

前 言

《高频电子技术》是通讯和无线电技术的重要专业基础课，它涉及到许多专业理论知识和实践知识。伴随着无线电通讯的进程，高频电子技术的发展，已有百余年的历史，传统的高频技术主要由信号发生（正弦信号发生，非正弦信号发生，波形变换、载波发生）、信号调制（调幅、调频）、信号发送和接收（选频、变频、中频选频放大、检波、鉴频）等组成。

为了配合现代“高频电子技术”教学的需要，我企业设计了 THCGP-1 型高频电子线路实验教学系统实验箱，实验箱共包含十个实验单元模块：单元选频电路模块；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 鉴频模块一；FM 鉴频模块二；混频及变频模块；高频功放模块；波形变换模块；综合实验模块。

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。本实验箱共设置了二十四四个实验：其中有十九个单元实验，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，学生还可以根据我们所提供的单元电路自行设计系统实验。

在电路的设计和选择上，具有以下特点：

一、尽量采用原理性突出的典型电路，便于结合理论知识、进行学习和分析。

二、载波工作频率采用几兆赫到十几兆赫，易于制作工艺和调试。

三、采用分列元件，集成电路及专用集成电路相结合的原则，既便于学生深入掌握电路的基本工作原理，又能及时了解现代无线电通讯技术的新技术。

四、电路中采用了变容二极管调频和石英晶体滤波器以及陶瓷滤波器等固态器件，便于学生了解新型器件的性能和调测方法。

五、各个实验单元电路既自成完整系统，又便于互联成一个较大的系统进行联试、联调，以增加学习的综合性、系统性和趣味性。

六、为了使学生较全面地掌握一些基本电路。我们在实验电路编排上尽量介绍一些具有相同功能的不同电路。例如，安排了多种振荡电路、多种鉴频电路、多种混频电路、多种波形变换电路以及多种选频回路。

七、采用活动模板，便于置换和扩充新的实验项目，二路电源采用内置式的开关电源；电路的联接采用铜柱压接。

八、为减少用户的仪器配备，实验箱配置了内置高讯仪（载波、调频、调幅），低讯仪，频率计。

实验需要外置的仪器有：

1) 0~50MHz 扫频仪（如 BT5 型，可选用）

2) 40MHz（或 20MHz）双踪示波器（如 protek 6504 型）

在编写《THCGP-1 型高频电子线路实验教学系统实验指导书》过程中，我们尽量采用重点突出，简明扼要的表达方式，突出基本原理和实验过程。

由于水平有限，书中难免存在一些不足和错误，请使用本指导书的师生指正。

2006 年 1 月

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。
3. 安装实验模块时，模块右边的双刀双掷开关要拨上，将模板四角的螺孔和母板上的铜支柱对齐，然后用黑色接线柱固定。确保四个接线柱要拧紧，以免造成实验模块与电源或者地接触不良。经仔细查后方可通电实验。
4. 各实验模块上的双刀双掷开关、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 3362 电位器（蓝色正方形封装）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影响。
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. 实验前，应首先熟悉实验模块的电路原理以及内置仪器的性能和使用方法。
9. 按动开关或转动电位器以及调节电感线圈磁芯时，切勿用力过猛，以免造成元件损坏。
10. 做综合实验时，应通过联调确保各部分电路处于最佳工作状态。

目 录

| | |
|------------------------------|----|
| 高频电子实验箱介绍 | 4 |
| 实验一 高频小信号调谐放大器实验 | 8 |
| 实验二 集成选频放大器 | 13 |
| 实验三 二极管的双平衡混频器 | 16 |
| 实验四 模拟乘法混频实验 | 19 |
| 实验五 三极管变频电路 | 22 |
| 实验六 三点式正弦波正弦振荡器 | 25 |
| 实验七 晶体振荡器与压控振荡器 | 27 |
| 实验八 非线性丙类功率放大器实验 | 29 |
| 实验九 线性宽带功率放大器实验 | 36 |
| 实验十 集电极调幅实验 | 39 |
| 实验十一 模拟乘法器调幅 (AM、DSB、SSB) 实验 | 42 |
| 实验十二 包络检波及同步检波实验 | 46 |
| 实验十三 变容二极管调频实验 | 51 |
| 实验十四 正交鉴频及锁相鉴频实验 | 55 |
| 实验十五 模拟锁相环实验 | 59 |
| 实验十六 自动增益控制 (AGC) | 64 |
| 实验十七 中波调幅发射机组装及调试 | 67 |
| 实验十八 超外差中波调幅接收机组装及调试 | 68 |
| 实验十九 锁相频率合成器组装及调试 | 69 |
| 实验二十 半双工调频无线对讲机组装及调试 | 71 |
| 选做实验一 斜率鉴频及脉冲计数及鉴频 | 73 |
| 选做实验二 波形变换实验 | 77 |
| 选做实验三 常用低通带通滤波器特性实验 | 82 |
| 选做实验四 串并联谐振回路特性实验 | 85 |
| 附录 仪器介绍 | 90 |

高频电子线路实验箱简介

THCGP-1 型

一、产品组成

该产品由 3 种实验仪器、10 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：

频率测量范围：20Hz~99MHz

输入电平范围：100mV~5V

测量误差： $5 \times 10^{-5} \pm 1$ 个字

输入阻抗： $1M\Omega / 40pF$

2) 高频信号源：

输出频率范围：400KHz~45MHz（连续可调）

频率稳定度： $10E-4$

输出波形：正弦波

输出幅度：1Vp-p

输出阻抗： 75Ω

3) 低频信号源：

输出频率范围：200Hz~20KHz（连续可调）

频率稳定度： $10E-4$

输出波形：正弦波、方波、三角波

输出幅度：5Vp-p

输出阻抗： 100Ω

2. 实验模块及电路组成如下：

1) 模块 1：单元选频电路模块

该模块属于选件，非基本模块

包含 LC 并联谐振回路、LC 串联谐振回路、集总参数 LC 低通滤波器、陶瓷滤波器、石英晶体滤波器等五种选频回路。

2) 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。

3) 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 振荡电路等三种电路。

4) 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。

5) 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。

6) 模块 6：FM 鉴频模块二

该模块属于选件，非基本模块

包含双失谐回路斜率鉴频电路、脉冲计数式鉴频电路等两种电路。

7) 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、三极管变频电路等三种电路。

8) 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。

9) 模块 9: 波形变换模块

该模块属于选件，非基本模块

包含限幅电路、直流电平移动电路、任意波变方波电路、方波变脉冲电路、方波变三角波电路、脉冲波变锯齿波电路、三角波变正弦波电路等七种电路。

10) 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、更加有效，同时又可为学生在进行高频电路设计调试时提供工具。

3. 实验箱各模块有良好的系统性，除单元选频电路模块及波形变换模块外，其余八个模块可组合成四种典型系统：

(1) 中波调幅发射机 (535KHz~1605KHz)。

(2) 超外差中波调幅接收机 (535KHz~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)。

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大部分知识点，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. 三极管变频实验 (模块 7)

6. 三点式正弦波振荡器 (LC、晶体) 实验 (模块 3)

7. 压控振荡器实验 (模块 3)

8. 非线性丙类功率放大器实验 (模块 8)

9. 线性宽带功率放大器实验 (模块 8)

10. 集电极调幅实验 (模块 8)

11. 模拟乘法器调幅 (AM、DSB、SSB) 实验 (模块 4)

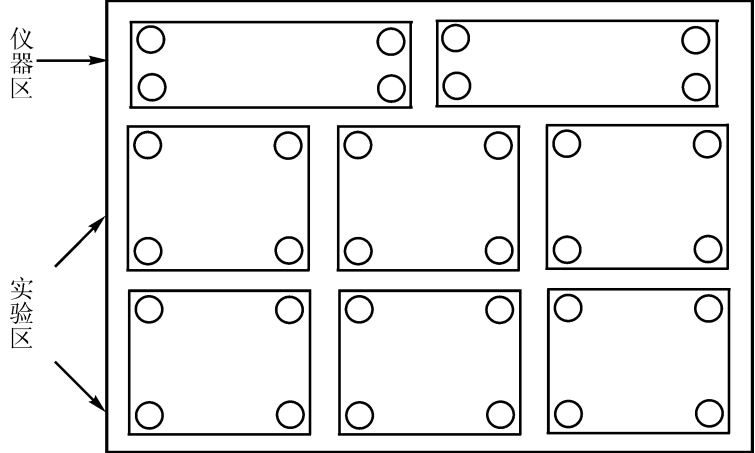
12. 包络检波及同步检波实验（模块 4）
13. 变容二极管调频实验（模块 3）
14. 正交鉴频及锁相鉴频实验（模块 5）
15. 模拟锁相环实验（模块 5）
16. 自动增益控制（AGC）实验（模块 2）
17. 中波调幅发射机组装及调试实验（模块 4、8、10）
18. 超外差中波调幅接收机组装实验及调试实验（模块 2、4、7、10）
19. 锁相频率合成器组装及调试实验（模块 5、10）
20. 半双工调频无线对讲机组装及调试实验（模块 2、3、5、7、8、10）
21. 斜率鉴频及脉冲计数式鉴频实验（选件模块 6，属选做实验）
22. 波形变换实验（选件模块 9，属选做实验）
23. 常用低通、带通滤波器特性实验（选件模块 1，属选做实验）
24. LC 串、并联谐振回路特性实验（选件模块 1，属选做实验）

四、需另配设备

1. 实验桌
2. 20M 双踪示波器（数字或模拟）
3. 万用表（数字或模拟）

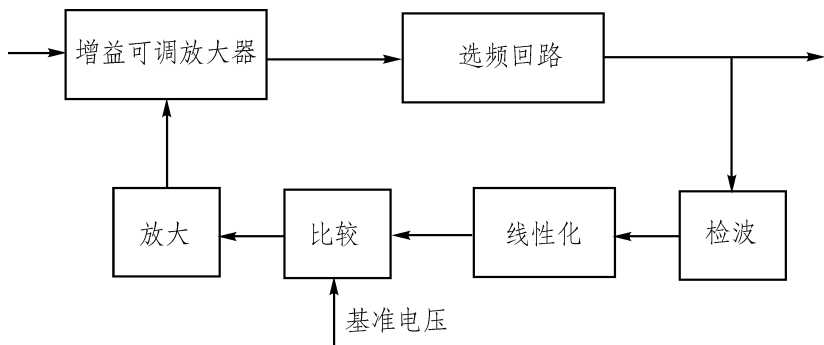
附：产品布局简图及综合实验方框图

附一：产品布局简图

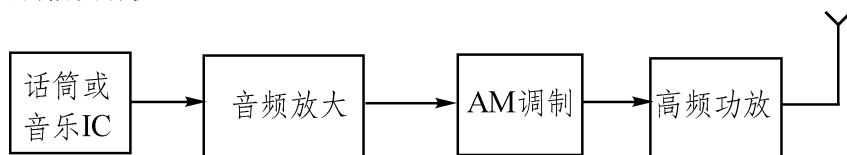


附二：综合实验方框图

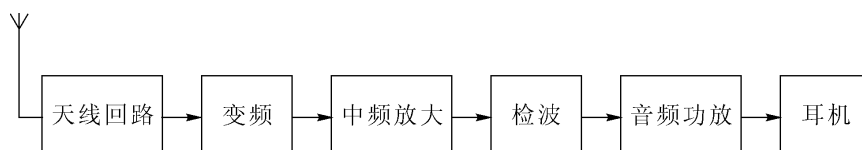
1. 自动增益控制



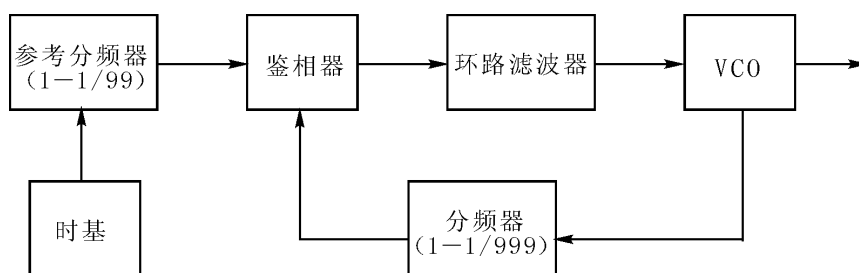
2. 中波调幅发射机



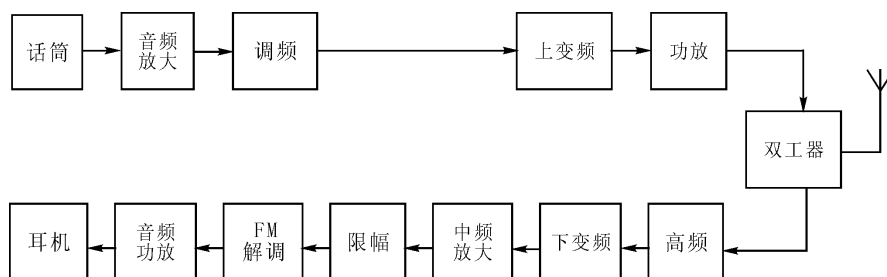
3. 超外差中波调幅接收机



4. 锁相频率合成器



5. 半双工调频无线对讲机



实验一 高频小信号调谐放大器实验

一、实验目的

1. 掌握小信号调谐放大器的基本工作原理。
2. 掌握谐振放大器电压增益、通频带、选择性的定义、测试及计算。
3. 了解高频小信号放大器动态范围的测试方法。

二、实验原理

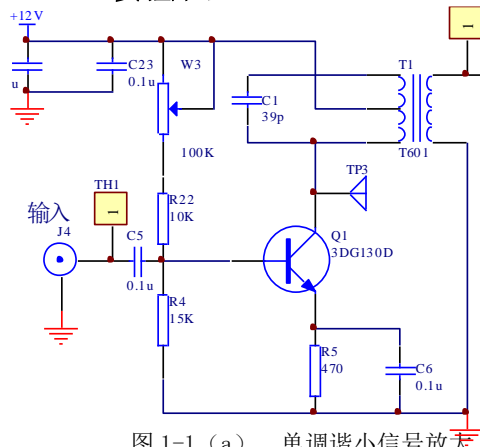


图 1-1 (a) 单调谐小信号放大

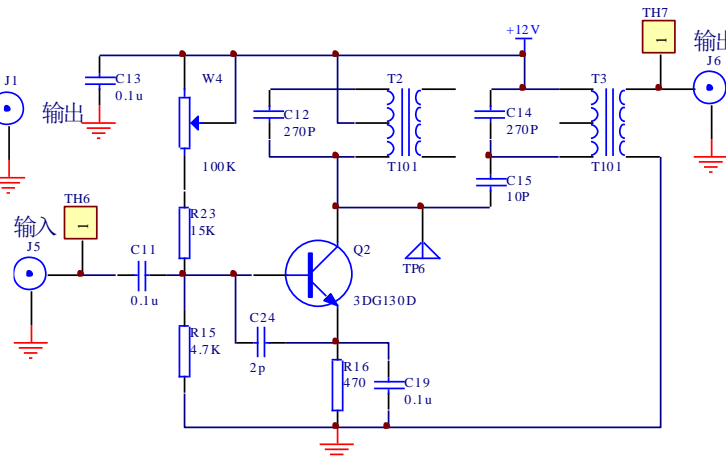


图 1-1 (b) 双调谐小信号放大

(一) 单调谐放大器

小信号谐振放大器是通信机接收端的前端电路，主要用于高频小信号或微弱信号的线性放大。其实验单元电路如图 1-1 (a) 所示。该电路由晶体管 Q_1 、选频回路 T_1 二部分组成。它不仅对高频小信号进行放大，而且还有一定的选频作用。本实验中输入信号的频率 $f_s = 12\text{MHz}$ 。基极偏置电阻 W_3 、 R_{22} 、 R_4 和射极电阻 R_5 决定晶体管的静态工作点。可变电阻 W_3 改变基极偏置电阻将改变晶体管的静态工作点，从而可以改变放大器的增益。

表征高频小信号调谐放大器的主要性能指标有谐振频率 f_0 ，谐振电压放大倍数 A_{v0} ，放大器的通频带 BW 及选择性（通常用矩形系数 $K_{r0.1}$ 来表示）等。

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 (a) 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_Σ 为调谐回路的总电容， C_Σ 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 。

2. 电压放大倍数

放大器的谐振回路谐振时，所对应的电压放大倍数 A_{v0} 称为调谐放大器的电压放大倍数。 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_Σ 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 与输入电压 V_i 相位差不是 180° 而是为 $180^\circ + \Phi_{fe}$ 。

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 (a) 中输出信号 V_0 及输入信号 V_i 的大小，则电压放大倍数 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，放大器的电压放大倍数下降，习惯上称电压放大倍数 A_v 下降到谐振电压放大倍数 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，放大器的谐振电压放大倍数 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_Σ 为定值时，谐振电压放大倍数 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。

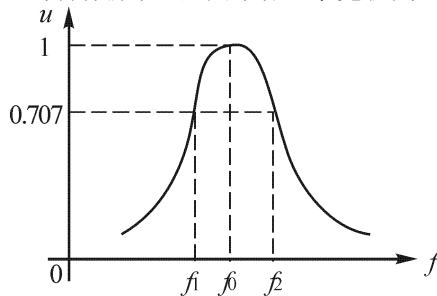


图 1-2 谐振曲线

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 及电压放大倍数 A_{v0} 然后改变高频信号发生器的频率（保持其输出电压 V_s 不变），并测出对应的电压放大倍数 A_{v0} 。由于回路失谐后电压放大倍数下降，所以放大器的谐振曲线如图 1-2 所示。

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

通频带越宽放大器的电压放大倍数越小。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_{Σ} 。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。

4. 选择性——矩形系数

调谐放大器的选择性可用谐振曲线的矩形系数 $K_{V0.1}$ 时表示，如图 1-2 所示的谐振曲线，矩形系数 $K_{V0.1}$ 为电压放大倍数下降到 $0.1 A_{v0}$ 时对应的频率偏移与电压放大倍数下降到 $0.707 A_{v0}$ 时对应的频率偏移之比，即

$$K_{V0.1} = 2\Delta f_{0.1} / 2\Delta f_{0.7} = 2\Delta f_{0.1} / BW$$

上式表明，矩形系数 $K_{V0.1}$ 越小，谐振曲线的形状越接近矩形，选择性越好，反之亦然。一般单级调谐放大器的选择性较差（矩形系数 $K_{V0.1}$ 远大于 1），为提高放大器的选择性，通常采用多级单调谐回路的谐振放大器。可以通过测量调谐放大器的谐振曲线来求矩形系数 $K_{V0.1}$ 。

（二）双调谐放大器

双调谐放大器具有频带较宽、选择性较好的优点。双调谐回路谐振放大器是将单调谐回路放大器的单调谐回路。其原理基本相同。

1. 电压增益为

$$A_{vo} = -\frac{v_o}{v_i} = \frac{-P_1 P_2 y_{fe}}{2g}$$

2. 通频带

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

3. 选择性——矩形系数

$$K_{V0.1} = 2\Delta f_{0.1} / 2\Delta f_{0.7} = \sqrt[4]{100-1}$$

三、实验步骤

（一）单调谐小信号放大器单元电路实验

1. 根据电路原理图熟悉实验板电路，并在电路板上找出与原理图相对应的各测试点通讯可调器件（具体指出）。
2. 按下面框图（图 1-3）所示搭建好测试电路。

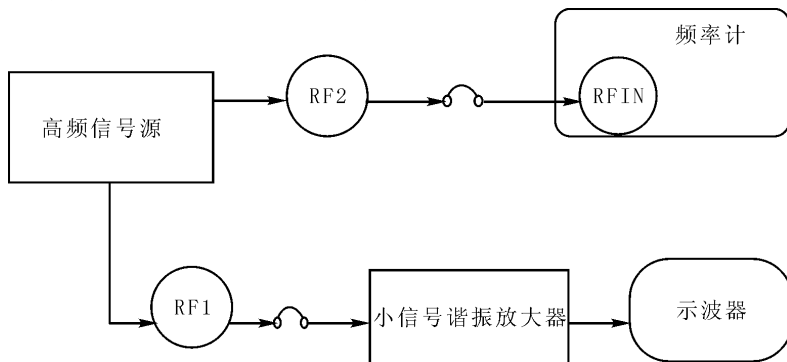


图 1-3 高频小信号调谐放大器测试连接框图

注：图中符号  表示高频连接线

3. 打开小信号调谐放大器的电源开关, 并观察工作指示灯是否点亮, 红灯为+12V 电源指示灯, 绿灯为-12V 电源指示灯。(以后实验步骤中不再强调打开实验模块电源开关步骤)

4. 调整晶体管的静态工作点:

在不加输入信号时用万用表(直流电压测量档)测量电阻 R_4 两端的电压(即 V_{BQ}) 和 R_5 两端的电压(即 V_{EQ}), 调整可调电阻 W_3 , 使 $V_{EQ} = 4.8V$, 记下此时的 V_{BQ} 、 V_{EQ} , 并计算出此时的 $I_{EQ} = V_{EQ} / R_5$ 。

5. 按下信号源和频率计的电源开关, 此时开关下方的工作指示灯点亮。

6. 调节信号源“RF 幅度”和“频率调节”旋钮, 使输出端口“RF1”和“RF2”输出频率为 12MHz 的高频信号。将信号输入到 2 号板的 J4 口。在 TH1 处观察信号峰一峰值约为 50mV。

7. 调谐放大器的谐振回路使其谐振在输入信号的频率点上:

将示波器探头连接在调谐放大器的输出端即 TH2 上, 调节示波器直到能观察到输出信号的波形, 再调节中周磁芯使示波器上的信号幅度最大, 此时放大器即被调谐到输入信号的频率点上。

8. 测量电压增益 A_{v0}

在调谐放大器对输入信号已经谐振的情况下, 用示波器探头在 TH1 和 TH2 分别观测输入和输出信号的幅度大小, 则 A_{v0} 即为输出信号与输入信号幅度之比。

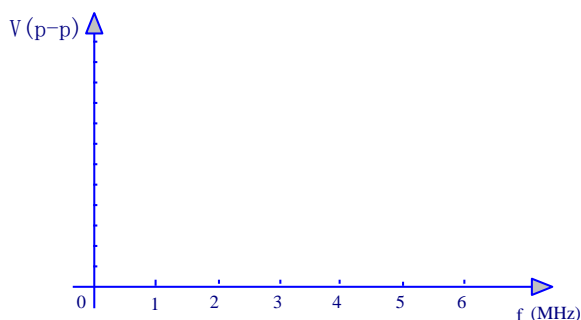
9. 测量放大器通频带

对放大器通频带的测量有两种方式,

其一是用频率特性测试仪(即扫频仪)直接测量;

其二则是用点频法来测量: 即用高频信号源作扫频源, 然后用示波器来测量各个频率信号的输出幅度, 最终描绘出通频带特性, 具体方法如下:

通过调节放大器输入信号的频率, 使信号频率在谐振频率附近变化(以 20KHz 或 500KHz 为步进间隔来变化), 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。



10. 测量放大器的选择性

描述放大器选择性的最主要的一个指标就是矩形系数, 这里用 $K_{r0.1}$ 和 $K_{r0.01}$ 来表示:

$$K_{r0.1} = \frac{2\Delta f_{0.01}}{2\Delta f_{0.7}} \qquad K_{r0.01} = \frac{2\Delta f_{0.01}}{2\Delta f_{0.7}}$$

式中, $2\Delta f_{0.7}$ 为放大器的通频带; $2\Delta f_{0.1}$ 和 $2\Delta f_{0.01}$ 分别为相对放大倍数下降至 0.1 和 0.01 处的带宽。用第 9 步中的方法, 我们就可以测出 $2\Delta f_{0.7}$ 、 $2\Delta f_{0.1}$ 和 $2\Delta f_{0.01}$ 的大小, 从而得到 $K_{r0.1}$

和 $K_{r0.01}$ 的值

注意：对高频电路而言，随着频率升高，电路分布参数的影响将越来越大，而我们在理论计算中是没有考虑到这些分布参数的，所以实际测试结果与理论分析可能存在一定的偏差。另外，为了使测试结果准确，应使仪器的接地尽可能良好。

（二）双调谐小信号放大器的测试方法和测试步骤与单调谐放大电路基本相同，只是在以下两个方面稍作改动：

其一是输入信号的频率改为 465KHz（峰—峰值 200mV）；

其二是在谐振回路的调试时，对双调谐回路的两个中周要反复调试才能最终使谐振回路谐振在输入信号的频点上，具体方法是，按图 1-3 连接好测试电路并打开信号源及放大器电源之后，首先调试放大电路的第一级中周，让示波器上被测信号幅度尽可能大，然后调试第二级中周，也是让示波器上被测信号的幅度尽可能大，这之后再重复第一级和第二级中周，直到输出信号的幅度达到最大，这样，放大器就已经谐振到输入信号的频点上了。

11. 同单调谐实验，做双调谐实验，并将两种调谐电路进行比较。

四、实验报告要求

1. 写明实验目的。
2. 画出实验电路的直流和交流等效电路。
3. 计算直流工作点，与实验实测结果比较。
4. 整理实验数据，并画出幅频特性。

五、实验仪器

- | | |
|------------|-----|
| 1. 高频实验箱 | 1 台 |
| 2. 双踪示波器 | 1 台 |
| 3. 万用表 | 1 只 |
| 4. 扫频仪（可选） | 1 台 |

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。
3. 掌握自动增益控制电路 (AGC) 的基本工作原理。

