

# 一种叠加独立颤振的阀用电机双向驱动器<sup>\*</sup>

马小刚, 许小庆, 张罗涛  
(太原理工大学, 山西 太原 030024)

**摘要:** 为了实现阀用动圈式直线电机双向驱动及驱动过程中的颤振要求, 研发了一种运用脉宽调制信号驱动新型动圈式直线电机的比例放大器, 提出将脉宽调制信号与颤振信号相互叠加的驱动方案, 能够实现对动圈式直线电机的颤振调节。理论分析与仿真研究表明, 所研发的比例放大器性能可靠, 能满足动圈式直线电机驱动要求。

**关键词:** 双向驱动器; 脉宽调制; 颤振; 阀用电机

**中图分类号:** TM 359.1    **文献标志码:** A    **文章编号:** 1673-6540(2017)07-0030-04

## Bidirectional Used in Value Motor by Superimposing Dither with Independent<sup>\*</sup>

MA Xiaogang, XU Xiaoqing, ZHANG Luotao  
(Taiyuan University of Technology, Taiyuan 030024, China)

**Abstract:** In order to solve the problem of bidirectional driving of the liner motor for valve moving and the dither during the process, researched and developed an amplifier that driving a new type of dynamic electromechanical transducer by using pulse width modulated signal, put forward a driving scheme that overlay dither signal on a pulse width modulated signal. The solution could solve the hysteresis phenomenon of motor during the movements, improved static and dynamic performance of proportional valve, reduced motion loss. Theoretical analysis and simulation results showed that the proportion amplifier device was reliable and could meet the electromechanical converter moving coil drive requirement.

**Key words:** bidirectional proportional amplifier; pulse width modulated (PWM); dither; value motor

## 0 引言

电液换向器件作为液压系统不可缺少的元件, 需求量大, 广泛应用于自动化领域, 一直以来备受国内外研究人员的高度重视。目前, 国外已经有许多液压元件制造厂家生产出规格齐全的产品, 比如: MOOG、Rexroth 等公司。在国内, 尚无规格化产品。目前, 国内的换向阀均采用双比例电磁铁驱动阀心实现双自由度运动, 如海门 VTOZ 公司的 MA-DHZ0 产品, 但这种产品体积大、响应速度慢。为解决这一问题采用动圈式电机机械转换器(以下简称直线电机)驱动液压阀。

动圈式直线电机具有以下特点<sup>[1]</sup>: (1) 可以实现双向驱动的功能, 运动方向由输入电流的方向决定; (2) 输出力的大小与输入电流成比例; (3) 线圈阻抗小, 动态响应快。

作为直线电机的控制和驱动以及功率放大装置, 所研发的比例放大器对直线电机的性能有至关重要的影响。目前国内对于控制双向直线电机驱动的研究还不成熟, 现有的比例放大器以驱动单向比例电磁铁为目的。国内学者对脉宽调制信号控制直线电机过程中的颤振进行了分析, 但只是寄生颤振, 不能独立调节<sup>[2]</sup>。本文所研发的比例放大器可实现独立颤振调节, 对研究直线电机

<sup>\*</sup> 基金项目: 山西省自然科学基金资助项目(2015011057)

作者简介: 马小刚(1991—), 男, 硕士研究生, 研究方向为动圈式电机用比例放大器。

许小庆(1964—), 男, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为阀用动圈式电机机械转换器。

双向驱动器有重大的意义。综合考虑,比例放大器采用以下设计要求:(1)采用 PWM 信号控制;(2)具有正反向驱动能力;(3)需叠加频率可调的颤振信号<sup>[3]</sup>。

## 1 设计思路

比例放大器整体设计框架如图 1 所示。

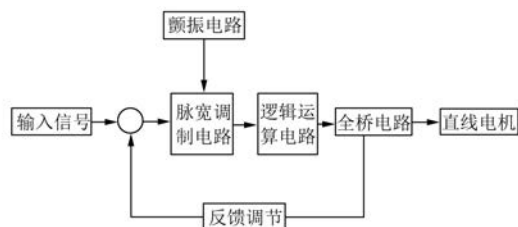


图 1 驱动器设计框架

脉宽调制电路采用专用芯片设计,用于产生所需占空比的 PWM 信号;颤振电路由放大器芯片搭建,产生的颤振信号用于与脉宽信号叠加;逻辑运算电路由逻辑芯片组成一种运算关系,可对叠加信号进行运算处理,产生用于驱动全桥电路的四路 PWM 脉冲信号,从而控制全桥电路的导通时序。全桥电路以 4 个 N 沟道的 MOSFET 管为基础搭建而成,与电机相连接,通过控制 MOSFET 管的关断可以改变电机的运动方向, PWM 占空比的大小可以控制输入到电机中的电流的大小。

