

# 浙江大学

## 本科实验报告

课程名称：通信原理实验

姓 名：黄嘉欣

学 院：信息与工程学院

系：信息与工程学系

专 业：信息工程

学 号：3190102060

指导教师：龚淑君 金向东

2022 年 3 月 23 日

# 浙江大学实验报告

专业： 信息工程  
姓名： 黄嘉欣  
学号： 3190102060  
日期： 2022 年 3 月 24 日  
地点： 东四-319

课程名称： 通信原理实验      指导老师： 龚淑君 金向东      成绩： \_\_\_\_\_  
实验名称： 振荡器与 FM 调制      实验类型： 设计性实验      同组学生： 张维豆

## 一、实验目的

- ① 掌握 LC 振荡器、晶体振荡器和压控振荡器的工作原理和电路结构；
- ② 掌握压控振荡器实现调频的方法；
- ③ 对电路主要参数进行测量分析。

## 二、实验原理

振荡器是一种不需要外部激励，就能将直流电源提供的功率转换成具有一定频率和振幅的信号输出的装置。振荡器一般由晶体管、场效应管等有源器件和具有选频能力的网络组成。按工作原理可分为反馈型和负阻型振荡器；按选频网络可分为 LC 振荡器、晶体振荡器和 RC 振荡器等。

- ① 振荡器的主要性能指标：

- (1) 相位噪声：

相位噪声和抖动是对同一种现象的两种不同定量方式。在振荡器的输出信号中，噪声的产生主要来自于晶体管及外围电路，由于振荡器为非线性组件，所以噪声的电压及电流会随时受振荡器的调变而产生。振荡器相位噪声的优劣，代表着振荡器的输出信号纯度是否良好。对于一个振荡器来说，如果没有相位噪声，振荡器的整个功率都集中在振荡频率处。

相位噪声将振荡器的一部分功率扩展到相邻的频率中去，产生了边带，如图 2.1 所示。振荡器在某一偏移频率 ( $\Delta f$ ) 处的相位噪声定义为在该频率处 1Hz 带宽内的信号功率与信号总功率的比值，用 dB 表示为：

$$L(\Delta f) = N(1\text{HzBW}) - C$$

其中， $C$  为信号总功率； $N$  为距离中心频率  $\Delta f$  处，1Hz 频宽内的噪声功率。

在使用频谱分析仪进行测试时，若分辨率带宽设为  $RBW$ ，由于绝大部分的信号功率集

中在 $f_0$ 附近，所以 $f_0$ 的功率谱密度可近似为总功率，仍旧记为 $C$ 。而对于 $N$ ，频谱仪所测得的是 $f_0 + \Delta f$  处分析带宽（ $RBW$ ）内的功率，即为 $N(RBW)$ 。依据相位噪声的定义需要转换为 $1\text{Hz}$ 带宽的噪声功率（其中 $1.2$ 为修正因子）：

$$N(1\text{HzBW}) = N(RBW) - 10\log(1.2 \times RBW)$$

故：

$$L(\Delta f) = N(RBW) - C - 10\log(1.2 \times RBW)$$

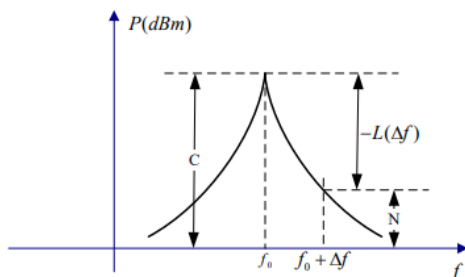


图 2.1 相位噪声示意图

## (2) 谐波失真：

由于振荡器存在非线性，产生的振荡信号也就存在高次谐波。我们用振荡信号的高次谐波分量与基波分量的比值来度量谐波失真。

## (3) 压控振荡器的其他性能指标：

压控振荡器的性能指标主要有：自由振荡频率，频率变化范围，线性度，压控灵敏度等。

压控特性可由下面的式子表示：

$$f = f_0 + A_0 v_c$$

其中， $f_0$ 是不加控制电压时压控振荡器的自由振荡频率， $A_0$ 是压控灵敏度。振荡器受电压控制，输出频率的最大值与最小值之间的范围即为振荡器的频率变化范围。

## ② 反馈型振荡器的工作原理：

反馈型振荡器由放大器和一个正反馈电路构成，其原理框图如图 2.2 所示。放大器是以选频电路作为负载的调谐放大器，反馈电路由无源器件组成。其中， $A(j\omega)$ 是放大器的电压增益， $F(j\omega)$ 是反馈系数。

