

生物生态环境因子电信号 放大器的低噪声设计

国培光

(西北农业大学机械与电子工程学院, 陕西杨陵·712100)

摘 要 在描述放大器主要的噪声指标——噪声系数和对 E_s, I_s 的分析基础上, 提出了生物生态环境因子电信号放大器的低噪声设计原则, 为生态环境因子的微机监控系统可靠运行提供技术基础。

关键词 生态环境, 电信号, 低噪声

中图分类号 X17, TN722.3

目前, 降低放大器的噪声指标大都是依靠对大量品质优良的低噪声有源器件进行筛选来实现的。作者认为这并不是放大器实现低噪声指标的唯一途径, 应从放大电路的低噪声设计着手, 从而一方面使价格昂贵的低噪声有源器件发挥其应有作用, 同时也使电路的调试工作简化。本文从放大器低噪声参数的分析着手, 结合实验结论, 提出前置放大级低噪声设计的一些原则。

1 放大器的噪声性能

设备自身产生的噪声有故障性和固有性的两类: 由电源滤波不佳产生的 50 或 100 Hz 交流声及由寄生反馈而产生的自激啸叫等属于故障性噪声; 由设备中各级电路元件所含大量带电微粒的无规则运动而造成的称固有噪声, 通常所说的内部噪声就是指的这一类。固有噪声是以某一恒值为中心作上下连续无规则起伏变化的, 故又称起伏噪声, 它是由电阻的热噪声和有源器件噪声两部分组成的, 是时间的随机函数, 企图用某一确定的时间函数对其进行描述是不可能的。同时, 其强度又总是均匀地分布在整个频带上。多年来, 许多科技工作者在抑制噪声方面作了很多努力, 这也促进了“低噪声电子学”的发展。

1.1 噪声系数

评价一个实际线性网络的噪声性能, 目前应用最广的是信号噪声功率比(信噪比)。

如图 1 所示的线性四端网络中, R_s 为信号源内阻, E_s 为信号源电势, R_L 为负载电阻,

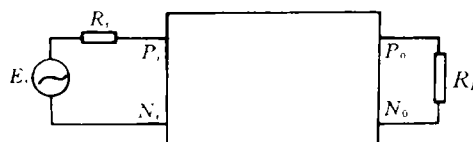


图 1 线性四端网络的信噪比

则该网络的噪声系数定义为网络输入端信噪功率比大于输出端信噪功率比的倍数, 即

$$NF = \frac{P_i/N_i(\text{输入信噪比})}{P_o/N_o(\text{输出信噪比})} = \frac{N_o}{K_p \cdot N_i} \quad (1)$$

收稿日期: 1994-04-07.

式中: P_i 和 P_o 分别为网络输入和输出信号功率; N_i 为在标准噪声温度 (290K, 即 17℃) 时, 由信号源内阻 R_i 的热噪声所提供的加到网络输入端的噪声功率; N_o 为网络输出的总噪声功率; $K_p = P_o/P_i$ 为网络的功率增益。

噪声系数通常用分贝 (dB) 表示, 即

$$NF(\text{dB}) = 10 \log N_o / K_p \cdot N_i \quad (2)$$

由 (1) 和 (2) 式知, 一个理想的、内部无噪声的线性四端网络, NF 应为 1, 即 $NF(\text{dB}) = 0$ (dB), 然而, 任何实际的线性网络都不可避免地存在着噪声, 故实际中总是 $NF > 0$ (dB)。低噪声设计的目的就是使 $NF(\text{dB})$ 的值尽可能小。

若 U_{ii} 和 U_{io} 分别表示网络输入端和输出端的信号电压; U_{ni} 和 U_{no} 分别表示网络输入端和输出端的噪声电压, 则 NF 的另一种表示形式为:

$$NF(\text{dB}) = 20 \log \frac{U_{ii}/U_{ni}}{U_{io}/U_{no}} = 20 \log \frac{U_{ii}}{U_{ni}} - 20 \log \frac{U_{io}}{U_{no}} \quad (3)$$

尽管在噪声分析中多用信噪比作为衡量噪声品质的指标, 但上述关系式是在网络内各级等效噪声频带和总的等效噪声频带相同的条件下导出的, 若不满足此条件, 上述各式应作修正。又 NF 各表达式仅适用于线性网络, 在实际的线性网络 (如放大器) 中, 信号源内阻 R_i 有时为非电阻性及 K_p 与信号源的参数有关等, 当用 NF 作为放大器噪声性能设计的依据时往往带来较大的误差, 同时也不便于定量计算, 因此, 提出用 E_n 和 I_n 参数作为网络噪声设计的指标。

