播线路是单向线路,涉及的卫星转发器为透明转发器,已知的设计参数列于表 3.12 中,其中已经留有的余量为雨衰所留,电视接收机的门限总载噪比为 9.5dB,试确定发射地球站的发射功率电平 $[P_{\text{TE}}]$ 、接收地球站的接收天线增益和天线口径以及降雨余量。

表 3.12 例 3.11 中所要求的设计参数

卫星参数	静止轨道卫星,28个 K _U 频段转发器	
	射频总输出功率	2.24kW
	天线增益(发 G_{TS} 、收 G_{RS})	31dB
	接收系统等效噪声温度 T_{S}	500K
	转发器饱和输出功率 P_{TSS}	80W
	转发器带宽	54MHz
	转发器所需载噪比 $[C/N]_{\text{U}}$	30dB
信号	转发器输出补偿 $[BO_{\text{O}}]$	1dB
	压缩数字视频信号符号率	43.2Msps
发射地球站参数	接收机所允许的最小载噪比 $[C/N]_{\text{th}}$	9.5dB
	天线口径	5m
	天线效率	68%
	上行工作频率	14.15GHz
	上行自由空间传输损耗 L_{U}	207.2dB
	上行天线指向误差损耗 L_{cU}	2dB
	上行晴朗天气大气损耗 L_{aU}	0.7dB
	上行晴朗天气其他损耗 L_{mU}	0.3dB
接收地球站参数	上行降雨损耗 L_{rU} ,一年中的 0.01%	6.0dB
	下行工作频率	11.45MHz
	接收机中频噪声带宽	43.2MHz
	天线等效噪声温度	30K
	天线效率	65%
	LNA 等效噪声温度	110K
	下行自由空间传输损耗 L_{D}	205.4dB
	下行天线指向误差损耗 L_{cD}	3dB
	下行晴朗天气大气损耗 L_{aD}	0.5dB
	下行其他损耗 L_{mD}	0.2dB
	晴朗天气所需总载噪比 $[C/N]_{\text{r}}$	17dB

例 3.11 将展示上述有关卫星通信线路计算的概念可如何应用于卫星通信系统设计。

下面分别计算各单程噪声功率电平、载波接收功率电平和载噪比,然后计算总载噪比,进而确定所求参数。注意,这是一个单载波系统。

1) 上行线路设计

由于转发器所需的输入载噪比,也即上行线路载噪比为 $[C/N]_U=30\text{dB}$,所以,应该先求出晴朗气候条件下为获得 $[C/N]_U$ 所需的地球站发射功率。为此,必须先计算出对于 43.2MHz 噪声带宽下转发器的噪声功率,然后加 30dB 即可得到转发器输入功率电平。

上行线路噪声功率 $N=kT_sB$, $[N]$ 等于 k 、 T_s 和 B 各参数的分贝值之和。上行线路噪声功率预算表见表 3.13。

表 3.13 例 3.11 中 DBS 系统的上行线路噪声功率预算表

参 数 名 称	参数分贝值	参 数 名 称	参数分贝值
k	$-228.6\text{dBW} \cdot \text{K}^{-1}\text{-Hz}^{-1}$	$B(43.2\text{MHz})$	76.4dBHz
T_s	$10\lg 500=27.0\text{dBK}$	$N(\text{上行线路噪声功率})$	-125.2dBW

转发器输入功率 C_{RS} 必须高于噪声功率 30dB:

$$[C_{\text{RS}}] = -125.2 + 30 = -95.2(\text{dBW})$$

地球站发射天线增益 $[G_{\text{TE}}]$ 为

$$[G_{\text{TE}}] = 10\lg\left(0.68 \times \left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^2\right) = 55.7(\text{dB})$$

将计算上行线路载波接收功率的相关已知参数列于表 3.14 中,其中损耗值均以其负值填入,表中的已知参数之和为 -123.5dBW 。

表 3.14 例 3.11 中 DBS 系统的上行线路载波接收功率预算表

参 数 名 称	参数分贝值	参 数 名 称	参数分贝值
P_{TE}	?dBW	L_{aU}	-0.7dB
G_{TE}	55.7dB	L_{mU}	-0.3dB
L_{U}	-207.2dB	G_{RS}	31.0dB
L_{cU}	-2dB	C_{RS}	$[P_{\text{TE}}] - 123.5 = -95.2\text{dBW}$

地球站发射(发射天线输入)功率电平 $[P_{\text{TE}}]$ 和发射功率 P_{TE} 分别为

$$[P_{\text{TE}}] = [C_{\text{RS}}] + 123.5 = -95.2 + 123.5 = 28.3(\text{dBW})$$

$$P_{\text{TE}} = 676\text{W}$$

这一发射功率相对比较高,所以可能需要增加发射天线直径而减小发射功率。

2) 下行线路设计

首先计算 $[C/N]_D$,它能满足当 $[C/N]_U=30\text{dB}$ 时提供 17dB 的 $(C/N)_t$ 。由式(3.75)可得

$$\left(\frac{C}{N}\right)_D^{-1} = \left(\frac{C}{N}\right)_t^{-1} - \left(\frac{C}{N}\right)_U^{-1} = (1/10^{1.7}) - (1/10^{3.0}) = 0.019$$

$$\left[\frac{C}{N}\right]_D = 10\lg(1/0.019) = 17.2(\text{dB})$$

下面列制下行线路的噪声功率和载波接收功率预算表(表 3.15 和表 3.16),以进一步求解接收地球站的接收天线增益和天线口径。

表 3.15 例 3.11 中 DBS 系统的下行线路噪声功率预算表

参数名称	参数分贝值	参数名称	参数分贝值
k	$-228.6 \text{ dBW} \cdot \text{K}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$	$B(43.2 \text{ MHz})$	76.4 dBHz
$T_E(30\text{K}+110\text{K})$	$10\lg 140 = 21.5 \text{ dBW}$	$N(\text{下行线路噪声功率})$	-130.7 dBW

表 3.16 例 3.11 中 DBS 系统的下行线路载波接收功率预算表

参数名称	参数分贝值	参数名称	参数分贝值
$[P_{\text{TSS}}]$	$10\lg 80 = 19 \text{ dBW}$	$[L_{\text{ad}}]$	-0.5 dB
$[BO_o]$	-1 dB	$[L_{\text{mD}}]$	-0.2 dB
$[G_{\text{TS}}]$	31 dB	$[G_{\text{RE}}]$	$? \text{ dB}$
$[L_{\text{D}}]$	-205.4 dB	$[C_{\text{RE}}]$	$[G_{\text{RE}}] - 160.1 = -113.5 \text{ dBW}$
$[L_{\text{cd}}]$	-3 dB		

由 $[C/N]_{\text{D}} = 17.2 \text{ dB}$ 知,地球站接收载波功率 C_{RE} 必须高于其噪声功率 17.2 dB ,所以,

$$[C_{\text{RE}}] = -130.7 + 17.2 = -113.5 (\text{dBW})$$

转发器饱和输出功率为 80 W ,合 19 dBW 。虽然转发器处于单载波工作状态,但仍采取了输入、输出补偿,旨在减小由于其 HPA 的 AM/PM 转换特性引起的码间干扰。表 3.15 为下行线路载波接收功率预算表,其中的已知值相加等于 -160.1 dB ,该值加上天线增益 $[G_{\text{RE}}]$ 便等于 $[C_{\text{RE}}]$,则可得:

$$[G_{\text{RE}}] = -113.5 + 160.1 = 46.6 (\text{dB})$$

$$G_{\text{RE}} = \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \eta = 10^{4.66}$$

可推得天线口径为 $D = 2.21 \text{ m}$ 。

3) 降雨余量

$$r = \frac{\left(\frac{C}{N} \right)_{\text{U}}^{-1}}{\left(\frac{C}{N} \right)_{\text{D}}^{-1}} = \frac{10^{1.72}}{10^3} = 0.0525$$

$$\left[\frac{C}{T} \right]_{\text{th}} = \left[\frac{C}{T} \right]_{\text{D}} - [r + m] = 17.2 - 10\lg(0.0525 + m) = 9.5$$

$$m = 5.83$$

所以,降雨余量 M 为

$$M = 10\lg 5.83 = 7.7 (\text{dB})$$

7. 卫星通信系统线路设计基本步骤

由以上讨论并再加深入一些的思考,可将通信系统线路设计的基本步骤归纳如下。

- (1) 确定系统工作频段。
- (2) 确定卫星通信参数,估计所有未知参数。
- (3) 建立上行线路载噪比预算表。

- (4) 建立下行线路载噪比预算表。
- (5) 由各单程载噪比(其中也可能包括载波交调噪声比等)建立总载噪比计算式。
- (6) 计算基带信道中的信噪比 S/N 或误码率 BER,找出线路余量。
- (7) 估算设计结果并与系统要求进行比较,视需要改变设计参数以便获得可接收的 $[C/N]_t$ 或 $[S/N]$ 、BER 等性能指标,这一过程可能要反复好几次。
- (8) 确定线路工作的传播条件。
- (9) 校验所有参数的合理性以及在期望的预算下的可实现性,如有不合适之处,要改变某些参数再重新设计系统。

3.5.4 卫星通信线路系统权衡

下面以一个例子来说明卫星线路参数权衡的基本含义。假设一传输语音信号的 SCPC 系统,其结构如图 3.65 所示。该系统的主要参数如表 3.17 所示。

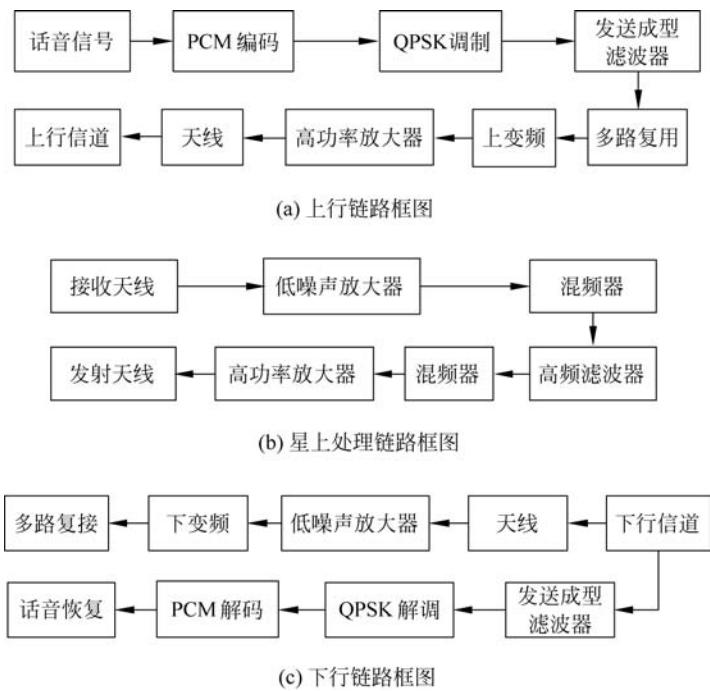


图 3.65 传输语音信号的 SCPC 系统结构

表 3.17 SCPC 语音和数据参数表

射频发送	发射天线直径	5m
	天线效率 η	0.8
	发射天线 EIRP	95.61dB
	天线增益	(1)
上行损耗	传输距离	36 000km
	上行频率	6GHz
	上行损耗	(3)

续表

星上转发	收发天线直径	0.5m
	增益系数 η	0.8
	噪声温度	300K
	功放输出增益	79.4dB
	转发 EIRP	40W
射频接收	接收天线直径	0.6m
	天线效率 η	0.8
	天线增益	(2)
	接收延迟	28
	下行频率	4GHz
	下行损耗	(4)
	相位噪声	60dBc/Hz
	噪声温度	100K
	频率偏移	0Hz
	频率补偿	1Hz
	接收天线输出信号功率电平	(5)

首先需要根据已知参数计算表中缺少的(1)(2)(3)(4)(5)的各项内容。

(1) 发射天线增益 G_u

$$\begin{aligned}
 [G_u] &= \left[\left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \eta \right] = \left[\left(\frac{\pi D}{c_{\text{光速}} / f_{\text{上行}}} \right)^2 \eta \right] \\
 &= 10 \lg \left[\left(\frac{5\pi}{3 \times 10^8 / 6 \times 10^9} \right)^2 \times 0.8 \right] = 48.97 \text{ dB}
 \end{aligned}$$

(2) 射频接收天线增益 G_d

$$\begin{aligned}
 [G_d] &= \left[\left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \eta \right] = \left[\left(\frac{\pi D}{c_{\text{光速}} / f_{\text{下行}}} \right)^2 \eta \right] \\
 &= 10 \lg \left[\left(\frac{0.6\pi}{3 \times 10^8 / 4 \times 10^9} \right)^2 \times 0.8 \right] = 27.0357 \text{ dB}
 \end{aligned}$$

(3) 上行传播损耗 L_u

$$[L_u] = 92.5 + 20 \lg 36\,000(\text{km}) + 20 \lg 6(\text{GHz}) = 199.19 \text{ dB}$$

(4) 下行传播损耗 L_d

$$[L_d] = 92.5 + 20 \lg 36\,000(\text{km}) + 20 \lg 4(\text{GHz}) = 195.67 \text{ dB}$$

由参数表 3.12 可知

$$[\text{EIRP}]_s = 10 \lg(40) = 16.02 \text{ dB}$$

$$\left[\frac{G}{L} \right]_{\text{RE}} = [G]_d = 27.0357 \text{ dB}$$

$$[L]_d = 195.67 \text{ dB}$$

$$T_{\text{RE}} = 100 \text{ K}$$

$$B = 38.00 \text{ kHz}$$

$$k = -228.6 \text{ dB/J/K}$$

(5) 接收天线输出信号功率电平 $[C_R]$

$$\begin{aligned}[C]_{RE} &= [EIRP]_S - [L]_D + [G/L]_{RE} \\ &= 16.02\text{dBW} - 195.67\text{dB} + 27.0357\text{dB} = -152.61\text{dBW}\end{aligned}$$

完善了系统参数表后,下面来对系统的业务需求进行分析。系统要求传输数字话音和数据业务,这两种业务对系统的总载噪比提出了不同的要求,为进行分析,需先计算此卫星线路的总载噪比。此系统的上行链路载噪比

$$\begin{aligned}\left[\frac{C}{T}\right]_{U1} &= [EIRP]_{E1} - [L]_u + \left[\frac{G}{T}\right]_S \\ &= 95.61 - 3 - 199.19 + 27.0357 - 24.77 = -101.76\text{dBW/K}\end{aligned}$$

此系统的下行链路载噪比

$$\left[\frac{C}{T}\right]_{D1} = [C_{RE}]_1 - [T_{RE}] = -152.61 - 20 = -172.61\text{dBW/K}$$

单个载波功率与线路总等效噪声温度

$$\left(\frac{C}{T}\right)_{T_1}^{-1} = \left(\frac{C}{T}\right)_{U_1}^{-1} + \left(\frac{C}{T}\right)_{D_1}^{-1}$$

即

$$\left(\frac{C}{T}\right)_{T_1} = -172.61\text{dB}$$

由计算结果可以看出,现行参数配置的 SCPC 系统是下行受限系统。下面分别讨论使用该系统传输话音和数据业务时的门限余量。

1) 话音业务

对于话音业务,误比特率只需达到 10^{-4} 这个数量级,其归一化信噪比门限值

$$\left[\frac{E_b}{N_o}\right]_{th} = 8.4\text{dB}$$

因

$$\left[\frac{C}{T}\right]_{th} = \left[\frac{C}{N}\right]_{th} + [kB] = \left[\frac{E_b}{N_o} \times \frac{R_b}{B}\right]_{th} + [kB] = \left[\frac{E_b}{N_o}\right]_{th} + [k] + [R_b]$$

所以

$$\left[\frac{C}{T}\right]_{th} = 8.4 - 228.6 + 10\lg(64\,000) = -172.14\text{dBW/K}$$

