



高频电子线路实验

孝感学院电工电子实验教学中心

二 五年十二月

目 录

实验一	高频小信号调谐放大器	1
实验三	高频谐振功率放大器	9
实验四	正弦振荡实验	19
实验五	集电极调幅与放大信号检波	27
实验六	变容二极管调频	35
实验七	集成电路模拟乘法器的应用	41
实验八	模拟锁相环应用实验	55
实验九	小功率调频（遥控）发射机设计	62
实验十	调频接收机设计	66

附 图

图 G1	变容二极管调频、功放及发射实验	71
图 G2	由 MC1496 构成的混频及平衡调幅实验	72
图 G3	由 MC1496 构成的同步检波及鉴频实验	73
图 G4	由 NE564 构成的锁相解调及锁相倍频实验	74
图 G5	正弦振荡实验	75
图 G6	小信号放大及接收实验	76
图 G7	二极管开关混频、集电极调幅及二极管包络检波实验	77
图 G8	音频信号发生器	78

实验一 高频小信号调谐放大器

一、实验目的

小信号调谐放大器是高频电子线路中的基本单元电路，主要用于高频小信号或微弱信号的线性放大。在本实验中，通过对谐振回路的调试，对放大器处于谐振时各项技术指标的测试（电压放大倍数，通频带，矩形系数），进一步掌握高频小信号调谐放大器的工作原理。学会小信号调谐放大器的设计方法。

二、实验原理

图 1-1 所示电路为共发射极接法的晶体管高频小信号调谐放大器。它不仅要放大高频信号，而且还要有一定的选频作用，因此晶体管的集电极负载为 LC 并联谐振回路。在高频情况下，晶体管本身的极间电容及连接导线的分布参数等会影响放大器输出信号的频率和相位。晶体管的静态工作点由电阻 R_{B1} 、 R_{B2} 及 R_E 决定，其计算方法与低频单管放大器相同。

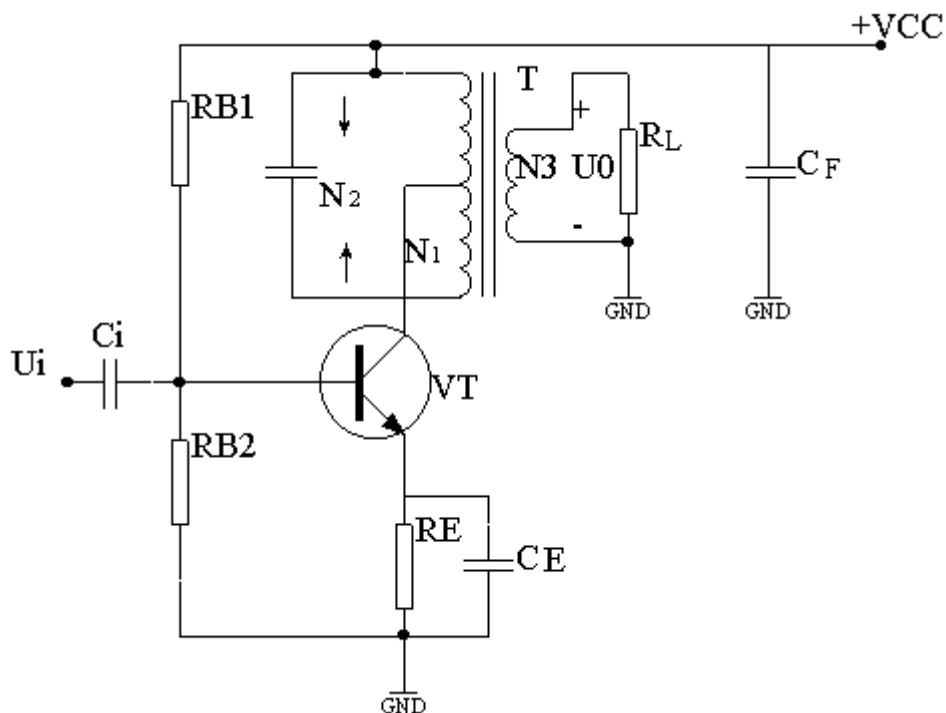


图 1-1 小信号调谐放大器

放大器在高频情况下的等效电路如图 1-2 所示，晶体管的 4 个 y 参数 y_{ie} 、 y_{oe} 、 y_{fe} 及 y_{re} 分别为

$$\text{输入导纳} \quad y_{ie} \approx \frac{g_{b'e} + j\omega C_{b'e}}{1 + r_{b'b}(g_{b'e} + j\omega C_{b'e})} \quad (1-1)$$

$$\text{输出导纳} \quad y_{oe} \approx \frac{g_m r_{b'b} j\omega C_{b'e}}{1 + r_{b'b}(g_{b'e} + j\omega C_{b'e})} + j\omega C_{b'e} \quad (1-2)$$

$$\text{正向传输导纳} \quad y_{fe} \approx \frac{g_m}{1 + r_{b'b}(g_{b'e} + j\omega C_{b'e})} \quad (1-3)$$

$$\text{反向传输导纳} \quad y_{re} \approx \frac{-j\omega C_{b'e}}{1 + r_{b'b}(g_{b'e} + j\omega C_{b'e})} \quad (1-4)$$

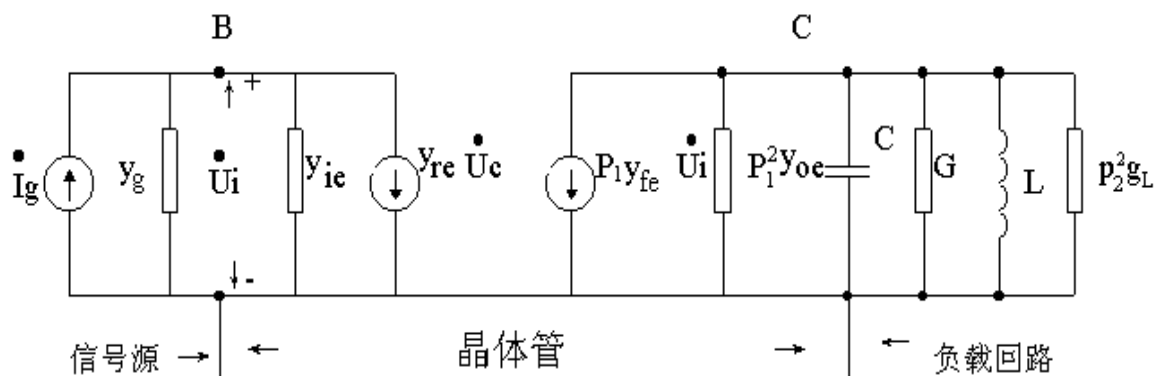


图 1-2 放大器的高频等效回路

式中， g_m ——晶体管的跨导，与发射极电流的关系为

$$g_m = \frac{\{I_E\}mA}{26} S \quad (1-5)$$

$g_{b'e}$ ——发射结电导，与晶体管的电流放大系数 β 及 I_E 有关，

$$\text{其关系为} \quad g_{b'e} = \frac{1}{r_{b'e}} = \frac{\{I_E\}mA}{26 \beta} S \quad (1-6)$$

$r_{b'b}$ ——基极体电阻，一般为几十欧姆；

$C_{b'e}$ ——集电极电容，一般为几皮法；

$C_{b'e}$ ——发射结电容，一般为几十皮法至几百皮法。

由此可见，晶体管在高频情况下的分布参数除了与静态工作电流 I_E ，电流放大系数 β 有关外，还与工作频率 ω 有关。晶体管手册中给出的分布参数一般是在测试条件一定的情况下测得的。如在 $f_0=30\text{MHz}$ ， $I_E=2\text{mA}$ ， $U_{CE}=8\text{V}$ 条件下测得 3DG6C 的 y 参数为：

$$\begin{aligned} g_{ie} &= \frac{1}{r_{ie}} = 2\text{mS} & C_{ie} &= 12\text{pF} & g_{oe} &= \frac{1}{r_{oe}} = 250\text{mS} \\ C_{oe} &= 4\text{pF} & |y_{fe}| &= 40\text{mS} & |y_{re}| &= 350\text{uS} \end{aligned}$$

如果工作条件发生变化，上述参数则有所变动。因此，高频电路的设计计算一般采用工程估算的方法。

图 1-2 中所示的等效电路中， p_1 为晶体管的集电极接入系数，即

$$P_1 = N_1 / N_2 \quad (1-7)$$

式中， N_2 为电感 L 线圈的总匝数（ N_2 即是 T 原边（初级）的总匝数）。

P_2 为输出变压器 T 的副边与原边的匝数比，即

$$P_2 = N_3 / N_2 \quad (1-8)$$

式中， N_3 为副边（次级）的总匝数。

g_L 为调谐放大器输出负载的电导， $g_L=1/R_L$ 。通常小信号调谐放大器的下一级仍为晶体管调谐放大器，则 g_L 将是下一级晶体管的输入导纳 g_{ie2} 。

由图 1-2 可见，并联谐振回路的总电导 g_{Σ} 的表达式为

$$\begin{aligned} g_{\Sigma} &= p_1^2 g_{oe} + p_2^2 g_{ie}^2 + j\omega C + \frac{1}{j\omega L} + G \\ &= p_1^2 g_{oe} + p_2^2 g_L + j\omega C + \frac{1}{j\omega L} + G \end{aligned} \quad (1-9)$$

式中， G 为 LC 回路本身的损耗电导。谐振时 L 和 C 的并联回路呈纯阻，其阻值等于 $1/G$ ，并联谐振电抗为无限大，则 $j\omega C$ 与 $1/(j\omega L)$ 的影响可以忽略。

三、调谐放大器的性能指标及测量方法

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 $K_{f0.1}$ 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 所示电路（也是以下各项指标所对应电路）， f_0 的表达式为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_\Sigma}} \quad (1-10)$$

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

$$C_\Sigma = C + P_1^2 C_{oe} + P_2^2 C_{ie} \quad (1-11)$$

式中， C_{oe} 为晶体管的输出电容； C_{ie} 为晶体管的输入电容。

谐振频率 f_0 的测量方法是：

用扫频仪作为测量仪器，用扫频仪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

$$A_{V0} = -\frac{u_0}{u_i} = \frac{-P_1 P_2 y_{fe}}{g_\Sigma} = \frac{-P_1 P_2 y_{fe}}{P_1^2 g_{oe} + P_2^2 g_{ie} + G} \quad (1-12)$$

式中， g_Σ 为谐振回路谐振时的总电导。因为 LC 并联回路在谐振点时的 L 和 C 的并联电抗为无限大，因此可以忽略其电导。但要注意的是 y_{fe} 本身也是一个复数，所以谐振时输出电压 u_0 与输入电压 u_i 相位差为 $(180^\circ + \phi_{fe})$ 。

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 中 R_L 两端的电压 u_0 及输入信号 u_i 的大小，则电压放大倍数 A_{V0} 由下式计算：

$$A_{V0} = u_0 / u_i \quad \text{或} \quad A_{V0} = 20 \lg (u_0 / u_i) \text{ dB} \quad (1-13)$$

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 B_W ，其表达式为

$$BW = 2\Delta f_{0.7} = f_0 / Q_L \quad (1-14)$$

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 B_W 的关系为

$$A_{V0} \cdot BW = \frac{|y_{fe}|}{2\pi C_\Sigma} \quad (1-15)$$

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。

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 u_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 1-3 所示。

由式 (1-14) 可得

$$BW = f_H - f_L = 2\Delta f_{0.7} \quad (1-16)$$

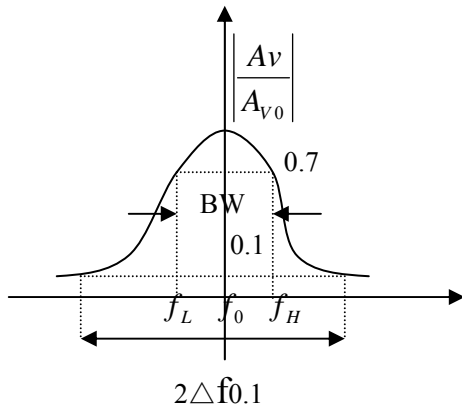


图 1-3 谐振曲线

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，由式 (1-15) 可知，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 $K_{v0.1}$ 来表示，如图 (1-3) 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

$$K_{v0.1} = 2\Delta f_{0.1} / 2\Delta f_{0.7} = 2\Delta f_{0.1} / BW \quad (1$$

-17)

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 $K_{v0.1}$ 。

四、实验参考电路

1、主要技术指标：谐振频率 $f_0=20.945\text{MHz}$ ，谐振电压放大倍数 $A_{V0} \geq 10-15 \text{ dB}$ ，通频带 $BW=1 \text{ MHz}$ ，矩形系数 $K_{r0.1} < 10$ 。因 f_T 比工作频率 f_0 大（5—10）倍，所以选用 3DG6C，选 $\beta=50$ ，工作电压为 12V，查手册得 $r_{b'e}=70$ ， $C_{b'c}=3\text{pF}$ ，当 $I_E=1.5\text{mA}$ 时 $C_{b'c}$ 为 25pF，取 $L \approx 2.4 \mu\text{H}$ ，变压器初级 $N_2=20$ 匝，接入系数 $P_1=P_2=0.25$ 。

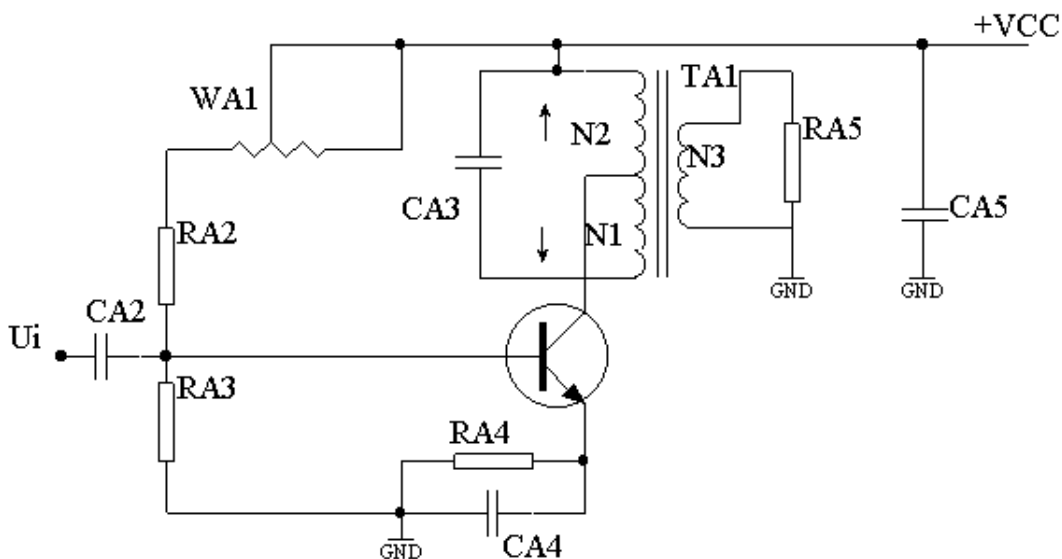


图 1-4 单级调谐放大器

2、确定电路为单级调谐放大器，如上图 1-4。

3、确定电路参数。

1) 设置静态工作点

由于放大器是工作在小信号放大状态，放大器工作电流 I_{CQ} 一般选取 $0.8\text{—}2\text{mA}$ 为宜，现取 $I_E=1.5\text{mA}$ ， $u_{EQ}=3\text{V}$ ， $u_{CEQ}=9\text{V}$ 。

则 $R_E = u_{EQ} / I_E = 2\text{K}\Omega$ 则 $RA4=2\text{K}\Omega$

取流过 $RA3$ 的电流为基极电流的 7 倍，则有：

$$RA3 = u_{BQ} / 7I_{BQ} \approx u_{BQ} \times \beta / 7I_E \approx 17.6\text{K}\Omega \text{ 取 } 18\text{K}\Omega$$

$$\text{则 } RA2 + WA1 = \frac{12 - 3.7}{3.7} \times 18 \approx 40\text{K}\Omega$$

则取 $RA2=5.1\text{K}$ $WA1$ 选用 50K 的可调电阻以便调整静态工作点。

2) 计算谐振回路参数

$$\text{由式 (1-6) 得 } g_{b'e} = \frac{\{I_E\}mA}{26\beta} S \approx 1.15mS$$

$$\text{由式 (1-5) 得 } g_m = \frac{\{I_E\}mA}{26} S \approx 58mS$$

由式 (1-1) ~ (1-4) 得 4 个 y 参数

$$y_{ie} = \frac{g_{b'e} + j\omega c_{b'e}}{1 + r_{b'b}(g_{b'e} + j\omega c_{b'e})} = 1.373 \times 10^{-3} S + j2.88 \times 10^{-3} S$$

由于 $y_{ie}=g_{ie}+j\omega c_{ie}$

则有 $g_{ie}=1.373\text{mS}$ $r_{ie}=1/g_{ie}=728\ \Omega$

$$C_{ie} = \frac{2.88\text{mS}}{\omega} \approx 22.5\text{pF}$$

$$y_{oe} = \frac{j\omega c_{bb} c_{bc} g_m}{1 + r_{bb} (g_{be} + j\omega c_{be})} + j\omega c_{be} \approx 0.216\text{mS} + j1.37\text{mS}$$

因 $y_{oe}=g_{oe}+j\omega c_{oe}$ 则有

$$g_{oe}=0.216\text{mS} \quad c_{oe}=1.37\text{ ms/W} \approx 10.2\text{pF}$$

计算回路总电容 C_{Σ} ，由 (1-10) 得

$$C_{\Sigma} = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L} = \frac{1}{(2 \times 3.4 \times 10.7 \times 10^6)^2 \times 2 \times 10^{-6}} \approx 12\text{pF}$$

由 (1-11) $C_{\Sigma} = C + P_1^2 C_{oe} + P_2^2 C_{ie}$ 得

$$C = C_{\Sigma} - P_1^2 C_{oe} - P_2^2 C_{ie} = 120 - 0.25^2 \times 22.5 - 0.25^2 \times 10.2 \approx 119\text{pF}$$

则有 $CA3=119\text{pF}$ 取标称值 120pF

由式 (1-7)、(1-8) 得

$$N_1 = P_1 N_2 = 0.25 \times 20 = 5\text{匝}$$

$$N_3 = P_2 N_2 = 0.25 \times 20 = 5\text{匝}$$

3) 确定耦合电容及高频滤波电容

高频电路中的耦合电容及滤波电容一般选取体积较小的瓷片电容，现取耦合电容 $CA2=0.01\ \mu\text{F}$ ，旁路电容 $CA4=0.1\ \mu\text{F}$ ，滤波电容 $CA5=0.1\ \mu\text{F}$

五、实验内容

参考所附电路原理图 G6。先调静态工作点，然后再调谐振回路。

1) 按照所附电原理图 G6，将 JA2 用连接器连好，按下开关 KA1，接通 12V 电源，此时 LEDA1 点亮。

2) 调整晶体管的静态工作点：

在不加输入信号（即 $u_i=0$ ），将测试点 TTA1 接地，用万用表直流电压档（20V 档）测量电阻 RA4 的电压，调整可调电阻 WA1，使 $u_{EQ}=2.25\text{V}$ （ $I_E=1.5\text{mA}$ ），记下

此时的 u_{BQ} , u_{CEQ} , u_{EQ} 及 I_{EQ} 值。

3) 调谐放大器的谐振回路使它谐振在 20.945MHz

方法是用 BT-3 频率特性测试仪的扫频电压输出端和检波探头, 分别接电路的信号输入端 TTA1 及测试端 TTA2, 通过调节 y 轴, 放大器的“增益”旋钮和“输出衰减”旋钮于合适位置, 调节中心频率度盘, 使荧光屏上显示出放大器的“幅频谐振特性曲线”, 根据频标指示用绝缘起子慢慢旋动变压器的磁芯, 使中心频率 $f_0=20.945\text{MHz}$ 所对应的幅值最大。

如果没有频率特性测试仪, 也可用示波器来观察调谐过程, 方法是: 在 TTA1 处用高频信号发生器注入频率为 20.945MHz, 大小为 25mV 的信号, 用示波器探头在 TTA2 处测试(在示波器上看到的是正弦波), 调节变压器磁芯使示波器波形最大(即调好后, 磁芯不论往上或往下, 波形幅度都减小)。

4) 测量电压增益 A_{V0}

用频率特性测试仪测 A_{V0}

在测量前, 先要对测试仪的 y 轴放大器进行校正, 即零分贝校正, 调节“输出衰减”和“y 轴增益”旋钮, 使屏幕上显示的方框占有一定的高度, 记下此时的高度和此时“输出衰减”的读数 $N_1\text{dB}$, 然后接入被测放大器, 在保持 y 轴增益不变的前提下, 改变扫频信号的“输出衰减”旋钮, 使谐振曲线清晰可见。记下此时的“输出衰减”的值 $N_2\text{dB}$, 则电压增益为

$$A_{V0} = (N_2 - N_1) \text{ dB}$$

或者在 TTA1 处用高频信号发生器注入频率为 20.945MHz, 大小为 25mV 的信号, 使调谐回路处于谐振状态, 用高频毫伏表测量 $R_{L(RAS)}$ 两端的电压 u_o , 并利用式 (1-13) 来计算 A_{V0}

若用示波器测, 则为输出信号的大小比输入信号的大小之比。如果 A_{V0} 较小, 可以通过调静态工作点来解决(即 I_E 增大)。

5) 测量通频带 B_W

用扫频仪测量 B_W

先调节“频率偏移”(扫频宽度)旋钮, 使相邻两个频标在横轴上占有适当的格数, 然后接入被测放大器, 调节“输出衰减”和 y 轴增益, 使谐振特性曲线在纵轴占有一定高度, 测出其曲线下降 3dB 处两对称点在横轴上占有的宽度, 根据内频标就可以近似算出放大器的通频带

$$BW = B_{0.7} = 100\text{kHz} \times (\text{宽度})$$

或者利用描点法来测量。

6) 测量放大器的选择性

放大器选择性的优劣可用放大器谐振曲线的矩形系数 $K_{r0.1}$ 表示。

用 5) 中同样的方法测出 $B_{0.1}$ 即可

$$K_{r0.1} = \frac{B_{0.1}}{B_{0.7}} = \frac{2\Delta f_{0.1}}{2\Delta f_{0.7}}$$

由于处于高频区，分布参数的影响存在，放大器的各项技术指标满足设计要求后的文件参数值与设计计算值有一定的偏差，所以在调试时要反复仔细调整才能使谐振回路处于谐振状态。在测试要保证接地良好。

六、实验报告要求

- 1、整理好实验数据，用方格纸画出幅特性曲线。
- 2、思考：引起小信号谐振放大器不稳的原因是什么？如果实验中出现自激现象，应该怎样消除？

七、实验仪器

- 1、BT-3G 型频率特性测试仪一台（选项）
- 2、示波器（双踪 20MHz）一台
- 3、数字万用表一块
- 4、调试工具一套

实验三 高频谐振功率放大器

一、实验目的

- 1、进一步理解谐振功率放大器的工作原理及负载阻抗，激励电压和集电极电源电压变化对其工作状态的影响。
- 2、掌握谐振功率放大器的调谐特性和负载特性。

二、电路的基本原理

利用选频网络作为负载回路的功率放大器称为谐振功率放大器，这是无线电发射机中的重要组成部分。根据放大器电流导通角 θ 的范围可分为甲类、乙类、丙类及丁类等不同类型的功率放大器。电流导通角 θ 愈小，放大器的效率 η 愈高。如甲

类功放的 $\theta = 180^\circ$ ，效率 η 最高也只能达到 50%，而丙类功放的 $\theta < 90^\circ$ ，效率 η 可达到 80%，甲类功率放大器适合作为中间级或输出功率较小的末级功率放大器。丙类功率放大器通常作为末级功放以获得较大的输出功率和较高的效率。

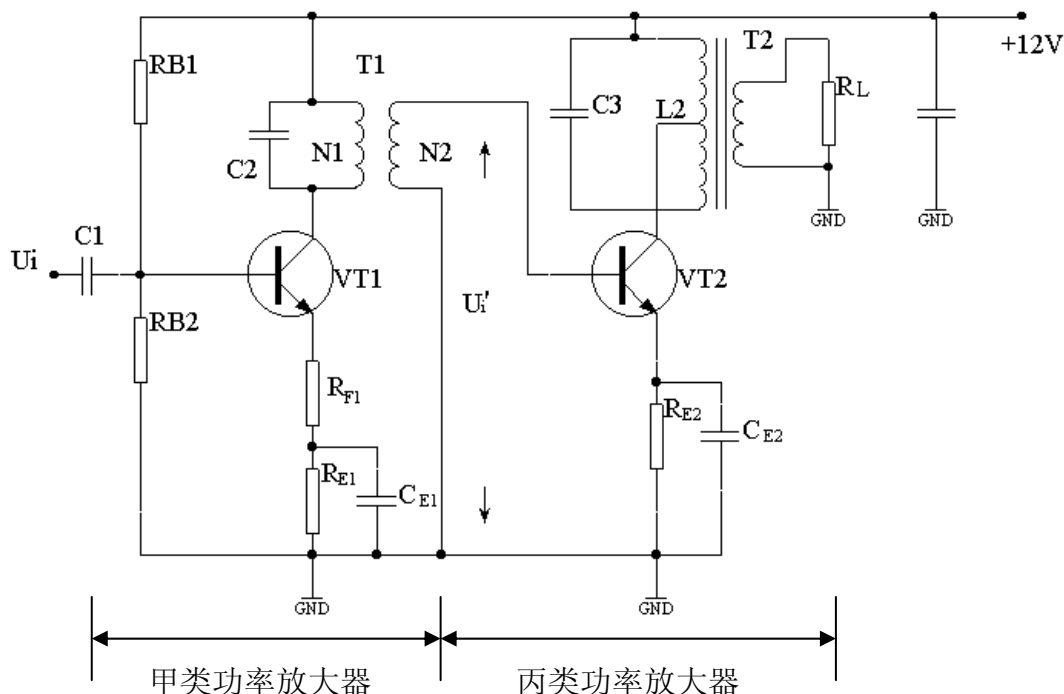


图 3-1 高频功率放大器

图 3-1 为由两级功率放大器组成的高频功率放大器电路，其中 VT_1 组成甲类功率放大器，晶体管 VT_2 组成丙类谐振功率放大器，这两种功率放大器的应用十分广泛，下面介绍它们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 3-1 所示，晶体管 VT_1 组成甲类功率放大器，工作在线性放大状态。其中 R_{B1} 、 R_{B2} 为基极偏置电阻； R_{E1} 为直流负反馈电阻，以稳定电路的静态工作点。 R_{F1} 为交流负反馈电阻，可以提高放大器的输入阻抗，稳定增益。电路的静态工作点由下列关系式确定：

$$u_{EQ} = I_{EQ} (R_{F1} + R_{E1}) \approx I_{CQ} R_{E1} \quad (3-1)$$

式中， R_{F1} 一般为几欧至几十欧。

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} \quad (3-2)$$

$$u_{BQ} = u_{EQ} + 0.7V \quad (3-3)$$

$$u_{CEQ} = U_{CC} - I_{CQ} (R_{F1} + R_{E1}) \quad (3-4)$$

2) 负载特性

如图 3-1 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：

$$P_0 = P_H' / \eta_B \quad (3-5)$$

式中， P_H' 为输出负载上的实际功率， η_B 为变压器的传输效率，一般为 $\eta_B=0.75\sim0.85$ 。

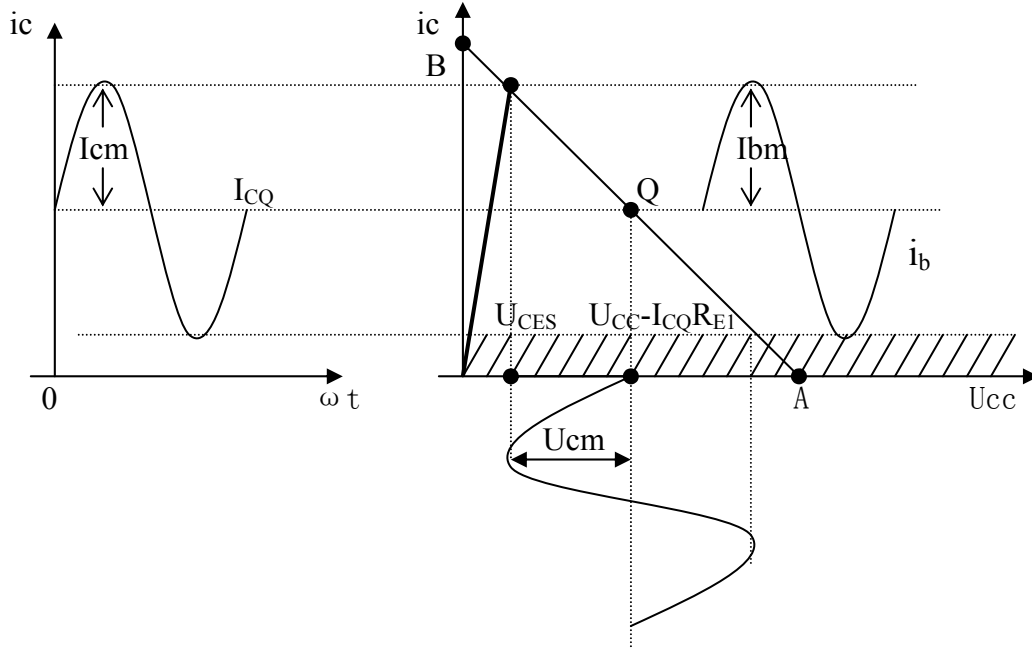


图 3-2 甲类功放的负载特性

图 3-2 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：

$$P_C = \frac{1}{2} u_{cm} I_{cm} = \frac{1}{2} \frac{u_{cm}^2}{R_H} \quad (3-6)$$

