

抗无线电干扰

M.B马柯西莫夫 著

梁百川 郑同良 译

中国电子学会电子对抗学会发行

中国人民解放军空军地空导弹学院印

一九八四年四月

说 明

本书是按照一九七八年西安电子对抗专业教材会议上确定的教学参考书《ЗАЩИТА ОТ РАДИО ПОМЕХ》而翻译的，定为国防工业出版社出版，后来因故未能按时与读者见面。

本书在出版过程中，得到空军地空导弹学院教材处、印刷所、绘图室、电子对抗教研室领导和同志们的大力支持和帮助，李华民、张平定以及惠田公、钱逢安、王春安等同志做了大量的组织工作，这里一并感谢。

译者

一九八四年四月

目 录

序言.....	1
第一章 天然无线电干扰.....	4
1.1 有源无线电干扰.....	4
1. 无线电接收机的内部噪声.....	4
2. 天线系统的噪声.....	8
3. 大气干扰.....	9
4. 工业干扰.....	11
1.2 无源无线电干扰.....	11
1. 地面杂波反射.....	11
2. 气象形成的干扰.....	18
3. 水面反射.....	19
第二章 人为无线电干扰.....	21
2.1 有源遮盖性干扰.....	21
1. 连续波噪声干扰的特性.....	21
2. 连续波噪声干扰的样式.....	24
3. 杂乱脉冲干扰的特性.....	29
4. 确定性脉冲无线电信号列的特性.....	32
2.2 有源模拟干扰.....	32
1. 概述.....	32
2. 对工作在搜索状态脉冲雷达的模拟干扰.....	32
3. 对工作在自动跟踪状态雷达的模拟干扰.....	33
4. 对方向自动跟踪系统的模拟干扰.....	33
5. 对距离自动跟踪系统的干扰.....	42
6. 对速度自动跟踪系统的干扰.....	43
2.3 无源遮盖性干扰.....	43
1. 有效散射面积.....	43
2. 偶极子反射器的波段特性.....	44
3. 偶极子反射器云的扩散.....	45
4. 偶极子云反射信号的频谱.....	46
5. 偶极子反射器带.....	47
2.4 无源模拟干扰.....	50

第三章 无线电电子设备的相互干扰及其电磁兼容性	52
3.1 关于相互干扰和电磁兼容性的概述	52
3.2 电磁环境和电磁兼容性的参数	53
3.3 无线电电子设备的非主要辐射	54
1. 基频的谐波辐射	54
2. 基频的分谐波辐射	55
3. 寄生辐射	55
4. 组合辐射	56
5. 间断调制辐射	56
6. 带外辐射	57
3.4 接收机本振的辐射	57
3.5 非主要接收通道	58
3.6 工业干扰	59
1. 点火系统的干扰	59
2. 电力传输线干扰	59
3. 弧光焊接装置的干扰	60
第四章 抗无线电干扰方法的一般特性	61
4.1 无线电电子设备的抗干扰性及其研究方法	61
1. 抗干扰性的数量鉴定	61
2. 抗干扰性的研究方法	62
4.2 提高隐蔽性的方法	68
4.3 提高抗干扰性的方法	70
1. 概述	70
2. 防止无线电接收机过载	70
3. 无线电干扰的补偿	71
4. 一次选择	72
5. 二次选择	75
6. 功能选择	76
7. 自适应、信息综合利用, 无线电干扰的利用	76
4.4 信号的最佳处理	77
1. 概述	77
2. 信号检测	78
3. 过滤	90
第五章 抗接收机过载和无线电干扰的补偿	100
5.1 抗接收机过载	100
1. 对数放大器	101
2. 自动增益控制系统的主要动态性能。低电平起伏干扰的作用。	106

3. 脉冲干扰对具有自动增益控制接收机的作用.....	110
4. 抗接收机瞬时过载和灵敏度瞬时损失的一些方法.....	114
5.2 利用辅助接收机补偿干扰.....	117
1. 概述.....	117
2. 振幅干扰补偿法.....	117
3. 相干干扰补偿法.....	120
5.3 跨周期干扰补偿法.....	129
1. 跨周期补偿由固定目标反射雷达信号引起的干扰.....	129
2. 对人为遮盖性无源干扰的跨周期补偿.....	137
5.4 采用双平衡变频器的干扰补偿.....	139
1. 双平衡变频器电路和干扰的补偿原理.....	139
2. 当雷达中采用双频率调制的连续波探测信号时, 噪声干扰对单平衡变频器和双平衡变频器的影响.....	142
第六章 空间、极化、频率和相位选择.....	152
6.1 空间选择和用形成一定形状方向图的方法抑制干扰.....	152
1. 天线孔径中电磁场振幅和相位分布的选择.....	152
2. 采用对信号进行非线性处理的天线.....	153
6.2 极化选择.....	154
1. 基本定义.....	154
2. 椭圆极化的参数.....	155
3. 极化选择器.....	156
4. 接收极化系数.....	158
6.3 改变无线电电子设备的工作频率.....	162
1. 改变载波频率的效果.....	162
2. 改变雷达脉冲重复频率的效果.....	166
6.4 采用多频率辐射时的无线电接收.....	169
6.5 应用频率和相位选择的系统.....	173
1. 应用频率稳频系统和自动频率跟踪系统.....	173
2. 应用相位和频率的自动频率和相位跟踪系统.....	179
3. 采用跟踪式接收提高接收调频信号的抗干扰性.....	182
4. 利用自动频率跟踪系统的频率选择.....	184
第七章 时间选择和幅度选择.....	186
7.1 脉冲信号的时间选择.....	186
1. 按照时间位置的脉冲选择.....	186
2. 按照重复频率的脉冲选择.....	189
3. 按照宽度的脉冲选择.....	190
7.2 幅度选择.....	192
1. 下限幅时信号的选择.....	192

