

N 1975
62

红外手册

第四分册
(红外系统)

红外与激光技术编辑组

RW1/1604/04

10

458 1

红 外 手 册

编辑： 红 外 与 激 光 技 术 编 辑 组
出版： 天 津 市 (15) 215 信 箱
印刷： 天 津 新 华 印 刷

第四分册 (全套共有四个分册)

4



出版说明

一九七五年，红外情报与分析中心，根据现代红外技术发展的需要，组织和筹备《红外手册》(The Infrared Handbook)的编辑出版工作。红外情报与分析中心主任George Zissis，与亚利桑那大学光学教授W.L.Wolfe，即一九六五年出版的《军事红外技术手册》(Handbook of Military Infrared)的编辑，作为《红外手册》的编辑，共同合作，经过广泛、深入的调查研究，多方征求意见，在《军事红外技术手册》(该手册国内尚无中译本)的基础上，作了较大的修改，充实了大量数据，增加了新的内容，编成了这本《红外手册》。这本手册于一九七八年在美国出版，去冬引入我国，是目前红外学科领域中最新的一本参考书和必备的工具书。

为了及时地把这本手册推荐给我国从事红外工程技术设计、科教人员，我们全文翻译了这本手册，内部出版；考虑到使用方便，在译本中，根据全书的自然章节，拟分四分册出版：

- 第一分册： 辐射理论与大气传输
(即原手册的1—6章)
- 第二分册： 光学材料与元件
(即原手册的7—10章)
- 第三分册： 红外探测器
(即原手册的11—15章)
- 第四分册： 红外系统
(即原手册的16—25章)

参加第四分册翻译、校对的有孙再龙、何启予、陈光余、李恒高、杨应槐、相里志文、钱士忠、金侗乐、孟繁祉、陆荣铿、龚琰民、张秀媚、丰金凤等同志。整个分册由陈光余同志审订。

红外技术涉及的专业面很广，参加译、校和审订者的专业、外文水平有限，在译本中难免有谬误之处，敬请广大读者批评指正。

《红外与激光技术编辑组》

一九八〇年五月

红 外 手 册

第 四 分 册

目 录

第十六章	与探测器连接的有关电子学	(1)
第十七章	调制盘及图象分析	(30)
第十八章	显示装置	(66)
第十九章	成像系统	(107)
第 廿 章	辐射测量术	(134)
第廿一章	报警系统	(186)
第廿二章	跟踪系统	(210)
第廿三章	测距、通讯和模拟系统	(287)
第廿四章	气动力学对红外系统设计的影响	(339)
第廿五章	物理常数与换算因子	(361)

第十六章

与探测器连接的有关电子学

目 录

16·1 引 言	(1)
16·1·1 符号、名称和单位	(1)
16·1·2 一般理论	(1)
16·2 噪声	(3)
16·2·1 噪声源和特性	(3)
16·2·2 噪声因数 (F)	(5)
16·2·3 噪声模式	(5)
16·3 有源电路	(12)
16·3·1 双极晶体管	(12)
16·3·2 面结型场效应晶体管 (JFET)	(13)
16·3·3 金属氧化物半导体场效应晶体管 (MOSFET)	(14)
16·3·4 比较	(15)
16·4 运算放大器 (OA)	(16)
16·4·1 理论	(16)
16·4·2 特性	(18)
16·5 探测器的前置放大器电路	(19)
16·5·1 电压型	(19)
16·5·2 电流型	(21)
16·6 同步探测	(25)
16·7 电源的考虑	(26)
16·8 接地的考虑	(26)
16·9 低噪声电缆	(26)
16·10 参考资料和文献目录	(26)
16·10·1 参考资料	(27)
16·10·2 文献目录	(27)

第十六章

与探测器连接的有关电子学

16.1 引言

实际上所有的探测器都需要前置放大器来放大探测器的输出信号, 变换它的输出阻抗, 使其偏置, 改善分路电容效应来展宽探测器的频带, 或完成这些综合功能。脉冲的形成和滤波, 通常是在信号处理段或后置放大段进行的。前置放大器设计的基本目的是使它能完成上述各种功能, 而且尽可能地不降低探测器的性能。前置放大器的输出应能激励后置放大级和任何连接电缆。

这种放大器的基本要求是低噪声、高增益、低输出阻抗、大动态范围、良好的线性和比较好的抗颤噪声能力。它必须是紧凑的, 因为它通常安装在离探测器很近的地方, 而且要仔细地屏蔽, 以消除不希望有的散杂场信号。

本章讨论前置放大器元件的噪声机理和分析这些噪声如何降低探测器的性能。讨论几种不同类型的前置放大器的设计和结构。

16.1.1 符号、名称和单位

本章所用的符号、名称、单位列于表16-1。

16.1.2 一般理论

一个探测器的 D^* (参见第11章) 可定义为:

$$D^* = \frac{\mathcal{R}_V A_d^{1/2} \Delta f^{1/2}}{\bar{V}_{\text{Det}}} \quad (16-1)$$

