

# D 类功放中全数字 PWM 结构的非线性误差校正方法

冯 晖<sup>1</sup>, 秦毅男<sup>2</sup>, 林争辉<sup>3</sup>

(1. 河南工业大学超大规模集成电路研究所, 河南郑州 450007; 2. 郑州大学电气工程学院, 河南郑州 450002;  
3. 同济大学超大规模集成电路研究所, 上海 200092)

**摘 要:** 本文针对全数字 PWM 结构中存在的非线性误差, 提出了一种数字校正方法. 这种校正方法在 delta-sigma 调制器的各个积分器中加入校正系数. 此方法计算量小, 非常易于硬件实现实时的误差校正. 在此基础上设计了一个全数字的 PWM 电路结构, 并进行了仿真. 仿真结果表明, 经过校正的数字 PWM 具有良好的线性, 完全消除了非线性误差.

**关键词:** 脉宽调制; 非线性误差; delta-sigma

**中图分类号:** TN74      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2007) 08-1442-04

## The Method of Nonlinear Error Calibration for Digital PWM Structure in Class D Amplifier

FENG Hui<sup>1</sup>, QIN Yi-Nan<sup>2</sup>, LIN Zheng-Hui<sup>3</sup>

(1. The VLSI Institute of Henan University of Technology, Zhengzhou, Henan 450007, China;  
2. College of Electrical Technology of Zhengzhou University, Zhengzhou, Henan 450002, China;  
3. The VLSI Institute of Tongji University, Shanghai, 200092, China)

**Abstract:** A method used to remove the nonlinear error in a digital PWM structure is introduced. This method is based on correction factors added to each integrator of delta-sigma modulator. A design example is presented, and the simulation result indicate this method can remove the nonlinear error completely.

**Key words:** PWM (pulse width modulation); nonlinear error; delta-sigma

### 1 引言

随着视听设备不断向小型化发展, 集成度不断的提高, 功耗已成为这些设计要考虑的重要问题. 功率放大器作为其中主要的组成部件, 对效率的要求就越来越高. 传统的 A 类和 AB 类功放最多只能达到 50% 的效率. 而 D 类功放的电效率则可达到 80~90%, 是各种小型视听设备内置扬声器的首选. 而目前 D 类功放的主要解决方案还是将数字信号先还原成模拟信号, 然后用一个三角波发生器所产生的三角波去采样这个模拟信号, 从而产生 D 类功放所需要的脉冲宽度调制信号 (PWM) 去驱动后级功率电路<sup>[1]</sup>. 这种 PWM 信号产生电路的最大缺点就是电路中存在大量的模拟电路, 这使得电路对各种噪声十分敏感, 使设计的难度大大提高.

针对以上传统 D 类功放电路的缺点, 本文首先介绍了一种全数字的 PWM 电路结构以及产生非线性误差的原理, 然后给出了一种新的非线性误差的校正方

法, 接着在此基础上设计了一个全数字的 PWM 电路结构, 并给出了仿真结果, 最后是结论.

### 2 全数字 PWM 结构

全数字的 PWM 结构, 如图 1 所示<sup>[2]</sup>, 由一个 sigma-delta 调制器, 一个数字 PWM 调制器和功率驱动电路构成. 这种全数字的 PWM 结构, 解决了传统 D 类放大器中模拟 PWM 结构易受外界噪声影响的问题; 同时, 由于 delta-sigma 调制器的工作频率较低, 就使得电路易于实现.

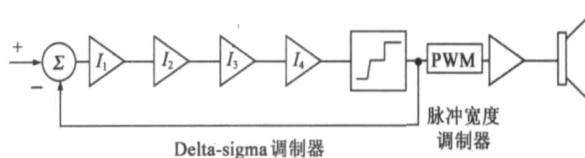


图 1 全数字的 PWM 结构

但是这种 PWM 结构最大的缺点就是会带来非线性

性误差. 数字 PWM 电路工作原理和产生非线性误差的原因可简述如下. 以中心 PWM 编码为例, 当 delta-sigma 调制器输入为  $T$  时, PWM 输出一个脉冲, 脉冲宽度为  $T$  个时钟周期. 比如, 对一个级数为 16 的 PWM, 输入为 1, PWM 输出 0000000010000000; 输入为 2, PWM 输出 0000000110000000; ...; 输入为 8, PWM 输出 0000111111100000; ...; 输入为 16, PWM 输出 1111111111111111.

