

# 微波 FET 混频器的分析与设计\*\*\*

吴万春 栾秀珍 王家礼  
(西安电子科技大学,西安)

**摘要** 本文讨论了微波单栅 FET 的等效电路模型、本振大信号分析的谐波平衡法以及 RF 小信号分析的多频变换矩阵法。建立了一套完整的 FET 混频器的分析设计方法。试验设计表明,本方法是简便而有效的。

**关键词** FET 混频器;变频增益;噪声系数;谐波平衡法;多频变换矩阵法

## 一、引言

微波场效应晶体管(FET)混频器的分析和研制报道甚多<sup>[1-3]</sup>,并已付诸实用。它的优点是:(1)具有变频增益和合理的噪声系数;(2)能自振混频;(3)器件各端间有天然的隔离;(4)动态范围大,交调干扰小,稳定性好;(5)便于微波单片集成。但已报道的分析设计方法比较零碎,无一例外地受到精确性和适用性的限制,因此有待于建立一套完整的精确而有效的分析设计方法。本文提出用低频与高频模型相结合,建立 FET 等效电路模型;用谐波平衡法分析求解本振大信号电路的时变元件特性;用多频变换矩阵法分析求解 RF 小信号电路的变频增益和噪声系数;得出一套完整的 CAA 和 CAD 程序,为分析和设计 FET 混频器提供了极大方便。最后,用 NEC 2SK609 FET 设计出一个 Ku 波段混频器,在 11.7—12.2GHz 的 500MHz 带宽内获得 3dB 的变频增益,理论分析与实验结果符合甚好,这表明本方法是有效的。

## 二、MESFET 的等效电路模型

图 1 示出一个 SGFET 等效电路,这个电路在 Ku 波段上是有效的,频率更高时需用更复杂的电路。在此等效电路中,电流源  $i_d$  是沟道电流。它是  $v_c$  和  $v_d$  的函数,可由拟合 FET 的静态输出特性得到,称为低频模型。所有元件值可在不同偏置下测量出 FET 的小信号 S 参数,然后用最优化方法得出,称为高频模型。将两者结合起来,可以更加简单地确定出等效电路。

为了确定  $i_d = i_d(v_c, v_d)$ ,可先测出 FET 的直流或静态输出特性,如图 2 所示。图中虚线是根抛物线,抛物线右边是饱和区,左边是非饱和区,而抛物线是其边界。设抛物线的电压为  $V_{ion}$ ,则  $I_{DS}$  可表示为

\* 1987年12月28日收到,1988年4月19日修改定稿。

\*\* 国家教委基金资助课题

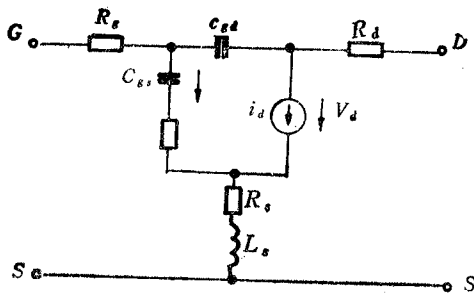


图 1 SGFET 的等效电路

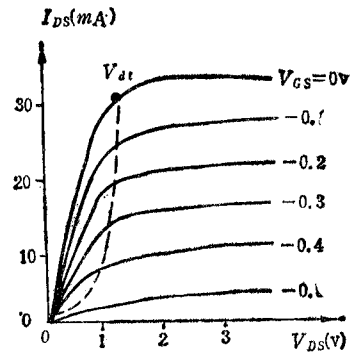


图 2 FET 的静态输出特性

$$I_{DS} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \left(1 + \frac{V_{DS}}{I_{DSS} R_{DO}}\right), \quad (V_{DS} > V_{tan}) \quad (1)$$

$$I_{DS} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \left\{1 + \frac{V_{DS}}{I_{DSS} R_{DO}} - \left(\frac{V_{tan} - V_{DS}}{V_{DS}}\right)^3\right\}, \quad (V_{DS} < V_{tan}) \quad (2)$$

式中

$$V_{tan} = V_{OO} \left\{1 + \left(1 + \frac{2I_{DSS} R_{DO}}{V_{OO}}\right)^{1/2}\right\}, \quad V_{OO} = \frac{V_{ds}^2 (1 - V_{GS}/V_P)^2}{2(I_{DSS} R_{DO} + V_{ds})} \quad (3)$$

在上面各式中,  $V_{ds}$  是  $V_{GS} = 0$  的  $I_{DS} - V_{DS}$  曲线与抛物线的交点;  $V_P$  是夹断电压;  $I_{DSS}$  是漏饱和电流;  $R_{DO}$  是漏极输出电阻, 亦即饱和和曲线的斜率倒数。这些模型参数可通过拟合静态输出特性获得。

我们对 NEC 2SK 609 的静态输出特性进行了测量, 确定这些模型参数分别为:  $V_{ds} = 1V$ ,  $V_P = -0.6V$ ,  $I_{DSS} = 30mA$ ,  $R_{DO} = 0.5k\Omega$ 。将这些数据代入(1)~(3)式中, 计算出静态输出特性曲线如图 3 所示。两者吻合得非常好。

