



## 前 言

本高频电子实验箱共包含十个标配实验单元模块和三个选配实验单元模块.其中标配模块包含有信号源模块、频率计模块、小信号选频放大模块、正弦波振荡及 VCO 模块、AM 调制及检波模块、FM 鉴频 1 模块、收音机模块、混频及变频模块、高频功放模块、综合实验模块。选配模块包含有 FM 鉴频 2、码型变换模块和谐振回路及滤波模块。

本实验系统的实验内容是根据高等教育出版社的《高频电子线路》一书而设计的。本实验箱共设置了二十个重要实验和四个选做实验：其中有十五个单元实验，是为配合课程而设计的，主要帮助学生理解和加深课堂所学的内容；五个系统实验是让学生了解每个复杂的无线收发系统都是由一个个单元电路组成的。此外，还有选做实验，学生也可以根据我们所提供的单元电路自行设计系统实验。

本实验系统力求电路原理清楚，重点突出，实验内容丰富。其电路设计构思新颖、技术先进、波形测量点选择准确，具有一定的代表性。同时，注重理论分析与实际动手相结合，以理论指导实践，以实践验证基本原理，旨在提高学生分析问题、解决问题的能力及动手能力。

由于编者水平有限，书中难免存在一些缺点和错误，希望广大读者批评指正。

编 者

## 实验注意事项

- 1、本实验系统接通电源前，请确保电源插座接地良好。
- 2、每次安装实验模块之前，应确保主机箱右侧的交流开关处于断开状态。为保险起见，建议拔下电源线后再安装实验模块。
- 3、安装实验模块时，模块右边的电源开关要拨置上方，将模块四角的螺孔和母板上的铜支柱对齐，然后用螺钉固定。确保四个螺钉拧紧，以免造成实验模块与电源或者地接触不良。经仔细检查后方可通电实验。
- 4、各实验模块上的电源开关、拨码开关、复位开关、自锁开关、手调电位器和旋转编码器均为磨损件，请不要频繁按动或旋转。
- 5、请勿直接用手触摸芯片、电解电容等元件，以免造成损坏。
- 6、各模块中的贴片可调电容是出厂前调试使用的。出厂后的各实验模块功能已调至最佳状态，无需另行调节这些电位器，否则将会对实验结果造成严重影响。若已调动请尽快复原；若无法复原，请与指导老师或直接与我公司联系。
- 7、在关闭各模块电源之后，方可进行连线。连线时在保证接触良好的前提下应尽量轻插轻放，检查无误后方可通电实验。拆线时若遇到连线与孔连接过紧的情况，应用手捏住线端的金属外壳轻轻摇晃，直至连线与孔松脱，切勿旋转及用蛮力强行拔出。
- 8、按动开关或转动电位器时，切勿用力过猛，以免造成元件损坏。

## 目 录

高频电子线路实验箱简介 .....	1
实验一 高频小信号调谐放大器实验 .....	7
实验二 集成选频放大器 .....	15
实验三 二极管双平衡混频器 .....	20
实验四 模拟乘法混频 .....	26
实验五 三点式正弦波振荡器 .....	31
实验六 晶体振荡器与压控振荡器 .....	34
实验七 非线性丙类功率放大器实验 .....	37
实验八 线性宽带功率放大器 .....	46
实验九 集电极调幅实验 .....	51
实验十 模拟乘法器调幅 (AM、DSB、SSB) .....	56
实验十一 包络检波及同步检波实验 .....	62
实验十二 变容二极管调频实验 .....	70
实验十三 正交鉴频及锁相鉴频实验 .....	77
实验十四 模拟锁相环实验 .....	85
实验十五 自动增益控制 (AGC) .....	94
实验十六 超外差中波调幅收音机 .....	100
实验十七 超外差式 FM 收音机 .....	103
实验十八 锁相频率合成器组装及调试 .....	107
实验十九 半双工调频无线对讲机 .....	110
实验二十 中波调幅发射机组装及调试 .....	113
选做实验一 常用低通带通滤波器特性实验 .....	115
选做实验二 LC 串并联谐振回路特性实验 .....	119
选做实验三 斜率鉴频及脉冲计数式鉴频 .....	126
选做实验四 波形变换实验 .....	132
附录 .....	138

## 高频电子线路实验箱简介

### 一、产品组成

该产品由 2 个实验仪器模块和 8 个实验模块及实验箱体（含电源）组成。

#### 1、实验仪器及主要指标如下：

##### 1) 频率计（模块 6）：

频率测量范围：5Hz~2400MHz

输入电平范围：100mV~2V（有效值）

测量误差： $\leq \pm 20\text{ppm}$ （频率低端 $\leq \pm 1\text{Hz}$ ）

输入阻抗： $1\text{M}\Omega/10\text{pF}$

##### 2) 高频信号源（模块 1）：

输出频率范围：400KHz~45MHz（连续可调）

频率稳定度： $10\text{E-}4$ （ $1\times 10^{-4}$ ）

输出波形：正弦波，谐波 $\leq -30\text{dBc}$

输出幅度：峰峰值 1mV~1V（连续可调）

输出阻抗： $50\Omega$

##### 3) 低频信号源（模块 1）：

输出频率范围：200Hz~10KHz（连续可调，方波频率可达 250KHz）

频率稳定度： $10\text{E-}4$ （ $1\times 10^{-4}$ ）

输出波形：正弦波、方波、三角波

输出幅度：峰峰值 10mV~5V（连续可调）

输出阻抗： $100\Omega$

#### 2、实验模块及电路组成如下：

##### 1) 模块 2：小信号选频放大模块

包含单调谐放大电路、电容耦合双调谐放大电路、集成选频放大电路、自动增益控制电路（AGC）等四种电路。

2) 模块 3: 正弦波振荡及 VCO 模块

包含 LC 振荡电路、石英晶体振荡电路、压控 LC 振荡电路、变容二极管调频电路等四种电路。

3) 模块 4: AM 调制及检波模块

包含模拟乘法器调幅 (AM、DSB、SSB) 电路、二极管峰值包络检波电路、三极管小信号包络检波电路、模拟乘法器同步检波电路等四种电路。

4) 模块 5: FM 鉴频模块一

包含正交鉴频 (乘积型相位鉴频) 电路、锁相鉴频电路、基本锁相环路等三种电路。

5) 模块 7: 混频及变频模块

包含二极管双平衡混频电路、模拟乘法器混频电路。

6) 模块 8: 高频功放模块

包含非线性丙类功放电路、线性宽带功放电路、集成线性宽带功放电路、集电极调幅电路等四种电路。

7) 模块 9: 收音机模块

包含三极管变频、AM 收音机、FM 收音机。

8) 模块 10: 综合实验模块

包含话筒及音乐片放大电路、音频功放电路、天线及半双工电路、分频器电路等四种电路。

## 二、产品主要特点

1、采用模块化设计，使用者可以根据需要选择模块，既可节约经费又方便今后升级。

2、产品集成了多种高频电路设计及调试所必备的仪器，既可使学生在做实验时观察实验现象、调整电路时更加全面有效，同时又可为学生在进行高频电路设计及调试时提供工具。

3、实验箱各模块有良好的系统性，八个模块可组合成五种典型系统：

(1) 中波调幅发射机 (525KHz~1605KHz)。

(2) 超外差中波调幅接收机 (525KHz~1605KHz, 中频 465KHz)。

(3) 半双工调频无线对讲机 (10MHz~15MHz, 中频 4.5MHz, 信道间隔 200KHz)。

(4) 锁相频率合成器（频率步进 40KHz~4MHz 可变）。

(5) 超外差 FM 收音机（88MHz~108MHz，中频 10.7MHz）。

4、实验内容非常丰富，单元实验包含了高频电子线路课程的几乎所有知识点，并有丰富的、有一定复杂性的综合实验。

5、电路板采用贴片工艺制造，高频特性良好，性能稳定可靠。

### 三、实验内容

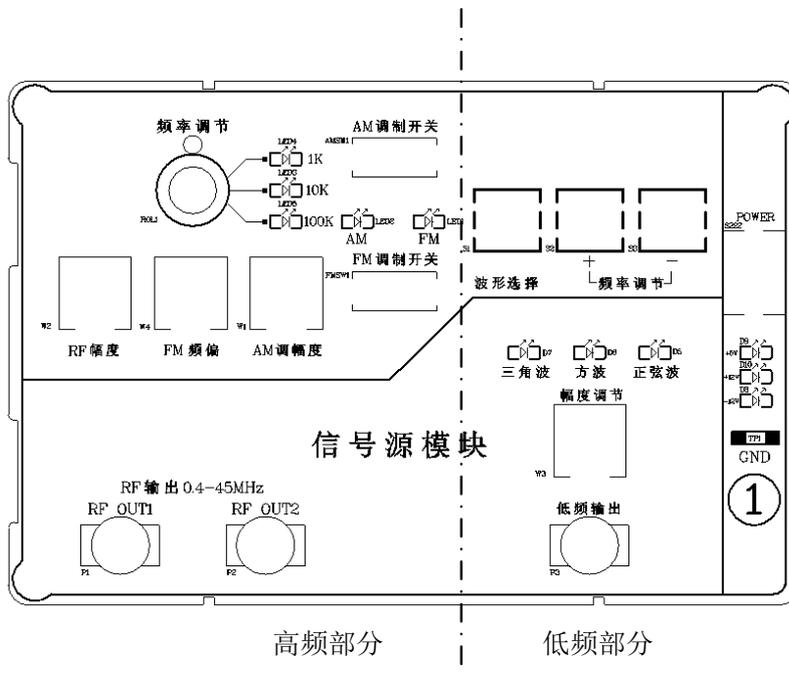
- 1、小信号调谐（单、双调谐）放大器实验（模块 2）
- 2、集成选频放大器实验（模块 2）
- 3、二极管双平衡混频器实验（模块 7）
- 4、模拟乘法器混频实验（模块 7）
- 5、三点式正弦波振荡器（LC、晶体）实验（模块 3）
- 6、晶体振荡器与压控振荡器实验（模块 3）
- 7、非线性丙类功率放大器实验（模块 8）
- 8、线性宽带功率放大器实验（模块 8）
- 9、集电极调幅实验（模块 8）
- 10、模拟乘法器调幅（AM、DSB、SSB）实验（模块 4）
- 11、包络检波及同步检波实验（模块 4）
- 12、变容二极管调频实验（模块 3）
- 13、正交鉴频及锁相鉴频实验（模块 5）
- 14、模拟锁相环实验（模块 5）
- 15、自动增益控制（AGC）实验（模块 2）
- 16、中波调幅发射机组装及调试实验（模块 4、8、10）
- 17、超外差中波调幅接收机组装及调试实验（模块 2、4、9、10）
- 18、锁相频率合成器组装及调试实验（模块 5、10）
- 19、半双工调频无线对讲机组装及调试实验（模块 2、3、5、7、8、10）
- 20、超外差式 FM 收音机实验（模块 2、5、9、10）

- 选 1、常用低通带通滤波器特性实验（模块 12）
- 选 2、LC 串并联谐振回路特性实验（模块 12）
- 选 3、斜率鉴频及脉冲计数式鉴频（模块 11）
- 选 4、波形变换实验（模块 13）

## 四、仪器使用说明

### 1、信号源的使用

信号源面板如下图所示：



信号源分高频和低频两部分，图中虚线左边为高频信号源，右边为低频信号源。使用时，将最右边的“POWER”开关拨置下方，指示灯点亮。

高频信号源频率调节有四个档位：1KHz，10KHz，100KHz 和 1MHz 档。按下面板左上方的“频率调节”旋钮可在各档位间切换，为 1KHz，10KHz 和 100KHz 档时，相对应绿灯点亮，当三灯齐亮，即为 1MHz 档，旋转该旋钮可改变输出高频信号的频率。

低频信号源通过“波形选择”按键可切换输出波形，有相应的指示灯指示，若选择正弦波，则“正弦波”指示灯亮。通过“+”“−”按键可以增大、减小信号的频率。

调节“RF 幅度”旋钮可改变输出高频信号源的幅度，顺时针旋转幅度增加；调节“幅度

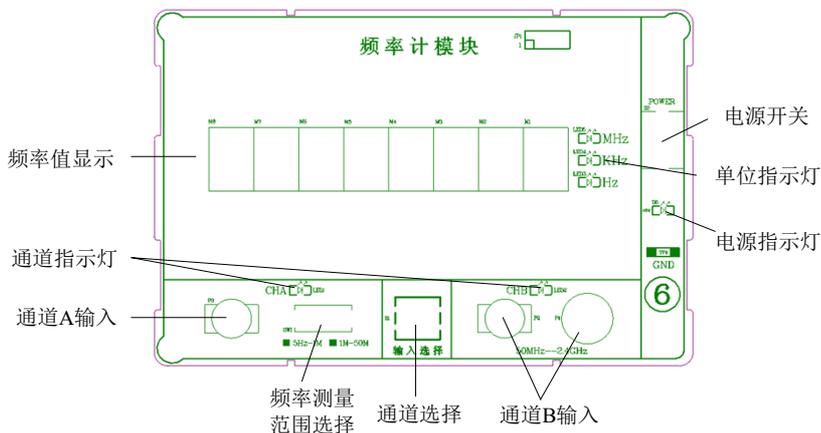
调节”旋钮可改变输出低频信号源的幅度。

本信号源有内调制功能，“FM 调制开关”拨置“ON”，对应的“FM”指示灯点亮，输出调频波，调制信号为信号源低频正弦波信号，载波信号为信号源高频信号；“FM 调制开关”拨置“OFF”，“FM”指示灯点灭，输出无调制的高频信号。“AM 调制开关”拨置“ON”，对应的“AM”指示灯点亮，输出调幅波，调制信号为信号源低频正弦波信号，载波信号为信号源高频信号；“AM 调制开关”拨置“OFF”，“AM”指示灯灭，输出无调制的高频信号。调节“FM 频偏”旋钮可改变调频波的调制指数，调节“AM 调幅度”旋钮可改变调幅波的调幅度。

面板下方“RF OUT1”和“RF OUT2”插孔输出 400KHz~45MHz 的正弦波信号，其中一路用作输出信号频率显示，另一路可用作电路的信号输入。（在观察频率特性的实验中，可将“RF OUT1”作为信号输入，“RF OUT2”通过射频跳线连接到频率计观察频率）；“低频输出”插孔输出 200Hz~10KHz 的正弦波、三角波、方波信号。

## 2、频率计的使用

本实验箱自带频率计，主要用于实验中频率测量，频率计面板如下图所示：



使用说明如下：频率计数值显示使用了 8 个数码管，单位指示灯用来指示当前数值单位。例如数码管显示 100，“Hz”指示灯亮，则当前频率为 100Hz。频率计输入按照频率范围分为 A、B 两个通道，通过按下“输入选择”键来切换。A 通道测量范围为 5Hz 到 50MHz，其中又分为两段，当开关 SW1 拨置左边时，测量范围为 5Hz 到 1MHz，拨置右边时测量范围为 1MHz 到 50MHz，如果在测量中出现无读数的情况，请首先检查 SW1 是否拨到正确的量程档。



B 通道主要用来测量较高的频率，并留有一个 BNC 接口 P1。

## 五、需另配设备

- 1、实验桌
- 2、双踪示波器（数字或模拟）
- 3、万用表（数字或模拟）

## 实验一 高频小信号调谐放大器实验

### 一、实验目的

- 1、掌握高频小信号谐振电压放大器的电路组成与基本工作原理。
- 2、熟悉谐振回路的调谐方法及测试方法。
- 3、掌握高频谐振放大器处于谐振时各项主要技术指标意义及测试技能。

### 二、实验内容

- 1、谐振频率的调整与测定。
- 2、主要技术性能指标的测定：谐振频率、谐振放大增益  $A_V$  及动态范围、通频带  $BW_{0.7}$ 、矩形系数  $Kr_{0.1}$ 。

### 三、实验仪器

1、1号板信号源模块	1块
2、2号板小信号放大模块	1块
3、6号板频率计模块	1块
4、双踪示波器	1台
5、万用表	1块
6、扫频仪（可选）	1块

### 四、实验原理

#### （一）单调谐小信号放大器

小信号谐振放大器是接收机的前端电路，主要用于高频小信号或微弱信号的线性放大。

实验单元电路由晶体管N1、变压器T1、电容C1等组成，不仅对高频小信号放大，而且还有选频作用。本实验中单调谐小信号放大的谐振频率为  $f_s = 10.7\text{MHz}$ 。

放大器各项性能指标及测量方法如下：

#### 1、谐振频率

放大器的调谐回路谐振时所对应的频率  $f_0$  称为放大器的谐振频率，对于图 1-1 所示电路（也是以下各项指标所对应电路）， $f_0$  的表达式为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_\Sigma}}$$

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， $C_\Sigma$  的表达式为

$$C_\Sigma = C + P_1^2 C_{oe} + P_2^2 C_{ie}$$

式中， $C_{oe}$  为晶体管的输出电容； $C_{ie}$  为晶体管的输入电容； $P_1$  为初级线圈抽头系数； $P_2$  为次级线圈抽头系数。

谐振频率  $f_0$  的测量方法是：

用扫频仪作为测量仪器，测出电路的幅频特性曲线，调变压器 T 的磁芯，使电压谐振曲线的峰值出现在规定的谐振频率点  $f_0$ 。

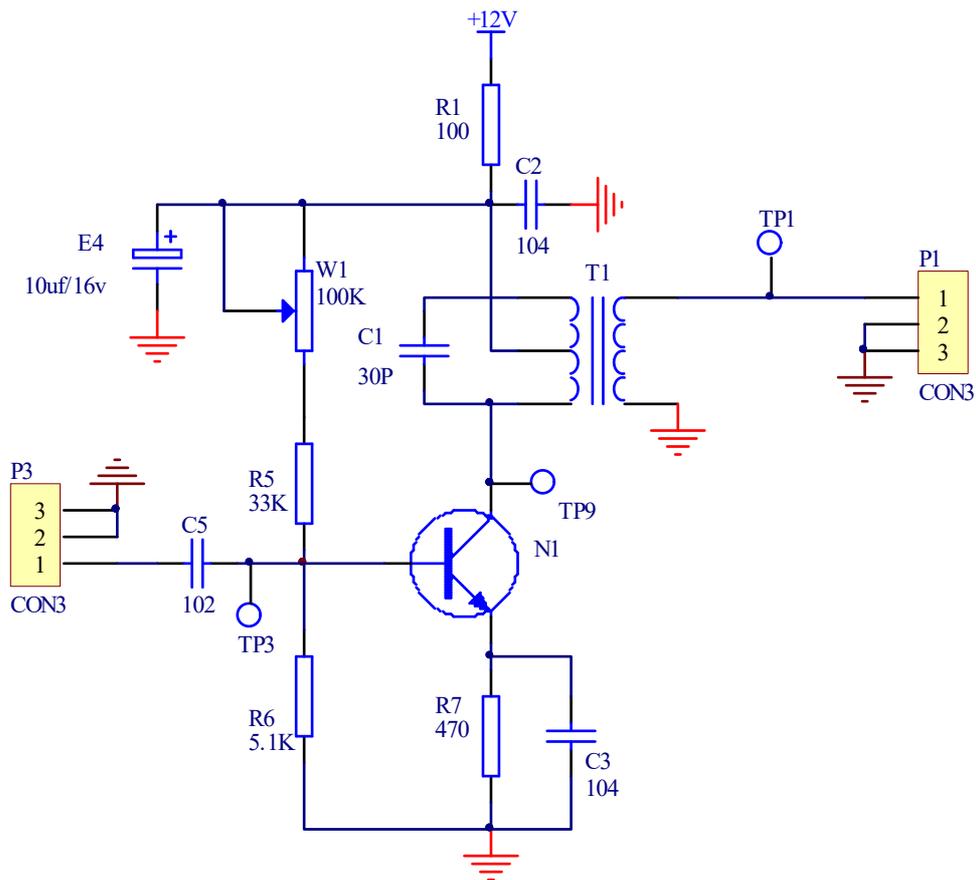


图 1-1 单调谐小信号放大电路图

## 2、电压增益

放大器的谐振回路谐振时，所对应的电压增益  $A_{V0}$  称为调谐放大器的电压增益。 $A_{V0}$  的表达式为

$$A_{V0} = -\frac{V_0}{V_i} = \frac{-P_1 P_2 y_{fe}}{g_\Sigma} = \frac{-P_1 P_2 y_{fe}}{P_1^2 g_{oe} + P_2^2 g_{ie} + G}$$

式中， $g_\Sigma$  为谐振回路谐振时的总电导。要注意的是  $y_{fe}$  本身也是一个复数，所以谐振时输出电压  $v_0(t)$  与输入电压  $v_i(t)$  相位差不是  $180^\circ$  而是为  $180^\circ + \Phi_{fe}$ 。 $V_0$ ， $V_i$  分别为输出电压、输入信号电压的有效值，实际中为了方便，用示波器测量波形的峰峰值，不影响增益的计算结果。

$A_{V0}$  的测量方法是：在谐振回路已处于谐振状态时，用高频电压表测量图 1-1 中输出信号  $V_0$  及输入信号  $V_i$  的大小，则电压增益  $A_{V0}$  由下式计算：

$$A_{V0} = V_0 / V_i \quad \text{或} \quad A_{V0} = 20 \lg (V_0 / V_i) \text{ dB}$$

## 3、通频带

由于谐振回路的选频作用，当工作频率偏离谐振频率时，放大器的电压增益下降，习惯上称电压增益  $A_V$  下降到谐振电压增益  $A_{V0}$  的 0.707 倍时所对应的频率偏移称为放大器的通频带  $BW$ ，其表达式为

$$BW = 2\Delta f_{0.7} = f_0 / Q_L$$

式中， $Q_L$  为谐振回路的有载品质因数。

分析表明，放大器的谐振电压增益  $A_{V0}$  与通频带  $BW$  的关系为

$$A_{V0} \cdot BW = \frac{|y_{fe}|}{2\pi C_\Sigma}$$

上式说明，当晶体管选定即  $y_{fe}$  确定，且回路总电容  $C_\Sigma$  为定值时，谐振电压增益  $A_{V0}$  与通频带  $BW$  的乘积为一常数。这与低频放大器中的增益带宽积为一常数的概念是相同的。

通频带  $BW$  的测量方法：是通过测量放大器的谐振曲线来求通频带。测量方法可以是扫频法，也可以是逐点法。逐点法的测量步骤是：先调谐放大器的谐振回路使其谐振，记下此

时的谐振频率  $f_0$  及电压增益  $A_{V0}$ 。然后改变高频信号的频率，记下此时的信号频率，测出电路的输出电压及，算出对应的电压增益。由于回路失谐后电压增益下降，所以放大器的谐振曲线如图 1-2 所示。

可得：
$$BW = f_H - f_L = 2\Delta f_{0.7}$$

通频带越宽，放大器的电压增益越小。要想得到一定宽度的通频宽，同时又能提高放大器的电压增益，除了选用  $y_{fe}$  较大的晶体管外，还应尽量减小调谐回路的总电容量  $C_{\Sigma}$ 。如果放大器只用来放大来自接收天线的某一固定频率的微弱信号，则可减小通频带，尽量提高放大器的增益。

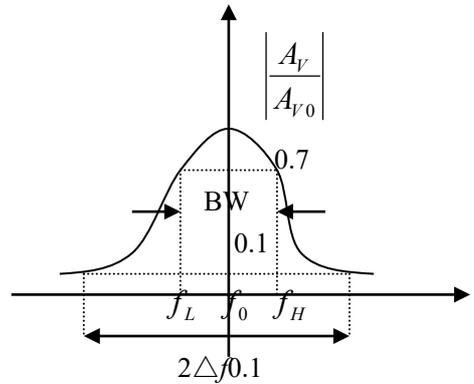


图 1-2 谐振曲线

(二) 双调谐放大器

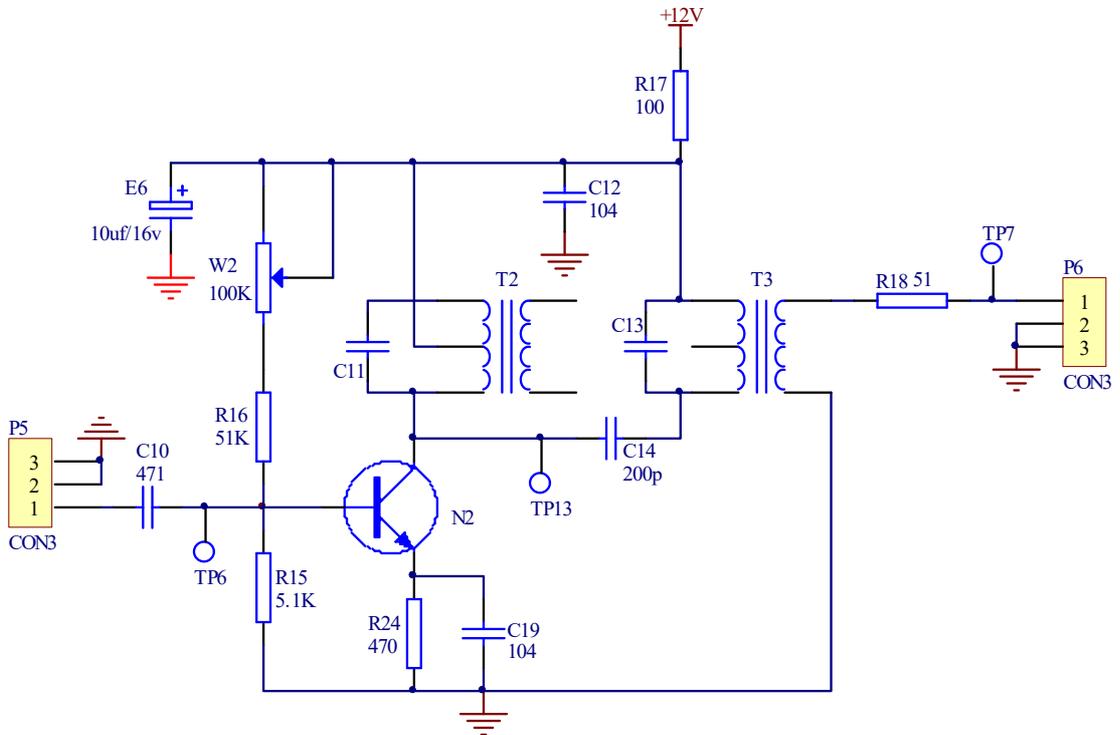


图 1-3 双调谐小信号放大电路图

为了克服单调谐回路放大器的选择性差、通频带与增益之间矛盾较大的缺点，可采用双调谐回路放大器。双调谐回路放大器具有频带宽、选择性好的优点，并能较好地解决增益与通频带之间的矛盾，从而在通信接收设备中广泛应用。

在双调谐放大器中，被放大后的信号通过互感耦合回路加到下级放大器的输入端，若耦合回路初、次级本身的损耗很小，则均可被忽略。

1、谐振时的电压增益为  $A_{V0} = -\frac{V_0}{V_i} = \frac{-p_1 p_2 y_{fe}}{2g}$

2、通频带

为弱耦合时，谐振曲线为单峰；

为强耦合时，谐振曲线出现双峰；

临界耦合时，双调谐放大器的通频带  $BW = 2\Delta f_{0.7} = \sqrt{2} f_0 / Q_L$

### 五、实验步骤

#### (一) 单调谐小信号放大器单元电路实验

1、断电状态下，按如下框图进行连线：(注：图中符号表示高频连接线)

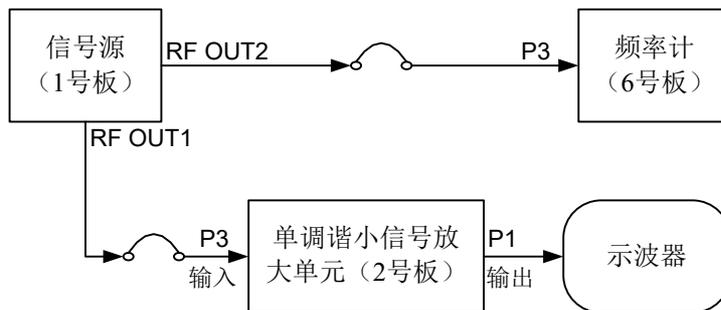


图 1-4 单调谐小信号放大电路连线框图。

源端口	目的端口	连线说明
1 号板：RF OUT1 ( $V_{i(p-p)} = 200\text{mV}$ $f_s = 10.7\text{MHz}$ )	2 号板：P3	高频小信号输入
1 号板：RF OUT2	6 号板：P3	频率计观察输入频率

表 1-1 连线表一

**注：P-P (peak 的首字母) 表示峰峰值，本实验指导书的实验大多是用示波器观察、测量信号，为了测量方便，输入、输出等信号的大小都用峰峰值表示。**

## 2、频率谐振的调整

(1) 用示波器观测 TP3，调节①号板信号源模块，使之输出峰峰值幅度为 200mV、频率为 10.7MHz 正弦波信号。

(2) 顺时针调节 W1 到底，用示波器观测 TP1，调节中周，使 TP1 幅度最大且波形稳定不失真。

## 3、动态测试

保持输入信号频率不变，调节信号源模块的幅度旋钮，改变单调谐放大电路中输入信号 TP3 的幅度。用示波器观察在不同幅度信号下 TP1 处的输出信号的峰值电压，并将对应的实测值填入下表，计算电压增益  $A_V$ 。在坐标轴中画出动态曲线。

输入信号 $f_i$ (MHz)	10.7MHz			
输入信号 $V_{i(p-p)}$ (mV) TP3	50	100	200	300
输出信号 $V_{o(p-p)}$ TP1				
增益 $A_V$				

表 1-2 动态测试表一

## 4、通频带特性测试

保持输入信号幅度不变，调节信号源的频率旋钮，改变单调谐放大电路中输入信号 TP3 的频率。用示波器观察在不同频率信号下 TP1 处的输出信号的峰值电压，并将对应的实测值填入下表，在坐标轴中画出幅度-频率特性曲线。若配有扫频仪，可用扫频仪观测回路谐振曲线。

输入信号 $V_{i(p-p)}$ TP3	200mV							
输入信号 $f_i$ (MHz)	10.4	10.5	10.6	10.7	10.8	10.9	11.0	11.1
输出信号 $V_{o(p-p)}$ TP1								

增益 $A_V$								
----------	--	--	--	--	--	--	--	--

表 1-3 幅度-频率特性测试数据表一

(1) 调节输入信号频率，测试并计算出  $BW_{0.707}$ 。

5、谐振曲线的矩形系数  $Kr_{0.1}$  测试 [  $Kr_{0.1}=2\Delta f_{0.1}/(2\Delta f_{0.7})$  ]

(1) 调节信号频率，测试并计算出  $BW_{0.1}$ (即  $2\Delta f_{0.1}$ )。

(2) 计算矩形系数  $Kr_{0.1}$ 。

## (二) 双调谐小信号放大器单元电路实验

1、断电状态下，按如下框图进行连线：

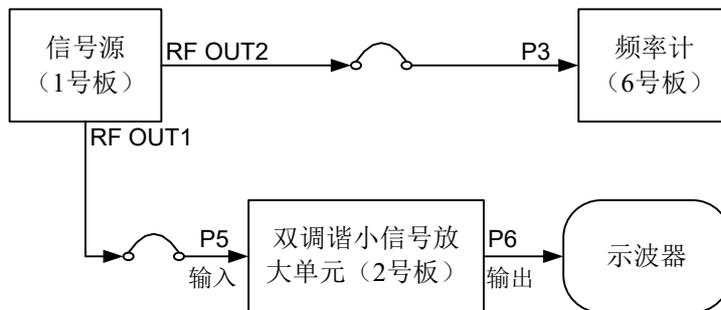


图 1-5 双调谐小信号放大电路连线框图

注：图中符号 表示高频连接线。

源端口	目的端口	连线说明
1 号板：RF OUT1 ( $V_{i(p-p)} = 150\text{mV}$ $f = 465\text{KHz}$ )	2 号板：P5	高频小信号输入
1 号板：RF OUT2	6 号板：P3	频率计观察输入频率

表 1-4 连线表 2

2、频率谐振的调整

(1) 用示波器观测 TP6，调节①号板信号源模块，使之输出峰峰值为 150mV、频率为 465KHz 正弦波信号。

(2) 顺时针调节 W1 到底，反复调节中周 T2 和 T3，使 TP7 幅度最大且波形稳定不失真。

3、动态测试

保持输入信号频率不变，调节信号源模块的幅度旋钮，改变双调谐放大电路中输入信号 TP6 的幅度。用示波器观察在不同幅度信号下 TP7 处的输出信号的峰峰值电压，并将对应的实测值填入下表，计算电压增益  $A_V$ 。在坐标轴中画出动态曲线。

输入信号 $f_s$ (KHz)	465KHz			
输入信号 $V_{i(p-p)}$ (mV) TP6	50	100	150	200
输出信号 $V_{o(p-p)}$ TP7				
增益 $A_V$				

表 1-5 动态测试表一

#### 4、通频带特性测试

(1) 保持输入信号幅度不变，调节信号源的频率旋钮，改变双调谐放大电路中输入信号 TP6 的频率。用示波器观察在不同频率信号下 TP7 处的输出信号的峰峰值电压，并将对应的实测值填入下表，在坐标轴中画出幅度-频率特性曲线。若配有扫频仪，可用扫频仪观测回路谐振曲线。

输入信号 $V_{i(p-p)}$ (mV) TP6	150mV							
输入信号 $f_s$ (KHz)	435	445	455	465	475	485	495	505
输出信号 $V_{o(p-p)}$ TP7								
增益 $A_V$								

表 1-6 幅度-频率特性测试表 2

(2) 调节输入信号频率，测试并计算出  $BW_{0.707}$ 。

## 六、实验报告要求

- 1、画出实验电路原理图，并说明其工作原理。
- 2、整理实验数据，将表格转换成坐标轴的形式，并得出结论。

## 实验二 集成选频放大器

### 一、实验目的

- 1、熟悉集成放大器的内部工作原理
- 2、熟悉陶瓷滤波器的选频特性

### 二、实验内容

- 1、测量集成选频放大器的增益。
- 2、测量集成选频放大器的通频带。

### 三、实验仪器

- |            |    |
|------------|----|
| 1、1号板信号源模块 | 1块 |
| 2、6号板频率计模块 | 1块 |
| 3、2号板      | 1块 |
| 4、双踪示波器    | 1台 |
| 5、万用表      | 1块 |
| 6、扫频仪（可选）  | 1台 |

### 四、实验原理

#### 1、MC1350 放大器的工作原理

图 2-1 为 MC1350 单片集成放大器的电原理图。这个电路是双端输入、双端输出的全差动式电路，其主要用于中频和视频放大。

输入级为共射-共基差分对，Q1 和 Q2 组成共射差分对，Q3 和 Q6 组成共基差分对。除了 Q3 和 Q6 的射极等效输入阻抗为 Q1、Q2 的集电极负载外，还有 Q4、Q5 的射极输入阻抗分别与 Q3、Q6 的射极输入阻抗并联，起着分流的作用。各个等效微变输入阻抗分别与该器件的偏流成反比。增益控制电压（直流电压）控制 Q4、Q5 的基极，以改变 Q4、Q5 分别和 Q3、Q6 的工作点电流的相对大小，当增益控制电压增大时，Q4、Q5 的工作点电流增大，射极等效输入阻抗下降，分流作用增大，放大器的增益减小。



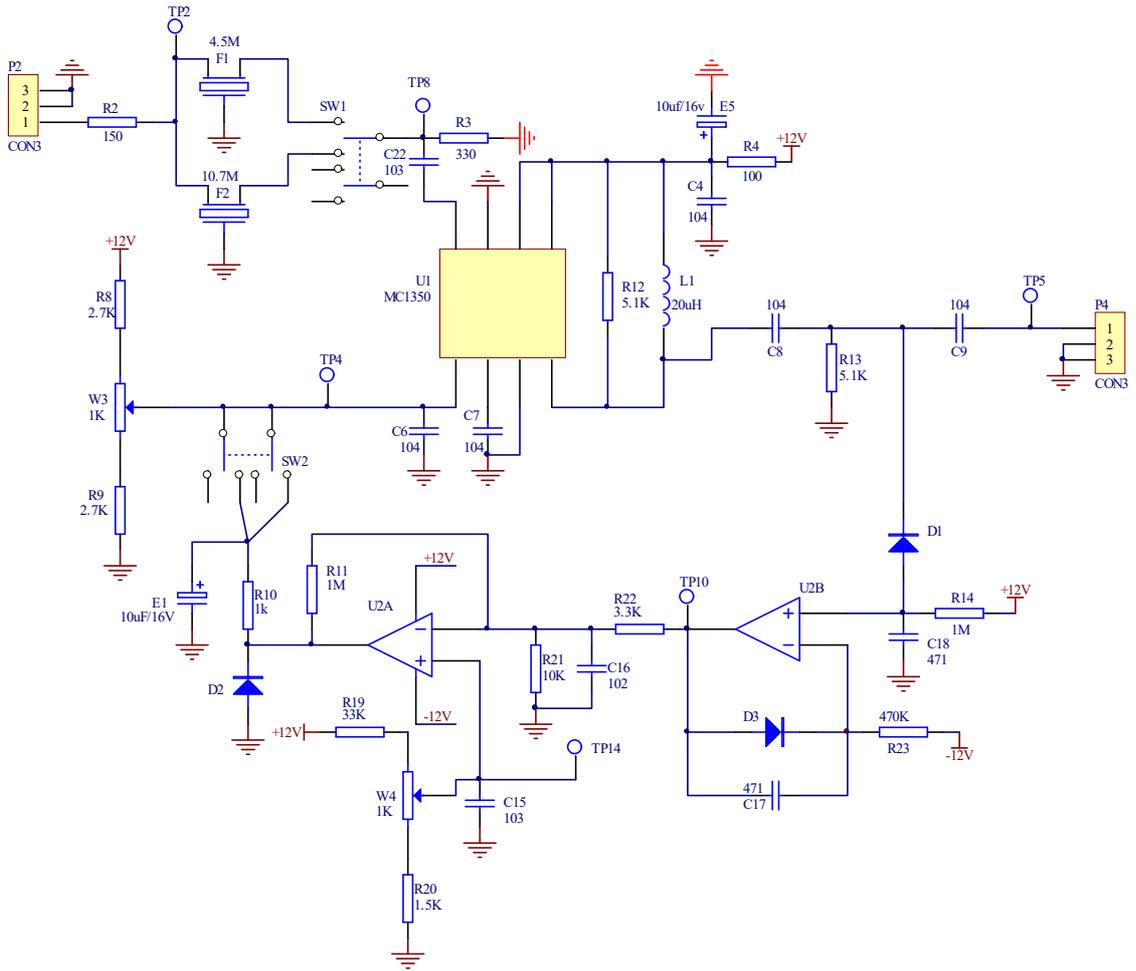


图 2-2 集成选频放大器电路原理图

## 五、实验步骤

1、按下面框图（图 2-3）所示搭建好测试电路。

源端口	目的端口	连线说明
1 号板: RF OUT1 ( $V_{i(p-p)} = 200\text{mV}$ )	2 号板: P2	射频信号输入
1 号板: RF OUT2	6 号板: P3	频率计实时观察输入频率

表 2-1 信号源连线表

**注:** P-P (peak 的首字母) 表示峰峰值, 本实验指导书的实验大多是用示波器观察、测量信号, 为了测量方便, 输入、输出等信号的大小都用峰峰值表示。

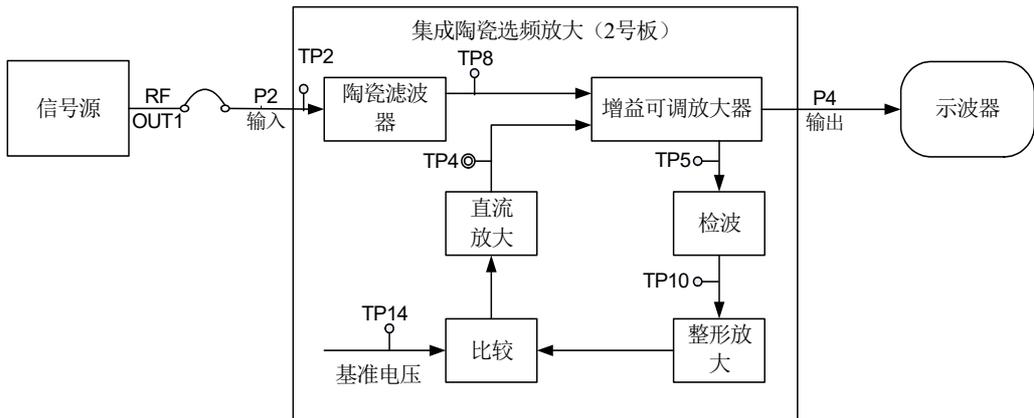


图 2-3 集成选频放大器测试连接框图

注：2 号模块上由于空间的局限没有画出“整形放大”

## 2、测量开环电压增益 $A_V$

(1) 拨码开关 SW1 拨至 4.5MHz 档，即选频回路为 4.5MHz。调节信号源模块，使 RF 输出频率  $f=4.5\text{MHz}$ 、幅度。SW2 拨置“OFF”，用示波器观测信号输出 TP5，调节 W3 使输出幅度最大且无明显失真。用示波器分别观测输入和输出信号的幅度大小， $A_V$  即为输出信号与输入信号幅度之比。

(2) 再将拨码开关 SW1 拨至 10.7MHz 档，此时调节信号源频率  $f=10.7\text{MHz}$ ，再进行上述实验操作。

## 3、测量放大器通频带

2 号模块的拨码开关 SW1 拨至 4.5MHz 档，以 10K 档步进调节信号源上频率调节旋钮，使其在 4.5MHz 左右变化，并用示波器观测各频率点的输出信号的幅度，然后就可以在如下的“幅度—频率”坐标轴上标示出放大器的通频带特性。



图 2-4 通频带曲线绘制图

2号模块的拨码开关 SW1 拨至 10.7MHz 档,以 10K 档步进调节信号源上频率调节旋钮,使其在 10.7MHz 左右变化,并用示波器观测各频率点的输出信号的幅度,然后就可以在如下的“幅度—频率”坐标轴上标示出放大器的通频带特性。



图 2-5 通频带曲线绘制图

## 六、实验报告要求

- 1、计算集成选频放大器的增益。
- 2、计算集成选频放大器的通频带。
- 3、整理实验数据,并画出幅频特性。

## 实验三 二极管双平衡混频器

### 一、实验目的

- 1、掌握二极管双平衡混频器频率变换的物理过程。
- 2、掌握混频器的分类及作用。

### 二、实验内容

- 1、研究二极管双平衡混频器频率变换过程和此种混频器的优缺点。
- 2、研究这种混频器输出频谱与本振电压大小的关系。

### 三、实验仪器

- |         |    |
|---------|----|
| 1、1号板   | 1块 |
| 2、6号板   | 1块 |
| 3、3号板   | 1块 |
| 4、7号板   | 1块 |
| 5、双踪示波器 | 1台 |

