

2.2W双声道音频功率放大器 +立体声耳机功能

产品简介

概述

它是一种双桥连接音频功率放大器，使用 5V 电压源，能给一个 4Ω 的负载传输 2.2W（注释 1）或给一个 3Ω 负载传输 2.5W（注释 2）的平均连续功率，THD+N 小于 1.0%。此外，当耳机插头接入插孔时，音频功率放大器便处于单终端工作模式，以驱动立体耳机。

本音频功率放大器是为提供高质量的输出功率而设计的，它采用表面封装技术，外部组件最少。为简化音频系统设计，它的桥式联接扬声器放大模式及单终端立体耳机放大模式均可用同一芯片实现。

采用外部控制的低功耗关断模式，立体耳机放大模式，以及内部热敏关断保护机制。并利用电路的特性减小噪声（滴答声及爆裂声）和失真度。

注 1：适当安置在电路板上的 MTE 或 LQ 能给 4Ω 的负载传送 2.2W 的功率。其它的封装形式能给 8Ω 的负载传送 1.1W 的功率。

注 2：在凉爽、通风的环境中，适当安置在电路板上的 MTE 或 LQ 能给 3Ω 的负载传送 2.5W 的功率。

关键说明

- P0 at 1% THD+N
- | | |
|------------------------------|----------------------|
| ➤ HWD4863LQ, 3Ω, 4Ω 负载 | 2.5W(典型值), 2.2W(典型值) |
| ➤ HWD4863MTE, 3Ω, 4Ω 负载 | 2.5W(典型值), 2.2W(典型值) |
| ➤ HWD4863MTE, 8Ω 负载 | 1.1W(典型值) |
| ➤ HWD4863, 8Ω | 1.1W(典型值) |
| ➤ 单端模式THD+N at 75mW into 32Ω | 0.5%(最大值) |
| ➤ 关断电流 | 0.7μA(典型值) |

