

# DSP 系统中 PWM 通道实现 D/A 转换精度的分析方法\*

郭丽, 汪希平, 杨玉敏, 樊曼

(上海大学 轴承研究室, 上海 200072)

**摘要:** 以 PWM 作为 D/A 的功能接口, 分析了不同电路对转换精度的影响, 提出了以 PWM 接口输出经滤波电路获得的精度与电路结构及参数之间关系的分析方法, 初步确定了理论上分析转换精度的步骤与方法。并以 TMS320F2812 为例对其 PWM 通道实现 D/A 转换扩展功能的精度做了实例计算, 验证了理论分析的可行性与准确性。为磁悬浮数字控制系统的设计与预知其设计精度之间的关联提供了理论基础, 可以为相关设计提供借鉴与参考。

**关键词:** TMS320F2812; PWM; D/A 转换; 精度分析

中图分类号: TP274

文献标识码: A

文章编号: 1674-7720(2011)10-0028-04

## A D/A conversion accuracy analysis method by using PWM channel in DSP system

Guo Li, Wang Xiping, Yang Yumin, Fan Man

(Research Institute of Bearings, Shanghai University, Shanghai 200072, China)

**Abstract:** By analyzing the influence of conversion accuracy by different circuits using PWM as the D/A function interface, a novel method is successfully proposed to obtain the relationship precision and circuit structure/parameters in PWM Channel output filter circuit. Besides, primary steps and methods of theoretical synthesizing converting accuracy are determined. The theoretical analysis is well agreed with experimental calculating results in TMS320F2812 case, where PWM Channel was used to realize D/A conversion. Therefore, such developed theory could be a basis for devising magnetic digital control system and predicting its relationship with the resulting accuracy, as well as providing a good experience for relative designs.

**Key words:** TMS320F2812; PWM; D/A conversion; accuracy analysis

DSP 由于其具有体积小、成本低、易扩展及方便实现多机分布并行处理等优点, 而被广泛用于航空航天、工业控制等领域。目前, DSP 也是磁悬浮支承控制系统中的主要应用器件<sup>[1-3]</sup>。在磁悬浮系统中, 一般可以直接利用 DSP 的 PWM 输出接口来实现 D/A 转换功能, 其特点是简单易行、性价比高、且具有一定的通用性。然而, 当采用这种方式进行 D/A 转换时, 其转换精度一直是一个未定数, 需要待具体电路设计好, 并进行实际调试后才能确定。因此, 如何提前知晓其转换精度, 提高这类 D/A 转换电路的设计精度, 就成为磁悬浮系统设计中的

一项关键技术, 且具有很高的实用价值。参考文献[4]提出以 TMS320F6713 为核心, 控制精度为  $10\ \mu\text{m}$ ; 参考文献[5]以 TMS320F240 为核心, 设计实用电磁轴承控制系统, 控制精度为  $2.9\ \mu\text{m}$ 。

本文以 DSP 的通用 PWM 接口作为 D/A 的功能接口, 分析研究不同电路对信号转换精度的影响, 提出以 PWM 接口输出经滤波电路后滤波精度与电路的结构与参数之间的分析方法, 初步确定了理论上分析 D/A 设计转换精度的步骤与方法。并以德州仪器的 TMS320F2812 芯片为例, 对其 PWM 通道实现 D/A 转换扩展功能的精度做了实例计算, 验证了理论分析的准确性与可行性。

\* 基金项目: 国家自然科学基金项目 (No.54075251)

## 硬件纵横

Hardware Technique

## 1 基本原理及误差分析

## 1.1 设计滤波器的理论基础

DSP 芯片提供的 PWM 输出, 是一种周期和占空比均可变的脉宽调制信号。信号可分解为直流分量及均值为 0 的方波。实现 PWM 信号到 D/A 转换输出的方法一般为: 采用模拟低通滤波器滤掉 PWM 输出的高频部分 (PWM 的频率), 保留直流分量 (真实信号), 即可得到对应的 D/A 输出。图 1 显示了 PWM 经 D/A 前后获得的信号情况。这里 D/A 输出的带宽范围一般由低通滤波器的带宽决定, 本文暂且忽略其他因素的影响。