式中， u_{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

$$u_{cm} = u_{cc} - I_{CQ} R_{E1} - u_{CES} \quad (3-7)$$

式中， u_{CES} 称为饱和压降，约 1V

$$I_{cm} \approx I_{CQ} \quad (3-8)$$

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

$$\frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{\eta_B R_H}{R_H'}} \quad (3-9)$$

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应有一定的功率增益,对于图 4.3.1 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,功率增益 A_p 的表达式为

$$A_p = P_o/P_i \quad (3-10)$$

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

$$u_{im} = \sqrt{2R_i P_i} \quad (3-11)$$

式中, R_i 又可以表示为

$$R_i \approx h_{ie} + (1+h_{fe}) R_{F1} \quad (3-12)$$

式中, h_{ie} 为共发接法晶体管的输入电阻,高频工作时,可认为它近似等于晶体管的基极体电阻 $r_{bb'}$ 。 h_{fe} 为晶体管共发接法电流放大系数,在高频情况下它是复数,为方便起见可取晶体管直流放大系数 β 。

2、丙类功率放大器

1) 基本关系式

如图 3-1 所示,丙类功率放大器的基极偏置电压 u_{BE} 是利用发射极电流的直流分量 I_{EO} ($\approx I_{CO}$) 在射极电阻 R_{E2} 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 u_i' 为正弦波时,则集电极的输出电流 i_c 为余弦脉冲波。利用谐振回路 L_2C_3 的选频作用可输出基波谐振电压 u_{c1} ,电流 i_{c1} 。图 3-3 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:

$$u_{c1m} = I_{c1m} R_o \quad (3-13)$$

式中, u_{c1m} 为集电极输出的谐振电压即基波电压的振幅;

i_{c1m} 为集电极基波电流振幅; R_o 为集电极回路的谐振阻抗。

$$P_C = \frac{1}{2} u_{c1m} I_{c1m} = \frac{1}{2} I_{c1m}^2 R_o = \frac{1}{2} \frac{u_{c1m}^2}{R_o} \quad (3-14)$$

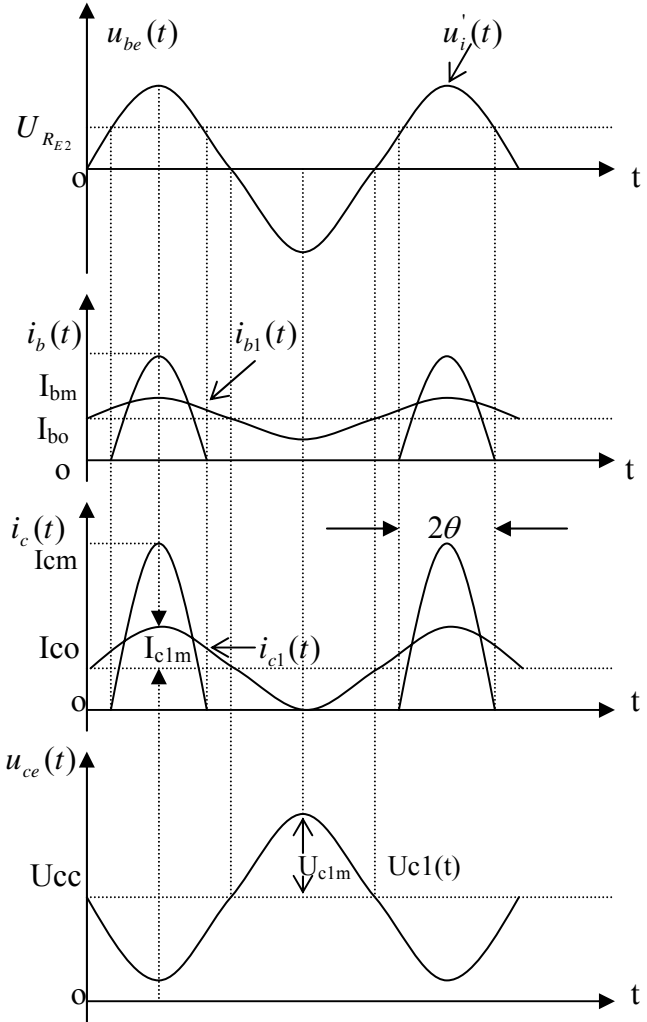


图 3-3 丙类功放的基极、集电极电流和电压波形

式中, P_C 为集电极输出功率

$$P_D = u_{cc} I_{C0} \quad (3-15)$$

式中, P_D 为电源 u_{cc} 供给的直流功率;

I_{C0} 为集电极电流脉冲 i_c 的直流分量。

电流脉冲 i_c 经傅立叶级数分解, 可得峰值 I_{cm} 与分解系数 $a_n(\theta)$ 的关系式

$$\left. \begin{aligned} I_{cm} &= I_{cm} / a_1(\theta) \\ I_{c0} &= I_{cm} \cdot a_0(\theta) \end{aligned} \right\} \quad (3-16)$$

分解系数 $a_n(\theta)$ 与 θ 的关系

如图 3-4 所示。

放大器集电极的耗散功率 $P_{C'}$ 为

$$P_{C'} = P_D - P_C \quad (3-17)$$

放大器的效率 η 为

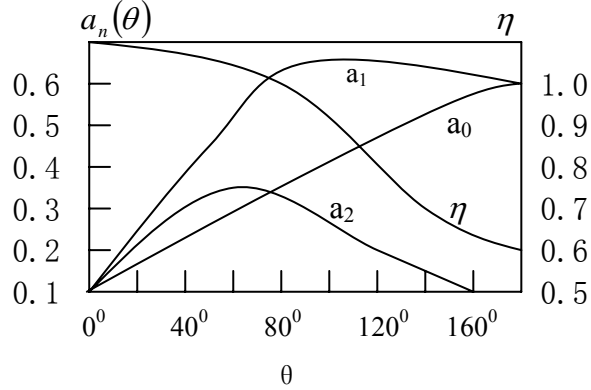


图 3-4 电流脉冲的分解系数

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{P_D}{P_D} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{c1m}}{U_{cc}} \cdot \frac{I_{c1m}}{I_{c0}} \\ &= \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{c1m}}{U_{cc}} \cdot \frac{a_1(\theta)}{a_0(\theta)} = \frac{1}{2} \xi \frac{a_1(\theta)}{a_0(\theta)} \end{aligned} \quad (3-18)$$

式中: $\xi = U_{c1m} / U_{cc}$ 称为电压利用系数。

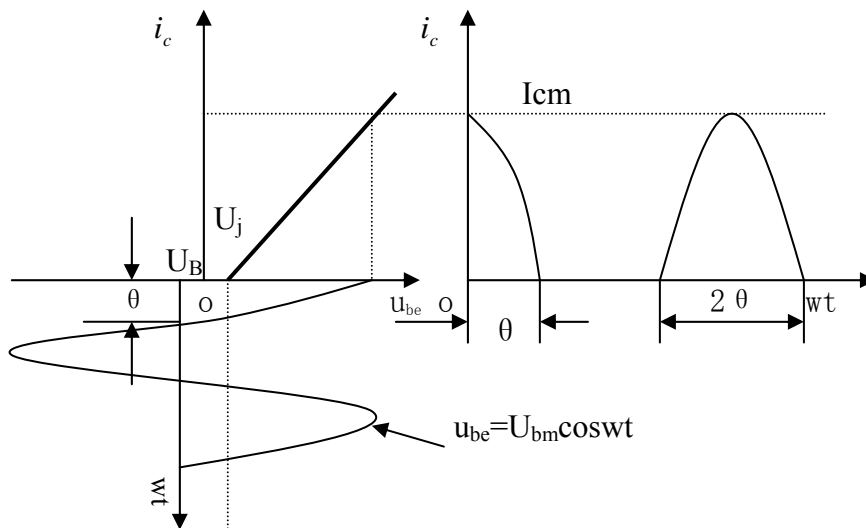


图 3-5 输入电压 u_{be} 与集电极电流 i_c 波形

图 3-5 为功放管特性曲线折线化后的输入电压 u_{be} 与集电极电流脉冲 i_c 的波形

关系。由图可得：

$$\cos \theta = \frac{u_j - u_B}{u_{bm}} \quad (3-19)$$

式中： u_j 为晶体管导通电压（硅管约为 0.6V，锗管约为 0.3V）

u_{bm} 为输入电压（或激励电压）的振幅。

u_B 为基极直流偏压。

$$u_B = -I_{CO}R_{E2} \quad (3-20)$$

当输入电压 u_{be} 大于导通电压 u_j 时，晶体管导通，工作在放大状态，则基极电流脉冲 I_{bm} 与集电极电流脉冲 I_{cm} 成线性关系，即满足

$$I_{cm} = h_{fe}I_{bm} \approx \beta I_{bm} \quad (3-21)$$

因此基极电流脉冲的基波幅度 I_{b1m} 及直流分量 I_{b0} 也可以表示为

$$\left. \begin{aligned} I_{b1m} &= I_{bm} a_1(\theta) \\ I_{b0} &= I_{bm} a_0(\theta) \end{aligned} \right\} \quad (3-22)$$

基极基波输入功率 P_i 为

$$P_i = \frac{1}{2} u_{b1m} I_{b1m} \quad (3-23)$$

放大器的功率增益 A_p 为

$$A_p = \frac{P_o}{P_i} \text{ 或 } A_p = 10 \lg \frac{P_o}{P_i} \text{ dB} \quad (3-24)$$

丙类功率放大器的输出回路采用了变压器耦合方式，其等效电路如图 3-6 所示，集电极谐振回路为部分接入，

谐振频率为

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \text{ 或 } f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3-25)$$

谐振阻抗与变压器线圈匝数比为

$$\left. \begin{aligned} \frac{N_3}{N_1} &= \frac{\sqrt{2P_o R_L}}{u_{c1m}} = \sqrt{\frac{R_L}{R_0}} \\ \frac{N_2}{N_3} &= \sqrt{\frac{\omega_0 L}{R_L}} \cdot Q_L \end{aligned} \right\} \quad (3-26)$$

式中， N_1 为集电极接入初级匝数。

N_2 为初级线圈总匝数。

N_3 为次级线圈总匝数。

Q_L 为初级回路有载品质因数，一般取 2~10。

两类功率放大器的输入回路亦采用变压器耦合方式，以使输入阻抗与前级输出阻

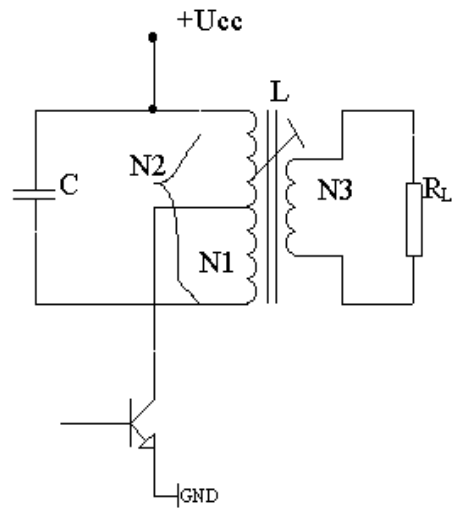


图 3-6 变压器耦合电路

抗匹配。分析表明，这种耦合方式的输入阻抗 $|Z_i|$ 为

$$|Z_i| = \frac{r_{bb}}{(1 - \cos \theta) a_1(\theta)} \quad (3-27)$$

式中， r_{bb} 为晶体管基极体电阻 $r_{bb} \leq 25 \Omega$ 。

2) 负载特性

当功率放大器的电源电压 $+u_{cc}$ ，基极偏压 u_b ，输入电压 C 或称激励电压 u_{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 3-7 所示，由图可见，当交流负载线正好穿过静态特性曲线的转折点 A 时，管子的集电极电压正好等于管子的饱和压降 u_{CES} ，集电极电流脉冲接近最大值 I_{cm} 。

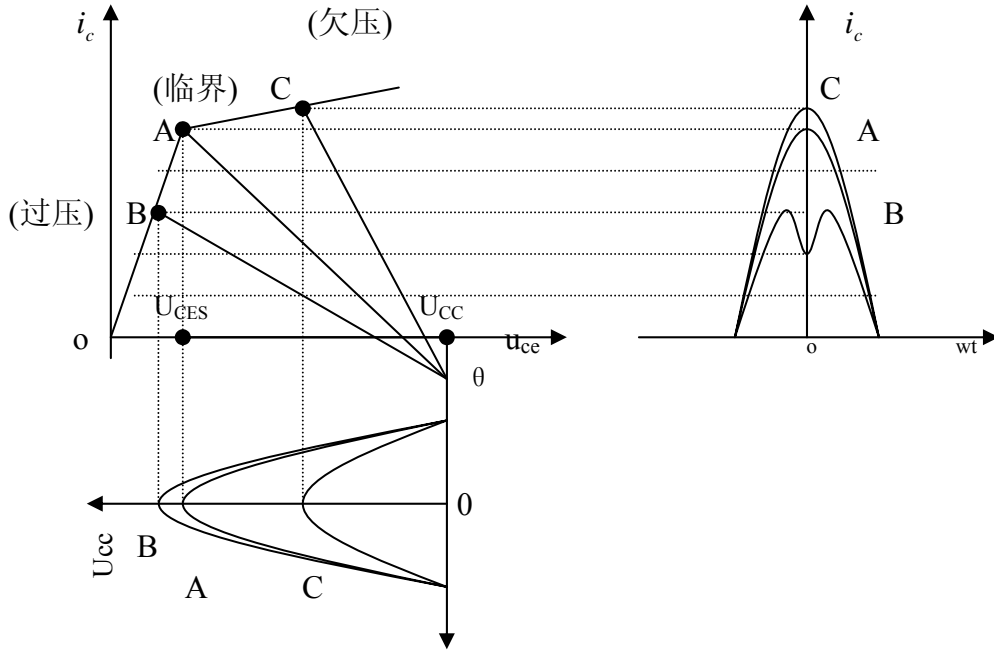


图 3-7 谐振功放的负载特性

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 所对应的值称为最佳负载电阻值，用 R_0 表示，即

$$R_0 = \frac{(u_{CC} - u_{CES})^2}{2P_0} \quad (3-28)$$

当 $R_q < R_0$ 放大器处于欠压工作状态，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：

$$U_{CC} - U_{cm} = U_{CES} \quad (3-29)$$

式中， U_{cm} 集电极输出电压幅度。 U_{CES} 晶体管饱和压降。

三、主要技术指标及测试方法

1、输出功率

高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 3-1 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，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

$$P_C = \frac{1}{2} U_{C1m} I_{C1m} = \frac{1}{2} I_{C1m}^2 R_0 = \frac{1}{2} \frac{U_{C1m}^2}{R_0}$$

测量功率放大器的主要技术的连接电路如图 3-8 所示，其中高频信号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技术指标的测量。可以通过高频电压表 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。当然用扫频仪测量回路的幅频特性曲线，使中心频率处的幅值最大也可以。

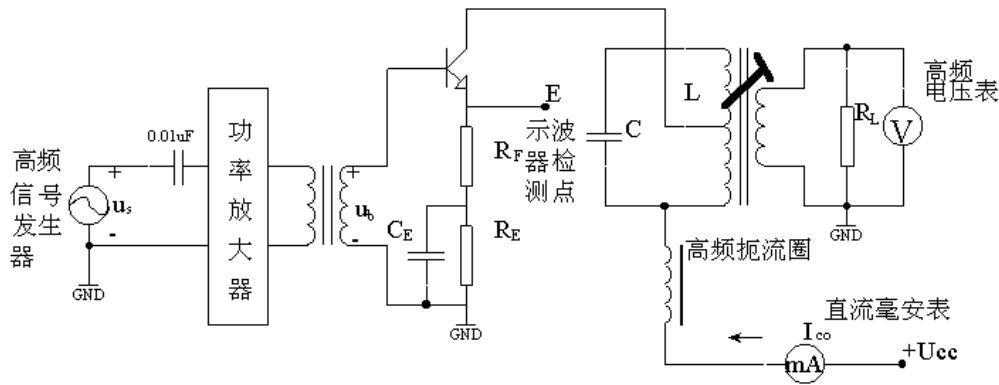


图 3-8 高频功放的测试电路

放大的输出功率可以由下式计算：

$$P_0 = \frac{U_L^2}{R_L} \quad (3-30)$$

式中， U_L 为高频电压表 V 的测量值。

2、效率

高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、电容在高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

$$\eta = \frac{P_C}{P_D} \quad (3-31)$$

利用图 3-8 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：

$$\eta = \frac{P_C}{P_D} = \frac{u_L^2 / R_L}{I_{C0} u_{CC}} \quad (3-32)$$

式中， u_L 为高频电压表的测量值； I_{C0} 为直流毫安表的测量值。

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，[见式 (3-10)]。

四、电路的确定

1、本实验由两级组成：激励级由甲类功放组成，功放级由丙类功放组成，电源供电为 12V，甲类功放使用 3DG12C，丙类由于输出功率要求不很大也用 3DG12C，3DG12C 主要参数如下：

$$P_{cm}=700\text{mw}, \quad I_{cm}=300\text{mA}, \quad f_T \geq 150\text{MHz}, \quad u_{CES} \leq 0.6\text{V}$$

本实验主要技术指标：输出功率 $P_o \geq 125\text{mw}$ ，工作中心频率 $f_0 = 20.945\text{MHz}$ ，负载 $R_L = 50 \Omega$ 。

2、确定电路和参数

激励级 Q91 采用甲类放大，因此基极偏压采用固定偏压形式，静态工作点 $I_{CQ}=7\text{mA}$ 。直流负反馈电阻为 300Ω ，交直流负反馈电阻为 10Ω ，集电极输出由变压器耦合输出到下一级。谐振电容取 22P，根据前面的理论推导，变压器 T91 的参数为

$$N_{\text{初级}} : N_{\text{次级}} = 2.56, \quad \text{初级取 18 匝，次级取 7 匝。}$$

功放级 Q92 采用丙类放大。导通角为 70° ，基极偏压采用发射极电流的直流分量 I_{EO} 在发射极偏置电阻 R_e 上产生所需要的 V_{BB} ，其中直流反馈电阻为 20Ω ，交直流反馈电阻为 10Ω ，集电极谐振回路电容为 68P，负载为 50Ω ，输出由变压器耦合输出，采用中间抽头，以利于阻抗匹配。它们的匝数分别为

$$N_3=2 \text{ 匝} \quad N_1=7 \text{ 匝} \quad N_2=21 \text{ 匝}$$

最终电路如附图 G1 所示。

五、实验内容

参看附图 G1

- 1、调节 W91，使 Q91 的静态工作点为 $U_{EQ}=2.17V$ ， $U_{CEQ}=9.83V$ 。
- 2、使用 BT—3 型频率特性测试仪，调整 T91、T92，T91 初级与 C97，T92 初级与 C94 谐振在 20.945MHz，同时测试整个功放单元的幅频特性曲线，使峰值在 20.945MHz 处。
- 3、连接 J92,J93,J94,J95，从 IN91 处输入 20.945MHZ 信号，信号大小为 70mV，用示波器探头在 TT91 处观察输出波形，微调 T91、T92，使输出波形不失真且最大。
- 4、从 IN91 处输入信号，信号大小从 70mV 开始增加，用示波器探头在 TT92 上观察电流波形，直至观察到有下凹的电流波形为止。此时，将示波器探头放在 TT91 处，微调 T91、T92，使输出波形不失真且最大。然后改变输入信号大小，观察 Q92 发射极上的电流波形，使功放处于临界工作状态。
- 5、观察放大器的三种工作状态
回路谐振后，输入信号大小不变，改变负载 R_L ，会使 R_p' 发生变化，分别连接 J93、J94、J95，使负载电阻依次为 $51\Omega \rightarrow 75\Omega \rightarrow 168\Omega \rightarrow 240\Omega \rightarrow 560\Omega$ 依次变化，并用示波器探头在 TT92 上观察不同负载时的电流波形。同时，在 TT92 处观察不同负载时的输出电压波形。
- 6、测量负载特性
用高频电压表测量负载电阻上的电压，改变负载电阻 R_L （参照步骤 4），记下相应的电流 I_{CQ} 和电压 V_L ，并且计算当 $R_L=51\Omega$ 时的功率和效率。
- 7、改变激励电压的幅度，观察对放大器工作状态的影响。
使 $R_L=560\Omega$ （连 J95），用示波器观察 Q92 发射极上的电流波形，改变输入信号大小，观察放大器三种状态的电流波形。

六、实验报告内容

- 1、画出放大器三种工作状态的电流波形。
- 2、计算当 $R_L=51\Omega$ 和 560Ω 时，放大器的输出功率和效率。
- 3、绘出负载特性曲线。

七、实验仪器

- | | |
|--------------------------------|----|
| 1、BT-3G 频率特性测试仪（选项） | 一台 |
| 2、高频电压表（选项） | 一台 |
| 3、双踪示波器（40MHz） | 一台 |
| 4、万用表 | 一块 |
| 5、调试工具 | 一套 |
| 6、高频信号源（最大功率 10dBm,最高频率 30MHz） | 一台 |

实验四 正弦振荡实验

一、实验目的

- 1、掌握晶体管（振荡管）工作状态，反馈大小，负载变化对振荡幅度与波形的影响。
- 2、掌握改进型电容三点式正弦波振荡器的工作原理及振荡性能的测量方法。
- 3、研究外界条件变化对振荡频率稳定度的影响。
- 4、比较 LC 振荡器和晶体振荡器频率稳定度，加深对晶体振荡器频率稳定为何高的理解。

二、实验原理与线路

正弦波振荡器是指振荡波形接近理想正弦波的振荡器，这是应用非常广泛的一类电路，产生正弦信号的振荡电路形式很多，但归纳起来，不外是 RC、LC 和晶体振荡器三种形式，在本实验中，我们研究的主要是 LC 三端式振荡器及晶体振荡器。LC 三端式振荡器的基本电路如图（4-1）所示：

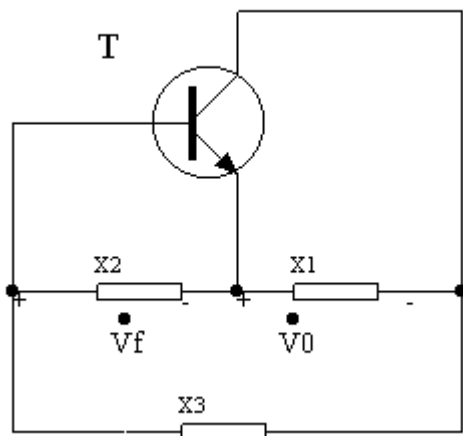


图 4-1 三端式振荡器的交流等效电路

根据相位平衡条件，图中构成振荡电路的三个电抗中间， X_1 、 X_2 必须为同性质的电抗， X_3 必须为异性质的电抗，且它们之间应满足下列关系式：

$$X_3 = -(X_1 + X_2) \quad (4-1)$$

这就是 LC 三端式振荡器相位平衡条件的判断准则。

若 X_1 和 X_2 均为容抗， X_3 为感抗，则为电容三端式振荡电路；若 X_1 和 X_2 均为感抗， X_3 为容抗，则为电感三端式振荡器。

下面以电容三端式振荡器为例分析其原理。

1、电容三端式振荡器

共基电容三端式振荡器的基本电路如图 4-2 所示。图中 C_3 为耦合电容。由图可见：与发射极连接的两个电抗元件为同性质的容抗元件 C_1 和 C_2 ；与基极连接的为两个异性质的电抗元件 C_2 和 L ，根据前面所述的判别准则，该电路满足相位条件。若要它产生正弦波，还须满足振幅，起振条件，即：

$$A_0 \cdot F > 1 \quad (4-2)$$

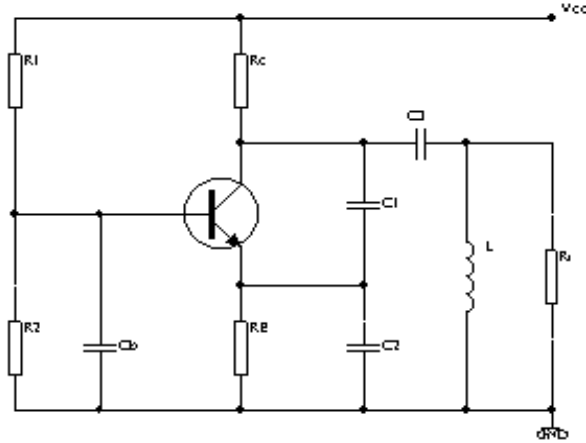


图 4-2 共基组态的“考华兹”振荡器

式中 A_0 为电路刚起振时，振荡管工作状态为小信号时的电压增益； F 是反馈系数，只要求出 A_0 和 F 值，便可知道电路有关参数与它的关系。为此，我们画出图 4-2 的简化， y 参数等效电路如图 4-3 所示，其中设 $y_{rb} \approx 0$ $y_{ob} \approx 0$ ，图中 G_0 为振荡回路的损耗电导， G_L 为负载电导。

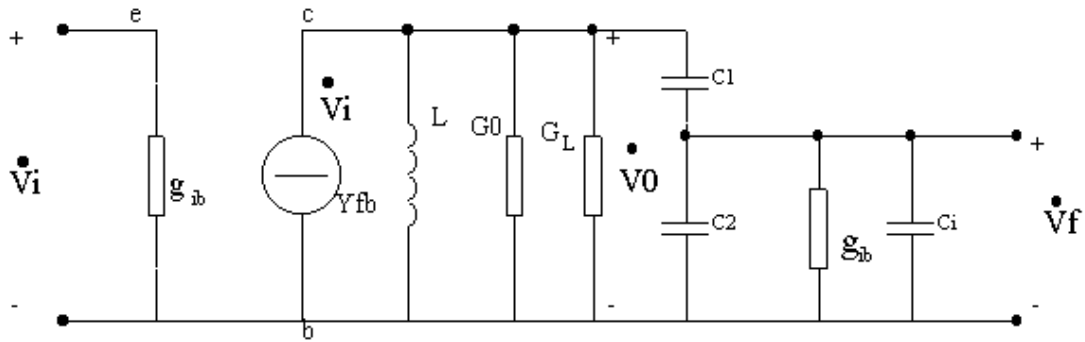


图 4-3 简化 Y 参数等效电路

由图可求出小信号电压增益 A_0 和反馈系数 F 分别为

$$\dot{A}_0 = \frac{\dot{V}_0}{\dot{V}_i} = \frac{-y_{fb}}{Y}$$

$$\dot{F} = \frac{\dot{V}_f}{\dot{V}_0} = \frac{Z_2}{Z_1 + jx_1}$$

式中：

$$Y = G_p + \frac{1}{jx_3} + \frac{1}{Z_2 + jx_1}$$

$$Z_2 = \frac{1}{g_{ib} + \frac{1}{jx_2}} \quad x_1 = -\frac{1}{\omega C_1} \quad x_2 = -\frac{1}{\omega C_2}$$

$$x_3 = \omega L \quad G_p = G_0 + G_L \quad C_2' = C_1 + C_2$$

经运算整理得

$$\dot{T}_0 = \dot{A}_0 \bullet \dot{F} = -\frac{y_{fb}}{Y} \bullet \frac{Z_2}{Z_2 + jx_1} = \frac{-Y_{fb}}{M + jN}$$

$$\text{式中: } M = G_p + g_{ib} + \frac{x_1}{x_2} G_p + \frac{x_1}{x_3} g_{ib}, \quad N = g_{ib} G_p \bullet x_1 - \frac{1}{x_2} - \frac{1}{x_3} - \frac{x_1}{x_2 x_3}$$

当忽略 y_{fb} 的相移时, 根据自激条件应有

$$N=0 \quad \text{及} \quad \left| \dot{T}_0 \right| = \frac{y_{fb}}{\sqrt{M^2 + N^2}} = \frac{y_{fb}}{M} > 1 \quad (4-3)$$

由 $N=0$, 可求出起振时的振荡频率, 即

$$g_{ib} G_p \bullet x_1 - \frac{1}{x_2} - \frac{1}{x_3} - \frac{x_1}{x_2 x_3} = 0$$

则 $X_1 X_2 X_3 g_{ib} G_p = X_1 + X_2 + X_3$

将 $X_1 X_2 X_3$ 的表示式代入上式, 解出:

$$f_g = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} + \frac{g_{ib} G_p}{C_1 C_2'}}$$