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。
3. 测量集成选频放大器的选择性。

三、集成选频放大器基本原理

1. 集成选频放大器的原理图见下图

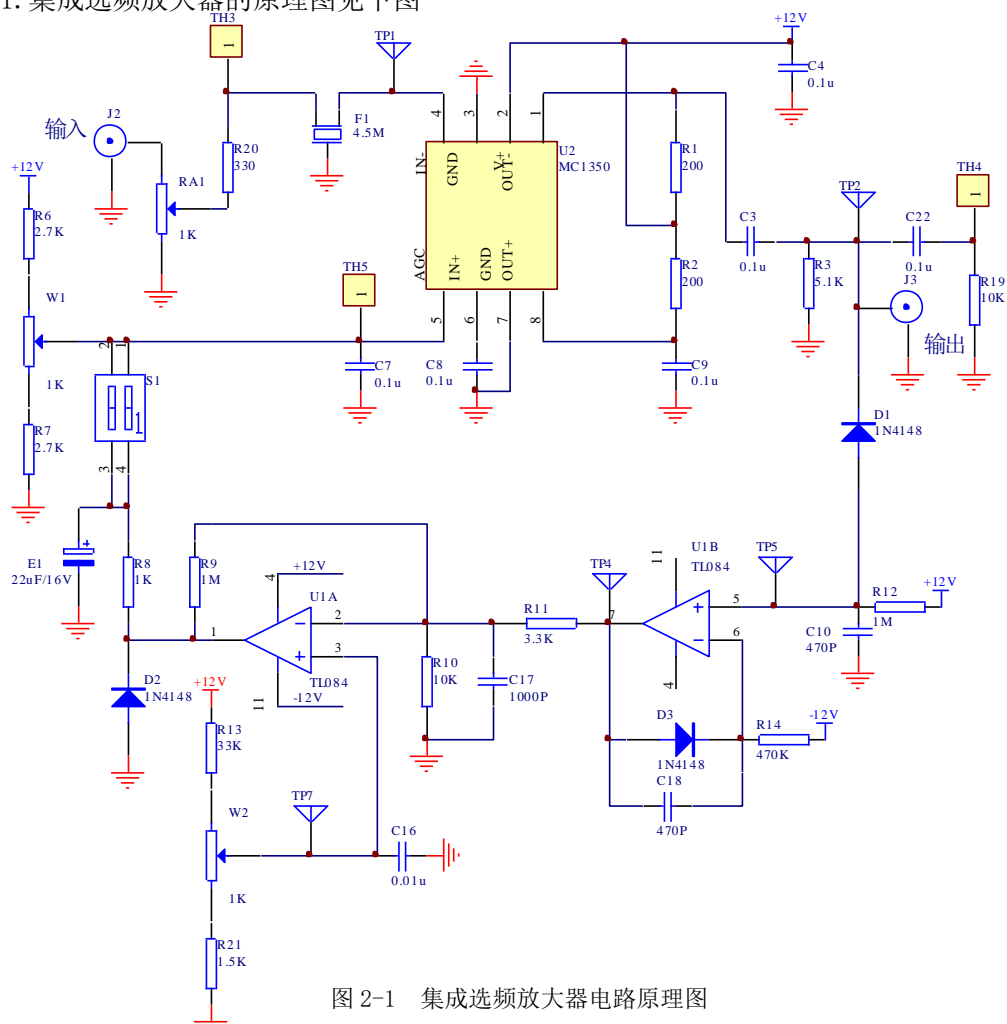


图 2-1 集成选频放大器电路原理图

由上图可知，本实验中涉及到的集成选频放大器是带 AGC（自动增益控制）功能的选频放大器，放大 IC 用的是 Motorola 公司的 MC1350。

2. MC1350 放大器的工作原理

图 2-2 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。

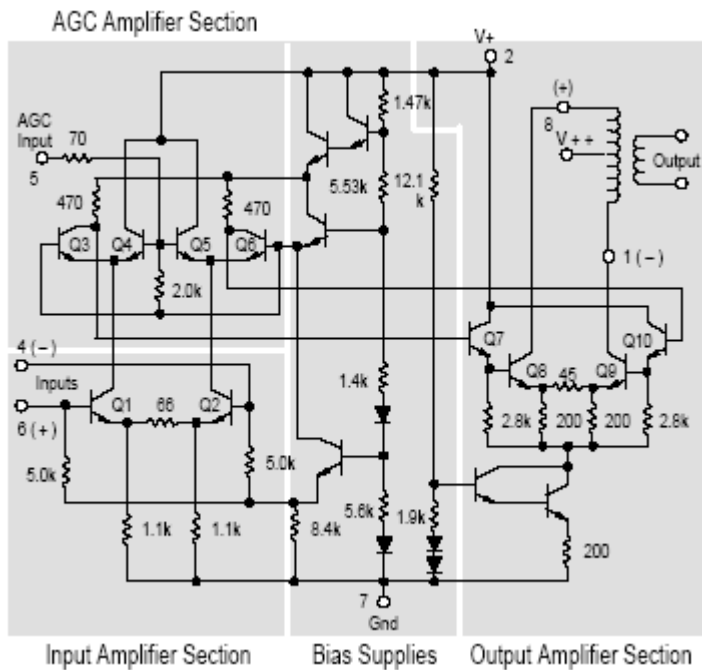


图 2-2 MC1350 内部电路图

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。

四、实验步骤

1. 根据电路原理图熟悉实验板电路，并在电路板上找出与原理图相对应的各测试点及可调器件（具体指出）。
2. 按下面框图(图 2-3)所示搭建好测试电路。

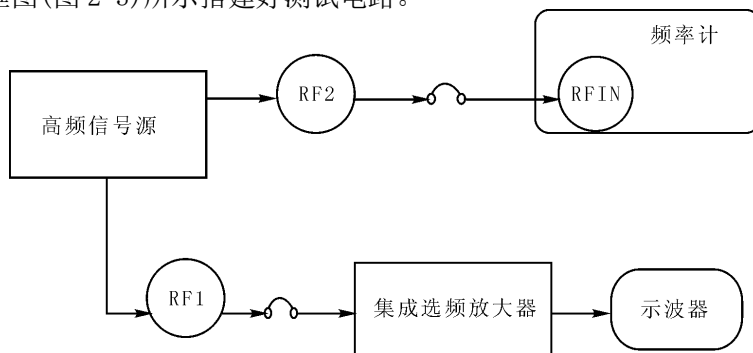



图 2-3 集成选频放大器测试连接框图

注：图中符号  表示高频连接线。

3. 打开集成选频放大器的电源开关

4. 测量电压增益 A_{v0} 将 4.5M 左右的高频小信号从 J2 输入 ($V_{p-p} \approx 200mV$), 调节 W1 使

J3 输出幅度最大, 用示波器分别观测输入和输出信号的幅度大小, 则 A_{v0} 即为输出信号与输入信号幅度之比。

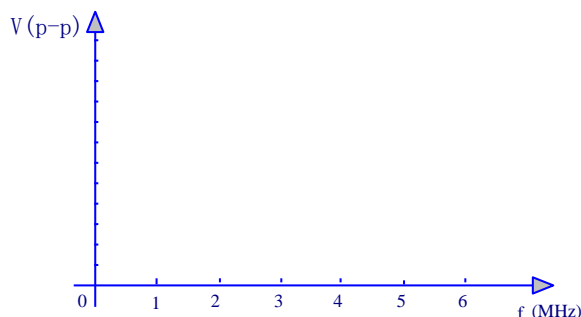
5. 测量放大器通频带

对放大器通频带的测量有两种方式:

其一是用频率特性测试仪 (即扫频仪) 直接测量。

其二则是用点频法来测量: 即用高频信号源作扫频源, 然后用示波器来测量各个频率信号的输出幅度, 最终描绘出通频带特性, 具体方法如下:

通过调节放大器输入信号的频率, 使信号频率在 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”坐标上标示出放大器的通频带特性。



6. 测量放大器的选择性

描述放大器选择性的最主要的一个指标就是矩形系数, 这里用 $K_{r0.1}$ 和 $K_{r0.01}$ 来表示:

$$K_{r0.1} = \frac{2\Delta f_{0.1}}{2\Delta f_{0.7}} \qquad K_{r0.01} = \frac{2\Delta f_{0.01}}{2\Delta f_{0.7}}$$

式中, $2\Delta f_{0.7}$ 为放大器的通频带; $2\Delta f_{0.1}$ 和 $2\Delta f_{0.01}$ 分别为相对放大倍数下降至 0.1 和 0.01 处的带宽。用第 5 步中的方法, 我们就可以测出 $2\Delta f_{0.7}$ 、 $2\Delta f_{0.1}$ 和 $2\Delta f_{0.01}$ 的大小, 从而得到 $K_{r0.1}$ 和 $K_{r0.01}$ 的值。

五、实验报告要求

1. 写明实验目的。
2. 计算集成选频放大器的增益。
3. 计算集成选频放大器的通频带。
4. 整理实验数据, 并画出幅频特性。

六、实验仪器

- | | |
|-------------|-----|
| 1. 高频实验箱 | 1 台 |
| 2. 双踪示波器 | 1 台 |
| 3. 万用表 | 1 只 |
| 4. 扫频仪 (可选) | 1 台 |

实验三 二极管的双平衡混频器

一、实验目的

1. 掌握二极管的双平衡混频器频率变换的物理过程。
2. 掌握晶体管混频器频率变换的物理过程和本振电压 V_O 和工作电流 I_e 对中频输出电压大小的影响。
3. 掌握集成模拟乘法器实现的平衡混频器频率变换的物理过程。
4. 比较上述三种混频器对输入信号幅度与本振电压幅度的要求。

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

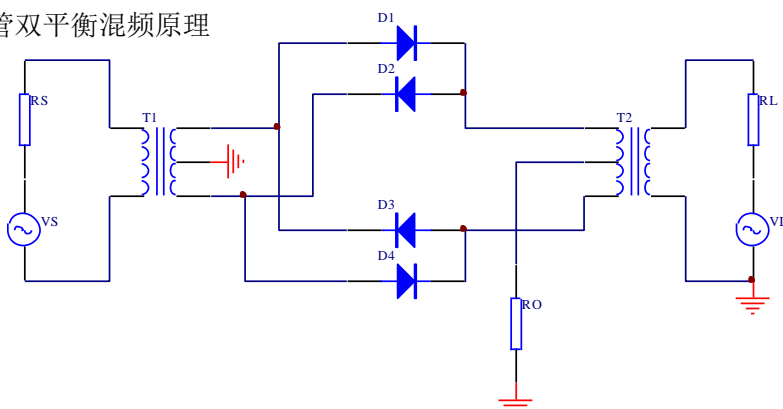


图 3-1 二极管双平衡混频器

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。在负载电阻 R_L 上产生差频与和频，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），即可取得所需的混频频率。

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 u 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 ω_L 、 ω_C 以及 p 为偶数 $(p\omega_L \pm \omega_S)$ 众多组合频率分量。

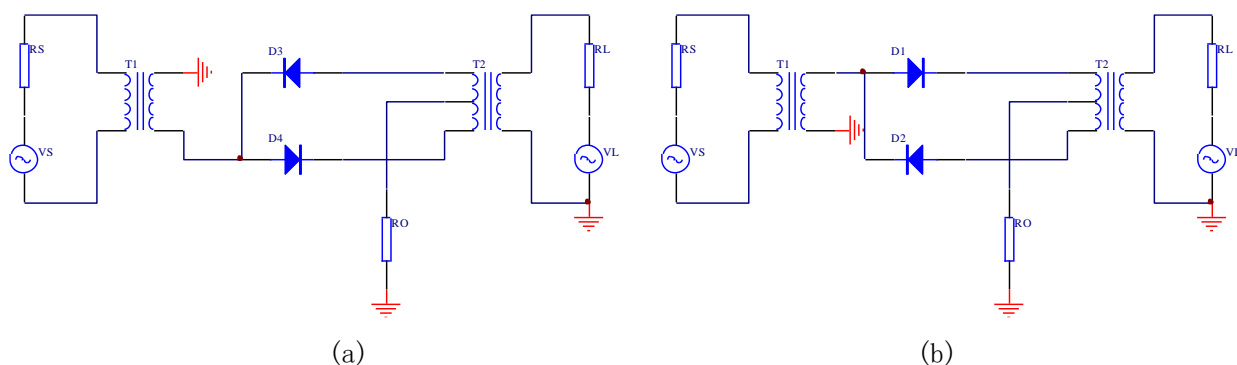


图 3-2 双平衡混频器拆开成两个单平衡混频器

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 ω_L 及 ω_S 的抑制作用。

我们将图 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。实际电路中, 本振信号 V_L 大于输入信号 V_S 。可以近似认为, 二极管的导通与否, 完全取决于 V_L 的极性。当 V_L 上端为正时, 二极管地 D_3 和 D_4 导通, D_1 和 D_2 截止, 也就是说, 图 3-2 (a) 表示单平衡混频器工作, (b) 表示单平衡混频器不工作。若 V_L 下端为正时, 则两个单平衡混频器的工作情况对调过来。

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 ω_L 分量, 相互抵消, 故 R_L 上无 ω_L 分量。由 V_S 产生的分量在 V_L 上正下负期间, 经 D_3 产生的分量和经 D_4 产生的分量在 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。

2. 电路说明

如图 3-3 所示是四只性能一致的二极管组成环路, 具有本振信号 V_L 输入 J2 和射频信号输入 V_S 输入 J5, 它们都通过变压器将单端输入变为平衡输入并进行阻抗变换, TP6 为中频输出口, 是不平衡输出。

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 的两端输出电压 (可在 TP6 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 $\omega_S - \omega_L$)。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, 工作频带宽, 动态范围大, 缺点是高频增益小于 1。

J5: 本振信号输入端 (TH2 为其测试口)

J2: 射频信号输入端 (TH1 为其测试口)

TP6: 混频输出测试口。

C_{20}, C_{21}, L_1 : 带通滤波器, 取出和频分量 $f_{LO} + f_S$

Q_2, C_{18}, T_4 : 组成调谐放大器, 将混频输出的和频信号进行放大, 以弥补无源混频器的损耗 (R_8 为偏置电阻)。

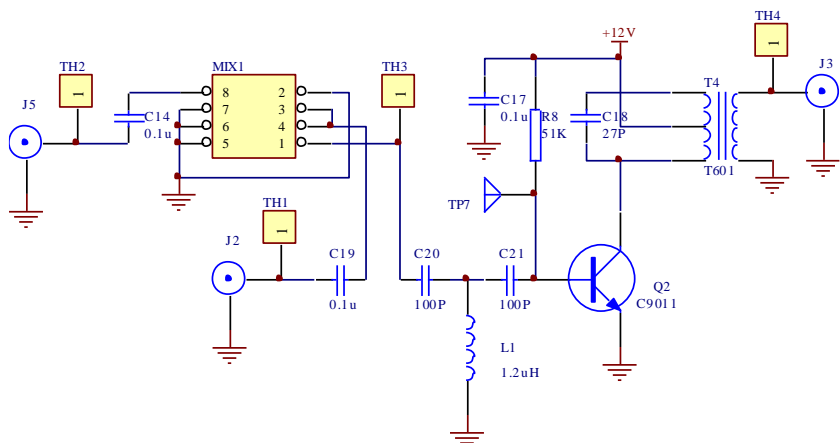


图 3-3 二极管双平衡混频

四、实验步骤

1. 熟悉实验板上各元件的位置及作用；
2. 将 $f_s = 4.19\text{MHz}$ 、 $V_{SP-P} = 400\text{mV}$ 左右（由 3 号板提供）的射频电压加到 J5 端，将 $f_L = 8.7\text{MHz}$ （由高频信号源提供）、 $V_{LP-P} = 1\text{V}$ 左右的本振信号加到 J2 端（可分别在 TH2 与 TH1 处测其电压）。
3. 用示波器观察 TH3 的波形。
4. 用示波器观察 TH4 输出波形。
5. 用频谱仪观察输出频谱。
6. 用频率计测量混频前后波形的频率。
7. 调节本振信号电压与输入信号电压相近，重做步骤 3~6。

五、实验报告要求

1. 写出实验目的和任务。
2. 计算 MIX1 混频增益。

六、实验仪器

- | | |
|----------|-----|
| 1. 高频实验箱 | 1 台 |
| 2. 双踪示波器 | 1 台 |
| 3. 频谱仪 | 1 台 |

实验四 模拟乘法混频

一、实验目的

1. 了解集成混频器的工作原理。
2. 了解混频器中的寄生干扰。

二、实验内容

1. 研究平衡混频器的频率变换过程。
2. 研究平衡混频器输出中频电压 V_i 与输入本振电压的关系。
3. 研究平衡混频器输出中频电压 V_i 与输入信号电压的关系。
4. 研究镜象干扰。

三、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。当本机振荡由单独信号源供给时，这样的频率变换电路称为混频器。

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差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。

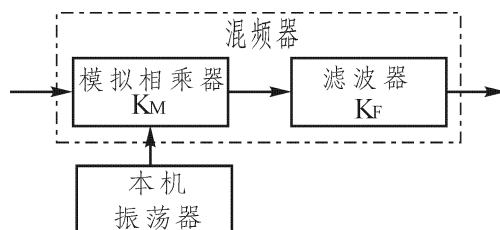
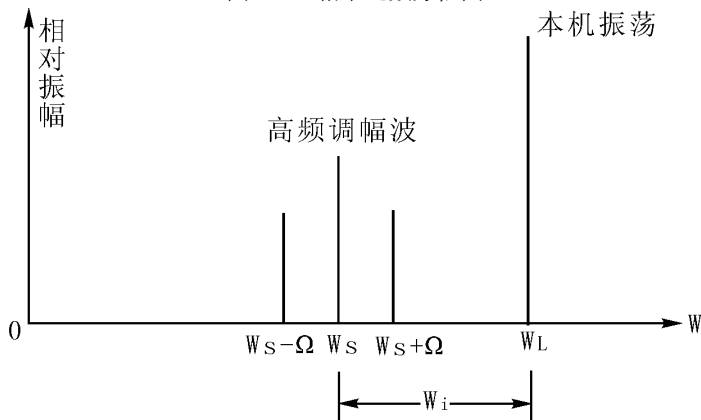


图 4-1 相乘混频方框图



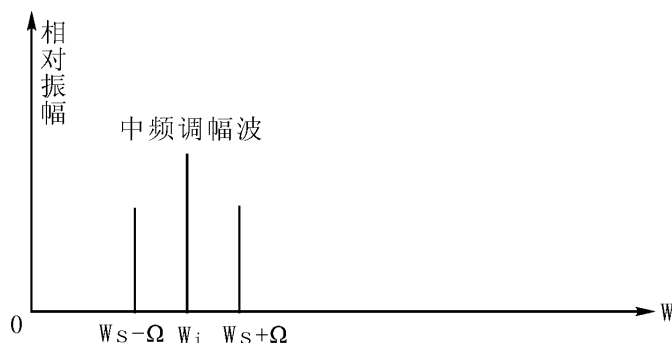


图 4-2 混频前后的频谱图

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

$$v_0 = \frac{1}{2} K_F K_M V_L V_S \cos(\omega_L - \omega_s) t$$

$$v_0 = V_0 \cos(\omega_L - \omega_s) t$$

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。

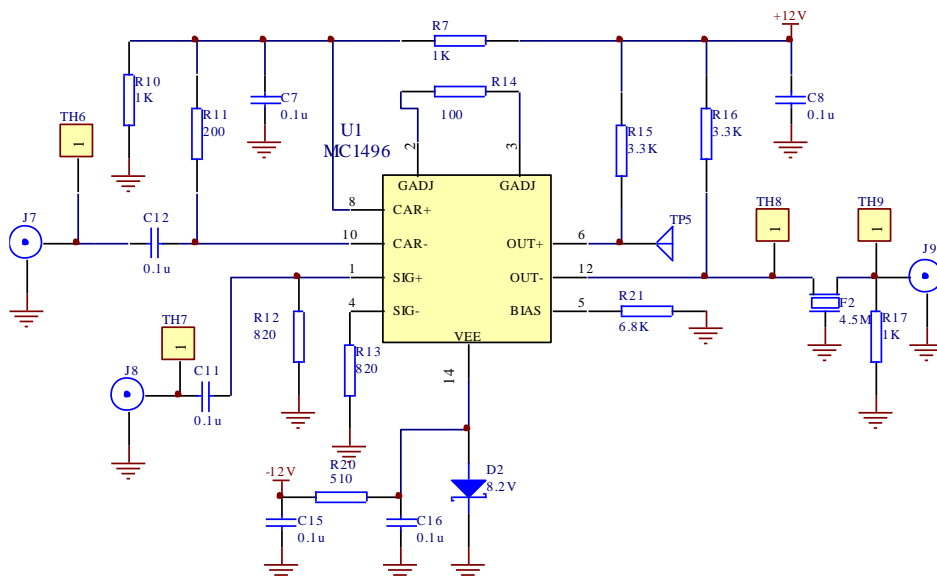


图 4-3 MC1496 构成的混频电路

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。

R_{12} (820Ω)、 R_{13} (820Ω)组成平衡电路， F_2 为 4.5MHz 选频回路。本实验中输入信号频率为 $f_s = 4.2\text{MHz}$ ，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，对输出极产生干涉，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象干扰。

四、实验步骤

1. 打开电源开关，观察对应的发光二极管是否点亮，熟悉电路各部分元件的作用。

2. 用实验的信号源做本振信号，将频率 $f_L = 8.7\text{MHz}$ （幅度 $V_{Lp-p} = 600\text{mV}$ 左右）的本振信号从 J8 处输入（本振输入处），在相乘混频器的输出端 J9 处用双踪示波器观察输出中频信号波形。

3. 将频率 $f_s = 4.19\text{MHz}$ （幅度 $V_{Sp-p} = 300\text{mV}$ 左右）的高频信号（由 3 号板提供）从相乘混频器的输入端 J7 输入，用示波器观察 J9 处中频信号波形的变化。

4. 用示波器观察 TH8 和 TH9 处波形。

5. 改变高频信号电压幅度，用示波器观测，记录输出中频电压 V_i 的幅度，并填入表 4-1。

| | | | |
|-----------------------|-----|-----|-----|
| $V_{SP-P}(\text{mV})$ | 200 | 300 | 400 |
| $V_{iP-P}(\text{mV})$ | | | |

6. 改变本振信号电压幅度，用示波器观测，记录输出中频电压 V_i 的幅值，并填入表 4-2。

| | | | | | |
|-----------------------|-----|-----|-----|-----|-----|
| $V_{LP-P}(\text{mV})$ | 200 | 300 | 400 | 500 | 600 |
| $V_{iP-P}(\text{mV})$ | | | | | |

7. 用频率计测量混频前后波形的频率。

8. 镜象干涉频率的观测（需外接信号源代替③号板）

缓慢将高频信号发生器的输出频率从 4.2MHz 调至 13.2MHz ，用示波器的双路观测载波一中频波形变化，并验证下列关系： $f_{\text{镜象}} - f_{\text{载波}} = 2f_{\text{中频}}$

9. 混频的综合观察（需外接信号源代替③号板）

令外接信号源输出一个由 1K 音频信号调制的载波频率为 4.2MHz 的调幅波，作为本实验的载波输入，本振信号不变，用示波器对比观察 J9 处的调制信号波形。

五、实验报告要求

1. 整理实验数据，填写表格 4-1 和 4-2。

2. 绘制步骤 2、3、4、9 中所观测到的波形图，并作分析。

3. 在幅频坐标中绘出本振频率与载波频率和镜象干扰频率之间的关系，思考如何减小镜象干扰。

4. 归纳并总结信号混频的过程。

六、实验仪器

1. 高频实验箱 1 台
2. 双踪示波器 1 台

实验五 三极管变频

一、实验目的

1. 掌握晶体三极管变频器变频的物理过程。
2. 了解本振电压 V_L 和工作电流 I_e 对中频输出电压大小的影响。
3. 了解统调概念。

二、实验内容

1. 研究晶体管混频器的频率变换过程。
2. 掌握如何调整中频频率。
3. 学会调整频率范围。

三、实验原理及实验电路说明

变频电路是时变参量线性电路的一种典型应用。如一个振幅较大的振荡电压 v_o （使器件跨导随此频率的电压作周期变化）与幅度较小的外来信号 v_s 同时加到作为时变参量线性电路的器件上，则输出端可取得此二信号的差频或和频，完成变频作用。如果此器件本身既产生振荡电压又实现频率变换（变频），则称为自激式变频器或简称变频器。如果此非线性器件本身仅实现频率变换，本振信号由另外器件产生，则称为混频器。包括产生本振信号的器件在内的整个电路，称为他激式变频器。

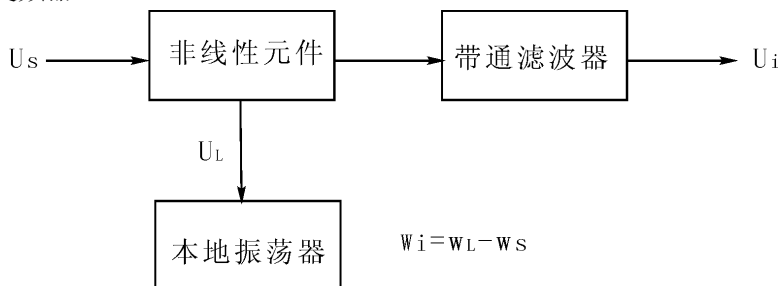


图 5-1 变频原理方框图

变频器的原理方框图如图 5-1 所示。

变频器常用在超外差接收机中，功能是将载波为 f_s （高频）的已调波信号不失真地变换为另一载频 f_i （固定中频）的已调波信号，而保持原调制规律不变。例如在调幅广播接收机中，混频器将中心频率为 535~1605KHz 的已调波信号变换为中心频率为 465KHz 的中频已调波信号。

变频的用途十分广泛。除在各类超外差接收机中应用外，在频率合成器中为了产生各波道的载波振荡，也需要采用变频器来进行频率变化及组合；在多路微波通信中，微波中继站的接收机把微波频率变换为中频，转发进行放大，取得足够的增益后，再利用变频器把中频变换为微波频率，转发至下一站。此外，在测量仪器中如外差频率计、微伏计等也都采用变频器。

