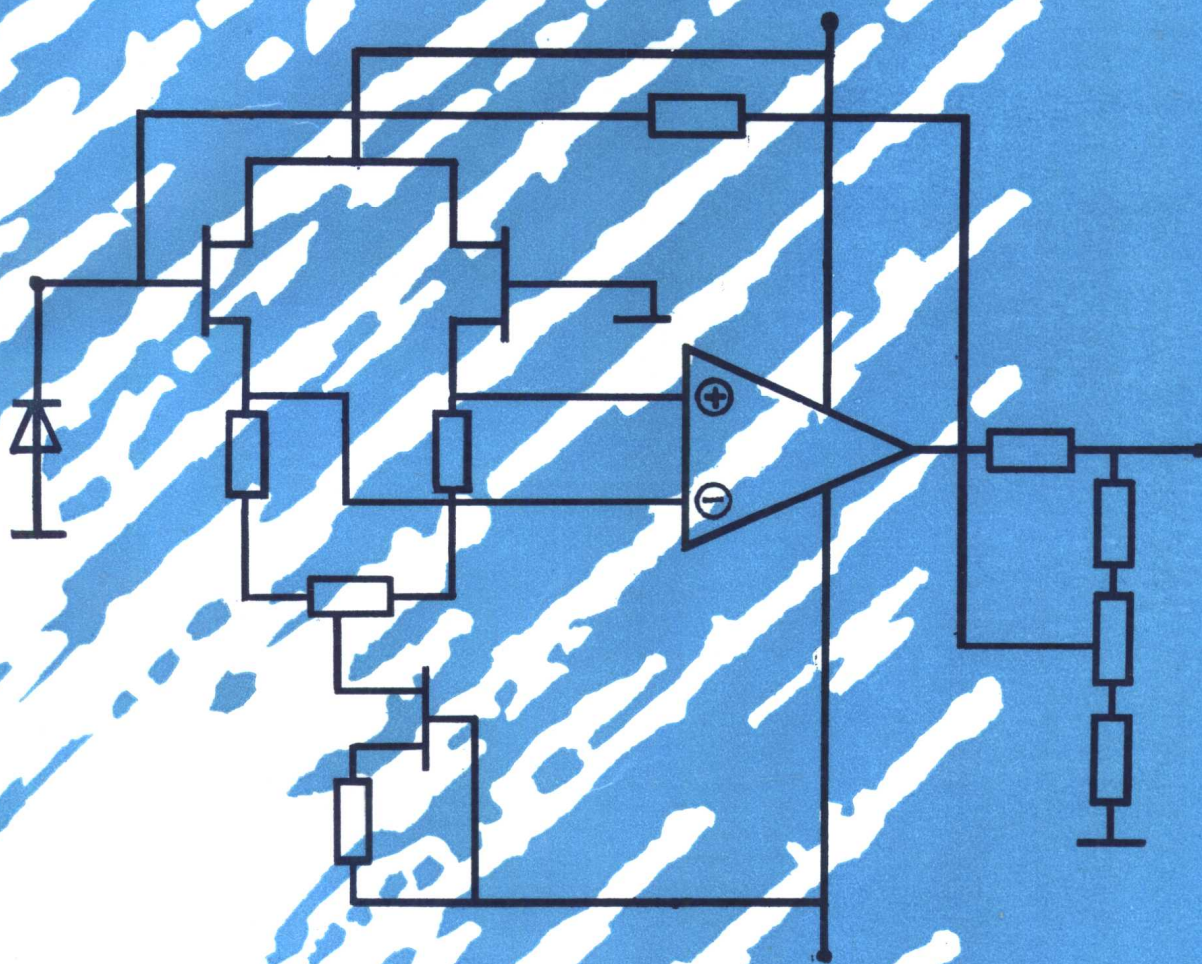


普通高等教育
兵工类规划教材

光电电子线路

胡士凌 孔得人 编著



北京理工大学出版社

光电电子线路

胡士凌 孔得人 编著

北京理工大学出版社

内 容 简 介

本书主要介绍光电技术领域中应用的电子线路,其中包括:低噪声放大器,微电流放大器,程控增益放大器,光电导器件和光伏探测器的偏置与放大电路,微弱信号检测技术,有源滤波器,调制与解调电路,模拟电压切换,信号采样和保持电路,信号数字处理技术以及小功率高压稳压电源和大功率稳流电路。

本书可以作为高等学校光电成像技术专业教材,也可提供从事光电技术的技术人员参考之用。

图书在版编目(CIP)数据

光电电子线路/胡士凌,孔得人编著. —北京:北京理工大学出版社,1996

ISBN 7-81045-138-3

I. 光… II. ①胡… ②孔… III. 光电子技术-电子电路 IV. TN20

中国版本图书馆 CIP 数据核字(96)第 11228 号

北京理工大学出版社出版发行

(北京市海淀区白石桥 7 号)

邮政编码 100081 电话(010)68422683

各地新华书店经售

北京地质印刷厂印刷

*

787×1092 毫米 16 开本 21 印张 插页 1 518 千字

1996 年 8 月第一版 1996 年 8 月第一次印刷

印数:1—2500 册 定价:23.50 元

※图书印装有误,可随时与我社退换※

出 版 说 明

遵照国务院国发[1978]23号文件精神,中国兵器工业总公司承担全国高等学校兵工类专业教材的规划、编审、出版的组织工作。自1983年兵总教材编审室成立以来,在广大教师的积极支持和努力下;在国防工业出版社、兵器工业出版社和北京理工大学出版社的积极配合下,已完成两轮兵工类专业教材的规划、编审、出版任务。共出版教材211种。这批教材出版对解决兵工专业教材有无问题、稳定教学秩序、促进教学改革、提高教学质量都起到了积极作用。

