

# 基于 2 比特 DSM 的开关功放电平变换策略研究

陈剑斌, 周 强, 谭 笑, 赵志远

(南京电讯科技研究所, 江苏南京 210007)

**摘 要:** 通过增加量化电平, Delta-Sigma 调制器(DSM)能够获得更好的调制性能. 但限于开关功放的具体结构, 多电平 DSM 序列无法直接驱动后级功放, 本文根据面积等效原理提出了适用于开关功放的一种电平变换策略. 理论分析和仿真结果表明, 通过采用合适的电平变换方式, 变换序列能够获得比常规 2 电平 DSM 序列更优的带内 SNR 性能.

**关键词:** 开关功放; Delta-Sigma 调制器; 面积等效原理; 电平变换

**中图分类号:** TN911.6 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2015)07-1413-05

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>

**DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2015.07.025

## The Research of Level-Transform Strategy for Switching Amplifier Based on 2 Bit Delta-Sigma Modulator

CHEN Jian-bin, ZHOU Qiang, TAN Xiao, ZHAO Zhi-yuan

(Nanjing Telecommunication Technology Institute, Nanjing, Jiangsu 210007, China)

**Abstract:** The Delta-Sigma modulator (DSM) can get a better performance by increasing the quantizer's levels. But the multi-level DSM output cannot drive the switching amplifier directly due to the structural restrict of switching amplifier. By using the equalarea theory, a level-transform strategy is proposed and analyzed in this paper. With an appropriate level-transform scheme, the transformed DSM output obtains a much better SNR performance compared to the origin 2-level output.

**Key words:** switching amplifier; Delta-Sigma modulator; equalarea theory; level-transform

### 1 引言

随着当前通信系统集成度的不断提高, 功放高效率、低功耗的要求显得越来越重要. 相比传统的线性功放, 例如 A 类、B 类和 AB 类, 开关功放具有更高的效率. 开关功放也称为 D 类功放或 1 bit 数字开关功放<sup>[1~3]</sup>, 通过驱动晶体管工作在饱和区, 理论上能获得 100% 的效率. 图 1 是开关功放的结构示意图.

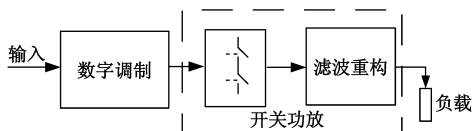


图1 开关功放结构图

为实现开关工作, 功放前端需要采用特定的调制方式将输入信号转换为方波脉冲信号. 功放中产生脉冲信号的经典方式是 PWM, 目前 DSM 作为另一种调制方式也得到了越来越多的应用. 相比 PWM, DSM 具有内在的

噪声成型特性, 可以获得更高的调制 SNR<sup>[4]</sup>. 通过增加 DSM 的量化电平, 可以进一步提升调制信号 SNR 以及系统稳定性. 理论上每增加 1 bit 量化电平, 能够提升 6 dB 调制 SNR. 同时调制器稳定性提升则有利于增加功放的效率上限<sup>[1]</sup>.

但由于开关功放的结构限制, 多电平 DSM 序列需要进一步转化为 2 电平序列才能实现功放的驱动, 目前未见文献具体介绍这方面工作. 本文根据面积等效原理提出了开关功放的电平序列变换策略, 并对变换前后的序列性能差异进行了理论分析和仿真比较. 结论表明相比直接 2 电平输出, 采用本文策略获得的数字调制输出序列具有更好的带内 SNR 性能.

### 2 基于面积等效的电平变换策略

在采样控制理论中, 有一种面积等效原理<sup>[5,6]</sup>: 冲量相等而形状不同的窄脉冲作用于惯性环节, 其最终的输出情况基本相同, 冲量即指窄脉冲的面积. 基于此, 考