式中: \mathcal{R}_V = 探测器的电压响应率, 伏·瓦⁻¹

A_d = 探测器灵敏面面积, 厘米²

\bar{V}_{Det} = 探测器噪声电压的均方根值, 伏

Δf = 电频率噪声带宽, 赫

噪声带宽可定义为一个理论带宽, 其阶跃函数通、断特性所包含的噪声功率和实际系统带宽内的相同。由探测器、前置放大器及偏置 (或负载) 电阻组合的系统的有效 D^* 可定义为:

$$D_s^* = \frac{\mathcal{R}_{VS} A_d^{1/2} \Delta f^{1/2}}{\bar{V}_{S_{YS}}} \quad (16-2)$$

式中: \mathcal{R}_{VS} = 探测器—前置放大器的电压响应率, 伏·瓦⁻¹

$\bar{V}_{S_{YS}}$ = 探测器—前置放大器系统的均方根值噪声电压, 伏

探测器—前置放大器系统的噪声电压和探测器的电压响应率通常取决于频率。

表16-1 符号、名称和单位

符 号	名 称	单 位
A	放大器的增益	伏·伏 ⁻¹ 或安·安 ⁻¹
A_d	探测器的表面积	厘米 ²
B, B_1 和 B_2	无量纲常数	—
BPT	双极晶体管	—
C	电容	法拉
D^*	比探测率	厘米·赫 ^{1/2} ·瓦 ⁻¹
D_i^*	红外探测器、前放和偏置或负载电阻组合系统的 D^*	厘米·赫 ^{1/2} ·瓦 ⁻¹
e	电子电荷 (1.59 × 10 ⁻⁹ 库仑)	库仑
F	噪声因数	—
FET	场效应晶体管	—
f	频率	赫
G_m	低频跨导	欧姆 ⁻¹ = 姆欧
h_{fe}	晶体管的小信号电流增益	安 ⁻¹
I	电流	安
\overline{I}	均方根 (rms) 噪声电流	安
JFET	面结型场效应晶体管	—
j	虚数算子 = $\sqrt{-1}$	—
k	玻耳兹曼常数	焦耳·K ⁻¹
MOSFET	金属氧化物场效应晶体管 (也称MOST)	—
NF	噪声系数	伏·伏 ⁻¹
R	电阻	欧姆
\mathcal{R}_V	红外探测器的电压响应率	伏·瓦 ⁻¹
\mathcal{R}_{VS}	探测器—前置放大器组合系统的电压响应率	伏·瓦 ⁻¹
s	复域拉普拉斯算子	秒 ⁻¹
T	温度	K
t	时间	秒
V	电压	伏
\overline{V}	均方根 (rms) 噪声电压	伏
Z	阻抗	欧姆
Δf	噪声带宽	赫
\mathcal{E}	差动输入电压 (误差电压)	伏
τ	时间常数	秒
τ_0	单极点时间常数	秒
ω	角频率	弧度·秒 ⁻¹

一个有预定尺寸和工作条件 (如温度、背景光谱响应、偏压等等) 的给定型式的探测器, 只要优选出系统所需带宽内的 $\mathcal{R}_{VS}/\overline{V}_{S_{VS}}$ 的比值, 就可以得到任意输入功率时的最佳系统信噪比。

探测器—前置放大器的电压响应率 \mathcal{R}_{VS} 的频率依赖关系是探测器、前置放大器、探测器偏压网络和探测器两端的分路电容的函数。应用有各种输入和带通特性的运算放大器就可以调整探测器的电压响应率 \mathcal{R}_V 。第16·4和16·5节讨论运算放大器及其特性。

决定 $\overline{V}_{S_{VS}}$ 的振幅和频率响应特性的噪声源在第16·2和16·3节讨论。

16.2 噪声

探测器—前置放大器的噪声可用 $\bar{V}_{S_{ys}}$ 项表示。这个噪声电压可以分成内部产生的和外部感应产生的两类。如果这些噪声分量是不相关的，那末噪声功率正比于噪声电压平方，可用下式表示：

$$\bar{V}_{S_{ys}}^2 = \bar{V}_E^2 + \bar{V}_I^2 \quad (16-3)$$

式中： \bar{V}_E = 外部感应产生的均方根噪声电压，伏

\bar{V}_I = 内部产生的均方根噪声电压，伏

这个外部均方根噪声电压 \bar{V}_E ，可以由外部电磁场、辐射（包括光子噪声），或机械振动（即颤噪声）引起。外部感应噪声的振幅和频率特性是探测器—前置放大器系统的外界环境的函数。在本章里假定外界环境是无噪声的， $\bar{V}_E = 0$ ，因此，

$$\bar{V}_{S_{ys}}^2 = \bar{V}_I^2 \quad (16-4)$$

内部产生的噪声电压平方， \bar{V}_I^2 ，可以分为探测器产生的噪声电压平方 \bar{V}_{Det}^2 和前置放大器与偏压电路的噪声电压平方 \bar{V}_A^2 。前置放大器和偏压电路的噪声与探测器噪声的相互作用使这些噪声分量也有相互关系。如果探测器的响应率相当平坦，偏压与阻抗的函数关系恒定，则其噪声相关性通常可以忽略。

