

文章编号:1004-3365(2005)05-0534-04

基于非线性 DAC 的步进电机细分驱动 IC 的设计

刘树林¹, 李建玲¹, 刘 健¹, 程卫东²

(1. 西安科技大学 微电子研究所, 陕西 西安 710054; 2. 西安微电子技术研究所, 陕西 西安 710054)

摘 要: 文章详细论述了步进电机细分驱动的原理,设计了一款基于非线性 DAC 的细分驱动集成电路。重点讨论了 3 位非线性 DAC 的原理、权电阻网络的选择和计算,并给出了实际电路。HSPICE 仿真证明了设计方案和理论分析的可行性和正确性。

关键词: 步进电机; 细分驱动; 非线性数模转换器; 集成电路

中图分类号: TN431.1

文献标识码: A

Design of a Stepping Motor Subdivision Driver IC Based on Nonlinear DAC

LIU Shu-lin¹, LI Jian-ling¹, LIU Jian¹, CHENG Wei-dong²

(1. Xi'an University of Science & Technology, Xi'an, Shaanxi 710054;

2. Xi'an Microelectronics Institute, Xi'an, Shaanxi 710054, P. R. China)

Abstract: The principle of stepping motor subdivision drive is described, and a subdivision driver IC based on nonlinear digital-to-analog converter(DAC) is designed. The operational mechanism of a 3-bit nonlinear digital-to-analog converter, the selection of resistance network for the DAC and its calculation are discussed in particular. The actual circuit is presented. HSPICE simulation demonstrates the feasibility of the design scheme and the validity of theoretical analysis.

Key words: Stepping motor; Subdivision drive; Nonlinear DAC; IC

EEACC: 2570B

1 引 言

步进电机区别于其他控制用电机的最大特点是它接受数字控制信号(电脉冲信号),并转换成与之相对应的角位移或直线位移,也就是输入一个脉冲信号,就可得到一个规定的位置增量。与传统的直流伺服系统相比,这种增量位置控制系统几乎无需进行系统调整,其成本明显降低。随着运动控制系统的数字化,步进电机的应用日益广泛^[1]。步进电机的性能与其使用的驱动器有着密切的关系^[2,3],对步进电机驱动器的研究越来越受到人们的重视。

目前,国内已有的步进电机驱动器,一般采用高低压驱动方式,或者升频升压驱动方式。这些驱动电路仅可实现基本步距的运行,电路构成复杂,而且多由分立元件组成,可靠性不高;此外,还存在运行速度低、缺乏保护电路、驱动效率低和发热损耗大等缺点。随着微电子技术的发展,出现了集成化的驱动电路。但由于我国在电子材料与元器件、系统集

成技术等基础工业水平和相关前沿领域与国际水平差距较大,所以,步进电机驱动芯片主要依靠进口。而且,现有的许多步进电机驱动芯片,大多仅提供整步、半步控制选择,步进电机的运行性能并没有太大的提高。与这类驱动方式相比,细分驱动可使步进电机获得更小的步距角和更高的分辨率,且运行更加平稳。因此,细分驱动具有更佳的控制效果^[3]。如果将步进电机细分驱动控制电路集成在一块芯片中,可以使步进电机在实现细分驱动,得到优良运行性能的同时,整个驱动电路系统的组成更为简单,可靠性更高,控制更为方便。基于此,本文设计了一款以非线性 DAC 为核心,实现步进电机恒转矩细分驱动的集成电路。

2 细分驱动控制 IC 的系统框图和原理

2.1 控制系统框图

该步进电机驱动 IC 的系统框图如图 1 所示。

收稿日期:2004-11-16; 定稿日期:2005-01-15

基金项目:西安市集成电路专项基金资助项目(ZX04009)

