



## 10W立体声D类双声道音频功率放大器

### 产品概述

HXJ9310是一款用于驱动桥接立体声扬声器、每声道10W的高效D类音频放大器。它可以驱动低至8Ω的立体声扬声器。当播放音乐时，由于HXJ9310的高效率，因此不需要额外的散热片。放大器的增益由两个增益选择端控制。可选的增益包括15.3、21.2、27.2和31.8 dB。电路具有输出短路保护功能，可防止输出端到电源、地及其它输出端的短路。热保护功能可保证芯片不会超过最大结温。

### 主要特点

1. 在17V工作电压、16Ω负载时输出功率为10W/声道
2. 在13V工作电压、8Ω负载时输出功率为10W/声道
3. D类放大器，效率可达95%，不需要额外的散热片
4. 工作电压范围：8.5V到18V
5. 四个可选择的固定增益
6. 差分输入降低共模噪声
7. 热保护和短路保护

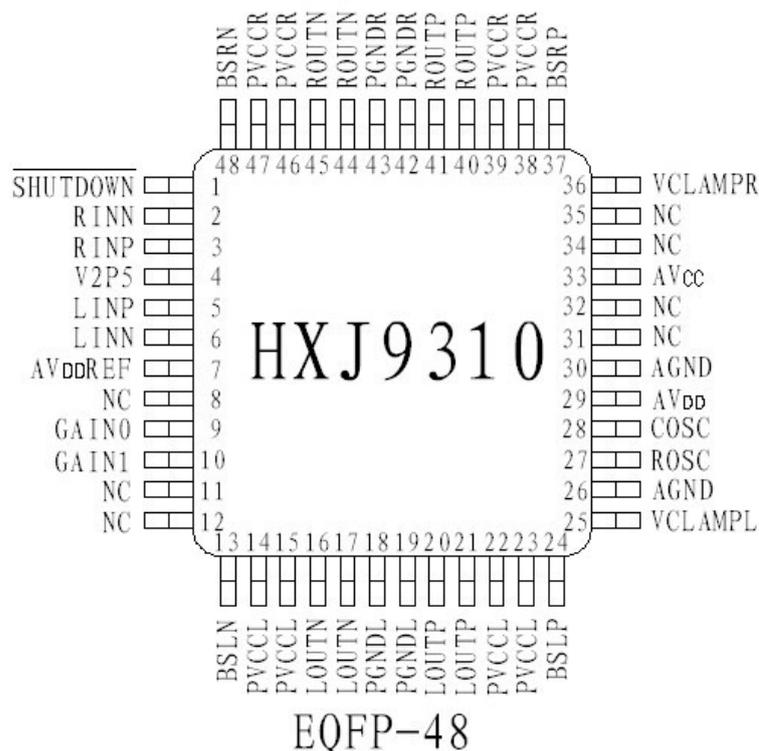
### 典型应用

LCD显示器、电视、便携式PC

### 封装形式

采用 EQFP-48 封装

### 引脚分布





## 10W立体声D类双声道音频功率放大器

## 引脚说明

HXJ9310	符号	I/O	功能描述
1	SHUTDOWN	I	IC 关断信号（低电平：关断，高电平：工作），兼容 TTL 逻辑电平
2	RINN	I	右声道负端音频输入
3	RINP	I	右声道正端音频输入
4	V2P5	O	模拟单元 2.5V 基准
5	LINP	I	左声道正端音频输入
6	LINN	I	左声道负端音频输入
7	AV <sub>DD</sub> REF	O	5V 基准输出，接增益控制电阻或直接连接 GAIN 1、GAIN 0
8	NC	-	无内部连接
9	GAIN 0	I	增益设置低有效位，兼容 TTL 逻辑电平
10	GAIN 1	I	增益设置高有效位，兼容 TTL 逻辑电平
11	NC	-	无内部连接
12	NC		
13	BSLN	-	左声道负半桥自举输入 / 输出
14	PVCCL	-	左声道H桥电源，不连接PVCCR或AV <sub>CC</sub>
15			
16	LOUTN	O	左声道负端半桥输出
17			
18	PGNDL	-	左声道H桥地电位
19			
20	LOUTP	O	左声道正端半桥输出
21			
22	PVCCL	-	左声道H桥电源，不连接PVCCR或AV <sub>CC</sub>
23			
24	BSLP	-	左声道正半桥自举输入 / 输出
25	VCLAMPL	-	内部产生的为左声道自举供电的电压
26	AGND	-	内部数字 / 模拟单元的模拟地
27	ROSC	I/O	三角波产生器输入 / 输出电流设置电阻
28	COSC	I/O	三角波产生器电容充 / 放电电流输入 / 输出
29	AV <sub>DD</sub>	O	5V 稳压输出，用于内部单元及 GAIN 1、GAIN 0，不用于驱动其它外部电路
30	AGND	-	内部数字 / 模拟单元的模拟地
31	NC	-	无内部连接
32		-	无内部连接
33	AV <sub>CC</sub>	-	模拟电源电压，不内接 PVCCR 或 PVCCL
34	NC	-	无内部连接
35		-	无内部连接



## 10W立体声D类双声道音频功率放大器

HXJ9310	符号	I/O	功能描述
36	VCLAMPR	-	内部产生的为右声道自举供电的电压
37	BSRP	-	右声道正半桥自举输入/输出
38	PVCCR	-	右声道H桥电源，不连接PVCCCL或AV <sub>CC</sub>
39			
40	ROUTP	O	右声道正端半桥输出
41			
42	PGNDR	-	右声道H桥地电位
43			
44	ROUTN	O	右声道负端半桥输出
45			
46	PVCCR	-	右声道H桥电源，不连接PVCCCL或AV <sub>CC</sub>
47			
48	BSRN	-	右声道负半桥自举输入/输出
--	散热垫	-	HXJ9310 (EQFP48封装)的散热垫，连接AGND和PGND，应为AGND和PGND的中心点。内部与AGND阻性连接

## 推荐工作条件

项目	符号	条件	最小值	最大值	单位
工作电压	V <sub>CC</sub>	PV <sub>CC</sub> , AV <sub>CC</sub>	8.5	18	V
高电平输入电压	V <sub>IH</sub>	SHUTDOWN, GAIN 0, GAIN 1	2	--	V
低电平输入电压,	V <sub>IL</sub>	SHUTDOWN, GAIN 0, GAIN 1	--	0.8	V
高电平输入电流	I <sub>IH</sub>	SHUTDOWN, V <sub>I</sub> = V <sub>CC</sub> = 18 V	--	10	μA
		GAIN 0, GAIN 1, V <sub>I</sub> = 5.5 V, V <sub>CC</sub> = 18 V	--	1	μA
低电平输入电流	I <sub>IL</sub>	SHUTDOWN, V <sub>I</sub> = V <sub>CC</sub> = 18 V	--	1	μA
		GAIN 0, GAIN 1, V <sub>I</sub> = 5.5 V, V <sub>CC</sub> = 18 V	--	1	μA
振荡频率	f <sub>OSC</sub>	频率可由R <sub>OSC</sub> 和C <sub>OSC</sub> 选择	200	300	kHz
工作温度	T <sub>A</sub>		-25	85	°C
从芯片表面到外界环境的热阻	R <sub>th(j-a)</sub>	HXJ9310H(HSOP28)	30		°C/W
		HXJ9310A(EQFP48)	50		°C/W

## 最大额定值 (若无特殊说明，在室温下)

项目	符号	条件	范围	单位
工作电压范围		AV <sub>CC</sub> , PV <sub>CC</sub>	-0.3 ~ 20	V
负载电阻	R <sub>L</sub>		≥ 6	Ω
输入电压范围	V <sub>I</sub>	SHUTDOWN	-0.3 ~ V <sub>CC</sub> + 0.3	V
		GAIN 0, GAIN 1, RINN, RINP, LINN, LINP	0.3 ~ 6	V
功耗			2.5	W
工作温度范围	T <sub>A</sub>		-25 ~ 85	°C
存储温度范围	T <sub>stg</sub>		-55 ~ 150	°C



## 10W立体声D类双声道音频功率放大器

注：HXJ9310 使用时超过以上绝对最大额定值有可能造成器件的永久性损伤。最大条件超过一定时间有可能影响器件的工作可靠性。

直流电气参数（如无其它说明， $T_A = 25^\circ\text{C}$ ， $V_{CC} = 12\text{V}$ ， $R_L = 8\Omega$ ）

