

集成运算放大器同相和反相形式的 E_n-I_n 噪声分析和比较¹

王 军 戴逸松*

(中国工程物理研究院电子工程所 成都 517 信箱 610003)

*(吉林工业大学 长春 130025)

摘 要 本文通过分析和比较同相和反相放大器 E_n-I_n 噪声的特点, 给出了若干新结果。本文方法在低噪声运放电路设计和运放噪声参数提取中都具有十分重要的意义。

关键词 E_n-I_n 噪声模型, 同相放大器, 反相放大器, 电压负反馈

中图分类号 TN911.3

1 引 言

目前, 已研制出频率为 1Hz 时噪声电压可达 3 ~ 4nV 级的低噪声运算放大器, 从而为低噪声电路的集成化发展提供了可能。运放的噪声主要由其输入级的闪烁噪声、突发(脉冲)噪声和白噪声所决定; 并且, 在线性非时变条件下, 这些噪声源都是平稳随机过程且互不相关^[1-3]。因此, 对运放可用随机谐波分析的方法, 对其进行 E_n-I_n 噪声分析。在低噪声集成运放应用的研究中^[3-5], 往往只考虑运放器件中等效输入噪声电压 E_n 的作用, 而忽略了噪声电流 I_n 和 E_n 与 I_n 之间相关性的影响。这种简化在有源滤波电路的噪声分析中是可行的, 而低噪声设计所关心的参量有: 电路的等效输入噪声谱密度 $S_i(f)$ 、噪声系数 F 和最佳源阻抗等, 它们的 E_n-I_n 模型表征分别如 (1)-(4) 式中所示^[6]。

$$S_i(f) = E_n^2 + I_n^2(R_s^2 + X_s^2) + 2E_nI_n(\gamma_1R_s + \gamma_2X_s), \quad (1)$$

$$F = 1 + S_i(f)/(4kTR_s), \quad (2)$$

$$R_{\text{sopt}} = \sqrt{1 - \gamma_2^2} \cdot E_n/I_n, \quad (3)$$

$$X_{\text{sopt}} = -\gamma_2E_n/I_n. \quad (4)$$

可见, 低噪声设计需全面考虑 E_n-I_n 模型, 例如, 由 (1) 式可知: 即使噪声电流 I_n 的值较噪声电压 E_n 低 3 ~ 4 个数量级, 但当信号源阻抗 $Z_s = R_s + jX_s$ 较高且 E_n 与 I_n 之间的相关性 $\gamma = \gamma_1 + j\gamma_2$ 较强时, I_n 对 $S_i(f)$ 的影响也较大。

同相和反相放大器是集成运放的两种基本应用形式, 二者的高增益特性使它们可用作低噪声前放。此外, 运放的噪声测量一般是在同相或反相状态下进行的, 只有了解同、反相放大器噪声的产生机理, 才能将运放的噪声参数有效地提取出来。

然而, 同相和反相放大器是通过电压负反馈获取增益的, 因此对它们噪声性能的研究主要是针对电压负反馈的噪声分析。文献 [7, 8] 中曾用 R_n-G_n 模型分析过反馈对电路噪声性能的影响

¹ 1996-04-29 收到, 1997-06-10 定稿
国家自然科学基金资助项目 (69672023)

响, 而 R_n-G_n 模型是通过高频噪声系数测试仪测量 F 后计算得到的^[9], 通常用于微波频段; 并且, 与 E_n-I_n 模型相比, 它不适合于低噪声电路设计中的噪声计算, 例如, 由 (2) 式可知: 当信号源为纯电抗时 (如电容式传感器), F 没有意义, 则无法使用 R_n-G_n 模型。

本文通过首次推导电压负反馈 E_n-I_n 噪声的数学模型, 对运放同、反相形式的噪声性能进行了研究。并且实验测量的结果证明了本文结论的正确性。

2 电压负反馈噪声分析的 E_n-I_n 模型方法

在时间 $0 \leq t \leq T$ 范围内, 对噪声电压 $e(t)$ 作随机谐波分解, 则有

$$e(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{E}_n \exp(j\omega_n t), \quad (5)$$

其中 $\omega_n = 2\pi n/T$, $n = 0, \pm 1, \pm 2 \dots$, \dot{E}_n 为随机噪声 $e(t)$ 的 n 次随机谐波分量, 即

$$\dot{E}_n = \frac{1}{T} \int_0^T e(t) \exp(-j\omega_n t) dt. \quad (6)$$

根据随机过程理论, 噪声功率谱 $S_e(f)$ 与 \dot{E}_n 之间的关系为

$$S_e(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \overline{2T \dot{E}_n \dot{E}_n^*}. \quad (7)$$

