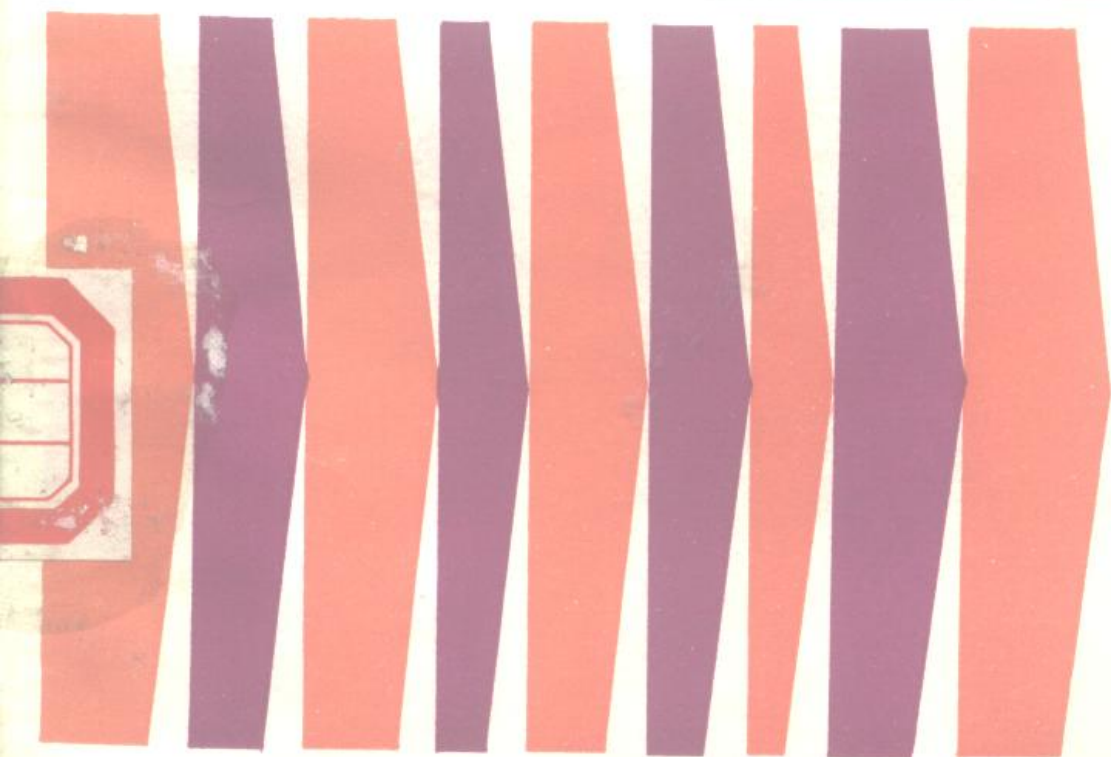


戴耀森 编著

人民邮电出版社

高频时变信道



高频时变信道

戴耀森 著

人民邮电出版社

内 容 简 介

本书叙述典型的变参信道——高频时变信道的基本问题并介绍近年来的研究进展。全书分三部分：一、二章扼要地介绍高频时变信道的基本传播特性和研究变参信道时所涉及的信号分析的基础知识；三至七章是本书论述的主题，内容包括信道的统计特性和数学描述、信道色散的测量技术、频率选择与信道色散、分集接收技术以及高频通信电路的设计估算方法等；第八章作为补充，讨论了高频信道的模拟和改善高频通信的若干技术途径。

本书可供从事通信、电波传播、雷达、遥测遥感等专业工作的科技工作者参考，也可以作为上述专业高年级学生或研究生的选修教材。

高 频 时 变 信 道

戴耀森 著

责任编辑 李小曼

人民邮电出版社出版

北京东长安街27号

河北邮电印刷厂印刷

新华书店北京发行所发行

各地新华书店经售

开本：787×1092 1/32 1985年11月第一版
印张：7 4/32 页数：114 1985年11月河北第一次印刷
字数：163 千字 印数：1—3,000 册

