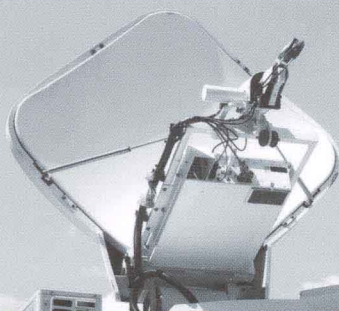


由黑龙江省精品图书出版工程专项资金资助出版

现代 电子战导论 (中)

司锡才 司伟建◎编著



HEUP 哈尔滨工程大学出版社

现代电子战导论

(中册)

司锡才 司伟建 编著



内 容 简 介

本书论述了电子战的新概念、内涵、主要内容,以及原理、数学公式推导、计算方法、实现的技术措施与方法。电子战包括电子进攻、电子防护、电子支援。电子进攻包括反辐射武器攻击、定向能攻击、电磁欺骗、电磁干扰;电子防护包括对敌方电子进攻时,己方的电子防护,又包括己方、友方在使用电子进攻时,己方的电子防护;电子支援包括对敌方辐射源的探测、信号分析、识别、参数提取、定位和报警。与以前的同类书相比,本书增加了反辐射武器与定向能武器及其攻击;增加了己方与友方进行电子攻击时,己方的电子防护;增加了数字信道化测频、数字接收机测向,以及信号细微特征(“指纹”)分析、识别与提取、无源定位等新理论、新方法、新技术。

本书可作为各阶段信息对抗专业学生的教材用书,包括本科生、硕士研究生及博士研究生,亦可供从事相关专业的研究人员参考使用。

图书在版编目(CIP)数据

现代电子战导论. 中 / 司锡才, 司伟建编著. — 哈尔滨 :
哈尔滨工程大学出版社, 2013. 8
ISBN 978 - 7 - 5661 - 0683 - 4

I. ①现… II. ①司… ②司… III. ①电子对抗
IV. ①TN97

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2013)第 206566 号

出版发行 哈尔滨工程大学出版社
社 址 哈尔滨市南岗区东大直街 124 号
邮政编码 150001
发行电话 0451 - 82519328
传 真 0451 - 82519699
经 销 新华书店
印 刷 哈尔滨工业大学印刷厂
开 本 787mm × 1 092mm 1/16
印 张 21.5
字 数 537 千字
版 次 2013 年 8 月第 1 版
印 次 2013 年 8 月第 1 次印刷
定 价 46.00 元
<http://www.hrbeupress.com>
E-mail: heupress@hrbeu.edu.cn

前言

目前,我们正处于高技术战争时代,不久的将来(2030~2050)将进入信息化战争时代,无论是高技术战争,还是信息化战争,电子战都是战争的主要内容,即主要手段。虽然电子战的概念、内涵、内容随着时代的变化而变化,但电子战却是战争永恒的话题。

信息化战争是扩大了的电子战,电子战是信息化战争的主要内容和支柱。信息化战争也是电子战发展的必然。因此,要驾驭信息化战争,就必须掌握电子战的理论、技术与方法。

本书为电子战的概念注入了新内容:电子进攻中的反辐射武器攻击与定向能攻击;敌方在电子进攻时己方要进行电子防护,及己方或友方对敌实施电子进攻时,己方也要进行电子防护。电子支援除了过去采用模拟手段实现侦察与报警外,本书还增加了数字接收机,宽频数字信道化,信号细微特征(“指纹”)分析、识别与提取,超分辨高精度空间谱估计测向,立体基线测向以及虚拟基线与立体基线解超宽频带测向解模糊,单站无源定位等一系列先进理论、技术与方法。

论述电子战的新概念、新内容、新技术、新方法是本书的特点,因此本书既可作为各层次学生的教材或参考书,也可以作为信息对抗或电子战专业人员的参考书。

编 者

2013年6月

目 录

第 1 章 电子支援的基本概念与电子支援侦察系统的主要技术指标	1
1.1 电子支援(Electronic Support)基本概念	1
1.2 电子支援接收机的主要技术指标	1
1.3 现代电子支援侦察系统的基本组成及技术特点	3
第 2 章 宽频带或超宽频带电子战电子支援侦察接收系统灵敏度	5
2.1 电子支援接收机灵敏度通用计算公式	5
2.2 宽频带电子战电子支援侦察接收系统常用的几种灵敏度	20
2.3 切线灵敏度分析与计算公式	21
2.4 工作灵敏度	26
2.5 电子战电子支援侦察接收机的发现概率和虚警概率	27
2.6 雷达侦察系统的截获概率和截获时间	70
第 3 章 电子战电子支援接收系统的动态范围	74
3.1 概述	74
3.2 线性动态范围	74
3.3 单信号动态范围	75
3.4 无虚假动态范围	76
3.5 瞬时动态范围	79
3.6 确定基底噪声和截交点的图解法	81
3.7 微波放大器的动态范围	83
3.8 混频器的互调特性和动态范围	100
3.9 接收机动态范围的估算	103
第 4 章 对辐射源的测向	107
4.1 概述	107
4.2 搜索法测向	109
4.3 全向振幅单脉冲测向技术	134
4.4 数字式相位干涉仪测向技术	142
4.5 线性相位多模圆阵测向技术	149
4.6 宽角透镜馈电的波束阵测向技术	162
4.7 时差测向方法	166
4.8 电扫描恒差测向技术	171

