

宽带单片低噪声放大器

彭龙新^{1,2}, 林金庭², 魏同立¹

(1. 东南大学微电子中心, 江苏南京 210096; 2. 南京电子器件研究所, 江苏南京 210016)

摘 要: 由电路和噪声基本定义出发, 导出了二端口网络的噪声相关矩阵的转移表示式和导纳表示式. 并推导了两个二端口网络的级联和并联后的噪声相关矩阵. 然后在此基础上得出了并联反馈放大器的噪声参数 (R_n , NF_{\min} 和 Y_{opt}) 和其 S 参数表达式. 由此设计和制造了 1~7GHz 两级单片低噪声放大器. 在工作频率 1~7GHz 内, 测得增益 $G > 20$ dB, 带内增益波动 $G \pm 0.75$ dB, 噪声系数 $NF = 2.5$ dB, 输入输出驻波 $VSWR = 2.0$, 1 分贝压缩点输出功率 $P_{1dB} = 15$ dBm. 测试结果验证了设计的正确性.

关键词: 噪声相关矩阵; 噪声参数; 反馈放大器; 微波单片集成电路; 宽带

中图分类号: TN722.3 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2004) 11-1933-05

Broad-Band Monolithic Integrated Low Noise Amplifier

PENG Long-xin^{1,2}, LIN Jin-ting², WEI Tong-li¹

(1. Microelectronic Center, Southeast University, Nanjing, Jiangsu 210096, China;

2. Nanjing Electronics Devices Inst, Nanjing, Jiangsu 210016, China)

Abstract: The noise correlation matrixes of cascade representation, impedance representation and conductance representation of a two-port network were derived from basic circuit and noise definitions. The noise correlation matrixes of two linked two-port networks were also gotten from basic definitions. Then the noise parameters and S parameters of a parallel feedback low noise amplifier were derived using these correlation matrixes. A 1~7 GHz two-stage MMIC LNA was designed on the basis of above formulas and fabricated using 0.5 μ m GaAs PHEMT processes. After measurement, it is found that from frequency 1.0 GHz to 7.0 GHz, the LNA achieves a power gain of 20 dB as well as a good flatness of only ± 0.75 dB, a maximum noise figure of 2.5 dB, input and output VSWRs of better than 2.0 and the output P_{1dB} power of 15 dBm. The design is verified by the measurement results of the MMIC LNA.

Key words: noise correlation matrix; noise parameters; feedback amplifier; MMIC; broadband

1 引言

反馈放大器有混合电路形式^[1], 半单片和单片^[2]的形式, 虽然反馈放大器中的反馈电阻对放大器的噪声有一定的贡献, 但由于具有带宽宽、稳定、效率高、面积小、成本低、设计灵活等特点, 受到人们重视, 其应用十分广泛.

一般来说, 微波半导体公司只提供有源器件的噪声参数 (等效噪声电阻 R_n 、最小噪声系数 NF_{\min} 、最佳源导纳 $Y_{opt} = G_{opt} + jB_{opt}$) 给电路用户. 为便于工程应用, 本文直接使用 PHEMT 的这四个噪声参数, 在噪声定义基础上, 首先推导出二端口网络的噪声相关矩阵和互连二端口网络的噪声相关矩阵. 所有相关矩阵皆用噪声参数表示, 推导过程比 Herbert Hillbrand^[3]清晰简单. 然后把这些理论应用于反馈放大器的分析中, 并导出了其噪声参数解析式和 S 参数 (含功率增益和输入输出驻波) 解析式. 图示了反馈放大器中主要元件对放大器的噪声和增益的影响, 对如何协调放大器的整体性能有一个全貌的认识. 最后, 设计了 1~7GHz 两级单片并联反馈低噪声放大器, 并已在 0.5 μ m GaAs PHEMT 工艺线上加工成功. 测量结果与设计相符, 验证了设计的正确性. 该放大器的特点是

高度集成, 所有元器件, 包括偏置电路, 直流、射频接地, 输入输出隔直, 皆集成在 3mm \times 2.2mm \times 0.1mm 的 GaAs 衬底上. +5V 单电源供电. 电源在 4.5~6V 内变动时, 放大器性能变化小, 可稳定工作, 不自激, 其综合性能优良.