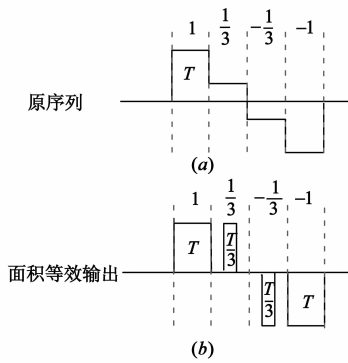


图2 序列面积等效示意图

考虑研究利用面积等效原理将多电平序列转化为可驱动开关功放的两电平序列. 本文针对如图 2(a)所示的 2

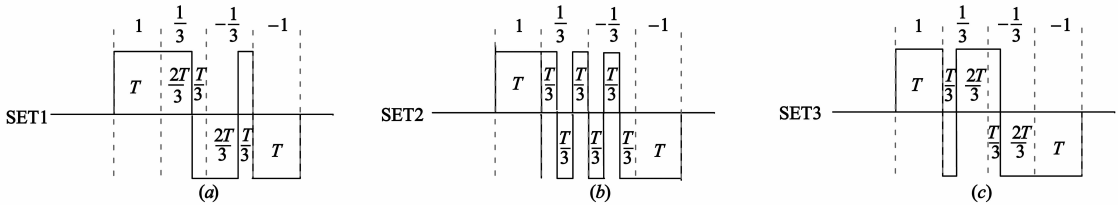


图3 SET对应的三种电平变换方式

### 3 SET 序列特性分析

#### 3.1 变换前后序列的频谱特性分析

信号的时域变化必然会在频域引起相对应的变化. 下面分析变化前后 DSM 序列的频谱特性. 根据图 2, 原序列离散傅里叶变换为:

$$\begin{aligned}
 F(n) &= \frac{1}{NT} \int_0^{NT} f(t) e^{-jnw_p t} dt \\
 &= \frac{1}{NT} \left\{ \sum_{k_1} \int_{k_1 T}^{(k_1+1)T} e^{-jnw_p t} dt \right. \\
 &+ \sum_{k_2} \frac{1}{3} \int_{k_2 T}^{(k_2+1)T} e^{-jnw_p t} dt \\
 &+ \sum_{k_3} \left(-\frac{1}{3}\right) \int_{k_3 T}^{(k_3+1)T} e^{-jnw_p t} dt \\
 &+ \left. \sum_{k_4} (-1) \int_{k_4 T}^{(k_4+1)T} e^{-jnw_p t} dt \right\} \\
 &= 3 * s(n) * G(n) + s(n) * E(n) \quad (1)
 \end{aligned}$$

其中,

$$\begin{cases}
 \sum_{i=1}^4 k_i = N; & w_p = \frac{2\pi}{NT} \\
 s(n) = \frac{1}{3} \left( \frac{e^{-jnw_p T} - 1}{-jnw_p} \right) \\
 G(n) = \left( \sum_{k_1} e^{-jnw_p k_1 T} - \sum_{k_4} e^{-jnw_p k_4 T} \right) \\
 E(n) = \left( \sum_{k_2} e^{-jnw_p k_2 T} - \sum_{k_3} e^{-jnw_p k_3 T} \right)
 \end{cases} \quad (2)$$

式(2)中,  $G(n)$  和  $E(n)$  分别反映了序列中  $\pm 1$  和

比特 4 电平 DSM 输出序列. 假设单位脉宽周期为  $T$ , 则面积等效下的对应输出脉宽如图 2(b)所示. 此处定义  $\pm 1/3$  电平对应的脉冲部分为序列的实际变换部分.

在图 2(b)基础上, 考虑到等效脉冲在水平方向上的移动自由度, 4-2 电平转换可以有多种实现方式. 本文采用如图 3 所示的简化面积等效变换 (Simple Equal-area Transformation, SET) 策略实现 DSM 序列 4-2 电平的转换. 相比其他策略, 图 3 所示的三种变换方式下具有最大的序列最小脉宽  $T/3$ . 注意到 SET1 和 SET3 下序列实际变换部分在单位脉宽周期内具有对称性. 在后面的分析中可以看到, 这种对称性使得 SET1 和 SET3 在变换序列性能评价上是等效的.

$\pm 1/3$  电平的位置信息, 定义为序列公共项, SET 变换前后序列的公共项部分相等. 同时定义  $s(n)$  为序列原始项, 其反映了原序列在单位脉宽周期内的脉冲结构信息.

