《电子技术实验》课程实验报告

学院: 物理学院

专业: 物理学 年级: 2021 级

实验人姓名 (学号): 路尚润 (21305127)

2023年2月27日

实验一 三极管特性曲线的测量

一、实验目的

1. 熟练掌握三极管、场效应管的输入特性和输出特性,分析不同工作区的特点与应 用,了解三极管、场效应管的关键参数及其测量方法,为后续搭建单级放大电路和负反 馈放大电路提供基础。

2. 学习电子电路静态工作点的确定和调节,掌握节点电压和支路电流的测量方法。

3. 掌握直流电压源、万用表等基本电子测量仪器的使用。

二、实验原理

1. 三极管特性曲线的测量。

共射模式下,三极管的特性曲线主要包括输入特性曲线和输入特性曲线。

输入特性曲线定义为在发射极-集电极之间的电压(管压降)Uce一定的条件下,基极 电流 Ih和发射结压降 Uhe的关系:

$$I_b = f(U_{be})|_{U_{ce} = \# \#} \tag{1}$$

以 NPN 型管为例,当管压降 Uce=0V 时,三极管的集电极 c 和发射极 e 之间短路,发射结 和集电结并联,此时的三极管输入特性曲线与 PN 结的 I-V 曲线形状类似。当 PN 结导通时, Ib随 Ube的增大而显著增大。当管压降 Uce>0V 时,输入特性曲线会右移:



输出特性曲线定义为当基极电流 Ib 为常量(亦即发射结压降 Ube 为常量时)时,集电 极电流 Ib 与管压降 Uce 之间的关系:

$$I_c = f(U_{ce})|_{I_b = \# \mathcal{Y}} \tag{2}$$

NPN 管典型输入特性曲线如下图所示,根据静态工作点的不同位置,可以将三极管分为 截止区、放大区和饱和区三个主要区域:



图 2

其中在放大区,集电极电流 I_c 不随管压降 U_{ce} 变化而变化(处于"恒流状态")而只随着基极电流 I_b 的调控, $I_c 与 I_b$ 之间的比例关系称为"电路放大倍数" β 。

实际测量时,通过双路直流电压源可以分别对三极管的发射结压降 U_{be}和管压降 U_{ce}进行调节,以"扫描"的方式得到多条输入和输出特性曲线:



图 3

*U_{be}*和 *U_{ce}*电压测量可以使用万用表电压档完成,而为了方便线路连接和测量操作,*I_c*和 *I_b*电流测量通过测量采样电阻两端的电压来换算得到支路电流值。

2. 场效应管特性曲线的测量。

场效应管因其栅极采用绝缘材料,因此栅极电流 *I*g 很小,可以忽略不计,输入控制信号由三极管的基极电流 *I*b 替换成了栅-源极电压 *U*gs。场效应管最主要的特性曲线是**输出特性曲线**,即在栅-源极之间的电压 *U*gs 一定的条件下,漏极电流 *I*d 和漏-源极之间的电压 (管压降) *U*ds 的关系:

$$I_d = f(U_{ds})|_{U_{as} = \# m}$$
(3)

NMOS 管典型输入特性曲线如下图所示,根据静态工作点的不同位置,可以将场效应管分为截止区、恒流区和可变电阻区三个主要区域。恒流区电流 Ido 主要受到栅源电压 Ugs

的调控,调控的系数称为低频跨导gm:

$$g_m = \frac{\Delta I_{dO}}{\Delta U_{gs}} \tag{4}$$

将恒流区的一簇输出特性曲线进行合并,可以用一条转移特性曲线来描述恒流区电流的 Ido 与栅源电压 Ugs 的关系:

$$I_{dO} = f(U_{gs})\big|_{U_{ds} = \# M}$$
⁽⁵⁾

当 Ugs 较小时,导电沟道夹断,漏极电流 Id 保持为 0,直至阈值 Ugs(TH)。对于长沟道场效应 管器件,转移特性曲线在 Ugs 超过截止区阈值 Ugs(TH)后,近似呈现平方特性,如下图所示:





三、实验内容

1. NPN 型三极管输入特性曲线的测量。

(1) 如图 8 连接被测 NPN 三极管和采样电阻 Rb, 两路可调直流电压源(可输出±5V) 分别提供 Ubin 和 Ucin。

注意: 接线时首先将电压源的参考级与测量电路的地相连接, 用万用表检测输出电压极 性。调节电压源使输出为正电压后再接入电路!



(2) 保持 U_{clN}=0V, 将 U_{blN}从 0V 增大,使用万用表测量 U_{blN}和 U_{be} 填入表 1,利用 R_b 计

算出 *I*_b,绘制输入特性曲线图。与测量二极管 I-V 曲线类似,在 PN 结导通前后应适当增加 测量点数,方便作图。

注意: 典型的 PN 结导通电压在 300~800mV 左右,为了避免基极电流过大,测量过程应 控制 *l*_b 不超过 50uA (具体限制与被测三极管型号有关)。

<i>U_{ыN}</i> 设置值(mV)	Ubin 实测值(mV)	Ube 实测值(mV)	ル计算值(uA)
0	0	0	0
200	200	200	0
400	400	400	0
450	450	448	0.2
475	475	470	0.5
500	500	491	0.9
525	525	508	1.7
550	550	522	2.8
575	575	534	4.1
600	600	542	5.8
650	650	556	9.4
700	700	565	13.5
750	751	572	17.9
800	800	578	22.2
850	850	583	26.7
900	898	588	31

表1 保持 Ucin=0V, NPN 型三极管输入特性曲线测量,

测量数据后,我们在实验中利用万用表测量了 Rb 的值,经过多次测量,我们发现 其真实值的确为 10kΩ,故由分压定律我们可知

$$I_b = \frac{U_{bIN} - U_{be}}{R_b} \tag{6}$$

计算出 I_b 的值,用 Origin 作图有



图 6 NPN 管输入特性曲线图(U_{cIN} = 0V)

可以发现,其与 PN 结的 I-V 曲线图基本一致,由于管子的各个区域掺杂浓度以及 厚度不同,所以其电压上升速度有所区别。

仿真: 软件: NI Multisim 14.0

仿真方法:

首先,我们利用 Multisim 搭建仿真电路图,如左图所示,直接控制*V_{be}与V_{cIN}*;然 后我们通过控制*V_{cIN}*为 0V,进而用直流扫描测量 NPN 型三极管(2N2222 型)的输入特性曲线。

			直流扫描				\$
-	* ⁽⁰⁾ #1()2H2222	= 04	分析参数 输出 源1	分析透現 求和			
V1			親.	V1		~ 更改滤波器	
T			起始值:		0	v	
			停止值:		0.9	v	
	ţ		増量:		0.01	v	

图 7 仿真界面及方法

仿真截屏:



(3)保持 *U_{clN}*=+5V,将 *U_{blN}*从 0V 增大,使用万用表测量 *U_{blN}、U_{be}*和 *U_{ce}*电压值填入表 2,分析测量结果与表 1 的异同。

注意:受直流电压源最大输出电流和内阻的限制,当三极管 *l* 电流过大时,能导致 *U*_{clN} 无法达到设定值+5V 的情况,以实际测量电路能够达到的 *U*_{clN} 最大值为准。

U _{bin} 设置值(mV)	U _{bin} 实测值(mV)	<i>U_{be} 实测值(mV)</i>	<i>U_{ce} 实测值(mV)</i>
0	0	0	4970
200	200	200	4970
400	400	400	4970
500	500	498	4970
525	525	522	4960
550	550	544	4940
575	575	563	4910
600	600	579	4850
625	625	591	4780
650	650	597	4690
675	675	604	4590
700	700	609	4480
750	750	616	4250
800	799	622	4000
850	850	627	3740
900	900	631	3480

表 2 保持 UclN=+5V, NPN 型三极管各节点电压随 UblN 变化情况

注:由于实验箱电压不稳定,故此时我们采用的是稳定电压源,其电压为4.97V。 通过以上数据,我们利用 Origin 作图



图 9 NPN 管输入特性曲线图(U_{cIN} = 4.97V)

然后我们将两者在同一张图中进行作图比较,如图 10 所示





可以发现,当我们增大U_{cIN},输入特性曲线右移,其本质是因为集电结反偏,其收集电子能力增强,故对应基区的复合作用减小,同样的U_{be}下I_b减小,故曲线右移。

然后,我们作出 NPN 管的Uce-Ube曲线,如图 11 所示,



曲线实际上是因为 Rc 分压产生的,实际上有

$$U_{ce} = U_{cIN} - I_c R_c \tag{7}$$

且 $U_{cIN} = 4.97V$,故曲线应与 I_c 成负的一次关系。

通过分析,我们可以发现,一开始*I_c*=0,此时因为*U_{be} < U_{th}* ≈ 0.5*V*,二极管并未 导通,此时处于截止区,集电结反偏,但发射结未打通;然后当*U_{be} > U_{th}* ≈ 0.5*V*时, 集电结反偏,发射结正偏并打通,此时三极管处于放大区,可以大致看出*I_c* ∝ *I_b*,我 们经过简单计算并作图,利用 Origin 进行简单的线性拟合,有下图



图 12 *I_c-I_b*曲线拟合(*U_{cIN}* = 4.97*V*)

可以看出,其放大特性十分明显,故导通后三极管处于放大区。

但实际上假如我们继续增大U_{bIN},最终U_{ce}会变为0,管子进入饱和区,但由于实验测量点不够充分,故并未测量到。

仿真: 软件: NI Multisim 14.0

仿真方法:

首先,我们利用 Multisim 搭建仿真电路图,如左图所示,直接控制V_{be}与V_{cIN};然 后我们通过控制V_{cIN}为5V,进而用直流扫描测量 NPN 型三极管(2N2222型)的输入特性曲线,以及U_{ce}-U_{be}曲线。



输入特性曲线:



图 14 仿真输入特性曲线扫频截屏(U_{cIN} = 5V)

Uce-Ube曲线:



图 15 仿真Uce-Ube曲线扫频截屏

可以看出,仿真曲线与实验曲线形状基本一致,其原理在之前已经做过阐述。

唯一不同的是我们在实验时并未测出后面的饱和区,只测得了截止区与放大区。

2. NPN 型三极管输出特性曲线的测量。

(1) 精确调节 Ubin, 使得基极电流 Ib等于 5uA 左右, 固定 Ubin 不变。

(2)利用表 1 和表 2,可以估计 U_{clv} 在 0V~+5V 范围内变化时 U_{ce} 可以变化范围,从而确定输出特性曲线中 U_{ce} 的扫描范围。

(3)精确调节 U_{clN},使得 U_{ce}等于扫描范围内的各个测量点,测量并记录此时的 U_{clN}并 由此计算出 I_c,填入表 3。在曲线拐点附近可适当增加测量点数以保证曲线平滑。

(4)重新调节 Ubin 使得基极电流 Ib 分别等于 10uA、15uA、20uA 和 0uA,重复(1)~
(3)测量过程,得到输出特性曲线。

表 3 NPN 型三极管输出特性曲线测量										
I _b =	5uA 测量	组	<i>I_b=</i> :	/b=10uA 测量组		/ _b =15uA 测量组			组	
U _{ЫN} 实测	U _{be} 实测	<i>l</i> b (计算)	U _{ыN} 实测	Ube 实测	e 则	<i>I</i> b (计算)	U _{ыN} 实测	U 实	be 测	<i>I</i> b (计算)
588mV	538mV	5μΑ	655mV	555m	٦V	10µA	714mV	564	mV	15µA
U _{cIN} /mV	Uce	<i>I</i> ,/μA (计算)	U _{cIN} /mV	Uce	2	<i>Ⅰ。/μA</i> (计算)	U _{ciN} /mV	U	ce	<i>Ⅰ./μA</i> (计算)
0	0V	0	0	0V	,	0	0	0	V	0
36.7	20mV	83.5	56.7	20m	١V	183.5	77.7	201	nV	288.5
75.8	40mV	179	126.8	40m	١V	434	181.8	401	nV	709
113.5	60mV	267.5	204	60m	١V	720	302	601	nV	1210
147.7	80mV	338.5	275	80m	١V	975	417	801	nV	1685
176.6	100mV	383	333	100n	nV	1165	513	100	mV	2065
331	0.25V	405	531	0.25	δV	1405	759	0.2	5V	2545
581	0.50V	405	785	0.50	V	1425	1014	0.5	0V	2570
834	0.75V	420	1034	0.75	5V	1420	1269	0.7	5V	2595
1084	1.00V	420	1287	1.00	V	1435	1524	1.0	0V	2620
1336	1.25V	430	1539	1.25	5V	1445	1776	1.2	5V	2630
1583	1.50V	415	1789	1.50	V	1445	2030	1.5	0V	2650
1836	1.75V	430	2040	1.75	5V	1450	2282	1.7	5V	2660
2084	2.00V	420	2290	2.00	V	1450	2537	2.0	0V	2685
放大区刊 电流 I	^ヹ 均 .o	8.125µA	放大区刊 电流 I	平均 ::0	143	4.375μA	放大区刊 电流 I	^z 均	261	.9.375µA

ىلە د e.e.

表 3 NPN 型三极管输出特性曲线测量

/ _b =20uA 测量组		I₀=0uA 测量组			【备用测量组】			
U _{biN} 实测	U _{be} 实测	/b (计算)	U _{bIN} 实测	U _{be} 实测	/b (计算)	U _{bIN} 实测	U _{be} 实测	/b (计算)
774mV	574mV	20µA	300mV	300mV	0μΑ			
U _{cIN} /mV	U _{ce}	<i>Ⅰ,/μA</i> (计算)	U _{cIN} /mV	U _{ce}	<i>Ⅰ,/μA</i> (计算)	U _{cIN} /mV	U _{ce}	<i>Ⅰ,/μA</i> (计算)

0	0V	0	0	0V	0	0	v
100	20mV	400	20	20mV	0	201	mV
241	40mV	1005	40	40mV	0	40	mV
409	60mV	1745	60	60mV	0	601	mV
576	80mV	2480	80	80mV	0	801	mV
709	100mV	3045	100	100mV	0	100	lmV
1014	0.25V	3820	250	0.25V	0	0.2	5V
1270	0.50V	3850	500	0.50V	0	0.5	0V
1529	0.75V	3895	750	0.75V	0	0.7	′5V
1785	1.00V	3925	1000	1.00V	0	1.0	0V
2040	1.25V	3950	1250	1.25V	0	1.2	5V
2300	1.50V	4000	1500	1.50V	0	1.5	0V
2550	1.75V	4000	1750	1.75V	0	1.7	'5V
2810	2.00V	4050	2000	2.00V	0	2.0	0V
放大区刊 电流 I	^{述均} 39	36.25µA	放大区 ^平 电流 I	平均 co	0μΑ	放大区平均 电流 <i>Ico</i>	

注:此次实验中控制 I_b 时 $U_{ce} = 0V$,故结果并不准确,但我们依旧用拟合的方式进行计算放大倍数 β 。

然后我们进行



图 16 NPN 管输出特性曲线

根据所作图进行分析,三极管的分区如图 17 所示



图 17 三极管输出曲线分区

仿真:软件:NI Multisim 14.0

仿真方法:

首先,我们利用 Multisim 搭建仿真电路图,如左图所示,我们通过直接控制*I_b*与 *U_{ce}*,保证在基区电流不变的条件下,对*U_{ce}进行扫频*,我们通过控制两个源进行直流 扫频,进而用直接扫描测量 NPN 型三极管(2N2222 型)在不同基区电流*I_b*下的输出特性 曲线。



图 18 仿真界面及方法







(5) 计算放大区域内集电极电流 Ic 的平均值,作为当前基极电流 Ib 条件下的放大区输

出电流 Ico, 绘制 Ico测量值和 Ib测量值的关系曲线, 估算电流放大倍数 B。有条件的情况下 可以增加(1)~(4)步骤选择的组数 I_b ,以更精确的分析电流放大 β 。

我们通过计算平均值,然后利用 Origin 进行画图以及拟合分析,有



图 20 NPN 管放大区Ico-Ih关系曲线

注:因为调节I_b时二极管未处于放大区,且我们知道,三极管由饱和区调节至放大区I_b 会变小,我们假定其减小量基本一致,则我们可以认为后四个数据点相对于实际值仅仅发生。 了下移,故此时我们排除第一个数据点,对其进行拟合,此时其仍为线性的,虽然数据点少 了一个自由度,但我们仍然能够得出其放大倍数,且保证放大倍数的准确性。

拟合参数如下表所示

表 4 NPN	管实验拟合参数

	值	误差
斜率(电流放大倍数β)	234.7875	9.52089
R-Square	0.99	9672

则我们知道所用 NPN 三极管的电流放大倍数

$$\beta = 234.8 \pm 9.5$$

(8)

由于调节 I_b 时所用的 $U_{ce} = 0V$,故误差较大,实际测量时我们应当控制其在放大区 时的电流为某个定值,而不是在饱和区进行控制。

仿真:此步骤中的仿真与仿真 NPN 管输出特性曲线时一致,我们在此导出数据并 对其进行分析。

首先,通过初步观察,我们可以发现,在 $U_{ce} = 0.3V$ 之后的 I_c 变化并不明显,我们 认为其已经进入放大区,经过计算其平均值,数据如表5所示

$I_b/\mu A$	I _{c0} /mA
0	0
	12

表 5 NPN 管仿真Ico-Ib数据

2	0.13
4	0.33
6	0.54
8	0.74
10	0.95
12	1.16
14	1.37
16	1.58
18	1.78
20	1.99

我们利用 Origin 进行作图与线性拟合,有如下结果:



图 21 仿真 NPN 管Ico-Ib关系曲线

拟合参数如下表所示:

表 6 NPN 管仿真拟合参数

	值	误差
斜率(电流放大倍数β)	101.76	1.1
R-Square	0.99	9895

可以看出其线性度极高,因为是仿真实验,所以结果较为准确,故我们仿真所用 NPN 管(2N2222 型)的电流放大倍数

$$\beta = 102 \pm 2 \tag{9}$$

3. PNP 型三极管输出特性曲线的测量。

如图 9 连接被测 PNP 管和采样电阻,注意两路直流稳压电源 U_{blN} 和 U_{clN} 需要调节成负 值后再接入电路!! 重复同样的测试结果可以测量 PNP 管的输出特性曲线,填入下表 4 中。 注意:基于图 9 的参考方向,测量得各电极电压和电极电流均为负值,因此表 4 统一 记录其绝对值。但实验时需要反复确认测量到的电压极性是否正确!!



	图 22
表 7	PNP 型三极管输出特性曲线测量

<i>I_b</i> =	5uA 测量	组	<i>I_b</i> =1	.0uA 测量	量组	<i>I_b</i> =1	5uA 测	量组
<i>Uы</i> м 实测	Ube 实测	<i>1</i> _b (计算)	Uым 实测	U _{be} 实测	<i>1</i> _b (计算)	<i>Uы</i> м 实测	Ube 实测	<i>1</i> _b (计算)
649mV	599mV	5μΑ	714mV	614mV	10µA	776mV	626m\	15μA
U _{cIN} ∕mV	Uce	<i>I_c /µA</i> (计算)	U _{cIN} ∕mV	Uce	<i>I_c</i> /µA (计算)	U _{cIN} ∕mV	Uce	<i>I_c</i> /µA (计算)
1.2	0V	6	2.4	0V	12	3.6	0V	18
69.8	20mV	249	103.5	20mV	417.5	138.6	20m\	/ 593
149.3	40mV	546.5	232	40mV	960	320	40m\	/ 1400
226	60mV	830	366	60mV	1530	511	60m\	2255
293	80mV	1065	482	80mV	2010	681	80m\	/ 3005
342	100V	1210	566	100V	2330	800	100V	3500
525	0.25V	1375	792	0.25V	2710	1075	0.25\	4125
778	0.50V	1390	1051	0.50V	2755	1336	0.50\	4180
1033	0.75V	1415	1308	0.75V	2790	1599	0.75V	4245
1285	1.00V	1425	1564	1.00V	2820	1860	1.00	4300
1540	1.25V	1450	1824	1.25V	2870	2120	1.25\	4350
1790	1.50V	1450	2080	1.50V	2900	2375	1.50\	4375
2044	1.75V	1470	2334	1.75V	2920	2637	1.75	4435
2296	2.00V	1480	2590	2.00V	2950	2890	2.00	4450
放大区平均 流 <i>Ico</i>	9电 14	31.875µA	放大区平均 流 <i>lco</i>	^{刻电} 28	39.375µA	放大区平均 流 Ico	匀电	4307.5µA

表 7 PNP 型二极管输出特性曲线测量								
<i>I_b</i> =2	20uA ∄	则量组	<i>I_b</i> =0	DuA 测	量组	【备月	用测量组	∃.]
U _{bIN} 实测	U _{be} 实测	<i> 1_b </i> (计算)	U _{bIN} 实测	U _{be} 实测	<i>1</i> _b (计算)	<i>Uы</i> м 实测	U _{be} 实测	<i>1</i> _b (计算)
833mV	633m'	∨ 20μ <i>A</i>	300mV	300mV	0μΑ			
U _{cIN} ∕mV	Uce	<i>l_c</i> /µA (计算)	U _{cIN} ∕mV	Uce	<i>I_c</i> /µA (计算)	U _{cIN} ∕mV	Uce	<i>I_c</i> /µA (计算)
2.4	0V	12	0	0V	0		0V	
177	20m\	/ 785	20	20m\	0		20mV	
407	40m\	/ 1835	40	40m\	/ 0		40mV	
650	60m\	/ 2950	60	60m\	/ 0		60mV	
864	80m\	/ 3920	80	80m\	/ 0		80mV	
1018	100\	/ 4590	100	100V	0		100V	
1340	0.25	/ 5450	250	0.25V	/ 0		0.25V	
1610	0.50	/ 5550	500	0.50\	/ 0		0.50V	
1875	0.75	/ 5625	750	0.75V	/ 0		0.75V	
2140	1.00	/ 5700	1000	1.00V	′ 0		1.00V	
2400	1.25	/ 5750	1250	1.25V	′ 0		1.25V	
2672	1.50	/ 5860	1500	1.50V	′ 0		1.50V	
2940	1.75	/ 5950	1750	1.75V	′ 0		1.75V	
3200	2.00	/ 6000	2000	2.00	′ 0		2.00V	
放大区平均 流 <i>Ico</i>	匀电	5735.625µA	放大区平均 流 Ico	匀电	0μΑ	放大区平均 流 Ico	匀电	

Ander J. A . . . ىد د r ar

注:此次实验中控制 I_b 时 $U_{ce} = 2V$,结果较为准确。



图 23 PNP 管输出特性曲线

可以看出,实验效果较好,其分区如下图所示:



图 24 PNP 管输出特性曲线分区

然后我们通过做出|Ico|-|Ib|曲线,利用Origin进行线性拟合,如下图所示



拟合参数如下表所示:

表 8 PNP 管实验拟合参数

	值	误差
斜率(电流放大倍数β)	286.9375	0.9786
R-Square	0.99	9997

可以看出,其线性程度极高,所测量PNP管的电流放大倍数

$$\beta = 287 \pm 1$$

(10)

相对误差极小,实验极为成功。

仿真: 软件: NI Multisim 14.0

仿真方法:

首先,我们利用 Multisim 搭建仿真电路图,如左图所示,我们通过直接控制*I_b*与 *U_{ce}*,保证在基区电流不变的条件下,对*U_{ce}*进行扫频,我们通过控制两个源进行直流 扫频,进而用直接扫描测量 PNP 型三极管(2N5401 型)在不同基区电流*I_b*下的输出特性 曲线。



图 26 仿真界面及方法





图 27 仿真输出特性曲线扫频截屏

首先,通过初步观察,我们可以发现,在 $U_{ce} = 0.3V$ 之后的 I_c 变化并不明显,我们

认为其已经进入放大区,经过计算其平均值,数据如表9所示

$I_b/\mu A$	I _{co} /mA					
0	0					
2	0.21					
4	0.44					
6	0.68					
8	0.91					
10	1.15					
12	1.39					
14	1.63					
16	1.87					
18	2.10					
20	2.34					

表 9 PNP 管仿真Ico-Ib数据

我们利用 Origin 进行作图与线性拟合,有如下结果:



图 28 仿真 PNP 管Ico-Ib关系曲线

拟合参数如下表所示:

表 10 PNP 管仿真拟合参数

	值	误差
斜率(电流放大倍数β)	117.74	0.430045
R-Square	0.99	988

可以看出其线性度极高,因为是仿真实验,所以结果较为准确,故我们仿真所用 PNP 管(2N5401 型)的电流放大倍数

$$\beta = 117.7 \pm 0.5 \tag{11}$$

四、实验结论

特征:对于三极管:

1、发射结的电压小于PN结的死区电压 V_{th} 时,基极电流为0,此时发射结未打通,无论集电结两端电压为多少,此时 $I_b = 0$, $I_c = 0$,对应输出特性曲线最下方的一条,三极管处于截止区。

2、发射结电压大于PN结的死区电压*V_{th}*后,发射结导通,处于正向偏置状态,此时 三极管的状态由*U_{ce}*决定:

①当*U_{ce} < U_{ces}*(深度饱和压降)时,此时三极管的集电结并未完全反偏,*I_c与I_b并非*处于线性相关状态,对应三极管输出特性曲线中*I_c-U_{ce}*一开始的快速上升状态,三极管处于饱和状态。

②当 $U_{ce} > U_{ces}$ (深度饱和压降)时,此时三极管发射结正偏,集电结反偏,此时三极管起到放大电流的作用, $I_c = \beta I_b$,对应输出特性曲线中斜率几乎为0的部分,即 I_c 随 U_{ce} 变化并不明显的部分,三极管处于放大状态。

3、实际上,三极管还有一个倒置状态^[3],此时集电结正偏,发射结反偏,其具体性 质因实验中并未涉及,在此不具体讨论。

应用:

在模拟电路中,我们一般时利用三极管的放大区。模拟电路是指用来对模拟信号进行传输、变换、处理、放大、测量和显示等工作的电路,其处理的是连续的,非离散的信号,一般是利用三极管的放大区进行一些信号的处理,比如燕尾式差分放大电路,功率放大电路,运算放大器等等,其处理要求必须是连续的,故由三极管放大电流的作用, $I_c = \beta I_b$,可以进行小信号的放大等处理。

在数字电路中,我们一般利用三极管的饱和区和截止区。数字电路是用数字信号完成对数字量进行算术运算和逻辑运算的电路,或称为数字系统。由于它具有逻辑运算和逻辑处理功能,所以又称数字逻辑电路。一般来说,其是操作离散的高电平和低电平信号,进行一些逻辑运算,一般高电平代表"1",低电平代表"0",我们可以用三极管的饱和导通状态作为高电平,而利用其截止状态作为低电平,可以构成一些逻辑门等逻辑电路。

电流放大系数 β :

电流放大系数分为两种:

1、直流放大系数: 直流放大系数是指在静态无输入变化信号时,三极管集电极电流 I_c 和基极电流 I_b 的比值,故又称为直流放大倍数或静态放大系数,一般用 $\beta = I_c/I_b$ 表示。

2、交流放大系数:交流电流放大系数也称动态电流放大系数或交流放大倍数,是指在 交流状态下,三极管集电极电流变化量与基极电流变化量的比值,一般用 $\beta' = \Delta I_c / \Delta I_B$ 表示。 β' 是反映三极管放大能力的重要指标。

虽然二者意义有所不同,但在小信号情况下, $\beta \approx \beta'$,故我们计算时认为其相等,称为 电流放大系数。

标定方法:测量三极管处于放大区的一系列基极电流 I_b 以及集电极电流 I_c ,用两者的正比关系 $I_c = \beta I_b$ 进行线性拟合或用逐差法进行计算,即可得出电流放大系数,前者利用拟合得到的斜率即为 β ,正如我们在实验中操作的方式一样。但实际上逐差法也是可取的。

实验结果:

①实验测得NPN型三极管电流放大倍数为

$$\beta_{NPN} = 234.8 \pm 9.5$$
 (

拟合程度评分R-Square=0.99672。

②PNP型三极管电流放大倍数为:

$$\beta_{PNP} = 287 \pm 1 \tag{13}$$

拟合程度评分R-Square=0.99997,实验较为成功。

实验分析:

根据输入特性曲线的测量,我们可知,当U_{bIN}不变时,I_b会随着U_{ce}的增大而减小, 而我们在测量NPN管的输出特性曲线时,我们应当保证其在放大区的电流为所需值,但 一开始测量时并未意识到这个问题,故我们控制I_b时并未保证管子在放大区,而是在饱 和区,根据图20可以看出,我们最后达到放大区后的电流均比所调节值有所下降,故为 保证测量数据的准确性,我们假设I_b改变量相等,此时舍去第一个数据点进行拟合,能 够最大程度上保证实验结果的准确性。

而在PNP时我们保证了调节电流时管子处于放大区,可以看出其线性度极高,实验 极为成功。

回答思考题:

思考题 1:利用表 1 和表 2 数据可以分别绘制 *I*_b随 *U*_{be}的变化曲线,有何异同?是否都可以称为"输入特性曲线"?结合之后的测试流程,思考表 2 测量的数据对于之后输出特性曲线的测试有什么指导意义。

(1)同:对于表 1 与表 2,我们根据右图可以看出, $U_{cIN} = 4.97V 或 0V 时,曲线的形状几乎一致,其皆与 PN 结$ $的正向特性曲线形状基本一致,在<math>U_{be}$ 较小时,均未导通, I_b 约为 0,随着 U_{be} 的增大,两者均开始增大,最终几乎变 为一条直线;





(2)输入特性曲线是指三极管的基极输入电流Ib和发射结电压Ube之间的关系曲线:

表 1 的数据对应三极管处于饱和区,此时的输入特性曲线理论上与发射结性质相同的 PN 结的正向特性曲线基本一致,此时三极管与两个直接相连的二极管并无太大差异,其称 为 "输入特性曲线"并不严谨,因为除了*U*_{cIN} = 0*V*比较特殊之外,其余的输入曲线基本重 合(忽略基区宽度调制效应)。

表 2 的数据中,此时集电结反偏,三极管的两个 PN 结相互发生作用,此时曲线几乎不 再改变,对应截止区以及放大区,根据读数以及进一步测量等即可得到电流放大倍数,此时 曲线可以称为"输入特性曲线"。

(3)此问题我们在实验数据处理以及实验分析中已经进行阐述,在此我们再对其进行解释:

实际上,要测量三极管的输出特性曲线,进而得到电流放大倍数,我们需要控制三极管 在放大区时的I_b为定值,而表1数据对应的为饱和区,表2数据对应的放大区,我们可以根 据所需的I_b值,将其乘以R_b,即可获得基极电阻的分压,其即为此时所控制的U_{bIN} – U_{be}, 则我们只需要从图中读出某个I_b对应的U_{be},进而根据原始数据估计U_{bIN},然后调节输入电 压,进而即可快速得到我们所需要测量的某条输出曲线。

(12)

思考题 2:利用表 2 的数据绘制 U_{ce} 随 U_{be} 的变化曲线,描述曲线可以划分称为哪几个 阶段? 是否与三极管的哪些工作状态相对应? 进一步思考处于不同区域内的三极管可以分 别作为什么功能的电路使用。

在实验测量的曲线中,曲线可以分为两个阶段,当 $U_{bIN} < U_{th}$ 时,发射结未打通,此时基极电流为0,三极管处于截止区,对应图中 $U_{be} < 0.5V$ 的部分,对应截止状态;当 $U_{bIN} > U_{th}$ 时,三极管发射结打通,此时 $U_{ce} > U_{ces}$ (深度饱和电压),发射结正偏,集电结反偏,正如图12的分析讨论,三极管起到放大电流的作用,对应实验中 $0.5V < U_{be} < 0.63V$ 的区间,此时处于三极管的放大状态。



但在仿真实验中,倘若我们继续增大 U_{bIN} ,则 U_{ce} 会不断下降,直到降为0,此时三极管的发射结正偏,集电结正偏, I_c 不再随着 I_b 的增大而增大,三极管处于饱和状态。



此问题我们也在实验结论中分析过,在此对其进行重新阐述:

在模拟电路中,我们一般时利用三极管的放大区。模拟电路是指用来对模拟信号进行传输、变换、处理、放大、测量和显示等工作的电路,其处理的是连续的,非离散的信号,一般是利用三极管的放大区进行一些信号的处理,比如燕尾式差分放大电路,功率放大电路,运算放大器等等,其处理要求必须是连续的,故由三极管放大电流的作用, $I_c = \beta I_b$,可以进行小信号的放大等处理。

在数字电路中,我们一般利用三极管的饱和区和截止区。数字电路是用数字信号完成对数字量进行算术运算和逻辑运算的电路,或称为数字系统。由于它具有逻辑运算和逻辑处理功能,所以又称数字逻辑电路。一般来说,其是操作离散的高电平和低电平信号,进行一些逻辑运算,一般高电平代表"1",低电平代表"0",我们可以用三极管的饱和导通状态作为高电平,而利用其截止状态作为低电平,可以构成一些逻辑门等逻辑电路。

[参考文献]

[1]邱关源,罗先觉.电路(第5版)[M].北京:高等教育出版社,2006.
[2]康华光,陈大钦,张林.电子技术基础(模拟部分)[M].北京:高等教育出版社,2013.12.
[3]张义华.三极管倒置状态的分析和应用[J].硅谷,2010(24):137.

[原始数据页]

(2)保持 U_w=0V, 将 U_w从 0V 增大,使用万用表测量 U_w和 U_w填入表 1,利用 R₀计 算出 4,绘制输入特性曲线图。与测量二极管 I-V 曲线类似,在 PN 结号通前后应适当增加 测量点数,方便作图。

Unav设置值 (mV)	Uswy实测值 (mV)	U ₆ ,实测值 (mV)	/。计算值 (uA)
0	0	6	0
200	200	200	0
400	400	400	0
450	450	448	0,2
475	475	470	0,5
200	500	491	6.9
525	575	sot	1.7
550	7-20	572	2.8
±75	575	534	4,1
600	600	542	28
650	650	536	914
700	700	sette	13.5
750	751	572	17.9
800	800	578	22.2
850	820	583	21.7
900	400	588	31

表1 保持 Uus=0V, NPN 型三极管输入特性曲线测量,

Usav设置值 (mV)	U _{bw} 实测值 (mV)	Uma实测值 (mV)	Ua实测值 (mV)
0	D	0	4970
200	200	200	4470
400	400	400	4470
500	500	498	4970
575	525	572	4960
कत	550	544	4940
575	575	562	4410
600	600	571	4850
las	625	589	4780
650	650	597	4140
675	675	604	4590
700	700	609	4480
750	750	616	4150
800	741	622	4000
850	\$50	627	3740
900	900	631	3480

(3)保持 Ucov=+5V, 将 Ubow从 OV 增大,使用万用表演量 Ubow、Ube 和 Uce 电压值填入表 2. 分析测量结果与表 1 的异同。

2. NPN 型三极管输出特性曲线的测量。

(1) 精确调节 Ubin, 使得悲极电流 Ib 等于 5uA 左右, 固定 Ubin 不变。

(2)利用表 1 和表 2,可以估计 Uew 在 0V~+5V 范围内变化时 Uee 可以变化范围,从而确定输出特性曲线中 Uee 的扫描范围。

(3)精确调节 Uew,使得 Uee等于扫描范围内的各个测量点,测量并记录此时的 Uew并由此计算出 Ie,填入表 3.在曲线拐点附近可适当增加测量点数以保证曲线平滑。

(4) 重新调节 Ubun 使得基极电流 b 分别等于 10uA、15uA、20uA 和 0uA, 重复(1)~ (3) 测量过程, 得到输出特性曲线。

1.=	5uA 测量	组	/_=1	IOuA 测量	细	<i>l</i> _=	15uA 测加	组
Unin	Um	1.	Univ	Ute	10	Uhm	Ute	lo
实测	实测	(计算)	实测	实测	(计算)	实测	实测	(计算)
SABHV	5\$38mV	SAA	655mV	722.20	10AN	714mV	564mV	ISMA
Unifer	Urr	//A (计算)	UMAN	U.+	///// (计算)	Unifiv	U.	1/m (计算)
0	ov	0	D	0V	o	D	0V	0
31.7	20mV	0835	567	20mV	183,5	77.7	20mV	2885
75.8	40mV	174	126.0	40mV	434	181,1	40mV	709
113.5	60mV	267.5	204	60mV	720	302	60mV	1210
147.7	80mV	31815	275	80mV	975	417	Vm08	1683
176.6	100mV	383	333	100mV	1165	573	100mV	2065
331	0.25V	405	531	0.25V	1405	759	0.25V	2545
581	0.50V	405	785	0.50V	1425	1014	0.50V	2570
834	0.75V	420	1034	0.75V	1420	1269	0.75V	2595
1084	1.00V	470	1287	1.00V	1435	1524	1.00V	2620
1336	1.25V	430	1539	1.25V	1445	1776	1.25V	2630
1583	1.50V	4	1789	1.50V	1445	2030	1.50V	2400
1836	1.75V	430	2040	1.75V	1450	2282	1.75V	2660
2014	2.00V	420	2240	2.00V	1450	2537	2.00V	265
放大区平 电流 /	均 41	8.125 mA	放大区平 电流 /。	均 14	1343BM	放大区平 电流 /	均。2619	315

表 3 NPN 型三极管输出特性曲线测量

$I_p = 1$	20uA 测1	山组	$I_0 =$	OuA 测量	组			
Univ	Um	10	Unin	Ute	In	Unit	Uter	ls.
实测	实测	(计算)	实测	实测	(计算)	实测	实测	(计算)
774mV	STANV	20, MA	SOONY	Buonv	BAG			
Untry	Uce	(i+31)	Um/mv	Uæ	//// (计算)	Uar	Um	ん (计算)
0	٥V	0	0	0V	0		OV	1
100	20mV	400	620	20mV	0		20mV	
241	40mV	1005	40	40mV	0		40mV	
409	60mV	1745	60	60mV	0		60mV	
576	80mV	240	80	80mV	D		80mV	
709	100mV	3045	100	100mV	0		100mV	1
1014	0.25V	3820	250	0.25V	0		0.25V	
1270	0.50V	3850	900	0.50V	Ð		0.50V	
1529	0.75V	3895	750	0.75V	0		0.75V	
1785	1.00V	3.975	1000	1.00V	0		1.00V	
2040	1.25V	3950	1250	1.25V	D		1.25V	
2300	1.50V	4000	1500	1.50V	σ	1	1.50V	
2000	1.75V	4000	1750	1.75V	Ð		1.75V	
28/0	2.00V	4050	2000	2.00V	o		2.00V	-
放大区平 电流 /	2均 39	36.25	放大区平 电流 /	均	0	放大区 ³ 电流	平均	

表3	NPN	型三枚	及作作	金山	特性	曲线测力	服	(续表)
----	-----	-----	-----	----	----	------	---	------

(5) 计算放大区域内集电极电流 6 的平均值,作为当前基极电流 6条件下的放大区输 出电流 60,绘制 60测量值和 6测量值的关系曲线。估算电流放大倍数 β。有条件的情况下 可以增加(1)~(4)步骤选择的组数 6,以更精确的分析电流放大 β。

3. PNP 型三极管输出特性曲线的测量。

如图 9 连接被测 PNP 管和采样电阻,注意两路直流稳压电源 Ubm 和 Ubm 需要调节成负值后再接入电路,重复同样的测试结果可以测量 PNP 管的输出特性曲线,填入下表 4 中。

Usurell Ru	UN J		
the C	1		
	2002	R.	U _{int} <n< td=""></n<>

		表 4	PNP 型三	图 9 波管输出	即特性	生曲线测力	D.		
// =	=5uA 测量	加细	[/_]=	10uA	则量	组	/ _e =:	量组	
Unit	Une	14	Unn	Uze]/6]	Unit	Un	1/2
实测	实测	(计算)	实测	实测		(计算)	实测	实测	(计算)
649mV	599mV	sinA	714mV	614m	ηV,	10,A	776mV	626mV	15ml
1Un/Lv	104	14/4 (计算)	1Um/www	Un		1//A (计算)	10al/w	104	以(计算)
1.2	0V	6	24	٥V		12	3,6	0V	18
69.8	20mV	241	103,5	20m\	1	475	138,6	20mV	591
1493	40mV	5465	232	40m\	/	960	320	40mV	1400
226	60mV	830	366	60m\	/	1530	511	60mV	2.255
293	80mV	1.15	482	80m\	/	2010	681	80mV	3005
342	100mV	1210	566	100m	v	2330	800	100mV	3.500
525	0.25V	1375	792	0.25\	/	2710	1075	0.25V	4125
778	0.50V	1390	1051	0.50\	1	2755	1336	0.50V	4180
1033	0.75V	1415	138	0.75\	1	2190	1591	0.75V	4245
1285	1.00V	1425	1564	1.00\	1	2820	1800	1.00V	4300
1540	1.25V	1450	1824	1.25	V	2870	2170	1.25V	4350
1790	1.50V	1450	2080	1.50\	1	2900	2375	1.50V	4375
2044	1.75V	1470	234	1.75	V	2920	2637	1.75V	4435
2246	2.00V	120	2090	2.00	v .	2950	2890	2.00V	4450
放大区 ³ 电流	平均	31, 875	放大区 ³ 电流/	均	28	9375	放大区平 电流 4	2均	43015

/_ =	20uA 测	显细	1/ =	=OuA 测后	如			
Usal 实测	U_4 実測	4 (计算)	Uml 实测	U _m 实測	4 (计算)	Utuw 实测	Un 实测	4 (计算)
83MV	bisnV	TOM	3 both	300mV	0			
10-1/m	<i>U</i> _	[4]/AH (计算)	1U. V	<i>U</i> _a	14/JA (计算)	1Um	[Ucr]	4 (计算)
24	0V	12	0	0V	0		0V	
177	20mV	785	20	20mV	0		20mV	
407	40mV	1835	40	40mV	0		40mV	
650	60mV	2950	bo	60mV	0	100	60mV	
864	80mV	3920	80	80mV	0		80mV	
1018	100mV	4590	100	100mV	0		100mV	
1340	0.25V	5450	250	0.25V	2		0.25V	
1610	0.50V	0722	300	0.50V	D		0.50V	
1875	0.75V	5675	750	0.75V	0		0.75V	
2140	1.00V	5700	1000	1.00V	2		1.00V	
2400	1.25V	5750	1250	1.25V	D		1.25V	
2672	1.50V	5860	1,500	1.50V	0		1.50V	
2940	1.75V	3450	100	1.75V	0		1.75V	
3200	2.00V	6000	2000	2.00V	D		2.00V	
放大区平 电流 /。	均 57	35,625	放大区平 电流 /	2均	o	放大区: 电流	平均	

表 4 PNP 型三极管输出特性曲线测量(续表)

4. (选做) MOS 管输出特性和转移特性曲线的测量。

如图 10 连接被测 MOS 管(NMOS 或 PMOS 选择其一)和采样电阻, NMOS 与 PMOS 管测量电路相似。由于 MOS 管栅极电流很小,因此可以近似认为 U_{pw}=U_p。

2.2

《电子技术实验》课程实验报告

学院:物理学院 专业:物理学 年级:2021级

实验人姓名 (学号): 路尚润 (21305127)

2023年3月6日上午

实验二 单级放大电路与负反馈放大电路

一、实验目的

1、熟悉各电子元器件和它们在电路中的作用。

2、掌握放大器静态工作点的调试方法及对放大器性能的影响。

3、学习测量放大器 Q 点, A_v , r_i , r_0 的方法, 了解共射极电路特性。

4、研究负反馈对放大器性能的影响,掌握负反馈放大器性能的测试方法。

二、实验原理

1. 单级放大电路

放大器的基本任务是在不失真的条件下对输入信号进行放大,研究放大器就是研究: 1)怎样保证放大器对波形不产生失真;2)怎样使放大器具有较大增益。

放大器的输出波形是否产生失真主要与静态工作点Q有关。

图 2-1 是一个简单的共射极放大电路。BG 是一个 NPN 型的晶体管,担负着放大的作用, 是整个放大器的核心元件。 E_c 是整个放大器的能源。 R_c 是集电极负载电阻,通过它把放大 了的集电极电流转换成电压输出。 $R_{b1}R_{b2}$ 也串联接在 E_c 两端构成一个分压电路,以保证 基极-发射极的正向供电(基极电压 $U_b = \frac{R_{b2}}{R_{b1}+R_{b2}} \cdot E_c$)。 R_e 为发射极电阻,它有两个作用: 一方面同 R_{b1} 、 R_{b2} 共同决定晶体管基极偏流;另一方面起到直流负反馈的作用,稳定集电 极电流 I_c (发射极电流 $I_e = \frac{U_e}{R_e} = \frac{U_b - U_{be}}{r_e}$ 。 C_e 为发射极旁路电容,因为它容量很大,对于交 流信号可视为短路,保证发射极的交流"地"电位,否则将引起放大倍数下降。因为当无 C_e 时, R_e 既起直流负反馈作用,也起交流负反馈的作用,而使电压放大倍数下降。



图 2-1 单管放大电路

为了避免放大器对输入信号在放大过程中造成失真,必须对放大器设置静态工作点 Q。 放大器的静态工作点指在没有交流信号输入时,晶体管各极(发射极 e、基极 b 和集电极 c) 及它们之间的电流和电压,以基极电流 *I*_{bQ}、集电极电流 *I*_{cQ}、集电极与发射极之间的电压 *U*_{ceQ}等来表示:

集电极电流: $I_{cO} = \beta I_{bO}$

发射极电流: $I_{eQ} = I_{cQ} + I_{bQ} \approx I_{cQ}$

集电极与发射极之间的电压: $U_{ceQ} = E_c - I_{cQ}(R_c + R_e)$

基极与发射极之间的电压: $U_{beQ} = U_{bQ} - U_{eQ}$

正常情况下, Ubeq为阈值电压。硅管的 Ubeq在 0.7V 左右, 锗管的 Ubeq在 0.3V 左右。可见,当放大电路确定后,静态工作点的确定就取决于基极电流 Ib 的选取了。所以通过改变 Rbi 的阻值即可调整静态工作点 Q。



静态工作点 Q 的选取对放大器的性能影响可见图 2-2 和图 2-3。 由图 2-2 可见,不设置静态工作点的放大器,当输入信号小于晶体管的"死区电压" (硅管约 0.5V, 锗管约 0.2V)时, 基极电流 L 为零。只有当输入信号电压Vi大于"死区 电压"(图中 ABC 区域)时, 才有基极电流 L。这样整个输入信号中只有一小部分信号被 放大输出, 这样使输出信号发生畸变。

再看图 2-3 的情况,当放大器负载一定的情况下,如果工作点选得偏高(如图中 Q₁ 点),在信号的正半周时,放大器"饱和",造成信号失真(饱和失真)。工作点选得偏低 (图中 Q₂),在信号的负半周时,放大器"截止",也造成信号失真(截止失真)。因此, 只有将工作点选得适中(线性放大区),才能避免信号失真,保证放大器正常工作。

在静态工作点调整好后,为了说明放大电路的放大能力,定义电压放大倍数为放大器 的输出正弦电压与输入正弦电压的复数之比,



图 2-3 由于工作点选择不当所造成的"饱和"与"截止"状态

在测量放大电路的放大倍数时,通常用输出电压的有效值与输入电压有效值之比来表示,

$$A_{\rm u} = \frac{V_0}{V_{\rm i}} \tag{2-2}$$

(2-1)

从放大器的放大倍数定义为复数(*A*_u)可见,放大倍数是与频率有关的,这种关系通常称为放大器的频率特性。放大倍数的模与频率之间的关系称为放大器的幅频特性,如图 2-4 所示。



从幅频特性中可以看到,中频段的放大倍数 A_{um} 最大,而且基本上不随频率而变化。 然而在中频段以外,随着频率的升高或降低,放大倍数将随之而下降,当放大倍数下降到 中频放大倍数 A_{um}的 70.7%时,相应的频率分别为上限频率 f_H和下限频 f_L。在上限频率和 下限频率之间的频率范围称为通频带Δf, Δf=f_H-f_L。

2. 负反馈放大电路

反馈在电子技术中得到广泛应用。所谓反馈就是将放大器的输出信号(电压或电流)的一部分或全部,通过适当的电路(反馈网络)送回到放大电路的输入回路,使放大器获得某些性能的改善。在电子技术中,对反馈来说,有正反馈和负反馈两类。 但如何判断电路的反馈是属哪一类呢?可以采用瞬时极性法。先假定输入信号处于某 一个瞬时极性(+或-),然后逐级推出电路其他有关各点瞬时信号的极性情况,最后判 断反馈到输入端信号的瞬时极性是增强还是削弱了原来的输入信号。如果反馈回来的 信号增强了原输入信号则为正反馈。相反,削弱了输入信号则为负反馈。

根据反馈的取样方式,又可以分为电压反馈和电流反馈。要如何确定电路究竟是 电压反馈还是电流反馈,可将放大电路的输出端V₀进行交流短路,使V₀=0,如果这时 放大电路的反馈信号不存在,那就肯定是电压反馈。反之,如果放大电路输出端短路 后,反馈信号依然存在,可以肯定是电流反馈。

根据反馈信号与输入信号在放大器输入端的连接方法不同,又可分为串联反馈和 并联反馈。

(1) 串联反馈: 指反馈信号与原输入信号构成串联形式。

(2) 并联反馈: 指反馈信号与原输入信号构成并联形式。

如上所述,负反馈电路的连接方式可以有以下4种基本形式:

(1)电压串联负反馈;(2)电流串联负反馈;(3)电压并联负反馈;(4)电流并联负 反馈。

放大电路中引入负反馈对放大电路工作性能的影响大致有:(1)放大倍数下降,但提高了稳定性;(2)减小非线性失真,抑制干扰、扩展频带;(3)对输入电阻的影响。如为 串联负反馈则提高输入电阻,为并联负反馈则降低输入电阻;(4)对输出电阻的影响。如 为电压负反馈则降低输出电阻,如为电流负反馈则提高输出电阻。

在一个多级放大器中,为改善放大器性能,常常引入负反馈。负反馈的引入虽然使放 大器的放大倍数有所降低,但却提高了放大倍数的稳定性。

三、实验内容及数据处理

1. 装接电路

1)用万用表判断实验箱上三极管 V 的极性和好坏,电解电容 C 的极性和好坏。

2) 按图 2-5 所示,连接电路(注意:接线前先测量+12V 电源,断开电源后再连线),将 *R*_p的阻值调到最大位置。

3) 接线完毕仔细检查,确定无误后接通电源。

2. 静态工作点的测量和调整

1) 改变 R_p , 记录 I_c 分别为 0.5mA、1.0mA 时放大器工作点,并求出三极管的 β 值, 填入表 2-1。



图 2-5 单级放大电路

表 2-1 静态工作点测量 (实测)

$I_{\rm C}$ =0.5mA				$I_{\rm C}$ =1.0mA				
V _C	$V_{\rm B}$	$R_{ m b}$	<i>I</i> b(计 算)	V _C	VB	$R_{ m b}$	<i>I</i> b(计算)	β
9.45V	1.61V	132.8kΩ	11.2µA	6.9V	2.55V	74.2kΩ	21.1µA	平均值
β	44.8			β	β 47.4			46.1

表 2-1 静态工作点测量(仿真)

<i>I</i> _C =0.5mA				I _C =1.0mA				
V _C	VB	Rb	Ib(仿 真)	V _C	VB	$R_{ m b}$	Ib (仿真)	β
9.45V	1.515V	150.103kΩ	6.729µA	6.9V	2.452V	81.804kΩ	14.539µA	平均值
β	74.3			β	68.8			71.5

由图 2-5 所示,对于静态状态,一般来说Ib~10µA,故我们由 KCL 近似将其忽略可知

$$I_{b} = \frac{(V_{cc} - V_{B})}{R_{b}} - \frac{V_{B}}{R_{b2}}$$
(2-3)
$$\beta = \frac{I_{C}}{I_{b}}$$
(2-4)

经过计算即可得上表,我们发现两点的β值十分接近,故实验较为准确,且我们取 平均值的方法可以使得去除一些偶然误差。

仿真软件: Multisim 14.0



图 2-7 静态工作点仿真(I_c = 1mA)

其中,我们利用了三个万用表,其中,第一个是测量 I_c ,第二个是测量 V_B ,第三个是测量 I_b ,我们可以利用仿真去验证近似理论的正确性,我们由公式(2-3),可知近似下在 $I_c = 0.5mA$ 时,有

$$I_{biff(k)} = 67.27 \mu A$$
 (2-5)

而此时的仿真真实值为

$$I_{b\,fc\bar{a}} = 67.29\mu A$$
 (2-6)

则我们由相对误差可知,此时我们利用近似的相对误差为

$$|\Delta I_b| = \left| \frac{I_{b \text{ ff} \text{ ff}} - I_{b \text{ ff} \text{ ff}}}{I_{b \text{ ff} \text{ ff}}} \right| = 0.03\% \qquad (2-7)$$

可见,相对误差极小,故我们认为近似是合理的。

3. 动态研究

调整 R_p, 使 V_E=2.2V。

1)将信号发生器调为 *f*=1KHz、有效值为 5mV 的正弦波信号,接到放大器输入端 *V*_i, 观察 *V*_i和 *V*₀端波形并比较相位。(一般采用加衰减的办法输入小信号,即信号源用一个较大的信号,例如,100mV 经实验板上 *R*₁、*R*₂按 100: 1 衰减后降为 1mV)。

2) 信号源频率不变,逐渐加大幅度,观察 V₀是否失真并将结果填入表 2-2。

由于测量值为有效值,故此时仅取绝对值,符号以波形判断。

实验: $R_P = 12.68$ kΩ

实	测	实测计算	理论估算			
V_{i} (mV) V_{0} (mV)		Av	Av			
5	740	148.0	180.6			
10	1480	148.0	180.6			
15	2188	145.9	180.6			

表 2-2 正弦波信号放大(实测) R_L=∞

平均值: $\overline{A_v} = 147.3$

仿真: $R_P = 1.6k\Omega$

表 2-2	正弦波	信号放大	(仿真)	$R_{\rm I} = \infty$
· v 、 = =			· VJ 25/	

仿	真	仿真计算	理论估算	
$V_i (mV)$ $V_0 (mV)$		Av	Av	
5	724.12	144.8	197.9	
10	1432	143.2	197.9	
15	2107	140.5	197.9	

根据放大电路的定义,我们知道

$$A_{v \not M \not \equiv} = \frac{V_o}{V_i} \tag{2-8}$$

再根据小信号等效模型,此时并未接入负载,我们知道

其中,对于一般的小功率三极管,我们知道

$$I_e = \frac{V_E}{R_e} \tag{2-10}$$

$$r_{be}(\Omega) = 300 + (1+\beta)\frac{26(mV)}{I_e} = 1301.95(\pm 2)$$
 (2-11)

并且因为我们测量的是有效值,此时从数值上难以看出符号,故此时我们仅取数值。

结果分析: 我们发现,无论是仿真还是实验,其随着V_i的增大,测量结果与实验 结果偏差逐渐变大,相对误差均在 20%左右,但输出波形并未失真,我们推测其可能 是三极管的β并不是定值,根据表 2-1 我们可以发现,β实际上随着电路静态工作点的 变化而变化,故此时的实际电流放大倍数可能与我们之前得到的平均值有所差别,因 此产生了误差。

并且我们在利用理论时也用到了许多近似求解,故结果有一定的偏差是正常的, 并且我们发现,其结果并未出现较大的误差,而是产生的系统偏差,故我们认为实验 较为成功。

相位比较:



图 2-8 实验测量输入及输出波形

上图即为我们实验测量的输出以及输入波形,其中黄色为输入波形,蓝色为输出 波形,根据相位比较可以发现,其相位差约为 180°,而我们由正弦波的一般公式 $V_i = A_i sin(\omega t + \phi_i)$ (2-12)

可知

$$V_o = A_o \sin(\omega t + \phi_o) = A_o \sin(\omega t + \phi_i + 180^\circ) = -\frac{A_o}{A_i} V_i \qquad (2 - 13)$$

其与输入正好反相,正如我们前面的推导,其电压放大倍数中会产生一个负号。

仿真软件: Multisim 14.0

仿真思路:通过调节*R_p*,稳定静态工作点,然后让信号发生器产生一个微小信号,将其通入*V_i*,调节其峰峰值获取我们所需数值,进而进行计算。

仿真截图(选择一种 Vi条件,截取输入和输出信号在示波器上的测量图): V_i = 5mV时,仿真截屏如下



图 2-9 仿真动态研究截屏($V_i = 5mV$,不加负载)
注:其中表 1 测量 I_c ,表 2 测量 V_{be} ,表 3 测量 I_b ,表 4 测量 V_i ,表 5 测量 V_e ,表 7 测量 V_o 。 我们利用了两种示波器,以便更好地观测,因为数字示波器中两种波形的颜色相同。



图 2-10 动态研究仿真 Tektronix 示波器截图(不加负载) 注: 其中黄色波形为输入波形,蓝色波形为输出波形。



图 2-11 仿真数字示波器截图

通过波形可以看出,其相位差也约为180°,此时波形反相。

3)保持 $V_i=5mV$ 不变,放大器接入负载 R_L ,并改变 R_C 数值进行测量,并将计算结果 填入表 2-3。

给定	参数	实测		实测计算	理论估算
$R_{\rm C}$	$R_{ m L}$	V_i (mV)	$V_0 (\mathrm{mV})$	Av	Av
5K1	5K1	5.00	380.01	76.00	90.29
2K	5K1	5.01	219.51	43.81	50.92

表 2-3 RL和 RC对信号放大的影响(实测)

	• •	2. 0.1			
给定	给定参数 仿真		仿真	仿真计算	理论估算
R _C	$R_{\rm C}$ $R_{\rm L}$ $V_{\rm i}$ (mV)		$V_0 (\mathrm{mV})$	Av	Av
5K1	5K1	5.010	415.8	83.00	98.97
2K	5K1	5.002	255.65	51.10	55.76

