

HEMT 的静态和小信号解析模型

张义门 龚仁喜 张玉明 吴拥军

(西安电子科技大学微电子研究所 西安 710071)

摘要 本文在提出一个新的二段非线性 2DEG 模型的基础上,建立了 HEMT 的静态和高频解析模型. 对交流波动方程采用 Bessel 函数法得到精确解. 由直流特性和表征高频特性的参数和实验数据的比较表明,本模型与实验符合得相当好.

EEACC: 2560B, 2560S, 2520D

1 引言

对高电子迁移率晶体管(HEMT)静态模型的研究,已经有许多报道^[1-3]. 关键问题之一就是 2DEG 层中电子行为的研究. 在 HEMT 中,除了 2DEG 层导电外,还可能出现寄生的 MESFET 效应,使 2DEG 层中电子浓度与栅压呈非线性关系. J. Yoshida^[4]通过解薛定谔方程得出 2DEG 层中电子浓度的级数表达式,但是该式太复杂给实际应用带来不便. 为此,不少人给出了拟合表达式. Drummod 等人^[2]拟合式需要三个拟合参数, Rohdin 等人的二段非线性式需要两个拟合参数,并且表达式比较复杂. 寻找一个简单、精确和实用的 2DEG 层电子浓度的表达式对研究 HEMT 模型是十分必要的.

对 HEMT 高频模型的研究,归纳起来有以下几种:①准静态拟合分析法^[5,6];②拟合实测散射参数的等效电路法^[7];③S 参数测量法^[8,9];④传输线模型分析法^[10];⑤求解波动方程法^[11,12]. 相比之下,求解波动方程法适应面广,各个量物理意义明确,精度也高,容易提取电路分析时所用的器件参数,计算量小,是一种引人注目的方法.

本文中提出了一个只需一个拟合参数的新的二段非线性 2DEG 电子浓度拟合式. 以此为基础考虑了载流子速度饱和效应、沟道长度调制效应, 2DEG 层中载流子的漂移和扩散效应,从而建立了 HEMT 静态和高频模型. 高频模型是由一组波动方程的解以及寄生参量构成. 在引入“浮动”边界条件后,运用 Bessel 函数法使波动方程得到精确解. 理论和实验相符得很好.

张义门 男,1941 年生,教授,从事半导体器件、电路模型和模拟、超大规模集成电路 CAD 方面的教学和研究工作

龚仁喜 男,1963 年生,硕士,从事器件物理和超大规模集成电路计算机辅助设计方面的教学和科研工作

张玉明 男,1965 年生,目前正攻读在职博士学位,从事器件物理和超大规模集成电路计算机辅助设计方面的教学和科研工作

1993 年 8 月 19 日收到初稿,1993 年 11 月 29 日收到修改稿

2 静态模型

以前的许多 HEMT 的静态模型中,只考虑载流子的漂移电流. Young^[13] 等人指出,扩散电流可大到占总电流的三分之一,因此它的影响是不可忽略的. 在线性区,漏极电流应写成漂移电流与扩散电流之和:

$$I_D = Wq(n_s\mu_n E + D_n \frac{dn_s}{dx}) \quad (1)$$

n_s 为 2DEG 中电子浓度, W 为栅宽, E 为电场强度, μ_n 为电子迁移率, $D_n = \frac{kT}{q}\mu_n$, 根据电荷控制模型, 本文给出 n_s 的二段非线性拟合式:

$$n_s(x) = \begin{cases} n_{s1}(x) = C_g[V_{GS} - V_{T1} - V(x)] & V_{T1} \leq V_{GS} - V(x) \leq V_{T2} - \frac{kT}{q}\beta \\ n_{s2}(x) = n_{s2} + (n_{s0} - n_{s2}) \left[1 - \exp\left(-\frac{V_{GS} - V_{T2} - V(x) + \frac{kT}{q}\beta}{\frac{kT}{q}\beta}\right) \right] & V_{GS} - V(x) \geq V_{T2} - \frac{kT}{q}\beta \end{cases} \quad (2)$$

其中 C_g 为单位面积栅电容, V_{GS} 为栅偏压, $V(x)$ 为沟道电势, V_{T1} 为 2DEG 层沟道阈值电压, V_{T2} 为寄生 MESFET 阈值电压, $n_{s0} = C_g(V_{T2} - V_{T1})$ 为平衡时最大 2DEG 电子浓度, $n_{s2} = C_g(V_{T2} - V_{T1} - \frac{kT}{q}\beta)$, β 为一拟合参数, 通常 $\beta = 1 \sim 5$.

