

# 合 闸 相 位 角 控 制

西安交通大学 尹更生

在继电保护、自动装置及可控硅触发电路等试验项目中，经常要求在工频电压的准确相位角上发出控制脉冲，以鉴定装置的各种电气性能。在测量不同合闸相位角时的冲击电流大小，也同样存在上述要求。但是，目前通用的RC充放电式相位角控制电路，由于存在“死区”和输出相位角不准等缺点，往往造成试验结果误差较大。这就促使考虑应用数字鉴相技术，以期在输入信号准确相位角输出控制脉冲。实现数字鉴相的困难在于电网频率的变化。本文提出应用频率—电压转换电路及压控振荡器作为计数脉冲源，能较好地解决这个问题。经过试验，电网频率在48~52赫范围内，输出脉冲与实际相位角误差小于 $1^\circ$ ，并且在 $0^\circ\sim 180^\circ$ 范围内可以任意整定。

## 一、基本原理

图(1)表示采用脉冲计数获取相位角原理。这里用电网电压半个周期 $T/2$ 作为计数脉冲输出的开门信号。由图可见，当计数脉冲频率固定时，在电网频率不同情况下(如图1-a、b、c)，同样的计数脉冲数代表不同的相位角。换言之，欲使相同计数脉冲数代表同样的相位角，必须使计数脉冲频率跟踪电网频率。也就是说，电网频率低时，计数脉冲频率低；电网频率高时，计数脉冲频率高，使它们之间保持线性关系。只有如此，在电网频率变化条件下，计数脉冲数仍正比于输入电压的相位角。因此，如何获得跟随电网频率而变化的计数脉冲源是解决这个问题的关键。

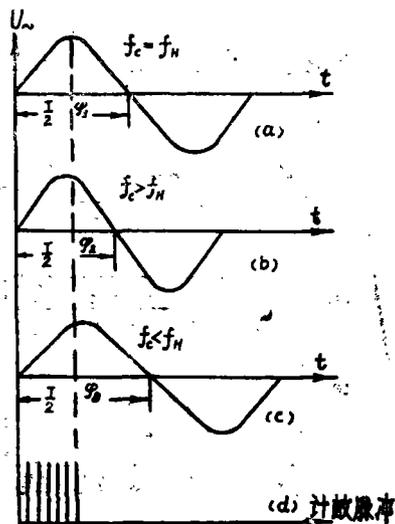


图 1

## 二、f/v转换及压控振荡器

### A. f/v转换电路

频率—电压转换电路输出的直流电压大小正比于电网频率，其原理如图(11)所示。电网电压经全波整流、电容 $C_1$ 隔直和稳压管 $DW_1$ 、 $DW_2$ 双向限幅，在变压器 $B_1$ 原边获得梯形

波，如图(2-c)所示。在注意到变压器 $B_2$ 付边极性后，不难看出，晶体管 $T_2$ 、 $T_3$ 轮流导通和截止，如图(2-d)所示，它们如同一组倒向电子开关，其动作频率正比于电网频率，而且是电网频率的两倍。

图(11)中变压器 $B_1$ 中间一组绕组的交流电压经整流滤波后，在稳压管 $DW_3$ 、 $DW_4$ 上获得两组12伏直流电压，它们有两条直流通路：

(1)  $DW_3$ 正极 $\rightarrow$ 上 $\rightarrow R_8 \rightarrow$ 放大器 $\rightarrow R_7 \rightarrow R_{w2} \rightarrow R_5 \rightarrow DW_3$ 负极。

(2)  $DW_4$ 正极 $\rightarrow T_2 \rightarrow C_2 \rightarrow R_6 \rightarrow R_7 \rightarrow$ 放大器 $\rightarrow R_8 \rightarrow$ 上 $\rightarrow DW_4$ 负极。

显而易见，第(1)条直流通路是恒流支路，其电流 $i_1$ 是一定值。第(2)条直流通路是充电电流支路， $T_2$ 管导通时，电源对 $C_2$ 充电，形成充电电流 $i_2$ ； $T_2$ 截止时， $C_2$ 充电电荷经 $T_3$ 、 $R_6$ 、 $C_2$ 迅即放电，由于放电时间常数( $\tau = R_6 C_2$ )很小，所以很快放完。如此往复循环， $i_2$ 电流波形如图(2-e)所示，不难理解， $T_2$ 倒向电子开关切换频率愈高，电流 $i_2$ 的平均值愈大，换言之，电流 $i_2$ 正比于电网频率 $f_c$ ，即：

$$i_2 = K C_2 f_c$$

式中 $K$ 为比例常数。

为清楚起见，可以把图(11)中的 $f/V$ 转换电路简化成图(3)。我们用倒向开关 $K$ 代替晶体管电子开关 $T_2$ 、 $T_3$ 。电源 $E$ 代替 $DW_3$ 、 $DW_4$ 稳压管， $R_{fz}$ 为输出端的等值负载(即 $R_7$ 、 $R_8$ 和放大器的输入电阻之和)。

