

功率步进电机驱动器设计

电机系 孙天德

步进电机既能控制转速又能直接控制机械位置，是一种新型的特种电机。它的定子由几相绕组构成。各相绕组按一定顺序通电和断电，才能使它旋转。在控制系统中，要求步进电机受脉冲信号控制。每来一个控制脉冲，步进电机走一步，其转子转过一个步距角。实现用脉冲信号控制步进电机转动的电路，称为步进电机驱动器。驱动器一般分为环形分配器、驱动信号电路和主回路三部分。我们先介绍环形分配器的设计方法。

一、步进电机环形分配器设计

使步进电机各相绕组通电和断电的次序，受输入脉冲控制的装置，叫环形分配器。环形分配器属于时序电路。大家知道，时序电路设计方法比组合电路复杂得多。它不仅要考虑现时的状态，还要考虑历史上留下来的状态影响。现以我设计的SK0794型数控冲床所使用的六相六拍环形分配器为例，介绍一种简单明白的新设计方法——veitch（维奇）图法。当然，这种方法同样可以用于设计各种计数电路、译码电路、节拍脉冲发生电路、其它形式的环形分配器等时序电路。

由A、B、C、D、E、F六相绕组构成的步进电机，在六相六拍控制方式下转动，它的六相绕组按下列顺序通电：

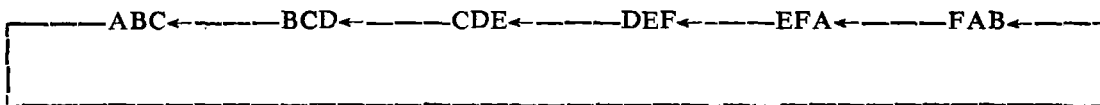


图 1

它需要一个以六个状态为一循环周期的控制电路。根据公式：

$$2^{n-1} \leq N \leq 2^n,$$

现因状态数： $N=6$,

所以触发器数： $n=3$ 。

三个触发器控制六相绕组，采用正逻辑，“0”态低电位控制对应相绕组通电状态，“1”态高电位控制对应相绕组断电状态，如图2所示，CP为控制脉冲。

随着CP控制脉冲不断到来，对应图1通电顺序，触发器状态应接下面图3表中规律变化。

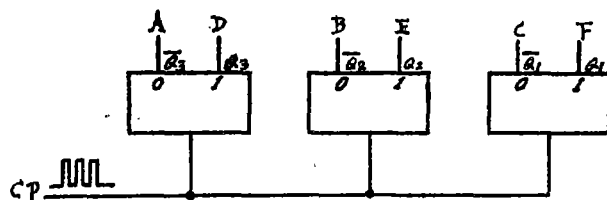


图 2

图 3 表中，现态是步进电机六相绕组实际通电状态顺序编码。次态是现态的下一个状态编码。它表示所要设计的电路状态变化趋向规律。意思是：次态各个输出量是现态各个输入量的函数。

以十进制数字表示三个逻辑变量组合的八种状态号，作三变量veitch图，如图 4 所示。图中，八个小方块，表示三个逻辑变量组合的八种可能状态。六相六拍环形分配器只允许出现 0, 1, 3, 4, 6, 7 号六种状态。2 号和 5 号状态不出现，故称它为禁止项。在设计电路时，禁止项可以认为是 0，也可以认为是 1，视怎样能使电路结构最简单而定。

态序	通电相	现 态			次 态		
		态号	Q3	Q2	Q1	Q3	Q2
0	ABC	7	1	1	1	1	0
1	FAB	6	1	1	0	1	0
2	EFA	4	1	0	0	0	0
3	DEF	0	0	0	0	0	1
4	CDE	1	0	0	1	0	1
5	BCD	3	0	1	1	1	1
6	ABC	7	1	1	1		
权			2 ²	2 ¹	2 ⁰		

图 3

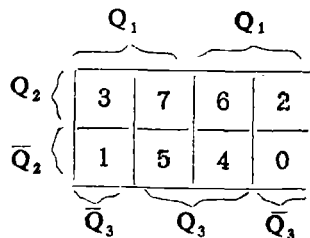


图 4

把图 3 表中次态 Q₁, Q₂, Q₃ 对应值填入 Veitch 图 4 对应状态号小方块中，得到三个次态 veitch 图，如图 5 所示。图 5 (a) 是 Q₁ 次态 veitch 图，图 5 (b) 是 Q₂ 次态 veitch 图，图 5 (c) 是 Q₃ 次态 veitch 图。根据次态 veitch 图，就可以设计出所要求的电路了。

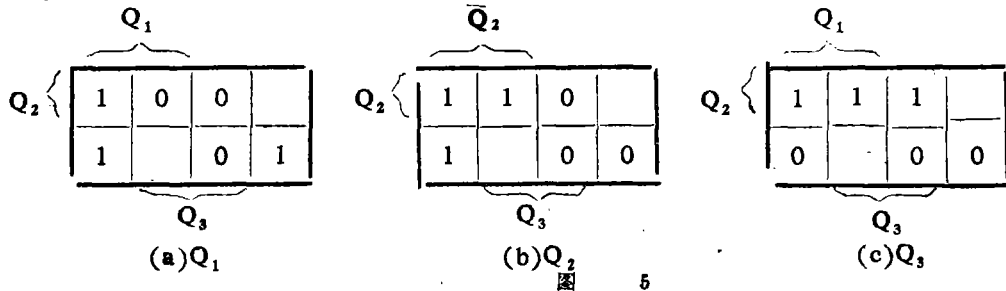


图 5

例 1、设计 D 触发器步进电机六相六拍环形分配器。D 触发器状态方程为：

$$Q_{n+1} = D_n,$$

可见，次态就是现态控制端的状态。所以，在 Q_1 次态 veitch 图 5 (a) 中，设禁止项 2 号值为 1，5 号值为 0，便得 $D_1 = Q_3$ 。在 Q_2 次态 veitch 图 5 (b) 中，设禁止项 2 号值为 0，5 号值为 1，便得 $D_2 = Q_1$ 。在 Q_3 次态 veitch 图 5 (c) 中，设禁止项 2 号值为 1，5 号值为 0，便得 $D_3 = Q_2$ ，如图 6 所示。

