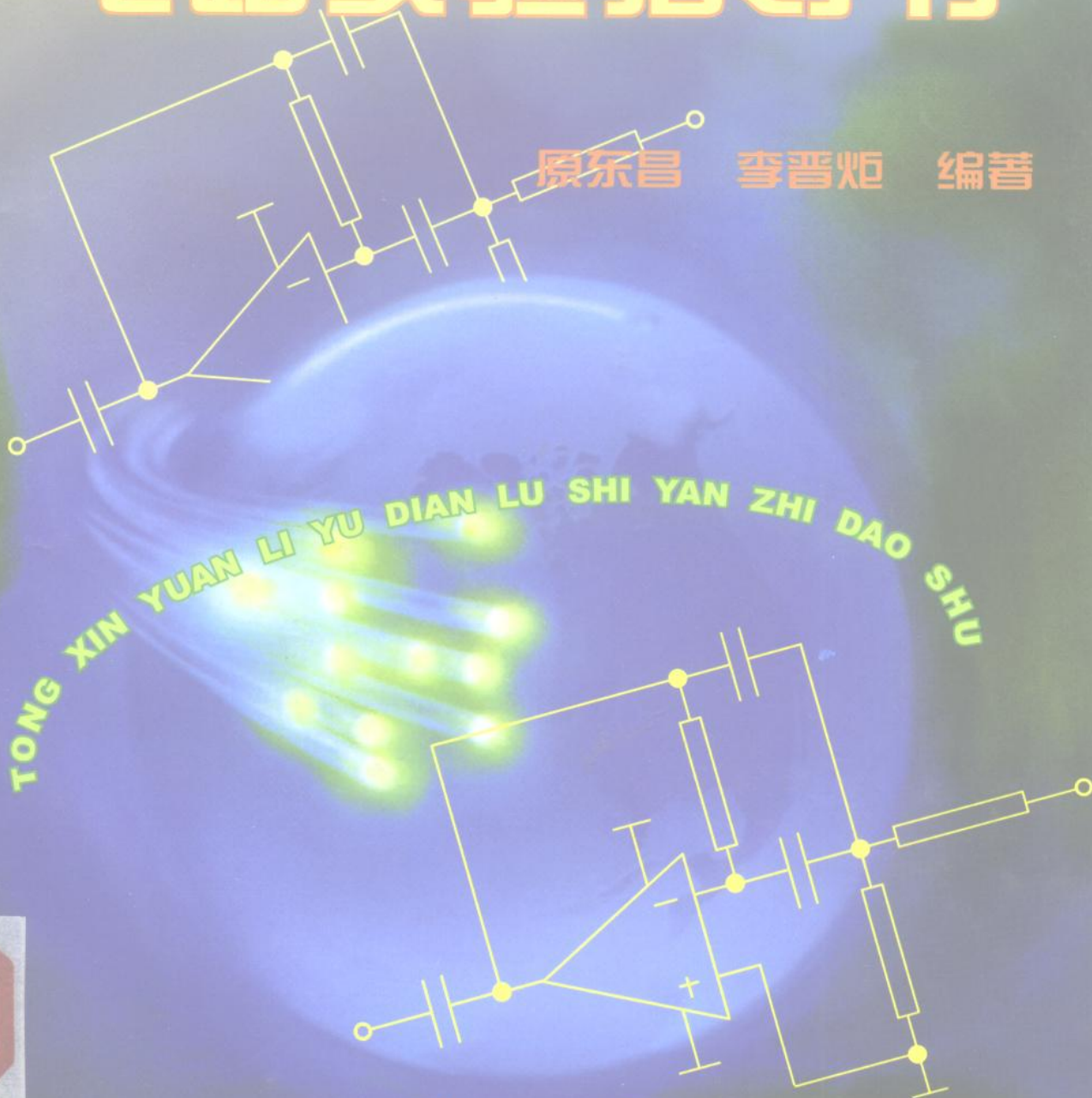


通信原理与 电路实验指导书

原东昌 李晋炬 编著



北京理工大学出版社

通信原理与电路 实验指导书

原东昌 李晋炬 编著

北京理工大学出版社

内 容 简 介

本书是为《通信原理与电路》实验课编写的指导书。全书共编排 16 个实验:正弦波振荡、调幅与检波、集成混频、相位鉴频、锁相环路、数字基带传输、数字调制与解调、循环码纠错及码分多址直扩通信等。书中还介绍了实验常用电子仪器的工作原理、性能特点和使用方法,并简单介绍了测量误差及实验数据处理的基本知识,书末附有常用电子元器件的型号和性能参数。

本书对本课程现有各个重要的基础实验内容作了必要的补充与适当更新;对新开拓的系统综合应用实验,给出了较完整的设计思路 and 具体建议。

本书可作为高等院校电子工程、无线电通信类专业的实验课教材,也可供从事电子线路设计和研制的工程技术人员参考。

图书在版编目(CIP)数据

通信原理与电路实验指导书/原东昌,李晋炬编著. —北京:北京理工大学出版社, 2000.6

ISBN 7-81045-689-X

I. 通… II. ①原…②李… III. 通信线路—实验 IV. TN913.3-33

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2000)第 26504 号

责任印制:李绍英 责任校对:郑兴玉

北京理工大学出版社出版发行

(北京市海淀区白石桥路 7 号)

邮政编码 100081 电话 (010)68912824

各地新华书店经售

北京地质印刷厂印刷

*

787 毫米×1092 毫米 16 开本 8.75 印张 198 千字

2000 年 6 月第 1 版 2000 年 6 月第 1 次印刷

印数:1—3000 册 定价:11.70 元

※ 图书印装有误,可随时与我社退换 ※

前 言

实验教学与理论教学同等重要,为巩固和深化课堂教学效果,有效地提高学生的实际动手能力、综合应用能力,必须充分重视实践教学环节。对于《通信原理与电路》这门技术基础课来说,因为工程实践性很强,许多课程内容更是需要通过实验才能扎实地理解和掌握。

