

接收系统设计

〔美〕 J.E. 斯蒂芬 著

康士棣 姚冬萍 张弥临 译

宇航出版社

1755

050762

E3

接收系统设计

[美] J. E. 斯蒂芬 著

康士棣 姚冬萍 张弥临 译

宇航出版社

DU16/08
内 容 提 要

本书是为满足读者需要一本接收系统设计方面书的愿望而出版的。目前国内出版的通信科技书中主要介绍基本理论和电路分析,很少涉及接收机系统设计方面的内容。本书的特点是对接收机一般理论进行重点复习,并对其设计中一些关键问题,如信号、各种数字模拟调制、噪声、信噪比、滤波器、干扰分析、接收机组成类型以及特殊使用的扫描接收机等问题进行比较详细的讨论,给出了使用计算机计算这些内容的程序,读者应用这些程序就可很快地预测接收机的各项性能。这种计算方法先进,运算速度快,在其他教科书中很少看到过。此外,为了引导读者进行接收机设计,本书给出了设计接收机的典型例子,读者只要掌握了这些基本计算方法,就能对任何接收机进行系统设计。

本书内容包括七章:第一章信号特性综述;第二章调制;第三章噪声;第四章接收机;第五章器件;第六章特殊接收机的应用;第七章设计举例。本书可供从事通信工程、设计、生产的广大科技人员阅读,也可作为高等学校通信专业师生的教学参考书。

Receiving Systems Design

宇航出版社出版

地址:北京和平里滨河路1号 邮政编码100013

新华书店北京发行所发行

各地新华书店经销

北京密云华都印刷厂印刷

*

开本: 787×1092 1/32 印张: 8 字数: 186千字
1991年7月第一版 第1次印刷 印数: 1—2000册
ISBN 7-80034-413-4/TN·035 定价: 4.90元

前 言

撰写本书是为了满足需要一本接收系统设计方面的教科书的愿望。大多数读者可从很多书中了解接收机的基本原理，但从没有作者将这些内容系统地综合整理为能够指导接收机系统设计的书。本书试图引导读者掌握设计接收机的几个典型例子，由此指导读者在设计中做某些改变以满足各种接收机的设计要求。对于那些希望在基本知识方面更新的读者，本书的论述可供他们参考。

本书先阐述了接收系统设计的内容，并在以下各章分别加以说明。

引 言

本书旨在帮助读者设计四种基本类型的接收系统：

下变频器型

上变频器型

混合型上下变频器型

WADLY 上变频器型

本书由按以下顺序排列的五个部分组成：

信号特性基本概论 (第一章～第三章)

超外差接收机 (第四章)

器件 (第五章)

特殊接收系统 (第六章)

设计举例 (第七章)

书中穿插了一些用BASIC语言写的计算机程序，用以帮助设计者进行系统性能预测。

设计者应收集可得到的器件及其性能的资料作为参考。一般来说，最主要是采购和选择器件，而不是先做设计和研制方面的尝试。选择合适的器件后，就可建立初始模型和转向室内设计阶段的工作。

最后一章包括一些例子和进行最后设计的计算以及考虑问题的步骤。修改设计是必不可少的过程，因为在性能分析中会发现一些难以预料的设计错误。

II

经验将会使设计者对可以做成什么样的系统，做到心中有底。低噪声和高的三阶互调性能这两个问题是在设计中要特别强调的，然而他们又不能同时得到满足，设计者往往对这些性能作出详细比较后提出折衷方案。

目 录

前言	(I)
引言	(II)
第一章 信号特性综述	(1)
1.1 接收机输入功率的预测	(1)
1.2 自由空间路径损耗	(2)
1.3 菲涅尔区域	(5)
1.4 衰落储备	(7)
第二章 调制	(11)
2.1 振幅调制	(11)
2.2 振幅键控 (ASK) 或开关键控 (OOK)	(17)
2.3 抑制载波的单边带信号 (SSB SC)	(20)
2.4 脉冲调制	(21)
2.4.1 脉冲带宽要求	(23)
2.5 频率调制	(25)
2.5.1 用于满足调频 (FM) 信号频谱要求的 卡尔森中频带宽近似算法	(29)
2.5.2 用功率总和法精确计算调频信号的 IF带宽	(30)
2.5.3 福斯特-西勒 (Foster, Seeley) 鉴频检波器	(31)
2.5.4 使用对接AM检波器的鉴频检波器	(32)
2.5.5 鉴频器输出滤波	(33)
2.5.6 相位锁定解调器	(33)
2.5.7 反调频解调器	(34)
2.6 相位调制	(35)