### 四、实验原理与电路

#### 1、二极管双平衡混频原理

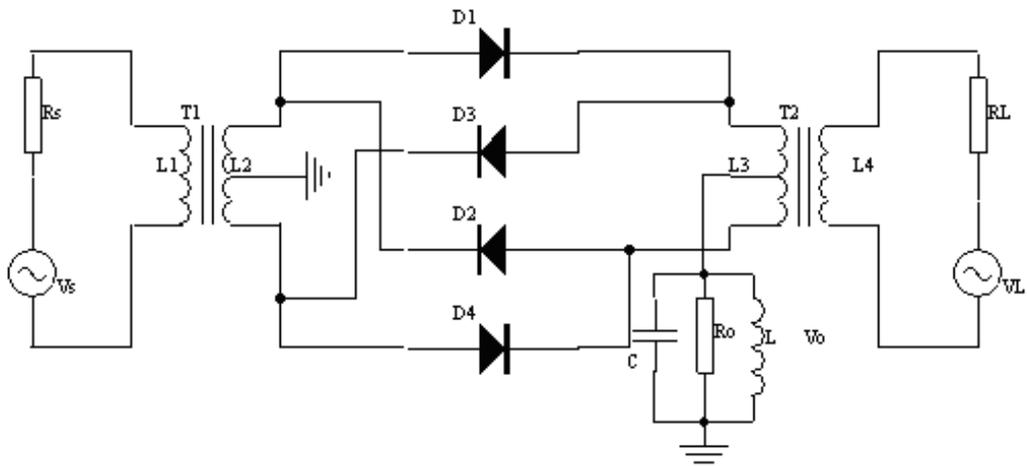


图 3-1 二极管双平衡混频器基本原理模型

二极管双平衡混频器的电路图示见图 3-1。图中  $V_S$  为输入信号电压， $V_L$  为本机振荡电压。在负载  $R_L$  上产生差频和合频，还夹杂有一些其它频率的无用产物，再接上一个滤波器（图中未画出）

二极管双平衡混频器的最大特点是工作频率极高，可达微波波段，由于二极管双平衡混频器工作于很高的频段。图 3-1 中的变压器一般为传输线变压器。

二极管双平衡混频器的基本工作原理是利用二极管伏安特性的非线性。众所周知，二极管的伏安特性为指数律，用幂级数展开为

$$i = I_S (e^{\frac{v}{V_T}} - 1) = I_S \left[ \frac{v}{V_T} + \frac{1}{2!} \left( \frac{v}{V_T} \right)^2 + \dots + \frac{1}{n!} \left( \frac{v}{V_T} \right)^n + \dots \right]$$

当加到二极管两端的电压  $v$  为输入信号  $V_S$  和本振电压  $V_L$  之和时， $v^2$  项产生差频与和频。其它项产生不需要的频率分量。由于上式中  $v$  的阶次越高，系数越小。因此，对差频与和频构成干扰最严重的是  $v$  的一次方项（因其系数比  $v^2$  项大一倍）产生的输入信号频率分量和本振频率分量。

用两个二极管构成双平衡混频器和用单个二极管实现混频相比，前者能有效的抑制无用产物。双平衡混频器的输出仅包含  $(p \omega_L \pm \omega_S)$  ( $p$  为奇数) 的组合频率分量，而抵消了  $\omega_L$ 、 $\omega_c$  以及  $p$  为偶数  $(p \omega_L \pm \omega_S)$  众多组合频率分量。

下面我们直观的从物理方面简要说明双平衡混频器的工作原理及其对频率为  $\omega_L$  及  $\omega_S$  的抑制作用。

在实际电路中，本振信号  $V_L$  远大于输入信号  $V_S$ 。在  $V_S$  变化范围内，二极管的导通与否，完全取决于  $V_L$ 。因而本振信号的极性，决定了哪一对二极管导通。当  $V_L$  上端为正时，二极管 D3 和 D4 导通，D1 和 D2 截止；当上端为负时，二极管 D1 和 D2 导通，D3 和 D4 截止。这样，将图 3-1 所示的双平衡混频器拆开成图 3-2 (a) 和 (b) 所示的两个单平衡混频器。图 3-2 (a) 是  $V_L$  上端为负、下端正期间工作；3-2 (b) 是  $V_L$  上端为正、下端为负期间工作。

由图 3-2 (a) 和 (b) 可以看出， $V_L$  单独作用在  $R_L$  上所产生的  $\omega_L$  分量，相互抵消，故  $R_L$  上无  $\omega_L$  分量。由  $V_S$  产生的分量在  $V_L$  上正下负期间，经 D3 产生的分量和经 D4 产生的分量

在  $R_L$  上均是自下经上。但在  $V_L$  下正上负期间，则在  $R_L$  上均是自上经下。即使在  $V_L$  一个周期内，也是互相抵消的。但是  $V_L$  的大小变化控制二极管电流的大小，从而控制其等效电阻，因此  $V_S$  在  $V_L$  瞬时值不同情况下所产生的电流大小不同，正是通过这一非线性特性产生相乘效应，出现差频与和频。

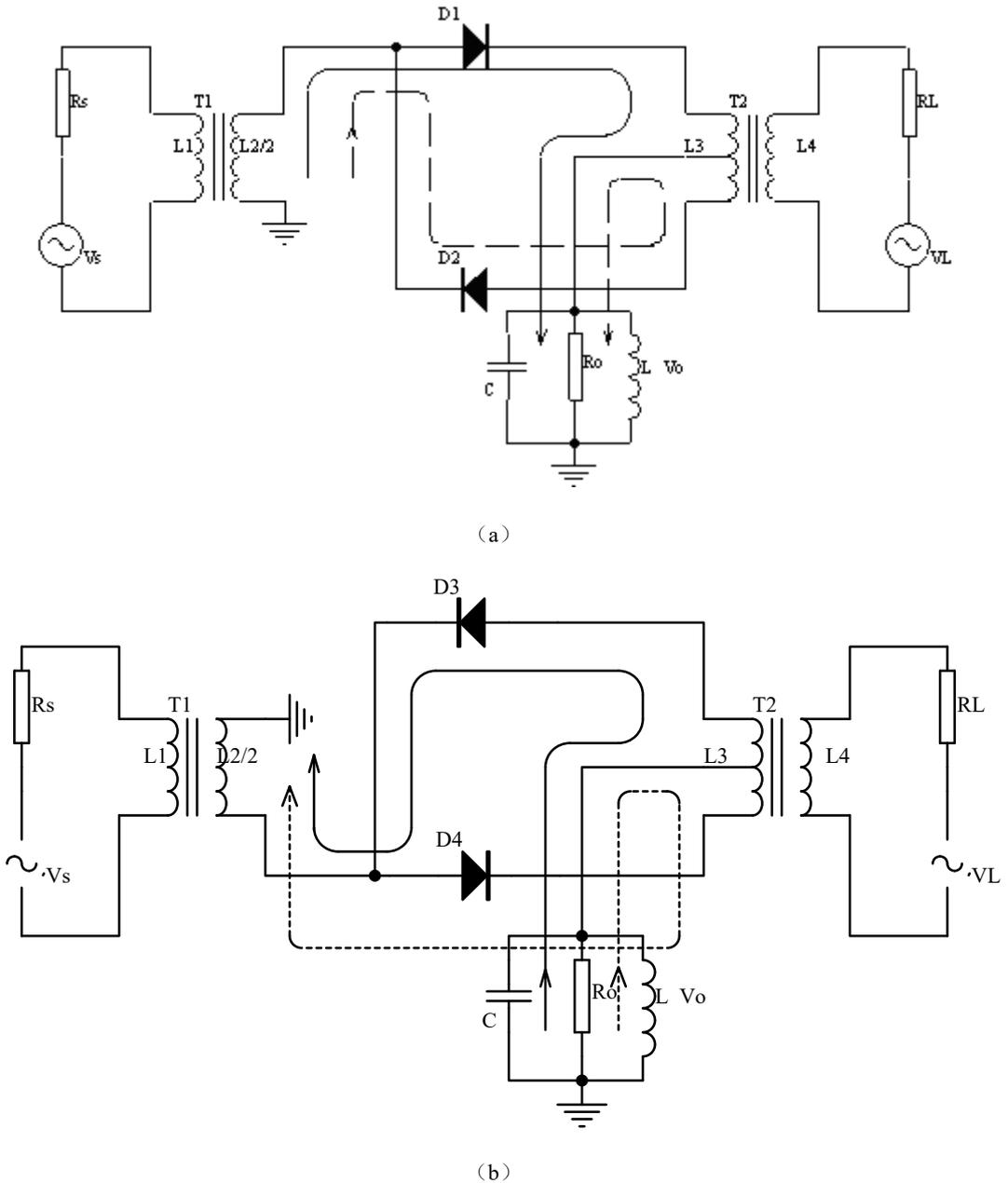


图 3-2 双平衡混频器拆开成两个单平衡混频器

## 2、电路说明

模块电路如图 3-3 所示，这里使用的是二极管双平衡混频模块 ADE-1，该模块内部电路如图 3-4 所示。在图 3-3 中，本振信号  $V_L$  由 P3 输入，射频信号  $V_S$  由 P1 输入，它们都通过 ADE-1 中的变压器将单端输入变为平衡输入并进行阻抗变换，TP8 为中频输出，是不平衡输出。

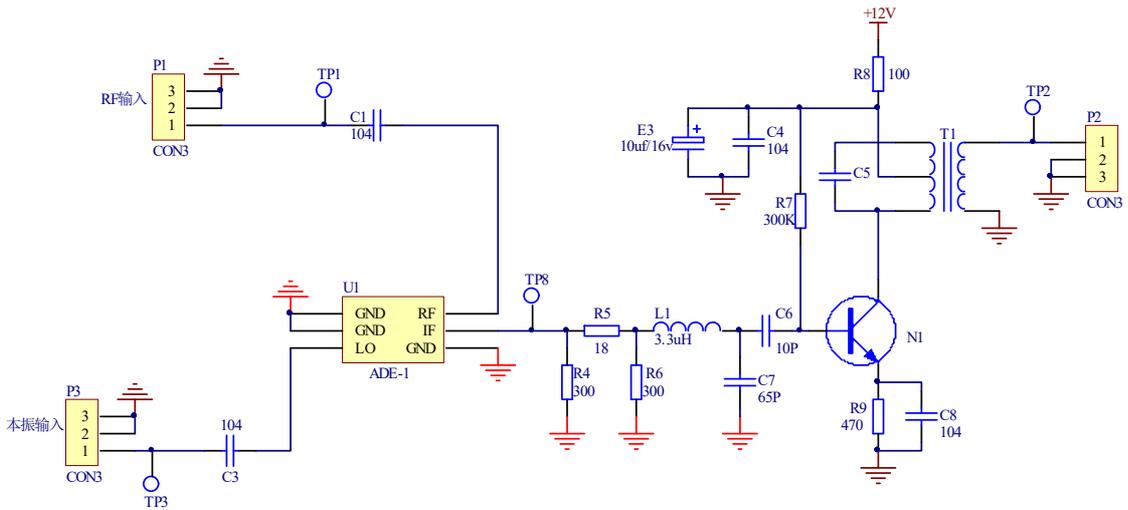


图 3-3 二极管双平衡混频电路图（附录有大图）

注意：7 号模块上平面的是电路示意简化图

### Electrical Schematic

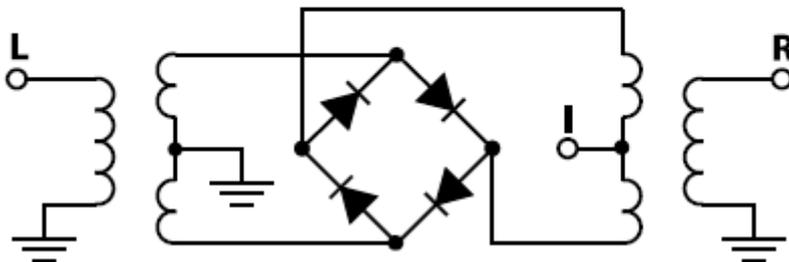


图 3-4 ADE-1 内部电路

在工作时，要求本振信号  $V_L > V_S$ 。使 4 只二极管按照其周期处于开关工作状态，可以证明，在负载  $R_L$  的两端的输出电压（可在 TP8 处测量）将会有本振信号的奇次谐波（含基波）

与信号频率的组合分量，即  $p\omega_L \pm \omega_S$  ( $p$  为奇数)，通过带通滤波器可以取出所需频率分量  $\omega_L + \omega_S$  (或  $\omega_L - \omega_S$ )。由于 4 只二极管完全对称，所以分别处于两个对角上的本振电压  $V_L$  和射频信号  $V_S$  不会互相影响，有很好的隔离性；此外，这种混频器输出频谱较纯净，噪声低，工作频带宽，动态范围大，工作频率高，缺点是高频增益小于 1。

N1、C5、T1 组成谐振放大器，用于选出我们需要的频率并进行放大，以弥补无源混频器的损耗。

### 五、实验步骤

- 1、熟悉实验板上各元件的位置及作用。
- 2、按下面框图所示，进行连线。

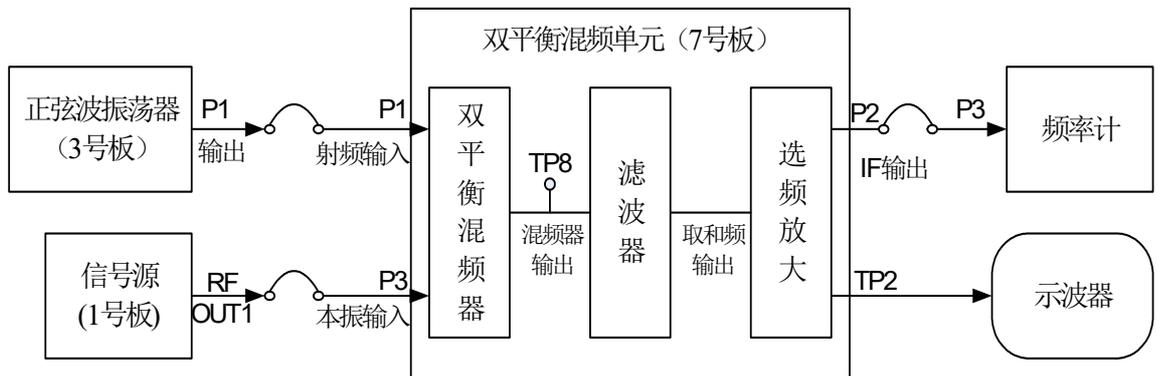


图 3-5 双平衡混频连线框图

源端口	目的端口	连线说明
1 号板：RF OUT1 (幅度调至最大，频率 $f=6.2\text{MHz}$ )	7 号板：P3	本振信号输入
3 号板：P1 (幅度调至最大，频率 $4.5\text{MHz}$ )	7 号板：P1	射频信号输入
7 号板：P2	6 号板：P3	混频后信号输出

表 3-1 实验连线表

3、将 3 号板 SW1 拨为晶体振荡器，即拨码开关 S1 为“10”，S2 拨为“00”；并且调节 3 号板的 W1、W2 使 P1 输出频率为 4.5MHz 信号且幅度最大。

4、用示波器调节信号源模块使 RF OUT1 输出频率 6.2MHz 的正弦波且幅度最大。

5、用示波器观察 7 号板混频器输出点 TP8 波形，以及经选频放大处理后的 TP2 处波形，并读出频率计上的频率。（如果使用数字示波器，可以使用 FFT 功能观测 TP8 的频谱。）适当微调 7 号板中周 T1 改变滤波参数，使输出信号幅度最大。

6、调节本振信号幅度，重做步骤 3~4。

## 六、实验报告

1、画出 TP1、TP2、TP3 的波形。

## 实验四 模拟乘法混频

### 一、实验目的

- 1、了解模拟乘法混频器的工作原理
- 2、了解混频器中的寄生干扰

### 二、实验内容

- 1、研究模拟乘法混频器的频率变换过程
- 2、研究模拟乘法混频器输出中频电压与输入本振电压的关系
- 3、研究模拟乘法混频器输出中频电压与输入信号电压的关系

### 三、实验仪器

- |         |    |
|---------|----|
| 1、1号板   | 1块 |
| 2、6号板   | 1块 |
| 3、3号板   | 1块 |
| 4、7号板   | 1块 |
| 5、双踪示波器 | 1台 |

### 四、实验原理及实验电路说明

在高频电子电路中，常常需要将信号自某一频率变成另一个频率。这样不仅能满足各种无线电设备的需要，而且有利于提高设备的性能。对信号进行变频，是将信号的各分量移至新的频域，各分量的频率间隔和相对幅度保持不变。进行这种频率变换时，新频率等于信号原来的频率与某一参考频率之和或差。该参考频率通常称为本机振荡频率。本机振荡频率可以由单独的信号源供给，也可以由频率变换电路内部产生。当本机振荡由单独的信号源供给时，这样的频率变换电路称为混频器(不带独立振荡器的叫变频器)。

混频器常用的非线性器件有二极管、三极管、场效应管和乘法器。本振用于产生一个等幅的高频信号  $V_L$ ，并与输入信号  $V_S$  经混频器后所产生的混频信号经带通滤波器滤出。

本实验采用集成模拟相乘器作混频电路实验。

因为模拟相乘器的输出频率包含有两个输入频率之差或和，故模拟相乘器加滤波器，滤

波器滤除不需要的分量，取和频或者差频二者之一，即构成混频器。

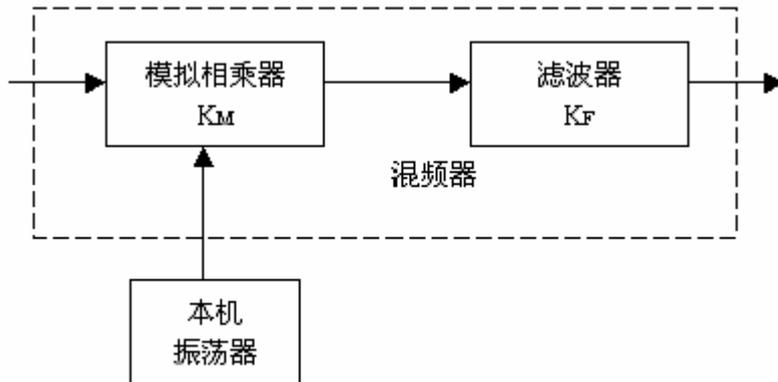


图4 -1 相乘混频方框图

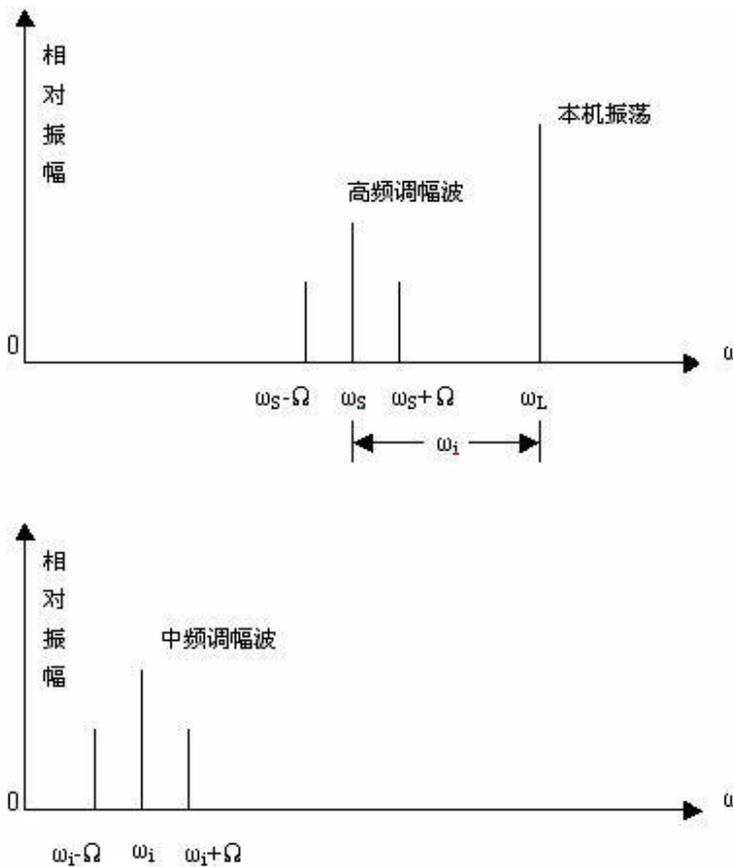


图 4 -2 混频前后的频谱图

图 4-1 所示为相乘混频器的方框图。设滤波器滤除和频，则输出差频信号。图 4-2 为信号经混频前后的频谱图。我们设信号是：载波频率为  $f_S$  的普通调幅波。本机振荡频率为  $f_L$ 。

设输入信号为  $v_S = V_S \cos \omega_S t$ ，本机振荡信号为  $v_L = V_L \cos \omega_L t$

由相乘混频的框图可得输出电压

$$\begin{aligned} v_0 &= \frac{1}{2} K_F K_M V_L V_S \cos(\omega_L - \omega_S)t \\ &= V_0 \cos(\omega_L - \omega_S)t \end{aligned}$$

式中 
$$V_0 = \frac{1}{2} K_F K_M V_L V_S$$

定义混频增益  $A_M$  为中频电压幅度  $V_0$  与高频电压  $V_S$  之比，就有

$$A_M = \frac{V_0}{V_S} = \frac{1}{2} K_F K_M V_L$$

图 4-3 为模拟乘法器混频电路，该电路由集成模拟乘法器 MC1496 完成。

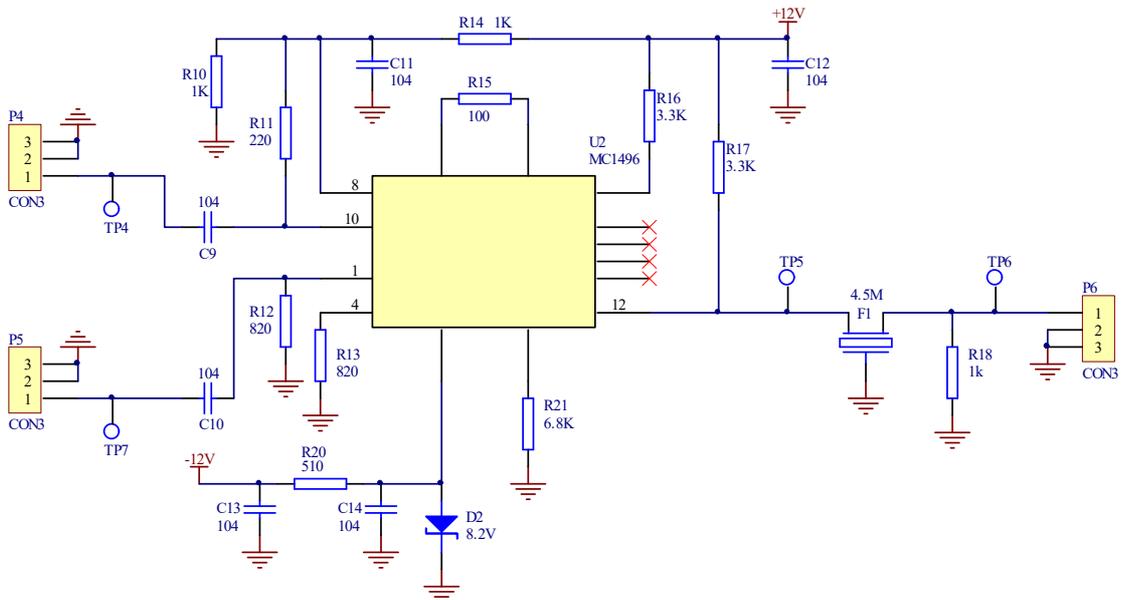


图 4-3 模拟乘法器混频电路（附录有大图）

MC1496 可以采用单电源供电，也可采用双电源供电。本实验电路中采用 +12V，-8V 供电。R12 (820 Ω)、R13 (820 Ω) 组成平衡电路，F1 为 4.5MHz 陶瓷滤波器。本实验中输入信号频率为  $f_S = 4.2\text{MHz}$  (由三号板 LC 振荡输出)，本振频率  $f_L = 8.7\text{MHz}$ 。

为了实现混频功能，混频器件必须工作在非线性状态，而作用在混频器上的除了输入信号电压  $V_S$  和本振电压  $V_L$  外，不可避免地还存在干扰和噪声。它们之间任意两者都有可能产生组合频率，这些组合信号频率如果等于或接近中频，将与输入信号一起通过中频放大器、

解调器，对输出级产生干涉，影响输入信号的接收。

干扰是由于混频器不满足线性时变工作条件而形成的，因此不可避免地会产生干扰，其中影响最大的是中频干扰和镜像干扰。

## 五、实验步骤

1) 按照下面框图进行连线

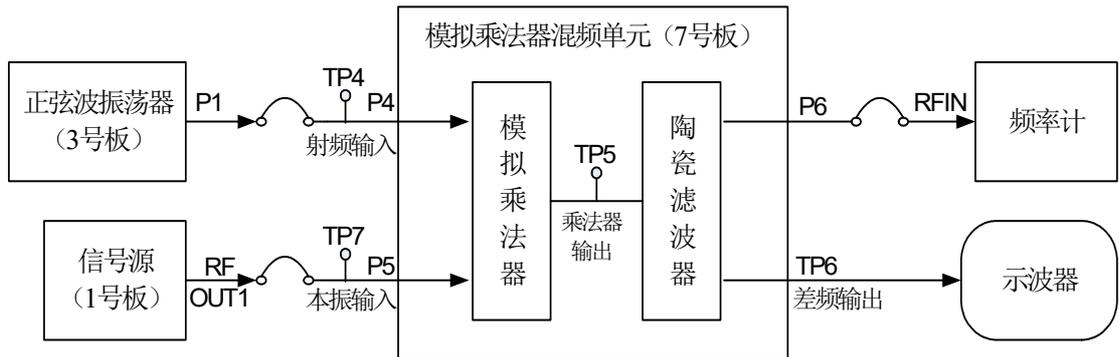


图 4-4 模拟乘法器混频连线框图

源端口	目的端口	连线说明
1 号板: RF OUT1 ( $V_{\text{本振 p-p}} = 600\text{mV}$ $f = 8.7\text{MHz}$ )	7 号板: P5	本振信号输入
3 号板: P1 ( $f_s = 4.2\text{MHz}$ )	7 号板: P4	射频信号输入
7 号板: P6	6 号板: P3	混频后信号输出

表 4-1 实验连线表

2) 将 3 号板上的 S1 拨为“01”，S2 拨为“01”调节 CC1，微调 3 号板 W2，使 7 号板 TP4 频率为 4.2MHz、幅度为 200mV。

3) 调节信号源模块使 RF OUT1 输出频率为 8.7MHz、峰峰值 600mv 的正弦波。

4) 用示波器观测 7 号板 TP5，观测乘法器输出波形。

5) 用示波器观测 7 号板的 TP6，观测经滤波处理后的混频输出。(注：滤波器为 4.5MHz 的带通滤波。)并读出频率计上的频率。

6) 改变本振信号电压幅度，用示波器观测，记录 TP6 处混频输出信号的幅值，并填入表 4-1。

$V_{\text{本振 p-p}}$ (mV)	200	300	400	500	600	700
$V_{\text{中频 p-p}}$ (mV)						

表 4-2 实验数据表

## 六、实验报告要求

- 1、整理实验数据，填写表格 4-2。
- 2、绘制步骤 3、4 中所观测到的波形图，并作分析。
- 3、归纳并总结信号混频的过程。

## 实验五 三点式正弦波振荡器

### 一、实验目的

- 1、掌握三点式正弦波振荡器电路基本原理，起振条件，振荡电路设计及电路参数计算。
- 2、通过实验掌握晶体管静态工作点、反馈系数大小、负载变化对起振和振荡幅度影响。
- 3、研究外界条件（温度、电源电压、负载变化）对振荡器频率稳定度的影响。

### 二、实验内容

- 1、熟悉振荡器模块各元件及其作用。
- 2、进行 LC 振荡器波段工作研究。
- 3、研究 LC 振荡器中静态工作点、反馈系数以及负载对振荡器的影响。
- 4、测试 LC 振荡器的频率稳定度。

### 三、实验仪器

1、模块 3	1 块
2、频率计模块	1 块
3、双踪示波器	1 台
4、万用表	1 块

### 四、基本原理

将开关 S1 的 1 拨下 2 拨上，S2 全部断开，由晶体管 N1 和 C3、C10、C11、C4、CC1、L1 构成电容反馈三点式振荡器的改进型振荡器——西勒振荡器，电容 CC1 可用来改变振荡频率。

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1(C_4 + CC_1)}}$$

振荡器的频率约为 4.5MHz（计算振荡频率可调范围）

振荡电路反馈系数

$$F = \frac{C_3}{C_3 + C_{11}} = \frac{220}{220 + 470} \approx 0.32$$

振荡器输出通过耦合电容 C5 (10PF) 加到由 N2 组成的射极跟随器的输入端, 因 C5 容量很小, 再加上射随器的输入阻抗很高, 可以减小负载对振荡器的影响。射随器输出信号经 N3 调谐放大, 再经变压器耦合从 P1 输出。

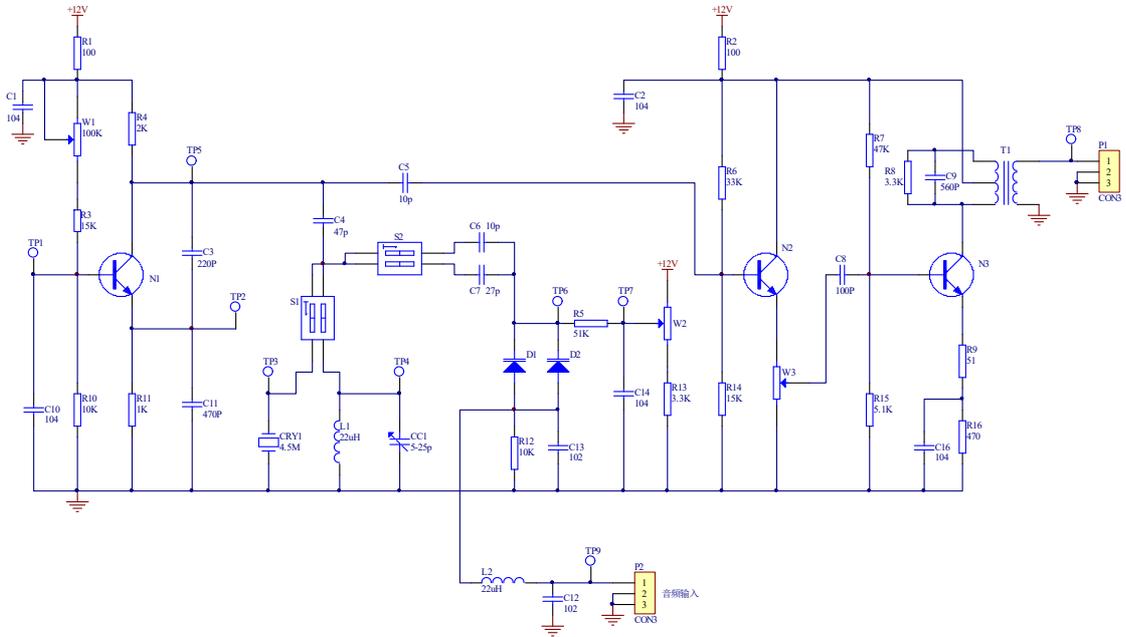


图 5-1 正弦波振荡器 (4.5MHz) (附录有大图)

注: 3 号模块上示意图由于空间的局限做了简化, 以电路图为准

## 五、实验步骤

- 1、根据图 5-1 在实验板上找到振荡器各零件的位置并熟悉各元件的作用。
- 2、研究振荡器静态工作点对振荡幅度的影响。
  - 1) 将开关 S1 拨为“01”, S2 拨为“00”, 构成 LC 振荡器。

- 2) 改变上偏置电位器 W1, 记下 N1 发射极电流  $I_{e0} (= \frac{V_e}{R_{I1}}$ ,  $R_{I1}=1K\Omega$ ) (将万用表红表

笔接 TP2, 黑表笔接地测量  $V_e$ ), 并用示波器测量对应点 TP4 (探头用×10 档) 的振荡幅度  $V_{TP4\text{ p-p}}$ , 填入表 5-1 中, 分析输出振荡电压和振荡管静态工作点的关系。

振荡状态	$V_{TP4\text{ p-p}}$	$I_{e0}$
起振		

停振	0	
振荡幅度最大		

表 5-1 起振条件测试表

分析思路：静态电流  $I_{CQ}$  会影响晶体管跨导  $g_m$ ，而增益和  $g_m$  是有关系的。在饱和状态下 ( $I_{CQ}$  过大)，管子电压增益  $A_V$  会下降，一般取  $I_{CQ} = (1 \sim 5 \text{mA})$  为宜。

### 3、测量振荡器输出频率范围

将频率计接于 P1 处，改变 CC1，用示波器从 TP8 观察波形及输出频率的变化情况，记录最高频率和最低频率填于 5-2 表中。

$f_{\max}$	
$f_{\min}$	

表 5-2 频率数据记载表

## 六、实验报告要求

1. 分析静态工作点、反馈系数  $F$  对振荡器起振条件和输出波形振幅的影响，并用所学理论加以分析。
2. 计算实验电路的振荡频率  $f_0$ ，并与实测结果比较。

## 实验六 晶体振荡器与压控振荡器

### 一、实验目的

- 1、掌握晶体振荡器与压控振荡器的基本工作原理。
- 2、比较 LC 振荡器和晶体振荡器的频率稳定度。

### 二、实验内容

- 1、熟悉振荡器模块各元件及其作用。
- 2、分析与比较 LC 振荡器与晶体振荡器的频率稳定度。
- 3、改变变容二极管的偏置电压，观察振荡器输出频率的变化。

### 三、实验仪器

- |         |     |
|---------|-----|
| 1、模块 3  | 1 块 |
| 2、频率计模块 | 1 块 |
| 3、双踪示波器 | 1 台 |
| 4、万用表   | 1 块 |

### 四、基本原理

1、晶体振荡器 将开关 S2 拨为“00”，S1 拨为“10”，由 N1、C3、C10、C11、晶体 CRY1 与 C4 构成晶体振荡器（皮尔斯振荡电路），在振荡频率上晶体等效为电感。

2、LC 压控振荡器（VCO）：将 S2 拨为“10”或“01”，S1 拨为“01”，则变容二极管 D1、D2 并联在电感 L1 两端。当调节电位器 W2 时，D1、D2 两端的反向偏压随之改变，从而改变了 D1 和 D2 的结电容  $C_j$ ，也就改变了振荡电路的等效电感，使振荡频率发生变化。

3、晶体压控振荡器：开关 S2 拨为“10”或“01”，S1 拨为“10”，就构成了晶体压控振荡器。

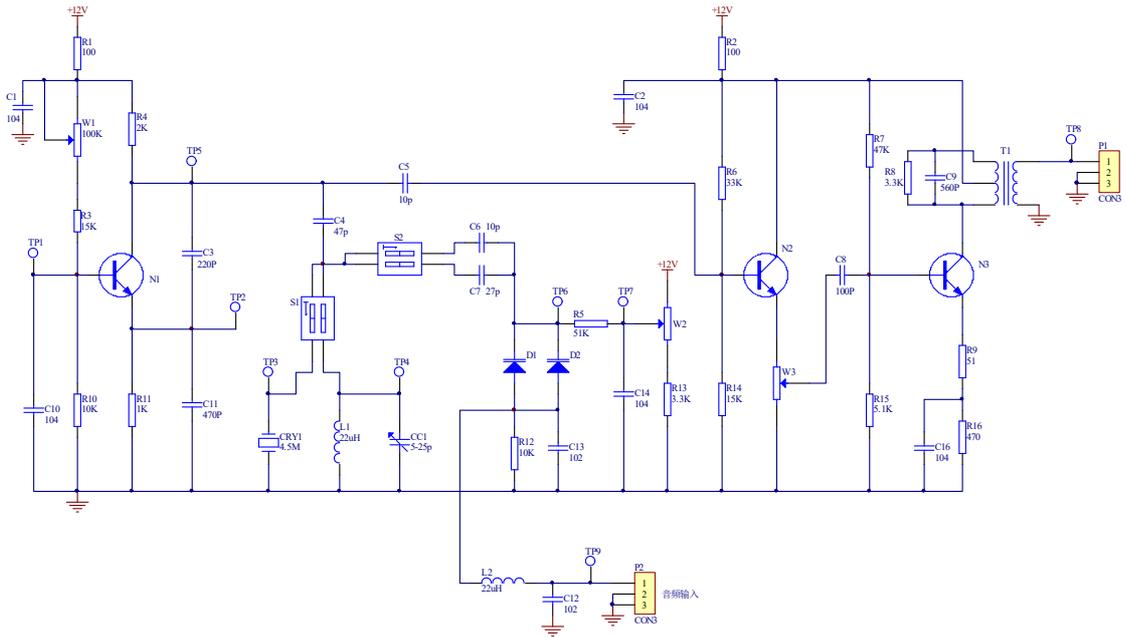


图 6-1 正弦波振荡器（4.5MHz）

## 五、实验步骤

1、（选做）温度对两种振荡器谐振频率的影响。

1) 将电路设置为 LC 振荡器（S1 设为“01”），在室温下记下振荡频率。（频率计接于 P1 处。）

2) 将加热的电烙铁靠近振荡管 N1，每隔 1 分钟记下频率的变化值。

3) 开关 S1 交替设为“01”（LC 振荡器）和“10”（晶体振荡器），并将数据记于表 6-1。

温度时间变化	室温	1 分钟	2 分钟	3 分钟	4 分钟	5 分钟
LC 振荡器 ( $f_1$ )						
晶体振荡器 ( $f_2$ )						

表 6-1 振荡器数据对比记载表

2、两种压控振荡器的频率变化范围比较

1) 将电路设置为 LC 压控振荡器（S1 设为“01”），频率计接于 P1，直流电压表接于 TP7。

2) 将 W2 调节从低阻值、中阻值、高阻值位置（即从左→中间→右顺时针旋转），分别

将变容二极管的反向偏置电压、输出频率记于下表中。

3) 将电路设置为晶体压控振荡器 (S1 拨为“10”), 重复步骤 2), 将测试结果填于下表。

W2 电阻值		W2 低阻值	W2 中阻值	W2 高阻值
$V_{D1}$ ( $V_{D2}$ )				
振荡	LC 压控振荡器 ( $f_1$ )			
频率	晶体压控振荡器 ( $f_2$ )			

表 6-2 阻值变化对振荡器的影响数据记载表

## 六、实验报告要求

- 1、比较所测数据结果, 结合新学理论进行分析。
- 2、晶体压控振荡器的缺点是频率控制范围很窄, 如何扩大其频率控制范围?

