

文章编号:1000-582X(2003)02-0117-06

## D类音频功率放大器控制方式综述<sup>\*</sup>

龚伟, 周维维

(重庆大学电气工程学院, 重庆 400044)

**摘要:** D类放大器虽然具有很高的效率,但由于功率晶体管的开关工作方式, D类放大器引入的失真通常大于线性放大器,这也是目前D类放大器在音频放大领域并未得到广泛应用的主要原因。D类放大器的控制方式是影响其性能的关键因素之一,研究适合的控制方法以改善D类放大器的保真度,是近年来电力电子技术和音频功率放大领域研究的热点。文中对几种比较新颖的D类音频功率放大器控制方式进行了分析比较。

**关键词:** D类放大器; PWM(脉冲宽度调制); THD(谐波畸变率); 自然采样; 统一采样; 单周控制  
**中图分类号:** TN72      **文献标识码:** A

近年来,由于便携式音频设备、计算机多媒体设备以及汽车音响的迅速发展,对功率放大器的效率和体积提出了非常高的要求。D类放大器由于工作在开关状态,效率可高出线性放大器2~3倍,因此能极大地降低能源损耗,减小放大器体积,在体积、效率和功耗要求较高的场合具有很大的优势<sup>[1]</sup>。另外,现代的高保真音响系统通常采用数字音频设备如CD、DAT(digital audio tape),近年发展起来的DVD、计算机多媒体设备、MP3等也都是数字音频信号源。数字音频信号采用脉冲编码调制技术(PCM),信号分辨率通常为12位或16位,采样频率为44.1 kHz(CD)或48 kHz(DAT)。由于数字信号在存储、传输和数据处理上的优点,使人们开始追求用数字式功放代替传统的模拟功放,这也使D类放大器受到更大的关注<sup>[2]</sup>。D类放大器虽然具有很高的效率,随着技术的发展保真度也得到了很大改善,但由于功率晶体管的开关工作方式, D类放大器的保真度仍低于线性放大器。提高主电路开关工作频率是改善D类放大器保真度的有效方法,但开关工作频率的提高,将导致功耗的增加,软开关技术成为目前研究的热点<sup>[3-4]</sup>。另外,开关功率放大器的控制方式也是影响其性能的关键因素。D类放大器一般采用PWM控制技术,放大器输出信号的频谱等于PWM信号通过低通滤波器后的频谱,因此PWM调制器的性能将直接影响D类放大器保真度。按照

PWM调制器的工作原理,分为模拟PWM调制器和数字PWM调制器两大类。常用的自然采样PWM(NPWM)属模拟PWM,统一采样PWM(UPWM)属数字PWM。习惯上,将模拟PWM控制的D类放大器称为模拟式D类放大器,将数字PWM控制的D类放大器称为数字式D类放大器。

在模拟式D类放大器中,受开关速度的限制,信号谐波与载波及其各次谐波形成的边带信号可能会落在音频范围内,使D类放大器保真度降低。另外,UPWM由于控制方式本身的缺陷,输出中将含有信号谐波,失真较大。故研究新的控制理论和方法,改善放大器的动态性能和整体效率,提高保真度,是目前研究的热点。文献[5-6]提出了用具有高开关频率的辅助D类放大器作为动态补偿源,产生补偿电压以消除输出纹波,改善放大器的动态性能和整体效率,降低主电路开关工作频率;文献[7-8]提出通过新颖的反馈控制改善放大器的THD、效率和带宽。而在UPWM中,如果直接实现PCM信号到PWM信号的变换,则调制器计数器工作频率将高达数千兆赫兹,这几乎是不可实现的。在实际应用中,常采用噪声整形(noise shaping)技术<sup>[9-11]</sup>,在尽量少地降低信噪比的情况下,减少数字音频信号的位数。为了达到较高的保真度,文献[12]提出了增强采样(enhanced sampling)解决方案,文献[13]提出了补偿(Compensation)采样方案,文