统一书号：15045·总3105-无6348

定价：1.80 元

序 言

信道是通信系统的重要组成部分，高频时变信道是现代无线电通信系统的一种典型信道。六十年代以来，由于数字通信技术的迅速发展，在高频信道中传输数字信息的问题日益受到人们的关注和重视。相应地，对信道特性的研究也积累了丰富的资料。本书可作为从事通信、电波传播、雷达、遥测遥感等专业工作的科技人员，了解高频时变信道的基本问题和近年来研究进展的参考书，也可作为高等院校有关专业的高年级学生、研究生或教师的选修课教材。

全书共八章，大致可以分成三个部分：一、二章是预备性的知识，主要介绍高频时变信道的基本传播特性和研究变参信道时所涉及的信号分析基础知识；三至七章是本书论述的主题，内容包括信道的统计特性和数学描述、信道色散的测量技术、频率选择与信道色散、分集接收技术以及高频通信电路的设计估算方法等；第八章作为补充和探索，讨论了高频信道的模拟和改善高频通信的若干技术途径。

本书主要取材于国内外已发表的文献，也包含了作者的若干研究成果。多年来，北京邮电学院、武汉大学、中国科学院电子学研究所、武汉船舶通信研究所、电子工业部石家庄通信研究所、南京无线电厂以及中国电波传播研究所等单位的不少同志都从事过高频时变信道的测量研究和理论分析，他们的工作为撰写本书奠定了基础，这是需要特别指出的。

在写作本书的过程中，陆建勋同志自始至终给予热情的鼓励和支持，他和吴伟陵、李道本同志详细地审阅了初稿并为作

者修改书稿提供了他们的著作和文献资料，同时对初稿的进一步修改提出了建设性的意见。借此机会，谨向以上诸位表示衷心的感谢。

鉴于作者学识浅薄、水平所限，书中的错误缺点一定不少，恳切地希望专家和读者提出宝贵的批评意见。

作者

一九八四年于杭州

• 2 •

目 录

第一章 信道的传播特性	(1)
§ 1.1 概述	(1)
§ 1.2 电离层电波传播的基本特性	(3)
§ 1.3 大气噪声和人为无线电噪声	(20)
§ 1.4 极区高频传播的异常现象	(22)
第二章 信号分析基础	(26)
§ 2.1 信号的频谱分析	(26)
§ 2.2 几种典型信号的频谱	(34)
§ 2.3 相关函数与能谱	(37)
§ 2.4 抽样定理	(40)
§ 2.5 平稳随机过程及其统计特性	(41)
§ 2.6 随机过程的自相关函数和功率谱	(44)
§ 2.7 噪声、信噪比和系统的抗干扰性	(46)
§ 2.8 线性系统的分析	(48)
第三章 信道的统计特性和数学描述	(54)
§ 3.1 信道的统计特性和数学描述	(57)
§ 3.2 信道参量对通信误码率的影响	(61)
§ 3.3 最佳码长	(64)
§ 3.4 误码率的统计与测量问题	(65)
§ 3.5 多径抖动差错率的推导	(68)
§ 3.6 选择性衰落情况下的误码率分析	(74)
第四章 信道频率色散和时间色散的测量技术	(83)