负载两端电压为：

$$U_{fz} = (i_2 - i_1) R_{fz}$$

当被测电网电压为50赫时，调节 $R_{w2}$ 使

$$i_1 = i_2 \quad \therefore U_{fz} = 0$$

当被测电网电压大于50赫时，

$$i_2 > i_1 \quad \therefore U_{fz} > 0$$

当被测电网电压小于50赫时，

$$i_2 < i_1 \quad \therefore U_{fz} < 0$$

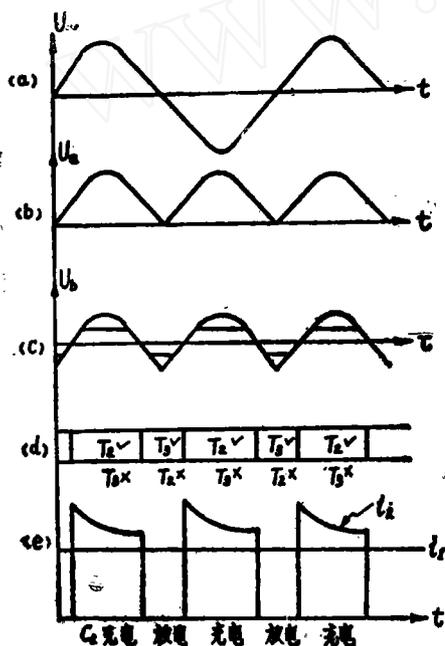


图 2

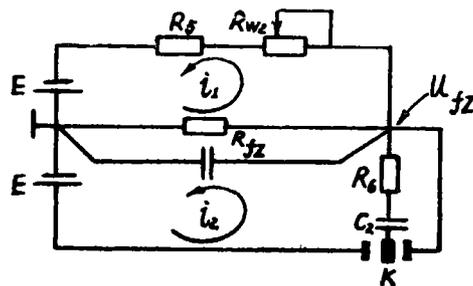


图 3

因此，图(11)所示的 $f/V$ 转换电路能反映电网频率的大小。由于 $f/V$ 转换电路输出电压仅为毫伏数量级，因此，在图(11)中又通过运算放大器进行电压放大，并使特

性曲线平移获得如图(4)所示的输出特性。 $f/V$ 转换电路的输出电压 $U_k$ 直接去推动压控振荡器。

### B. 压控振荡器

压控振荡器电路如图(11)所示,它的振荡频率正比于控制电压 $U_k$ ,即与 $f/V$ 转换电路输出电压成正比,这就是说,压控振荡器的振荡频率与电网频率成线性关系。

压控振荡器是射极定时可控多谐振荡器, $T_6$ 、 $T_7$ 管组成恒流源电路,其集电极电流为:

$$I = \frac{R_{10}}{R_9 + R_{10}} \frac{U_k - U_{be}}{2 R_c} \approx \frac{R_{10}}{(R_9 + 2 R_c + R_{10})} U_k - g U_k$$

式中 $U_{be}$ 为 $T_6$ (或 $T_7$ )的射基压降, $g$ 为常数。

设某瞬间 $t_1$ , $T_4$ 导通、 $T_5$ 截止。压控振荡器的等值电路如图(5-a)所示。此时,定时电容 $C$ 经恒流源充电,其充电电流为:

$$i = \frac{1}{C} \int I dt = \frac{I t}{C} - U_{c0}$$

式中: $U_{c0}$ 为电容 $C$ 的起始电压。

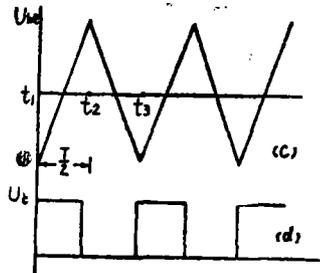
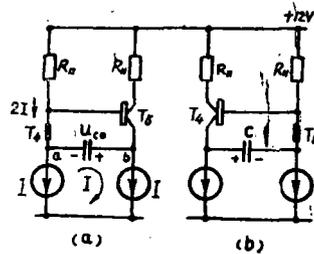


