

一种单片集成光电检测电路前置放大器的噪声性能分析与优化

尹洪剑

(重庆电子工程职业学院 电子信息系 重庆 401331)

摘要: 在光电检测电路中虽然前置放大器的增益可以做到足够大,但是在弱信号被放大的同时,噪声也被放大,而且放大器本身还要引入新的噪声。为使探测系统保持一定的输出信噪比,合理设计前置放大器噪声性能是十分重要的。对单片集成光电检测电路中的各种噪声来源与形成机制进行分析,结合计算机仿真探索优化前置放大器噪声性能的设计方法。

关键词: 光电检测电路; 单片集成电路; 噪声性能; 前置放大器

中图分类号: TP212.14 **文献标识码:** A **文章编号:** 1671-7597(2011)0820185-01

0 引言

光电探测器的电信号输出会随着光信号功率的减小而减小。为了信号传输、处理的需要,光电探测器后往往会跟随前置放大器。前置放大器应同时满足低噪声、高增益、带宽适当和较大动态输入范围等性能要求。在实际工作中往往是先满足噪声性能设计要求再逐一调试其他指标。

1 单片集成光电检测电路的噪声来源分析

在信号的检测、处理、传输、过程中总会存在一些无用的干扰,并不可避免的引进一些噪声,来自外界的无线电波及周电磁干扰,可以采用屏蔽等方式加以减弱或消除,但是电路内部产生的随机噪声只能通过电路设计和工艺选择尽量减少。这里对单片集成光电检测电路的内部噪声来源作简要分析,内部噪声由光检测器噪声和前置放大器噪声构成。

由于光子激励产生的光生载流子具有随机性,有的光子不能产生光生载流子。由这种随机性造成的噪声现象称为量子噪声,量子噪声是不可避免的;光电检测器噪声源的另一个贡献者是暗电流噪声,它是一种散弹噪声主要是由反偏二极管的静态电流造成的。

器件噪声和干扰是电路中噪声源的主要贡献者。由电阻和晶体管产生的器件噪声包括热噪声、散弹噪声和闪烁噪声。热噪声包括电阻热噪声和晶体管热噪声电阻热噪声的功率谱密度为一常数与频率无关,属于“白噪声”;散弹噪声是双极性晶体管的主要噪声源,当通过PN结的静态电流为 I_0 时,其功率谱密度 $S_I(f) = 2qI_0$,式中 q 为电子电荷量。故散弹噪声又分为 I_{BQ} 引起的散弹噪声 $S_{IB}(f) = 2qI_{BQ}$,和 I_{CQ} 引起的散弹噪声 $S_{IC}(f) = 2qI_{CQ}$;闪烁噪声重要集中在频谱的低频段,其功率谱密度随频率的增大而减小。干扰引起的噪声包括衬底噪声和电源噪声。

2 前置放大器的噪声性能优化

光电探测器的后随电路除了前置放大器以外,常常由于放大量不够而采取多级放大。对于多级别放大器总的噪声系数为[1]:

$$NF = NF_1 + \frac{NF_2}{K_{p1}} + \frac{NF_2 - 1}{K_{p1} \cdot K_{p2}} + \dots + \frac{NF_n - 1}{K_{p1} \cdot K_{p2} \cdot \dots \cdot K_{p(n-1)}} \quad (1)$$

其中, NF_n 为第 n 级的噪声系数, K_{p1} 为第 n 级的功率增益。该式说明了各级放大器噪声系数对总的噪声系数的影响。可见当第一级放大器具有高增益时,多级放大器的噪声主要由第一级贡献,也即是 $NF \approx NF_1$ 。因此为了获得系统整体的最佳噪声性能,应该对前置放大器的噪声性能进行详细设计。

