

一种降低 D 类功率放大器开关噪声的设计

顾爱民

(上海船舶电子设备研究所, 上海 201108)

摘要: 传统 D 类功率放大器因特有的开关噪声对水下电子设备的信号接收、通信控制和信号传输等电信号产生很大的干扰, 限制了 D 类功率放大器在水下电子设备中的广泛应用针对这一现象, 首先阐明了 $\Sigma\text{-}\Delta$ 调制的 D 类功率放大器降低开关噪声的原理, 然后对传统调制方式和 $\Sigma\text{-}\Delta$ 调制方式的 D 类功率放大器进行原理分析, 并在 Simulink 软件中进行仿真对比。仿真结果表明, 传统 D 类功率放大器在开关频率处的开关噪声能量高, $\Sigma\text{-}\Delta$ 调制的 D 类功率放大器的开关噪声能量分散在一定的带宽内, 并且开关噪声能量峰值低于传统 D 类功率放大器。

关键词: 开关噪声; $\Sigma\text{-}\Delta$ 调制; D 类功率放大器

中图分类号: TB556

文献标识码: A

文章编号: 1000-3630(2020)-02-0257-04

DOI 编码: 10.16300/j.cnki.1000-3630.2020.02.022

A design for reducing switching noise of Class-D power amplifier

GU Aimin

(Shanghai Marine Electronic Equipment Research Institute, Shanghai 201108, China)

Abstract: The switching noise accompanying in traditional Class-D power amplifier operation limits its wide application in underwater equipment due to its bad impacts on signal reception, communication control and signal transmission. In view of this phenomenon, this paper first explains the principle of reducing switching noise of Class-D power amplifier by using $\Sigma\text{-}\Delta$ modulation, and then analyzes and compares the principles of Class-D power amplifier modulated by traditional PWM and $\Sigma\text{-}\Delta$ modes with Simulink software. The simulation results show that the traditional Class-D power amplifier generates high energy switching noise at the switching frequency, and the $\Sigma\text{-}\Delta$ modulated Class-D power amplifier makes the switching noise energy dispersing in a certain bandwidth, so that the peak energy of switching noise is lower than that of the traditional PWM modulation mode.

Key words: switching noise; $\Sigma\text{-}\Delta$ modulation; Class-D power amplifier

0 引言

功率放大器是水下对抗设备中不可或缺的一部分, 被广泛应用于信号的放大和驱动控制中, 相对于线性放大器, D 类功率放大器的功率管处于开关状态, 具有高效率、小体积的优点。但 D 类功率放大器在开关过程中会产生高频的开关噪声, 对水下信号的接收、通信控制和信号传输造成干扰, 影响到水下设备的整体性能。

针对上述问题, 本文将 $\Sigma\text{-}\Delta$ 调制技术应用于 D 类功率放大器中, 因 $\Sigma\text{-}\Delta$ 方式将开关噪声的能量分布在一定的带宽内, 从而降低了开关噪声峰值能量, 再辅以噪声整形, 可降低带内噪声。通过在

Simulink 软件中建立模型对此项技术进行仿真分析, 为 $\Sigma\text{-}\Delta$ 调制技术在 D 类功率放大器中的应用提供了理论支撑。

1 $\Sigma\text{-}\Delta$ 调制器的工作原理

$\Sigma\text{-}\Delta$ 调制器是一种噪声整形过采样滤波器, 可对信号进行过采样, 并通过噪声整形技术将量化噪声集中到带外的高频范围内, 使带内的噪声大大降低。此过采样与噪声整形技术, 以增加带外范围噪声为代价, 可将量化噪声由白噪声变为整形噪声, 从而使 $\Sigma\text{-}\Delta$ 调制具有在带内达到较高的信噪比^[1]的优点。此调制器的 D 类功率放大器的反馈端连接在功率管的输出端, 根据输出信号幅度大小来设置量化器的迟滞, 可以有效抑制功率管输出的高频成分, 大量降低开关噪声并减少电磁辐射^[2]。

