

阻 R_0 和串联阻抗 Z_1 , Z_1 是用于放大器的宽带响应的。增益框图的输入阻抗和输出阻抗分别用 $Y_{ia}(P)$ 和 $Z_{oa}(P)$ 表示, $P = \sigma + i\omega$ 是复频变量。

图 2 表示小信号等效电路, 可用来计算反馈放大器开环和闭环增益及输入输出阻抗。

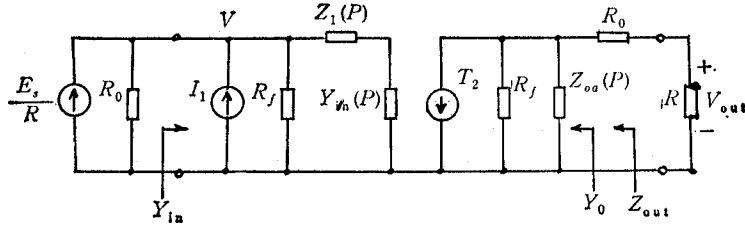


图 2 基本反馈放大器的等效电路

$$I_1 = \delta V_{out}(1 + R_0/R)G_f \quad I_2 = V \left[\frac{K(P)}{Z_{oa}(1 + Z_1 Y_{ia})} - G_f \right] \quad \delta = \begin{cases} 0 & \text{开环} \\ 1 & \text{闭环} \end{cases}$$

在图 2 中, 当 $\delta = 0$ 时, 可计算出开环电压增益; $\delta = 1$ 时, 计算出闭环增益。开环电压增益函数为

$$A_0(P) = \left. \frac{V_{out}(P)}{E_s(P)} \right|_{\delta=0}$$

或

$$A_0(P) = \frac{-K(P)R + RG_f Z_{oa}(P)[1 + Z_1(P)Y_{ia}(P)]}{\{R_0 + R + Z_{oa}(P)[1 + G_f(R_0 + R)]\}} \quad (1)$$

$$\times 1 / \{ [1 + Z_1(P)Y_{ia}(P)][1 + RG_f] + RY_{ia}(P) \}$$

式中的 $K(P)$ 是增益框图的开环电压增益。对于简单的增益框图, 例如单级 FET 或两级 FET 电路(其中一级为高增益级, 而另一级为源极跟随器), 其 $K(P)$ 可近似地用单极点函数表示为

$$K(P) = \frac{K_0}{1 + P\tau_0} \quad (2)$$

式中的 $P = -1/\tau_0$ 是 $K(P)$ 的“域极点”, 其闭环电压增益函数为

$$A_f(P) = \frac{A_0(P)}{1 - (R_0 + R)G_f A_0(P)} \quad (3)$$

其闭环输入导纳和输出阻抗分别为

$$Y_{in}(P) = \frac{Y_{ia}(P)}{1 + Z_1(P)Y_{ia}(P)} + \frac{1}{R_f + Z_{oa}(P) \parallel (R_0 + R)}$$

$$\times \left\{ 1 + \frac{K(P)(R_0 + R)}{[Z_{oa}(P) + R_0 + R][1 + Z_1(P)Y_{ia}(P)]} \right\} \quad (4)$$

和

$$Z_{out}(P) = R_0 + Z_{oa}(P) \frac{[1 + RG_f + RY_{ia}(P)][1 + Z_1(P)Y_{ia}(P)]}{[1 + RG_f + RY_{ia}(P)][1 + Z_1(P)Y_{ia}(P)] + K(P)RG_f} \quad (5)$$

用上述关系, 可通过图解方法查出反馈放大器的增益和匹配的权衡特性。在低频应用时, 假定 $Y_{ia}(j\omega) \ll R^{-1}$, 其条件为包含 FET 和 BJT 两种输入级。令 $Z_{oa}(j\omega) = r_{oa}$,

可得

$$Y_{in}(j\omega) = \frac{(K_0 + 1)(R_0 + R) - r_{oa}}{(R_f + r_{oa})(R_0 + R) + r_{oa}R_f} \quad (6)$$

和

$$Z_{out}(j\omega) = R_0 + r_{oa} \left[\frac{1 + RG_f}{1 + (K_0 + 1)RG_f} \right] \quad (7)$$

