

第4章 晶闸管及其触发电路

林 莹 牟世鹏

第1节 晶闸管的选用

(一) 普通晶闸管系列

按 GB 4940—85 规定: 晶闸管是一种包括三个或更多的结, 能从断态转入通态, 或由通态转入断态的双稳态半导体器件。其额定通态平均电流有 15 个等级, 见表 4-1-1。

表4-1-1 普通晶闸管的额定值

通态平均 电流	通态方均 根 电 流	浪涌电流		I^2t		断态重复 峰值电压	反向重复 峰值电压	工作 温度	贮存 温度	通态电 流临界 上升率
$I_T(AV)$	$I_T(RMS)$	I_{TSM}		I^2t		U_{DRM}	U_{RRM}	T_j	T_{stg}	di/dt
A	A	A		$A^2 \cdot s$		V	V	°C	°C	A/μs
		L	H	L	H					
1	1.6	13	19	0.85	1.8	50~1800	50~1800	-40~+100	-40~+125	A、B
3	4.7	38	56	7.2	15	100~2000	100~2000			
5	7.9	64	90	20	40	100~2000	100~2000			
10	16	130	190	85	180	100~2000	100~2000			
20	31	240	380	280	720	100~2000	100~2000			
30	47	300	560	720	1600	100~2400	100~2400			
50	79	640	940	2000	5000	100~2400	100~2400			
100	160	1.3×10^3	1.9×10^3	8.6×10^3	18×10^3	100~3000	100~3000	-40~+125	-40~+140	A、B、C
200	310	2.5×10^3	3.8×10^3	31×10^3	72×10^3	100~3000	100~3000			B、C、 D、E
300	470	3.8×10^3	5.6×10^3	0.7×10^4	1.6×10^4	100~3000	100~3000			B、C、 D、E、 F
400	630	5.0×10^3	7.5×10^3	1.3×10^4	2.8×10^4	100~3000	100~3000			B、C、 D、E、 F
500	790	6.4×10^3	9.4×10^3	2.1×10^4	4.4×10^4	100~3000	100~3000			B、C、 D、E、 F、G
600	940	7.6×10^3	11×10^3	2.9×10^4	6.0×10^4	100~3000	100~3000			
800	1300	10×10^3	15×10^3	5.0×10^4	11×10^4	100~3000	100~3000			
1000	1600	13×10^3	19×10^3	8.5×10^4	18×10^4	100~3000	100~3000			

通态平均电流	门极反向峰值电压	门极正向峰值电压	门极正向峰值电压	门极正向峰值电压	门极正向峰值电压	通态峰值电压	断态重复峰值电压	反向重复峰值电压	维持电流	门极触发电流	门极触发电压	门极不触发电压	断态电压临界上升率	结壳热阻
$I_{T(AV)}$	U_{RGM}	U_{FGM}	U_{FGM}	P_{GM}	P_{GAV}	U_{TM}	I_{DRM}	I_{RRM}	I_H	I_{GT}	U_{GT}	U_{GD}	du/dt	R_{jc}
A	V	V	A	W	W	V	mA	mA	mA	mA	V	V	V/ μ s	$^{\circ}$ C/W
1	5	6				≤ 2.0	≤ 3	≤ 3	≤ 10	≤ 20	≤ 2.5	≥ 0.2	A、B	
3	5	10				≤ 2.2	≤ 8	≤ 8	≤ 30	≤ 60	≤ 3	≥ 0.2	C、D	≤ 4.0
5	5	10				≤ 2.2	≤ 8	≤ 8	≤ 60	≤ 60	≤ 3	≥ 0.2	E、F	≤ 3.0
10	5	10				≤ 2.2	≤ 10	≤ 10	≤ 100	≤ 100	≤ 3	≥ 0.2		≤ 1.6
20	5	10				≤ 2.2	≤ 10	≤ 10	≤ 100	≤ 100	≤ 3	≥ 0.2		≤ 1.0
30	5	10				≤ 2.4	≤ 20	≤ 20	≤ 150	≤ 150	≤ 3	≥ 0.2	B、C D、E F、G	≤ 0.7
50	5	10	1	4	0.5	≤ 2.4	≤ 20	≤ 20	≤ 200	≤ 200	≤ 3	≥ 0.2		≤ 0.4
100	5	10	2	8	2	≤ 2.6	≤ 40	≤ 40	≤ 200	≤ 250	≤ 3.5	≥ 0.2		≤ 0.20
200	5	10	3	5	3	≤ 2.6	≤ 40	≤ 40	≤ 200	≤ 250	≤ 3.5	≥ 0.2		≤ 0.12
300	5	16	3	15	3	≤ 2.6	≤ 50	≤ 50	≤ 300	≤ 350	≤ 3.5	≥ 0.2		≤ 0.08
400	5	16	3	15	3	≤ 2.6	≤ 60	≤ 50	≤ 300	≤ 350	≤ 4	≥ 0.2	C、D	≤ 0.05
500	5	16	4	20	4	≤ 2.6	≤ 60	≤ 60	≤ 400	≤ 350	≤ 4	≥ 0.2	E、F	≤ 0.04
600	5	16	4	20	4	≤ 2.6	≤ 60	≤ 60	≤ 400	≤ 350	≤ 4	≥ 0.2	G	≤ 0.035
800	5	16	4	20	4	≤ 2.6	≤ 80	≤ 80	≤ 500	≤ 450	≤ 4	≥ 0.2		≤ 0.026
1000	5	16	4	20	4	≤ 2.6	≤ 120	≤ 120	≤ 500	≤ 450	≤ 4	≥ 0.2		≤ 0.020

注：1. $I_{T(AV)}$ 对应的壳温 T_c 、紧固力矩 $F-L$ 和紧固压力 F （允差为 $\pm 10\%$ ）、重量 W 由制造厂给出。

2. I^2t 为 I_{TSM} 正弦波底宽10ms的积分值。

3. P_{GM} 、 I_{FGM} 、 U_{FGM} 三参数对同一晶闸管不能同时满足，按测试方法只满足三者之一。

4. 工作结温上限（ T_{jm} ）称为最高工作结温或额定结温。

5. 断态不重复峰值电压 U_{DSM} 和反向不重复峰值电压 U_{RRM} 可分别按下列关系得到： $U_{DRM} = 90\% U_{DSM}$ 、 $U_{RRM} = 90\% U_{RRM}$ 。

6. du/dt 项中，A=25、B=50、C=100、D=150、E=200、F=300、G=500，都为下限值。

7. L对应于下限值；H对应于上限值。

(二) 晶闸管的主要参数

- | | | |
|-----------------|--------------|---|
| (1) 通态（峰值）电压 | U_{TM} | 晶闸管通过 α 倍或规定倍数额定通态平均电流值时的瞬态峰值电压 |
| (2) 断态重复峰值电压 | I_{DRM} | 晶闸管加上断态重复峰值电压时的峰值电流 |
| (3) 反向重复峰值电压 | I_{RRM} | 晶闸管加上反向重复峰值电压时的峰值电流 |
| (4) 维持电流 | I_H | 使晶闸管维持通态所必需的最小主电流 |
| (5) 擎住电流 | I_L | 晶闸管刚从断态转入通态，并移除触发信号之后，能维持通态所需的最小主电流 |
| (6) 门极触发电流 | I_{GT} | 使晶闸管由断态转入通态所必需的最小门极电流 |
| (7) 门极触发电压 | U_{GT} | 产生门极触发电流所必需的最小门极电压 |
| (8) 门极不触发电压 | U_{GD} | 不致使晶闸管从断态转入通态的最大门极电压 |
| (9) 断态电压临界上升率 | du/dt | 在规定条件下，不导致从断态到通态转换的最大主电压上升率 |
| (10) （电路换向）关断时间 | t_q | 外部使主电路转换动作后，从主电流下降至零值算起，到晶闸管能承受规定的断态电压而不致过零开通止的时间间隔 |
| (11) 通态平均电流 | $I_{T(AV)}$ | 通态电流在一个整周期内的平均值 |
| (12) 通态方均根电流 | $I_{T(RMS)}$ | 通态电流在一个整周期内的方均根值 |

(13) 通态浪涌电流	I_{TSM}	一种由于电路异常情况(如故障)引起的、并使结温超过额定结温的不重复性、最大通态过载电流
(14) 断态重复峰值电压	U_{DRM}	晶闸管两端出现的重复最大瞬时值断态电压, 包括所有的重复瞬态电压, 但不包括所有的不重复瞬态电压
(15) 反向重复峰值电压	U_{RRM}	晶闸管两端出现的重复最大瞬时值反向电压, 包括所有的重复瞬态电压, 但不包括所有的不重复瞬态电压
(16) 断态不重复峰值电压	U_{DSM}	晶闸管两端出现的任何不重复最大瞬时值的瞬态断态电压
(17) 反向不重复峰值电压	U_{RSM}	晶闸管两端出现的任何不重复最大瞬时值的瞬态反向电压
(18) 通态电流临界上升率	di/dt	在规定条件下, 晶闸管能承受而无害影响的最大通态电流上升率
(19) 门极反向峰值电压	U_{RGM}	门极反向电压的最大瞬时值, 包括所有的门极反向瞬态电压
(20) 门极正向峰值电压	U_{FGM}	门极正向电压的最大瞬时值, 包括所有的门极正向瞬态电压
(21) 门极正向峰值电流	I_{FGM}	包括所有门极正向瞬态电流的最大瞬时值门极正向电流
(22) 门极峰值功率	P_{GM}	在规定条件下, 门极正向所允许的最大门极峰值电流和门极峰值电压的乘积
(23) 门极平均功率	P_{CAV}	在规定条件下, 门极正向所允许的最大平均功率。

(三) 晶闸管的选择

晶闸管主要根据电路形式、电源电压、负载性质以及负载电流与控制角的大小等因素进行选择, 因此合理地选择器件的正反向重复峰值电压和额定通态平均电流是十分重要的。由于实际使用时各因素的差异很大, 对电流有效值进行精确计算就比较复杂, 为使计算简化, 这里均以延迟角 $\alpha = 0^\circ$ 选择晶闸管的额定电流。