2 二端口网络的噪声相关矩阵

2.1 二端口网络噪声相关矩阵的级联表示式

根据图 1, 从转移矩阵的定义出发:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_n \\ i_n \end{bmatrix} \quad (1)$$

把噪声电流 i_n 分为两部分, 一部分 i_{nu} 与噪声电压 u_n 无关, 即 $i_{nu}u_n^* = 0$, 另一部分 i_{nc} 与 u_n 相关, 且设 $i_{nc} = Y_c u_n$, $Y_c = i_{nc}u_n^* / |u_n|^2 = G_c + jB_c$, Y_c 称为相关系数. 由此可得 $i_n = i_{nu} + i_{nc} = i_{nu} + Y_c u_n$, 又设 R_n 为等效噪声电阻, G_n 为等效噪声电导, 由定义:

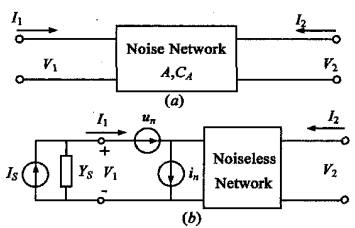


图 1 (a) 噪声二端口网络; (b) 噪声等效电路

$$\overline{u_n u_n^*} = \overline{|u_n|^2} = 4kTR_n f \quad (2)$$

$$\overline{i_{ni} i_{ni}^*} = \overline{|i_{ni}^2|} = 4kTG_u f \quad (3)$$

$$\overline{u_n^* i_n} = Y_c |u_n|^2 = Y_c 4kTR_n f \quad (4)$$

$$\overline{u_n i_n^*} = (\overline{u_n^* i_n})^* = Y_c^* 4kTR_n f \quad (5)$$

$$\overline{i_n i_n^*} = \overline{|i_n|^2} = \overline{|i_{nu}|^2} + |Y_c|^2 \overline{|u_n|^2} = 4kT(G_u + |Y_c|^2 R_n) f \quad (6)$$

得二端口网络的噪声相关矩阵的级联表示式:

$$C_A = \frac{1}{2} f \begin{bmatrix} \overline{u_n u_n^*} & \overline{u_n i_n^*} \\ \overline{i_n u_n^*} & \overline{i_n i_n^*} \end{bmatrix} = 2kT \begin{bmatrix} R_n & R_n Y_c^* \\ R_n Y_c & G_u + R_n |Y_c|^2 \end{bmatrix} \quad (7)$$

以上各式中 * 表示共轭, + 表示共轭转置, $\overline{\quad}$ 表示平均. k 、 T 和 f 分别为玻耳兹曼常数、温度和带宽. 在二端口网络的噪声系数 $F = NF_{min} + R_n / G_S |Y_S - Y_{opt}|$ 的推导过程中^[4], 有

$$G_{opt} = \sqrt{G_c^2 + \frac{G_n}{R_n}}, Y_{opt} = G_{opt} + jB_{opt} = \sqrt{G_c^2 + \frac{G_n}{R_n}} - jB_c,$$

$$F_{min} = |Y_S = Y_{opt}| = 1 + \frac{G_u}{G_{opt}} + \frac{R_n}{G_{opt}} (G_{opt} + G_c)^2 = 1 + 2R_n (G_{opt} + G_c)$$

其中 G_S 为源导纳 Y_S 的实部. 由此三式组合, 解出 (7) 中的各项:

$$C_A = 2kT \begin{bmatrix} C_{A11} & C_{A12} \\ C_{A21} & C_{A22} \end{bmatrix} = 2kT \begin{bmatrix} R_n & \frac{F_{min} - 1}{2} - R_n Y_{opt}^* \\ \frac{F_{min} - 1}{2} - R_n Y_{opt} & R_n |Y_{opt}|^2 \end{bmatrix} \quad (8)$$

此式与 Herbert Hillbrand^[3] 的完全相同, 但推导过程物理意义明确. R_n , Y_{opt} 和 NF_{min} 与 C_A 的各矩阵元的关系见第 4 节中的式 (27).

