



# [ 12 ] 实用新型专利说明书

[ 21 ] ZL 专利号 200420041482.7

[ 45 ] 授权公告日 2005 年 3 月 2 日

[ 11 ] 授权公告号 CN 2682734Y

[ 22 ] 申请日 2004.2.3

[ 21 ] 申请号 200420041482.7

[ 73 ] 专利权人 杨金玉

地址 710071 陕西省西安电子科技大学退休办

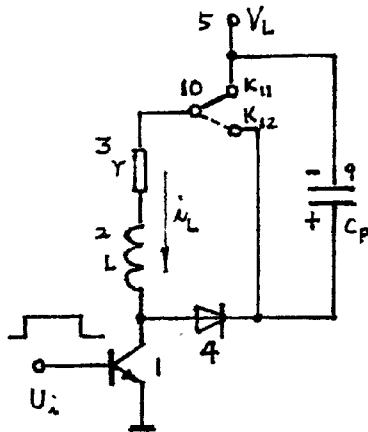
[ 72 ] 设计人 杨金玉

权利要求书 1 页 说明书 2 页 附图 1 页

[ 54 ] 实用新型名称 低压供电的高性能步进电机驱动电路

[ 57 ] 摘要

本实用新型属于一种步进电机驱动电路，特别是一种使用单一低压电源（视电机不同，一般在 4 ~ 9V 以内），能量利用率高，能使激励电流波形前后沿变陡，适合集成化的驱动电路。电路中巧妙地接入谐振电容  $C_p$ ，该电容在关断绕组供电时接受绕组反峰高压的充电，把绕组存有的磁能转换成电容电能（高电压）。转而又把该高压用于加速激励电流的上升边。前后沿时间  $t_r \cong \frac{1}{4} (2\pi \sqrt{LC_p})$ ， $C_p$  越小电流波形越接近矩形，步进电机的矩一频特性越好。



1. 一种步进电机驱动电路, 包括:

控制开关 1, 步进电机驱动绕组 2, 绕组铜阻 3, 续流二极管 4, 低压电源 5, 谐振电容 9 及转换开关 10;

其特征是: ①利用谐振电容和转换开关的巧妙配合, 使谐振电容在关断绕组供电时接受绕组反峰高压的充电, 把绕组存有的磁能转换成电容高电压电能, 并保存这部分高压, 直到重新开始向绕组供电时, 把这部分高压用于加速激励电流的上升边, 即电能转磁能;

②可以通过改变谐振电容 9 的大小来调整绕组激励电流上升边的快慢;

③在单极性驱动电路中, 用快恢复二极管 7 及受单稳控制的开关 11 替代开关 10, 该开关可以由三极管、FET、IGBT、单向可控硅作成; 在双极性驱动电路中, 分别以 12、7、11 及 12'、7'、11' 替代开关 10; 而单稳电路分别受控制信号  $U_i$  及  $U_i'$  的前沿触发;

④在步进电机工作频率低于 1KHZ 时, 本电路只需单一低压电源供电, 供电电压

$$V_c = \text{电机额定电压} + (2\sim 3) \text{ 个晶体管开关导通电压};$$

⑤在要求高频特性好时, 除仍用低压电源供电外, 还需在二极管 4 与电容 9 连接处, 通过二极管加接一个小电流高压补偿电源, 用于补偿磁能电能互换过程的损耗。

## 低压供电的高性能步进电机驱动电路

本实用新型涉及一种步进电机驱动电路，特别是一种用单一低压电源、能量利用率高、能使激励电流前后沿变陡、适合集成化的驱动电路。

如何在更短的时间内，使步进电机绕组中的激励电流达到额定值，一直是步进电机驱动电路研制者所追求的目标。因为接近矩形的电流波形，使步进电机具有更好的转矩—频率特性，可以让原来只能在低频运转的步进电机工作到更高频率。目前常见的驱动方式有三种：单一电源驱动（见图一），高低压切换驱动（见图二）和恒流型斩波驱动（见图三）。图中1为控制开关，2为步进电机的某相绕组L，3为绕组本身的铜阻，4为释放（续流）二极管，5为低压电源 $V_L$ ，6为高压电源 $V_H$ ，7为续流二极管。