(1) 正反向重复峰值电压的选择: 如果晶闸管整流电路交流电源的相电压为 U , 则正反向重复峰值电压 U_{RM} (U_{DRM} 和 U_{RRM} 中较小者) 应按下列式选择, 即

$$U_{RM} = (2 \sim 3) K_1 U \quad (4-1-1)$$

式中, 系数 $(2 \sim 3)$ 是考虑到电源电压波动和操作过电压等因素的安全系数; 系数 K_1 是由电路型式决定的, 见表 4-1-2。

(2) 额定通态平均电流的选择 晶闸管的发热取决于它所流过电流的有效值, 与额定通态平均

电流 $I_{T(AV)}$ (单相正弦半波电流) 相对应的电流有效值为 $1.57 I_{T(AV)}$ 。对于不同形式的电路, 流过晶闸管的电流的有效值等于波形系数 K'_2 与该电流平均值的乘积, 而其平均值又是负载电流 I_L 的一部分, 等于 I_L / K''_2 (K''_2 为共阳极或共阴极的支路数, 例如单相桥式电路 $K''_2 = 2$ 、三相桥式电路 $K''_2 = 3$)。因此有

$$1.57 I_{T(AV)} = \frac{K'_2}{K''_2} I_L$$

$$I_{T(AV)} = \frac{K'_2}{1.57 K''_2} I_L$$

令 $\frac{K'_2}{1.57 K''_2} = K_2$, 并考虑安全系数为 $1.5 \sim 2$, 则

$$I_{T(AV)} = (1.5 \sim 2) K_2 I_L \quad (4-1-2)$$

对于延迟角 $\alpha = 0^\circ$ 时, 各种整流电路在电阻或感性负载情况下的 K_2 示于表 4-1-2。

按式 (4-1-2) 计算的额定通态平均电流应注意以下几个因素的影响: 当环境温度超过 $+40^\circ\text{C}$ 、冷却条件低于标准要求以及延迟角 α 增大时, 均应降低晶闸管的额定通态平均电流。

表 4-1-2 晶闸管的选择计算系数

电路形式		单相半波	单相双半波	单相桥式	三相半波	三相桥式	带平衡电抗器的双反星形
K_1		$\sqrt{2}$	$2\sqrt{2}$	$\sqrt{2}$	$\sqrt{6}$	$\sqrt{6}$	$\sqrt{6}$
K_2 ($\alpha = 0^\circ$)	电阻负载	1	0.5	0.5	0.374	0.368	0.185
	电感负载	0.45①	0.45	0.45	0.367	0.367	0.184

① 指带有续流二极管的电路。

第2节 晶闸管的保护

晶闸管承受过电压和过电流的能力较差,很短时间的过电压或过电流就会使器件损坏。为了使晶闸管能够可靠地长期运行,除了在选择时留有充分的裕量外,还必须针对过电压、过电流产生的原因采取恰当的保护措施。

(一) 过电压保护

过电压一般可分为操作过电压和浪涌过电压。操作过电压是由晶闸管电路的分、合闸和器件关断等电磁过程引起的;浪涌过电压是由于雷击等原因从电网侵入的,它可能比操作过电压还要高。过电压保护措施可使经常发生的操作过电压限制在器件的正反向重复峰值电压以下,使偶然性的浪涌过电压限制在器件的断态和反向不重复峰值电压以下。按保护部位可分为交流侧保护、直流侧保护和器件保护。

(1) 交流侧过电压保护 常用的交流侧过电压保护措施有阻容保护和非线性电阻保护。阻容保护主要用于吸收操作过电压,非线性电阻保护主要用于抑制浪涌过电压。

1) 阻容保护 按被保护电路和阻容装置的联结方式,阻容保护分为单相串联、三相Y联结、三相△联结和三相整流式联结。现以单相阻容保护装置为基础介绍电容和电阻参数的计算。

① 单相阻容保护装置的参数计算 单相阻容保护联结如图 4-2-1 所示,图中电容、电阻的计算公式如下:

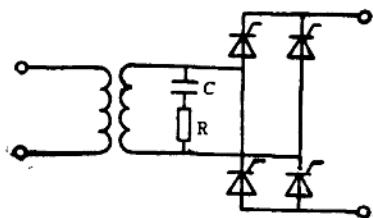


图4-2-1 单相阻容保护

$$C \geq 6 i_0 \% \frac{S}{U^2} \quad (\mu F) \quad (4-2-1)$$

电容交流耐压 $\geq 1.5 U$ 。

$$R \geq 2.3 \frac{U^2}{S} \sqrt{\frac{U_1 \%}{i_0 \%}} \quad (\mu F) \quad (4-2-2)$$

电阻的功率

$$P_R \geq (3 \sim 4) I_1^2 R \quad (W) \quad (4-2-3)$$

$$I_1 = 2 \pi f C U_c \times 10^{-6} \quad (A)$$

式中 S ——变压器每相的视在容量 (VA);

U ——变压器二次相电压有效值 (V);

$i_0 \%$ ——变压器励磁电流百分数,对于 10~560kVA 的三相变压器为 4~10;

$U_1 \%$ ——变压器的阻抗电压,对于 10~1000kVA 的变压器为 5~10;

U_c ——阻容两端正常工作时交流电压有效值 (V);

f ——电源频率 (Hz)。

② 三相阻容保护装置的参数计算 三相阻容保护电路接线见图 4-2-2。 R 、 C 数值可先按式 (4-2-1) 和式 (4-2-2) 计算,然后再按表 4-2-1 选择。

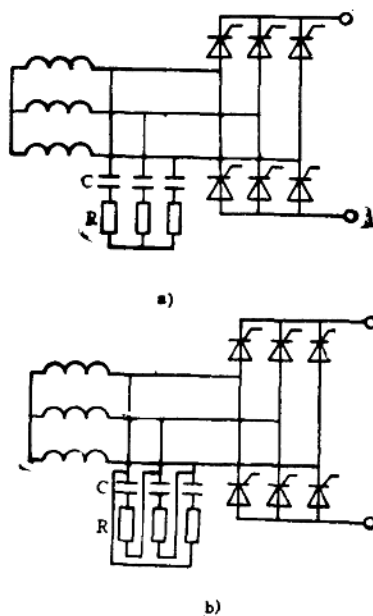


图4-2-2 三相阻容保护电路

a) 阻容保护Y联结 b) 阻容保护△联结

按式 (4-2-1) 和式 (4-2-2) 计算的电容、电阻数值可根据实际情况作适当的修改。例如,在整流电路中有其他过电压保护措施时,选取的电容量可略小于式 (4-2-1) 的计算值。在通常情况下,增大电容量能降低作用于晶闸管上的过电压和电压上升率;但若电容量太大,不仅电容器体积很大,而且会增加电阻的损耗,使电阻的体积加大,造成

表4-2-1 变压器和阻容装置不同联结时的阻、容数值

变压器二次联结方式	单相	三相Y联结	三相△联结
阻容装置联结方式	跨接	Y	△
电 容	C	C	C/3
电 阻	R	R	3R

整个阻容装置体积过大, 电容量增大还会增加晶闸管导通时的电流上升率, 对晶闸管不利。在通常情况下, 增大电阻值有利于抑制振荡; 但若电阻值太大, 不仅抑制振荡的作用不大, 反而会影响电容抑制过电压的效果, 并使正常工作时电阻损耗增大, 因此, 一般希望电阻小一些 (约几欧至几十欧)。

③ 三相整流式阻容保护装置的参数计算 三相整流式阻容保护电路如图 4-2-3 所示。图中电容 C 的计算公式与式 (4-2-1) 完全相同, 对于变压器二次绕组的不同联结方式, 按表 4-2-1 中阻容装置 Y 联结选择。电阻 R 的阻值可按下式确定:

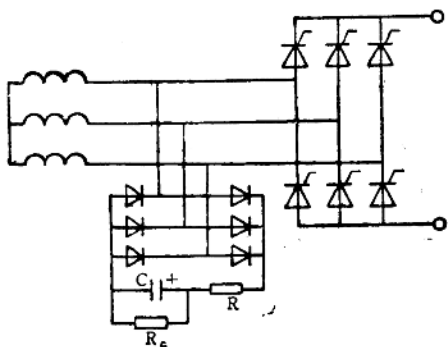


图4-2-3 三相整流式阻容保护电路

变压器二次绕组 Y 联结时

$$R \geq 3.3 \frac{U^2}{S} \sqrt{\frac{U_1\%}{i_0\%}} \quad (\Omega) \quad (4-2-4)$$

变压器二次绕组 △ 联结时

$$R \geq 1.1 \frac{U^2}{S} \sqrt{\frac{U_1\%}{i_0\%}} \quad (\Omega) \quad (4-2-5)$$

由于正常工作时 R 中电流很小, 所以对 R 的功率不必专门考虑。

电阻 R_c 可在下述范围中选取:

$$\frac{1}{3C} \times 10^4 < R_c \leq \frac{1}{5C} \times 10^5 \quad (4-2-6)$$

式中, C 的单位是 (μF); R_c 的单位是 (Ω)。电阻 R_c 的功率 P_{R_c} 按下式计算:

$$P_{R_c} \geq (3 \sim 4) \frac{(\sqrt{2} U_L)^2}{R_c} \quad (W) \quad (4-2-7)$$

式中 U_L ——变压器二次线电压有效值 (V)。

2) 非线性电阻保护 阻容保护装置一般能把操作过电压抑制在允许范围内。但当发生雷击或从电网侵入很大的浪涌过电压时, 虽有阻容保护, 过电压仍会超过允许值。因此, 在采用阻容保护的同时, 可再设置非线性电阻 (硒堆或压敏电阻) 保护, 以便把浪涌过电压抑制在晶闸管允许的范围之内。

