

内 容 简 介

短波通信的应用极其广泛。近年来由于采用了实施选频、频率合成和扩频技术等一
系列新技术,使得短波通信前景更为广阔。

本书详细阐述了短波通信的基本原理及其在工程设计中遇到的关键技术问题的解决
方法。全书共分六章,内容包括:短波信道工程计算;SSB通信系统基本概念,质量指
标和系统设计中的有关问题;短波信道传输数字信号以及短波通信实用的频率合成技术
等。

本书可作高等学校无线电通信、无线电技术专业课教材,也可供从事无线电技术工
作的工程技术人员参考。

封面设计:韩 寒

高 等 学 校 教 材

短 波 通 信

DUANBO TONGXIN

张乃通 贾士楼 刘士生 编

黑龙江科学技术出版社出版

(哈尔滨市南岗区建设街35号)

依安印刷厂印刷·黑龙江省新华书店发行

787×1092毫米16开本 10印张 230千字

1985年12月第1版·1985年12月第1次印刷

印数:1—3,900册

书号:15217·190

定价:2.35元

出版说明

根据国务院关于高等学校教材工作分工的规定,我部承担了全国高等学校工科电子类专业课教材的编审、出版的组织工作。从一九七七年底到一九八二年初,由于各有关院校,特别是参与编审工作的广大教师的努力和有关出版社的紧密配合,共编审出版了教材 159 种。

为了使工科电子类专业教材能更好地适应社会主义现代化建设培养人才的需要,反映国内外电子科学技术水平,达到“打好基础、精选内容、逐步更新、利于教学”的要求,在总结第一轮教材编审出版工作经验的基础上,电子工业部于一九八二年先后成立了高等学校《无线电技术与信息系统》、《电磁场与微波技术》、《电子材料与固体器件》、《电子物理与器件》、《电子机械》、《计算机与自动控制》、中等专业学校《电子类专业》、《电子机械类专业》共八个教材编审委员会,作为教材工作方面的一个经常性的业务指导机构。并制定了一九八二年~一九八五年教材编审出版规划,列规划的教材、教学参考书、实验指导书等共 217 种选题。在努力提高教材质量,适当增加教材品种的思想指导下,这一批教材的编审工作由编审委员会直接组织进行。

这一批教材的书稿,主要是从通过教学实践、师生反映较好的讲义中评选择优和从第一轮较好的教材中修编产生出来的。广大编审者,各编审委员会和有关出版社都为保证和提高教材质量作出了努力。

这一批教材,分别由电子工业出版社、国防工业出版社、上海科学技术出版社、西北电讯工程学院出版社、湖南科学技术出版社、江苏科学技术出版社、黑龙江科学技术出版社和天津科学技术出版社承担出版工作。

限于水平和经验,这一批教材的编审出版工作肯定还会有许多缺点和不足之处,希望使用教材的单位、广大教师和同学积极提出批评建议,共同为提高工科电子类专业教材的质量而努力。

电子工业部教材办公室

前 言

本教材系由《无线电技术与信息系统》教材审委员会《无线电通信》编审小组评选审定，并推荐出版。

短波通信技术在现阶段和将来相当长的时期内都是实现点对点无线电远距离通信的一种重要手段。它的发展至今仍然没有达到理想的程度，还存在不少亟待改进的问题。比如，如何增加通信容量；如何提高通信的稳定性和抗干扰及抗衰落的能力；如何进一步降低通信设备的体积、重量和费用以及如何提高通信的保密性等一系列课题，都有待于我们去研究和解决。

本书对有关短波通信系统的问题作了比较系统的阐述，并兼论了短波通信系统的基本原理和工程设计中的关键技术问题。全书共分六章。第一章是短波信道。重点介绍短波信道的计算，同时介绍了分集技术和实时选频技术的作用原理及其对提高短波信道传输模拟信号质量的作用。第二章是单边带通信系统的基本概念。着重介绍了适用于短波通信系统的调制方式—单边带调制(S·S·B)的原理；也介绍了SSB通信系统的组成及其各主要组成部件(信号产生器与解调器，混频器、边带滤波器、频率合成器等)的工作原理及要求，特别是SSB通信系统对频率稳定度的要求。第三章是SSB通信系统的质量指标，在分析组成SSB收、发信机的关键部件(如混频器、放大器)的非线性的基础上，逐一讨论了SSB收、发信机的主要指标的定义及要求。第四章是SSB通信系统设计的考虑，重点介绍在设计SSB通信系统时的一些原则。第五章是短波信道传输数字信号，介绍了用短波信道传输数字信号时，在技术上应采取的一些措施，如信号设计、射束分集等。第六章是频率合成技术，在SSB通信系统的实际运用情况的基础上，着重讨论直接频率合成与间接频率合成的方案选择，并以国产通信机常用的组成方块为例加以说明。

本书第一章至第五章由张乃通、刘士生合编；贾士楼参加了第二章中“短波通信的调制方式”一节的编写；第六章由张乃通编写，习题由刘士生编写。最后由张乃通统编。全书由南京工学院无线电工程系孙文治副教授主审，并提出了许多宝贵意见，对此表示诚挚感谢。

由于编者水平所限，书中难免还存在一些缺点和错误，殷切希望广大读者指正。

目 录

第一章 短波信道	(1)
§1.1 短波传播的基本概念.....	(1)
§1.2 短波传播的特点.....	(7)
§1.3 短波通信频率的预测.....	(11)
§1.4 短波通信电路的传输损耗.....	(19)
§1.5 接收点所需的接收功率.....	(26)
§1.6 分集接收技术.....	(27)
第二章 单边带通信系统的基本原理	(33)
§2.1 短波通信的调制方式.....	(33)
§2.2 单边带通信系统的组成.....	(41)
§2.3 对单边带通信系统频率稳定度的要求.....	(50)
§2.4 单边带通信机的分类.....	(53)
第三章 单边带通信系统的技术指标	(55)
§3.1 非线性失真的成因.....	(55)
§3.2 放大器的非线性失真对 SSB 收、发信机的影响.....	(57)
§3.3 混频器中的非线性失真.....	(65)
§3.4 单边带发射机的技术指标.....	(66)
§3.5 单边带接收机的技术指标.....	(69)
第四章 单边带通信系统的设计考虑	(74)
§4.1 单边带信号产生方法的选择.....	(74)
§4.2 中频选择.....	(80)
§4.3 单边带接收机前端电路的考虑.....	(83)
§4.4 单边带发射机设计的考虑.....	(86)
§4.5 单边带收、发信机方案举例.....	(88)
第五章 短波信道传输数字信号	(92)
§5.1 衰落对传输数字信号的影响.....	(92)
§5.2 信号设计.....	(96)
§5.3 数字信号的分集接收.....	(105)
§5.4 射束分集.....	(107)
第六章 频率合成技术	(115)
§6.1 概述.....	(115)
§6.2 频率合成的数学理论.....	(116)
§6.3 可变频率合成器.....	(120)