参数	符号	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位	
D类输出失调电压 (差动测量)	$ V_{ool} $	INN 和 INP 相连, $\text{Gain}=36\text{dB}$	2	5	55	mV	
2.5V 偏置电压	$V_{2P5}$	无负载	--	2.5	--	V	
+5V 内部工作电压	$AV_{DD}$	$I_L=10\text{mA}$ , $\overline{\text{SHUTDOWN}}=2\text{V}$ , $V_{CC}=8.5\text{V to }18\text{V}$	4.5	5	5.5	V	
电源抑制比	$\text{PSRR}$	$V_{CC}=11.5\text{V to }12.5\text{V}$	--	-80	--	dB	
静态工作电流	$I_{CC}$	$\overline{\text{SHUTDOWN}}=2\text{V}$ , 无负载	--	25	35	mA	
关断模式 静态工作电流	$I_{CC(SD)}$	$\overline{\text{SHUTDOWN}}=0\text{V}$	--	1.6	25	$\mu\text{A}$	
漏源导通电阻	$r_{DS(on)}$	$V_{CC}=12\text{V}$ , $I_O=1\text{A}$ ,	高端	--	500	--	$\text{m}\Omega$
			低端	--	500	--	$\text{m}\Omega$
			总值	--	1100	1300	$\text{m}\Omega$
增益	G	$\text{GAIN}_1 = 0.8\text{V}$	$\text{GAIN}_0 = 0.8\text{V}$	14.	15.3	16.2	dB
			$\text{GAIN}_0 = 2\text{V}$	6	21.2	21.8	dB
			$\text{GAIN}_0 = 0.8\text{V}$	20.	27.2	27.8	dB
			$\text{GAIN}_0 = 2\text{V}$	5	31.8	32.5	dB
开启时间	$T_{on}$	$C_{V2P5}=1\mu\text{F}$ , $\overline{\text{SHUTDOWN}}=2\text{V}$	--	16	--	ms	
关断时间	$T_{off}$	$C_{V2P5}=1\mu\text{F}$ , $\overline{\text{SHUTDOWN}}=0.8\text{V}$	--	60	--	$\mu\text{s}$	

交流电气参数（如无其它说明， $T_A = 25^\circ\text{C}$ ， $V_{CC} = 12\text{V}$ ， $R_L = 8\Omega$ ）

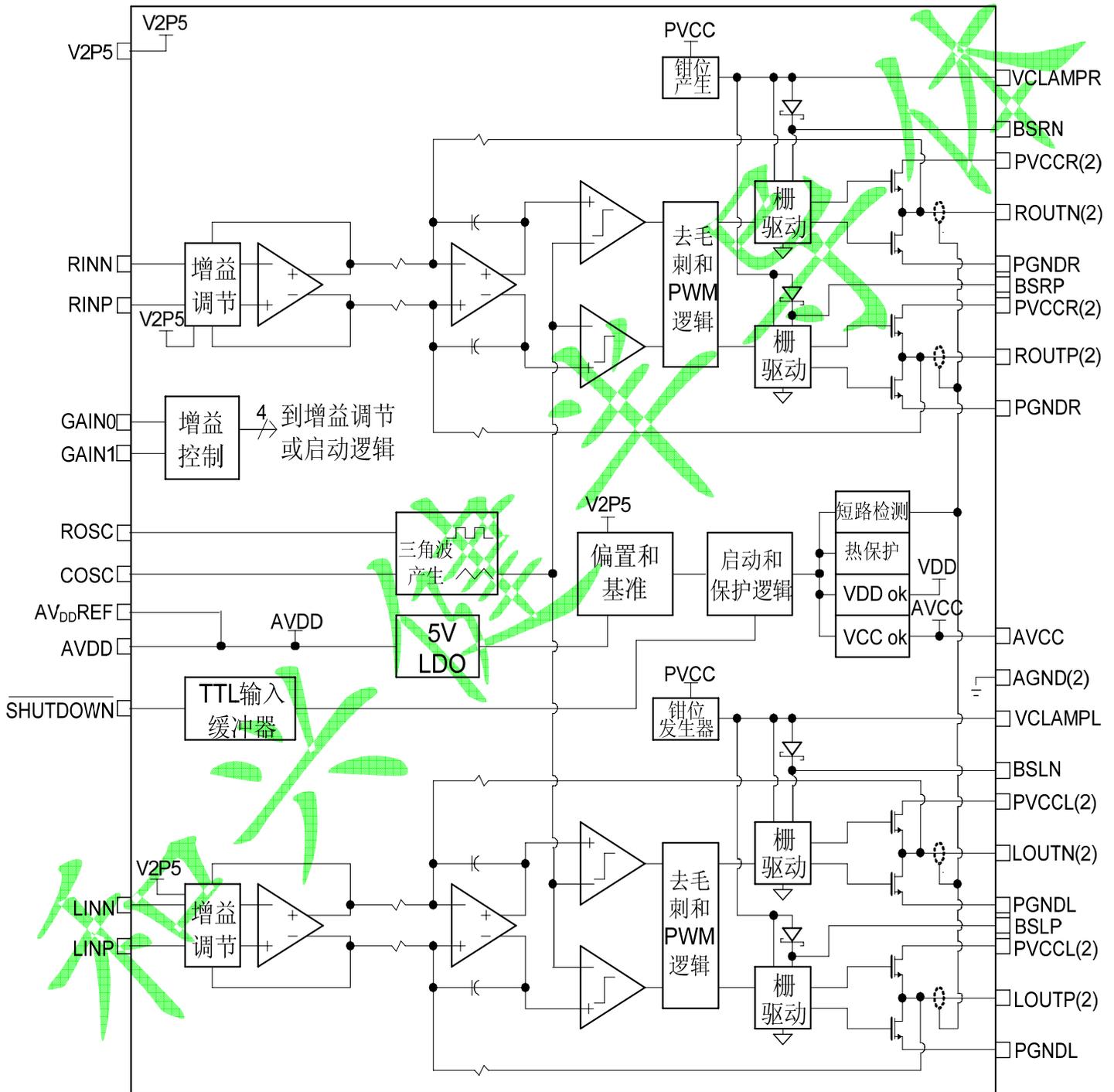
参数	符号	测试条件	典型值	单位
电源电压抑制比	$K_{SVR}$	20Hz to 1kHz之间 200mV <sub>PP</sub> 的纹波, 增益=15.6dB, 交流输入接地	-70	dB
连续时间输出功率	$P_O$	THD+N=0.23%, $f=1\text{kHz}$ , $R_L=8\Omega$ , $V_{CC}=12\text{V}$	6	W
		THD+N=10%, $f=1\text{kHz}$ , $R_L=8\Omega$ , $V_{CC}=12\text{V}$	8.5	W
		THD+N=10%, $f=1\text{kHz}$ , $R_L=8\Omega$ , $V_{CC}=13\text{V}$	10	W
		THD+N=0.16%, $f=1\text{kHz}$ , $R_L=16\Omega$ , $V_{CC}=17\text{V}$	5	W
		THD+N=10%, $f=1\text{kHz}$ , $R_L=16\Omega$ , $V_{CC}=17\text{V}$	10	W
总谐波失真与噪声之和	$\text{THD} + N$	$P_O=1\text{W}$ , $f=1\text{kHz}$ , $R_L=8\Omega$	0.1	%
输出综合本底噪声	$V_n$	20Hz 到 22kHz, A 加权滤波器, 增益 = 15.6dB	-80	dB
串扰		$P_O=1\text{W}$ , $R_L=8\Omega$ , 增益 = 15.6dB, $f=1\text{kHz}$	-93	dB
信噪比	$\text{SNR}$	THD+N $\leq$ 0.5%最大输出, 增益 = 15.6dB, $f=1\text{kHz}$	97	dB



## 10W立体声D类双声道音频功率放大器

热保护触发点			150	°C
热滞后			20	°C

### 应用说明

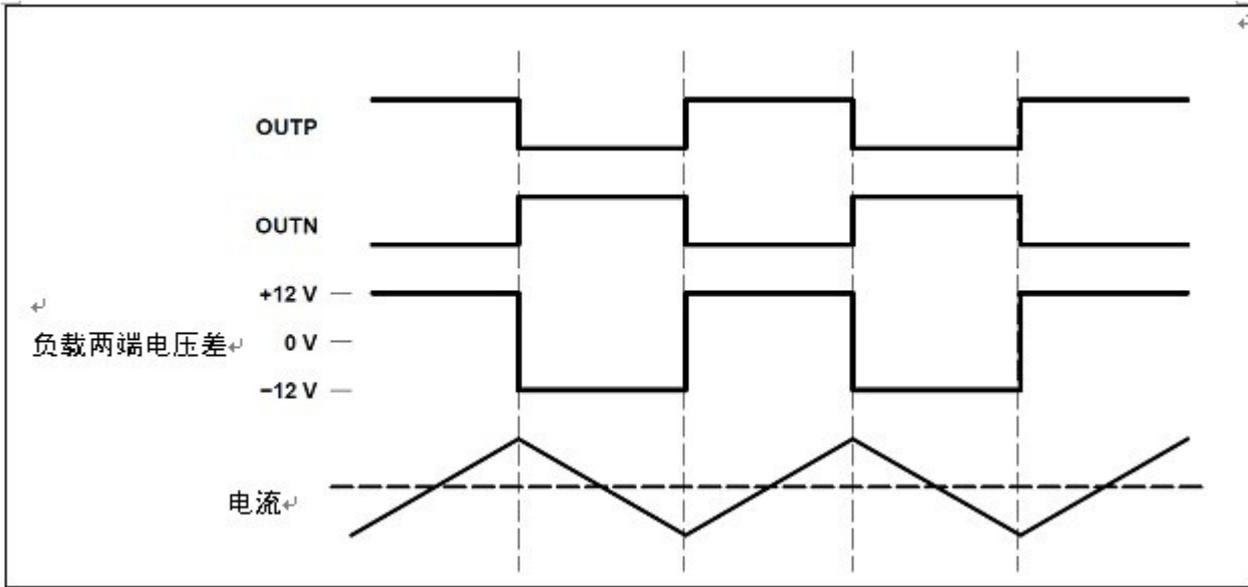


## 10W立体声D类双声道音频功率放大器

### 传统D类调制方案

传统 D 类调制的两个输出具有 180 度的相位差，变化范围在地电位和工作电压之间。其电压和电流波形示意图如图 1 所示。注意，即使加在负载上的平均电压为 0V（占空比为 50% 时），输出电流仍然很大，导致高的损耗和大的工作电流。

