

一种直接提取噪声温度参数的方法

廖怀林, 黄如, 张兴, 王阳元

(北京大学微电子所, 北京 100871)

摘要: 本文基于二端口网络噪声理论和噪声关联矩阵给出了一种可以用于 MOSFET 的噪声温度参数 (T_d , T_g) 的直接提取方法. 该方法给出了噪声温度参数的显式表达式因而简洁易用, 并从噪声温度参数的显式表达式分析了影响噪声温度提取精度的主要因素. 同时由于此方法在参数提取时不依赖于源端阻抗的选择, 理论上有助于提高参数提取的精度. 本文方法得到的噪声温度参数和其他方法得到的结果有很好的 consistency.

关键词: MOSFET s; 噪声温度参数; 参数提取

中图分类号: TN386.1 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2001) 08-1126-03

A Direct Extraction Method for the Parameters of Temperature Noise Model

LIAO Huai-lin, HUANG Ru, ZHANG Xing, WANG Yang-yuan

(Institute of Microelectronics, Peking University, Beijing 100875, China)

Abstract: This paper presents a direct extraction method for the associated noise temperature T_d and T_g in the MOSFET temperature noise model. The method is related to two-port network noise theory and noise correlation matrix. T_d and T_g are extracted from the small-signal model parameters and the noise parameters of the device. It is theoretically shown that the accuracy of extracted T_d and T_g in the method is improved. The main factors that affect the accuracy of extracted T_d and T_g are systematically analyzed. Comparisons of extracted T_d and T_g between the method and other extraction method are presented and a good agreement is shown.

Key words: MOSFET s; parameters of temperature noise model; parameter extraction method

1 引言

随着 CMOS 工艺技术的进步, CMOS 技术在无线通讯领域中的应用成为可能^[1,2]. 相应地 MOSFET s 的噪声行为日益受到重视. 近来有许多作者致力于 MOSFET s 的噪声模型研究^[3,4], 一个精确的噪声模型可以使电路设计者更加充分利用现有技术. 虽然 MOSFET s 和 MESFET s 在大信号工作时是非常不同的, 但它们的高频小信号噪声模型是相似的^[5], 可以把 MESFET 的噪声行为研究结果和方法用于 MOSFET s. Pospieszalski 在 1988 年首先提出了场效应晶体管的温度噪声模型^[5], 目前这个噪声模型因其较强的实用性已被广泛接受. Pospieszalski 指出场效应晶体管的噪声可以模型化为高频等效电路中的热噪声. 使用噪声温度参数 (T_d , T_g) 就可以把漏噪声电流和栅极诱导噪声电流从测试的噪声参数 (F_{min} , R_n , ρ_{opt}) 中分离出. 但是文[5]中得到的噪声温度参数 (T_d , T_g) 与噪声参数 (F_{min} , R_n , ρ_{opt}) 的关系仅对本征的场效应晶体管高频等效电路成立, 因而需要一种与之相联系的噪声温度参数提取方法. 与高频小信号等效电路的参数提取方法相比, 噪声模型的参数提取方法几乎没有得到发展. 通常使用的噪声模型提取方法是基于噪声关联矩阵理论的计算机辅助提取方法^[6], 因而参数提取的基本细节就被忽略掉了. 大多数使用者

更希望使用显式的噪声参数提取公式, 这样可以更为清晰地分析出参数提取的误差来源. 近来 Mikael Garcia 等给出了一种显式的噪声参数提取公式^[7], 但是这种方法的提取精度不但依赖于测试的精度而且依赖于源端匹配阻抗的选择. 本文从两端口线性网络噪声理论和关联矩阵理论出发得到一个直接提取噪声温度参数的公式, 这个噪声温度参数的提取公式不依赖源端匹配阻抗的选择, 这样有助于参数提取精度的提高, 因为不依赖源端匹配阻抗的选择从而减少了一个参数提取的误差来源. 本文方法得到的噪声温度参数和其它方法的结果有很好的 consistency.