第一章 短波信道

§1.1 短波传播的基本概念

电波的传播,在其离开发射天线以后,便取决于周围的介质。因此,在地球范围内的通信,必须知道这个天体的电磁特性,即地面、地下、大气层以及地球自身的磁场和宇宙其他部分对它的影响。由于电波是电磁波,因此它也遵循电磁波运动的规律。由于地球的电磁特性相当复杂,要想严格地处理电波的传播问题,几乎是不可能的,因此,只好采用半理论半实践的方法来处理,即首先在理论上解决一部分问题,然后再依靠实验解决更重要的一部分问题。

我们知道,平面波在均匀无限大的无耗介质中传播时,强度不会减弱,而相位则会随着路径的增加不断延迟,故可写作 $e^{-j\alpha r}$ (其中 α 是相位常数, r 是在射线方向上的距离)。非平面波,即使仍在均匀无限大无耗的介质中传播,也不再遵循这个规律。通常把发射出来的电波,视为球面波的一部分,球心位于发射天线。这时,电波的场强将会随 r 的增加不断地减小,其相位则是线性地滞后。这样,距离为 r 处的被研究点的场强为: $\frac{1}{r}e^{-j\alpha r}$ 。如计入周围介质的损耗时,则还要加上额外的被介质所吸收的电波能量,致使场强的衰减来得更大,这时一般的场强表示式可写成 $A \cdot \frac{1}{r}e^{-j\alpha r}$ 。其中 A 称为衰减系数,在处理不同性质的电波传播问题时,它有不同的数值。

实际上介质是不均匀的,因而电波在不同介质分界面上必然会产生折射和反射。显然,在平面、球面、柱面等分界清楚的界面上会形成反射,在不规则的界面上,如高低不平的地面、天空的积云、大气中的湍流及不均匀的电离层等等,电波的反射是杂乱无章的漫反射,亦即所谓散射。此外,电波还会绕过障碍而传播到视线以外的空间,称为绕射。因此,电波的传播形式可概括为:直射、反射(或散射)和绕射。电波传播的路径基本如图 1-1 所示。图中沿路径①经大地表面传播的电波称为地表波;沿路径②从发射天线发射后直接到达接收天线的电波称为直射波,沿路径③经地面或附近其它物体反射的电波称为大地反射波。接收台 A 通常接收的是直射波和大地反射波的合成电波,人们一般称该合成波为直射波或视距波。地表波、直射波、大地反射波统称为地面波。与此对应,沿路径④经电离层反射而传播的电波称为电离层波。另外,还有图中未标示出来的散射波和绕射波。

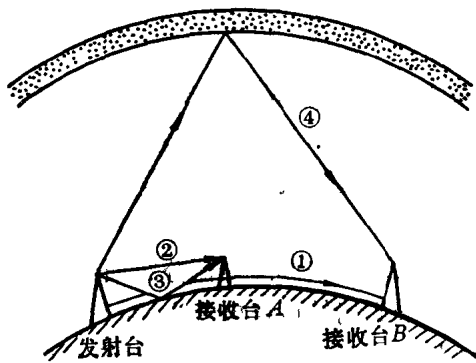


图 1-1 电波传播路径

地面波的传播特性不仅受大地特性的影响,而且还与天线架设高度及传播距离有

关。对于陆地而言，收、发天线的高度为一个波长时，地表波的作用就可以忽略；对于海面而言，收、发天线的高度在大于5~10个波长时，地表波的作用才可忽略。显然在采用波长较长的中长波段进行通信时，天线不易满足上述要求，因而必须考虑利用地表波作为主要传输的路径；在采用微波段时，就可以忽略地表波的影响，因为此时天线架设高度易于满足上述要求；对于短波段，若在传播距离较近时（一般不超过几十公里），也还可以靠地面波进行传播，但在传播距离较远时，则主要靠电离层波进行传播。

下面就来简要地介绍与课程有关的地表波、电离层波的一些传播特征。

一、地表波

地表波是指沿大地表面传播的电波，亦即由架设较低的天线产生，而沿着地壳表面及大气底层的介面间传播的电波。由于地表的特性有利于长、中波段上的表面波传播，因此地表波适用于长、中波段。地表波传播的特点是在波的行进过程中，其能量与地面的导电系数 σ 和相对介电系数 ϵ_r 有关。在通常情况下，若 σ 与 ϵ_r 值愈大，则电波传播的衰减愈小。

对于地表波，在接收点的电场强度可写成

$$E_s = A \cdot E \quad (1-1)$$

式中， E 为不计地面损耗时的场强； A 称为衰减因子，它与地表的电特性有关，一般地说， σ 与 ϵ_r 愈大，则电波的衰减愈小，即 A 值愈大。

1. 电场强度 E 的计算方法

(1) 根据辐射功率及传播距离计算

假设点源天线的发射功率为 P ，则在将天线置于自由空间时，距离天线 r 处的场强为

$$E_0 = \frac{245}{r} \sqrt{P} \quad (1-2)$$

因而可知，以点源天线为参考标准的、方向系数为 D 的天线，在最大辐射方向上产生的场强应为

$$E = \sqrt{D} E_0 = \frac{245}{r} \sqrt{PD} \quad (1-3)$$

上两式中，如果 P 的单位为W， r 的单位为m，则 E 的单位是V/m；若 P 的单位为kW， r 的单位为km，则 E 的单位是mV/m。

(2) 根据天线的底端电流与实效高度计算场强

在图1-2中， H 为天线实际高度，阴影部分的外廓线为天线上实际的电流分布曲线，天线顶端电流为0；天线底端馈电点电流为 I_a ；天线的实效高度为 h_e 。 h_e 的意义是：假想一元天线，其底端电流 I_a 作均匀分布，其高度为 h_e ，它在垂直于天线轴的方向上能产生与实际天线相等的场强，则 h_e 即天线的实效高度。

