

---

# 通信电子线路综合设计实验 指导书

魏东兴 李明伟 马幼军

信息与通信工程学院  
电子技术实验室

---

---

## 前 言

---

1	常用射频测试仪器	6
1.1	频谱分析仪	7
1.2	信号发生器	18
1.3	示波器	24
2	通用电路基础实验	32
2.1	小信号调谐放大器实验	33
2.1.1	小信号调谐放大器的相关知识	33
2.1.2	小信号调谐放大器实验	38
2.2	正弦波振荡器实验	42
2.2.1	正弦波振荡器的相关知识	42
2.2.2	LC 电容反馈正弦波振荡器实验	46
2.3	MC1496 集成模拟乘法器及相关实验	53
2.3.1	MC1496 的内部电路和引脚	53
2.3.2	MC1496 集成模拟乘法器的主要性能指标	55
2.3.3	MC1496 集成模拟乘法器使用注意事项	56
2.3.4	鉴频器实验	62
3	调频接收机模块设计实验	69
3.1	总体要求	69
3.1.1	设计任务	69
3.1.2	设计要求	70
3.1.3	实验结果验收	70
3.2	高频小信号谐振放大器设计	70
3.2.1	实验目的	70
3.2.2	预习要求	70
3.2.3	设计任务与指标要求	71
3.2.4	实验室可提供的元器件与测试仪器	71
3.2.5	高频小信号谐振放大器的设计要点	71
3.2.6	实验与研究	73
3.2.7	实验报告要求	73
3.3	本地振荡器设计	74
3.3.1	实验目的	74
3.3.2	预习要求	74
3.3.3	设计任务与指标要求	74

---

3.3.4	实验室可提供的元器件与测试仪器 .....	74
3.3.5	串联型晶体振荡器设计要点 .....	75
3.3.6	实验与研究 .....	77
3.3.7	实验报告要求 .....	77
3.4	晶体管混频器与中频放大器设计 .....	78
3.4.1	实验目的 .....	78
3.4.2	预习要求 .....	78
3.4.3	设计任务与指标要求 .....	78
3.4.4	实验室可提供的元器件与测试仪器 .....	78
3.4.5	晶体管三极管混频器与中频放大器设计要点 .....	79
3.4.6	实验与研究 .....	83
3.4.7	实验报告要求 .....	84
3.5	正交鉴频器设计 .....	84
3.5.1	实验目的 .....	84
3.5.2	预习要求 .....	84
3.5.3	设计任务与指标要求 .....	85
3.5.4	实验室可提供的元器件与测试仪器 .....	85
3.5.5	正交鉴频器设计要点 .....	85
3.5.6	实验与研究 .....	88
3.5.7	实验报告要求 .....	88
3.6	通信电路模块设计实验支撑平台简介与联机注意事项 .....	89
3.6.1	发射台 .....	89
3.6.2	调制接收机测试架 .....	89
3.6.3	联机注意事项 .....	90
3.7	单元电路设计中的一些问题 .....	91
3.7.1	理解和应用晶体管数据手册中的参数 .....	91
3.7.2	直流偏置电路设计 .....	100
3.7.3	交流电路电容设计 .....	103
3.7.4	一个设计例子 .....	106

# 1 常用射频测试仪器

对射频电路进行设计调试需要用到如下的测试仪器。

## (1) 网络分析仪

网络分析仪主要用来测量放大器、滤波器、上下变频器的散射参量，包括反映端口匹配特性的反射系数  $S_{11}$  和  $S_{22}$ ，反映系统传递函数的传输系数  $S_{21}$  和反向传输系数  $S_{12}$ ，是测量射频电路系统的最重要的测量仪器。

## (2) 频谱分析仪

频谱分析仪可以用来分析各单元电路端口位置信号的频谱结构，测量各频率分量的频率和功率大小，测量噪声基底，测量单频正弦本地振荡信号的相位噪声，是射频通信系统测试中对信号频谱特征进行测量和分析的最重要的测试仪器。

## (3) 信号发生器

高频信号发生器主要用来产生高频正弦波或者调幅波、调频波、调相波等已调波信号。低频信号发生器又称函数发生器，可输出低频的正弦波、三角波、方波等波形。

## (4) 示波器

示波器是时域波形观测的最常用仪器。

## (5) 矢量信号分析仪

对于复杂的正交调制信号，矢量信号分析仪可以给出误差矢量幅度、星座图、频谱图、时域波形等各种测试和分析结果。本书重点研究前端电路设计与测试，至于后端的调制与解调电路，采用的是最简单的调幅、调频和调相信号，用示波器和频谱仪足以完成时域波形和频谱结构测试，因此这里不再讨论矢量信号分析仪的相关内容。

### 几点说明：

(1) 第一次使用测试仪器前，应仔细阅读仪器使用说明书。有些仪器在正式测试前，需要进行校准，按说明书要求完成校准过程，之后再进行测量。仪器校准可以消除测试中的系统误差。

(2) 精密仪器测量中，使用的探头、电缆应是出厂厂家配套的，不应随意更换。在测试准确度要求不高的情况下，可以采用自制电缆、测试夹完成测试。

(3) 爱护仪器，不随意插拔旋拧接头。被测电路应满足仪器要求，如有些仪器要求不能有直流电压，则电路中应有隔直电容隔离等。

## 1.1 频谱分析仪

射频通信系统设计和调试过程中，设计者对系统内部流通信号的频谱结构、谐波失真、交调失真、噪声背景等各种频谱情况都很关心，因为它们直接和通信质量密切相关。频谱分析仪可以完成频谱结构分析。频谱测试与分析还可被用来考察是否存在 EMI/EMC 问题等。

频谱分析似乎不如时域波形自然，然而时域波形中隐藏着的许多东西是用肉眼无法准确把握的，如果将这些特征放到频域内进行分析往往可以做到一目了然。

频谱分析仪实现方式有两大类型，一是扫描调谐式，也就是超外差式，和超外差接收机工作原理相同；另一个就是傅里叶变换式，和数字存储示波器工作原理相同，对采样后的信号进行快速傅里叶变换并将频谱分布情况显示出来。傅里叶变换频谱分析仪可分析单次出现的信号，可同时获得测量信号的幅度和相位，这是它的优点，但是在目前的技术条件下，其频率范围、灵敏度和动态范围都不如扫描调谐式频谱分析仪的高，因而实验室常用的还是扫描调谐式频谱分析仪。

在考察扫描调谐式频谱分析仪的频谱分析原理之前，首先考察有关频谱分析的简单思路。最简单的频谱分析是采用并行滤波器组，信号通过滤波器组后，哪个滤波器有信号输出，就说明输入信号中存在着哪个频率分量。为了区分两个离得很近的频率，滤波器的带宽要求很窄，为了覆盖一定的频率范围，则要求十分庞大的滤波器组，因此这个思路虽然简单明了，但成本过高。如果能够用一个中心频率可调谐的滤波器替代滤波器组，则可降低成本，但是大频率范围内可调谐的窄带滤波器很难实现。因此需要转换思路，首先将滤波器的中心频率固定下来，频率固定不变的窄带滤波器相对较为容易实现，之后，如果能够让信号的频谱移动起来，经过滤波器作用后，也可以实现频谱分析。让频谱移动起来的原理很简单，就是采用超外差式结构，通过变频实现信号频谱的搬移，通过扫描本地振荡器的中心频率，就可以实现信号频谱的移动，如图 1.1.1 所示，这正是扫描调谐式频谱分析仪的工作原理。扫描调谐式频谱分析仪的系统原理框图如图 1.1.2 所示，其结构和普通的超外差式接收机完全一致。

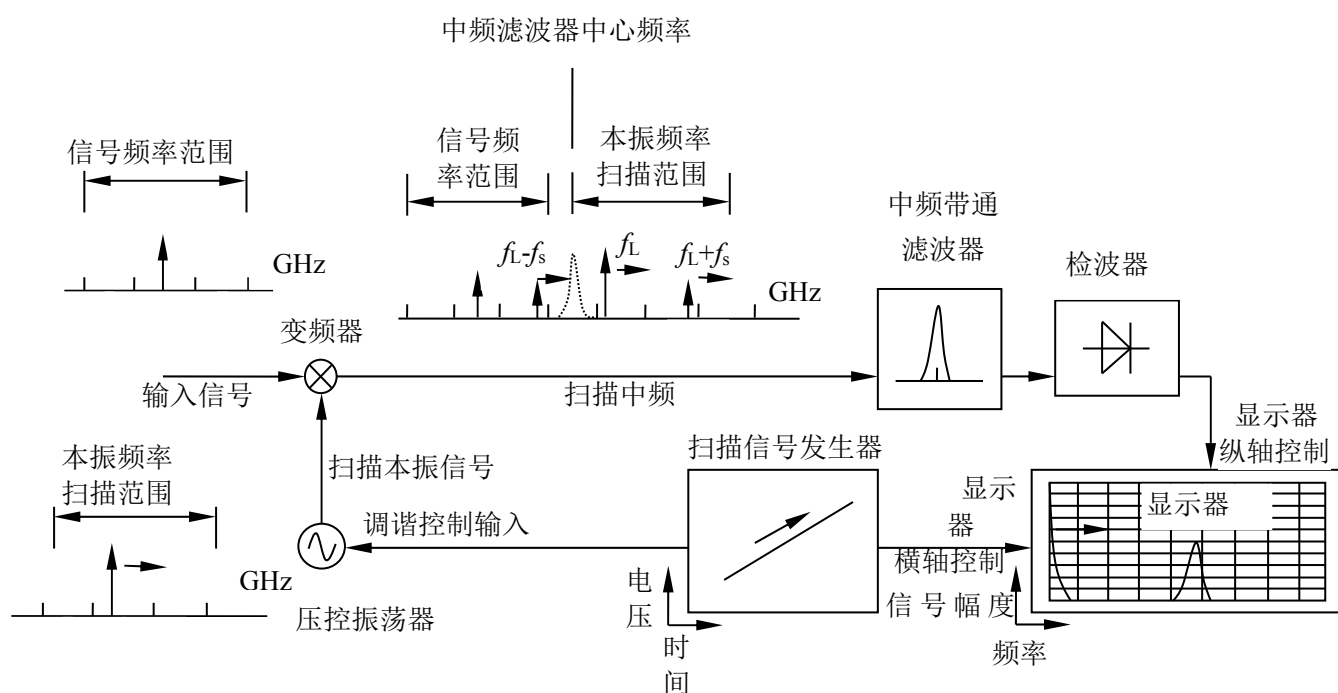


图 1.1.1 扫描调谐式频谱分析仪工作原理

信号首先经过输入衰减器，输入信号幅度经其调节后进入变频器，信号被变频到固定中频后，再放大、滤波和检波。输入衰减器是一个保护电路，使得变频器输入信号不至于过大而损毁变频器。为了保持信号频谱输出的幅值显示位置不变，中频放大器的增益调节和输入衰减的衰减调节是联合调节的，以保证输入到中频滤波器的中频信号幅度保持精准。



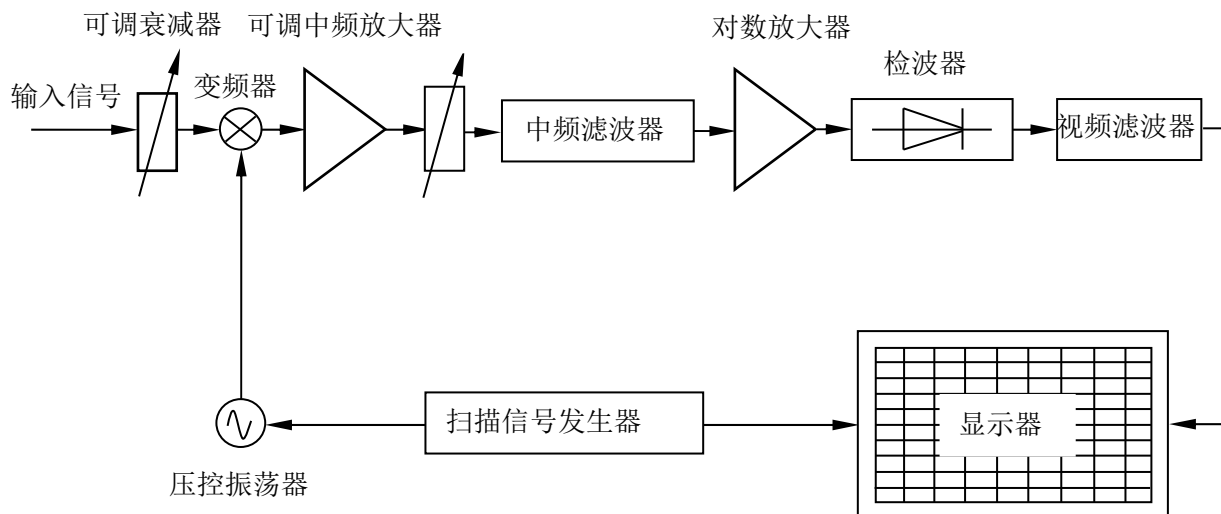


图 1.1.2 扫描调谐式分析仪系统框图

本振是一个压控振荡器，其调谐控制电压由扫描信号发生器产生，扫描信号发生器的扫描信号输出电压同时被用来控制显示器的水平偏转，保持同步，提供扫频显示。显示器一般是常用的阴极射线管，采用 XY 显示方法，代表频率的水平方向有 10 格，代表信号幅度的垂直方向一般有 8 格或 10 格，最上方的标度线是校准过的一个绝对数值，一般被作为参考电平用。

中频滤波器是扫描调谐式频谱分析仪的最关键部件，它是一个中心频率固定的带通滤波器。变频后的频谱分量如果落在中频滤波器的通带之内，显示器在相应的频率位置显示出其幅值；如果变频后的频谱分量没有落在中频滤波器的通带之内，显示器上显示的则是噪声分量。如果输入是一个单谱线的正弦波信号，显示器上将显示出中频滤波器的幅频特性形状，因此中频滤波器的性能直接决定了频谱仪的频率分辨率，中频滤波器的 3dB 带宽被称为是频谱分析仪的分辨率带宽(resolution bandwidth,RBW)。

还可以注意到，中频滤波器的中心频率恰好就是本振扫描频率的起始值，这样由变频器泄漏过来的该频率位置的本振信号就被校准为输入信号的零频分量，也就是图 1.1.1 中显示器零频率分量位置处的谱线。

检波器一般采用二极管峰值包络检波。中频滤波器输出为中频信号，该信号并非是输入信号本身，但是只要前级变频器电路不产生失真，那么中频信号的幅度和输入信号的幅度之间就会具有线性关系，因此峰值检波结果和输入信号幅度成正比关系。正是由于检波器是简单的峰值包络检波，从这个角度上看，频谱分析仪实质上是一个电压表，测量的是电压幅度，只不过是以频谱分量的形式显示出来罢了。峰值包络检波电路是调幅波检波电路，也是交流转直流的整流电路，其输出可用来表征信号幅值或功率。由于

信号经过中频滤波器后再检波，信号经过中频滤波器是需要一定的充放电时间才能稳定，中频滤波器带宽越窄，波形稳定需要的时间就越长，因此对频谱分析仪的扫描时间有一定的要求，不能过快，否则测量将是不准确的。

在检波器和显示器之间还有一个视频滤波器，它是一个低通滤波器，它通过对信号取平均达到平滑显示输出的效果，由于噪声是随机的，取平均后会被抑制，而信号是确定的，取平均后仍然保持，所以经视频滤波器作用后，原来时隐时现的噪声基底量级的微弱信号将会显露出来。视频滤波器的带宽由 VBW(video bandwidth)控制，一般取  $VBW=0.1RBW$  以获得较好的显示效果。

下面着重考察一下频谱分析仪的几个重要指标：频率范围、频率分辨率、灵敏度、内部失真和动态范围。

### (1) 频率范围

频率范围是指频谱仪可以调谐观测的最小频率和最大频率，常见的频谱分析仪的频率范围为 2.9GHz 以内。

### (2) 频率分辨率

频率分辨率是指频谱仪区分邻近频率的能力，一般把中频滤波器的 3dB 带宽称为频谱仪的分辨率带宽(RBW)，这是由于两个等幅信号之间频率差为中频滤波器的 3dB 带宽时，频谱仪显示的频谱如图 1.1.3 所示，可以发现有两个峰值，说明这里存在两个单频信号。这里，两个等幅信号的频率之差为 10kHz，设置  $RBW=10kHz$  时，合成的频谱曲线的谷值和峰值之间大约有 3dB 的差别，从而认为两个频率可以分辨；如果 RBW 比 10kHz 大，则合成曲线的峰值和谷值差别变小，甚至合二为一，无法区分；如果 RBW 比 10kHz 小，两个频率则一定可以区分开。

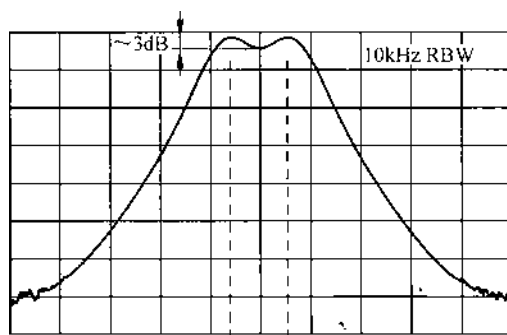


图 1.1.3 频率分辨率带宽 RBW:区分等幅信号

除了中频滤波器的 3dB 带宽之外，中频滤波器的类型和选择性以及本振的残留调频和相位噪声也会影响到频谱仪的频率分辨率，举例如下：如图 1.1.4 所示，两个滤波器

幅频特性的形状不一样，虽然它们的 3dB 带宽相等，但数字滤波器由于其选择性优于模拟滤波器，因而其分辨非等幅信号的能力更强。

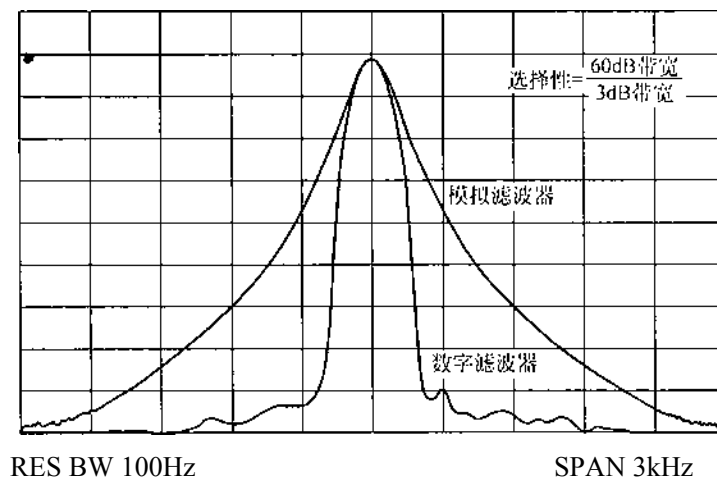


图 1.1.4 不同选择性的滤波器

如图 1.1.5 所示为本振信号的残留调频效应。残留调频是对一类本振相位噪声的表述，对于一般的 2~6GHz 调谐的 YIG(Ymium Iron Gamet, 钇铁石榴石，微波铁氧体器件) 振荡器，其残留调频大约为 1kHz。由于本振的残留调频，变频到中频后，无法判断它是信号本身的调频还是本振信号附加的调频噪声，因此它直接限制了频谱分析仪的频率分辨率。如果不加任何措施，低成本频谱仪的频率分辨率只能是 1kHz。当设置 RBW 大于 1kHz 时，残留调频的影响可以忽略不计，但当 RBW 设置为 1kHz 或更小时，就可以观察到残留调频的影响，此时频谱边缘粗糙而不规则，谱线边缘突然出现尖峰毛刺，中心频率左右大幅摆动等，这都是残留调频的具体表现，此时无法识别这些现象是否是信号本身的变化。如果对本地振荡器施加稳频措施，RBW 可以因此而提高一个量级到 100Hz，如果采用高性能的频率合成技术，RBW 可达 10Hz 甚至 1Hz。

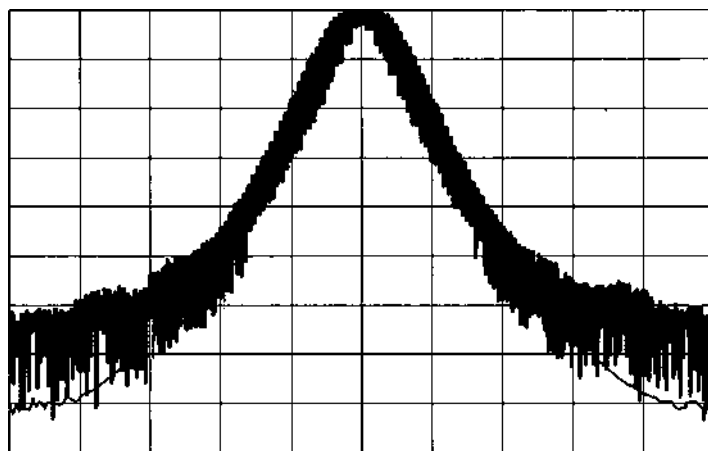


图 1.1.5 残留调频

偏离中心频率一定位置的本振相位噪声还会影响到不同幅度频率分量是否可被分辨开来，如图 1.1.6 所示。这些相位噪声的显示与分辨率带宽 RBW 有关，不同 RBW 的噪声基底不同，有如下关系式：

$$N_2 - N_1 = 10 \lg \frac{RBW_2}{RBW_1} \quad (1.1.1)$$

也就是说，如果 RBW 设置差了 10 倍，那么频谱仪上的噪声基底将会出现 10dB 的差别。

最后来讨论一个问题：既然 RBW 越小，分辨不同频率分量的能力越强，那么是否可以将 RBW 始终如一地设置为其可设置的最小值呢？答案是否定的，因为这将牵涉到扫描的时间问题。

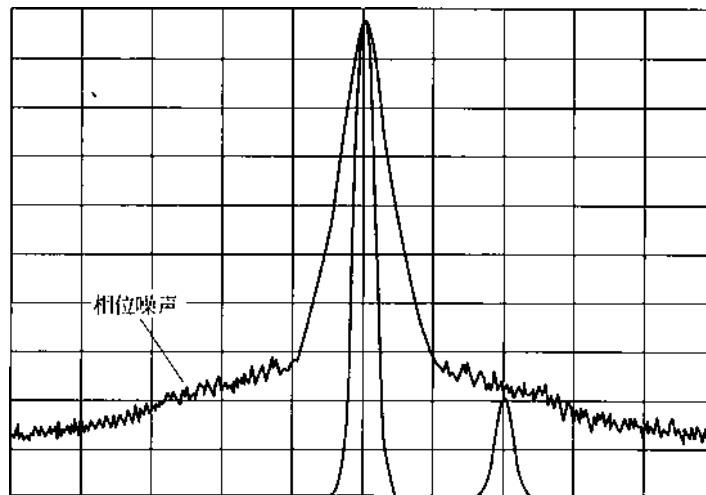


图 1.1.6 相位噪声

扫描时间 (sweep time) 是指扫描整个频率范围一次并完成测量所需要的时间。注意到中频滤波器是带宽有限电路，它需要一定的时间来完成充放电，如果信号扫描过快，滤波器反应不过来，则显示出来的幅度就会降低，频率就将发生偏移。经理论分析，扫描时间和 RBW 满足如下关系时，显示才是正常的，

$$\text{扫描时间} \geq K \frac{\text{频率范围}}{RBW^2} \quad (1.1.2)$$

其中， $K$  和中频滤波器的形状有关，如果是高斯形态的滤波器， $K$  为 2~3，如果是矩形形态的滤波器， $K$  为 10~15。由于扫描时间和 RBW 的平方成反比关系，因此当 RBW 很小时，需要很长的扫描时间，这是测量所不能忍受的。

扫描时间一般由频谱仪根据式(1.1.2)自动设置，也就是说：如果采用较宽的频率范围，频谱仪一般自动设置较大的 RBW 和适当的扫描时间；如果将 RBW 设置得很小以提高频率分辨率，频谱仪则自动设置一个较长的扫描时间。

除了图 1.1.7 中的谐波分量会出现这种问题外，其他的非线性分量如三阶交互调制失真等也会出现同样的问题，即因为频谱仪的变频器的非线性失真导致对信号频谱的测试与分析错误。

为了解决这个测试中的非线性失真问题，就需要明确非线性失真产生的原因及其特性。非线性失真产生的主要原因是非理想线性器件输出与输入关系中的非线性项，除了理想的线性项  $a_1x$  外，还有二次项  $a_2x^2$ 、三次项  $a_3x^3$  等。如果输入是一个单频信号  $x=A\cos(\omega t)$ ，那么输出中除了希望的线性项  $a_1A\cos(\omega t)$  外，还有由二次项产生的二次谐波失真  $0.5a_2A^2\cos(2\omega t)$ ，三次项产生的三次谐波失真  $0.25a_3A^3\cos(3\omega t)$  等；如果输入是一个双音信号： $x=A[\cos(\omega_1t)+\cos(\omega_2t)]$ ，那么输出中除了谐波失真之外，还有交互调制失真，如由二次项产生的二阶交互调制失真  $a_2A^2[\cos(\omega_1+\omega_2)t+\cos(\omega_1-\omega_2)t]$ ，以及由三次项产生的三阶交互调制失真  $a_3A^3[\cos(2\omega_1\pm\omega_2)t+\cos(2\omega_2\pm\omega_1)t]$  等。

我们注意到，输出中希望的线性项的幅度和输入幅度成正比，输出中不希望的非线性失真分量的幅度和输入幅度的  $n$  次方成正比，其中  $n(n=2, 3, \dots)$  代表非理想线性转移函数中的  $n$  次非线性项。因此有如下结论：如果输入幅度增加/降低 1dB，输出中的基波分量将增加/降低 1dB，输出中的二次项非线性失真分量将增加/降低 2dB，输出中的三次项非线性失真分量将增加/降低 3dB.....，如图 1.1.8 所示。

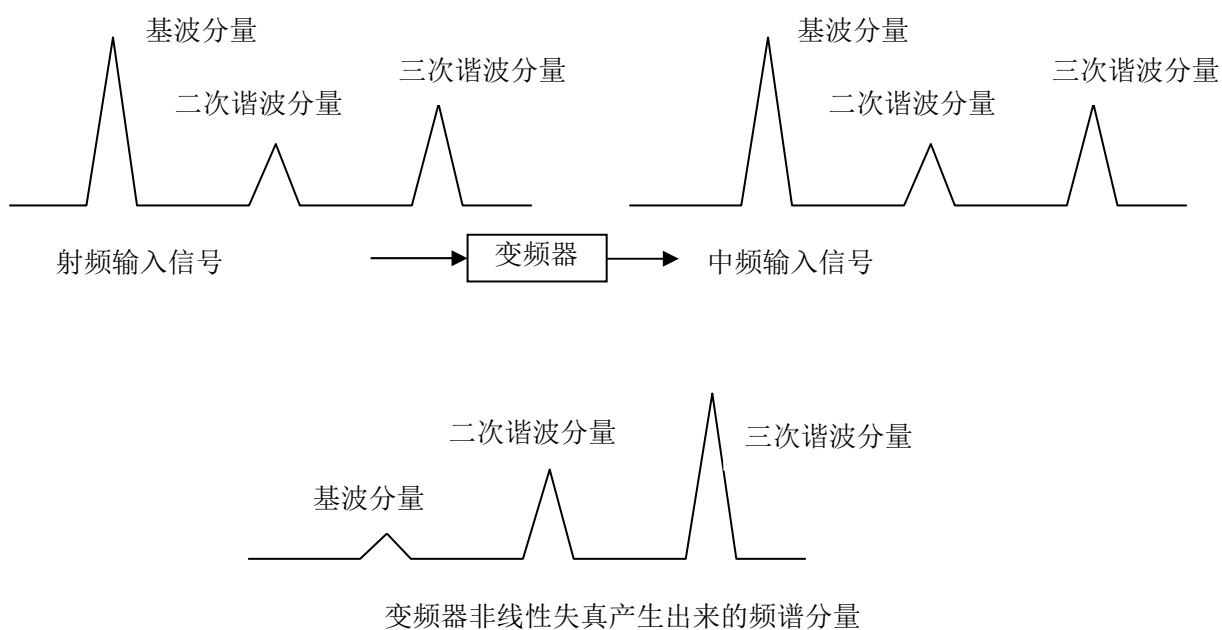


图 1.1.7 变频器的非线性失真影响

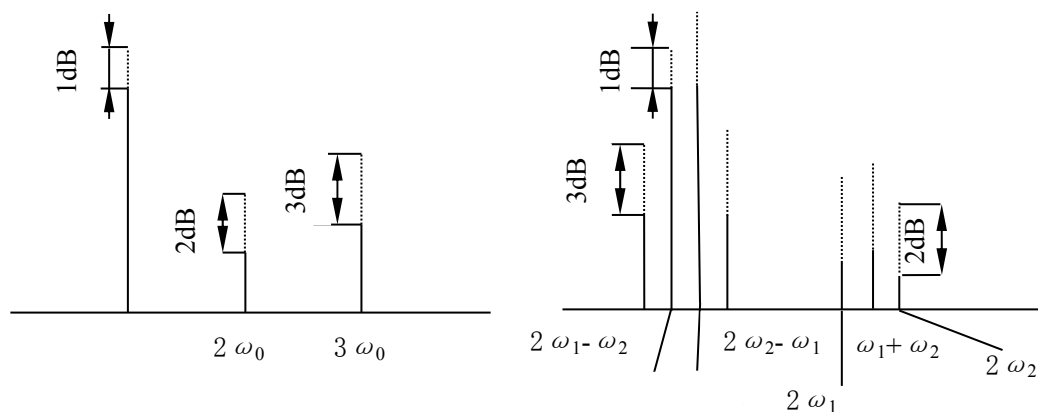


图 1.1.8 非理想线性系统中的输入分量随输入分量变化 1dB 的变化量

上述输出中的非线性失真分量的变化规律为我们消除频谱分析仪测试中的非线性失真影响提供了手段。首先观察频谱仪的基波线性分量和高次非线性分量之间的差别，之后调节频谱仪的输入衰减量，当输入衰减量发生变化后，如果频谱仪显示的基波线性分量和高次非线性分量之间的差别不变，说明频谱仪产生的高次失真分量很小，和信号自身携带的分量相比可以忽略不计，频谱仪上显示的频谱分量确实是信号自身的频谱特

性；如果在输入衰减量发生变化时，频谱仪显示的基波线性分量和高次非线性分量之间的差别发生改变，说明频谱仪产生的高次失真分量很大，超过了信号本身的高次非线性分量，此时测量出来的并非信号自身的频谱结构。因此应该加大输入衰减量，直至基波线性分量和高次非线性分量之间的差别不再随输入衰减量变化而改变，此时频谱仪显示的才是信号本身的频谱结构。由于输入衰减和中频放大是联合调节的，在上述改变输入衰减的过程中，基波分量在显示屏上的上下左右位置几乎不会发生变化，发生变化的是高次非线性分量的幅度，因此很容易识别出这些高次非线性分量是频谱分析仪产生的失真干扰还是信号本身的频谱特性。

### (3) 灵敏度

频谱仪本身产生的噪声限制了它的弱信号检测能力，灵敏度是指频谱仪能够测量的最小信号电平，只是对于频谱仪而言，无需再进一步解调，只要输出信噪比为 1 就可以通过视频滤波将信号识别出来，如图 1.1.9 所示。

频谱仪的灵敏度（用 dB 值表示）为

$$P_{si,min}(\text{dBm}) = NF - 174 + 10 \lg RBW \quad (1.1.3)$$

其中 NF(dB 值)是噪声系数，RBW 是以 Hz 为单位的分辨率带宽。灵敏度 dB 值是以 mW 为单位的功率值 dB 值，故表示为 dBm，即 dBmW。该表达式同时也是频谱仪的等效噪声基底，可见频谱仪的噪声基底和 RBW 成正比，这也是公式(1.1.1)成立的理论基础。

频谱仪的等效噪声基底一般被称为 DANL (displayed average noise level)，它除了和 RBW 有关外，还和输入衰减器的衰减量有关。上述公式中的噪声系数是变频器的噪声系数，一般在 24dB 左右，如果其前面衰减器的衰减量为  $\alpha$ dB，那么整机的噪声系数就是  $(NF+\alpha)$ dB，可见衰减量增加多少 dB，DANL 就增加多少 dB，频谱仪显示的噪声基底就抬高多少 dB。

为了能够测量更微弱的信号，需要降低 DANL。除了降低 RBW(需要较大的扫描时间)之外，还可以通过增加频谱分析仪选件前置放大器来实现，前置放大器是一个低噪声高增益放大器，例如该放大器的噪声系数为 5.5dB，增益为 36dB，那么和没有加前置放大器的频谱仪的 24dB 噪声系数相比，加了前置放大器后的频谱仪的噪声系数下降为 5.6dB，如果原来 10kHzRBW 下的 DANL 为-110dBm，那么现在就下降为-128.4dBm，

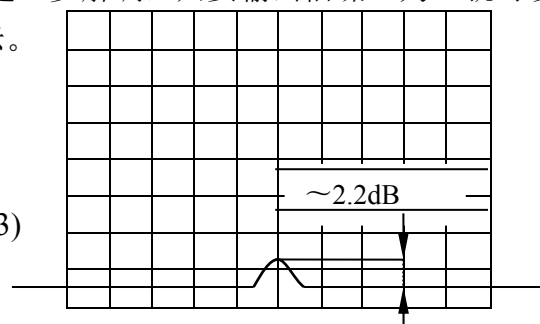


图 1.1.9 输出信噪比为 1 时经视频滤波作用后频谱仪的显示结果

也就是说，灵敏度增加了 18.4dB，可识别更弱的信号，但代价是动态范围降低了 17.6dB。下面将详细给出动态范围的概念。

#### (4) 动态范围

动态范围一般是指频谱分析仪能够测试的最大信号和最小信号之比。要想获得最大的动态范围，需要考察内部失真和噪声基底的共同影响。如果信号太小，则有可能被噪声基底所淹没，此时的信噪比很差，如图 1.1.10 中的位置 (1)所示；如果信号过大，频谱仪则会产生非线性失真，信号被非线性失真分量所干扰，此时的信号噪声失真比 (signal to noise and distortion ratio, SINAD)很差，如图 1.1.10 中的位置(2)所示：

$$\text{SINAD} = \frac{\text{信号功率}}{\text{噪声功率} + \text{失真功率}} \quad (1.1.4)$$

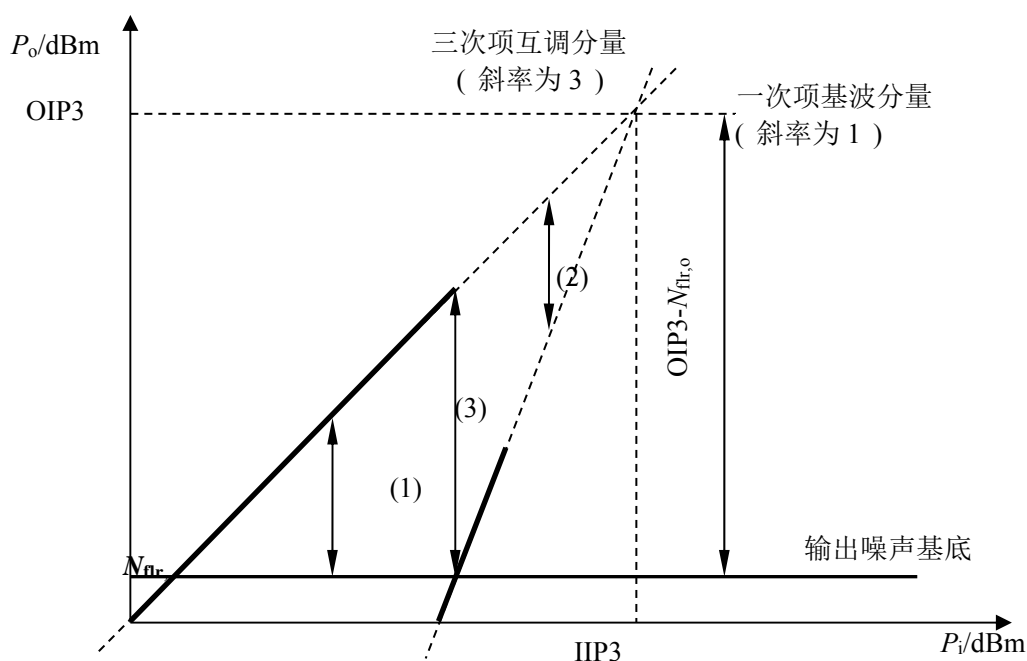


图 1.1.10 无杂散动态范围



参见图 1.1.6 和图 1.1.8 中的  $2\omega_1 - \omega_2$  和  $2\omega_2 - \omega_1$  分量，它们紧靠有用信号分量  $\omega_1$ 、 $\omega_2$ ，基本上是不可能被滤除掉的，因此它们往往成为最大的干扰信号。故而无杂散动态范围一般就依三阶互调失真信号而定，如图 1.1.10 所示。图中有三条线：(1)下面的平行于横轴的直线为输出噪声基底，由于频谱仪测试系统的显示输出和射频输入之间的增益  $G_p$  被校准为 1(0dB)，因此这个噪声基底就是 DANL。(2)斜率为 1 的直线，它表示的是输出与输入关系中的线性项，由于输入增加 1dB，输出也增加 1dB，所以它的斜率为 1。(3)斜率为 3 的直线，它表示的是输出中的三阶互调失真项，当输入增加 1dB 时，它增加 3dB，因此斜率为 3。后两条直线的交点称为三阶交调截点 ( $3^{\text{rd}}$  intercept point, IP3)，对应的输入功率称为输入三阶交调截点 IIP3，对应的输出功率称为输出三阶交调截点 OIP3。可以证明，OIP3、IIP3 和  $|\alpha_1/\alpha_2|$  成正比关系。