为了得到合适的端口匹配,我们置 $Y_{in}(j\omega) = R^{-1}$ 于(6)式中,置 $Z_{out}(j\omega) = R$ 于(7)式中,得

$$R_f = \frac{(K_0 + 1)(R_0 + R)R - r_{oa}R_0}{r_{oa} + R_0 + R} \quad (8)$$

$$R_0 = R - r_{oa} \left[\frac{1 + RG_f}{1 + (K_0 + 1)RG_f} \right] \quad (9)$$

在(8)(9)两式中,当

$$R_f = Qr_{oa} \quad (10)$$

$$R_0 = r_{oa} \left\{ \frac{Q \left[1 + \frac{R}{r_{oa}} \right] - (K_0 + 1) \left[\frac{R}{r_{oa}} \right]^2}{(K_0 + 1) \frac{R}{r_{oa}} - Q - 1} \right\} \quad (11)$$

时,则可使输入和输出端口同时匹配. 在(10)和(11)式中,

$$Q = \left\{ 1 + 4 \left(\frac{R}{r_{oa}} \right)^2 \left[\frac{K_0 + 1}{K_0 + 2} \right]^2 \right\}^{\frac{1}{2}} - 1 \quad (12)$$

在实际的放大器中,作为匹配条件的(10)和(11)式将导致闭环增益降低. 在有的情况下,调整串联输入电阻 R ,将使增益降低,或引起输出端口匹配不佳. 此外,当 $0 < R < R_0$,可以得到返回比的界限为

$$1 - \frac{(R_0 + R)A_0(j\omega)}{R_f} < 1 + \frac{K_0}{K_0 + 1 + \frac{r_{oa}}{R_0 + R}} < 2$$

因此,在低频情况下,双端口可满意匹配,但只有 6dB 的负反馈可以使用. 所以,与负反馈有关性能的改进,完全受限于匹配.

为了权衡匹配与增益,可研究散射系数 $S_{11}(j\omega)$, $S_{21}(j\omega)$ 和 $S_{22}(j\omega)$ 与正常阻抗的变化情况, $x = r_{oa}/R$, $y = R_f/R$ 和 $q = R_0/R$. 从(1)(3)(4)和(5)式可得

$$S_{11}(j\omega) = \frac{1 - RY_{in}(j\omega)}{1 + RY_{in}(j\omega)} = \frac{y(x + q + 1) + qx - (q + 1)(K_0 + 1)}{y(x + q + 1) + (q + 2)x + (q + 1)(K_0 + 1)} \quad (13)$$

$$S_{21}(j\omega) = 2A_f(j\omega) = -\frac{2(K_0y - x)}{(x + q + 1)(y + 1) + (K_0 + x)(q + 1)} \quad (14)$$

$$S_{22}(j\omega) = \frac{Z_{out}(j\omega) - R}{Z_{out}(j\omega) + R} = \frac{(q - 1)(y + 1 + 2x + K_0) + x(y + 1)}{(q + 1)(y + 1 + 2x + K_0) + x(y + 1)} \quad (15)$$

若 q 值已知,可计算在 $x-y$ 平面中的轨迹常数 $S_{11}(j\omega)$, $S_{21}(j\omega)$ 和 $S_{22}(j\omega)$, 其结果为

(1) $S_{11}(j\omega) = C_{11}, |C_{11}| < 1$ 为一常数:

$$\begin{aligned} & \left[y + q + 1 - \frac{1 + C_{11}}{1 - C_{11}} \right] (x + q + 1) \\ & = (q + 1) \left[\left(\frac{1 + C_{11}}{1 - C_{11}} \right) K_0 + q + 1 \right] \end{aligned} \quad (16)$$

(2) $S_{22}(j\omega) = C_{22}, |C_{22}| < 1$ 为一常数:

$$\begin{aligned} & \left[y + 1 - 2 \left(q - \frac{1 + C_{22}}{1 - C_{22}} \right) \right] \left[x - \frac{1 + C_{22}}{1 - C_{22}} \right] \\ & = (K_0 + 2) \left[q - \frac{1 + C_{22}}{1 - C_{22}} \right] \end{aligned} \quad (17)$$