当晶体管参数的影响可以忽略时, 可得到振荡频率近似为

$$f_g = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad (4-4)$$

式中: $C = \frac{C_1 C_2'}{C_1 + C_2}$ 是振荡回路的总电容。

由式(4-3)求 M , 当 $g_{ib} \ll \omega C_2'$ 时

$$Z_2 = \frac{1}{g_{ib} + \frac{1}{jx_2}} = \frac{1}{g_{ib} + j\omega C_2'}$$

则反馈系数可近似表示为:

$$\dot{F} = \frac{\dot{V}_f}{\dot{V}_0} = \frac{Z_2}{Z_1 + jx_1} \approx \frac{\frac{1}{j\omega C_2'}}{\frac{1}{j\omega C_2'} + \frac{1}{j\omega C_1}} = \frac{C_1}{C_1 + C_2'} = \frac{C}{C_2'} \quad (4-5)$$

则

$$\begin{aligned}
 M &= G_p + g_{ib} + \frac{x_1}{x_2} G_p + \frac{x_1}{x_3} g_{ib} \\
 &= g_{ib} \left(1 + \frac{x_1}{x_3}\right) + G_p \left(1 + \frac{x_1}{x_2}\right) = \frac{C_1}{C_1 + C_2'} g_{ib} + \frac{C_1 + C_2'}{C_1} G_p \\
 &= F \bullet g_{ib} + \frac{1}{F} G_p
 \end{aligned}$$

由式（4-3）可得到满足起振振幅条件的电路参数为：

$$Y_{fb} > F \bullet g_{ib} + \frac{1}{F} G_p \quad (4-6)$$

此式给出了满足起振条件所需要的晶体管最小正向传输导纳值。式（4-6）也可以改写为

$$\frac{Y_{fb}}{F^2 g_{ib} + G_p} F > 1$$

不等式左端的 $\frac{Y_{fb}}{F^2 g_{ib} + G_p} = A_0$ 是共基电压增益，显然 F 增大时，固然可以使 T_O 增

加，但 F 过大时，由于 g_{ib} 的影响将使增益降低，反而使 T_O 减小，导致振荡器不易起振，若 F 取得较小，要保证 $T_O > 1$ ，则要求 Y_{fb} 很大，可见，反馈系数的取值有一合适的范围，一般取 $F=1/8—1/2$ 。

2、振荡管工作状态对振荡器性能的影响

对于一个振荡器，当其负载阻抗及反馈系数 F 已经确定的情况，静态工作点的位置对振荡器的起振以及稳定平衡状态（振幅大小，波形好坏）有着直接的影响，如图 4-4 中（a）和（b）所示。

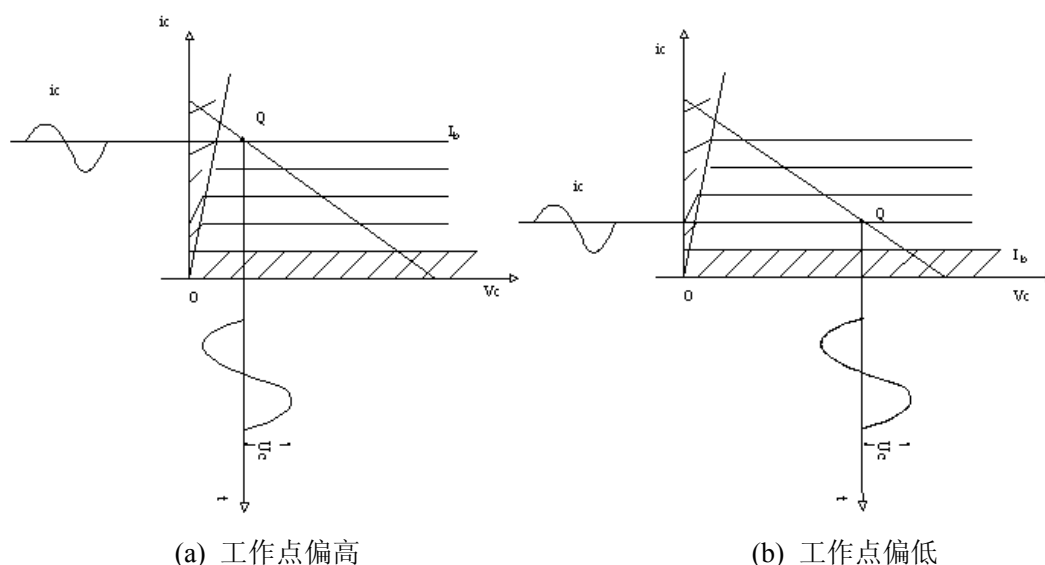


图 4-4 振荡管工作态对性能的影响

图 4-4 (a) 工作点偏高，振荡管工作范围易进入饱和区，输出阻抗的降低将会使振荡波形严重失真，严重时，甚至使振荡器停振。

图 4-4 (b) 中工作点偏低，避免了晶体管工作范围进入饱和区，对于小功率振荡器，一般都取在靠近截止区，但是不能取得太低，否则不易起振。

一个实际的振荡电路，在 F 确定之后，其振幅的增加主要是靠提高振荡管的静态电流值。在实际中，我们将会看到输出幅度随着静态电流值的增加而增大。但是如静态电流取得太大，不仅会出现图 4-4 (a) 所示的现象，而且由于晶体管的输入电阻变小同样会使振荡幅度变小。所以在实用中，静态电流值一般取 $I_{CQ} = 0.5\text{mA} - 5\text{mA}$ 。

为了使小功率振荡器的效率高，振幅稳定性好，一般都采用自给偏压电路，我们以图 4-2 所示的电容三端式振荡器电路为例，简述自偏压的产生。图中，固定偏压 V_B 由 R_1 和 R_2 所组成的偏置电路来决定，在忽略 I_B 对偏置电压影响的情况下，可以认为振荡管的偏置电压 U_{BE} 是固定电压 V_B 和 R_e 上的直流电压降共同决定的，即

$$V_{BE} = V_B - V_E = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} - I_E \cdot R_E$$

由于 R_e 上的直流压降是由发射极电流 I_E 建立的，而且随 I_E 的变化而变化，故称自偏压。

在振荡器起振之前，直流自偏压取决于静态电流 I_{EQ} 和 R_e 的乘积，即

$$V_{BEQ} = V_B - I_{EQ} \cdot R_e$$

一般振荡器工作点都选得很低，故起始自偏压也较小，这时起始偏压 V_{BEQ} 为正偏置，因而易于起振，如图 4-5 (a) 所示，图中 C_b 上的电压是在电源接通的瞬间 V_B 对电容 C_b 充电在上建立的电压； R_b 是 R_1 与 R_2 的并联值。

根据自激振荡原理，在起振之初，振幅迅速增大，当反馈电压 U_f 对基极为正半周时，基极上的瞬时偏压 $U_{BE} = U_{BEQ} + U_f$ 变得更正， i_c 增大，于是电流通过振荡管向 C_e 充电，如图 4-5 (b) 所示。电流向 C_e 充电的时间常数 $\tau_{充} = R_D \cdot C_e$ ，

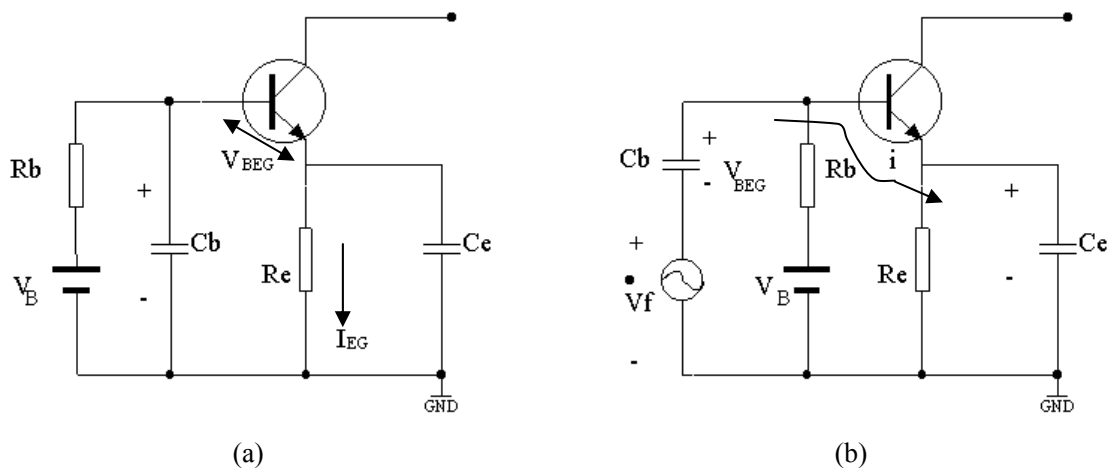


图 4-5 自给偏压形成

R_D 是振荡管 BE 结导通时的电阻，一般较小（几十到几百欧），所以 τ 充较小， C_e 上的电压接近 U_f 的峰值。

当 U_f 负半周，偏置电压减小，甚至成为截止偏压，这时， C_e 上的电荷将通过 R_e 放电，放电的时间常数为 $\tau_{放}=R_e \cdot C_e$ ，显然 $\tau_{放} \gg \tau_{充}$ ，在 V_f 的一周期内，积累电荷比释放的多，所以随着起振过程的不断增强，即在 R_e 上建立起紧跟振幅强度变化的自偏压，经若干周期后达到动态平衡，在 C_e 上建立了一个稳定的平均电压 $I_{EO} \cdot R_e$ ，这时振荡管 BE 之间的电压：

$$V_{BEO}=V_B-I_{EO} \cdot R_e$$

因为 $I_{EO} > I_{EQ}$ ，所以有 $U_{BEO} < U_{BEQ}$ ，可见振荡管 BE 间的偏压减小，振荡管的工作点向截止方向移动。这种自偏压的建立过程如图 4-6 所示。

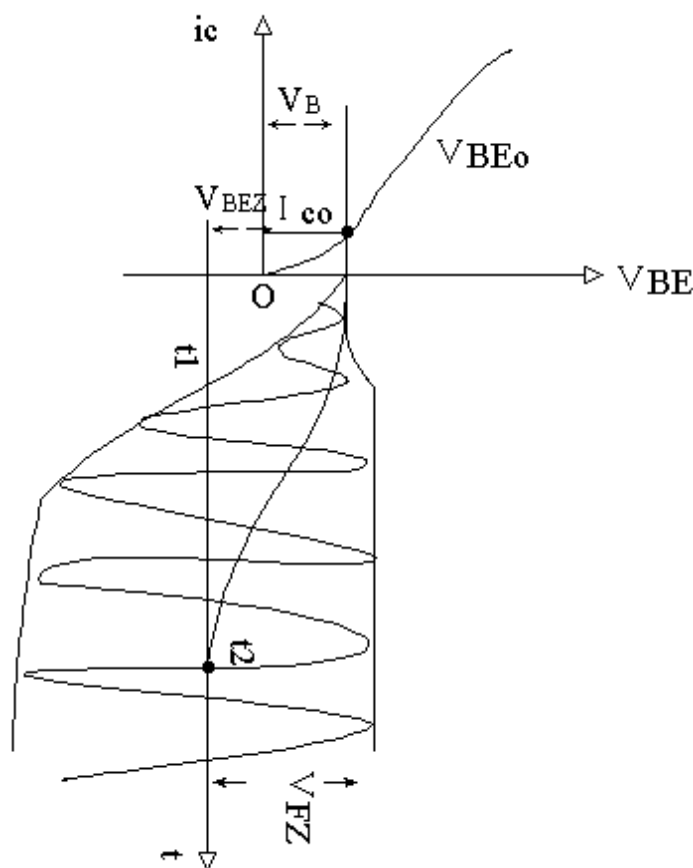


图 4-6 起振时直流偏压的建立过程

由图看出，起振之初，(0~ t_1 之间)，振幅较小，振荡管工作在甲类状态，自偏压变化不大，随着正反馈作用，振幅迅速增大，进入非线性工作状态，自偏压急剧增大，使 U_{BE} 变为截止偏压。振荡管的非线性工作状态，反过来又限制了振幅的增大。可见，这种自偏压电路起振时，存在着振幅与偏压之间相互制约，互为因果的关系。

在一般情况下,若 $ReCe$ 的数值选得适当,自偏压就能适时地紧跟振幅的大小而变化。正是由于这两种作用相互依存,又相互制约的结果。如图 4-6 所示,在某一时刻 t_2 达到平衡。这种平衡状态,对于自偏压来说,意味着在反馈电压的作用下, Ce 在一周期内其充电与放电的电量相等。因此, $b、e$ 两端的偏压 U_{BE} 保持不变,稳定在 U_{BEZ} 。对于振幅来说,也意味着在此偏压的作用下,振幅平衡条件正好满足输出振幅为 U_{FZ} 的等幅正弦波。

3、振荡器的频率稳定度

频率稳定度是振荡器的一项重要技术指标,这表示在一定的时间范围内或一定的温度、湿度、电源、电压等变化范围内振荡频率的相对变化程度,振荡频率的相对变化量越小,则表明振荡器的频率稳定度越高。

改善振荡频率稳定度,从根本上来说就是力求减小振荡频率受温度、负载、电源等外界因素影响的程度,振荡回路是决定振荡频率的主要部件。因此改善振荡频率稳定度的最重要措施是提高振荡回路在外界因素变化时保持频率不变的能力,这就是所谓的提高振荡回路的标准性。

提高振荡回路标准性除了采用稳定性好和高 Q 值的回路电容和电感外,还可以采用与正温度系数电感作相反变化的具有负温度系数的电容,以实现温度补偿作用,或采用部分接入的方法以减小不稳定的晶体管极间电容和分布电容对振荡频率的影响。

石英晶体具有十分稳定的物理和化学特性,在谐振频率附近,晶体的等效参量 L_q 很大, C_q 很小, r_q 也不大,因此晶体 Q 值可达百万数量级,所以晶体振荡器的频率稳定度比 LC 振荡器高很多。

4、实验线路见附图 G5

电源供电为 12V,振荡管 Q52 为 3DG6C。隔离级晶体管 Q51 也为 3DG6C, LC 振工作频率为 20.945MHz,晶体振分别为 20.945MHz 和 10.245MHz。

1) 静态工作电流的确定

$$\text{选 } I_{CQ}=2\text{mA} \quad V_{CEQ}=6\text{V} \quad \beta=60$$

$$\text{则有 } R_{55}+R_{54}=\frac{U_{CC}-U_{CEQ}}{I_{CQ}}=\frac{6}{2}=3\text{K}\Omega$$

为提高电路的稳定性 R_E 值适当增大,取 $R_{55}=1\text{K}\Omega$ 则 $R_{54}=2\text{K}\Omega$

$$\text{则 } u_{EQ}=I_{CQ} \cdot R_E=2 \times 1=2\text{V}$$

$$I_{BQ}=I_{CQ}/\beta=1/30\text{mA}$$

取流过 R_{56} 的电流为 $10I_{BQ}$

$$\text{则 } R_{56}=8.2\text{K} \quad \text{则 } R_{57}+W_{51}=28\text{K}$$

取 $R_{57}=5.1\text{K}$, W_{51} 为 50K 的可调电阻。

2) 确定主振回路元器件

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

当为 LC 振荡时, $f_0=10.7\text{MHz}$ 设 $L=L_{51}=2.2\ \mu\text{H}$

则
$$C = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L} = 36.9\text{PF}$$

$$C=C_{53}+C_{51}+C_{55}\parallel C_{56}\parallel C_{57}$$

由 C_{56} 、 C_{57} 远大于 C_{55} [C_{53} 、 C_{51}]

所以 $C\approx C_{53}+C_{51}+C_{55}$

取 C_{55} 为 24P C_{53} 为 5P C_{51} 为 $5\text{—}20\text{P}$ 的可调电容。

而 $C_{56}/C_{57}=1/2\text{—}1/8$ 则取

$$C_{56}=300\text{P}$$

则对于晶体振荡, 只并联一可调电容进行微调即可。

三、 实验内容

1、接通电源调整静态工作点。调 W_{51} 使 $V_{EQ}=2\text{V}$ 。

2、(1) 连接好 J_{54} 、 J_{52} , 调节可调电容 C_{51} , 通过示波器和频率计在 TT_{51} 处观察振荡波形, 并使振荡频率为 20.945MHz (在本实验中可产生的频率范围在 $17\text{MHz}\text{—}24\text{MHz}$)。

(2) 断开 J_{52} , 分别接通 J_{57} 、 J_{53} , 微调 C_{52} , 使振荡频率为 10.245MHz 。

3、观察振荡状态与晶体管工作状态的关系。

断开 J_{53} , 连好 J_{52} , 用示波器在 TT_{51} 观察振荡波形, 调节 W_{51} , 观察 TT_{51} 处波形, 观察何时波形随 W_{51} 调节而增大, 何时波形开始失真, 何时停振, 并测量当时发射极电压, 计算当时的 I_E 。

4、观察反馈系数对振荡器性能的影响。

用示波器在 TT_{51} 处观察波形。

分别连接 J_{54} 、 J_{55} 、 J_{56} 或组合连接使 $C_{56}/C_{57}\parallel C_{58}\parallel C_{59}$ 等于 $1/3$ 、 $1/5$ 、 $1/6$ 、 $1/8$ 时, 幅度的变化并实测, V_f/V_L 是否与计算值相符, 同时, 分析反馈大小对振荡幅度的影响。

5、比较 LC 振荡器和晶体振荡器频率稳定度。

分别接通 J_{57} 、 J_{52} , 当改变 W_{51} 时, 在 TT_{51} 处用频率计观察频率变化情况。

6、观察温度变化对振荡频率的影响。

分别接通 J_{57} 、 J_{52} , 用电吹风在距电路 15cm 处对着电路吹热风, 用频率计在 TT_{51} 处观察频率变化情况。

四、 实验报告内容

- 1、整理实验所测得的数据，并用所学理论加以分析。
- 2、比较 LC 振荡器与晶体振荡器的优缺点。
- 3、分析为什么静态电流 I_{eo} 增大，输出振幅增加，而 I_{eo} 过大反而会使振荡器输出幅度下降？

五、实验仪器

- | | |
|---------|----|
| 1、双踪示波器 | 一台 |
| 2、万用表 | 一块 |
| 3、调试工具 | 一套 |
| 4、频率计 | 一台 |

实验五 集电极调幅与大信号检波

一、 实验目的

- 1、进一步加深对集电极调幅和二极管大信号检波工作原理的理解；
- 2、掌握静态调制特性与动态调幅特性的测试方法；
- 3、掌握利用示波器测量调幅系数 m_a 的方法；
- 4、观察检波器电路参数对输出信号失真的影响。

二、 实验原理与线路

1、原理

(1) 集电极调幅的工作原理

集电极调幅是利用低频调制电压去控制晶体管的集电极电压，通过集电极电压的变化，使集电极高频电流的基波分量随调制电压的规律变化，从而实现调幅。实际上，它是一个集电极电源受调制信号控制的谐振功率放大器，属高电平调幅。调幅管处于丙类工作状态。

集电极调幅的基本原理电路如图 5-1 所示：

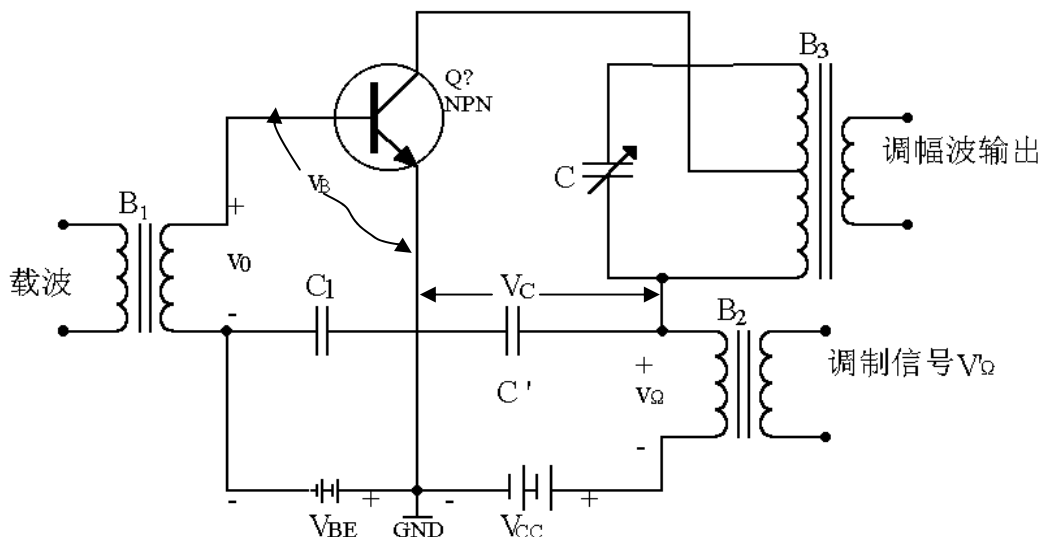


图 5-1 集电极调幅原理电路

图中，设基极激励信号电压（即载波电压）为： $v_o = V_o \cos \omega_o t$

则加在基射极间的瞬时电压为 $v_B = -V_{BB} + V_o \cos \omega_o t$

调制信号电压 v_Ω 加在集电极电路中，与集电极直流电压 V_{CC} 串联，因此，集电极有效电源电压为 $V_C = V_{CC} + v_\Omega = V_{CC} + V_\Omega \cos \Omega t = V_{CC}(1 + m_a \cos \Omega t)$

式中， V_{CC} 为集电极固定电源电压； $m_a = V_\Omega / V_{CC}$ 为调幅指数。

由式可见，集电极的有效电源电压 V_C 随调制信号压变化而变化。由图 5-2 所示，

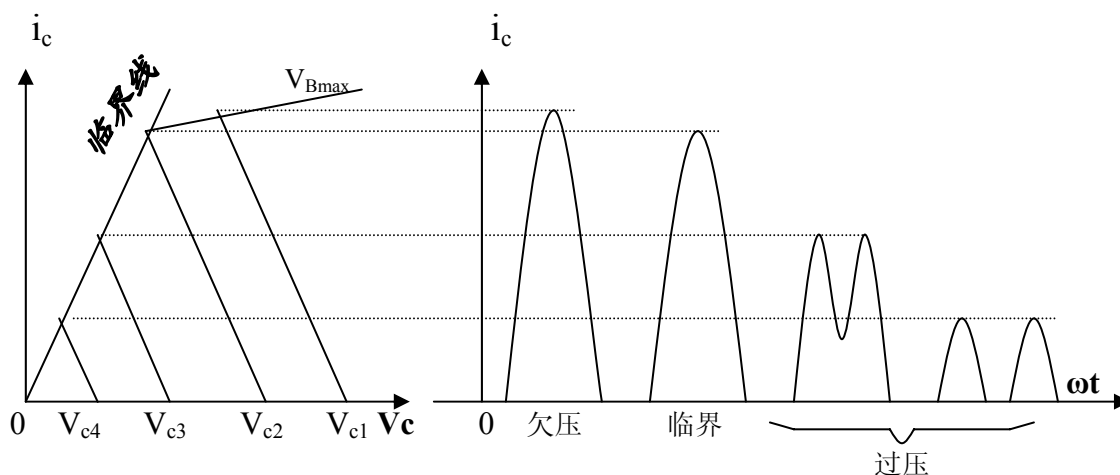


图 5-2 同集电极电压相对应的集电极电流脉冲的变化情形

图中，由于 $-V_{BB}$ 与 v_b 不变，故 v_{Bmax} 为常数，又 R_p 不变，因此动态特性曲线的斜率也不变。若电源电压变化，则动态线随 V_{CC} 值的不同，沿 v_c 平行移动。由图可以看出，在欠压区内，当 V_{CC} 由 V_{CC1} 变至 V_{CC2} （临界）时，集电极电流脉冲的振幅与通角变化很小，因此分解出的 I_{cm1} 的变化也很小，因而回路上的输出电压 v_c 的变化也很小。这就是说在欠压区内不能产生有效的调幅作用。

当动态特性曲线进入过压区后, V_{CC} 等于 V_{CC3} 、 V_{CC4} 等, 集电极电流脉冲的振幅下降, 出现凹陷, 甚至可能使脉冲分裂为两半。在这种情况下, 分解出的 I_{cm1} 随集电极电压 V_{CC} 的变化而变化, 集电极回路两端的高频电压也随 V_{CC} 而变化。输出高频电压的振幅 $V_c = I_{cm1} \cdot R_p$, R_p 不变, I_{cm1} 随 V_c 而变化, 而 V_{CC} 是受 v_{Ω} 控制的, 回路两端输出的高频电压也随 v_{Ω} 变化, 因而实现了集电极调幅。其波形如图 53 所示。

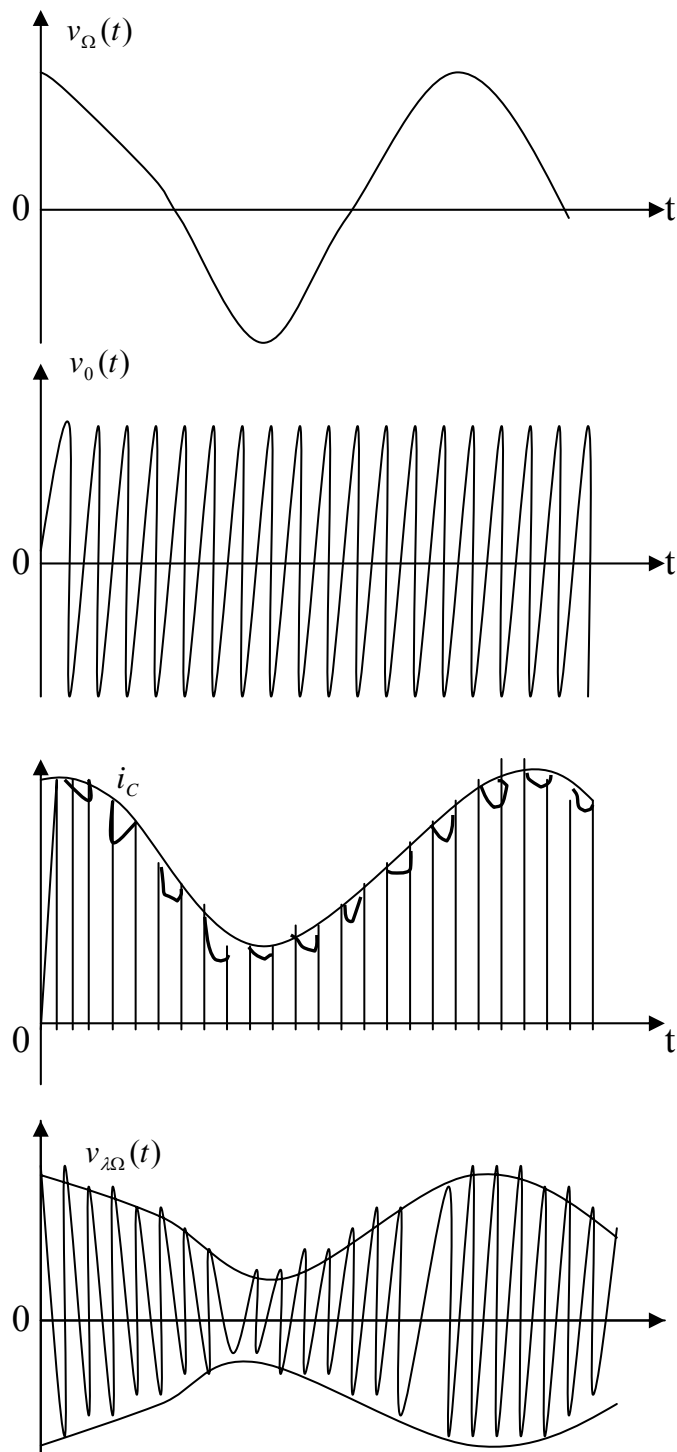


图 5-3 集电极调幅波形图

当没有加入低频调制电压 v_{Ω} (即 $v_{\Omega}=0$) 时, 而是逐步改变集电极直流电压 V_{CC} 的大小, 同样可使 i_c 电流脉冲发生变化, 分解出的 I_{C0} 或 I_{cm1} 也会发生变化。我们称集电极高频电流 I_{cm1} (或 I_{C0}) 随 V_{CC} 变化的关系线为静态调制特性曲线。根据分析结果可作出静态调制特性曲线如图 5-4 所示。