表 2-3 RL和 RC对信号放大的影响(仿真)

此时我们接入负载,根据H-参数小信号等效模型,有

而rbe之前我们计算过,则代入数据即有上表。

实验的相对误差均为 15%左右,可能是三极管在不同静态工作点的β不同而产生的影响。

仿真软件: Multisim 14.0

仿真思路:直接将负载接入输出端口,测量所需数值。

仿真截图(选择一种电阻参数,截取输入和输出信号在示波器上的测量图):



图 2-12 仿真动态研究截屏($V_i = 5mV, R_L = 5.1k\Omega, R_c = 5.1k\Omega$)



图 2-13 动态研究仿真 Tektronix 示波器截图($V_i = 5mV, R_L = 5.1k\Omega, R_c = 5.1k\Omega$) 注:其中黄色为输入波形,蓝色为输出波形。

我们通过对比不加负载与加负载的波形,如下图:



图 2-14 Tektronix 示波器波形对比图(左侧有负载,右侧无负载)

通过上图我们可以看出,在我们并未改变示波器单位格数所代表的电压值时,输入电压信号波形的峰峰值基本不变,输出电压信号波形的峰峰值大约变为原本的一半,正如式 2-14,当并联一个相等的电阻时,其阻值恰为原本的一半,故其A_v也约为原本的一半。

4)观察输出波形失真(选做)。

将信号发生器调为 f=1KHz,幅值为 15mV 的三角波信号,增大和减小 R_p,观察 V₀波形变化,测量并将结果填入表 2-4。

注意: 若失真观察不明显可增大或减少 Vi幅值重测。

表 2-4 典型输出波形情况所对应静态工作点(实测) R_C=5K1 R_L=∞

R _p	V_{b} (V)	$V_{\rm c}$ (V)	$V_{\rm e}~({ m V})$
较大(明显失真)	0.59	11.98	0.03
合适 (不失真)	2.44	7.18	1.77
较小(明显失真)	3.13	5.41	2.45

注:实验时采用电压幅值为:18mV;且三者分别对应第1、2、3张波形图。



图 2-15 实验输出波形失真研究

仿真思路:通过函数信号发生器产生三角波,通过调节适当幅值并改变*R_p*,从而改变静态工作点,获得不同的失真波形。

表 2-4 典型输出波形情况所对应静态工作点(仿真) Rc=5K1 RL=∞

Rp	V_{b} (V)	$V_{\rm c}$ (V)	$V_{\rm e}$ (V)
较大(明显失真)	0.540	11.898	0.037
合适(不失真)	1.973	8.190	1.367
较小(明显失真)	2.832	6.073	2.204

注: 仿真时采用电压幅值为: 30mV; 三者分别对应第1、2、3张波形图。



图 2-16 仿真输出波形失真研究

结果分析:实际上,三极管的波形失真是由静态工作点选择不当导致的。

①饱和失真是由于静态工作点*I*_b过大,此时在放大小信号时三极管会达到饱和区,此时无法进行线性的放大,根据结果可以看出,当*R*_b较大时,其会增大静态工作点的*I*_b,因此静态工作点被抬高,出现饱和失真。

②在 I_b 处于输出特性曲线的正中央时,此时 $I_c = \beta I_b$ 基本严格满足,此时三极管对输入 信号等比放大,此时波形不会出现较大失真,而是波形基本不变,为合适状态。

③截止失真是由于静态工作点*I*_b较小,此时在放大小信号时三极管会达到截止区,此时电位较低的信号被截止,出现一个低电平,即截止失真。

4. 测放大器输入、输出电阻

1) 输入电阻测量

输入电阻测量原理如图 2-6 所示。具体地,在图 2-5 的单级放大电路中保持 V_E=2.2V,断开 R2(51Ω)电阻,使输入端只串接一个 5K1 电阻,然后用毫伏表监控 V_i,通过调节输入正弦波 V_s幅度(注意 V_s有效值大致在 10~20mV 间)使 V_i有效值接近 5mV,测量此时 V_s和 V_i即可计算 r_i。



图 2-17 输入电阻测量

2) 输出电阻测量



图 2-18 输出电阻测量

测量原理如图 2-7 所示。具体地,在图 2-5 的单级放大电路中保持 VE=2.2V,输入合适

幅度的正弦波信号使放大器输出不失真(接入示波器进行监视),然后测量有负载(在输出端接入 5K1 电阻作为负载电阻 R_L)和空载(断开负载电阻 R_L)时的 V₀即可计算 r₀。 将上述测量及计算结果填入表 2-5 中。

	测输入电	四阳 R _s =5K1		测输出电阻			
实	测	实测计算	理论估算	实测 实测		实测计算	理论估算
$V_{\rm s}~({\rm mV})$	V_{i} (mV)	<i>r</i> i (KΩ)	<i>r</i> i (KΩ)	V_0 $R_L = \infty$	$\begin{array}{c} V_0'\\ R_L=5K1 \end{array}$	r ₀ (KΩ)	r ₀ (KΩ)
26.50	5.01	1.19	1.21	949mV	481mV	4.96	5.1

表 2-5 输入电阻和输出电阻的测量 (实测)

表 2-5 输入电阻和输出电阻的测量(仿真)

	测输入电	阻 R _s =5K1		测输出电阻			
仿	真	仿真计算	理论估算	仿真		仿真计算	理论估算
$V_{\rm s}~({\rm mV})$	$V_{\rm i}~({\rm mV})$	<i>r</i> i (KΩ)	<i>r</i> i (KΩ)	V_0 $R_L = \infty$	V'_0 R _L =5K1	r ₀ (KΩ)	r ₀ (KΩ)
20.74	5.00	1.62	1.84	325.9mV	170.5mV	4.65	5.1

注: 仿真模型与之前类似。

输入电阻:

测量值: 我们根据分压定理可知:

$$r_{i \not M \not \equiv} = \frac{V_i}{V_s - V_i} R_s \tag{2-15}$$

根据计算可得上表。

理论值:我们由小H信号等效模型,可知此时输入电阻应为

$$r_{i,\#ik} = r_{be} / / R_b / / R_{b2} \tag{2-16}$$

输出电阻:

测量值: 由

$$\frac{V_o - V_o'}{r_o} = \frac{V_o'}{R_L}$$
(2 - 17)

可知

$$r_o = \left(\frac{V_o}{V_o'} - 1\right) R_L \tag{2-18}$$

计算可得上表。

理论值:

根据小信号H等效模型,我们可知

$$r_o = R_c \tag{2-19}$$

通过结果可以看出,实验结果与理论极为接近,实验效果较好。其有一定的偏差可能 是由于信号接近饱和区或者截止区时的微小失真(不明显失真)。

5. 负反馈放大器开环和闭环放大倍数的测试

1) 开环电路

(1) 按图 2-8 接线,反馈信号(R_F与 C_F)先不接入。

(2) 按表 2-6 要求进行测量并填表。

(3) 根据实测值计算开环放大倍数和输出电阻 ro。



图2-19负反馈放大电路

2) 闭环电路

(1) 接入反馈信号 ($R_F \models C_F$)

- (2) 按表 2-6 要求测量并填表。
- (3) 根据实测值计算闭环放大倍数和输出电阻 ro。

表2-6负反馈放大器开环和闭环放大倍数测试(实测)

	$R_{ m L}\left(\Omega ight)$	$V_{\rm i}({ m mV})$	$V_0 (\mathrm{mV})$	$A_{ m v}\left({ m A_{ m vf}} ight)$	$r_0(\Omega)$
JT. #7	×	1	969	969	2064.06
71 77	1K5	1	333	333	2804.80
王王	×	1	28.1	28.1	04 50
٦ <u>٦</u> ٦٢٢	1K5	1	26.6	26.6	84.39

表2-6负反馈放大器开环和闭环放大倍数测试(仿真)

	$R_{ m L}\left(\Omega ight)$	$V_{\rm i}({ m mV})$	$V_0 (\mathrm{mV})$	$A_{ m v}\left({ m A_{ m vf}} ight)$	$r_0(\Omega)$
	œ	1	1041	1041	2274 (0
71 17	1K5	1	403	403	23/4.09
रेस स्ट	x	1	29.10	29.10	(11(
بالر114	1K5	1	27.96	27.96	01.10

我们根据式2-18,即可算出输出电阻。

且根据深度负反馈的近似,我们知道此电路满足深度负反馈条件(1+AF)>>1,此时利用深度负反馈的表达式有

可见实验偏差并不大,实验较为成功。

结果分析:

根据图2-19,我们可以分析出,其反馈端与输出端相同,为电压反馈,其反馈量与输入量不连在同一端,为串联反馈,然后根据极性判断可知,其反馈量减小输入值的增大, 为负反馈。

即此反馈组态为**串联电压负反馈**,根据模电知识可知,当引入这种反馈后,其对电路 会增大输入电阻,减小输出电阻,稳定电压增益。

根据实验结果可看出,开环时电压增益随着*R*_L的变化会产生极大地变化,而闭环后,我们可以发现闭环电压增益被负载的影响大大降低了;且我们可以发现,引入反馈后输出电阻急剧减小,便于输出电压信号,其带负载能力更强。

且由于此电路引入了深度负反馈,经过比较开环与闭环电压增益,可以发现闭环电压 增益下降了许多,根据模电知识我们可知,其印证了:**串联电压负反馈电路以牺牲一定的** 放大倍数为代价提高了电路的稳定性。

仿真软件: Multisim 14.0

仿真思路: 搭建电路,通过调节*R*_{*p*}获得较好的静态工作点,然后通过控制函数信号发 生器,

仿真截图: (选择开环和闭环各一种情况,截取输入和输出信号在示波器上的测量图) 我们选取V_i = 1mA的情况给出仿真结果:



图2-20负反馈放大电路仿真电路图

波形如下



图2-21 负反馈放大电路仿真波形(开环)



图2-22 负反馈放大电路仿真波形(闭环)

通过波形可观察出,实际上输入波形与输出波形有一定的相位差,实际上其经过了两 个三极管,但对于一个三极管,其理论上来说相位改变为180°,实际上有所降低,而经 过两个三极管后,相位差变化即约为360°,从图中可见,两者波形相位约为0,与理论较 为符合。

6. 负反馈放大器开环和闭环放大倍数频率特性的测试(选做)

1) 将图2-7电路先开环,选择适当幅度 K(频率为10KHz),使输出信号在示波器上有 满幅正弦波显示。

2)保持输入信号幅度不变逐步增加频率,直到波形减小为原来的70%,此时信号频率即为放大器fa。

3)条件同上,但逐渐减小频率,测得f.。

4)将电路闭环,重复1-3步骤,并将结果填入表2-7。

	<i>f</i> _H (KHz)	f_(Hz)
开环	540	283
闭环	7385	143

表2-7 放大器频率特性(实测)(加负载)

表2-7 放大器频率特性(仿真)(加负载)

	f _H (KHz)	f_(Hz)
开环	508.8	295.5
闭环	7874.0	164.7

结果分析:

在实际电路中,由于放大电路中电容、电感等元件的存在,导致电路阻抗和频率有关, 在输入信号频率较低或较高时,放大倍数的数值会下降并产生相移。因为人类对功率减半 的信号几乎难以分辨,所以我们认为当放大倍数下降到中频放大倍数*A_{vm}*的70.7%时,放大 电路能够正常工作,其在两侧正常工作相对应的频率分别称为上限频率*f_H*和下限频率*f_L*, 两者的间隔称为通频带。

虽然放大器在中频区可以正常工作,但是在高频区和低频区中,放大器会存在一个附加相移,在两级放大电路中,最大相移可以达到±180°,因此可能存在某一频率使附加相

移达到180°,此时负反馈放大电路将变为正反馈放大电路,此时我们可以利用其产生自激振荡。



我们通过数据可以看出,深度负反馈引入后可以极大程度地拓宽通频带,此时其频率 特性更好,处理信号能力更强,可以适用于频率更广泛的信号。

实际电路图:



图2-24 单极放大电路实际连线图



图2-25负反馈放大电路实际连线图

四、实验总结与思考

总结:

在本次实验中,我们首先测量了利用三极管的静态特性测量了电流放大倍数

$$\beta = 46.1$$

(2 - 21)

并且通过仿真验证了近似求解的合理性。

然后,我们通过动态研究,研究了单级放大电路的电压增益,当不加负载时,其数值 约为

$$A_v = 147.3$$
 (2 – 22)

并通过其波形输出观察了其相位改变,可以发现经过单极放大电路后信号几乎变为反相。 且我们研究了负载对电压增益的影响,若其增加一个与*R*_c相等的负载,此时其电压增益会 降为原先的1/2。

之后,我们研究了波形失真,通过改变*R_p*,获得不同的静态工作点,然后输入三角波,即可得到不同状态下的波形并观察失真,并且我们也用理论解释了失真的产生原因。

再后,我们测量了单极放大电路的输入电阻以及输出电阻,其与理论值极为接近

$$r_i = 1.19k\Omega \qquad (2-23)$$

相对误差为1.7%;

$$r_o = 4.96k\Omega \qquad (2-24)$$

相对误差为2.7%,可见实验效果较好。

最后我们研究了多级负反馈放大电路,通过搭建电路,通过控制V_i,获得不同情况下的输出,并计算出放大倍数以及输出电阻,其数据如表2-6所示;并且我们分析出了其的反馈组态为串联电压负反馈,通过实验验证了其组态对电路的影响:输出电阻减小、以牺牲一定的放大倍数为代价提高了电路的稳定性,并且增加了电路的通频带(实际上其也对防止失真也有一定的优化效果)。

思考:

大部分的分析我们已经在每一部分细致讨论过了,在此仅进行汇总。

在实验与仿真中,我们可以发现,其皆有一定的误差,可能是由于β随着静态工作点的变化而变化导致的,也可能是实验中导线的接触电阻等导致的,利用小信号等效模型也 是会存在一定的误差的,但我们通过实验与仿真对比讨论,可以看出两者的增减趋势以及 数值改变量级皆十分接近,说明理论与实际较为符合。

通过本次实验,我们将所学知识与实际电路相结合,验证了知识的准确性,并且从数 值上感受到了各种电路的优缺点。

实际上,引入各种组态的负反馈总是向着优化电路的方向引入的,在实际中我们可以 根据输入信号以及输出信号的类型(电压、电流)去调节反馈组态,从而获取我们所需的效 果。

总体来说,实验与仿真较为符合,其与理论虽有偏差但变化趋势等相一致,故我们认 为实验较为成功。

思考题:

1、为什么在负反馈放大电路中增加R6?

增加R6的意义是使引入的负反馈有效,使得反馈量存在。

首先,我们知道反馈的定义:

将电路输出量(电压或电流)的一部分或全部,通过反馈网络,用一定的方式送回到 输入回路,以影响其输入量(电压或电流)的过程,称之为反馈。 若要形成反馈,其在结构上首先应有反馈回路,在图2-19中即为*C_f*和*R_f*构成的回路,然后其在关系上必须有一个反馈量。

倘若没有*R*₆,则反馈回路的终点(T1输入端的e)直接通过极性电容*C*₃与地相连,此时此点电压恒为0V,反馈回路产生的的反馈量直接与地相连了,此时反馈量不存在; 当我们接入*R*₆后,反馈回路的终点不直接与地面相连,此时根据分压定理可知,此点可以由输出量产生一个反馈量,然后影响输入量,进而形成负反馈。

即R₆是为了使反馈回路产生反馈量,从而引入负反馈。

2、增加R6对第一级放大倍数有何影响?

对于第一级,我们知道其为一个基本的共基放大电路,其不加R₆的小信号等效模型为



图2-26 共基极放大电路

由电路基础知识可知,其放大倍数(电压增益)为

$$A_{v} = \frac{v_{o}}{v_{i}} = -\frac{\beta(R_{c}//R_{L})}{r_{be}}$$
(2-25)

而接入R₆(R_e)后,放大电路的小信号模型变为



图2-27 共基极放大电路(加Re)

此时,其放大倍数(电压增益)变为

$$A_{\nu}' = \frac{v_{\rm o}}{v_{\rm i}} = -\frac{\beta (R_{\rm c}//R_{\rm L})}{r_{\rm be} + (1+\beta)R_{\rm e}}$$
(2-26)

可以发现,此时A_v相对于原先在分母项多了R_e的作用,此时若其余参数不变,其放大倍数会降低,即

$$A_{\nu}' < A_{\nu} \tag{2-27}$$

即增加R₆会降低第一级放大电路的放大倍数(电压增益)。

[参考文献]

[1]邱关源,罗先觉. 电路(第5版)[M]. 北京:高等教育出版社, 2006.

[2]康华光,陈大钦,张林. 电子技术基础(模拟部分)[M]. 北京:高等教育出版社, 2013.12.

[原始数据页]

实验内容及数据处理

1. 装接电路

1)用万用表判断实验箱上三极管 V 的极性和好坏, 电解电容 C 的极性和好坏。

2) 按图 2-5 所示,连接电路(注意:接线前先测量+12V 电源,断开电源后再连线), 将 R_p的阻值调到最大位置。

3) 接线完毕仔细检查, 确定无误后接通电源。

2. 静态工作点的测量和调整

 改变 R_p, 记录 Ic 分别为 0.5mA、1.0mA 时放大器工作点, 非求出三极管的 β值, 填 入表 2-1。



图 2-5 单级放大电路

表 2-1 静态工作点测量 (实测)

	I _C =0	0.5mA			Ic	=1.0mA		β
Vc	VB	Rb	ル(计 算)	Vc	VB	Rb	ん(计算)	
9.45V	1.60V	132.8kz	11.2,4A	6.9V	2,55V	7412ka	21.1/4	平均值
β	-	4918		β		47.4		46.1

表 2-1 静态工作点测量(仿真)

	Ic=1.0mA				I _C =0.5mA			
) <i>I</i>	ね(仿真)	Rb	V _B	Vc	L6 (仿 真)	Rb	$\nu_{\rm B}$	Vc
A 平北	14.539µA	81.804kΩ	2.452V	6.9V	6.729µA	150.076kΩ	1.515V	9.45V
71		68.8		β		74.3		β

3. 动态研究

调整 Rp, 使 VE=2.2V。

1)将信号发生器调为f=1KHz、有效值为5mV的正弦波信号,接到放大器输入端 K, 观察 K和 K。端波形并比较相位。(一般采用加衰减的办法输入小信号,即信号源用一个较)

大的信号,	例如,1	00mV 1	经实验板上 Ri、	R ₂ 按100	1 1	衰减后降为1	mV).	
2) 信号	号源频率	不变,	逐新加大幅度,	观察Vat	是否	失真并将结果	填入表	2-2.
实验: Rp =	= 12.68%							
	1		表 2-2 正弦	波信号放	大	(实测)	$R_{\rm L} = c$	00

蚁	: 200]	实测计算	理论估算	
Vi (mV)	V0 (mV)	Av	٨v	
5	740	148	180,36	
10	1480	148	180,36	
15	2188	145.9	180.16	

仿真: $R_P = 1.6k\Omega$

表 2-2	正弦波信号放大	(仿真)	$R_1 = \infty$
	AND 764 104 104 104 104 104	1 13 24 1	11.00

Û	方真	仿真计算	理论估算	
V, (mV)	V ₀ (mV)	Av	Av 1 \$\$.97.9	
5	724.12	144.8		
10	1432	143.2	182.97.9	
15	2107	140.5	182.97	

3)保持 V=5mV 不变,放大器接入负载 RL,并改变 Rc 数值进行测量,并将计算结果填入表 2-3。

表 2-3 RL和 Rc对信号放大的影响(实测)

	理论估算	实测计算	实测		合定参数		给定参数	
1	Av	Av	<i>V</i> ₀ (mV)	V_i (mV)	RL .	Rc		
90,1	194	76. oca	380,01	5,00	5K1	5K1		
87	50.00	43.81	219,51	5,01	5K1	2K		

表 2-3 RL和 Rc 对信	号放大的影响	(仿真)
-----------------	--------	------

理论估算	仿真计算	方真	给定参数		
Av	Av	<i>V</i> ₀ (mV)	<i>V</i> _i (mV)	RL	Rc
25398	83.0	415.8	5.01	5K1	5K1
5555	51.1	255.65	5.002	5K1	2K

4) 观察输出波形失真(选做)。

将信号发生器调为 f=1KHz,幅值为 15mV 的三角波信号,增大和减小 Rp,观察 Vo 波形

变化,测量并将结果填入表 2-4。 注意:若失真观察不明显可增大或减少 15幅值重测。

Rp	V1 (V)	Ve (V)	V. (V)
较大(明显失真)	0,59	14.98	0,03
合适(不失真)	2.44	7.18	1.77
较小(明显失真)	3.13	5.41	2,43

表 2-4 典型输出波形情况所对应静态工作点(实测) Rc=5K1 RL=∞

仿真 $V_i = 30mV$

表 2-4 典型输出波形情况所对应静态工作点(仿真) Rc=5K1 RL=00

合适(不失真)	1.973	8.190	1.367
较小(明显失真)	2.832	6.073	2.204

.

4. 测放大器输入、输出电阻

-

- 21. ME

1. 1

-

1) 输入电阻测量

输入电阻测量原理如图 2-6 所示,具体地,在图 2-5 的单级放大电路中保持 V_E=2.2V, 断升 R2 (51Ω) 电阻,使输入端只串接一个 5K1 电阻,然后用毫伏表监控 V,通过调节输 入正弦波 V,幅度(注意 V,有效值大致在 10~20mV 间)使 V,有效值接近 5mV,测量此时 Vs和 Vi即可计算 n.



图 2-6 输入电阻测量

2) 输出电阻测量



图 2-7 输出电阻测量

测量原理如图 2-7 所示。具体地, 在由 2-3 回冲级取大电路中保持 V_E=2.2V, 输入合适 幅度的正弦波信号使放大器输出不失真(接入示波器进行监视), 然后测量有负载(在输出 端接入 5K1 电阻作为负载电阻 R_L)和空载(断开负载电阻 R_L)时的 V₀即可计算 r₀。 将上述测量及计算结果填入表 2-5 中。

表 2-5	输入电路	目和输出	由開約	制骨	(空洞)
1	100/ 5/66	11/10/10/10	n - CPILLI J	022.000	1 20 001

	测输入电	阻 Rs=5K1		测输出电阻			
Ŗ	测	实测计算	理论估算	实测		实测计算	理论估算
<i>V</i> _s (mV)	<i>V</i> _i (mV)	ri (KΩ)	ri (KΩ)	V_0 $R_L = \infty$	V ₀ ' R _L =5K1	r ₀ (KΩ)	ro (KΩ)
26.5	Sioj	1.19	121	999mV	48/mV	4.96	5,1

表 2-5 输入电阻和输出电阻的测量(仿真)

	测输入电	阻 Rs=5K1	1.1	测输出电阻			
Ű	有	仿真计算	理论估算	仿真		仿真计算	理论估算
<i>V</i> s (mV)	Vi (mV)	ri (KΩ)	ri (KΩ)	V_0 $R_1 = \infty$	V ₀ ' R _L =5K1	r ₀ (KΩ)	rn (KΩ)
20.74	5	1.62	1.84	325.9mV	170.5mV	4.65	5.1

5. 负反馈放大器开环和闭环放大倍数的测试

1) 开环电路

(1) 按图 2-8 接线, 反馈信号 (R_F与 C_F) 先不接入。

(2) 按表 2-6 要求进行测量并填表。

(3) 根据实测值计算开环放大倍数和输出电阻 no.



2) 闭环电路

(1) 接入反馈信号 (R_F与 C_F)

(2) 按表 2-6 要求测量并填表。

(3) 根据实测值计算闭环放大倍数和输出电阻 ro。

表2-6 负反馈放大器开环和闭环放大倍数测试(实测)

	$R_{\rm L}(\Omega)$	Vi (mV)	V ₀ (mV)	Av (Avf)	10
开环	00	1	969	969	a du d
	1K5	1	333	333	2804.86
闭环	œ	1	28.1	28.1	
	1K5	1	26.6	266	84.59

	$R_{\rm L}(\Omega)$	Vi (mV)	V0 (mV)	Av (Avr)	n
开环	20	1	1041	1041	
	1K5	1	403	403	2374.69
闭环	00	1	29.10	29.10	
	1K5	1	27.96	27.96	61.16

6. 负反馈放大器开环和闭环放大倍数频率特性的测试(选做)

1) 将图2-7电路先开环,选择适当幅度 K(频率为10KHz),使输出信号在示波器上 有满幅正弦波显示。 2)保持输入信号幅度不变逐步增加频率,直到波形减小为原来的70%,此时信号频 率即为放大器布。

3) 条件同上, 但逐渐减小频率, 测得无。

4) 将电路闭环, 重复1-3步骤, 并将结果填入表2-7。

	表2-7 放大器频率特性	(实测) (加续)
	h (KHz)	£ (Hz)
开环	540	183
闭环	7385	143

表2-7 放大器频率特性(仿真)(加负载)

	fe (KHz)	£ (Hz)	
开环	508.8	295.5	
闭环	7874.0	164.7	

7. 负反馈对失真的改善作用(选做)

1) 将图2-8电路开环,逐步加大 K的幅度,使输出信号出现失真(注意不要过分失真) 记录输入、输出信号的幅值。

2)将电路闭环,观察输出情况,并适当增加 I 幅度,使输出幅度接近开环时失真波 形幅度,记录输人、输出信号的幅值。

表2-8 负反馈对失真的改善作用(实测)

	<i>V</i> _i (mV)	<i>V</i> ₀ (mV)
开环		
闭环		

表2-8 负反馈对失真的改善作用(仿真)

	Vi (mV)	<i>V</i> ₀ (mV)
开环		
闭环		

3) 若 $R_{\rm F}$ = 3K Ω 不变,但反馈信号($R_{\rm F}$ 与G)接入1V1的基极,会出现什么情况?实验验证之。

4) 总结反馈对失真改善的特点。

《电子技术实验》课程实验报告

学院: 物理学院 专业: 物理学 年级: 2021级

实验人姓名 (学号): 路尚润 (21305127)

2023年3月13、20日上午

实验三 运算放大器及其应用、波形发生器

一、实验目的

1、了解集成运算放大器组成的比例、求和、积分、微分电路的性能特点,并掌握上述 电路的测试和分析方法。

2、熟悉有源滤波器的构成及其特性,并学会测量有源滤波器幅频特性。

3、掌握 RC 正弦波振荡器的电路构成及工作原理,熟悉正弦波振荡器的调整和测试方法。

4、观察 RC 参数对振荡频率的影响,学习振荡频率的测定方法。

5、掌握矩形波发生电路的特点和分析方法,了解占空比的调节方式。

6、掌握三角波和锯齿波发生电路的特点和分析方法,了解锯齿波对称性的调节方式。

二、实验原理

线性集成电路(简称线性组件)实际上就是一个具有高放大倍数的直流放大器。在它外 部接上深度电压负反馈电路之后,便构成了运算放大器。

1.比例求和电路

运算放大器可对电信号进行比例、求和、积分、微分等数学运算。 图1是反相比例放大器,输出电压与输入电压为比例运算关系。即:



图 2 是同相输入比例放大器,输出电压与输入电压,也构成比例关系。即:



图2 同相输入比例放大器

图 3 是反相加法器电路,输出电压与输入电压的和 (或差)成比例,即:

$$V_0 = -\left[\frac{R_f}{R_1}V_{i1} + \frac{R_f}{R_2}V_{i2}\right]$$
(3-3)



图3 反相加法器电路

当取 $R_1 = R_2 = R$ 时,则有

$$V_0 = -\frac{R_f}{R_1}(V_{i1} + V_{i2}) \tag{3-4}$$

2.微积分电路

图 4 是积分运算电路,输出电压是输入电压对时间的积分。即:

$$V_0 = -\frac{1}{R_1 C} \int V_i dt \qquad (3-5)$$



当 $V_i = E$ (直流)时,则

$$V_0 = -\frac{E}{R_1 C} \cdot t \tag{3-6}$$

如果输入 V_i 是方波信号,输出便是锯齿波电压,如图 5 所示。 图 6 是微分运算电路,输出电压是输入电压的微分。即

$$V_0 = -RC\frac{dV_i}{dt} \tag{3-7}$$

当V_i为常数时,V₀基本上等于零;

当 V_i 为矩形波时, V₀ 便为两个正、负相间的窄脉冲波, 如图 7 输入、输出波型所示。



图6微分运算电路

图 7 矩形波输入时的输出波形

3. 有源滤波器

有源滤波器是一种具有特定频率响应的放大器,可在运算放大器的基础上增加 RC 网络组成。

滤波器的作用是"选频",即允许一部分频率信号通过,而使另一部分频率信号急剧衰减(被滤掉)。根据工作信号的频率范围,滤波器可分为四类:低通、高通、带通、带阻滤 波器。下面举例说明低通滤波器的原理。

低通滤波器允许在其截止频率以下的频率成分以小的衰减通过,而抑制高于截止频率 的成分。

最简单的一阶低通滤波器如图 8 所示,其时间常数 $\tau = RC$,截止角频率 $\omega_0 = 1/RC$ 。



图8简单的一阶低通滤波器

较常用的有源低通滤波器有单端正反馈型二阶滤波器,如图 9 所示。二阶低通滤波器的传输函数为:

$$\dot{G}_L(S) = \frac{\dot{V}_0}{\dot{V}_i} = \frac{G_0 \omega_0^2}{S^2 + \frac{\omega_0}{O}S + \omega_0^2}$$
(3 - 8)

其中, G_0 是通带内的增益, 常取 $G_0 = 1$; $S = j\omega$ 为一复数; ω_0 是截止频率; Q是选择因子。因此, 式 (3-8) 可变成

$$\dot{G}_{L}(j\omega) = \frac{1}{\left(1 - \frac{\omega^{2}}{\omega_{0}^{2}} + j\frac{\omega}{Q\omega_{0}}\right)}$$
(3-9)

上式可得幅频特性为

$$\dot{G}_{L} = \left| \dot{G}_{L} \right| = \left| \frac{\dot{V}_{0}}{\dot{V}_{i}} \right| = \frac{1}{\sqrt{\left[1 + \frac{\omega^{2}}{\omega_{0}^{2}} \right]^{2} + \left[\frac{\omega}{Q\omega_{0}} \right]^{2}}}$$
(3 - 10)

相频特性为

$$\phi(\omega) = -\operatorname{tg}^{-1}\left[\frac{\frac{\omega}{Q\omega_0}}{1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}\right]$$
(3-11)

当 $\omega = \omega_0$ 时



图9单端正反馈型二阶滤波器

图 9 电路的 ω_0 和 Q 由下式决定:

$$\begin{aligned}
\omega_0 &= \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \\
\frac{1}{Q} &= \sqrt{\frac{C_2 R_2}{C_1 R_1}} + \sqrt{\frac{C_2 R_1}{C_1 R_2}}
\end{aligned} (3 - 12)$$

一般其元件的取法是
$$R_1 = R_2 = R, C_1 \neq C_2$$
。这时
$$\begin{cases} \omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_1C_2}} \\ \frac{1}{Q} = 2\sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \end{cases}$$
(3 - 13)

4. RC 正弦波振荡器



图 10 RC 振荡器原理电路

RC 振荡器的原理电路如图 1 所示,它由两部分组成。第一部分是两级放大器,输入信 号 V_i 通过两级放大后,其输出信号经反馈网络送回到输入端 V_i 。由于输入信号每经过一级 放大要反相 180°,其结果使得输出电压 V_0 与输入电压 V_i 同相,即两级放大器的相位移为 $\varphi_A = 2\pi$,构成正反馈。第二部分是由 RC 串并联组成的一个具有选频特性的正反馈网络,其反馈系数为:

$$\dot{F} = \frac{\dot{V}_{f}}{\dot{V}_{0}} = \frac{Z_{2}}{Z_{1} + Z_{2}} = \frac{1}{\left[1 + \frac{R_{1}}{R_{2}} + \frac{C_{2}}{C_{1}}\right] + j\left[\omega C_{2}R_{1} - \frac{1}{\omega C_{1}R_{2}}\right]}$$
(3 - 14)

$$id \mbox{if} \ensuremath{\mathbb{R}} R_{1} = R_{2} = R; C_{1} = C_{2} = C, \mbox{ij} \mbox{i$$

$$\dot{F} = \frac{1}{3 + j \left[\omega CR - \frac{1}{\omega CR}\right]}$$
(3 - 15)

当在某一个ω0时满足:

$$\omega_0 RC = \frac{1}{\omega_0 RC} \tag{3-16}$$

则

$$F = \frac{1}{3}$$

则此时相移 $\varphi_F = 0$ 。

这个反馈网络直接把放大器的输出和输入端连通起来,从而保证在某一特定频率上电路满足自激振荡条件,产生单一频率的正弦波。因此,选频网络就决定了振荡器的频率。

假设放大器输入端的输入信号 \dot{V}_i ,经过放大后输出 $\dot{V}_0 = \dot{A}\dot{V}_i$,再经反馈网络反馈回输入端电压为:

$$\dot{V}_f = \dot{F}\dot{V}_0 = \dot{F}\dot{A}\dot{V}_i \tag{3-17}$$

显然要使电路维持稳定振荡, V_f 应当等于 V_i, 则 (3-17) 式中

$$\dot{F}\dot{A} = AFe^{j(\varphi_f + \varphi_A)} = 1 \tag{3-18}$$

(3-18) 式说明了电路维持稳定振荡的条件有两个。相位平衡条件:

$$\varphi_f + \varphi_A = 0 \ \text{i} \ 2n\pi \tag{3-19}$$

振荡平衡条件:

$$AF = 1 \tag{3-20}$$

将 (3-15) 式代入振荡条件 AF = 1 中,则有

$$\frac{A}{3+j\left[\omega CR-\frac{1}{\omega CR}\right]}-1=0$$
(3-21)

$$A - 3 - j\left(\omega CR - \frac{1}{\omega CR}\right) = 0 \tag{3-22}$$

令其实部为零,则

$$A = 3$$
 (3 - 23)
令其虚部为零,此时电路谐振 $\omega = \omega_0$,其值为:
 $\omega_0^2 = \frac{1}{R^2 C^2}$ (3 - 24)

即

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \tag{3-25}$$

由此得出结论:

1. 电路产生的振荡频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \tag{3-26}$$

2. 为了使电路振荡,放大器的放大倍数应大于(或等于)3(即A≥3)。必须指出,反 馈网络接入放大器后,由于反馈网络输入端与放大器的输出阻抗串联,而它的输出端又与 放大器的输入阻抗并联,所以放大器的输入、输出阻抗对振荡器频率是有影响的。因此, 在实用电路中都要采取措施来提高放大器的输入阻抗、降低放大器的输出阻抗,从而减小 放大器对振荡频率的影响。

根据振荡幅值平衡条件,要使电路维持正常振荡,必须使放大器的放大倍数 $A \ge 3$ 。 在振荡条件下,反馈电路的反馈系数恰好为 $\frac{1}{3}$ 。如果放大倍数刚好A = 3,会使工作不稳 定:任何原因引起的放大倍数下降都将造成停振。若A > 3,则振荡幅值的增大将使管子 的动态范围延伸到特性曲线的饱和区和截止区,此时输出波形将产生严重的非线性失真。 要改善这一点,可在放大器中引进负反馈,也就是在放大器中加接由电阻 R_f 构成的负反馈 支路,通过调节 R_f ,改变反馈量的大小,使放大倍数稍大于 3。采用负反馈可以进一步提 高放大器的输入电阻,提高振荡器的稳定性并改善输出波形的非线性失真。

5. 非正弦波发生电路

实用电子系统中,除了正弦波之外,通常还需要矩形波、三角波、锯齿波等非正弦波 形,因此需要设计对应的波形发生电路。矩形波发生电路是多种非正弦波发生电路的基础, 这里简要分析其工作原理。

与 RC 正弦波振荡器类似,矩形波发生电路本质上也是一个振荡器,通常需要运放工作 在正反馈模式下。通过电阻网络实现的正反馈电路能够让运放电路成为"滞回比较器",如 图 11 所示。其中,输出电压 V₀ 受到稳压管限制只能在 +V_m 和 -V_m 之间变化,并且 V₀ 翻 转对应的同向输入电压 V_c 阈值为:

$$\pm V_T = \pm \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_m \tag{3-27}$$

当 V_c 从负值增大时,增大至 $V_c = +V_T$ 时,输出 V_o 翻转至 $-V_m$;反之当 V_c 从正值减小时,减小至 $V_c = -V_T$ 时,输出 V_o 翻转至 $+V_m$ 。



图 11 矩形波发生电路与滞回比较器特性

在滞回比较器的基础之上,利用电阻 R_3 和电容 C 组成了 RC 积分电路,通过充放电实现 V_c 交替上升与下降,从而使得 V_o 在 + V_m 和 $-V_m$ 之间周期性变化。 V_c 和 V_o 波形如图 12 所示。



图 12 矩形波发生电路波形图

由于电容正向充电与反向充电的时间常数均为 R₃C,并且两个方向充电前后电容两端的电压变化绝对值均为 2*V_T*,因此图 2 的矩形波发生电路所产生的矩形波峰峰值为 2*V_m*,占空比为 50%,周期 T 可以使用一阶 RC 电路的三要素法求得:

$$+V_{T} = -V_{T} + (V_{m} + V_{T}) \left(1 - e^{\frac{0.5T}{R_{3}C}}\right)$$

$$T = 2R_{3} \operatorname{Cln}\left(1 + \frac{2R_{1}}{R_{2}}\right)$$
(3 - 28)

通过修改电路来让电容的正向充电和反向充电的时间常数不同,即可得到不同占空比 (高电平占总周期的比例)的矩形波发生电路。通过对矩形波进行微分运算,即可得到三角 波与锯齿波 (上升时间与下降时间不同的三角波,上升时间占总周期的比例称为对称性)。

三、实验内容及数据处理

Table 3.1: 实验仪器型号	
型号	

仪器	型号
示波器	Textronix MSO 2022B
模拟电路实验箱	TPE-A5II
数字万用表	UNI-T UT51
函数信号发生器	RIGOL DG4102
交流毫伏表	Tonghui TH1912A

Table 3.2: 仿真参数

仪器	型号
仿真软件	Multisim 14.0
仿真运算放大器	UA741CD

注: 仿真时部分电路出现积分错误,此时只需要将示波器删除后运行一遍再接入示波器即

可成功计算,其可能是 Multisim 的部分计算单元不收敛。

万用表设置		>
电子设置		
安培计电阻 (R) (r),	10	μΩ
伏特计电阻 (R) (V);	1	GΩ
欧姆计电流(1)(O):	10	nA
dB 相对值(V)(d),	774.597	mV
显示设置 安培计超出额定界限(I)(m),	1	GA
伏特计超出额定界限(V)(g)。	1	GV
欧姆计超出额定界限(R)(h):	10	GΩ
接受(A)	取消(C)	

图 13 仿真万用表参数

1.比例求和电路

1.1. 电压跟随器



图 14 电压跟随器

按表1内容实验并测量记录。

表1(实测)

V _i (V)	-2	-0.5	0	+0.5	1
<i>V</i> ₀ (V)	$R_L = \infty$	-2.0	-0.5	0	0.5	1.0
	$R_L=5K1$	-2.0	-0.5	0	0.5	1.0

表1(仿真)

$V_{\rm i}~({ m V})$		-2	-0.5	0	+0.5	1
$V_{\rm e}$ (V)	$R_L = \infty$	-2.0	-0.499977	11.184uV	0.5	0.999988
VO (V)	$R_L=5K1$	-2.0	-0.499977	11.184uV	0.499999	0.999988

误差分析:

理论上,电压跟随器的输出电压与输入电压相同。实验中,在测量的精度范围内, 我们发现测量的输出电压值与输入电压一致;且接入负载电阻和不接入负载电阻理论 上对输出电压不产生影响,实验中我们发现两者的结果几乎完全一致。 而仿真时可能由于某些噪声以及其测量精度过高,会出现某些完全可以忽略的偏 移值,故实验、仿真与理论十分符合。

仿真截屏:



图 15 电压跟随器仿真电路

仿真思路:

首先仿照图 14 搭建电路,利用开关S1控制是否接入R_L,调节输入电压,实现表中的数据,由于仿真中的万用表有一定的阻值,故仿真数值与理论值有一定的差距。

1.2. 反相比例放大器

实验电路如图 16 所示, 按表 2 内容测量并记录, 绘制 Vo-Vi关系曲线。



图 16 反相比例放大电路

直流输	入电压 V ₁ (mV)	-3000	-1000	-500	-100	100	500	1000	3000
输	理论估算(mV)	30000	10000	5000	1000	-1000	-5000	-10000	-30000
电压	实测值 (mV)	11120	9960	5010	1070	-1060	-5040	-9350	-9440
	误差(%)	62.9	0.4	0.2	7.0	6.0	0.8	6.5	68.5

表2(实测)

表2(仿真)	
--------	--

直流输入电压 V_1 (mV)		-3000	-1000	-500	-100	100	500	1000	3000
输	理论估算(mV)	30000	10000	5000	1000	-1000	-5000	-10000	-30000
出 电 压 V ₀	实测值 (mV)	10005	9936	4999	999.28	-1001	-5000	-9937	-10005
	误差(%)	66.650	0.640	0.020	0.072	0.100	0	0.630	66.650

结果分析:

根据式 (3-1) 可知

$$V_o = -10V_i \tag{3-29}$$

vo/V

= V

0

b

负饱和

正饱和

Vom=V_

v₀=A_{vo}(v_P-v_N) 线性区

 $(v_p - v_N)/mV$

即理论放大倍数为-10。







在输入电压小于等于1V时,实验值与理论值符合较好,此时运放工作在线性区。 而当输入电压为3V时,相对误差为60%多,严重脱离理论值。比较输入电压为1V以及 3V的实验,两者的输出电压大小都在10V附近,说明10V左右已经接近该放大电路的饱 和区,当输入电压幅值继续增大时,输出电压也不会再随之变化。

运算放大器工作区:

1、当 $A_{v0}(v_P - v_N) \ge V_+$ 时, $v_0 = V_+$

2、当
$$A_{v0}(v_P - v_N) \le V_-$$
时, $v_0 = V_-$

3、线性范围内 $v_0 = A_{v0}(v_P - v_N)$

由于输出电压不可能超过偏置电压,实验中当 V_i过大时,此时只能输出偏置电压。



根据图像对比,可知实验测量与理论较为符合。

10

仿真截屏:



图 18 反相放大器仿真电路

仿真思路:

首先仿照图 16 搭建仿真电路, 然后通过调节V1给出不同的V_i值, 用万用表测量输出值得到表 2 数据。

1.3. 同相比例放大器

电路如图 19 所示, 按表 3 内容测量并记录, 绘制 Vo-Vi关系曲线。



图 19 同相比例放大电路

表3(实测)

直流输入电压 V ₁ (mV)		-3000	-1000	-500	-100	100	500	1000	3000
输	理论估算(mV)	-33000	-11000	-5500	-1100	1100	5500	11000	33000
出 电 压 <i>V</i> 0	实测值 (mV)	-9240	-9210	-5500	-1120	1090	5440	10920	11020
	误差(%)	72.00	16.27	0.00	1.82	0.91	1.09	0.73	66.61

秉	3	(仿直)	
ĸ	5	(いみ)	

直流输入电压 V ₁ (mV)		-3000	-1000	-500	-100	100	500	1000	3000
输	理论估算(mV)	-33000	-11000	-5500	-1100	1100	5500	11000	33000
出 电 <i>V</i> 0	实测值 (mV)	-10005	-10001	-5500	-1101	1099	5499	10001	10005
	误差(%)	69.68	9.08	0.00	0.09	0.09	0.02	9.08	69.68

结果分析:

根据式 (3-2) 可知

$$V_o = 11V_i \tag{3-30}$$

即理论放大倍数为11。

而我们发现,其在两侧V_i较大时也进入了放大器的饱和区,此时输出电压理论上即为 偏置电压。通过 Origin 作图有



图 20 同相放大器 Vo-Vi关系曲线

实际上,其输出也符合我们在反相放大器的论述,在*V_i* < 900*mV*左右时,其处于线性区,当输入电压进一步增大,其进入饱和区,进而只能输出不大于偏置电压的电压值。由于实验中的偏置电压并不稳定,故其会有一定的偏差。

仿真截图:



仿真思路:

首先仿照图 19 搭建仿真电路,然后通过调节输入获得我们所需的输出,得到表 3 数据。

1.4. 反相求和放大器

实验电路如图 22 所示, 按表 4 内容进行实验测量。



图 22 反相求和放大电路

表4(实测)

$V_{\rm il}~({f V})$	0.3	-0.3
V_{i2} (V)	0.2	0.2
V_0 (V)	-5.05	1.02

表4(仿真)

$V_{\rm il}~({f V})$	0.3	-0.3
V_{i2} (V)	0.2	0.2
V_0 (V)	-5.008	0.991

结果分析:

根据式(3-3),我们可知

$$V_o = -10(V_{i1} + V_{i2}) \tag{3-31}$$

即反相求和。根据公式即可得到理论值。

实验中的误差来源可能是导线的接触电阻等原因,也可能是输入电压并不稳定导致的,但结果均在可接受范围内,实验误差分别为1%与2%。

仿真截屏:



图 23 反相求和放大电路仿真电路

仿真思路:

首先仿照图 22 搭建仿真电路,然后通过调Vi1与Vi2得到所需输入值,进而测量输出。

1.5. 双端输入求和放大器

实验电路为图 24 所示, 按表 5 内容进行实验测量。



图 24 双端输入求和放大器

	••-	2	
$V_{\rm il}~({f V})$	1	2	0.2
V_{i2} (V)	0.5	1.8	-0.2
V_0 (V)	-4.95	-1.96	-4.07

表5(实测)

表5(仿真)

$V_{\rm il}~({\rm V})$	1	2	0.2
V_{i2} (V)	0.5	1.8	-0.2
V_0 (V)	-5.000	-2.000	-4.000

结果分析:

由理想运放的两个特性,认为其工作在线性区,由"虚短"和"虚断"有:

$$V_{+} = V_{-}$$

 $i_{+} = i_{-} = 0$ (3 - 32)

故

$$V_{+} = V_{-} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{i2} \tag{3-33}$$

又由 KCL 有

$$\frac{V_{i1} - V_{-}}{R_1} = \frac{V_{-} - V_o}{R_F} \tag{3-34}$$

联立上下两式并代入电阻值有

$$= -10(V_{i1} - V_{i2}) \tag{3-35}$$

即双端输入电路的理论输出值。

仿真截屏:



 V_o

图 25 双端输入求和放大电路仿真电路

仿真思路:

首先根据图 24 搭建仿真电路,然后控制两个输入电压源得到所需测量的输出值。

- 2. 微积分电路
- 2.1. 积分电路

实验电路如图 26 所示



图 26 积分电路

图 26 中积分电容为 0.1µF, Vi输入 200Hz 峰峰值为 2V 的方波信号,观察 Vi和 Vo大小 及相位关系,并记录波形。

表 6 积分电路的测量	t(实验)
上口运 运	

由路连接	信号	频率	电压峰峰值		
	输入信号/Hz	输出信号/Hz	输入电压/V	输出电压/V	
有 R _f	200.0	200.0	2.00	1.40	
无 R _f	200.0	200.0	2.00	1.40	

电路连接	信号频率		电压峰峰值	
	输入信号/Hz	输出信号/Hz	输入电压/V	输出电压/V
有 R _f	200.0	200.0	2.00	2.56
无 R _f	200.0	200.0	2.00	2.56

表 6 积分电路的测量(仿真)

波形结果:



图 27 积分电路输出波形(无 Rf)



图 28 积分电路输出波形(有 Rf)

输出电压的波形为三角波,波形其刚好为输入电压的波形方波的积分,正如图 5 所示, 该波形验证了积分电路的积分运算作用。从方波的上升沿开始,方波为高电平,积分电路 的电容开始充电,输出电压持续减小;到达方波的下降沿时,积分电路的电容开始放电, 输出电压持续增大。

假定方波的上升沿为相位参考点,下降沿处相位为 180°,而在高电平的中点处,输出的三角波信号到达零点,因此输出信号三角波的相位滞后输入信号方波 90°

【思考题】反馈电阻 Rf在电路中起什么作用? 去掉 Rf观察输出波形 Vo变化,并解释原因。

*R*_f的作用是引入反馈,防止低频增益过大,低频增益过大,通过积分电路后输出的信号相频特性会随着输入信号频率的增加而变差,影响整个电路的性能。

并且实际上R_f也提供了一个放电回路,由于实际电路中存在偏置电压,此时会影响电容的充放电,倘若不接入电阻,我们发现输出电压与输入电压的平均值会产生一个偏移量,即波形整体下移,会影响此时的输出值,并且若偏移过大的话,此时可能会使得放大器进入饱和区,产生饱和失真。

仿真截图:



图 30 积分电路仿真输出波形(左侧无 Rf, 右侧有 Rf)

0:1

根据仿真我们可以看出,无Rf时波形发生了上移,有Rf时波形归位,与理论相一致。

仿真思路:

首先根据图 26 搭建仿真电路, 然后通过示波器观察并测量峰峰值, 得到输出波形与表中数据。

2.2. 微分电路

实验电路如图 31 所示。

180



在 Vi 输入 f=200Hz,峰峰值 2V 方波信号,用示波器观察 Vi 和 Vo 波形并记录。

$R_2/k \Omega$	信号频率		电压峰峰值	
	输入信号/Hz	输出信号/Hz	输入电压/V	输出电压/V
0.006	200.0	200.0	2.0	13.0
1.489	200.0	200.0	2.0	12.0
6.360	200.0	200.0	2.0	3.4

表7微分电路的测量(实验)

表7微分电路的测量(仿真)

R ₂ /kΩ	信号频率		电压峰峰值	
14 <u>2</u> / K	输入信号/Hz	输出信号/Hz	输入电压/V	输出电压/V
0.5	200.0	200.0	2.0	20.0
2.5	200.0	200.0	2.0	15.6
7.5	200.0	200.0	2.0	4.4

波形结果:



图 32 微分电路输出波形 (R2=0.006kΩ)



图 33 微分电路输出波形(R2=1.489kΩ)



图 34 微分电路输出波形(R2=6.360kΩ)

在微分电路中,输出信号为一个迅速衰减的脉冲信号,其在 R2 电阻值较为合适时输出 了如图 7 的波形。并且由于阶跃函数的微分为冲激函数(δ函数),因此通过该波形我们发现 微分电路当输入信号为方波(阶跃函数)对应的输出信号为脉冲信号(冲激函数),此过程 验证了微分电路的微分作用。

但由于实际电路的非理想性,因此输出电压的脉冲信号有一定展宽,并非完全理想的 δ 函数。

且在电阻值较小时,电路的振荡使得我们难以获得真实的输出波形。

【思考题】调节串联电阻 R2 的阻值,观察 1/0 波形并解释原因。

基于运算放大器的基本微分电路有两个缺点,一个是由于输入端仅有一个电容,因此 其在高频段的增益过大,导致其在高频下输出信号不稳定,另一个是电容输入端非常容易 受到随机噪声信号的影响,因此我们在输入端添加了一个输入电阻 R2,以牺牲增益为代价 以实现了提高微分电路的稳定性的功能。

为了降低电路的在高频段的增益且提升电路稳定性我们引入了输入电阻 R2:

(1)当输入电阻过大时,电路增益过小,出现如图 34 的脉冲信号不明显的现象;

(2)当输入电阻过小时,电路增益过大,电路出现了如图 32 的脉冲信号,其顶部有一段 高电平,此时运算放大器达到了其饱和区,产生了非线性失真的现象,且在电阻过小时也 出现了随机噪声引起的振荡,此时已经难以观察到真实的输出波形,电路极其不稳定;

(3)在电阻值较为合适时,我们可以观察到如图 33 的较为理想的输出δ函数。

R2的引入也改变了 RC 电路的时间常数,因此 R2 越大,脉冲信号的展宽越大,输出信号与理想δ函数差别越大,正如图 32-34 的变化。

并且我们可以发现, R2 越大, 其输出电压的峰峰值越小, 正验证了电路是以牺牲增益为代价以实现了提高微分电路的稳定性的功能。

仿真截屏:




图 36 微分电路仿真输出波形(自左向右R₂ = 0.5kΩ, 2.5kΩ, 7.5kΩ)



图 37 微分电路仿真输出振荡波形 $(R_2 = 0.027k\Omega)$

仿真思路:

首先依照图 31 搭建仿真电路,然后通过调节滑动变阻器,进而得到不同的输出波形, 并利用示波器测量其峰峰值。

仿真分析:

图 36 即给出了 R2 从小到大的波形变化,可以看出其在 $R_2 = 0.5k\Omega$ 时出现了饱和失真,且随着 R_2 的增大,输出波形的展宽逐渐增大,印证了我们之前在实验时的分析。

可以看出,仿真结果与实验结果基本一致,且我们在电阻值过小时(图 37)也观察到了 电路的振荡,其与实际测量的图 32 几乎一致。

2.3. 积分-微分电路

实验电路如图 38 所示。



图 38 积分-微分电路

在 //输入f=200Hz,峰峰值 2V 方波信号,用示波器观察 //和 ///波形并记录。

R ₂ /kΩ	信号	频率	电压峰峰值			
142/11	输入信号/Hz	输出信号/Hz	输入电压/V	输出电压/V		
0.001	200.0	200.0	4.08	12.20		
0.005	200.0	200.0	4.08	11.80		
0.026	200.0	200.0	4.12	10.20		
0.370	200.0	200.0	4.12	4.80		
2.33	200.0	200.0	4.12	4.16		
4.60	200.0	200.0	4.16	3.60		
9.60	200.0	200.0	4.08	2.32		

表 8 积分-微分电路的测量(实验)

表 8 积分-微分电路的测量(仿真)

R ₂ /kΩ	信号	频率	电压峰峰值			
142/11	输入信号/Hz	输出信号/Hz	输入电压/V	输出电压/V		
0.001	200.0	200.0	2.00	15.00		
0.005	200.0	200.0	2.00	12.60		
0.026	200.0	200.0	2.00	10.10		
0.370	200.0	200.0	2.00	4.76		
2.33	200.0	200.0	2.00	4.11		
4.60	200.0	200.0	2.00	3.58		
9.60	200.0	200.0	2.00	2.30		

波形结果:



图 39 积分-微分电路实验输出波形(R₂ = 0.001kΩ, 0.005kΩ, 0.026kΩ)



图 40 积分-微分电路实验输出波形(R₂ = 0.370kΩ, 2.33kΩ, 4.60kΩ)



图 41 积分-微分电路实验输出波形(R₂ = 9.60kΩ)

当滑动变阻器的阻值 R 为合适的值时,输出电压的波形十分接近方波。

从理论上来说,对于同一个输入信号经过积分操作后再进行微分操作应还原为原来的 输入信号,因此准方波的输出波形验证了积分-微分电路的作用。在 R=0.37kΩ左右时,在 200 Hz 的方波输入信号下的输出信号更接近方波。验证了积分-微分电路的作用。

注:此时的输入电压的峰峰值是用示波器测量的,其并不精确,我们实际使用的输入为2V。

【思考题】调节串联电阻 R2 的阻值,观察 V0 波形并解释原因。

串联电阻 R2 对输出波形的影响如图 39-图 41 所示,为了降低电路的在高频段的增益我 们引入了输入电阻 R2,我们从实验数据中可以发现,当 R2 值越大,电压放大倍数越小, 因此以牺牲增益为代价以实现了提高微分电路的稳定性的功能。

(1)当输入电阻过小时,电路对输入信号的高频增益的抑制性不好,电路出现了如图 39 所示的在快速剧烈振荡后最终衰减到低频信号的输出波形,但我们发现,倘若此时排除振荡信号,其恰好输出一个方波;

(2)当输入电阻过大时,由于 R2 的引入改变了 RC 电路的时间常数,因此 R2 越大,微分电路与理想微分电路差别越大。

总的来说,根据 R2 由大到小的输出波形,我们可以发现,其整体波形从方波缓慢变为 三角波,并且我们根据之前的积分微分电路输出波形可知,对积分电路,方波积分后变为 一个三角波,且积分电路较为稳定,其不会出现某些较大的震荡或者失真现象。但对积分 后的微分电路处理时,我们根据之前的分析,当输入方波时,R2 越小其输出越接近δ函数, 即电阻越小微分现象越真实,此时充放电越快,通过对比我们也发现,对于积分-微分电路, 其 R2 越小,输出越真实(形似方波),并且都同样产生了振荡,故实际上积分-微分电路输出 波形的改变主要来源于微分电路,倘若 R2→0,且能够忽略振荡,并且微分电路不出现饱 和失真,此时输出应为一个完整的方波。

仿真截图:



图 42 积分-微分仿真电路



图 43 积分-微分电路仿真输出波形(R₂ = 0.001kΩ, 0.005kΩ, 0.026kΩ)



图 44 积分-微分电路实验输出波形(R₂ = 0.370kΩ, 2.33kΩ, 4.60kΩ)



图 45 积分-微分电路实验输出波形($R_2 = 9.60k\Omega$)

仿真思路:

首先根据图 38 搭建仿真电路, 然后调节函数发生器输入 $V_{p-p} = 2V, f = 200Hz$ 的方波, 通过调节 R2 得到不同的输出。

结果分析:

可以发现,仿真结果与实验结果完全一致,无论输出波形以及输出电压值,几乎没有差别,且都能符合我们的理论分析结果,都观察到了输出从带振荡的方波-方波-三角波的变化,实验较为成功。

3. 有源滤波器

3.1. 低通滤波器

实验电路如图 46 所示。



图 46 低通滤波器

注:因为实验板并没有5.7*k*Ω的电阻,故我们采用的实际电阻 R2 为5.1*k*Ω。 按表 9 内容测量并记录。描绘 *V*_o-*f* 曲线,求出截止频率 *f*0。