当输入信号较低时，如图 1.1.10 中的位置(1)，三阶互调分量很小，限制信号质量的主要因素是输出噪声基底，此时由于信号较小，信噪比低，信号质量不是最佳情况。当输入信号很大时，如图 1.1.10 中的位置(2)，此时三阶互调失真远大于噪声基底，因而它成为限制信号质量的主要因素，此时信号噪声失真比很小，信号质量不是最佳情况。最佳的信号质量出现在三阶互调失真信号和噪声基底相等的时候，如图 1.1.10 中的位置(3)，此时信号质量最高，信号噪声失真比最大，这样的信噪比就被称为无杂散动态范围。显然由图中三角形的几何关系，可以推知

$$\text{SFDR} = \frac{2}{3} (\text{OIP3} - N_{\text{flr,o}}) = \frac{2}{3} (\text{IIP3} - N_{\text{flr,o}}) \quad (1.1.5)$$

其中，输出和输入噪声基底均为 DANL(显示输出和射频输入之间的增益被校准为 1)。显然，只有确保最大输入信号功率取得最佳输入值时，

$$P_{i,\text{opt}} = \text{DANL} + \text{SFDR} \quad (1.1.6)$$

频谱仪才有可能获得最大的无杂散动态范围，即频谱仪在测试最大信号  $P_{\text{si},1} = P_{i,\text{opt}}$  时，也可同时处理邻近位置的小信号  $P_{\text{si},2} = \text{DANL}$ ，由于频谱仪可同时测试这样的大信号和小信号，因而动态范围 SFDR 表征的是频谱仪同时观测大信号和小信号的能力大小。

频谱仪使用说明书中给出的无杂散动态范围估算图一般如图 1.1.11 所示，它以  $P_o(\text{dBm}) - P_i(\text{dBm}) - G_p(\text{dB})$  功率差相对值作为纵轴，从而图 1.1.10 中的三条斜率为 0、1、3 的直线分别变化为斜率为 -1(噪声基底/输入)、0(线性输出/输入)、2(三阶互调输出/输入)的直线，其中原来斜率为 1 的线性关系现在变化为图中的最高位置的 0dBc 的水平参考线。显而易见，根据图示三条线构成的三角形的坐标数值，可知在某一条件下，

该频谱仪的 DANL 为-117dBm(-1斜率噪声基底线和 0 斜率基波线交点位置的输入功率大小)；三阶交调截点 IIP3 为 10dBm(2 斜率三阶互调线和 0 斜率基波线交点位置的输入功率大小，频谱仪使用说明书中的缩写一般为 TOI)；在-33dBm 输入情况下，可以获得最大为 85dBc 的无杂散动态范围(2 斜率三阶互调线和-1 斜率噪声基底线交点位置的功率差相对值)(dBm 是以 mW 为单位的功率值 dB 数，dBc 中的 c 表示 carrier 载波，是以基波为基准的相对 dB 数。)

## 1.2 信号发生器

信号发生器作为对被测电路进行测试的激励源或信源，在网络分析仪、矢量信号分析仪中是内置的，它们针对测试仪器的特点而特别设计。本节讨论的信号发生器特指通用仪器，是射频测试中不可或缺的最重要的测试仪器之一。

下面首先讨论信号发生器的分类，其后重点讨论其相位噪声和频率稳定度之间的关系，再后主要考察锁相频率综合信号发生器的工作原理，最后考察信号发生器的各项指标对测试的影响。

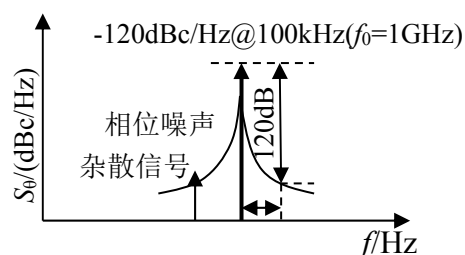
### (1) 分类

按输出波形分类，信号发生器有正弦波信号发生器、函数发生器、脉冲信号发生器和其他类型的信号发生器，如噪声信号发生器、伪随机码信号发生器等。

在射频测试中，信号发生器一般指的是正弦波信号发生器。对这类信号发生器，又有几种分类方式。按频段分类，低于 3GHz 的一般称为高频信号发生器，高于 3GHz 的一般称为微波信号发生器；按频率产生和综合方式分类，有直接频率合成、间接频率合成(锁相环)和直接数字频率合成三类，目前用得较多的是后两种；按输出频率调节方式分类，分为连续波(continue wave, CW)信号发生器、扫频(swept)信号发生器和调制信号发生器，连续波信号发生器一般指单频正弦波输出，扫频信号是指输出频率在一个频段内扫描输出，而调制信号发生器的输出一般是某种调制类型的输出，如调幅、调频、ASK、FSK、PSK 等，目前较为通用的信号发生器一般至少应具有上述三种中的两种输出类型。

### (2) 相位噪声

考察正弦波信号发生器工作性能的技术指标很多，除了描述其频率特性的有效频率范围、分辨率、频率准确度、频率稳定性和频谱纯度，



18 图 1.2.1 相位噪声、杂散及其描述方式

描述其输出特性的输出功率电平、调节范围、输出电平稳定度、平坦度和准确度以及输出阻抗，描述其调制特性的调制类型、调制信号频率范围、调制线性度和寄生调制之外，还有频率转换时间、输出保护、泄漏、功耗、使用环境条件等。下面重点考察频率稳定度、相位噪声及其之间的关系。

理想的连续波信号发生器的输出为单频正弦波信号，其频谱为单根谱线，然而实际的谱线都是有相位噪声的，如图 1.2.1 所示，根据 Leeson 模型，输出相位噪声功率谱密度具有如下特性：

$$W_{n,o} = F_n kT \left(1 + \frac{f_c}{f_m}\right) \left(1 + \left(\frac{f_0}{2Qf_m}\right)^2\right) \quad (1.2.1)$$

式中， $F_n$ 是和振荡晶体管有关的噪声系数， $f_m$ 表示偏离中心频率 $f_0$ 的频率偏移量， $f_c$ 为振荡管的闪烁噪声转折频率， $Q$ 为振荡器选频回路的品质因数。可见，离中心频率越近，相位噪声越高；选频回路品质因数越高，相位噪声越低。

Leeson 相位噪声模型中的常数项被称为白音调相噪声， $1/f_m$ 、 $1/f_m^2$ 和 $1/f_m^3$ 项分别被称为闪烁调相噪声、白色调频噪声和闪烁调频噪声。事实上，振荡器相位噪声中还有一项被称为随机游走调频噪声的 $1/f_m^4$ 项，

$$S_\theta(f_m) = \frac{a_4}{f_m^4} + \frac{a_3}{f_m^3} + \frac{a_2}{f_m^2} + \frac{a_1}{f_m} + a_0 \quad (1.2.2)$$

式中  $S_\theta(f)$ 表示相位噪声，单位为 dBc/Hz。如图 1.2.1 所示，在中心频率 $f_0 = 1\text{GHz}$ ，偏离 100kHz 位置的相位噪声为-120dBc/Hz。

频率稳定度是信号源最为重要的技术指标，它是对振荡器保持频率不变能力的描述，它和相位噪声分属时域和频域对同一问题的不同描述。在时域内进行频率稳定度测量，需要通过测量获得一系列的在一定观测时间 $\tau$ 内的平均频率值，频率稳定度一般用这些测量值的标准方差来描述。但是由于信源噪声中存在着的非平稳随机过程（随机游走调频噪声和闪烁调频噪声），标准方差随测量次数的增加是不收敛的，因而一般采用阿仑方差作为频率稳定度的时域测度。

### ① 频率准确度

频率准确度表示的是测量获得的振荡频率 $f$ 偏离标称频率 $f_0$ 的程度，可用绝对频率准确度 $\Delta f = |f - f_0|$ 和相对频率准确度 $\delta = \frac{\Delta f}{f_0}$ 来衡量。

### ② 频率稳定度

频率稳定度指的是在一定观测时间内，由于各种因素变化所引起的振荡频率对于标称频率变化的程度，可用标准方差表示，

$$\sigma(n, \tau) = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (\delta_i(\tau) - \overline{\delta_n(\tau)})^2} \quad (1.2.3)$$

式中， $\delta_i(\tau) = \frac{f_i(\tau) - f_0}{f_0}$  观测时间  $\tau$  内的相对频率准确度， $\overline{f_i(\tau)}$  为观测时间  $\tau$  内的平均频率， $\overline{\delta_n(\tau)}$  为  $\delta_i(\tau)$  在  $n$  次观测中的平均值。

阿仑方差以相对频率起伏的标准方差为基础，用两次取样方差的时间平均来表征频率稳定度，其定义为

$$\begin{aligned} \hat{\sigma}(\tau) &= \sqrt{\sigma^2(2, \tau)} = \sqrt{\lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{(\delta_{i1}(\tau) - \delta_{i2}(\tau))^2}{2}} \\ &= \sqrt{\lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{(f_{i1}(\tau) - f_{i2}(\tau))^2}{2f_0^2}} \end{aligned} \quad (1.2.4)$$

式中， $\overline{f_{i1}(\tau)}$  和  $\overline{f_{i2}(\tau)}$  为第  $i$  组测试中测得的连续两个  $\tau$  时间内的平均频率，也就是说，每组测试中两个平均频率要求是连续测得的，但第  $i$  组测试和第  $i+1$  组测试并不要求时间上的连续，可以隔一段时间后再进行测量，两组测试之间的相隔时间不作要求。

阿仑方差对所有的振荡噪声类型都是收敛的，且其测量也很方便，因而被广泛应用于描述正弦波信号发生器的频率稳定度。例如，某信号发生器的频率稳定度为  $5 \times 10^{-8}/s$ ，表示在观测时间为  $1s$  的情况下测定得出的阿仑方差为  $5 \times 10^{-8}$ 。

频率稳定度和观测时间  $\tau$  是相关的，不同的观测时间具有不同的频率稳定度。一般来说，瞬时频率稳定度主要由调相白噪声和调相闪烁噪声决定，和观测时间呈反比关系

$\hat{\sigma}(\tau) \propto \tau^{-1}$ ，短时频率稳定度由调频白噪声和调频闪烁噪声决定，和观测时间呈  $\frac{1}{2}$  和零

次方关系  $\hat{\sigma}(\tau) \propto \tau^{-\frac{1}{2}}, \tau^0$ ，而长时频率稳定度由随机游走调频噪声决定，和观测时间呈  $\frac{1}{2}$

次方关系， $\hat{\sigma}(\tau) \propto \tau^{\frac{1}{2}}$ 。

### (3) 锁相频率综合信号发生器工作原理

锁相频率综合信号发生器是当前最常见到的信号发生器，其基本工作原理框图如图 1.2.2 所示，其主体是一个小数分频的锁相环，同时又附加了调频(frequency

modulation)、调相(phase modulation)、调幅(amplitude modulation)和脉冲发射调制(burst modulation)等调制功能，最后还有自动电平控制电路 (automatic level control, ALC)用于控制输出电平的稳定性，该电路同时被用于幅度调制。

其中的参考源一般是晶体振荡器，表 1.2.1 是参考源振荡器的常见缩写，信号发生器中常用的是 TCXO 或 OCXO，其中 OCXO 比 TCXO 的精度高一个量级。

输出衰减器可以使得信号发生器输出幅度有很大的调节范围，一般可达-136dBm~13dBm。

对于较高频率的微波信号发生器，往往采用多环结构实现频率综合。

对于较低频率的高频信号发生器，可以采用直接数字频率合成信号发生器。

表 1.2.1 常见振荡器缩写

缩写	全 称	中文译名
XO	Oscillator	振荡器
CXO	Crystal Oscillator	晶体振荡器
VCXO	VoltageCrystal Oscillator	压控振荡器
OCXO	Oven Controlled Oscillator	恒温控制振荡器
OCVCXO	Oven Controlled VCXO	恒温控制压控振荡器
TCXO	Temperature Compensated Oscillator	温度补偿振荡器
TCVCXO	Temperature Compensated VCXO	温度补偿压控振荡器
PXO	Precision Oscillator	精密振荡器
VCSO	Voltage Controlled SAW Oscillator	压控声表面波振荡器

(4) 信号发生器性能对射频测试的影响

信号发生器在射频通信系统测试中，往往作为系统输入，或者作为通信机本振使用，它的性能指标对射频前端性能测试有较大影响。下面举几个具体的例子来说明信号发生器的频谱纯度（相位噪声、杂散信号）及其他主要技术指标对射频测试的影响。

① 频谱不纯对邻近信道的干扰

信号发生器作为发射机的本振使用，如果信号发生器的频谱很干净且相位噪声很低，则它将中频频谱搬移到射频后不会对邻近信道产生很大的干扰；但是如果它的频谱不纯，或者相位噪声很大，那么它的这些杂散干扰和相位噪声就会很容易将中频信号变频后落入到射频邻近信道中，从而对邻近信道形成很大的干扰，尤其是当信号发生器的

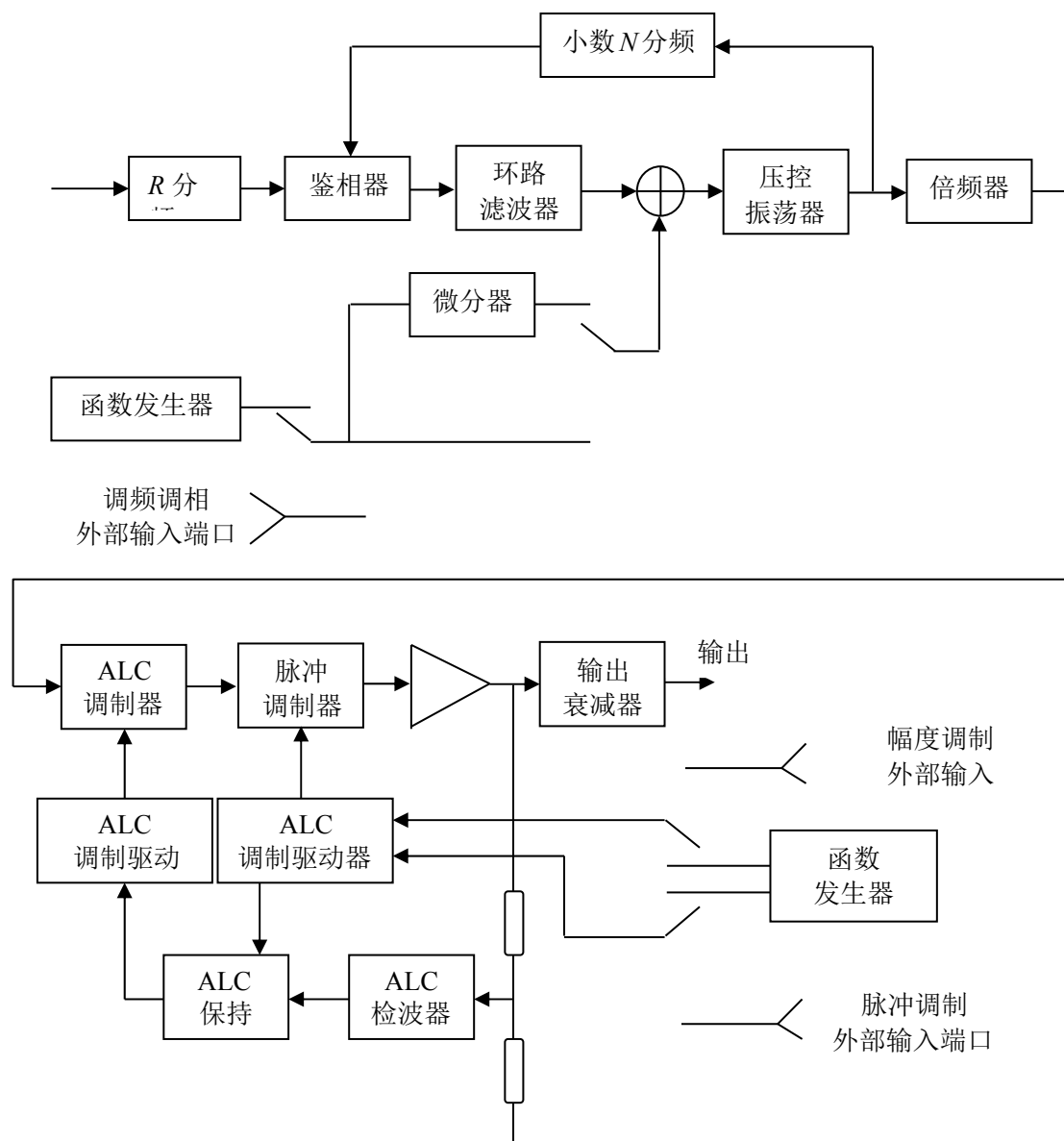


图 1.2.2 锁相频率综合信号发生器原理框图

频率精度也不高时，这种情况会更加严重。

## ② 频谱不纯降低信噪比

信号发生器作为接收机的本振使用，射频频谱被搬移到中频后，如果信号发生器的杂散信号或相位噪声较强，那么中频有用信号带宽内经下变频后形成的噪声或干扰就会很强，从而降低输出信噪比，使得接收机灵敏度降低。

第二种情况是，当输入信号中有较大的干扰信号时，它和本振信号作用后会被搬移到较低的频率，如果本振频谱很纯净，那么这个信号会被中频滤波器

所滤除，但是如果本振信号不纯，这些不纯的信号就会被干扰信号搬移到有用信号带宽之内，从而形成对有用信号的干扰，如图 1.2.3 所示。

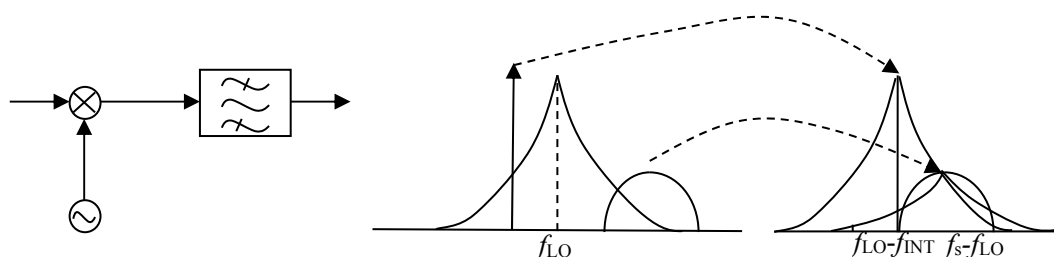


图 1.2.3 频谱不纯影响信噪比

### ③ 频率准确度低导致灵敏度测试错误

信号发生器作为接收机输入端信号，如果其频率准确度高，那么变频后的中频频率恰好落在中频滤波器中心位置，测得的接收机灵敏度（信噪比）就是正确的；如果信号发生器频率准确度不高，而中频带宽又较窄，那么变频后的频率有可能落在中频滤波器带宽之外，信号严重衰减，测得的接收机灵敏度就会大大降低。

### ④ 输出功率不准确导致接收机灵敏度测试错误

如图 1.2.4 所示，假设某一个射频通信产品的接收机灵敏度超过-110dBm，则认为产品合格，第一种情况，信号发生器的输出功率误差较大，为 $\pm 5\text{dB}$ ，为了保证-110dBm 的灵敏度，信号发生器的输出功率必须设置为-115dBm，从而 7 个产品中只有 1 个产品通过检验；第二种情况，信号发生器的输出功率误差较小，为 $\pm 1\text{dB}$ ，为了保证-110dBm 的灵敏度，信号发生器的输出功率必须设置为-111dBm，这样 7 个产品中有 5 个产品通过检验；而事实上，7 个产品中 6 个产品都是合格的，可见选用输出功率误差较大的信号发生器，将会导致产品成品率严重下降的后果。

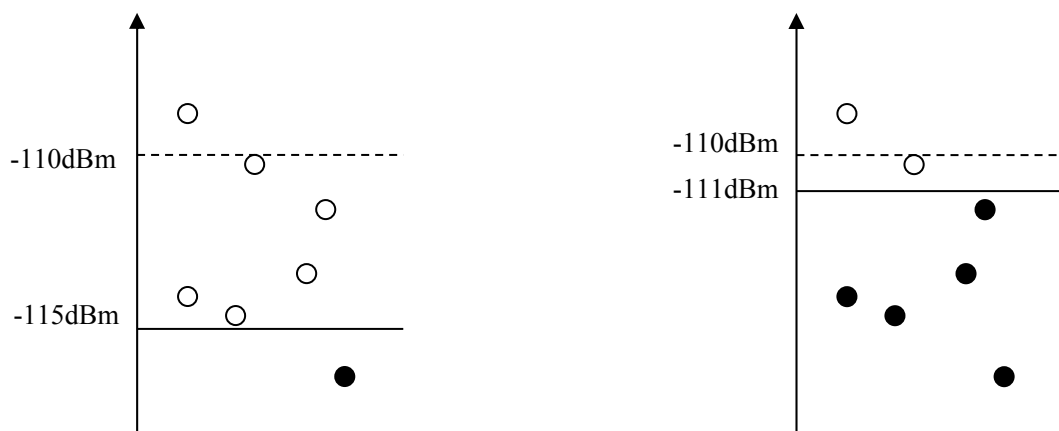


图 1.2.4 输出幅度准确度导致接收机灵敏度测试误差

### 1.3 示波器测试原理

示波器是时域测试仪器，能够直接观测被测信号的电压-时间波形，例如一个脉冲信号的前后沿、脉宽、上冲、下冲等参数。

示波器的显示器上，横轴代表时间，纵轴代表幅度，因而显示屏上显示的是时域电压波形  $v(t)$ ；而频谱分析仪显示器的横轴是频率，纵轴是幅度，显示器上显示的是幅度-频率关系  $A(\omega)$ ；两者虽然一个是时域测试分析仪器，一个是频域测试分析仪器，但显示器的工作原理是一样的，都是  $XY$  图示仪，也就是说，把两个有关系的变量线性转化为电压分量，分别加至显示器的  $X$ 、 $Y$  偏转板上，就可以在显示屏上显示这两个变量之间的关系，如图 1.3.1 所示。



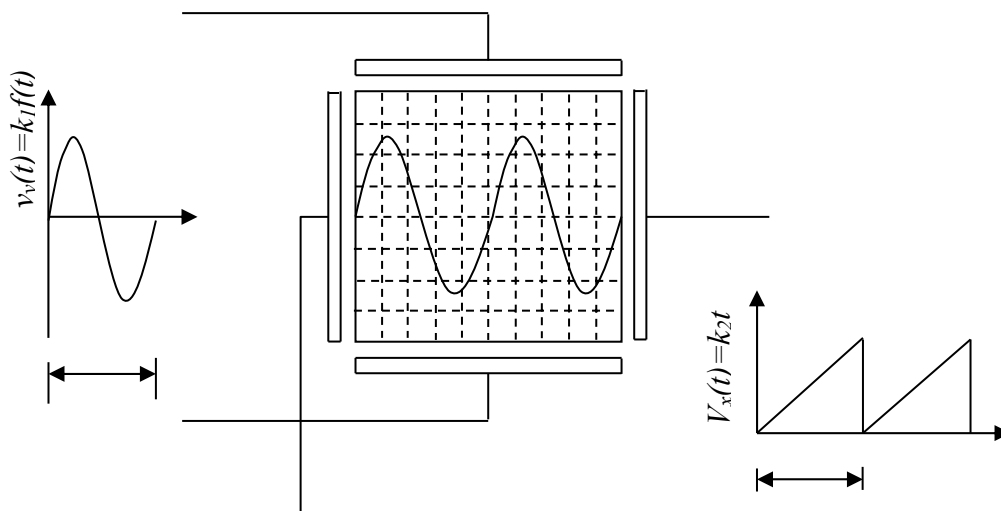


图 1.3.1 XY 图示仪工作原理

要想在显示屏上获得稳定的图形输出，需要扫描电压周期  $T_n$  是信号周期  $T_s$  的整数倍，如果满足整数倍关系，则称为同步。图中显示屏上有两个周期的信号，说明  $T_n = 2T_s$ 。如果不同步，对模拟示波器而言，则无法获得稳定的波形，因为下一次扫描获得的波形和上一次的不重合，人眼看到的波形是移动的。

显示器可以是阴极射线管，此时加载在  $X$ 、 $Y$  偏转板上的电压引导阴极发射出来的电子束投射到荧光屏的正确位置，该位置将有亮点出现，在一个扫描周期内，可完成周期性波形的显示。

示波器一般分为模拟示波器、数字存储示波器和混合信号示波器三大类。

模拟示波器是将被测信号经模拟放大后直接加载在显示器的  $Y$  偏转板上，由阴极射线管的偏转系统将其线性转换为纵向的变化；数字存储示波器 (digital storage oscilloscope, DSO) 将被测信号数字化后，记录在内存之中，之后再建波形，因而具有记忆存储被测波形的功能，可以用来观测和比较单次过程或非周期现象、超低频信号以及不同时间不同地点观测到的信号；混合信号示波器 (mixed signal oscilloscope, MSO) 是把数字示波器对信号细节的分析能力和逻辑分析仪多通道定时测量能力组合在一起的时域测试仪器，可以用来分析数模混合信号之间的交互影响。

示波器可以用来测试电压幅度、时间、相位等。

由于示波器是电子测量中的最基本的测试仪器，其工作原理在各类教材中均有介绍，因此本书不再详述，下面以示波器的频响特性和探头为主要内容对高频测试中出现的问题做一些简单的探讨。

### (1) 示波器频响特性分析

从示波器探头、垂直放大器到显示屏，信号经过了一系列线性系统的作用，因此显示屏上显示的信号波形其实是经过线性系统作用后的信号波形，因此有必要考察这个线性系统对信号波形到底产生了多大的影响。如果影响很小，则可认为显示屏上显示的信号和被测信号基本一致，如果影响很大，就不可以错误地把显示屏上显示的信号当成实际的被测信号看待了。

线性系统的频响特性直接决定了系统输出波形特征。示波器测量系统中，信号首先通过探头，再进入示波器垂直放大器等，每通过一个线性系统，信号都会产生线性失真。对阶跃信号而言，上升沿会逐级恶化，并有可能产生振铃等较为严重的线性失真现象。

传统的模拟示波器从输入放大器开始到显示器  $Y$  偏转板，之间可能需要近千倍的放大倍数，中间需要级联多个电路系统；当多个具有相同低通频率特性的电路级联时，整个线性系统的频响特性具有近乎高斯低通的滤波特性。高斯低通滤波特性具有良好的阶跃响应特性，不存在过冲现象。如果示波器的 3dB 带宽为  $BW_{3dB}$  的话，可以用如下公式估算其对阶跃信号上升沿的影响，

$$T_{r,os} = \frac{0.35}{BW_{3dB}} \quad (1.3.1)$$

$$T_{r,dis} \approx \sqrt{T_{r,sig}^2 + T_{r,os}^2} \quad (1.3.2)$$

其中， $T_{r,os}$  为示波器有限带宽导致的阶跃响应曲线的上升沿大小， $T_{r,dis}$  为示波器显示屏上显示出来的阶跃响应上升沿大小， $T_{r,sig}$  为输入信号自身的上升沿大小。可见，如果被测信号的上升沿  $T_{r,sig}$  远大于示波器带宽等效上升沿  $T_{r,os}$ ，则示波器上显示的波形和实际输入波形差别不大；如果两个上升沿相当，则会出现很大的误差；如果被测信号的上升沿  $T_{r,sig}$  远小于示波器带宽等效上升沿  $T_{r,os}$ ，则示波器上显示的上升沿  $T_{r,dis}$  完全不同于实际输入信号的上升沿  $T_{r,sig}$ ，此时的上升沿  $T_{r,dis} \approx T_{r,os}$  是示波器测试系统自身的低通传输特性反映。

数字存储示波器中的系统响应类型一般采用巴特沃思低通型，它具有通带内响应幅度最大平坦特性。由于巴特沃思型带外衰减特性优于高斯型，因此有助于降低其后模数转换器的采样频谱混叠误差，如图 1.3.2 所示。

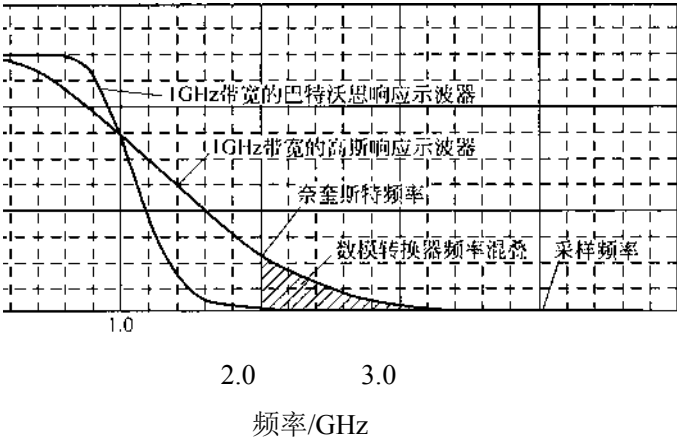


图 1.3.2 两种响应类型示波器的幅频特性曲线

对于巴特沃思型的数字存储示波器，其等效上升沿和带宽之间的关系大约为

$$T_{r,os} = \frac{0.4 - 0.5}{BW_{3dB}} \tag{1.3.3}$$

对于理想的阶跃信号输入，巴特沃思低通滤波器的阶跃响应比高斯低通滤波器差，因为它的阶跃响应中出现了振铃现象；但是如果输入不是理想的阶跃信号，其上升沿大于示波器等效上升沿的话，则不会出现振铃现象，而且显示的上升沿时间更加接近于实际输入信号的上升沿。

基于上述分析，给出如下的示波器带宽选择步骤：

① 计算信号上升沿对应的最大频率

$$F_{max} = \frac{0.5}{T_{r,sig}} \tag{1.3.4}$$

② 确定示波器响应类型是高斯型还是巴特沃思型。如无特别说明，数字存储示波器一般都是巴特沃思型。

表 1.3.1 示波器带宽与采样率选择

允许的上升沿 测试误差/%	示波器带宽选择	
	高斯响应型	巴特沃思响应型
20	$1.0 F_{max}$	$1.0 F_{max}$
10	$1.3 F_{max}$	$1.2 F_{max}$
3	$1.9 F_{max}$	$1.4 F_{max}$
最小采样率	4 倍带宽	2.5 倍带宽

## (2) 探头

这里特别说明的是，表 1.3.1 中的示波器带宽隐含了探头带宽在内。一般来说，为了更好地发挥示波器性能，探头的带宽应高于示波器带宽，否则将严重影响示波器带宽性能，因为整个测试系统的等效带宽小于两个带宽。探头虽小，其对测试系统的重要性却很高。

除了上述对带宽的影响之外，探头还有可能恶化测试信号质量，这需要对探头的内部构造有所了解。下面首先讨论探头的功能，其后讨论其内部构造，最后讨论测试中可能出现的关于探头的问题。

### ① 从功能定义看测试系统对探头的要求

探头的作用是从电路中耦合出尽量少的能量，并以最大保真度将其传递到示波器输入端。注意探头功能定义中的“耦合出尽量少的能量”是为了降低测试系统对被测电路的影响，如果耦合能量过大，则有可能改变电路系统的工作状态，测试结果就是不可信的；“以最大保真度将其传递到示波器”，这除了要求探头具有足够宽的带宽之外，其传递函数的幅频特性和群延时特性还要足够平坦才有可能实现。

### ② 探头类型和构造

探头从被测量的类型来分，有电压型探头、电流型探头和逻辑型探头三大类；从构造上看，有无源探头和有源探头两大类。这里只讨论用于测量电压参量的电压型探头。

万用表可测试直流分量和低频交流分量，其测试探头一般采用简单的裸线探头，但这在高频示波器中是不能采用的，因为裸线对示波器的输入放大器而言，相当于大的电感甚至于天线，会接收到众多的干扰信号，示波器显示无法区分哪个是被测信号，哪个是干扰信号。当这些干扰信号足够强时，可能会淹没被测信号，示波器显示屏上将找不到被测信号。因此，示波器探头首要的是良好的屏蔽措施，一般在探头前端和示波器输入端之间采用可弯折的编织带同轴屏蔽电缆，探头前端地和示波器地通过电缆外包皮连接，如图 1.3.3 所示。

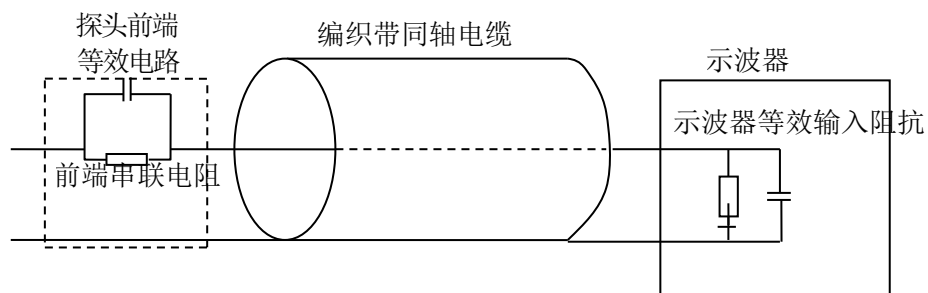
关于示波器等效输入阻抗，通常情况下并联电阻  $R_1$  值大约在  $1\text{M}\Omega$  量级，并联电容  $C_1$  大约在几 pF 到上百 pF 之间，为了降低示波器测试系统对电路工作状态的影响，探头前端往往需要串联一个大电阻  $R_2$ ，如  $9\text{M}\Omega$  的电阻，这样可以构造出一个 10 倍电压衰减的无源探头。低频下，可暂不考虑中间屏蔽电缆对阻抗的影响，探头等效电路如图 1.3.3(b)所示，

从被测点电压到示波器输入端的电压传递函数为

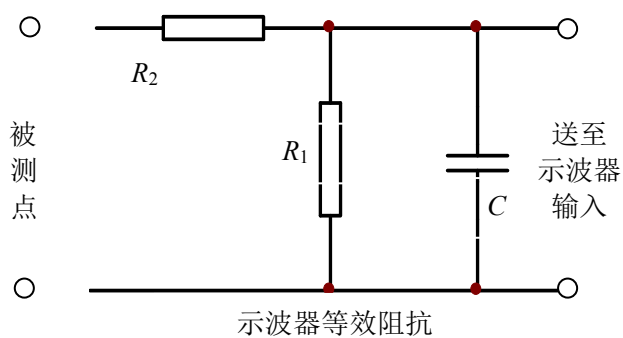
$$H(s) = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \bullet \frac{1}{1 + sC_1(R_1 // R_2)} \quad (1.3.5)$$

由于存在一个极点，限制了系统带宽。因此示波器探头往往还需要在前端串联电阻  $R_2$  上并联一个补偿电容  $C_2$ (见图 1.3.3(c))，该电容是可调的，通过调整补偿电容的大小，可以使示波器探头的工作带宽与示波器相匹配。加入补偿电容后的传递函数为

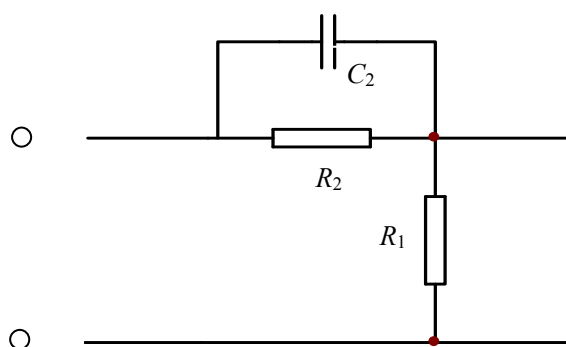
$$H(s) = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \bullet \frac{1 + sC_2R_2}{1 + s(C_1 + C_2)(R_1 // R_2)} \quad (1.3.6)$$



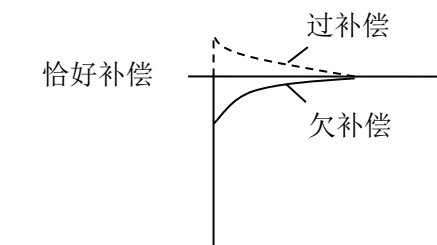
(a) 无源探头结构示意图



(b) 未补偿探头等效



(c) 加补偿电容



(d) 阶跃响应

图 1.3.3 示波器无源探头及其等效电路

可见，补偿电容的作用是提供一个零点。如果这个零点恰好和极点抵消，则传递函数就是理想的电压分压器（电压衰减器）了。只要满足如下关系，即可用零点补偿极点，探头系统的带宽理论上可达无穷大

$$C_2 R_2 = (C_1 + C_2) (R_1 // R_2) \Rightarrow C_2 = \frac{R_1}{R_2} C_1 \quad (1.3.7)$$

对于补偿电容  $C_2$  小于理想值和大于理想值  $\frac{R_1}{R_2} C$  两种情况，分别称之为欠补偿和过补偿，如果用阶跃信号作为输入信号，在示波器上可以观察到三种情况的波形，如图 1.3.3(d) 所示，因而可以从波形变化上进行补偿电容大小的调整。

上面的分析没有考虑屏蔽电缆的作用，事实上，屏蔽电缆是一段传输线，它的特征阻抗远小于其两端的负载阻抗，由于阻抗不匹配，因此信号必然在里面来回反射，这将限制系统的带宽，1m 长左右的软电缆探头，其带宽只有数十 MHz。为了增加探头的带宽，往往需要在探头电缆后端和示波器接口位置处加入一个匹配网络，使得前端传输过来的信号不会被反射回去，经过阻抗匹配后的探头其带宽可达数百 MHz。

## 2 通用电路基础实验

本章主要介绍射频通信系统的单元电路实验，并在每个实验前面简要介绍与之相关的知识，这些实验涵盖了“通信电子电路”(或“高频电子线路”)课程的主要知识点，每个实验后面多到出了一定数量的思考题。目的是使学生通过动手和思考，进一步了解射频通信系统各种基本单元电路的构成、功能及性能指标，加深对这些基本电路的工作原理、性能特点及应用背景的理解；并对学生进行基本技能调练，包括对实际电路性能的调测，实验现象的观察与分析，常用射频仪器的使用；掌握关于射频电路的测试方法以及基本射频仪器的操作技能，为下阶段独立设计调频接收机模块打下基础。