## 2 主要电路研发

### 2.1 PWM 单端输出电路

PWM 的产生有数字式与模拟式两种,本次研发采用模拟式。PWM 信号发生电路如图 2 所示。

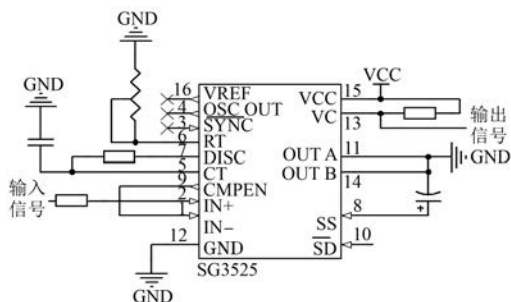


图 2 PWM 信号发生电路

SG3525 为单片集成,通用型 PWM 芯片。脚 2 为芯片同向输入端,该引脚接外部给定的输入

控制信号。脚 1 作为反相输入端,可与误差比较器的输出引脚 9 构成电压跟随器。同时误差比较器的输出电压连接内部 PWM 信号比较器的反向输入端,与同向输入端的设定信号进行比较,从而产生相应的脉宽信号送到 PWM 锁存器,再通过外部设定的振荡频率触发锁存器输出信号。SG3525 的振荡频率由 RT 与 CT 引脚控制,图 2 中  $R_d$  与 CT 脚连接形成放电通道, PWM 的死区时间与  $R_d$  的电阻有关。SG3525 锯齿波信号的频率计算公式为<sup>[4]</sup>

$$f = \frac{1}{C_T(0.67R_T + 1.3R_d)}$$

式中:  $C_T$ ——CT 引脚的外接电容;

$R_T$ ——RT 引脚的外接电阻;

$R_d$ ——引脚 DISC 的外接电阻。

SG3525 芯片由 OUTA 引脚 11 与 OUTB 引脚 12 作为输出时, PWM 输出信号的占空比受限,为提高占空比,采用单端输出。引脚 13 通过一只电阻与电源接通,并作为脉冲输出端。引脚 11 与引脚 14 共地。

单端 PWM 信号产生流程如下:芯片内部集成的比较器将误差信号与设定的锯齿波信号比较,产生的 PWM 信号锁存在内部锁存器中。分相电路由两个或非门电路组成,并由时钟信号触发器的前沿触发,产生两个相位相反的方波信号。这些方波信号与 PWM 信号共同输入到或非门。当采用单端输出时,引脚 11 与引脚 14 同时接地,当两个或非门中无论哪一个导通时,引脚 13 都会有信号输出,从而使引脚输出的脉冲信号的频率与 SG3525 内部振荡器的频率相同。图 3 为 PWM 单端脉宽调制信号产生过程。

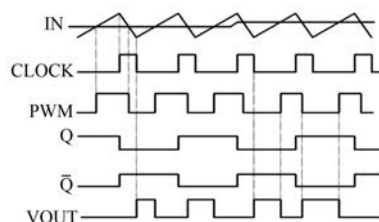


图 3 PWM 信号的产生过程

### 2.2 颤振信号产生电路

颤振电路用来产生叠加在脉宽调制信号 PWM 上的三角波信号。该电路能够周期性地微

调 PWM 占空比的大小,从而调节输出电流,使负载产生颤振的效果,提高负载的运动性能。

颤振信号发生电路由两部分组成,如图 4 所示。第一部分是由运算放大器搭建的迟滞电路,用来产生稳定的方波信号,第二部分是由运算放大器搭建的积分电路,用来将产生的方波信号转化成三角波信号。

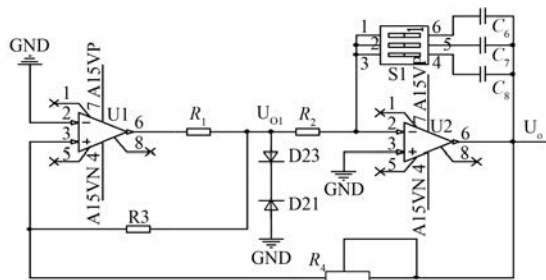


图4 颤振信号产生电路

迟滞比较器又可以理解为加正反馈的比较器,放大器的反向输入端接地,正向输入端接迟滞比较器与积分电路的输出作为反馈。由叠加原理可知,迟滞比较器正向端的电势计算公式如下:

$$U_{1+} = \frac{R_4}{R_4 + R_3} U_{o1} + \frac{R_3}{R_4 + R_3} U_o \quad (1)$$

式中:  $U_{1+}$ ——迟滞比较器的正向端输入电压;