$V_i(V)$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
f(Hz)	10	15	20	25	30	40	60	100	150	200	300	400
$V_0(V)$	1.568	1.506	1.457	1.384	1.284	1.033	0.594	0.232	0.105	0.058	0.025	0.014

表9低通滤波器的测量(实测)

表9低通滤波器的测量(仿真)

$V_i(V)$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
f(Hz)	10	15	20	25	30	40	60	100	150	200	300	400
$V_0(V)$	1.580	1.530	1.500	1.440	1.330	1.080	0.603	0.234	0.106	0.060	0.026	0.015

结果分析:



图 47 低通滤波器实验 Vo-f 曲线

图像完整地体现了"低频通过,高频截止"的低通特性。

由于人对信号输出功率衰减 50%的信号几乎无法分辨,故一般来说,截止频率的定义为输出信号衰减至最大输出值的¹/_{√2},即-3dB,故我们根据曲线以及估算可知,其截止频率 应为:

$$f_0 = 36.99Hz$$
 (3 - 36)

估算方法:我们假定f在 30Hz-40Hz之间的 V_o 为线性的,而我们知道,我们认为当 $V_o = \frac{1}{\sqrt{2}} \times 1.568V$ 时所对应的频率为截止频率,则估算即可得到 3-36 式。

理论计算:

根据式 3-13 可知

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = 39.79Hz \tag{3-37}$$

相对误差为

$$\Delta f_0 = \left| \frac{39.79 - 36.99}{39.79} \right| = 7\% \tag{3-38}$$

可以看出,有一定的误差,但我们将其处理为线性是必然产生误差的,由于V。的输出

变化逐渐变大,故曲线应逐渐变陡,则我们所取的值应偏小,即其真实值应大于我们的实验计算值,但我们在实验之前并未计算好截止频率所对应的输出,所以并未直接测量出我 们实验电路的真实截止频率。

且我们通过所作图也可看出,其在低频时的信号已经开始下降,故我们无法确定最大 输出的值,即峰值为多少,所以无可避免的一定会产生误差。

【思考题】比较低通滤波器与积分电路的结构异同,思考"低通"与"积分"运算之间的联系。

结构:

同:通过对比其电路图可知,其电路皆由运算放大器、电容、电阻构成,其电路输出 均与输入信号的频率有关。

异:积分电路由一个电容直接接在放大器的输入和输出端之间,通过其能够进行积分运算;而低通滤波器实际上是对信号在输入放大器之前对其进行滤波,把高频信号滤掉,只把低频信号输入运算放大器从而进行输出。

联系:

实际上,我们从电路的运算本质出发,积分考虑的是对一段时间内波形的输入进行积 分平均(对于离散的波形为求和),其相当于求平均值,而对于低频信号,因为其变化及其 缓慢,其某一微小时刻的平均值即为其此时刻的值,而对于高频信号,其某一段微小时间 可能包含其波形多个周期,若其总体电平为0,则我们对这一小段时刻积分值即为0,此时 恰好相当于低通滤波器的行为,整体体现"低频通过,高频截止"的特性。

仿真截图:









仿真思路:

首先根据图 46 搭建仿真电路,然后通过改变输入信号频率获得不同的输出。

仿真分析:

我们通过之前分析,可知当输出 $V_o = \frac{1}{\sqrt{2}} \times 1.580$ V时所对应频率即为截止频率,通过调节可知道

$$f_{0 \text{ fra}} = 37.3 Hz$$

可见实验与仿真较为一致,但均与理论有些差距。

3.2. 高通滤波器

实验电路如图 50 所示



图 50 高通滤波器

注:因为实验板并没有5.7 $k\Omega$ 的电阻,故我们采用的实际电阻 R2 为5.1 $k\Omega$ 。

按表 10 内容测量并记录。作出 Vo-f 曲线, 求出截止频率 fo。

$V_i(V)$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
f(Hz)	10	20	50	70	90	100	120	140	160	200	300	400
$V_0(V)$	0.007	0.023	0.163	0.301	0.475	0.568	0.748	0.910	1.044	1.228	1.403	1.450

表 10 高通滤波器的测量(实测)

衣 IU	表 10	高通滤波器的测量	(仿真)
------	------	----------	------

$V_i(V)$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
f(Hz)	10	20	50	70	90	100	120	140	160	200	300	400
$V_0(V)$	0.007	0.024	0.150	0.286	0.459	0.545	0.720	0.890	1.040	1.200	1.420	1.480





图像完整地体现了"高频通过,低频截止"的低通特性。

故我们根据曲线以及估算可知,其截止频率应为: $f_0 = 157.21 Hz$

(3 – 39)

估算方法:我们假定f在140Hz-160Hz之间的V_o为线性的,而我们知道,我们认为当

 $V_0 = \frac{1}{\sqrt{2}} \times 1.450V$ 时所对应的频率为截止频率,则估算即可得到 3-36 式。

理论计算:

根据式 3-13 可知

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = 159.15Hz \qquad (3-40)$$

相对误差为

$$\Delta f_0 = \left| \frac{159.15 - 157.21}{159.15} \right| = 1.2\% \tag{3-41}$$

【思考题】比较高通滤波器与微分电路的结构异同,思考"高通"与"微分"运算之间的联系。

结构:

同:通过对比其电路图可知,其电路皆由运算放大器、电容、电阻构成,其电路输出 均与输入信号的频率有关,且在运算放大器的输入端与输出端之间都接入了一个电阻。

异: 微分电路由一个电容直接接在输入量与电压放大器的输入端之间,通过其能够进 行微分运算; 而高通滤波器实际上是对信号在输入放大器之前对其进行滤波,把低频信号 滤掉,只把高频信号输入运算放大器从而进行输出。

联系:

实际上,我们从电路的运算本质出发,微分实际上是对某一时刻的输入波形进行求导运算,其输出即为此时输入波形的导数。对于高频信号,此时波形变化极其迅速,导数极大,输出量有效,而对于低频信号,其波形变化十分缓慢,其导数相对于高频信号约为0,故此时其输出量被高频信号淹没了,则微分电路恰好相当于高通滤波器的行为,整体体现"高频通过,低频截止"的特性。





图 52 高通滤波器仿真电路

仿真思路:

首先仿照图 50 搭建仿真电路,然后通过调节输入波形的频率获得不同的输出值。 **仿真分析:**



图 53 高通滤波器实验、仿真 Vo-f 曲线

可以看出,实验测量与仿真较为符合,经过调试,我们得到仿真的截止频率为:

$$f_0 = 160.1 Hz$$

(3 - 42)

3.3. 带阻滤波器【选做】

实验电路如图 54 所示



注:因为实验板并没有5.7kΩ的电阻,故我们采用的实际电阻 R2 为5.1kΩ。

(1) 实测电路中心频率。

(2) 以实测中心频率为中心,测出电路幅频特性。

表 11 带阻滤波器的测量(实验)

$V_i(V)$							1						
f(Hz)	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100	200	300	400
$V_0(V)$	1.567	1.470	1.386	1.249	1.024	0.694	0.286	0.123	0.456	0.707	1.356	1.436	1.460

加测:

续表 11 带阻滤波器的测量(实验)

$V_i(V)$]	1			
f(Hz)	73	75	77	79	85	120	150	180
$V_0(V)$	0.160	0.080	0.026	0.086	0.300	1.010	1.221	1.318

表 11 带阻滤波器的测量(仿真)

$V_i(V)$							1						
f(Hz)	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100	200	300	400
$V_0(V)$	1.480	1.450	1.380	1.250	1.040	0.726	0.345	0.074	0.414	0.672	1.350	1.450	1.480

续表 11 带阻滤波器的测量(仿真)

$f(H_{\rm e})$ 75 77 70 00 05 120		
$\int (\Pi 2)$ $\int 5$ $\int / 7$ $\int 9$ 82 85 120	150	180
$V_0(V)$ 0.141 0.060 0.040 0.161 0.240 1.000	1.230	1.340

仿真截屏:



仿真思路:

首先仿照图54搭建仿真电路,进而通过调节输入信号的频率获得不同的输出。 结果分析:



图56 带阻滤波器Vo-f曲线

根据图56可以看出,实验与仿真较为符合,其均在输入信号为78Hz左右时产生输出低谷,而在两端均输出高电平,很好地体现了带阻的特性。

4. RC 正弦波振荡器

4.1 按图 57 (左) 接线,用示波器观察输出波形。



图 57 RC 正弦振荡器电路(左)与增益测量电路(右) 注意电阻 *R*p1 = *R*2 需预先调好再接入。调节过程重点考虑两个情况:

这里我们给出三种时刻的波形:无振荡,合适波形,失真波形。倘若 Rp1调节不到 10k,则我们知道,临界起振位置(根据 $A_f = 1/F$):

$$R_{p2} = \left(\frac{R_{p1}}{R2} + \frac{C2}{C1}\right) R_{p1} \tag{3-43}$$

若 Rp1 = R2 则:

$$R_{p2} = 2R_{p1} \tag{3-44}$$

实验中我们保证了 $R_{p1} = 10k\Omega$ 。

无振荡: $R_{p1}=10k\Omega,\ R_{p2}=3.95k\Omega.$



图 58 正弦波无振荡波形
 $(R_{p2}=3.95k\Omega)$ 合适振荡: $R_{p1}=10k\Omega,\ R_{p2}=3.98k\Omega.$



图 59 正弦波合适振荡波形 $(R_{p2} = 3.98k\Omega)$ 记录合适振荡时的输出: $f_o = 155.7Hz$, $V_o = 20.6V$ 。 失真振荡: $R_{p1} = 10k\Omega$, $R_{p2} = 8.57k\Omega$ 。



图 60 正弦波失真振荡波形 ($R_{p2} = 8.57k\Omega$)

实验中我们调节R_{p2},可以发现,其在不同分段会输出不同的波形:

(1) *R*_{p2} < 3.98*k*Ω时,其并没有输出波形,根据式 3-23 的推导,我们知道,当运算放 大器的放大倍数小于 3 时,其并不会自发产生输出波形,会使波形幅值逐渐衰减,与理论 相符合。

(2) $R_{p2} = 3.98k\Omega$ 时,处于临界状态,其输出合适波形,此时运算放大倍数 A_v 为3,恰好满足自激振荡的条件,其波形如图59所示。

(3) *R*_{p2} > 3.98*k*Ω时,其放大倍数变大,会逐渐产生失真波形,由于运放所输出的波形 其峰值不能大于我们所加的偏置电压,而实验中所加的偏置电压为12V,故当其放大倍数 达到一定程度时,其会进入运算放大器的饱和区,进而产生饱和失真。

注:实验中电阻使用万用表测量,其测量并不一定精准,故临界阻值 $R_{p2} = 3.98k\Omega$ 的测量值并不精准。

根据理论,此时临界点的 $R_{p2} = 4k\Omega$,误差为:

$$\Delta R_{p2} = \frac{|3.98k\Omega - 4k\Omega|}{4k\Omega} = 0.5\%$$
(3 - 45)

此时误差较小,实验较为成功。

仿真截图:



图 62 仿真正弦波形($R_{p2} = 2k\Omega$, 4.0003 $k\Omega$, 7.3256 $k\Omega$)

仿真思路:

0.

首先根据图 57 搭建仿真电路,进而通过调节R_{p2}获取不同的输出波形。

(19)

但我们发现,其仿真电路在*R*_{p2} < 4.0003*k*Ω时,均不会产生自激振荡,此时与理论值 有差距,可能是仿真电路元件有容差导致的,其在可接受范围内。我们可以发现,仿真与 实验基本一致。

【思考题】

(1)若元件完好,接线正确,电源电压正常,而V0=0,原因何在?应怎么办? 此时R_{p2}不一定在振荡稳定点,正如我们之前的分析,R_{p2}小于临界阻值时输出电压波 形不稳定,会迅速衰减至V₀ = 0。

此时应该调大2*R_p*,使其大于临界阻值,此时将会产生稳定的输出电压波形,而实验 中我们发现波形稳定又保证波形不失真的电阻范围是非常小的,在实际操作中我们认为临 界点时的波形为合适波形,其有细微失真,但此时失真可以忽略,并且输出电压波形是十 分稳定的。

(2) 有输出但出现明显失真, 应如何解决?

根据之前的分析,我们知道此时运算放大器产生了饱和失真,故此时我们应当降低放 大倍数,即调小*R*_{p2},使其波形输出幅值逐渐稳定至正弦波,但我们不应当使其小于临界电 阻,因为我们应保证其*A_v* ≥ 3,产生稳定的输出波形。



4.2 按图 63 接线,用李萨如图形法测出 1/0 的频率 f0 并与计算值比较。

图 63 李萨如图形法测量 RC 振荡器频率

我们由理论值计算得到:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = 159.155 Hz \tag{3-46}$$

实验测量: *f*₀ =155.400Hz 仿真测量: *f*₀ =156.980Hz



图 64 李萨如图形($R_{p1} = 10k\Omega$, $R_{p2} = 3.98k\Omega$)



图 65 李萨如图形频率($R_{p1} = 10k\Omega$, $R_{p2} = 3.98k\Omega$)

实验中,我们通过调节函数发生器的输出波形频率,观察示波器的李萨如图形,当其静止时,此时的输出波形频率即为我们的电路所产生的波形频率,但实际上函数发生器的输出频率可能有所差距,故此时其与理论值会有一定的差距,误差为:

$$\Delta f_0 = \frac{|155.400 \text{Hz} - 159.155 \text{Hz}|}{159.155 \text{Hz}} = 2.36\% \tag{3-47}$$

仿真截图:

其仿真电路与图 61 一致。



图 66 仿真李萨如图形及频率($R_{p1} = 10k\Omega$, $R_{p2} = 4.0003k\Omega$)

仿真思路:

利用之前的仿真电路,然后我们通过函数发生器产生一个频率与其接近的正弦波,通 过示波器的 X-Y 显示,得出李萨如图形,然后通过微小调节函数发生器所产生的波形频率, 进而获得稳定的李萨如图形,此时函数发生器输出波形频率即为此时自激振荡产生的波形频率。

4.3 改变振荡频率, 重复 4.1 和 4.2 实验。

在实验箱上设法使文氏桥电阻 R = 10K + 20K, 先将 Rp1 调到 30K, 然后在 R2 与地 端串入 1 个 20K 电阻即可。

注意:改变参数前,必须先关断实验箱电源开关,检查无误后再接通电源。测 f0之前,应适当调节 Rp2 使 V0 无明显失真后,再测频率。 记录合适振荡时的示波器输出: $f_0 = 51.57Hz$, $V_0 = 20.6V$ 。

理论值计算得到:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = 53.052 Hz \tag{3-48}$$

```
实验测量: f_0 = 51.558Hz
仿真测量: f_0 = 52.348Hz
```



图 67 正弦波合适振荡波形 $(R_{p1} = 30k\Omega, R_{p2} = 3.98k\Omega)$ 此时通过调节得到的李萨如图形为



图 68 李萨如图形 $(R_{p1} = 30k\Omega, R_{p2} = 3.98k\Omega)$

RIGOL	
вож 51.558,000 нг ник 20.000,0 чрр чик 20.000,0 чрс чик 20.000,0 чрс чик 20.000,0 чрс чик 20.000,0 чрс	CH2 Hype: Sign ### 1.000,000,000 sec Alim 4KR 5.000,0 Vac Sign HBF 0.000,0 Vac Sign HBF Sign Sign

图 69 李萨如图形频率 $(R_{p1} = 30k\Omega, R_{p2} = 3.98k\Omega)$

实验中由于一些阻值测量并不精准,难免会出现一些误差,此时误差为:

$$\Delta f_0 = \frac{|51.558\text{Hz} - 53.052\text{Hz}|}{53.052\text{Hz}} = 2.82\% \tag{3-49}$$

误差较小,实验较为成功。 **仿真截图:**



图 71 仿真李萨如图形 $(R_{p1} = 30k\Omega)$

仿真思路:

调节之前的电路使得 $R_{p1} = 30k\Omega$,然后通过调节 R_{p2} 到临界电阻,将输出波形接入至示波器,然后通过信号发生器产生一个与其频率相近的信号,细微调节频率直至李萨如图形静止,此时即为自激振荡所产生的波形频率。

4.4 测定运算放大器放大电路的闭环电压放大倍数 Auf。

在实验内容 4.3 的基础上,测出文氏桥电阻为 *R*p1 = *R*2 = 30KΩ 时振荡器的输出电压 *V*0 值。然后,关断电源,保持 *R*p2 不变,用信号发生器输出一个正弦信号代替选频网络 输出信号(注意:频率应保持不变)接至一个 1KΩ 的电位器上,再从这个 1KΩ 电位器的 滑动接点取 *V*1 至运放同相输入端,如图 57 (右)所示。调节 *V*1 使 *V*0 等于原值,测出此 时的 *V*1 值,则:

$$A_{uf} = \frac{V0}{Vi} \tag{3-50}$$

实验测量如下图:





根据示波器测量值, 其输出与输入值之比为

$$A_{uf} = \frac{V0}{Vi} = 3.03 \tag{3-51}$$

我们知道,此时理论 $A_{uf} = 3$,则误差为:

$$\Delta A_{uf} = 1\% \tag{3-52}$$

实验较为成功。

仿真截屏:



根据仿真的输入输出,我们可知,其

$$A_{uf} = \frac{V0}{Vi} = 2.99985 \tag{3-53}$$

与理论值3,误差较小。

仿真思路:

仿真中我们之间使得信号接入运放,通过调节函数发生器的输出峰值,此时直接测量 给出V_o与V_i的比值,即可得到A_{uf}。

5. 矩形波发生电路

5.1 固定占空比的矩形波发生电路。

实验电路如图 75 所示,双向稳压管稳压值一般为 5-6V。



图 75 矩形波发生电路

(1) 按电路图接线,观察 VC、V0 波形及频率。

(2)分别测出 R=10K, 110K 时的频率、输出幅值, 与理论值比较。

表 12 矩形波发生电路的测量(实验)

R/Ω	信号频率		理论频率	电压峰峰值 V _{pp}	
	fC/Hz	f0/Hz	f/Hz	VC/V	V0/V
10K	405.3	405.3	455.1	6.16	12.4
116.8K	38.76	38.76	38.97	5.92	13.2

注:此时测量 Rp 最大时其电阻为 106.8kΩ,故理论值用其计算。

表 12 矩形波发生电路的测量(仿真)

R/Ω	信号频率		理论频率	电压峰峰值 V _{pp}	
	fC/Hz	$f0/\mathrm{Hz}$	f/Hz	VC/V	<i>V</i> 0/V
10K	437	437	455.1	4.74	9.32
110K	41.2	41.2	41.37	4.69	9.35

波形如下:



图 76 矩形波发生电路输出波形(R=10kΩ)



图 77 矩形波发生电路输出波形(R=110kΩ)

注:蓝色波形为 Vc,黄色波形为 Vo。

频率分析:

根据公式 3-28, 有

$$f_o = \frac{1}{2\text{RCln}\left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right)} \tag{3-54}$$

根据计算即可得到表中理论值,可以发现,在R较小时,其相对误差较大:

$$\Delta f_o = \frac{|405.3\text{Hz} - 455.1\text{Hz}|}{455.1\text{Hz}} = 10.9\% \qquad (3-55)$$

在 R 较大时, 其相对误差为

$$\Delta f_o = \frac{|38.76\text{Hz} - 38.97\text{Hz}|}{38.97\text{Hz}} = 0.54\% \qquad (3 - 56)$$

根据电路分析,其可能是由于某些标定电阻并不精准产生的误差,在 R 较大时误差因为外加电阻较大而被缩小了。

幅值分析:

由于其输出电位处增加了一个 6V 的双向稳压管,无论正负如何导通,其都会产生 6V 的电平,故此时放大器的输出峰峰值应为 12V 左右,而由于示波器的放大倍数并非十分精准,故此时输出值有些许偏差。

并且,实际上我们调节 R 后,电路真实的输出电压会产生变化,而稳压管其是利用二极管的反向击穿特性制作的,其在外界电压变化时其稳定电压也会产生一定的变化,故我们的输出波形的幅值也会随着 R 的改变而改变,正如仿真中所测数值,其电压变化规律是一致的,故实验较为成功。

仿真截屏:



图 78 仿真矩形波发生电路



图 79 矩形波发生电路仿真波形(R=10kΩ, 110kΩ) 仿真中我们所用稳压管为 1N4731A, 我们搭建了仿真电路从而测量其稳压特性:



图 80 仿真 1N4731A 稳压管特性测量电路

然后我们通过直流扫描,获得其输出特性如下图:





故我们发现,其稳定电压会随着输入电压的增大而增大,故其输出电压也一定不是恒定的,正如表 12 所示。

5.2 占空比可调的矩形波发生电路。

实验电路如图 82 所示。



图 82 占空比可调的矩形波发生电路

(1)分析图 82 电路如何输出波形 V0 占空比如何调节,计算 V0 频率、占空比与元件参数之间的关系。

(2) 按图接线,观察并测量电路的振荡频率、幅值及占空比。测量 *Rp2*=10K,五组 不同占空比与对应的 *Rp1* 位置。

表 13 占空比可调的矩形波发生电路的测量(实验)

$R_{p1up}/\mathrm{k}\Omega$	振荡频率/Hz	幅值 V _{pp} /V	占空比/%	占空比理论值/%
19.7	102.4	12.4	20.16	19.58
36.0	101.9	12.4	34.50	34.30
53.9	101.6	12.4	50.02	50.45
76.8	102.9	12.4	71.12	71.12
93.8	103.0	12.2	85.91	86.46

注:此时 Rp1 总阻值为 106.8kΩ。

$R_{p1up}/\mathrm{k}\Omega$	振荡频率/Hz	幅值 V _{pp} /V	占空比/%	占空比理论值/%
19.7	70.3	9.35	20.08	19.58
36.0	70.3	9.35	34.53	34.30
53.9	70.3	9.35	50.39	50.45
76.8	70.4	9.35	70.67	71.12
93.8	70.6	9.35	85.82	86.46

表 13 占空比可调的矩形波发生电路的测量(仿真)

注:实验中我们很难规定 Rp1 的 up 和 down,此时我们仅测量一个值假设其为 up,后面也进行同样处理。

波形结果:



图 83 占空比可调节的矩形波输出波形 $(R_{p1up} = 19.7k\Omega, 36.0k\Omega)$



图 84 占空比可调节的矩形波输出波形(R_{p1up} = 53.9kΩ, 76.8kΩ)



图 85 占空比可调节的矩形波输出波形 $(R_{p1up} = 93.8k\Omega)$

结果分析:

整个电路结构就是一个由运放组成的迟滞比较器,只是增加了二极管 D1 和 D2 就变成 输出占空比可调的方波发生器。这里利用了二极管单向导电的特性,使电容C1的充电和放 电回路不一样,这样就改变了输出方波的占空比:

(1)电容C1充电时,其回路是可调电阻 R1 下半部分,二极管D2,电阻R1。

(2)电容C1放电时,其回路是电阻R1,二极管D1,可调电阻 Rp1 的上半部分。

所以,通过调节*Rp*1,就改变了 RC 电路的时间常数。这样占空比也就改变了。 其占空比可用时间常数之比计算:

首先,我们知道各个时间常数为

$$\tau_{\hat{\mathcal{R}}} = (R_{p1up} + R_1)C$$

$$\tau_{\hat{\mathcal{R}}} = (R_{p1down} + R_1)C$$
 (3-57)

由于电容器充放电的电荷数相等,则我们可知,其充放电时间应与时间常数成正比,则其 占空比即为

占空比 =
$$\frac{\tau_{\hat{\pi}}}{\tau_{\hat{\pi}} + \tau_{\hat{m}}} = \frac{R_1 + R_{p1up}}{2R_1 + R_{p1}}$$
 (3-58)

根据其即可计算表 13 数据,利用 Origin 将测量值与理论曲线作图,有





根据图片即可看出,实验测量值均在理论曲线附近,其测量较为精确。 频率可通过两个回路叠加分别计算:

事实上,占空比可调节的矩形波发生电路即为两个矩形波发生电路的一半,我们知道 矩形波发生电路的周期:

$$T = 2RCln\left(1 + \frac{2R_{p2}}{R_2}\right)$$
(3 - 59)

而因为两个电路分别进行充放电,故各取其一半,根据图 82 分析可得:

$$T = \left(R_1 + R_{p1up} + R_1 + R_{p1down}\right)Cln\left(1 + \frac{2R_{p2}}{R_2}\right)$$
(3-60)

则其频率即为:

$$f_o = \frac{1}{\left(2R_1 + R_{p1}\right)Cln\left(1 + \frac{2R_{p2}}{R_2}\right)} = 82.15Hz \qquad (3-61)$$

其中 R_{p1} = 106.8kΩ,在真实实验中,其可能由于部分元件的标定并不精准,进而产生一定 偏差,并且我们此时也忽略了二极管的导通电阻,也会产生一定的误差。



图 87 占空比可调节的矩形波发生电路仿真



图 88 占空比可调节的矩形波仿真输出波形 $(R_{p1up} = 19.7k\Omega, 36.0k\Omega, 53.9k\Omega)$



图 89 占空比可调节的矩形波输出波形($R_{p1up} = 76.8k\Omega, 93.8k\Omega$)

仿真思路:

首先根据图 82 搭建仿真电路,然后通过调节滑动变阻器,使其与实验条件一致,进而 仿真真实实验,我们可以发现,仿真与实验与理论基本一致,故实验较为成功。

6. 三角波与锯齿波发生电路【选做】

6.1 三角波发生电路。

实验电路如图 90 所示。



(1)分析图 90 电路中电阻 Rp 影响输出波形 V02 的哪些参数有影响。

(2) 按图接线,分别观测 V01 及 V02 的波形并记录。

(3) 如何改变输出波形的频率和输出幅度? 测量 5 组不同 *Rp* 值对应的 *V*02 波形频率 和幅度值。

众 II 二用 () () 二 石町 () () 重 () 云 ()					
$Rp/k\Omega$	振荡频率/Hz	幅值 V _{pp} /V			
13.28	87.38	14.4			
9.52	119.8	10.4			
5.61	204.7	6.20			
3.84	289.3	4.24			
2.00	522.0	2.24			

表 14 三角波发生电路的测量(实验)

表 14 三角波发生电路的测量(仿真)

$Rp/k\Omega$	振荡频率/Hz	幅值 V _{pp} /V	
13.28	85.9	12.2	
9.52	119.0	8.8	
5.61	200.0	5.22	
3.84	289.0	3.59	
2.00	541.0	1.91	



图 91 三角波发生电路实验输出波形(Rp= 13.28kΩ, 9.52kΩ)



图 92 三角波发生电路实验输出波形(Rp= 5.61kΩ, 3.84kΩ)



图 93 三角波发生电路实验输出波形(Rp= 2.00kΩ)

结果分析:

事实上,通过测量两点的输出波形,我们可以发现,三角波发生电路即对一个矩形波进行了积分运算,故其频率应当可以通过矩形波的公式导出,而我们知道,矩形波的输出幅值是通过稳压管维持的,故其总的输出幅值应当随*R_p*变化不大,而我们知道,矩形波输出积分相当于直流电源的作用,故此时三角波的斜率应当不变,其幅值应当随矩形波的周期增大而增大,即

三角波的频率应当满足:

$$f_o \propto \frac{1}{\ln\left(1 + \frac{2R_p}{R_1}\right)} \tag{3-62}$$



我们通过测量数据,利用 Origin 进行拟合有:

46





我们可以看出, R-Square 评分=0.99974, 其线性度极高, 即理论分析成立。

故, Rp 通过改变矩形波发生电路的周期, 然后通过积分运算进而改变三角波的幅值与 周期, 理论与实际拟合度很高, 理论成立, 实验较为成功。

仿真截屏:



图 97 三角波发生电路仿真输出波形(Rp= 13.28kΩ, 9.52kΩ, 5.61kΩ)



图 98 三角波发生电路仿真输出波形(Rp= 3.84kΩ, 2.00kΩ)

仿真思路及分析:

首先仿照图 90 搭建仿真电路,进而通过调节 Rp 进而仿真实验结果,可以看出,实验与仿真值基本相近,但电阻越小,其频率差距越大,正如我们之前的矩形波发生电路,其电阻较小时实验所产生的方波频率与仿真、理论差距也越大,可能是其阻值并不精准或者某些元件误差被放大了。

但我们在有一定误差的情况下,也实现了较好的实验、仿真、理论的拟合,实验较为 成功。

6.2 锯齿波发生电路。

实验电路如图 99 所示。



图 99 锯齿波发生电路

(1)分析图 99 电路中输出波形 V02 振荡频率和对称性如何调节。

(2) 按图接线,分别观测 V01 及 V02 的波形并记录。

(3) 测量五组不同输出波形 VO2 对称性与对应的 Rpl 位置。

表 15 锯齿波发生电路的测量(实验)

$R_{p1down}/{ m k}\Omega$	振荡频率/Hz	幅值 V _{pp} /V	上升时间/ms	下降时间/ms		
18.0	19.27	11.4	7.089	34.24		
35.9	18.69	11.5	14.22	28.54		
54.6	18.64	11.6	21.51	21.51		
71.6	18.75	11.7	28.41	14.59		
89.1	19.12	11.6	35.75	7.066		

$R_{p1down}/{ m k}\Omega$	振荡频率/Hz	幅值 V _{pp} /V	上升时间/ms	下降时间/ms		
18.0	18.9	9.32	7.19	35.0		
35.9	18.8	9.33	14.2	28.0		
54.6	18.8	9.33	21.6	20.7		
71.6	18.9	9.33	28.2	14.0		
89.1	18.9	9.32	35.0	7.08		

表 15 锯齿波发生电路的测量(仿真)

注:此时 Rp1 总阻值为 106.8kΩ。

波形结果:



图 100 锯齿波发生电路输出波形(R_{pldown}= 18.0kΩ, 35.9kΩ)



图 101 锯齿波发生电路输出波形(R_{pldown}= 54.6kΩ, 71.6kΩ)



图 102 锯齿波发生电路输出波形(R_{pldown}= 89.1kΩ)

结果分析:

锯齿波发生电路实际上就是占空比可调节的矩形波发生电路加一个积分电路,我们知 道,矩形波积分即相当于直流电压积分,故某段矩形波的输出波形即为斜率不变的波形, 而我们由之前的分析,占空比可调节的矩形波其充放电的总电荷 Q 是不变的,故每次充放 电的时间与其电位成反比,即矩形波的任何一段高电平或者低电平,均有

$$V_p \times t = Const \tag{3-64}$$

而我们又知道,锯齿波的Vpp即为矩形波积分,故我们知道,锯齿波的

$$(3 - 65)$$

通过数据可以看出,其 Vpp 几乎不变,理论符合。

然后我们知道,由于第二个运放是输入其负端,则会产生一个反相,即其矩形波的占 空比应为锯齿波的下降时间/周期,则锯齿波的上升时间/周期即为负占空比,而我们之前 进行过分析,我们知道其占空比可以简单地用时间常数进行导出,故我们有公式

 t_{up}

 $V_{pp} = Const$

$$\frac{t_{up}}{t_{down} + t_{up}} = \frac{R_{pdown}}{R_{p1}} \tag{3-66}$$

而我们知道,其周期基本不变, Rp1 总值也基本不变, 故应有

$$\propto R_{p1down}$$
 (3–67)

则我们利用 Origin 进行拟合:



图 103 锯齿波 $t_{up} - R_{p1down}$ 拟合曲线

其 R-Square = 0.99981,可见,其线性度极高,理论与实验符合,实验较为成功。 仿真截图:





图 105 仿真锯齿波发生电路输出波形(*R*_{p1down}= 18.0kΩ, 35.9kΩ, 54.6kΩ)



图 106 仿真锯齿波发生电路输出波形(Rpldown= 71.6kΩ, 89.1kΩ)

仿真思路及分析:

首先仿照图 99 搭建仿真电路,然后通过调节 Rp1 获取不同的输出波形。根据仿真结果可以看出,实验与仿真及其接近,实验中可能存在某些测量误差导致其并不精准。

四、实验总结与思考

总结:

在本实验中,我们首先实现了电压跟随器、反相放大器、同相放大器、反相求和放大 电路以及双端输入求和放大电路这五种简单的运算放大器电路,验证了其实验、仿真与理 论的一致性,结果较为一致。

然后我们又实现了积分电路、微分电路和积分-微分运算电路,通过其不同状态下的输 出波形,验证了理论的正确性,并解释了各种非正常情况,且仿真与实验极其吻合。

之后我们实现了低通滤波器、高通滤波器以及带阻滤波器,分别计算了其截止频率并 且分析了误差来源,解释了其与微分电路、积分电路的联系,理论、仿真、实验较为符合。

再然后我们实现了正弦波发生电路,利用李萨如图形测量了其输出频率,并分析了与频率的相关参数以及误差来源,理论、仿真、实验较为吻合。

再后我们实现了矩形波发生电路并且将其进行改造搭建了占空比可调节的矩形波发生 电路,利用理论验证了其频率、峰值的合理性,并且分析了占空比的调节方式,用理论去 拟合了实验数据,理论较为吻合。

最后我们搭建了三角波发生电路以及锯齿波发生电路,分析了三角波以及锯齿波的生成方式,并且分析了电路有关参量对其的影响,利用 Origin 拟合进行了正比拟合,拟合度均极高,实验十分成功。

在以上实验中我们均以理论分析实验结果,进行了实验参数的仿真,力求仿真出真实 的实验状态,我们均对所测数据进行了误差分析、拟合分析,对各种现象进行了理论解释, 分析了电路输出随电路参数的变化趋势,各个输出参数的误差均较小,拟合度极高,实验 十分成功。 反思:

误差分析:

实验测得结果和理论值存在微小的差异。主要原因为:

(1)实际电路上中元件真实值与标称值有差异,生产元件均有容差,各元件最大允许误差为5%,因此实验结果与理论值会有一定的差距。

(2)实验中电路存在接触电阻、噪声干扰、温度导致的零点漂移、滑动变阻器机械结构 的回弹等诸多因素影响,实际电路参数如电阻等并不十分稳定,故会影响实际测量。

(3)测量仪器也存在一定的测量误差,且信号发生器输出频率和幅值并非完全稳定的。

而在参数较小时,在实验中状态不稳定的电路以及处于临界状态的电路中,这些误 差将被急剧放大,将会产生波形快速振荡或衰减、产生较大非线性失真等严重影响电 路功能的情况。

但实验在仪器存在误差的条件下,实现了较好的理论拟合,实验较为成功。

注:大部分思考题均在每一部分中进行了细致地阐述,以印证实验结果,在此不再进 行论述。

【补充思考题】

1. RC正弦波振荡器中哪些参数与振荡频率有关? 将振荡频率的实测值与理论估算值比较, 分析产生误差的原因。

实际上,此题我们已经在4.2、4.4中进行分析过,在此我们进行进一步分析论述:

根据公式3-14到3-26的推导,我们知道,在*R*₁ = *R*₂ = *R*; *C*₁ = *C*₂ = *C*时,其正弦波输 出频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \tag{3-68}$$

我们分别在4.2以及4.4中进行了误差分析,根据之前所得数值,有 (1)R=10kΩ时:

$$\Delta f_0 = \frac{|155.400 \text{Hz} - 159.155 \text{Hz}|}{159.155 \text{Hz}} = 2.36\% \qquad (3 - 69)$$

(2)R=30kΩ时:

$$\Delta f_0 = \frac{|51.558\text{Hz} - 53.052\text{Hz}|}{53.052\text{Hz}} = 2.82\% \tag{3-70}$$

可见,其均有2.5%左右的误差,且均偏小,故其误差可能来源为:

(1)实际电路上中元件真实值与标称值有差异,生产元件均有容差,各元件最大允许误 差为 5%,因此实验结果与理论值会有一定的差距。

(2)实验中电路存在接触电阻、噪声干扰、温度导致的零点漂移、滑动变阻器机械结构 的回弹等诸多因素影响,实际电路参数如电阻等并不十分稳定,故会影响实际测量。

(3)测量仪器也存在一定的测量误差,且信号发生器输出频率和幅值并非完全稳定的。

2. 根据实验现象,总结改变负反馈深度对RC正弦波振荡器起振的幅值条件及输出波形的 影响。

根据我们的理论推导,RC正弦波振荡器的起振条件为相移 $\varphi_F = 0$,以及AF = 1,根据 公式

$$\dot{F} = \frac{1}{3 + j \left[\omega CR - \frac{1}{\omega CR}\right]} \tag{3-71}$$

此时应有

 $A_{vf} = 3$ (3 – 72)

此时我们引入深度负反馈,我们知道,在深度负反馈之下,电压放大倍数已经与运算 放大器自身的开环电压放大倍数无关,此时闭环电压增益仅与外电路有关,故此时我们可 以更好地利用外电路进行放大倍数的调控,更好地控制起振位置并稳定其输出频率。

并且电路引入深度负反馈,其以牺牲增益为代价实现了提高微分电路的稳定性的功能。

对于RC正弦波振荡器,其引入的是电压串联负反馈,其提高了电路的输入电阻,抢信 号能力更强;降低了输出电阻,带负载能力也更强;并且降低了电压增益,而我们知道, 电压增益过大后运算放大器会跳出线性区,进入饱和区,此时会产生非线性失真,而我们 引入深度负反馈不仅可以降低放大倍数,使其不再那么轻易进入饱和失真区,并且其也会 稳定电路的输出波形。

正如我们实验中图59-60所示,当增益过大时,由于运算放大器的输出电压不能大于其 偏置电压,此时出现了严重的饱和失真,而我们知道,一般的运算放大器的电压放大倍数 都在几百甚至几千量级,倘若不引入深度负反馈,此时会出现饱和失真,即引入深度负反 馈,稳定了输出波形的幅值,使其稳定在线性区,并且由于 $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ 的频率满足起振条件, 故此时电路对其进行稳定输出。

3. 矩形波发生电路中,电容上的充电电压Vc是否可以作为一种三角波发生电路?如果可以,简述电路能够作为三角波发生电路的条件,以及同本实验中通过微分电路实现的三角 波发生电路相比的优劣。



可以。

首先我们需要理解电路的原理:

(1)当输出为高电平时,运放的输入正端,*V*_b为正电压;电容C1通过R3充电,*V*_c缓慢升高;当*V*_c升高到*V*_c>*V*_b时,滞回比较器的负输入端高于正输入端,输出*V*_o会跃变为低电平。

(2)当输出为低电压时,运放的输入正端,*V*_b也变为负电压,电容C1通过R3放电,*V*_c缓慢下降;当*V*_c下降到*V*_c<*V*_b时,滞回比较器的负输入端低于正输入端,输出*V*_o会跃变为高电平。如此循环跃变,输出矩形波。

实际上,此电路通过稳压管使得其输出值稳定在±V₀左右,而此时电容在不断被充放 电,对于输出为定值的一段时间,其Vc处的充放电相对于直流电作用,此时根据电容的性质

$$U = \frac{Q}{C} \tag{3-73}$$

可知,倘若通直流电,其电容Q将随着时间线性变化,对恒定电容,其U也会线性变化,故此时我们可以将其作为一个三角波发生电路。

但此时运放并非是深度负反馈,我们不能认为其满足"虚断",此时输入端有输入电

流,故此时电容充放电的电压并不能完全等效为一个直流,此时方波并非直接作用于电容, 根据图76、77我们也可以看出,V_c也并非是斜率不变的三角波,其斜率逐渐变小,故其输 出只能近似等效为三角波。

而对于我们后面通过积分运算实现的三角波发生电路,因为其方波直接作用于电容,故我们可以发现,电容充放电时的表现正如直流电输入一致,正如图91-93所示,此时其输出完整且斜率不变的三角波,其输出更加完美。

但对于积分运算的三角波发生电路,其需要用两个运算放大器,此时难以避免会使得 电路功率过大,功耗过多,而对于矩形波发生电路,其只用一个功放,功率相比积分运算 的三角波发生电路较小,故相对于后者,矩形波发生电路虽然输出波形并不完美,但其所 用功率以及电路复杂程度是远低于积分运算三角波发生电路,故我们在大范围使用以及对 波形要求不高时,可以采用此电路的V_c作为三角波进行输出,并且其也可以输出两种波形, 一种电路两种用途。

总结:

(1)优点:电路简单,所需功率较小,同时输出两种波形。(2)缺点:输出波形并非完美的三角波,只能近似认为是三角波。

[参考文献]

[1]邱关源,罗先觉. 电路(第5版)[M]. 北京:高等教育出版社, 2006. [2]康华光,陈大钦,张林. 电子技术基础(模拟部分)[M]. 北京:高等教育出版社, 2013.12.

[部分实验电路]




[原始数据页]

电子技术第三次实验预习报告

实验内容及表格:

一、比例求和电路

1.1. 电压跟随器

按表1内容实验并测量记录。



图1 电压跟随器

表1 (实测) V. (V) -2 -0.5 0 +0.5 1 $R_{\rm L}$ =00 -as 05 1 -2 0 V0 (V) RL=5K1 -05 05 -2 б

表1 (仿真)

V_i	(V)	-2	-0.5	0	+0.5	1
	RL=∞	-2	-0.499977	11.184uV	0.5	0.999988
V0 (V)	RL=5K1	-2	-0.499977	11.184uV	0.499999	0.999988

1.2. 反相比例放大器

实验电路如图 2 所示, 按表 2 内容测量并记录, 绘制 V.--V. 关系曲线。



图 2 反相比例放大电路

			表 2	(实测)			_	_
LUX	入电压 V1 (mV)	-3000	-1000	-500	-100	100	500	1000	3000
输	理论估算 (mV)	30000	10000	5000	1000	-1000	-5000	-10000	-30000
出电	实测值 (mV)	11120	9960	5010	1070	-1060	5040	-9350	-94%
Vo	误差 (%)								

		-	表2	(仿真	()		_		
直流输	入电压 V ₁ (mV)	-3000	-1000	-500	-100	100	500	1000	3000
输	理论估算 (mV)	30000	10000	5000	1000	-1000	-5000	-10000	-30000
出电压	实测值 (mV)	10005	9936	4999	999.28	-1001	-5000	-9937	-10005
Vo	误差 (%)	-							

1.3. 同相比例放大器

电路如图 3 所示, 按表 3 内容测量并记录, 绘制 V.--V. 关系曲线。



图3同相比例放大电路

			26.2	(头肉	0	_			
直流输	入电压 V ₁ (mV)	-3000	-1000	-500	-100	100	500	1000	3000
输	理论估算 (mV)	-33000	-11000	-5500	-1100	1100	5500	11000	33000
出电	实测值 (mV)	-924	-9210	-2200	-1120	140	5440	10920	11020
Vo	误差 (%)								
								1.00	

表3 (实测)

57

表	3	(傷	ц)

直流输	认电压 Pi (mV)	-3000	-1000	-500	-100	100	500	1000	3000
输	理论估算(mV)	-33000	-11000	-5500	-1100	1100	5500	11000	33000
电压	实测值 (mV)	-10005	-10001	-5500	-1101	1099	5499	10001	10005
V_0	误差 (%)								

1.4. 反相求和放大器

实验电路如图4所示,按表4内容进行实验测量。



图 4 反相求和放大电路

100	7.404-3013	
75.4	(头侧)	

$V_{\rm d}$ (V)	0.3	-0.3
<i>V</i> ₂ (V)	0.2	0.2
V ₉ (V)	-5105	1.02

表4 (仿真)

V_0 (V)	0.3	-0.3
$V_{\ell^2}(V)$	0.2	0.2
V. (V)	-5.008	0.991

1.5. 双端输入求和放大器

实验电路为图5所示, 按表5内容进行实验测量,



图 5 双端输入求和放大器

	表 5	(实测)	
V_{i1} (V)	1	2	0.2
V ₂ (V)	0.5	1.8	-0.2
V0 (V)	-4,95	-1.46	-407

表5 (仿真)

1	2	0.2
0.5	1.8	-0.2
-5.000	-2.000	-4.000
	1 0.5 -5.000	1 2 0.5 1.8 -5.000 -2.000

2. 微积分电路

2.1. 积分电路

实验电路如图6所示



图 6 积分电路

图 6 中积分电容为 0.1 μF, 片输入 200Hz 峰峰值为 2V 的方波信号,观察 K和 Ki 大小 及相位关系,并记录波形。

【思考题】反馈电阻 Rr在电路中起什么作用? 去掉 Rr观察输出波形 Po变化,并解释 原因。

表6积分电路的测量(实验)

由感病病	信号	频率	电压的	全峰值
-GAUAEDA	输入信号/Hz	输出信号/Hz	输入电压/V	输出电压/V
有Re	200.0	200,0	2.00	1.40
无Rr	200,0	200.0	2.00	1.40

nin 92 it: 12	信号	频率	电压的	华峰值
吧的建议	输入信号/Hz	输出信号/Hz	输入电压/V	输出电压/V
有Rr	200.0	200	2.00	2.56
无Rr	200.0	200	2.00	2.56

表6积分电路的测量(仿真)

2.2. 微分电路

实验电路如图7所示。



图7 微分电路

在 N:输入 f=200Hz,峰峰值 2V 方波信号,用示波器观察 N和 N 波形并记录。 【思考题】调节串联电阻 R2 的阻值,观察 N 波形并解释原因。

	信号	频率	电压的	峰峰值
$R_2/k \Omega$	输入信号/Hz	输出信号/Hz	输入电压/V	输出电压/V
0.006	200.0	200	2,0	13,0
1.489	200.0	200	2.0	12.0
6360	200.0	200	20	3.4

表7微分电路的测量(实验)

表7 微分电路的测量(仿真)

	信号	频率	电压器	峰峰值
$R_2/k \Omega$	输入信号/Hz	输出信号/Hz	输入电压/V	输出电压/V
0.5	200.0	200	2,0	20,0
2.5	200.0	200	2.0	15.6
7-	200.0	200	2,0	44

2.3. 积分-微分电路 实验电路如图 8 所示。



图 8 积分-微分电路

在 N 输入 f=200Hz,峰峰值 2V 方波信号,用示波器观察 N和 N 波形并记录。 【思考题】调节串联电阻 R2 的阻值, 观察 N 波形并解释原因。

R.A.O	信号	频率	电压	峰峰值
N/K -	输入信号/Hz	输出信号/Hz	输入电压/V	输出电压/V
0,00	200.0	200	4.08	12,2
0,005	200.0	200	4.08	11.8
0,026	200.0	200	4,12	10,2
0.37	200.0	700	4,12	4,80
2,33	200.0	200	4,12	4.16
4.10	200.0	200	4,16	3,60
9,60	200.0	200	4.08	2. 11032

表8积分-微分电路的测量(实验)

表 8 积分-微分电路的测量(仿真)

R-A-O	信号	频率	电压的	傘峰值
K/K **	输入信号/Hz	输出信号/Hz	输入电压/V	输出电压/V
0.01	200.0	200		
	200.0			
	200.0			
	200.0			
	200.0			
	200.0			
	200.0			

有源滤波器
 1.低通滤波器
 实验电路如图 9 所示。



图9低通滤波器

按表 9 內容测量并记录。描绘 1/0-f 曲线,求出载止频率 f0。 【思考题】比较低通滤波器与积分电路的结构异同,思考"低通"与"积分"运算之间的 联系。

				~ ~	Incented for	ALC: HIT H	100110	(XIM)		-	_	
$V_i(V)$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
f(Hz)	10	15	20	25	30	40	60	100	150	200	300	400
$V_0(V)$	1.568	1,506	1.457	1.384	1.284	1.033	0594	0,232	0,105	0.058	0.025	0,01

表9低通滤波器的测量(实测)

					intra po		2 0-1 Mil					_
$V_i(V)$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
f(Hz)	10	15	20	25	30	40	60	100	150	200	300	400
$V_0(V)$	ASII 片虹	13	1.50	1,44	1,33	1.08	363	0,234	01/06	2.060	0.026	2,05

表9低通滤波器的测量(仿真)

3.2. 高通滤波器

实验电路如图 10 所示



按表 10 内容测量并记录。作出 Ko-f 曲线,求出截止频率 fo。 【思考题】比较高通滤波器与微分电路的结构异同,思考"高通"与"微分"运算之 间的联系。

表 10 高通滤波器的测量(实制)

V,(V)	Ĩ	1	1	1	1	1	L	1	1	1	1	1
f(Hz)	10	20	50	70	90	100	120	140	160	200	300	400
$V_{a}(V)$	0,007	0,023	0.163	0.301	0.45	0 068	0.748	0.110	1044	1,228	1.403	1.450

					-			-				
V,(V)	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	
f(Hz)	10	20	50	70	90	100	120	140	160	200	300	400
V.(V)	C.007	6.024	0.150	. 216	0,459	0. 545	0 7 20	ave	104	1.20	1.42	1.48

3.3. 带阻滤波器【迭做】

实验电路如图 11 所示



图 11 带阻滤波器

(1) 实测电路中心频率,

(2) 以实测中心频率为中心,测出电路幅频特性。

来可 表 11 带阻滤波器的测量(伤弃)

$V_i(V)$				L			1					1	
f(Hz)	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100	200	300	400
$V_0(V)$	1.567	1,470	(386	1.249	1.029	o.694	6,286	0,123	0,450	0,70	1356	1,436	1.460
			ħ	in iFY	23 25 77 79	: 0	026	I P	85: 01 20: 1.1 20: 1.1 20: 1.1 80: 1.1	300 010 221 318			

实验三 波形发生器预习报告

实验内容: 1. RC 正弦波振荡器

1.1 按图1(左)接线,用示波器观察输出波形。



图 1 RC 正弦振荡器电路(左)与增益测量电路(右) 注意电阻 Rp1 = R2 需预先调好再接入。调节过程重点考虑两个情况: (1) 若元件完好,接线正确,电源电压正常,而 V0 = 0,原因何在?应怎么办? (2) 有输出但出现明显失真,应如何解决?

给出三种时刻的波形:无振荡,合适波形,失真波形。倘若 Rpl 调节不到 10k,则我 们知道,临界起振位置(根据A_f = 1/F):

 $R_{p2} = 2R_{p1}$

$$R_{p2} = \left(\frac{R_{p1}}{R^2} + \frac{C^2}{C^2}\right) R_{p1} \tag{1}$$

若 Rp1 = R2 则:

(2)

无振荡: $R_{p1} = \underline{l^{0}k\Omega}$, $R_{p2} = \underline{3.95k\Omega}$ 合适振荡: $R_{p1} = \underline{l^{0}k\Omega}$, $R_{p2} = \underline{3.95k\Omega}$ 失真振荡: $R_{p1} = \underline{l^{0}k\Omega}$, $R_{p2} = \underline{g.51k\Omega}$ 记录合适振荡时的输出: $f_{0} = \underline{l^{0}5.7H_{0}}$, $V_{0} = \underline{20.6V}$.

1.2 按图 2 接线,用李萨如图形法测出 1/0 的频率 /0 并与计算值比较。



图 2 李萨如图形法测量 RC 振荡器频率

我们由理论值计算得到。

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = 159.155 Hz$$

1.3 改变振荡频率, 重复 1.1 和 1.2 实验。

在实验箱上设法使文氏桥电阻 R = 10K+20K, 先将 Rp1 调到 30K, 然后在 R2 与地 端串入 1 个 20K 电阻即可。

注意:改变参数前,必须先关断实验箱电源开关,检查无误后再接通电源。测力之前,应适当调节 Rp2 使 10 无明显失真后,再测频率。

给出示波器波形以及李萨如图形。

记录合适振荡时的输出: fo = <u>51,51</u>H²Vo = <u>20.6V</u>. 理论值计算得到:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = 53.052 Hz$$

实验测量: fo = <u>S</u>/、S**H**E Hz 仿真测量: fo = <u>S2.348Hz</u>

1.4 测定运算放大器放大电路的闭环电压放大倍数 Auf。

在实验内容 1.3 的基础上,测出文氏桥电阻为 $Rpl = R2 = 30K\Omega$ 时振荡器的输出电压 10 值。然后,关断电源,保持 Rp2 不变,用信号发生器输出一个正弦信号代替选频网络输出信号(注意:频率应保持不变)接至一个 $IK\Omega$ 的电位器上,再从这个 $IK\Omega$ 电位器的 滑动接点取 Ii 至运放同相输入端,如图 4 (右)所示。调节 Ii 使 10 等于原值,测出此 时的 Ii 值,则:

仿真值为3左右。

2. 矩形波发生电路

2.1 固定占空比的矩形波发生电路。 实验电路如图 3 所示,双向稳压管稳压值一般为 5-6V。



图 3 矩形波发生电路

(3)

(4)

(1)按电路图接线,观察 VC、VO 波形及频率。
 (2)分别测出 R=10K, 110K 时的频率、输出幅值,与理论值比较。

表1矩形波发生电路的测量(实验)

R/O	伯号	频率	电压峰峰值			
10.11	VC/Hz	V0/Hz	VC/V	1/0/V		
10K	405.3	4053	6.16	12.4		
110K	38.76	31.76	5.92	13,2		

表1矩形波发生电路的测量(仿真)

B/0	信号	频率	电压峰峰值		
R/11	VC/Hz	1/0/Hz	VC/V	1/0/V	
10K	437	437	4.74	9.32	
110K	41.2	41.2	4.69	9.35	

仿真用稳压管为1N4731A,经测量其稳压值约为: 4.4-5.2之间,扫频曲线为:



2.2 占空比可调的矩形波发生电路。
 实验电路如图 4 所示。

ά.