为了使实验达到预期效果，要求实验者抓住以下三个环节：预习，动手，写报告。实验前的预习是顺利完成实验的前提，预习包括：认真阅读实验指导书，了解本次实验的内容，明确要做什么，最好琢磨一下每项实验内容的目的；复习有关课程内容，结合指导书，拟定实验步骤并画出记录表格；了解测量仪器的使用方法。

实验时要敢于动手,做到手、脑并用。不仅要认真观察实验现象，如实作好记录，而且要积极思考，分析实验中遇到的问题，尝试改进方法。

撰写实验报告是实验者必须完成的最后一项艰巨而重要的任务，撰写报告过程中要对实验过程进行反思，用学过的理论知识对实验现象和结果进行分析和总结，是一个理论联系实标的过程，同时这也是培养写作能力为今后撰写技术报告和科技论文打基础的一个极为重要的训练环节，下面对这类实验报告的内容、要求和注意事项作简要说明。

一份完整的实验报告应该包括标题页和正文两部分。标题页内容有：实验的标题，实验者的姓名、学号、单位(班级)，实验合作者的姓名、学号、单位(班级)，以及实验日期和递交报告的日期。

正文部分一般需要包括以下内容：

### (1) 实验目的

简洁、明了地说明实验的目的，切忌抄实验指导书

### (2) 实验仪器与设备

### (3) 实验电路及其说明

画出实验电路并简述其工作原理，

### (4) 实验数据整理与处理

① 对各项实验测得的数据和根据测量结果计算得到的数据进行列表整理。注意每张表格应加名称(或标题)，表中所列数据要注明单位，其有效数字的位数应符合精度要求。当计算值和测量值在同一表格列出时，需说明哪些是计算值，哪些是测量值。



② 对实验中所测的波形和频谱进行重新绘制。

③ 根据测试数据绘制曲线。曲线上对测量的数据点要用记号表示，而且曲线应画得连续光滑，切忌将各数据点的值连成折线。当一张图上绘有多条曲线时，图上应有图例，说明每条曲线表示的含义。

注意作图时每张图都应画出相应的坐标轴，并在坐标轴上标注刻度及物理量和单位，图下有序号和名称。

### (5) 实验结果分析

对实验现象进行理论分析、解释，并对实验结果进行误差分析。在基础实验阶段，误差分析主要是通过实测数据与理论计算结果的对比分析，讨论实验误差产生的原因，分清哪些是主要因素，以便今后改进。

### (6) 实验小结

① 根据实验数据、波形或实验中观察到的现象作出结论。

② 总结实验中遇到的问题及其解决方法。

③ 总结新仪器的使用方法。

④ 回答思考题。

⑤ 总结收获和体会，提出改进实验的意见和建议。

## 2.1 小信号调谐放大器实验

### 2.1.1 小信号调谐放大器的相关知识

所谓小信号调谐放大器，就是采用  $LC$  谐振回路作为选频负载的小信号放大器，如图 2.1.1 所示，输出谐振回路用于形成带通选频特性。此电路中，为了方便调试，输入

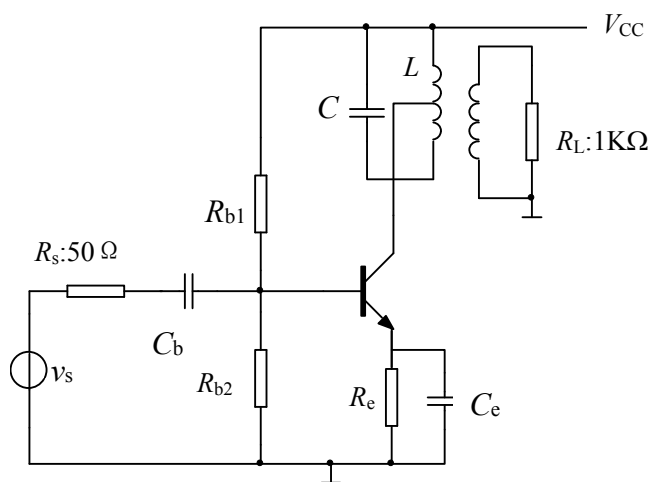


图 2.1.1 小信号调谐放大器

端没有调谐电路，而是直接将信源接入，从而输入端总阻抗很低，故而晶体管极间电容  $C_{b'c}$  在输出端的 MILLER 效应较小，对谐振回路的影响也较小。

关于 MILLER 效应,则需考察晶体管的小信号  $\pi$  模型。假设纯阻负载情况，其小信号等效电路可化简为如图 2.1.2 所示，其中源为戴维南等效源，即从  $C_{b'e}$  向源端看入的戴维南等效电压源  $v_i$ ，戴维南等效电阻  $R_i$ ，则包括了信源内阻  $R_s$ 、直流偏置电阻  $R_b=R_{b1} // R_{b2}$ ，以及晶体管  $\pi$  模型中的  $r_{bb'}$ 、 $r_{b'c}$  的综合影响， $C_o$  为  $C_{ce}$  和负载电容  $C_L$  的并联， $R_o$  为  $r_{ce}$  和负载电阻  $R_L$  的并联。

求该电路的传输函数，为

$$H(s) = \frac{V_o}{V_i} = -g_m R_o \frac{1 - \frac{s}{g_m / C_{b'c}}}{1 + s[C_{b'e}R_i + C_oR_o + C_{b'c}(R_i + R_o + g_m R_i R_o)] + s^2 R_i R_o (C_{b'c}C_o + C_oC_{b'e} + C_{b'c}C_{b'e})} \quad (2.1.1)$$

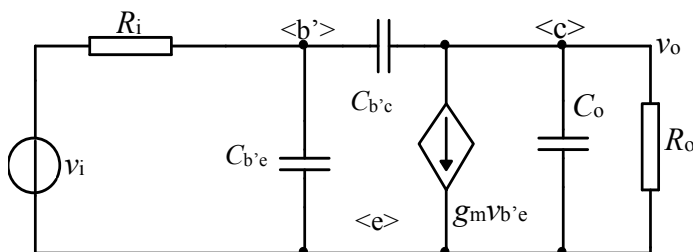


图 2.1.2 晶体管放大器小信号电路

在频率不是特别高的情况下，该传递函数可简化为单极点系统进行分析，

$$H(s) \approx -g_m R_o \frac{1}{1 + s[C_{b'e}R_i + C_oR_o + C_{b'c}(R_i + R_o + g_m R_i R_o)]} \quad (2.1.2)$$

可见，该放大器的极点（高频响应）是由三个电容的时间常数共同决定的，

$$f_p = \frac{1}{2\pi\tau} \quad (2.1.3)$$

$$\tau = C_{b'e}R_i + C_oR_o + C_{b'c}(R_i + R_o + g_m R_i R_o) \quad (2.1.4)$$

其中， $R_i$  是  $C_o$ 、 $C_{b'c}$  开路时两端的总电阻， $R_o$  是  $C_{b'c}$ 、 $C_{b'e}$  开路时  $C_o$  两端的总电阻， $(R_i + R_o + g_m R_i R_o)$  是 *开路时* 两端的总电阻。

一般教材讨论 MILLER 效应时，都是采用 MILLER 定理将跨接电容  $C_{b'c}$  折合到输入端和输出端，折合结果如下：

$$C_{M, \text{in}} = (1 + A_v)C_{b'e} = (1 + g_m R_o)C_{b'e} \quad (2.1.5)$$

$$C_{M, \text{out}} = (1 + A_v^{-1})C_{b'e} = (1 + (g_m R_o)^{-1})C_{b'e} \approx C_{b'e} \quad (2.1.6)$$

单向后，输入端和输出端的总时间常数由两个电阻确定，为

$$\tau = R_i(C_{b'e} + C_{M, \text{in}}) + R_o(C_o + C_{M, \text{out}}) \quad (2.1.7)$$

该时间常数和式 (2.1.4) 结果一致。正是因为两者一致，人们容易误认为式(2.1.5)和式(2.1.6)的 MILLER 等效就是真实的 MILLER 效应在放大器输入输出端的等效电容大小，而事实并非如此。式(2.1.5)和式(2.1.6)用 MILLER 定理给出的 MILLER 等效是在假设放大器为理想电压放大器(理想压控压源)情况下的分析结论，总时间常数几乎全部被折合到输入端并无疑问；然而晶体管并非理想压控源，它是一个压控流源，总时间常数被折合到输入端和输出端都是可行的，这一点可以从输入输出阻抗分析看出：假设  $C_o$  被电感抵消，则从  $C_{b'e}$  右侧向晶体管看入的输入电容为

$$C_{M, \text{in}} = C_{b'e}(1 + g_m R_o) \quad (2.1.8)$$

这和 MILLER 定理给出的结论相符，但是如果进一步计算输出端阻抗，假设  $C_{b'e}$  被电感抵消，则从  $C_o$  左侧向晶体管看入的输出电容为

$$C_{M, \text{out}} = C_{b'e}(1 + g_m R_i) \quad (2.1.9)$$

会发现输出端 MILLER 效应的影响并非像式(3.1.6)所示的那样可以被忽略不计。式(2.1.8)和式(2.1.9)这两个公式请读者自行分析确认，它们说明了 MILLER 效应对晶体管（压控流源）而言，在双端都是存在的而且都不可被忽视。

事实上，进一步的理论分析表明，在假设  $r_{bb'}=0$  的情况下，如果作双共轭匹配，那么输入端需要用电感谐振掉的总输入电容为

$$C_{\text{in}} = C_{b'e} + C_{b'e}(1 + 0.5g_m r_{ce}) \quad (2.1.10)$$

而输出端需要用电感谐振掉的总输出电容为

$$C_{\text{out}} = C_o + C_{b'e}(1 + 0.5g_m r_{b'e}) \quad (2.1.11)$$

可见晶体管的 MILLER 效应确实是双端同存的。

对图 2.1.1 所示的仅输出端调谐的放大器，由于输出端有谐振电感将输出电容抵偿，因此输入端 MILLER 效应仍然如式(2.1.8)表述的那样，但是因为输入端没有电感谐振抵偿输入端的电容，因而输入端电容会影响输出端的 MILLER 效应大小，输出端 MILLER 效应等效电容为

$$C_{M, \text{out}} = (1 + \frac{g_m R_i}{1 + \omega_o^2 R_i^2 (C_{be} + C_{bc})^2})C_{b'e} \quad (2.1.12)$$

当频率很低时，它近似退化为式(2.1.9)，但频率很高时，它近似等于  $C_{b'e}$ 。

本实验测试的内容包括：小信号调谐放大器的谐振频率  $f_0$ 、谐振时的电压放大倍  $A_v$ 、放大器的通频带  $B$  及选择性等。下面给出放大器这些性能指标的含义及测量方法。

### (1) 谐振频率

电路调试中，定义谐振频率为电压增益最大的频点。将回路谐振频率调整到给定谐振频率  $f_0$  的方法是：①用扫频仪作为测量仪器，测出电路的幅频特性曲线，调节变压器磁芯位置，改变电感量太小，将谐振曲线的峰值调整到外频标规定的谐振频率  $f_0$  上。②也可以用频率为  $f_0$  的正弦波信号源作为输入，由示波器观测输出信号，调节变压器磁芯位置，当是示波器达到达到最大时，则表明输出回路谐振在  $f_0$  上。

谐振频率的理论公式为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_\Sigma}} \quad (2.1.13)$$

式中， $L$  为调谐回路电感线圈的电感量， $C_\Sigma$  为调谐回路的总电容，

$$C_\Sigma = C + p_1^2(C_{ce} + C_{M,out}) + p_2^2 C_L \quad (2.1.14)$$

其中， $p_1$  为变压器初级电感的部分接入系数，即初级线圈抽头上半部分匝数与总匝数之比， $p_2$  为变压器部分接入系数，为次级线圈和初级线圈匝数之比， $C_L$  为负载电阻两端的并联电容； $C_{ce}$  为晶体管输出电容，未知情况下一般假设其电容量为零； $C_{M,out}$  为晶体管的输出端 MILLER 等效电容，大小如式(2.1.12)所示，其中戴维南等效电阻在大多数偏置情况下，可以近似为

$$R_i \approx R_s + r_{bb'} \quad (2.1.15)$$

为了提高谐振回路的稳定性，实际电路中往往令式(2.1.14)中的回路电  $C$  远大于另外两项电容，使得  $C_\Sigma$  主要由稳定性高的  $C$  来决定，从而谐振频率也主要由  $C$  来决定。

### (2) 电压放大倍数

电压放大倍数为

$$\begin{aligned} A_v &= \left| \frac{v_L}{v_s} \right| = \frac{p_2}{p_1} \left| \frac{v_L'}{v_s} \right| = \frac{p_2}{p_1} \left| \frac{v_L'}{v_{b'e}} \right| \left| \frac{v_{b'e}}{v_s} \right| \\ &\approx \frac{p_2}{p_1} \bullet g_m (R_L' // r_{ce} // R_p') \bullet \eta \end{aligned} \quad (2.1.16)$$

式中， $v_L$  为负载  $R_L$  两端电压， $v_L'$  为晶体管集电极电压。 $R_L' = \frac{p_2}{p_1} R_L$  为负载电阻等效到晶体管集电极的等效电阻， $R_p'$  为谐振电路自身损耗等效谐振电阻  $R_p$  在晶体管输出端的等效电阻， $R_p' = p_1^2 R_p$ 。

由于输入端包含了 MILLER 等效电容  $C_{M,out}$  和晶体管输入电容  $C_{b'e}$  共同的影响，故而

$$\eta = \left| \frac{V_{b'e}}{V_s} \right|$$

虽在较低频率下可近似认为  $\eta=1$ ，但在频率较高时，它却近似等于

$$\eta = \frac{1}{2\pi f_0 R_i [C_{b'e} + (1 + g_m R_o) C_{b'e}]} \quad (2.1.17)$$

可见，输入端 MILLER 效应电容对高频增益起到严重的压制作用，使得高频电压增益近似和频率成反比关系。除了幅频特性上的压制作用外，输出电压和输入电压之间还有超出  $180^\circ$  之外的额外的相移，这个相移是由输入阻容提供的，为

$$\Delta\varphi = \arctan \omega_0 R_i (C_{b'e} + C_{b'c}) \quad (2.1.18)$$

$A_v$  的测置方法是：首先设置信号源，用示波器确认该设置，并记录  $v_s$ ；将信号源接入放大器、用示波器测量负载两端电压  $v_L$ ，则电压放大倍数为

$$A_v = \left| \frac{V_L}{V_s} \right| \quad (2.1.19)$$

或

$$A_v = 20 \lg \left| \frac{V_L}{V_s} \right| (\text{dB}) \quad (2.1.20)$$

如果需要换算为功率增益，则为

$$A_p = A_v + 10 \lg \left( 4 \frac{R_s}{R_L} \right) (\text{dB}) \quad (2.1.21)$$

在  $R_s=50\Omega$ ， $R_L=1K\Omega$  情况下，功率增益分贝数比电压增益分贝数小 7dB。

### (3) 通频带

由于谐振回路的带通选频作用，当工作频率偏离谐振频率时，放大器的电压放大倍数下降，一般将电压放大倍数下降到比谐振频点  $f_0$  最大放大倍数小 3dB 位置所对应的频带宽度称为为放大器的 3dB 带宽，也称通频带 BW，

$$BW_{3dB} = f_{-3dB,H} - f_{-3dB,L} = \frac{f_0}{Q_L} \quad (2.1.22)$$

式中， $f_{-3dB,H}$ ， $f_{-3dB,L}$  分别为电压增益下降 3dB 对应的高端频率和低端频率， $Q_L$  为输出谐振回路的又在品质因数。这里假设输入端对幅频特性的影响可以忽略。

有载品质因数可以如此估算，

$$Q_L = \frac{1}{G_\Sigma} \sqrt{\frac{C_\Sigma}{L}} \quad (2.1.23)$$

$$C_\Sigma = G_p + p_1^2(g_{ce} + g_{M,out}) + p_2^2 G_L \quad (2.1.24)$$

其中， $G_\Sigma$  是并联谐振回路总的等效并联电导； $G_p$  是并联谐振回路未加任何负载时其自身损耗所等效的并联电导，主要是电感金属损耗和趋肤效应引起的损耗的等效电导； $G_L = \frac{1}{R_L}$  是负载电导； $g_{ce} = \frac{1}{r_{ce}}$  是晶体管  $\pi$  模型输出电阻  $r_{ce}$  的倒数； $g_{M,out}$  是晶体管跨导、跨接电容和输入电容在输出端的类似于 MILLER 效应的等效电导，在低频端可忽略不计。

通过测量放大器的谐振曲线确认通频带，测量方法可以是扫频法，也可以是逐点法。

① 扫频法：用扫频仪作为测量仪器，信号源作为外接频标确认精确的频点位置，显示通频带选频特性，找到最大点格数，比如 7 格，那么 5 格 (=7 格 $\times$ 0.707)位置对应的两个频点之差为同频带宽。

② 逐点法：用信号源和示波器测量，步骤是：记录谐振频率  $f_0$  及其对应的示波器输出幅度  $A_0$ ，改变高频信号发生器的频率(保持其输出电压  $v_s$  不变，由信号源保证，可用示波器确认)，记录频率  $f$  其对应的示波器幅度  $A(f)$ 。逐点描绘该曲线，找到  $A=0.707A_0$  对应的两个频点，其差为 3dB 带宽。

#### (4) 选择性

频率选择性可用带通选频特性的矩形系数来表示，一般定义为

$$K_a = \frac{BW}{BW_{3dB}} \quad (2.1.25)$$

常见的取  $\alpha=60\text{dB}$ 。实验室测试时，60dB 对应的电压变化为 1000 倍，难以测量，因而往往取易于测量的  $\alpha=20\text{dB}$ ，即找到  $A=0.1A_0$  对应的两个频点，两个频点之差即为  $BW_{20dB}$ ，然后和前面获得的通频带  $BW_{3dB}$  相比，即可得到  $K_{20dB}$  这个矩形系数。

矩形系数越接近于 1，谐振曲线的形状就越接近于矩形，选择性就越好。

### 2.1.2 小信号调谐放大器实验

#### (1) 实验目的

① 理解小信号线性放大的基本原理，掌握小信号调谐放大电路的偏置方法、电路构成及电路中各元件的作用。

② 观察并调整小信号调谐放大器的带通选频特性，理解带通选频特性指标，包括中心频率、带宽和矩形系数。

③ 研究晶体管电流对放大器增益的影响，考察 MILLER 效应对谐振回路频率和带宽的影响。

④ 掌握使用信号源、示波器、扫频仪测量高频小信号放大器性能的基本方法。

## (2) 实验电路图

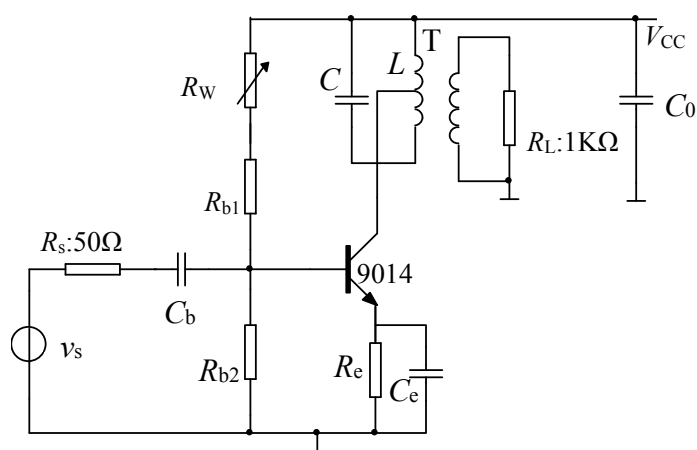


图 2.1.3 小信号调谐放大器实验电路

## (3) 预习要求

阅读 2.1.1 节，理解小信号线性放大的基本原理。列表说明实验电路图 2.1.3 中各个元件的作用并填入表 2.1.1 中。

元件	元件作用（实验电路 3.1.3）
SS9014	
L(可调电路)	
C	
T	
C <sub>b</sub>	
C <sub>e</sub>	
C <sub>0</sub>	
R <sub>b1</sub>	
R <sub>b2</sub>	
R <sub>e</sub>	
R <sub>W</sub>	
R <sub>L</sub>	

① 要求  $I_{EQ}=2\text{mA}$ ，请设计偏置电路，给出偏置电路电阻值，包括： $R_{b1}$ 、 $R_{b2}$ 、 $R_e$ ，假设  $R_W=0$ 。

② 已知工作频率为  $6.5\text{MHz}$ ， $C_b$ 、 $C_e$ 、 $C_0$  取多大值时，才能起到它们应起的作用？为什么？

③ 如果希望获得  $20\text{dB}$  的电压增益，晶体管静态电流  $I_{EQ}$  应取多大？是依据什么设定的？

⑤ 已知工作频率为  $6.5\text{MHz}$ ，输出谐振回路电感和电容应取多大？是依据什么设定的？

⑥ 如果希望保持电压增益不变的前提下输出宽带可调，可采用什么办法？这个办法会导致什么样的损失或问题？

⑦ 自行拟定用扫频仪测量放大器放大倍数的方案，并用实验指导书方案和自行拟定方案分别测量放大倍数。

#### (4) 实验仪器及设备

示波器	1 台
毫伏表 1 台（选）	
信号源	1 台
高频 Q 表 1 台（选）	
扫频仪	1 台（选）
直流稳压电源	1 台
数字万用表	1 台
实验电路板	1 块

#### (5) 实验电路说明

实验电路如图 3.1.3 所示，原理请查看 3.1.1 节关于简单调谐电路的讨论。对于实验电路图 3.1.3，其中的电路元件取值为：

$$V_{cc}=+12\text{V}, R_e=1\text{k}\Omega, R_{b1}=5\text{k}\Omega, R_{b2}=10\text{k}\Omega, R_W=100\text{k}\Omega, R_L=1\text{k}\Omega$$

$$L\approx 7\mu\text{H} \text{ 可调}, C=100\text{pF}$$

$$\text{变压器 T 的两个接入系数为 } p_1=0.5, p_2=0.5$$

$$C_0、C_b、C_e \text{ 均为 } 0.01\mu\text{F}。$$

#### (6) 实验内容

##### ① 静态工作点检查：

将实验板接+12V 直流电源，注意电源极性不要接反；



调节 RW，用数字万用表测得发射极电压，换算为  $I_{EQ}$ ，测量  $I_{EQ}$  变化范围。

② 调谐放大器的谐振回路，使之谐振在 6.5MHz 上。

测试条件： $I_{EQ}=2\text{mA}$ 。

有两种实现方法，分别介绍如下。

实现方法 1：将扫频仪的扫频电压输出端和检波探头分别置于放大器输入端和输出端，通过对扫频仪各调节旋钮的调节，使荧光屏上显示出放大器的幅频谐振特性曲线，设置信号源频率为 6.5MHz，幅度为 200mV EMF，接入扫频仪外接频标输入端，根据频标指示，调节变压器磁芯，使谐振曲线中心位置位于频标指示位置。

实现方法 2：将信号源频率设置为 6.5MHz，幅度为 200mV EMF，接入放大器输出端，将示波器探头接入负载上端，观测输出信号。调节变压器磁芯，使示波器输出波形具有最大值，此时，无论磁芯向上或者向下，示波器显示波形都是变小的。

注：信源输出幅度设置用 mV EMF，这里的 EMF 是电动势（electromotive bred 的缩写。对信号源而言，EM 代表信源输出未接负载或者开路时的输出电压的有效值。例如，当信源幅度设置为 200mV EMF 时，用示波器测量信源输出时，示波器显示的正弦波的峰-峰值为 566mV<sub>pp</sub>。如果信源设置用 dBm，200mV EMF 则对应 -7dBm，表承该信源的额定输出功率为 -7dBm，这里信源内阻为 50Ω。

③ 测量电压则以  $A_v$

测试条件： $I_{EQ}=2\text{mA}$ 。

实现方法：将信号源频率设置为 6.5MHz，幅度为 10mV EMF，接至已调谐的放大器输入端，用示波器测量负载上电压，记录波形幅度  $v_{L,pp}$ ，计算电压增益， $A_v=v_{L,pp}/v_{S,pp}$ 。其中， $v_{S,pp}$  取 28mV<sub>pp</sub> 或者用示波器校准取值。

④ 测量通频带 BW

测试条件： $I_{EQ}=2\text{mA}$ 。

有两种实现方法，分别介绍如下。

实现方法 1：用扫频仪首先完成调谐，调节 Y 增益使得谐振特性曲线占用一定高度，如 7 格，用外接频标确认 5 格位置量个频率值，两个频率之差即为 3dB 通频带。

实现方法 2：用信号源和示波器(或毫伏表)首先完成调谐，在 6.5MHz 左右各 2MHz，每隔 100kHz 测试一个点，读出每个频点的输出信号电平，连成谐振特性曲线，找到 3dB 带宽。

⑤ 测量带通选频特性的选择性

同测量 3dB 通频带一样，找到 20dB 带宽，两个带宽之比即为矩形系数。

⑥ 研究晶体管直流工作点电流对放大器性能的影响

◆ 输入信号同实验内容 3。调节 RW，令  $I_{EQ}$  从 0.5mA 到 7mA，每隔 0.5mA 一个点，测量发射极电压，记录，调谐，确认谐振点为 6.5MHz，测量相应工作点上的放大倍数，并绘出电压增益随工作点电流的变化曲线。

◆ 输入信号同上。调节 RW，令  $I_{EQ}=2\text{mA}$ ，放大器调谐在 6.5MHz 上。调节 RW，令  $I_{EQ}$  从 0.5mA 到 7mA，每隔 0.5mA 一个点，测量对应点的电压  $V_{CB}$ ，谐振频率，3dB 带宽。分析 MILLER 效应对谐振频率和 3dB 带宽的影响，分析为什么有这样的变化趋势。

\*⑦ 选作：非线性研究，测出放大器的 1dB 压缩点，1dB 压缩点的定义见 3.7 节。

### (7) 实验报告要求

按照本章一开始介绍的实验报告格式撰写实验报告。主要包括：

① 整理各项实验数据，并对各项实验现象、结果进行分析。对某些实验结果，如果可进行理论推导，比较两者是否相符，如果不相符，分析其原因。

② 实验心得。

③ 回答思考题。

### (8) 思考题

① 对预习内容回答不正确的，请拟定实验方法验证你的想法或答案是否正确。

② 用指导书方案和自行拟定方案分别测量放大倍数，比较两个放大倍数是否一致。如果不一致，请解释可能的原因。你觉得哪个更准确？如何对不准确方案进行校正？

③ 电压增益是否和直流工作点电流成正比关系？测量结果如何？如何理解测量结果？

④ 分析 MILLER 效应对谐振频率和 3dB 带宽的影响，分析为什么有这样的变化趋势。

⑤ 用 9014 实现 2MHz 的调谐放大器，如果在输入端也有一个调谐电路，则极易自激振荡，或者和前级混频器级联时，前级混频器的 2MHz 调谐电路与该放大器输出的 2MHz 调谐电路同时存在，则也会极易出现自激振荡。如何理解该自激振荡的出现？如何消除该自激振荡？

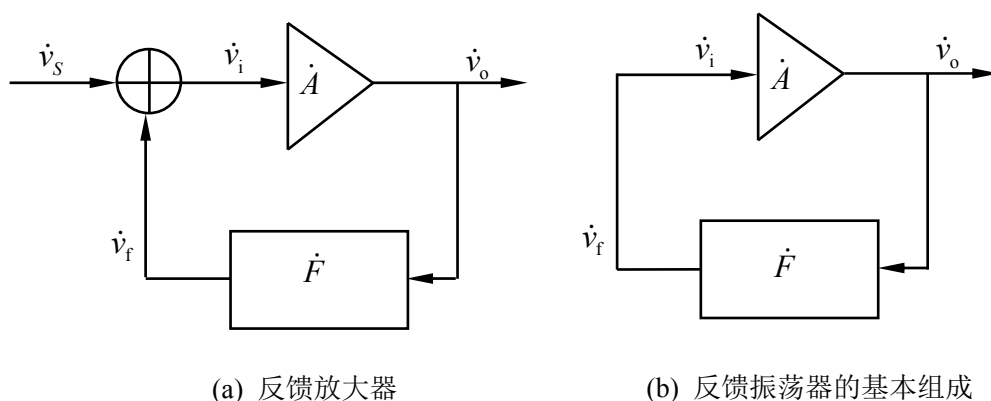
## 2.2 正弦波振荡器实验

### 2.2.1 正弦波振荡器的相关知识

#### (1) 正弦波振荡器的基本组成和振荡条件

按构成原理而言，正弦波振荡器可分为负阻振荡器和反馈振荡器两类。负阻振荡器采用负阻器件（例如隧道二极管）和谐振回路组成的振荡器，它利用负阻器件的负阻效

应去抵消谐振回路中的正电阻损耗，从而维持谐振回路的恒定等幅振荡，这类振荡器主要工作在微波频段。反馈振荡器是基于放大和反馈的机理构成的，通过正反馈放大器给振荡回路适时补充能量而维持等幅振荡，如图 2.2.1 所示。它是目前应用最广的一类正弦波振荡器。其实，反馈振荡器和负阻振荡器在作用原理上是一致的。因为对于一个实际的  $LC$  谐振回路，其电感和电容不是理想无损耗的，为了维持回路中振幅恒定的持续振荡，必须向谐振回路补充能量，以补偿谐振回路中的固有损耗。这个补充能量的机构在负阻振荡器中是负阻器件，而在反馈振荡器中则是带有正反馈的放大器。这两种器件都能将直流电源供给的直流能量变换为谐振回路所需补充的交流能量。因此，从供给能量的观点来看，带有正反馈的放大器可以等效地看成负阻器件。



2.2.1 反馈振荡器原理框图

对于反馈型振荡器来说，振荡器要正常工作必须满足三大条件：平衡条件、起振条件和稳定条件。

由图 2.2.1 可知，这里  $\dot{A} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i}$  是不带反馈的放大器增益， $\dot{F} = \frac{\dot{V}_f}{\dot{V}_o}$  为反馈系数，令  $T(j\omega) = \frac{\dot{V}_f}{\dot{V}_i} = \dot{A}\dot{F}$  为开环环路增益，下面分别介绍其平衡条件、起振条件和稳定条件。

① 平衡条件： $T(j\omega_{osc})=1$ 。这是保证振荡进入平衡状态并输出等幅持续振荡的条件。由于平衡条件  $T(j\omega_{osc}) = T(j\omega_{osc})e^{j\varphi_T(\omega_{osc})}$ ，平衡条件也可以写成振幅平衡条件和相位平衡条件  $\varphi_T(\omega_{osc})=2n\pi(n=0, 1, 2, \dots)$ 。振幅平衡条件要求在振荡频率上环路增益的模为 1，可用来估算反馈振荡器的输出幅度。相位平衡条件要求在振荡频率上环路增益的相移为 0，即满足正反馈，相位平衡条件可用来求出振荡器的振荡频率。

② 起振条件： $T(j\omega_{osc}) > 1$ ，也可分别写成振幅起振条件  $A(j\omega_{osc})F(j\omega_{osc}) > 1$  和相位起振条件  $\varphi_T(\omega_{osc}) = 2n\pi$  ( $n=0, 1, 2, \dots$ )。这说明在振荡起振过程中不仅要满足正反馈，而且要求环路增益恒大于 1，这样经放大和反馈的反复循环，放大器的输入就会不断增大，振荡幅度不断增长，使放大器从线性放大过渡到非线性工作状态，导致振荡达到平衡。因而起振条件是保证接通电源后振荡从无到有建立起振荡的条件。

③ 稳定条件：指保证平衡状态不因外界不稳定因素而受到破坏的条件。其中为振幅稳定条件，它表明只要在平衡点附近了  $T-V_i$ ，曲线的斜率是负的，无论外界扰动使  $V_i$  如何变化(增大或减小)，经过几个循环后，就会靠近原来的幅度值，回到平衡状态，故振幅是稳定的。为相位稳定条件，由于正弦波振荡器的角频率与相位的关系为，故振荡器的相位稳定条件也就是振荡器的频率稳定条件。为了保证振荡频率的稳定，振荡器的环路增益的相频特性必须具有负斜率。即外界扰动使  $\omega$  增大时，要求  $\varphi_T$  减小。反之，外界扰动使  $\omega$  减小时，要求  $\varphi_T$  增大。这样，振荡器受扰动后，经过几个循环后总能在原平衡点附近达到新的平衡。 $\varphi_T-\omega$  曲线越陡变化量越小，即频率稳定度越高。

总而言之，一个反馈振荡器，在起振时要满足正反馈的条件且环路增益  $AF$  必须大于 1，目的是使振荡信号幅度由小到大增长。环路中要有非线性器件，使幅度增长到一定数值后达到平衡。为了稳定平衡，要求环路具有负斜率的增益振幅特性和负斜率的相频特性，由此可知，反馈型正弦波振荡电路必须包含有以下两部分：

① 一个含有合适偏置的正反馈放大器。它具有放大作用和能量变换作用，可将直流能量转换为交变能量，并适时补充振荡环路中的能量损耗，还可利用器件的非线性特性自动调整和控制振荡强度，从而实现稳幅的交变信号输出。

② 一个决定振荡频率的选频网络或移相网络。它不仅具有选频功能，保证振荡器输出的交变信号有特定的频率，而且在平衡点附近，应具有负斜率的相频特性，以保证振荡器输出信号的频率稳定。该网络可以是  $LC$  并联谐振回路、石英谐振器、声表面波谐振器或由电阻、电容构成的  $RC$  移相网络或延时网络。振荡器的振荡频率近似等于选频回路的中心频率。

## (2) 性能指标与设计注意事项

正弦波振荡器广泛用于各种电子设备和工业生产中，主要作为高频信号源或高频能源。用作高频信号源的例子有无线发射机中载荷信息的载波信号、超外差接收机中的本地振荡信号、各种电子测量设备和计时仪表中的基准信号等。此时，其主要性能指标，除要求所产生的信号具有一定的工作频率(即一定的频率准确度)和一定的振荡幅度外，还应具有较高的频率稳定度和频谱纯度。有优良的相位噪声性能。而提高振荡器的频率

稳定度，减少相位噪声的最有效的办法是提高振荡回路的  $Q$  值，这包括提高谐振回路的标准性，削弱不稳定因素对谐振特性的影响等措施。

正弦波振荡器作为一种高频能源，可用于工业生产加热设备及医疗仪器，如高频电热炉、介质加热器、各种频段的电疗仪等，此时对振荡器的主要要求是输出较强的高频功率并具有较高的能量变换效率，而对频率稳定性和准确度没有苛求。

反馈性正弦波振荡器电路形式繁多，但它们有许多共同之处，在设计振荡器时以下几点必须引起注意：

### ① 偏置电路

为了兼顾起振过程和平衡状态的技术要求，晶体管振荡器通常采用固定偏置与自给偏置相结合的混合偏置电路形式，场效应管振荡电路一般采用栅源自偏置电路，而且合理选择偏置电阻。这是因为振荡器由起振到平衡过程中振荡管的工作状态是变化的，在刚起振时振荡幅度很小，自给偏置几乎不起作用，固定偏置电压确保放大器工作于 A 类，有足够的环路增益使振荡幅度由小到大增长，随着振荡幅度的增加，振荡管将工作于非线性区，导致基极电流和集电极电流畸变，此时一方面使环路增益减小，另一方面形成直流增量  $I_{b0}$ 、 $I_{c0}$ ，使自给偏置效应增强，导致工作点向负偏压方向移动，这样可防止振荡器进入平衡状态时振荡管处于饱和而造成振荡回路  $Q$  值的降低，同时自给偏置的设置还加速了振荡进入平衡状态的过程。不过自给偏置电路  $R_bC_b$  和  $R_eC_e$  的时间常数选择不能太大，必须使负偏压的变化跟得上振荡电压幅度的变化，否则，可能会出现间歇振荡现象。

### ② 反馈电压的极性

为满足相位平衡条件，要求反馈网络实现正反馈。反馈振荡器按放大器交流电路中晶体管接地的不同，可分为共基（共栅）、共射（共源）等组态。振荡平衡时，由于振荡频率近似等于回路谐振频率，谐振阻抗为纯阻，回路两端的电压与晶体管等效电流源  $\bar{g}_m V_i$  同相。因而对于共基组态的互感耦合振荡器来说，由于放大器为同相放大器，其输入、输出电压同相，故互感耦合变压器的初、次级绕组必须对地具有相同的同名端。对于共射接法振荡器，由于放大器的输入、输出电压反相，故耦合变压器初、次级绕组必须对地具有相反的同名端。对于三点式振荡器来说，无论是共基还是共射组态，都必须满足三点式振荡电路构成的基本法则，即与发射极 e 相接的两个电抗元件性质相同。而第三个（即接在 b、c 间的）电抗元件性质与之相反。只有这样才能保证正反馈。

### ③ 对振荡回路 $Q$ 值的影响

反馈型振荡器是一个非线性正反馈闭环系统，其输入端通过反馈支路和输出端连在一起。共射或共基放大器，尤其是共基放大器，晶体管的输入阻抗较小，如果直接从集电极输出端，也即从回路两端取电压反馈回输入端，则小的晶体管输入电阻直接并联在回路两端（即输入电阻对回路的接入系数  $p=1$ ），会大大降低回路的谐振阻抗和  $Q$  值。降低谐振阻抗导致放大器增益降低，甚至可能使环路增益不大于 1 而无法起振。 $Q$  降低，还会使振荡器的频率稳定度下降。为此必须提高放大器输入端对回路的接入阻抗，即减小输入阻抗对回路的接入系数。解决的办法是在反馈支路上进行阻抗变换。阻抗变换方法一般有两种，一是采用变压器耦合(如互感耦合振荡器)；二是采用部分接入（如三点式振荡器）。从减小对振荡回路  $Q$  值影响的角度看，接入系数  $p$  越小越好，换句话说反馈系数  $F$  越小越好，因为  $p$  小， $F$  也小(在共基组态的振荡器中接入系数就等于反馈系数  $F$ )，但  $F$  太小，反馈到输入端的能量少，也有可能因补充的能量不足以弥补回路的损耗而不能起振。因此反馈系数的选择有个最佳值， $F$  太大、太小都对起振不利，对输出幅度也不利。通常，对于共基组态， $F$  取 0.2~0.5。