将(1)~(3)式中的  $I_{DS}$  看成是  $i_d$  的瞬时值, 将  $V_{GS}$  和  $V_{DS}$  看成是  $v_c$  和  $v_d$  的瞬时值, 即可得到

$$i_d = i_d(v_c, v_d) = I_{DS}(v_c, v_d)$$

对上式求增量得

$$\delta i_d = \frac{\partial i_d}{\partial v_c} \delta v_c + \frac{\partial i_d}{\partial v_d} \delta v_d = G_m \delta v_c + \frac{1}{R_{ds}} \delta v_d$$

式中,  $G_m$  是器件的跨导,  $R_{ds}$  是沟道电阻, 它们都是  $v_c$  和  $v_d$  的函数。在饱和区里,

$$\left. \begin{aligned} G_m &= -\frac{2}{V_P} \left( I_{DSS} + \frac{V_{DS0}}{R_{RO}} \right) \left( 1 - \frac{v_c}{V_P} \right) \\ R_{ds} &= R_{DO} \left( 1 - \frac{V_{GS0}}{V_P} \right) \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

在非饱和区里,

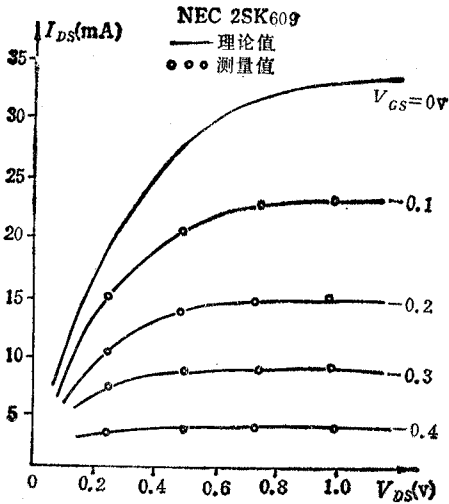


图3 NEC 2SK609 FET 的静态输出特性

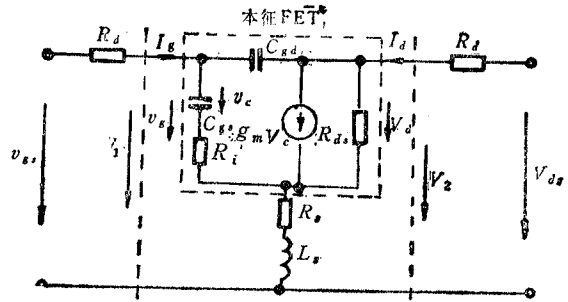


图4 计算s参数的FET电路

$$G_m = -\frac{2I_{DSS}}{V_P} \left\{ 1 + \frac{V_{DSQ}}{I_{DSS}R_{DO}} - \left( \frac{V_{san} - V_{DSQ}}{V_{san}} \right)^3 \right\} \left( 1 - \frac{v_c}{V_P} \right) \quad (5)$$

$$R_{ds} = \left( 1 - \frac{V_{GSQ}}{V_P} \right)^2 \left\{ \frac{1}{R_{DO}} + \frac{3I_{DSS}}{V_{san}} \left( \frac{V_{san} - v_d}{V_{san}} \right)^2 \right\}^{-1}$$

式中,  $V_{DSQ}$  和  $V_{GSQ}$  是偏置点  $Q$  的电压值。

应用小信号测量  $S$  参数来确定 FET 的等效电路时,先将图 1 电路改画成图 4 电路,并将测量的  $S$  参数标记为  $S_{ij}^{(M)}(\omega_k)$  ( $i, j = 1, 2$ ),其中  $\omega_k$  是测量角频率点。然后再由图 4 电路计算出其  $s$  参数。计算时先写出本征 FET 和  $Z$  矩阵方程为

$$\begin{bmatrix} V_g \\ V_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_g \\ I_d \end{bmatrix} \quad (6)$$

再将  $Z_s = R_s + j\omega_k L_s$ ,  $R_g$ ,  $R_d$  合并到该  $z$  矩阵中得

$$\begin{bmatrix} V_{gs} \\ V_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} + Z_s + R_g & Z_{12} + Z_s \\ Z_{21} + Z_s & Z_{22} + Z_s + R_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_g \\ I_d \end{bmatrix} \quad (7)$$

最后将上式的  $Z$  矩阵变换成  $S$  矩阵得

$$[S^{(c)}] = \begin{bmatrix} S_{11}^{(c)}(\mathbf{P}, \omega_k) & S_{12}^{(c)}(\mathbf{P}, \omega_k) \\ S_{21}^{(c)}(\mathbf{P}, \omega_k) & S_{22}^{(c)}(\mathbf{P}, \omega_k) \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中,上角标  $(c)$  表示其为计算量;  $\mathbf{P}$  是优化变量构成的一维矢量,其中包含有  $R_g$ ,  $R_s$ ,  $R_d$ ,  $L_s$ ,  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ ,以及  $R_{ds}$  和  $g_m = G_m e^{-j\omega_k \tau}$ ,但  $G_m$  和  $R_{ds}$  可由(4)或(5)式得出。

