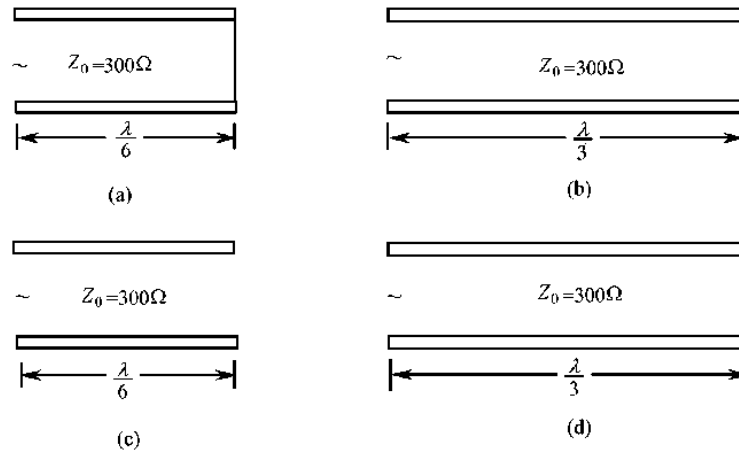


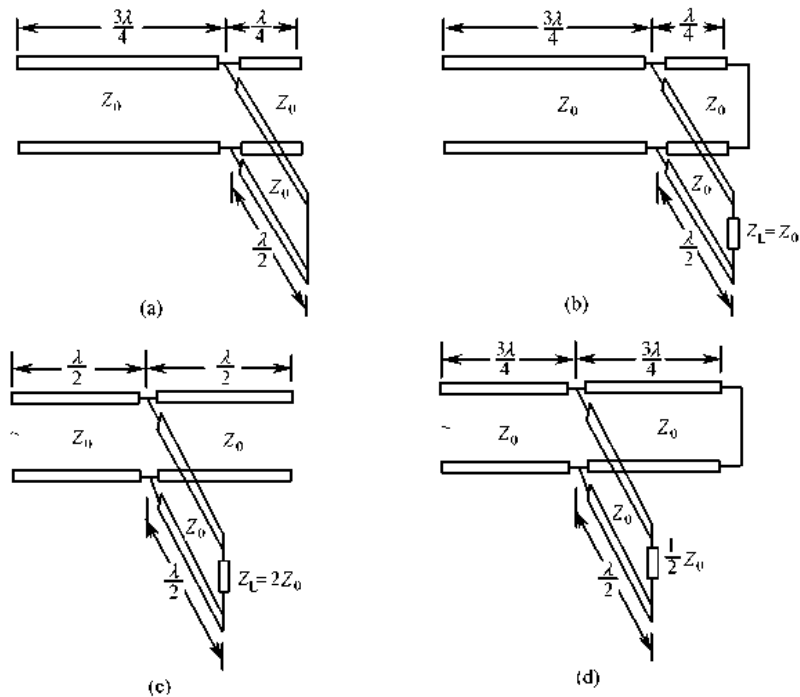
# RFIC 习题

## 第二章

2.4 无耗传输线特征阻抗  $Z_0$  为  $300\Omega$ ，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。