综上所述，设计反馈型正弦波振荡器时首先要确保正反馈，确保振荡回路有高的  $Q$  值，注意工作点的设置，反馈系数  $F$  的选择及稳频、稳幅措施的采用。在 2.2.2 节的  $LC$  振荡器实验中，读者将通过实验，研究不同的工作点、 $Q$  值、反馈系数对振荡器起振、振荡频率、振荡幅度和振荡波形的影响，以便总结设计要领。

### 2.2.2 $LC$ 电容反馈正弦波振荡器实验

#### (1) 实验目的

① 理解  $LC$  三点式振荡电路的基本原理，掌握克拉泼(Clapp)振荡电路的构成及电路中各元件的作用。

② 观察克拉泼振荡器在波段内振荡频率与振荡幅度的关系，理解克拉泼振荡器不宜作波段振荡器的原因。

③ 研究振荡器反馈系数、静态工作点电流  $I_{EQ}$  对振荡器起振、振幅和振荡波形的影响。

④ 研究振荡回路  $Q$  值变化和电源电压变化对振荡频率、振荡幅值及频率稳定性的影响。

⑤ 掌握使用数字式频率计及示波器测量高频振荡器振荡频率和幅度的方法。

#### (2) 预习要求

① 复习  $LC$  振荡器的工作原理。

② 分析图 2.2.4 所示的实验电路，说明各元件的作用；并计算晶体管静态工作点电流的最大值(注：假设晶体管的  $\beta$  值为 80)。

③ 实验电路图中，若  $L_1=13\mu\text{F}$ ， $C_1=120\text{pF}$ ， $C_2=680\text{pF}$ ，可变电容  $C_{3\min}=20\text{pF}$ ，则最高振荡频率  $f_{\max}$  为多少？若可变电容  $C_{3\max}=160\text{pF}$ ，则最低振荡频率  $f_{\min}$  为多少？

④ 如果实验电路图中的电感线圈  $L_1$  在工作频率 6.5MHz 上的  $Q_0$  值为 100，电感量为  $13\mu\text{H}$ ，请计算在  $L_1$  两端依次并联电阻  $110\text{k}\Omega$ ， $33\text{k}\Omega$ ， $10\text{k}\Omega$ ， $4.7\text{k}\Omega$  时，相应的回路  $Q$  值分别变为多少？（不考虑晶体管输入、输出阻抗的影响。）

⑤ 认真阅读实验指导书，并根据实验内容设计记录表格。

### (3) 实验仪器及设备

双踪示波器	1 台
数字式频率计	1 台
高频 Q 表	1 台
直流稳压电源	1 台
数字万用表	1 台
实验电路板	1 块

### (4) 实验电路原理及说明

在反馈型 LC 正弦波振荡电路中，电容反馈三点式振荡器具有以下特点：① 电路简单；② 反馈取自电容两端，对高次谐波的滤波能力强，振荡波形更接近于正弦波；③ 可以直接利用晶体管的极间电容作为振荡回路电容，工作频率可以很高。正是由于以上特点，这种振荡器在无线电设备中得到了广泛应用。

基本的 LC 三点式振荡器原理等效电路如图 2.2.2 所示。

根据振荡的相位平衡条件，图中构成振荡电路的三个电抗元件中， $X_1$ 、 $X_2$  必须为同性质的电抗， $X_3$  必须与  $X_1$ 、 $X_2$  是异性质的电抗，而且如果不考虑晶体管输入、输出阻抗的影响，它们之间应满足下列关系式：

$$X_3 = -(X_1 + X_2) \quad (2.2.1)$$

当  $X_1$ 、 $X_2$  同为电容时，为电容反馈三点式电路；当  $X_1$ 、 $X_2$  同为电感时，则为电感反馈三点式电路。反馈的大小由  $X_1$ 、 $X_2$  决定。

由振幅起振条件  $AF > 1$  可推导出三点式振荡器共基组态的振幅起振条件为

$$g_m > Fg_i + \frac{1}{F}(g_o + g_L') \quad (2.2.2)$$

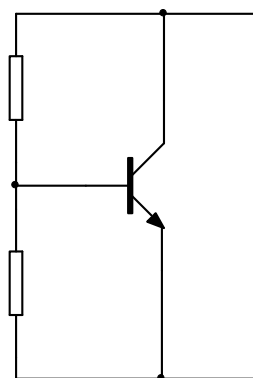


图 2.2.2 三端式振荡器的原理等效电路

式中， $g_i$  为三极管间输入电导， $g_o$  为三极管 b-c 间输出电导， $g'_L$  为负载电导和回路损耗电导之和。反馈系数为

$$F \approx X_2 / (X_1 + X_2) \quad (2.2.3)$$

当振荡器为共射组态时，振幅起振条件为

$$\beta > \frac{1}{F} R_i (g_o + g'_L) + F \quad (2.2.4)$$

反馈系数  $F$  为

$$F \approx \frac{X_2}{X_1} \quad (2.2.5)$$

式(2.2.4)中， $R_i$  为三极管 b-e 间输入电阻， $g_o$  为三极管 c-e 间输出电导， $g'_L$  为等效到三极管 c-e 端的负载电导和回路损耗电导折合到 c-e 端电导之和。

从式(2.2.2)和式(2.2.4)可以看出，振荡器起振所需跨导  $g_m$  与  $F$ 、 $g_i$ 、 $g_o$ 、 $g'_L$  等有关。当晶体管参数与负载确定后， $F$  应有一个适当的值， $F$  太小、太大都不易起振，而且  $F$  过大会使输入阻抗对回路的接入系数变大，降低回路的有载  $Q$  值，导致振荡幅度过小，选频性能变差，频率稳定度下降。

振荡器的振荡频率严格地说决定于相位平衡条件。在一个振荡环路中，若令  $LC$  谐振回路的相移角是  $\varphi_0$ ，而其他部分的相移角为  $\varphi_h$  (包括反馈参数、管子的输入阻抗及  $\beta$  等参数的相移角)，一般说来， $\varphi_h$  比较小，而且几乎不随  $\omega$  而变化。当满足相位平衡条件时，必有  $\varphi_0 + \varphi_h = 2n\pi$ ， $n=1,2,3,\dots$ ，即  $\varphi_0 = -\varphi_h$ 。如图 2.2.3 所示，图中画出了两条不同  $Q$  值的相频特性曲线，当  $\varphi_0 = -\varphi_h$  时，可以确定出与  $\varphi_0$ - $f$  曲线相对应的振荡频率  $f_{01}$  和  $f_{02}$ 。由于回路相频特性为

$$\varphi_0 = -\arctan Q \left( \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)$$

于是可得

$$\frac{f_{01}}{f_0} - \frac{f_0}{f_{01}} = -\frac{1}{Q} \tan(2n\pi - \varphi_h) \quad (2.2.6)$$



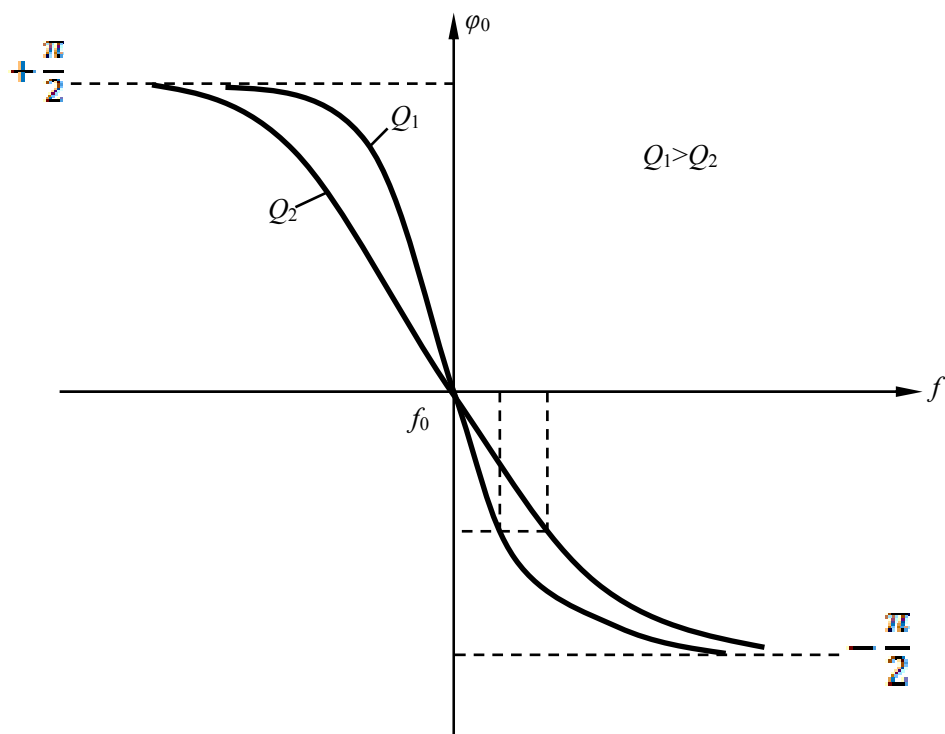


图 2.2.3 回路  $Q$  值改变引起振荡频率的

式(2.2.6)表明，振荡频率  $f_{01}$  与回路自然振荡频率  $f_0$ 、回路有载  $Q$  值以及环路附加相移角  $\varphi_h$  都有关。只有当  $\varphi_h$  很小，而且  $\varphi_0$  曲线较陡时，振荡频率才近似等于回路的自然谐振频率  $f_0$ 。由图 2.2.3 也可看出，同样的  $\varphi_h$  由两条曲线得到的振荡频率  $f_{01}$ 、 $f_{02}$  在数值上有较大的差异。回路  $Q$  值高的，相频特性曲线就陡，振荡频率就更靠近  $f_0$ ，换句话说，对于同样的变化量  $\Delta\varphi_h$ ， $\Delta\varphi_h$ - $f$  越陡的曲线， $\Delta f_{osc}$  变化量越小，即频率稳定度就越高。

由此可见，在实际电路中提高振荡回路的标准性，减小晶体管参数、反馈电路参数等因受外界条件(如温度、电源电压)变化而引起的回路特性变化，尽可能削弱各种分布电容、引线电感以及外接负载阻抗对谐振回路标准性的影响，对提高频率稳定性是十分重要的。

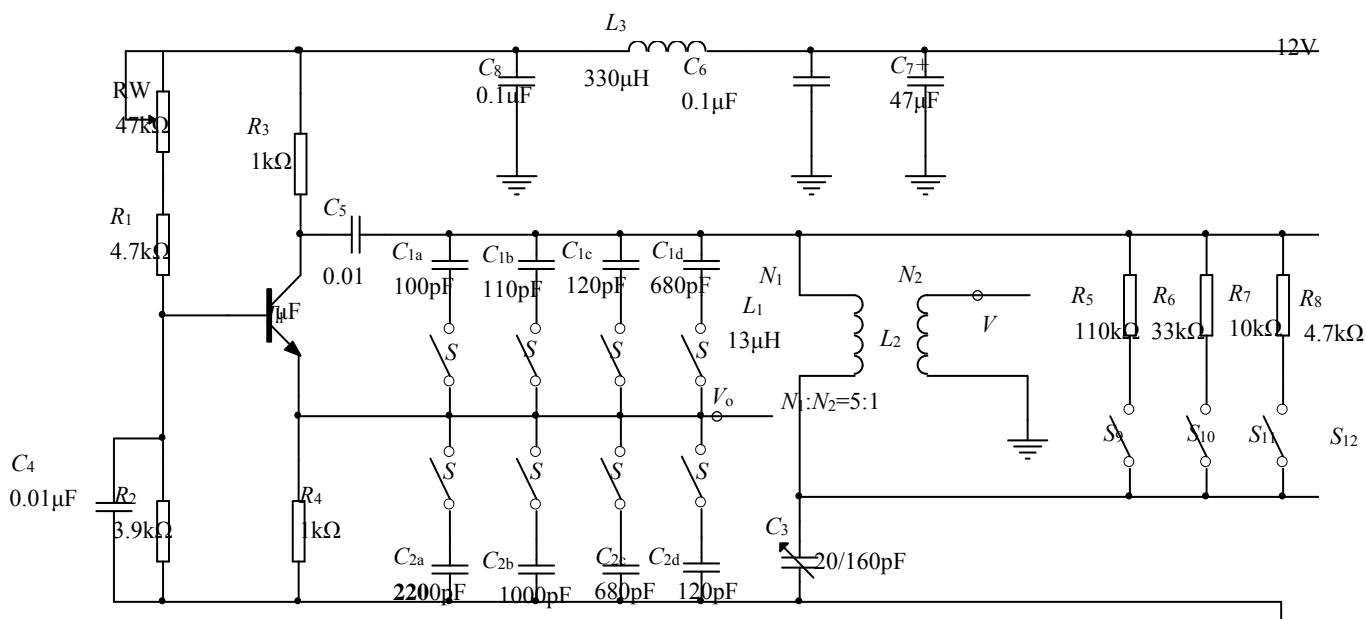


图 2.2.4 LC 电容反馈正弦波振荡器实验电路

本实验研究改进型电容三点式振荡器——克拉泼振荡器的性能,实验电路如图 2.2.4 所示,图中  $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_W$ 、 $R_4$  构成偏置电路,与集电极负载电阻  $R_3$  共同决定静态各工作点,调节  $R_W$  可改变静态工作电流。 $C_4$  是旁路电容,并与基极偏置电阻  $R_2$  一起构成自给偏置。 $C_5$  是隔直电容,电容值都选得较大,对交流短路。而  $C_1$ 、 $C_2$  和可变电容  $C_3$  与  $L_1$  组成振荡回路,其交流等效电路如图 2.2.5 所示,这里  $R_n$  中的  $n=5,6,7,8$ 。由图可得克拉泼振荡器的振荡频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_\Sigma}} \quad (2.2.7)$$

其中

$$\frac{1}{C_\Sigma} = \frac{1}{C_3} + \frac{1}{C_2 + C_i} + \frac{1}{C_1 + C_o} \quad (2.2.8)$$

式 (2.2.7) 和式 (2.2.8) 表明,当  $C_3 \ll C_1 + C_o$ ,  $C_3 \ll C_2 + C_i$ , 且  $C_1$ 、 $C_2$  比较大时,振荡器的振荡频率主要由  $C_3$  与  $L_1$  决定,调节  $C_3$  即可改变频率。此时,晶体管的输出电容  $C_o$  及输入电容  $C_i$  对振荡频率  $f$  影响已不明显。所以小电容  $C_3$  的加入把决

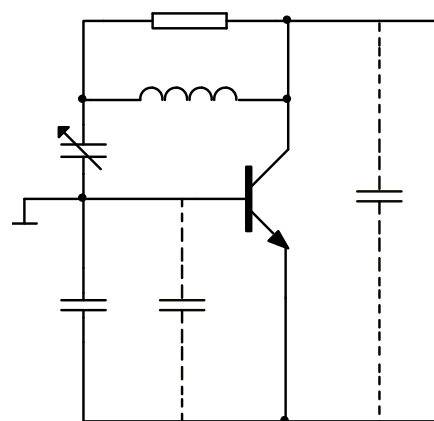


图 2.2.5 实验电路的交流等效电路

定振荡频率的  $L$ 、 $C$  主要元件与晶体管的输入、输出阻抗(不稳定参数隔开了), 主要是与电容  $C_6$ 、 $C_1$  隔开了, 也可以说晶体管与谐振回路实现了松耦合, 回路的标准性提高了, 使频率稳定度得以提高。但另一方面, 必须注意到当调节  $C_3$  改变频率时, 克拉泼电路的输出幅度会变化。

实验电路中,  $C_3$  可从 20pF 到 160pF 连续变化, 从而使振荡频率可在较大范围内改变, 以便更清楚地看到振荡幅度随  $C_3$  改变而变化。 $C_1$ 、 $C_2$  有 4 组电容值, 可得到不同的反馈系数; 与电感  $L_1$  并联的一组电阻  $R_5 \sim R_8$  用来改变谐振回路的  $Q$  值, 电容组和电阻组分别用于研究反馈系数和  $Q$  值对振荡器性能的影响。 $C_6$ 、 $C_7$ 、 $C_8$  与  $L_3$  构成  $\pi$  型滤波器, 采用大电容和小电容并联作为滤波电容有利于滤除电源中的低频和高频干扰。电感  $L_2$  是  $L_1$  的耦合输出线圈,  $L_2$  与  $L_1$  的圈数比为  $N_1: N_2=5:1$ , 这里的输出  $V_{out2}$  专供测量频率使用, 目的是减小测量仪对所测频率值的影响, 而振荡电压由  $V_{out1}$  输出处测量。

### (5) 实验内容

#### ① 静态工作点检查:

◆ 将实验板接+12V 直流电压, 注意电源极性不要接反。

◆ 调节 RW, 测出  $I_{EQ}$  的范围 (注意在振荡器停振时测)。

② 振荡频率与振荡幅度的测试(本实验用数字频率计测频率, 用示波器测幅度)。测试条件:  $I_{EQ}=2\text{mA}$ ,  $C_1/C_2=C_{1c}/C_{2c}=120/680$ , 回路并联电阻用  $R_5=110\text{k}\Omega$ 。

◆ 测试振荡频率范围: 改变可变电容器测出  $f_{\max}$  和  $f_{\min}$ 。

◆ 测试振荡频率与幅度的关系:

改变可变电容器使振荡频率依次为 6.0MHz, 6.5MHz, 7.0MHz, 8.0MHz, 9.0MHz, 用示波器测出对应频点振荡电压的峰-峰值  $V_{OPP}$ 。

③ 研究  $C_1/C_2$  不同时, 起振点 (设  $V_{opp}>20\text{mV}$  算起振)、振幅与工作点电流  $I_{EQ}$  的关系。

测试条件:  $I_{EQ}=2\text{mA}$ ,  $f_0=6.5\text{MHz}$ ,  $R_5=110\text{k}\Omega$ 。

◆ 取  $C_1=C_{1a}=100\text{pF}$ ,  $C_2=C_{2a}=2200\text{pF}$ , 调节电位器 RW, 使  $I_{EQ}$ (静态值)依次为 0.4, 0.6, 0.8, 1.0, 1.5, 2.0, 2.5, 3.0, 3.5, 4.0, 4.5, 5.0(mA), 用示波器测量输出端相应的振荡幅度  $V_{opp}$  (峰-峰值), 并记下起振点对应的工作点电流

◆ 分别取  $C_1=C_{1b}=100\text{pF}$ ,  $C_2=C_{2b}=1000\text{pF}$ ;

$C_1=C_{1c}=120\text{pF}$ ,  $C_2=C_{2c}=680\text{pF}$ ;

$C_1=C_{1d}=680\text{pF}$ ,  $C_2=C_{2d}=120\text{pF}$ ;

重复③中的第 1 步的实验内容。

④ 回路的  $L$ 、 $C$  参数固定, 改变  $L$  的并联电阻使回路等效  $Q$  值变化, 研究回路  $Q$

对振荡频率的影响, 计算出 $\Delta f/f_0$ 值, 其中 $f_0=6.5\text{MHz}$ 。

测试条件:  $f_0=6.5\text{MHz}$ ,  $C_1/C_2=C_{1c}/C_{2c}=120/680$ ,  $I_{EQ}=2\text{mA}$ 。

改变 $L$ 的并联电阻 $R_n$ 依次为 $n=5,6,7,8$ , 即 $110\text{k}\Omega$ ,  $33\text{k}\Omega$ ,  $10\text{k}\Omega$ ,  $4.7\text{k}\Omega$ , 分别记下相应的振荡频率值(要求有效数字4~5位)。

- ⑤ 回路的 $L$ 、 $C$ 参数及 $Q$ 值都固定不变, 测试晶体管 $I_{EQ}$ 改变时对应的振荡频率值, 并计算出 $\Delta f/f_0$ 值。

测试条件:  $C_1/C_2=C_{1c}/C_{2c}=120/680$ ,  $R_5=110\text{k}\Omega$ ,  $f_0=6.5\text{MHz}$ ,  $I_{EQ}=2\text{mA}$ 。

改变晶体管 $I_{EQ}$ 分别为1.0, 2.0, 3.0, 4.0时, 测出振荡器的频率值(要求有效数为4~5位)。

- ⑥ 研究电源变化对频率稳定度的影响

测试条件:  $C_1/C_2=C_{1c}/C_{2c}=120/680$ ,  $R_5=110\text{k}\Omega$ ,  $f_0=6.5\text{MHz}$ ,  $I_{EQ}=2\text{mA}$ , 电源电压为12V。

改变电源电压为11V, 10V, 9V时, 分别记下振荡频率值, 并计算 $\frac{\Delta f}{f_0}$ 值。

- ⑦ 用高频 $Q$ 表测量给定线圈的电感值及 $Q$ 值(用直读法)。

#### (6) 实验报告要求

按照本章一开始介绍的实验报告格式撰写实验报告。主要包括,

- ① 整理各项实验数据, 并对各项实验现象、结果进行分析。
- ② 在同一坐标上将不同 $C_1/C_2$ 值下测的四组数据绘制成 $I_{EQ}-V_{opp}$ 曲线, 并得出结论。
- ③ 实验心得。
- ④ 回答思考题。

#### (7) 思考题

- ① 对于反馈型振荡器来说为什么反馈系数太大、太小都会造成起振困难?
- ② 若你设计的克拉泼振荡器接通电源后没有起振, 试分析可能由哪些原因造成, 如何解决?
- ③ 为什么提高振荡回路的 $Q$ 值可以提高振荡频率的稳定度?
- ④ 静态(停振)电流与振荡后的工作电流会不同吗? 为什么?
- ⑤ 如果测试频率也在 $V_{out1}$ 输出端进行, 那么测出的频率与实验时测的频率值(电路参数相同情况下)是否相同? 为什么? 哪个测试结果更准确?
- ⑥ 在克拉泼振荡电路中为什么调节 $C_3$ 改变频率时, 振荡器输出幅度会变化? 倘若克拉泼振荡电路用于固定频率振荡器, 试分析 $C_3$ 的电容值应该怎样选取?

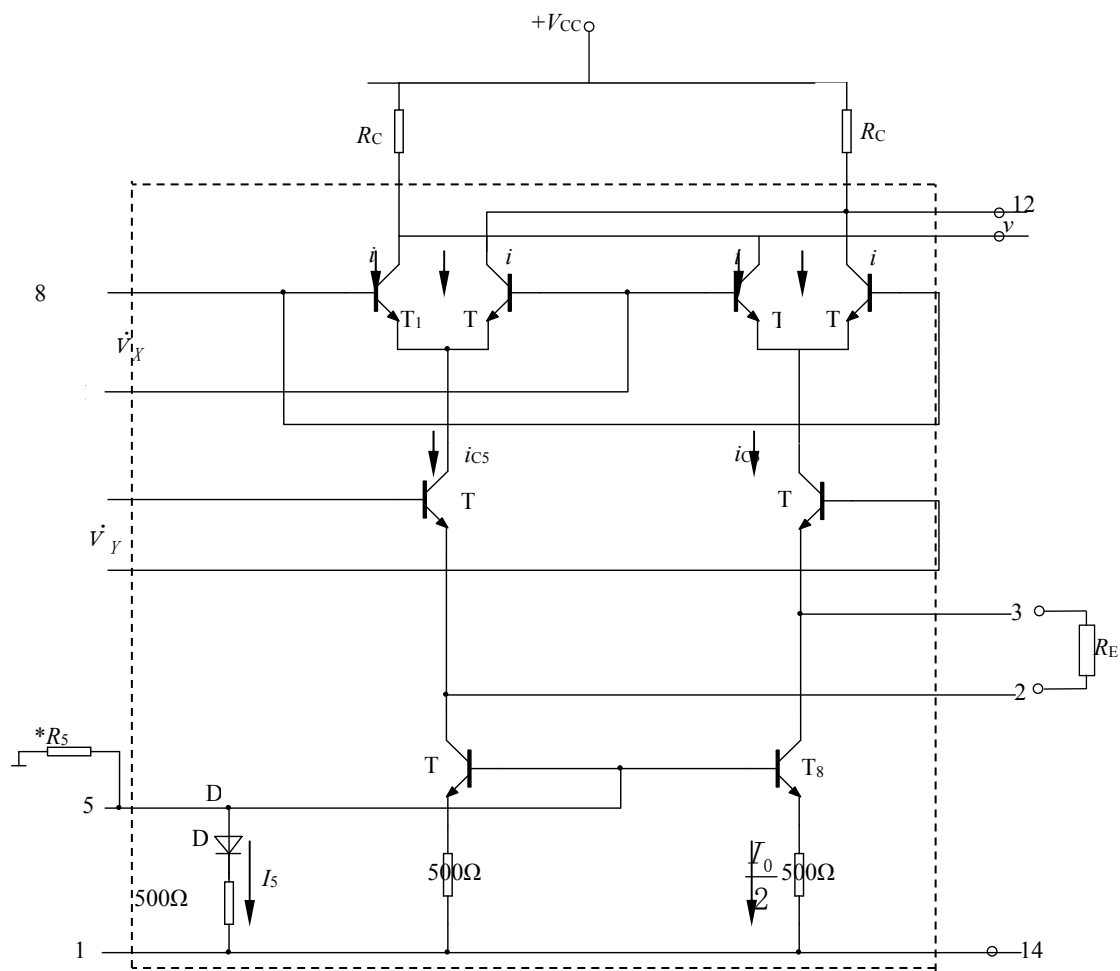
## 2.3 MC1496 集成模拟乘法器及相关实验

### 2.3.1 MC1496 的内部电路和引脚

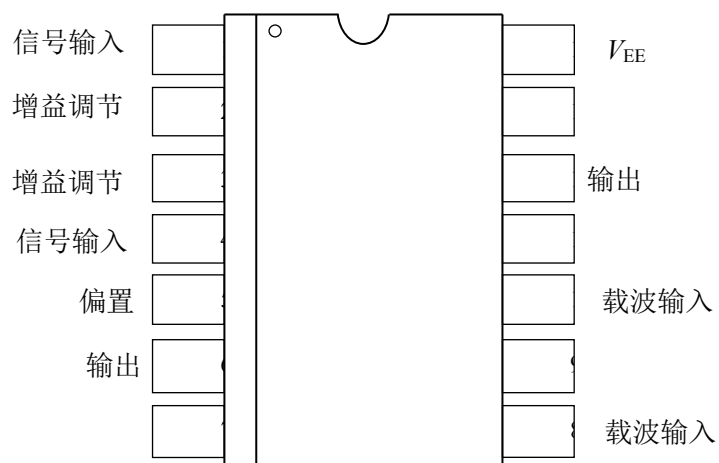
图 2.3.1(a)的内部虚线框内为集成模拟乘法器芯片 MC1496 的内部电路图,图 3.3.1(b)为其引脚图。由图 2.3.1(a)不难看出,MC1496 芯片是一个双平衡四象限吉尔伯特乘法器,其电路主要由三个差分对管  $T_1$  和  $T_2$ 、 $T_3$  和  $T_4$ 、 $T_5$  和  $T_6$  及电流源组成,其中上面两个差分对管  $T_1$  和  $T_2$ 、 $T_3$  和  $T_4$  分别由  $T_5$  和  $T_6$  提供偏置电流。 $T_7$ 、 $T_8$ 、 $D$ 、三个  $500\Omega$  电阻和  $R_5$  外接电阻构成镜像恒流源电路,为  $T_5$ 、 $T_6$  差分对管提供偏置电流。图中  $I_5$  为参考电流, $I_0/2$  为  $I_5$  的镜像电流,故  $I_0/2 \approx I_5$ 。

MC1496 芯片有 14 个引脚,①、④脚和⑧、⑩脚分别为乘法器的两个输入口,输入电压  $v_X$  从⑧、⑩脚接入,交叉地加在  $T_1$  和  $T_2$ 、 $T_3$  和  $T_4$  的输入端。①、④脚,即  $T_5$ 、 $T_6$  的输入端,接另一输入电压  $v_Y$ 。②、③脚之间的外接电阻  $R_E$  是接在差分对管  $T_5$ 、 $T_6$  发射极上的负反馈电阻,对  $T_5$ 、 $T_6$  组成的差分放大器产生电流负反馈,以扩展输入电压  $v_Y$  的动态范围,同时也调节乘法器增益系数。电阻  $R_E$  取值越大,输入电压  $v_Y$  的动态范围越大,但乘法器增益系数越小。外接电阻  $R_E$  后,由于  $v_Y$  有较大的线性范围,在 MC1496 应用中,为减小输出信号失真,通常  $v_Y$  为输入已调波信号或调制信号, $v_X$  为参考信号或载波信号。⑥和⑫脚为乘法器两输出脚,外接负载电阻  $R_{C1}$ 、 $R_{C2}$ ,根据需要可选择双端输出或单端输出。如果后面负载电路对输入信号有极性要求,那么需要注意,当输入信号按图 3.3.1(a)所示的极性接入时,MC1496 的⑥脚输出为正,⑫脚输出为负。

MC1496 既可采用双电源供电,也可以采用单电源供电。双电源供电时引脚⑭为负电源端  $-V_{EE}$ (典型值为  $-8V$ ),⑤脚外接电阻  $R_5$  接地。通过改变电阻  $R_5$  值来调节参考电流  $I_5$ ,也即调节乘法器的恒流源电流  $I_0$  的大小。单电源供电时引脚⑭为接地端,⑤脚通过电阻  $R_5$  接正电源  $+V_{CC}$ (典型值为  $+12V$ ),同理,改变电阻  $R_5$  的值即可调节  $I_0$  的大小。在实验中两种供电方式均有采用。



(a)内部电路



(b)引脚图

图 2.3.1 MC1496 的内部电路图和引脚图

### 2.3.2 MC1496 集成模拟乘法器的主要性能指标

(对于一个理想的乘法器来说,其输出电压的瞬时值  $v_o(t)$  仅与两个输入电压在同一时刻的瞬时值  $v_X(t)$  和  $v_Y(t)$  的乘积成正比,倘若  $v_X(t)=\cos\omega_X t$ ,  $v_Y(t)=\cos\omega_Y t$  则输出电压  $v_o(t)$  中只含有  $\omega_X+\omega_Y$  和  $\omega_X-\omega_Y$  分量,而不含任何其他分量。而且当任一输入电压为零,如  $v_X(t)=0$  或  $v_Y(t)=0$ ; 或  $v_X(t)=0$ ,  $v_Y(t)=0$  时,则输出电压为零,即  $v_o(t)=0$ ; 当任一输入电压为恒值,如  $v_X(t)=V_{REF}$  或  $v_Y(t)=V_{REF}$  时,输出电压与另一输入电压之间呈线性关系,即  $v_o(t)=kV_{REF}v_Y(t)$  或  $v_o(t)=kV_{REF}v_X(t)$ 。然而在实际的模拟乘法器中,由于工艺技术等原因,电路中存在着固有的不对称和非线性,实际的模拟乘法器与理想特性存在着偏差。

模拟乘法器在通信电路中主要用于幅度调制与解调、混频、鉴频、鉴相等功能电路,与这些电路性能密切相关的有以下性能指标。

只在乘法器—输入端加信号,另一输入端不加信号的情况下,乘法器输出电压不等于零,而有泄漏过来的输入信号电压输出。当输入信号为规定值时,相应的输出电压即为馈通误差。

馈通误差是由于乘法器某输入端直流不平衡,即存在着失调电压,该失调电压(即一个小直流电压)与输入信号相乘,结果在输出端产生了幅度较小的输入信号。就 MC1496 芯片而言,如果①、④脚之间直流不平衡,存在小的直流电压  $V_{1,4}$ , 在它的⑧、⑩脚输入端加信号①、④脚输入端不加信号,即  $v_Y(t)=0$ , 则输出端就有  $v_o(t)=kV_{1,4}v_X(t)$ , 造成信号  $v_X(t)$  馈通到输出端,产生馈通误差  $E_{XF}$ 。同理,倘若在 MC1496 芯片的①、④脚输入端加信号  $v_Y(t)$ , ⑧、⑩脚输入端不加信号,而且⑧、⑩脚之间直流不平衡,则会造成  $v_Y(t)$  信号馈通到输出端,产生馈通误差  $E_{YF}$ 。

馈通误差反映了乘法器的对称平衡性能。如果馈通误差较大,会严重影响功能电路性能。比如当乘法器用作抑制载波双边带调幅器时,乘法器两输入端分别加  $v_X$ 、 $v_Y$  信号,如图 2.3.1(a)所示,其中  $v_Y$  为调制信号,  $v_X$  为载波信号。馈通误差  $E_{XF}$  的存在,使调制器输出的已调波频谱中会残留载波分量,即有载波泄漏(简称载漏),此时,已调波波形为抑制载波双边带信号波形和残留载波波形的叠加,使得包络一大一小,类似于标准调幅过调制波形。载漏不仅占据了一定的功率,降低了有效信号的能量,而且会对其他电路形成干扰。当馈通误差  $E_{XF}$  存在时,调制器输出的已调波频谱中会出现调制信号分量,即有音频泄漏(简称音漏)。此时,已调波波形为抑制载波双边带信号波形和漏过来的调制信号波形的叠加,使得已调波上下不对称。

又如当乘法器用作调频波解调时,馈通误差会使鉴频特性曲线(S 曲线)上下不对称,从而大大减小了对调频波不失真解调的频偏范围,或者对一定频偏的调频波解调带来不应该有的信号失真。

因此馈通误差越小越好，电路中馈通误差可以通过在乘法器输入端设置调直流平衡电路来减小或消除。

## (2) 输出特性的非线性

乘法器的输出特性往往不是一组理想的直线，而存在一定的非线性。

乘法器的输出特性的非线性将引起输出信号相对输入信号的非线性失真，会造成输出信号中含有更多的无用频率分量，导致用作混频器时，混频干扰更严重；用作调幅器时，引起调幅波频谱展宽等不良后果。遗憾的是非线性引起的误差是无法消除的，实际应用中挑选线性好的芯片，或限制输入信号幅度，使其尽量工作在线性较好的范围。

## (3) 频率响应

乘法器的频率响应应能满足输入信号的速率要求，在输入信号频带内幅频特性应该平坦，相频特性为线性，否则，相乘器输出信号波形将会失真，用作调制器时，会产生调制误差和频带内频谱的畸变。

### 2.3.3 MC1496 集成模拟乘法器使用注意事项

#### (1) 需要外接元件为 MC1496 设置合适的静态工作点

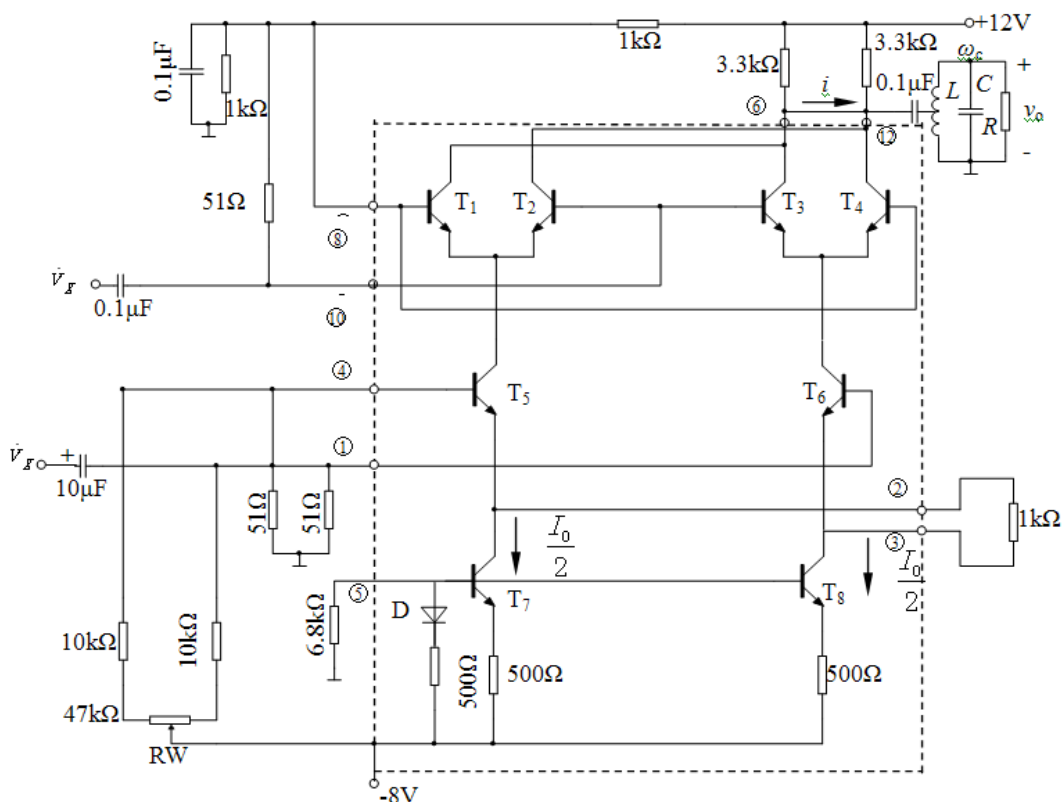
合适的静态工作点是器件正常工作的前提，目前有些集成电路内部包含了所需的偏置电路，接上规定的电源电压即可工作，而市场上相当一部分芯片需要外接偏置电路，MC1496 就属后者，器件的静态工作点由外接元件确定。