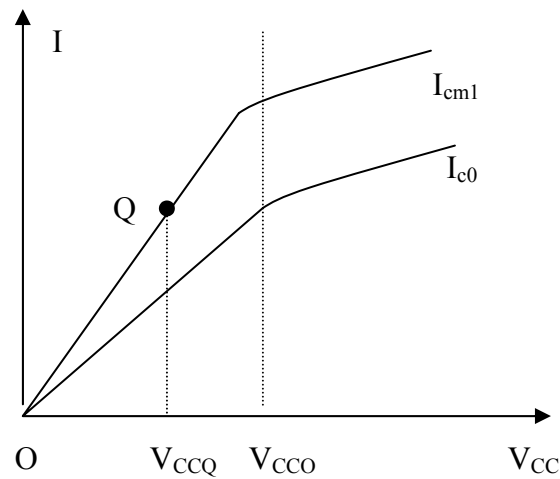


图 5-4 集电极调幅的静态调制特性

静态调制特性曲线不能完全反映实际的调制过程, 因为没有加入调制信号, 输出电压中没有边频存在, 只有载波频率, 不是调幅波。通常调制信号角频率 Ω 要比载波角频率 ω_c 低得多, 因此对载波来说, 调制信号的变化是很缓慢的, 可以认为在载波电压交变的一周内, 调制信号电压基本上不变。这样, 静态调制特性曲线仍然能正确反映调制过程。我们可以利用它来确定已调波包络的非线性失真的大小。由图 5—4 可知, 为了减小非线性失真, 当加上调制信号电压时, 保证整个调制过程都工作在过压状态, 所以工作点 Q 应选在调制特性曲线直线段的中央, 即 $V_{CCQ}=1/2V_{CC0}$ 处, V_{CC0} 为临界工作状态时的集电极直流电压。否则, 工作点 Q 偏高或偏低, 都会使已调波的包络产生失真。在本实验中会得到证实。

(1) 二极管大信号检波的工作原理

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。

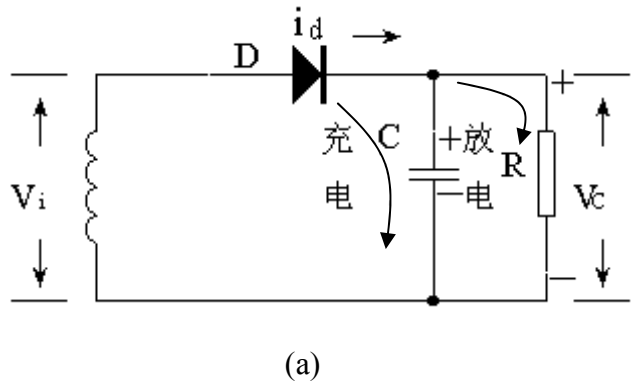


图 5-5 二极管检波器的原理图和波形图

大信号检波原理电路如图 5-5-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。充电电流的方如图 5-5-a 图中所示。

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

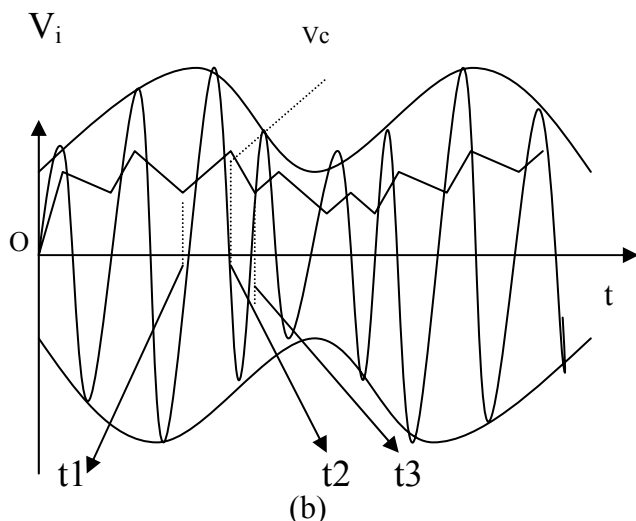


图 5-5 二极管检波器的原理图和波形图

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 5-5-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 5-5-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 5-5-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 $R \cdot C$ 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。

根据上述工作特点, 大信号检波又称峰值包络检波。理想情况下, 峰值包络检波器的输出波形应与调幅波包络线的形状完全相同。但实际上二者之间总会有一差距, 亦即检波器输波形有某些失真。本实验可以观察到该检波器的两种特有失真: 即惰性失真和负峰切割失真。

惰性失真是由于负载电阻 R 与负载电容 C 选得不合适, 使放电时间常数 RC 过大引起的。惰性失真又称对切割失真, 如图 5-6 所示。

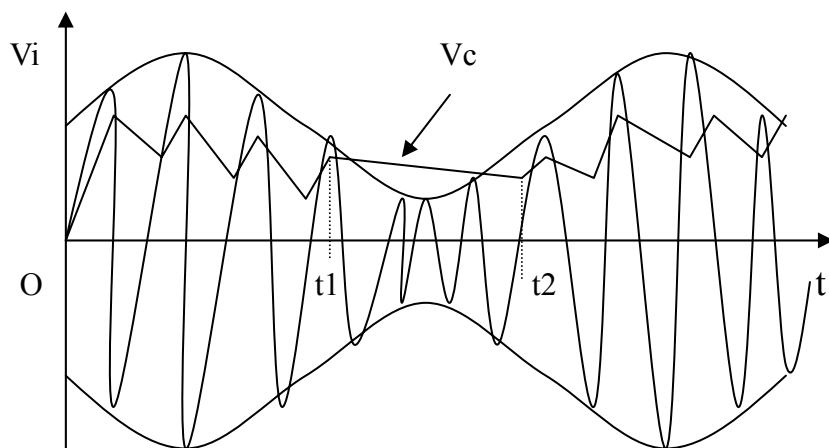


图 5-6 惰性失真

如图中 t_1 - t_2 时间内，由于调幅波的包络下降，电容 C 上的电荷不能很快地随调幅波包络变化，而输入信号电压 v_i 总是低于电容 C 上的电压 v_c ，二极管始终处于截止状态，输出电压不受输入信号电压控制，而是取决于 RC 的放电，只有当输入信号电压的振幅重新超过输出电压时，二极管才重新导电。为了避免这种失真，理论分析证明， $R \cdot C$ 的大小应满足下列条件

$$R \cdot C < \frac{\sqrt{1 - Ma^2}}{m_a \Omega_{\max}}$$

式中 m_a 是调制系数； Ω_{\max} 是被检信号的最高调制角频率。

负峰切割失真这是由于检波器的直流负载电阻 R 与交流（音频）负载电阻相差太大引起的一种失真。

检波器总是通过耦合电容 C_C 与低频放大器或其他电路相连接。如图 5—7 所示。图中 C_C 是耦合电容，容量较大； r_{i2} 是下一级电路的输入电阻（一般较小 $1K\Omega$ 左右）。由图可见：检波器的直流负载电阻为 R (R_L)；由于 C_C 的容量较大，对音频（低频）来说，可以认为是短路。

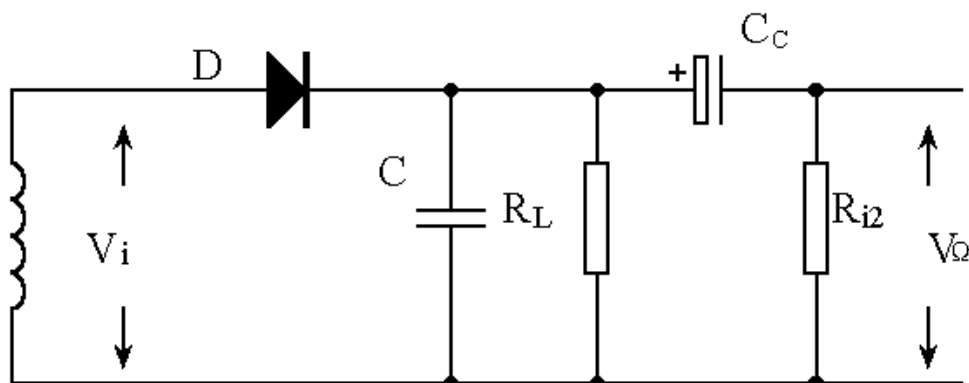


图 5-7 接有交流负载的检波器

因此，检波器的交流负载电阻 R_Ω 等于 R 与 r_{i2} 的并联值，即

$$R_\Omega = \frac{R \cdot r_{i2}}{R + r_{i2}} < R$$

显然交、直流电阻是不同的，因而有可能产生失真。这种失真通常使检波器音频输出电压的负峰被切割，因而称为负峰切割失真或底部切割失真，如图 5-8 所示。

为了避免这种失真，经理论分析 R 和 R_Ω 应满足下列条件

$$Ma_{\max} \leq \frac{R_\Omega}{R}$$

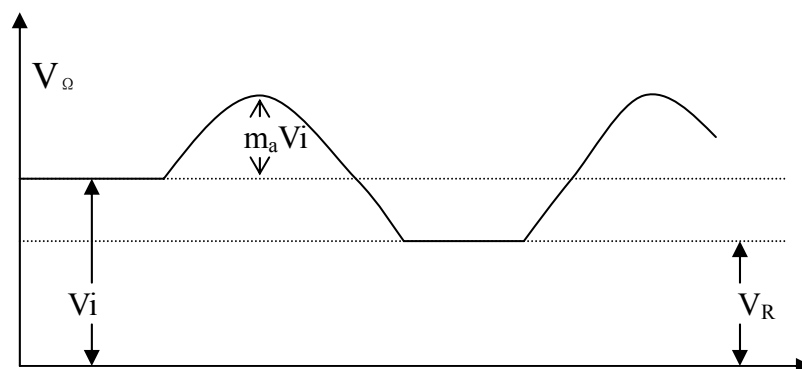


图 5-8 负峰切割失真

2、实验线路

本实验的原理电路图如附图 G7 所示。

图中 Q61 为调幅晶体管，晶体管 Q61 工作于丙类，被调信号可以用高频信号源从 IN61 输入，C63 与 T61 的初级调谐在输入信号，此处调谐在 20.945MHZ。调制信号从 IN63 处输入，D61 为检波管，R63、R64、R65 为检波器的直流负载，C66、R63、C67 组成 π 型低通滤波器，C610 为耦合电容，R67 为下级输入电阻。

三、 实验内容

1、调整集电极调幅的工作状态。

接通电源（按下 K61，LED61 点亮），用频率特性测试仪测试电路，调节 T61 的磁芯使 C63 与 T61 初级线圈形成的调谐回路谐振在 20.945MHz 处。从 IN61 处注入 20.945MHz 的载波信号（大小为 550mV），在 TT61 处用示波器观察输出波形，微调 T61 的磁芯使输出信号最大且不失真。

2、测试静态调制特性

保持输入载波信号大小不变，断开 K61，用直流稳电源从 R68 上端，从 1V 开始加电，电压逐渐增大到 20V，从 TT61 处用示波器测试输出信号大小，并绘成表格，如表 5-1。

V_{CC} (V)	1	2	3	4	18	19	20
V_0 (V)									

3、测试动态调制特性

接通 K61，用示波器从 Q61 发射极测试输出电流波形（TT63），改变从 IN61 处输入信号大小（从小到大），直到观察到电流波形顶点有下凹现象为止，此时，Q61 工作于过压状态，保持输入信号不变，从 IN63 处输入 1KHZ 的调制信号，调制信号的同幅度由 0V 开始增加。此时用示波器在 TT61 处可以看到调幅信号如图 5-10。改

变调幅信号大小，记下不同的 V_2 时的调幅系数 ma ，并制表 5-2。

V_2 (V)	0.5	1	2	3
ma					

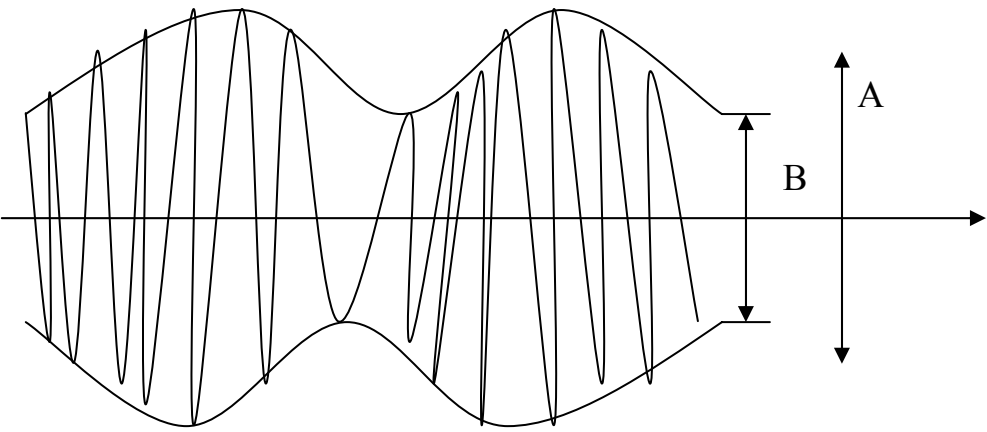


图 5-10 调幅系数测量

$$ma = \frac{A - B}{A + B} \times 100\%$$

4、观察检波器的输出波形

从 TT62 用示波器观察检波器输出波形，分别连接 J62、J63、J64、J65，在 TT62 处观察输出波形。

- 1) 观察检波器不失真波形。
- 2) 观察检波器输出波形与调幅系数 ma 的关系。
- 3) 在检波器输出波形不失真的基础上，改变直流负载，观察“对角线切割失真”现象，若不明显，可加大 m_a 。
- 4) 在检波器输出不失真的基础上，连接下一级输入电阻，观察“负峰切割失真”现象。

四、 实验报告内容

- 1、整理实验所得数据。
- 2、画出不失真和各种失真的调幅波波形。
- 3、画出当参数不同时，各种检波器的输出波形。

五、 实验仪器

- | | |
|--------------------------------------|----|
| 1、稳压电源 | 一台 |
| 2、音频信号（低频信号） | 一台 |
| 3、高频信号发生器（最大输出不小于 10dBm，最高频率为 30MHz） | 一台 |
| 4、双踪示波器 | 一台 |
| 5、频率特性扫频仪（选项） | 一台 |

实验六 变容二极管调频

一、 实验目的

- 1、掌握变容二极管调频的工作原理；
- 2、学会测量变容二极管的 $C_j \sim V$ 特性曲线；
- 3、学会测量调频信号的频偏及调制灵敏度。

二、 实验原理与线路

1、实验原理

(1) 变容二极管调频原理

所谓调频，就是把要传送的信息（例如语言、音乐）作为调制信号去控制载波（高频振荡）的瞬时频率，使其按调制信息的规律变化。

设调制信号： $v_{\Omega}(t) = V_{\Omega} \cos \Omega t$ ，载波振荡电压为： $a(t) = A_0 \cos \omega_0 t$

根据定义，调频时载波的瞬时频率 $\omega(t)$ 随 $v_{\Omega}(t)$ 成线性变化，即

$$\omega(t) = \omega_0 + K_f V_{\Omega} \cos \Omega t = \omega_0 + \Delta \omega \cos \Omega t \quad (6-1)$$

则调频波的数字表达式如下：

$$a_f(t) = A_0 \cos \left(\omega_0 t + \frac{K_f V_{\Omega}}{\Omega} \sin \Omega t \right)$$

$$\text{或} \quad a_f(t) = A_0 \cos (\omega_0 t + m_f \sin \Omega t) \quad (6-2)$$

式中： $\Delta \omega = K_f V_{\Omega}$ 是调频波瞬时频率的最大偏移，简称频偏，它与调制信号的振幅成正比。比例常数 K_f 亦称调制灵敏度，代表单位调制电压所产生的频偏。

式中： $m_f = K_f V_{\Omega} / \Omega = \Delta \omega / \Omega = \Delta f / F$ 称为调频指数，是调频瞬时相位的最大偏移，它的大小反映了调制深度。由上公式可见，调频波是一等幅的稀密波，可以用示波器观察其波形。

如何产生调频信号？最简便、最常用的方法是利用变容二极管的特性直接产生调频波，其原理电路如图 6-1 所示。

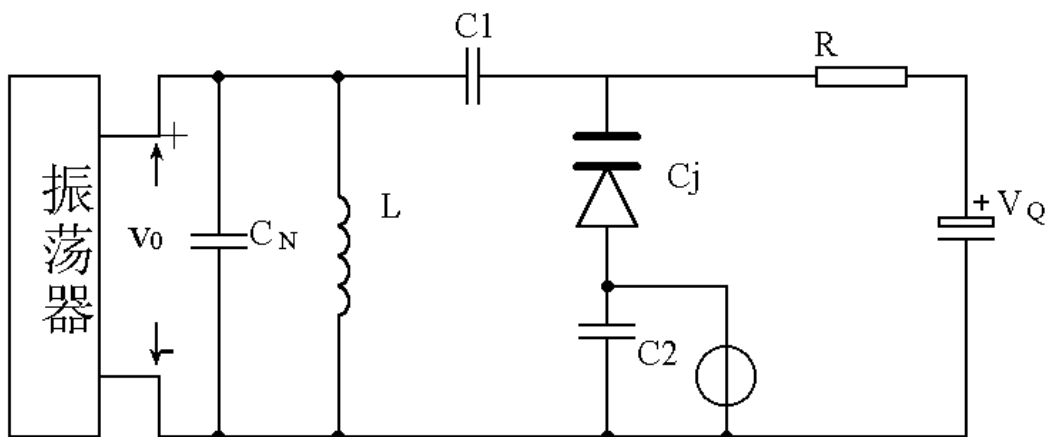


图 6-1 变容二极管调频原理电路

变容二极管 C_j 通过耦合电容 C_1 并接在 LC_N 回路的两端, 形成振荡回路总电容的一部分。因而, 振荡回路的总电容 C 为:

$$C = C_N + C_j \quad (6-3)$$

振荡频率为:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_N + C_j)}} \quad (6-4)$$

加在变容二极管上的反向偏压为:

$$V_R = V_Q \text{ (直流反偏)} + v_\Omega \text{ (调制电压)} + v_o \text{ (高频振荡, 可忽略)}$$

变容二极管利用 PN 结的结电容制成, 在反偏电压作用下呈现一定的结电容 (势垒电容), 而且这个结电容能灵敏地随着反偏电压在一定范围内变化, 其关系曲线称 $C_j \sim v_R$ 曲线, 如图 6-2 所示。

由图可见: 未加调制电压时, 直流反偏 V_Q (在教材称 V_O) 所对应的结电容为 C_{jQ} (在教材中称 C_O)。当反偏增加时, C_j 减小; 反偏减小时, C_j 增大, 其变化具有一定的非线性, 当调制电压较小时, 近似为工作在 $C_j \sim v_R$ 曲线的线性段, C_j 将随调制电压线性变化, 当调制电压较大时, 曲线的非线性不可忽略, 它将给调频带来一定的非线性失真。

我们再回到图 6-1, 并设调制电压很小, 工作在 $C_j \sim v_R$ 曲线的线性段, 暂不考虑高频电压对变容二极管作用。

$$\text{设 } v_R = V_Q + V_Q \cos\Omega t \quad (6-5)$$

由图 6—2 (c) 可见: 变容二极的电容随 v_R 变化。

$$\text{即: } C_j = C_{jQ} - C_m \cos\Omega t \quad (6-6)$$

由公式 (3) 可得出此时振荡回路的总电容为

$$C' = C_N + C_j = C_N + C_{jQ} - C_m \cos\Omega t$$

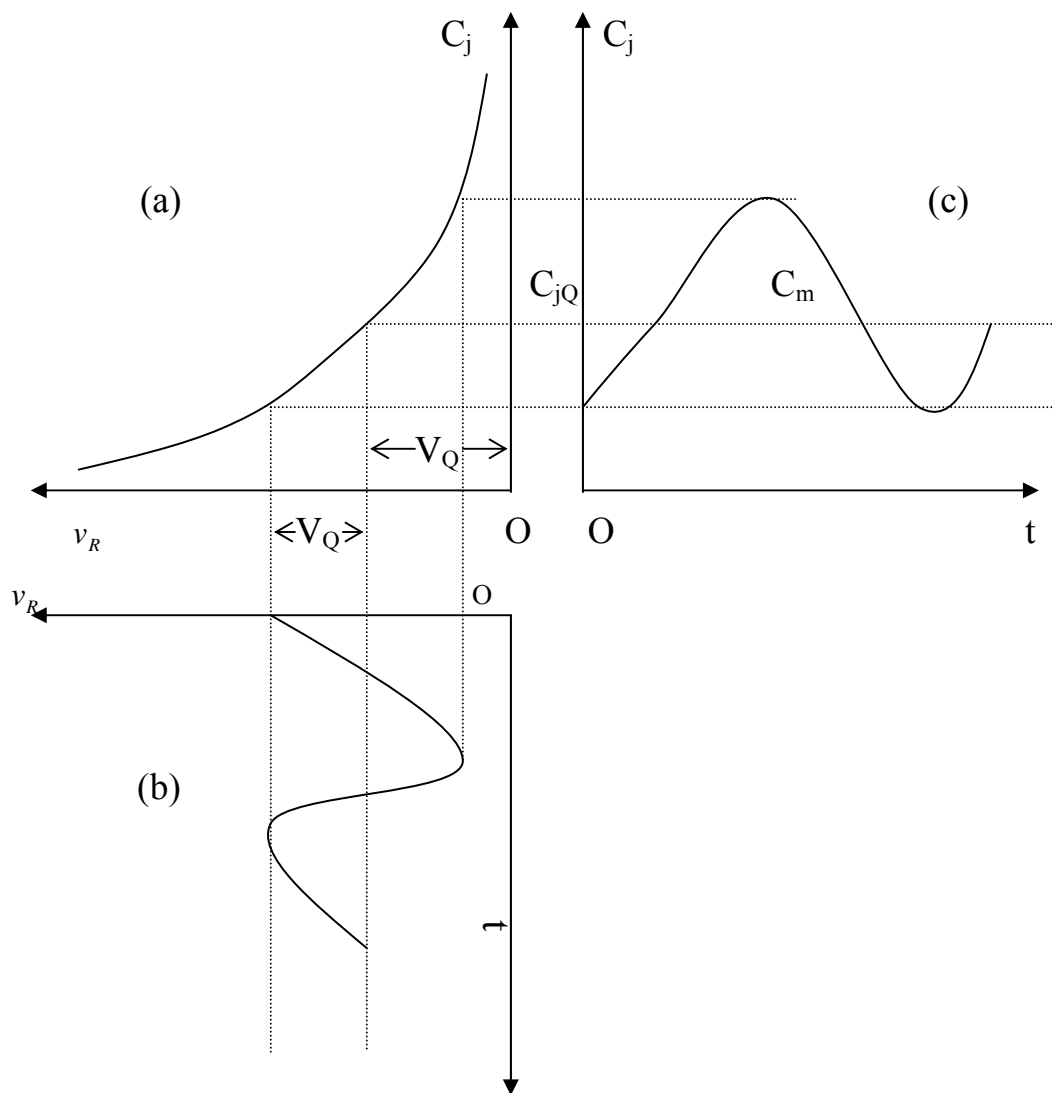


图 6-2 用调制信号控制变容二极管结电容

由此可得出振荡回路总电容的变化量为：

$$\Delta C = C' - (C_N + C_{jQ}) = \Delta C_j = -C_m \cos \Omega t \quad (6-7)$$

由式可见：它随调制信号的变化规律而变化，式中 C_m 的是变容二极管结电容变化的最大幅值。我们知道：当回路电容有微量变化 ΔC 时，振荡频率也会产生 Δf 的变化，其关系如下：

$$\frac{\Delta f}{f_0} \approx \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta C}{C} \quad (6-8)$$

式中，是 f_0 未调制时的载波频率； C_0 是调制信号为零时的回路总电容，显然

$$C_0 = C_N + C_{jQ}$$

由公式 (6-4) 可计算出 f_0 （调频中又称为中心频率）。

即：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_N + C_{jQ})}}$$

将 (6-7) 式代入 (6-8) 式, 可得:

$$\Delta f(t) = \frac{1}{2}(f_0 / C_0)C_m \cos \Omega t = \Delta f \cos \Omega t \quad (6-9)$$

$$\text{频偏:} \quad \Delta f = \frac{1}{2}(f_0 / C_0)C_m \quad (6-10)$$

$$\text{振荡频率:} \quad f(t) = f_0 + \Delta f(t) = f_0 + \Delta f \cos \Omega t \quad (6-11)$$

由此可见: 振荡频率随调制电压线性变化, 从而实现了调频。其频偏 Δf 与回路的中心频率 f_0 成正比, 与结电容变化的最大值 C_m 成正比, 与回路的总电容 C_0 成反比。

为了减小高频电压对变容二极管的作用, 减小中心频率的漂移, 常将图 6—1 中的耦合电容 C_1 的容量选得较小 (与 C_j 同数量级), 这时变容二极管部分接入振荡回路, 即振荡回路的等效电路如图 6-3 所示。理论分析将证明这时回路的总电容为

$$C'_0 = C_N + C_1 \cdot C_j / (C_1 + C_j) \quad (6-12)$$

回路总电容的变化量为:

$$\Delta C' \approx P^2 \Delta C_j \quad (6-13)$$

频偏:

$$\Delta f' \approx P^2 \cdot \frac{1}{2}(f_0 / C_0)C_m = P^2 \Delta f \quad (6-14)$$

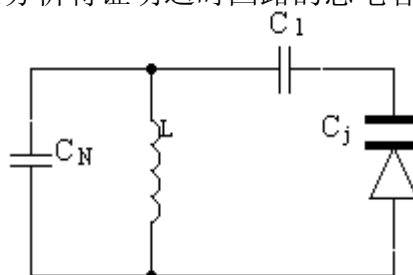


图 6-3 C_j 部分接入回路

式中, $P = C_1 / (C_1 + C_{j0})$ 称为接入系数。

关于直流反偏工作点电压的选取, 可由变容二极管的 $C_j \sim v_R$ 曲线决定。从曲线中可见, 对不同的 v_R 值, 其曲线的斜率 (跨导) $S_C = \Delta C_j / \Delta v$ 各不相同。 v_R 较小时, S_C 较大, 产生的频偏也大, 但非线性失真严重, 同时调制电压不宜过大。反之, v_R 较大时, S_C 较小, 达不到所需频偏的要求, 所以 V_Q 一般先选在 $C_j \sim v_R$ 曲线线性较好, 且 S_C 较大区段的中间位置, 大致为手册上给的反偏数值, 例: 2CC1C, $V_Q = 4V$ 。本实验将具体测出实验板上的变容二极管的 $C_j \sim v_R$ 曲线, 并由同学们自己选定 V_Q 值, 测量其频偏 Δf 的大小。

(2) 变容二极管 $C_j \sim v_R$ 曲线的测量, 将图 6-1 的振荡回路重画于图 6-4, C_{jx} 代表不同反偏 v_{RX} 时的结电容, 其对应的振荡频率为 f_x 。若去掉变容二极管, 回路则由 C_N 、 L 组成, 对应的振荡频率为 f_N , 它们分别为:

$$f_x = \frac{1}{2\pi \sqrt{L(C_N + C_{jx})}} \quad (6-15)$$

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_N}} \quad (6-16)$$

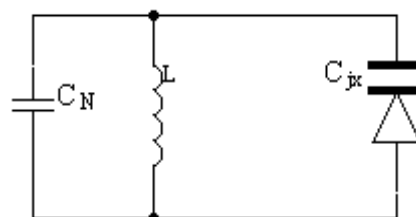


图 6-4 测量 $C_j \sim V_R$ 曲线

由式 (6-15)、(6-16) 可得:

$$C_{jx} = \frac{f_N^2 - f_X^2}{f_X^2} \cdot C_N = \left(\frac{f_N^2}{f_X^2} - 1 \right) \cdot C_N \quad (6-17)$$

f_N 、 f_X 易测量, 如何求 C_N ? 我将一已知电容 C_K 并接在回路 LC_N 两端, 如图 6-5 所示。此时, 对应的频率为 f_K , 有

$$f_K = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_N + C_K)}} \quad (6-18)$$

由式 (6-16)、(6-18) 可得:

$$C_N = \frac{f_K^2}{f_N^2 - f_K^2} \cdot C_K \quad (6-19)$$

(3) 调制灵敏度

单位调制电压所引起的频偏称为调制灵敏度, 以 S_f 表示, 单位为 KHZ/V, 即

$$S_f = |\Delta f| / u_{\Omega m} \quad (6-20)$$

式中, $u_{\Omega m}$ 为调制信号的幅度 (峰值)。

Δf 为变容管的结电容变化 ΔC_j 时引起的频率变化量, 由于变容管部分接入谐振回路, 则 ΔC_j 引起回路总电容的变化量 ΔC_Σ 为

$$\Delta C_\Sigma = p^2 \Delta C_j \quad (6-21)$$

频偏较小时, Δf 与 ΔC_Σ 的关系可采用下面近似公式, 即

$$\frac{\Delta f}{f_0} \approx -\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta C_\Sigma}{C_{\varrho\Sigma}} \quad (6-22)$$

将式 (6-22) 代入 (6-20) 中得

$$S_f = \frac{f_0}{2C_{\varrho\Sigma}} \cdot \frac{\Delta C_\Sigma}{U_{\Omega m}} \quad (6-23)$$

式中, ΔC_Σ 为变容二极管结电容的变化引起回路总电容的变化量,

$C_{\varrho\Sigma}$ 为静态时谐振回路的总电容, 即

$$C_{\varrho\Sigma} = C_1 + \frac{C_c C_{\varrho}}{C_c + C_{\varrho}} \quad (6-24)$$