4.9	用最佳估值方法提高 ESM 的测向精度	178
4.10	新测向方法——立体基线测向	185
第 5 章	新测向方法——空间谱估计超分辨、高精度测向	198
5.1	矩阵代数的相关基础知识	198
5.2	MUSIC 算法基本原理	201
5.3	典型阵列接收模型	204
5.4	高分辨测向方法	206
5.5	基于四阶累积量的 ESPRIT 测向算法	214
5.6	空间谱估计实现高分辨测向的新算法	215
5.7	新算法的仿真分析	225
第 6 章	对辐射源的频率测量	240
6.1	概述	240
6.2	频率搜索接收机测频	243
6.3	比相法瞬时测频接收机	254
6.4	信道化接收机	269
6.5	声光接收机	285
6.6	压缩(微扫)接收机	296
6.7	数字接收机	308
参考文献		337

第1章 电子支援的基本概念与电子支援侦察系统的主要技术指标

1.1 电子支援(Electronic Support)基本概念

电子支援是电子支援措施的简称,它是电子战的三大内容之一或三大要素之一。是电子进攻与电子防护的技术支撑,电子支援措施得当,侦察到敌方的有效信息,才能实施有效的电子进攻或电子防护。

依靠电子或支援措施,对有意和无意电磁辐射源辐射的信号进行搜索、截获、识别和定位,以达到立即识别威胁的目的。

电子支援主要依靠侦察接收机对辐射源辐射的信号测频、测向、测试各种参数,对信号进行识别、分选与选择,为电子进攻或防护提供辐射源的有关信息,以实施有效的攻击或防护。

1.1.1 电子支援的定义

电子支援指对有意和无意电磁辐射源进行搜索、截获、识别和定位,为达到立即识别威胁的目的而采取的行动。

电子支援包括战斗测向、战斗威胁告警。

1.1.2 电子支援的作用

电子支援的作用就是用侦察接收机,侦察辐射的各种参数、定位,为电子进攻或电子防御提供技术支持。

侦察接收机在复杂的电磁环境中截获目标。对目标进行分选、识别,测试各种参数(如进行测向和定位)。

1.2 电子支援接收机的主要技术指标

1.2.1 覆盖频域与瞬时带宽

随着电子技术、雷达技术、通信技术的发展,电子系统的频域不断地扩展,而且出现了频率捷变雷达、扩频、跳频通信,因此,电子支援侦察接收机必须覆盖非常大的带宽。一般要求覆盖0.01~40 GHz,甚至0.1 Hz到300 GHz,但覆盖全频段是比较困难的。根据用途不同可以分频段覆盖,最常用的频段是0.01~40 GHz。

随着捷变频雷达技术发展,捷变带宽越来越宽,扩频通信、跳频通信频带也在不断的扩

展,因此要求电子战支援侦察接收机的瞬时带宽比较宽,一般为电子系统的中心频率的10%,对雷达则要求侦察接收机瞬时带宽为240~1 000 MHz,对通信设备则要求瞬时带宽为几kHz~10MHz。

综上所述,电子战电子支援侦察接收机的覆盖频域及瞬时带宽为:

- (1)覆盖频域:0.01~40 GHz,甚至0.1Hz到300 GHz;
- (2)瞬时带宽:240~1 000 MHz,或几kHz到10 MHz。

1.2.2 电子战支援侦察系统的灵敏度

低截获雷达与低截获通信系统的出现要求侦察系统必须有很高的灵敏度,才能探测到脉冲压缩雷达或低副瓣雷达副瓣辐射的信号和低截获概率的通信信号,要求电子战支援侦察系统对雷达信号的灵敏度为-80 dBm以上,而且必须与脉冲压缩信号进行匹配,对通信信号为-100 dBm,即电子战支援侦察系统的灵敏度为:对雷达信号为: ≤ -80 dBm,对通信信号: ≤ -100 dBm。

灵敏度是侦察系统最重要的技术指标,也是衡量系统质量的主要技术指标。

1.2.3 测角精度

测角精度与灵敏度是电子战中电子支援侦察机的两个最重要的技术指标,精密跟踪和无源定位都需要精确测向,在复杂电磁环境中利用精确测向来识别目标是非常重要的环节。因此,测角精度是一个重要的技术指标。

