

## 实验八 锁相环实验

### 一 实验目的

通过实验加深理解锁相环的基本原理；

### 二 实验仪器

示波器（带宽大于 40MHz）	1 台
万用表	1 只
双路直流稳压电源	1 台
信号发生器	2 台
电子电路与综合实验套件	1 套
频谱仪	1 台

### 三 实验原理

#### 3.1 锁相环的基本原理

锁相环是一种反馈电路，其作用是使得电路上的时钟和某一外部时钟的相位同步。PLL 通过比较外部信号的相位和由压控晶振（VCXO）的相位来实现同步的，在比较的过程中，锁相环电路会不断根据外部信号的相位来调整本地晶振的时钟相位，直到两个信号的相位同步。

锁相环（PLL: Phase-locked loops）是一种利用反馈（Feedback）控制原理实现的频率及相位的同步技术，其作用是将电路输出的时钟与其外部的参考时钟保持同步。当参考时钟的频率或相位发生改变时，锁相环会检测到这种变化，并且通过其内部的反馈系统来调节输出频率，直到两者重新同步，这种同步又称为“锁相”（Phase-locked）。

一个锁相环电路通常由以下模块构成：

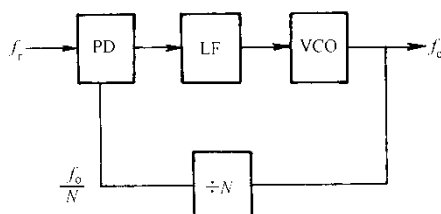


图 8.1 锁相环基本构成

锁相环由鉴频鉴相器(PFD)(或鉴相器:PD)、低通滤波器(LPF)、压控振荡器(VCO)和反馈回路(通常由一个分频器(Frequency divider)来实现)。

每个模块的简单原理描述如下：

**鉴相器 PD：** 对输入的参考信号和反馈回路的信号进行频率和相位的比较，输出一个代表两者差异的信号至低通滤波器。

**低通滤波器：** 将输入信号中的高频成分滤除，保留直流部分送至压控振荡器。

**压控振荡器：** 输出一个周期信号，其频率由输入电压所控制。

**反馈回路：** 将压控振荡器输出的信号送回至鉴频鉴相器。通常压控振荡器的输出信号的频率大于参考信号的频率，因此需在此加入分频器以降低频率。

### 3.2 锁相环的应用

图 8.1 所示为单环锁相频率合成器框图。由图中可知它是在基本 PLL 中插入了一个可变分频器 N，因此又称之 NPLL。当环路锁定时在鉴相器 PD 输入端的两输入频率必须是相等的，即

$$f_r = \frac{f_o}{N} \quad (8.1)$$

$$f_o = Nf_r \quad (8.2)$$

可见，这时的输出频率  $f_o$  是参考频率  $f_r$  的 N 倍，通常 N 为正整数。在一定范围内改变 N 值，就可以输出一系列频率，即实现频率合成。显然，这种单环频率合成输出频率的最小频率间隔  $\Delta f_o = f_r$  即频率分辨率等于参考频率  $f_r$ 。

### 3.3 锁相环芯片

图 8.2 是单片集成锁相环 CD4046 的内部结构框图及外围典型接线图。CD4046 采用 CMOS 工艺，特点是电源电压范围宽，输入阻抗高（约 100 MΩ），动态功耗小。在  $V_{DD}=15\text{ V}$  时最高频率可达 1.2 MHz，通常用在中、低频段。CD4046 内部集成了一个低功耗、高线性的 VCO，两个工作方式不同的鉴相器 PD I、PD II，以及源级跟随器（专门用于 FM 解调输出，要求外接负载电阻大于 10K），放大、整形电路和 5V 稳压管，若与 TTL 电路匹配时，可用作辅助电源。

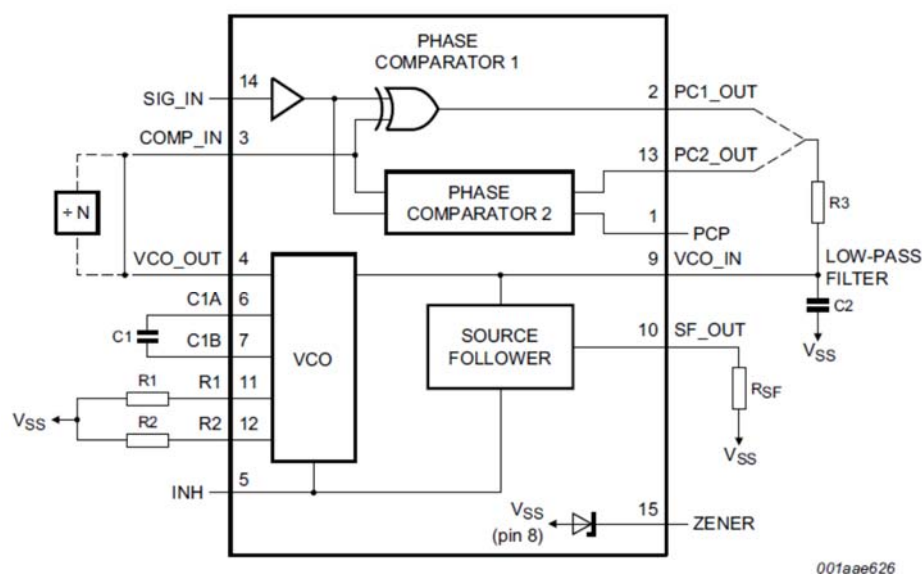


图 8.2 CD4046 内部框图

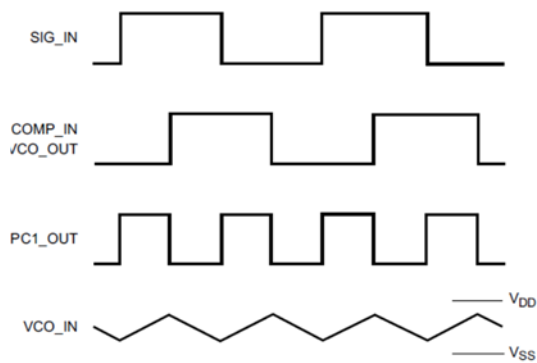


图 8.3(a) 异或门鉴相器 PDI 鉴相输出波形

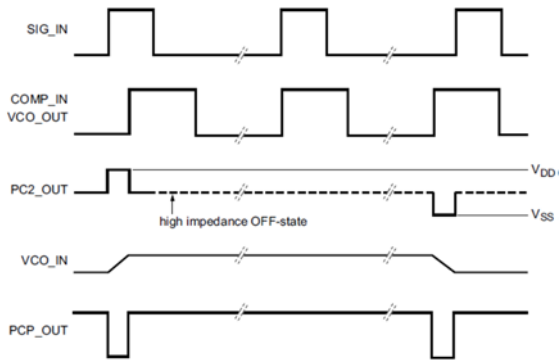


图 8.3(b) 触发器鉴相器 PDII 鉴相输出波形

### 3.3.1 鉴相器 PD

PD I 采用异或门结构，使用时要求输入信号占空比为 50%。无输入信号时，PD I 输出电压为  $V_{DD}/2$ ，用于确定 VCO 的固有振荡频率。PD I 的捕捉能力和滤波器有关，选择合适的滤波器可以得到较宽的捕捉范围，其工作波形如图 8.3(a)所示。

PD II 是一个由信号上升沿控制的数字存储网络。它对输入信号的占空比要求不高，允许输入非对称波形，具有很宽的捕捉范围，而且不会锁定在输入信号的谐波。它提供两种输出信号，数字误差信号和锁定信号（相位脉冲），当达到锁定时，PD II 的两个输入信号相位差为 0。PD II 的工作波形如图 8.3(b)所示，当输入信号超前于比较信号时，PD II 输出正脉冲，当输入信号滞后于比较信号时，PD II 输出为负脉冲，这两种情况都会在 1 脚产生负脉冲。当两个输入脉冲的频率和相位均相同时，PD II 的输出为高阻态，1 脚输出高电平。因此，PD II 可实现两个输入信号频率严格同步，此时同步带等于捕捉带，与环路滤波器无关。