$U_{o1}$ ——迟滞比较器的输出端电压;

$U_o$ ——积分电路输出端电压。

稳压管具有稳压特性,稳压值设为  $U_z$ 。初始时,电容未进行充放电,电容端值电压为 0,即  $U_o$  为 0。迟滞比较器的输出端电压  $U_{o1}$  为稳压二极管的稳压值,即:  $U_{o1} = +U_z$ 。由积分电路计算公式:

$$U_o = -\frac{1}{R_2 C} \int_0^t U_z dt$$

式中:  $C$ ——积分电路的反馈电容;

$U_z$ ——稳压二极管的稳压值。

可知,积分电路的输出与输入反向,当输入为  $+U_z$  时,输出电压  $U_o$  将负方向增长,又由叠加原理计算公式可知,  $U_{1+}$  将随之减小。当  $U_{1+}$  减小到 0 时,达到迟滞比较器的跳变值,  $U_{o1}$  跳变为  $-U_z$ ,  $U_{1+}$  也将变为负值。当  $U_{o1}$  变为  $-U_z$  时,  $U_o$  将随着时间正向增长,  $U_{1+}$  也逐渐增大,当  $U_{1+}$  增大到 0 时,迟滞比较器的输出端再次发生跳变,  $U_{o1}$  由

$-U_z$  变为  $+U_z$ 。如此反复,迟滞比较器产生周期性的方波脉冲信号,积分电路产生周期性的三角波脉冲,如图 5 所示。

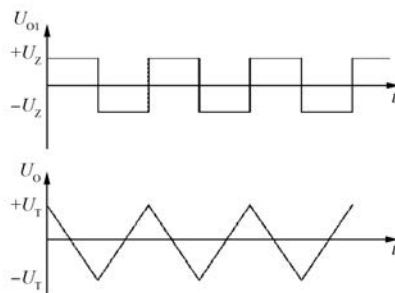


图5 信号波形图

三角波的最大输出幅度是由迟滞比较器输出电压决定的,当  $U_{o1}$  变为  $-U_z$  时,积分电路的输出电压逐渐增长,从而  $U_{1+}$  也将增长,当  $U_{1+}$  增长到 0 时,  $U_{o1}$  将发生突变,由  $-U_z$  变为  $+U_z$ 。此时三角波处于最大幅值。即当  $U_o$  达到最大值时,  $U_{o1}$  等于  $-U_z$ ,  $U_{1+}$  为 0,由式(1)可知:

$$U_{oMAX} = \frac{R_4}{R_3} U_z$$

式中:  $U_{oMAX}$ ——三角波幅值的最大值。

三角波的输出频率可以通过积分电路的充放电时间计算,迟滞比较器的输出电压由  $-U_z$  变为  $+U_z$  的过程为整个周期的一半,电压的变化范围为  $2U_{oMAX}$ ,可得

$$-\frac{1}{R_2 C} \int_0^{\frac{T}{2}} (-U_z) dt = 2U_{oMAX}$$

振荡周期:

$$T = \frac{4R_2 R_4 C}{R_3}$$

振荡频率:

$$f = \frac{R_3}{4R_2 R_4 C}$$

设计要求:

$$U_{oMAX} \leq 0.1 \text{ V}, f = (50 \sim 500) \text{ Hz}$$

主要参数选择:

$$R_2 = 400 \text{ k}\Omega, R_3 = 100 \text{ k}\Omega,$$

$$R_4 = 100 \text{ }\Omega, C_8 = C_9 = C_{10} = 100 \text{ nF}$$

## 2.3 逻辑运算电路

逻辑运算电路对 H 桥的控制至关重要。如图 6 所示,由反向器芯片、与门逻辑芯片、与非门

逻辑芯片及三态缓冲门逻辑芯片组成,用于将一路 PWM 信号转换成四路用于控制 H 桥电路的时序信号;同时对时序脉冲实现互锁,起到保护电路的作用。

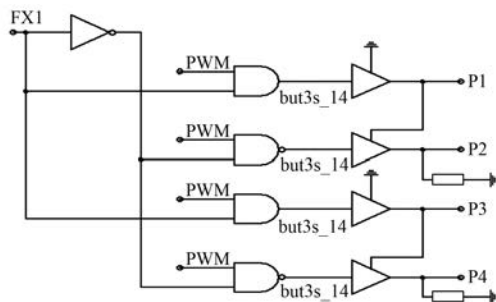


图6 逻辑信号运算原理图

脉宽信号与单片机设定的方向信号 FX1 共同输送到逻辑运算电路,通过反向器转换成 PWM 信号与 FX2 信号,其中  $\text{FX2} = \overline{\text{FX1}}$ 。脉宽调制信号 PWM 与方向信号 FX1 经过逻辑电路中 3 输入与门和 3 输入非门对其进行逻辑运算,产生互补的两对信号 IN1、IN3 及 IN2、IN4。为了预防初始上电瞬间四路信号同时全高点平以及转换过程逻辑芯片的延迟造成的全桥电路的全部导通而损坏电路,采取三态门缓冲芯片 74HC125。74HC125 控制端输入低电平时导通,高电平时输出截止。即当 IN1 与 IN3 为低电平时,  $\text{P2} = \text{IN2}$ 、 $\text{P4} = \text{IN4}$ , 当 IN1 与 IN3 为高电平时,  $\text{P2}$ 、 $\text{P4}$  被拉低。逻辑运算如下:

$$\text{IN1} = \text{PWM} \times \text{FX1}$$

$$\text{IN2} = \text{PWM} \times \text{FX1}$$

$$\text{IN3} = \text{PWM} \times \text{FX2}$$

$$\text{IN4} = \text{PWM} \times \text{FX2}$$

其中:  $\text{FX2} = \overline{\text{FX1}}$ 。

## 2.4 全桥电路

全桥电路(H 桥)如图 7 所示,由 4 个低阻抗、高效率的 MOSFET 管组成。控制方式采用脉宽调制。运用专门的 H 桥驱动芯片 IR2110 对 MOSFET 管脉冲控制信号进行功率放大<sup>[5-6]</sup>。当 Q1、Q4 导通时直线电机正向移动,当 Q2、Q3 导通时直线电机反向移动。

## 3 仿真分析与结果

本次设计过程运用 EDA 软件 SABER 对电路进行仿真分析,得出 SG3525 芯片的占空比与输

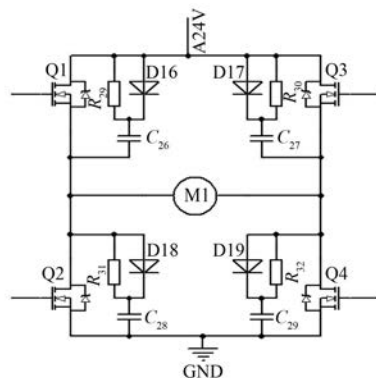


图7 全桥电路

出电流的关系如图 8 所示:占空比与输出电流存在近似的比例关系,通过控制占空比的变化,可以实现驱动电流的控制。

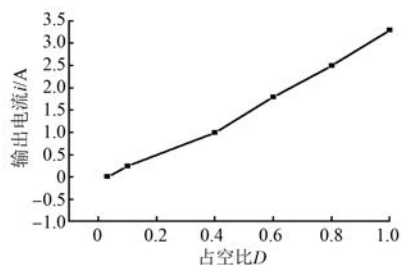


图8 占空比与输出电流的关系

为了验证颤振电路对占空比的影响,对 SG3525 输入 2.5 V 的电压,给输入电压叠加频率为 200 Hz 的颤振信号,结果如图 9 所示。在一个周期内,输出 PWM 信号的占空比将呈现有规律的变化,占空比的波动范围:  $0.38 < D < 0.45$ , 占空比的平均值为 0.43。结果表明,所研发电路性能稳定可靠,能实现对占空比的控制要求。

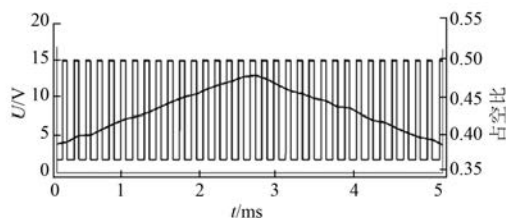


图9 叠加颤振信号后 PWM 的仿真波形

本次研发的电路制作出了 PCB 板,测试选择项目组所研制的直线电机,线圈的直流电阻  $R = 10 \Omega$ ,电感  $L = 10 \text{ mH}$ 。图 10 为电路中通过电机的电流波形。从图 10 可以看出,电路能够产生正

(下转第 58 页)