(2) 式中 C_g 、 V_{T1} 、 V_{T2} 均与器件的掺杂, 结构和材料有关, 可以直接根据材料和结构等参数计算得出. 因此, 除 β 外二维电子气浓度由外加偏压、器件的掺杂、结构和材料来确定. 图 (1) 给出 $n_s(x)$ 与栅沟电压的关系. 实线为 (2) 式计算值, 点表示文献 [10] 根据 [3] 给出的数据. 由图可见两者符合得相当好.

电子漂移速度和电场的关系取下述经验表达式:

$$v(x) = \frac{\mu_0 E(x)}{1 + \frac{1}{E_c} \frac{dv}{dx}} \quad (3)$$

μ_0 为低场电子迁移率, E_c 为临界电场强度, $E_c = 3000 \text{ V/cm}$.

将 (2)、(3) 代入 (1) 并运用下述边界条件:

$$\begin{cases} V(x=0) = I_D R_s \\ V(x=L) = V_{DS} - I_D R_d \end{cases} \quad (4)$$

R_s 、 R_d 分别为源和漏和寄生电阻, L 为栅长, 于

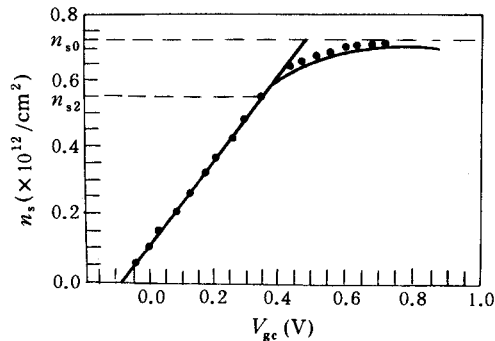


图 1 $n_s(x)$ 与栅沟电压的关系

是可得:

$$A. \quad V_{GS} < V_{T2} - \frac{kT}{q}\beta$$

$$I_D = I_a - \sqrt{I_a^2 - I_b} \quad (5)$$

其中 $I_a = A_1 V_{DS} + A_2$, $I_b = B_1 V_{DS} + B_2 V_{DS}^2$

$$A_1 = -\frac{1}{2a_o}(\alpha L R_d - \frac{1}{E_c}), \quad A_2 = \frac{1}{2a_o}[m(R_d + R_s) + L]$$

$$B_1 = m/a_o, \quad B_2 = -\alpha L/2a_o$$

$$m = \alpha L(V_{GS} - V_{T1} + \frac{kT}{q}), \quad a_o = \frac{R_d + R_s}{E_c} - \frac{1}{2}\alpha L(R_d^2 - R_s^2)$$

$$b_o = (\alpha L R_d - \frac{1}{E_c})V_{DS} - [m(R_d + R_s) + L], \quad \alpha = WC_g \mu_o / L$$

对(5)式微分可以求出跨导 g_m , 漏导 g_d , 饱和电压 V_{sat} 和饱和电流 I_{sat} .

$$g_m = \frac{\alpha L[(R_d + R_s) \sqrt{I_a^2 - I_b} - (R_d + R_s)I_a + V_{DS}]}{2a_o \sqrt{I_a^2 - I_b}} \quad (6)$$

$$g_d = \frac{(B_1 + 2B_2 V_{DS}) - 2A_1 I_a}{2 \sqrt{I_a^2 - I_b}} + A_1 \quad (7)$$

$$V_{sat} = \frac{C - \sqrt{C^2 - (B_2^2 - A_1^2 B_2)(B_1^2 - 4A_1 A_2 B_1)^2}}{2(B_2^2 - A_1^2 B_2)} \quad (8)$$

$$I_{sat} = I_a(V_{sat}) - \sqrt{I_a^2(V_{sat}) - I_b(V_{sat})} \quad (9)$$

其中 $C = 2A_1 A_2 B_2 - B_1 B_2$

$$B. \quad V_{GS} > V_{T2} - \frac{kT}{q}\beta$$

$$I_D = \frac{1}{L}(A_{00} - \frac{I_D}{E_c})[V_{DS} - I_D(R_d + R_s)] + \frac{kT}{q}\beta A_{02}[\exp \frac{q(V_{DS} - I_D R_d)}{\beta kT} - \exp(\frac{q I_D R_s}{\beta kT})] \quad (10)$$