在工程计算中, 习惯将 $S_e(f)$ 记作 E_n^2 。同样, 对噪声电流 $i(t)$ 有

$$I_n^2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \overline{2T \dot{I}_n \dot{I}_n^*}. \quad (8)$$

同理可得随机噪声 $e(t)$ 与 $i(t)$ 的互功率谱密度为

$$S_{ei}(f) = S_{ie}^*(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \overline{2T \dot{E}_n \dot{I}_n^*}. \quad (9)$$

由 (7)-(9) 式可定义噪声源 $e(t)$ 与 $i(t)$ 之间的谱相关系数为

$$\gamma = S_{ei}(f)/(E_n I_n). \quad (10)$$

显然, γ 是一个复数量, 即 $\gamma = \gamma_1 + j\gamma_2$, 其中, $\gamma_1 = \text{Re}[S_{ei}(f)/(E_n I_n)]$, $\gamma_2 = \text{Im}[S_{ei}(f)/(E_n I_n)]$ 。

2.1 电压串联负反馈 E_n-I_n 噪声模型的计算

在图 1 中, 设网络 H 参数已知, 则通过网络参数计算和 (7)-(10) 式可得 $E_{1n}-I_{2n}$ 模型与 E_n-I_n 模型的相互关系如下:

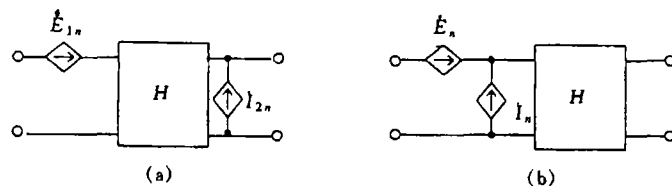


图 1 $E_{1n}-I_{2n}$ 模型 (a) 和 E_n-I_n 模型 (b)

$$E_n^2 = E_{1n}^2 + |M|^2 I_{2n}^2 + 2\text{Re}[M^* S_{e_1 i_2}(f)], \quad (11)$$

$$I_n^2 = |N|^2 I_{2n}^2, \quad (12)$$

$$S_{ei}(f) = N^* S_{e_1 i_2}(f) + M N^* I_{2n}^2, \quad (13)$$

其中 $M = h_{11}/h_{21}$, $N = -1/h_{21}$.

$$E_{1n}^2 = E_n^2 + |h_{11}|^2 I_n^2 + 2E_n I_n \text{Re}(\gamma h_{11}^*), \quad (14)$$

$$I_{2n}^2 = |h_{21}|^2 I_n^2, \quad (15)$$

$$S_{e_1 i_2}(f) = -h_{21}^* \gamma E_n I_n - h_{11} h_{21}^* I_n^2. \quad (16)$$

在图 2 中, 根据主、反网络噪声源之间的互不相关性, 有

$$E_{1n}^2 = E_{1n}'^2 + E_{1n}''^2, \quad (17)$$

$$I_{2n}^2 = I_{2n}'^2 + I_{2n}''^2, \quad (18)$$

$$S_{e_1 i_2}(f) = S_{e_1' i_2'}(f) + S_{e_1'' i_2''}(f). \quad (19)$$

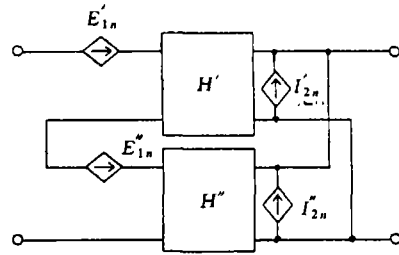


图 2 电压串联负反馈噪声的网络分析

主网络的 E_{1n}' - I_{2n}' 模型可由其 E_n' - I_n' 模型通过 (14)–(16) 式及其 H' 参数获得; 对于由无源器件组成的反馈网络, 其 E_{1n}'' - I_{2n}'' 模型通过其内部噪声源计算得到^[6]。

最后, 电压串联负反馈的 E_n - I_n 模型可由 (17)–(19) 式和 (11)–(13) 式及其 H 参数 ($H = H' + H''$) 通过计算得到。

