

第3章

微波通信系统

【要求】

- ①理解微波通信的概念；②理解微波通信系统的组成；③了解微波通信的历史；
④理解微波通信的特点；⑤理解并掌握微波通信中继方式；⑥理解微波天线的作用；
⑦理解微波的自由空间传播、反射、绕射、大气折射和大气的吸收；⑧理解抗衰落技术；
⑨了解高阶调制技术。

3.1 微波通信的概述

3.1.1 微波通信的概念

微波通信是指以微波作为载波,通过电波在空间中传播来传递消息的通信方式。

微波是一种频率极高、波长很短的电磁波。微波的所谓“微”是指其波长比普通无线电波波长更微小,微波的波长范围为 $1\text{mm} \sim 1\text{m}$,频率范围为 $300\text{MHz} \sim 300\text{GHz}$,如图 3-1 所示。微波可分为分米波、厘米波和毫米波,分别对应频段为 $0.3 \sim 3\text{GHz}$ 的特高频(UHF),频段为 $3 \sim 30\text{GHz}$ 的超高频(SHF),频段为 $30 \sim 300\text{GHz}$ 的极高频(EHF)。

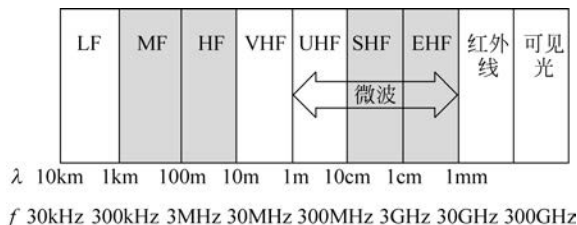


图 3-1 微波的波长范围

采用微波作为载波进行通信主要有以下三种方法：

(1) 散射通信：对流层或者电离层中的不均匀性介质,对电磁波产生散射,散射通信就是指利用这种作用进行的远距离通信。

(2) 卫星通信：它是利用人造地球卫星作为中继站来转发无线电波,实现两个或多个地球站之间的通信。

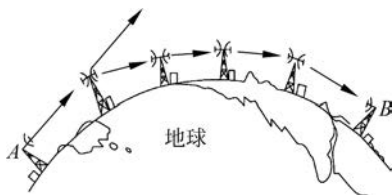


图 3-2 微波通信的中继示意图

(3) 微波中继通信：借助地面架设的微波中继站的转发而实现远距离的通信,如图 3-2 所示。

注意,由于卫星通信实际上也是在微波频段采用中继方式通信,只不过它的中继站设在卫星上而已。为了与卫星通信区别开来,这里所说的微波中继通信是指限定在地面上的中继通信,习惯把这种通信简称为微波通信。

微波通信采用中继方式有以下两个直接原因：

(1) 微波传播具有视距传播特性。视距传输就是发送天线和接收天线之间没有障碍物阻挡,可以相互“看见”的传输方式。

微波在空中的传播特性与光波相近,也就是沿直线传播,地球表面是一个曲面,天线

架高有限,当通信距离超过一定数值时,电磁波传播将受到地面的阻挡,如图 3-3 所示。

(2) 微波传播有损耗。微波在空间中传输会有损耗,频率越大,损耗就越大,所以微波通信的远距离传输必须采用中继方式对信号逐段接收、放大和发送。

【例 3-1】 如图 3-4 所示,已知地球的半径 $r = 6370\text{km}$,天线距离地面高度 $h = 50\text{m}$,那么最大可视距离是多少?

解: 地球是一个曲面,最大可视距离是收发连线刚好通过地球表面的距离。为了找到 d 、 r 和 h 的关系,可以找到一个直角三角形,利用勾股定理得到

$$(d/2)^2 + r^2 = (h + r)^2$$

于是有, $d \approx \sqrt{8hr}$ 。由 $r = 6370\text{km}$, $h = 50\text{m}$,求得最大视距 $d = 50\text{km}$ 。

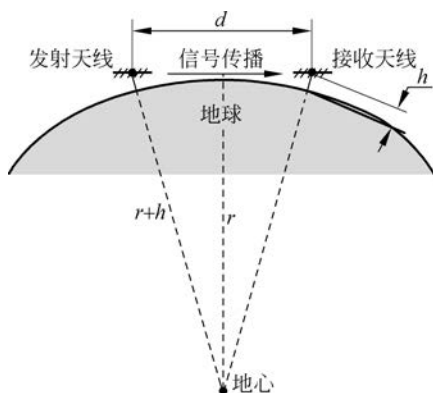


图 3-4 最大可视距离与天线高度之间的关系

3.1.2 微波通信系统基本构成

常见的数字微波通信设备如图 3-5 所示,这些设备包括天线、室外单元、室内单元和中频电缆。

实际上,室外单元是一个收信机和发信机。发信机的作用是将中频信号通过放大,

上变频变为射频信号,然后采用射频放大和滤波后耦合进天线;收信机把从天线中耦合进来的射频信号进行滤波和射频放大,然后通过下变频变为中频信号,最后通过中频放大后利用中频线把它送入中频解调器。室内单元相当于一个用户终端,它的作用主要是中频调制和解调,通过用户的数字基带信号去调制 70MHz 的载波得到数字中频信号,再送到发信机;或者与其相反。微波通信系统基本结构如图 3-6 所示。



图 3-5 数字微波通信设备



视频

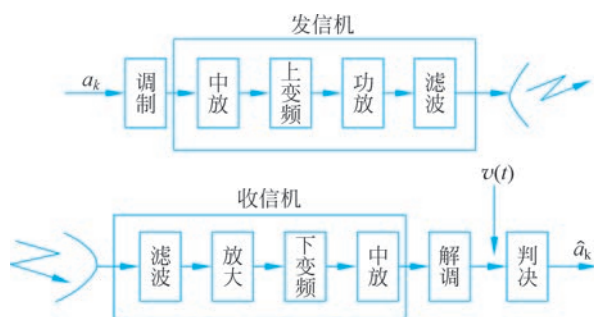


图 3-6 微波通信系统基本结构

微波的调制分为射频调制和中频调制。射频调制是将基带信号对微波振荡器输出的射频载波信号进行直接调制,已调信号经过微波功放和微波滤波后通过天馈系统发送出去,这种发信机结构简单,但其关键设备微波功率放大器的制作难度较大,通用性也较差。中频调制的发信机是先用基带信号 a_k 对中频振荡器输出的中频载波信号进行调制,再经过功率中放、上变频,最后经过微波功放和微波滤波,通过天馈系统发送出去,这种发信机的通用性较好。

典型的微波通信系统包括用户终端、交换机、终端复用设备、微波站、中继站等设备,如图 3-7 所示。

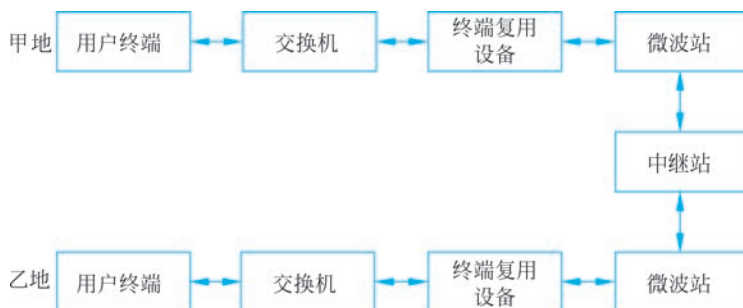


图 3-7 典型微波通信系统的设备构成

利用微波通信的长途电话工作过程:甲地发端用户的电话信号先进入用户所属的市话局,再送到该端的长途电信局。在长途电信局,时分多路复用设备将多个用户电话信号组成复用信号,然后复用数字信号进行中频调制。调制器输出的 70MHz 中频已调波送到微波发信机,经发信混频得到微波射频已调波,这时已将发端用户的数字电话信号加载到微波频率上。经发端的天线馈线系统,可将微波射频已调波发射出去。若甲、乙两地相距较远,则需经若干个中继站对发端信号进行多次转发。信号到达收端后,经收端的天线馈线系统馈送到收信机,经过收信混频后,将微波射频已调波变成 70MHz 中频已调波,再进行解调,即可解调出多个用户的数字电话信号(基带信号);再经收端的时分多路复用设备进行分路,将用户电话信号送到市话局,最后到收端的用户终端(电话机),送给乙地用户。

3.1.3 微波通信的发展历史

1931年,在英国多佛尔和法国加莱之间建立了世界上第一条超短波通信线路,横跨了英吉利海峡。第二次世界大战之后,微波通信获得了迅速发展。1945年,美军建立了微波通信系统,如图3-8所示。1947年,美国贝尔实验室在纽约和波士顿之间建立了世界上第一条模拟微波通信线路。1950年出现了世界上第一台商用的微波通信系统 TD-2。为了提高通话的质量,20世纪60年代出现了数字微波接力系统。为了提高频谱效率,出现了 512QAM 等高状态调制方式。1979年,日本商用微波通信系统通信容量达到了 3600 条话路。1980年,美国商用微波通信系统 AR6A 采用单边调制技术,通信容量达到了 6000 条话路。1988年,国际电信联盟 (ITU) 在美国 SONET 的基础上,提出了 SDH 传输网标准。

据统计,在发达国家,微波通信在长途通信网中所占的比例超过 50%; 而采用微波通信的“战术数据链”已成为现代军事体系下必不可少的技术核心之一,如图3-9所示。



图 3-8 美军建立的微波通信系统



图 3-9 战术数据链

3.1.4 微波通信的特点

微波通信主要有以下特点:

(1) 频带宽,容量大。微波频段占用的频带约为 300GHz,而全部长波、中波和短波频段占有的频带总和小于 30MHz,如图3-10所示。占用的频带越宽,信道容量也越大,可同时工作的用户就越多。当前,一套微波通信设备可以容纳上万条话路同时工作。

(2) 受外界干扰小。工业活动,雷电天气和太阳黑子的活动会对地面设备的工作产生干扰,它们的频率小于 100MHz,而微波的频率远大于 100MHz,因此微波通信稳定可靠,如图3-11所示。

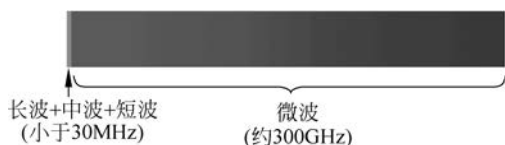


图 3-10 微波通信的高带宽

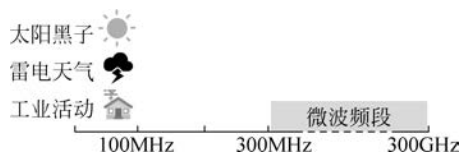


图 3-11 微波通信的抗外界干扰



视频



视频

(3) 机动灵活。微波通信采用无线通信方式,可以跨越江河和高山。在遭遇地震、洪水、战争等灾害时,通信的建立、撤收及转移都比较容易,比电缆通信和光纤通信具有更大的灵活性,如图 3-12 所示。

(4) 天线增益高,方向性强。电磁波波长越短,天线增益越高。微波通信的工作波长短,容易制成高增益天线,如图 3-13 所示。另外,微波电磁波具有直线传播特性,而且可以利用微波天线把电磁波聚集成很窄的波束,减少通信中的相互干扰。