图 5

由上式可见,电容电压从 $(-U_{c0})$ 随时间按直线律充电,如图(5-c)所示。到达时间 $t_2$ 后,电容两端电压达到 $T_5$ 管的导通电压 $U_{be}$ ,由于正反馈的存在, $T_5$ 管迅即导通, $T_4$ 管立即截止,电路过渡到图(5-b)状态。如此往复, $T_4$ 和 $T_5$ 管集电极获得的确是频率的方波,如图(5-d)所示。根据图(5-c)可以算出压控振荡器的振荡频率。

$$\because U_c = \frac{I t}{C} - U_{c0} = \frac{I t}{C} - U_{be}$$

当时间为 $t = T/2$ 时, $U_c$ 充电电压达到 $U_{be}$

$$\therefore U_{be} = \frac{I \cdot T/2}{C} - U_{be} \quad T = \frac{4 U_{be} \cdot C}{I}$$

将  $I = gU_k$  代入上式, 得

$$T = \frac{4 U_{be} \cdot C}{gU_k}$$

压控振荡器的振荡频率为:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{gU_k}{4 U_{be} \cdot C} = K \cdot U_k$$

由此可见, 压控振荡器的振荡频率与控制电压成正比。

C.  $f/V$  转换与压控振荡器的配合

为使在电网电压半个周期开门时间内有 180 个脉冲通过 (即从开门起始计算, 每个脉冲代表 1 度), 这就要求, 压控振荡器的振荡频率跟踪电网频率。图 (6) 表示了电网频率为 50 赫、52 赫、48 赫时, 压控振荡器应有的频率: 18 千赫、18.7 千赫、17.28 千赫。当把  $f/V$  转换电路的输出电压作为压控振荡器的控制电压时, 适当调节  $f/V$  转换电路中的运算放大器反馈电阻  $R$ , 就能满足此要求。

图 (7) 是压控振荡器的振荡频率与电网频率的关系曲线。由图可以看出, 压控振荡器的振荡频率与电网频率保持线性关系, 并且, 不论电网频率是多少, 在电网电压半个周期内, 都有 180 个压控振荡器脉冲。

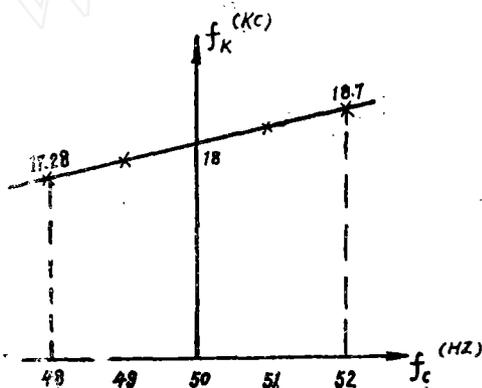


图 7

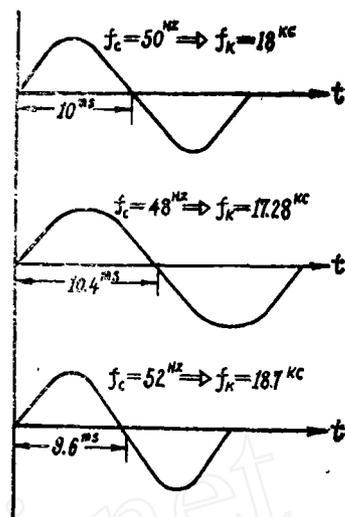


图 6

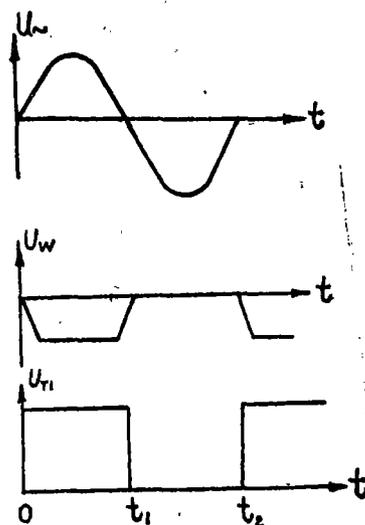


图 8

### 三、零点检测

零点检测电路用来准确地检测出电网电压的零点, 并加以整形, 如图 (11) 所示。电网电压经半波整流、稳压管削波后送至运算放大器输入端, 放大器的输出经射极跟随, 输出方波作为开门信号。零点检测电路各点波形如图 (8) 所示。