它主要包括 PWM 控制电路, 过热、欠压保护电路, 非线性 DAC 电路, 逻辑门电路和 H 桥功率变换电路等五大部分。

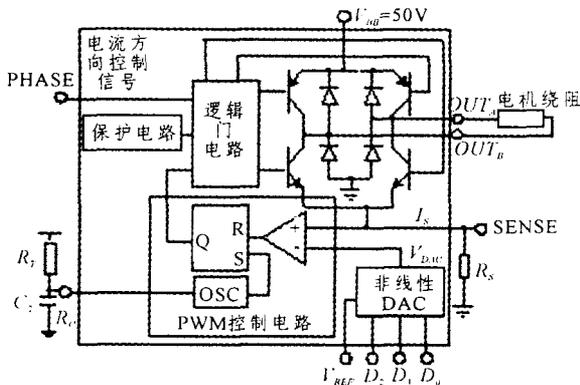


图 1 细分驱动 IC 原理框图

2.2 系统工作原理

细分驱动的目的就是要控制步进电机的绕组电流, 使其按一定的规律变化, 进而使电机运行更加平稳, 且步距角的控制更加精细。PWM 是目前步进电机细分驱动电路中普遍采用的技术, 具有功耗低、体积小、适于复杂的电流波形控制、动态性能好等优点^[4]。用于实现细分驱动的驱动线路有单电压串电阻驱动和斩波恒流驱动^[5]。我们采用的方案是斩波恒流驱动方式, 用 PWM 斩波电路, 实现斩波恒流控制, 以获得良好的转矩-频率特性。如图 1 所示, PWM 控制电路由电流检测比较器、RS 触发器和振荡器组成。电机绕组的电流通过取样电阻 R_s 产生压降(正比于电机绕组电流), 输入到比较器的同相端; 来自外部的数字控制信号(如果为 8 细分, 输入数字信号为 3 位: D_2 、 D_1 、 D_0), 经非线性 DAC 转换成某一满足特定关系的模拟电压信号(台阶给定电平), 输入到比较器的反相端。驱动级采用 H 桥功率变换电路, 实现双极性驱动; 电流极性控制逻辑信号“PHASE”决定电机绕组电流的方向。

系统的工作过程是: 在电流极性控制信号到来之前, 逻辑门电路处于关门状态, H 桥驱动级功率开关管全部关断。当电流极性控制信号到来后, 通过逻辑门电路, 使 H 桥功率转换电路的一组对角线开关导通, 高电压经开关管向电动机绕组供电, 形成一定方向的输出电流 I_s 。与此同时, 振荡器脉冲使 RS 触发器置“1”, 绕组电流一直上升。一旦采样电阻 R_s 上的电压上升到 DAC 输出电压 V_{DAC} 时, 比较器翻转, 使触发器复位, 驱动级功率开关关断。开关管关断后, 由于负载电感的储能作用, 电流通过 H 桥上的续流回路续流并衰减。下一个振荡器脉冲到

来时, RS 触发器又被置位, 并使相应驱动级功率开关导通, 绕组电流重新开始增加, 周期循环, 从而使输出维持恒定的电流。这样, 触发器输出 PWM 信号, 电机绕组电流峰值由 V_{REF} 确定。流过绕组的电流为 $I_s \approx V_{DAC}/R_s$ 。当振荡频率很高时, 电流波动极小。

如要通过斩波恒流控制, 使步进电机在获得良好的转矩-频率特性的同时, 实现步进电机的恒转矩细分驱动, 则与非线性 DAC 输入数字信号对应的模拟输出电平应是一组拟正弦波的阶梯电平。阶梯电平越细小, 阶梯信号就越接近于正弦波, 得到的步距角就越小, 细分效果就越好, 电机运行越平稳, 但要求 DAC 的位数也就越高。