实际工作时，1496 芯片的三个差分对管的基极均需外加偏置电压。如图 3.3.2 所示， $T_1 \sim T_4$  的基极偏压由 +12V 电源经两个  $1k\Omega$  电阻分压后供给， $T_5$ 、 $T_6$  的基极偏压由 -8V 电源通过  $47k\Omega$  电位器分别经  $10k\Omega$  和  $51k\Omega$  电阻分压后供给。集电极电压  $V_6$ 、 $V_{12}$  由 +12V 电源、外接负载电阻和偏置电流决定。需要提醒的是静态偏置电压的设置应保证各个晶体管工作在放大状态，即晶体管的集-基极间的电压应大于或等于 2V，小于或等于最大允许工作电压。根据 MC1496 的特性参数，静态偏置电压(输入信号电压为零时)应满足下列关系，即

$$V_1 = V_8, V_8 = V_{10}, V_6 = V_{12} \quad (2.3.1)$$

$$\begin{cases} 30V \geq V_6 - V_8 \geq 2V \\ 30V \geq V_8 - V_1 \geq 2.7V \\ 30V \geq V_1 - V_5 \geq 2.7V \end{cases} \quad (2.3.2)$$





乘法器静态偏置电流主要由恒流源电流  $I_0$  的值来确定, 由于  $I_0/2$  是电流  $I_5$  的镜像电流, 而  $I_5$  为流过电阻  $R_5$  的电流, 因此本乘法器静态偏置电流实际上就是  $I_5$  的值来确定的。当器件双电源供电时⑤脚外接电阻  $R_5$  接地, 此时有

式(2.3.3)表明,通过改变电阻  $R_5$  可调节  $I_0$  的大小。

$$R_5 = \frac{|-V_{EE}| - 0.7}{I_5} - 500 = \frac{8 - 0.7}{0.001} - 500 = 6.8k\Omega \quad (2.3.4)$$

如图 2.3.2 所示。

$$\frac{I_0}{2} \approx I_5 = \frac{V_{CC} - 0.7}{R_5 + 500} \quad (2.3.5)$$

无论哪种供电方式，器件的总耗散功率都必须小于器件规定的额定值 33mW。当  $V_{12}=V_6$ ， $I_5=I_6=I_{12}$ ，忽略基极电流时，功耗可按下式估算：

$$P_D = 2I_5(V_6 - V_{14}) + I_5(V_5 - V_{14}) \quad (2.3.6)$$

### (2) 在输入端需设置平衡电路

如前所述，由于生产工艺等原因，集成模拟乘法器芯片中的电路并非完全对称，为了避免在应用中出现载漏、音漏，减少混频无用分量，使鉴频器拥有更大的无失真解调范围，应用电路中必须在器件输入端设置由电位器和其他电阻等组成的调平衡电路，如图 2.3.2 中①、④脚上设置的由电位器 RW、两个 10kΩ 和两个 51kΩ 电阻组成的调平衡网络，调节电位器 RW 即可调整①、④脚输入端的直流平衡，把馈通误差减到最小乃至消失。同理，也可在⑧、⑩脚输入端设置类似的偏置网络，以调节⑧、⑩脚输入端的直流平衡。具体电路请参考本节后面的实验电路。

### (3) 根据不同应用选择合适的输入信号幅度

分析 MC1496 模拟乘法器内部电路可知，乘法器的输出电流由上面两个差分对输出电流合成。如图 2.3.1(a)所示，双端输出时，其值为：

$$\begin{aligned} i &= (i_{c1} + i_{c3}) - (i_{c2} + i_{c4}) \\ &= (i_{c1} - i_{c2}) - (i_{c4} - i_{c3}) \end{aligned} \quad (2.3.7)$$

式中， $(i_{c1} - i_{c2})$ 是  $T_1$ 、 $T_2$  差分对管的输出差值电流； $(i_{c14} - i_{c3})$ 是  $T_3$ 、 $T_4$  差分对管的输出差值电流。根据差动电路的差模电流传输特性可得：

$$i_{c1} - i_{c2} = i_{c5} \tanh\left(\frac{v_X}{2V_T}\right)$$

$$i_{c4} - i_{c3} = i_{c6} \tanh\left(\frac{v_X}{2V_T}\right)$$

$$\text{故} \quad i_C = (i_{c5} - i_{c6}) \tanh\left(\frac{v_X}{2V_T}\right) \quad (2.3.8)$$

式中， $V_T = \frac{kT}{q}$  为温度电压当量， $k = 1.38 \times 10^{-23} \text{J/K}$  为玻尔兹曼常数， $T$  为以绝对温度表示的环境温度， $q = 1.6 \times 10^{-19} \text{C}$  为电子电荷，当  $T = 300 \text{K}$  时， $V_T = 26 \text{mV}$ 。

由于  $(i_{c5} - i_{c6})$ 是  $T_5$ 、 $T_4$  差分对管的输出差值电流，当发射极上负反馈电阻为零时(即②、③脚短接，例如用作混频器时，为了减小噪声，一般不接电阻  $R_E$ )，其值为

$$i_{c5} - i_{c6} = I_0 \tanh\left(\frac{v_Y}{2V_T}\right) \quad (2.3.9)$$

式中,  $I_0$  为恒流源电流, 由此得到输出电流为

$$i = I_0 \tanh\left(\frac{v_X}{2V_T}\right) \tanh\left(\frac{v_Y}{2V_T}\right) \quad (2.3.10)$$

由式(2.3.10)可知, 乘法器的输出电流与两个输入信号的双曲正切函数之积成正比, 而并没有真正实现两个输入信号的相乘。根据函数的性质, 当两个输入信号  $v_X$  和  $v_Y$  的大小不同时, 乘法器的输出电流将有所不同。

若在 MC1496 的  $T_5$ 、 $T_6$  两发射极之间接入负反馈电阻  $R_E$ , 如图 2.3.3 所示, 则由图可得

$$\begin{aligned} V_Y &= V_{BE5} + V_{RE} - V_{BE6} \\ i_5 &= \frac{1}{2} I_0 + i_e \\ i_6 &= \frac{1}{2} I_0 - i_e \end{aligned} \quad (2.3.11)$$

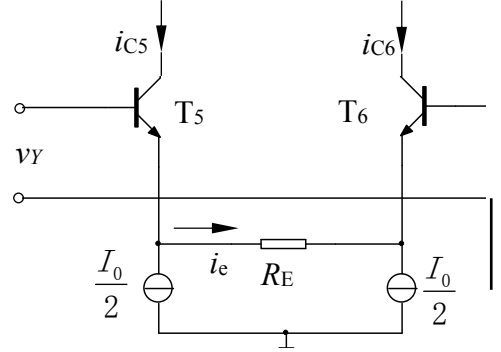


图 2.3.3 用  $R_E$  扩大  $v_Y$  动态范围

根据晶体管集电极电流与发射结电压  $v_{be}$  的关系式  $i_c \approx I_{C0} e^{v_{be}/V_T}$ , 则

$$V_{BE5} - V_{BE6} = V_T \ln \frac{i_{c5}}{i_{c6}} = V_T \ln(1 + 2i_e/I_0) - V_T \ln(1 - 2i_e/I_0) \quad (2.3.12)$$

根据级数展开式

$$\ln(1 + x) = x - \frac{1}{2} x^2 + \frac{1}{3} x^3 - \frac{1}{4} x^4 + \dots$$

当  $x < 0.5$  时, 可以忽略三次及三次方以上各项(误差小于 10%), 于是

$$V_Y = V_{RE} + 4V_T i_e / I_0 = i_e (R_E + 4V_T / I_0) \quad (2.3.13)$$

当  $R_E \gg 4V_T/I_0$  时,  $v_Y \approx v_{RE}$ , 从式(2.3.11)得到

$$i_{c5} - i_{c6} \approx 2i_e = 2 \frac{V_{RE}}{R_E} \approx 2 \frac{V_Y}{R_E} \quad (2.3.14)$$

由式(2.3.8)可知, 此时的 MC1496 乘法器的输入电流为

$$i \approx 2 \frac{V_Y}{R_E} \tanh\left(\frac{v_X}{2V_T}\right) \quad (2.3.15)$$

可见,在乘法器的  $T_5$ 、 $T_6$  两发射极之间接入负反馈电阻  $R_E$  后,输出电流  $i$  与  $v_Y$  呈线性关系。但是,这种线性关系是有范围限制的。根据级数展开式的近似条件  $x=2i_0/I_0 < 0.5$  及式(2.3.14),  $v_Y$  允许的最大线性动态范围为

$$-\frac{1}{4} I_0 R_E \leq v_Y \leq \frac{1}{4} I_0 R_E \quad (2.3.16)$$

下面按乘法器的两个输入信号  $v_X$ 、 $v_Y$  的大小分三种情况来讨论 *MC1496* 的输出: 假设乘法器两输入端直流是平衡的, 而且已在乘法器的  $T_5$ 、 $T_6$  两发射极之间接入负反馈电阻  $R_E$ ,

①  $v_X$ 、 $v_Y$  均为小信号 (振幅均小于  $26mV$ )

根据双曲函数的性质, 当  $V_m \leq 26mA$  时,  $v/2V_T \leq 0.5$ , 则有  $\tanh(\frac{v}{2V_T}) \approx \frac{v}{2V_T}$ , 于是式(2.3.15)可近似

$$i \approx 2 \frac{V_Y}{R_E} \tanh\left(\frac{V_X}{2V_T}\right) = \frac{1}{R_E V_T} v_X v_Y \quad (2.3.17)$$

式(2.3.17)表明,  $v_X$ 、 $v_Y$  都为小信号时, 乘法器的输出可近似为两个输入信号的理想相乘, 其输出电流中只含有  $\omega_X - \omega_Y$  和  $\omega_X + \omega_Y$  分量, 而且电流幅度与两个输入信号的幅度  $V_{Xm}$ 、 $V_{Ym}$  成正比。由于  $V_{Xm}$ 、 $V_{Ym}$  均小于  $26mV$ , 输出信号幅度较小。如果乘法器用于幅度调制,  $V_{Xm} \cos \omega_X t$  为载波信号,  $V_{Ym} \cos \omega_Y t$  为调制信号,  $\omega_X \gg \omega_Y$ , 则输出端无需加滤波器, 输出即为抑制载波的调幅波, 其输出电压波形如图 2.3.4(a)所示。

在乘法器用作下变频器时, 需要取出两信号的差频分量, 滤除两信号的和频分量。由于和频与差频分量在频率轴上相距较远, 很容易滤除。只需在乘法器输出端接一  $LC$  并联谐振回路, 并将其谐振频率设置在  $(\omega_X - \omega_Y)$  频率上即可。不足的是变频增益低, 输出中频电流幅度较小。因此, 两个输入均为小信号的工作状态, 特别适用于只需要完成频谱的线性搬移而对输出信号大小要求不高的应用场合, 例如低电平幅度调制。

②  $v_X$  为大信号,  $v_Y$  信号在线性动态范围内

设  $v_X$  的振幅足够大, 使  $T_1$ 、 $T_2$  和  $T_3$ 、 $T_4$  差分对管都工作于开关状态, 此时  $\tanh(\frac{v_X}{2V_T})$  相当于一个双向开关函数  $S_2(\omega_X t)$ , 则式(2.3.15)近似变换为

$$i \approx 2 \frac{V_Y}{R_E} S_2(\omega_X t) \quad (2.3.18)$$

式中  $S_2(\omega_X t) = \frac{4}{\pi} \cos \omega_X t - \frac{4}{3\pi} \cos 3\omega_X t + \frac{4}{5\pi} \cos 5\omega_X t - \dots$

可见输出电流表示式中除了两个输入信号的相乘项外，还有  $v_Y$  和  $v_X$  的三次及三次以上的奇次谐波的相乘项，即频谱中含有  $\omega_X + \omega_Y$  和  $\omega_X - \omega_Y$  分量以及  $(2p-1)\omega_X \pm \omega_Y$  频率分量，这里  $p$  是大于等于 2 的整数( $p \geq 2$ )。而且其输出电流大小只与小信号幅度有关，与大信号幅度无关。显然这种工作状态比两个都是小信号时输出中的无用分量多了，但是这些无用分量在频率轴上离  $\omega_X + \omega_Y$  或  $\omega_X - \omega_Y$  分量较远，较易滤除。当  $\omega_X \gg \omega_Y$  时，输出信号波形如图 2.3.4(b)所示，是一个斩波调幅波形。如果要获得如图 2.3.4(a)所示的双边带抑制载波调幅波形，必须经过中心频率为  $\omega_X$ ，带宽略大于  $2\omega_Y$  的 LC 带通滤波器，取出  $\omega_X \pm \omega_Y$  的分量。

同理，当乘法器用于上变频器或下变频器时，只需要选出和频或差频分量，对滤波器的要求也不高，比较容易实现。而中频输出电流幅度比两个均为小信号输入状态时的中频电流大得多，为

$$I_1 = \frac{2}{\pi} \times \frac{2}{R_E} V_{Ym} \quad (2.3.19)$$

所以吉尔伯特乘法器构成的混频器一般都工作在这种状态。

③  $v_X$  和  $v_Y$  均为大信号

设  $v_X$  的振幅足够大， $v_Y$  已超出了线性动态范围， $T_1$  和  $T_2$ 、 $T_3$  和  $T_4$  以及  $T_5$  和  $T_6$  三对差分对管均工作于开关状态，则

$$i \approx I_0 S_2(\omega_X t) S_2(\omega_Y t) \quad (2.3.20)$$

式中

$$S_2(\omega_Y t) = \frac{4}{\pi} \cos \omega_Y t - \frac{4}{3\pi} \cos 3\omega_Y t + \frac{4}{5\pi} \cos 5\omega_Y t - \dots \quad (2.3.21)$$

如果  $\omega_X \gg \omega_Y$ ，输出电流近似为两个不同周期的方波信号相乘，其幅度与两输入信号的幅度均无关，输出电压波形如图 2.3.4(c)所示。分析可知，输出电流中含有  $\omega_X$  和  $\omega_Y$  各奇次谐波的组合频率  $|(2p-1)\omega_X \pm (2q-1)\omega_Y|$  分量， $p$ 、 $q$  这里均为大于等于 1 的整数，其中  $|\omega_X \pm \omega_Y|$  为  $v_Y$  和  $v_X$  相乘的频谱分量。当  $\omega_X \gg \omega_Y$  时，要取出  $|\omega_X \pm \omega_Y|$  分量非常困难，因为  $|\omega_X \pm 3\omega_Y|$  离有用信号很近，除非具有中心频率为  $\omega_X$ ，带宽略大于  $2\omega_Y$ ，边缘极陡峭的带通滤波器。所以这种工作状态不宜用作调幅器。但是如果两个输入信号的频率相同，只是相位有差异，那么此时的相乘器可检测出两输入信号的相位差，作为鉴相器使用。

下面给出了利用 MC1496 芯片构成的多种通信电路的实验，例如幅度调制与解调、混频、倍频、正交鉴频等。

## 2.3.4 鉴频器实验

### 2.3.4.1 鉴频器相关知识

调频波的解调亦称鉴频，其解调电路称为鉴频器。在调频波中，调制信息包含在已调信号瞬时频率的变化中，所以，鉴频就是把已调信号瞬时频率的变化变换为电压或电流的变化，还原出原调制信号。描述这种频率-电压变换关系的特性曲线称为鉴频特性曲线，形状像 S，称 S 曲线，如图 2.3.4 所示。

鉴频器的主要性能指标有：

#### ① 鉴频灵敏度

$$S_D = \Delta V_D / \Delta f \Big|_{f=f_c} \quad (2.3.22)$$

表示在调频波中心频率处鉴频特性曲线的斜率，单位为 V/Hz，即单位频偏所产生的输出电压的大小。

#### ② 线性鉴频范围 $BW_D$

指鉴频特性曲线近似为直线的范围。这个范围应该大于调频信号最大频偏的两倍。

#### ③ 非线性失真

由于鉴频特性曲线不是理想直线而使解调信号产生的失真。

常用的鉴频方法有以下几种：

① 锁相鉴频——利用锁相环路的调制跟踪环实现鉴频。

② 脉冲计数式鉴频——利用调频波的过零信息实现鉴频。

③ 斜率鉴频——通过线性网络将等幅调频波变换为幅度变化与频率变化成正比的调幅-调频波，然后进行幅度检波。

④ 正交鉴频——通过线性移相网络将调频波变换为调相-调频波，使相位的变化与瞬时频率的变化成正比，然后用乘积型相位检波器解调，得到所需信号。

正交鉴频是目前集成电路中应用最多的鉴频方法，原理框图如图 2.3.5(a)所示。它由  $C_1$  和  $C_2LR$  组成的线性移相网络(或称延时网络)与乘积型鉴相器(乘法器+低通滤波器)构成。

线性移相网络的作用是将调频波的瞬时频率变化规律变成附加的相位变化，形成调相-调频波，该网络常称为频-相转换网络，如图 2.3.5(b)所示。

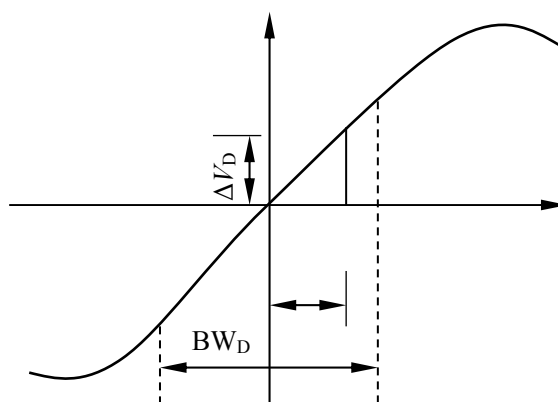


图 2.3.4 鉴频特性曲线

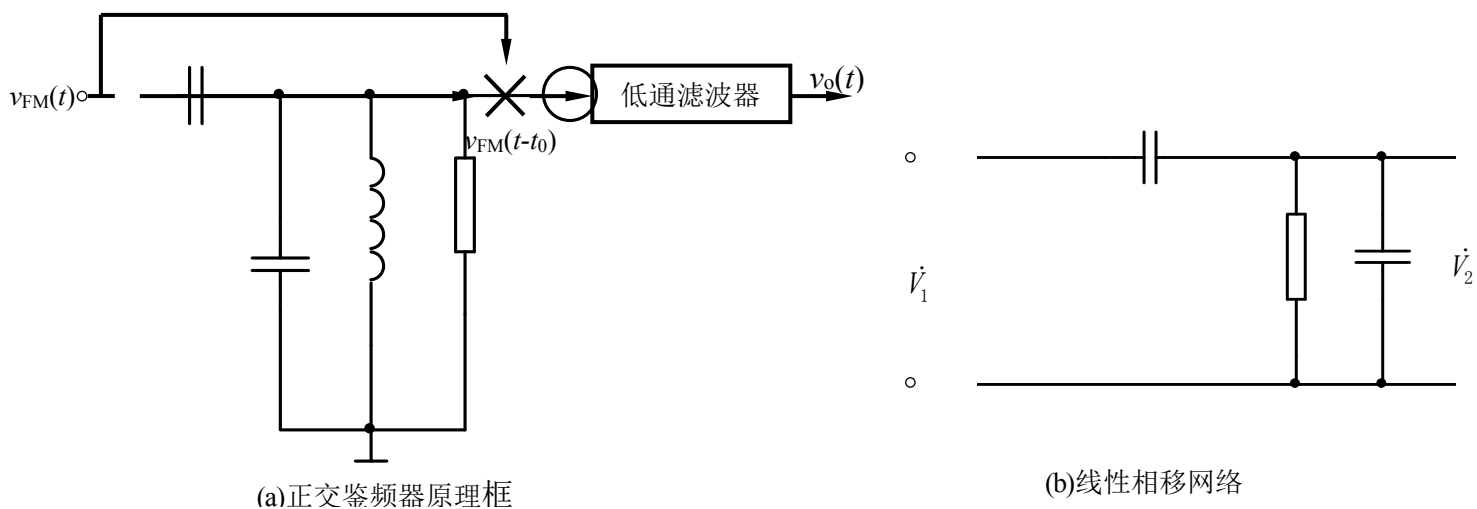


图 2.3.5 正交鉴频原理框图

为简单起见设图 2.3.5(a)中输入信号  $v_{FM}(t)$  为  $\dot{V}_1$  经延时网络后的输出信号  $v_{FM}(t-t_0)$  为  $V_2$ ，由图 2.3.5(b)知，该移相网络的传输函数  $H(j\omega)$  为

$$H(j\omega) = \frac{\dot{V}_2}{\dot{V}_1} = \frac{j\omega C_1 R}{1 + jQ(\frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1)} \quad (2.3.23)$$

式中  $\omega_0$  为等效并联谐振回路的谐振频率，

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L(C_1 + C)}} \quad (2.3.24)$$

$Q$  为该并联谐振回路的  $Q$  值，

$$Q = \frac{R}{\sqrt{\omega_0 L}} = R\omega_0(C_1 + C) \quad (2.3.25)$$

其幅频特性和相频特性可分别表示为

$$|H(j\omega)| = \frac{\omega C_1 R}{\sqrt{1 + Q^2(\frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1)^2}} \quad (2.3.26)$$

$$\varphi(\omega) = \frac{\pi}{2} - \arctan[Q(\frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1)] \quad (2.3.27)$$

于是

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 |H(j\omega)| e^{-j\varphi} \quad (2.3.28)$$

$\varphi$  表示输出电压  $v_2(t)$  与输入信号  $v_1(t)$  的相位差。

由式(2.3.26)和(2.3.27)画出的延时网络的幅频特性和相频特性曲线如图 2.3.6 所示。

在谐振点  $f_0$  附近的一个小范围内, 可认为,  $|H(j\omega)| \approx \text{常数}$ , 由此可得

$$Q\left(\frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1\right) = Q\left(\frac{f^2}{f_0^2} - 1\right) \approx 2Q \frac{f - f_0}{f_0}$$

$$\varphi(\omega) = \frac{\pi}{2} - \arctan 2Q \frac{f - f_0}{f_0}$$

$$\text{令 } \Delta\varphi = -\arctan 2Q \frac{f - f_0}{f_0}, \text{ 当满足}$$

$$\Delta\varphi < \frac{\pi}{6} \text{ 时, } \Delta\varphi \approx -2Q \frac{f - f_0}{f_0}。$$

$$\varphi(\omega) \approx \frac{\pi}{2} - \arctan 2Q \frac{f - f_0}{f_0}$$

(2.3.29)

令调频波的中心频率  $f_c$  等于延时网络的谐振频率, 得

$$\varphi(\omega) \approx \frac{\pi}{2} - \arctan 2Q \frac{f - f_c}{f_c} = \frac{\pi}{2} + \Delta\varphi \quad (2.3.30)$$

由于上式中  $f = f_c + \Delta f(t)$ ,  $f$  为调频波的瞬时频率,  $\Delta f(t)$  为瞬时频偏, 故

$$\Delta\varphi \approx -2Q \frac{\Delta f(t)}{f_c} \quad (2.3.31)$$

式(2.3.29)和式(2.3.30)清楚地表明,  $v_1(t)$  与  $v_2(t)$  两信号是正交的, 而且在回路谐振点附近, 即当调频波频偏较小时,  $v_2(t)$  对  $v_1(t)$  的附加相移  $\Delta\varphi$  与输入信号  $v_1(t)$  的频偏成正比, 因此该延时网络完成了正交与频-相转换两个功能。

乘积型鉴相器主要由乘法器和低通滤波器组成, 当输入鉴相器的两个信号正交时, 具有正弦鉴相特性, 因而如果正交的两输入信号频率相同而有较小相位差, 则通过相乘和低通滤波就可得到正比于两信号相位差的输出电压。

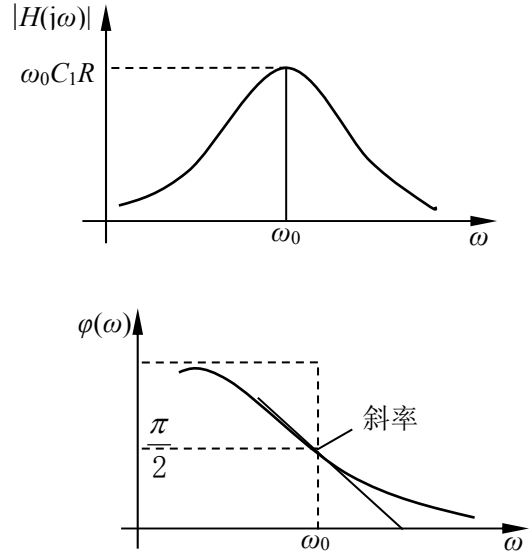


图 2.3.6 延时网络的幅频特性和相频特性曲线



由图 2.3.5(a)可见, 加到乘法器两个输入端的两路信号, 一路是未经延时的原调频信号  $v_1(t)$ , 设

$$v_1(t) \approx V_{1m} \cos(\omega_c t + m_F \sin \Omega t) \quad (3.3.32)$$

另一路是  $v_1(t)$  经线性移相网络延时后得到的调相-调频信号  $v_2(t)$ , 由以上分析可知,

$$v_2(t) \approx V_{2m} \cos[\omega_c t + m_F \sin \Omega t + (\frac{\pi}{2} + \Delta\varphi)] \quad (3.3.33)$$

式中,  $\Delta\varphi \approx -2Q \frac{\Delta f(t)}{f_c}$ , 将这两路信号相乘, 则乘法器输出为

$$v_o'(t) = k v_1(t) v_2(t) = \frac{1}{2} k V_{1m} V_{2m} \sin[2(\omega_c t + m_F \sin \Omega t) + \Delta\varphi] + \frac{1}{2} k V_{1m} V_{2m} \sin \Delta\varphi \quad (3.3.34)$$

上式中  $k$  为乘法器的增益系数, 第一项为高频分量, 经低通滤波器后被滤除, 于是

$$v_o(t) = \frac{1}{2} k V_{1m} V_{2m} \sin \Delta\varphi \quad (3.3.35)$$

当  $|\Delta\varphi| < \frac{\pi}{6}$  时,

$$v_o(t) \approx \frac{1}{2} k V_{1m} V_{2m} \Delta\varphi \approx k V_{1m} V_{2m} (-Q \frac{\Delta f(t)}{f_c}) \quad (3.3.36)$$

可见, 鉴频器的输出电压  $v_o(t)$  与调频波的瞬时频偏成正比, 从而实现了鉴频。

正交鉴频器的线性范围受限于移相网络相频特性的线性范围, 为使具有一定频偏的输入调频波解调后的输出波形不失真, 要求该延时网络: 必须调谐于输入调频波的中心频率  $f_c$ , 即保证  $v_1(t)$  与  $v_2(t)$  正交; 通过调整电阻  $R$  来获得适当的  $Q$  值, 确保在输入调频波频偏范围内, 幅频特性近于常数而相移是线性的。

#### 2.3.4.2 基于 MC1496 的正交鉴频器实验

##### (1) 实验目的

- ① 掌握正交鉴频器的构成及其工作原理。
  - ② 学会使用频率特性测试仪调整鉴频特性曲线 (S 曲线) 的方法。了解  $RLC$  移相网络参数变化对 S 曲线的影响。
  - ③ 了解鉴频输出信号的失真与鉴频器电路参数的关系。
- ##### (2) 预习要求

① 复习鉴频的主要方法及典型鉴频电路的有关知识。

② 设计一个能用于解调中心频率为 6.5MHz、频偏为 20kHz 的调频波的正交鉴频器的 RLC 线性移相网络。

③ 复习频率特性测试仪的使用要点，拟出调测 S 曲线的步骤。

④ 熟悉实验内容与要求，拟定实验记录表格，注明实验条件。

### (3) 实验用仪器设备

① 正交鉴频器实验电路板 1 块

② BT-3 频率特性测试仪 1 台

③ 高频信号发生器 1 台

④ 数字万用表 1 块

⑤ 双踪示波器 1 台

### (4) 实验电路原理与说明

本实验主要研究正交鉴频器的性能及调整方法，实验电路如图 2.3.7 所示。它主要由线性移相网络、乘法器、差分放大器和低通滤波器四部分组成。图中  $C_2$  和  $C_4L_2R_{11}$  并联回路一起构成线性移相网络，工作时该网络的谐振频率调谐在输入调频波的中心频率上，以便将调频波的瞬时频率变化转换为瞬时相位的变化，并使输入到乘法器的两路信号实现正交。电阻  $R_{10}$ 、 $R_{11}$  的大小影响整个回路的  $Q$  值，从而影响相频特性的斜率。因此，改变电阻  $R_{10}$ 、 $R_{11}$  在一定范围内可调整鉴频特性的线性范围和鉴频灵敏度。MC1496 乘法器采用双电源供电，电阻  $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_3$ 、 $R_4$ 、 $R_7$ 、 $R_8$ 、 $R_{12}$ 、 $R_{13}$  和  $RW_1$  和  $RW_2$  为 MC1496 提供静态偏置电压，保证乘法器内部的各个晶体管工作在放大状，其中  $R_7$  决定恒流源的电流  $I_0/2$ ，调节  $RW_1$  和  $RW_2$  可使乘法器两输入端直流平衡， $R_5$  为扩展①、④脚输入信号线性动态范围的电阻。工作时输入调频信号分成两路，一路经耦合电容  $C_1$  和电阻  $R_9$  直接加之乘法器⑩脚，⑧脚通过电容  $C_8$ 、 $C_9$  交流接地；另一路调频信号经移相网后加之①脚，④脚通过旁路电容  $C_5$  交流接地。相乘后的信号由乘法器⑥脚和⑫脚双端输出，接至集成运放 741 构成的差分放大器，将双端出变成单端输出，再经  $R_{18}$ 、 $C_{13}$  构成的低通滤波器滤除高频分量，得到低频调制信号，然后通过耦合电容  $C_{14}$  输出给负载。本实验要用 3 组不同电源+12V、+8V、-8V。其中+8V 由+12V 通过稳压块 7808 转换得到。

鉴频器的特性主要体现在鉴频特性曲线(即 S 曲线)上，故正交鉴频器电路的调整也就是调测鉴频特性曲线，调测方法一般有扫频测量法和逐点法。扫频法较为直观，借助 BT-3 扫频仪来完成。基本步骤是：①断开移相网络，分别调节平衡电位器  $RW_1$ 、 $RW_2$  使相乘器两输入端直流平衡。②用扫频仪调整由  $C_2$  和  $C_4L_2$  组成的移相网络（调电感  $L_2$

或电容  $C_4$  使之在输入调频波的中心频率点上谐振(用带检波头的电缆测量), 即移相  $90^\circ$ 。③将扫频仪输出加至图 2.3.7  $V_{in}$  端, 在  $V_{out}$  端用普通电缆接至扫频仪输入端, 调节扫频仪的“频率偏移”、“输出衰减”和“Y 轴增益”等旋钮, 使屏幕上显示鉴频特性曲线。微调  $L_2$  或电容  $C_4$  使鉴频特性曲线的零点位于调频波的中心频率处, 微调电位器  $R_{W1}$ 、 $R_{W2}$  使鉴频特性曲线上下对称。注意扫频仪输出信号不能太大, 一般输出需衰减 30dB 以上。

若用逐点法测量 S 曲线, 则首先也需调节相乘器两输入端直流平衡, 接着用高频信号发生器输出 6.5MHz 单频信号, 幅度为 30mV(有效值)加至鉴频器输入端, 调调  $L_2$  或电容  $C_4$ , 使  $C_2$  和  $C_4L_2$  网络网络谐振于欲解调的调频波的中心频率(6.5MHz)上。然后合上开关  $S_2$ 、 $S_3$ , 以 0.1MHz 为步长改变高频信号发生器输出频率, 使之在 5.8~7.2MHz 范围内变化, 而幅度保持不变。用数字万用表直流挡在输出电容  $C_{14}$  前测出对应频点上的输出电压, 并作记录, 根据记录数据便可绘出 S 曲线。

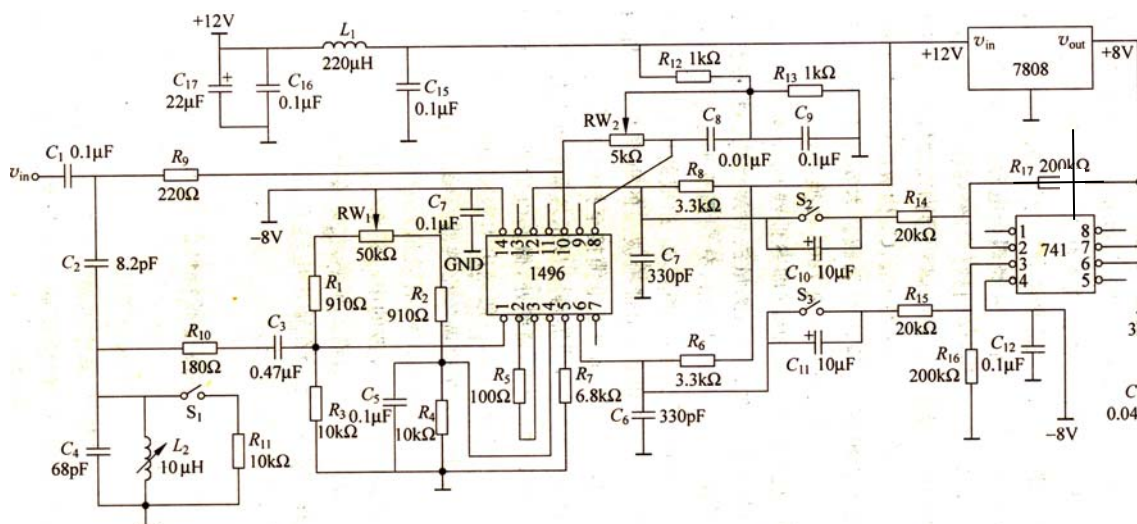


图 2.3.7 MC1496 构成的正交鉴频器实验电路

## (5) 实验内容

① 用频率特性测试仪外频标法调测鉴频特性曲线(S 曲线), 并记录该曲线, 并标出线性范围, 计算鉴频灵敏度( $S_1$  断开)。②解调调频信号

■ 在鉴频器输入端加调频信号, 其中心频率为 6.5MHz, 幅度为 30mA(有效值), 调制信号频率为 1kHz, 频偏为 20kHz。对该调频波进行解调, 记录解调输出波形(幅度和失真)。

■ 改变输入调频波的频偏, 记录解调输出波形, 目测有明显失真前调频波的最大频偏值。

② 研究移相网络参数对鉴频特性曲线性能的影响以及鉴频特性对调频信号解调输出的影响。

◆ 将  $S_1$  闭合，即在移相网络  $C_4L_2$  两端并上一个  $10k\Omega$  的电阻，观察并记录此时的鉴频特性曲线，标出零点频率和两峰点频率，计算鉴频灵敏度，与实验 1 的结果相比较；重复上面实验内容②中的两项实验。

◆ 改变移相网络电感  $L_2$  或电容  $C_4$ ，使移相网络在调频波的中心频率点上相移不为  $90^\circ$ ，观察并记录此时的鉴频特性曲线，标出零点频率和两峰点频率，与实验 1 的结果相比较；重复上面实验内容②中的两项实验。

#### (6) 实验报告

① 整理实验数据和波形，将实验内容①、②和③中各项实验结果进行列表比较，并分析其不同的原因。

② 以本实验为例归纳用扫频仪外频标法调整鉴频特性曲线的方法与步骤。

③ 根据实验结果分析鉴频特性曲线的性能指标：鉴频灵敏度  $S_D$ 、线性鉴频范围  $BW_D$  和非线性失真与本实验电路图 2.3.7 中哪些参数有关？

#### (7) 思考题

① 如果调测的鉴频特性曲线不理想（例如不对称、非线性），对调频波的解调带来哪些影响？

② 在本实验电路的线性移相网络中，电容  $C_2$  值的大小对正交鉴频器的性能有何影响？设计电路时  $C_2$  应该如何取值？ $C_2$  可以省去不接吗，为什么？

### 3 调频接收机模块设计实验

本实验为设计性实验，由高频小信号谐振放大器、本地振荡器、晶体管混频器、中频放大器、鉴频器（含低频放大和滤波电路）五部分组成。每人应完成调频接收机的各个功能模块，包括设计、制作与调测。在各模块满足性能指标要求的基础上，将它们连在一起，拼接成一个完整的调频接收机系统，并进行整机调测，使之达到预定的整机指标。最后借助实验室开发的通信电路模块设计实验支撑平台，进行无线链路连通实验，检验设计的模块和接收机整机在实际通信环境中的通信效果。

本实验旨在让学生体验模块设计、制作与整机联调中遇到的各种问题，使学生更深入、更全面地了解各功能模块的性能和彼此之间的相互关系、在系统中所起的作用以及它对系统性能的影响等，同时领悟高频电路设计的要领。

#### 3.1 总体要求

##### 3.1.1 设计任务

(1) 根据实验室提供的电子元器件材料、工装焊接工具、测量调试仪器等，在考虑方便联调和可联调的基础上，独立设计、搭建、调测高频小信号放大器、晶体振荡器（本地振荡器）、晶体管混频器、中频信号放大器和正交鉴频器（包括低频放大和滤波）五个功能模块，使之满足各自的指标要求。