因此，如果不计噪声相关性，那末总的探测器—前置放大器噪声的均方根噪声电压正比于噪声功率，可以表示为下式：

$$\bar{V}_{S_{ys}}^2 = \bar{V}_{Det}^2 + \bar{V}_A^2 \quad (16-5)$$

下面就来讨论噪声分量 \bar{V}_A^2 。

16.2.1 噪声源和特性

热噪声[16-1, 16-2, 16-3] 在所有的电阻中，热能引起的自由电荷运动会产生电噪声。这是一种随机噪声，因此随频率有一个恒定的功率分布。这种噪声功率分布通常称为白功率谱，而这种噪声就称为白噪声。

对于这个噪声，奈奎斯特在理论上和约翰逊在实验上都证明[16-2]，电阻产生的均方热噪声电压 \bar{V}_I^2 的值可给定为：

$$\bar{V}_I^2 = 4kTR\Delta f \quad (16-6)$$

式中： k = 玻耳兹曼常数， 1.38×10^{-23} 焦耳·K⁻¹

T = 绝对温度，K

R = 电阻值，欧姆

Δf = 噪声等效功率带宽，赫

在反馈或负载电阻、在双极晶体管的基极扩展电阻、在场效应晶体管的沟道电阻以及二极管或晶体管的接触电阻中，都会出现热噪声。这些器件的噪声等效电路，对根据电路中各噪声分量总和来确定总噪声将是有帮助的。

散粒噪声[16-4, 16-5, 16-6, 16-7] 均方根散粒噪声电流 \bar{I}_s 的产生，是单个载流子随机而独立地穿越结的结果。

在频率低于器件截止频率的结中，均方散粒噪声 \bar{I}_s^2 的基本方程式为：

$$\bar{I}_s^2 = 2eI\Delta f \quad (16-7)$$

式中: \bar{I}_S = 结的均方根散粒噪声电流, 安

e = 一个电子的电荷, 1.60×10^{-19} 库仑

I = 电流, 安

表面噪声 [16-4, 16-5, 16-6, 16-7] 表面噪声是由半导体表面的快、慢态所引起的。慢态主要是俘获多数载流子, 快态则是作为少数载流子的复合中心。慢态的起伏排列调制电导率和复合中心的俘获截面。由消失在表面的少数载流子的起伏电流引起电流流过结, 从而调制了结电阻。

正偏结和取决于表面电导的器件, 如金属氧化物半导体场效应管 (MOSFET 或简称 M-OST), 往往有表面噪声, 对表面作适当处理就可以减小这种噪声。

表面噪声有一个随频率的倒数而变化的功率谱。通常这种噪声称为半导体噪声, 闪烁噪声, $1/f$ 噪声或过量噪声。

二极管结的均方表面噪声电流 $\bar{I}_{S_{sur}}^2$, 可以用下面的积分作近似表示:

$$\bar{I}_{S_{sur}}^2 \approx \int_{f_1}^{f_2} \frac{\{K_{Sur} I_B^2\} df}{f} \quad (16-8)$$

$$\bar{I}_{S_{sur}}^2 \approx K_{Sur} I_B^2 \ln \left(\frac{f_2}{f_1} \right) \quad (16-9)$$

式中: f_1 = 等效功率的截止频率下限, 赫

f_2 = 等效功率的截止频率上限, 赫

I_B = 直流偏压电流, 安

K_{Sur} = 取决于表面条件的常数

漏泄噪声 [16-4, 16-5, 16-6, 16-7] 大多数半导体和薄膜电阻的漏泄噪声都是由器件表面的电导率引起的。漏泄噪声在很大程度上取于器件的表面条件、温度、偏压和器件的具体布局。漏泄噪声根据噪声功率谱密度可分为三类: $1/f$ 频率分量、白噪声分量和随机猝发噪声分量。

这种随机猝发噪声分量常称为爆响噪声, 它的机理还不完全了解, 但通过正确的制造工艺, 几乎可能完全消除。爆响噪声的特征是使噪声基线或噪声的平均值产生瞬时移动。

白噪声分量可认为是表面层沟道引起的, 这个沟道的电导率与电压和温度有关。白噪声分量均方值的近似表示式为:

$$\bar{V}_{Lek}^2 \approx K_V V_B^2 \quad (16-10)$$

式中: \bar{V}_{Lek} = 漏泄噪声的均方根白噪声电压分量, 伏

V_B = 沟道二端的偏置电压, 伏

K_V = 取决于表面条件和温度的一个常数

$1/f$ 噪声分量是漏泄薄层电导率发生自发变化引起的, 并且在很大程度上与偏压和表面条件有关。 $1/f$ 噪声分量的均方值近似表示式为:

$$\bar{I}_{Lek}^2 = K_{Lek} I_{Lek}^2 \ln \left(\frac{f_2}{f_1} \right) \quad (16-11)$$