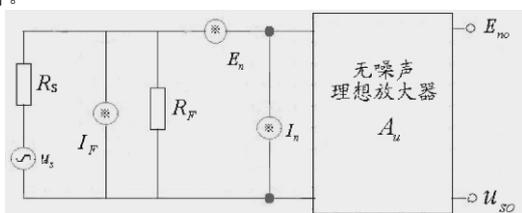


图1 电压并联负反馈电路的等效噪声模型

本文所设计的前置放大器是一个电压并联负反馈结构,反馈网络意味着新的噪声源的引入,这会导致系统噪声性能的恶化。但是在电路设计中使用负反馈使有一个重要的优点,那就是如果设计得当便不会引入附加噪声,所以有必要对引入反馈网络后的噪声性能做进一步的分析以期消除反馈网络对前置放大器噪声性能的影响以便优化前置放大器的噪声性能。由于噪声是针对对小输入电流信号而言的,因此肖特基二极管不会贡献噪声,噪声模型中反馈网络只包括反馈电阻。电压并联负反馈电路的等效噪声模型如图1所示。

根据噪声系数的定义

$$NF = \frac{u_{no}^2 / E_{ns}^2}{u_{so}^2 / E_{ns}^2 A_u^2} = \frac{E_{no}^2}{E_{ns}^2 A_u^2} \quad (2)$$

$$\frac{E_{no}^2}{A_u^2} = E_{ni}^2 \quad (3)$$

前置放大器总等效输入噪声为[3]:

$$E_{ni}^2 = E_{ns}^2 + E_n^2 \left(1 + \frac{R_S}{R_F}\right)^2 + (I_n^2 + I_F^2) R_S^2 \quad (4)$$

所以有

$$NF = \frac{E_{ni}^2}{E_{ns}^2} = 1 + \frac{E_n^2 \left(1 + \frac{R_S}{R_F}\right)^2 + (I_n^2 + I_F^2) R_S^2}{4KTR_S \Delta f} \quad (5)$$

令 $\frac{\partial NF}{\partial R_S} = 0$, 得

$$R_{Sopt} = \frac{E_n R_F}{[E_n^2 + (I_n^2 + I_F^2) R_F^2]^{1/2}} \quad (6)$$

$$NF_{min} = 1 + \frac{E_n^2}{2KTR_S \Delta f} \left[\left(1 + \frac{I_n^2 + I_F^2}{E_n^2} R_F^2\right)^{1/2} + 1 \right] \quad (7)$$

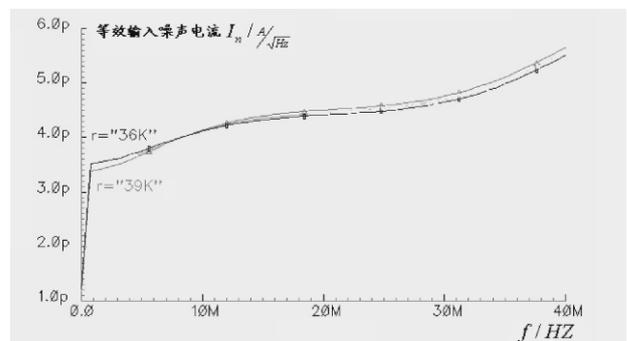


图2 反馈电阻与等效输入噪声电流关系图

(下转第187页)

$$\begin{pmatrix} 0 & 0 & a_4 & a_3 & a_2 & a_1 & b_6 & b_5 & b_4 & b_3 \\ 0 & 0 & 0 & a_4 & a_3 & a_2 & 0 & b_6 & b_5 & b_4 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & a_4 & a_3 & 0 & 0 & b_6 & b_5 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_4 & 0 & 0 & 0 & b_6 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \beta_0 \\ \beta_1 \\ \beta_2 \\ \beta_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

其中左端合成矩阵 $S_{\beta_3, \beta_7}(X_1)$ 为 10 阶, $k^{10 \times 10} [X_1]$

合成矩阵的逆可由伴随矩阵除以行列式求得:

$$S_{\beta_3, \beta_7}^{-1}(X_1) = \frac{1}{\det S_{\beta_3, \beta_7}(X_1)} \text{adj}(S_{\beta_3, \beta_7}(X_1))$$

$$\text{因而: } \begin{pmatrix} \alpha_0(X_1) \\ \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \alpha_3 \\ \alpha_4 \\ \alpha_5 \\ \beta_0 \\ \beta_1 \\ \beta_2 \\ \beta_3 \end{pmatrix} = \frac{\text{adj}(S_{\beta_3, \beta_7}(X_1))}{\det S_{\beta_3, \beta_7}(X_1)} \begin{pmatrix} \gamma(X_1) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$\text{使 } \gamma(X_1) = \det S_{\beta_3, \beta_7}(X_1) \quad (3)$$