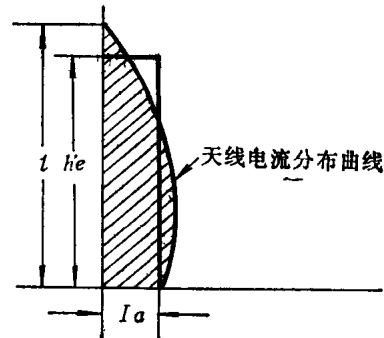


图1-2 天线的实效高度

显然由图1-2可求得这一实效元天线或实际天线在距离 r 处的场强为

$$E = \frac{120\pi I_s h_s}{\lambda r} \quad (1-4)$$

式中 若 I_s 的单位为 A ，而 h_s 、 λ 、 r 的单位均为 m ，则 E 的单位是 V/m 。

2. 衰减因子 A 的计算

为计算衰减因子 A ，必须知道土壤的电导率 σ 和相对介电系数 ϵ_r ，这两个电特性参数。通常在分析时可假定地面是平滑的，具有均匀介电系数与导电系数。地面可否视为平滑，应视无线电波的波长及真实的地面情况而定。对长波来说，除了高山外，均可将地面看成是平滑的；对于分米波或厘米波来说，即使是海上的小波浪或是田野中的植物都可否定地面的平滑。

表 1-1 中列出了几种形式地面的 σ 和 ϵ_r 的典型数值。

表 1-1 几种形式地面的特性参数

地面形式	变化的范围			平均值
	ϵ_r	$\sigma (\frac{1}{\Omega \cdot m})$	ϵ_r	$\sigma (\frac{1}{\Omega \cdot m})$
海水	80	$1 \sim 4.3$	80	4
河道和潮沼的淡水	80	$10^{-8} \sim 2.4 \times 10^{-8}$	80	10^{-8}
湿土	$10 \sim 30$	$3 \times 10^{-8} \sim 3 \times 10^{-8}$	10	10^{-8}
干土	$3 \sim 4$	$1.1 \times 10^{-8} \sim 2 \times 10^{-8}$	4	10^{-8}

理论证明：衰减因子 A 在 ρ (称为数量距离) ≥ 2 时可近似为

$$A \approx \frac{2 + 0.3\rho}{2 + \rho + 0.6\rho^2} \quad (1-5)$$

式中

$$\rho \approx 0.3 \left(\frac{\pi r}{\lambda} \right) \sqrt{\frac{(\epsilon' - 1)^2 + (60\sigma\lambda)^2}{\epsilon'^2 + (60\sigma\lambda)^2}} \quad (1-6)$$

其中，波长 λ 的单位是 m ，地面导电系数的单位是 $\frac{1}{\Omega \cdot m}$ ； ϵ_r 和 A 均为无量纲。

由式 (1-5) 及 (1-6) 可看出， λ 越小， A 就越小，则接收点场强 E_r 也就越小。所以地表波宜用于较长的波段，一般在长、中波及短波段低端应用。另外，由于地表的特性较稳定，因此地表波的传输特性也较稳定。

二、电离层波

1. 电离层的形成

从地球表面到其上空约 15km 之间，由于地球表面上热量随高度升高而减少，因而气压与温度亦随之逐渐降低。这个区间气体的质量占地面大气层所有气体质量的 75%。它们因温差产生对流，所有的气象变化都在这层发生。这里有风暴，也有水蒸汽形成的雾云的移动，人们把这一层称为对流层。

对流层以上的气压急剧下降，在距 60km 左右高度处的气压，就已经低到可以使气体分子的间距较在地面附近时大得很多。这时质量较大的气体在大气层的下面，质量较

小的气体在大气层的上面。由于太阳表面具有 6000℃ 的温度,它所辐射出来的电磁波有很宽的频带,其波长短于 1000 Å 的部分(约为太阳全部辐射能量的 9.6×10^{-8} 倍),使大气中气体游离而形成较稳定的电离状态,即电离为带正电荷的正离子和带负荷的自由电子。电离的结果使大气成分复杂起来,氮分子 N_2 、氧分子 O_2 、氮原子 N 、氧原子 O ,以及他们的离子和自由电子等成分将同时存在,它们各自较集中地聚在一起形成层状,致使天空中的电子浓度也相对地分层集中。较显著的电离层有 D 层、 E 层、 F_1 层和 F_2 层,而又以 E 层及 F_2 层更为显著,如图 1-3 所示,它们都是天空电离层,在反射(或吸收)电波上起着重要的作用。所谓电子波度(用 N_e 表示)是指在单位体积内空气中所含有的自由电子数,它的大小随高度而改变。由于电离层是太阳的辐射构成的,一年四季乃至每时每刻太阳照射的强弱都在变化,所以各地电离层的情况也各有所异。在表 1-2 中所列出的是一个纬度地区的各电离层高度和电子浓度 N_e 的统计约值。

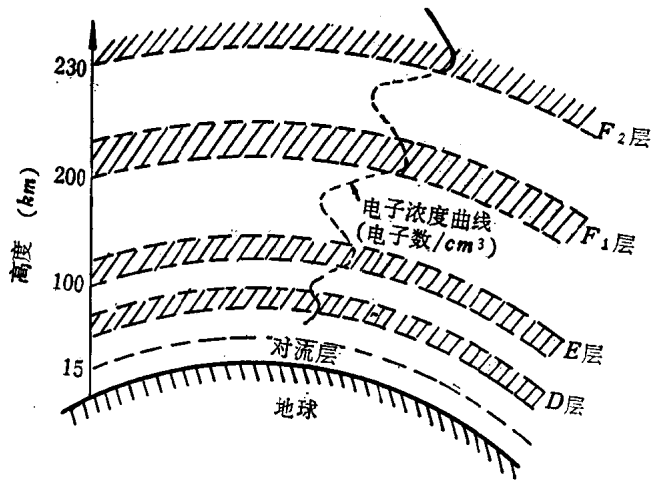


图 1-3 地面上大气层的结构概况

表 1-2 各电离层的高度及电子浓度

层 名	离开地面的高度 (km)	N_e ($\frac{\text{电子数}}{\text{cm}^3}$)	备 注
D	60~80	10^8	夜间消失
E	100~120	$5 \times 10^8 \sim 10^9$	N_e 白昼大, 夜间小
F_1	200	4×10^8	夜间消失, 常出现于夏季
F_2	250~400	$10^8 \sim 2 \times 10^9$	N_e 白昼大、夜间小, 冬季大、夏季小