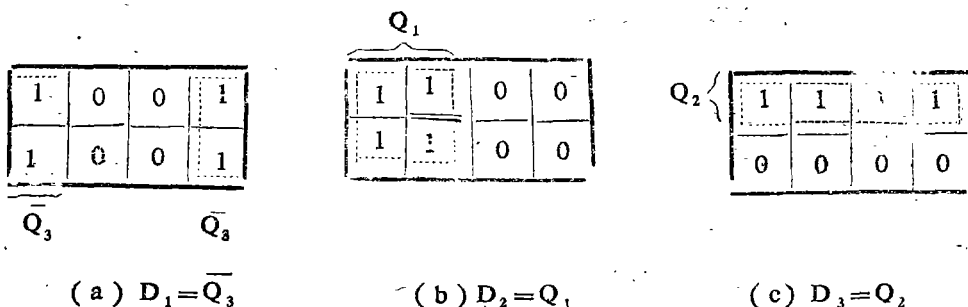


图 6

由图 6 (a)，(b)，(c)，我们便得到所设计的 D 触发器六相六拍环形分配器，如图 7 所示。

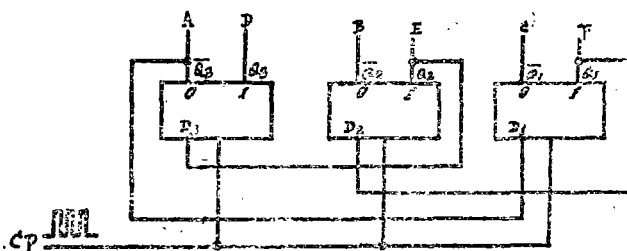


图 7

例 2、设计 JK 触发器步进电机六相六拍环形分配器。

JK 触发器的状态方程为：

$$Q_{n+1} = \overline{K}Q_n + J\overline{Q}_n,$$

可见次态与现态关系是由两部分构成。由 \overline{Q}_n 部分确定 J，由 Q_n 部分确定 \overline{K} 。

由 Q_1 次态 veitch 图 5 (a) 中 \overline{Q}_1 部分的状态，确定 J1，如图 8 (a) 所示。未填值小方块中，可以任设 0 值或 1 值，最简情况如图 8 (b) 所示，得 $J_1 = \overline{Q}_3$ 。

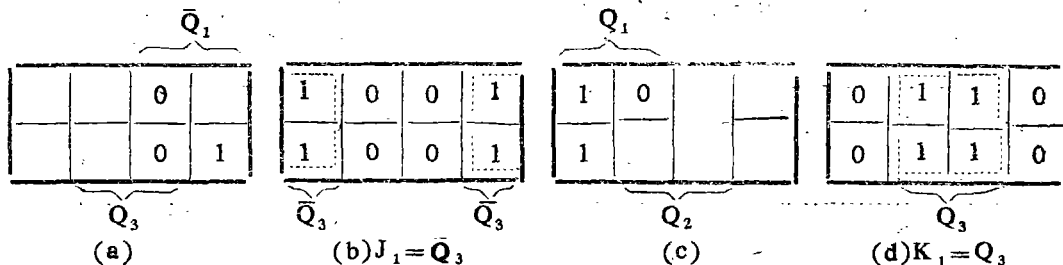


图 8

由 Q_1 次态veitch图5(a)中 Q_1 部分的状态, 确定 \bar{K}_1 , 如图8(c)所示。欲求 K_1 , 必须把图中0和1反相, 再在未填值方块中, 填上任意值。最简情况如图8(d)所示。得 $K_1=Q_3$ 。

同样, 由 Q_2 次态veitch图5(b)中 \bar{Q}_2 和 Q_2 部分的状态, 可以分别求得 $J_2=Q_1, K_2=\bar{Q}_1$; 如图9所示。

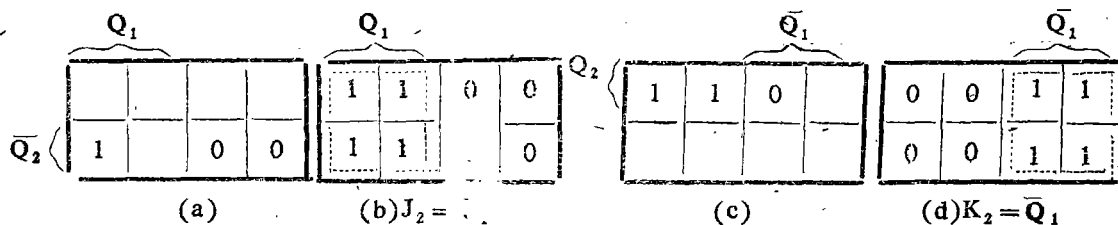


图 9

同样由 Q_3 次态veitch图5(c)中 \bar{Q}_3 和 Q_3 部分状态, 可以分别求得 $J_3=Q_2, K_3=\bar{Q}_2$, 如图10所示。