本书为《通信原理与电路》实验课教材,适用于本科生和专科生的教学实验。第一章基本单元电路实验的重点是巩固所学基础理论。第二章综合实验的重点是加强培养学生的综合动手能力。第三章介绍实验中常用仪器和仪表的工作原理、性能特点和测量方法。第四章简单介绍了实验数据处理方法,书末附有常用电子元器件的型号和性能参数等。此外,还给出一些数模混合系统实验时常用的资料。

基本单元电路实验的目的是巩固新学电路理论,了解实验步骤,熟悉仪器和仪表的使用,培养正确记录和分析实验数据、提高撰写实验报告的能力等。这部分实验定为必修内容,主要有五个实验:振荡、调幅检波、混频、鉴频及锁相环电路。每个实验课为3学时左右,也可根据实际条件酌情增减。

综合应用类型实验目的是加深对实际通信系统的了解,侧重于培养数模混合系统设计及工程估算能力。这部分实验多数使用通用实验板装调,需要时间较长,因此,目前供有条件的学生选修,或者选为课程设计内容。

为能反映通信与计算机紧密接合的时代特点,引导学生主动拓宽自己的知识领域,在综合应用实验方面,编排了单片机应用等内容。另外,适当编排了制作难度较大的实验内容。这是希望有条件的学生尽早发挥自身潜力,找出时间自学硬件和软件知识,以顺利完成所选实验设计课题。

实验中的许多重要内容,都经过课题组的罗伟雄教授、韩力副教授等参与讨论确定,对编著全书奠定了基础。本书共分四章,其中第一、四章和第二章的一、二、三、四、五题由原东昌副教授编著并统编全书。第二章六、七、八题和第三章由李晋炬同志编著并参与其它章节的讨论。

承蒙北京工业大学孙景琪教授审阅本书全稿,提出了很多宝贵意见和建议,在此表示诚挚的感谢!同时感谢北京理工大学出版社对出版此书给予的鼎力支持。

由于编写时间仓促,作者水平所限,书中难免存有不妥之处,恳请选用本书的师生和读者批评指正。

编 者

于北京理工大学电子工程系

2000年3月

目 录

第一章 基本单元电路实验研究	(1)
实验一 电容反馈三点式振荡器的实验研究	(1)
实验二 振幅调制与解调的实验研究	(4)
实验三 集成混频器的实验研究	(9)
实验四 相位鉴频器的实验研究	(12)
实验五 锁相环路的实验研究	(16)
实验六 高频功率放大电路的制作	(21)
实验七 晶体调频集成电路的制作	(26)
实验八 无线通信系统的示教实验	(28)
第二章 数模混合系统的实验与设计	(32)
题目一 模拟信号数字化系统实验研究	(32)
题目二 数字基带传输系统的制作	(40)
题目三 数字频带传输系统的制作	(45)
题目四 循环码(n, k)编/译码的实验研究	(52)
题目五 直接扩谱与码分多址(CDMA)的实验研究	(59)
题目六 锁相频率合成器的设计	(63)
题目七 红外遥控发射/接收器的设计	(69)
题目八 多路数字无线遥控电路的设计	(73)
第三章 常用实验仪器简介	(79)
一、XD-22 型信号发生器	(79)
二、XFG-7 型高频标准信号发生器	(80)
三、XFC-6 型标准信号发生器	(82)
四、CS-1830 型双踪示波器	(85)
五、BT-3C 型频率特性测试仪	(90)
六、HC-F1000L 型多功能频率计	(92)
七、DT9202 型数字万用表	(93)
八、DYC-5 型超高频电子管电压表	(96)
九、QF1055/1055A 型频率合成信号发生器	(97)
十、TDS210/220 型数字式实时示波器	(99)
第四章 正确撰写实验报告	(104)
一、测量误差的表示	(104)

二、测量误差的分类及产生原因	(105)
三、实验数据的处理方法	(106)
四、正确撰写实验报告	(107)
五、设计报告的编写	(111)
附录	(115)
附录一 单片集成双平衡模拟乘法器简介	(115)
附录二 几种常用天线的扼要介绍	(116)
附录三 实验中使用的单片机指令系统的扼要说明	(118)
附录四 数字调制系统实验参考电路	(122)
附录五 实验中使用的元器件型号及其主要性能参数	(124)
参考文献	(132)

第一章 基本单元电路实验研究

实验一 电容反馈三点式振荡器的实验研究

一、实验目的

- (1) 通过实验深入理解电容反馈三点式振荡器的工作原理,熟悉改进型电容反馈三点式振荡器的构成及电路各元件的作用;
- (2) 研究不同静态工作点对振荡器起振、振荡幅度和振荡波形的影响;
- (3) 学习使用示波器和数字式频率计测量高频振荡器振荡频率的方法;
- (4) 观察电源电压和负载变化对振荡幅度、频率及频率稳定性的影响。

二、实验原理

电容反馈三点式振荡器的基本原理电路(考比兹振荡器)如图 1-1(a)所示。由图可知,反馈电压由 C_1 和 C_2 分压得到,反馈系数为

$$B = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad (1-1)$$

起振的幅度条件为

$$g_m > \frac{1}{B} g_p \quad (1-2)$$

其中, g_m 为晶体管跨导, g_p 为振荡回路的等效谐振电导。图 1-1(a)所示等效电路中的回路总电容为

$$C = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \quad (1-3)$$

振荡频率近似为

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

注意:改变 C 调整 f_g 时,反馈系数会受影响。

当满足 $A_{uo}B > 1$ 时,电路起振后振荡幅度愈来愈大,晶体管逐渐趋向大信号非线性工作状态,放大倍数 A_u 则逐渐下降,当下降到 $A_u B = 1$ 时,振荡幅度趋于稳定。由于 LC 谐振回路的高 Q 值性能可弥补振荡输出电压的非线性失真,因此使振荡输出仍为一完整的正弦波形。