2.2 二端口网络噪声相关矩阵的导纳表示式

同理, 根据图 2 得噪声相关矩阵的导纳表示式:

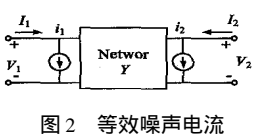


图 2 等效噪声电流

$$C_Y = 2kT \begin{bmatrix} \overline{i_1 i_1^*} & \overline{i_1 i_2^*} \\ \overline{i_2 i_1^*} & \overline{i_2 i_2^*} \end{bmatrix} = 2kT \begin{bmatrix} C_{Y11} & C_{Y12} \\ C_{Y21} & C_{Y22} \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$C_{Y11} = R_n (|Y_{11}|^2 + |Y_{opt}|^2) - 2\text{Re} \left[Y_{11} \left(\frac{NF_{min} - 1}{2} - R_n Y_{opt}^* \right) \right]$$

$$C_{Y12} = Y_{21}^* / R_n (Y_{opt} + Y_{11}) - \frac{NF_{min} - 1}{2} /$$

$$C_{Y21} = C_{Y12}^*; \quad C_{Y22} = R_n |Y_{21}|^2$$

C_Y 与 C_A 的关系为:

$$C_{Y11} = C_{A22} + |Y_{11}|^2 C_{A11} - 2\text{Re}(Y_{11} C_{A12}) \quad (10a)$$

$$C_{Y12} = Y_{21}^* (Y_{11} C_{A11} - C_{A21}) \quad (10b)$$

$$C_{Y21} = Y_{21} (Y_{11}^* C_{A11} - C_{A12}) \quad (10c)$$

$$C_{Y22} = C_{A11} |Y_{21}|^2 \quad (10d)$$

3 互连网络的噪声特性

3.1 两个噪声二端口网络的级联

如图 3 所示, A_a 、 C_{Aa} 和 A_b 、 C_{Ab} 分别为网络 a 、 b 的级联矩阵和噪声级联相关矩阵, 根据级联矩阵的定义:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = A_a \left\{ A_b \begin{bmatrix} V_4 \\ -I_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{nb} \\ i_{nb} \end{bmatrix} \right\} + \begin{bmatrix} u_{na} \\ i_{na} \end{bmatrix}$$

则总网络的等效噪声源 u_n 、 i_n 为:

$$\begin{bmatrix} u_n \\ i_n \end{bmatrix} = A_a \begin{bmatrix} u_{na} \\ i_{na} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{nb} \\ i_{nb} \end{bmatrix} \quad (11)$$

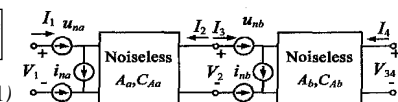


图 3 噪声二端口网络的级联

一般来说, 网络 a 中的噪声源 u_{na} 、 i_{na} 与网络 b

中的噪声源 u_{nb} 、 i_{nb} 相互无关, 由定义得两个二端口的级联相关矩阵 C_A :

$$C_A = \frac{1}{2} f \begin{bmatrix} \overline{u_n u_n^*} & \overline{u_n i_n^*} \\ \overline{i_n u_n^*} & \overline{i_n i_n^*} \end{bmatrix} = 2kT \begin{bmatrix} C_{A11} & C_{A12} \\ C_{A21} & C_{A22} \end{bmatrix} = A_a \frac{1}{2} f \begin{bmatrix} \overline{u_{na} u_{na}^*} & \overline{u_{na} i_{na}^*} \\ \overline{i_{na} u_{na}^*} & \overline{i_{na} i_{na}^*} \end{bmatrix} + \frac{1}{2} f \begin{bmatrix} \overline{u_{nb} u_{nb}^*} & \overline{u_{nb} i_{nb}^*} \\ \overline{i_{nb} u_{nb}^*} & \overline{i_{nb} i_{nb}^*} \end{bmatrix} A_a^* + C_{Aa} \quad (12)$$

3.2 两个噪声二端口网络的并联

在图 4 中, 设已知网络 a 的导纳参数 Y_a 和噪声相关导纳矩阵 C_{Ya} , 网络 b 的导纳参数 Y_b 和噪声相关级联矩阵 C_{Ab} , 那么总网络的噪声可等效成如图 2

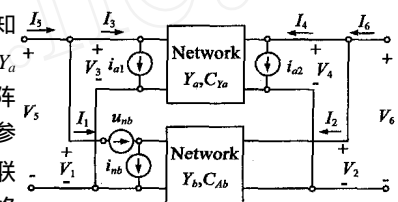


图 4 噪声网络的并联

所示的噪声电流 i_1 、 i_2 :

$$\begin{bmatrix} I_5 \\ I_6 \end{bmatrix} = Y \begin{bmatrix} V_5 \\ V_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{a2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{nb} - Y_{b11} u_{nb} \\ -Y_{b21} u_{nb} \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$C_Y = \frac{1}{2} f \begin{bmatrix} \overline{i_1 i_1^*} & \overline{i_1 i_2^*} \\ \overline{i_2 i_1^*} & \overline{i_2 i_2^*} \end{bmatrix} = C_{Ya} + C_{Yb} = 2kT \begin{bmatrix} C_{Y11} & C_{Y12} \\ C_{Y21} & C_{Y22} \end{bmatrix} \quad (15)$$