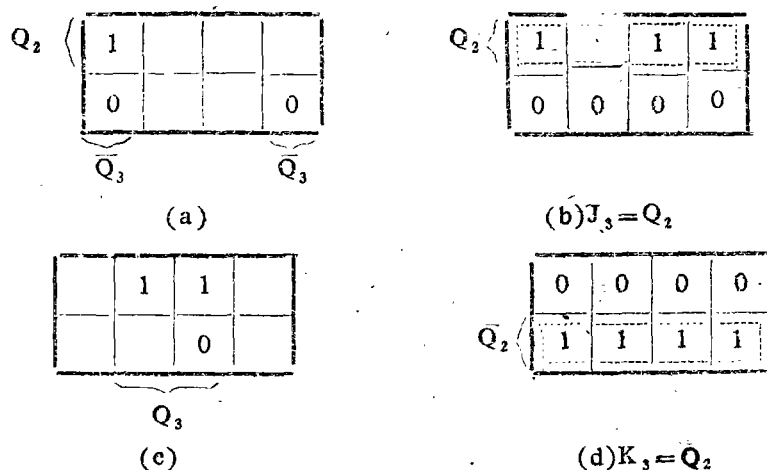


图 10

於是, 我们便可画出JK触发器六相六拍环形分配器, 如图11所示。

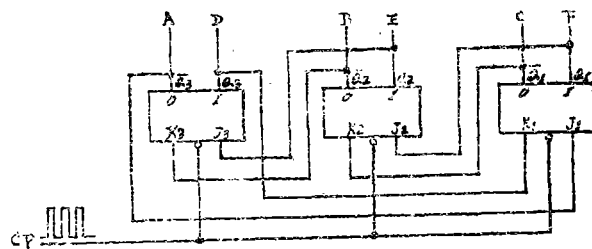


图 11

例3、设计步进电机D触发器正反转六相六拍环形分配器。

我们假设图1-是步进电机正转六相绕组通电顺序, 那么图7便是正转D触发器环形分配器电路。要设计既能正转又能反转的环形分配器, 只要再设计出反转环形分配器电路, 然后

把正、反转电路合在一起，加上正反转控制信号就成了。

与图1相反，步进电机在六相六拍控制方式情况下，反转时六相绕组通电顺序如图12所示。

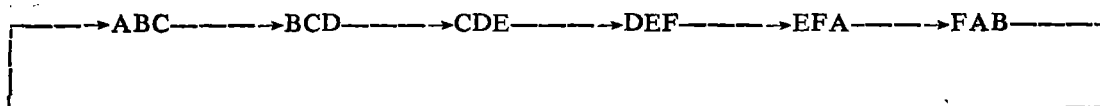


图 12

对应此通电状态顺序，触发器状态应按图13表中所示规律变化。把图13表中次态 Q_1 ， Q_2 ， Q_3 对应值，填入veitch图4中对应状态号小方块中，就得到步进电机反转时三个次态veitch图14。图14(a)是 Q_1 次态(反转)veitch图。图14(b)是 Q_2 次态(反转)veitch图。图14(c)是 Q_3 次态(反转)veitch图。

态序	通电相	现 态			次 态			
		态号	Q3	Q2	Q1	Q3	Q2	Q1
0	ABC	7	1	1	1	0	1	1
1	BCD	3	0	1	1	0	0	1
2	CDE	1	0	0	1	0	0	0
3	DEF	0	0	0	0	1	0	0
4	EFA	4	1	0	0	1	1	0
5	FAB	6	1	1	0	1	1	1
0	ABC	7	1	1	1			
权			2 ²	2 ¹	2 ⁰			

图 13

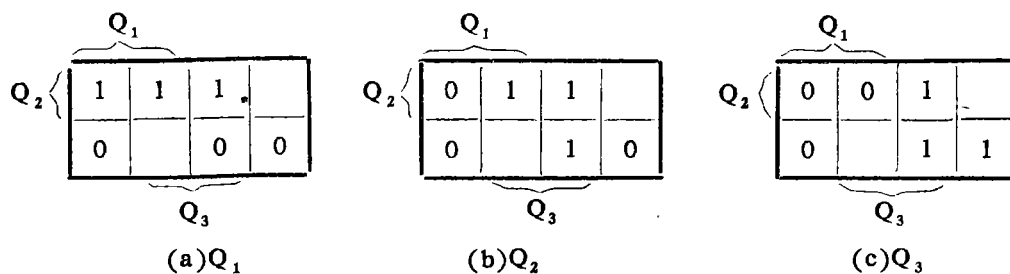


图 14

由图14(a)，设禁止项2号值为1，5号值为0，得 $D_1=Q_2$ 。

由图14(b)，设禁止项2号值为0，5号值为1，得 $D_2=Q_3$ 。

由图14(c)，设禁止项2号值为1，5号值为0，得 $D_3=\bar{Q}_1$ 。於是，我们便可画出步进电机D触发器反转六相六拍环形分配器电路，如图15所示。

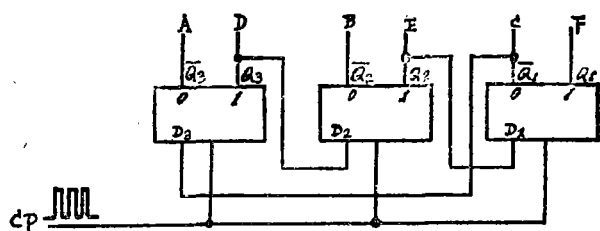


图 15

设正转控制信号为X正，反转控制信号为X反，则正反转环形分配器控制端为：

$$D_1 = \overline{Q_3} \cdot X_{\text{正}} + Q_3 \cdot X_{\text{反}} = \overline{Q_3} X_{\text{正}} \cdot Q_3 X_{\text{反}},$$

$$D_2 = Q_1 \cdot X_{\text{正}} + \overline{Q_1} \cdot X_{\text{反}} = Q_1 X_{\text{正}} \cdot \overline{Q_1} X_{\text{反}},$$

$$D_3 = Q_2 \cdot X_{\text{正}} + \overline{Q_2} \cdot X_{\text{反}} = Q_2 X_{\text{正}} \cdot \overline{Q_2} X_{\text{反}}.$$