给定误差函数

$$\varepsilon = \left\{ \sum_k \sum_{i,j} \frac{|S_{ij}^{(M)}(\omega_k) - S_{ij}^{(c)}(\mathbf{P}, \omega_k)|^2}{\sum_k \sum_{i,j} |S_{ij}^{(M)}(\omega_k)|^2} \right\}^{1/2} \quad (9)$$

再优化误差函数使其整体最小,即可得到各优化变量值。我们对 NEC 2SK609 FET 的优化结果为  $R_g = 10\Omega$ ,  $R_s = 9.65\Omega$ ,  $R_d = 8.4\Omega$ ,  $R_d = 9.6\Omega$ ,  $L_s = 0.276\text{nH}$ ,  $C_{gs0} =$

0.9986pF,  $C_{gd0} = 0.0636\text{pF}$ ; 其中,  $C_{gs0}$  和  $C_{gd0}$  是  $v_c = 0$  时的值。若  $v_c$  不为零时, 则有

$$C_{gs} = C_{gs0}(1 - v_c/V_{bi})^{-1/2} \quad (10)$$

$$C_{gd} = C_{gd0} \left(1 - \frac{v_d - v_g}{V_{bi}}\right)^{-1/2} \quad (11)$$

式中  $V_{bi}$  是肖特基势垒的内建电压, 通常为 0.8V。

### 三、FET 混频器的大信号分析

图 5 示出一个 FET 栅极混频器, 本振和 RF 信号都从栅极输入, IF 信号由漏极输出。通常将混频器电路分析分成两步: 第一步分析本振大信号激励下 FET 电路中的非正弦电压和电流波形, 从而得到非线性元件的时变特性; 第二步分析在 RF 小信号作用下, 时变元件电路的频率变换特性, 从而得出混频器的变频增益和噪声系数。本节用谐波平衡法来分析本振大信号激励电路。

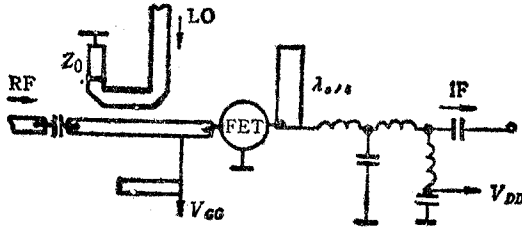


图 5 FET 栅极混频器电路

分析时先在时域上写出本征 FET 的稳态电压和电流瞬时值间关系为

$$\left. \begin{aligned} i_g(t) &= \frac{d}{dt} (C_{gs}v_c) \\ &+ \frac{d}{dt} [C_{gd}(v_g - v_d)] \\ i_d(t) &= \frac{v_d}{R_{ds}} + G_m v_c(t - \tau) \\ &+ \frac{d}{dt} [C_{gd}(v_d - v_g)] \\ v_g(t) &= v_c + R_s \frac{d}{dt} (C_{gs}v_c) \end{aligned} \right\} (12)$$

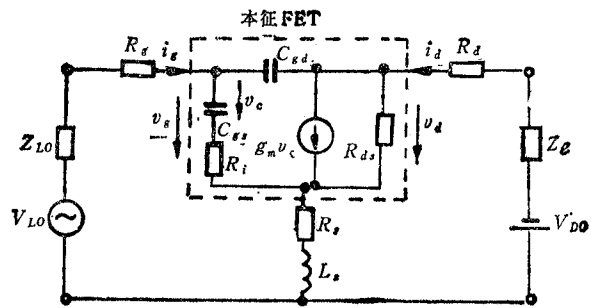


图 6 本振源激励的 FET 电路

再将输入和输出端的电压与电流关系在频域上写出其谐波平衡条件为

$$\left. \begin{aligned} V_{LOk} - Z_{LOk}I_{gk} - V_{gk} &= 0 \\ V_{DDk} - Z_{Ik}I_{dk} - V_{dk} &= 0 \end{aligned} \right\}, (k = 0, 1, 2, \dots) \quad (13)$$

最后在频域上写出输入、输出电路与本征 FET 电路间的谐波平衡关系为

$$\left. \begin{aligned} V_{gk} &= V_{gk} + (R_g + R_s + jk\omega_p L_s)I_{gk} + (R_s + jk\omega_p L_s)I_{dk} \\ V_{dk} &= V_{dk} + (R_s + jk\omega_p L_s)I_{gk} + (R_d + R_s + jk\omega_p L_s)I_{dk} \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

在上面各式中,  $k$  是谐波次数,  $x_k$  表示  $k$  次谐波的物理量,  $\omega_p$  是本振频率.