为了使兵工类专业教材更好地适应社会主义现代化建设需要,特别是国防现代化培养人才的需要,反映国防科技的先进水平,达到打好基础、精选内容、逐步更新、利于提高教学质量的要求,我们以提高教材质量为主线,完善编审制度、建立质量标准、明确岗位责任,制订了由主审人审查、责任编委复审和教编室审定等5个文件。并根据兵工类专业的特点,成立了十个专业教学指导委员会,以更好地编制兵工类专业教材建设规划,加强对教材的评审和研究工作。

为贯彻国家教委提出的“抓好重点教材,全面提高质量,适当发展品种,力争系统配套,完善管理制度,加强组织领导”的“八五”教材建设方针。兵总教材编审室在总结前两轮教材编审出版工作的基础上,于1991年制订了1991~1995年兵工类专业教材编写出版规划。共列入教材220种。这些教材都是从学校使用两遍以上、实践证明是比较好的讲义中遴选的,专业教学指导委员会从兵工专业教材建设的整体考虑对编写大纲进行了审查,认为符合兵工专业培养人才要求,符合国家出版方针。这批教材的出版必将为兵工专业教材的系列配套,为教学质量的提高、培养国防现代化人才,为促进兵工类专业科学技术的发展,都将起到积极的作用。

本教材由陶兆民研究员主审,经中国兵器工业总公司夜视与激光技术专业教学指导委员会复查,兵总教材编审室审定。

限于水平和经验,这批教材的编审出版难免有缺点和不足之处,希望使用本教材的单位和广大读者批评指正。

中国兵器工业总公司教材编审室

1995年12月

序

光电成像是适应信息社会的需要而迅速发展的一门新技术分支学科。这一先进的技术为人类有效地扩展了自身的视觉能力。利用光电成像技术,可在全黑的夜空不用照明能像白天一样看清周围景物;可利用景物本身在常温下的辐射能获得可见的图像信息;可通过视频信号的转换能完成图像的传输,存贮以及处理等功能。由于光电成像技术首先在军事领域中得到了应用,因此这一技术已成为国防科技中至关重要的专业技术。

中国兵器工业总公司教材编审室最近组织编写了光电成像技术专业的系列教材,这是做了一件很有意义的工作。通过这套教材,读者可以全面了解军事及民用领域中光电成像技术的主要内容及其进展。

光电成像技术,一可以扩展人眼对微弱光图像的探测能力;二可以将超快速现象记下来;三可以开拓人眼对不可见辐射的接收能力。正是由于光电技术的这些作用,才逐步发展成为现在的各类光电成像器件及系统。并由此建立并发展了这一技术学科。

光电成像是以微光图像的增强和红外、紫外、X射线、亚毫米波等非可见辐射图像的探测与处理为基本内容的高新技术分支学科。由于军事工程的迫切需求,这一技术取得了迅猛的发展。当前光电技术已达到接近光子探测的极限水平。其主要标志是:具有高量子效率的负电子亲和势光电阴极的第三代微光像增强器已走出实验室进入商品化市场;以超大规模的电荷耦合器件(CCD)面阵为核心的高性能固态摄像机已在国防和民用领域获得广泛应用;热成像中引入了焦平面技术,多元探测器的光机扫描热成像系统的噪声等效温差已可优于 0.01K ;辐射探测的长波限已延伸到 $30\mu\text{m}$ 的波段; $40\mu\text{m}$ 以上波段的开拓工作也有所进展;以红外电荷耦合器件(IRCCD)为核心的凝视热成像系统的发展正方兴未艾,并已开始在体积、重量要求严格的应用场合取代了光机扫描式热像仪。利用光电成像器件,可以将超快速(例如核爆炸、高压放电的形成)在纳秒、皮秒、以至飞秒级变化现象记录下来。

由30年代至今,光电成像技术的发展历程已走过了60年。当前光电成像技术已渗透到许多科学领域中,这一技术开拓了二维高密度以及随时间变化的三维信息源,促成了人类视觉探测域的光谱延伸、阈值扩展和时间暂留。根据当代社会对发展图像信息技术的迫切需要、国防上对夜战和图像制导等技术的重视,可以预计光电成像技术定会有更为迅速的发展前景。为此我深信这套教材的出版将会促进这一新兴分支学科的发展。

王大珩

1992年6月

前 言

本教材是“光电成像技术”兵工系列教材之一,是根据“全国高等工科院校光电技术专业教学指导委员会”1990年5月会议上审定的《光电电子线路》编写大纲编写的。

本教材主要从光电成像技术专业中所遇到的输入光信号极其微弱的这个基本点出发,系统地介绍光电器件的偏置、低噪声放大器、微电流放大器、调制与解调以及微弱信号检测技术等基本工作原理及其电路。并对光电技术中常用的标准光源所用的高精度稳流电源和弱光检测用的光电倍增管小功率高压稳压电源的工作原理及其设计作了详细介绍。近年来,微机技术也在光电技术领域中普遍采用,为此,本教材对光电耦合器、模拟电压切换、信号采样和保持电路也作了较为详细地介绍。