### 3.3.2 电压控制振荡器 VCO

VCO 振荡频率随输入电压成正比，需要外接电阻  $R_1$ ， $R_2$  和电容  $C$ 。 $R_1$ ， $C_1$  是充放电元件，电阻  $R_2$  起到频率补偿作用。 $R_1$  确定 VCO 的最高振荡频率， $R_2$  确定 VCO 的最低振荡频率。VCO 的振荡频率不仅和  $R_1$ ， $R_2$  及  $C_1$  的取值有关，还和电源电压有关，电源电压越高振荡频率越高。

VCO 参数建议值： $R_1, R_2 = 10K \sim 1M\Omega$ ， $C_1 = 50PF$ 。当电源电压为 5V 时， $R_1 = 10K\Omega$ ，VCO 振荡频率为  $500K \sim 1MHz$ 。

### 3.3.3 环路滤波器

环路滤波器起平滑 VCO 控制电压  $u_C(t)$  的作用，因而对锁相环的性能，包括捕捉范围、环路带宽、锁定时间和瞬态响应等都有影响。所以，环路滤波器的设计好坏将直接影响环路性能。

常用的环路滤波器有 RC 积分滤波器、RC 无源比例积分滤波器。

RC 比例积分滤波器的结构是在 RC 积分滤波的电容支路上串入一个电阻  $R_2$ ，原电阻  $R$  就标为  $R_1$ ，电路结构如图 8.4 (a)所示。 $R_1$  和  $R_2$  有一定的比例关系，滤波器也就有不同的特性，所以称 RC 比例积分滤波器。

RC 比例积分滤波器的传递函数可用下式表示：

$$F(s) = -\frac{1+s\tau_2}{1+s(\tau_1+\tau_2)} \quad (8.3)$$

式中， $\tau_1=R_1C$ ， $\tau_2=R_2C$  均为时间常数。显然，RC 比例积分滤波器的可调参数比 RC 积分滤波器多一个。令  $s=j\omega$ ，代入式(8.3)就可得 RC 比例积分滤波器的频率特性关系式为

$$F(j\omega) = -\frac{1+j\omega\tau_2}{1+j\omega(\tau_1+\tau_2)} \quad (8.4)$$

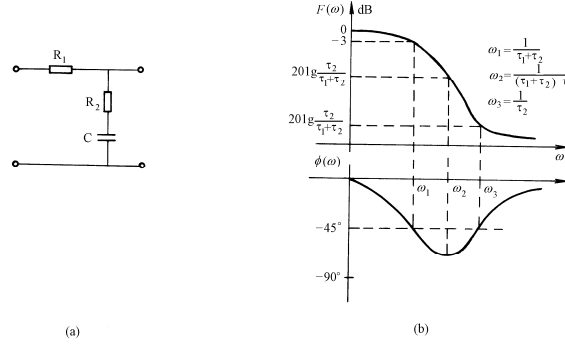


图 8.4 RC 比例积分滤波器和频率特性

其幅频特性和相频特性关系为

$$20\lg F(\omega) = 20\lg \sqrt{1+\omega^2\tau_2^2} - 20\lg \sqrt{1+\omega^2(\tau_1+\tau_2)^2}$$

$$\phi(\omega) = \arctan \omega\tau_2 - \arctan \omega(\tau_1+\tau_2)$$

相频特性和幅频特如图 8.4 所示。由图中可见，RC 比例积分滤波器也具有低通型的频率特性，其直流传递增益  $F(0)=1$ 。当频率很高时，滤波器的幅频特性趋于定值，即传递增益为定值  $F(\omega)=\tau_2 / (\tau_1+\tau_2)=R_2 / (R_1+R_2)$ ，这就是比例特性。图中相频特上有“相位超前”一段特性，这里所指的“超前”是相对于最大相位滞后而言的。所以，这种滤波器又称作相位滞后—超前网络。RC 比例积分滤波器的比例特性和相位超前特性对锁相环的稳定性和捕捉性能有着极为有利的作用，所以这种滤波器在锁相环中得到广泛的应用，而 RC 积分滤波器在实践中用得很少。

### 3.4 实验电路

取环路分频比  $N=4$ ，则图 8.1 就简化为图 8.5 所示，环路滤波器采用二阶 RC 积分滤波器，参数如图中所示。

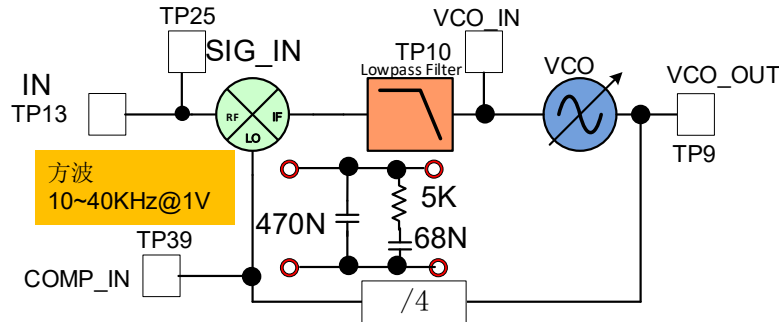


图 8.5 环路分频比  $N=4$  时的 PLL 环路

在 PLL 锁定时，输入信号和输出信号频率相同，相位差恒定，输出信号跟得上输入信号的变化。当 PLL 锁定时，输入信号频率变化，导致 PLL 失锁，这时对应的最高频率与最低频率变化的差为同步带；如果 PLL 失锁时，输入信号频率变化，使锁相环重新回到锁定状态，这时对应的最高频率和最低频率变化的差为捕捉带。通常同步带大于捕捉带，如图 8.6 所示，本实验中采用了触发器的 PD，同步带等于捕捉带。

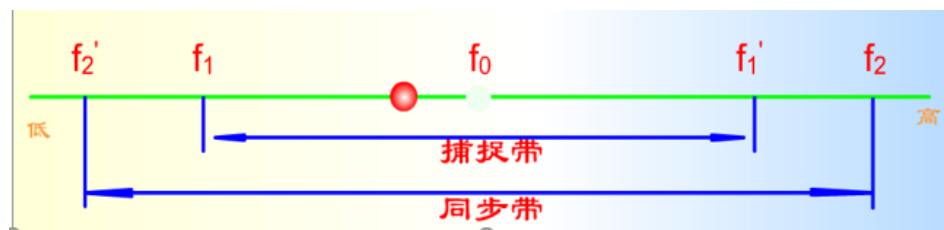


图 8.6 PLL 的同步带和捕捉带示意图

#### 四、实验步骤

1. 打开电源开关，接通实验板电源；
2. 测量并记录 VCO 固有振荡频率；
3. 用信号源产生 1Vpp 50~60KHz 方波信号（与 VCO 中心频率四分频相同），连接到 SMA2 端子；
4. 将 VCO\_OUT 连接到示波器 CH2，缓慢改变输入信号频率（1KHz 为步长），观察输出波形，当示波器输出频率=4\*信号源输入频率变化时，说明在 PLL 同步范围之内，输入输出为 4 分频关系；反之，当输入信号频率过低，或过高时，输出频率为固定值，改变输入频率对输出信号频率无影响。记录该 PLL 的同步带。
5. 示波器用双踪模式，触发信号为信号源输入信号，CH1 接 SIG\_IN TP25 输入信号，CH2 接 TP9 VCO 输出。改变输入端输入信号频率，在锁定状态下，输入、输出波形清晰稳定，输入、输出为 4 分频关系；失锁时，波形模糊不稳定。记录该 PLL 的同步带。
6. 分别用示波器两个输入通道接 VCO\_OUT 和 VCO\_IN (VCO 控制端)，重复步骤 5.特别需要记录 PLL 在锁定和失锁时，在 VCO 控制端电压变化情况。