其中: $Y = Y_a + Y_b$ 为二网络并联后的导纳矩阵,

$$C_{Y11} = |Y_{b11}|^2 C_{Ab11} - 2\text{Re}(Y_{b11}^* C_{Ab12}) + C_{Ab22} + C_{Ya11}$$

$$C_{Y21} = Y_{b21} (Y_{b11}^* C_{Ab11} - C_{Ab12}) + C_{Ya21}$$

$$C_{Y12} = C_{Y21}^*; \quad C_{Y22} = |Y_{b21}|^2 C_{Ab11} + C_{Ya22}$$

式 (15) 也可转化成图 1(b) 所示的级联的形式:

$$\begin{bmatrix} V_5 \\ I_5 \end{bmatrix} = \frac{1}{Y_{21}} \begin{bmatrix} -Y_{22} & 1 \\ Y & Y_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_6 \\ I_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -i_2 / Y_{21} \\ i_1 - Y_{11} i_2 / Y_{21} \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$C_A = 2kT \begin{bmatrix} C_{A11} & C_{A12} \\ C_{A21} & C_{A22} \end{bmatrix}$$

其中 $Y = Y_{11} Y_{22} - Y_{12} Y_{21}$,

$$C_{A11} = \frac{C_{Y22}}{|Y_{21}|^2}, \quad C_{A12} = \frac{Y_{11}^* C_{Y22}}{|Y_{21}|^2} - \frac{C_{Y21}}{Y_{21}}$$

$$C_{A21} = C_{A12}^*, \quad C_{A22} = C_{Y11} + \left| \frac{Y_{11}}{Y_{21}} \right|^2 C_{Y22} - 2 \left| \frac{Y_{11} C_{Y21}}{Y_{21}} \right|$$

4 反馈放大器的噪声特性

反馈放大器的基本结构如图 5 所示, L_G 、 L_D 为 PHEMT 的栅、漏串接电感, R_f 、 L_f 和 C_f 分别为并联反馈支路的电阻、电感和电容. 图中的 G 、 T 、 F 、 C 、 P 分别表示栅串接网络、PHEMT、反馈支路、级联二端口和并联二端口 (以下简称网络

G 、 F 、 T 、 C 和 P)。用符号 C_{NX} 表示网络的相关矩阵。第一个下标 N 表示网络表示形式,如 A 表示级联(Chain Representation), Y 表示导纳(Admittance Representation), Z 表示阻抗(Impedance Representation)。第二个下标 X 表示名为 X 的网络。

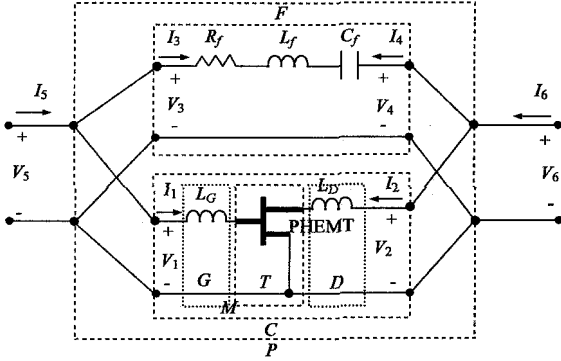


图 5 反馈放大器分析用图

假设已知网络 T (即 PHEMT)的阻抗参数 Z_T 和噪声参数 (R_{nT} , Y_{optT} 和 NF_{minT})。现来求解网络 M (G 和 T 级联)的噪声参数。网络 G 的转移矩阵为:

$$A_G = \begin{bmatrix} 1 & jX_G \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (17)$$

根据噪声定义,可求得网络 G 的级联相关矩阵为:

$$C_{AG} = kT \begin{bmatrix} C_{AG11} & C_{AG12} \\ C_{AG21} & C_{AG22} \end{bmatrix} = kT \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (18)$$