2.2 电压并联负反馈 E_n - I_n 噪声模型的计算

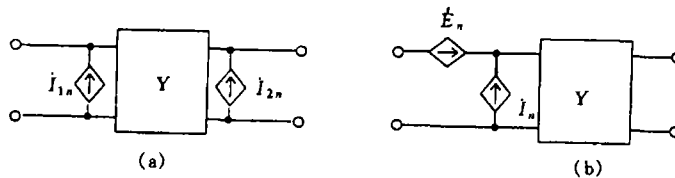


图 3 I_{1n} - I_{2n} 模型 (a) 和 E_n - I_n 模型 (b)

在图 3 中, 设网络的 Y 参数已知, 则 I_{1n} - I_{2n} 模型与 E_n - I_n 模型相互关系如下:

$$E_n^2 = |A|^2 I_{2n}^2, \quad (20)$$

$$I_n^2 = I_{1n}^2 + |B|^2 I_{2n}^2 + 2\text{Re}[B^* S_{i_1 i_2}(f)], \quad (21)$$

$$S_{ei}(f) = A S_{i_2 i_1}(f) + A B I_{2n}^2. \quad (22)$$

其中 $A = 1/y_{21}$, $B = -y_{11}/y_{21}$.

$$I_{1n}^2 = I_n^2 + |y_{11}|^2 E_n^2 + 2E_n I_n \operatorname{Re}(y_{11} \gamma), \quad (23)$$

$$I_{2n}^2 = |y_{21}|^2 E_n^2, \quad (24)$$

$$S_{i_1 i_2}(f) = (y_{21} \gamma)^* E_n I_n + y_{11} y_{21} E_n^2. \quad (25)$$

在图 4 中, 根据主、反网络的噪声源之间的互不相关性, 有

$$I_{1n}^2 = I_{1n}'^2 + I_{1n}''^2, \quad (26)$$

$$I_{2n}^2 = I_{2n}'^2 + I_{2n}''^2, \quad (27)$$

$$S_{i_1 i_2}(f) = S_{i_1' i_2'}(f) + S_{i_1'' i_2''}(f). \quad (28)$$

主网络的 $I_{1n}'-I_{2n}'$ 模型可由其 $E_n'-I_n'$ 模型通过 (23)–(25) 式及其 Y' 参数获得; 对于由无源器件组成的反馈网络, 其 $I_{1n}''-I_{2n}''$ 模型可通过其内部噪声源计算得到 [6].

最后, 电压并联负反馈的 E_n-I_n 噪声模型可由 (26)–(28) 式和 (20)–(22) 式及其 Y 参数 ($Y = Y' + Y''$) 通过计算得到.

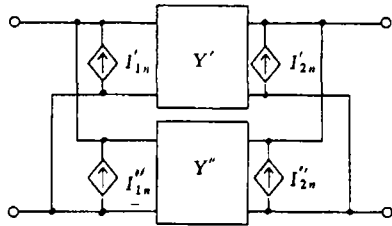


图 4 电压并联负反馈噪声的网络分析

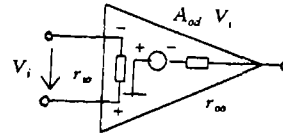


图 5 集成运放的开环等效电路

3 集成运放的噪声性能分析

考虑到实际性能参数的影响, 集成运放的开环等效模型如图 5 中所示。其中 r_{io} 为开环输入电阻; A_{od} 开环电压增益; r_{oo} 为开环输出电阻。

3.1 同相放大器的 E_n-I_n 噪声模型

在图 6 中, R_2 为平衡电阻, 由于它与输入端串联, 因此 R_2 主要影响等效输入噪声电压谱, 其值为 $4kTR_2$ 。 R_1 和 R_f 构成电压串联负反馈, 计算可得其 $E_{1n}''-I_{2n}''$ 噪声模型为

$$E_{1n}''^2 = 4kTR_1 R_f / (R_1 + R_f), \quad (29)$$

$$I_{2n}''^2 = 4kT(R_1 + R_f), \quad (30)$$

$$S_{e_1' i_2''}(f) = 4kTR_1 R_f / (R_1 + R_f). \quad (31)$$

由图 5 可得集成运放 H' 参数为 $h'_{11} = r_{io}$, $h'_{21} = -A_{od} r_{io} / r_{oo}$; 而反馈网络的 H'' 参数为 $h''_{11} = R_1 // R_f$, $h''_{21} = -R_1 / (R_1 + R_f)$ 。由于 $r_{io} \gg R_1 // R_f$, $|h'_{21}| \gg |h''_{21}|$, 所以有 $h_{11} \approx h'_{11}$, $|h_{21}| \approx |h'_{21}|$ 。分析 (11)–(16) 式可知: 反馈网络并未改变集成运放的 $E_n'-I_n'$ 噪声, 其所引入的噪声可由 (11)–(13) 式计算得到。