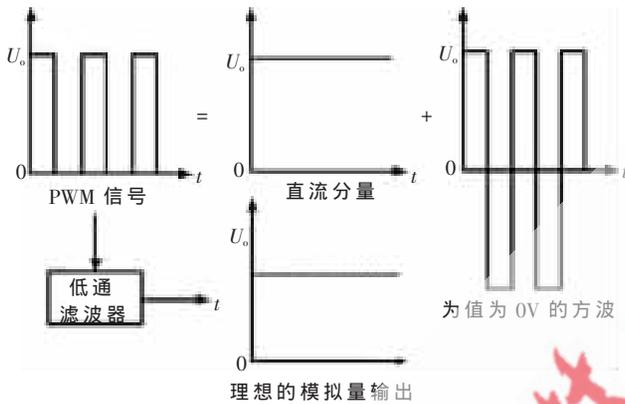


图 1 PWM 输出实现 D/A 转换原理图

对 PWM 信号的频谱进行分析, 根据傅里叶变换理论, 提供了一个设计滤波器的理论基础。对占空比为  $k$  幅值为  $U_o$  V 的 PWM 信号有:

$$A_0 = U_o \times k \quad (1)$$

$$A_n = U_o \frac{1}{n\pi} [\sin(n\pi k) - \sin(2n\pi k(1-k/2))] \quad (2)$$

$$B_n = 0 \quad (3)$$

由式(1)可知, 直流分量就是所需要的 D/A 输出, 只要改变 PWM 信号的占空比  $k$ , 就能得到电压范围为  $0 \sim U_o$  的 D/A 转换输出;  $A_n$  代表 PWM 信号的高频直流分量, 频率为 PWM 信号基频的整数倍。因此, 对于基频为 10 kHz 的 PWM 信号。一个理想的剪切频率  $\leq 10$  kHz 的滤波器即可完全滤掉 PWM 信号的高频谐波分量  $A_n$ , 得到低频的直流分量  $A_0$ 。从而实现 PWM 信号到 D/A 输出的转换。

## 1.2 D/A 转换精度的初步分析

根据参考文献[6]和[7]的表述, 基于 DSP 芯片 PWM 输出的 D/A 转换输出的误差, 取决于通过低通滤波器的高频分量所产生的纹波和由 PWM 信号的频率决定的最小输出电压这两个方面。

给定 DSP 芯片的时钟频率, 可以算出由基波引入的误差, 但计算高频分量产生的纹波引入的误差就比较困难, 但可以通过 Multisim 仿真来确定。

## 2 滤波器电路设计

本文以 TMS320F2812 (以下简称“F2812”)芯片为例, 分析不同滤波器设计对 D/A 转换精度的影响。F2812<sup>[8-9]</sup>

片内集成众多资源, 但却没有集成 D/A 转换功能, 因此, 在磁悬浮控制系统中使用 F2812 芯片时, 增加 D/A 转换接口是很有必要的。这时, 利用 F2812 提供的 PWM 输出进行 D/A 转换是可取的方法之一。F2812 的 PWM 接口提供一种周期和占空比均可变、幅值为 3.3 V 的脉宽调制信号, 则理想输出电压为  $A_0 = 3.3 \times k = 1.65$  V。

本文所述之滤波器电路均选用 TL07X 系列运算放大器, 信号电压的输入范围为  $-4$  V  $\sim$   $4$  V。滤波器的阶数为  $1 \sim 4$ 。下面通过对各阶电路滤波器电路的设计与分析, 观察电路结构对 D/A 转换精度的影响。分析依据为:  $-3$  dB 带宽为 1 kHz。