① 硒堆保护 硒堆就是串联成组的硒整流片。单相时, 用两组对接后与电源并联, 三相时, 用三组对接成 Y 形, 或用六组接成 △ 形, 如图 4-2-4 所示。当过电压超过允许值时, 反向组硒堆工作在反向特性的转折段, 反向电阻降低, 漏电流剧增, 以吸收一般的过电压。当出现异常的浪涌过电压时, 硒片瞬时击穿, 如同电源经硒堆瞬时短路, 从而限制了过电压的数值。

每组硒堆片数 N 和硒整流片的面积 A 由下式计算:

$$N = \frac{(1.3 \sim 1.5) U_L}{U_N} \quad (4-2-8)$$

$$A \geq 3.9 i_0\% I_L \quad (mm^2) \quad (4-2-9)$$

式中 U_L ——变压器二次线电压有效值 (V);

U_N ——硒片额定反向电压有效值, 可由产品目录查得, 一般为 $20 \sim 30 V$;

I_L ——变压器二次线电流的额定值 (A);

$i_0\%$ ——变压器励磁电流百分数。

由于硒片额定反向电压的分散性较大, 为了有效地起到保护作用, 最好对每组硒堆的耐压进行实测后, 再按晶闸管实际允许的过电压倍数来校正硒堆片数。

② 压敏电阻保护 压敏电阻是一种非线性电阻元件, 它具有正反向相同且很陡的伏安特性, 见图 4-2-5。在未击穿时, 漏电流很小 (微安级), 而放电容量很大, 可通过数千安培的冲击电流。它对浪涌电压反应快, 而本身体积又小, 是一种较好的过电压保护元件, 可用米取代硒堆。压敏电阻保护电路的接法如图 4-2-6 所示, 由于压敏电阻的正

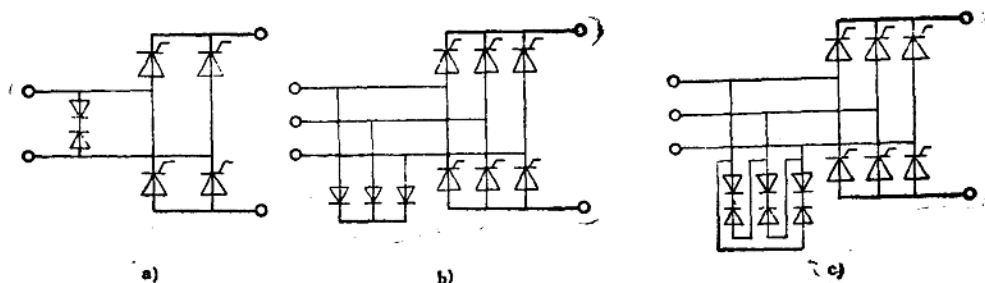


图4-2-4 晒堆保护的接法

a) 单相 b) 三相Y联结 c) 三相△联结

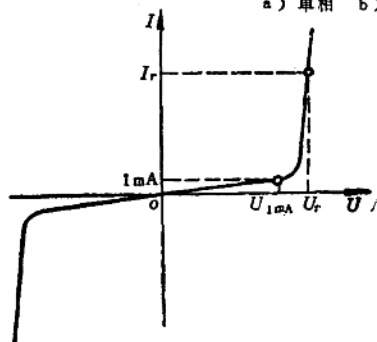


图4-2-5 压敏电阻的伏安特性

反向特性对称, 因此单相电路用一个压敏电阻, 三相电路用三个, 接成Y或△形。

压敏电阻的额定电压 U_{1mA} 按下式选择:

$$U_{1mA} \geq \frac{\epsilon}{(0.8 \sim 0.9)} U_m \quad (\text{V}) \quad (4-2-10)$$

式中 U_m ——压敏电阻承受的额定电压峰值(V);

ϵ ——电网电压升高系数, 一般为 1.05~1.10。

压敏电阻的通流容量按整流变压器的空载励磁能量或系统实际产生的浪涌电流选定, 应使压敏电阻的

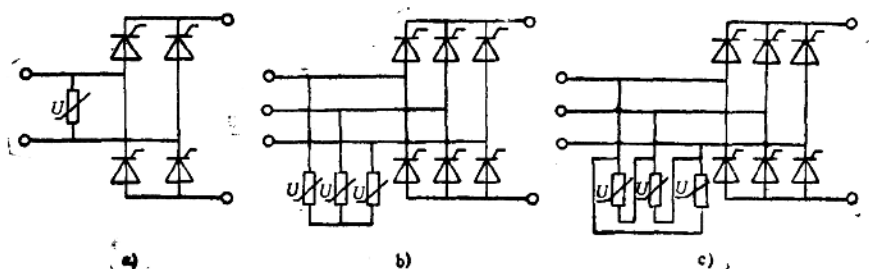


图4-2-6 压敏电阻保护的接法

a) 单相 b) 三相Y联结 c) 三相△联结

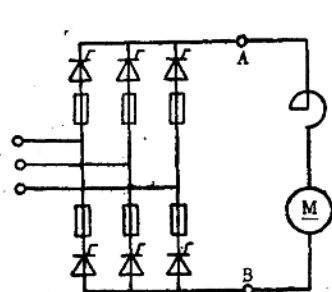


图4-2-7 快速熔断器熔断引起过电压

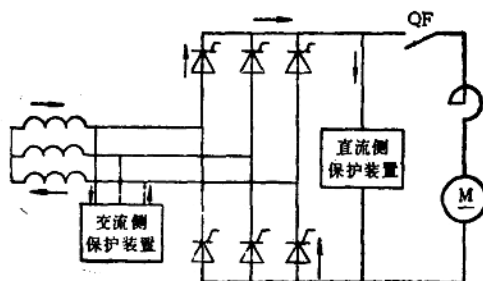


图4-2-8 直流侧开关跳闸引起过电压

通流容量大于实际浪涌电流值。

(2) 直流侧过电压保护 直流侧的过电压主要是由感性负载电路的通断以及电源侧或负载侧侵入的浪涌电压引起的。在图 4-2-7 所示电路中, 由于快速熔断器的熔断, 直流侧电抗器所储能量释放时将在 A、B 两点间产生过电压, 因而应在此处接入过电压保护装置。在图 4-2-8 的电路中, 直流侧快速断路器(或熔断器)切断过载电流时, 变压器储能的释放也将产生过电压。交流侧的保护装置虽能适当地抑制这种过电压, 但变压器过载时所储能量比空载时大, 过电压还是会通过导通的晶闸管反映到直流侧来。

如果快速熔断器或快速断路器选配适当, 则断弧时过电压不会超过正常电压的两倍, 这时直流侧可不设过电压保护。但通常考虑到快速熔断器或断路器不合格或选配不当, 则在直流侧设置过电压保护装置还是必要的。直流侧保护可以和交流侧采用相同的方法, 其参数选择的原则也是相同的。

(3) 晶闸管关断过电压保护 晶闸管在导通期间, 其内部充满载流子。换相时, 晶闸管因承受反向电压而在关断的过程中, 正向电流下降到零时, 晶闸管内部仍残存着载流子, 这些载流子在反向电压作用下瞬时产生反向电流, 使残存载流子迅速消失, 晶闸管立即阻断, 这时反向电流减小的速度极快, 即 di/dt 很大。因此, 即使和晶闸管串联的线路电感 L 很小, 它所产生的感生电动势 $L di/dt$ 也很大, 可达工作电压峰值的几倍, 如不予抑制, 很可能导致器件反向击穿。

晶闸管关断过电压的常用抑制措施是在它的两端并联阻容吸收装置, 如图 4-2-9 所示。阻容的参数较难计算, 一般可按表 4-2-2 或下述经验公式选取。

表4-2-2 关断过电压阻容保护的实验数据

晶闸管额定电流 (A)	10	20	50	100	200	500	1000
电容 C (μF)	0.1	0.15	0.2	0.25	0.5	1	2
电阻 R (Ω)	100	80	40	20	10	5	2

电容 C 的经验公式为

$$C = (2 \sim 4) I_{T(AV)} \times 10^{-2} (\mu F) \quad (4-2-11)$$

电容器电压一般为晶闸管额定电压的 1.1~1.5 倍。

电阻 R 一般取 10~30 Ω, 电阻的功率为

$$P_R = f C U_m^2 \times 10^{-5} \quad (4-2-12)$$

式中 f —— 电源频率 (Hz);

U_m —— 晶闸管承受的峰值电压 (V)。

(二) 过电流保护

晶闸管电路发生过电流的主要原因是: 过载、直流侧短路、晶闸管击穿短路、可逆系统逆变失败或误触发等。常用的保护措施如下:

(1) 脉冲移相限流保护 在晶闸管主电路和控制电路中分别设置电流检测装置和限流保护环节。当输出端出现严重过载或负载短路, 使输出电流超过整定值时, 限流保护环节将根据电流检测装置测得的电流信号使触发脉冲后移或封锁触发脉冲, 从而减小输出电压, 把电流限制在整定值, 起到限流保护作用。

(2) 直流快速断路器保护 在大、中容量的晶闸管装置中, 可采用直流快速断路器作直流侧的过载与短路保护。这种开关的动作时间只有 2 ms, 全部断弧时间也只 25~30 ms。在发生过电流时, 要求快速断路器比快速熔断器先动作, 尽量避免快速熔断器熔断。在使用直流快速断路器保护时, 应接入快速熔断器作为后备保护。