由式(12)可得网络 M 的级联相关矩阵 C_{AM} :

$$C_{AM} = 2kT \begin{bmatrix} (C_{AT11} + X_G^2 C_{AT22}) + jX_G(C_{AT21} - C_{AT12}) & C_{AT12} + jX_G C_{AT22} \\ C_{AT21} - jX_G C_{AT22} & C_{AT22} \end{bmatrix} \quad (19)$$

其中 C_{AT} 为网络 T 的级联相关矩阵。由此式和后面的式(27)可证明网络 M 最小噪声系数为: $NF_{minM} = NF_{minT}$,说明在网络 T 前级联一无耗网络后,其最小噪声系数不变。它的其它等效噪声参数可由式(8)、(19)和(27)求得:

$$R_{nM} = R_{nT}(1 + 2X_G B_{optT} + X_G^2 |Y_{optT}|^2) \quad (20a)$$

$$G_{optM} = \frac{\sqrt{R_{nT}}}{\sqrt{R_{nM}}} |Y_{optT}|^2 - \frac{R_{nT}}{4R_{nM}} (2B_{optT} + X_G |Y_{optT}|^2)^2 \quad (20b)$$

$$B_{optM} = \frac{R_{nT}}{2R_{nM}} (2B_{optT} + X_G |Y_{optT}|^2) \quad (20c)$$

对于网络 C ,即在网络 M 后级联 L_D ,其噪声相关矩阵,由网络级联的性质式(12)求得:

$$C_{AC} = C_{AM} \quad (21)$$

说明网络 M 后级联的无耗网络 D 对噪声特性无影响。根据二端口网络的定义,网络 C 的 Y 参数为:

$$Y_C = Z_C^{-1} = \frac{1}{Z_C} \begin{bmatrix} Z_{T22} + Z_D & -Z_{T12} \\ -Z_{T21} & Z_{T11} + jX_G \end{bmatrix} \quad (22)$$

其中 $Z_C = (Z_{T11} + jX_G)(Z_{T22} + Z_D) - Z_{T12}Z_{T21}$ 。至此,已求得网络 C 的噪声级联相关矩阵 C_{AC} 和其导纳矩阵 Y_C 。现在运用 3.2 节中的结果,可得并联网 P 的噪声导纳相关矩阵 C_{YP} 和级联噪声相关矩阵 C_{AP} 。若已知无源网络的 Y 参数 ($Y_{21} =$

Y_{12}),则噪声导纳相关矩阵为:

$$C_Y = 2kT \text{Re}[Y] \quad (23)$$

式(23)可根据等效电路,热噪声定义式(3)及 2.2 节的推导方法求得。网络 F 的噪声导纳相关矩阵为:

$$C_{YF} = 2kT \frac{R_f}{R_f^2 + X_f^2} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}$$

Y_F 为网络 F 的导纳矩阵,且 $X_f = L_f - 1/(C_f)$ 。由并联网路的噪声性质(15)得:

$$C_{YP} = C_{YC} + C_{YF} = 2kT \begin{bmatrix} C_{YP11} & C_{YP12} \\ C_{YP21} & C_{YP22} \end{bmatrix} \quad (24)$$

其中:

$$C_{YP11} = \left| \frac{Z_{T22} + Z_D}{Z_C} \right|^2 R_{nT} [1 + X_G^2 |Y_{optT}|^2 + 2X_G B_{optT}] - 2\text{Re} \left[\frac{Z_{T22} + Z_D}{Z_C} \left(\frac{NF_{minT} - 1}{2} - R_{nT} Y_{optT}^* + jR_{nT} X_G |Y_{optT}|^2 \right) \right] + \left(R_{Tn} |Y_{optT}|^2 + \frac{R_f}{R_f^2 + X_f^2} \right)$$

$$C_{YP21} = - \frac{R_{nT} Z_{T21} (Z_{T22}^* + Z_D^*)}{Z_C^2} [1 + X_G^2 |Y_{optT}|^2 + 2X_G B_{optT}] + \frac{Z_{T21}}{Z_C} \left(\frac{NF_{minT} - 1}{2} - R_{nT} Y_{optT}^* + jX_G R_{nT} |Y_{optT}|^2 \right) - \left(\frac{R_f}{R_f^2 + X_f^2} \right)$$

$$C_{YP12} = C_{YP21}^*$$

$$C_{YP22} = R_{nT} \left| \frac{Z_{T21}}{Z_C} \right|^2 [1 + X_G^2 |Y_{optT}|^2 + 2X_G B_{optT}] + \frac{R_f}{R_f^2 + X_f^2}$$

$$\text{且 } Y_P = Y_C + Y_F = \begin{bmatrix} Y_{P11} & Y_{P12} \\ Y_{P21} & Y_{P22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{C11} + y_f & Y_{C12} - y_f \\ Y_{C21} - y_f & Y_{C22} + y_f \end{bmatrix} \quad (25)$$