传输话音业务的门限余量

$$[E] = \left[\frac{C}{T}\right]_{T1} - \left[\frac{C}{T}\right]_{th} = -172.61 + 172.14 = -0.47\text{dBW/K}$$

该系统传输话音业务,门限余量处于 $2\sim 3\text{dB}$ 的允许范围内,因此对传输话音业务的数字系统,该系统的各指标值符合工程设计要求。

2) 数据业务

对于传输数据业务,误比特率至少要达到 10^{-6} 这个数量级,其归一化信噪比门限值

$$\left[\frac{E_b}{N_o}\right]_{th} = 10.6\text{dB}$$

同话音业务计算可得到

$$\left[\frac{C}{T}\right]_{\text{th}} = 10.6 - 228.6 + 10\lg(64\,000) = -169.94\text{dBW/K}$$

$$[E] = \left[\frac{C}{T}\right]_{\text{Tl}} - \left[\frac{C}{T}\right]_{\text{th}} = -172.61 + 169.94 = -2.67\text{dBW/K}$$

可以看到,该系统并不能满足可靠传输数据的要求。那么如何对系统进行调整呢?此时可以考虑多种措施,举例来说

(1) 增加信道编码。为了使系统能够可靠传输数据业务,可以采用加入信道编码。由问题二中得知传输数据业务时所预留的门限余量较小,因此该系统属于功率受限系统。而当采用加入 1/2 卷积码后,可知系统可以获得 3.33dB 的编码增益,对于该系统,此编码增益已经够用了。

(2) 增加接收天线大小。使用增加信道编码的方式,在提高系统可靠性的同时,实际上降低了信息速率。如果希望保证信息速率不变,则必须对系统的硬件进行升级。因前面已经发现,此系统是下行受限系统,因此增加接收天线的大小是一种直接有效的调整方式。读者可根据上述公式,自行计算能满足业务需要的最小接收天线的大小。

3.6 数字卫星通信系统范例

根据使用目的和要求的不同,可以组成各种卫星通信系统,典型系统有 IDR 系统、IBS 系统、VSAT 系统和 DBS 系统等。

3.6.1 IDR 系统

INTELSAT 传输数字业务的系统中,最早有 SCPC 系统,后来又发展了 TDMA 系统。SCPC 系统的速率较低,仅为 64kb/s,满足不了多种业务的需要,而且当话路较多时,SCPC 的设备价格就显得太高。TDMA 的速率为 120Mb/s,它需要全网定时和同步提取,技术复杂,设备昂贵。为了满足介于这两种速率之间的各种业务的需求,INTELSAT 于 1978 年提出了一种综合性的数字卫星通信系统:IDR 系统。IDR 系统是一种 TDM/QPSK/FDMA 系统,其信息码率范围为 64kb/s~44.736Mb/s,中数据速率的名称即由此而来。

与 TDMA 相比,IDR 不需要全网同步,系统较为简单,设备也较便宜,并能满足各种公众业务(包括数字话音、数据、电视会议、数字电视和 ISDN 等各种数字业务)以及计算机通信和其他新业务的需求,因此,IDR 卫星通信获得了迅速的发展。

1. IDR 系统的通信体制

如前所述,IDR 系统是一种 TDM/QPSK/FDMA 数字卫星通信系统。其基带复用方式为 TDM;扰码采用 20 级移位寄存器构成的自同步型扰码器;信道编码除 1024kb/s 业务采用 1/2 卷积码以外,其余业务一般均采用由 1/2 码率的卷积码删除而得的 3/4 码率删除卷积码;中频调制统一采用 QPSK 调制;多址联接方式为 FDMA,信道定向方式为单址载波方式或多址载波方式。

2. IDR 系统地球站设备信道单元

IDR 系统地球站设备信道单元简图如图 3.66 所示。其中,DCME 是一种广泛应用于 IDR 系统和 TDMA 系统中的 DCME,如 3.5.2 节中所述,这种设备采取 LRE 和 DSI 技术,

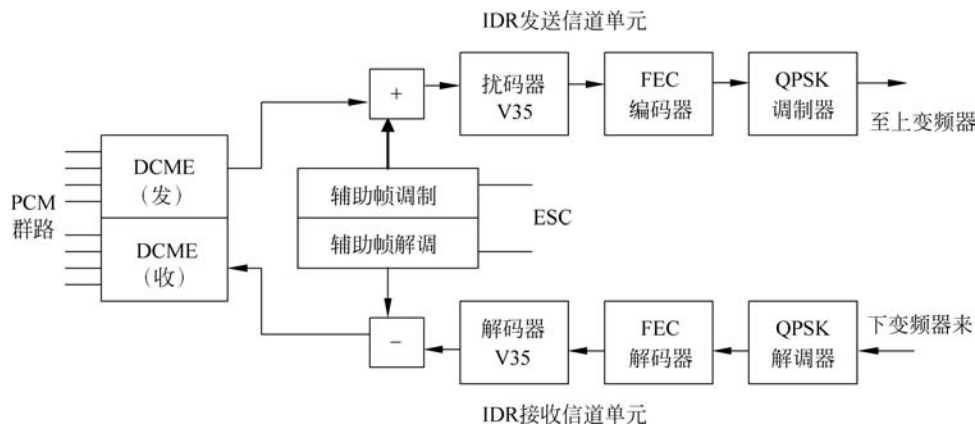


图 3.66 IDR 系统信道单元

通常至少可以得到 5 及 5 以上的电路倍增增益,因而可实现用户扩容、提高信道利用率;加扰在 FEC 编码前进行,扰码符合 CCITT v. 35 建议;ESC 为公务和告警通道,用于传输复帧同步、工程勤务信息和提供维修报警。

3. IDR 建议的载波规格

对于 IDR 而言,虽然 64kb/s~44.736Mb/s 之间的任何信息速率都可以传输,但是,INTELSAT 根据 CCITT 分级标准和 ISDN 的比特率确定推荐了一组载波。建议的信息速率为 64、193、384、1544、2048、6312、8448kb/s 和 32.064、34.368、44.736Mb/s。1Mb/s 以上速率相当于 CCITT 推荐的基群、二次群、三次群的数字分级,其他速率也是 CCITT 为用于 ISDN 而规定的速率。

对 IDR 载波分配带宽的方法如下:占用卫星的带宽(以 Hz 为单位)约等于传输比特率的 0.6 倍,其分配带宽约为传输比特率的 0.7 倍,同时还须满足:当信息速率等于或低于 10Mb/s 时,分配带宽为 22.5kHz 的奇数倍;当信息速率高于 10Mb/s 时,分配带宽为 125kHz 的倍数。其中,传输比特率等于数据速率除以信道编码效率,数据速率等于信息速率与报头速率之和。表 3.15 给出了 INTELSAT 建议的 IDR 载波的相关参数。

4. IDR 帧结构

IDR 系统对输入的数字或数据信号进行 TDM 处理,之后还要进行帧的变换,加入辅助帧(或称为报头)、构成 IDR 帧,而且每 8 帧构成一个复帧。辅助帧中包含复帧同步比特和告警比特,参见表 3.18 还可知,加辅助帧的对象主要是信息速率为 1.544~44.736Mb/s 的数据信号,辅助帧速率为 96kb/s。例如,1.544Mb/s 和 2.048Mb/s 的 IDR 帧结构如图 3.67 所示,帧长为 125μs。

表 3.18 INTELSAT 建议的 IDR 载波的相关参数(FEC 为 3/4 卷积码,C/N 均为 9.7dB)

信息速率 /b·s ⁻¹	信道 数目	报头速率 /kb·s ⁻¹	数据速率 /kb·s ⁻¹	传输速率 /kb·s ⁻¹	占用带宽 /Hz	分配带宽 /kHz	C/T /dBW·K ⁻¹	C/N ₀ /dBHz
64k	1	0	64	85.33	51.2	67.5	-171.8	56.8
192k	3	0	192	256.00	153.6	202.5	-167.1	61.5
384k	6	0	384	512.00	307.2	382.5	-164.1	64.5
1.544M	24	96	1640	2187	1310	1552.5	-157.8	70.8

续表

信息速率 /Mb·s ⁻¹	信道 数目	报头速率 /kb·s ⁻¹	数据速率 /kb·s ⁻¹	传输速率 /kb·s ⁻¹	占用带宽 /Hz	分配带宽 /kHz	C/T /dBW·K ⁻¹	C/N ₀ /dBHz
2.048	30	96	2144	2859	1720	2002.5	-156.6	72.0
6.312	96	96	6408	8544	5130	6007.5	-151.8	76.8
8.448	120	96	8544	11392	6840	7987.5	-150.6	78.0
32.064	480	96	32160	42880	25730	29125.0	-144.8	83.8
34.368	480	96	34464	45952	27570	32250.0	-144.1	84.1
44.736	672	96	44832	59776	35870	41875.0	-138.4	84.8

IDR 插入辅助帧并不改变原有信息码的帧格式,因而适用于传输各类数字信息。

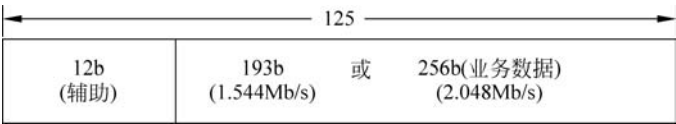


图 3.67 IDR 系统信道单元

5. IDR 系统的误比特性能要求

INTELSAT 要求 IDR 系统保证在晴天条件下额定误比特率 BER 为 1×10^{-7} ,在恶劣气候条件下,每年至少要有 99.96%的时间保证 $BER \leq 1 \times 10^{-3}$ 。

6. IDR 地球站标准

IDR 系统的普通地球站有 C 频段的 A、B 型和 Ku 频段的 C 型,作为普通地球站的补充,还引入了 C 频段的 F 标准站和 Ku 频段的 E 标准站。表 3.19 列出了这些标准站的天线尺寸和 G/T 值。

表 3.19 IDR 标准地球站天线尺寸和 G/T 值

地球站标准		天线尺寸/m	G/T/dB·K ⁻¹
C 频段	A	15	35.0
	B	11	31.7
	F2	8	27.0
	F3	9	29.0
Ku 频段	C	13	37.0
	E2	5.5	29.0
	E3	8	34.0

7. IDR 的特点

IDR 方式有以下优点: IDR 系统为数字化系统,易于与地面数字传输网或数字电话交换机接口; IDR 信号便于再生和进行数字处理,抗干扰性能好,传输质量高; 便于与计算机通信结合,提供各种服务预定、银行数据传输等新业务,服务面广; IDR 系统结构和设备均比 TDMA 简单,投资省,见效快,尤其在开通电路数不是十分多的情况下,采用 IDR 方式更为经济; 空间段租费省。但是 IDR 方式也存在一些缺点: INTELSAT 建议的信息速率等级间距太大; 当一个方向上的电路数较少时,DCME 倍增增益不能取得太高。

3.6.2 IBS 系统

IBS 是 INTELSAT 为了适应信息时代的需要、充分利用卫星资源、扩大服务对象、加强商务业务的发展而提出的新业务之一,也是 INTELSAT 提供的最成功的业务之一。

由于 IBS 通信方式灵活多样、价格低廉、设备安装方便,因而得到较广泛的应用,其应用主要包括数字电话、会议电话、电视会议、高速传真、批量数据传输、电子转账、远地报刊印刷、主计算机之间的互连、专用线路电话网与各 PABX(Private Automatic Brach eXchange)之间的互连等。

IBS 的通信体制与 IDR 大致相同,亦采取 TDM/QPSK/FDMA 体制,信道编码采用 1/2 和 3/4 码率的 FEC,还采用了扩频技术,数据速率范围为 64kb/s~8.448Mb/s,各挡数据速率比 IDR 分得更细一些。

下面仅介绍 IBS 地球站标准、传输参数和服务质量方面的相关数据和要求。

1. 地球站标准

与 IDR 类似,IBS 普通地球站亦有 C 频段的 A、B 型和 Ku 频段的 C 型,作为普通地球站的补充,还引入了 C 频段的 F 标准站和 Ku 频段的 E 标准站,这些标准站的天线尺寸和 G/T 值列于表 3.20 中。IBS 系统允许利用非标准地球站使用 IBS 卫星转发器容量,但必须先得到主管部门的批准。

国家级信关站应采用大型地球站(如 C 频段的 16~18m 站; Ku 频段的 11~13m 站),并应有一个网控中心。城市信关站或地区卫星通信港(Teleport)一般采用中型地球站(如 C 频段的 9~11m 站,Ku 频段的 5.5~9m 站)。小型站(如 C 频段的 5~7m 站,Ku 频段的 3.5~5.5m 站)可用作专用网或小用户群的信关站。

表 3.20 IBS 地球站技术特性

地球站标准		天线尺寸/m	G/T 值/dB·K ⁻¹
C 频段	A	18.0	35.0
	B	12	31.7
	F1	4.5	22.7
	F2	8.0	27.0
	F3	10.0	29.0
Ku 频段	C	13.0	37.0
	E1	3.5	25.0
	E2	5.5	29.0
	E3	8.0	34.0

2. IBS 建议的载波规格

从 IBS 系统的网络协议和体系结构来划分,有封闭型和开放型两类网络。封闭型网络是对特定的一组参数要求一致的用户或用户群定义的网络,其目的是给用户选择其所需数字系统的自由,以便满足其特殊要求。开放型网络是为支持一组普遍认向的技术参数而设计的,以便于与其他网络接口,并为此对公共终端性能作出了一系列规定。

开放网支持的信息速率为 64kb/s、128kb/s、256kb/s、384kb/s、512kb/s、768kb/s、1544kb/s、920kb/s、2048kb/s; 封闭网支持的信息速率为 64~8448kb/s。两种网络都可采

用 1/2 FEC 编码,但封闭网还可采用 3/4 FEC 编码(封闭网的报头为 10%,开放网的报头为 6.7%)。表 3.21 列出了一些数据速率下的 IBS 载波的相关参数,其中基带成形滤波器滚降系数取为 0.2。

表 3.21 IBS 载波的相关参数(FEC 为 1/2 卷积码,误码率性能要求为 10^{-8} , C/N 均为 6.8dB)

信息速率/ $\text{kb} \cdot \text{s}^{-1}$	封闭网(报头 10%)				开放网(报头 6.7%)			
	传输速率 $/\text{kb} \cdot \text{s}^{-1}$	分配带宽 $/\text{kb} \cdot \text{s}^{-1}$	$C/T/$ $\text{dBW} \cdot \text{K}^{-1}$	$C/n_0/$ dBHz	传输速率 $/\text{kb} \cdot \text{s}^{-1}$	分配带宽 $/\text{kb} \cdot \text{s}^{-1}$	$C/T/$ $\text{dBW} \cdot \text{K}^{-1}$	$C/n_0/$ dBHz
64	141	112.5	-172.4	56.2	137	112.5	-171.85	56.1
384	846	607.5	-164.7	63.9	819	607.5	-164.8	63.8
1544	3400	2408	-158.7	69.9	3277	2318	-158.7	69.9
2048	4500	3173	-157.4	71.2	4369	3082	-157.5	71.2
8448	18 600	13 028	-151.3	77.3				

3. IBS 业务类型和业务质量

IBS 业务在用户要求的比特率基础上,可以是全时租用业务(每天 24 小时,每周 7 天提供业务,最短租用期限为 3 个月)、部分时间租用(每周 7 天,每天在相同的时段租用转发器)业务、短期全时租用(每周 7 天,租期 1~3 个月)业务和临时租用(按需预约提供业务,0.5 小时起算,之后以 15 分钟为增量计费)业务。所提供业务的质量有两个等级:基本 IBS 业务和超级 IBS(Super IBS)业务。

1) 基本 IBS 业务

C 频段可提供符合 ISDN 标准的服务质量,系统余量 3dB,晴天条件下 $\text{BER} \leq 10^{-8}$, C/N 为 6.8dB;恶劣天气条件下,每年 99.96%的时间保证 $\text{BER} \leq 10^{-3}$, C/N 为 3.8dB。对于 Ku 频段,系统余量 2.5dB,晴天条件下 $\text{BER} \leq 10^{-8}$, C/N 为 8.2dB;恶劣天气条件下,每年 99%的时间可保证 $\text{BER} \leq 10^{-6}$ 。