(3) $|S_{21}(j\omega)| = C_{21}$ 为一常数:

$$\begin{aligned} & \left(x + q + 1 - \frac{2K_0}{C_{21}} \right) \left(y + 2 + q + \frac{2}{C_{21}} \right) \\ & = \left(2 + q + \frac{2}{C_{21}} \right) \left(1 + q - \frac{2K_0}{C_{21}} \right) \\ & = (q + 1)(K_0 + 1) \end{aligned} \quad (18)$$

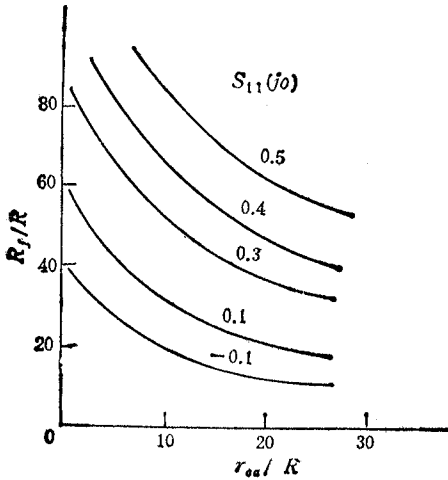


图3 $S_{11}(j\omega)$ 常数的轨迹 ($K_0 = 4$)

若 q 为任意值时, 用(16)(17)和(18)式在 x - y 平面上描述成为双曲线轨迹. 例如, 以 $K_0 = 4, q = 0$ 取 $R_0 = 50\Omega$ 时, 可画出如图3所示的 $S_{11}(j\omega)$ 的增益框图的轨迹. 再将 S_{22} 及 S_{21} 的轨迹图一并画出, 叠加在一起即可决定出 x, y 和 q , 以便有效地权衡匹配与增益.

三、宽带放大器的响应

本节提出可以通过调节图1中的 Z_1 来达到拓宽频带的目的, 当 Z_1 为纯电感时, 可得到满意的特性. 预示了一个 L_1 的值, 以便于在计算机上进行优化. 还提供了 -3dB 频率的电压增益的估算.

用单向模型描述的增益框图示于图4中, 图中的A型为 Z_{oo} 感抗, 是共漏或共集输出级的增益框图, 而B型则为 Z_{oo} 容抗, 是共源或共射输出级的增益框图. 两种增益框

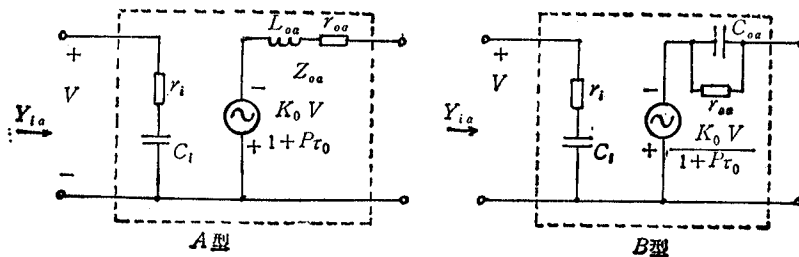


图4 增益框图的模型

图模型在输入端都具有电阻 r_i 与电容 C_i 的串联。使用优化方法可测出适于 A 型或 B 型增益框图的 S 参数, 得到 L_1 的估算值和 -3dB 的频率 ω_m 。将(3)式中的电压增益传递函数 $A_f(P)$ 展开并规范成相关函数形式, 则为

$$-\left[\frac{B_0 A_f(P)}{M_0}\right] = \frac{1 + \beta_1 P + \beta_2 P^2}{1 + \xi_1 P + \xi_2 P^2 + \xi_3 P^3 + \xi_4 P^4} \quad (19)$$

式中

$$M_0 = \frac{K_0 R}{r_{oa} + (R_0 + R)(1 + r_{oa} G_f)} \quad (20)$$

和

$$B_0 = 1 + R G_f + (R_0 + R) G_f M_0 \quad (21)$$

将(19)式展开并设 $P=0$, 可用全极点函数写成

$$-\left[\frac{B_0 A_f(P)}{M_0}\right] = \frac{1}{1 + \alpha_1 \left(\frac{P}{\omega_m}\right) + \alpha_2 \left(\frac{P}{\omega_m}\right)^2 + \alpha_3 \left(\frac{P}{\omega_m}\right)^3 + \dots + \alpha_k \left(\frac{P}{\omega_m}\right)^k} \quad (22)$$