三极管变频电路图如图 5-2 所示。

Q_1 为变频管，作用是把通过输入调谐电路收到的不同频率的电台信号（高频信号）变换成固定的 465KHz 的中频信号。

Q_1 、 T_2 、CC1 等元件组成本机振荡电路，它的作用是产生一个比输入信号频率高 465KHz 的等幅高频振荡信号。由于 C_g 对高频信号相当短路， T_1 的次级 L 的电感量又很小，为高频信号提供了通路，所以本机振荡电路是共基极电路，振荡频率由 T_2 、CC1 控制，CC1 是双联电容器

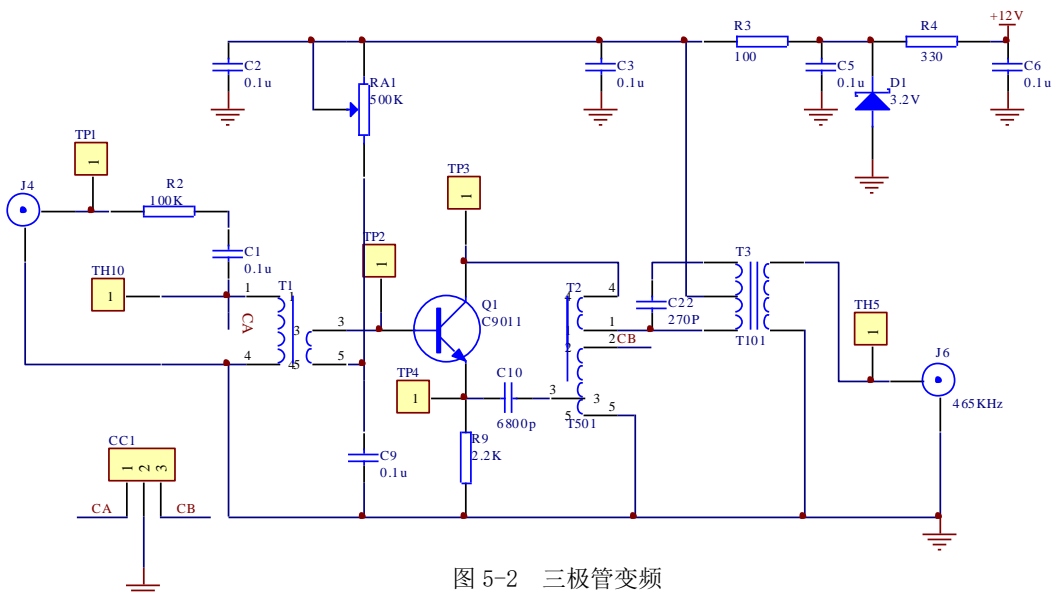


图 5-2 三极管变频

的另一端，调节它可以改变本机振荡频率。 T_2 是振荡线圈，其初级级绕在同一磁芯上，它们把 Q_1 的集电极输出的放大的振荡信号以正反馈的形式耦合到振荡回路，本机振荡的电压由 T_2 的抽头引出，通过 C_{10} 耦合到 Q_1 的发射极上。

混频电路由 Q_1 、 T_3 的初级线圈等组成，是共发射极电路。其工作过程是：调制信号从 J4 输入，经选频回路选频，调制信号和本振信号在 Q_1 的基极，本机振荡信号又通过 C_{10} 送到 Q_1 发射极，调制信号和本振信号在 Q_1 中进行混频，由于晶体三极管转移伏安特性的非线性特性，产生众多的组合频率 $pf_L \pm qf_s$ ，其中有一种是本机振荡频率和调制信号频率的差等于 465KHz 的信号，这就是中频信号。混频电路的负载是中频变压器 T_3 的初级线圈和内部电容组成的并联谐振电路，它的谐振频率是 465KHz，可以把 465KHz 的中频信号从多种频率的信号中选择出来，并通过 T_3 的次级线圈耦合到下一级去，而其它信号几乎被滤掉。

四、实验步骤

1. 熟悉实验板上各元件的位置及作用。

2. 测试静态工作点

调节 RA1，使得 TP4 对地电压为 1.5V，测出 V_{ce} 值。

3. 调谐中频频率

双联可变电容器调谐盘顺时针调到最大值，然后在 TP2 处串联 4700Pf 独石电容接入 465KHz、50mVp-p 的高频信号、用无感起子调试中周 T_3 ，用示波器观测输出波形，如在 TH5 处观察到最大幅度波形输出，则电路谐振在 465KHz。

4. 调整频率范围

调整频率范围是通过调整本机振荡线圈 T_2 和振荡回路的补偿电容来实现的。本实验在 TH10 处输入高频载波信号，在 TH5 处观察中频输出波形接收频率范围为 535KHz~1605KHz。

5. 观察晶体管混频前后的波形变化并加以分析。

五、实验报告要求

1. 写出实验目的任务。

2. 写出变频器的原理。

3. 思考如何调整频率范围。

六、实验仪器

- | | |
|----------|-----|
| 1. 高频实验箱 | 1 台 |
| 2. 双踪示波器 | 1 台 |
| 3. 万用表 | 1 只 |

实验六 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的基本原理，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的影响。
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、基本原理

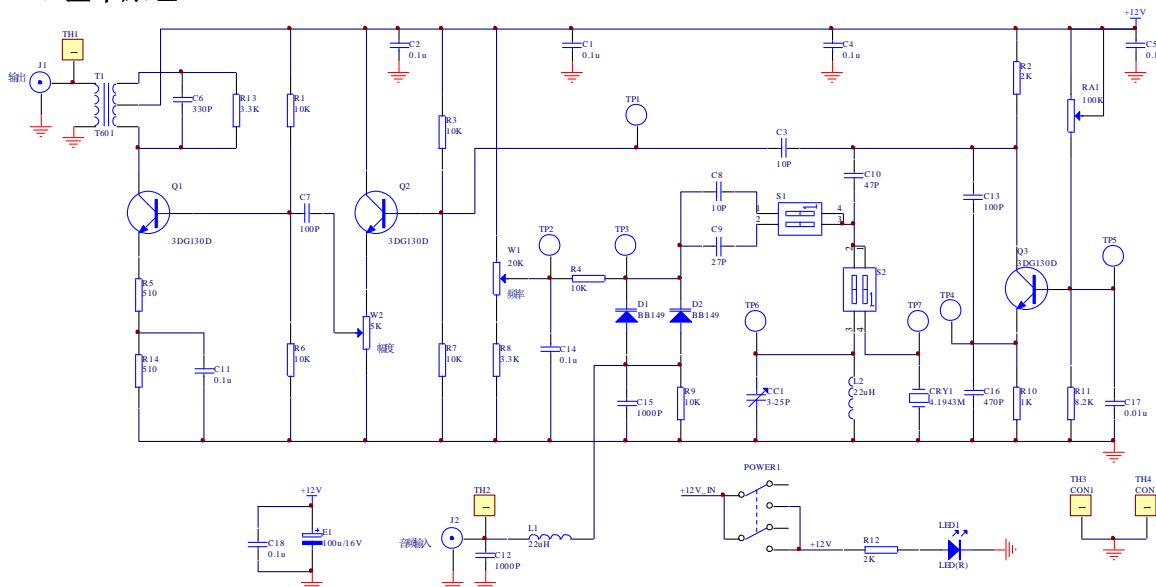


图 6-1 正弦波振荡器（4.5MHz）

将开关 S2 的 1 拨下 2 拨上，S1 全部断开，由晶体管 Q_3 和 C_{13} 、 C_{16} 、 C_{10} 、 $CC1$ 、 L_2 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。

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2(C_{10} + CC1)}}$$

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

$$F = \frac{C_{13}}{C_{20}} = \frac{56}{470} \approx 0.12$$

振荡器输出通过耦合电容 C_3 （10P）加到由 Q_2 组成的射极跟随器的输入端，因 C_3 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 Q_1 调谐放大，再经变压器耦合从 J1 输出。

四、实验步骤

1. 根据图 6-1 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 S2 的 2 拨上, 构成 LC 振荡器。

2) 改变上偏置电位器 R_{A1} , 记下发射极电流 $I_{eo} (= \frac{V_e}{R_{10}})$ 填入表 6-1 中, 并用示波器测量对

应点的振荡幅度 V_{p-p} (峰—峰值) 填入表中, 记下停振时的静态工作点电流值。

3. 测量振荡器输出频率范围

将频率计接于 J1 处, 改变 CC1, 用示波器从 TH1 观察波形, 并观察输出频率的变化, 填于下表中。

| CC1 (pF) | f (MHz) |
|----------|---------|
| | |
| | |

4. 分别用 5000p 和 100p 的电容并联在 C20 两端, 改变反馈系数, 观察振荡器输出电压的大小。(选做)

1) 计算反馈指数

2) 用示波器记下振荡幅度值

3) 分析原因

五、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。

六、实验仪器

1. 高频实验箱 1 台

2. 双踪示波器 1 台

实验七 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、基本原理

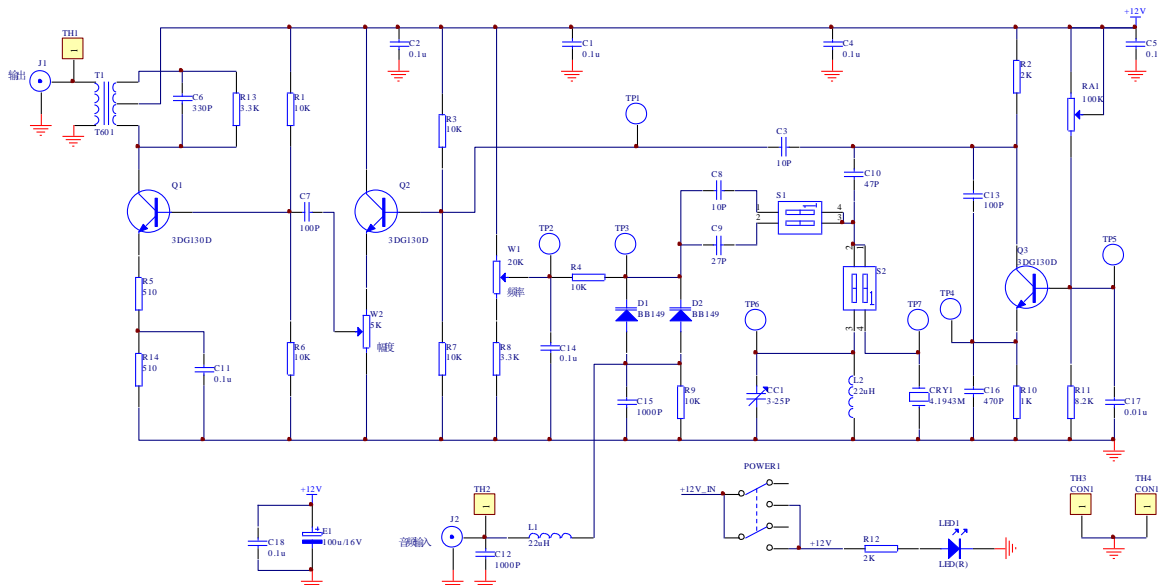


图 7-1 正弦波振荡器（4.5MHz）

1. 晶体振荡器：将开关 S_2 的 2 拨下、1 拨上， S_1 全部断开，由 Q_3 、 C_{13} 、 C_{16} 、晶体 CRY1 与 C_{10} 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. 压控振荡器（VCO）：将 S_1 的 1 或 2 拨上， S_2 的 1 拨下、2 拨上，则变容二极管 D_1 、 D_2 并联在电感 L_2 两端。当调节电位器 W1 时， D_1 、 D_2 两端的反向偏压随之改变，从而改变了 D_1 和 D_2 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。其交流等效电路如图 7-2 所示。

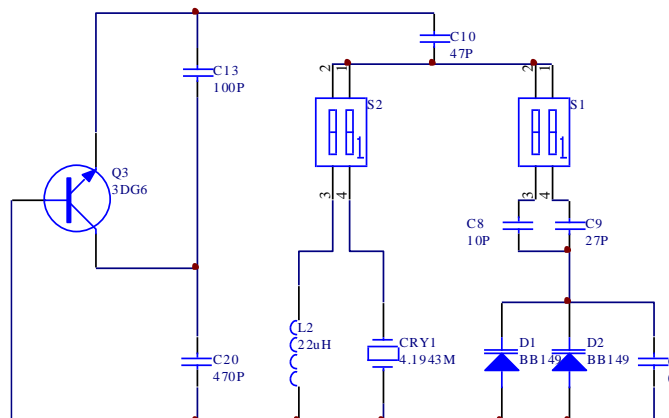


图 7-2 压控振荡器交流等效电路图

3. 晶体压控振荡器

开关 S_1 的 1 接通或 2 接通, S_2 的 1 接通, 就构成了晶体压控振荡器。

四、实验步骤

1. 将电路接成 LC 振荡器, 在室温下记下振荡频率 (频率计接于 J1 处)。

将加热的电烙铁靠近振荡管和振荡回路, 每隔 1 分钟记下频率的变化值, 在记录时, 开关 S_2 交替接通 2 (LC 振荡器) 和 1 (晶体振荡器), 并将数据记于下表中。

| 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 | | | | | | |
| 晶体管振荡器 | | | | | | |

2. 两种压控振荡器的频率变化范围

1) 将电路连接成压控振荡器, 频率计接于 J1, 直流电压表接于 TP3。

2) 将 W1 从低阻值、中阻值到高阻值位置, 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. 将电路改接成晶体压控振荡器, 重复上述实验, 并将结果记于下表

4. 在晶体压控振荡器电路的基础上, 将 L_2 并接于晶体两端, 但需将 CC1 断开或置于容量最小位置。然后重做上述实验, 将结果记于下表中。

| W1 电阻值 | | W1 低阻值 | W1 中阻值 | W1 高阻值 |
|------------------|---------------|--------|--------|--------|
| $V_{D1}(V_{D2})$ | | | | |
| 振荡频率 | LC 压控振荡器 | | | |
| | 晶体压控振荡器 | | | |
| | 并联 L 的晶体压控振荡器 | | | |

五、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?

六、实验仪器

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

实验八 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、功率、效率。
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、实验基本原理

放大器按照电流导通角 θ 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 θ 越小，放大器的效率 η 越高。

甲类功率放大器的 $\theta = 180^\circ$ ，效率 η 最高只能达到 50%，适用于小信号低功率放大，一般作为中间级或输出功率较小的末级功率放大器。

非线性丙类功率放大器的电流导通角 $\theta < 90^\circ$ ，效率可达到 80%，通常作为发射机末级功放以获得较大的输出功率和较高的效率。特点：非线性丙类功率放大器通常用来放大窄带高频信号（信号的通带宽度只有其中心频率的 1% 或更小），基极偏置为负值，电流导通角 $\theta < 90^\circ$ ，为了不失真放大信号，它的负载必须是 LC 谐振回路。

电路原理图 8-1（见 P. 35）所示，该实验电路由两级功率放大器组成。其中 Q_3 （3DG12）、 T_6 组成甲类功率放大器，工作在线性放大状态，其中 R_{A3}, R_{14}, R_{15} 组成静态偏置电阻，调节 R_{A3} 可改变放大器的增益。 W_1 为可调电阻，调节 W_1 可以改变输入信号幅度， Q_4 （3DG12）、 T_4 组成丙类功率放大器。 R_{16} 为射极反馈电阻， T_4 为谐振回路，甲类功放的输出信号通过 R_{13} 送到 Q_4 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 Q_4 基极一射极间的负偏压值时， Q_4 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 S_1 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 8-1 所示，甲类功率放大工作在线性状态，电路的静态工作点由下列关系式确定：

$$v_{EQ} = I_{EQ} R_{15}$$

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

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

$$v_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_{15}$$

2) 负载特性

如图 8-1 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， η_B 为变压器的传输功率，一般为 $\eta_B = 0.75 \sim 0.85$

图 8-2 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：

$$V_{cm} = V_{CC} - I_{CQ} R_{15} - V_{CES}$$

式中， V_{CES} 称为饱和压降，约 1V

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

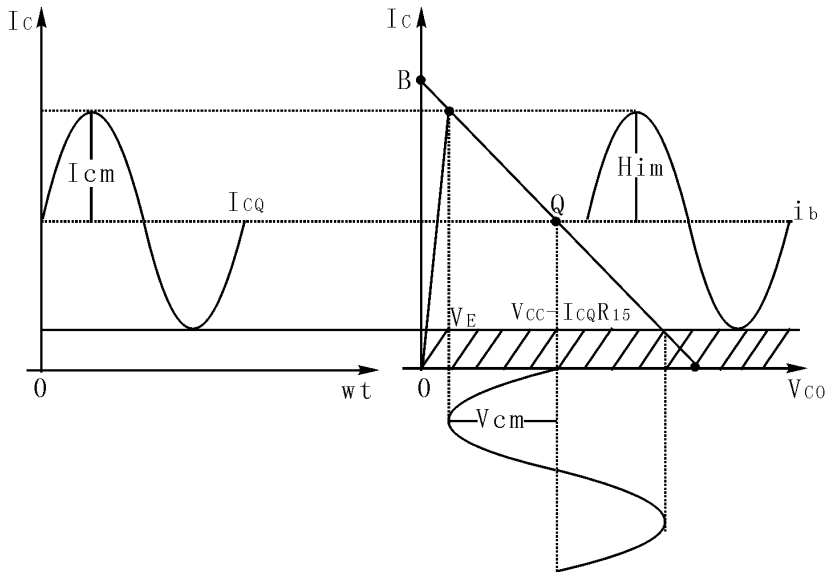


图 8-2 甲类功放的负载特性

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 8-1 所示电路，甲类功率放大

器不仅要为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

$$A_p = \frac{P_0}{P_i}$$

其中， P_i 为放大器的输入功率，它与放大器的输入电压 u_{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' 为正弦波时，集电极的输出电流 i_c 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 8-3 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：

$$V_{clm} = I_{clm} R_0$$

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

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

式中， P_C 为集电极输出功率

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

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 η 为

$$\eta = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{c/m}}{V_{CC}} \cdot \frac{I_{c/m}}{I_{CO}}$$

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，如果电流导通脚选定，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 8-4 所示。

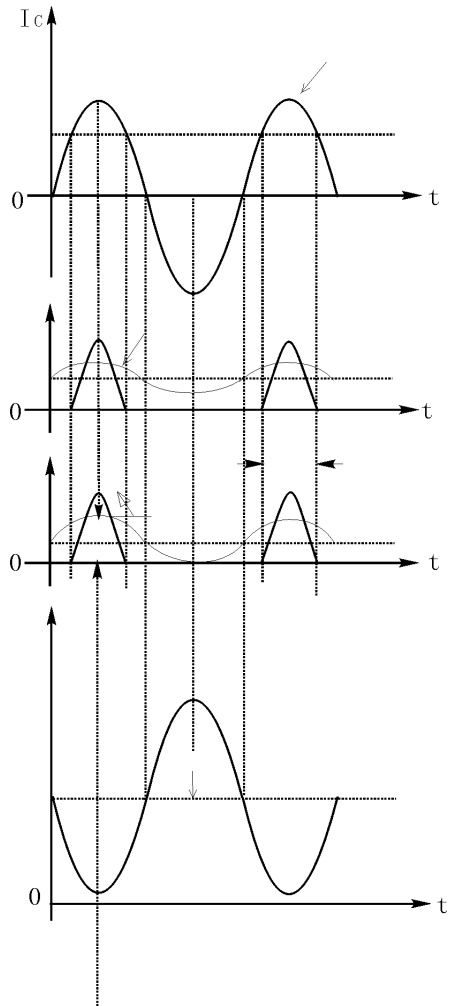


图 8-3 丙类功的基极/集电极电流和电压波形

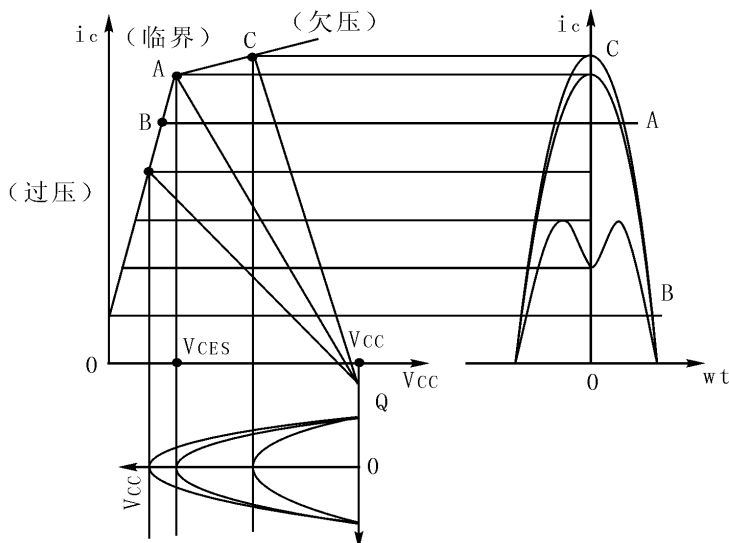


图 8-4 谐振功放的负载特性

由图可见，当交流负载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 η 都较高，此时放大器处于临界工作状态。 R_q 所对应的

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： $V_{CC} - V_{cm} = V_{CES}$

四、主要技术指标及测试方法

1. 输出功率

调频功率放大器的输出功率是指放大器的负载 R_L 上得到的最大不失真功率。对于图 8-1 所示的电路中，由于负载 R_L 与丙类功率放大器的谐振回路之间采用变压器耦合方式，由于负载 R_L 与丙类功率放大器的谐振回路之间采用变压器耦合方式，实现了阻抗匹配，则集电极回路的谐振阻抗 R_0 上的功率等于负载 R_L 上的功率，所以将集电极的输出功率视为高频放大器的输出功率，即

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

测量功率放大器主要技术指标的连接电路如图 8-5 所示，其中高频信发生器提供激励信号电压与谐振频率，示波器监测波形失真，直流毫安表 mA 测量集电极的直流电流，高频电压表 V 测量负载 R_L 的端电压。只有在集电极回路处于谐振状态时才能进行各项指标的测量。可以通过

高频毫伏表 V 及直流毫安表 mA 的指针来判断集电极回路是否谐振，即电压表 V 的指示为最大，毫安表 mA 的指示为最小时集电极回路处于谐振。当然也可以用扫频仪测量回路的幅频特性曲线，使得中心频率处的幅值最大，则集电极回路处于谐振。

放大的输出功率可以由下式计算：

$$P_o = \frac{V_L^2}{R_L}$$

式中， V_L 为高频电压表 V 的测量值

2. 效率

调频功率放大器的总效率由晶体管集电极的效率和输出网络的传输效率决定。而输出网络的传输效率通常是由电感、电容在调频工作时产生一定损耗而引起的。放大器的能量转换效率主要由集电极的效率所决定。所以通常将集电极的效率视为高频功率放大器的效率，用 η 表示，即

$$\eta = \frac{P_C}{P_o}$$

利用图 8-5 所示电路，可以通过测量来计算功率放大器的效率，集电极回路谐振时， η 的值由下式计算：

$$\eta = \frac{P_C}{P_o} = \frac{V_L^2 / R_L}{I_{CO} V_{CC}}$$

式中， V_L 为高频电压表 V 的测量值

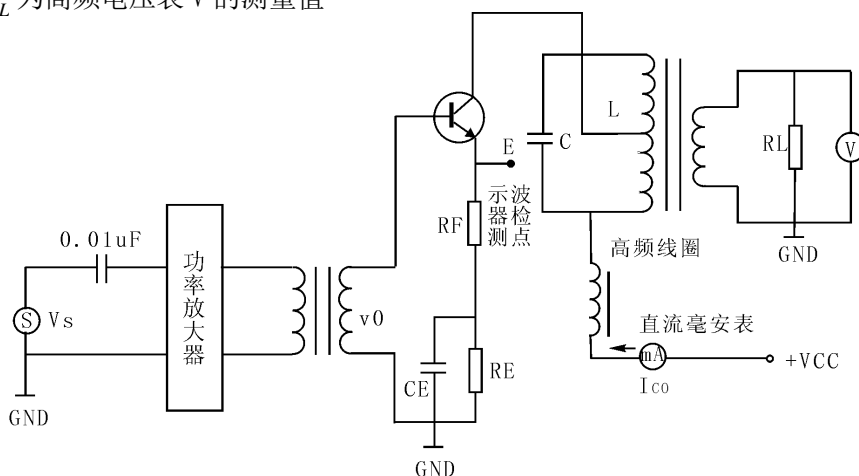


图 8-5 高频功放的测试电路

3. 功率增益

放大器的输出功率 P_o 与输入功率 P_i 之比称为功率增益，用 A_p （单位：dB）表示。（ $A_p = \frac{P_o}{P_i}$ ）

五、实验步骤

1. 测试调谐特性

在前置放大电路出入 J3 处输入频率 $f = 12.5\text{MHz}$ ($V_{p-p} \approx 0.3\text{V}$) 的高频信号, 调节 W_1 和中周 T6, 使 TP6 处信号的电压幅值为 2V 左右, S_1 全部开路, 改变输入信号频率, 从 9MHz~15MHz (以 1MHz 为步进) 记录 TP6 处的输出电压值, 填入表 8-1。

表 8-1

| f i | 9MHz | 10MHz | 11MHz | 12MHz | 13MHz | 14MHz | 15MHz |
|-------|------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| V_0 | | | | | | | |

2. 测试负载特性

在前置放大电路中输入 J3 处输入频率 $f = 11.8\text{MHz}$ ($V_{p-p} \approx 0.3\text{V}$) 的高频信号, 调节 W_1 使 TP6 处信号约为 2V, 调节中周回路调谐 (调谐标准: TH4 处波形为对称双峰)。

将负载电阻转换开关 S_1 依次从 1-4 拨动, 用示波器观测相应的 V_c 值和 V_e 波形, 描绘相应的 i_e 波形, 分析负载对工作状态的影响。表 8-2

| | | | | |
|---------------|-----|-----|-----|----------|
| $R_L(\Omega)$ | 820 | 330 | 100 | ∞ |
| $V_{CP-P}(V)$ | | | | |
| $V_{VP-P}(V)$ | | | | |
| i_e 的波形 | | | | |