2) 超级 IBS 业务

系统余量 7dB。C 频段与基本 IBS 业务相同。Ku 频段提供符合 ISDN 标准的服务质量,晴天条件下 $\text{BER} \leq 10^{-8}$, C/N 为 10.8dB;恶劣天气条件下,每年 99.96%的时间保证 $\text{BER} \leq 10^{-3}$, C/N 为 3.8dB。

3.6.3 VSAT 系统

VSAT 系统因其大部分地球站天线口径小而得名,通常天线口径为 0.3~2.4m。VSAT 地球站亦有卫星小数据站和个人地球站之称,这是因为不少 VSAT 系统以传输数据为主,并且各用户能够直接利用卫星进行通信,通信终端可直接延伸到办公室和私人家庭、甚至可面向个人。

VSAT 系统是 20 世纪 80 年代中期利用现代技术开发的一种新的卫星通信系统,利用这种系统进行通信具有灵活性强、可靠性高、成本低、使用方便以及小站可直接装在用户端等特点。借助 VSAT,用户数据终端可直接利用卫星信道与远端计算机进行联网,完成数据传递、文件交换或远程处理,从而摆脱了本地地区的地面中继线问题。在地面网络不发达、通信线路质量不好或难以传输高速数据的边远地区,使用 VSAT 作为数据传输手段是一种

很好的选择。目前,VSAT 广泛应用于银行、饭店、新闻、保险、运输和旅游等部门。

VSAT 的迅速发展还得益于 20 世纪 80 年代计算机的大量普及和计算机联网需求的大量增加。由于相当多的计算机通信业务是在一个主计算机与许多远端计算机之间进行的,而 VSAT 系统能非常经济、方便地解决地面通信网很难处理的这种点对多点寻址;加上当时的 VSAT 已综合了许多新的技术(如分组传输与交换技术、高效的多址接续技术、微处理器技术、协议的标准化、地球站射频技术、天线的小型化及高功率的卫星等),使得 VSAT 基本具备了前述的主要优点,得以迅速发展,成为卫星通信中发展最快的一个领域。

1. VSAT 系统的网络拓扑结构

VSAT 通信系统的结构有星状、网状及两者的混合形式。

在星状网中,外围各远端小站只与中心站直接发生联系,小站互相之间不能通过卫星直接互通,如有必要,各小站可以经中心站转接方能建立联系,其网络拓扑如图 3.68(a)所示。星状 VSAT 系统是目前应用最广泛的 VSAT 网络形式,其小站的设备规模小、价格便宜,所以特别适用于全国性或全球性的分支机构很多、并有大量数据信息需要传送和集中处理的行业和企、事业,如新闻、银行、民航、交通、联营旅馆和商店、供应商的销售网、股票行情、气象、地震预报以及政府计划、统计等部门,用以建立专用的数据通信网来改善自动化管理,或发布、收集行情等信息。但星状网的小站之间需要以双跳形式进行通信,这对于话音双向通信不利。

为了避免双跳延时,以话音通信为主的 VSAT 系统需要采用网状拓扑结构。如图 3.68(b)

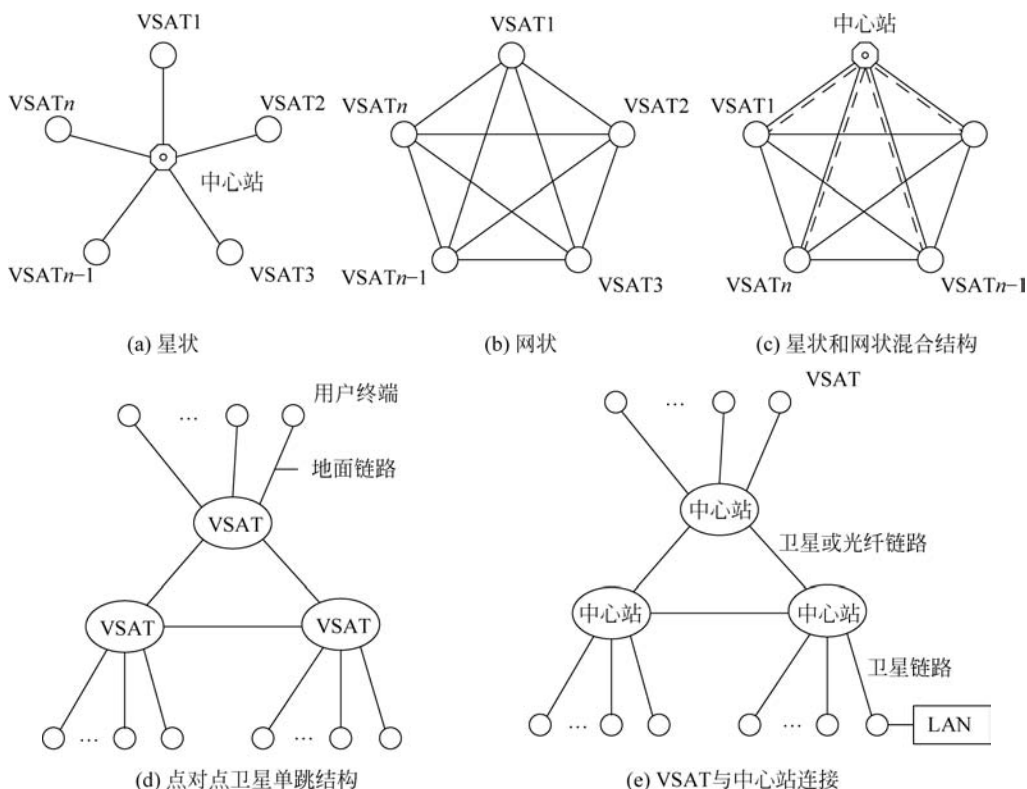


图 3.68 VSAT 的各种网络拓扑结构

所示,网状 VSAT 各站彼此可经卫星直接沟通。网状 VSAT 的数据率可增大到传输数字视频信号所需要的 1.544Mb/s ,但由于不像星状 VSAT 那样有较大型中心地球站对所有小站予以补偿,所以必须要有区域波束和点波束的较高功率卫星。

星状和网状混合结构网的网络拓扑结构如图 3.68(c)所示。这类网络在传输实时性要求高的业务(如话音)时采取网状结构,而在传输实时性要求不高的业务(如数据)时采取星状结构;当进行点对点通信时采取网状结构,当进行点对多点通信时采取星状结构。需要指出的是,话音 VSAT 系统常采取混合网络拓扑结构,传输话音时采取网状网结构(虚线所示),传输控制信息时采取星状网结构(实线所示),所谓控制信息是指与网络监控、管理和维护等相关的信息。

VSAT 通信网是用大量模块化网络部件实现的,使用灵活,易于扩展,能适应各种用户需要,能将传输和交换功能结合在一起。因此,它能为各种网络业务提供预分配或按需分配的窄带和宽带链路,并能在任意网络结构中应用。图 3.68(d)是一种点对点的卫星单跳结构,其中,VSAT 作为低速率数据终端或话音业务的网关(Gateway),这些用户可以是个人计算机或某商业系统的各个机构。VSAT 可作为远端终端,用来向一组末端用户终端或局域网(LAN)收集或分配数据,在这种应用中,一组 VSAT 与一个特定的中心站(一般是大、中型站)连接,所采取的网络拓扑结构如图 3.68(e)所示。

2. VSAT 系统的组成

VSAT 系统一般由 VSAT 小站、主站和卫星转发器组成,如图 3.69 所示。如上所述,数据 VSAT 系统通常采用星状网络拓扑结构;话音 VSAT 系统通常采用混合网络拓扑结构,其中话音传输采取网状结构,控制信息传输采取星状结构。

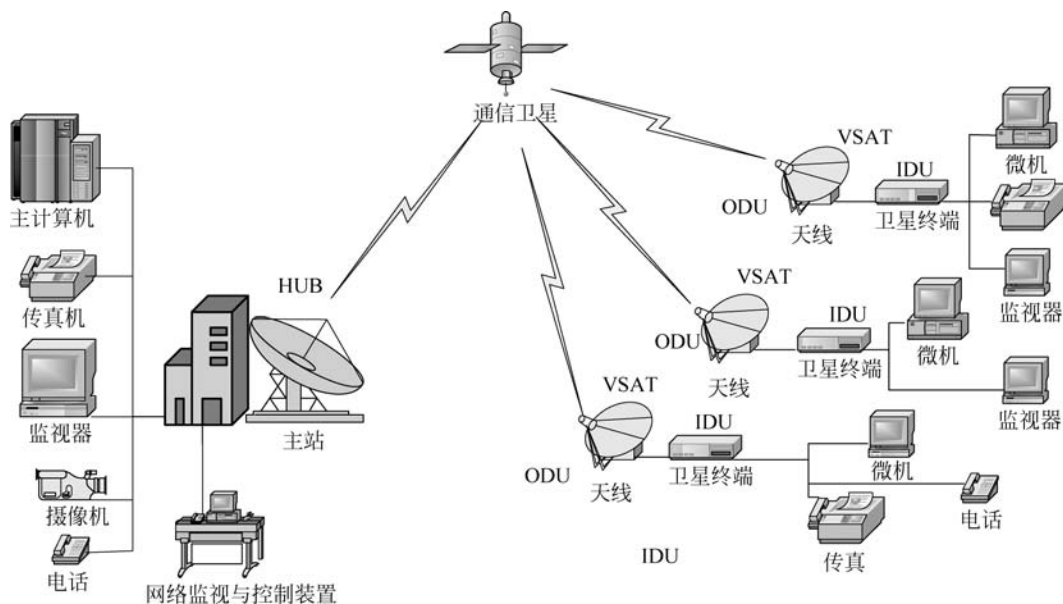


图 3.69 星状 VSAT 网络构成示意图

1) 主站

主站又称为中心站、中央站或枢纽站(HUB),是 VSAT 系统的核心。它与普通地球站一样使用较大型的天线,其天线直径一般为 $3.5\sim 8\text{m}$ (Ku 波段)或 $7\sim 13\text{m}$ (C 波段)。主站

是数据 VSAT 系统的业务中心和控制中心,通常与主计算机放在一起或通过其他(地面或卫星)线路与主计算机连接;在话音 VSAT 系统中,控制中心可以与业务中心在同一个站,也可以不在同一个站,通常把控制中心所在的站称为主站或中心站。由于主站涉及整个 VSAT 系统的运行,其故障会影响全网的正常工作,故其重要设备皆有备份。为了便于重新组合,主站一般采用模块化结构,设备之间采用高速局域网的方式互连。

2) VSAT 小站

VSAT 小站由小口径天线、室外单元(Out Door Unit, ODU)和室内单元(In Door Unit, IDU)组成。VSAT 天线有正馈和偏馈两种形式,正馈天线尺寸较大,而偏馈天线尺寸小、性能好(效率高、旁瓣小),且结构上不易积冰雪,因此常被使用。在相同条件(例如频段及转发器条件相同)下,话音 VSAT 系统的小站为了实现小站之间的直接通信,其天线会明显大于只与主站通信的 VSAT 小站。室外单元主要包括 GaAsFET 固态功放、低噪声场效应管放大器、上/下变频器和相应的监测电路等。整个室外单元可以装在一个小金属盒子内,直接挂在天线反射器背面。室内单元主要包括调制解调器、编译码器和数据接口设备等。室内外两单元之间以同轴电缆连接,传送中频信号和供电电源。整套设备结构紧凑、造价低廉、全固态化、安装方便、环境要求低,可直接与其数据终端(微计算机、数据通信设备、传真机、电传机等)相连,不需要地面中继线路。

3) 卫星转发器

VSAT 系统采用的转发器一般为 C 频段或 Ku 频段的同步卫星透明转发器。C 频段电波传播条件好、降雨影响小、可靠性高、小站设备简单、可利用地面微波成熟技术、开发容易、系统费用低,但由于存在与地面微波线路干扰问题,功率通量密度不能太大,限制了天线尺寸进一步小型化,而且在干扰密度强的大城市选址困难。C 波段通常采用扩频技术降低功率谱密度,以减小天线尺寸,但采用扩频技术限制了数据传输速率的提高。而采用 Ku 频段不存在与地面微波线路相互干扰问题,允许的功率通量密度较高,相同尺寸下天线增益比 C 频段高 6~10dB,所以,目前大多数 VSAT 系统采用 Ku 频段。当然,Ku 频段传输损耗、特别是雨衰影响较大,在线路设计时要注意留有一定的余量。随着卫星通信向高频段发展,Ka 频段也逐渐应用于 VSAT 业务。

由于转发器造价很高,空间部分设备的经济性是 VSAT 系统必须考虑的一个重要问题,因此,可以只租用转发器的一部分,即可以根据所租用卫星转发器的能力设计网络。

3. VSAT 系统的工作原理

以随机多址联接的星状 VSAT 系统为例,简要介绍星状 VSAT 系统的工作原理,其网络构成如图 3.69 所示。这样的星状网络,主站发射 EIRP 高,接收 G/T 值大,故所有小站均可直接与主站互通。小站之间需要通信时,由于小站天线口径小,发射的 EIRP 和接收 G/T 值小,故必须先将信号发送给主站,然后由主站转发给另一个小站。

1) 外向传输

在星状 VSAT 系统中,主站通过卫星以广播方式向网中所有远端小站发射数据称为外向(Outbound)传输。外向传输的射频信号是连续发射的,主站对各小站的信道定向是通过基带的 TDM 或统计 TDM 的方式来实现的。为了保证各 VSAT 站的同步,每个 TDM 帧(约 1s)开头发送 1 个同步码,同步码特性应能保证各 VSAT 小站在未纠错误比特率为 1×10^{-3} 时仍能保证可靠同步,该同步码还应向网中所有终端提供 TDM 帧的起始信息(SOF)。

TDM 帧结构如图 3.70 所示。在 TDM 帧中,每个报文分组包含一个地址字段,表明需要对通的小站地址。所有小站接收 TDM 帧,从中选出该站所要接收的数据。利用适当的寻址方案,一个报文可以送给一个特定的小站,也可发给一群指定的小站或所有小站。当主站没有数据分组要发送时,它可以发送同步码组。

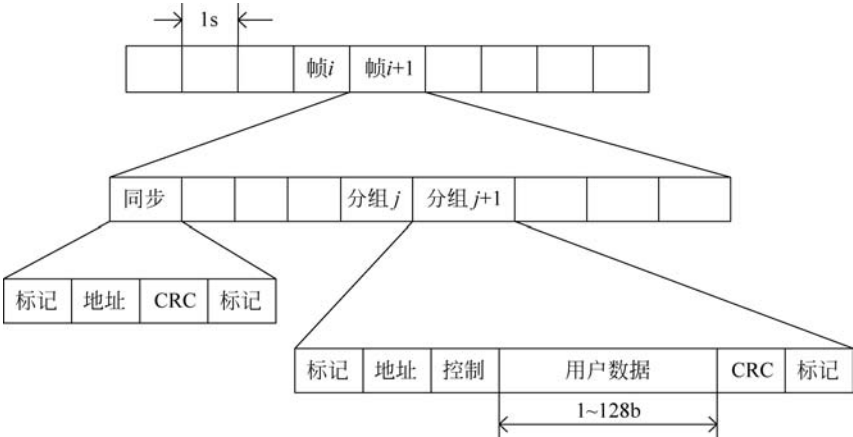


图 3.70 外向 TDM 帧结构

2) 内向传输

各远端小站通过卫星向主站传输数据叫作内向(Inbound)传输。在随机多址联接的星状 VSAT 网中,各个用户终端可以随机地产生信息,因此内向传输采用随机方式发射突发性信号。一个内向信道可以容纳许多小站,所能容纳的最大站数主要取决于小站的数据率,这些小站采用某种信道共享协议共享该 RA/TDMA 信道。小站一般不能用自发自收的方式监视本站发射信号的传输情况,所以主站成功收到小站信号后,需要通过 TDM 信道回传一个 ACK 信号,宣布已成功收到数据分组;如果由于误码或分组碰撞造成传输失败,小站收不到 ACK 信号,则失败的分组需要重传。