- 电源电压范围2.0V ~ 5.5V

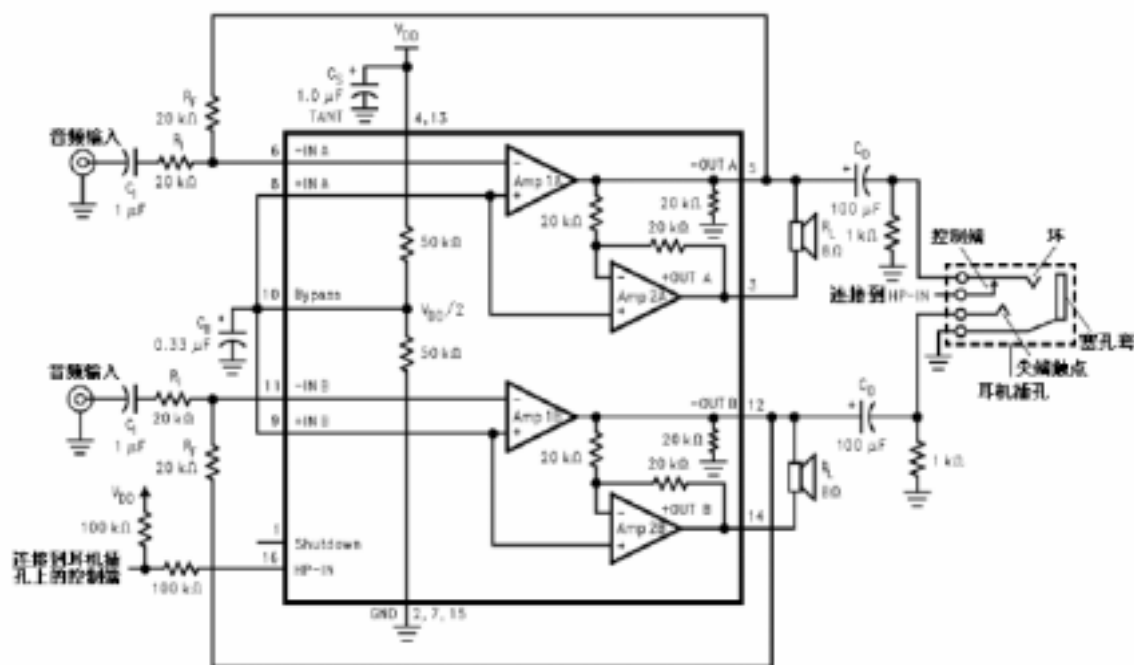
特点

- 立体声耳机放大模式
- 噪声（滴答声及爆裂声）抑制电路
- 整体增益稳定
- 热敏关断保护电路
- SOIC、DIP、TSSOP、裸露DAP TSSOP以及LLP封装

应用

- 多媒体监控系统
- 便携式以及台式计算机
- 便携式电视

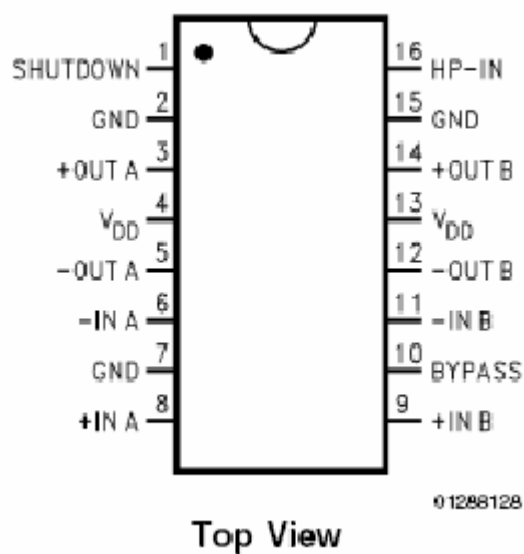
典型应用



注释：

输出管脚显示的为 DIP 和 SO 封装。关于 TSSOP 的 pinout、Exposed-DAP TSSOP 以及 Exposed-DAP LLP 封装请参考引脚分布图。