其中 $y_f = 1/(R_f + X_f)$,利用 3.2 节的结果,得图 5 总级联噪声相关矩阵:

$$C_{AP} = 2kT \begin{bmatrix} C_{AP11} & C_{AP12} \\ C_{AP21} & C_{AP22} \end{bmatrix} \quad (26)$$

$$C_{AP11} = \frac{C_{YP22}}{\left| \frac{Z_{T21}}{Z_C} + y_f \right|^2}$$

$$C_{AP21} = \frac{C_{YP22} \left(\frac{Z_{T22} + Z_D}{Z_C} + y_f \right) + C_{YP12} \left(\frac{Z_{T21}}{Z_C} + y_f \right)}{\left| \frac{Z_{T21}}{Z_C} + y_f \right|^2}$$

$$C_{AP12} = C_{AP21}^*$$

$$C_{AP22} = C_{YP11} + \frac{C_{YP22} \left(\frac{Z_{T22} + Z_D}{Z_C} + y_f \right)^2 + 2\text{Re} \left[C_{YP21} \left(\frac{Z_{T22} + Z_D}{Z_C} + y_f \right) \left(\frac{Z_{T21}}{Z_C} + y_f \right)^* \right]}{\left| \frac{Z_{T21}}{Z_C} + y_f \right|^2}$$

由式(8)的形式可求得反馈放大器的噪声参数:

$$R_{nP} = C_{AP11} \quad (27a)$$

$$G_{optP} = \frac{\sqrt{C_{AP22}}}{\sqrt{C_{AP11}}} + \left(\frac{C_{AP21} - C_{AP12}}{2C_{AP11}} \right)^2 \quad (27b)$$

$$B_{optP} = j \frac{C_{AP21} - C_{AP12}}{2C_{AP11}} \quad (27c)$$

$$NF_{minP} = 1 + (C_{AP21} + C_{AP12}) + \sqrt{(C_{AP21} + C_{AP12})^2 - 4(C_{AP11}C_{AP22} - C_{AP12}C_{AP21})} \quad (27d)$$

这种表达式使一些网络的噪声性质的证明变得容易,因为 C_{A21} 与 C_{A12} 共轭. 网络 P 的噪声系数和在特性阻抗 Z_0 系统中的 S 参数为:

$$S = \frac{I - Z_0 Y_p Z_0}{I + Z_0 Y_p Z_0}, NF_P = 1 + \frac{z^+ C_{APz}}{2kTRe(Z_s)} \quad (28)$$

其中 I 为单位阵, $Z_0 = \begin{bmatrix} \sqrt{Z_{01}} & 0 \\ 0 & \sqrt{Z_{02}} \end{bmatrix}$ 为端口的特性矩阵,

Z_{01}, Z_{02} 为端口 1 与端口 2 的特性阻抗, $z = \begin{bmatrix} 1 \\ Z_s^* \end{bmatrix}$, Z_s 为源阻抗.

在实际单片电路中,无源元件存在一定的寄生参数,此时可用包含寄生效应在内的无源二端口网络替代图 5 中的各无源元件,引用式(12)、(15)、(16)、(27)和(28)可求得包含无源元件的寄生效应在内的并联反馈放大器的性能表达式. 其中网络 G, D 的噪声级联矩阵可用如下方法求得. 若已知无源网

络 G, D 的级联矩阵 $A (A_{11}A_{22} - A_{12}A_{21} = 1)$, 转换成 Y 矩阵后,由式(23)和(16)得:

$$C_A = kT \begin{bmatrix} A_{11}A_{12}^* + A_{11}^*A_{12} & A_{11}A_{22}^* + A_{12}A_{21}^* - 1 \\ A_{11}^*A_{22} + A_{12}^*A_{21} - 1 & A_{21}A_{22}^* + A_{21}^*A_{22} \end{bmatrix} \quad (29)$$

但放大器的性能表达式中物理概念模糊,不便于理解各元件对放大器性能的影响. 另外,通过计算发现,在微波低端,单片中的元件用理想元件替代,造成的放大器主要性能误差在 5% 左右. 为简洁和便于对噪声的理解起见,以上对反馈放大器性能的分析仍用理想元件.