3. 观察激励电压变化对工作状态的影响

先调节 T4 将 i_e 波形高于到凹顶波形, 然后使输入信号由大到小变化, 用示波器观察 i_e 波形的变化 (观测 i_e 波形即观测 V_e 波形, $i_e = V_e / R_{15}$)

5. 实测功率、效率计算

用示波器观测, 将丙放各参量填入表 8-3, 并进行功率、效率计算。

| f = 10.7MHz | | | 实测 | | | | | | 实测计算 | | | |
|----------------|----|-------------------|-------|-------|----------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|----------|
| | | | V_b | V_e | V_{ce} | V_i | V_o | I_0 | I_C | P_D | P_o | P_{CM} |
| VCC = 5V | 甲放 | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | |
| | 丙放 | $R_L = \infty$ | | | | | | | | | | |
| | | $R_L = 100\Omega$ | | | | | | | | | | |

其中: V_i : 输入电压峰—峰值

V_0 : 输出电压峰—峰值

I_0 : 发射极直流电压÷发射极电阻值

P_D : 电源给出直流功率 ($P_D = U_{CC} I_{CO}$)

P_{CM} : 为管子损耗功率 ($P_{CM} = i_C v_{CE}$)

P_C : 输出功率 ($P_C = \frac{1}{2} \frac{(V_0/2)^2}{R_0}$)

六、实验报告要求

1. 整理实验数据，并填写表 8-1、8-2、8-3。
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. 用实测参数分析丙类功率放大器的特点。

七、实验仪器

- | | |
|------------|-----|
| 1. 高频实验箱 | 1 台 |
| 2. 双踪示波器 | 1 台 |
| 3. 频率特性测试仪 | 1 台 |
| 4. 万用表 | 1 只 |

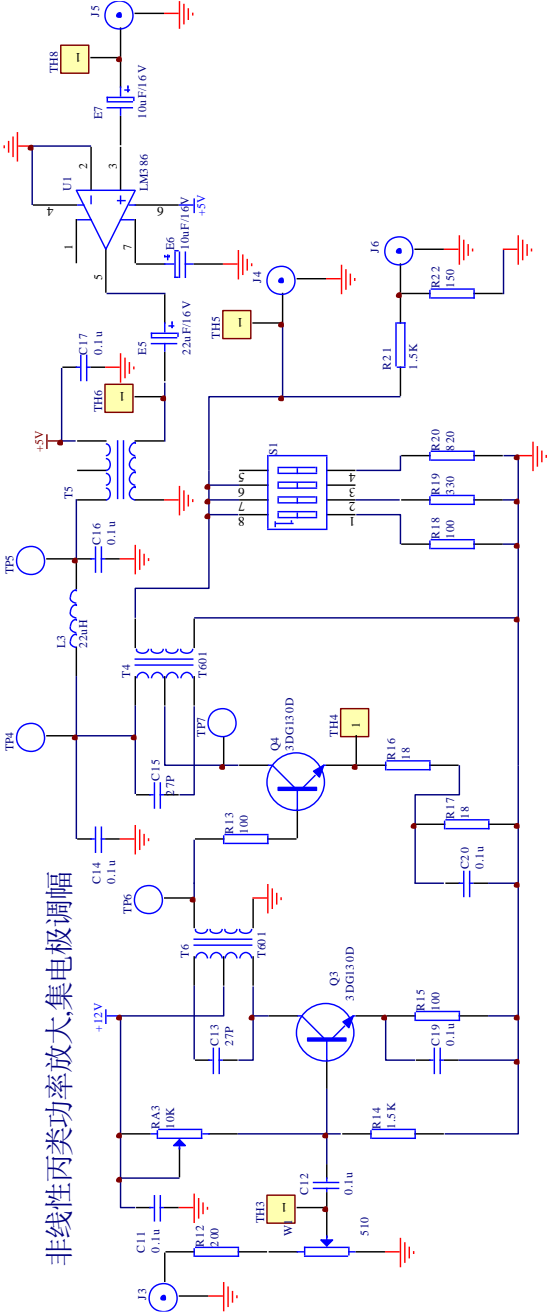


图 8-1 非线性丙类功率放大

实验九 线性宽带功率放大器

一、实验目的

了解线性宽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 9-1 为 4: 1 传输线变压器。图 9-2 为传输线变压器的等效电路图。

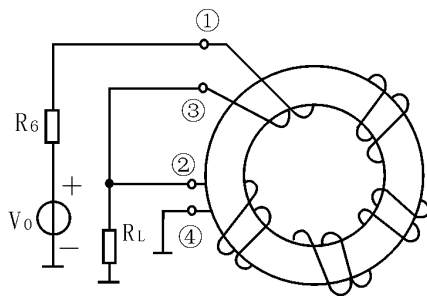


图 9-1 传输线变压器连接示意图

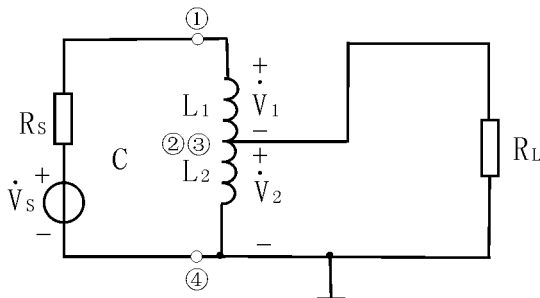


图 9-2 传输线变压器等效电路图

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电容在整个线长是均匀分布的，如图 9-3 所示。也由于两根等长的导线同时绕在一个高 μ 磁芯上，所以导线上每一线段 Δl 的电感也是均匀分布在整条线上的，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。如果考虑到线间的

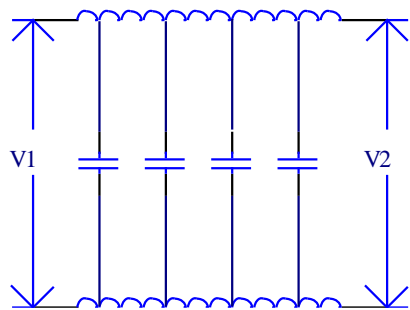


图 9-3 传输线变压器高频段等效电路图

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

线性宽带功率放大

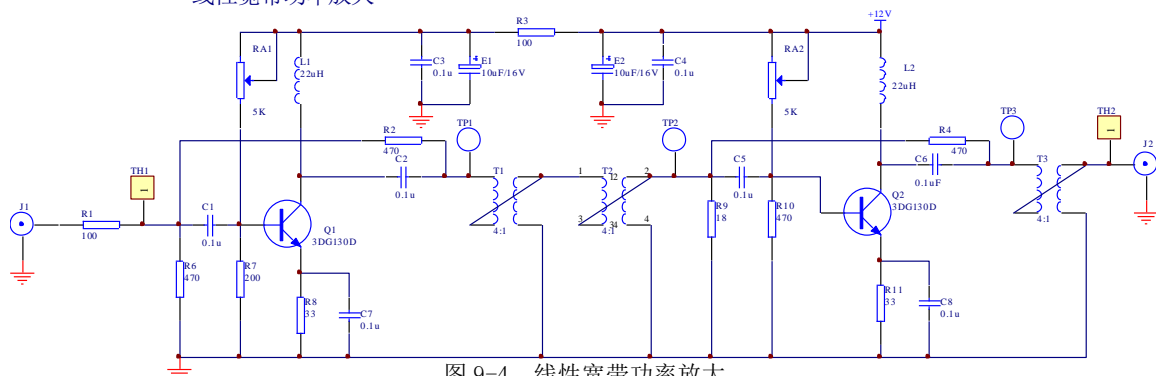


图 9-4 线性宽带功率放大

本实验单元模块电路如图 9-4 所示。该实验电路由两级宽带、高频功率放大电路组成，两级功放都工作在甲类状态，其中 Q_1 (3DG130)、 L_1 组成甲类功率放大器，工作在线性放大状态， R_{A1} 、 R_6 、 R_7 、 R_8 组成静态偏置电阻，调节 R_{A1} 可改变放大器的增益。 R_2 为本级交流负反馈电阻，展宽频带，改善非线性失真， Q_1 、 Q_2 两个传输线变压器级联作为第一级功放的输出匹配网络，总阻抗比为 16:1，使第二级功放的低输入阻抗与第一级功放的高输入阻抗实现匹配，

后级电路分析同前级。

四、实验步骤

1. 了解线性宽带功率放大器工作状态的特点。

对照电路图 9-4，了解实验板上各元件的位置与作用。

将线性宽带功率放大器的电源开关向下拨，并观察工作指示灯是否点亮，红灯为+12V 电源指示灯。

2. 调整静态工作点

不加输入信号，用万用表的电压档（20V）档测量三极管 Q_1 的射级电压（即射级电阻 R_8 两端电压），调整基极偏置电阻 R_{A1} 使 $V_e = 0.53V$ ；测量三极管 Q_2 的射级电压（即射极电阻 R_{11} 两端电压），调整基极偏置电阻 R_{A2} 使 $V_e = 1.50V$ ，根据电路计算静态工作点。

3. 测量电压增益 A_{v0}

在 J1 输入频率为 11.5MHz， $V_{p-p} = 50mV$ 的高频信号，用示波器输入信号的峰—峰值 V_i （TH1 处观察），测输出信号的峰—峰值为 V_o （TH2 处观察），则小信号放大的电压放大倍数为 $A_{v0} = V_o / V_i$ 。

4. 用扫频仪观察线性宽带功率放大器通频带并记录下来

频标置 10M/1M 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 J1 处，电路输出端 J2 接至扫频仪检波器输入端，调节输出衰减和 Y 轴增益，使谐振特性在纵轴占有一定高度，读出其曲线下降 3dB 处对称点的带宽。

$$BW = B0.7 = f_H - f_L$$

并画出幅频特性曲线（注此电路放大倍数较大，扫频仪输出、输入信号都要适当衰减）。

5. 用点频法测量放大器的频率特性

将峰—峰值 100mV 左右的高频信号从 J1 处送入，以 0.1MHz 步进从 1MHz 到 1.6MHz，再以 1MHz 步进从 2MHz 到 50MHz，记录输出电压 V_o 。自行设计表格，将数据填入表格中。

五、实验报告要求

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

六、实验仪器

- | | |
|------------|-----|
| 1. 高频实验箱 | 1 台 |
| 2. 双踪示波器 | 1 台 |
| 3. 频率特性测试仪 | 1 台 |
| 4. 万用表 | 1 只 |

实验十 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变化并计算幅度。

三、实验原理与实验电路

1. 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 10-1 所示。

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。

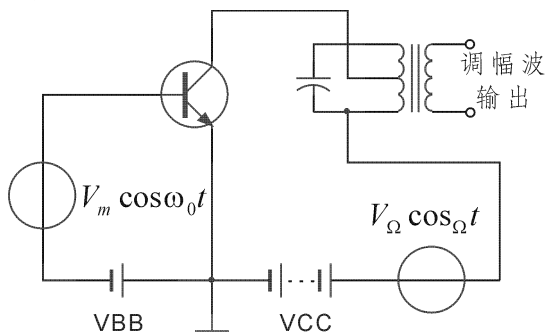


图 10-1 集电极调幅的基本过程

图 10-2 (a) 为 I_{clm}, I_{CO} 随 V_{CC} 而变

化。由于 $P_D = V_{CC} I_{CO}$, $P_O = \frac{1}{2} I_{clm}^2 R_P \propto I_{clm}^2$, $P_C = P_D - P_O$, 因而可以从已知的 I_{CO}, I_{clm} 得出 P_D, P_O, P_C 随 V_{CC} 变化的曲线，如图 10-2 (b) 所示。由图可以看出，在欠压区， V_{CC} 对 I_{clm} 与 P_O 的影响很小。但集电极调幅作用时通过改变 V_{CC} 来改变 I_{clm} 与 P_O 才能实现的。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。

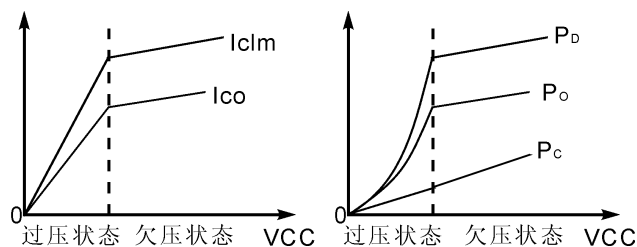


图 10-2 V_{CC} 对工作状态的影响

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 10-3 所示。

Q_3 和 T_6 、 C_{13} 组成甲类功放，高频信号从 J3 输入； Q_4 、 T_4 、 C_{15} 组成丙类高频功放，由 R_{16} 、 R_{17} 提供基极负偏压，调整 R_{16} 可改变，丙类功放的电压增益， $R_{18} \sim R_{21}$ 为丙放的负载。

音频信号从 J5 输入，经集成运放 LM386 放大之后通过变压器 T_5 感应到次级，该音频电压 $V_{\Omega}(t)$ 与电源电压 V_{CC} 串联，构成 Q_4 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，则应要求功放的理论可知，应使 Q_4 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频率 ω_{Ω} 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。

$$\text{调幅度 } m_a = \frac{V_{\max} - V_{\min}}{V_{\max} + V_{\min}} \quad (\text{单音调制})$$

四、实验步骤

1. 从 J3 处输入频率为 $f_0 = 10.7\text{MHz}$ （峰—峰值为 200mV ）的高频信号（在 TH3 处观察），首先调节 T6 使 TH6 处波形最大，再调谐 T4 使谐振回路 T4、C15 谐振，在 TH5 处观察。

2. 从 J5 处输入 1KHz （峰—峰值 50mV ）音频信号（在 TH8 处观察），将拨码开关 S1 的 1 拨上，从 TH5 处观察输出波形。

3. 使 Q_4 管分别处于欠压状态（S1 的 1 拨上）和过压状态（S1 的 3 拨上），在 TH5 处接示波器，观察调幅波形，并计算调幅度。

4. 改变音频信号的输入电压，观察调幅波变化。

五、实验报告要求

1. 记录模块序号。
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。

六、实验仪器

- | | |
|----------|-----|
| 1. 高频实验箱 | 1 台 |
| 2. 双踪示波器 | 1 台 |
| 3. 万用表 | 1 只 |
| 4. 高频毫伏表 | 1 只 |

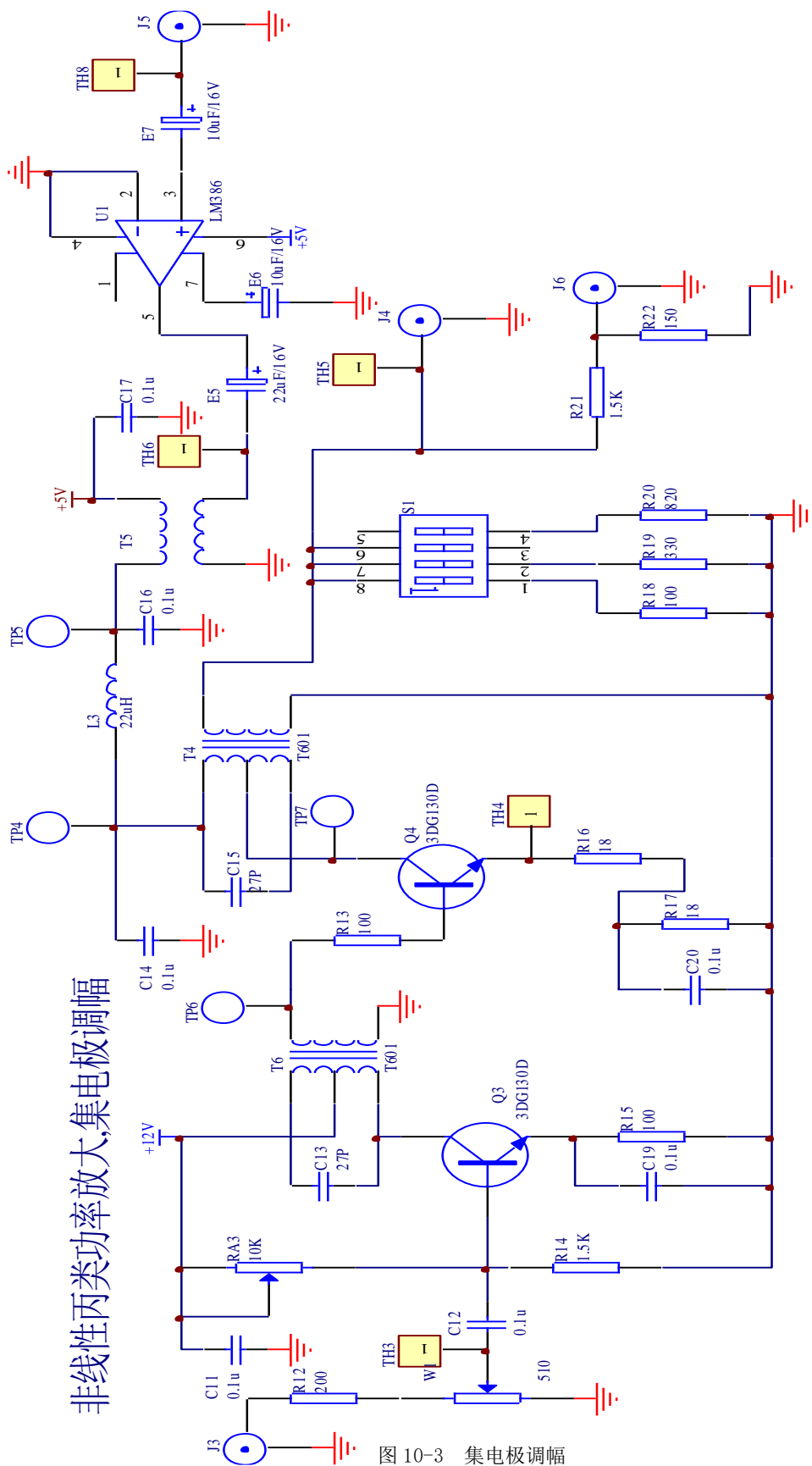


图 10-3 集电极调幅

实验十一 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。抑止载波双边带调幅和单边带调幅的方法。
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、抑止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. 调测模拟乘法器 MC1496 正常工作时的静态值。
2. 实现全载波调幅，改变调幅度，观察波形变化并计算调幅度。
3. 实现抑止载波的双边带调幅波。
4. 实现单边带调幅。

三、实验原理及实验电路说明

幅度调制就是载波的振幅（包络）随调制信号的参数变化而变化。本实验中载波是由晶体振荡产生的 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。

1. 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、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 11-1 所示。其中 V1、V2 与 V3、V4 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 V5 与 V6 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。V7、V8 为差分放大器 V5 与 V6 的恒流源。

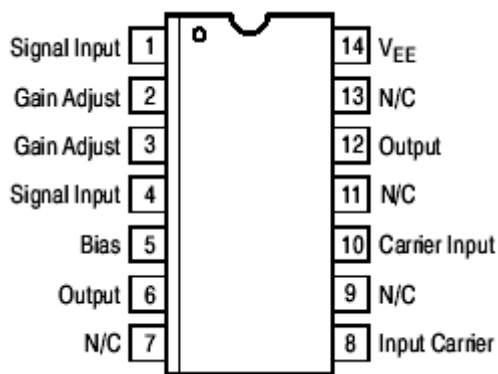
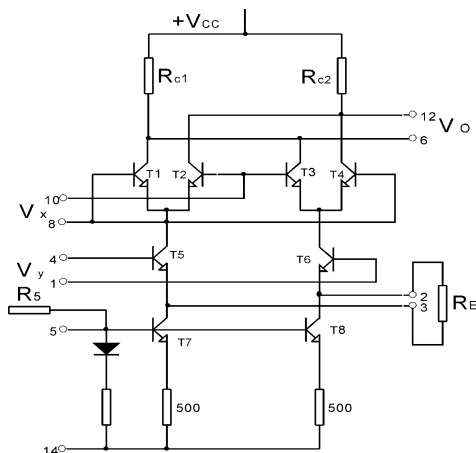


图 11-1 MC1496 的内部电路及引脚图

(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。根据 MC1496 的特性参数，对于图 11-1 所示的内部电路，应用时，静态偏置电压（输入电压为 0 时）应满足下列关系，即

$$\begin{aligned}v_8 &= v_{10}, v_1 = v_4, v_6 = v_{12} \\15V &\geq v_6(v_{12}) - v_8(v_{10}) \geq 2V \\15V &\geq v_8(v_{10}) - v_1(v_4) \geq 2V \\15V &\geq v_1(v_4) - v_5 \geq 2V\end{aligned}$$

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 V_R 接正电源 +VCC 由于 I_0 是 I_5 的镜像电流，所以改变 V_R 可以调节 I_0 的大小，即

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

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 V_R 接地，所以改变 V_R 可

以调节 I_0 的大小，即

$$I_0 \approx I_5 = \frac{V_{ce} - 0.7V}{V_R + 500}$$

根据 MC1496 的性能参数，器件的静态电流应小于 4mA，一般取 $I_0 \approx I_5 = 1mA$ 。在本实验电路中 V_R 用 6.8K 的电阻 R_{15} 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 11-2 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 R_{15} 接地。电阻 R_1 、 R_2 、 R_4 、 R_5 、 R_6 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 $V_1 - V_4$ 的输入端，即引脚 8、10 之间；载波信号 V_C 经高频耦合电容 C_1 从 10 脚输入， C_2 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 V_5 、 V_6 的输入端，即引脚 1、4 之间，调制信号 V_Ω 经低频耦合电容 E_1 从 1 脚输入。2、3 脚外接 1K Ω 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。

四、实验步骤

1. 静态工作点调测：使调制信号 $V_\Omega = 0$ ，载波 $V_C = 0$ ，调节 W_1 使各引脚偏置电压接近下列参考值：

| 管脚 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 |
|--------|---|-------|-------|---|------|-----|---|------|---|------|----|-----|----|------|
| 电压 (V) | 0 | -0.86 | -0.86 | 0 | -6.6 | 8.8 | 0 | 5.98 | 0 | 5.98 | 0 | 8.8 | 0 | -7.9 |

R_{11} 、 R_{12} 、 R_{13} 、 R_{14} 与电位器 W_1 组成平衡调节电路，改变 W_1 可以使乘法器实现抑止载波

的振幅调制或有载波的振幅调制和单边带调幅波。

为了使 MC1496 各管脚的电压接近上表，只需要调节 W_1 使 1、4 脚的电压差接近 0V 即可，方法是用万用表表笔分别接 1、4 脚，使得万用表读数接近于 0V。

2. 抑止载波振幅调制：J1 端输入载波信号 $V_c(t)$ ，其频率 $f_c = 465\text{KHz}$ ，峰—峰值 $V_{CP-P} = 500\text{mV}$ 。J5 端输入调制信号 $V_\Omega(t)$ ，其频率 $f_\Omega = 1\text{KHz}$ ，先使峰—峰值 $V_{\Omega P-P} = 0$ ，调节 W_1 ，使输出 $V_o = 0$ （此时 $V_1 = V_4$ ），再逐渐增加 $V_{\Omega P-P}$ ，则输出信号 $V_o(t)$ 的幅度逐渐增大，最后出现如图 11-3 所示的抑止载波的调幅信号。

由于器件内部参数不可能完全对称，致使输出出现漏信号。脚 1 和 4 分别接电阻 R_{12} 和 R_{14} ，可以较好地抑止载波漏信号和改善温度性能。

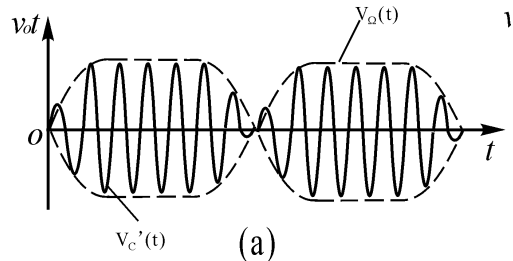


图 11-3 抑制载波调幅波形

3. 全载波振幅调制 $m = \frac{V_{m\max} - V_{m\min}}{V_{m\max} + V_{m\min}}$ ，J1 端输入载波信号 $V_c(t)$ ， $f_c = 465\text{KHz}$ ，

$V_{CP-P} = 500\text{mV}$ ，调节平衡电位器 W_1 ，使输出信号 $V_o(t)$ 有载波输出（此时 V_1 与 V_4 不相等）。

再从 J2 端输入调制信号，其 $f_\Omega = 1\text{KHz}$ ，当 $V_{\Omega P-P}$ 由零逐渐增大时，则输出信号 $V_o(t)$ 的幅度发生变化，最后出现如图 13-4 所示的有载波调幅信号的波形，记下 AM 波对应 $V_{m\max}$ 和 $V_{m\min}$ ，并计算调幅度 m 。

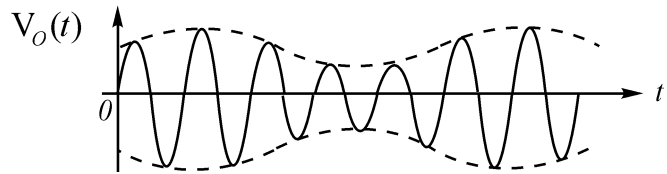


图 11-4 普通调幅波波形

4. 观察 SSB，步骤同 3，从 J6 处观察输出波形。

5. 加大 V_Ω ，观察波形变化，比较全载波调幅、抑止载波双边带调幅和单边带调幅的波形。

五、实验报告要求

1. 整理实验数据，写出实测 MC1496 各引脚的实测数据。

| | | | | | | | | | | | | | | |
|--------|---|---|---|---|---|---|---|---|---|----|----|----|----|----|
| 管脚 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 |
| 电压 (V) | | | | | | | | | | | | | | |

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，抑止载波双边带调幅波形及单边带调幅波形，比较三者区别。