1.2 E_n 和 I_n 参数

任何一个含有电抗元件的线性网络, 在计算其噪声时, 总是把电抗元件的损耗用一个等效的集中电阻代替, 而认为电抗元件是无耗的。又根据网络理论, 可将网络内等效总电阻所产生的热噪声均方值电压 E_n^2 和均方值电流 I_n^2 移至该网络输入端, 将网络看成是一个无噪声单元。因而, 一个实际的放大电路的内部噪声可以用串联在输入端的电势源 E_n (无阻抗) 和一个并联在输入端的电流源 I_n (阻抗无穷大) 来表示 (图 1)。其中 U_i 为信号源电压; U_{ni} 为信号源内阻的热噪声电压:

$$U_{ni}^2 = 4KTR_i \cdot \Delta f$$

式中 K 为玻尔兹曼常数, 1.38×10^{-23} 焦耳/K; T 为电阻的绝对温度 (K); Δf 为信号源的频率 (Hz); R_i 为信号源内阻; Z_i 和 A_o 分别为放大器的输入阻抗和电压增益; U_{io} 和 U_{no} 分别为总的输出信号电压和噪声电压; r 为相关系数 (在放大器中 E_n 和 I_n 可以认为是无关的, 即 $r=0$)。

在 E_n 和 I_n 不相关时, 根据总的输出均方值噪声电压为各个噪声源在输出端产生的均方值噪声电压之和的原理及已知放大器的电压增益时, 可得出加在放大器输入端的总输入噪声电压为:

$$U_{ni}^2 = U_{ni}^2 + E_n^2 + I_n^2 \cdot R_i^2 \quad (4)$$

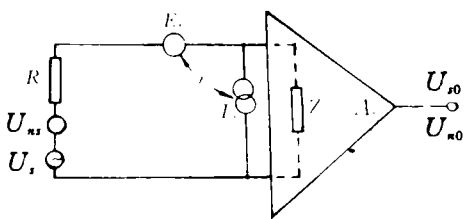


图 2 线性放大器的 E_n - I_n 噪声模型

若 $R_s=0$, 由(4)式知, $U_{no}^2 \approx E_n^2$, 这样, 测出输出端的开路噪声电压 U_{no}^2 , 并折合到输入端, 便可得出等效输入噪声电压 U_{ni}^2 的值。

若 $R_s \approx \infty$, 由(4)式知, $U_{no}^2 \approx I_n^2 R_s^2$, 故已知 R_s 值, 便可求出 I_n^2 。

由噪声系数定义知, NF 也可用下式表示:

$$NF = \frac{U_{ni}^2/U_{no}^2}{U_{no}^2/U_{no}^2} = \frac{U_{ni}^2}{K_n U_{no}^2} \quad (5)$$

式中 $K_n = U_{no}/U_{ni}$, 为网络的总电压增益。

考虑到 $U_{no}^2/K_n^2 = U_{ni}^2$, 于是, 噪声系数 NF 可以用 E_n, I_n 表示, 即

$$NF = U_{ni}^2/U_{ni}^2 = \frac{U_{ni}^2 + E_n^2 + I_n^2 \cdot R_s^2}{U_{ni}^2} = 1 + E_n^2/U_{ni}^2 + I_n^2 \cdot R_s^2/U_{ni}^2 \quad (6)$$

由(6)式知, 当 $dNF/dR_s=0$ 时, 可得出最小噪声系数为

$$NF_{\min} = 1 + E_n \cdot I_n / 2KT \cdot \Delta f \quad (7)$$

当源电阻等于 E_n/I_n 时, 称为最佳源电阻。低噪声设计的任务之一就是使 E_n/I_n 等于已知的信号源电阻 R_s 。

用 E_n 和 I_n 表示网络的噪声性能, 一是由于 E_n 和 I_n 能通过测量得出; 二是由于他们与源电阻 R_s 无关, 在等效电路中表示为两个独立的电路元件; 又由于利用(7)式可设计出噪声系数最小的网络。所以, 以 E_n 和 I_n 表示网络的噪声系数在工程上远较用信噪比表示方便和实用, 故用 E_n 和 I_n 作为低噪声电子线路设计的基础。