其中 $A_{00} = qW\mu_o n_{s0}$, $A_{01} = q\mu_o W(\frac{1}{\beta} - 1)(n_{s0} - n_{s2})$

$$A_{02} = A_{01} \exp[\frac{q}{\beta kT}(V_{T2} - V_{GS} - \frac{kT}{q}\beta)]$$

同样可得跨导和漏导为:

$$g_m = \frac{1}{A_{03}} \exp[\frac{q}{\beta kT}(V_{T2} - V_{GS} - \frac{kT}{q}\beta)] [\exp \frac{q(V_{DS} - I_D R_d)}{\beta kT} - \exp \frac{q I_D R_s}{\beta kT}] \quad (11)$$

$$g_d = \frac{1}{A_{03}} [A_{00} - \frac{I_c}{E_c} + A_{02} \exp \frac{q(V_{DS} - I_D R_d)}{\beta kT}] \quad (12)$$

其中 $A_{03} = L + \frac{V_{DS}}{E_c} + A_{00}(R_d + R_s) - \frac{2(R_d + R_s)I_D}{E_c}$

$$+ A_{02} [R_d \exp \frac{q(V_{DS} - I_D R_d)}{\beta kT} + R_s \exp(\frac{q I_D R_s}{\beta kT})]$$

在饱和区,由于电子漂移速度趋于饱和,漏极电流和漏极电压的关系变得不明显.但是在该区域,电子可以有足够的能量向 GaAs 深度方向扩展.求解泊松方程并忽略 2DEG 层中的电子和 AlGaAs 层中的电子交换,可以求得饱和电流.

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} = \delta I_D \quad (13)$$

$\delta = 1/(\epsilon_{\text{GaAs}} W d_{2e} v_s)$, d_{2e} 为 2DEG 层有效厚度. 运用边界条件

$$\begin{cases} -\frac{dV}{dx}|_{x=X_s} = E_c \\ V(x = X_s) = V_{\text{sat}} \end{cases} \quad (14)$$

有:

$$V_{\text{DS}} = V_{\text{sat}} + \frac{\delta I_D}{2} (L - X_s)^2 - E_c (L - X_s) \quad (15)$$

X_s 为沟道中达到临界电场 E_c 值的边界与源区的距离. 于是可以解得

$$I_D = I_{\text{sat}} + \frac{V_1 + \sqrt{V_1^2 + 2\delta L^2 (V_{\text{DS}} - V_{\text{sat}}) I_{\text{sat}}}}{\delta L^2} + \frac{V_{\text{DS}}}{R_p} \quad (16)$$

其中 $V_1 = E_c L + V_{\text{DS}} - V_{\text{sat}}$, R_p 为未掺杂 GaAs 的寄生电阻. 方程(5)、(10)和(16)为描述 HEMT 静态特性的解析表达式.

3 高频模型

在直流偏置上叠加上交流小信号后,电流和电压均由直流和交流分量叠加而成. 在线性区,由电流连续性方程:

$$\frac{\partial I_D}{\partial x} = -qW \frac{\partial n_s}{\partial t} \quad (17)$$

可以分离出描述线性区的波动方程:

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} \left\{ v_{\text{gc}}(x, \omega) \left[V_{\text{GC}}(x) + \frac{kT}{q} - V_T \right] \mu_0 \right\} = j\omega v_{\text{gc}}(x, \omega) \quad (18)$$

$v_{\text{gc}}(x, \omega)$ 为栅上的交流有效控制电压, ω 为角频率, $v_{\text{gc}}(x) = v_{\text{gs}} - v_c(x)$ 即栅源间交流电压 v_{gs} 与沟道中交流电压 $v_c(x)$ 之差. $V_{\text{GC}}(x)$ 为直流栅有效控制电压.

