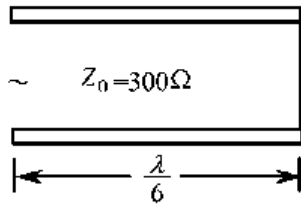


RFIC 习题

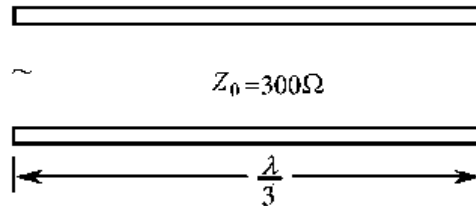
参考答案

第二章

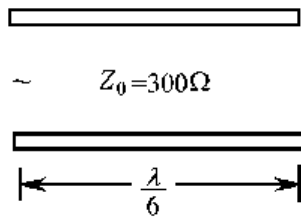
2.4 无耗传输线特征阻抗 Z_0 为 300Ω ，如下图所示，当线长分别为 $\lambda/6$ 及 $\lambda/3$ 时，计算终端短路和开路条件下的输入阻抗。



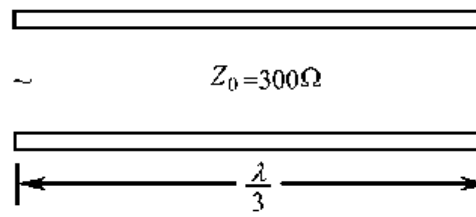
(a)



(b)



(c)



(d)

解：

当负载短路，即 $Z_L = 0$ 时， $Z_{in} = jZ_0 \tan \beta d$

当负载开路，即 $Z_L = \infty$ 时， $Z_{in} = -jZ_0 \cot \beta d$

半波长， $Z_{in} = Z_L$

1/4 波长， $Z_{in} = Z_0^2 / Z_L$

$$\beta d = 2\pi \frac{d}{\lambda}$$

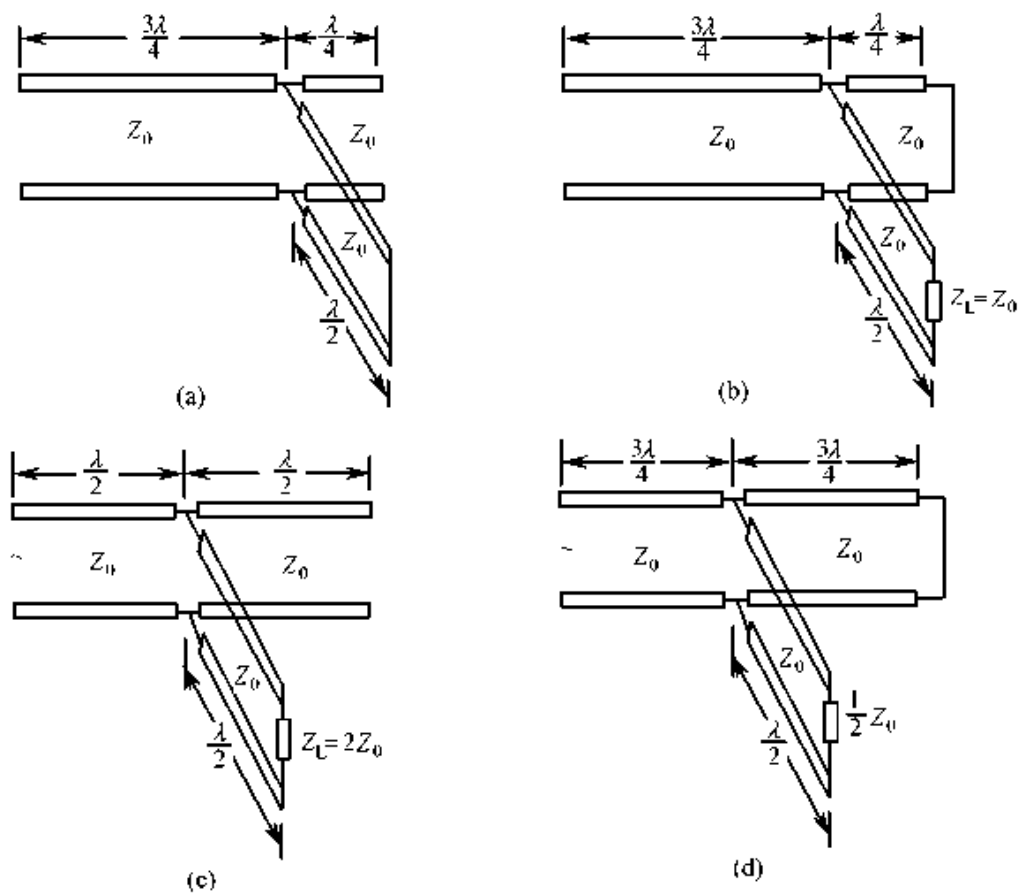
$$(a) \quad Z_{in} = jZ_0 \tan \beta d = j300 \times \tan 60^\circ = j300\sqrt{3}\Omega$$

$$(b) \quad Z_{in} = jZ_0 \tan \beta d = j300 \times \tan 120^\circ = -j300\sqrt{3}\Omega$$

$$(c) \quad Z_{in} = -jZ_0 \cot \beta d = -j300 \times \cot 60^\circ = -j100\sqrt{3}\Omega$$

$$(d) \quad Z_{in} = -jZ_0 \cot \beta d = -j300 \times \cot 120^\circ = j100\sqrt{3}\Omega$$

2.5 求出下图所示各电路的输入端反射系数 Γ_{in} 及输入阻抗 Z_{in} 。



解:

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0}$$

(a) $Z_{in} = \infty, \Gamma_{in} = 1$

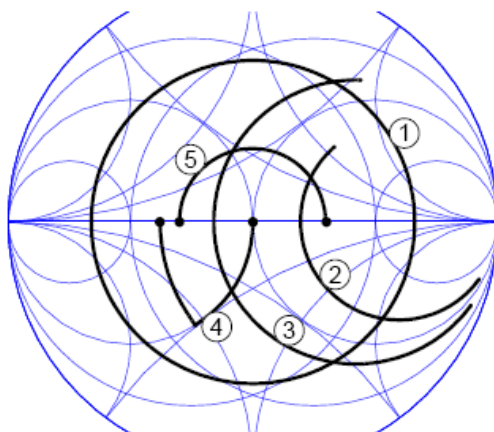
(b) $Z_{in} = Z_0, \Gamma_{in} = 0$

(c) $Z_{in} = 2Z_0, \Gamma_{in} = \frac{1}{3}$

(d) $Z_{in} = \frac{1}{2}Z_0, \Gamma_{in} = -\frac{1}{3}$

2.7 请将下图中 Smith 圆图上的曲线与它们的性质对应起来，并填入到下表中。

曲线性质	曲线编号
某频率点上的 LC 网络阻抗匹配	
某频率点上 $\lambda/4$ 传输线的阻抗变换	
一端接负载传输线输入阻抗随频率的变化	
较低 Q 值 RLC 串联电路阻抗在某段频率上的变化	
较高 Q 值 RLC 串联电路阻抗在某段频率上的变化	



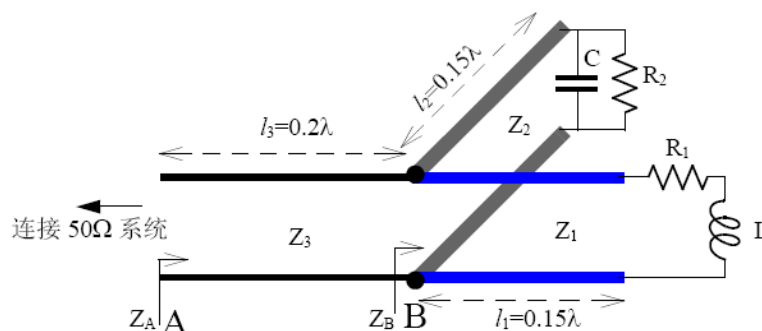
解:

曲线性质	曲线编号
某频率点上的 LC 网络阻抗匹配	4
某频率点上 $\lambda/4$ 传输线的阻抗变换	5
一端接负载传输线输入阻抗随频率的变化	1
较低 Q 值 RLC 串联电路阻抗在某段频率上的变化	2
较高 Q 值 RLC 串联电路阻抗在某段频率上的变化	3

2.9 在阻抗圆图上某一点 z 与圆图中心点 $1+j0$ 连线的延长线上可以找到一点 y , 使得 y 和 z 到中心点的距离相等, 证明 y 点的阻抗读数即为 z 点阻抗对应的导纳。