\* 收稿日期:2002-10-29

基金项目:重庆大学高电压与电工新技术教育部重点实验室资助项目

作者简介:龚伟(1974-),男,重庆璧山人,重庆大学硕士研究生,主要从事电力电子技术方向研究。

献[14]也提出了一种新型的调制器方案。虽然这些改进控制方式能提高D类放大器的保真度,但各自也存在缺点。动态补偿控制和反馈控制会使放大器结构趋于复杂,成本提高;动态补偿控制的主放大器和辅助放大器由于开关工作频率相差较大,在设计时很难实现频率特性的一致,产生失真;增强采样和补偿采样虽然通过软件编程实现,不需另外增加硬件,但不能完全消除UPWM中的信号谐波失真和边带信号失真。

在简单介绍开关功率放大器工作原理的基础上,对常见的几种D类音频功率放大器PWM控制技术进行分析,重点对几种新型的控制方式和技术进行分析和比较。对各种PWM调制器的信号频谱也进行了分析。

### 1 开关功率放大器的工作原理

D类放大器通常包括PWM级、放大级、输出级3个部分,工作原理如图1所示。采用PWM技术完成对输入音频信号的调制;PWM级产生的PWM信号用于驱动功放电路(通常为MOSFET桥),将PWM信号进行放大;输出级为低通滤波器,它将放大的PWM信号解调,同时滤掉高频开关噪声,得到放大的音频信号,驱动扬声器输出。图2所示为低通滤波器解调原理<sup>[15]</sup>,(a)图为单端两极点低通滤波器,(b)图为放大级输出的PWM波形经解调后得到正弦波。

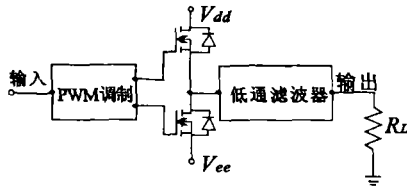
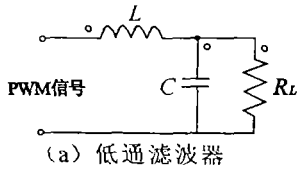
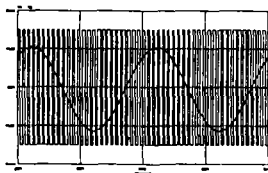


图1 D类放大器原理图



(a) 低通滤波器



(b) PWM波形的解调

图2 输出滤波器解调原理

### 2 自然采样PWM(NPWM)

NPWM是一种模拟PWM方式,它将模拟音频信号或数字音频信号经D/A变换后得到的模拟信号与载

波进行比较,得到PWM波形。按照载波的不同,自然采样可分为单边调制和双边调制。调制原理见图3所示,从图中可以看出,自然采样的输出波形在信号与比较波形的交点时刻发生变化。

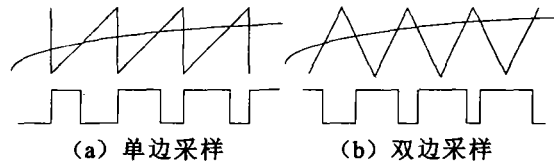


图3 自然采样过程

对NPWM信号进行傅立叶分解,NPWM频谱可以通过二维傅立叶级数进行表示。以单边调制为例,设载波角频率为 $\omega_c$ ,PWM波形幅值为单位1,对信号 $M\cos\omega_s t$ 的NPWM波形进行傅立叶分解,表达式如下:

$$F(t) = k + \frac{M}{2} \cos\omega_s t + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\sin m\omega_s t}{m\pi} - \sum_{m=1}^{\infty} \frac{J_0(m\pi M)}{m\pi} \sin(m\omega_c t - 2m\pi k) - \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{\infty} \frac{J_n(m\pi M)}{m\pi} \sin(m\omega_c t + n\omega_s t - 2m\pi k - \frac{n\pi}{2}) \tag{1}$$