本教材实用性较强,着重介绍各种电路的基本工作原理及其设计方法,理论联系实际。各章都自成系统又互相联系。

本课程是在修完《模拟电子技术》、《数字电子技术》以及《电工技术》之后进行讲授。

本教材中,第一、二、六、七、九章由北京理工大学胡士凌编写;第三、四、五、八章由南京理工大学孔得人编写,最后由胡士凌统编。并经中国科学院电子所陶兆民研究员审阅,提出了宝贵意见,在此表示衷心感谢。

由于,我们水平有限,书中难免有错误和不妥之处,希望读者提出批评和指正。

编 者

1995年12月

目 录

第一章 低噪声放大器	(1)
1.1 噪声的基本概念、放大器的噪声模型	(1)
1.2 元器件的噪声	(11)
1.3 低噪声放大器的设计	(23)
1.4 噪声的测量	(56)
第二章 专用放大器	(60)
2.1 集成运算放大器的主要参数及基本应用	(60)
2.2 电流放大器	(71)
2.3 仪表放大器	(89)
2.4 程控增益放大器	(97)
第三章 微弱信号检测技术	(112)
3.1 相干检测——锁定放大器的原理	(112)
3.2 锁定放大器中的相关器	(115)
3.3 锁定放大器的同步积分器	(123)
3.4 动态范围与动态协调	(130)
3.5 锁定放大器的应用	(135)
3.6 取样积分器原理和工作方式	(137)
3.7 门积分器的原理分析	(142)
3.8 取样积分器的参数选择	(149)
3.9 几种典型的取样积分器及其应用	(152)
3.10 多点平均器	(155)
第四章 有源滤波器	(164)
4.1 无源滤波器及其频率特性	(164)
4.2 有源滤波器	(167)
第五章 调制与解调电路	(188)
5.1 调制信号的产生和特性	(188)
5.2 调幅波的解调电路	(193)
5.3 调角波的解调电路	(199)
第六章 光电器件电路设计及其应用	(207)
6.1 光电导器件的偏置与放大电路	(207)
6.2 光伏型探测器的偏置电路与放大电路	(218)
6.3 光电倍增管的偏置与放大电路	(230)
6.4 光电耦合器特性及其应用	(237)
第七章 模拟电压的切换和信号的采样、保持电路	(247)
7.1 模拟电压的切换	(247)
7.2 采样保持电路	(258)

第八章 光电信号的数字处理	(270)
8.1 数字化平均.....	(270)
8.2 相敏检测.....	(271)
8.3 数字滤波器.....	(274)
8.4 快速傅里叶变换(FFT).....	(279)
8.5 相关技术.....	(281)
第九章 小功率高压稳压电源和大功率稳流电源	(284)
9.1 稳定电源基本参数和调节原理.....	(284)
9.2 集成稳压电路.....	(291)
9.3 小功率高压稳压电源.....	(302)
9.4 稳流电源.....	(316)
主要参考书目	(324)

第一章 低噪声放大器

在弱光检测中,光经光电探测器转换为电信号,此电信号极其微弱。由于背景和探测器本身产生的噪声,使得信号的信噪比较低。所以对信号进行放大处理,并不是单纯地提高放大器的增益将信号放到足够大的电压就可以了。因为放大器是由有源器件和无源器件组成,它们是新的噪声源,放大器不但把输入信号和噪声放大,同时还会混进放大器本身带来的新的噪声,使输出信噪比降低,甚至可能达到噪声把有用的信号淹没掉的恶劣程度,以至无法检测到有用的信号。

低噪声放大器的设计,是要将放大器引进的噪声降低到最小程度,同时又要满足放大器其它一系列指标。例如,增益、带宽、输入阻抗和输出阻抗等。所以,低噪声放大器设计是整个检测系统设计中的一个必要的主要环节。

1.1 噪声的基本概念、放大器的噪声模型

1.1.1 噪声的基本概念

1.1.1.1 噪声的定义

广义的说,扰乱或干扰有用信号的某种不期望的扰动。常把可以减少或者消除的外部扰动称为干扰,而把由于材料或器件的物理原因所产生的扰动称为噪声。

来自系统外部的干扰,如市电 50 或 100Hz 的交流干扰;带触点的电器(继电器开关)火花干扰;脉冲激光,雷达发射或电路中高能脉冲引起的宽带干扰;元件或部件的机械振动而产生的颤噪效应等。一般可以采用电磁屏蔽,去耦,滤波,元件的合理布局,合理走线等方法,使干扰减少或消除。

材料、器件或部件的物理原因产生的噪声,如处于绝对零度以上的任何导体都具有热噪声;晶体管,电子管,光电器件中的载流子通过势垒构成的散弹噪声等,也属于这类噪声,都是我们要研究的内容。这类噪声是由大量的短尖脉冲组成,其幅度和相位都是随机的,脉冲形状也不一定相同,任一噪声脉冲的能量只占总噪声能量的极微小部分,这些脉冲的叠加,即产生所谓的随机噪声。

在整个检测系统中,可以处理的最高信号电平受电路特性限制,而最小可检测电平取决于噪声。也就是说,噪声限制了探测器的分辨能力和系统的动态范围。

1.1.1.2 噪声的统计特性

随机噪声是一种前后独立的平稳随机过程,在任何时刻它的幅度,波形及相位都是随机的。但是每一种噪声还是服从于一定的统计分布规律,因此又是可统计的。例如只要产生噪声的过程条件不变,噪声功率或给定时间区间内的能量就不变,它在时间域内的幅度平均值为零。大多数噪声瞬时幅度的概率分布是正态分布,即符合高斯分布规律:

$$P(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(x-a)^2}{2\sigma^2}} \quad (1-1)$$