(3) 快速熔断器保护 当直流侧短路或晶闸管击穿短路以及可逆系统逆变失败时, 流过晶闸管的过电流可达其额定电流的 10 倍以上, 此时必须在电源电压的半个周期内消除过电流。在这种情况下, 用脉冲移相限流保护已难于实现有效保护, 因此应采用快速熔断器进行保护。快速熔断器的断流时间在 10 ms 以内, 它是晶闸管电路中使用最普遍的过电流保护装置。快速熔断器可以装设在交流侧、直流侧, 或与晶闸管直接串联。装设在交流侧对器件短路和直流侧短路都起保护作用, 但因正常时流过快速熔断器的电流大于流过晶闸管的电流, 故应选用额定电流较大的快速熔断器, 这样在过电流时对晶闸管的保护作用就减弱了; 装设在直流侧只对负载短路或过载起保护作用, 对器件短路不起保护作用; 与晶闸管直接串联, 则因流过它们的电流相同, 所以对晶闸管的保护作用最好。

与晶闸管串联的快速熔断器(或熔体)的额定电流 I_F 应按下式选取, 即

$$1.57 I_{T(AV)} \geq I_F \geq I \quad (4-2-13)$$

式中 I —— 晶闸管的实际工作电流有效值。

在选取晶闸管的电流安全系数较大的情况下, I_F 可按式 (4-2-13) 计算而取较小的数值。快速熔断

器的过载能力必须与晶闸管的实际过载情况相匹配。它的额定电压应大于电路正常工作电压的有效值。

(三) 电压上升率和电流上升率的限制

(1) 电压上升率 du/dt 的限制 加到晶闸管上的正向电压上升率 du/dt 过大时, 会使晶闸管误导通。因此应对 du/dt 进行限制, 使其小于晶闸管的断态电压临界上升率 du/dt 。产生 du/dt 过大的原因有如下两个方面:

1) 交流侧产生的 du/dt 由电网侵入的过电压和电源合闸都是造成 du/dt 过大的原因。对于带有整流变压器和交流侧阻容保护的晶闸管装置, 由于变压器的漏感和阻容保护电路的作用, 使作用于晶闸管的正向电压上升率 du/dt 不会过大。在无整流变压器的情况下, 应在电源进线端串联进线电抗器, 以限制作用于晶闸管的 du/dt 。进线电抗器的电感 L 可按下式计算, 即

$$L = \frac{U}{2\pi f I} u_s \% \quad (4-2-14)$$

式中 U ——交流侧相电压;

I ——交流侧相电流;

f ——电源频率;

$u_s\%$ ——与晶闸管装置容量相等的整流变压器的阻抗电压。

进线电抗器同时起限制短路电流的作用。

2) 晶闸管换相时产生的 du/dt 晶闸管整流电路在换相重叠角期间, 两相晶闸管同时导通, 相当于线电压短路, 使电源电压出现缺口, 产生很大的 du/dt 。

防止 du/dt 造成误导通的方法是在每个桥臂串联一个桥臂电抗器 L_s , 如图 4-2-9 所示。利用 R 、 C 、 L 串联电路的滤波特性, 使晶闸管上的电压缺口变平, 从而把 du/dt 降低到晶闸管的断态电压临界上升率 du/dt 以下。

(2) 电流上升率 di/dt 的限制 晶闸管从阻断到导通时, 如电流上升率太大, 虽然电流值未超过器件的额定通态平均电流, 由于晶闸管内部电流还来不及扩大到 PN 结的全部面积, 可能在门极附近的 PN 结发生过热而损坏。因此, 作用于晶闸管的正向电流上升率 di/dt 应小于晶闸管的通态电流临界上升率 di/dt 。 di/dt 过大一般是由换相电流和阻容保护装置中电容的充放电电流产生

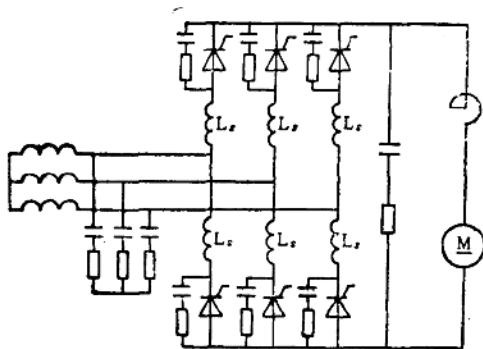


图4-2-9 晶闸管串联桥臂电抗器

的。限制 di/dt 的措施如下:

1) 交流侧和直流侧可采用整流式阻容保护, 使电容放电电流不流经晶闸管;

2) 在每个桥臂上与晶闸管串联一个桥臂电抗器。桥臂电抗器可以是空心电抗器、铁心电抗器或若干个磁性圆环。采用空心电抗器时, 其电感通常取 $20 \sim 30 \mu\text{H}$; 采用铁心电抗器时, 其电感值可再大一些。

3) 串联桥臂电抗器后, 可适当地增加与晶闸管并联的电阻 R 的数值, 以限制并联电容 C 放电时的 di/dt 。电阻值可按下式选取:

$$R = (1 \sim 3) \sqrt{\frac{2L_s}{C}} \quad (4-2-15)$$

式中 L_s ——桥臂电抗器的电感值。

晶闸管的保护是关系到晶闸管装置可靠运行的重要问题。但对于保护装置的定量计算无统一的计算方法, 本节所提供的参数计算公式仅作为选用时参考。

第3节 晶闸管的触发电路

(一) 晶闸管对触发电路的要求

晶闸管的触发信号可为交流、直流或脉冲信号。但由于晶闸管触发导通后, 门极的触发信号即失去控制作用, 为减少门极的损耗, 一般均采用脉冲信号。因此本节只介绍脉冲形式的触发信号。

(1) 触发脉冲应有足够的功率 触发脉冲的电压和电流要大于相应规格器件的门极触发电压和门极触发电流。由于晶闸管门极参数的分散性很大, 以及触发电压、电流又受温度变化的影响, 所以触

发电路必须按相应规格器件的触发电压和触发电流最大者考虑,以便使所有合格的器件均可可靠触发。

(2) 触发脉冲应有合适的宽度 为了保证被触发的晶闸管能可靠地导通,要求触发脉冲的宽度大于晶闸管阳极电流上升到大于其擎住电流的时间。对于电感性负载,由于电流上升较慢,所以其脉冲宽度应宽一些,一般要大于 10° 。对于单脉冲触发的三相全控桥式整流电路,脉冲宽度必须大于 60° 。

(3) 触发脉冲前沿要陡 前沿陡不仅可以使触发准确,还可以缩短器件的导通时间。对于串、并联运用的晶闸管电路,缩短导通时间可以减少因导通时间不一致而引起的瞬时过电压、过电流。触发脉冲前沿陡度一般要求在 $1\sim 2\text{ A}/\mu\text{s}$ 以下。

(4) 触发脉冲应有足够的移相范围 根据系统的要求,触发脉冲应能在一定的范围内移相。例如,电阻负载的三相全控桥式整流电路要求脉冲的移相范围为 $0\sim 120^\circ$ 。

(5) 触发脉冲应与主电路电源电压同步 所谓同步是指在给定范围内,每次发出脉冲的时刻都对应着晶闸管承受正向电压后的一定的相位角,以保证晶闸管每周均在相同的相位上触发,并使触发脉冲的移相范围正好与主电路电源电压相对应。

(6) 触发电路应有足够的抗干扰能力 这是为了确保不因各种干扰而出现误触发脉冲。

(二) 单结晶体管触发电路

单结晶体管触发电路比较简单,温度补偿性能好,脉冲前沿陡,有一定的抗干扰能力,但输出功率较小,脉冲较窄。一般用于触发 50 A 以下的晶闸管。

1. 电路的组成及工作原理

触发电路如图 4-3-1 所示。它由同步电源、放大和移相控制,以及脉冲形成和输出等环节组成。

(1) 脉冲形成和输出环节 这个环节的主要元器件是单结晶体管 VU 和电容器 C 。当电容器 C 的充电电压达到单结晶体管 VU 的峰点电压时,其发射极 e 与第一基极 b_1 导通, C 向脉冲变压器 TI 的一次绕组放电,从而在它的二次绕组上产生触发脉冲。

(2) 放大和移相控制环节 放大和移相控制环节主要由起放大作用的晶体管 VT_1 和作为等效

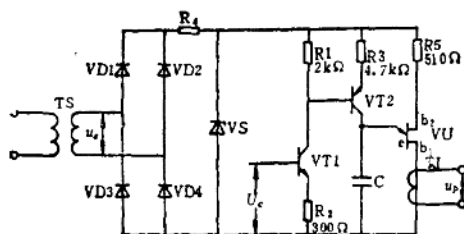


图4-3-1 单结晶体管触发电路

可变电阻的晶体管 VT_2 组成。外部输入的移相控制电压 U_c 经 VT_1 放大后,作为 VT_2 的基极控制信号,使 VT_2 的集电极电流随 U_c 的改变而增减,起到等效可变电阻的作用。从而,改变 U_c 即可改变 C 的充电时间常数,也就是说,改变了电容器 C 充电到 VU 峰点电压的时刻,实现了对输出脉冲的移相控制。

(3) 同步电源 同步电源包括同步变压器 TS 、整流桥 $VD_1\sim VD_4$ 和稳压二极管 VS 。交流同步电压经全波整流和削波后,既作为触发电路的同步电压,也是它的直流工作电源。当削波后的梯形波过零时,单结晶体管的 b_2 、 b_1 之间的电压亦为零, e 与 b_1 导通,电容器上的电荷经 $e-b_1$ 及 TI 迅速放电,使电容器每半周都能从零开始充电,从而获得与主电路的同步。梯形波应具有足够的幅度和斜率,以提供足够的输出脉冲幅值和尽可能宽的移相范围。

整个电路的工作过程如下:当输入的移相控制电压 $U_c=0$ 时, VT_1 截止, VT_2 也截止, VT_2 的集电极电流接近于零,在电源的半个周期内 C 上的电压充不到 VU 的峰点电压,故无脉冲输出,见图 4-3-2。当 U_c 从零开始增大时, VT_2 的集电极电流亦随之增大,电容器 C 的充电时间常数随之减小,当 C 充电到 VU 的峰点电压后, VU 的 $e-b_1$ 导通, C 向脉冲变压器 TI 放电,从而输出第一个尖脉冲。当电容器放电到其电压低于 VU 的谷点电压时, VU 的 $e-b_1$ 又恢复到截止状态;此后,电容器又重新充电,重复上述过程。随着 U_c 的增大,电容 C 的充电时间常数进一步减小,输出第一个脉冲的时刻进一步提前,在第一个脉冲之后将有一系列脉冲输出。电路中有关各点的波形如图 4-3-2 所示。