## 实验七 非线性丙类功率放大器实验

### 一、实验目的

- 1、了解丙类功率放大器的基本工作原理，掌握丙类放大器的调谐特性以及负载改变时的动态特性。
- 2、了解高频功率放大器丙类工作的物理过程以及当激励信号变化对功率放大器工作状态的影响。
- 3、比较甲类功率放大器与丙类功率放大器的特点
- 4、掌握丙类放大器的计算与设计方法。

### 二、实验内容

- 1、观察高频功率放大器丙类工作状态的现象，并分析其特点
- 2、测试丙类功放的调谐特性
- 3、测试丙类功放的负载特性
- 4、观察激励信号变化、负载变化对工作状态的影响

### 三、实验仪器

- |               |     |
|---------------|-----|
| 1、信号源模块       | 1 块 |
| 2、频率计模块       | 1 块 |
| 3、8 号板        | 1 块 |
| 4、双踪示波器       | 1 台 |
| 5、频率特性测试仪（可选） | 1 台 |
| 6、万用表         | 1 块 |

### 四、实验基本原理

放大器按照电流导通角  $\theta$  的范围可分为甲类、乙类、丙类及丁类等不同类型。功率放大器电流导通角  $\theta$  越小，放大器的效率  $\eta$  越高。



电路原理图如图 7-1 所示，该实验电路由两级功率放大器组成。其中 N3、T5 组成甲类功率放大器，工作在线性放大状态，其中 R14、R15、R16 组成静态偏置电阻。N4、T6 组成丙类功率放大器。R18 为射极反馈电阻，T6 为谐振回路，甲类功放的输出信号通过 R17 送到 N4 基极作为丙放的输入信号，此时只有当甲放输出信号大于丙放管 N4 基极—射极间的负偏压值时，N4 才导通工作。与拨码开关相连的电阻为负载回路外接电阻，改变 S1 拨码开关的位置可改变并联电阻值，即改变回路 Q 值。

下面介绍甲类功放和丙类功放的工作原理及基本关系式。

## 1、甲类功率放大器

### 1) 静态工作点

如图 7-1 所示，甲类功率放大器工作在线性状态，电路的静态工作点由下列关系式确定：

$$V_{EQ} = I_{EQ} R_{16}$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ}$$

$$V_{BQ} = V_{EQ} + 0.7V$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_{16}$$

### 2) 负载特性

如图 7-1 所示，甲类功率放大器的输出负载由丙类功放的输入阻抗决定，两级间通过变压器进行耦合，因此甲类功放的交流输出功率  $P_0$  可表示为：

$$P_0 = \frac{P'_H}{\eta_B}$$

式中， $P'_H$  为输出负载上的实际功率， $\eta_B$  为变压器的传输效率，一般为  $\eta_B = 0.75 \sim 0.85$

图 7-2 为甲类功放的负载特性。为获得最大不失真输出功率，静态工作点 Q 应选在交流负载线 AB 的中点，此时集电极的负载电阻  $R_H$  称为最佳负载电阻。集电极的输出功率  $P_C$  的表达式为：

$$P_C = \frac{1}{2} V_{cm} I_{cm} = \frac{1}{2} \frac{V_{cm}^2}{R_H}$$

式中,  $V_{cm}$  为集电极输出的交流电压振幅;  $I_{cm}$  为交流电流的振幅, 它们的表达式分别为:

$$V_{cm} = V_{CC} - I_{CQ}R_{L1} - V_{CES}$$

式中,  $V_{CES}$  称为饱和压降, 约 1V

$$I_{cm} \approx I_{CQ}$$

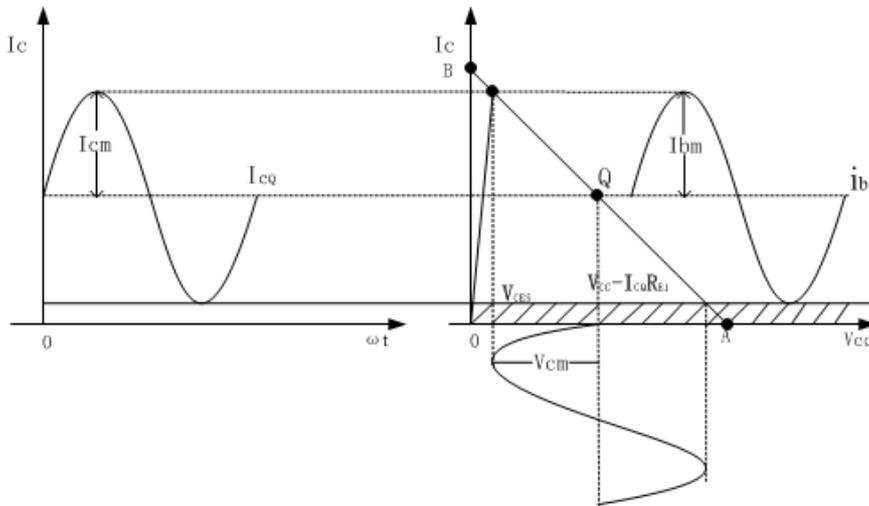


图 7-2 甲类功放的负载特性

如果变压器的初级线圈匝数为  $N_1$ , 次级线圈匝数为  $N_2$ , 则

$$\frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{\eta_B R_H}{R_H'}}$$

式中,  $R_H'$  为变压器次级接入的负载电阻, 即下级丙类功放的输入阻抗。

### 3) 功率增益

与电压放大器不同的是功率放大器有一定的功率增益, 对于图 7-1 所示电路, 甲类功率放大器不仅要为下一级功放提供一定的激励功率, 而且还要将前级输入的信号进行功率放大, 功率放大增益  $A_p$  的表达式为

$$A_p = \frac{P_o}{P_i}$$

其中,  $P_i$  为放大器的输入功率, 它与放大器的输入电压  $V_{im}$  及输入电阻  $R_i$  的关系为

$$V_{im} = \sqrt{2R_i P_i}$$

## 2、丙类功率放大器

### 1) 基本关系式

丙类功率放大器的基极偏置电压  $V_{BE}$  是利用发射极电流的直流分量  $I_{EO}$  ( $\approx I_{CO}$ ) 在射极电阻上产生的压降来提供的, 故称为自给偏压电路。当放大器的输入信号  $v_i(t)$  为正弦波时, 集电极的输出电流  $i_c(t)$  为余弦脉冲波。利用谐振回路 LC 的选频作用可输出基波谐振电压  $V_{c1}$ , 电流  $I_{c1}$ 。图 7-3 画出了丙类功率放大器的基极与集电极间的电流、电压波形关系。分析可得下列基本关系式:

$$V_{c1m} = I_{c1m} R_0$$

式中,  $V_{c1m}$  为集电极输出的谐振电压及基波电压的振幅;  $I_{c1m}$  为集电极基波电流振幅;  $R_0$  为集电极回路的谐振阻抗。

$$P_C = \frac{1}{2} V_{c1m} I_{c1m} = \frac{1}{2} I_{c1m}^2 R_0 = \frac{1}{2} \frac{V_{c1m}^2}{R_0}$$

式中,  $P_C$  为集电极输出功率

$$P_D = V_{CC} I_{CO}$$

式中,  $P_D$  为电源  $V_{CC}$  供给的直流功率;  $I_{CO}$  为集电极电流脉冲  $i_c$  的直流分量。

放大器的效率  $\eta$  为

$$\eta = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{c1m}}{V_{CC}} \cdot \frac{I_{c1m}}{I_{CO}}$$

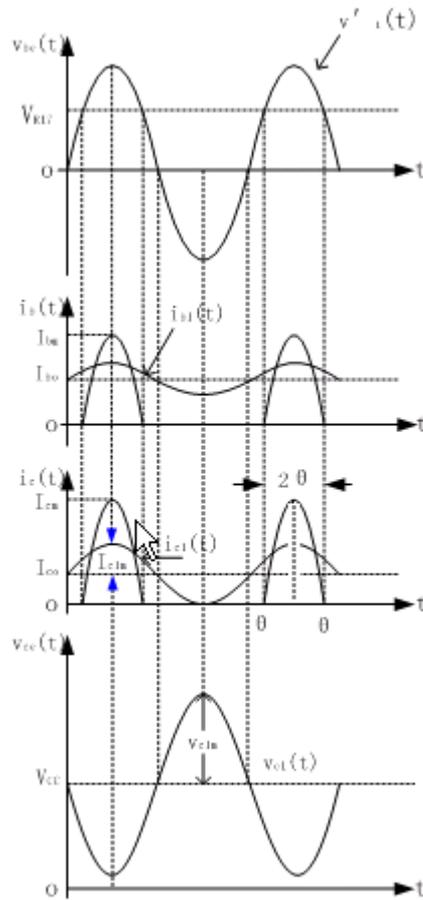


图 7-3 丙类功放的基极/集电极电流和电压波形

## 2) 负载特性

当放大器的电源电压  $+V_{CC}$ ，基极偏压  $V_b$ ，输入电压(或称激励电压)  $V_{sm}$  确定后，如果电流导通角选定，则放大器的工作状态只取决于集电极回路的等效负载电阻  $R_q$ 。谐振功率放大器的交流负载特性如图 7-4 所示。

由图可见，当交流负载线正好穿过静态特性转移点 A 时，管子的集电极电压正好等于管子的饱和压降  $V_{CES}$ ，集电极电流脉冲接近最大值  $I_{cm}$ 。

此时，集电极输出的功率  $P_C$  和效率  $\eta$  都较高，此时放大器处于临界工作状态。 $R_q$  所对应的值称为最佳负载电阻，用  $R_0$  表示，即

$$R_0 = \frac{(V_{CC} - V_{CES})^2}{2P_0}$$

当  $R_q < R_0$  时，放大器处于欠压状态，如 C 点所示，集电极输出电流虽然较大，但集电极电压较小，因此输出功率和效率都较小。当  $R_q > R_0$  时，放大器处于过压状态，如 B 点所示，集电极电压虽然比较大，但集电极电流波形有凹陷，因此输出功率较低，但效率较高。为了兼顾输出功率和效率的要求，谐振功率放大器通常选择在临界工作状态。判断放大器是否为临界工作状态的条件是：

$$V_{CC} - V_{cm} = V_{CES}$$

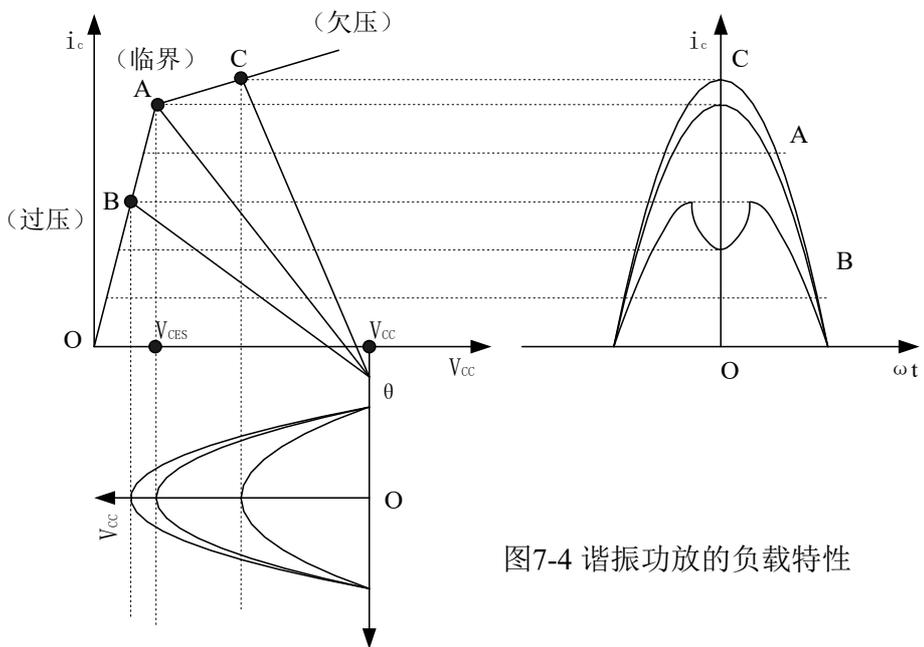


图7-4 谐振功放的负载特性

## 五、实验步骤

1、按图 7-5 所示进行连线。

源端口	目的端口	连线说明
信号源：RF OUT1 ( $V_{i(p-p)}=300\text{mV}$ $f=10.7\text{MHz}$ )	8 号板：P5	射频信号输入
信号源：RF OUT2	频率计：P3	频率计实时观察输入频率

表 7-1 实验连线表

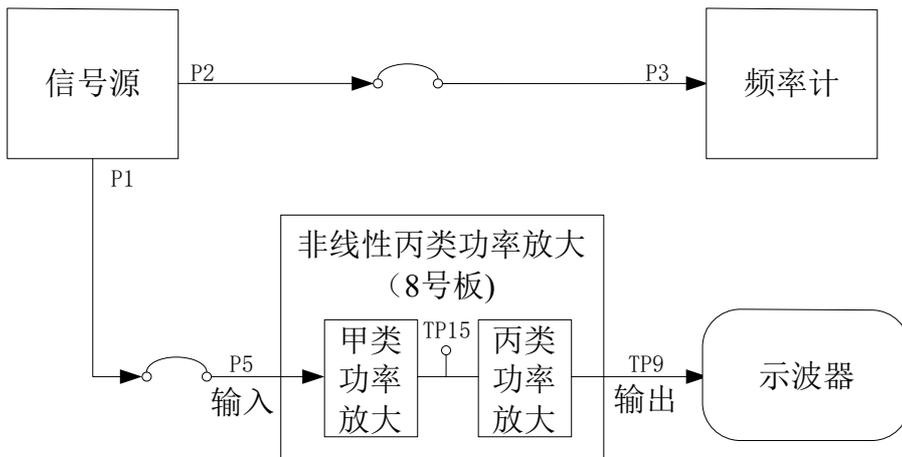


图 7-5 非线性丙类功率放大电路连线框图

2、在 8 号模块的前置放大电路输入端 P5 处输入频率  $f = 10.7\text{MHz}$  (测试点 TP7,  $V_{\text{TP7 p-p}} \approx 300\text{mV}$ ) 的高频正弦信号, 调节中周 T5, 使 TP15 处信号峰峰值约为 3.5V。调节 T6, 使 TP9 幅度最大。

### (1) 调谐特性的测试

将 S1 设为 “0000”, 以 0.5MHz 为步进从 9MHz~15MHz 改变输入信号频率, 记录 TP9 处的输出幅度, 填入表 7-1。

$f_i$	9MHz	9.5MHz	10MHz	10.5MHz	11MHz	11.5MHz	12MHz
$V_{o(\text{p-p})}$							

表 7-2 调谐特性测试数据记载表

### (2) 负载特性的测试

将信号源调至 10.7MHz, RF 幅度为峰峰值 300mV。8 号板负载电阻转换开关 S1(第 4 位没用到)依次拨为 “1110”, “0110” 和 “0100”, 用示波器观测相应的  $V_c$  (TP9 处观测) 值和  $V_e$  (TP8 处观测) 值, 描绘相应的  $i_e$  波形, 分析负载对工作状态的影响。表中的  $R_{19}=18\Omega$ ,  $R_{20}=51\Omega$ ,  $R_{21}=100\Omega$ 。

等效负载	$R_{19} // R_{20} // R_{21}$	$R_{20} // R_{21}$	$R_{20}$
$R_L(\Omega)$			

$V_{cP-P}(V)$			
$V_{eP-P}(V)$			
$i_e$ 的波形			

 表 7-3 负载特性测试数据记载表 ( $f = 10.7\text{MHz}$   $V_{CC} = 5V$ )

### 3、观察激励电压变化对工作状态的影响

先调节信号源“RF 幅度旋钮”，使 TP8 为对称的凹陷波形。然后由大到小或者从小到大地改变输入信号的幅度，用示波器观察 TP8，即  $i_e$  波形的变化（观测  $i_e$  波形即观测  $v_e$  波形， $I_e = V_e/R_{18}$ ）。

## 六、实验报告要求

- 1、整理实验数据，并填写表 7-2、7-3。
- 2、对实验参数和波形进行分析，说明输入激励电压、负载电阻对工作状态的影响。
- 3、分析丙类功率放大器的特点。

## 实验八 线性宽带功率放大器

### 一、实验目的

了解线性宽带功率放大器工作状态的特点

### 二、实验内容

- 1、了解线性宽带功率放大器工作状态的特点
- 2、掌握线性功率放大器的幅频特性

### 三、实验仪器

- |           |     |
|-----------|-----|
| 1、信号源模块   | 1 块 |
| 2、频率计模块   | 1 块 |
| 3、8 号板    | 1 块 |
| 4、双踪示波器   | 1 台 |
| 5、扫频仪（可选） | 1 台 |
| 6、万用表     | 1 块 |

### 四、实验原理及实验电路说明

#### 1、传输线变压器工作原理

现代通信的发展趋势之一是在宽波段工作范围内能采用自动调谐技术，以便于迅速转换工作频率。为了满足上述要求，可以在发射机的中间各级采用宽带高频功率放大器，它不需要调谐回路，就能在很宽的波段范围内获得线性放大。但为了只输出所需的工作频率，发射机末级（有时还包括末前级）还是要采用调谐放大器。当然，所付出的代价是输出功率和功率增益都降低了。因此，一般来说，宽带功率放大器适用于中、小功率级。对于大功率设备来说，可以采用宽带功放作为推动级同样也能节约调谐时间。

最常见的宽带高频功率放大器是利用宽带变压器做耦合电路的放大器。宽带变压器有两种形式：一种是利用普通变压器的原理，只是采用高频磁芯，可工作到短波波段；另一种是利用传输线原理和变压器原理二者结合的所谓传输线变压器，这是最常用的一种宽带变压器。

传输线变压器它是将传输线(双绞线、带状线或同轴电缆等)绕在高导磁芯上构成的，以传

输线方式与变压器方式同时进行能量传输。

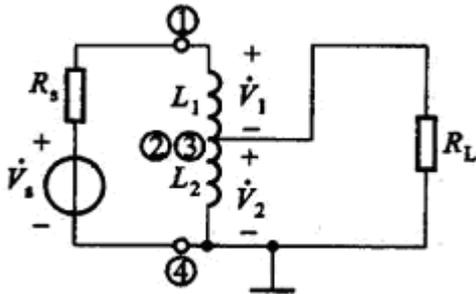


图8-2 传输线变压器等效电路图

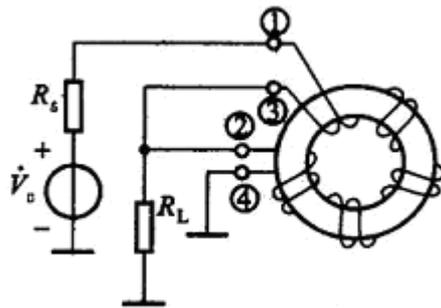


图8-1 传输线变压器连接示意图

图 8-1 为 4: 1 传输线变压器。图 8-2 为传输线变压器的等效电路图。普通变压器上、下限频率的扩展方法是相互制约的。为了扩展下限频率，就需要增大初级线圈电感量，使其在低频段也能取得较大的输入阻抗，如采用高磁导率的高频磁芯和增加初级线圈的匝数，但这样做将使变压器的漏感和分布电容增大，降低了上限频率；为了扩展上限频率，就需要减小漏感和分布电容，如采用低磁导率的高频磁芯和减少线圈的匝数，但这样做又会使下限频率提高。把传输线的原理应用于变压器，就可以提高工作频率的上限，并解决带宽问题。传输线变压器有两种工作方式：一种是按照传输线方式来工作，即在它的两个线圈中通过大小相等、方向相反的电流，磁芯中的磁场正好相互抵消。因此，磁芯没有功率损耗，磁芯对传输线的工作没有什么影响。这种工作方式称为传输线模式。另一种是按照变压器方式工作，此时线圈中有激磁电流，并在磁芯中产生公共磁场，有铁芯功率损耗。这种方式称为变压器模式。传输线变压器通常同时存在着这两种模式，或者说，传输变压器正是利用这两种模式来适应不同的功用的。

当工作在低频段时，由于信号波长远大于传输线长度，分布参数很小，可以忽略，故变压器方式起主要作用。由于磁芯的磁导率很高，所以虽然传输线段短也能获得足够大的初级电感量，保证了传输线变压器的低频特性较好。

当工作在高频段时，传输线方式起主要作用，由于两根导线紧靠在一起，所以导线任意长度处的线间电容在整个线长上是均匀分布的，如图 8-3 所示。也由于两根等长的导线同时绕在一个高  $\mu$  磁芯上，所以导线上每一线段  $\Delta l$  的电感也是均匀分布在整個线长上的，这是一种分布参数电路，可以利用分布参数电路理论分析，这里简单说明其工作原理。如果考虑到

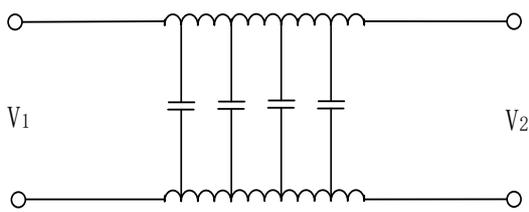


图8-3传输线变压器高频段等效电路图

线间的分布电容和导线电感，将传输线看作是由许多电感、电容组成的耦合链。当信号源加于电路的输入端时，信源将向电容 C 充电，使 C 储能，C 又通过电感放电，使电感储能，即电能变为磁能。然后，电感又与后面的电容进行能量交换，即磁能转换为电能。再往后电容与后面的电感进行能量交换，如此往复不已。输入信号就以电磁能交换的形式，自始端传输到终端，最后被负载所吸收。由于理想的电感和电容均不损耗高频能量，因此，如果忽略导线的欧姆损耗，和导线间的介质损耗，则输出端能量将等于输入端的能量。即通过传输线变压器，负载可以取得信源供给的全部能量。因此，传输线变压器有很宽的带宽。

## 2、实验电路组成

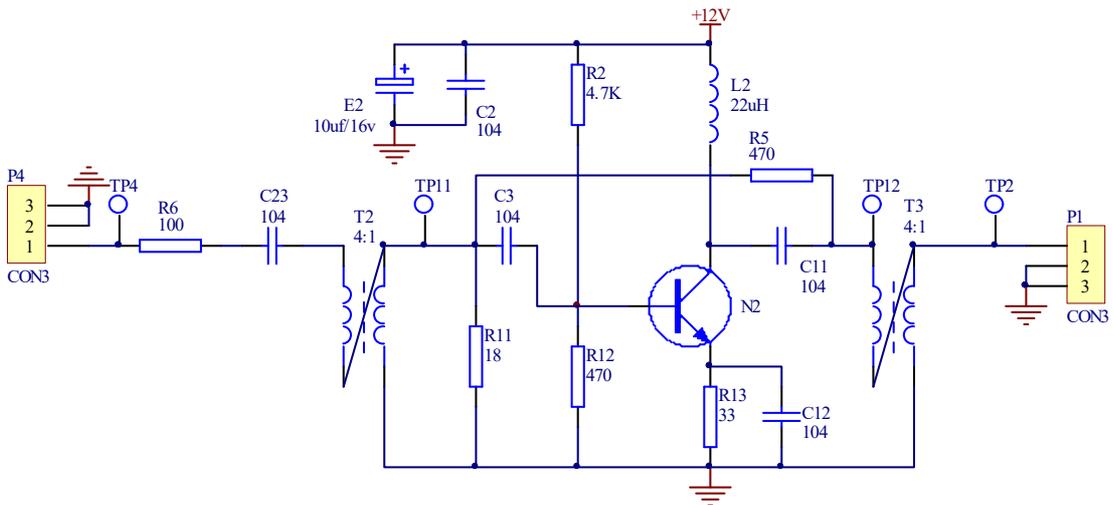


图 8-4 线性宽带功率放大

本实验单元模块电路如图 8-4 所示。该实验电路由两级传输线变压器 T2、T3 及以 N2 为核心的甲类功放组成。其中 T2、T3 的传输比都为 4:1，R2、R12 组成甲类功放的静态偏置电阻。R5 为本级交流负反馈电阻，展宽频带，改善非线性失真。

## 五、实验步骤

1、连线框图如图 8-5 所示

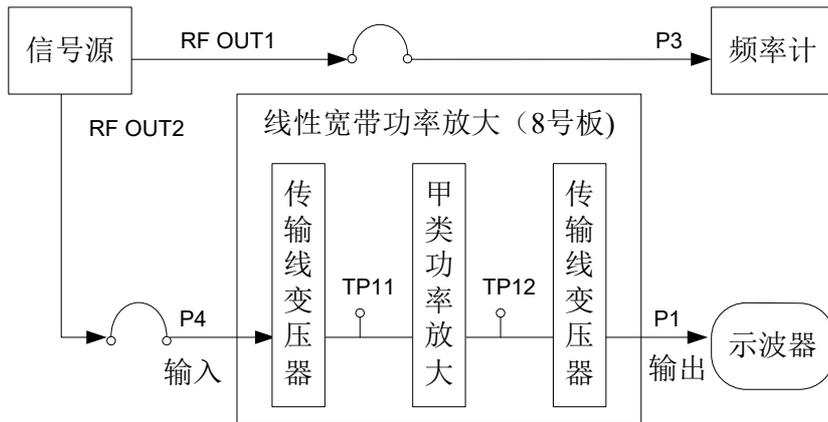


图 8-5 线性宽带功率放大电路连线框图

源端口	目的端口	连线说明
信号源：RF OUT1	8 号板：P4	射频信号输入
信号源：RF OUT2	频率计：P3	频率计实时观察输入频率

表 8-1 实验连线表

2、对照电路图 8-4，了解实验板上各元件的位置与作用。

### (1) 测量电压增益 $A_v$

在 P4 输入频率为 10.7MHz,  $V_{p-p}=200\text{mV}$  的高频信号,用示波器测输入信号的峰峰值(TP4 处观察),再测输出信号的峰峰值 (TP2 处观察),则电压增益为输出、输入峰值之比。

### (2) 通频带的测量

(需使用扫频仪)将扫频仪的频标设置为 10MHz/1MHz 档位,调节扫频宽度使相邻两个频标在横轴上占有适当的格数,输入信号适当衰减,将扫频仪射频输出端送入电路输入端 P4 处,电路输出端 P1 接至扫频仪检波器输入端,调节输出衰减和 Y 轴增益,使谐振特性曲线在纵轴占有有一定高度,读出其曲线下降 3dB 处对称点的带宽。

$$BW=2\Delta f_{0.7}=f_H-f_L$$

并画出幅频特性曲线(注此电路增益较大,扫频仪输出、输入信号都要适当衰减)。

### (3) 频率特性的测量

将峰峰值 200mV 左右的高频信号从 P4 处送入,以 1 MHz 步进将信号源频率从 5MHz 调到 20 MHz,记录 TP2 处输出波形幅度  $V_{o(p-p)}$ 。自行设计表格,将数据填入表格中。

## 六、实验报告要求

- 1、写明实验目的。计算静态工作点，与实验实测结果比较。
- 2、整理实验数据，对照电路图分析实验原理。
- 3、在坐标纸上画出线性功率放大器的幅频特性。

## 实验九 集电极调幅实验

### 一、实验目的

- 1、掌握用晶体三极管进行集电极调幅的原理和方法。
- 2、研究已调波与调制信号及载波信号的关系。
- 3、掌握调幅系数的测量与计算的方法。

### 二、实验内容

- 1、丙类功放工作状态与集电极调幅的关系。
- 2、观察调幅波，观察改变调幅度，输出波形的变化，并计算调幅度。

### 三、实验仪器

- |         |     |
|---------|-----|
| 1、信号源模块 | 1 块 |
| 2、频率计模块 | 1 块 |
| 3、8 号板  | 1 块 |
| 4、双踪示波器 | 1 台 |
| 5、万用表   | 1 块 |

### 四、实验原理与实验电路

#### 1、集电极调幅的工作原理

集电极调幅就是用调制信号来改变高频功率放大器的集电极直流电源电压，以实现调幅。

它的基本电路如图 9-1 所示。

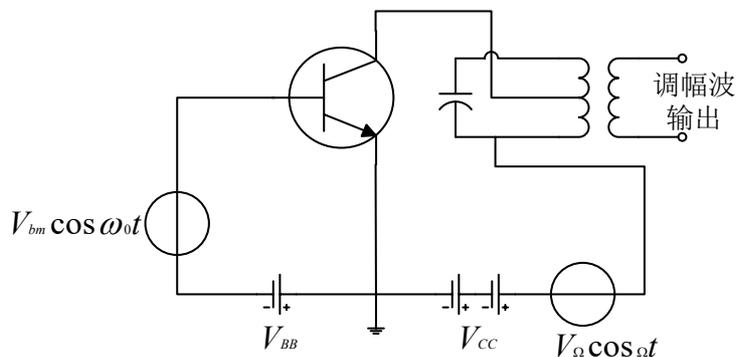


图 9-1 集电极调幅的基本过程

由图可知，低频调制信号  $V_{\Omega} \cos \omega t$  与直流电源  $V_{CC}$  相串联，因此放大器的有效集电极电源电压等于上述两个电压之和，它随调制信号波形而变化。因此，集电极的回路输出高频电压振幅将随调制信号的波形而变化。于是得到调幅波输出。

图 9-2 (a) 为  $I_{c1m}$ 、 $I_{CO}$  随  $V_{CC}$  而变化的曲线。由于  $P_D = V_{CC} I_{CO}$ ， $P_0 = \frac{1}{2} I_{c1m}^2 R_P \propto I_{c1m}^2$ ， $P_C = P_D - P_0$ ，因而可以从已知的  $I_{CO}$ 、 $I_{c1m}$  得出  $P_D$ 、 $P_0$ 、 $P_C$  随  $V_{CC}$  变化的曲线，如图 9-2(b) 所示。由图可以看出，在欠压区， $V_{CC}$  对  $I_{c1m}$  与  $P_0$  的影响很小。但集电极调幅作用时通过改变  $V_{CC}$  来改变  $I_{c1m}$  与  $P_0$  才能实现的。因此，在欠压区不能获得有效的调幅作用，必须工作在过压区，才能产生有效的调幅作用。

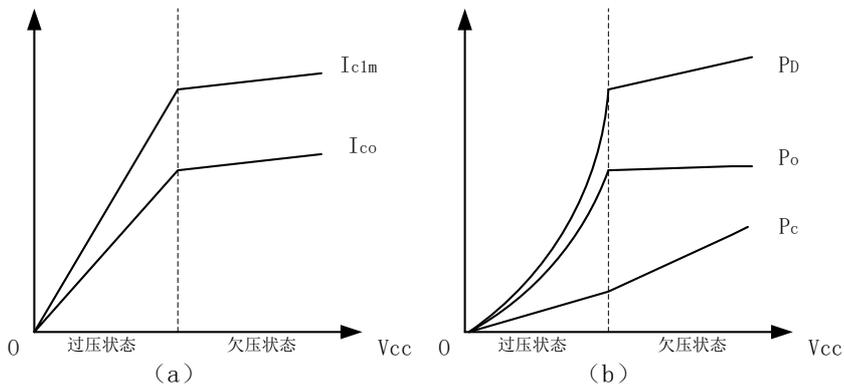


图9-2  $V_{CC}$ 对工作状态的影响

集电极调幅的集电极效率高，晶体管获得充分的应用，这是它的主要优点。其缺点是已调波的边频带功率  $P_{\omega_0 \pm \Omega}$  由调制信号供给，因而需要大功率的调制信号源。

## 2、实验电路

实验电路图如图 9-4 所示（见本实验后）。N3、T5、C17 等组成甲类功放，高频信号从 P5 输入。N4、T6、C19 等组成丙类功放，音频信号从 P7 输入，经集成运放 LM386 放大之后通过变压器 T4 感应到次级，该音频电压  $v_{\Omega}(t)$  与电源电压  $V_{CC}$  串联，构成 N4 管的等效电源电压  $v_{CC}(t) = V_{CC} + v_{\Omega}(t)$ ，在调制过程中  $v_{CC}(t)$  随调制信号  $v_{\Omega}(t)$  的变化而变化。如果要求集电极输出回路产生随调制信号  $v_{\Omega}(t)$  规律变化的调幅电压，则应要求集电极电流的基波分量  $I_{c1}$ 、

集电极输出电压  $v_c(t)$  随  $v_\Omega(t)$  而变化。由振荡功放的理论可知，应使 N4 放大器在  $v_{CC}(t)$  的变化范围内工作在过压区，此时输出信号的振幅值就等于电源供电电压  $v_{CC}(t)$ ；如果输出回路调谐在载波角频率  $\omega_0$  上，则输出信号为：

$$v_c(t) = v_{CC}(t) \cos \omega_0 t = (V_{CC} + V_0 \cos \omega_0 t) \cos \omega_0 t$$

从而实现了高电平调幅。

判断功放的三种工作状态的方法：

临界状态  $V_{CC} - V_{cm} = V_{CES}$

欠压状态  $V_{CC} - V_{cm} > V_{CES}$

过压状态  $V_{CC} - V_{cm} < V_{CES}$

式中， $V_{cm}$  为各集电极输出电压的幅度， $V_{CES}$  为晶体管饱和压降。

$$\text{调幅度 } m_a = \frac{V_{\max} - V_{\min}}{V_{\max} + V_{\min}}$$

## 五、实验步骤

1、按框图 9-3 所示进行连线。

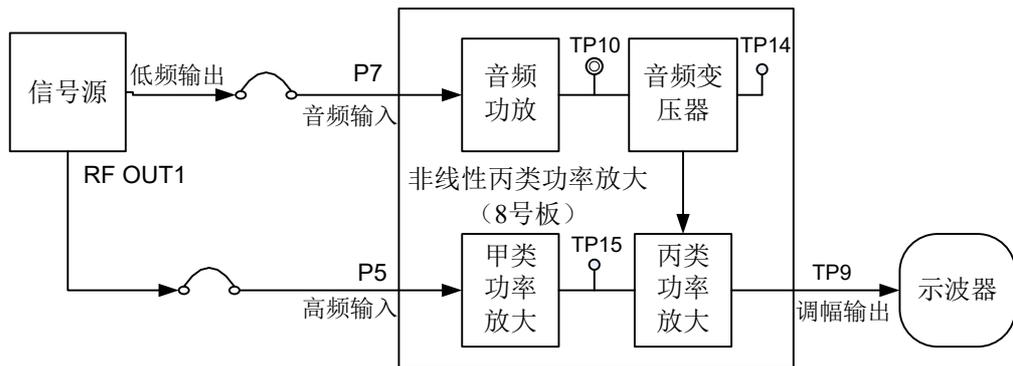


图 9-3 集电极调幅连线框图

源端口	目的端口	连线说明
信号源：RF OUT1 $(V_{H(p-p)} = 500\text{mV} \quad f = 10.7\text{MHz})$	8 号板：P5	高频信号输入
信号源：低频输出 $(V_{L(p-p)} = 100\text{mV} \quad \text{频率 } 2\text{KHz 左右})$	8 号板：P7	音频信号输入

表 9-1 实验连线表

2、从 P5 处输入  $V_{H(p-p)}=500\text{mV}$ ,  $f=10.7\text{MHz}$  高频信号 (在 TP7 处观察), 首先调节 T5 使 TP15 处波形最大, 再调节 T6 使 TP9 输出波形最大。

3、将信号源提供  $V_{L(P-P)}=100\text{mV}$  频率 2KHz 左右的正弦波信号接至 P7 处 (在 TP5 处观察), 将拨码开关 S1 拨为 “0100”, 从 TP9 处观察输出波形。

4、使 N4 管分别处于欠压状态 (S1 拨为 “1110”) 和过压状态 (S1 拨为 “0000”), 在 TP9 处观察调幅波形, 并计算过压状态下的调幅度。

5、改变音频信号的输入电压, 观察调幅波变化。

## 六、实验报告要求

- 1、记录实验模块序号
- 2、分析集电极调幅为何要选择到过压状态
- 3、分析调幅度与音频信号振幅的关系

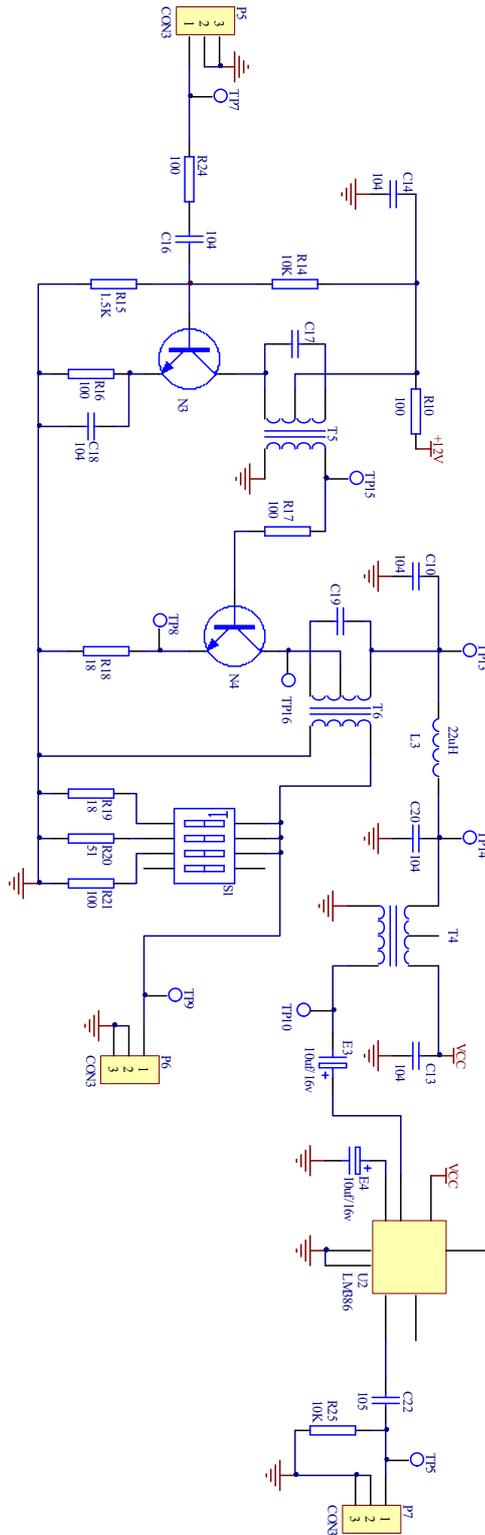


图 9-4 集电极调幅

## 实验十 模拟乘法器调幅（AM、DSB、SSB）

### 一、实验目的

- 1、掌握用集成模拟乘法器实现全载波调幅、抑制载波双边带调幅和音频信号单边带调幅的方法。
- 2、研究已调波与调制信号以及载波信号的关系。
- 3、掌握调幅系数的测量与计算方法。
- 4、通过实验对比全载波调幅、抑制载波双边带调幅和单边带调幅的波形。
- 5、了解模拟乘法器（MC1496）的工作原理，掌握调整与测量其特性参数的方法。

### 二、实验内容

- 1、实现全载波调幅，改变调幅度，观察波形变化并计算调幅度。
- 2、实现抑制载波的双边带调幅波。
- 3、实现单边带调幅。

### 三、实验仪器

1、信号源模块	1 块
2、频率计模块	1 块
3、4 号板	1 块
4、双踪示波器	1 台
5、万用表	1 块

### 四、实验原理及实验电路说明

幅度调制就是载波的振幅（包络）随调制信号参数变化而变化。本实验中载波是由高频信号源产生的 465KHz 高频信号，1KHz 的低频信号为调制信号。振幅调制器即为产生调幅信号的装置。

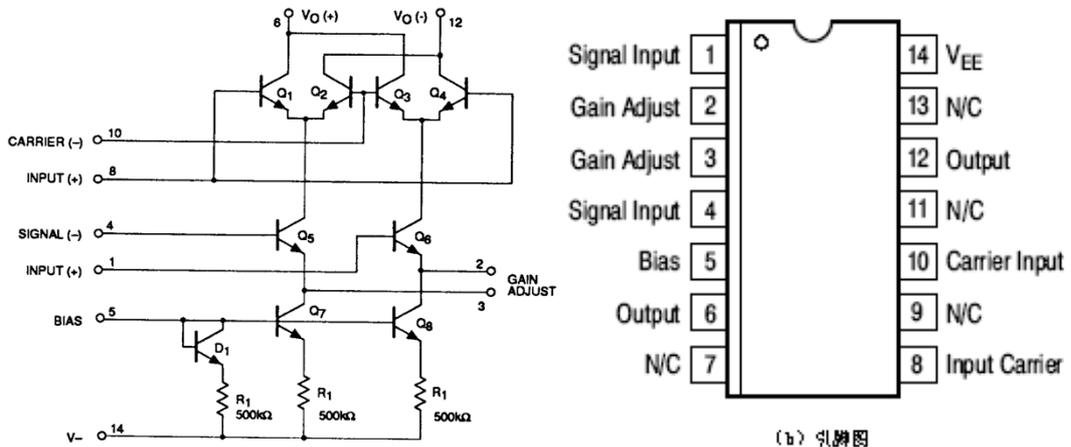
#### a) 集成模拟乘法器的内部结构

集成模拟乘法器是完成两个模拟量（电压或电流）相乘的电子器件。在高频电子线路中，振幅调制、同步检波、混频、倍频、鉴频、鉴相等调制与解调的过程，均可视为两个信号相

乘或包含相乘的过程。采用集成模拟乘法器实现上述功能，比采用分离器件如二极管和三极管要简单得多，而且性能优越。所以目前无线通信、广播电视等方面应用较多。集成模拟乘法器常见产品有 BG314、F1595、F1596、MC1495、MC1496、LM1595、LM1596 等。

### 1) MC1496 的内部结构

在本实验中采用集成模拟乘法器 MC1496 来完成调幅作用。MC1496 是四象限模拟乘法器，其内部电路图和引脚图如图 10-1 所示。其中 Q1、Q2 与 Q3、Q4 组成双差分放大器，以反极性方式相连接，而且两组差分对的恒流源 Q5 与 Q6 又组成一对差分电路，因此恒流源的控制电压可正可负，以此实现了四象限工作。Q7、Q8 为差分放大器 Q5 与 Q6 的恒流源。



(a) 内部结构图

(b) 引脚图

图 10-1 MC1496 的内部电路及引脚图

### 2) 静态工作点的设定

#### (1) 静态偏置电压的设置

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。

#### (2) 静态偏置电流的确定

静态偏置电流主要由恒流源  $I_0$  的值来确定。

当器件为单电源工作时，引脚 14 接地，5 脚通过一电阻  $R$  接正电源  $+V_{CC}$  由于  $I_0$  是  $I_5$  的镜像电流，所以改变  $R$  可以调节  $I_0$  的大小，即

$$I_0 \approx I_5 = \frac{V_{CC} - 0.7V}{R + 500}$$

当器件为双电源工作时，引脚 14 接负电源 $-V_{ee}$ ，5 脚通过一电阻  $R$  接地，所以改变  $R$  可以调节  $I_0$  的大小，即

$$I_0 \approx I_5 = \frac{V_{ee} - 0.7V}{R + 500}$$

根据 MC1496 的性能参数，器件的静态电流应小于 4mA，一般取  $I_0 \approx I_5 = 1\text{mA}$ 。在本实验电路中  $R$  用 6.8K $\Omega$  的电阻 R15 代替。

## 2、实验电路说明

用 MC1496 集成电路构成的调幅器电路图如图 10-2（见本实验后）所示。图中 W1 用来调节引出脚 1、4 之间的平衡，器件采用双电源方式供电（+12V，-8V），所以 5 脚偏置电阻 R15 接地。电阻 R1、R2、R4、R5、R6 为器件提供静态偏置电压，保证器件内部的各个晶体管工作在放大状态。载波信号加在 V1-V4 的输入端，即引脚 8、10 之间；载波信号  $V_C$  经高频耦合电容 C1 从 10 脚输入，C2 为高频旁路电容，使 8 脚交流接地。调制信号加在差动放大器 V5、V6 的输入端，即引脚 1、4 之间，调制信号  $v_\Omega$  经低频耦合电容 C5 从 1 脚输入。2、3 脚外接 1K $\Omega$  电阻，以扩大调制信号动态范围。当电阻增大，线性范围增大，但乘法器的增益随之减小。已调制信号取自双差动放大器的两集电极（即引出脚 6、12 之间）输出。

## 五、实验步骤

1、连线框图如图 10-3 所示

源端口	目的端口	连线说明
信号源：RF OUT1 ( $V_{H(P-P)} = 600\text{mV}$ $f = 465\text{KHz}$ )	4 号板：P1	载波输入
信号源：低频输出 ( $V_{L(P-P)} = 100\text{mV}$ 频率 2KHz 左右)	4 号板：P3	音频输入

表 10-1 实验连线表

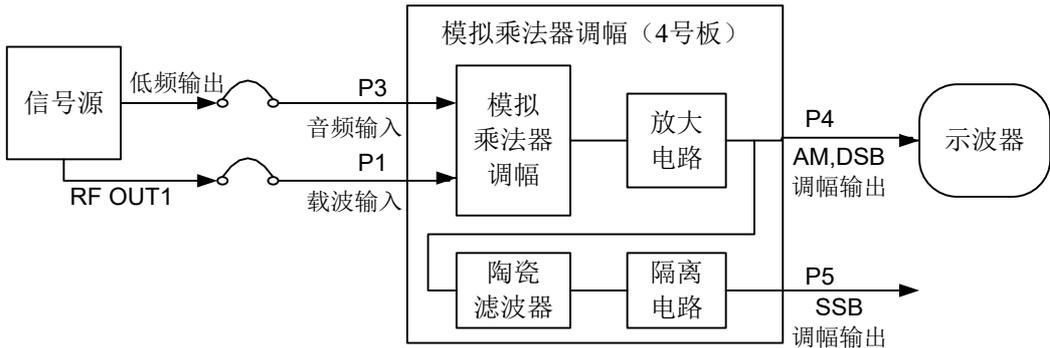


图 10-3 模拟乘法器调幅连线框图

注：4 号模块上由于丝印空间的局限省略了“放大电路”部分。

### (1) 抑制载波振幅调制：

1) 先从 P1 端输入载波信号，（注意，此时音频输入 P3 端口暂不输入音频信号。）调节平衡电位器 W1，使输出信号  $v_o(t)$ （TP6）中载波输出幅度最小（此时表明载波已被抑制，乘法器 MC1496 的 1、4 脚电压相等）。

2) 再从 P3 端输入音频信号（正弦波），观察 TP6 处输出的抑制载波的调幅信号。适当调节 W2 改变 TP6 输出波形的幅度。将音频信号的频率调至最大，可从时域上观测到较清晰的抑制载波调幅波，如图 10-4 所示。

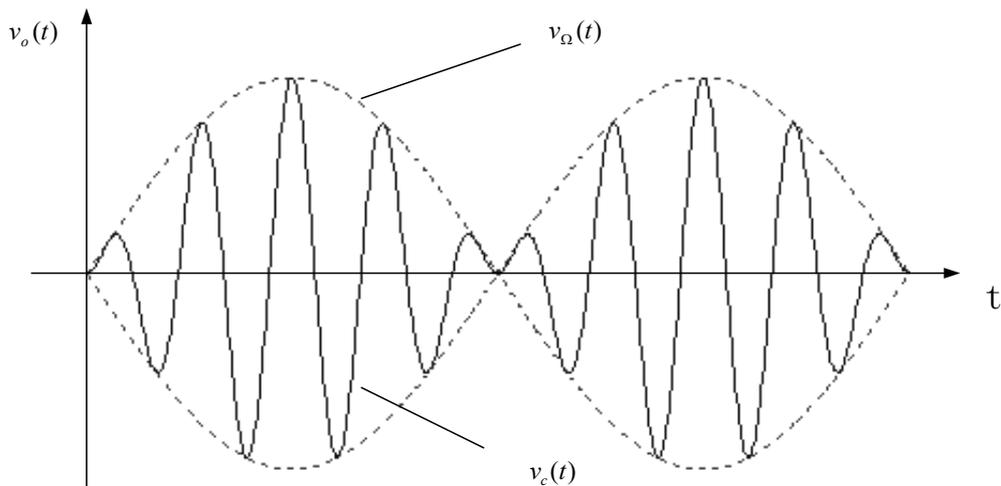


图 10-4 抑制载波调幅波形

## (2) 全载波振幅调制:

1) 先将 P1 端输入载波信号, 调节电位器 W1, 使输出信号  $v_o(t)$  (TP6) 中有载波输出 (此时  $V_1$  与  $V_4$  不相等, 即 MC1496 的 1、4 脚电压差不为 0)。