当外界条件(如温度等)发生变化时,振荡回路元件及晶体管结电容要发生变化,从而使得振荡频率发生漂移。因此,为了改善普通电容反馈三点式振荡器的频稳度,可在振荡回路中引入串接电容 C_3 ,如图 1-1(b)所示,当满足 $C_3 \ll C_1, C_2$ 时, C_3 明显减弱了晶体管与振荡回路的耦合程度。为了得到较宽的波段覆盖效果,引入并联电容 C_4 (它和 C_3 为同一个数量级),回路总电容近似为 $C \approx C_3 + C_4$ 。这种改进型电容反馈振荡器称为西勒电路,其振荡频率为

$$f_g \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_3 + C_4)}} \quad (1-5)$$

当改变 C_4 调节 f_g 时,振荡器的反馈系数不会受到显著影响。

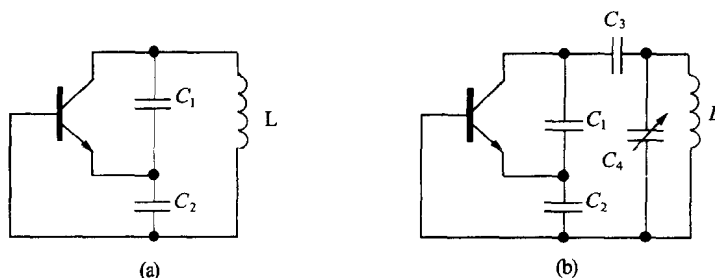


图 1-1 电容反馈三点式振荡器的交流等效电路图

三、实验电路说明

本实验电路采用西勒振荡器,如图 1-2 所示。由图可知,电容 C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_4 和电感 L_1 组成振荡回路。晶体管 BG_1 的集电极直流负载为 R_C ,偏置电路由 R_1 、 R_2 、 W_1 和 R_e 构成,改变电位器 W_1 可改变 BG_1 的静态工作点。静态电流的选择既要保证振荡处于截止平衡状态,也要兼顾开始建立振荡时有足够大的电压增益。晶体管 BG_2 与 R_3 、 R_4 组成一级起隔离作用的射随器。另外,为了用频率计(输入阻抗为 $50\ \Omega$)测量振荡器工作频率时不影响电路的正常工作,接入了电阻 R_7 ($1\ \text{k}\Omega$)。图中振荡器的交流负载实验电阻为 R_5 、 R_6 。

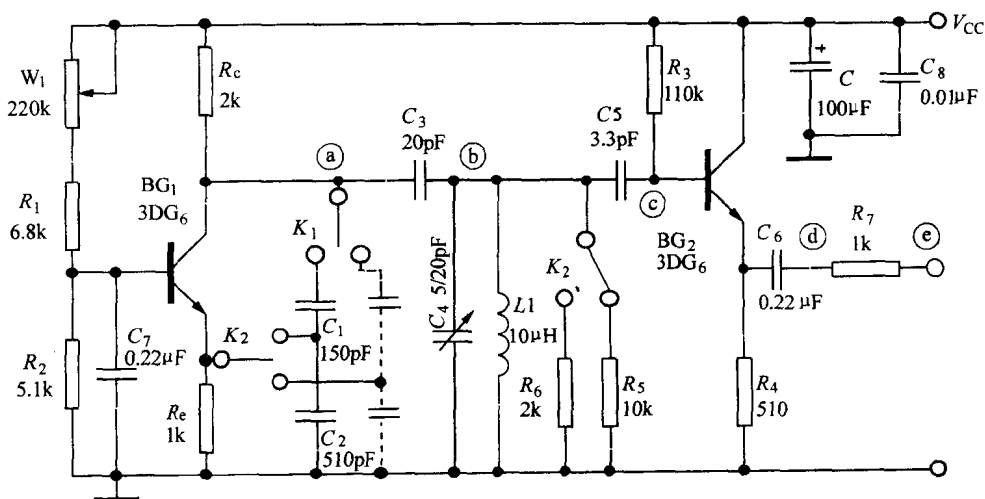


图 1-2 改进型电容反馈振荡器实验电路

四、实验仪器及设备

(1) 双踪示波器	CS-1830 型	1 台
(2) 数字式频率计	F1000 型	1 台
(3) 直流稳压电源	WYJ-30F 型	1 台
(4) 数字万用表	DT9202A 型	1 台

(5) 实验电路板

1 块

五、预习要求

(1) 复习三点式振荡器的工作原理(包括起振的幅度和相位条件),了解影响振荡器起振、波形和频率的各种因素。

(2) 预习有关 F1000 型数字式频率计测量频率的原理及使用方法,了解 CS-1830 型双踪示波器的使用及测量信号频率和幅度的方法。

(3) 画出实验电路的交流等效电路,当取 $C_1 = 180 \text{ pF}$, $C_2 = 330 \text{ pF}$, $L_1 = 10 \text{ }\mu\text{H}$ 时(图 1-2 中已给出 C_3 , C_4 为 $5 \sim 20 \text{ pF}$ 可调电容,自设一定值),计算振荡频率 f_o 、反馈系数 B 各等于何值?

(4) 若接通电源后发现振荡器并未起振,试估计可能是哪些原因造成的? 如何解决?

(5) 若③点波形正常但幅度太大,问④点波形会不会出现失真? 为什么?