2.6.1	用于满足调相(PM)信号频谱要求的卡尔森中频 带宽近似算法	(37)
2.6.2	用边带功率总和求出PM信号IF带宽	(37)
2.7	移相键控(PSK)	(38)
2.8	移频键控(FSK)	(43)
2.8.1	移频键控信号频谱和带宽要求	(46)
2.8.2	移频键控的相干解调	(48)
第三章	噪声	(50)
3.1	外部噪声	(50)
3.2	等效噪声带宽	(51)
3.3	噪声指数和噪声系数	(53)
3.4	噪声温度	(56)
3.4.1	级联噪声温度	(57)
3.5	转换噪声	(58)
3.5.1	理想的无噪声信号和本地振荡信号	(58)
3.5.2	有噪声的接收信号	(59)
3.5.3	有噪声的本地振荡信号	(60)
3.6	噪声测量技术	(61)
3.6.1	Y系数方法	(63)
3.6.2	3dB方法	(64)
第四章	接收机	(65)
4.1	超外差式接收机	(65)
4.1.1	构成	(66)
4.1.1.1	下变频器	(66)
4.1.1.2	上变频器	(67)
4.1.1.3	瓦得莱(Wadley)频率漂移补偿本地振荡 系统	(67)
4.2	直接变频接收机	(71)

4.3	接收机的高频 (RF) 和中频 (IF) 增益的估算	… (72)
4.4	预选器的技术要求	… (73)
4.4.1	下变频的预选器	… (73)
4.4.2	上变频的预选器的技术要求	… (75)
4.5	对中频带外的要求	… (78)
4.6	本地振荡频率	… (79)
4.7	自动增益控制 (AGC)	… (79)
4.7.1	自动增益控制 (AGC) 范围的确定	… (80)
4.7.2	衰减式自动增益控制 (AGC)	… (81)
4.7.3	快速/慢时延自动增益控制 (AGC)	… (83)
4.8	灵敏度	… (84)
4.8.1	已知信噪比 (S/N) 或 $((S+N)/N)$ 测试灵敏度	… (86)
4.8.2	已知信纳比 $(S+N+D)/(N+D)$ 测试灵敏度	… (87)
4.9	双边带幅度调制系统的信噪比	… (87)
4.10	调频载波对噪声比	… (90)
4.10.1	门限以上调频输出信噪比	… (90)
4.10.2	门限以上的调频噪声改进系数	… (91)
4.10.3	门限以下调频信噪比	… (91)
4.11	门限以上调相 (PM) 输出信噪比	… (92)
4.11.1	门限以下调相输出信噪比	… (92)
4.12	单位比特 (bit) 能量对噪声频谱密度比 (E_b/N_0)	… (96)
4.13	误差函数 (erf)	… (98)
4.14	补余误差函数 (erfc)	… (100)
4.15	切向信号灵敏度 (TSS)	… (100)
4.16	级联噪声指数	… (101)
4.17	互调失真 (IM)	… (105)
4.17.1	级联交叉点	… (110)

4.18	灵敏度下降	(115)
4.19	压缩	(116)
4.20	交叉调制	(117)
4.21	无寄生作用的动态范围	(119)
4.22	镜像	(120)
4.23	高阶镜像	(121)
4.24	选择性	(126)
4.25	中频抑制	(127)
4.26	本地振荡辐射	(128)
4.27	寄生分量的预测	(130)
4.28	混频器的寄生分量表	(136)
4.28.1	寄生图的使用限制	(139)
4.28.2	靠测试及识别产生寄生	(139)
4.29	本振寄生分量	(140)
4.30	交叉频率	(142)
4.31	给定切向灵敏度 (TSS) 计算噪声指数	(144)
第五章 器件		(147)
5.1	滤波器	(147)
5.1.1	带通滤波器插入损耗	(151)
5.1.2	低通和高通滤波器的插入损耗	(153)
5.1.3	变容调谐滤波器	(153)
5.1.4	晶体滤波器	(161)
5.1.4.1	单片晶体滤波器	(162)
5.1.5	巴特沃斯 (Butterworth) 滤波器模型	(162)
5.1.6	切比雪夫 (Chebyshev) 滤波器模型	(166)
5.1.7	失真	(172)
5.1.7.1	相位延迟	(172)
5.1.7.2	延迟失真	(173)