(2) 将五个模块连接起来组成一个调频接收机，完成整机性能调测，达到预定的指标要求。

(3) 调频接收机安装在测试架上，连接测试架上的辅助资源（基带处理单元、电源管理单元），接收实验室自制发射台发射的各种调频信号，进一步检验整机和分模块性能。

调频接收机框图及鉴频前的前端系统的增益分配如图 3.1.1 所示。

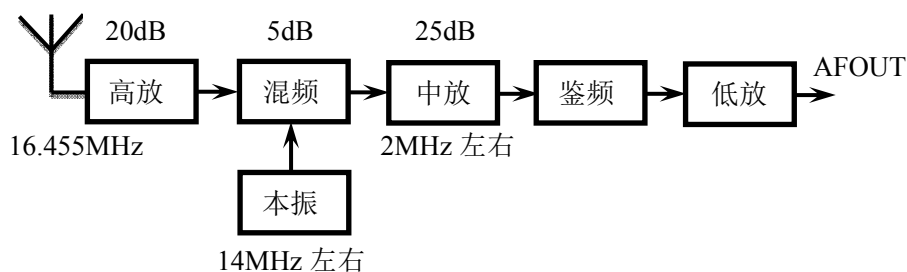


图 3.1.1 调频接收机组成框图

### 3.1.2 设计要求

- (1) 电源电压  $V_{CC} = 12V$ ,  $V_{EE} = -8V$ 。
- (2) 接收频率  $f_{RF} = 16MHz$  左右。
- (3) 本振频率  $f_{LO} = 14MHz$  左右（为了与相邻实验台频率错开，以避免互相之间的干扰，可考虑采用  $14MHz$  附近的多个频点中的一个频率值）。
- (4) 中频频率  $f_i = 2.455MHz$  左右（实际值由本组的本振频率  $f_{LO}$  决定）。
- (5) 接收机灵敏度  $\leq 200\mu V$  (为方便测试，本实验规定，测试解调输出信号波形，目测  $SNR \approx 1$  时接收机输入端所需的最小信号电压)。
- (6) 在辅助资源的配合下，接收机能正确接收实验室公共发射台发射的以下信号：
  - ① 正弦调频信号：调制信号频率  $1kHz$ ，频偏  $3kHz$ ，要求解调输出目测无失真。
  - ② 语音或音乐调频信号：调制信号由话筒或 MP3 提供，要求通过有源音箱输出语音、歌曲基底噪声小，主观评价良好以上。
  - ③ 2FSK 信号：解码输出示波器波形，目测无误码。

### 3.1.3 实验结果验收

- ① 五个模块连成的接收机的灵敏度。
- ② 对实验室发射台发出的三种调频信号的接收情况。

## 3.2 高频小信号谐振放大器设计

### 3.2.1 实验目的

- (1) 学习高频小信号谐振放大器的工程设计方法。
- (2) 掌握谐振回路的调谐方法和放大器的某些技术指标的测试方法。
- (3) 了解部分接入电路的形式和作用。
- (4) 学会通过实验对电路性能进行研究。

### 3.2.2 预习要求

- (1) 复习高频放大器的有关课程内容。
- (2) 说明高频小信号谐振放大器的主要性能指标及测试方法。
- (3) 了解中周的结构及使用方法。
- (4) 设计电路图，并写明参数的设计过程。
- (5) 复习频率特性测试仪的使用要点。

### 3.2.3 设计任务与指标要求

利用实验室提供的元器件设计一个高频小信号谐振放大器。设计要求如下：

- (1) 工作频率  $f_{RF}=16.455\text{MHz}$ 。
- (2) 输入信号  $V_i \leq 200\mu\text{V}_{\text{EMF}}$  (为便于示波器观察, 调试时输入电压可用  $10\text{mV}_{\text{EMF}}$ 。)
- (3)  $1\text{k}\Omega$  负载时, 谐振点的电压放大倍数  $A_{V0} \geq 20\text{dB}$ , 不要超过  $35\text{dB}$ 。
- (4)  $1\text{k}\Omega$  负载时, 通频带  $BW \approx 1\text{MHz}$ 。
- (5)  $1\text{k}\Omega$  负载时, 矩形系数  $k_{r0.1} < 10$ 。
- (6) 电源电压  $V_{cc}=12\text{V}$ 。
- (7) 放大器工作点连续可调(工作电流  $I_{EQ}=1\sim 8\text{mA}$ )。

### 3.2.4 实验室可提供的元器件与测试仪器

(1) 工装焊接电路板

(2) 电子元器件

三极管: 9014(NPN)

可调电感:  $10 \times 10$  型  $1.2\mu\text{H}$  中周, 如图 3.2.1

所示

固定电感: 色码电感  $220\mu\text{H}$ 、 $330\mu\text{H}$

电位器:  $1\text{K}$ 、 $5\text{K}$ 、 $10\text{K}$ 、 $50\text{K}$ 、 $100\text{K}\Omega$  等

普通电阻系列, 普通电容系列

(3) 测试仪器

直流稳压电源 1 台

高频信号发生器 1 台

频率特性测试仪 1 台

示波器 1 台

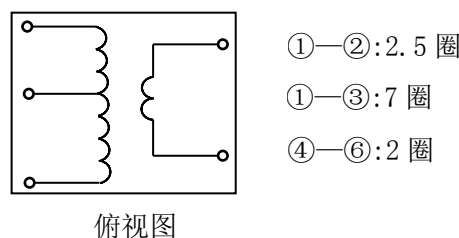


图 3.2.1  $1.2\mu\text{H}$  中周简图

### 3.2.5 高频小信号谐振放大器的设计要点

高频小信号谐振放大器以并联谐振回路为负载, 其谐振频率、增益、通频带等主要性能指标与放大器的电路形式、工作点、放大管的参数密切相关。

(1) 放大管的选择

该高频放大器位于接收机的最前端, 考虑到增益、稳定性、整机的噪声性能, 应选择  $f_T$  较高、 $C_{bc}$  小和噪声系数较小的晶体管, 一般要求  $f_T \approx (5 \sim 10)f$  或略大, 否则增益无法满足要求, 其中  $f$  为工作频率。

(2) 放大器电路参考形式

单管放大器一般采用共射电路，其电压放大倍数大，输入电阻较高，但密勒效应对高频端的增益与谐振情况有明显的影响。

对于小信号谐振放大器来说，并联谐振回路的输入端与管子的输出阻抗相连，而回路负载通常是后级管子的输入阻抗。因此高频晶体管的输入、输出阻抗中的电阻部分，会降低回路的有载  $Q$  值，它们的输入、输出电容、跨接电容的 Miller 效应及其他寄生电容等会

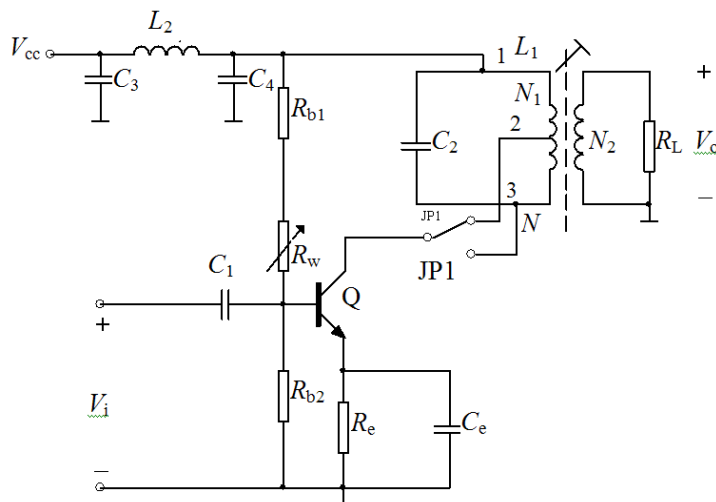


图 3.2.2 高频小信号调谐放大器

影响谐振频率，而且管子参数和分布参数是不稳定的，会随着温度、工作点的变化而变化。为减小这些不良影响，晶体管、负载与并联谐振回路的连接宜采用部分接入方式，如图 3.2.2 所示，这是参考电路形式，设计时不必完全按此电路形式。

这是一个变压器耦合的小信号谐振放大器，变压器是中周形式的，变压器初级线圈  $L_1$  为谐振回路电感， $C_2$  为回路的调谐电容，变压器次级接负载电阻。  $N$ 、 $N_1$  分别为初级线圈  $L_1$  的总匝数和抽头 1、2 之间的匝数， $N_2$  为变压器次级线圈的匝数。晶体管集电极接在回路电感的抽头上，晶体管输出阻抗只与电感的一部分并联，接入系数  $p_1 = N_1/N < 1$ ，晶体管的输出电阻  $R_0$  等效到回路两端的值为  $R'_0 = \frac{R_0}{p_1^2}$ ， $R'_0 > R_0$ 。因而可以使回路有载  $Q$  下降程度得到改善。输出电容  $C_0$ 。等效到回路两端的值为  $C'_0 = p_1^2 C_0$ 。由于  $p_1 < 1$ ，则  $C'_0 < C_0$ ， $C_0$  的变化对回路谐振频率的影响也减小了。

同理，负载  $R_L$  通过变压器耦合到回路两端的值为  $R'_L = \frac{R_L}{p_2^2}$ ，其中  $p_2 = \frac{N_2}{N} < 1$  为变压器部分接入系数，即次级线圈和初级线圈匝数之比， $R'_L > R_L$ ；如果负载中含有电容  $C_L$ ，则  $C'_L = p_2^2 C_L < C_L$ ，部分接入减小了负载对并联回路的影响。

图 3.2.2 中  $R_{b1}$ 、 $R_{b2}$ 、 $R_w$  为基极偏置电阻， $R_e$  为发射极直流偏置电阻， $C_e$  为高频旁路电容，使发射极在高频接近于地电位。 $L_2$ 、 $C_3$ 、 $C_4$  是电源  $\pi$  型滤波网络。

### (3) 高频小信号放大器的工作点及偏置电路估算



接收机的高频小信号放大器应工作在 A 类（甲类）状态，为获得高的增益和大的动态范围，工作点应选在转移特性  $i_c-v_{be}$  关系曲线线性部分的中点，对参考电路图 3.2.2，

约取  $I_{CQ} \approx I_{EQ} \approx (1 \sim 3) \text{mA}$ ， $V_{CEQ} = (\frac{1}{2} - \frac{4}{5})V_{CC}$ 。

高频放大器偏置电路一般采用分压式，具体计算参见 3.7 节。

#### (4) 谐振回路 $L$ 和 $C$ 值的估算与选择

谐振回路应谐振于工作频率，根据  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_\Sigma}}$  可先确定其中一个元件值如  $C_\Sigma$ ，或

回路电感  $L$ ，即可求出回路另一个元件的值。这里  $C_\Sigma$  为外接电容  $C$  和考虑了晶体管输入、输出电容及其他寄生电容后的回路总电容，需要注意的是，为谐振频率稳定起见，外接电容  $C$  的选取至少比那些不稳定电容之和大一个数量级；但  $C$  也不能取过大，否则  $L$  太小，空载  $Q$  不易做得高，使回路有载  $Q$  低，由此导致放大器的输出电压幅度和增益小，选频特性差，带宽较宽等不良后果。根据经验，一般  $f_0 = 465 \text{kHz}$  时，回路电容  $C \approx 150 \sim 510 \text{pF}$ ； $f_0 = 10.7 \text{MHz}$  时，回路电容  $C \approx 50 \sim 150 \text{pF}$ 。

### 3.2.6 实验与研究

(1) 调测并验证所设计的放大器满足预定的指标要求。

**建议：**用扫频仪外频标法调测放大器的幅频特性曲线，然后测出谐振频率  $f_0$ 、3dB 带宽  $2\Delta f_{0.7}$  和  $2\Delta f_{0.1}$ ，计算出矩形系数；用信号发生器和示波器测量放大器增益。

(2) 放大器工作点的变化对放大器的谐振频率和电压增益有何影响？要求实测  $I_{EQ} = 1 \sim 8 \text{mA}$  变化时对应的谐振频率和电压增益，作出实验曲线，分析规律，确定所设计的放大器的合适工作点。

(3) 晶体管输出阻抗及负载对谐振放大器的哪些性能产生影响？通过实验说明采用部分接入方式的优越性。（提示：可将放大管的集电极改接在电感的一端，使输出阻抗直接并在回路两端，重测放大器性能，与部分接入时的性能相比较。）

### 3.2.7 实验报告要求

(1) 设计方案论证，包括：电路形式的选取、参数的设计、估算、研究内容的完成情况。

(2) 关于电路调测过程中方案修改的说明，并画出标有最终元件参数的实验电路。

(3) 实验数据及研究内容的整理、分析。

(4) 设计制作过程中遇到的主要问题及解决办法。

### 3.3 本地振荡器设计

晶体振荡器突出的优点是可以产生频率稳定性和准确度很高的正弦波,本实验调频接收机中的本地振荡器采用晶体振荡器实现。

#### 3.3.1 实验目的

- (1) 掌握晶体振荡器的设计方法。
- (2) 培养设计、制作、调测振荡器的能力。
- (3) 掌握准确测量振荡频率的方法。
- (4) 学会通过实验对电路性能进行研究。

#### 3.3.2 预习要求

- (1) 复习 LC 振荡器及晶体振荡器的有关课程内容。
- (2) 设计电路图,并写明参数的设计过程。
- (3) 了解晶体振荡器的调试方法及步骤。

#### 3.3.3 设计任务与指标要求

利用实验室提供的元器件设计一个串联型晶体振荡器(克拉泼电路或西勒电路形式)。设计要求如下:

- (1) 振荡频率  $f_{Lo}$  在 14MHz 左右(可选以下频率的晶体: 13.433、13.560、13.875、14.140、14.31818、14.7456MHz)。
- (2) 振荡器工作点连续可调,调节范围满足:  $0.5\text{mA} < I_E < 8\text{mA}$ 。
- (3) 反馈元件可更换。
- (4) 电源电压  $V_{CC}=12\text{V}$ 。
- (5) 在  $1\text{k}\Omega$  负载上输出电压波形目测不失真,  $V_{Lopp} \geq 800\text{mV}$ 。

#### 3.3.4 实验室可提供的元器件与测试仪器

##### (1) 元器件

三极管: 9014(NPN)

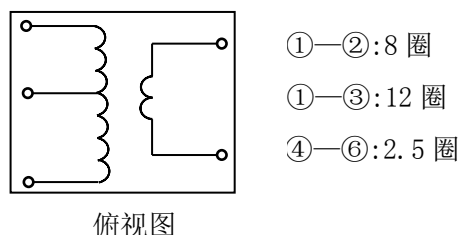
晶体振荡器: 13.433MHz、13.560MHz、13.875MHz、14.140MHz、14.31818MHz、14.7456MHz

可调电感: 10×10 型  $3\mu\text{H}$  中周,如图 3.3.1 所示。

##### (2) 实验仪器设备

直流稳压电源

1 台



俯视图

图 3.3.1  $3\mu\text{H}$  中周简图

高频信号发生器（具备频率计功能） 1 台  
示波器 1 台

### 3.3.5 串联型晶体振荡器设计要点

#### (1) 电路形式

晶体振荡电路有两种类型，即并联型和串联型，分别如图 3.3.2 和图 3.3.3 所示。在串联晶体振荡电路中，晶体起着高  $Q$  短路器的作用；而在并联晶体振荡电路中，晶体起着高  $Q$  电感器的作用。

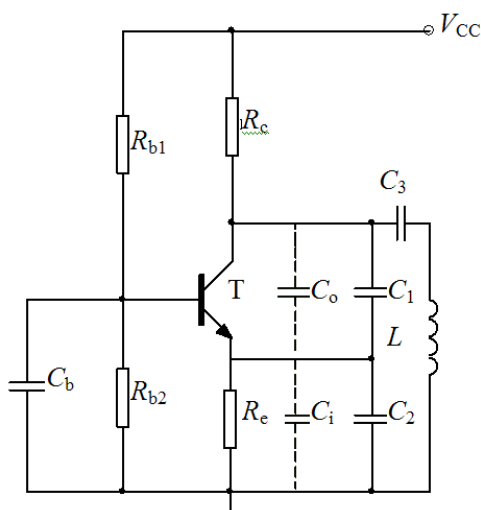


图 3.3.2 并联型晶体振荡器电路

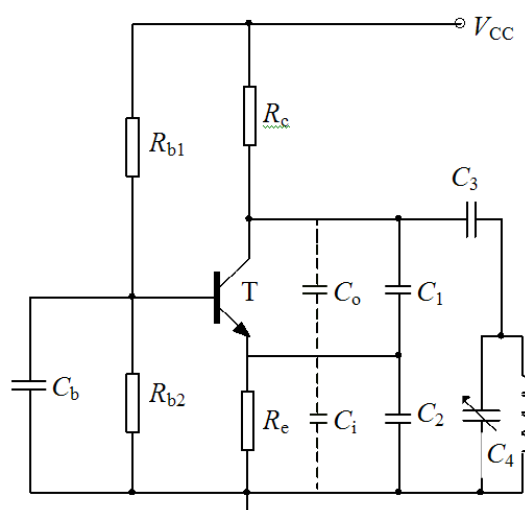


图 3.3.3 串联型晶体振荡器电路

考察图 3.3.3 串联型晶体振荡电路，不难看出，在串联谐振频率点上，串接在反馈支路上的高  $Q$  石英谐振器近乎短路，此时，它实际上就是一个考毕兹振荡器。因此，设计串联晶体振荡电路，就是设计一个振荡频率接近晶体标称频率的  $LC$  振荡器，振荡回路的  $L$ 、 $C$  元件值很容易由振荡频率来确定。此外，串联晶体振荡电路的调节非常方便，可先将晶体用短路线代替，将三点式振荡电路调谐在晶体的串联谐振频率点附近，然后拿走短路线将晶体接入电路即可。设计容易、调节方便是选择串联型晶体振荡电路的主要原因。

克拉泼电路或西勒电路性能较好，为联机着想，本实验要求选用这两种电路形式之一。克拉泼电路和西勒电路分别如图 3.3.4 和图 3.3.5 所示，其设计关键是工作点和反馈系数。

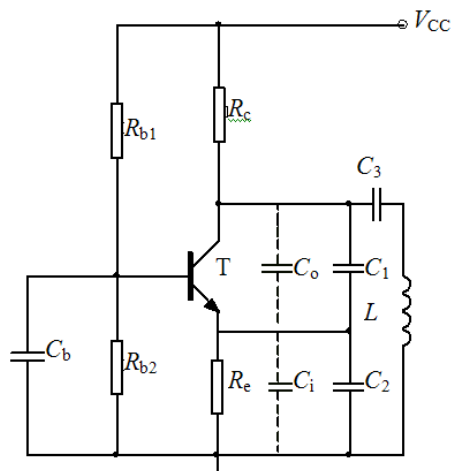


图 3.3.4 克拉泼电路

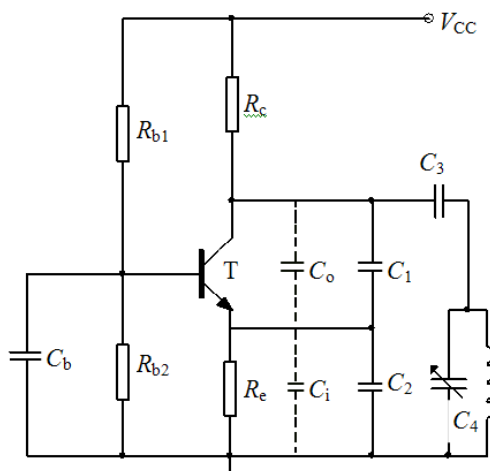


图 3.3.5 西勒电路

## (2) 晶体管选择

在小功率振荡器设计中，由于输出功率不大，一般对功率问题不作重点考虑，主要考虑电路在所要求的频率范围内能稳定可靠地振荡以及振荡频率的稳定度和准确度。因此，在选管子时，要使它在所需振荡频率下具有足够的功率增益， $\beta$  值不能太小，以满足起振条件，通常选  $f_T > (5 \sim 10)f_o$ 。

## (3) 偏置电路与工作点

振荡器由起振到平衡过程中振荡管的工作状态是变化的，起振过程中放大器应工作于 A 类，有足够大的增益确保  $AF > 1$ ，使振荡幅度由小到大增长；平衡状态时  $AF = 1$ ，晶体管工作在非线性状态。由于晶体管饱和时的输出阻抗小，它会使振荡回路的  $Q$  值大大降低，导致频率稳定度和输出幅度下降，波形失真加剧，故平衡时应避免进入饱和状态。兼顾起振过程和平衡状态的技术要求，晶体管振荡器通常采用固定偏置与自给偏置相结合的混合偏置电路形式，而且工作点要选得比较低，远离饱和区。当然也不能太低，否则，输出幅度小，通常取射极电流在  $2 \sim 4\text{mA}$  左右。

## (4) 反馈系数

在图 3.3.4 和图 3.3.5 所示的电路中，理论上  $C_3$  越小，频率稳定度越高， $C_3 \ll C_1 + C_0$ ， $C_3 \ll C_2 + C_i$ ，振荡频率只由  $L$ 、 $C_3$  或  $L$ 、 $(C_3 + C_4)$  决定，与  $C_1$ 、 $C_2$  无关， $C_1$ 、 $C_2$  只决定反馈系数。但在实际电路中， $C_3$  不能太小，否则接入系数小，振荡幅度小。所以实际电路中  $C_1$ 、 $C_2$  值不仅决定反馈系数，对振荡频率也有贡献，计算频率时必须将其考虑在内。

由于振荡器是一个闭合环路，当晶体管参数与负载确定后，反馈系数  $F$  应选一个适当的值， $F$  太小、太大都不易起振，而且  $F$  过大会使输入阻抗对回路的接入系数变大，降低回路的有载  $Q$  值，导致振荡幅度过小，选频性能变差，频率稳定度下降。反馈系数

可按公式来估算，对于共基接法的振荡器  $F \approx C_1/(C_1+C_2)$ ，对于共射接法的振荡器  $F \approx C_1/C_2$ ，一般共基组态， $F$  取值 0.2~0.5 间。

#### (5) 振荡电压的输出方式

一般尽可能从低阻抗点取出信号，以减弱外接负载对振荡幅度、波形以及频率稳定度的影响。可适当接入隔离（小电容耦合）、缓冲级，再与负载连接，或负载采用电容分压、变压器耦合等部分接入方式。

### 3.3.6 实验与研究

(1) 调测并验证所设计的振荡器满足预定的指标要求。（提示：振荡频率用频率计在中周变压器次级测量，精度要求 kHz 量级。）

(2) 为什么反馈系数  $F$  过大和过小对振荡器起振都不利？用实验数据进一步说明，并找出适合于本实验的反馈系数，确定其元件值。

**提示：**假设  $C_1$ 、 $C_2$  决定反馈系数的大小，需根据  $C_1/C_2$  的值计算出  $C_1$ 、 $C_2$  的组合值（如 220/150pF、220/470pF 等），测出每种情况下振荡器起振所需要的  $I_{EQ}$  值， $I_{EQ}$  值越小，则说明越易起振。为了便于用示波器测量，本实验约定统一测量振荡电压  $v_{LOpp} \approx 100\text{mV}$  时对应的  $I_{EQ}$  值。

(3) 研究工作点变化对振荡频率及振荡幅度的影响，确定最佳工作点  $I_{EQ(OPT)}$

**提示：**使用合适的反馈系数，调工作点连续变化，观察振荡器从起振到停振的过程，记录工作电流对应的振荡频率及幅度，标出最大不失真输出电压及对应的工作点。

(4) 当  $I_{EQ} = I_{EQ(OPT)}$  时，研究负载阻抗变化对晶体振荡器振荡频率及振荡幅度的影响，包括纯阻负载和容性负载。

**提示：**纯阻负载可取三组数据(如电阻取 500Ω、1kΩ、10kΩ 或其他);对于容性负载，可用同一电阻与不同电容的并联来研究振荡器带容性负载的能力。

### 3.3.7 实验报告要求

(1) 设计方案论证。包括：电路形式的选取、参数的设计、估算、研究内容的完成情况。

(2) 关于电路调测过程中方案修改的说明，并画出标有最终元件参数的实验电路。

(3) 实验数据及研究内容的整理、分析。

(4) 设计制作过程中遇到的主要问题及解决办法。

### 3.4 晶体管混频器与中频放大器设计

#### 3.4.1 实验目的

- (1) 加深对混频概念的理解.
- (2) 掌握晶体管混频电路的工程设计方法,
- (3) 学会对电路性能进行研究,

#### 3.4.2 预习要求

- (1) 复习混频器的有关课程内容。
- (2) 搞清混频器性能指标要求及其含义。
- (3) 设计电路图，并写明参数的设计过程。
- (4) 了解频谱分析仪及 100MHz 数字示波器 FFT 功能的使用要点。

#### 3.4.3 设计任务与指标要求

利用实验室提供的元器件设计一个晶体管混频器(含  $LC$  带通滤波器)和一级中频放大器。设计要求如下:

- (1) 输入信号频率  $f_{RF}=16.455\text{MHz}$ , 本振信号频率  $f_{LO}=14\text{MHz}$  左右(准确值由所设计确定的本振频率决定), 中频频率  $f_i=2.455\text{MHz}$  左右( $f_i=f_{LO}-f_{RF}$ )。
- (2) 电源电压  $V_{CC}=12\text{V}$ 。
- (3) 混频器工作点连续可调。
- (4) 混频增益  $5\text{dB}$ , 为方便用示波器测量, 可和中频放大器级联后一起测。
- (5) 中频放大器采用谐振放大器, 中心频率  $f_i$ , 带宽  $BW \leq 200\text{kHz}$ , 在  $1\text{k}\Omega$  负载上谐振点电压放大倍数  $A_{v0} \geq 25\text{dB}$ 。
- (6) 混频输出经放大后波形目测无失真。

#### 3.4.4 实验室可提供的元器件与测试仪器

##### (1) 元器件

三极管: 9014(NPN)

可调电感:  $10 \times 10$  型  $50\mu\text{H}$  中周, 如图

3.4.1 所示。

##### (2) 实验仪器设备

直流稳压电源 1 台

高频信号发生器 1 台

示波器 1 台

频谱分析仪 1 台

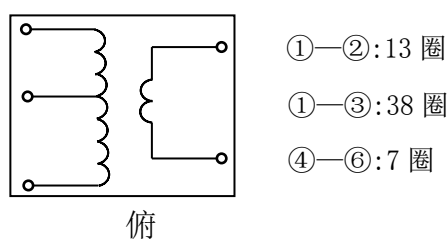


图 3.4.1  $50\mu\text{H}$  中周简图

频率特性测试仪 1 台

### 3.4.5 晶体管三极管混频器与中频放大器设计要点

#### (1) 晶体管三极管混频器电路形式

按照晶体管组态和本地振荡电压  $v_{LO}(t)$  注入点的不同，有四种基本电路形式，如图 3.4.2 所示。其中，图(a)和图(b)是共发射极电路，输入信号电压  $v_{RF}(t)$  均从基极输入，而本振电压  $v_{LO}(t)$  的注入不同，图(a)所示电路是从基极注入，而图(b)所示电路是从发射极注入。图(c)和图(d)亦是共基极电路，输入信号电压  $v_{RF}(t)$  均从发射极输入，但本振电压则分别从发射极和基极注入。

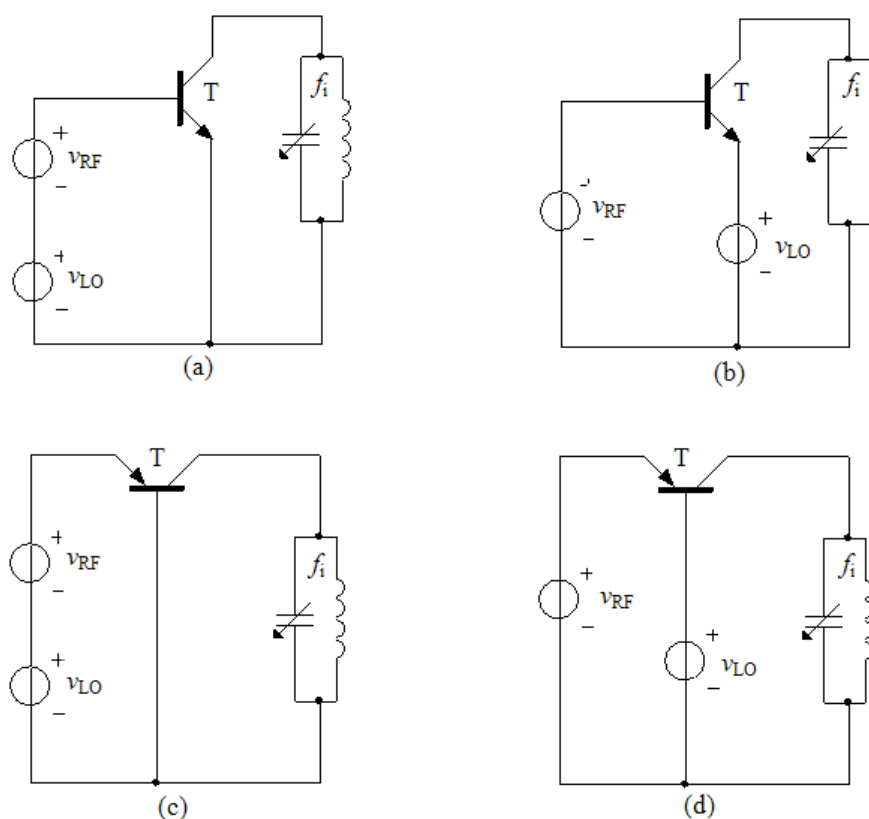


图 3.4.2 三极管混频器基本形式

这些电路的共同特点是，不管本振电压注入方式如何，实际上输入信号  $v_{LO}(t)$  和本振信号  $v_{LO}(t)$  都是加在基极和发射极之间的，并且利用三极管转移特性的非线性实现频率的变换。

由于信号接入方式不同，上述各电路有着各自的优缺点，对于图 3.4.2(a)所示的基极输入、基极注入型电路，需要的本振功率较小，但输入信号和本振信号会相互影响，

有可能产生频率牵引效应；图 3.4.2(b)电路，由于是基极输入、发射极注入型，输入信号和本振信号相互影响小，不易产生频率牵引，但要求输入的本振功率大，不过通常所需功率也不是很大，本振电路完全可以供给。图 3.4.2(c)和图 3.4.2(d)所示的共基型混频电路，与共发射极型的混频器相比，在工作频率不高时变频增益较低，一般较少应用。

一个典型的三极管混频电路如图 3.4.3 所示，采用图 3.4.2(b)的电路形式。图中本振信号的耦合电容  $C_3$  一般比较大，倘若采用如图 3.4.2(a)所示的基极注入型电路，则将本

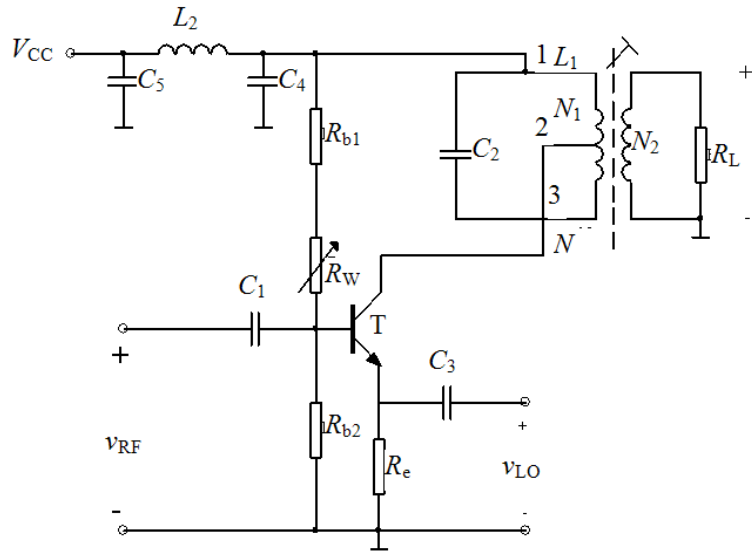


图 3.4.3 三极管混频电路

振信号耦合到基极的耦合电容必须取得很小。

## (2) 三极管混频器的工作状态

三极管混频器通常工作于线性时变状态，本振信号  $v_{LO}(t)$  为振幅较大的正弦信号，输入的射频信号  $v_{RF}(t)$  是一个弱信号，且满足  $V_{LO} \gg V_{RF}$ ，本振信号和直流偏置电压一起作为管子的时变偏置，该时变偏置控制三极管的跨导，使混频管的跨导随本振大信号时变，时变跨导的重复频率为本振信号频率  $\omega_{LO}$ ，将其展开为傅里叶级数，为

$$g(t) = g_0 + g_1 \cos(\omega_{LO}t) + g_2 \cos(2\omega_{LO}t) + \dots \quad (3.4.1)$$

当射频小信号从基极输入时，输出电流表示为

$$i_0(t) \approx I_0(t) + g(t)v_{RF}(t) \quad (3.4.2)$$

式中， $I_0(t) = I_0 + I_{01} \cos(\omega_{LO}t) + I_{02} \cos(2\omega_{LO}t) + \dots$  为时变偏置决定的时变工作电流。而时变跨导中的基波分量与射频小信号相乘则完成频谱搬移功能，设  $v_{RF}(t) = V_{RF} \cos(\omega_{RF}t)$ ，则



$$g_1 \cos(\omega_{LO} t) \bullet V_{RF} \cos(\omega_{RF} t) = \frac{1}{2} g_1 V_{RF} [\cos(\omega_{LO} + \omega_{RF})t + \cos(\omega_{LO} - \omega_{RF})t] \quad (3.4.3)$$

取其差频作为中频，则中频信号电流为

$$i_{IF}(t) = \frac{1}{2} g_1 V_{RF} \cos(\omega_{LO} - \omega_{RF})t \quad (3.4.4)$$

定义输出中频电流振幅与输入射频信号电压振幅之比为变频跨导，则

$$g_c = \frac{I_{IF}}{V_{RF}} = \frac{1}{2} g_1 \quad (3.4.5)$$

即变频跨导等于时变跨导的基波分量幅度的一半。

若设晶体管输出电阻为  $R_o$ ，对回路的接入系数为  $p_1$ ，负载  $R_L$  对回路的接入系数为  $p_2$ ，中频回路的谐振电阻为  $R_p$ 。则负载  $R_L$  上的中频输出电压为

$$v_{IF}(t) = \frac{1}{2} g_1 p_1 p_2 R_{\Sigma} V_{RF} \cos(\omega_{LO} - \omega_{RF})t = g_c p_1 p_2 R_{\Sigma} V_{RF} \cos(\omega_1 t) \quad (3.4.6)$$

$$\text{式中 } R_{\Sigma} = \frac{1}{\frac{1}{R_p} + \frac{p_1^2}{R_o} + \frac{p_2^2}{R_L}}。$$

本混频器的电压增益为

$$Av = \frac{V_{IF}}{V_{RF}} = g_c p_1 p_2 R_{\Sigma} \quad (3.4.7)$$

式(3.4.6)和式(3.4.7)表明，当电路确定后，则

① 在满足线性时变条件下，三极管混频器的中频输出电压幅度与变频跨导、负载回路的  $Q$  值及输入射频信号的振幅成正比。

② 混频增益与变频跨导、负载回路的  $Q$  值成正比。当回路参数确定后，三极管混频器的电压增益仅与变频跨导  $g_c$  成正比。

③ 由于变频跨导  $g_c$  等于时变跨导的基波分量幅度的一半，因此，中频输出电压的振幅和变频增益与本振信号幅度和静态偏置密切相关。为得到高的变频增益，必须精心选择本振信号幅度和静态偏置，使之达到最佳值。

### (3) 三极管混频器的工作点和本振信号幅度

工作点选择原则：为保证有频率变换，而且在实现频谱搬移时，输入信号的频谱结构保持不变，工作点选择应使管子对输入的小信号而言始终是线性工作状态，而对大信号必须是非线性工作状态。

说明混频器工作点、本振幅度及时变跨导之间关系的示意图如图 3.4.4，图中 $(i_c-v_{BE})$ 曲线为三极管电路的转移特性曲线， $Q_1$ 、 $Q_2$ 、 $Q_3$  为三个不同的直流工作点，转移特性曲线的各点斜率  $g = \frac{di_c}{dv_{BE}}$  的连线即为跨导特性  $g-v_{BE}$  曲线， $v_{LO}(t)$  为各工作点上加的本振信号， $g(t)$  是在时变偏压  $V_Q+v_{LO}(t)$  作用下产生的时变跨导波形。由于变频跨导等于时变跨导的基波分量幅度的一半，因此请注意  $g(t)$  中所含的基波分量  $g_1(t)$  的分量的大小。

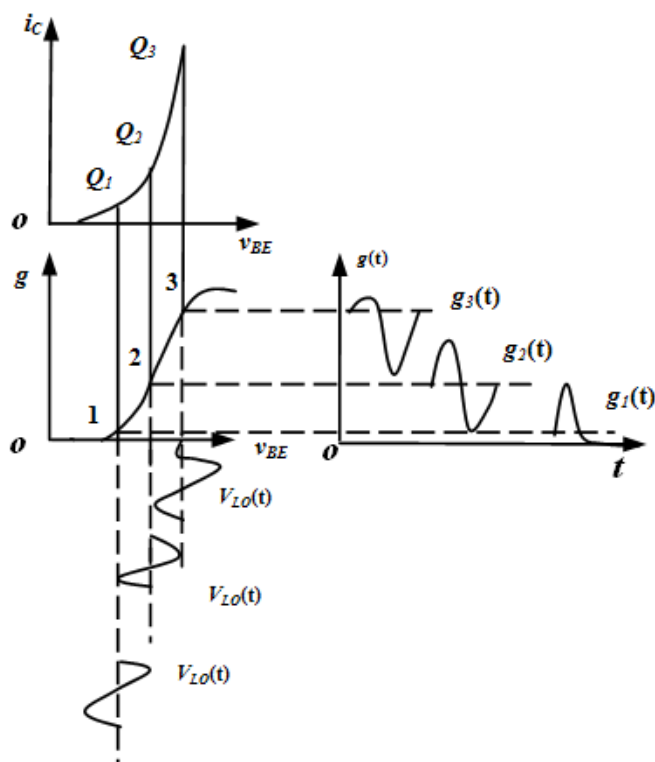


图 3.4.4 混频器工作点、本振幅度及时变跨导关系示意图

由图 3.4.4 可见， $(i_c-v_{BE})$  曲线在较小时近似指数函数，跨导  $g$  也近似指数函数，而当  $v_{BE}$  大到一定程度后（如大于图 3.4.4 上  $v_{BEQ3}$ ）， $(i_c-v_{BE})$  曲线近似线性，从此跨导  $g$  几乎不随  $v_{BE}$  变化（如图 3.4.4 上 3 点以后）。图上画出了在相同本振电压的作用下，对于不同直流工作点  $Q_1$ 、 $Q_2$ 、 $Q_3$  对应的时变跨导  $g_1(t)$ 、 $g_2(t)$ 、 $g_3(t)$  波形，它们各不相同，显然， $g_1(t)$ 、 $g_3(t)$  波形的基波分量一定小于  $g_2(t)$  中的基波分量。因此当本振电压一定时，存在一个最佳工作点电流  $I_{CQ(OPT)}$  如图 3.4.4 中  $Q_2$ ，使变频跨导最大。同时，对于最佳工作点，本振信号的幅度也有一个最佳值，设计时可先估算一个工作点和本振信号的幅度，然后通过实验进一步调整。一般来说，晶体管混频器工作点电流选在 0.2~1mA 间，对于发射极注入的混频电路，本振电压大约为 100~200mV(rms)。