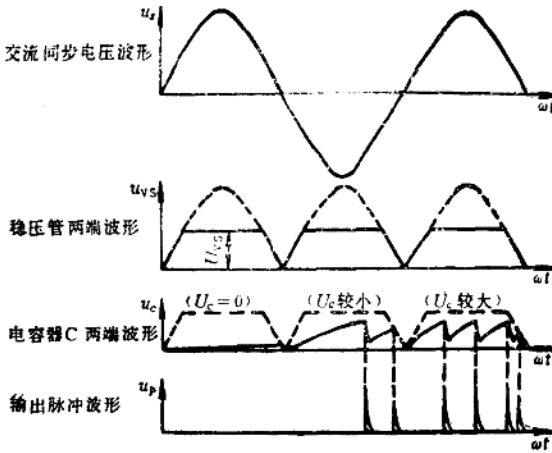


图4-3-2 触发电路各点波形

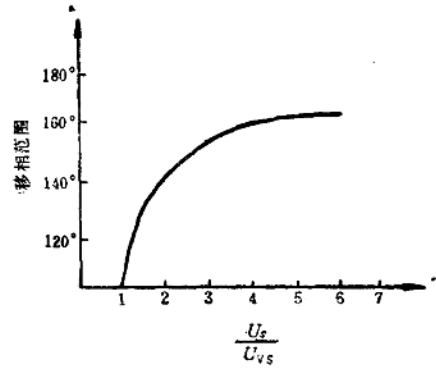


图4-3-3 同步电压与移相范围的关系

2. 电路参数选择

(1) 稳定电压 U_{VS} 的选择 U_{VS} 是单结晶体管 VU 的工作电压，它越大，VU 的峰点电压越高，输出脉冲的幅值也就越大。但 U_{VS} 又受单结晶体管允许电压的限制，一般选择在 12~25 V 之间。

(2) 交流同步电压 U_s 的选择 U_{VS} 选定之后， U_s 较大，则削波后的梯形波较宽，脉冲的移相范围可随之增大。 U_s 和移相范围之间的关系基本如图 4-3-3 的曲线所示。由曲线可见，当 $U_s / U_{VS} > 4$ 之后，再增大 U_s ，移相范围的增大已不显著了。因此， $U_s / U_{VS} = 3 \sim 4$ 较为合适。若 $U_{VS} = 12 \sim 25$ V，一般可取 $U_s = 36 \sim 100$ V。

(3) 电容器 C 的选择 触发脉冲的功率与电容 C 的大小有关，电容过小，则储存的能量少，输出脉冲窄，触发不可靠；电容过大又会使移相范围受到限制，因为充电时间常数 RC 的最小值取决于

最小延迟角，C 过大，则 R(R3) 必须小，这样会使流入单晶体管的电流大于其谷点电流而不能重复产生输出脉冲。电容 C 通常选择为 0.1~1.0 μ F，视所触发的晶闸管而定。

(4) 电阻 R3 的阻值选择 其阻值过小会使流入单晶体管的电流大于其谷点电流而不能重复产生脉冲，因此应按 $R3 > (U_{VS} - U_V) / I_V$ (U_V 为单结晶体管 VU 的谷点电压， I_V 为 VU 的谷点电流)，而又不使移相范围受到影响来选择 R3 的阻值。

(三) 正弦波移相触发电路

1. 触发电路的组成及工作原理

正弦波移相触发电路包括同步电压形成、移相和脉冲形成等环节，其电路见图 4-3-4。

(1) 同步电压的形成与移相 由同步变压器

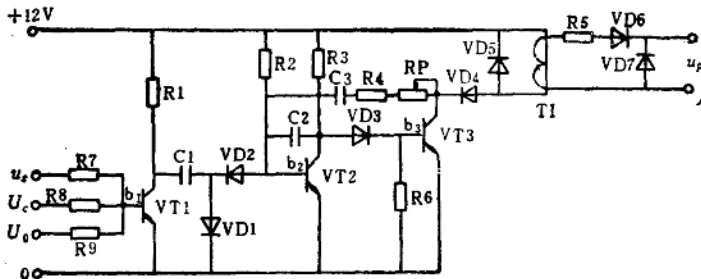


图4-3-4 正弦波移相控制触发电路

$R1 = 33k\Omega$ $R2 = 27k\Omega$ $R3 = 1k\Omega$ $R4 = 6.8k\Omega$ $R5 = 10k\Omega$
 $R6 = 100\Omega$ $R7 = 390\Omega$ $C1 = 0.056\mu F$ $C2 = 0.1\mu F$ $C3 =$
 $0.47\mu F$ VT1: 3 DG101E VT2: 3 DG130B VT3:
 3 DD2, VD1~7: 2 CZ52B

提供的交流同步电压 u_s 为正弦波, 移相控制电压 U_c 和偏置电压 U_0 均为直流电压, 三者叠加后作为晶体管 VT1 的合成输入电压 u_{s1} 。为便于分析, 暂不考虑 VT1 的 b-e 结对输入电压的影响, 并暂令 $U_0 = 0$ 。改变移相控制电压 U_c 即可改变合成输入电压 u_{s1} 的过零点, 也就是改变触发脉冲产生的时刻。如图 4-3-5 所示, 若 U_c 为 (-), 叠加后就相当于 u_s 曲线下移 $|U_c|$, 其过零点右移。反之, 若 U_c 为 (+), 则叠加后相当于 u_s 曲线上移 $|U_c|$, 其过零点左移。可见, 当 $U_c = +U_{sm}$ (U_{sm} 为 u_s 的最大值) 时, 脉冲在最左端, 相当于 $\alpha = 0$; 当 $U_c = -U_{sm}$ 时, 脉冲在最右端, 相当于 $\alpha = 180^\circ$; 当 $U_c = 0$ 时, 脉冲在中间, 相当于 $\alpha = 90^\circ$ 。当 $U_c = 0 \sim +U_{sm}$ 时, $0 \leq \alpha \leq 90^\circ$; 当 $U_c = 0 \sim -U_{sm}$ 时, $90^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$ 。

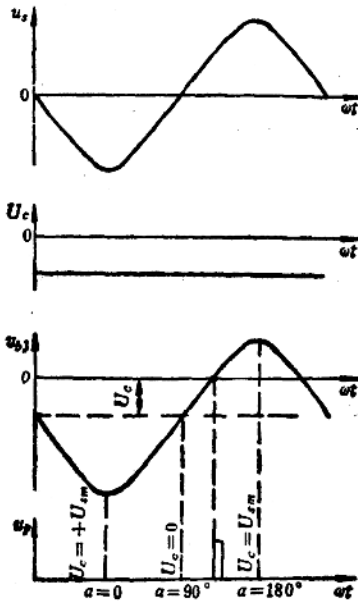


图4-3-5 合成输入电压波形

不同的晶闸管电路对移相控制电压 U_c 与延迟角 α 的对应关系有不同的要求。例如, 在三相可逆系统中, 通常要求 $U_c = 0$ 时, $\alpha = 90^\circ$; U_c 为 (+) 时, $0 < \alpha < 90^\circ$; U_c 为 (-) 时, $90^\circ < \alpha < 180^\circ$ 。上述 $U_0 = 0$ 时的 U_c 与 α 的关系即可满足这一要求。而对于像电阻性负载的单相整流电路等一些其它晶闸管电路, 则往往要求 $U_c = 0$ 时, $\alpha = 180^\circ$; U_c 为 (+) [或 (-)] 时, $0 < \alpha < 180^\circ$, U_c 为单极性的控制电压。为满足这种要求, 可设置适当

的偏置电压 U_0 。由图 4-3-6 可见, 设置 $U_0 = -U_{sm}$ 后, 当 U_c 由 $0 \sim +2U_{sm}$ 变化时, 脉冲即可实现 $0 \sim 180^\circ$ 的移相。反之, 若设置 $U_0 = +U_{sm}$, 为实现 $0 \sim 180^\circ$ 的脉冲移相, 则应使 U_c 的变化范围为 $0 \sim -2U_{sm}$ 。

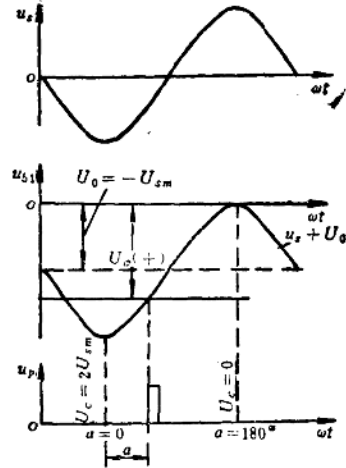


图4-3-6 增设偏置电压后的移相控制

(2) 脉冲的形成 脉冲形成环节的主要部分是由晶体管 VT2、VT3 组成的单稳态电路, 其工作过程如下:

当合成输入电压 $u_{s1} \leq 0$ 时, VT1 截止, 由电阻 R2 和二极管 VD1、VD2 组成的分压电路使晶体管 VT2 导通、VT3 截止。此时 +12V 电源通过电阻 R1 和二极管 VD1 向电容器 C1 充电, 使 C1 左端为正 (+12V)、右端为零 (0.7V)。同时, +12V 电源还通过脉冲变压器 T1 的一次绕组以及 VD4、RP、R4 和 VT2 的 b-e 结间电容器 C3 充电, 使 C3 上的电压右端为正、左端为零, 为加快单稳态电路的翻转过程做好准备。