六、实验仪器

1. 高频实验箱 1 台
2. 双踪示波器 1 台
3. 万用表 1 只

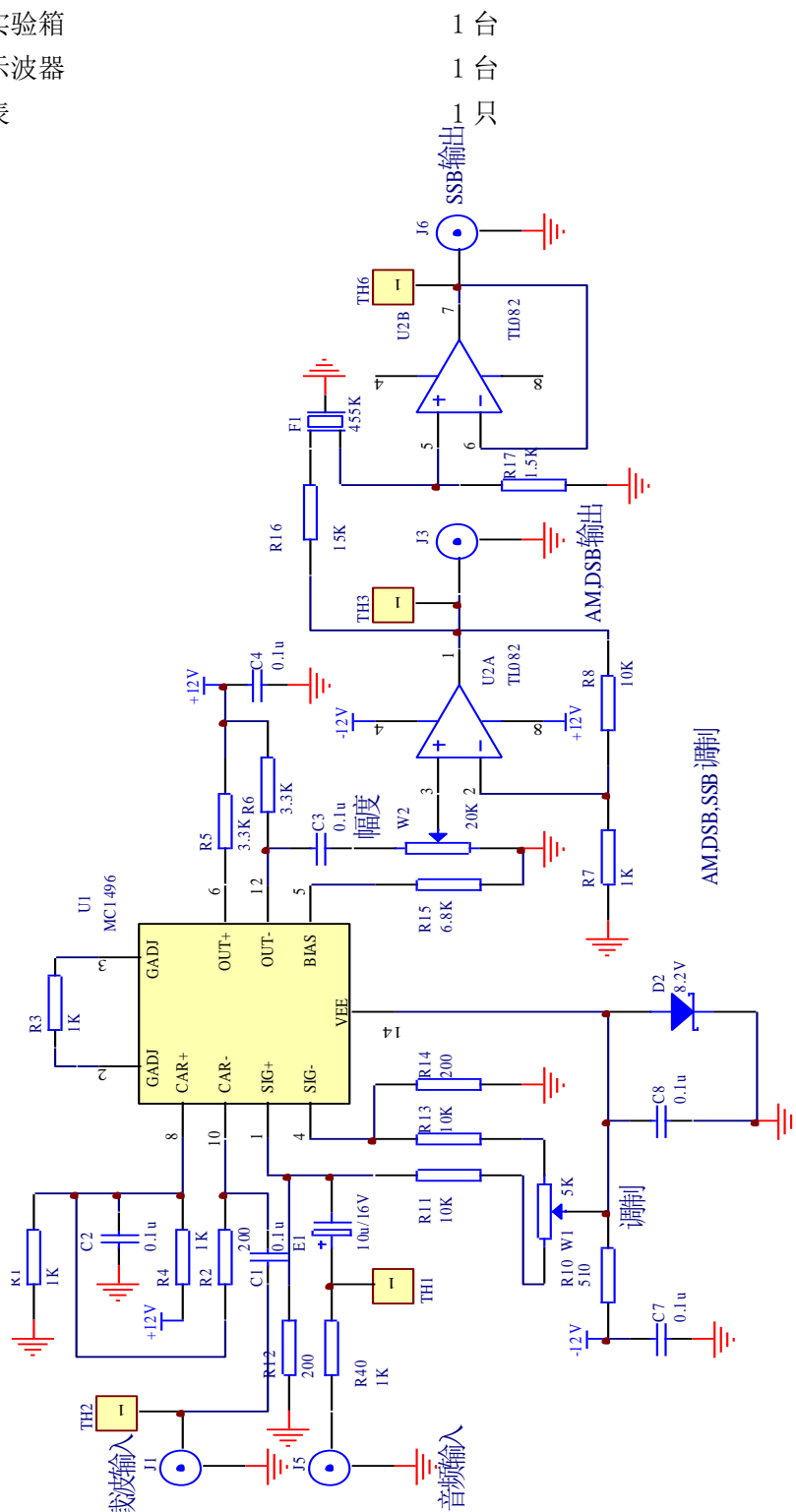


图 11-2 AM DSB SSB (465KHz)

实验十二 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

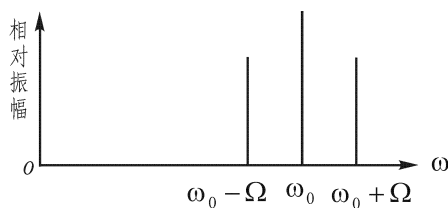
检波过程是一个解调过程，它与调制过程正好相反。检波器的作用是从振幅受调制的高频信号中还原出原调制的信号。还原所得的信号，与高频调幅信号的包络变化规律一致，故又称为包络检波器。

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 12-1 所示（此图为单音频 Ω 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。有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。



(a) 检波前



(b) 检波后

图 12-1 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 12-2（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 12-2（a）图中所示。

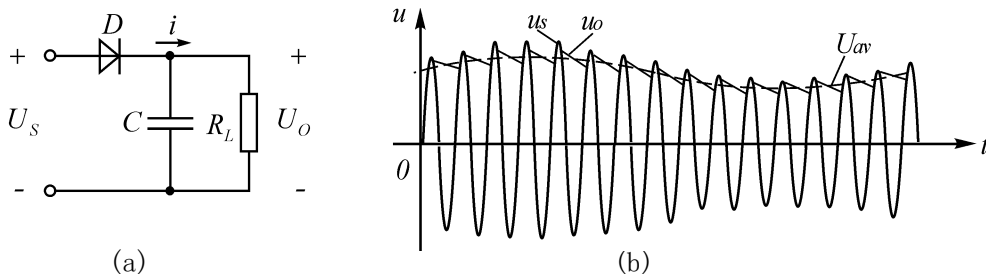


图 12-2

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 12-2（b）中的 t_1 到 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 12-2（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 12-2（b）中电压 v_C 的波形。因此只要充电很快，即充电时间常数 $R_d \cdot C$ 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 RC 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 12-3 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：

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

其中： m 为调幅系数， Ω_{\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_Ω 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 $m_a < \frac{R_\Omega}{R}$ 。

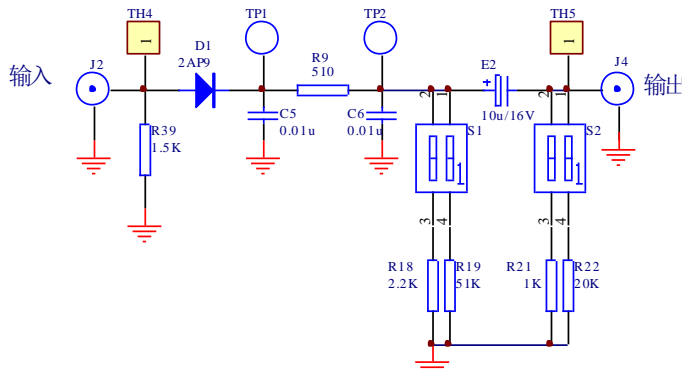


图 12-3 峰值包络检波（465KHz）

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电压。同步检波器的名称由此而来。

外加载波信号电压加入同步检波器可以有两种方式：

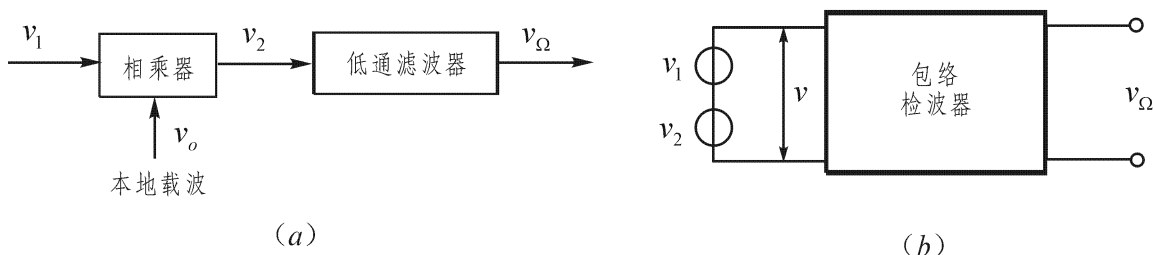


图 12-4 同步检波器方框图

一种是将其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 12-4（a）所示；另一种是将其与接收信号相加，经包络检波器后取出原调制信号，如图 12-4 产（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 ，即

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

本地载波电压

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

本地载波的角频率 ω_0 准确的等于输入信号载波的角频率 ω_1 ，即 $\omega_1 = \omega_0$ ，但二者的相位可能不同，这里 φ 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）

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

低通滤波器滤除 $2\omega_1$ 附近的频率分量后，就得到频率为 Ω 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 $\cos \varphi$ 成反比。当 $\varphi = 0$ 时，低频信号电压最大，随着相位差 φ 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等。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 12-5（见本实验后）所示，采用 MC1496 集成电路构成解调器，载波信号从 J8 经 C_{12} ， W_4 ， W_3 ， U_3 ， C_{14} 加在 8、10 脚之间，调幅信号 V_{AM} 从 J11 经 C_{20} 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。

四、实验步骤

一、二极管包络检波

1. 解调全载波调幅信号

（1） $m < 30\%$ 的调幅波检波

从 J2 处输入 465KHz、峰—峰值 $V_{p-p} = 0.5V - 1V$ 、 $m < 30\%$ 的已调波。将开关 S_1 的 1 拨上（2 拨下）， S_2 的 2 拨上（1 拨下），将示波器接入 TH5 处，观察输出波形。

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

2. 观察对角切割失真

保持以上输出，将开关 S_1 的 2 拨上（1 拨下），检波负载电阻由 $2.2K\Omega$ 变为 $51K\Omega$ ，在 TH5 处用示波器观察波形并记录，与上述波形进行比较。

3. 观察底部切割失真

将开关 S_1 的 1 拨上（2 拨下）， S_2 的 1 拨上（2 拨下），在 TH5 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

4. 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 J11，观察记录解调输出波形，并与调制信号相比较。

五、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 | | | |

2. 观察对角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复杂性三个方面比较二极管包络检波和同步检波。

六、实验仪器

- | | |
|----------------|-----|
| 1. 高频实验箱 | 1 台 |
| 2. 双踪示波器 | 1 台 |
| 3. 频率特性测试仪（可选） | 1 台 |

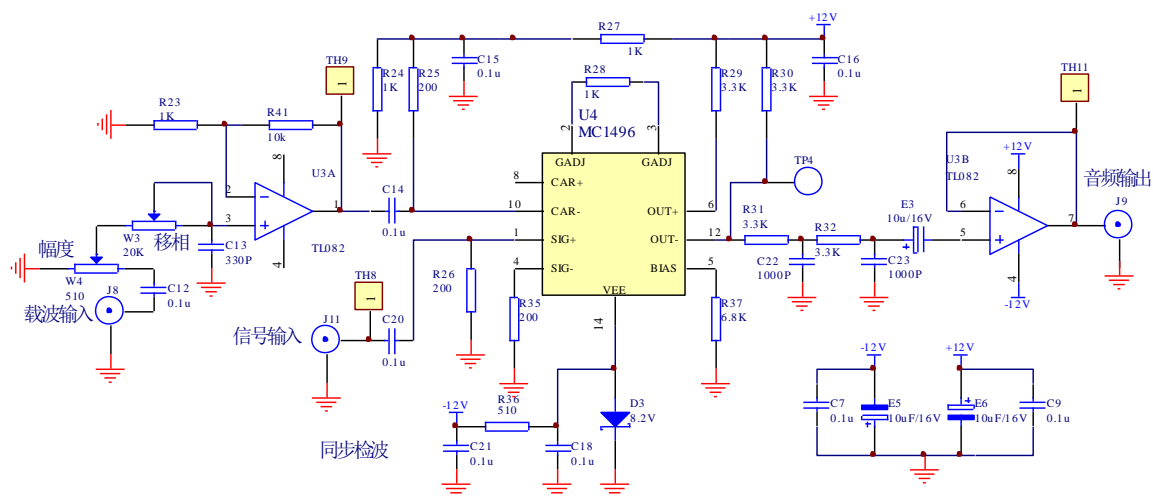


图 12-5 同步检波

实验十三 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 13-1 所示。从 J2 处加入调制信号, 使变容二极管的瞬时反向偏

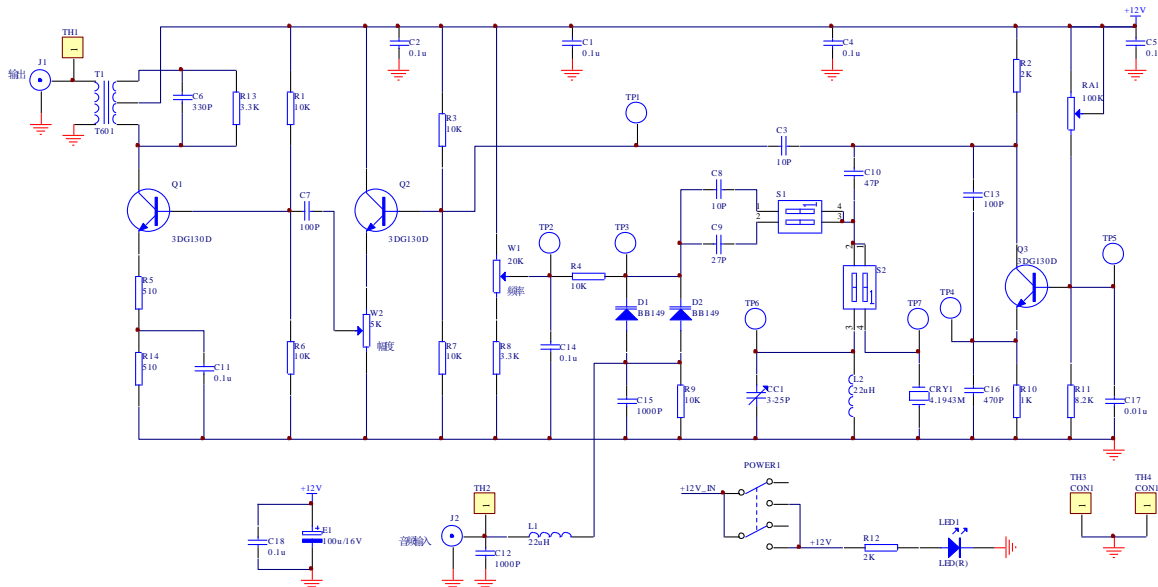


图 13-1 变容二极管调频

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 J1 处输出为调频波(FM)。 C_{15} 为变容二极管的高频通路, L_1 为音频信号提供低频通路, L_1 和 C_{23} 又可阻止高频振荡进入调制信号源。

图 13-2 示出了当变容二极管在低频简谐波调制信号作用下, 电容和振荡频率的变化意图图。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_Ω 是调制电压, 当 u_Ω 为正半周时, 变容二极管负极电位升高, 即反向偏压增大; 当 u_Ω 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

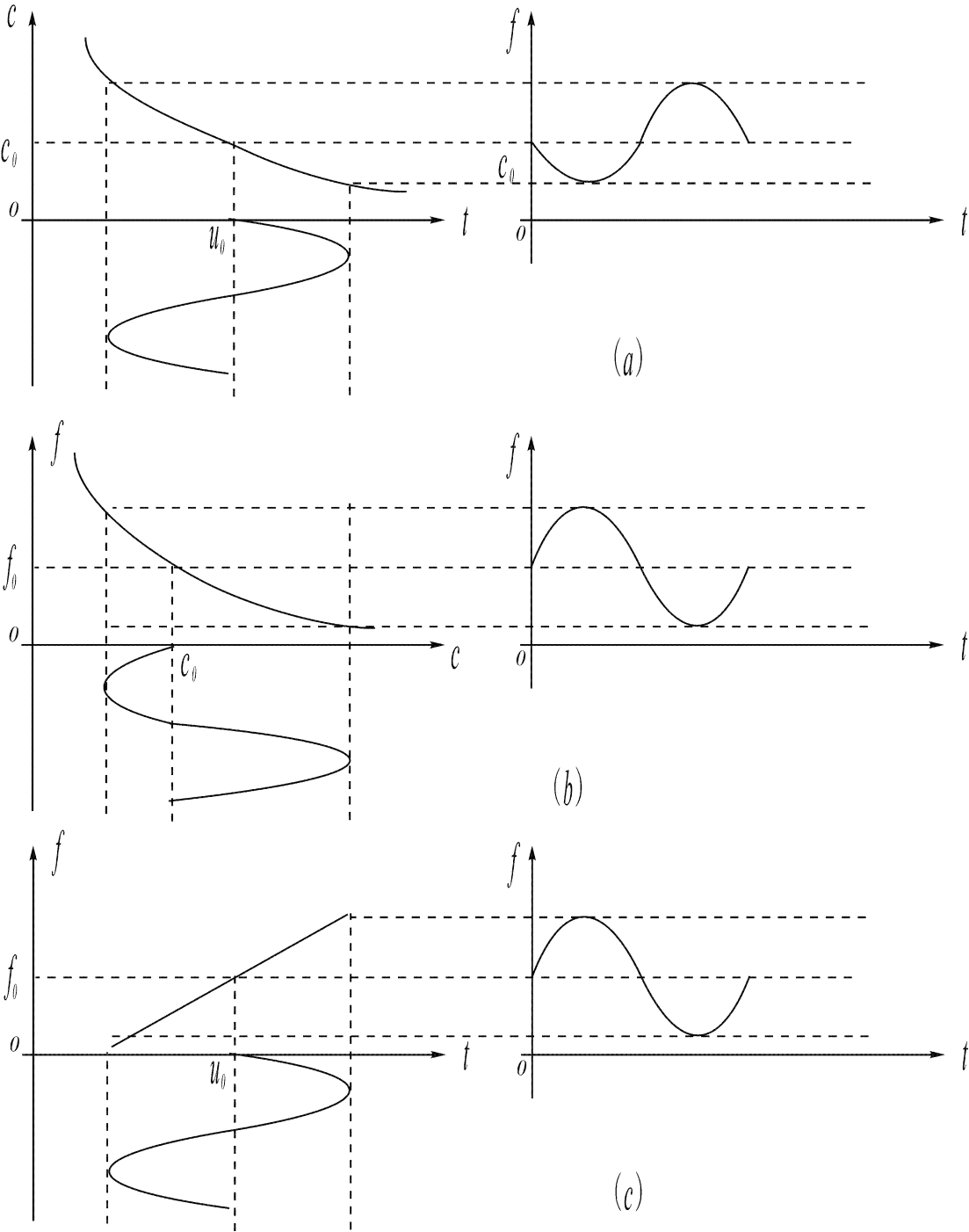


图 13-2 调制信号电压大小与调频波频率关系图解

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））。

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

$$Au = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \text{ 将上式两边平方移项可得 } C = \frac{1}{(2\pi)^2 LA^2 u^2} = Bu^{-2}, \text{ 这即是变容二极管调}$$

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。

四、实验步骤

1. 静态调制的特性测量

将电路接成压控振荡器，J2 端不接音频信号，将频率计接于 J1 处，调节电位器 W1，记下变容二极管 D_1 、 D_2 两端电压和对应输出频率，并记于下表中。

| | | | | | | | | | |
|-------------|--|--|--|--|--|--|--|--|--|
| $V_{D1}(V)$ | | | | | | | | | |
| $V_{D2}(V)$ | | | | | | | | | |
| $F_o(MHz)$ | | | | | | | | | |

2. 动态测试

1) 将电位器 W1 置于某一中值位置，将 1KHz、2.5Vp-p 音频信号通过 J2 输入，将示波器接于 J1 端，观察调频频偏情况，5Vp-p 时再观察调频频偏情况。

五、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。

六、实验仪器

- | | |
|----------|-----|
| 1. 高频实验箱 | 1 台 |
| 2. 双踪示波器 | 1 台 |
| 3. 万用表 | 1 只 |
| 4. 频偏仪 | 1 台 |

实验十四 正交鉴频及锁相鉴频实验

一、实验目的

1. 熟悉相位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. 调测鉴频器的静态工作点。
2. 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变换成调频调相波，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 $|\varphi(\omega)| \leq 0.4\text{rad}$ 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 14-1 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 定义为鉴频器输入高频波单位的变化量，通常用鉴频特性曲线 $v_o - f$ 在中心频率 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

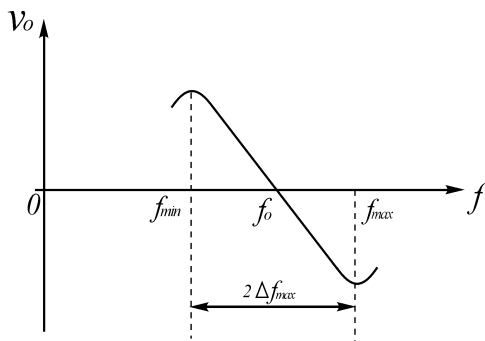


图 14-1 相位鉴频特性

用 MC1496 构成的乘积型相位鉴频器实验电路如图 14-2 所示。其中 C13 与并联谐振回路 L_1C_{18} 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。分析表明，该网络的传输函数的相频特性 $\varphi(\omega)$ 的表达式为

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

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

$$\varphi(\omega) = \frac{\pi}{2} - \arctan(Q(\frac{2\Delta\omega}{\omega_0}))$$

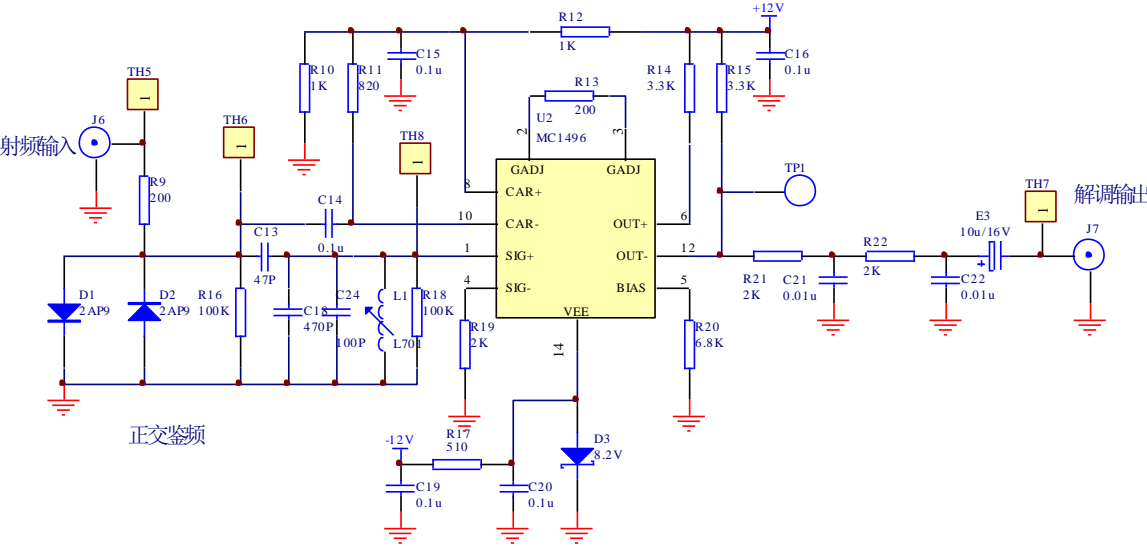


图 14-2 正交鉴频（乘积型相位鉴频）（4.5MHz）

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。 Δf 为瞬时频率偏移。
相移 ϕ 与频偏 Δf 的特性曲线如图 14-3 所示。

由图可见：在 $f = f_o$ 即 $\Delta f = 0$ 时相位等于

$\frac{\pi}{2}$ ，在 Δf 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波相乘，其输出经 RC 滤波网络输出。

2. 锁相鉴频

锁相环由三部分组成，如图 14-4 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

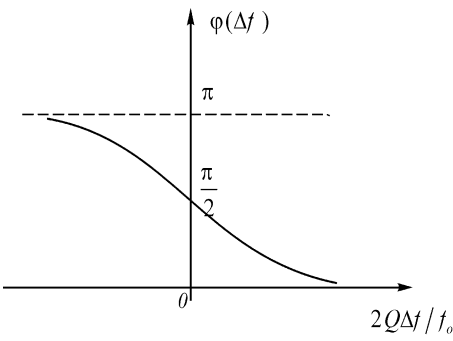


图 14-3 移相网络的相频特性

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。

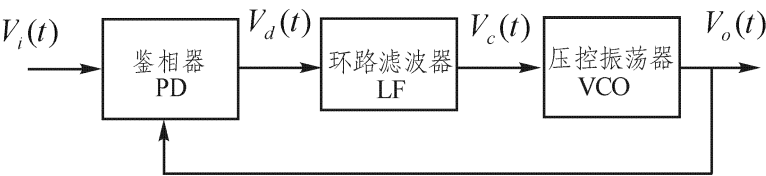


图 14-4 基本锁相环路方框图

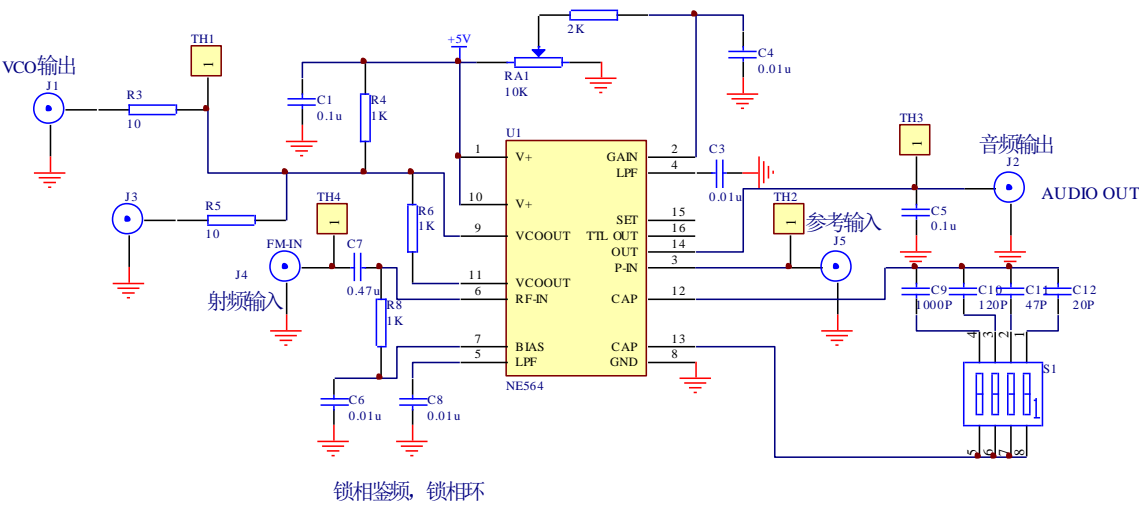


图 14-5 锁相鉴频 (4.5MHz)