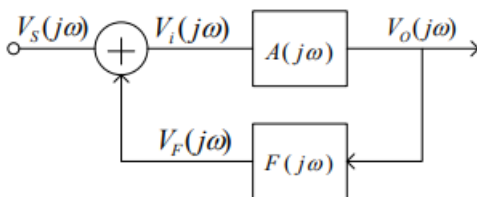


图 2.2 振荡器原理框图

反馈放大器的增益为:

$$A_f(j\omega) = \frac{A(j\omega)}{1 - A(j\omega)F(j\omega)}$$

反馈振荡器的环路增益为:

$$T(j\omega) = A(j\omega)F(j\omega)$$

由以上公式可知, 若环路增益等于1, 那么整个反馈放大器的增益趋于无穷大, 也就是即使没有外加信号, 电路也会有输出。因此, 电路自激振荡的条件就是环路增益为1, 这称为振荡器的平衡条件, 即:

$$T(j\omega) = A(j\omega)F(j\omega) = 1$$

其中,  $|T(j\omega)| = 1$ 称为振幅平衡条件;  $\varphi_T = \varphi_A + \varphi_F = 2n\pi, n = 0, 1, 2, \dots$ 称为相位平衡条件。

振荡器在平衡条件下的输出, 是在接通电源瞬间产生的突变电流以及电路内的各种噪声经过放大器放大、选频、再反馈、不断增幅产生的。为了保证在震荡初期, 振荡器的输出信号幅度能不断增长, 必须满足起振条件:

$$T(j\omega) = A(j\omega)F(j\omega) > 1$$

其中,  $|T(j\omega)| > 1$ 为振幅起振条件, 增益越大越容易起振。  $\varphi_T = \varphi_A + \varphi_F = 0$ , 增益的相位为0, 满足正反馈。起振时, 放大器工作在小信号线性状态, 在振荡建立过程中, 环路增益大于1, 放大器的输入不断增大, 因此, 放大器从小信号线性工作区过渡到大信号非线性工作区。振荡器满足起振条件, 能保证振幅不断增大, 但到一定程度, 又要限制它的增加, 使振荡器到达平衡状态。因此需对振荡器采取稳幅措施。通常, 构成放大器的晶体管因为其非线性特性, 本身就具有限幅特性。由于晶体管的非线性特性, 放大器的增益随输入信号的增大而减小, 从而使振荡器进入平衡状态。这种方法称为内稳幅。还有一些外稳幅的措施, 如: 用差分放大器代替单管放大器; 采用电平检测控制器对振荡器进行限幅; 使振荡器在起振时正反馈占主导, 随着幅度的增大, 使负反馈作用增加从而降低放大器的增益, 达到平衡。

振荡器在工作过程中会受到温度、电源电压波动等外界各种因素的影响, 破坏原来的平衡状态。如果这些因素通过放大器的放大和反馈, 能在原平衡点附件建立起新的平衡点, 且当不稳定因素消失后, 振荡器能回到原来的平衡状态, 那么原平衡点是稳定的, 否则就是不稳定的。稳定条件分为振幅稳定条件和相位稳定条件。振荡器在平衡状态时外部干扰使输入  $V_i$  增大, 则要求增益  $T$  减小;  $V_i$  减小, 则要求  $T$  增大。因此振幅稳定条件为:  $\frac{\partial T}{\partial V_i} \big|_{\text{平衡点}} < 0$ 。环路增益  $T$  随  $V_i$  的变化率越大, 振幅稳定性就越好。振荡器的相位稳定条件就是振荡器的频率稳定条件。当外部干扰使振荡器的频率  $\omega$  增大时, 则要求  $\varphi_T$  减小;  $\omega$  减小, 则要求  $\varphi_T$  增大。

因此频率稳定条件为:  $\frac{\partial \varphi_T}{\partial \omega} \Big|_{\text{平衡点}} < 0$ 。相频特性的斜率越陡, 振荡器的频率稳定性就越好。

### ③ LC 三点式振荡器:

三点式振荡器采用 LC 振荡回路部分接入的形式, 有电感三点式振荡器, 电容三点式振荡器, 改进型的电容三点式振荡器。图 2.3 (a) 是电容三点式振荡器的电路图, 图 2.3 (b) 是它的交流等效电路。