2 前置放大级低噪声设计

2.1 有源器件的选择

放大器整体性能的好坏在相当大程度上取决于放大级的品质, 要求这一级有相当高的输入阻抗(尤其是对于高内阻的信号源), 噪声和漂移(时间和温度漂移)要小。通常是选用低噪声的结型场效应管组成前置级。但由于使用分立元件, 常使放大器的总体共模抑制比不高, 为此, 采用结型场效应管的高输入阻抗型集成运算放大器组成前置放大级便成为理想的选择方案。如在香菇干制微机监控系统的研制中, 采用 $\mu A740$ C 型集成运放, 其差模输入电阻高达 10^6 M Ω , 共模抑制比为 80 dB, 获得了良好的运行效果。

根据理论推导, 结型共源场效应管在低频段(<1 KHz)时的噪声系数为:

$$NF = 1 + \frac{I_g^2 \cdot R_s}{4KT \cdot \Delta f} + \frac{I_d^2}{4KT \cdot R_s \cdot \Delta f} \left(\frac{1 + g_{gs} \cdot R_s}{g_m} \right)^2 \quad (8)$$

式中 I_g 为栅极噪声电流; I_d 为漏极噪声电流; g_m 为跨导; g_{gs} 为栅源导纳; R_s 为源电阻。

由于场效应管的 I_g 很小, 故场效应管的噪声性能主要由等号右边第3项决定。因此, 选用跨导 g_m 大的管子是减少前置级低频噪声系数的有效途径。又由于 g_m 与夹断电压 U_p 成反比关系, 所以, 选用 U_p 绝对值较小的管子也是减小 NF 的措施之一。

2.2 前置放大级的噪声性能

前置级电路的噪声源通常包括: 各运放器件(或其它有源器件)外电路的电阻、无源滤波网络的电阻和电容以及电源等产生的噪声电压 E_n 和噪声电流 I_n 通过反馈电阻而形成的噪声电压。由于电阻除提供热噪声之外, 还会经过与输入端相接的反馈电阻形成噪声电

压,因此,用低噪声运放构成的放大器信号输入端不允许附加电阻。

电容通常位于信号传输的主通道上,虽然它并不是热噪声源,但因为总有漏电存在,从而形成噪声。为此,应选用绝缘性能高的钽电容,或将两个电解电容器串联构成无极性电容,都会降低噪声。由于生物环境因子信号源的频率都较低($<1\text{ KHz}$),所以放大器中各种元器件都贡献闪烁噪声($1/f$ 噪声)。在放大器设计合理时,自然地表现出 $1/f$ 噪声性能。因此,可用实验的办法实测出所设计的放大器的噪声谱密度曲线(即 $U_{n0}=\varphi(f)$ 曲线)。若曲线符合 $1/f$ 噪声指标,表明所选各器件噪声小;若测量结果不是如此,表明存在着严重的噪声,应对放大器各组成部分进行检查。

2.3 前置级电压增益分配对噪声的影响

前置放大器中各级电压增益的分配对噪声指标有着明显的影响。现以图 3 所示的两级放大器组成的前置级为例说明之。

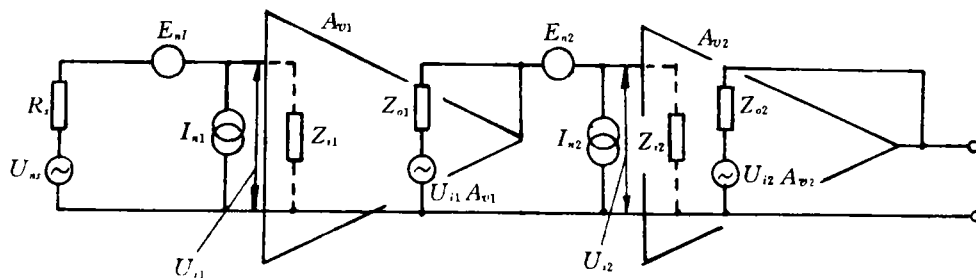


图 3 两级放大器的 E_n - I_n 噪声模型

图中: U_{n1} 为信号源内阻的热噪声电压($=4KTR\Delta f$); R_i 为信号源电阻; Z_{i1}, Z_{i2} 分别为前后级的输入阻抗; Z_{o1}, Z_{o2} 分别为前后级的输出阻抗; K_{v1}, K_{v2} 分别为前后级考虑了输出阻抗后的电压增益($K_{v1}=\frac{Z_{i1}}{R_i+Z_{i1}}\cdot A_{v1}, K_{v2}=\frac{Z_{i2}}{Z_{o1}+Z_{i2}}\cdot A_{v2}$); A_{v1}, A_{v2} 为前后级的空载电压增益。