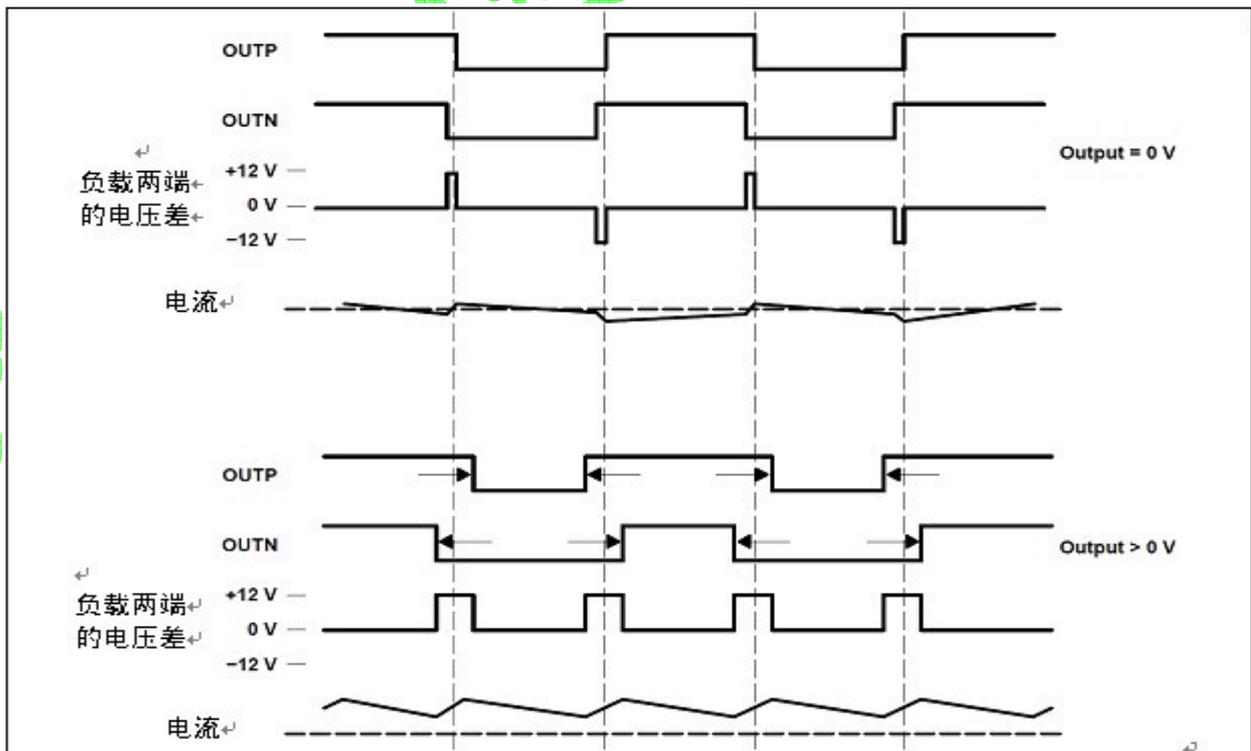
图 1 传统 D 类调制方案



### HXJ9310调制方案

HXJ9310 每个输出也是从 0 到工作电压之间变化，但是，在没有输入时OUTP和OUTN是同相的。当输出电压为正时，OUTP的占空比大于 50%，OUTN的占空比小于 50%。当输出电压为负时，OUTP的占空比小于 50%，OUTN的占空比大于 50%。在转换的大部分时间里负载两端的电压是 0V，这样极大地减小了转换电流，即减少了在负载上的  $I^2R$  损耗。

图 2 HXJ9310 输出电压和电流波形





## 10W立体声D类双声道音频功率放大器

### 效率：传统D类调制需要LC滤波器

传统的D类放大器需要输出滤波器，其主要原因是其转换波形导致电流大。这样导致负载损耗大，使放大器的效率降低。传统D类调制的纹波电流很大，这是因为纹波电流是同电压与持续时间的乘积成正比的。对于传统的D类调制来说，差动电压摆幅为 $2 \times V_{CC}$ ，每个电压的持续时间为半个周期。需要使用一个理想的LC滤波器来滤除纹波电流，因为任何电阻都是会产生功耗的。扬声器同时具有阻性和抗性，而LC滤波器几乎是纯抗性的。即使不用滤波器，HXJ9310调制在负载上也几乎没有损耗，这是因为电压脉冲很短，而且电压的变化也变成了 $V_{CC}$ ，而不是 $2 \times V_{CC}$ 。当输出功率上升、脉冲变宽使得纹波电流变大时，可以使用一个LC滤波器来滤除纹波电流，以提高效率，但是在绝大多数的应用中都不需要使用滤波器。使用截止频率低于D类转换频率的LC滤波器会使转换电流流过滤波器而不通过负载。由于滤波器的电阻低于扬声器，这样可降低功耗，提高放大器的效率。

### 加载方波到扬声器的影响

多年以来，音频专家都建议不要将方波加到扬声器上。因为如果方波波形的振幅足够高，而且其频率处于扬声器的带宽之内，则方波可能导致发声线圈跳出扬声器的气隙，导致发声线圈受损。然而，250kHz的转换频率不会显著地移动发声线圈，因为当频率超过音频频带时，扬声器的纸盆运动幅度是同 $1/f^2$ 成正比的。如果发声线圈不能承受高频转换电流产生的热量，就可能导致损坏。在评估扬声器上的功率消耗时，先考虑系统的总效率。如果认为输出晶体管导通电阻造成系统的主要损失，那么HXJ9310采用8Ω负载时的最大理论效率计算如下：

放大器的理论输出效率为：

$$\frac{R_L}{R_L + r_{DS(on)}} \times 100\% = \frac{8}{8 + 1.3} \times 100\% = 86\% \quad (1)$$

实测输出功率大约为6W，在最坏情况下理论上的总功率计算如下：

$$P_{(Total)} = \frac{P_O}{Efficiency} = \frac{6W}{0.86} = 6.98W \quad (2)$$

使用8Ω的扬声器在实验室测得的效率为81%。将测量得到的总功率减去理论上的总功率，就可计算出不消耗在 $R_{DS(ON)}$ 上的功率：

$$其它损耗 = P_{(Total)} (测量值) - P_{(Total)} (理论值) = 7.41 - 6.98 = 0.43W \quad (3)$$

12V时的静态工作电流测量值为22mA。可以假设静态电流包括放大器中的所有其它消耗，例如偏置和转换的消耗。除此之外的任何功耗都是在扬声器上的消耗，计算如下：

$$P_{(Dis)} = 0.43W - (12V \times 22mA) = 0.17W \quad (4)$$

注意，这些计算都是在向扬声器提供6W功率时在最坏情况下得到的。因为0.17W只是提供给扬声器功率的3%，因此可以得出这样的结论，即在扬声器上消耗的功率是非常小的。而且，这样的功耗远远小于绝大多数系统中扬声器驱动器的规范，因为选择的额定功率通常是为了满足波形削波所产生的功率的要求。

### 何时使用输出滤波器

如果从放大器到扬声器的连线较短（≤50cm），设计HXJ9310不需要滤波器。与放大器装在同一机壳中的有源扬声器就是不带滤波器的D类放大器的典型应用。绝大多数D类放大器应用都需要使用铁氧体磁珠滤波器。这种滤波器可减小1MHz（FCC和CE认证只检测30MHz以上频率的辐射发射）及以上频率下的电磁干扰（EMI）。应选择高频高阻抗、低频低阻抗的铁氧体磁珠。如果电路对低频（≤1MHz）电磁干扰敏感，或者从放大器到扬声器有很长的连线，则需要使用LC输出滤波器。当LC滤波器和铁氧体磁珠滤波器同时使用时，LC滤波器应该离IC尽可能近，磁珠滤波器接在LC滤波器的后面。

## 10W立体声D类双声道音频功率放大器

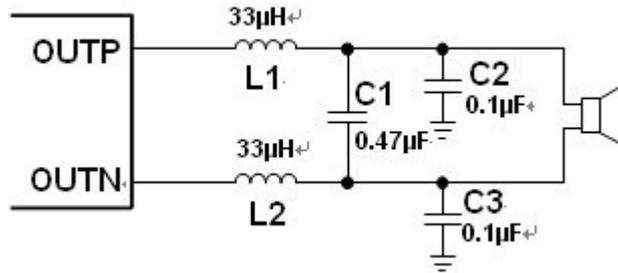


图3 典型的LC输出滤波器，截止频率27 kHz，扬声器电阻8Ω



图4 典型的铁氧体磁珠滤波器

### 通过GAIN 0和GAIN 1输入端设置增益

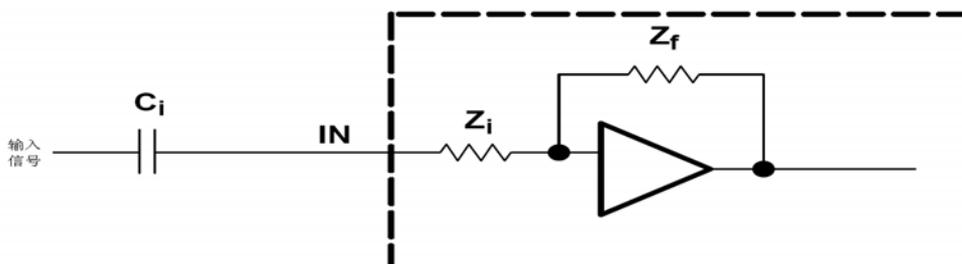
HXJ9310的增益由GAIN 0和GAIN 1两个输入端设定。可以通过改变放大器内部输入电阻的抽头来实现表1中列出的增益选择。这样导致输入阻抗 ( $Z_i$ ) 由增益设置决定。实际的增益设置由电阻比来控制，因此不同电路之间的增益偏差很小。然而，由于输入电阻的实际阻值的漂移，导致输入阻抗可能会漂移20%。输入网络（下一节将会讨论）应该在假定输入阻抗为26kΩ的条件下设计，这是HXJ9310的绝对最小输入阻抗。在增益设置降低时，输入阻抗可以增大到165kΩ。