证明: 见教材。

2.14 下面所示的传输线路工作在 900MHz, Z_1 、 Z_2 、 Z_3 为各段传输线的特征阻抗, $Z_1 = 80 \Omega$, $Z_2 = 50 \Omega$, $Z_3 = 200 \Omega$, 负载 $R_1 = R_2 = 25 \Omega$, $L = 5 \text{ nH}$, $C = 2 \text{ pF}$, 请通过 Smith 圆图求出 A 点和 B 点处的输入阻抗 (向负载方向看) 和反射系数。



解: 我们需要先把负载阻抗或导纳对传输线 l_1 和 l_2 的特征阻抗或导纳归一化, 然后求出它们各自在 B 点的实际阻抗 (Z_{B1} , Z_{B2}) 或导纳 (Y_{B1} , Y_{B2}) 以及总的阻抗 $Z_B = Z_{B1} \parallel Z_{B2}$ 或导纳 $Y_B = Y_{B1} + Y_{B2}$, 再对 l_3 的特征阻抗归一化后即可求出 A 点的阻抗值。具体可以分为以下几步:

(1) l_1 的负载: $Z_{L1} = R_1 + j\omega L = 25 + j28.3$, 归一化阻抗值为

$$z_{l1} = \frac{Z_{L1}}{Z_1} = \frac{25 + j28.3}{80} \approx 0.3 + j0.35$$

由 z_{l1} 向信号源方向移动 0.15λ 或 108° 得到 z_{b1} , 读得其归一化导纳为 $y_{b1} \approx 0.28 - j0.24$

- (2) l_2 的负载导纳: $Y_{L2} = 1/R_2 + j\omega C = (4 + j1.13) \times 10^{-2}$, 经归一化得到

$$y_{l2} = Y_{L2} \cdot Z_2 = 2 + j0.565$$

经过 0.15λ 的传输线得到 B 点处的归一化导纳 $y_{b2} \approx 0.75 - j0.66$

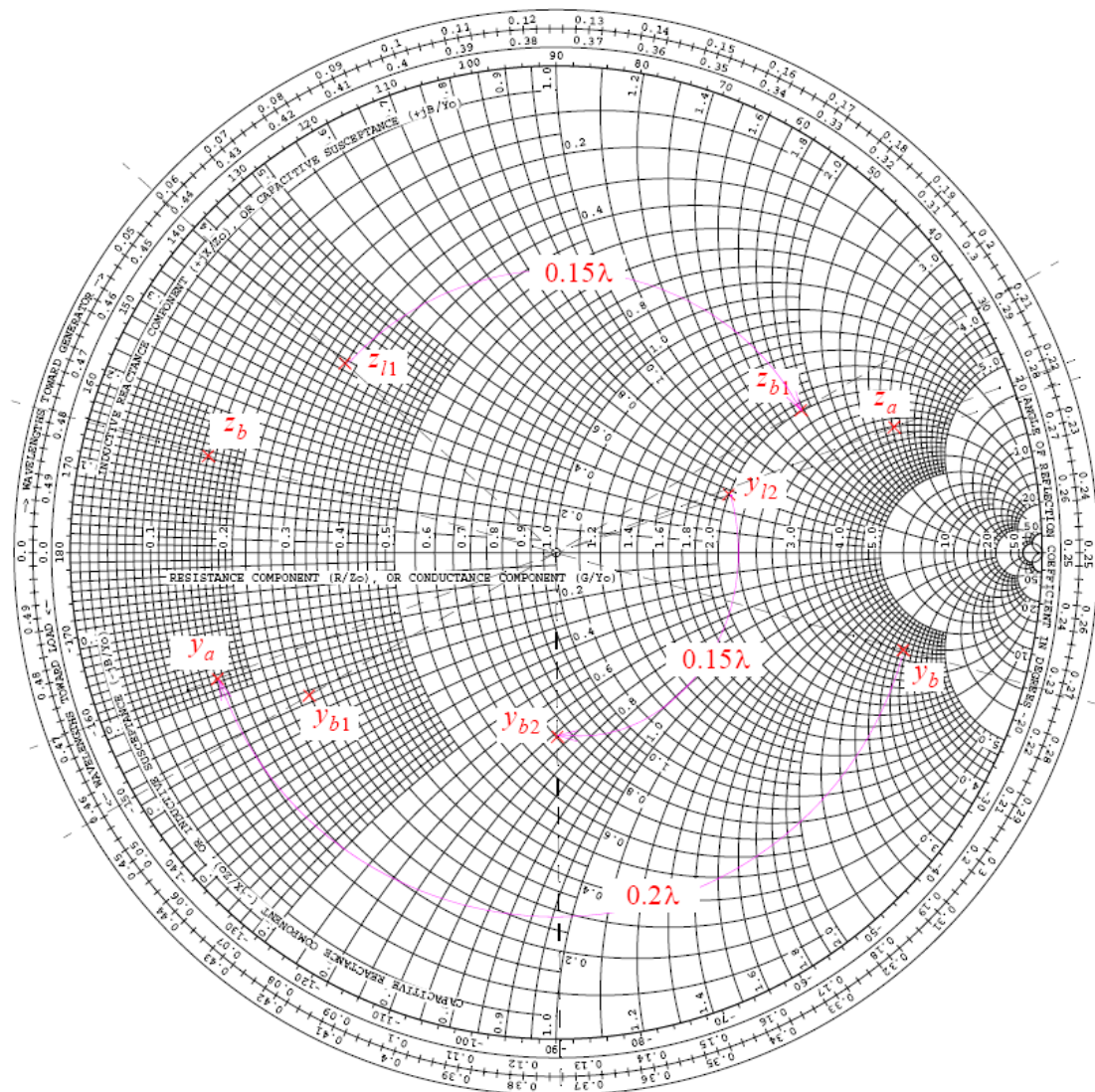
- (3) B 点处的总导纳 $Y_B = y_{b1}/Z_1 + y_{b2}/Z_2 = (1.85 - j1.62) \times 10^{-2}$, 对 Z_3 归一化得到 $y_b = 3.7 - j3.24$, 对应的归一化阻抗为 $z_b \approx 0.15 + j0.135$, 实际阻抗和反射系数为

$$Z_B = z_b \cdot Z_3 = 30 + j27 \Omega, \Gamma_B = \frac{z_b - 1}{z_b + 1} \approx -0.72 + j0.2 \approx 0.74 \angle 164^\circ$$

- (4) y_b 经过 0.2λ 后得到 A 点处的归一化导纳 y_a , 对应的归一化阻抗 $z_a \approx 2.8 + j3.22$, 于是 A 点处的阻抗和反射系数 (对应于 50Ω 系统) 为

$$Z_A = z_a \cdot Z_3 = 560 + j644 \Omega, \Gamma_A = \frac{Z_A - 50}{Z_A + 50} \approx 0.92 + j0.08 \approx 0.93 \angle 5.1^\circ$$

Z_A 的精确值为 $Z_A = 554.4 + j644.1 \Omega$, 可见使用圆图可以达到很高的精确度。



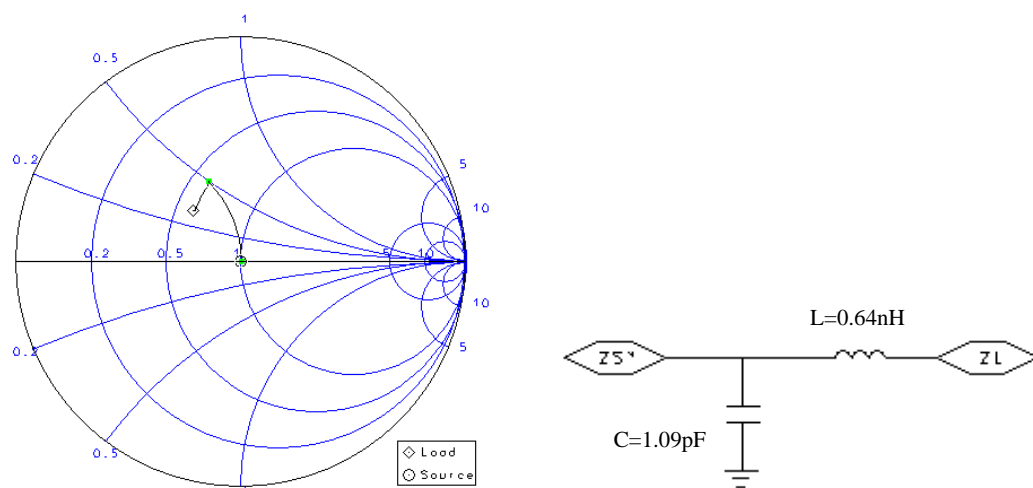
2.19 已知工作频率为 2.4GHz ，有一阻抗为 $(30+j15)\Omega$ 的负载，需要将其匹配到 50Ω 。试分别设计 L 匹配网络，具有最大节点品质因数为 2 的 T 匹配网络和 π 匹配网络（使用两种方法实现，计算法和 Smith 圆图法）。（修改）