设 U_{n1}, U_{n2} 分别为各级的等效输入总噪声电压,在 E_n 和 I_n 不相关的情况下,由(4)式可得:

$$\left. \begin{aligned} U_{n1}^2 &= U_{n1}^2 + E_{n1}^2 + I_{n1}^2 \cdot R_i^2 \\ U_{n2}^2 &= E_{n2}^2 + I_{n2}^2 \cdot Z_{o1}^2 \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

将各级的等效输入噪声折合到级联的输入端后,便得出两级放大器的等效总输入噪声电压为:

$$U_{ni}^2 = U_{n1}^2 + U_{n2}^2 / K_{v1}^2 \quad (10)$$

于是两级级联放大器的噪声系数为:

$$NF = U_{ni}^2 / U_{n1}^2 = 1 + \frac{E_{n1}^2 + I_{n1}^2 \cdot R_i^2}{U_{n1}^2} + \frac{E_{n2}^2 + I_{n2}^2 \cdot Z_{o1}^2}{K_{v1}^2 \cdot U_{n1}^2} \quad (11)$$

由上式可知,提高第 1 级的增益 K_{v1} ,可使第 2 级的噪声贡献减小。若第 1 级的 K_{v1} 足够大,便可使上式等号右边第 3 项很小而能够略去,于是级联放大器的噪声系数仅由第 1 级的噪声所决定。因此,从降低噪声的角度出发,尽可能提高第 1 级的电压增益是有利的,这与常规的设计原则是不完全相同的。图 4 所示为由 $\mu A 740 C$ 组成的两级级联放大器的

噪声增益曲线。图中 A_v 为总电压增益($=A_{v1} \cdot A_{v2}$), 曲线 1, 2, 3 分别表示 A_{v1} 为 5, 50, 100 时输出噪声电压与总电压增益的关系。显然, A_{v1} 取值越大, 噪声指标越好。

2.4 由高输入阻抗集成运算放大器组成的前置级电路结构

运算放大器采用同相输入时, 输入阻抗很高, 数量级均在 $10\text{ M}\Omega$ 以上, 高者可达 $100\text{ M}\Omega$; 而反相输入时, 输入阻抗等于输入回路阻抗, 一般均低于兆欧数量级。为此, 为了提高输入阻抗, 由集成运放组成的前置级无异地采用同相输入方式。

同相输入的差动运算放大器通常采用两种结构形式:

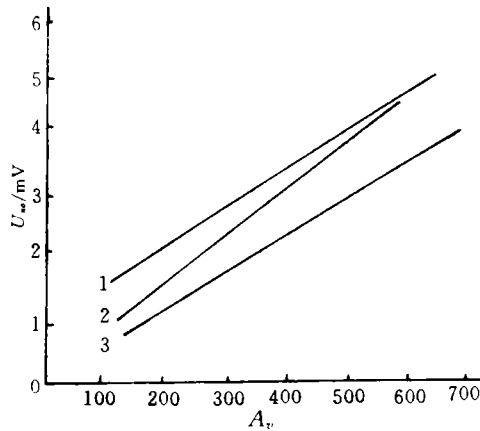


图4 噪声-增益关系

①同相串联式差动运算放大器(图5)

差动信号由两个放大器的同相端输入, 其差动输入电阻 r_{id} 近似为两个运放共模输入电阻之和, 即 $r_{id} \approx 2r_c$ 。

其输出电压为:

$$U_{sc} = (1 + \frac{R_{F2}}{R_{f2}})U_{s2} - \frac{R_{F2}}{R_{f2}}(1 + \frac{R_{F1}}{R_{f1}})U_{s1} \quad (12)$$

若外电路电阻按下式匹配:

$$\frac{R_{f1}}{R_{F1}} = \frac{R_{f2}}{R_{F2}} = \frac{R_f}{R_F}$$

则该电路在理想情况下(共模增益为零)的差动闭环电压增益为:

$$K_{vF} = \frac{U_{sc}}{U_{s2} - U_{s1}} = \frac{U_{sc}}{U_{sr}} = 1 + \frac{R_F}{R_f} \quad (13)$$