式中 σ ——噪声电压均方根值 $\sqrt{\bar{x}^2}$;

a ——噪声电平的平均值,一般为零。

在低噪声设计中,我们主要关心的是 σ

$$\sigma^2 = \bar{x}^2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x^2 dt \quad (1-2)$$

它是衡量系统噪声大小的基本量。

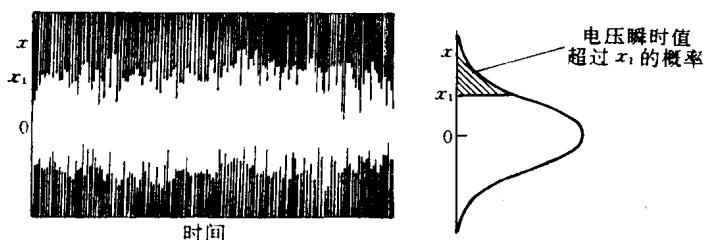


图 1-1 噪声波形及幅度的高斯分布

图 1-1 是由示波器上获得的噪声电压照片及其高斯分布曲线。高斯曲线下面的面积代表不同噪声电压产生的概率。概率取值在 0—1 之间,所以总面积代表 1。波形集中在零电平附近,高于或低于这个电平的噪声波形的瞬时值的概率等于 0.5,超过 x_1 值概率,如图的阴影区面积。作为工程近似,可以认为噪声电压都位于正负三倍的噪声均方根值之内。峰—峰电压在 99.7% 的时间内小于 6 倍的均方根值。

噪声电压大小用式(1-2)确定的均方值的开方,即均方根值表示,在测量其大小时,用均方根响应电压表。一般交流电压表为平均值响应,即用测得的被测交流电压的平均值再乘以正弦波的均方根值与平均值的比值(1.11)得出的值刻度,所以测量正弦波交流电压是正确的。但是测量噪声电压就会产生误差。因为噪声电压的均方根值与平均值之比为 1.255,所以,用均值响应电压表去测量噪声电压,读数值偏小,须将读数乘以 1.13 的修正系数,才是噪声电压的均方根值。

1.1.1.3 随机噪声的相关函数

噪声电压不仅是每一瞬间取值是随机的,且噪声电压随时间变化也是随机的,故称随机过程。但系统处于稳态时,不同时刻的噪声概率分布规律是一样的,因此又称平稳随机过程。这种平稳随机过程的时间统计特性用 $\bar{x}$, $\bar{x}^2$ 和 $\sigma = \sqrt{\bar{x}^2}$ 等表示。平稳随机过程的相关函数 $R(\tau)$ 表示随机过程两个不同时间上的相关性,定义为

$$R(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t)x(t+\tau)dt \quad (1-3)$$

$R(\tau)$ 的重要特性是:

(1) $R(\tau)$ 仅与时间差(即时延 τ)有关,而与计算的时间起点无关。

(2) 由于绝大多数噪声相互独立,所以 $R(\tau)$ 随 τ 增加而衰减。衰减愈快,表示随机过程在时间上相关性愈小。

(3) 当 $\tau=0$ 时,即时间 t 产生的噪声与它自身相关。此时 $R(\tau)$ 具有最大值:

$$R(0) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x^2 dt = \overline{x^2} \quad (1-4)$$

因而, $R(0)$ 实际上代表噪声的均方值。

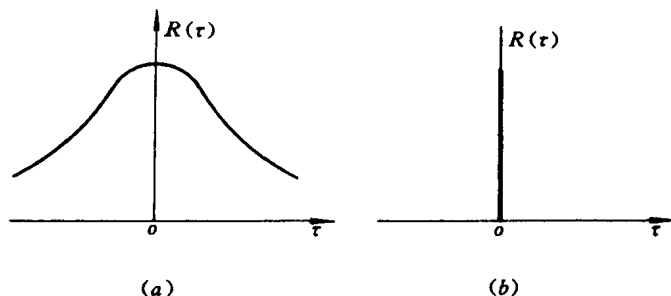


图 1-2 噪声的相关函数

通常,噪声的相关函数如图 1-2(a) 所示。对于白噪声之类的随机噪声的两个随机噪声脉冲之间的时间相关性很小,其 $R(\tau)$ 呈现 δ 函数形式如图 1-2(b) 所示。

1.1.1.4 放大器及线性网络的噪声带宽

放大器或调谐电路的带宽定义为高功率点与低半功率点之间的频率间隔。半功率点电压等于高功率点电压的 0.707,它表明功率降到最大值的 50%。

而噪声带宽 Δf 是系统或电路的功率增益的带宽,数学表示式为

$$\Delta f = \frac{1}{G_0} \int_0^\infty G(f) df \quad (1-5)$$

式中 Δf ——噪声带宽(Hz);

$G(f)$ ——功率增益,频率的函数;

G_0 ——最大功率增益。

因为功率增益正比于网络电压增益的平方。所以噪声带宽又可写成:

$$\Delta f = \frac{1}{A_{v0}^2} \int_0^\infty [A_v^2(f)] \Delta f \quad (1-6)$$

式中 $A_v(f)$ ——电压增益,频率的函数;

A_{v0} ——最大电压增益。

图 1-3 所示的是典型的放大器功率增益曲线,横坐标频率刻度是线性的,而不是通常的对数刻度。虚线方框的面积等于 $A_v^2(f)$ 曲线下的面积,因而 0 到 Δf 的带宽就是噪声带宽。