解：

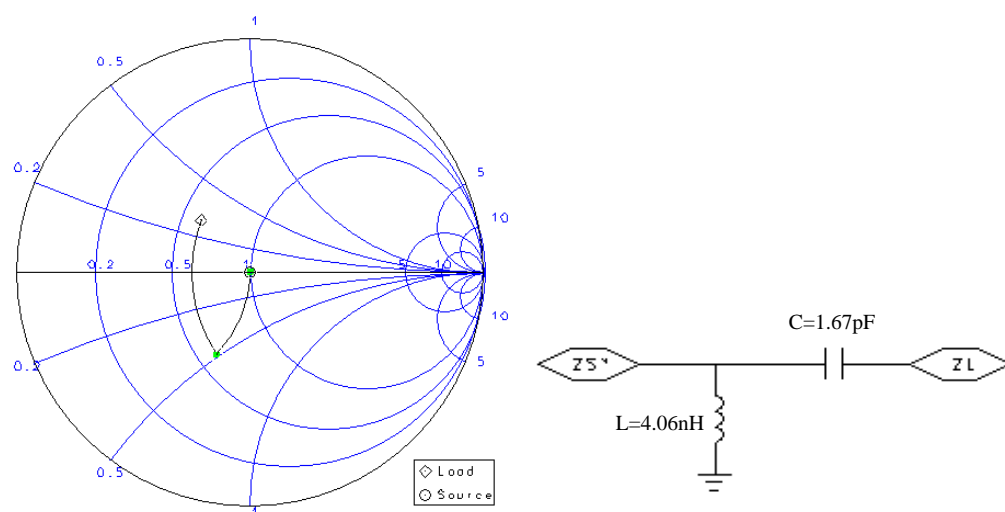
（一）用 Smith 圆图

1) L 型匹配网络(取参考阻抗为 50Ω)

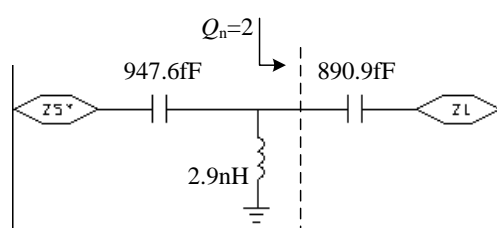
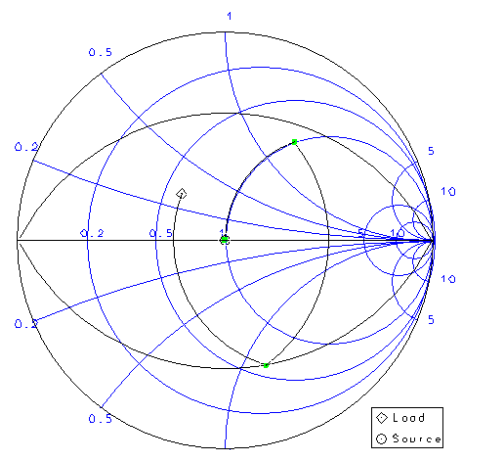
(a)



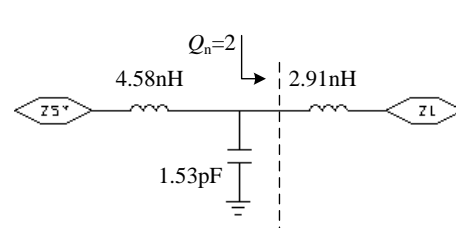
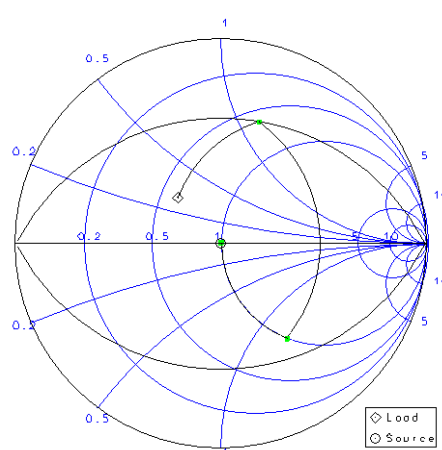
(b)



2) 具有最大节点品质因数为 2 的 T 型匹配网络



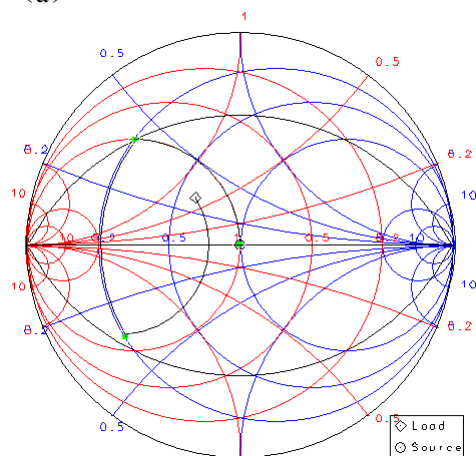
(a)



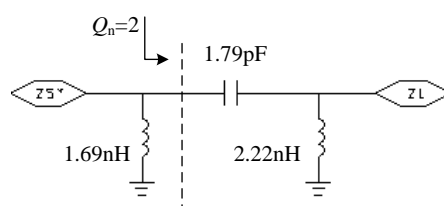
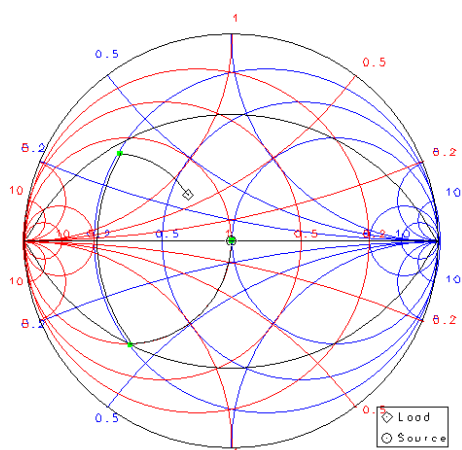
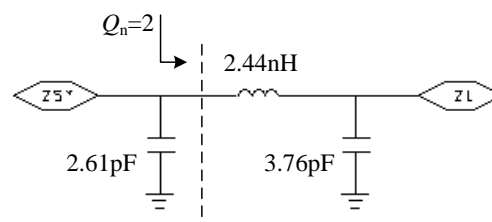
(b)

3) 具有最大节点品质因数为 2 的 π 型匹配网络

(a)

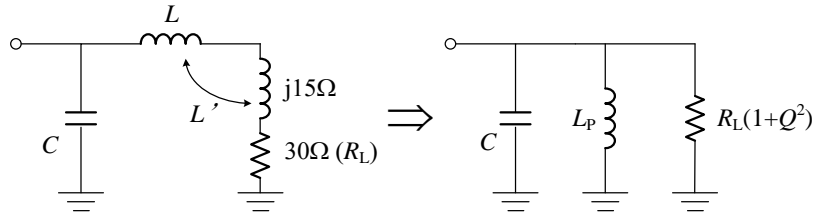


(b)



(二) 计算法

1) L 型匹配网络计算



$$R_L(1+Q^2) = R_S$$

$$Q = \sqrt{\frac{R_S}{R_L} - 1} = \sqrt{\frac{50}{30} - 1} \approx 0.816$$

$$X_{Lp} = X_{L'}(1 + \frac{1}{Q^2}) = QR_L(1 + \frac{1}{Q^2}) \approx 61.24\Omega$$

$$Q = \frac{\omega L'}{R_L} \Rightarrow L' = \frac{QR_L}{\omega}$$

$$L = \frac{QR_L}{\omega} - \frac{15}{\omega} = \frac{0.816 \times 30 - 15}{2\pi \times 2.4 \times 10^9} \approx 0.63\text{nH}$$

$$L_p = \frac{X_{Lp}}{\omega} = \frac{61.24}{2\pi \times 2.4 \times 10^9} \approx 4.06\text{nH}$$

$$\omega^2 L_p C = 1 \Rightarrow C = \frac{1}{\omega^2 L_p} = \frac{1}{(2\pi \times 2.4 \times 10^9)^2 \times 4.06 \times 10^{-9}} \approx 1.08\text{pF}$$

$$\boxed{\begin{matrix} L \approx 0.63\text{nH} \\ C \approx 1.08\text{pF} \end{matrix}}$$