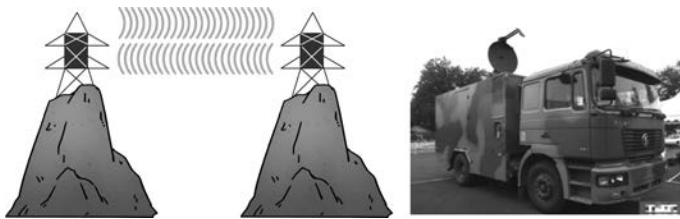


图 3-12 微波通信的机动灵活



图 3-13 微波高增益天线

(5) 投资少,建设快。微波通信线路的建设费用约为同轴电缆通信线路的 $1/5$,可以节约大量有色金属。



视频

3.2 微波通信中继方式

3.2.1 微波通信线路构成

图 3-14 是微波通信网络,一条微波中继信道由终端站、中继站和枢纽站三种微波站组成。

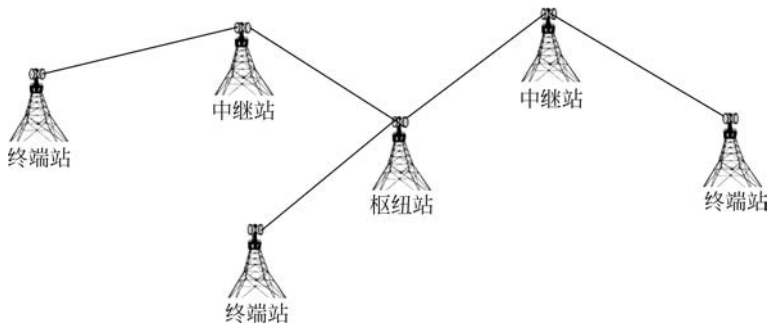


图 3-14 微波通信网络

终端站是将数字终端设备送来的 PCM 信号经中频调制后再进行上变频变为微波信号发射出去,同时接收传来的微波信号,将其下变频变为中频信号并解调还原成 PCM 信号送往数字终端设备。

中继站可以是中间站,将一个方向来的微波信号接收下来,经过处理后再向另一个

方向发送出去,中间不分出和插入信号。中继站可以是再生中继站,它处于线路中间,站上配有传输设备和分插复用设备,除了可以沟通干线上两个方向间的通信外,还可在本站上下部分支路。

枢纽站处于干线上,完成数个方向上的通信任务,就其每一个方向来说枢纽站都可以看作一个终端站。在枢纽站中,可以像终端站那样发送和接收全部或部分支路信号,也可以像再生中继站那样转接全部或部分支路信号。

由此可见,中继技术是微波通信实现遥远距离通信的重要技术,下面介绍微波通信中不同的中继方式。

3.2.2 中继方式

数字微波通信的中继方式分为直接中继、外差中继和基带中继。

1. 直接中继

直接中继如图 3-15 所示,首先注意系统的输入和输出。在通信信号中继过程中,输入频率为 f_1 的微波信号,输出频率为 f'_1 的微波信号,它们频率的不同是为了防止收、发间的同频干扰,需要进行移频,所以系统有一个变频器。

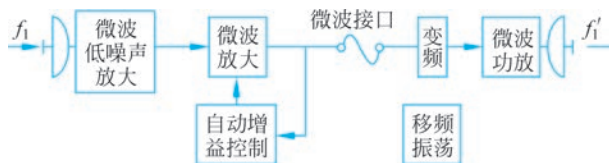


图 3-15 直接中继

如图 3-15 所示,输入的微波电磁信号被天线接收,经过耦合变为射频信号,射频信号经低噪声放大,送入第一个功率放大器放大,然后变频后送入第二个功率放大器进行放大,最后耦合入天线,由天线辐射出去。

第一个功率放大器采用了自动增益控制措施,是为了克服传播衰落引起的电平抖动。

2. 外差中继

从通信信号的变化过程看,外差中继(图 3-16)对第一次功率放大采用了不同的方案,也就是先把射频信号下变频为中频信号,采用中频放大器来放大通信信号功率,由于在中频进行放大,有利于利用成熟的中频放大设备,既节约了成本又保证了系统的稳定,因而是一种较经济的中继方式。



图 3-16 外差中继

3. 基带中继

与外差中继方式相比,基带中继(图 3-17)除了要进行上、下变频过程外,还要进行中频的调制和解调。经过中频的解调,通信信号变为基带信号,它就是用户的信号,方便上下话路。

特别是在基带中继中数字消息历经了再生整形过程,可以避免噪声和传输噪声的积累,从而提高传输质量。因此,基带中继是数字微波通信的重要中继方式。

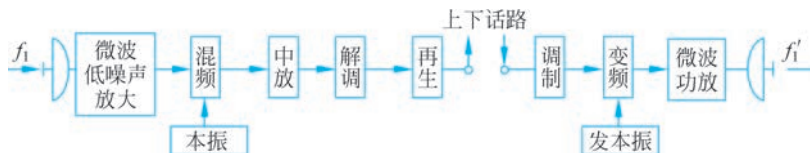


图 3-17 基带中继

3.3 微波天线

在无线电设备中,天线是用来辐射和接收无线电波的装置,本质是一个“转换器”:把传输线上传播的导行波变换成在自由空间中传播的电磁波,接收时进行相反的变换。

图 3-18 描述了天线能量转换原理,发信机产生导行波即高频振荡电流,经馈电设备耦合进发射天线,发射天线将高频电流转化为电磁波并辐射出去,接收天线和收信机完成相反的功能。

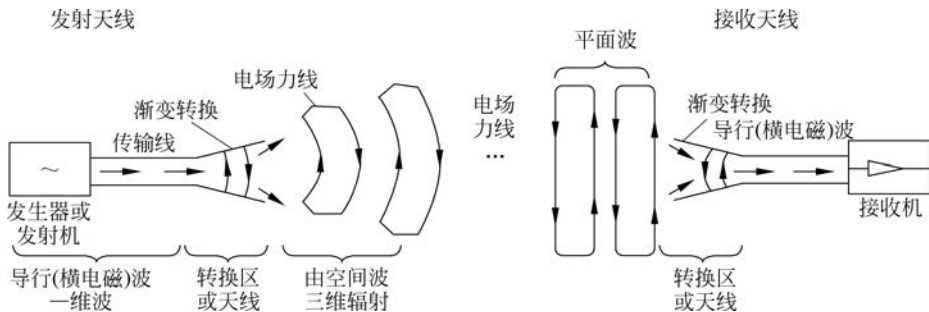


图 3-18 天线能量转换原理

3.3.1 天线的效率

面积一定的接收天线在不同距离时捕获的能量是不同的,距离发射机越远,捕获到的能量越少。接收天线实际捕获能量的面积称为天线的有效面积,如图 3-19 所示。

天线效率是有效面积 A_e 与实际的物理面积 A_r 之比,即

$$\eta = \frac{A_e}{A_r} \quad (3-1)$$

图 3-20 为卡塞格伦天线,由主反射器、副反射器和馈源喇叭三部分组成,其中主反射器为旋转抛物面,副反射面为旋转双曲面。在结构上,双曲面焦轴与抛物面的焦轴重合,

双曲面的一个焦点与抛物面的焦点重合,而辐射源位于双曲面的另一焦点上。由副反射器对辐射源发出的电磁波进行的一次反射,将电磁波反射到主反射器上,然后再经主反射器反射后获得相应方向的平面波波束,以实现定向发射。

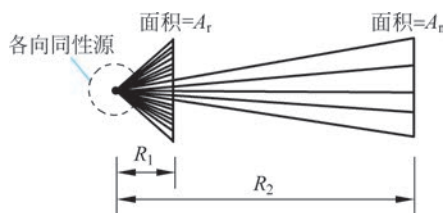


图 3-19 天线的有效面积

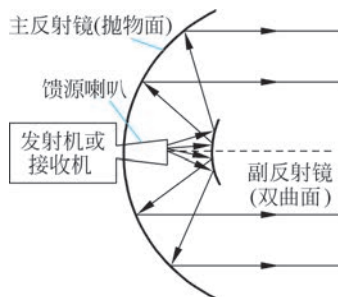


图 3-20 卡塞格伦天线

从发射机发出的射频信号能量并不是全部从主反射镜辐射出去,从主反射镜接收的微波信号并不是全部进入接收机,相当于主反射镜镜面有部分面积没有发挥作用,因此实际的微波通信系统中天线的效率不为 100%。

3.3.2 天线增益

在微波通信系统中要求天线具有方向性,具有方向性的天线能在特定的方向上提供增益。将天线在最大辐射方向上的场强的平方(E^2)与理想的各向同性天线均匀辐射场强的平方(E_0^2)的比值(以功率密度计)称为增益,即

$$G = \frac{E^2}{E_0^2}$$

$$[G] = 20 \lg \frac{E}{E_0} (\text{dB}) \quad (3-2)$$

接收天线的增益是有效接收面积与理想的各向同性天线接收面积的比值,即

$$G = \frac{A_e}{A} \quad (3-3)$$

式中

$$A = \frac{\lambda^2}{4\pi}$$

其中: λ 为微波的波长。

3.4 微波传输特性

微波通信中,微波信号在大气中传播不仅会受到地球曲率的影响,还会受到反射、折射、绕射、吸收和散射等影响,因而会产生各种损耗,如图 3-21 所示。

下面重点讨论自由空间传播、反射、绕射、折射、大气吸收和散射对微波信号传播的影响。



视频



视频

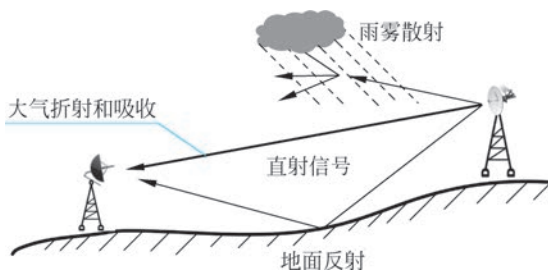


图 3-21 微波的传输特性

3.4.1 自由空间传播

1. 损耗系数定义

电磁信号的传播损耗一般用损耗系数来衡量。如图 3-22 所示,假定一个系统的输入功率为 P_i ,输出功率为 P_o ,那么损耗系数为

$$A_0 = \frac{P_i}{P_o} \quad (3-4)$$

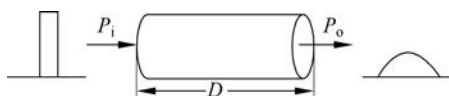


图 3-22 损耗系数定义

注意,式(3-4)中损耗系数没有量纲。采用分贝(dB)表示损耗系数,即

$$[A_0] = 10 \lg \frac{P_i}{P_o} \text{ (dB)} \quad (3-5)$$

若损耗与距离有关,假设距离为 D ,则采用每千米的损耗来衡量传播损耗,即

$$[A_0] = \frac{10}{D} \lg \frac{P_i}{P_o} \text{ (dB/km)} \quad (3-6)$$

2. 自由空间传输的损耗

自由空间是指充满均匀理想介质的无限空间,它相当于真空状态的理想空间。自由空间传播的电磁波不产生反射、折射、吸收和散射等现象,总能量不变,距离发射源越远,天线单位面积上接收到的能量就越少,这种损耗称为自由空间的传输损耗。

发射机用增益 G_{TX} 的天线将功率 P_{TX} 的电波发射出去,相当于存在一个功率为 $P_{TX}G_{TX}$ 的发射点源,如图 3-23 所示。微波站或微波天线发射某个载波功率的值等于天线实际发射的载波功率 P_{TX} 与天线增益 G_{TX} 乘积,称为等效全向辐射功率(EIRP)。

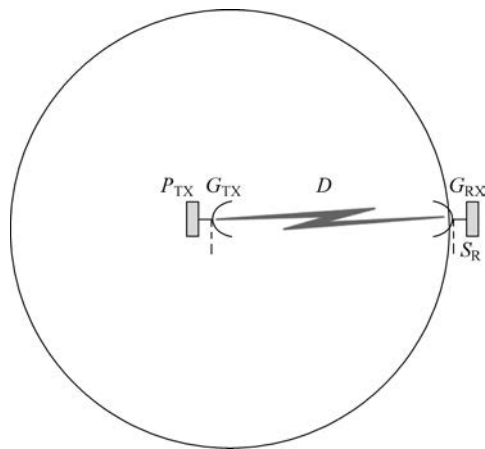


图 3-23 接收功率的计算

在与波束中心轴上相距 D 的地方,用增益为 G_{RX} 的天线接收,可得到多少功率?