例如,RC 低通滤波器电路,其电压增益频率函数

$$|A_v(f)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}}$$

半功率带宽 $f_c = \frac{1}{2\pi RC}$, 而噪声带宽

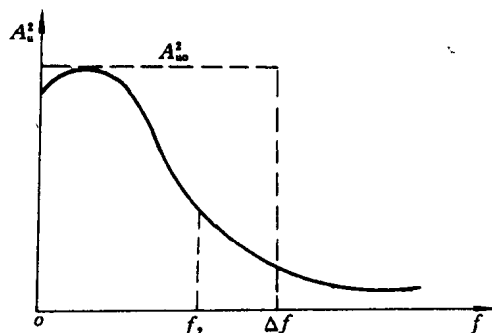


图 1-3 噪声带宽的图形表示

$$\begin{aligned}
 \Delta f &= \frac{1}{A_{u0}^2} \int_0^\infty [A_u^2(f)] df \\
 &= \int_0^\infty \frac{1}{1 + (2\pi RC)^2 f^2} = \frac{1}{4RC} = \frac{\pi}{2} f_c \\
 &= 1.571 f_c
 \end{aligned} \tag{1-7}$$

式(1-7)表明噪声带宽是半功率带宽的 1.571 倍。

如果网络是两级 RC 低通滤波器串联, 则其频率响应 $|A_u(f)|$ 为

$$|A_u(f)| = |A_u(f)^2|$$

噪声带宽 $\Delta f = \pi / (8\pi RC)$, 半功率带宽 $f_c = 0.64 / (2\pi RC)$ 。因此 $\Delta f = 1.22 f_c$ 。随着级数增多, 级联曲线下下降愈加急剧, 噪声带宽 Δf 愈接近半功率带宽 f_c 。

1.1.1.5 噪声源的相关性以及噪声电压相加

在研究放大器输出噪声时经常会遇到几个噪声同时干扰的情况, 如图 1-4 所示, 要求比较两个噪声源波形是否相似, 为此引出相关系数 C , 作为两个噪声相似性 (或线性相关性) 的一种度量, 定义为

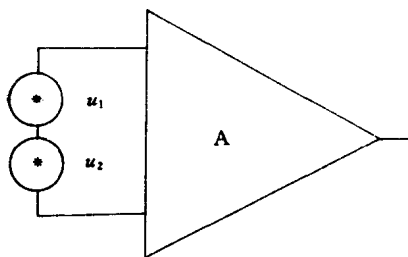


图 1-4 放大器输入端 2 个噪声源同时作用

$$\begin{aligned}
 C &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{\frac{1}{2T} \int_{-T}^T u_1(t) \cdot u_2(t) dt}{\left[\frac{1}{2T} \int_{-T}^T u_1^2(t) dt \cdot \frac{1}{2T} \int_{-T}^T u_2^2(t) dt \right]^{1/2}} \\
 &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{\frac{1}{2T} \int_{-T}^T u_1(t) \cdot u_2(t) dt}{\sqrt{\bar{u}_1^2 \cdot \bar{u}_2^2}}
 \end{aligned} \tag{1-8}$$

如果两个噪声源独立产生, 电压瞬时值之间没有关系时, 它们是不相关的, 则相关系数 $C=0$, 如噪声源之间存在相关性, 则 $C \neq 0$, 在 -1 到 +1 之间取值。

当两个噪声相关时, 则有

$$\begin{aligned}
 \bar{u}^2 &= \overline{(u_1 + u_2)^2} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T (u_1 + u_2)^2 dt \\
 &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \left[\int_{-T}^T u_1^2 dt + \int_{-T}^T u_2^2 dt + 2 \int_{-T}^T u_1 u_2 dt \right] \\
 &= \bar{u}_1^2 + \bar{u}_2^2 + \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T u_1 u_2 dt \\
 &= \bar{u}_1^2 + \bar{u}_2^2 + 2C \sqrt{\bar{u}_1^2} \sqrt{\bar{u}_2^2}
 \end{aligned} \tag{1-9}$$

对于两个互不相关的噪声源, 则等效成一个噪声源, 其均方值等于各噪声源均方值之和, 即

$$\bar{u}^2 = \bar{u}_1^2 + \bar{u}_2^2 \tag{1-10}$$

在放大器噪声分析中, 由于 C 值不易确定, 因此常假定相关为零, 即 $C=0$, 而误差不大。假如设两个电压数值相等并完全相关, 相加后的均方根值为原来的 2 倍。而不相关的则为 1.4 倍。因此带来的最大误差的 30%。若部分相关或一值远远大于另一值, 则误差就更小了。

1.1.1.6 热噪声

导体中载流子热运动所产生的噪声称为热噪声或称约翰逊噪声。这种载流子的运动类似

于布朗运动,在无外加电压作用时,载流子热运动方向杂乱无章,随着温度升高,热运动变得更加剧烈。设想在电阻中有一截面 S ,某一时刻,观察从左向右穿过截面 S 的载流子数目一般与从右向左穿过 S 面的数目相等。如果观察的时间间隔取得更短一些,则从一个方向穿过 S 面的载流子数也许比反向穿过的多一些。而在另一个时间里可能会少一些,这就出现了正或负的偏差。这些正、负偏差在全部时间里的平均值等于零,但是它们的方差却不会等于零,而是一个定值,它就是电阻两端开路热噪声电压 E_i :

$$E_i = \sqrt{4kTR\Delta f} \quad (1-11)$$

式中 k ——玻耳兹曼常数, $1.38 \times 10^{-23} \text{W} \cdot \text{S/K}$;