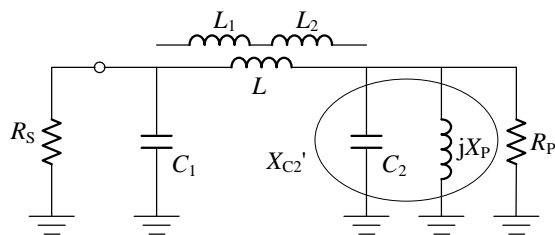
2) π 型匹配网络计算

负载阻抗 $Z_S = R_S + jX_S = 30 + j15$ 可以等效为 R_P 与 jX_P 的并联电路

$$R_P = (1 + Q^2)R_S = 1.25 \times 30 = 37.5\Omega$$

$$X_P = \left(1 + \frac{1}{Q^2}\right)X_S = 5 \times 15 = 75\Omega$$

由于 $37.5\Omega < 50\Omega$, 因此最大节点品质因数 Q_n 在信号源端。



$$R_i = \frac{R_s}{(1+Q_n^2)} = \frac{50}{1+2^2} = 10\Omega$$

满足 $R_i < R_p$ 条件，设计方案可行。

$$Q_n = \frac{R_s}{|X_{C1}|} \Rightarrow |X_{C1}| = \frac{R_s}{Q_n} = \frac{50}{2} = 25\Omega$$

$$C_1 = \frac{1}{\omega |X_{C1}|} = \frac{1}{2\pi \times 2.4 \times 10^9 \times 25} \approx 2.65\text{pF}$$

$$X_{L1} = Q_n R_i = 2 \times 10 = 20\Omega$$

$$L_1 = \frac{X_{L1}}{\omega} = \frac{20}{2\pi \times 2.4 \times 10^9} \approx 1.33\text{nH}$$

$$\text{负载端节点品质因数: } Q_2 = \sqrt{\frac{R_L}{R_i}} - 1 = \sqrt{\frac{37.5}{10}} - 1 \approx 1.66$$

$$Q_2 = \frac{R_L}{|X_{C2}'|} \Rightarrow |X_{C2}'| = \frac{R_L}{Q_2} = \frac{37.5}{1.66} \approx 22.6\Omega \Rightarrow X_{C2}' \approx -22.6\Omega$$

$$jX_{C2}' = \frac{jX_{C2} \cdot j75}{jX_{C2} + j75} \Rightarrow X_{C2}' = \frac{X_{C2} \cdot 75}{X_{C2} + 75} \Rightarrow (X_{C2} + 75)X_{C2}' = X_{C2} \cdot 75$$

$$X_{C2} = \frac{-75X_{C2}'}{X_{C2}' - 75} = \frac{-75 \times (-22.6)}{-22.6 - 75} \approx -17.37\Omega$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega |X_{C2}|} = \frac{1}{2\pi \times 2.4 \times 10^9 \times 17.37} \approx 3.82\text{pF}$$

$$X_{L2} = Q_2 R_i = 1.66 \times 10 = 16.6\Omega$$

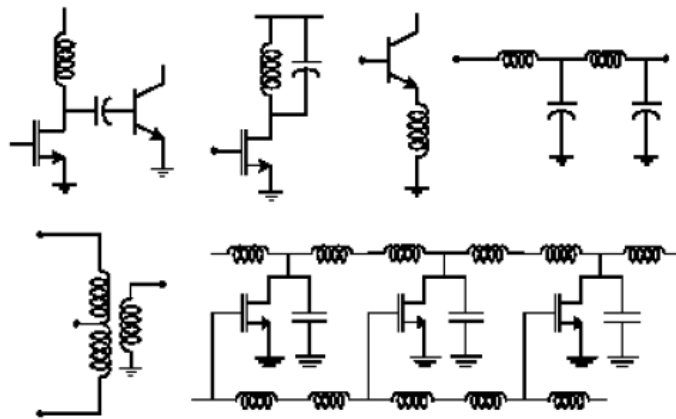
$$L_2 = \frac{X_{L2}}{\omega} = \frac{16.6}{2\pi \times 2.4 \times 10^9} \approx 1.1\text{nH}$$

$$L = L_1 + L_2 = 2.43\text{nH}$$

$C_1 \approx 2.65\text{pF}$ $C_2 \approx 3.82\text{pF}$ $L \approx 2.43\text{nH}$

第三章

3.2 电容和电感在电路中可以起到哪些作用？说明下图所示电路中电感的具体作用。



答：

- 1) 电容和电感在电路中的作用如下：阻抗变换、滤波、串并联谐振、反馈、直流偏置、单双端转换、分布放大等。
- 2) 直流偏置、阻抗匹配、并联谐振、电感负反馈、滤波、差分到单端转换、分布放大器。

3.3 随着工艺的发展，晶体管性能已经获得大幅度的提高，电感在电路中有着举足轻重的作用，请问集成电路设计时可以使用哪些种类的电感，各有什么特点？集成无源电感 Q 值往往成为电路性能的瓶颈，说明限制电感 Q 值的因素和提高电感 Q 值的方法。

答：

- 1) 集成电路设计可以采用的电感及特点如下：

平面螺旋电感：低 Q 值，较高的自谐振频率，电感值较精确；

键合线电感：高 Q 值，高自谐振频率，电感值不易精确控制；

有源电感：很高的 Q 值，占用面积小，噪声大。

- 2) 影响电感 Q 值的因素主要有：

金属材料、金属厚度、绝缘层厚度、衬底电阻率、电感线圈尺寸等。

- 3) 提高电感 Q 值的方法主要有：

使用高导电率的金属材料做电感；

增加电感的金属厚度；

使用多层电感并联；

使用厚绝缘层；

使用低损耗衬底或挖空衬底；

优化电感几何尺寸；

使用具有特定图形的地屏蔽层。

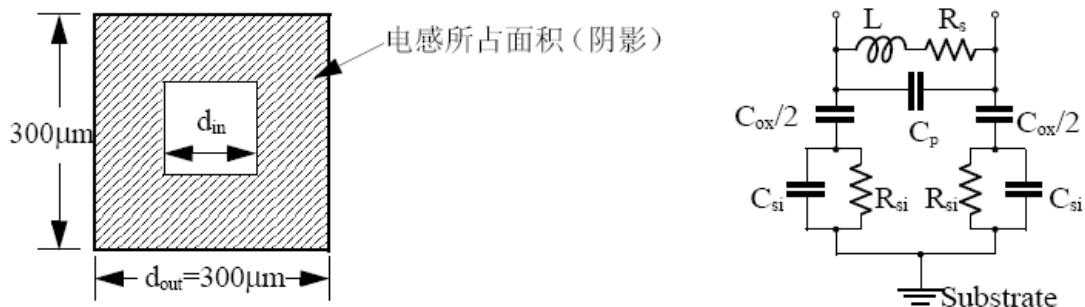
3.6 一个平面螺旋电感由 6 圈金属构成，总面积 $300 \times 300 \mu\text{m}^2$ （如下图所示）。金属宽 $16 \mu\text{m}$ ，间距 $4 \mu\text{m}$ ，厚 $1 \mu\text{m}$ ，趋肤深度 δ 约 $2 \mu\text{m}$ ；主线圈与下层引出线之间间距 $1 \mu\text{m}$ ，与衬底相距 $5 \mu\text{m}$ ，绝缘层介电常数 $\epsilon_{\text{ox}} = 3.9 \times 8.854 \times 10^{-18} \text{ F}/\mu\text{m}$ ，衬底等效的 $G_{\text{sub}} = 10^{-7} \text{ S}/\mu\text{m}^2$ ， $C_{\text{sub}} = 7 \times 10^{-3} \text{ fF}/\mu\text{m}^2$ ，请给出该电感（在 2 GHz ）的模型参数和等效 Q 值，并估计其自谐振频率 f_{SR} 。如果忽略衬底的影响（ $G_{\text{sub}} = 0$ ， $C_{\text{sub}} = 7 \times 10^{-5} \text{ fF}/\mu\text{m}^2$ ）， Q 和 f_{SR} 各为多少？（计算 Q 和 f_{SR} 时将电感的一端接地）。

说明：电感的计算使用公式：

$$L = \frac{\mu n^2 d_{\text{avg}} c_1}{2} \left[\ln \left(\frac{c_2}{\rho} \right) + c_3 \rho + c_4 \rho^2 \right], \quad \mu = \mu_0, \quad \{c_1, c_2, c_3, c_4\} = \{1.27, 2.07, 0.18, 0.13\},$$

$$d_{\text{avg}} = \frac{d_{\text{out}} + d_{\text{in}}}{2}, \quad \rho = \frac{d_{\text{out}} - d_{\text{in}}}{d_{\text{out}} + d_{\text{in}}}$$

假设 R_s 完全由趋肤效应所引起。



解:

- (1) 我们先定义一些符号: 电感外径 $d_{out} = 300\mu\text{m}$, 金属宽度 $w = 16\mu\text{m}$, 间距 $s = 4\mu\text{m}$, 厚度 $t = 1\mu\text{m}$, 主线圈与下层引出线之间相距 $t_{mm} = 1\mu\text{m}$, 主线圈与衬底之间的距离

$$t_{ox} = 5\mu\text{m}, \text{金属的电导率 } \sigma = 3.2 \times 10^7 \text{ S/m}$$

- (2) 计算电感值

已知 $\mu = \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$, $n = 6$, $c_1 = 1.27$, $c_2 = 2.07$, $c_3 = 0.18$, $c_4 = 0.13$, 需要求电感内径: $d_{in} = d_{out} - 2[nw + (n-1)s] = 68\mu\text{m}$, 由此求得 $d_{avg} = 184\mu\text{m}$, $\rho = 0.63$;

$$\text{于是 } L = \frac{\mu n^2 d_{avg} c_1}{2} \left[\ln\left(\frac{c_2}{\rho}\right) + c_3 \rho + c_4 \rho^2 \right] = 7.16 \text{ nH}$$

- (3) 寄生参数

电感金属线 (中心线) 总长度: $l_{total} \approx 4416\mu\text{m}$

$$\text{串联电阻 } R_s \approx \frac{l_{total}}{w \cdot \sigma \cdot \delta (1 - e^{-t/\delta})} \approx 11 \Omega$$

$$C_p = n \cdot w^2 \cdot \frac{\epsilon_{ox}}{t_{mm}} = 53 \text{ fF} \quad C_{ox} = w \cdot l_{total} \cdot \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} = 488 \text{ fF},$$

$$C_{si} \approx \frac{w \cdot l_{total} \cdot C_{sub}}{2} \approx 247 \text{ fF} \quad R_{si} = \frac{2}{w \cdot l_{total} \cdot G_{sub}} = 283 \Omega,$$

如果忽略衬底损耗, $C_{si} \approx 2.47 \text{ fF}$, $R_{si} = \infty$

- (4) 将电感一端接地后, 在 2 GHz 的等效输入阻抗 $Z_{in} \approx 26.9 + j113.1$,

即电感等效 Q 值约为 4.2 , 而自谐振频率 $f_{SR} \approx 4.38 \text{ GHz}$ 。

忽略衬底损耗, 在 2 GHz $Z_{in} \approx 12.5 + j96$, $Q \approx 7.7$; $f_{SR} \approx 7.98 \text{ GHz}$ 。

第五章

5.1 试比较本章介绍的几种接收机结构的优缺点。

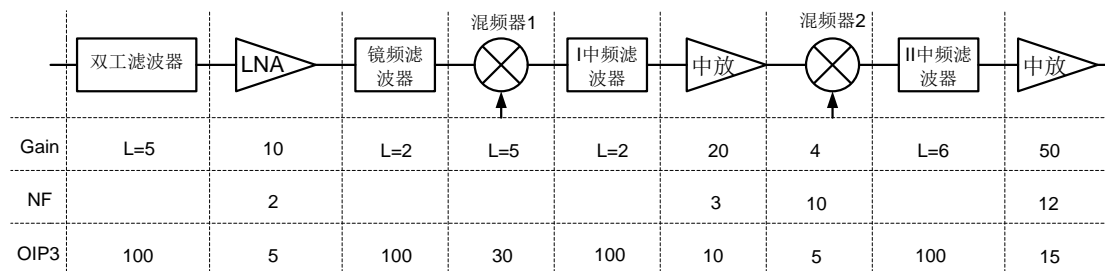
答: 见教材。

5.2 比较超外差接收机、零中频接收机和低中频接收机在解决镜像抑制问题时所采用方法的异同。

答: 见教材。

5.11 某一超外差接收机射频部分各模块间相互匹配, 它们的增益、噪声、输出三阶互调点如下图所示, 求:

- (1) 系统总的增益。
- (2) 系统总的噪声系数。
- (3) 计算级联后, 各模块输入端的 IIP3 , 各模块输出端的 OIP3 。



解: 注意图中的增益均为功率增益, 由于各模块间相互匹配, 故 $G_T = G_P = G_A$ 。

(1) 系统总增益: $G_{\text{total}} = -5 + 10 - 2 - 5 - 2 + 20 + 4 - 6 + 50 = 64\text{dB}$

(2) 系统总噪声系数: 使用 FRIIS 公式计算(注意公式中的变量均为非 dB 值)。

$$F_{\text{total}} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{A1}} + \frac{F_3 - 1}{G_{A1}G_{A2}} + \cdots + \frac{F_n - 1}{\prod_{i=1}^{n-1} G_{Ai}}$$

将下表中 dB 值转换为非 dB 值:

	双工滤波器	LNA	镜频滤波器	混频器1	I中频滤波器	中放	混频器2	II中频滤波器	中放
Gain	L=5dB 0.316	10dB 10	L=2dB 0.631	L=5dB 0.316	L=2dB 0.631	20dB 100	4dB 2.512	L=6dB 0.251	50dB 10 ⁵
NF	5dB 3.165	2dB 1.585	2dB 1.585	5dB 3.165	2dB 1.585	3dB 2	10dB 10	6dB 4	12dB 15.85
OIP3	100dBm 10 ¹⁰ mW	5dBm 3.16mW	100dBm 10 ¹⁰ mW	30dBm 10 ³ mW	100dBm 10 ¹⁰ mW	10dBm 10mW	5dBm 3.16mW	100dBm 10 ¹⁰ mW	15dBm 31.6mW
IIP3	105dBm 10 ^{10.5} mW	-5dBm 0.316mW	102dBm 10 ^{10.2} mW	35dBm 10 ^{3.5} mW	102dBm 10 ^{10.2} mW	-10dBm 0.1mW	1dBm 1.26mW	106dBm 10 ^{10.6} mW	-35dBm 10 ^{-3.5} mW

$$F_{\text{total}} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{A1}} + \frac{F_3 - 1}{G_{A1}G_{A2}} + \cdots + \frac{F_n - 1}{\prod_{i=1}^{n-1} G_{Ai}} \approx 10.578 \text{ (对应 } 10.244\text{dB)}$$

另一种方法:

	双工滤波器	LNA	镜频滤波器	混频器1	I中频滤波器	中放	混频器2	II中频滤波器	中放
Gain	5dB 3.165			11dB 12.59			4dB 2.512		44dB 10 ^{4.4}
NF	7dB 5.01			12dB 15.85			10dB 10		18dB 63.1

(3) 计算级联后, 各模块输入端的 IIP3, 各模块输出端的 OIP3。

$$\frac{1}{IIP3_{\text{tot}}} = \frac{1}{IIP3_1} + \frac{G_1}{IIP3_2} + \frac{G_1 G_2}{IIP3_3} + \cdots + \frac{G_1 \cdots G_{n-1}}{IIP3_n}$$

$$\frac{1}{OIP3_{\text{tot}}} = \frac{1}{G_2 \cdots G_n IIP3_1} + \frac{1}{G_3 \cdots G_n IIP3_2} + \frac{1}{G_4 \cdots G_n IIP3_3} + \cdots + \frac{1}{IIP3_n}$$

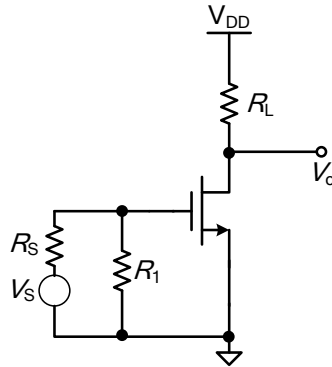
步骤: 先计算总 IIP3, 再乘以相应增益, 可得对应级的输出 OIP3, 即下一级的输入 IIP3。

$OIP3_{\text{tot}} = 31.6\text{mW}$ (对应 15dBm)

$IIP3_{\text{tot}} = 15 - 64 = -49\text{dBm}$

第七章

7.7 推导下图所示采用电阻并联实现阻抗匹配放大器的噪声系数。



解:

$$\begin{cases} i_o = i_{nd} + \frac{v_L}{R_L} \\ i_o = g_m v_{gs} = g_m v_n \end{cases}$$

$$v_n = \frac{i_{nd}}{g_m} + \frac{v_L}{g_m R_L}$$

$$\overline{v_n^2} = \frac{\overline{i_{nd}^2}}{g_m^2} + \frac{\overline{v_L^2}}{g_m^2 R_L^2} = \frac{4kT\gamma g_{d0}}{g_m^2} \Delta f + \frac{4kT}{g_m^2 R_L} \Delta f = \frac{4kT}{g_m^2} \left(\gamma g_{d0} + \frac{1}{R_L} \right) \Delta f$$