当 $u_{s1} > 0$ (过零点) 时, VT1 由截止变为导通, 其集电极电位迅速从 +12V 下降为零 (0.3V), 使电容器 C1 左端电位出现一个负跃变。由于电容器两端电压不能突变, 所以其右端电位也随之从零跃变为负电位 (-11V), 使 VT2 截止、VT3 导通, 经脉冲变压器输出触发脉冲 u_p 。C3、R4、RP 组成正反馈电路, 它使翻转过程加快, 从而增加了脉冲前沿的陡度。正反馈的作用过程如下:

$$u_{s1} \downarrow \rightarrow i_{c2} \downarrow \rightarrow u_{c2} \uparrow \rightarrow u_{s3} \uparrow \rightarrow i_{c3} \uparrow \rightarrow u_{c3} \downarrow$$

通过 C3、R4、RP 形成正反馈

其中 u_{s2} 、 i_{c2} 、 u_{c2} 、 u_{s3} 、 i_{c3} 、 u_{c3} 分别表示 VT2、

VT3 相应各级的电压、电流。

当 VT1 导通后, VT2 截止、VT3 导通的状态是不能长期维持下去的。因为 VT1 导通后, C1 将经 VT1、+12V 电源、R2 和 VD2 放电并反向充电, 同时, C3 也将经 R4、RP、VT3、+12V 电源和 R2 放电并反向充电, 所以 VT2 的基极电位 u_{b2} 又逐渐上升, 当 u_{b2} 上升到使 VT2 重新导通时, VT3 又将截止。输出脉冲的宽度由 C1 的放电时间常数 ($R_2 C_1$) 和 C3 的放电时间常数 ($R_2 R_4 R_{RP} C_3$) 两者中较大的决定。由于 C1 和 VD1 组成的是迅速传递跃变信号的微分电路, C1 的容量不宜选得过大。一般情况下, 脉冲宽度主要取决于 C3 的放电时间, 通过选择 C3 和改变 RP 即可调节输出脉冲的宽度。由于 C3、R4、RP 的正反馈作用, VT3 由导通到截止翻转的过程也得到加快, 因而提高了脉冲后沿陡度。适当选择元器件参数, 可得到宽度达 120° 、前后沿均较陡的矩形脉冲。考虑到 VT1 的 b-e 结的影响后, 触发电路各点的电压波形见图 4-3-7。

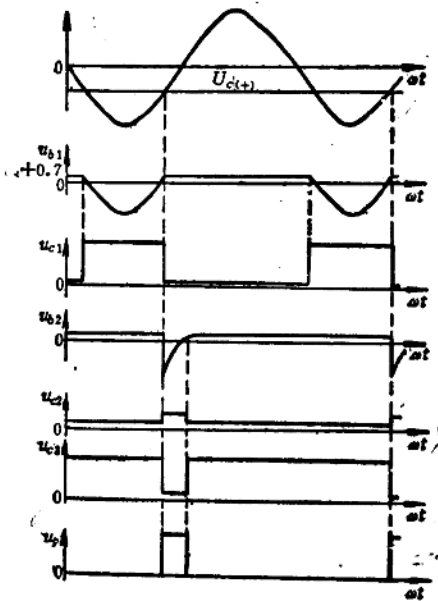


图4-3-7 触发电路各点电压波形 ($U_0 = 0$)

2. 正弦波移相的优缺点

(1) 整流输出电压与控制电压成线性关系
三相全控整流电路在负载电流保持连续时, 整流输出电压 U_R 与延迟角 α 的关系为 $U_R = U_{R0} \cos \alpha$ (U_{R0} 为 $\alpha = 0$ 时的整流输出电压)。而在正弦波移

相电路中, $U_c/U_{c0} = \cos \alpha$, 因此有

$$U_R = U_{R0} \cos \alpha = U_{R0} \frac{U_c}{U_{c0}} = KU_c \quad (4-3-1)$$

式中, $K = U_{R0}/U_{c0}$ 。式 (4-3-1) 表明整流输出电压与控制电压成线性关系, 这样的特性对于闭环传动系统是很有利的。

(2) 能部分补偿电源电压波动对整流输出电压的影响
假设电源电压降低, 那么整流输出电压也将降低。但由于同步电压 U_c 也随之降低, 而控制电压 U_c 未变, 因而延迟角 α 亦将随之减小 (见图 4-3-8 中的 u_{s2}), 使输出电压得到回升, 从而部分补偿了电源电压降低的影响。同理, 若电源电压升高, 由于延迟角 α 随之增大, 同样会使电源电压升高所造成的影响得到部分补偿。

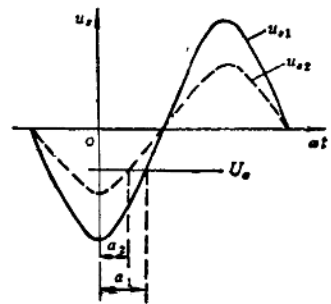


图4-3-8 延迟角 α 随电源电压波动的变化

(3) 同步电压受电源电压波动及干扰的影响较大
在电源电压波动过大或干扰严重的情况下, 会使触发电路不能正常工作。尤其是在控制电压 U_c 较大, 而电源电压又降低过多时, 会使 U_c 与同步电压 u_s 失去交点 (见图 4-3-9), 而造成失控, 这是不能允许的。因此在移相范围较宽的情况下, 必须增设失控保护。常用的保护方法有两种: 一种是在同步正弦波顶部叠加一个尖脉冲, 这样, 即使电源电压波动较大, 控制电压与同步电压的交点仍能保持; 另一种方法是在同步正弦波上叠加安全正弦波, 安全正弦波是按相位要求从同步变压器的另外两个绕组上取得的, 适当选择安全正弦波的相位, 可同时实现 α_{min} (最小延迟角) 和 β_{min} (最小逆变角) 的限制。此外, 为防止电源电压波形畸变和干扰的影响, 同步电压的输入必须加 RC 滤波器。

3. 带失速保护的正弦波移相电路

(1) 带尖脉冲的正弦波移相电路
带尖脉冲的正弦波移相电路如图 4-3-10 所示。它的主要作

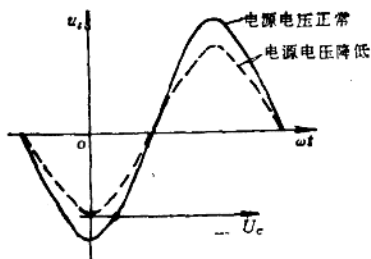


图4-3-9 电源电压降低造成失控

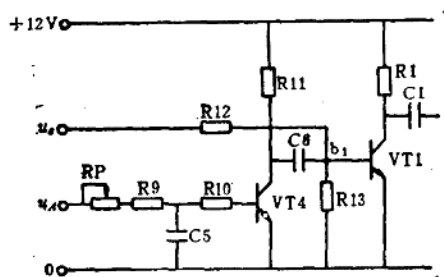


图4-3-10 带尖脉冲的正弦波移相电路

用是把尖脉冲恰好叠加在正弦波的顶部。图 4-3-10 中 u_A 比同步电压 u_s 超前 120° ，它经 RP、R9 和 C5 移相后，使电容器 C5 上的电压 u_{C5} 比 u_s 超前 90° ，如图 4-3-11 所示。当同步电压 u_s 为极大值时， u_{C5} 恰好处于过零点。若 u_{C5} 的极性由正变负（或由负变正），则晶体管 VT4 将由导通变为截止（或由截止变为导通），其集电极电位 u_{C4} 将发生正跃变（或负跃变）并通过 C6 和 R13 组成微分电路输出正（或负）的尖脉冲。这个正（或负）尖脉冲恰好恰在 b_1 点与 u_s 的正（或负）最大值叠加，形成带尖脉冲的正弦波电压 u_{b1} （见图 4-3-11）。

（2）加有安全正弦波电压的正弦波移相电路

这种移相电路如图 4-3-12 所示。安全正弦波电压 u_β 、 u_a 分别经 R8、C5 和 R9、C6 滤波后，再由二极管 VD1、VD2 分别取其正、负半波与经 R10、C7 滤波后的 u_s 相叠加，形成合成电压 u_{b1} ，如图 4-3-13 所示。

由图 4-3-13 可见，在同步电压 u_s 上叠加了安全正弦波电压 u_a 、 u_β 后，不仅实现了失控保护，而且同时完成了对 α_{min} 和 β_{min} 的限制。

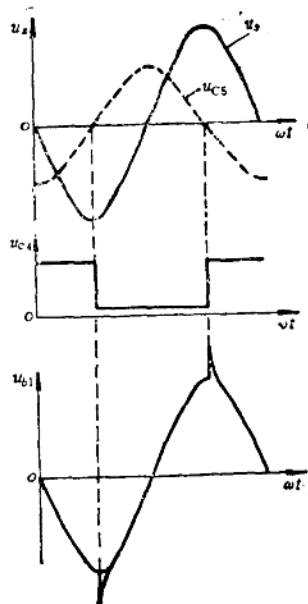


图4-3-11 尖脉冲与正弦波叠加

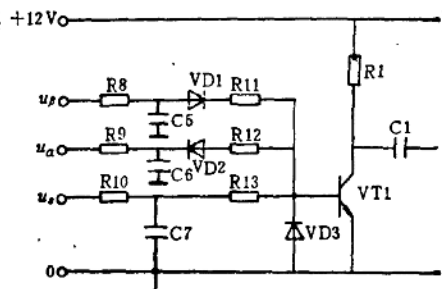


图4-3-12 带有安全正弦波电压的正弦波移相电路

R8~R10—2kΩ R11、R12—10kΩ

R13—51kΩ C5~C7—1μF

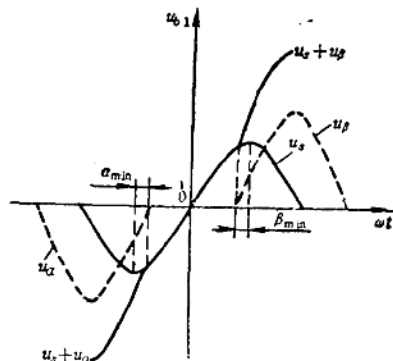


图4-3-13 合成电压波形

(四) 锯齿波移相触发电路

1. 常用锯齿波移相触发电路

常用的锯齿波移相触发电路如图 4-3-14 所示。它由脉冲形成与放大、锯齿波形成与脉冲移相、同步信号、强触发以及双窄脉冲形成与脉冲封锁等环节组成。

(1) 脉冲形成与放大环节 脉冲形成环节由晶体管 VT4、VT5、VT6 组成，放大环节由 VT7、VT8 组成，触发脉冲由脉冲变压器 TI 的二次输出。当 VT4 截止时，+15V 电源通过电阻 R12、R13 供给 VT6、VT5 一足够大的基极电流，使 VT6、VT5 饱和导通。因 VT6、VT5 导通后，VT5 的集电极电位 u_{c5} 接近 -15V，从而使 VT7、VT8 截止，无脉冲输出。此时，+15V 电源经 R11、VT5 基射结和 VT6 到 -15V 电源，对电容器 C3 充电，使 C3 两端电压接近 30V，极性为左正右负。当 VT4 导通时，C3 左