所建立的 $\Sigma\text{-}\Delta$ 调制器数学模型^[3]如图 1 所示, 图中 X 为输入信号, Y 为量化后的信号, ε 表示量化噪声。由模型可得

收稿日期: 2019-09-02; 修回日期: 2019-12-30

基金项目: 研究所内部基金(170623)

作者简介: 顾爱民(1971—), 男, 上海人, 本科, 工程师, 研究方向为电子设备。

通讯作者: 顾爱民, E-mail: guaimin1@126.com

$$[X - Y \cdot B(z)]A(z) + \varepsilon = Y \quad (1)$$

解得

$$Y = \frac{A(z)}{1 + A(z)B(z)} X + \frac{1}{1 + A(z)B(z)} \varepsilon \quad (2)$$

$$\text{令 } F_{ST}(z) = \frac{A(z)}{1 + A(z)B(z)}, \quad F_{NT}(z) = \frac{1}{1 + A(z)B(z)} \text{ 可得}$$

$$Y = X \cdot F_{ST}(z) + \varepsilon \cdot F_{NT}(z) \quad (3)$$

$F_{ST}(z)$ 为信号传递函数, $F_{NT}(z)$ 为噪声传递函数, 若欲得到高的信噪比整形结果, 则需要 $F_{NT}(z)$ 在信号频带内低, $F_{ST}(z)$ 在信号频带内平坦。

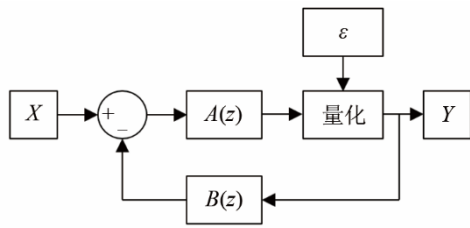


图1 Σ - Δ 调制器数学模型

Fig.1 Mathematical model of Σ - Δ modulator

一种重要的 Σ - Δ 调制器结构是不使用 $B(z)$ 模块, 即 $B(z)=1$, 这时 $A(z)$ 必须具有积分器的形式才能获得所需的响应。在最简单的情况下, $A(z)$ 为带一个延迟的积分器, 即:

$$A(z) = \frac{Z^{-1}}{1 - Z^{-1}} \quad (4)$$

由此可得最简单的一阶调制器, 即:

$$Y = Z^{-1} \cdot X + (1 + Z^{-1}) \cdot \varepsilon \quad (5)$$

信号通过 Z^{-1} , 只延迟一个周期, 噪声则被 $1 + Z^{-1}$ 整形, 也就是调制器对信号和量化噪声进行了不同的处理。在单位圆上用 $e^{j\omega T}$ 代替 Z , 可得

$$F_{NT}(\omega) = 1 - e^{-j\omega T} = 2je^{\frac{-j\omega T}{2}} \sin \frac{\omega T}{2} \quad (6)$$

式(6)表明了量化噪声的白功率谱被放大为原先的 2 倍, 但是被 $\sin(\omega T/2)$ 进行了整形。噪声传输函数有明显的高通特性, 频谱的低频部分有明显的衰减, 高频部分有明显的增强。

在简单的一阶 Σ - Δ 调制器的环路中使用 N 个积分器可得到简单的 N 阶 Σ - Δ 调制器, 可得:

$$Y = Z^{-1} \cdot X + (1 + Z^{-1})^N \cdot \varepsilon \quad (7)$$

在单位圆上用 $e^{j\omega T}$ 代替 Z , 可得

$$F_{NT}(\omega) = (1 - e^{-j\omega T})^N = (2j)^N e^{\frac{-j\omega NT}{2}} \sin^N \frac{\omega T}{2} \quad (8)$$