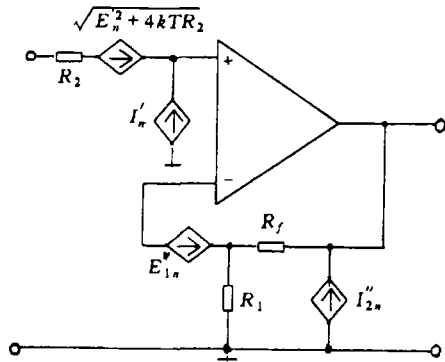


图 6 同相放大器的噪声分析

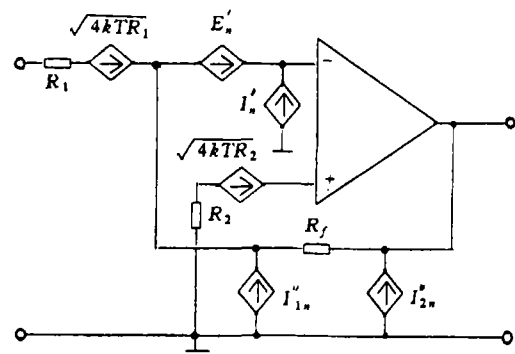


图 7 反相放大器的噪声分析

3.2 反相放大器的 E_n - I_n 噪声模型

在图 7 中, R_1 对等效输入噪声电压谱影响的大小为 $4kTR_1$ 。平衡电阻 R_2 与运放“正”输入端串联, 因此它使运放器件的噪声电压谱 $E_n'^2$ 增加了 $4kTR_2$ 。 R_f 为电压并联负反馈电阻, 计算可得其 I_{1n}'' - I_{2n}'' 噪声模型为

$$I_{1n}'' = I_{2n}'' = S_{i_1' i_2''}(f) = 4kT/R_f. \quad (32)$$

由图 5 可得集成运放 Y' 参数为 $y_{11}' = 1/r_{io}$, $y_{21}' = A_{od}/r_{oo}$; 反馈网络 Y'' 参数为 $y_{11}'' = -y_{21}'' = 1/R_f$; 由于 $A_{od}/r_{oo} \gg 1/R_f$, 而 r_{io} 与 R_f 大小待定, 所以有 $y_{11} = y_{11}' + y_{11}''$, $y_{21} \approx A_{od}/r_{oo}$ 。分析 (20) - (25) 式可知: 反馈网络对集成运放 E_n' - I_n' 噪声的改变不大, 其所引入的噪声可由 (20)-(22) 式计算得到。

3.3 噪声性能比较

设图 6、7 中各参数取值相同。下面以 CA6741T 为例对同、反相放大器 E_n - I_n 噪声进行比较。CA6741T 在电源电压为 $\pm 15V$ 时, 技术指标为 $r_{io} = 1.8M\Omega$, $A_{od} = 2.6 \times 10^5$, $r_{oo} = 75\Omega$ 。

关于噪声电压 E_n : 在 (11) 式中, 由于 $|M| \approx 2.89 \times 10^{-4}$, 从而使 (11) 式中后两项对 E_n^2 项影响较小, 因此, 即使当 R_f 较大时, 同相放大器的 E_n 特性仍主要由 R_1 和 $R_1//R_f$ 的热噪声决定; 在 (20) 式中, 由于 $|A| \approx 2.86 \times 10^{-4}$, 它削弱了 I_{2n}'' 对 E_n'' 的作用, 可认为反馈并不影响 CA6741T 的 E_n 特性, 即反相放大器的 E_n 由 R_1 和 $R_2(R_1//R_f)$ 的电压热噪声所决定。由此可见, 同、反相放大器的 E_n 都较运放器件的固有噪声大, 且基本相同。

