

MD1002V200M/S 数字功放模块及应用

(天津开发区迪奥特数字技术开发有限公司)

概述:

MD1002V200 是双声道数字音频功率放大器调制与驱动级模块, 其特点如下:

全平衡式输入, 双声道单端/单声道桥接输出

500W*2/1800W@4Ω & 1%THD+N

效率>90%

双功率电源, 宽工作电压范围, 最高电压至±90V

50ns 死区时间

主/从方式多模块 PWM 频率同步控制

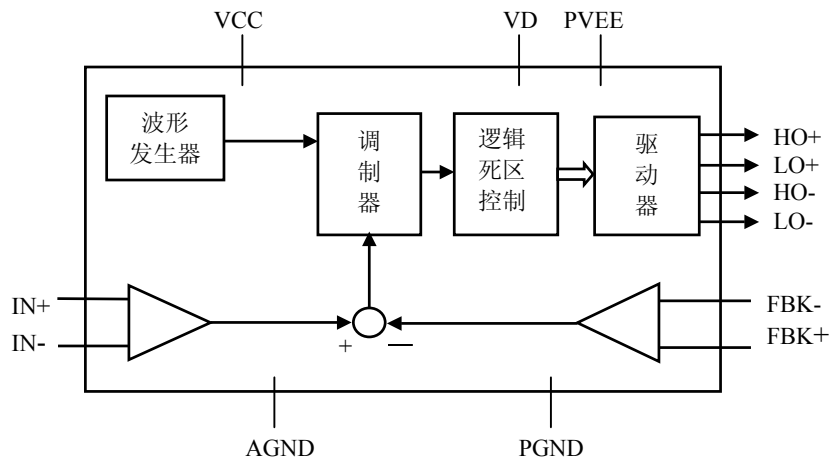
全 N 沟道 MOSFET 驱动

PWM 输出可关断功能

泵效应与滤波残余开关信号电压最小化电路拓扑

3A 峰值驱动电流

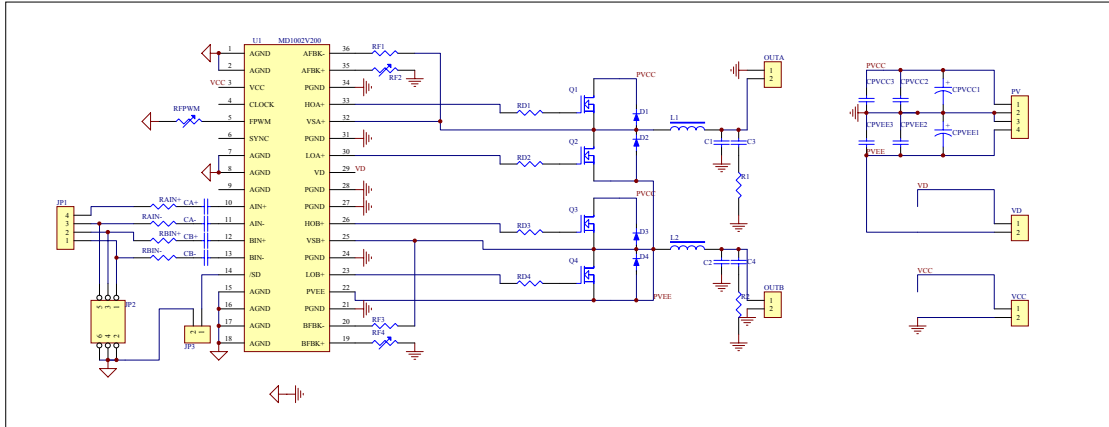
内部原理框图 (一个通道):



特性: (除非另有说明, PV=±75V, VCC=12V, VD=12V, f=1kHz, 22kHz 带宽滤波, Ta=25℃)

符号	参数	条件	最小	典型	最大	单位
P _{OUT}	输出功率 (单端)	THD+N=0.1%, 8Ω/4Ω THD+N=1%, 8Ω/4Ω		100/200 250/500		W W
	输出功率 (桥接)	THD+N=0.1%, 8Ω/4Ω THD+N=1%, 8Ω/4Ω		450/800 1000/1800		W W
THD+N	总谐波失真+噪声	P _{OUT} =100W/通道, 8Ω		0.1		%
SNR	信号噪声比	A 计权, P _{OUT} =200W/通道, 8Ω		100		dB
CS	声道隔离度	P _{OUT} =100W/通道, 8Ω		85		dB
PSRR	电源抑制比	V _{ripple} =10V, 20~22kHz		70		dB
BW	带宽	20~22kHz	-3		3	dB
η	效率	500W, 4Ω		88		%
		250W, 8Ω		92		

应用电路图：



供电：

采用 MD1002V200 模块的数字电路采用三组电源供电，分别是前级电源 VCC：12V/10mA，以地为参考；双功率电源 PVCC 与 PVEE：±15V~±90V；驱动电源 VD：12V。200mA，以负功率电源 PVEE 为参考。