2. 按照电平的脉冲选择.....	192
3. 积累.....	193
4. 角度选通.....	197
第八章 功能、结构和组合选择.....	205
8.1 功能选择.....	205
8.2 结构选择.....	208
1. 无反馈的结构选择.....	208
2. 具有反馈的结构选择.....	212
8.3 振幅—频率选择.....	214
8.4 信号的空间—时间处理.....	225
1. 概述.....	225
2. 无线电信号的全息照相处理.....	230
3. 合成孔径雷达.....	238
4. 视频系统的空间过滤.....	242
第九章 综合坐标测量仪.....	246
9.1 综合测量仪的构成原理及其应用范围.....	246
9.2 具有独立测量仪的综合系统.....	250
9.3 具有校正的无线电技术测量仪跟踪系统.....	261
9.4 具有相互校正的测量仪综合导航系统.....	268
文献目录.....	271

序 言

防止各种用途无线电电子设备受无线电干扰，是研究或使用无线电技术设备和系统时产生的重要问题之一，这个问题，首先是由于无线电电子设备数量的增加和它所完成任务的不同，从而，使相互干扰电平急剧增长引起的。同时工业企业、日用电气仪表等同样也会产生干扰。为了保证无线电设备在上述条件下正常工作，近几年来，迫切要求解决电磁兼容性问题。无线电电子设备抗无线电干扰的问题，也与无线电干扰系统迅速和有效的发展有关。

关于抗干扰问题在各种杂志、代表大会和讨论会的报告中发表了大量文章。关于抗干扰问题的独特见解，在许多教科书、教学参考书和专题科学书籍中都有研究。苏联第一本关于抗干扰问题方面的书是1942年出版、H·И·巴巴列克斯著的《无线电干扰和抗干扰》。苏联学者E·Г·莫莫塔富有成效地研究了同步接收法⁽¹⁾⁽²⁾，在提高无线电通讯系统的抗干扰性方面，尤其是在抗自己无线电台无线电辐射的干扰方面，起了相当大的作用。1946年出版的B·A·柯捷里尼可夫的卓越著作《潜在抗干扰性理论》，是研究抗干扰性问题的经典著作。

在A·A·赫勒凯维奇的科学专著《抗干扰》（数理出版社，1963年）中阐明的抗干扰理论通俗易懂，适合于工程师—研究人员和工程师—使用人员。

在解决无线电电子设备抗干扰问题方面的重要成就，也载入了苏联学者的著作⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾⁽⁶⁾⁽⁷⁾⁽⁸⁾⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾⁽¹²⁾⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾⁽¹⁵⁾⁽¹⁶⁾⁽¹⁷⁾⁽¹⁸⁾⁽¹⁹⁾⁽²⁰⁾⁽²¹⁾⁽²²⁾⁽²³⁾⁽²⁴⁾⁽²⁵⁾⁽²⁶⁾⁽²⁷⁾⁽²⁸⁾⁽²⁹⁾⁽³⁰⁾⁽³¹⁾⁽³²⁾⁽³³⁾⁽³⁴⁾⁽³⁵⁾⁽³⁶⁾⁽³⁷⁾⁽³⁸⁾⁽³⁹⁾⁽⁴⁰⁾⁽⁴¹⁾⁽⁴²⁾⁽⁴³⁾⁽⁴⁴⁾⁽⁴⁵⁾⁽⁴⁶⁾⁽⁴⁷⁾⁽⁴⁸⁾⁽⁴⁹⁾⁽⁵⁰⁾⁽⁵¹⁾⁽⁵²⁾⁽⁵³⁾⁽⁵⁴⁾⁽⁵⁵⁾⁽⁵⁶⁾⁽⁵⁷⁾⁽⁵⁸⁾⁽⁵⁹⁾⁽⁶⁰⁾⁽⁶¹⁾⁽⁶²⁾⁽⁶³⁾⁽⁶⁴⁾⁽⁶⁵⁾⁽⁶⁶⁾⁽⁶⁷⁾⁽⁶⁸⁾⁽⁶⁹⁾⁽⁷⁰⁾⁽⁷¹⁾⁽⁷²⁾⁽⁷³⁾⁽⁷⁴⁾⁽⁷⁵⁾⁽⁷⁶⁾⁽⁷⁷⁾⁽⁷⁸⁾⁽⁷⁹⁾⁽⁸⁰⁾⁽⁸¹⁾⁽⁸²⁾⁽⁸³⁾⁽⁸⁴⁾⁽⁸⁵⁾⁽⁸⁶⁾⁽⁸⁷⁾⁽⁸⁸⁾⁽⁸⁹⁾⁽⁹⁰⁾⁽⁹¹⁾⁽⁹²⁾⁽⁹³⁾⁽⁹⁴⁾⁽⁹⁵⁾⁽⁹⁶⁾⁽⁹⁷⁾⁽⁹⁸⁾⁽⁹⁹⁾⁽¹⁰⁰⁾。大量的书籍和定期刊物⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾⁽⁶⁾⁽⁷⁾⁽⁸⁾⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾⁽¹²⁾⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾⁽¹⁵⁾⁽¹⁶⁾⁽¹⁷⁾⁽¹⁸⁾⁽¹⁹⁾⁽²⁰⁾⁽²¹⁾⁽²²⁾⁽²³⁾⁽²⁴⁾⁽²⁵⁾⁽²⁶⁾⁽²⁷⁾⁽²⁸⁾⁽²⁹⁾⁽³⁰⁾⁽³¹⁾⁽³²⁾⁽³³⁾⁽³⁴⁾⁽³⁵⁾⁽³⁶⁾⁽³⁷⁾⁽³⁸⁾⁽³⁹⁾⁽⁴⁰⁾⁽⁴¹⁾⁽⁴²⁾⁽⁴³⁾⁽⁴⁴⁾⁽⁴⁵⁾⁽⁴⁶⁾⁽⁴⁷⁾⁽⁴⁸⁾⁽⁴⁹⁾⁽⁵⁰⁾⁽⁵¹⁾⁽⁵²⁾⁽⁵³⁾⁽⁵⁴⁾⁽⁵⁵⁾⁽⁵⁶⁾⁽⁵⁷⁾⁽⁵⁸⁾⁽⁵⁹⁾⁽⁶⁰⁾⁽⁶¹⁾⁽⁶²⁾⁽⁶³⁾⁽⁶⁴⁾⁽⁶⁵⁾⁽⁶⁶⁾⁽⁶⁷⁾⁽⁶⁸⁾⁽⁶⁹⁾⁽⁷⁰⁾⁽⁷¹⁾⁽⁷²⁾⁽⁷³⁾⁽⁷⁴⁾⁽⁷⁵⁾⁽⁷⁶⁾⁽⁷⁷⁾⁽⁷⁸⁾⁽⁷⁹⁾⁽⁸⁰⁾⁽⁸¹⁾⁽⁸²⁾⁽⁸³⁾⁽⁸⁴⁾⁽⁸⁵⁾⁽⁸⁶⁾⁽⁸⁷⁾⁽⁸⁸⁾⁽⁸⁹⁾⁽⁹⁰⁾⁽⁹¹⁾⁽⁹²⁾⁽⁹³⁾⁽⁹⁴⁾⁽⁹⁵⁾⁽⁹⁶⁾⁽⁹⁷⁾⁽⁹⁸⁾⁽⁹⁹⁾⁽¹⁰⁰⁾引起了国外对这些问题的注意。