对于一个线性函数  $f(x)$ , 满足  $f(n \cdot x) = n \cdot f(x)$ . 令 PWM 的输出函数为  $P(x)$ , 则  $P(2) = 0000000110000000 \cdot 2 \cdot P(1) = 0000000200000000$ . 因此, PWM 是非线性的, 在实际应用中必然会引入非线性误差. 为了校正非线性误差, 文献[3]~[6]提出了伪自然采样和动态线性化等方法. 但这些方法计算量很大, 其中还涉及到很多除法和插值运算, 因此很难适应实时校正的需要.

### 3 非线性误差校正方法

对于图 2 所示的 PWM 结构 1 的状态方程可描述为

$$I_{n+1} = AI_n + B_y Y_n + B_x X_n \quad (1)$$

$$Y_{n+1} = Q(I_{n+1}) \quad (2)$$

假设  $X = 0$

$$I_{n+1} = AI_n + B_y Y_n \quad (3)$$

$$Y_{n+1} = Q(I_{n+1}) \quad (4)$$

其中  $I_n (n = 1, 2, 3, 4)$  是积分器的输出,  $Y_n (n = 1, 2, 3, 4)$  是调制器的输出,  $X$  是 delta-sigma 制器的输入.

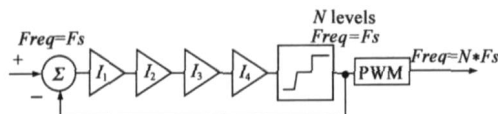


图 2 PWM 结构 1

为了消除 PWM 结构 1 中的非线性误差, 可假想将 PWM 调制器移入 delta-sigma 调制器环路中<sup>[1]</sup>. 由于系统在音频信号带宽内具有很高开环增益, 所以新系统趋于线性. 但是, 由于 delta-sigma 调制器输入端的采样频率是  $F_s$ , 假设量化器的位数为  $N$  bit, 则 PWM 调制器的输出频率为  $N \cdot F_s$ , 所以还不能直接将 PWM 调制器移入 delta-sigma 调制器环路中.

为此, 首先对 PWM 结构 1 中 delta-sigma 调制器的输入端进行插值, 插值后 delta-sigma 调制器输入端的采样频率为  $N \cdot F_s$ , 然后对量化器的输出进行抽样, 抽样

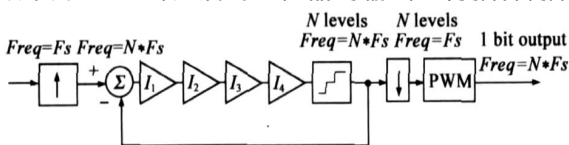


图 3 PWM 结构 2

倍率为  $N$ , 这样 PWM 调制器的输出频率仍为  $N \cdot F_s$ , 如图 3 所示.

假设系统中的插值倍率  $N = 4$ , 则 2 倍插值后, 积分器的输出为

$$I_n^2 = aI_n^1 + b_y Y_n^1 \quad (5)$$

同样经过 3 倍和 4 倍插值后积分器的输出为式(6)~(8)

$$I_n^3 = aI_n^2 + b_y Y_n^2 \quad (6)$$

$$I_n^4 = aI_n^3 + b_y Y_n^3 \quad (7)$$

$$I_{n+1}^4 = aI_n^4 + b_y Y_n^4 \quad (8)$$

从而得到 PWM 结构 2 的状态方程为

$$I_{n+1}^1 = a^4 I_n^1 + \sum_{p=1}^4 a^{4-p} b_y Y_n^p \quad (9)$$

一般地插值倍率为  $N$ , 则有

$$I_{n+1}^1 = a^N I_n^1 + \sum_{p=1}^N a^{N-p} b_y Y_n^p \quad (10)$$

经过插值和抽样, delta-sigma 调制器的输入端和 PWM 调制器的输出端具有相同的频率  $N \cdot F_s$ , 这样就可以将 PWM 调制器移入 delta-sigma 调制器环路中, 得到等价的 PWM 结构 3, 如图 4 所示.