式(8)表明, 量化噪声的白功率谱被放大为原先的 2^N 倍, 但是被 $\sin^N(\omega T/2)$ 进行了整形。噪声传输函数有明显的高通特性, 传递函数曲线比一阶的情况上升更快, 高频量化噪声的增加会降低调制器的稳定性, 限制了调制器输入信号的最大幅度。

2 不同调制方式噪声仿真分析

D 类功率放大器对于信号频率的适应范围与开关频率有关, 与采取不同调制方式的相关性不大。本文采用 Simulink 对传统脉冲宽度调制(Pulse Width Modulation, PWM)和 Σ - Δ 调制器控制的 D 类功率放大器进行仿真。在仿真时, 设置为相同的开关频率和输出幅度, 以便对不同调制方式的仿真结果进行对比分析, 为 D 类功率放大器的设计提供指导作用。

2.1 传统 PWM 调制器仿真

传统 PWM 调制的原理如图 2 所示^[4]。传统 PWM 将输入信号与固定频率的锯齿波或三角波进行比较, 得到包含输入信号信息的 PWM 信号, 在一个 PWM 周期内, 占空比的大小正比于输入信号的幅值, PWM 的频率与锯齿波或三角波的频率一致。将 PWM 信号通过功率管放大, 输入信号跟随着放大, 再将放大后的 PWM 通过低通滤波电路, 可恢复输入信号的信息, 达到了放大输入信号的目的。

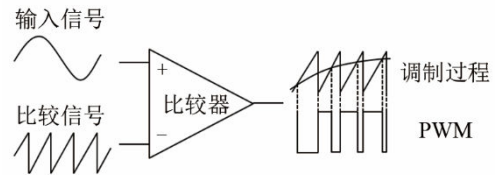


图2 传统 PWM 调制原理图

Fig.2 Schematic diagram of traditional PWM modulation

由于 PWM 波的频率为固定值, 在开关频率处存在较大的开关尖峰和开关噪声, 在此对这一现象进行仿真分析。传统 PWM 调制的 D 类功放放在 Simulink 软件中的仿真模型如图 3 所示, 输入信号与锯齿波比较, 然后将比较后输出的信号放大, 最后通过低通滤波器还原输入信号的信息。

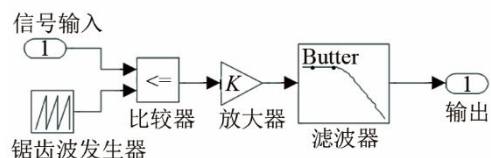


图3 传统 PWM 调制器仿真模型

Fig.3 Simulation model of traditional PWM modulator

2.2 Σ - Δ 调制器仿真

通过对 Σ - Δ 调制器的工作原理的分析, 可得出 Σ - Δ 调制器的实现方式是输入信号通过输出信号相加放大后, 经过积分、量化、放大、滤波恢复输入

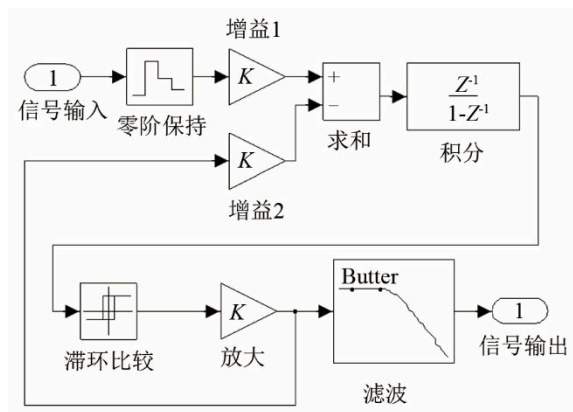


图 4 Σ - Δ 调制器的仿真模型
Fig.4 Simulation model of Σ - Δ modulator

信号信息后输出，可通过 Σ - Δ 调制器的实现方式完成在 Simulink 软件中的仿真模型，仿真模型如图 4 所示。 Σ - Δ 调制器在对信号调制时，其开关频率不为固定值，开关频率分布在一定的带宽内，可有效降低开关尖峰和开关噪声。