式中 $k$ 为锯齿波的平均幅值, $J_n$ 表示第一类贝塞耳函数。

由上面的表达式可知,在自然采样PWM的输出频谱中,包含输入信号,载波信号,载波信号谐波,以及输入信号与载波、输入信号谐波与载波谐波相互作用得到的边带信号,这些边带信号有可能落入音频范围内,造成音频信号失真。因此应尽可能提高载波频率,减少边带信号失真的同时可简化滤波器设计,减小滤波器体积。当然,开关频率越高损耗也越大。通常,要求载波频率高出音频带宽10倍以上。

### 3 统一采样PWM(UPWM)

UPWM属数字PWM控制。数字式放大器同传统的模拟放大器相比,具有效率更高、抗干扰能力强,无需D/A变换环节等优点。数字PWM控制器完成PCM信号

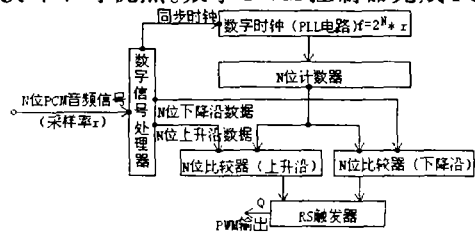


图4 PCM-PWM变换器框图

到 PWM 信号的转换,它实质上是一个简单的计数器电路,如图 4 所示。图中的 N 位计数器相当于自然采样中的三角波或锯齿波发生器,PCM 数据通过 DSP(数字信号处理器)处理后与计数器输出进行比较,当 PCM 数据与计数器输出相等时,比较器输出发生变化,控制 RS 触发器复位或置位,在 RS 触发器输出端即可得到 PWM 数据,调制原理如图 5 所示。

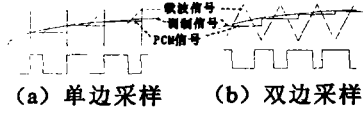


图 5 统一采样过程

PCM—PWM 变换也分为单边调制和双边调制,采用哪种调制可通过编制 DSP 软件实现。图 5 中所示为最简单的方法,即用 PCM 采样值直接设定 PWM 的前后沿,输出脉冲的宽度正比于给定的采样值。这种直接将 PCM 采样值映射为脉冲宽度的方式就称为统一采样 PWM(UPWM)。

首先对单边调制的 UPWM 进行傅氏分解:

$$F(t) = k - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_n n \pi M \omega_c / \omega_c}{n \pi \omega_v / \omega_c} \sin\left(m \omega_v t - \frac{2n \pi k \omega_v}{\omega_c} - \frac{n \pi}{2}\right) + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1 - J_0(m \pi M)}{m \pi} \sin m \omega_c t - \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{\infty} \frac{J_n [(m \omega_c + n \omega_v) \pi M / \omega_c]}{(m \omega_c + n \omega_v) \pi / \omega_c} \sin\left[(m \omega_c + n \omega_v) \left(t - \frac{2 \pi k}{\omega_c}\right) - \frac{n \pi}{2}\right] \quad (2)$$

从上面的方程可以看出,单边 UPWM 输出频谱包含有信号谐波,载波谐波,载波与信号及它们的谐波相互作用形成的边带信号。

双边调制的 UPWM 信号傅氏分解如下:

$$F(t) = k + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2 J_n (M \pi n \omega_v / 2 \omega_c)}{\pi n \omega_v / \omega_c} \sin\left[n \left(1 - \frac{\omega_v}{\omega_c}\right) \frac{\pi}{2}\right] \cdot \cos\left(n \omega_v t - \pi n \frac{\omega_v}{\omega_c}\right) + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{2 J_n (M \pi n \omega_v / 2 \omega_c)}{\pi (m + n \omega_v / \omega_c)} \sin\left((m + n \left(1 - \frac{\omega_v}{\omega_c}\right)) \frac{\pi}{2}\right) \cdot \cos(n \omega_v t + m \omega_c t - \pi n \frac{\omega_v}{\omega_c}) \quad (3)$$