②同相并联差动运算放大器(图6): 与上述串联方式相比, 其主要优点是不需要精确匹配电阻, 且有差动输出, 适用于不接地的“浮动”负载。

其闭环差动电压增益为:

$$K_{vF} = \frac{U_{sc}}{U_{sr}} = \frac{U_{sc2} - U_{sc1}}{U_{s2} - U_{s1}} = 1 + \frac{R_{F1} + R_{F2}}{R_w} \quad (14)$$

图6所示电路的主要缺点是它会按 1:1 的比例将输入端的共模信号传递到输出端。图7为其改进电路, 由于加入了第3只运放, 它不仅能割断共模信号的传递, 而且还将双端输出变为单端

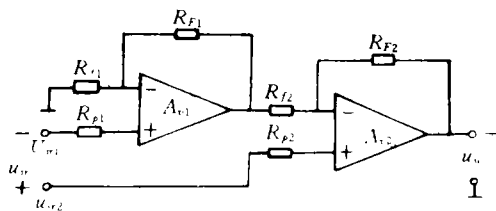


图5 同相串联式差动放大电路

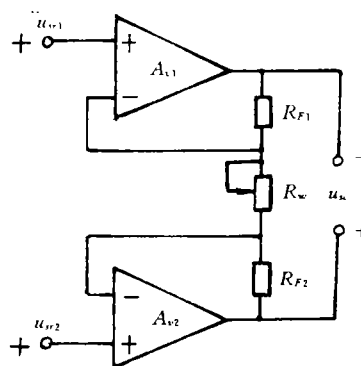


图6 同相并联式差动放大电路

输出,适用于接地负载的需要。

该电路的理想闭环差动电压增益为:

$$K_{vF}=U_x/U_{sr}=\frac{U_x}{U_{sr2}-U_{sr1}}$$
$$=(1+\frac{2R_{F0}}{R_w})\frac{R_F}{R_f}\tag{15}$$

图 7 电路曾在 1992 年香菇干制微机监控系统研制中采用,获得了满意的噪声和高输入阻抗的效果。

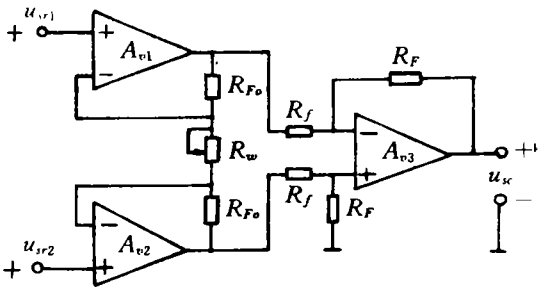


图 7 同相并联式差动放大改进电路

3 结 论

- 1)在前置放大级的低噪声设计中,采用 E_n - I_n 模型,并将放大器视作无噪声单元,将对放大器噪声的研究归结为 E_n - I_n 在整个电路中所起作用的研究,简化了对整个系统的噪声计算。
- 2) E_n 和 I_n 能够通过实测得出,远较信噪比使用方便,这对于低噪声电子电路设计是十分重要的一点。
- 3)为获得高输入阻抗,前置级应采用结型场效应管的高输入阻抗型集成运算放大器。
- 4)提高由几级级联的前置放大器的第 1 级的电压增益对抑制噪声是有利的。

参 考 文 献

1 方志豪编著. 晶体管低噪声电路. 北京: 科学出版社, 1984

2 南京工学院无线电工程系《电子线路》编写组编. 电子线路(二册). 北京: 人民教育出版社, 1979

3 康华光主编. 电子技术基础. 北京: 人民教育出版社, 1979

4 李清泉, 黄昌宁编著. 集成运算放大器原理与应用. 北京: 科学出版社, 1980

Low Noise Design of Electric Signal Amplifier for Bio-eco-environmental Factors

Gou Peiguang

(College of Mechanical and Electronic Engineering, Northwestern Agricultural University, Yangling, Shaanxi, 712100)

Abstract Based on the description of the main noise targets of amplifier——noise coefficients and the analysis of E_n - I_n , this paper suggests the design principle of low noise electric signal amplifier for bio-eco-environmental factors thereby to provide the technical base for the reliable operation of the microcomputer of eco-environmental factors in monitoring system.

Key words eco-environment, electric signal, low noise