(22)式在通带以上可用二阶函数近似为

$$-\left[\frac{B_0 A_f(P)}{M_0}\right] = \frac{1}{1 + 2\xi \left(\frac{P}{\omega_m}\right) + \left(\frac{P}{\omega_m}\right)^2} \quad (23)$$

在(23)式中, 选择 $\xi = 0.7$, 即可算出电感 L_1 值, 得到平坦的宽带增益, 并可计算出 -3dB 频率 ω_m 的值。A型和B型增益框图的分析结果示于表1。

表1 A型和B型增益框图分析结果¹⁾

	A型	B型
Z_{oa}	$r_{oa} + j\omega L_{oa}$	$r_{oa}/(1 + j\omega r_{oa} C_{oa})$
τ_2	$L_{oa} M_0 [1 + G_f (R_0 + R)] / (K_0 R)$	$M_0 C_{oa} r_{oa} (R_0 + R) / (K_0 R)$
α_1	$\omega_m [P(\tau_0 + \tau_2) + RC_i] / B_0$	$\omega_m [P(\tau_0 + \tau_2 - r_{oa} C_{oa}) + RC_i] / B_0$
α_2	$\omega_m^2 [[P(\tau_0 \tau_2 + L_1 C_i) + RC_i (\tau_0 + \tau_2 - \tau_i)] / B_0]$	$\omega_m^2 [[P(\tau_0 \tau_1 + L_1 C_i) + RC_i (\tau_0 + \tau_2 - \tau_i) - C_{oa} r_{oa} (P(\tau_0 + \tau_2 - C_{oa} r_{oa}) + RC_i)] / B_0]$
ω_m	$2\xi B_0 [P(\tau_0 + \tau_2) + RC_i]^{-1}$	$2\xi B_0 [P(\tau_0 + \tau_2 - C_{oa} r_{oa}) + RC_i]^{-1}$
L_1	$[B_0 \omega_m^{-2} - P \tau_0 \tau_2 RC_i (\tau_0 + \tau_2 - \tau_i)] / (PC_i)$	$[B_0 \omega_m^{-2} P \tau_0 \tau_2 - RC_i (\tau_0 + \tau_2 - \tau_i) + C_{oa} r_{oa} (P(\tau_0 - C_{oa} r_{oa}) + \tau_2 + RC_i)] / (PC_i)$

1) 表中 $P = 1 + R G_f$, $M_0 = K_0 R / [r_{oa} + (R_0 + R)(1 + r_{oa} G_f)]$, $\tau_1 = r_i C_i$, $B_0 = 1 + R G_f + (R_0 + R) G_f M_0$, 平坦增益取 $\xi = 0.7$

对于完整的宽频带, $Z_{oa}(j\omega)$ 的影响很微小, 因此可假定 $Z_{oa}(j\omega) = r_{oa}$, 则(4)式可写成

$$Y_{in}(P) = \frac{P(C_i + C) + B}{1 + P\tau_i + P^2 L_1 C_i} + \frac{1}{R_f + r_{oa} || (R_0 + R)} + \frac{A}{1 + P\tau_0} \quad (24)$$

式中

$$A = \frac{K_0 \left[\frac{R_0 + R}{r_{oa} + R_0 + R} \right] \left[\frac{1}{R_f + r_{oa} \parallel (R_0 + R)} \right] \tau_0 (\tau_0 - \tau_i)}{L_1 C_i + \tau_0 (\tau_0 - \tau_i)} \quad (25)$$

$$B = K_0 \left[\frac{R_0 + R}{r_{oa} + R_0 + R} \right] \left[\frac{1}{R_f + r_{oa} \parallel (R_0 + R)} \right] - A \quad (26)$$

$$C = -B(\tau_0 - \tau_i) \quad (27)$$

通常 $\tau_0 > \tau_i$, 所以 $A > 0, B > 0$ 和 $C < 0$.