§ 4.1	多径展宽、多普勒展宽的测量方法	(84)
§ 4.2	同时测量M和D的复包络技术	(90)
§ 4.3	包络检波器输入与输出均方根带宽之间的关系	(96)
§ 4.4	同时测量M和D的包络法	(107)
§ 4.5	信道色散的测量结果	(109)
§ 4.6	高阶矩	(114)
第五章	频率选择与信道色散	(120)
§ 5.1	工作频率的长期预报	(120)
§ 5.2	后向返回散射传播和短期预报	(123)
§ 5.3	实时选频系统	(125)
§ 5.4	信道色散随工作频率变化的实验结果和理论分析	(137)
第六章	高频时变信道的分集接收技术	(145)
§ 6.1	分集接收原理和对通信系统性能的影响	(145)
§ 6.2	分集接收的合并方式	(149)
§ 6.3	高频时变信道的常用分集形式	(151)
§ 6.4	隐分集技术	(163)
§ 6.5	选频高频时变信道内传递数字消息的潜在抗干扰性	(166)
第七章	高频通信电路的设计和估算	(176)
§ 7.1	影响场强的因素	(177)
§ 7.2	高频通信电路的总体设计原理和计算方法	(181)
§ 7.3	实际电路计算结果举例及其与实测结果的比较	(185)
第八章	高频信道的模拟和改善高频通信的若干技术途径	(188)
§ 8.1	信道传播机理和信道估算	(189)
§ 8.2	高频时变信道的模拟	(195)
§ 8.3	改善高频通信的若干技术途径	(196)
§ 8.4	高频通信信号检测技术探讨	(204)
主要参考文献		(221)

第一章 信道的传播特性

§ 1.1 概 述

与其它通信比较, 高频通信具有设备简单、成本低廉、灵活机动、通信距离远等优点, 所以长期以来, 一直是一种必不可少的通信方式。即使在微波、卫星、光纤等新的通信方式蓬勃发展的今天, 人们仍没有失去对它的兴趣和减弱对它的研究。特别是六十年代开始, 随着数字电子计算机技术的发展, 数字通信也得到了迅速的发展。相应地, 在高频信道中传输数字信息的问题也成为当前研究高频通信的一个重要课题。

在通信系统中, 信道总是一个必要的组成部分, 高频通信也不例外。本书所述的信道, 指的是无线电通信系统中, 从发送设备到接收设备之间的传输介质。外来噪声和干扰对传输信号的影响, 也发生在信道部分。如图1-1所示, 高频信号是通过电离层(高频信道)从发送端传输到接收端的。由于传输介

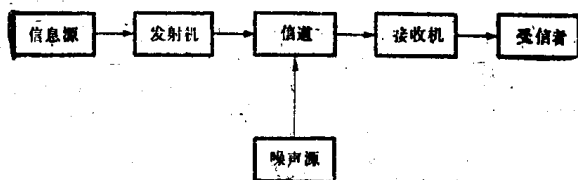


图 1-1 通信系统模型

质电离层在时域、空域和频域这三方面都有明显的变化，且这种变化是随机的因而造成了信道参数和信号通过信道时的随机变化。正因为这样，与对流层散射信道类似，高频时变信道成为一种典型的变参信道，信道的研究变成通信系统总体设计中的重要环节。

早期，由于通信系统的调制或解调方式比较简单，通信速率低，质量要求不高，信息处理的速度、实时性和自动化程度的要求也不苛刻，因此，高频信道的研究重点，放在路径损耗、接收场强和信噪比等参量上。在1970年印度新德里召开的国际无线电咨询委员会（简记成CCIR）会议上已形成了一套较为成熟的高频通信电路估算方法。诚然，信噪比是信道研究中的一个重要方面，是估计通信系统误码率的一个主要参数。但是，随着高频快速数字通信体制的出现，随着对通信质量（如误码率）提出越来越高的要求，人们发现，仅仅研究信噪比这个参量，或者仅仅用增大发射机功率、提高天线增益等一些惯用办法来改善通信质量，已无济于事。因而，信道研究的重点，逐渐转向信号色散方面。近二十年来，在通信、雷达、遥测、遥感等电子技术发展的推动下，高频信道的研究取得了令人鼓舞的进展。如新的测量技术的提出、实时选频系统的使用、序列检测方案的探讨、新型接收天线的出现、等等，都为高频数字通信系统提高速率、降低误码率、增加可靠性开辟了广阔的前景。时至今日，高频数字通信的误码率，可以降到 10^{-6} 或更低量级的程度。而通信速率的提高，也由于理论研究的进展而呈现出较大的可能性。可以预期，随着信道研究的进一步深入、高频时变信道可为数字通信、超视距雷达、高频遥测遥感技术的发展提供更优越的性能。

