

毫米波三端器件漏极混频器的研究*

徐锐敏 肖绍球 延波 薛良金

(电子科技大学应用物理研究所, 四川, 成都, 610054)

摘要 对 Ka 频段三端器件漏极混频器电路进行了分析和优化设计, 由三端器件小信号 S 参数和直流特性测试值拟合出该器件非线性等效电路模型和参数; 采用谐波平衡和变换矩阵分析法推导出漏极混频器变频增益, 由此优化设计混频器电路, 实验测试结果射频为 27.4GHz、本振为 33.4GHz/10dBm, 获得变频增益为 4dB.

关键词 毫米波, 三端器件, 漏极混频器, 谐波平衡法和变换矩阵法, 变频增益.

MILLIMETER-WAVE THREE-PORT TRANSISTOR DRAIN MIXER*

XU Rui-Min XIAO Shao-Qiu YAN Bo XUE Liang-Jin

(Institute of Applied Physics, University of Electronic Science and Technology
of China, Chengdu, Sichuan 610054, China)

Abstract The analysis and optimizing design for three-port device drain mixer in Ka-band were given. The nonlinear equivalent circuit and its parameters were simulated and obtained from the small signal S parameter and the DC measurements of three-port device. And then, the drain mixer circuit was designed with optimum conversion gain of the drain mixer which was derived from the harmonic balance method and the conversion matrices method. The test result shows that the mixer has conversion gain 4dB at RF 27.4GHz and LO 33.4GHz/10dBm.

Key words millimeter wave, three-port device, drain mixer, harmonic balance method and conversion matrices method, conversion gain.

引言

毫米波混频器是毫米波超外差接收系统中的关键部件, 可分为二极管混频器和三端器件混频器。三端器件混频器相对于二极管混频器具有的优点有: 可以获得很低的变频损耗, 甚至能产生变频增益; 有较高的 1dB 压缩点和三阶交调特性; 以及组合频率分量小、所需要的本振电平低和各端口间固有隔离好。毫米波三端器件按物理结构不同, 可分为 MESFET、HEMT、PHEMT 和 HBT 器件等。目前国外已有许多文献对毫米波三端器件混频器进行了研究, 取得了较好的性能特性^[1~6].

就本振输入端口的不同, 三端器件混频器有栅极、漏极和源极混频器之分, 由于栅极混频器在输入端需要定向耦合器馈入射频和本振, 在毫米波频段制作相对比较困难, 并且损耗较大; 源极混频器变频

增益较低, 并且直流偏置接地困难; 漏极混频器不仅具有较好的变频增益特性, 端口间固有隔离度高, 而且结构相对简单、制作方便。本文介绍了一种 Ka 频段 PHEMT 混合集成漏极混频器, 实验测试结果表明具有 4dB 的变频增益。

1 三端器件非线性等效电路模型参数拟合

高频非线性等效电路是毫米波三端器件应用的基础, 是电路 CAD 过程的重要环节。确定等效电路的基本思想是寻找一种电路模型, 使得由模拟出的响应与实测值相差最小, 模型要求既精确又简单。常见的等效电路模型有根据三端器件的物理结构获得的物理模型和从器件 I/V 特性与小信号 S 参数拟合的经验数值模型。以 Alpha 公司的 PHEMT(A41005 C000) 器件为例, 进行高频等效电路研究, 采用 Curtece^[6] 提出的经验模型, 其等效模型如图 1 所示。

* 国防预研基金(编号 8.3.5.10)资助项目

稿件收到日期 2000-08-09, 修改稿收到日期 2000-11-28

* The project supported by the Preliminary Research Foundation in National Defense (No. 8.3.5.10).

Received 2000-08-09, revised 2000-11-28

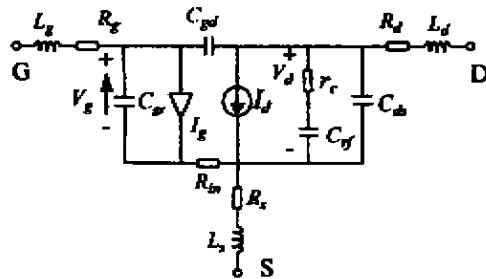


图 1 PHEMT 器件等效电路
Fig. 1 The equivalent circuit of PHEMT

图 1 中 C_{gs} 、 I_d 为非线性元件, I_g 为二极管模型。 C_{gs} 受 V_g 的控制, I_d 受 V_g 和 V_d 控制, 故可将它们表示为 $C_{gs}(V_g)$ 、 $I_d(V_d, V_g)$ 。从所测试的直流特性及厂商提供的小信号 S 参数提取等效电路参数, 可获得该 PHEMT 器件的等效电路, 其中非线性元件 C_{gs} 、 I_g 和 I_d 可表示为:

$$C_{gs} = C_{gs}/\sqrt{1 - V_g(t)/V_{bs}}, \quad (1)$$

$$I_g = I_{ds}(e^{qV_g(t)/n kT} - 1), \quad (2)$$

$$I_d = (\alpha_0 + \alpha_1 V_b + \alpha_2 V_b^2 + \alpha_3 V_b^3) \tanh[\gamma V_g(t)], \quad (3)$$