从方程(2)和(3)可以看出双边调制 UPWM 与单边调制 UPWM 频谱成分相同,但信号谐波的幅值衰减比单边调制要快得多。

#### 4 反馈控制技术

一般的 D 类放大器为开环系统,通过反馈控制技术可以减小 D 类放大器失真。假设放大器开环控制模型

如图 6(a) 所示,谐波失真  $V_n$  在传递函数  $H_f$  后被引入:

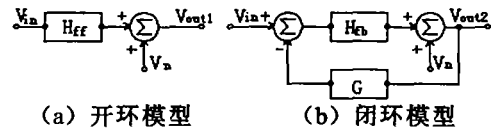


图 6 D 类放大器模型

开环控制时,输出

$$V_{out1} = H_f V_{in} + V_n \quad (4)$$

$$THD_1 = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} (V_n)^2 / (H_f V_{in})} \quad (5)$$

假设闭环控制时的反馈增益为  $G$ ,建立 D 类放大器闭环控制模型如图 6(b) 所示,则输出

$$V_{out2} = \frac{H_{fb} V_{in}}{1 + H_{fb} G} + \frac{V_n}{1 + H_{fb} G} \quad (6)$$

令  $H_f = H_{fb} / (1 + H_{fb} G)$ ,则等式(4)调整为:

$$V_{out2} = H_f V_{in} + \frac{V_n}{1 + H_{fb} G} \quad (7)$$

$$THD_2 = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} (V_n)^2 / (H_f V_{in} (1 + H_{fb} G))} \quad (8)$$

比较等式(5)和(8)可以看出,闭环控制时 THD 为开环控制时 THD 的  $1/(1 + H_{fb} G)$ ,即闭环控制改善了放大器的 THD。

在图 6(b) 的反馈设计中,可采用求和积分器代替简单的加法器。由于积分器实质上是一个低通滤波器,因此可衰减反馈信号中的高频载波成分,增加低频反馈量,特别是直流成分,从而有效改善零输入时的占空比误差(由于输入信号直流电平与比较器门限电压的差异所形成)。

另外,还可采用电压、电流双环反馈的方案,电流反馈环为内环,电压反馈为外环,电压反馈环为电流反馈环提供参考信号。这种双环反馈方式可改善放大器带宽,提高放大器效率。

#### 5 动态补偿控制

在 DC/AC 变换中,为了降低输出交流电源的 THD,减小纹波,常采用串联补偿电压源或并联补偿电流源的方案。在 D 类放大器中,由于变换器的非线性工作方式,输出信号含有大量纹波。基于 DC/AC 中的补偿思想,可考虑在 D 类放大器中引入补偿源,但如果直接采用前面的方案,由于直接串联电压源或并联电流源会产生很大的功率损耗,降低了 D 类放大器的总体效率,而高效率正是 D 类放大器的最大优点。为了克服直接串联电压源或并联电流源带来的功率损失,采用辅助 D 类放大器作为动态补偿源,产生补偿电压以消

除输出纹波的方案,该方案原理框图见图7所示。

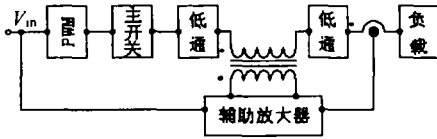


图7 动态补偿方案

图中主放大器为半桥配置,主开关频率可设计仅为放大器输出带宽的2倍,主放大器的输出纹波由辅助功率放大器通过变压器耦合进行补偿。由于辅助放大器只补偿纹波电压,工作电压低,因此开关频率可达到很高。虽然采用了2套D类放大器,但由于主开关工作频率很低,极大地降低了开关损耗;辅助开关虽然工作频率高,但工作电压低,功率小,因此整个放大器的总体效率得到提高。同时,由于辅助放大器工作频率很高,动态范围宽,因此整个放大器的动态性能也得到改善。