时变信道的研究中心，是信号的色散问题。但是，不仅在

高频信道和对流层散射信道这样一类典型的时变信道中，而且在光纤通信、微波视距通信等信道中，也存在信号色散现象。因此，研究高频时变信道的信号色散所提供的理论方法，也会对其它通信方式具有指导意义。

下面，首先对电离层介质的基本传播特性作一概要介绍。

§ 1.2 电离层电波传播的基本特性

众所周知，高频电波传播主要是通过电离层介质和地球表面介质之间的反射来进行的。由于电子密度的不同及其随时间的变化规律，使电离层分成为 D 、 E 、 F 的几个层，它们分布在离地面约 60km 至 300km 左右的高度上。其中，最下面的是 D 层，它在离地 60km 高度处。其次是 E 层，离地约 100km 左右。最上面是 F 层，离地高度为 200km 以上。 F 层在白天又分成 F_1 层和 F_2 层。此外，还有所谓“突发 E 层”，即 E_s 层，它离地高度不高，约在 110km 处，但其电子密度很大，对电波的传播起到一个“屏蔽层”的作用。一般所说的高频通信，主要是指信号经过 F 层的反射传播。

地表面的弯曲、太阳的活动、地磁场的影响、核爆炸的发生以及电子密度随高度的变化引起了各式各样的传播现象，如吸收、极化改变、聚焦散焦、倾斜效应、多径延迟、幅度衰落、相位起伏、多普勒频移、电磁骚扰等等。这些传播特性，对高频数字通信的质量、效率、可靠性都产生了强烈的影响，严重时会引起通信中断。其中，最为通信系统设计者关注的，则是对通信误码率有较大影响的一些传播现象，如多径延迟、相位起伏、幅度衰落等等。

1.2.1 多径延迟

由于电离层的介质是分层的，在地磁场的影响下，表现出电离层的各向异性特性，同时，地面对电波也有反射作用，这些情况，^[7]加上收、发天线都具有一定的波束宽度，这就决定了电波在电离层中传播的多径性，它表现为同一辐射信号可以通过不同的传播路径以不同的传输时间到达同一收信点。

通常，从每条路径来的信号，其延迟时间、相位变化以及幅度衰落等特性都各不相同。常见的多径传播方式为：对同一层来说，有单跳传播和多跳传播；对不同的层来说，有高波和低波。此外，还有寻常波、非常波和通过中间层反射的M模式及N模式等等。这些，都构成了多径延迟现象。图1-2示出了多径传播的物理图象。

由于多径现象会引起数字通信符号的重迭，造成判决错误和错码，限制了通信速率的提高和通信的可靠度。因此，从五十年代开始，不少学者曾用不同的方法和不同的出发点研究了这一物理现象。其中，比较著名的有美国的Brandinger和Goldman用频移键控法测量多径抖动；CCIR提供的用分析传真图片来观察多径延迟、用窄脉冲技术测量多径延迟的精细结构以及根据电离层结构从理论上计算多径模式等等。通过研究发现，多径现象与电路距离、工作频率、测试时间、天线型式、干扰状况、系统带宽诸因素有关。鉴于地表面的弯曲和电离层高度的限制，经电离层反射的单跳传播其最大地面距离约为4000km。^[8]当电路距离超过5000~6000km时，单跳传播不能到达，传播模式更为复杂。因此，几百公里的短电路和上万公里的长电路其多径延迟现象严重，最大多径延迟时间可达8ms，在很长距离的电路上还观察到长达100ms的环球回波。

