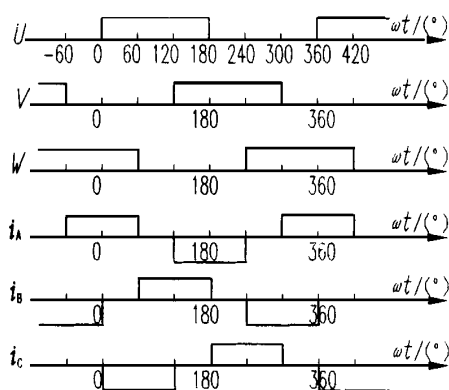
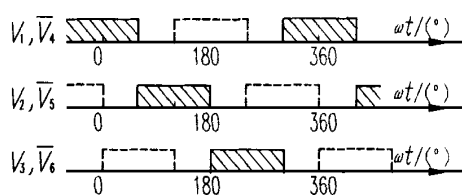


钟仁人 (西安微电机研究所 710077)

系统



(a) 绕组通电情况



### (b) 晶体管工作情况

图2 电机绕组与晶体管的通电情况

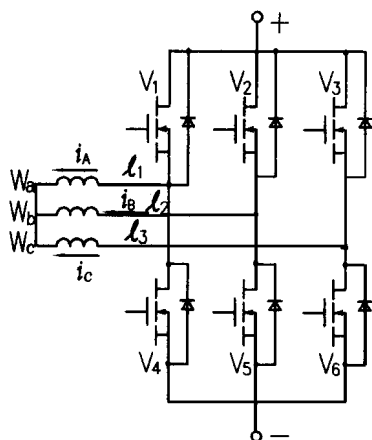


图1 无刷直流电动机桥式线路

这里采用晶体管脉宽调制方式进行调压, 以实现电机调速。图3为典型的方框图, 这是一个具有电流负反馈与速度负反馈的双环

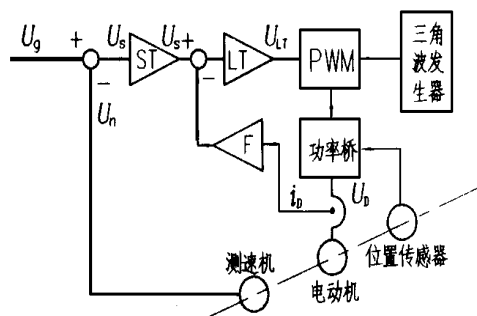
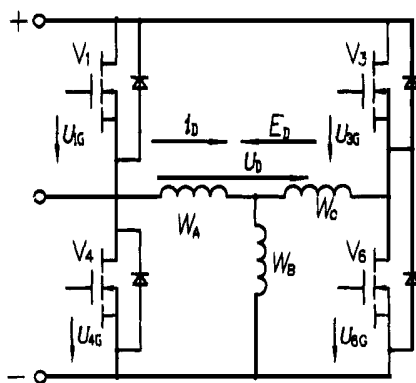
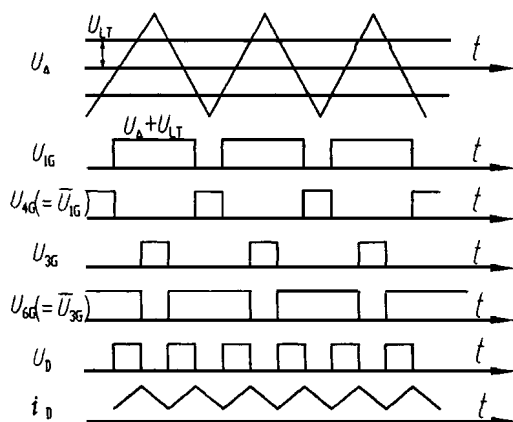


图3 脉宽调速系统方框图

图4表示出电机处于  $X_L = 0 \sim 60$  区间工作的晶体管桥(设  $U_{LT} > 0$ , 电机正转)。

图4  $X_t = 0 \sim 60^\circ$  区间斩波工作的晶体管桥

设此区间  $W_A$  与  $W_C$  通电 (电枢电流从  $W_A$  流入, 由  $W_C$  流出), 晶体管  $V_1, V_3, V_4$  与  $V_6$  处于斩波工作状态, 波形见图5。