#### (4) 中频放大器电路形式

中频放大器电路形式与 3.4.2 节高频小信号放大器相同，设计时可参考 3.4.2 节。所不同的是被放大信号的载波频率不同，中频放大器要求放大的是载频较低的中频信号，因此其并联谐振回路必须调谐在中频频率上。

#### (5) 中频放大器的自激问题

中频放大器和前级混频器级联时有时会产生自激，振荡频率约等于中频，因此调试时随时需要检测一下电路是否有自激现象。最简单的判断方法是去掉激励信号，观察是否还有输出信号存在，如果有，说明电路自激了；如果没有，则说明电路正常。产生自激的原因很多，最有可能的是由于晶体管结电容  $C_{bc}$  的影响造成的，也有可能是级间通过电源产生串扰引起的，或者由于布局、布线不合理产生的分布参数影响引起的，清除自激的方法都是破坏它的振荡条件，常用的有：在基极或发射极上串一个小电阻，或在三个管脚间并联电阻，或减小两级之间的耦合电容；也可采取“中和电容法”即在管子基极和集电极输出之间加入“中和电容”，使结电容和“中和电容”引入的反馈信号幅值相等、相位相反而抵消，以消除极间电容的影响；还可以采用稳定性较好的共发-共基级联的调谐放大器形式。此外，级间去耦和布局、布线不能忽视，除了在电源引入处加高、低频滤波电路外，在级间电源上一定也要加滤波电路；布局、布线时电路板上元器件走向尽可能按原理图排列，走线尽可能短，并注意就近接地。

### 3.4.6 实验与研究

#### (1) 调测并验证所设计的混频器和中频放大器满足预定的指标要求。

提示：调测时先输入一个中频信号将混频输出的  $LC$  回路调谐在中频上，并把中频放大器调好，然后级联起来调混频器。

#### (2) 寻找混频器最佳工作点 $I_{EQ(OPT)}$ 。

在本振信号  $V_{LO} = 100\text{mV(rms)}$ ，输入单频正弦信号  $V_{RF} = 5\text{mV(rms)}$  时，调节混频器工作点（ $I_{EQ}$  在  $0.2 \sim 1\text{mA}$  间变化），找出中频信号最大不失真输出所对应的  $I_{EQ(OPT)}$  并测出的  $LC$  带通的 3dB 带宽；如果  $BW < 50\text{kHz}$ ，则需在并联回路上并一电阻，展宽通带。

**提示：**用示波器观察中频信号幅度时，可将信号经过中频放大后再观察。

#### (3) 已知： $I_{EQ} = I_{EQ(OPT)}$ ，单频正弦输入 $V_{RF} = 5\text{mV(rms)}$ ， $V_{LO} = 50 \sim 600\text{mV(rms)}$ 。

① 作出混频增益随本振信号幅度变化的曲线（在中放后用示波器测量）。

② 输入信号不变,用频谱分析仪分别测出  $V_{LO}$  为 100、500mV(rms)时混频器输出(中放后)的频谱,要求记录 span=30MHz 时所有谱线的频率与幅度,分析这些谱线分别属于哪些频率分量?并将两种测试结果相比较。

根据①、②实验结果总结出本振信号幅度对混频器性能影响的几点结论,找出适合本实验的本振信号幅度。

(4) 输入信号幅度对混频器性能的影响如何?通过实验说明。

建议:在  $I_{EQ}=I_{EQ(OPT)}$  情况下,加本振信号  $V_{LO}=100\text{mV(rms)}$ ,观察输入正弦波的幅度  $V_{RF}$  分别为 5、10、20mV(rms)时的混频器输出(中放后)信号的频谱,记录 span=30MHz 时所有谱线的频率与幅度,通过分析、比较进行说明。

(5) 以调幅波混频实验为例验证混频功能只改变载波频率而频谱结构不变。

建议:  $I_{EQ}=I_{EQ(OPT)}$ ,本振信号  $V_{LO}=100\text{mV(rms)}$ ,输入信号为载频 16.455MHz,  $V_{RF}=5\text{mV(rms)}$ ,受 20kHz 信号调制的 30%标准调幅波,用频谱分析仪观察、比较混频前后的频谱。

### 3.4.7 实验报告要求

(1) 设计方案论证。包括:电路形式的选取、参数的设计、估算、研究内容的完成情况。

(2) 关于电路调测过程中方案修改的说明,并画出标有最终元件参数的实验电路。

(3) 实验数据及研究内容的整理、分析。

(4) 设计制作过程中遇到的主要问题及解决办法。

## 3.5. 正交鉴频器设计

### 3.5.1 实验目的

(1) 加深对相乘器工作原理的认识。

(2) 掌握正交鉴频器的工程设计方法。

(3) 掌握用频率特性测试仪调测移相网络和鉴频特性曲线的方法。

### 3.5.2 预习要求

(1) 复习有关正交鉴频的原理,模拟相乘器的工作原理及典型电路。

(2) 设计电路图,并计算电路参数,写出设计过程。

(3) 分析影响鉴频器工作特性(S 曲线)的因素。

(4) 了解频率特性测试仪的使用要点。

(5) 了解正交鉴相鉴频器的调试方法及步骤。

### 3.5.3 设计任务与指标要求

利用实验室提供的元器件设计一个正交鉴频器(含低频放大和滤波)，设计要求如下：

- (1)  $90^\circ$ 移相网络相移可调。
- (2) 乘法器两输入端设置直流平衡调节电路。
- (3) S 曲线零点位于  $f_i$  上、下峰点基本对称，线性范围大于 100kHz。
- (4) 鉴频器能正确解调以下调频波，且输出波形目测无失真。

调频波中心频率： $f_i$ (具体值由所设计确定的本振频率决定)；幅度：100mV(rms)；  
调制信号频率：1KHz；频偏：3KHz。

- (5) 电源电压  $V_{cc} = 12V$ ， $V_{EE} = -8V$ 。

### 3.5.4 实验室可提供的元器件与测试仪器

#### (1) 元器件

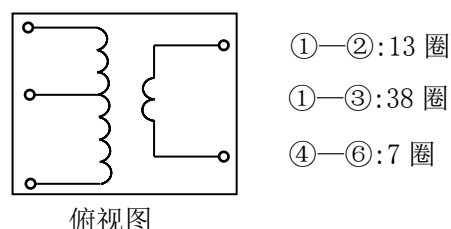
芯片(IC)：MC1496、LM741

可调电感：10×10 型 50μH 中周，

如图 3.5.1 所示。

#### (2) 实验仪器设备

双路直流稳压电源	1 台
高频信号发生器	1 台
频率特性测试仪	1 台
示波器	1 台



俯视图

图 3.5.1 50μH 中周简图

### 3.5.5 正交鉴频器设计要点

根据工作原理，正交鉴频器主要由完成频-相转换功能的线性网络(移相网络)、鉴相器和低通滤波器组成。然后将输出低频信号输出到有源音箱，进行监听。

#### (1) 线性移相网络

本实验采用如图 3.5.2 所示的最常用的频-相转换网络，使用 MC1496 模拟乘法器芯片作鉴相器，为得到过原点的正弦鉴相特性，以便在  $\Delta\varphi = -\pi/2 \sim \pi/2$  间使鉴相输出电压与相位差一一对应，要求鉴相器的两个输入信号正交，因此，位于乘法器输入端的移相网络必须完成两个功能，一是频-相转换，即将输入调频波  $v_i(t)$

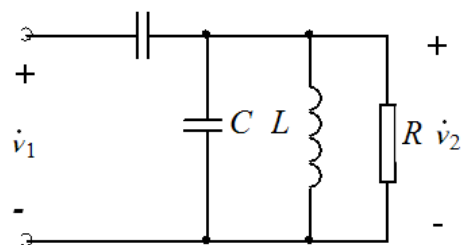


图 3.5.2 延时(移相)电路

转换成调相-调频波  $v_2(t)$ ，使  $v_2(t)$  对  $v_1(t)$  的相位差与输入信号  $v_1(t)$  的频偏成正比；二是在输入调频波  $v_1(t)$  的中心频率点  $\omega_I$  上，输出信号与输入信号是正交的，也就是说该网络在  $v_1(t)$  的中心频率点  $\omega_I$  上必须移相  $90^\circ$ 。由于图 3.5.2 网络可等效为由电流源激励的并联谐振回路，由电路分析可得，在谐振点  $f_0$  附近的一个小范围内，可认为， $|H(j\omega)| \approx$  常数， $\phi(f) = \frac{\pi}{2} - \arctan 2Q \frac{f-f_0}{f_0}$ ， $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L(C_1 + C)}}$ 。

由此可见，在回路的谐振频率上相移恰好为  $90^\circ$ 。所以，实验时只需将图 3.5.2 所示的回路调谐在输入调频波的中心频率上即可实现正交。

令图 3.5.2 所示电路的谐振频率与输入调频波的载频相等，为

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L(C_1 + C)}} = \omega_I \quad (3.5.1)$$

根据已知调频波的载频  $f_I$  及选定的电感  $L$ ，可以计算得到  $C_\Sigma = C_1 + C$  的值。一般电容  $C_1$  取 10pF 左右， $C = C_\Sigma - C_1$ 。

并联电阻  $R$  可根据有载  $Q$  值和欲解调的调频波的频偏值来估算，而有载  $Q$  值由线性相移即  $|\Delta\phi| < \frac{\pi}{6}$  所求出：

$$\Delta\phi = -\arctan 2Q_L \frac{f-f_0}{f} \quad (3.5.2)$$

当  $f_0 = f_I$ ， $|\Delta\phi| < \frac{\pi}{6}$  时，可得到：

$$Q_L < 0.577 \frac{f_I}{a\Delta f_m} \quad (3.5.3)$$

这里的  $\Delta f_m$  是调频波的最大频偏。

由  $Q = R\omega_0(C_1 + C)$  得

$$R \approx \frac{Q_L}{\omega_I(C_1 + C)} \quad (3.5.4)$$

## (2) 鉴相器

① 本实验用 MC1496 模拟乘法器芯片作鉴相器，用双电源供电 +12V 和 -8V，需要外接偏置电路，常取  $I_0/2 \approx I_5 = 1\text{mA}$ ，设计时可按下式确定电阻  $R_5$  的值：

$$R_5 = \frac{|-V_{EE}| - 0.7}{I_5} - 500 = \frac{(8 - 0.7)}{0.001} - 500 = 6.8(\text{k}\Omega)$$

正常工作时 MC1496 各引脚的直流工作电压大致如表 3.5.1 所示。

表 3.5.1 MC1496 各引脚直流工作电压

引脚	1	2	3	4	5	6	8	10	12	14
电压/V	-2.2	-2.9	-2.9	-2.2	-6.8	8.7	5.9	5.9	8.7	-8

② 由于芯片 1、4 输入端输入阻抗高，移相网络接在 1、4 输入端，为避免偏置对移相网络的有载  $Q$  值带来大的影响，1、4 脚上偏置电阻不能太小(一般为几  $k\Omega$ )。

③ 芯片 2、3 脚之间的反馈电阻可用于调节相乘器增益，这里电阻值不宜太大，否则鉴频输出太小。其值可根据实际情况选取。

### (3) 低频放大器和低通滤波

低频放大采用 LM741 接成差分放大器的形式，将 MC1496 的双端输出变成单端输出，然后和  $RC$  滤波网络相连，如图 3.5.3 所示。为避免乘法器和低频放大器的直流工作点互相影响，建议两者之间采用交流耦合，运放电源采用士 8V，+8V 电压由 LM7808 三端稳压器产生。

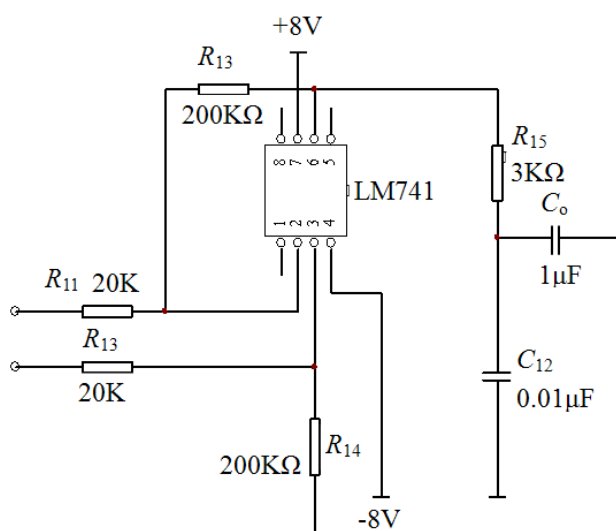


图 3.5.3 差分放大器及低通电路

低通滤波采用简单的一阶  $RC$  滤波，截止频率为

$$f = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.5.5)$$

根据调频波调制信号的最高频率确定滤波器截止频率，由式(3.5.5)计算  $RC$  的值， $C$  的取值要求对高频信号近于短路，对调制信号近于开路。

### (4) 电源稳压块的应用

实验室提供的是双路电源，当电路需要两种以上电源电压时，可用稳压器变换电压。如本实验 MC1496 的电源电压为+12V、-8V，LM741 的电源电压为+8V、-8V，即鉴频器需要三种电源电压：+12V、+8V、-8V，故本实验需用三端稳压器 LM7808 将+12V 变换到+8V，其基本应用电路如图 3.5.4 所示。

图中  $C_i$  的作用是消除输入连线较长时其电感效应引起的自激振荡，减小波纹电压； $C_o$  的作用是消除电路高频噪声。

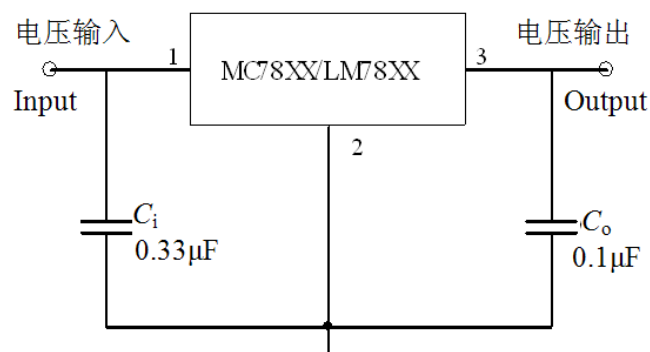


图 3.5.4 LM7808 应用电路

### 3.5.6 实验与研究

(1) 调测并验证所设计的鉴频器满足预定的指标要求。

**提示：**调相乘器两个输入端直流平衡；调移相网络相移  $90^\circ$ ；扫频仪射频输出信号不宜过大，一般要经 30dB 衰减。

(2) 用实验证明移相网络的  $Q$  值对鉴频特性曲线有很大影响。

**提示：**可在移相网络的两端并上  $10k\Omega$  电阻，降低移相网络的  $Q$  值。分别测出并电阻前后的鉴频特性曲线的零点频率、线性范围及鉴频灵敏度并进行比较。

(3) 用实验验证倘若移相网络在中频频率处相移不为  $90^\circ$ ，则会影响鉴频器对调频波的解调性能（包括最大不失真频偏范围、解调输出信号幅度等）。

**提示：**在移相网络相移不为  $90^\circ$  时对规定的调频波进行解调，记录输出信号幅度和失真情况；改变调频波的频偏，分别找出相移为  $90^\circ$  和不为  $90^\circ$  时，解调输出不失真时对应的输入调频波的最大频偏值。

### 3.5.7 实验报告要求

(1) 设计方案论证。包括：电路形式的选取、参数的设计、估算、研究内容的完成情况。

(2) 关于电路调测过程中方案修改的说明，并画出标有最终元件参数的实验电路。



- (3) 实验数据及研究内容的整理、分析。
- (4) 设计制作过程中遇到的主要问题及解决办法。

### 3.6 通信电路模块设计实验支撑平台简介与联机注意事项

通信电路模块设计实验支撑平台由实验室自制的调频发射台和调频接收机测试架两大部分组成。

#### 3.6.1 发射台

##### (1) 原理框图

发射台采用抗干扰能力强的调频制式，为整个实验室学生自制的各接收机提供公共的已调信号。载波频率为 16MHz 左右，调制信号可选择模拟信号（正弦、语音或音乐信号），或者数字信号（二进制码），组成框图如图 3.6.1 所示。由图可见，发射机采用晶体调频，确保载频有高的频率稳定性和准确度，为了扩大频偏，并满足设定的 16MHz 左右的发射频率，晶体调频后经 3 倍频器倍频，然后又进行混频，从而获得频偏扩大了 3 倍的 16MHz 调频信号，再经功率放大器放大到一定功率后由天线发射出去。

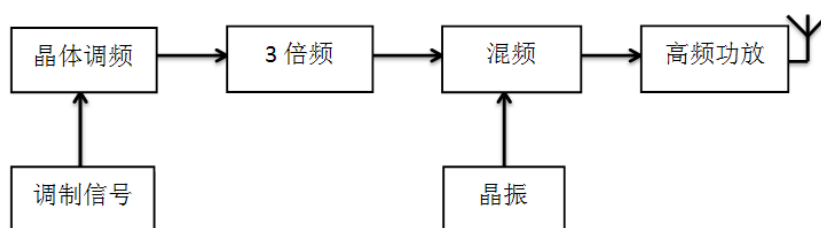


图 3.6.1 调频发射台原理框图

##### (2) 主要性能指标

- ① 发射频率：16MHz 左右
- ② 发射功率：0.25W
- ③ 频偏：1~5kHz
- ④ 调制信号频率：1~3kHz

#### 3.6.2 调制接收机测试架

测试架包括承载学生实验板的框架及多路电源和用于基带信号处理的辅助资源。调频接收机测试架框如图 3.6.2 所示，其中虚线框中各功能模块是要求学生设计制作的，虚线框外即为辅助资源的组成框图（未包括电源），各模块所需电源可直接从测试架上引出。当发射机传送歌曲或语音信号时，将接收机鉴频后的信号输入有源音箱，可获得

清晰的说话声音或嘹亮的歌声；当传送二进制编码信号时，接收机鉴频后的信号经比较器整形后输入到解码器，由解码器恢复出二进制码，通过指示灯可直接地判断有无误码；而数据信号，则经比较器整形后即可输出，在示波器上可观察到解码后的码结构。

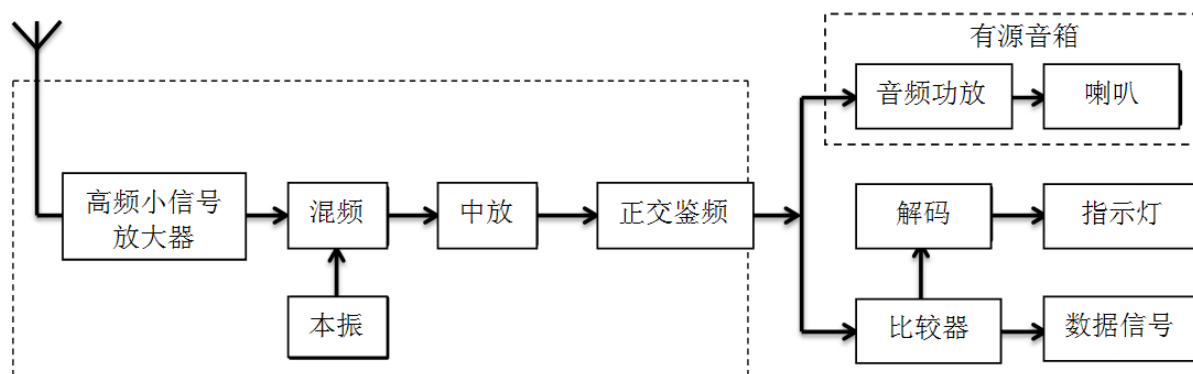


图 3.6.2 调频接收机测试框架图

### 3.6.3 联机注意事项

(1) 联机前检查同组各模块的工作频率是否匹配，中放与鉴频器的工作频率由本组的本振频率(晶体频率)与接收频率共同决定。

(2) 注意各模块之间的电平配合，如果某模块输出信号过大，则联机时可通过减小耦合电容的值进行衰减。例如，当混频器采用基极输入、基极注入方式时，只需较小的本振信号功率，此时本振模块与混频管基极之间选用几 PF~几十 pF 的小电容耦合即可。

(3) 合理布局、布线，加强电源滤波，级间去耦，防止自激。各模块之间的连线以及与测试架的连线都尽可能短，最好采用双绞线互联，一根接地（就近接地），一根接信号。联机过程中，中放模块较易产生自激，消除自激可在基极上或发射极上串一个几十欧姆小电阻或在集电极回路并几千欧姆电阻。当然，这些措施都会使增益减小。

(4) 由于单个模块测试时是以纯阻为负载的，而各模块的输入、输出阻抗并非纯阻，互联时会对调谐回路产生影响，因此各谐振回路需要微调。

### 3.7 单元电路设计中的一些问题

本节讨论单元电路设计中的一些问题，包括如何理解和应用晶体管数据手册中的参数，如何设计直流偏置电路，交流电路中的耦合电容、旁路电容和滤波电容如何选取等问题。

#### 3.7.1 理解和应用晶体管数据手册中的参数

使用晶体管设计放大器、振荡器、混频器等单元电路时，应首先查阅晶体管的数据手册 (datasheet)，看该晶体管是否符合电路设计需求。如果满足设计需求，则可采用该型号的晶体管；如果不符合，则需另做选择。

半导体器件数据手册列出的是该半导体器件的一些重要参数以及工作特性，同时也能从中得知诸如封装样式、引脚、测试流程及典型应用等基本信息。半导体制造商通常会在数据手册中或者在他们的网站上提供这些信息，也可通过因特网上由公司提供的产品说明中出现的交叉链接或者可替代器件链接来访问相关器件数据。

制造商提供的数据手册中的很多信息对电路设计者却有很大的帮助。这里以低噪声的 9014 NPN 双极型晶体管数据手册（图 3.7.1，FAIRCHILD）为例，讨论手册中的相关条目。该数据手册取自互联网，仅用于教学目的，更多的晶体管参数请直接浏览相关的公司网站。

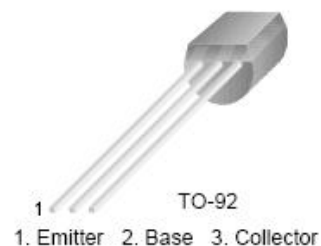
##### (1) 基本特征描述

器件手册最前面一般都会给出该器件的最基本特征的简单描述，对于 SS9014，给出的基本特征描述为：它是 NPN 外延硅晶体管，可作为小信号电平工作的前置低噪声放大器使用，具有高的功率耗散特性、高的电流增益和良好的线性度，其 PNP 互补管为 SS9015。

## SS9014

### Pre-Amplifier, Low Level & Low Noise

- High total power dissipation. ( $P_T=450\text{mW}$ )
- High  $h_{FE}$  and good linearity
- Complementary to SS9015



### NPN Epitaxial Silicon Transistor

#### Absolute Maximum Ratings $T_a=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Ratings	Units
$V_{CBO}$	Collector-Base Voltage	50	V
$V_{CEO}$	Collector-Emitter Voltage	45	V
$V_{EBO}$	Emitter-Base Voltage	5	V
$I_C$	Collector Current	100	mA
$P_C$	Collector Power Dissipation	450	mW
$T_J$	Junction Temperature	150	$^\circ\text{C}$
$T_{STG}$	Storage Temperature	-55 ~ 150	$^\circ\text{C}$

#### Electrical Characteristics $T_a=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Units
$BV_{CBO}$	Collector-Base Breakdown Voltage	$I_C=100\mu\text{A}$ , $I_E=0$	50			V
$BV_{CEO}$	Collector-Emitter Breakdown Voltage	$I_C=1\text{mA}$ , $I_B=0$	45			V
$BV_{EBO}$	Emitter-Base Breakdown Voltage	$I_E=100\mu\text{A}$ , $I_C=0$	5			V
$I_{CBO}$	Collector Cut-off Current	$V_{CB}=50\text{V}$ , $I_E=0$			50	nA
$I_{EBO}$	Emitter Cut-off Current	$V_{EB}=5\text{V}$ , $I_C=0$			50	nA
$h_{FE}$	DC Current Gain	$V_{CE}=5\text{V}$ , $I_C=1\text{mA}$	60	280	1000	
$V_{CE}(\text{sat})$	Collector-Base Saturation Voltage	$I_C=100\text{mA}$ , $I_B=5\text{mA}$		0.14	0.3	
$V_{BE}(\text{sat})$	Base-Emitter Saturation Voltage	$I_C=100\text{mA}$ , $I_B=5\text{mA}$		0.84	1.0	V
$V_{BE}(\text{on})$	Base-Emitter On Voltage	$V_{CE}=5\text{V}$ , $I_C=2\text{mA}$	0.58	0.63	0.7	V
$C_{ob}$	Output Capacitance	$V_{CB}=10\text{V}$ , $I_E=0$ $f=1\text{MHz}$		2.2	3.5	pF
$f_T$	Current Gain Bandwidth Product	$V_{CE}=5\text{V}$ , $I_C=10\text{mA}$	150	270		MHz
NF	Noise Figure	$V_{CE}=5\text{V}$ , $I_C=0.2\text{mA}$ $f=1\text{KHz}$ , $R_S=2\text{K}\Omega$		0.9	10	dB

#### $h_{FE}$ Classification

Classification	A	B	C	D
$h_{FE}$	60 ~ 150	100 ~ 300	200 ~ 600	400 ~ 1000

## Typical Characteristics

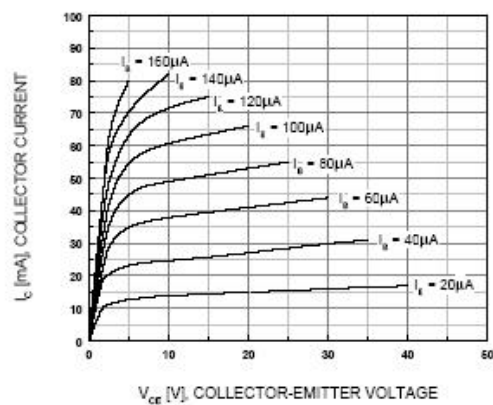


Figure 1. Static Characteristic

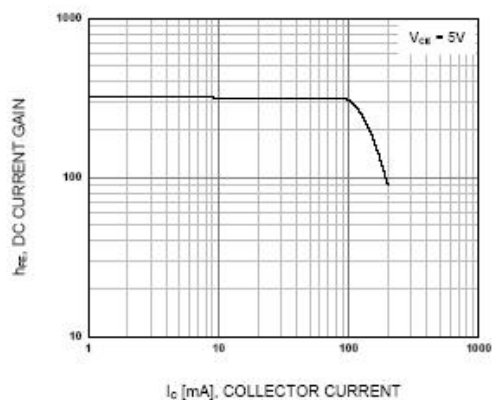


Figure 2. DC current Gain

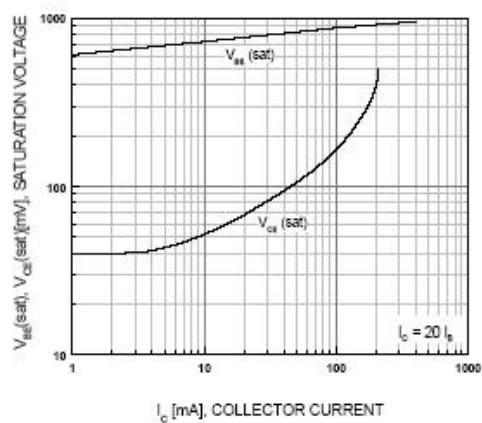
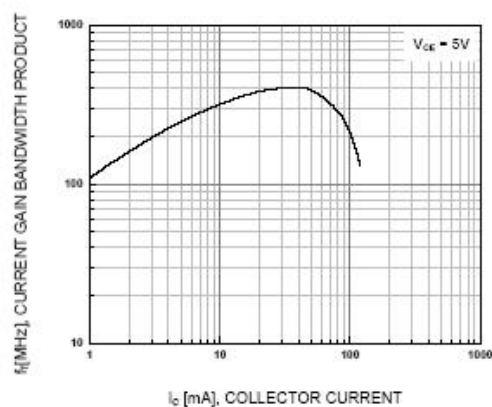
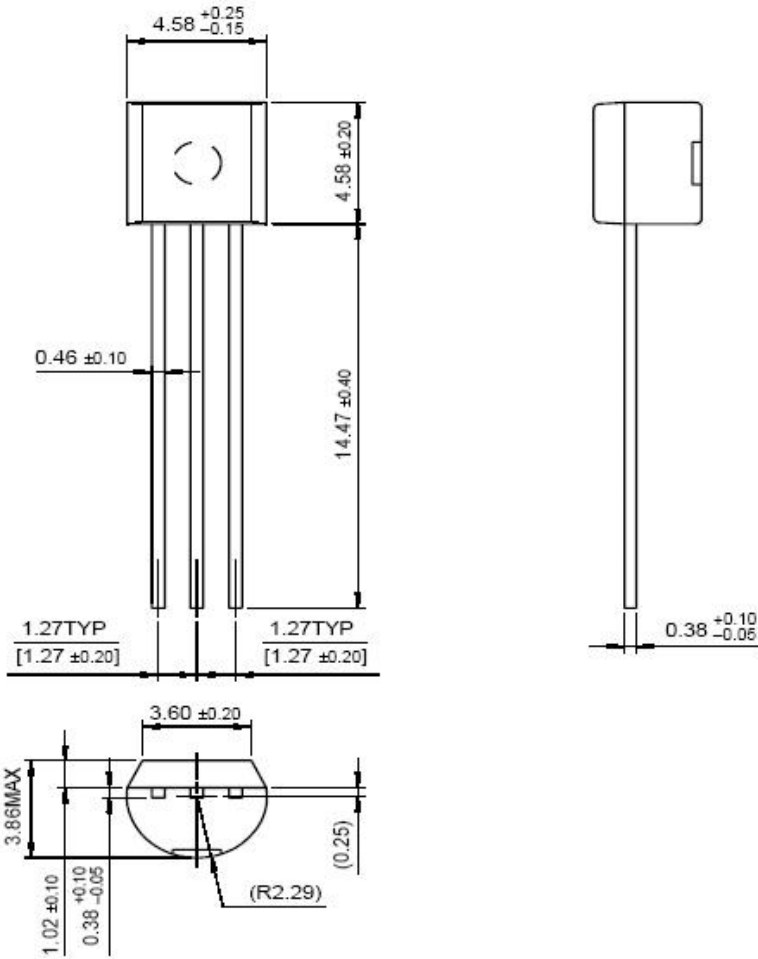
Figure 3. Base-Emitter Saturation Voltage  
Collector-Emitter Saturation Voltage

Figure 4. Current Gain Bandwidth Product

Package Dimensions

TO-92



Dimensions in Millimeters

图 3.7.1 FAIRCHILD SS9014 数据手册（第 3 页）

## (2) 封装机械参数

对于 SS9014，其右侧的图片说明了它的封装样式为 TO-92 和三个管脚的次序：如果型号标注平面朝上的话，从左到右分别为发射极、基极和集电极。另外，在数据手册的第 3 页，给出了 TO-92 封装样式的机械工程尺寸的图示描述。

封装机械参数主要应用于 PCB 板设计、制作、焊接阶段。

## (3) 最大额定值

之后器件手册一般会给出器件的最大额定值，这些最大额定值包括击穿特性（最大电压）、最大电流和最大耗散功率，以及热特性等。

### ① 电压(击穿特性)

对于 SS9014，其给出的击穿特性为：

$$V_{CBO} \quad 50 \text{ V}$$

$$V_{CEO} \quad 45 \text{ V}$$

$$V_{EBO} \quad 5 \text{ V}$$

其中， $V_{CBO}$  表示发射极开路时集电极和基极之间的额定电压，是基极开路时集电极和发射极之间的额定电压， $V_{EBO}$  是集电极开路时发射极到基极的最大反向电压。

电路设计中，要求极间电压小于这些额定值，否则晶体管会被击穿，或者损毁，或者恢复后晶体管各项性能下降，或者晶体管寿命降低。实际上，一个保守的设计者绝不会允许极间电压即使稍微接近上述最大额定值。故而在设计电路中，设计者都会给出一个相当的安全性系数考虑。如何设定安全性系数并无条例规定，因为它取决于多种设计考虑。保守的设计会采用安全性系数 2，这意味着设计中绝不允许加在基极和发射极之间的反向电压超过 2.5V。

### ② 电流

对于 SS9014，集电极额定电流  $I_c$  为 100mA，表明 9014 能够处理高达 100mA 的直流电流，当然前提条件是管耗没有超过额定功率 450mW。

### ③ 功率

功率类定值符号可能是  $P_C$ ， $P$  表示功率，下标 C 表示集电极 Collects，因为 BJT 的功率耗散在集电极；也有用  $P_D$  表示的，D 表示消耗 Dissipation。对于 SS9014，给出的集电极管耗  $P_C$  为 450mW，表明该晶体管在集电极能够耗散的功率最大值为 450mW。

功率额定值决定了晶体管能够输出的最大功率，当然，晶体管输出的最大功率还和放大器类型有关，不同类型的放大器，具有不同大小的效率，效率是晶体管放大电路将滞留能量转换为交流能量能力的一种描述，

$$\eta = \frac{P_o}{P_{DC}} \quad (3.7.1)$$

式中， $P_o$  是负载获得的功率，如果输出无其它损耗，它同时也是晶体管的最大输出功率， $P_{DC}$  是晶体管放大电路损耗的直流功率。放大电路的效率总是小于 100%，因为放大电路自身总是要消耗功率的， $P_{TD}=P_{DC}-P_o$  这其中大部分都是晶体管自身的管耗，还有一部分是放大电路直流偏置电路的功率消耗。如果假设偏置电路不消耗功率，那么  $P_{TD}$  就可全部视为晶体管的管耗，它应小于管耗的额定值，即

$$P_D > P_{TD} = \left( \frac{1}{\eta} - 1 \right) P_o \quad (3.7.2)$$

例如，我们需要设计一个能够输出 300mW 的功率放大器，该放大器采用效率为 60% 的 C 类功放，那么对晶体管的管耗要求则为

$$P_D > \left( \frac{1}{0.6} - 1 \right) \times 300 = 200\text{mW}$$

也就是说，该晶体管至少要求能够耗散 200mW 的功率，因此 SS9014 晶体管应该可以用来设计这个功率放大器。但采用 SS9014 可能是比较勉强的选择，因为功率放大器正常工作时，负载吸收 300mW 的功率，晶体管自身消耗 200mW 的功率，但在调试过程中或负载时变情况下，最极端的情况有可能是全反射，本来应该被负载吸收的 300mW 全反射回晶体管，那么晶体管就需要承受 500mW 的功率，超过了其额定值 450mW。如果出现这种情况，建议选择更大耗散功率的晶体管。

综上所述，实验室选择晶体管时，对其管耗要求符合下式是比较保险的选择：

$$P_D > P_{DC} = \frac{P_o}{\eta} \quad (3.7.3)$$

#### ④ 温度

有关温度的额定值包括结温度额定值  $T_J$  和储存温度范围  $T_{STO}$ ， $T$  代表温度 Temperature，J 代表结 Junction，STO 代表储存 Storage。对于 SS9014， $T_J$  为 150°C，表明晶体管中的 PN 结温度不能超过 150°C， $T_{STO}$  为 -55~150°C，这是 SS9014 的储存温度范围。

#### (4) 电气特性参量

之后数据手册会给出晶体管的基本电气特件参数 (electrical characteristics)，同时特别指出这些电气特性参数基本都是在 25°C 环境温度下测量获得的，有特别说明的除外。



给电气特性参量时，往往有 Min, Typ, Max 三列，即该参数的最小值、典型值和最大值。虽然对于某个特定的器件，这些参量在特定测试条件下是确定量，但是大批量生产出来的器件不可能一模一样，参量大小是随机的，而数据手册给出的是这些器件电气参量的最小值、最大值和典型值。

有些参量只给出最小值，因为这些参量值越大越好，因此规定一个最小值，低于最小值则不合格，而供成的产品应该都是合格的，故而这些参量都会大于这些给定的最小。同样地，有些参量只给出最大值，因为这些参量值越小越好，因此规定一个最大值，高于最大值则不合格，而供应的产品应该都是合格的。故而这些参量都会小于这些给定的最大值。有些参量只给出典型值，那么则可认为这些参量比较集中，方差较小，给出的典型值就是平均值。典型值除了是平均值外，也有可能是出现概率最大的值，对于那些平均值为零的参量，典型值则应该是均方根值，如运放的输入失调电压的典型值就均方根值。

有些参量只给出最小值和最大值，表明的是该参量的范围大小；有些参量只给出最小值和典型值，其意同只给最小值，而典型值可用于设计估算；有些参量只给出最大值和典型值，其意同只给最大值，而典型值可用于设计估算；某些参量则三者皆给，既给出表示该参量范围大小的最小值和最大值，同时也给出用于设计估算的典型值。

注意：这些最大值、最小值和典型值都是在特定测试条件下测量获得的，对每个特性参量都会给出该参量的具体测试条件(test condition)。如果你手头的某个器件的某个电气特性参量超出了数据手册给定的范围，在判定该器件不合格前，请先确认测试条件是否真的符合数据手册给定的测试条件。