3 细分驱动原理和非线性 DAC 的设计

3.1 细分驱动原理

步进电机的细分驱动, 实际上就是通过对步进电机绕组电流的控制, 使步进电机内部的合成磁场为均匀的圆形旋转磁场, 从而实现步进电机步距角的细分。一般情况下, 合成磁场矢量的幅值决定了步进电机旋转力矩的大小, 相邻两合成磁场矢量之间的夹角大小决定了步距角的大小。因此, 要实现对步进电机的恒转矩细分驱动, 必须合理控制电机绕组中的电流, 使步进电机内部合成磁场的幅值恒定, 而且, 每个脉冲所引起的合成磁场的角度变化也要均匀。根据细分原理, 细分实质上是在细分数和时序状态控制下, 给步进电机各相注入不同比例大小的电流^[6]。我们知道, 在空间彼此相差 $2\pi/m$ 的 m 相绕组, 分别通以相位上相差 $2\pi/m$ 而幅值相同的正弦电流, 则合成的电流矢量便在空间作旋转运动, 且幅值保持不变。这是步进电机实现细分驱动的基本原理。对于二相混合式步进电机, 在双极性驱动下, 如果在两相绕组中通以互差 90° 的两相“阶梯型”拟正弦波电流, 就可以达到恒转矩细分驱动的目的。例如, 若要原来步距角为 θ 的步进电机进行 8 细分, 参考如图 1 电路, 则当 $D_2 D_1 D_0$ 的状态变化按 000、001……110、111、111、111、110……001、000 的规律变换时, 就应该在非线性的 DAC 的输出端产生半个周期的拟正弦阶梯电平。下面将详细介绍满足这一要求的非线性 DAC 变换电路的实现。

3.2 均匀细分电流的计算

我们知道, 要实现步进电机的恒转矩细分, 绕组

电流需呈现“阶梯型”拟正弦波形。为此，首先要得到每一步应当输入的阶梯电流值，也就是细分电流值，使之尽量拟合正弦波形。应用曲线拟合法，求解出各步的细分电流。曲线拟合的基本原理是最小二乘原理：

设拟合正弦波函数为

$$y=f(x)=\sin x, (x=0-90^\circ),$$

$$f(x_0)=y_0, f(x_1)=y_1,$$

$$f(x_2)=y_2, \dots, f(x_7)=y_7$$

如要实现 8 细分，则正弦曲线的拟合曲线 $S^*(x_i)$ 应满足

$$\sum_{i=0}^7 [S^*(x_i) - y_i]^2 \omega(x_i) = \min \sum_{i=0}^7 [S(x_i) - y_i]^2 \omega(x_i) \quad (1)$$

求得 $S^*(x_i)$ ，则 $S^*(x_i) = I_i (i=0, 1, 2, \dots, 7)$ ，即得到每一步的拟正弦阶梯电流值。

假设已知电机绕组所能达到的最大峰值电流值 I_P 由外加基准电压 V_{REF} 和采样电阻 R_S 决定，则有 $I_P = V_{REF} / R_S$ 。用 C 语言或 Matlab 语言编程，计算出对应 8 细分下的拟正弦波阶梯电流值分别为： $I_0 = 0 I_P, I_1 = 0.195 I_P, I_2 = 0.382 I_P, I_3 = 0.555 I_P, I_4 = 0.707 I_P, I_5 = 0.831 I_P, I_6 = 0.924 I_P, I_7 = 1.000 I_P$ 。

3.3 非线性 DAC 电路的设计

为了使绕组电流为拟正弦波形式，DAC 的输出应当是按照正弦规律变化的阶梯电平。但一般的线性 DAC 输出的各个模拟量是均匀的，无法得到按正弦规律变化的阶梯电平。所以，必须采用非线性的 DAC。我们仅介绍 3 位非线性 DAC 的设计，3 位非线性 DAC 最多可实现 8 细分。对于一般的步进电机，8 细分后，其性能的改善已经能满足大部分应用的要求。

3 位非线性 DAC 的结构框图如图 2 所示，详细电路如图 3 所示。



图 2 3 位非线性 DAC 的结构框图

非线性 DAC 电路的主要原理是基于不同值的权电阻分时段组合导通，构成不同的分压网络，使经分压后的电压值按正弦波规律变化。因此，电路设计的关键在于权电阻网络的确定，权电阻网络的选通和权电阻值的计算。如图 3 所示，权电阻网络为电路上方并列的 7 个电阻，与其相连接的 NPN 管