六、实验内容

(1) 晶体管静态工作点不同时对振荡器输出幅度和波形的影响:

① 接通 +12 V 电源,调节电位器 W_1 使振荡器振荡,此时用示波器在④点刚好观察到不失真的正弦电压波形(负载电阻 R_5 或 R_6 暂不接入)。

② 调节 W_1 使振荡管静态工作点电流 I_{EQ} 在 $0.5 \sim 4 \text{ mA}$ 之间变化(至少取 5 个点),用示波器测量并记录下④点的幅度与波形变化情况,可用万用表测量射极电阻 R_4 两端电压,计算出相应电流 I_{EQ} 大小。

(2) 外界条件发生变化时对振荡频率的影响及正确测量振荡频率:

① 选择一合适的稳态工作点电流 I_{EQ} ,使振荡器正常工作,利用示波器的扫描时间刻度,在③点和④点分别估测振荡器的振荡频率。

② 再用数字式频率计(以兆赫为单位,测到小数点后面第五位有效数字)重测,试比较在③点测量和在④点测量有何不同?

③ 将不同负载电阻(R_5 和 R_6)分别接入电路,用示波器在④点观察并记录输出振幅和波形的变化。同时,再用数字式频率计测量振荡频率的变化(为估计出振荡器频稳度的数量级,可每 10 s 记录一次频率值,至少记录 5 次)。

④ 将负载断开,改变电源电压 V_{CC} 分别为 +6 V、+8 V、+10 V、+12 V、+14 V、+16 V、+18 V,测量并记录振荡器输出振幅、波形和频率的变化。

(3) 选取几种电容值不同的 C_1 和 C_2 ,比较反馈系数过小或过大时的起振情况。注意改变 C_1 或 C_2 时,应保持静态电流值不变。完成该实验步骤后,改正插针上的短路帽位置,将 C_1 和 C_2 恢复成步骤 1、2 时的正常参数值。

七、实验报告要求

(1) 整理各实验步骤所得的数据和波形,绘制输出振幅随静态电流变化的实验曲线。

(2) 分析各步骤的实验现象所说明的电路理论。

(3) 回答下列问题:

① 为什么静态工作点电流不合适时会影响振荡器的起振?

② 在Ⓔ点和Ⓒ点用频率计(或示波器)所测得频率不同是什么原因?哪一点测得的结果更准确?

提示:要考虑示波器或频率计的输入电抗对被测电路的影响。

③ 振荡器负载的变化为什么会引起输出振幅和频率的变化?

提示:参考书^[9]推导振荡频率为:

$$f_g = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} + \frac{g_{ib}g_p}{C_1C_2}} \approx \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}} = f_0$$

式中, $g_p = g_0 + g_L$ 。上式表明 f_g 不仅与 f_0 有关,还与负载 g_L 和晶体管参数有关。

(4) 实验的心得体会。

实验二 幅度调制与解调的实验研究

一、实验目的

(1) 掌握集成模拟乘法器构成的振幅调制电路的工作原理及特点。

(2) 学习调制系数 m 及调制特性 ($m \sim U_{\Omega m}$ 关系曲线) 的测量方法,了解 $m < 1$ 和 $m = 1$ 及 $m > 1$ 时调幅波的波形特点。

(3) 了解大信号峰值包络检波器的工作过程,学习检波器电压传输系数的测量方法。

(4) 研究检波器的负载参数 R_{LD} 、 C 和 R_{LA} 对检波性能的影响。观察和了解检波器产生负峰切割失真和惰性失真的波形特点和原因。

二、实验原理

1. 幅度调制

根据调制原理可知,就频率域而言,调幅的实质是一种频谱的搬移过程,即将调制信号频谱线性地搬移到载频两侧;就时间域而言,调幅则视为调制信号与载波信号的乘积。因而,在低电平调制时,可用模拟乘法电路将调制信号与载波相乘实现调幅。

设调制信号为 $u_{\Omega} = U_{\Omega m} \cos \Omega t$, 载波信号为 $u_c = U_{cm} \cos \omega_c t$, 两个信号同时加到模拟乘法器上,则模拟乘法器输出为

$$\begin{aligned} u_0 &= K u_{\Omega m} \cdot u_c = K U_{\Omega m} U_{cm} \cos \Omega t \cos \omega_c t \\ &= \frac{1}{2} K U_{\Omega m} U_{cm} \cos(\omega_c + \Omega) t + \frac{1}{2} K U_{\Omega m} U_{cm} \cos(\omega_c - \Omega) t \end{aligned} \quad (1-6)$$

式中, K 为乘法器的乘积系数。

显然, (1-6) 式为一个抑制载波的双边带调幅信号 (DSB-AC), 欲实现单边带调幅信号 (SSB), 可在 DSB-AC 信号的基础上, 采用边带滤波方法, 滤除一个边频 (带), 或者采用移相法直接产生 SSB 信号。

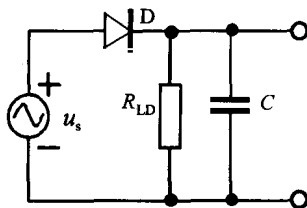
若利用模拟乘法器产生普通调幅波, 可将调制电压 u_{Ω} 和某一个直流电压叠加后再与载波电压 u_c 一起作用于乘法器, 则乘法器输出信号将是一个普通调幅波 (AM), 普通调幅波的振幅包络形状与调制信号波形相同, 此时有

$$\begin{aligned}
 u_0 &= K(1 + u_\Omega) \cdot u_c = Ku_c + Ku_c u_\Omega \\
 &= KU_{cm} \cos \omega_c t + \frac{1}{2} KU_{\Omega m} U_{cm} \cos(\omega_c + \Omega)t + \frac{1}{2} KU_{\Omega m} U_{cm} \cos(\omega_c - \Omega)t
 \end{aligned}
 \quad (1-7)$$