调制灵敏度 S_f 可以由变容二极管 C_{j-u} 特性曲线上 u_{Ω} 处的斜率 K_C 及式 (6-23) 计算, S_f 越大, 调制信号的控制作用越强, 产生的频偏越大。

2、实验线路

见附图 G1

使用 12V 供电，振荡器 Q81 使用 3DG12C，变容管使用 Bb910，Q82 为隔离缓冲级。

主要技术指标：主振频率 $f_0=20.945\text{MHz}$ ，最大频偏 $\Delta f_m=\pm 20\text{KHz}$ 。

本实验中，由 R81、R82、W81、R83 组成变容二极管的直流偏压电路。C83、C84、C85 组成变容二极管的不同接入系数。IN81 为调制信号输入端，由 L84、CC81、C88、C87、C89、C810 和振荡管组成 LC 调制电路。

三、实验内容

1、LC 调频电路实验

1) 连接 J81、J82 组成 LC 调频电路。

2) 接通电源调节 W81，在变容二极管 D81 负端用万用表测试电压，使变容二极管的反向偏压为 2.5V。

3) 用示波器和频率计在 TT82 处观察振荡波形，调节 CC81，使振荡频率为 20.945MHz。

4) 从 IN81 处输入 1kHz 的调制信号，信号大小由零慢慢增大，用示波器在 TT82 处观察振荡波形变化(用频谱仪观察调制频偏)。同时用示波器可看到两条正弦波(如果用方波调制)，这两条正弦波之间的相差随调制信号大小而变。

5) 分别接 J83、J84 重做实验步骤 4)。

6) 测绘变容二极管的 $C_{jx} \sim V_{RX}$ 曲线。

断开 J83、JJ84，连接 J82，断开 IN81 输入信号，使电路为 LC 振荡状态。

(1) 断开变容二极管 C_j ，用频率计在 TT82 处测量频率 f_N 。

(2) 断开 C_j ，接上已知 C_K ，在 TT82 处测量频率 f_K ，由式 (6-19) 计算出 C_N 值，填入表 6-1 中。

表 6-1

f_N		C_K	
f_K		C_N	

(3) 断开 C_K ，接上变容二极管，调节 W81，测量不同反偏 V_{RX} 值时，对应的频率 f_X 值，代入式 (6-17) 计算 C_{jx} 值，填入表 6-2 中。

表 6-2

V_{RX} (伏)	0.5	1	1.5	2	2.5	3
f_X (MHz)							
C_{jx} (pF)							

(4) 作 $C_{jx} \sim V_{RX}$ 曲线。

(5) 作 $f_X \sim V_{RX}$ 曲线。

7) 用频谱仪观察调频信号，记下不同的 V_Ω 对应的不同的 Δf ，计算调制灵敏度

$K_f' = \frac{\Delta f'}{V_\Omega}$ 的值。

8) 观察频偏与接入系数的关系。

在直流偏置电压相同的情况下，输入调制信号相同的情况下，分别连接 J83、J84

测试所得的频偏，计算 $K_f' = \frac{\Delta f'}{V_\Omega}$ 的。验证 $\Delta f' = P^2 \Delta f$ 。 Δf 为 7) 中所测的值。

接入系数为 $P = \frac{C_{85}}{C_{85} + C_{jQ}}$

9) 观察频偏与直流反偏电压的关系。

10) 观察频偏与调制信号频率的关系。

四、实验报告内容

- 1、整理 LC 调频所测的数据，绘出观察到的波形。
- 2、绘出 $C_{jx} \sim V_{RX}$ 曲线，和 LC 调频电路的 $f_X \sim V_{RX}$ 曲线。
- 3、从 $f_X \sim V_{RX}$ 曲线上求出 V_Ω 对应的 $K_f = \Delta f / \Delta V$ 值，与直接测量值进行比较。

六、实验仪器

- | | |
|---------------|----|
| 1、音频信号（低频信号） | 一台 |
| 2、双踪示波器 | 一台 |
| 3、频率特性扫频仪（选项） | 一台 |
| 4、频率计 | 一台 |

实验七 集成电路模拟乘法器的应用

一、实验目的

- 1、了解模拟乘法器（MC1496）的工作原理，掌握其调整与特性参数的测量方法。
- 2、掌握利用乘法器实验混频，平衡调幅，同步检波，鉴频等几种频率变换电路的原理及方法。

二、实验原理及电路

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的多，而且性能优越。所以目前在无线通信、广播电视等方面应用较多。集成模拟乘法器的常见产品有 BG314、F1595、F1596、MC1495、MC1496、LM1595、LM1596 等。下面介绍 MC1496 集成模拟乘法器。

1) MC1496 的内部结构

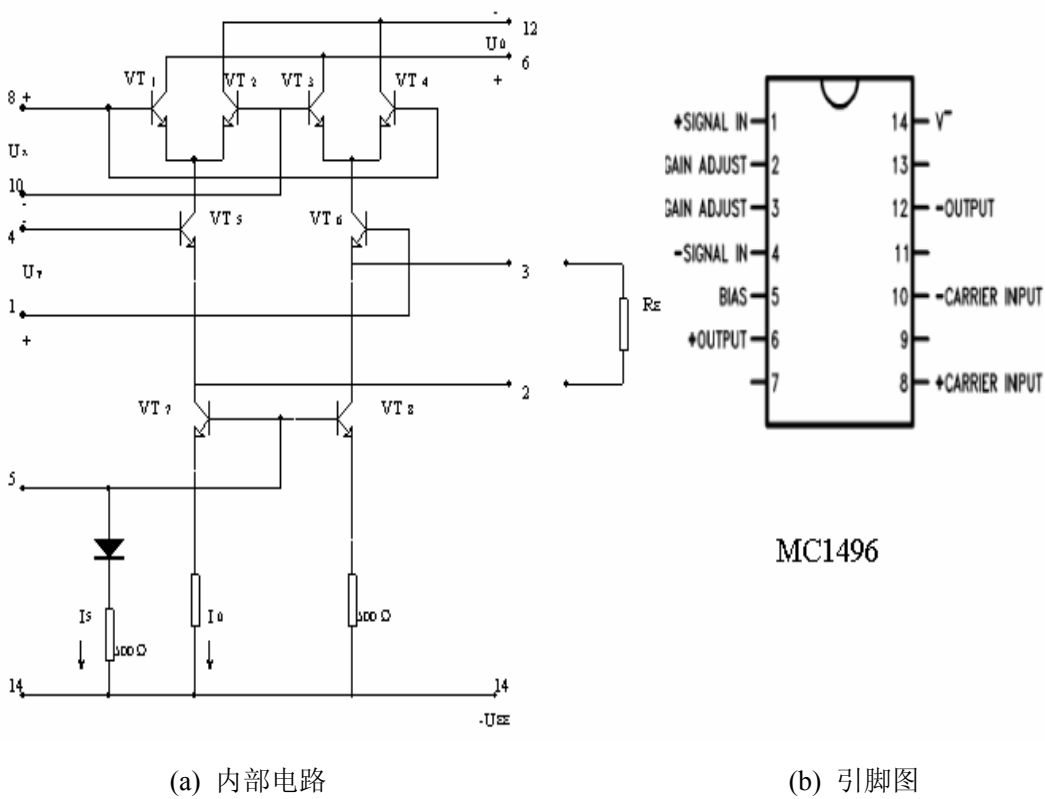


图 7-1 MC1496 的内部电路及引脚图

MC1496 是双平衡四象限模拟乘法器。其内部 电路图和引脚图如图 7-1(a)(b)所示。其中 VT_1 、 VT_2 与 VT_3 、 VT_4 组成双差分放大器， VT_5 、 VT_6 组成的单差分放大器用以激励 $VT_1 \sim VT_4$ 。 VT_7 、 VT_8 及其偏置电路组成差分放大器 VT_5 、 VT_6 的恒流源。引脚 8 与 10 接输入电压 U_x ，1 与 4 接另一输入电压 U_y ，输出电压 U_o 从引脚 6 与 12 输出。引脚 2 与 3 外接电阻 R_E ，对差分放大器 VT_5 、 VT_6 产生串联电流负反馈，以扩展输入电压 U_y 的线性动态范围。引脚 14 为负电源端（双电源供电时）或接地端（单电源供电使），引脚 5 外接电阻 R_5 。用来调节偏置电流 I_5 及镜像电流 I_0 的值。

2) 静态工作点设置

MC1496 可以采用单电源供电,也可以采用双电源供电。器件的静态工作点由外接元件确定。

(1) 静态偏置电压的确定

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 7-1 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

$$u_8 = u_{10}, \quad u_1 = u_4, \quad u_6 = u_{12} \quad (7-1)$$

$$\left. \begin{aligned} 15V &\geq (u_6, u_{12}) - (u_8, u_{10}) \geq 2V \\ 15V &\geq (u_8, u_{10}) - (u_1, u_4) \geq 2.7V \\ 15V &\geq (u_1, u_4) - u_5 \geq 2.7V \end{aligned} \right\} \quad (7-2)$$

(2) 静态偏置电压的确定

一般情况下,晶体管的基极电流很小,对于图 7-1 (a),三对差分放大器的基极电流 I_8 、 I_{10} 、 I_1 和 I_4 可以忽略不计,因此器件的静态偏置电流主要由恒流源 I_0 的值确定。当器件为单电源工作时,引脚 14 接地,5 脚通过一电阻 R_5 接正电源 (+ U_{CC} 的典型值为+12V),由于 I_0 是 I_5 的镜像电流,所以改变电阻 R_5 可以调节 I_0 的大小,即

$$I_0 \approx I_5 = \frac{u_{CC} - 0.7V}{R_5 + 500\Omega} \quad (7-3)$$

当器件为双电源工作时,引脚 14 接负电源 - U_{EE} (一般接-8V),5 脚通过电阻 R_5 接地,因此,改变 R_5 也可以调节 I_0 的大小,即

$$I_0 \approx I_5 = \frac{|-u_{EE}| - 0.7V}{R_5 + 500\Omega} \quad (7-4)$$

根据 MC1496 的性能参数,器件的静态电流小于 4mA,一般取 $I_0=I_5=1mA$ 左右。

器件的总耗散功率可由下式估算

$$P_D = 2I_5(u_6 - u_{14}) + I_5(u_5 - u_{14}) \quad (7-5)$$

P_D 应小于器件的最大允许耗散功率 (33mW)。

MC1496 模拟乘法器的主要性能参数见附录。

2、基本工作原理

设输入信号 $u_x = u_{xm} \cos \omega_x t$, $u_y = u_{ym} \cos \omega_y t$, 则 MC1496 乘法器的输出 U_0 与反馈电阻 R_E 及输入信号 u_x 、 u_y 的幅值有关。

1) 不接负反馈电阻 (脚 2 和 3 短接)

(1) u_x 和 u_y 皆为小信号 ($< 26\text{mV}$) 时, 由于三对差分放大器 (VT_1, VT_2, VT_3, VT_4 及 VT_5, VT_6) 均工作在线性放大状态, 则输出电压 U_0 可近似表示为

$$\begin{aligned} U_0 &\approx \frac{I_0 R_L}{2U_T^2} U_x U_y = K_0 U_x U_y \\ &= \frac{1}{2} K_0 U_{xm} U_{ym} [\cos(w_x + w_y)t + \cos(w_x - w_y)t] \end{aligned} \quad (7-6)$$

式中, K_0 ——乘法器的乘积系数, 与器件外接元件参数有关, 即

$$K_0 = \frac{I_0 R_L}{2U_T^2}$$

式中, U_T ——温度的电压当量, 当 $T=300\text{K}$ 时, $U_T = \frac{KT}{q} = 26\text{mV}$

R_L ——输出负载电阻。

式 (7-6) 表明, 输入均为小信号时, MC1496 可近似为一理想乘法器。输出信号 U_0 中只包含两个输入信号的和频与差频分量。

(2) u_y 为小信号, u_x 为大信号 (大于 100mV) 时, 由于双差分放大器 (VT_1, VT_2 和 VT_3, VT_4) 处于开关工作状态, 其电流波形将是对称的方波, 乘法器的输出电压 U_0 可近似表示为

$$\begin{aligned} U_0 &\approx K_0 U_x U_y \\ &= K_0 U_{gm} \sum_{n=1}^{\infty} A_n [\cos(nw_x + w_y)t + \cos(nw_x - w_y)t] \quad (n \text{ 为奇数}) \end{aligned} \quad (7-8)$$

输出信号 U_0 中。包含 $w_x \pm w_y, 3w_x \pm w_y, 5w_x \pm w_y, \dots, (2n-1)w_x \pm w_y$ 等频率分量。

2) 接入负反馈电阻

由于 R_E 的接入, 扩展了 u_y 的线性动态范围, 所以器件的工作状态主要由 u_x 决定, 分析表明:

(1) 当 u_x 为小信号 ($< 26\text{mV}$) 时, 输出电压 U_0 可表示为

$$U_0 = \frac{R_L}{R_E U_T} U_x U_y = \frac{1}{2} K_E U_{xm} U_{ym} [\cos(W_x + W_y)t + \cos(W_x - W_y)t] \quad (7-9)$$

$$\text{式中:} \quad K_E = \frac{R_L}{R_E U_T} \quad (7-10)$$

式 (7-9) 表明, 接入负反馈电阻 R_E 后, u_x 为小信号时, MC1496 近似为一理想的乘法器, 输出信号 U_0 中只包含两个输入信号的和频与差频。

(2) 当 u_x 为大信号 ($>100\text{mV}$) 时, 输出电压 U_0 可近似表示为

$$U_0 \approx \frac{2R_L}{R_E} U_y \quad (7-11)$$

上式表明, u_x 为大信号时, 输出电压 U_0 与输入信号 u_x 无关。

3、集成模拟乘法器的应用举例

1) 振幅调制

振幅调制是使载波信号的峰值正比于调制信号的瞬时值的变换过程。通常载波信号为高频信号, 调制信号为低频信号。

设载波信号的表达式为 $u_c(t) = u_{cm} \cos \omega_c t$, 调制信号的表达式为

$u_\Omega(t) = u_{\Omega m} \cos \Omega t$, 则调幅信号的表达式为

$$\begin{aligned} u_0(t) &= u_{cm}(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_c t \\ &= u_{cm} \cos \omega_c t + \frac{1}{2} m u_{cm} \cos(\omega_c + \Omega)t + \frac{1}{2} m u_{cm} \cos(\omega_c - \Omega)t \end{aligned} \quad (7-12)$$

式中, m ——调幅系数, $m = u_{\Omega m} / u_{cm}$;

$u_{cm} \cos \omega_c t$ ——载波信号

$\frac{1}{2} m u_{cm} \cos(\omega_c + \Omega)t$ ——上边带信号

$\frac{1}{2} m u_{cm} \cos(\omega_c - \Omega)t$ ——下边带信号

它们的波形及频谱如图 7-2 所示。

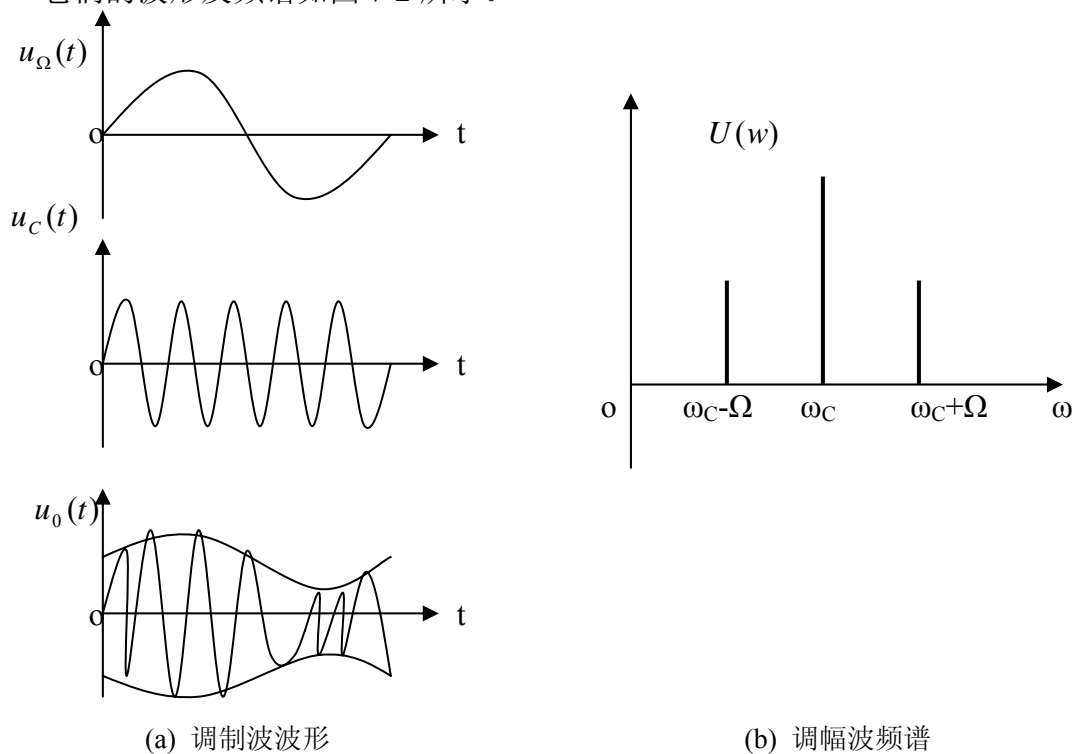


图 7-2 振幅调制

由图可见，调幅波中载波分量占有很大比重，因此信息传输效率较低，称这种调制为有载波调制。为提高信息传输效率，广泛采用抑制载波的双边带或单边带振幅调制。双边带调幅波的表达式为

$$\begin{aligned} u_0(t) &= \frac{1}{2} \mu u_{cm} [\cos(\omega_c + \Omega)t + \cos(\omega_c - \Omega)t] \\ &= \mu u_{cm} \cos \omega_c t \cos \Omega t \end{aligned} \quad (7-13)$$

单边带调幅波的表达式为

$$u_0(t) = \frac{1}{2} \mu u_{cm} \cos(\omega_c + \Omega)t$$

或

$$u_0(t) = \frac{1}{2} \mu u_{cm} \cos(\omega_c - \Omega)t \quad (7-14)$$

MC1496 构成的振幅调制器电路如图 7-3 所示

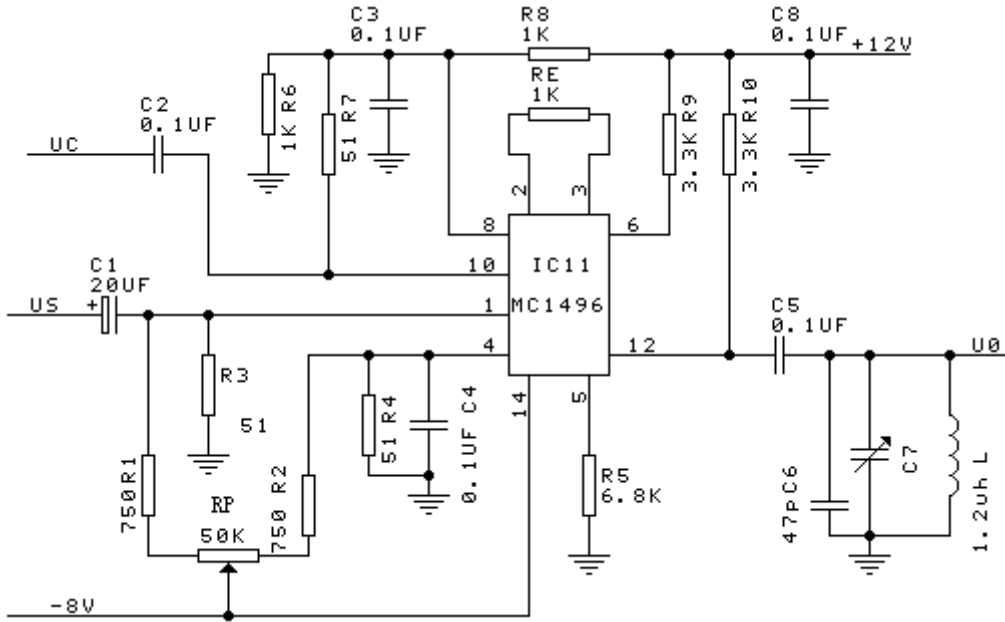


图 7-3 MC1496 构成的调幅器

其中载波信号 U_C 经高频耦合电容 C_2 从 u_x 端输入， C_3 为高频旁路电容，使 8 脚接地。调制信号 U_Ω 经低频耦合电容 C_1 从 u_y 端输入， C_4 为低频旁路电容，使 4 脚接地。调幅信号 U_0 从 12 脚单端输出。器件采用双电源供电方式，所以 5 脚的偏置电阻 R_5 接地，由式 (7-4) 可计算器件的静态偏置电流 I_5 或 I_0 ，即

$$I_5 = I_0 = \frac{|-U_{EE}| - 0.7V}{R_5 + 500\Omega} = 1mA$$

脚 2 与 3 间接入负反馈电阻 R_E ，以扩展调制信号的 U_Ω 的线性动态范围， R_E 增大，线性范围增大，但乘法器的增益随之减少。

电阻 R_6 、 R_7 、 R_8 及 R_L 为器件提供静态偏置电压，保证器件内部的各个晶体管

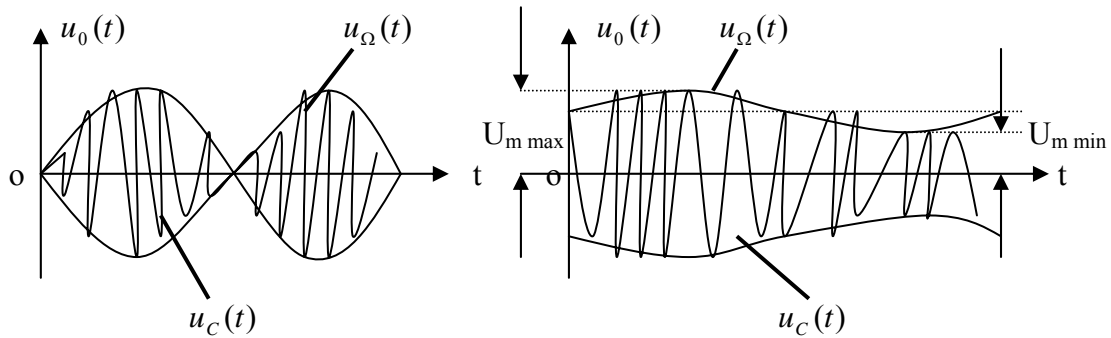
工作在放大状态，所以阻值的选取应满足式（7-1）、（7-2）的要求。对于图 7-3 所示电路参数，测量器件的静态（ $U_C=0$ ， $U_\Omega=0$ ）偏置电压为

u_8	u_{10}	u_1	u_4	u_6	u_{12}	u_2	u_3	u_5
6V	6V	0V	0V	8.6V	8.6V	-0.7V	-0.7V	-6.8V

R_1 、 R_2 与电位器 RP 组成平衡调节电路，改变 RP 可以使乘法器实现抑制载波的振幅调制或有载波的振幅调制，操作过程如下：

（1）抑制载波振幅调制

u_x 端输入载波信号 $U_C(t)$ ，其频率 $f_C=20.945\text{MHz}$ ，峰—峰值 $U_{CP-P}=40\text{mV}$ 。 u_y 端输入调制信号 $U_\Omega(t)$ ，其频率 $f_\Omega=1\text{kHz}$ ，先使峰-峰值 $U_{\Omega P-P}=0$ ，调节 RP ，使输出 $U_0=0$ （此时 $U_4=U_1$ ），在逐渐增加 $U_{\Omega P-P}$ ，则输出信号 $U_0(t)$ 的幅度逐渐增大，最后出现如图 7-4（a）所示的抑制载波的调幅信号。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_3 和 R_4 可以较好地抑制载波漏信号和改善温度性能。



（a）抑制载波调幅波

（b）有载波调幅波

图 7-4 乘法器输出的调幅波

（2）有载波振幅调制

u_x 端输入载波信号 $U_C(t)$ ， $f_C=20.945\text{MHz}$ ， $U_{CP-P}=40\text{mV}$ ，调节平衡电位器 RP ，使输出信号 $U_0(t)$ 中有载波输出（此时 U_1 与 U_4 不相等）。再从 u_y 端输入调制信号，其 $f_\Omega=1\text{kHz}$ ，当 U_{CP-P} 由零逐渐增大时，则输出信号 $U_0(t)$ 的幅度发生变化，最后出现如图 7-4（b）所示的有载波调幅信号的波形，调幅系数 m 为

$$m = \frac{Um_{\max} - Um_{\min}}{Um_{\max} + Um_{\min}} \times 100\% \quad (7-15)$$

式中， Um_{\max} —— 调幅波幅度的最大值；

Um_{\min} —— 调幅波幅度的最小值

2) 同步检波

振幅调制信号的解调过程称为检波。常用方法有包络检波和同步检波两种。由于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，所以无法用包络检波进行解调，必须采用同步检波方法。

同步检波又分为叠加型同步检波和乘积型同步检波。利用模拟乘法器的相乘原理，实现同步检波是很方便的，其工作原理如下：在乘法器的一个输入端输入振幅调制信号如抑制载波的双边带信号 $u_s(t) = u_{sm}\cos\omega_c t \cos\Omega t$ ，另一输入端输入同步信号（即载波信号） $u_c(t) = u_{cm}\cos\omega_c t$ ，经乘法器相乘，由式（7-9）可得输出信号 $U_0(t)$ 为

$$\begin{aligned} u_o(t) &= K_E u_s(t) u_c(t) \\ &= \frac{1}{2} K_E u_{sm} u_{cm} \cos\Omega t + \frac{1}{4} K_E u_{sm} \cos(2\omega_c + \Omega)t \\ &\quad + \frac{1}{4} K_E u_{sm} \cos(2\omega_c - \Omega)t \end{aligned}$$

(条件: $u_x = U_c < 26\text{mV}$, $u_y = U_s$ 为大信号) (7-16)

上式中，第一项是所需要的低频调制信号分量，后两项为高频分量，可用低通滤波器滤掉，从而实现双边带信号的解调。

若输入信号 $U_s(t)$ 为单边带振幅调制信号，即 $u_s(t) = 1/2 u_{sm}\cos(\omega_c + \Omega)t$ ，则乘法器的输出 $U_0(t)$ 为

$$\begin{aligned} u_o(t) &= \frac{1}{2} K_E u_{sm} u_{cm} \cos(\omega_c + \Omega)t \cos\omega_c t \\ &= \frac{1}{4} K_E u_{sm} \cos\Omega t + \frac{1}{4} K_E u_{sm} \cos(2\omega_c + \Omega)t \end{aligned}$$

(7-17)

上式中，第一项是所需要的低频调制信号分量，第二项为高频分量，也可以被低通滤波器滤掉。

如果输入信号 $U_s(t)$ 为有载波振幅调制信号，同步信号为载波信号 $U_c(t)$ ，利用乘法器的相乘原理，同样也能实现解调。

设 $u_s(t) = u_{sm}(1 + m\cos\Omega t)\cos\omega_c t$ ， $u_c(t) = u_{cm}\cos\omega_c t$ ，

则输出电压 $u_0(t)$ 为

$$\begin{aligned} u_o(t) &= K_E u_s(t) u_c(t) \\ &= \frac{1}{2} K_E u_{sm} u_{cm} + \frac{1}{2} K_E m u_{cm} \cos\Omega t + \frac{1}{2} K_E u_{sm} u_{cm} \cos 2\omega_c t \\ &\quad + \frac{1}{4} K_E m u_{sm} u_{cm} \cos(2\omega_c + \Omega)t \\ &\quad + \frac{1}{4} K_E m u_{sm} u_{cm} \cos(2\omega_c - \Omega)t \end{aligned}$$

(条件: $u_x = U_c < 26\text{mV}$, $u_y = U_s$ 为大信号) (7-18)

上式中，第一项为直流分量，第二项是所需要的低频调制信号分量，后面三项为高频分量，利用隔直电容及低通滤波器可滤掉直流分量及高频分量，从而实现了有载波振幅调制信号的解调。MC1496 模拟乘法器构成的同步检波解调器电路如图 7-5 所示。其中 u_x 端输入同步信号或载波信号 U_C ， u_y 端输入已调波信号 U_S 。输出端接有由 R_{11} 与 C_6 、 C_7 组成的低通滤波器及隔直电容 C_8 ，所以该电路对有载波调幅信号及抑制载波的调幅信号均可实现解调。