2) 再从 P3 端输入音频信号 (正弦波), TP6 最后出现如图 10-5 所示的有载波调幅信号的波形, 记下 AM 波对应  $V_{\max}$  和  $V_{\min}$ , 并计算调幅度  $m$ 。适当调节电位器 W1 改变调制度, 观察 TP6 输出波形的变化情况, 再记录 AM 波对应的  $V_{\max}$  和  $V_{\min}$ , 并计算调幅度  $m$ 。适当改变音频信号的幅度, 观察调幅信号的变化。

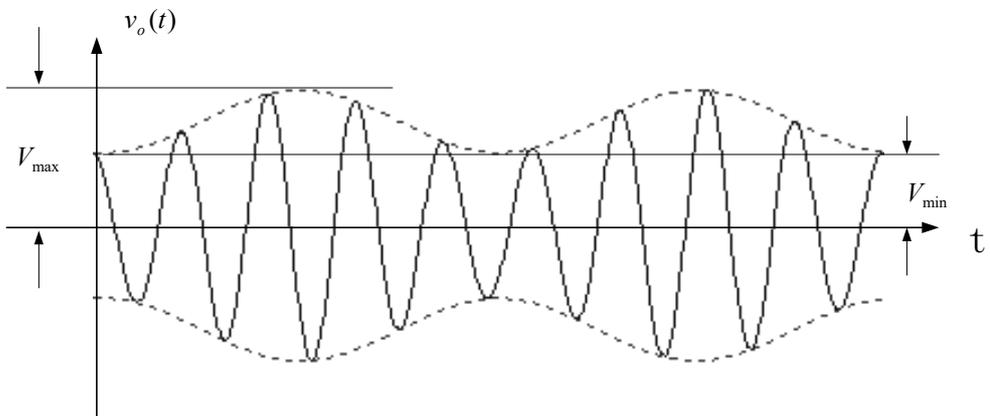


图 10-5 普通调幅波波形

## (3) 抑制载波单边带振幅调制:

1) 先调节电位器 W1, 使 TP6 处输出抑制载波调幅信号, 再将音频信号频率调到 10KHz 左右, 从 P5 (TP7) 处观察输出的抑制载波单边带的时域波形。用频谱分析仪或示波器的 FFT 功能, 从频域角度观测 TP7。

2) 比较全载波调幅、抑制载波双边带调幅和抑制载波单边带调幅的波形。

## 六、实验报告要求

1、整理实验数据, 画出实验波形。

2、画出调幅实验中  $m=30\%$ 、 $m=100\%$ 、 $m > 100\%$  的调幅波形, 分析过调幅的原因。

3、画出当改变 W1 时能得到几种调幅波形, 分析其原因。

4、画出全载波调幅波形、抑制载波双边带调幅波形及抑制载波的单边带调幅波形, 比较三者区别。

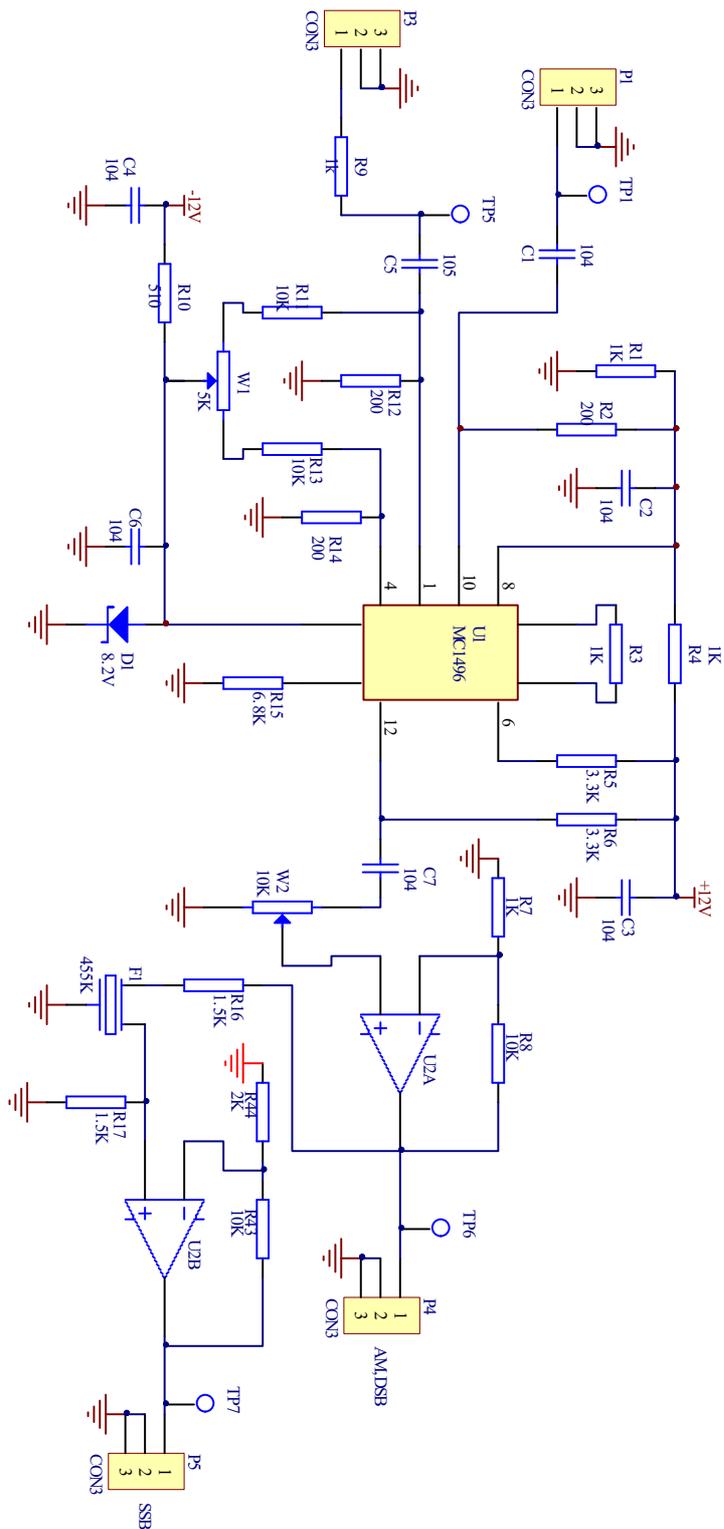


图 10-2 模拟乘法器调幅

## 实验十一 包络检波及同步检波实验

### 一、实验目的

- 1、进一步了解调幅波的原理，掌握调幅波的解调方法。
- 2、掌握二极管峰值包络检波的原理。
- 3、掌握包络检波器的主要质量指标，检波效率及各种波形失真的现象，分析产生的原因并思考克服的方法。
- 4、掌握用集成电路实现同步检波的方法。

### 二、实验内容

- 1、完成普通调幅波的解调。
- 2、观察抑制载波的双边带调幅波的解调。
- 3、观察普通调幅波解调中的对角切割失真，底部切割失真以及检波器不加高频滤波时的现象。

### 三、实验仪器

1、信号源模块	1 块
2、频率计模块	1 块
3、4 号板	1 块
4、双踪示波器	1 台
5、万用表	1 块

### 四、实验原理及实验电路说明

检波过程是一个解调过程，它与调制过程正好相反。检波器的作用是从振幅受调制的高频信号中还原出原调制的信号。还原所得的信号，与高频调幅信号的包络变化规律一致，故又称为包络检波器。

假如输入信号是高频等幅信号，则输出就是直流电压。这是检波器的一种特殊情况，在测量仪器中应用比较多。例如某些高频伏特计的探头，就是采用这种检波原理。

若输入信号是调幅波，则输出就是原调制信号。这种情况应用最广泛，如各种连续波工

作的调幅接收机的检波器即属此类。

从频谱来看，检波就是将调幅信号频谱由高频搬移到低频，如图 11-1 所示（此图为单音频  $\Omega$  调制的情况）。检波过程也是应用非线性器件进行频率变换，首先产生许多新频率，然后通过滤波器，滤除无用频率分量，取出所需要的原调制信号。

常用的检波方法有包络检波和同步检波两种。全载波振幅调制信号的包络直接反映了调制信号的变化规律，可以用二极管包络检波的方法进行解调。而抑制载波的双边带或单边带振幅调制信号的包络不能直接反映调制信号的变化规律，无法用包络检波进行解调，所以采用同步检波方法。

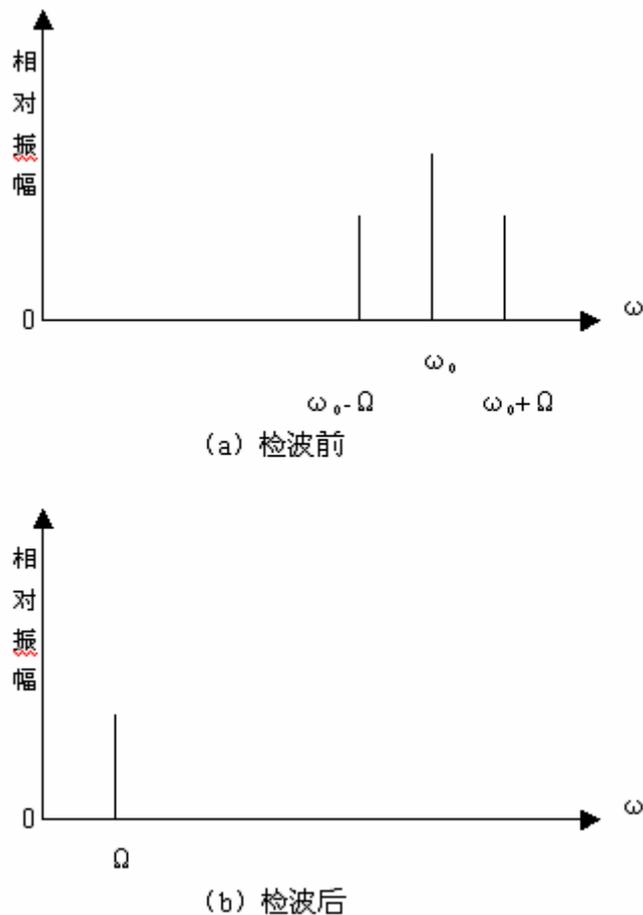


图 11-1 检波器检波前后的频谱

### 1、二极管包络检波的工作原理

当输入信号较大(大于 0.5 伏)时,利用二极管单向导电特性对振幅调制信号的解调,称为大信号检波。

大信号检波原理电路如图 11-2 (a) 所示。检波的物理过程如下:在高频信号电压的正半周时,二极管正向导通并对电容器 C 充电,由于二极管的正向导通电阻很小,所以充电电流  $i_D$  很大,使电容器上的电压  $V_C$  很快就接近高频电压的峰值。充电电流的方向如图 11-2 (a) 图中所示。

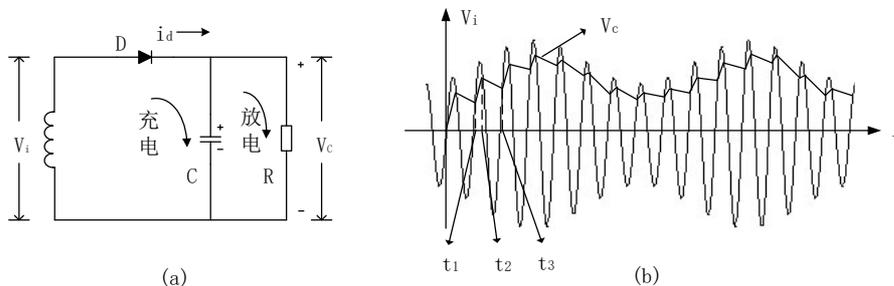


图11-2

这个电压建立后通过信号源电路,又反向地加到二极管 D 的两端。这时二极管导通与否,由电容器 C 上的电压  $V_C$  和输入信号电压  $V_i$  共同决定。当高频信号的瞬时值小于  $V_C$  时,二极管处于反向偏置,管子截止,电容器就会通过负载电阻 R 放电。由于放电时间常数  $RC$  远大于调频电压的周期,故放电很慢。当电容器上的电压下降不多时,调频信号第二个正半周的电压又超过二极管上的负压,使二极管又导通。如图 11-2 (b) 中的  $t_1$  至  $t_2$  的时间为二极管导通的时间,在此时间内又对电容器充电,电容器的电压又迅速接近第二个高频电压的最大值。在图 11-2 (b) 中的  $t_2$  至  $t_3$  时间为二极管截止的时间,在此时间内电容器又通过负载电阻 R 放电。这样不断地循环反复,就得到图 11-2 (b) 中电压  $v_c$  的波形。因此只要充电很快,即充电时间常数  $R_d C$  很小( $R_d$  为二极管导通时的内阻): 而放电时间常数足够慢,即放电时间常数  $R C$  很大,满足  $R_d \cdot C \ll RC$ , 就可使输出电压  $v_c$  的幅度接近于输入电压  $v_i$  的幅度,即传输系数接近 1。另外,由于正向导电时间很短,放电时间常数又远大于高频电压周期(放电时  $v_c$  的基本不变),所以输出电压  $v_c$  的起伏是很小的,可看成与高频调幅波包络基本一致。而高频

调幅波的包络又与原调制信号的形状相同，故输出电压  $v_c$  就是原来的调制信号，达到了解调的目的。

本实验电路如图 11-3 所示，主要由二极管  $D$  及  $RC$  低通滤波器组成，利用二极管的单向导电特性和检波负载  $RC$  的充放电过程实现检波，所以  $RC$  时间常数的选择很重要。 $RC$  时间常数过大，则会产生对角切割失真又称惰性失真。 $RC$  常数太小，高频分量会滤不干净。综合考虑要求满足下式：

$$RC\Omega_{max} \leq \frac{\sqrt{1-m_a^2}}{m_a}$$

其中： $m$  是调幅系数， $\Omega_{max}$  为调制信号最高角频率。

当检波器的直流负载电阻  $R$  与交流音频负载电阻  $R_\Omega$  不相等，而且调幅度  $m_a$  又相当大时会产生负峰切割失真（又称底边切割失真），为了保证不产生负峰切割失真应满足  $m_a < \frac{R_\Omega}{R}$ 。

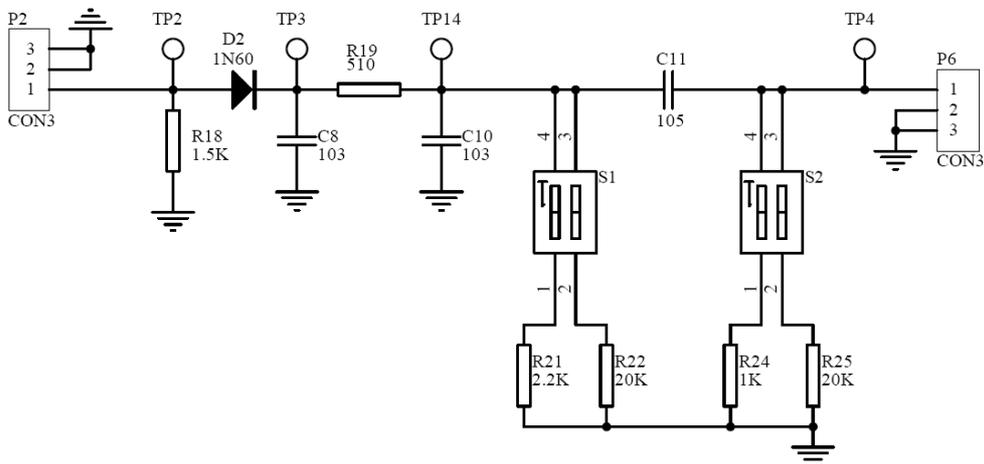


图 11-3 峰值包络检波（465KHz）

## 2、同步检波

### (1) 同步检波原理

同步检波器用于对载波被抑止的双边带或单边带信号进行解调。它的特点是必须外加一

个频率和相位都与被抑止的载波相同的同步信号。同步检波器的名称由此而来。

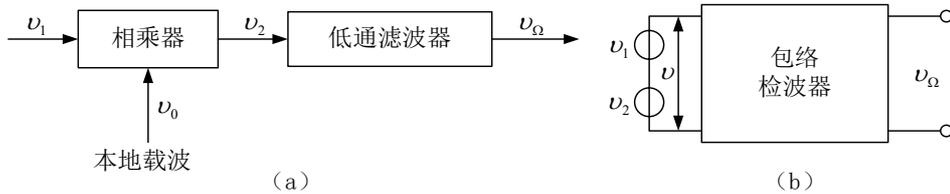


图 11-4 同步检波器方框图

外加载波信号电压加入同步检波器可以有两种方式：

一种是将它与接收信号在检波器中相乘，经低通滤波器后检出原调制信号，如图 11-4(a)所示；另一种是将它与接收信号相加，经包络检波器后取出原调制信号，如图 11-4(b)所示。

本实验选用乘积型检波器。设输入的已调波为载波分量被抑止的双边带信号  $v_1$ ，

$$v_1 = V_1 \cos \Omega t \cos \omega_1 t$$

本地载波电压

$$v_0 = V_0 \cos(\omega_0 t + \varphi)$$

本地载波的角频率  $\omega_0$  准确的等于输入信号载波的角频率  $\omega_1$ ，即  $\omega_1 = \omega_0$ ，但二者的相位可能不同；这里  $\varphi$  表示它们的相位差。

这时相乘输出（假定相乘器传输系数为 1）

$$\begin{aligned} v_2 &= V_1 V_0 (\cos \Omega t \cos \omega_1 t) \cos(\omega_2 t + \varphi) \\ &= \frac{1}{2} V_1 V_0 \cos \varphi \cos \Omega t + \frac{1}{4} V_1 V_0 \cos[(2\omega_1 + \Omega)t + \varphi] \\ &\quad + \frac{1}{4} V_1 V_0 \cos[(2\omega_1 - \Omega)t + \varphi] \end{aligned}$$

低通滤波器滤除  $2\omega_1$  附近的频率分量后，就得到频率为  $\Omega$  的低频信号

$$v_\Omega = \frac{1}{2} V_1 V_0 \cos \varphi \cos \Omega t$$

由上式可见，低频信号的输出幅度与  $\varphi$  成正比。当  $\varphi=0$  时，低频信号电压最大，随着相位差  $\varphi$  加大，输出电压减弱。因此，在理想情况下，除本地载波与输入信号载波的角频率必须相等外，希望二者的相位也相同。此时，乘积检波称为“同步检波”。

## (2) 实验电路说明

实验电路如图 11-8（见本实验后）所示，采用 MC1496 集成电路构成解调器，载波信号从 P7 经相位调节网络 W3、C13、U3A 加在 8、10 脚之间，调幅信号  $v_{AM}(t)$  从 P8 经 C14 加在 1、4 脚之间，相乘后信号由 12 脚输出，经低通滤波器、同相放大器输出。

## 五、实验步骤

### (一) 二极管包络检波

1、连线框图如图 11-5 所示，用信号源模块产生实验所需的 AM 信号，然后经二极管包络检波后，用示波器观测 4 号模块的 TP4 输出波形。

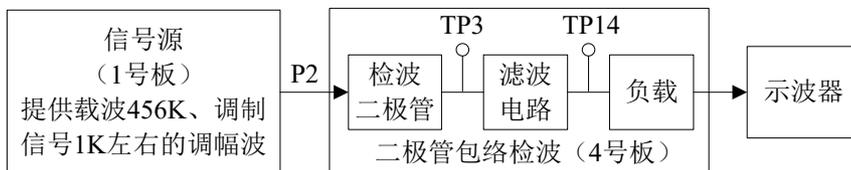


图 11-5 二极管包络检波连线示意图

2、用 4 号模块的调幅电路产生所需的调幅信号，然后解调。连线框图如图 11-6 所示。

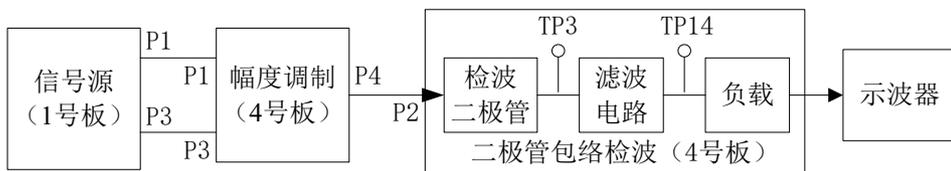


图 11-6 调幅输出进行二极管包络检波连线示意图

#### (1) $m < 30\%$ 的调幅波检波

按照模拟乘法器调幅实验的操作步骤，获得峰—峰值为 2V、 $m < 30\%$  的已调波（音频信号频率 2KHz 左右）。将 4 号板开关 S1 拨为 10，S2 拨为 00，将示波器接入 TP4 处，观察输出波形。

(2) 加大音频信号幅度，使  $m = 100\%$ ，观察记录检波输出波形。

3、观察对角切割失真：在上面步骤 2（2）后，适当调节调制信号的幅度使 TP4 处检波输出波形刚好不失真，再将开关 S1 拨为“01”，S2 拨为 00，检波负载电阻由  $2.2K\Omega$  变为  $20K\Omega$ ，在 TP4 处用示波器观察波形并记录，与上述波形进行比较。

4、观察底部切割失真：将开关 S2 拨为“10”，S1 仍为“01”，在 TP4 处观察波形，记录并与正常解调波形进行比较。

## (二) 集成电路（乘法器）构成解调器

1、连线框图如图 11-7 所示

2、解调全载波信号

按调幅实验中实验内容获得调制度分别为 30%，100% 及 >100% 的调幅波。将它们依次加至解调器调制信号输入端 P8，并在解调器的载波输入端 P7 加上与调幅信号相同的载波信号，分别记录解调输出波形，并与调制信号对比（注意示波器用交流耦合）。

3、解调抑制载波的双边带调幅信号

按调幅实验中实验内容的条件获得抑制载波调幅波，加至解调器调制信号输入端 P8，并在解调器的载波输入端 P7 加上与调幅信号相同的载波信号，观察记录解调输出波形，并与调制信号相比较（注意示波器用交流耦合）。

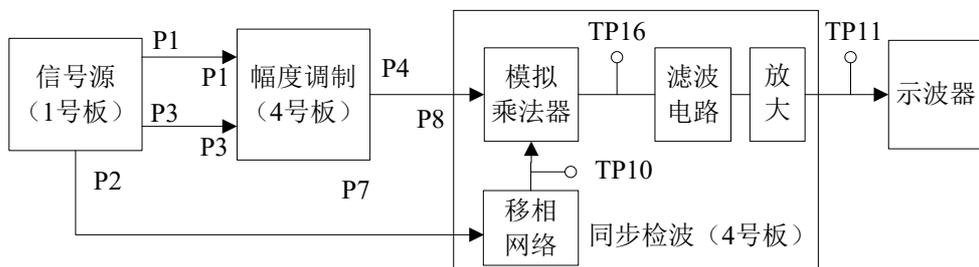


图 11-7 同步检波连线示意图

## 六、实验报告要求

1、通过一系列检波实验，将下列内容整理在表内：

输入的调幅波波形	$m < 30\%$	$m = 100\%$	抑制载波调幅波
二极管包络检波器输出波形			
同步检波输出			

表 11-1 实验结果记载表

2、观察对角切割失真和底部切割失真现象并分析产生原因。

3、从工作频率上限、检波线性以及电路复杂性三个方面比较二极管包络检波和同步检波。

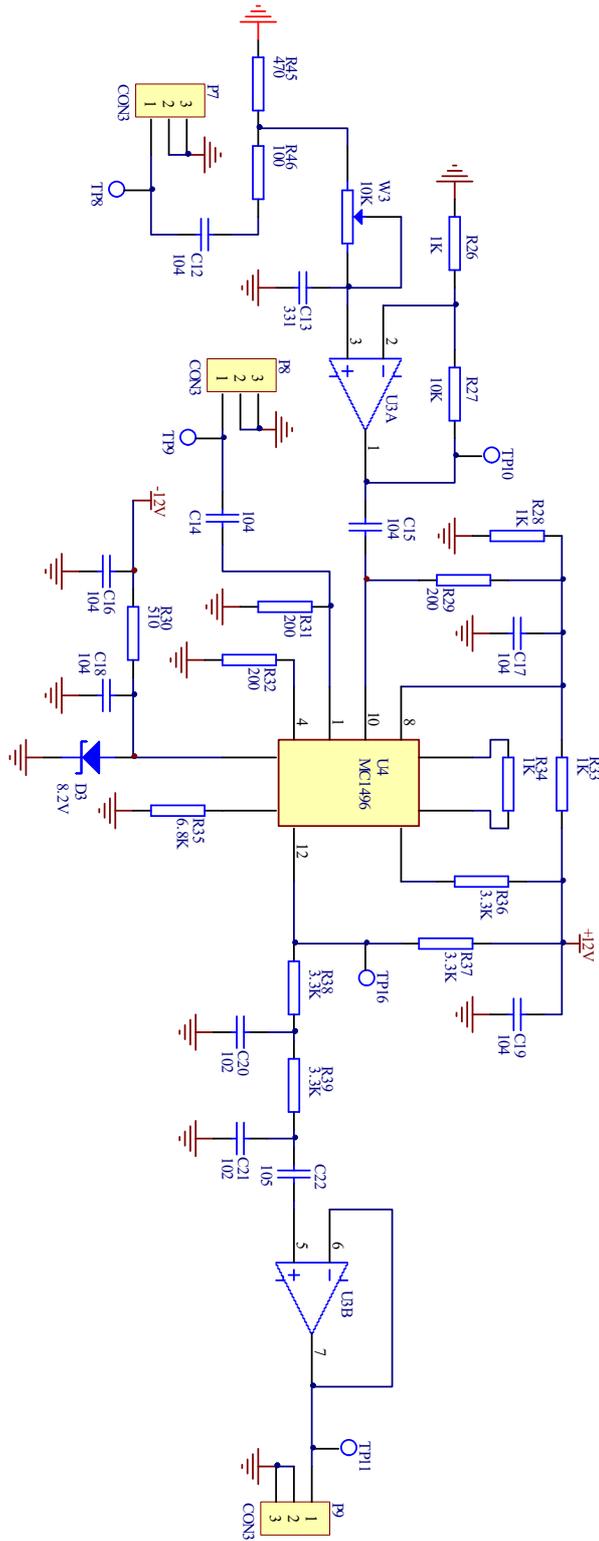


图 11-8 同步检波电路图

## 实验十二 变容二极管调频实验

### 一、实验目的

- 1、掌握变容二极管调频电路的原理。
- 2、了解调频调制特性及测量方法。
- 3、观察寄生调幅现象，了解其产生及消除的方法。

### 二、实验内容

- 1、测试变容二极管的静态调制特性。
- 2、观察调频波波形。
- 3、观察调制信号振幅时对频偏的影响。
- 4、观察寄生调幅现象。

### 三、实验仪器

1、 信号源模块	1 块
2、 频率计模块	1 块
3、 3 号板	1 块
4、 双踪示波器	1 台
5、 万用表	1 块
6、 频偏仪（选用）	1 台

### 四、实验原理及电路

#### 1、变容二极管工作原理

调频即为载波的瞬时频率受调制信号的控制。其频率的变化量与调制信号成线性关系，常用变容二极管实现调频。变容二极管调频电路如图 12-1 所示。从 P2 处加入调制信号，使变容二极管的瞬时反向偏置电压在静态反向偏置电压的基础上按调制信号的规律变化，从而使振荡频率也随调制电压的规律变化，此时从 P1 处输出为调频波（FM）。C12 为变容二极管的高频通路，L2 为音频信号提供低频通路，L2 可阻止外部的高频信号进入振荡回路。

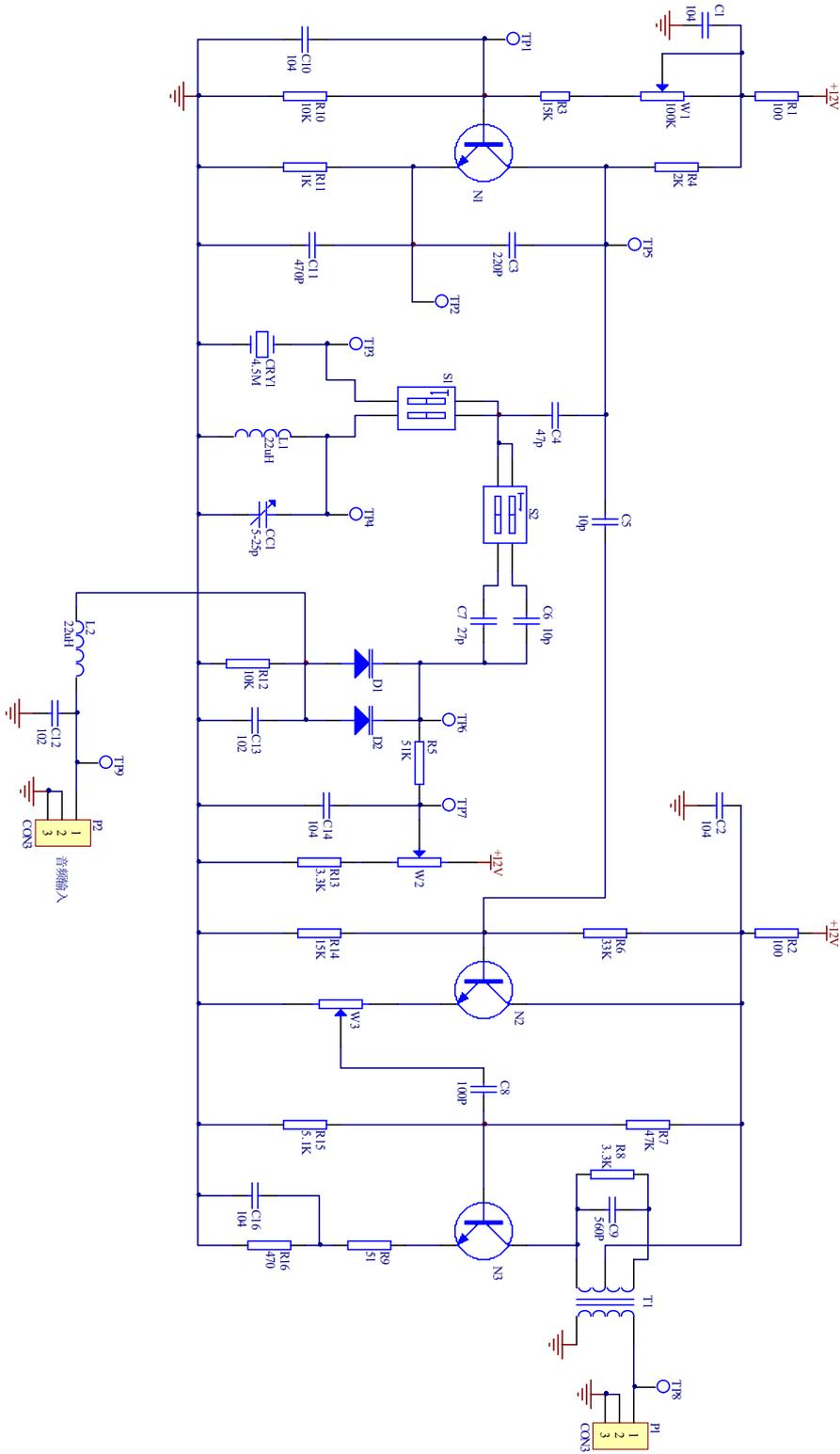


图 12-1 变容二极管调频

本电路中用的是飞利浦公司的 BB149 型变容二极管，其电压-容值特性曲线见图 12-2，从图中可以看出，在 1 到 10V 的区间内，变容二极管的容值可由 35pF 到 8pF 左右的变化。电压和容值成反比，也就是 TP6 的电平越高，振荡频率越高。

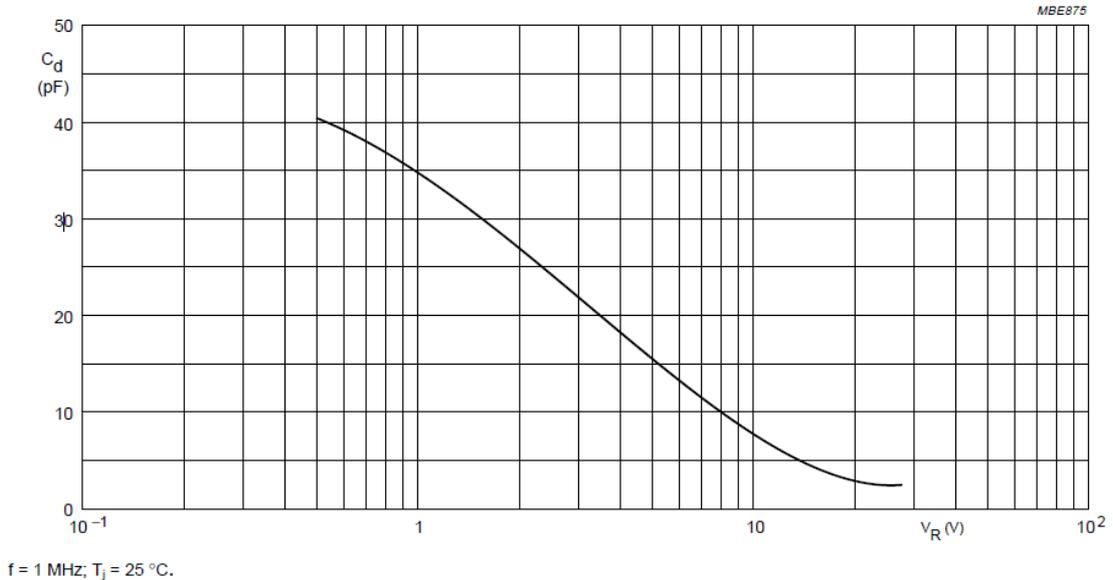


Fig.2 Diode capacitance as a function of reverse voltage; typical values.

图 12-2 BB149 型变容二极管容值与电压特性曲线

图 12-3 示出了当变容二极管在低频调制信号作用下，电容和振荡频率的变化示意图。在 (a) 中， $U_0$  是加到二极管的直流电压，当  $u=U_0$  时，电容值为  $C_0$ 。 $u_\Omega$  是调制电压，当  $u_\Omega$  为正半周时，变容二极管负极电位升高，即反向偏压增大；变容二极管的电容减小；当  $u_\Omega$  为负半周时，变容二极管负极电位降低，即反向偏压减小，变容二极管的电容增大。在图 (b) 中，对应于静止状态，变容二极管的电容为  $C_0$ ，此时振荡频率为  $f_0$ 。

因为  $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ ，所以电容小时，振荡频率高，而电容大时，振荡频率低。从图 (a)

中可以看到，由于 C-u 曲线的非线性，虽然调制电压是一个简谐波，但电容随时间的变化是

非简谐波形，但是由于  $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ ， $f$  和  $C$  的关系也是非线性。不难看出，C-u 和 f-C 的非

线性关系起着抵消作用，即得到 f-u 的关系趋于线性（见图 (c)）。

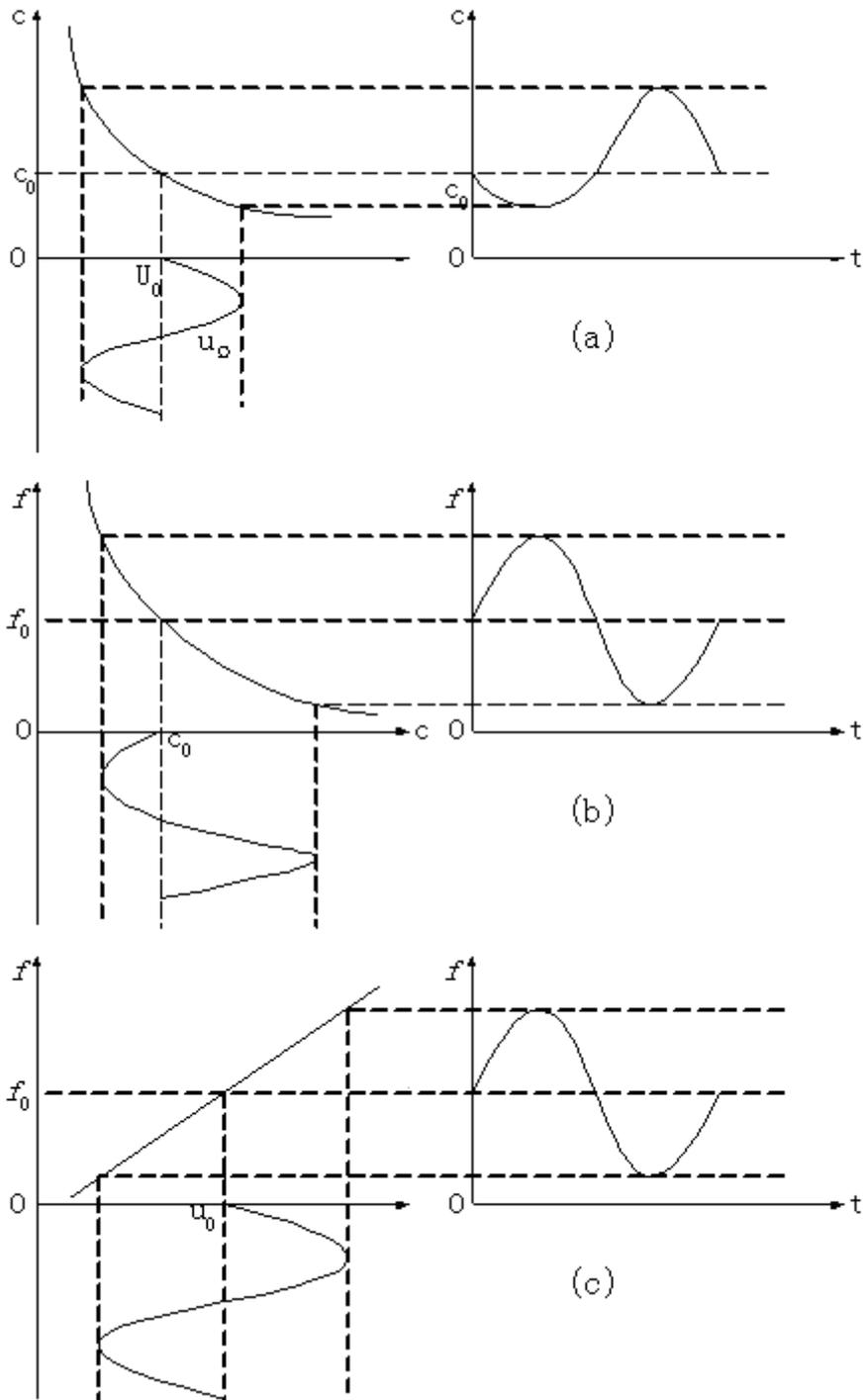


图 12-3 调制信号电压大小与调频波频率关系图解

## 2、变容二极管调频器获得线性调制的条件

设回路电感为  $L$ , 回路的电容是变容二极管的电容  $C$  (暂时不考虑杂散电容及其它与变容二极管相串联或并联电容的影响), 则振荡频率为  $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ 。为了获得线性调制, 频率

振荡应该与调制电压成线性关系, 用数学表示为  $f = Au$ , 式中  $A$  是一个常数。由以上二式

可得  $Au = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ , 将上式两边平方并移项可得  $C = \frac{1}{(2\pi)^2 LA^2 u^2} = Bu^{-2}$ , 这即是变容二

极管调频器获得线性调制的条件。这就是说, 当电容  $C$  与电压  $u$  的平方成反比时, 振荡频率就与调制电压成正比。

### 3、调频灵敏度

调频灵敏度  $S_f$  定义为每单位调制电压所产生的频偏。

设回路电容的  $C-u$  曲线可表示为  $C = Bu^{-n}$ , 式中  $B$  为一管子结构即电路串、并固定电容有关的参数。将上式代入振荡频率的表示式  $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$  中, 可得

$$f = \frac{u^{\frac{n}{2}}}{2\pi\sqrt{LB}}$$

调制灵敏度

$$S_f = \frac{\partial f}{\partial u} = \frac{nu^{\frac{n}{2}-1}}{4\pi\sqrt{LB}}$$

当  $n=2$  时

$$S_f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LB}}$$

设变容二极管在调制电压为零时的直流电压为  $U_0$ , 相应的回路电容量为  $C_0$ , 振荡频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_0}}, \text{ 就有}$$

$$C_0 = BU_0^{-2}$$

$$f_0 = \frac{U_0}{2\pi\sqrt{LB}}$$

则有 
$$S_f = \frac{f_0}{U_0}$$

上式表明，在  $n=2$  的条件下，调制灵敏度与调制电压无关（这就是线性调制的条件），而与中心振荡频率成正比，与变容二极管的直流偏压成反比。后者给我们一个启示，为了提高调制灵敏度，在不影响线性的条件下，直流偏压应该尽可能低些，当某一变容二极管能使总电容  $C-u$  特性曲线的  $n=2$  的直线段愈靠近偏压小的区域时，那么，采用该变容二极管所能得到的调制灵敏度就愈高。当我们采用串和并联固定电容以及控制高频振荡电压等方法来获得  $C-u$  特性  $n=2$  的线性段时，如果能使该线性段尽可能移向电压低的区域，那么对提高调制灵敏度是有利的。

由  $S_f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LB}}$  可以看出，当回路电容  $C-u$  特性曲线的  $n$  值（即斜率的绝对值）愈大，

调制灵敏度越高。因此，如果对调频器的调制线性没有要求，则不外接串联或并联固定电容，并选用  $n$  值大的变容管，就可以获得较高的调制灵敏度。

## 五、实验步骤

1、连线框图如图 12-4 所示

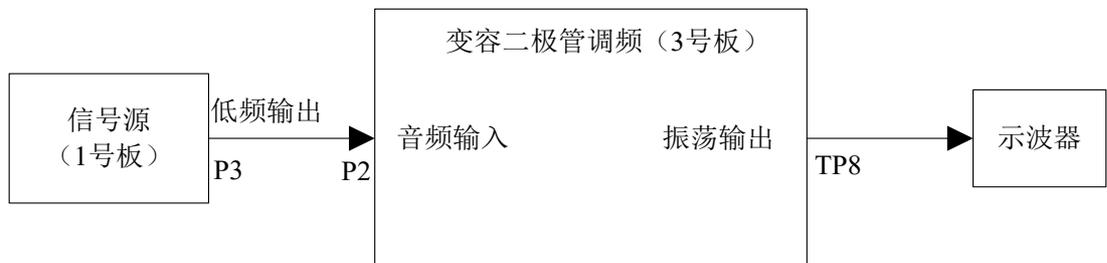


图 12-4 变容二极管调频接线图

2、静态调制特性测量

- 1) 将 3 号板 S1 拨置“LC”，S2 拨置高，P2 端先不接音频信号，将频率计接于 P1 处。
- 2) 调节电位器 W2，记下变容二极管测试点 TP6 直流电压和 P1 的频率，并记于下表中。

$V_{TP6}(V)$									
$f_0(MHz)$									

表 12-1 静态调制特性测量数据记载表

### 3、动态测试

1) 将电位器 W2 置于某一中值位置，将峰—峰值为 4V，频率为 2KHz 左右的音频信号（正弦波）从 P2 输入。

2) 在 TP8 处用示波器观察，可以看到调频信号特有的疏密波。将示波器时间轴靠拢，可以看到有寄生调幅现象。调频信号的频偏可用频谱分析仪观测。

## 六、实验报告要求

- 1、在坐标纸上画出静态调制特性曲线，并求出其调制灵敏度。说明曲线斜率受哪些因素的影响。
- 2、画出实际观察到的 FM 波形，并说明频偏变化与调制信号振幅的关系。