5.1.7.3	包络延迟、群延迟或绝对包络延迟	(173)
5.1.7.4	相对包络延迟或相对群延迟	(174)
5.1.8	巴特沃斯和切比雪夫滤波器群延迟 的计算机预测	(174)
5.1.8.1	巴特沃斯滤波器的群延迟	(174)
5.1.8.2	切比雪夫滤波器群延迟	(180)
5.2	混频器	(185)
5.2.1	特殊混频器及其应用	(188)
5.2.1.1	终端低灵敏度混频器	(188)
5.2.1.2	抑制镜像干扰的混频器	(188)
5.2.1.3	谐波混频器	(190)
5.3	线性和非线性放大器	(191)
5.3.1	限幅器	(192)
5.3.2	顺序检波对数放大器	(194)
第六章	特殊接收机的应用	(197)
6.1	定义: 扫描超外差接收机	(198)
6.2	扫描超外差接收机	(199)
6.3	快速扫描接收机	(201)
6.4	瞬时频率测量接收机 (IFM)	(201)
6.5	微扫描 (压缩) 接收机	(204)
6.6	信道接收机 (晶体视频)	(205)
6.7	布喇格管 (Bragg Cell) 接收机	(208)
第七章	设计举例	(209)
7.1	设计例1	(209)
7.2	设计例2	(219)
7.3	设计例3	(237)
附录		(243)
(a)	数字式数据传输速率	(243)
(b)	分贝 (dB) 加法	(243)

第一章 信号特性综述

本章涉及从远地接收信号的问题，讨论的内容包括信号强度和自由空间路径损耗引起的信号衰减的预测。为进行线路计算，规定了菲涅尔区和衰落储备，按这些基本的考虑，我们就可以进行线路性能的预测。

1.1 接收机输入功率的预测

如果事先没有规定在接收机的噪声指数和灵敏度，对视距通信来说为了确定它们的数值有必要估算接收天线端的信号强度。已知信号强度后，就可确定对接收机和天线的要求。但对于电离层反射，对流层散射，刃形衍射通信系统等来讲就没有必要了，由于近代通信机大多数工作于特高频(UHF)、甚高频(VHF)及微波波段，电波可透过电离层，而不象高频那样反射到地面，因此本书主要讨论视距通信接收问题。

接收天线端信号强度计算式为：

$$P_r = P_t + A_t - \text{路径损耗} \quad (1-1)$$

式中 P_r 为接收天线端的功率

P_t 为发射功率

A_t 在接收方向上的发射天线的增益

路径损耗将在(1.2)节中讨论。

$P_t + A_t$ 项表示在接收天线方向上的有效辐射功率。

接收机的灵敏度或最小接收功率 $P_{r(\min)}$ 的确定需考虑下列因素：信奈比，信噪比，单位比特的能量对噪声频谱密度比等以及噪声指数和接收天线增益 A_r ，

A_r 可以写成如下表示式

$$A_r = P_{i(\min)} - P_r(\text{dB}) \quad (1-2)$$

例 已知下列条件就可求出所需要的接收天线增益

路径损耗 = 170dB

$P_i = 100\text{W}, 50\text{dBm}$

$A_i = 10\text{dB}$

$P_{r(\min)} = -100\text{dBm}$

这时有有效辐射功率

$$\begin{aligned} \text{ERP} &= P_i + A_i \\ &= 50 + 10 = 60\text{dBm} \end{aligned} \quad (1-3)$$

以及

$$\begin{aligned} P_r &= \text{ERP} - \text{路径损耗} \\ &= 60\text{dBm} - 170\text{dB} = -110\text{dBm} \\ A_r &= -100\text{dBm} - (-110\text{dBm}) \\ &= 10\text{dBm} \end{aligned} \quad (1-4)$$

接收天线增益最小值为10dB

已知其它参数时，利用这些方程来确定任意未定参数。

关于路径损耗的讨论详见1.2节

1.2 自由空间路径损耗

从一个点源向外发射的电磁波在各个方向上均匀地辐射能量，离点源 d 处能量均匀地分布在以点源为圆心，以 d 为

半径的球面上，如果辐射功率为 P_t ，在距离 d 处每单位面积的功率为：

$$\frac{P_t}{4\pi d^2} \quad (1-5)$$

接收天线有效面积为 A ，则接收的功率为

$$P_r = \frac{P_t}{4\pi d^2} A \quad (1-6)$$

因为全向天线常被用作其他天线的比较标准，所以用作接收天线是很方便的。

全向天线的有效面积为：

$$A = \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (1-7)$$

式中 λ 为波长

$\lambda = \text{传播速度} / \text{频率}$

将式 (1-7) 代入 (1-6) 中得：

$$\begin{aligned} P_r &= \frac{P_t (\lambda^2 / 4\pi)}{4\pi d^2} \\ &= \frac{P_t \lambda^2}{4^2 \pi^2 d^2} = \frac{P_t \lambda^2}{157.9 d^2} \end{aligned} \quad (1-8)$$

路径损耗 (dB) 为

$$L_r = 10 \log \frac{P_t}{P_r} = 10 \log \left(\frac{157.9 d^2}{\lambda^2} \right) \quad (1-9)$$