接收点的能流密度为 $P_{TX}G_{TX}/(4\pi D^2)$,开口面积为 S_R 的接收天线所接收的功

率为

$$P_{RX} = \frac{P_{TX} G_{TX} S_R \eta}{4\pi D^2} \quad (3-7)$$

式中: η 为天线效率。那么接收天线增益 $G_{RX} = 4\pi S_R \eta / \lambda^2$, 则

$$P_{RX} = P_{TX} G_{TX} G_{RX} \left(\frac{\lambda}{4\pi D} \right)^2 \quad (3-8)$$

暂不考虑天线的影响, 假定 $G_{TX} = G_{RX} = 1$, 那么按照式(3-8), 自由空间传播损耗为

$$A_0 = \left(\frac{4\pi D}{\lambda} \right)^2 \quad (3-9)$$

可用分贝(dB)表示为

$$[A_0] = 20 \lg \left(\frac{4\pi D}{\lambda} \right) \text{ (dB)} \quad (3-10)$$

工程上也采用以下公式计算:

$$[L_{fs}] = 92.4 + 20 \lg f + 20 \lg D \text{ (dB)} \quad (3-11)$$

注意, 式(3-11)中, f 的单位为 GHz; D 的单位为 km。

也可以采用以下公式计算:

$$[L_{fs}] = 32.4 + 20 \lg f + 20 \lg D \text{ (dB)} \quad (3-12)$$

注意, 式(3-12)中, f 的单位为 MHz, D 的单位为 km。

【例 3-2】 一个微波通信系统的频率为 5GHz, 那么传输 50km 后的自由空间传播损耗是多少?

解: 应用式(3-10)时, D 和 λ 要统一到国际单位, 可得

$$[A_0] = 20 \lg \left(\frac{4\pi \times 50 \times 1000}{3000000000 / (5 \times 1000000000)} \right) = 140.4 \text{ (dB)}$$

得到 $[A_0]$ 后, 可以采用图 3-24 计算接收的功率:

$$[P_{RX}] = [P_{TX}] + [G_{TX}] - [A_0] + [G_{RX}] \quad (3-13)$$

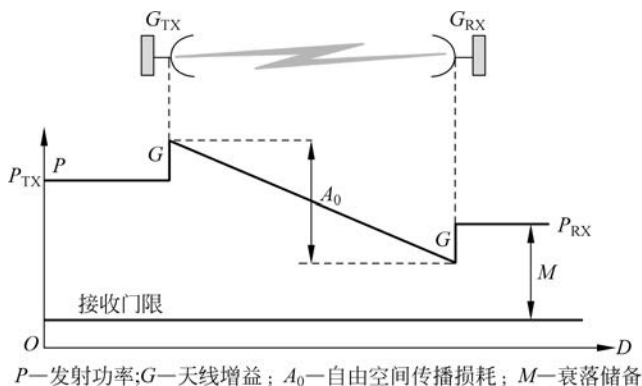


图 3-24 接收功率计算

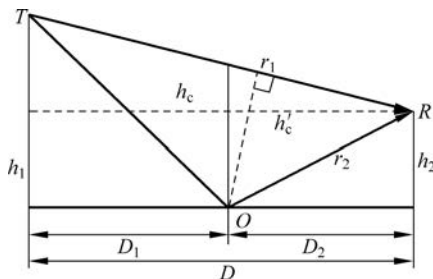
【例 3-3】 发射机的功率为 20dBW, 发射天线的增益为 30dB, 接收天线的增益为 40dB, 一个微波通信系统的频率为 5GHz, 那么传输 50km 后接收机接收的功率是多少?

解:

$$[P_{RX}] = 20 + 30 - 140 + 40 = -50(\text{dBW})$$

3.4.2 反射模型

图 3-25 为平坦地形对射频电磁波的反射情况,收信点 R 除了接收到直射波外,还接收到反射波,因而收信点 R 的合成场强是直射波和反射波的矢量和。当收发天线足够高时,可以认为直射波是自由空间波。



设 E_0 为自由空间传输时直射波到达接收点的场强有效值,则直射波场强的瞬时值为

$$e_1(t) = E_0 \cos \omega t \quad (3-14)$$

反射波场强的瞬时值为

$$e_2(t) = |\Phi| E_0 \cos \left[\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{\lambda}(r_2 - r_1) \right] \quad (3-15)$$

图 3-25 平坦地形对射频电磁波的反射情况 式中: $|\Phi|$ 为反射系数; φ 为反射引入的位相。

在 R 点的矢量合成为

$$\begin{aligned} E &= \sqrt{E_0^2 + E_0^2 |\Phi|^2 - 2E_0^2 |\Phi| \cos \left[\pi - \left[\varphi + \frac{2\pi}{\lambda}(r_2 - r_1) \right] \right]} \\ &= E_0 \sqrt{1 + |\Phi|^2 + 2|\Phi| \cos \left[\varphi + \frac{2\pi}{\lambda}(r_2 - r_1) \right]} \\ &= E_0 \sqrt{1 + |\Phi|^2 + 2|\Phi| \cos \left[\varphi + \frac{2\pi}{\lambda} \Delta r \right]} \end{aligned} \quad (3-16)$$

将合成场强 E 与自由空间场强 E_0 之比称为地面反射引起的衰落因子,其可表示为

$$V = \frac{E}{E_0} = \sqrt{1 + |\Phi|^2 + 2|\Phi| \cos \left[\varphi + \frac{2\pi}{\lambda} \Delta r \right]} \quad (3-17)$$

为了观察明显,令 $\varphi = 0$,反射系数 $|\Phi| = 1$,那么有

$$\begin{aligned} V &= \sqrt{1 + |\Phi|^2 + 2|\Phi| \cos \left[\varphi + \frac{2\pi}{\lambda} \Delta r \right]} \\ &= \sqrt{2 - 2\cos \frac{2\pi}{\lambda} \Delta r} = \sqrt{2 \left[2\sin^2 \left(\frac{\pi}{\lambda} \Delta r \right) \right]} = 2 \left| \sin \left(\frac{\pi}{\lambda} \Delta r \right) \right| \end{aligned} \quad (3-18)$$

V 与 Δr 的关系如图 3-26 所示,收信点的场强幅值随着 Δr 的周期变化,从零变化到 $2E_0$,场强为零时表示直射波完全被反射波抵消。在 $\Delta r = \lambda, 2\lambda, \dots$ 整数倍波长的情况下,衰减达到极大值,称为衰落谷点。反射系数越大,曲线的起伏程度越大。可见,由于存在反射路径,衰落谷点将因频率不同而发生在不同的地点,这就是频率选择性衰落。

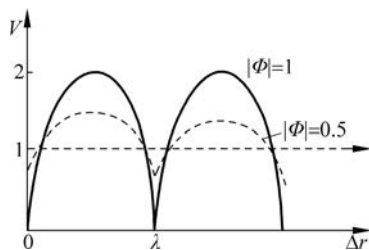


图 3-26 V 与 Δr 的关系

为了避免收信点的场强明显起伏,尤其要避免反射波和直射波抵消而导致收信点接收信号趋于零的现象,因此在进行微波中间站站址选择和微波线路设计时,应充分利用地形、地物阻挡反射波(图 3-27),或者采用高低天线法避开反射(图 3-28)。



图 3-27 利用某些地形、地物阻挡反射波



图 3-28 高低天线法

3.4.3 菲涅尔区概念

手机能接收到信号,却常常看不到附近的基站,是因为微波的绕射。下面首先介绍几个概念,然后讨论微波的绕射现象。

1. 菲涅尔区及其半径

假定微波通信系统发信点为 T , 收信点为 R , 站间距为 D , 平面上一个动点 P 到两个定点(T 、 R)的距离若为一个常数 C , 则此点的轨迹为一个椭圆; 在三维空间上, 此动点的轨迹是一个旋转椭球面, 如图 3-29 所示。

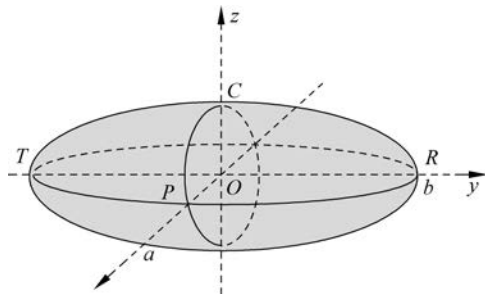


图 3-29 旋转椭球面

对于波长为 λ 的电波, 当 $C-D=\lambda/2$ 时, 得到的椭球面称为第一菲涅尔椭球面; 当 $C-D=\lambda$ 时, 得到的椭球面称为第二菲涅尔椭球面... 当 $C-D=N\lambda/2$ 时, 得到的椭球面称为第 N 菲涅尔椭球面。

显然当 $C-D$ 是半波长的奇数倍时, 反射波和直射波在 R 点的作用相同, 此时的场强得到加强; 而 $C-D$ 为半波长的偶数倍时, 反射波在 R 点的作用相互抵消, 此时 R 点的场强最弱。

这一系列菲涅尔椭球面与从 T 或 R 点出发认定的某一波前面相交割, 在交割的界面上就可以得到一系列的圆和环, 中心是一个圆, 称为第一菲涅尔区。其外的圆环称为第二菲涅尔区, 再往外的圆环称为第三菲涅尔区、第四菲涅尔区... 第 N 菲涅尔区, 如图 3-30 所示。菲涅尔区的概念对于信号的接收、检测、判断有重要的意义。