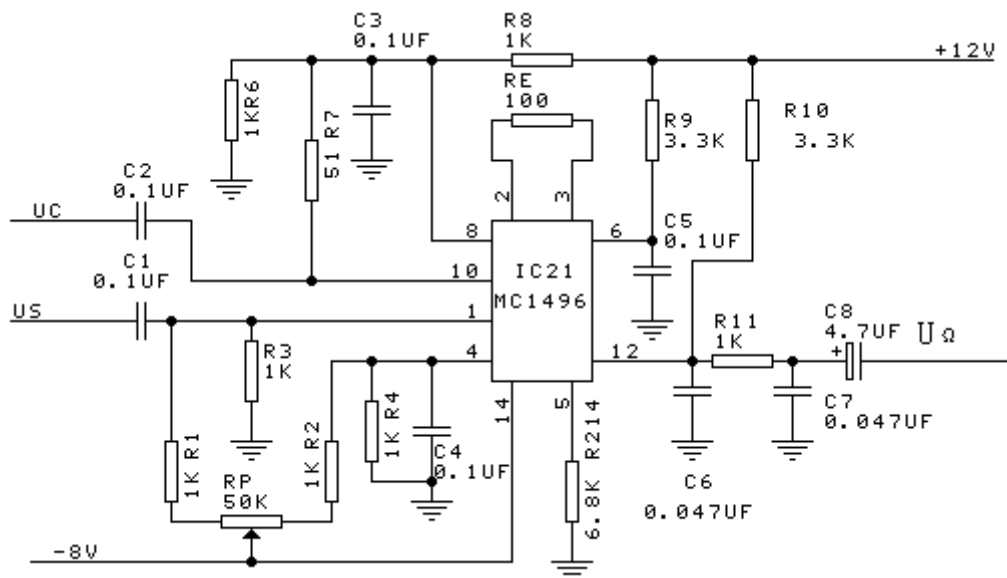


图 7-5 MC1496 构成的同步检波器

电路的解调操作过程如下:首先测量电路的静态工作点 C 应与图 7-3 电路的静态工作点基本相同,再从 u_x 端输入载波信号 U_C ,其 $f_C=20.945\text{MHz}$, $U_{CP-P}=100\text{mV}$ 。先令 $u_y=0$,调节平衡电位器 RP ,使输出 $U_0=0$,即为平衡状态.再从 u_y 端输入有载波的调制信号 U_S ,其 $f_C=20.945\text{MHz}$, $f_n=1\text{kHz}$, $U_{SP-P}=200\text{mV}$, 调制度 $m=100\%$, 这时乘法器的输出 $U_0(t)$ 经低通滤波器后的输出 $U'_0(t)$, 经隔直电容 C_8 后的输出 $U_\Omega(t)$ 的波形分别如图 7-6 (a) 所示。调节电位器 RP 可使输出波形 $U_0(t)$ 的幅度增大, 波形失真减小。

若 U_S 为抑制载波的调制信号, 经 MC1496 同步检波后的输出波形 $U_n(t)$ 如图 7-6 (b) 所示。

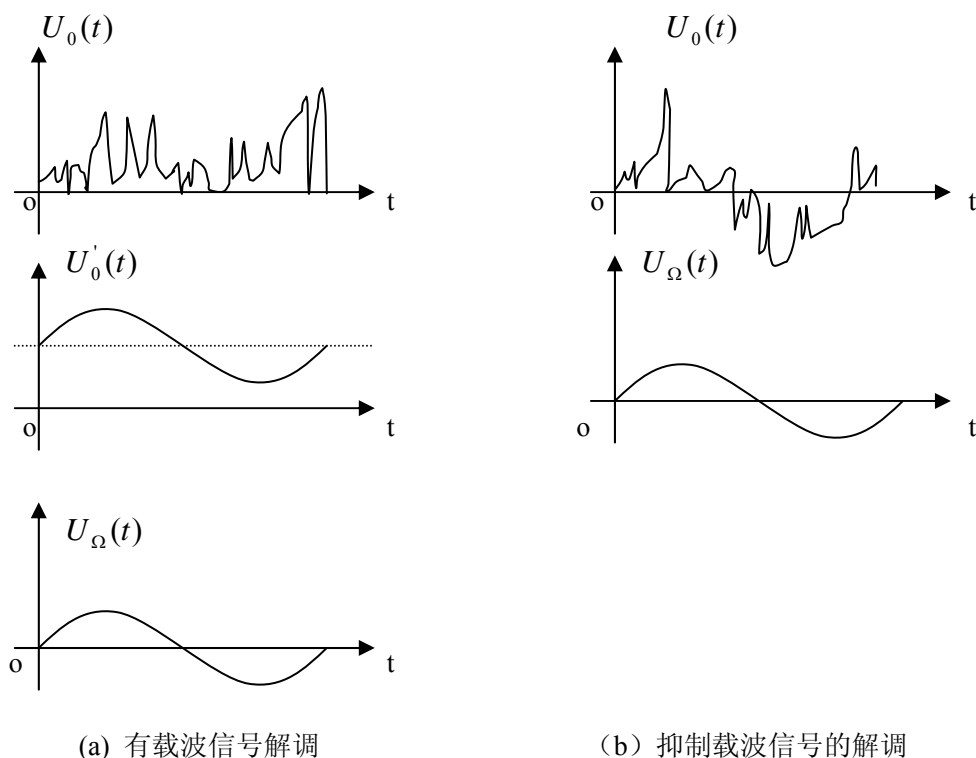


图 7-6 解调器输出波形

3) 鉴频

(1) 乘积型相位鉴频

鉴频是调频的逆过程，广泛采用的鉴频电路是相位鉴频器。其鉴频原理是：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 $U_s(t)$ ，设其表达式为

$$u_s(t) = u_{sm} \cos(\omega_c t + m_f \cos \Omega t) \quad (7-19)$$

式中， m_f ——调频系数， $m_f = \Delta \omega / \Omega$ 或 $m_f = \Delta f / f$ ，其中 $\Delta \omega$ 为调制信号的频偏。另一输入端输入经线性移相网络移相后的调频调相波 $u'_s(t)$ ，设其表达式为

$$\begin{aligned} u'_s(t) &= u'_{sm} \cos \left\{ \omega_c t + m_f \sin \Omega t + \left[\frac{\pi}{2} + \phi(\omega) \right] \right\} \\ &= u'_{sm} \sin [\omega_c t + m_f \sin \Omega t + \phi(\omega)] \end{aligned} \quad (7-20)$$

式中， $\phi(\omega)$ ——移相网络的相频特性。

由式 (7-9) 得，这时乘法器的输出 $u_o(t)$ 为

$$\begin{aligned} u_o(t) &= K_E u_s(t) u'_s(t) = \frac{1}{2} K_E u_{sm} u'_{sm} \sin [2(\omega_c t + m_f \sin \Omega t) + \phi(\omega)] \\ &\quad + \frac{1}{2} K_E u_{sm} u'_{sm} \phi(\omega) \end{aligned} \quad (7-21)$$

式中，第一项为高频分量，可以被低通滤波器滤掉。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 $\phi(\omega)$ 在调频波的频率变化范围内是线性的，当 $|\phi(\omega)| \leq 0.4\text{rad}$ ， $\sin \phi(\omega) \approx \phi(\omega)$ 。因此鉴频器的输出电压 $u_o(t)$ 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 U_0 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 7-7 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 u_0-f 在中心频率 f_0 处的斜率来表示，即

$$s_d = U_0 / \Delta f \quad (7-22)$$

$2\Delta f_{\max}$ 定义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。

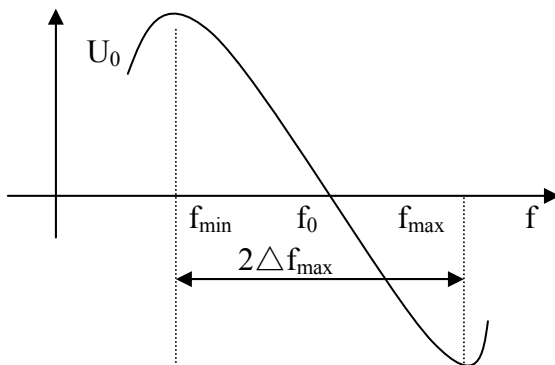


图 7-7 相位鉴频特性

(3) 乘积型相位鉴频器

用 MC1496 构成的乘积型相位鉴频器电路如图 7-8 所示。

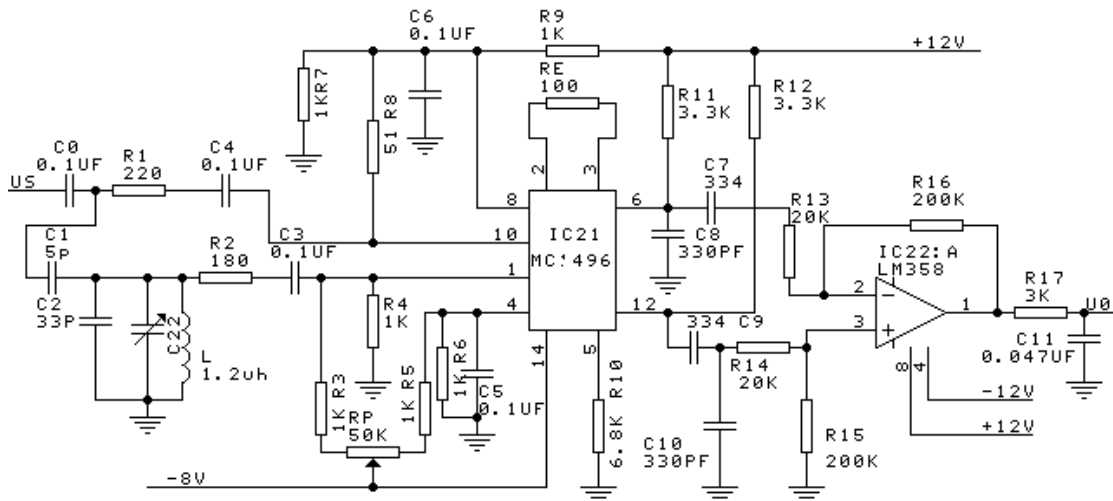


图 7-8 MC1496 构成的相位鉴频器

其中 C_1 与并联谐振回路 C_2L 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 $\phi(\omega)$ 的表达式

为：

$$\phi(\omega) = \frac{\pi}{2} - \arctan\left[Q\left(\frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1\right)\right] \quad (7-23)$$

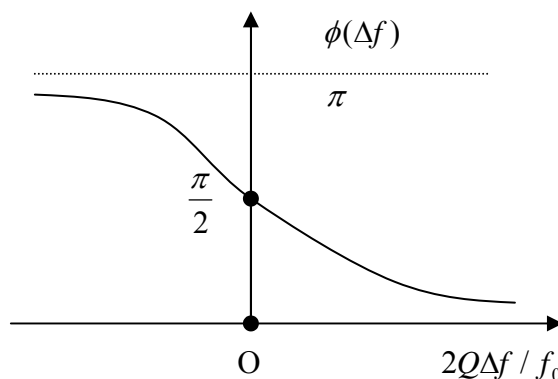
当 $\frac{\Delta w}{w_0} \ll 1$ 时, 上式近似表示为

$$\phi(\Delta w) = \frac{\pi}{2} - \arctan(Q \frac{2\Delta w}{w_0})$$

$$\text{或} \quad \phi(\Delta f) = \frac{\pi}{2} - \arctan(Q \frac{2\Delta f}{f_0}) \quad (7-24)$$

式中 f_0 —回路的谐振频率,
与调频波的中心频率相等。
 Q —回路品质因数。
 Δf —瞬时频率偏移。

相移 ϕ 与频偏 Δf 的特性曲线



如图 7-9 所示。

图 7-9 移相网络的相频特性

由图可见: 在 $f=f_0$ 即 $\Delta f=0$ 的范围内, 相位随频偏呈直线变化, 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 (如式 7-21), 其输出端接集成运放构成的差分放大器, 将双端输出变成单端输出, 再经 R_0C_0 滤波网络输出, 对于图 7-8 所示的鉴频电路的鉴频操作过程如下: 首先测量鉴频器的静态工作点 (与图 7-3 电路的静态工作点基本相同), 再调谐并联谐振回路, 使其谐振 (谐振频率 $f_0=20.945\text{MHz}$)。再从 u_x 端输入 $f_c=20.945\text{MHz}$, $u_{cp-p}=40\text{mV}$ 的载波 (不接相移网络, $u_y=0$), 调节平衡电位器 RP 使载波抑制最佳 ($U_0=0$)。然后接入移相网络, 输入调频波 U_s , 其中心频率 $f_0=20.945\text{MHz}$, $u_{cp-p}=40\text{mV}$, 调制信号的频率 $f_\Omega=1\text{kHz}$, 最大频偏 $\Delta f_{\max}=75\text{kHz}$, 调节谐振回路 C_2 使输出端获得的低频调制信号 $U_0(t)$ 的波形失真最小, 幅度最大。

(4) 鉴频特性曲线 (S 曲线) 的测量方法

测量鉴频特性曲线的常用方法有逐点描迹法和扫频测量法

逐点描迹法的操作是: 用高频信号发生器作为信号源加到鉴频器的输入端 U_s (见图 7-8), 先调节中心频率 $f_0=20.945\text{MHz}$, 输出幅度 $u_{cp-p}=40\text{mV}$ 。鉴频器的输出端 U_0 接数字万用表 (置于“直流电压”档) 测量输出电压 U_0 值。(调谐并联谐振回路, 使其谐振)。再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 U_0 值, 并填入下表。最后根据表中测量值描绘 S 曲线。

扫频测量法的操作是: 将扫频仪 (如 BT-3G 型) 的输出信号加到鉴频器的输入端 U_s , 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 U_0 , 先调节 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, 利用“频标”可绘出 S 曲线。调节谐振回路电容 C_2 , 平衡电位器 RP 可

改变 S 曲线的斜率 and 对称性。

表 7-1 鉴频特性曲线的测量值

f_0/MHz	20.745	20.845	20.945	21.045	21.145
U_0/mV								

4) 混频

用模拟乘法器实现混频，只要在 u_x 端和 u_y 端分别加上两个不同频率的信号，相差一中频如 10.7MHz，再经过带通滤波器取出中频信号，其原理方框图如图 7-10 所示：

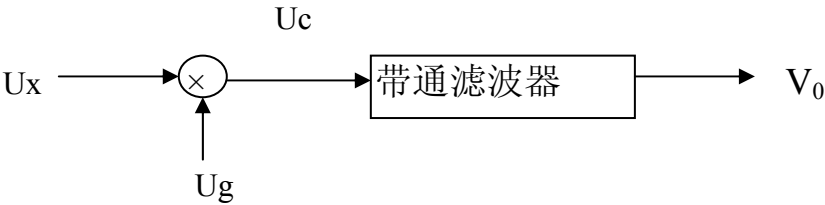


图 7-10 混频原理框图

若 $u_x(t) = u_s \cos \omega_s t$ $u_y = u_0 \cos \omega_0 t$

则 $u_c(t) = K V_s V_0 \cos \omega_s t \cos \omega_0 t$
 $= \frac{1}{2} K V_s V_0 [\cos(\omega_0 + \omega_s) t + \cos(\omega_0 - \omega_s) t]$

经带通滤波器后，取差频

$V_0(t) = \frac{1}{2} K V_s V_0 \cos(\omega_0 - \omega_s) t$ $\omega_0 - \omega_s = \omega_i$ 为某中频频率。

由 MC1496 模拟乘法器构成的混频器电路如图 7-11 所示

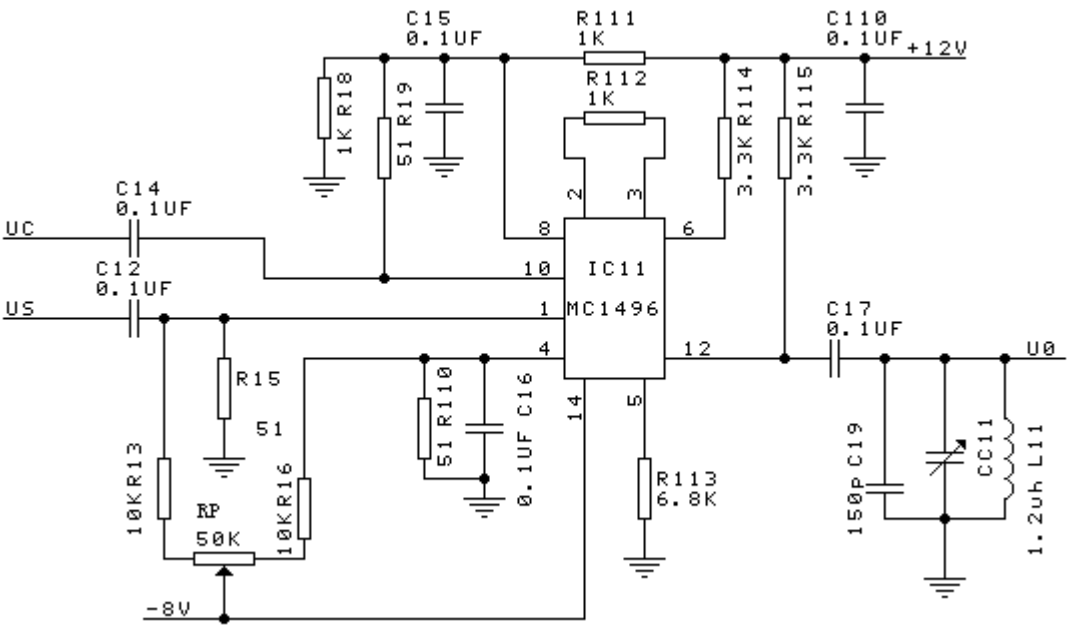


图 7-11 MC1496 构成的混频器

其中 u_x 端输入信号 $f_c=20.945\text{MHz}$ 。 u_y 端输入信号 $f_s=10.245\text{MHz}$ 的信号，输出端接有带通滤波器 LC。

三、实验内容

1、混频器实验

参考附图 G2，将连接器 J12、J13、J15、J19 连接好，此时由 MC1496 构成的混频器电路。

1) 接通电源开关 K11，在不加入输入信号 (u_c 、 $u_s=0$) 的情况下，测试 MC1496 各管脚的静态工作电压应与前面实验原理中平衡调制部分讲到的基本相同。

2) 输入 u_c $f_c=20.945\text{MHz}$ ，大小为 100mV (由高频信号源提供)，从 IN11 处输入。

u_s , $f_s=10.245\text{MHz}$ ，由正弦振荡电路产生。从 IN13 处输入。

用示波器和频率计在 TT11 处观察输出波形，输出信号频率应为 10.7MHz 。

2、平衡调制实验

参考附图 G2，断开 J12、J13、J15、J19，连接好 J11、J14、J16、J17、J18 由 MC1496 构成的平衡调幅电路。

1) 接通电源，当 u_c 、 $u_s=0$ 时，测试 MC1496 各管脚电压，看是否与原理部分讲的相符。

2) 产生抑制载波振幅调制

在 u_x 端输入 $f_c=20.945\text{MHz}$ ， $u_{cp-p}=40\text{mV}$ 信号 (可以由正弦振荡部分产生的信号作为 u_x 端的输入信号)， u_y 端输入 $f_s=1\text{kHz}$ 信号，使 $u_{op-p}=0$ ，调节可调电阻 W11 (逆时针调节)，使在 TT11 处测试的信号 $u_0=0$ (此时 $u_4=u_1$)。逐渐增大 u_{op-p} ，直至出现抑制载波的调幅信号出现 (用示波器在 TT11 处测试)。

3) 产生有载波振幅调制信号

在 u_x 端输入， $f_c=20.945\text{MHz}$ 信号， $u_{cp-p}=40\text{mV}$ 、 $u_s=0$ 调节 W11 处 (顺时针调节)，使输出信号中有载波存在，再加入 $f_s=1\text{kHz}$ 信号， u_{op-p} 从小至大，则输出有载波振幅调制信号。

3、同步检波实验

参考附图 G3，连接 J22、J26、J27，由 MC1496 构成的同步检波电路。

1) 接通+12，-12V 电源，在 u_c ， u_s 为 0 时，测试 MC1496 各管脚的电压看是否与调制部分基本相同。

2) 从 IN21 处输入 20.945MHz 的载波，由正弦振荡部分产生的信号 (此信号与平衡调制实验中的载波信号为同一信号)，使 $u_s=0$ ，调 W21 使在 TT21 处观察的信号为 0，在 u_y 端加入调幅信号 u_s ，其中 $f_c=20.945\text{MHz}$ ， $f_s=1\text{kHz}$ ， $u_{sp-p}=200\text{mV}$ ，调制度 $m=100\%$ (也可以将平衡调制实验中产生的抑制载波调幅信号作为 u_y 端的输入信号，

即将 TT11 与 IN23 连接), 这时从 TT21 处用示波器应能观察到 $u_{\Omega}(t)$ 的波形, 调节 W21 可使输出波形幅度增大, 波形失真减小。

4、鉴频实验

参考附图 G3, 断开 J22、J26、J27, 连接好 J21、J23、J25、J24 由 mc1496 构成的鉴频电路。

1) 接通电源+12V, -12V, 使输入信号为 0, 测 MC1496 各管脚电压, 看是否与平衡调制部分基本相同。

2) 用 BT-3 频率特性测试测试移相网络 (C22、C23、CC21、L21), 调节 CC21 使由 L21、C23、CC21 组成的并联谐振回路谐振在 20.945Mhz。

3) 从 IN22 处输入已调调频波, 使中心频率为 $f_c=20.945\text{MHz}$, $u_{cp-p}=100\text{mV}$, 调制信号为 $f_{\Omega}=1\text{kHz}$, 最大频偏 $\Delta f_{\max}=75\text{kHz}$, 用示波器从 TT22 处可以看到输出的低频调制信号 $u_{\Omega}(t)$ 。

4) 用 BT-3G 扫频仪测绘鉴频特性曲线。

四、实验报告内容

- 1、整理各项实验所得的数据, 绘制出有关曲线和波形。
- 2、对实验结果进行分析。
- 3、分析为什么在平衡调幅实验中得不到载波绝对为零的波形?
- 4、分析如果鉴频特性曲线不对称或鉴频灵敏度过低, 应如何改善?

五、实验仪器

- | | |
|----------------|----|
| 1、音频信号源 (低频信号) | 一台 |
| 2、高频信号源 | 一台 |
| 3、双踪示波器 | 一台 |
| 4、频率特性扫频仪 (选项) | 一台 |

实验八 模拟锁相环应用实验

一、实验目的

- 1、掌握模拟锁相环的组成及工作原理。
- 2、学习用集成锁相环构成锁相解调电路。
- 3、学习用集成锁相环构成锁相倍频电路。

二、锁相环路的基本原理

1、锁相环路的基本组成

锁相环是一种以消除频率误差为目的的反馈控制电路，但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之后，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。

锁相环由三部分组成，如图 8-1 所示。

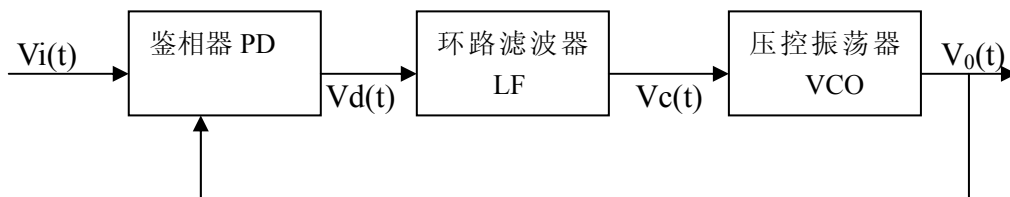


图 8-1 锁相环组成方框图

它包含压控振荡器（VCO），鉴相器（PD）和环路滤波器（LF）三个基本部件，三者组成一个闭合环路，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。

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 $v_d(t)$ 为一直流量或一低频交流量。

3) 环路滤波器（LF）

LF 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 0，换言之在锁定状态 $v_o(t)$ 与 $v_i(t)$ 仍存在相

位差。

2、锁相环路的两种调节过程

锁相环路有两种不同的自动调节过程：一是跟踪过程，二是捕捉过程。

1) 环路的跟踪过程

在环路锁定之后，若输入信号频率发生变化，产生了瞬时频差，从而使瞬时相位差发生变化，则环路将及时调节误差电压去控制 VCO，使 VCO 输出信号频率随之变化，即产生新的控制频差，VCO 输出频率及时跟踪输入信号频率，当控制频差等于固有频差时，瞬时频差再次为零，继续维持锁定，这就是跟踪过程，在锁定后能够继续维持锁定所允许的最大固有角频差 $\Delta\omega_{lm}$ 的两倍称为跟踪带或同步带。

2) 环路的捕捉过程

环路由失锁状态进入锁定状态的过程称为捕捉过程。

设 $t=0$ 时环路开始闭合，此前输入信号角频率 ω_i 不等于 VCO 输出振荡角频率 ω_{y0} （因控制电压 $u_c=0$ ），环路处于失锁状态。假定 ω_i 是一定值，二者有一瞬时角频差 $\Delta\omega_1=\omega_i - \omega_{y0}$ ，瞬是时相位差 $\Delta\omega_1$ 随时间线性增大，因此鉴相器输出误差电压 $u_e(t)=kbsin \omega_1 t$ 将是一个周期为 $2\pi / \Delta\omega_1$ 的正弦函数，称为正弦差拍电压。所谓差拍电压是指其角频率（此处是 $\Delta\omega_1$ ）为两个角频率（此处是 ω_i 与 ω_{y0} ）的差值，角频差 $\Delta\omega_1$ 的数值大小不同，环路的工作情况也不同。

若 $\Delta\omega_1$ 较小，处于环路滤波器的通频带内，则差拍误差电压 $u_e(t)$ 能顺利通过环路滤波器加到 VCO 上，控制 VCO 的振荡频率，使其随差拍电压的变化而变化，所以 VCO 输出是一个调频波，即 $\omega_y(t)$ 将在 ω_{y0} 上下摆动。由于 $\Delta\omega_1$ 较小，所以 $\omega_y(t)$ 很容易摆动到 ω_i ，环路进入锁定状态，鉴相器将输出一个与稳态相位差对应的直流电压，维持环路动态平衡。

若瞬时角频差 $\Delta\omega_1$ 数值较大，则差拍电压 $u_e(t)$ 的频率较高，它的幅度在经过环路滤波器时可能受到一些衰减，这样 VCO 的输出振荡角频率 $\omega_y(t)$ 上下摆动的范围也将减小一些，故需要多次摆动才能靠近输入角频率 $\omega_i(t)$ ，即捕捉过程需要许多个差拍周期才能完成，因此捕捉时间较长，若 $\Delta\omega_1$ 太大，将无法捕捉到，环路一直处于失锁状态。能够由失锁进入锁定所允许的最大固有角频差 $\Delta\omega_{lm}'$ 的两倍称为环路的捕捉带。

三、集成锁相环 NE564 介绍及应用

1、在本实验中，所使用的锁相环为 NE564（国产型号为 L564）是一种工作频率可高达 50MHz 的超高频集成锁相环。

其内部框图和脚管定义如图 8-2。

其内部电原理图如图 8-3。

The block diagram illustrates a PLL system with a post-detection processor. The PLL core consists of a **LIMITER**, a **PHASE COMPARATOR**, a **VCO**, and an **AMPLIFIER**. The **PHASE COMPARATOR** has two inputs: one from the **LIMITER** (pin 6) and another from the **VCO** (pin 11). The output of the **PHASE COMPARATOR** (pin 2) is connected to the **AMPLIFIER**. The **VCO** also has two other inputs (pins 9 and 10) and two outputs (pins 12 and 13). The output of the **AMPLIFIER** is connected to the **DC RETRIEVER** block. The **DC RETRIEVER** block has a feedback path from its output (pin 14) back to its input. The output of the **DC RETRIEVER** is connected to the **SCHMITT TRIGGER** block. The **SCHMITT TRIGGER** block has a feedback path from its output (pin 16) back to its input. The output of the **SCHMITT TRIGGER** is connected to pin 15. The entire PLL core is enclosed in a dashed box, and the **POST DETECTION PROCESSOR** (consisting of the **DC RETRIEVER** and **SCHMITT TRIGGER**) is shown outside the box. Power supply pins are labeled V_+ (pin 1) and ground (pin 8).