#### 五、实验报告内容

1. 测量 PLL VCO 频率；
2. 测量 PLL 的同步带；
3. 说明为何 PLL 可以在一定范围内跟踪锁定输入信号；
4. 低通滤波器图和参数如图 8.5 所示，计算该低通滤波器传递函数  $H(s)$ ，画出该滤波器的相频特性与幅频特性曲线，并标明具体数值。

## 实验九 振幅调制与解调电路实验

### 一 实验目的

1. 通过实验加深理解振幅调制的基本概念、调幅波的性质及其特点；
2. 通过实验掌握振幅调制的模型，电路结构，理解利用模拟双差分乘法器实现幅度调制的工作原理；
3. 通过实验加深理解大信号包络检波的基本概念及基本原理；
4. 通过实验掌握包络检波电路的基本构成，各元件参数的取值对检波的影响；
5. 通过实验掌握 AM 的同步检波方法。

### 二 实验仪器

示波器（带宽大于 40MHz）	1 台
万用表	1 只
双路直流稳压电源	1 台
双通道信号发生器	1 台
电子电路与综合实验套件	1 套
频谱仪	1 台

### 三 实验原理

#### 3.1 振幅调制基本概念

振幅调制是使调频载波信号的振幅按调制信号的规律变化。如果载波信号为  $v_c(t) = V_{cm} \cos \omega_c t = V_{cm} \cos 2\pi \cdot f_c t$ ，其中  $\omega_c = 2\pi f_c$  为载波角频率， $f_c$  为载波频率；调制信号为  $v_\Omega(t) = V_{\Omega m} \cos \Omega t = V_{\Omega m} \cos 2\pi F t$ ，且  $F \ll f_c$ 。那么，在理想情况下，调幅波的振幅可表示为

$$V_m(t) = V_{cm} + k_a V_{\Omega m} \cos \Omega t \quad (9.1)$$

式（9.1）反映了调幅信号振幅变化的规律，所以也称之为调幅信号的包络函数，式中  $k_a$  是取决于调幅电路的比例常数。

调幅波可用如下关系式表示

$$\begin{aligned}
v_o(t) &= V_m(t) \cos \omega_c t \\
&= (V_{cm} + k_a V_{\Omega m} \cos \Omega t) \cos \omega_c t \\
&= V_{cm} \left[ 1 + \frac{k_a V_{\Omega m}}{V_{cm}} \cos \Omega t \right] \cos \omega_c t \\
&= V_{cm} [1 + m_A \cos \Omega t] \cos \omega_c t
\end{aligned} \tag{9.2}$$

式中， $m_A = \frac{k_a V_{\Omega m}}{V_{cm}}$  是调幅信号的调幅系数，简称调幅度，通常用百分数表示。

### 3.2 调幅电路模型

利用双差分对乘法器可实现幅度调制，调幅电路组成模型如图 9.1 所示：

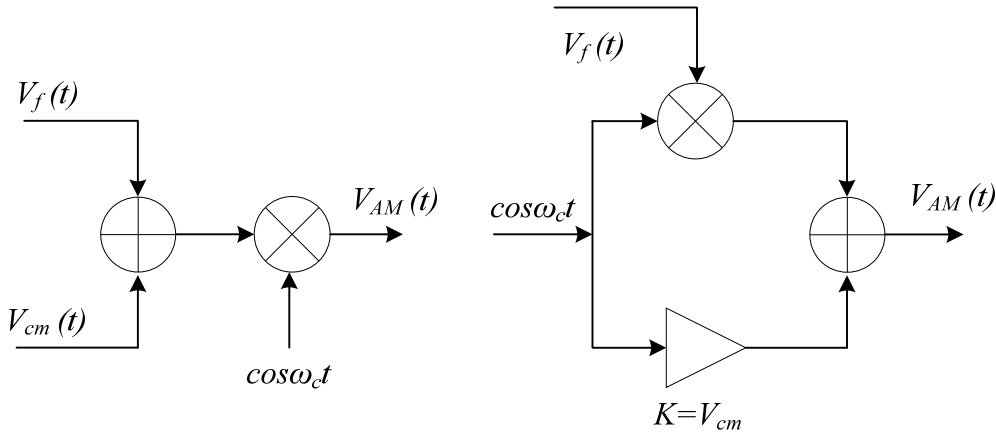


图 9.1 调幅电路组成模型

对于单音信号，调幅波信号为：

$$\begin{aligned}
v_{AM}(t) &= (V_{cm} + K_A V_{\Omega m} \cos \Omega t) \cos \omega_c t \\
&= V_{cm} (1 + m_A \cos \Omega t) \cos \omega_c t \\
&= V_{cm} \cos \omega_c t + m_A V_{cm} \cos \Omega t \cos \omega_c t \\
&= V_{cm} \cos \omega_c t + \frac{1}{2} m_A V_{cm} (\cos \Omega + \omega_c) t + \frac{1}{2} m_A V_{cm} (\cos \Omega - \omega_c) t
\end{aligned} \tag{9.3}$$

### 3.2.1 模拟乘法器实现基本原理

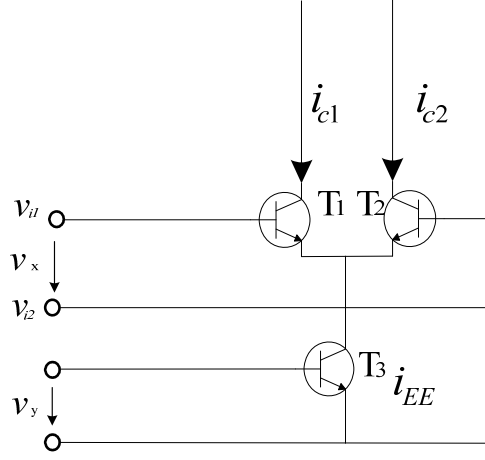


图 9.2 单平衡乘法器原理电路图

单平衡乘法器原理电路图如图 9.2 所示，在 T1 与 T2 基极送入本振信号，射频信号由 T3 基极送入，则

$$i_{c1} = I_s e^{\frac{v_{BE1}}{V_T}} \quad i_{c2} = I_s e^{\frac{v_{BE2}}{V_T}} \quad (9.4)$$

$$I_{EE} \approx i_{c1} + i_{c2} = i_{c1} \left(1 + \frac{i_{c2}}{i_{c1}}\right) = i_{c1} \left(1 + e^{\frac{v_{BE2} - v_{BE1}}{V_T}}\right) \quad (9.5)$$

$$\because v_{id} = v_{be1} - v_{be2} \quad (9.6)$$

$$\because i_{c1} = \frac{I_{EE}}{1 + e^{-\frac{v_{id}}{V_T}}} = \frac{I_{EE} e^{\frac{v_{id}}{V_T}}}{1 + e^{\frac{v_{id}}{V_T}}} = \frac{1}{2} I_{EE} + \frac{1}{2} I_{EE} \frac{e^{\frac{v_{id}}{V_T}} - 1}{1 + e^{\frac{v_{id}}{V_T}}} \quad (9.7)$$

$$\because \frac{e^{\frac{v_{id}}{V_T}} - 1}{1 + e^{\frac{v_{id}}{V_T}}} = \frac{e^{\frac{v_{id}}{2V_T}} - e^{-\frac{v_{id}}{2V_T}}}{e^{\frac{v_{id}}{2V_T}} + e^{-\frac{v_{id}}{2V_T}}} = th\left(\frac{v_{id}}{2V_T}\right) \quad (9.8)$$