於是，我们便设计成功了步进电机D触发器正反转环形分配器，如图16所示。

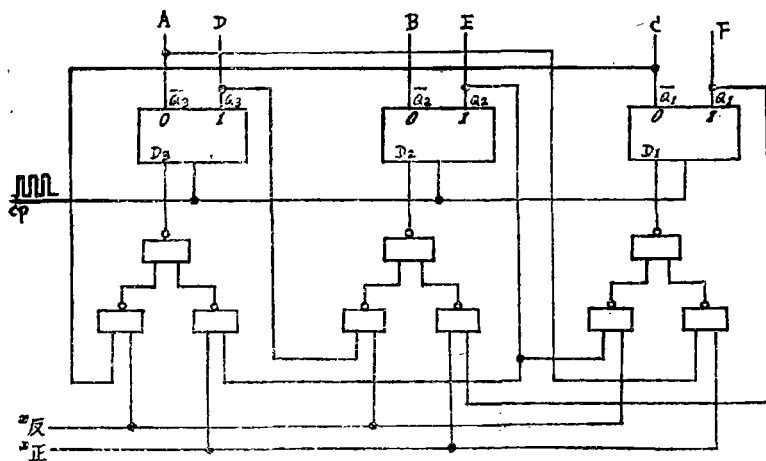


图 16

例4、设计步进电机JK触发器正反转六相六拍环形分配器。

还是假定图11为步进电机JK触发器正转六相六拍环形分配器，设计出反转环形分配器后，再与图11合在一起，加上正反转控制信号，便得到要设计的电路了。

由反转 Q_1 次态veitch图14(a)的 $\overline{Q_1}$ 和 Q_1 部分状态，求得 $J_1 = Q_2, K_1 = \overline{Q_2}$ ，如图17所示。

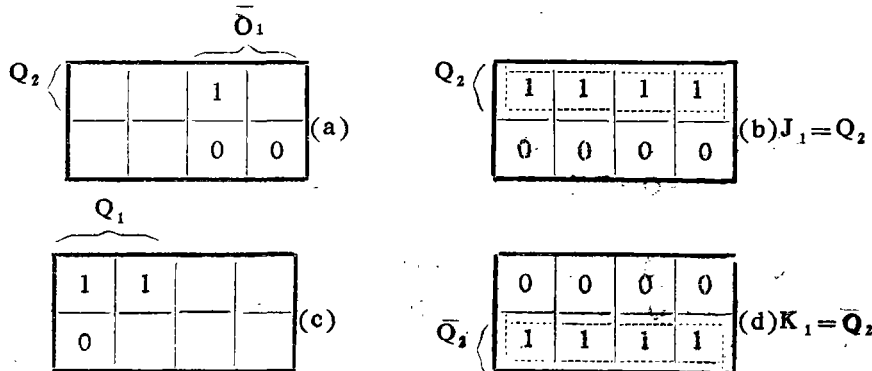


图 17

由 Q_2 次态(反转)veitch图14(b)的 \bar{Q}_2 和 Q_2 部分状态,求得 $J_2=Q_3$, $K_2=\bar{Q}_3$,如图18所示。

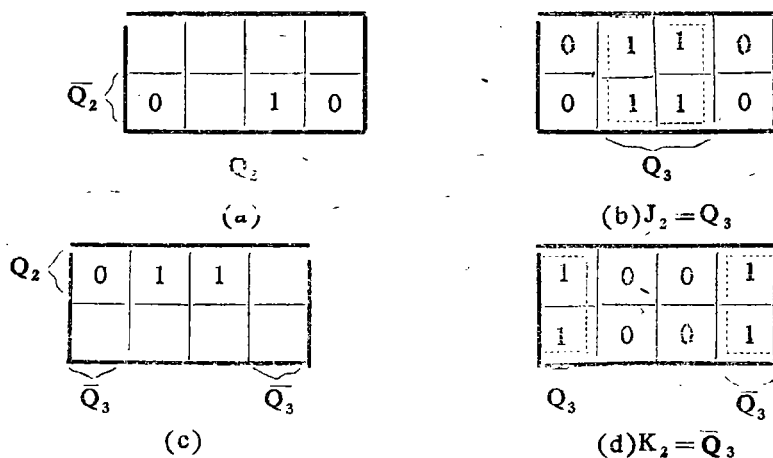


图 18

由 Q_3 次态(反转)veitch图14(c)的 \bar{Q}_3 和 Q_3 部分状态得, $J_3=\bar{Q}_1$, $K_3=Q_1$ 。

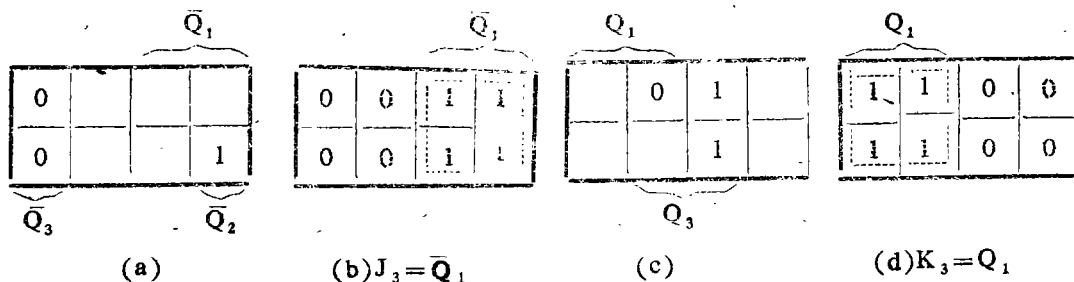


图 19

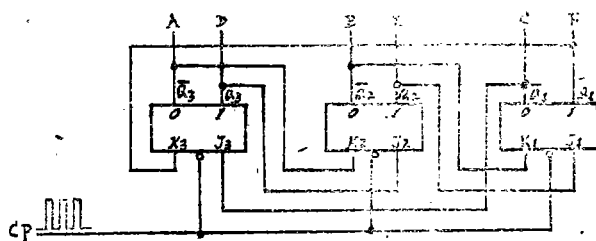


图 20

把正反转六相六拍环形分配器合在一起, 加上控制信号, 有:

$$J_1 = \bar{Q}_3 \cdot X_{\text{正}} + Q_2 \cdot X_{\text{反}} = \bar{Q}_3 X_{\text{正}} \cdot \bar{Q}_2 X_{\text{反}},$$

$$K_1 = Q_3 \cdot X_{\text{正}} + \bar{Q}_2 \cdot X_{\text{反}} = Q_3 X_{\text{正}} \cdot \bar{Q}_2 X_{\text{反}},$$