图5  $X_t = 0 \sim 60^\circ$  区间斩波工作的功率桥波形图

这里  $U_{ig}$  为三角波电压  $U_s$  与控制电压  $U_{LT}$  相加后经比较器整形所得的方波电压, 简化表示为  $U_s + U_{LT}$ , 图中  $U_s - U_{LT}$  亦然。

电机端电压  $U_D$  及电流  $i_D$  的波形也在图中示出。由图中可知电枢电压的脉宽正比于控制电压  $U_{LT}$ 。改变  $U_{LT}$  的符号,  $U_D, i_D$  方向随之而变, 这样便实现了调速。

在  $X_t = 60^\circ \sim 120^\circ$  区间,  $W_B, W_C$  通电。  $V_2, V_3, V_5, V_6$  所组成的桥路处于斩波工作, 情况与前类似。以后  $X_t$  每变化  $60^\circ$ , 绕组的通电情况变换一次, 斩波工作的晶体管也更换

一次。各区间晶体管的导通情况见图2b。图中以阴影区表示晶体管工作时栅极施加  $U_s + U_{LT}$ , 以虚线表示施加  $U_s - U_{LT}$ 。由于  $V_4, V_5, V_6$  分别与  $V_1, V_2, V_3$  同时处于斩波状态, 但导通与截止情况正好相反, 故图中以  $\bar{V}_1$  表示。注意, 这仅表示斩波状态的关系。在非斩波状态, 晶体管均处于关断, 且  $U_D$  的最大占空比不应达到100%。

由于  $U_{LT} > 0, U_{ig} = U_{ag} = U_s + U_{LT}$ , 例如区间  $(-60^\circ; 60^\circ)$ , 电枢电流  $i_D$  流入  $W_A$ 。而  $U_{ig} = U_{ag} = U_s - U_{LT}$ , 如区间  $(120^\circ; 240^\circ)$ ,  $i_D$  自  $W_A$  流出。其他绕组及晶体管的情况类似。晶体管的导通区间以及栅极施加的是  $U_s + U_{LT}$  还是  $U_s - U_{LT}$ , 只取决于转子空间位置  $X_t$ , 即相对于电角的关系是固定的, 各绕组的通电情况与电角的关系也是固定的。从而保证了定子绕组的合成磁势在空间始终超前 (按转向) 于转子磁场  $90^\circ$  (实际上因换相而存在  $\pm 30^\circ$  的摆动)。

## 2 通常所采用的电流取样方式

在图2a中可以看到电机绕组  $W_A, W_B, W_C$  轮流间断通电, 电路上任何一点都不存在连续的电枢电流。电枢电流  $i_D$  需要按时间顺序轮流取各相电流拼接而成。即  $X_t = -60^\circ \sim 60^\circ$  取  $i_a$ ;  $X_t = 60^\circ \sim 180^\circ$  取  $i_b$ ;  $X_t = 180^\circ \sim 300^\circ$  取  $i_c \dots$ 。这可利用逻辑电路控制模拟开关实现。为解决电位隔离, 在电机引线  $l_1, l_2, l_3$  上各穿一个电流传感器 (第三相电流可由另两相电流合成, 以省去一个传感器), 传感器的输出量正比于原方电流, 分别为  $i_a, i_b, i_c$ , 则得到  $i_D = W \bar{V} i_a + U \bar{W} i_b + V \bar{U} i_c$ 。

$U, V, W, \bar{U}, \bar{V}, \bar{W}$  为数字量, 或为“0”或为“1”;  $i_a, i_b, i_c$  为模拟量。以  $W, V, V, W, V, U$  为模拟开关的控制信号, 以  $i_a, i_b, i_c$  为模拟开关的输入量, 将输出量叠加代表电枢电流的  $i_D$  用三选一模拟开关实现很容易。图6示出其逻辑电路, 这也可用 GAL 实现。