5 主要元件对放大器的噪声参数和性能的影响

计算中所用的 PHEMT 的栅长为 $0.5\mu\text{m}$, 栅宽为 $450\mu\text{m}$, 其噪声参数通过测量得到. 其中 1GHz 时最小噪声系数为 0.16dB, 7GHz 时 1.0dB. 图 6 绘出了放大器的最小噪声系数 NF_{minP} 和 50 Ω 系统的噪声系数 NF 及增益 dB (S_{21}) 随 R_f 的变化. 从图中看出, R_f 对最小噪声系数、50 Ω 系统的噪声系数、增益、增益平坦度影响较大.

由图 6 可知, R_f 越小, 增益越低, 噪声越大, 但带宽越宽.

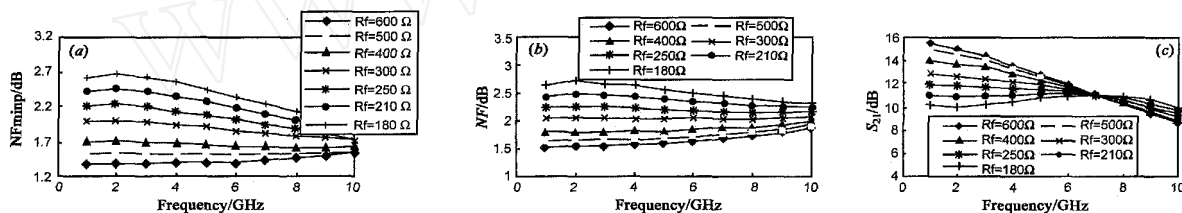


图 6 (a) 放大器的最小噪声系数 NF_{minP} ; (b) 50 Ω 系统的噪声系数 NF ; (c) 增益 S_{21} 随 R_f 的变化

而且 R_f 对放大器的其它性能也影响最大, 如增益平坦和输出驻波. L_G, L_D 和 L_f 的影响相对较小, 主要作用是在频带高端托起增益, 展宽频带, 改善增益平坦度. R_f 也大大地改善了输出驻波, 但在频带高端对输入驻波的改善较小. 值得指出的是, C_f 只要不是太小, 其影响可以忽略不计.

6 放大器的设计和测量

在反馈放大器中, 当 R_f, L_D 和 $L_f (L_G)$ 的值适当时, 能获得较好的性能, 如图 6

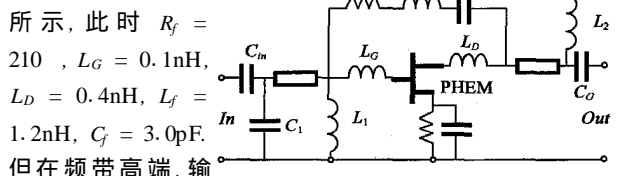


图 7 单片反馈放大器的结构

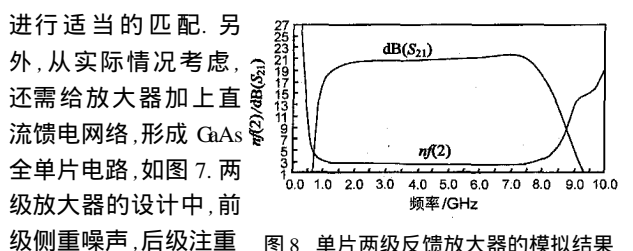


图 8 单片两级反馈放大器的模拟结果

增益和平坦度, 最后的优化结果如图 8.

图 9 为加工后的测试结果. 在电源 +5V (60 ~ 70mA) 下, 工作频率 1 ~ 7GHz, 增益 $G > 20\text{dB}$, 带内增益波动 $G \pm 0.75\text{dB}$, 噪声系数 NF 2.5dB, 输入输出驻波 $VSWR$ 2.0, 1 分贝压缩点输出功率 P_{1dB} 15dBm.