直接解(12)~(14)式是困难的, 必须用迭代法进行数值求解. 经过若干次迭代, 直到相邻两次迭代结果之差小于允许误差, 就可得到本征 FET 的稳态电压  $v_c(t)$ ,  $v_g(t)$  和  $v_d(t)$ . 再将这些电压代入(4), (5)式和(10), (11)式中, 即可得到时变电导、电阻和电容  $g_m(t)$ ,  $R_{ds}(t)$ ,  $C_{gs}(t)$  和  $C_{gd}(t)$ . 最后将这些时变元件特性展开成傅里叶级数得

$$\left. \begin{aligned} g_m(t) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} g_{mk} e^{ik\omega_p t} \\ R_{ds}(t) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} R_{dsk} e^{ik\omega_p t} \\ C_{gs}(t) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_{gsk} e^{ik\omega_p t} \\ C_{gd}(t) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_{gdk} e^{ik\omega_p t} \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

#### 四、FET 混频器的小信号分析

已知 FET 的时变元件特性后, 即可考虑 FET 时变元件电路在小信号 RF 电压作

作用下的时变电路分析. 图 7 示出 FET 的时变电路, 图中非线性元件参数用时变特性表示之. 这时电路中各支路电压和电流都具有如下形式<sup>[5]</sup>:

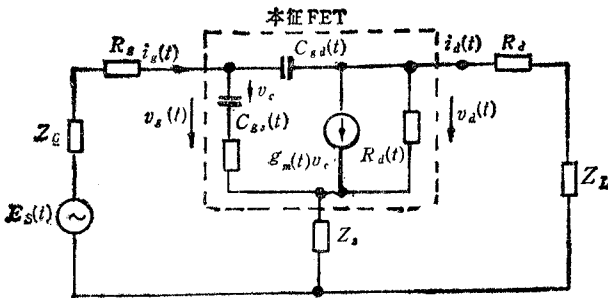


图 7 FET 的时变电路

$$\left. \begin{aligned} v(t) &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} V_m e^{i\omega_m t}, \\ &(\omega_m = m\omega_p + \omega_{IF}) \\ i(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n e^{i\omega_n t}, \\ &(\omega_n = n\omega_p + \omega_{IF}) \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

式中,  $\omega_{IF} = \omega_s - \omega_p$  是中频频率,  $\omega_s$  是 RF 频率. 如果电路中只存在有 RF 和 IF 电压和电流, 其它频率分量可以忽略, 则可将各支路电压和电流写成二频列矩阵形式:

$$V = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_0 \end{bmatrix}, \quad I = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_0 \end{bmatrix} \quad (17)$$

其中下标“1”的量是 RF 量, 下标为“0”的量是 IF 量. 同时可将电路中两个频率写成二频频率矩阵:

$$\hat{Q} = \begin{bmatrix} \omega_1 & 0 \\ 0 & \omega_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_s & 0 \\ 0 & \omega_{IF} \end{bmatrix} \quad (18)$$

这样我们可将各支路上元件的定义方程变换成二频变换矩阵方程. 例如, 对于时变电阻有

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{(1,1)} & R_{(1,0)} \\ R_{(0,1)} & R_{(0,0)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_0 \end{bmatrix} \text{ 或 } \mathbf{V} = \tilde{\mathbf{R}}\mathbf{I} \quad (19)$$

对于时不变线性电阻  $R$  有

$$\mathbf{V} = R\mathbf{I} = R\bar{\mathbf{I}}\mathbf{I}, \quad (\bar{\mathbf{I}} \text{ 是单位矩阵}) \quad (20)$$

对于时变跨导有

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_m(1,1) & g_m(1,0) \\ g_m(0,1) & g_m(0,0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_0 \end{bmatrix} \text{ 或 } \mathbf{I} = \tilde{g}_m\mathbf{V} \quad (21)$$

对于时变电容有

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_0 \end{bmatrix} = j \begin{bmatrix} \omega_1 & 0 \\ 0 & \omega_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{(1,1)} & C_{(1,0)} \\ C_{(0,1)} & C_{(0,0)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_0 \end{bmatrix} \text{ 或 } \mathbf{I} = j\tilde{\Omega}\tilde{C}\mathbf{V} \quad (22)$$

对于时不变线性电容和电感有

$$\mathbf{I} = j\tilde{\Omega}\tilde{C}\mathbf{V}, \text{ 和 } \mathbf{V} = j\tilde{\Omega}\tilde{L}\mathbf{I} \quad (23)$$

对于时不变线性元件阻抗  $\tilde{\mathbf{Z}}$  有

$$\mathbf{V} = \tilde{\mathbf{Z}}\mathbf{I}, \quad \tilde{\mathbf{Z}} = \begin{bmatrix} Z(\omega_1) & 0 \\ 0 & Z(\omega_0) \end{bmatrix} \quad (24)$$

定义出各电路元件的二频变换矩阵后, 时变电路图 7 就可以变换成时不变的二频变换电路, 如图 8 所示。该二频变换电路是一个线性电路。

求解图 8 的二频变换电路, 可按单频电路的计算方法来计算, 不过现在的阻抗和导纳都是矩阵。应用类似于推导(7)式的方法, 可先导出本征 FET 的二频阻抗矩阵方程为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_g \\ \mathbf{V}_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{Z}}_{11} & \tilde{\mathbf{Z}}_{12} \\ \tilde{\mathbf{Z}}_{21} & \tilde{\mathbf{Z}}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_g \\ \mathbf{I}_d \end{bmatrix}$$