2. 天空电离层对电波传播的影响

当大气电离而形成电离层后,由于出现了大量的自由电子和正离子,使其电参数发生了变化。当电波通过电离层时,这些带电粒子受到电波电场的作用而运动,从而产生徙动电流,反过来又促电波的电场与磁场的关系发生改变,因而使相对介电常数发生改变。

如果设电波的电场随时间作正弦变化,并假设电子的运动方向为 Z 方向,则在忽略电子运动中的碰撞时,可以导出电离层的等效介电系数为

$$\epsilon_e = \epsilon_0 - \frac{N_e e^2}{m \omega^2}$$

或相对介电系数为

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon_e}{\epsilon_0} = 1 - \frac{N_e e^2}{\epsilon_0 m \omega^2} \tag{1-7}$$

式中, e 为电子的电量, $e=1.62 \times 10^{-19} \text{C}$; $m=9.1 \times 10^{-31}$ 为电子质量; $\epsilon_0 = \frac{1}{36\pi} \times 10^{-9} \text{F/m}$, 真空中的介电系数; $\omega = 2\pi f$, $0.01/\text{sec}$ 为正弦电波的角频率。如将它们代入上式并化简, 可得

$$\epsilon_r = 1 - 81 \frac{N_e}{f^2} \quad (1-8)$$

式中若 N_e 的单位是自由电子数/立方米, 则 f 的单位是 Hz; 若 N_e 的单位是自由电子数/立方厘米, 则 f 的单位是 kHz

式(1-7)表明: 电离层的等效介电系数 ϵ_e 较真空介电系数 ϵ_0 为小; 由式(1-8)可知, 电离层的相对介电系数 ϵ_r 的值恒小于 1。 N_e 愈大, f 愈小则 ϵ_e 和 ϵ_r 均愈小。

在电离层中, 除了自由电子外, 还有中性分子和离子, 它们都处在不规则的热运动中。当电波入射到电离层区时, 电波使自由电子作强迫振动, 电子与其他粒子碰撞, 并把振动能量转化为其他粒子的热运动能量, 从而使电波受到衰减, 这种现象称为电离层吸收。显然 N_e 愈大, 电波受到的吸收愈大; 通过电离层的电波频率愈高, 电子运动方向的改变越频繁, 受电场单方向加速的时间越短, 运动速度也降低, 碰撞所消耗的能量减小, 因而电波所受到的吸收就小。碰撞次数 ν 的影响如下: 当 $\omega^2 \gg \nu^2$ 时, 碰撞次数 ν 愈大, 电波所受吸收愈大; 而当 $\omega^2 \ll \nu^2$ 时, ν 愈大, 吸收反而减小。这是因为如果碰撞次数过于频繁, 电子就加速不起来的缘故。

由于电离层的电子浓度随高度而变, 其等效电参数也随高度而变, 因此使进入电离层的无线电波将不沿直线传播而连续产生折射。据物理分析得知, 物质的折射系数 $n = \sqrt{\epsilon_r}$, 所以电离层的折射系数为

$$n_e = \sqrt{\epsilon_r} = \sqrt{1 - 81 \frac{N_e}{f^2}} \quad (1-9)$$

为了便于分析, 我们假定电离层是由无数极薄的平行薄层构成, 如图 1-4 所示 (图中 R_0 为地球半径, 约为 6400km)。假定每一薄层中电子浓度是均匀的, 则由式(1-7)可知, N_e 随高度的增加而减小, 因此, 电波在通过每一薄片层时折射一次。当薄片层的数目无限增多时, 则电波的轨迹变成一条光滑的曲线。

根据折射定理, 由图 1-4 可得:

$$\begin{aligned} n_{e0} \sin \theta_0 &= n_{e1} \sin \theta_1 \\ &= n_{e2} \sin \theta_2 \cdots n_{en} \sin \theta_n \end{aligned} \quad (1-10)$$

式中, $n_{e0}=1$, $n_{e1}=\sqrt{\epsilon_{e1}'}$, $\cdots$, $n_{en}=\sqrt{\epsilon_{en}'}$ 是各层的折射系数; ϵ_{e1}' , ϵ_{e2}' , $\cdots$, ϵ_{en}' 是各电离层的相对折射系数; $\theta_0, \theta_1, \cdots, \theta_n$ 及 $\theta_0', \theta_1', \cdots, \theta_n'$ 是各层的入射角和

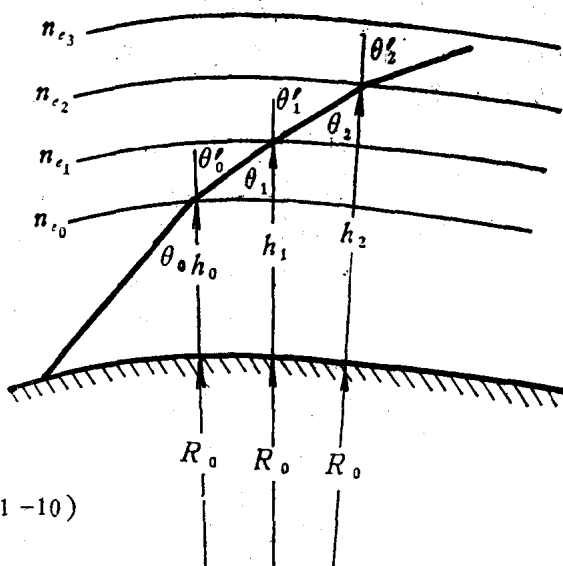


图1-4 在电离层内电波的折射

折射角。

由式(1-10)可知,当电波逐渐深入电离层时, N_e 增加, n_e 减小,入射角逐渐增加。当电波深入到电离层中,使 N_e 值大到使 θ_n 等于 90° 的某一高度时,电波的轨迹将到达最大点,并开始出现全反射。故电波在电离层中产生全反射的条件为

$$\sin\theta_o = n_{en} = \sqrt{1 - 81 \frac{N_{en}}{f^2}} \quad (1.11)$$

上式表明了能使电波由电离层反射回来时,电波频率 f 、入射角 θ_o 和电波反射点的电子浓度 N_{en} 之间应有的关系。由此可得出:(1)当频率为 f 的电波以一定的入射角 θ_o 进入最低的D电离层,一直要深入到某电离层的 N_e 值满足上式时,电波才能由该点反射回来。若电离层的最大浓度 N_{emax} 尚不能满足要求,则该电波将穿出电离层面不再反射回来。(2)对于 f 一定的电波,入射角 θ_o 愈大,使电波反射所需的 N_e 就愈小,因此电波将愈容易反射。反之, θ_o 越小,所需 N_e 值应越大,电波将越深入电离层。在垂直投射时,电波深入电离层最深,最不容易反射。(3)当电波以一定的入射角 θ_o 进入电离层时, f 愈高,使电波折回所需的 N_e 愈大,亦即电波愈深入电离层。当频率高至某一值 f_{max} 时,电波将深入到电离层电子浓度最大值 N_{emax} 处。当频率高于此值时,电波将穿出该层电离层到更高一层电离层的较大 N_e 处才反射回来。若最高的一层电离层也不能反射,则电波将穿出电离层。因此要使电波能从电离层反射回来,频率应小于最高频率 f_{max} 。