2. 幅度解调

幅度解调也称为幅度检波,它是调幅的逆过程。幅度检波的方法分为包络检波和同步检波,本实验研究的是二极管包络检波的有关问题。

就二极管包络检波器工作原理而言,当检波器输入高频等幅波幅度大于 $0.5 \sim 0.7 \text{ V}$ 时,即为大信号峰值包络检波状态。图 1-3 为二极管包络检波器的原理电路。由该图可知,当二极管 D 正向导通时,输入高频信号 u_s 通过 D 向电容 C 充电,充电时间常数为 $R_D C$ (R_D 为二极管正向导通电阻);当二极管 D 截止时,电容 C 上存储的电荷通过电阻 R_{LD}



放电,放电时间常数为 $R_{LD} C$ 。通常有 $R_D \ll R_{LD}$,所以对电容 C 而言,充电快放电慢。因此,经过若干个高频周期之后,检波器输出电压 u_0 在充放电过程中逐渐建立起来,随着 u_0 逐步上升,二极管 D 的导通时间逐渐缩短,当电容 C 的充放电过程达到动态平衡时,输出电压的平均值近乎为直流电压,即与输入等幅波振幅包络相同,从而实现了幅度检波。当检波器输入为普通调幅波时,只要检波器的参数选择合适,同样可以得到与输入调幅波振幅包络相似的检波输出电压。

二极管包络检波器的主要性能指标为:

(1) 电压传输系数 K_d 。当输入为高频等幅波,即 $u_s = U_{sm} \cos \omega_s t$ 时,则有

$$K_d = \frac{U_{av}}{U_{sm}} \quad (1-8)$$

式中, U_{av} 为检波器输出平均电压。

当输入为单音普通调幅波,即 $u_s = U_{smo}(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_s t$ 时,则有

$$K_{d\Omega} = \frac{U_{\Omega mo}}{m U_{smo}} \quad (1-9)$$

式中, $U_{\Omega mo}$ 为检波器输出电压中低频交流分量的振幅, $m U_{smo}$ 为输入单音普通调幅波包络的振幅。

按照(1-8)和(1-9)式,利用示波器可测得 K_d 和 $K_{d\Omega}$ 。注意,在大信号检波条件下,二极管在输入高频振荡一个周期内的导通角 θ 仅与 $g_D R_{LD}$ 有关,而与输入波形无关,特别是满足 $g_D R_{LD} \geq 50$ 时,有 $\theta \approx \sqrt[3]{3\pi/g_D R_{LD}}$,电压传输系数近似为 $K_d \approx \cos \theta$,且有 $K_d = K_{d\Omega}$ 。

(2) 输入电阻 R_i

$$R_i \approx \frac{1}{2} R_{LD} \quad (1-10)$$

(3) 非线性失真:

惰性失真:表现为当检波器负载时间常数 $R_{LD} C$ 过大而导致检波器输出电压跟不上输入调幅波的包络变化。为避免惰性失真的产生,应满足

$$R_{LD} C \leq \frac{\sqrt{1-m^2}}{m \Omega_{\max}} \quad (1-11)$$

式中, $\Omega_{\max}$ 为调制信号的最高角频率。

负峰切割失真: 表现为由于检波器的交流负载电阻与直流负载电阻差异过大而导致检波器输出交流电压的负峰被削平。负峰切割失真与调制信号角频率 Ω 的大小无关。欲避免负峰切割失真出现, 应满足

$$m_{\max} \leq \frac{R_{\Omega}}{R_{LD}} \quad (1-12)$$

式中, $R_{\Omega} = \frac{R_{LD} \cdot R_{LA}}{R_{LD} + R_{LA}}$; 外接电阻 R_{LA} 为下级电路等效输入电阻。

三、实验电路说明

幅度调制与检波实验电路如图 1-4 所示。图中虚线左边为调幅器, 利用模拟乘法器 MC1496 可产生普通调幅波或抑制载波的双边带调幅波; 虚线右边是大信号峰值包络检波器, 可进行普通调幅波的解调。为了避免图中并联 LC_0 回路 Q 值降低, 采用了射极跟随器进行隔离。

图中 MC1496 芯片引脚 1 和引脚 4 接 51Ω 电阻, 两个 75Ω 电阻和 $51 \text{ k}\Omega$ 电位器是用来调节输入馈通电压, 调偏电位器 W_1 , 有意引入一个直流补偿电压, 由于调制电压 u_{Ω} 与直流补偿电压相串联, 相当于给调制信号 u_{Ω} 叠加了某一直流电压后与载波电压 u_c 相乘, 从而完成普通调幅。如需要产生抑制载波双边带调幅波, 则应仔细调节 W_1 , 使 MC1496 输入端电路平衡。另外, 调节电位器 W_1 也可改变调制系数 m 。MC1496 芯片引脚 2 和引脚 3 之间接有负反馈电阻 R_E ($1 \text{ k}\Omega$), 用来扩展调制电压 u_{Ω} 的输入动态范围。载波电压 u_c 从引脚 8 输入。

图中 MC1496 芯片输出端(引脚 6)接有一个由并联 LC_0 回路构成的带通滤波器, 原因是考虑到当 u_c 幅度较大时, 乘法器内部双差分对管将处于开关工作状态, 其输出信号中含有 $3\omega_c \pm \Omega, 5\omega_c \pm \Omega, \dots$ 等无用组合频率分量, 为抑制无用分量和选出 $\omega_c \pm \Omega$ 分量, 故不能用纯阻负载, 只能使用选频网络, 即 LC 回路。

在检波电路中, 检波负载电容 C 可取 51 pF 、 $0.01 \mu\text{F}$ 、 $0.1 \mu\text{F}$, 交流负载电阻 R_{LA} 可取 $10 \text{ k}\Omega$ 、 $1 \text{ k}\Omega$, 分别用来研究检波器的正常工作情况和出现失真情况, 如当电容 C 取值过小时, 检波器输出的纹波较大, 而当交流负载电阻 R_{LA} 较小时, 将出现负峰切割失真。