2 两端口网络的噪声理论^[8]

对于源、漏和栅极上的寄生电阻不大的情况下, 可以直接利用根据文[8]中的两端口网络噪声参数公式把漏噪声电流和栅极诱导噪声电流分离出来. 但是对于 MOSFET s 这个假定并不总是成立, 尤其是对深亚微米器件, 在深亚微米器件中为了抑制短沟道效应, 通常会采用一些结构使源漏端寄生电阻增加, 如 LDD 结构. 同时由于通常 MOSFET s 不象 MESFET s 那样采用金属栅结构, 因而栅极的寄生电阻也比较大, 并且这个电阻对器件的噪声系数有很大的影响^[4]. 因而对于 MOSFET s 需要一个有效的方法消除源、漏、栅寄生电阻影响, 才可

以得到相对精确的漏噪声电流和栅极诱生噪声电流.

3 噪声温度参数提取方法

图 1 是一个典型的 MOSFET 等效噪声电路模型,其中考

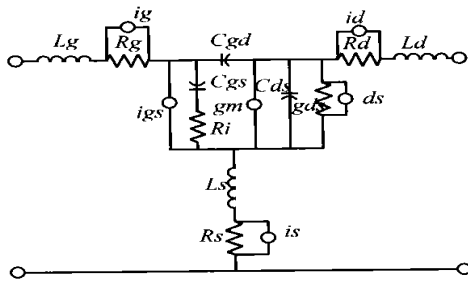


图 1 MOSFET 的等效噪声电路模型

虑了如下的噪声电流源:沟道噪声 (i_{ds}), 栅极诱生噪声 (i_{gs}), 栅极电阻热噪声 (i_g), 源漏电阻热噪声 (i_s, i_d). 下面将通过电路的结点分析将这些噪声源折合到输入输出端并用噪声参数表达出来. Rospieszalski^[5]对本征器件的两个噪声源 (i_{ds}, i_{gs}) 定义了两个等效噪声温度,

$$T_g = \frac{\overline{i_{gs}^2}}{4kG_{gs}f} \quad T_d = \frac{\overline{i_{ds}^2}}{4kG_{ds}f} \quad (1)$$

其余噪声源的等效噪声温度等于环境温度 T_a .

对于图 1 所示的电路,根据结点分析我们可以得到如下形式的电路方程:

$$\begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ D \end{bmatrix} [I_n] = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中矩阵 $[y]$ 是本征 MOSFET 的导纳矩阵; $[V]$ 是图 1 所示网络的输入输出电压矩阵; $[I_n]$ 是噪声电流矩阵, $[I_n] = [i_{gs}, i_{ds}, i_g, i_d, i_s]^*$; $[B], [D]$ 均为 1×5 的矩阵,其具体表达式见附录 (1). 根据二端口网络噪声理论可以将输入和输出端噪声电流分别表示如下: $i_1 = [B][I_n], i_2 = [D][I_n]$.

定义噪声关联矩阵^[6]如下:

$$C = I_n \cdot I_n^* = \begin{bmatrix} \overline{i_{gs} i_{gs}^*} & \overline{i_{gs} i_{ds}^*} & 0 & 0 & 0 \\ \overline{i_{ds} i_{gs}^*} & \overline{i_{ds} i_{ds}^*} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \overline{i_g i_g^*} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \overline{i_d i_d^*} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \overline{i_s i_s^*} \end{bmatrix} \quad (3)$$

其中 $*$ 表示共轭转置. $[C]$ 中的非对角线元素表示噪声电流 (i_{ds}, i_{gs}) 之间的关联,文[9]中指出噪声电流 (i_{ds}, i_{gs}) 之间的

关联系数随频率线性增长,并且在 $f/f_c < 0.1$ 时,噪声电流 (i_{ds}, i_{gs}) 之间的关联系数小于 0.1,这个条件对于 MOSFET 在射频范围的应用一般可以得到满足,因此下面假定这个噪声关联系数为零,这样可以使最后得到的表达式相对简洁. 根据噪声温度的定义及方程 (2)、(3) 我们可以得到关于噪声温度 (T_d, T_g) 的方程如下:

$$|D_1|^2 \frac{T_g}{R_i T_a} + |D_2|^2 \frac{T_d}{R_{ds} T_a} + |D_3|^2 \frac{1}{R_g} + |D_4|^2 \frac{1}{R_d} + |D_5|^2 \frac{1}{R_s} = R_n |y_{21}|^2 \quad (4)$$

$$|E_1|^2 \frac{T_g}{R_i T_a} + |E_2|^2 \frac{T_d}{R_{ds} T_a} + |E_3|^2 \frac{1}{R_g} + |E_4|^2 \frac{1}{R_d} + |E_5|^2 \frac{1}{R_s} = G_i \quad (5)$$