把菲涅尔区上的任意一点到 R 和 T 连线的距离称为菲涅尔区半径, 用 F 表示。当这一点为第一菲涅尔区上的点时, 此半径称为第一菲涅尔区半径(图 3-31)。第 N 个菲涅尔区半径表达式为

$$F_n = (N)^{1/2} F_1 \quad (3-19)$$

式中: F_1 为第一菲涅尔区半径。

经有关研究可知: 在电波的传播空间中, 当菲涅尔区号趋近于无限多时, 在接收点的合成场强就接近于自由空间场强; 由第一菲涅尔区在接收点的场强, 接近于全部有贡献

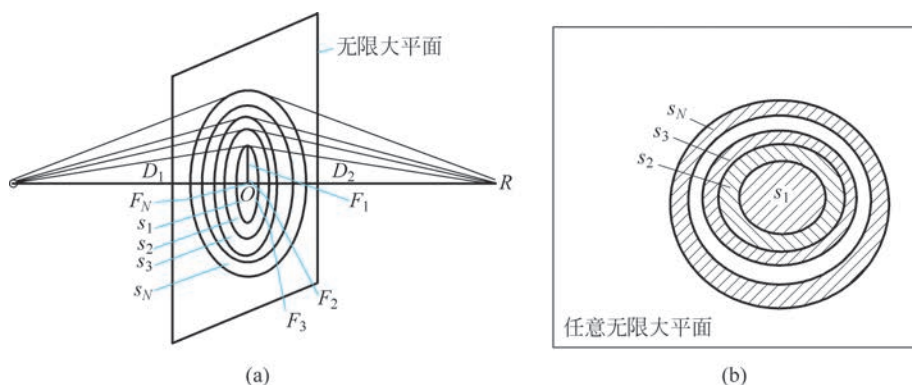


图 3-30 菲涅尔区的划分

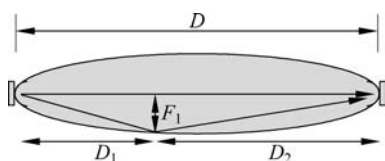


图 3-31 第一菲涅尔区半径

的菲涅尔区在接收点的自由空间场强的 2 倍；相邻菲涅尔区在收信点处产生的场强的相位相反；若以第一菲涅尔区为参考，则奇数区产生的场强是使接收点的场强增强，偶数区产生的场强是使接收点的场强减弱。不同菲涅尔区的能量分布如图 3-32 所示。

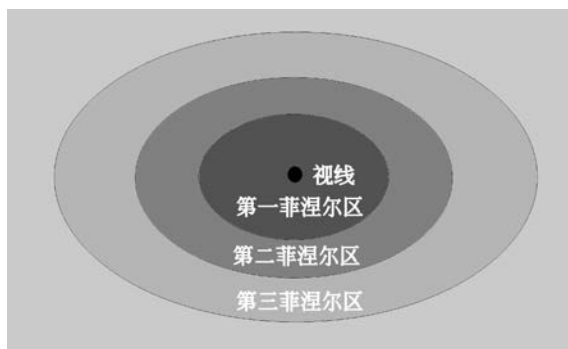


图 3-32 不同菲涅尔区的能量分布

第一菲涅尔区半径计算公式为

$$F_1 = 17.32 \sqrt{\frac{D_1 \times D_2}{f \times D}} \quad (\text{m}) \quad (3-20)$$

式中：距离的单位是 km；频率的单位是 GHz。

如图 3-33 所示，凸出物进入第一菲涅尔椭圆，收发间已不再属于自由空间传播。

如图 3-34 所示，即使在地面上的障碍物遮住收、发两点间的几何射线的情况下，由于电波传播的主要通道未被全部遮挡住，因此接收点仍然可以收到信号，此种现象称为电波绕射。

在地面上的障碍物高度一定的情况下，波长越长，电波传播的主要通道的横截面积越大，相对遮挡面积就越小，接收点的场强就越大，因此波长越长，绕射能力越强。

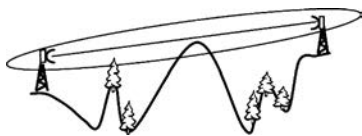


图 3-33 第一菲涅尔区被部分遮挡

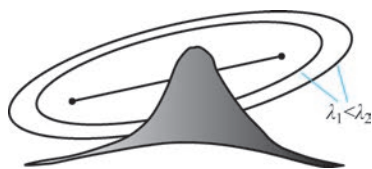


图 3-34 同波长的绕射能力

2. 余隙

在实际情况下,电波的直射路径上可能存在各种障碍物,由障碍物引起的附加传播损耗称为绕射损耗。

设障碍物与发射点和接收点的相对位置如图 3-35 所示。图中, x 表示障碍物顶点 P 至直线 TR 的距离,称为余隙。规定阻挡时余隙为负,如图 3-35(a) 所示;无阻挡时余隙为正,如图 3-35(b) 所示。

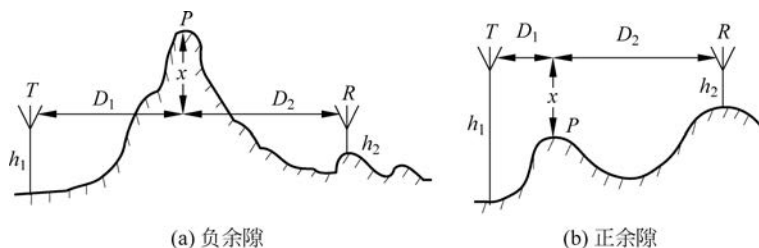


图 3-35 障碍物与余隙

由障碍物引起的绕射损耗与相对余隙的关系如图 3-36 所示。图中,纵坐标为绕射引起的附加损耗,即相对于自由空间传播损耗的分贝数,横坐标为相对第一菲涅尔区半径的相对余隙 x/F_1 。

由图 3-36 可见,当 $x/F_1 > 0.5$ 时,附加损耗约为 0dB,即障碍物对直射波传播基本上没有影响。为此,在选择天线高度时,根据地形尽可能使服务区内各处的菲涅尔余隙 $x > 0.5 F_1$; 当 $x < 0$,即直射波低于障碍物顶点时,损耗急剧增加;当 $x = 0$ 时,即 TR 直射波从障碍物顶点擦过时,附加损耗约为 6dB。

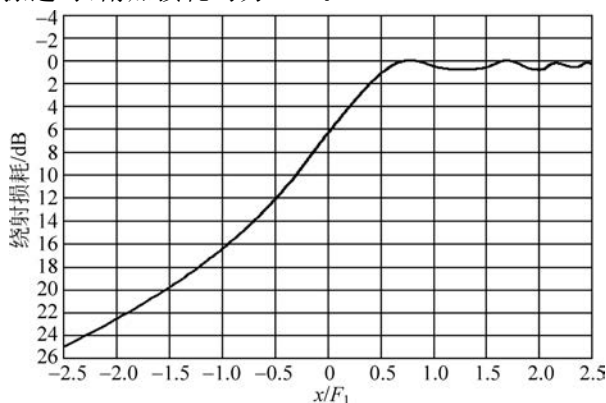


图 3-36 绕射损耗与相对余隙的关系

【例 3-4】 设图 3-35(a)所示的传播路径中,余隙 $x = -82\text{m}$, $D_1 = 5\text{km}$, $D_2 = 10\text{km}$, 工作频率为 150MHz 。试求出电波传播损耗。

解: 自由空间传播损耗为

$$\begin{aligned}[L_{fs}] &= 92.4 + 20\lg f + 20\lg D \\ &= 92.4 + 20\lg 0.15 + 20\lg(5 + 10) \\ &= 99.74(\text{dB})\end{aligned}$$

第一菲涅尔区半径为

$$\begin{aligned}F_1 &= 17.32 \sqrt{\frac{D_1 \times D_2}{f \times D}} \\ &= 17.32 \sqrt{\frac{5 \times 10}{0.15 \times 15}} \\ &= 81.65(\text{m})\end{aligned}$$

由图 3-36 查得附加损耗($x/F_1 \approx -1$)为 16.5dB , 因此电波传播损耗为

$$[L] = [L_{fs}] + 16.5 = 116.2(\text{dB})$$

3.4.4 大气折射

1. 概念

如图 3-37 所示,受大气折射影响,沿电波发射方向平行传播的电波轨迹发生了变化。 V 表示电波传播的速度, n 表示折射系数, c 表示光速, $n = c/V$ 。上层空间的微波射线速度 V 小, 折射率 n 变大, 下层空间的微波射线速度 V 大, 折射率 n 变小时, 微波传播轨迹向上弯曲; 当上层空间的微波射线速度 V 大, 折射率 n 变小, 下层空间的微波射线速度 V 小, 折射率 n 变大时, 微波传播轨迹向下弯曲, 这种现象称为大气折射。

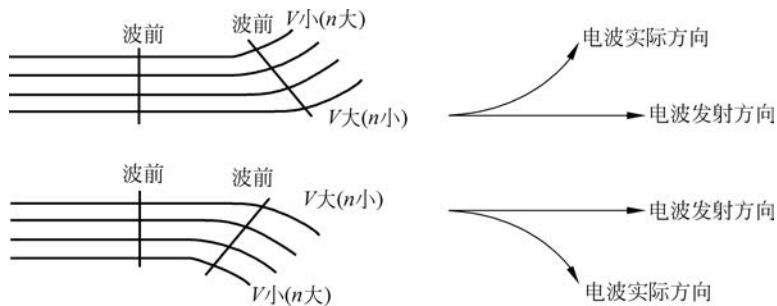


图 3-37 受大气折射影响的电波轨迹变化

2. 等效地球半径

大气的折射作用使得实际的微波传播是曲线轨迹, 如果考虑微波射线轨迹弯曲, 不方便采用直线射线的分析方法来计算衰落因子。为了便于分析, 引入了等效地球半径的概念, 如图 3-38 所示。

等效的条件是等效前及等效后的微波路径与球形地面之间的曲率之差保持不变:

$$\frac{1}{R_e} - \frac{1}{\rho_e} = \frac{1}{R_0} - \frac{1}{\rho_0} \quad (3-21)$$

式中: R_e 为地球等效半径; R_0 为地球实际半径; ρ 为微波路径半径, 等效后, $\rho_e \rightarrow \infty$ 。

等效地球半径系数定义为

$$k = \frac{R_e}{R_0} \quad (3-22)$$

k 计算公式为

$$k = \frac{1}{1 + R_0 \frac{dn}{dh}} \quad (3-23)$$

式中: dn/dh 为折射率梯度, h 为垂直高度。 dn/dh 又受温度、湿度、压力等条件的影响, 所以 k 是反映气象条件变化对微波传播影响的重要参数。

根据微波受大气折射后的轨迹, 将大气折射分为三类(图 3-39):

- (1) 无折射: 当 $dn/dh=0$ 时, n 不随大气的垂直高度而变化, $k=1, R_e=R_0$ 。
- (2) 负折射: 当 $dn/dh>0$ 时, n 随大气的垂直高度增加而增加, $k<1$, 微波射线弯曲方向与地球弯曲方向相反。
- (3) 正折射: 当 $dn/dh<0$ 时, n 随大气的垂直高度增加而减少, $k>1$, 微波射线弯曲方向与地球弯曲方向相同。

正折射可进一步分为标准折射、临界折射、超折射等。当 $k=4/3$ 时, 微波折射称为标准折射。临界折射是指微波射线轨迹恰好与地面平行, 此时, $k=\infty$ 。超折射是指大气层内呈现连续折射的现象, 在大气层与地球表面形成大气波导。