对于晶体管，其电气特性参量分为关态参量 (off characteristics)、启态参量 (on characteristics)、小信号参量 (small signal characteristics)和其他类型的参量，如开关应用齐的开关速度等。

#### ① 关态参量

晶体管的关态参量包括前面已经说过的击穿特性，因为这些击穿电压是在截止状态下测量获得的。

集电结反向饱和电流  $I_{CBO}$  和发射结反向饱和电流  $I_{EBO}$  是另外一组关态参量，这两个参量很小，对我们的设计估算暂时没有影响。

#### ② 启态参量

启态参量是晶体管正常偏置导通后的参量，包括直流电流增益、启动电压和饱和电压。

通常电流增益用 $\beta$ 表示。有两种电流增益，即直流电流增益 $\beta_{dc}$ 和交流电流增益量 $\beta$ ，其定义分别为

$$\beta_{dc} = \frac{I_C}{I_B} \quad (3.7.4)$$

$$\beta = \frac{i_C}{i_B} \quad (3.7.5)$$

式中，电流 $I_C$ 、 $I_B$ 分别为静态工作点的电流，而 $i_C$ 、 $i_B$ 则是静态工作点附近的小信号电流增量。直观地说，等于电流转移特性曲线在直流工作点位置的斜率。通常情况下，小信号晶体管的直流增益要大于大信号晶体管的直流增益。

在数据手册中， $\beta_{dc}$ 以 $h_{FE}$ 表示， $\beta$ 以 $h_{fe}$ 表示，注意大写下标表示直流电流增益，小写下标表示交流电流增益。这两种增益在数值上大致相当，相差不很大，因此在估算中，有了其中的一个值，另一个则可采用相词的数值。这里的 $h$ ，表示混合 hybrid，电流增益是混合参量矩阵中的一个元素，即输出短路时的输出电流与输入电流之比。

我们注意到，SS9014 数据手册给出的直流电流增益，在 $V_{CE} = 5V$ ， $I_C = 1mA$ 测试条件下，其最小值为 60，最大值为 1000，这表明，如果批量生产的一批 9014 晶体管，测试后发现其电流增益变化范围极大，这对采用该晶体管实现的电路性能影响较大。为了降低这种影响，需要对直流增益进行进一步的细分，如是 SS9014 又分为 4 个系列，A 系列的电流增益最小，其范围为 60~150，D 系列电流增益最大，其范围为 400~1000，而 B 系列和 C 系列的电流增益居中，分别为 100~300 和 200~600。当在 9014 晶体管壳体上看到 9014C 时，可以判定该晶体管的直流电流增益在 200~600 范围内，具体多大，可以通过测量获得。当采用 9014C 进行电路设计时，取电流增益分别为 200 和 600，获得的电路主要性能应该是变化不大才好，否则说明电路设计不够鲁棒，而足够鲁棒的电路，任意一个 9014C，电路都能正常工作，且性能基本保证。

给出测试条件本身说明，如果不满足测试条件，电流增益还会有所变化，电流增益随集电极电流的变化关系，数据手册中一般都会有进一步的图示说明，如 9014 数据手册第 1 页的 Fig2，可见电流增益在 $I_C < 100mA$ 时基本不变，这里测得的是典型值 310，当 $I_C > 100mA$ 后则急剧下降。

集电极-发射极饱和电压 $V_{CE(sat)}$ 在大信号设计中需要考虑，因为若信号电压摆幅过大，则有可能进入饱和区，信号出现严重失真。对于功率放大器， $V_{CE(sat)}$ 。直接影响放大器效率，如果该值为零，理论上，A 类放大器的效率可达 50%，D 类放大器的效率可达 100%。因而该值越小越好，因此数据手册会给出一个最大值，为了估算方便，还会给出一个典型值。对 9014，最大值和典型值分别为 0.3V 和 0.14V，测试条件是 $I_C/I_B = 20$ 。

对于基极-发射极之间的发射结电压，有启动电压  $V_{BE(on)}$  和饱和电压  $V_{BE(sat)}$ ，可用于设计 C 类功放，以确定导通点和饱和点。

### ③ 小信号参量

小信号参量主要包括特征频率  $f_T$  和输出电容  $C_{ob}$ ，这两个参量对晶体管的小信号高频响应有较大的影响。

短路电流增益随频率的升高而下降，当增益值下降到 1 时的频率即是特征频率  $f_T$ 。该值越大，表明晶体管作为电流放大器件可实现电流放大的工作频带就越宽。一般情况下，数据手册还会给出特征频率随集电极电流变化的曲线，从图中可知，当集电极电流较小时，特征频率随电流增加而增加，这是由于特征频率可近似表述为

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_{b'e} + C_{b'c})} \approx \frac{g_m}{2\pi C_{b'e}} \quad (3.7.6)$$

而跨导  $g_m$  和集电极电流  $I_C$  呈正比关系，即

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} \quad (3.7.7)$$

式中， $V_T = \frac{kT}{q} = 26\text{mV}$ ，是热电压。因此，可以用特征频率这个参量来提取晶体管  $\pi$  模型中的发射结电容  $C_{b'e}$ 。

发射结电容  $C_{b'e}$  由发射结正偏扩散电容和势垒电容组成，当电流较小时，势垒电容比重较大，因而特征频率随电流增加而增加，但是当电流高到一定程度后，发射结电容中的扩散电容将占主导地位，而扩散电容和直流电流也呈正比关系，故而特征频率随频率增加而趋平。当电流进一步上升时，特征频率出现下降，这是由于电流增益随直流电流增加突降导致的。

另一个重要的小信号参量是输出电容  $C_{ob}$ ，也就是  $C_{b'e}$ 。这个电容是最重要的高频参量之一，因为它几乎直接决定了 CE 组态晶体管小信号放大器的高频功率增益和稳定性，该参量越小，高频功率增益就越高，稳定性就越好。SS9014 给出的输出电容典型值为 2.2pF，最大值为 3.5pF。 $C_{b'e}$  是集电结的势垒电容，这是一个变容管，随  $V_{CB}$  电压有较大的变化，测试条件为“ $V_{CB}=10\text{V}$ ， $I_E=0$ ， $f=1\text{MHz}$ ”。

由于 SS9014 是低噪声管，因而它还给出了另一个小信号放大参量，即噪声系数 NF，其典型值为 0.9dB。由于噪声系数随工作点、工作频率和信源内阻变化而变化，因此其测试条件中包括了这些条件，为“ $V_{CE}=5\text{V}$ ， $I_C=0.2\text{mA}$ ， $f=1\text{kHz}$ ， $R_s=2\text{k}\Omega$ ”，从而电

路设计可近似认为在 1kHz 频点下的最佳工作点为  $V_{CE}=5V$ ,  $I_C=0.2mA$ , 最佳信源内阻为  $R_s=2k\Omega$ 。

### (5) 参量曲线图

晶体管的某些参量随直流工作点的变化而有较大的变化, 因此数据手册中往往还给出一系列的关于这些参量随直流工作点的变化曲线。SS9014 给了 4 张曲线图, 包括晶体管的集电结电流和集电结-发射极电压曲线、直流电流增益曲线、饱和电压曲线、增益带宽积曲线。

### (6) 其他

除了特性参量外, 一般数据手册还会给出封装机械的参量和标识方法, 以及一些免责条款等。

## 3.7.2 直流偏置电路设计

确定 CE 组态的直流工作电流点时, 图 3.7.3 给出了 7 个参考点:

A 点附近适宜于低噪声小信号应用;

B 点附近适宜于低噪声大信号应用;

C 点附近适宜于 A 类高效率大功率放大应用;

D 点附近适宜于 AB 类高效率大功率放大应用;

E 点附近适宜于 B 类高效率大功率放大应用;

F 点附近适宜于 D 类、E 类、F 类高效率大功率放大应用;

G 点 (等效点) 附近适宜于 C 类高效率大功率放大应用。

上述是一般原则性描述, 具体到底取多大的  $V_{CE}$  晶体管是三端器件, CE 组态有两个直流电压需要进行偏置, 一是  $V_{BE}$ , 二是  $V_{CE}$ , 这两个电压分别用两个电压源进行偏置是不合算的, 因为需要两个电压源, 我们往往只提供一个电压源 (不考虑负电压源), 下面的偏置都是针对 A 类放大且基于一个电压源而言。

### (1) 分压偏置方法

分压偏置 (voltage divider bias, VDB) 是应用最为广泛的偏置电路, 如图 3.7.4 所示, 其名称得自基极偏置电路中的电阻分压器。

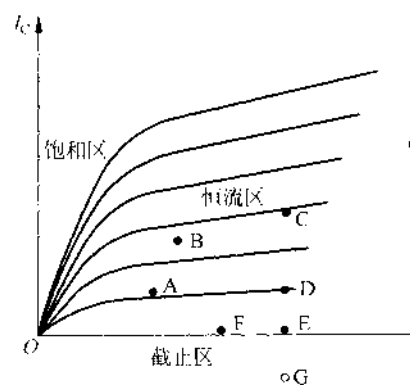


图 3.7.3 直流工作点设置示意图

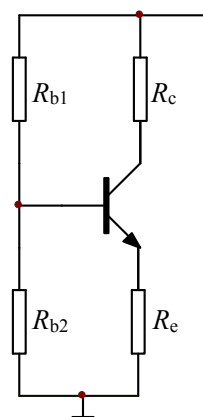


图 3.7.4 分压偏置电路

一个设计良好的分压偏置电路，晶体管基极电流应远小于通过分压电路自身的电流，由于基极电流对于分压电路的作用可以忽略，因此可以将晶体管的影响忽略不计，从而得到基极电压为

$$V_B \approx \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{cc} \quad (3.7.12)$$

其后，可如下计算整个电路的偏置电压和电流

$$V_E = V_B - V_{BE} \quad (3.7.13)$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_c} \quad (3.7.14)$$

$$I_C \approx I_E \quad (3.7.15)$$

$$V_c = V_{cc} - I_C R_c \quad (3.7.16)$$

$$V_{CE} = V_c - V_E \quad (3.7.17)$$

式中， $V_{BE}$  一般取 0.7V。设计中要验证确保

$$I_B \ll 0.1 I_{DVB} \quad (3.7.18)$$

式中

$$I_B = \frac{I_c}{\beta_{dc}} \quad (3.7.19)$$

$$I_{DVB} \approx \frac{V_{cc}}{R_{b1} + R_{b2}} \quad (3.7.20)$$

这里的“ $\ll$ ”，评判的标准可以假定以 0.1 为准，即要求

$$I_B \leq 0.1 I_{DVB} \quad (3.7.21)$$

上述是分压偏置电路的分析过程，十分简单明了。根据上述分析，可以给出如下的设计流程：

① 首先根据设计要求（如增益要求、噪声要求等）确定  $I_C$ 。

② 确定  $I_B = \frac{I_c}{\beta_{dc}}$ ，式中知取数据手册中系列值的最小值，如对于 9014C 系列，取

$$\beta_{dc} = h_{FE(\min)} = 200$$

③ 确保  $I_{DVB} \geq 10 I_B$ ，比如取  $I_{DVB} = 40 I_B$ 。

④ 设定基极电压  $V_B$ 。对于高频电路，基极电压应低一些好，以确保  $C_{b'e}$  较小，低频电路则无妨。

⑤ 确定基极偏置电阻

$$R_{b2} \approx \frac{V_B}{I_{DVB}} \quad (3.7.22)$$

$$R_{b1} \approx \frac{V_{cc} - V_b}{I_{DVB}} \quad (3.7.23)$$

⑥ 确定发射极电阻

$$V_E \approx V_B - 0.7 \quad (3.7.24)$$

$$R_3 \approx \frac{V_E}{I_E} \quad (3.7.25)$$

⑦ 设定  $R_C$ 。对于低频电路， $R_C$  的确定和电压增益有关；对于高频电路，一般取  $R_C = 0$ ，该位置用电感替代其直流通路。

⑧ 验证  $V_{CE}$  是否合适：

$$V_{CE} \approx V_{cc} - I_c(R_c + R_e) \quad (3.7.26)$$

如果  $V_{CE}$  太小或为负值，则应降低上述过程中  $V_B$ 、尺设定值的大小。

(2) 其它偏置方法

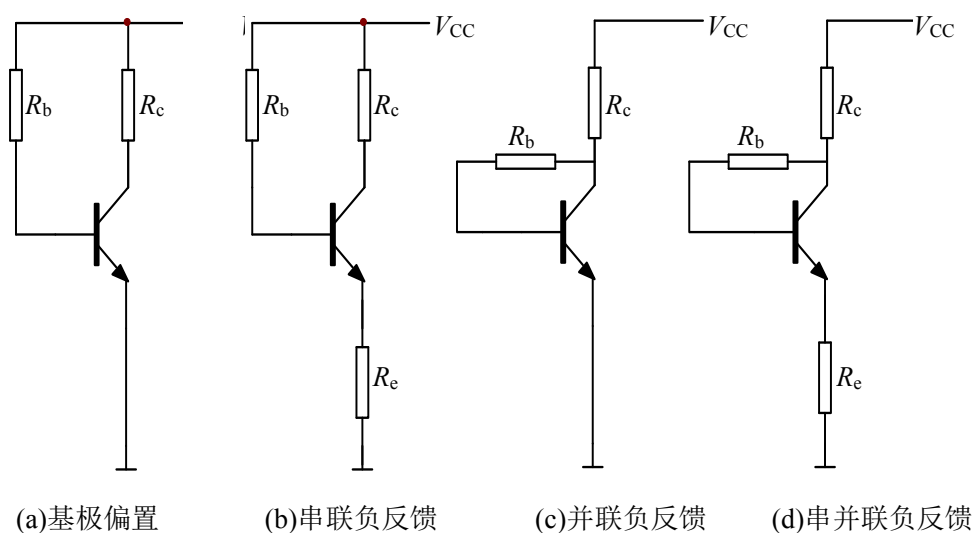


图 3.7.5 其它偏置方法

最简单的偏置方法是基极偏置方法，如图 3.7.5(a)所示，该电路最大的缺点是大批量生产时，电路直流工作点不确定，因为大规模生产采用的晶体管的电流增益在很大范围内变化，而该偏置电路的直流工作点对电流增益知十分敏感。同时，环境温度变化时，电流增益也随之变化，导致直流工作点不确定。

为了稳定直流工作点，可采用负反馈方法，常见的负反馈包括发射极串联负反馈(图 3.7.5(b))，集电极并联负反馈(图 3.7.5(c))和两种反馈都采用的偏置方法(图 3.7.5(d))。有源偏置方法多在集成电路中应用，这里不再描述。

### 3.7.3 交流电路电容设计

在设定好直流偏置电路后，需要进一步设计交流通路。一般来说，除了直流放大器外，前一级和后一级之间都会采用交流耦合方式，包括电容耦合、变压器耦合、抽头耦合等。下面以图 3.7.4 所示分压偏置电路为基础，在其上添加耦合电容、旁路电容、滤波电容、变压器电路和谐振回路等交流电路基本组件，如图 3.7.6 所示。

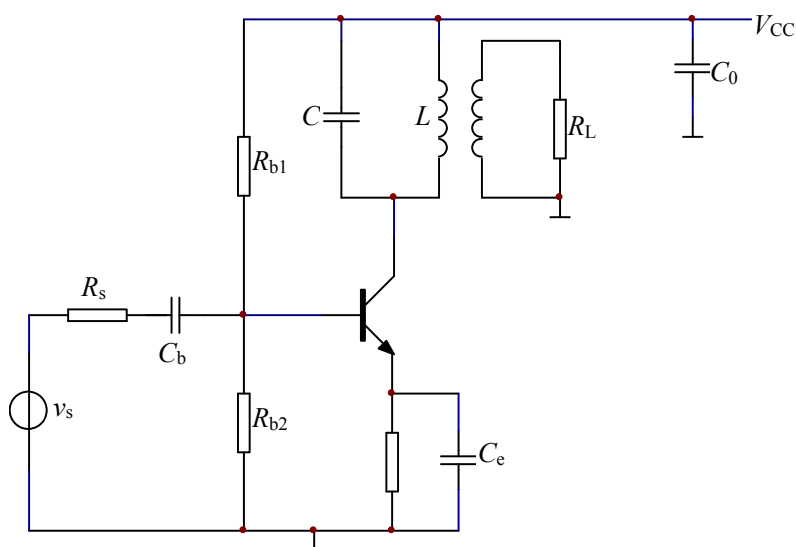


图 3.7.6 小信号调谐放大电路

图中  $C_b$  为耦合电容，其作用是将信源信号耦合到晶体管放大器输入端，通交流信号而阻断直流；阻断直流的原因是前级输出端直流电压和后级输入端直流电压往往并不相等，直流连接后会改变直流工作点，事实上即使两者直流电压相等也不能随意直连，耦合电容将两级的直流隔断，从而两级的直流偏置电路相互独立，降低设计难度。 $C_e$  为旁路电容，其作用是将晶体管发射极交流接地，以增大电压增益，将交流信号短路接地而不通直流；阻断直流的原因是保持  $R_e$  在直流通路中的串联负反馈作用，使得晶体管直流工作点稳定，不随晶体管因置换不同而不同，使得大规模生产成为可能。 $C_0$  为电源滤波电容，其作用是保持放大电路电源电压的稳定性。

这三个电容的作用既然已知，那么设计时就要把握关键点，那就是让它们起到它们应起的作用。对于耦合电容  $C_b$ ，为了不对交流信号起到阻碍作用，那么其阻抗应远远小于其两端的等效阻抗，因而可取

$$C_b \gg \max\left(\frac{1}{\omega_{0\min} \times \min(R_s, R_{b1}, R_{b2}, r_{in})}, C_{in}\right) \quad (3.7.27)$$

式中,  $\omega_{0\min}$  为工作频带的低端频率;  $R_s$  为信源内阻;  $R_{in}$  为晶体管输入电阻, 其值可取为  $r_{in} \approx r_{bb'} + r_{b'e}$ ;  $C_{in}$  为晶体管输入电容, 其值可取为  $C_{in} \approx C_{b'c} + (1 + g_m R_0) C_{b'e}$ ,  $g_m$  为晶体管跨导,

$R_0$  为晶体管集电极等效负载电阻。很多情况下, 可简单地直接取  $C_e \gg \frac{1}{\omega_{0\min} R_s}$  即可。

对于旁路电容, 应取其值为

$$C_e \gg \frac{1}{\omega_{0\min} \times \min(R_e, \frac{1}{g_m})} \quad (3.7.28)$$

对于电源滤波电容, 不增加过多成本的情况下可尽量地大, 一般大电容在高频时起不到滤波作用, 因而有时还需并联在高频下起短路作用的小电容。

式(3.7.27)和式(3.7.28)中的“ $\gg$ ”可取百倍, 至少十倍。

图中 LC 谐振回路起到选频滤波作用, 其谐振频率、增益和带宽的详尽数学推导见李国林编写的《射频电路设计》, 这里直接给出其理论分析的最终结果如下:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LR^c}} \quad (3.7.29)$$

$$A_v = A_{v0} \frac{\sqrt{\lambda_2(f_0)}}{\lambda_1(f_0)} \quad (3.7.30)$$

$$BW = BW_0 \frac{\lambda_1(f_0)}{\lambda_2(f_0)} \quad (3.7.31)$$

式中,  $A_{v0}$  和  $BW_0$  分别为频率较低时放大器的增益和带宽:

$$A_{v0} = g_m R_0 p \eta_T \quad (3.7.32)$$

$$BW_0 = \frac{1}{2\pi R_0 C'} \quad (3.7.33)$$

而  $\lambda_1(f_0)$  和  $\lambda_2(f_0)$  则是考虑了输入阻容和输入端 Miller 效应影响后的高频修正因子, 分别为

$$\lambda_1(f_0) = 1 + (2\pi f_0)^2 R_i^2 (C_{b'e} + C_{b'c}) (C_{b'e} + (1 + g_m R_0) C_{b'c}) \quad (3.7.34)$$

$$\lambda_2(f_0) = 1 + (2\pi f_0)^2 R_i^2 (C_{b'e} + C_{b'c})^2 \quad (3.7.35)$$

中心频率和带宽计算式中,  $C'$  为电感两端的等效电容,

$$C' = C_0 + C_{b'c} (1 + \frac{g_m R_i}{\lambda_2(f_0)}) \quad (3.7.36)$$

$$C_0 = C + C_{ce} \quad (3.7.37)$$



式中,  $C$  为外加调谐电容;  $C_{ce}$  为晶体管输出寄生电容, 该电容一是较小, 二是在 CE 组态放大器中可以被输出调谐电感抵偿, 从而对放大器高频特性的影响很小, 故而数据手册一般不给该参量, 估算时一般假设其为零即可;  $C_{b'c}$  为晶体管的跨接电容, 在数据手册中一般用  $C_{ob}$  参量表示;  $C_{b'c}(1+g_m R_i)$  为跨接电容在输出端的 Miller 效应等效电容, 这里的高频效应修正因子  $\lambda_2(f_0)$  表明, 输出端 Miller 效应低频时十分显著, 为  $C_{b'c}(1+g_m R_i)$ , 但是当工作频率很高时, 输入端几乎被  $C_{b'e}$  所短路, 从而输出端的 Miller 效应降低, 最大可降低至仅有  $C_{b'c}$ 。

高频效应修正因子表达式中的兄为发射结电容  $C_{b'e}$  向源端看入的戴维南等效电阻,

$$R_i = r_{b'e} // (r_{bb'} + R_s // R_b) \quad (3.7.38)$$

式中,  $R_b = R_{b1} // R_{b2}$  为信源内阻, 为基极直流偏置电阻,  $r_{bb'}$  为晶体管  $\pi$  模型基极体电阻,

$r_{b'e}$  为发射结交流电阻,

$$r_{b'e} = \beta \frac{1}{g_m} \quad (3.7.39)$$

增益和带宽计算式中,  $R_0$  为电感两端总电阻

$$R_0 = r_{ce} // R_p // R'_L \quad (3.7.40)$$

式中,  $r_{ce}$  为晶体管输出寄生电阻,  $R_p$  为电感损耗等效并联电阻,  $R'_L$  为负载  $R_L$  经变压器折合到初级线圈后的等效负载电阻

$$R'_L = \frac{R_L}{p^2} \quad (3.7.41)$$

$P$  为变压器接入系数, 等于次级线圈匝数与初级线圈匝数之比。

增益公式中的  $\eta_T$  为  $C_{b'e}$  向源端看入的戴维南等效电压和实际信源电压之比,

$$\eta_T = \frac{R_b r_{b'e}}{(R_b + R_s)(r_{b'e} + r_{bb'}) + R_b R_s} \quad (3.7.42)$$

在大多数情况下, 估算中取  $\eta_T=1$  是适当的, 因为  $R_b$ 、 $r_{b'e}$  较  $R_s$  和  $r_{bb'}$  大很多是一般情况。

在设计过程中, 查晶体管数据手册, 一般给出的是特定电流下的特征频率  $f_T$ , 故而将

$$C_{b'e} + C_{b'c} = \frac{g_m}{2\pi f_T}$$

代入式(3.7.34)和式(3.7.35), 则两个高频效应修正因子可写为

$$\lambda_1(f_0) = 1 + \frac{f_0^2}{f_T^2} g_m^2 R_i^2 (1 + 2\pi f_T R_0 C_{b'c}) \quad (3.7.43)$$

$$\lambda_2(f_0) = 1 + \frac{f_0^2}{f_T^2} g_m^2 R_i^2 \quad (3.7.44)$$

通过对这两个高频效应修正因子的分析,可知输出调谐晶体管放大器低频和高频的分界点为

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_i (C_{b'e} + C_{b'c})} = \frac{f_T}{g_m R_i} \quad (3.7.45)$$

当  $f_0 < f_H$ , 可认为放大器是低频的, 此时两个修正因子近似为 1, 故而放大器可以直接视为跨导器驱动 RLC 并联谐振回路, 增益为  $A_{v0}$ , 带宽为  $BW_0$ , 这正是一般教材给出的通常结论。但是当  $f_0 > f_H$  后, 晶体管输入端信号被输入阻容及跨接电容的 Miller 效应衰减, 之后才作用到跨导器, 因而电压增益有极为明显的下降, 同时, 带宽有明显的上升,

$$A_v \approx A_{v0} \frac{1}{2\pi f_0 R_i (C_{b'e} + (1 + g_m R_0) C_{b'c})} = A_{v0} \frac{f_H}{f_0} \frac{1}{1 + 2\pi f_T R_0 C_{b'c}} \quad (3.7.46)$$

$$BW \approx BW_0 \frac{C_{b'e} + (1 + g_m R_0) C_{b'c}}{C_{b'e} + C_{b'c}} = BW_0 (1 + 2\pi f_T R_0 C_{b'c}) \quad (3.7.47)$$

可见输入端 Miller 效应对高频增益和带宽有着决定性影响, 表达式中的  $(1 + 2\pi f_T R_0 C_{b'c})$  代表了输入端 Miller 效应。当 Miller 效应很强时, 高频端增益几乎和跨接电容  $C_{b'c}$  呈反比关系。

### 3.7.4 一个设计例子

这里举一个例子说明上述设计过程。假设需要用 9014C 设计一个中心频率为 16MHz、带宽为 1MHz、电压增益为 26dB 的小信号放大器, 其中电源电压为 12V, 信号源内阻为  $50\Omega$ , 负载电阻为  $1k\Omega$ 。采用图 3.7.6 所示电路, 其中变压器的变压比为 2:1。9014 数据手册中没有给出晶体管  $\pi$  模型中体电阻  $r_{bb'}$  的数值, 估算时采用  $r_{bb'} = 50\Omega$ 。电感损耗估算时, 电感  $Q$  值取 100。

#### (1) 确定直流电流

首先, 变压器变压比为 2:1, 接入系数则为其倒数, 即

$$p = 0.5$$

故而

$$R'_L = \frac{R_L}{p^2} = \frac{1k\Omega}{0.5^2} = 4k\Omega$$

在 9014 数据手册 Fig1 曲线中，在  $I_B = 20\mu A$  线上，在  $V_{CE} = 10V-20V$  一段上，电流变化了  $1.25mA$ ，由此提取出的  $r_{ce}$  参量大约为

$$r_{ce} = \frac{10V}{1.25mA} = 8k\Omega$$

在尚未确定电感值的前提下，暂取  $L = 1\mu H$  作为估计，则

$$R_p = Q_0 \omega_0 L = 100 \times 2 \times 3.14 \times 16 \times 10^6 \times 1 \times 10^{-6} = 10(k\Omega)$$

故而

$$R_0 = r_{ce} // R_p // R'_L = 8k\Omega // 10k\Omega // 4k\Omega = 2.1k\Omega$$

因偏置电流和基极偏置电阻尚未设定，为了估算方便起见，假设

$$\eta_T = 1$$

而戴维南等效电阻可近似为

$$R_i = r_{b'e} // (r_{bb'} + R_s // R_b) \approx r_{bb'} + R_s = 50 + 50 = 100(\Omega)$$

数据手册中有对应不同电流下的特征频率  $f_T$ ，同时，由数据手册可查出

$$C_{b'c} = 2.2pF$$

数据手册未给出  $C_{ce}$ ，这里假设  $C_{ce} = 0$ 。由于直流电流不能确定，试取不同的直流电流，按上述公式列表计算如下：

$I_C$ (设定)/mA	1	2	3	4	9
$f_T$ (数据手册 Fig4)/MHz	110	160	195	220	300
$g_m$ (公式(3.7.10))/ms	39	77	116	155	348
$A_{v0}$ (公式(3.7.32))/dB	32.2	38.2	41.7	44.2	51.3
$\lambda_1$ (公式(3.7.43))	2.33	4.38	7.05	10.37	34.52
$\lambda_2$ (公式(3.7.44))	1.32	1.60	1.91	2.26	4.44
$C_0$ (公式(3.7.29, 36))/pF	90	86	83	82	80
$BW_0$ (公式(3.7.33))/kHz	763	763	763	763	763
$A_v$ (公式(3.7.30))/dB	26.0	27.4	27.6	27.5	27.0
$BW$ (公式(3.7.31))/MHz	1.35	2.09	2.82	3.49	5.93

从上表的计算结果看，当电流取  $1mA$  时就可以实现  $26dB$  的增益了，但上述估计过程还有很多损耗因素并未考虑进去，如变压器的耦合损耗等，因而我们留  $1dB$  的余量，如是，取  $2mA$  的电流是适当的。我们还发现，即使继续升高电流，虽然低频下的增益可持续增加，但在  $16MHz$  附近，其电压增益  $A_v$  几乎不变，带宽不断地在升高。这种现象可以用式(3.7.45)~式(3.7.47)解释，当直流电流超过  $2mA$  后，工作

频率  $f_0 = 16\text{MHz}$  接近或超过  $f_H$  ( $\lambda_2$  接近于 2 或超过 2), 故而电压增益几乎由式(3.7.46)决定, 同时考虑到 Miller 效应十分强烈, 即  $2\pi f I R_0 C_{b'c}$ , 故而

$$A_v \approx A_{v0} \frac{f_H}{f_L} \frac{1}{1+2\pi f I R_0 C_{b'c}} \approx \frac{p}{2\pi f_0 R_i C_{b'c}}$$

$$= \frac{0.5}{2 \times 3.14 \times 16 \times 10^6 \times 100 \times 2.2 \times 10^{-12}} = 22.6 = 27(\text{dB})$$

电压增益几乎是一个不随电流变化的常量, 但是带宽  $BW \approx BW_0(1+2\pi f I R_0 C_{b'c})$  却随着直流电流的增加 (即  $f_I$  的增加) 而增加。

上述估算也同时说明了高频增益几乎由跨接电容  $C_{b'c}$  决定, 故而要想获得高的高频增益, 所选择的晶体管必须具有小的  $C_{b'c}$  和小的  $r_{bb'}$ 。

**注:** 虽然估算结果是电流增加时, 增益几乎不上升, 但实际调试发现, 电流增加时, 增益有明显的增加, 可能原因有二: ① 体电阻  $r_{bb'}$  也是直流电流的函数,  $I_C$  增加时,  $r_{bb'}$  减小, 即  $R_i$  减小, 从而增益会有所提升。由于 9014 数据手册中不提供  $r_{bb'}$  电阻值, 这里估算时取的是固定值 500。② 所选的 9014 具有较大的  $f_T$ , 从而 16MHz 在低频区, 提高电流对增益有明显的提高作用。

## (2) 直流偏置电路设计

根据 3.7.2 节给定的 DVB 电路设计流程, 给出如下的直流偏置电路设计过程。

① 前面已经确定  $I_C = 2\text{mA}$ 。

② 查数据手册, 9014C 的最小  $\beta_{dc}$  为 200, 因而可确定

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_{dc}} = \frac{2\text{mA}}{200} = 10\mu\text{A}$$

③ 取  $I_{DVB} = 40I_B = 400\mu\text{A} \gg I_B$ 。

④ 设定基极电压  $V_B = 2\text{V}$ , 这样  $V_{CB} = 10\text{V}$ , 可以确保  $C_{b'c}$  较小, 查数据手册, 此时的  $C_{b'c}$  的典型值为 2pF, 而前面的估算过程中也是对  $C_{b'c}$  取 2pF, 如是设定, 前面的估算过程问题不大。

⑤ 确定基极偏置电阻:

$$R_{b2} \approx \frac{V_B}{I_{DVB}} = \frac{2\text{V}}{400\mu\text{A}} = 5\text{k}\Omega$$

$$R_{b1} \approx \frac{V_{cc} - V_B}{I_{DVB}} = \frac{10\text{V}}{400\mu\text{A}} = 25\text{k}\Omega$$

分别取值为  $R_{b1} = 27\text{k}\Omega$ ,  $R_{b2} = 5.1\text{k}\Omega$ , 故而

$$V_B \approx \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{cc} = \frac{5.1}{27 + 5.1} \times 12 = 1.9(\text{V})$$

⑥ 确定发射极电阻：从数据手册中查出  $V_{BE(on)}$  的典型值为 0.63V，故而取其值为

$$V_E \approx V_B - 0.63V = 1.27V$$

$$R_e = \frac{V_E}{I_E} \approx \frac{1.27V}{2mA} = 635\Omega$$

⑦ 这是高频调谐电路，设定  $R_c=0$ ，电感是其直流通路。

⑧ 验证  $V_{CE}$

$$V_{CE} \approx V_{CC} - I_C(R_C + R_e) = 12 - 1.2 = 10.8(V)$$

$V_{CE}$  数值正常，直流偏置电路设计结束。

注：电阻取值系列为

1.0 1.1 1.2 1.3 1.5 1.6 1.8 2.0 2.2 2.4 2.7 3.0

3.3 3.6 3.9 4.3 4.7 5.1 5.6 6.2 6.8 7.5 8.2 9.1

(3) 交流设计

首先确定耦合电容  $C_b$ ，检查式(3.7.27)，可知

$$\omega_{omin} \approx 2\pi(f_0 - \frac{BW}{2}) = 2 \times 3.14 \times (16 \times 10^6 - 500 \times 10^3) \approx 100Mrad/s$$

$$R_s=50\Omega, R_{b1}=50k\Omega, R_{b2}=10k\Omega, r_{in} \approx r_{b'e} = \beta \frac{1}{g_m} = \frac{200}{77 \times 10^{-3}} \approx 2.6(k\Omega)$$

$$\text{Min}(R_s, R_{b1}, R_{b2}, r_{in})=50\Omega$$

$$\frac{1}{\omega_{0min} \times \min(R_s, R_{b1}, R_{b2}, r_{in})} = \frac{1}{100 \times 10^6 \times 50} = 200(pF)$$

$$C_{b'e}=70pF$$

$$R_0 \approx 2.1k\Omega$$

$$C_{in} \approx C_{b'e} + (1 + g_m R_0) C_{b'c} = \frac{g_m}{2\pi f_T} + g_m R_0 C_{b'c}$$

$$= \frac{77 \times 10^{-3}}{2 \times 3.14 \times 160 \times 10^6} + 77 \times 10^{-3} \times 2.1 \times 10^3 \times 2.2 \times 10^{-12} = 432(pF)$$

根据以上估算，要求耦合电容

$$C_b > \max(200pF, 432pF) = 432pF$$

取  $C_b = 0.1\mu F$ ，为 432pF 的 230 倍，显然可行。

然后确定旁路电容，根据式(3.7.28)，知

$$R_e = 620\Omega$$

$$\frac{1}{g_m} = \frac{1}{77 \times 10^{-3}} \approx 13(\Omega)$$

$$\min(\operatorname{Re}, \frac{1}{g_m}) = 13\Omega$$

$$\frac{1}{\omega_{0\min} \times \min(\operatorname{Re}, \frac{1}{g_m})} = \frac{1}{100 \times 10^6 \times 13} = 770(\text{pF})$$

即要求

$$C_e \gg 770\text{pF}$$

取  $C_e=0.1\text{pF}$ ，为  $770\text{pF}$  的 130 倍，显然可行。

再确定滤波电容  $C_0$ ，我们用  $10\mu\text{F}$  的电解电容和  $0.1\mu\text{F}$  的陶瓷电容并联即可。

从前述估算中看到，如果取  $L=1\mu\text{H}$ ，带宽为  $2.09\text{MHz}$ ，为了降低带宽到  $1\text{MHz}$ ，取

$$L = \frac{1 \times 10^{-6}}{\frac{2.09 \times 10^3}{1 \times 10^3}} = 0.478(\mu\text{H})$$

如是

$$R_p Q_0 \omega_0 L = 4.8\text{k}\Omega$$

$$R_0 = r_{ce} // R_p // R'_L = 8\text{k}\Omega // 4.8\text{k}\Omega // 4\text{k}\Omega = 1.7\text{k}\Omega$$

$$\lambda_1(f_0) = 1 + \frac{f_0^2}{f_T^2} g_m^2 R_I^2 (1 + 2\pi f_T R_0 C_{bc}) = 3.86$$

$$\lambda_2(f_0) = 1 + \frac{f_0^2}{f_T^2} g_m^2 R_I^2 = 1.60$$

$$C_0 = \frac{1}{\omega_0^2 L} - C_{bc} (1 + \frac{g_m R_I}{\lambda_2(f_0)}) = 194\text{pF}$$

$$\text{BW}_0 = \frac{1}{2\pi R_0 C'} = 448\text{kHz}$$

$$A_{vo} = g_m R_0 = 66.28 = 36.4(\text{dB})$$

$$A_v = A_{vo} \frac{\sqrt{\lambda_2}}{\lambda_1} = 21.68 = 26.7(\text{dB})$$

$$\text{BW} = \text{BW}_0 \frac{\lambda_1}{\lambda_2} = 1.08\text{MHz}$$

估算结果基本满足设计要求。最后带宽不是预想的  $1\text{MHz}$  而是  $1.08\text{MHz}$  的原因在电感低了，电感损耗增加，从而带宽有所增加。

至此，我们设计出了整个电路，具体值为

$$R_{b1} = 27\text{k}\Omega, R_{b2} = 5.1\text{k}\Omega, R_e = 620\Omega$$

$$C_b = 0.1\mu\text{F}, C_e = 0.1\mu\text{F}, C_0 = 10\mu\text{F} // 0.1\mu\text{F}$$

$$C = 194\text{pF}, L = 0.478\mu\text{H}$$

经仿真验证，上述取值的中心频率为 16MHz，带宽为 1.1MHz，增益为 26.7dB，中心频点输出电压和输入电压之间除了  $180^\circ$  反相外，还有  $38^\circ (\arctan(g_m R_I \frac{f_0}{f_1}) = 38^\circ)$  的附加相移。仿真结果和估算结果符合，满足设计要求。

上述估算过程假设电感  $Q$  值为 100，如果电感为自绕粗线电感，其  $Q$  值会更高，采用上述设计结果在实测中将会得到升高的增益和下降的带宽，此时可适量提高谐振电感和降低谐振电容量，则可获得符合设计要求的结果。