其中 $[E] = [B] - [D] * y_{11}/y_{21}; D_n, E_n$ 为矩阵 $[D], [E]$ 中的元素, R_n 是噪声电阻, G_i 是关联电导, R_n 和 G_i 都可以从测量的噪声参数中得到. 联立上述两方程则可以得到噪声温度 T_d 和 T_g . 二端口网络噪声理论^[8]进一步还可以得到最小噪声参数 (F_{min}) 和噪声温度参数的关系. 从方程 (4) 和 (5) 中我们可以看到噪声温度 T_d 和 T_g 的提取精度取决于噪声参数的测试精度和图 (1) 中模型参数的提取精度,而不依赖于源端阻抗的选取. 在 $y_{21} \gg y_{22}, |Z_s| \ll |Z_g|, |Z_d|$ 以及栅极诱生噪声电流可以忽略不计的情况下方程 (4) 可以简化为如下形式:

$$\frac{T_d}{R_{ds} T_a} + R_g + R_d + R_s = R_n \quad (6)$$

这是 MESFET 噪声分析经常使用的一个简化公式. 从上式可以看到寄生电阻以及 R_{ds} 的提取精度对噪声温度参数提取的精度有较大的影响.

4 方法的验证

为了验证本文方法的正确性,将此方法得到的结果和文[6]、文[7]中所用方法得到的结果进行了比较,并将本方法用于宽长比为 240/0.6 的 MOSFET 的温度参数提取,这个 MOSFET 是用与标准 CMOS 兼容的工艺制备而成的,并且采用了“T”形栅极结构以减小栅极寄生电阻. 表 1 为器件高频小信号等效电路参数,其中文[6]、文[7]对应的是 MESFET,从表中可以看到 MOSFET 的源漏栅极电阻比较大. 表 2 为比较结果及 MOSFET 的温度参数提取结果. 从表 2 我们可以看到本文方法的结果和文[6]、[7]的结果有很好的 consistency,并且 MOSFET 的噪声温度在合理的范围内,如文[5]指出,器件在常温下的噪声温度范围一般有 $1000K < T_d < 6000K; 200K < T_g < 700K$

表 1 器件高频小信号等效电路参数

	$V_{ds}[V]$	$I_{ds}[mA]$	$R_g[\Omega]$	$R_d[\Omega]$	$R_s[\Omega]$	$C_{gs}[fF]$	$C_{gd}[fF]$	$C_{ds}[fF]$	$g_m[mS]$	$Tau[ps]$	$R_i[\Omega]$	$R_{ds}[\Omega]$	$L_g[pH]$	$L_d[pH]$	$L_s[pH]$
Ref. [7]	2.0	55.0	0.5	2.9	0.5	151	17.8	55.8	88.0	0.5	2.2	106	49.1	39.5	2.5
Ref. [6]	2.0	10.0	0.5	2.2	0.5	280	42	67	57	5	2.5	400	360	40	72
MOSFET	2.0	25	12.3	3.5	4.0	179	67	22	13.0	2.9	1.3	50	36	30	1

表 2 噪声参数提取结果及比较

	F_{\min}/dB	R_n/Ω	T_d/K	T_g/K
Ref [6]	0.97	28.4	5530	650
本文方法	0.96 *	30.0 *	—	—
Ref [7]	0.78	17.2	304	5514
本文方法	—	—	310 *	5548 *
MOSFET	1.1	143	330 *	3723 *

其中‘*’表示用本文方法得到的提取值,‘—’表示文献未给出数值或未进行比较.表 2 中 1、2 两行为本文方法和文 [6] 的结果进行比较,即将文 [6] 的噪声温度结果带入本文方法的 F_{\min} 和 R_n 表达式中,然后和文 [6] 的 F_{\min} 和 R_n 比较.表 2 中 3、4 行为本文方法和文 [7] 的结果进行比较,对最后得到的噪声温度进行了比较.表 2 中第 5 行是本文方法计算出的噪声温度参数.