## 2.1 一阶低通滤波器

图 2 所示为使用一个运放 IC (以下简称为 IC) 的一阶低通滤波器, 其传递函数为:

$$G(s) = \frac{U_o S}{U_i(s)} = \frac{1}{RCs + 1} \quad (4)$$

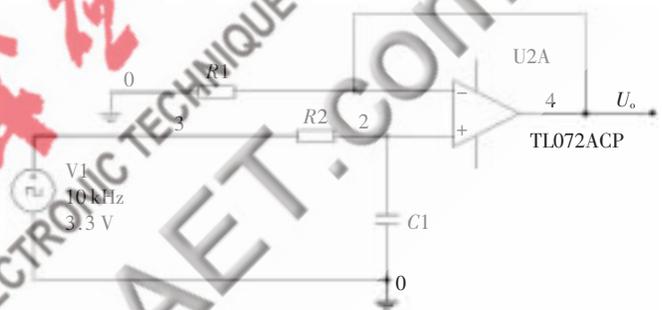


图 2 一阶低通滤波器

$-3$  dB 带宽为 1 kHz 的情况下有,  $R = R_1 = R_2 = 10$  k $\Omega$ ,  $C = C_1 = C_2 = 16$   $\mu$ F。仿真效果如图 3 所示。



图 3 10 kHz 仿真图

## 2.2 二阶低通滤波器

关于二阶电路本文提供了三种设计方法。

(1) 通过在一阶电路上增加一个电容实现阶数的增加。图 4 所示为该二阶低通滤波器的电路原理图, 其传递函数为:

$$G(s) = \frac{U_o S}{U_i(s)} = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2 s^2 + (R_1 C_1 + R_2 C_1) s + 1} \quad (5)$$

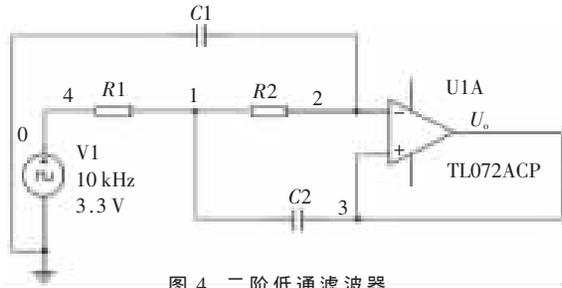


图4 二阶低通滤波器

典型二阶系统的传递函数为：

$$G(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi s + \omega_n^2} \quad (6)$$

在 1 kHz 的 -3 dB 带宽下,有:  $\omega_n = 6283 \text{ rad/s}$ ,  $\xi$  取 0.707。此时,电路有以下特征:

$$\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2} = \frac{1}{\omega_n} \quad (7)$$

$$R_1 C_1 + R_2 C_1 = 2\xi / \omega_n^2$$

得出:

$$R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega, C_1 = 11.36 \text{ nF}, C_2 = 22 \text{ }\mu\text{F}$$

仿真效果如图 5 所示。



图5 10 kHz 仿真图

(2) 通过在一阶电路上级联一个一阶滤波器再引入负反馈实现(如图 6),这时可以实现相同的传递函数结构。

根据电路得出的传递函数为:

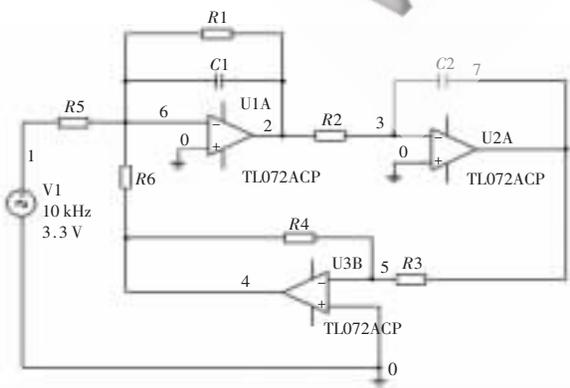


图6 二阶低通滤波器

$$G(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \frac{1}{R_2 R_3 C_1 C_2 s^2 + \frac{R_2 R_5}{R_1} C_2 s + \frac{R_4 R_5}{R_3 R_6}} \quad (8)$$

同样在 -3 dB 带宽为 1 kHz 的情况下,可以获得相关特征表达式为:

$$\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2} = \frac{1}{\omega_n}, \frac{R_2 R_5}{R_1} C_2 = \frac{2\xi}{\omega_n}, \frac{R_4 R_5}{R_3 R_6} = 1 \quad (9)$$