(24)式中的各项由低频设计权衡和平坦增益补偿来确定, 所以函数

$$S_{11}(j\omega) = \frac{1 - RY_{in}(j\omega)}{1 + RY_{in}(j\omega)} \quad (28)$$

也是确定的. 在估算 $S_{11}(j\omega)$ 的高频特性时, 可先计算 $S_{11}(j\omega_m), S_{11}(j\omega_0)$ 和 $S_{11}(j\omega_r)$, 其中 ω_m 是前面预示的 -3dB 频率, ω_0 是 $I_m[Y_{in}(j\omega)] = 0$ 的频率, 而 $\omega_r = 1/\sqrt{L_1 C_i}$.

在频率 ω_0 时, 可得到

$$\begin{aligned} \text{Im}[Y_{in}(j\omega)] = & -\frac{A\omega_0\tau_0}{1 + \omega_0^2 + \tau_0^2} \\ & + \frac{\omega_0(C_i + C) \left[1 - \frac{B\tau_i}{C_i + C} - \omega_0^2 L_1 C_i \right]}{(1 - \omega_0^2 L_1 C_i)^2 + \omega_0^2 \tau_i^2} = 0 \end{aligned} \quad (29)$$

重新整理上式, 可得

$$\begin{aligned} & (\omega_0^2 L_1 C_i)^2 \left[1 + \frac{\tau_0(C_i + C)}{A L_1 C_i} \right] \\ & + (\omega_0^2 L_1 C_i)^2 \left[\frac{\tau_i^2 + \frac{B\tau_i\tau_0}{A} - \frac{\tau_0(C_i + C)}{A}}{L_1 C_i} - 2 \right. \\ & \left. + \frac{C_i + C}{A\tau_0} \right] + 1 - \frac{C_i + C - B\tau_i}{A\tau_0} = 0 \end{aligned} \quad (30)$$

从(24)和(29)式可得

$$\begin{aligned} Y_{in}(j\omega_0) = & \frac{1}{R_f + Z_{oa} \parallel (R_0 + R)} \\ & + \frac{[(C_i + C)/\tau_0 + B][1 - \omega_0^2 L_1 C_i] + \tau_i[\omega_0^2(C_i + C) - B/\tau_0]}{(1 - \omega_0^2 L_1 C_i)^2 + \omega_0^2 \tau_i^2} \end{aligned} \quad (31)$$

将(30)式中的 ω_0 代入上式, 并用(28)式计算 S_{11} .

频率 ω_r 通常靠近通带边沿, 在 r_i 较小, 即 $r_i < R$ 时, 可得

$$Y_{in}(j\omega_r) \rightarrow \frac{1}{r_i} + \frac{1}{R_f}$$

则

$$S_{11}(j\omega_r) \rightarrow \frac{1 - (R/r_i) - (R/R_f)}{1 + (R/r_i) + (R/R_f)}$$

上述关系说明在高频段中 S_{11} 与 r_i 的值具有密切的关系。当 r_i 不等于 R 时, 则必须附加一输入匹配网络, 以便得到合适的高频匹配。由于 ω_m, ω_0 和 ω_r 常常是互相接近的, 因此, 计算 S_{11} 时, 只需知道其中的一个就足够了。

高频特性的 S_{22} 是计算中最简单的

$$Y_0(j\omega_m) = \frac{1}{Z_{o_0}(j\omega_m)} + G_f \left\{ 1 - \left[1 + \frac{R_0 + R}{Z_{o_0}(j\omega_m)} \right] A_0(j\omega_m) \right\} \quad (32)$$

和

$$S_{22}(j\omega_m) = \frac{1 - (R - R_0)Y_0(j\omega_m)}{1 + (R - R_0)Y_0(j\omega_m)} \quad (33)$$

四、设计过程

1. 增益框图的合成与模型的形成

这一步是设计一个由 FET 或 BJT 构成的增益方框, 并用小信号激励的宽带电路, 模型如图 4 所示。在合成小信号增益方框的模型中, 增益方框由分立元件构成所测量的 S 参数或用图 5 所示的等效电路来反映其特性。这样就可以用一个通用电路分析程序去计算增益方框的散射参数和用一个优化程序去适应图 4 中的 A 型和 B 型的增益框图模型。