假定采用的争用协议是 S-ALOHA,则 TDMA 帧结构如图 3.71 所示。各小站的数据分组只能在一个时隙的起始时刻开始传输,并在该时隙结束之前完成传输。时隙的大小和时隙的数量取决于应用情况,时隙周期可用软件来选择。在网中,所有共享 RA/TDMA 信道的小站都必须与帧起始(SOF)时刻及时隙起始时刻保持同步,这种统一的定时由主站 TDM 信道上广播的 SOF 信息提供。

TDMA 突发信号由前同步码开始,前同步码由比特定、载波恢复信息、前向纠错(FEC)、译码器同步和其他开销(当需要时)组成。接下来是起始标记、地址字段、控制字段、数据字段、CRC 和终止标记。如果需要,后同步码可包括维特比译码器删除移位比特(Viterbi decoder flushing outbit)。小站可以在控制字段发送申请信息。

综上所述,VSAT 网与一般卫星网不同,它是一个典型的不对称网络,即线路两端设备不同;执行的功能不同;内向和外向业务量不对称;内向和向外信号强度不对称,主站发射功率大得多,以便适应 VSAT 小天线的要求,VSAT 发射功率小,主要利用主站高的接收性能来接收 VSAT 的低电平信号。因此,在设计系统时必须考虑到 VSAT 网的上述特点。

4. VSAT 系统的主要通信体制和特点

20 世纪 80 年代以来,国外许多公司相继推出了许多系列化 VSAT 产品,并竞相采用先

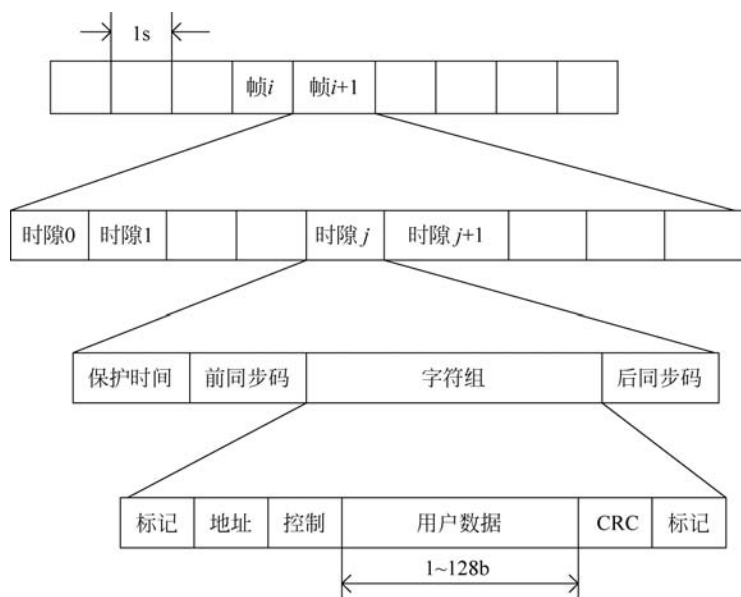


图 3.71 TDMA 帧结构

进技术体制,以便提高 VSAT 的功能和降低成本。VSAT 系统的主要通信体制和特点列在表 3.22 中。

表 3.22 VSAT 的主要通信体制和特点

类 型		VSAT	VSAT(扩频)	USAT	TSAT	TVSAT
天线直径/m		1.2~1.8	0.6~1.2	0.3~0.5	1.2~3.5	1.8~2.4
频段		Ku	C	Ku	Ku/C	Ku/C
外向信息率/kb·s ⁻¹		56~512	9.6~32	56	56~1544	—
内向信息率/kb·s ⁻¹		16~128	1.2~9.6	2.4	56~1544	—
多址方式	内向	ALOHA	CDMA	CDMA	TDMA/FDMA	—
		S-ALOHA				
		R-ALOHA				
		TDMA/DA				
		TDMA/RA				
	外向	TDM	CDMA	CDMA	TDMA/FDMA	PA
调制		BPSK/QPSK	DS	FH/DS	QPSK	FM
连接方式		无主站/有主站	有主站	有主站	无主站	无主站
通信协议		SDLC	SDLC X.25	专用		
		X.25				
		ASYNC				
		BSC				
网络工作		共用/专用	共用/专用	共用/专用	专用	共用/专用

5. VSAT 业务类型及应用

VSAT 产品拥有广泛的业务能力,除了个别宽带业务外,VSAT 卫星通信系统几乎可支持所有现有的业务,包括话音、数据、传真、LAN 互连、会议电话、可视电话、低速图像、可

视电视会议、采用 FR(Frame Relay)接口的动态图像和电视、数字音乐等。因此选用适当的技术,就可以解决大部分工业、农业、商业、能源、交通及国民经济各个行业的通信,以及其他各种信息传递业务。表 3.23 列出了现有 VSAT 系统业务和某些典型的应用。

表 3.23 VSAT 的主要业务及典型应用

业务类型		应用
(1) 广播和分配业务		
数据		数据库、气象资料、新闻、股票、债券、商品信息价格表、库存、零售额、遥控、远地印刷品传递等
图像		传真(FAX)
音频		新闻、音乐节目、音乐演出、广告、空中交通管制等
视频	① 电视单收	文娱节目接收
	② 商业电视	教育、培训、资料检索等
(2) 收集和监控业务		
数据		输油管线、气象资料、新闻、监测等
图像		图表资料、凝固图像
视频		高度压缩的监视图像
(3) 交互型业务(星状拓扑)		
数据		信用卡验证、银行转账、零售商店、数据库业务、CAD/CAM、票证、预订、图书馆等
(4) 交互业务(点对点)		
数据		CPU-CPU、DTE-CPU、LAN 互连、电子邮件、用户电报等
话音		稀路由话音、应急话音通信
视频		远程电视会议(图像压缩)

3.6.4 直播卫星电视系统

广义上的直播卫星电视系统包括 DTH 和 DBS。

1. DTH

根据国际电信联盟的定义,DTH 属固定卫星广播业务,可为地面电视运营商、广播电视台或站提供节目源,又可为大众直接提供电视节目。DTH 利用同步通信卫星,建立直播平台实现将电视节目直接播送到家庭的功能。DTH 的电视节目一般有两种接收方式:一种是免费的、不加密的,称为 FTA(Free To All)接收方式;一种是有条件接收、加密收费的方式,称为 CA(Conditional Access)接收方式。

2. DBS

根据国际电信联盟的定义,DBS 是指利用直播卫星将广播电视节目直接传送到家庭的一种传输系统。DBS 采用静止同步直播卫星,以大功率辐射地面某一区域或国家,将广播电视节目直接传送到家庭。直播卫星电视是付费电视,均采用有条件接收方式。

DTH 和 DBS 都能实现直播到户的功能,但它们在定义、概念上是不同的,DTH 采用通信卫星,DBS 采用直播卫星,它们在广播业务和管理规则上也不同。

目前,DTH 的空间段运营平台大多利用高功率通信卫星的同步卫星业务(Fixed Satellite Service,FSS)转发器。新一代通信卫星在功率、容量、寿命、EIRP 等方面不比直播卫星逊色,

由通信卫星 FSS 转发器提供的 DTH 电视服务的接收效果、使用便利性与直播卫星 DBS 系统不相上下。

DBS 有着其他覆盖方式无可比拟的优势,具有投资少、见效快、覆盖范围广、接收成本低、易于开展图像和数据信息综合业务等优点。DBS 常用 Ku 频段,圆极化方式。经过多年的发展,大功率、大容量的 Ku 频段直播卫星技术业已成熟,仅需 0.5m 左右的小天线便可直接接收来自卫星的电视广播。DBS 很适合在 Ka 频段传输高清电视信号。

时至今日,卫星直播指的是可以使家庭利用小型接收天线直接接收卫星电视节目的任何卫星电视系统,而不论卫星转发器的功率和采用的波段如何。

模拟卫星电视与以往常用的电缆电视、微波电视等相比具有较多的优点。但是,由于卫星上转发器数目有限,对发射功率限制严,一颗卫星传送模拟电视节目的数量是有限的,如 C 频段卫星电视下行频率的带宽为 500MHz,模拟卫星广播电视每个频道要占用 27MHz 的带宽,即使采用正交极化的频率再用技术,也只能传送 24 套电视节目。而数字电视信号具有可再生和多重中继、信噪比高、可加密、一致性好等优点,加之 MPEG 数据压缩编码技术的成熟及广泛应用,使得一个模拟卫星转发器在所占的带宽(27MHz)内可传送 4~8 套相当好的电视节目,每颗卫星所传送的电视节目可达到 150 套。数字直播卫星电视具有模拟方式不可比拟的优势,直播卫星电视已经进入了崭新的数字化时代。

3. 数字直播卫星电视的特点

数字直播卫星电视有诸多优点:覆盖面广、接收质量高、节省信道和存储空间、抗干扰能力强、可增加图文及视频点播等新业务、建设周期短。此外,由于数字卫星电视系统采用大规模集成电路技术,可使设备降低功耗、减小体积、减轻重量、提高可靠性,并可使测试维修简便、成本降低。

数字卫星电视的技术优势赋予其广阔的发展前景,它与数字有线电视将随着通信技术的发展在竞争中互为补充、长期共存,而对于诸如边远地区这类有线电视网难以覆盖的地区,卫星数字电视直播肯定是一种更好的解决办法。

4. 卫星广播电视频段与频率的划分

卫星广播频段的选择,除了需对传播损耗、传播中引入的外部噪声、可能提供的有效带宽、与其他系统之间的干扰、电子器件和通信设备的发展水平等因素进行综合考虑之外,还需要对不同国家的卫星工作频率给予分配和控制,以免造成相互间的干扰。

1971 年,ITU 在日内瓦举行关于空间通信的世界无线电行政会议(WARC-ST),首次分配了卫星广播业务使用频段。1977 年世界无线电行政会议进一步明确了卫星广播频道的分配、确定了卫星广播的下行频段,又经 1997 年和 2000 年两届大会的补充及重新规划,进一步确定了卫星广播下行线路使用的频段,如表 3.24 所列。

表 3.24 卫星广播下行线路使用的频段

波段/GHz	Ku(12)		Ka(23)	Q(42)	E(85)
频段/GHz	11.7~12.2	11.7~12.5	22.5~23	41~43	84~86
带宽/MHz	500	800	500	2000	2000
使用区域	二、三区	一区	三区	全世界	全世界

可见,DBS的工作频率是 Ku、Ka 频段甚至更高,这从天线结构上保证了卫星转发器天线具有窄波束和高增益。Q 和 E 波段的卫星电视直播正处于实验阶段。随着波长的减小,卫星接收天线和装置更趋小型化,安装更方便。

1) 我国 DBS 轨道位置和频道

我国属于第三区,分配到 3 个轨位、35 个波束和 55 个频道。随着技术的进步和各国对 DBS 轨位和频率资源需求的迅速增长,1997 年世界无线电大会(WRC-97)通过广播卫星修改规划,并进行重新规划。在 WRC-97 上,我国除继续保留 3 个 DBS 轨位(62°E、80°E 和 92°E)外,又为香港争取到 122°E 的轨位。表 3.25 是我国除香港之外所分配到的卫星轨道位置和频道。

表 3.25 WARC-97 我国的卫星轨道位置和频道

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
62°E	√	√	√	√	√	√	√	√	√	√	√	√	√	√		√		√		√		√		√
80°E	√				√				√	√		√		√	√		√	√	√	√	√	√	√	√
92°E	√	√	√	√	√	√	√	√	√	√	√	√	√	√	√	√	√		√		√	√		√

2) 频道划分

一般规定相邻频道间留有 18~20MHz 的间隔,每个频道的频带为 27MHz。此外,为了保护相邻频段的卫星通信业务不受干扰,还必须留有一定的保护带。

图 3.72 是卫星直播的 12GHz 频段第一区、第三区的电视广播频道的示意图。现以我国所在的第三区为例说明 ITU 对 Ku 频段规定的频道划分方法。如图所示,第三区频段带宽为 500MHz,频率范围为 11.7~12.2GHz,被划分为 24 个小频带,即 24 个频道;下保护带取为 13.98MHz,上保护带取为 17.88MHz。24 个频道的实际间距为

$$\Delta f = (500 - 13.98 - 17.88 - 2 \times 13.5) \div (24 - 1) = 19.18\text{MHz} \quad (3.83)$$

因而 12GHz 频段第三区的第 n 频道载频为

$$f_n = f_1 + (n - 1)\Delta f = 11\,727.48 + (n - 1) \times 19.18(\text{MHz}) \quad (3.84)$$

其中, $f_1 = 11\,727.48\text{MHz}$ 。

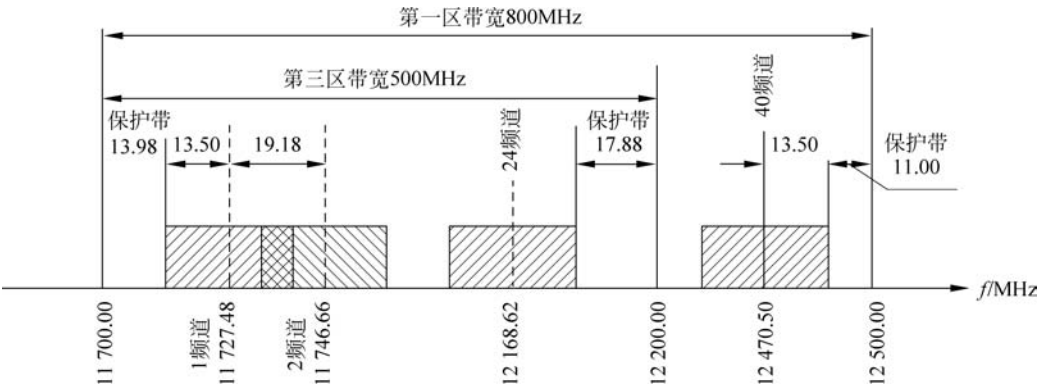


图 3.72 12GHz 频段第一区、第三区卫星广播电视频道

如式(3.83)所示,ITU 规定的频道间隔小于频带宽度,因而相邻频道带宽有 7.82MHz 重叠。为避免邻道干扰,ITU 建议采用频率分隔和极化分离相结合的方法,即下行线路 1、

3、5、…、21、22 和 24 共 13 个频道采用左旋圆极化波,2、4、6 等频道采用右旋极化波,这样,达到了增加频道数,提高频带利用率的目的。

5. 数字卫星电视传输标准

数字电视的标准化是非常重要的。数字电视标准是集信息标准、广播电视技术标准、通信传输标准、计算机标准于一体的多层次的标准,不仅要规定设备的外在接口,还要对数字信号处理的整个过程和细节甚至是每个比特都作出详细的规定。如果标准不统一,设备和网络都将无法联通,数字信号将无法畅通。

目前,主要有美国、欧洲和日本三种不同的数字电视标准,分别是美国标准 ATSC (Advanced Television System Committee),欧洲标准 DVB(Digital Video Broadcasting)和日本标准 ISDB(Integrated Services Digital Broadcasting)。三种标准的技术比较列于表 3.26 中。其中,欧洲标准 DVB 包括数字电视地面广播标准 DVB-T、数字电视卫星广播标准 DVB-S、数字电视有线广播标准 DVB-C。DVB-S 已成为世界大多数国家数字卫星电视的标准,也是我国的卫星电视标准。DVB-S2 是 DVB-S 的高级形式,是卫星高清晰电视和宽带多媒体的标准。另外,我国也自行研发了先进卫星广播系统 ABS-S(Advaned Satellite Broadcasting System),提出了相应的直播卫星技术规范。ABS-S 与 DVB-S2 技术相当,部分性能指标更优。