当调频信号有频偏时，和原来稳定在载波中心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 14-5 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，即实现了鉴频。

四、实验步骤

1. 乘积型鉴频器

1) 调谐并联谐振回路，使其谐振（谐振频率 $f_C = 4.5MHz$ ）。

方法是将峰—峰值 $V_{P-P} = 500mV$ 左右 $f_C = 4.5MHz$ 、调制信号的频率 $f_{\Omega} = 1KHz$ 的调频信号从 J6 端输入，按下“FM”开关，将“FM 频偏”旋钮旋到最大，调节谐振回路电感 L1 使输出端获得的低频调制信号 $v_0(t)$ 的波形失真最小，幅度最大。

2) 鉴频特性曲线（S 曲线）的测量。

测量鉴频特性的常用方法有逐点描迹法和扫频测量法。

① 逐点扫迹法的操作是：用高频信号发生器作为鉴频器的输入 $v_s(t)$ 主（见图 14-2），频率为 $f_C = 4.5MHz$ ，幅度 $V_{sP-P} = 400mv$ ；鉴频器的输出端 v_0 接数字万用表（置于“直流电压”档），测量输出电压 v_0 值（调谐并联谐振回路，使其谐振）；改变高频信号发生器的输出频率，

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 (MHz) | 4.5 | 4.6 | 4.7 | 4.8 | 4.9 | 5.0 | 5.1 | 5.2 | 5.3 | 5.4 | 5.5 |
| V _o (mV) | | | | | | | | | | | |

表 14-1 鉴频特性曲线的测量值

②扫频测量法的操作是：将扫频仪（如 BT-3G 型）的输出信号作为鉴频器的输入信号，扫频仪的检波探头电缆换成夹子电缆线接到鉴频器的输出端，先调节 BT-3G 的中心频率使 $f_0 = 5\text{MHz}$ （并联谐振回路谐振）；然后调节 BT-3G 的“频率偏移”、“输出衰减”和“Y 轴增益”等旋钮，使 BT-3G 上直接显示出鉴频特性曲线，利用“频标”可绘出 S 曲线，调节图 14-2 中谐振回路的电感 L1，可改变 S 曲线的斜率 and 对称性。

2. 锁相鉴频

1) 观察系统的鉴频情况

将峰-峰值 $V_{p-p} = 500\text{mV}$ 左右 $f_c = 4.5\text{MHz}$ ，调制信号的频率 $f_\Omega = 1\text{KHz}$ 的调频信号从 J4 输入，将 S_1 的 3 拨上，观察 J2 输出的解调信号，对比调制信号，改变调制信号的频率，观察解调信号的变化。或改变 R_{A1} 观察 J1、J2 处波形。

五、实验报告要求

1. 说明乘积型鉴频原理。
2. 根据实验数据绘出鉴频特性曲线。
3. 说明锁相鉴频的原理。

六、实验仪器

- | | |
|------------|-----|
| 1. 高频实验箱 | 1 台 |
| 2. 双踪示波器 | 1 台 |
| 3. 频率特性测试仪 | 1 台 |
| 4. 万用表 | 1 只 |

实验十五 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、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 15-1 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。

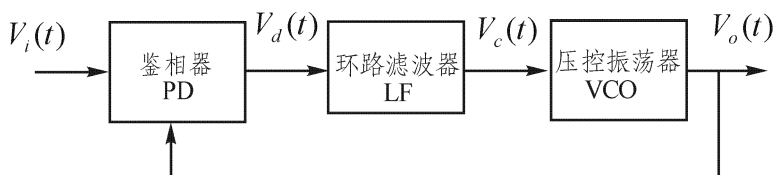


图 15-1 锁相环组成方框图

(1) 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。

(2) 鉴相器 (PD)

PD 是一个相位比较装置，用来检测输出信号 $V_o(t)$ 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。

(3) 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 $V_c(t)$ 。

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 $V_o(t)$ 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 $V_c(t)$ ，由 $V_c(t)$ 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

$$V_d(t) \propto \theta_e(t)$$

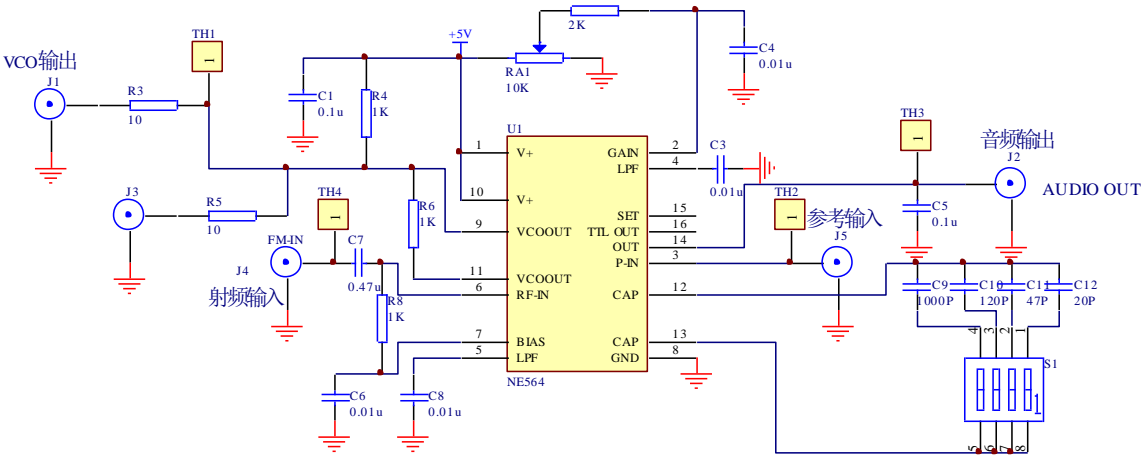
因此在锁定状态， $\theta_e(t)$ 不可能为零，换言之在锁定状态 $V_o(t)$ 与 $V_i(t)$ 仍存在相位差。

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 15-2，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。



锁相鉴频，锁相环

图 15-2 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 J4 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： $f_{H2} - f_{L2}$

四、集成锁相环 NE564 的介绍

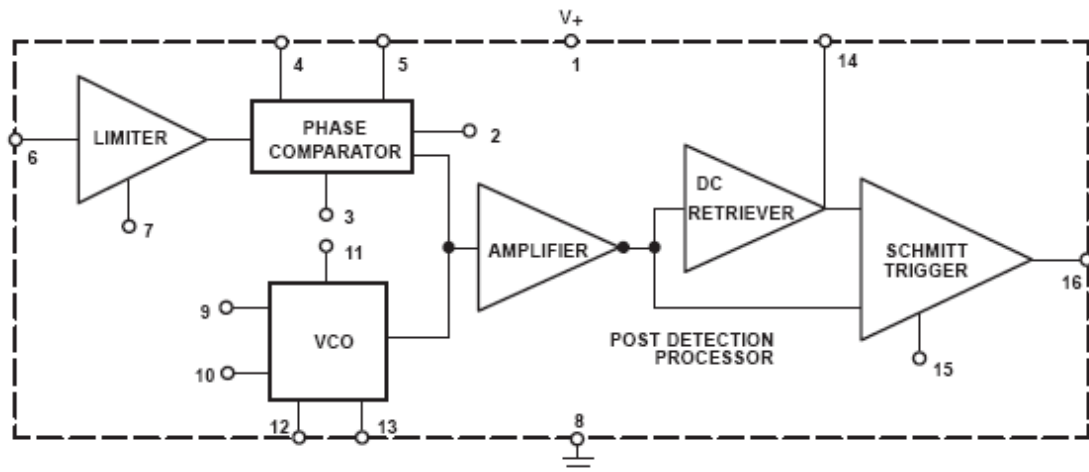


图 15-3 NE564 的内部组成框图

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 15-3 所示。其内部电路原理图如图 15-5 所示。

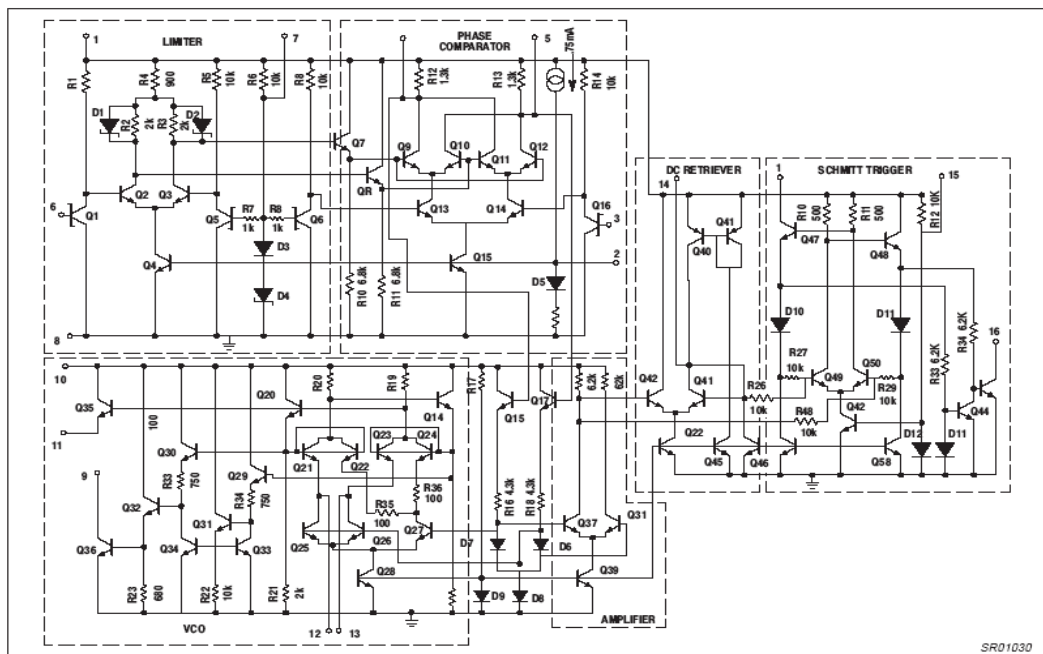


图 15-5 NE564 内部电路原理图

A1 为限幅放大器，它主要由原理图中的 $Q_1 \sim Q_5$ 及 Q_7 、 Q_8 组成 PNP、NPN 互补的共集一共射组合差分放大器，由于 Q_2 、 Q_3 负载并联有肖特基二极管 D_1 、 D_2 ，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。 Q_7 、 Q_8 为射极输出出差放，以作缓冲，其输出信号送鉴相器。

相位比较器（鉴相器）PD 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_3 、 C_8 与内部两个对应电阻（阻值 $R=1.3K$ ）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

$$\omega_c = \frac{1}{RC_3}$$

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_3 、 C_8 的值。在本实验电路中, 改变 R_{A1} 可改变引脚 2 的输入电流, 从而实现环路增益控制。

压控振荡器 VCO 是一改进型的射极定时多谐振振荡器。主电路由 Q_{21} 、 Q_{22} 与 Q_{23} 、 Q_{24} 组成。其中 Q_{22} 、 Q_{23} 两射极通过 12、13 脚外接定时电容 C , Q_{21} 、 Q_{24} 两射极分别经过电阻 R_{22} 、 R_{23} 接电源 Q_{27} 、 Q_{25} 。 Q_{26} 也作为电流源。 Q_{17} 、 Q_{18} 为控制信号输入缓冲极。接通电源, Q_{21} 、 Q_{22} 与 Q_{23} 、 Q_{24} 双双轮流导通与截止, 电容周期性充电与放电, 于是 Q_{22} 、 Q_{23} 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

$$C \approx \frac{1}{1600f}$$

振荡频率 f 与 C 的关系曲线如图 15-4 所示。VCO 有两个电压输出端, 其中, VCO₀₁ 输出 TTL 电平; VCO₀₂ 输出 ECL 电平。

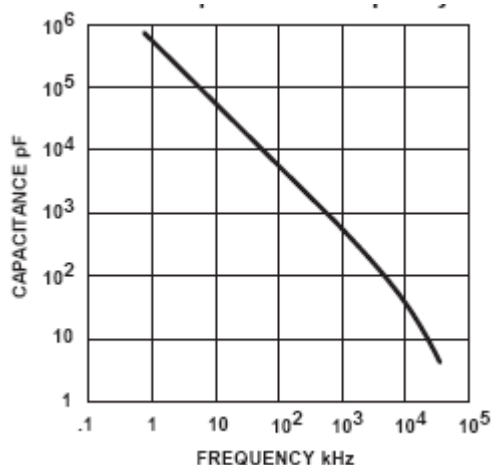


图 15-4 f 与 C 的关系曲线

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 A_2 放大后分两路, 一路直接送入施密特触发器的输入, 另一路送直流恢复电路 A_3 的 Q_{42} 基极, 由于 Q_{43} 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, A_3 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 R_{26} 到 Q_{49} 基极) 与被 A_2 放大的误差电压 V_{dm} 分别送入 Q_{49} 和 Q_{50} 的基极, V_{dm} 与 V_{REF} 进行比较, 当 $V_{dm} > V_{REF}$ 时, 则 Q_{50} 导通, Q_{49} 截止, 从而迫使 Q_{54} 截止, Q_{55} 导通, 于是 16 脚输出低电平。当 $V_{dm} < V_{REF}$ 时, Q_{49} 导通, Q_{50} 截止, 从而迫使和 Q_{54} 导通 Q_{55} 截止, 16 脚输出高电平。通过 15 脚改变 Q_{52} 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。调节 V_H 可消除因载波漏而造成的误触发

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 TTL₀ 的相位抖动。

五、实验步骤

1. 锁相环自由振荡频率的测量

依次选择 S1 的 1、2、3、4 拨码开关（即选择不同的定时电容），从 TH1 处观察自由振荡波形，并填写表 15-1。

| | | 波形 | 频率（MHz） | 幅度（ V_{P-P} ） |
|------|----------|----|---------|-----------------|
| S1=1 | C=20 p | | | |
| S1=2 | C=47 p | | | |
| S1=3 | C=120P | | | |
| S1=4 | C=1000 p | | | |

2. 同步带和捕捉带的测量

将 S1 的 3 拨上（即 VCO 的自由振荡频率为 4.5MHz），J3 和 J5 用连接线连接，并将 4.5MHz（峰—峰值 500mV）左右的参考信号（记为 f_i ）从 J4 输入，从 TH1 处观察 VCO 的输出信号，并将 J1 连到频率计，观察频率的锁定情况，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 ，直至环路刚刚锁定为止，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： $f_{H2} - f_{L2}$

3. 改变 R_{A1} ，重做步骤 2，观察 VCO 输出波形的幅度，同步带、捕捉带的变化。

六、实验报告要求

1. 写明锁相环解调原理。
2. 同步带和捕捉带的测量。
3. 分析 R_{A1} 在电路中的作用。

七、实验仪器

1. 高频实验箱 1 台
2. 双踪示波器 1 台

实验十六 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、实验原理

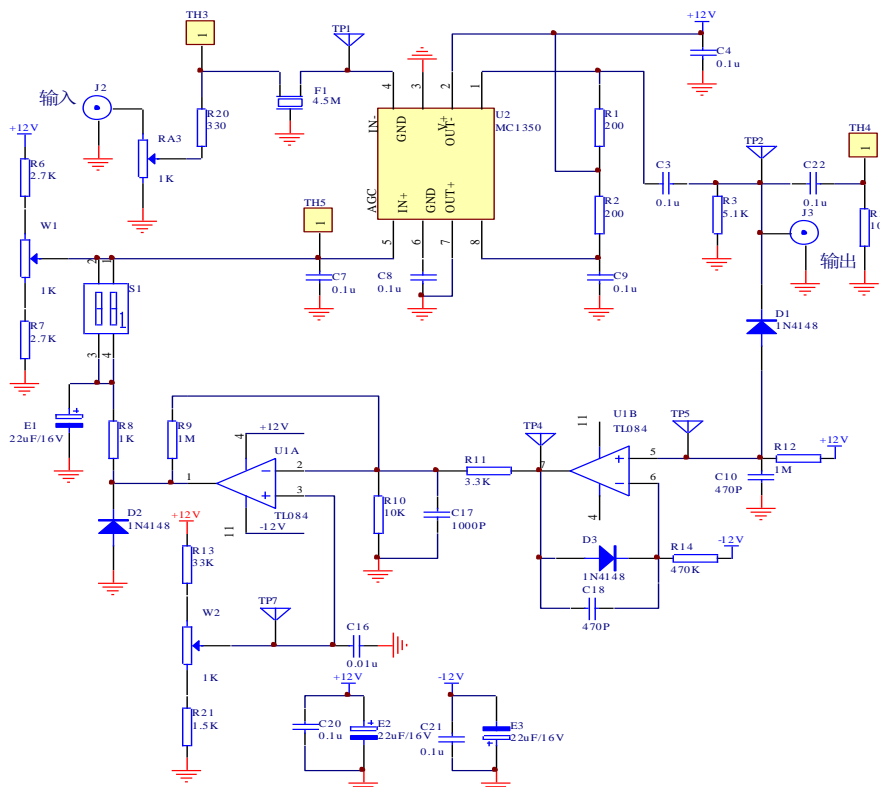


图 16-1 自动增益控制 (AGC)

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 16-2 所示。

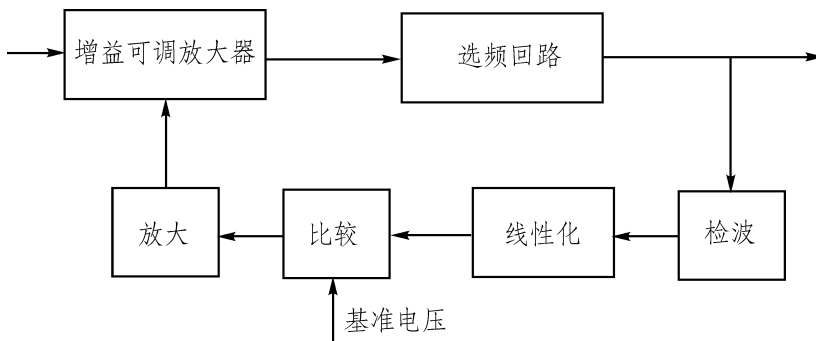


图 16-2 自动增益控制方框图

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后作为接收机输入端的电压。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,因而不能改变比较器的输出电压,相当于环路断开。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,直流放大器电压随接收机输入端电压变化时,就会改变比较器的输出电压,对主放大器的增益起控制作用;即环路启动。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。

图 16-1 是以 MC1350 作为小信号选频放大器并带有 AGC 的电路图, F_1 为陶瓷滤波器(中心频率为 4.5MHz),选频放大器的输出信号通过耦合电容连接到输出插孔 J3。输入信号另一路通过检波二极管 D_1 进入 AGC 反馈电路。 R_{12} 、 C_{10} 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 U_{1B} 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 $C_{10} \cdot R_{12}$ 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 U_{1B} 的输出端与反相输入端电容 C_{18} ,其作用是进一步滤除控制信号中的调制频率分量。二极管 D_3 可对 U_{1B} 输出控制电压进行限幅。

W_2 提供比较电压,反相放大器 U_{1A} 的 2、3 两端电位相等地(虚短),等于 W_2 提供的比较电压,只有当 U_{1B} 输出的直流控制信号大于此比较电压时, U_{1A} 才能输出 AGC 控制电压。

AGC 电路的主要性能指标:

(1) 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,同时也希望允许可控增益放大器的输入信号振荡 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:

$$M_{AGC} (dB) = 201g m_i - 201g m_o = 201g A_{1 \max} - 201g A_{1 \min}$$

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。

(2) 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。

(3) 信号失真：要求 AGC 电路所引起的失真尽可能小。

四、实验步骤

1. 测量开环时动态增益范围（断开 S1）

$$M_{\text{开环}} = \frac{A_{1\text{max(开环)}}}{A_{1\text{min(开环)}}}$$

| | | | |
|---------------|--|---------------|--|
| $V_{im\ min}$ | | $v_{im\ max}$ | |
| $v_{om\ min}$ | | $v_{om\ max}$ | |

2. 测量闭环时动态增益范围（接通 S1）

$$M_{AGC} = \frac{A_{1\text{max}}}{A_{1\text{min}}}$$

五、实验报告要求

1. 分析 AGC 工作原理。
2. 测试 AGC 主放大器的增益控制范围。
3. 比较没有 AGC 和有 AGC 两种情况下输出电压的变化范围。

六、实验仪器

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

实验十七 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、实验电路说明

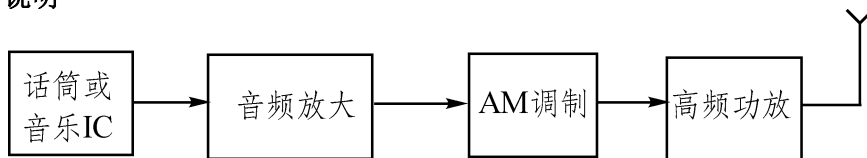


图 17-1 中波调幅发射机

该调幅发射机组成原理框图如图 17-1 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。

四、实验步骤

1. 将模块 10 的 S_1 的 2 拨上，即选通音乐信号，经 U_4 放大从 J6 输出，调节 W_2 使 J6 处信号峰—峰值为 200mV 左右，连接 J6 和 J5 将音频放大信号送入模拟乘法器的调制信号输入端。同时将 1MHz（峰—峰值 500mV 左右）的载波从 J1 端输入。
2. 调节 W_1 使得有载波出现，调节 W_2 从 J3 处观察输出波形，使调幅度适中。
3. 将 AM 调制的输出端（J3）连到集成线性宽带功率放大器的输入端 J7，从 TH9 处可以观察到放大的波形。
4. 将已经放大的高频调制信号连到模块 10 的天线发射端 TX1，并按下开关 J2，这样就将高频调制信号从天线发射出去了，观察 TH3 处波形。

五、实验报告要求

1. 写出实验目的任务。
2. 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。
3. 写出调试中遇到的问题，并分析说明。

六、实验仪器

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

实验十八 超外差中波调幅接收机

一、实验目的

1. 在模块实验的基础由掌握调幅接收机组成原理，建立调幅系统概念和。
2. 掌握调幅接收机系统联调的方法，培养解决实际问题的能力。

二、实验内容

完成调幅接收机整机联调。

三、实验电路说明

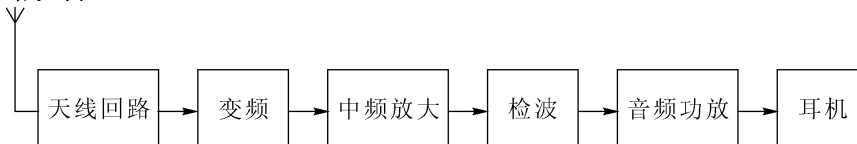


图 18-1 超外差中波调幅接收机

接收机由天线回路、变频电路、中频放大电路、检波器、音频功放、耳机等六部分组成，各部分电路中元件的功能与作用前述单元电路中已讲述，参见各章。实验箱上由模块 2，4，7，10 构成。

四、实验步骤

1. 将模块 10 的天线接收到的高频信号（中波调幅发射机发射的信号，由另一台实验箱提供）送入模块 7 的 J4，将模块 7 的 J6 连到模块 2 的 J5。
2. 将模块 2 的 J6 连到模块 4 的 J7，从模块 4 的 J10 输出的信号连接到模块 10 的耳机输入端。
3. 慢慢调谐模块 7 的双联电容调谐盘，使接收到音乐信号。
4. 观察各点波形，并记录下来。

五、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。

六、实验仪器

- | | |
|----------|-----|
| 1. 高频实验箱 | 1 台 |
| 2. 双踪示波器 | 1 台 |
| 3. 万用表 | 1 只 |

实验十九 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，稳定性和基准频率相同，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。将参考信号 f_i 进行 M 分频，从 J4 输入，将 VCO 输出信号 f_o 进行 N 分频从 J5 输入，根据锁相环的知识可知 $f_i / M = f_o / N$ 即推出 $f_o = \frac{N}{M} f_i$ ，适当选择 M 、 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 19-1 所示

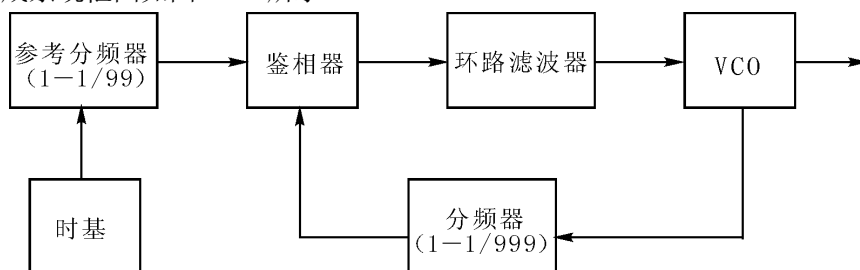


图 19-1 锁相频率合成器

四、实验步骤

1. 拨动模块 10 的参考信号分频开关（S1）将 M 置于 00000001（十进制 80）。
2. 用高频连接线将模块 10 的参考输出 3 和模块 5 的射频信号输入端 J4 相连。
3. 将模块 5 的 J3 和模块 10 的 J4 相连。
4. 将模块 10 的 J5 和模块 5 的 J5 相连
5. 将模块 5 的 J1 连置频率计 RFIN，并将模块 5 和 10 的电源开关拨下。
6. 将模块 5 的 S1 置于 0010，改变输入信号的分频数 N （ N 为十进制 BCD 码），观察频率计的显示。合成频率幅度的大小。并填写下表

| | | | | | |
|----------------|----|----|----|----|----|
| 输入信号分频数 N | 88 | 90 | 92 | 94 | 96 |
| 输出电压 V_{p-p} | | | | | |
| 输出频率（MHz） | | | | | |