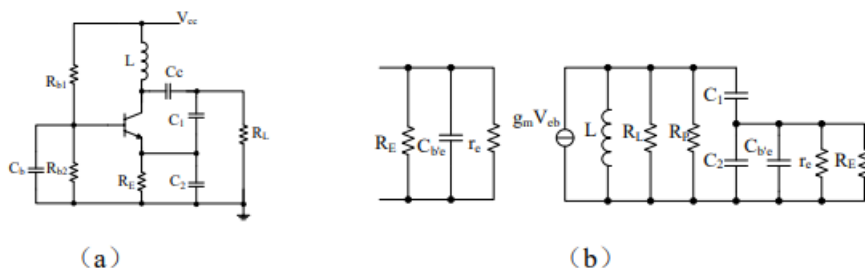


图 2.3 电容三点式振荡器电路和交流等效电路

$r_e$  是共基极放大器的输入电阻,  $C_{b'e}$  是输入电容。  $R_p$  是 LC 回路的谐振阻抗。振荡器的环路增益为:

$$T(j\omega) = AF = \frac{g_m}{g'_L + P_{eb}^2 g_i} P_{eb}$$

其中, 输入电导  $g_i = \frac{1}{r_e} + \frac{1}{R_E} \approx \frac{1}{r_e} = g_m$ , 回路接入系数  $P_{eb} = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$ ,  $C'_2 = C_2 + C_{b'e}$ ,  $g'_L = \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_p}$ 。反馈系数  $F$  约等于  $P_{eb}$ , 反馈系数的取值要合适, 数值太大会使增益  $A$  减小, 还会使输入阻抗对回路的接入系数变大, 降低回路的有载品质因数, 使回路的选频性能变差。

振荡器的振荡频率  $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC + \frac{g_i g'_L}{C_1 C_2}}}$ ,  $C = \frac{C_1 C'_2}{C_1 + C_2}$ 。振荡频率与谐振回路、放大器本身的器件参数都有关系。在工程估算时, 可近似认为:

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

要提高振荡频率, 就需要减小电容  $C_1$ 、 $C_2$  的数值, 但是当电容太小的时候, 晶体管级间电容对振荡回路电容的影响会增大, 而极间电容数值不稳定, 导致振荡频率也不稳定。改进型电容三点式振荡器如图 2.4 所示, 又称克拉泼振荡电路。该电路在回路中增加了一个小电容  $C_3$ 。若  $C_3$  远小于  $C_1$ 、 $C_2$ , 则振荡频率取决于  $C_3$ , 频率  $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_3}}$ 。可以通过减小  $C_3$  来增大振荡频率, 而电容  $C_1$ 、 $C_2$  可以取比较大的值来减小晶体管级间电容对振荡频率的影响。但  $C_3$  取值不能太小, 太小会影响振幅起振条件及环路增益。因此, 在电感  $L$  两端并联电容  $C_4$ , 如图 2.5 所示, 又称西勒振荡电路, 通过改变  $C_4$  的值来改变振荡器频率, 该电路的振荡频率

为:  $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_3+C_4)}}$ 。

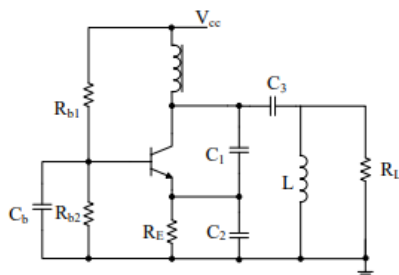


图 2.4 克拉泼振荡电路

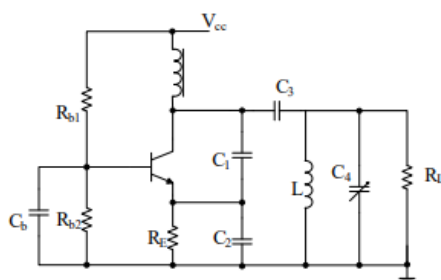


图 2.5 西勒振荡电路

#### ④ 晶体振荡器:

石英晶体的等效电路如图 2.6 所示。

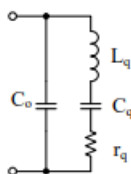


图 2.6 石英晶体等效电路

石英晶体的振荡频率由石英晶体和负载电容 $C_L$ (电路中等效为与晶体并联的电容)确定, 可以通过改变 $C_L$ 的值来微调振荡频率, 但调节范围很小。晶体振荡器的频率为:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_q \frac{C_q(C_o + C_L)}{C_q + (C_o + C_L)}}}$$