输入与输出：

双声道方式：

MD1002V200 模块输入可设置为平衡或单端方式，当信号源为平衡输出时，JP2 跳线全部断开，信号经由耦合电容 CA+、CA-、CB+、CB-输入 INA+、INA-、INB+、INB-；当信号源为单端输出时，JP2 跳线中 3-4、5-6 短接，信号经由耦合电容 CA+、CB-输入 INA+，INB-。输出为：OUTA-功率地、功率地-OUTB

桥接方式：

平衡信号输入时，JP2 跳线全部断开，信号中的一路输入至 INA+与 INB-，另一路输入至 INA-与 INB+；输入为单端时，JP2 跳线中的 3-4、5-6 短接，信号输入至 INA+与 INB-。输出为：OUTA-OUTB

本模块独有的电路拓扑可以保证单端输出时所产生的电源泵效应最小，并且使桥接方式的输出残余开关信号电压为传统方式的 1/15。

增益控制与中点电位调整

本模块电压增益设置为 400v/v，增益可以通过改变外接输入电阻 R_{xINx} 进行设置，表示如下：

$$A_v = \frac{16 \times 10^6}{4 \times 10^4 + R_{xINx}}$$

R_{xINx} ——外接输入电阻，单位 Ω 。

反馈电阻 RF1、RF3 选用 2.7k Ω 无感电阻，在设计时注意功率方面的选择，理论功率消耗为：

$$W_{RF} = \frac{PVCC^2}{5400}$$

PVCC——功率电源电压，单位 V。

RF2、RF4 为输出直流电位调整电阻，通过调整该电阻，可以使输出端直流偏移电压 <30mV。

MOSFET 选择:

MOSFET 选择的关键参数是漏源耐压, 漏极电流、充电电荷、通态内阻。

MOSFET 漏源耐压要根据 PVCC 选择, 同时要考虑电源电压波动以及电压尖峰可能对 MOSFET 造成损害, 良好的电源以及布线设计可以减小电压波动与尖峰, 建议 MOSFET 漏源耐压值高于电源电压 50%。

MOSFET 漏极电流要根据输出功率与负载阻抗两方面考虑, 由于温度的影响, 功放最大输出电流不应超过 MOSFET 100°C 时允许的漏极电流。

MOSFET 的充电电荷与通态内阻对数字功放性能有重要影响, 理想的 MOSFET 是充电电荷与通态内阻都较小, 以使开关损耗与导通损耗都较小, 提高工作效率, 同时获得低的 THD+N。

但实际 MOSFET 在漏源耐压, 漏极电流、充电电荷、通态内阻方面是矛盾的, 应综合加以考虑。

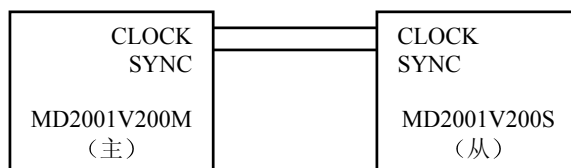
开关频率与同步控制:

主模块 PWM 频率由内部定时器产生, 频率约 300kHz, 通过 fPWM 端对模拟地外接电阻 RfPWM 可以增大 PWM 工作频率, 可用下式估算:

$$f_{PWM} = 350000(1 + \frac{R_{fPWM}}{56000})$$

PWM 频率的增加有助于提高 THD+N 与减小滤波器尺寸, 但导致工作效率降低, 建议根据实际使用情况在 300~450kHz 范围内调整。

当采用两只或以上模块组成四通道或更多声道时, 为了防止各模块 PWM 频率之差处于可听的频率范围内而干扰噪声, 即所谓拍频声, 措施之一是设置各模块 PWM 频差大于 20kHz, 但这样回造成更多电磁干扰频率的出现; 措施之二是 PWM 频率同步控制: PWM 频率同步控制采用主/从结构, 模块之一采用本公司的主模块 (MD1002V200M), 提供 PWM 频率输出, 其余模块采用从属模块 (MD1002V200S), 内部振荡器关闭, 接受主模块提供的 PWM 频率信号而实现一致的 PWM 工作频率。主/从结构的配置如下图所示: 主、从模块的 CLOCK 与 SYNC 端分别连接在一起。为了得到良好的性能, 主、从模块之间 CLOCK 与 SYNC 连线的距离要尽量保持在 100mm 以内。



接地与布线:

模拟地与功率地分开, 通过 PCB 铜箔或穿心磁珠一点连接; 功率信号走线要粗、宽, 并尽可能短; MOSFET 栅极驱动走线要尽可能短并避免过多弯曲。

关于测量:

目前模拟功放的测试方法与设备并不完全适合数字功率放大器的测量, 数字功放的测量可以参考 AES17-1998 对数字音频设备的测试描述与 Audio Precision 公司的 AUX-0025 滤波适配器的使用说明。