方程 (1) 和 (2) 同解[2]

用 MATHEMATICA 软件包[3]的矩阵合成 Resultant 命令求解 $P_5(X_1, X_2)$, $P_7(X_1, X_2)$ 对 X_2 的合成多项式 $\gamma(X_1)$:

$$\gamma(X_1) = \frac{131072}{52947} \cdot 6777216m^4(m-X_1)^4 \gamma_1^2(X_1) \quad (4)$$

其中 $\gamma(X_1)$ 为 22 次多项式, $\gamma_1(X_1)$ 为 9 次多项式:

由 (2) 式, 求使 (4) 为 0 的解, 即为 $P_5(X_1, X_2) = P_7(X_1, X_2) = 0$ 的

解:

步骤 1: $X_1 = m$ 可使 $\gamma(X_1)$ 为 0

$$\begin{cases} P_5(m, X_2) = 5m - 20m^3 + 16m^5 \\ P_7(m, X_2) = -7m + 56m^3 - 112m^5 + 64m^7 \end{cases}$$

只有 $m=0$ 时, 这两式同时为 0。

步骤 2: 因 $m = X_1 + X_2 + X_3$, 所以 $0 \leq m \leq 3$, 在此区间内给定 m , 求

$\gamma_1(X_1) = 0$ 的解, 记为 X_{2i}

并将其代入 $P_5(X_1, X_2) = 0$, 解得 X_{3i}

$$\text{又 } X_{3i} = m - X_{1i} - X_{2i} \quad \text{取 } 0 \leq X_{1i} < X_{2i} < X_{3i} \leq 1$$

在此相位角下, 可得 3, 5 次最小谐波, 双解时, 取同时使 11, 13 次谐波最小值。

(上接第 185 页)

从 E_n 的表达式可以看出放大器总输入噪声较无反馈网络时有所增加, 而且当 $R_f \gg \frac{E_n}{I_n}$ 时负反馈的噪声影响可以忽略。图 2 为反馈电阻与等效输入噪声电流关系图, 当反馈电阻在 $3k\Omega$ 范围内变化时 ($36k-39k$) 等效输入噪声电流变化仅为 $0.093 \times 10^{-12} \frac{A}{\sqrt{Hz}}$ 。因此可以认为将反馈电阻设计为 $36k$ 以上时负反馈噪声影响可以近似忽略。

此时放大器的等效输入噪声电流电压可用共射差分对管的等效输入噪声电流电压表示为[3]:

$$E_n^2 = 4KT r_{bb} \Delta f + 2qI_C (r_{bb} + r_{bc})^2 + \frac{1}{\beta^2} \Delta f \quad (9)$$

$$I_n^2 = 2qI_B \Delta f + \left(\frac{2qI_C}{\beta^2} \Delta f \right) \quad (10)$$

用前述同样方法可以推导出忽略反馈网络噪声影响后的最佳源电阻:

$$R_{Sopt} = \frac{E_n}{I_n}$$

3 结论

因此当 $R_f \gg \frac{E_n}{I_n}$ 时低噪声前置放大器设计应遵循以下两条原则: 尽量减小 I_n^2, E_n^2 值, 从 (10) 式可以看出应尽量减小 r_{bb} 与增大 β 值, 减小 r_{bc} 只

相位角 $\{\theta_{1i}, \theta_{2i}, \theta_{3i}\} = \{\cos^{-1}(X_{1i}), \cos^{-1}(X_{2i}), \cos^{-1}(X_{3i})\}$ 对给定的 m , 若不能使谐波为 0, 则使其标准差最小。

$$\text{标准差 } C(X_1, X_2) = \sqrt{\frac{P_5^2(X_1, X_2) + P_7^2(X_1, X_2)}{25 + 49}} \quad m$$

$C(j\Delta x, k\Delta y)$, $j, k=0, 1, \dots, 1000$.