7. 改变 S1 的设置，改变 N/M 的分频比，其他不变，合成新的频率，自己设计表格。

五、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。

六、实验仪器

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

实验二十 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、实验电路说明

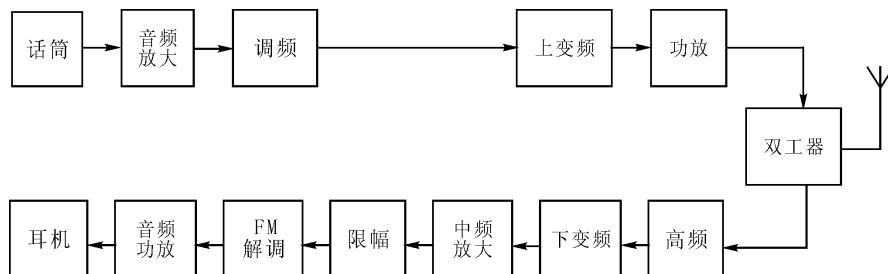


图 20-1 半双工调频无线对讲机系统框图

该调频发射、接收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、调频、上变频、功放等电路组成。接收机则由高频、下变频、中频放大、限幅、FM 解调、音频功放、耳机等部分组成。

四、实验步骤

（一）FM 发射机实验：

1. 将模块 10 的 S_1 的 2 拨上，即选通音乐信号，经 U_4 放大从 J6 输出，调节 W_2 使 J6 处信号峰—峰值为 200mV 左右。
2. 将模块 10 的 J6 连接到模块 3 的 J2，将模块 3 的 S_1 置 1、 S_2 置 2，调节 CC1 使 J1 端输出频率接近 4.5MHz，调节 W_2 和中周 T1 使波形的幅度为 400mV 左右。
3. 将模块 3 的 J1 连接到模块 7 的 J5，另将频率 8MHz（ $V_{P-P} \approx 700mV$ ）的本振信号从模块 7 的 J2 输入，经平衡混频可得到 12.5M 左右的高频信号从模块 7 的 J3 输出。
4. 将模块 7 的 J3 连到模块 8 的 J3，将已放大的高频信号送到模块 1 的 TX1 发射处。

（二）FM 接收机实验

1. 将从天线接收到的信号从 RX1 输出到模块 2 的 J4，将放大的高频信号从 J1 连接到模块 7 的 J8，将 8MHz 射频信号从模块 7 的 J7 输入，调整本振频率使得混频输出为 4.5M 的中频信号。
2. 将混频后的信号送入集成陶瓷选频放大器的 J2 端，放大后的中频信号从 J3 输出。
3. 将 J3 连到模块 5 的正交鉴频的输入端 J6，从 J7 处输出解调信号。
4. 将 J7 连到正交模块 10 的 J1，经放大后输入到耳机。

（三）调频系统联调：

发射机实验中步骤 4 中模块 7 的 J3 直接连到接收机实验中的步骤 1 中模块 7 的 J8，接收机的本振共用发射机的本振，其它步骤不变。即可完成调频系统发射，接收实验。

五、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。

六、实验仪器

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

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、实验基本原理

1. 斜率鉴频器工作原理

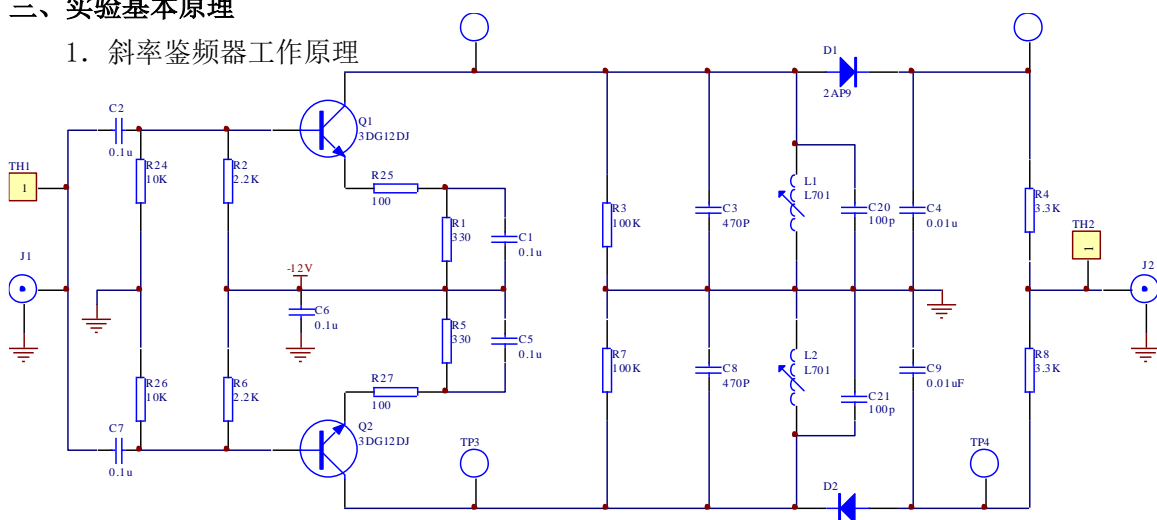


图 21-1 双失谐回路斜率鉴频平衡输出 (4.5MHz)

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 L_1 、 C_3 和 L_2 、 C_8 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 21-2（a）所示的简谐波调制的调频波（如图 21-2（b）所示）时， Q_1 集电极输出的调频—调幅波形如图 21-2（c）所示。它的特点是频率高时幅度大，频率低时幅度小。 Q_2 的集电极输出的调频—调幅波形如图 21-2（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 C_4 和 C_9 上的电压分别如图 21-2（e）和（f）所示，A、B 两点间输出电压为

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

如图 21-2 (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。其二是采用图 21-3 所示电路, 和图 21-1 相比, 图 21-3 中的二极管 D_2 调转了极性, 且鉴频输出电压不是取自 A、B 两点, 而是取自 R_4 和 R_8 中间对地点, 故输出是不平衡的 (如在 R_4 与 R_8 之间串接一个 10K 电位器, 从电位

器中间抽头再串联一个 $0.003 \mu\text{F}$ 电容取出鉴频电压，则其对称性可以微调)。

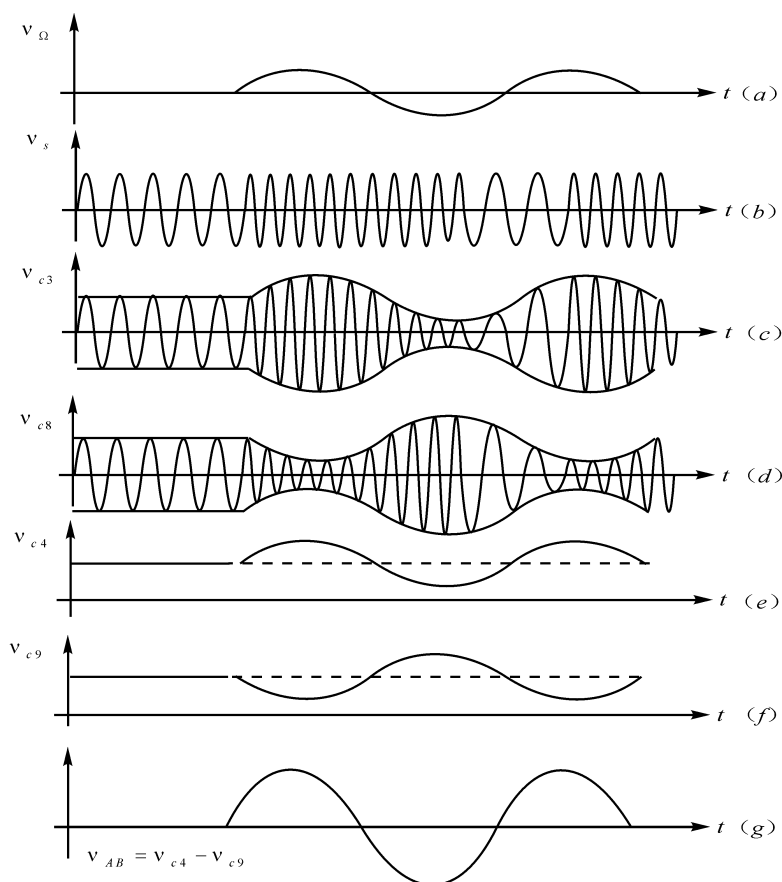


图 21-2 双失谐回路斜率鉴频器工作波形

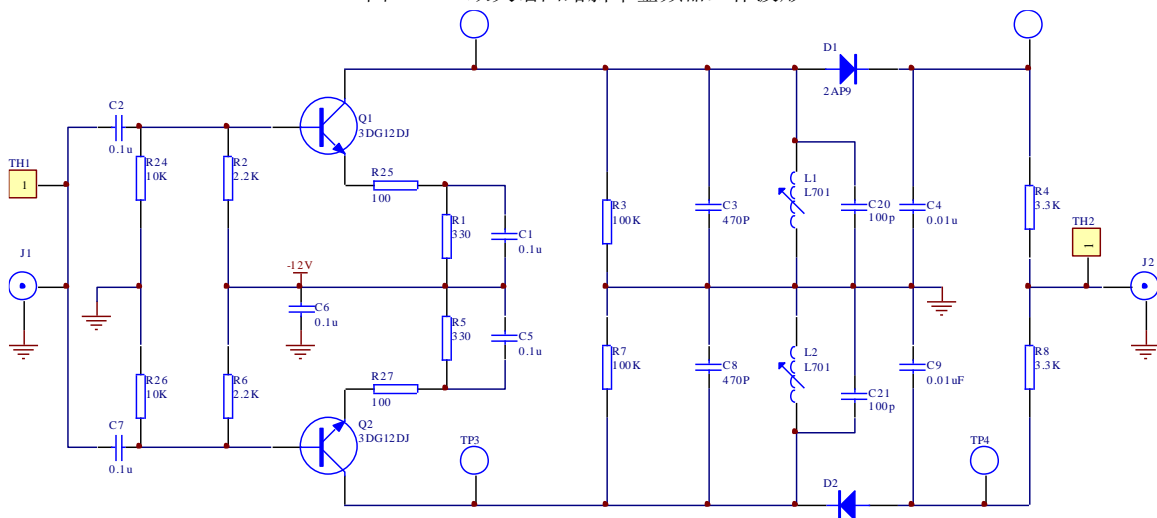


图 21-3 双失谐回路斜率鉴频 (4.5MHz)

图 21-3 为一实用电路，其中心工作频率为 4.5MHz ，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 D_2 调转了极性，故 C_9 上的检波电压的正负极性调换了过来。在图 21-4 中画出了电容 C_4 和 C_9 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_{Ω} 的波形和 v_{AB} 的波形相同。

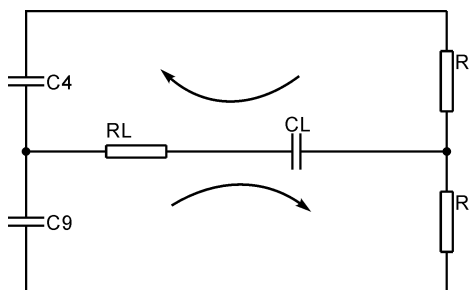


图 21-4 电路输出电压合成图解

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 21-5 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_{Ω} 的波形。

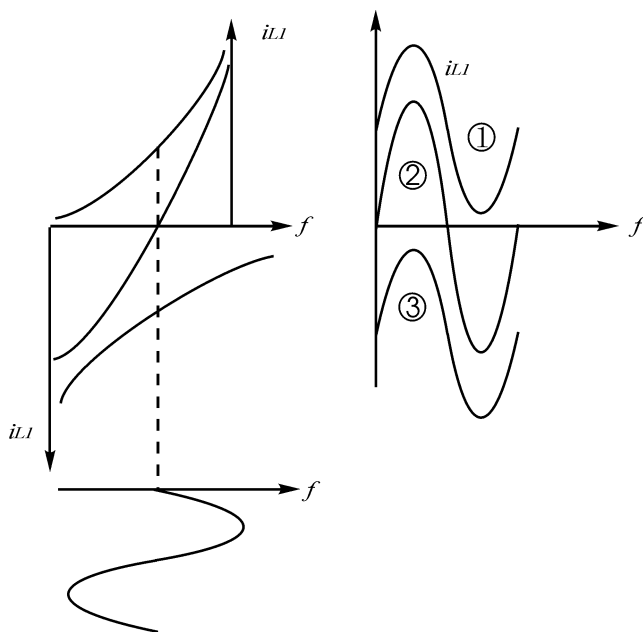


图 21-5 双失谐回路斜率鉴频器提高线性原理说明

2. 脉冲计数式鉴频器工作原理

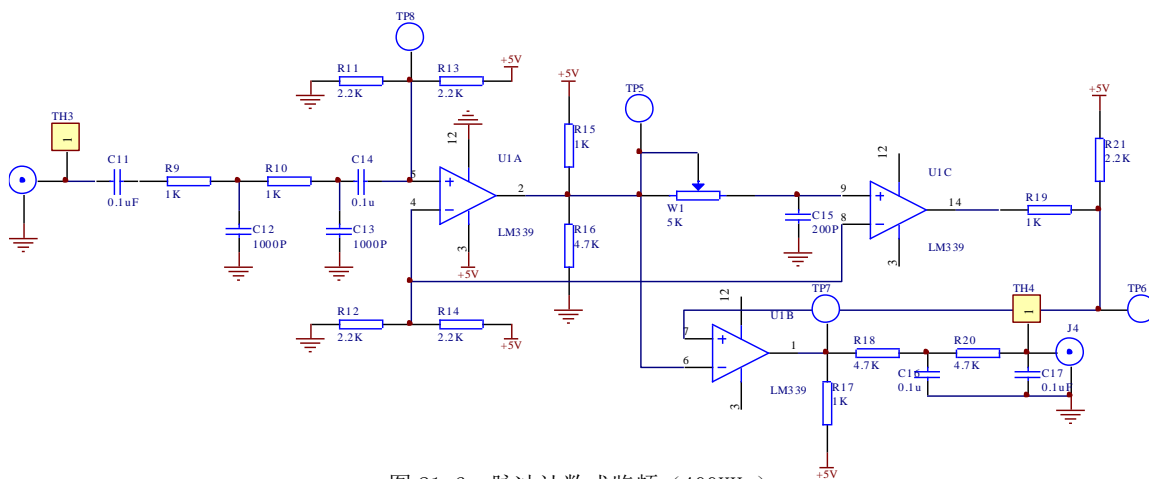


图 21-6 脉冲计数式鉴频 (400KHz)

电路由比较器 (U_{1A} , U_{1B} , U_{1C})、积分电路 (W_1 , C_{15}) 和低通滤波器 (R_{18} , R_{20} , C_{16} , C_{17}) 组成。调频波从 J3 插孔输入 (中心频率 400KHz, 频偏 5KHz), 通过带通滤波器 (C_{11} , C_{14} , R_9 , R_{10}) 加到比较器 U_{1A} 输入端, U_{1A} 输出信号为正、负交替出现的矩形脉冲, 此脉冲经过积分电路 W_1 , C_{15} , 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 J4 端输出音频信号。

四、实验步骤

(一) 斜率鉴频器工作原理

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 J1, 观察 FM 波形。
2. 用示波器观察 J2 的输出波形, 应为音频信号, 测出音频频率。

3. 将输入信号改为正弦高频信号，其频率为 $4.5\text{MHz} \pm 50\text{KHz}$ （间隔 50KHz ）。

4. 测出输出电压，记于下表。

| f (KHz) | 4350 | 4400 | 4450 | 4500 | 4550 | 4600 | 4650 |
|----------|------|------|------|------|------|------|------|
| V_{RL} | | | | | | | |

并画出鉴频特性曲线 $V_{RL} - F$ （标明中心频率）。

5. 扫频仪观察鉴频特性曲线。

（二）脉冲计数式鉴频特性曲线

1. 高讯仪输出 400mvp-p ， 0.8MHz 调频波（外调制，外加音频 400Hz ， 10.2vp-p ，带宽调节最大）加到 J3 输入端，观察输出端 J4 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。

五、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。

六、实验仪器

- | | |
|----------------|-----|
| 1. 高频实验箱 | 1 台 |
| 2. 双踪示波器 | 1 台 |
| 3. 频率特性测试仪（可选） | 1 台 |
| 4. 万用表 | 1 只 |

选做实验二 波形变换实验

一、实验目的

1. 了解二极管限幅的组成与工作原理。
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、实验原理

1. 限幅器原理

限幅器原理如图 22-1 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 。

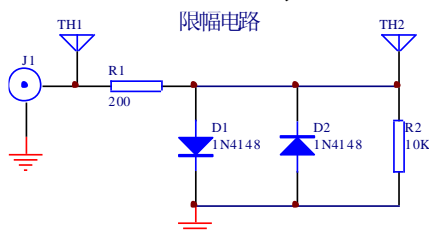


图 22-1 限幅电路

当 $|V_i| < V_{D(on)}$ 时二极管截止、折线斜率为 $\frac{R_2}{R_1 + R_2}$

当 $|V_i| > V_{D(on)}$ 时二极管导通、斜率为 $(R_2 // r_d) / (R_1 + R_2 // r_d)$ 由于 r_d 远远小于 R_2 所以其斜率远小于当信号 $|V_i| < V_{D(on)}$ 时的斜率为 $r_d / (R_1 + r_d)$ 。所以当 $|V_i| > V_{D(on)}$ 时输出电压波形就近似变为上、下顶部被削平的梯形波。

2. 任意波变方波原理

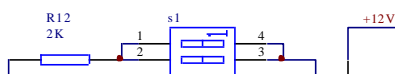
任意波变方波电路将任意波形信号从 J3 输入，经 R_{11} 限流，双向限幅器限幅后从比较器的 5 脚输入，从 2 脚输出方波。此比较器为迟滞比较器，是在过零比较起的基础上引入正反馈 R_{12} ，其目的是抑制过零点附近的干扰。 R_3 和稳压管构成钳位电路， R_{13} 起分压限流作用。

3. 方波变脉冲波原理

方波经电阻 R_{23} ，送入 $U_3 B$ 比较器，在无输入信号期间，比较器的同相输入端由 12V 电源通过电阻 R_{24} ，而获得一个高于反向输入端的电压，其值等于二极管 D_{15} 的导通电压。输出电压为一个正的直流电压，当输入电压发生正向变化时，由于二极管的正向导通电阻很小，电路的变化大部分降落在 R_{23} 上，比较器的同相输入端发生的变化不大，致使同输出电压保持不变，当输入电压发生负向变化时，由于电容两端电压不能发生突变，二极管反向截止，使比较器同相输入端出现负的变化，比较器输出发生负的跳变，由电源电压充电的作用，电容器右端电位逐渐升高，当同相输入端的电位过零后，输出电压迅速变为正值，直到第二个负跳变之前，输出负脉冲宽度由电容 C_3 和电阻 R_{23} 、 R_{24} 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，如图 22-2 由 $U_2 A$ 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 R_{27} 。其作用是克服运放失调和初始输出直流分量的不确定。

图 22-2

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 22-3 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 22-4 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 22-5 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，并可以此来逼近一特定的曲线，此即为二极管函数电路，如图 22-6 所示。

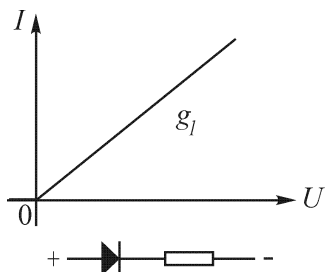


图 22-3 二极管与电阻串联

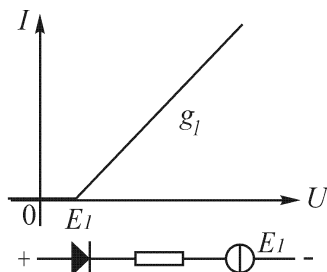


图 22-4 二极管限幅器

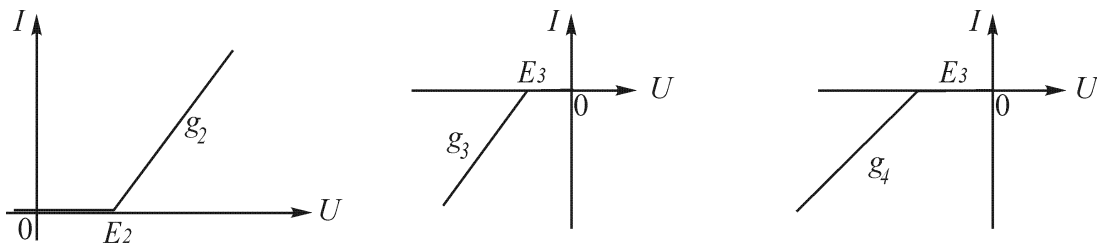


图 22-5 不同偏置电压下的二极管限幅器

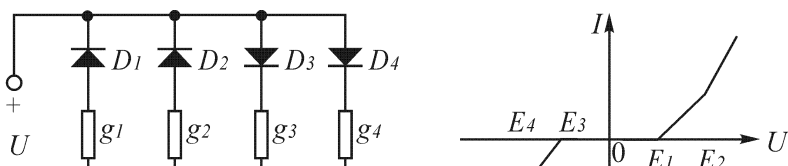


图 22-6 二极管函数电路实例及其伏安特性

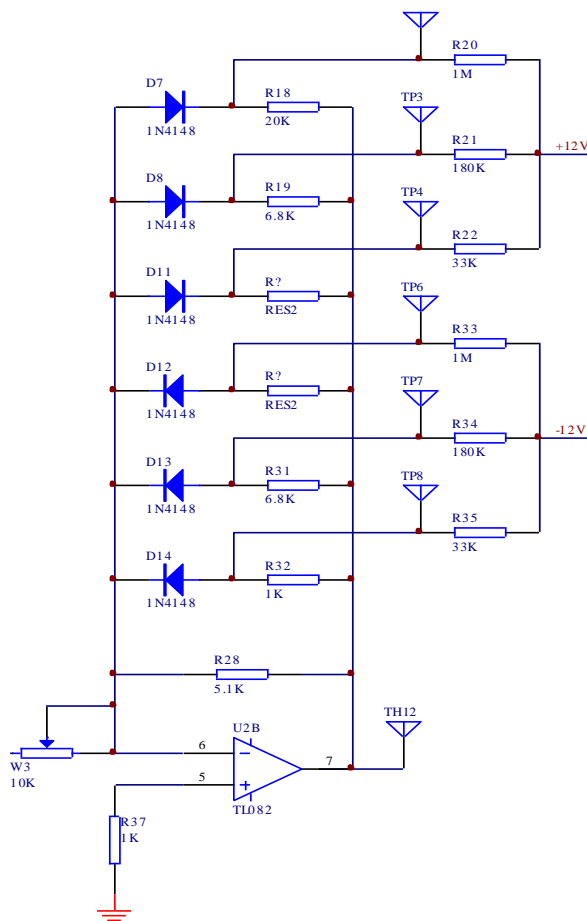


图 22-7 三角波变正弦波

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：

$$\begin{aligned} |V_{i1}| &= 0.28V_{im}, |V_{o1}| = 0.28V_{im} \\ |V_{i2}| &= 0.56V_{im}, |V_{o2}| = 0.5V_{im} \\ |V_{i3}| &= 0.78V_{im}, |V_{o3}| = 0.61V_{im} \\ |V_{i4}| &= V_{im}, |V_{o4}| = 0.65V_{im} \end{aligned}$$

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：

图 22-7 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。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各个工作电压区间有四个不同的传输系数，二极管有四个反馈电路中，反馈通道相应有四条，其中三条通道接入二极管，以产生三次反馈浓度的变化。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，在输入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 22-8 是图 22-7 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，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：

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

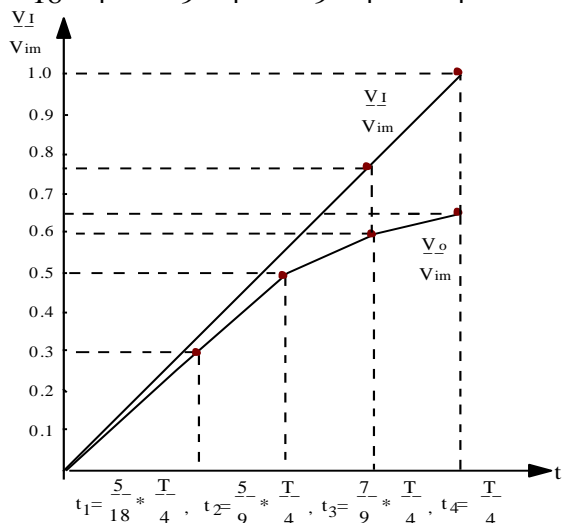


图 22-8 正弦波折线与三角波间的对应关系

$$|A_{f1}| = \frac{V_{01}}{V_{i1}} = 1 = \frac{R_{f2}}{R_{f1}}$$

$$|A_{f2}| = \frac{V_{02} - V_{01}}{V_{i2} - V_{i1}} = 0.79 = \frac{R_{f2} // R_{a1}}{R_{f1}}$$

$$|A_{f3}| = \frac{V_{03} - V_{02}}{V_{i3} - V_{i2}} = 0.5 = \frac{R_{f2} // R_{a1} // R_{a2}}{R_{f1}}$$

$$|A_{f4}| = \frac{V_{04} - V_{03}}{V_{i4} - V_{i3}} = 0.18 = \frac{R_{f2} // R_{a1} // R_{a2} // R_{a3}}{R_{f1}}$$