到50年代末期，技术文献中研究的主要是抗天然干扰和相互干扰问题。在以后的10—15年期间，杂志中发表了大量抗人为干扰的著作。同时，在这些著作中研究了无线电干扰和抗干扰的问题⁽²⁴⁾。

目前很有必要综合一下抗无线电干扰的研究结果，并且尽可能按照统一的观点来研究抗干扰问题。本书的目的就是为了解决这个问题。在写本书时，全体作者认为，最佳接收理论的发展，对有用信号伴随可加型噪声的假设，已经有了不少介绍。在考虑接收设备固有噪声和某些型式人为干扰时，这种假设通常是适当的。但是，应用最佳接收，与其说是提高无线电电子设备潜在能力的方法，不如说是在人为无线电干扰条件下，提高无线电电子设备抗干扰性的方法。寻找抗人为干扰最佳电路的困难在于，最佳接收机电路与噪声和有用信号的统计特性有很大的关系，按其结构和参数有各种各样的最佳电路。因此，在本书中抗人为干扰的方法和设备根据所要测定的有用信号和干扰的各种具体结构和参数进行分析。

根据本书的内容，可以分为有机的两部分。第一部分研究了天然、人为和相互干扰。这里根据无线电干扰的结构和参数，给出了各种有名的无线电干扰比较完整的概念，以便能够测定各种特征，并且按照各种特征来区分有用信号和干扰，以及采取抗干扰手段。

第一章简单地说明了天然干扰的特性。第二章介绍了有源和无源人为无线电干扰，并且把它们分为两类：遮盖性和模拟性干扰。其中遮盖性干扰用来产生噪声衬景，使得在噪声衬景上难以分离出有用信号，除此之外，在接收机非线性部分压制有用信号。模拟干扰就是按

其一个或几个参数来伪造有用信号。

在遮盖性干扰中研究连续波噪声干扰、杂乱脉冲干扰、确定性无线电脉冲列和偶极子反射器。分析适用于工作在警戒和方向、距离以及速度自动跟踪状态雷达的有源模拟干扰。研究作为假目标、雷达陷阱和偶极子反射器云的无源模拟干扰。

在第三章中,除了有关电磁兼容性和由遮盖性或模拟性干扰引起的相互干扰的一般概念之外,还讨论了基频的谐波和分谐波辐射、组合调制和带外辐射,以及非主要接收通道的问题。

在本书的第二部分中,研究了无线电电子设备抗无线电干扰的问题。第四章是整个第二部分的序言,因为在这一章中介绍了抗干扰方法的一般特点。应当指出的是,任何无线电电子设备的抗干扰性都决定于它的隐蔽性,即使敌人难以在无线电接收机输入端产生人为无线电干扰的能力,而抗干扰性表示接收机输入端存在天然和人为无线电干扰条件下,无线电电子设备正常工作的能力。

在引进了必要的基本概念和定义之后,在第四章中建立了基本的和辅助的数量概念,以及简单地阐述了不同用途无线电电子设备抗干扰性的研究方法。这里还介绍了无线电电子设备受到无线电干扰作用时,关于寻求无线电电子设备数学模型的基本知识。关于提高无线电电子设备隐蔽性的方法问题,仅仅写了一节,主要与对这方面的研究不够有关。第四章的其余部分回答了在存在天然干扰或人为干扰的条件下,无线电电子设备提高抗干扰性方法的一般特点,以及无线电信号的最佳处理。

信号和干扰特征(极化、脉冲重复频率等)可以作为提高无线电电子设备抗干扰性方法的分类基础,在所关心的无线电电子设备中,利用这些特征,可以选择(分离)出有用信号。补偿掉干扰作用。此外,所研究的方法是以自适应原理和综合利用各种测量仪的信息为基础的。

因为信号和干扰至少可以用时间或频率的函数来描述,所以提高抗干扰性方法的定义并不是唯一的。例如,在众所周知的具有动目标选择的雷达系统中,分离运动目标信号既可以看作补偿固定目标反射脉冲信号的方法,也可以看作以代表固定目标与运动目标电压的频谱不同为基础的方法。上述非唯一性,作者完全意识到,但是本书没有专门讨论。

信号最佳处理适用于信号检测和过滤。这里,主要讨论这样一种电路,这种电路在考虑白噪声对无线电电子设备的影响时,能够确保无线电电子设备的潜在能力。白噪声可以作为无线电接收机内部噪声和专门人为宽频带噪声干扰的模型。后面可以看出,最佳电路提供的获益。本书的最佳处理理论,并没有介绍获得最佳电路的所有方案,而作为寻找无线电技术设备结构的方向。显然,制造抗干扰性完善的无线电电子设备,长期以来,在很大程度上是靠技巧,在这些技巧中,除了直观研究外,还必须与利用信号最佳处理理论实现有效接收的方法结合起来。