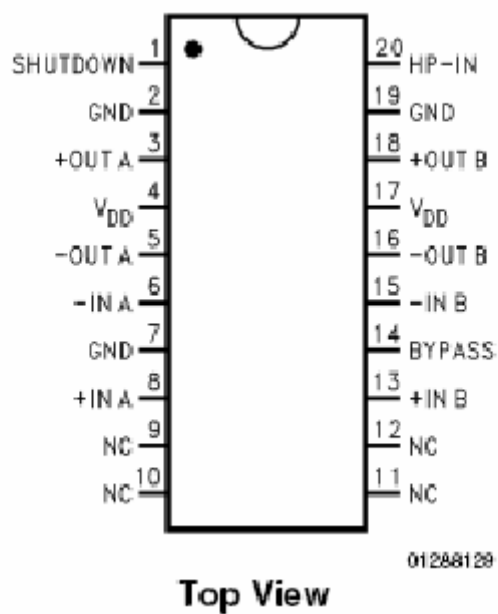
引脚分布图



型号：M，N

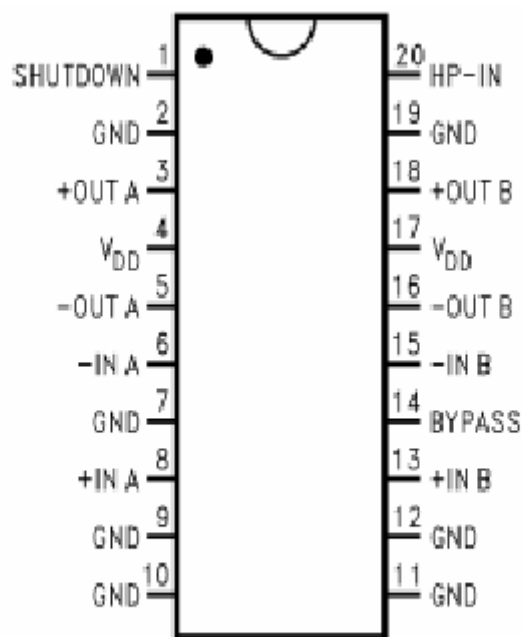
SO 封装请参照 M16B

DIP 封装请参照 N16E



型号：MT

TSSOP 封装请参照 MTC20

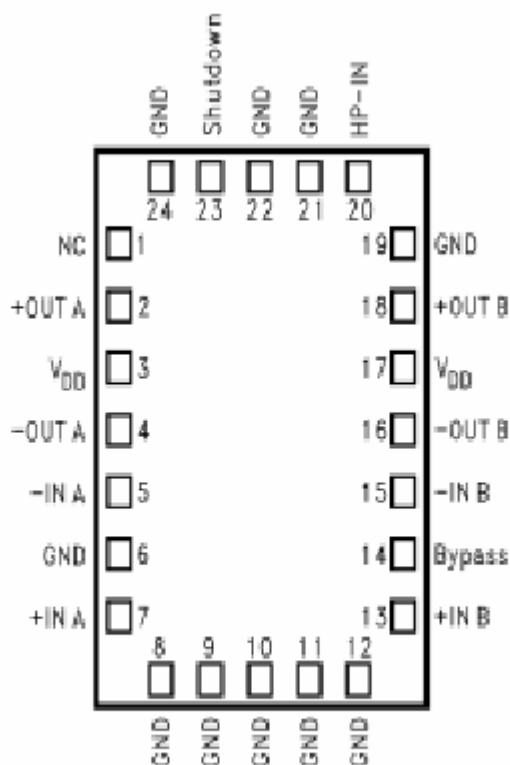


01288102

Top View

型号：MTE

Exposed-DAPTSSOP 封装请参照 MXA20A



01288130

Top View

型号：HWD4863LQ

Exposed-

最大额定值

参 数		数 值	单 位
电源电压		6	V
存储温度范围		- 65 ~ + 150	°C
输入电压		- 0.3 ~ + 0.3	V _{DD}
功耗(注释 4)		内部限制	
ESD 磁化系数 (注释 5)		2000	V
ESD 磁化系数 (注释 6)		200	V
结温		150	°C
焊接信息 (小型封装)	气 化 态 (60 秒)	215	°C
	红 外 线 (15 秒)	220	

其他焊接以及表面镶嵌技术请参看 AN-450 “ 产品黏着镶嵌以及其功效的可靠性 ”。

热阻

θ jc (典型值)—M16B	20 ° C/W
θ JA (典型值)—M16B	80 ° C/W
θ JC (典型值)—N16A	20 ° C/W
θ JA (典型值)—N16A	63 ° C/W
θ JC (典型值)—MTC20	20 ° C/W
θ JA (典型值)—MTC20	80 ° C/W
θ JC (典型值)—MXA20A	2 ° C/W
θ JA (典型值)—MXA20A	41 ° C/W (注释 7)
θ JA (典型值)—MXA20A	51 ° C/W (注释 8)
θ JA (典型值)—MXA20A	90 ° C/W(注释 9)
θ JC (典型值)—LQ24A	3.0 ° C/W
θ JA (典型值)—LQ24A	42 ° C/W (注释 10)

推荐工作额定值

温度范围	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$	$-40\text{ }^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 85\text{ }^{\circ}\text{C}$
电源电压		$2.0\text{V} \leq V_{DD} \leq 5.5\text{V}$

电特性

1. 整体芯片的电学特性(注 3 , 13)

除非另外指明，以下都是V_{DD} =5V，限制应用在T_A=25 C

符号	参 数	条 件	SMS2103		单 位 (限制)
			标 准 (注 14)	限 制 (注 15)	
V _{DD}	电源电压			2	V (最小)
				5.5	V (最大)
I _{DD}	静态电流	V _{DS} =0V, HP-IN=0V I _O =0A(注 16)	11.5	20	mA (最大)
		V _{DS} =0V, HP-IN=4V I _O =0A(注 16)	5.8	6	mA (最小) mA
I _{SD}	关断电流	Shutdown V _{pin1} =V _{DD}	0.7	2	μ A (最小)
V _{IN}	耳机采样高电压			4	V (最小)
V _{IL}	耳机采样低电压			0.8	V (最大)