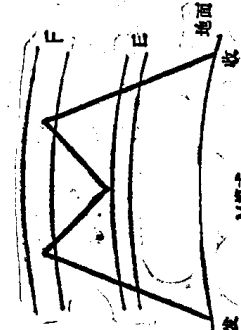
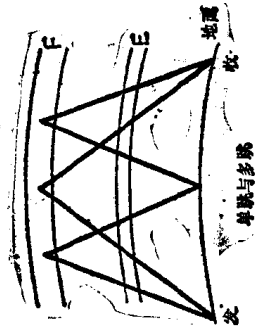
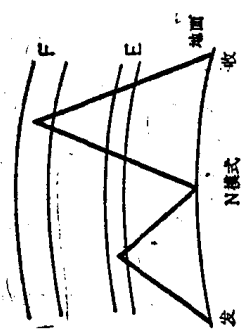
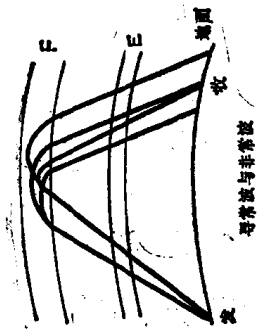
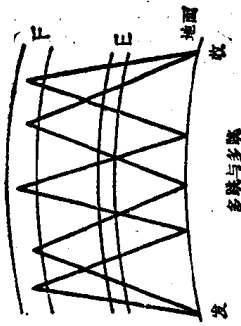
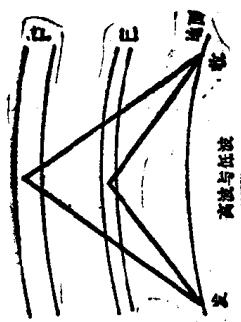


图 1-2 多径传播的物理图景

多径延迟与电路长度的关系，可参看图1-3，它是Salamon(美)总结了大量实测结果而综合绘制的。由图1-3可见，在数百公里的短电路上，当使用无方向性天线时，因为电离层和地面之间存在多次反射，各跳电波之间存在的仰角差远比其它电路距离来得小，从而容易导致长达8ms的严重多径传播。在4000km左右的中等距离电路上，可能存在的传播模式较少，最大多径延迟时间下降到2至3ms左右。但是，当电路距离超过10000km时，最大多径延迟时间又逐渐上升到5ms。

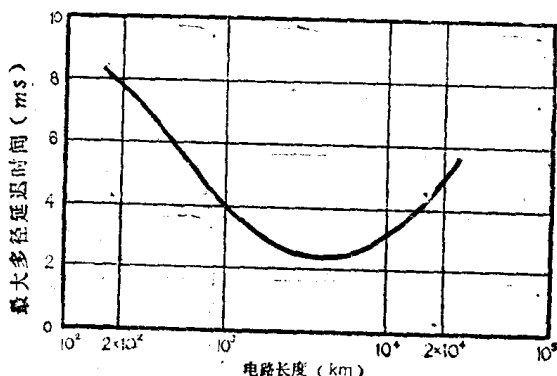


图 1-3 电路长度与最大多径延迟时间的关系

当工作频率趋近于电路最高可用频率时，多径延迟有减小的倾向。事实上，对较高的工作频率，经电离层反射的可能跳数比较少，也就是传播模式较少，射线容易穿透电离层而不返回到地面上来。因此，到达接收端的传播路径也就少了。国内外大量的测试资料证实了这一分析。需要指出，当工作频率过低时，由于电离层吸收增大，多跳信号因多次吸收而变弱，以致于不能为接收机收到。这样一来，多径延迟时间反而会变小。

多径延迟对工作时间的依赖关系，起因于电离层的日变

化。在黎明和黄昏时刻，电离层的电子密度发生急剧变化，可以传播的传输模式大量增加，从而导致多径延迟变大。

为了确定多径延迟现象的传播机理，以研究其精细结构，可以用射线传输理论对多径延迟进行传播模式分析。考虑射线能量以单跳形式从发射端到达距离为 L 的接收端所用的时间 t 的简单情形。先引进电离层无线电波传播中的两个著名定理，它们是计算模式的基础。

第一等效定理：信号以群速通过电离层内弯曲路径段 $\widehat{MON}$ （见图1-4）的时间 Δt ，等于信号以光速 C 通过想像的三角形路径 MAN 所需的时间。三角形 PAW 称为等效三角路径， Z_g 斜 (f, θ_0) 称为斜向射线反射的有效高度或等效高度。