第五章至第九章内容的安排和写法是这样的,在深入学习第四章之后,马上就可以直接了解大家所感兴趣的抗干扰方法。这时不必从头至尾阅读全书。

在第五章中研究了在干扰条件下,无线电接收机抗过载的方法(利用对数放大器和自动增益控制系统),以及干扰的补偿方法。

第六章的内容为在干扰背景上对有用信号的空间、极化、频率和相位选择,而第七章为时间和振幅选择。

第八章讨论了功能、结构和组合选择问题。这里,所谓功能选择,可以理解为用若干个非相关接收通道对作用到无线电电子设备的所有信号进行处理,分离出有用信号。在大量可

能的组合选择法中，只详细地分析了大家所熟知的、以《宽—限—窄》电路为基础的振幅—频率选择和利用信号全息处理的空间—时间选择。

最后，在第九章中比较详细地分析了无线电技术和非无线电技术座标测量仪按时间综合及其派生时，实现抗干扰的方法。

本书所用的基本理论分析结果，都用数字举例说明，并且给出了实验研究结果、曲线和图表。同时，所有数字特性曲线，取材于国内和国外公开发表的文献或者作者根据已有的理论公式进行计算得到的。在计算时，所用到的原始数据是假设的。

本书所用到的数学工具，以及为了理解它所必需的有关无线电电子学方面的预备知识，都没有超出无线电技术高等院校的大纲范围。但是，这时认为，读者已经具备雷达、无线电控制、无线电导航和电话—电报无线电通讯方面的理论和技术基础。

本书适用于从事无线电技术设备与系统研制和使用方面的无线电工程师、研究生和科学工作者。也可以作为无线电技术大专院校各个学科大学生的教材或参考书。

作者对审阅者，科学技术博士Б·Б·瓦西里耶夫和H·M·查里柯夫教授对本书提出的改进意见表示感谢。

本书各章节分工如下：M·И·波布涅夫编写第九章和第8.4节（与П·H·舒斯托夫合写）；Г·И·哥尔哥诺夫编写第4.4节；B·A伊林编写第三章和第2.3节；B·X·克里维茨克编写第1.1，第5.1，第6.5和第7.1节；M·B·马克西莫夫编写第2.1，第6.2第6.4，第7.2.1，第7.2.2和第8.3节；П·H·舒斯托夫编写第1.2，第2.4，第6.1，第7.2.4，第8.1和第8.4节（与M·И·波布涅夫合写）。

第一章 天然无线电干扰

1.1 有源无线电干扰

1. 无线电接收机的内部噪声

无线电接收机的内部噪声是由放大器件（电子管和晶体管）中的电压和电流起伏，以及电阻器和复数阻抗实部中电子起伏产生的。无线电接收机输入级中的噪声具有决定性的意义，因为它受到的放大量最大。

大家知道，任何一个纯电阻（如复数阻抗的实部）都是一种宽频带的标准噪声源^(38, 39, 114)，而且在等效（能量）通频带 $\Delta f_{\text{Э.к.В}}$ 内，噪声电压的均方值 σ_u^2

$$\sigma_u^2 = 4kTR\Delta f_{\text{Э.к.В}} \quad (1.1.1)$$

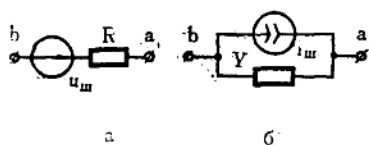
式中 k —— 1.38×10^{-23} 焦耳/赫兹——波尔兹曼常数；

T ——绝对温度，°K。

作为噪声源的纯电阻，可以用一个内阻为 R （无噪声）的噪声等效电压发生器 u_m 来表示

（图1.1.a），或者用一个内电导为 $Y = \frac{1}{R}$ 的噪声电流发生器 i_m 来表示（图1.1.б）；而且该电压的均方值可用式（1.1.1）表示，而电流 i_m 的均方值 $\sigma_{i_m}^2$ 为

$$\sigma_{i_m}^2 = 4kTY\Delta f_{\text{Э.к.В}} \quad (1.1.2)$$



纯电阻噪声源也可用额定（或匹配）功率

$$P_m = kT\Delta f_{\text{Э.к.В}} = \sigma_u^2/4R \quad (1.1.3)$$

表示。

为了方便起见，通常用噪声电压和噪声电流的频谱密度 G_u 和 G_i 代表 σ_u^2 和 $\sigma_{i_m}^2$ ，并且分

图 1.1

别为

$$G_u = \sigma_u^2 / \Delta f_{\text{Э.к.В}} = 4kTR \quad (1.1.4)$$

$$G_i = \sigma_{i_m}^2 / \Delta f_{\text{Э.к.В}} = 4kTY. \quad (1.1.5)$$

频谱密度从很低的频率开始，到频率 f 大约为 10^{12} 赫兹的很宽的频率范围内是固定不变的。当频率更高时， G_u 是频率 f 的函数，并且决定于下式：

$$G_u = \frac{4kTRhf}{kT} \left[\exp\left(\frac{hf}{kT}\right) - 1 \right]^{-1} \quad (1.1.6)$$

式中 $h = 6.62 \times 10^{-34}$ 焦耳·秒——布朗克常数。若用 Y 代替 R 就可以写出类似的 G_i 表达式。

和放大设备一样，接收机内部噪声的相对大小可用噪声系数（噪声因素）表示。

所谓噪声系数为

$$F_{\text{ш}} = \frac{P_{\text{свх}}/P_{\text{ш}}}{P_{\text{свхх}}/P_{\text{швхх}}} \quad (1.1.7)$$

式中 $P_{\text{свх}}/P_{\text{ш}}$ 和 $P_{\text{свхх}}/P_{\text{швхх}}$ 分别为接收机与信号源和噪声源匹配时, 接收机输入端和输出端信号功率与噪声功率之比。在这一节中, 所谓无线电接收机仅指它的线性部分 (即从接收机输入端到检波器输入端为止)。