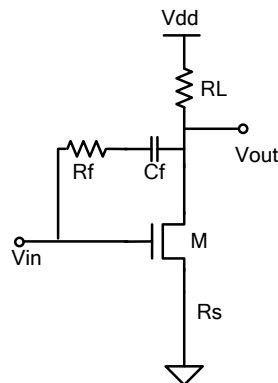
$$\begin{cases} i_o = i_{nd} + \frac{v_L}{R_L} + g_m \frac{\frac{1}{j\omega C_{gs}}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_{gs}}} v_1 \\ i_o = g_m v_{gs} = g_m i_n \frac{R_1 \frac{1}{j\omega C_{gs}}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_{gs}}} \end{cases}$$

$$i_n = \frac{1 + j\omega R_1 C_{gs}}{g_m R_1} \cdot \frac{v_L}{R_L} + \frac{1 + j\omega R_1 C_{gs}}{g_m R_1} \cdot i_{nd} + \frac{v_1}{R_1}$$

$$\begin{aligned} \overline{i_n^2} &= \frac{|1 + j\omega R_1 C_{gs}|^2}{g_m^2 R_1^2} \cdot \frac{\overline{v_L^2}}{R_L^2} + \frac{|1 + j\omega R_1 C_{gs}|^2}{g_m^2 R_1^2} \cdot \overline{i_{nd}^2} + \frac{\overline{v_1^2}}{R_1^2} \\ &= 4kT \left(\frac{1}{g_m^2 R_1^2} + \frac{\omega^2}{\omega_T^2} \right) \left(\frac{1}{R_L} + \gamma g_{d0} \right) \Delta f + \frac{4kT}{R_1} \Delta f \end{aligned}$$

$$F = 1 + \frac{\overline{(v_n + i_n R_S)^2}}{4kT R_S} = 1 + \frac{R_S}{R_1} + R_S \left(\gamma g_{d0} + \frac{1}{R_L} \right) \left[\frac{1}{g_m^2} \left(\frac{1}{R_S} + \frac{1}{R_1} \right)^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_T} \right)^2 \right]$$

7.10 推导下图所示电路的输入阻抗和噪声系数（修改）。



解：假设 C_f 在交流信号下近似短路。

(1) 计算输入阻抗

$$\begin{cases} i_{in} = \frac{v_{in} - v_{out}}{R_f} + sC_{gs} v_{in} \\ \frac{v_{in} - v_{out}}{R_f} = g_m v_{in} + \frac{v_{out}}{R_L} \end{cases} \Rightarrow Z_{in} = \frac{R_L + R_f}{(R_L + R_f)sC_{gs} + (1 + R_L g_m)}$$

(2) 计算噪声系数

首先画出含有噪声的等效电路(图1),再画出含有等效噪声电压和噪声电流的等效电路(图2)。

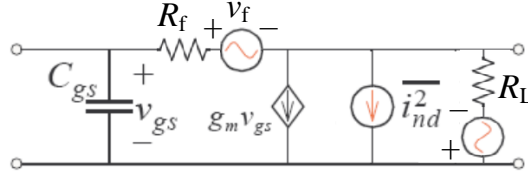


图 1

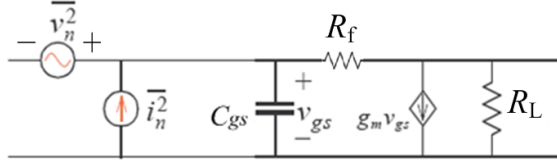


图 2

(a) 计算 v_n (图1和图2输入端均短路)

$$\begin{cases} i_o = i_{nd} + \frac{v_L}{R_L} + \frac{v_f}{R_f} \text{ (图1)} \\ i_o = g_m v_n - \frac{v_n}{R_f} \text{ (图2)} \end{cases} \Rightarrow v_n = \frac{1}{g_m - \frac{1}{R_f}} \left(i_{nd} + \frac{v_L}{R_L} + \frac{v_f}{R_f} \right)$$

(b) 计算 i_n (图1和图2输入端均开路)

图1输入开路:

$$v_{gs} = \frac{\frac{1}{sC_{gs}}}{R_f + \frac{1}{sC_{gs}}} v_f$$

$$i_o = i_{nd} + \frac{v_L}{R_L} + g_m v_{gs} + \frac{v_f}{R_f + \frac{1}{sC_{gs}}} = i_{nd} + \frac{v_L}{R_L} + \frac{v_f}{R_f + \frac{1}{sC_{gs}}} \left(1 + \frac{g_m}{sC_{gs}} \right)$$

图2输入开路:

$$v_{gs} = i_n \frac{R_f \frac{1}{sC_{gs}}}{R_f + \frac{1}{sC_{gs}}}$$

$$i_o = g_m v_{gs} - \frac{\frac{1}{sC_{gs}}}{R_f + \frac{1}{sC_{gs}}} i_n = \frac{(g_m R_f - 1) \frac{1}{sC_{gs}}}{R_f + \frac{1}{sC_{gs}}} i_n$$

$$i_n = \frac{R_f + \frac{1}{sC_{gs}}}{(g_m R_f - 1) \frac{1}{sC_{gs}}} \left[i_{nd} + \frac{v_L}{R_L} + \frac{v_f}{R_f + \frac{1}{sC_{gs}}} \left(1 + \frac{g_m}{sC_{gs}} \right) \right]$$

(c) 计算 F

$$v_n + i_n R_S = i_{nd} \frac{1}{g_m R_f - 1} (R_f + R_S + sC_{gs} R_f R_S)$$

$$+ v_L \frac{1}{g_m R_f - 1} \left(\frac{R_f + R_S + sC_{gs} R_f R_S}{R_L} \right)$$

$$+ v_f \frac{1}{g_m R_f - 1} (1 + sC_{gs} R_S + g_m R_S)$$

$$F = 1 + \frac{(v_n + i_n R_S)^2}{4kTR_S}$$

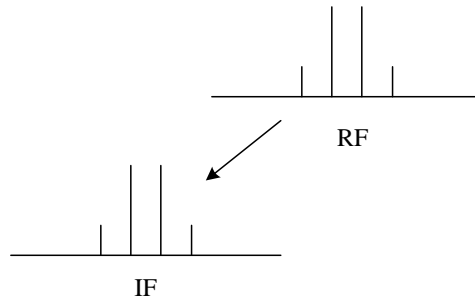
$$= 1 + \left(\frac{\gamma g_{do}}{R_S} + \frac{1}{R_L R_S} \right) \frac{\left(\frac{R_f + R_S}{g_m} \right)^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_T} R_f R_S \right)^2}{\left(R_f - \frac{1}{g_m} \right)^2} + \frac{R_f}{R_S} \frac{\left(\frac{1}{g_m} + R_S \right)^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_T} R_S \right)^2}{\left(R_f - \frac{1}{g_m} \right)^2}$$

第八章

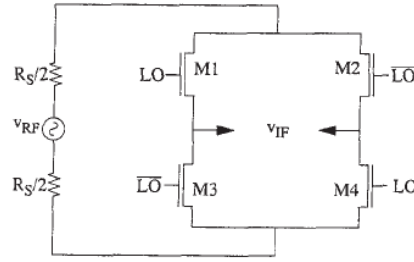
8.7 混频器的 IP3 与放大器的 IP3 定义有何不同？如何保证指标的实现？

答：放大器的输入频率和输出频率相等，而混频器具有变频作用，其输入频率和输出频率不相等。例如放大器输入为射频信号，输出也为射频信号。下变频器输入为射频信号，而输出为中频信号。

提高线性度的方法有：负反馈技术（源极接电阻或电感），采用不对称的差分对组，分段线性化等。



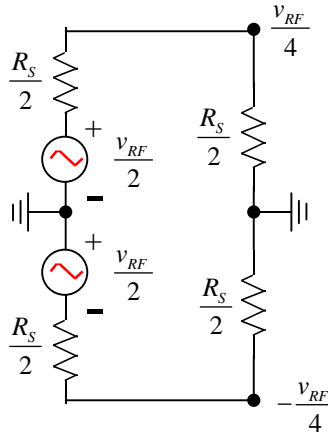
8.9 考虑下图所示的双平衡无源混频器。



- (a) 如果 IF 口的终端电阻等于 R_s ，假设开关切换无穷快并且忽略开关的电阻，变换增益是多少？
- (b) 由于与方波有效相乘，在 IF 输出中除了所希望的频率外还包含有许多其它频率分量。若 RF 输入是单个频率的正弦波，画出近似的输出频率，并讨论对滤波的要求。