$$J_2 = Q_1 \cdot X_{\text{正}} + Q_3 \cdot X_{\text{反}} = Q_1 X_{\text{正}} \cdot Q_3 X_{\text{反}},$$

$$K_2 = \bar{Q}_1 \cdot X_{\text{正}} + \bar{Q}_3 \cdot X_{\text{反}} = \bar{Q}_1 X_{\text{正}} \cdot \bar{Q}_3 X_{\text{反}},$$

$$J_3 = Q_2 \cdot X_{\text{正}} + \bar{Q}_1 \cdot X_{\text{反}} = Q_2 X_{\text{正}} \cdot \bar{Q}_1 X_{\text{反}},$$

$$K_3 = \bar{Q}_2 \cdot X_{\text{正}} + Q_1 \cdot X_{\text{反}} = \bar{Q}_2 X_{\text{正}} \cdot Q_1 X_{\text{反}}.$$

於是，我們便設計成功了步進電機JK觸發器正反转六相六拍環形分配器，如圖21所示。

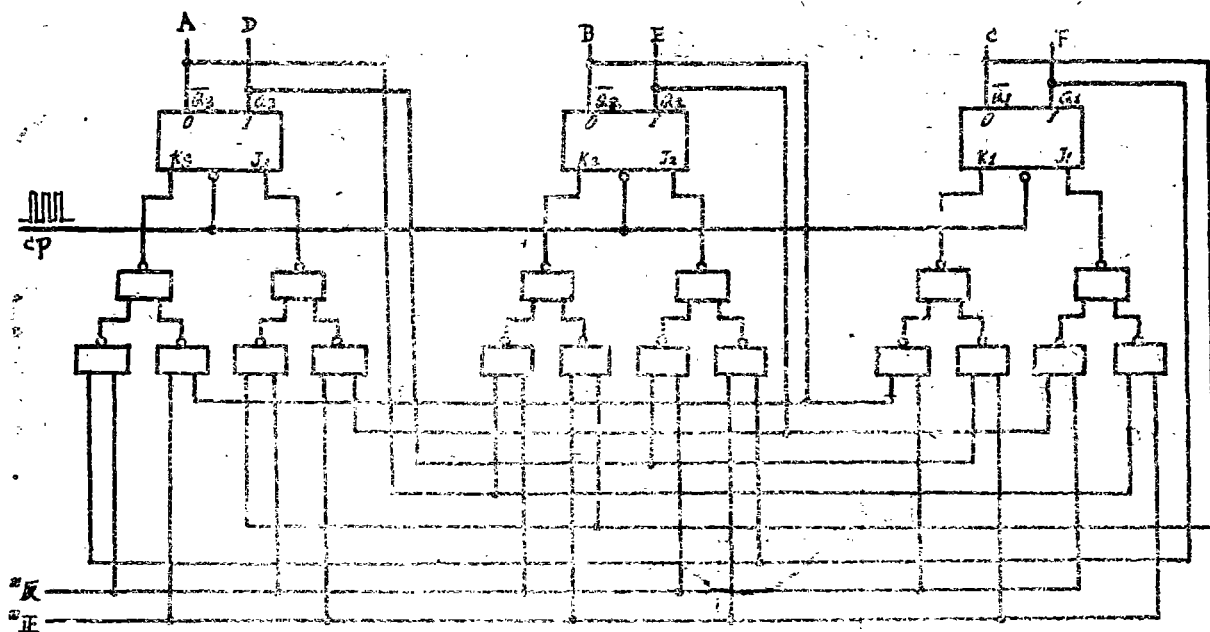


圖 21

例 5、設計步進電機3DK2晶體管正反转六相六拍環形分配器。晶體管觸發器，在正邏輯情

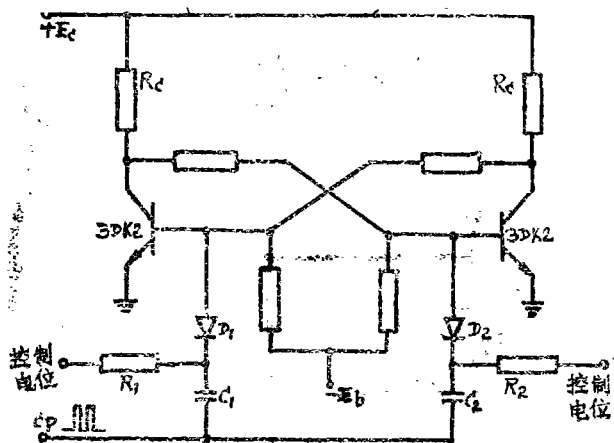


圖 22

況下，當控制電位為0態低電位時，電位脈沖門為開。控制電位為1態高電位時，電位脈沖門關閉。這與JK觸發器JK端的作用正好相反。因此，把我們例4中設計的步進電機JK觸發器正反转六相六拍環形分配器的JK控制端位置對調，就得到步進電機晶體管正反转六相六拍環形分配器，如圖23所示。

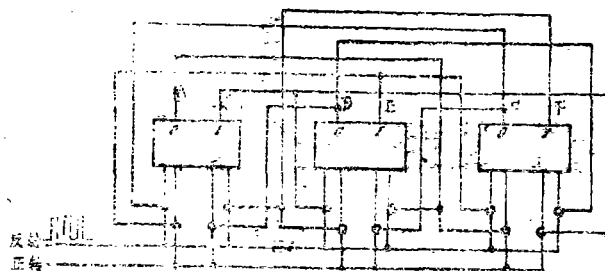


圖 23

二、驱动信号电路和主回路设计

数控机床要求步进电机的转矩 M 随频率 f 变化有如图24中虚线所示的形状。即要求步进电机的矩频特性，在低频段进给加工时，扭矩要大。在高频段快速移动时，扭矩不要很大。但实际上，步进电机的矩频特性如图中实线所示。在低频段转矩下降的主要原因，是步进电机转动时所产生的旋转电势，使相绕组中脉冲电流波顶下凹，电流有效值降低所造成的。在高频段转矩下降的主要原因是步进电机绕组电感的作用。它使绕组中脉冲电流前后沿不够陡峭。因此，当频率很高时，缓慢上升的电流达不到预定值，转矩逐步衰减。许多国家为克服脉冲电流前后沿不陡的问题，采用高低压电源驱动。在单低压 V_D 基础上，引入强迫高压电源 V_G ，如图25所示。