表 3.26 三种数字电视标准的技术比较

项目	美国标准 ATSC			欧洲标准 DVB			日本标准 ISDB		
	地面	卫星	有线	地面	卫星	有线	地面	卫星	有线
调制方式	8VSB/ 16VSB	QPSK	QAM	2K/8K COFDM	QPSK	QAM	分段 COFDM	QPSK	QAM
视频编码	MPEG-2			MPEG-2			MPEG-2		
音频编码	AC-3			MPEG-1			MPEG-1		
复用	MPEG-2			MPEG-2			MPEG-2		

1) DVB-S 标准

DVB-S 标准是数字卫星电视系统标准,1994 年 12 月由 ESTI(European Telecommunications Standards Institute)制定。

DVB-S 的核心技术是通用的 MPEG-2 视频和音频标准,目前主要应用于数字卫星电视广播的是 MP@ ML(Main Profile@Main Level)。DVB-S 接收机可提供直到 625 行演播室质量(ITU-Bee,BT601)的图像,可以是 4 : 3 或 16 : 9 的宽高比,还可以根据业务要求确定所用码率。一般而言,所选码率越高图像质量越好,但占用频带越宽。实际上,码率的选用与图像的内容有很大关系。对于运动较多的图像如体育节目可采用较高的码率,对于卡通片等节目可以采用较低的码率。因此,在把多个节目比特流复合成一个比特流的情况下,都采用统计复用的方法,能在不同码率的节目间灵活地分配总数码率。

为了满足 DVB-S 各类素材的要求,(ITU-Bee,BT601)演播室质量所需数码率为 9Mb/s; PAL/SECAM 播出质量所需数码率为 5Mb/s。由于用 MPEG-2 传输比特流是一种数据包结构,所以可以很方便地加入适当信息,把图像、声音和数据等各种不同业务合在一起,并对服务信息的格式作详细的规定,所形成的标准就是服务信息标准 ETS300468。

DVB-S 系统采用低数据率的 MPEG-1 层 II 音频标准作为其通用的音频压缩编码标准,以获得接近于 CD 质量的声音。

DVB-S 系统发送端的功能框图如图 3.73 所示。一套电视节目的声音和视频编码数据流以及相应的辅助数据经节目复用器混合成一个数码流,然后传输复用器再将几套节目信号的数据流复接在一起送入卫星信道适配器进行纠错编码和调制。接收端则有一系列的逆处理。

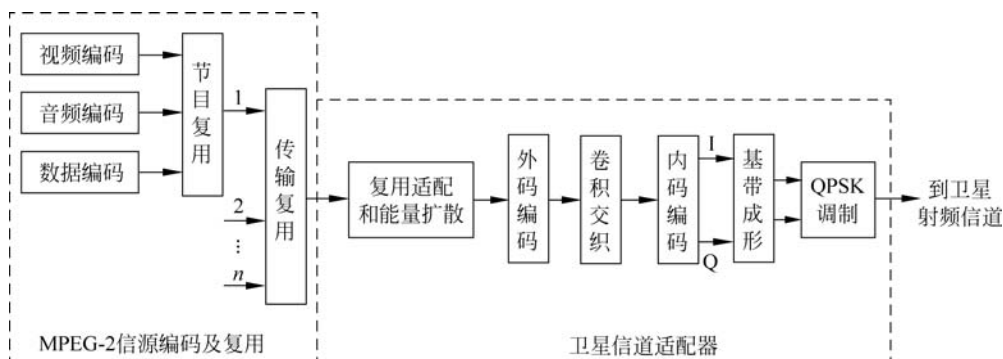


图 3.73 DVB-S 系统发送端功能框图

DVB-S 标准提供了一整套适用于卫星传输的数字电视系统规范,视频和音频压缩编码采用 ISO/IEC MPEG-2 标准,而后的纠错编码、调制处理流程如图 3.74(a)所示,解调和纠错译码处理流程见图 3.74(b)。

由图 3.74 可见,发送端对 MPEG-2 数据流的处理包括:传送复用适配和用于能量扩散

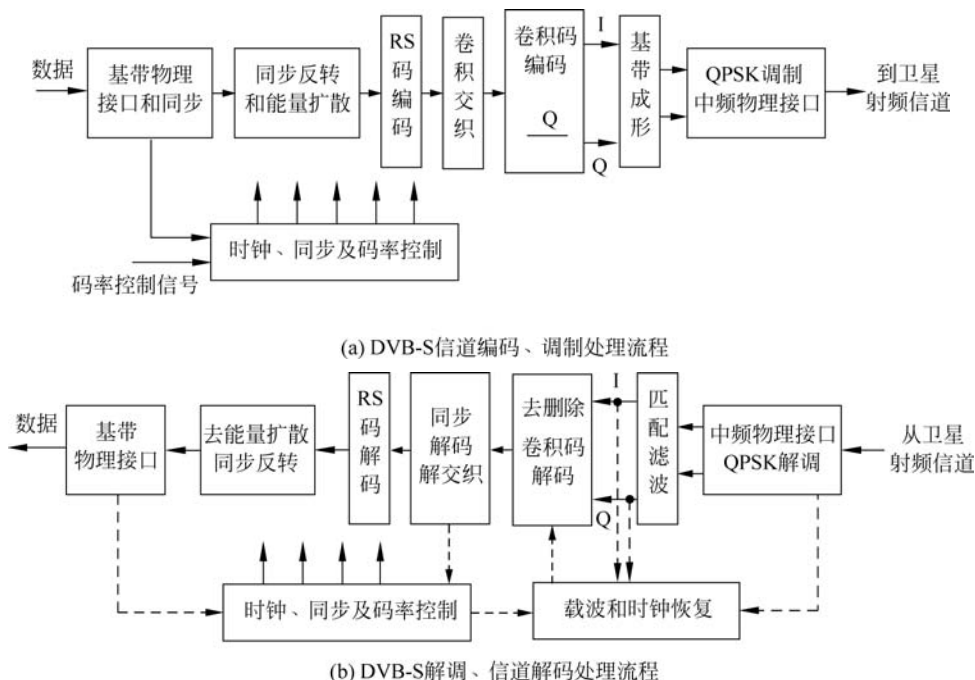


图 3.74 DVB-S 编、解码和调制、解调处理流程

的随机化处理；外码编码（即 RS 编码）；卷积交织；内码编码（即删除卷积编码）；调制前的基带成形处理；QPSK 调制；接收端则有相应的一系列逆处理。DVB-S 所建议的 QPSK 调制和前向纠错编码方案，旨在保证系统可靠性的同时不过多牺牲频带效率，以使用户可采用较小的抛物面天线接收到较高质量的电视图像。

标准建议的纠错码外码采用 $(204, 188, T=8)$ 截短 RS 码，其原码为 $(255, 230, T=8)$ RS 码，这是一种多进制 BCH 码，每个码元含 8 比特。该码编码器对加扰后的每个数据包（共 188 字节）进行编码，得到长为 $n=204$ 字节的码字； $T=8$ 表示该截短 RS 码的随机纠错能力为 8，即任一接收码字中错误码元（8 比特/码元）数不超过 8，都可以被纠正。可见，该码的纠突发错误能力为 8 个字节。

对外码编码输出进行交织是为了纠正更长的突发错误，因为交织处理将可能出现的长串误码分散到多个 RS 编码帧中，使分散后的误码长度能落到 RS 码的纠错能力内，从而使超出 RS 码纠错能力的长突发错误也能得以纠正。交织帧由交叠的误码保护包组成，并以反转的同步字节为界，交织深度 $I=12$ 。

内码使用卷积编码，主要用来纠正随机错误，它允许在生成元为 $(171, 133)$ 的 $(2, 1, 6)$ 卷积码的基础上进行删除，可供选择的码率有 $1/2$ 、 $2/3$ 、 $3/4$ 、 $5/6$ 和 $7/8$ 。 $1/2$ 码率的卷积编码输出经删除处理后分成同相分量 I 和正交分量 Q 两路信号，经平方根升余弦滚降滤波后送到 QPSK 调制器进行调制。内码译码单元通常采取“软判决”维特比译码，该单元还可能利用“软判决”信息试用各种编码比率和删除配置，直至获得同步锁定，并要去除解调相位 $\pi/2$ 的不定性。

采用 RS 码、交织和卷积码级联方式，卷积码可将误比特率为 10^{-2} 的输入比特流纠正到 10^{-4} 量级，RS 码则能进一步在接收机分接器入口提供 $10^{-4} \sim 10^{-11}$ 的误码率，在输入 E_b/n_0 为 $4.5 \sim 5.5$ dB 的条件下，可获得近似无差错性能。

QPSK 调制是 DVB 对卫星功率、传输效率、抗干扰性以及天线尺寸等多种因素综合考虑作出的选择，其解调单元完成正交相干解调，并向卷积码解码单元提供“软判决”I、Q 信号供其进行维特比译码。

QPSK 调制之前，通过 MPEG-2 压缩编码的信号，视频码率为 5 Mb/s，音频码率为 128 kb/s，假如经过码率为 $3/4$ 的 FEC 编码，再经平方根升余弦滚降滤波（滤波器滚降系数 $\alpha=0.35$ ），一套数字电视信号经 QPSK 调制后占总频谱带宽约为 4.62 MHz，一个 36 MHz 的 C 频段的卫星转发器可传送 5 套数字电视节目。

对于不适宜采用 QPSK 调制方式的应用，也可采用 BPSK 调制和相应的信道编码。

基带物理接口按照相关协议实现接口内外数据结构的转换。同步字节解码通过对 MPEG-2 同步字节进行识别，为解交织提供同步信息，它也要辨别出 QPSK 解调的 π 相位的不定性。

我国采用与 DVB-S 相关的国家标准，与国际标准的差异是：①我国将使用范围扩展到了 C 波段（4/6 GHz）固定卫星业务中的相应业务；②DVB-S 系统使用 QPSK 调制方式，不使用 BPSK 调制方式，而我国国家标准主要使用 QPSK 调制方式，但增加了在特定的条件下可使用 BPSK 调制方式。

MPEG-2 被 DVB 采纳用于信源编码，其视、音频处理流程如图 3.75 所示。视频数据和伴音音频数据经编码后所得的数据流称之为 ES 流；ES 流经过 PES 打包器之后被转换成

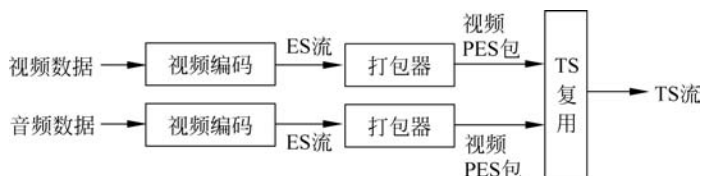


图 3.75 MPEG-2 视、音频数据信号处理流程

PES 包, PES 包由包头和有效载荷(payload)组成, 包头中含有时间标签用于视频和音频同步; 再由视、音频 PES 包复接成 TS 流(传输流)。

MPEG-2 的视频压缩编码以离散余弦变换(Discrete Cosine Transform, DCT)技术为基础, 还采用考虑了人类视觉特性的量化、帧间运动补偿和预测, 以及可变长无失真的霍夫曼编码等技术; MPEG-2 的音频压缩编码采用 MPEG-1 的层 II 算法, 主要基于 32 子带编码。

MPEG-2 同时兼顾了高图像质量和高压缩比, 图像质量范围从码率为 2MB/s 的 VHS (Video Home System, 日本 JVC 公司开发的一种家用录像机录制和播放标准) 图像质量直到码率为 18MB/s 的高清晰度电视(High-Definition TV, HDTV) 图像质量。一般的 MPEG-2 编码器都可由用户选择, 把一个频道的电视信号压缩成 2MB/s、3MB/s、4MB/s、5MB/s、6MB/s 和 8MB/s 等速率的数字信号。实际观测表明, 压缩为 6MB/s 和 8MB/s 的图像与没有压缩的图像基本没有区别, 但在压缩为 4MB/s 的快速体育运动图像上, 则能看到图像的缺陷, 因此, 体育节目一般采用 5MB/s 以上的码率, 标准清晰度电视(standard-Definition TV, SDTV) 采用 4MB/s 的码率, 而普通电视的影视节目则多采用 2~3MB/s 的码率。

2) DVB-S2 标准

DVB-S2 标准是欧洲高清卫星电视系统标准, 2004 年公布其草案, 2005 年被欧洲批准为 DVB 新标准。DVB-S2 是 DVB-S 的升级方案, 它利用信道编码和调制方面的重要进展, 比 DVB-S 标准提供了高出 30% 的能力, 为普及高清晰度电视(HDTV) 奠定了基础, 用户使用 35~40cm 的接收天线即可高质量地接收广播电视、数字电影、高清晰度电视、高速数据广播等数字宽带多媒体业务。DVB-S2 所拥有的先进技术和强大功能, 使之成为一个全球性的标准, 并且, 由于其几乎使卫星转发器的利用率接近极限, 所以 DVB 认为今后将不再开发 DVB-S3 物理层标准规范。

如图 3.76 所示, DVB-S2 对 DVB-S 所做的改进主要在信道编码和调制方面, 包括: 前向纠错编码以 BCH 码为外码、低密度奇偶校验(Low Density Parity Check, LDPC) 码为内码, 调制以多种高阶调制方式取代 DVB-S 的 QPSK, 采取可变编码调制(Variable Coding and Modulation, VCM) 和自适应编码调制(Adaptive Coding Modulation, ACM)。另外, DVB-S 的成形滤波器滚降系数 α 固定为 0.35, 而 DVB-S2 建议 α 为 0.35、0.25 和 0.20 可选, α 越小, 频带利用率越高。

(1) DVB-S2 纠错编码技术。DVB-S2 以 BCH 为外码、以 LDPC 为内码的前向纠错编码方案, 其核心技术是 LDPC 编码, 该方案比 DVB-S 的 RS 码、卷积码串行级联方案有更好的性能, 更加接近信道容量的理论限。DVB-S2 支持 1/4、1/3、2/5、1/2、3/5、2/3、3/4、4/5、5/6、8/9、9/10 等多种 LDPC 码型。LDPC 码是一种有稀疏校验矩阵(校验矩阵中“1”的个数较少)的线性分组码, 具有能够逼近香农极限的优良特性, 并且由于采用稀疏校验矩阵, 译码复杂度只与码长呈线性关系, 编、解码复杂度适中, 在长码长应用情况下性能更佳且仍然

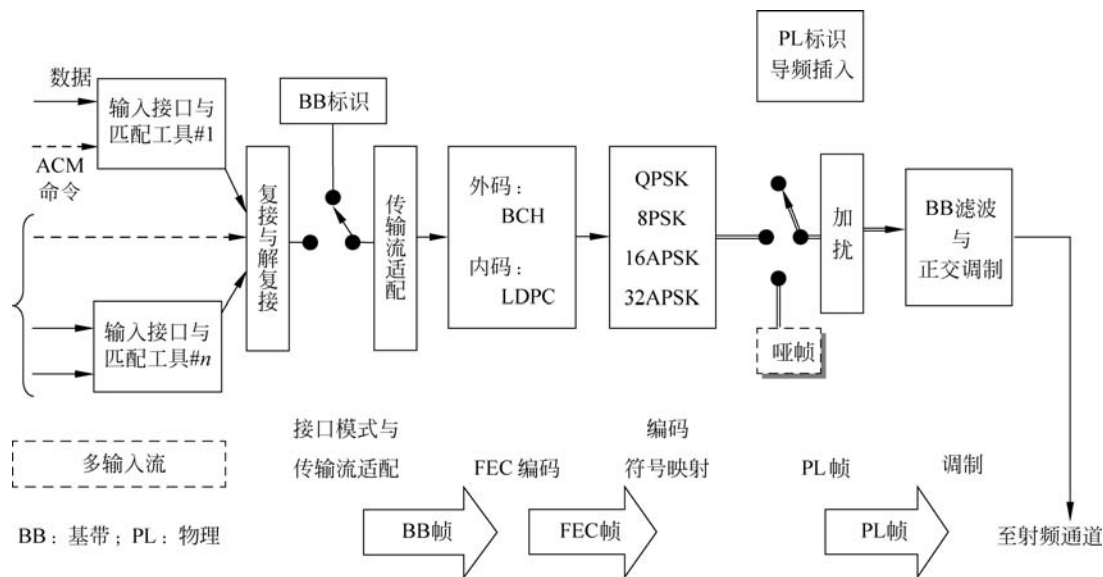


图 3.76 DVB-S2 的信道编码和调制框图

可以有效译码。与 Turbo 码相比,LDPC 码应用于数字卫星电视性能更好且简单易行,也更加接近信道容量的理论限。据计算,在 QPSK 的情况下,DVB-S2 比 DVB-S 有大约 3dB 的改进。据美国休斯公司提供的资料表明,LDPC 与 8PSK 的编码组合距离香农极限仅 0.6~0.8dB,远优于现有 RS 与卷积码编码组合的 4dB,也比其余基于 Turbo 码的候选方案强 0.3dB。可见,对于直播卫星系统来说,DVB-S2 是一个很好的选择。