解：

- (a) 当 M1-M4 导通或 M2-M3 导通时，等效电路为

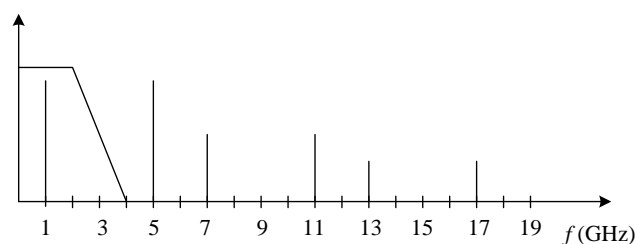


$$\begin{aligned}
 v_{IF} &= \frac{v_{RF}}{2} \text{sgn}(v_{LO}) \\
 &= \frac{1}{2} V_{RF} \cos \omega_{RF} t \left[\frac{4}{\pi} \left(\sin \omega_{LO} t - \frac{1}{3} \sin 3\omega_{LO} t + \dots \right) \right] \\
 &= \frac{1}{\pi} V_{RF} [\sin(\omega_{LO} + \omega_{RF})t + \sin(\omega_{LO} - \omega_{RF})t + \dots] \\
 G_C &= \frac{1}{\pi}
 \end{aligned}$$

- (b) 中频的频率分量为

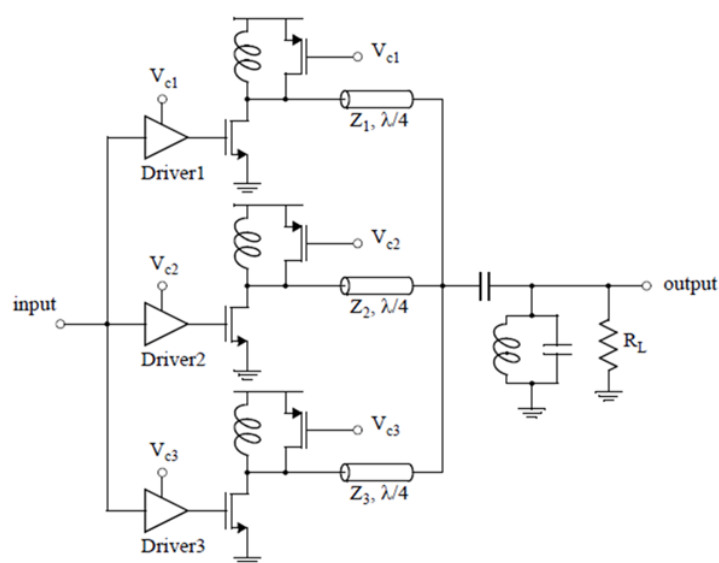
$$\cos \omega_{RF} t \cdot \sin(2n+1)\omega_{LO} t \Rightarrow |\omega_{RF} \pm (2n+1)\omega_{LO}|$$

设 $f_{LO}=3\text{GHz}$, $f_{RF}=2\text{GHz}$, $f_{IF}=f_{LO}-f_{RF}=1\text{GHz}$



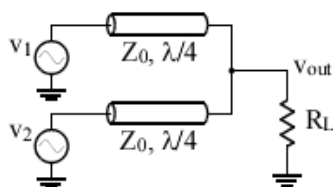
第九章

9.12 为了获得更大的输出功率并实现功率可调，有人设计了下图(a)所示的电路。图(a)中的 Driver 是驱动电路，它有一个控制端，控制端为高电平时正常工作，对输入信号进行放大并驱动 M1；控制端为低电平时输出为 0V。所以只要改变 V_{c1} , V_{c2} 和 V_{c3} 的电平就可以实现输出功率的数字控制。



图(a)

- (1) 图(a)所示电路的工作原理可以通过图(b)中的简单模型来解释，已知输入信号电压为 V_1 和 V_2 , $Z_0=R_L$ ，传输线无损耗，求图(b)中的输出电压 V_{out} 。
- (2) 若在图(b)中增加信号源内阻，其它条件和(1)相同，求输出电压 V_{out} 。
- (3) 计算图(a)中的输出电压（设晶体管工作在开关状态）。



图(b)

解：

- (1) 由已知条件传输线无损耗，可得

$$\text{传输线输入功率} = \text{传输线输出功率}$$

当 $V_2=0$ 时，有

$$\frac{V_1^2}{2\frac{Z_0^2}{R_L}} = \frac{V_{out}^2}{2R_L} \Rightarrow V_{out}^2 = \left(\frac{R_L}{Z_0}\right)^2 V_1^2 \Rightarrow V_{out}|_{V_2=0} = \frac{R_L}{Z_0} V_1$$

同理得，当 $V_1=0$ 时，有

$$V_{out}|_{V_1=0} = \frac{R_L}{Z_0} V_2$$

利用叠加原理，可得

$$V_{out} = \frac{R_L}{Z_0} (V_1 + V_2)$$

当 $Z_0=R_L$ 时，

$$V_{out} = V_1 + V_2$$

(2) 考虑信号源内阻时，采用前面相同的方法，可得

$$V_{out} = \frac{R_L Z_0 (V_1 + V_2)}{Z_0^2 + 2r_s R_L}$$

(3) 晶体管工作在开关状态，晶体管漏极电压为占空比 50% 的方波，幅度为 $2V_{DD}$ ，其基波幅度表示为

$$\frac{2}{\pi}(2V_{DD}) = \frac{4}{\pi} V_{DD}$$

根据(1)中推导的公式，输出电压幅度表示为

$$V_{out} = \frac{4}{\pi} V_{DD} \left(\frac{R_L}{Z_1} D_1 + \frac{R_L}{Z_2} D_2 + \frac{R_L}{Z_3} D_3 \right) = \frac{4}{\pi} V_{DD} R_L \left(\frac{D_1}{Z_1} + \frac{D_2}{Z_2} + \frac{D_3}{Z_3} \right)$$

$$\text{其中 } D_i = \begin{cases} 1 & \text{当 } V_{Ci} \text{ 为高电平时} \\ 0 & \text{当 } V_{Ci} \text{ 为低电平时} \end{cases} \quad i=1,2,3$$

9.13 为了获得一定的功率，功率放大器负载上的电压和电流都可能很大，例如 1W 正弦信号功率在 50Ω 负载上将产生 10V 的电压幅度和 200mA 的电流幅度。但很多高速晶体管，包括 CMOS、Si BJT 和 SiGe HBT，所能承受的最大电压却可能远小于 10V。有什么办法能够让这样的晶体管为同样的负载提供相同的功率？

解：在放大器输出端接一个变压器，匝数比 $n=V_2/V_1$

9.15 一放大器在 1GHz 频率点的功率增益为 $G=8\text{dB}$ ，1dB 压缩点 $P_{out,1dB}=12\text{dBm}$ ，输出 3 阶截点为 $OIP_3=25\text{dBm}$ 。求级连放大器第 2 级、第 3 级的输出 3 阶截点。当级连数目趋于无穷大时 OIP_3 为何值？

解：

$$\frac{1}{OIP3_{tot}} = \frac{1}{G_2 \cdots G_n OIP3_1} + \frac{1}{G_3 \cdots G_n OIP3_2} + \frac{1}{G_4 \cdots G_n OIP3_3} + \cdots + \frac{1}{OIP3_n}$$

由于放大器相同，故有

$$\begin{aligned} \frac{1}{OIP3_{tot(n)}} &= \frac{1}{G^{n-1} OIP3} + \frac{1}{G^{n-2} OIP3} + \frac{1}{G^{n-3} OIP3} + \cdots + \frac{1}{OIP3} \\ &= \frac{1}{OIP3} \left(\frac{1}{G^{n-1}} + \frac{1}{G^{n-2}} + \frac{1}{G^{n-3}} + \cdots + 1 \right) \end{aligned}$$

第二级输出(相当于二级级联):

$$\frac{1}{OIP3_{tot(2)}} = \frac{1}{OIP3} \left(\frac{1}{G} + 1 \right) = 0.00366 \text{ mW}^{-1} \quad OIP3_{tot(2)} = 273 \text{ mW (24.4dBm)}$$