综上所述,对斜入射的电波传播,当电波按不同的入射角射向电离层时,电离层的作用是不同的。入射角越大,电离层所能折射的频率越高。电离层对于某个入射角所能折射的最高频率称为该入射角(或对应之通信距离)的最高可用频率,记为 $MUF(D)F_2$ 、 $MUF(D)E$ 等等。当入射角为 0° 时,即电波垂直入射电离层时,电离层所能折射的最高可用频率称为临界频率,一般又称为 0 km ,最高可用频率,记为 $MUF(0)F_2$ 等。

如果说电波垂直入射到电离层时,反射是直接发生在电离层的顶部的话,那么斜入射时,电波折射及回转就发生在收、发电台之间的电离层区域。因此在计算无线电路时,就必须知道反射区的电离层状况。我们认为,在距离达 4000 km 的电路,通信是由后层一次反射,即通常所说的一次跳跃的方式实现的。电波一次跳跃所能通过的极限距离称为最大跳距,其值随反射层的高度而增大。因此,最大跳距也因反射层高度的昼夜变化、季节变化和太阳活动周期性的变化等而有所变化。通常取 F_2 层反射波的最大跳距为 4000 km ; F_2 层的为 3000 km , E 层的为 2000 km 。对于长达 $4000 \sim 7000\text{ km}$ 的远距离的电波传播,一次跳跃是无法实现的,因而必须知道两个反射点(它们位于每次跳跃的中点)的电离层条件。这样,在一条通信电路中就可能存在着多种传播模式。例如经 E 层反射一次的叫 $1E$ 模式;经 F 层反射二次叫 $2F$ 模式;经 E 层反射一次又经 F 层反射一次的叫 $1E1F$ 模式等等。表1—3中示明了不同距离范围内所可能存在的一些传输模式。

表 1-3 不同通信距离可能的传输模式

通 信 距 离 (km)	可 能 的 传 输 模 式
0~2000	1 E, 1 F, 2 E, 2 F
2000~4000	2 E, 1 F, 2 F, 1 E 1 F
4000~6000	3 E, 4 E, 2 F, 3 F, 1 E 1 F, 2 E 1 F
6000~8000	4 E, 2 F, 3 F, 4 F, 1 E 2 F, 2 E 2 F

§1.2 短波传播的特点

无线电波频段的划分如下表所示。

表 1-4 无线电波频段的划分

波 段 名 称		频 率 范 围	波 长 范 围	频 段 名 称
超 长 波	超 长 波	30~3kHz	$10 \times 10^3 \sim 100 \times 10^3 \text{ m}$	甚低频 VLF
	长 波	300~30kHz	$1 \times 10^3 \sim 10 \times 10^3 \text{ m}$	低 频 LF
	中 波	0.3~3MHz 1500~300kHz	$10^3 \sim 10^6 \text{ m}$	中 频 FM
	短 波	30~3MHz	$10 \sim 10^3 \text{ m}$	高 频 HF
超 短 波	米 波	300~30MHz	1~10m	甚高频 VHF
	分 米 波 ^①	$3 \times 10^3 \sim 300 \text{ MHz}$	10~100cm	特高频 UHF
微 波	厘 米 波	$30 \times 10^3 \sim 3 \times 10^4 \text{ MHz}$	1~100cm	超高频 SHF
	毫 米 波	$300 \times 10^3 \sim 30 \times 10^4 \text{ MHz}$	1~100mm	极高频 EHF

① 也有将分米波的高端称为微波的。

由上表知，短波就是指波长从100m~10m (3 MHz~30MHz) 范围内的电波。它可用地表波或电离层波的形式来传播。

如短波通信靠地表波来传播时，由于地表波的衰减随着频率的升高而增加，因此对常用的发射功率来说，短波的传播距离一般不超过几十km。此时传播的场强仍可用式 (1-1) 计算。

如短波通信靠电离层来传播，则有下列特点：

(1) 由于短波频率较高，电离层对它的吸收不大，因此可利用电离层对电波的一次或多次反射实现远距离无线电通信。

(2) 在大多数情况下，E层的电子浓度不足以使短波的电波反射，电波总是在穿过E层后经F层反射回来，如图 1-5 (a) 所示。

(3) 须正确地选择短波的工作频率。由前节的分析可知：若选用的工作频率过高（超过电离层能反射的最高频率），电波就不再折回，如图 1-5 (b) 所示；若选用的工作频率过低，电波将因可能受到的吸收过大而不折回，如图 1-5 (c) 所示。因

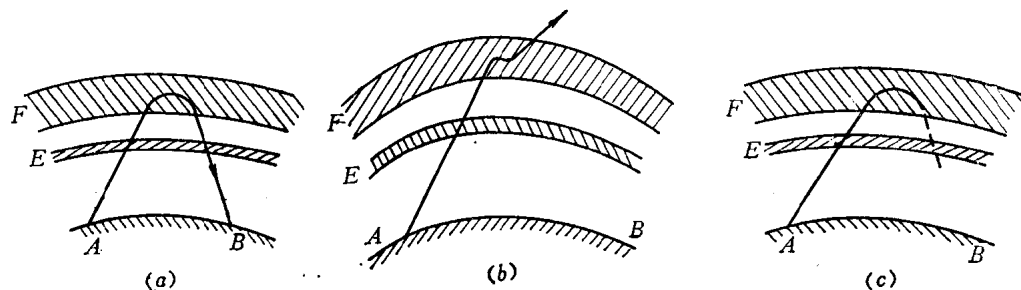


图 1-5 短波频率不同时的电波传播

此，选用工作频率时，应尽量接近电波能折回的最高可用频率，通常宜取最高频率 80~90% 作为工作频率。

(4) 由于电离层的高度及其电特性参数等昼、夜有所不同，因而在实际工作时，白昼与夜晚应采用不同的工作频率。通常在一昼夜间须改变 2~3 次，因 F_2 层的电子浓度白天比晚上大，可以在较高频上得到反射，故白天可用较高的工作频率，而晚上应该改用较低的工作频率。