同理, 根据图 3 可得 SET1 序列的离散傅里叶变换:

$$\begin{cases}
 F_1(n) = 3 * s(n) * G(n) + s_1(n) * E(n) \\
 s_1(n) = \left( \frac{(2e^{-jnw_p T} - e^{-jnw_p T} - 1)}{-jnw_p} \right)
 \end{cases} \quad (3)$$

SET2 序列的离散傅里叶变换:

$$\begin{cases}
 F_2(n) = 3 * s(n) * G(n) + s_2(n) * E(n) \\
 s_2(n) = \left( \frac{(2e^{-jnw_p T} - 2e^{-jnw_p T} + e^{-jnw_p T} - 1)}{-jnw_p} \right)
 \end{cases} \quad (4)$$

以及 SET3 序列的离散傅里叶变换:

$$\begin{cases}
 F_3(n) = 3 * s(n) * G(n) + s_3(n) * E(n) \\
 s_3(n) = \left( \frac{(e^{-jnw_p T} - 2e^{-jnw_p T} + 1)}{-jnw_p} \right)
 \end{cases} \quad (5)$$

式(3)~(5)中,

$$t_0 = \frac{T}{3}, \quad t_1 = \frac{2T}{3} \quad (6)$$

与  $s(n)$  对应, 这边定义  $s_1(n)$ 、 $s_2(n)$ 、 $s_3(n)$  分别为三种变换方式下序列的差异项, 其决定了序列变换后的具体特性. 根据上述公式容易证明,  $s_1(n)$  和  $s_3(n)$  具有相同的幅度. 同时根据式(3)~(5), 三种变换方式下序列的差异项与原始项之间的幅频绝对关系、相频相对关系如图 4 所示. 从图 4(a)可以看出, 在低频端序列原始项、差异项幅值基本相同, 但随着频率的升高序列

原始项、差异项之间的幅值差越大.同时相比  $s_1(n)$  和  $s_3(n)$ ,  $s_2(n)$  在整个频率范围内与原始项的幅度更为相近.图 4(b)表明,  $s_1(n)$  和  $s_3(n)$  的相位差随着频率的增大整体呈现上升趋势,且在采样频率范围内两者互为相反数;  $s_2(n)$  在前半个采样频率范围内与原始项具有相同的相位值,在后半个采样频率范围内与原始项相位差在  $\pm 180^\circ$  之间切换.

结合图 4 仿真结果和式(1)~(6)可以预见,面积等效变换前后的序列频谱在低频端应该具有较高的相似度,但在高频端则存在较大差异.同时由于差异项和原始项在低频端具有相同的相位值,所以在频谱特性上 SET2 要比 SET1、SET3 更接近变换前的序列.

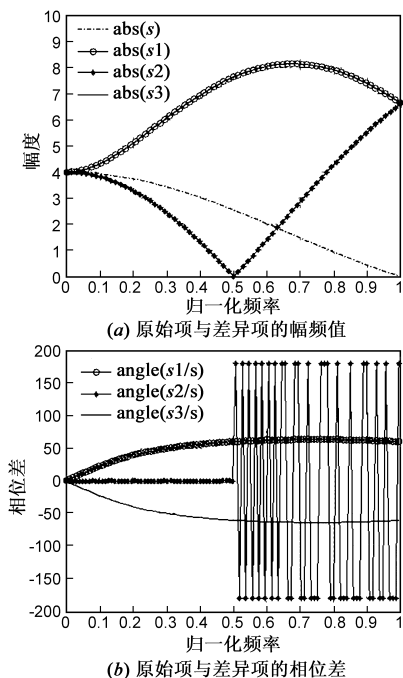


图4 序列原始项和差异项的幅频、相频关系

不失一般性,这边考虑基于 CRFB 结构的 4 阶带通 DSM<sup>[7]</sup>,输入为 35MHz 单音信号,系统采样频率 400MHz.输入信号幅度为 0dBFS 时原序列和三种变换序列的频谱分别如图 5 所示.