在饱和区,通过求解泊松方程得出交流特性的解.

$$\frac{\partial^2 v_{\text{cs}}(x, t)}{\partial x^2} = \delta I(x, t), \quad (19)$$

$v_{\text{cs}}(x, t)$ 为总沟源电压, $I(x, t)$ 为沟道总电流. 于是可得下述波动方程:

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 v_{\text{gc}}(x)}{\partial x^2} = -\delta i_{\text{dc}}(x) \\ \frac{\partial i_{\text{dc}}(x)}{\partial x} = -j \frac{\omega}{v_s} i_{\text{dc}}(x) \end{cases} \quad (20)$$

$i_{\text{dc}}(x)$ 为沟道中交流小信号电流.

(18)和(20)为描述 HEMT 高频特性的波动方程. 它们所需的边界条件为:

$$\text{直流} \quad \begin{cases} V_{GC}(x=0) = V_{GS} - V_{CS}(x=0) = V_{GS} - I_D R_s \\ V_{GC}(x=L) = V_{GS} - V_{DS} + I_D R_d \end{cases} \quad (21)$$

$$\text{交流} \quad \begin{cases} v_{gc}(x=0) = v_{gs} - v_{cs}(x=0) \approx v_{gs}, \\ v_{gc}(x=L) = v_{gs} - v_{cs}(x=L) \approx v_{gs} - v_{ds} \end{cases} \quad (22)$$

在交流条件下,达到临界电场值的边界与源区的距离是交变的,即“浮动”边界.它可以表示成:

$$X_s(t) = X_s + x_s e^{j\omega t} \quad (23)$$

在变化的 $X_s(t)$ 处,应满足电场、电势以及电流连续.

4 波动方程的解

经过简单地代换,可将(18)转变成 2/3 阶的 Bessel 方程. 令

$$V_{GC}(x) - V_T + \frac{kT}{q} = \alpha_0 \sqrt{1 + Ax}$$

其中 $\alpha_0 = V_{GS} - V_T + \frac{kT}{q}$, $A = (K_s^2 - 2K_s)/X_s$, $K_s = V_{CS}(x_s)/(V_{GS} - V_T + \frac{kT}{q})$, 于是(18)可写成:

$$\frac{d^2}{dx^2} [v_{gc}(x, \omega) \alpha_0 \mu_0 \sqrt{1 + Ax}] = j\omega v_{gc}(x, \omega) \quad (24)$$

令 $Z = 1 + Ax$, $\theta = j \frac{\omega}{\alpha_0 \mu_0 A} = j\omega/\omega_0$, $\omega_0 = \alpha_0 \mu_0 A$, $Y = \frac{4}{3} \sqrt{\theta} Z^{3/4}$, 则(24)化为:

$$Y^2 \frac{d^2}{dy^2} v_{gc}(x, \omega) + Y \frac{d}{dy} v_{gc}(x, \omega) - (\frac{4}{9} + Y^2) v_{gc}(x, \omega) = 0 \quad (25)$$

该方程就是 Bessel 方程. 其解用 Bessel 函数表示:

$$v_{gc}(x, \omega) = C_1 I_{2/3}(Y) + C_2 I_{-2/3}(Y) \quad (26)$$

C_1, C_2 为待定系数,可用边界条件来确定. 由上述可得线性区的解为:

$$i_{dc}(x, \omega) = -\omega \mu_0 C_g \sqrt{\theta} Z^{1/4} [C_1 I_{-1/3}(Y) + C_2 I_{1/3}(Y)] \quad (27)$$

对(20)积分并注意到 $i_{dc}(X_s) = i_{dc}(X_s^+)$, 得出饱和区的解.

$$i_{dc}(x, \omega) = i(X_s) \exp[-j \frac{\omega(x - X_s)}{v_s}] \quad (28)$$

按照 $i_g = i_{dc}(x=0) - i_{dc}(x=L)$, $i_d = i_{dc}(x=L)$ 可得出:

$$\begin{cases} i_g = (i_{ox} - i_{dx})v_{gs} + (i_{o\beta} - i_{d\beta})v_{ds} \\ i_d = i_{dx}v_{gs} + i_{d\beta}v_{ds} \end{cases} \quad (29)$$