#### ⑤ 压控振荡器:

振荡器频率由电压控制作线性变化, 即为压控振荡器。通常, 将变容二极管作为可变电容, 接入 $LC$ 振荡器中, 构成压控振荡器。变容二极管在反向偏置条件下, 它的势垒电容随外加电压变化, 电容 $C_j = C_o/(1 + u/u_\phi)^\gamma$ ,  $C_o$ 是变容二极管偏置为零时的结电容,  $u_\phi$ 是变容二极管 PN 结的势垒电位差,  $\gamma$ 是结电容变化指数, 与制造工艺有关。

#### ⑥ FM\_FSK 调制:

FM 调频产生的方法主要有两种, 直接调频和间接调频。直接调频就是调制信号直接作用于振荡器, 使振荡频率随调制信号变化。对于 LC 振荡电路, 由调制信号控制其中的一个电抗元件, 使它随调制信号变化, 则振荡频率将受控与调制信号, 达到调频的目的。在高频电路中, 经常由变容二极管来实现。

假设加在变容二极管上的调制信号电压为  $u_{\Omega}(t) = U_{\Omega} \cos \Omega t$ , 静态工作点上的电压为  $U_Q$ , 则变容二极管上的结电容为  $C_j = C_Q(1 + m \cos \Omega t)^{-\gamma}$ 。其中,  $C_Q = C_o / (1 + U_Q / u_{\phi})^{\gamma}$ , 为静态工作点上的结电容。 $m = U_{\Omega} / (U_{\Omega} + u_{\phi})$ , 为电容调制度, 即结电容受调制信号影响的程度。调制信号的变化导致结电容的变化, 从而影响振荡器频率的变化, 实现调频。

变容二极管在振荡电路中有两种接入方式: 作为回路总电容接入和作为回路部分电容接入。作为回路总电容接入时, 输出频偏大, 调制灵敏度高, 但由于振荡器的中心频率由静态工作点处的结电容  $C_Q$  决定, 而  $C_Q$  随温度、电源电压的变化而变化, 因此频率稳定度差。另外, 电路的高频电压完全作用于变容二极管电容上, 容易产生寄生调幅。所以很少采用这种全接入的方法。实验电路中采用的是变容二极管部分接入的方法。振荡回路如图 2.7 (a) 所示, 为便于分析, 将振荡回路简化为如图 2.7 (b) 所示。

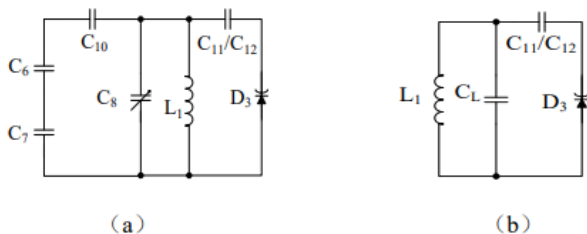


图 2.7 振荡回路

假设回路中可选电容用  $C_{11}$ , 那么振荡频率在工作点处展开, 得到:

$$\omega(t) = \omega_c + \frac{A_2}{2} m^2 \omega_c + A_1 m \omega_c \cos \Omega t + \frac{A_2}{2} m^2 \omega_c \cos 2\Omega t + \dots$$

其中,  $\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L(C_L + \frac{C_{11}C_Q}{C_{11} + C_Q})}}$ ,  $A_1 = \frac{\gamma}{2p}$ ,  $A_2 = \frac{3}{8} \cdot \frac{\gamma^2}{p^2} + \frac{1}{4} \cdot \frac{\gamma(\gamma-1)}{p} - \frac{\gamma^2}{2p} \cdot \frac{1}{1+p_1}$ ,  $p = (1 + p_1)(1 + p_1p_2 +$

$p_2)$ ,  $p_1 = \frac{C_Q}{C_{11}}$ ,  $p_2 = \frac{C_L}{C_Q}$ 。所以线性调制的频偏为  $A_1 m \omega_c \cos \Omega t$ , 相移为频偏的积分, 其等于

$A_1 m \omega_c \frac{\sin \Omega t}{\Omega}$ 。最大相移就是调制度, 等于  $\frac{A_1 m \omega_c}{\Omega}$ 。

### 三、实验电路分析

如图 3.1, 为实验电路的整体结构。 $SW_2$  为振荡器选择开关, 将  $SW_2$  设成“1000”, 就构成了一个改进型的电容三点式振荡器, 通过调节  $C_8$ , 可以改变振荡频率; 将  $SW_2$  设成“0100”,