### 6 单周控制技术

单周控制技术<sup>[16-18]</sup>是90年代初发展起来的一种非线性大信号PWM控制理论,也是一种模拟PWM控制技术。它通过控制开关的占空比,使每个开关周期中开关变量的平均值严格等于或正比于控制参考量。图8所示为单周控制的BUCK型变换器,控制器主要包括积分器、复位开关S、比较器和RS触发器。当时钟脉冲到来时,RS触发器置位(Q端为“1”),控制主开关T导通,复位开关S关断。在这个状态中,开关变量 $V_D$ 等于电源电压 $V_g$ ,积分器积分,直到积分输出 $V_{int}$ 等于控制参考 $V_{ref}$ ,比较器输出复位RS触发器(Q端为“0”, $Q_n$ 为“1”),控制主开关T关断,复位开关S导通。由于二极管导通,开关变量 $V_D$ 为零,直到下一个时钟脉冲到来。

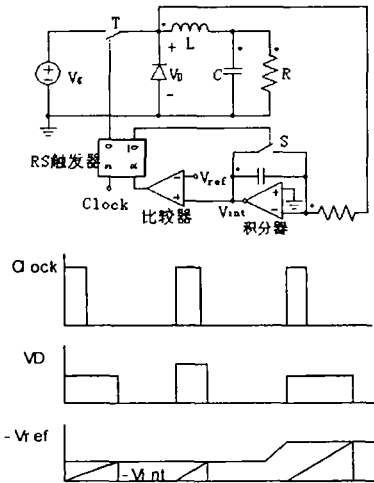


图8 单周控制原理

控制方程如下式:

$$\overline{v_D} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_D(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{on}} v_D dt = kv_{ref} \quad (9)$$

式中 $T_s$ 是开关周期, $\overline{v_D}$ 是 $v_D$ 在一个开关周期中的平均值, $k = R_f C_{im} / T_s$ 是电压放大倍数。

单周控制技术很适合应用于开关音频放大器:单周控制使开关变量在一个开关周期中精确地跟随控制参考,这就保证了获得高带宽;单周控制有效地消除电源纹波干扰且在同一级电路中处理信号和功率,因此不需要高精度的直流电源,控制方法简单;单周控制自动地更正功率开关的暂态误差和导通误差,因此不需要开关元件的精确配对,输出没有交越失真,能得到很高的线性度。

### 7 噪声整形技术

在数字式D类放大器中,以CD为例,采样频率为44.1 kHz,分辨率16位的数字音频信号,要实现PCM到PWM的直接变换,调制器计数器工作频率将高达 $44.1 \text{ k} \times 2^{16} = 2.89 \text{ GHz}$ ,这在实际电路中是不可能实现的,必须想办法减少数字音频信号的位数。如果采用直接截短的方法,理论上每截短一位就会降低6 dB的信噪比。在实际应用中,常采用过采样和噪声整形技术来减少数字音频信号的位数。噪声整形技术同样会引入噪声,但过采样使噪声远高于音频带宽,量化引入的噪声通过低通滤波器滤掉,这样在音频带宽范围内不会降低信噪比。噪声整形器原理如图9所示。

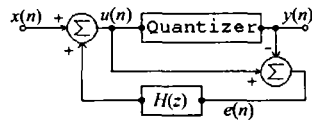


图9 噪声整形器

图中H为滤波器,量化器(Quantizer)的作用是去掉输入信号中次要的信息,然后将剩余的信息进行量化,降低信号长度。假设 $x(n)$ 为16位音频信号, $y(n)$ 为用于表示同样信息的8位数据,过采样率为8,则噪声整形后调制器计数器工作频率为 $8 \times 44.1 \text{ k} \times 2^8 = 90.3 \text{ MHz}$ ,可用高速TTL电路或FPGA实现,主开关工作频率为 $8 \times 44.1 \text{ k} = 352.8 \text{ kHz}$ 。噪声整形器输出与输入Z变换关系式如下:

$$Y(z) = X(z) + (1 - H(z))E(z) \quad (10)$$

从式(10)可以看出,通过噪声整形器减少信号长度后,在输出端信号没有发生变化,引入的量化噪声经滤波可得到很大降低。

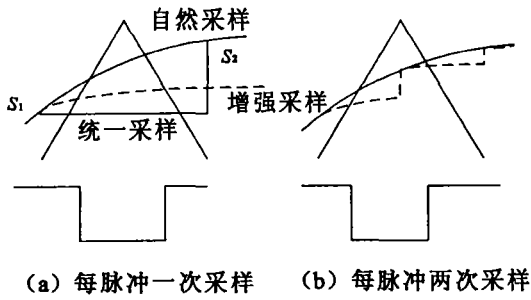


图 10 增强采样

### 8 增强采样控制技术

从前面的分析可知,UPWM 频谱中由于含有信号谐波,因此保真度较差,为了改善 UPWM 的保真度,可采用增强采样方案,增强采样过程如图 10 所示,设信号  $f(t)$  在  $nT$  和  $(n+1)T$  时刻的采样值分别为  $S_1$  和  $S_2$ ,则  $nT$  到  $(n+1)T$  时刻的脉冲宽度可由下面定义的函数推导得到:

$$f_n(t) = f((1-\epsilon)(t-nT) + nT) \quad 0 \leq \epsilon \leq 1 \quad (11)$$

变量  $\epsilon$  反映了所定义函数与自然采样的偏离程度,当  $\epsilon = 0$  时,  $f_n(t)$  等于  $f(t)$ ,采样过程与自然采样相同,当  $\epsilon = 1$  时,  $f_n(t)$  等于  $f(nT)$ ,采样过程与统一采样相同。图 10(a) 所示,每脉冲一次采样的频谱表达式如下:

$$F(t) = k + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2J_n(M\pi n\epsilon\omega_v/2\omega_c)}{\pi n\epsilon\omega_v/\omega_c} \sin[n(1-\epsilon)\frac{\omega_v}{\omega_c} \frac{\pi}{2}] \cdot \cos\left(n\omega_v(t) - \frac{\pi n\epsilon\omega_v}{\omega_c}\right) + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{2J_n(\pi M(m+n\epsilon\omega_v/\omega_c)/2)}{\pi(m+n\epsilon\omega_v/\omega_c)} \sin\left[(m+n(1-\epsilon)\frac{\omega_v}{\omega_c}) \frac{\pi}{2}\right] \cos\left[n\omega_v t + m\omega_c t - \frac{\pi n\epsilon\omega_v}{\omega_c}\right] \quad (12)$$

同理,还可采用每脉冲 2 次采样的方法,如图 10(b) 所示,此时傅氏表达式为:

$$F(t) = k + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2J_n(M\pi n\epsilon\omega_v/2\omega_c)}{\pi n\epsilon\omega_v/\omega_c} \sin \frac{n\pi}{2} \cos\left(n\omega_v t - \frac{\pi n\epsilon\omega_v}{2\omega_c}\right) + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{2J_n(\pi M(m+n\epsilon\omega_v/\omega_c)/2)}{\pi(m+n\epsilon\omega_v/\omega_c)} \sin\left(\frac{(m+n)\pi}{2}\right) \cos\left[n\omega_v t + m\omega_c t - \frac{\pi n\epsilon\omega_v}{2\omega_c}\right] \quad (13)$$

通过对增强采样 PWM 的频谱进行分析可以发现,增强采样 PWM 中除含有信号部分外,同样含有信号谐波、载波谐波、载波与信号及它们的谐波相互作用形成的边带信号。但是,只要恰当地选择因子  $\epsilon$ ,增强采样能在自然采样和统一采样之间达到优化,即在音频带宽范围内,减少统一采样的信号谐波失真和自然采样的边带失真,从而提高了整个放大器的保真度。