## 实验十三 正交鉴频及锁相鉴频实验

### 一、实验目的

- 1、熟悉正交及锁相鉴频器的基本工作原理。
- 2、了解鉴频特性曲线（S 曲线）的正确调整方法。

### 二、实验内容

- 1、了解各种鉴频器的工作原理。
- 2、了解并联回路对波形的影响。
- 3、用逐点法或扫频法测鉴频特性曲线，由 S 曲线计算鉴频灵敏度  $S_d$  和线性鉴频范围  $2\Delta f_{\max}$ 。

### 三、实验仪器

- |          |     |
|----------|-----|
| 1、 1 号模块 | 1 块 |
| 2、 6 号模块 | 1 块 |
| 3、 5 号模块 | 1 块 |
| 4、 双踪示波器 | 1 台 |
| 5、 万用表   | 1 块 |

### 四、实验原理及实验电路说明

#### 1、乘积型鉴频器

（1）鉴频是调频的逆过程，广泛采用的鉴频电路是相位鉴频器。鉴频原理是：先将调频波经过一个线性移相网络转换成调频调相波，然后再与原调频波一起加到一个相位检波器进行鉴频。因此，实现鉴频的核心部件是相位检波器。

相位检波又分为叠加型相位检波和乘积型相位检波，利用模拟乘法器的相乘原理可实现乘积型相位检波，其基本原理是：在乘法器的一个输入端输入调频波  $v_s(t)$ ，设其表达式为

$$v_s(t) = V_{sm} \cos[\omega_c + m_f \sin \Omega t]$$

式中， $m_f$  为调频系数， $m_f = \Delta\omega / \Omega$  或  $m_f = \Delta f / f$ ，其中  $\Delta\omega$  为调制信号产生的频

偏。另一输入端输入经线性移相网络移相后的调频调相波  $v'_s(t)$ ，设其表达式为

$$\begin{aligned} v'_s(t) &= V'_{sm} \cos\{\omega_c + m_f \sin \Omega t + [\frac{\pi}{2} + \varphi(\omega)]\} \\ &= V'_{sm} \sin[\omega_c + m_f \sin \Omega t + \varphi(\omega)] \end{aligned}$$

式中，第一项为高频分量，可以被滤波器滤掉。第二项是所需要的频率分量，只要线性移相网络的相频特性  $\varphi(\omega)$  在调频波的频率变化范围内是线性的，当  $|\varphi(\omega)| \leq 0.4rad$  时， $\sin \varphi(\omega) \approx \varphi(\omega)$ 。因此鉴频器的输出电压  $v_o(t)$  的变化规律与调频波瞬时频率的变化规律相同，从而实现了相位鉴频。所以相位鉴频器的线性鉴频范围受到移相网络相频特性的线性范围的限制。

### (2) 鉴频特性

相位鉴频器的输出电压  $V_o$  与调频波瞬时频率  $f$  的关系称为鉴频特性，其特性曲线(或称 S 曲线)如图 13-1 所示。鉴频器的主要性能指标是鉴频灵敏度  $S_d$  和线性鉴频范围  $2\Delta f_{max}$ 。 $S_d$  定义为鉴频器输入调频波单位频率变化所引起的输出电压的变化量，通常用鉴频特性曲线  $v_o - f$  在中心频率

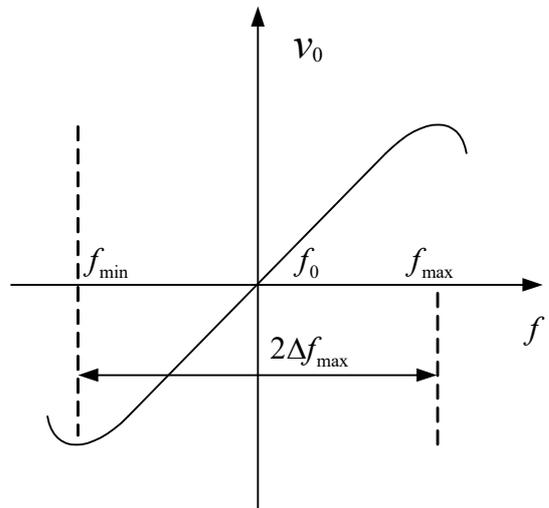


图13-1 相位鉴频特性

$f_0$  处的斜率来表示，即  $S_d = V_o / \Delta f$ ， $2\Delta f_{max}$  定义为鉴频器不失真解调调频波时所允许的最大频率线性变化范围， $2\Delta f_{max}$  可在鉴频特性曲线上求出。

### (3) 乘积型相位鉴频器

用 MC1496 构成的乘积型相位鉴频器实验电路如图 13-2 所示。其中 C6 与并联谐振回路 T1、C30 共同组成线性移相网络，将调频波的瞬时频率的变化转变成瞬时相位的变化。

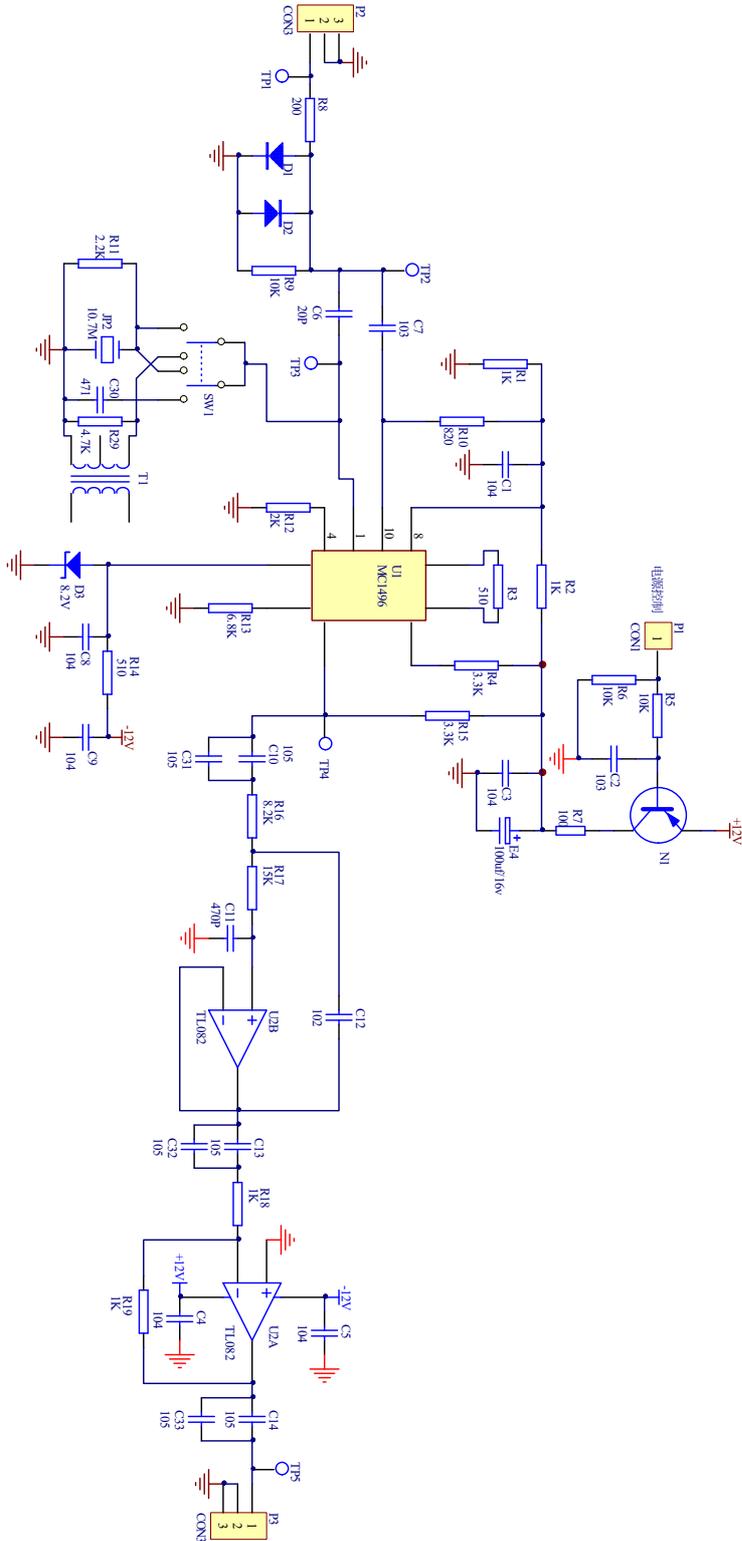


图 13-2 正交鉴频（乘积型相位鉴频）(4.5MHz)

分析表明，该网络的传输函数的相频特性  $\varphi(\omega)$  的表达式为

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

当  $\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \ll 1$  时，上式可近似表示为

$$\varphi(\omega) = \frac{\pi}{2} - \arctan\left(Q\frac{2\Delta\omega}{\omega_0}\right) \quad \text{或} \quad \varphi(\omega) = \frac{\pi}{2} - \arctan\left(Q\frac{2\Delta f}{f_0}\right)$$

式中  $f_0$  为回路的谐振频率，与调频波的中心频率相等。 $Q$  为回路品质因数。 $\Delta f$  为瞬时频率偏移。

移相  $\phi$  与频偏  $\Delta f$  的特性曲线如图 13-3 所示。

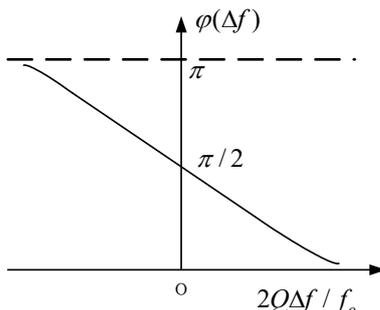


图13-3 移相网络的相频特性

由图可见：在  $f=f_0$  即  $\Delta f=0$  时相位等于  $\frac{\pi}{2}$ ，在  $\Delta f$  范围内，相位随频偏呈线性变化，从而实现线性移相。MC1496 的作用是将调频波与调频调相波相乘，其输出经 RC 滤波网络输出。

## 2、陶瓷鉴频器

陶瓷鉴频器是一种具有移相鉴频特性的陶瓷滤波元件，陶瓷鉴频器分为平衡型和微分型两种类型，前者用于同步鉴相器作平衡式鉴频解调，后者用于差分峰值作差动微分式鉴频解调。

## 3、锁相鉴频

锁相环由三部分组成，如图 13-4 所示，它由相位比较器 PD、低通滤波器 LF、压控振荡器 VCO 三个部分组成一个环路。

锁相环是一种以消除频率误差为目的的反馈控制电路。当调频信号没有频偏时，若压控振荡器的频率与外来载波信号频率有差异时，通过相位比较器输出一个误差电压。这个误差电压的频率较低，经过低通滤波器滤去所含的高频成份，再去控制压控振荡器，使振荡频率趋近于外来载波信号频率，于是误差越来越小，直至压控振荡频率和外来信号一样，压控振荡器的频率被锁定在外来信号相同的频率上，环路处于锁定状态。

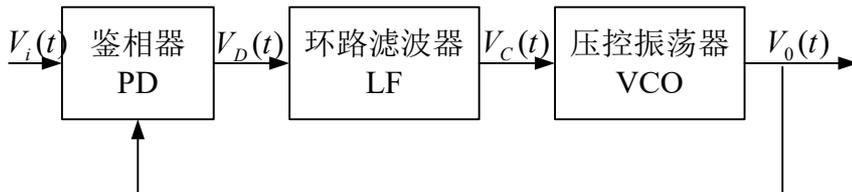


图 13-4 基本锁相环方框图

当调频信号有频偏时，和原来稳定在载波中心频率上的压控振荡器相位比较的结果，相位比较器输出一个误差电压，如图 13-5 所示，以使压控振荡器向外来信号的频率靠近。由于压控振荡器始终想要和外来信号的频率锁定，为达到锁定的条件，相位比较器和低通滤波器向压控振荡器输出的误差电压必须随外来信号的载波频率偏移的变化而变化。也就是说这个误差控制信号就是一个随调制信号频率而变化的解调信号，故环路滤波器的输出信号  $V_c(t)$  就是解调信号。

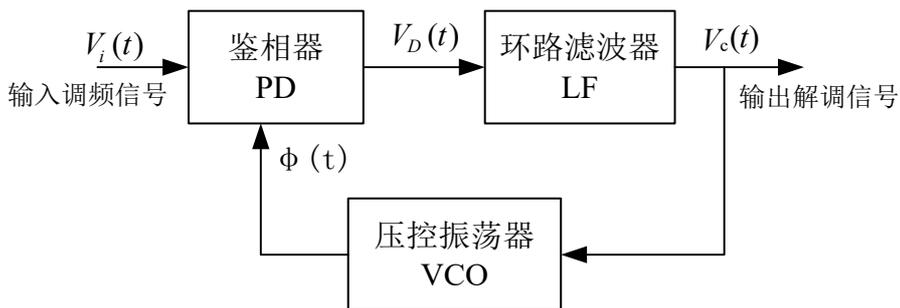


图 13-5 调频信号锁相解调电路组成

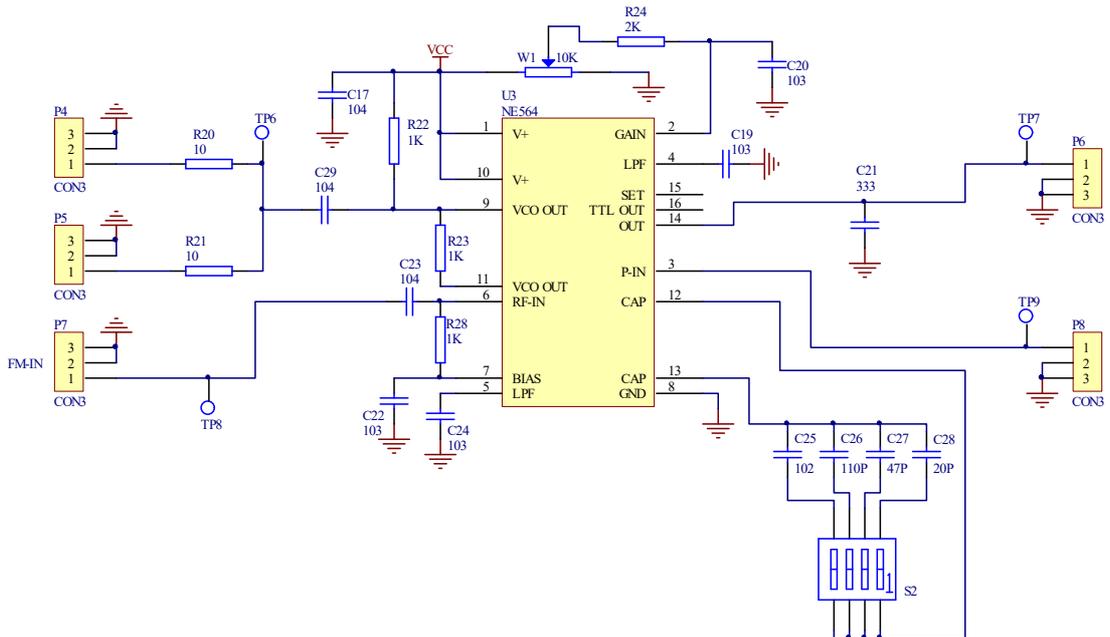


图 13-6 锁相鉴频 (4.5MHz)

## 五、实验步骤

### 1、乘积型鉴频器

1) 按照下表完成连线。

源端口	目的端口	连线说明
1号模块: RF OUT1	5号模块: P2	引入调频信号

表 13-1 实验连线表一

2) 将  $V_{p-p}=500\text{mV}$  左右,  $f_c=4.5\text{MHz}$ , 调制信号的频率  $f_\Omega=1\text{kHz}$  左右 (调节低频输出为  $1\text{kHz}$  左右) 的调频信号从 5 号板 P2 端输入, 将 1 号模块上 “FM 调制开关” 拨到左边 (此时 “FM” 指示灯会亮), 再顺时针调节 “FM 频偏” 旋钮旋到最大, 将 5 号模块上 SW1 拨至  $4.5\text{MHz}$ 。

3) 用示波器观测 TP5, 适当调节谐振回路电感 T1 使输出端获得的低频调制信号  $v_o(t)$  的波形失真最小, 幅度最大。

4) 鉴频特性曲线(S 曲线)的测量。测量鉴频特性曲线的常用方法有逐点描述法和扫频测量法。

逐点描述法的操作是：

①测量鉴频器的输出端  $v_o$  的电压，用数字万用表(置于“直流电压”档)于测量 TP4 处输出电压值  $U_o$ ，把“FM 调制开关”拨到右边（此时“FM”指示灯会熄灭）。

②改变高频信号发生器的输出频率(维持幅度不变)，记下对应的输出电压值，并填入下表最后根据表中测量值描绘 S 曲线。

$f(\text{MHz})$	4.0	4.1	4.2	4.3	4.4	4.5	4.6	4.7	4.8	4.9	5.0
$U_o(\text{V})$											

表 13-2 鉴频特性曲线的测量值

## 2、陶瓷鉴频器

1) 按照下表完成连线。

源端口	目的端口	连线说明
1 号模块：RF OUT1	5 号模块：P2	引入调频信号

表 13-3 实验连线表二

2) 将  $V_{p-p}=500\text{mV}$  左右， $f_c = 10.7\text{MHz}$ 、调制信号的频率  $f_\Omega = 1\text{KHz}$ （调节低频输出为  $1\text{KHz}$  左右）的调频信号从 P2 端输入，将 1 号模块上“FM 调制开关”拨到左边（此时“FM”指示灯会亮），再顺时针调节“FM 频偏”旋钮旋到最大，将 5 号模块上 SW1 拨至  $10.7\text{MHz}$ 。

3) 按下 1 号模块上“频率调节”旋转编码器，选择“x1”档，慢慢调节输入信号的频率，使得解调输出的信号幅度最大且信号不失真，并记录此时的频率。

## 3、锁相鉴频

1) 将  $S_2$  拨为 0010，连线如下表。

源端口	目的端口	连线说明
1 号模块：RF OUT1 ( $V_{p-p}=500\text{mV}$ $f=4.5\text{MHz}$ )	5 号模块：P7	FM 信号输入
5 号模块：P5	5 号模块：P8	VCO 输出到鉴相器

表 13-4 实验连线表三

1) 将  $V_{p-p}=500\text{mV}$ 。  $f_c=4.5\text{MHz}$ ，调制信号的频率  $f_\Omega=1\text{KHz}$  的调频信号从 P7 输入。将 1 号模块上“FM 调制开关”拨到左边（此时“FM”指示灯会亮），再顺时针调节“FM 频偏”旋钮旋到最大。

2) 调节 5 号板上的 W1，用示波器在 TP7 处观测解调信号(信号很小，调节示波器的时候注意)，并与调制信号进行对比。

3) 改变调制信号的频率，观察解调信号的变化，对比解调信号和音频信号频率是否一致。

## 六、实验报告要求

- 1、整理实验数据，完成实验报告。
- 2、说明乘积型鉴频鉴频原理。
- 3、根据实验数据绘出鉴频特性曲线。
- 4、说明锁相鉴频的原理。

## 实验十四 模拟锁相环实验

### 一、实验目的

- 1、了解用锁相环构成的调频波解调原理。
- 2、学习用集成锁相环构成的锁相解调电路。

### 二、实验内容

- 1、掌握锁相环锁相原理。
- 2、掌握同步带和捕捉带的测量。

### 三、实验仪器

- |         |    |
|---------|----|
| 1、1号模块  | 1块 |
| 2、6号模块  | 1块 |
| 3、5号模块  | 1块 |
| 4、双踪示波器 | 1台 |

### 四、锁相环的构成及工作原理

#### 1、锁相环路的基本组成

锁相环由三部分组成，如图 14-1 所示，它由相位比较器 PD、低通滤波器 LF、压控振荡器 VCO 三个部分组成一个闭合环路，输入信号为  $v_i(t)$ ，输出信号为  $v_o(t)$ ，反馈至输入端。下面逐一说明基本部件的作用。

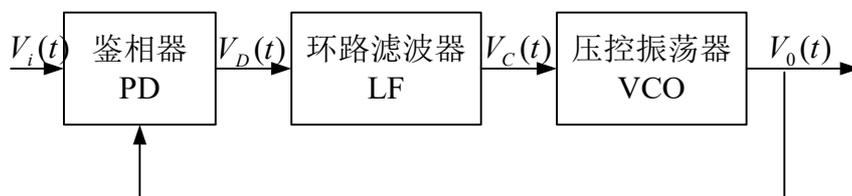


图 14-1 锁相环组成框图

#### 一、压控振荡器（VCO）

VCO 是本控制系统的控制对象，被控参数通常是其振荡频率，控制信号为加在 VCO 上的电压，故称为压控振荡器，也就是一个电压—频率变换器，实际上还有一种电流—频率变

换器，但习惯上仍称为压控振荡器。

## 二、鉴相器 (PD)

PD 是一个相位比较装置，用来检测输出信号  $v_0(t)$  与输入信号  $v_i(t)$  之间的相位差  $\theta_e(t)$ ，并把  $\theta_e(t)$  转化为电压  $v_d(t)$  输出， $v_d(t)$  称为误差电压，通常  $v_d(t)$  作为一直流分量或一低频交流量。

## 三、环路滤波器 (LF)

LF 作为一低通滤波电路，其作用是滤除因 PD 的非线性而在  $v_d(t)$  中产生的无用的组合频率分量及干扰，产生一个只反映  $\theta_e(t)$  大小的控制信号  $v_e(t)$ 。

按照反馈控制原理，如果由于某种原因使 VCO 的频率发生变化使得与输入频率不相等，这必将使  $v_0(t)$  与  $v_i(t)$  的相位差  $\theta_e(t)$  发生变化，该相位差经过 PD 转换成误差电压  $v_d(t)$ ，此误差电压经 LF 滤波后得到  $v_e(t)$ ，由  $v_e(t)$  去改变 VCO 的振荡频率使趋近于输入信号的频率，最后达到相等。环路达到最后的这种状态就称为锁定状态，当然由于控制信号正比于相位差，即

$$v_e(t) \propto \theta_e(t)$$

因此在锁定状态， $\theta_e(t)$  不可能为零，换言之在锁定状态  $v_0(t)$  与  $v_i(t)$  仍存在相位差。

## 2、锁相环锁相原理

锁相环是一种以消除频率误差为目的的反馈控制电路，它的基本原理是利用相位误差电压去消除频率误差，所以当电路达到平衡状态后，虽然有剩余相位误差存在，但频率误差可以降低到零，从而实现无频差的频率跟踪和相位跟踪。

当调频信号没有频偏时，若压控振荡器的频率与外来载波信号频率有差异时，通过相位比较器输出一个误差电压。这个误差电压的频率较低，经过低通滤波器滤去所含的高频成份，再去控制压控振荡器，使振荡频率趋近于外来载波信号频率，于是误差越来越小，直至压控振荡频率和外来信号一样，压控振荡器的频率被锁定在与外来信号相同的频率上，环路处于锁定状态。

当调频信号有频偏时，和原来稳定在载波中心频率上的压控振荡器相位比较的结果，相位比较器输出一个误差电压，如图 14-1，以使压控振荡器向外来信号的频率靠近。由于压控振荡器始终想要和外来信号的频率锁定，为达到锁定的条件，相位比较器和低通滤波器向压控振荡器输出的误差电压必须随外来信号的载波频率偏移的变化而变化。也就是说这个误差控制信号就是一个随调制信号频率而变化的解调信号，即实现了鉴频。

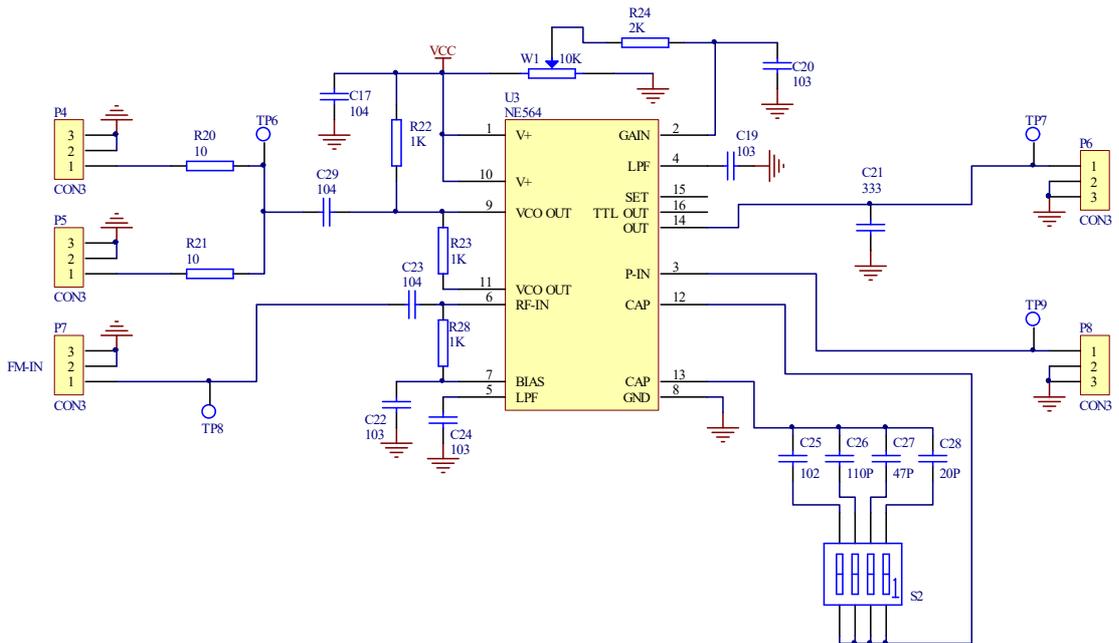


图 14-2 锁相环 (PLL)

### 3、同步带与捕捉带

同步带是指从 PLL 锁定开始，改变输入信号的频率  $f_i$ （向高或向低两个方向变化），直到 PLL 失锁（由锁定到失锁），这段频率范围称为同步带。

捕捉带是指锁相环处于一定的固有振荡频率  $f_V$ ，并当输入信号频率  $f_i$  偏离  $f_V$  上限值  $f_{i_{max}}$  或下限值  $f_{i_{min}}$  时，环路还能进入锁定，则称  $f_{i_{max}} - f_{i_{min}} = \Delta f_v$  为捕捉带。

测量的方法是从 P7 输入一个频率接近于 VCO 自由振荡频率的高频调频信号，先增大载波频率直至环路刚刚失锁，记此时的输入频率为  $f_{H1}$ ，再减小  $f_i$ ，直到环路刚刚锁定为止，记此时的输入频率为  $f_{H2}$ ，继续减小  $f_i$ ，直到环路再一次刚刚失锁为止，记此时的频率为  $f_{L1}$ ，再一次增大  $f_i$ ，直到环路再一次刚刚锁定为止，记此时频率为  $f_{L2}$

由以上测试可计算得：

同步带为： $f_{H1}-f_{L1}$

捕捉带为： $f_{H2}-f_{L2}$

## 五、集成锁相环 NE564 的介绍

下图为 NE564 内部组成框图。其中限幅器由差分电路组成，可抑制 FM 信号的寄生调幅；鉴相器(PD)的内部含有限幅放大器，以提高对 AM 信号的抗干扰能力；4、5 脚外接电容组成环路滤波器，用来滤除比较器输出的直流误差电压中的纹波；2 脚用来改变环路的增益；3 脚为 VCO 的反馈输入端 VCO 是改进型的射极耦合多谐振荡器，有两个电压输出端，9 脚输出 TTL 电平，11 脚输出 ECL 电平。VCO 内部接有固定电阻，只需外接一个定时电容就可产生振荡；施密特触发器的回差电压可通过 15 脚外接直流电压进行调整，以消除 16 脚输出信号的相位抖动。

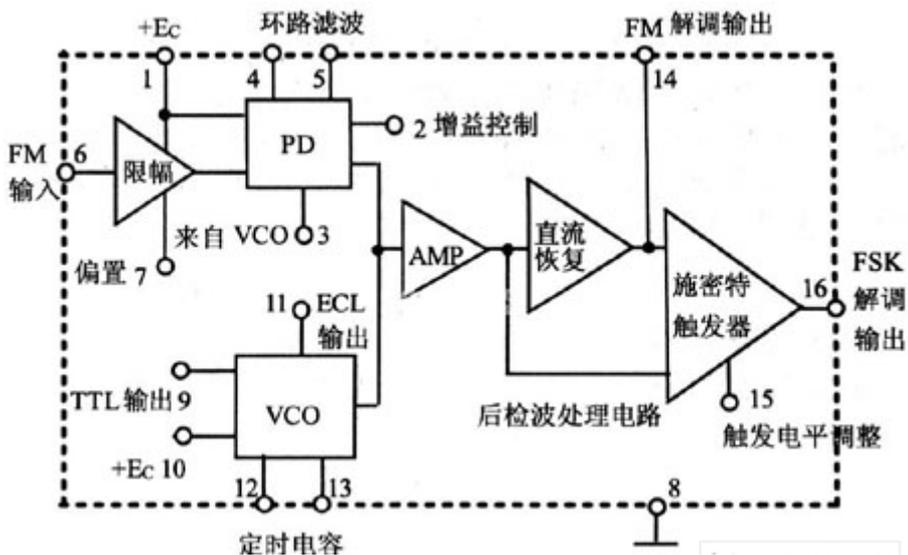


图 14-3 NE564 内部组成框图

在本实验中，所使用的锁相环为高频模拟锁相环 NE564，其最高工作频率可达到 50MHz，采用 +5V 单电源供电，特别适用于高速数字通信中 FM 调频信号及 FSK 移频键控信号的调制、解调，无需外接复杂的滤波器。NE564 采用双极性工艺，其内部组成框图如图 14-3 所示，其内部电路原理图如图 14-4 所示。

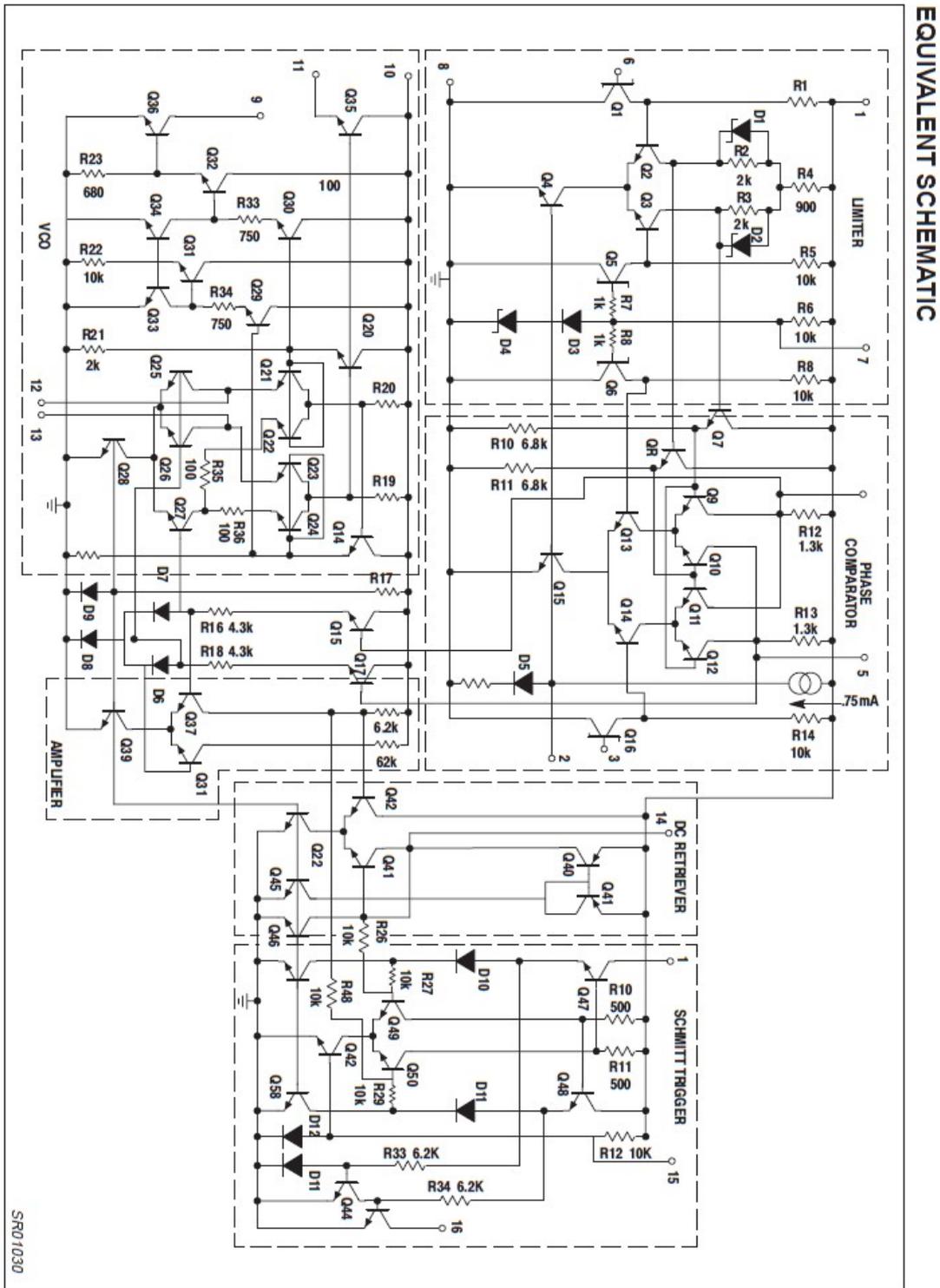


图 14-4 NE564 内部电路原理图

(1) 限幅放大器

LIMITER 为限幅放大器,它主要由原理图中的 Q1~Q5 及 Q7、Q8 组成 PNP、NPN 互补的共集一共射组合差分放大器,由于 Q2、Q3 负载并联有肖特基二极管 D1、D2,故其双端输出电压被限幅在  $2V_D=0.3\sim 0.4V$  左右。因此可有效抑制 FM 调频信号输入时干扰所产生的寄生调幅。Q7、Q8 为射极输出差放,以作缓冲,其输出信号送鉴相器。

(2) 相位比较器(鉴相器)

PD(图中的 PHASE COMPARATOR)内部含有限幅放大器,以提高对 AM 调幅信号的抗干扰能力;外接电容 C 与内部两个对应电阻(阻值  $R=1.3K\Omega$ )分别组成一阶 RC 低通滤波器用来

滤除比较器输出的直流误差电压中的纹波,其截止角频率为  $\omega_c = \frac{1}{RC}$ 。滤波器的性能对环

路入锁时间的快慢有一定影响,可根据要求改变 C 的值。在本实验电路中,改变 W1 可改变引脚 2 的输入电流,从而实现环路增益控制。

(3) 压控振荡器 VCO

压控振荡器是一改进型的射极定时多谐振荡器。主电路由 Q21、Q22 与 Q23、Q24 组成。其中 Q22, Q23 两射极通过 12、13 脚外接定时电容 C, Q21、Q24 两射极分别经过电阻 R22、R23 接电源 Q27、Q25。Q26 也作为电流源。Q17、Q18 为控制信号输入缓冲极。接通电源,Q21, Q22 与 Q23、Q24 双双轮流导通与截止,电容周期性充电与放电,于是 Q22、Q23 集电极输出极性相反的方形脉冲。根据特定设计,固有振荡频率  $f$  与定时电容 C 的关系可表示为

$$C \approx \frac{1}{2200f}$$

振荡频率  $f$  与 C 的关系曲线如图 14-5 所示。

VCO 有两个电压输出端,其中,  $VCO_{01}$  输出 TTL 电平;  $VCO_{02}$  输出 ECL 电平。

输出放大器 AMPLIFIER 与直流恢复电路 DC RETRIEVER 是专为解调 FM 信号与 FSK 信号而设计的。输出放大器 AMPLIFIER 由 Q37、

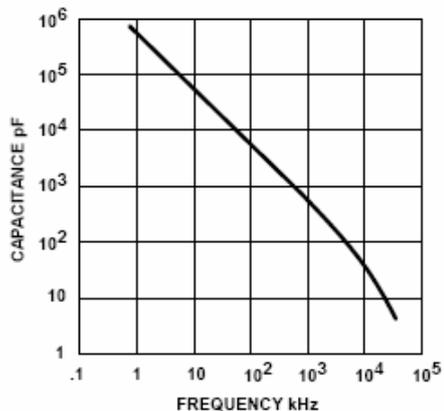


图 14-5  $f$ 与 $c$ 的关系

Q38、Q39 组成，显然这是一恒流源差分放大电路，来自鉴相器的误差电压由 4、5 脚输入，经缓冲后，双端送入 AMPLIFIER 放大。直流恢复电路由 Q42、Q43、Q44 等组成，电流源 Q40 作 Q43 的有源负载。

若环路的输入为 FSK 信号，即频率在  $f_1$  与  $f_2$  之间周期性跳变的信号，则鉴相器的输出电压被 AMPLIFIER 放大后分两路，一路直接送施密特触发器的输入，另一路送直流恢复电路 DC RETRIEVER 的 Q42 基极，由于 Q43 集电极通过 14 脚外接一滤波电容，放直流恢复电路的输出电压就是一个平均值——直流。这个直流电压  $V_{REF}$  再送施密特触发器另一输入端就作为基极电压。

若环路的输入为 FM 信号，DC RETRIEVER 用作线性解调 FM 信号时的后置鉴相滤波器，那么在锁定状态，14 脚的电压就是 FM 解调信号。

施密特触发器是专为解调 FSK 信号而设计的，其作用就是将模拟信号转换成 TTL 数字信号。直流恢复输出的直流基准电压  $V_{REF}$ （经 R26 到 Q49 基极）与被 AMPLIFIER 放大的误差电压  $V_{dm}$  分别送入 Q49 和 Q50 的基极， $V_{dm}$  与  $V_{REF}$  进行比较，当  $V_{dm} > V_{REF}$  时，则 Q50 导通，Q49 截止，从而迫使 Q54 截止，Q55 导通，于是 16 脚输出低电平。当  $V_{dm} < V_{REF}$  时，Q49 导通，Q50 截止，从而迫使 Q54 导通 Q55 截止，16 脚输出高电平。通过 15 脚改变 Q52 的电流大小，可改变触发器上下翻转电平，上限电平与下限电平之差也称为滞后电压  $V_H$ 。调节  $V_H$  可消除因载波泄漏而造成的误触发而出现的 FSK 解调输出，特别是在数据传输速率比较高的场合，并且此时 14 脚滤波电容不能太大。

ST 的回差电压可通过 10 脚外接直流电压进行调整，以消除输出信号  $TTL_0$  的相位抖动。

## 六、实验步骤

### 1、锁相环自由振荡频率的测量

将 5 号板开关 S2 依次设为“1000”，“0100”，“0010”，“0001”（即选择不同的定时电容），开启电源，用示波器从 TP6 处观察自由振荡波形，并填写表 14-1。

		波形	频率(MHz)	幅度 ( $V_{TP6}$ p-p)
S2=1000	$C=20\text{pF}$			
S2=0100	$C=47\text{pF}$			

S2=0010	C=110pF			
S2=0001	C=1100pF			

表 14-1 实验结果记录表

## 2、同步带和捕捉带的测量

1) 将 S2 设为 0010 (即 VCO 的自由振荡频率为 4.5MHz), 并完成下表所示的连线。

源端口	目的端口	连线说明
1 号模块: RF OUT1 输出信号 $f=4.5\text{MHz}$ , $V_{p-p}=500\text{mV}$	5 号模块: P7	为 PD 送入参考信号
5 号模块: P5	5 号模块: P8	将 VCO 输出送入 PD
5 号模块: P4	6 号模块: P3	测量 VCO 输出信号的频率

表 14-2 实验连线表

2) 用双踪示波器对比观测 5 号模块信号输入端 TP8 和 VCO 输出信号 TP6 的波形, 观察频率的锁定情况 (两波形相位重叠一致即锁定), 完成表 14-2。先按下 1 号模块上“频率调节”旋钮, 选择“ $\times 10$ ”档, 然后慢慢增大载波频率直至环路刚刚失锁, 记此时的输入频率为  $f_m$ , 再减小  $f_i$ , 直到环路刚刚锁定为止, 记此时的输入频率为  $f_{H2}$ , 继续减小  $f_i$ , 直到环路再一次刚刚失锁为止, 记此时的频率为  $f_{L1}$ , 再一次增大  $f_i$ , 直到环路再一次刚刚锁定为止, 记此时频率为  $f_{L2}$ 。由以上测试可计算得: 同步带为:  $f_{H1}-f_{L1}$ 。捕捉带为:  $f_{H2}-f_{L2}$ 。

频率	同 步 带			
	$f_{L1}$	捕 捉 带		$f_m$
		$f_{L2}$	$f_{H2}$	
S1=0001				
S1=0010				
S1=0100				
S1=1000				

表 14-3 同步带数据记载表

注: 这里我们只是选取了 4.5MHz 这个频段做实验, 其他三个频段的实验操作步骤基本

一样，只需要调整 5 号模块中 S1 的拨码方式及输入参考信号的频率即可。

3、改变 W1 的阻值（顺时针旋转，阻值变大；逆时针旋转，阻值变小），重做步骤 2，在 TP6 处观察 VCO 输出波形的幅度、同步带、和捕捉带的变化。

## 七、实验报告要求

1. 整理实验数据，按要求填写实验报告
2. 完成同步带和捕捉带的测量。
3. 分析 W1 在电路中的作用。

## 实验十五 自动增益控制 (AGC)

### 一、实验目的

- 1、掌握 AGC 工作原理。
- 2、掌握 AGC 主放大器的增益控制范围。

### 二、实验内容

- 1、比较没有 AGC 和有 AGC 两种情况下输出电压的变化范围。
- 2、测量 AGC 的增益控制范围。

### 三、实验仪器

- |         |     |
|---------|-----|
| 1、1 号模块 | 1 块 |
| 2、6 号模块 | 1 块 |
| 3、2 号模块 | 1 块 |
| 4、双踪示波器 | 1 台 |

### 四、实验原理

图 15-1 是以 MC1350 作为小信号选频放大器并带有 AGC 的电路图, F1、F2 为陶瓷滤波器 (中心频率分别为 4.5MHz 和 10.7MHz), 选频放大器的输出信号通过耦合电容连接到输出插孔 P4。输出信号另一路通过检波二极管 D1 进入 AGC 反馈电路。R14、C18 为检波负载, 这是一个简单的二极管包络检波器。运算放大器 U2B 为直流放大器, 其作用是提高控制灵敏度。检波负载的时间常数  $C18 \cdot R14$  应远大于调制信号 (音频) 的一个周期, 以便滤除调制信号, 避免失真。这样, 控制电压是正比于载波幅度的。时间常数过大也不好, 因为那样的话, 它将跟不上信号在传播过程中发生的随机变化。跨接于运放 U2B 的输出端与反相输入端的电容 C17, 其作用是进一步滤除控制信号中的调制频率分量。二极管 D3 可对 U2B 输出控制电压进行限幅。W4 提供比较电压, 反相放大器 U2A 的 2、3 两端电位相等 (虚短), 等于 W4 提供的比较电压, 只有当 U2B 输出的直流控制信号大于此比较电压时, U2A 才能输出 AGC 控制电压。