当取  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $R_5 = R_6 = 200 \text{ k}\Omega$ ,  $C_1 = C_2 = 1.125 \text{ nF}$  时,有:  $\omega_n = 6283 \text{ rad/s}$ ,  $\xi$  取 0.707。仿真效果如图 7 所示。

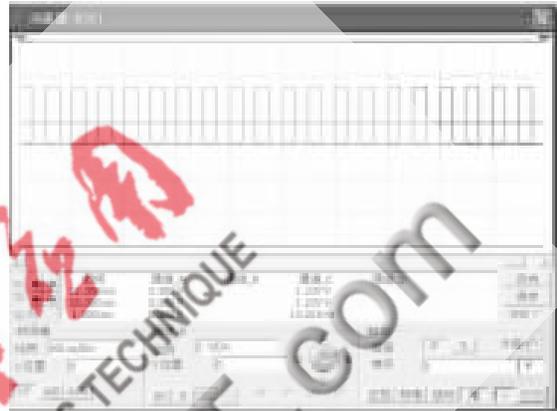


图7 10 kHz 仿真图

(3)若直接将两个一阶低通滤波器级联,也可以构成一个二阶滤波器电路。限于篇幅,本文不再赘述,有兴趣的读者可以自行推导。

通过(1)(2)对比分析可以初步得到,单个滤波器中运放个数越少,信号复现准确度高,振动幅度控制精度低;运放个数越多,信号复现准确度低,振动幅度控制精度高这个结论。限于篇幅,这里省略了三阶四阶滤波器的分析过程。

表 1、表 2 为一阶到四阶各种滤波器获得的 D/A 精度分析结果。

经分析,得出精度与电路结构有如下关系:

(1)滤波器阶数越高,纹波值越小,越接近 3.3 k,本文中为 1.65 V, D/A 转换精度也越高;

(2)单个滤波器中运放个数越少,信号复现准确度高,振动幅度控制精度低;运放个数越多,信号复现准确度低,振动幅度控制精度高。

所以,在设计电路中,必须合理考虑信号准确度与振幅控制精度这一对矛盾,根据实际情况,合理设计电路。

参考文献

[1] BLEULER H, GAHLER C, HERZOG R, et al. Application of digital signal processors for industrial magnetic bearings [J]. Control Systems Technology, 1994, 2(4): 280-289.  
 [2] SCHULZ A, SCHNEEBERGER M, WASSERMANN J. A reliability analysis of switching amplifier concepts for active magnetic bearings[C]. Industrial Technology, 2006. Mumbai: ICIT, 2006: 1460-1465.

表 1 各个低通滤波器仿真模型及参数

模型编号	使用电路形式	传递函数	参数
1	1阶	$\frac{1}{RCs+1}$	$RC = 1.6 \times 10E - 4$
2	2阶 (一个运放)	$\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi s + \omega_n^2}$	$\omega_n = 6283 \text{ rad/s}$ $\xi = 0.707$
3	2阶 (三个运放)	$\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi s + \omega_n^2}$	$\omega_n = 6283 \text{ rad/s}$ $\xi = 0.707$
4	2阶 (两个一阶)	$\frac{1}{(RCs+1)^2}$	$RC = 1.6 \times 10E - 4$
5	三阶 (一个运放)	$\frac{1}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}$	$a_3 = 4E - 12$ $a_2 = 6.1E - 8$ $a_1 = 3.85E - 4$ $a_0 = 1$
6	三阶 (一个1阶, 一个2阶 (一个运放))	$\frac{1}{RCs+1} \cdot \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi s + \omega_n^2}$	$RC = 1.6 \times 10E - 4$ $\omega_n = 6283 \text{ rad/s}$ $\xi = 0.707$
7	三阶 (一个1阶, 一个2阶 (三个运放))	$\frac{1}{RCs+1} \cdot \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi s + \omega_n^2}$	$RC = 1.6 \times 10E - 4$ $\omega_n = 6283 \text{ rad/s}$ $\xi = 0.707$
8	三阶 (3个1阶)	$\frac{1}{(RCs+1)^3}$	$RC = 1.6 \times 10E - 4$
9	四阶 (一个运放)	$\frac{1}{a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}$	$a_4 = 6.4E - 32$ $a_3 = 1.87E - 24$ $a_2 = 1.21E - 16$ $a_1 = 5.5E - 8$ $a_0 = 1$
10	四阶 (一个1阶, 一个三阶)	$\frac{1}{RCs+1} \cdot \frac{1}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}$	$RC = 1.6 \times 10E - 4$ $a_3 = 4E - 12$ $a_2 = 6.1E - 8$ $a_1 = 3.85E - 4$ $a_0 = 1$
11	四阶 (2个1阶, 一个2阶 (一个运放))	$\frac{1}{(RCs+1)^2} \cdot \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi s + \omega_n^2}$	$RC = 1.6 \times 10E - 4$ $\omega_n = 6283 \text{ rad/s}$ $\xi = 0.707$
12	四阶 (2个1阶, 一个2阶 (三个运放))	$\frac{1}{(RCs+1)^2} \cdot \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi s + \omega_n^2}$	$RC = 1.6 \times 10E - 4$ $\omega_n = 6283 \text{ rad/s}$ $\xi = 0.707$
13	四阶 (2个2阶 (一个运放))	$\frac{\omega_n^2}{[s^2 + 2\xi s + \omega_n^2]^2}$	$\omega_n = 6283 \text{ rad/s}$ $\xi = 0.707$
14	四阶 (4个1阶)	$\frac{1}{(RCs+1)^4}$	$RC = 1.6 \times 10E - 4$