### 9 补偿采样控制技术

补偿采样过程见图 11 所示,将调制信号用直线 AG 近似表示,在三角形 AEG 中,  $\Delta$  为 C 点到  $S'_1$  点的垂直距离,

$$\frac{\Delta}{a} \approx \frac{AC}{AE} \approx \frac{(AB+AD)/2}{AE} = \frac{(S_1+S_2)/2}{1} \quad (14)$$

$$\Delta \approx a(S_1+S_2)/2 \quad (15)$$

补偿采样时的占空比变为

$$t_p = S_{1d} + (S_{2d} - S_{1d})(S_{2d} + S_{1d})/2 \quad (16)$$

其中  $S_{1d}$ 、 $S_{2d}$  是对应  $S_1$ 、 $S_2$  的数字音频信号值。

从图 11 可以看出,经补偿后的统一采样模拟了自然采样,克服了统一采样信号谐波失真较大的缺点,在 DSP 上用软件实现也比较简单,因此具有很高的实用价值。

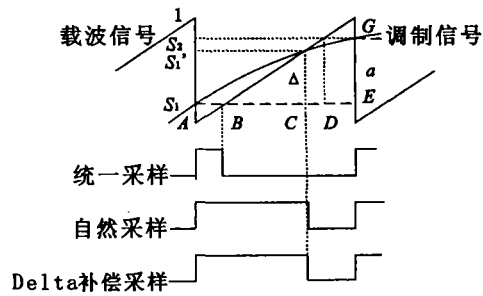


图 11 Delta 补偿采样

### 10 结论

反馈控制、动态补偿控制和单周控制技术主要适用于模拟式 D 类放大器。反馈控制和动态补偿控制都可在一定程度上改善放大器的保真度,提高整体效率,但反馈网络的延时特性设计困难,动态补偿控制也同样难以实现主放大器与辅助放大器频率特性的一致,因此控制器设计难度大,整个放大器结构趋于复杂。而单周控制技术则具有控制方法简单,动态性能好,抗干扰能力强的优点,更适用于 D 类音频功率放大器。噪声整形技术、增强采样控制技术和补偿采样控制技术主要适用于数字式 D 类放大器。噪声整形技术是减少数字音频信号长度、保持信噪比的有效方法,但过采样会使主开关工作频率很高,从而产生较大的功率损耗,导致放大器效率下降,因此噪声整形技术主要应用于小功率 D 类放大器中。增强采样和补偿采样改善了数字式 D 类放大器的保真度。增强采样在自然采样和统一采样之间达到优化,但还不能完全消除 PWM 频谱中的谐波信号和边带信号,放大器保真度会受到影响。补偿采样实际是模拟了自然采样过