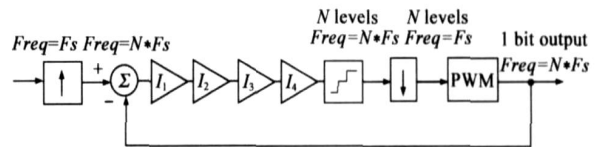


图 4 PWM 结构 3

在实际中, delta-sigma 调制器的频率过高是难以实现的, 为此提出 PWM 结构 3 的等价系统 PWM 结构 4, 如图 5 所示. 图中  $corr1, corr2, corr3, corr4$  是为了使 PWM 调制器移出 delta-sigma 调制器环路还能与 PWM 结构 3 等价而加入的校正系数.

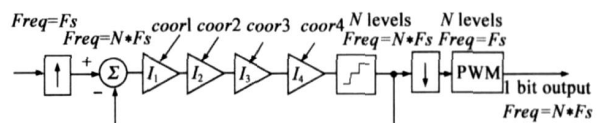


图 5 PWM 结构 4

而此时 PWM 结构 4 中的插值和抽样环节可以省去, 最后得到等价与 PWM 结构 2 等价的 PWM 结构 5, 如图 6 所示.

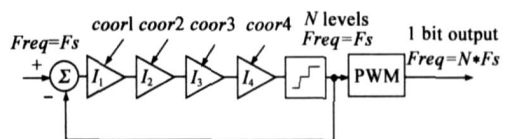


图 6 PWM 结构 5

为了使 PWM 结构 2 与最初的 PWM 结构 1 等价, 须满足

$$I_n^1 = I_n \quad Y_n^k = 0 \quad Y_n^k = Y_n \quad (11)$$

其中  $k$  是插值倍率,  $k_1 \dots k$ .

从而

$$a^N = A \tag{12}$$

$$a^{N-k_1} b_y Y_n^{k_1} = B_y Y_n \tag{13}$$

$$b_y = a^{k_1-N} B_y \tag{14}$$

因此式(10)也可以写成

$$I_{n+1}^1 = a^N I_n^1 + \sum_{p=1}^N a^{k_1-p} B_y Y_n^p \tag{15}$$

比较式(1)与式(15),它们之间的差值就是 PWM 结

构 5 中须加入的校正系数

$$Corr = \sum_{p=1}^N a^{k_1-N} B_y Y_n^p - B_y Y_n \tag{16}$$

### 4 设计实例

在设计中采用 8 阶 delta-sigma 调制器,如图 7 所示.目的是为了在较低过采样率下,得到较高的信噪比.校正以前调制器的状态方程为:

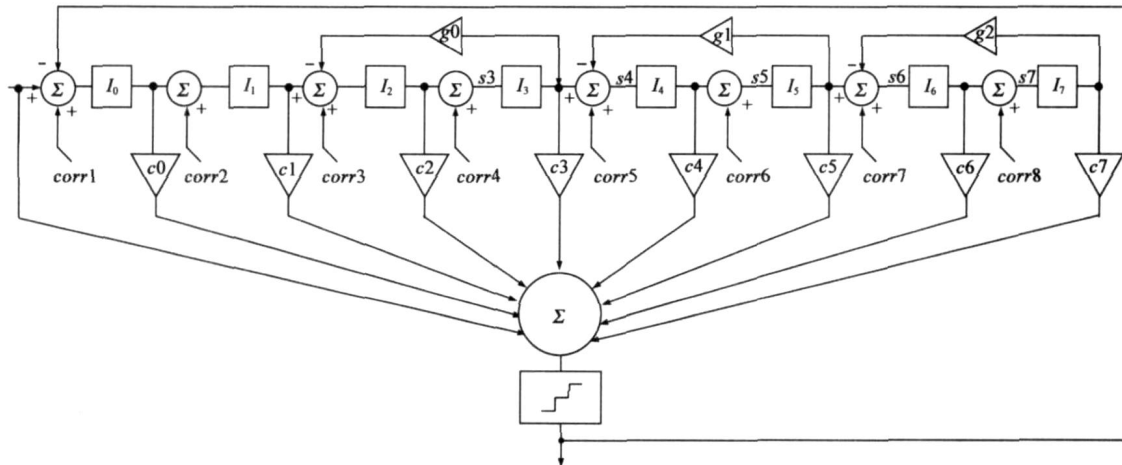


图 7 8 阶 delta-sigma 调制器结构

$$I_{n+1} = AI_n + B_y Y_n + B_{x_2} X_n \tag{17}$$

$$Y_{n+1} = Q(CI_{n+1} + B_{x_1} X_n) \tag{18}$$

其中  $I_{n+1}$  为积分器输出,  $Y_{n+1}$  为量化器输出,  $X$  为输入信号. 假设  $X=0$

$$I_{n+1} = AI_n + B_y Y_n \tag{19}$$

$$Y_{n+1} = Q(CI_{n+1}) \tag{20}$$

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & g1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & s1 & s1 & s1 * g1 + 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & s1 * s2 & s1 * s2 & (s1 * g1 + 1) * s2 & 1 & g2 & 0 & 0 \\ 0 & s1 * s2 * s3 & s1 * s2 * s3 & (s1 * g1 + 1) * s2 * s3 & s3 & g2 * s3 + 1 & 0 & 0 \\ 0 & s1 * s2 * s3 * s4 & s1 * s2 * s3 * s4 & (s1 * g1 + 1) * s2 * s3 * s4 & s3 * s4 & (g2 * s3 + 1) * s4 & 1 & g3 \\ 0 & s1 * s2 * s3 * s4 * s5 & s1 * s2 * s3 * s4 * s5 & (s1 * g1 + 1) * s2 * s3 * s4 * s5 & s3 * s4 * s5 & (g2 * s3 + 1) * s4 * s5 & s5 & g3 * s5 + 1 \end{bmatrix}$$

$$B_y = [1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$$

设 PWM 调制器的级数为 32,则可求得校正系数是一个 32 × 8 的矩阵.

在过采样率为 8, delta-sigma 调制器量化器为 5bit, 相应的 PWM 调制器级数为 32,输入为 -60dB 1kHz 正弦波条件下对校正前后的 PWM 进行仿真. 从仿真结果可以看出,校正前 delta-sigma 调制器输出信噪比为 49.67dB(图 8(a));由于非线性误差, PWM 调制器的输出信噪比只有 3.77dB(图 8(b));在 delta-sigma 调制器中加入上述校正系数后, PWM 调制器的输出信噪比则达到 45.23dB(图 8(c)). 图 8(d) 还给出了 PWM 调制器的

比较式(19)、(20)与(3)、(4)可知调制器的状态方程与校正原理中调制器的状态方程具有相同的形式,因此可得校正系数:

$$Corr = \sum_{p=1}^N a^{k_1-N} B_y Y_n^p - B_y Y_n \tag{21}$$

其中:

输出信噪比随输入信号幅度变化的仿真结果,结果体现出良好线性. 仿真结果表明通过对 PWM 结构的线性化校正,可以完全解决 PWM 所带来的非线性误差.

### 5 结论

全数字的 PWM 结构相对于传统的 D 类放大器中模拟结构的 PWM,解决了模拟器件对外界噪声敏感的问题;同时, PWM 结构中 delta-sigma 调制器工作在较低的频率下,也使得电路易于实现. 本文针对此全数字 PWM 结构中存在的非线性误差问题,提出了一种数字校正方法,这种校正方法在 delta-sigma 调制器的各个积