如果接收机是无噪声的, 那么, 其输出端和输入端的信号噪声比是相同的, 并且 $F_{\text{ш}} = 1$, $F_{\text{ш}}$ 超过 1 的数值, 也就是 $F_{\text{ш}} - 1$ 的数值称为剩余噪声系数, 它表示接收机本身附加的噪声功率。如果接收机的增益系数用功率表示为

$$K_{\text{P}} = P_{\text{свхх}}/P_{\text{свх}}$$

那么, 式 (1.1.7) 可写成下列形式:

$$F_{\text{ш}} = P_{\text{швхх}}/K_{\text{P}}P_{\text{ш}} \quad (1.1.8)$$

这种关系可以供噪声系数的其它定义用。因为接收设备是线性的, 输出功率 $P_{\text{швхх}}$ 可以分为两部分——一部分是噪声源被放大后产生的功率 $K_{\text{P}}P_{\text{ш}}$, 而另一部分是内部固有噪声产生的功率 $P_{\text{швн}}$ 。因此

$$F_{\text{ш}} = (P_{\text{швн}}/P_{\text{ш}}K_{\text{P}}) + 1 \quad (1.1.9)$$

由此关系式可以看出, 如果使 $P_{\text{ш}}$ 的数值 « 归一化 », 那么噪声系数将单一地表示接收机的内部噪声大小。温度 $T_0 = 293^\circ\text{K}$ 的有效电阻 R 可作为这种噪声源。这时

$$F_{\text{ш}} = 1 + (P_{\text{швн}}/K_{\text{P}}P_{\text{ш0}}), \quad (1.1.10)$$

式中 $P_{\text{ш0}} = KT_0\Delta f_{\text{экв}}$ ——匹配时电阻 R 的输出噪声功率。所以电阻数值对 $P_{\text{ш0}}$ 的数值没有影响。接收机的等效通频带为

$$\Delta f_{\text{экв}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty |K(j\omega)|^2 d\omega / K^2(\omega_{\text{нр}}) \quad (1.1.11)$$

式中 $|K(j\omega)|$ 为接收机的振幅—频率特性, 而 $K(\omega_{\text{нр}})$ 为接收机在额定中频 $\omega_{\text{нр}}$ 上的放大系数。把 $P_{\text{ш0}}$ 的数值代入式 (1.1.10), 就可以得到

$$F_{\text{ш}} = 1 + (P_{\text{швн}}/kT_0\Delta f_{\text{экв}}K_{\text{P}}) \quad (1.1.12)$$

由此可得,

$$P_{\text{швн}} = (F_{\text{ш}} - 1)kT_0\Delta f_{\text{экв}}K_{\text{P}} \quad (1.1.13)$$

内部噪声不仅可以归结到接收机输出端, 而且也可归结到接收机输入端。这时, 由式 (1.1.13) 可以得到:

$$P_{\text{швнх}} = (F_{\text{ш}} - 1)kT_0\Delta f_{\text{экв}} \quad (1.1.14)$$

根据下列公式⁽⁸⁵⁾, 接收机的噪声系数可以用各级的噪声系数表示:

$$F_{\text{ш}} = F_{\text{ш1}} + \frac{F_{\text{ш2}} - 1}{K_{\text{P1}}} + \frac{F_{\text{ш3}} - 1}{K_{\text{P1}}K_{\text{P2}}} + \dots \quad (1.1.15)$$

式中 $F_{\text{ш1}}, F_{\text{ш2}}, \dots; K_{\text{P1}}, K_{\text{P2}}, \dots$ 分别为第一级、第二级和其它各级的噪声系数和功率增益 (尽管这个公式可以包括其他形状的频率特性, 但是在写出这个公式时认为每级的频率特性接近于矩形)。

用于电子仪器中电子管的固有噪声，是由散弹噪声、分配噪声、感应噪声和闪烁噪声构成的^(85, 94, 98)。

散弹噪声是由于固有电流的起伏，即单位时间内到达阳极的电子数不恒定引起的，并且相对于平均值的变化是很快的。

在多栅高频电子管中存在着电流分配噪声，它是由于电子在电子管各个电极（主要是阳极和帘栅极）间的随机分配产生的。上述两种噪声称为宽频带噪声和标准噪声。它们可以用随机电动势 $u_{\Delta P}$ （图1.2）来表示，而该电动势又可以用绝对温度为 T_0 （标准温度）的等效电阻 $R_{\Delta P}$ 来描述。该噪声的均方值为：

$$\sigma_{\Delta P}^2 = 4kT_0 R_{\Delta P} \Delta f_{\Delta KB} \quad (1.1.16)$$

噪声电阻 $R_{\Delta P}$ 的值取决于电子管的型号和参数。对于三极管来说， $R_{\Delta P} = 2.5/S$ ，这里 S 为阳极电流的互导；而对于五极管来说⁽⁹⁴⁾，

$$R_{\Delta P} = \left(\frac{2.5}{S} + \frac{20I_{\Delta 0}}{S^2} \right) \frac{I_{\Delta 0}}{I_{\Delta 0} + I_{\Delta 0}}$$

式中 $I_{\Delta 0}$ ， $I_{\Delta 0}$ ——分别为电子管阳极电流和帘栅极电流的直流分量。

感应噪声电流也是宽频带噪声，它是由于电子管栅极——阴极间的电子感应产生的，它的数值与栅极电路中的电阻 R_{c-K} 有关，这种噪声用均方值为 $\sigma_{i_H}^2$ 的电流发生器 i_H （图1.2）表示比较方便，其均方值为：

$$\sigma_{i_H}^2 = 4kT_H Y_{c-K} \Delta f_{\Delta KB} \quad (1.1.17)$$

式中 $Y_{c-K} = \frac{1}{R_{c-K}}$ ——栅极——阴极间的电导，它是在温度为 T_H 的情况下确定的，当温度为 T_H 时，它所产生噪声均方值等于实际上存在的噪声。

输入回路的噪声可以用电导为 $Y_K = \frac{1}{R_P}$ （这里 R_P 为回路的谐振电阻），温度为 T_K 的电流发生器 i_K （图1.2）来计算。而上述两个电流发生器噪声电流的均方值为：

$$\sigma_{i_{\Delta P}}^2 = \sigma_{i_K}^2 + \sigma_{i_H}^2 = [T_K Y_K + T_H Y_{c-K}] \Delta f_{\Delta KB} \quad (1.1.18)$$