$$\therefore i_{c1} = \frac{1}{2} I_{EE} + \frac{1}{2} I_{EE} th\left(\frac{v_{id}}{2V_T}\right) \quad (9.9)$$

$$\text{同理} \quad i_{c2} = \frac{I_{EE}}{1 + e^{\frac{v_{id}}{V_T}}} = \frac{1}{2} I_{EE} - \frac{1}{2} I_{EE} th\left(\frac{v_{id}}{2V_T}\right) \quad (9.10)$$

$$\text{双端输出时} \quad i_{c1} - i_{c2} = I_{EE} th\left(\frac{v_{id}}{2V_T}\right) \quad (9.11)$$



$$\text{当 } v_x \text{ 幅度足够小, } v_{xm} \leq 26\text{mV} \text{ 时, 则 } th \frac{V_x}{2V_T} \approx \frac{V_x}{2V_T} \quad (9.12)$$

$$\text{所以有 } i_1 - i_2 = \frac{I_{EE}}{2V_T} th \frac{V_y}{2V_T} \cdot V_x = G_m \cdot V_x \quad (9.13)$$

其中,  $G_m = \frac{I_{EE}}{2V_T} th \frac{V_y}{2V_T}$  为可控跨导或时变跨导, 即是受控于  $v_y$  的可控跨导。

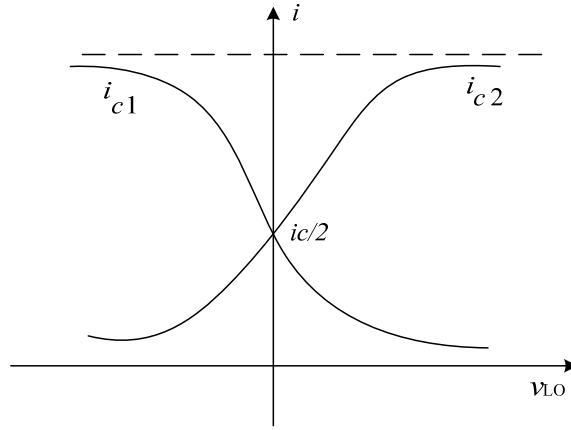


图 9.3 差分对放大器输出电流特性曲线

差分对放大器输出电流特性曲线如图 9.3 所示, 当  $V_y$  幅度足够大时, 差分放大器已进入限幅工作状态, 输出工作状态近似于同周期性的方波, 此时的双曲函数趋向于双开关函数:

$$th \frac{V_y}{2V_T} \approx K_2(\omega_y t) = \frac{4}{\pi} \cos \omega_y t - \frac{4}{3\pi} \cos 3\omega_y t + \dots \quad (9.14)$$

差分对电路输出的差值电流为:

$$i_1 - i_2 = \frac{I_{EE}}{2V_T} \cdot V_x \cdot K_2(\omega_y t) \quad (9.15)$$

由此可见实现了乘法功能。

### 3.2.2 双平衡混频器

利用双差分对乘法器可实现信号相乘, MC1496 是含双差分对的乘法器, 其电路结构如图 9.4 所示:

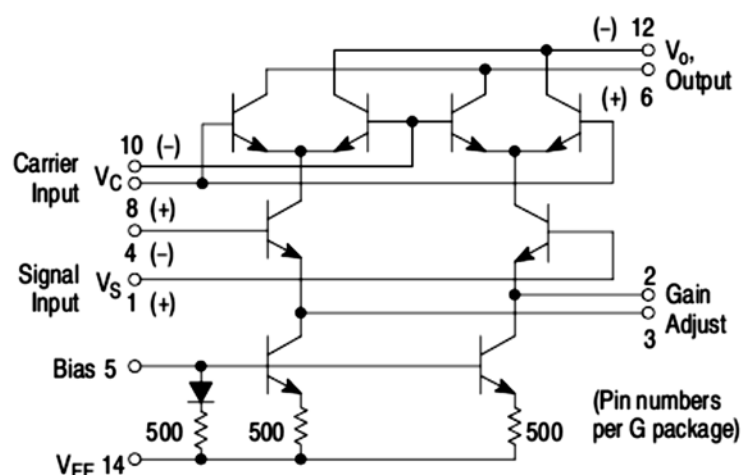


图 9.4 MC1496 电路原理图

2 脚与 3 脚间的反馈电阻可增加射频电压的线性范围，第 5 和第 14 脚间电压恒定，第 5 脚接两个三极管的基极，这两个三极管为恒流源。

由 MC1496 构成的调幅电路如图 9.5 所示：

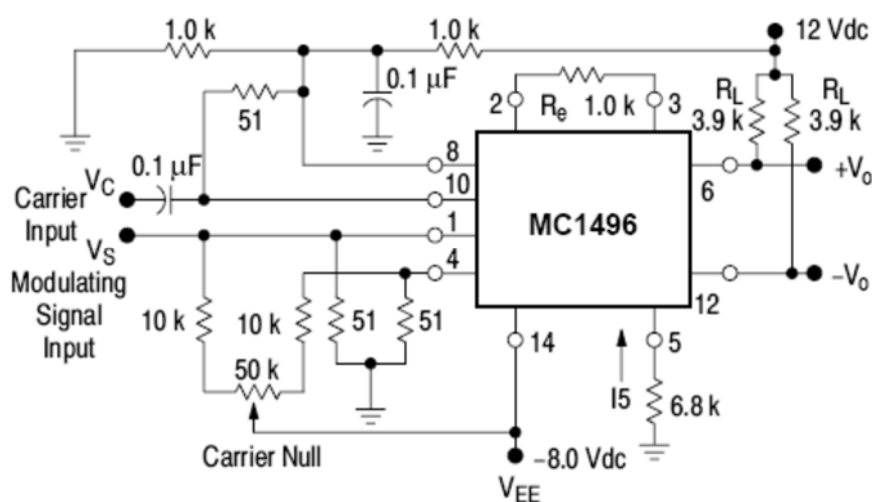


图 9.5 由 MC1496 构成的标准调幅电路

在图 9.5 中，载波和调制信号都是单端输入到调幅电路的输入端，在输出端为差分输出。调幅系数  $M_a$  可用下式估算：

$$M_a = \frac{A-B}{A+B} \times 100\% \quad (9.16)$$

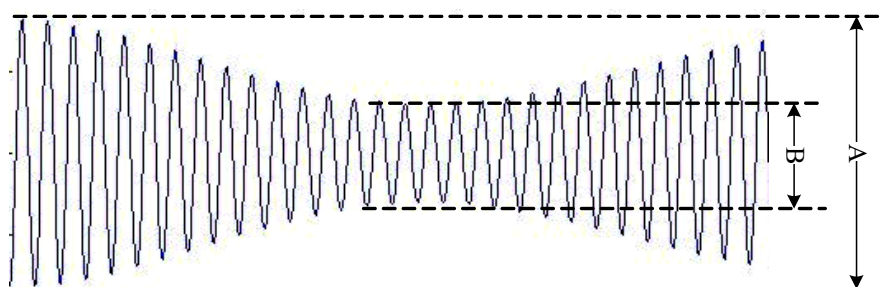


图 9.6 调幅系数  $M_a$  的测量

### 3.3 包络检波的基本原理

包络检波是从标准调幅波中还原出调制信号的过程，通常包络检波电路采用二极管和 RC 网络组成，如图 9.7(a)所示。当输入 AM 波的幅度足够大时，经过二极管后 AM 信号的负半周被削去，经 RC 网络滤波就可恢复出基带信号。它是利用充电时间常数远远大于放电时间常数的原理，解调出包络信号，AM 解调过程如图 9.7(b)所示。