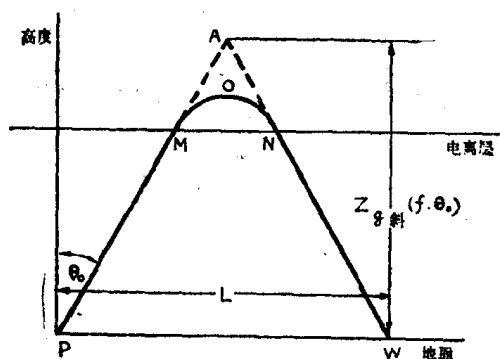


图 1-4 等效定理

第二等效定理：频率为 f_0 的垂直取向射线与频率为 f 的仰角 θ_0 方向取向的斜射线由电离层的同一高度反射，则两种射线的有效反射高度相等。

由于在电离层垂直探测时，信号进入电离层后，群速小于光速。而在用脉冲回波的延迟时间计算高度时，用的是光速而不是群速。因此，这样算出来的反射高度要比实际反射高度来

得高，称这种高度为垂直反射的有效高度或等效高度。目前，电离层频率—高度特性曲线图（简称频高图）中的高度就是有效高度。

设，已给通信频率 f ，通信距离 L 以及当时反射中点的垂直探测频率—高度特性曲线（见图1-5）。由第一等效定理（见

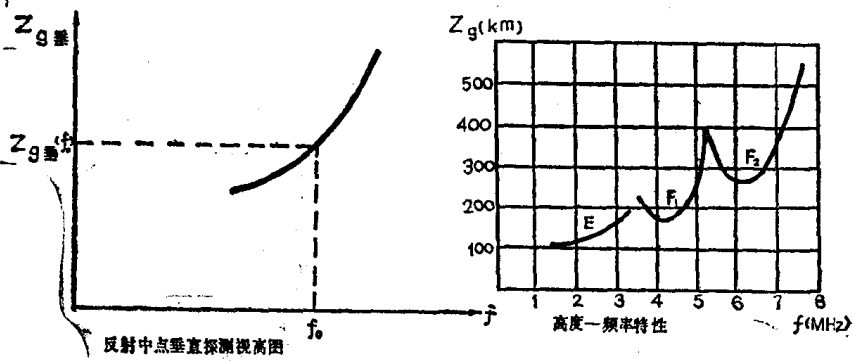


图 1-5 频率-高度特性曲线

图1-4)，有

$$t = \frac{L_{\text{斜}}}{C} \tag{1.2-1}$$

其中， $L_{\text{斜}}$ 为射线能量经过电离层反射后到达W处所走过的路程，即 PAW 。由简单的几何关系可知

$$L_{\text{斜}} = \frac{L}{\sin \theta_0} \tag{1.2-2}$$

根据第二等效定理由三角关系式，得出

$$f_0 = f \cos \theta_0 \tag{1.2-3}$$

$$\text{和 } Z_{g\text{斜}}(f, \theta_0) = Z_{g\text{垂}}(f_0) = Z_{g\text{垂}}(f \cos \theta_0) \tag{1.2-4}$$

其中， $Z_{g\text{垂}}(f \cos \theta_0)$ 是频率为 $f_0 = f \cos \theta_0$ 的垂直取向射线的有

效反射高度。从图1-4可以看出, 因为

$$\begin{aligned} L &= 2tg\theta_0 \cdot Z_{\text{垂}}(f_0) \\ &= 2tg\theta_0 \cdot Z_{\text{斜}}(f, \theta_0) \end{aligned} \quad (1.2-5)$$