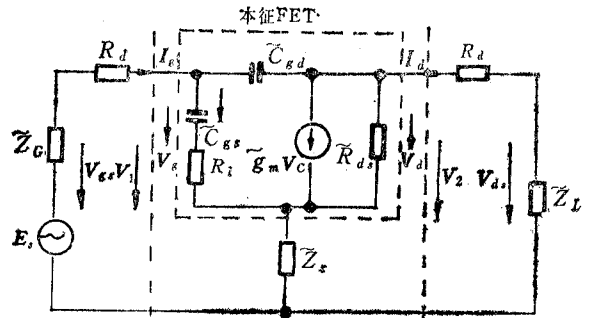


图 8 FET 的二频变换电路

再导出整个 FET 的二频阻抗矩阵方程为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{gs} \\ \mathbf{V}_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{Z}}_{11} + \tilde{\mathbf{Z}}_s + R_g\bar{\mathbf{I}} & \tilde{\mathbf{Z}}_{12} + \tilde{\mathbf{Z}}_s \\ \tilde{\mathbf{Z}}_{21} + \tilde{\mathbf{Z}}_s & \tilde{\mathbf{Z}}_{22} + \tilde{\mathbf{Z}}_s + R_d\bar{\mathbf{I}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_g \\ \mathbf{I}_d \end{bmatrix} = \tilde{\mathbf{Z}}^{\text{II}} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_g \\ \mathbf{I}_d \end{bmatrix} \quad (25)$$

再将  $\tilde{\mathbf{Z}}_g$  和  $\tilde{\mathbf{Z}}_L$  扩展到电路矩阵  $\tilde{\mathbf{Z}}^{\text{II}}$  中, 得到

$$\begin{bmatrix} \mathbf{E}_s \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{Z}}_{11} + \tilde{\mathbf{Z}}_s + R_g\bar{\mathbf{I}} + \tilde{\mathbf{Z}}_g & \tilde{\mathbf{Z}}_{12} + \tilde{\mathbf{Z}}_s \\ \tilde{\mathbf{Z}}_{21} + \tilde{\mathbf{Z}}_s & \tilde{\mathbf{Z}}_{22} + \tilde{\mathbf{Z}}_s + R_d\bar{\mathbf{I}} + \tilde{\mathbf{Z}}_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_g \\ \mathbf{I}_d \end{bmatrix} = \tilde{\mathbf{Z}}^{\text{III}} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_g \\ \mathbf{I}_d \end{bmatrix} \quad (26)$$

或

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I}_g \\ \mathbf{I}_d \end{bmatrix} = \hat{\mathbf{Y}}^{\text{III}} \begin{bmatrix} \mathbf{E}_s \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (27)$$

式中,  $\hat{\mathbf{Y}}^{\text{III}} = (\tilde{\mathbf{Z}}^{\text{III}})^{-1}$  是  $4 \times 4$  方矩阵,  $\mathbf{E}_s = \begin{bmatrix} E_s \\ 0 \end{bmatrix}$ 。

混频器的变频增益按  $G_s = P_{out}(\omega_{IF})/P_s(\omega_s)$  定义得

$$G_s = 4 \operatorname{Re} Z_C(\omega_s) \cdot \operatorname{Re} Z_L(\omega_{IF}) |Y_{41}^{III}|^2 \quad (28)$$

其中  $Z_C(\omega_s) = Y_{11}^{II}$  是矩阵  $\tilde{Z}^{II}$  的 1 行 1 列元素;  $Y_{41}^{III}$  是矩阵  $\tilde{Y}^{III}$  的 4 行 1 列元素.

为了使 RF 输入端匹配,应令

$$Z_G^*(\omega_s) = Z_{11}^{II} \quad (29)$$

为了使 IF 输出端匹配,应令

$$Z_L^*(\omega_{IF}) = Z_{44}^{III} \quad (30)$$

式中  $Z_{11}^{II}$  和  $Y_{44}^{III}$  是矩阵  $\tilde{Z}^{II}$  中的相应元素.

### 五、FET 混频器的噪声系数

在 FET 混频器的二频变换电路中,如果忽略本振噪声,则电路中噪声只须考虑 RF 和 IF 噪声及其变换. 图 9(a) 示出 FET 混频器的二频变换噪声电路,其中沟道噪声电流源和感应栅噪声电流源的二频电流矩阵是