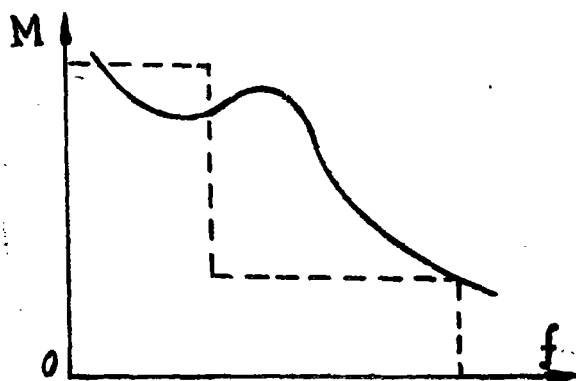


图 24

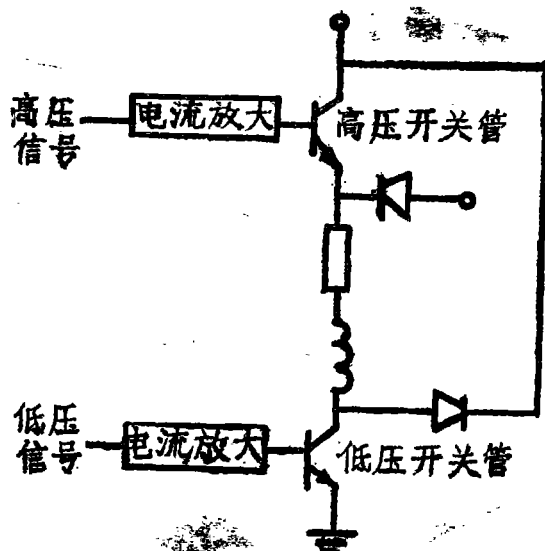


图 25

大家知道，步进电机绕组相当于一个电阻、电感串联电路。当接通直流电压时，绕组中电流变化规律为：

$$i = \frac{V}{r} \left(1 - e^{-\frac{r}{L}t} \right),$$

电流上升率为：

$$\frac{di}{dt} = \frac{V}{L} e^{-\frac{r}{L}t}$$

可见提高直流电压 V ，可以有效地提高电流上升率。所以，当绕组刚刚开始通电时，使高压开关管瞬时导通一下，高压电源 V_G 加到绕组上，能够大大改善脉冲电流前后沿的波形。结果就提高了高频段的转矩。

为了克服低频段绕组中脉冲电流的顶部下凹，国内采用脉冲调整法，以补偿下凹的脉冲顶部。其方法是在脉冲电流顶部下降到一定值时，让高压开关管再次导通一下，让 V_G 再次加到绕组上，使脉冲电流下降的顶部又重新上升。 V_G 多次作用的结果，绕组中得到如图26所示波形的脉冲电流。

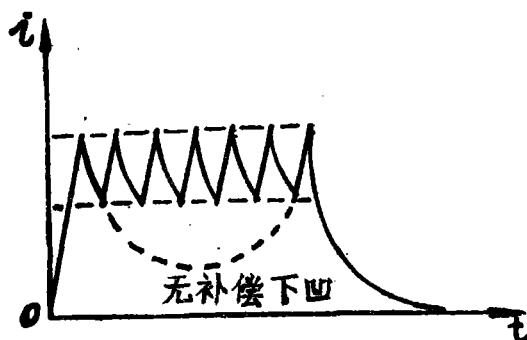


图 26

脉冲调整法，使低频段转矩提高，甚至可以使步进电机在单高压电源情况下运转。但是这些方法，都还要使用高压开关管和低压开关管，都没有解决使设备简化，进而提高运转稳定可靠性的问题。所以本文提出相异于国内外的新型驱动方法—变频单高压驱动法。并提供参考电路，以供探讨。

图27是变频信号发生电路。大家知道，双基极二极管搭成的弛张振荡电路所产生的脉冲周期，主要由电容 C_5 的充电时间常数 τ 所决定， $\tau = RC_5$ 。当 C_5 固定后，改变 R 的阻值，能够改变弛张振荡脉冲频率。图中 G_1 推动 G_2 ，工作在线性区，所起的作用就是可变电阻 R 的作用。步进电机需要转动时，例如来自环形分配器的反相信号 \bar{A} 上跳宽脉冲，经门7、门8组成的单稳电路发置“1”脉冲，使触发器 T_1 置“1”。 T_1 的1端高电平使 G_1 、 G_2 工作点改变， G_2 集一射极电流增大，相当于 C_5 充电电阻减小，弛张振荡频率升高。此高频脉冲经 C_6 藕合到 G_3 ，反相后触发由门10~门13组成的单稳电路，产生我们所需要的标准脉冲，由 M 端输出到图28主回路的输入端 M' ，在 K 点和 \bar{A} 相与，产生如图29(c)所示的脉冲波形。再经 G_4 、