式中: \bar{I}_{Lek} = 均方根漏泄 $1/f$ 噪声电流, 安

I_{Lek} = 漏泄电流, 安

K_{Leck} = 常数，与漏泄 $1/f$ 噪声的表面条件有关

f_1 = 等效功率带宽的截止频率下限，赫

f_2 = 等效功率带宽的截止频率上限，赫

16·2·2 噪声因数 (F) 噪声因数通常规定为负载电阻中总噪声功率与由信号源引起的负载电阻中的噪声功率之比。这个比可表示为：

$$F = \frac{\text{负载中总噪声功率}}{\text{源引起的负载中的噪声功率}} \quad (16-12)$$

在探测器—前置放大器系统中，探测器源的噪声功率是系统几个参数（探测器的温度、探测器材料的类型、偏压条件和背景）的函数。用等效源电阻在负载中引起的热噪声功率代替探测器源引起的噪声功率，就可以得到用以比较前放的一个更有意义的噪声因数表示式，因此，噪声因数的表示式就变为：

$$F = \frac{\text{负载中的总噪声功率}}{\text{等效源电阻在负载中引起的热噪声功率}} \quad (16-13)$$

探测器—前置放大器系统常常使用这个表达式。噪声系数 NF 定义为噪声因数 F 的分贝表示式，或者 $NF = 10 \log_{10} F$ ，

因此，

$$NF = 10 \log_{10} \frac{\bar{V}^2}{\bar{V}_T^2} = 10 \log_{10} \frac{\bar{I}^2}{\bar{I}_T^2} \quad (16-14)$$

$$NF = 10 \log_{10} \left(1 + \frac{\bar{V}_A^2}{\bar{V}_T^2} \right) \quad (16-15)$$

$$NF = 10 \log_{10} \left(1 + \frac{\bar{I}_A^2}{\bar{I}_T^2} \right) \quad (16-16)$$

式中： \bar{V} = 负载的总均方根噪声电压，伏

\bar{V}_T = 等效源电阻的热噪声在负载中引起的均方根噪声电压，伏

\bar{V}_A = 前置放大器和偏压电流在负载中引起的均方根噪声电压，伏

\bar{I} = 负载的总均方根噪声电流，安

\bar{I}_T = 等效源电阻的热噪声在负载上引起的均方根噪声电流，安

\bar{I}_A = 前置放大器和偏压电流在负载中引起的均方根噪声电流，安

16·2·3 噪声模式

电阻的噪声模式 [16-1] 电阻的噪声功率能用下面两种方式中的一种方法来模拟：如均方噪声电压源与无噪声电阻串联（图16-1(a)）或者是均方噪声电流源与无噪声电阻并联（图16-1(b)）。

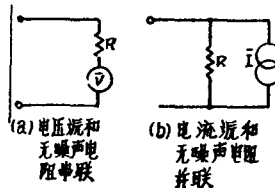


图 16-1 电阻的噪声模式

\bar{I} = 均方根噪声电流 (安)； R = 电阻 (欧)； \bar{V} = 均方根噪声电压 (伏)。

电阻 R 仅有热噪声时, 按照串联模式,

$$\bar{v}^2 = \bar{v}_T^2 = 4kTR\Delta f \quad (16-17)$$

按照并联模式,

$$\bar{i}^2 = \bar{i}_T^2 = \frac{4kT\Delta f}{R} \quad (16-18)$$

对于有过量噪声的半导体电阻, 后随噪声电压 (或噪声电流) 视情况可以用方程 (16-17) 或 (16-18), 其表示式是:

$$\bar{i}_{\text{Sur}}^2 = K_{\text{Sur}} I \ln \frac{f_2}{f_1} \quad (16-19)$$

$$\bar{v}_{\text{Sur}}^2 = R^2 K_{\text{Sur}} \bar{i} \ln \frac{f_2}{f_1} \quad (16-20)$$

式中 R 是被测量的等效噪声电阻。

运用这些模式时应注意: 由于噪声的不相干性, 多个等效噪声电压或电流源是按它们的功率相加, 而不直接按电压源或电流源相加。这些噪声分量可表示为:

$$\bar{v}^2 = \bar{v}_1^2 + \bar{v}_2^2 + \dots + \bar{v}_n^2 \quad (16-21)$$

$$\bar{i}^2 = \bar{i}_1^2 + \bar{i}_2^2 + \dots + \bar{i}_n^2 \quad (16-22)$$

式中: $\bar{v}_1, \bar{v}_2, \dots, \bar{v}_n$ = 不相干的等效噪声电压源, 伏

$\bar{i}_1, \bar{i}_2, \dots, \bar{i}_n$ = 不相干的等效噪声电流源, 伏

\bar{v}^2 = 均方总噪声电压, 伏

\bar{i}^2 = 均方总噪声电流, 安

二极管的噪声模式 [16-4, 16-5, 16-6, 16-7] 二极管低频噪声分量的等效电路可用图 16-2 所示的模式表示。

双极晶体管的模式 [16-4, 16-5, 16-7, 16-8] 双极晶体管的低频噪声分量的等效电路能用图 16-3 表示。电流平方 \bar{i}_1^2 和 \bar{i}_2^2 的表示式为:

$$\bar{i}_1^2 = 2e(I_e + I_{ee})\Delta f + 2eI_{ee}\Delta f \quad (16-23)$$

$$\bar{i}_2^2 = 2eI_{\text{Lek}}\Delta f \quad (16-24)$$

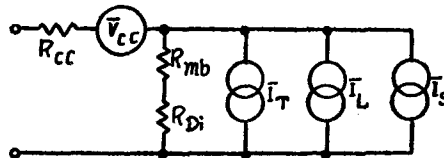


图 16-2 二极管低频等效噪声电路

R_{Di} = 在给定电流下二极管直流正向电阻 (欧);