[3] SABIRIN C R, BINDER A. Rotor levitation by active magnetic bearing using digital state controller[C]. Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. Poznan:

表 2 低通滤波器精度分析表  
(0~0.3 V, PWM 占空比为 50%)

模型编号	-3 dB 带宽/Hz	PWM 频率 / (f/kHz)	纹波 V <sub>pp</sub> /V	PWM 频率决定的分辨率/μV	D/A 转换的设计分辨率
1	1000	10	0.511	2.5	3.4
		20	0.257	5	4.3
2	1000	10	0.095	2.5	5.7
		20	0.101	5	5.6
3	1000	10	0.025	2.5	7.5
		20	0.008	5	8.6
4	1000	10	0.039	2.5	6.9
		20	0.010	5	8.4
5	1000	10	0.004	2.5	9.6
		20	0.001	5	9.7
6	1000	10	0.004	2.5	9.6
		20	0.001	5	9.7
7	1000	10	0.002	2.5	10.1
		20	0	5	10
8	1000	10	0.001	2.5	9.6
		20	0	5	10
9	1000	10	0	2.5	11
		20	0.001	5	10
10	1000	10	0.001	2.5	10.5
		20	0	5	10
11	1000	10	0	2.5	11
		20	0	5	10
12	1000	10	0.039	2.5	7
		20	0.007	5	9
13	1000	10	0.001	2.5	10.5
		20	0	5	10
14	1000	10	0	2.5	11
		20	0	5	10

EPE-PEMC 2008 13th: 1625-1632.

[4] 吴华春, 胡业发, 周祖德. 磁悬浮主轴 DSP 控制系统的研究[J]. 武汉理工大学学报, 2010, 32(6): 39-42.

[5] 罗诗旭, 汪希平, 杨新洲. 基于 DSP 的磁悬浮轴承数字控制系统设计[J]. 电子技术, 2003(1): 6-9.

[6] 谢青红, 张筱荔. TMS320F2812 DSP 原理及其在运动控制系统中的应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 2009.

[7] 向先波, 徐国华. TMS320F240 片内 PWM 实现 D/A 扩展功能[J]. 单片机与嵌入式系统应用, 2003(3): 17-20.

[8] 陆钰珊, 王超, 刘贤兴. 五自由度磁悬浮电机的数字控制系统[J]. 电机与控制应用, 2008, 35(11): 27-31.

[9] 任双艳, 边春元, 刘杰. 基于 DSP 的磁悬浮轴承数字控制系统[J]. 东北大学学报(自然科学版), 2007, 28(7): 1025-1028.

(收稿日期: 2011-01-28)

作者简介:

郭丽, 女, 1987 年生, 在读硕士学位, 主要研究方向: 磁悬浮理论与数字控制技术。