而折线转折点电压与电路的关系是：

$$V_{01} = -\left(\frac{R_{a1}}{R_{b1}} V_R + \frac{R_{a1} + R_{b1}}{R_{b1}} V_{D1}\right)$$

$$V_{02} = -\left(\frac{R_{a2}}{R_{b2}} V_R + \frac{R_{a2} + R_{b2}}{R_{b2}} V_{D2}\right)$$

$$V_{03} = -\left(\frac{R_{a3}}{R_{b3}} V_R + \frac{R_{a3} + R_{b3}}{R_{b3}} V_{D3}\right)$$

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。

四、实验步骤

（一）限幅电路

1. 将正弦波信号（音频信号）从 J1 输入，从 TH1 处观察输入信号的波形，从 TH2 处观察输出波形，改变输入信号的幅度（使幅度在 100mV—2.5V 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. 同步步骤 1，将正弦波改为三角波，对比正弦波限幅情况。

（二）直流电平移动

1. 将正弦波信号（音频信号，1KHz, 2Vp-p）从 J2 输入，调节电位器 W1，在 TH4 处观察直流电平移动情况，约 0V—10V 左右，而调节 W2, 直流电平不受影响。

2. W1 保持在 TH4 0V 的情况下，调节 W2, 在 TH5 处观察直流电平移动情况，直流电平在 0V—10V 之间变化。

3. W1 保持在 TH4 0V 的情况下，调节 W2, 在 TH6 处观察直流电平移动情况，直流电平在 -5V—10V 之间变化。

4. 在 TH7 处观察直流电平，调节 W2, 直流电平保持在一个固定位置上。

（三）波形变换

1. 任意波变方波

将频率为 1KHz、幅度为 4Vp-p 的任意波形信号从 J3 输入，同时改变输入波形幅度，观察 TH9 处波形变化。

2. 方波变脉冲波

在任意波变方波基础上，观察 TP5 和 TH13 处的波形，并分析变化的原因。

3. 方波变三角波

在任意波变方波基础上，将开关 S2 的 1 拨上，在 TH11 处观察输出波形。

4. 脉冲波变锯齿波

在任意波变方波基础上，将频率该为 8.5KHz，将开关 S2 的 1 拨下、2 拨上，改变 W3，在 TH11 处观察输出波形。

5. 三角波变正弦波

在方波变三角波基础上，改变 W3，观察 TH12 处波形。

五、实验报告要求

1. 二极管限幅器的工作原理。
2. 波形变换的方法。

六、实验仪器

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

选做实验三 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

观察 LC 低通滤波器、石英晶体滤波器以及陶瓷滤波器的通频带。

三、基本原理和实验电路

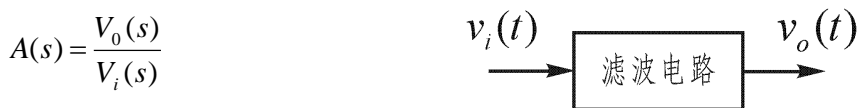
滤波器是一种能使有用频率信号通过而同时抑制（或大为衰减）无用频率信号电子装置。工程上常用它来作为信号处理、数据传送和抑制干扰等。

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，这种方式的滤波称为数字滤波。

滤波电路的一般结构如图 23-1 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



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，通常能把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 23-2 所示

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 23-3 所示。

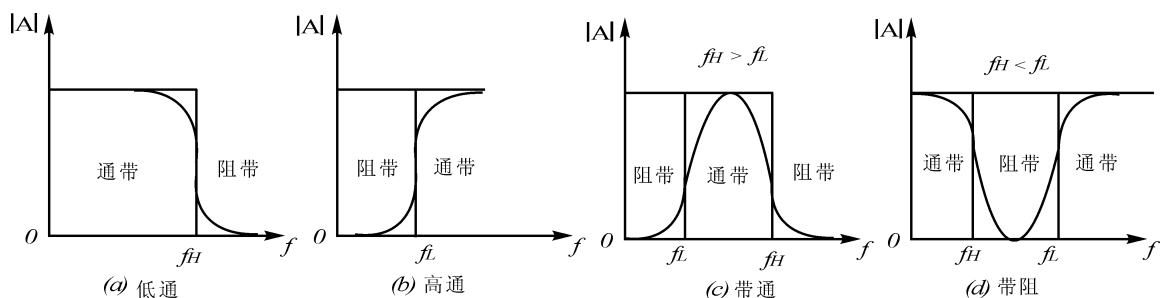


图 23-2 各种滤波电路的幅频特性

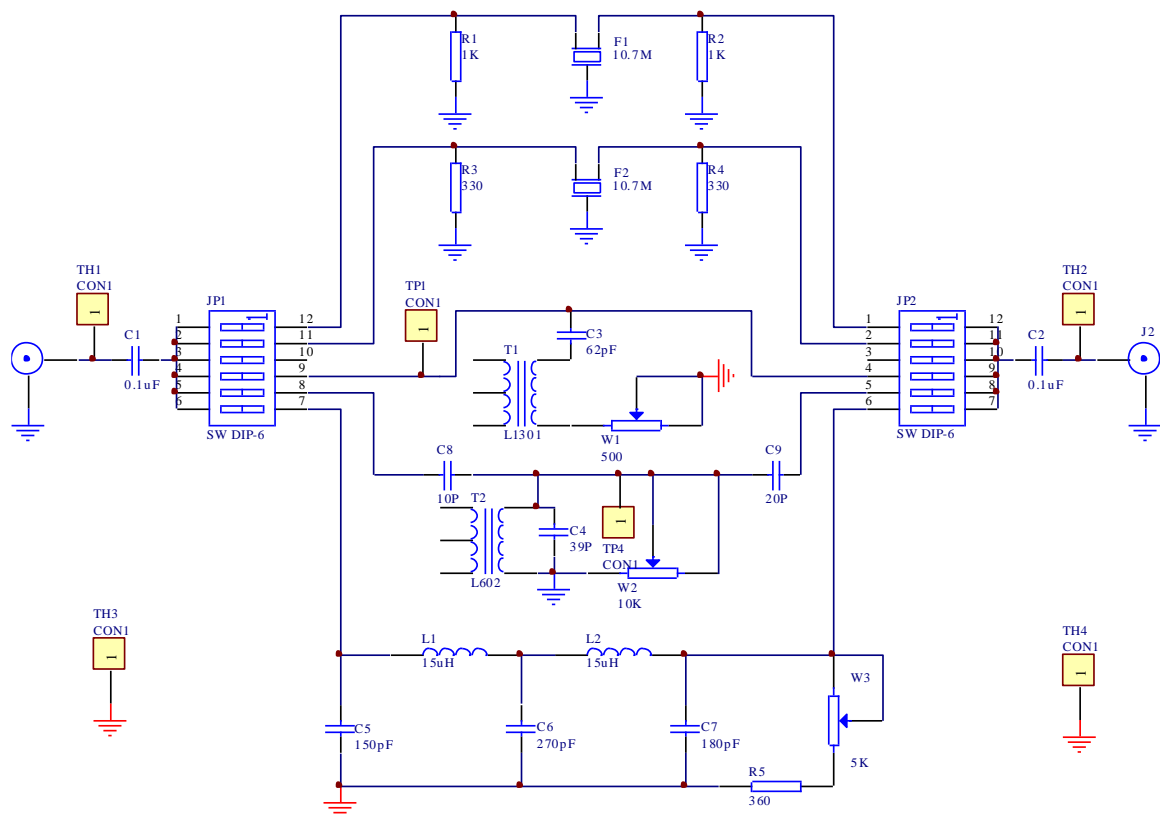


图 23-3 滤波器

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 $f \leq 5\text{MHz}$ 。

四、实验步骤

1. 将 JP1 的 1, JP2 的 1 拨上, 选用晶体滤波器。将频率为 5MHz 的高频信号从 J1 输入, 以 “500K” 档位步进到 15MHz (在过渡带将步进档位适当减小), 记录输出电压 V_0 , 自行设计表格, 将数据填入表中。
2. 将 JP1 的 2, JP2 的 2 拨上, 选用陶瓷滤波器。将频率为 5MHz 的高频信号从 J1 输入, 以 “500K” 档位步进到 15MHz (在过渡带将步进档位适当减小), 记录输出电压 V_0 , 自行设计表格, 将数据填入表中。
3. 将 JP1 的 6, JP2 的 6 拨上, 将频率为 400KHz 的高频信号从 J1 输入, 以 “500K” 档位步进到 5MHz (在过渡带将步进档位适当减小), 记录输出电压 V_0 , 自行设计表格, 将数据填入表中。

五、实验报告要求

1. 写明实验目的。
2. 整理实验数据，并填入表格。
3. 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。
4. 从 Q 值，通频带和频率选择三方面比较陶瓷滤波器和晶体滤波器。

六、实验仪器

- | | |
|-------------|-----|
| 1. 高频实验箱 | 1 台 |
| 2. 扫频仪（可选用） | 1 台 |
| 3. 双踪示波器 | 1 台 |

选做实验四 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、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,就构成串联谐振回路。电感的感抗值(ωL)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。与感抗或容抗的变化规律不同,串联谐振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 24-1 所示为电感 L、电容 R 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,电阻损耗很小,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 ω_o 时,若回路电抗满足下列条件

$$X = \omega_o L - \frac{1}{\omega_o C} = 0 \quad (24-1)$$

则电流 $\dot{I} = \dot{I}_o = \frac{\dot{V}_s}{R}$ 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 ω_o 和频率 f_o 分别为

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}; f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (24-2)$$

将式(24-2)代入式(24-1),得

$$\omega_o L - \frac{1}{\omega_o C} = -\frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot L = \sqrt{\frac{L}{C}} = \rho \quad (24-3)$$

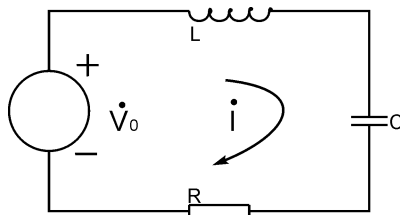


图 24-1 串联振荡回路

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

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 C R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\rho}{R} \quad (24-4)$$

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 24-2 所示。由于 R_s 和 R_L 的

接入回路 Q 值下降，串联回路谐振时的等效品质因数 Q_L 为 $Q_L = \frac{\omega_0 L}{R + R_s + R_L}$ 。

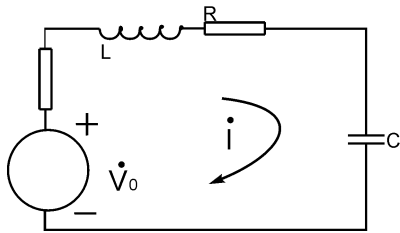


图 24-2 考虑 R_s 和 R_L 后的串联振荡回路

串联振荡回路谐振曲线，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。

当回路的稳外另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 24-4 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

$$2\Delta\omega_{0.7} = \omega_2 - \omega_1 \text{ 或 } 2\Delta f_{0.7} = f_2 - f_1 \quad (24-5)$$

式中 ω_1 （或 f_1 ）和 ω_2 （或 f_2 ）为通频带的边界角频率 ω_1 和 ω_2 上， $I_m / I_{0m} = 1/\sqrt{2}$ 。这时，回路所消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。

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。

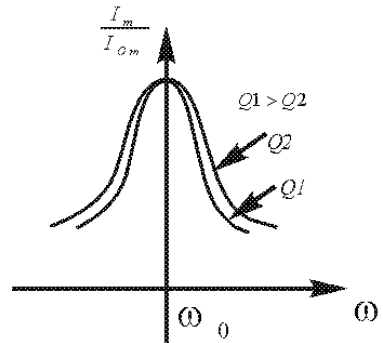


图 24-3 串联振荡回路的谐振曲线

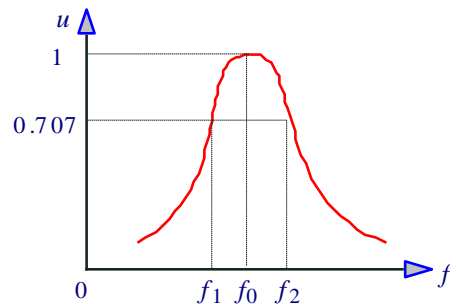


图 24-4 串联振荡回路的通频带

$$(24-5)$$

这时，回路所消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。

这时，回路所消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。

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。

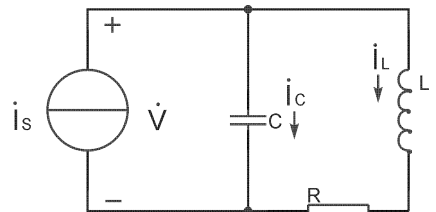


图 24-5 并联振荡回路

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 24-5 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。

并联振荡回路两端间的阻抗为：

$$Z = \frac{(R + j\omega L) \frac{1}{j\omega C}}{R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{(R + j\omega L) \frac{1}{j\omega C}}{R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C})} \quad (24-6)$$

在实际应用中通常满足 $\omega L \gg R$ 的条件, 因此

$$Z \approx \frac{\frac{L}{C}}{R + j(\omega L - \frac{1}{\omega L})} = \frac{1}{\frac{CR}{L} + j(\omega C - \frac{1}{\omega L})} \quad (24-7)$$

并联振荡回路的导纳 $Y = G + jB = 1/Z$, 由式 (24-7) 得

$$Y = G + jB = \frac{CR}{L} + j(\omega C - \frac{1}{\omega L}) \quad (24-8)$$

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

$$V_m = \frac{I_{sm}}{|Y|} = -\frac{I_{sm}}{\sqrt{G^2 + B^2}} = \frac{I_{sm}}{\sqrt{\left(\frac{CR}{L}\right)^2 + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2}} \quad (24-9)$$

由式 (24-9) 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另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

ω_p 和谐振频率 f_p 分别为

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}; f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (24-10)$$

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

$$\omega_p = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{L^2}} \quad (24-11)$$

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

$$Q_p = \frac{\omega_p L}{R} = \frac{1}{\omega_p CR} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (24-12)$$

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 24-6 所

示，回路的等效 Q_L 值下降

$$Q_L = \frac{Q_P}{1 + \frac{R_P}{R_S} + \frac{R_P}{R_L}}$$

式中 $Q_P = \frac{R_P}{\omega_L}$ (R_P 为谐振电阻)

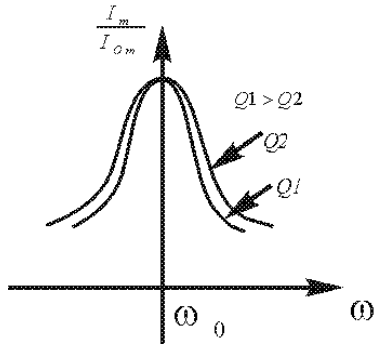


图 24-7 并联振荡回路的谐振曲线

并联振荡回路的谐振曲线如图 24-7 所示，通频带如图 24-8 所示。

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。

并联振荡回路的绝对通频带为

$$2\Delta\omega_{0.7} = \frac{\omega_P}{Q_P}; 2\Delta f_{0.7} = \frac{f_P}{Q_P} \quad (24-13)$$

相对通频带为

$$\frac{2\Delta\omega_{0.7}}{\omega_P} = \frac{1}{Q_P}; \frac{2\Delta f_{0.7}}{f_P} = \frac{1}{Q_P} \quad (24-14)$$

(二) 实验电路

电路图如图 24-9 所示，将跳线 JP1 的 3，JP2 的 3 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 JP1 的 4，JP2 的 4 用跳线帽短接，电路组成 LC 并联回路，调节 W2 改变回路 Q 值。

四、实验步骤

1. 将 JP1 的 4，JP2 的 4 拨上，组成 LC 串联回路，输入频率为 6.5MHz 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 10MHz，（在过渡带适当减小步进间隔），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. 将 JP1 的 5，JP2 的 5 拨上，组成 LC 并联回路，输入频率为 10.7MHz 的高频信号，观察电路起振情况，记录输入、输出电压值。

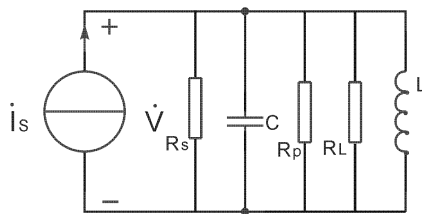


图 24-6 考虑 R_S 和 R_L 后的串联振荡回路

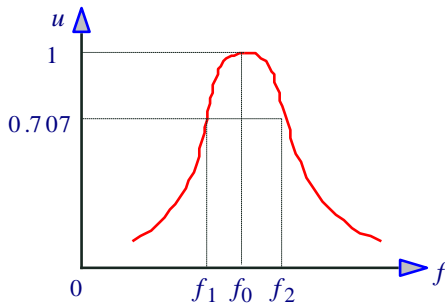


图 24-8 并联振荡回路的通频带

5. 用点频法观测 LC 并联回路的通频带，以“500K”档位步进，从 5MHz 到 15MHz，（在过渡带适当减小步进间隔），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）。

6. 调节 W2，重复步骤 2，观测输出电压值的变化，求出通频带的变化。

五、实验报告要求

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

六、实验仪器

- | | |
|-------------|-----|
| 1. 高频实验箱 | 1 台 |
| 2. 扫频仪（可选用） | 1 台 |
| 3. 双踪示波器 | 1 台 |

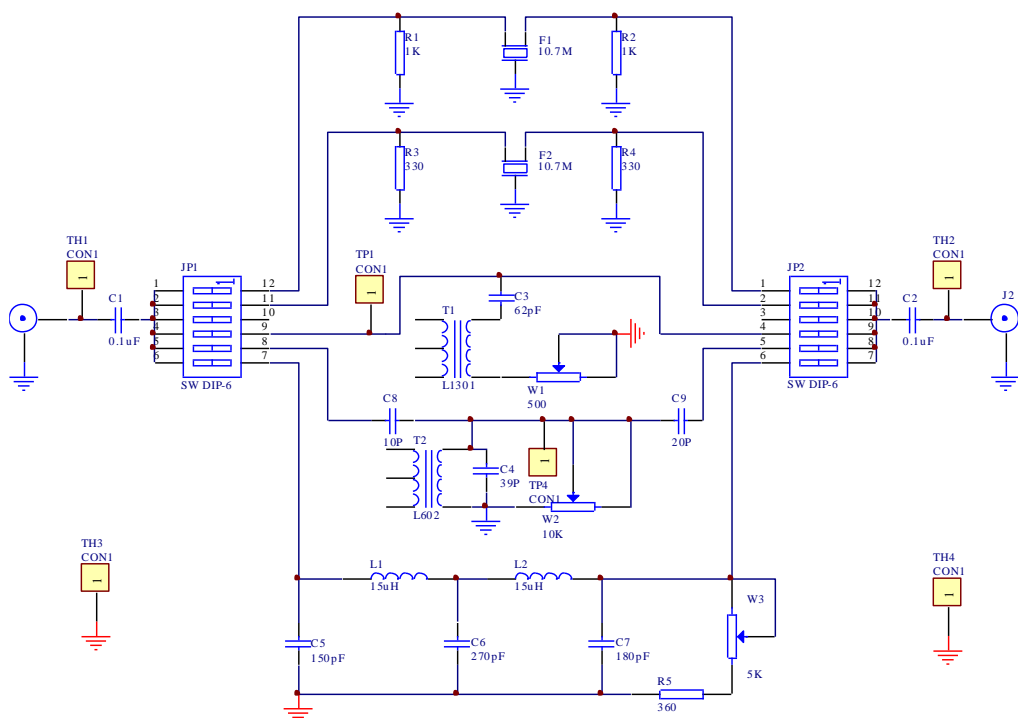


图 24-9 LC 串并联谐振回路

附录 仪器介绍

● 信号源：

本实验箱提供的信号源由高频信号源和音频信号源两部分组成，两种信号源的参数如下：

1) 高频信号源输出频率范围：0.4MHz~45MHz(连续可调)；

频率稳定度： $10E-4$ ；

输出波形：正弦波；

输出幅度：1V_{p-p}

输出阻抗：75Ω。

2) 低频信号源：

输出频率范围：0.2kHz~20 kHz（连续可调）；

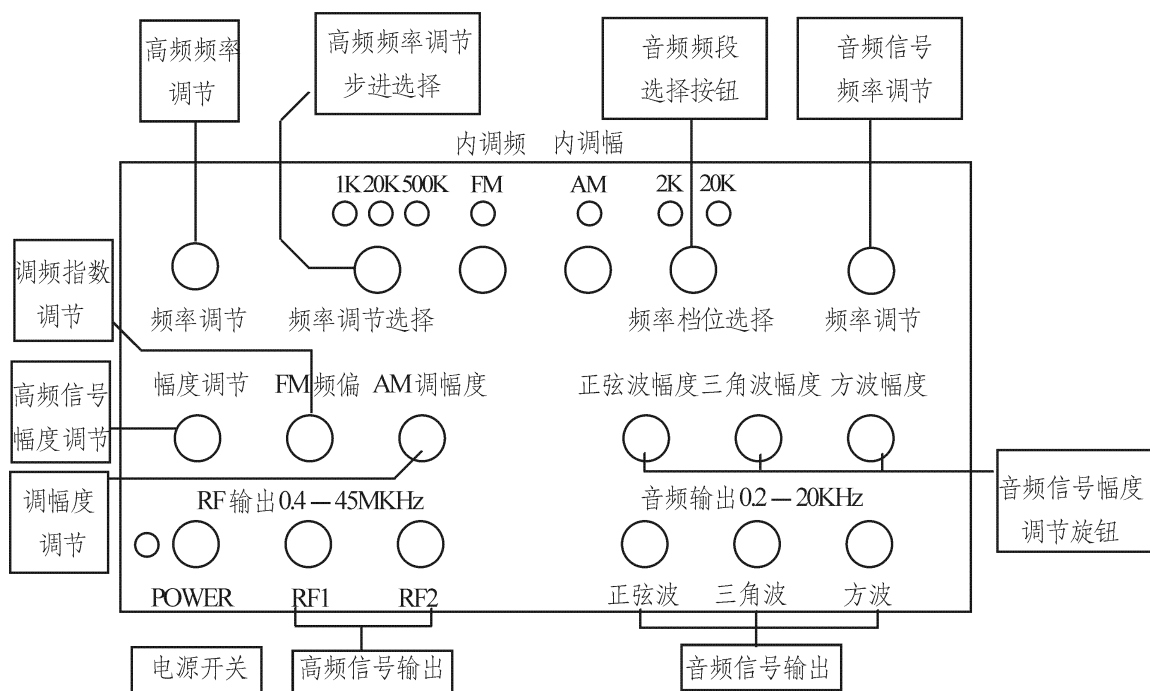
频率稳定度： $10E-4$ ；

输出波形：正弦波、方波、三角波；

输出幅度：5V_{p-p}；

输出阻抗：100Ω。

信号源面板如图所示



使用时,首先按下“POWER”按钮，电源指示灯亮。

高频信号源的输出为 RF1、RF2，频率调节步进有四个档位：1kHz、20kHz、500kHz、1MHz 档。

按频率调节选择按钮可在各档位间切换，为 1kHz、20kHz、500kHz 档时相对应的 LED 亮，当三灯齐亮时，即为 1MHz 档。旋转高频频率调节旋钮可以改变输出高频信号的频率。另外可通过调节高频信号幅度旋钮来改变高频信号的输出幅度。

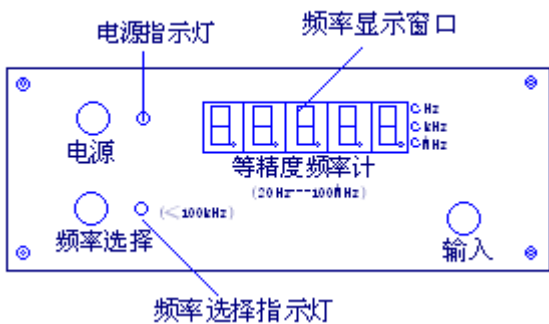
音频信号源可以同时输出正弦波、三角波、方波三种波形，各波形的频率调节共用一个频率调节旋钮，共有 2 个档位：2kHz、20kHz 档。按频率档位选择可在两个档位间切换，并且相应的指示灯亮。调节音频信号频率调节旋钮可以改变信号的频率。分别改变三种波形的幅度

调节旋钮可以调节输出的幅度。

本信号源有内调制功能，“FM”按钮按下时，对应上方的指示灯亮，在 RF1 和 RF2 输出调频波，RF2 可以外接频率计显示输出频率。调频波的音频信号为正弦波，载波为信号源内的高频信号。改变“FM 频偏”旋钮调节输出的调频信号的调制指数。按下“AM”按钮时，RF1、RF2 输出为调幅波，同样可以在 RF2 端接频率计观测输出频率。调节“AM 调幅度”可以改变调幅波的幅度。面板下方为 5 个射频线插座。“RF1”和“RF2”插孔为 400kHz——45MHz 的正弦波输出信号，在做实验时将 RF1 作为信号输出，RF2 接配套的频率计观测频率。另外 3 个射频线插座为音频信号 3 种波形的输出：正弦波、三角波、方波，频率范围为 0.2k 至 20kHz。

● 等精度频率计

(1) 等精度频率计面板示意图：



(2) 等精度频率计参数如下：

- 频率测量范围：20Hz——100MHz
- 输入电平范围：100mV——5V
- 测量误差： $5 \times 10^{-5} \pm 1$ 个字
- 输入阻抗：1MΩ // 40pF

(3) 使用说明：

频率显示窗口由五位数码管组成，在整个频率测量范围内都显示 5 位有效位数。按下‘电源’开关，电源指示灯亮，此时频率显示窗口的五位数码管全显示 8.，且三档频率指示灯同时亮，约两秒后五位数码全显示 0，再进入测量状态。

若输入信号的频率在 20.000Hz——999.99Hz 范围内，Hz 指示灯亮；输入信号的频率在 1.0000kHz——999.99kHz 范围内，kHz 指示灯亮；输入信号的频率在 1.0000MHz 以上，MHz 指示灯亮；当输入信号小于 100kHz 时，应按下‘频率选择’按钮，此时‘频率选择’指示灯亮；当输入信号大于 100kHz 时，应弹开‘频率选择’按钮，此时‘频率选择’指示灯灭。