R_{mb} = 二极管直流电阻的调制部分 (欧);

R_{cc} = 二极管的接触电阻 (欧);

\bar{v}_{cc} = 接触电阻的等效均方根热噪声电压源 (伏);

\bar{i}_S = 结的等效均方根散粒噪声电流源 (安);

\bar{i}_L = 结的等效均方根表面和漏泄噪声电流源 (安);

\bar{i}_T = 结的等效均方根热噪声电流源 (安) [16-7]。

式中: I_{Lek} = 直流集电极漏泄电流 (安)

\bar{i}_1 = 代表基极-发射极结中散粒噪声的等效均方根噪声电流源 (安)

\bar{I}_{2s} = 代表集电极—基极结中散粒噪声的等效均方根噪声电流源 (安)

I_e = 双极晶体管中的发射极电流 (安)

I_{ee} = 双极晶体管中的基极电流 (安)

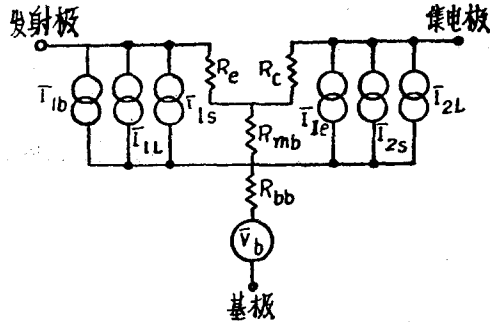


图 16-3 双极晶体管低频噪声的等效噪声电路。

- \bar{I}_{1e} = 由集电极电流引起的等效均方根噪声电流源 (安) ;
- \bar{I}_{1b} = 由基极—发射极结电导引起的等效均方根噪声电流源 (安) ;
- \bar{I}_{1L} = 由基极—发射极结散粒噪声引起的等效均方根噪声电流源 (安) ;
- \bar{I}_{2L} = 由表面和集电极—基极结的漏泄电流引起的等效均方根噪声电流源 (安) ;
- \bar{I}_{2s} = 由集电极—基极结的散粒噪声引起的等效均方根噪声电流源 (安) ;
- \bar{V}_b = 由基区扩展电阻 R_{bb} 的热噪声引起的等效均方根噪声电压源 (伏) ;
- R_{bb} = 基区扩展电阻 (欧) ;
- R_{mb} = 二极管结 (基极—发射极结) 的直流电阻被调制的部分 (欧) ;
- R_c = 基极—发射极结的动态电阻 (欧) ;
- R_e = 集电极—基极结的动态电阻 (欧) [16-7]。

对许多双极晶体管来说, 这些电流是相关的, 相关的百分数必须由实验确定。

Motorola 半导体公司的 2N3811A 型晶体管的典型噪声曲线示于图 16-4 和 16-5。这种晶体管在频率低于 20 赫时, 分别由表面噪声电流 \bar{I}_{2L} 和漏泄噪声电流 \bar{I}_{1L} 所引起的噪声主要是 $1/f$ 噪声 (图 16-4)。噪声电流的 $1/f$ 分量可用图 16-5 (b) 近似表示。

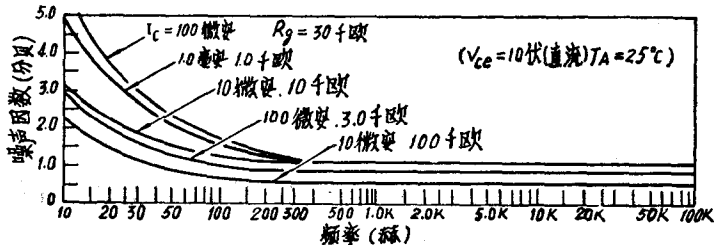


图 16-4 Motorola 半导体公司 2N3811A 型晶体管的光点噪声系数和频率的关系。

- I_c = 集电极电流 (安) ;
- R_g = 信号源电阻 (欧) ; T_A = 环境温度;
- V_{ce} = 集电极—发射极结偏压 (伏) [16-8]。