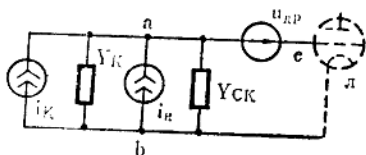


图 1.2

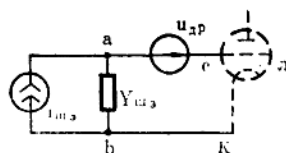


图 1.3

因此，电流发生器 i_K 和 i_H 可以用一个电导为 $Y_{\Delta P} = Y_{c-K} + Y_K$ （图1.3）的噪声电流发生器 $i_{\Delta P}$ 来代替，而电压的均方值 $\sigma_{u_{\Delta P}}^2$ 由式（1.1.18）可以写为下列形式：

$$\begin{aligned} \sigma_{u_{\Delta P}}^2 &= \frac{\sigma_{i_{\Delta P}}^2}{Y_{\Delta P}^2} = 4k\Delta f_{\Delta KB} \frac{Y_K T_K + Y_{c-K} T_H}{(Y_K + Y_{c-K})^2} \\ &= 4k\Delta f_{\Delta KB} \frac{R_K^2 R_{c-K}^2}{(R_K + R_{c-K})^2} \left(\frac{T_K}{R_K} + \frac{T_H}{R_{c-K}} \right) \end{aligned}$$

电子管栅极和阴间电压 u_{c-k} 的均方值 σ_{c-k}^2 为:

$$\sigma_{c-k}^2 = \sigma_{a,b}^2 + \sigma_{ap}^2 \quad (1.1.19)$$

电压 u_{c-k} 被后面各级放大后, 就会在无线电接收机的输出端出现噪声。

电子管的栅极电路与天线连接之后, 由于天线是信号源和噪声源, 所以, 宽频带噪声电路必须增加一个代表天线噪声性质的, «无噪声» 电导为 Y_{ma} 的电流源 i_{ma} 。电流 i_{ma} 的均方值 $\sigma_{i_{ma}}^2$ 为

$$\sigma_{i_{ma}}^2 = 4kT_{\text{ЭKB}} Y_{ma} \Delta f_{\text{ЭKB}} \quad (1.1.20)$$

因此, 图1.3所示的电路应变为图1.4所示的形式。

电子管的闪烁噪声随着频率的增高而减小, 并且它们的数值大约只在10—100赫兹的低频范围内才有意义。这种噪声仅在一些特殊的无线电接收情况下才需考虑。

半导体器件的噪声与电子管的噪声相似⁽¹⁸¹⁾。

低频噪声(频率在500—20000赫兹范围内)与半导体的表面效应有关。这种噪声的强度与 $\frac{1}{f^2}$ 成比例地减小, 并且与半导体器件的结构和制造工艺有关。

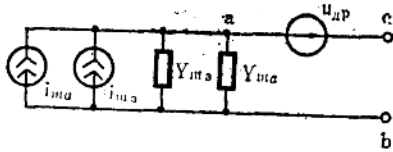


图 1.4

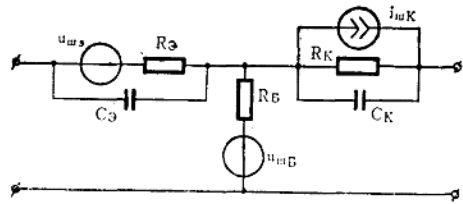


图 1.5

宽频带起伏噪声是由于散弹效应和发射极、基极与集电极电路中的电阻产生的, 而且基极电阻的噪声最大。

晶体管的一般简化T型噪声等效电路如图1.5所示^(10,18), 其中均方值为 $\sigma_{u_{гБ}}^2 = 4kT_0 R_г \Delta f_{\text{ЭKB}}$, 电动势为 $u_{гБ}$ 的发生器代表电阻 $R_г$ 的噪声。另外两个噪声发生器 $u_{мз}$ 和 $i_{мК}$ 是由于发射极和集电极载流子的散弹效应引起的。

发射极上产生的渡越噪声是由于发射极发射载流子的散弹效应引起的。这种噪声电流的均方值为 $\sigma_{i_{мз}}^2 = 2eI_{00} \Delta f_{\text{ЭKB}}$, 其中 I_{00} ——电流的直流分量; e ——电子电荷。因为 $I_{00} = kI_0 Y_э / e$ ($Y_э$ ——发射极电路的电导), 所以, 上述噪声同样可以用均方值为

$$\sigma_{i_{мз}}^2 = 2kT_0 R_э \Delta f_{\text{ЭKB}}$$

电压为 $u_{мз}$ 的发生器来计算。

加到集电极上的为两个统计不相关的噪声源。这种噪声来自发射极电路的散弹噪声和电流分配噪声。前者与发射极噪声电流相关, 并且可以用发射极电路中的噪声发生器 $u_{мз}$ (图1.5) 来计算。电流分配噪声可以用均方值为 $\sigma_{i_{мК}}^2 = 2eI_{00} \alpha_0 (1 - \alpha_0) \Delta f_{\text{ЭKB}}$, 电流为 $i_{мК}$ 的发生器来表示, 式中 α_0 ——发射极到集电极的电流传输系数。

当放大器件的接法一定时, 电子管和晶体管的噪声等效电路(如果该级是输入级, 那么还必须考虑天线的噪声)可以用来计算各级的噪声系数^(181,150)。

2. 天线系统的噪声

天线上除了各种无线电台幅射产生的信号或各种电气设备工作时产生的工业干扰外，还有天然产生的电磁辐射。

天然干扰包括⁽¹⁹⁾

- (A) 天线损耗电阻的固有噪声，它具有电阻热噪声的性质；
- (Б) 外部辐射源引起的噪声或宇宙空间的噪声；
- (B) 由于地面大气对无线电波吸收的起伏特性所引起的噪声；
- (Г) 由于地面热辐射所引起的噪声；
- (Д) 由于大气中雷电所产生的噪声。

前四种噪声具有很宽的频谱。在无线电接收机的通频带范围内，这些噪声是恒定的，并且可以看作白噪声。大气噪声的频带是很窄的，为了方便起见，单独加以研究。所以，在天线系统的噪声中不包括大气噪声。

天线损耗电阻产生的噪声，其频谱密度 $G = 4kT_n R_n$ ，而其电动势的均方值为 $\sigma_n^2 = 4kT_n R_n \Delta f_{\text{ЭКВ}}$ 。在这些公式中， T_n ——天线所处的温度， R_n ——损耗电阻。实际上，用天线的总电阻 $R = R_n + R_z$ 代替 R_n 比较方便，这里 R_z ——天线的辐射电阻。