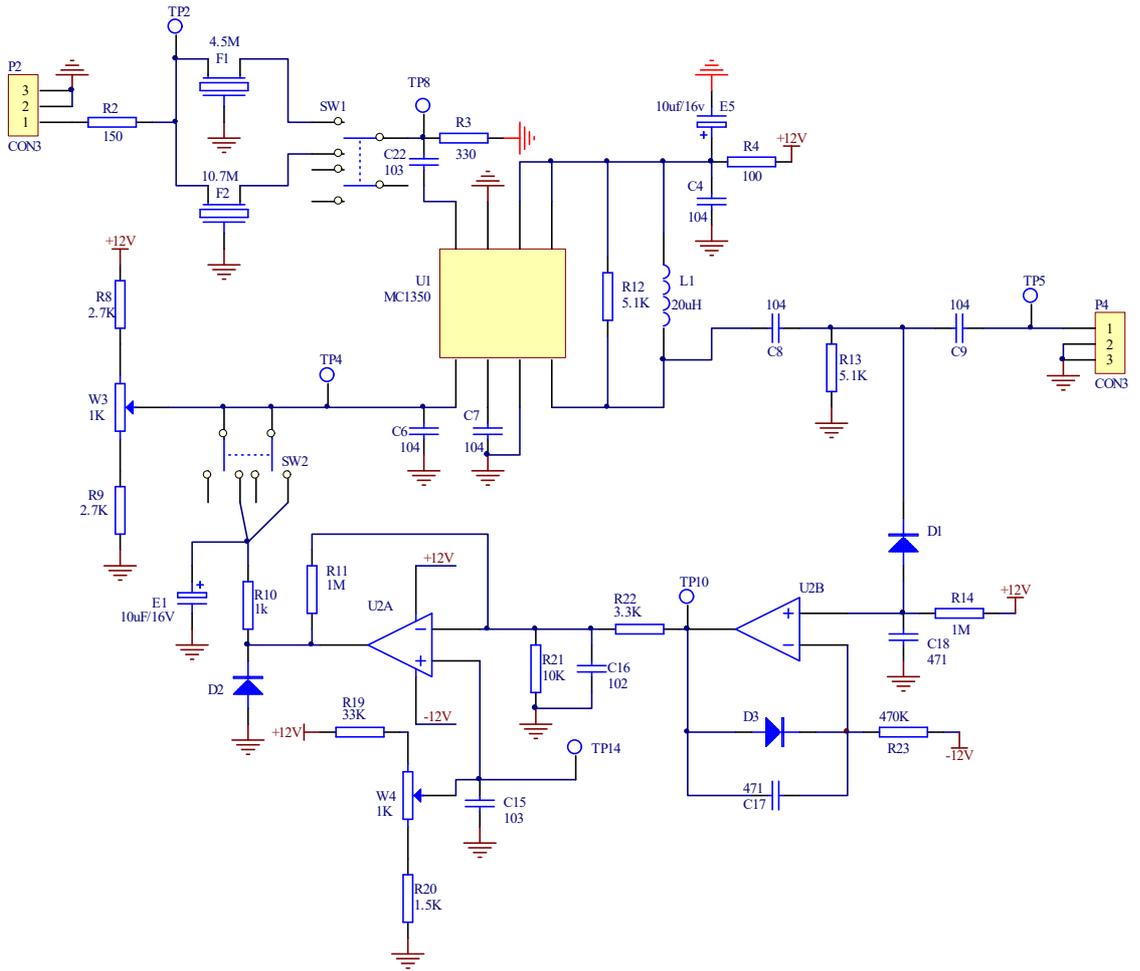


图 15-1 自动增益控制电路原理图 (AGC)

对接收机中 AGC 的要求是在接收机输入端的信号超过某一值后, 输出信号几乎不再随输入信号的增大而增大。根据这一要求, 可以拟出实现 AGC 控制的方框图, 如图 15-2 所示。

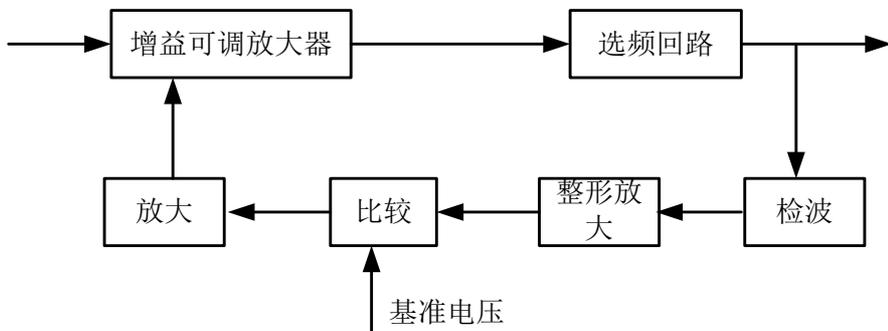


图 15-2 自动增益控制方框图

图中，检波器将选频回路输出的高频信号变换为与高频载波幅度成比例的直流信号，经直流放大器放大后，和基准电压进行比较放大后作为接收机的增益调节电压。不超过所设定的电压值时，直流放大器的输出电压也较小，加到比较器上的电压低于基准电压，此时环路断开，AGC 电路不起控。如果接收机输入端的电压超过了所设定的值，相应地直流放大器的输出电压也增大，这时，送到比较器上的电压就会超过基准电压。这样，AGC 电路开始起控，即对主放大器的增益起控制作用。当主放大器（可控增益）的输出电压随接收机输入信号增大而增大时，直流放大器的输出电压控制主放大器使其增益下降，其输出电压也下降，保持基本稳定。

AGC 电路的主要性能指标：

a)动态范围：对于 AGC 电路来说，希望其输出信号振幅的变化越小越好，同时也希望在输出信号电平幅度维持不变时输入信号振幅  $U_{im}$  的变化越大越好，在给定输出信号允许的变化范围内，允许输入信号振幅的变化越大，则表明 AGC 电路的动态范围越大，性能越好。

定义：AGC 电路的动态增益范围  $M_{AGC}$

$$M_{AGC} = \frac{m_i}{m_o} = \frac{v_{im\max} / v_{im\min}}{v_{om\max} / v_{om\min}} = \frac{v_{om\min} / v_{im\min}}{v_{om\max} / v_{im\max}} = \frac{A_{1\max}}{A_{1\min}}$$

用分贝表示为：

$$M_{AGC} (dB) = 20 \lg m_i - 20 \lg m_o = 20 \lg A_{1\max} - 20 \lg A_{1\min}$$

式中： $m_i = \frac{v_{im\max}}{v_{im\min}}$  为 AGC 电路允许的输入信号振幅最大值与最小值之比。

$m_o = \frac{v_{om\max}}{v_{om\min}}$  为 AGC 电路限定的输出信号振幅最大值与最小值之比。

$A_{1\max}$ ：输入信号振幅最小时可控增益放大器的增益，即最大增益

$A_{1\min}$ ：输入信号振幅最大时，可控增益放大器的增益，即最小增益。

b)响应时间：从可控增益放大器输入信号振幅变化到放大器增益改变所需的时间为 AGC 电路的响应时间，响应时间过慢起不到 AGC 效果，响应时间过快又会造成输出信号振幅出现

起伏变化。所以要求 AGC 电路的反应即要能跟得上输入信号振幅变化的速度，又不能过快。

c)信号失真：要求 AGC 电路所引起的失真尽可能小。

## 五、实验步骤

1、连线如下表所示。

源端口	目的端口	连线说明
1 号模块：RF OUT1 $f=4.5\text{MHz}$	2 号模块：P2	引入被控制信号
示波器连接方式		
通道 1	2 号模块：TP2	观测输入信号幅度
通道 2	2 号模块：TP5	观测输出信号幅度

表 15-1 实验连线表

2、测量开环时动态范围（AGC 开关控制 SW2 拨为 OFF）

1) 将 2 号板开关 SW1 拨到 4.5MHz，打开电源。调节 2 号板上的 W3 使增益最大，调节 1 号板上“RF 幅度”旋钮从 0 开始，直到用示波器观察 TP5 处输出信号  $v_o$  有清晰的波形，记下此时的输入端 TP2 电压为  $V_{imin}$ ， $V_{omin}$ ，记入表 15-2。（也可以认定输入信号最小值就是 0）。

2) 保持 2 号板上的 W3 使增益最大，调节 1 号板上“RF 幅度”，逐步增大输入信号，使得 TP5 处输出信号  $v_o$  的幅值最大不失真，记下此时的输入端 TP2 电压为  $V_{imax}$ ， $V_{omax}$  记入表 15-2。

$V_{imin}$		$V_{imax}$	
$V_{omin}$		$V_{omax}$	

表 15-2 开环动态范围数据记载表

3、测量闭环时动态范围（AGC 开关拨为 ON）

1) 保持输入频率 4.5MHz 不变，并且把“RF 幅度”旋钮调节到使输入信号最大，SW1 仍为 4.5MHz 位置。

2) 保持 W3 增益最大, 调节 W4, 使 TP5 处的  $v_o$  峰-峰值至 600mV。保持 W3、W4 位置不变, 从最小或 0 开始调节“RF 幅度”, 同时用示波器观察 TP2 处波形, 直至示波器上显示有幅度最小的正弦波, 记下此时输入端 TP2 处的峰峰值  $V_{im\ min}$ , 再用示波器测量 TP5 处的  $v_o$  峰-峰值, 并记下  $V_{om\ min}$ , 填入表 15-3 中。保持  $v_o$  不失真的情况下 (基本不失真), 不断增大输入端信号, 直至最大。记下此时 TP2 处输入信号的幅度为  $V_{im\ max}$ , 再用示波器测量 TP5 处的  $v_o$  峰-峰值, 并记下  $V_{om\ max}$ 。

填入下表, 并代入公式计算。

$V_{im\ min}$		$V_{im\ max}$	
$V_{om\ min}$		$V_{om\ max}$	

表 15-3 闭环动态范围数据记载表

AGC 电路的动态增益范围  $M_{AGC}$

$$M_{AGC} = \frac{m_i}{m_o} = \frac{v_{im\ max} / v_{im\ min}}{v_{om\ max} / v_{om\ min}} = \frac{v_{om\ min} / v_{im\ min}}{v_{om\ max} / v_{im\ max}} = \frac{A_{1\ max}}{A_{1\ min}}$$

用分贝表示为:

$$M_{AGC} (dB) = 20 \lg m_i - 20 \lg m_o = 20 \lg A_{1\ max} - 20 \lg A_{1\ min}$$

式中:

$$m_i = \frac{v_{im\ max}}{v_{im\ min}}$$

为 AGC 电路允许的输入信号振幅最大值与最小值之比。

$$m_o = \frac{v_{om\ max}}{v_{om\ min}}$$

为 AGC 电路限定的输出信号振幅最大值与最小值之比。

$A_{1\ max}$ : 输入信号振幅最小时, 可控增益放大器的增益, 即最大增益

$A_{1\ min}$ : 输入信号振幅最大时, 可控增益放大器的增益, 即最小增益。

## 六、实验报告要求

1. 整理实验数据，按要求填写实验报告。
2. 分析 AGC 工作原理。
3. 测试 AGC 主放大器的增益控制范围。
4. 比较没有 AGC 和有 AGC 两种情况下输出电压的变化范围。

## 实验十六 超外差中波调幅收音机

### 一、实验目的

- 1、在模块实验的基础上掌握调幅收音机组成原理，建立调幅系统概念。
- 2、掌握调幅收音机系统联调的方法，培养解决实际问题的能力。

### 二、实验内容

测试调幅收音机各单元电路波形。

### 三、实验仪器

- |         |     |
|---------|-----|
| 1、耳机    | 1 副 |
| 2、10 号板 | 1 块 |
| 3、9 号板  | 1 块 |
| 4、2 号板  | 1 块 |
| 5、4 号板  | 1 块 |
| 6、双踪示波器 | 1 台 |
| 7、万用表   | 1 块 |

### 四、实验电路说明

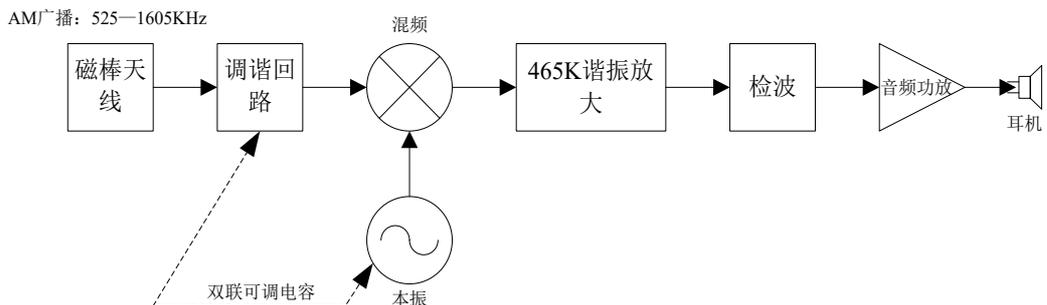


图 16-1 超外差中波调幅接收机

中波调幅收音机主要由磁棒天线、调谐回路、本振、混频器、中频放大、检波、音频功放、耳机构成。

磁棒天线：磁棒天线是利用磁棒的高导磁率，能有效的收集空间的磁力线，使磁棒线圈

感应到信号电压。同时磁棒线圈就是输入回路线圈，它身兼两职，避免了天线的插入损耗，另外，磁棒线圈具有较高的 Q 值，故磁棒天线是很优良的接收天线，它不但接收灵敏度高，而且还具有较好的选择性，为此中波调幅收音机几乎全采用磁棒天线。

**调谐回路：**从磁棒天线接收进来的高频信号首先进入输入调谐回路。调谐回路的任务是选择信号。在众多的信号中，只有载波频率与输入调谐回路相同的信号才能进入收音机。

**混频和本机振荡级：**从调谐回路送来的调幅信号和本机振荡器产生的等幅信号一起送到混频级，经过混频级产生一个新的频率，这一新的频率恰好是输入信号频率和本振信号频率的差值，称为差频。例如，输入信号的频率是 535kHz，本振频率是 1000kHz，那么它们的差频就是  $1000\text{ kHz} - 535\text{ kHz} = 465\text{ kHz}$ ；当输入信号是 1605kHz 时，本机振荡频率也跟着升高，变成 2070kHz。也就是说，在超外差式收音机中，本机振荡的频率始终要比输入信号的频率高一个 465kHz。这个在变频过程中新产生的差频比原来输入信号的频率要低，比音频却要高得多，因此我们把它叫做中频。不论原来输入信号的频率是多少，经过变频以后都变成一个固定的中频，然后再送到中频放大器继续放大，这是超外差式收音机的一个重要特点。以上三种频率之间的关系可以用下式表达：

本机振荡频率 - 输入信号频率 = 中频

**中频放大级：**由于中频信号的频率固定不变而且比高频略低（我国规定调幅收音机的中频为 465kHz），所以它比高频信号更容易调谐和放大。通常，中放级包括 1-2 级放大及 2-3 级调谐回路，这使超外差式收音机灵敏度和选择性比直放式收音机都提高了许多。可以说：超外差式收音机的灵敏度和选择性在很大程度上就取决于中放级性能的好坏。

**检波电路：**经过中放后，中频信号进入检波级，检波级的主要任务是在尽可能减小失真的前提下把中频调幅信号还原成音频。收音机常用的检波电路有二极管包络检波和三极管检波。

**音频功放级：**检波级输出的音频信号是很微弱的，不能直接推动扬声器或耳机，需要经过音频功率放大电路来获得一定的功率去驱动负载。

在本实验中，我们需要观察调幅收音机各个单元电路的波形，由于电台信号较微弱，不便于仪器观测，所以在试验中我们用信号源产生一个调幅信号用来模拟电台信号。

## 五、实验步骤

1、在断电状态下连接各个模块。连线框图如下：

源端口	目的端口	连线说明
1 号板：P1	9 号板：P1	模拟调幅信号
9 号板：P2	2 号板：P5	465KHz 中频放大
2 号板：P6	4 号板：P10	三极管检波输入
4 号板：P11	10 号板：P5	音频功放
10 号板：EAR1	耳机	电声转换

表 16-1 实验连线表

2、打开电源，将 1 号板信号源 RF 输出调成 1000KHz 的调幅波，调节“AM 跳幅度”旋钮（顺时针到底是调制度最大），使调制度大约为 30%。调整 RF 输出幅度，使 9 号板 TP6 幅度为峰峰值 700mV。

3、调节 9 号板的调谐盘，使 TP4（本振测试点）的频率为 1465KHz（用示波器观察的时候用交流耦合，注意触发电平的大小即示波器“LEVEL”的位置）。

4、调节 2 号板的 W2 来改变中放增益，一般可顺时针旋到底。调节 2 号板 T2 和 T3 来改变中放谐振频率。直到耳机中的单音频声最清晰。

5、调节 4 号板的 W4 来改变三极管检波的直流偏置，使耳机中声音最清晰。

6、调整好后，用示波器测量各点波形。9 号板 TP6 为接收的电台信号（模拟），TP5 为调谐回路输出，TP4 为本振，TP1 为三极管混频输出，TP2 为中频输出，TP1 与 TP2 的区别在于 TP2 经过了一级 LC 选频网络，谐振频率约为 465KHz。2 号板 P6 为中放输出。4 号板 P11 为检波输出。10 号板 TP8 为音频功放输出。

7、记录各点波形。

8、关闭信号源，拔掉 9 号板 P1 的连线，接收实际电台，再次观测各点波形。

## 六、实验报告要求

1、说明调幅接收机组成原理。

2、根据调幅接收机组成框图测出对应点的实测波形并标出测量值大小。

## 实验十七 超外差式 FM 收音机

### 一、实验目的

- 1、在模块实验的基础上掌握超外差式 FM 收音机组成原理，建立调频系统概念。
- 2、掌握 FM 收音机系统联调的方法，培养解决实际问题的能力。

### 二、实验内容

完成 FM 收音机整机联调。

### 三、实验仪器

- |         |     |
|---------|-----|
| 1、天线    | 1 根 |
| 2、10 号板 | 1 块 |
| 3、9 号板  | 1 块 |
| 4、5 号板  | 1 块 |
| 5、6 号板  | 1 块 |
| 6、2 号板  | 1 块 |
| 7、双踪示波器 | 1 台 |
| 8、耳机    | 1 副 |

### 四、实验说明

1.调频广播与中波或短波广播相比，主要有以下几类优点：

(一)调频广播的调制信号频带宽，信道间隔为 200KHz，单声道调频收音机的通频带为 180KHz，调频立体声收音机的通频带为 198KHz，高音特别丰富，音质好。

(二)调频广播发射距离较近，各电台之间干扰小。电波传输稳定，抗干扰能力强，信噪比高，失真小，能获得高保真的放音。

(三)调频广播能够有效的解决电台拥挤问题。调频广播的信道间隔为 200KHz，在调频广播波段范围内，可设立 100 个电台。又由于调频广播传播距离近，发射半径有限，在辽阔的国土上，采用交叉布台的方法，一个载波可重复多次的使用而不会产生干扰。这样，有效的解决了（调幅广播无法解决的）频道不够分配的问题。

## 2. 实验中超外差式 FM 收音机原理框图如下：

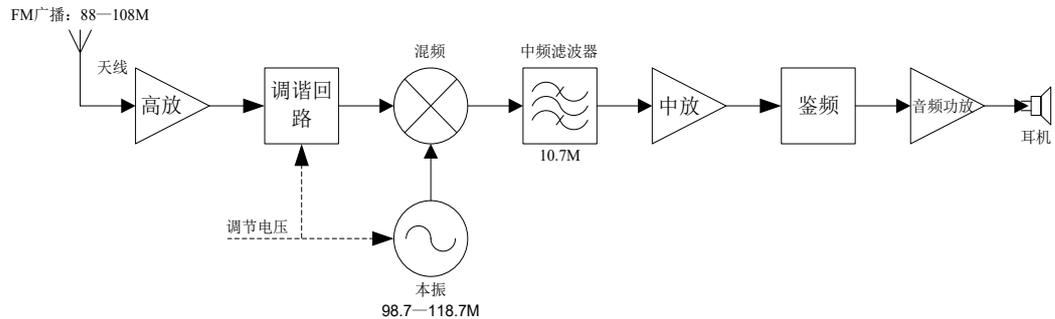


图 17-1 FM 收音机原理框图

下面简单说明一下工作原理，我们身边的无线电波是摸不着看到到的，但它们的确存在，从空间的角度去看略显复杂，因为无线电波是重叠在一起的。那么接收机又是怎么从这么复杂的环境中把我们想要的信号分离出来的呢？从频率的角度去看，实际上这些无线电波并不是重叠的，在坐标轴中以横轴为频率轴，靠近原点也就是频率较低的一般是工频干扰，比如我们使用的交流电有 50Hz 的干扰，包括其谐波。家用电器工作时也会产生干扰。我国 AM 广播频段为 525~1605KHz，FM 广播频段相对较高，为 88~108M。远离原点的频率可能会有手机信号，卫星信号等等。在这里我只讨论 FM 频段，以武汉地区为例，共有 10 多个调频电台，这 10 多个电台信号都会进入收音机天线，并同时经过高放放大，调谐回路实际上是一个中心频率可调的 LC 带通滤波器，其作用是用来选择我们想要接收的电台频率，滤除其他电台频率，例如我们想要收听 105.8MHz 这个台，那么我们就应该调节调谐旋钮，使调谐回路的中心频率为 105.8MHz，其他不需要的电台就会被滤除，这样可以提高信噪比。经过调谐回路选出来的 105.8MHz 信号被送入混频器，与收音机内部的本地振荡器产生的频率进行混频（频率线性搬移），得到一个固定频率的中频信号，我国规定的 FM 广播中频频率为 10.7MHz。本振的频率也是可调的，这里我们要接收的是 105.8MHz，中频 10.7MHz，那么本振频率=105.8+10.7=116.5MHz。当然理论上使用 105.8-10.7=95.1MHz 的本振频率也行，但一般情况都使用高本振，这是由于振荡电路在频率更高的情况下可以得到更大的频率变化范围。根据上面的讲解，我们可以算出 FM 收音机本振的频率范围为 98.7~118.7MHz。频率的调节时通过 9 号板上的电位器 W1 来完成的，W2 是频率微调，实际中的收音机也有用可调电容的，

原理都差不多。在这里我们要注意的，本振频率的调节与谐振选频回路的调节是通过同一个电位器来完成的，那么在设计收音机时就有一个要求，即要保证在调节的过程中，本振频率始终要比调谐回路中心频率高 10.7MHz，这一过程被形象的称作跟踪。从混频器出来的中频并不是单一的频率，在书本中我们学过，两个频率相乘可以得到它们的和频和差频。105.8MHz 与本振 116.5MHz 混频后可以产生 10.7MHz 和 222.3MHz 的频率，除了这两个频率外还会有其他频率，怎么理解呢？这是因为前面的调谐回路滤波器并不是理想的矩形，存在一定的“斜坡”，假设 105.8MHz 附近的 105.6 也是一个电台，那么这个 105.6MHz 的信号也是能通过调谐回路的，只不过被衰减了，离 105.8MHz 越远，衰减就越厉害。既然有一定量的 105.6MHz 信号进入混频器，于是混频后就会产生 10.9MHz 与 222.1MHz 的频率。另外，混频器自身的非线性也会产生一些其他的频率分量。由此看来，我们有必要在混频级后面加上一个 10.7MHz 的带通滤波器，滤除其他不需要的频率。经过滤波器的中频信号相对而言较为单一了，然后对其经行一定增益的放大。再送入鉴频器解调。就可以还原出音频信号。此时的音频信号是很微弱的，需要经过功率放大才能推动耳机或者扬声器。

## 五、实验步骤

- 1、本实验需要用到 2 号板、5 号板、6 号板、9 号板、10 号板
- 2、断电状态下连线，连线框图如下：

源端口	目的端口	连线说明
9 号板：P4	2 号板：P2	中频放大
9 号板：P3	6 号板：P2	本振频率观测
2 号板：P4	5 号板：P2	鉴频
5 号板：P3	10 号板：P5	音频功放
10 号板：EAR1	耳机	电声转换

表 17-1 实验连线表

- 3、将 2 号板 SW1 拨置“10.7MHz”，SW2 拨置“OFF”。5 号板 SW1 拨置“10.7MHz”。
- 4、在 9 号板 Q1 接口接上拉杆天线，打开电源。
- 5、按下 6 号板“输入选择”键，选择通道 B。

6、计算接收电台需要的本振频率，然后调节 9 号板的 W1，再微调 W2，观察频率计读数判断是否调准。例如想要接收 105.8MHz 的电台，那么本振频率应该为 116.5MHz，然后调节 W1 和 W2 使频率计读数为 116.5MHz。

7、调节 2 号板的 W3 改变中放增益。

8、调节 10 号板 W1 改变音量。

9、耳机中听到电台声后，适当调整天线方向，微调 W1 和 W2 改变本振频率，使声音最清晰。

10、用示波器观察各点波形，并记录下来。

## 六、实验报告要求

1、阐述调频收音机组成原理

2、根据调频收音机组成框图测出对应点的实测波形并标出测量值大小。

## 实验十八 锁相频率合成器组装及调试

### 一、实验目的

- 1、理解高频模拟锁相环路法本振频率合成的原理。
- 2、掌握锁相环频率合成的方法。

### 二、实验内容

- 1、测量频率合成器输出频率与分频比的关系。
- 2、调测频率合成器的输出波形。

### 三、实验仪器

- |         |     |
|---------|-----|
| 1、5 号板  | 1 块 |
| 2、10 号板 | 1 块 |
| 3、6 号模块 | 1 块 |
| 4、双踪示波器 | 1 台 |

### 四、实验原理

晶体振荡器能产生稳定度很高的固定频率。若要改变频率则需要更换晶体。LC 振荡器改换频率虽很方便，但频率稳定度又很低。用锁相环实现的频率合成器，既有频率稳定度高又有改换频率方便的优点。

频率合成的一般含义是：将给定的某一基准频率（用频率稳定而且准确的振荡器所产生的频率），通过一系列的频率算术运算，在一定频率范围内，获得频率间隔一定，稳定度和基准频率相同，数值上与输入频率成有理数比的大量新频率的一种技术。

锁相环的原理在模拟锁相环中已经详细讲述，这里讲述锁相频率合成的方法。在实验箱中将 1MHz 参考信号  $f_i$  进行 R 分频从 P3 输出，将 VCO 输出信号  $f_o$  从 P1 输入，然后进行 N 分频，从 P2 输出。根据锁相环的知识可知  $f_i/R = f_o/N$  即推出  $f_o = \frac{N}{R} f_i$ ，适当选择 R、N 的分频比，可以得到不同的频率。

锁相频率合成系统框图如图 18-1 所示（主时基为 1MHz）

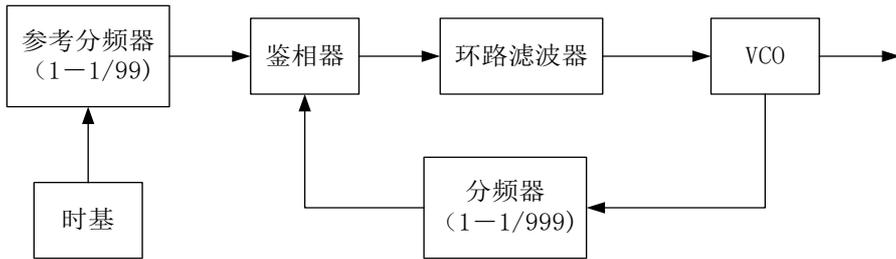


图 18-1 锁相频率合成器

## 五、实验步骤

1、连线框图如下：

源端口	目的端口	连线说明
10 号板：P3	5 号板：P7	参考分频信号送入鉴相器
10 号板：P2	5 号板：P8	分频器输出连至鉴相器射频输入
10 号板：P1	5 号板：P5	VCO 输出连至分频器输入
5 号板：P4	频率计：P3	合成频率输出

表 18-1 实验连线表

2、将 10 号板“参考分频器”拨码开关置于“1000 0000”（即 R 为十进制 80），即将 1M 的基准信号进行了 80 分频处理，参考输出 P3 的输出频率为  $1M/80=12.5KHz$ 。将分频器拨码开关拨为“0000 0011 0010（即 N 为十进制 32）”。再将 5 号板锁相环中心频率开关 S2 置于“0001”，即 VCO 频段设置为 400KHz。打开电源开关。

3、用示波器观测 VCO 输出端口 TP6，适当调节电位器 W1，直到 TP6 的波形占空比比比较均匀（占空比为 50%最好），此时 VCO 输出口 P4 的输出频率应为 400KHz。

4、设置 10 号板“N 分频器值”（N 为十进制 BCD 码），观察频率计的显示以及合成频率幅度的大小，并填写下表。

输入信号分频数 N	30	32	34	36	38	40	42
输出电压 $V_{o(p-p)}$							
输出频率(KHz)							

表 18-2 分频器数据记录表一

5、改变模块 5 中 S2 的设置，改变 N/M 的分频比，合成新的频率，自行设计表格。

(例如，将 S1 设为“0010”，即锁相环中心频率为 4.5MHz。将 1M 的基准信号进行 10 分频，即对应“参考分频器”应设置为“0001 0000”。用示波器观测 VCO 输出端 TP6，适当调节电位器 W1 直到 TP6 的波形占空比比较均匀（占空比为 50%最好）。

设置 N 分频器的分频值,观察并记录合成频率，并记入下表。

输入信号分频数 N	42	43	44	45	46	47	48
输出电压 $V_{o(p-p)}$							
输出频率(KHz)							

表 18-3 分频器数据记录表二

说明：分频器拨码开关用十进制 BCD 码表示，例如 N 分频器共有 12 位拨码，则表示十进制范围为 1—999，如 N=191，则拨码开关应设置成“0001 1001 0001”，每 4 位一组，大于 9 无效。

## 六、实验报告要求

- 1、写出频率合成器实验的基本原理。
- 2、整理实验数据填于表中。
- 3、分析实测波形和频率锁定的范围。
- 4、如果对参考信号进行不同的分频，得到的组合频率会有什么不同？

## 实验十九 半双工调频无线对讲机

### 一、实验目的

- 1、在模块实验的基础上掌握调频发射机、接收机，整机组成原理，建立调频系统概念。
- 2、掌握系统联调的方法，培养解决实际问题的能力。

### 二、实验内容

- 1、完成调频发射机整机联调。
- 2、完成调频接收机整机联调。
- 3、进行调频发送与接收系统联调。

### 三、实验仪器

- |         |     |
|---------|-----|
| 1、高频实验箱 | 2 台 |
| 2、双踪示波器 | 1 台 |

### 四、实验原理

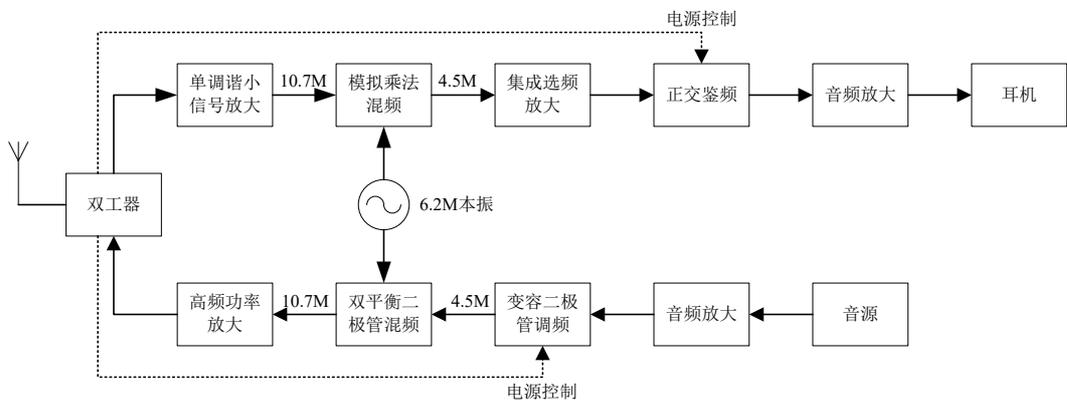


图 19-1 无线对讲机原理框图

半双工调频对讲机组成原理框图如上图所示，发射机由音源，音频放大，调频、上变频、高频功放等电路组成。接收机则由高放，下变频、中频放大、鉴频、音频功放、耳机等部分组成。

半双工是指接收与发送共用一个载波信道，但同一时刻只能发送或只能接收的传输方式，从上图中可以看到，发送与接收频率同为 10.7MHz，公用一根天线。收发的切换依靠 10 号板的 J1 完成。J1 在没有按下去的情况下为接收状态，按下去为发送。为了避免自身的发送对接

收的干扰，所以加入了电源控制。电源控制的作用是当接收电路工作时，发送电路关闭，反之亦然。

## 五、实验步骤

1、准备两台实验箱，分别在关电状态下按下表连线：

发送部分：

源端口	目的端口	连线说明
10 号板：P7	3 号板：P2	将音频信号进行调制
3 号板：P1	7 号板：P1	已调信号进混频级
1 号板：P1	7 号板：P3	本振信号输入
7 号板：P2	8 号板：P4	混频输出至高频功放
8 号板：P1	10 号板：P4	至双工器

接收部分：

源端口	目的端口	连线说明
10 号板：P6	2 号板：P3	接收信号送入高频放大
2 号板：P1	7 号板：P4	放大输出至混频器射频输入
1 号板：P2	7 号板：P5	本振信号输入
7 号板：P6	2 号板：P2	混频输出至中频放大
2 号板：P4	5 号板：P2	鉴频
5 号板：P3	10 号板：P5	解调输出至音频功放
10 号板：EAR1	耳机	电声转换

电源控制：（使用台阶线）

源端口	目的端口	连线说明
10 号板：P8	5 号板：P1	接收电源控制

表 19-1 实验连线表

2、将 3 号板 S1 拨为“01”，S2 拨为“01”，2 号板 SW1 拨置“4.5MHz”，SW2 拨置“OFF”；5 号板 SW1 拨置“4.5MHz”；10 号板 SW1 拨到上方。

- 3、打开电源，将 1 号板信号源调到 6.2MHz，RF 幅度最大。
- 4、调整 3 号板的 W2，使 TP8 频率接近 4.5MHz。
- 5、将 2 号板的 W3 旋到 1/2 处，10 号板的 W1，W2 旋到 1/3 处。
- 6、将拉杆天线接到 10 号板 Q1 接口。
- 6、按下 10 号板的 J1，对方应能听到音乐声，然后微调各单元电路，使声音最清晰。
- 7、将话筒插入 10 号板“MIC1”，SW1 拨到下方实现两台实验箱人声对讲。

## 六、实验报告要求

- 1、写出实验目的和任务
- 2、画出调频发射机组成框图对应点的实测波形和大小
- 3、写出调试中遇到的问题，并分析说明

## 实验二十 中波调幅发射机组装及调试

### 一、实验目的

1. 在模块实验的基础上掌握调幅发射机整机组成原理，建立调幅系统概念。
2. 掌握发射机系统联调的方法，培养解决实际问题的能力。

### 二、实验内容

完成调幅发射机整机联调。

### 三、实验仪器

- |         |     |
|---------|-----|
| 1、10 号板 | 1 块 |
| 2、4 号板  | 1 块 |
| 3、1 号板  | 1 块 |
| 4、8 号板  | 1 块 |
| 5、双踪示波器 | 1 台 |

### 四、实验电路说明



图 20-1 中波调幅发射机

该调幅发射机组成原理框图如图 20-1 所示，发射机由音频信号发生器，音频放大，AM 调制，高频功放四部分组成。实验箱上由模块 4，8，10 构成。

### 五、实验步骤

- 1、关闭电源，按如下方式连线

源端口	目的端口	连线说明
10 号板：P7	4 号板：P3	放大后的音频信号输入 AM 调制
信号源：RF OUT1	4 号板：P1	AM 调制载波输入

( $V_{p-p}=500mV$ $f=1MHz$ )		
4 号板: P4	8 号板: P4	调制后的信号输入高频功放
8 号板: P1	10 号板: P4	信号发射

表 20-1 实验连线表

2、将模块 10 的 SW1 拨置上方，即选通音乐信号，经放大后从 P7 输出，调节 W2 使 P7 处信号峰-峰值为 100mV 左右（在 TP9 处观测），

3、4 号板 P1 输入为 1MHz， $V_{p-p}=500mV$  的正弦波信号作为载波，用示波器在 4 号板的 TP1 处观测。

4、调节 4 号板上 W1 使调幅度大约为 30%，调节 W2 从 TP6 处观察输出波形，使调幅度适中。

5、将 AM 调制的输出端 P4 连到宽带功率放大器的输入端 P4，从 TP2 处可以观察到放大的波形。

6、将已经放大的高频调制信号连到模块 10 的天线发射端 P4，并按下开关 J1，这样就将高频调制信号从天线发射出去了，观察 10 号板上 TP4 处波形。

## 六、实验报告要求

- 1、画出调幅发射机组成框图和对对应点的实测波形并标出测量值大小。
- 2、写出调试中遇到的问题，并分析说明。

## 选做实验一 常用低通带通滤波器特性实验

### 一、实验目的

- 1、掌握 LC 滤波器、石英晶体滤波器以及陶瓷滤波器的工作原理。
- 2、掌握 LC 滤波器、石英晶体滤波器以及陶瓷滤波器的选频特性。

### 二、实验内容

观测 LC 低通滤波器、石英晶体以及陶瓷滤波器的通频带。

### 三、实验仪器

- |         |     |
|---------|-----|
| 1、12 号板 | 1 块 |
| 2、信号源模块 | 1 块 |
| 3、频率计模块 | 1 块 |
| 4、双踪示波器 | 1 台 |

### 四、基本原理和实验电路

滤波器是一种能使用有用频率信号通过而同时抑制（或大为衰减）无用频率信号的电子装置。工程上常用它来作为信号处理、数据传送和抑制干扰等。例如有一个较低频率的信号，其中包含一些较高频率成分的干扰，通过滤波器后，滤除了信号中无用的频率成分。这种滤波方式主要通过滤波器对有用信号产生放大，对无用信号不产生放大，从而实现对不同频率成分的信号响应不同，这种方式的滤波称为模拟滤波。一种方法是待滤波的信号通过傅立叶变换，得到对应的频域信号，将有用信号的频谱保留，将无用信号的频谱滤除。将滤波后的频谱信号通过傅立叶反变换得到时域信号，就完成了对信号的滤波，这种方法称为数字滤波。

滤波电路的一般结构如图 21-1 所示。图中  $v_i(t)$  表示输入信号， $v_o(t)$  为输出信号。假设滤波电路是一个线性时不变网络，则在复频域内有

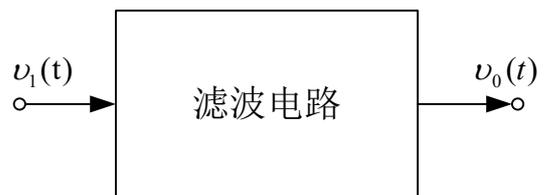


图21—1 滤波电路的一般结构图

$$A(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)}$$

式中  $A(s)$  是滤波电路的电压传递函数，一般为复数。对于实际频率来说 ( $s=j\omega$ )，则有

$$A(j\omega) = |A(j\omega)|e^{j\varphi(\omega)}$$

这里  $|A(j\omega)|$  为传递函数的模， $\varphi(\omega)$  为其相位角。

此外，在滤波电路中所关心的另一个量是时延  $\tau(\omega)$ ，它定义为

$$\tau(\omega) = -\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega}(s)$$

通常用幅频响应特性，欲使信号通过滤波器的失真很小，则相位和时延响应亦需要考虑。

当相位响应  $\varphi(\omega)$  作线性变化，即时延响应  $\tau(\omega)$  为常数时，输出信号才可能避免失真。

对于幅频响应，通常把能够通过的信号频率范围定义为通带，而把受阻或衰减的信号频率范围称为阻带，通带和阻带的界限频率叫做截止频率。

理想滤波电路在通带内应具有零衰减的幅频响应，而在阻带内应具有无限大的幅度衰减 ( $|A(j\omega)|=0$ )，按照通带和阻带的相互位置不同，常见滤波电路通常可以分为以下几类，其幅频响应曲线如图 21-2 所示

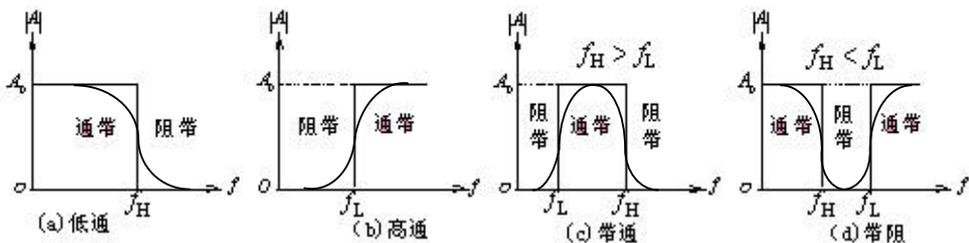
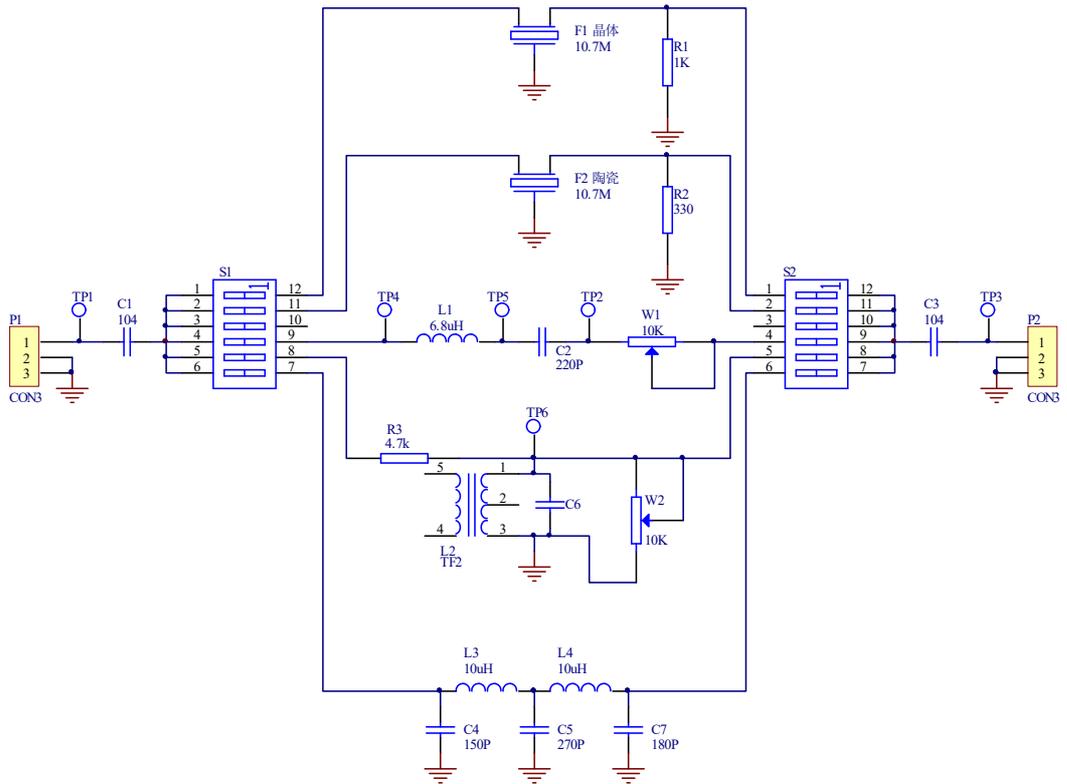