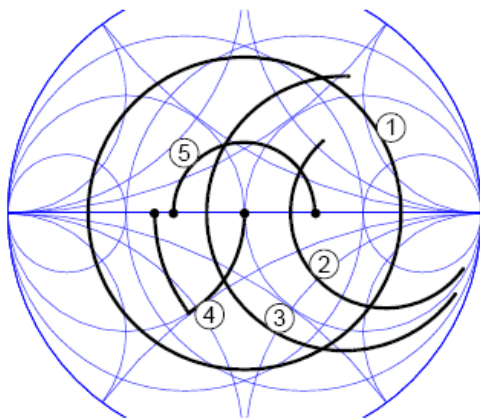


2.5 求出下图所示各电路的输入端反射系数  $\Gamma_{in}$  及输入阻抗  $Z_{in}$ 。



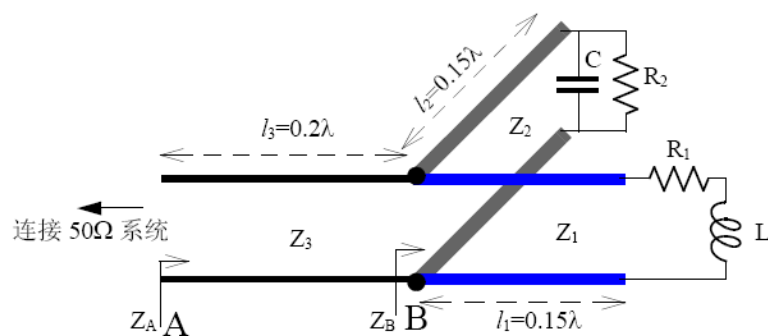
2.7 请将下图中 Smith 圆图上的曲线与它们的性质对应起来，并填入到下表中。

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	



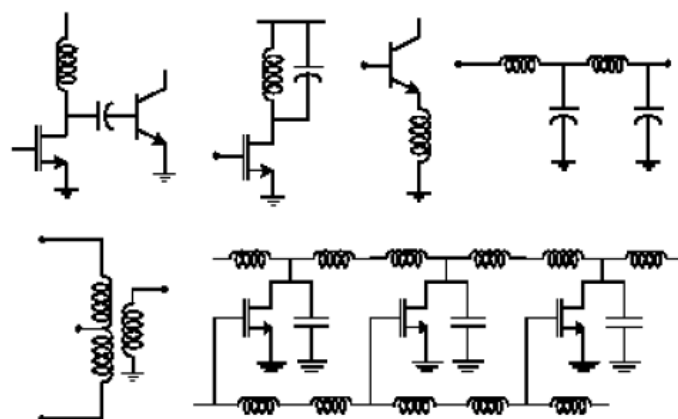
2.9 在阻抗圆图上某一点  $z$  与圆图中心点  $1+j*0$  连线的延长线上可以找到一点  $y$ , 使得  $y$  和  $z$  到中心点的距离相等, 证明  $y$  点的阻抗读数即为  $z$  点阻抗对应的导纳。

2.14 下面所示的传输线电路工作在  $900\text{MHz}$ ,  $Z_1$ 、 $Z_2$ 、 $Z_3$  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。



2.19 已知工作频率为  $2.4\text{GHz}$ , 有一阻抗为  $(30+j15)\ \Omega$  的负载, 需要将其匹配到  $50\ \Omega$ 。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  $\pi$  匹配网络 (使用两种方法实现, 计算法和 Smith 圆图法)。(修改)

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。



### 第三章

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。

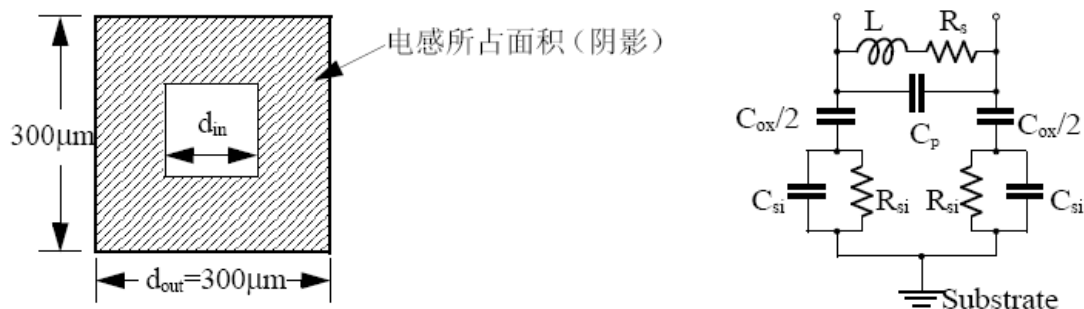
3.6 一个平面螺旋电感由 6 圈金属构成，总面积  $300 \times 300 \mu\text{m}^2$ （如下图所示）。金属宽  $16 \mu\text{m}$ ，间距  $4 \mu\text{m}$ ，厚  $1 \mu\text{m}$ ，趋肤深度  $\delta$  约  $2 \mu\text{m}$ ；主线圈与下层引出线之间间距  $1 \mu\text{m}$ ，与衬底相距  $5 \mu\text{m}$ ，绝缘层介电常数  $\epsilon_{\text{ox}} = 3.9 \times 8.854 \times 10^{-18} \text{ F}/\mu\text{m}$ ，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  $2 \text{ GHz}$ ）的模型参数和等效 Q 值，并估计其自谐振频率  $f_{\text{SR}}$ 。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  $f_{\text{SR}}$  各为多少？（计算 Q 和  $f_{\text{SR}}$  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。