T ——电阻的绝对温度 K ;

Δf ——测量系统的噪声带宽, Hz ;

R ——电阻或阻抗的实部, Ω ;

热噪声普遍的存在,与电阻种类无关,实际上炭质电阻的噪声大于线绕电阻的噪声,这是因为炭质电阻还存在其它噪声的缘故。因此热噪声也就成为电阻性元件的低限噪声。

热噪声功率的频率分布是均匀的,就是说,每赫芝带宽内的噪声功率是一个常数;从 100Hz 到 200Hz 带宽内的热噪声功率等于 1000Hz 到 1100Hz 带宽内的热噪声功率。所以可称为白噪声。

单位带宽内的噪声功率称为功率谱密度 $S(f)$ 。热噪声的功率谱密度 $S(f)$

$$S(f) = \frac{E_i^2}{\Delta f} = 4kTR \quad (1-12)$$

与频率无关。

由式(1-12)可以看出,为尽可能减小电子电路的热噪声:

- (1) 减小电阻;
- (2) 在所需信号的频谱能通过的情况下,带宽尽可能窄;
- (3) 将电路放在低温或者散热良好的条件下工作。

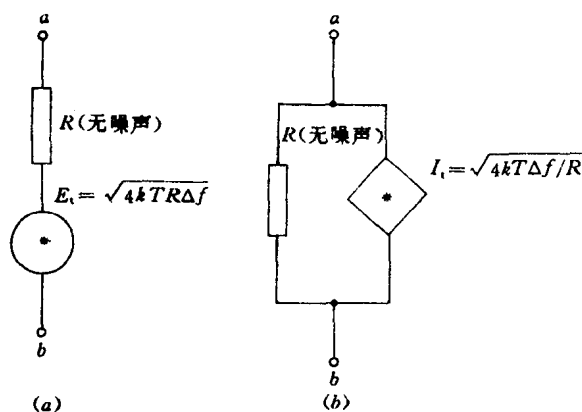


图 1-5 热噪声等效电路

为便于分析,把产生热噪声的每个电阻元件用一个等效电路表示,该等效电路由噪声电压(或噪声电流)源和无噪声电阻组成。例如接入 a 、 b 端的一个有噪声的电阻,可用一同样欧姆数

但无噪声的电阻与一个噪声电压为 $E_i = \sqrt{4kTR\Delta f}$ 的噪声电压源串联来代替,如图 1-5(a)所示。

根据电压源与电流源等效互换原则,图 1-5(a)的串联等效电路可用一个等效噪声电流源并联一个无噪声电阻来代替,如图 1-5(b)所示,噪声电流发生器 I_i 的均方根值为

$$I_i = \frac{E_i}{R} = \sqrt{\frac{4kT\Delta f}{R}} \quad (1-13)$$

由于噪声的相位是随机的,所以图 1-5 中的噪声源均不标明它的参考方向。

当几个电阻串联时,用噪声电压源等效电路比较方便,几个电阻并联时,用噪声电流源电路比较方便。例如,如图 1-6 中电阻 R_1 和 R_2 的串联电路,它们的噪声电压的均方值分别为 E_{n1}^2 和 E_{n2}^2 ,根据能量守恒原理,当电路有多个噪声源同时作用时,总输出噪声功率等于各个噪声源分别作用时的噪声功率之和。因此,两个电阻串联时,总的噪声电压均方值应等于各电阻的噪声电压均方值之和

$$\begin{aligned} E_i^2 &= E_{n1}^2 + E_{n2}^2 = 4kTR_1\Delta f + 4kTR_2\Delta f \\ &= 4kT(R_1 + R_2)\Delta f = 4kTR\Delta f \end{aligned}$$

(1-14)

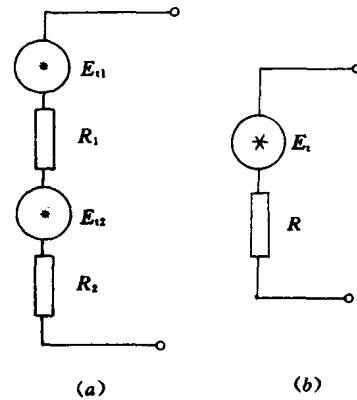


图 1-6 电阻串联等效电路

式中 R ——是串联后的总电阻, $R=R_1+R_2$ 。

两个电阻并联时,可将每个噪声电阻用噪声电流源并联电阻等效,求出总噪声电流源和并联电阻,再转换成总噪声电压源和总等效电阻串联的等效电路,例如电阻 R_1 和 R_2 的并联如图 1-7 所示。

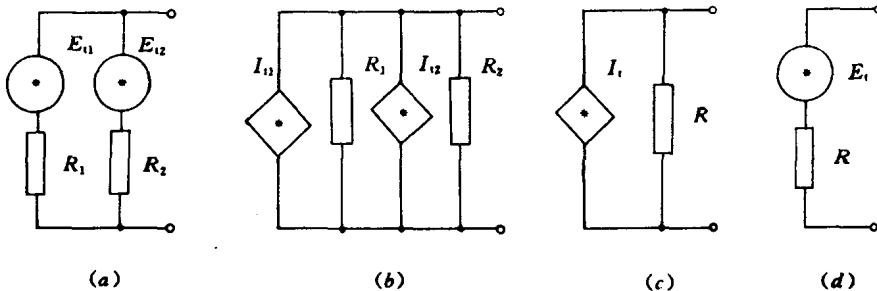


图 1-7 电阻并联等效电路

用式(1-14)将噪声电压源转换成噪声电流源 I_{n1} 和 I_{n2} , 分别为

$$I_{n1} = \sqrt{\frac{4kT\Delta f}{R_1}} \quad I_{n2} = \sqrt{\frac{4kT\Delta f}{R_2}}$$