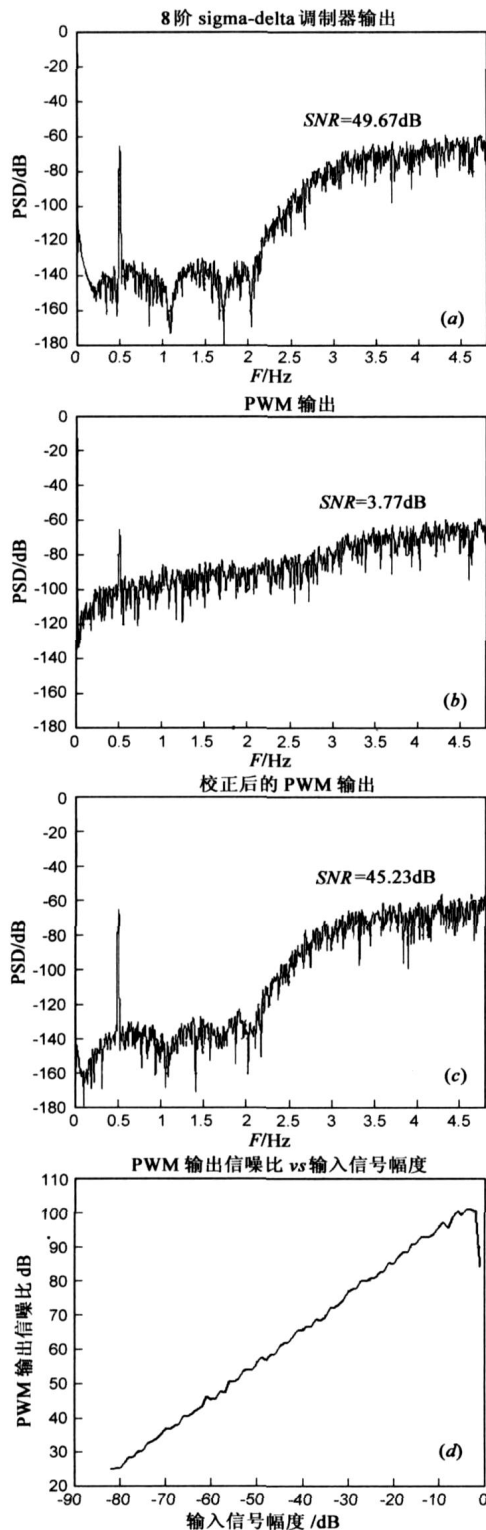


图 8 仿真结果

分器中加入校正系数. 此方法计算量小, 非常易于硬件实现实时的误差校正. 在此基础上设计了一个全数字的 PWM 电路结构, 并进行了仿真. 仿真结果表明, 校正后的 PWM 结构体现出良好的线性, 完全消除了非线性误差.

#### 参考文献:

- [1] R Hirons, M Sandler. Power digital to analogue conversion using pulse width modulation and digital signal processing [J]. IEE Proceeding-G, 1993, 140(3): 329-338.
- [2] A J Magrath, M B Sandler. Hybrid pulse width modulation sigma-delta modulation power digital-to-analogue converter [J]. IEE Proc. on Circuits, Devices and Systems, 1996, 143(3): 149-156.
- [3] P Mellor, S Leigh, B Cheetham. Reduction of spectral distortion in class d amplifier by an enhanced pulse width modulation sampling process [J]. IEE proceeding-G, 1991, 138(4): 441-448.
- [4] S Leigh, P Mellor, B Cheetham. Distortion minimization in pulse width modulated systems using a digital sampling process [J]. Electronics Letters, 1990, 26(16): 1310-1311.
- [5] J Goldberg, M Sandler. Pseudo-natural pulse width modulation for high accuracy digital to analogue conversion [J]. Electronics Letters, 1991, 27(1): 1491-1492.
- [6] M O J Hawksford. Dynamic model-based linearization of quantized pulse-width modulation for application in digital-to-analog conversion and digital power amplifier systems [J]. J. Audio Eng. Soc., 1992, 40(4): 235-252.
- [7] S R Norworthy, R Schreier, G C Temes. Delta-Sigma Data Converters [M]. New York: IEEE Press, 1996: 4-52.

#### 作者简介:



冯 晖 男, 1973 年 2 月生于湖南岳阳, 于 1994、2000 年在郑州工业大学分别获学士和硕士学位, 2003 年在上海交通大学获博士学位. 同年进入同济大学超大规模集成电路研究所工作, 2006 年任河南工业大学超大规模集成电路研究所所长. 主要研究方向为大规模数模混合集成电路设计, 目前主要从事高速高精度 Sigma-delta A/D 和 D/A 研究设计工作.

E-mail: fenghui1973@vip.sina.com

秦毅男 男, 1973 年 4 月出生于河南郑州. 于 1994 年在郑州工学院获学士学位, 同年进入郑州大学电气工程学院工作. 主要研究方向为电路的计算机辅助分析和设计.