5 结论

从二端口网络噪声理论和噪声关联矩阵出发给出了噪声温度参数 (T_d , T_g) 的显式表达式.对噪声温度参数的显式表达式进行了较为详细的分析,清晰地得到影响噪声温度提取精度的主要因素.同时在参数提取时不依赖于源端阻抗的选择,有助于提高参数提取的精度,因为减少了一个参数提取的误差来源.本文方法因为给出了噪声温度参数 (T_d , T_g) 的显式表达式因而简洁易用.对本文方法得到的噪声温度参数和其他方法得到的结果进行了比较,有很好的 consistency.

附录(1)

噪声系数矩阵 $[B]$ 、 $[D]$ 的表达式

$$\begin{aligned}
 B_1 &= \frac{R_{ij} C_{gs}}{D} & B_2 &= 0 & B_3 &= R_g y_{11} + (y_{11} + y_{12}) \frac{R_o Z_o}{Z_g} \\
 B_4 &= R_d y_{12} + (y_{11} + y_{12}) \frac{R_d Z_o}{Z_d} & B_5 &= (y_{11} + y_{12}) R_s \\
 D_1 &= \frac{g_m e^{-j\omega} R_i}{D} & D_2 &= 1 & D_3 &= R_g y_{21} + (y_{21} + y_{22}) \frac{R_o Z_o}{Z_g} \\
 D_4 &= R_d y_{212} + (y_{21} + y_{22}) \frac{R_d Z_o}{Z_d} & D_5 &= (y_{21} + y_{22}) R_s
 \end{aligned}$$

其中

$$\begin{aligned}
 D &= 1 + j C_{gs} R_i \\
 \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{j G_{gs}}{D} + j C_{gd} & -j C_{gd} \\ \frac{g_m e^{-j\omega}}{D} - j C_{gd} & 1/R_{ds} + j(C_{ds} + C_{gd}) \end{bmatrix} \\
 Z_s &= R_s + j L_s & Z_g &= R_g + j L_g & Z_d &= R_d + j L_d
 \end{aligned}$$

参考文献:

- [1] Tajinder Manku. Microwave CMOS device physics and design [J]. IEEE Journal of Solid State Circuits, March 1999, 34(3): 277 - 285.
- [2] Lawrence E Larson, et al. Integrated circuits technology options for RF-IC s- Present status and future directions [J]. IEEE Journal of Solid State Circuits, March 1998, 33(3): 387 - 399.
- [3] Francois Danneville, et al. Microscopic noise modeling and macroscopic noise models: how good a connection [J]. IEEE Trans. On Electron Devices, May 1994, 41(50): 779 - 786.
- [4] C H Chen, et al. High frequency noise of MOSFETs I: modeling [J]. Solid State Electronics, 1998, 42(11): 2069 - 2081.
- [5] M W Bospieszalski. Modeling of noise parameters of MESFET s and MODFET s and their frequency and temperature dependence [J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 1989, 37: 1340 - 1350.
- [6] Hillbrand H, et al. An efficient method for computer aided noise analysis of linear amplifier networks [J]. IEEE Trans. Circ. Syst. 1976, 23: 235 - 238.
- [7] Mikael Garcia, et al. A new extraction method the two-parameter FET temperature noise model [J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 1998, 46(11): 1679 - 1685.
- [8] M Ebrahim Mokrari, et al. A new method of noise parameter calculation using direct matrix analysis [J]. IEEE Trans. Circ. Syst. 1992, 39(9): 767 - 771.
- [9] Christian C Enz, et al. Mbs transistor modeling for RF IC design [J]. IEEE Trans. Solid State Circuits, 2000, 35(2): 186 - 201.

作者简介:



廖怀林 男. 1972 年生于江西省. 目前在北京大学微电子学研究所攻读微电子学及固态电子学方向博士学位. 主要从事射频器件模型和射频电路设计方面的研究.

黄如 女. 1969 年生于江苏省. 博士, 副教授. 1997 年获北京大学微电子学博士学位. 目前在北京大学微电子学研究所从事新器件和器件物理方面的研究. 已经在国内外发表二十余篇学术论文.