所以

$$L = 2tg\theta_0 \cdot Z_{\text{垂}}(f\cos\theta_0) \quad (1.2-6)$$

从而

$$Z_{\text{垂}}(f\cos\theta_0) = \frac{L}{2tg\theta_0} \quad (1.2-7)$$

这样一来, 对给定的通信频率 f 来说, 不同的 θ_0 , 有不同的 $f\cos\theta_0$ 。根据不同的 $f\cos\theta_0$, 可以由垂直探测视高图求出相应的 $Z_{\text{垂}}(f\cos\theta_0)$ 。这个关系即图1-6中 $Z_{\text{垂}}(f\cos\theta_0)$ 对 θ_0 的依赖曲线。同样地, 对给定的通信距离 L 来说, 不同的 θ_0 , 可以求出相应的 $L/2tg\theta_0$ 。这个关系即图1-6中 $L/2tg\theta_0$ 对 θ_0 的依赖曲线。然后, 两条曲线交点所对应的 θ_0 , 就是满足(1.2-7)式的 θ_0 。根据(1.2-7)式得到 θ_0 后, 马上可以由 L 算出 $L_{\text{斜}}$ 。

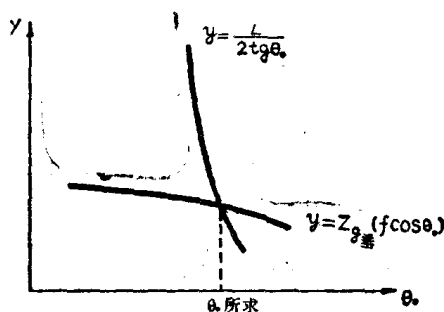


图 1-6 求 θ_0 的示意图

最后, 由 t 、 $L_{\text{斜}}$ 和光速 C 的关系, 算出从 P 点经 A 点到 W 点用频率 f 斜向传输时射线的传播时间 t 。

如果在多径模型中, 有三个多径分量 (即对应三条传输路

径)。设第一分量为 F_1 层一跳反射,第二分量为 F_1 层两跳反射,第三分量为 F_1 层三跳反射。那么,按上述办法将 L 分成 $L/2$ 和 $L/3$,分别算出 L 、 $L/2$ 和 $L/3$ 的 F_1 层一跳反射的时间 t ,然后分别乘以1、2和3,则得到 $t_{F_1^1}$ 、 $t_{F_1^2}$ 和 $t_{F_1^3}$ 三个传播时间。倘若 $(t_{F_1^3} - t_{F_1^1})$ 、 $(t_{F_1^2} - t_{F_1^1})$ 与实际的多径延迟时间差相符,那么,传播模式就确定下来了。否则,还要考虑 E 层、 F_2 层或更多跳数反射的可能性。

注意,上面介绍的分析多径延迟传播模式的方法,是建立在用窄脉冲技术探测多径现象而获得照相记录资料的基础上的(当然也可以采用其它记录方式)。为了将各主路径来的多径分量区分开来,探测脉冲选得很窄,一般为 $100\mu s$ 至 $200\mu s$ 。这种测试技术的优点是频带宽。响应时间短,并且可以研究多径延迟的精细结构。其缺点是平均功率小、干扰大。为了解决这些问题,目前已将脉冲加宽,普遍使用 $1ms$ 宽度的探测脉冲。

鉴于多径延迟与频率有关,而各种通信系统对于多径防护的要求又不一样,于是,为克服多径效应而通过加长码元长度所提供的多径保护度,可以用一个称之为“多径缩减因子”的参数,通过增大频率的办法来使多径保护减到最低限度。事实上,当工作频率是电路最高可用频率(记作 MUF)时,多径延迟最小。随着频率的降低,多径延迟逐渐增大。因此,当工作频率不低于一定值(比方说 $0.5MUF$)时,多径延迟就不会超过给定数值。这个符合工作要求的最低频率与 MUF 之比,叫做多径缩减因子,记作 MRF 。显然,它是与电路距离有关的。图1-7示出了多径缩减因子与电路距离的关系曲线,它反映了在 $300km$ 至 $20000km$ 的电路路上从 $0.5ms$ 至 $4ms$ 的多径防护所对应的 MRF 值。由图可见,在 $1000km$ 至 $10000km$ 电路路上,要保证多径时延不大于 $2ms$,则工作频率不能低于 $0.7MUF$ 。若要保