图 5 所示的序列频谱验证了前文分析.可以看到,变换后序列频谱在低频端与原序列频谱具有较高的相似度,其中在 35MHz 附近能够明显的看到信号频谱以及噪声成型效果.而在高频端,原序列频谱中镜像信号频率 365MHz 附近的噪声成型效果在 SET 序列下已经完全不可见,并且此时噪声被明显抬高.下面定量分析 SET 序列与原序列之间的频谱相似性.考虑图 1 功放结构,这边主要考虑 DSM 噪声成型带宽(对应后级滤波器带宽)内的频谱特性,定义带内信噪比<sup>[8]</sup>以评价变换前后序列的频谱相似性.为了对比常规开关功放方案,这

边同时仿真了 2 电平量化下的序列频谱情况.

图 6 中需要说明的是,当输入信号幅度为  $(-2 \sim -1)$  dBFS 时 2 电平量化下 DSM 出现失稳,所以忽略这一范围内的带内 SNR 指标.图 6 仿真结果表明,SET2 序列与原 4 电平序列的带内 SNR 指标基本一致,且优于 2 电平量化情况,这与图 4 的仿真结果相吻合.SET1、SET3 方案下由于差异项的相位偏移影响,变换后序列获得的带内 SNR 指标要远远劣于 SET2 序列,甚至低于 2 电平量化下的指标.综上所述,在考虑具体电平变换方式时,差异项的设计目标是具有与序列原始项尽量接近的相位、幅度值.

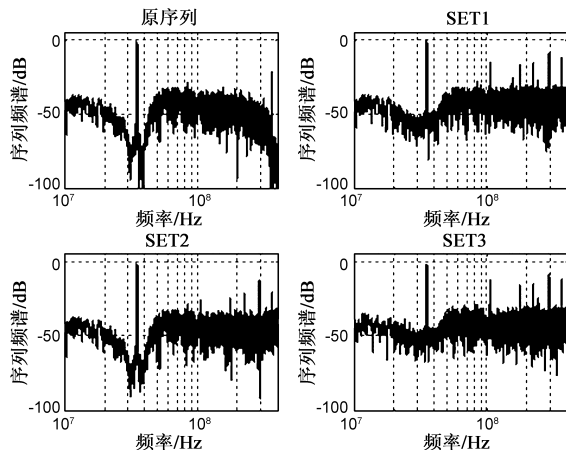


图5 变换前后的序列频谱

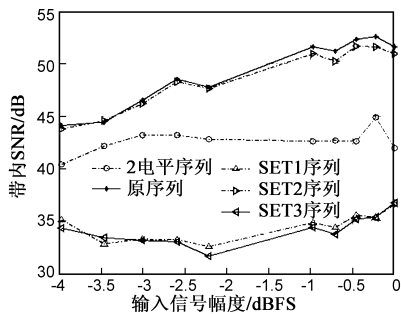


图6 序列变换前后的带内SNR

### 3.2 序列的平均转换频率

前面从频域角度分析了变换前后序列的频谱特性.对于开关功放,数字调制部分还需要关注的一个重要指标是序列的平均转换频率  $f_{aw}$ <sup>[8]</sup>:

$$f_{aw} = \frac{1}{T_w} = N_{tr} * \frac{f_s}{N} \quad (7)$$

上式中  $f_s$  为系统采样频率,  $N$  为序列时钟周期数,  $N_{tr}$  为高低电平间的切换次数,反映脉冲序列中的脉冲总数.平均转换频率越大,意味着功放单位时间内的电平切换次数越多,从而带来的系统开关损耗越大<sup>[8]</sup>.4-2 变化后的序列由于实际变换部分的脉宽减小,因此可以

预见其  $f_{av}$  要大于变换前序列. 同时根据图 3, 由于 SET1 和 SET3 序列的实际变换部分在单位脉宽周期内是关于脉宽中心对称的, 所以两者的  $f_{av}$  相同. 另外, SET2 序列的实际变换部分在单位脉宽周期内电平切换次数为 2, 因此可以预见其  $f_{av}$  要大于 SET1 和 SET3.

下面观察在不同输入信号幅度下, 序列变换前后的平均转换频率 (如图 7 所示). 与带内 SNR 分析相同, 这边同时仿真了 2 电平量化下的序列平均转换频率.