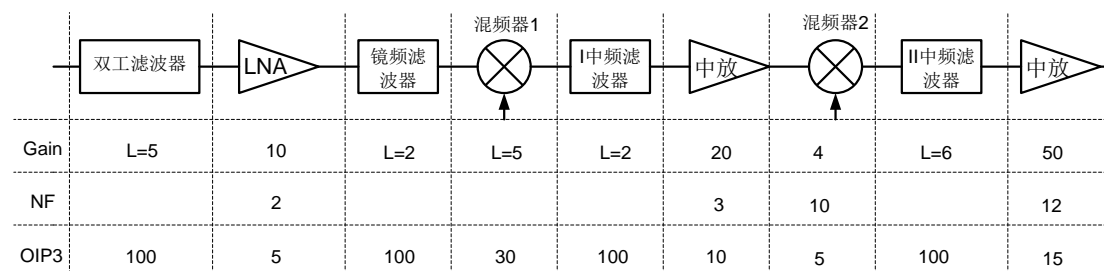
## 第五章

5.1 试比较本章介绍的几种接收机结构的优缺点。

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。

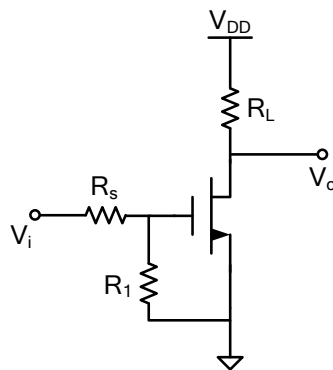
5.11 某一超外差接收机射频部分各模块间相互匹配，它们的增益、噪声、输出三阶互调点如下图所示，求：