(5) 由于短波的电波能比较深入地通过电离层，因此受各层电离层变化的影响较大，致使信号较不稳定，有各种衰落现象出现。

下面我们介绍短波传播中遇到的几个问题。

一、衰落现象

所谓衰落现象是指接收点信号强度随机变化的一种现象。图 1-6 中示出波长为 25 米通信时实际测得的电场强度的时变曲线。衰落时信号强度的变化可达几十倍到几百倍，而衰落的周期，即两个相邻最大值或最小值的间隔时间由几十秒到十分之几秒不等。

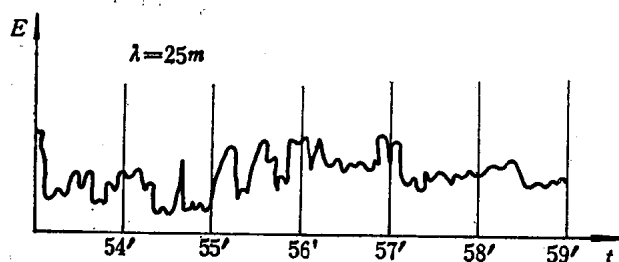


图 1-6 短波的衰落现象

引起短波衰落的主要原因，是由于在接收点存在从不同路径来的电波，而它们会产生相互干涉的作用所致。在图 1-7 中示出了短波传播引起衰落的一些大致情况：图中 (a) 表示短波电波可以有经过 F_2 层反射到达接收点的一次跳跃，以及先经过后层反射到地面后再反射上去，经过 F_2 层到达接收点的二次跳跃，甚至可能经过三跳，四跳后才到达接收点的多径情况。这就是说，虽然在发射点发射的电波只有一个，而在接收点

却可以收到由不同途径反射而来的同一电波,这种现象称为“粗多径效应”。另外,由于电离层不可能象一面完善的反射镜子,因而当电波射入时还会产生如图 1-7 (b)所示的无线电波束的漫反射现象。这种在接收点收到不同途径来的同一电波的现象称为“细多径效应”。

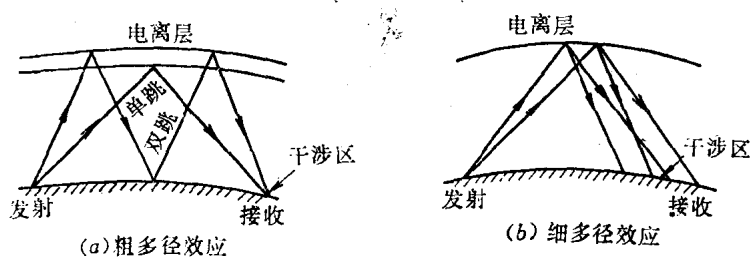


图 1-7 引起衰落的原因

径效应”。经过不同途径到达接收点的电波会相互干涉,如有的是同相相加,而有的会反相抵消,有的还在非同相情况下相加。所以接收点的信号的强弱可能不同,又由于电离层的不稳定,不同射径的电波强弱经常变化,造成接收点信号幅度和相位也都经常变化,而且是随机的变化,从而引起了短波信道的衰落现象。虽然粗多径和细多径都可以引起衰落现象,但是二者却有所不同,细多径效应引起所谓“一致性”衰落,即在传输频带内各个频率的衰落变化是相同的,信号基本上只发生大小变化而很少引起波形失真,这是因为细多径的传播时间差别不大,不足以使不同频率的相位产生显著的差别。粗多径效应引起“选择性”衰落,其原因是由于信号频带内的不同频率成分,经两个或多个途径到达接收点时相位差不同,所以不同频率的衰落也不同。因此,这种衰落不但使信号的幅度不稳定,而且还产生波形失真。

二、环球回波

在一定条件下,电波会连续地在地面与电离层之间来回反射,有可能环绕地球后而再度到达接收点,这种电波称为环球回波。

环球回波有正回波和反回波两种。在图 1-8 中, A 是发射点, B 是接收点。 AB 间距离小于 $\pi R \approx 20000 \text{ km}$ 时,正常的信号传播是沿着 AB 间最短的距离按 1 线进行的。但当条件适当时在 B 点将收到由 2 线传来的正向回波和由 3 线传来的反向回波,而这些环球回波将在信号到达后再隔一极短的时刻到达。它们的传播距离与 1 线距离差得愈远,滞后的时差程度愈大。根据电波传播的速度可知,每千公里电波滞后 3.3 ms 。如果传输频率为 10 MHz 的短波信号时,其周期只有 $0.1 \mu\text{s}$ 。这种回波的影响是不可忽视的。而且无论是顺信号正常传播方向环绕地球而再到达接收点的正回波,还是逆信号正常传播方向环绕地球的反回波,都还可能环绕地球许多次,而环绕地球一次的滞后时间可达 0.13 s 。

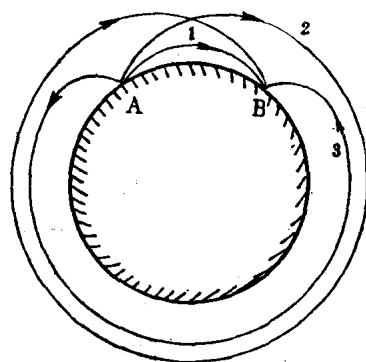


图 1-8 环球回波

有了这些滞后时间较大的回波信号，就可在电报或电话接收中用人耳觉察出来。当回波信号的强度与信号强度相差不大时，就会在电报接收中出现误点，或在电话通信中出现经久不息的回响，这些都是不容许的。