表1 增益设置

GAIN 1	GAIN 0	放大器增益 (dB)	输入阻抗 (kΩ)
		典型值	典型值
0	0	15.3	137
0	1	21.2	88
1	0	27.2	52
1	1	31.8	33

### 输入电阻

每种增益设置都是通过改变放大器的输入电阻得到的，这个电阻可以在最小值 33kΩ 到最大值 137kΩ 之间变化。这样就会导致：如果在输入高通滤波器中使用单个电容，当增益级变化时，放大器的 -3dB 带宽或截止频率就会改变。



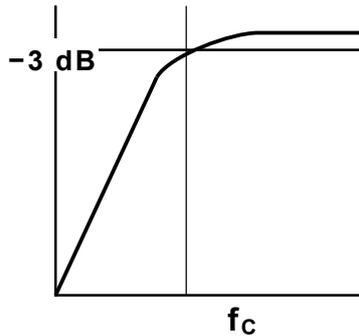
可以根据表1中的 $Z_i$ 值，使用公式 (5) 来计算 -3dB带宽：

## 10W立体声D类双声道音频功率放大器

$$f = \frac{1}{2\pi Z_i C_i} \quad (5)$$

### 输入电容 $C_i$

在典型的应用中，需要一个输入电容 ( $C_i$ )，使放大器将输入信号偏置到合适的直流电平，以达到最佳的运行状态。在这种情况下， $C_i$ 和放大器的输入阻抗 ( $Z_i$ ) 构成一个高通滤波器，其转折频率由公式 (6) 决定。



$$f_c = \frac{1}{2\pi Z_i C_i} \quad (6)$$

$C_i$ 的值很重要，因为它直接影响电路的低音（低频）性能。例如， $Z_i = 137 \text{ k}\Omega$ ，规范要求平坦低频响应低至20 Hz，公式 (6) 可改写成公式 (7)：

$$C_i = \frac{1}{2\pi Z_i f_c} \quad (7)$$

在这个例子中， $C_i = 58 \text{ nF}$ ，可选择  $0.1 \mu\text{F}$  的电容，因为这是通用的电容值。如果增益已知而且是不变的，可使用表1中的 $Z_i$ 来计算 $C_i$ 。对这个电容的另外考虑是从输入源经过输入网络和反馈网络到负载的泄漏通道。这个漏电流会在放大器输入端产生一个直流失调电压，减小有用的输入电压余量，特别是在高增益应用中。由于这个原因，最好选择低泄漏电流的钽电容或者陶瓷电容。当使用极化电容时，在绝大多数应用中，电容的正极板应该面对放大器的输入端，因为直流电平保持在2.5V，可能高于源直流电平。注意，在应用中确定电容的极性是很重要的。

为了达到最好的开关噪声性能， $C_i$ 应满足 $C_i \leq 1 \mu\text{F}$ 。

### 电源退耦电容

HXJ9310是一种高性能CMOS音频放大器，它需要对电源进行充分退耦，来保证总输出谐波失真 (THD) 尽可能低。电源退耦还可以防止放大器和扬声器之间引线较长时导致的振荡。实现最佳退耦的方法是针对电源线上不同类型的噪声，采用两个不同类型的电容。对于电源线上的高频瞬态、尖峰或数字甚高频噪声尖峰，使用优质的低等效串联阻抗 (ESR) 陶瓷电容器 (典型值为 $0.1 \mu\text{F}$ )，将之安装在离器件 $V_{CC}$ 引线尽可能近处，可达到最好的工作效果。为了滤除掉低频噪声信号，推荐使用 $10 \mu\text{F}$ 或更大的铝电解电容，靠近音频功率放大器。 $10 \mu\text{F}$ 电容还可以作为本地存储电容，用于在放大器输出端大信号瞬态期间提供电流。



## 10W立体声D类双声道音频功率放大器

### BSN和BSP电容

全H桥输出级只使用NMOS管，因此，需要自举电容来正确开启每个输出端的高端。在每个输出端及与其对应的自举输入端之间必须接一个220nF的陶瓷电容（耐压至少25V）。特别是，从XOUTP端到XBSP端以及从XOUTN到XBSN端都必须接一个220nF的陶瓷电容器（见后面应用线路图）。接在BSXX引脚与对应的输出端之间的自举电容的作用是作为N沟功率MOS管栅驱动电路的浮置电源。在每个高端转换周期，自举电容使栅到源的电压保持足够高，使高端MOS管保持导通。

### 钳位电容

为了保证NMOS输出管栅到源的最大电压不超出范围，使用两个内部调节器来钳制栅电压。必须在VCLAMPL端到地之间和VCLAMP R端到地之间各接一个1 $\mu$ F的电容，电容的耐压必须至少为25V。钳位端的电压是随V<sub>CC</sub>而变的，因此不能用于任何其它电路的供电。

### 内部5V电源稳压电容（AV<sub>DD</sub>端）

AV<sub>DD</sub>端是内部产生的5V电源的输出端，用于振荡器、前端放大器和音量控制电路。需要在紧靠该管脚处接一个1 $\mu$ F电容，以保持稳压器稳定。

这个经过稳压的电压可以用来控制GAIN 0和GAIN 1端，但不能用于驱动外部电路。

### 差分输入

放大器的差分输入级可去除声道两根输入引线上出现的任何共模噪声。当将HXJ9310与差动音频源结合起来使用时，将音频源的正端接HXJ9310的INP输入端，音频源负端接HXJ9310的INN输入端。当将HXJ9310与单端音频源结合起来使用时，要通过一个电容（这个电容值与INN端或INP端的输入电容值相等）将INP输入端或INN输入端交流接地，将音频源加到其中一个输入端。在单端输入应用中，为了实现最好的噪声特性，没用到的输入端应在音频源（而不是在器件的输入端）交流接地。

### 关断运行

HXJ9310在不工作时采取关断工作模式，使电源电流（I<sub>CC</sub>）降低到绝对最小值，以降低功耗。当放大器处于正常的工作状态时，其关断输入端应该保持高电位。拉低关断输入端的电平时，输出端静音，放大器进入低电流状态。千万不要使关断输入端悬空，否则会造成放大器的工作无法预测。

为了达到最佳的关机噪声性能，要在断开电源电压之前，先将放大器置于关断模式。

### 使用低等效串联电阻（LOW-ESR）的电容

在本说明书的整个“应用说明”部分，我们都推荐使用低等效串联电阻的电容，一个实际的电容（相对于理想电容而言）可以简单地模拟为一个电阻与一个理想电容的串联。电阻上有电压降，使电容在电路中的有益作用大为降低。这个等效电阻值越小，则实际的电容所起的作用越接近理想电容。

### 短路保护

HXJ9310的输出端带有短路保护电路，用以防止短路（输出端对输出端短路、输出端对地短路以及输出端对V<sub>CC</sub>短路）对器件造成的损坏。当在输出端检测到短路时，电路立即禁用输出驱动。这个故障被锁存起来，必须通过对

SHUTDOWN引脚进行电压循环（先将电压拉到逻辑低电平，再回到正常工作所需的逻辑高电平）的办法才能使之复位。通过电压循环清除了短路标志，如果短路已消除，器件就会恢复到正常工作状态。如果短路未消除，保护电路会再次启动。

## 10W立体声D类双声道音频功率放大器

### 热保护

HXJ9310的热保护功能用来防止内部芯片温度超过 $150^{\circ}\text{C}$ 时对器件造成损伤。不同器件的触发点有 $\pm 15^{\circ}\text{C}$ 的公差。一旦芯片温度超过设定的温度值，器件就进入关断状态，输出被禁止。这个故障不锁存，芯片温度下降 $20^{\circ}\text{C}$ 后，热故障就被清除了。这时器件开始正常工作。

### PCB布局

因为HXJ9310是一个高速转换的D类放大器，为达到最佳性能，PCB布局应该遵循以下基本规则：

**去耦电容：**高频 $0.1\mu\text{F}$ 去耦电容应该尽可能靠近PVCCCL端、PVCCR端和AV<sub>CC</sub>端。V2P5端电容、AV<sub>DD</sub>端电容及钳位（VCLAMPL端、VCLAMPR端）电容也应该尽可能靠近器件。大的（ $10\mu\text{F}$ 或更大）电源退耦电容应该靠近HXJ9310的PVCCCL、PVCCR和AVCC端。