2. 双桥模式的电学特性(注 3 , 13)

除非另外指明，以下都是V_{DD} =5V，限制应用在T_A=25 C

符号	参 数	条 件	SMS2103		单 位 (限制)
			标 准 (注 14)	限 制 (注 15)	
V _{OS}	输出失调电压	V _{DS} =0V	5	50	mV (最大)
P _e	输出功率	THD+N=1%, f=1kHz SMS2103MTE, R _L =3 (注 18)	2.5	1.0	W
		SMS2103LQ, R _L =3 Ω (注 18)	2.5		W
		SMS2103MTE, R _L =4 Ω (注 19)	2.2		W
		SMS2103LQ, R _L =4 Ω (注 19)	2.2		W
		SMS2103, R _L =8 Ω	1.1		W (最小)
P _o	输出功率	THD+N=10%, f=1kHz SMS2103MTE, R _L =3 Ω (注 18)	3.2		W
		SMS2103LQ, R _L =3 Ω (注 18)	3.2		W

		SMS2103MTE, $R_L=4\ \Omega$ (注 19)	2.7		W
		SMS2103LQ, $R_L=4\ \Omega$ (注 19)	2.7		W
		SMS2103, $R_L=8\ \Omega$	1.5		W
		THD+N=1%, $f=1\text{kHz}$, $R_L=32\ \Omega$	0.34		W
THD+N	总谐波失真 + 噪声	$20\text{Hz} \leq f \leq 20\text{kHz}$, $A_{\text{avg}}=2$ SMS2103MTE, $R_L=4\ \Omega$, $P_o=2\text{W}$ SMS2103LQ, $R_L=4\ \Omega$, $P_o=2\text{W}$ SMS2103, $R_L=8\ \Omega$, $P_o=1\text{W}$	0.3 0.3 0.3		%
PSRR	电源抑制比	$V_{\text{in}}=5\text{V}$, $C_F=1.0\ \mu\text{F}$ $V_{\text{ripple}}=200\text{mV}_{\text{rms}}$, $R_L=8\ \Omega$	67		dB
$X_{\text{THD+N}}$	声道隔离	$f=1\text{kHz}$, $C_F=1.0\ \mu\text{F}$	90		dB
SNR	信噪比	$V_{\text{in}}=5\text{V}$, $R_L=8\ \Omega$ $P_o=1.1\text{W}$	98		dB

3. 单终端模式的电学特性(注 3 , 4)

除非另外指明，以下都是 $V_{\text{DD}}=5\text{V}$ ，限制应用在 $T_A=25\text{ }^{\circ}\text{C}$

符号	参 数	条 件	SMS2103		单 位 (限制)
			标 准 (注 14)	限 制 (注 15)	
V_{OS}	输出失调电压	$V_{\text{IS}}=0\text{V}$	5	50	mV (最大)
P_o	输出功率	THD+N=0.5%, $f=1\text{kHz}$, $R_L=32\ \Omega$	85	75	mW
		THD+N=1%, $f=1\text{kHz}$, $R_L=8\ \Omega$	340		mW
		THD+N=10%, $f=1\text{kHz}$, $R_L=8\ \Omega$	440		mW
THD+N	总谐波失真+噪声	$A_{\text{avg}}=-1$, $P_o=75\text{mW}$, $20\text{Hz} \leq f \leq 20\text{kHz}$, $R_L=32\ \Omega$	0.2		%
PSRR	电源抑制比	$C_F=1.0\ \mu\text{F}$, $R_L=32\ \Omega$, $V_{\text{ripple}}=200\text{mV}_{\text{rms}}$	52		dB

X_{THA}	声道隔离	$f=1\text{kHz}$, $C_g=1.0\mu\text{F}$	60		dB
SNR	信噪比	$V_{in}=5\text{V}$, $P_o=340\text{mW}$ $R_L=8\Omega$	95		dB