$$V_b = V_g(t - \tau)[1 + \beta(V_{ds0} - V_d(t))]. \quad (4)$$

式中 t 为时间, $I_{ds} = 9.653 \times 10^{-7}$ mA, q 为电荷电量, k 为波尔兹曼常数, $T = 290$ K, $C_{gs0} = 0.1499$ pF, $V_{ds0} = 4.0$ V, $V_{bs} = 1.069$ V, $n = 2$, $\alpha_0 = 2.574 \times 10^{-7}$, $\alpha_1 = 4.205 \times 10^{-7}$, $\alpha_2 = -8.967 \times 10^{-7}$, $\alpha_3 = -2.4 \times 10^{-7}$, $\gamma = 6.945$, $\beta = 4.402 \times 10^{-7}$, $\tau = 2.678 \times 10^{-7}$ s。

2 谐波平衡与变换矩阵分析

谐波平衡与变换矩阵分析法又称为大小信号分析法, 是分析和设计混频器精确而经典的方法。谐波平衡法的基本思想是将电路中的非线性部分和线性部分分开, 组成非线性子网络和线性子网络, 网络间所有端口电流是平衡的, 或相等的。将本振信号从漏极输入, 把电路划分为线性子网络与非线性子网络(见图 2), 因为二极管模型 I_g 和 $C_{gs}(V_g)$ 属于并联关系, 所以将其合为一个端口, 这样我们可以求出线性网络导纳矩阵 $Y_{4 \times 4}$, 4 代表线性网络的端口数目。首先讨论 I_1, I_2 , 则

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{1,1} & Y_{1,2} \\ Y_{2,1} & Y_{2,2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Y_{1,3} & Y_{1,4} \\ Y_{2,3} & Y_{2,4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ V_4 \end{bmatrix}, \quad (5)$$

对非线性部分中的非线性电容、二极管模型及受控电流源 I_d , 其电流矩阵可表示为

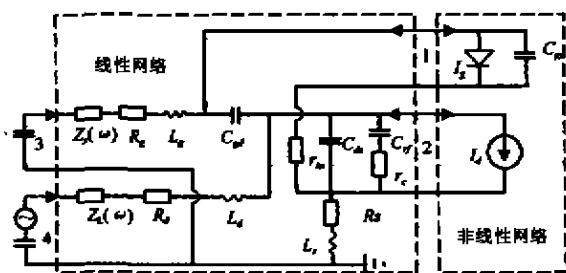


图 2 混频器分为线性与非线性电路
Fig. 2 The mixer divided into linear and nonlinear circuits

$$\begin{bmatrix} I_{nul1} \\ I_{nul2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_g + J\Omega Q \\ I_d \end{bmatrix}. \quad (6)$$

式(6)中 I_g 为二极管模型电流向量, J 与 Ω 为对角矩阵, Q 为电容电荷向量, I_d 为受控源电流向量。令式(5)中第 2 项为 I_s , 由式(5)、(6)得出电流误差函数为

$$F(V) = Y_{2,2} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} + I_s + \begin{bmatrix} I_{nul1} \\ I_{nul2} \end{bmatrix}. \quad (7)$$

用牛顿法求解误差函数, 可得非线性部分的电流和电压波形。在获得非线性元件电压、电流波形后, 对电路进行了变换矩阵分析, 将射频信号从 PHEMT 器件栅极注入, 图 1 中 I_d 的小信号电流增量即为

$$id(t) = g_m v_g(t) + g_d v_d(t), \quad (8)$$

式(8)中 $v_g(t), v_d(t)$ 是小信号增量电压, g_m 为漏栅跨导, g_d 为漏源导纳, 它们随控制电压而周期变化。将 I_s 表示为一电压控制电流源, 则 $C_{gs}(V_g)$ 和 I_g 中总的小信号电流增量为

$$i(t) = \frac{\partial(C_{gs}(t)v_g(t))}{\partial t} + \frac{\partial I_g}{\partial V_g} v_g(t), \quad (9)$$

式(9)中 v_g 是大信号栅控制电压, 将 $g_m, g_d, c_{gs}(t)$, $i(t)$ 展为付氏级数, $v(t), i(t)$ 表示为级数形式:

$$v(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} V_n e^{j\omega n t}, \quad (10)$$

$$i(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n e^{j\omega n t}, \quad (11)$$

由式(8)和式(9), 并根据各频率对应项相等关系可得一系列等式, 从而求出 g_m, g_d, c_{gs}, I_s 的变换矩阵, 如 g_m 的变换矩阵为

$$G_m = \begin{bmatrix} G_{m,0} & G_{m,-1} & G_{m,-2} & \cdots & G_{m,-2N} \\ G_{m,1} & G_{m,0} & G_{m,-1} & \cdots & G_{m,-2N+1} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ G_{m,2N} & G_{m,2N-1} & G_{m,2N-2} & \cdots & G_{m,0} \end{bmatrix}, \quad (12)$$