要取得高的测角精度,就必须有高的角分辨力,而且识别目标也需要高的角分辨力。但是电子战电子支援侦察接收系统一般都是宽频带甚至是超宽频带的,采用比幅或比相体制的测向,其测角精度在 $1^\circ/\sigma \sim 3^\circ/\sigma$ 之间,只有采用超分辨-空间谱估计测向,其测角精度在 $0.1^\circ/\sigma \sim 0.5^\circ/\sigma$ 之间。空间谱估计本身测角精度比较高,但由于受阵列流型、单元天线的位置误差及多路信道的不一致性等的影响,使测角精度降低很多,一般只能做到 $0.5^\circ/\sigma \sim 1^\circ/\sigma$ 。

1.2.4 动态范围

动态范围是描述电子战电子支援接收机终端能正常工作所允许的最小到最大的输入信号的范围,是描述接收机功能能力的一个重要技术指标,在当前复杂的电磁环境中,希望有大的动态范围,以截获更多的目标。

动态范围分为瞬时动态范围和惯性动态范围。瞬时动态范围是指接收信号的时间 $\Delta t \rightarrow 0$ 时,所允许的动态变化范围即瞬态变化的范围;把变化比较慢的动态范围,例如随距离变化的变化范围我们称为惯性动态范围,一般瞬时动态范围为50~60 dB,惯性动态范围为60~80 dB。

1.2.5 测频精度与频率分辨率

测频、测向是电子战电子支援侦察机两项最基本最重要的任务,因此,测频精度、测角精度也是最基本最重要的技术参数。频率又是信号最重要的参数,所以频率分辨率和测频精度就显得更重要了。

宽频带或超宽频带电子战电子支援侦察系统的频率分辨力一般对雷达而言为2~5 MHz,对通信为几kHz,测频精度一般对雷达而言为1~1.5 MHz,对通信为1.5~5 kHz。

1.2.6 其他的技术指标

- (1) 分选的信号密度: 200 万脉冲/秒;
- (2) 截获概率: 30% ~ 100% ;
- (3) 脉宽分辨力: 20 ns;
- (4) 到达时间 (TOA) 分辨力: 30 ns;
- (5) 幅度的精度: $1 \text{ dB}/\sigma$;
- (6) 适应信号的类型: 连续波 ~ 50 ns 的脉冲。

1.3 现代电子支援侦察系统的基本组成及技术特点

电子战电子支援侦察系统对电子信号(雷达与通信)进行侦察、探测及参数估计。(如进行测向和定位),以给电子进攻或防护报警提供攻击或防护的参数与位置。因此其包括:天线、接收机、信号处理和显示四大部分。

现代侦察机将面临密集、复杂、交叠的信号环境。因此,它必须采用先进的天线接收系统和性能优良的数字或信号处理系统。图 1.1 是现代雷达侦察机的原理方框图。

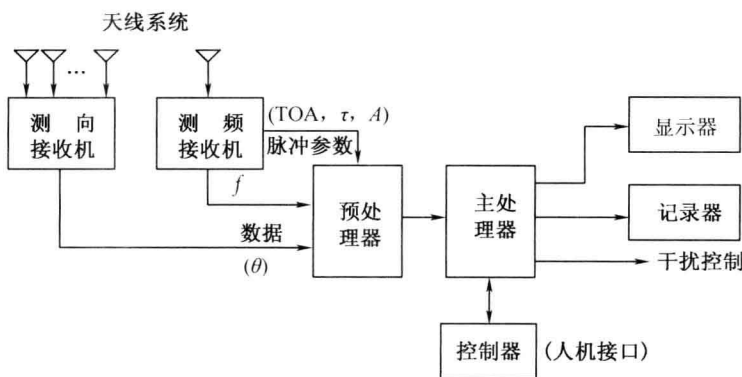


图 1.1 现代雷达侦察机的原理方框图

天线接收系统的作用是截获雷达信号和进行信号的变换。

截获信号必须同时满足四个条件:方向上、频率上、极化上对准和必要的接收机灵敏度。现代侦察机应具有 100% 的截获概率,因此,侦察天线多采用圆极化、全向(或半全向)天线,整个天线接收系统应具有频域上的宽开性能(倍频程、几个倍频程)。同时,接收系统还将截获信号的参数(包括频率、方向、幅度、到达时间、脉冲宽度等)变换为数字信号送至信号处理系统。

信号处理系统完成对信号的分选、分析和识别,通常由预处理器和主处理器(或称中央处理器)两部分组成。

有无分选能力是现代雷达侦察机与老式侦察机的主要区别。因为只有将各个雷达的信号从密集交叠的信号流中区分开来(分选出来),才能对信号进行分析和识别。所以分选能力也是现代雷达侦察机必须具备的一项基本能力。