图 21-2 各种滤波电路的幅频响应

本实验采用的滤波器有 LC 低通滤波器、石英晶体滤波器和陶瓷滤波器。



电路图如图 21-3 所示。

晶体滤波器和陶瓷滤波器的中心频率为 10.7MHz。LC 低通滤波器选通频率  $f \leq 5\text{MHz}$ 。

## 五、实验步骤

1、在短接座 S1 上用跳线帽选择晶体滤波器（避免多种滤波器同时选择）。将频率为 5MHz 的高频信号从 P1 输入，以“500K”档位步进到 15MHz（在过渡带将步进档位适当减小），每次先调节信号源使输入信号幅度一致，再记录 TP3 处的输出电压  $V_0$ ，自行设计表格，将数据填入表中。

2、在短接座 S1 上用跳线帽选择陶瓷滤波器。将频率为 5MHz 的高频信号从 P1 输入，以“500K”档位步进到 15MHz（在过渡带将步进档位适当减小），每次先调节信号源使输入信号幅度一致，再记录 TP3 处的输出电压  $V_0$ ，自行设计表格，将数据填入表中。

3、在短接座 S1 上用跳线帽选择 LC 低通滤波器，将频率为 400KHz 的高频信号从 P1 输入，以“500K”档位步进到 5MHz（在过渡带将步进档位适当减小），每次先调节信号源使输入信号幅度一致，再记录 TP3 处的输出电压  $V_0$ ，自行设计表格，将数据填入表中。

## 六、实验报告要求

- 1) 整理实验数据，并填入表格。
- 2) 在坐标纸上绘出三种滤波器的幅频特性曲线，并标明截止频率。
- 3) 从 Q 值，通频带和频率选择性三方面比较陶瓷滤波器和晶体滤波器。

## 选做实验二 LC 串并联谐振回路特性实验

### 一、实验目的

- 1、掌握 LC 振荡回路的谐振原理
- 2、掌握 LC 串并联谐振回路的谐振特性
- 3、掌握 LC 串并联谐振回路的选频特性

### 二、实验内容

观测 LC 串并联谐振回路的通频带。

### 三、实验仪器

- |         |     |
|---------|-----|
| 1、信号源模块 | 1 块 |
| 2、频率计模块 | 1 块 |
| 3、12 号板 | 1 块 |
| 4、双踪示波器 | 1 台 |

### 四、基本原理和实验电路

#### (一) 基本原理

在高频电子电路中，用选频网络选出我们需要的频率分量和滤除不需要的频率分量。通常，在高频电子线路中应用的选频网络分为两大类。第一类是由电感和电容元件组成的振荡回路（也称谐振回路），它又可以分为单振荡回路以及耦合振荡回路；第二类是各种滤波器，如 LC 滤波器，石英晶体滤波器陶瓷滤波器和声表面波滤波器等。本实验主要介绍第一类振荡回路。

#### 1、串联谐振回路

信号源与电容和电感串联，就构成串联振荡回路。电感的感抗值 ( $\omega L$ ) 随信号频率的升高而增大，电容的容抗值  $[1/(\omega C)]$  则随信号频率的升高而减小。与感抗或容抗的

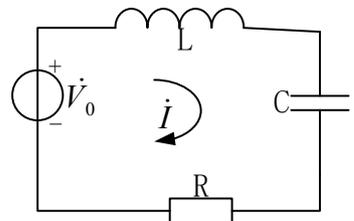


图22-1 串联振荡回路

变化规律不同，串联振荡回路的阻抗在某一特定频率上具有最小值，而偏离特定频率时的阻抗将迅速增大，单振荡回路的这种特性称为谐振特性，这特定的频率称为谐振频率。

图 22-1 所示为电感  $L$ 、电容  $C$  和外加电压  $\dot{V}_S$  组成的串联谐振回路。图中  $R$  通常是电感线圈损耗的等效电阻，电容损耗很小，一般可以忽略。

保持电路参数  $R$ 、 $L$ 、 $C$  值不变，改变外加电压  $\dot{V}_S$  的频率，或保持  $\dot{V}_S$  的频率不变，而改变  $L$  或  $C$  的数值，都能使电路发生谐振（回路中电流的幅度达到最大值）。

在某一特定角频率  $\omega_0$  时，若回路电抗满足下列条件

$$X = \omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C} = 0 \quad (22-1)$$

则电流  $\dot{I} = \dot{I}_0 = \frac{\dot{V}_S}{R}$  为最大值，回路发生谐振。上式称为串联谐振回路的谐振条件。

回路发生串联谐振的角频率  $\omega_0$  和频率  $f_0$  分别为

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}; f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (22-2)$$

将式 (22-2) 代入式 (22-1)，得

$$\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot L = \sqrt{\frac{L}{C}} = \rho \quad (22-3)$$

我们把谐振时的回路感抗值（或容抗值）与回路电阻  $R$  的比值称为回路的品质因数，以  $Q$  表示，简称  $Q$  值，则得

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 C R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\rho}{R} \quad (22-4)$$

若考虑信号源内阻  $R_S$  和负载电阻  $R_L$  后，串联回路的电路如图 22-2 所示。由于  $R_S$  和  $R_L$  的接入使回路  $Q$  值下降，串

联回路谐振时的等效品质因数  $Q_L$  为  $Q_L = \frac{\omega_0 L}{R + R_S + R_L}$ 。

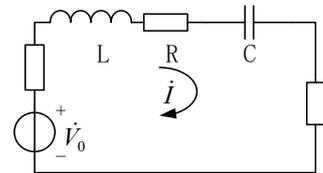


图22-2 考虑 $R_S$ 和 $R_L$ 后的串联振荡回路

图 22-3 为串联振荡回路的谐振曲线，由图可见，回路的  $Q$  值越高，谐振曲线越尖锐，对外加电压的选频作用愈显著，回路的选择性就愈好。因此，回路  $Q$  值的大小可说明回路选

择性的好坏。

当回路的外加信号电压的幅值保持不变，频率改变为  $\omega = \omega_1$  或  $\omega = \omega_2$ ，此时回路电流等于谐振值的  $1/\sqrt{2}$  倍，如图 22-4 所示。 $\omega_2 - \omega_1$  称为回路的通频带，其绝对值（用  $2\Delta\omega_{0.7}$  或  $2\Delta f_{0.7}$  表示）为

$$2\Delta\omega_{0.7} = \omega_2 - \omega_1 \text{ 或 } 2\Delta f_{0.7} = f_2 - f_1 \quad (22-5)$$

式中  $\omega_1$ （或  $f_1$ ）和  $\omega_2$ （或  $f_2$ ）为通频带的边界角频率（或边界频率）。在通频带的边界角频率  $\omega_1$  和  $\omega_2$  上， $I_m/I_{0m} = 1/\sqrt{2}$ 。这时，回路所损耗的功率为谐振时的一半（功率与回路电流的平方成正比例），所以这两个特定的边界频率又称为半功率点。

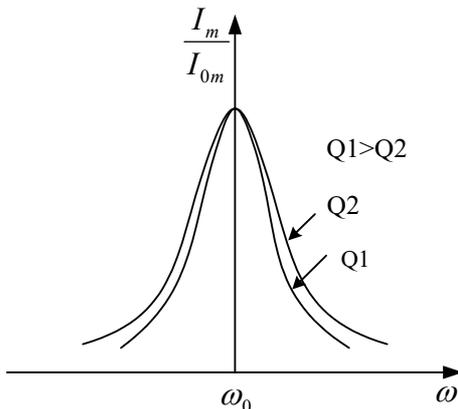


图22-3 串联振荡回路的谐振曲线

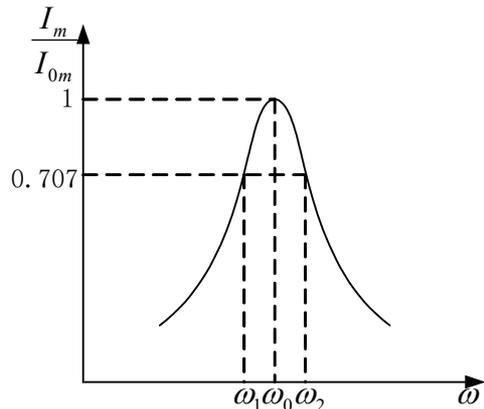


图22-4 串联振荡回路的通频带

## 2、并联谐振回路

串联谐振回路适用于信号源内阻等于零或很小的情况（恒压源），如果信号源内阻很大，采用串联谐振回路将严重降低回路的品质因数，使串联谐振回路的选择性显著变坏（通频带过宽）。在这种情况下，宜采用并联谐振回路。

并联谐振回路是指电感线圈  $L$ 、电容器  $C$  与外加信号源相互并联的振荡电路，如图 22-5 所示。由于电容器的损耗很小，可以认为损耗电阻集中在电感支路中。

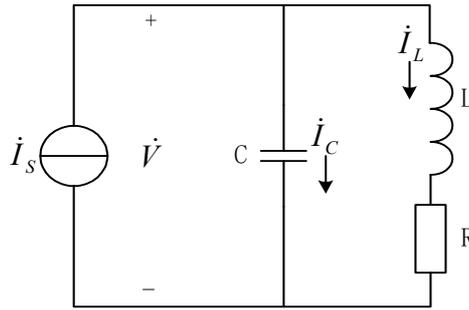


图22-5 并联振荡回路

并联振荡回路两端间的阻抗为：

$$Z = \frac{(R + j\omega L) \frac{1}{j\omega C}}{R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{(R + j\omega L) \frac{1}{j\omega C}}{R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C})} \quad (22-6)$$

在实际应用中通常满足  $\omega L \gg R$  的条件，因此

$$Z \approx \frac{\frac{L}{C}}{R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C})} = \frac{1}{\frac{CR}{L} + j(\omega C - \frac{1}{\omega L})} \quad (22-7)$$

并联振荡回路的导纳  $Y = G + jB = 1/Z$ ，由式 (23-7) 得

$$Y = G + jB = \frac{CR}{L} + j(\omega C - \frac{1}{\omega L}) \quad (22-8)$$

式中， $G = \frac{CR}{L}$  为电导， $B = (\omega C - \frac{1}{\omega L})$  为电纳。

因此，并联振荡回路电压的幅值为

$$V_m = \frac{I_{sm}}{|Y|} = \frac{I_{sm}}{\sqrt{G^2 + B^2}} = \frac{I_{sm}}{\sqrt{\left(\frac{CR}{L}\right)^2 + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2}} \quad (22-9)$$

由式 (23-9) 可见，当回路导纳  $B=0$  时， $\dot{V} = \dot{V}_0 = \frac{L}{CR} \dot{I}_s$ ，回路电压  $\dot{V}_0$  与电流  $\dot{I}_s$  同相。

我们把并联振荡回路的这种状态叫做并联回路对外加信号源频率发生并联谐振。

由并联振荡回路电纳  $B = \omega_p C - \frac{1}{\omega_p L} = 0$  的并联谐振条件，可以导出并联回路谐振角频

率  $\omega_p$  和谐振频率  $f_p$  分别为

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}; f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (22-10)$$

当  $\omega L \gg R$  的条件不满足时，并联谐振回路的谐振角频率为

$$\omega_p = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{L^2}} \quad (22-11)$$

在并联谐振时，把回路的感抗值（或容抗值）与电阻的比值称为并联振荡回路的品质因数  $Q_p$ ，即

$$Q_p = \frac{\omega_p L}{R} = \frac{1}{\omega_p C R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (22-12)$$

考虑信号源内阻和负载电阻  $R_s$  和负载电阻  $R_L$  时，并联谐振回路的等效电路如图 22-6 所示，回路的等效  $Q_L$  值下降

$$Q_L = \frac{Q_p}{1 + \frac{R_p}{R_s} + \frac{R_p}{R_L}} \quad \text{式中 } Q_p = \frac{R_p}{\omega L} \quad (R_p \text{ 为谐振电阻})$$

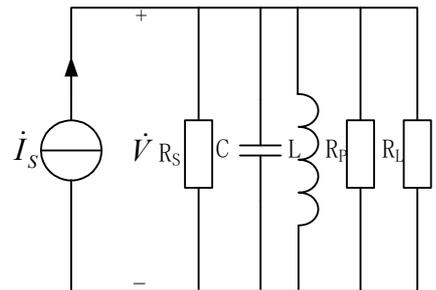


图22-6 考虑  $R_s$  和  $R_L$  后的串联振荡回路

并联振荡回路的谐振曲线如图 22-7 所示，通频带如图 22-8 所示。

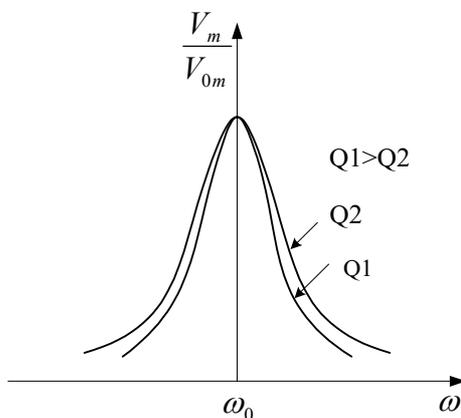


图22-7 并联振荡回路的谐振曲线

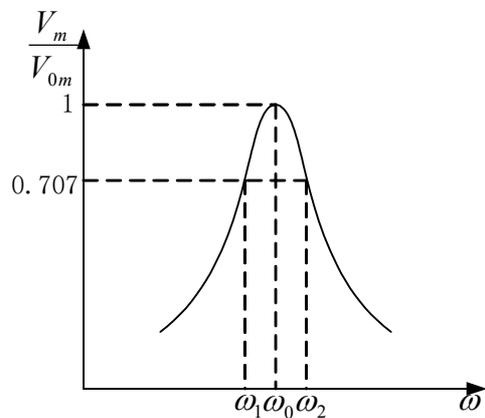


图22-8 并联振荡回路的通频带

和串联回路一样， $Q_P$  愈高，谐振曲线愈尖锐，回路的选择性愈好，但通频带愈窄。

$$\text{并联振荡回路的绝对通频带为 } 2\Delta\omega_{0.7} = \frac{\omega_P}{Q_P}; 2\Delta f_{0.7} = \frac{f_P}{Q_P} \quad (22-13)$$

$$\text{相对通频带为 } \frac{2\Delta\omega_{0.7}}{\omega_P} = \frac{1}{Q_P}; \frac{2\Delta f_{0.7}}{f_P} = \frac{1}{Q_P} \quad (22-14)$$

## (二) 实验电路

电路图如图 22-9 所示，将跳线 S1、S2 的 4、9 脚用跳线帽短接，电路组成 LC 串联回路，调节 W1 可改变回路 Q 值，将跳线 S1、S2 的 5、8 脚用跳线帽短接，电路组成 LC 并联回路，调节 W2 改变回路 Q 值。

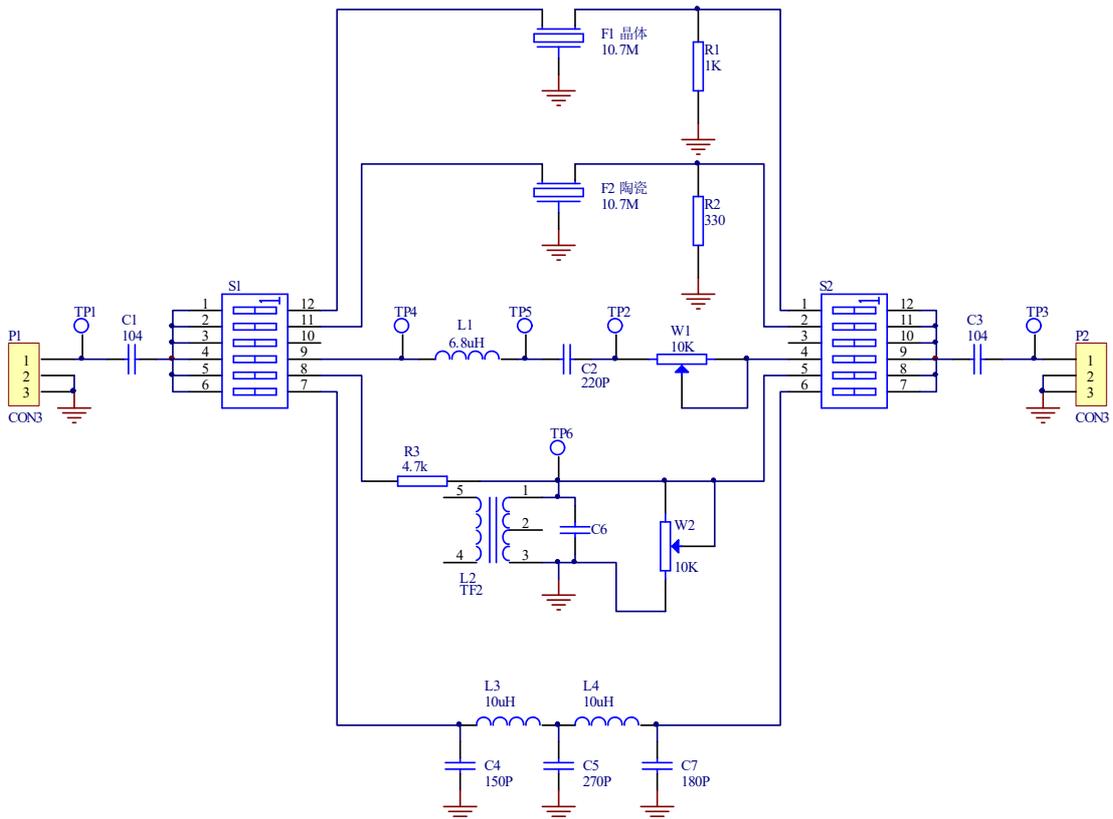


图 22-9 LC 串并联谐振回路

## 五、实验步骤

1、在短接座 S1 上用跳线帽选择串联谐振，输入频率为  $10.7\text{MHz}$  的高频信号，观察电路

起振情况，记录输入、输出电压值。

- 2、用点频法观测 LC 串联回路的通频带，以“500K”档位步进，从 5MHz 到 15MHz，（在过渡带适当减小步进间隔），每次先调节信号源使输入信号幅度一致，再用示波器观测输出信号，记录相应的电压值，并填入表格（表格自行设计）。
- 3、调节 W1，重复步骤 2，观测输出电压值的变化，求出通频带的变化。
- 4、在短接座 S1 上用跳线帽选择 LC 并联谐振，步骤同 1，2，3。

## 六、实验报告要求

- 1、整理实验数据，并填入表格。
- 2、在坐标纸上绘出 LC 串并联回路不同 Q 值的谐振曲线。
- 3、在坐标纸上绘出 LC 串并联回路的通频带，指出截止频率。

## 选做实验三 斜率鉴频及脉冲计数式鉴频

### 一、实验目的

- 1、掌握斜率鉴频及脉冲计数式鉴频器工作原理。
- 2、熟悉鉴频器主要技术指标及其测试方法。

### 二、实验内容

- 1、观察双失谐回路输出波形。
- 2、观察脉冲计数式鉴频器的输出波形。
- 3、观察与调试双失谐回路鉴频特性曲线。

### 三、实验仪器

- |         |     |
|---------|-----|
| 1、11 号板 | 1 块 |
| 2、信号源模块 | 1 块 |
| 3、频率计模块 | 1 块 |
| 4、双踪示波器 | 1 台 |

### 四、实验基本原理

- 1、斜率鉴频器工作原理

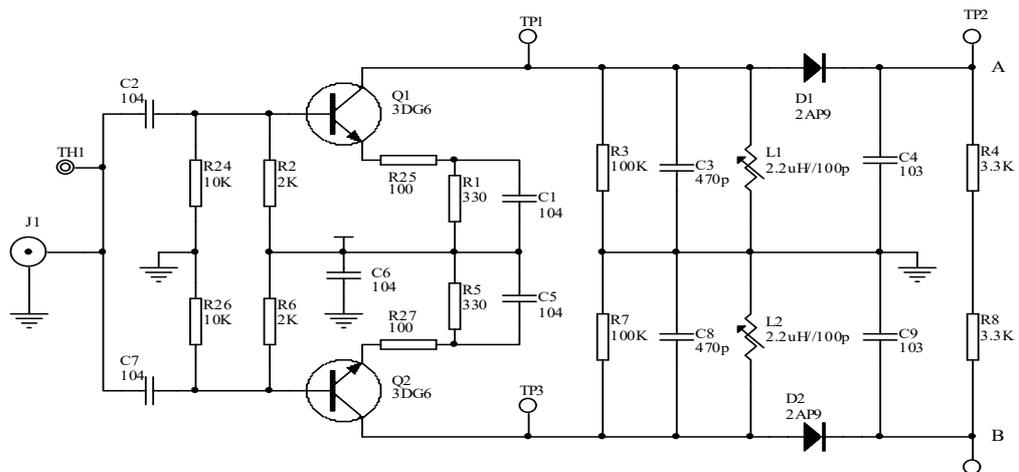


图 23-1 双失谐回路斜率鉴频平衡输出参考电路图 (4.5MHz)

电路中有两个单失谐回路斜率鉴频器，当等幅的调频波  $V_s$  同时加到两个共发射极单失谐

回路鉴频器晶体管的基极时，晶体管输出端的并联谐振回路 L1、C3 和 L2、C8 的谐振频率分别为  $f_{01}$  和  $f_{02}$ 。它们对称地处于调频波的载频——中心频率  $f_0$  的两边。设  $f_{01} > f_0 > f_{02}$ ，这样，当输入信息是一个被图 23-2(a)所示的简谐波调制的调频波[如图 23-2(b)所示]时，Q1 集电极输出的调频—调幅波形如图 23-2(c)所示。它的特点是频率高时幅度大，频率低时幅度小。

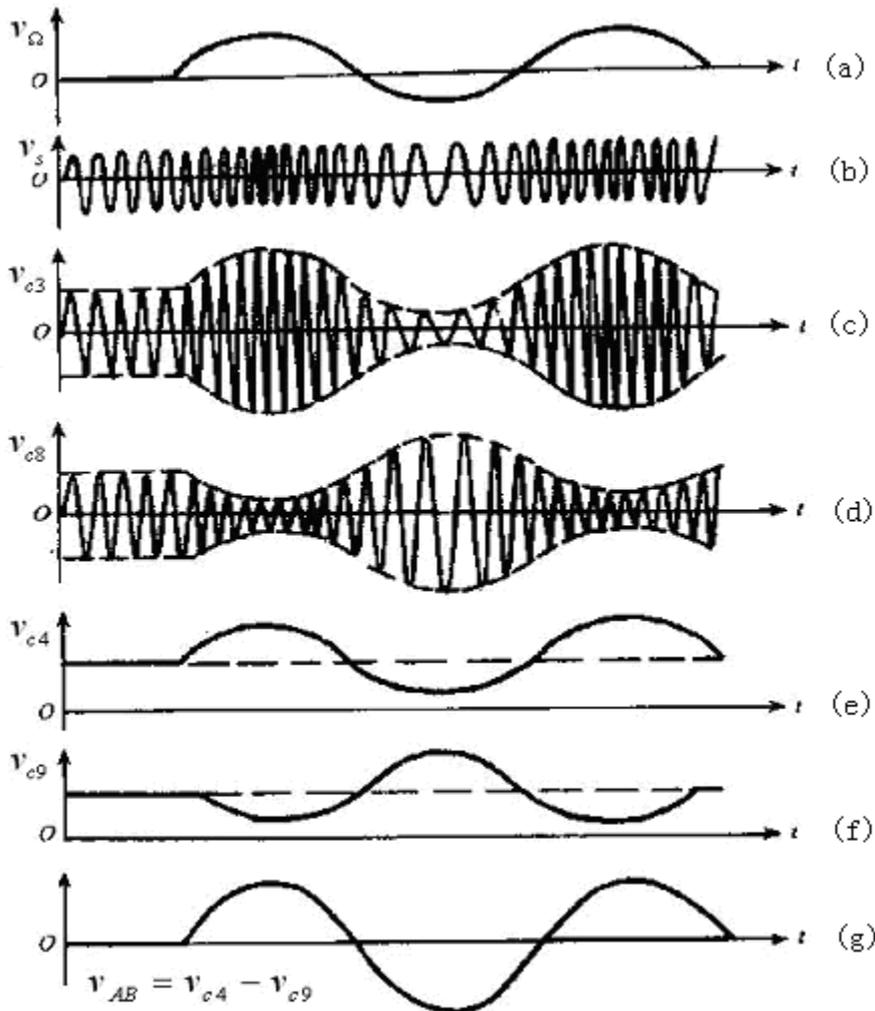


图 23-2 双失谐回路斜率鉴频器工作波形

Q2 集电极输出的调频—调幅波形如图 23-2(d)所示。它的特点是频率高时幅度小，频率低时幅度大。检波负载电容 C4 和 C9 上的电压分别如图 23-2(e)和 (f)所示，A、B 两点间输出电压为：

$$V_{AB} = V_{C4} - V_{C9}$$

如图 23-2(g)所示。从图中看出总的交变分量比单边的增大一倍，而且正负半周趋于对称。这是由于谐振回路的谐振特性使得一边鉴频输出交流幅度较大时，另一边鉴频输出交流幅度正好较小。

必须注意， $v_{AB}$  是平衡输出，只有从 A、B 两点之间取出鉴频电压，才是失真较小的对称波形，但任一点对地的波形都是失真比较大的不对称波形。如需要获得不平衡输出，不能简单地将一端接地。一般有两种方法将平衡输出转换为不平衡输出。其一是将 A、B 两点分别接至一个差动放大器的两个输入端，从放大管的一个集电极取出鉴频电压。

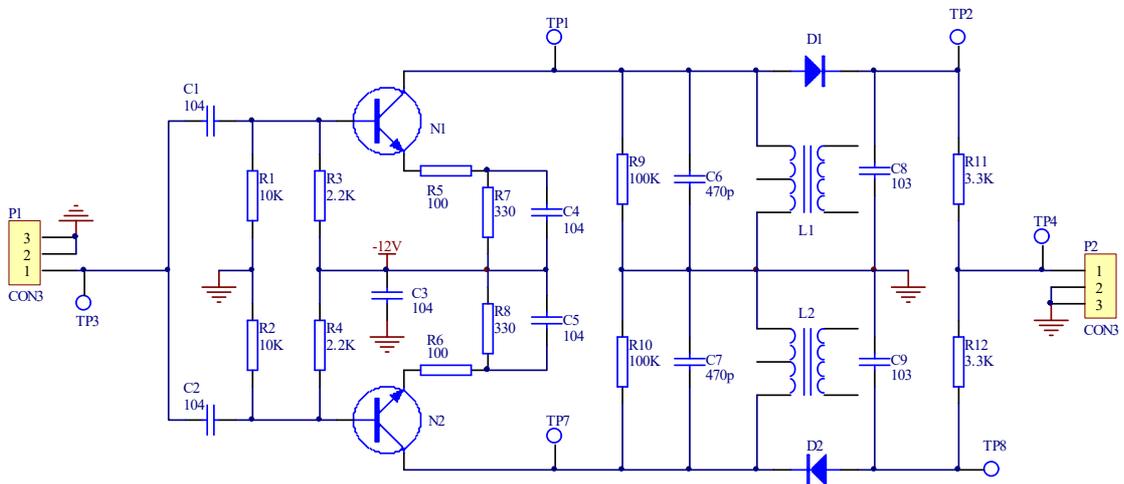


图 23-3 双失谐回路斜率鉴频器电路图

其二是采用图 23-3 所示电路，和图 23-1 相比，图 23-3 中的二极管 D2 调转了极性，且鉴频输出电压不是取自 A、B 两点(TP2、TP8)，而是取自 R11 和 R12 中间对地点，故输出是不平衡的(如在 R11 与 R12 之间串接一个  $10\text{K}\Omega$  电位器，从电位器中间抽头再串接一个  $0.003\mu\text{f}$  电容取出鉴频电压，则其对称性可以微调)。图 23-3 为一实用电路，其中心工作频率为  $4.5\text{MHz}$ ，工作频宽为  $\pm 400\text{KHz}$ 。

下面说明不平衡鉴频输出的工作原理。因为二极管 D2 调转了极性，故 C9 上的检波电压的正负极性也调换了过来。在图 23-4 中画出了电容 C4 和 C9 的放电电流流过负载  $R_L$  的情况， $i_1$  和  $i_2$  以相反的方向流过  $R_L$ ， $i_1$  的波形和  $v_{L1}$  的波形相同， $i_2$  的波形和  $v_{L2}$  的波形相同，而输出电压  $v_{\Omega} = (i_1 - i_2)R_L$ ，故  $v_{\Omega}$  的波形和  $v_{AB}$  的波形相同。

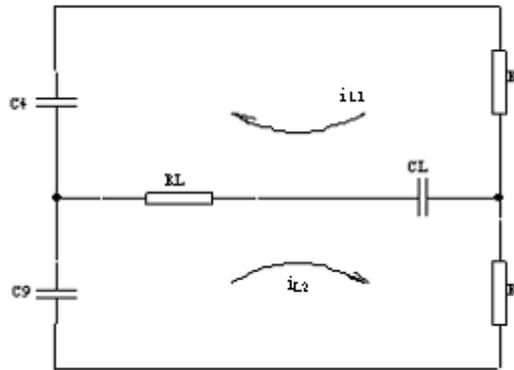


图 23-4 电路输出电压合成图解

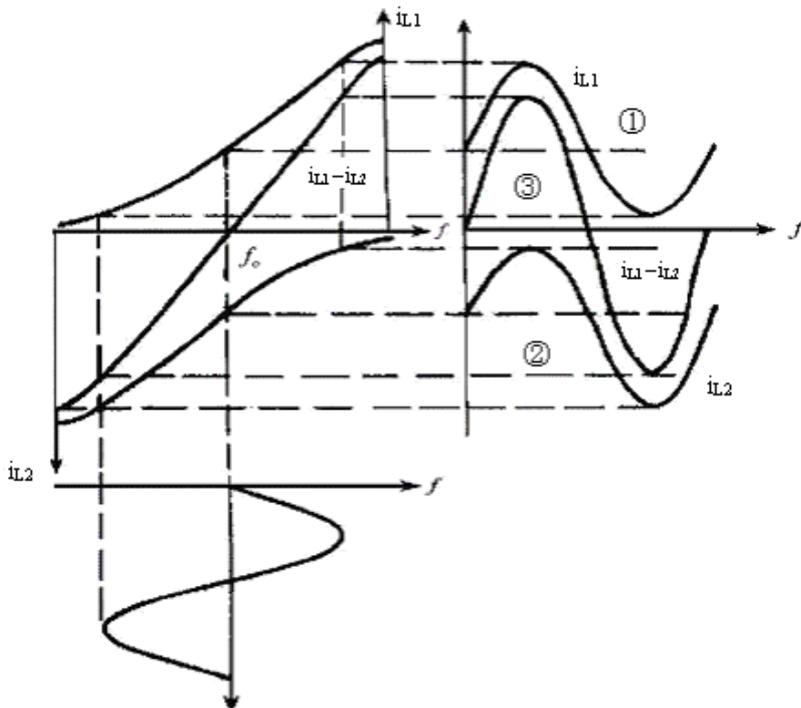


图 23-5 双失谐回路斜率鉴频器提高线性原理说明

利用在分析推挽式放大器作合成动态特性曲线的类似方法，可以作出双失谐回路斜率鉴频器的合成谐振曲线，如图 23-5 所示，图中将回路 1 的谐振曲线画在横坐标轴的上面，将回路 2 的谐振曲线画在横坐标的下面。图中曲线①代表电流  $i_{L1}$  的波形，曲线②代表电流  $i_{L2}$  的波形，而曲线③则代表  $v_{\Omega}$  的波形。

## 2、脉冲计数式鉴频器工作原理

电路由比较器（U1A、U1B、U1C）、积分电路（W1、C16）和低通滤波器（R22、R24、C17、C18）组成。调频波从 P3 插孔输入（中心频率 400KHz，频偏 5KHz），通过带通滤波器加到比较器 U1A 输入端，U1A 输出信号为正、负交替出现的矩形脉冲，此脉冲波经过积分电路 W1、C16，消除了负脉冲部分，脉冲序列的疏密程度反映了 FM 波的疏密变化，最后经过低通滤波器，从 P4 端输出音频信号。

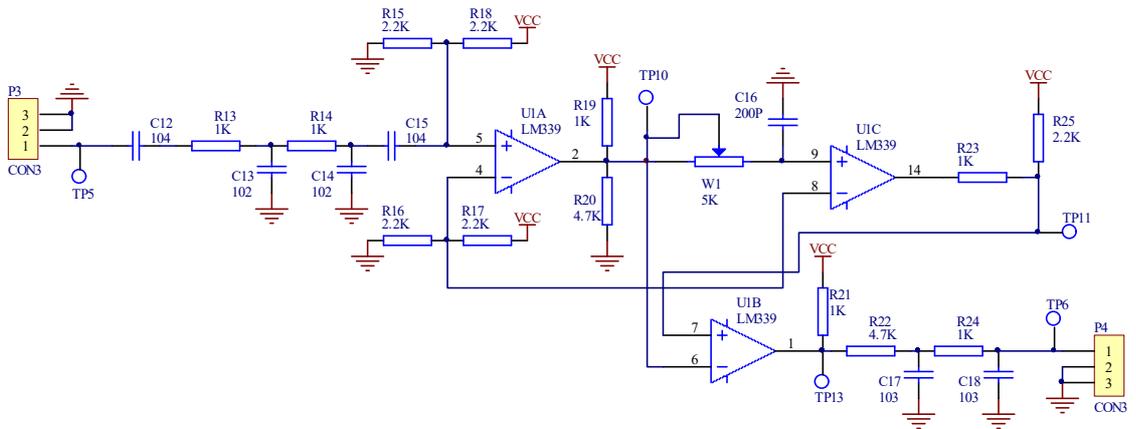


图 23-6 脉冲计数式鉴频 (400KHz)

## 五、实验步骤

### （一）斜率鉴频器实验步骤

- 1、将中心频率为 4.5MHz，频偏为 15KHz 的调频信号（由高频信号源输出）加到输入端 P1，观察 FM 波形。
- 2、用示波器观察 P2（TP4 处）的输出波形，应为音频信号，测出音频频率。
- 3、改变输入信号频率，其频率为  $4.5\text{MHz} \pm 15\text{KHz}$ （间隔 5KHz）。
- 4、测出输出电压（TP4 处），记于下表，并画出鉴频特性曲线  $V_o-f$  (标明中心频率)。

$f$ (KHz)	4485	4490	4495	4500	4505	4510	4515
$V_o$							

- 5、扫频仪观察鉴频特性曲线。

### （二）脉冲计数式鉴频器实验步骤

- 1、将 FM 波（ $400\text{KHz} \pm 1\text{KHz}$ ）加到 P3 输入端，观察输出端 P4 的波形，记下解调后鉴

频频率。

- 2、调节积分电路参数（ $W1$ ），观察解调输出信号有无变化。
- 3、整理实验记录，并分析其工作过程。

## 六、实验报告要求

- 1、整理实验数据，将实验结果填入表格。
- 2、分析鉴频特性曲线。

## 选做实验四 波形变换实验

### 一、实验目的

- 1、了解二极管限幅器的组成与工作原理。
- 2、掌握用二极管限幅器实现非线性波形变换的原理与方法。
- 3、熟悉任意波变方波的方法。
- 4、熟悉方波变脉冲波、方波变三角波的方法。
- 5、熟悉将三角波变换成正弦波的方法。

### 二、实验内容

- 1、观察经限幅器的输出波形。
- 2、观察各波形变换的结果。

### 三、实验仪器

- |         |     |
|---------|-----|
| 1、信号源模块 | 1 块 |
| 2、频率计模块 | 1 块 |
| 3、13 号板 | 1 块 |
| 4、双踪示波器 | 1 台 |

### 四、实验原理

#### 1、限幅器原理

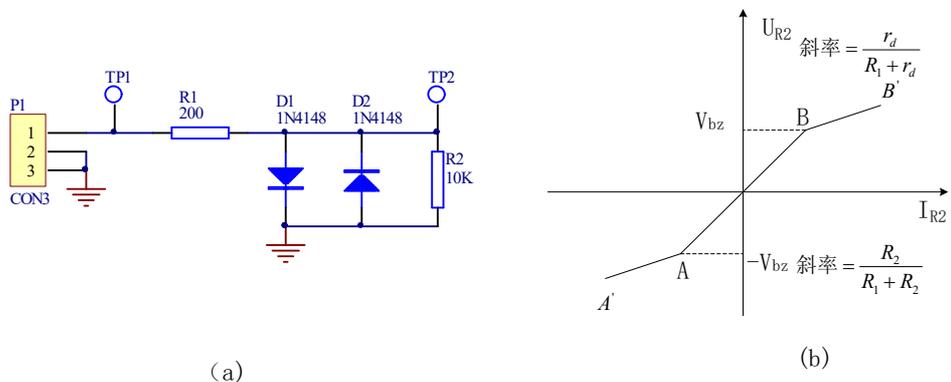


图 24-1 限幅电路

限幅器原理如图 24-1 所示，设输入信号电压为  $V_i$ ，二极管导通电压为  $V_{D(on)}$ ，二极管导通电阻为  $r_d$ 。

当  $|V_i| < V_{D(on)}$  时，二极管截止，即 AB 段，折线斜率为  $\frac{R_2}{R_1 + R_2}$ ；

当  $|V_i| > V_{D(on)}$  时，二极管导通，即 AA', BB' 段，斜率为  $(R_2 // r_d) / (R_1 + R_2 // r_d)$ ，由于  $r_d$  远远小于  $R_2$ ，所以其斜率近似为  $r_d / (R_1 + r_d)$ 。

## 2、任意波变方波原理

电路如图 24-2 所示，任意波变方波电路将任意波形信号从 P3 输入，经 R11 限流，双向限幅器限幅后从比较器的 5 脚输入，从 2 脚输出方波。此比较器为迟滞比较器，是在过零比较器的基础上引入正反馈 R12，其目的是抑制过零点附近的干扰。R14 和稳压管构成钳位电路，R14 起分压限流作用。

## 3、方波变脉冲波原理

方波经电阻 R24，送入 U2B 运放，在无信号或信号正半周时，运放 U2B 的净输入值等于二极管 D13 的导通电压。因为 U2B 工作在开环状态，所以输出电压为正的最大值。当输入电压为负半周时，由于 C4 电容两端电压不能发生突变，C4 右端即 U2B 同相输入端也为负电压。随着 C4 电容的充电（充电电流从右至左），C4 右端电压升高至为正，运放 U2B 输出电压很快又变成正的最大值，直到第二个负半周之前，由此中间就产生了一个负脉冲，输出负脉冲宽度由电容 C4 和电阻 R24、R25 构成的时间常数决定。

## 4、方波变三角波、脉冲波变锯齿波原理

方波变三角波、脉冲波变锯齿波是用积分电路实现的（从高等数学上不难解释这两种波形变换的原理），如图 24-2 由 U3A 组成的积分电路是在普通的积分电路的基础上加一个直流负反馈 R29。其作用是克服运放失调和初始输出直流分量的不确定。

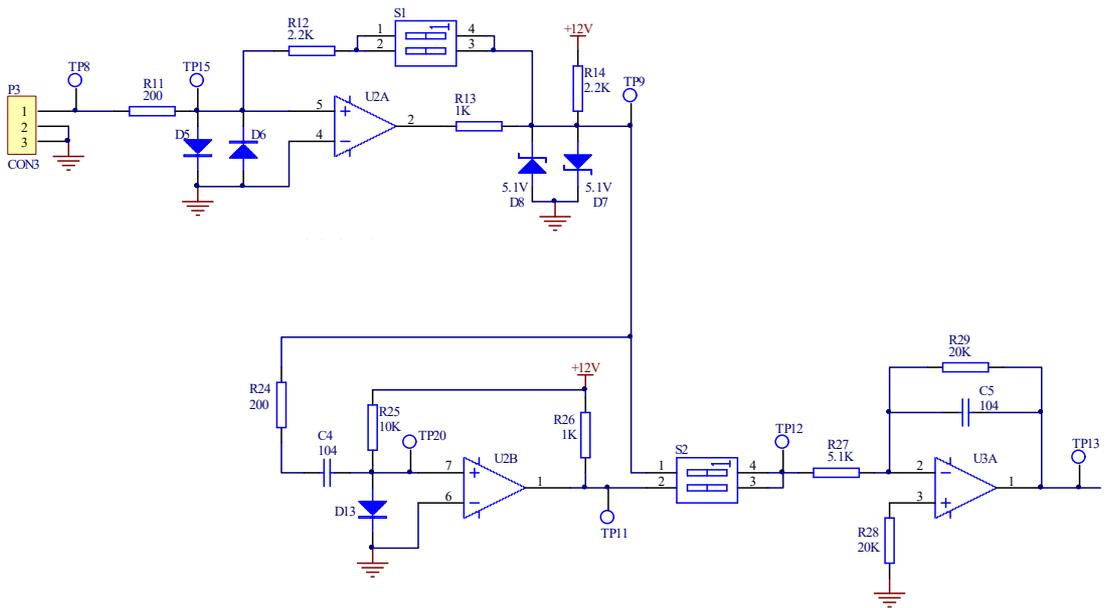


图 24-2 波形变换电路

### 5、三角波变正弦波

一个理想的二极管与一个线性电阻串联组合后的伏安特性可视为一条折线，如图 24-3 所示。若再与一个电源串联，组成为二极管限幅器，它生成另一条新的折线，如图 24-4 所示。同理，用具有不同电导的二极管支路分别与不同的电源相串联，可生成各种不同的折线，如图 24-5 所示。如将多条这种电路并联组合一起，则可生成一条由多个折点组成的具有特定函数功能的电路，并可以此来逼近某一特定的曲线，此即为二极管函数电路，如图 24-6 所示。