三、短波传播中的寂静区

短波传播还有一个重要的特点就是有所谓寂静区的存在。当采用无方向性天线时，寂静区是围绕发射点的一环形地域，如图 1-9 所示。

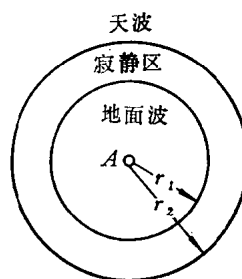


图 1-9 天线无方向性时，短波传播的寂静区

寂静区的形成一是由于在短波传播中，地表波衰减得很快，在离开发射机不太远的地点，就无法收到地表波。二是由于电离层对一定频率的电波的反射只能在一定距离（跳距）以外才能收到。这样就形成了既收不到地表波又收不到电离层波的所谓寂静区，如图 1-10 中的 BC 段。

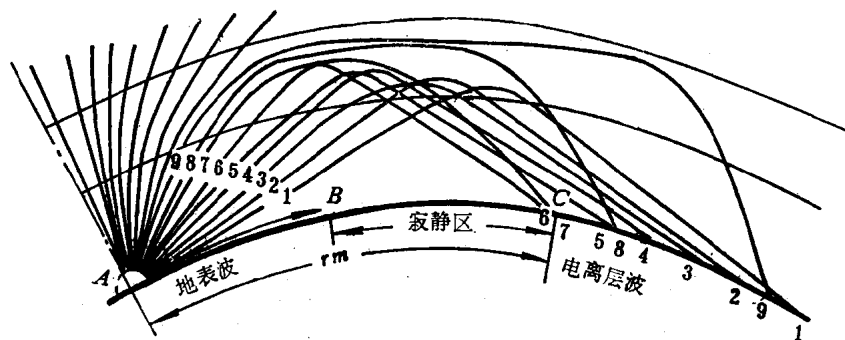


图 1-10 在不同入射角下电波的轨道

显然图 1-9 所示寂静区的大小，决定于其内半径 r_1 和外半径 r_2 。内半径 r_1 由地表波的传播条件来决定，而与昼夜、时间无关。当频率增加时，地表波衰减增加， r_1 就减小。外半径 r_2 与昼夜时间及频率都有关系。白天由于反射层电子浓度大，可用较大的仰角 Δ 发射电波，故 r_2 较小；对于不同的频率，为了保证电波从电离层反射回来，随着频率的增高，发射的仰角应减小，因此 r_2 较大。

由于寂静区的存在，所以近距离收不到无线电波。为了保证 0~300km 内较近距离的通信，通常应使用较低的工作频率及高射天线（使大部分能量向高仰角方向辐射的天线）以缩小寂静区。

四、电离层暴变对短波传播的影响

电离层暴变是电离层的一种不正规变化，其延续时间可长达几小时乃至几天，所以它是短波通信中一种最主要和严重的干扰。

电离层暴变的影响由其强度的不同可表现为：（1）使遭到暴变影响的 F_2 层的电子浓度减小；（2）使电离层的上层，特别是 F_2 层的有效高度增大；（3）使电离区分裂为许多分层，破坏了电离层的正常结构。在电离层暴变最厉害时，会使 F_2 层完全破坏达 12 小时左右。

由于电离层暴变对 F_2 层的作用将迫使电离层的最高可用频率降低，从而增加了反

射电波时的损耗，减弱了接收点的场强，甚至可能由于 F_2 层遭到完全破坏而使短波通信中断。

在不同地点，电离层遭受暴变的程度愈大，产生暴变的次数也愈多。电离层的暴变还与太阳活动性的周期变化有很大关系。在太阳活动有最大值的年代里，电离层的暴变强度也达到了最大强度。

为防止电离层暴变对短波传播的破坏，通常可采用下列措施：（1）进行电离层暴变的预测预报，以便事先采取应变措施；（2）提高接收机的信号噪声比；（3）改用功率较大的发射机，采用更高增益和方向性强的发射天线与接收天线；（4）降低使用的工作频率；（5）在暴变严重时采用能绕过暴变地区的中继转接线路。

§1.3 短波通信频率的预测

一、用预测法确定最佳工作频率（OWF）

从前面的分析可知，短波信道实质上是一种时变的色散信道。这种信道的特点是其路径损耗、时延散布、噪声和干扰等均随频率、地点、季节、昼夜的不同而在不断地变化。因此，在短波无线电通信中，为了建立可靠的通信，对于每一个具体线路，可以选用的频率不是整个短波波段，而仅仅是它的一部分，这一部分即是我们所说的电路的工作频段。为此需要事先作无线电频率预测，以确定最佳工作频率（OWF）。目前用来确定 OWF 的方法有预测法和实时选频法两种。

用预测法确定 OWF 的方法有：（1）先在电离层特性曲线上利用图解法求 MUF ，然后算出与之相对应的 OWF 值；（2）用卡山契夫法确定；（3）用电离层图或 MUF 的昼夜图确定。每种方法使用的条件及其具体内容可参阅有关电波传播的手册。所有这些计算都是以电离层的平均状态为基础的，由于电离层本身的不稳定性，电子浓度分布在随时变动，因而在个别时间内 MUF 的实际值可能会比计算值小。为了保证通信不间断，通常采用最佳工作频率。从 F_2 层反射时，可选取 $OWF = 0.85MUF$ ；从 E 层反射时，由于比较稳定，可选 $OWF = MUF$ 。在同一时间内，如果 F_2 层的 $OWF > E$ 层的 OWF ，则选用 F_2 层的 OWF ，反之则宜选用 E 层的 OWF 。

工作频率的正确选择，应该是能使“衰落”和“多径”的影响减少到最低程度，下面我们就来分析它们与工作频率间的关系。

1. 工作频率与衰落的关系

衰落分快衰落和慢衰落两种。快衰落信道会使信号电平随时而迅速改变，属于时间选择性衰落；慢衰落信道对不同的频率有不同的衰减，属于频率选择性衰落。亦即快衰落主要由于多径效应所引起，而慢衰落主要由于电离层的吸收所引起。