预处理器面临的是从接收机送来的密集的(高数据率)信号,通常采用高速工作的专用

电路。通过预处理器的分选,将信号分选成具有相同参数的各个脉冲列,从而将接收机输出的高数据率($10^5 \sim 10^6$ 个脉冲数/秒)降低到主处理器可适应的数据率(约 10^3 个脉冲数/秒)。

主处理器可采用通用的高速小型计算机,也可采用多个微处理器。主处理器完成更为复杂的信号分选,例如对捷变频雷达信号的分选,要将由于数据失真或丢失在预处理器中未能正确分选的信号重新组合起来再进行分选。主处理器的另一任务是通过与数据库比较的方法完成对各雷达信号的识别,同时将各雷达参数及处理结果送至显示器和记录器。

概括起来,现代雷达侦察机在电路上应能适应密集信号的接收;必须具有信号分选能力,应具有宽开、瞬时、精确测频能力;在方位上应具有全向、瞬时、精确测向能力。这正是本书将在后续各章要进一步研究的主要问题。

第2章 宽频带或超宽频带电子战电子支援侦察接收系统灵敏度

这一章主要论述宽频带或超宽频带电子战电子支援侦察接收系统的灵敏度。由于宽频带或超宽频带,其噪声带宽较宽,信噪比就比较低,而且其宽频带的天线增益又低,因此,对一些参数的计算公式和一些性能,需要重新推导和分析。

2.1 电子支援接收机灵敏度通用计算公式

讨论接收机的灵敏度,首先讨论接收机本身所具有的灵敏度,另一方面论述对某种辐射源应具备的灵敏度。

2.1.1 接收机灵敏度通用计算公式

1. 热噪声和噪声系数

接收机中,都有把射频(RF)能量变换为视频信号的检波器。接收机的灵敏度受到视频检波器的特性或者接收机内部噪声的限制。如果视频检波器前面的RF增益足够高,则接收机的灵敏度受到接收机噪声电平的限制,否则,灵敏度由检波器确定。

接收机的所有部件中电子热运动所产生的热噪声总是存在的。电阻 R 产生的噪声用一个噪声产生器与该电阻串联的电路来表示。当负载阻抗与功率产生器阻抗匹配时,就出现从发生器到负载的最大功率传输。有效功率是指送到匹配负载上的功率,接收机输入端上的有效热噪声功率可表示为

$$N_t = KT\Delta f_n \quad (2.1)$$

式中 K ——玻耳兹曼常数($K = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$);

T ——电阻 R 的温度,单位为热力学温标K;

Δf_n ——接收机的噪声带宽,Hz;

N_t ——噪声功率,瓦(W)。

接收机系统中的功率电平通常是低的,因而以毫瓦(mW)表示。另一种普通的功率表示是用分贝毫瓦(dBm),其定义为: $P(\text{dBm}) = 10\lg(P)$ 。式中右边的 P 是以毫瓦为单位的功率。 $P = 1 \text{ mW}$ 时, $P(\text{dBm}) = 0$ 。当 $P > 1 \text{ mW}$ 时, $P(\text{dBm})$ 为正值;当 $P < 1 \text{ mW}$ 时, $P(\text{dBm})$ 为负值。室温的热噪声功率($T = 290 \text{ K}$)用dBm表示为

$$P = -174 \text{ dBm/Hz}$$

或

$$P = -114 \text{ dBm/MHz} \quad (2.2)$$

式(2.2)是由 K 值、 T 值代入式(2.1)得到的。这两个数值经常用于确定接收机灵敏度。通常的做法是计算室温条件下的接收机灵敏度,因为接收机的灵敏度和虚警概率一般是通过接收机输入端接上一个信号源或匹配负载测量的。但是,如果接收机的输入是面向冷空的

天线,则温度 T 可能低得多。实际上接收机的噪声功率总是远高于理想接收机的热噪声。因为噪声是从接收机中各部件引入的。噪声系数的定义为

$$F_n = \frac{N_o}{GN_i} = \frac{\text{实际接收机的噪声输出}}{\text{理想接收机在温度 } T \text{ 时噪声输入}} \quad (2.3)$$

接收机的增益定义为

$$G = \frac{P_o}{P_i} \quad (2.4)$$

式中, P_o 和 P_i 分别为接收机有效输出和输入信号功率。把式(2.4)代入式(2.3),得到

$$F_n = \frac{P_i/N_i}{P_o/N_o} = \frac{\text{接收机输入信噪比}}{\text{接收机输出信噪比}} \quad (2.5)$$

由于输入信噪比(P_i/N_i)总是大于输出信噪比(P_o/N_o)。故 F 总是大于 1。噪声系数 F_n 可以用分贝表示为

$$F_n(\text{dB}) = 10\lg(F_n) \quad (2.6)$$

如果有 N 个放大器级联起来,则噪声系数可表示为

$$F_n = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \cdots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \cdots G_{n-1}} \quad (2.7)$$