因为天线的效率

$$\eta_a = R_z / R = R_z / (R_z + R_n)$$

所以可以求得 R_n 为

$$R_n = R_a (1 - \eta_a)$$

因此

$$\sigma_n^2 = 4kT_n R_a (1 - \eta) \Delta f_{\text{ЭКВ}} \quad (1.1.21)$$

由于所接收到的外部辐射（宇宙噪声、大气吸收和地面热辐射）所引起的噪声是统计无关的，它们的谱密度之和为：

$$G_{\text{ВННН}} = G_K + G_{\text{ПОГЛ}} + G_3$$

为了方便起见，假定这些噪声的每个分量是由等效电阻产生的，等效电阻的数值分别等于温度为 T_K 、 $T_{\text{ПОГЛ}}$ 、 T_3 的辐射电阻。温度的数值由下列等式确定：

$T_K = G_K / 4kR_z$ ； $T_{\text{ПОГЛ}} = G_{\text{ПОГЛ}} / 4kR_z$ ； $T_3 = G_3 / 4kR_z$ ，而总的噪声是由温度为 $T_{\text{ВННН}} = G_{\text{ВННН}} (4kR_z)^{-1}$ 的辐射电阻产生的。所以

$$T_{\text{ВННН}} = T_K + T_{\text{ПОГЛ}} + T_3 \quad (1.1.22)$$

因此，外部噪声源在天线上感应的噪声电动势的均方值等于

$$\sigma_{\text{ВННН}}^2 = 4kT_{\text{ВННН}} R_z \Delta f_{\text{ЭКВ}} \quad (1.1.23)$$

考虑到 $R_z = \eta_a R$ ，由式 (1.1.21) 和式 (1.1.22) 就可以求得天线产生的噪声均方值为：

$$\sigma_a^2 = \sigma_n^2 + \sigma_{\text{ВННН}}^2 = 4kR_a \Delta f_{\text{ЭКВ}} [T_n (1 - \eta_a) + T_{\text{ВННН}} \eta_a] \quad (1.1.24)$$

因此，归结到天线系统的噪声可以用等效电路表示。等效电路由电动势为 u_n 的噪声源和处在温度为

$$T_a = T_n (1 - \eta_a) + T_{\text{ВННН}} \eta_a \quad (1.1.25)$$

的电阻 $R_A = 1/Y_{\Sigma}$ 相串联所组成。

上述等效电路可以用来确定天线传输到无线电接收机输入电路的噪声，以及计算接收机的噪声系数。

由于外部辐射源产生的噪声与天线方向图（ДНА）最大值的角位置有关，所以，为了区分背景噪声和各个离散辐射源（《射电星》）的噪声，背景噪声用温度 $T_{K\phi}$ 来表示，而且 $T_{K\phi}$ 是各个星球所在点角坐标 φ, θ 的函数。

对于强方向性天线来说，在波瓣宽度范围之内， $T_{K\phi}$ 实际上不变。

背景噪声温度与频率有关，图1.6示出了典型的 $T_{K\phi}(f)$ 关系曲线。由图可以看出，当频率超过 3—5 千兆赫时，背景噪声温度很小，并且可以忽略不计^(94, 147, 10)。

当离散辐射源的角尺寸不超过方向图主瓣的角尺寸 Ω 时，它的噪声温度为：

$$T_{K\Omega} = T_{\Omega} \Omega_{\Omega} / \Omega \quad (1.1.26)$$

式中， T_{Ω} —— 源的等效温度， Ω_{Ω} —— 源的角度尺寸。

太阳 [$T_{K\Omega} = (10^4 - 10^6)K$] 和月亮 [$T_{K\Omega} = (150 - 250)K$] 可以作为离散辐射源的两个例子。应当指出，这两个源的角度尺寸近似相同，并且 $\Omega = 0.5^\circ$ 。

大气热噪声是由于大气中氧和水蒸汽对无线电波的散射特性起伏引起的。大气热噪声的 $T_{\Omega\phi}$ 在频率很高（0.5 千兆赫或更高）时才起作用，并且与天线的指向有关，当天线方向图的最大值指向水平方向时最大。图1.6示出了角度从 $\theta = 90^\circ$ （垂直）到 $\theta = 0^\circ$ （水平）时大气温度与频率的关系曲线。在 2—3 到 10—15 千兆赫的波段内，观察到的宇宙噪声和大气热噪声的电平最低，而且当角度不超过 10° 时，这两种噪声总的平均温度大约为 $10 - 20^\circ K$ ⁽¹⁴⁷⁾。

地球的热辐射也会作用到天线上，因为地球表面受热的热辐射也是一种噪声电磁辐射源当天线指向地面（例如，全景雷达站，多卜勒飞机速度测量仪，无线电高度表）时，温度 T_3 是很高的；只有当天线的旁瓣指向地面时，温度 T_3 是很低的。因此， T_3 可以在很宽的范围内变化。

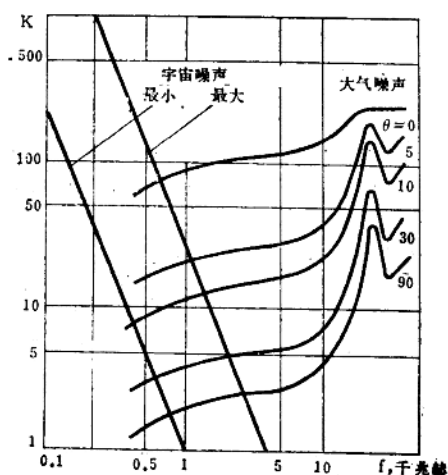


图 1.6

3. 大气干扰

大气干扰是由于地球各个地区同时发生的大量气体放电引起的。放电的次数可达到几千

次。如果不考虑本地区的放电，大气干扰电平具有准静止特性。它与接收点地理位置的坐标有关，而昼夜之间和季节之间的变化比较缓慢。这样就可以预测大气干扰的电平。预测的结果见国际无线电咨询委员会（МККР）全体会议X德库明特的专题报告 № 322⁽⁵⁹⁾。

关于大气干扰的特性，国际无线电咨询委员会曾经提出两个量：一个是表示干扰能量特性的有效干扰系数，另一个是振幅的概率分布（АПД——表示的符号），在大多数情况下，利用这两个量可以满足实际的需要。