当集电极电流 I_c 为 100 微安、频率为 10 赫、信号源电阻 R_g 为 100 欧时, 其噪声因数是 8 分贝, 因此在噪声系数的定义 (参见 16.2.2 节) 和 $T = 300K$ 的基础上, 在低阻抗条件下, 放大器电路的总噪声电压 \bar{V} 如下所示:

$$\bar{V}(10 \text{ 赫}) \approx 3.24 \times 10^{-9} \text{ 伏} \quad (16-25)$$

式中 \bar{V} (10 赫) 是总噪声电压, 是由放大器噪声分量 \bar{V}_A 和 (100 欧) 信号源电阻的热噪声分

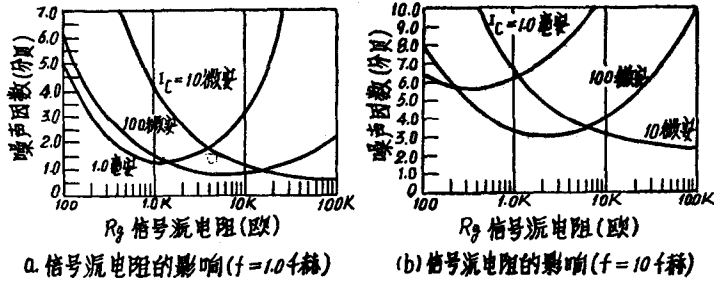


图 16-5 Motorola 2N3811A型晶体管的光点噪声系数和信号源电阻的关系[16-8]。

量 \bar{v}_T 的均方根值之和组成的。

热噪声 \bar{v}_T 是 1.29×10^{-9} 伏 (根据第16·2·1节公式)

$$\bar{v}_T = 1.29 \times 10^{-9} \text{伏} \quad (16-26)$$

因此, \bar{v} 和 \bar{v}_T 的矢量差即为:

$$\bar{v}_A(10 \text{赫}) = 2.97 \times 10^{-9} \text{伏} \quad (16-27)$$

根据 $\sqrt{\bar{v}^2(10 \text{赫}) - \bar{v}_T^2}$, 式中的 $\bar{v}_A(10 \text{赫})$ 是放大器在10赫的噪声分量 (根据图16-5(b), $NF = 8.0$ 分贝)。

根据图16-5(a)噪声系数 $F = 6.0$ 分贝, 如果对1千赫进行同样的计算, 可得到下述结果:

$$\bar{v}(1 \text{千赫}) = 2.57 \times 10^{-9} \text{伏} \quad (16-28)$$

$$\bar{v}_A(1 \text{千赫}) = 2.22 \times 10^{-9} \text{伏} \quad (16-29)$$

式中, $\bar{v}_A(1 \text{千赫})$ 为放大器噪声在1千赫的分量。

假定相关为0, 那么电压 $\bar{v}_A(10 \text{赫})$ 和以 $\bar{v}_A(1 \text{千赫})$ 表示的白噪声分量 \bar{v}_A 之差就是在10赫时表面和漏泄噪声的 $1/f$ 分量。因此,

$$\bar{v}_{2L}(10 \text{赫}) = 1.69 \times 10^{-9} \text{伏} \quad (16-30)$$

基极—发射极结的散粒噪声可按式计算:

$$\begin{aligned} \bar{i}_{1S} &= \sqrt{2e(I_e - I_{es})\Delta f + 2eI_{es}\Delta f} \\ &= 5.64 \times 10^{-12} \text{安} \end{aligned} \quad (16-31)$$

如果 $I_C = 100$ 微安, 根据典型硅结特性为26毫欧·安, 可计算出基极电阻为260欧。

所以, 基极—发射极结的散粒噪声电压为:

$$\bar{v}_{1S} = \bar{i}_{1S} \times (R_e + R_{bb} + R_{mb}) = 1.47 \times 10^{-9} \text{伏} \quad (16-32)$$

\bar{v}_{1S} 和 $\bar{v}_A(1 \text{千赫})$ 之间的过量噪声是由基区扩展电阻 R_{bb} 的噪声和过量表面噪声及漏泄噪声所引起的。对于高信号源电阻(20千欧)可进行类似的计算。计算结果为:

$$\bar{v}(10 \text{赫}) = 32.7 \times 10^{-9} \text{伏} (NF = 5.1 \text{分贝}) \quad (16-33)$$

$$\bar{v}_T(20 \text{千欧}) = 18.2 \times 10^{-9} \text{伏} \quad (16-34)$$

$$\bar{v}_A(10 \text{赫}) = 27.2 \times 10^{-9} \text{伏} \quad (16-35)$$

$$\bar{v}(1 \text{千赫}) = 20.4 \times 10^{-9} \text{伏} (NF = 1.0 \text{分贝}) \quad (16-36)$$

$$\bar{v}_A(1 \text{千赫}) = 9.26 \times 10^{-9} \text{伏} \quad (16-37)$$

$$\bar{V}_{2L}(10\text{赫}) = 17.29 \times 10^{-9} \text{伏} \quad (16-38)$$

噪声电压 \bar{V}_{2L} 受表面和集电极—基极结漏泄电流 I_{2L} 的 $1/f$ 分量所支配。所以：

$$\bar{I}_{2L} \approx \frac{\bar{V}_{2L}}{20 \text{千欧}} \approx 0.865 \times 10^{-12} \text{安} \quad (16-39)$$