并联后,总噪声功率等于各噪声功率之和,所以

$$\begin{aligned} I_i^2 &= I_{n1}^2 + I_{n2}^2 = \frac{4kT\Delta f}{R_1} + \frac{4kT\Delta f}{R_2} \\ &= 4kT\Delta f \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) = \frac{4kT\Delta f}{R} \end{aligned} \quad (1-15)$$

式中 R ——并联等效电阻 $R=R_1R_2/(R_1+R_2)$ 。

总噪声电压 E_i

$$E_i = I_i \cdot R = \sqrt{\frac{4kT\Delta f}{R}} \cdot R = \sqrt{4kTR\Delta f} \quad (1-16)$$

式(1-16)表明,两电阻并联时,总噪声电压等于其等效电阻的热噪声电压,这个结论并可推广到复杂电路中。

1.1.1.7 散弹噪声

在半导体器件或真空器件中,载流子(电子或空穴)属于离散的电荷迁移粒子,而不是平滑和连续的运动来形成电流,也就是这些器件的电流由许多微小电流脉冲叠加而成,因此,电流表现出随机起伏,这种随机起伏称之为散弹噪声,用噪声电流表示:

$$I_{sh} = \sqrt{2qI_{DC}\Delta f} \quad (1-17)$$

式中 q ——电子电荷, 1.59×10^{-19} (C)

I_{DC} ——通过器件的直流电流(A)

Δf ——噪声带宽(Hz)

可以看出,散弹噪声电流正比于噪声带宽的平方根,每赫兹带宽含有相等的噪声功率,它是白噪声。

散弹噪声与电流流过位垒有关,在半导体中各PN结上以及电子管的阴极表面都有这种位垒,当电流通过位垒时,便会产生散弹噪声,在简单的导体中没有位垒,所以不产生散弹噪声。典型的位垒是双极晶体管中的发射结(e-b)结。该结的伏安特性可用二极管特性公式表示:

$$I_e = I_0(e^{\frac{qU_e}{kT}} - 1) \quad (1-18)$$

式中 I_e ——发射结电流(A)

I_0 ——反向饱和电流(A)

U_e ——发射结电压(V)

k ——波耳兹曼常数, 1.38×10^{-23} (w · S/K)

式(1-18)中的电流 I_e 可以看成由两部分组成

$$I_e = I_1 + I_2$$

其中 $I_1 = -I_0$; $I_2 = I_0 e^{\frac{qU_e}{kT}}$ 。

电流 I_1 是由热生少数载流子产生, I_2 是位垒两端多数载流子扩散产生。这些电流都会产生强烈的散弹噪声,虽然它们的电流方向相反,但所产生的噪声不是抵消,而是按它们的噪声电压均方值相加(功率相加)。

图1-8表示一个正偏PN结的散弹噪声等效电路。噪声电流源 I_{sh} 可由式(1-17)得到。图中 r_e 是无噪声电阻,是将式(1-18)对 U_e 微分得到一个电导,它的倒数

$$r_e = \frac{kT}{qI_e} \quad (1-19)$$

称为肖克莱射极电阻,室温(290K)下, $r_e = 0.026/I_e$, 因为 r_e 是一种动态效应,不是本体或材料特性,所以 r_e 不是热噪声电阻。

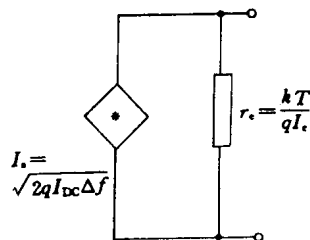


图1-8 正偏PN结散弹噪声等效电路

1.1.1.8 低频噪声

在半导体器件、真空电子管、热敏电阻和普通电阻器件中,还存在一种闪烁噪声,其噪声功率谱密度随频率的降低而增加,即

$$S(f) = K_1 \frac{1}{f^\alpha} \quad (1-20)$$

式中的 α 与器件的材料性质及表面状况有关,其值在 0.8~1.3 范围内, K_1 是常数。由于这种噪声的频率特性,故又称低频噪声或 $1/f$ 噪声。显然,低频噪声不是白噪声。

要确定某一带宽的噪声功率,可以对式(1-20)积分,并取 $\alpha=1$,则有

$$E_f^2 = K_1 \int_{f_L}^{f_h} \frac{1}{f} df = K_1 \ln\left(\frac{f_h}{f_L}\right) \quad (1-21)$$

式中 f_h 和 f_L 是频带的上限和下限频率。

当下限频率很低时,式(1-21)可以简化为

$$\begin{aligned} E_f^2 &= K_1 \ln\left(\frac{f_h}{f_L}\right) = K_1 \ln\left(\frac{f_L + \Delta f}{f_L}\right) = K_1 \ln\left(1 + \frac{\Delta f}{f_L}\right) \\ &\approx K_1 \ln\left(\frac{\Delta f}{f_L}\right) \end{aligned} \quad (1-22)$$