2.3 仿真结果分析

将传统 PWM 调制及 Σ - Δ 调制控制的 D 类功率放大器的开关频率、信号输出幅度、放大倍数等其他主要仿真参数均设置相同，开关频率设置为 66 kHz。为了便于数据的表述，在此将功率放大电路的输出采用 dB 的方式进行描述，仿真时设置所需放大信号的频率为 1 kHz，输出信号的功率谱为 32 dB 左右，在 Simulink 软件中的仿真结果如图 5 所示。在 1、2、3、4、5 kHz 的功率谱结果见表 1。

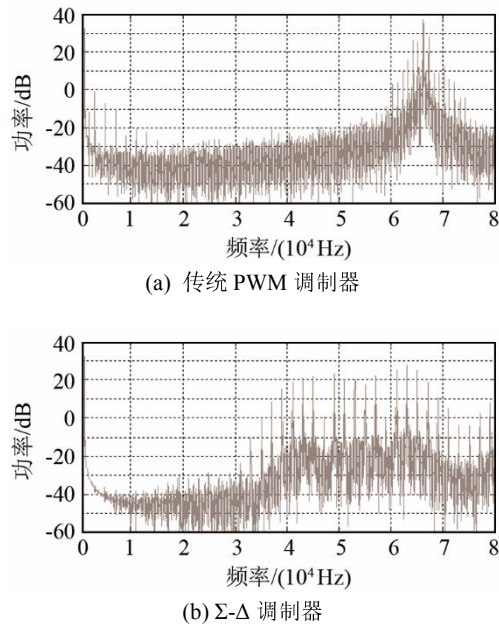


图 5 两种方式调制的 D 类功率放大器开关噪声功率谱仿真结果
Fig.5 Simulation results of the switching noise spectrums of Class-D power amplifier modulated by the two modes

表 1 两种方式调制的 D 类放大器输出信号谱级的仿真结果对比(信号频率为 1 kHz)

Table 1 Simulation results of the output signal spectrum levels of Class-D power amplifier modulated by the two modes (signal frequency = 1 kHz)

频率/kHz	输出功率/dB		功率差/dB
	传统 PWM 调制	Σ - Δ 调制	
1	32.57	32.27	0.30
2	-11.66	-31.75	20.09
3	-0.86	-36.15	35.29
4	-31.67	-39.49	7.82
5	-7.04	-41.74	34.70
10	-36.79	-44.17	7.38
15	-34.28	-45.42	11.14
18	-35.71	-42.43	6.72

由图 5 可以得出，传统 PWM 调制器的开关功率能量聚集在开关频率附近，峰值功率为 37.16 dB，频点为 66.2 kHz， Σ - Δ 调制器将开关频率能量分散在一定的带宽内，在 30~73 kHz 频段内最大的功率能量为 27.44 dB，频点为 63.05 kHz，由此可得，采用 Σ - Δ 调制器在开关频率处的峰值功率能量较传统 PWM 调制器低 10 dB 左右，达到了降低开关噪声的目的。

由表 1 可以得出，两种调制器在输出信号相同的条件下，传统 PWM 调制器在 2、3、4、5 kHz 频点处的功率谱数值大于 Σ - Δ 调制器在相关频点的功率谱数值，并由图 5 中可看出，在 1~18 kHz 频带内， Σ - Δ 调制器的带内噪声较传统 PWM 调制器的带内噪声低 6 dB 左右。

2.4 实验室测试结果分析

对传统 PWM 及 Σ - Δ 调制控制的 D 类功率放大器进行实验室测试，开关频率设置为 66 kHz 左右，测试信号的频率为 1 kHz，传统 PWM 和 Σ - Δ 调制器测试结果分别如图 6 和图 7 所示。在频率 1、2、3、4、5、10、15、18 kHz 的功率谱结果见表 2。由图 6 和图 7 可以看出，实测结果与仿真结果一致，由表 2 的实测结果可得出，在 1~18 kHz 频带内，