式中， \bar{I}_{2L} = 表面和漏泄电流 I_{2L} 的 $1/f$ 分量。这个电流对低阻抗100欧下计算 \bar{V}_{2L} 的贡献是 86.5×10^{-12} 伏。如果是不相关的，对于100欧的信号源，由于基极—发射极漏泄引起的 \bar{V}_{1L} 值（由基极—发射极噪声电流引起的 $1/f$ 噪声电压分量）为：

$$\bar{V}_{1L}(10\text{赫}) = 7.5 \times 10^{-10} \text{伏} \quad (16-40)$$

因此，如果假定基极电阻是260欧，漏泄电流的 $1/f$ 分量可计算如下：

$$\bar{I}_{1L}(10\text{赫}) = 2.9 \times 10^{-12} \text{安} \quad (16-41)$$

式中

$$\bar{I}_{1L} = \frac{\bar{V}_{1L}}{R_e + R_{mb} + R_{bb}} \quad (16-42)$$

噪声源 \bar{I}_{1L} 和 \bar{I}_{2L} 通常是部分相关的，对每个器件必须由实验确定。

面结型场效应晶体管(JFET)[16-9, 16-10] 面结型场效应管的低频噪声的等效电路可用图16-6表示。面结型场效应管的噪声电压源和电流源的一般描述或确定方程是：

$$\bar{I}_1 = [2eI_{rs}\Delta f + \bar{I}_1^2]^{1/2} \quad (16-43)$$

$$\bar{I}_2 = [4kT\Delta f g_m B_2 + \bar{I}_2^2]^{1/2} \quad (16-44)$$

$$\bar{V}_c = \left[\frac{B_1 4kT\Delta f}{g_m} \right]^{1/2} \quad (16-45)$$

$$\bar{V}_d = [4kTR_{dc}\Delta f]^{1/2} \quad (16-46)$$

$$\bar{V}_s = [4kTR_{sc}\Delta f]^{1/2} \quad (16-47)$$

式中部分符号在图16-6和方程(16-43)到(16-47)中已有规定，还有

\bar{I}_{1L} = 由调制栅的表面噪声功率引起的等效噪声电流源（安）；

\bar{I}_{2L} = 由源极—漏极之间的表面噪声功率引起的等效噪声电流源（安）；

B_1, B_2 = 是两个无量纲量，依具体器件和偏压条件而定。

图16-7示出Siliconix 2N5564-66型面结型场效应管的典型噪声与频率的关系曲线。这是以共源结构工作的短路栅晶体管的曲线，对这种以5毫安偏压工作器件来说，共源正向跨导的典型值为10毫姆欧。所以， $R_{ds} \approx 1/g_m = 100$ 欧。

假定 $R_{dc} \ll R_{ds}$ 和 $R_{sc} \ll R_{ds}$ ，就可作下面的近似：

$$\bar{V}_1 \approx \bar{V}_c = \sqrt{\frac{B_1 4kT\Delta f}{g_m}} \quad (16-48)$$

所以，

$$g_m \bar{V}_1 = \sqrt{B_1 4kT\Delta f g_m} \quad (16-49)$$

电流发生器 \bar{I}_1^2 由于它的值很小可以忽略不计。用JFET漏极的噪声电流表示的总噪声为：

$$\bar{I}_2 = g_m^2 \bar{V}_1^2 + \bar{I}_2^2 = |(B_1 + B_2)| 4kT g_m \Delta f + \bar{I}_2^2 \quad (16-50)$$

式中 $|B_1 + B_2|$ 为 $B_1 + B_2$ 的绝对值，

$$\bar{V} = \sqrt{\bar{I}_2^2 R_{ds}^2} \quad (16-51)$$

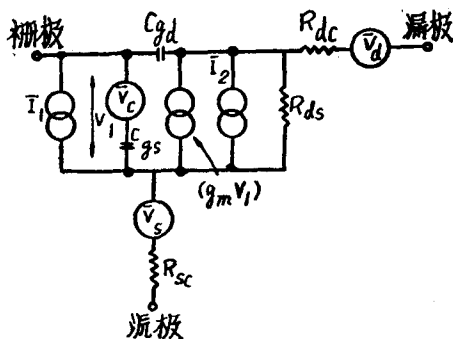


图 16-6 JFET的噪声等效电路

- C_{gs} = 栅-源电容 (法拉);
- C_{gd} = 栅-漏电容 (法拉);
- g_m = 低频跨导 (姆欧);
- \bar{V}_1 = 栅-源间的体电压;
- R_{ds} = 漏-源电阻 (欧);
- R_{sc} = 源接触电阻 (欧);
- R_{dc} = 漏接触电阻 (欧);
- \bar{I}_1 = 散粒噪声和栅流的 $1/f$ 噪声;
- \bar{I}_2 = 热噪声和漏极电流的 $1/f$ 噪声;
- \bar{V}_c = 沟道热噪声;
- \bar{V}_d = 漏接触电阻引起的热噪声;
- \bar{V}_s = 源接触电阻引起的热噪声。