(2) DVB-S2 调制技术。DVB-S 采用 QPSK 调制,DVB-S2 将调制方式扩展为 QPSK、8PSK、16APSK 和 32APSK 等多种形式。对于广播业务来说,QPSK 和 8PSK 均为标准配置,而 16APSK、32APSK 是可选配置;对于交互式业务、数字新闻采集及其他专业服务,四种调制方式则均为标准配置。DVB-S2 调制方式的拓展,提高了对接收机和整个卫星系统的要求。例如,若采用 16APSK 或 32APSK 调制,DVB-S2 接收机必须采用更加先进有效的技术来处理帧同步等问题;非恒幅的调制要求卫星转发器高功放的线性性更好;高进制调制在提高频带利用率的同时也提高了系统的门限载噪比,从而对直播卫星系统本身的要求也提高了,在卫星转发器、覆盖波束设计等方面,也要采用更先进的技术,应使接收时有更好的信号或覆盖场强,才能实现更大的传输容量或传输总量。

(3) VCM 和 ACM。VCM 和 ACM 是 DVB-S2 的又一大改进。VCM 技术允许对不同的业务类型(如 HDTV、音频、多媒体等)选择不同的调制方式和不同的错误保护级别分级传输,因而传输效率得以大大提高。VCM 结合使用回传信道,还可以实现 ACM,即可以针对每一个用户的路径条件自适应地选择相应的调制方式和编码参数,以提供更精准的信道保护和动态连接适应性。ACM 的突出优点是有效利用降雨余量带来的 4~8dB 的能量浪费,因为降雨余量通常是以覆盖区域内产生的最大雨衰为标准计算而得的,显然,留这么大的降雨余量对于绝大部分地区而言都是没有必要的,即便是雨衰最严重的地区,天气较好时也承受着不必要的能量浪费。在 IP unicasting 业务中,采用 ACM 可随时根据接收地点的情况对余量进行更为精细的计算,进而动态调整传输参数,因此可以使卫星的平均吞吐

量增加两倍到三倍,从而降低服务成本。

DVB-S2 除了在上述几方面进行了改进使数字电视系统性能得以提高之外,还有多业务、多信源格式、后向兼容性好等优点。

多业务: DVB-S2 服务范围不局限于广电领域,而是面向更广阔的业务领域,如广播业务(Broadcast service,BS)、数字卫星新闻采集(Digital Satellite News Gathering,DSNG)、数据分配/中继以及 Internet 接入等交互式业务。

多信源格式: DVB-S2 对信源输出数据流的格式要求不像 DVB-S 那么严格,支持包括 MPEG-2、MPEG-4、MPEG-4AVC(H264)、WM9 在内的多种信源编码格式及 IP、ATM 在内的多种输入流格式;

后向兼容性好: 在广播业务方面,DVB-S2 提供 DTH 服务,考虑到了地面共用天线系统和有线电视系统的需求;设置了“不支持后向兼容”和“支持后向兼容”两种模式,后一种模式将满足今后一定时期内与 DVB-S 的兼容使用需求。

3) ABS-S 标准

中国先进卫星广播系统(ABS-S)是中国自行研发、具备自主知识产权的先进卫星广播系统。ABS-S 由国家广电总局广播科学研究院研制,与 DVB-S2 技术相当,部分性能指标更优,播出安全,而且比 DVB-S2 系统简单。中星 9 号卫星率先采用了 ABS-S 标准。

(1) ABS-S 的原理。ABS-S 是中国卫星直播的传输标准。ABS-S 定义了编码调制方式、帧结构及物理层信令。ABS-S 系统的基带格式化模块将输入流格式化为前向纠错数据块,然后将每一前向纠错数据块送入 LDPC 编码器编码为相应的码字,编码比特流经符号映射后,插入同步字和其他必要的头信息,经过根升余弦(RRC)滤波器脉冲成形,最后上变频至 Ku 频段射频频率。在接收信号载噪比高于门限电平时,可以保证所要求的重构信号质量,PER 不高于 10^{-7} 。

(2) ABS-S 的前向纠错。与 DVB-S2 相比较,ABS-S 的前向纠错是该标准最具特色的技术点。DVB-S2 和 ABS-S 两个标准都选用了 LDPC 码。ABS-S 系统采用了一类高度结构化的 LDPC 码,编、解码复杂度低,可以在 15 360 的相同码长条件下,便捷地实现不同码率的 LDPC 码设计,如表 3.27 所示。该码的错误平层(error floor)较低,在系统中单独用作前向纠错码即能够实现不超过 10^{-7} 的误帧率。而 DVB-S2 的 LDPC 码分长码与短码,长度分别是 64 800 和 16 200,该码不能提供不超过 10^{-7} 的 FER 的要求,必须通过级联 BCH 外码才能降低错误平层从而满足误帧率要求。显然,ABS-S 的前向纠错方案更具先进性。

表 3.27 ABS-S 建议的 LDPC 码参数

编码率	信息位 $K_{\text{ldpc_bis}}/\text{b}$	信息位 $K_{\text{ldpc_bytes}}/\text{B}$	码长 $N_{\text{ldpc_bytes}}/\text{B}$
1/4	3840	480	1920
2/5	6144	768	1920
1/2	7680	960	1920
3/5	9216	1152	1920
2/3	10 240	1280	1920
4/5	12 288	1536	1920
5/6	12 800	1600	1920
13/15	13 312	1664	1920
9/10	13 824	1728	1920

(3) ABS-S 的创新及优势主要表现在其信道编码方案和传输帧结构设计方面。ABS-S 的先进的信道编码方案使得编码和系统的结构更为简单、信道利用率更高、系统性能和复杂度之间取得了更好的折中。ABS-S 的传输帧结构更为合理高效,帧长较短,帧结构得以优化和简化,这使得系统成本降低、同步搜索性能更好、业务配置更为灵活以及更能适应不同的系统相位噪声性能。此外,ABS-S 还有如下优点:固定码率调制(CCM)、VCM 及 ACM 模式可无缝结合使用;提供多种不同的编码调制方案,结合多种滚降系数选择,可最好地适应不同业务和应用需求、充分发挥系统效率;提供高阶调制作为广播方式下的备选调制方式,同时支持专业应用,适应卫星技术和卫星接收机技术的发展;已有解调芯片可支持 8PSK/45MS/s 的工作模式,充分适应我国直播卫星转发器配置;采用专业技术体制,不兼容国外任何一种卫星信号传输技术体制,安全性高。

(4) ABS-S 的应用。ABS-S 系统应用范围列于表 3.28 中。

表 3.28 ABS-S 系统应用范围

系 统 配 置		广播业务 ^①	交互式业务 ^②	DSNG ^③	专业级业务 ^④
QPSK	1/4,2/5	O	N	N	N
	1/2,3/5,2/3, 3/4,4/5,5/6, 13/15,9/10	N	N	N	N
8PSK	3/5,2/3,3/4, 5/6,13/15, 9/10	N	N	N	N
16APSK	2/3,3/4,4/5, 5/6,13/15, 9/10	O	N	N	N
32APSK	3/4,4/5, 5/6,13/15, 9/10	O	N	N	N
TS-CCM		N	N	N	N
GS-CCM		O	O	N	N
TS-VCM		O	O	N	N
GS-VCM		O	O	N	N
GS-ACM		NA	O	O	N
滚降系数: 0.2,0.25,0.35		N	N	N	N

N=标准,O=可选,NA=不能实施的

- ① 广播业务:可支持直播电视,包括高清晰电视直播;
- ② 交互式业务:通过卫星回传信道满足用户诸如天气预报、节目、购物、游戏等特殊需求;
- ③ 数字卫星新闻采集(DSNG)业务;
- ④ 专业级业务:可提供双向 Internet 服务。

3.7 卫星移动通信系统

卫星移动通信是指利用静止轨道卫星或中、低轨道卫星的转接实现移动用户之间或移动用户与固定用户之间相互通信的一种通信方式。

3.7.1 卫星移动通信系统概述

卫星移动通信系统是在海事卫星通信的基础上,将地面蜂窝移动通信的有关技术与 VSAT、卫星多波束覆盖和星上处理等技术综合运用而形成的新型通信网络系统。它充分展现出卫星通信的优势和特点,其通信覆盖可包括海洋和陆地(含极地)、任何地形以及地面基础设施不宜涉足的地方,用户可以在卫星波束覆盖范围内自由移动,通过卫星转接信号来保持与其他“唯卫星用户(处于地面移动通信网之外、仅由卫星通信系统提供移动通信业务的用户)”或地面通信系统用户的通信。卫星移动通信无疑兼具移动通信和卫星通信的优点,应用范围相当广泛:既可提供各类话音和数据传输业务,又可传输静止和活动图像;既适用于民用通信,也适用于军用通信;既可用于国内通信,又可用于国际通信;既可独立构成卫星移动通信系统,也可将卫星通信子网与地面蜂窝通信网、地面公用网等联接组成更大规模的通信网络。无疑,卫星移动通信是通信领域的一个重要发展方向。

1. 卫星移动通信系统的组成

卫星移动通信系统通常由空间段和地面段两部分组成,空间段指卫星星座,地面段包括卫星测控中心、网络操作中心、关口站(或称信关站)和卫星移动终端。其中,关口站的主要作用一方面是提供卫星移动通信系统与地面固定专用或公用网、地面移动通信网的接口以实现互联,另一方面是控制卫星移动终端接入卫星移动通信系统,并保障移动终端在通信的过程中通信信号不中断;网络操作中心的作用是管理卫星移动通信系统的通信业务,如路由选择表的更新、计费、各链路和节点工作状态的监视等,在有些卫星移动通信系统中,网络操作中心和卫星测控中心是合二为一的;不同的卫星移动通信系统中的卫星数量从数颗到数百颗不等,分别按一定规则分布构成系统的卫星星座。

2. 卫星移动通信系统的分类

卫星移动通信系统按用途分可分为:海事移动卫星系统(MMSS)、航空移动卫星系统(AMSS)和陆地移动卫星系统(LMSS)。MMSS 主要用于改善海上救援工作,提高船舶的使用效率和管理水平,增强海上通信业务和无线定位能力;AMSS 主要用于飞机和地面之间的通信,为机组人员和乘客提供话音和数据通信;LMSS 则主要为使用卫星移动终端的用户提供通信服务。

卫星移动通信系统按卫星轨道(椭圆轨道、圆轨道)和高度(高、中、低)大致可以分为:大椭圆轨道(HEO)、同步静止轨道(GEO)、中轨道(MEO)和低轨道(LEO)等四种通信系统。表 3.29^[7]列出了不同轨道高度的卫星移动通信系统参数。表 3.30 比较了 GEO、HEO、MEO 和 LEO 卫星通信系统的优缺点。

表 3.29 不同轨道高度的卫星移动系统参数

类型	LEO	HEO	MEO	GEO
倾角/(°)	85~95(近极轨道) 45~60(倾斜轨道)	63.4	45~60	0
高度/km	500~2000 或 3000 (多数在 1500 以下)	低: 500~20 000 高: 25 000~40 000	约 2000 或 3000~20 000	约 35 786
周期/h	1.4~2.5	4~24	6~12	24
星座卫星数/颗	24~数百	4~8	8~16	3~4
覆盖区域	全球	高仰角覆盖北部 高纬度国家		全球 (不包括两极)
单颗卫星 覆盖地面/%	2.5~5		23~27	34
传输延迟/ms	5~35	150~250	50~100	270
过顶通信时间/h	1/6	4~8	1~2	24
传输损耗	比 GEO 低数十分贝		比 GEO 低 11dB	
典型系统	Ir/dium、Globalsta、 Orbeomm、Teledesic	Molniya、Loopus、 Archimedes	Odyssey、ICO	Inmarsat、MSAT、 Mobilesat

表 3.30 LEO、MEO、HEO 和 GEO 卫星通信系统的优缺点

	LEO/MEO	HEO	GEO
优点	① 可覆盖全球 ② 传输延迟小 ③ 频率资源可多次再用 ④ 卫星和地面终端简单 ⑤ 所要求的 EIRP 小 ⑥ 抗毁性能好 ⑦ 适合个人移动通信 ⑧ 较易研制、研制费用低	① 可覆盖高纬度地区 ② 地球站可工作在高仰角上,大气影响较小 ③ 可用简单的高增益非跟踪天线 ④ 发射成本较低 ⑤ 在业务时间内不会发生掩蔽现象	① 开发早,技术成熟 ② 多普勒频移小 ③ 可发展星上多点波束技术以简化地面设备 ④ 适用于低纬度地区
缺点	① 连续通信业务需多颗卫星 ② 网络设计复杂 ③ 要采用星上处理及星间/星际通信等先进技术 ④ 多普勒频移较大,需采取频率补偿措施 ⑤ 星间/星际切换时需采取电路中断保护措施	① 连续通信业务需 2~3 颗卫星 ② 星间/星际切换时需采取电路中断保护措施 ③ 需采取多普勒频移补偿措施 ④ 卫星天线必须有波束定位控制系统 ⑤ 保持轨道不变需要相当多的能量 ⑥ 当近地点高度较低时,需要防辐射措施,因为卫星经过范·艾伦带 ⑦ 全球覆盖需星间/星际链路 ⑧ 地面设备体积较大、成本高	① 高纬度地区通信效果差 ② 地面设备体积大、成本高、机动性差 ③ 需采取星上处理技术、需采用大功率发射管及大口径天线

3. 卫星移动通信系统的主要特点

卫星移动通信系统覆盖区域的大小与卫星的高度及卫星的数量有关。由于 GEO 卫星覆盖面积广,原则上只需要三颗卫星适当配置,就可建成除地球两极附近地区以外的全球不间断通信。若利用中、低轨道卫星星座则可构成全球覆盖的移动卫星系统。

GEO 卫星移动通信系统单颗卫星的通信覆盖面积大,但传输时延大、需要较大尺寸的天线,且 GEO 资源紧张。采用 GEO 轨道的好处是只用一颗卫星即可实现廉价的区域性移动卫星通信,但 GEO 卫星移动通信系统较大的传输时延对电话通信尤其不利,也会限制数据通信反应速度;远距离传输带来的损耗使得手持式卫星终端不易实现。这两个缺点可通过采用星上交换和多点波束天线技术得到克服。

卫星移动通信保持了卫星通信固有的一些优点,与地面蜂窝系统相比,具有覆盖范围大、路由选择比较简单、通信费用与通信距离无关的优点,因此可利用卫星通信的多址传播方式提供大跨度、远距离和大覆盖面的漫游移动通信业务。另外,卫星移动通信可以提供多种服务,例如移动电话、调度通信、数据通信以及无线定位等。

4. 卫星移动通信系统关键技术

卫星移动通信系统非常庞大、技术非常复杂,尤其对于拥有众多小卫星的中、低轨移动通信系统而言是如此。卫星移动通信主要关键技术有:

- (1) 卫星轨道选定和发射控制技术;
- (2) 卫星大型多波束天线及控制、转发技术;
- (3) 星上交换和处理技术;
- (4) 大型卫星平台技术;
- (5) 星上大功率输出技术;
- (6) 星间通信技术(有些系统不采用星间通信链路以降低系统复杂性);
- (7) 信道切换技术(硬切换、软切换);
- (8) 系统内外频率兼容和干扰控制技术;
- (9) 防窃听加密技术;
- (10) 高效纠错编译码和调制解调技术;
- (11) 多址技术(多数系统采用 TDMA 或 CDMA 方式,后者可软切换);
- (12) 小型高效移动终端天线技术,包括手机天线和机载天线;
- (13) 网管和网控技术(信令路由、业务路由信道分配等);
- (14) 网络接续技术(卫星网与地面网接续)。

5. 卫星移动通信发展趋势

卫星移动通信对人类社会、经济和军事发展具有十分重要的意义,许多国家正纷纷投入巨资开展卫星移动通信系统的研究开发和经营。目前主要发展趋势是:

- (1) 继续发展静止(同步)轨道移动卫星通信,同时重点发展低轨卫星移动通信系统;
- (2) 发展能实现海、陆、空综合通信业务的综合移动卫星通信系统;
- (3) 发展兼具通信、导航、定位、遇险告警和协调救援等多种功能的卫星移动系统;
- (4) 将卫星移动系统与地面有线通信网、蜂窝电话网等联接成为个人通信网;
- (5) 制定国际标准和建议,以利于不同网络以及与不同地面接口的互联互通问题;
- (6) 开展国际合作开发和合作经营;
- (7) 在卫星及技术方面,采用低轨道小型卫星,发展高增益多波束天线和多波束扫描技术、星上处理技术,开发更大功率固态放大器和更高效的太阳能电池、开展星间/星际通信技术研究等;
- (8) 在移动终端及其技术方面,重点开展与地面移动通信终端兼容和与地面网络接口

技术研究,开展终端小型化和降低成本技术研究;

(9) 在频率资源利用方面,进一步开展卫星移动通信新频段和频谱有效利用技术研究。

6. 卫星移动通信系统频率规划

卫星移动通信业务频率分配是先后通过 WARC-87、92(1987 年和 1992 年的世界)和 WRC-95、97、2000 会议分配的。

WARC-87 为卫星移动通信业务分配的频谱为 L 频段,用于用户业务链路(service link),即移动用户与卫星之间的链路。

WARC-92 分配了 NGE0 卫星移动通信业务和卫星无线定位业务(Radio Determination Satellite Service, RDSS)的使用频段,包括 VHF、UHF、L 和 S 波段。

WRC-2000 在卫星移动通信方面的频率规划包括:

(1) 关于 IMT-2000 卫星部分的问题,由各国主管部门自愿考虑使用上述频段,其中包括 1610~1626.5MHz、2483.5~2500MHz 频段;

(2) 关于在 1~3GHz 频段,会议决定开展包括可能用于 MSS(卫星移动业务)的 1518~1525MHz、1683~1690MHz 频段与现有业务的共用研究,为 MSS 频率的划分作准备。

3.7.2 GEO 卫星移动通信系统——INMARSAT 系统

卫星移动通信最早是由 GEO 卫星提供的。在 GEO 卫星移动通信系统中,能够提供全球覆盖的有国际海事卫星(INMARSAT)系统,提供区域覆盖的有瑟拉亚卫星(THURAYA)系统、亚洲蜂窝卫星(AceS)系统、北美移动卫星(MSAT)系统,提供国内覆盖的有澳大利亚的 MobileSat 系统和日本卫星 N-STAR 等。

INMARSAT 系统是由国际海事卫星组织管理的全球第一个 GEO 商用卫星移动通信系统。它是在美国通信卫星公司(COMSAT)利用 MariSat 卫星进行卫星通信的一个军用卫星通信系统基础上逐渐发展起来的,真正形成以国际海事卫星组织(INMARSAT)管理、开始提供全球海事卫星通信服务的 INMARSAT 系统的时间是 1982 年,1985 年开始航空通信被纳入其业务之内,1989 年其业务又从海、空扩展到了陆地,并于 1990 年开始提供海上、陆地、航空全球性的卫星移动通信服务。我国交通部的交通通信中心代表国家参加了 INMARSAT 组织。

下面简单介绍提供海事卫星移动通信业务的 INMARSAT 系统。

1. 系统组成

提供海事移动卫星业务的 INMARSAT 系统主要由船站、岸站、网络协调站、卫星和网络控制中心等部分组成,如图 3.77 所示。其中,卫星与船站之间的链路采用 L 频段工作;卫星与岸站之间采用 C 或 L 双频段工作。

1) 空间段

INMARSAT 系统空间段由 4 颗 GEO 工作卫星和在轨道上等待随时启用的若干颗 GEO 备用卫星组成。4 颗卫星分别覆盖太平洋区(定位于东经 178°)、印度洋区(定位于东经 65°)、大西洋东区(定位于西经 16°)和大西洋西区(定位于西经 54°)。提供海事移动卫星业务的 INMARSAT 系统第三代卫星拥有 48dBW 的全向辐射功率,比第二代卫星高出 8 倍,同时第三代卫星有一个全球波束转发器和 5 个点波束转发器。由于点波束和双极化技术的引入,使得在第三代卫星上可以动态地进行功率和频带分配,从而大大提高了卫星信道

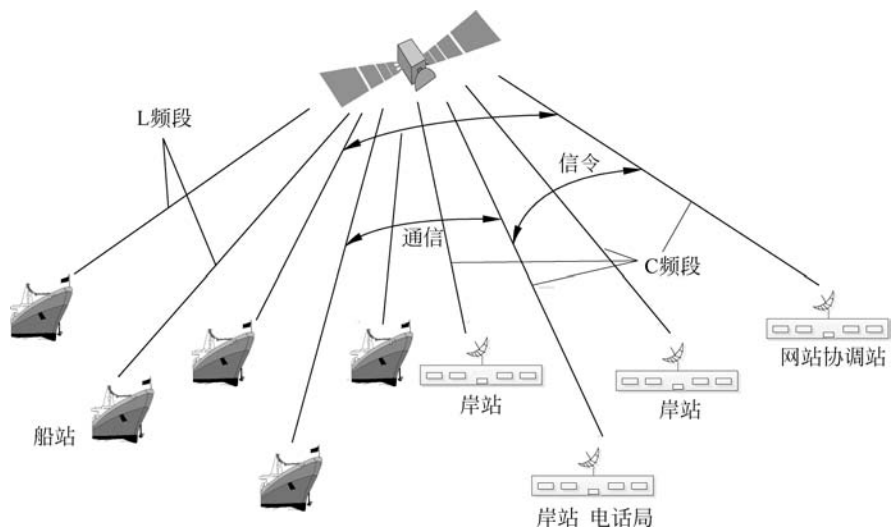


图 3.77 提供海事卫星业务的 INMARSAT 系统组成

资源的利用率。为了降低终端尺寸及发射电平,该系统通过卫星的点波束系统进行通信。除南北纬 75° 以上的极地区域以外,4 颗卫星几乎可以覆盖全球所有区域。

目前广泛使用了 INMARSAT 第四代卫星,由 3 颗完全相同的 GEO 卫星组成,其容量和功率分别是第三代卫星的 16 倍和 60 倍,支持宽带全球区域网(Broadband Global Area Network,BGAN)无线宽带接入业务等,可满足日益增长的数据和视频通信的需求,尤其是宽带多媒体业务需求。

2) 岸站(Coast Earth Station,CES)

CES 是指设在海岸附近的地球站;归各国主管部门所有,并归其经营。CES 既是卫星系统与地面系统的接口,又是一个控制和接续中心。其主要功能如下:

- (1) 对从船舶或陆地来的呼叫进行分配并建立信道;
- (2) 信道状态(空闲、正在受理申请、占线等)的监视和排队的管理;
- (3) 船舶识别码的编排和核对;
- (4) 登记呼叫,产生计费信息;
- (5) 遇难信息监收;
- (6) 卫星转发器频率偏差补偿;
- (7) 通过卫星的自环测试;
- (8) 在多岸站运行时的网络控制;
- (9) 对船舶终端进行基本测试。

每一海域至少有一个岸站具备上述功能。典型 CES 的抛物面天线直径为 $11\sim 14\text{m}$,收发机采用双频段工作方式,C 频段用于话音,L 频段用于用户电报、数据和分配信道。

3) 网络协调站(Network,Coordinating Station,NCS)

NCS 是整个系统的一个重要组成部分。在每个洋区至少有一个地球站兼作网络协调站,由它来完成该洋区内卫星通信网络必要的信道控制和分配工作。大西洋区的 NCS 设在美国的 Southbury,太平洋区的 NCS 设在日本的 Ibaraki,印度洋区的 NCS 设在日本的

Namaguchi。

4) 网络控制中心(Network Operation Center, NOC)

设在伦敦国际移动卫星组织总部的 NOC 负责监测、协调和控制网络内所有卫星的运行,检查卫星工作是否正常,包括卫星相对于地球和太阳的方向性,控制卫星姿态、燃料的消耗情况、各种表面和设备的温度、卫星内设备的工作状态等。NOC 也对各地面站的运行情况进行监控。

5) 船站(Ship Earth Station, SES)

SES 是设在船上的地球站。SES 的天线在跟踪卫星时,必须能够排除船身移位以及船身的侧滚、纵滚、偏航所产生的影响;同时 SES 必须设计得小而轻,使之不致影响船的稳定性;SES 的收发机带宽要设计得足够宽,能提供各种通信业务。为此,对 SES 采取了以下技术措施:

(1) 选用 L 频段(上行 1.636~1.643GHz,下行 1.535~1.542GHz)以克服镜面反射分量的形成;

(2) 采用 SCPC/FDMA 制式以及话路激活技术,以充分利用转发器带宽;

(3) 卫星采用偶极子碗状阵列式天线,使全球波束的边缘地区亦有较强的场强;

(4) 采用改进的 HPA 以弥补因天线尺寸较小造成的天线增益不高的情况;

(5) L 频段的各种波导分路和滤波设备,广泛采用声表面波器件;

(6) 采用四轴陀螺稳定系统来确保天线跟踪卫星。

2. 基本工作过程

在 INMARSAT 系统中,基本信道类型可分为 4 类:电话、电报、呼叫申请(船→岸)和呼叫分配(岸→船)。对电话传输,在船→岸和岸→船方向均采用 SCPC-FM 方式;对电报传输,在船→岸方向采用 2PSK-FDMA 方式,在岸→船方向采用 TDM-2PSK-TDMA 方式;在申请信道,采用 2PSK 随机接入方式;分配信道与电报信道采用同一 TDM-2PSK 载波。

INMARSAT 系统规定在船站与卫星之间采用 L 频段,岸与卫星之间采用双重频段,即数字信道采用 L 频段,调频信道采用 C 频段。因此,对 C 频段来说,船站至卫星的 L 频段信号必须在卫星上变频为 C 频段信号再转发至岸站,反之亦然。

系统内信道的分配和连接受岸站和网络协调站的控制。如果某船站发出呼叫,它先利用随机接入 TDMA 信号在 L 频段申请信道上发出一呼叫申请信号,该信号被送至相关岸站和网络协调站,经后者的协调,最后通过公共分配信道传令,由岸站分配信道频率,建立电路。如果呼叫由地面某地发出,则该呼叫经岸站被送至网络协调站,岸站选出两个信道频率,要求网络协调站进行分配。最后网络协调站不仅要进行分配,而且还要把分配结果通过公共分配信道告诉岸站和船站,以建立电路。如果某船站通过 L 频段申请信道发出用户电报申请的话,该申请信号也先由岸站接收,并分配一个信道,但须经网络协调站同意,方可建立电路。如果从某地拍发用户电报,则先由岸站分配信道,然后经网络协调站同意,并由它通知等待连接的船站,建立岸到船 TDM 电报电路。

由于信道分配受岸站和网络协调站控制,船站 EIRP 和 G/T 值均较低,因此,在上述 INMARSAT 系统中,船站与船站之间是不能直接通信的,只能通过岸站转接,经船→岸、岸→船双跳连接进行通信。而在第三代系统才可实现船站之间直接通信。

网路协调站为了完成其功能,必须存储有关整个海域电话信道使用状况的信息,以保证

它不仅知道信道活动程度,还知道每一呼叫的始发点和终接点。因此,这些信息不但可使它控制整个海域,还包含了话务分析数据,可供将来作规划时使用。在紧急情况下,网路协调站还可强行插入正在进行的通话来发送呼救信号。

3.7.3 LEO 卫星移动通信系统——铱系统

随着人们对移动通信的要求越来越高,基于 GEO 的全球卫星移动通信系统日益暴露出以下缺点:终端笨重,不能提供基于手持机的个人移动通信业务;价格昂贵,用户话音终端售价和使用费用均高;容量不足;频谱利用率低;通信时延大,回声抑制费用高。因此,LEO 和 MEO 卫星移动通信系统应运而生。

LEO 卫星移动通信系统中的卫星距地面的高度一般在 500~1500km,绕地球一周的时间大约是 100min,卫星质量一般不超过 500kg。LEO 系统又可分为卫星质量大于 200kg 的大 LEO 系统和相对而言的小 LEO 系统。小 LEO 系统一般使用 100~500MHz 频段,易于实现,但该频段已经非常拥挤,所以,对小 LEO 的关注较少。LEO 卫星移动通信系统肯定是多星系统,其卫星的数目依轨道高度以及应用目的而定,一个系统的星座可由十几颗、几十颗,甚至几百颗卫星组成。LEO 系统卫星体积小、质量轻、造价低、制造周期短、发射机动迅速并可一箭多星;星群采用互为备份的工作方式,可确保系统高质量和高可靠工作;地面终端设备简单,造价低廉,便于携带;传输延迟短,路径损耗小,利于电话传输;多个卫星组成的星座可以实现真正的全球覆盖,频率复用更有效。最有代表性的 LEO 系统主要有铱(Iridium)系统、全球星(Globalstar)系统、白羊(Arics)系统、低轨卫星(Leo-Set)系统、柯斯卡(Coscon)系统、卫星通信网络(Teledesic)系统等。

“铱(Iridium)”是一个全球 LEO 卫星蜂窝系统。铱系统使用小型($2.3\text{m} \times 1.2\text{m}$)智能化卫星,卫星轨道高度低(约为同步卫星高度的 $1/47$),其最初由 77 颗小型卫星组成星状星座,在 780km 的地球上空围绕 7 个极地轨道运行,单颗卫星有 37 个点波束。由于 77 颗卫星围绕地球飞行,其形状类似铱原子的 77 个电子绕原子核运动,故该系统取名为铱系统。该系统后来将星座改为 66 颗卫星围绕 6 个极地圆轨道运行,但仍用原名称。每个轨道平面分布 11 颗在轨运行卫星及 1 颗备用卫星,轨道倾角为 86.4° ,单颗卫星的点波束数达到 48 个。

虽然“铱”公司曾由于投资大、市场定位不当、长的开发周期和地面蜂窝出乎意料的高速发展对市场的冲击,以及集资策略不妥和经营不善等原因于 2000 年宣告破产,但铱系统技术上的先进性是毋庸置疑的,它采用了先进的星上处理和星上交换技术,并且采用了星际链路(星际链路是铱系统有别于其他移动卫星通信系统的一大特点),这使得铱星电话与地面蜂窝电话相比在特殊环境和特殊情况下更具优势;铱系统的另一个先进之处是其覆盖面广,能为全球任何一个地方提供无缝隙移动通信,它成功地向人们展示了全球低轨卫星蜂窝系统是实际可行的,从而向全球个人通信迈进了一大步。