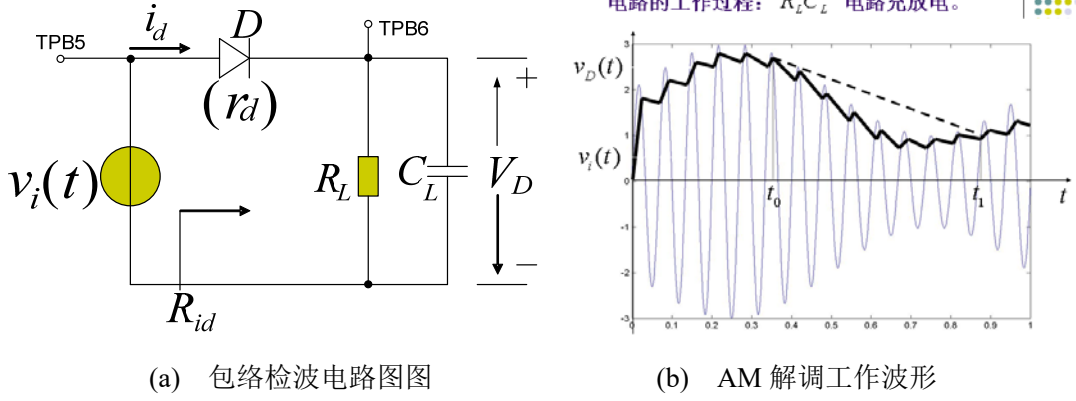


图 9.7 AM 大信号峰值包络检波电路原理与工作波形图

### 3.4 AM 同步检测基本原理

AM 波的同步检波即为相干解调，必须有一个与 AM 信号相同的载波是关键。设已调 AM 波与载波相乘为：

$$\begin{aligned}
 v_{AM}(t) \cdot \cos \omega_c t &= (V_{cm} + K_A V_{\Omega m} \cos \Omega t) \cos \omega_c t \cdot \cos \omega_c t \\
 &= V_{cm} (1 + m_A \cos \Omega t) \cos \omega_c t \cdot \cos \omega_c t \\
 &= V_{cm} \cos \omega_c t \cdot \cos \omega_c t + m_A V_{cm} \cos \Omega t \cos \omega_c t \cdot \cos \omega_c t
 \end{aligned} \quad (9.17)$$

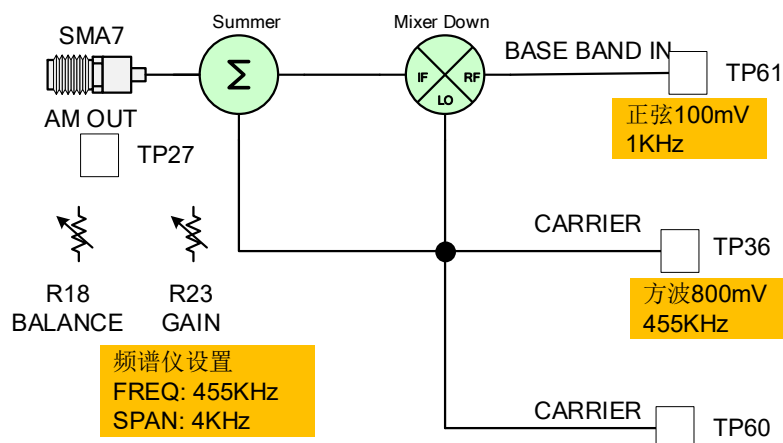
该信号经低通滤波器后输出为：

$$\frac{1}{2} V_{cm} + \frac{1}{2} m_A V_{cm} \cos \Omega t \quad (9.18)$$

式 9.18 中的直流分量可以用隔直电容滤除，即可恢复基带信号，实现 AM 波的同步解调。

## 四 实验步骤

### 4.1 AM 波的产生实验



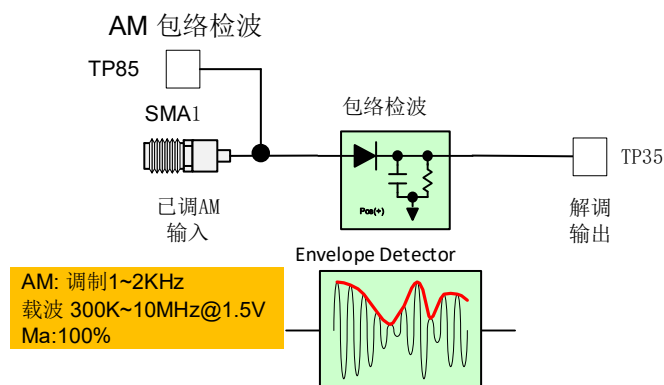
AM 波产生电路框图

图中：R23 用于调整混频器增益，在同步解调由于是小信号，增益不能过大，建议峰峰值在 300mV 以内；大信号包络检波时，增益需加大，VPP 在 800mV

R18 用于调整混频器平衡，体现载波功率，在 AM 调制中，需用频谱仪观察，两个边带功率之和等于载波功率。

微调基带和载波的频率、幅度，分别在示波器和频谱仪上观察已调 AM 波参数，记录载波与边带功率。

#### 4.2 AM 波的包络检波实验

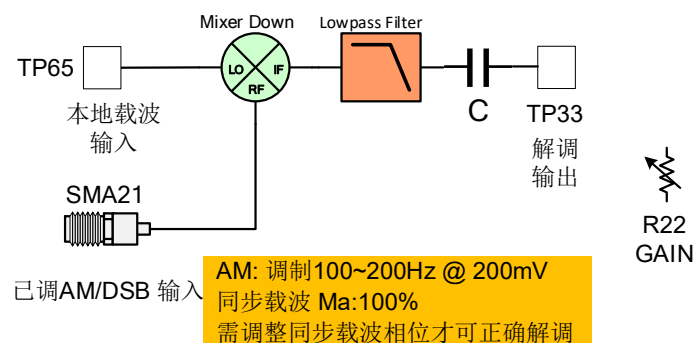


AM 包络检波

微调基带和载波频率、幅度，和调制深度，在示波器上观察解调波形。

#### 4.3 AM 波同步解调

实验电路原理如下图所示：



AM 波的同步解调

## 五 实验报告

1. 记录所产生 AM 波主要参数和波形，分别以时域和频域记录；
2. 记录 AM 波大信号包络检波波形，测试载波和基带信号为何值时开始失真？
3. 记录 AM 同步检波输出波形，测试载波和基带信号何值时开始失真？
4. 实验步骤 2 与 3 中分别改变载波和基带信号幅度时，哪一个对已调信号波形的影响大些，为什么？分析两输入信号同为大信号，同为小信号和基带小信号载波大信号时进行在种情况。
5. 说明同步解调工作原理。

## 实验十 DSB 调制与解调电路

### 一 实验目的

1. 通过实验加深理解 DSB 调制的基本概念、性质及其特点；
2. 通过实验掌握振幅调制的模型，电路结构，理解利用模拟双差分乘法器实现 DSB 调制的工作原理；
3. 通过实验掌握 DSB 的同步检波方法。

### 二 实验仪器

示波器（带宽大于 40MHz）	1 台
万用表	1 只
双路直流稳压电源	1 台
双通道信号发生器	1 台
电子电路与综合实验套件	1 套
频谱仪	1 台

### 三 实验原理

从调幅信号的频谱结构可知，唯有上、下边频分量才反映调制信号的频谱结构，而载频分量仅起着通过相乘器将调制信号频谱搬移到  $\omega_C$  两边的作用，其本身并不反映调制信号的变化，即不携带信息。因此，从传送信息的观点来看，占有绝大部分功率的载频分量是无用的。如果在传送前把载频抑止掉，那么就可以在不影响传送信息的条件下，大大节省发射功率。这种仅传送两个边带频率的调制称之为抑制载频的双边带调制，用 DSB 表示。单音调制的 DSB 波形的表达式为

$$\begin{aligned}u_o(t) &= A_M u_{\Omega}(t) U_{cm} \cos \omega_C t \\&= k_a u_{\Omega}(t) \cos \omega_C t \\&= k_a U_{\Omega m} \cos \Omega t \cdot \cos \omega_C t \\&= \frac{1}{2} M_a U_{cm} [\cos(\omega_C + \Omega)t + \cos(\omega_C - \Omega)t] \quad (10.1)\end{aligned}$$