其中 $i_{ox} = -WC_g \mu_0 A \sqrt{\theta} [C_{11} I_{-1/3}(\frac{4}{3} \sqrt{\theta}) + C_{21} I_{1/3}(\frac{4}{3} \sqrt{\theta})]$

$$i_{o\beta} = WC_g \mu_0 A \sqrt{\theta} [C_{12} I_{-1/3}(\frac{4}{3} \sqrt{\theta}) + C_{22} I_{1/3}(\frac{4}{3} \sqrt{\theta})]$$

$$i_{dx} = -WC_g \mu_0 A Z_s^{1/4} [C_{11} I_{-1/3}(Y_s) + C_{21} I_{1/3}(Y_s)]$$

$$i_{d\beta} = -WC_g \mu_0 A Z_s^{1/4} [C_{12} I_{-1/3}(Y_s) + C_{22} I_{1/3}(Y_s)]$$

$Z_s = Z(x = X_s)$, $Y_s = Y(x = X_s)$. (29) 就是所求的交流特性方程, $C_{11}, C_{12}, C_{21}, C_{22}$ 为由边界条件确定的常数.

5 HEMT 高频小信号等效电路

(29) 式可按照 Y 参数的形式写出:

$$\begin{cases} i_g = Y_{11}v_{gs} + Y_{12}v_{ds} \\ i_d = Y_{21}v_{gs} + Y_{22}v_{ds} \end{cases} \quad (30)$$

$Y_{11}, Y_{12}, Y_{21}, Y_{22}$ 为本征 Y 参数, 和 (29) 式比较可得:

$$\begin{cases} Y_{11} = i_{oa} - i_{da} \\ Y_{12} = i_{o\beta} - i_{d\beta} \\ Y_{21} = i_{da} \\ Y_{22} = i_{d\beta} \end{cases} \quad (31)$$

图(2)为 HEMT 的小信号本征等效电路, 其中 $Y_1 = Y_{11} + Y_{12}$, $Y_2 = -Y_{12}$, $Y_0 = Y_{22} + Y_{12}$, $Y_m = Y_{21} - Y_{12}$. 图(3)为非本征等效电路, 图中的 $R_g, L_g, R_d, L_d, R_s, L_s$ 分别为栅、漏、源极的寄生电阻和电感, 其它各元件参数取值为:

$$\begin{cases} C_{gs} = \text{Im}(Y_1)[1 + \left(\frac{R_e(Y_1)}{\text{Im}(Y_1)}\right)^2]/W \\ R_{gs} = \text{Re}(Y_1)/[\text{Im}^2(Y_1) + R_e^2(Y_1)] \\ C_{gd} = \text{Im}(Y_2)[1 + \left(\frac{R_e(Y_2)}{\text{Im}(Y_2)}\right)^2]/W \\ R_{gd} = \text{Re}(Y_2)/[\text{Im}^2(Y_2) + R_e^2(Y_2)] \\ g_m = Y_m \\ R_{ds} = 1/R_e(Y_0) \\ C_{ds} = \text{Im}(Y_0)/W \end{cases} \quad (32)$$

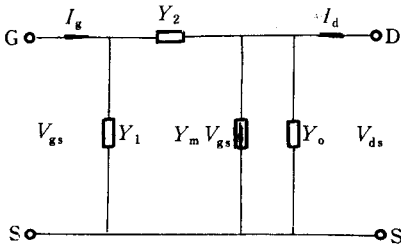


图 2 HEMT 小信号本征等效电路

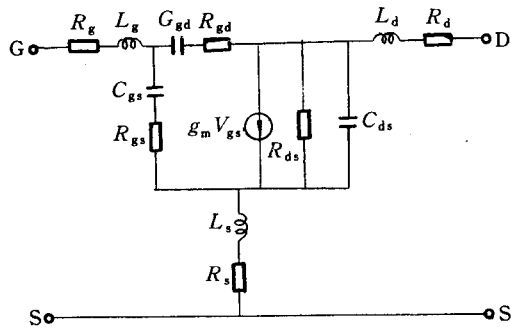


图 3 HEMT 小信号非本征等效电路

Re 表示复数的实部, Im 为复数的虚部. HEMT 的单向功率增益 Gain 和电流增益截止频率 f_T 为:

$$\text{Gain} = |Y_{21} - Y_{12}|^2 / 4 [\text{Re}(Y_{11})\text{Re}(Y_{22}) - \text{Re}(Y_{12})\text{Re}(Y_{21})] \quad (33)$$