**接地：**AV<sub>CC</sub>端去耦电容、AV<sub>DD</sub>端电容、V2P5端电容、COS<sub>C</sub>端电容及ROSC端电阻应该分别接模拟地（AGND端）。PVCC端退耦电容应该分别接电源地（PGND端）。模拟地和电源地可以通过封装上裸露的散热垫（PowerPAD）连接，散热垫应作为HXJ9310的中心接地连接或星形接地连接。一个基本要求是，必须在散热垫（PowerPAD）上形成一个用于与电源地（PGND端）单点连接的岛。

**输出滤波器：**为了实现最好的抗电磁干扰（EMI）性能，铁氧体滤波器（见图4）应该尽可能靠近输出端。LC滤波器（见图3）也应该靠近输出端。铁氧体滤波器和LC滤波器中使用的电容都应该接电源地。如果两种滤波器都用，那么应该先接LC滤波器（在输出级之后）。

### 基本测量系统

这一节集中讨论使用下列基本设备的测量方法：

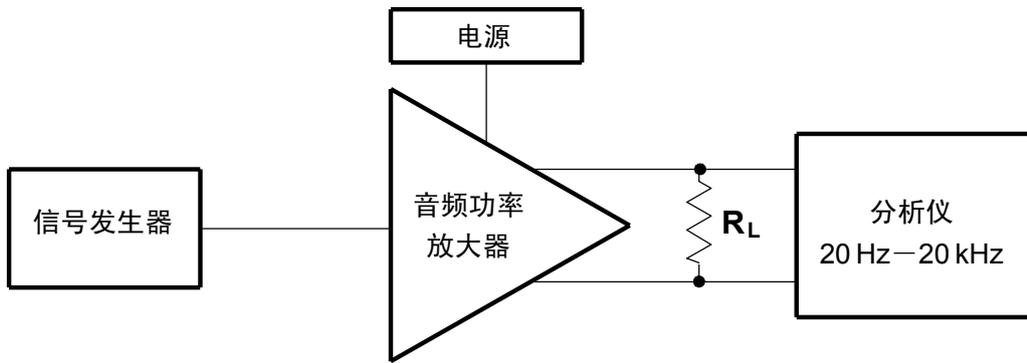
- 音频分析仪或频谱分析仪；
- 数字万用表；
- 示波器；
- 双绞线；
- 信号发生器；
- 功率电阻；
- 线性稳压电源
- 滤波器元件；
- 评估模块（EVM）或其它完整的音频电路。

图5示出AB类放大器和D类放大器的基本测量系统框图。一般采用正弦波作为输入信号，因为它只包含基本频率（不存在其它谐波）。将分析仪接到音频功率放大器（APA）的输出端，测量电压输出。分析仪应能覆盖整个音频频带范围。使用稳压的直流电源，来降低通过电源引脚注入到音频功率放大器中的噪声和失真。Audio Precision公司出产的AP-II音频测量系统是将信号发生器和分析仪合在一起的。发生器的输出与放大器的输入必须进行AC耦合。但是评估模块（EVM）已经带有AC耦合电容 $C_{IN}$ ，因此不需要另接耦合电容。发生器的输出阻抗应该低，以防止减弱测试信号，这一点很重要，因为音频功率放大器的输入电阻不大。相反，分析仪的输入阻抗应该高。音频功率放大器的输出阻抗 $R_{OUT}$ 一般在几百毫欧姆范围，除了与功率相关的计算外，都可以忽略不计。

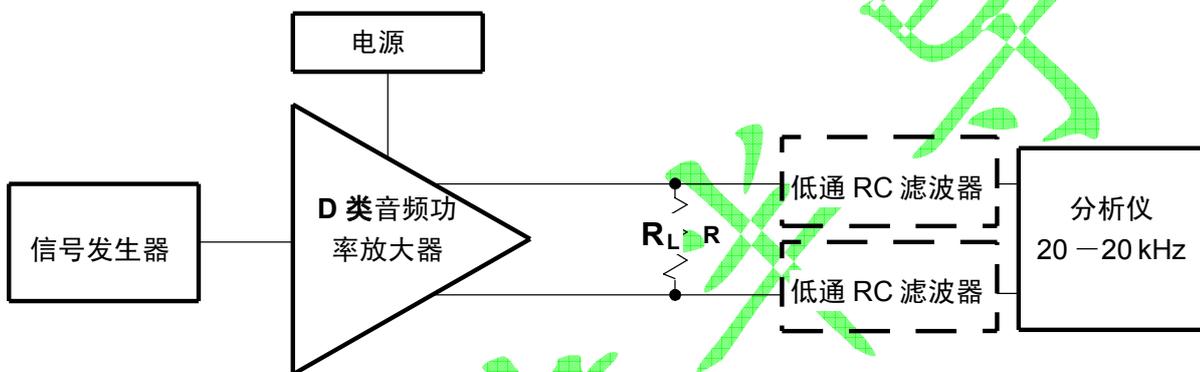
图5（a）所示为AB类放大器系统。该系统输入为模拟信号，产生的输出也为模拟信号。这些放大器电路可以直接接到AP-II音频测量系统或其它分析仪的输入端上。

图5（b）所示的并不是真正的D类放大器系统，在多数情况下，它需要有低通滤波器，以测量音频输出波形。这是因为它采用模拟输入信号，将其转换为脉冲宽度调制（PWM）输出信号，有些分析仪不能准确地处理这种输出信号。HXJ9310在工作时使用一种不需要输出滤波器的调制方式，但是在测量时有时却必须使用RC低通滤波器。这是因为有些分析仪的输入端不能准确地处理快速变化的方波输出，因此会记录下非常高的失真。使用RC低通测量滤波器可消除调制波形，这样分析仪就可以测量输出正弦波。

## 10W立体声D类双声道音频功率放大器



(a) 基本AB类放大器



(b) 不需要滤波器的传统D类放大器

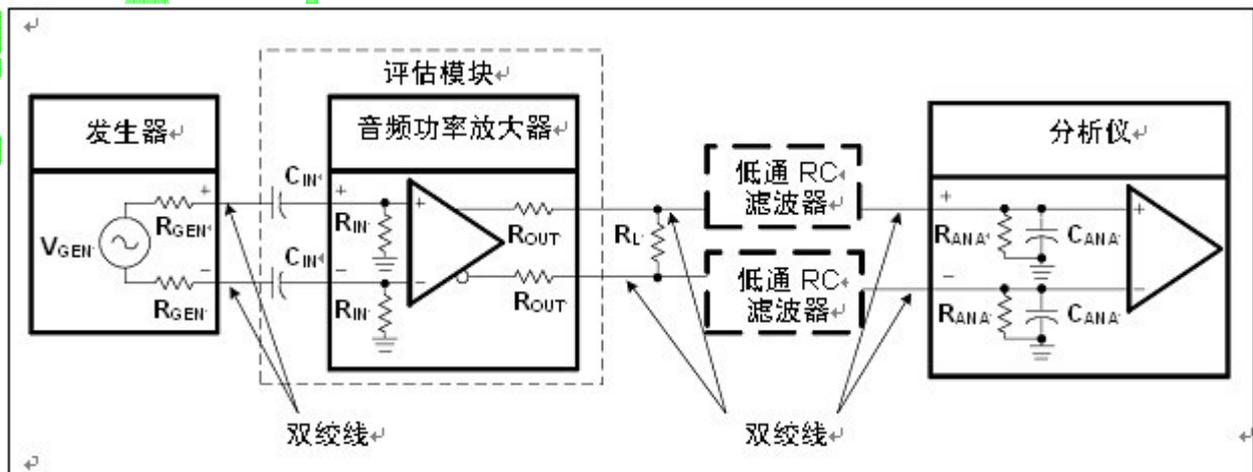
图5 音频测量系统

### 差分输入和桥接负载输出

所有D类音频功放和很多AB类音频功放都采用差分输入和桥接负载（BTL）输出。采用差分输入时，每个声道有两个输入端，将两端之间的电压差放大。采用差分输入可降低输入电路的共模噪声和失真。在音频中通常用BTL一词来描述差分输出。BTL输出有两个输出端，这两个输出端提供的电压相位相差180度，负载接在这两个输出端之间。这样的好处是使提供给负载的输出功率提高四倍，而且可省去一个隔直电容。

测量电路的框图如图6所示，差分输入是一对平衡输入，意味着正相输入端和负相输入端具有相同的对地阻抗。同样，BTL输出相当于平衡输出。

图6 差分输入、BTL输出测量电路



## 10W立体声D类双声道音频功率放大器

为了达到最好的效果，发生器应该提供平衡的输出，信号应该平衡。可以采用非平衡的输出，但是它可能形成接地回路，影响测量的准确性。为了使系统完全平衡，分析仪必须同样具有平衡的输入，从而可消除电路中的任何共模噪声，提供最准确的测量结果。

当音频功率放大器采用差分输入和BTL输出时，应该遵循下面这些基本原则：

- 使用平衡的信号源提供输入信号；
- 使用具有平衡输入的分析仪；
- 所有连接使用双绞线；
- 当系统环境嘈杂时使用屏蔽；
- 保证从电源到音频功率放大器的连线以及从音频功率放大器到负载的连线可以承受大电流（见表2）。