第三级输出(相当于三级级联):

$$\frac{1}{OIP3_{tot(3)}} = \frac{1}{G_2 G_3 OIP3_1} + \frac{1}{G_3 OIP3_2} + \frac{1}{OIP3_3} = \frac{1}{OIP3} \left(\frac{1}{G^2} + \frac{1}{G} + 1 \right) \approx 0.003744 \text{ mW}^{-1}$$

$$OIP3_{tot(3)} \approx 267 \text{ mW (24.2dBm)}$$

当 n 趋于无穷:

$$\frac{1}{OIP3_{tot(\infty)}} = \frac{1}{OIP3} \left(1 + \frac{1}{G} + \frac{1}{G^2} + \frac{1}{G^3} + \dots \right) = \frac{1}{OIP3} \frac{1}{1 - \frac{1}{G}} = \frac{1}{OIP3} \frac{G}{G-1}$$

$$OIP3_{tot(\infty)} \approx 266 \text{ mW (24.25dBm)}$$

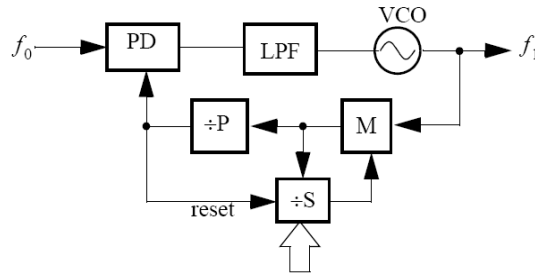
第十一章

11.1 整数分频频率综合器

(1) 图 4 为一个频率综合器的原理框图, M 是一个分频比为 N 和(N+1)的双模分频器, P 和 S 是两个计数器, 它们的计数模值也分别用 P 和 S 表示。f₀ 为参考频率, f₁ 为合成频率。

(a) 如果在初始状态下 P 和 S 清零, M 的分频比为(N+1), 请写出环路稳定时 f₀ 和 f₁ 的关系。

(b) 如果初始状态下 M 的分频比为 N 呢?



(2) 一个频率综合器的输出频率要求从 1.025GHz 到 1.032GHz 以 1MHz 的步长变化, 根据上题中(a)的结果, 设计一种可能的 f₀、P、N 及 S 组合。

解:

(1)

(a) 分频比为 $\frac{f_1}{f_0} = (N+1)S + N(P-S) = NP + S$, $f_1 = (NP + S)f_0$

(b) 分频比为 $\frac{f_1}{f_0} = NS + (N+1)(P-S) = (N+1)P - S$, $f_1 = [(N+1)P - S]f_0$

(2)

$$f_0 = 1\text{MHz}$$

$$PN = 1025$$

$$S = 1032 - 1025 = 7$$

P 和 N 有两种组合: P=41, N=25; P=205, N=5。

最终有三种组合：

$$\left\{ \begin{array}{l} f_0 = 1\text{MHz} \\ S = 7 \\ P = 41 \\ N = 25 \end{array} \right\}, \left\{ \begin{array}{l} f_0 = 1\text{MHz} \\ S = 7 \\ P = 25 \\ N = 41 \end{array} \right\}, \left\{ \begin{array}{l} f_0 = 1\text{MHz} \\ S = 7 \\ P = 205 \\ N = 5 \end{array} \right\}$$

综合题：

12.1 图 12.1 为无线接收机原理框图，输入端和级间为共轭匹配，每个模块的增益、噪声系数及 $IIP3$ 分别示于模块的上下方。

1. 计算接收机的总噪声系数 (F)。

2. 计算接收机总 $IIP3$ 。

3. 已知，接收机噪声带宽 (B) 为 200 kHz，所需的信噪比 (SNR) 为 8 dB。根据前两题的结果，计算接收机输入灵敏度 (P_{in}) 和无杂散动态范围 ($SFDR$)。($10\lg kT = -174 \text{ dBm/Hz}$)

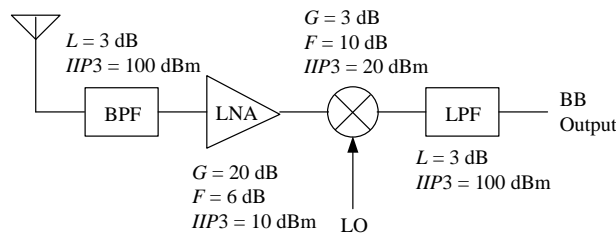
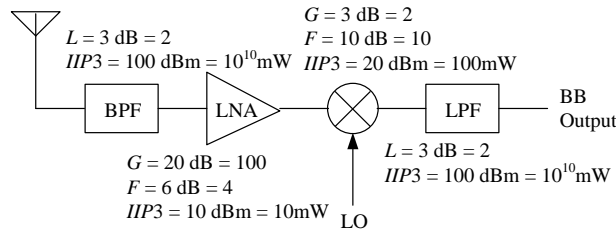


图 12.1

解：



1.

$$F_{\text{total}} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{A1}} + \frac{F_3 - 1}{G_{A1} G_{A2}} + \dots + \frac{F_n - 1}{\prod_{i=1}^{n-1} G_{Ai}}$$

$$= 2 + \frac{4-1}{0.5} + \frac{10-1}{0.5 \times 100} + \frac{2-1}{0.5 \times 100 \times 2} = 2 + 6 + 0.18 + 0.01 = 8.19 (= 9.13\text{dB})$$

2.

$$\frac{1}{IIP3_{\text{tot}}} = \frac{1}{IIP3_1} + \frac{G_1}{IIP3_2} + \frac{G_1 G_2}{IIP3_3} + \dots + \frac{G_1 \dots G_{n-1}}{IIP3_n}$$

$$= \frac{1}{10^{10}} + \frac{0.5}{10} + \frac{0.5 \times 100}{100} + \frac{0.5 \times 100 \times 2}{10^{10}} = 0.05 + 0.5 = 0.55$$

$$IIP3_{\text{tot}} = 1.82 \text{ mW} = 2.6\text{dBm}$$

3. 输入灵敏度用 P_{in} 表示，无杂散动态范围用 $SFDR$ 表示。

1) 计算输入灵敏度：

$$F = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} = \frac{P_{in} / N_{in}}{SNR} \Rightarrow P_{in} = F \cdot SNR \cdot N_{in} = F \cdot SNR \cdot kTB$$

$$\begin{aligned} P_{in}(\text{dBm}) &= 10\lg kT + 10\lg F + 10\lg B + 10\lg SNR \\ &= -174 \text{ dBm/Hz} + F_{\text{dB}} + 10\lg B + SNR_{\text{dB}} \\ &= -174 + 9.13 + 10\lg(200 \times 10^3) + 8 \\ &\approx -103.87 \text{ dBm} \end{aligned}$$

2) 计算 SFDR:

$$SFDR = \frac{2}{3}(IIP_3 - N_{\text{floor}}) - SNR_{\text{min}}$$

$$\begin{aligned} N_{\text{floor}} &= 10\lg FkTB = -174 \text{ dBm} + 10\lg F + 10\lg B \\ &= -174 + 9.13 + 10\lg(2 \times 10^5) \\ &\approx -111.87 \text{ dBm} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} SFDR &= \frac{2}{3}(IIP_3 - N_{\text{floor}}) - SNR_{\text{min}} \\ &= \frac{2}{3}(2.6 + 111.87) - 8 \\ &\approx 68.31 \text{ dB} \end{aligned}$$

12.2 有用信道的带宽是 30kHz，信号功率与相距 60kHz 干扰信道相比低 60dB，如图 12.2 所示。那么，为了使信噪比达到 15dB，干扰信道的相位噪声在偏移量为 60kHz 时应为多少？

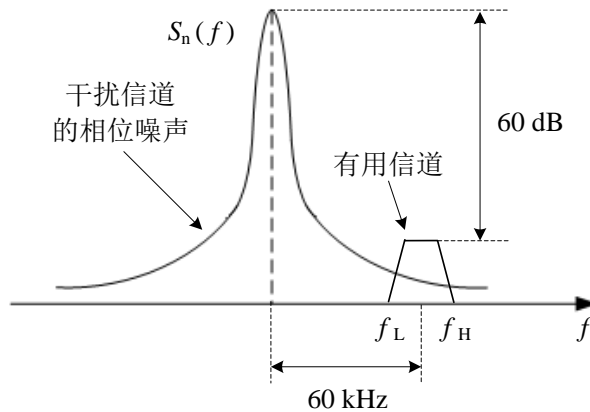


图 12.2

解:

$$P_{n, \text{tot}} = \int_{f_L}^{f_H} S_n(f) df \approx S_0(f)(f_H - f_L)$$

$$\begin{aligned} \text{Phase noise} &= 10\lg \frac{P_{n, \text{tot}} / (f_H - f_L)}{P_{\text{int}}} \\ &= 10\lg \frac{S_0}{P_{\text{int}}} = 10\lg S_0 - 10\lg P_{\text{int}} \\ &= 10\lg S_0 - (10\lg P_{\text{sig}} + 60 \text{ dB}) \\ &= -SNR_{\text{dB}} - 10\lg(f_H - f_L) - 60 \text{ dB} \end{aligned}$$

$$\text{Phase noise} = -15 - 10\lg(30 \times 10^3) - 60 \approx -120 \text{ dBc/Hz}$$