为使流过绕组L的电流前沿变陡，图一采用加大串联电阻R，使时常数 $L/R$ 减小的办法（同时提高供电电压）。而图二和图三却采用提高供电电压的办法，以加快初始上升速度。所不同的是图二为电流上升一定时间之后自动关断高压，改由低压继续供电，图三是等电流上升到一定值之后自动关断高压，让电流降到某值后高压又恢复供电。上述三种驱动电路都存在关断绕组供电之后（开关1断），绕组中存有的磁能得不到充分利用的弊病。

本实用新型的目的是：①提高能量利用率，②使驱动电流波形更接近矩形，③只使用单一低压电源供电，④线路简单可靠更适于制作集成模块。

上述目的，可以通过下列图文的详细描述得以确证。

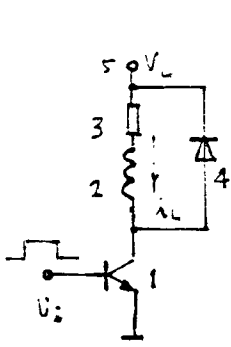
图四为实用新型的原理电路图，图五为相应各点的电流电压波形。其中9为谐振（贮能）电容 $C_p$ ，10为转换开关。为充分利用关断绕组供电后绕组存有的磁能，在本实用新型电路中接入了谐振电容 $C_p$ （其另一端可以接 $V_L$ 或接地），当突然关断控制开关1时，绕组电感将立即产生很高的反峰电压 $u = -Ldi/dt$ ，该电压经二极管4，向电容 $C_p$ 充电，使其上充有与反峰电压幅值相当的高电压 $u_{max}$ ，该电压一直保存到转换开关 $K_{12}$ 接通、 $K_{11}$ 断开（均与控制信号 $U_i$ 上升边同步进行）并向绕组2充电。此时绕组电流 $i_L$ 是以 $LC_p$ 串联谐振的规律上升的（见图五中 $i_L$ 波形前沿，与此同时电容上的电压也以串联谐振的规律下降），直到电流 $i_L$ 上升到前沿肩峰时，我们立即切换转换开关（ $K_{11}$ 通、 $K_{12}$ 断）。这样绕组所需的持续电流，便改由低压电源 $V_L$ 来供电，绕组电流也变成以 $L/R$ 时常数上升。而电

容  $C_p$  也处于等待状态, 准备接受下次反峰电压来充电。接下来就重复上述过程。

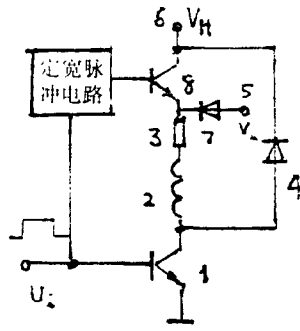
综上所述, 我们可以得出①电路中巧妙地接入电容  $C_p$ , 该电容在关断绕组供电时接受绕组反峰高压的充电, 使绕组存有的磁能转换成电容电能 (高电压)。转而又把该高压用于加速激励电流的上升边, 因此本发明具有能量利用率高的突出优势, ②串联谐振使绕组电流波形的前后沿都变陡了, 前后沿时间  $t_r \cong \frac{1}{4}(2\pi\sqrt{LC_p})$ 。该式表明可以用改变  $C_p$  的方法, 调整电流波形的上升边快慢,  $C_p$  越小则电流波形越接近矩形, 给步进电机进一步向高速领域拓展创造了条件。③由于上升边不再由  $L/R$  时常数决定, 因此可以采取单一低压电源供电, 其最低值为步进电机额定电压  $V_{L_{min}} = I_L r$ , 式中  $I_L$  为绕组所需的额定激励电流,  $r$  是绕组本身的铜阻。当然还需考虑晶体管开关 (三极管、FET、IGBT, 续流二极管) 的正向导通压降。因此供电电源电压, 只要满足电机绕组额定电压再外加 (2~3) 个开关导通电压就行, 视电机不同一般在 4~9V 以内。④由于低压供电首先是节能, 其次不必担心超额定电流而烧电机, 也不必担心电流太大而烧管子。⑤在理想的串联谐振电路中, 电能磁能互换没有能量损耗, 但在实际步进电机驱动电路中却存在着绕组铜阻、续流二极管、电容漏电、开关  $K_{12}$  等损耗, 这些损耗表现出: 随电机工作频率上升, 电容上  $U_{c_{max}}$  将随频率上升而下降。为了保持本电路在高频时仍有优良的转矩—频率特性, 只需要在续流二极管 4 和电容 9 连接处接入一个小电流 (额定相电流的几十分之一) 的高压补偿电源 (经过二极管单向接入, 即  $u_{c_{max}}$  小到一定程度后才接入)。一般低于 1kHz 不需要高压补偿电源, 只用单一低压大电流电源就行。