V+	1	16	TTL OUTPUT
LOOP GAIN CONTROL	2	15	HYSTERESIS SET
INPUT TO PHASE COMP FROM VCO	3	14	ANALOG OUT
LOOP FILTER	4	13	FREQ. SET CAP
LOOP FILTER	5	12	FREQ. SET CAP
FM/RF INPUT	6	11	VCO OUT 2
BIAS FILTER	7	10	V+
GND	8	9	VCO OUT TTL

(b) NE564 管脚分布图

2) 鉴相 PD (PHASE COMPARATOR) 采用普通双差分模拟相乘器, 由压控振荡器反馈过来的信号从外部由③端输入。另外由②端去改变双差分电路的偏置电流, 控制鉴相器增益, 从而实现环路增益控制。

NE564 的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)端外接定时电容 Ct, Q21, Q24 两射极分别经电阻 R22, R23 接电源 Q27, Q25。Q26 也为电流源。Q17, Q18 为控制信号输入缓冲级。接通电源, Q21, Q22 与 Q23, Q24 双双轮流导通与截止, 电容 Ct 周期地充电与放电, 于是 Q22, Q23 集成极输出极性相反的方形脉冲。根据特定设计, 固有振荡频率为

$$f_0 \approx \frac{1}{16R_{20}C_i}$$

其中 $R_{20}=100\ \Omega$

f_0 为 VCO 振荡频率

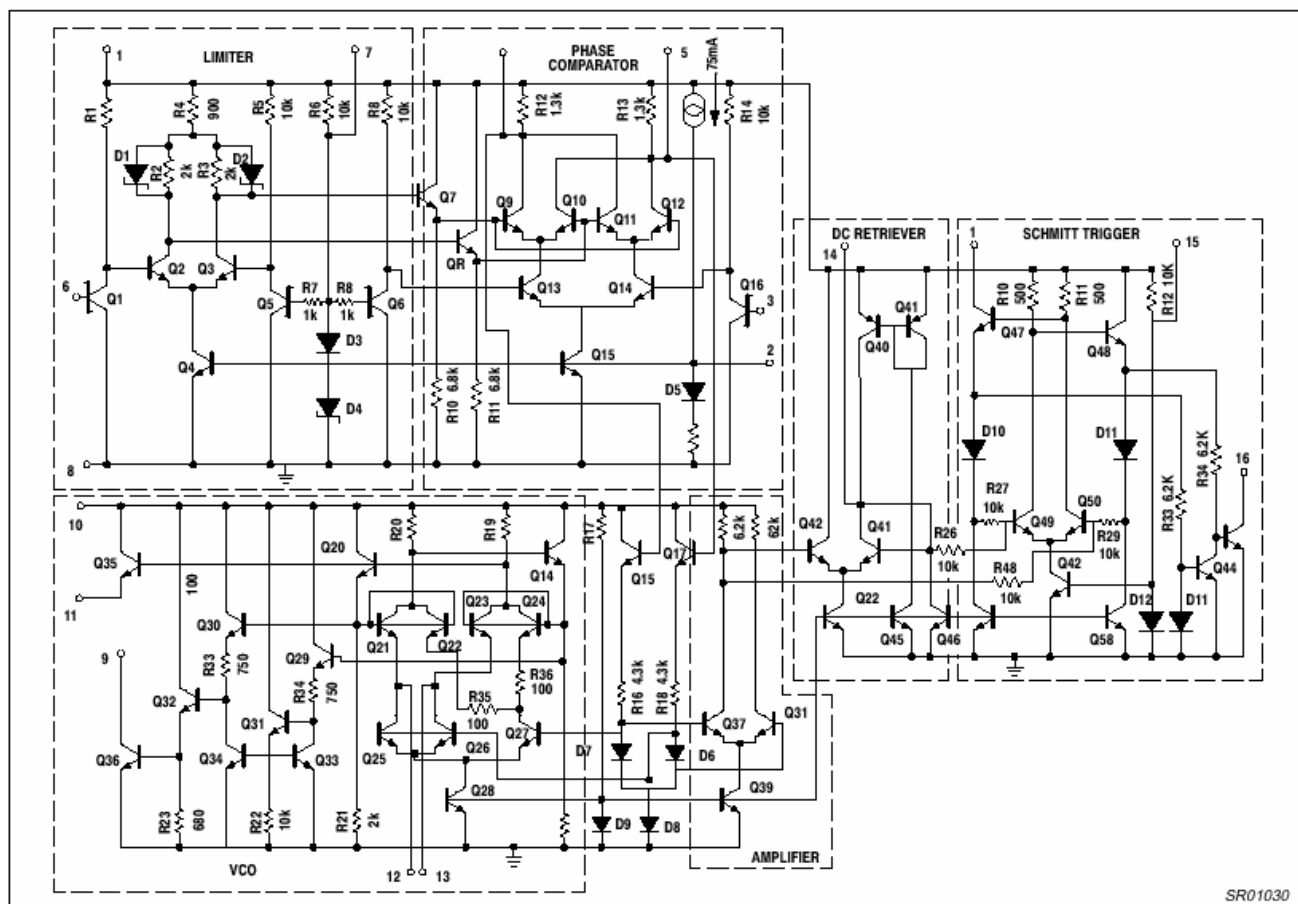


图 8-3 锁相环内部电原理图

4) 输出放大器 A2 (AMPLIFIER) 与直流恢复电路

A2 与直流恢复电路是专为解调 FM 信号与 FSK 信号而设计的。输出放大器 A2 由 Q37, 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端输入, 经缓冲后, 双端送入 A2 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 A2 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 Q42 基极, 由于 Q43 集电极通过⑭端外接一滤波电容, 故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准电压。

若环路的输入为 FM 信号, 那么在锁定状态, ⑭端的电压就是 FM 解调信号。

5) 施密特触发器 (POST DETECTION PROCESSOR)

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电压基准 V_{REF} (经 R26 到 Q49 基极) 与被 A2 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⑩端输出低电平。当 $V_{dm} < V_{REF}$ 时, Q49 导通 Q50 截止,从而迫使 Q54 导通 Q55 截止,⑩端输出高电平。通过⑪端改变 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端滤波电容不能太大。

NE564 的主要参数如下:

NE564 的最高工作频率为 50MHz,最大锁定范围达 $\pm 12\% f_0$,输入阻抗大于 50k Ω ,电源工作电压 5—12V,典型工作电压为 5V,典型工作电流为 60mA,最大允许功耗为 40mW;在频偏为 $\pm 10\%$,中心频率为 5MHZ 时,解调输出电压可达 140mV_{p-p}。输入信号为有效值大于或等于 200mV_{Rms}。

2、NE564 基本应用电路如附图 G4

其中 IC71 及其外围器件组成 FM 锁相解调电路, IC31 和 IC32 组成锁相倍频电路。

在锁相解调电路中,信号从第 6 脚经交流耦合输入,2 脚作为压控振荡器增益控制端,12 脚和 13 脚外接定时电容,通过组合使分别振荡在 5MHz 和 20.945MHz 上,从 14 脚输出调制信号。

在锁相倍频中,74LS393 为分频器,它由两个完全相同单元组成(IC32A, IC32B),分别可以进行 2 分频,4 分频,8 分频,16 分频,如果将 IC32A 中的 16 分频输出与 IC32B 中的时钟输入端相接则 IC32B 可以组成 32 分频,64 分频,128 分频,256 分频。

NE564 的 VCO 振荡输出信号(从 9 脚输出)经 W32 与 R36 分压(74LS393 输入信号不能大于 2.4V)由 74LS393 的 1 脚输入,分频后由 NE564 的 3 脚输入,简单的框图如图 8-4。

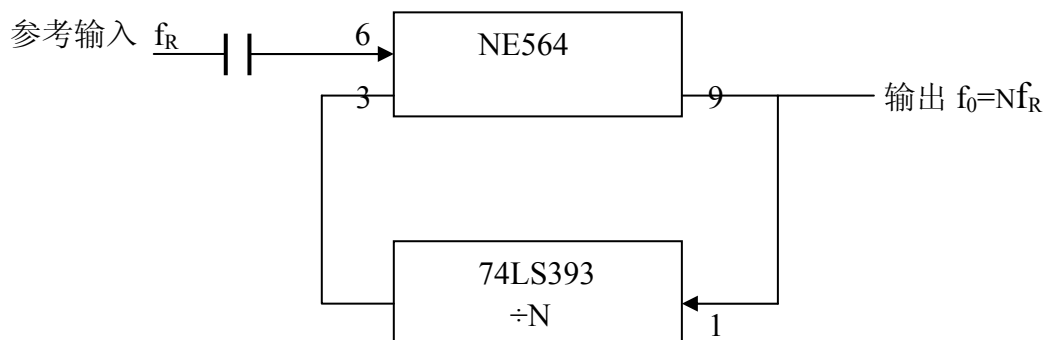


图 8-4 锁相倍频框图

由 NE564 的 3 脚输入的分频信号与从 NE564 的 6 脚输入的参考信号进行鉴频，输出误差电压控制 VCO，最终使 VCO 输出 $f_0=Nf_R$ 的频率，达到倍频目的。在锁相分频电路中，NE564 的 2 脚为增益控制端调节 W31 可改变同步带大小。

NE564 的 12 脚和 13 脚跨接定时电容 C，C 的由下列算式确定。

$$f_0 \approx \frac{1}{16RC} \quad \text{其 } R=100\Omega$$

则
$$C = \frac{1}{16Rf_0}$$

则当	$f_0=1\text{MHz}$ 时	$C \approx 625\text{pF}$
	$f_0=2\text{MHz}$ 时	$C \approx 312\text{pF}$
	$f_0=4\text{MHz}$ 时	$C \approx 156\text{pF}$
	$f_0=5\text{MHz}$ 时	$C \approx 125\text{pF}$
	$f_0=8\text{MHz}$ 时	$C \approx 78\text{pF}$
	$f_0=16\text{MHz}$ 时	$C \approx 39\text{pF}$
	$f_0=20.945\text{MHz}$ 时	$C \approx 29\text{pF}$
	$f_0=32\text{MHz}$ 时	$C \approx 20\text{pF}$

在实际电路中，由于分布电容的存在应比计算值偏小。

四、实验内容

1、锁相解调实验

如附图 G4，①连接 J71、J72、J73 则组成对 5MHZ 的调频信号进行解调电路，从 IN71 处输载波为 $f_0=5\text{MHz}$ $V_{\text{RMS}} \geq 100\text{mV}$ ，调制信号 $f_m=1\text{kHz}$ ，调制频偏为 75kHz，从 NE564 的 14 脚（TT71）观察输出波形，微调 CC70 使 VCO 锁定在 5MHz，调节 W71 使输出波形不失真，幅度最大。观察调制信号频率大小，与调制频偏大小对输出信号的影响。②断开 J71，组成 20.945MHz 调频信号解调电路。

重做上述实验

2、锁相倍频实验

如附图 G4（下图由 IC31，IC32 组成）。

由 IN31 输入 500kHz 的纯载波（大小约 200mV），作为参考信号。

①连接 J313 进行 2 倍频实验，根据计算 $C_t=625\text{pF}$ ，则由可以通过连接 J31，J32，J33，J34，J35，J36，J37，J38 组合成 625pF 的电容（电容并联值相加）通过调 C38，使从 TT31 处测得的信号频率为 1MHz（74LS393 的 1 脚输入信号保持在 2.4V 左右）。调节的方法为：用双踪示波器同时在 IN31 和 TT32 处观察输入信号和分频信号，调节 C_t 的大小，当两信号同频同相时即锁定输出 1MHz 的信号。

②分别连接 J314 进行 4 倍频实验；连接 J315 进行 8 倍频实验，J316 进行 16 倍频实验；连 J39 进行 32 倍频实验；连 J310 进行 64 倍频实验。每次只能连一个。

③将锁相倍频电路接连 2 倍频电路，观察锁相环，同步过程，失锁过程，再同步过程。首先使输出信号锁定在 1MHz。

用双踪示波器的探头分别测试输入信号（500kHz）（在 IN31 处）和分频后的信号（在 TT32 处），示波器上同时显示两处的波形，TT32 处的波形为方波，如果输入信号为正弦波用则 N31 处为正弦波。

改变输入信号 f_R 的频率（以 10kHz 为步进）①先增大 f_R 观察示波器上两波形，开始时，两波形同步移动，此时处在跟踪状态。 f_R 增加到一定值时，只有输入信号 f_R （正弦波）在移动。此时，也处于失锁状态，记下此时的 f_R 值。②再减小 f_R 直至进入锁定状态（两波同步移动）调节 W31（逆时针调节）。再增大 f_R 值直至失锁，记下 f_R 值比较两次的 f_R 值，③重步骤②，找到最大的 f_R 值，即此 NE564 的同步带。

五、实验报告内容

1、用表格绘制出锁相解调实验中的调制信号频率，调制频率偏与输出信号大小的关系。（以 $f_0=5\text{MHz}$ 为例）

2、整理锁相倍频实验中的数据。

①分别进行 2 分频，4 分频，8 分频，16 分频，32 分频，64 分频的实际定时电容 C_t 的值。

②所测到的最大同步带值。

六、实验仪器

- | | |
|---------|----|
| 1、高频信号源 | 一台 |
| 2、双踪示波器 | 一台 |

实验九 小功率调频（遥控）发射机设计

一、实验目的

通过本节实验，要求掌握调频发射机整机电路的设计与调试方法，以及调试中

常见故障的分析与处理。学习如何将各种单元电路组合起来完成工程实际要求的整机电路设计。

二、调频发射机及其主要技术指标

与调幅系统相比，调频系统由于高频振荡器输出的振幅不变，因而具有较强的抗干扰能力与较高的效率。所以在无线通信、广播电视、遥控遥测等方面获得广泛应用。图 9-1 为调频发射与接收系统的基本组成框图。其中（a）为直接调频发射机的组成框图，是本节实验的主要内容，（b）为外差式调频接收机的组成框图，将在实验十中介绍。

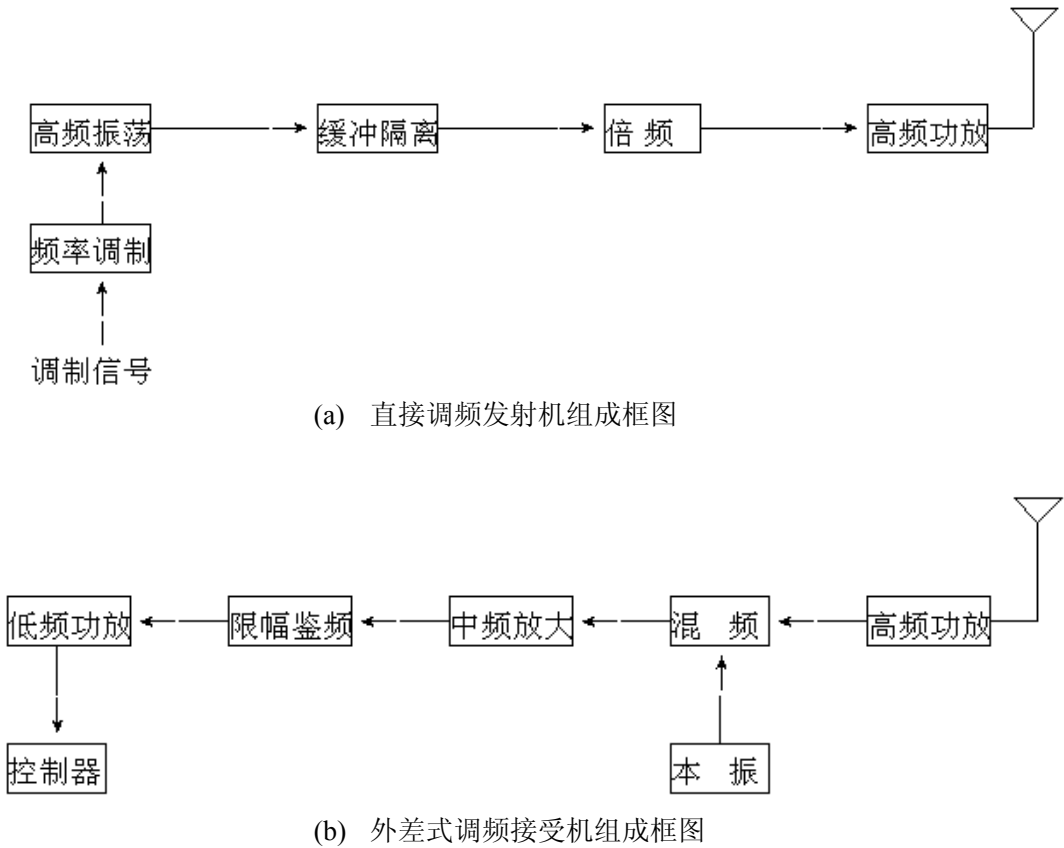


图 9-1 调频发射、接收系统组成框图

调频发射机的主要技术指标有：

1、发射功率

发射功率 P_A 一般是指发射机输送到天线上的功率。只有当天线的长度与发射机高频振荡的波长 λ 相比拟时，天线才能有效地把载波发射出去。波长 λ 与频率 f 的关系为

$$\lambda = c/f$$

(9-1)

式中, c —— 电磁波传播速度, $c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$ 。

若接收机的灵敏度 $U_A = 2 \mu \text{ V}$, 则通信距离 s 与发射功率 P_A 的关系为

$$\{S\}_{km} = 1.07 \times \sqrt[4]{\{P_A\}_{mW}} \quad (9-2)$$

表 9-1 列出了小功率发射机的功率 P_A 与通信距离 s 的关系。

表 9-1 发射功率 P_A 与通信距离 s 的关系

P_A/mW	50	100	200	300	400	500	600	700
s/km	2.84	3.38	4.02	4.45	4.82	5.08	5.27	5.50

2、工作频率或波段

发射机的工作频率应根据调制方式, 在国家或有关部门所规定的范围内选取。广播通信常用波段的划分如表 9-2 所示, 对于调频发射机, 工作频率一般在超短波范围内。

表 9-2 波段的划分

波段各称	波长范围 / m	频率范围	频段名称
超长波	100 000~10 000	3~30kHz	甚低频
长 波	10 000~1000	30~300 kHz	低频
中 波	1000~200	300 kHz~1.5 MHz	中频
中短波	200~50	1.5~6 MHz	中高频
短 波	50~10	6~30 MHz	高频
超短波	10~1	30~300 MHz	甚高频

3、总效率

发射机发射的总功率 P_A 与其消耗的总功率 P'_C 之比称为发射机的总效率

η_A , 即

$$\eta_A = P_A / P'_C \quad (9-3)$$

4、非线性失真

当最大频偏 Δf_m 为 75kHz, 调制信号的频率为 100~7500Hz 时, 要求调频发射机的非线性失真系数 r 应小于 1%。

5、杂音电平

调频发射机的寄生调幅应小于载波电平的 5% ~10% , 杂音电平应小于 65dB。

三、发射机的组成框图

拟定整机方框图的一般原则是, 在满足技术指标要求的前提下, 应力求电路简

单、性能稳定可靠。单元电路级数尽可能少，以减小级间的相互感应、干扰和自激。

1、本实验不要求发射的功率达到多大，只要能达到信号发射的效果。因此，整机电路比较简单，组成框图如图 9-2 所示。

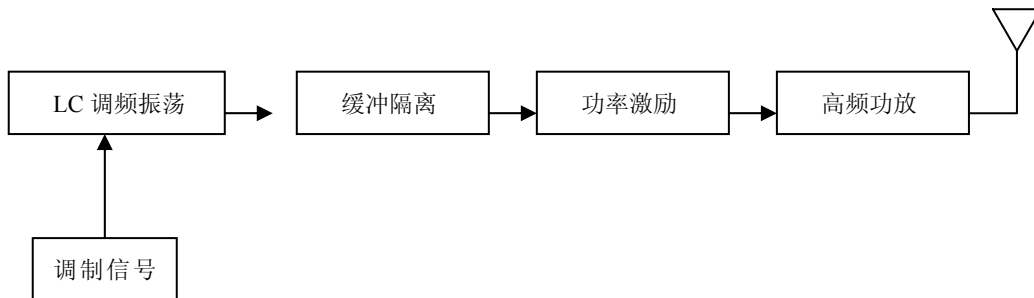


图 9-2 本实验发射线路组成框图

① LC 调频振荡器 产生频率 $f_0=20.945\text{MHz}$ 的高频振荡，变容二极管线性调频，最大频偏 $\Delta f_m=\pm 20\text{kHz}$ ，整个发射机的频率稳定度由该级决定。

② 缓冲隔离级 将振荡级与功放级隔离，以减小功放级对振荡级的影响。因为功放级输出信号较大，当其工作状态发生变化时（如谐振阻抗变化），会影响振荡器的频率稳定度，使波形产生失真或减小振荡器的输出电压。整机设计时，为减小级间相互影响，通常在中间插入缓冲隔离级。

③ 功率激励级 为末级功放提供激励功率。如果发射功率不大，且振荡级的输出功率能够满足末级功放的输入要求，功率激励级可以省去。

④ 末级功放 将前级送来的信号进行功率放大，使负载（天线）上获得满足要求的发射功率。如果要求整机功率较高，应采用丙类功率放大器，若整机效率要求不高如 $\eta_A < 50\%$ 而波形失真要求较小时，可以采用甲类功率放大器。但是本题要求 $\eta_A > 50\%$ ，故选用丙类功率放大器较好。

2、实验电路如附图 G1

本实验电路的调频振荡部分及缓冲隔离部分是采用实验六电路中 LC 调频，而功率激励及功放是采用实验三功率放大电路。

将实验三的缓冲隔离级输出与功放激励级输入用连接器相连即可。

四、实验步骤及内容

1、实验中可能出现的故障

高频电路由于受分布参数的影响及各种耦合与干扰的影响，使得电路的稳定性比起低频电路来要差些，同时 L、C 元件本身在环境温度发生变化时存在值的漂移，所以在 LC 调频时，电路本身的稳定性不好。另外，由于后级功放的输出信号较强，

信号经公共地线，电源线或连接导线耦合至主振级，从而改变了振荡回路的参数或主振级的工作状态。这样在各单元电路调整好后，还要仔细进行整机连调。

2、实验步骤

1) 将变容二极管调频实验单元电路中的 J81、J84 连接起来，组成 LC 调频实验。

从 IN81 处输 $f_{\Omega}=1\text{kHz}$ ， $V_{\text{cp-p}}=1\text{V}$ 左右的调制信号，调节 L82 用频谱仪从 TT82 处观察调频信号，使中心频率为 $f_0=20.945\text{MHz}$ （如果没有频谱仪，也可以用示波器和频率计组合来测试，使频率计上的频率显示为 20.945MHz ），当调制信号幅度大约为 2V 时，调制频偏大约 $10\sim 15\text{kHz}$ 。

2) 将功放实验单元中的 J93、J94、J95 连接使功放负载为 50Ω ，分别调节 T91、T92 使 C97 与 T91 初级和 C94 与 T92 初级均谐振在 20.945MHz 。

3) 断开 J92，连接 J91，将调频单元与功放单元连接起来，组成发射单元。此时从 TT91 处用频谱仪观察发射信号，如果发射信号的中心频率有偏移，可以微调 L82 使之成为 20.945MHz 。

五、实验报告内容

1、画出从频谱仪上观察到的调制信号。

2、一般来说振荡电路后都会加缓冲隔离级（射随），而当他们级联时，会出现波形幅度明显减小或波形失真，这是什么原因如何解决？

3、当后级功放对前级主振级造成影响时，从哪些方面去减小影响？

六、实验仪器

- | | |
|-----------|----|
| 1、频谱仪（选项） | 一台 |
| 2、音频信号发生器 | 一台 |

实验十 调频接收机设计

一、实验目的

通过本实验，要求掌握基本的（点频）调频接收机电路的构成与调试方法，了解集成电路单片接收机的性能及应用。

二、调频接收机的主要技术指标

调频接收机的主要技术指标有：

1、工作频率范围

接收机可以接收到的无线电波的频率范围称为接收机的工作频率范围或波段覆盖。接收机的工作频率必须与发射机的工作频率相对应。如调频广播收音机的频率范围为 88~108MHz，是因为调频广播发射机的工作频率范围也为 88~108MHz。

2、灵敏度

接收机接收微弱信号的能力称为灵敏度，通常用输入信号电压的大小来表示，接收的输入信号越小，灵敏度越高。调频广播收音机的灵敏度一般为 5~30 μ V。

3、选择性

接收机从各种信号和干扰中选出所需信号（或衰减不需要的信号）的能力称为选择性，单位用 dB（分贝）表示，dB 数越高，选择性越好。调频收音机的中频干扰比应大于 50dB。

4、频率特性

接收机的频率响应范围称为频率特性或通频带。调频机的通频带一般为 200KHz。

5、输出功率

接收机的负载输出的最大不失真（或非线性失真系数为给定值时）功率称为输出功率。

三、调频接收机组成

1、调频接收机的工作原理

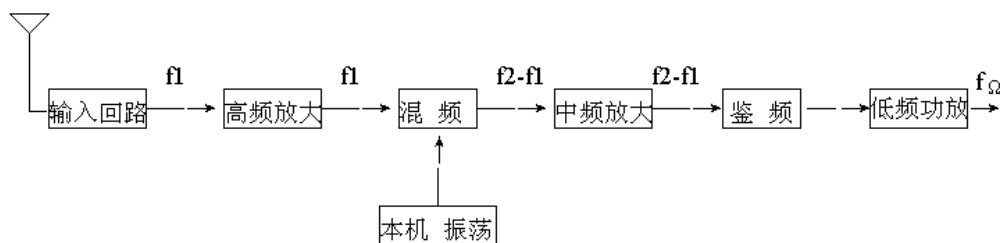


图 10-1 调频接收机组成框图

一般调频接收机的组成框图如图 10-1 所示。其工作原理是：天线接收到的高频信号，经输入调谐回路选频为 f_1 ，再经高频放大级放大进入混频级。本机振荡器输

出的另一高频信号 f_2 亦进入混频级，则混频级的输出为含有 f_1 、 f_2 、 (f_1+f_2) 、 (f_2-f_1) 等频率分量的信号。混频级的输出接调谐回路选出中频信号 (f_2-f_1) ，再经中频放大器放大，获得足够高的增益，然后经鉴频器解调出低频调制信号，由低频功放级放大。由于天线接收到的高频信号经过混频成为固定的中频，再加以放大，因此接收机的灵敏度较高，选择性较好，性能也比较稳定。

2、混频及电路

一种简单实用的混频电路如图 10-2 所示。其中三极管 VT_1 实现频率变换，将天线接收到的高频调制信号 (f_1) 与本机振荡信号 f_2 进行混频，由 LC 选频网络选出中频信号 (f_2-f_1) 。频率变换的原理是，利用三极管集电极电流 i_c 与输入电压 u_{be} 之间的非线性关系，实现频率变换的。变换后的调制参数（调制频率和频率偏移）保持不变，仅载波频率变换成中频频率。对于图 10-2 所示电路，由于高频调制信号从变频管的基极输入，本机振荡信号从变频管的发射极注入，故称这种电路为基极输入，发射极注入式混频电路，这种电路的特点是：信号的相互影响较小，不易产生牵引现象，但要求本振的输出电压较大 $(u_o \gg u_i)$ ，使三极管 VT_1 工作于非线性区才能实现频率变换。

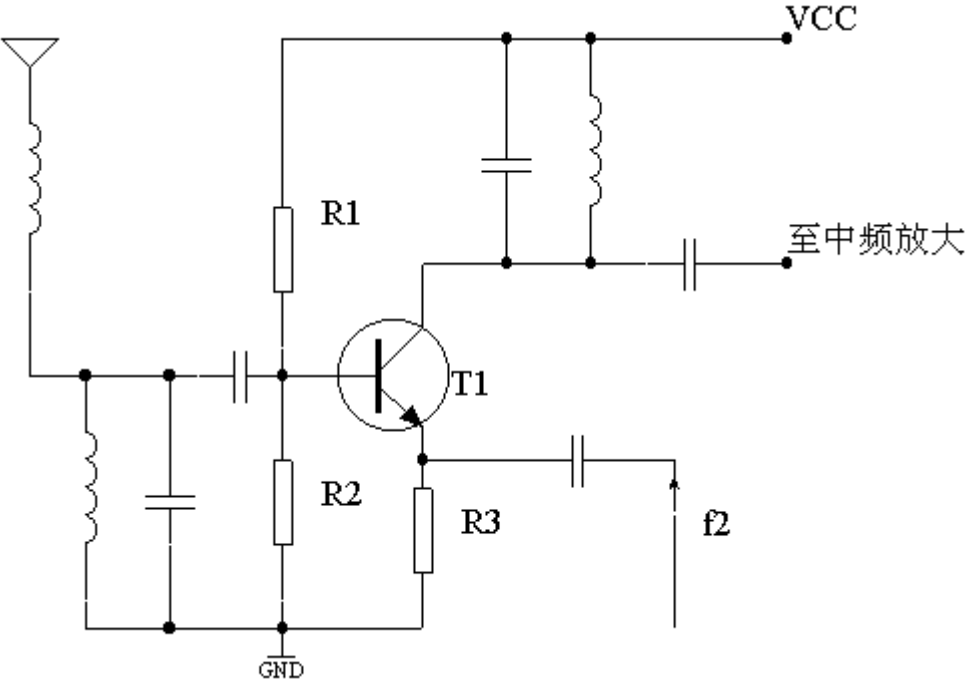


图 10-2 混频级电路

混频管 VT_1 的静态工作点由 R_1 、 R_2 及 R_3 决定（电源电压 $+U_{CC}$ 确定时），为使混频管在大信号输入下进入非线性工作区，静态工作电流 I_{CQ} 不能太大，否则非线性作

用消失，混频增益将大大下降。但 I_{CQ} 也不能太小，过小会造成本机振荡停振。实验表明 $+U_{CC} = +12V$ 时， I_{CQ} 取 $0.3 \sim 0.5mA$ 较合适。混频管 VT_1 的静态工作点及调谐回路参数的计算与高频小信号调谐放大器的计算方法相同，这里不再重复。

3、本实验接收电原图如附 G6

其中晶体管 QA1 及其外围元件组成输入回路及高放回路，晶体管 QB1 组成混频单元，集成 IC (MC3361) 实中频放大、鉴频、低频功放，它的内部框图见附录。具体的工作原理如下：