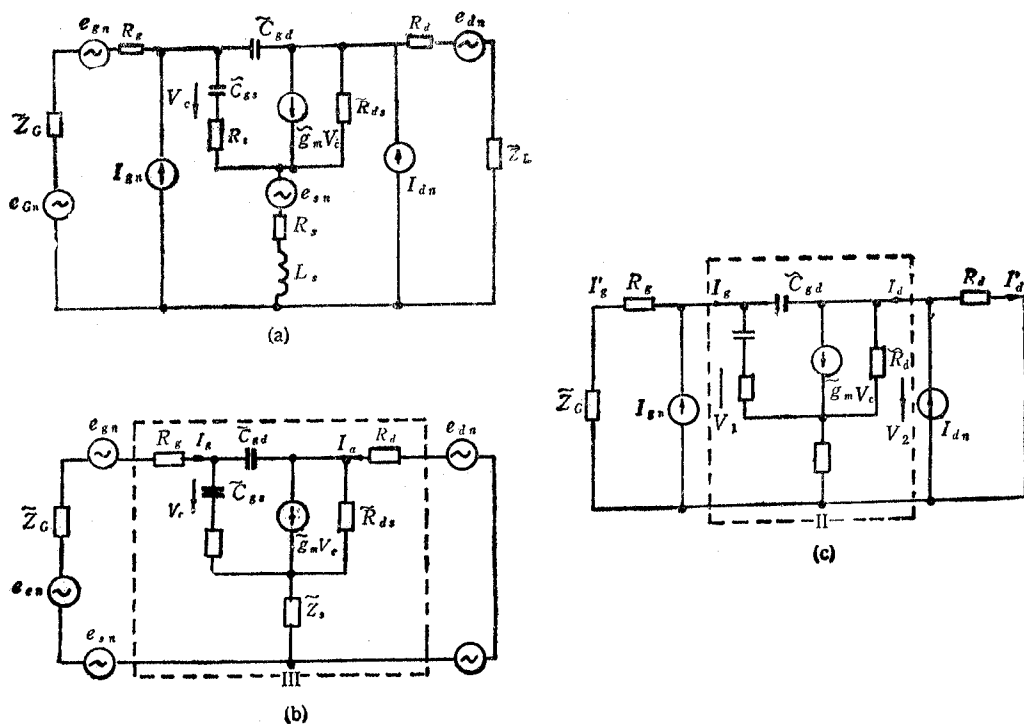


图 9 FET 混频器的二频变换噪声电路

$$\left. \begin{aligned} I_{dn} &= \begin{bmatrix} I_{dn1} \\ I_{dn0} \end{bmatrix}, I_{dn(1,0)}^2 = 4kTBg_0\bar{P} \\ I_{gn} &= \begin{bmatrix} I_{gn1} \\ I_{gn0} \end{bmatrix}, I_{gn(1,0)}^2 = 4kTB \frac{\omega_{(1,0)}^2 C_{gs0}^2 \bar{R}}{g_0} \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

式中, 下标为 1 的量是 RF 噪声量, 下标为 0 的量是 IF 噪声量;  $g_0$  和  $C_{gso}$  是时变元件的基波量。图 9(a) 中四个噪声电压源是相应电阻的热噪声电压源, 它们可表示为

$$\mathbf{e}_n = \begin{bmatrix} e_{n1} \\ e_{n0} \end{bmatrix}, \quad \overline{e_{n(1,0)}^2} = 4kTBR \quad (32)$$

但源阻抗的噪声电压源中只有 RF 量。

应用短路电流法可以计算混频器的噪声系数<sup>[4]</sup>, 即

$$F = \frac{\overline{\Sigma I_n^2}}{\overline{I_{nA}^2}} = \frac{\text{IF 输出端短路时总输出 IF 均方噪声电流}}{\text{IF 输出端短路时外部输出 IF 均方噪声电流}} \quad (33)$$

因为四个噪声电压源的电流与两个噪声电流源的电流不相关, 故有

$$\overline{\Sigma I_n^2} = \overline{\Sigma I_{do(e)}^2} + \overline{\Sigma I_{do(i)}^2} \quad (34)$$

其中  $\overline{\Sigma I_{do(e,i)}^2}$  表示电压源 (e) 或电流源 (i) 在 IF 短路端上产生的均方电流总和。由于图 9(a) 的二频变换电路是线性的, 而  $I_{do(e)}$  和  $I_{do(i)}$  又不相关, 故可将噪声电压源和电流源分立来计算(迭加定理)。为了计算  $\overline{\Sigma I_{do(e)}^2}$ , 我们将图 9(a) 中两个电流源开路, 得到图 9(b)。在此电路中联接输入、输出的网络 III 的二频变换导纳矩阵为  $\tilde{Y}^{III}$ , 它由 (27) 式给出, 于是输入与输出的噪声电压和电流矩阵间关系是

$$\begin{bmatrix} I_{g1} \\ I_{g0} \\ I_{d1} \\ I_{d0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11}^{III} & Y_{12}^{III} & Y_{13}^{III} & Y_{14}^{III} \\ Y_{21}^{III} & Y_{22}^{III} & Y_{23}^{III} & Y_{24}^{III} \\ Y_{31}^{III} & Y_{32}^{III} & Y_{33}^{III} & Y_{34}^{III} \\ Y_{41}^{III} & Y_{42}^{III} & Y_{43}^{III} & Y_{44}^{III} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{Gm} + e_{gm} + e_{sm} \\ e_{gno} + e_{sno} \\ e_{sm} + e_{dm} \\ e_{sno} + e_{dno} \end{bmatrix} \quad (35)$$