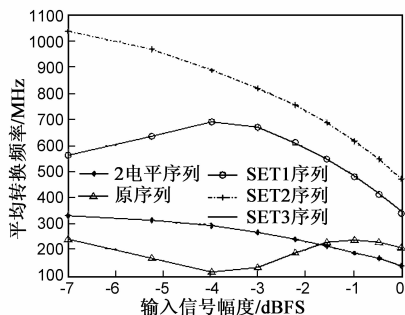


图7 变换前后的序列平均转换频率

2 电平及变换前序列在一个时钟周期内的转换频率为 1, 所以对应的序列  $f_{av}$  均小于采样频率  $f_s$ . 且 2 电平序列随输入信号幅度的增加,  $\pm 1$  连续出现的概率增加, 因此序列  $f_{av}$  随信号幅度单调递减. 而原序列由于涉及到四种电平之间的切换, 所以其  $f_{av}$  更为复杂. 与输出序列具体电平概率、电平间切换概率对应, 随着输入信号幅度增加输出序列  $f_{av}$  总体呈现先减小后增大的趋势. 此外根据图 3 的变换规则, SET 序列实际变换部分相比原序列会产生额外的电平切换, 因此 SET1 ~ SET3 获得比原序列更高的  $f_{av}$ .

### 3.3 等面积记忆电平转换策略

根据前面的分析, 4-2 电平变换方式中 SET2 相比 SET1/SET3, 其序列与原序列之间具有最高的频谱相似性, 但其代价是序列具有更高的平均转换频率. 并且随系统工作频率增加, 序列变换前后的平均转换频率绝对差值越大, 这将大大降低高频应用场合下开关功放的整体性能. 考虑到序列实际变换部分 SET2 和 SET3 在周期起始位置具有相反的电平值, 下面在 SET2 基础上提出一种记忆转换策略 (SMT): 变换当前周期内的序列值时, 根据上一周期的序列结束值, 具体选择 SET2 或 SET3, 使得当前周期内变换序列起始值与上一周期的序列结束值相等.

通过 SMT, 可以消除 SET2 下序列周期内的电平转换, 从而减小序列的  $f_{av}$ . 根据 SMT 的具体实现和图 3 所示转换方式容易分析得到, SMT 序列与 SET1/3 序列具有相同的电平切换次数. 下面通过仿真分析 SMT 序列的带内 SNR 情况 (如图 8 所示), 并与其他几种序列情

况进行比较.

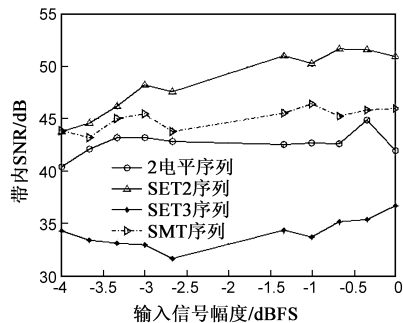


图8 SMT与其他序列的带内SNR

上图仿真结果表明, 在序列平均转换频率相同的情况下, 相比 SET1/3 采用 SMT 可以有效提升序列的频谱性能; 相比 2 电平序列、SET2 序列, SMT 本质是在序列频谱性能和平均转换频率之间获取了一个较优的折衷.

## 4 结语

为了使用多电平 DSM 调制器驱动开关功放, 本文研究了基于 4 电平 DSM 的开关功放电平转换策略. 理论分析和仿真结果表明, 通过采用合适的电平转换方式, 数字调制输出可以获得比常规 2 电平 DSM 输出更优的带内 SNR 性能. 但 SNR 性能提升的代价是开关功放单位时间内的电平切换次数增加. 为降低序列平均转换频率以适应高频场合下的功放应用, 文章最后提出了一种记忆转换策略, 在序列频谱性能和平均转换频率之间获取了一个较优的折衷.