(1) 超外差式接收机的噪声系数

图 2.1 所示的方框图为超外差接收机原理方框图。第一级馈线的插入损耗和失配损耗共约 3 dB,还包括 3 dB 天线极化损失,故第一级总的损耗 $L_f = 6$ dB。因为它是无源网络,其噪声系数和总的损耗相等,即 $F_f = L_f$ 。预选器也是无源有耗网络,其噪声系数与插损相等,即 $F_p = L_p$ (F_f 为噪声系数, F_p 也是噪声系数)。变频器(包括混频器和本振)虽属非线性网络,但仍为准线性网络,所以还可以用噪声系数的概念。检波器为非线性网络,噪声系数的概念对它是不适用的。根据级联电路的噪声系数公式(2.7)可以导出超外差接收机的噪声系数为

$$F_n = L_f \left\{ F_R + \frac{1}{G_R} [F_m L_p - 1 + (F_i - 1)L_p L_m] \right\} \quad (2.8)$$

如果低噪声射频放大器的增益 G_R 足够大,上式第二项可以略去,那么,接收机总的噪声系数近似值为

$$F_n \doteq L_f F_R \quad (2.9)$$

如果没有低噪声射频放大器,导出的接收机总的噪声系数为

$$F_n = L_f L_p L_m (t_D + F_i - 1) \quad (2.10)$$

式中, $t_D = F_m G_n = F_m / L_m$ 为混频器的相对噪声温度。则

$$F_n = L_f + L_p + L_m + (t_D + F_i - 1) \quad (2.11)$$

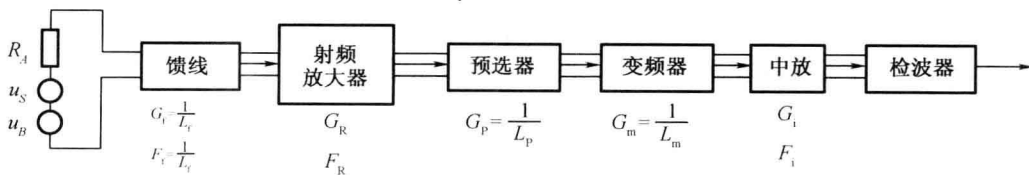


图 2.1 超外差接收机原理方框图

(2) 射频调谐式晶体视频接收机的噪声系数。

图 2.2 为射频调谐式晶体视频接收机方框图。

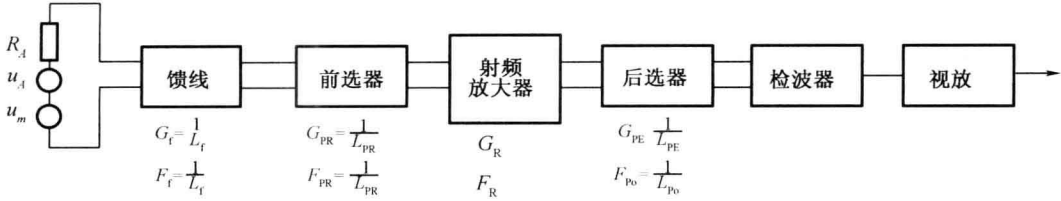


图 2.2 射频调谐式晶体视频接收机方框图

通常,射频放大器是低噪声放大器,用来减小微波检波器等后续电路的噪声对整机灵敏度的影响。预选器为带通滤波器,是用来抑制射频放大器外来互调干扰的,使接收机的无寄生动态范围扩大。射频放大器后面的后选器用来减小射频放大器的宽频带输出噪声。预选器和后选器是同步调谐的,它们共同用来提高接收机的射频选择性,选出有用信号抑制外来干扰。由(2.7)式推导出接收机线性部分总噪声系数为

$$F_n = L_f + (L_{PR} - 1)L_f + (F_R - 1)L_f L_{PR} + \frac{(L_{PO} - 1)L_f L_{PR}}{G_R}$$

整理后得出:

$$F_n = L_f L_{PR} \left(F_R + \frac{L_{PO} - 1}{G_R} \right) \quad (2.12)$$

如果 G_R 足够大,使 $F_R \gg \frac{L_{PO} - 1}{G_R}$, 则简化为

$$F_n = L_f L_{PR} F_R \quad (2.13)$$

或

$$F_n = L_f(\text{dB}) + L_{PR}(\text{dB}) + F_R(\text{dB}) \quad (2.14)$$

2. 接收机通用灵敏度表达式

(1) 噪声温度

接收机中的噪声除了热噪声外,还有有源器件产生的噪声,它们都可以通过资用功率的概念等效为一个在接收机输入端具有温度 T_n 的热噪声源所产生的效果。根据资用功率公式