四、实验仪器及设备

(1) 双踪示波器	CS-1830 型	1 台
(2) 高频信号发生器	XFG-7 型	1 台
(3) 低频信号发生器	XD-22 型	1 台
(4) 直流稳压电源	WYJ-30F 型	1 台
(5) 实验电路板		1 块

五、预习要求

- (1) 复习模拟乘法器工作原理、乘法器调幅及二极管包络检波原理。
- (2) 了解实验电路中各元件作用及高频信号发生器的使用方法。
- (3) 了解调制系数 m 和检波器电压传输系数 K_d 的意义及测量方法。由图 1-5 给出的示意波形图可得:

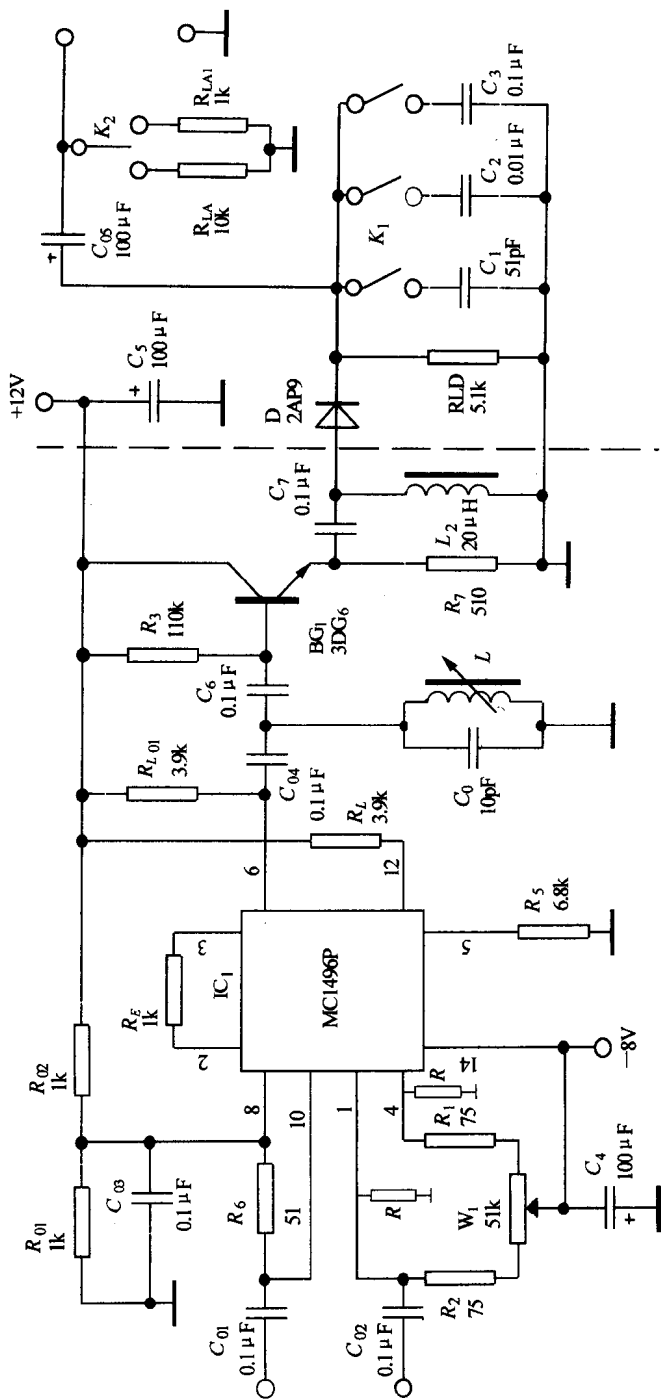


图 1-4 幅度调制及检波实验电路

① 调制系数 m 为

$$m = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}} \quad (1-13)$$

注意:从波形图上计算结果应得出 $m \leq 1$ 。

② 电压传输系数定义为

$$K_{d\Omega} = \frac{U_{\Omega mo}}{m U_{smo}} \quad (1-14)$$

注意:从波形图上计算结果应得出 $K_{d\Omega} (K_d) \leq 1$ 。

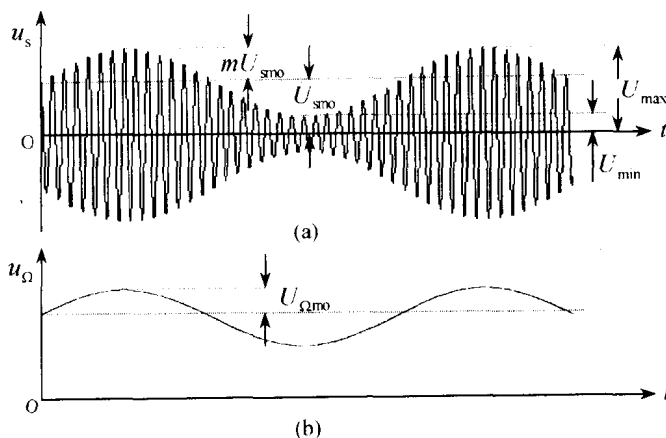


图 1-5 调幅信号波形图(a)及检波信号波形图(b)

(4) 若检波器输入调幅波的调制系数 $m = 0.5$, 调制信号频率 $F_{\max} = 10 \text{ kHz}$, $R_{LD} = 5.1 \text{ k}\Omega$, 试问本实验中 $C \geq ?$ 时会出现惰性失真?

(5) 根据实验电路中给定的元件参数, 计算 MC1496 的偏置电流 I_5 。

(6) 如果检波器直接连接到并联 LC_0 回路, 如何正确测量检波器电压传输系数?