如果 d 以英里 (1.6km) 为单位， λ 以厘米(cm)为单位，式 (1-9) 变为：

$$L_r = 10 \log \left(\frac{157.9 d^2}{\lambda^2} \frac{1}{(6.214 \cdot 10^{-6})^2} \right)$$

$$= 10 \log \left(4.089 \cdot 10^{12} \frac{d^2}{\lambda^2} \right) \quad (1-10)$$

用 (dB) 表示, 则

$$L_p = 126.12 \text{ dB} + 20 \log d - 20 \log \lambda \quad (1-11)$$

式中 d 单位为英里

λ 单位为厘米

λ 用频率千兆赫表示, 则可得到式 (1-11) 的另外一种形式

$$L_p = 92.45 + 20 \log f + 20 \log d \quad (1-12)$$

式中 d 单位公里 (km)

f 单位为千兆赫 (GHz)

另外, 还可写成

$$L_p = 96.58 + 20 \log f + 20 \log d \quad (1-13)$$

式中 d 单位为法定英里 (statute mile = 4.828 km)

f 单位为千兆赫 (GHz)

注意, 这里所有的路径损耗公式都假定用的是全向接收天线情况下的值。当采用有增益发射或接收天线时, 必须考虑损耗会有所减少。

为了便于参考, 式 (1-13) 以图解形式示于图1-1

我们使用这些公式进行线路计算时必须注意这些自由空间传输公式并没有考虑障碍物或信号反射引起的多径效应。使用适当高增益的天线就可以获得近似的自由空间传播状态。这时就可使用上述公式进行计算。

对于频率高于8GHz的信号来说, 必须考虑环境的影响, 参考文献[1]详细讨论了这个问题。

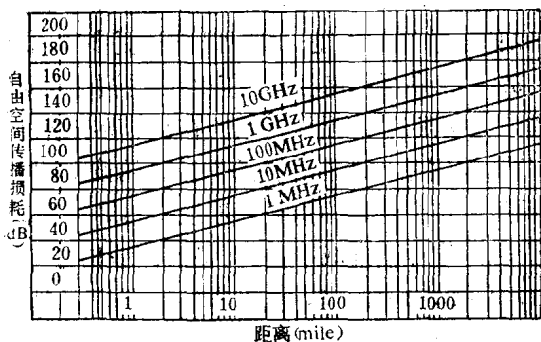


图1-1 自由空间传播损耗

1.3 菲涅尔区域

菲涅尔区描述了发射机 T 的信号源和远处接收点 R 的相位特性，参见图1-2， T 和 R 由直线 $n\lambda$ 联接，该线表示 T 和 R 间的最短距离。在 P 点垂直于直线建立一个平面，在这个平面内画一个圆，该圆包括所有路径由 $\left(\frac{1}{2}\lambda\right)$ 增加到

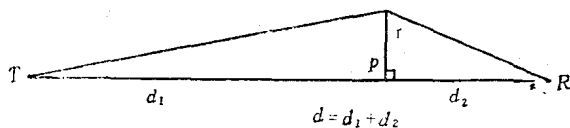


图1.2 第一个菲涅尔区的半径为 r
时发射机 T 和接收机 R 间的实际关系

$(n + 1/2)\lambda$ 的所有点。这就是第一菲涅尔区域，在其界内几乎包括了所有25%的信号功率，这是最重要的一个区域。同样地按 $1/2\lambda$ 的倍数增加路径长度可以得到更多其它的圆。与以 λ 、 1.5λ 、 2λ 递增的路径相对应的这些圆区可逐个地称为第二、第三、第四等菲涅尔区域。在R点所有路径长度为 $1/2\lambda$ 奇数倍的波同相，所有路径为偶数倍的波同相，并与奇数倍的反相。每个区域的信号强度近似相等，当区域的序数变得更大时，信号强度减少甚微。每个区域信号功率依次叠加（即 $1, 1+2, 1+2+3, 1+2+3+\dots n$ ），使振幅变化呈周期性，直到 n 充分大时，周期振幅消失，这时R处信号值等于自由空间数值。

第一菲涅尔区是最重要的，不考虑障碍物影响时，这个区域沿轴上任意一点的半径可由下式求得

$$r = 13.16 \left(\lambda \frac{d_1 d_2}{d} \right)^{1/2} \quad (1-14)$$

式中

r 为第一菲涅尔区的半径（英尺）

λ 为波长（厘米）

d_1 为发射机到点P的距离（英里 = 1.6km）

d_2 为接收机到点P的距离（英里）

d 为发射机和接收机之间的直线距离（英里）

当 d 用英里， F 用兆赫（MHz）表示时，则

$$r = 2280 (d_1 d_2 / d F)^{1/2} \quad (1-15)$$

当P点位于T和R联线的中点时 r 最大，

这时

$$r = 1140 (d / F)^{1/2} \quad (1-16)$$