或

$$G = 10\log(\text{Gain}) \quad (\text{dB}) \tag{34}$$

$$f_T = \mu_0(V_{GS} - V_T + \frac{kT}{q})(2K_s - K_s^2)/(2\pi X_s^2) \tag{35}$$

6 理论和实验结果的比较

图 4 为本文静态模型和实验的比较. 表 1 给出样品 AlGaAs/GaAs HEMT 器件的结构和参数值. 表中 N_d 为掺杂 AlGaAs 的厚度, D_d 和 D_i 分别为掺杂 AlGaAs 和未掺杂 AlGaAs 的厚度, ϵ_2 为 AlGaAs 介电常数, ϵ_0 为真空介电常数, ΔE 为 AlGaAs/GaAs 之间的导带的不连续差, Φ 为肖特基势垒高度. 由图可见, 理论和实验符合得很好.

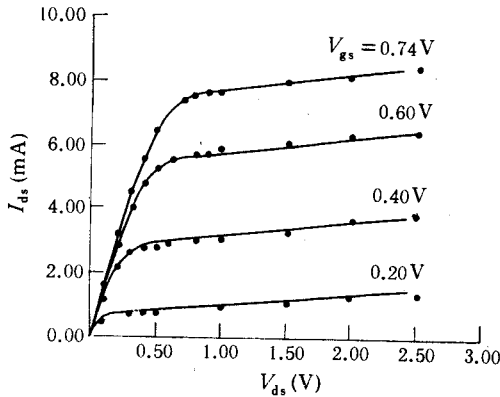


图 4 直流输出特性与实验的比较
(• • • 实验数据^[14], — 本文模型)

表 1

$N_d = 1 \times 10^{18} \text{cm}^{-3}$	$R_s = 25 \Omega$
$\mu_0 = 4300 \text{cm}^2/\text{V} \cdot \text{s}$	$R_d = 25 \Omega$
$D_d = 30 \text{nm}$	$R_p = 4000 \Omega$
$D_i = 10 \text{nm}$	$\epsilon_2 = 12.2 \epsilon_0$
$d_{2e} = 10 \text{nm}$	$\Delta E = 0.32 \text{eV}$
$L = 1 \mu\text{m}$	$\Phi = 1.106 \text{V}$
$W = 145 \mu\text{m}$	$v_s = 8 \times 10^6 \text{cm/s}$

图 5、6 为 Y 参数转换成 S 参数所得 S 参数模值与实验的比较. AlGaAs/GaAs HEMT 的结构和参数值如表 2. 由图可见, 在微波频率下本模型的结果和实验符合得很好. 应该指出的是, 由于在计算时将 R_s 视为常数, 致使频率大于 10GHz 时 S_{11} 和 S_{21} 测量值比计算值高. 实际上, 由于高频时 2DEG 耗尽层电容的分流作用, 使 R_s 减小^[10]. 随着频率增加, 如果适当减小 R_s , 计算的 S_{11} 和 S_{21} 将明显增大. 图 7 为非本征单向功率增益与频率关系的计算结果, 其变化规律和实际的规律是一致的, 这进一步说明本文模型是正确的.

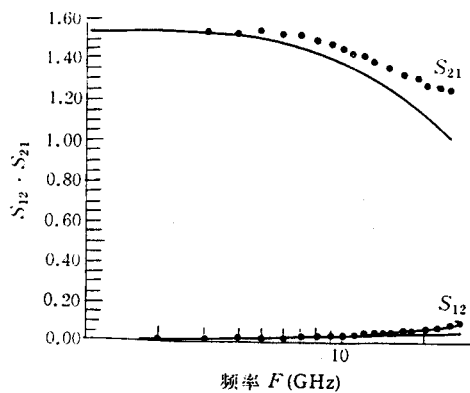


图 5 S_{21} 、 S_{12} 随频率的变化关系
(• • • 实验值^[10], — 本文模型理论值)