式(12)中下标代表谐波次数,在具体计算中,取8次谐波(即N=8)即可满足精度要求。线性元件的变换矩阵是对角矩阵,其中频率 ω_n, ω_{-n} 对应的阻抗值互为共轭,整个电路网络的变换导纳矩阵可简单表示为

$$Y_T = \begin{bmatrix} Y_{1,1} & Y_{1,2} \\ Y_{2,1} & Y_{2,2} \end{bmatrix}, \quad (13)$$

若把中频 ω_f 和射频 ω_R 以外的所有频率在端口接地,则变换矩阵变成 2×2 阶矩阵。将栅极匹配电路和射频源看成为一个新的射频源,其源导纳为 $Y_s(\omega_R f)$,漏极匹配电路看成中频负载,其导纳为 $Y_L(\omega_f)$,则漏极混频器的变频增益为^[7]

$$G_r = \frac{4\operatorname{Re}(Y_s(\omega_R f))\operatorname{Re}(Y_L(\omega_f))|y_{2,1}|^2}{|(y_{1,1} + Y_s(\omega_R f))(y_{2,2} + Y_L(\omega_f)) - y_{2,1}y_{1,2}|^2}. \quad (14)$$

3 漏极混频器的设计与性能测试

采用matlab软件编制了毫米波混频器设计软件,以获得最大变频增益及平坦度为优化目标,分别对射频、本振和中频端口匹配网络进行优化设计。射频和本振频率分别定为27.4GHz和33.4GHz,从PHEMT器件的栅极和漏极注入。三端器件采用

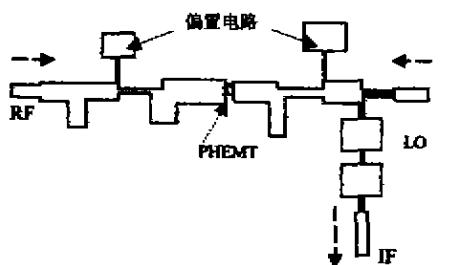


图3 混频器微带电路

Fig. 3 The microstrip layout of the mixer

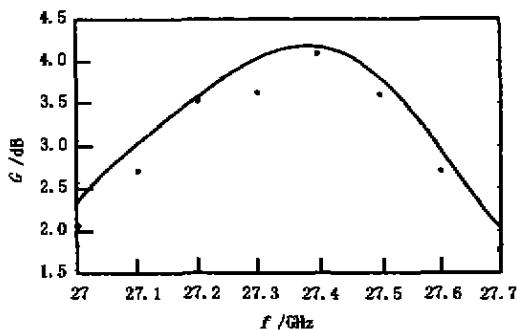


图4 实验测试曲线

Fig. 4 The testing curve

Alpha公司PHEMT器件(A41005C000),微带电路基片采用RT-duriod/5880($h = 0.254\text{mm}$, $\epsilon_r = 2.22$)。射频和本振端口采用波导—微带转换,而中频输出采用SMA接头。该毫米波漏极混频器的微带电路拓扑如图3所示。

实验测试曲线如图4所示,横坐标为射频频率,纵坐标为变频增益。PHEMT器件偏置 V_g 为-0.2V, V_d 为0.5V,本振频率为33.4GHz,功率为10dB,最大变频增益为4dB,在大于500MHz的频带范围内变频增益大于2.5dB。由图4可见,优化设计曲线与测试结果吻合较好。

4 结语

与二极管混频器只能有变频损耗相比,三端器件混频器具有变频增益是最大优点。漏极混频器结构简单,具有较高的变频增益,因而应用较广。以变频增益作为目标函数,我们研制的毫米波PHEMT漏极混频器,实验证明最大增益为4dB。如果选用性能更好的三端器件,采用毫米波混频器设计软件优化设计,可以得到更宽频带、更高变频增益的毫米波漏极混频器。

REFERENCES

- [1] Minakawa A, Hirota T. An extremely small 26GHz monolithic image-rejection mixer without DC power consumption. *IEEE MTT*, 1993, 41(9): 1634—1637
- [2] Zirath H, Angelov I, Rorsman N, et al. A W-band sub-harmonically pumped resistive mixer based on PHEMT technology. *IEEE Microwave Symposium MTT-S*. 1993: 341—344
- [3] Maas Stephen A. Design and performance of a 45-GHz HEMT mixer. *IEEE MTT*, 1986, 45(5): 799—803
- [4] Chow P D, Tan K, Streiv D, et al. Ultra low noise high gain W-band InP-based HEMT downconverter. *IEEE MTT-S*, 1991: 1041—1044
- [5] Hayashi H, Okazaki H, Kanda A, et al. Millimeter-wave-band amplifier and mixer MMIC'S using a broadband 45° power divider/combiner. *IEEE MTT*, 1998, 46(6): 811—818
- [6] Penalosa C C, Aitchison C S. Analysis and design of MESFET gate mixer. *IEEE MTT*, 1987, 45(7): 643—652
- [7] Joaorosario M, Freire J C. Design technique for MESFET mixer for maximum conversion gain. *IEEE MTT*, 1991, 39(11): 1972—1979