(开关管的发射极连接到地) 相当于电阻的切换开关，而组成二极管结构的 NPN 管连接至 DAC 的输出。非线性 DAC 的 3 位数字信号从左边输入，假设 3 位 DAC 输出从最低位到最高位所用时间为周期 T 。则由系统内部其它电路变换得到的“ Q_{15} ”端信号是一脉冲信号，且脉冲信号的低电平为 0.5 V，持续时间为 $T/8$ (对应 $D_2 D_1 D_0 = 000$)；高电平为 3.2 V，持续时间为 $7T/8$ (对应 $D_2 D_1 D_0$ 的其它状态)。

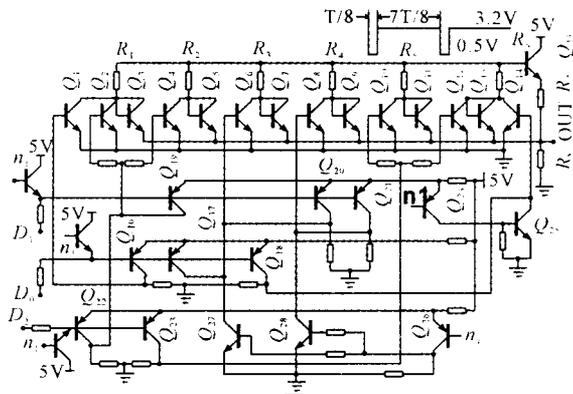


图 3 3 位非线性 DAC 电路原理图

如图 3 所示，在 D_2, D_1, D_0 全为逻辑“低”时，B 端电位为零，DAC 输出也为零；而在 D_2, D_1, D_0 不全为低的其他逻辑输入时， D_2, D_1, D_0 输入分别使得与其连接的 PNP 管饱和导通或者截止，将这些 PNP 管的集电极电压送入与权电阻连接的 NPN 切换开关，控制切换开关的开通和关断。在电阻网络中，发射极连接到地的开关管导通时，对应权电阻相当于断开，不参与分压计算；只有当发射极连接到地的开关管截止时，对应电阻才被接入到输出端，与其他的接入电阻组成分压网络进行分压计算。这样，通过 D_2, D_1, D_0 三位数字信号的不同输入，控制权电阻切换开关的开关状态，接入不同的电阻组成分压网络，就可以得到不同的输出电压。

不同数字信号的输入形成不同的分压网络，DAC 的输入从最低到最高位依次上升，得到依次上升的输出电压值。最高输出电压为 V_{REF} ， V_{01} 至 V_{07} 分别表示 $D_2 D_1 D_0$ 从 001 变化到 111 时产生的模拟输出电压值。例如，当 $D_2 D_1 D_0$ 输入为 001 时，与 D_0 相连接的 PNP 管截止， Q_{16}, Q_{18} 的集电极呈现低电平，使得 Q_1, Q_{14} 截止；与 D_1 相连接的 PNP 管饱和导通， Q_{19}, Q_{20}, Q_{21} 的集电极呈现高电平，使得 Q_2, Q_4, Q_6, Q_8 导通。这样， R_1, R_2, R_3, R_4 不会并入分压网络；与 D_2 相连接的 PNP 管饱和导通， Q_{22}, Q_{23}