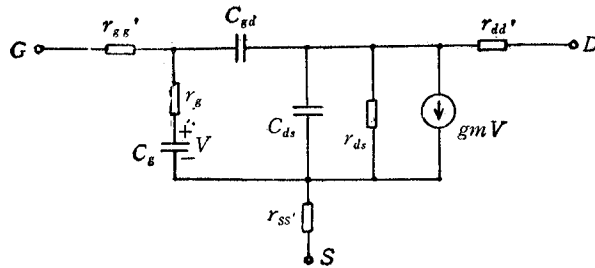


图 5 GaAs MESFET 小信号模型

2. 低频设计

(13)(14)和(15)式或者(16)(17)和(18)式的轨迹方程用来选择 R_f 和 R_0 的值, 以便适合于增益的调整和端口的匹配。如果需要精确的低频端口匹配, 可以使用 (10) 和 (11) 式。若选择不适于低频增益时, 可用串联电阻或用可调有源器件调节增益方框的输出阻抗 Z_{o_0} , 以改善低频输出匹配。

3. 宽频带

电感 L_1 的值和具有 -3dB 带宽意义的值是用表 1 所列设计方程计算的, 其散射参数 S_{11} 和 S_{22} 是在高频下进行比较的。

4. 基本放大器的优化

L_1, R_f, R_0 和增益方框中的任意可变元件值是用下列函数为目标函数优化而得:

$$\sum_{k=0}^M [W_{11}|S_{11}(jK\Delta\omega)|^2 + W_{22}|S_{22}(jK\Delta\omega)|^2 + W_{21}(|S_{21}(jK\Delta\omega)|_{dB} - T)^2] \quad (34)$$

式中 $\Delta\omega = \omega_m/M$, T 是增益指标,单位为 dB; ω_m 由表 1 给出; 而 W_{ij} 是正实数的加权数. 如果匹配特性不适合,可以增加输入或/和输出匹配网络, 由于反馈放大器不是单向的,所以网络的优化彼此有影响. 若用单片实现此电路,则电感可以用高阻抗线代替,最后再进行优化.

五、设计举例

图 6 是设计的一个实例,用 $W \times L = 0.8 \times 300 \mu\text{m}$ (W, L 分别为沟道的物理宽度和长度) GaAs MESFET 的并联连接,该系统的阻抗为 $R = 50\Omega$.

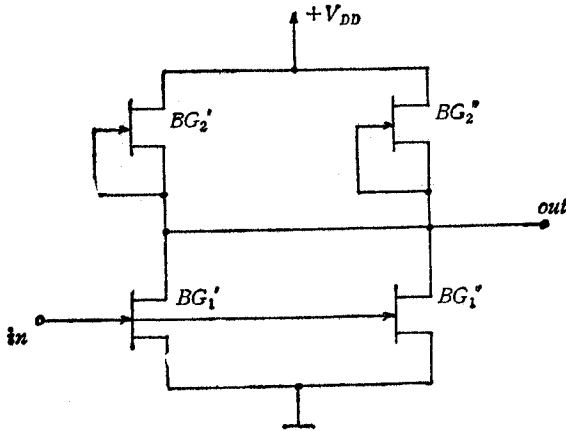


图 6 设计的 FET 连接图

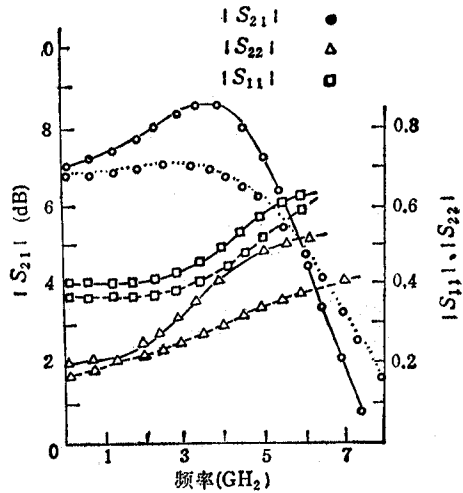


图 7 原始响应和优化响应曲线

(— 原始曲线, --- 优化曲线, 7dB 指标, 4GHz 带宽)

用小信号 S 参数模型进行优化, MESFET 可以用图 5 的小信号模型描述. 包含的元件有: $r_{gs}' = 18.8\Omega, r_g = 3\Omega, C_g = 0.265\text{PF}, r_{ds}' = 2.4\Omega, C_{gd} = 0.05\text{PF}, C_{ds} = 0.0563\text{PF}, r_{ds} = 216\Omega, r_{dd}' = 3\Omega, g_m = 37.5\text{ms}$ 和 $\tau = 2\text{PS}$. 由于增益方框的输出阻抗 Z_{os} 是容性的, 所以增益方框是 B 型. 用 B 型模型作曲线拟合法计算增益方框的 S 参数, 得到 $r_i = 19.2\Omega, C_i = 0.928\text{PF}, r_{os} = 60.2\Omega, C_2 = 0.58\text{PF}, K_0 = 4.047$ 和 $\tau_0 = 35.4\text{PS}$.