表2给出了音频功率放大器电源缆线和负载缆线的推荐线号（美国缆线规格AWG）。我们真正需要关心的是电流流过缆线时产生的直流或交流功耗。这些推荐值是根据25℃、12英寸长连线、20kHz正弦波信号的条件而给出的。

表2 电源缆线推荐最小线号

$P_{OUT}$ (W)	$R_L$ ( $\Omega$ )	AWG 线号		直流功耗 (mW)		交流功耗 (mW)	
		1	2	1	2	1	2
10	4	18	22	16	40	18	42
2	4	18	22	3.2	8	3.7	8.5
1	8	22	28	2	8	2.1	8.1
<0.75	8	22	28	1.5	6.1	1.6	6.2

### D类RC低通滤波器

当分析仪的输入端不能处理脉冲宽度调制的D类输出波形时，要使用RC滤波器来降低方波输出。这种滤波器对测量准确性几乎没有影响，因为设定的截止频率高于音频频带。方波的高频部分对测量准确性的影响可以忽略不计，因为它的频率比音频频带范围高得多，而且扬声器纸盆不能响应这么高的频率。在使用了LC低通滤波器的情况下，不需要使用RC滤波器。

可使用图7所示的等效输出电路图来选择RC滤波器的元件值。 $R_L$ 是音频功放测试时驱动的负载阻抗。分析仪的输入阻抗规范可从厂家等到，这里用 $R_{ANA}$ 和 $C_{ANA}$ 代替。这样可以得出滤波器元件 $R_{FILT}$ 和 $C_{FILT}$ 的值。滤波器应在靠近音频功率放大器输出接地端处接地，或者连接到电源接地端上，以尽量减小接地环路。

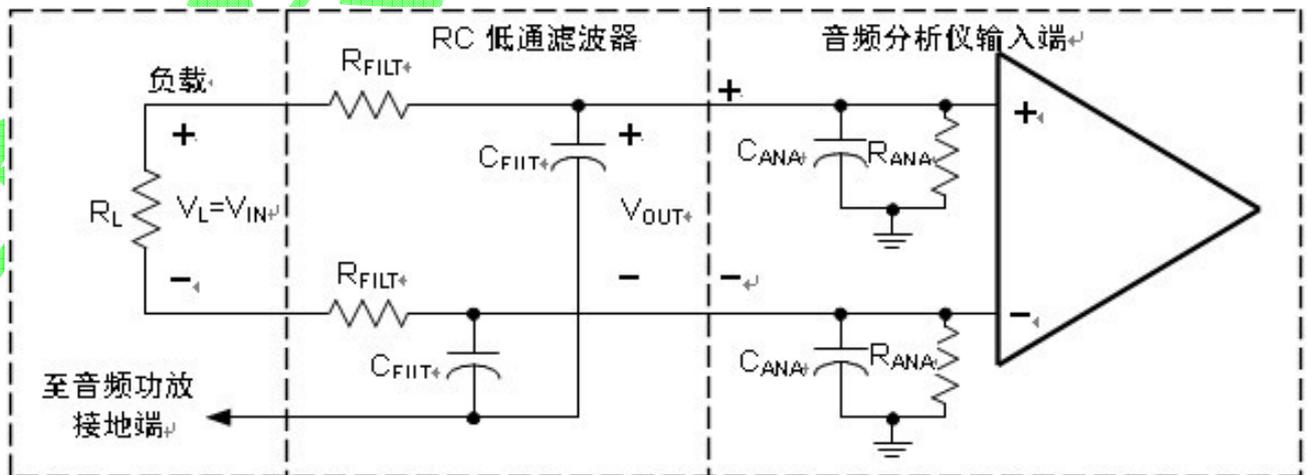


图7 D类音频功放测量低通滤波器

## 10W立体声D类双声道音频功率放大器

这个电路的传递函数如公式(8)所示, 式中 $\omega_0 = R_{EQ} C_{EQ}$ ,  $R_{EQ} = R_{FILT} \parallel R_{ANA}$ ,  $C_{EQ} = (C_{FILT} + C_{ANA})$ 。为了防止音频信号被衰减, 应该将滤波频率设置成高于 $f_{MAX}$  (测量带宽的最高频率)。公式(9)提供了这种截止频率 $f_C$ 的计算公式。选择的 $R_{FILT}$ 值必须足够大, 使从负载分流的电流减到最小, 但又必须足够小, 以便使分析仪输入电压通过由 $R_{FILT}$ 和 $R_{ANA}$ 构成的分压器时造成的衰减减到最小。根据经验, 对于绝大多数测量来说,  $R_{FILT}$ 应该小一些 ( $\sim 100\Omega$ )。这样在 $R_{ANA} \geq 10k\Omega$ 的条件下可将测量误差降低到低于1%。

$$\left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) = \frac{\left(\frac{R_{ANA}}{R_{ANA} + R_{FILT}}\right)}{1 + j\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)} \quad (8)$$

$$f_C = \sqrt{2} \times f_{MAX} \quad (9)$$

在效率测量时有一个例外, 就是为了减小通过滤波器分流的电流,  $R_{FILT}$ 必须增大到10倍。而 $C_{FILT}$ 则必须减小到10分之一, 以保持相同的截止频率。推荐的滤波器元件值见表3。

在确定 $f_C$ 值并选定 $R_{FILT}$ 值之后, 就可根据公式(10)计算出滤波器的电容值。如果没有与计算值相对应的电容, 最好选择比计算值小的电容值, 使 $f_C$ 保持大于根据公式(10)计算出来的最小需求值。

$$C_{FILT} = \frac{1}{2\pi \times f_C \times R_{FILT}} \quad (10)$$

表3根据普通元件值给出 $R_{FILT}$ 和 $C_{FILT}$ 的推荐值。在 $f_{MAX} = 20kHz$ 的条件下,  $f_C$ 的最初计算值为28kHz。计算出的 $C_{FILT}$ 值为57000pF, 但是手头没有与该值最接近的56000pF或51000pF的电容, 而是用47000pF的电容代替, 这样 $f_C$ 变为34kHz, 高于要求的28kHz。

表3 典型RC测量滤波器值

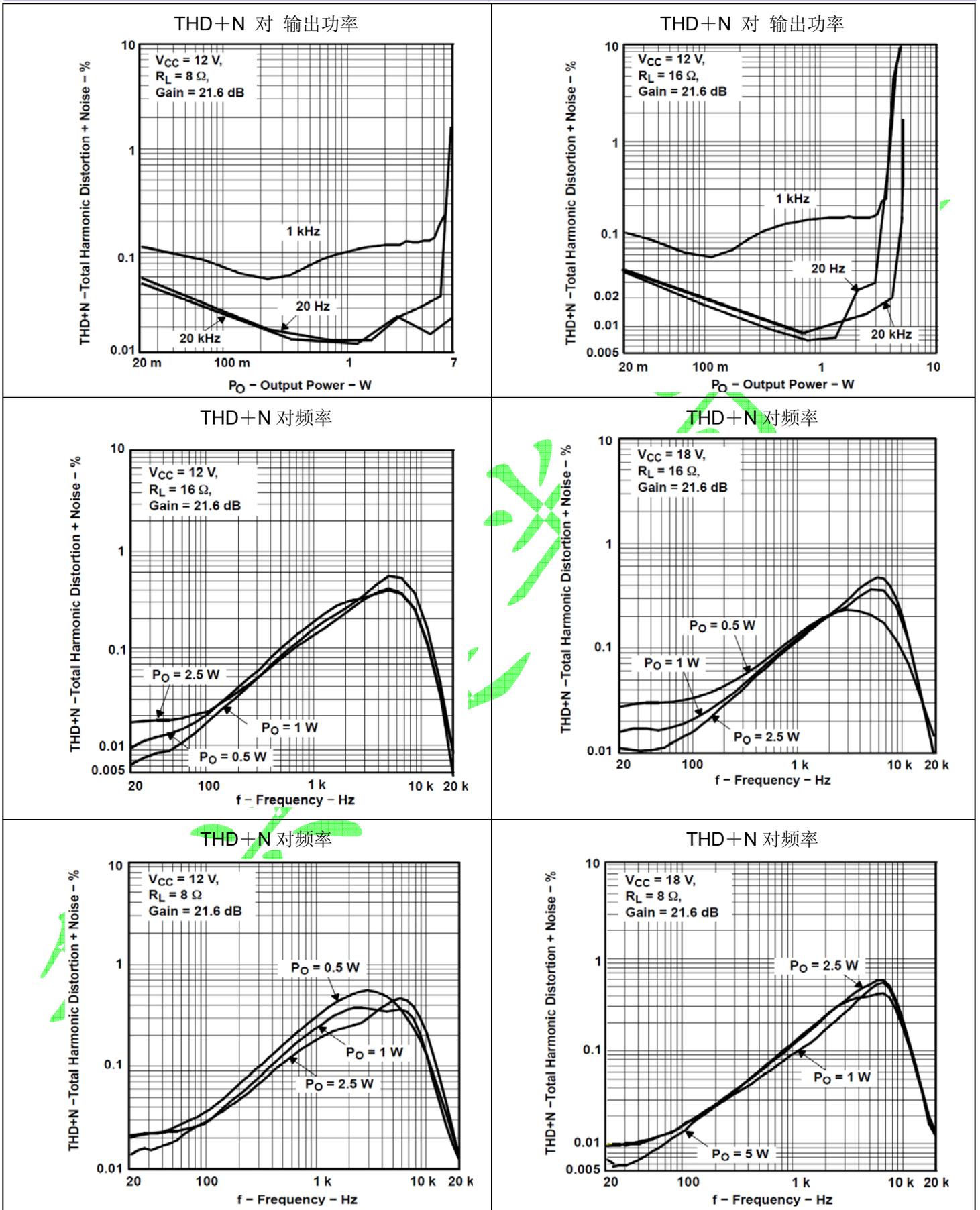
测量	$R_{FILT}$	$C_{FILT}$
效率	1000Ω	5600pF
所有其它测量	100Ω	56000pF