由于各噪声电压都不相关, 故  $I_{do}$  的均方值为

$$\begin{aligned} \overline{I_{do(e)}^2} = & |Y_{41}^{III}|^2 (\overline{e_{Gm}^2} + \overline{e_{gm}^2} + \overline{e_{sm}^2}) + |Y_{42}^{III}|^2 (\overline{e_{gno}^2} + \overline{e_{sno}^2}) \\ & + |Y_{43}^{III}|^2 (\overline{e_{sm}^2} + \overline{e_{dm}^2}) + |Y_{44}^{III}|^2 (\overline{e_{sno}^2} + \overline{e_{dno}^2}) \end{aligned} \quad (36)$$

同时外部均方噪声电流是

$$\overline{I_{nA}^2} = |Y_{41}^{III}|^2 \overline{e_{Gm}^2} \quad (37)$$

为了计算噪声均方电流  $\overline{\Sigma I_{do(i)}^2}$ , 可将图 9(a) 中四个噪声电压源短路, 得到图 9(c) 电路。在此电路中先写出

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \tilde{Z}^1 \begin{bmatrix} I_g \\ I_d \end{bmatrix} \quad \text{或} \quad \begin{bmatrix} I_g \\ I_m \end{bmatrix} = \tilde{Y}^1 \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

再写出

$$\begin{bmatrix} I_{gn} \\ I_{dn} \end{bmatrix} = \left\{ \tilde{I} + \tilde{Y}^1 \cdot \begin{bmatrix} \tilde{Z}_G + R_g \tilde{I} & 0 \\ 0 & R_d \tilde{I} \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} I'_g \\ I'_d \end{bmatrix}$$

于是有

$$\begin{bmatrix} I'_g \\ I'_d \end{bmatrix} = \tilde{G} \begin{bmatrix} I_{gn} \\ I_{dn} \end{bmatrix} \quad (38)$$

$$\tilde{G} = \left\{ \tilde{I} + \tilde{Y}^1 \cdot \begin{bmatrix} \tilde{Z}_G + R_g \tilde{I} & 0 \\ 0 & R_d \tilde{I} \end{bmatrix} \right\}^{-1} \quad (39)$$

由此求得



$$I'_{do} = G_{41}I_{gn1} + G_{42}I_{gno} + G_{43}I_{dn1} + G_{44}I_{dno} \quad (40)$$

因为  $I_{gn1}$  与  $I_{dn1}$  部分相关,  $I_{gno}$  与  $I_{dno}$  部分相关,并可写成

$$\overline{I_{gn}I_{dn}^*} = j\overline{C}(\overline{I_{gn}^2} \cdot \overline{I_{dn}^2})^{1/2}$$

故有

$$\begin{aligned} \overline{I_{do(i)}^2} = & |G_{41}|^2\overline{I_{gn1}^2} + |G_{42}|^2\overline{I_{gno}^2} + |G_{43}|^2\overline{I_{dn1}^2} + |G_{44}|^2\overline{I_{dno}^2} \\ & + 2\text{Re}\{j\overline{C}G_{41}G_{43}^*\} \sqrt{\overline{I_{gn1}^2} \cdot \overline{I_{dn1}^2}} + 2\text{Re}\{j\overline{C}G_{42}G_{44}^*\} \sqrt{\overline{I_{gno}^2} \cdot \overline{I_{dno}^2}} \end{aligned} \quad (41)$$

最后将(36),(37)和(41)式代入(33)式中,并考虑到(31)和(32)式,则得出混频器的噪声系数为

$$\begin{aligned} F = & 1 + \frac{R_g + R_s}{R_o} + \left| \frac{Y_{42}^{III}}{Y_{41}^{III}} \right|^2 \frac{R_g + R_s}{R_o} + \left| \frac{Y_{43}^{III}}{Y_{41}^{III}} \right|^2 \frac{R_s + R_d}{R_o} \\ & + \left| \frac{Y_{44}^{III}}{Y_{41}^{III}} \right|^2 \frac{R_s + R_d}{R_o} + \left| \frac{G_{41}}{Y_{41}^{III}} \right|^2 \frac{\omega_o^2 C_{gs0}^2 \bar{R}}{g_o R_o} + \left| \frac{G_{42}}{Y_{41}^{III}} \right|^2 \frac{\omega_{IF}^2 C_{gs0}^2 \bar{R}}{g_o R_o} \\ & + \left| \frac{G_{43}}{Y_{41}^{III}} \right|^2 \frac{g_o \bar{P}}{R_o} + \left| \frac{G_{44}}{Y_{41}^{III}} \right|^2 \frac{g_o \bar{P}}{R_o} + \frac{2\text{Re}\{j\overline{C}G_{41}G_{43}^*\}}{|Y_{41}^{III}|^2 R_o g_o} \omega_o \omega_{IF} C_{gs0} \bar{R} \\ & + \frac{2\text{Re}\{j\overline{C}G_{42}G_{44}^*\}}{|Y_{41}^{III}|^2 R_o} g_o \bar{P} \end{aligned} \quad (42)$$