关于噪声电流 I_n : 在 (12) 式中, 由于 $|N| \approx 1.6 \times 10^{-10}$, 因此即使增加 R_f 使 I_{2n}'' (如 (30) 式所示) 的值非常大, I_n'' 与 I_n' 相比仍低几个数量级, 即同相放大器的噪声电流特性与反馈无关; 在 (21) 式中由于 $|B| \approx 5.7 \times 10^{-9}$ ($R_f = 50k\Omega$), 从而使反相放大器的 I_n 主要受 I_{1n}'' 项影响, 并且由 (32) 式可知: R_f 越大, 反馈引入的噪声电流越小。

关于谱相关系数 γ : 由 (13) 和 (22) 式可知: 由于 M 、 N 、 A 、 B 的值都非常低, 因此同、反相放大器的互谱密度 $S_{ei}(f)$ 主要由运放器件所决定, 但同、反相放大器的 E_n 、 I_n 噪声一般均较运放器件的固有噪声大(同相的 I_n 特性除外), 因此, 由 (10) 式可知: 同、反相放大

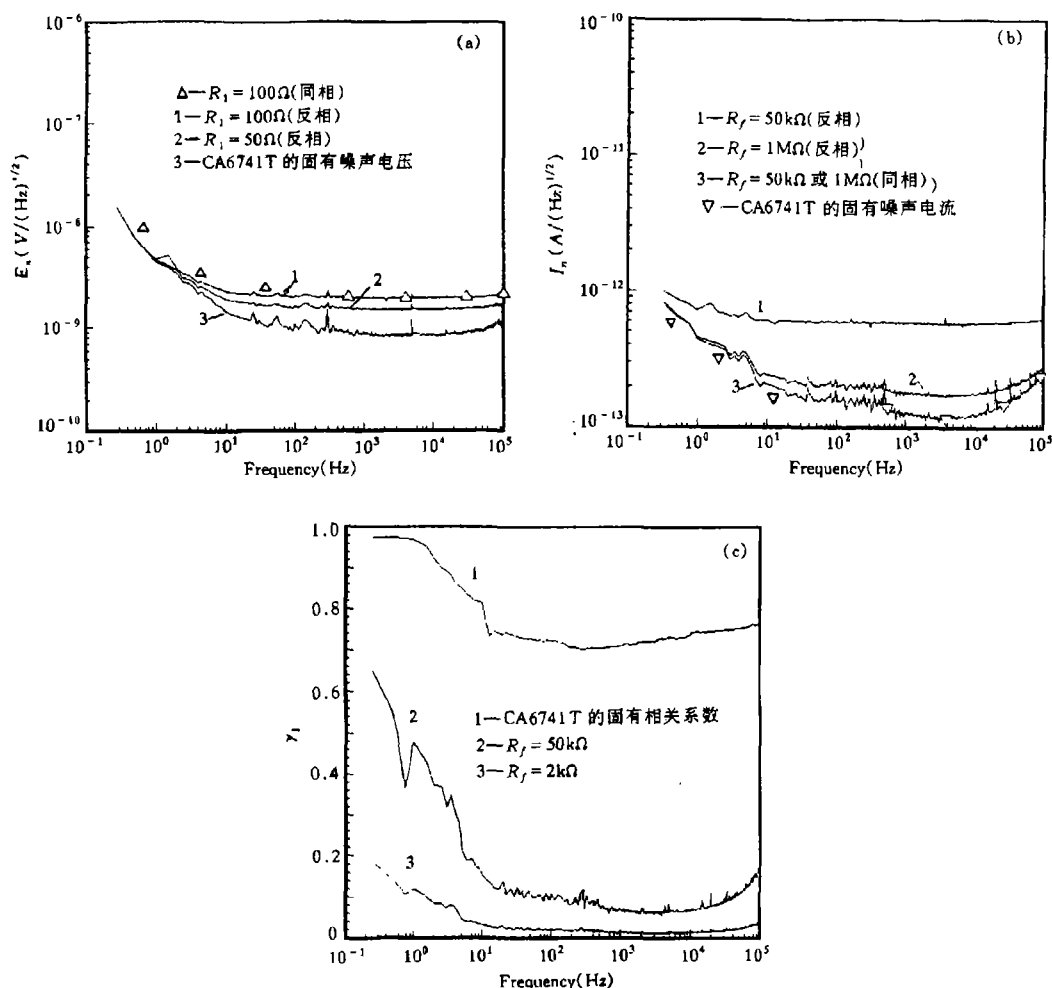


图8 实验结果
 (a) 不同 R_1 时的 E_n - f 曲线 ($R_f = 2k\Omega$ 或 $R_f = 50k\Omega$)
 (b) 不同 R_f 时的 I_n - f 曲线 ($R_1 = 100\Omega$)
 (c) 反相形式不同 R_f 时的 γ_1 - f 曲线 ($R_1 = 100\Omega$)