#### 四、合闸相位角控制框图

合闸相位角控制框图如图(9)所示。零点检测电路准确检测出电网电压过零时间,在图(8)中 $O \sim t_1$ 时间内,“与非”YF开放,压控振荡器的振荡脉冲进入计数电路JS、经译码YM后、获得准确相位角。在 $t_1$ 时刻,图(11)中清零电路产生清数脉冲,使计数器全部复零,为下一周期计数作为准备。

计数器JS采用的是5G657集成片;

每片有四个D触发器,如图(10)所示。当把两个5G657接成二进制计数器,最多可计256个脉冲。对计数器输出进行译码,就可得到 $0^\circ \sim 180^\circ$ 每度一个脉冲输出,译码器的逻辑式为:

$$0^\circ = \overline{Q_0} \overline{Q_1} \overline{Q_2} \overline{Q_3} \overline{Q_4} \overline{Q_5} \overline{Q_6} \overline{Q_7}$$

$$180^\circ = \overline{Q_0} \overline{Q_1} \overline{Q_2} \overline{Q_3} \overline{Q_4} \overline{Q_5} \overline{Q_6} \overline{Q_7}$$

译码“与非”门采用5G603集成片。

图(11)是合闸相位角控制总图。从这里可以看出,由于应用了 $f/V$ 转换及压控振荡器作为脉冲源,跟踪电网频率,所以能准确地获得所需要的合闸相位角,这是用数学鉴相代替模拟鉴相实例之一。

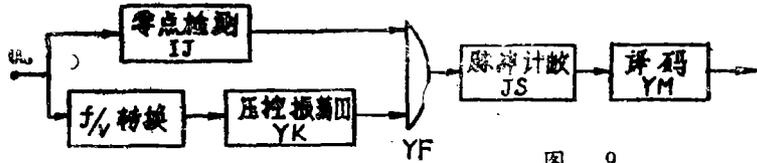


图 9

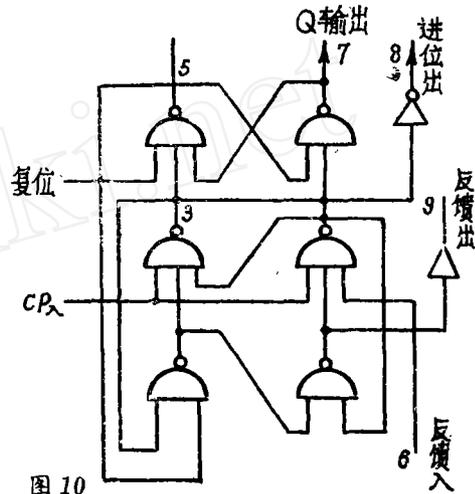


图 10

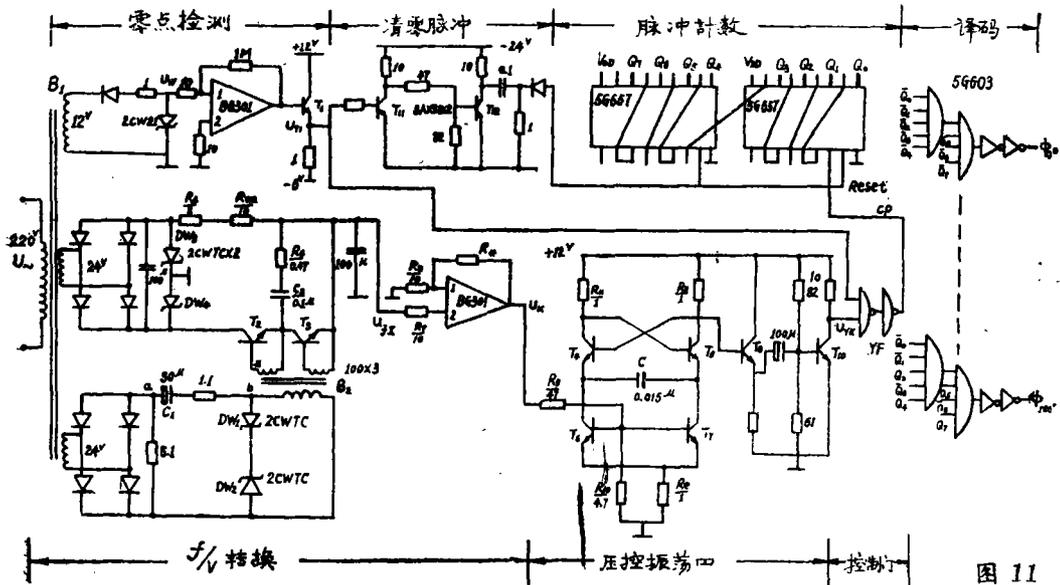


图 11