表 2

$L=0.3\mu\text{m}$	$\mu_0=4300\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$	$R_p=800\Omega$	$C_{gd}=0.01\text{pF}$
$W=100\mu\text{m}$	$v_s=1.6\times10^7\text{cm/s}$	$V_T=2.2\text{V}$	$C_{gs}=0.02\text{pF}$
$D_i=3\text{nm}$	$E_c=3000\text{V/cm}$	$V_{GS}=1.77\text{V}$	$L_s=0.01\text{nH}$
$D_d=30\text{nm}$	$R_s=20\Omega$	$V_{DS}=2.50\text{V}$	$L_g=0.01\text{nH}$
$N_d=1.3\times10^{18}\text{cm}^{-3}$	$R_d=25\Omega$	$C_{ds}=0.02\text{pF}$	$L_d=0.01\text{nH}$

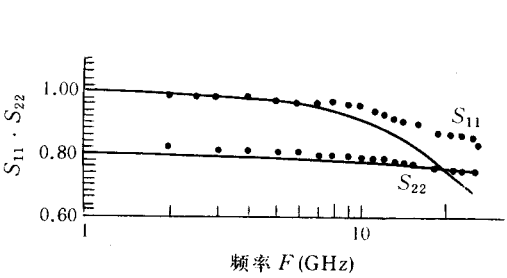


图 6 S_{11}, S_{22} 随频率变化关系
($\bullet\bullet$ ·实验值^[10], ———本文模型理论值)

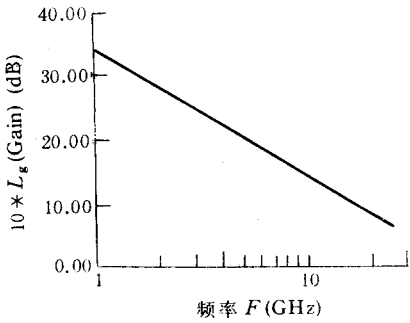


图 7 非本征单向功率增益与频率关系

7 结 论

本文提出的 HEMT 静态和高频解析模型,正确地描述了在静态和微波频率条件下 2DEG 层中载流子的输运行为,是一个较为完整和精确的模型. 新的二段非线性 2DEG 电子浓度表达式只需一个拟合参数,给使用带来方便. 采用 Bessel 函数法求解波动方程,较好地满足了计算速度和精度两方面的要求.

参 考 文 献

[1] D. Delagebeaudeuf and N. T. Linh, IEEE Trans. Electron Devices, 1982, **ED-29**:955.
[2] T. J. Drummod *et al.*, IEEE Electron Device Letters, 1982, **EDL-3**:338.
[3] H. Rohdin and P. Roblin, IEEE Trans. Electron Devices, 1986, **ED-33**:664~672.
[4] J. Yoshida, IEEE Trans. Electron Devices, 1986, **ED-33**(1):154.
[5] K. Lee *et al.*, IEEE Trans. Electron Devices, 1983, **ED-30**:207~212.
[6] M. H. Weiler and Y. Ayasli, IEEE Trans. Electron Devices, 1984, **ED-31**:1854~1861.
[7] M. Berroth and R. Bosch, IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, 1990, **38**(7):891.
[8] M. Berroth and R. Bosch, IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, 1991, **39**(2):224~229.
[9] G. Dambrine *et al.*, IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, 1988, **36**(7):1151~1159.
[10] Di-hui Huang and H. C. Lin, IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, 1989, **37**(9):1361~1370.
[11] V. Ziel and E. N. Wu, Solid State Electronics, 1983, **26**:753~754.

- [12] P. Roblin *et al.*, IEEE Trans Electron Devices, 1990, **ED-37**(7):1608~1622.
[13] Young Min Kim and P. Roblin, IEEE Trans. Electron Devices, 1986, **ED-33**(11):1644~1651.
[14] 相奇, 罗晋生, 电子学报, 1990, **18**(3):119~122.

Analytical Static and Small Signal Models of HEMTs

Zhang Yimen, Gong Renxi, Zhang Yuming and Wu Yongjun

(Microelectronics Institute, Xidian University, Xi'an 710071)

Received 19 August 1993, revised manuscript received 29 November 1993

Abstract The analytical static and high frequency models of HEMTs are developed based on a new two piecewise nonlinear model for the electron concentration in 2DEG layer. The accurate solutions for AC wave equations are obtained by Bessel function method. The comparisons of DC characteristics and high frequency parameters with experiment data show that the theory in this paper matches the experiments very well.

EEACC: 2560B, 2560S, 2520D