的集电极呈现高电平,使 Q_{10} 、 Q_{12} 饱和导通, R_5 、 R_6 也没有被并入分压网络。在这种情况下,输出分压网络由 R_7 、 R_8 组成,得到以下方程式:

$$V_{01} = \frac{(3.2 - 0.7)R_8}{R_7 + R_8} = I_1 R_S \quad (2)$$

同理可得

$$V_{02} = \frac{(3.2 - 0.7)R_8}{R_4 // R_7 + R_8} = I_2 R_S \quad (3)$$

$$V_{03} = \frac{(3.2 - 0.7)R_8}{R_3 // R_4 // R_7 + R_8} = I_3 R_S \quad (4)$$

$$V_{04} = \frac{(3.2 - 0.7)R_8}{R_3 // R_4 // R_5 // R_7 + R_8} = I_4 R_S \quad (5)$$

$$V_{05} = \frac{(3.2 - 0.7)R_8}{R_3 // R_4 // R_5 // R_6 // R_7 + R_8} = I_5 R_S \quad (6)$$

$$V_{06} = \frac{(3.2 - 0.7)R_8}{R_2 // R_3 // R_4 // R_5 // R_6 // R_7 + R_8} = I_6 R_S \quad (7)$$

$$V_{07} = \frac{(3.2 - 0.7)R_8}{R_1 // R_2 // R_3 // R_4 // R_5 // R_6 // R_7 + R_8} = I_7 R_S \quad (8)$$

$I_i (i=1, 2, \dots, 7)$ 为上面已求得的细分阶梯电流值。在求解以上方程时,只要保证能得到正确的比例关系即可,即 $V_{01} : V_{02} : \dots : V_{07} = I_1 : I_2 : \dots : I_7$ 。在芯片制造中,假设所采用工艺的方块电阻为 R_0 (在该芯片设计中, $R_0 = 2.3 \text{ k}\Omega$ 左右),则可解得权电阻网络的电阻值分别为: $R_1 = 15.75 R_0$, $R_2 = 14 R_0$, $R_3 = 11 R_0$, $R_4 = 11 R_0$, $R_5 = 10.5 R_0$, $R_6 = 11.5 R_0$, $R_7 = 12.5 R_0$, $R_8 = 0.864 R_0$ 。

4 驱动控制系统的仿真

利用 Cadence 提供的仿真器,在 Analog Environment 仿真环境下对电路进行了仿真,结果如图 4 所示。

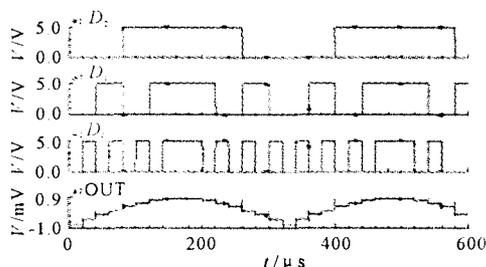


图 4 非线性 DAC 的仿真输出波形

假设完成一次正弦变化的周期为 T^* , 则从 DAC 仿真结果(图 4)可以看出,在前一个 $T^*/4$ 周

期内,数字输入由低到高;下一个 $T^*/4$ 周期内,数字输入由高到低。如此重复,就可得到输出电压按照设定的拟正弦波变化的阶梯电平。

如果每过半个周期改变一次电流极性控制端的逻辑输入信号,就可以得到相应拟正弦波输出电流。两片 IC 分别应用于两相步进电机的两个绕组,并使两片 IC 的起始相序差为 $T^*/4$, 则可得到如图 5 所示的输出电流波形。这一电流波形就是满足实现步进电机恒转矩细分驱动所要求的绕组电流。

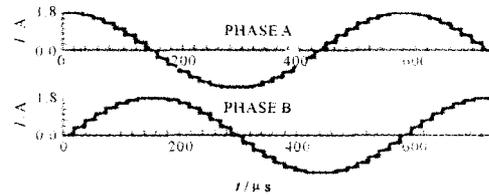


图 5 两相步进电机细分驱动绕组电流的仿真波形

5 制造工艺与版图设计

电路采用上海新进 $2 \mu\text{m}$ 、18 V 及 36 V、2 层铝双极工艺制作,芯片面积为 $1.6 \text{ mm} \times 2.54 \text{ mm}$ 。