当  $U_{LT} > 0$   $i_D$  为正

$U_{LT} < 0$   $i_d$  为负

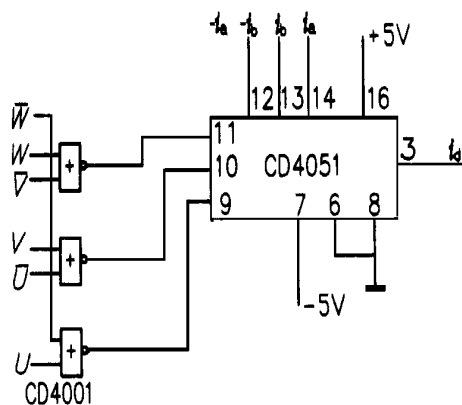


图6 用模拟开关进行电流的合成

这种取样方式目前被广泛采用。或者说几乎是无刷直流电动机唯一的取样方式。

### 3 “电流绝对值+判向”的取样方式

这里提出另一种电流取样方式，即“ $B_{id}B$  + 判向”。

#### 3.1.1 电流绝对值的取得

如果在电机引线  $I_1$ 、 $I_2$ 、 $I_3$  串入反并二极管，并令同向二极管的连线同穿入一个电流传感器，见图7。由于任何时候按某方向穿

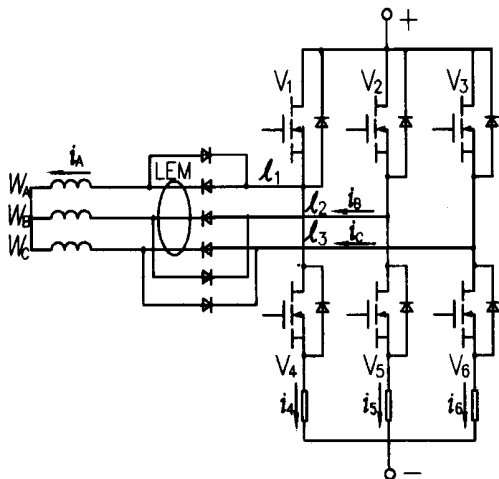


图7 在电流传感器上取得电枢电流绝对值

入(或穿出)电流传感器的导线只有一根，且必有一根流过电流，因此在传感器的副方得到连续的电流  $i_d$ ，其值与原方电流之比等于传感器的变比。这是代表电枢电流绝对值的量，可直接用于电机电流与转矩指示，过电流保护。亦可在仅运行于第一象限的系统，即无势能负载且无快速制动的单向系统中用作电流反馈，在这种系统中电机转矩始终为正值，电流取样无需分辨其符号。

对于4象限运行的系统，则要对取样电流进行判向，在  $B_{id}B$  前冠以正、负号。

$\overline{W} \overline{V} i_4 + U \overline{V} i_5 + V \overline{U} i_6$  是电流  $i_d$  的方向信号，或用其相反量，式中所有量均为数字量，值为“0”或“1”。 $i_4$ 、 $i_5$ 、 $i_6$  分别为管子  $V_4$ 、 $V_5$ 、 $V_6$  的源极电流，正方向如图7所示。当  $V_4$  的源极电流为正时， $i_4 = 1$ 。源极电流为零或负值时， $i_4 = 0$ 。 $i_5$ 、 $i_6$  亦如此。

为取得数字量  $i_4$ 、 $i_5$ 、 $i_6$ ，可在  $V_4$ 、 $V_5$ 、 $V_6$  的源极回路串入低值电阻，在上面取出压降，经比较器处理为数字量（比较器参考端电位几乎为零，最小分辨电流可达数毫安），图8表示采用 CD 4086 实现判向。