在需要知道干扰超过一定电平的概率（例如，在采用双重振幅发送无线电通讯）时，振幅的概率分布是非常重要的。

大气干扰的有效系数由下列关系式确定：

$$f_{\text{э.тм}} = P_n / kT_0 \Delta f_{\text{э.кн}}$$

式中 P_n ——理想地面上一无耗（即，效率 $\eta_e = 1$ ）等效天线所接收到的干扰功率（以瓦为单位）。

为了方便起见，天线加到匹配负载的功率值 P_n 可以用下列关系式表示

$$P_n = kT_e \Delta f_{\text{э.кн}} \quad (1.1.27)$$

式中 T_e ——表示某一干扰强度的等效噪声温度，这种表示方法是不严格的，因为大气干扰的频带比天线其它噪声分量窄得多。但是，当接收机的等效通频带比较窄时，通常可以把干扰频谱看作均匀的。因此，系数 f_e 可以定义为噪声温度的比值：

$$f_e = T_e / T_0 \quad (1.1.28)$$

在国际无线电咨询委员会的上述专题报告中引进的 f_e 表， f_e 是以分贝为单位的，即 $F_e = 10 \log f_e$ （分贝）。为了计算接收机通频带为 1 千赫时，大气干扰场强的均方值 $E_{\text{э.тм}}$ ，可以利用下列关系式：

$$E_e = F_e - 65.5 + 20 \log f \quad (1.1.29)$$

式中 E_e ——接收机带宽为 1 千赫时相对于 1 微伏/米的分贝数， f ——频率，以兆赫为单位。

当通频带为不同于 1 千赫的任意值 $\Delta f_{\text{э.кн}}$ （赫）时，干扰的场强值为 $E_e + 10 \log \Delta f_{\text{э.кн}} - 30$ 。当干扰场的 F_e 值为中值 $F_{e.m}$ （相对于 $kT_0 \Delta f_{\text{э.кн}}$ 的分贝数）时，就构成了地球上的图表，而且在该图表上画出了波长 $\lambda = 300 \text{ M}$ （ $f = 1$ 兆赫）时同样电平 $F_{e.m}$ 的中线。这时，全年分四个季度（冬、春、夏、秋），而一个昼夜按 4 小时分为六段。为了计算其它频率上的 $F_{e.m}$ 值，把每个图表变成图 1.7 所示的中值 $F_{e.m}$ 与频率的关系曲线（所画的曲线数，对应于频率 $f = 1$ 兆赫的 $F_{e.m}$ 的数值）。由图可见，干扰功率随频率的增加剧烈地减小，只有在 4—20 兆赫的频率范围内曲线簇有些上升。当频率超过 20—30 兆赫时，大气干扰就可以不考虑。

图 1.7 上的细虚线标明了远离大城市、大居民点、传输线和工业干扰源的《静》区所希望的工业干扰电平。在同一图中还用虚线示出了宇宙背景噪声的曲线。

另一特性——振幅的概率分布——是指在时间 $t(E)$ 内，干扰电平不超过给定噪声电平的百分数。假定 $t(E)$ 为干扰的分布律，并且可以用下列两种规律近似⁽⁶⁷⁾：

$$t(E) = \Phi \left[0.9 \frac{E - E_n}{D_n} \right] + 1 \quad E \leq E_n \quad (1.1.30)$$

$$t(E) = \Phi \left[0.9 \frac{E - E_n}{D_t} \right] + 1 \quad E > E_n \quad (1.1.31)$$

式中, $D_n = E_{0.9} - E_n$; $D_t = E_n - E_{0.1}$; $E_{0.9}$ 、 $E_{0.1}$ ——每隔六小时不超过90%和10%的E值; E_n ——噪声的中值;

$$\Phi(Z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^Z e^{-x^2} dx,$$

E_n 的数值与式(1.1.29)的中值 $F_{0.5}$ 有关。

D_t 和 D_n 的主要参数是频率 f 。在文献[59]中,对于每个 $F_{0.5}$ 曲线簇,引进了与它相应的整个地球区域的 D_t 和 D_n 的曲线簇。在同一文献中,还包含一些表征大气干扰参数的图表。

在文献[72,138,139]中,比较详细的研究了频率为20—30兆赫和超低频波段干扰幅度的分布律。

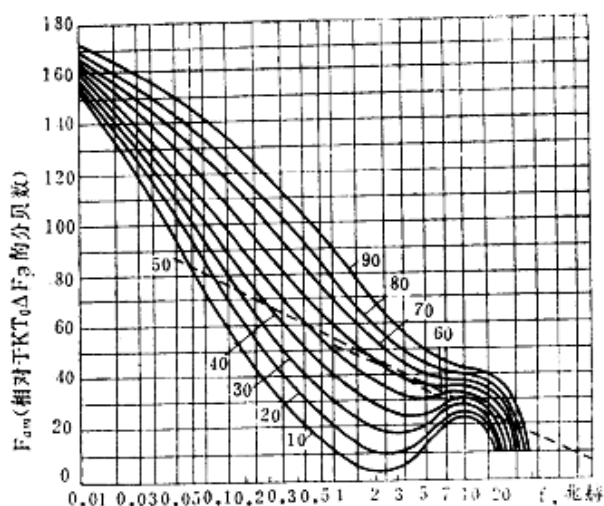


图 1.7

4. 工业干扰

工业干扰是由于各种电器设备、内燃机的点火系统,以及电力传输线产生的。工业干扰的频谱及其强度不仅与源的性质有关,而且与对它们所采取的措施(例如对本地源的屏蔽)和效果有关。这些干扰的最高电平可以表征各个大城市、工业中心,以及运动目标(例如汽车、飞机等等)的性质。工业干扰的电平和频谱很难预测和计算(除了电力线干扰外)。在各种场合下,这些数据可以用专门的测量接收机通过试验进行校正。在国际无线电咨询委员会专题报告 №322中,有一些远离干扰源处工业干扰电平的数据。在城市和市镇,对工业无线电干扰源的配置和限制电平有一定的规范。

1.2 无源无线电干扰

1. 地面杂乱反射

杂乱反射的一般特性。发射天线方向图主瓣及其旁瓣所辐射的无线电信号被地面反射后