虽然，DSB 调制将调制信号  $u_{\Omega}(t)$  和载波信号  $u_c(t)$  通过相乘器直接相乘就可以得到，其中  $A_M$  为相乘器的相乘增益。图 10.1 表示了 DSB 调制电路模型和 DSB 调制信号的波形与频谱。

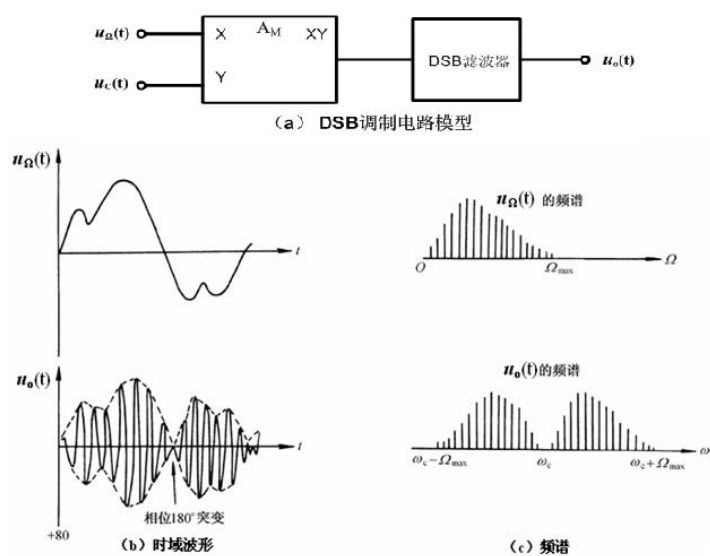


图 10.1 DSB 调制波形、频谱和组成模型

DSB 的解调可用相干解调法进行解调，设一 DSB 已调波和自己同频同相载波相乘：

$$u_{DSB} \cdot \cos \omega_c t = \frac{1}{2} M_a U_{cm} [\cos(\omega_c + \Omega)t + \cos(\omega_c - \Omega)t] \cdot \cos \omega_c t \quad (10.2)$$

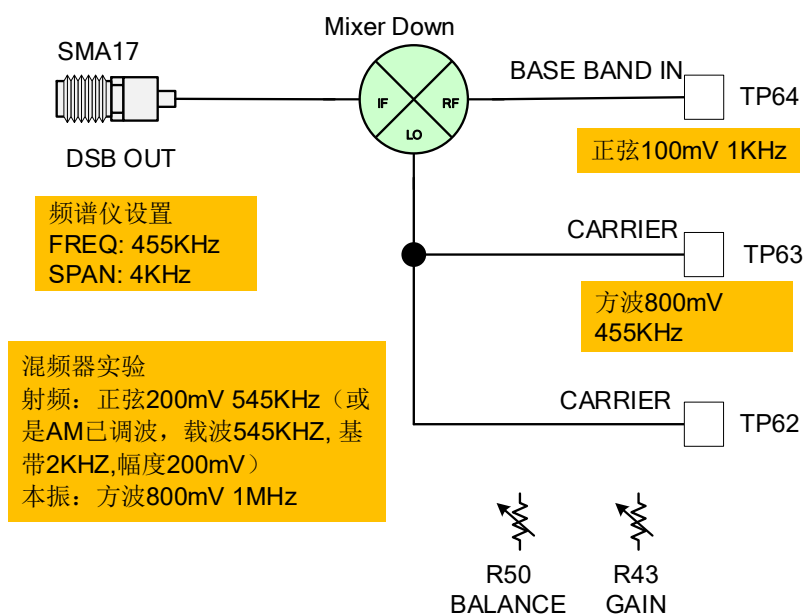
经低通滤波器输出后成为：

$$\frac{1}{2} M_a U_{cm} \cdot 2 \cos \Omega t \quad (10.3)$$

可见完成了 DSB 的解调。

## 四 实验步骤

### 4.1 DSB 调制实验



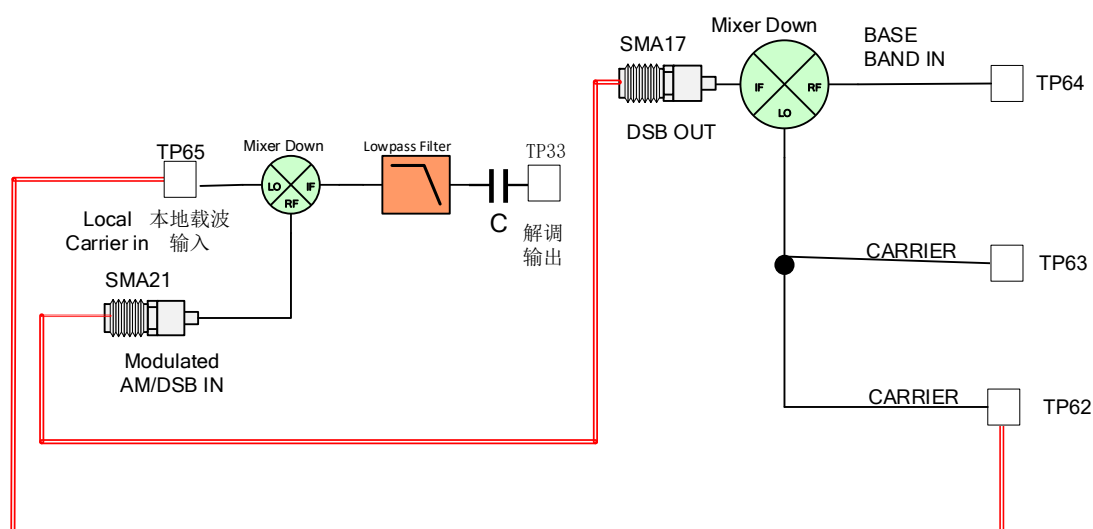
图中：R43 用于调整混频器增益，在同步解调由于是小信号，增益不能过大，建议峰值在 300mV 以内；大信号包络检波时，增益需加大，VPP 在 800mV  
R50 用于调整混频器平衡，体现载波功率，在 DSB 调制中，需用频谱仪观察，载波需比边带功率低 40dB 以上，被有效抑制。

微调基带和载波的频率、幅度，分别在示波器和频谱仪上观察已调 DSB 波参数，记录载波与边带功率

分别用频谱仪和示波器观察输出 DSB 波形，并微调基带与载波参数观察其影响。

## 4.2 DSB 解调实验

1. 连接实验装置如下所示：



DSB同步解调电路实验连接图

2. 用示波器观察解调的基带信号波形，并微调调制的基带与载波参数观察其影响，记录所测得到解调波形。

## 五、实验报告内容

1. 记录频谱仪和示波器观察输出 DSB 波形，时域：分别测基带和载波信号频率；频域：分别测量基带和载波信号频率，及其输出功率。
2. 说明同步检波法可以实现 DSB 解调的原理，为何不可用包络检波进行 DSB 信号解调？