### 典型特性曲线

名称	图编号
THD+N (总谐波失真与噪声之和)	对输出功率 8、9
THD+N (总谐波失真与噪声之和)	对频率 10、11、12、13
闭环相应	14
$I_{CC}$ 工作电流	对输出功率 15
效率	对输出功率 16
输出功率	对电源电压 17、18
串扰	对频率 19
$K_{SVR}$ 电源纹波抑制比	对频率 20
CMRR 共模抑制比	对频率 21



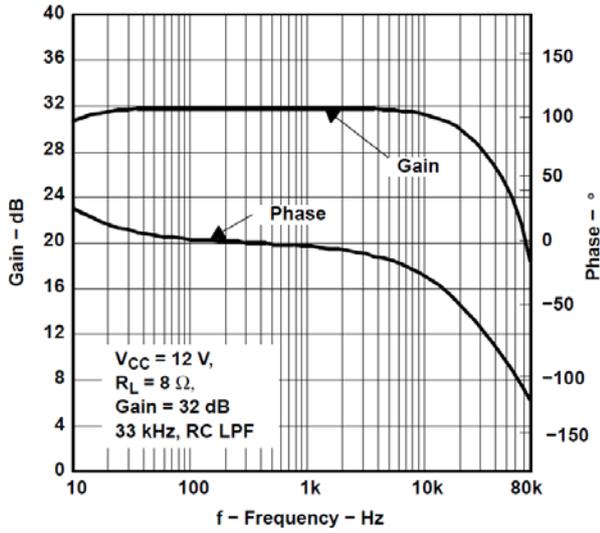
## 10W立体声D类双声道音频功率放大器



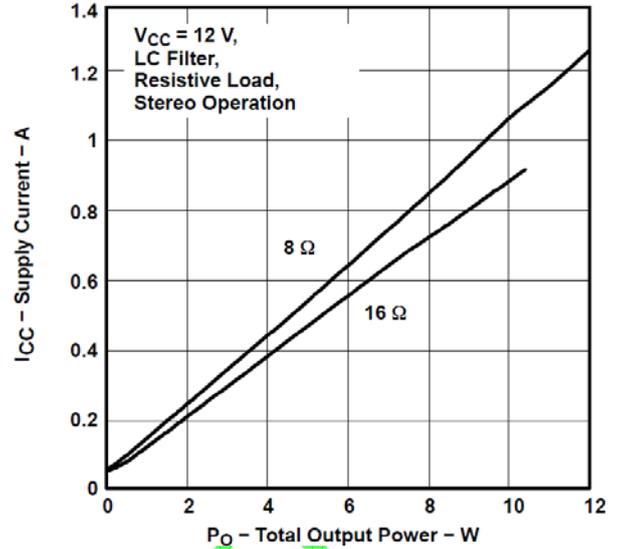


## 10W立体声D类双声道音频功率放大器

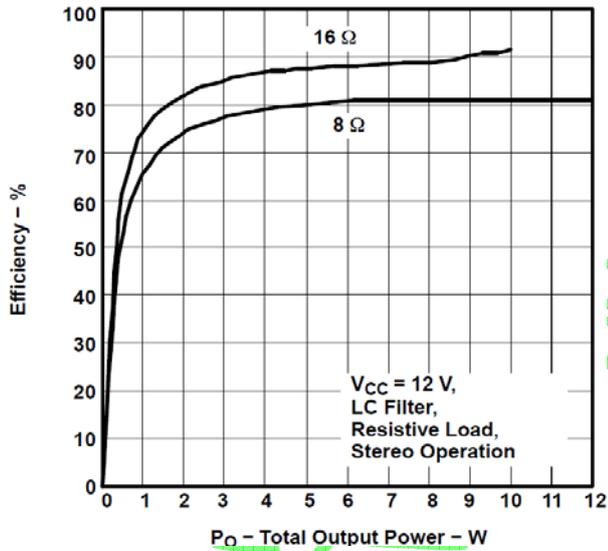
### 闭环响应



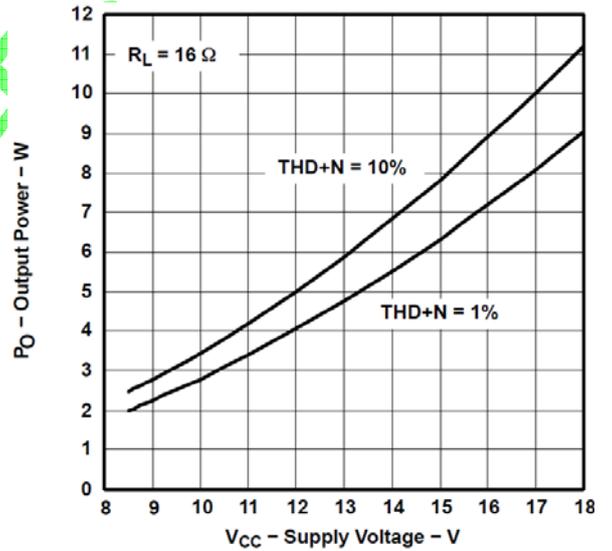