图 3 是以 $K_0 = 4$ 所画的 $S_{11}(j\omega)$ 的轨迹, 可参照图 3 画出 $S_{21}(j\omega)$ 的轨迹. 得到 $|S_{21}| = 7\text{dB}, R_0/R = 0$ 和 $R_f/R = 6$, 这些比值是在设计时选择的起始值. 用 (13) 和 (15) 式可计算出 $S_{11}(j\omega) = 0.4, S_{22}(j\omega) = -0.26$; 从表 1 可算出 $\tau_2 = 14.6\text{PS}, M_0 = 1.684, B_0 = 1.447, \omega_m = 3.177 \times 10^{10} (5.05\text{GHz})$, 和 $L_1 = 1.37\text{nH}$; 从 (30) 式可得出 $\omega_0 = 2.66 \times 10^{10} (4.23\text{GHz})$; 从 (28)(30) 和 (31) 式可得出 $S_{11}(j\omega_0) = -0.456$; 从 (1)(32) 和 (33) 式可得 $S_{22}(j\omega_m) = 0.46$, 这些结果说明了高频的端口匹配.

图7为原始响应和优化响应曲线。在0—4GHz用增益指标 $|S_{11}| = 7\text{dB}$, $W_{11} = 0.5$, $W_{21} = 1.0$ 和 $W_{22} = 0.5$, 由(34)式优化的。最后的元件值为 $L_1 = 1.18\text{nH}$, $R_f = 283\Omega$, 为了改善端口匹配性能, 增益指标可降到 6dB, 并用一简单无损输入端口匹配网络去合成, 其最终电路如图8所示。优化响应曲线示于图9。在0—4GHz, 增益为 $|S_{21}| = 5.8 \pm 0.3\text{dB}$, 并且预示了 -3dB 频率是在 6.7GHz 处。

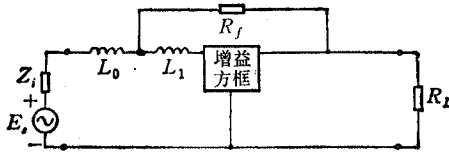


图8 6dB, 4GHz, 优化放大器

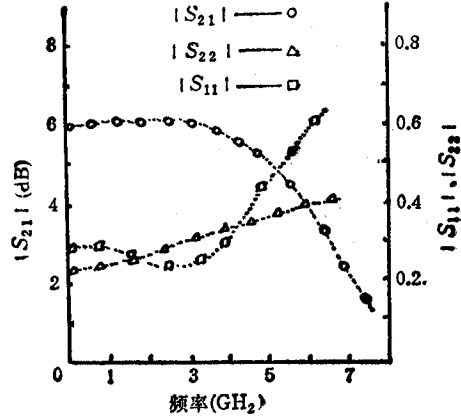


图9 优化响应曲线

参 考 文 献

- [1] J. A. Archer, *IEEE J. of SC*, **SC-16**(1981)6, 648—652.
- [2] 孔俊宝, 电子技术, 1982年, 第11期, 第2页.
- [3] 孔俊宝, 对数放大器, 国防工业出版社, 1987年, 第一版.

RESEARCH ON MATCHING AND GAIN-BANDWIDTH OF MICROWAVE FEEDBACK AMPLIFIER

Kung Junbao

(Nanjing Institute of Posts and Telecommunications, Nanjing)

Abstract Small signal analysis and synthesis of a microwave amplifier with shunt feedback are described. The estimation values of all network elements, the closed-loop broadband gain, bandwidth and match quality of both ports are given. The relation between the match quality and gain is studied by graphic method.

Key words Amplifier; Microwave amplifier; Feedback amplifier