六、实验内容

(1) 令载波频率 $f_c = 10 \text{ MHz}$, 调制信号频率 $F = 1 \text{ kHz}$, 在 u_c 和 u_Ω 的幅度取值适合的情况下, 观察普通调幅波的波形并测量调制系数 m 。

(2) 观察并记录 $m < 1$ 、 $m = 1$ 和 $m > 1$ 时的调幅波形。

(3) 在保证 f_c 、 F 和 U_{cm} 一定时测量 $m \sim U_{\Omega m}$ 曲线。

(4) 令检波器输入调幅波的载频 $f_c = 10 \text{ MHz}$, 调制信号频率 $F = 1 \text{ kHz}$, 不接负载电阻 R_{LA} , 用示波器测量检波器电压传输系数 K_d 。

(5) 观察并记录不同的检波负载对检波器输出波形的影响。

① 令输入调幅波的 $m > 0.5$, $f_c = 10 \text{ MHz}$, $F = 1 \text{ kHz}$ 和 $F = 10 \text{ kHz}$, 选择不同的检波负载电容接入电路, 观察并记录检波器输出波形的变化。

② 令输入调幅波的条件同上, 观察并记录不同的外接负载电阻 R_{LA} 对检波器输出波形的影响, 此时, 接入的检波电容应选择合适的电容值。

七、实验报告要求

(1) 整理各实验步骤所得数据和波形, 绘制出 $m - U_{\Omega m}$ 调制特性曲线。

(2) 分析各实验步骤所得的结果。

(3) 如果 $m = 0.5$ 、 $R_{LD} = 5.1 \text{ k}\Omega$ 、 $F = 1 \text{ kHz}$, 试估算一下本实验不产生惰性失真和负峰切割失真时, 电路中电容 C 和电阻 R_{LA} 值应各为多少?

(4) 实验的心得体会。

实验三 集成混频器的实验研究

一、实验目的

- (1) 了解集成乘积混频器的工作原理及典型电路。
- (2) 了解本振电压幅度和模拟乘法器的偏置电流对混频增益的影响。
- (3) 学习利用直流负反馈改善集成混频器动态工作范围的方法。
- (4) 观察混频器寄生通道的干扰现象。

二、实验原理

当本振电压 u_L 和信号电压 u_s 皆为小信号 ($U_{Lm} \ll 26 \text{ mV}$, $U_{sm} \ll 26 \text{ mV}$) 时, 模拟乘法器的输出电压可表示为^{[1][4]}

$$u_0 \approx \frac{I_0 R_L}{4} \left(\frac{q}{kT} \right)^2 U_{Lm} U_{sm} [\cos(\omega_L - \omega_s)t + \cos(\omega_L + \omega_s)t] \quad (1-15)$$

式中, R_L 为负载电阻, I_0 为恒流源电流。

当 u_L 为大信号、 u_s 为小信号 (U_{Lm} 约为 $100 \sim 200 \text{ mV}$, $U_{sm} \ll 26 \text{ mV}$) 时, 模拟乘法器的输出电压可表示为^{[1][4]}

$$u_0 \approx \frac{I_0 R_L}{2} \left(\frac{q}{kT} \right)^2 U_{sm} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\sin \frac{n\pi}{2} / \frac{n\pi}{2} \right) \cdot [\cos(\omega_L - \omega_s)t + \cos(\omega_L + \omega_s)t] \quad (1-16)$$

当 $n = 1$ 时, 则有

$$u_0 \approx 0.637 \frac{I_0 R_L}{2} \left(\frac{q}{kT} \right)^2 U_{sm} [\cos(\omega_L - \omega_s)t + \cos(\omega_L + \omega_s)t] \quad (1-17)$$

上式中, 相乘因子较 u_L 为小信号时增大。

由上述讨论可知, 若模拟乘法器输出端接有带通滤波器, 也就是说接有中频为 $\omega_I = (\omega_L - \omega_s)$ 的滤波网络作为负载, 就可取出所需的差频分量来实现混频。乘积混频器的组成方框图如图 1-6 所示。不难看出, 乘积混频原理与乘积调幅是类似的, 只是将调制信号换成本振信号。从频率变换角度看, 混频和调幅一样都是线性频率谱的搬移过程。

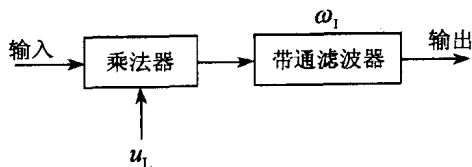


图 1-6 乘积混频器的组成方框图

三、实验电路说明

集成混频器的实验电路如图 1-7 所示。图中,晶体管 BG_1 与电容 C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_4 及 L_1 构成改进型电容三点式振荡电路,作为本地振荡器。晶体管 BG_2 和 BG_3 分别构成两级射随器起缓冲隔离作用。本振电压 u_L 从 P1 端口馈入,信号电压 u_s 从 P2 端口馈入。中频滤波网络为 L_2 、 C_{13} 、 C_{14} 构成的并联回路。 BG_4 为缓冲隔离级。

在图 1-7 所示实验电路中,中频回路调谐于 2 MHz,模拟乘法器及其外接元件的作用与前一个实验中的情况相似,只是 R_{w4} 代替了接在 MC1496P 引脚 2 和引脚 3 之间的固定反馈电阻 R_F 。电位器 R_{w5} 用来调节乘法器的偏置电流 I_5 。另外,图中的 P4 端口是由中频回路副方输出的中频电压 u_{I_0} 。

四、实验仪器及设备

(1) 双踪示波器	CS-1830 型	1 台
(2) 标准高频信号发生器	XFG-7 型	1 台
(3) 直流稳压电源	WYJ-30F 型	1 台
(4) 数字万用表	DT9202 型	1 块
(5) 实验电路板		1 块