7 结论

使用工程上经常用到的有源器件的 4 个噪声参数 ($R_{nT}, NF_{minT}, G_{optT}, B_{optT}$),

在基本噪声定义的基础上, 简单明瞭地推导了二端口网络和互连二端口网络的噪声相关矩阵, 并运用于反馈放大器的分析中, 给出了放大器的噪声参数和 S 参数解析式. 然后设计

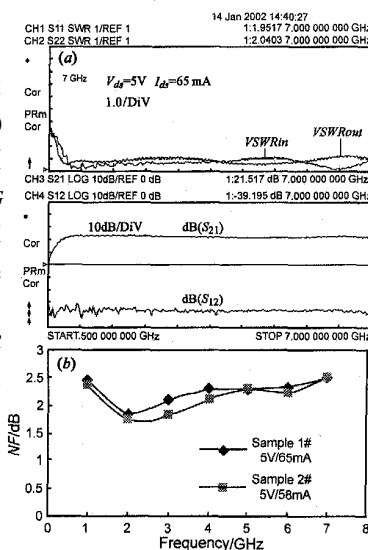


图 9 (a) 小信号 S 参数; (b) 测量的噪声参数

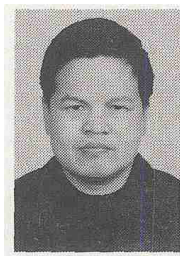
了 1~7GHz 两级单片并联反馈低噪声放大器,并在 0.5 μ m GaAs PHEMT 工艺线上加工成功.放大器的测量结果与设计结果符合得较好,验证了设计的正确性.

参考文献:

- [1] Virdee A S. Computer-aided design of ultra-broadband 100MHz to 20 GHz amplifier[J]. Microwave J ,2000 , (2) :77 - 88.
- [2] Rigby P N ,et al. Broadband monolithic low noise feedback amplifiers [A]. IEEE 1983 Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium Digest of Papers [C]. Boston ,Massachusetts ,USA ,1983. 71 - 75.
- [3] Herbert Hillbran ,et al. An efficient method for computer aided noise analysis of linear amplifier networks[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems ,1976 ,CAS-23 (4) :235 - 238.

- [4] Guillermo González. Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design[M]. Second Edition ,Prentice Hall ,1997.

作者简介:



彭龙新 男,1962年6月出生于江西,MMIC主任设计师,分别于1985、1991获西安交通大学微电子学学士和硕士学位,自1991年起,在南京55所工作,从事GaAs器件及单片集成电路的设计与工艺研究,获电子部科技进步奖,期间曾在新加坡学习,并任新加坡国立大学研究工程师,从事MMIC和MIC电路的设计、微波测量及对固态器件噪声参数的研究,现继续在东南大学攻读微波电路博士学位,发表论文数篇,对GaAs单片集成电路的设计、微波整机系统具有浓厚的兴趣.

电子学报

2004年第11期 Acta Electronica Sinica No. 11 2004

(总期 252 期) (Monthly) (Series No. 252)

主管单位 中国科学技术协会
主办单位 中国电子学会
协办单位 南京才华科技有限公司
编辑 《电子学报》编辑委员会
主编 王 守 觉
总编辑 刘 力
通信处 北京 1 6 5 信箱
(邮政编码 100036)
电 话 (010)68279116 ,68285082
传 真 (010)68173796

China Association for Science and Technology
Published by the Chinese Institute of Electronics ,Beijing
Nanjing Caihua Technology Co. ,Ltd.
Edited by Editorial Board of Acta Electronica Sinica
Chief Editor :WANG Shou-jue
Director :LIU Li
Add :Editorial Office of Acta Electronica Sinica
(POBox 165 ,Beijing 100036 ,China)
Tel : 86-10-68279116 ,68285082
Fax :86-10-68173796

Home page :<http://www.elecjournal.org> ;<http://dzxu.chinajournal.net.cn>

Email :cje@elecjournal.org ;dzxu@chinajournal.net.cn

排版印刷 北京育兴达印刷厂
国内总发行 北京市报刊发行局
国外总发行 中国国际图书贸易总公司
国内订购处 全国各邮电局

Printed by Yuxingda ,Beijing ,China
Distributed by
Domestic :Beijing Baokan Faxingju ,China
Foreign :China International Book Trading Corporation
Subscription Office —All Local Post Offices in China

刊号 :ISSN 0372 - 2112
CN11 - 2087/ TN

邮发代号(国内/ 国外) :2 - 891/ M436

国内定价 20.00