图 4 占空比可调的矩形波发生电路

1

(1)分析图 4 电路如何输出波形 1/0 占空比如何调节,计算 1/0 频率、占空比与元件 参数之间的关系。

整个电路结构就是一个由远放组成的迟滞比较器,只是增加了二极管 D1 和 D2 就变成 输出占空比可调的方波发生器,这里利用了二极管单向导电的特性,使电容 C1 的充电和 放电回路不一样,这样就改变了输出方波的占空比。

电容C1充电时,其回路是可调电阻 R1下半部分,二极管D2,电阻R1。

电容C1放电时, 其回路是电阻R1, 二极管D1, 可调电阻 Rp1 的上半部分。 所以, 通过调节Rp1, 就改变了 RC 电路的时间常数。这样占空比也就改变了。 其占空比可用时间常数之比计算。

占空比 =
$$\frac{R1 + R_{p1d}}{2R1 + R_{p1}}$$
 (5)

(2) 按图接线,观察并测量电路的振荡频率、幅值及占空比。测量 Rp2=10K,五组 不同占空比与对应的 Rp1 位置。

经的量	Rp1 =1	lob.8 km
-----	--------	----------

Rp1 位置	振荡频率/Hz	幅值/Vp	占空比/%	占空比理论值/%	
Rad=19,7 kn	102.4	12.4	20.16	19.58	
Rad= 36.0 ksz	101,9	12.4	34,50	34,30	
Rpd= sigke	101.6	12.4	50.02	50,45	
Reid= 76ska	102.9	12.4	7 /. 12	7/.12	
Rpid = 93.8km	103.0	12.2	85.91	86.46	

表2	占空比可调的矩形波发生电路的测量	(实验)
----	------------------	------

三角波与锯齿波发生电路【选做】
 3.1 三角波发生电路、

实验电路如图 5 所示。



图 5 三角波发生电路 (1)分析图 5 电路中电阻 Rp 影响输出波形 V02 的哪些参数有影响。

(2) 按图接线,分别观测 1/01 及 1/02 的波形并记录。

(3)如何改变输出波形的频率和输出幅度? 测量 5 组不同 Rp 值对应的 1/02 波形频率 和幅度值。

给出 1/01 及 1/02 的波形。

Rp/Ω	振荡频率/Hz	幅值/Ver
13.28K	87.38	14.4
9.52K	119.8	10.4
Subik	204.7	6.20
3.84k	289.3	4,24
2.00k	525,0	2,24

表 3 三角波波发生电路的测量(实验)



图6 锯齿波发生电路

(1)分析图6电路中输出波形 1/02 振荡频率和对称性如何调节。

(2) 按图接线, 分别观测 1/01 及 1/02 的波形并记录。

(3) 测量五组不同输出波形 1/02 对称性与对应的 Rp1 位置。

表4	三角波波发生电路	的测量	(实验)
1.1			1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1

Rp1 位置	振荡频率/Hz	幅值/Vr	上升时间/ms	下降时间/ms
B.1=18.0kg	19,27	11.4	7.089	34,24
Rad= 25. 4k2	18.69	11.5	14.22	28.34
P-1-54162	18.64	11.6	21.51	2/151
Pal-716kR	18.75	11.7	28,41	1439
Pod=x9.1k2	19.12	1/16	35.75	7.066

《电子技术实验》课程实验报告

学院: 物理学院

专业: 物理学

年级: 2021 级

实验人姓名 (学号): 路尚润 (21305127)

2023年3月27日上午

实验四 差动放大电路

一、实验目的

- 1. 熟悉差动放大器工作原理。
- 2. 掌握差动放大器的基本测试方法。
- 3. 了解仪表放大器的电路结构。

二、实验原理

1、基本差动放大器

基本的差动放大器如图 1 所示。它是由两个特性相同而且外接的电阻也一一对应的单管放大器组成。R_{s1}=R_{s2}是输入回路限流电阻,R_{b1}=R_{b2}是偏流电阻,R_{c1}=R_{c2}是集电极负载电阻,R为输入端的分压电阻。信号从两管基极输入,从两管集电极输出。



当输入端 CD 短接并接地时,由于管子及其参数都对称,静态时两管集电极电流相等 I_{c1} = I_{c2}, V₀=V_{c1}-V_{c2}= I_{c1}R_{c1}-I_{c2}R_{c2}=0。如果温度升高使 I_{c1}增加, V_{c1}下降,根据对称的原则, I_{c2}增加和 V_{c2}下降必然要和前者相同,所以零漂在输出端总是相互抵消, V₀=0。

图1所示电路是依赖电路的完全对称来抑制零点漂移的,这在实际电路中难于做到,不能作为实用电路。所以这种差动电路需要改进。

图 2 所示的电路,从电路结构上来看,保持了图 1 电路对称的特点,这是抑制零点漂移的条件之一。重要的是该电路加接了射极公共电阻 Re。这电阻对零点漂移具有很强的负反馈作用,以增强零点漂移的抑制能力。

抑制零漂的原理。由于电路对称,静态射极电流 I_{e1}=I_{e2}=I_{e0}。当温度升高时,电路抑制零漂的过程可以表示如下:

由于温度 t 上升, 使 I_{c1}, I_{c2} 增加, 即使 I_e、V_e(=2I_eR_e) 增加, V_{be1} = V_b-V_e和 V_{be2}减少, 这样, I_{b1}和 I_{b2}也下降, 使得 I_{c1}、I_{c2}下降。



图 2 尾差动放大电路

可见,由于 Re的负反馈作用,当温度变化时,集电极电流仍保持稳定,从而使单端输出时的零点漂移也得到抑制。Re越大,负反馈作用越强,抑制零漂的能力也越强。Re一般几千欧至几十千欧。

在实际电路中要使差动电路完全对称是有困难的。由于两管的初始直流电位不相等,因而 V₀≠0。为此在两管发射极之间接入低阻的电位器 R_w,通过调节 R_w,可使 V₀=0, R_w叫做调零电位器。

电路的放大作用。当把待放大的信号加在差动放大器的输入端作差模输入时,在两管基极间得到一对大小相等、极性相反的差模信号。一管电流增加,另一管电流减小,流过 R_e的总电流不变,相应射极电位也不变,也就是说差模信号在 R₀上不产生压降。可见凡对差模信号无负反馈作用。作双端输出时,输出电压为两管集电极的电位之差,其值为单端输出的两倍,而不是相互抵消。因此,对差模信号有放大作用。

2、仪表放大器

在电子测控系统中,电压小信号的高精度测量通常使用仪表放大器(Instrumentation Amplifier,或称精密放大器 INA)来实现。它是差分放大器的一种改良,具有输入缓冲器,不需要输入阻抗匹配;同时具有非常低的直流漂移、低噪声、高开环增益、非常高的共模抑制比,因此常用于需要精确性和稳定性非常高的测量电路中。常见的仪表放大器结构基于3个运算放大器,如图4所示。电阻 R1和 R1'、R2和 R2'、R3和 R3'为阻值匹配的对称电阻,则电路对于共模信号 Vcm 的增益始终为1,而输出电压为:

$$V_{o} = V_{d} \frac{R_{3}}{R_{2}} \left(1 + \frac{2R_{1}}{R_{G}}\right) + V_{ref}$$

$$\overline{A}R_{2} = R_{3} \oplus Vref = 0, 则 差分 增 益为 \left(1 + \frac{2R_{1}}{R_{G}}\right)$$

$$(1)$$

通过调节 *R*_G 阻值即可调节仪表放大器最终的差分信号增益,进一步连接热电偶可得到温度 差与输出电压值之间的增益值。



图 3 仪表放大器原理图与 OP07 运算放大器结构图

3、差模放大器的测试

(1) 差模放大倍数 Ad

所谓差模放大倍数与交流放大器中电压放大倍数的概念一样,是用来说明差动放大器对 差模输入信号的放大能力,对于差模信号,V_{i1}=-V_{i2},由图2可见,双端输入双端输出时的 差模放大倍数为:

$$A_{d} = \frac{V_{0}}{V_{i}} = \frac{V_{c1} - V_{c2}}{V_{i}} = \frac{2\Delta V_{c1}}{2V_{i1}} = \frac{\Delta V_{c1}}{V_{i1}} = A_{V1}$$
(2)

可见,差模放大倍数 A_d 与单管共射放大器的基本放大倍数 A_{v1} 相同。输出电压 V_0 是单管输出电压 ΔV_{c1} 的两倍。

对于双端输入单端输出的差动放大器,差模放大倍数为:

$$A_{d1} = \frac{V_{c1} - V_{c10}}{V_i} = \frac{\Delta V_{c1}}{V_i}$$
(3)

$$A_{d2} = \frac{V_{c2} - V_{c20}}{V_i} = \frac{\Delta V_{c2}}{V_i} \quad (V_{c10}, V_{c20} \, \text{\tiny \mathbb{B}} \, \text{\tiny \mathbb{K}} \, \text{\tiny \mathbb{G}}) \tag{4}$$

(2) 共模放大倍数 Ac

在共模输入信号 V_{i1}=V_{i2}=V_i的作用下,如果电路完全对称,两管集电极电位始终保持 大小相等,极性相同。则输出电压 V₀=V_{c1}-V_{c2}=0,因此,双端输出时的共模放大倍数 A_c为:

$$A_{c} = \frac{V_{0}}{V_{i}} = \frac{V_{c1} - V_{c2}}{V_{i}} = 0$$
(5)

上式表明,双端输出的差动放大器对于共模信号没有放大能力。值得注意的是,在实际 电路中 A_c并不为零,这主要是由于电路难于完全对称。A_c越小,说明其抑制共模信号的能 力越强,放大器的性能越好。

当电路采用单端输出时,其共模放大倍数为:

$$A_{c1} = \frac{\Delta V_{c1}}{Vi} = \frac{V_{c1} - V_{c10}}{Vi}$$
(6)

$$A_{c2} = \frac{\Delta V_{c2}}{V_i} = \frac{V_{c2} - V_{c20}}{V_i}$$
(7)

(3) 共模抑制比 CMRR:

差动放大器的差模放大倍数与共模放大倍数之比,称为共模抑制比即:

$$CMRR = \left| \frac{A_d}{A_c} \right| \tag{8}$$

共模抑制比说明了差动放大器对共模信号的抑制能力,其值越大,则抑制能力越强,放 大器的性能越好。

在对电路的静态工作点进行估算时,应当利用已知条件进行合理的假设来简化计算。这 些假设是:

(1) 假定两管的特性及电路完全对称,因此,当令 $V_i = 0$ 时, $V_{c1} = V_{c2}$, $I_{e1} = I_{e2}$ 。

(2) 硅管的 Vbe一般假定为 0.7V。

(3) $V_i = 0$ 时, I_{s1} 的电流不大, 近似地认为 $V_b=0$ 。

从这几个假设出发可以看出, R_e端的电压很容易求得,所以先求 2I_e最方便,将 2I_e分 成两半,近似得 I_e, I_e除以 β 得 I_b。而各点的电位可以由求得的电流定出。

计算过程是:

(1) 因为 $V_b = 0$, $V_{be} = 0.7V$, 所以 $V_e = -0.7V$ 。

(2)
$$2I_e = \frac{V_e - (-E_c)}{R_e}$$

(3) $I_c = I_{c1} = I_{c2} = \frac{1}{2} \cdot 2I$

(4) $V_{c1} = V_{c2} = E_c - I_c R_c$

(5)
$$I_{b} = \frac{I_{c}}{\beta}$$

(6) $I_{Rb1} \approx \frac{E_{c}}{R_{b1}}$
(7) $I_{s1} = I_{Rb1} - I_{b}$
(8) $V_{b} = R_{s1} \cdot I_{s1}$
(9) $V_{e} = V_{b} - V_{be}$

由于假设 V_b=0,所以对 V_c和 I_{b1}的计算数值可能有些误差。

如果希望算得准确一些,可以利用等效电源的原理,将图2的输入回路用一个等效电源 V_s和一个内阻 r_s来表示。同时由于两管的特性及电路完全对称,只需对其中一个管子进行 计算,如图3所示。

由于流过 Re的电流为 2Ie,在画成单管电路时,将射极电阻等效为 2Re。利用戴维南定 理,将输入回路简化为一个电源为 Vs、内阻为 rs 的等效电源,即

$$V_{s} = \frac{R_{s1}}{R_{b1} + R_{s1}} \cdot E_{c}$$

$$r_{s} = R_{b1} / / R_{s1} \quad (\text{BD} r_{s} = \frac{R_{b1} \cdot R_{s1}}{R_{b1} + R_{s1}})$$



图 4

图4(b)的等效基极回路即可求出静态基极电流为

$$I_{b} = \frac{V_{s} - V_{be} - (-E_{c})}{r_{s} + (1 + \beta) \left[\frac{1}{2}R_{w} + 2R_{e}\right]}$$

$$I_{c} = \beta I_{b}$$

$$V_{b} = V_{s} - I_{b}r_{s}$$

$$V_{e} = V_{b} - V_{be} \ (V_{be} = 0.7)$$

$$V_{\rm ce} = E_{\rm c} - I_{\rm c} R_{\rm c} - V_{\rm e}$$

三、实验内容及数据处理

Table 3.1: 实验仪器型号

仪器	型号
示波器	Textronix MSO 2022B
模拟电路实验箱	TPE-A5II
数字万用表	UNI-T UT51
函数信号发生器	RIGOL DG4102
交流毫伏表	Tonghui TH1912A

Table 3.2: 仿真参数

仪器	型号
仿真软件	Multisim 14.0
仿真运算放大器	UA741CD
仿真三极管	2N2221, 2N2221A

实验电路如图5所示。



图 5 差动放大原理图

1. 差动放大电路

1.1. 测量静态工作点

(1) 调零

将输入端短路并接地,接通直流电源,调节电位器 R_{p1} 。使双端输出电压 $V_0=0$ 。 (2)测量静态工作点

测量 V1、V2、V3 各极对地电压填入表 1 中。

对地电压 V_{c1} V_{c2} V_{c3} V_{b1} V_{b2} V_{b3} V_{e1} V_{e2} V_{e3} 测量值 (V) 6.30 6.30 -0.753 0 -7.98 -0.621 -0.621 -8.63 0

表1 (实测)

表	1	(仿真)	

	对地电压	V_{c1}	V_{c2}	V_{c3}	V_{b1}	V_{b2}	V_{b3}	V_{e1}	V _{e2}	V_{e3}
1	测量值(V)	6.492	6.492	-0.700	0	0	-7.986	-0.607	-0.608	-8.610

实际操作中,其滑动变阻器内部有弹簧结构,故调零之后其会由于外界振动等原因 不断变化,故我们每次实验前均对其进行调零,从而保证更好地实现共模抑制。

此步骤主要是为了测定之后的放大倍数,去除电路的静态工作点。

仿真截图:



图 6 差动放大电路静态工作点仿真电路

仿真思路:

首先根据图 5 搭建仿真电路,然后将输入端短接并接地,利用探针输出各点电位,调节 其显示位数以得到较高的精度,然后得到如表1的数据。

实验中经测量, Rp 应为 450 Ω 左右, 且三极管特性并非完全相同, 故其会有一些差距。

1.2. 测量差模电压放大倍数

在图 5 中将 T1 和 T2 的基极 b_1 、 b_2 分别接入 V_{i1} 和 V_{i2} ,组成差模输入放大器,使差模 信号 $V_i = \pm 0.1$ 伏(即 b_1 点、 b_2 分别为 ± 0.05 伏和 ∓ 0.05 伏),按表 2 要求测量并记录。

1.3. 测量共模电压放大倍数

将 b₁、b₂短接,并接入信号源,组成共模输入放大器,调节使共模信号 V_i=±0.1 伏,分别测量并填入表 2 中。

测量及	差模输入								共模抑制比				
计算值	测量值(V)			计算值		测量值 (V)			计算值			计算值	
输入 信号 Vi	V _{c1}	V _{c2}	$V_{0, \chi}$	A _{d1}	A _{d2}	$A_{d X}$	V_{c1}	V _{c2}	$V_{0, \chi}$	A _{c1}	A _{c2}	A_c \mathbb{X}	CMRR
+0.1V	4.13	8.46	-4.32	-21.7	21.6	-43.2	6.29	6.30	-0.004	-0.1	0	-0.04	1080
-0.1V	8.46	4.13	4.33	-21.6	21.7	-43.3	6.30	6.30	0.002	0	0	-0.02	2165

表2(实测)

测量及	测量及 差模					输入			共模输入					
计算值	[〕] 値 测量值(V)		V)	计算值		测量值(V)			计算值			计算值		
输入 信号 Vi	V _{c1}	V _{c2}	V_0 $_{\it X}$	A _{d1}	A _{d2}	A_d X	V _{c1}	V_{c2}	$V_0 \propto$	A _{c1}	A _{c2}	A_c π	CMRR	
+0.1V	4.312	8.679	-4.368	-21.8	21.9	-43.7	6.491	6.492	-0.001	-0.01	0	-0.01	4370	
-0.1V	8.668	4.332	4.336	-21.8	21.6	-43.4	6.494	6.493	0.001	-0.02	-0.01	-0.01	4340	

表2(仿真)

结果分析:

根据双端输入的差模放大倍数公式

$$A_d = \frac{V_0}{V_i} = \frac{V_{c1} - V_{c2}}{V_i}$$
(9)

以及共模放大倍数公式

$$A_c = \frac{V_0}{V_i} = \frac{V_{c1} - V_{c2}}{V_i}$$
(10)

对于单侧计算放大倍数即将其变化值与输入信号相比

$$A_{d1} = \frac{V_{c1} - V_{c10}}{V_i} = \frac{\Delta V_{c1}}{V_i}$$
(11)

$$A_{d2} = \frac{V_{c2} - V_{c20}}{V_i} = \frac{\Delta V_{c2}}{V_i}$$
(12)

经过计算即可得到表中数据。

根据图表可以看出,其输入信号 Vi 为+0.1V 与-0.1V 时电路具有极好的对称性,此时就 是利用电路的对称性从而消除其共模信号。

我们可以发现,在实验中共模信号输出并非完全为0,是由于其滑动变阻器的弹簧结构,导线的接触电阻等导致的,但此时其共模输出信号已经需要用万用表的200mV进行测量了,实际上此时的输出信号已经可以几乎认为是误差导致的,且其共模抑制比已经都>1000,故此时对共模信号已经进行了较强的抑制,误差在实际电路是几乎不可避免的。

仿真截图 (差模与共模情形各截一图):





图 8 差动放大器共模输入仿真电路

仿真思路:

依照之前的搭建电路,通过不同的电位输入达到共模和差模输入,从而测量各点电位, 得到表中数据。

结果分析:

通过仿真与实验对比,我们可以发现,由于我们故意使用不同的三极管,以创造一定的 不对称性,故此时其对共模信号并非是完全抑制,但由于仿真调节的对称性较好,故其也为 几 k 的数量级,与实验值相仿,实验较为成功。

1.4. 在实验板上组成单端输入的差放电路进行下列实验

(1)在图 5 中将 b₂ 接地,组成单端输入差动放大器,从 b₁ 端输入直流信号 V_i=±0.1V,测量单端及双端输出,填表 3 记录电压值。计算单端输入时的单端及双端输出的电压放大倍数,并与双端输入时的单端及双端差模电压放大倍数进行比较。

(2) 从 b_1 端加入正弦交流信号 $V_i = 0.05V$, f = 1000Hz 分别测量、记录单端及双端输出电压,填入表 3 计算单端及双端的差模放大倍数。

(注意;输入交流信号时,用示波器监视 V_{c1}、V_{c2}波形,若有失真现象时,可减小输入 电压值,使 V_{c1}、V_{c2}都不失真为止)

测量及计算值	电	压值(V	7)	放大倍数 A _v			
输入信号	V_{c1}	V _{c2}	V_{0}	A_1	A ₂	A д	
直流+0.1V	4.14	8.45	-4.30	-21.6	21.5	-43.0	
直流-0.1V	8.46	4.13	4.32	-21.6	21.7	-43.2	
正弦信号(有效值 50mV、1KH _Z)	1.069	1.069	2.118	21.38	21.38	42.36	

表3(实测)

测量及计算值	电	压值(V	()	放大倍数 Av								
输入信号	V _{c1}	V _{c2}	V_0	A_1	A ₂	A _X						
直流+0.1V	4.331	8.678	-4.367	-21.6	21.9	-43.7						
直流-0.1V	8.669	4.331	4.338	-21.8	21.6	-43.4						
正弦信号(有效值 50mV、1KHz)	1.098	1.095	2.193	2.20	21.9	43.9						

表3(仿真)

注:正弦波我们此时取其有效值,由于其正负是循环变化的,故此时只考虑绝对值。 结果分析:

对单端输入,其放大倍数可以由公式 9-12 即可求得,即得到表格数据。

根据实验结果我们发现,实验中差模电压双端输出放大倍数约为单端输出放大倍数的两倍,与理论非常吻合。其两侧输出有所差距,可能是实际电路无法保证两侧完全对称导致的, 其存在一定的误差也是必然的。

在交流信号输入时,此时不需要再用所测得的电压去减静态工作点的电位,由于输出的 电压为交流信号,因此只需测量输出的交流信号和输入的交流信号相比即可得到对应的放大 倍数。我们可以发现,其放大倍数相对于直流有些偏大,在实际测量中,我们是利用函数发 生器进行信号输出以及交流毫伏表进行读数,函数发生器的输出并非十分精确,且交流毫伏 表输出也并非十分稳定,我们电路实际输入的电压有效值应略大于 50mV。

并且在交流信号下,差模电压双端输出放大倍数也约为单端输出放大倍数的两倍,与理 论吻合。

实际上,我们通过示波器可以观察到,其输出波形与输入波形有一个π的相位差,此时 相当于输出反相,即此时放大倍数应当加一个负号,故此时其放大倍数与直流依然相同,我 们在仿真中给出示波器输出截图以验证其反相。



仿真截图(直流与正弦信号情形各截一图):



图 10 差动单端输入正弦波仿真界面



图 11 差动单端输入正弦波仿真波形

仿真思路:

将 b2 接地,然后通过单端输入,调节所需电压值,或用信号发生器产生正弦波通入, 从而得到输出值,并且我们通过示波器观测了我们之前论述的"反相",即此时正弦波的真 实电压放大倍数应当是一个负值,其波形即如图 11 所示。

2. 仪器仪表放大电路。

仪表放大器原理电路如图 3 所示。在本实验仪表放大器板中,电阻 R1 的阻值为 10KΩ, 而电阻 R2、R3 的阻值均设置为 1KΩ(手动通过跳线帽在电路板相应位置选择合适阻值电阻 设置)。

2.1. 测量输入失调电压。

将 V_{ref} 接地,并通过连线将仪表放大器设置为共模输入,且输入信号 Vi 设置为 0V。改 变 R_G(通过跳线帽选择 20K、10K、2K、1K、0.2K 这些预置电阻的其中一个),测量仪表放 大器中运放 A1、A2 的输出电压 V_{A1}、V_{A2},以及仪表放大器输出电压 V₀(即为仪表放大器 的失调电压)填入表 4 中。

$R_G (K\Omega)$	V_{A1} (mV)	$V_{A2} \ (mV)$	失调电压 (mV)
0.2	2.5	-2.3	-4.9
1	0.6	-0.4	-1.0
2	0.3	-0.1	-0.5
10	0.1	0.0	-0.1
20	0.1	0.0	-0.1

表4(实测)

表4(仿真)

$R_G (K\Omega)$	V _{A1} (mV)	$V_{A2} (mV)$	失调电压 (mV)
0.2	0.809	0.809	0.0224
1	0.809	0.809	0.0224
2	0.809	0.809	0.0224
10	0.809	0.809	0.0224
20	0.809	0.809	0.0224

结果分析:

此步骤是为了消除电路静态工作电位,从而得到真实的改变值,进而得到各个放大倍数。 虽然我们对差模信号进行了较强的放大,此时其静态的失调电压对差模信号几乎无影响,但 对于共模信号,我们知道,其本身由于电路的对称性,此时共模信号应当极小,故输出电平 应即为我们在此测量的失调电压。



仿真截图(截取其中一种 R_G的情形):

仿真思路:

首先根据图 3 搭建仿真电路,在此为了方便快捷,我们考虑用滑动变阻器作为调节电阻,此时通过调节滑动变阻器即可得到各种情况下的失调电压。

仿真分析:

我们发现, 仿真电路的失调电压以及 A1、A2 的输出电压基本不变, 但实际电路中是改变的, 可能是由于仿真过于理想化, 在实际中其还是会产生微小变化。

2.2. 测量共模与差模放大倍数。

将*V_{ref}*接地,并通过连线将仪表放大器设置为差模输入或共模输入。改变 R_G(通过跳 线帽选择 20K、10K、2K、1K、0.2K 这些预置电阻的其中一个),测量电路的输出电压 V₀、 计算对应的差模放大倍数、共模放大倍数和共模抑制比并填入表 5 中。计算共模放大倍数 A_c时,V₀需修正仪表放大器失调电压(基于表 4 的测量值)的影响。

测量及计 算值	输入		差模转	俞入	共模	谕入	共模抑制比
输入 信号 Vi	信号 Vi 测 量值(V)	$R_G (K\Omega)$	V_0 (V)	A_d	$V_0 \ (mV)$	Ac	CMRR
+0.1V	+0.1	0.2	-9.86	-98.6	-4.9	0	8
-0.1V	-0.1	0.2	10.07	-100.7	-4.9	0	8
+0.1V	+0.1	1	-2.11	-21.1	-1.0	0	8
-0.1V	-0.1		2.10	-21.0	-1.0	0	8
+0.1V	+0.1	2	-1.10	-11.0	-0.5	0	8
-0.1V	-0.1	2	1.10	-11.0	-0.5	0	8
+0.1V	+0.1	10	-0.300	-3.00	-0.1	0	8
-0.1V	-0.1	10	0.300	-3.00	-0.1	0	8
+0.1V	+0.1	20	-0.200	-2.00	0.0	0.001	2000
-0.1V	-0.1	20	0.200	-2.00	-0.1	0	8

表5(实测)

注:实验中输入电压皆精确到 100.0mV。

我们在测量 R_G=20KΩ 时,其此时的输出电位为负值,且有时会跳动至-0.1mV,故我们 猜测,此时的失调电压应略微大于 0.05mV,由于万用表测量精度有限,此时测量误差较大, 其实际上的共模放大倍数应当也接近于无穷。

		1		, ,			
测量及计算值	输入		差模结	渝入	共模	输入	共模抑制比
输入 信号 Vi	信号 Vi 测 量值(V)	$R_G \ (K\Omega)$	V ₀ (V)	A _d	V ₀ (mV)	Ac/10 ⁻³	CMRR/10 ³
+0.1V	+0.1	0.2	-10.093	-100.93	0.0206	-0.018	5607
-0.1V	-0.1	0.2	10.093	-100.93	0.0241	-0.017	5937
+0.1V	+0.1	1	-2.100	-21.00	0.0206	-0.018	1167
-0.1V	-0.1	1	2.100	-21.00	0.0241	-0.017	1235
+0.1V	+0.1	2	-1.100	-11.00	0.0206	-0.018	611
-0.1V	-0.1		1.100	-11.00	0.0241	-0.017	647
+0.1V	+0.1	10	-0.300	-3.00	0.0206	-0.018	166
-0.1V	-0.1	10	0.300	-3.00	0.0241	-0.017	176
+0.1V	+0.1	20	-0.200	-2.00	0.0206	-0.018	111
-0.1V	-0.1	20	0.200	-2.00	0.0241	-0.017	118

表5(仿真)

注:此时仿真偏置电压为 12.5 V,为了保证其在 R_G较小时输出并未达到放大器的饱和区。

结果分析:

我们由差模放大倍数公式

$$A_d = \frac{V_0}{V_i} \tag{13}$$

共模放大倍数公式

$$A_c = \frac{V_0 - V_{\pm iii}}{V_i} \tag{14}$$

即可得到表中数据,我们在实验中可以发现,在万用表的最小精度下,我们的实际电路仍然保持着较高的对称性,除了R_G过小时其由于失调电压恰好约位于万用表测量精度的一半上,故此时误差较大,在其他情形下,经过我们精准地调节输入电压,由于电路良好的对称性,此时在我们有限的测量精度下,实现了对共模信号的几乎完全抑制,正如我们的理论分析,其CMRR几乎均为无穷。

对于差模信号放大倍数, 其理论值应由公式

$$A_d = -\left(1 + \frac{2R_1}{R_G}\right) \tag{15}$$

给出,则我们计算出其理论与实际值有下表

		-								
$R_G(K\Omega)$	0	.2	1		2		10		20	
V_i/V	0.1	-0.1	0.1	-0.1	0.1	0.1 -0.1		0.1 -0.1		-0.1
实验值	-98.6	-100.7	-21.1	-21	-11	-11	-3	-3	-2	-2
理论值	-101	-101	-21	-21	-11	-11	-3	-3	-2	-2

表6 仪表放大器差模放大倍数理论值与实验值

经过初步对比,我们可以发现,其几乎一致,而我们应当利用更加有说服力的方法去证明, 故我们考虑使用线性拟合,即利用放大倍数公式,我们知道

$$A_d - 1 \propto \frac{1}{R_G} \tag{16}$$

则我们利用Origin进行线性拟合,



图13 仪表放大器放大倍数拟合曲线

其R-Square=0.99983,可以看出,其拟合度极高,故我们知道,实验与理论极为接近。

实际上,通过图片可以发现,在R_G=0.2KΩ时,由于运算放大器的偏置电压为12V,其不能输出大于12V的电压,而在此时,Vo均小于理论值,且0.1V输入时明显小于理论值,故此时运算放大器已经达到饱和区,导致其电压放大倍数小于理论值,而其在线性区内,我们可以发现,其差模放大倍数在有限的精度测量下基本与理论值一致,实验较为成功。



仿真截图 (差模与共模情形各截一图):



图 15 仪表放大器共模仿真电路

仿真思路:

首先我们由之前的搭建电路,通过共模以及差模输入,进而得到不同的输出值。

仿真结果:

我们通过仿真可以发现,由于仿真测量精度极小,故我们可以测出共模输入时的输出改 变量,从而可以得出其 CMRR,我们可以发现,其 CMRR 均在 10⁵ 量级之上,即其电路对 称性极好,电路对共模信号的抑制性极强,其差模信号放大倍数也基本与理论值一致,并且 此时我们设置的偏置电位为 12.5V,是为了拟合我们的理论曲线。

实际上,在偏置电压为 12V 时,其在 $R_G=0.2K\Omega$ 时也出现了正如实验结果中的运算放 大器进入饱和区,我们给出此时的仿真截图



2.3 组成单端输入的差放电路进行下列实验.

通过跳线帽选择将 R_G 设置为 $2K\Omega$,输入直流信号 $V_i = \pm 0.1V$,测量单端(V_{A1} 和 V_{A2}) 及双端输出(V_0)电压,填表 6 记录电压值。计算单端输入时的单端及双端输出的电压放大倍数。

加入正弦交流信号 V_i =0.05V, f=1000Hz 分别测量、记录单端(V_{A1} 和 V_{A2})及双端输出(V_0)电压,填入表 6 并计算单端及双端的差模放大倍数。

测量及计算值	电压	值 V ₀ (V)	放大倍数 A			
输入信号	V _{A1}	V _{A2}	V_{0}	A_1	A ₂	Ад	
直流+0.1V	0.601	-0.500	-1.102	6.0	-5.0	-11.0	
直流-0.1V	-0.600	0.501	1.104	6.0	-5.0	-11.0	
正弦信号(有效值 50mV、1KHz)	0.301	0.251	0.547	6.0	5.0	11.0	

表7(实测)

注: 在此放大倍数仅保留一位小数。

表7(仿真)

测量及计算值	电压	【值 V ₀ (V)	放大倍数 A			
输入信号	V _{A1}	V _{A2}	V_{0}	A_1	A_2	A z	
直流+0.1V	0.601	-0.499	-1.100	6.0	-5.0	-11.0	
直流-0.1V	-0.599	0.501	1.100	6.0	-5.0	-11.0	
正弦信号(有效值 50mV、1KHz)	0.300	0.250	0.550	6.0	5.0	11.0	

注:正弦波我们此时取其有效值,由于其正负是循环变化的,故此时只考虑绝对值。 结果分析:

首先根据式子15可知,其此时双端输入的电压放大倍数应为

$$A_d = -11 \tag{17}$$

根据理论分析我们知道,其单端输入时应当相当于一个共模0.05V的电位加一个±0.05V 的差模输入,而由于电路对共模信号的抑制,则单端输入的双端电压放大倍数应当与双端输入时相同,可以看出,此时实验结果与理论相吻合。

而我们继续两个信号的分别作用,我们易知在差模信号作用下,其A1,A2的输出满足

$$V_{A1} - V_{A2} = V_d \left(1 + \frac{2R_1}{R_G} \right)$$
(18)

而在共模信号输入下,应有

$$V_{A1} = V_{A2} = V_c$$
 (19)
下,我们知道有

故此时在共模和差模的一同作用下,我们知道有

$$V_{A1} = \frac{V_d \left(1 + \frac{2R_1}{R_G}\right)}{2} + V_c$$

$$V_{A2} = -\frac{V_d \left(1 + \frac{2R_1}{R_G}\right)}{2} + V_c$$
(20)

代入即可知道,输入电压为±0.1V时分别应为

$$V_{A1} = \pm 0.6V V_{A2} = \mp 0.5V$$
(21)

故此时两侧电压与理论值相符,其有一定误差的原因可能是电路静态工作状态或测量误差导 致的。

对于交流信号,其理论分析一致,即差模信号为一个有效值为 0.025V 的正弦信号,而 共模信号为一个 0.025V 的直流作用,我们可以通过电路瞬态进行分析,在每时每刻,其单 端输入电位为V_{in},另一端始终为 0,此时即相当于共模V_{in}/2的信号以及差模V_{in}/2的信号输 入,则此时与直流理论一致,只是最后的体现变为了交流信号的有效值。



仿真截图(直流与正弦信号情形各截一图):

图19 仪表放大电路仿真单端直流信号

VEE 3

-12.5V

1000

仿真思路:

.0.05V

Ŧ

UA741CD

根据之前的搭建电路,将A2输入端接地,然后通过另一端接入正弦、直流信号,并通过 万用表调节正弦信号输入大小,直到有效值为50mV,记录输出信号,通过对比可以发现, 仿真、实验、理论均较为符合。

四、实验总结与思考

差动放大器:

在本次实验中,我们首先实现了在差动放大电路,通过滑动变阻器对电路进行精确调零, 未接入负载时双端输出电压小于 0.1mV,但由于滑动变阻器的调节是使用某种类似弹簧的 机械结构,故电阻调节有一定的回弹性,调节过程中到达调零点后,电阻会缓慢恢复到介于 调零点和初始并未调节的电阻之间的电阻值,即电阻会随着时间缓慢变化,且由于实验桌面 有些振动等原因,也会导致弹簧松动,故电路总会出现并未完全对称,但我们在每次实验之 前均对其进行细致缓慢调节,使其在万用表测量精度之下实现完全归零,故实验效果极好。

然后我们通过测量 Vc1 和 Vc2 得到电路的差模放大倍数和共模放大倍数以及计算了共 模抑制比,通过结果我们发现电路的对称性良好,在正负输入时无论差模与共模信号均较为 对称,计算得到差模放大倍数约为 43.3,而共模放大倍数基本趋向于 0,但由于电路抖动以 及测量误差、测量精度等原因,其与理论均存在一定的偏差。

并且我们测量电路的单端和双端输入,单端输入即为共模信号+差模信号,对比发现差 模电压双端输出放大倍数约为单侧输出放大倍数的两倍,也即电路的双端放大倍数与单个的 运算放大器的电压放大倍数相等。并且测量了直流交流两种情况,且在仿真中对交流信号的 相位进行了讨论,其虽存在一定的误差,但均与理论较为符合。

仪表放大器:

之后,我们实现了仪表放大电路,由于其电路板已经基本构建好,故此时我们对其进行 连线并测量静态工作点,即失调电压,用于修正以后的共模放大系数,由于差模信号输出较 大,故此时失调电压几乎可以忽略。

然后我们通过测量不同电阻值 R_G下的输出 Vo,得到了其差模电压放大倍数以及共模电 压放大倍数,并且与理论值进行了比较,通过结果发现其除了在电压输出较大时进入了运算 放大器的饱和器之外,理论值与实际值在有限的精度下基本一致,并且我们利用 Origin 对 理论进行了线性拟合分析,其 R-Square=0.99983,线性度极高,理论与实际较为符合,且我 们通过精细调节输入信号,每次输入均保证其在可测量精度之下不存在误差,故我们的输出 信号极为精确,特别是在共模信号下,其除了极个别数据,共模放大倍数皆为 0,其 CMRR 在有限的测量精度下,均趋于无穷,电路对称性以及电路的输入信号精确度极高。

最后我们测量了单端输入时信号的差别,实际上单端输入即为差模信号以及共模信号的 叠加,我们通过分析两信号的单独作用,可以得到此时电路的每一端输出即为两信号的叠加, 而最终的放大倍数由于对共模信号的抑制,此时与双端输入时一致,且对交流信号也进行了 分析,理论、实验、仿真结果均较为符合。

综上,我们对每一部分均进行了理论分析,且均进行了误差分析、拟合分析等,在有限 的测量精度、电路存在一定误差的情况下,实现了实验、仿真、理论三者基本一致,实验效 果极好,实验较为成功。

[参考文献]

[1]邱关源,罗先觉.电路(第5版)[M].北京:高等教育出版社,2006.[2]康华光,陈大钦,张林.电子技术基础(模拟部分)[M].北京:高等教育出版社,2013.12.

[原始数据页]

实验四 差动放大电路预习报告

实验内容及数据处理





1. 差动放大电路

1.1. 测量静态工作点

(1) 调零

将输入端短路并接地,接通直流电源,调节电位器 Rp1。使双端输出电压 Vo=0。 (2) 测量静态工作点

测量 V1、V2、V3 各极对地电压填入表1中。

			表1	(实测)				
对地电压	VcI	V _{c2}	V _{c3}	V_{b1}	V_{b2}	V _{b3}	Vel	Ve2	V_{e3}
测量值 (V)	630	630	-0.753	0	0	-7.98	-061	-0,621	-8,13

表2(仿真)

对地电压	Vel	V_{c2}	Ve3	V _{bt}	V _{b2}	V _{b3}	Vel	Ve2	V _{e3}
测量值(V)	6.496	6.496	0.699	0	0	-7.986	-0.607	-0.607	-8.610

1.2. 测量差模电压放大倍数

在图 5 中将 T1 和 T2 的基极 b1、b2 分别接入 V1 和 V12,组成差模输入放大器,使差模 信号 Vi=±0.1 伏(即 b1 点、b2 分别为±0.05 伏和 ∓ 0.05 伏),按表 2 要求测量并记录

1.3. 测量共模电压放大倍数

将 b₁、b₂ 短接,并接入信号源,组成共模输入放大器,调节使共模信号 V,=±0.1 伏, 分别测量并填入表 2 中。

教量後	1		建模	输入			1		共模	输入			共模抑制比
1+#CI	84 B	测量值 (V)		1	计算值		测量	仙(v)	i	十算任	计算值	
输入 信号 Vi	Vet	Ve2	Vox	Aai	A _{d2}	Ada	Vel	Vez	V _{Q 4}	Act	Ad	A _c u	CMRR
+0.1V	4B	8.90	-4,2	-21.7	246	-4%2	6.24	630	0,004	-0.1	0	-0,0 \$	1080
-0.1V	8.46	4B	43	-21.6	21.7	-473	6.30	630	2002	0	0	-0.42	2165

	۰.	÷.	1 -1 - 1 - 1 - 1 - 1 - 1 - 1	
- 3	x	z	(尖朗)	

表	2	(仿真)	
	_		

利量及	差模输入				共模输入					共模抑制比			
Пан	测量	t值(v	i	计算值	1	测量	值(V)	-	计算值	ĩ	计算值
输入 信号 Vi	Vel	V _{c2}	Vox	Adı	Adz	Ada	Vel	V _{c2}	V _{0.2}	Aci	A _{c2}	A. a	CMRR
+0.1V	4.335	8.665	-4.330	-21.61	21.69	-43.3	6.495	6.495	0	-0.01	-0.01	0	60
-0.1V	8.665	4.335	4.330	-21.69	21.61	-43.3	6.497	6.497	0	-0.01	-0.01	0	00

1.4. 在实验板上组成单端输入的差放电路进行下列实验

(1)在图1将 b2接地,组成单端输入差动放大器,从 b1端输入直流信号 V,=±0.1V, 测量单端及双端输出,填表3记录电压值。计算单端输入时的单端及双端输出的电压放大倍数,并与双端输入时的单端及双端差模电压放大倍数进行比较。

(2)从 bi 端加入正弦交流信号 Vi = 0.05Vi f = 1000Hz 分别测量、记录单端及双端输出电压,填入表 3 计算单端及双端的差模放大倍数。

(注意:输入交流信号时,用示波器监视 Vet、Vet波形,若有失真现象时,可减小输入 电压值,使 Vet、Vet都不失真为止)

	46 2 636	v pu				
测量及计算值	电	压值 (\	0	放	大倍数	A.
输入信号	Vel	Ve2	V ₀	Ai	A ₂	Ал
直流+0.1V	4.14	8.45	-430	-21.6	21,5	-43,0
直流-0.1V	8.46	4,3	4,32	-21.6	217	-43,2
正弦信号(有效值 50mV、1KHz)	1.069	1.069	2,118	21,38	2138	42.36

表3(实测)

н.	•	1	12-	10	۰.	
v.			1/1	ы.		
-	-		~.			

il.	压值 (()	放大倍数 A。		
Vel	V.2	Vo	A	A2	Aa
4.335	8.664	-4.329	-21.61	21.68	-43.29
8.666	4.335	4.331	21.70	21.61	-43.31
1.091	1.090	2.181	21.82	21.80	43.62
	10 Ve1 4.335 8.666 1.091	世形催 (V V _{e1} V _{e2} 4.335 8.664 8.666 4.335 1.091 1.090	 地形催(V) V₄₁ V₄₂ V₆ 4.335 8.664 4.329 8.666 4.335 4.331 1.091 1.090 2.181 	地圧催(V)皮ValValVal4.3358.664-4.329-21.618.6664.3354.33121.701.0911.0902.18121.82	□ 北玉伯 (V) 放大倍数 V _{a1} V _{a2} V ₀ A ₁ A ₂ 4.335 8.664 -4.329 -21.61 21.68 8.666 4.335 4.331 21.70 21.61 1.091 1.090 2.181 21.82 21.80

注: 止弦波我们此时取其有效值,由于其正负是循环变化的,故此时只考虑绝对值。

2. 仪器仪表放大电路。

仪表放大器原理电路如图 2 示。在本实验仪表放大器板中,电阻 R1 的阻值为 10KΩ, 而电阻 R2、R3 的阻值均设置为 1KΩ(手动通过跳线帽在电路板相应位置选择合适阻值电阻 设置)。



图 2 仪表放大器原理图与 OP07 运算放大器结构图

2.1. 测量输入失调电压。

将 V_{rof} 接地,并通过连线将仪表放大器设置为共模输入,且输入信号 Vi 设置为 0V。改 变 R_G(通过跳线帽选择 20K、10K、2K、1K、0.2K 这些预置电阻的其中一个), 测量仪表放 大器中运放 A1、A2 的输出电压 V_{A1}、V_{A2},以及仪表放大器输出电压 V₀(即为仪表放大器 的失调电压)填入表 4 中。

表4(实测)

R_0 (K Ω)	VAL (mV)	V _{A2} (mV)	失调电压 (mV)
0.2	2.5	-2.3	- 4,9
1	0.6	- 0.4	-1,0
2	0,3	-0.1	-0.5
10	0.1	0,0	-011
20	0,1	0,0	-01

表4(仿真)

R_G (K Ω)	V _{AI} (mV)	V _{A2} (mV)	失调电压 (mV)
0.2	0.809	0.809	0.0224
1	0.809	0.809	0.0224
2	0.809	0.809	0.0224
10	0.809	0.809	0.0224
20	0.809	0.809	0.0224

2.2. 测量共模与差模放大倍数。

将 V_{ref} 接地,并通过连线将仪表放大器设置为差模输入或共模输入。改变 R_G(通过跳 线帽选择 20K、10K、2K、1K、0.2K 这些预置电阻的其中一个),测量电路的输出电压 V₀、 计算对应的差模放大倍数、共模放大倍数和共模抑制比并填入表 5 中。计算共模放大倍数 A_c时,V₀ 需修正仪表放大器失调电压(基于表 4 的测量值)的影响。
剥量及计算值	输入 信号 Vi 测 量值 (V)		22.00	差模输入		输入	共模抑制比	1
输入 信号 Vi		R _α (KΩ)	Va (V)	٨d	Vu (mV)	Ad	CMRR	1
+0.1V	+0.10	0.2	-9.56	-98.6	-4.9	0	09	
-0.1V	-01	0,2	10,07	-100.7	-41	0	00	1
+0.1V	+01	1	-2.11	-21.1	-10	0	00	1
-0.1V	-0.1		2.10	-21.0	-1.0	0	00	1
+0.1V	toil	2	-1.10	-11.0	-05	2	00	1
-0.1V	-011	2	1.10	-11,0	-0.5	0	09	1
+0.1V	+21	10	-0.300	-3,00	-0,1	0	60	1
-0.1V	-0.1	10	0.300	-3.00	-01	0	60	
+0.1V	toil	20	-0,200	-2.00	0,0	0,001	2000	此时
-0.1V	-0.1	20	2,200	-2.00	-0.1	0	00	기관

表5(实测)

表5(仿真)

剥量及计算值	输入		差模	输入	共模	输入	共模抑制比
输入 信号 Vi	信号 Vi 剥 量值 (V)	R _G (KΩ)	V ₀ (V)	Ad	Vo (mV)	A ₄ /10 ⁻³	CMRR/103
+0.1V	+0.1	0.2	-10.093	-100.93	0.0206	-0.018	5607
-0.1V	-0.1	0.2	10.093	-100.93	0.0241	-0.017	5937
+0.1V	+0.1	1.00	-2.100	-21.00	0.0206	-0.018	1167
-0.1V	-0.1	1	2.100	-21.00	0.0241	-0.017	1235
+0.1V	+0.1		-1.100	-11.00	0.0206	-0.018	611
-0.1V	-0.1	2	1.100	-11.00	0.0241	-0.017	647
+0.1V	+0.1	10	-0.300	-3.00	0.0206	-0.018	166
-0.1V	-0.1	10	0.300	-3.00	0.0241	-0.017	176
+0.1V	+0.1	-	-0.200	-2.00	0.0206	-0.018	111
-0.1V	-0.1	20	0.200	-2.00	0.0241	-0.017	118

注:此时偏置电压为12.5 V,为了保证其在Ra较小时输出并未达到放大器的饱和区。

2.3 组成单端输入的差放电路进行下列实验.

通过跳线帽选择将 Ru 设置为 2KΩ,输入直流信号 V,=±0.1V,测量单端(VAI和 VA2) 及双端输出(Va) 电压,填表 6 记录电压值。计算单端输入时的单端及双端输出的电压放大 倍数。

加入正弦交流信号 V₁=0.05V, f=1000Hz 分別测量、记录单端(V_{A1}和 V_{A2})及双端输出(V₀)电压,填入表 6 并计算单端及双端的差模放大倍数。

	表6(实	测)				
测量及计算值	电压值 V ₀ (V)			放大倍数 A		
输入信号	VAI	V _{A2}	Vo	A	A ₂	A a
直流+0.1V	0.601	-0,500	-1.102	6,0	-50	110
直流-0.1V	-0,600	0.501	1.104	6.0	-510	11,0
正弦信号(有效值 50mV、1KHz)	0.301	0,251	0.547	6.0	510	110

测量及计算值	电压值 V ₀ (V)			放大倍数 A			
输入信号	VAI	V _{A2}	V ₀	Aı	A ₂	Ад	
直流+0.1V	0.551	-0.549	-1.100	5.5	5.5	11	
直流-0.1V	-0.549	0.551	1.100	5.5	5.5	11	
正弦信号 (有效值 50mV、1KHz)	0.550	0.550	1.100	5.5	5.5	11	

此位夏朝時

注:正弦波我们此时取其有效值,由于其正负是循环变化的,故此时只考虑绝对值。

7023-3-27

《电子技术实验》课程实验报告

学院: 物理学院

专业:物理学

年级: 2021 级

实验人姓名 (学号): 路尚润 (21305127)

2023年4月10日上午

实验五 门电路与组合逻辑电路

一、实验目的

- 1、熟悉基本门电路的逻辑功能。
- 2、掌握组合逻辑电路的功能测试及分析方法。
- 3、验证半加器和全加器电路的逻辑功能。
- 4、熟悉译码器和数据选择器的功能。

二、实验原理

1. 门电路

在现代数字系统中,如计算机、数字通讯、控制系统、数字化仪表中,门电路是应用 十分广泛的电路。所谓"门"就是一种开关,它能按照一定条件(逻辑关系)去控制信号导 通与截止。最基本的门电路逻辑器件有"与"门,"或"门,"非"门,"与非"门、"或非" 门和"异或"门。

集成逻辑器件通常在单片内集成多个相同功能的门电路模块,本实验使用的包括二输入四与非门 74LS00、二输入四或非门 74LS02、六非门 74LS04、四输入双与非门 74LS20、 十输入与或非门 74LS54、二输入四异或门 74LS86 等,电路芯片的管脚与其中的逻辑功能 如图 8 所示,实验时根据需要选择其中的逻辑门连入电路。

2. 组合逻辑电路

组合逻辑电路一般是由若干基本逻辑门组合而成的。其中既无从输出到输入的任何反馈 电路,也不包含可以存储信号的记忆器件。它在任何时刻产生的稳定输出值仅仅取决于该时 刻各输入值的组合,而与过去的输入值无关。

根据给定的组合逻辑电路,求得电路逻辑功能的过程即为组合逻辑电路的分析。 组合逻辑电路的分析,一般可按以下步骤进行。

- 1. 根据给定的逻辑电路,写出逻辑函数表达式。
- 2. 化简逻辑电路的输出函数表达式。
- 3. 根据化简后的逻辑表达式列出真值表。
- 4. 确定给定电路的逻辑功能。



组合逻辑电路的设计过程与分析过程相反。它主要是根据实际的逻辑问题,设计出满足 要求的逻辑电路,找出用最少的逻辑门来实现给定的逻辑功能的方案。

组合逻辑电路的设计一般步骤如下:

1. 分析设计要求,根据实际逻辑问题确定输入、输出变量,并定义变量状态的含义, 列真值表。

2. 由真值表写出逻辑表达式,并根据需要应用公式法或卡诺图法进行化简。

3. 根据使用逻辑门的数量等因素找到适当形式的逻辑函数表达式, 画出逻辑电路图。

3. 译码器电路

译码器是一类重要的组合逻辑电路。译码是编码的逆过程。在编码时,每一种二进制 代码状态,都赋予了特定的含义,即都表示了一个确定的信号或者对象。把代码状态的特定 含义"翻译"出来的过程叫做译码,实现译码操作的电路称为译码器。或者说,译码器是可 以将输入二进制代码的状态翻译成输出信号,以表示其原来含义的电路。根据需要,输出信 号可以是脉冲,也可以是高电平或者低电平。译码器的种类很多,最常用的是二进制译码器, 它把二进制代码的各种状态,按其原意翻译成对应输出信号的电路,叫做二进制译码器。也 称为变量译码器,因为它把输入变量的取值全翻译出来了。如图1所示是其示意框图, A_0 、 A_1 ...、 A_{n-1} 是n位二进制代码、 Y_0 、 Y_1 、...、 Y_{m-1} 是m个输出信号,在二进制译码器中,m = 2ⁿ。



3.13位二进制译码器

严格地讲,不知道编码是无法译码的,不过在二进制译码器中,一般情况下都把输入的 二进制代码状态当成二进制数,输出就是相应十进制数的数值,并用输出信号的下标表示。 表1是3位二进制译码器的真值表,输入是3位二进制代码A₂A₁A₀,输出是其状态译码Y₀~Y₇。

	输入		输出							
A ₂	A_1	A_0	Y ₇	Y_6	Y5	\mathbf{Y}_4	Y ₃	\mathbf{Y}_2	\mathbf{Y}_1	\mathbf{Y}_0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0
0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0
0	1	1	0	0	0	0	1	0	0	0
1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
1	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0
1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0
1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0

表1 3位二进制译码器的真值表

由表1所示真值表可直接得到逻辑表达式为:

$$Y_0 = \overline{A}_2 \overline{A}_1 \overline{A}_0 \qquad Y_1 = \overline{A}_2 \overline{A}_1 A_0$$
$$Y_2 = \overline{A}_2 A_1 \overline{A}_0 \qquad Y_3 = \overline{A}_2 A_1 A_0$$
$$Y_4 = A_2 \overline{A}_1 \overline{A}_0 \qquad Y_5 = A_2 \overline{A}_1 A_0$$
$$Y_6 = A_2 A_1 \overline{A}_0 \qquad Y_7 = A_2 A_1 A_0$$

根据上述逻辑表达式画出的逻辑图见图 2



由于译码器各个输出信号逻辑表达式的基本形式是有关输入信号的与运算,所以它的逻 辑图是由与门组成的阵列,这也是译码器基本电路结构的一个显著特点。

如果把图 2 所示电路的与门换成与非门,同时把输出信号写成反变量,那么所得到的 就是由与非门构成的输出为反变量(低电平有效)的3位二进制译码器,如图3所示。



图 3 与非门组成输出低电平有效的 3 位二进制译码器

3位二进制译码器又叫做3线-8线译码器,因为它是3根输入线、8根输出信号线。

3.2 集成 3 线-8 线译码器

若把图 3 所示电路加上控制门制作在一个芯片上,便可构成集成 3 线-8 线译器。如图 4 所示是它的型号和外引线功能端排列图及逻辑功能示意示图。S₁、S₂和 S₃ 是三个输入选通控制端,当 S₁=0 或者 S₂+S₃=1 时,译码被禁止,译码器的输出端 $\overline{Y}_0 \sim \overline{Y}_7$ 全为 1;只当 S = 1、 $\overline{S}_2 + \overline{S}_3 = 0$ 时,译码器才正常运行,完成译码操作。



4. 数据选择器电路及其设计思路

数据选择器是另一类重要的组合逻辑电路。在多路数据传送过程中,能够根据需要将其 中任意一路挑选出来的电路,叫做数据选择器,也称为多路选择器或多路开关。

4.1. 逻辑抽象

(A). 输入、输出信号分析

输入信号:4 路数据,用 D₀、D₁、D₂、D₃表示;两个选择控制信号,用 A₁、A₀表示。输出信号:用 Y 表示,它可以是4 路输入数据中的任意一路,究竟是哪一路完全由选择控制信号决定。

示意框图如图5所示。



图 5 4 选 1 数据选择器示意框图

(B). 选择控制信号状态约定

令 $A_1A_0 = 00$ 时 $Y = D_0$, $A_1A_0 = 01$ 时 $Y = D_1$, $A_1A_0 = 10$ 时 $Y = D_2$, $A_1A_0 = 11$ 时 $Y = D_3$ 。

(C). 真值表

根据数据选择的概念和 A1A0 状态的约定,可列出如表 2 所示的真值表。

	输入		输出			
D	A_1	A_0	Y			
D_0	0	0	D_0			
\mathbf{D}_1	0	1	D_1			
D_2	1	0	D_2			
D3	1	1	D_3			

表 2 4 选 1 数据选择器的真值表

4.2. 逻辑表达式

由表 12 所示真值表可以得到

$$Y = D_0 \overline{A}_1 \overline{A}_0 + D_1 \overline{A}_1 A_0 + D_2 A_1 \overline{A}_0 + D_3 A_1 A_0$$

4.3. 逻辑图

由Y的逻辑表达式可画出如图6所示的逻辑图。



图64选1数据选择器

三、实验内容及数据处理

1. 测试门电路逻辑功能

使用与非门 74LS00、按图 7、图 8 接线,将输入输出逻辑关系分别填入表 3、表 4 中, 并写出中两个电路的逻辑表达式。



表	3
---	---

输入		实验输出	仿真输出
А	В	Y	Y
0	0	0	0
0	1	1	1
1	0	1	1
1	1	0	0





• •							
输	入	实验	输出	仿真	输出		
А	В	Y	Z	Y	Ζ		
0	0	0	0	0	0		
0	1	1	0	1	0		
1	0	1	0	1	0		
1	1	0	1	0	1		

推导得到逻辑表达式:

对电路图7:

$$\mathbf{Y} = \overline{\mathbf{A}}B \cdot \mathbf{A}\overline{\mathbf{B}} = \overline{\mathbf{A}}\mathbf{B} + \mathbf{A}\overline{\mathbf{B}} = \mathbf{A} \bigoplus \mathbf{B}$$

对电路图8:

$$Y = \overline{A \cdot \overline{AB}} \cdot \overline{B \cdot \overline{AB}} = A \cdot \overline{AB} + B \cdot \overline{AB} = A(\overline{A} + \overline{B}) + B(\overline{A} + \overline{B}) = A \bigoplus B$$
$$Z = \overline{AB} = AB$$

以上即为其逻辑关系式,可以看出,两Y输出均为A与B的异或,图8中Z的输出为A与B 相与。

仿真截图(可使用开关或Word Generator生成逻辑序列,LED指示灯或Logic Analyzer测量输出):





图 12 异或门、与门仿真输出(7 通道为异或输出, 6 通道为与输出)

仿真思路:

首先根据图 7、图 8 搭建仿真电路,然后利用 XWG 进行电平输出,XLA 进行输出测量, 从而得到各种状态下的输入输出对应值。

2. 利用与非门控制输出

用一片74LS00按图13接线,S接任一电平开关,用示波器观察S对输出脉冲的控制作用。





通过搭建电路,输入不同的S,其波形如表5所示。

实验波形:



编号	S状态	仿真波形	波形描述
1	0		输出波形始终为高电平
		8	

	1	输出波形与输入波形反相
2	0	输出波形与输入波形反相
	1	输出波形始终为高电平

简述实验现象与脉冲的"控制"作用:

通过分析电路,有以下结论:

(1)对①电路,其相当于对S与输入信号进行与非计算:

当S=0时,其取与后必定为0,进行非运算后,此时输出必为高电平;当S=1时,其取与后相当于输入电平,再取非即相当于输出与原输入信号相反的输出。

(2)对②电路, 其相当于对S与输入信号进行与非计算:

当S=1时, \bar{S} =0,其取与后必定为0,进行非运算后,此时输出必为高电平;当S=0时, \bar{S} =1,其取与后相当于输入电平,再取非即相当于输出与原输入信号相反的输出。

实验结果与理论一致,实验较为成功。

仿真截图:



表5 仿真								
编号	S状态	仿真波形	波形描述					
1	0		输出波形始终为高电平					
1	1		输出波形与输入波形反相					
2	0	Telarran)s	输出波形与输入波形反相					
	1		输出波形始终为高电平					

仿真思路:

直接利用 74LS00 芯片,搭建如图 13 的电路,再选择利用其其中一个与非门进行取非运算,并且接入函数发生器,产生方波,从而得到不同的输出。

3. 用与非门组成其它门电路并测试验证

3.1 组成或非门。

用一片二输入端四与非门组成或非门,给出表达式,画出电路图,测试并填表 6。



图 15 与非门组成的或非门

表6	
----	--

输	λ	实验输出	仿真输出
А	В	Y	Y
0	0	1	1
0	1	0	0
1	0	0	0
1	1	0	0

3.2 组成异或门。

将异或门表达式转化为与非门表达式,画出逻辑电路图,测试并填表7。



图 16 与非门组成的异或门

表 7

输	入	实验输出	仿真输出
А	В	Y	Y
0	0	0	0
0	1	1	1
1	0	1	1
1	1	0	0

推导得到逻辑表达式: 或非门:

或-FI1:

$$\mathbf{Y} = \overline{\mathbf{A}} \cdot \overline{\mathbf{B}} = \overline{\mathbf{A}} \cdot \overline{\mathbf{B}} = \overline{\mathbf{A}} + \overline{\mathbf{B}}$$

即或非功能。

异或门:

 $Y = \overline{A \cdot \overline{AB}} \cdot \overline{B \cdot \overline{AB}} = A \cdot \overline{AB} + B \cdot \overline{AB} = A(\overline{A} + \overline{B}) + B(\overline{A} + \overline{B}) = A \bigoplus B$ 即为异或功能。

画出电路图(手绘或通过Multisim绘制):

实际上,图 15、16 即为电脑绘图所作,我们也同样给出 Multisim 的仿真电路图。



图18 与非门组成的异或门仿真电路

仿真思路:

根据图 17、18 设计的电路搭建仿真电路,接入电位以控制输入,从而获取不同的输出 值。

实验结果与仿真结果一致,符合电路输出要求。

4. 加法器实验

4.1 用异或门(74LS86)和与非门(74LS00)组成的半加器的逻辑功能:

根据半加器的逻辑表达式可知。半加器Y是A、B的异或,而进位Z是A、B相与。故半加器可用一个集成异或门和二个与非门组成如图19。



用异或门和与非门接成以上电路。A、B 接电平开关 S, Y、Z 接电平显示。按表 8 要求 改变 A、B 状态填表。

输入端	А	0	1	0	1
	В	0	0	1	1
输出端	Y	0	1	1	0
	Z	0	0	0	1

表8 实验

表8 仿真

输入端	А	0	1	0	1
	В	0	0	1	1
输出端	Y	0	1	1	0
	Z	0	0	0	1

推导得到逻辑表达式:

$$Y = A \oplus B$$

$$Z = \overline{A \cdot B} = A \cdot B$$

其即实现二位数的加法,输出和数和进位数。

仿真思路:

利用 74LS86 与 74LS00 搭建如图 19 的仿真电路,通过输入不同的高低电平,用灯泡获 取半加器输出。



图20 半加器仿真电路

4.2 全加器的实现方法 1——最多使用 4 个门: 全加器可以用两个半加器、两个与门和 一个或门组成,在实验中,常用一块异或门、一个与或非门和一个与非门实现。

a) 写出用异或门、与或非门和非门实现全加器的逻辑表达式, 画出逻辑电路图。

b) 找出异或门、与或非门和非门器件按自己画出的图接线。接线时注意与或非门中不用的与门输入端接地。

c) 当输入端A_i、B_i及C_{i-1}为下列情况时,用万用表测量S_i和C_i的电位并将其转为逻辑状态 填入表 9。



图 21 全加器电路图

注: 此图为电脑自行绘制。

表9 实验

输入端	Ai	0	0	0	0	1	1	1	1
	\mathbf{B}_{i}	0	0	1	1	0	0	1	1
	C _{i-1}	0	1	0	1	0	1	0	1
输出端	$\mathbf{S}_{\mathbf{i}}$	0	1	1	0	1	0	0	1
	Ci	0	0	0	1	0	1	1	1

输入端	Ai	0	0	0	0	1	1	1	1	
	Bi	0	0	1	1	0	0	1	1	
	C _{i-1}	0	1	0	1	0	1	0	1	
输出端	\mathbf{S}_{i}	0	1	1	0	1	0	0	1	
	Ci	0	0	0	1	0	1	1	1	

表9 仿真

逻辑表达式:

$$S_{i} = A \bigoplus B \bigoplus C_{i-1}$$
$$C_{i} = A \cdot B + (A \bigoplus B) \cdot C_{i-1}$$

上式即为全加器的和数和进位数。



图 22 全加器仿真电路图

注: 仿真时芯片接口悬空代表接地, 故此时不再将与或非门的其余端口接地。

仿真思路:

首先根据图 21 搭建仿真电路,通过改变输入从而获取不同的输出,实现全加器的功能。

【选做】4.3 全加器的实现方法2——只使用与非门: 写出图23电路的逻辑表达式。根据逻辑表达式列出真值表10,根据真值表画逻辑函数Si,Ci的卡诺图。



- 图 23 与非门实现的全加器
- $Y = \overline{\overline{AB} \cdot A} \cdot \overline{\overline{AB} \cdot B} = A\overline{B} + \overline{A}B$ $Z = C_{i-1}$ $X_1 = \overline{Y \cdot Z} = AB + \overline{A}\overline{B} + \overline{C_{i-1}}$ $X_2 = \overline{X_1 \cdot Y} = (A\overline{B} + \overline{A}B)C_{i-1} + (AB + \overline{A}\overline{B})$ $X_3 = \overline{Z \cdot X_1} = \overline{C_{i-1}} + (A\overline{B} + \overline{A}B)C_{i-1}$ $S_i = \overline{X_2 \cdot X_3} = \overline{C_{i-1}}(A\overline{B} + \overline{A}B) + C_{i-1}(AB + \overline{A}\overline{B})$ $C_i = \overline{X_1 \cdot \overline{AB}} = AB + C_{i-1}(A\overline{B} + \overline{A}B)$

表 10 真值表以及卡诺图

Ai	\mathbf{B}_{i}	C _{i-1}	Y	Ζ	X_1	X_2	X ₃	\mathbf{S}_{i}	Ci
0	0	0	0	0	1	1	1	0	0
0	1	0	1	0	1	0	1	1	0
1	0	0	1	0	1	0	1	1	0
1	1	0	0	0	1	1	1	0	1
0	0	1	0	1	1	1	0	1	0
0	1	1	1	1	0	1	1	0	1
1	0	1	1	1	0	1	1	0	1
1	1	1	0	1	1	1	0	1	1

 B_i , C_{i-1} 0 0 0 1 1 0 1 1 Ai 0 0 1 0 1 1 0 1 0 1

 $S_i = \overline{C_{i-1}}(A\overline{B} + \overline{A}B) + C_{i-1}(AB + \overline{A}\overline{B})$

∕ B _i ,	C _{i-1}			
Ai	0 0	0 1	1 1	1 0
0	0	0	1	0
1	0	1	1	1

 $C_i = \!AB \!+\! BC_{i\text{-}1} \!+\! AC_{i\text{-}1}$

按原理图选择与非门并按线进行测试,验证表 10 结果是否正确。

实验电路图:



图 24 与非门实现的全加器电路图

实测真值表:

表 10 实验测量值

Ai	\mathbf{B}_{i}	C _{i-1}	Y	Z	\mathbf{X}_1	X_2	X3	Si	Ci
0	0	0	0	0	1	1	1	0	0
0	1	0	1	0	1	0	1	1	0
1	0	0	1	0	1	0	1	1	0
1	1	0	0	0	1	1	1	0	1
0	0	1	0	1	1	1	0	1	0
0	1	1	1	1	0	1	1	0	1
1	0	1	1	1	0	1	1	0	1
1	1	1	0	1	1	1	0	1	1

表 10 仿真

Ai	\mathbf{B}_{i}	C _{i-1}	Y	Ζ	\mathbf{X}_1	X_2	X ₃	Si	Ci
0	0	0	0	0	1	1	1	0	0
0	1	0	1	0	1	0	1	1	0
1	0	0	1	0	1	0	1	1	0
1	1	0	0	0	1	1	1	0	1
0	0	1	0	1	1	1	0	1	0
0	1	1	1	1	0	1	1	0	1
1	0	1	1	1	0	1	1	0	1
1	1	1	0	1	1	1	0	1	1



图25 与非门实现的全加器仿真电路图

仿真思路:

按照图23搭建仿真电路,利用三个74LS00芯片搭建出全加器,通过改变输入电平获取不同的输出。

结果分析:

可见,实验与仿真一致,电路搭建十分正确,输出与真值表完全吻合。

5. 译码器实验

5.1 译码器功能测试: 将 74LSI39 译码器按图 26 接线,按表 11 输入电平分别置位,填输出状态表。

5.2 将双 2-4 线译码器转换为 3-8 线译码器: 画出转换电路图,接线并验证设计是否正确,设计并填写该 3-8 线译码器功能表,画出输入、输出波形。



	输入		输出									
使能	选	择		刊	Щ							
G	В	А	$\overline{\mathbf{Y}}_{0}$	$\overline{\mathbf{Y}}_{1}$	$\overline{\mathbf{Y}}_2$	$\overline{\mathbf{Y}}_{3}$						
Н	Х	Х	L	L	L	L						
L	L	L	Н	L	L	L						
L	L	Н	L	Н	L	L						
L	Н	L	L	L	Н	L						
L	Н	Н	L	L	L	Н						

表 11 实验

表 11 仿真

	输入		榆山			
使能	选	择		刊刊	Щ	
G	В	А	$\overline{\mathrm{Y}}_{\mathrm{0}}$	$\overline{\mathbf{Y}}_{1}$	$\overline{\mathbf{Y}}_{2}$	$\overline{\mathbf{Y}}_{3}$
Н	X	Х	L	L	L	L
L	L	L	Н	L	L	L
L	L	Н	L	Н	L	L
L	Н	L	L	L	Н	L
L	Н	Н	L	L	L	Н

由表可知,其电路功能十分完善。

3-8线电路图:



图27 74LS139组成的3-8线译码器 注:此图为自行利用电脑绘制。其中CBA为需要译码的二进制数。

19



图28 3-8线电路图(输入为110时)

设计并填写3-8线译码器真值表或波形图:

根据搭建电路进行输入调节,可得下表。

表 12 实验

	输入					输	出			
	选择									
С	В	А	$\overline{\mathrm{Y}}_{\mathrm{0}}$	$\overline{\mathbf{Y}}_{1}$	$\overline{\mathrm{Y}}_{2}$	$\overline{\mathbf{Y}}_{3}$	\overline{Y}_4	\overline{Y}_5	\overline{Y}_6	\overline{Y}_7
L	L	L	Н	L	L	L	L	L	L	L
L	L	Н	L	Н	L	L	L	L	L	L
L	Н	L	L	L	Н	L	L	L	L	L
L	Н	Н	L	L	L	Н	L	L	L	L
Н	L	L	L	L	L	L	Н	L	L	L
Н	L	Н	L	L	L	L	L	Н	L	L
Н	Н	L	L	L	L	L	L	L	Н	L
Н	Н	Н	L	L	L	L	L	L	L	Н

				表	12 仿真						
	输入										
	选择					刊	Ш				
С	В	А	\overline{Y}_0	$\overline{\mathbf{Y}}_{1}$	$\overline{\mathbf{Y}}_2$	$\overline{\mathbf{Y}}_{3}$	\overline{Y}_4	\overline{Y}_{5}	\overline{Y}_6	\overline{Y}_7	
L	L	L	Н	L	L	L	L	L	L	L	
L	L	Н	L	Н	L	L	L	L	L	L	
L	Н	L	L	L	Н	L	L	L	L	L	
L	Н	Н	L	L	L	Н	L	L	L	L	
Н	L	L	L	L	L	L	Н	L	L	L	
Н	L	Н	L	L	L	L	L	Н	L	L	
Н	Н	L	L	L	L	L	L	L	Н	L	
Н	Н	Н	L	L	L	L	L	L	L	Н	

仿真截屏:



图29 3-8线译码器仿真电路(输入为000时)

仿真思路:

首先按照设计电路 27 搭建仿真电路,利用 74LS00 作为非门使用,通过不同的输入改 变输出,从而得到表 12 数据。

6. 数据选择器实验

6.1 数据选择器功能测试: 将双4选1数据选择器74LSI53参照图30接线,测试其功能并填写功能表13。

6.2 数据选择器的选通功能:将实验箱脉冲信号源中固定连续脉冲4个不同频率的信号 接到数据选择器4个输入端,将选择端置位,使输出端可分别观察到4种不同频率脉冲信号。

<u> </u>				
逻辑	1	74LS	153	10
电平) -	1	1G	+5V	16
2001-11-	2	В	2G	15
200KHZ	3	1C3	А	14
<u>100kHz</u>	4	1C2	203	13
50kHz	5	102	203	12
25kHz	6	101	202	11
-	7	ICO	2C1	10
0	/	1Y	2C0	10
示波器 _	8	GND	2Y	9
				I

图30 74LS153

表13 实验

选择	译端		数据转	俞入端		输出控制	输出
В	А	C ₀	C_1	C_2	C ₃	G	Y
X	Х	X	Х	Х	Х	Н	L
L	L	L	Х	Х	Х	L	L
L	L	Н	Х	Х	Х	L	Н
L	Н	Х	L	Х	Х	L	L
L	Н	X	Η	Х	Х	L	Н
Н	L	X	Х	L	Х	L	L
Н	L	Х	Х	Η	Х	L	Н
Н	Н	Х	Х	Х	L	L	L
Н	Н	Х	Х	Х	Η	L	Н

表 13 仿真

选择	泽端		数据转	俞入端		输出控制	输出
В	А	C ₀	C_1	C_2	C ₃	G	Y
Х	Х	Х	Х	Х	Х	Н	L
L	L	L	Х	Х	Х	L	L
L	L	Н	Х	Х	Х	L	Н
L	Н	X	L	Х	Х	L	L
L	Н	X	Η	Х	Х	L	Н
Н	L	Х	Х	L	Х	L	L
Н	L	X	Х	Н	Х	L	Н
Н	Н	Х	Х	Х	L	L	L
Н	Н	X	Х	X	Н	L	Н



图31 数据选择器电平测试实验电路

将电平输入换为脉冲输出后,测试其输出波形。不同选择端信号组合下,输出实测 波形图:

表 14 输入端方波频率

数据输入端						
C_0	C ₁ C ₂ C ₃					
25kHz	50kHz	100kHz	200kHz			

选择端 输出控制 输出波形 波形描述 B A G Y X X H Image: Construction of the construction of the

表 15 实验波形输出



			表 15 仿真波形输出	
选持	译端	输出控制	输出波形	波形描述
В	А	G	Y	
X	x	Н		输出恒为低电平
L	L	L		输出波形与C ₀ 通道一致
L	Н	L		输出波形与 C ₁ 通道一致
Н	L	L		输出波形与C2通道一致
Н	Н	L		输出波形与C3通道一致

由表 15 可知,其实现了数据选择功能,通过改变 AB 输入从而输出 C0-C3 的不同波形, 实验、仿真、理论一致。

仿真截图:



图32 数据选择器电平功能仿真电路



图33 数据选择器波形功能仿真电路

【思考题】分析该频率信号的选通和实验步骤2利用与非门的控制有何不同和联系, 两者可以用于数字系统中的什么场合。

数据选择器实际上是通过输入一个二进制数控制输出,从多个输入信号中选择输出一种 信号,即把多条线路的输入选择输出至一条公共端上,其相当于一个单刀多掷开关。

对于与非门控制,其实际上是将某个输入信号和控制端进行与运算后再进行非运算, 其选择性来源于任意逻辑变量与0取与非后均为1,任意逻辑变量与1取与非后相当于 进行非运算,即反相,相当于一个进行反相运算的开关。

联系:

①其均可以通过部分输入变量进行数据选择输出,通过某些输入变量控制器输出的 变化,从而选择获取信号。

②其均可视为开关,通过输入获取有效信号或无效信号,即达到通或断的效果。

不同:

①数据选择器能够实现多信号的选择输出,而与非门控制的仅能实现单个信号的输 出有效或无效。

②数据选择器直接输出其输入的信号,除了选择外不再进行操作,而与非门输出会 对输入信号取非再输出。

③数据选择器的无效输出为低电平(使能端为高电平时),而与非门的无效输出为高 电平,即对某信号与0进行与非操作,输出为1。

应用:

数据选择器:



图 34 信号传输系统

数据选择器又称为多路复用器,其可以组成信号传输系统的起始端,将多个数据信号的 某一路信号连接到总线再进行传输。

与非门:

实际上其即对两个输入信号进行与非运算,其在某信号输入为0时可当做高电平使用,而某端输入恒为1时作为非门使用。利用这些性质可以控制某些信号的输出,实现 某些模块控制等电路。

四、实验总结与思考

在本次实验中,我们首先实现了芯片 74LS00 中的与非门搭建的某些电路,测试了其门 电路功能,验证芯片可用,并且通过化简逻辑表达式得出其最简式,给出了各个门电路的输 出逻辑表达式,并且通过仿真搭建了相同的电路,获取输出可知,其实验、理论、仿真一致。

然后利用与非门进行输出控制电路的实现,测试并解释了其控制的实现方式,给出了实验和仿真波形,可知其实际上就是对两个输入信号进行与非运算后再进行输出,通过一端的0或1进行输出控制。

再然后自行利用与非门设计了或非门和异或门,通过电脑作图给出其逻辑门电路图,利 用芯片 74LS00 进行实验搭建实现并测量了其真值表,推导了其逻辑表达式,测量真值表, 并且搭建仿真电路,进行仿真输出,其理论、实验、仿真一致。

其次我们利用芯片 74LS86 或非门和 74LS00 与非门实现了一个半加器,实验搭建并测量了其真值表;然后自行设计了一个全加器,利用 74LS86 或非门、74LS00 与非门和 74LS54 与或非门,一共四个门进行了全加器的实现,实验搭建并测量了其真值表,推导公式验证了 其全加器的可行性;然后仅仅通过与非门进行实验搭建了一个全加器,通过给出各个测量点的逻辑式,测量真值表,验证了其全加器的功能;以上三者均通过仿真搭建仿真电路实现了 其功能,实验、理论、仿真一致。

再后实现了 74LS139 译码器实现了 2-4 线译码功能,测量真值表验证了其芯片功能,并 且通过自行设计,利用一个非门(与非门)实现了 3-8 线译码器,实验搭建并且验证了其功能。 并且进行了 Multisim 仿真,实验、仿真、理论一致。

最后实现了 74LS153 数据选择器的功能,通过两个输入改变输出不同的输入变量,测

试了芯片功能,并且利用波形发生器通入了四种频率的波形,通过改变控制端输出了不同频 率的波形,利用示波器验证了其选择功能,并且利用仿真搭建了电路,实验、仿真、理论一 致。

[参考文献]

[1]邱关源,罗先觉. 电路(第5版)[M]. 北京:高等教育出版社, 2006.

[2]康华光,陈大钦,张林. 电子技术基础(模拟部分)[M]. 北京:高等教育出版社, 2013.12.

[原始数据页]

电子技术实验五 预习报告

1. 测试门电路逻辑功能

使用与非门 74LS00、按图 1、图 2 接线,将输入输出逻辑关系分别填入表 1、表 2 中,并写出中两个电路的逻辑表达式。







_	
ത്ന	2
m 1	~

输	λ	实验	输出	仿真	输出
A	В	Y	Z	Y	Z
0	0	0	0	0	0
0	1	1	0	1	0
1	0	(0	1	0
1	1	0	1	0	1

Y=A⊕B Z=AB

7= A 0B

2. 利用与非门控制输出 用一片74LS00按图3接线,S接任一电平开关,用示波器观察S对输出脉冲的控制作用。



简述实验现象与脉冲的"控制"作用: 对回:5~日日,其多非门籍入致存口,故辅出外为高好 SETEL,其多非门籍出报查了新入信号163取成,即如果 对回:5~时其50份表记日即5倍3取历,其采明月

图 3

仿真截图:





3.1 组成或非门。

用一片二输入端四与非门组成或非门,给出表达式,画出电路图,测试并填表 4。



图 4 与非门组成的或非门

		表 4	
输	λ	实验输出	仿真输出
Α	В	Y	Y
0	0	1	1
0	1	0	0
1	0	0	0
1	1	0	0

3.2 组成异或门。

将异或门表达式转化为与非门表达式, 画出逻辑电路图, 测试并填表 5。





¥	入	实验输出	仿真输出
Α	В	Y	Y
0	0	0	0
0	1	1	1
1	0	T	1
1	1	0	0

4. 加法器实验

4.1 用异或门(74LS86)和与非门(74LS00)组成的半加器的逻辑功能: 根据半加器的逻辑表达式可知。半加器Y是A、B的异或,而进位Z是A、B相与。故半加器可用一个集成异或门和二个与非门组成如图6。



用异或门和与非门接成以上电路。A、B 接电平开关 S, Y、Z 接电平显示。按表 6 要求 改变 A、B 状态填表。

- 10			-	A.11
- 32	6	- 33		967

\$5 X MB	Α	0	1	0	1
101/10	В	0	0	1	1
检山地	Y	٥	1	1	0
귀비 (1) 카비	Z	э	0	ь	1

	44.	100
-90-6	- CG	- MK -
55 0	100	

45 X MI	٨	0	1	0	1
HI A M	0	0	1	1	
45 14 MS	Y	0	1	1	0
100 (11) 700	Z	0	0	0	1

4.2 全加器的实现方法1——最多使用4个门;全加器可以用两个半加器、两个与门和 一个或门组成,在实验中,常用一块异或门、一个与或非门和一个与非门实现。

a) 写出用异或门、与或非门和非门实现全加器的逻辑表达式, 画出逻辑电路图。
b) 找出异或门、与或非门和非门器件按自己画出的图接线。接线时注意与或非门中不用的与门输入端接地。

c) 当输入端Ai、Bi及Ci-1为下列情况时,用万用表测量Si和Ci的电位并将其转为逻辑状态 填入表7。



 $S_{i=} A \oplus B \oplus C_{i-1}$ $C_{i=} A B + (H \oplus B)C_{i-1}$

图7全加器

				10/ 3	大型				
Ai 输入端 B; C _{i-1}	Ai	0	0	0	0	1	1	1	1
	0	0	1	1	0	0	1	1	
	Ci-I	0	1	0	1	0	1	0	1
输出端 S _i C _i	Si	0	1	1	0	1	0	0	1
	0	0	0	1	2	1	1	1	

表7 仿真

Ai 输入端 Bi Ci-1	Ai	0	0	0	0	1	1	1	1
	0	0	1	1	0	0	1	1	
	Ci-I	0	1	0	1	0	1	0	1
输出端 Si Ci	S,	0	1	1	0	1	0	0	1
	Ci	0	0	0	1	0	1	1	1



【选做】4.3 全加器的实现方法2——只使用与非门,写出图8电路的逻辑表达式。根据



	表 8										
Ai	B,	C _{i-1}	Y	Z	X1	X2	X3	Si	C,		
0	0	0	0	0	1	1	1	D	0		
0	1	0	1	D	1	D	1	1	0		
1	0	0	1	o	1	0	1	1	0		
1	1	0	Э	0	1	1	1	Ð	1		
0	0	1	Ð	t	1	1	Ð	1	0		
0	1	1	1	1	0	1	1	0	1		
1	0	1	1	(0	1	1	0	1		
1	1	1	0	1	1	1	0	1	1		



按原理图选择与非门并按线进行测试,验证表8结果是否正确。

实测真值表:

5. 译码器实验

5.1 译码器功能测试;将 74LS139 译码器按图 9 接线,按表 9 输入电平分别置位,填输 出状态表,

5.2 将双 2-4 线译码器转换为 3-8 线译码器, 面出转换电路图, 接线并验证设计是否正确, 设计并填写该 3-8 线译码器功能表, 面出输入、输出波形。



	输入	输出				
使能	选	择	1	-119	iω.	
G	в	A	Ϋ́ ₀	\overline{Y}_1	\overline{Y}_2	$\bar{Y}_{\mathfrak{z}}$
Н	х	x	L	4	L	L
L	L	L	н	L	5	5
L	L	н	1	E.	L	L
L	н	L	L	L	H	L
L	Н	Н	L	L	L	4

表9 仿真

	输入			64	. etc	
使能	选	择	1			
G	в	A	Ϋ́ ₀	\overline{Y}_{1}	\overline{Y}_2	\bar{Y}_3
Н	х	x	L	L	L	L
L	L	L	н	L	L	L
L	L	н	L	н	L	L
L	н	L	L	L	н	L
L	н	н	L	L	L	Н

34
3-8线电路图;



设计并填写3-8线译码器真值表或波形图:

	输	λ			40-14								
使能		选择											
G	С	В	A	Ϋ́ ₀	Ϋ́ ₁	\bar{Y}_2	Ÿ,	\overline{Y}_4	\overline{Y}_5	\overline{Y}_6	\overline{Y}_7		
H	-X	_X_	X	-									
L	L	L	L	H	L	L	L	L	L	L	L		
L	L	L	н	L	H	L	L	1	L	1	1		
L	L	н	L	L	L	H	4	L	-	-	-		
L	L	н	н	L	L	L	H	L	L	1	L		
L	Н	L	L	1	2	2	L	H	1	L	L		
L	н	L	н	L	12	L	L	4	1-1	L	L		
L	н	н	L	L	L	1	L	L	L	1-1	L		
L	н	Н	н	L	2	L	2	L	L	L	H		

- 15 1	01	2	- 60
- PC 1	UU.	2	C-31K

	输入								终山							
使能		选择		利益												
Ģ	с	В	A	\overline{Y}_0	\overline{Y}_{I}	Ϋ́ ₂	Y ₃	\overline{Y}_4	\overline{Y}_{5}	\overline{Y}_6	T ₇					
H	-X-	_X	-X-	I.	L	-	L	L	_L_	_L	L					
Ł	L	L	L	н	L	L	L	L	L	L	L					
Ļ	L	L	н	L	н	L	L	L	L	L	L					
Ł	L	Н	L	L	L	н	L	L	L	L	L					
Ļ	L	Н	н	L	L	L	н	L	L	L	L					
4	Н	L	L	L	L	L	L	н	L	L	L					
¢	Н	L	Н	L	L	L	L	L	н	L	L					
4	н	Н	L	L	L	L	L	L	L	н	L					
1	Н	Н	Н	L	L	L	L	L	L	L	н					

表10 仿真

【迭做】5.3 利用与非门等基本逻辑门电路,设计并搭建2-4线译码器(即74LS139一侧的功能)。绘制电路图,接线并验证设计是否正确,设计并填写逻辑真值表。

6. 数据选择器实验

6.1 数据选择器功能测试: 将双 4 选 1 数据选择器 74LSI53 参照图 11 接线,测试其功能并填写功能表 11。

6.2 数据选择器的选通功能:将实验箱脉冲信号源中固定连续脉冲4个不同频率的信号 接到数据选择器4个输入端,将选择端置位,使输出端可分别观察到4种不同频率脉冲信号。

【思考题】分析该频率信号的选通和实验步骤2利用与非门的控制有何不同和联系, 两者可以用于数字系统中的什么场合。



表11 实验

选择	承端		数据输入端			输出控制	输出
В	Α	C ₀	Cı	C2	C3	G	Y
х	х	x	х	Х	x	Н	L
L	L	L	х	х	x	L	L
L	L	Н	х	х	x	L	14
L	Н	x	L	х	x	L	L
L	н	X	Н	х	x	L	14
н	L	X	х	L	x	L	L
н	L	X	х	Н	x	L	4
н	Н	x	х	х	L	L	L
Н	Н	x	х	х	Н	L	4

不同选择端信号组合下,输出实测波形图;

选	承端		数据	俞入端		输出控制	输出
B	Α	Co	Cı	C2	C3	G	Y
x	х	X	х	х	x	Н	L
L	L	L	х	х	x	L	L
L	L	Н	х	х	x	L	H
L	н	X	L	х	x	L	L
L	н	x	Н	х	x	L	Н
н	L	x	х	L	x	L	L
н	L	x	х	Н	x	L	Н
Н	н	x	х	Х	L	L	L
н	Н	x	х	х	н	L	Н

表11 仿真

【选做】6.3 利用与非门等基本逻辑门电路,设计并搭建4路数据选择器(即74LS153一 侧的功能)。绘制电路图,接线并验证设计是否正确,设计并填写逻辑真值表。

7023-4-10

《电子技术实验》课程实验报告

学院: 物理学院

专业: 物理学

年级: 2021 级

实验人姓名 (学号): 路尚润 (21305127)

2023年4月17日上午

实验七 触发器与时序逻辑电路

一、实验目的

1、熟悉并掌握 R-S、D、J-K 触发器的构成,工作原理和功能测试方法。

2、了解不同逻辑功能触发器相互转换的方法。

3、掌握常用时序电路分析、设计及测试方法。

4、熟悉计数器、寄存器的工作原理、逻辑功能和使用方法。

二、实验原理

1. 触发器

触发器是组成时序逻辑电路中存储部分的基本单元。它具有两个稳定状态,分别称为0 状态和1状态。在任一时刻,触发器只处于一种稳定状态。当接收到触发脉冲时,才由一种 稳定状态翻转到另一稳定状态。因此,触发器能存储一位二进制代码0或1。

触发器按照逻辑功能的不同,可分为 R-S 触发器, J-K 触发器, D 触发器, T 触发器等。 下面以 R-S 触发器为例,概述触发器的基本功能。

基本 R-S 触发器有两个输出 Q 和 ,这两个输出端的状态总是互补的。当 Q 端为高电平时,称触发器处于 1 状态,当 Q 端为低电平时,称触发器处于 0 状态。该触发器有两个输入端 和 ,其中 称为复位端或置 0 端,称为置位端或置 1 端。



说明: R、S 上面加反号表示低电平有效。方框下面输入端处的小圆圈表示低电平有效。 基本 R-S 触发器的逻辑功能是:

①若 $\overline{R}=1$, $\overline{S}=1$, 则 $Q^{n+1}=Q^n$, 即触发器保持原来状态不变。

②若 $\overline{\mathbf{R}}=0$, $\overline{\mathbf{S}}=1$,则 $Q^{n+1}=0$,即触发器置为0状态。

③若 **R**=1, **S**=0,则 Qⁿ⁺¹=1,即触发器置为1 状态。

④不允许 $\overline{R}=0$, $\overline{S}=0$, 即触发器处于不定状态。

基本 R-S 触发器的功能也可用功能表描述,如表1所示。

表1 基本 R-S 触发器功能表

R	$\overline{\mathbf{S}}$	Q^{n+1}	功能说明
0	0	d	不定
0	1	0	置 0
1	0	1	置1
1	1	Q ⁿ	保持

基本 R-S 触发器的特性方程: $Q^{n+1}=S+\overline{R}Q^n$

约束条件为: R•S=0

实际实验中使用的是集成触发器芯片,包括双 J-K 型负边沿带置位-复位端触发器 74LS112,双 J-K 型负边沿带复位端触发器 74LS73,双 D 型正边沿维持-阻塞触发器 74LS74,四 D 型正边沿维持阻塞触发器 74LS175,电路芯片的管脚与其中的逻辑功能如图 2 所示,实验时根据需要选择其中的触发器连入电路。



2. 时序逻辑电路

时序逻辑电路一般分为两大类:同步时序逻辑电路和异步时序逻辑电路。同步时序逻辑 电路的特点是:电路状态改变时,电路中要更新状态的触发器是同步翻转的。其状态的改变 是受同一时钟脉冲控制的。各个触发器的 CP 信号都是输入时钟脉冲。异步时序逻辑电路的 特点是:电路状态改变时,电路中要更新状态的触发器,有的先翻转,有的后翻转,是异步 进行的。在这种时序电路中,有的触发器其 CP 信号就是输入时钟脉冲,有的触发器则是其 它触发器的输出作为 CP 信号。

3. 计数器

计数器是数字系统中使用最多的时序逻辑器件,它不仅能用于对时钟脉冲进行计数,还可用于分频、定时、产生节拍脉冲和序列脉冲,以及进行数字计算等。

计数器的类型很多,按计数器中触发器翻转是否同步分为同步计数器和异步计数器;按 计数时是递增还是递减分为加法计数器、减法计数器和可逆计数器;按计数器中数字的编码 方式分为二进制计数器、十进制计数器和任意(N)进制计数器。

现以 3 位二进制异步加法计数器为例,说明二进制异步加法计数器的构成方法和连接 规律。



图 3 3 位二进制异步加法计数器示意框图

a) 结构示意图与状态图

根据二进制递增计数的规律, 画出状态图。

b) 选择触发器, 求时钟方程, 输出方程和状态方程

(1)选择触发器

选用 3 个 CP 时钟脉冲下降沿触发的边沿 J-K 触发器。

(2) 求时钟方程

①根据状态图画出时序图



②选择时钟信号 从上面所示的时序图可知,应选择 CP₀= CP; CP₁=Q₀; CP₂=Q₁ (3)求输出方程 根据状态图,可以直接得到 C =Q₂ⁿQ₁ⁿQ₀ⁿ (4)求状态方程 观察时序图和时钟方程,发现三个时钟触发器均应为 T'型,据此可得到状态方程。

 $Q_0^{n+1} = \overline{Q_0^n}$ CP 下降沿时刻有效

 $Q_1^{n+1} = \overline{Q_1^n}$ Q_0 下降沿时刻有效

 $Q_2^{n+1} = \overline{Q_2^n}$ Q_1 下降沿时刻有效

c) 求驱动方程

由于选用的是时钟脉冲下降沿触发的边沿 J-K 触发器,其特性方程为

$$Q^{n+1} = JQ^n + \overline{K}Q^n$$

转换成 T'触发器(即 J = K = 1),同时变换状态方程形式为 $Q^{n+1}=1•Q^n+1•Q^n$ 。比较状态方程与特性方程,即可得到驱动方程为: $J_0=K_0=1$; $J_1=K_1=1$; $J_2=K_2=1$ 。

d) 画逻辑电路图

从电路结构看,二进制异步加法计数器使用的单元电路是 T 触发器;从连接规律看,高 位触发器的时钟信号来自低位触发器的输出。



图 5 3 位二进制异步加法计数器逻辑电路图

三、实验内容及数据处理

1. 触发器基本功能测试。

1.1 维持——阻塞型 D 触发器功能测试

双 D 型正边沿维持——阻塞触发器 74LS74 的逻辑符号如图 6 所示。

图中 $\overline{\mathbf{S}}_{d}$ 、 $\overline{\mathbf{R}}_{d}$ 端为异步置1端,置0端(或称异步置位,复位端)。CP为时钟脉冲端。 试按下面步骤做实验:

(1)分别在 \overline{S}_{d} 、 \overline{R}_{d} 端加低电平,观察并记录Q、 \overline{Q} 端的状态。

(2) 令 \overline{S}_{d} 、 \overline{R}_{d} 端为高电平, D 端分别接高,低电平,用单脉冲作为 CP,观察并记录 当 CP 为 0、↑、1、↓时 Q 端状态的变化,填写表 3。



图 6 DFF 逻辑符号

表3 D 触发器真值表 (测量)

\overline{S}_{d}	$\overline{R}_{\rm d}$	СР	D	Q ⁿ	Q^{n+1}
0	1	v	v	0	1
0	1	Λ	Λ	1	1
1	1 0	v	v	0	0
1	0	Λ	Λ	1	0
1	1		0	0	0
1	1		0	1	0
1	1	- N	1	0	1
1	1		I	1	1
1	1	11	0	0	0
1	1		0	1	1
1	1	11	1	0	0
1	1		I	1	1

表3 D 触发器真值表(仿真)

\overline{S}_{d}	\overline{R}_{d}	СР	D	Q ⁿ	Q ⁿ⁺¹
0	1	v	v	0	1
0	0 1	Λ	Λ	1	1
1	0	v	v	0	0
1	1 0	Λ	Λ	1	0
1	1		0	0	0
1	1			1	0
1	1	1.0	1	0	1
1	1	- V		1	1
1	1		0	0	0
1	1 1		0	1	1
1	1		1	0	0
1	1		1	1	1

仿真截图:



图 7 D 触发器仿真电路图

1.2 负边沿 J-K 触发器功能测试

双 J-K 负边沿触发器 74LSll2 芯片的逻辑符号如图 8 所示。

(1) 分别在 \overline{S}_d 、 \overline{R}_d 端加低电平,观察并记录Q、 \overline{Q} 端的状态。

(2) 令 \overline{S}_d 、 \overline{R}_d 端为高电平,J、K 端轮换接高,低电平,用单脉冲作为CP,观察并记录当CP为0、↑、1、↓时Q端状态的变化,填写表4。



图 8 J-K FF 逻辑符号 表 4 J-K 钟发器直信表(测量)

		~			(V) =	
\overline{S}_{d}	$\bar{R}_{\scriptscriptstyle d}$	СР	J	K	Q ⁿ	Q^{n+1}
0	1	Х	Х	Х	Х	1
1	0	Х	Х	Х	Х	0
1	1	C	0	Х	0	0
1	1	C	1	Х	0	1
1	1	0	Х	0	1	1
1	1		Х	1	1	0

\overline{S}_{d}	$\bar{R}_{_{d}}$	СР	J	K	Q ⁿ	Q ⁿ⁺¹
0	1	Х	Х	Х	Х	1
1	0	Х	Х	Х	Х	0
1	1	1	0	Х	0	0
1	1		1	Х	0	1
1	1	1	Х	0	1	1
1	1		Х	1	1	0

表 4 J-K 触发器真值表(仿真)

仿真截图:



图 9 JK 触发器仿真电路图

2. 触发器功能转换

分别将 D 触发器和 J-K 触发器转换成 T=1 的计数触发器,即只要时钟脉冲到来,触发器状态就发生反转。列出表达式,画出实验电路图。

使用 JK 触发器接成 T=1 触发器的表达式与电路图:

对于 JK 触发器, 其特性方程为:

$$Q_{n+1} = J\overline{Q}_n + \overline{K}Q_n$$

当 J=K=1 时

$$Q_{n+1} = \overline{Q}_n$$

绘制电路图如下所示:



图 10 JK 触发器构成 T'触发器电路图

实测真值表:

表 5 J-K 触发器组成的 T'触发器真值表(实测)

\overline{S}_{d}	\overline{R}_{d}	СР	J	K	Q ⁿ	Q^{n+1}
0	1	Х	Х	Х	Х	1
1	0	Х	Х	Х	Х	0
1	1	10	1	1	0	1
1	1	1	1	1	1	0

\overline{S}_{d}	\bar{R}_{d}	СР	J	К	Q ⁿ	Q ⁿ⁺¹
0	1	Х	Х	Х	Х	1
1	0	Х	Х	Х	Х	0
1	1	C	1	1	0	1
1	1	C	1	1	1	0

表 5 J-K 触发器组成的 T'触发器真值表(仿真)

仿真截图:



图 11 JK 触发器构成 T'触发器仿真电路图

仿真思路:

我们将 JK 端均输入高电平,使其一直处于翻转状态,从而使其变成 T'触发器,通过电平给其脉冲从而得到输出。

使用 D 触发器接成 T=1 触发器的表达式与电路图:

对于 D 触发器, 其特性方程为:

$$Q_{n+1} = D$$

 $Q_{n+1} = \overline{Q}_n$

则我们令 D=Q_n 即有其特性方程为:

绘制电路如图 12:



图 12 D 触发器构成 T'触发器电路图

实测真值表:

\overline{S}_{d}	\bar{R}_{d}	СР	Q ⁿ	Q ⁿ⁺¹
0 1	1	V	0	1
0	0 1	А	1	1
1	0	X	0	0
1	1 0		1	0
1	1 1	~	0	1
1			1	0

表6 D 触发器组成的 T'触发器真值表(实测)

表6 D 触发器组成的 T'触发器真值表(仿真)

\overline{S}_{d}	$\overline{R}_{\rm d}$	СР	Q ⁿ	Q^{n+1}
0	1	Х	0	1
0	1		1	1
1	0	Х	0	0
1	1 0		1	0
1 1	1	3	0	1
	1		1	0

仿真截图:



图 13 D 触发器构成 T 触发器仿真电路图

仿真思路:

我们将 D 端接入 \overline{Q} , 使 D 触发器一直处于翻转状态,从而使其变成 T'触发器,通过电平给其脉冲从而得到输出。

3. 计数器实验。

3.1. 异步二进制计数器。

(1) 按图 14 接线, JK 触发器可选择带置位复位端的 JK 触发器 74LS112, 或仅带有复位端的 74LS74。TTL 电平的逻辑器件引脚在悬空时认为是高电平, 但建议仍使用导联连接 到电源来保证稳定的电平值。



(2)由 CP 端输入单脉冲,测试并记录 Q_A~Q_D端状态及波形。

Q1~Q4端状态表:

CP 序号	QA	Q _B	Qc	QD
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0

3	1	1	0	0
4	0	0	1	0
5	1	0	1	0
6	0	1	1	0
7	1	1	1	0
8	0	0	0	1
9	1	0	0	1
10	0	1	0	1
11	1	1	0	1
12	0	0	1	1
13	1	0	1	1
14	0	1	1	1
15	1	1	1	1
16	0	0	0	0(初态)

表 7 异步二进制计数器真值表(仿真)

CP 序号	QA	Q _B	Qc	QD
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	1	0	0
4	0	0	1	0
5	1	0	1	0
6	0	1	1	0
7	1	1	1	0
8	0	0	0	1
9	1	0	0	1
10	0	1	0	1
11	1	1	0	1
12	0	0	1	1
13	1	0	1	1
14	0	1	1	1
15	1	1	1	1
16	0	0	0	0(初态)

理论分析:

由于要实现四位二进制计数器,故我们考虑用四个触发器,即两片 74LS112 芯片进行 异步二进制计数器的搭建,对于此芯片内部的 JK 触发器,其 CP 端为下降沿有效,我们通 过将触发器的 JK 端接入高电平信号,从而使其构成 T'触发器,即反向触发器,这样,在每 个 CP 下降沿到达时, 第一级触发器将会反向, 当其从 1 变至 0 时, Q 处会输出一个下降沿, 从而其正好能驱动下一级反向,进而实现异步四位二进制计数器。



图 18 异步二进制加法器实验电路图

仿真思路:

首先按照图 14 搭建仿真电路,通过函数发生器实现脉冲时钟信号,利用示波器获取其 输出波形图。

(3)试将异步二进制加法计数改为减法计数,参考加法计数器,要求实验并记录。

绘制修改后的电路图:

实际上,对于减法器,其相比加法器的区别为级联方式是利用Q,当第一级输出从0到1时,相应的下一级也会反相,对于0000的初态,作用一次后每一个输出均会反相,从而变成1111,进一步作用后,只有前一级由0-1时Q会产生下降沿,此时即代表高位减1,也即当低位作减法借位的操作。



图 19 异步二进制减法计数器

Q1~Q4端状态表:

表8 异步二进制减法计数器真值表(实测)

CP 序号	Q _A	Q _B	Qc	QD
0	0	0	0	0
1	1	1	1	1
2	0	1	1	1

3	1	0	1	1
4	0	0	1	1
5	1	1	0	1
6	0	1	0	1
7	1	0	0	1
8	0	0	0	1
9	1	1	1	0
10	0	1	1	0
11	1	0	1	0
12	0	0	1	0
13	1	1	0	0
14	0	1	0	0
15	1	0	0	0
16	0	0	0	0(初态)

表 8 异步二进制减法计数器真值表(仿真)

CP 序号	QA	Q _B	Qc	QD
0	0	0	0	0
1	1	1	1	1
2	0	1	1	1
3	1	0	1	1
4	0	0	1	1
5	1	1	0	1
6	0	1	0	1
7	1	0	0	1
8	0	0	0	1
9	1	1	1	0
10	0	1	1	0
11	1	0	1	0
12	0	0	1	0
13	1	1	0	0
14	0	1	0	0
15	1	0	0	0
16	0	0	0	0(初态)

结果分析:

加法器的理论是前一级触发器从1变到0时触发下一级,对于减法器,其实际上就是 在前一位数值上升时触发下一级触发器,故我们只需要将前一级的**Q**接入下一级的 CP 触发 端,从而使得Q从0变到1时在**Q**输出一个下降沿信号,使下一级触发器反向,进而实现 减法计算。





图 20 异步二进制减法器波形图

仿真波形图 (时序图):





图 23 异步二进制减法器实验电路图

仿真思路:

首先按照图 19 搭建仿真电路,各个触发器接入前一级的Q输出端,通过函数发生器实现脉冲时钟信号,利用示波器获取其输出波形图。

3.2. 异步二-十进制计数器。

(1) 按图 24 接线。Q_A、Q_B、Q_C、Q_D4 个输出端分别接发光二极管显示, CP 端接连续 脉冲或单脉冲。

(2) 观察 CP、QA、QB、Qc 及 QD 的波形。



CP 序号	QA	Q _B	Qc	QD
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	1	0	0
4	0	0	1	0
5	1	0	1	0
6	0	1	1	0
7	1	1	1	0
8	0	0	0	1
9	1	0	0	1
10	0	0	0	0(初态)

表9异步二-十进制计数器真值表(实测)

表9异步二-十进制计数器真值表(仿真)

CP 序号	QA	QB	Qc	QD
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	1	0	0
4	0	0	1	0
5	1	0	1	0
6	0	1	1	0
7	1	1	1	0
8	0	0	0	1
9	1	0	0	1
10	0	0	0	0(初态)

结果分析:

对于二-十进制计数器,我们实际上就是利用其置零端,在Q_D,Q_B均为1时,其在右侧锁 存器输出信号 0,使得所有触发器 RESET 端有效,即利用反馈置零法,实现十进制计数器。

实际上,其右侧构成了一个 RS 锁存器,其 S 信号为Q_DQ_B, R 信号为CP,从而在 CP 的下降沿触发后,CP=0, R=0, S=1,锁存器置一,从而其Q输出一个置零信号给四个触发器,将触发器归位。

而 CP 上升沿到来后, S=0,R=1,此时右侧锁存器器被重新置零,故不再使四级触发器归位,直到下一个 S=1 的信号到来时,其均在 0 态或介稳态(Q=1, Q=1),不再输出置零信号。



图 28 异步二-十进制计数器实验电路图

仿真思路:

首先按照图 24 搭建仿真电路,利用四个与非门搭建右侧锁存器,从而实现置零信号的 输出,并且通过函数发生器实现脉冲时钟信号,利用示波器获取其输出波形图。

自启动检查:

我们利用仿真进行自启动检查,我们知道,当 Q_DQ_B 为1时,其四级触发器均被置零,而对于剩余状态,其最终都能转移到置零态上,即电路能够自启动,其完整状态图如下:



【思考题】试分析图中新增的电路中4个与非门的功能。

实际上,我们在结果分析中已经对其功能进行了阐述,对于锁存器,其电路图如下所示。



$$S = Q_D Q_B$$
$$R = CP$$

当计数器为9时,下一个CP下降沿到来后,计数器输出10,故其S=1,而下降沿后的CP=0,即R=0,此时锁存器置1,故其Q端输出一个0信号,使得四个触发器均置零,达到初始态,继续循环从而实现十进制计数。

在 CP 脉冲的下一个上升沿到来后,此时计数器输出 0, S=0,而上升沿后有 R=1,此时 锁存器置 0,其**Q**输出为 1,不再发送置零信号,从而在这个上升沿后的下降沿不再影响计数 器计数功能。

在计数器为 0-9 时, 其 S 始终为 0, R 在 0-1 之间变换, 在此状态下, 计数器始终处于 维持和置零状态, \overline{Q} 始终为 1, 不会影响计数器。

即右侧四个与非门构成了一个基本 RS 锁存器,从而实现了维持一小段时间的置零 信号,从而消除竞争冒险现象带来的输出错误。

(3) 将上述 4 个 JK 触发器用 D 触发器(74LS74 或 74LS175) 代替,实现异步二-十进制触发器,画出电路图,观察 CP、QA、QB、Qc 及 QD 的波形。

绘制修改后的电路图:



图 31 D 触发器组成的异步二-十进制计数器

QA~QD端状态表:

表 10 D 触发器构成的异步二-十进制计数器真值表(实测)

CP 序号	QA	QB	Qc	QD
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	1	0	0
4	0	0	1	0
5	1	0	1	0
6	0	1	1	0
7	1	1	1	0
8	0	0	0	1
9	1	0	0	1
10	0	0	0	0(初态)

CP 序号	QA	Q _B	Qc	QD
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	1	0	0
4	0	0	1	0
5	1	0	1	0
6	0	1	1	0
7	1	1	1	0
8	0	0	0	1
9	1	0	0	1
10	0	0	0	0(初态)

表 10 D 触发器构成的异步二-十进制计数器真值表(仿真)

结果分析:

对于此电路图,由于我们使用的是 74LS74 的 D 触发器,其是上升沿触发的触发器,故 我们应当利用每个触发器的Q输出作为下一级的时钟信号,从而使得前一级数值降低时在Q 处产生一个上升沿,从而使得后一级翻转,此时计数器是对上升沿有效。

对于其右侧的基本 RS 锁存器,此时只需去掉 R 输入口的非门即可,因为我们需要在上升沿处将其置 1,即在 CP 的上升信号后,R=CP=0,同理其在之后的下降沿将会重新使得锁存器置零,不再影响计数功能。

从而按照图 31 进行电路连线,即可实现 D 触发器构成的二-十进制计数器。



仿真波形图 (时序图): Tektronix manual 6 121 图 33 D 触发器异步二-十进制计数器仿真波形图 仿真电路截图 (含测量电路全景一张): XFG1 XSCI CON VCC Tektronic XI VCC C 5.05 出种 Q Q 2.5V Q 2.5 V 2 - 14 - 74L974D E. ÷ ÷ 74LS74D -F° III = A 图 34 D 触发器异步二-十进制计数器仿真电路图 RΕ 图 35 D 触发器异步二-十进制计数器电路图

仿真思路:

首先按照图 31 搭建仿真电路,利用三个与非门搭建右侧锁存器,从而实现置零信号的 输出,并且通过函数发生器实现脉冲时钟信号,利用示波器获取其输出波形图。

3.3. 同步环形计数器。

(1) 按图 36 接线,将 A、B、C、D 置为 1000,用单脉冲计数,记录各触发器状态, 并列出状态表。

通过置位和复位端将 A、B、C、D 端设置成不同组合(最多 16 种),观察并记录各状态之间的转换关系。观察计数器能否正常工作。分析原因。



图 36 环形计数器

Q_A~Q_D端状态表(若干):

CP 序号	Q _A	Q _B	Qc	QD
0	1	0	0	0
1	0	1	0	0
2	0	0	1	0
3	0	0	0	1
循环回初态	1	0	0	0
	表 11 环形	计数器真值表	(仿真)	

表 11 环形计数器真值表(实测)

CP 序号	QA	QB	Qc	QD
0	1	0	0	0
1	0	1	0	0
2	0	0	1	0
3	0	0	0	1
循环回初态	1	0	0	0

结果分析:

实际上环形计数器是同步时序逻辑电路,由于后一级永远接入前一级的Q,则实际上其即为四位数字逐渐右移,最后一位重新变成第一位,实现一个环形计数。

СР	QA	QB	Qc	QD
初态	0	0	0	0
次态	0	0	0	0
初态	0	0	1	1

表 12 环形计数器自启动状态表

次态	1	0	0	1
初态	0	1	0	1
次态	1	0	1	0
初态	0	1	1	0
次态	0	0	1	1
初态	0	1	1	1
次态	1	0	1	1
初态	1	0	0	1
次态	1	1	0	0
初态	1	0	1	0
次态	0	1	0	1
初态	1	0	1	1
次态	1	1	0	1
初态	1	1	0	0
次态	0	1	1	0
初态	1	1	0	1
次态	1	1	1	0
初态	1	1	1	0
次态	0	1	1	1
初态	1	1	1	1
次态	1	1	1	1

绘制状态转移图:



可以看出,一个环形计数器有三个四状态循环,一个二状态循环,两个单状态循环,其 在四状态循环和二状态循环时可以实现四进制计数以及二进制计数,但 0000 和 1111 两个状 态无法进行计数。



图 38 环形计数器仿真波形图

仿真电路截图 (含测量电路全景一张):



图 39 环形计数器仿真电路图



图40 环形计数器实验电路图

仿真思路:

首先按照图 36 搭建仿真电路,利用 D 触发器,构成环形计数器,实现数据的环形移动, 从而获得计数。

(2) 按图41接线,重复上述过程,设置A、B、C、D不同的初始状态来记录状态转移过程。对比实验结果,总结关于自启动的体会。



图 41 自启动型环形计数器

Q_A~Q_D端状态表(若干):

初态

0

СР 🦻	予号		QA	QB		Q	C		QD
0)		1	0		()		0
1	l		0	1		()		0
2	2		0	0		1	l		0
3	;		0	0		()		1
循环回	回初态		1	0		()		0
		表	13 自启动3	环形计数器 〕	真值	表(仿	真)		
СР Я	茅号		QA	Q _B		Q	c		QD
0)		1	0		()		0
1			0	1		()		0
2	2		0	0		1	l		0
3	;		0	0		()		1
循环回	回初态		1	0		()		0
		킛	そ14 自启动	」环形计数器	自用	自动状态	表	· · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	
	СР		QA	QB		Qc	QD		
	初衣	12	0	0		0	0		
	次态	124	1	0		0	0		

表 13 自启动环形计数器真值表(实测)

0

1

1

次态	0	0	0	1
初态	0	1	0	1
次态	0	0	1	0
初态	0	1	1	0
次态	0	0	1	1
初态	0	1	1	1
次态	0	0	1	1
初态	1	0	0	1
次态	0	1	0	0
初态	1	0	1	0
次态	0	1	0	1
初态	1	0	1	1
次态	0	1	0	1
初态	1	1	0	0
次态	0	1	1	0
初态	1	1	0	1
次态	0	1	1	0
初态	1	1	1	0
次态	0	1	1	1
初态	1	1	1	1
次态	0	1	1	1





结果分析:

对于此自启动环形计数器,其基本原理是:

由于两个与非门的作用,只有 $Q_1Q_2Q_3 = 000$ 时,即 $\overline{Q}_1\overline{Q}_2\overline{Q}_3 = 0$ 时, $D_1 = 1$,否则 $D_1 = 0$,即环形计数器只有在 0001 或 0000 下才会使得 $Q_1^{n+1}=1$,其余状态下均会逐渐往 0001 靠拢,正如图 42 所示,因此可以实现自启动。



图43 自启动环形计数器仿真波形图





图44 自启动环形计数器仿真电路图

图45 自启动环形计数器实验电路图

仿真思路:

首先按照图 41 搭建仿真电路,利用 D 触发器以及两个与非门构成自启动环形计数器, 实现数据的环形移动,从而获得计数。

四、实验总结与思考

思考题已在具体部分进行阐述,以结合实际电路逻辑图。

在本实验中,我们首先测试了 D 触发器以及 JK 触发器的逻辑功能, D 触发器的状态方程为

$Q^{n+1} = D$

JK 触发器的状态方程为

$Q^{n+1} = J\overline{Q}^n + \overline{K}Q^n$

实验中的 D 触发器为上升沿触发, JK 触发器为下降沿触发。

然后我们利用二者构成了翻转触发器,即 T'触发器,实现方式为令D = \overline{Q}^n , J = K = 1, 我们进行连线并测试功能,其功能完全,仿真与实验一致。

再后我们搭建了四位二进制异步计数器,首先利用 JK 触发器直接进行级联,前一级的输出直接接入下一级的 CP,构成了十六进制加法器,加法器实现方式实际上就是利用前一级的输出从1变到0时本级翻转;而减法器本质上就是前一级从0变到1时进行借位运算,本级翻转,故我们将加法器中每一个 JK 触发器的 Q 接入下一级的 CP 始终触发信号,进而实现借位运算。

再后我们利用四个与非门构成了一个 RS 锁存器,从而与十六进制计数器构成二-十进制计数器,通过Q_DQ_B = 11时锁存器变为1从而实现了锁存器的Q=0的置零输出,从而实现十进制计数;并且通过改变触发器类型,利用 D 触发器(上升沿触发)同样利用三个与非门实现了二-十进制计数器,均用理论解释了其实现方式,理论、实验、仿真一致。

最后我们利用四个 D 触发器实现了环形计数器,分析了其计数方式,以及实验测量了 其自启动情况,分析了其存在的循环,然后利用两个与非门实现了自启动环形计数器,其本 质是只有四位数为 0000 以及 0001 时才会令Q₁ⁿ⁺¹=1,从而实现自启动。

所有实验均与理论相一致,均展示了实验电路、仿真电路以及各种结果,理论、实验、 仿真一致,实验较为成功。

[参考文献]

[1]邱关源,罗先觉. 电路(第5版)[M]. 北京:高等教育出版社, 2006.

[2]康华光,陈大钦,张林. 电子技术基础(模拟部分)[M]. 北京:高等教育出版社, 2013.12.





中山大学《电子技术实验》实验报告

触发器与时序逻辑电路

-	-	1	- ALAZA IN	THE REAL AND	101947	
S _d	R _d	CP	1	К	Q*	Q ⁿ⁺¹
0	1	х	х	х	x	1
1	0	х	х	х	x	0
1	1	5	0	х	0	0
1	1	7	1	х	0	1
1	1	Ł	х	0	1	1
1	1	7	х	1	1	0

2. 触发器功能转换

分别将 D 触发器和 J-K 触发器转换成 T=1 的计数触发器,即只要时钟脉冲到来,触发器状态就发生反转。列出表达式,画出实验电路图。

使用 JK 触发器接成 T=1 触发器的表达式与电路图: 对于 JK 触发器,其特性方程为:

 $Q_{n+1} = J\overline{Q}_n + \overline{K}Q_n$

当 J=K=1 时



图 3 JK 触发器构成 T 触发器电路图

实测真值表:

表5 J-K 触发器组成的 T'触发器真值表(实测)

\overline{S}_4	R,	CP	J	к	Qn	Q ⁿ⁺¹
0	1	x	х	х	x	1
1	0	х	х	x	x	0
1	I.	3	1	1	0	1
I	1	•	1	1	1	D

3

触发器与时序逻辑电路

Qⁿ⁺¹



	-					
0	1	x	х	х	x	1
1	0	x	х	х	x	0
1	I	7	1	1	0	1
1	1	7	1	1	1	0

使用 D 触发器接成 T=1 触发器的表达式与电路图: 对于 D 触发器,其特性方程为:

 $Q_{n+1} = D$

则我们令 D=Q_n 即有其特性方程为:



图4D 触发器构成 T触发器电路图

实测真值表:

表6 D 触发器组成的 T'触发器真值表(实测)

\overline{S}_d	$\overline{\mathbf{R}}_{d}$	СР	Q ⁿ	Q ⁿ⁺¹
0	0 1	v	0	
0		×	1	1
	0	v	0	0
•	1 0	^	1	0
		Γ.	0	1
	'	1	1	-0

4

33
中山大学《电子技术实验》实验报告

触发器与时序逻辑电路

\overline{S}_d	R,	CP	Q"	Q**1
		v	0	1
0	1	~	1	1
	0	v	0	0
<u>'</u>	0	^	1	0
		Г	0	1
1		1	1	0

3. 计数器实验.