端电位迅速由 +15V 降到接近 0（约为 +1V）。由于电容器两端电压不能突变，所以 VT5 基极电位 u_{b5} 也迅速降至 -30V 左右（约为 -27.3V），使 VT5 截止，VT7、VT8 导通（在无封锁信号的情况下），输出触发脉冲 u_p 。与此同时，C3 经 +15V 电源和 VD3、VT4、R13 放电并反向充电，使 VT5 基极电位又逐渐上升，直至 VT5 再次导通，使 VT7、VT8 截止，终止脉冲的输出。可见，脉冲产生的时刻，由 VT4 导通的时刻确定，VT4 导通的持续时间即为脉冲宽度。所以脉冲宽度由 C3 的反向充电回路时间常数 $R13C3$ 决定。

(2) 锯齿波形成与脉冲移相环节 锯齿波形成与脉冲移相环节包括 VT1 ~ VT3、VS、C2 等元器件，其中 VT1、VS 和 R2、RP1、R4 组成恒流源。当 VT2 截止时，恒流源电流对电容器 C2 充电，使 C2 上的电压按线性增长，波形如图 4-3-15 中 u_{b3} 所示。调节电位器 RP1 可改变 C2 的恒定

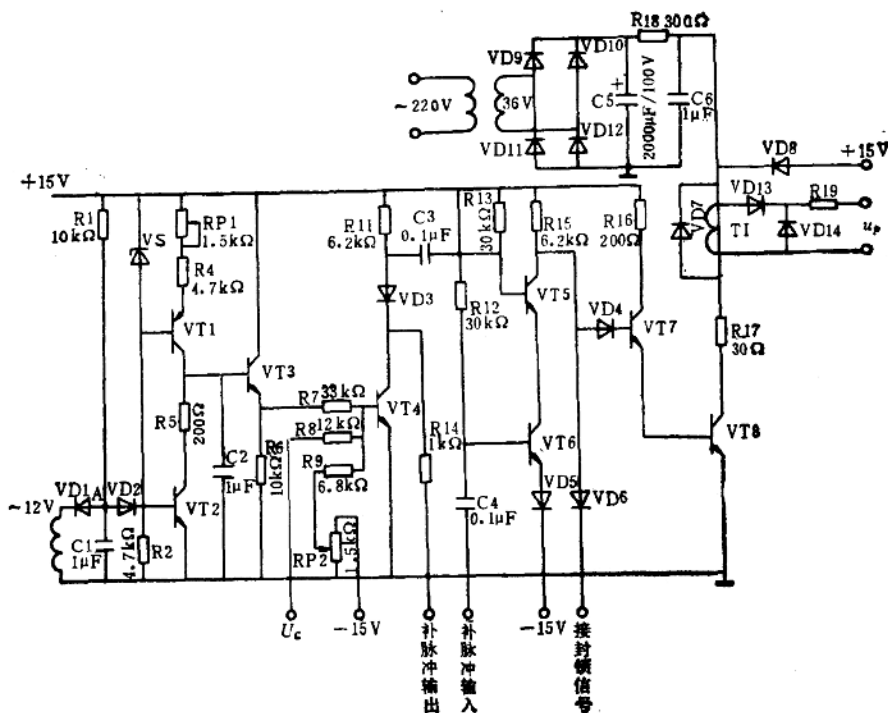


图4-3-14 锯齿波移相控制触发电路

VT1—3CG100C VT2~VT7—3DG130B VT8—3DD15 VS—2CW53
VD1~VD8—2CZ52B VD9~VD12—2CZ55C VD13、VD14—2CZ52B

充电电流,因此可用来调整锯齿波的斜率。当 VT 2 导通时,由于 R 5 阻值很小, C 2 迅速放电,使 VT 3 的基极电位 u_{b3} 迅速降至接近 0V。随着 VT 2 周期性地截止和导通,使 u_{b3} 形成一锯齿波,并从 VT 3 的射极输出。射极跟随器 VT 3 的作用是减小控制电路的电流对锯齿波电压 u_{b3} 的影响。

晶体管 VT 4 的基极电位 u_{b4} 由锯齿波电压 u_{b3} (与 u_{b3} 相差一个 PN 结正向压降值)、直流控制电压 U_c 和直流偏移电压 U_0 三者叠加后所确定,它们分别通过电阻 R 7、R 8、R 9 送入 VT 4 的基极。偏移电压 U_0 的作用是确定控制电压 $U_c = 0$ 时的脉冲初始相位。当电感性负载电流连续时,三相全控桥的脉冲初始相位为延迟角 $\alpha = 90^\circ$;如果是可逆系统,由于电路需要在整流和逆变两种状态下工作,这时要求脉冲移相范围约为 180° 。考虑到锯齿波波形两端的非线性,因而要求锯齿波的宽度大于 180° ,例如 240° 。此时,令 $U_c = 0$,调节 U_0 (电位器 RP 2) 使脉冲移至锯齿波的中间,相应于 $\alpha = 90^\circ$ 的位置,见图 4-3-15 的 $(u_{b3} + U_0)$ 。这时,若 U_c 为 (+),则脉冲前移, $\alpha < 90^\circ$,晶闸管电路工作于整流状态;若 U_c 为 (-),则脉冲后移, $\alpha > 90^\circ$,晶闸管电路工作于逆变状态。

(3) 同步环节 同步环节的作用是保证锯齿波与主电路电源同步,它包括同步变压器(图 4-3-14 中只画出了它的二次绕组)、VT 2、R 1、C 1 和 VD 1、VD 2。来自同步变压器二次绕组的正弦波电压 u_s 经二极管 VD 1 间接地加在 VT 2 基极上。当 u_s 在负半周的下降段时,VD 1 导通,电容器 C 1 被迅速充电形成,图 4-3-14 中的 A 点电压,其波形如图 4-3-15 中 u_A 所示。在这一阶段,VT 2 基极受反向偏置而截止。在 u_s 负半周的上升段, +15V 电源通过 R 1 给 C 1 反向充电,因充电时间常数 $R_1 C_1$ 较大, A 点的电位上升较 u_s 缓慢,故 VD 1 截止。当 A 点电位上升到 +1.4V 时, VT 2 导通, A 点被钳位在 +1.4V。直到 u_s 的下一个负半周开始时, VD 1 重新导通, C 1 通过 VD 1 和同步变压器二次绕组迅速放电并被 u_s 充电,使 VT 2 截止。如此周而复始,在一个正弦波周期内, VT 2 出现截止与导通两个状态,使对应的锯齿波电压与主电路电源电压实现同步。从图 4-3-15 可见, A 点电位从交流同步电压 u_s 的负半周上升段开始时刻到 +1.4V 时的时间间隔越长,则 VT 2 截止时间越长,锯齿波越宽。由此可知,锯齿

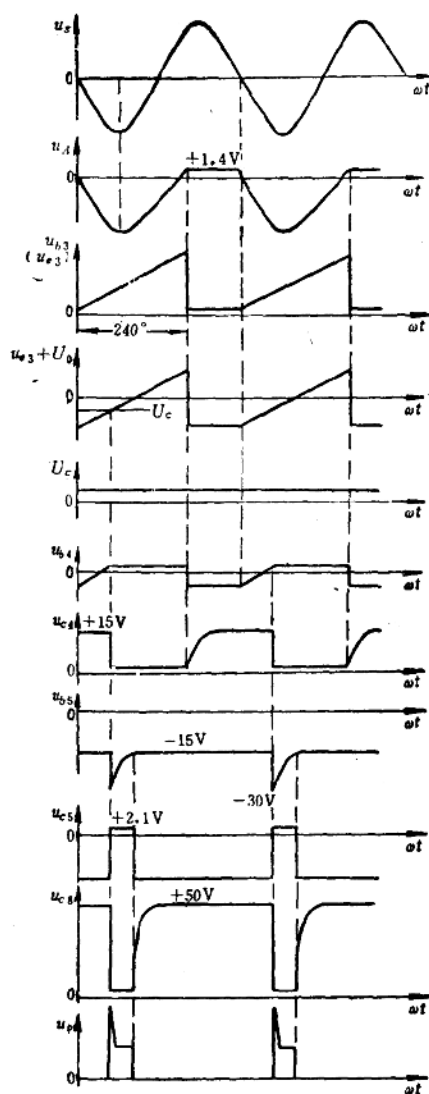


图 4-3-15 锯齿波触发电路各点波形

齿波的宽度是由时间常数 $R_1 C_1$ 决定的。

(4) 强触发环节 强触发脉冲可以缩短晶闸管的导通时间,提高晶闸管承受 di/dt 的能力,有利于改善串并联器件的动态均压和均流效果,因此大中容量的触发电路都设有强触发环节。强触发环节的单相整流滤波电路 (VD 9 ~ VD 12、C 5) 提供 +50V 电源,它在 VT 8 导通前已通过 R 18 将 C 6 充电到 +50V。当 VT 8 导通时, C 6 通过脉冲变压器 T1 和 R 17、VT 8 迅速放电。由于放电回路电阻较小, C 6 两端电压衰减很快,当它稍低于 +15V 时,二极管 VD 8 由截止变为导通。虽然此