电容三点式振荡器中的电感用石英晶体代替，就构成并联型石英晶体振荡电路，电容 $C_6$ 、 $C_7$ 、 $C_{10}$ 、 $C_8$ 构成的等效电容称为晶体的负载电容 $C_L$ 。

将 $SW_2$ 的第一位开关接通，在构成改进型电容三点式振荡器的基础上，再接通第三位或者第四位开关（即设为“1010”或“1001”），将变容二极管接入电路中，就构成压控振荡器。改变滑动变阻器 $WR_2$ 的阻值，变容二极管上的直流电压也随之改变，就可以改变振荡频率。

在压控振荡电路连接方式下，音频调制信号可由 $JP_2$ 端口接入，与来自 $WR_2$ 的静态电压通过电阻网路叠加后加到变容二极管，则振荡频率将受控于调制信号，达到调频的目的。若调制信号是正弦信号，则为 FM 调制；若调制信号是脉冲信号，则为 FSK 调制。

实验电路中，振荡电路的静态工作点将影响电路的工作状态，可通过 $WR_1$ 调整。 $Q_2$ 及外围的电阻器件构成了跟随电路，降低了振荡电路的输出阻抗，同时避免负载对于振荡电路的影响。通过调节 $WR_4$ 还可调整输出信号幅度。

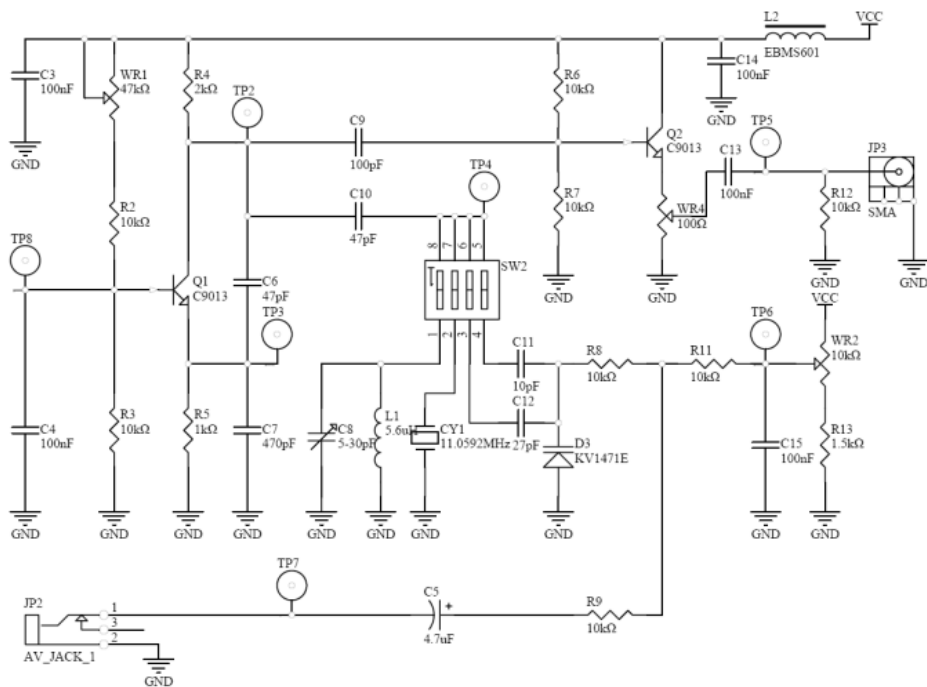


图 3.1 振荡器与 FM\_FSK 调制电路

#### 四、实验设备

- |               |      |
|---------------|------|
| ① 实验板 No02    | 1 块； |
| ② 信号源         | 2 台； |
| ③ 双踪示波器       | 1 台； |
| ④ 频谱分析仪（含 TG） | 1 台； |
| ⑤ 万用表         | 1 台。 |



## 五、实验内容与步骤

### ① 测试电路搭建:

测试电路按照图 5.1 所示连接。电路板由+5V 电源供电,  $JP_2$ 端是进行 FM\_FSK 调制时音频调制信号的输入端,  $JP_3$ 是振荡器的信号输出端。另外可以将 $TP_7$ 、 $TP_5$ 端的信号接入示波器观察波形。电路板上的 $TP_2$ 、 $TP_3$ 、 $TP_8$ 这几个端口可以用来测试电路的静态工作点。