参考附图 G6，将 JA1、JA2、JB1 连接好，即组成接收电路。

从天线 ANTA1 接收到的高频信号经 CA1、CCA1、LA2 组成的选频回路，选取信号为 $f_s = 20.945MHz$ 的有用信号，经晶体管 QA1 进行放大，由 CA3、TA1 初级组成的调谐回路，进一步滤除无用信号，将有用信号经变压器耦合至混频管 QB1 基极，同时从 QB1 的发射极输入本振信号 ($10.245MHz$ 由正弦振荡单元产生)，经晶体管的非线性作用产生各种组合频率，经 CB2、LB2 组成的调谐回路和 $10.7MHz$ 陶瓷滤波器选取差频信号 ($10.7MHz$)。经 CB5 耦合进入 ICB1 (mc3361) 16 脚与本振信号 $10.245MHz$ (mc3361 的 1、2 脚外挂 $10.245MHz$ 晶体及微调电容与内部振荡单元产生的) 进行混频，产生差频信号从 3 脚输出，经 $455KHz$ 陶瓷滤波器滤波后又从 5 脚又进入 MC3361 进行放大，MC3361 的 8 脚外挂鉴频电路，最终从 9 脚输出调制信号。

四、实验内容

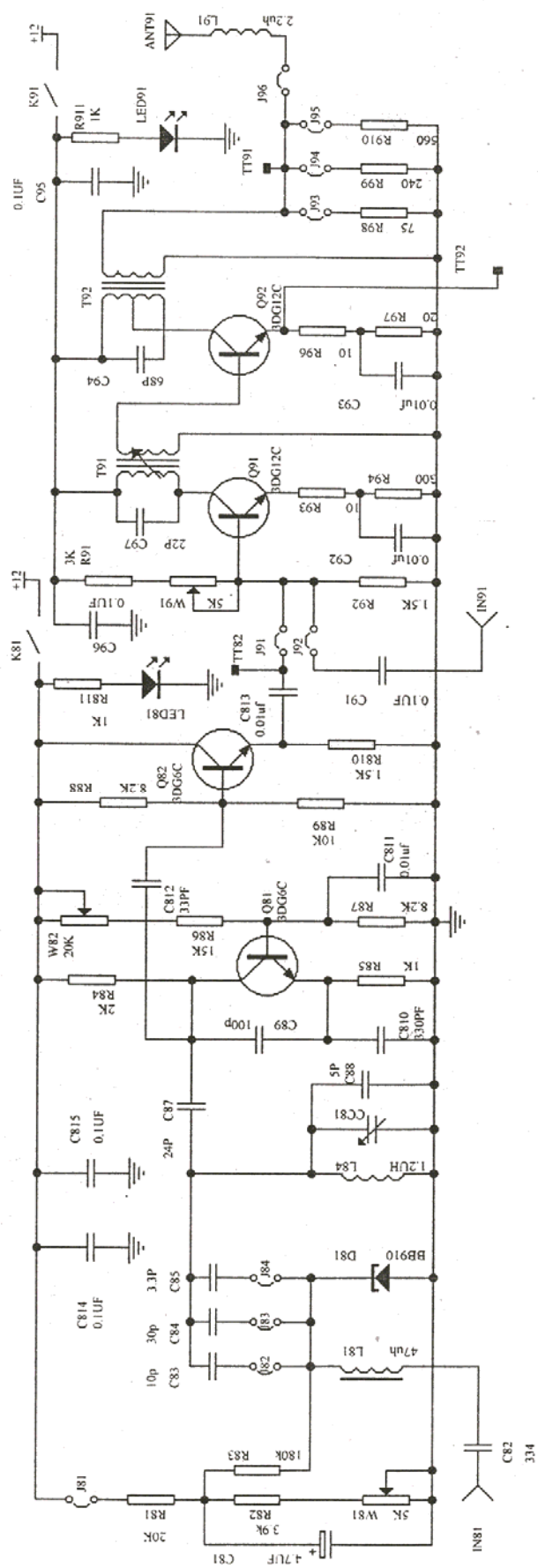
- 1、调试好高频放大单元电路，调试方法与小信号调谐放大单元一样。
- 2、调节 LB2 使 CB2 与 LB2 组成的调谐回路谐振在 $10.7MHz$ 。
- 3、用实验箱所配的天线（一端带夹子的导线）分别将发射单元的天线 ANT91 和本实验单元天线 ANTA1 连好。
- 4、将正弦振荡单元产生的信号 $10.245MHz$ （晶体）从 TT51 处接至 INB1 处作为第一级本振信号。
- 5、让发射单元工作输出载频为 $20.945MHz$ (LC 调频) 调制频偏为 $\pm 5 \sim \pm 20kHz$ 的调频信号从天线发射，让正弦振荡单元输出 $10.245MHz$ 的信号。从 TTB1 处观察第一中频信号 $10.7MHz$ ，也可能信号太小，不太明显。
- 6、从 TTB2 处观察鉴频输出信号，此时如果波形失真可以微调 LB2 注意观察鉴频信号频率与调制信号频率是否一致，幅度大小与调制频偏的关系（调制频率可以通过改变调制信号大小来改变）。

五、实验报告内容

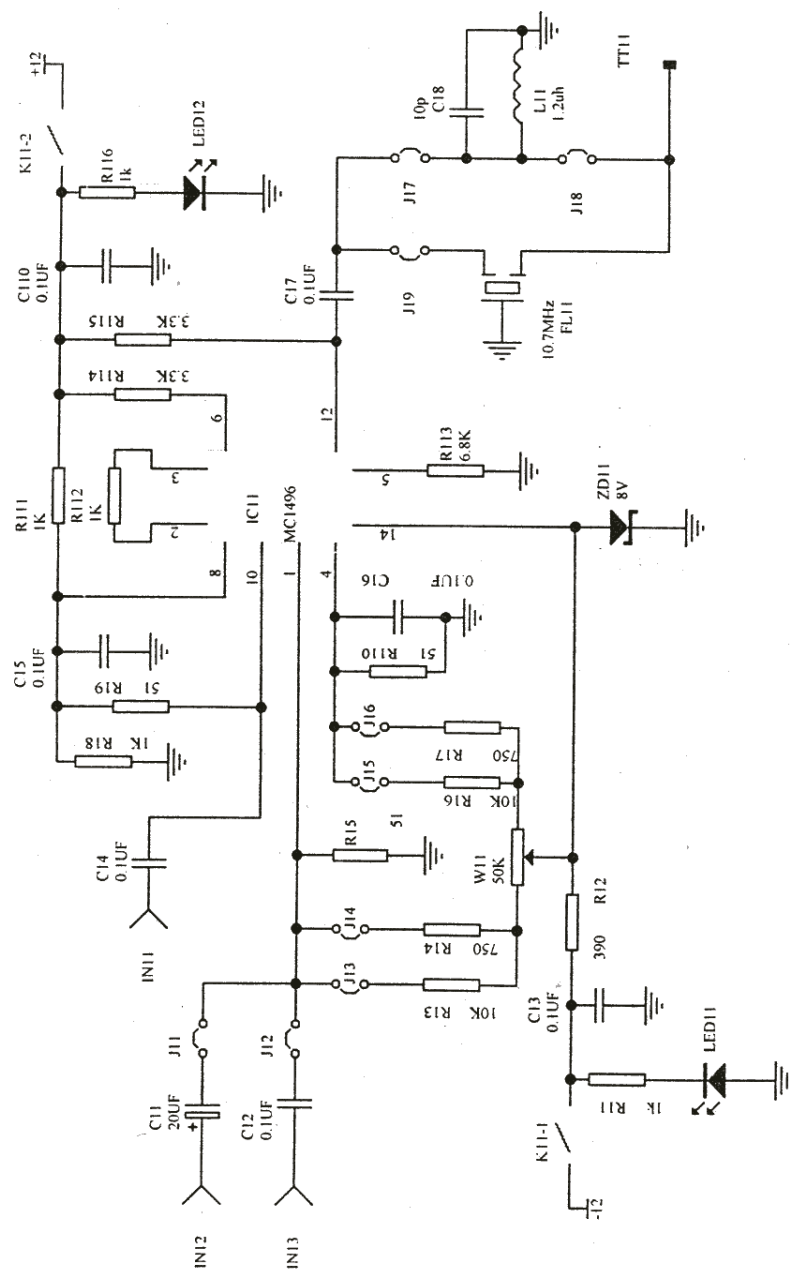
- 1、分别画出调制信号与鉴频信号的波形，整理好实验所测得的数据并绘制成表格。
- 2、如果混频管的静态电流 I_{CQ} 选择不合适（过大或过小）会出现哪些现象？为什么？
- 3、用分立元件构成电路实现中频放大第二次混频和鉴频功能,绘制电原理图

六、实验仪器

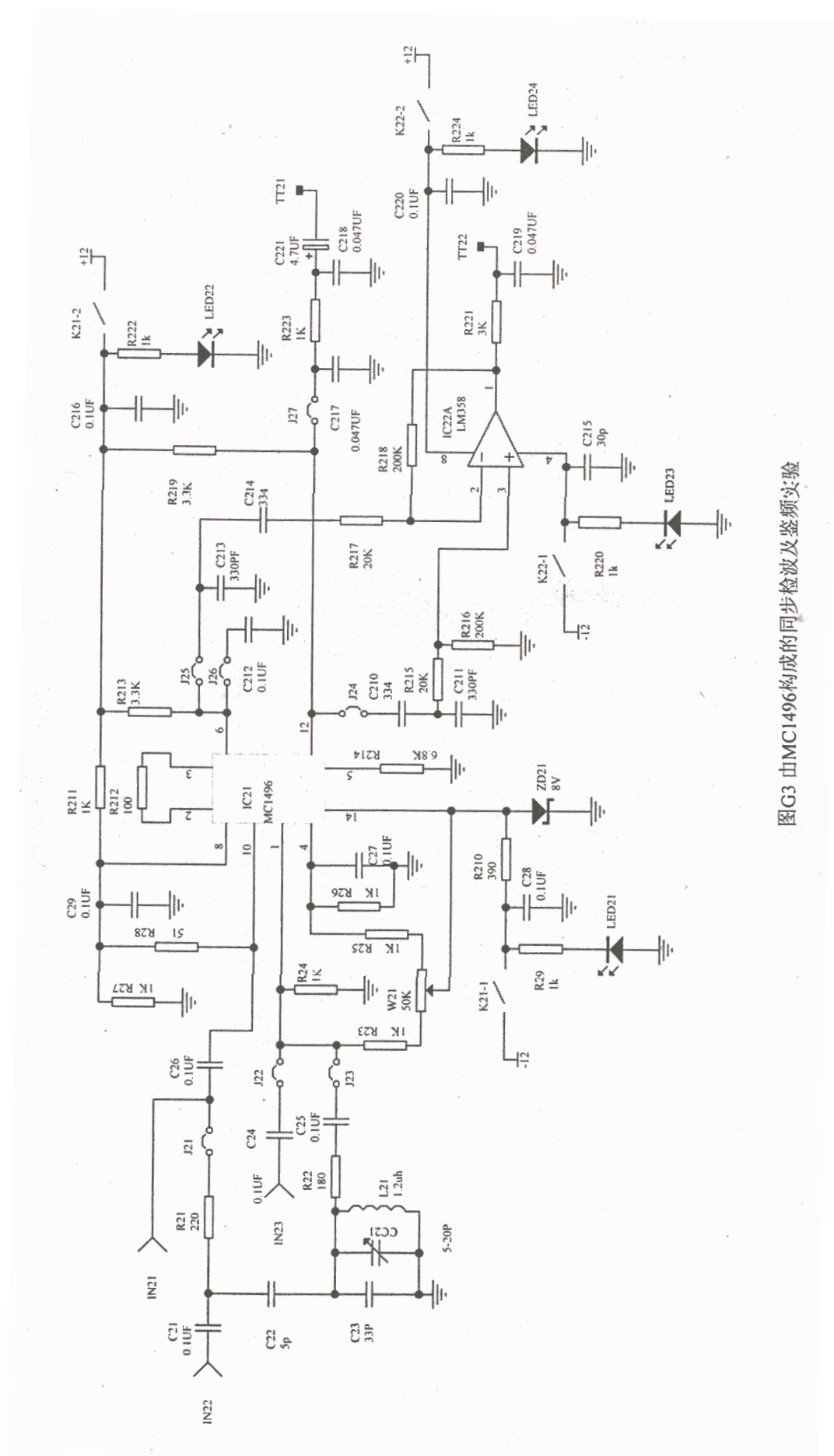
- | | |
|-----------|----|
| 1、万用表 | 一块 |
| 2、频谱仪（选项） | 一台 |
| 3、示波器 | 一台 |
| 4、音频信号源 | 一台 |
| 5、频率计 | 一台 |



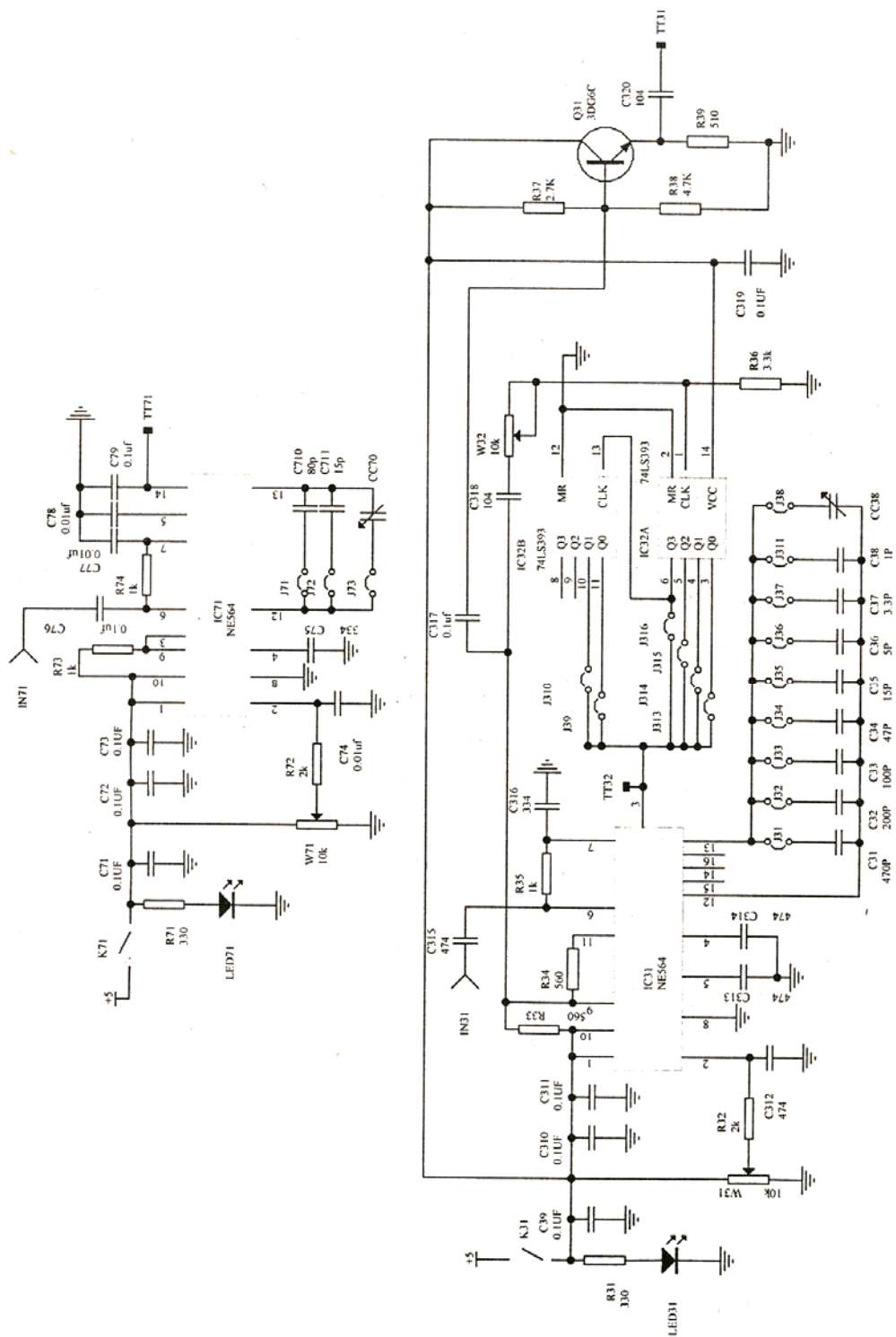
图G1 变容二极管调频、功放及发射实验



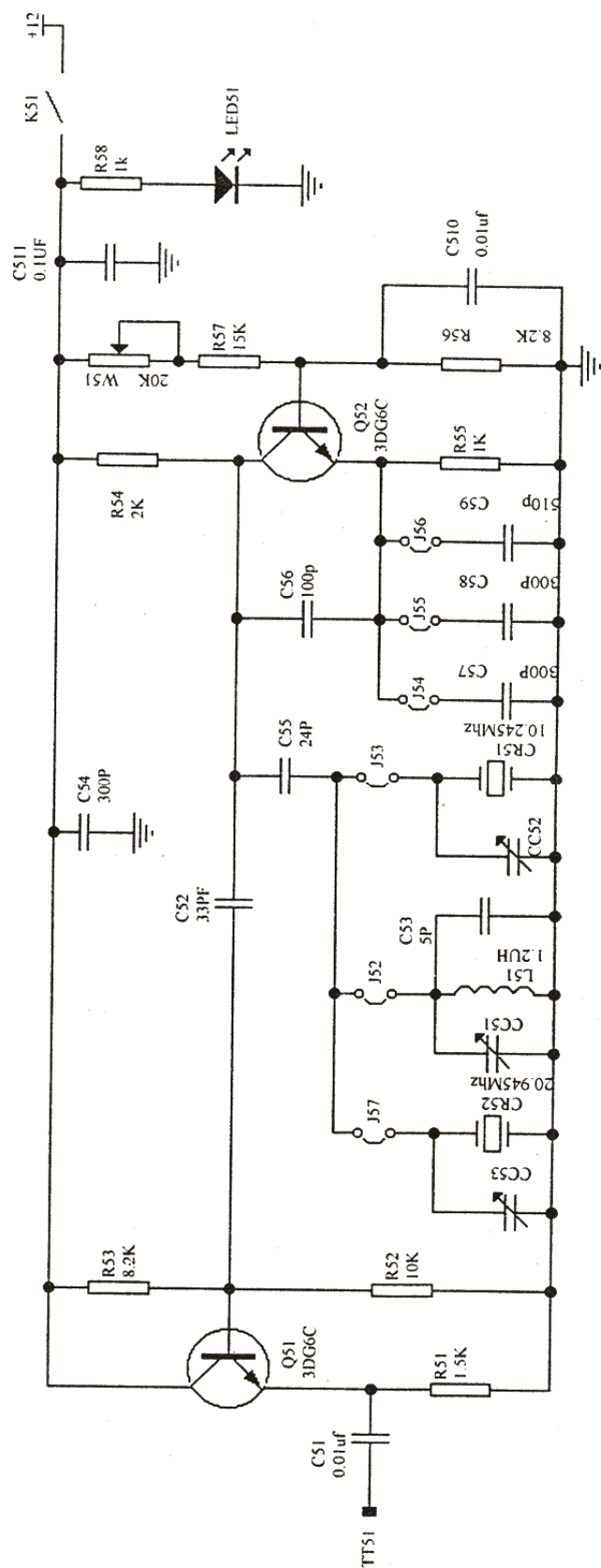
图G2 由MC1496构成的混频及平衡调幅实验



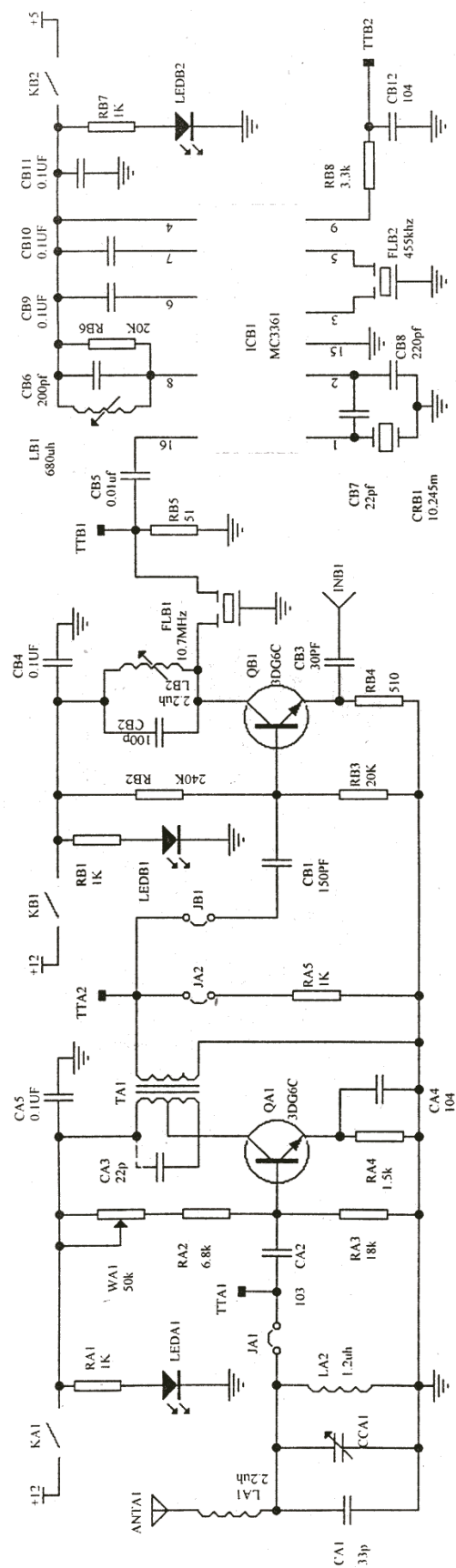
图G3 由MCI496构成的同步检波及鉴频实验



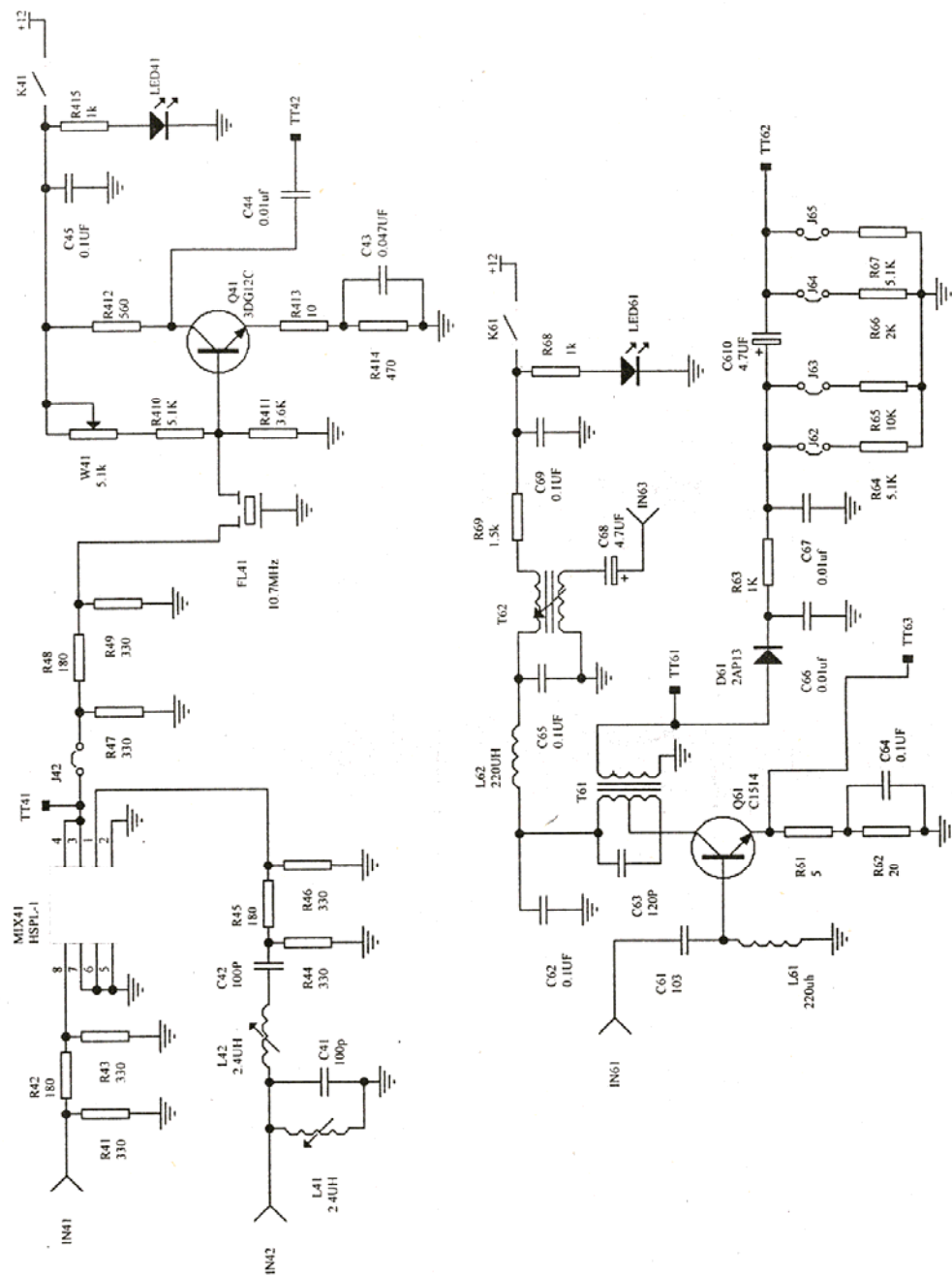
图G4 由NE564构成的锁相解调及锁相倍频实验



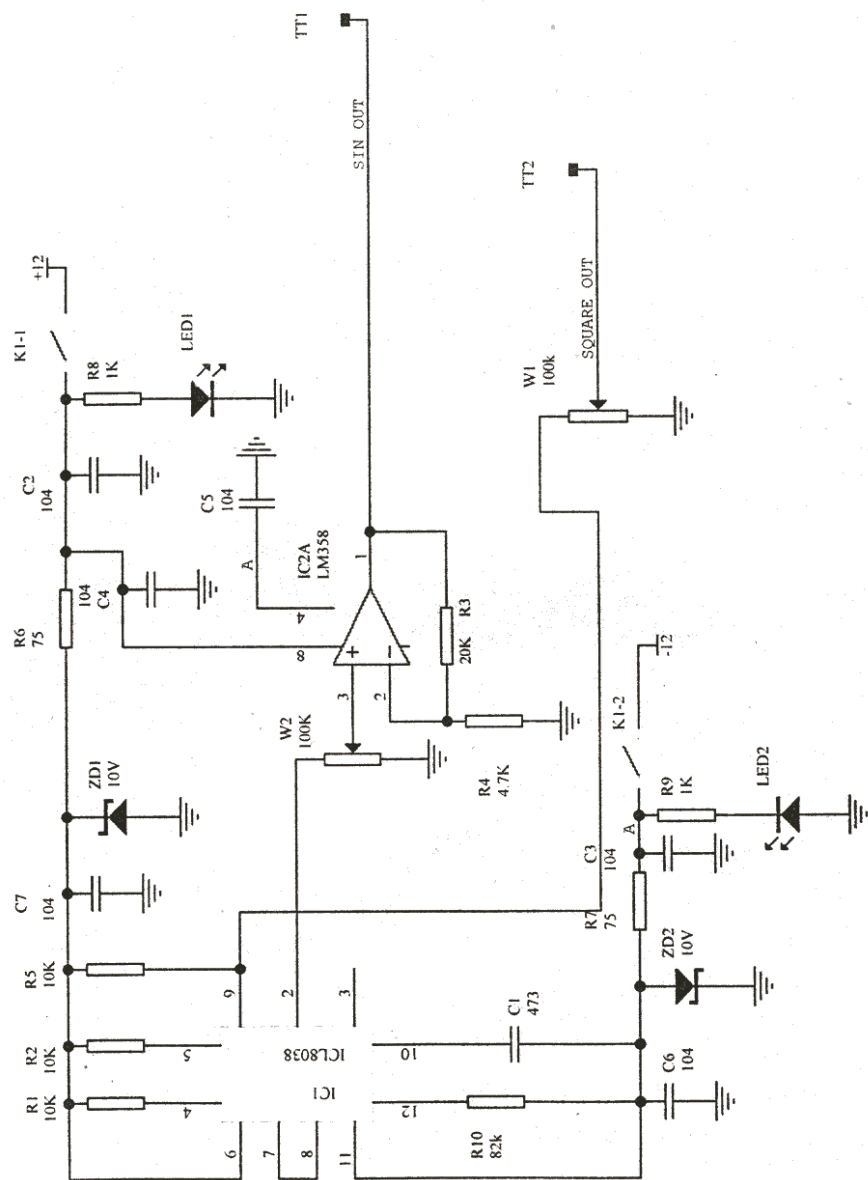
图G5 正弦振荡实验



图G6 小信号放大及接收实验



图G7 二极管开关混频、集电极调幅及二极管包络检波实验



图G8 音频信号发生器