本文的分析方法可以应用到更高比特的电平转换方案中, 同时本文的下列结论可供参考:

(1) 在设计具体电平变换策略时, 为了保证变换序列具有较好的频谱性能, 具体采用的电平变换方式应具有如下特性: 序列变换部分的差异项具有与序列原始项尽量接近的幅度、相位值;

(2) 序列实际变换部分在脉宽周期内具有对称性的变化方式 (例如本文的 SET1 和 SET3) 可以认为是等价的; 采用电平转换策略时, 在保证系统稳定性的前提下应尽量增加输入信号的幅度, 这有利于在提高序列带内 SNR 的同时降低  $f_{av}$ ;

(3) 为了降低开关功放的切换损耗代价, 结合实际应用场合进行频谱性能和平均转换频率的折衷是电平变换策略需要考虑的一个方面.

在本文的 4 电平变换方案基础上, 研究带内 SNR、 $f_{av}$  随量化电平的变化趋势以及实现 SNR 优化和  $f_{av}$  抑制之间的最优折衷是下一步工作的方向.

## 参考文献

[1] Fujimoto Y, Re P L, Miyamoto M. A delta-sigma modulator for

- a 1-bit digital switching amplifier [J]. IEEE Journal on Solid-State Circuits, 2005, 40(9): 1865 - 1871.
- [2] 冯辉, 秦毅男, 林争辉. D 类功放中全数字 PWM 结构的非线性误差校正方法 [J]. 电子学报, 2007, 35(8): 1442 - 1445.  
Feng Hui, Qin Yi-nan, Lin Zheng-hui. The method of nonlinear error calibration for digital PWM structure in class-D amplifier [J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(8): 1442 - 1445. (in Chinese)
- [3] Hung T P, Rode J, Larson L E, et al. Design of H-bridge class-D power amplifiers for digital pulse modulation transmitters [J]. IEEE Transactions on Microwave and Techniques, 2007, 55(12): 2845 - 2855.
- [4] 程剑平, 朱卓娅, 魏同立. 低电压低功耗带通 Sigma Delta 调制器的设计 [J]. 电子学报, 2005, 33(11): 2051 - 2055.  
Cheng Jian-ping, Zhu Zhuo-ya, Wei Tong-li. The design of low voltage low power bandpass sigma delta modulator [J]. Acta Electronica Sinica, 2005, 33(11): 2051 - 2055. (in Chinese)
- [5] 廖晓钟, 金英. 一种改进的生成 SPWM 波形的等面积算法 [J]. 北京理工大学学报, 2001, 21(6): 710 - 714.  
Liao Xiao-zhong, Jin Ying. An improved equiarea algorithm for generating SPWM wave [J]. Journal of Beijing Institute of Technology, 2001, 21(6): 710 - 714. (in Chinese)
- [6] 李刚, 艾良. 基于 SPWM 的正弦波设计与实现 [J]. 电子技术, 2008, 31(13): 154 - 156.  
Li Gang, Ai Liang. Design and realization based on the SPWM sine wave [J]. Electronic Technology, 2008, 31(13): 154 - 156. (in Chinese)
- [7] 刘冠东. 基于  $\Sigma\Delta$  技术的调制器的设计与验证 [D]. 湖南长沙: 湖南大学, 2011, 5.  
Liu Guan-dong. The Design and Verification of the Sigma-Delta Modulator [D]. Changsha, Hunan: Hunan University, 2011, 5. (in Chinese)
- [8] Johnson T, Stapleton S P. RF class-D amplification with band-pass sigma-delta modulator drive signals [J]. IEEE Transactions on Circuits and System, 2006, 53(12): 2507 - 2519.

#### 作者简介



**陈剑斌** 男, 1986 年 2 月出生, 福建龙岩人. 2008 年、2011 年分别在浙江大学、解放军理工大学获得工学学士和工学硕士学位, 其后进入南京电讯技术研究所工作, 现为助理工程师, 主要从事数字射频调制及微波技术方面的有关研究.

E-mail: 04dzjsjb@163.com



**周强** 男, 1980 年 12 月出生, 重庆九龙坡人. 2003 年和 2009 年在南京航空航天大学获工学学士和工学博士学位, 现为南京电讯技术研究所站博士后, 主要从事数字功率放大及射频技术方面的研究工作.