# 实验十一 混频器实验

## 一 实验目的

通过实验加深理解混频器的基本原理、混频概念；通过把信号源一个 AM 单音已调信号用下混频搬移到一个新的载波实验加强对混频器电路功能的理解。

## 二 实验仪器

示波器（带宽大于 40MHz）	1 台
万用表	1 只
双路直流稳压电源	1 台
信号发生器	1 台
频谱仪	1 台
电子电路与综合实验套件	1 套

## 三 实验原理

### 3.1 混频器在超外差接收机的作用

单次变频超外差接收机典型框图如图 11.1 所示。低噪放用于对天线接收到的微弱信号放大；混频器把接收频率变到所需的固定中频，由解调电路恢复出基带信号，最后由功放电路推动负载输出。

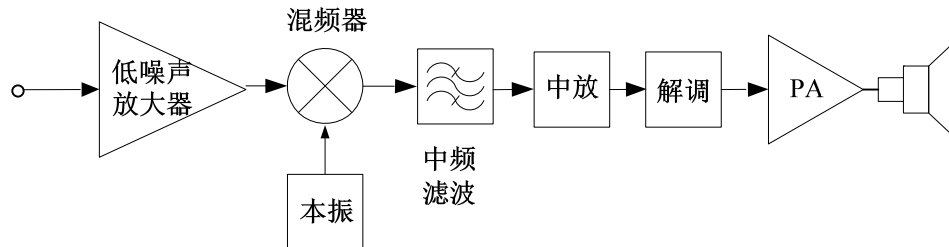


图 11.1 典型超外差接收机框图

### 3.2 混频的种类及混频器的应用

混频有上、下混频两种类型：

- 上变频（上混，up-conversion），如 GSM 发射系统。

$$f_I = f_L + f_R$$

- 下变频（下混，down-conversion），如超外差接收机。

$$f_I = |f_L - f_R| = \begin{cases} f_L - f_R & (f_L > f_R) \\ f_R - f_L & (f_L < f_R) \end{cases}$$

混频器是通信中的重要组成部件。在发射机中一般用上混频，它将已调制的中频信号搬移到射频段。接收机一般为下混频，它将接收到的射频信号搬移到中频上。接收机的混频器位于 LNA 之后，将 LNA 输出的射频信号通过与本振信号的相乘变换为中频信号。

混频器在输入端口接收两个信号并在输出端口产生多个频率分量。显然，线性系统是不能实现这个任务的，而必须由二极管、场效应管或双结型晶体管等非线性器件来完成。

### 3.2.1 混频原理

#### 3.2.1.1 混频原理（频域）

从频域角度来看，混频是一种频谱的线性搬移，输出中频信号与输入射频信号的频谱结构相同，唯一不同的是载频。下面用频谱来说明混频的过程。

首先说明一点，负频率在物理上是不存在的，就像虚数一样，为了数学计算的需要而引入的。更数学地看问题，混频就是频谱的线性搬移，单音信号  $f(t)$  的 Fourier 变换为：

$$f(t) \cdot \cos \omega_c t \leftrightarrow \frac{1}{2} [F(j\omega + j\omega_c) + F(j\omega - j\omega_c)]$$