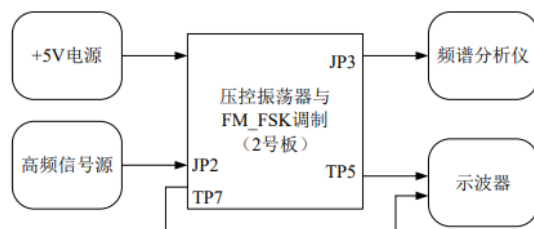


图 5.1 压控振荡器与 FM\_FSK 调制测试连接框图

### ② 吉尔伯特双平衡混频器下变频实验:

将 $SW_2$  设置为“0100”, 构成晶体振荡器电路。用示波器观察 $TP_5$ 端信号波形, 调节电位器 $WR_1$ , 使振荡器起振并使输出信号幅度最大, 且波形无明显失真。

设定频谱分析仪中心频率为 $12.000MHz$ , 扫描宽度为 $100KHz$ , 分辨率带宽为 $1kHz$ , 参考电平为 $10dBm$ ; 为使显示波形稳定, 可采用功率平均显示方式: **【Trace】****【迹线类型】****【功率平均】**。采用峰值搜索功能键**【Peak】**读取总功率( $C$ ), 再用差值光标方法读取峰值差值:

**【Mark】****【差值】****【20】****【kHz】**, 读取距离中心频率 $20kHz$ 处噪声功率与峰值功率的差值( $N - C$ ), 计算得到相位噪声。

### ③ 谐波失真的测量:

可通过两种方法进行谐波失真测试:

方法一: 采用差值光标法测量

设定频谱分析仪的起始频率为 $5MHz$ , 终止频率为 $50MHz$ , 分辨率带宽为 $1MHz$ ; 按**【Peak】**键搜索基波信号; 按**【Mark】****【差值】****【Peak-R】**搜索并读取晶体振荡信号在 2 至 4 次谐波上的信号分量相对于基波的差值, 即为各次谐波失真。

方法二: 采用谐波失真测量功能测量

设定频谱分析仪中心频率为 $12MHz$ , 扫宽为 $10MHz$ ; 按**【Peak】**搜索峰值; 按**【Meas】****【测量功能】****【下页】**进入测量功能并选取**【谐波失真】**; 读取基波及 2 至 4 次谐波幅度值。计算谐波失真数值。

### ④ 压控振荡器频率范围及压控增益的测量:

将 $SW_2$  设置为“1010”或“1001”，构成压控振荡器电路。调节电位器 $WR_2$ ，改变加在变容管 $D_3$ 上的电压（可在测试点 $TP_6$ 测得压控电压），用示波器或频谱分析仪观察振荡器输出信号的频率变化。分别记录压控电压为1V和4V时的振荡频率记为压控范围，计算压控增益。

#### ⑤ FM\_FSK 调制频偏的测量：

频偏为调制信号频谱中肩峰处频率值与中心频率的差值。测量步骤如下

通过 $WR_2$ 调整变容二极管的静态工作点，调整到 $TP_6$ 的直流电压为2.5V左右；将高频信号源与电路板 $JP_2$ 端相连，输入频率为1KHz，幅度为-10dBm的正弦波信号；设定频谱分析仪的中心频率为10.7MHz，扫频宽度为500kHz，分辨率带宽为1KHz，视分比为0.1；采用差值光标方法测量输入信号为-10dBm对应的频偏量；改变输入信号的大小在-10dBm至0dBm之间变化，观察调制频偏的变化情况；将信号源输出的波形设定为方波，此时可视为FSK 调试，观察调制信号频谱有何变化？

## 六、实验结果记录与分析

#### ① 振荡器相位噪声的测量：

如图 6.1，调整电位器 $WR_1$ ，使振荡器起振并使输出信号幅度最大，且波形无明显失真。

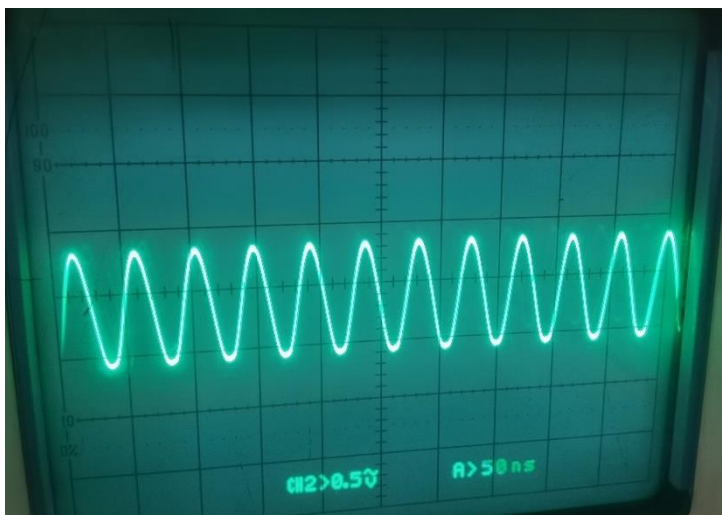


图 6.1 振荡器无失真最大幅度输出

此时测得信号总功率 $C = 3.61\text{dBm}$ ，距离中心频率20kHz处噪声功率与峰值功率的差值 $N - C = -64.06\text{dB}$ ，又由于分辨率带宽 $RBW = 1\text{kHz}$ ，故相位噪声为：