- (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。

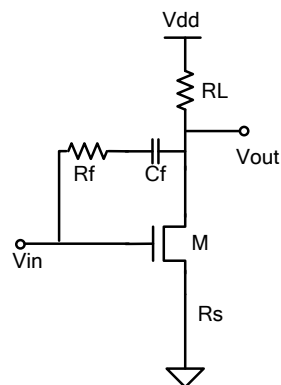


## 第七章

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。



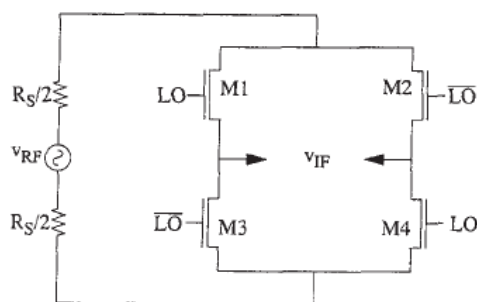
7.10 推导下图所示电路的输入阻抗和噪声系数 (修改)。



## 第八章

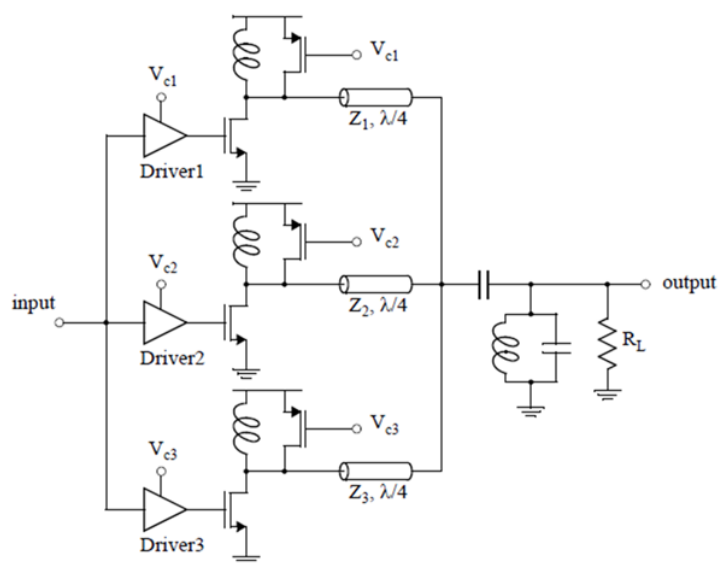
8.7 混频器的 IP3 与放大器的 IP3 定义有何不同？如何保证指标的实现？

8.9 考虑下图所示的双平衡无源混频器。



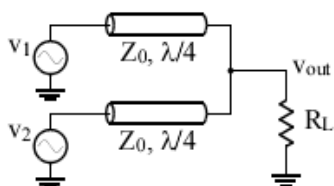
## 第九章

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)

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  $50\Omega$  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？

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  $P_{out,1\text{dB}}=12\text{dBm}$ ，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？

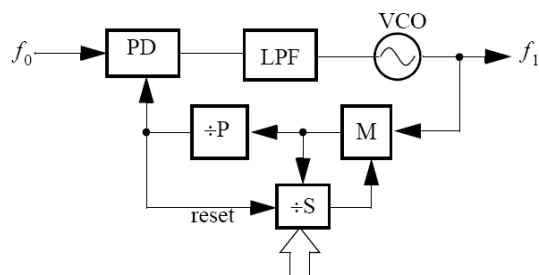
## 第十一章

### 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。 $f_0$  为参考频率， $f_1$  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  $f_0$  和  $f_1$  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  $f_0$ 、P、N 及 S 组合。

### 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 ( $SFDR$ )。( $10\lg kT = -174 \text{ dBm/Hz}$ )

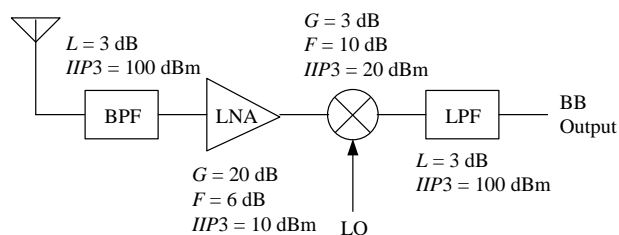


图 12.1

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?

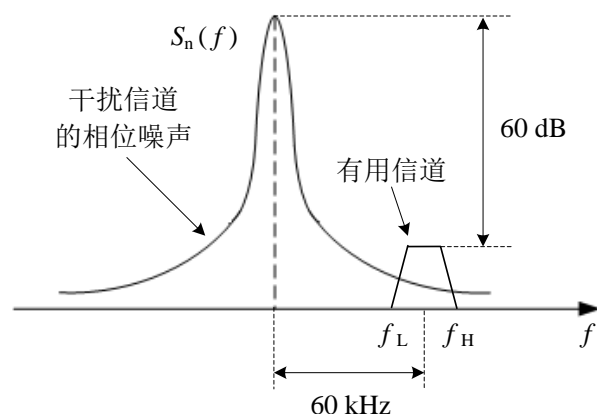


图 12.2