从式(1-21)可以看出,每十倍频程带宽内的低频噪声功率是相等的,例如从 0.1—1Hz, 1—10Hz, 100—1000Hz 的噪声功率是相等的。

1.1.1.9 过剩噪声

当直流电流流过像合成碳质电阻一类不连续的介质时,产生的噪声。合成碳质电阻是由许多微小碳粒和粘合剂的混合物压制而成。由于电导率不均匀,电流流过后,碳粒之间会产生微小电弧,形成电流脉冲,这就是过剩噪声,“过剩”就是指电阻中除热噪声以外多余的噪声。

过剩噪声功率与频率的倒数成正比,与流过电阻的电流及电阻值的关系可由下列经验公式确定:

$$E_{xx}^2 = \frac{K_2 I_{DC}^2 R^2}{f} \quad (1-23)$$

式中 K_2 ——常数,与制作有关;

I_{DC} ——流过电阻 R 的直流电流(A)。

式(1-23)表明,过剩噪声功率与频率 f 成反比,过剩噪声电压与流过电阻的电流成正比。为表征过剩噪声的大小,引入术语噪声指数 NI ,就是电阻两端每一伏直流电压在十倍频程内产生的均方根噪声微伏值,一般用分贝表示,可表示为

$$NI = 20 \lg \left(\frac{E_{xx}}{U_{DC}} \right) \text{ dB/十倍频程} \quad (1-24)$$

可在有关产品手册中查到。

1.1.2 放大器的噪声

1.1.2.1 放大器的噪声模型

放大器由许多元器件组成,每一个元器件都可能是一个噪声源,所以难以从噪声的观点进行分析。为了简化噪声分析,提出了一个放大器噪声模型。如图 1-9 所示,放大器内的所有噪声源都折算到输入端,这就是阻抗为零的噪声电压源 E_n 串联在输入端和阻抗为无限大的噪声

电流源 I_n 与输入端并联。而放大器内部成为一个无噪声的放大器, 噪声电压 E_n 和噪声电流 I_n 可以通过测量得到。

除放大器外, 其它如晶体管, 电子管以及集成电路也可以应用上述噪声模型来表示。

图中, R_s 为信号源电阻, E_s 为信号源电阻的热噪声电压, U_s 为信号源电压, Z_i 为放大器的输入电阻。

1.1.2.2 等效输入噪声

利用 E_n-I_n 噪声模型把图 1-9 所示的放大器系统中噪声源简化成为三个。然而进一步简化不仅需要而且有可能。用一个等效输入噪声 E_{ni} 代表所有的三个噪声源。也就是将放大器内外部所有的噪声源, 用一个折算到信号源处的噪声源来代表。现在来确定等效输入噪声 E_{ni} 。

图 1-9 放大器输入端的噪声电压 E_i 可以用分压原理和分流原理求出, 即

$$E_i^2 = \frac{(E_n^2 + E_s^2)Z_i^2}{(R_s + Z_i)^2} + \frac{I_n^2 Z_i^2 R_s^2}{(R_s + Z_i)^2} \quad (1-25)$$

设放大器的电压增益为 A_u , 则放大器输出端的总噪声为

$$E_{no}^2 = A_u^2 E_i^2 = A_u^2 \left[\frac{(E_n^2 + E_s^2)Z_i^2}{(R_s + Z_i)^2} + \frac{I_n^2 Z_i^2 R_s^2}{(R_s + Z_i)^2} \right] \quad (1-26)$$

从信号源到放大器输出端的传输函数称之为系统的增益 K_t , 定义为

$$K_t = \frac{U_o}{U_s} \quad (1-27)$$

式中 U_s ——输入信号电压;

U_o ——放大器输出端信号电压

$$U_o = A_u \frac{U_s Z_i}{R_s + Z_i} \quad (1-28)$$

将式(1-28)代入式(1-27), 得

$$K_t = \frac{A_u Z_i}{R_s + Z_i} \quad (1-29)$$

可以看出, 系统增益 K_t 与放大器电压增益 A_u 不同, K_t 不仅与放大器有关, 还与信号源内阻有关。

根据等效输入噪声 E_{ni} 定义, 把放大器所有噪声源折算到信号源处, 所以总输出噪声除以系统增益就得到等效输入噪声 E_{ni}

$$E_{ni}^2 = \frac{E_{no}^2}{K_t^2} \quad (1-30)$$

将式(1-26)和式(1-29)代入式(1-30), 得到

$$E_{ni}^2 = E_s^2 + E_n^2 + I_n^2 R_s^2 \quad (1-31)$$

这就是等效输入噪声的常见形式, 适用于任何有源网络。式中 E_s 是源电阻的热噪声, 可用式(1-11)计算, 或通过测量得到, 而放大器的噪声电压源 E_n 和电流源 I_n 值可以用测量方法得到, 所以系统的等效输入噪声 E_{ni} 是确定的。

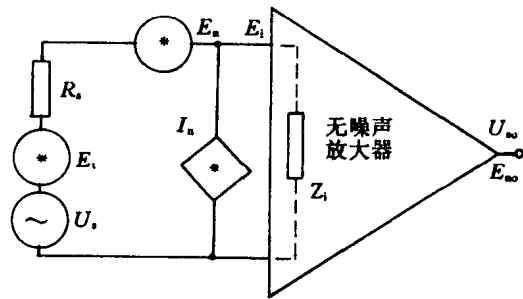


图 1-9 带信号源的放大器噪声模型