器 E_n 、 I_n 噪声的相关性均较运放器件的弱, 尤其对于反相放大器, 随着反馈电阻值的减小, 其 E_n 与 I_n 噪声的相关性逐步削弱。

4 实验分析

本文通过测量 CA6741T 不同形式下同、反相放大器的低频 E_n - I_n 模型参数^[10], 来验证分析的正确性, 其结果如图8中所示。

通过实验发现: 改变 R_f 对噪声电压特性影响不大, 而 E_n 受 R_1 的影响较大, 如图8(a)中所示, 并且同、反相的 E_n 基本相同, 其中曲线3为从曲线1、2中提取的 CA6741T 的固有噪声电压。比较图8(b)中曲线1、2可知: 对于反相放大器, I_n 随 R_f 的增加而降低; 曲线3表明 R_f 的改变对同相放大器的 I_n 影响不大, 并且曲线3与从曲线1、2中提取的 CA6741T

的固有噪声电流值基本吻合, 可见, 通过测量同相形式下的噪声电流谱可直接获得运放器件的 I_n 参数; 比较图 8(c) 中各曲线可知: 对于反相放大器, 减小 R_f 可削弱 E_n 与 I_n 的相关性, 例如, 当 R_f 降至 $2k\Omega$ 时, γ_1 随频率增加而趋于零; 关于 γ_2 也有类似 γ_1 的结果, 本文不再讨论。

5 结 论

(1) 同、反相放大器噪声电压源产生的机理基本相同; (2) 同相放大器的噪声电流特性主要由运放器件决定; 而反相放大器的噪声电流与反馈电阻有关, 并且随着反馈电阻值的增加, 其噪声电流特性逐渐接近运放器件的固有噪声; (3) 同、反相放大器的谱相关系数都较运放器件要低, 尤其对反相放大器, 减小反馈电阻可削弱 E_n 与 I_n 噪声之间的相关性。综上所述, 依据本文的分析方法, 能有效、准确地计算运放同、反相形式完整的 E_n - I_n 噪声模型, 从而可获得低噪声设计所需的各类参数。

参 考 文 献

- [1] Bruton L T, *et al.* IEEE J. of Solid-State Circuits, SC-1973, 8(1): 85-91.
- [2] Bachler H L, *et al.* IEEE Trans. on CAS, 1979, CAS-26(1): 30-36.
- [3] Bowron P, *et al.* Int. J. Circuit Theory Appl., 1991, 19(3): 389-402.
- [4] Bowron P, *et al.* IEEE Proc. Circuits Devices Syst., 1994, 141(5): 350-356.
- [5] Brambii L A, *et al.* IEEE Proc. ISCAS, 1989, 1(1): 118-121.
- [6] Motchenbacher C D, Connelly J A. Low-Noise Electronic System Design, New York: Wiley, 1993, Chapter 1, 3.
- [7] Iversen S. Proc. IEEE, 1975, 63(5): 540-542.
- [8] Niclas K B. IEEE Trans. on MTT, 1982, MTT-30(5): 832-835.
- [9] pospieszalski M W. IEEE Trans. on MTT, 1986, 34(4): 456-458.
- [10] 戴逸松, 等. 仪器仪表学报, 1995, 16(3): 231-2-36.

THE E_n - I_n NOISE ANALYSIS AND COMPARISON OF IN-PHASE AND INVERTING FORMS OF INTEGRATED OPERATIONAL AMPLIFIER

Wang Jun Dai Yisong*

(*Institute of Electron. Engineering, China Academy of Engineering and Physics, Chengdu 610003*)

*(*Jinnlin University of Technology, Changchun 130025*)

Abstract In this paper, on the basis of analysing and comparing the characteristics of E_n - I_n noise of in-phase and inverting amplifiers, new results are presented. The methods in this paper are highly important for us to design a low-noise circuit consisting of an operational amplifier and to extract the noise parameters of the operational amplifier.

Key words E_n - I_n noise model, In-phase amplifier, Inverting amplifier, Negative voltage feedback

王 军: 男, 1970 年生, 博士, 主要研究方向: 电路噪声理论和低噪声优化设计, 光电弱信号检测和处理。
戴逸松: 男, 1936 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究领域为低噪声电子系统。