电离层对信号能量的吸收损耗，与工作频率的平方近似成反比。有关这部分的计算将在下一节中介绍。

2. 工作频率与多径时延的关系

工作频率与多径时延之间，还没有严格的数学关系，从多年来从事通信工作的实践 and 国内外这方面的研究试验中，均说明工作频率和多径时延之间有着密切的关系。当工

作频率接近电离层信道的最高可用频率时，多径效应很小；反之，当工作频率偏离最高可用频率时，多径效应就会增大。

美国戴维斯 (Davies) 还曾提出“多径衰减因子” (MRF) 的概念，用来说明工作频率与多径时延之间的关系。它的定义是：在给定电路的给定时间内，具有所需要的多径保护等级的最低频率值和最高可用频率值之比，即 $MRF = \frac{f}{MUF}$ 。它是一个衡量数传通信电路受多径时延影响程度的量。如果知道了某一工作频率上的 MRF 值，就可以知道在这个频率上的最大时延是多少，也就知道了比这个频率高的频率值。对于多径传输都有一个指定的最低限度的保险值。图 1-11 是戴维斯 (Davies) 根据许多电路的试验结果而作出的不同距离所具有的多径时延与多径衰减因子的关系曲线。横坐标代表距离；纵坐标代表多径衰减因子，也就是实际工作频率与最高可用频率的比值。从图中看出，多径时延的大小，不仅与通信距离有关，而且与进行通信时所用的频率有关。

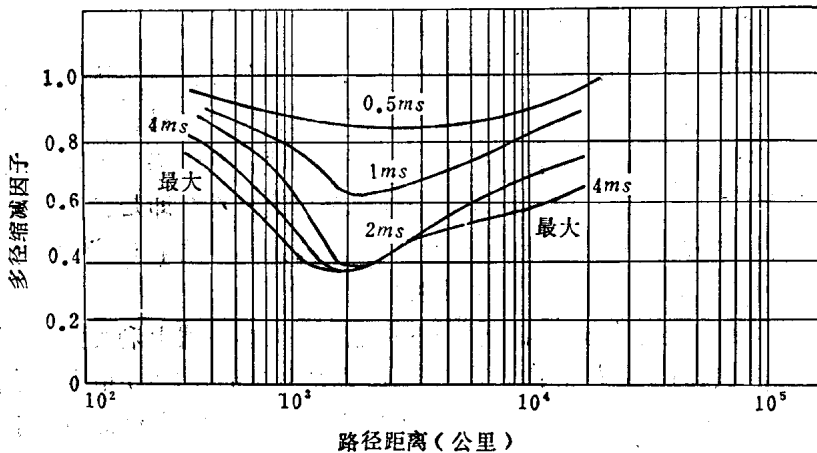


图 1-11 路径距离 (km)、多径时延与多径衰减因子的关系

从频率 f 的变化对多径时延的影响来看可得出如下两个结论：

(1) 在一定的通信距离上，工作频率越接近最高可用频率 MUF ，则多径时延就越小。

(2) 工作频率越接近最高可用频率，则多径时延受通信距离的影响越小。这可以从曲线弯曲程度看出：当工作频率是 MUF 的 0.43 倍时，随着距离的变化，要保持多径时延不变，要求工作频率升高的百分数比较大；当工作频率是 MUF 的 0.85 倍时，随着距离的变化，要保持多径时延不变，要求工作频率升高的百分数就比较小。

由此可知，提高通信时的工作频率，能使短波通信中的衰落与多径得到较好的改善。把工作频率选得恰当，就有可能使传输信息的精度和速率成百倍地提高。但用预测法确定的“最佳工作频率”并不最佳，从实际的运用结果看来，常常达不到预期的目的，其失效概率为 50%；假设把 $0.85MUF$ 定为最佳工作频率，而实际工作频率又低于 OMF ，这就会把提高工作频率而带来的好处抵消许多。因此为了改善短波通信，在选择工作频率方面，不仅需要预报，而且最好能进行实地探测，这样更能有效地选定符合通信要求的工作频率，这就是目前选择最佳工作频率的另一种有效方法，即所谓实地选频法。

二、实时选频法

(一) 实时选频系统的作用

关于“选频”的概念现在已发展为从通信模型出发,抛开电离层的千变万化,在短波通信路径上,实时地对经由电离层“反射作用”后到达接收点的多频率的信号进行测量处理。实时选频系统可根据接收信号的强弱、噪声和干扰的大小来选取路径损耗小、传播的模式少、接收点比较“安静”的频率或频段,作为选用通信工作频率的参考,或者选择出满足一定通信质量要求(例如小于某一数量级的误码率)的频率和频段供通信选用。这种实时的频率选择,无论从方式上或内容上都更接近于实际情况下的通信。

实时选频的作用就是实时地探测信道特性,针对所测的信道情况实时地选择最佳工作频率。这样可以提高短波通信的可靠性,有利于对频率资源的管理与使用,其具体作用可归纳为如下几个方面:

(1) 实时选频系统具有选择最佳工作频率的能力。在利用“短波预测法”来选择工作频率时,除了由于缺乏对信道进行实时探测而导致所得出的 MUF 不够准确外,还有以下一些问题:

① 以往所说的最佳工作频率这一术语在含义上有些含糊。它的实际意义应该是:在无骚扰期的一个月內,可能传输的概率为 90% 的频率。

② 把频率降低到 $0.85MUF$,就把由于最高工作频率而带来的好处抵消很多,甚至还可能将一些通信质量最好的频率去掉,而采用了不该使用的频率。

③ 计算所得的 MUF 和 OMF ,只考虑了大气噪声和工作干扰等因素,却没有计入邻近电台的干扰等一些随时间而变化的因素。

卡斯(CURTS)和我国研制的实时选频系统都可做到每 10 分钟向用户提供一份按频率质量优劣排序的可用频率表,利用这种表格不仅可以实时地了解信道情况,还可以选择出受衰落和多径影响最小的工作频率,同时它已考虑了收端和发端的背景噪声。

(2) 实时选频系统可以提高电路质量,减少误码率。在表 1-4 中示出了使用实时选频系统进行数据通信比不用实时选频系统时的误码率的改善情况。

表 1-4 使用实时选频系统后误码率的改善

传 输 速 率	未用实时选频系统时		使用实时选频系统时	
	原来频率	原误码率	换用频率	换频后误码率
50波特	21179 kHz	130码/小时	13444 kHz	14码/小时
600波特	21179 kHz	10^{-3}	17214 kHz	1.3×10^{-4}
2400波特	16000 kHz	10^{-3}	20777 kHz	10^{-5}

(3) 实时选频系统可提高频率质量。利用短波频率预测法算出的频率和利用实时选频系统对信道进行实时探测所选出的频率,在质量上的差别,可以通过实际通信和计算来比较。质量上的比较可用误码率的高低来体现,如图 1-12 所示。

如果在环境噪声不是很大及传输条件不同的情况下,那么在同一时间,同一条通信电路,在所要求的误码率相同的情况下,发射机所需要的最小发射功率并不相同。假设