3.1. 异步二进制计数器。

(1) 按图 10 接线, JK 触发器可选择带置位复位端的 JK 触发器 74LS112,或仅带有复位端 的 74LS74,TTL 电平的逻辑器件引脚在悬空时认为是高电平,但建议仍使用导联连接到电 源来保证稳定的电平值。



图 5 异步二进制计数器

(2)由 CP 端输入单脉冲,测试并记录 Qa~Qo 端状态及波形。

Qr~Q4 端状态表:

表7 异步二进制计数器真值表(实测)

CP序号	Qp	QC	Q	QA	
0	0	0	0	0	
1	D	0	0		
2	0	2	1	Э	
3	0	0	1	1	
4	0	1	0	0	
5	D	1	0	1	
6	6	1	1	D	
7	0	1	1	1	
8	1	0	0	5	
9	1	0	U	1	

中山大学(电子技术实验)实验报告

触发器与时序逻辑电路

10	1	0	1	D
11	1	D	1	1
12	i	1	D	0
13	1	1	6	1
14	(1	(0
15	1	1	1	1
16	0	D	D	0

表7 异步二进制计数器真值表(仿真)

CP 序号	Qi	Q2	Qı	Q4
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	1	0	1	0
11	1	0	1	1
12	1	1	0	0
13	1	1	0	1
14	1	1	1	0
15	1	1	1	1
16	0	0	0	0(初态)

6

波形图 (时序图):



AT COLUMNED	S III KI			
6	1	0	1	D
7	1	0	0	1
8	1	0	0	o
9	0	l	1)
10	0	1	1	0
11	b	1	0	l
12	D	(D	0
13	0	2		1
14	0	0	(2
15	D	0	2	1
16	0	D	2	0
14	長8 异步二进行	制减法计数器真信	査表(仿真)	
CP序号	Qı	Q2	Qs	Q4
0	0	0	0	0
1	1	1	1	1
2	1	1	1	0
3	1	1	0	1
4	1	1	0	0
5	1	0	1	1
6	1	0	1	0
7	1	0	0	1
8	1	0	0	0
9	0	1	1	1
10	0	1	1	0
11	0	1	0	1
12	0	1	0	0
13	0	0	1	1
14	0	0	1	0
15	0	0	0	1
16	0	0	0	0(初态









E. 20	端状态表(若干):				
		表 11 环形记	十數器真值表	(实测)		
	CP 序号	QA	Qu	Qc	QD	
	0	1	0	0	0	
	1	U		Ο	σ	
	2	0	0	1	0	
	3	0	0	0	1	
	循环回初态	1	0	0	0	
		表 11 环形;	十数器真值表	(仿真)		
	CP 序号	QA	Qu	Qc	QD	
	0	1	0	0	0	
	1	0	1	0	0	
	2	0	0	1	0	
	3	0	0	0	1	
	循环回初态	1	0	0	0	
仿真电	路截图(含测量)	电路全景一张) Tektronix TDS				

山大学(电子技2	《实验》实验	报告		89	发播与盯序这种电时
2)按图12接线 比实验结果,,	, 重复上述 总结关于自	过程,设置 启动的体会	A、B、C、1	D不同的初 自动状态表	始状态来记录状态
ſ	СР	QA QA	Qu	Qc	Qo
	初态	0	0	0	0
	次态	0	0	6	6
	初态	0	0	1	1
ľ	次态	1	0	0	1
	初态	0	1	0	1
	次态	1	0	(0
	初态	0	1	1	0
Ī	次态	Ð	ο	1	1 .
Ī	初态	0	1	1	1
[次态	1	0	1	
Ī	初态	1	0	0	1
Ī	次态	l	1	6	0
Ī	初态	1	0	1	0
Ī	次态	0	1	0	1
T	初态	1	0	1	1
Ī	次态	(t	0	1
Ī	初态	1	1	0	0
ſ	次态	0	((0
	初态	1	1	0	1
	次态	(1	(0
T	初态	1	1	1	0
Γ	次态	0	1	(
[初态	1	1	1	1
Ē	次态	1	1	(1



《电子技术实验》课程实验报告

学院: 物理学院

专业:物理学

年级: 2021 级

实验人姓名 (学号): 路尚润 (21305127)

2023年4月24日上午

实验八 交通灯控制系统

一、实验目的

1、加深基本数字电路单元(逻辑门、触发器等)及其组成的典型数字电路模块(计数器、译码器等)的理解,熟练运用基本电路单元进行数字逻辑功能的设计与搭建。

2、加深对组合逻辑电路和时序逻辑电路的设计流程和方法的理解,掌握简单逻辑电路 的设计方法。

3、掌握数字逻辑电路的基本调试方法,掌握排查硬件错误的能力。

二、实验原理

十字路口的交通信号灯利用红灯、黄灯和绿灯的交替点亮来实现对车辆通行的控制,灯 的点亮、熄灭和闪烁需要满足特定的时序要求,因此可以通过已经掌握的时序逻辑电路进 行设计和实现,这是数字逻辑电路可以应用于日常生活的一个典型案例。

(同步)时序逻辑电路的设计一般遵循以下的设计步骤:

 明确设计需求,将时序逻辑功能表示为时序逻辑函数,以状态转移表或状态转移图 等形式给出。

2) 状态化简与状态分配。

3)选定触发器类型,求解电路状态方程和输出方程,以及激励方程(如果有)。

4)根据状态方程设计触发器相关电路,根据输出方程设计相关的组合逻辑电路。

5) 必要的检查, 如自启动、竞争-冒险等。

设计时一方面需要考虑逻辑电路的简化,同时也要考虑器件的供应情况,在实验室提供 的 器件中进行选型和设计。

本实验的设计需求如下:设计 60s 为周期的交通灯控制电路,依次点亮红、黄、绿 三个 LED 灯,按照如下的要求进行切换:

1) 绿灯点亮 32s (提高要求: 在 16~32s 期间,以 1s 为间隔交替亮灭 8 次,或在 24~32s 期间,以 1s 为间隔交替亮灭 4 次);

2) 黄灯点亮 8s;

3) 红灯点亮 20s;

4)回到步骤 1),循环执行。

时钟信号源统一使用 1Hz 方波脉冲。根据这个设计需求,我们容易分析得到系统触发器电

路部分可以通过一个二 - 六十进制计数器来实现 60 个基本状态,可不进行进一步化简与状态分配,通过组合逻辑电路来实现不同时序状态下的 LED 灯亮灭的控制



图 2 时序逻辑电路的一般设计步骤

设计思路:

1)利用六个 JK 触发器级联设计异步六十进制加法计数器,采用串行进位方式,其设计关键在于寻找触发器复位的判断逻辑。

2)利用组合逻辑电路设计红灯、黄灯和绿灯的判断逻辑,控制红绿灯亮灭。3)在(1)和(2)的基础上对组合逻辑的判断模块进行修改,实现绿灯交替亮灭8次的功能。

三、实验内容及数据处理

1. 二 - 六十进制计数器的实现

表1 异步六十进制计数器状态记录表

CP序列	$Q_6Q_5Q_4Q_3Q_2Q_1$	十进制数	CP序列	$Q_6Q_5Q_4Q_3Q_2Q_1$	十进制数
0	000000	0	30	011110	30
1	000001	1	31	011111	31
2	000010	2	32	100000	32
3	000011	3	33	100001	33
4	000100	4	34	100010	34
5	000101	5	35	100011	35
6	000110	6	36	100100	36
7	000111	7	37	100101	37
8	001000	8	38	100110	38
9	001001	9	39	100111	39

10	001010	10	40	101000	40
11	001011	11	41	101001	41
12	001100	12	42	101010	42
13	001101	13	43	101011	43
14	001110	14	44	101100	44
15	001111	15	45	101101	45
16	010000	16	46	101110	46
17	010001	17	47	101111	47
18	010010	18	48	110000	48
19	010011	19	49	110001	49
20	010100	20	50	110010	50
21	010101	21	51	110011	51
22	010110	22	52	110100	52
23	010111	23	53	110101	53
24	011000	24	54	110110	54
25	011001	25	55	110111	55
26	011010	26	56	111000	56
27	011011	27	57	111001	57
28	011100	28	58	111010	58
29	011101	29	59	111011	59
状态转	换图:				



图 3 二-六十进制计数器状态转换图

根据状态转换图,我们可以看出,设计六十进制加法计数器的关键在于当计数器状态为 111100 时,各触发器输入置零信号。用逻辑表达式表示即 $F = Q_6Q_5Q_4Q_3 = 1$ 时,置零信号生效,通过 JK 端输入高电平,变为 T'触发器,利用下降沿触发器串联即可实现六十进制计数器,则我们设计如下电路:







图 6 二-六十进制计数器仿真波形输出

2. 组合逻辑的实现

根据各种输入,得到不同的输出结果,其如下表。 表 2 基础交通灯状态转换真值表

絵)	亮灯	絵)	亮灯	絵)	亮灯	絵)	亮灯	絵)	亮灯
- 柳八	情况	- 撊八	情况		情况	- 柳八	情况	- 制八	情况
000000	绿灯	001100	绿灯	011000	绿灯	100100	黄灯	110000	红灯
000001	绿灯	001101	绿灯	011001	绿灯	100101	黄灯	110001	红灯
000010	绿灯	001110	绿灯	011010	绿灯	100110	黄灯	110010	红灯
000011	绿灯	001111	绿灯	011011	绿灯	100111	黄灯	110011	红灯
000100	绿灯	010000	绿灯	011100	绿灯	101000	红灯	110100	红灯
000101	绿灯	010001	绿灯	011101	绿灯	101001	红灯	110101	红灯
000110	绿灯	010010	绿灯	011110	绿灯	101010	红灯	110110	红灯
000111	绿灯	010011	绿灯	011111	绿灯	101011	红灯	110111	红灯
001000	绿灯	010100	绿灯	100000	黄灯	101100	红灯	111000	红灯
001001	绿灯	010101	绿灯	100001	黄灯	101101	红灯	111001	红灯
001010	绿灯	010110	绿灯	100010	黄灯	101110	红灯	111010	红灯
001011	绿灯	010111	绿灯	100011	黄灯	101111	红灯	111011	红灯

通过分析可知,当 $Q_6=0$ 时,亮绿灯,则绿灯可以直接接入最后一级触发器的 \overline{Q}_6 上,当 $Q_6 \overline{Q}_5 \overline{Q}_4 = 1$ 时黄灯亮,然后其余时刻红灯亮,从而我们可以设计以下电路。



3. 提高部分

进一步改进交通灯,	实现绿灯在切换至黄灯之前交替亮灭 8 次,	其真值表如下。
	表 3 改进交通灯控制电路状态转换真值表	

输入	亮灯 情况	输入	亮灯 情况	输入	亮灯 情况	输入	亮灯 情况	输入	亮灯 情况
000000	绿灯	001100	绿灯	011000	灭灯	100100	黄灯	110000	红灯
000001	绿灯	001101	绿灯	011001	绿灯	100101	黄灯	110001	红灯
000010	绿灯	001110	绿灯	011010	灭灯	100110	黄灯	110010	红灯
000011	绿灯	001111	绿灯	011011	绿灯	100111	黄灯	110011	红灯
000100	绿灯	010000	灭灯	011100	灭灯	101000	红灯	110100	红灯
000101	绿灯	010001	绿灯	011101	绿灯	101001	红灯	110101	红灯
000110	绿灯	010010	灭灯	011110	灭灯	101010	红灯	110110	红灯
000111	绿灯	010011	绿灯	011111	绿灯	101011	红灯	110111	红灯
001000	绿灯	010100	灭灯	100000	黄灯	101100	红灯	111000	红灯
001001	绿灯	010101	绿灯	100001	黄灯	101101	红灯	111001	红灯
001010	绿灯	010110	灭灯	100010	黄灯	101110	红灯	111010	红灯
001011	绿灯	010111	绿灯	100011	黄灯	101111	红灯	111011	红灯
根据	上表可以	看出,当	$Q_1 = 0, 0$	$Q_5 = \overline{1, Q_6}$	=0时,	绿灯灭,	即在 _{Q5} Q	$_{6} = 1 \overline{i} \overline{Q}$	$_{6}Q_{5}\overline{Q_{1}} =$

1时亮灯,则将其亮灯条件修改为 $G = \overline{Q}_5 \overline{Q}_6 + \overline{Q}_6 Q_5 Q_1 = \overline{\overline{Q}_5 \overline{Q}_6} \cdot \overline{\overline{Q}_6 Q_5 Q_1}$ 利用三个与非门即可实现。逻辑图如下所示









图 12 改进交通灯仿真波形

可以看出,其实现了较好的交通灯输出,实现了绿灯的交替亮灭。

4. 真实实验部分

表4基础交通灯状态转换实测表

输入	亮灯 情况								
000000		001100		011000		100100		110000	
000001		001101		011001		100101		110001	
000010		001110		011010		100110		110010	
000011		001111		011011		100111		110011	
000100		010000		011100		101000		110100	
000101		010001		011101		101001		110101	
000110		010010		011110		101010		110110	
000111		010011		011111		101011		110111	
001000		010100		100000		101100		111000	
001001		010101		100001		101101		111001	
001010		010110		100010		101110		111010	
001011		010111		100011		101111		111011	

表 5 改进交通灯状态转换实测表

输入	亮灯 情况								
000000		001100		011000		100100		110000	
000001		001101		011001		100101		110001	
000010		001110		011010		100110		110010	
000011		001111		011011		100111		110011	
000100		010000		011100		101000		110100	
000101		010001		011101		101001		110101	
000110		010010		011110		101010		110110	
000111		010011		011111		101011		110111	
001000		010100		100000		101100		111000	
001001		010101		100001		101101		111001	
001010		010110		100010		101110		111010	
001011		010111		100011		101111		111011	

五、实验中遇到的问题

六、思考题

思考异步计数器和异步复位可能造成的竞争-冒险现象,分析所设计的计数器的自启动 能力。

在仿真实验中,有时会产生某系灯同时短暂亮起的情况,因为此电路为异步时序逻辑电路,因此可能会产生短暂的竞争冒险现象,在前一个触发器状态改变时后一个触发器状态可能尚未改变,从而产生短暂的输出错误,但此现象十分短暂,仿真中并不明显,我们可以通过增加相位延迟器等实现各个触发器输出信号的同步。

自启动能力:

我们所设计的异步六十进制加法计数器有四个无效状态:111111,11110,111101 和 11110,由于电路的置零条件为F = $Q_6Q_5Q_4Q_3 = 1$,此时四个状态均满足置零条件,故电路可以自启动,其完整状态图如下



七、实验总结与思考

[参考文献]

[1]邱关源,罗先觉. 电路(第5版)[M]. 北京:高等教育出版社, 2006.[2]康华光,陈大钦,张林. 电子技术基础(模拟部分)[M]. 北京:高等教育出版社, 2013.12.

《电子技术实验》课程实验报告

学院: 物理学院

专业: 物理学

年级: 2021 级

实验人姓名 (学号): 路尚润 (21305127)

2023年5月8、15日上午

实验九 多谐振荡器及单稳态触发器、555 时基电路

一、实验目的

1、熟悉多谐振荡器的电路特点及振荡频率的估算方法。

2、掌握单稳态触发器的使用。

3、掌握 555 时基电路的结构和工作原理,学会对此芯片的正确使用。

4、学会分析和测试用 555 时基电路构成的多谐振荡器、单稳态触发器, R-S 触发器等 三种典型电路。

二、实验原理

1. 带有 RC 电路的环形多谐振荡器

图 1 是带有 RC 电路的环形多谐振荡器,它由三个"与非"门(门 1、门 2、门 3)组成, RC 是定时元件。"与非"门 4 用来把输出脉冲整形。



图1带RC电路的环形振荡器

图 1 这个电路是没有稳态的,为了说明这个问题,我们假定@点稳定在低电位,那么经门 1 和门 2 后, ⑥点为稳定的低电位。由于 R 和 Rs数值较小,因此@点电位仍低于"与非门"的门槛电平,从而迫使门 3 输出高电位。可见@点不可能稳定在低电位。同样的道理,可以证明@点不可能稳定在高电位。这就是说,图 1 电路一定要产生振荡。

现在对照波形图 2 说明它的振荡过程。当@跳变到高电平 V_H 时, ⑥将立即跳变到低电 平 V_L , ⓒ也跟着跳到高电平 V_H 。但是, 电容 C 上的电压不能突变,所以@点必然随⑥一起 产生负跳变。然后ⓒ的高电平开始通过电阻 R 向电容 C 充电, 使@逐渐升高。当@升高到 阈值电压 V_T 时,门 3 导通, 使@= V_L 。由于@跳变到 V_L , 于是⑥跳变到 V_H , ⓒ点跳变到 V_L 。 同样@要跟随⑥一起产生一个正的跳变, 然后, 再随着电容 C 的放电而逐渐下降。当@降低 到 V_{T} 时,门₃截止,使@=V_H,于是又开始前面讲过的第一个过程。如此继续下去,电路将不停地振荡。门₃输出的波形经门₄整形后便得到一个很好的振荡波形了。

这个电路的振荡频率可由下式估算 T = 2.2RC f = 1/T。



图 2 带 RC 电路的环形振荡器各点电压的波形

2. 微分型单稳态电路

图 3 是微分型单稳电路,图中从门 1 到门 2 采用 RC 微分电路耦合,从门 2 到门 1 则采用 直接耦合,R_iC_i是输入微分电路。



图 3 微分型单稳电路

静态时门2截止,门1导通,电路处于稳定状态。当负的触发脉冲输人时,经微分后加到门1的输入端B,使VB下降,从而引起下列正反馈过程。

$$V_B \downarrow \rightarrow V_{01} \uparrow \rightarrow V_{i2} \uparrow \rightarrow V_0(V_A) \downarrow -$$

2 / 56

因而门₂导通,门₁截止,电路进入暂稳状态。在这期间里,电容 C 充电。随着充电电 流减小,V_{i2}逐渐下降,当V_{i2}=V_T时,门₂开始截止,又产生下面正反馈过程。

$$\rightarrow V_{i2} \downarrow \rightarrow V_0(V_A) \uparrow \rightarrow V_{01} \downarrow \neg$$

使门2迅速截止,门1迅速导通,电路返回到稳定状态。于是,在输出端 V。得到了一个 具有固定宽度的输出脉冲。



图 4 微分型单稳电路中各点电压的波形

同时电容 C 又通过门 1 导通时的输出电阻逐渐放电到稳定值。电路各点波形如图 4 所示。

通过上面的分析可以看出,输出脉冲宽度 Tw 决定于电容 C 的充电时间。它的宽度亦可 由下式估算。

$$\Gamma_{\rm w} = 0.7 \left(\mathrm{R} + \mathrm{R}_o \right) \mathrm{C} \tag{1}$$

式中 R。为门1电路输出高电平时的输出电阻。

3. 积分型单稳电路

积分型单稳电路如图 5 所示。其中门1和门2之间接有 RC 积分延时环节,输入信号同时加到门1和门2的输入端。



(2)

静态时门₁、门₂都处于截止状态,所以 V_{o1}、V_{o2}、V_A均为高电平,电路处于稳定状态。 当输入一个正的触发脉冲信号时,V_i跳变到高电平,于是门₁导通,V_{o1}变成低电平。V_A是 电容 C 两端的电压不能突变,所以仍保持高电平。而 V_B已变为高电平,所以门₂导通,V_{o2} 变成低电平,电路进入暂稳状态,电容 C 经过门₁的输出电阻开始放电。随着电容的放电, V_A逐渐下降。当 V_A下降到 V_T时,门₂开始截止,V_{o2}回到高电平。待 V_i跳回到低电平以 后,门₁又重截止,V_{o1}变到高电平,电容 C 又开始充电,使 V_A回到高电平,电路回到稳定 状态。图 6 为电路中各点的电压波形。

显然输出脉冲宽度 Tw 将取决于电容 C 的放电时间。它的脉冲宽度 Tw,可由下式估算。

$$T_{w} = 1.1 RC$$



图 6 积分型单稳电路中各点电压的波形

4.555 时基电路(定时器)

定时器是一种通用的集模拟功能与逻辑功能为一体的中规模集成电路。利用这种 集成单片,只要适当配接少量元件,可以很方便地构成脉冲产生和变换电路及具有其 他定时功能的电路,在电子系统、电子玩具、家用电器等方面都被广泛地应用。

定时器有双极型和 MOS 型两种。双极型定时器的驱动能力大, MOS 型定时器具 有功耗低、工作电压低等一系列优点。尽管定时器产品型号繁多,但几乎所有双极型 产品型号最后的三位数码都是 555,所有 CMOS 产品型号最后的数码都是 7555,而且 它们的结构和工作原理基本相似,逻辑功能和外部引线排列完全相同。

图 7 是 555 定时器商化原理图,它包括参考电压形成电路、电压比较器, RS 触发器及输出驱动电路、放电开关四部分组成。



图 7 555 定时器原理图

4.1. 参考电压形成电路

当控制电压输入端(5)悬空时,参考电压由 3 个阻值为 5kΩ 的电阻对分压形成正比 较器 C₁的参考电压为 2V_{cc}/3,比较器 C₂的参考电压为 V_{cc}/3;如果控制电压输入端(5) 又施加一个外加电压(其值在 0 - V_{cc}之间),则两个比较器的参考电压将发生变化,电路 的阈值电压,触发电平也相应变化,从而能改变电路的定时作用。控制电压输入端不 加电压时,为提高比较器参考电压的稳定性,(5)端可通过 0.01µF 电容接地。

4.2. 两个电压比较器

比较器 C₁的同相端为阈值电压输入端,当(5)端不加控制电压时,反相端加参考电压 2V_{cc}/3。比较器 C₂的反相端为触发输入端,同相端加参考电压 V_{cc}/3。

如果阈值输入端(6)电压低于 2V_{cc}/3 时,比较器 C₁输出为 0;阈值输入端电压高于 2V_{cc}/3 时,比较器 C₁输出为 1。如果触发输入端(2)电压小于 V_{cc}/3 时,比较器 C₂输出 为 1;触发输入端电压大于 V_{cc}/3 时,比较器 C₂输出为 0。

4.3. RS 触发器

由两个或非门交叉耦合的 RS 触发器,由高电平直接触发。两个触发输入端 R、S 分别接两个比较器 C₁、C₂ 的输出端。因而两个比较器的输出状态能决定该 RS 触发器 的输出状态。C₂输出为1时,触发器被置位:Q=1, \overline{Q} =0,T₁管截止;C₁输出为1 时,触发器被复位:Q=0, \overline{Q} =1,T₁管导通;C₁、C₂输出均为0时,触发器输出状态 不变。另外,当在复位端(4)加上低电平时,T₂管导通,不论当时比较器的输出状态如 何,555 内部参考电位都会强制触发器复位,使Q=0, \overline{Q} =1。如不用强制复位时,应 将(4)脚接电源 V_{cc}。

4.4. 输出驱动电路和放电开关

由图 7 可见, G₁是输出驱动电路,它的作用是提高电路带负载的能力。T₁是放电 开关,放电端 Qⁱ可看成是集电极开路输出,它的导通或关断由Qⁱ控制。

注: 时基电路使用说明:

556定时器的电源电压范围较宽,可在+5V~+16V范围内使用(若为CMOS的555芯片则电压范围在+3V~+18V内),电路的输出有缓冲器,因而有较强的带负载能力,双极性定时器最大的灌电流和拉电流都在200mA左右,因而可直接推动TTL或CMOS电路中的各种电路,包括能直接推动蜂鸣器等器件。

本实验所使用的电源电压Vcc=+5V。

三、实验内容及数据处理

1. 多谐振荡器

(1)由CMOS门构成多谐振荡器,电路取值一般应满足R₁=(2~10)R₂,周期T≈2.2R₂C。按 图8连成,并测试频率范围。



图8 CMOS门构成的多谐振荡器

测量ABCD四点波形





【思考题 1】根据测量得到的 4 个节点的电压波形,尝试推导振荡的理论周期。 理论推导:

首先,对于一个反相器,我们一般认为其输入的阈值电平为V_{cc}/2,即输入大于V_{cc}/2时 为高电平,小于V_{cc}/2时为低电平,事实上,多谐振荡器也利用了这一点。

对于上电路,假设初始状态下电容的压降为0,即携带电荷为0,并且此时C输出高电平,即A也为高电平,B为低电平,此时电容开始充电,充电回路为R₂、R₃、C构成的回路,当电容充电至V_{CC}/2时,此时由KVL即可知道D点电位为V_{CC}/2,而由于R₁较大,流过其的电流较小,并且由以上测得的D点电位与A点电位的波形可知,可以近似认为A与D点电位相等。

此时电容仍在充电,当继续充电至其电压大于V_{cc}/2时,A、D点电位V<V_{cc}-V_{cc}/2=V_{cc}/2,则此时A点变为低电平,进而B点变为高电平,C点变为低电平,而电容上的电压是不可跃变的,此时D点电位变为-V_{cc}/2,此时电路开始进入周期性变化:

①此时B点电位为V_{cc},高电平,由于C点电位为L,即0,可近似认为是地端,故此时R3、 R2、C构成了基本RC电路,此时电容通过回路开始放电,其电压从V_{cc}/2逐渐变到0,并开始 反向充电,直到其充电为压降为-V_{cc}/2,即此时D端电位变为V_{cc}/2,并且还在上升。当电容 压降<-V_{cc}/2时,即D端电位>V_{cc}/2,且近似认为A端电位与D端相等,此时A端变为高电平, B端变为低电平,C端变为高电平,电容重新开始放电、充电,由三要素法可知,此阶段可写 出其方程为:

$$\frac{-V_{CC}}{2} = -V_{CC} + \left(\frac{V_{CC}}{2} - (-V_{CC})\right)e^{-\frac{t_1}{\tau}}$$
(3)

其中τ=(R2+R3)C,可以解得

$$t_{1} = \tau \ln(3) \tag{4}$$

②接下来,其过程与上面基本一致。由于此时A变为高电平,所以B端为0V,相当于地

端,而C端为高电平,电容压降为-V_{cc}/2,此瞬间D点电位为3V_{cc}/2,此时由于此时电容的压降与其外部RC回路电压极性相反,此时电容开始放电,放电至0V后,电容又开始反向充电,直到V_{cc}/2,此时A、D点电位重新变为低电平,继续进入①过程,此过程中由三要素法有方程:

$$\frac{V_{CC}}{2} = V_{CC} + \left(\frac{-V_{CC}}{2} - V_{CC}\right)e^{-\frac{t_2}{\tau}}$$
(5)

同样可以解得

$$t_2 = \tau \ln(3) \tag{6}$$

则电路产生波形的周期为

$$T = 2.2\tau = 2.2(R_2 + R_3)C \tag{7}$$

若R₃较小,则可认为T≈2.2R₂C,但我们仍然用精确的公式进行分析。

测量数据:

实测频率范围: 215.7Hz-31.96KHz

表2 测量频率范围及其对应电阻(C=0.1µF)



测量多组频率及电阻,进行理论拟合:

Т	R_2/Ω	R_2+R_3/Ω					
31.6µs	1.7	101.7					
56.8µs	143	243					
244µs	932	1032					
632µs	2670	2770					
904µs	3740	3840					
1.44ms	6100	6200					
2.00ms	8580	8680					
2.56ms	10850	10950					
3.28ms	14170	14270					
4.00ms	17050	17150					
4.64ms	19300	19400					

表3 频率与电阻测量值

我们利用Origin对R2+R3与周期T进行拟合分析,结果如下:

8 / 56



图9 CMOS多谐振荡器频率与阻值拟合曲线

其拟合曲线具体参数为:

表4 频率与电阻拟合参数						
	值/µF	标准差/µF				
斜率	0.2353	0.00182				
R-Square	0.9995					

R-Square极为接近1,可见其线性度极高,根据我们所推导得出的结果,其斜率应为0.22,而此时拟合斜率为0.2353,相对误差为:

Λ

(8)

虽然有一定的相对误差,但我们也成功实现了多谐振荡器,输出了较宽频率的波形,实验较为成功。

误差分析:

我们在理论分析中认为逻辑门电路的高低电平阈值为V_{cc}/2,但实际实验中,其阈值一般不会恰好为输入电压的1/2,所以这会导致其充放电的时间发生改变,并且我们利用万用表测量电阻值,其测量也可能存在偏差,而且电容值也不一定完全准确,故误差来源可能为:

①逻辑门输入高低电平的区分值不一定为Vcc/2,会导致充放电时间改变。

②元件标定并非精确,实验中元件实际值与标定值都存在一定的偏差,而T又与R与C有关,故此时元件的偏差会导致周期T的改变,并且实验中存在各种接触电阻等影响,也会导致其产生偏差。

测量数据:

若想输出1KHz频率波形,计算R2阻值并验证,分析误差:

$$R_2 = \frac{1}{2.2fC} - R_3 \tag{9}$$

计算R₂阻值为: 4445.45Ω 实测R₂阻值为: 4.21KΩ 相对误差为:

$$\Delta R_2 = 5.3\% \tag{10}$$

误差来源可能是测量存在一定的误差,并且电路存在接触电阻等的影响,导致其所调节 的电阻与计算电阻阻值不一致。

实测波形频率: 1.000KHz 实测波形为:

9 / 56



图10 多谐振荡器实现1KHz输出波形

若要实现10KHz~100KHz频率范围,选用上述电路并自行设计参数,接线实验并测试:参数:更改电容变为0.01μF,从而增大频率的可实现范围。 实测频率范围: 10.75KHz-103.4KHz

表5 测量频率范围及其对应电阻(C=0.01µF)



(2)由TTL门电路构成多谐振荡器 按图11接线,用示波器测量频率变化范围。 测量A、B、V。各点的波形



图11 由TTL门构成的多谐振荡器

理论分析:

对于上电路,其基本原理与任务(1)类似,我们对其进行分析,首先,假设初始状态为1 为高电平,则2、3为低电平,4为高电平,则此时B端可以假设认为接地,此时R₁与C共同构 成RC电路,若初始状态下C的电压降为0,此时A点电位为0,且我们认为5点电位与A点相同, 则此时5点为低电平,满足门电路的逻辑输出,电容开始充电。

我们同样认为对于逻辑门电路来说,其低电平与高电平的阈值为Vcc/2,则当电容充电 至Vcc/2时,电路发生改变,此时电路开始进入循环:

①此时电路各点电位发生改变,1点变为低电平,则2、3点变为高电平,4变为低电平, 且电容上的电压降不改变,则A点电位为3Vcc/2,此时4点可以等效为地端,则电容外部电压 与其压降方向相反,电容开始放电,当其压降为0后开始反向充电;当其充电至压降为-Vcc/2 时,A点电位降至Vcc/2,则此时逻辑门电平进一步发生翻转,此阶段利用三要素法有方程:

$$\frac{-V_{CC}}{2} = -V_{CC} + \left(\frac{V_{CC}}{2} - (-V_{CC})\right)e^{-\frac{t_1}{\tau}}$$
(11)

其中 $\tau=R_1C$,可以解得

$$t_1 = \tau \ln(3) \tag{12}$$

②翻转后,1、4点变为高电平,2、3点变为低电平,此时电容压降不变,则A点电位变 为-Vcc/2,其外电路电压与其压降方向相反,电容开始放电,放电至0V后开始反向充电,当 其充电至Vcc/2时,电平又发生改变,此时其变为状态1的初始状态,电路进入下一个循环, 此阶段有方程:

$$\frac{V_{CC}}{2} = V_{CC} + \left(\frac{-V_{CC}}{2} - V_{CC}\right)e^{-\frac{t_2}{\tau}}$$
(13)

同样可以解得

$$t_2 = \tau \ln(3) \tag{14}$$

则电路产生波形的周期为

$$T = 2.2\tau = 2.2R_1C \tag{15}$$

此即理论周期值。

由于实际门电路的高低电平区分阈值不一定为Vcc/2,故实际输出的波形由于其开关电 平的不对称可能导致占空比不同。

测量数据:

实测频率变化范围: 4.556Hz-2.833KHz 实测波形: 频率为53.47Hz, 电阻为1.76KΩ



11 / 56



注:黄色为Vo波形,蓝色对应另一波形。

结果分析:

根据测量的波形,我们可以看出,其占空比并非完全的50%,正如我们之前所述,门电路的高低电平阈值电压可能不会恰好为Vcc/2,这时其一个周期内的两阶段耗时并非相等,并且其充放电的时间也会发生变化,比如测量波形时的理论波形频率为:

$$f = \frac{1}{2.2\text{RC}} = 54.95\text{Hz}$$
(16)

其与理论值有相对误差

$$\Delta f = 2.7\% \tag{17}$$

其误差较小,也可能是由于电容标定值并非十分精确、接触电阻的存在以及电阻测量精度有限的原因造成的。

理论的频率范围为4.396Hz-∞,实验中由于自激振荡过强所以并未观测到较大频率时的 波形,但最小波形频率为4.556Hz,误差仅为3.6%,误差较小。

并且我们观察到了一些很强的自激振荡波形,在上面的波形图中可以看出,其在电平转换时会产生一些小的自激振荡,正如我们之前所说的,由于逻辑门电路恰好处于状态改变时,此时可能由于电路的内部噪声,使得其判断有些跳动,即产生小的噪声信号。

在逐渐调小电阻时,我们发现震荡逐渐增强,其输入波形如下图:

#1 ########	F
Canada na an	
	E
	E
	1

图 12 TTL 多谐振荡器噪声输出 V_o、A 端波形可见此时噪声输出占据了主导,其 V_o端输出波形也被噪声影响。

我们在实验中也测量了电阻极小时的波形,发现此时电路输出波形完全变为正弦波形,此时可能是由于电容来不及充放电,或者自激振荡波形已经占据主导,电容作用较小,电路 只能实现自激振荡波形的输出。

【思考题2】实验任务2的环形振荡器中,需要多少个非门组成环路才能产生振荡(奇数or偶数?)?同样的问题对于实验任务1的电路结构答案是否相同?原因是什么?

在任务(2)中,利用了三个非门(最右侧的为用于波形整形的非门,并不在震荡环路中)组成了多谐振荡器,为**奇数**;对于实验任务(1)中,其利用了两个非门进行了多谐振荡器的实现,为**偶数**,两种实现方式的非门奇偶性并不相同。

原因分析:

对于两种电路,其看似形成震荡的RC回路接入方式一致,但实际上接入的端口不一致, 对于任务(1)中,其电容是接入RC回路中逻辑门电路的输出端,而对于任务(2),其电容是接 入RC回路逻辑门电路的输入端,两者都是利用回路外的电阻传播电压进而改变电路状态, 但影响方式不一样。

简单分析来讲,对于任务(1)其电容控制的电压是相对于回路中门电路输出端,而任务(2) 中电容控制的电压是相对于回路中门电路输入端的,故此时两者之间相差一个非门电路,因 此对于(2)中其利用了奇数个逻辑门,(1)利用了偶数个逻辑门。

我们也可以从电位的角度更加**详细地分析**,在任务(1)中,当RC回路逻辑门输出为低电 平,此时电容压降变为-V_{CC}/2时电路偏转,电容接入逻辑门的另一端处电位为V_{CC}/2,相当于 高电平,在电路之前的状态中,RC回路的非门输入为高电平,应将其翻转为低电平,则此 时对电容另一端的高电平信号进行一次取非运算再接入RC回路中的非门输入端即可得到高 电平,即可实现电路状态翻转;而对于另一个电路,当RC回路中逻辑门输出为高电平时, 电容充电至V_{CC}/2时电路发生偏转,此时电容另一端电压为V_{CC}/2,相当于高电平,而此时由 于之前状态下RC回路中的非门输入为低电平,此时应让其翻转为高电平,故我们应当直接 令此高电平接入另一端,但由于高低电平的运算需要逻辑门,故我们对此信号取两次非,再 接入RC回路中的非门输入。

即当电容接入RC充放电回路中非门的**输出端**时,此时必须用**奇数**个非门才能产生所需 的震荡波形,而电容接入RC回路中非门的**输入端**时,此时需用**偶数**个非门产生波形;对比 两电路即可知道,任务(1)中需要奇数个非门,任务(2)中需要偶数个非门。

仿真截图:

仿真频率变化范围: 4.4Hz~367KHz





图14 TTL多谐振荡器仿真输出波形

注:从上到下为Vo、A、B点的波形。

仿真分析:

首先按照图11搭建仿真电路,然后调试电阻,从而得到不同频率的输出波形,并且测量 其最大最小频率,仿真的频率范围已经极为接近理论值,其由于最小频率的测量精度有限, 因此并未测得小数点后三位的数值,而我们在电阻调为接近0时,可以发现其频率已经极大, 在电阻为0时,理论上并不能产生波形输出,但此时可能由于电阻容差的存在以及导线电阻 的存在,其仍然输出了367KHz的波形,可见仿真十分理想。

2. 单稳态触发器

(1)用一片74LS00接成如图15所示电路,输入脉冲用示波器产生三种频率的脉冲。

(2)选三个频率(易于观察)记录A、B、C各点波形。

(3)若要改变输出波形宽度(例如增加)应该如何改变电路参数?用实验验证。



图15 TTL构成的单稳态触发器

理论分析:

静态下(输入为低电平),3与6端输出为高电平,此时为稳定状态,电容电压为Vcc;当输入端输入高电平时,3端输出变为低电平,而电容上的电压并不能跃变,因此5端输入仍为高 电平,则5与4经过与非运算后,此时输出低电平,由于电容两侧均接入了低电平,故此时电 容开始放电。与之前一样,我们认为逻辑门电路高低电平阈值电压为Vcc/2,则此时电容放 电至Vcc/2时,5端输入变为低电平,进而6端输出变为高电平,此时实现了一段波形宽度恒 定的低电平输出,此阶段时间可由方程得出:

$$\frac{V_{CC}}{2} = V_{CC} e^{-\frac{t}{\tau}} \tag{18}$$

其中τ=RC,则可解得

$$T_W = t = \tau \ln(2) \tag{19}$$

但由于其高低电平电压阈值并非一定为 Vcc/2,故此时其低电平宽度会相应改变,倘若导通 电压为 Vcc/3,则此时

14 / 56

但电容的充放电需要时间,当输入波形周期满足

$$\frac{T}{2} \le T_W \tag{21}$$

由于此时电容在高电平输入区间内无法放电达到其低电平阈值,则电容上端电压始终为高电 平,其在不断地充放电,由于其基本在高电平附近,则电容上端的波形如同三角波;由于此 时的输出与非门的电容上端输入始终为高电平,即 1,则将其与输入波形进行与非计算后, 实际上就是对输入波形进行非计算,即输出波形为输入波形的反向, 在电阻值为 200Ω时,其理论输出波形 Tw=220μs。

 $T_W \approx \tau \ln(3) = 1.1 RC$

数据记录:




结果分析:

可以发现,在输入波形频率不大时,其输出波形的Tw与理论值接近,而当输入波形频率 很大时其电容来不及放电,故电路作用如同非门,正如我们的理论分析。

其误差来源可能是逻辑门电路高低电平阈值的改变,或元件标定值不一致,以及接触电 阻等等原因导致的。

为改变输出波形宽度,改变电路参数:

改变电阻值为100Ω,则其理论输出波形Tw=110μs



表 8 TTL 单稳态触发器波形(R=100Ω)





其输出的Tw在频率较低时约为110μs,而频率较高时其相当于一个非门,可见其与理论 较为一致,实验较为成功。

误差分析:

事实上,我们理论得到的Tw为RCln(2),而实验测得与RCln(3)较为接近,则实际上,TTL 门电路的高低电平区分阈值约为Vcc/3,其导致Tw比RCln(2)大。

并且,由于逻辑门电路内部存在输出电阻,且电路标定值并非精确,电路中也存在接触 电阻,因此实际实验有许多误差影响,而我们在存在一定误差的情况下,实现了较好的实验 效果,实验较为成功。

3.555 时基电路功能测试

本实验所用的 555 时基电路芯片为 NE556,同一芯片上集成了二个各自独立的 555 时 基电路,图中各管脚的功能简述如下:

TH 高电平触发端:当 TH 端电平大于 $2/3V_{cc}$,输出端 OUT 呈低电平,DIS 端导通。 TR低电平触发端:当TR端电平小于 $1/3V_{cc}$ 时,OUT 端呈现高电平,DIS 端关断。 R复位端: R=0,OUT 端输出低电平,DIS 端导通。

VC 控制电压端: VC 接不同的电压值可以改变 TH, TR的触发电平值。

DIS 放电端: 其导通或关断为 RC 回路提供了放电或充电的通路。

OUT 输出端:输出电平信号。

芯片的功能如表 9 所示,管脚如图 16 所示,功能简图如图 16 所示。

(1) 按图 18 接线,可调电压取自电位器分压器。

(2) 按表9逐项测试其功能并记录。

TH	TR	R	OUT	DIS
Х	Х	L	L	导通
$> \frac{2}{3} V_{cc}$	$> \frac{1}{3} V_{cc}$	Н	L	导通
$<\frac{2}{3}V_{cc}$	$> \frac{1}{3} V_{cc}$	Н	原状态	原状态
$<\frac{2}{3}V_{cc}$	$<\frac{1}{3}V_{cc}$	Н	Н	关断

表9555时基电路芯片功能



图18 测试接线图

表 10(实验)

TH	TR	R	OUT	DIS	OUT 实测 电位	DIS 实测 电位
X	Х	L	L	导通	9mV	60mV
$>\frac{2}{3}V_{cc}$	$> \frac{1}{3} V_{cc}$	Н	L	导通	9mV	52mV
$> \frac{2}{3} V_{cc}$	$<\frac{1}{3}V_{cc}$	Н	Н	关断	4.10V	4.88V
$<\frac{2}{3}V_{cc}$	$> \frac{1}{3} V_{cc}$	Н	原状态	原状态	4.11V	4.89V
$<\frac{2}{3}V_{cc}$	$> \frac{1}{3} V_{cc}$	Н	原状态	原状态	9mV	52mV
$<\frac{2}{3}V_{cc}$	$<\frac{1}{3}V_{cc}$	Н	Н	关断	4.11V	4.89V

TH	TR	R	OUT	DIS	OUT 实测 电位	DIS 实测 电位
x	x	L	L	皇诵	0V	82 187mV
		L				02.107111
$> \frac{2}{3} V_{cc}$	$>\frac{1}{3}V_{cc}$	Н	L	导通	0V	82.187mV
$> \frac{2}{3} V_{cc}$	$<\frac{1}{3}V_{cc}$	Н	L	导通	0V	82.187mV
$<\frac{2}{3}V_{cc}$	$> \frac{1}{3} V_{cc}$	Н	原状态	原状态	5V	5V
$<\frac{2}{3}V_{cc}$	$> \frac{1}{3} V_{cc}$	Н	原状态	原状态	0V	82.187mV
$<\frac{2}{3}V_{cc}$	$<\frac{1}{3}V_{cc}$	Н	Н	关断	5V	5V

表 3(仿真)

结果分析:

根据实验测量以及仿真结果可以看出,在TH>²₃V_{cc}, TR<¹₃V_{cc}时,此时555时基电路的内部RS锁存器的两侧输入均为1,即经过运算放大器比较后,其左侧两个运放的输出均为1,则经过与非门的运算后均输出0,此时RS锁存器处于非稳态,Q与Q均为0,则经过非门的输出后,此时OUT端应当输出高电平,即处于高电平输出与DIS关断状态。

但仿真结果与实验结果和理论不一致,可能是由于仿真元件对非稳态的输出定义不同。 实际应用中,我们不应当使得RS锁存器处于非稳态,故我们可以排除这个状态,在剩余状态 下实验、仿真、理论皆一致。

仿真截图:



图19 测试电路仿真图

仿真思路:

首先按照测试电路搭建仿真电路,然后通过两个滑动变阻器调节THR与TRI端的输入电 平值,不断调节然后测量其范围,进而获得555时基电路的工作状态表。我们在截图中给出 了非稳态的输出,可见其输出值为0,且DIS端导通,故仿真对于非稳态的输出定义与实验不 一致,这也导致了我们后面R-S锁存器时的输出不一致,但除去非稳态,其工作状态一致且 正常。

4.555 时基电路构成的多谐振荡器电路如图 20 所示
(1)按图 20 接线,图中元件参数如下
R₁=15KΩ R₂=5KΩ
C₁=0.033μF C₂=0.1μF
(2)用示波器观察并测量 OUT 端波形的频率。
和理论估算值比较,算出频率的相对误差值。
(3)若将电阻值改为 R1 = 15KΩ, R2 = 10KΩ,电容 C 不变,上述的数据有何变化?



图 20 555 时基电路构成的多谐振荡器电路

理论分析:

多谐振荡器是一种利用深度负反馈,通过阻容耦合使两个电子器件交替导通与截止, 进而自激振荡产生方波的振荡器。

在此电路中,对于初始状态,其TH 端与TH端电位 U_c为 0V,555 时基电路输出为 1, DIS 端截止,电容通过上端的 V_{cc}进行充电,;当其充电至 2V_{cc}/3 时,555 时基电路输出变 为 0, DIS 端导通,从而电容通过 R₂ 放电,直到电位 U_c变为 V_{cc}/3,此时 555 时基电路输 出又变为 1,DIS 端截止,电容继续进行充电,即其电位一直在 2V_{cc}/3 与 V_{cc}/3 之间变化, 从而通过 OUT 端输出方波。

列出具体方程:

首先我们知道,RC电路电容上的电压满足方程:

$$V_c = V_0 e^{-\frac{t}{RC}}$$
(22)

放电过程中,电位变化1/3,则此时有

$$\frac{\frac{2}{3}V_{cc}}{\frac{1}{3}V_{cc}} = \frac{e^{-\frac{t_1}{R_2C_1}}}{e^{-\frac{t_2}{R_2C_1}}}$$
(23)

由于放电时输出的是低电位,则有

$$T_{LOW} = t_2 - t_1 = R_2 C_1 \ln(2) \tag{24}$$

同理有

$$T_{HIGH} = (R_1 + R_2)C_1 \ln(2)$$
(25)

频率:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{(R_1 + 2R_2)C_1 \ln(2)}$$
(26)

对于不同的电阻组合,其频率即满足



R2阻值	数值类型	$T_{\rm HIGH}/\mu s$	$T_{LOW}/\mu s$	f/Hz
	理论	457.5	114.4	1748.7
$R_2=5K\Omega$	实测	460	116	1722
	仿真	457	116	1740
	理论	571.8	228.7	1249.1
R ₂ =10KΩ	实测	576	228	1245
	仿真	571	230	1250

表 12 555 多谐振荡器频率

结果分析:

相对误差值:

表 13 555 多谐振荡器测量相对偏差

R2阻值	数值类型	$\Delta T_{\rm HIGH}$ /%	$\Delta T_{\rm LOW}$ /%	$\Delta f / \%$
P5KO	实测	0.55	1.40	1.52
K ₂ -3K32	仿真	0.11	1.40	0.50
$P_{e}=10KO$	实测	0.73	0.31	0.33
$R_2 = 10K\Omega_2$	仿真	0.14	0.57	0.07

两种阻值下测量的频率比值为

$$\frac{f_1}{f_2}_{measure} = 1.383 \tag{28}$$

其理论值为

$$\frac{f_1}{f_{2theoretical}} = \frac{R_{11} + 2R_{12}}{R_{21} + 2R_{22}} = 1.4$$
(29)

两者相对误差为:

$$\Delta \frac{f_1}{f_2} = 1.2\% \tag{30}$$

通过图表结果以及频率比值结果可以看出,实验、仿真结果与理论基本一致,误差均为1% 左右,实验较为成功。

仿真截图:



图21 555多谐振荡器仿真电路图

仿真思路:

首先按照图 20 搭建仿真电路,将其输出连接示波器,从而得到多谐振荡电路的产生波形,进而实现电路功能。

【思考题 3】多谐振荡器与运放实验中的"RC"正弦波发生器有何异同?两者都有 RC 网络,是否起到相同的功能?

根据我们的理论分析,多谐振荡器实际上是通过门电路与 RC 回路构成的,其通过 RC 回路的充放电,通过 C 端的电位调控门电路的输出,使得 RC 回路不断充放电,进而实现周期性的脉冲输出,再通过门电路进行波形整形即可输出一个矩形波。

而运放中的 RC 正弦发生器实际上是利用电路的自激振荡,通过引入正反馈,放大某一噪声频率。其输出波形应首先满足波形振荡条件分别为振幅平衡条件: AF=1,以及相位平衡条件: $\varphi_a(\omega) + \varphi_f(\omega) = 2\pi$,只有这种波形才能稳定输出;然后是起振条件,令这种频率的噪声信号逐渐放大;最后是稳幅,通过热敏电阻 Rf 使得其最终波形满足稳定输出振荡条件。其电路图如下所示。



图22 运放RC正弦波发生器电路图

同:

(1)二者均由 RC 元件以及其相应的运算元件(逻辑门、运算放大器)构成。

(2)二者都没有稳态,都能够输出周期性波形。

(3)二者均引入了反馈,多谐振荡器的外接门电路的输入信号即为 RC 回路的输出信号, 会控制 RC 回路的充放电,即 RC 回路的输出信号同时控制其自身的充放电,引入反馈;而 正弦波发生电路通过运算放大器引入了正反馈,进而实现了波形的自激振荡。

异:

(1)二者构成振荡的核心元件不同,一个是利用门电路的高低电平运算,一个是利用运算放大器的运算。

(2)二者发生波形的形状不同,多谐振荡器输出的是方波(矩形波),而 RC 正弦波发生器 输出的是正弦波。

(3)二者的 RC 电路起着不同的作用,我们在下面具体分析。

对于多谐振荡器,其是利用 RC 回路中的 C 不断充放电,进行循环,即利用 C 上的电 平不能跃变的特性,以及其能实现电压的不断充放,进而实现门电路输入逻辑电平的高低循 环,进而实现周期性矩形波的产生,即此时 RC 回路是在不断充放电,利用其动态特性。

对于 RC 正弦波发生器, RC 电路实际上起到的是选频作用,通过引入反馈系数,即可 得出其自激振荡的频率为

$$\omega = \frac{1}{RC} \tag{31}$$

并且此时恰好满足稳定振荡的相位平衡条件,并且 F=1/3,进而使得 A 为 3 时即可实现波形的稳定输出,即此时 RC 电路是用于进行选频,并且满足振荡输出条件。

(4)根据上述电路原理,充电回路的支路是R₁R₂C₁,放电回路的支路是R₂C₁,将电路略作 修改,增加一个电位器Rw和两个引导二极管,构成图23所示的占空比可调的多谐振荡器。 其占空比q为

$$q = \frac{r_1}{r_1 + r_2}$$
(32)

改变Rw的位置,可调节q值。

合理选择元件参数(电位器选用22KΩ),使电路的占空比q=0.2,调试正脉冲宽度为0.2ms。 调试电路,测出所用元件值,估算电路的误差。



图 23 占空比可调的多谐振荡器电路

理论分析:

对比此电路与多谐振荡器可知,其相比之前的电路增加了两个二极管,我们知道二极 管有单向导电性,所以其会导致电路的放电回路改变,其工作原理与之前一致,倘若忽略 二极管的正向导通电阻,方程如下:

$$T_{LOW} = R_2 C_1 \ln(2)$$
(33)
$$T_{HICH} = R_1 C_1 \ln(2)$$
(34)

$$T_{HIGH} = R_1 C_1 \ln(2)$$

若考虑 \mathbf{R}_2 包含二极管的正向导通电阻,则 \mathbf{R}_1 应加上 \mathbf{r}_D , \mathbf{r}_D 为二极管的正向导通电阻。

实验测量:

元件参数: $R_1=5k\Omega$, $R_2=15k\Omega$ 实测波形:



图 24 占空比可调的多谐振荡器电路输出波形(T_{HIGH}=200µs)

实测 R1 值: 5.48kΩ 实测 R2 值: 35.0kΩ 实测 q 值: $T_{HIGH} = 200\mu s$, T = 1.46ms, q = 0.138计算 q 值(基于正脉冲宽度为 0.2ms): $q = \frac{r_1}{r_1 + r_2} = 0.1354$ 相对误差:

$$\Delta q = 1.9\% \tag{35}$$

实验中,我们按照要求使得上下两个电阻各为 $5k\Omega = 15k\Omega$,此时无法保证其两个条件同时满足,但我们可以使得 $T_{HIGH} = 200\mu s$,此时即有以上实验结果。

我们利用理论分析中的式子进行分析,有

$$T_{HIGH} = R_1 C_1 \ln(2) = 200 \mu s \tag{36}$$

可得

$$R_1 = 8.74k\Omega \tag{37}$$

但我们与实际比较,其有 3kΩ 的偏差,实际上其很大一部分来源于二极管的导通电阻,我 们在实验中尝试去掉 R2 中包含的二极管,其低电平周期会发生大约 300μs 量级的改变,故 二极管的导通电阻实际上不可忽略,但由于二级管的导通电阻在不同的工作状态下不一致, 难以测量,故我们仅对其进行分析。

而倘若此时我们要保证占空比为 0.2,则由公式可知

$$R_2 = 4R_1 = 34.96k\Omega \tag{38}$$

此时其总电阻为 43.7kΩ,而我们电路总电阻为 42kΩ,故无法同时满足占空比与高电平输出 宽度的要求,并且加入二极管的导通电阻后,电路更加难以确定,故我们在尽量保证*T_{HIGH}* = 200μ*s*下得到了较好的输出。

仿真截图:



图 25 占空比可调的多谐振荡器仿真电路



图 26 占空比可调的多谐振荡器电路仿真波形(T_{HIGH}=200µs)

仿真 R1 值: 6.98kΩ

仿真 R2 值: 35.02kΩ

仿真q值: $T_{HIGH} = 200\mu s$, $T_{LOW} = 951\mu s$, q= 0.174 计算q值(基于正脉冲宽度为 0.2ms): q= $\frac{r_1}{r_1+r_2} = 0.166$

可以看出,其与理论值也有一定的偏差,来源可能为二级管的导通电阻,我们进一步分析。 【思考题 4】二极管的作用?分析二极管而通断性质来导出占空比 q 的公式,分析实测占空 比的误差来源。

二极管:事实上,此电路利用了二级管的正向导电性,使得放电与充电回路发生了变化。 对于图 20 555 时基电路构成的多谐振荡器电路,其 RC 充电回路为 R₁、R₂、C₁,时间常数 为(R₁+R₂)C₁而其放电回路为 R₂、C₁,时间常数为 R₂C₁,则此时电容充电时(DIS 关断,OUT 输出高电平)的时间比电容放电时(DIS 导通、OUT 输出低电平)的时间长,即此电路高电平 输出宽度永远大于低电平,此时无法实现电路输出宽度的调整也无法使得占空比为 0.2(因为 此时高电平输出时间比低电平长)。

故我们加入两个二极管,由于二级管的反向导通电阻极大,可视为断路,而电容充电时 上端电压大,故此时 R₂中的二极管断路,其充电回路变为图 23 中 R₁加左侧二极管;当电 容放电时由于左侧二极管的阻止,使其通过 R₂进行放电,即此时充放电的时间可以由 R₁、 R₂自由调控,即利用二极管正向导通、反向截止的性质实现了充放电回路的一致性,而此时 我们即可利用 RC 回路的 KVL 得到电容充放电公式,充电时利用三要素有

$$\frac{2}{3}V_{cc} = V_{cc} - \left(V_{cc} - \frac{1}{3}V_{cc}\right)e^{-\frac{t_H}{\tau_1}}$$
(39)

其中 τ_1 =R₁C₁,即可解得

$$T_{HIGH} = t_H = \tau_1 \ln(2) = R_1 C_1 \ln(2)$$
(40)

再利用放电的方程有

$$\frac{1}{3}V_{cc} = \frac{2}{3}V_{cc}e^{-\frac{t_L}{\tau_2}}$$
(41)

其中 $\tau_2 = R_2C_1$,可解得

$$T_{LOW} = t_L = \tau_2 \ln(2) = R_2 C_1 \ln(2)$$
(42)

则其占空比即为

$$q = \frac{T_{HIGH}}{T_{LOW} + T_{HIGH}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$
(43)

此即由二极管通断性质导出的占空比公式。

误差来源:对于以上式子,对于理想二极管,其正向导通电阻可以忽略,而此时 R₁、R₂ 即可认为是所用的电阻值,但对于实际电路来说,二极管正向导通并非能够完全等效成一根 导线,其具有一定的正向电阻,我们用一张图说明其此时对电路的影响。



对于二极管,其在不同的工作状态会产生不同的导通电阻,想要测量其导通电阻,应当 测量此时二级管通过的电流以及其上所加电压,但实际上,电路始终在不断地充放电,其电 流并非恒定,故难以将二级管的电压直接定出。

我们在实验中尝试了将 R₂中的二极管撤去,此时根据电路工作状态可知,其并不影响 电路充放电回路不一致,此时仍然能够达到调节占空比的作用,而我们知道,由于撤去了二 极管,减去了二级管的正向电阻,故此时 R₂的电阻值降低,此时电路的低电平时间应当降 低,而我们在实验中进行了测量,可以发现此时高电平时间略微减小(由于实际的充电回路 中,二极管有电阻,故应当是二极管与右侧 R₂并联进行电容充电,而 R₂降低同样会导致这 一段电阻降低,进而低电平时间减小),而低电平时间降为 1000μs 左右,可见其下降了 400μs, 故二极管的影响较大。

实际实验中,还有若干导线电阻、接触电阻以及元件标定值并非准确等因素都可能影响 电路的充放电过程,但二极管的影响是较大的。

5.555 构成的单稳态触发器

实验如图 28 所示。

(1)按图 28 接线,图中 R = $10K\Omega$, C₁= 0.01μ F,V_i 是频率约为 7KHz 左右的方波时, 用示波器观察 OUT 端相对于 V_i的波形,并测出输出脉冲的脉冲宽度 T_w。



图 28 单稳态触发电路

(2)分析三个频率区间 1KHz~4.5KHz、4.5KHz~9KHz、9KHz~30KHz 存在不同响应?