铱系统市场主要定位于商务旅行者、海事用户、航空用户、紧急援助、边远地区。铱系统设计的漫游方案除了解决卫星网与地面蜂窝网的漫游外,还解决地面蜂窝网间的跨协议漫游,这是铱系统有别于其他移动卫星通信系统的又一特点。铱系统除了提供话音业务外,还提供传真、数据、定位、寻呼等业务。2001 年,铱系统在接受新注资后起死回生,目前,美国国防部是其最大的用户。

1) 系统组成

铱系统主要由卫星星座、地面控制设施、关口站(提供与陆地公共电话网接口的地球站)、用户终端等部分组成,如图 3.78 所示。

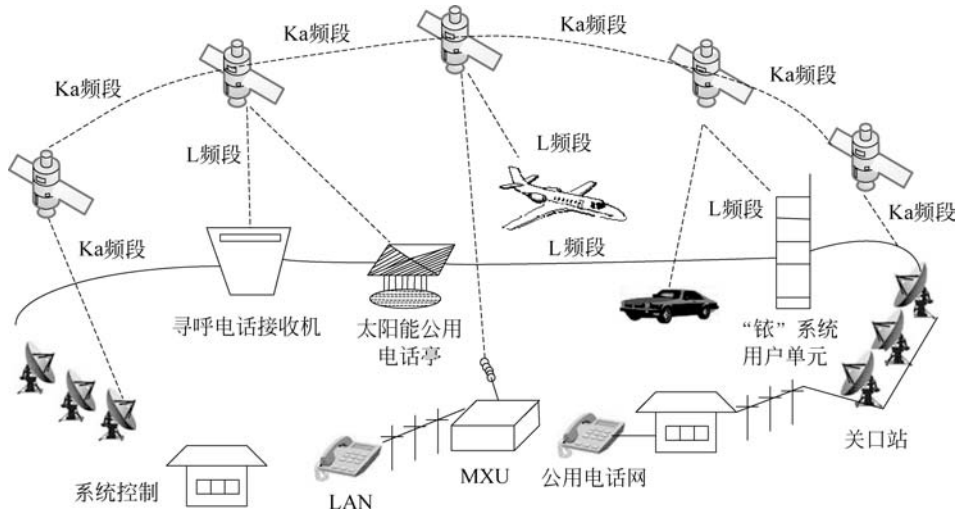


图 3.78 铱系统组成

(1) 空间段。铱系统空间段是由包括 66 颗低轨道智能小型卫星组成的星座,这 66 颗卫星星间交叉链路作为联网手段联网组成可交换的数字通信系统。每颗卫星质量为 689kg,其寿命为 5~8 年,采用三轴稳定结构,可提供 48 个点波束,48 个点波束对地面形成 48 个蜂窝小区。其覆盖结构如图 3.79 所示,其中每个小区的直径约 600km。

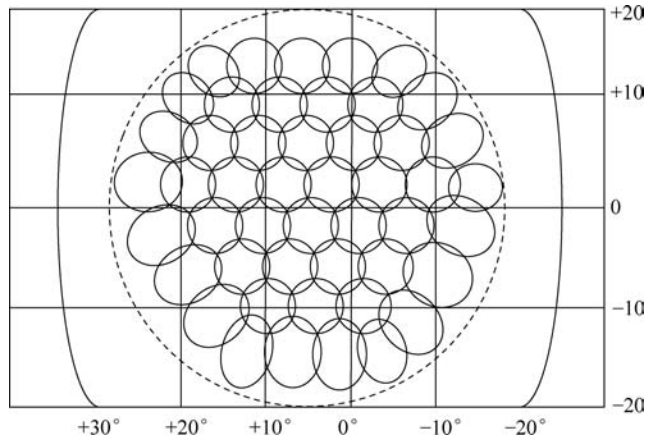


图 3.79 铱系统空间段覆盖结构

(2) 通信链路。铱系统有 3 种不同的链路:用户链路(也称业务链路,即卫星与用户终端的链路)使用 L 频段,频率为 1621.35~1626.5MHz;馈送链路(即卫星与关口站之间的链路)使用 Ka 频段,上行为 29.1~29.3GHz,下行为 19.3~19.6GHz; Ka 频段关口站可支持每颗卫星与多个关口站同时通信;星间链路也使用 Ka 频段,频率为 23.18~23.38GHz。

(3) 地面段。铱系统的地面段包括关口站、用户终端以及遥测、跟踪和控制站。

由于铱系统采用了星间链路,因此在全球设置的关口站只有十余个。关口站用于完成呼叫连接(包括移动管理和信道分配),并与 PSTN 接口。每个关口站有 3 副天线和射频前端,第一副天线用于跟踪过顶卫星并进行通信,另一副天线与下一卫星保持联系,第三副天线备用。

用户终端有手持机、车载台和半固定终端。手持机的平均发射功率为 350mW,天线增益为 1~3dB。

2) 基本工作原理

铱系统采用 FDMA/TDMA 混合多址结构,系统将 10.5MHz 的 L 频段按照 FDMA 方式分成 240 条信道,每个信道再利用 TDMA 方式支持 4 个用户连接。

铱系统蜂窝的频率分配采用 12 小区复用方式,因此每个小区的可用频率数为 20 个。铱系统的星间路由寻址功能,相当于将地面蜂窝系统的基站搬到天上。如果是铱系统内用户之间的通信,则可以完全通过铱系统而不与地面公共网有任何联系;如果是铱系统用户与地面网用户之间的通信,则要通过系统内的关口站进行通信。

铱系统允许用户在全球漫游,因此每个用户都有其归属的关口站。该关口站除处理呼叫建立、呼叫定位和计费外,还必须维护用户资料,如用户当前位置等。当用户漫游时,用户开机后先发送“Ready to Receive”信号,如果用户与关口站不在同一个小区中,信号通过卫星发给最近的关口站;如果该关口站与用户的归属关口站不同,则该关口站通过卫星星间链路与用户的归属位置寄存器(Home Location Register, HLR)联系要求用户信息,当证明用户是合法用户时,该关口站将用户的位置等信息写入其访问位置寄存器(Visitor Location Register, VLR)中,同时 HLR 更新该用户的位置信息,并且该关口站开始为用户建立呼叫。当非铱星用户呼叫铱星用户时,呼叫先被路由选择到铱星用户的归属关口站,归属关口站检查铱星用户资料,并通过星间链路呼叫铱星用户,当铱星用户摘机,完成呼叫建立。

3.7.4 MEO 卫星移动通信系统——ICO 系统

LEO 卫星移动通信系统易于实现手机通信。但由于卫星数目多、寿命短、运行期间要及时补充发射替代或备用卫星,使得系统投资较高。因此,有些公司开发了 MEO 卫星移动通信系统。与 GEO 系统相比,MEO 卫星系统可为用户提供体积、质量、功率较小的移动终端设备,而与 LEO 相比,MEO 卫星系统可用较少数目的中轨道卫星构成全球覆盖的移动通信系统,用户与系统中一颗卫星保持通信的时间约为 100min。典型的中轨道卫星移动通信系统有 ICO(Intermediate Circular Orbit)系统、Odyssey、MAGSS-14 等。国际海事卫星组织的 Inmarsat-P 采取 4 颗同步轨道卫星和 12 颗高度为 10 000km 的中轨道卫星相结合的方案;TRW 空间技术集团公司的 Odyssey 系统是由分布在高度为 10 000km 的 3 个倾角为 55°轨道上的 12 颗卫星组成;欧洲宇航局的 MAGSS-14 系统是由分布在高度为 10 354km 的 7 个倾角为 56°轨道上的 14 颗卫星组成。

ICO 系统是由 INMARSAT 提出的中等高度圆轨道卫星通信系统,由 ICO 全球通信有限公司管理。由于铱系统的影响,ICO 全球通信公司在 2000 年也申请破产保护,后由新 ICO 全球通信公司接收新投资,并与 Teledesic 合并成为一个 ICO-Teledesic 全球有限公司继续 ICO 项目。

新 ICO 计划提供的业务包括话音、数据、Internet 连接、采用 GSM 标准的传真等。预计用户主要包括航海和运输业、政府和国际机构、边远地区的特殊通信和商业通信、石油和天然气钻探、大型施工现场、公共事业、采矿、建筑、农林等部门及其他一些组织和个人。

ICO 系统以处在中轨道上的卫星星座为基础,通过手持终端向移动用户提供全球个人移动通信业务。ICO 系统的用户可以通过卫星接入节点(Satellite Access Node,SAN)的中继与地面公用通信网用户进行通信。ICO 系统不采用星上交换和星际链路,所有交换都由 SAN 负责。由于 ICO 系统的一个主要特征是作为地面公共移动网(Public Land Mobile Network,PLMN)的补充,并与其综合在一起。对于需要在地面 PLMN 不能覆盖区域内提供通信业务的 PLMN 用户来说,ICO 系统提供了一种补充的全球漫游业务;ICO 系统基于 GSM 标准,向移动用户提供全球漫游功能。HLR 与 VLR 协调,验证有关的用户信息和状态,并确定用户的位置。任何终端只要一开机,就通过卫星和 SAN 向该用户的 HLR 发送一个人信号,以验证用户的状态及是否允许它使用此系统,系统会将允许信号送给该用户漫游到的 SAN,并登记在其 VLR 中。ICO 系统组成如图 3.80 所示。

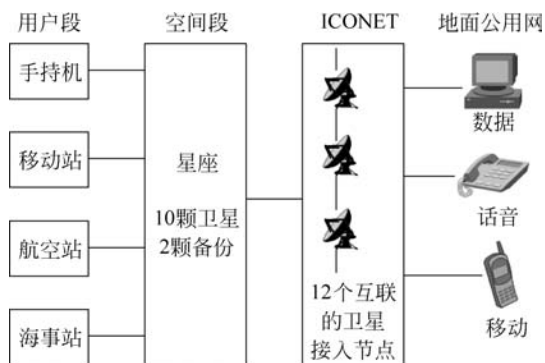


图 3.80 ICO 系统组成

1) 空间段

ICO 卫星星座由分布在两个相互垂直的中轨道面上的 12 颗卫星(各轨道有 5 颗主用卫星和 1 颗备份卫星)组成。系统采用倾斜圆轨道,轨道高度为 10 390km,两轨道倾角分别为 45° 和 135° ,每颗 ICO 卫星可覆盖地球表面 30%。如果允许通信的最低仰角为 10° ,则 ICO 卫星星座能连续覆盖全球。在通常条件下,移动用户能看到两颗 ICO 卫星,有时会是 3 颗甚至 4 颗,平均通信仰角为 $40^\circ \sim 50^\circ$ 。

ICO 卫星发射质量约 2600kg,设计寿命约 12 年。每颗卫星可提供 4500 条信道。ICO 卫星采用了独立的用户链路收发天线。两副天线安装在 ICO 卫星星体上,其口径超过 2m,并采用了数字波束成形技术。每副用户链路天线由 127 个辐射单元组成,用于产生 163 个收或发点波束。每个 ICO 点波束将为用户链路提供最小 8dB、平均超过 10dB 的链路余量。

每颗卫星通过馈电链路(卫星与 SAN 之间的链路)同时与 2~4 个 SAN 进行通信。

ICO 系统的卫星星座由卫星控制中心(SCC)管理,SCC 通过跟踪卫星的运动来调整其轨道,达到维持星座结构的目的。它通过收集供电、温度、稳定性和其他有关卫星操作特性的数据来监视卫星的工作状态。当星座中某颗卫星发生偏移时,由 SCC 来调度卫星以维持星座结构。SCC 也参与卫星的发射和展开工作。

SCC 还控制馈电天线和用户天线之间的转发器链接,即在馈电链路波束内进行频率重配置,并在高低业务量的点波束之间进行信道的优化组合。

2) 通信链路

ICO 系统的多址方式为 TDMA/FDMA/FDD。每颗 ICO 卫星上大约有 700 条 TDMA 载波,每条载波的速率为 36kb/s,每载波中包含 6 条信道,每条信道的信息速率为 4.0kb/s,编码后为 6kb/s。每颗 ICO 卫星总共可有 4500 条独立信道。

ICO 系统的馈电链路上行频率为 5GHz,下行频率为 7GHz;用户链路上行频率为 2170~2200MHz,下行频率为 1985~2015MHz。用户链路采用圆极化,最小链路余量为 8dB,平均超过 10dB。

3) 地面段

地面段主要由用户段、ICONET 和其他地面网组成。

ICO 全球通信公司计划在全球建立 12 个卫星接入点 SAN 和一个网络管理中心(Network Management Center, NMC),相互之间通过地面线路互联,组成一个地面通信网,称为 ICONET。ICONET 由 NMC 负责管理,网络管理中心设在英国。12 个 SAN 既是 ICO 系统的通信枢纽站,也是 ICO 系统与地面通信网络中心的主接口,它们与地面电信网相连,能保证在 ICO 终端和地面(固定和移动)用户之间相互通信。一个 SAN 主要由三个部分组成:

- (1) 五座天线及与多颗卫星进行通信所必需的相关设备;
- (2) 实现 ICO 网络内部和 ICO 与地面网(尤其是 PSTN)之间进行业务交换的交换机;
- (3) 支持移动性管理的数据库,它保存有当前注册到该 SAN 的所有用户终端的详细资料。

每个 SAN 会跟踪其视野内的卫星,把通信业务直接传递给选择的卫星,以确保具有两条可靠的链路,并且在需要时能切换到新到达的卫星,以保证通信不至中断。另外,在其中 6 个 SAN 站上还配备了 TT&C。

用户段包括手持机、移动站、航空站、海事站、半固定站和固定站等各种用户终端设备。手持机的尺寸为 $180\sim 225\text{cm}^3$,质量为 $180\sim 250\text{g}$,通话时间为 $4\sim 6\text{h}$,待机时间为 80h 。手持机使用的平均发射功率不超过 0.25W ,这要小于地面蜂窝系统中平均发射功率为 $0.25\sim 0.6\text{W}$ 的水平。手持机采用四芯螺旋天线,它具有半球形的方向图,即覆盖仰角大于 10° 的所有区域。

ICO 系统中采用双模手持机,其话音编码选用完全的和压缩的 DVSI(Digital Voice System Inc)。手持机还具有外部数据口和内部缓冲存储器,以支持数据通信、发报文、传真和使用 SIM 卡等其他功能选择。

参考文献

- [1] 斯国新. 卫星通信系统[M]. 北京: 宇航出版社, 1993.
- [2] Pratt T, Bostian C, Allnutt J. 卫星通信[M]. 甘良才, 译. 2 版. 北京: 电子工业出版社, 2005.
- [3] 丹尼斯·罗迪. 卫星通信[M]. 张更新, 等译. 3 版. 北京: 人民邮电出版社, 2002.
- [4] 储钟圻. 数字卫星通信[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006.

- [5] 王丽娜,王兵.卫星通信系统[M].2版.北京:国防工业出版社,2014.
- [6] 王秉钧,王少勇,田少宝.现代卫星通信系统[M].北京:电子工业出版社,2004.
- [7] 夏克文.卫星通信[M].西安:西安电子科技大学出版社,2019.
- [8] 牛忠霞,冉崇森,刘洛琨,等.现代通信系统[M].北京:国防工业出版社,2003.
- [9] 吴诗其,朱立东.通信系统概论[M].北京:清华大学出版社,2005.
- [10] DAVIES R, et al. Application of Multi-Frequency TDMA for Satellite Communications [C]. Proceeding of AIAA 11th Communication Satellite System Conference,1986: 152-158.
- [11] SIMON M K, et al. Spread Spectrum Communications Handbook[M].北京:人民邮电出版社,2002.
- [12] 陈功富.卫星数字通信网络技术[M].哈尔滨:哈尔滨工业大学出版社,2001.
- [13] 杨运年.VSAT 卫星通信网[M].北京:人民邮电出版社,1998.
- [14] 赵坚勇.数字电视技术[M].3版.西安:西安电子科技大学出版社,2016.
- [15] 刘进军.卫星电视原理[M].北京:国防工业出版社,2009.
- [16] 刘文开,刘远航,王云臣,等.卫星广播数字电视技术[M].北京:人民邮电出版社,2003.