### 六、SGFET 混频器的试验设计

为了便于在长城 0520 微型机上进行设计计算,我们将设计计算分成下列几步进行。

- (1) 测量和优化出 FET 的等效电路模型;
- (2) 在几组不同偏置电压和不同本振电压(或功率)下,用谐波平衡法计算出几组时变元件值;
- (3) 根据几组时变元件值,应用多频变换矩阵和最优化方法优化出满足混频器指标的  $Z_G(\omega_s)$  和  $Z_L(\omega_{IF})$ :

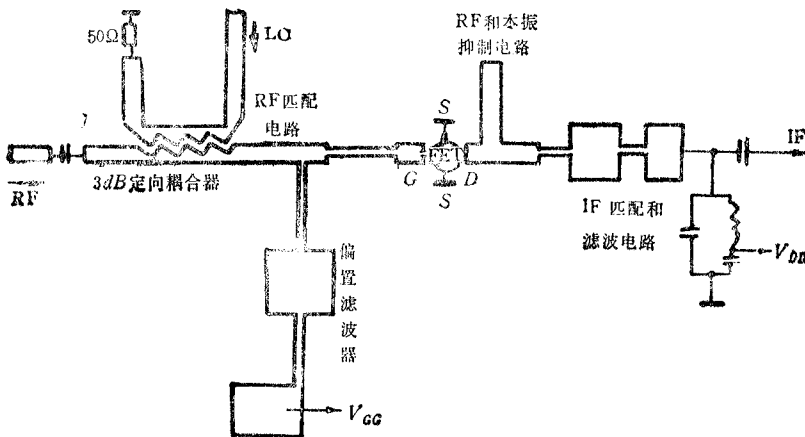


图 10 SGFET 栅极混频器的微带电路

(4) 由  $Z_G(\omega_s)$  和  $Z_L(\omega_{IF})$  设计出 RF 和 IF 的匹配滤波电路。

图 10 示出一个用 NEC 2 SK 609 FET 设计的栅极混频器的混合集成电路, RF 频率为 11.7—12.2GHz, 本振频率为 11GHz, 中频为 1GHz, 中频带宽为 500MHz。整个电路制作在 0.5mm 厚的聚四氟乙烯敷铜板上, 尺寸是  $40 \times 60 \text{ mm}^2$ 。图中锯齿形定向耦合器的隔离度为 20dB; RF 匹配电路用一段阻抗变换微带优化而成; 中频匹配和滤波电路采用微带线和集总元件混合结构, 以减小所占面积。电路研制出来后, 测量得到的变频增益如图 11 所示。图中还示出理论计算结果。由图可见, 两者符合尚好。可以预料, 经过适当电路调整, 会使测量值更接近理论值。

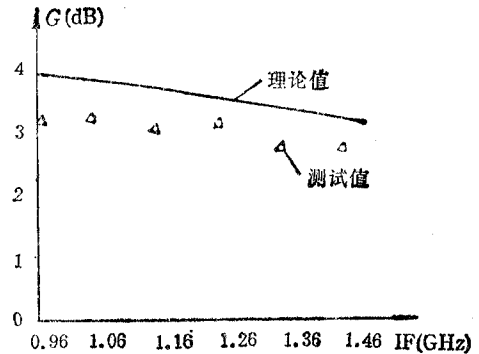


图 11 试验设计混频器的变频增益

所占面积。电路研制出来后, 测量得到的变频增益如图 11 所示。图中还示出理论计算结果。由图可见, 两者符合尚好。可以预料, 经过适当电路调整, 会使测量值更接近理论值。

## 七、结 束 语

本文总结出 SGFET 混频器的一套完整而有效的分析设计方法, 应用微型机即可进行计算。特别提出用多频变换矩阵分析和计算混频器的变频增益和噪声系数, 使得混频器理论更加完善, 计算更加方便省时。

本文的理论和方法可以很容易推广到其它类型的混频器中。

## 参 考 文 献

- [1] R. A. Pucel, D. Masse, B. Bera, *IEEE Trans. on MTT*, **MTT-24**(1976), 351—360.
- [2] S. A. Mass, *IEEE Trans. on MTT*, **MTT-32**(1984), 1402—1406.
- [3] G. K. Tie, C. S. Aitchison, Noise Figure and Associated Conversion Gain of a Microwave MESFET Gate Mixer, in 13th European Microwave Conference, (Nuremberg), 1983, pp. 579—584.
- [4] 吴万春, 集成固体微波电路, 国防工业出版社, 北京, 1981 年。
- [5] 吴万春, 微波半导体电路 CAA 与 CAD, 西北电讯工程学院微波研究室内部资料, 1987 年。

## ANALYSIS AND DESIGN OF MICROWAVE FET MIXERS

Wu Wanchun Luan Xiuzhen Wang Jiali

(Xidian University, Xi'an)

**Abstract** The equivalent circuit model of microwave SGFET, the large signal analysis of LO injection by harmonic balance method and the small signal analysis of RF injection by multi-frequency conversion matrix method are discussed. A complete method for analysing and designing mixers is presented. The measurement results show that this method is simple and effective.

**Key words** FET Mixer; Conversion gain; Noise factor; Harmonic balance method; Multi-frequency Conversion matrix method