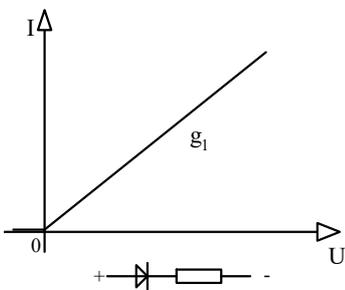


图 24-3 二极管与电阻串联

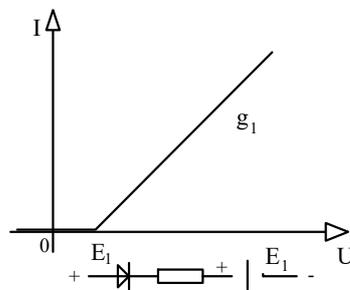


图 24-4 二极管限幅器

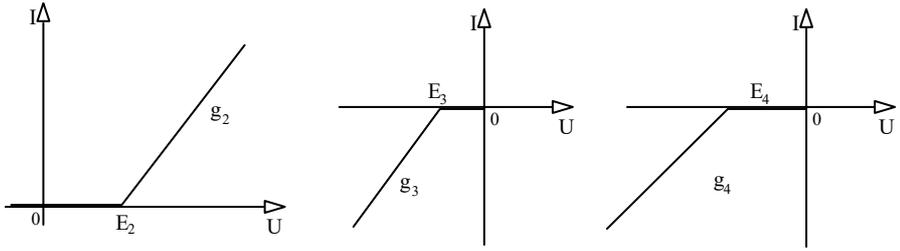


图 24-5 不同偏置电压下的二极管限幅器

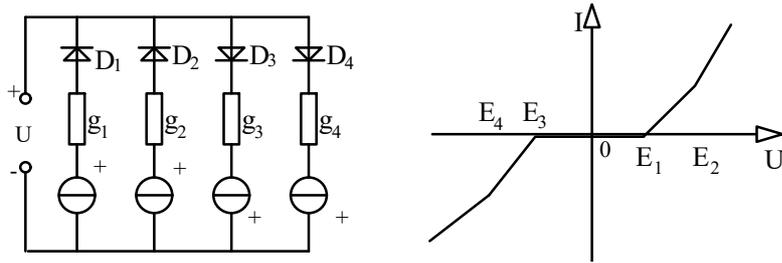


图 24-6 二极管函数电路实例及其伏安特性

图 24-7 所示的电路,是一个由多个限幅器接在运放反馈支路中所构成的二极管函数电路。

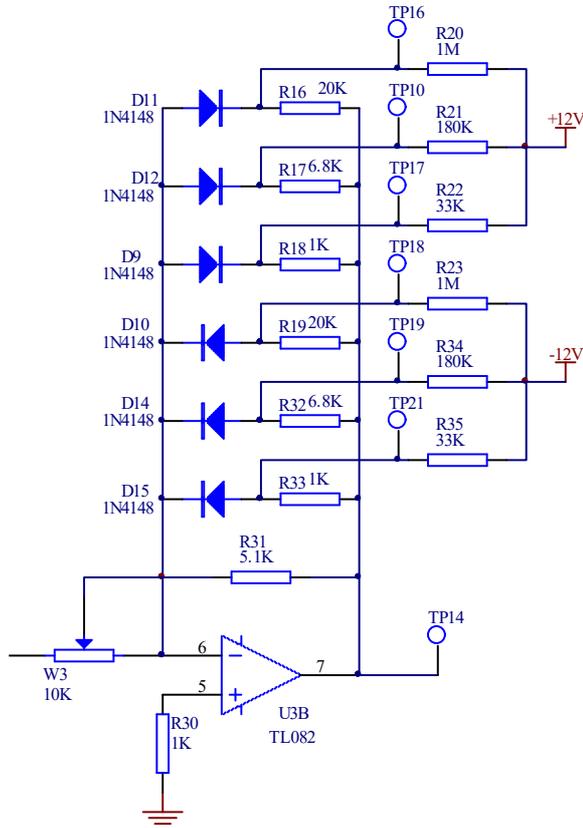


图 24-7 三角波变正弦波电路

为使变换后的输出波形有四个不同的斜率值，这就相当于要求电路在个工作电压区间有四个不同的传输系数，二极管接于反馈电路中，反馈通道相应地应有四条，其中三条通道接入二极管，以产生三次反馈深度的变化。当输入的三角波电压由零增至最大值再减至零时，利用这四个通道传输特性的变化，在输出可得到半个周期的近似正弦波。正弦波的极性相反的半个周期，增设参考电压相反（二极管也反接过来）的三个通道，它们的分压电阻相同，无反馈的通道两半周公用。

图 24-8 是图 24-7 所示电路的输出折线与输入三角波 1/4 周期的对应关系图。

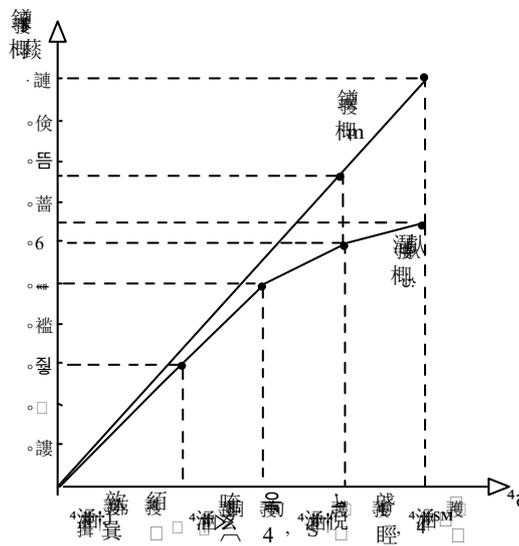


图 24-8 正弦波折线与三角波间的对应关系

为使输出折线逼近于正弦波，在二极管正弦函数变换电路的 1/4 周期中，选定：

$$t_1 = \frac{5}{18} * \frac{T}{4}, t_2 = \frac{5}{9} * \frac{T}{4}, t_3 = \frac{7}{9} * \frac{T}{4}, t_4 = \frac{T}{4}$$

当  $V_{im}$  为三角波的峰值时， $t_1 \sim t_4$  对应的输入电压值分别为：

$$|V_{i1}| = 0.28V_{im}, |V_{o1}| = 0.28V_{im}$$

$$|V_{i2}| = 0.56V_{im}, |V_{o2}| = 0.5V_{im}$$

$$|V_{i3}| = 0.78V_{im}, |V_{o3}| = 0.61V_{im}$$

$$|V_{i4}| = V_{im}, |V_{o4}| = 0.65V_{im}$$

折线各段对应的斜率即传输系数的绝对值与电路参数的关系是：

$$|A_{f1}| = \frac{V_{o1}}{V_{i1}} = 1 = \frac{R_{f2}}{R_{f1}}$$

$$|A_{f2}| = \frac{V_{o2} - V_{o1}}{V_{i2} - V_{i2}} = 0.79 = \frac{R_{f2} // R_{a1}}{R_{f1}}$$

$$|A_{f3}| = \frac{V_{o3} - V_{o2}}{V_{i3} - V_{i2}} = 0.5 = \frac{R_{f2} // R_{a1} // R_{a2}}{R_{f1}}$$

$$|A_{f4}| = \frac{V_{o4} - V_{o3}}{V_{i4} - V_{i3}} = 0.18 = \frac{R_{f2} // R_{a1} // R_{a2} // R_{a3}}{R_{f1}}$$

而折线转折点电压与电路参数的关系是：

$$V_{O1} = -\left(\frac{R_{a1}}{R_{b1}} V_R + \frac{R_{a1} + R_{b1}}{R_{b1}} V_{D1}\right)$$

$$V_{O2} = -\left(\frac{R_{a2}}{R_{b2}} V_R + \frac{R_{a2} + R_{b2}}{R_{b2}} V_{D2}\right)$$

$$V_{O3} = -\left(\frac{R_{a3}}{R_{b3}} V_R + \frac{R_{a3} + R_{b3}}{R_{b3}} V_{D3}\right)$$

式中  $V_{D1}$ 、 $V_{D2}$  和  $V_{D3}$  表示三条支路的二极管在不同的工作电路情况下的导通电压。

## 五、实验步骤

1、将正弦波信号（音频信号）从 P1 输入，从 TP1 处观察输入信号的波形，从 TP2 出观察输出波形，改变输入信号的幅度（使幅度在 100mV—1.8V 之间变化）观察输出波形的变化，并对比输入波形，记下输出波形变化情况。

2、同步骤 1，将正弦波改为三角波，对比正弦波限幅情况。

3、将频率为 1KHz 的任意波形信号从 P3 输入，同时改变输入波形幅度，观察 TP9 处波形变化。

4、观察 TP20 和 TH11 处的波形，并分析变化的原因。

5、将开关 S2 的 1 拨上，从 TP13 处观察输出波形。

6、改变 W3 观察 TP14 处波形。

## 六、实验报告要求

1、整理实验数据，填写实验报告。

2、说明二极管限幅器的工作原理，并分析波形变换的方法。

# 附录

图 1-1 单调谐小信号放大电路图

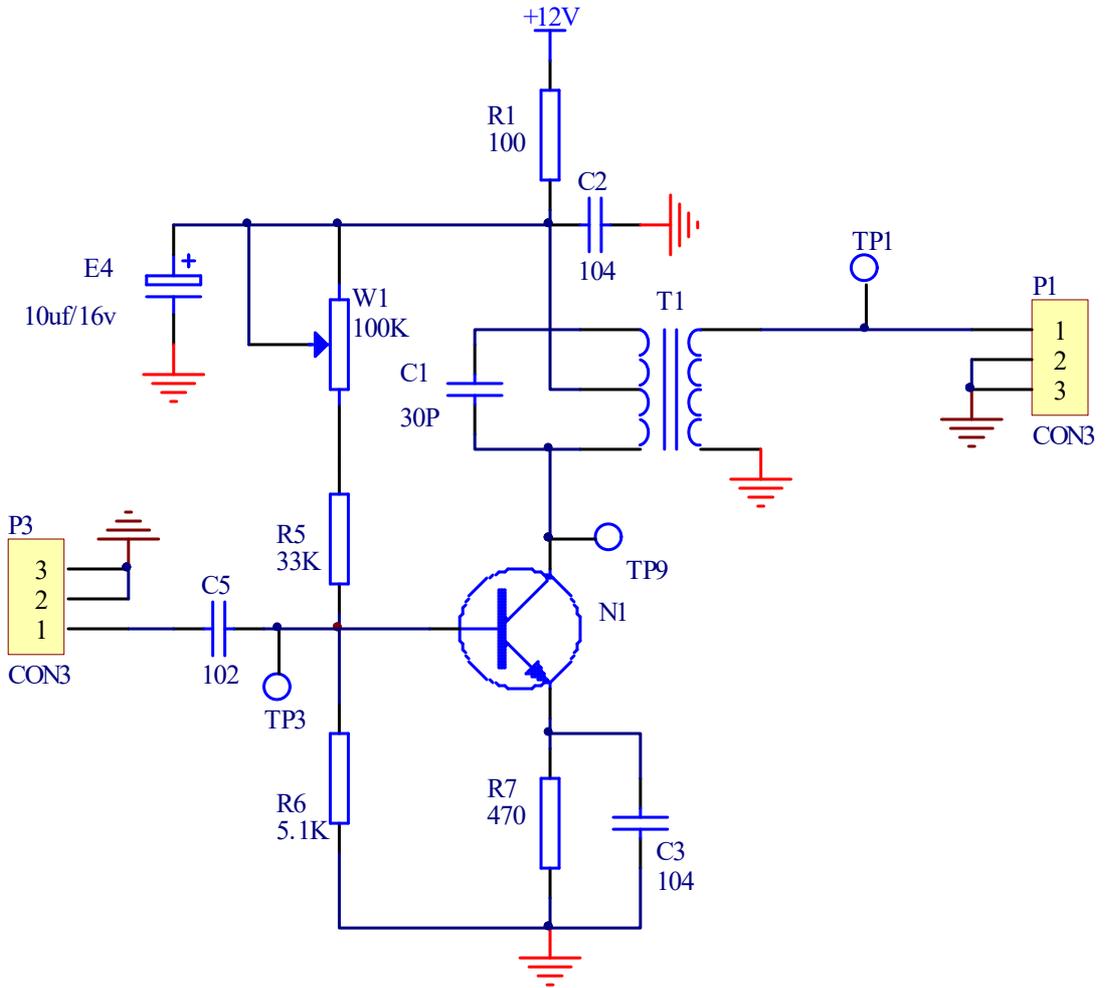


图 2-1 集成选频放大器电路原理图

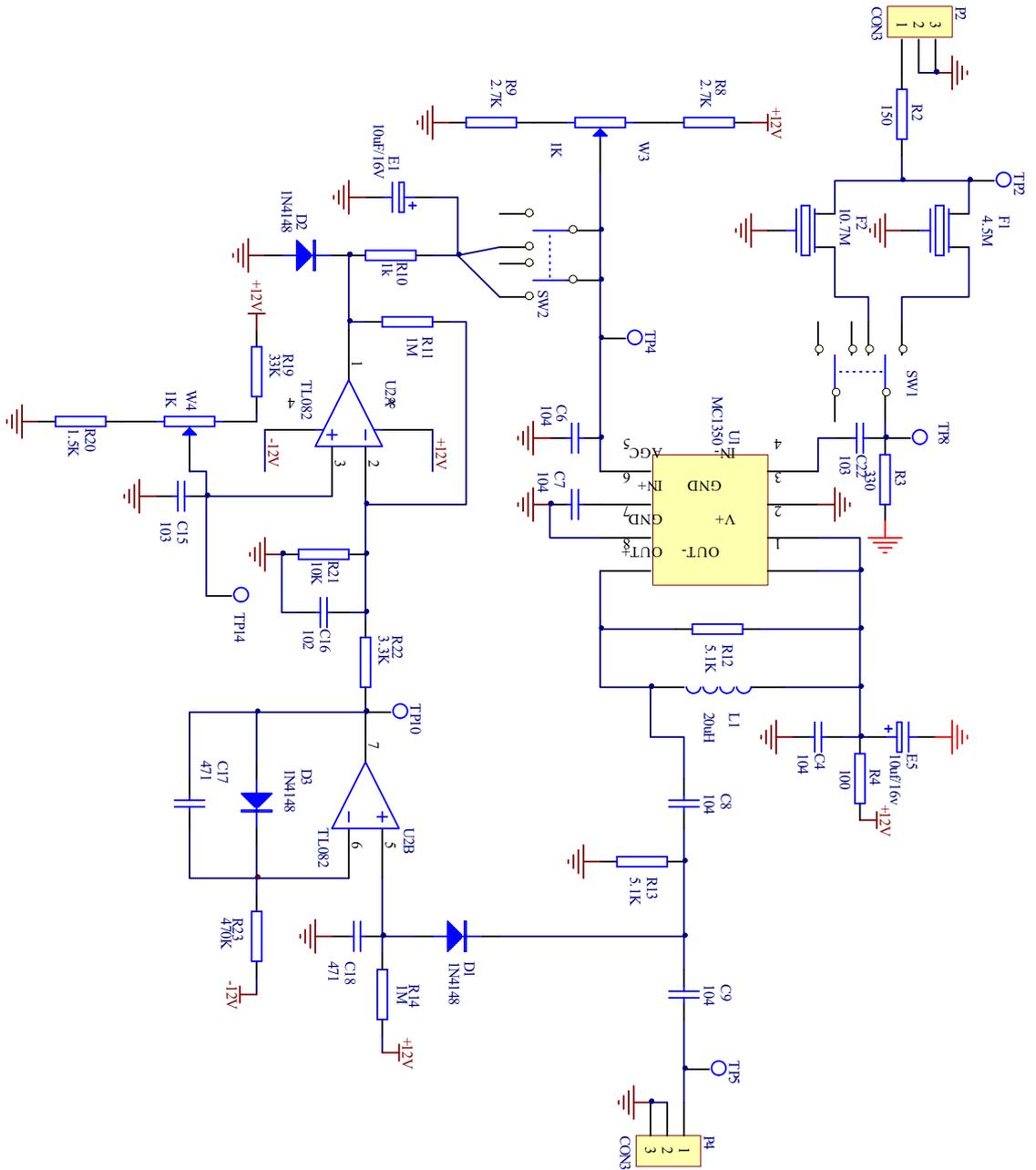


图 3-3 二极管双平衡混频

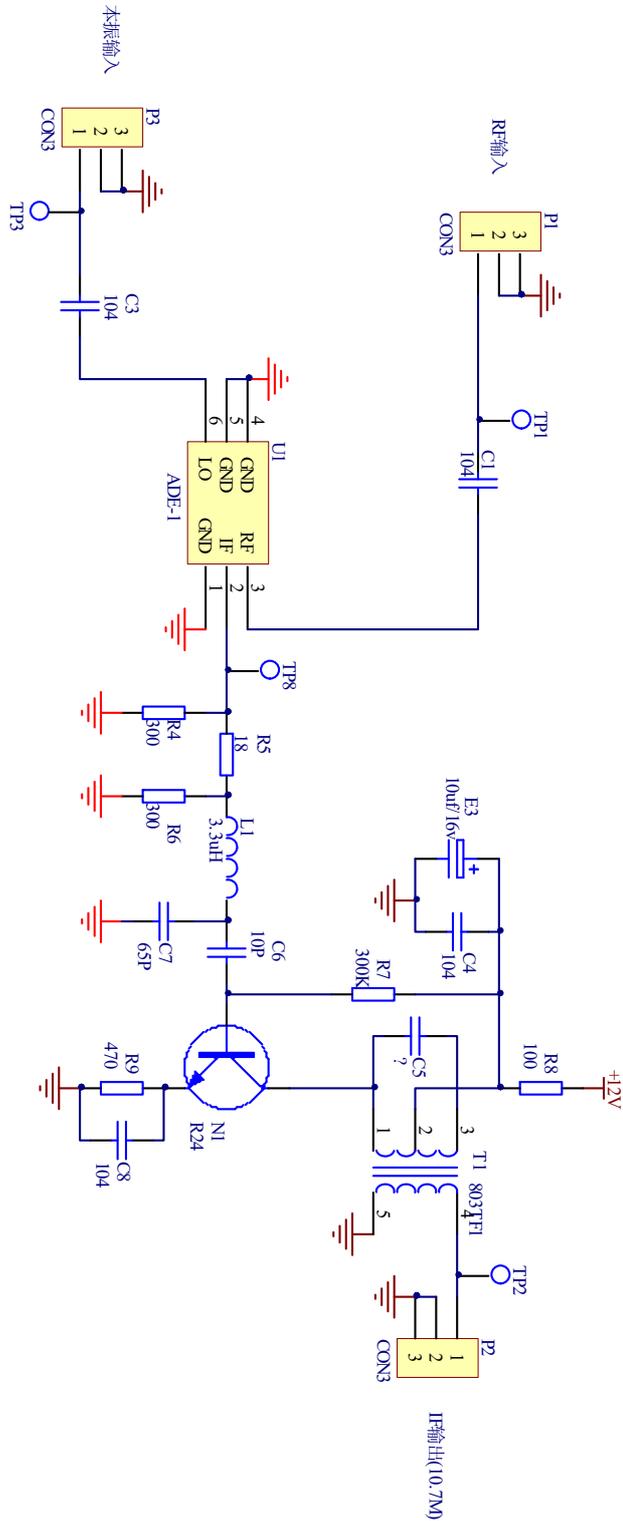


图 4-3 模拟乘法器混频电路

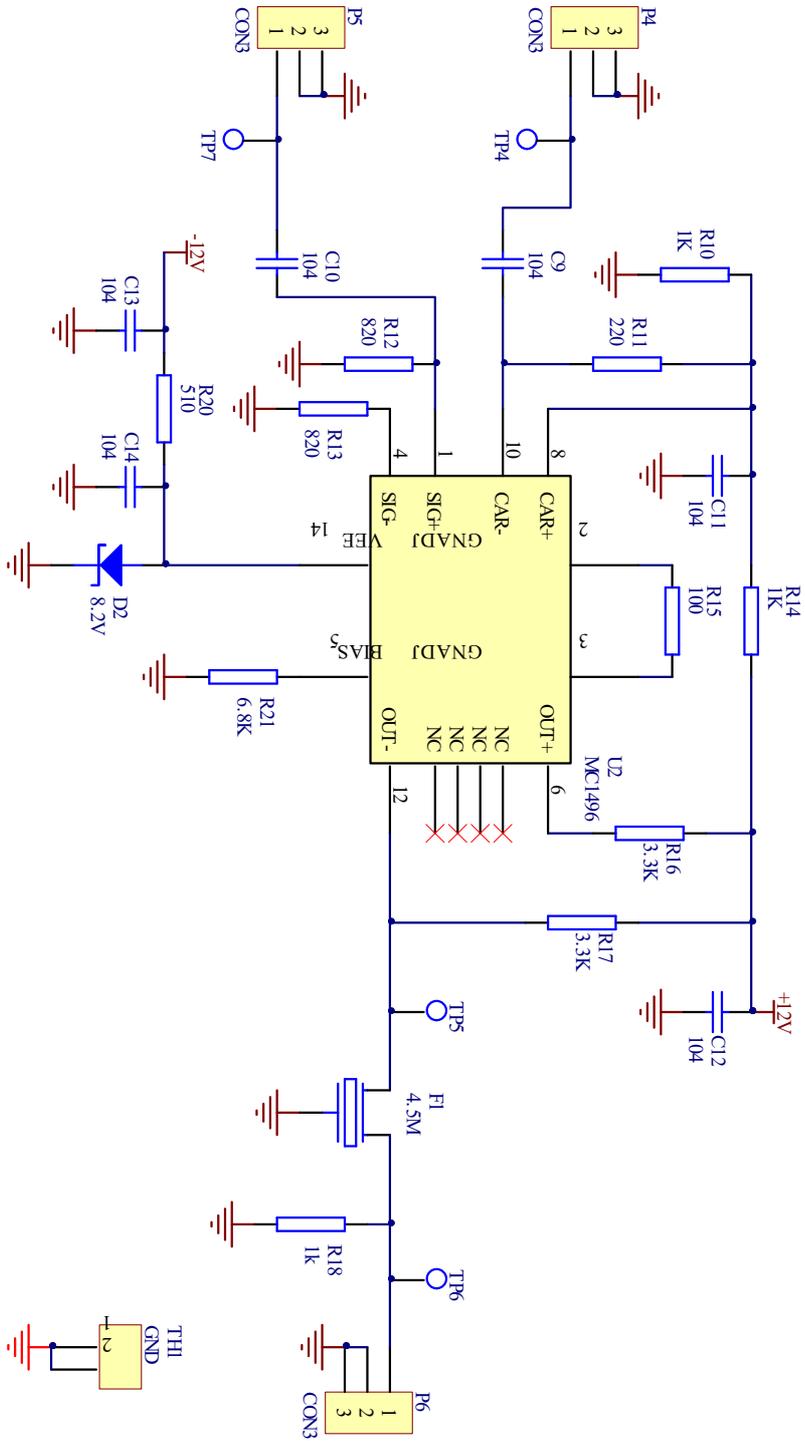


图 5-1 正弦波振荡器 (4.5MHz)    图 6-1 正弦波振荡器 (4.5MHz)

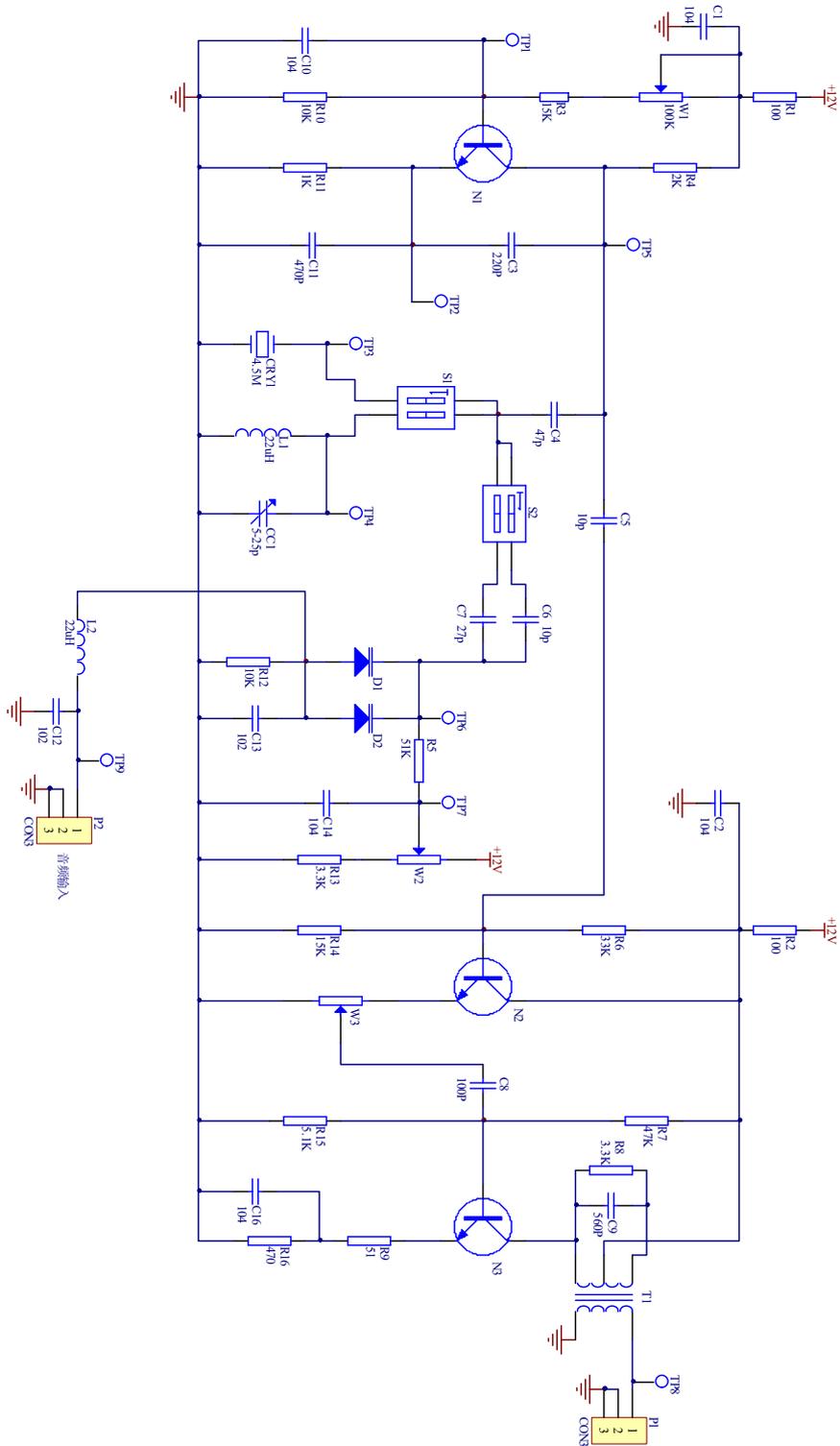


图 7-1 丙类功率放大器

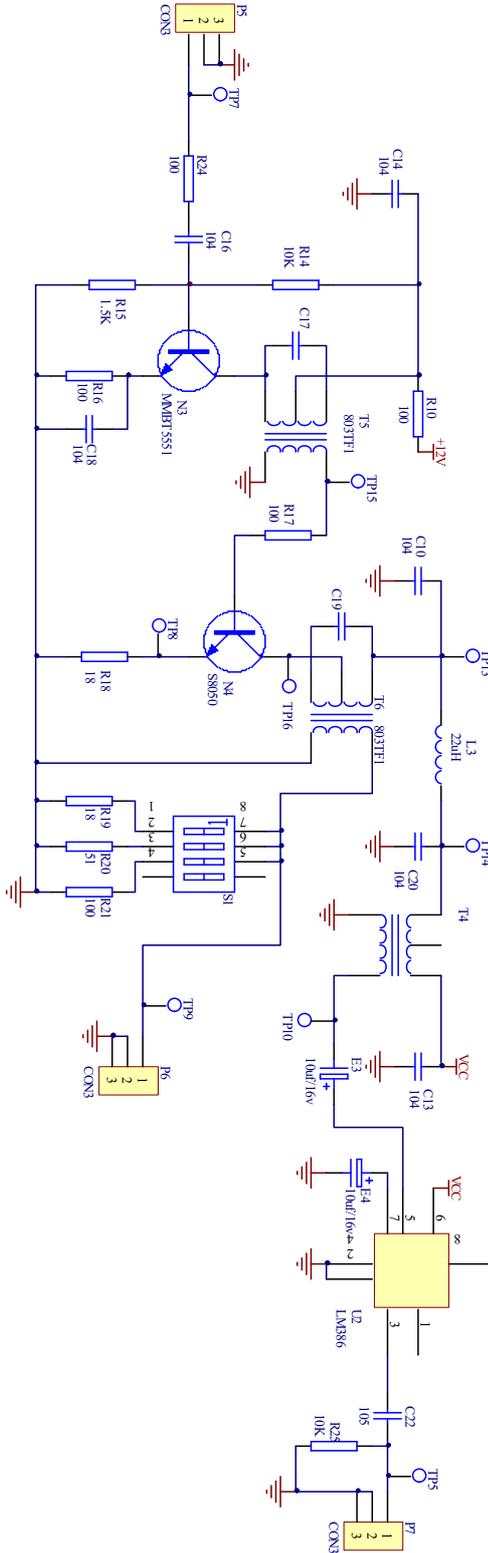


图 8-4 线性宽带功率放大

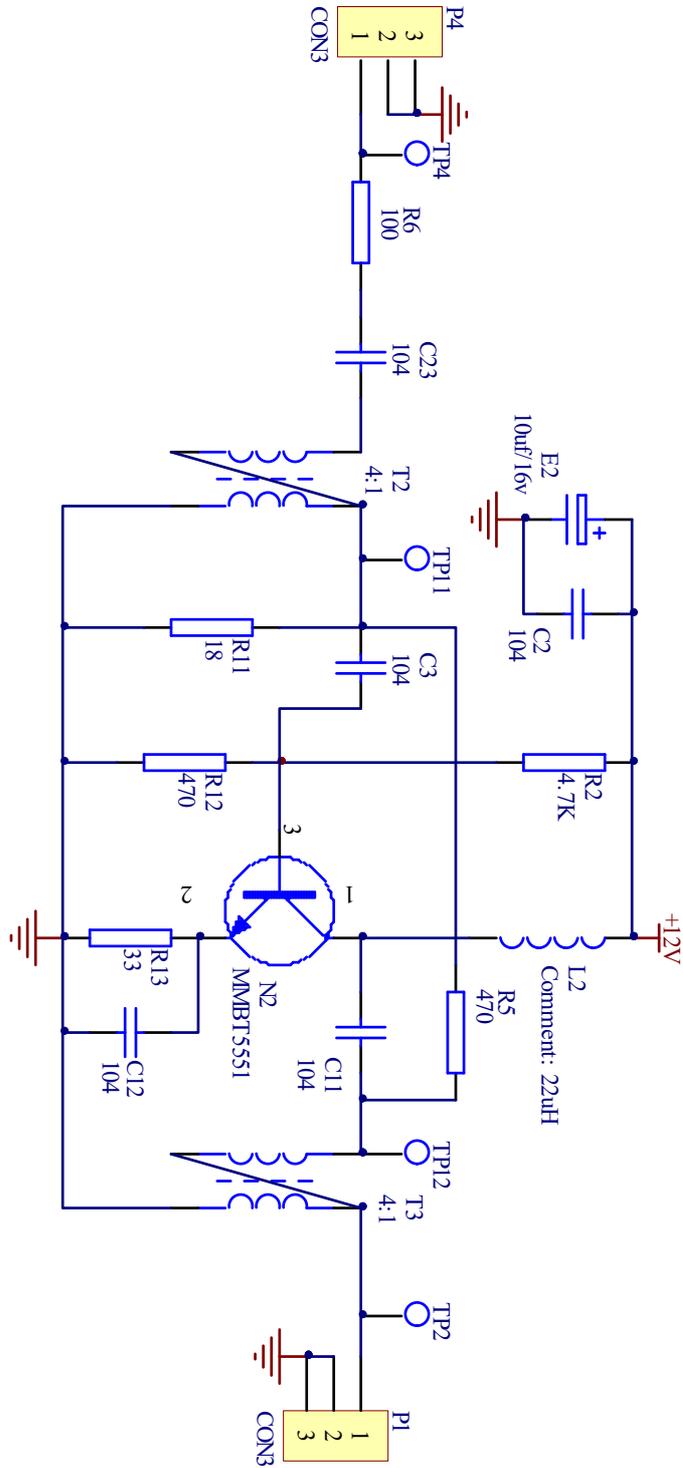
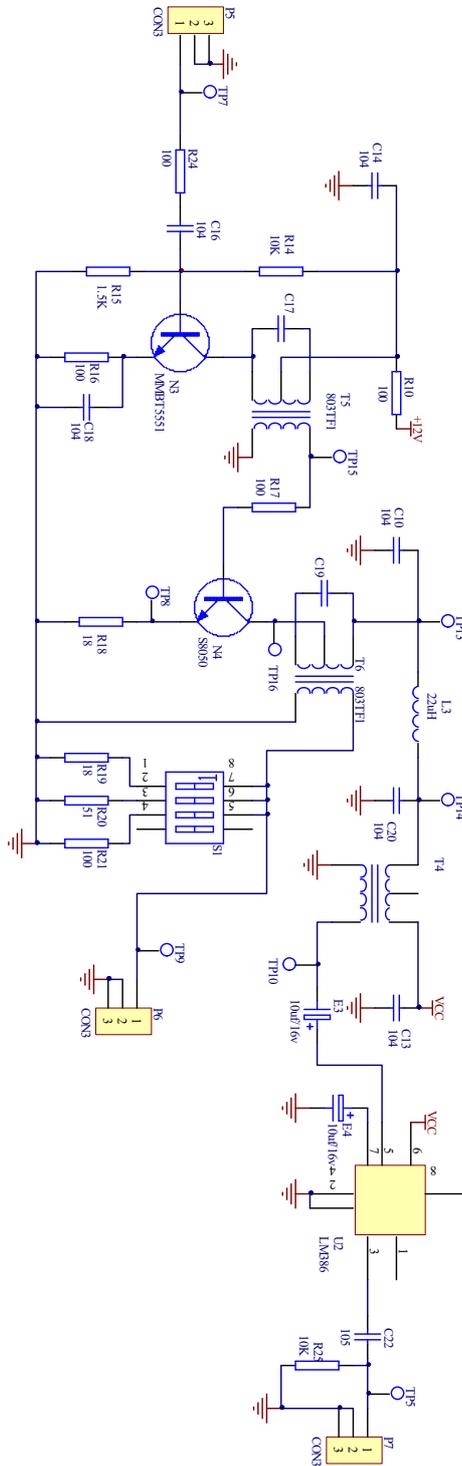


图 9-4 集电极调幅



10-2 模拟乘法器调幅

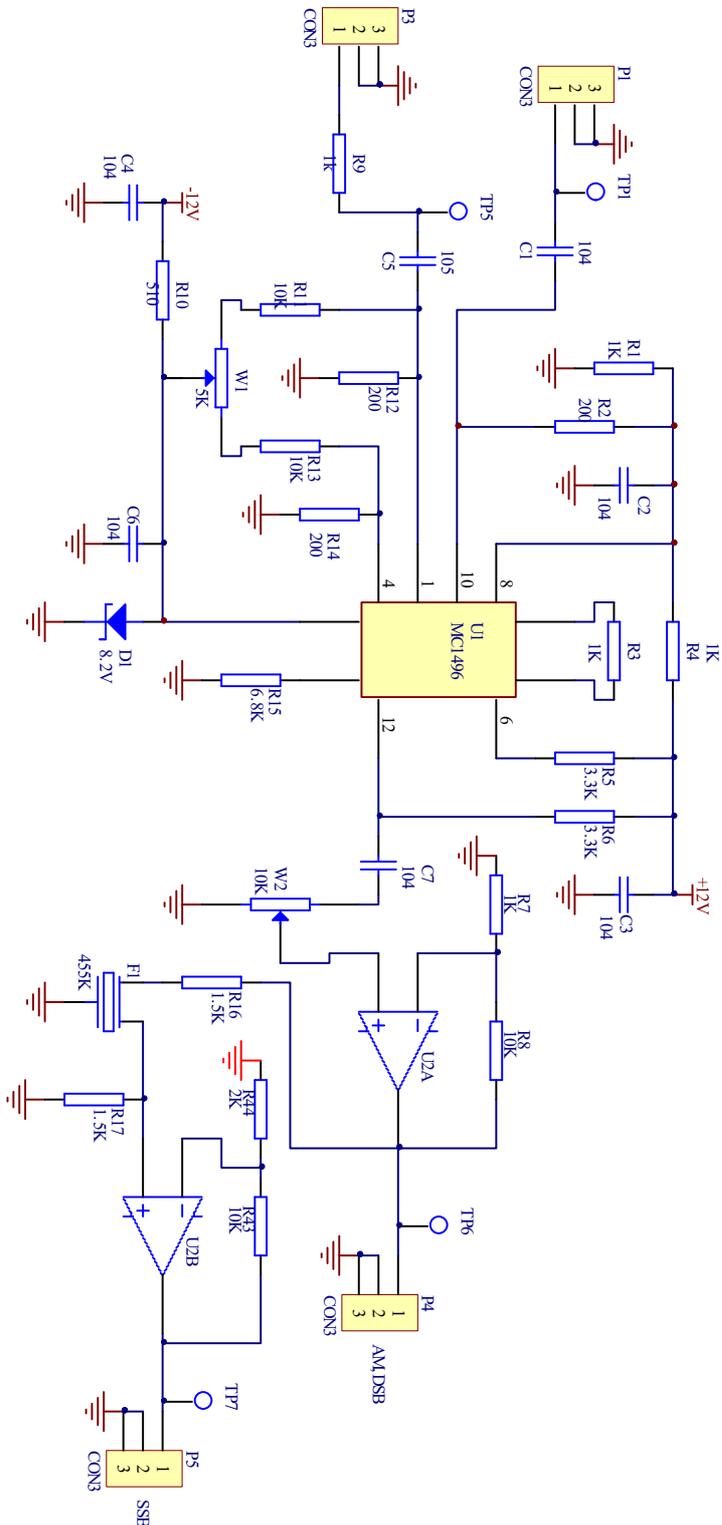


图 11-8 同步检波电路图

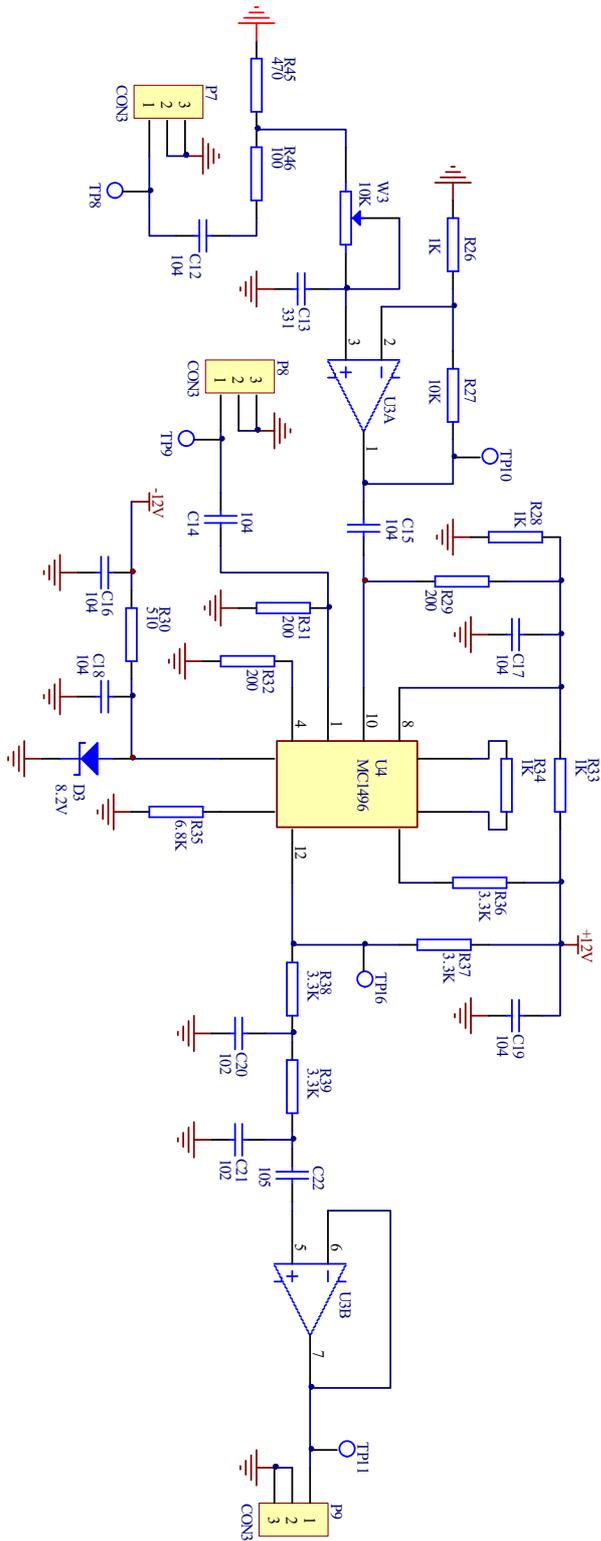


图 12-1 变容二极管调频

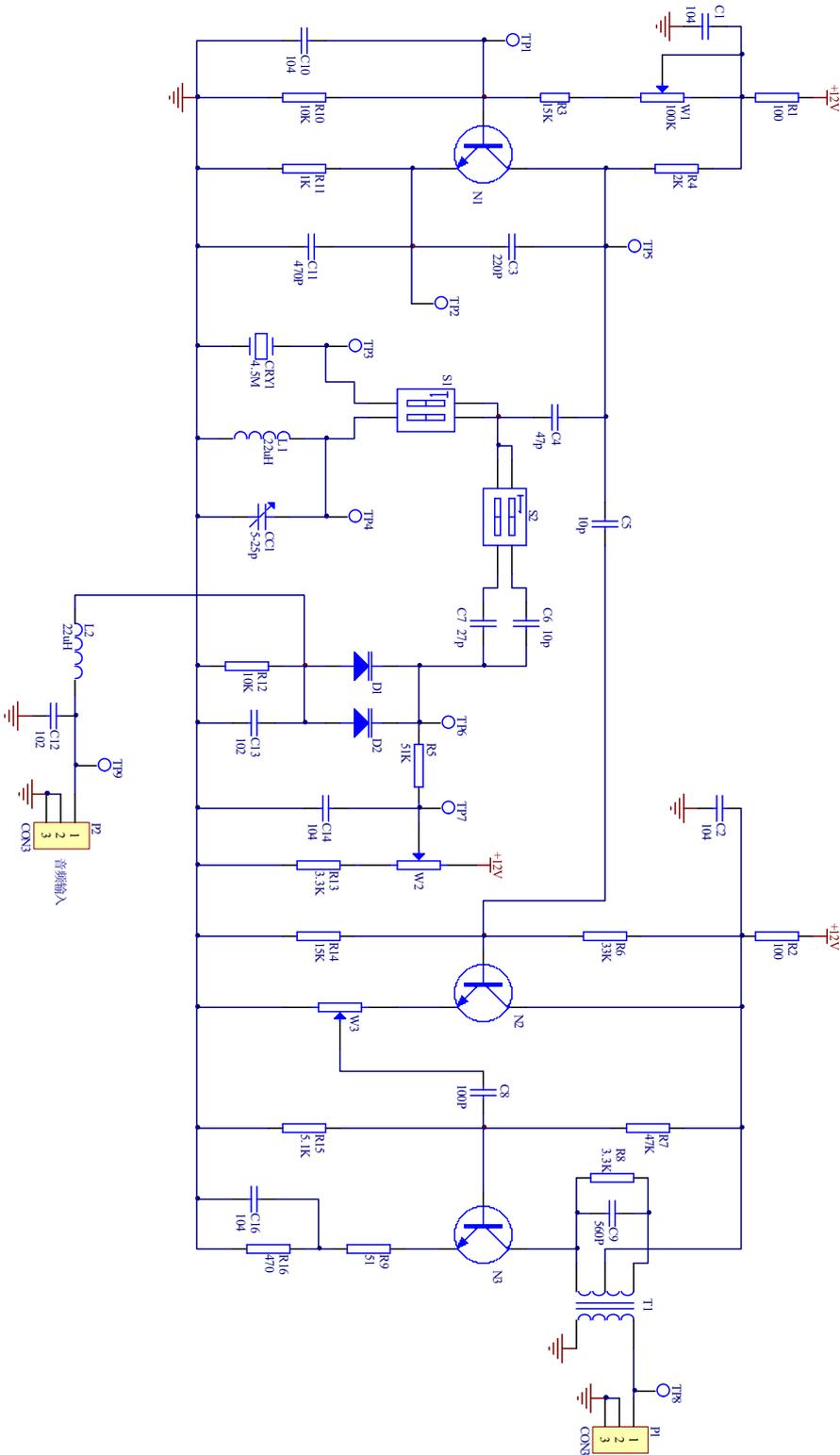


图 13-2 正交鉴频（乘积型相位鉴频）(4.5MHz)