$$\begin{aligned} L(\Delta f)|_{\Delta f=20\text{kHz}} &= N(RBW) - C - 10\log(1.2 \times RBW) = -64.06 - 10\log(1.2 \times 10^3) \\ &= -94.852\text{ dB} \end{aligned}$$

#### ② 谐波失真的测量：

采用差值光标法进行谐波失真测试，可得晶体振荡信号中 2 至 4 次谐波的谐波失真如表 6.1 所示：

表 6.1 谐波失真测量表

谐波次数	2	3	4
谐波失真/dB	-28.48	-33.11	-36.28

可以发现，电路存在失真（非线性）。随着谐波次数的增加，对应频率的信号分量的幅度值逐渐降低，其相对于基波的差值也在不断增大。

③ 压控振荡器频率范围及压控增益的测量：

将SW<sub>2</sub> 设置为“1001”，调节电位器WR<sub>2</sub>，使得压控电压以1V为步进，从1V逐渐增加到4V，测得振荡器的振荡频率为：

表 6.2 压控增益测量表

压控电压/V	1.036	2.007	3.013	4.020
振荡频率/MHz	10.550000	10.775000	10.850000	11.075000
基波幅度/dBm	-2.11	-3.05	-6.20	-14.64

如表 6.2，可以得到压控电压为1.036V和4.020V时的振荡频率分别为：10.550000MHz、11.075000MHz，故记压控范围为：10.550000MHz~11.075000MHz。根据测量数据，随着压控电压逐渐增大，输出信号的振荡频率不断增大，而谐波分量的个数及信号幅度都在不断降低。对测量数据进行拟合，得到直线  $f = 0.1656v + 10.395$ ，如图 6.2 所示。故压控增益  $A_0 = 0.1656 \text{ MHz/V}$ 。

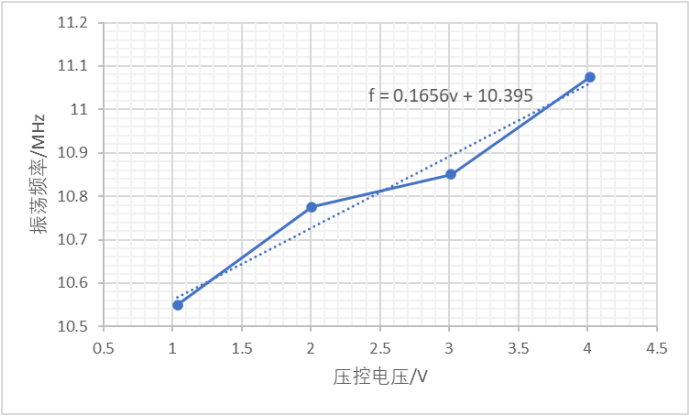


图 6.2 压控增益直线拟合

④ FM\_FSK 调制频偏的测量：

调整 $TP_6$ 的直流电压为2.503V，中心频率为10.7MHz，以2dBm为步进，使输入信号的大小从-10dBm增加到0dBm，可得调制频偏如表 6.3 所示：

表 6.3 调制频偏测量表

输入信号幅度/dBm	-10	-8	-6	-4	-2	0
肩峰频率/MHz	10.69833	10.692500	10.685000	10.676666	10.665833	10.653333
调制频偏/kHz	1.67	7.5	15	23.34	34.167	46.667

可以发现，当输入信号为-10dBm时，对应的频偏量为1.67kHz；当输入信号幅度逐渐增大时，调制频偏也在不断增大，即肩宽变大。如图 6.3，为输入信号大小0dBm时的调制信号频谱：