芯片版图结构如图 6 所示。版图设计时,为了避免干扰,采用了双电源供电,即控制电路部分低压供电、驱动电路部分高压供电,且控制电路与驱动电路分开布局。同时,在输入、输出管脚周围采用 ESD 保护电路。PN 结隔离的隔离槽接最低电位,电阻器的隔离岛接最高电位,以保证电阻器的 PN 结在任何条件下都处于反偏状态,且减小了寄生电容。

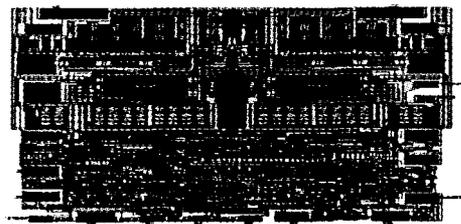


图 6 步进电机细分芯片版图结构

6 结束语

以非线性 DAC 电路给定拟正弦波的阶梯电流,而用 PWM 斩波电路实现步进电机绕组电流的恒流控制,是一种实现步进电机恒转矩细分驱动较

(下转第 541 页)

时序控制、冷热灯区分、输入过欠压保护、输入反接保护、输出开路保护、输出短路保护等。因此,研制的电子镇流器性能上已经达到国外同类产品的水平。

5 结 论

高强度气体放电灯由于其突出优点,将成为汽车照明系统的主流配置。HID 前照灯系统的关键部件是电子镇流器。镇流器是一项整合了电子技术和嵌入式软件技术的综合汽车电子系统。目前,国内厂家还处于样品研发阶段,市场上国外产品价格居高不下。研制完成的单片机数字控制的电子镇流器性能上达到国外同类产品的水平,目前,该产品已经为用户小批量配套,正在做大规模产业化的准备工作。随着产业化工作的开展,必将打破国外产品在市场上的垄断,促进汽车电子产业的发展。

(上接第 537 页)

实用的方案。基于此方案,设计了步进电机实现恒转矩细分驱动的集成电路。理论分析和模拟仿真结果表明,该集成电路的输出电流波形可满足恒转矩细分电流的要求。而且,采用非线性 DAC,能方便地得到步进电机恒转矩细分所要求的拟正弦波变化阶梯电平。

参 考 文 献:

- [1] 谭建成. 电机控制专用集成电路[M]. 北京: 机械工业出版社, 1997.
- [2] Wale J D, Pollock C. Hybrid stepping motors and drives [J]. Power Engineering J, 2001, 15(1): 5-12.
- [3] Artyunyan V Sh, Muradyan A Z, Mnatsakanyan G B. Optimum method and device for subdividing the step of

参 考 文 献:

- [1] 张占松,蔡宣三. 开关电源的原理与设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 1998.
- [2] 谢瑞和, 杨明. Motorola 68HC08 微控制器与嵌入式系统基础 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2003.
- [3] Panov Y, Javonovic M M. Adaptive off-time control for variable-frequency, soft-switched flyback converter at light loads [J]. IEEE Trans Power Electronics, 2002, 17(4): 596-603.
- [4] Lee K-C, Cho B H. Design and analysis of automotive HID lamp ballast system using auxiliary winding [A]. Proc PESC Conf [C]. 2000. 544-549.

作者简介:王 斌(1974—),男(汉族),江苏淮安人,博士,2002年毕业于俄罗斯圣彼得堡国立科技大学自动化控制系电力电子及自动化控制专业,主要从事微电子模块与系统的设计。

an m-phase step motor [J]. Telecommunications and Radio Engineering, 1991, 46 (12): 103-108.

- [4] 孔令山,熊坚. 双极性步进电机细分驱动器的设计与实现 [J]. 光电工程, 1997, 24(6): 39-43.
- [5] 刘宝廷,程树康. 步进电动机及其驱动控制系统[M]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 1997.
- [6] 徐杜,蒋永平,周韶勇,等. 全数字式步进电机连续细分方法与实现[J]. 中国电机工程学报, 1998, 18(4): 295-298.

作者简介:刘树林(1964—),男(汉族),四川人,博士研究生,副教授,主要从事功率集成电路设计和电力电子技术应用研究与教学工作。