注释 3：绝对最大额度值是指器件可能发生损害的界限，操作额度是指设备工作条件，但不能保证特殊的性能界限。在保证特定的工作范围的精确测试条件下，电学特性规定了直流和交流的电学规格，这时认为设备就是在工作额度内。说明书没有参数的范围，然而，这些参数值却是设备性能的一个很好的体现。

注释 4：当升高温度时必须降低最大功耗，最大功耗可用 T_{jmax} ， θ_{JA} 和环境温度 T_A 来确定，最大允许功耗为： $P_{Dmax}=(T_{jmax}-T_A)/\theta_{JA}$ ，或者是绝对最大额度值中给出的数值，任何一个都会更低。对 SMS2103 来说， $T_{jmax}=150$ 。不同封装的 θ_{JA} ，请参见应用信息或绝对最大额定值部分。

注释 5：对于人体模型，100PF 电容通过 1.5Ω 电阻放电。

注释 6：器件模型，220PF ~ 240PF 电容通过全部管脚放电。

注释 7：给定的 θ_{JA} 为 MXA20A 裸露的 DAP 焊接到 1 英两裸露的 2in2 铜 PCB 的 SMS2103 封装。

注释 8：给定的 θ_{JA} 为 MXA20A 裸露的 DAP 焊接到 1 英两裸露的 1in2 铜 PCB 的 SMS2103 封装。

注释 9 给定的 θ_{JA} 为 MXA20A 裸露的 DAP 不与铜 PCB 焊接的 SMS2103 封装。

注释 10：给定的 θ_{JA} 为 MXA20A 裸露的 LQA24A 焊接到 1 英两裸露的 2in2 铜 PCB 的 SMS2103 封装。

注释 11：给定的 θ_{JA} 为 MXA20A 裸露的 LQA24A 焊接到 1 英两裸露的 1in2 铜 PCB 的封装。

注释 12：给定的 θ_{JA} 为 MXA20A 裸露的 LQA24A 不与铜 PCB 焊接的封装。

注释 13：除非指定说明，否则所有电压将以地（GND）为参照。

注释 14：标准被定在 25℃，以代表参数规格。

注释 15：限制确保在国际平均输出质量标准内。

注释 16：当应用负载连接到放大器时，静态电源电流依赖于失调电压。

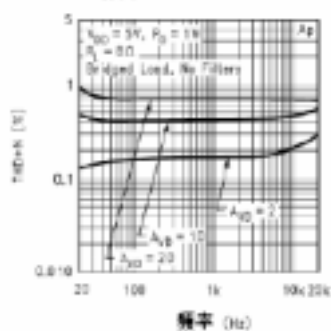
注释 17：输出功率确定在器件的终端。

注释 18：当电源电压为 5V、驱动负载为 3Ω 时，LQ 和 MTE 必须安置在电路板上而且保持空气凉爽通风（每分钟 450 线性英尺）。

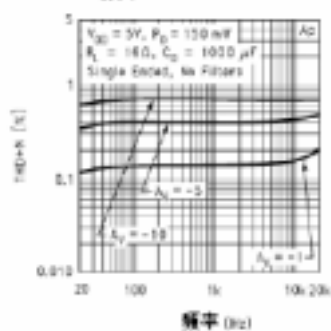
注释 19：当电源电压为 5V、驱动负载为 4Ω 时，MTE 必须安置在电路板上。