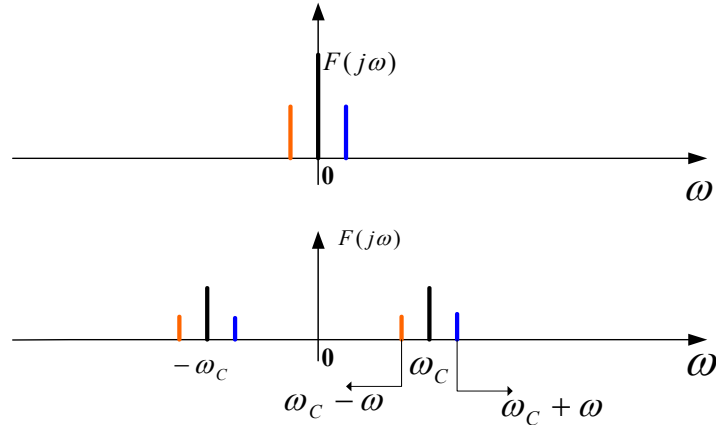


图 11.2 信号乘以正弦函数的频谱变化

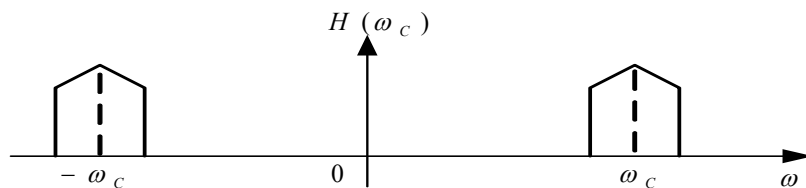


图 11.3 (a) 载频为  $\omega_c$  的射频信号频谱

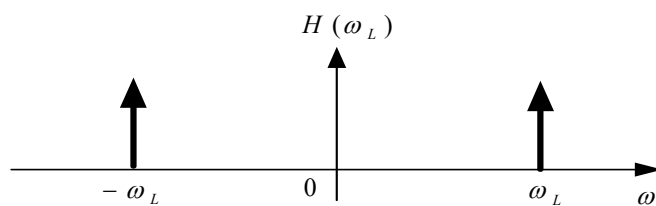


图 11.3 (b) 本振信号频谱

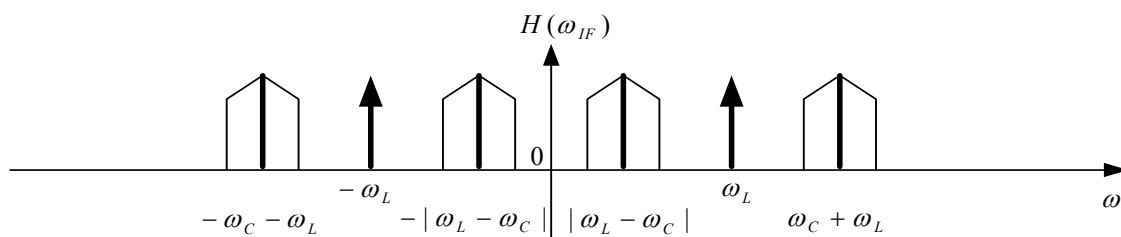


图 11.3 (c) 混频后信号频谱

理想的带通滤波器滤波器频率—幅度响应特性分别如图 11.4 (a) 和图 11.4 (b) 所示：

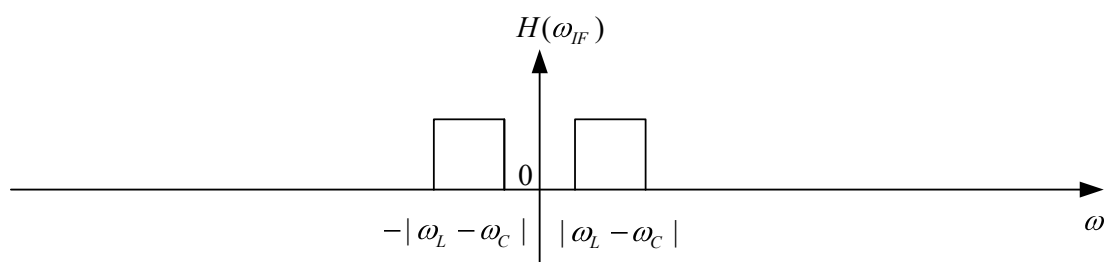


图 11.4 (a) 中心频率为  $|\omega_L - \omega_C|$  的理想带通滤波器

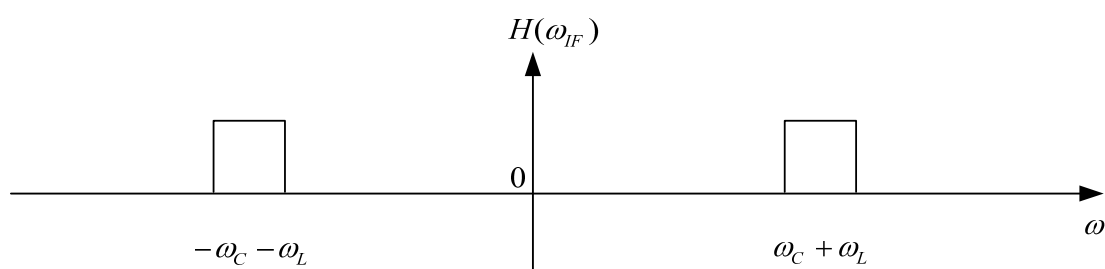


图 11.4 (b) 中心频率为  $\omega_L + \omega_C$  的理想带通滤波器

当图 11.5 (c) 中的混频后信号分别通过如图 11.5 (a) 和 11.5 (b) 的带通滤波器后的频谱如下：

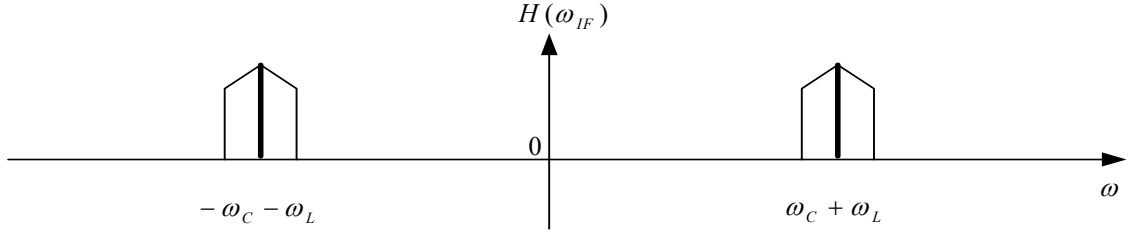


图 11.5 (a) 上混频频谱

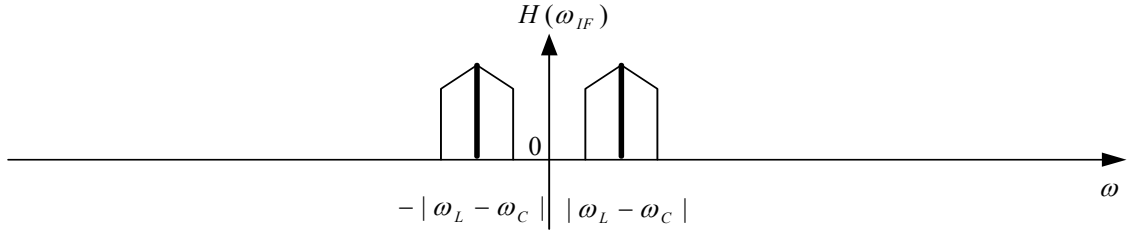


图 11.5 (b) 下混频频谱

用高通滤波器取出和频  $\omega_L + \omega_R$ ，则实现了上混频；若用低通滤波器取出差频  $|\omega_L - \omega_R|$ ，则实现了下混频。

### 3.2.2 混频原理（时域）

从时域上来看，混频就是基于三角函数相乘关系来实现的：

$$A \cos \omega_1 t \cdot B \cos \omega_2 t = \frac{AB}{2} [\cos(\omega_1 - \omega_2)t + \cos(\omega_1 + \omega_2)t]$$

若接收射频信号为：  $v_R(t) = V_{RM} \cos \omega_R t$ ，本振信号为：  $v_L(t) = V_{LM} \cos \omega_L t$ ，则：

$$\begin{aligned} v_R(t) \cdot v_L(t) &= V_{RM} \cos \omega_R t \cdot V_{LM} \cos \omega_L t \\ &= V_{RM} V_{LM} \cdot \frac{1}{2} [\cos(\omega_L + \omega_R)t + \cos(\omega_L - \omega_R)t] \end{aligned}$$

由此可见，实现了混频。

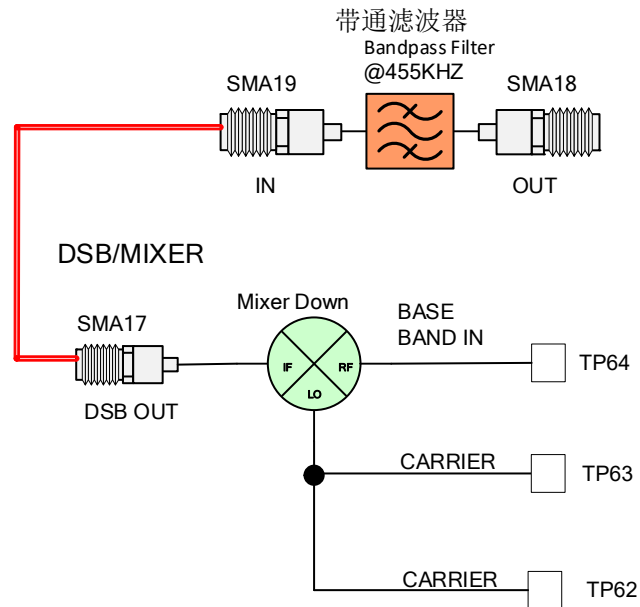
### 3.3 混频增益

混频器的变频增益  $G_c$  定义为在本振功率  $P_{LO}$  不变的情况下，负载获得的最大中频功率  $P_{IF}$  与射频输入功率  $P_{RF}$  之比的对数，即

$$G_c = 10 \log \left. \frac{P_{IF}(W)}{P_{RF}(W)} \right|_{P_{LO}=\text{常数}} \quad (dB)$$

工程中通常把射频输入功率  $P_{RF}$  和中频输出功率  $P_{IF}$  取以 10 为底的对数，均以 dBm 为单位，即  $P \text{ (dBm)} = 10 \log P \text{ (mW)}$ ，如  $0 \text{ dBm} = 1 \text{ mW}$ ， $3 \text{ dBm} = 2 \text{ mW}$  等。

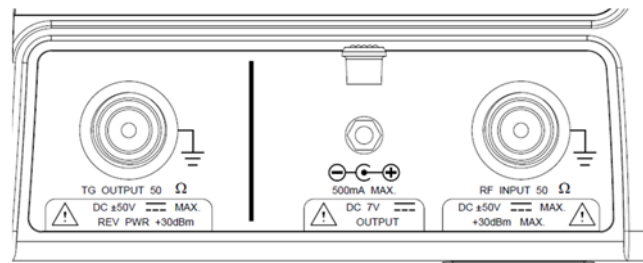
## 四、实验电路



## 五、实验步骤

1. 测试 455KHz 滤波器幅频响应曲线。

1) 把频谱仪的 TG 输出和 RF 输入端短接。



2) 按如下要求设置频谱仪：

- 按 Option Control > Tracking Generator[F1]>TG[F1]开启跟踪源。
- 按 Normalize[F6]进入归一化菜单。
- 按 Norm. Ref. Level[F2]设置归一化参考电平的垂直准位。
- 按 Norm. Ref. Position[F3]设置归一化轨迹偏移。

按 Norm.[F5]开启/关闭归一化数据。或者按 Exe. Norm.[F1]再次执行归一化

下左图是未归一化的频谱仪，下右图是完成归一化的频谱仪，一定要如下右图所示：



- 3) 把 TG 和 RF 的线断开，两根线分别接滤波器的输入和输出端，这时在频谱仪上适当调节中心频率和频偏及纵坐标(AUTOSET 即可)，记录下滤波器的幅频特性曲线。
3. SMA18 输出端口连接示波器，记录输出波形，观察输出信号频率；
4. 把信号源射频输入端和混频器输出端 SMA18 分别接频谱仪，测量射频信号功率和混频输出功率；

## 六、实验报告

1. 记录滤波器的频响特性曲线，标明 3dB 带宽；
2. 计算混频器的混频增益；
3. 说明混频器如何能够获得优良的输出频谱，减少干扰和失真的方法。