$$P_{nia} = KT_n \Delta f_n \quad (2.15)$$

则

$$T_n = \frac{P_{nia}}{K \Delta f_n} \quad (2.16)$$

噪声系数 F_n 和噪声温度 T_n 都可以表征接收机的噪声特征,其间必然存在一定的关系。

在接收机输入端用资用功率计算噪声系数的表示式为

$$F_n = 1 + \frac{P_{nBia}}{P_{nAia}} \quad (2.17)$$

式中, P_{nAia} 为天线电阻在标准温度时送到接收机输入端的资用噪声功率,即 $P_{nAia} = KT_0 \Delta f_n$, P_{nBia} 是接收机内部噪声换算到输入端的资用噪声功率,由(2.17)式,得到

$$P_{nBia} = KT_n \Delta f_n = (F_n - 1) KT_0 \Delta f_n \quad (2.18)$$

可得

$$T_n = (F_n - 1) T_0 \quad (2.19)$$

(2) 接收机通用灵敏度表达式

接收机灵敏度是指当接收机输出信噪比 P_{so}/P_{no} 为终端设备正常工作(识别信号)所必需的

数值时,接收机应输入的最小信号功率 $P_{\min}$,故也称为最小可辨功率。

接收机的灵敏度也叫做最小门限功率。它表明,如果接收机的信号功率比它低,则终端设备不能正常辨别出有用信号的存在。

当接收机检波前后带宽比 $\Delta f_R/\Delta f_N$ 和检波器工作状态确定之后,检波后的信噪比与检波前的信噪比之间就有一定的对应关系。因此,我们就可以根据特定的检波后信噪比大小,提出对检波前的信噪比要求。一旦检波前信噪比确定之后,接收机的输入端最小门限功率也就确定了。为了分析方便起见,我们首先从检波前信噪比出发,导出导引头接收机通用灵敏度表达式,然后再找出检波后信噪比与检波前信噪比之间的关系。

令检波前需要的最小信噪比为 D (D 亦称识别系数),则

$$\frac{P_{\text{soa}}}{P_{\text{noa}}} \geq D \quad (2.20)$$

由噪声系数公式

$$F_n = \frac{P_{\text{si}}/P_{\text{ni}}}{P_{\text{so}}/P_{\text{no}}}$$

可得

$$D \leq \frac{1}{F_n} \frac{P_{\text{soa}}}{P_{\text{noa}}} \quad (2.21)$$

式中, P_{noa} 为接收机资用输入噪声功率,其中 Δf_n 为检波前线性电路的噪声带宽,对于多级电路近似等于检波前线性电路的半功率带宽 Δf_R ,我们取 $P_{\text{nai}} = P_{\text{rmin}}$,取识别系数为 D ,即检波前需要的最小信噪比为 D ,则(2.21)式取等号,可得出接收机通用灵敏度表达式

$$P_{\text{rmin}} = KT_0 \Delta f_n F_n D \quad (2.22)$$

上式说明,接收机灵敏度与接收机检波前线性电路带宽 Δf_n (即 Δf_R)、噪声系数 F_n 及检波前需要的最小信噪比 D 有关。应当注意,这种灵敏度通用表达式是在标准温度 T_0 和资用输出功率的条件下得出的。式中, Δf_R 单位为 Hz。 F_n 为噪声系数, D 为功率比,如 Δf_R 以 MHz 为单位,而 $KT_0 = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K} \times 290 = 4 \times 10^{-21}$,则

$$P_{\text{rmin}} = 4 \times 10^{-15} \Delta f_R F_n D = 4 \times 10^{-12} \Delta f_R F_n D \quad (2.23)$$

或

$$P_{\text{rmin}} = -144 + \Delta f_R + F_n + D \quad (2.24a)$$

$$= -114 + \Delta f_R + F_R + D \quad (2.24b)$$

式中, Δf_R 、 F 、 D 的单位均为 dB,式(2.24a)求得 P_{rmin} 的单位为 dB,式(2.24b)求得 P_{rmin} 的单位为 dBm。还应指出,灵敏度通用表达式(2.24)是在检波前信噪比(识别系数 D)条件下得出的。但终端设备是在视频范围工作的,它只能对视频信噪比提出要求。因此,实际接收机灵敏度总是根据视频信号噪声特性进行定义和测量的。我们知道,信号和噪声同时作用于具有非线性特性的检波器之后,信噪比要下降,那么要得出灵敏度就需要找出在检波过程中信噪比的变化数值来。

2.1.2 接收机对辐射源应具备的灵敏度

1. 简化的侦察方程

所谓简化侦察方程是指不考虑传输损耗、大气衰减以及地面(或海面)反射等因素的影响而导出的侦察作用距离方程。

侦察机和雷达的空间位置如图 2.3 所示。假设雷达发射机功率为 P_t ,天线增益为 G_t ,雷达与侦察机之间距离为 R_r ,在接收点的雷达信号功率密度为

$$s = \frac{P_t G_t}{4\pi R_r^2} \quad (2.25)$$

具有有效面积 A_r 的侦察天线接收雷达信号的功率为

$$P_r = \frac{P_t G_t A_r}{4\pi R_r^2} \quad (2.25)$$

又因 $A_r = G_r \lambda^2 / (4\pi)$ (其中 G_r 为侦察天线增益, λ 为雷达工作波长), 将 A_r 代入 (2.25) 式, 可得