典型特性曲线

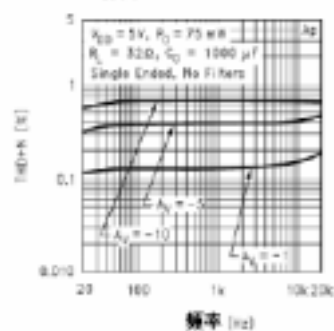
THD+N vs 频率



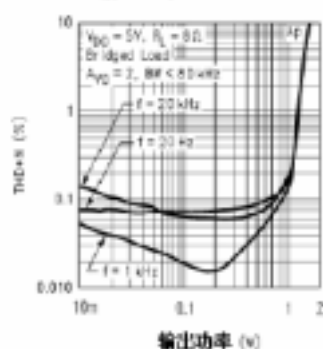
THD+N vs 频率



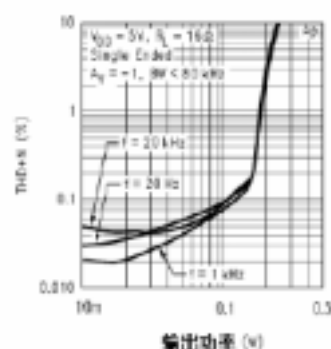
THD+N vs 频率



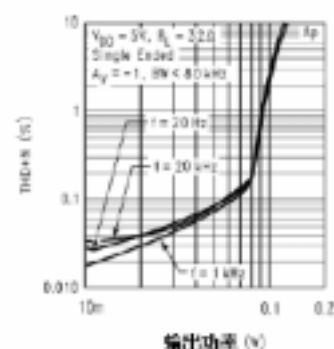
THD+N vs 输出功率



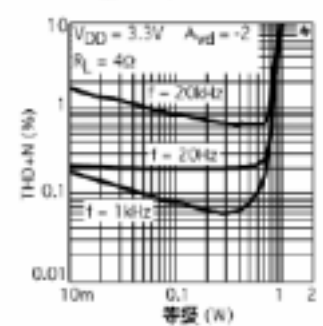
THD+N vs 输出功率



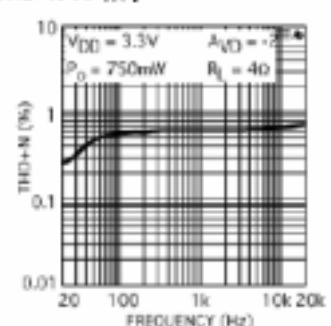
THD+N vs 输出功率



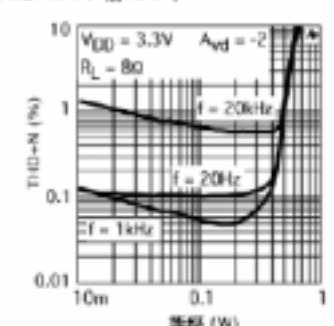
THD+N vs 输出功率



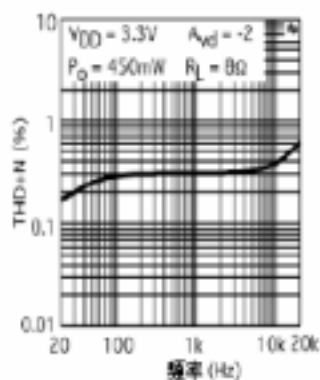
THD+N vs 频率



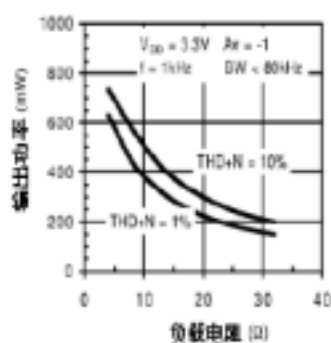
THD+N vs 输出功率



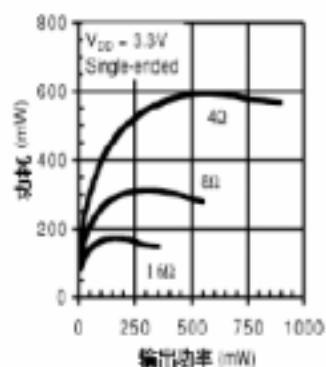
THD+N vs 频率



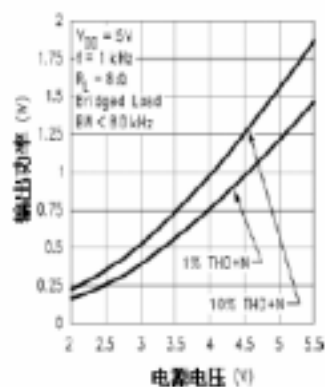