五、预习要求

- (1) 了解采用模拟乘法器实现混频的基本原理,熟悉实验电路及电路中各元件的作用。
- (2) 当输入高频信号幅度不变,而本振信号幅度由小到大变化时,输出中频信号幅度的变化规律是怎样的?
- (3) 当输入信号与本振信号幅度皆保持不变,只改变 R_{w5} 时,输出中频信号幅度的变化规律应是怎样的? 只改变 R_{w4} 时,输出中频信号幅度有何变化?
- (4) 某种原因导致中频回路的谐振频率值 f_1 与指导书给出的数值不一样,如果仍按书中给定的信号频率值 f_s 加入高频信号,将会出现什么现象? 怎样解决?
- (5) 实验中可以任意改动中频回路参数吗? 为什么?

六、实验内容

1. 测量 $U_{Im} - U_{Lm}$ 关系曲线

(1) 调整本地振荡器,使其输出一个不失真的、振荡频率为 10 MHz、幅度不超过 1 V 的本振信号电压 u_L ,记录 u_L 的频率、幅度值及其波形。

(2) 调谐中频回路。保持高频信号源输出信号频率 $f_s = 8$ MHz、输出电压幅度 $U_{sm} = 15$ mV,将此信号作为混频器输入 u_s ;本振信号的频率 $f_L = 10$ MHz、输出幅度 $U_{Lm} \leq 1$ V。记录中频调谐输出电压 u_I 的频率、幅度及波形。

(3) 令 $R_{w4} \approx 0$,调节 R_{w5} 使 $I_5 = 1$ mA,然后调节 R_{w2} 改变 U_{Lm} 大小,测量 $U_{Im} - U_{Lm}$ 关系曲线。

2. 测量 $U_{Im} - I_5$ 关系曲线

保持上述 u_s 不变。令 $U_{Lm} = 500$ mV,同时保持 $R_{w4} \approx 0$,调节 R_{w5} 改变 I_5 ,测量 $U_{Im} - I_5$

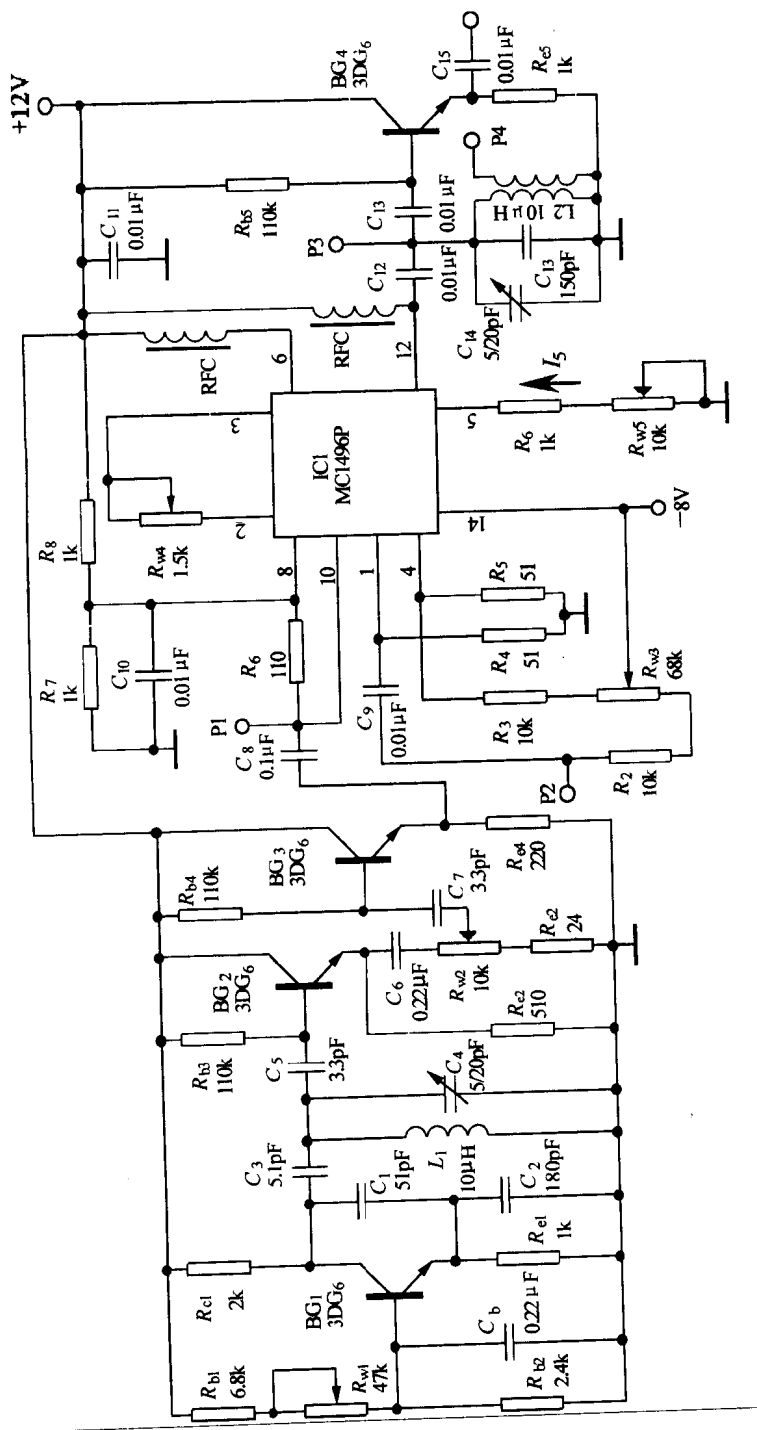


图 1-7 集成混频器的实验电路