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi R_r)^2} \quad (2.26)$$

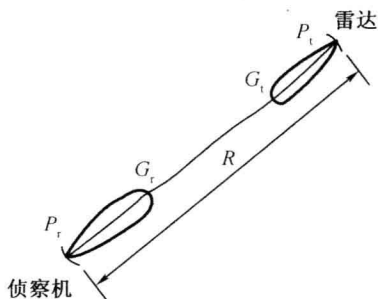


图 2.3 侦察机和雷达的空间位置

若侦察接收机的灵敏度为 $P_{\min}$, 则

$$R_r = \left[\frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{2(4\pi)^2 P_{\min}} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.27)$$

$$R_{\min} = \left[\frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 P_{\min}^2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.28)$$

从上式可以看出, 侦察作用距离 R_r 与雷达有效辐射功率的平方根 ($P_t G_t$) 成正比, 又与侦察系统灵敏度的平方根 ($G_r / P_{\min}$) 成正比。对于给定的雷达, 要增大侦察作用距离, 就得提高侦察系统的灵敏度 $G_r / P_{\min}$ 。

2. 修正的侦察方程

所谓修正侦察方程, 是指在考虑有关传输线和装置的损耗及损失条件下的侦察方程。各种损耗和损失如下

- ① 雷达发射机到雷达天线之间的损耗 $L_1 = 3.5$ dB;
- ② 雷达天线波束非矩形损失 $L_2 \approx 1.6 \sim 2$ dB;
- ③ 侦察天线波束非矩形损失 $L_3 \approx 1.6 \sim 2$ dB;
- ④ 侦察天线增益在宽频带内变化所引起的损失 $L_4 \approx 2 \sim 3$ dB;
- ⑤ 侦察天线与雷达信号极化失配损失 $L_5 \approx 3$ dB;
- ⑥ 从侦察天线处到接收机的输入端的馈线损耗 $L_6 = 3$ dB;
- ⑦ $F_r^2(\theta, \phi)$ 侦察接收机天线方向图归一化损耗因子;
- ⑧ $F_a = S_i / N_i$ 输入到接收系统的信噪比或外部噪声。

总损耗或损失 $L = \sum_{i=1}^6 L_i \approx 16 \sim 18$ dB, 于是, 侦察修正方程为

$$R_r = \left[\frac{P_t G_t G_r \lambda^2 F_r^2(\theta, \phi)}{(4\pi)^2 P_{\min} / F_a} \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$P_{\min} = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 F^2(\theta, \phi)}{(4\pi)^2 R_r^2 L S / N} \quad (2.29)$$

3. 侦察的直视距离

由于在微波频段以上,电波是近似直线传播的,同时由于地球表面的弯曲所引起的遮蔽作用,故侦察机与雷达之间的直视距离受到限制,如图 2.4 所示。假设雷达天线高度为 H_1 , 侦察天线高度为 H_2 , 那么,其间的直视距离为