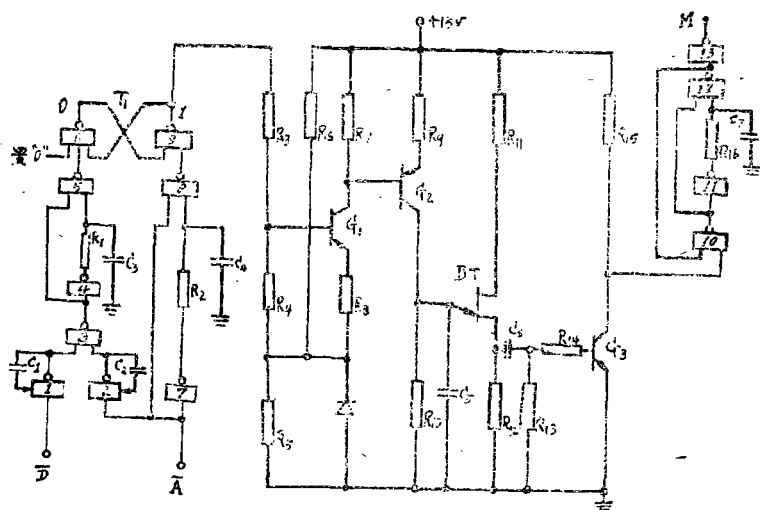


图 27

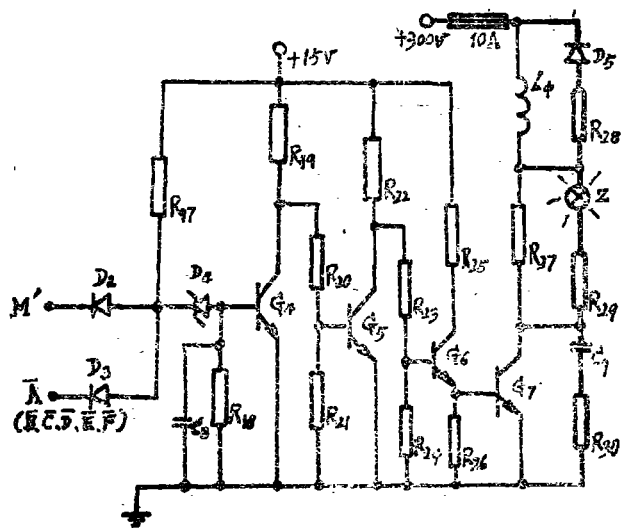


图 28

G_5 、 G_6 功率放大后，供给 G_7 ，使 G_7 工作。 $+300V$ 高压电源经 G_7 供给步进电机A相绕组 $L\phi A$ 以强大的脉冲电流，推动步进电机转动。绕组中脉冲电流波形如图29(d)所示。本来因电感的滞后作用，弛张振荡前一个脉冲在绕组中流过的电流还没有结束，后一个脉冲又来到了。后一个脉冲在绕组中的电流上升的高度应该比前一个高，而由于旋转电势使脉冲电流顶部下凹，结果，后来的脉冲电流升高，补偿了脉冲顶部下凹。

步进电机停转时，环形分配器输出的六相信号中，三相为1，三相为0。 \bar{A} 和 \bar{D} 必有一个为1。设 \bar{A} 为1，且此“1”态高电平持续时间超过1秒钟时，图27中下降边延迟电路门2（若 \bar{D} 为1，则

经门1)发下降信号,经门3触发门4、门5组成的单稳电路使触发器 T_1 置“0”。 T_1 的1端低电平使 G_1 、 G_2 电流减小,弛张振荡频率降低。这时M端输出间隔度较大的脉冲信号。此稀疏的脉冲信号在图28中K点,和 \bar{A} 高电平1信号相与,产生如图29(e)所示的脉冲波形,其宽度不变。这样,绕组上只要消耗较少的功率就可维持位置锁定。绕组中脉冲波形如图29(f)所示。若 \bar{D} 为1, \bar{A} 必为0。图中K点为低电平, G_4 截止, G_5 饱和导通, G_6 、 G_7 截止,绕组 $L\phi$ 中无电流流过,如图29(g)所示。

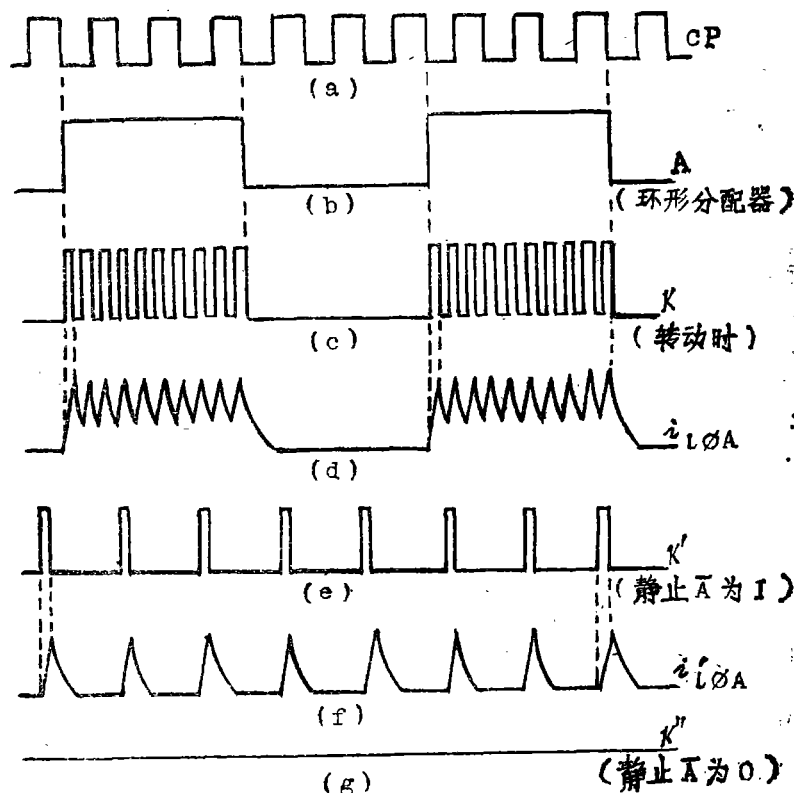


图 29

图27为六相共用,图28六相相同。门 $1 \sim 13$ HTL门电路,电源为+15V时,信号电平为0~13V。调节图27中 R_3 可使弛张振荡频率约为1KHZ~5KHZ。双基极管BT33C的分压为 $\eta=0.6$, $V_{BB}=15V$,PN结阈值电压 $V_T=0.7V$,弛张振荡峰值电压为:

$$V_E = \eta V_{BB} + V_T = 9.7 (V)。$$

单稳输出端M,输出脉冲宽度约100 μs 。当图28中K点为“1”态高电平时, D_2 、 D_3 反偏, G_4 导通,基极电流为:

$$I_{b4} = \frac{15-8}{7.5} \approx 1 (mA),$$

G_4 饱和导通电流为:

$$I_{c4} = \frac{15}{0.5} 30 (mA)。$$

故选择G₄, $\beta \geq 30$ 。

当K点为“0”态低电平时, G₄截止, G₅导通, 基极电流为:

$$I_{b5} \approx \frac{15}{1.5+0.5} = 7.5 \text{ (mA)},$$

G₅饱和导通电流为:

$$I_{c5} = \frac{15}{0.1} = 150 \text{ (mA)}。$$

故选择G₅, $\beta \geq 20$ 。

当G₅截止时, G₆导通, 基极电流约为:

$$I_{b6} = \frac{15}{0.1+0.1} = 75 \text{ (mA)},$$

选G₆, $\beta \geq 20$, 可向G₇提供基极电流约为

$$I_{b7} \geq 1.5 \text{ (A)}$$

只要选择高压大功率晶体管G₇, $\beta \geq 15$, 调节电阻R₂₆, 可使相绕组L ϕ 获得足够的脉冲电流。

三、 结 论

1. 变频单高压驱动法, 省去了低压电源、高压开关管。使用300伏高压还可省去笨重的电源变压器, 因而可以大大缩小机器的体积, 降低造价。


2. 变频单高压驱动法, 由于简化了电路, 减少了设备器材, 因而可以大大地提高机器的稳定可靠性。

3. 变频单高压驱动法, 减少了机器的发热量。消耗较少的功率, 获得较大的转矩, 既节省了能源, 又满足了生产的需要, 符合多快好省的原则。

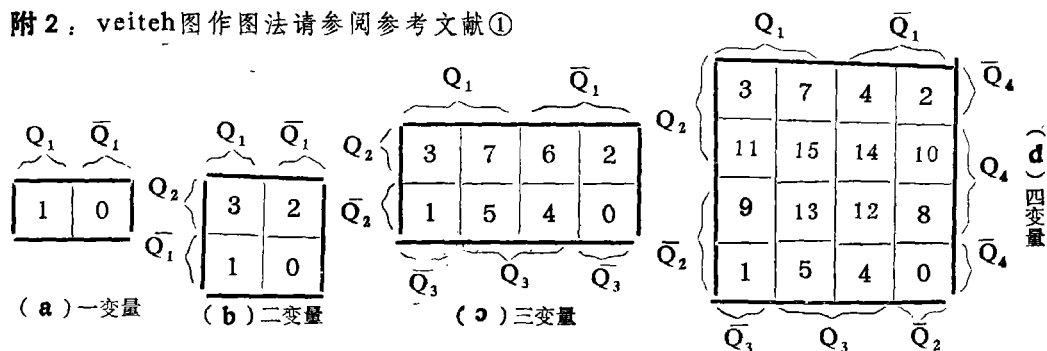
4. 变频单高压驱动法, 维护简单, 使用方便, 更换元器件容易, 减少了用户的麻烦。

附 1:

图27、28元件参数参考值表

名称	符 号	规 格	名称	符 号	规 格	名称	符 号	规 格
电阻	R_1, R_2, R_{16}	$4.7K\Omega \frac{1}{2}W$	电阻	R27	$5\Omega 200W$	二极管	D2D3	2CK11
电阻	R_3	$6.8K\Omega \frac{1}{2}W$	电阻	R28	$70\Omega 50W$	二极管	D5	2CZ10A
电阻	R_4	$39K\Omega \frac{1}{2}W$	电阻	R29	$3K\Omega 30W$	双基极 二极管	BT	BT33C
电阻	R_5, R_{15}, R_{20}	$1.5K\Omega \frac{1}{2}W$	电阻	R30	$20\Omega 30W$	与非门	门1 ~门13	HTLG 10
电阻	R_6, R_8, R_4	$1K\Omega \frac{1}{2}W$	电容	C1C2	100uf 20V	保险		10A
电阻	R_7, R_9, R_{14}	$4.7K\Omega \frac{1}{2}W$	电容	C5	0.1uf 20V	相绕组	LΦ	
电阻	R_{10}	$510K\Omega \frac{1}{2}W$	电容	C6	0.047uf 20V			
电阻	R_{11}	$200\Omega \frac{1}{2}W$	电容	C7C3C4	0.22uf 20V			
电阻	R_{12}	$100\Omega \frac{1}{2}W$	电容	C8	51pf 20V			
电阻	R_{13}, R_{21}	$11K\Omega \frac{1}{2}W$	电容	C9	0.1uf ~350V			
电阻	R_{17}	$7.5K\Omega \frac{1}{2}W$	灯泡	Z	6.3V 0.25W			
电阻	R_{18}	$5.1K\Omega \frac{1}{2}W$	三极管	G1G3G4	3DK2			
电阻	R_{19}	$500\Omega 1W$	三极管	G2	3AX31			
电阻	R_{22}	$100\Omega 4W$	三极管	G5	3DK4			
电阻	R_{23}	$100\Omega 1W$	三极管	G6	3DD50			
电阻	R_{25}	$1\Omega 10W$	三极管	G7	D101			
电阻	R_{26}	$8\Omega 2W$	稳压管	D1D4	2CW1			

附 2: veitch图作图法请参阅参考文献①



参 考 文 献

① "イシ"タル集積回路

角田秀夫著

② ИМПУЛЬСНАЯ ТЕХНИКА

Я. С. ИЦХОКИ

③ introduction to digital Computer design

Herbert s. sobel

④ Fundamentals of digital systems design

V. Thomas Rhyne

⑤ 应用集成电路的计数电路的设计方法

曹潜龙无线电技术1977年 第9、10期

⑥ 功率步进电机中矩形电流的逼近和脉冲调整法

华中工学院学报 1975年第1期