时+50V整流电源电压较高,但它需向VT8提供较大的负载电流,因而在R18上产生的压降较大,不可能给C6充电超过+15V,因此C6上端电位被钳制在+15V。当VT8截止后,+50V电源又通过R18将C6充电至+50V,准备下一次强触发。

(5) 双窄脉冲形成与脉冲封锁环节 双窄脉冲是晶闸管三相桥式整流电路的特殊要求,它要求两个脉冲间隔 60° 。图4-3-14中,VT5、VT6两个晶体管构成一个“或”门,不论其中哪一个截止都会使VT5集电极电位 u_{c5} 为正(u_{c5} 被钳位在+2.1V),使VT7、VT8导通,产生输出脉冲 u_p 。本相触发单元由对应某一 α 角的控制电压 U_c 使VT4导通、VT5截止、VT7和VT8导通;而产生的是第一个脉冲(这时从VT4集电极输出一个补脉冲去控制前一相触发单元的VT6,产生前一相的第二个脉冲)。相隔 60° 的第二个脉冲是由滞后 60° 的最后一相触发单元,在产生该相第一个脉冲时输出的补脉冲控制产生的。最后一相输出的补脉冲经C4送入VT6的基极,使VT6截止、VT7和VT8导通,产生本相第二个脉冲,从而得到了间隔 60° 的双脉冲。

在事故情况下,或在逻辑无环流可逆系统中,要求在一组晶闸管工作时封锁另一组的触发脉冲。这时可将脉冲封锁信号(零电位或负电位)经VD6、VD4加到VT7基极上,使VT7、VT8截止,从而实现脉冲封锁。电路中的VD6起隔离作用,VD4起提高VT7阈值电压的作用,使零电位封锁时VT7、VT8能更可靠地截止。

常用锯齿波移相触发电路的优缺点如下:

1) 锯齿波是由恒流源对电容器充电形成的,因此它不但线性度好,而且不受电源电压波形变化的影响,抗干扰能力强。

2) 通过适当地选择R1、C1,可以改变锯齿波的宽度,因而可得到足够宽的移相范围。

3) 锯齿波的斜率可用恒流源电位器RP1调整,使各相锯齿波斜率一致,从而保证了各相触发脉冲的对称度。

4) 采用锯齿波移相时,移相控制电压与触发脉冲的相位成线性关系,而与整流装置的输出电压不成线性关系。

2. 串联控制的锯齿波移相触发电路

这种触发电路如图4-3-16所示。它包括脉冲形成与整形、锯齿波形成与移相、同步、双脉冲形

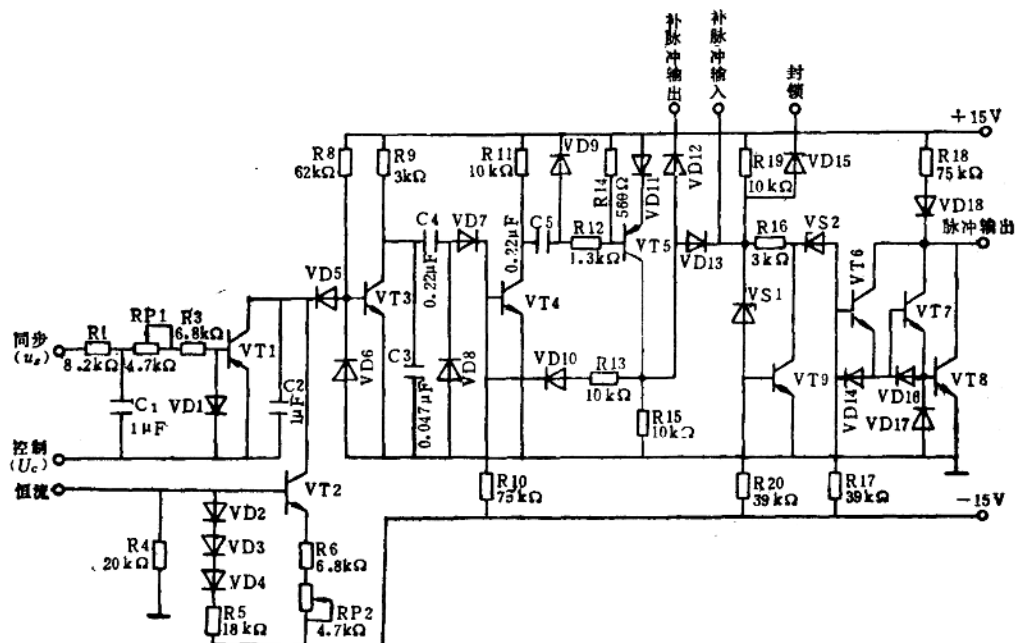


图4-3-16 串联控制的锯齿波触发电路

VT1、VT5: 3CG110C, VT8: 3DA30C, VT3、VT4、VT9: 3DG130B, VT2、3DG110C VT6、VT7: 3DG182A VD1~VD18: 2CZ52B, VS1、VS2: 2CW51

成与放大和脉冲封锁等环节。

(1) 脉冲形成与整形环节 这一环节主要由晶体管VT3、VT4、VT5组成。

当VT3截止时，+15V电源通过R9、VD7、VT4的b-e结对电容器C4充电，使VT4导通。

C4的充电电流的数值和持续时间取决于R9和C4。VT4导通后，

+15V电源又通过VD11、VT5的b-e结、R12对电容器C5充电，使VT5导通，并通过VT5、R13、VD10

为VT4提供饱和导通的基极电流。此时，即使C4充电结束，VT4仍维持导通，直到C5上的电压增加到使VT5截止时为止。VT5导通时，

其集电极产生的脉冲经VD13送向功放级，VT5截止时脉冲结束。脉冲宽度由C5、R12、R14的数值决定。VT4截止后，C5经VD9、R11放电，VT3导通时，C4经VT3、VD8放电，为下一次产生脉冲做好准备。

(2) 同步和锯齿波形成与移相环节 同步环节包括R1、C1、RP1、VD1和晶体管VT1，锯齿波形成环节包括电容器C2和由晶体管VT2等组成的恒流源。交流同步电压 u_s 从同步输入端和控制输入端输入，经滤波环节R1、C1、RP1加到VT1的基极和发射极之间。滤波环节可消除电源电压波形畸变的影响并产生移相，通过电位器RP1可实现对各相触发器的对称度的调整。

当C1上端为正时，VD1导通，VT1截止。始终为正值移相控制电压 U_c 通过VT2对电容器C2进行恒流充电，使C2两端的电压呈线性增长，形成锯齿波前沿，如图4-3-17所示。当C2上端电位低于0V时，VD5导通，VT3截止，发出触发脉冲。当C2上端充电到-1.4V时，由于VD6和VD5的钳位作用，使充电结束。当C1下端为正时，VT1导通，C2经VT1立即放电，形成锯齿波后沿，同时使VD5截止，VT3导通。锯齿波的斜率可通过电位器RP2调整。改变移相控制电压 U_c ，则改变了锯齿波起始电位（如图4-3-17中 u_{c1} 虚线部分所示），从而改变了电容器C2上端充电到0V的时刻，即实现了脉冲移相。

(3) 双脉冲形成与放大和脉冲封锁环节 从VT5集电极取得的脉冲为单脉冲，它经VD13送

电容器C两端波形

VT1集电极电压波形

VT3集电极电压波形

VT5集电极电压波形

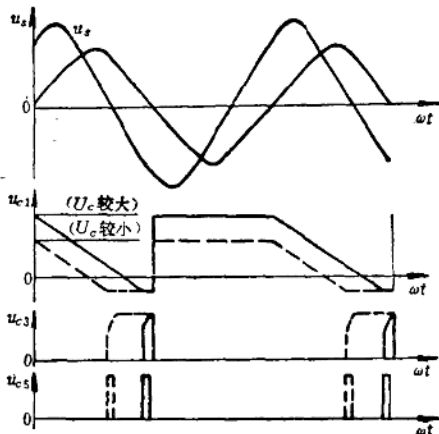


图4-3-17 各点电压波形

向功放级的同时，还经VD12从补脉冲输出端送至前相触发器，为其产生补脉冲。同样，从后相触发器送来的补脉冲从补脉冲输入端输入，因此，在VD13的阴极得到了相位差为60°的双脉冲。此脉冲能否进入由VT6~VT8组成的功放级，取决于封锁信号的状态。当封锁信号为“1”时，VT9导通，将VD13阴极的脉冲短路并封锁功放级；当封锁信号为“0”时，VT9截止，解除了对功放级的封锁，使VD13阴极的脉冲信号经功放级放大后，从脉冲输出端输出。输出端后可根据需要配置脉冲变压器电路。

本触发电路的脉冲移相范围不小于170°，脉冲宽度不小于10°，锯齿波斜率的调节范围为18°~25°/1V。可用于触发500A以上的晶闸管。

(五) 集成化触发组件

随着电子技术的发展、晶闸管的广泛使用和晶闸管拖动技术的发展，对作为重要基本单元的移相触发电路的集成化要求愈加迫切。由于集成化触发电路有体积小、功耗低、调试方便、性能稳定可靠等优点，我国有关部门于1977年研制成功KC型单片集成移相触发电路。近几年来，在此基础上已形成KC系列，有10余个品种，它适用于晶闸管拖动系统、中小容量变流装置、整流供电装置、交流无触点开关以及交、直流的调压、调速、调光等范围。下面分别介绍不同型号的集成触发器。

1. KC 04 移相触发器

(1) 功能与特点 这种集成触发电路主要用