理论分析:

对于此单稳态触发器,其本质是通过内部的 RS 触发器实现的,假设初始状态 C₁ 电压为 0,当 V_i输入一个低电平时,555 时基电路 OUT 输出变为 1,DIS 端截止,从而电容开始充电,当其充电达到 2V_{cc}/3 时,在 V_i为高电平区间时,555 时基电路 OUT 端输出变为 0,DIS 端导通,进而电容开始放电,由于电容两侧直接与地相连(DIS 导通),所以电容的电荷量会一瞬间变为 0,然后在下一个低电平时,555 时基电路重新置 1,电容又开始充电,其高电平宽度估计式为

$$\frac{2}{3}V_{cc} = V_{cc} - V_{cc}e^{-\frac{t}{\tau}}$$
(44)

其中 τ =RC,则可以解得

$$T_w = t = RC\ln(3) = 1.1RC$$
 (45)

但是,由于我们输入的波形是方波,其高低电平逐渐变换,会在不同的频率区间内产

生不同的频率响应,其理论分析如下:

实际上,当波形频率较低时:

①在频率为4.55KHz 以下时,由于低电平维持时间大于110μs,当电容充至2V_{cc}/3 时 输入电平仍然为低电平,所以此时电容无法在充满2V_{cc}/3 时立刻放电,而在下一个高电平 到来时电容才会放电,故此时 OUT 输出高电平宽度为输入波形周期的一半。

②在频率为 4.55KHz-9.09KHz 时,此时电容充电至 2V_{cc}/3 时输入波形正好位于高电 平,此时电容立刻放电,故此时高电平宽度始终维持在 110µs。

③在频率稍微大于 9.09KHz 时,此时在输入波形的一个周期内电容无法完成充电,故此时电容会跨越两个输入波形的周期,在第二个周期的高电平到来时进行放电,此时输出高电平宽度为电容充电至 2Vcc/3 的时间加上其充电完成后输入波形的剩余低电平时间。

④在频率进一步增大时(增大至 13.64KHz),电容完成充电后可能恰好停留在输入波形的高电平上,此时电容立刻完成充电,此时高电平脉冲宽度为 110μs,直至其进入下一个 9.09KHz(18.18KHz)。

⑤其输出波形变化以输入波形的频率一直存在一个周期性变化,周期为9.09KHz,在 每个周期内其变化规律与以上分析一致。

故实际上,其不同响应应当以每9KHz作为周期,随着频率改变,其在不断轮回。 实验测量:

输入波形频率为7KHz。

理论 Tw 值: 110µs

实测波形:



表 14 555 单稳态触发电路波形(实测)



仿真 Tw 值: 109µs

(2)调节 Vi 的频率,分析并记录观察到的 OUT 端波形变化。

f/KHz	实测T _w /μs	仿真T _w /μs
1	504	505
2	256	253
3	168	170
4	130	131
4.5	118	120
5	114	109
6	114	109
7	112	109
8	114	109
9	172	109
9.5	162	158
10	152	155
11	138	145
12	130	135

表 15 555 单稳态触发电路正脉冲宽度

13	122	122
14	114	109
15	114	109
16	114	109
17	114	109
18	140	109
18.5	134	143
19	130	133
20	127	132
21	122	120
22	115	119
23	114	109
24	114	109
25	114	109
26	114	109
27	133	109
27.5	130	109
28	127	132
29	124	120
30	119	119

测量若干频率波形:

表 16 555 单稳态触发电路补充波形





结果分析:

通过图示可以看出,在 3KHz 输入下,此时正如我们之前的分析,电容充电至 2Vcc/3 后由于输入波形仍然为低电平,此时无法直接放电,而是在下一个高电平到来时放电,此 时电路起到反相的作用,此时即为反相器。

而在 7KHz 时,此时电容充电至 2Vcc/3 时输入电平也恰好为高电平,使得 555 时基电路 DIS 端导通,从而电容立刻接地,瞬间放电,输出变为低电平。

在15KHz时,可见电容充放电跨过了多个输入波形周期,而此时由于其电容充电至 2Vc/3时输入波形也恰好位于高电平,电容也立刻放电。

实验相对误差为

$$\Delta T_W = 3.6\% \tag{46}$$

误差来源可能是由于实验元件标定值并不精确,电路中存在导线电阻或接触电阻,或555 时基电路中的比较器电位并非十分准确导致的,但误差较小,故我们认为实验较为成功。

实际上,我们可以通过分析得出其理论 Tw 曲线随频率变化的曲线,我们由之前在理论分析部分的结果可以写出以下表达式:

$$T_{W} = \begin{cases} \frac{2n+1}{2}T, & \frac{2n}{2 \cdot 1.1RC} < f < \frac{2n+1}{2 \cdot 1.1RC} \\ 1.1RC, & \frac{2n+1}{2 \cdot 1.1RC} < f < \frac{2n+2}{2 \cdot 1.1RC} \end{cases} \quad (n \in N)(47)$$

由此表达式我们即可作出理论、实验、仿真的频率响应图,则我们利用 Origin 进行作 图,即可得到以下曲线



图 29 555 单稳态触发器频率响应

由上图可以看出,实测中频率跳变比仿真与理论均较早,实验中可能由于示波器输出波 形频率略大,电容值、电阻值不精确,555时基电路的电压比较器不精确等因素导致的。虽 然实验中出现了较早的跳变,但其仍然保持着9KHz左右的周期性频率变化,因此理论、实 验、仿真较为一致,实验成功。

(3)若想使 Tw=10µs, 怎样调整电路? 测出此时各有关的参数值。

我们将电阻值改为 100Ω, 实测电阻值为 99.2Ω, 并且将电容改为 0.1 μ F, 故由公式可得, 此时

$$T_W = 10.9\mu s \tag{48}$$

而我们通过调节,在输入频率为71KHz时输出波形高电平宽度接近10µs,其实测波形为



表 17 555 单稳态触发电路改后实验波形(Tw=10µs)



6.555 时基电路构成 R-S 触发器

实验如图 32 所示。

(1)先令 VC 端悬空,调节 R、 S端的输入电平值,观察 V。的状态在什么时刻由 0 变 1,或由 1 变 0?

测出 V。的状态切换时, R、 S端的电平值。

(2)若要保持 V。端的状态不变,用实验法测定 R、 S端应在什么电平范围内?

整理实验数据,列成真值表的形式。和 R-SFF 比较,逻辑电平,功能等有何异同。

(3)若在 VC 端加直流电压 V_C_v,并令 V_C_v分别为 2V,4V 时,测出此时 V_o状态保持 和切换时 R、S 端应加的电压值是多少?试用实验法测定。



图32 R-S触发器电路

表	18	555	RS	触发器	伏态改变表
---	----	-----	----	-----	-------

VC悬空	OUT	R输入电平值/V	Ī输入电平值/V
今三	0-1	0-4.88	1.64(减小)
关例	1-0	3.23(增大)	1.64-4.88
	0.1	3.33(减小)	0-1.67
仿真	0-1	0-3.33	1.67(减小)
	1-0	3.33(增大)	0-5

表 19 555 RS 触发器状态维持表

VC悬空	OUT	R输入电平范围/V	Ī输入电平范围/V
	0	0-4.88	1.64-4.88
实测	1	0-4.88	0-1.64
		0-3.23	1.64-4.88
	0	3.33-5	0-5
仿真	0	0-3.33	1.67-5
	1	0-3.33	0-5

我们将上面两个表转换为二维图,即可直观地看出其真值表。

表20 555RS触发器状态图



图中1/0态即为维持状态。1与0分别为置1态与置0态,可以看出,仿真与实验在不稳定 状态输出值不一致,可能是由于仿真定义不同导致的。

表21 555RS触发器直值表(实测)

根据这些状态以及高低电平分界线即可得出以下真值表。

R	Ī	OUT	功能描述		
X	0	1	置1		
1	1	0	置0		
0	1	不变	维持		

其中: 高电平电压: R:>3.23V, S:>1.64; 低电平电压: R:<3.23V, S:<1.64。

表21 555RS触发器真值表(仿真)

R	Ī	OUT	功能描述
0	0	1	置1
1	Х	0	置0
0	1	不变	维持

其中: 高电平电压: R:>3.33V, S:>1.67; 低电平电压: R:<3.33V, S:<1.67。

但实际上,RS触发器有一个约束条件,对于R=1,S=0的状态下,此时电路不稳定,我们 由555时基电路的测试部分可知,仿真与实验对这一部分的定义不同,在实际实验中,约束 态的输出为高电平,而在仿真中,其在约束态时的输出为低电平,故两者在某些区域的输出 不一致,但二者在排除约束态下的输出是一致的。

虽然此时约束态是不稳定的,但其与S、R端信号消失的次序有关,若R首先变为0,而S仍在0态,则此时电路会置1,若S首先变为1,而R仍在1,此时电路会置零,故在实际中我们应当排除这个状态。

则此时排除约束态后的真值表为

表22 555RS触发器真值表(排除约束态)

R	Ī	OUT	功能描述
0	0	1	置1
1	1	0	置0
0	1	不变	维持

可以看出,其实现了RS锁存器的基本功能,并且有着约束条件,即应当满足RS=0。

与R-SFF比较异同:

同:两者均能实现RS锁存器的功能,都能通过RS端输入电平控制实现置0、置1、维持功能,都存在着约束条件。

异**:**

(1)R-SFF可由与非门或或非门实现,而555时基电路内部包含与非门实现的R-S触发器,

(2)R-SFF的输入信号的高低电平判断是由其内部门电路的高低电平判断的,而555时基 电路的输入信号高低电平是可控的,可以通过VC端控制其高低电平阈值。

(3)555时基电路构成的RS锁存器中,其内部实际上还有电压比较器,而R-SFF中基本只 包含门电路。

VC=2V		OUT	R输入电平值/V	Ī输入电平值/V		
	山亦	0-1	0-4.88	1.00(减小)		
	以文	1-0	1.93(增大)	1.00-4.88		
实测		0	0-4.88	1.00-4.88		
	维持	1	0-4.88	0-1.00		
			0-1.93	1.00-4.88		
仿真	改变	0-1	2(减小)	0-1		
			0-2	1(减小)		
		1-0	2(增大)	0-5		
		0	2-5	0-5		
	维持	0	0-2	1-5		
		1	0-2	0-5		

表	23	555	RS	触发器状态表(VC=2V))
-	40	000	110		

表 24 555 RS 触发器状态表(VC=4V)

VC=4V		OUT	R输入电平值/V	Ī输入电平值/V
	山市	0-1	0-4.88	2.00(减小)
	以文	1-0	3.74(增大)	2.00-4.88
实测		0	0-4.88	2.00-4.88
	维持	1	0-4.88	0-2.00
			0-3.74	2.00-4.88
仿真	改变	0.1	4(减小)	0-2
		0-1	0-4	2(减小)
		1-0	4(增大)	0-5
	维持	0	4-5	0-5
		0	0-4	2-5
		1	0-4	0-5

事实上,VC端即为电压控制端,其所加电压能够控制TH端与TR端电压,使得其高电平与低电平的阈值电压发生改变,由电路结构,我们知道,VC端直接通入TH端的电压比较器,所以对于TH端,其高低电平阈值为所加电压VC;而我们由内部结构可知,TR端由于内部的

两个电阻分压,导致其内部电压比较器的输入端为VC/2,根据我们实验所测得值可知,所加 电压为2V时,其TH端高低电平阈值为1.93V,TR端高低电平阈值为1V;所加电压为4V时, TH端高低电平阈值为3.74V,TR端高低电平阈值为2V,可见其与理论较符合,TR端完全满 足,但TH端阈值比理论值偏低,可能是由于芯片电压比较器运算误差导致的。

我们由上表可知,实验、仿真、理论皆一致,实验较为成功,验证了VC端对两输入电 平高低区分阈值的影响,三者较为一致。

仿真截屏:



图33 用555时基电路组成的R-S触发器

7. 应用电路

图34所示用556的两个时基电路构成低频对高频调制的救护车警铃电路。



图34 用时基电路组成警铃系统

(1)参考实验内容4确定图34中未定原件参数。

(2)按图接线,注意扬声器先不接。

(3)用示波器观察输出波形并记录。





图35 警铃电路输出波形1



图36 警铃电路输出波形2



理论分析:

可以看出,左侧的555时基电路实际上是一个多谐振荡器,其充电回路(DIS关断)为左上 角的10kΩ电阻通过二极管D与图中左下方的极性电容构成的,而其放电回路(DIS导通)为与 二极管并联的10kΩ电阻与左下角极性电容构成的,倘若忽略二极管的导通电阻,则其可以 视为输出占空比为50%的方波,其周期为

$$T = 2RC\ln(2) = 1.386s$$
 (50)

而对于右侧,其同样也为一个多谐振荡器,但其VC端由于直接接入了第一个多谐振荡器的输出端,故可以通过第一个多谐振荡器实现对第二个多谐振荡器的调控,我们知道,VC 实际上是控制输入电平的高低电平阈值。

当第一个振荡器输出高电平时,此时倘若认为OUT1与VC2之间的电阻不分压,则此时 第二个振荡器的输入信号阈值可近似认为是V_{OUT},则此时右侧多谐振荡器开始振荡,其放电 回路为右侧的10kΩ电阻与0.1µF电容直接通过DIS端放电,充电回路为上侧的滑动变阻器与 右侧10kΩ电阻和0.1µF电容构成的,则我们可以知道其高电平时间为

$$T_{HIGH} = \left(10k + R_{\text{#abymass}}\right) C\ln(2) \tag{51}$$

同样有

$$T_{LOW} = (10k)C\ln(2) \tag{52}$$

可知此时高电平输出比低电平输出时间短,且其输出波形的周期时间小于其左侧多谐振荡器,故此时其会在左侧多谐振荡器的高电平周期内发生不断地振荡,输出占空比大于50%的方波。

当第一个振荡器输出低电平时,倘若同样认为OUT1与VC2之间的电阻不分压,则此时 第二个多谐振荡器的输入触发电平应为0,则此时第二个多谐振荡器应当不输出波形,一直 处于低电平情况。但实际中我们发现,其仍然会产生振荡,即此时可能由于OUT1端电平为 0,而555时基电路内侧有三个电阻,此时与OUT1与VC2之间的电阻与其内部电路的Vcc下端 电阻**串联**,从而使得VC处电压不为0,按照图17所示,其内部电阻为5kΩ,故此时由分压定 理,此时VC端真实电平应当为

$$V_C = \frac{5.1}{5+5.1} V_{cc} = 0.505 V_{cc} \tag{53}$$

故此时应有充电时的方程:

$$0.505V_{cc} = V_{cc} - (V_{cc} - 0.252V_{cc})e^{-\frac{CH}{\tau_1}}$$
(54)

其中 $\tau_1 = (10k + R_{\text{滑动变阻器}})C$,即可解得

$$T_{HIGH} = t_H = \tau_1 \ln(1.51) = R_1 C_1 \ln(1.51)$$
(55)

再利用放电的方程有

$$0.505V_{cc} = 0.252V_{cc}e^{-\frac{t_L}{\tau_2}}$$
(56)

其中τ₂=(10k)C,可解得

$$T_{LOW} = t_L = \tau_2 \ln(2) = R_2 C_1 \ln(2)$$
(57)

可见此时低电平输出波形宽度与第一个多谐振荡器输出高电平时一致,而高电平输出波形宽度比第一个多谐振荡器输出高电平时宽度减小了,故此时警铃会发出更加低沉的声音,通过波形判断可以发现,其与理论值基本吻合,正如图 37 所示,其此时波形大致以 1.4s 为周期,一半周期内声音强度高,一半声音强度低,实验效果非常直观,实验较为成功。

实际电路图:



图38 警铃电路实际电路图







表 25 警铃电路仿真波形

仿真分析:

可见, 仿真波形的低电平宽度在第一个 555 时基电路 OUT 输出不一致时均几乎保持在 700µs 左右, 即通过第一个 555 时基电路的 OUT 端改变高电平持续时间进而控制了警铃电路的输出。

四、实验总结与思考

思考题已在各自对应部分进行分析,以结合实际实验的电路及实验结果,我们给出其超链接便于阅览【思考题1】【思考题2】【思考题3】【思考题4】。

在本次实验中,我们首先用门电路实现了多谐振荡器与单稳态触发器,其实现原理皆为 利用电容的充放电以及逻辑门电路高低电平的区分阈值。

第一个是利用两个非门实现了多谐振荡器,我们进行了理论分析,并且测量了多组波形的频率与电阻从而进行了Origin拟合分析,进而判断理论的正确性,其理论T=2.2RC,而我们利用测量数据进行拟合,拟合评分R-Square=0.9995,线性度极高,但拟合结果为T=0.2353R,与理论稍有偏差,我们在前面也进行了误差分析;接着我们实现了三个非门组成的多谐振荡器,并且也进行了理论分析,分析了其电路中产生的波形震荡噪声,以及极限频率所对应的频率进行了误差分析,实验实现的最低波形频率与理论值偏差仅为3.6%,并且我们与仿真结合,验证了理论、实验的正确性;下一步我们实现了单稳态触发器,将三种频率的波接入输入端,并分析了其输出低电平宽度与理论值的差距,然后改变了电阻值,并且同样输入三种频率波形,通过输出波形验证了理论的准确性,实验结果十分直观。

接下来我们进行了基于555时基电路的一些实验,其构建各种电路时基本都是利用555时 基电路的TH、TR端进行控制,实验理论我们已经在每一部分进行了具体阐述,给出了各个 计算公式的推导。

首先,我们利用滑动变阻器控制TH、TR端输入电平,测试了555时基电路芯片的功能,并且发现了其实验与仿真对约束态的定义不同,但在其余状态下,其输出一致。然后我们利用其实现了多谐振荡器,是利用555时基电路输入信号控制DIS端的导通与关断进而控制电容的充放电实现的,电容的电平又控制时基电路的输入信号,进而实现周期性的反馈控制,实现矩形波的输出,其放电、充电回路不一致导致其占空比不为50%,并且由于充电回路的时间常数较大(充电回路的电阻包含了放电回路的电阻),故占空比大于50%,我们利用RC回路充放电公式对其高低电平宽度进行了计算,根据实验结果,实验误差与仿真**误差均在1%**

左右,与理论吻合较好。接下来我们对其进行改进,利用两个二极管实现了充放电回路不重叠,进而实现了占空比可在一定区域内调节的多谐振荡器,并且实现了精准的高电平宽度为200μs,通过理论分析给出了公式推导,并结合实验现象解释了二极管正向导通电阻的误差影响,此时测量占空比与理论占空比误差仅为1.9%。

接下来利用时基电路实现了单稳态触发器,测量了其频率响应,并且理论分析推导了其 输出脉冲宽度公式,为

$$T_W = \begin{cases} \frac{2n+1}{2}T, & \frac{2n}{2 \cdot 1.1RC} < f < \frac{2n+1}{2 \cdot 1.1RC} \\ 1.1RC, & \frac{2n+1}{2 \cdot 1.1RC} < f < \frac{2n+2}{2 \cdot 1.1RC} \end{cases} \quad (n \in N)(58)$$

通过理论、仿真、实验结果同时作图,可以看出其响应效果一致,理论成功解释了其产生多 区间不同响应的现象;并且我们对其电路进行修改,采用100Ω电阻与0.1µF的电容实现了在 输入频率为71KHz下的输出波形宽度为10.2µs,与理论基本一致。

然后通过555时基电路实现了R-S触发器的功能,首先将VC端悬空,我们测量了其状态 转换与状态维持的电平区间,作出以下图像从而直观的得出其逻辑功能



去除约束态后,倘若我们分别利用Vcc/3与2Vcc/3去作为S与R的高低电平判断阈值,即可得出与R-S电平触发器一致的逻辑功能,即

R	Ī	OUT	功能描述
0	0	1	置1
1	1	0	置0
0	1	不变	维持

并且我们又将VC端输入置为2V与4V,即可调控Ī与R输入的高低电平判断阈值,从而实现更可控的触发器。

最后我们通过两个555时基电路芯片实现了两个多谐振荡器的耦合,通过第一个多谐振荡器的输出调控第二个多谐振荡器的VC电平,进而改变其高低电平判断阈值,改变其输出。 其实现方式是首先控制第一个多谐振荡器的输出周期较长,第二个振荡周期较短,从而使得 第二个多谐振荡器在第一个多谐振荡器的输出区间内能实现多周期波形的输出,并且通过 VC调控高低电平即能改变输出波形的高电平输出宽度,低电平输出时间始终不变,进而实 现不同频率以及强度的波形输出,控制警铃的发声。

所有部分我们均在其对应部分进行了细致的理论推导,以及误差分析,并且结合实验结果验证了理论,理论与实验十分吻合,实验效果较好,实验较为成功。

[参考文献]

[1]邱关源,罗先觉.电路(第5版)[M].北京:高等教育出版社,2006.
[2]康华光,陈大钦,张林.电子技术基础(模拟部分)[M].北京:高等教育出版社,2013.12.
[3]康华光,秦臻,张林.电子技术基础(数字部分)[M].北京:高等教育出版社,2014.1.
[4]物理学实验教程(电子技术基础实验).

[原始数据页]

4,00ms; 17.05 ka

电子技术实验九预习报告

1. 多谱振荡器

(1)由CMOS门构成多谐振荡器,电路取值一般应满足R₁=(2~10)R₂,周期T≈2.2R₂C。按 图1连成,并测试频率范围。



若要实現10KHz-100KHz频率范围,选用上述电路并自行设计参数,接线实验并测试:参数: *主序对入^q。1.4*F 实测频率范围: /0.75KHz - /03.4*kH*z

実測频率范围: /o, \75 KH2 - /o34KH2
 283 平 103, 4kH2 3, 46k5 : /o, 75 KHz
 (2)由TTL门电路构成多谐振荡器
 按图2接线,用示波器测量频率变化范围。

测量A、B、V。各点的波形

实测R2阻值为: 4,21 kf2

实测波形频率: 1,000 kHz



图2 由TTL门构成的多谐振荡器 实测频率变化范围: 4、556 Hg - 2、833 k Hz 实测波形:







H

н

关断

11



图7 测试接线图 表 3(实验)

			the eddent and			
тн	TR	R	OUT	DIS	OUT 实测 电位	DIS 实测 电位
x	x	L	L	导通	qnv	Lonv
> ² / ₃ V _{cc}	>1/3 Vec	н	L	导通	qmv	52mV
≻ ² ₃ V _{ee}	<1/> -1/2 V _{cc}	н	H	利斯島道	4.10V	4.88V
< ² / ₃ V _{cc}	$>\frac{1}{3}V_{cc}$	н	原状态	原状态	4,111	9,89V
<2 3 V _{cc}	$>\frac{1}{3}V_{cc}$	н	原状态	原状态	9mV	SZNV
< ² / ₃ V _{ce}	<1/> V _{cc}	н	н	关断	4.11V	4,896

表 3(仿真)

тн	TR	R	OUŢ	DIS	OUT 实测 电位	DIS 实测 电位
х	x	L	L	导通	0V	82.187mV
>2_V_cc	> ¹ / ₃ V _{cc}	н	L	导通	0V	82.187mV
$>^2_3 V_{cc}$	<1/>3Vec	н	L	导通	0V	82.187mV
<2 3 Vcc	>1/3Vcc	н	原状态	原状态	5V	5V
$<^2_{\overline{3}}V_{cc}$	>1/3Vcc	н	原状态	原状态	ov	82.187mV
$<^2_{\overline{3}}V_{cc}$	<1/> -1/2 Vec	н	н	关断	5V	5V

191

4.555 时基电路构成的多谐振荡器电路如图 8 所示
(1)按图 8 接线,图中元件参数如下
R₁= 15KΩ R₂ = 5KΩ
C₁= 0.033μF C₂ = 0.1μF
(2)用示波器观察并测量 OUT 端波形的频率。
和理论估算值比较,算出频率的相对误差值。
(3)若将电阻值改为 R1 = 15KΩ, R2 = 10KΩ,电容 C 不变,上述的数据有何变化?



图 8 555 时基电路构成的多谐振荡器电路

理论分析:

多谐振荡器是一种利用深度负反馈,通过阻容耦合使两个电子器件交替导通与截止, 进而自激振荡产生方波的振荡器。

在此电路中,对于初始状态,其TH 端与TH端电位 U_c为 0V,555 时基电路输出为 1, DIS 端截止,电容通过上端的 V_{cc}进行充电,:当其充电至 $2V_{cc}/3$ 时,555 时基电路输出变 为 0, DIS 端导通,从而电容通过 R₂ 放电,直到电位 U_c 变为 V_{cc}/3,此时 555 时基电路输 出又变为 1,DIS 端截止,电容继续进行充电,即其电位一直在 $2V_{cc}/3$ 与 $V_{cc}/3$ 之间变化, 从而通过 OUT 端输出方波。

 $V_c = V_0 e^{-RC}$

列出具体方程:

首先我们知道, RC 电路电容上的电压满足方程:

(2)

放电过程中,电位变化1/3,则此时有

 $\frac{V_{cc}}{V_{cc}} = \frac{e^{\frac{t_1}{R_2 C_1}}}{e^{\frac{t_2}{R_2 C_1}}}$ (3)

由于放电时输出的是低电位,则有 $T_{LOW} = t_2 - t_1 = R_2 C_1 \ln(2)$ (4)

同理有

$$T_{HIGH} = (R_1 + R_2)C_1\ln(2) \tag{5}$$

频率:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{(R_1 + 2R_2)C_1 \ln(2)}$$
(6)



R2阻值	数值类型	THIGH/HS	TLOW/µS	f/Hz
理论 R ₂ =5KΩ 实测 仿真	理论	457.5	114.4	1748.7
	实测	460	116	1722
	仿真	457	116	1740
理论 R ₂ =10KΩ 实测 仿真	理论	571.8	228.7	1249.1
	实测	576	22.9	1245
	仿真	571	230	1250

Internet Courts

相对误差值;

(4)根据上述电路原理,充电回路的支路是R₁R₂C₁,放电回路的支路是R₂C₁,将电路略作 修改,增加一个电位器R_w和两个引导二极管,构成图9所示的占空比可调的多诺振荡器。其 占空比a为

$$q = \frac{r_1}{r_1 + r_2}$$
(8)

改变Rw的位置,可调节q值,

合理选择元件参数(电位器选用22KΩ),使电路的占空比q=0.2,调试正脉冲宽度为0.2ms。 调试电路,测出所用元件值,估算电路的误差。



图 9 占空比可调的多谐振荡器电路

理论分析:

对比此电路与多谐振荡器可知,其相比之前的电路增加了两个二极管,我们知道二极 管有单向导电性,所以其会导致电路的放电回路改变,其工作原理与之前一致,倘若忽略 二极管的正向导通电阻,方程如下:

$$T_{LOW} = R_2 C_1 \ln(2)$$
 (9)
 $T_{HIGH} = R_1 C_1 \ln(2)$ (10)
的正向导通电阻,则 R₁ 应加上 r_p , r_p 为二极管的正向导通电阻。

若考虑 R₂包含二极管的正向导通电阻,则 R₁ 应加上r₀,r₀为二极管的正向导通电阻。 元件参数选择: R₁=σkΩ, R₂= |5 kΩ 实测波形:

实测 R1 值:	5.48 KP		
实测 R2 值:	75.0K2		
实测 q 值:	T=1,46m1	TH= 200,45	9=0,138
(5)其输出波形变化以输入波形的频率一直存在一个周期性变化,周期为9.09KHz,在 每个周期内其变化规律与以上分析一致。

1.2

理论 Tw 值: 110µs

培入7KHz

实测波形:

表 6 555 单稳态触发电路波形 波形		
Vis C		

实测Tw值: |14,45

(2)调节 Vi 的频率,分析并记录观察到的 OUT 端波形变化。 表 7 555 单稳态触发电路正肽冲宽度

f/KHz	实测T _w /µs	仿真T _w /μs
1	504	565
2	256	332
3	168	219
4	130	219
4.5	118	218
5	114	109
6	114	109
7	112	109
8	114	109
9	172	109
9.5	162	1320
10	152	65
11	138	328
12	130	219
13	122	219
14	114	109
15	114	109
16	1/4	109

۱

17	14	109
10	142	109
18	170	1870
18.5	134,	617
19	110	007
20	127	328
21	122	28
22	115	219
23	114	109
24	114	109
25	114	109
26	114	109
27	133	109
27.5	130	109
28	127	876
29	124	328
30	/19.	219

测量若干频率波形:

f= 3kHz , 15kHz

(3)若想使 Tw=10µs, 怎样调整电路? 测出此时各有关的参数值。

生国及为100元, 京次使用49.20, 电过知UF

沟量TIKHZ 该形

6.555 时基电路构成 R-S 触发器

实验如图 11 所示。

(1)先令 VC 端悬空,调节 R、S端的输入电平值,观察 V。的状态在什么时刻由 0 变

1,或由1变0?

测出 V。的状态切换时, R、S端的电平值。

(2)若要保持 V。端的状态不变,用实验法测定 R、S端应在什么电平范围内?
整理实验数据,列成真值表的形式。和 R-SFF 比较,逻辑电平,功能等有何异同。
(3)若在 VC 端加直流电压 Vc_v,并令 Vc_v 分别为 2V,4V 时,测出此时 V。状态保持和切换时 R、S 端应加的电压值是多少?试用实验法测定。



R	Š	OUT	功能描述
0	0	1	置1
1	x	0	置0
0	1	不变	维持

其中: 商电平电压: R:>3.33V, S:>1.67, 低电平电压: R:<3.33V, S:<1.67. 但实际上,RS触发器有一个约束条件,对于R=1,S=0的状态下,此时电路不稳定,虽然在功 能中其表现为置0,但其与SR端值与消失的次序有关,若R首先变为0,而5仍在0态,则此时 电路会重新量1、故这个不稳定置零是有值号要求的。

与R-SFF比较并同;

VC	2=2V	OUT	R输入电平值/V	S输入电平值/V	
			0-4.21	1.00(1)-1)	
	改变	0-1	x	X	
est- and		1-0	1.93(182)	1,00-4,88	
*03			0-488	1.00-4.82	
	维持	0	X	X	
_		1	0-482	0-1,10	0-18,100
	改变	0-1			-
仿直		1-0			1
	维持	0		-	-
		1			1

		4× 12 555 K5 用头	风奋扒恋衣(¥℃=4¥)			
VC	C=4V	OUT	R输入电平值/V	Ī物入电平值/Ⅴ		
			01 0	0-4.88	2,00(24+)	
	改变	0-1	X	×		
edre 30al		1-0	3,74(标)	2,00-4,88	1	
头例			2-4.58	2.00-488	1	
	维持	维持	×	×	1	
_		1	0-4188	6-2.00	0-3,74,2009	
	改变	0-1				
估直	1-0					
维持	0					
		1			-	

表 12 555 RS 触发器状态表(VC=4V)

7. 应用电路 图12所示用556的两个时基电路构成低频对高频调制的救护车警铃电路。



图12 用时基电路组成警铃系统

(1)参考实验内容4确定图12中未定原件参数。

(4)接上扬声器,调整参数到声响效果满意。

(2)按图接线,注意扬声器先不接。 (3)用示波器观察输出波形并记录。

2023-5-15

记录波形:

注:时基电路使用说明

556定时器的电源电压范围较宽,可在+5V~+16V范围内使用(若为CMOS的555芯片则电 压范围在+3V~+18V内)

电路的输出有缓冲器,因而有较强的带负载能力,双极性定时器最大的灌电流和拉电流 都在200mA左右,因而可直接推动TTL或CMOS电路中的各种电路,包括能直接推动蜂鸣器 等器件。

本实验所使用的电源电压Vcc=+5V。

《电子技术实验》课程实验报告

学院: 物理学院

专业:物理学

年级: 2021 级

实验人姓名 (学号): 路尚润 (21305127)

2023年5月22日上午

实验十 模数与数模转换电路

一、实验目的

- 1. 熟悉数模转换器和模数转换器的基本原理
- 2. 掌握 T 形电阻网络数模转换器的工作原理和实现方法。
- 3. 掌握逐次逼近型模数转换器的工作原理和实现方法。

二、实验原理

1. 模数(A/D)与数模(D/A)转换器的基本概念。

能够将模拟信号转换成为数字信号的电路称为模数转换器(Analog to Digital Convertor, 简称 ADC 或 A/D 转换器),它是一个把模拟量转换成多位二进制数字量 b_{n-1}b_{n-2}...b₁b₀ 的装 置。输入的模拟信号首先在一系列离散的时刻进行采样,然后量化成多位二进制数字信号 b_{n-1}b_{n-2}...b₁b₀,每一个二进制数字信号对应于某一个最小单位电压值的整数倍,这个最小单 位电压值称为量化单位,对应于二进制数字信号的最低有效位(Least Significant Bit, LSB), 如图 1 给出了将 0~V_{ref}参考电压范围内的模拟信号量化成 3 位二进制数的一种编码方式:



图 1 3 位 A/D 转换器的量化编码过程

能够将数字信号转换成为模拟信号的电路称为数模转换器(Digital to Analog Convertor, 简称 DAC 或 D/A 转换器),它是 A/D 的相反过程,用于产生精确且易于调节的参考电压。 通过输入多位二进制的数字信号 b_{n-1}b_{n-2}...b₁b₀,来生成与之呈现线性关系的模拟电压输出:

$$V_{out} = (b_{n-1} \times 2^{n-1} + b_{n-2} \times 2^{n-2} + \dots + b_1 \times 2 + b_0 \times 1) \frac{V_{ref}}{2^n}$$
(1)

2. T 形电阻网络型 D/A 转换器。

T 形电阻网络是一种巧妙设计的电阻网络结构,通过 R 和 2R 两种阻值的电阻的不同连接方式实现 D/A 输出,如图 2 所示。8 位数字信号控制着图中的开关,开关接地表示数字"0",连接运算放大器的反向输入端表示数字"1"。参考电压 V_{ref} 经过电阻网络和负反馈放大器,最终产生模拟电压的输出值 V_{out} 为:

$$V_{out} = -\frac{R_f}{2^8 R} V_{ref} \times (2^7 d_7 + 2^6 d_6 + 2^5 d_5 + 2^4 d_4 + 2^3 d_3 + 2^2 d_2 + 2^1 d_1 + d_0)$$
(2)

从而实现了在通过数字值产生不同的模拟电压的功能。



图 2 8 位 T 形电阻网络结构的 D/A 转换器

为了得到一定的输出驱动能力, D/A 转换器需要使用负反馈放大器产生电压输出。本实 验使用了 TI 公司的 NE5532A 型低噪声运算放大器。该运放采用±12V 电源供电,能够提供 较大的输出电压动态范围;同时该运放具备超过 66dB 的直流增益和 100dB 的共模抑制比, 能够保证输出电压 Vout 的准确。单片 NE5532A 芯片包括了两个运算放大器,在本实验中通 过两级反相输入负反馈放大电路级联的方式来最终产生同相输出,如图 3 所示,其中 R_f、 R₁和 R₂ 的阻值根据模拟输出信号的范围来确定。



理想的 D/A 转换器的输出模拟电压值应当与输入的数字值呈线性关系,但在实际的 D/A 转换器中,由于电阻阻值不匹配、运算放大器精度、开关非理想特性等因素,使得实际测量 得到的转换关系呈现非线性的关系,如图 4 所示。实测转换曲线与理想的严格线性的转换曲 线之间的差值 ΔV_{out}称为 D/A 转换器的"积分非线性"(Integral nonlinearity, INL),是衡量 D/A 转换器转换精度的一个重要指标。



图 4 D/A 转换器的转换曲线与积分非线性

3. 逐次逼近式 A/D 转换器。

逐次逼近式A/D转换器利用"二分法"原理,依次生成不同的D/A转换器输出模拟电压 V_{D/A}与输入电压V_I进行比较,根据比较结果确定二进制数码值,如图5所示。转换开始时, 首先将D/A转换器设置成100...000,所生成的模拟电压V_{D/A}与V_I进行比较。如果V_{D/A}>V_I即比 较器输出"0",说明数字值过大,则最高位的"1"应当改为"0";如果V_{D/A}<V_I即比较器输 出"1",说明数字值不够大,最高位的"1"应当保留。之后用同样的方式将次高位置位"1", 根据V_{D/A}与V_I比较结果来决定该位"1"是否应当保留,这样由高位到低位逐个比较下去, 直到所有的数字位比较完毕,此时控制电路最终保留的数字值就是转换结果。n位主次逼近 型A/D转换器只需要进行n次电压比较,大大减少了转换时间,同时由于控制电路是逐位进 行"1"或"0"的判断,因此判断结果可以直接通过移位寄存器存储在输出电路中,简化了 电路结构。



图 5 逐次逼近型 A/D 转换器结构图与 4 位 A/D 转换器的比较逐次比较过程

3

在本实验使用的逐次逼近型A/D转换器中,D/A转换器的部分直接使用上一步已经搭建 好的T形电阻网络D/A转换器。作为原型实验系统,D/A转换的开关逻辑采用手动开关来实 现,因此逐次逼近型的A/D转换器中的转换控制逻辑也通过手动方式实现,而转换结果则直 接将每次比较器输出的比较结果逐位存入移位寄存器中。由于实验的D/A转换器输出运放工 作在12V电压模式下,因此需要使用12V电源的比较器。本实验使用了TI公司的LM311高速 差分比较器(www.ti.com/product/LM311),如图6所示,输入部分工作在+12V单电源下,输 出信号采用开集输出上拉电阻到+5V,从而可以直接生成0~5V范围的数字信号,直接可以作 为数据信号输出给D触发器构成的移位寄存器。本实验使用TI公司的74HC273,拥有8个D触 发器,共用上升沿时钟CLK和低电平有效的复位端CLR,如图7所示。



图 6 电压比较器 LM311 原理图



图 7 八 D 触发器 74HC273 结构图

三、实验内容及数据处理

1. D/A 转换电路实验。

1)根据图2设计8位T形电阻网络结构的D/A转换器。结合图3的双运放结构,设计输出 电路,使得当数字输入0~255时,对应0~10V范围内变化。电路的参考电压V_{ref}可以通过电压 模式的负反馈放大电路来产生,并且可以手动调节。请设计合适的T型网络电阻、输出运放 的负反馈电阻Rf、R1和R2,画出完整的电路图,根据设计搭接电路。

设计思路:

首先根据图3的两个运算放大器,我们知道,第一个运算放大器的输出为

$$V_{out} = -\frac{R_f}{2^8 R} V_{ref} \times (2^7 d_7 + 2^6 d_6 + 2^5 d_5 + 2^4 d_4 + 2^3 d_3 + 2^2 d_2 + 2^1 d_1 + d_0)$$
(3)

此时我们取R为1K Ω ,利用第二个运算放大器的虚短虚断可以得出

$$V_{D/A} = \frac{R_2 R_f}{2^8 R R_1} V_{ref} \times (2^7 d_7 + 2^6 d_6 + 2^5 d_5 + 2^4 d_4 + 2^3 d_3 + 2^2 d_2 + 2^1 d_1 + d_0)$$
(4)

当8个输入信号都为高电平时有

$$V_{D/A} = \frac{R_2 R_f}{R R_1} \frac{255}{256} \quad V_{ref} = 10V \tag{5}$$

-12V

根据上式我们可以设计以下电路图。



图 8 D/A 转换器电路图

其中 $R_f = 2k\Omega$, $R = R_1 = R_2 = 1k\Omega$ 。 实验中所用Vref产生电路为



图9 电压信号 V_{ref}产生电路

其产生电压原理如下:

首先我们判断其引入正反馈还是负反馈,对于此电路,我们用极性法判断,在3端 加一(+)波动,则6端产生(+)波动,经过电阻传输后,2端也产生(+)波动,则此时引入了 负反馈使得输出信号稳定,而我们再利用虚短虚断分析,根据虚断,2、3端没有电流输 入,则3端电压可以直接根据分压定理利用最左侧的得到,且2端无电流输入,则近似认 为 $V_{ref}=V_2$; 再根据虚短, 有 $V_2=V_3$, 而 V_3 是利用滑动变阻器调控的, 则 V_{ref} 即直接利用左 侧电路的分压得到, 目由于引入深度负反馈, 其电路的输出电阻变小, 带负载能力增强, 日输出信号更加稳定,受外部影响程度降低,进而能够产生较为稳定的输出信号。

2)测量所实现的D/A转换器的转换曲线,根据曲线计算D/A转换器的最低有效位LSB对 应的电压值,以及积分非线性INL。

在整个D/A输出范围内测量32个测量点,测量位置自定,根据测量结果绘制转换曲 线,估算LSB和INL。

数字输入值	模拟电压测量值	数字输入值	模拟电压测量值
00000000	0V	00111111	2.48V

表1D/A 输出值表(实验 V _{ref} =	5.01V)	
----------------------------------	--------	--

00000001	37.8mV	01000011	2.63V
00000010	77.4mV	01000111	2.79V
00000100	156.4mV	01001111	3.10V
00001000	314mV	01011111	3.73V
00010000	630mV	11000000	7.53V
00100000	1.260V	11100000	8.79V
01000000	2.52V	11110000	9.42V
1000000	5.02V	11111000	9.74V
01111111	4.99V	11111100	9.89V
10111111	7.51V	01111110	4.96V
10011111	6.23V	00111100	2.36V
10001111	5.61V	00011000	947mV
10000111	5.29V	10000001	5.06V
11011111	8.75V	11000011	7.65V
11001111	8.12V	11100111	9.06V
11111110	9.96V	1111111	10.00V

D/A转换器的转换曲线:



(7)

		·
参数名称	值	误差
斜率	0.03923	1.12762E-5
截距	0.0027	0.00172
R-Squre		1

表 2 D/A 转换器输出拟合参数(实验)

由于直接测量低电平会有较大的误差,故我们考虑采用拟合斜率作为其LSB,因为斜率 即代表横坐标每增加1所带来的函数值增加量,在此图中即代表增加的离散电压值,即LSB。 理论LSB值为

$$LSB_{th} = \frac{10V}{255} = 39.216mV \tag{6}$$

所设计实现的D/A转换器LSB = 39.23mV

其相对误差为:

$$\Delta_{LSB} = 0.0365\%$$

可见其误差较小,但实际上,我们在调节电路过程中,可以发现输出电压并不稳定,其**误差** 来源可能如下:

①由于运算放大器的输出必须保证在线性区域内,而 10V 已经接近其输出峰值,即接近了饱和区,此时输出会有一定的误差。

②实验中所用的 V_{ref}是由滑动变阻器调节的,但一般的滑动变阻器是通过弹簧结构构成的,故其会有一定的回弹性,且外界震动等会造成其阻值的改变。

③实验中存在较大的接触电阻,我们轻微触碰曲线,会使得输出结果产生波动,并且输 出端略微改变测量针的方向也会使得其产生一定的偏差。

故我们在测量中不断调到最大值标定 D/A 转换器才最终得到了较好的输出结果。

经过检索资料,我们可以以如下方式定义 INL:

$$INL = \left| \frac{V_D - V_0}{V_{LSB-IDEAL}} - D \right| \qquad (0 < D < 2^8 - 1)(8)$$

其中 V_D为某次输入的输出转换值。

而我们首先将所有的测量进行平均以得到其总的 INL,即

$$INL = \frac{\sum_{i}^{n} \left| \frac{V_{D_{i}} - V_{0}}{V_{LSB-IDEAL}} - D_{i} \right|}{n} \qquad (0 < D_{i} < 2^{8} - 1)(9)$$

其中 n 为测量次数, i 为第几次次测量, 即可得出以下结果:

所设计实现的D/A转换器积分非线性INL=0.126LSB(平均值)

或者,我们取各点的INL的最大值作为D/A转换器的积分非线性,经过统计,在输出 1011111时,此时有**最大的积分非线性INL=0.505LSB(最大值)**

可见,实验效果较好,但效果较好的原因是我们不断标定所保证的。

仿真部分:

根据图8搭建仿真电路,调节Vcc电平输入,从而在所有数字信号均为1时得到最大输出 10V,即可实现0-10V的电压转换输出。



图 11 D/A 转换器仿真电路

数字输入值	模拟电压测量值	数字输入值	模拟电压测量值
00000000	304.924µV	00111111	2.47V
00000001	39.192mV	01000011	2.627V
00000010	78.413mV	01000111	2.784V
00000100	156.854mV	01001111	3.098V
00001000	313.737mV	01011111	3.725V
00010000	627.501mV	11000000	7.53V
00100000	1.255V	11100000	8.784V
01000000	2.51V	11110000	9.412V
1000000	5.02V	11111000	9.726V
01111111	4.98V	11111100	9.882V
10111111	7.49V	01111110	4.941V
10011111	6.235V	00111100	2.353V
10001111	5.608V	00011000	941.092mV
10000111	5.294V	10000001	5.059V
11011111	8.745V	11000011	7.647V

表 3 D/A 转换器输出值表(仿真)



图 12 D/A 转换器转换曲线(仿真) 表 4 D/A 转换器输出拟合参数(仿真)

•		,
参数名称	值	误差
斜率	0.03922	6.45328E-7
截距	-4.77856E-5	9.81825E-5
R-Squre		1

仿照实验我们可以得出:

所设计实现的D/A转换器LSB = 39.22mV

所设计实现的D/A转换器积分非线性INL=0.0064LSB(平均值)、最大值0.021LSB(最大值)

2. A/D 转换电路实验。

1)根据图 5 设计逐次逼近式 A/D 转换器,画出完整的电路图,根据设计搭接电路。其中 D/A 转换器的部分直接采用已经调试验证通过的 T 形电阻网络 D/A 转换器来实现,其输出电压作为电压比较器的反向输入端电压。待测电压值通过电阻分压或者外接电压源、电池等产生,作为电压比较器的同向输入端电压。电压比较器的输出已经通过 1kΩ 电阻上拉到5V,可以直接作为数字信号输出给 D 触发器组成的移位寄存器。

A/D转换器完整电路图:



图 13 逐次逼近式 A/D 转换器电路图

理论分析:

实际上,我们采用手动调节的方式控制逐次逼近逻辑:

首先将最高位调为1,其余为0,将比较器的输出端接入移位寄存器的D1端,然后给移 位寄存器输入一个时钟脉冲,倘若此时移位寄存器被存入一位0,则此时说明V_i小于V_{D/A}, 最高位应改为0;若此时寄存器被存入一位1,则说明V_i大于V_{D/A},则此时最高位即为1。

然后改变第二位为1,同样以上面的形式判断,依次判断8位应取何值,最后移位寄存器 寄存的八位数即为此时逐次逼近式A/D转换器的输出,即D/A转换器内部的每个开关状态。

2)设计A/D转换的控制流程,通过开关动作实现。设计流程记录表格,记录各数字位 比较前的D/A开关位置、比较结果以及相应的开关位置,掌握逐次逼近式A/D的转换流程。

使用实验板上的提供的电阻分压器产生V_{test}测试电压,先使用万用表精确测量电压 值,然后输入给A/D转换器进行转换。

测试电压V_I=1.995V (0~2.5V之间)

测			1	D/AB	と 定値	Ĺ			比 较				移位	寄存器	足		
试步骤	b7	b6	b5	b4	b3	b2	b1	b0	器输出	Q7	Q6	Q5	Q4	Q3	Q2	Q1	Q0
1	1	0	0	0	0	0	0	0		0	0	0	0	0	0	0	0
2	0	1	0	0	0	0	0	0		0	0	0	0	0	0	0	0
3	0	0	1	0	0	0	0	0		0	0	0	0	0	0	0	1
4	0	0	1	1	0	0	0	0		0	0	0	0	0	0	1	1
5	0	0	1	1	1	0	0	0		0	0	0	0	0	1	1	0

表 5 A/D 转换器输出值表 1

6	0	0	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0
7	0	0	1	1	0	0	1	0	0	0	0	1	1	0	0	1
8	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	0(1)

注:最后的0/1时,我们测量了比较器输出电压,为2.06V,此时虽然比较器应当输出0, 但由于输入值相差较小,故此时其输出了一定的值,此时我们仍然认为其输出0。 最终 A/D 转换结果: Q7Q6Q5Q4Q3Q2Q1Q0=00110010,转换值代表 1.961V。

测试电压V_I=3.43V (2.5V~5.0V之间)

测]	D/A设	t定值	Ī			比 较			7	移位著	寄存器	i T		
试 步 骤	b7	b6	b5	b4	b3	b2	b1	b0	器输出	Q7	Q6	Q5	Q4	Q3	Q2	Q1	Q0
1	1	0	0	0	0	0	0	0		0	0	0	0	0	0	0	0
2	0	1	0	0	0	0	0	0		0	0	0	0	0	0	0	1
3	0	1	1	0	0	0	0	0		0	0	0	0	0	0	1	0
4	0	1	0	1	0	0	0	0		0	0	0	0	0	1	0	1
5	0	1	0	1	1	0	0	0		0	0	0	0	1	0	1	0
6	0	1	0	1	0	1	0	0		0	0	0	1	0	1	0	1
7	0	1	0	1	0	1	1	0		0	0	1	0	1	0	1	1
8	0	1	0	1	0	1	1	1		0	1	0	1	0	1	1	1

表 6 A/D 转换器输出值表 2

最终 A/D 转换结果: Q7Q6Q5Q4Q3Q2Q1Q0=01010111,转换值代表 3.412V。

测试电压V_I=6.04V (5.0V~10.0V之间)

表 7 A/D 转换器输出值表 3

测]	D/A设	定值	Ĺ			比 较			7	移位者	寄存器	р Т		
试步骤	b7	b6	b5	b4	b3	b2	b1	b0	器编出	Q7	Q6	Q5	Q4	Q3	Q2	Q1	Q0
1	1	0	0	0	0	0	0	0		0	0	0	0	0	0	0	1

2	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
3	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
4	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1
5	1	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	1
6	1	0	0	1	1	1	0	0	0	0	1	0	0	1	1	0
7	1	0	0	1	1	0	1	0	0	1	0	0	1	1	0	1
8	1	0	0	1	1	0	1	1	1	0	0	1	1	0	1	0

最终 A/D 转换结果: Q7Q6Q5Q4Q3Q2Q1Q0=10011010,转换值代表 6.039V。

3)比较A/D转换后的数字值与理想A/D转换的偏差,分析误差来源。

	•••		•	
设定电压V _{set}	$Q_7 Q_6 Q_5 Q_4 Q_3 Q_2 Q_1 Q_0$	转换输出值	误差	误差/LSB
1.995V	00110010	1.961V	1.715%	-0.8725
3.43V	01010111	3.412V	0.532%	-0.4650
6.04V	10011010	6.039V	0.013%	-0.0200

表 8 A/D 转换器输出值总表

可见,其误差均小于1LSB,效果较好。

误差来源:

首先是系统误差:

对于逐次逼近式A/D转换器,其实现原理为一个比较器以及D/A转换器,在D/A转换器 的输出信号小于需转换的信号或十分接近时,比较器会输出1,再利用高位逐次逼近,直到 最低位,此时即可保证A/D转换器的输出数字信号与实际信号仅差不到1LSB(偏小),其原理 我们在思考题中进行叙述,而我们知道,D/A转换器的最小精度为1LSB,我们第一步中实 现的D/A转换器的最小精度为39.23mV,则我们能够实现的A/D转换器中,除非转换的模拟 信号位于最小精度的整数倍上,否则其均无法用转换器精确表达,其系统误差应当小于1LSB。

然后是偶然误差:

对于实验电路,其是一个集成电路板,各个元件都进行了标定,但标定值并非一定准确, 元件误差可能导致D/A转换器的T型网络输出电压并不精准,以及运算放大器的输出产生偏 差。

并且对于实验中其导线以及接线孔等处有接触电阻,我们轻微触碰电路发现输出电压会 产生波动,并且有时会产生不可逆的改变。

我们在实验中所实现的电源是通过滑动变阻器产生的,而滑动变阻器内部有弹簧结构,因此电路以及桌面的震动会使得其产生一定的跳变,并且滑动变阻器的调节并非十分灵敏,我们在调节电平标准值时,略微调节后其幅度改变并不明显,并且会产生较大的跳变。

综上,由于A/D转换器的基本原理,其一定会产生一定的系统误差,而由于实验元件无 法保证完全精确以及稳定性无法得以保证,故会产生一定的偶然误差。 4)测量未知电压源(如电池)的电压,记录测量结果,分析测量误差。 经测量,其实际调控电压范围为0-9.94V,则可计算得到下表

		1	
实际电压	$Q_7 Q_6 Q_5 Q_4 Q_3 Q_2 Q_1 Q_0$	转换输出值	相对误差
9.55V	11111001	9.706V	1.63%

表9 未知电压测量结果表

对于未知电压的测量,其误差来源与上部分类似,但实际上,由于我们在测量时并未标 定最大值,而是直接测量最大值,并未记录D/A转换器的控制电压的大小,理论上,我们实 现的D/A转换器的LSB是直接由输入控制电压所调控的,而最大输出电压是有一定偏差的, 我们在测量时首先测量了控制电压,其约为4.89V,但我们输入1111111的数字信号时,D/A 转换器输出为9.94V,此电压与理论值有较大的偏差,根据式(5),利用控制电压可得我们的 最大信号输出应为9.74V,但此时测量值为9.94V,故此时可能由于运算放大器接近饱和区以 及元件误差、接触电阻导致的。

我们利用9.94V计算可以发现,此时误差约为3LSB,但利用9.74V计算,此时理论输出为9.51V,相差约1LSB,且为小于,故此时误差来源应为电路调节并不精确、电压输出略微饱和导致的。



图 14 逐次逼近式 A/D 转换器仿真电路图

仿真图中所展示的即为此时的A/D转换器输出值,其结果如下表。

表 10 仿真 A/D 转换器测量结果表

实际电压	$Q_7Q_6Q_5Q_4Q_3Q_2Q_1Q_0$	转换输出值	误差	误差/LSB
3.75V	01011111	3.7255V	-0.65%	-0.625

对于仿真,其精度较高,此时忽略元件容差情况下,其应只存在系统误差,也即 D/A 转换器的最小精度限制。

四、实验总结与思考

1、思考题 1: 分析 T 型网络的电压电流关系,思考为什么通过 R 和 2R 电阻的组合能够实现成倍的电压输出。



首先利用运算放大器的虚短性质,并且利用叠加原理易得

$$\frac{V_{out}}{R_f} = -\sum_{i}^{7} \frac{b_i V_i}{2R} \tag{10}$$

其中 b_i为第 i 的数字逻辑信号,而我们再利用虚短,当某个数字信号为1时,此时负端近似 接入地,则对应的 2R 下端可视为地端,而在某个数字信号为0时,2R 的下端直接接地,则利用运算放大器的性质以及电路结构可知,每个2R 下端都可视为接地,则我们画出T型 网络并求解



我们从右向左进行运算,首先最右侧的两个 2R 并联,变成 R 与地端直接相连,则利用 分压定理即可知道

$$V_1 = 2V_0 \tag{11}$$

此时 V_1 右侧等效为接入两个 R,则这两个 R 再与 V_1 下端的 2R 并联,又等效于 V_1 接一个 R 电阻与地相连,则再次利用分压定理可知其有

$$V_2 = 2V_1 \tag{12}$$

而电路的结构是对称的,所以我们可以一直同上进行运算,得到

$$V_n = 2V_{n-1} \tag{13}$$

其中 $n \leq 7$, 而 $V_7 = V_{ref}$, 即每个点都形成了成倍的电压输出,则利用(10)式与(13)式子即可得到

$$V_{out} = -\frac{R_f}{2R} \sum_{i}^{7} b_i V_i = -\frac{R_f}{2R} \sum_{i}^{7} \frac{b_i V_{ref}}{2^{7-i}} = -\frac{R_f}{2^8 R} \sum_{i}^{7} 2^i b_i V_{ref}$$
(14)

即可得到成倍的受数字信号控制的电压输出。

2、思考题 2:回顾逐次逼近型 A/D 的转换流程,当比较到最后一位 b₀时,通过何种实 验现象可以确定模拟输入值和 D/A 输出值之间的差值小于 1LSB?

对于逐次逼近式 A/D 转换器,其是通过由高位到低位逐次置1进行测试,小于则保留,

大于则置 1,则我们由大到小进行操作后,由于其内部的 D/A 转换器精度为 1LSB,则最终的比较精度即为 1LSB,且由于电路中的比较器是当 D/A 信号输出小于需转换信号时输出 1,则我们转换后的信号必定小于等于需转换信号且其差值小于 1LSB。

对于实验现象,实际上我们在从大到小调控时,利用高位比较的逻辑,其必定会将大于 最终转换后信号 1LSB 的信号与需转换信号进行比较,即我们一定会比较一个比最终输出大 1LSB 的信号,而此信号输出必定为 0,即此信号大于需转换信号。例如,假设此时输出为 10101111,则我们从高到低进行比较时,其必定会比较 10110000 与需转换信号,而根据最 终结果,我们并未保留 D5 的高电平信号,说明此信号大于需转换信号,而接下来逐次比较 后每一位均保留为 1,说明 10101111 小于需转换信号,即此时输出信号介于 10110000 与 10101111 之间,而两者相差 1LSB,则需转换信号大于等于 10101111 代表的模拟电平不超 过 1LSB。

即,在转换中,我们一定会比较一个比最终输出数字信号大 1 的信号,即比输出数字 信号所代表的模拟信号大 1LSB 的信号,而这个比较结果在实验中必定为 0(实验现象),即 此信号必定大于需转换信号,则最终得到的转换后的信号必定小于等于需转换信号,且相差 不大于 1LSB。

实验总结:

在本次实验中,我们首先实现了 D/A 转换器,利用运算放大器制造一个较为稳定的控制电平,将其通入 T 型网络配合运放得到成倍的电压输出,再接入两个串联的运算放大器(反相器)从而得到同向放大的信号,利用数字电平控制信号的输入即可得到成倍的电压输出。利用实验数据以及 Origin 拟合可得,实验搭建的 D/A 转换器的性能为:LSB=39.23mV,与理论值的相对误差为 0.0365%,积分非线性 INL=0.126LSB(平均值) or 0.505LSB(最大值),效果较好,并且我们搭建了仿真电路,仿真结果更加精确,实验、理论、仿真三者皆一致。但好的实验效果是不断调试得到的,因为实验中由于滑动变阻器的弹簧结构、接触电阻等因素的影响,我们发现最终得到的最大输出电压会发生一定的波动,所以我们不断调试才得到较为精确的结果。

然后我们利用第一步实现的 D/A 转换器搭建了逐次逼近式 A/D 转换器,利用一个比较器和二分法,并且将比较器输出接入移位寄存器(利用 8D 触发器串联实现的),最终利用比较器的原理与二分法实现了 A/D 转换器,实验结果如下

设定电压V _{set}	$Q_7 Q_6 Q_5 Q_4 Q_3 Q_2 Q_1 Q_0$	转换输出值	误差	误差/LSB
1.995V	00110010	1.961V	1.715%	-0.8725
3.43V	01010111	3.412V	0.532%	-0.4650
6.04V	10011010	6.039V	0.013%	-0.0200

经过前面的对比分析,我们证实了所得转化数字信号与需转化的模拟信号误差不超过1LSB, 并且数字信号应当较小,正如实验结果所示,并且我们在正文部分进行了详细的系统误差以 及偶然误差分析,实验效果较好。并且我们进行了仿真搭建,仿真较为精确。

最后我们利用搭建的 A/D 转换器测量了一个电池的电压,得到的测量误差为 1.63%, 其误差主要来源应当为所实现的 D/A 转换器并未标定,其最大值测量并不精确,故产生较 大的误差。

总的来讲,我们在本次实验中实验、仿真、理论三者结合,实现了 D/A 转换器与逐次 逼近式 A/D 转换器,并且分析了控制电压的产生、T 型网络的成倍电压输出以及逐次逼近 式 A/D 转换器等的基本原理,并且在每一部分进行了细致的误差分析,实验效果较好。

[参考文献]

[1]邱关源,罗先觉.电路(第5版)[M].北京:高等教育出版社,2006.
[2]康华光,陈大钦,张林.电子技术基础(模拟部分)[M].北京:高等教育出版社,2013.12.
[3]康华光,秦臻,张林.电子技术基础(数字部分)[M].北京:高等教育出版社,2014.1.