采用等效地球半径后, 几种不同的折射情况下电波轨迹的对比如图 3-40 所示。

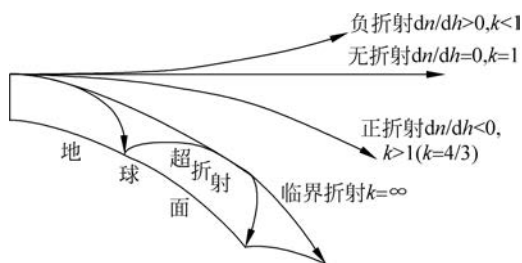


图 3-39 不同的 k 值对应的不同折射类型

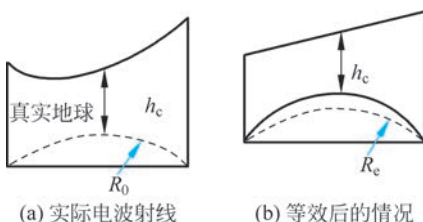


图 3-38 等效示意图

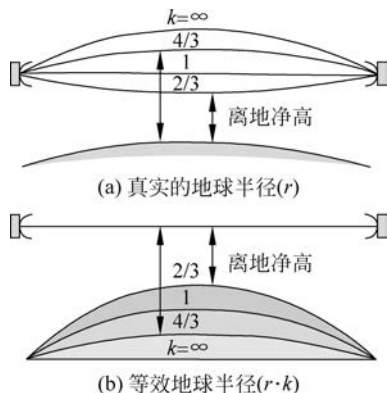


图 3-40 电波轨迹对比

由于大气折射, 微波通信的最大中继距离需重新进行分析。

3. 大气折射对中继距离的影响

视线传播的极限距离可由图 3-41 计算, 天线的高度分别为 h_t 和 h_r , 两个天线顶点

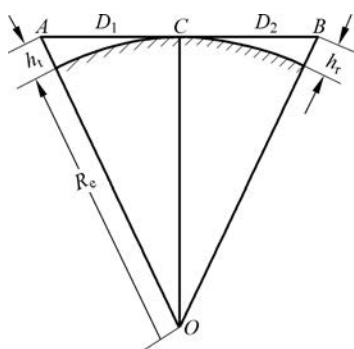


图 3-41 视线传播的极限距离

的连线 AB 与地面相切于 C 点。由于地球等效半径 R_e 远远大于天线高度, 不难证明, 自发射天线顶点 A 到切点 C 的距离为

$$D_1 = \sqrt{(R_e + h_t)^2 - R_e^2} \approx \sqrt{2R_e h_t} \quad (3-24)$$

同理, 由切点 C 到接收天线顶点 B 的距离为

$$D_2 \approx \sqrt{2R_e h_r} \quad (3-25)$$

可见, 最大可视距离为

$$D = D_1 + D_2 = \sqrt{2R_e} (\sqrt{h_t} + \sqrt{h_r}) \quad (3-26)$$

在标准大气折射情况下, $k = 4/3$, $R_e = k \times R_0 =$

$4 \times 63718/3 = 8500(\text{km})$, 所以有

$$D = 4.12 (\sqrt{h_t} + \sqrt{h_r}) (\text{km}) \quad (3-27)$$

式中: 天线的高度单位为 m 。

【例 3-5】 收发天线高均为 30m , 求标准大气压条件下最大可视距离。如果考虑大气折射的影响, 那么最大可视距离是多少?

解: 由式 (3-27) 得到

$$\begin{aligned} D &= 4.12 (\sqrt{h_t} + \sqrt{h_r}) \\ &= 4.12 (\sqrt{30} + \sqrt{30}) \approx 45.13(\text{km}) \end{aligned}$$

如果不考虑大气折射, 则有

$$\begin{aligned} D &= \sqrt{2R_0} (\sqrt{h_t} + \sqrt{h_r}) \\ &= \sqrt{2 \times 6371} (\sqrt{30 \times 10^{-3}} + \sqrt{30 \times 10^{-3}}) = 39.10(\text{km}) \end{aligned}$$

这说明, 大气正折射增加了最大可视距离。

3.4.5 大气的吸收和散射

在微波通信中, 微波在低空大气层中传播, 大气中的氧、水蒸气、云、雨和雾对电波产生吸收和散射。

1. 大气吸收衰减

任何物质的分子都是由带电的粒子组成的, 这些粒子都有固有的电磁谐振频率, 当通过这些物质的微波频率接近它们的谐振频率时, 这些物质就对微波产生共振吸收。

气体中分子的共振吸收引起对微波能量的衰减, 这种作用对 15GHz (即 2cm) 以上的微波才有明显作用, 低于此频率的可不考虑。在微波规划时, 可用图 3-42 的曲线来计算。

2. 雨雾衰减

在雨天或雾天, 小水滴对高频的电磁波会产生散射, 从而造成电磁波能量损失, 称为雨衰, 如图 3-43 所示。

频率越高及降雨量越大, 衰落就越大。一般来说, 在 10GHz 以下频段, 雨雾造成的衰落不太严重, 通常 50km 站距的衰耗只有几分贝; 在 10GHz 以上频段, 中继站之间的

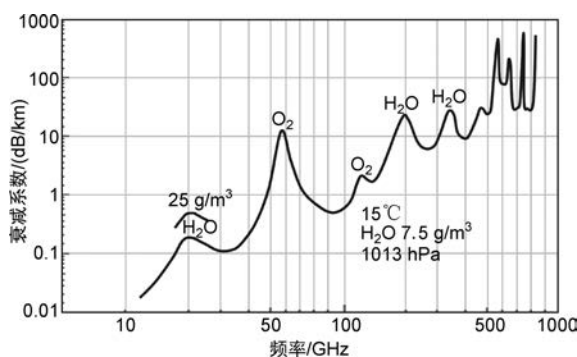


图 3-42 大气吸收衰减

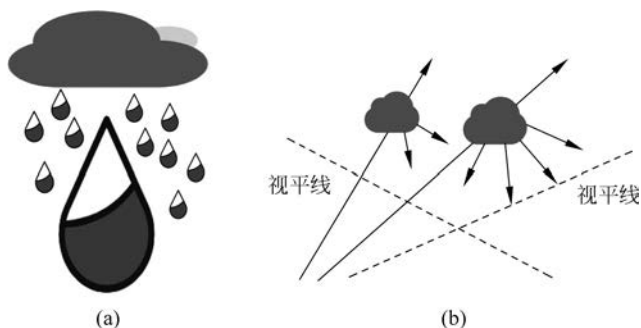


图 3-43 小水滴会引起电磁波散射

距离主要受到降雨衰减的限制。在微波规划时,可用图 3-44 的曲线来计算。

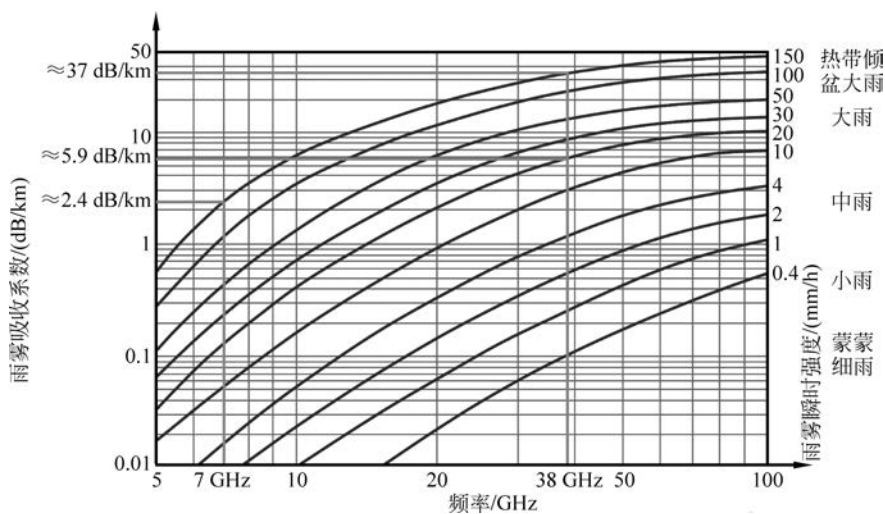


图 3-44 雨衰

在 10GHz 以上频段,中继间隔主要受降雨损耗的限制,如对 13GHz 以上频段,100mm/h 的降雨会引起 5dB/km 的损耗,所以在 13GHz、15GHz 频段,最大中继距离一般在 10km 左右。

在 20GHz 以上频段,由于降雨损耗影响,中继间距只能有几千米。图 3-45 是考虑降雨微波设备的理论中继距离。

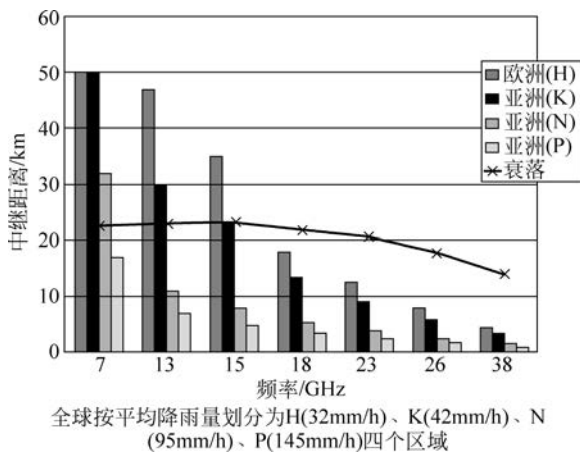


图 3-45 考虑降雨微波设备的理论中继距离

可见,微波通信受到许多外界因素的影响。微波通信系统使用了很多技术来保证系统性能的提高。



视频

3.5 关键技术

3.5.1 抗衰落技术

在无线通信中接收信号的电平值称为场强。衰落是指信道变化导致接收信号电平发生随机变化的现象。

在微波通信中,大气中的气体和云、雾、雨、雪引起电磁能量的吸收、散射和折射,加上地面反射,在某一时刻可能只有一种现象发生,也可能几种现象同时发生,从而使接收电平随时间而发生随机起伏变化,引起接收信号的衰落。微波通信系统开发了许多技术来对抗衰落,主要有以下 5 种。

1. 自动增益控制

自动增益控制(AGC)用于自动调节接收机的放大增益,使放大后的微波信号稳定在一定范围,如图 3-46 所示。在微波中继中就用了 AGC 技术,AGC 的控制要达到 40~50dB。