输出功率 vs 负载电阻



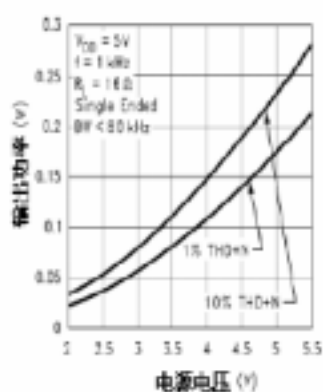
功耗 vs 电源电压



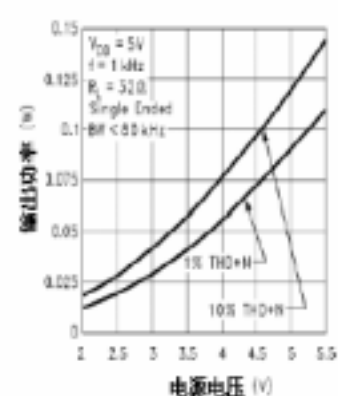
输出功率 vs 电源电压



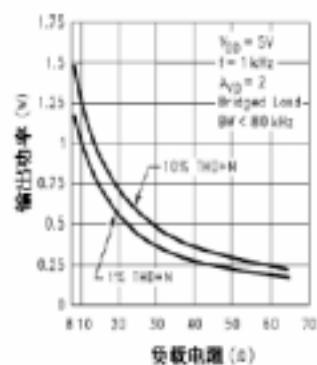
输出功率 vs 电源电压



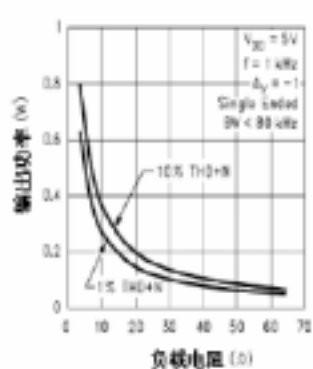
输出功率 vs 电源电压



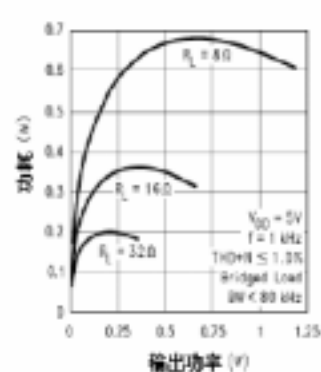
输出功率 vs 负载电阻



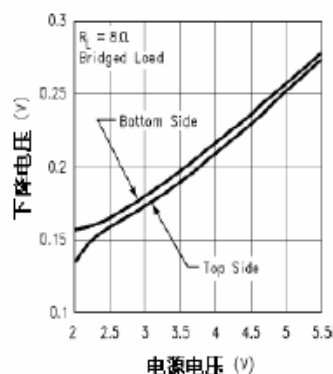
输出功率 vs 负载电阻



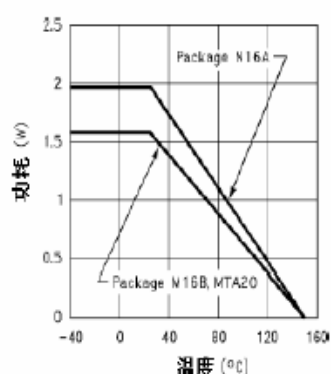
功耗 vs 输出功率



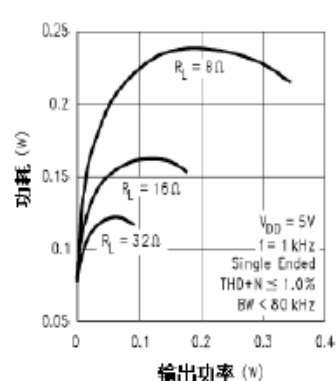
下降电压 vs 电源电压



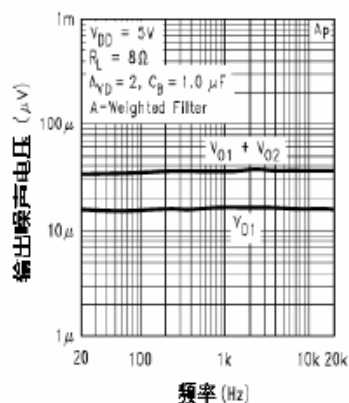
功率下降曲线



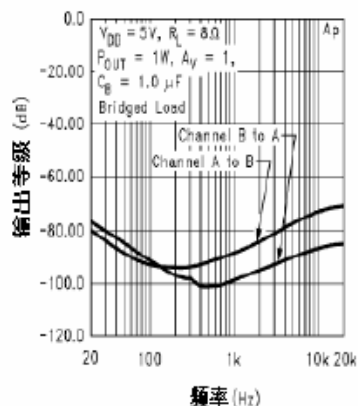
功耗 vs 输出功率



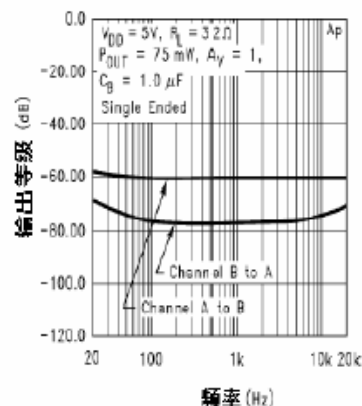