图六给出了实现本实用新型的一种简化电路, 图 (a) 单极性驱动, 图 (b) 双极性 (H 桥) 驱动。图中 1、2、3、4、5、9 的意义、作用均与图四相同, 只是以快恢复续流二极管 7 代替  $K_{11}$  及受单稳控制的开关 11 (三极管、FET、IGBT、单向可控硅) 代替  $K_{12}$ 。其工作过程是当  $U_i$  上升边来时使 11 导通, 于是电容 9 上高压经 11 向 2 充电 (此时 7 处于高反压作用下自动截止), 经过一定时间后单稳就切断 11, 同时经 12 及 7 接通电源  $V_L$ 。  $U_i$  的下降边时  $C_p$  接受充电。当需要反向驱动步进电机时, 使用与之对应的 1'、4'、7'、11'、12'。从图中可以看出普通 H 桥中在 1、1'、12、12' 旁并联的四个快恢复二极管不需要了。当然还可以把图 (b) 中示 1、1' 发射极连在一起, 再串一测电流用的小电阻接地, 用于微步距控制的目的。

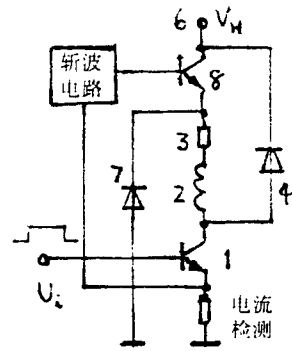
本实用新型电路简单可靠, 特别适合做成集成电路或模块。



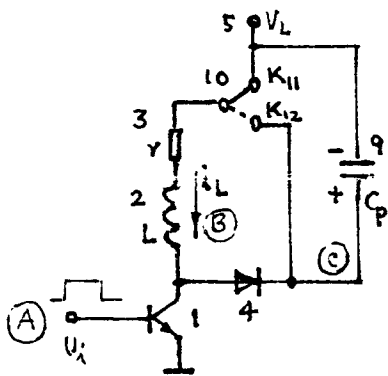
图一



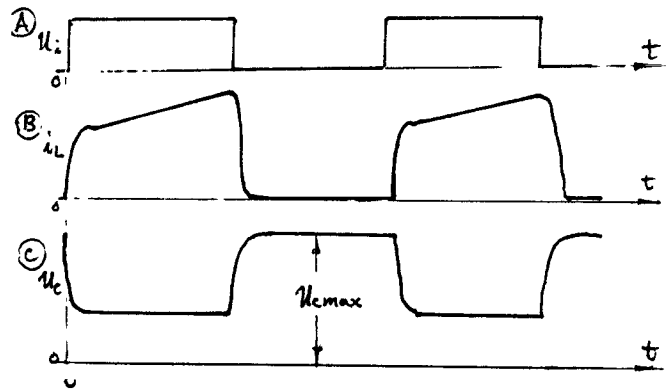
图二



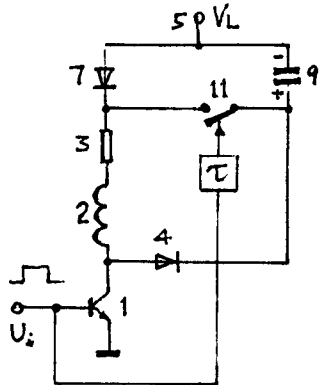
图三



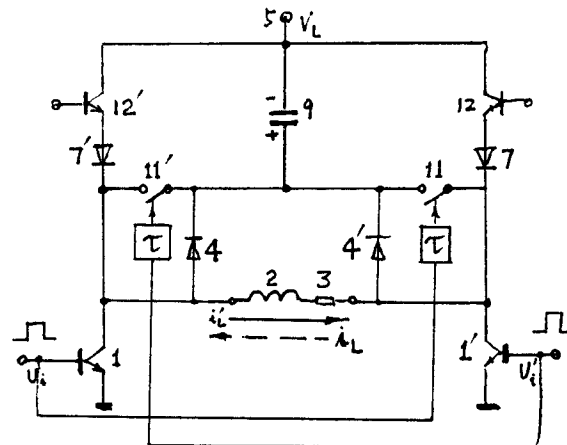
图四



图五



(a)



(b)

图六