图 3-46 自动增益控制

2. 备用波道倒换技术

波道就是微波传输通道,是指具有一定带宽的频率资源。

备用波道倒换技术又叫波道备份技术,如图 3-47 所示。通常在若干个波道中划分出几个波道为备用波道,其余波道为主用波道。当主用波道衰落严重或设备故障等无法正

常承载微波信号时,将临时由备用波道代为承载。

3. 频率分集技术

分集接收是同时接收衰落信道中两个或两个以上传输内容相同但彼此相关性较弱的信号,以一定的方式对接收的几个信号进行合并。

发送端采用具有一定频率间隔的两个(或多个)微波频率,同时发送同一个信息,接收端接收后进行合成或选择一路较强信号的方式,如图 3-48 所示。

这对频率选择性衰落特别有效,但由于占用的频带成倍增加,降低了频谱的利用率。

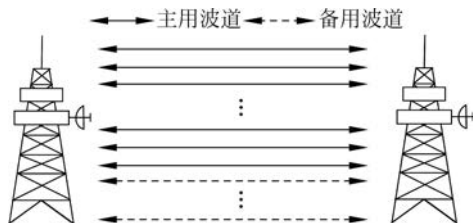


图 3-47 备用波道倒换技术

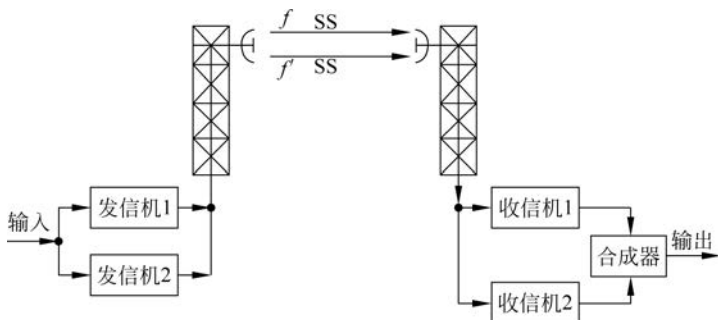


图 3-48 频率分集技术

4. 空间分集接收技术

在接收端,在空间的不同垂直高度上架设两副或多副天线,同时接收一个发射天线的微波信号,如图 3-49 所示。

电磁波到达目的地的路径不同,同时衰落的概率很小,通过一定的信号合成可以减少衰落。当然天线之间的距离要足够远以减少相关性。

空间分集技术不需要占用额外的频谱资源,分集效果也比较好,得到了广泛应用。

随着通信技术的发展,频率分集技术和空间分集技术演进为多输入多输出(MIMO)技术,利用 MIMO 技术既可以提高信道的容量,也可以提高信道的可靠性,降低误码率。

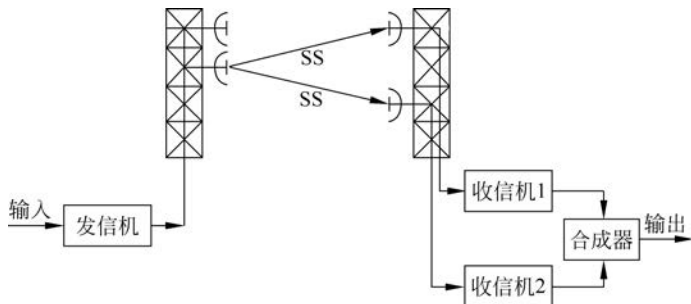


图 3-49 空间分集接收技术

5. 自适应均衡技术

如图 3-50(a)为接收到的码元波形,信道特性不理想产生了拖尾,这种拖尾对其他码元波形造成干扰,称为码间干扰。码间干扰会引起误判,产生误码。

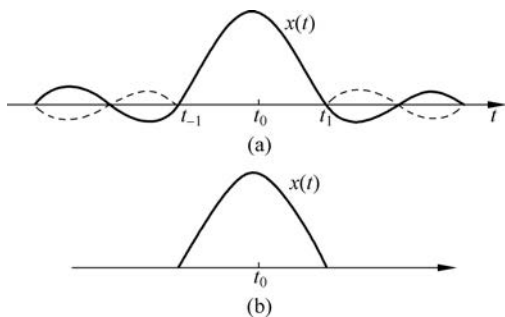


图 3-50 时域均衡

时域均衡利用波形补偿的方法将失真的波形直接进行校正。随着数字信号处理理论和集成电路的发展,时域均衡已成为高速数据传输基本方法。

若设法加上一条补偿波形(图 3-50(a)中的虚线),与拖尾大小相等,极性相反,则这个波形恰好把原来失真波形的拖尾抵消掉(图 3-50(b)),就消除了码间干扰,达到了均衡的目的。

时域均衡的常用方法是在基带信号接收滤波器后插入一个横向滤波器(图 3-51(a)),它由一些延迟单元 T_s 和抽头加权系数 C_i 组成。抽头间隔等于码元周期,每个抽头的延时信号经加权送到一个相加电路后输出,其形式与有限冲激响应滤波器(FIR)相同。

图 3-51(b)为均衡前的波形,这种波形的拖尾部分左右不对称,无论如何也达不到抵消作用。图 3-51(c)为均衡后的波形,拖尾部分左右对称,可以和邻近的码元波形拖尾抵消。

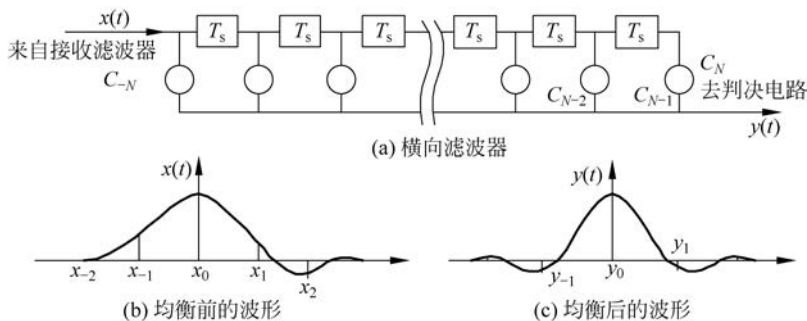


图 3-51 时域均衡技术

由此可见,信道均衡可用于消除码间干扰,降低误码率,提高系统的稳定性。

3.5.2 高阶调制技术

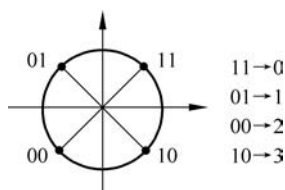
二进制调制方法中,PSK 表现出较好的性能。为了进一步提高频率利用率,还可以采用多相调制,如四相移键控(QPSK)。

1. QPSK

在数字信号的调制方式中,QPSK 是目前最常用的一种调制方式,它具有较高的频谱利用率、较强的抗干扰性、在电路上实现较为简单,其原理如图 3-52 所示。

以 $\pi/4$ QPSK 为例,QPSK 规定四种载波相位分别是 $\pi/4$ 、 $3\pi/4$ 、 $5\pi/4$ 和 $7\pi/4$ 。为了

能和四进制位相配合起来,需要把二进制数据变换为四进制数据。把二进制序列中每两个比特分成一组,共四种组合,即00、01、10和11,称为双比特码元。每个双比特码元代表四进制的符号。QPSK每次调制可传输2个信息比特。

图 3-52 $\pi/4$ QPSK 星座图

从星座图可看出,当输入为“11”码元时,输出已调载波:

$$s_{\text{QPSK}} = A \cos(2\pi f_c t + \pi/4) \quad (3-28)$$

当输入为“01”码元时,输出已调载波:

$$s_{\text{QPSK}} = A \cos(2\pi f_c t + 3\pi/4) \quad (3-29)$$

当输入为“00”码元时,输出已调载波:

$$s_{\text{QPSK}} = A \cos(2\pi f_c t + 5\pi/4) \quad (3-30)$$

当输入为“10”码元时,输出已调载波:

$$s_{\text{QPSK}} = A \cos(2\pi f_c t + 7\pi/4) \quad (3-31)$$

采用正交调制的方法可实现 QPSK,如图 3-53 所示,其中串/并转换模块是将码元序列进行 I/Q 分离,转换规则为奇数位为 I,偶数位为 Q;电平转换模块是将“1”转换成幅度为 A 的电平,“0”转换为幅度为 $-A$ 的电平。

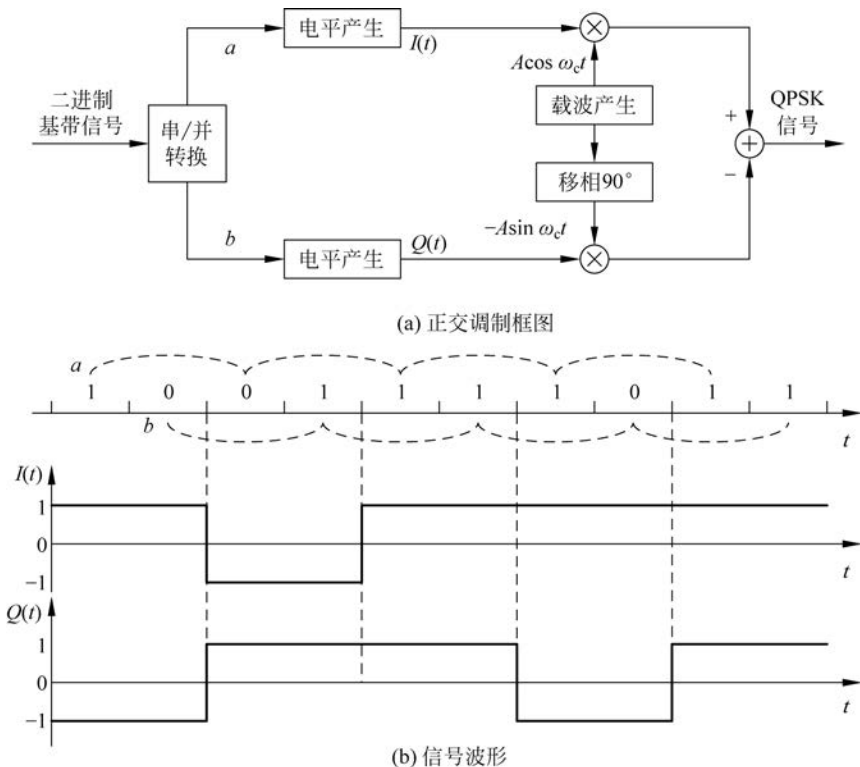


图 3-53 QPSK 正交调制器

因此,输入为 00,则输出已调载波:

$$s_{\text{QPSK}} = -A \cos(2\pi f_c t) + A \sin(2\pi f_c t) = \sqrt{2} A \cos(2\pi f_c t + 5\pi/4)$$

输入为 11, 则输出已调载波:

$$s_{\text{QPSK}} = A \cos(2\pi f_c t) - A \sin(2\pi f_c t) = \sqrt{2} A \cos(2\pi f_c t + \pi/4)$$

其他的输入, 情况相同。可见, 采用正交调制的方法可得到 QPSK 信号。

相移和正交信号的产生难于使用模拟的电子器件来实现, 但是在数字领域相移和正交信号的产生比较容易, 因此数字通信系统常采用正交调制的方法。

幅移键控、频移键控和相移键控的共同特点是都调制载波的一个变量来携带比特信息。

变量少的好处是变化的元素不多, 从而识别的难度不大, 出现错误的概率也低; 变量少的坏处是承载的信息量不够多。于是出现了既调幅度又调相位的 QAM, 在现代通信中 MQAM 得到了广泛应用。

2. 16 MQAM

MQAM 的调制信号用数学表示为

$$s(t) = A_i \cos\theta_i \cos 2f_c t + A_i \sin\theta_i \sin 2f_c t, \quad i = 1, 2, 3, \dots, M \quad (3-32)$$