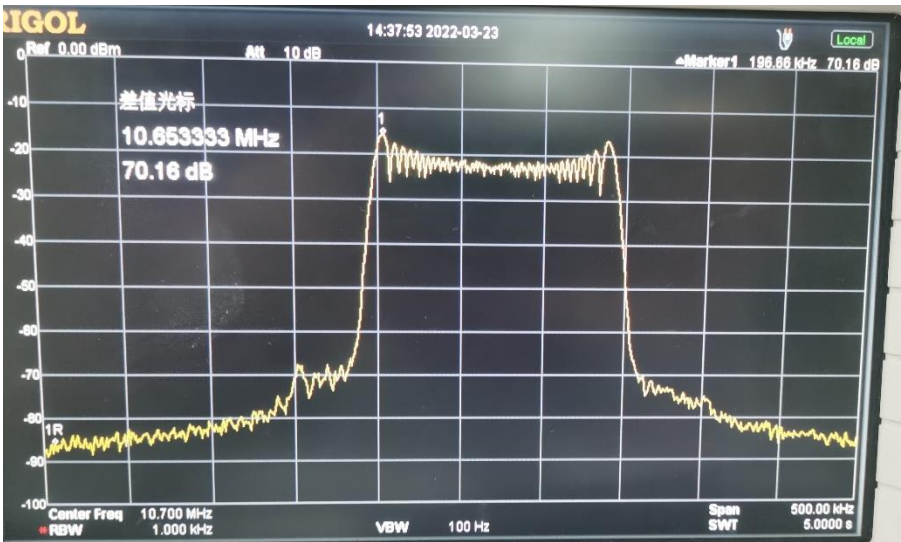


图 6.3 0dBm输入时的调制输出频谱

当将信号源输出的波形设定为方波时，调制信号频谱中部的“平稳带”向下凹陷，同时肩峰频率也出现了增加（中心频率变大），肩峰幅度有所降低，但调制频偏随输入信号幅度增大而增大的趋势并没有改变。如图 6.4 所示，其中左侧为-10dBm输入下的调制频谱，右侧为0dBm时的信号频谱。

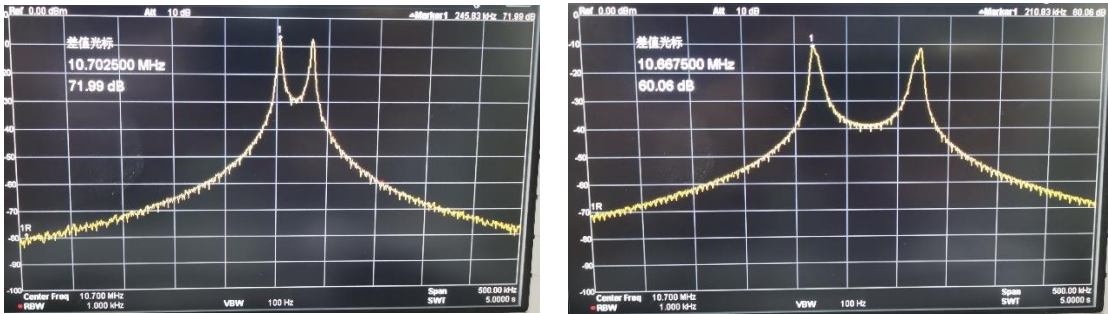


图 6.4 FSK 调制时的输出频谱

## 七、思考题

① 为什么振荡器起振后的直流工作点电流不同于起振前的静态工作点电流？

答：电路起振前，其工作状态是固定的，所以电流一般为定值；电路起振后，其工作状态在导通和截止之间不停的转换，此时的工作点电流成为动态电流，它是在静态电流的基础上叠加交变分量而得。

② 为什么反馈系数要选取  $F = 1/2 - 1/8$ ，过大、过小有什么不好？

答：当反馈系数过大时，会使增益放大器的电压增益  $A$  减小，同时使输入阻抗对回路的接入系数变大，降低回路的有载品质因数，使回路的选频性能变差；当反馈系数过小时，由起振条件  $|T(j\omega)| = |A(j\omega)F(j\omega)| > 1$  可知，电路的起振难度将会增大，不利于振荡器正常工作。因此，在实验当中，我们需要选取合适的反馈系数取值  $F = 1/2 - 1/8$ （约等于回路接入系数），以使电路能够稳定实现振荡功能并获得更好的性能。

③ 对于  $LC$  电路，为什么当静态电流发生变化时，其振荡频率会发生变化？

答：当静态电流变化时，由于电容的漏电现象、温度等因素，其电容量会产生变化；与此同时，电感的直流电阻也会受到影响，导致电感量发生改变。由振荡频率计算公式  $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$  可知，当电容量  $C$  与电感量  $L$  变化时，振荡频率也会相应改变。