### 工作电流对输出功率



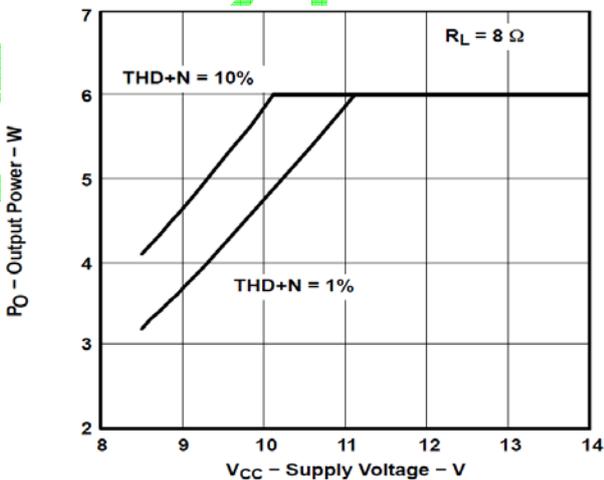
### 效率对总输出功率



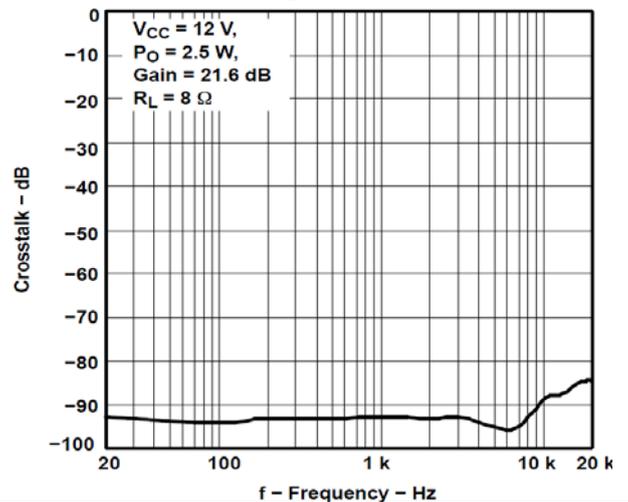
### 输出功率对电源电压



### 输出功率对电源电压

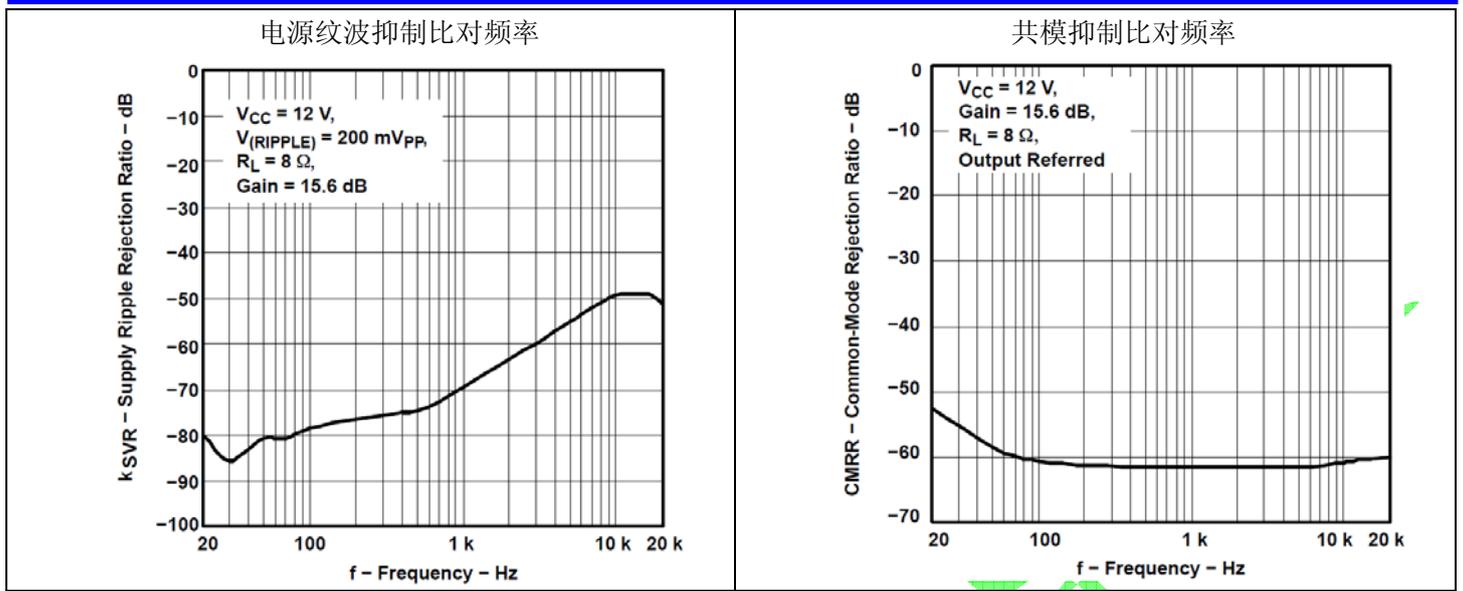


### 串扰对频率

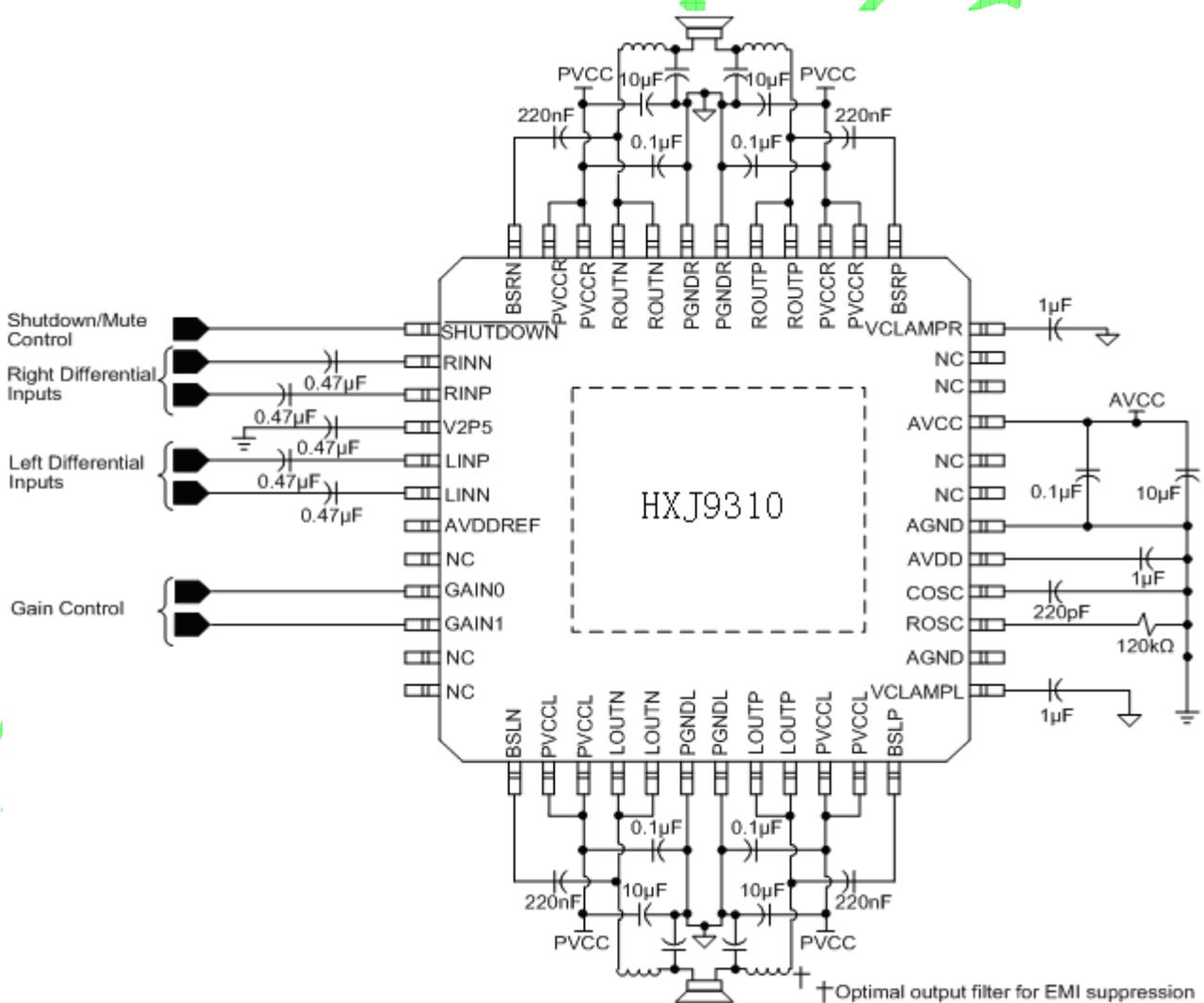




## 10W立体声D类双声道音频功率放大器



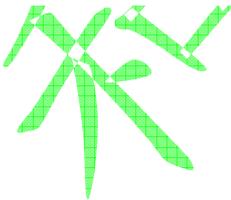
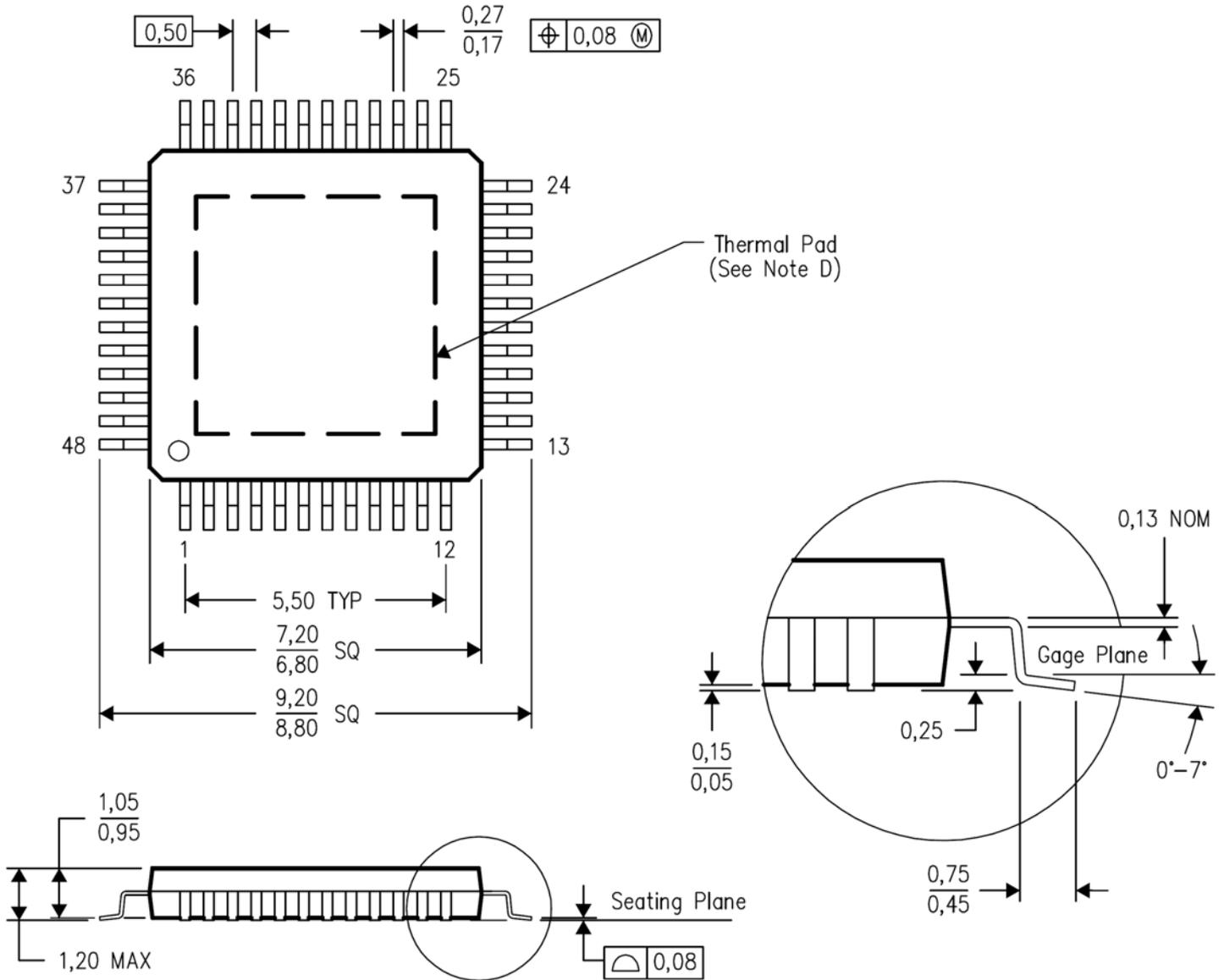
### 应用电路图



### HXJ9310 应用电路图



封装外形和尺寸



HXJ9310 EQFP-48 封装尺寸图