式(3-32)与 BPSK 相比, 振幅 A 变成了 A_i , 相位由 0° 、 180° 两个选择变成更多的选择 θ_i 。式(3-32)还可以表示为

$$s(t) = I_i \cos 2f_c t + Q_i \sin 2f_c t \quad (3-33)$$

式中: $I_i = A_i \cos\theta_i$; $Q_i = A_i \sin\theta_i$ 。

因此使用星座图表示 QAM, 看起来比较方便。图 3-54 是 16 QAM 的星座图。由图可以看到, 在 16 QAM 的情况下, 一个符号(点位)可以表示 4 位的信息, 由横坐标 2 位信息和纵坐标 2 位信息组成。

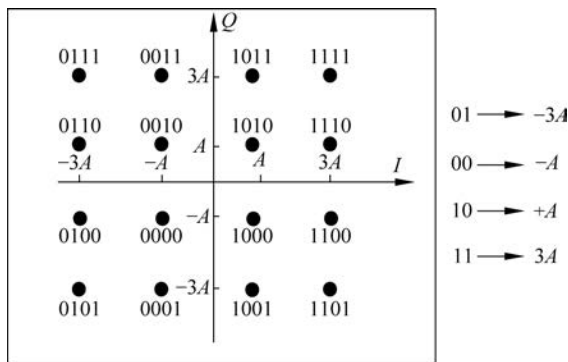


图 3-54 16 QAM 的星座图



视频

3.6 跳频技术

在第二次世界大战中, 参战各方都想提高鱼雷命中率, 都会用无线电信号来引导鱼雷, 但是敌方也可以通过干扰无线电信号, 让鱼雷偏离攻击目标。海蒂·拉玛和乔治·安泰尔基于自动钢琴的原理实现了信号的“跳频”传输。

3.6.1 跳频概念

车道中有的地段路面平整, 有的地段坑洼不平, 如图 3-55 所示。如果车辆选择平整

的车道,就能够顺利行驶;如果车辆行驶上坑洼路面,车速就会很慢,还可能出现故障。

通信中也有类似的现象:由于存在反射路径,衰落谷点将因频率不同而发生在不同的地点,发生频率选择性衰落。

如果在呼叫期间让载波频率在几个频率上变化,并假定只在一个频率上有一衰落谷点,那么仅会损失呼叫的一小部分。采用相似的方法来避开干扰点,称为跳频技术。

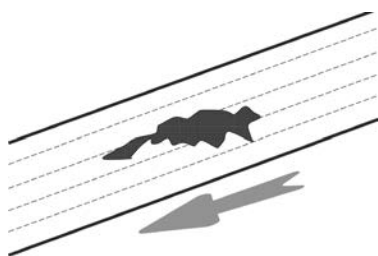


图 3-55 多条车道

无线传输频段按频率不同可以划分为很多条信道(图 3-56),多径效应引起的频率选择性衰落,这些信道中会存在各种各样的干扰,无线信号在信道中传输,有的可能干扰很小,有的可能会长时间处在干扰中。

信道环境是复杂多变的,很难预测到干扰什么时候出现,什么时候消失。可以让信号在若干频点之间跳变,即上一时刻使用某个频点,下一时刻就使用其他频点,而且信号在每个频点都短暂停留,这样即使在某个频点遇到了强干扰,也能快速离开,如图 3-57 所示。

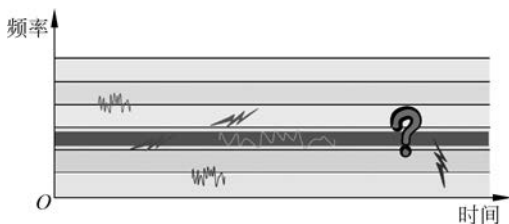


图 3-56 多条信道

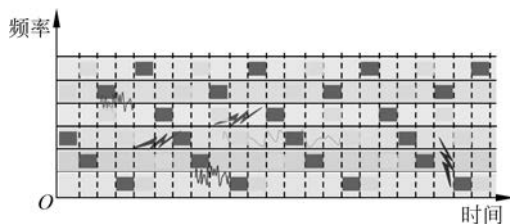


图 3-57 信号在多个频点跳变

如果发送的信号随便跳变,接收端跟不上节奏就接收不到正确信号,所以这种频点间的跳变不能是随机的,要遵循一定规律和速率。

这种使原先固定不变的无线电发信频率按一定的规律和速率来回跳变,让对方也按此规律同步跟踪接收的通信技术就称为跳频技术。

使用跳频技术的通信系统称为跳频通信系统。对应的载波频率固定的通信系统称为定频通信系统。

跳频技术首先大大增强了信号的抗干扰能力,可以通过改变发送频率,尽量避开干扰点;其次信号不会长期在衰落大的环境下传输,可以改善衰落;最后频率跳变规律是私密的,只有收发两端知道,其他用户不知道跳变规律也就无法非法监听通信,跳频技术可以获得较好的保密性。

按跳频速率,一般将跳频分为慢跳频和快跳频,跳频速率越高,跳频系统的抗干扰性就越强。慢跳频是指跳频速率低于信息比特率的跳频技术,快跳频是指跳频速率高于或等于信息比特率的跳频技术。

3.6.2 帧跳频和时隙跳频

GSM 系统的跳频属于慢跳频,那么在 GSM 系统中频点多长时间跳变一次?

如图 3-58 所示,阴影块是发送的信号,纵轴是频率轴,阴影块的高度表示跳频信道的带宽;横轴是时间轴,阴影块的宽度表示信号在某一个频点的停留时间即跳频的驻留时间。

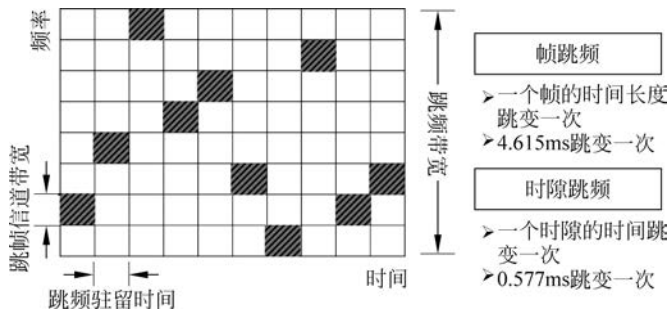


图 3-58 跳频驻留时间

在 GSM 系统中,驻留时间有两种:一种是一个帧的时间长度跳变一次,称为帧跳频,即 4.615ms 跳变一次;另一种是一个时隙的时间跳变一次,称为时隙跳频,即 0.577ms 跳变一次。

帧跳频如图 3-59 所示。

图 3-59 中有五个频点可供跳变选择,每个频点都是由若干帧组成的,每个帧中有 8 个时隙分别标识为 TS0~TS7 信号 U1~U8,初始时都在 f_1 中传输,分别使用时隙 TS0~TS7,U9 和 U10 在 f_4 中传输,U9 使用 TS0 时隙,U10 使用 TS2 时隙。第二个帧开始时,开始跳频,频点为 f_1 的 U1~U8 信号整体跳变到频点 f_2 ,频点为 f_4 的 U9 和 U10 信号整体跳变到频点 f_3 。所以帧跳频就是一个帧中的 8 路信号,保持传输时隙不变,每次跳频一起跳到相同的频点。

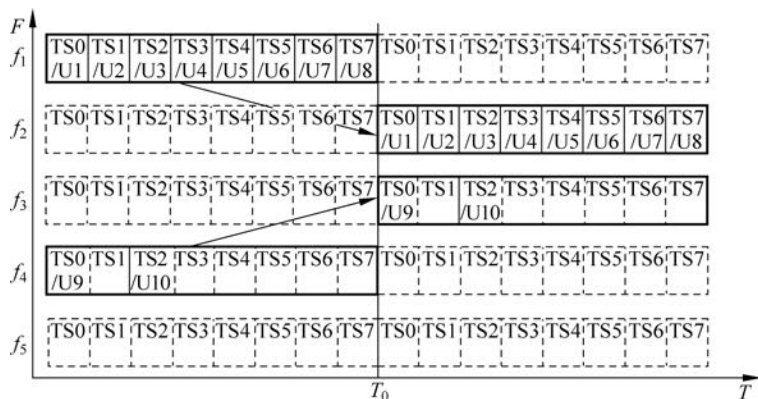


图 3-59 帧跳频

时隙跳频如图 3-60 所示。初始时依然是信号 U1~U8 都在 f_1 中传输,分别使用时隙 TS0~TS7,U9 和 U10 在 f_4 中传输,U9 使用 TS0 时隙,U10 使用 TS2 时隙。第二

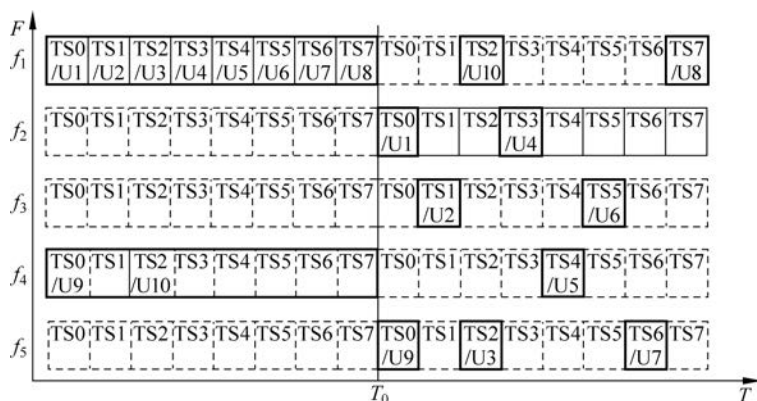


图 3-60 时隙跳频

个帧开始时,开始跳频: TS0 传输时, U1 跳变到 f_2 , U9 跳变到了 f_5 ; TS1 传输时, U2 跳变到了 f_3 ; TS2 传输时, U10 跳变到了 f_1 , U3 跳变到了 f_5 ; TS3 传输时, U4 跳变到了 f_2 ; TS4 传输时, U5 跳变到了 f_4 ; TS5 传输时, U6 跳变到了 f_3 ; TS6 传输时, U7 跳变到了 f_5 ; TS7 传输时, U8 跳变到了 f_1 。也就是说时隙跳频是每个时隙中传输的信号分别跳频。

那么对于某一个用户来说,帧跳频和时隙跳频方式在时间间隔有何区别?