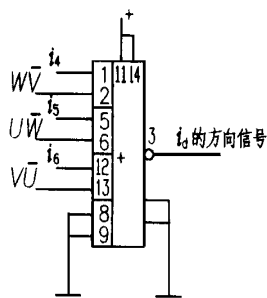


图8 用 CD 4086 实现判向

$U_{LT} > 0$

在区间  $(-60^\circ; +60^\circ)$ ， $i_a > 0$ ， $i_4 = 0$ ，则

$\overline{W} \overline{V} i_4 = 0$

在区间  $(60^\circ; 180^\circ)$ ， $i_b > 0$ ， $i_5 = 0$ ，则

$U \overline{W} i_5 = 0$

在区间  $(180^\circ; 300^\circ)$ ， $i_c > 0$ ， $i_6 = 0$ ，则

$\overline{V U i_6} = 0$

CD4086输出为“1”

$U_{LT} < 0$

在区间  $(-60^\circ; +60^\circ)$ ,  $i_a < 0$ ,  $i_d > 0$ , 则

$\overline{W V i_4} = 1$

在区间  $(60^\circ; 180^\circ)$ ,  $i_b < 0$ ,  $i_s > 0$ , 则

$\overline{U W i_5} = 1$

在区间  $(180^\circ; 300^\circ)$ ,  $i_c < 0$ ,  $i_6 > 0$ , 则

$\overline{V U i_6} = 1$

CD4086输出为“0”

利用模拟开关可将此判向信号加在  $B_{idB}$  前成为其符号, 见图9。这里  $U_{in}$  为代表  $B_{idB}$  的电压,  $U_{out}$  则为代表  $i_d$  的电压, 后者具有正、负号。

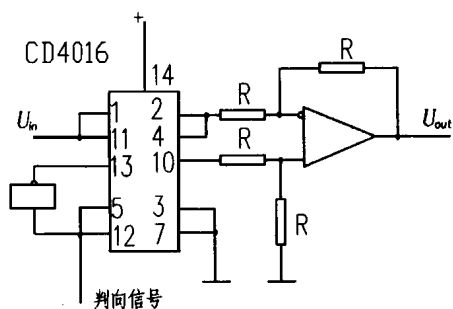


图9 将电流绝对值冠以符号

亦可不经合成而直接应用, 图10表示以判向信号控制模拟开关, 将  $B_{idB}$  用于电流负反馈的情况。

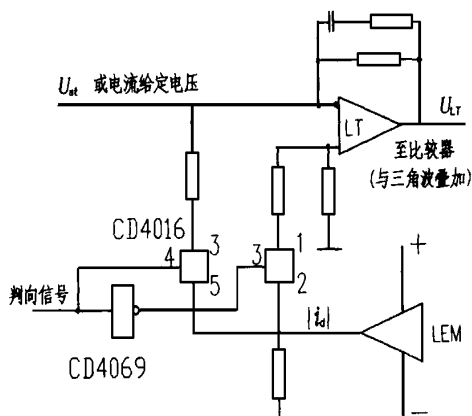


图10 “电绝对值+判向”用于电流负反馈

对于电流指示以及不涉及电流反馈的控制, 可取  $U_{LT}$  的符号作为电枢电流的符号。这实际是以电流指令的符号代替电流符号。它与实际电流  $i_d$  仅在时间上有极短暂的超前, 但可免除不少逻辑上的处理。

电机引线中所串入的反并二极管, 其额定电流按电机可能出现的峰值电流选择。它们不承受反向电压, 故可用低压二极管。

### 312 两种取样方式的比较

通常的电流取样方式是“搬动”电流传感器的副边电流, 拼接而成为完整电枢电流的形式。而“ $B_{idB}+$ 判向”的方式实际是用二极管“搬动”主回路电流, 使电流传感器副边出现连续的电流。后者电流绝对值的取得极为简便, 最突出的优点是所获得的电流波形的连续性很好, 不存在波形拼接处的毛刺。这是它最可贵之处, 也是通常方式所无法相比的。