程,克服了统一采样的谐波失真,也同样存在边带信号失真。相比之下,补偿采样比增强采样算法更简单,更易于编程实现,实用性也更强。

#### 参考文献:

- [1] DON D. Class - D Audio Power Amplifiers: An Overview. International Conference On Consumer Electronics[C]. ICCE, 2000:400 - 401.
- [2] ERIK B, WAYNE T P. TMS320C67 - Based Design of A Digital Audio Power Amplifier Introducing Novel Feedback Strategy [EB/OL]. <http://www.mathworks.com/products/dsp-comm/pdfs/hbreschpadgett.pdf>
- [3] SMITH K M, SMEDLEY K M. Lossless Passive Soft - Switching Methods for Inverters and Amplifiers[J]. IEEE Transaction On Power Electronics, 2000, 15(1): 164 - 173.
- [4] LAU W H, CHUNG H H, WW C M. Realization of Digital Audio Amplifier Using Zero - Voltage - Switched PWM Power Converter[J]. IEEE Transaction On Circuits and Systems - I: Fundamental Theory and Applications, 2000, 47(3): 303 - 311.
- [5] HIMMELSTOSS F A, EDELMOSER K H. High Dynamic Class - D Power Amplifier[J]. IEEE Trans On Consumer Electronics, 1998, 44(4): 1 329 - 1 333.
- [6] HIMMELSTOSS F A, EDELMOSER K H. Compensated Class - D Amplifier as High Quality AC - Voltage Source[C]. IEEE 1999 International Conference On Power Electronics And Drive Systems, PEDS'99, Hong Kong: 1999, 116 - 120.
- [7] JEONG J H, SEONG H H, YI J H, et al. A Class D Switching Power Amplifier with High Efficiency and Wide Bandwidth by Dual Feedback Loops[C]. Digest of Technical Papers - IEEE International Conference On Consumer Electronics, 1995: 428 - 429.
- [8] CHANG J S, GWEE B H, LON Y S, et al. A Novel Low - Power Low - Voltage Class D Amplifier with Feedback for Improving THD[C], Power Efficiency and Gain Linearity. Proc. - IEEE International Symposium On Circuits And Systems, 2001, 1: I - 635 - I - 638.
- [9] GOLDBERG J M, SANDLER M B. Noise Shaping and Pulse - Width Modulation for an All Digital Audio Power Amplifier[J]. Journal of Audio Engineering Society, 1991, 39(6): 449 - 460.
- [10] SMITH K M, SMEDLEY K M, MA Y H. Realization of a Digital PWM Amplifier using Noise and Ripple Shaping[C]. IEEE Power Electronics Specialist Conference, 1995, 96 - 102.
- [11] PASCUAL C, KREIN P T. High - Fidelity PWM Inverter for Audio Amplification Based on Real - Time DSP[C]. IEEE Workshop On Computers In Power Electronics, 2000: 227 - 232.
- [12] MELLOR P H, LEIGH S P, CHEETHAM B G. Reduction of Spectral Distortion in Class D Amplifiers by an Enhanced Pulse Width Modulation Sampling Process[J]. Proceeding IEE(G), August 1991, 38(4): 441 - 448.
- [13] HUIYUN L, GWEE B H, CHANG J S. A Digital Class D Amplifier Design embodying a novel Sampling Process and Pulse Generator[C]. Materials Research Society Symposium - Proceedings, April 24 - 27 2000, 626: IV - 826 - IV - 829.
- [14] STREIENBERGER M, BRESCH H, MATHIS W. Theory and Implementation of a New Type of Digital Power Amplifiers for Audio Application [C]. ISCAS 2000 - IEEE International Symposium On Circuits and Systems, 2000, I - 511 - I - 514.
- [15] BRESCH H, STREITENBERGER M, MATHIS W. About The Demodulation of PWM - Signals with applications to Audio Amplifiers[C]. Proceedings - IEEE International Symposium On Circuits And Systems, 1998, 1: 205 - 208.
- [16] SMEDLEY K M, CUK S. One - Cycle Control of Switching Converters[J]. IEEE Transaction On Power Electronics, 1995, 10(6): 625 - 633.
- [17] LAI Z R, SMEDLEY K M. A New Extension of One - Cycle Control and Its Application to Switching Power Amplifiers[J]. IEEE Transaction On Power Electronics, 1996, 11(1): 99 - 105.
- [18] SMITH K M, LAI Z R, SMEDLEY K M. A New PWM Controller with One - cycle Response[J]. IEEE Transaction On Power Electronics, 1999, 14(1): 142 - 150.

## A Review on Class D Audio Power Amplifier Control Techniques

GONG Wei, ZHUO Luo-wei

(College of Electrical Engineering, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

**Abstract:** Although class D amplifier has high efficiency, its distortion is larger than linear counterparts due to switching behaviour of power transistors. It is the hotspot of power electronics and audio power amplifier that researching new control technique to improve fidelity of class D amplifier. In this paper, a few novel control techniques in class D audio power amplifier are reviewed.

**Key words:** class d amplifier; pulse width modulation; total harmonic distortion; natural sampling; uniform sampling; one - cycle control

(责任编辑 陈移峰)