如图 3-61 所示,以 U4 为例,帧跳频时,间隔一个帧的时间由 f_1 跳变到 f_2 时隙跳频

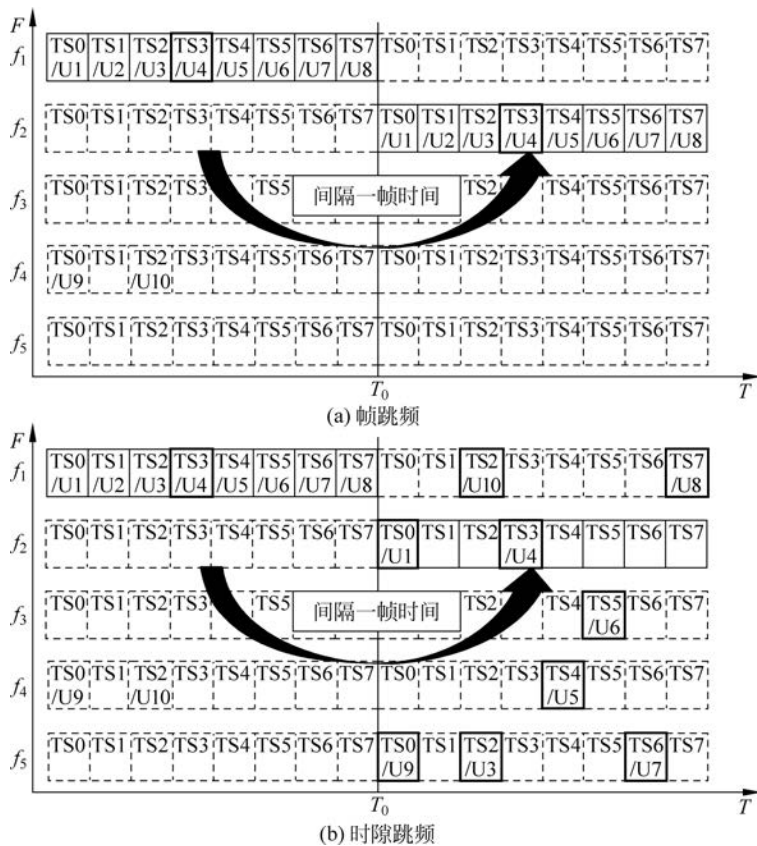


图 3-61 用户跳频间隔

时,也是间隔一个帧的时间,频点由 f_1 跳变到 f_2 。可以发现,对于某个用户来说,两种跳频方式的跳频间隔时间是一样的,都是一个帧的时间。

可见,跳频是在有规律的两个时隙之间发生,一个多时隙(MS)在一个时隙内用固定频率发送和接收,在下一个时分多址(TDMA)帧时用另一频率发送和接收。

3.7 仿真实验

3.7.1 基于多进制数字相位调制的通信系统仿真

基于 QPSK 的通信系统模型如图 3-62 所示,其中串/并转换(S/P)是将码元序列进行 I/Q 分离,转换规则为奇数位为 I,偶数位为 Q;采用升余弦函数实现脉冲成形。

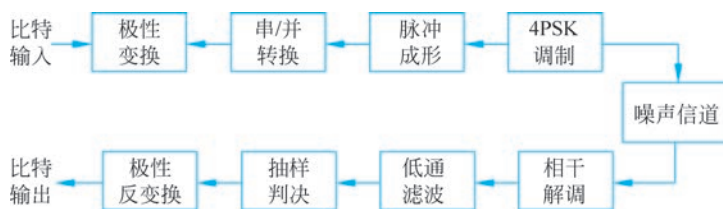


图 3-62 基于 QPSK 的通信系统模型

运行程序文件 test_3_6_1_1, 可以看到, 4PSK 信号和加入噪声的 4PSK 信号如图 3-63 所示, 发送和接收的消息序列如图 3-64 所示。

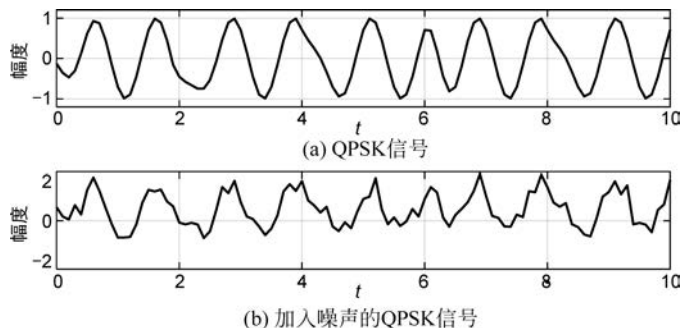


图 3-63 QPSK 信号及其加入噪声后的信号

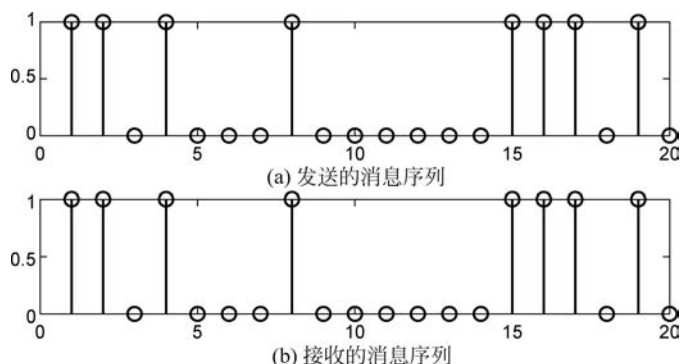


图 3-64 4PSK 通信系统发送和接收的消息序列

调用库函数 `pskmod` 和 `pskdemod` 更易实现多进制数字相位调制(MPSK)的通信系统仿真。运行程序文件 `test_3_6_1_2`, 可以看到, 两个通信系统发送和接收的消息序列如图 3-65 和图 3-66 所示, 而不同 SNR 下的误码率如图 3-67 所示。

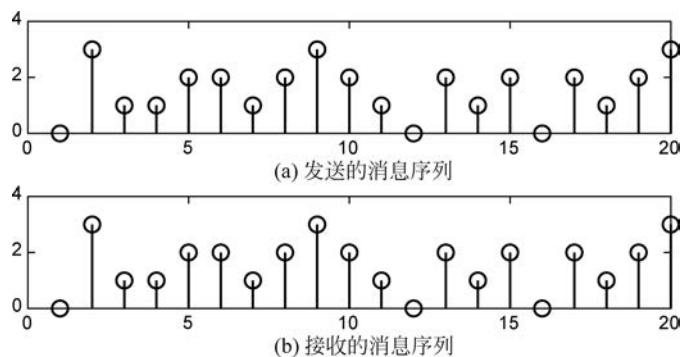


图 3-65 4PSK 通信系统发送和接收的消息序列

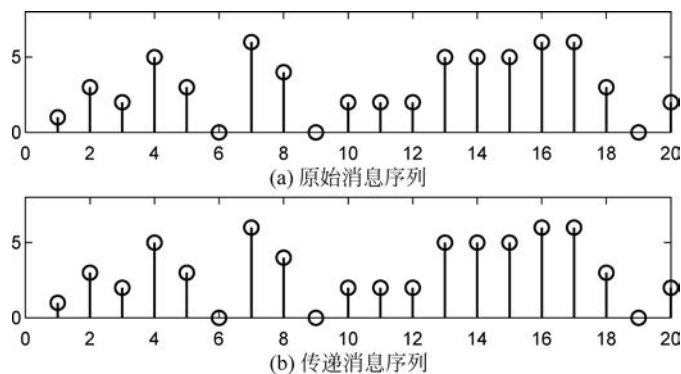


图 3-66 8PSK 通信系统发送和接收的消息序列

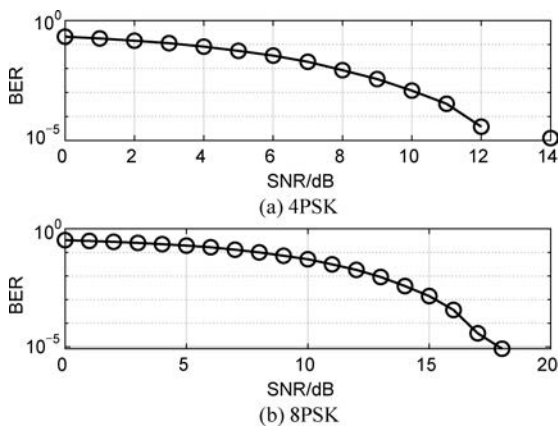


图 3-67 4PSK 和 8PSK 的误码率曲线

3.7.2 基于 16 QAM 的通信系统仿真

基于 16 QAM 的通信系统模型如图 3-68 所示。调用库函数 `qammod` 和 `qamdemod`

来实现 MQAM 的通信系统仿真。

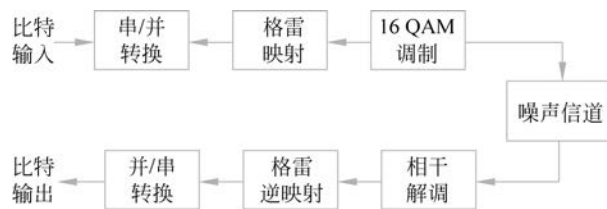


图 3-68 基于 16 QAM 的通信系统模型

运行程序文件 test_3_6_2, 可以看到, 通信系统发送和接收的消息序列如图 3-69 所示, 发送信号和接收带噪声信号的散点图如图 3-70 所示, 不同 SNR 下的误码率曲线如图 3-71 所示。

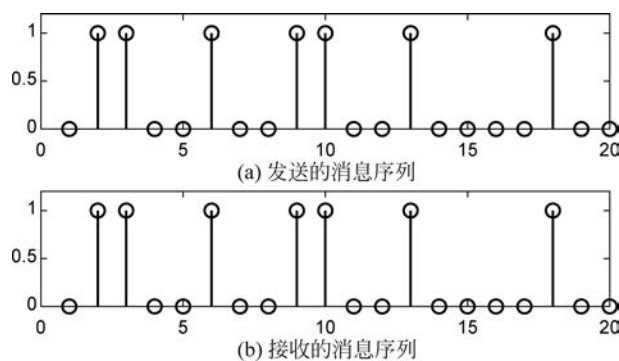


图 3-69 16 QAM 通信系统发送和接收消息序列

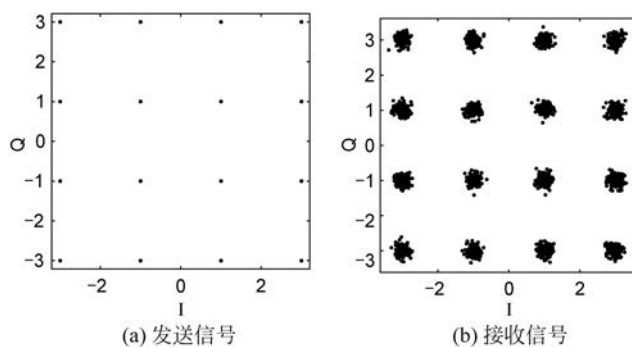


图 3-70 发送信号和接收带噪声信号的散点图

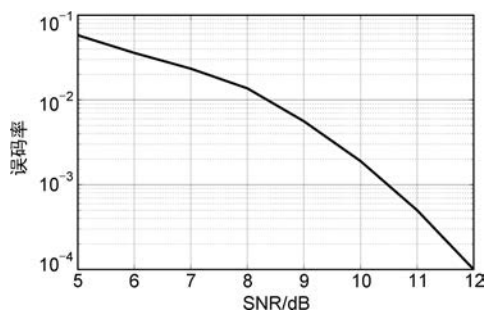


图 3-71 16 QAM 调制信号在 AWGN 信道的性能分析

习题

1. 简述微波通信系统的组成。
2. 简述微波通信系统的中继方式。
3. 简述微波通信信号传输过程中会受到哪些因素的影响,哪种抽样技术可以克服这些影响。
4. 菲涅尔区的概念对数字微波通信系统有何作用? 第一菲涅尔区半径如何求得?
5. 一个工作频率为 5GHz 的微波通信系统,接收机的灵敏度为 -140dBm ,发射天线的增益为 20dB,接收天线的增益为 30dB,实现 50km 的传输,试求发射机的功率?
6. 简述 QPSK 的正交调制和解调原理。