$$R_s = \overline{AB} + \overline{BC}$$

经简化可导出

$$R_s = \sqrt{2R}(\sqrt{H_1} + \sqrt{H_2}) \quad (2.30)$$

若考虑大气层所引起的电波折射,使直视距离有延伸作用(如图 2.5 所示),再将地球曲率半径数值代入,最后可得

$$R_s = 4.1(\sqrt{H_1} + \sqrt{H_2})$$

式中 R_s 以 km 为单位, H_1, H_2 以 m 为单位。

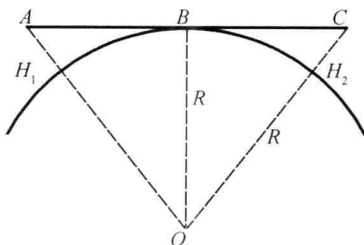


图 2.4 地球曲率对直视距离的影响



图 2.5 电波折射对直视距离的影响

2.1.3 电磁波传播效应

1. 衰减和反射

可以用图 2.6 概括大气对电磁波传播路径的衰减以及影响接收系统接收信号的主要因素。

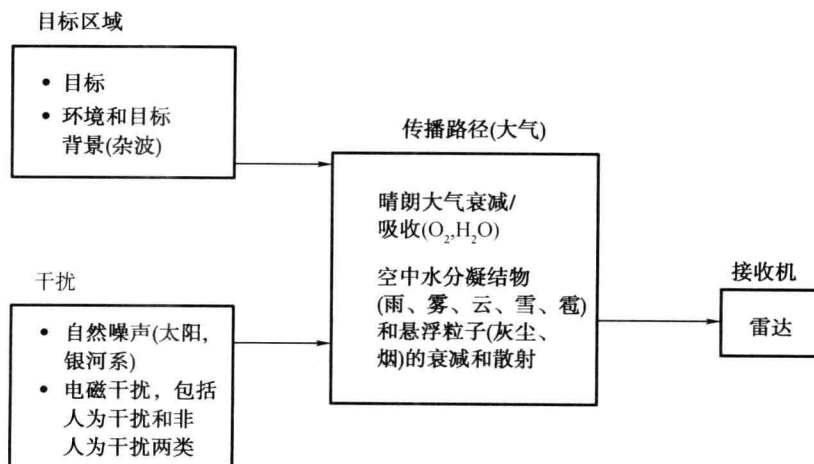


图 2.6 影响系统接收信号的主要因素示意图

我们最关心传播路径(对于地基雷达主要是大气)上的衰减和反射(或散射)的影响,现在讨论如下。

(1) 大气衰减

辐射源工作频率和清洁大气中的水蒸气和氧气分子的共振频率相同或在附近时,就要造成辐射源能量的衰减。图 2.7 示出了作为频率的函数的由水蒸气和氧气造成的衰减。在 22.2 GHz 频率处,有一个水蒸气共振峰,另一个在 184 GHz 的毫米波区域内。由水蒸气造成的衰减的大小取决于大气中随时间和地点而变化的水蒸气的含量。尽管在 22 GHz 的频率上每千米只有 2.2 dB 的衰减,但工作在 24 GHz 的最初的 K 波段雷达的吸收衰减却足以使性能恶化。当雷达在二战期间最先在 K 波段研制的时候,人们并没有认识到附近有吸收波段。为了避免这种问题的出现,最初的 K 波段被分成一个较低波段 Ku 和一个较高波段 Ka 见表 2.1。氧分子在 60 GHz 和 118 GHz 处分别有一个共振。在 60 GHz 的频率上,每千米 16 dB 的衰减使得这一区域不能应用,除非是很短作用距离的雷达和工作在大气层外的雷达才利用这一频率。

大气衰减在通常的微波频率上对雷达性能的影响一般可忽略不计。大于 10 GHz,它的影响就开始变得越来越大了。在毫米波上要经受大的衰减,这就是为什么远距离探测雷达很少工作在 40 GHz 以上的一个最主要的原因。

当衰减的影响足够大而形成问题时,在雷达方程中就得考虑它的影响,这时可在分子中插入一个倍乘因子 $\exp[-2aR]$ 。这里, a 是具有单位距离上的单程衰减系数, R 是雷达到目标的距离。经常用每单位距离的分贝数代替 a 来表示单程衰减,尤其是在作图时。这等于数量 $4.34a$,这里常量 4.34 表示自然对数到常用对数的变换。

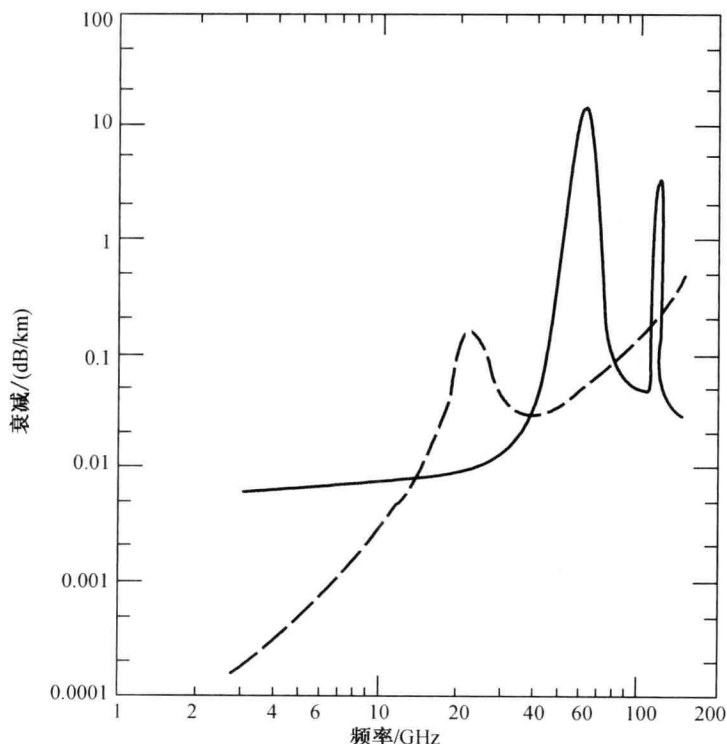


图 2.7 在 76 cm 汞柱大气压下,大气对电磁能量的衰减示意图

虚线表示含有 1% 水蒸气分子(浓度为 7.5 g/m^3)的大气的吸收损耗;实线表示氧气的吸收损耗