$\Delta x = \Delta y = 0.001$, 逐次代入, 取最小值。

3 结论 (Conclusion)

三电源七层串联逆变电路中, 由多项式合成算法, 在相位角系数 m 的不同取值下计算出各逆变器导通相位角 $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ 的数值, 在保证基波电压 $V_1 = m(4sV_{dc}/\pi)$ 的同时, 当 $1.15 \leq m \leq 2.25$ 时可完全消除 5、7 次谐波, 在 $0 \leq m \leq 3$ 的其它区间内可用逐次代入法选择 $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ 使 5、7 次谐波减至最小。

附录 (Appendix): $\gamma_1(X_1) =$

$$\begin{aligned} & 6125m - 49000m^3 + 137200m^5 - 179200m^7 + 116480m^9 - 35840m^{11} \\ & + 4096m^{13} - 12250x_1 + 220500m^2x_1 - 882000m^4x_1 + 1512000m^6x_1 \\ & - 1245440m^8x_1 + 465920m^{10}x_1 - 61440m^{12}x_1 - 367500mx_1^2 + 235 \\ & 2000m^3x_1^2 - 5644800m^5x_1^2 + 6048000m^7x_1^2 - 2795520m^9x_1^2 + 43 \\ & 0080m^{11}x_1^2 + 269500x_1^3 - 3430000m^2x_1^3 + 12230400m^4x_1^3 - 1733 \\ & 7600m^6x_1^3 + 10106880m^8x_1^3 - 1863680m^{10}x_1^3 + 2940000mx_1^4 - 16 \\ & 464000m^3x_1^4 + 31987200m^5x_1^4 - 24192000m^7x_1^4 + 5591040m^9x_1^4 \\ & - 1470000x_1^5 + 13720000m^2x_1^5 - 39513600m^4x_1^5 + 39782400m^6x_1^5 \\ & - 12185600m^8x_1^5 - 7056000mx_1^6 + 32928000m^3x_1^6 - 45158400m^5 \\ & x_1^6 + 19353600m^7x_1^6 + 2744000x_1^7 - 17248000m^2x_1^7 + 35123200m^4 \\ & x_1^7 - 21504000m^6x_1^7 + 4704000mx_1^8 - 18816000m^3x_1^8 + 15052800 \\ & m^5x_1^8 - 1568000x_1^9 + 6272000m^2x_1^9 - 5017600m^4x_1^9 \end{aligned}$$

参考文献:

- [1] John N. Chiasson, Member, IEEE, Leon M. Tolbert, Senior Member, IEEE, Keith J. McKenzie, Student Member, IEEE, and Zhong Du, Student Member, IEEE. Control of a Multilevel Converter Using Resultant Theory[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2003. 35, 11 (3).
- [2] J. von zur Gathen and J. Gerhard, Modern Computer Algebra[M]. Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 1999.
- [3] Wolfram Research, Inc.: MATHEMATICA software package. http://www.wolfram.com.

能通过合理设计版图来实现, 具体方法是输入管采用条形或者梳状发射区; 输入交叉耦合差分对也是一种方法, 将输入管在版图上沿芯片中轴线布局, 这种布局不仅削弱了热不对称和工艺不均匀性的影响, 而且 r_{bb} 仅为单管的 $1/2$ 。尽量满足 $R_S = R_{Sopt} = \frac{E_n}{I_n}$ 达到最佳噪声匹配。

参考文献:

- [1] 安毓英、曾晓东, 光电探测原理[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2004: 128-149.
- [2] 刘刚、余岳辉, 半导体器件——电力敏感、光子、微波器件[M]. 北京: 电子工业出版社, 2000: 208-222.
- [3] 方志豪, 晶体管低噪声电路[M]. 北京: 科学出版社, 1984: 35-157.
- [4] 朱正涌, 半导体集成电路[M]. 北京: 清华大学出版社, 2001: 67-72.
- [5] 刘刚、余岳辉, 半导体器件——电力敏感、光子、微波器件[M]. 北京: 电子工业出版社, 2000: 208-222.

作者简介:

尹洪剑 (1982-), 男, 汉族, 重庆电子工程职业学院电子信息系, 助教, 微电子学与固体电子学硕士, 研究方向: 集成电路设计。