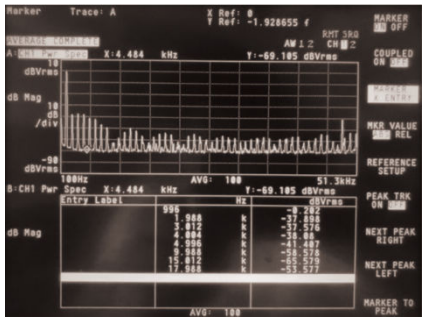


图 6 传统 PWM 调制器的测试结果
Fig.6 The test results of traditional PWM modulator

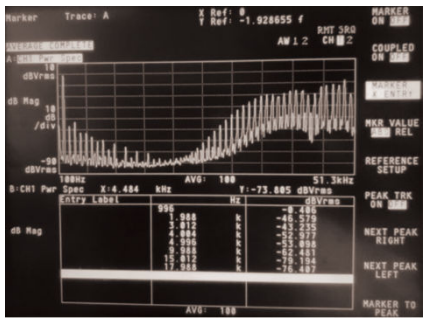


图 7 Σ - Δ 调制器测试结果
Fig.7 The test results of Σ - Δ modulator

表 2 两种调制器输出信号测试结果对比
Table 2 The comparison of test result between output signals of two modulators

频率/kHz	输出功率/dB		功率差/dB
	传统 PWM 调制	Σ - Δ 调制	
1	-0.202	-0.406	0.204
2	-37.898	-46.579	8.681
3	-37.576	-43.235	5.659
4	-38.080	-52.977	14.897
5	-41.407	-53.098	11.691
10	-58.578	-62.481	3.903
15	-65.579	-79.194	13.615
18	-53.577	-76.407	22.830

Σ - Δ 调制器的带内噪声较传统 PWM 调制器的带内噪声低 4 dB 左右。

3 结 论

本文通过对两种功率放大器调制方式的仿真

和实验室测试，可以得出 Σ - Δ 调制方式的 D 类功率放大器在工作时将开关频率能量分散在一定的带宽内。在主要仿真参数均设置相同的条件下，开关频率处的能量峰值较传统 PWM 调制方式的 D 类功率放大器低 10 dB 左右，降低了辐射和传导干扰的能量。仿真结果显示，带内的噪声最大值较传统 PWM 调制器的带内噪声低 6 dB 左右；实测结果显示带内的噪声最大值较传统 PWM 调制器的带内噪声低 4 dB 左右，与仿真结果相符。本文为设计出低噪声、低电磁辐射的 D 类功率放大器提供了理论支撑。

参 考 文 献

[1] 马宵伟. Sigma-Delta DAC 数字调制器研究、设计及 FPGA 实现[D]. 合肥: 中国科学技术大学, 2015.
MA Xiaowei. Sigma-Delta DAC digital modulator research, design and FPGA realization[D]. Hefei: University of Science and Technology of China, 2015.

[2] FUJIMOTO Y, RE P L, MIYAMOTO M. A Delta-Sigma modulator for a 1-bit digital switching amplifier[J]. IEEE Journal of Solid of Soldhnlology of Chin, 2005, 40(9): 186551871.

[3] FRANCO M. Data converters[M]. New York: Springer-Verlag, 2007.

[4] 李兆玺, 黄国勇, 高威, 等. 基于 PWM 的数字功率放大实验系统设计及实现[J]. 实验技术与管理, 2019, 5: 111-114.
LI Zhaoxi, HUANG Guoyong, GAO Wei, et al. Design and realization of digital power amplification experiment system based on PWM[J]. Experimental Technology and Management, 2015, 36(5): 111-114.