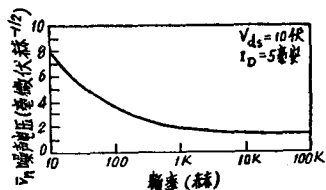


图 16-7 Siliconix 2N5564-66 JFET的典型曲线。

- V_{ds} = 漏-源的偏压;
- I_d = 漏极电流;
- V_n = 等效输入噪声电压[16-11]

$$\bar{V} = \sqrt{\frac{|(B_1 + B_2)| 4kT \Delta f}{g_m} + I_{2L}^2 R_{ds}^2} \quad (16-52)$$

$B_1 + B_2$ 绝对值的最小值是1。当 $|B_1 + B_2| = 1$, $g_m = 10$ 毫姆欧时, 沟道效应引起的噪声为 1.27×10^{-9} 伏。在图16-7中, 在10千赫时, 取 $\bar{V}_n = 1.4 \times 10^{-9}$ 伏, 则源-漏的表面噪声电流是*:

$$\bar{I}_{2L} = 5.9 \times 10^{-12} \text{安} \quad (16-53)$$

根据表面噪声和由漏泄电流特性得到的漏泄噪声典型的计算值为:

$$\bar{I}_{2L} = 4 \times 10^{-15} \text{安} \quad (16-54)$$

因为全部过量沟道噪声, 是由表面和漏泄引起的假定条件下所取得的值, 比在漏泄电流时有

* 假定全部过量噪声都是由表面和漏泄噪声造成的。

热噪声特性假设下所获得的 \bar{I}_{2L} 值大三个数量级，所以，部分过量沟道噪声一定是由于沟道效应引起的，即 R_d 和 R_s 必须略小于 R_{ds} 。

在10赫时，表面和漏泄噪声电流的1/f分量 \bar{I}_{2L} 为：

$$\bar{I}_{2L} = \sqrt{(\bar{V}_n^2 g_m^2) |_{10\text{赫}} - (\bar{V}_n^2 g_m^2) |_{10\text{赫}}} \quad (16-55)$$

$$= 7.88 \times 10^{-11} \text{安} \quad (16-56)$$

金属氧化物场效应晶体管 [16-9, 16-12, 16-13, 16-14, 16-15] 图16-8表示金属氧化物场效应晶体管 (MOSFET) 或绝缘栅场效应晶体管 (IGFET) 的模式。金属氧化物场效应晶体管的噪声电流源和噪声电压源的一般描述或确定方程是：

$$\bar{I}_2 = \sqrt{4kT\Delta f g_m B_2 + \bar{I}_{2L}^2} \quad (16-57)$$

$$\bar{I}_{sub1} = \sqrt{2eI_{BD}\Delta f} \quad (16-58)$$

$$\bar{I}_{sub2} = \sqrt{2eI_{BS}\Delta f} \quad (16-59)$$

$$\bar{V}_s = \sqrt{4kT\Delta f R_{sc}} \quad (16-60)$$

$$\bar{V}_d = \sqrt{4kT\Delta f R_{dc}} \quad (16-61)$$

$$\bar{V}_c = \sqrt{\frac{B_1 4kT\Delta f}{g_m}} \quad (16-62)$$

式中部分符号在图16-8中已有规定，还有

\bar{I}_{2L} = 由表面态和源—漏 (I_2 的部分) 间的漏泄电流引起的等效噪声电流源 (安)

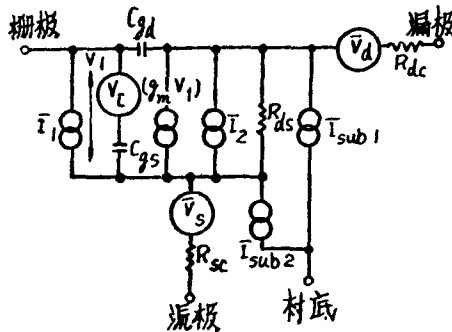


图 16-8 MOSFET 的噪声等效电路。

C_{gd} = 栅—漏电容 (法拉)；

C_{gs} = 栅—源电容 (法拉)；

g_m = 低频跨导 (姆欧)；

\bar{I}_1 = 场效应晶体管栅—源或双极晶体管基极—发射极之间等效噪声电流源 (安)；

\bar{I}_{sub1} = 耦合到漏极的衬底调制噪声电流 (安)；

\bar{I}_2 = 场效应晶体管漏—源或双极晶体管集电极—基极间的等效噪声电流源 (安)；

\bar{I}_{sub2} = 耦合到源极的衬底调制噪声电流 (安)；

R_{dc} = 漏极接触电阻 (欧)；

R_{ds} = 漏—源电阻 (欧)；

R_{sc} = 源极接触电阻 (欧)；

V_1 = 场效应晶体管体材料的栅和源之间的电压 (伏)；

\bar{V}_d = 由漏极接触电阻引起的等效均方根热噪声 (伏)；

\bar{V}_s = 由源极接触电阻引起的等效均方根热噪声 (伏)。