[实验电路及原始数据页]



实验电路图



实验控制所得D/A转换器电压输出最大幅值



估算LSB和INL。	表 I D/A 输出	相志而自之, 依	Vye(: 510/V
数字输入值	模拟电压测量值	数字输入值	模拟电压测量值
00000000	oV	00111111	7,48V
00000001	37. sml	01000011	2,631
00000010	77.4MV	01000111	2.791
00000100	156.4MV	01001111	3.100
00001000	314mV	01011111	3,73V
00010000	GOMY	11000000	7,531
00100000	1,26 OV	11100000	8.791
01000000	2.52V	11110000	9,42V
1000000	5102V	11111000	9,74V
01111111	4,99,1	11111100	9.89V
10111111	7.51V	01111110	4.96V
10011111	6,230	00111100	2,36V
10001111	5.6 IV	00011000	947mV
10000111	5,291	10000001	Sichv
11011111	8.75V	11000011	7.651
11001111	8,122	11100111	9.06V
11111110	9,96V	1111111	10.000

D/A转换器的转换曲线:

3



τ.	使用然后测试	实验 输入 :电压	板上 給A/	的提 10转 	供的 唤器	电阻 进行:	分压 转換 う (4A)	器产	生v, _v	···测1 (0- 输出	代电日 -2.5V 值表	i, 先 之间	使用	万用。	反精研	的利用	地压	
测			1	D/AB	定任	ï			比			1	移位和	寄存器	ł			
试 步 驟	b7	b6	b5	64	63	b2	bJ	b0	牧器 输出	Q7	Q6	Q5	Q4	Q3	Q2	QI	Q0	
1	1	0	0	0	0	0	0	0		2	D	2	o	0	2	2	0	
2	2	1	0	2	0	2	3	0		0	0	D	0	0	0	0	0	
3	0	0	1	0	0	2	0	0		0	2	5	2	0	2	Ð	1	
4	0	0	1	1	2	0	2	0		0	0	2	0	0	0	1	1	
5	0	0	1	1	1	0	2	2		0	0	0	0	0	1	1	D	1
6	0	0	1	1	0	1	0	0		0	0	Э	0	1	T	0	3	
7	0	2	1	1	0	0	1	0		0	0	0	1	1	0	0	1	
8	0	0	1	1	0	0	-	1		0	2	1	1	6	0	1	00	
測试		A/D 电压	校(VI=	5日来 D/A谐	: Q	<u>入</u> 4 表	3 5 A/	3Q2Q D转	V 表 比较器	(2. : 输出	5V~5 值表	.0V2	2间)	寄存著	4		旧旗窟	\$F)
步骤	b7	b6	b5	b4	b3	b2	bl	b0	输出	Q7	Q6	Q5	Q4	Q3	Q2	Q1	Q0	
1	1	0	0	0	0	0	0	0	-	0	G	0	2	5	2	2	0	
2	0	1	,	D	0	2	0	0		0	0	0	0	0	•	2	Ι,	
3	0	1	1	0	,	0	0	0	_	0	0	0	0	0	0	1	0	
			1			-				1					1			



《电子技术实验》课程实验报告

学院: 物理学院

专业:物理学

年级: 2021 级

实验人姓名 (学号): 路尚润 (21305127)

2023年5月29日上午

实验十一 电机转速测量系统的设计实验

一、实验目的

- 1. 熟悉中规模集成电路计数器的功能及应用。
- 2. 掌握中规模集成译码器的逻辑功能和使用方法。
- 3. 掌握数码管的扫描式显示。
- 4. 掌握 555 集成芯片方波产生应用。
- 5. 掌握电光、光电转换的原理。

二、实验原理

1. 概述

本次综合实验为电机转速测量系统的设计,是通过光电转换方式将电机的转速测量 出来。在设计过程中,首先,在电机的转轴上安装一圆盘,在圆盘上开一扇形孔,孔上 下分别对应着光发射和光接受器件,即利用此信号做计数所需要的脉冲,通过整形使得 脉冲更为规则,因为打了1个扇形孔,这样电机每转一周就会出来1个脉冲,我们把闸门 设为1秒,60秒,这样就可以得到每秒钟的转数,每分钟的转速,利用计数记录闸门间 的脉冲数并把其用数码管显示出来。由于测量对象转速的测量范围为10-5000r/min,需 要调速,测量其转速,须得用3位数码管显示相应的转速。电动机转速测量系统原理框 图如图1所示:



2. 工作原理说明

①电机调速原理:

对直流电机进行调速,可用 555 时基电路制作一个 PWM 发生器,通过调整 555 的输出脉冲宽度来改变直流电机的转速。



图 2 555 构成的 PWM 直流电机调速电路

上图电路中 555 时基电路及外围的电阻、电容等元件构成一个 PWM 发生器,输出脉冲的频率可通过电阻 R1、电容 C1 来调整。调整电位器 RP 的阻值可改变 555 输出端③脚输出脉冲的宽度,即可改变电机的转速。由于直流电机的工作电流较大(可达数安),555 的输出不能直接驱动这种电机,故在输出端③脚外接一个大电流的 NPN 三极管来驱动直流电机。

②光电转换及整形部分原理:

该部分原理就是在电机的转轴上端安装一个小圆盘,并且在圆盘上打1个扇形孔,孔两 边分别对应着发光二极管和光敏三极管用来产生脉冲信号。当电机转动时,发光二极管发出 的光就会通过小孔打到光敏三极管上,光敏三极管将光信号转换成电信号。这样产生的信号 必定不是规则矩形脉冲信号,所以利用74LS14施密特反相器电路进行整形,整形后输出规 则的方波信号。

施密特反相器真值表:

Y	$= \overline{A}$
Input	Output
A	Y
L	н
н	L

③时间闸门原理:

按照实验要求,要产生严格的时间闸门,使用 555 时基电路制作一个时序发生器,产生 60S 频率的脉冲。

④时序控制部分原理

时序控制部分非常的关键。首先,在闸门时间段必须进行计数,而且在此之后必须得要进行锁存和清零两部分。这样必须得利用时序来控制,利用闸门脉冲对计数器进行控制。这样就可以把非闸门的时间分成了两个部分,然后分别进行锁存和清零,清零后再进行下一次

循环。

⑤计数和显示部分原理

在该部分设计采用了常用的 74LS160 十进制计数器, 然后利用 74LS48 进行译码驱动, 利用 3 位 LED 数码管来显示数值。

功能	输入				
操作	CLR	CLK	PE	TE	
复位	L	×	X	×	
计数	н	t	н	н	
保持	н	x	L	×	
保持	н	×	х	L	

表174LS160功能表

表 2 74LS123 功能表

说明	輸出		1	編)	
	Q	9	8	A	CLR
	1	0	×	×	0
稳态	1	0	0	.×	×
	1	0	×	1	×
触发	T		Ť	0	1
	T		1	0	1
1	lΓ		1	Ļ	1

3. 电路设计

大部分的电路都已经设计完毕,其结构如下(调速电路之前已经展示过,在此不再展示): ①光电转换电路:

采用光电转换电路测电动机转速,在该部分可以利用用发光元件作为光的发射部分,可 以选择发光二极管作发光元件,接收部分则要选择光敏三级管作为接受部件。其中透射法电 路图如图所示:



图 3 光电转换模块电路

其中 LED 作为发光装置,R1 为限流电阻。而三极管集电极电阻通常选择 4.7k Ω ,所以选择 R1 为 600 Ω ,R2 为 1k Ω 。

②时间闸门电路设计:



图 4 时间闸门电路(555 多谐振荡器)

用其产生 60s 方波信号。

③时序逻辑控制电路:

由时基信号的负半波用来产生锁存信号,时基信号的正跳变又用来产生清"0"信号。 ④计数锁存、译码、显示部分电路:

该部分主要有三部分,即计数、计数锁存、计数清零、译码驱动部分和显示部分。计数部分利用 74ls160 进行十进制计数,进位脉冲接到下一个计数器的输入。在闸门时间内进行计数,当计数结束,74ls160 锁存信号变为低电平进行锁存,清零信号变为低电平进行清零。每一个 74ls160 计数输出端再由 74LS48 进行显示译码,驱动共阴极数码管显示。



图 5 计数译码显示电路

4. 设计思路

我们在实验前对实验进行了初步设计,其设计如下,若实验有具体要求我们则进一步更 改:



我们利用 555 多谐振荡器实现 60s 高电平输出,作为时间闸门。

在时间闸门输出 60s 的高电平区间进行计数运算,此时 PE、TE 为1, CLR 为1, CLK 为整形后的计数信号。然后在时间闸门变为低电平时,PE、TE 变为0, CLR 为1, CLK 虽然仍有脉冲但此时计数器已经处于保持状态。并且在保持状态中,由于按键置零可以使得CLR 触发一个负脉冲,从而使得 CLR 为0,令计数器归位。并且在时间闸门的低电平向高电平的转换过程中,其会产生一个上升电平,从而控制 74LS123 输出一个负脉冲,令计数器归位。

存在问题:负脉冲有一定的宽度,会使得计数时间变短,一般来说,其负脉冲宽度约µs 量级,可忽略;倘若不可忽略,我们应测量其宽度,在实验中进行消除。

方案二:



此方案按照老师要求,我们利用 60s 周期的方波信号控制闸门电路输出,利用 60s 周期 输出的上升或下降沿控制翻转触发器,从而实现 60s 的稳定电平输出,利用这 60s 的高电平 控制 74LS123(1)输出计数脉冲,利用其Q通入 CLK 进行计数,而在 60s 低电平时利用低电 平进行计数器的保持功能,并且利用其低电平转移到高电平的上升沿进行置零信号输出(接 入 74LS123(2)),从而使得计数清零,并且将按键接入 74LS123(2)也同时实现异步置零控制, 并将其最终的Q接入计数器的 CLR 端,进而实现清零,同时开启下一次计数。



图中两个二极管D1、D2的作用是什么?在实验前预习思考。

对于此电路,其实际上是用555构成了多谐振荡器。

在此电路中,对于初始状态,其TH 端与TH端电位 U_c为 0V,555 时基电路输出为1, DIS 端截止,电容通过上端的 V_{cc}进行充电,当其充电至 2V_{cc}/3 时,555 时基电路输出变为 0,DIS 端导通,从而电容通过 R_{pR}放电,直到电位 U_c变为 V_{cc}/3,此时 555 时基电路输出又 变为1,DIS 端截止,电容继续进行充电,即其电位一直在 2V_{cc}/3 与 V_{cc}/3 之间变化,从而 通过 OUT 端输出方波。

而二极管具有单向导电性,其能够**改变充电、放电回路**,在放电时,其回路为 R_p右侧 的阻值通过 D2 进行放电,而在充电时,其经过 R₁、D₁和 R_p的左侧进行充电,我们设 R_{pR} 为滑动变阻器右侧的电阻值,R_{pL}为左侧的电阻值,注意左右实际上只是对图中进行分别, 实际中我们应当根据实验电路进行调节。列出其具体方程:

在放电过程中,

$$V_c = V_0 e^{-\frac{t_L}{R_{pR}C}} \tag{1}$$

放电过程中,电位变化1/3,则此时有

$$\frac{\frac{2}{3}V_{cc}}{\frac{1}{3}V_{cc}} = \frac{e^{-\frac{t_1}{R_{pR}C_1}}}{e^{-\frac{t_2}{R_{pR}C_1}}}$$
(2)

由于放电时输出的是低电位,则有

$$T_{LOW} = t_2 - t_1 = R_{pR}C_1 \ln(2)$$
(3)

在充电过程中, 其有方程,

$$\frac{2}{3}V_{cc} = V_{cc} - \left(V_{cc} - \frac{1}{3}V_{cc}\right)e^{-\frac{t_H}{R_{pL} + R_1}}$$
(4)

即可解得

$$T_{HIGH} = t_H = \tau_1 \ln(2) = (R_1 + R_{pL})C_1 \ln(2)$$
(5)

则此时即可实现各种占空比的矩形波输出,进而调控电机转速,其占空比为

$$q = \frac{R_1 + R_{pL}}{R_{pR}} \tag{6}$$

倘若考虑二极管的导通电阻,此时仅需将其加入 R_{pR}或 R_{pL}即可。

总的来说,二极管将555多谐振荡器的充放电回路**隔离开来**,从而使得其能够获取较大范围的占空比调节。

使用示波器探头测量555输出到三极管的G极,左右旋转电位器获得不同波形图 表3 调速电路555波形输出

R p位置	波形
	1

7

2. 波形整形电路搭建及测试

示波器测量整形前、整形后的波形。

表4 整形电路输入输出波形

R _p 位置	整形前	整形后

3. 波形计数电路搭建及测试

数码管显示计数脉冲个数。

4. 时间基准脉冲部分的设计

示波器测量时基输出信号,记录正半波、负半波时间。

表5 时间基准脉冲波形及数据

波形	正半波时间	负半波时间

5. 控制时序电路搭建及测试

记录清零信号,保持信号。

表6 时序逻辑电路波形信号

清零信号	保持信号

6. 实验中遇到的问题以及改进方案

四、实验总结与思考

[参考文献]

[1]邱关源,罗先觉.电路(第5版)[M].北京:高等教育出版社,2006.
[2]康华光,陈大钦,张林.电子技术基础(模拟部分)[M].北京:高等教育出版社,2013.12.
[3]康华光,秦臻,张林.电子技术基础(数字部分)[M].北京:高等教育出版社,2014.1.
《电子技术实验》课程实验报告

学院: 物理学院

专业:物理学

年级: 2021 级

实验人姓名 (学号): 路尚润 (21305127)

2023年6月5日上午

实验十二 基带通信收发电路系统

一、实验目的

- 1. 了解数字通信电路中简单的数字电路单元,例如串并转换、连零检出、M 序列发 生器、模二运算等逻辑电路的功能。
- 2. 掌握根据实际电路设计需求,利用简单数字电路元件完成逻辑电路模块设计的能力。

二、实验原理

1. 数字通信系统的基本结构与串并转换

典型的数字通信系统结构如图 1 所示。信源产生的信息在发送端电路中经过滤波、采样 量化、编码、调制、加密等信号处理后,通过载波电路输出给传播媒介上传输。信息传输的 媒介称为"信道",在不同的应用场合下种类丰富多样,包括有线信道(双绞线、同轴电缆、 微波波导、光纤等)和无线信道(电磁波)等。信息传输到接收端后被载波电路提取,经过 解密、解调制、译码、滤波等信号处理后,产生最终的有效信号提供给信宿,完成整个信息 的传输过程。有关通信系统的更多细节可参见通信原理相关教材。





随着信道中传输的数字码率不断升高,采用多个数字通道并行传输会存在越来越严重的 同步问题:通道间传输延迟的差异会造成发送端对齐的码值在接收端无法严格对齐的现象, 因此高速数字通信系统通常采用串行的方式发送数据。如图2所示的简化模型中,发送端的 数据并行输入,经过串行化后产生单个数字通道的串行数据输出;接收端则将接收到的串行 数据通过并行的方式输出给接收端的后端电路。



图 2 串并转换与收发的简化结构

串并转换过程的数字电路实现可以通过《寄存器及其应用》中的移位寄存器来实现,通 过首尾相连的 D 触发器即可实现对应的功能。除此之外为了进一步简化信道设计,串并转 换过程的时钟 CLK 信号通常不直接传输,而是通过特殊的编码方式让传输数据的码值中拥 有足够的逻辑 "0"与逻辑 "1"之间的跳变,在接收端利用这些跳变来"恢复"时钟信号。 这种"时钟与数据恢复技术"(Clock and Data Recovery, CDR)在高速数字通信中有着广泛 的应用,但其要求串行传输的码率中不能有过多连续的逻辑 "0"和连续 "1"的存在,否则 会造成接收端无法正确的恢复时钟。

本实验中,要求通过 D 触发器来实现一个简单的接收端串行转并行的电路,并且根据 并行数据设计"连零检测"的逻辑电路。"连零检测"在很多常用的数字编码方式中都有广 泛的应用,如交替极性编码(AMI)、3 阶高密度双极性码(HDB3)等,具体的内容可参 见相关教材介绍。

2. 线性反馈移位寄存器与 M 序列

下面介绍一种应用非常广泛的电路,在数字通信中称为"M 序列"产生电路,而在微电子设计中则称为线性反馈移位寄存器(Linear Feedback Shift Register, LFSR),这是环形计数器的一种实现形式,如图 3 所示。其反馈回第一级触发器输入 D1 的逻辑值由各个寄存器输出 Q1~Qn 其中的特定"抽头"进行逻辑运算所得。



图 3 线性反馈移位寄存器基本结构

在数学上已经证明,对n位的 LFSR,通过特定抽头的异或运算,就能够实现周期最长的序列,最长的周期为(2ⁿ-1),只有全"0"的状态是无效状态且会一直保持在全"0"状态。不同位数计数器所使用的抽头组合如表 1 所示(部分位数的抽头组合不唯一),图4给出了5位 LFSR 的实现电路,异或反馈网络只需要计算 Q_5 和 Q_3 的异或值,反馈回 D_1 即可,表 2 则给出了其状态转移表以及 $Q_5 Q_4 Q_3 Q_2 Q_1$ 对应的十进制数。更多关于 LFSR 的讨论请参考相关数学和通信原理教材。

位数	参与异或的抽头	位数	参与异或的抽头
2	Q2, Q1	10	Q10, Q7
3	Q3, Q2	11	Q11, Q9
4	Q4, Q3	12	Q12, Q11, Q10, Q4
5	Q5, Q3	13	Q13, Q12, Q11, Q8
6	Q6, Q5	14	Q14, Q13, Q12, Q2
7	Q7, Q6	15	Q15, Q14
8	Q8, Q6, Q5, Q3	16	Q16, Q15, Q13, Q4
9	Q9, Q5	17	Q17, Q14





图 4 5 位 LFSR 的最大周期(31) 实现方式

clk 顺序	Q5 (输出)	Q4	Q3	Q2	Q1	十进制数	clk 顺序	Q5 (输出)	Q4	Q3	Q2	Q1	十进制数
0 (复位)	1	1	1	1	1	31	16	0	1	0	0	0	8
1	1	1	1	1	0	30	17	1	0	0	0	0	16
2	1	1	1	0	0	28	18	0	0	0	0	1	1
3	1	1	0	0	0	24	19	0	0	0	1	0	2
4	1	0	0	0	1	17	20	0	0	1	0	0	4
5	0	0	0	1	1	3	21	0	1	0	0	1	9
6	0	0	1	1	0	6	22	1	0	0	1	0	18
7	0	1	1	0	1	13	23	0	0	1	0	1	5
8	1	1	0	1	1	27	24	0	1	0	1	1	11
9	1	0	1	1	1	23	25	1	0	1	1	0	22
10	0	1	1	1	0	14	26	0	1	1	0	0	12
11	1	1	1	0	1	29	27	1	1	0	0	1	24
12	1	1	0	1	0	26	28	1	0	0	1	1	19
13	1	0	1	0	1	21	29	0	0	1	1	1	7
14	0	1	0	1	0	10	30	0	1	1	1	1	15
15	1	0	1	0	0	20	31	1	I	1	1	1	31

表 2 5 位 LFSR 的状态转移表

如表 2 所示, 5 位 LFSR 能够实现最多 31 个不同的计数,并且只需要使用 D 触发器和异或门来实现,因此是一种结构非常简单的计数器实现方式,但二进制数码与计数值的对应关系需要进行进一步映射,因此通常会用在对功耗、芯片面积(对应门电路数量)要求

比较严格的场合。另一方面,通过表 2 的 Q_n~Q₁ 对应的十进制数也可以看出,LFSR 的计数器值在 1~(2ⁿ-1)之间呈现随机化的特征,通过统计学分析可以证明其序列的相关性与 白噪声相类似,因此 LFSR 也是一种常用的伪随机数生成器,广泛应用于计算机、通信等 领域。

由于 LFSR 电路主体结构是移位计数器,因此模块本身自带并行输入、串行输出的功能。将最高位 Qn 直接输出,可以得到伪随机分布的一组"0"、"1"的数字序列,称为 M 序列,在数字通信尤其是扩频数字通信、加密、误码率测试等领域有广泛的应用。理论上可以证明, M 序列具有以下的特点:

1)均衡性: n 位 LFSR 实现的 M 序列周期为 2ⁿ⁻¹,每一个周期内 1 的数目为 2ⁿ⁻¹,0 的 个数为 2ⁿ⁻¹-1,1 的数目比 0 的数目多一个。当序列足够长时,可近似认为 1 和 0 的数目相等。

2)游程分布: M 序列中连续相同的 1 或 0 合称为一个"游程"。n 位 LFSR 实现的 M 序 列总共有 2ⁿ⁻¹个游程,其中"连续 1"的最长游程长度为 n 且仅有 1 个,"连续 0"的最长 游程长度为(n-1)且仅有一个游程。当 1 足够大时,可以看出游程长度远小于周期长度,整个 序列具有足够多的逻辑跳变,可以左右一种有效的串行编码模式。

在本实验中,我们首先将使用移位寄存器和异或门实际搭建一个简单的 LFSR 并测试 M 序列的性质,并且利用 M 序列进行通信的简单加密和解密实验。

3. 模2运算与简单加解密电路

对于串行传输的数字序列,其逻辑表示采用二进制形式,但一般情况下可认为相邻两个 逻辑位之间并没有多为二进制数中的高低位关系,因此可以对每一个逻辑位定义如下的二进 制"加法":

$$0 + 0 = 0$$

 $0 + 1 = 1$
 $1 + 0 = 1$
 $1 + 1 = 0$

这种加法称为"模 2 加法",是计算机科学领域中 CRC 校验等算法的核心部分。在数字逻辑上,可以将其看成不带进位和的二进制加法,各个逻辑位彼此独立地参与运算,因此只需要使用异或门即可实现模 2 加法的功能。

110101	+ 101001
+ 11100	/ + 11100
101001	110101

图 5 二进制序列而模 2 加法,先后对同一个数列执行模 2 加法将还原原始序列 图 5 给出了两个数字序列的执行模 2 加法的过程,可以发现任何二进制序列先后对同一个 序列执行两次模 2 加法,将会还原为原始序列,也就是模 2 加法和模 2 减法本质上是等 效的,都只需要通过异或运算即可实现。利用这个性质,可以得到图 6 所示的简单 M 序列 加密解密电路:发送端的原始序列与 M 序列执行一次模 2 运算后得到加密后的序列,接 收端则通过将加密后的蓄力再次与 M 序列执行一次模 2 运算后即可还原原始序列。解密 成功的关键在于发送端和接收端需要有相同步的 M 序列产生电路,可通过额外的附加通信 协议来实现,在本实验中不涉及。



图 6 利用 M 序列的简单加密和解密电路

三、实验内容及数据处理

1. 利用 D 触发器实现 4 位 M 序列产生电路。

(1)利用 D 触发器和必要的逻辑门,实现 4 位 M 序列发生电路,参考图 3 和表 1 画 出电路图。注意初始状态需要通过置位端设置成"1111"的状态,不可进入"0000"的无效 状态。

我们根据表1选取Q3、Q4作为异或的抽头,进而实现4位M序列的输出。



图 7 4 位 M 序列产生电路

电路图构成:实验电路图用两个 74LS74(二 D 触发器)与一个 74LS86(四异或门)构成, D 触发器的置位端接一个电平开关。

(2)时钟端输入单脉冲,测试 Q₁~Q₄ 变化值,填入表 3,要求测量出十进制数循环的 周期值,即 M 序列的周期值,验证所设计的 LFSR 具有理论上最大的周期(2⁴-1)。

实验操作:我们首先利用 74LS74 的置位端将其全部置 1,然后进行脉冲输入,测量其 每时每刻的状态。



CP 顺序	Q4 (最高位, 串行输出)	Q3 Q2 Q1 (最低位) D3 €		D3⊕D4	Q4Q3Q2Q1 对应的十进制数	
0(复位)	1	1	1	1	0	15
1	1	1	1	0	0	14
2	1	1	0	0	0	12
3	1	0	0	0	1	8
4	0	0	0	1	0	1
5	0	0	1	0	0	2
6	0	1	0	0	1	4
7	1	0	0	1	1	9
8	0	0	1	1	0	3
9	0	1	1	0	1	6
10	1	1	0	1	0	13
11	1	0	1	0	1	10
12	0	1	0	1	1	5
13	1	0	1	1	1	11
14	0	1	1	1	1	7
15	1	1	1	1	0	15
逻辑	冒分析仪-XLA1					×
			r S	欠		
-	825.700m		832.500m	835.900m	84	2.700m



表 3 M 序列发生电路的状态转移(实测)										
CP 顺序	Q4 (最高位,串行输出)	Q3	Q2	Q1 (最低位)	Q4Q3Q2Q1 对应的十进制数					
0(复位)	1	1	1	1	15					
1										
2										
3										
4										
5										
6										
7										
8										
9										
10										
11										
12										
13										
14										
15										

(3)利用表 3 数据,分析 LFSR 作为计数器的"伪随机"性,以及 M 序列的均衡 性和游程分布的规律。

结果分析:

①仿真以及理论结果:

"伪随机"性:对于产生4位M序列的LFSR,我们可以看出,在一个计数轮回(2⁴-1)中, 其输出并非为一般计数器的由小到大,而是一些类似于随机数的输出值,但实际上,其输出 并非是随机的,在一个计数轮回中,1-15的十进制数对应的二进制数会各输出一次,且顺序 并非是随机的,而是固定的,而且在15次脉冲输入后的第16次信号脉冲输入后,此时LFSR 进行复位,即此时利用其输出的M序列即可进行15进制的计数,每次计数脉冲输入后会得到 唯一的输出值,也就是所谓的"伪随机"性。

均衡性:输出信号中一个周期内出现1的个数为8,出现0的个数为7。

游程分布:在一个输出信号周期中,一共存在8个游程,其中"1"的游程有四个,最长游程长度为4,只有一个,"0"的游程有四个,最长游程长度为3,也只有一个。

②实验结果:

2. 利用 D 触发器实现 4 位数据接收端电路。

利用 74LS175 芯片提供的 4 个带复位端 D 触发器和必要的逻辑门,设计数据接收端 电路,端口如图 10 所示: Data 为串行数据输入,Det 为"三连零"检测电路,即任何时刻 检测到输入 4 位二进制数据中有连续的三位或以上的信号为逻辑"0"时,输出/Det 信号为 "0",否则/Det 信号为"1"。

参考图 2 串并转换与收发的简化结构串并收发的基本电路结构, 画出电路图。利用步骤 1 中的 M 序列作为数据从 Data 端输入, 时钟 CP 使用与 M 序列电路相同的单脉冲,

记录一个 M 序列周期内/Det 信号与 M 序列的关系,填入表 4,分析"三连零"检测电路 是否工作正常。



图 10 74LS175 逻辑图与 4 位数据接收电路结构图

搭建思路:采用负逻辑,即只有连续输入3个及以上的0信号之后/Det输出0,其余状态为1,此时74LS175的状态中,最小的三位应当为0,易知其输出的逻辑函数表达式为



则我们可以利用三个非门(74LS04或74LS00)以及一个四输入(只用到三输入)与非门(74LS20) 构成,其电路图如下



图 11 74LS175 构成的"三连零"检测电路(负逻辑)



注: 左上角第一条线为 V_{cc}, 第二条线为图 8 的 M 序列输出。

序号	序号 Data 信号值	Q4 (最高位)	Q3	Q2	Q1 (最低位)	/Det 检测结果
0	1(复位)	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	1	1
2	1	0	0	1	1	1
3	1	0	1	1	1	1
4	0	1	1	1	1	1
5	0	1	1	1	0	1
6	0	1	1	0	0	1
7	1	1	0	0	0	0
8	0	0	0	0	1	1
9	0	0	0	1	0	1
10	1	0	1	0	0	1
11	1	1	0	0	1	1
12	0	0	0	1	1	1
13	1	0	1	1	0	1
14	0	1	1	0	1	1
15	1	1	0	1	0	1
16	1	0	1	0	1	1
17	1	1	0	1	1	1
18	1	0	1	1	1	1

表44位数据接收电路功能测试(实测)

序号	^{\$} 号 Data 信号值	Q4 (最高位)	Q3	Q2	Q1 (最低位)	/Det 检测结果
0	1(复位)	0	0	0	0	
1	1					
2	1					
3	1					
4	0					
5	0					
6	0					
7	1					
8	0					
9	0					
10	1					
11	1					
12	0					
13	1					
14	0					
15	1					

16	1
17	1
18	1

结果分析:

仿真:根据表 4 的数据可知,我们发现,只有在 74LS175 的四个端为 0 的初始状态以及 Data 连续输入三个(及以上) "0"信号后Det才会输出 0,即此时能够检测出 4 位 M 序列 "0"的最大游程长度为 3 且只有一个,仿真结果十分正确。

实验:

3. 利用 M 序列和模 2 运算制作加解密电路。

(1)利用异或门实现模 2 加法电路,分别输入步骤 1 中制作的 4 位 M 序列产生电路,以及通过开关生成的自定义序列,实现对自定义序列的加密过程。加密前先将 M 序列 复位,并且通过输入一定数量的 CP 带脉冲来确定一个 M 序列的起始位置。

(2) 如图 13 所示,利用步骤 2 制作的 4 位数据接收电路,一次性接收 4 位加密后的数据并存储,时钟 CP 使用单脉冲输入。

(3)保持 4 位数据接收电路中的数据 Q1~Q4 不变,将 M 序列产生电路从 Q1 输入改接到 Q4 的输出,复位 M 序列到(1)中的相同起始状态后,实现对加密序列的解密 过程,填写表 5,观察解密后的数据与原始数据的异同。



图 13 利用 4 位数据接收端作为数据缓存的加密-解密实验电路框图

设计方式:

对于此模块,我们实现两种加密解密方式,一种是非同步的利用两个 M 序列进行加密 解密,一种是直接利用一个 M 序列进行同步加密解密,其具体模块如下。

双序列部分:

倘若我们利用两个 M 序列进行解密,首先应当保证对于每一位的加密解密所用到的 M 序列的某一位是一致的,倘若两 M 序列是同步的,此时由于其具有"为随机性",其在一个 周期内不会产生有四位周期的输出,则此时应当输出错误的解密结果,故我们应当利用两个 M 序列且让其在加密解密前复位后经过相同的时钟数从而得到四位相同的加密解密序列。



图 14 利用 4 位数据接收端作为数据缓存的加密-解密仿真电路 注:上方通入四位 M 序列,右上角为芯片高电平工作信号。

仿真操作步骤:

首先将 LFSR 复位,并且通入 7 次时钟脉冲,获取一个较为随机的 M 序列,然后将其 与原始序列信号通入一个异或门,并将异或信号通入四位移位寄存器,通过输入四位的加密 序列后,再次将 LFSR 复位,通入 7 次时钟脉冲,将寄存器的 Q4 与第二次的 M 序列通入异 或门,并且通入四次时钟脉冲从而将四位加密序列全部解密,即可得到下表。

原始 序列	M 序列	加密 序列	Q1	Q2	Q3	Q4	M 序列 (解密)	解密序列 D(t)
S(t)	(加密)	E(t)					(/// =)	D(t)
	复位后经过 的时钟数:7							
0	1	1	Х	Х	Х	Х		
0	0	0	1	Х	Х	Х		
1	0	1	0	1	Х	Х		
0	1	1	1	0	1	Х		
			1	1	0	1		
			1	1	0	1	复位后经过 的时钟数:7	
			1	1	0	1	1	0
			Х	1	1	0	0	0
			Х	х	1	1	0	1
			Х	х	х	1	1	0

表 5 利用 4 位数据接收端作为数据缓存的加密-解密实验电路状态转移表格(仿真)

11

表:	5 利用 4 位数据接	接收端作为	数据纲	爰存的	加密-解	密实验	电路状态转移	表格(实验)
原始 序列	M 序列	加密 序列	Q1	Q2	Q3	Q4	M 序列 (解密)	解密序列
S(t)	(加密)	E(t)						D(t)
	复位后经过 的时钟数:							
			Х	Х	Х	Х		
				Х	Х	Х		
					Х	Х		
						Х		
							复位后经过 的时钟数:	
			Х					
			х	Х				
			Х	х	х			

注: --代表无关项, X 代表任意项。

结果分析:

仿真: 仿真结果可以看出,其解密结果与原序列相同,其通过两个 M 序列实现了加密与解密功能。

实验:

单序列部分:

倘若我们想要利用单个 M 序列进行加密与解密,其最关键的点就在于如何保证 M 序列 在解密和加密的过程中一致,即在四个脉冲序列输入 LFSR 后其还能够保存之前的四个序列, 这种想法可以利用一个移位寄存器实现,即利用一个 74LS175 实现,其电路框图如下所示





图 16 利用 4 位数据接收端作为数据缓存的加密-解密仿真电路 (一个 M 序列)

原始 序列 S(t)	M 序列 (加密)	加密 序列 E(t)	Q1	Q2	Q3	Q4	M 序列 (解密)	解密序列 D(t)
	复位后经过 的时钟数:7							
0	1	1	Х	х	х	Х		
0	0	0	1	х	Х	х		
1	0	1	0	1	Х	х		
0	1	1	1	0	1	х		
			1	1	0	1	1	0
			Х	1	1	0	0	0
			Х	х	1	1	0	1
			х	Х	х	1	1	0

表 6 利用 4 位数据接收端作为数据缓存的加密-解密实验电路状态转移表格(仿真)

13

表(5利用4位数据排	接收端作为	数据约	爰存的	加密-觡	密实验	电路状态转移	表格(实验)
原始 序列 S(t)	M 序列 (加密)	加密 序列 E(t)	Q1	Q2	Q3	Q4	M 序列 (解密)	解密序列 D(t)
	复位后经过 的时钟数:							
			х	Х	х	х		
				Х	Х	х		
					Х	х		
						х		
			Х					
			х	Х				
			х	х	х			

注: --代表无关项, X 代表任意项。

结果分析:

仿真: 仿真结果可以看出,其解密结果与原序列相同,其通过一个 M 序列实现了加密与解密功能。

实验:

(4)【选做】两组同学分别扮演数据发送方和接收方,利用各自的 M 序列发生器进行 加密和解谜。不需要使用数据缓存,可以发送方发送 1 位,接收方接收 1 位,数据长度因 此不受数据缓存长度的限制。分别尝试 M 序列同步与不同步条件下,加密和解密的结果。

此时利用两个异或门直接实现模 2 加法电路即可,其电路图如下



	M 序列	加密序列	M 序列	解密序列
S(t)	(加密)	E(t)	(解密)	D(t)
		111 Ada 141 Jun 144 Art 144 Jun 17		
原始序列	衣 / M 序列友生 M 序列	辞161尽加密解密实验 加密序列	E电路状态转移表格(M 序列	<u>(</u> 1) (1) (1) (1) (1) (1) (1) (1) (1) (1) (
S(t)	(加密)	E(t)	(解密)	D(t)
结果分析:				
结果分析: 4. 实验中:	遇到的问题以及改	进方案		
结果分析: 4. 实验中;	遇到的问题以及改	进方案		
结果分析: 4. 实验中:	遇到的问题以及改	进方案		

四、实验总结与思考

思考:

1. 描述并简单分析所产生的 4 位 LFSR 及其 M 序列的特征,包括计数器的"伪随机"性,M 序列的均衡性和游程分布等。

事实上这部分我们在实验结果已经进行了分析,我们在此阐述 M 序列的生成原理。 M 序列是由多级移位寄存器或其延迟元件通过线性反馈产生的最长的码序列。

对于一个n级线性反馈移位寄存器,其本征多项式为

$$F(x) = \sum_{i=0}^{n} C_i x^i$$

其中 C_i=1 表示接入异或反馈, C_i=0 表示连线断开, x 的幂次表示元素在移位寄存器中对应的位置。

我们知道, n 级线性反馈移位寄存器产生 M 序列的充要条件是: 移位寄存器的特征多 项式 F(x)为本原多项式。

本原多项式与 M 序列的关系还有: 1/F(x)作多项式长除法得到的商多项式系数序列就是 M 序列。

我们利用本原多项式的定义性质可以知道,4位的本原多项式有两个,分别为

$$\begin{cases} x^4 + x + 1 \\ x^4 + x^3 + 1 \end{cases}$$

利用其即可得到所产生的 M 循环序列,其抽头分别为 1、4 和 3、4。

"伪随机"性:对于产生4位M序列的LFSR,我们可以看出,在一个计数轮回(2⁴-1)中, 其输出0与1的概率基本相等,类似于随机性,并且我们从其转换后的十进制数中可以看出, 其计数轮回中的计数输出并非是连续增大或减小的数字,而是1-15这15个数字中每个出现一 次,其顺序类似于无序的,但实际上其是有序的,并非是真正随机的。

均衡性:输出信号中一个周期内出现1的个数为8,出现0的个数为7。

游程分布:在一个输出信号周期中,一共存在8个游程,其中"1"的游程有四个,最长 游程长度为4,只有一个,"0"的游程有四个,最长游程长度为3,也只有一个。

2. 思考题 1: M 序列加密-解密实验中,收发端的 M 序列同步如何影响解密结果? 如何 解决 M 序列的同步问题?

影响: 在加密-解密实验中,其关键点在于加密与解密某个序列位数时所用的 M 序列数 一致,而我们在缓存序列时利用了一个四位移位寄存器,则此时倘若直接利用加密的 M 序 列通入解密的异或门,则此时相当于加密与解密的 M 序列有一个 4 位的平移,其会解密出 与原序列关联性不强的四位解密序列,而如果我们保证两序列在对某一位操作时一致,则能 够得到正确的解密结果。

解决方案:我们利用两个 M 序列进行加密与解密,即此时先利用**第一个** M 序列中的 4 位对输入序列进行加密,然后将其**缓存**在四级移位寄存器中,我们知道 M 序列在一个周期 内不会输出相同的 4 位周期输出,则我们重置 M 序列,并利用**第二个** M 序列中的同样的 4 位对加密序列进行解密,进而得到正确的解密结果。

3. 思考题 2: 图 13 所示的电路中,如何只利用一个 M 序列产生电路,同时对 4 位数 据接收端的输入进行加密、输出进行解密。

事实上我们在之前已经对其进行了分析,此时我们要保证这个序列能够产生一个4位的 延迟,其有两种可行方案: (1)方案一:我们可以再利用一个四级移位寄存器将 M 序列同样进行缓存,则此时我们 在进行加密时同时将加密所用的 M 序列数与加密后的数存入两个移位寄存器,则其在不断 存入的同时会逐渐移位,在第四位存入后,其解密的异或门即会对两移位寄存器的串行输出 进行异或解码操作,从而得到正确的解码结果,这也是我们在实验中所用的方法。

(2)方案二:因为 M 序列也是利用移位寄存器产生的,则事实上我们可以利用移位寄存器的 Q₁进行加密运算,而 Q₄进行解密运算,即在利用四位 M 序列数加密后,其 Q₁恰好移动到了 Q₄,则此时我们将外接的缓存器进行存储操作后,立刻对此时的缓存器串行输出 Q₄与此时 LFSR 的 Q₄进行异或操作,即可保证加密与解密所用的 M 序列一致。

结论:

[参考文献]

[1]邱关源,罗先觉.电路(第5版)[M].北京:高等教育出版社,2006.
[2]康华光,陈大钦,张林.电子技术基础(模拟部分)[M].北京:高等教育出版社,2013.12.
[3]康华光,秦臻,张林.电子技术基础(数字部分)[M].北京:高等教育出版社,2014.1.

《电子技术实验》课程实验报告

学院: 物理学院

专业:物理学

年级: 2021 级

实验人姓名 (学号): 路尚润 (21305127)

2023年6月12日上午

实验十三 温度闭环控制系统

一、实验目的

- 1. 掌握温度测量电路的工作原理。
- 2. 掌握温度的闭环控制电路。

二、实验原理

1. 恒温器控制系统

典型的自动控制系统的控制流程如图 1 所示。被控对象时刻受到干扰 f(如环境温度的改变)输入造成的影响,其被控温度 T_a通过传感器测量得到实际输出温度 T_z(由热电阻或热电偶测量换算得到温度值)。控制系统需要时刻比较实际输出温度 T_z和设定温度 T_g的误差 $\Delta T = T_g - T_z$,决定执行器(加热电路)的行为,从而使被控对象的温度值保持在设定值。



图 1 典型自动控制系统的控制流程

由图1的框图可以看出,自动控制系统是一个闭合的回路,所以称为闭环系统。其特 点是自动控制系统的被控变量经过传感器又返回到系统的输入端,即存在反馈。显然,自 动控制系统中输入量与反馈量是相减的,即采用的是负反馈,这样才能使被控变量与给定 值之差消除或减小,从而达到准确控制输出温度的目的。

本实验选用一种 3D 打印机挤出头作为被控系统,闭环控制系统能够将 3D 挤出头的 温度稳定在预设温度上,保证 3D 打印材料能够正确的熔化挤出。 3D 打印挤出头由加热电阻和与之绑定的热敏电阻组成,如图 2 所示。加热电阻作为 闭环系统的执行器,外接直流加热电源后将电能转换为热能,可以通过开关来控制加热电 源交替地连通与断开使整个挤出头的加热温度维持在相对稳定的温度上。进一步地,执行 器的行为可以修改为通过温度偏差值而改变热源能量的大小,或者引入比例、比例积分、 比例积分微分电路等,使系统调节行为更加快速或精确,例如"比例-积分-微分"控制 (PID)等,是过程控制中广泛应用的控制形式。



图 2 3D 打印机挤出头的基本结构

本实验中热敏电阻值仅作为挤出头温度的标定传感器,而用于闭环系统测量的传感器则使用热电偶进行测量。

2. 热电偶传感器与冷端补偿

热电偶是一种常用的温度传感器。如图3所示,热电偶冷端两极的电压差直接与热端温度 T 和冷端温度 T0 的差值成正比。由于测量到的是热电偶冷端两极的电压信号,所以可以方便地使用仪表放大器等电路对电压信号进行放大。这样就可以将被控物理量(温度),转换为闭环反馈系统中的电信号,从而实现物理量到电信号的转化,以便完成电路控制工作。



图 3 热电偶温度测量电路与冷端补偿原理

在电子测控系统中,电压小信号的高精度测量通常使用仪表放大器(Instrumentation Amplifier,或称精密放大器 INA)来实现。《差动放大电路》实验中已经分析过,它是差分放大器的一种改良,具有输入缓冲器,不需要输入阻抗匹配;同时具有非常低的直流漂移、低噪声、高开环增益、非常高的共模抑制比,因此常用于需要精确性和稳定性非常高的测量电路中。常见的仪表放大器结构基于 3 个运算放大器,如图 4 所示。电阻 R1 和 R1'、R2 和 R2'、R3 和 R3'为阻值匹配的对称电阻,则电路对于共模信号 V_{cm}的增益始终为 1,而输出电压为:

$$V_{o} = V_{d} \frac{R_{3}}{R_{2}} \left(1 + \frac{2R_{1}}{R_{G}} \right) + V_{ref}$$
(1)

若
$$R_3 = R_2 \pm V_{ref} = 0$$
,则差分增益为 $\left(1 + \frac{2R_1}{R_G}\right)$ (2)

通过调节 R_G 阻值即可调节仪表放大器最终的差分信号增益,进一步连接热电偶可得到温度差与输出电压值之间的增益值。



图 4 仪表放大器原理图与 OP07 运算放大器结构图

在本实验中,我们使用了 TI 公司的 OP07 型高精度运算放大器来搭建仪表放大器,自 身具有 600kHz 的增益带宽积、高达 120dB 的共模抑制比和小于 60μV 的输入电压失配,适 合于搭建仪表放大器。单片 OP07 芯片包括一个运算放大器,采用±12V 电源供电,能够提 供较大的输出电压动态范围。

为了让热电偶测量电路最终输出的测量电压值 *Vmeas* 正比于热端温度 *T*,需要在测量电路板上使用精密温度传感器来监测冷端温度 *To*,通过比例求和电路(可额外使用一个 OP07 运算放大器)来实现冷端补偿。本实验中使用 TI 公司的 LM35 精密温度传感器,如图 5 所示。其输出电压与冷端温度的关系始终为: OUTPUT=0mV+10.0mV/℃,因此需要调节仪表放大器的增益 k 为 10.0mV/℃,并设计合理的比例求和电路的增益,最终设计 目标为输出电压 *Vmeas=T*×10.0mV/℃。



图 5 LM35 型精密温度传感器的原理图和封装图

3. 设定值的产生与 T 型电阻网络 D/A 转换器

控制系统另一个需要实现的功能是设定值 T_g 的生成。在本实验中,通过数字-模拟转换器(Digital-to-analog Convertor, D/A)来产生精确且易于调节的参考电压。

T 形电阻网络是一种巧妙设计的电阻网络结构,通过 R 和 2R 两种阻值的电阻的不同连接方式实现 D/A 输出,如图 6 所示。8 位数字信号控制着图中的开关,开关接地表示数字"0",连接运算放大器的反向输入端表示数字"1"。参考电压 V_{ref}经过电阻网络和负反馈放大器,最终产生模拟电压的输出值 V_{out}为:

$$V_{out} = -\frac{R_f}{2^8 R} V_{ref} \times (2^7 d_7 + 2^6 d_6 + 2^5 d_5 + 2^4 d_4 + 2^3 d_3 + 2^2 d_2 + 2^1 d_1 + d_0)$$
(3)

从而实现了在通过数字值产生不同的模拟电压的功能。



图 68 位 T 形电阻网络结构的 D/A 转换器

为了得到一定的输出驱动能力, D/A 转换器需要使用负反馈放大器产生电压输出。本实 验使用了 TI 公司的 NE5532A 型低噪声运算放大器。该运放采用±12V 电源供电,能够提供 较大的输出电压动态范围;同时该运放具备超过 66dB 的直流增益和 100dB 的共模抑制比, 能够保证输出电压 Vout 的准确。单片 NE5532A 芯片包括了两个运算放大器,在本实验中通 过两级反相输入负反馈放大电路级联的方式来最终产生同相输出,如图 7 所示,其中 R_f、R₁ 和 R₂ 的阻值根据模拟输出信号的范围来确定。



4. 误差比较与执行单元。

利用 D/A 转换电路生成的设定值 VD/A (对应图 1 中的 Tg)需要与传感器测量得到的 Vmeas (对应图 1 中的 Tz)进行比较,来控制加热电路的行为,整个比较和执行器部分的电路如图 8 所示。



图 8 (a)误差比较与执行器电路(b)LM311 比较器引脚图(c)AOD403 PMOS 管引脚图与符号

三、实验内容及数据处理

1. D/A 转换器的搭建与调试

(1)设计 T型电阻网络结构的 D/A 转换器,要求当数字输入为 0~255 时,输出 VD/A 为 0~2.55V。画出完整设计电路图,根据设计搭接电路。

(2) 自拟输入数字值,测量所实现的 D/A 转换器的转换曲线,估算得到 D/A 转换器的数字值与对应输出电压的关系(即最低有效位 LSB)。



图 9 D/A 转换器电路图

当8个输入信号都为高电平时有

$$V_{D/A} = \frac{R_2 R_f}{R R_1} \frac{255}{256} V_{ref} = 2.55V \tag{4}$$

在仿真中选取

$$R_1 = R_2 = R_f = R = 1k\Omega \tag{5}$$

通过调节Vref到2.56V即可得到输出电压范围为0~2.55V,其电路图如下



实验 D/A 转换器的转换曲线:

估算最低有效位 LSB =_____

表1D/A 转换器测试表(仿真)						
十进制数	数字输入值	模拟电压测量值	积分非线性 INL/LSB			
0	00000000	500.0µV	0.05			
20	00010100	200.2mV	0.02			
40	00101000	400.2mV	0.02			
60	00111100	600.1mV	0.01			
80	01010000	800.1mV	0.01			
100	01100100	1.000V	0			
120	01111000	1.200V	0			
140	10001100	1.400V	0			
160	10100000	1.600V	0			
180	10110100	1.800V	0			
200	11001000	2.000V	0			
220	11011100	2.200V	0			
240	11110000	2.400V	0			
255	11111111	2.550V	0			

注: 以上均保留四位有效数字,低于四位我们认为其已经远小于输出,对其进行忽略。

仿真D/A转换器的转换曲线:



图 11 D/A 转换器转换曲线(仿真)

表 2 D/A 转换器输出拟合参数(仿真)

参数名称	值/V	误差		
斜率	0.01	3.22563E-7		
截距	2.47059E-4	4.91484E-5		
R-Squre		1		

仿真LSB即为斜率0.01V,与理论值基本一致。

2. 比较器加热电路的调试

(1) 根据图 8 设计误差比较和执行单元,分别思考: 当输入端 Vi>0 和 Vi<0 时,电路的行为分别是什么。根据设计搭接电路,输出连接到 3D 打印机挤出头的加热电阻丝,通过板上的电阻分压产生 Vi>0 和 Vi<0,测试电路行为填入表 3。



图 12 误差比较与执行器电路

【思考】: 当输入端 Vi>0 和 Vi<0 时,电路的行为分别是什么?

 V_{S} =加热电源电压, V_{G} = V_{ctrl} , V_{GS} = V_{ctrl} -加热电源电压, V_{D} =电阻丝所加电压。

(1)当输入端 Vi>0,此时比较器输出高电平,即 V_{ctrl} 为高电平,此时由于我们使用的是 P 型增强型场效应管,此时 V_{GS}>0,场效应管截止,此时场效应管 D 处电压基本为 0,加 热电阻丝不工作。

(2)当输入端 Vi<0,此时比较器输出低电平,即 V_{ctrl}为低电平,有 V_{Gs}<0, P 型场效应 管导通,此时场效应管 D 处电压为加热电源电压,加热电阻丝工作。





图 14 误差比较与执行器仿真电路(Vi<0)

表 4 比较器与加热电路行为的仿真结果(仿真)

输入 Vi	控制电压 Vctrl(V)	场效应管 V _{GS}	加热阻丝 V₀
Vi>0	12V	Vi=0	175µV
Vi<0	68.2mV	Vi<0	12V

(2)使用万用表欧姆档连接 3D 打印机挤出头的热敏电阻,测量热敏电阻值并且通过 附录的表折算成环境温度。

在整个实验过程中,保持万用表欧姆档与热敏电阻的连接,用于监控 3D 打印机挤出 头的温度。

热敏电阻值 R =_____ 环境温度 T =_____

结果分析:

3. 仪表放大器与冷端补偿电路

(1)检查 LM35 精密温度传感器的功能:使用万用表测量其输出电压,使用热源 (如手)触碰 LM35,观察输出电压是否随温度的变化而变化,估测其温度变化是否满足 10mV/℃的关系。

(2)根据图 3 和图 4 设计仪表放大器,连接热电偶。调节仪表放大器的 R_G 电阻,使得仪表放大器输出的灵敏度为 10mV/°C。

标定时,将步骤 2 中已经调试通过的加热电阻与热电偶进行充分的热接触,通过加热 电阻产生不同的温度(真实温度通过热敏电阻进行实时测量),进而标定热电偶及其测量 电路的灵敏度。

(3)使用比例求和电路进行冷端补偿,并且调节比例求和电路的增益,保持温度测量 电路最终的灵敏度为10mV/°C。

首先我们测量热电偶,将其标定并通入仪表放大器,进而获取 10mV/℃的电压增量。 表 5 热电偶标定测量结果

热敏电阻值/kΩ 换算温度/℃ 电压值/mV 电压增量/mV	

其电压增量为:

① 仪表放大器:



图 15 仪表放大器电路图

仪表放大器的输出电压满足:

$$V_o = V_d \frac{R_3}{R_2} \left(1 + \frac{2R_1}{R_G} \right) + V_{ref}$$
(6)

通过调节电阻值等即可实现 10mV/℃的电压增量输出。 实验用元件参数为:



结果分析:

② 比例求和电路(冷端补偿):



图 17 比例求和电路图

其中 Vo 输入仪表放大器的输出电压, Vc 输入冷端补偿电压, 当电路满足对称性:

$$R_1 = R_2, \quad R_3 = R_f \tag{7}$$

其输出电压满足

$$V_{o} = -\frac{R_{f}}{R_{1}}(V_{o} - V_{c})$$
(8)

通过调节元件电阻值等即可实现冷端补偿, 使得输出恰好为

$$V_{meas} = T \times 10 mV / ^{\circ} \text{C}$$
(9)

实验用元件参数为:



结果分析:

4. 闭环温度控制实验

组装步骤 1~3 中的 D/A 转换器(用于产生 VD/A)、温度测量电路(用于产生 Vmeas) 和加热电路,最终得到闭环温度控制系统。通过 D/A 转换器设置不同的目标温度 (10mV/℃),每隔30s 检测热电偶的输出电压变化情况,填入表6,分析闭环温度控制 系统的性能。

对于此部分,我们用电路框图解释总电路构成:



图 19 闭环温度控制实验电路框图

电路组成分析:

首先,利用热电偶测量输出,测量其输出电压与温度差的关系,进而设计仪表放大电路, 从而获得10mV/℃的电压增量输出,由于热电偶输出的电压增量是对于室温,则我们再利用 LM35,补偿其基准值,即冷端补偿,实现最终 $V_{meas} = T \times 10 mV$ /℃输出。

然后,我们组建了一个D/A转换器,实现LSB=10mV,从而利用其设定温度。

最后,对于比较器,我们通过理论分析发现其在V_i>0时PMOS管截止,电阻丝不工作, 当V_i<0时,PMOS管导通,电阻丝加热,而由于V_{meas}与温度成正比,则我们应当在温度高于 设定电压时让其不再加热,即当Vmeas>VD/A时电阻丝不工作,则此时我们将Vmeas通入比较器 正极, V_{D/A}通入比较器负极,即可实现闭环控制系统。

			衣口	0 NI M	血皮(21)	削 余统	11头例	生胞侧	风			
温度	热敏	对应										
设定	电阻	实测				热电伯	禺电压]	V _{meas} 实	测值			
值	阻值	温度										
(°C)	(Ω)	(°C)	30s	60s	90s	120s	150s	180s	210s	240s	270s	300s

主人词环泪在按照乏体的中际性化测计

5. 实验中遇到的问题以及改进方案

四、实验总结与思考

思考:分析比较器的部分思考已在实验内容部分进行分析。

结论:

[参考文献]

[1]邱关源,罗先觉.电路(第5版)[M].北京:高等教育出版社,2006.
[2]康华光,陈大钦,张林.电子技术基础(模拟部分)[M].北京:高等教育出版社,2013.12.
[3]康华光,秦臻,张林.电子技术基础(数字部分)[M].北京:高等教育出版社,2014.1.

[附录]

温度 (℃)	阻值(kΩ)	温度 (℃)	阻值(kΩ)	温度 (℃)	阻值(kΩ)				
20	121.3317001	56	34.37979407	92	12.491702				
21	116.6678088	57	33.32691561	93	12.1798633				
22	112.2129948	58	32.31235085	94	11.8774449				

表 7 100k 热敏电阻的阻值与温度的对应关系

				-	
23	107.9566624	59	31.33450484	95	11.5841174
24	103.8888114	60	30.39185685	96	11.2995648
25	100	61	29.48295658	97	11.0234833
26	96.28131096	62	28.60642056	98	10.7555808
27	92.72431959	63	27.76092875	99	10.4955767
28	89.32106406	64	26.94522137	100	10.2432013
29	86.06401759	65	26.15809586	101	9.99819529
30	82.94606244	66	25.39840398	102	9.76030918
31	79.96046556	67	24.66504917	103	9.52930309
32	77.10085586	68	23.95698395	104	9.30494626
33	74.36120291	69	23.27320749	105	9.08701665
34	71.73579697	70	22.61276335	106	8.8753006
35	69.21923035	71	21.9747373	107	8.66959246
36	66.80637987	72	21.35825526	108	8.46969428
37	64.49239052	73	20.76248134	109	8.27541548
38	62.27265999	74	20.18661605	110	8.08657252
39	60.14282436	75	19.62989451	111	7.90298866
40	58.09874448	76	19.09158479	112	7.72449364
41	56.13649332	77	18.57098639	113	7.55092345
42	54.25234404	78	18.0674287	114	7.38212003
43	52.44275879	79	17.58026963	115	7.21793108
44	50.70437823	80	17.10889424	116	7.0582098
45	49.0340116	81	16.65271351	117	6.90281467
46	47.42862746	82	16.2111631	118	6.75160924
47	45.88534498	83	15.78370221	119	6.60446194
48	44.40142569	84	15.36981253	120	6.46124587
49	42.97426576	85	14.96899717	121	6.32183863
50	41.60138877	86	14.58077968	122	6.18612213
51	40.28043881	87	14.20470316	123	6.05398243
52	39.00917407	88	13.84032933	124	5.92530958
53	37.78546077	89	13.48723772	125	5.79999745
54	36.60726742	90	13.14502486	126	5.6779436
55	35.47265944	91	12.81330351	127	5.55904913