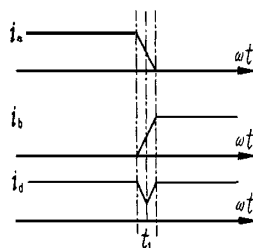


图11 换相区波形拼接处的毛刺

$X_{T=60}$  的换相, 见图11, 这里存在一个很窄的换相区。在换相区内,  $i_a$  由  $I_D$  降为零, 同时  $i_b$  由0增加为  $I_D$ 。按通常的取样方式需在换相区内切换所取用的电流。设在  $t_1$  时刻切换, 将取用的电流由  $i_a$  更换为  $i_b$ , 则在取样电流上便出现图中所示的毛刺。波形的切换如果发生在换相刚开始或换相将结束的瞬间, 毛刺将更大。以上是按模拟开关为理想情况考虑的, 实际上模拟开关的开通与关断也有个时间, 这一点更不利于波形的衔接。而电流的绝对值取样方式则不存在传

(下转第59页)

### 3 质量靠技术加管理

工厂的质量保证能力在于他的生产手段和检测手段。为此,我厂注重提高工厂的科技水平,搞好技术改造,增加技术投入,积极引进先进的生产设备和检测仪器。为了提高产品装配性能的一致性,1997年又增加了一条装配流水线,为开展CAD,提高产品设计水平,增添了计算机,并配备了设计软件。另外为了加强过程检测,增添了投影仪和匝间短路测试仪、绝缘电阻测试仪等。目前,电机性能自动测试设备也正在方案认证。由于这些“硬件”的不断充实,使我厂产品的一次合格率大大提高,初步尝到了质量出效益的甜头。

### 4 把外协(外购)件质量关

因为只有高质量的零件才会有高质量的电机。我厂有许多零件是外协或外购的。为此,我们对每个分承包方的质保能力都进行了认定,建立了档案。我们不仅严把外协件的进厂检验关,及时反馈质量情况,而且配备了工程师,专职帮助分承包方提高质量,实行质量管理的外延,这对提高外协件质量,确保电机质量效果十分明显。

### 5 技术文件是质量活动的法律

我厂着力抓好设计图纸、工艺文件、检验标准的准确性、一致性、标准化工作,做到生产现场有受控的设计图纸和工艺文件,检验有受控的检验标准,一切质量活动均有“法”可依。技术部、质检部在生产现场办公,对出现的质量问题有信息反馈、原因分析、纠正措施,使得不合格品能得到及时控制。

ISO 9002标准的贯彻,使我厂质量管理水平上了台阶,在微特电机行业提高了声誉,在广大用户中获得了极好的反响。1997年是我厂历史上产量、销售、效益最好的一年。在1997年四季度江苏省技术监督局微电机产品监督抽查中,我厂产品顺利通过。我厂领导狠抓产品质量的做法获得了很高的评价。但是,ISO 9002证书的取得不是终极目的,而是新的起点。随着ISO标准运作时间的延长,我厂质保体系必然会更加完善。我们要在科技进步和科学管理的带动下,进一步向专业化、规模化发展,以质量求生存,以科技求发展,以管理求效益。

(收稿日期:1998-02-02)

(上接第54页)

传感器副边在换相区的硬性切换。它是将输入电机(或自电机输出)的所有相的电流加起来(在这点上它相似于有刷直流电动机的电流取样)。可以看到在换相区,  $i_a + i_b$  仍是个平稳的波形,自然就不存在毛刺了。

这一方式的缺点是主回路要串入二极管,带来附加的压降与损耗。当电枢电流较大时,会造成很大的不便。另外还要进行判向与符号合成。

这一电流取样方式适用于电枢电流不太大的电机,尤其适用于无需判向的场合。

“电流绝对值+判向”的取样方式在我所生产的160LW无刷直流力矩电动机中首先采用。应用的时间尚不长,有待于在实践中逐渐改进,进一步完善。

顺便指出,对于通常的电流取样方式中所存在的波形上的毛刺,建议采用与电流绝对值取样类似的方法解决。

(收稿日期:1997-12-23)

钟仁人:男,1940年11月出生,高级工程师,主要从事直流(有刷及无刷)电动机驱动器、步进电动机细分驱动器、直线步进电动机驱动器的研究。