噪音最低标准



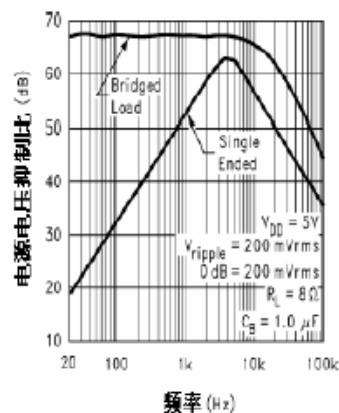
声道隔离



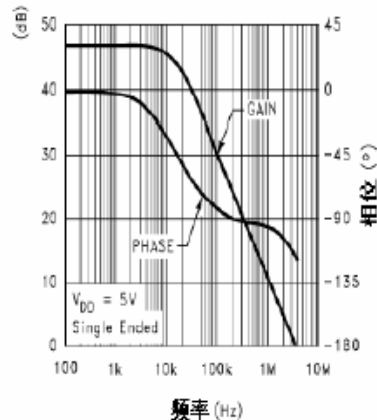
声道隔离



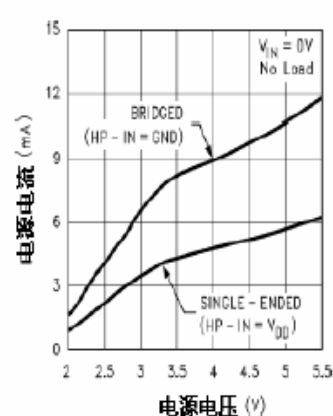
电源电压抑制比



开环频率响应



电源电流 vs 电源电压



外部组件描述

组件	功能描述
1. R_i	反相输入电阻, 连接 R_f 建立闭环增益, 与 C_i 形成高通滤波器且 $f_c=1/(2R_iC_i)$
2. C_i	输入耦合电容, 阻止输入端直流电压, 和 R_i 形成高通滤波器
3. R_f	反馈电阻, 连接 R_i 建立闭环增益
4. C_s	电源旁路电容, 提供电源滤波
5. C_e	旁路电极电容, 提供电源滤波

应用信息

裸露 DAP 封装 PCB 装置考虑事项

裸露 DAP 封装使管芯和 PCB 板间产生一个小功耗热阻效应，产生的热量迅速传递到周围的 PCB 板上的铜线、整个板面，甚至传递到外界如空气中，导致在 $THD \leq 1\%$ 、负载为 4Ω 时低压音频功率放大器产生 2.2W 的功率，所以想完成获取高质量的输出功率的功率放大器则必须仔细考虑必要的热阻效应。尽管有必要的热关断保护，但热阻效应处理不好则得不到高质量的输出功率。

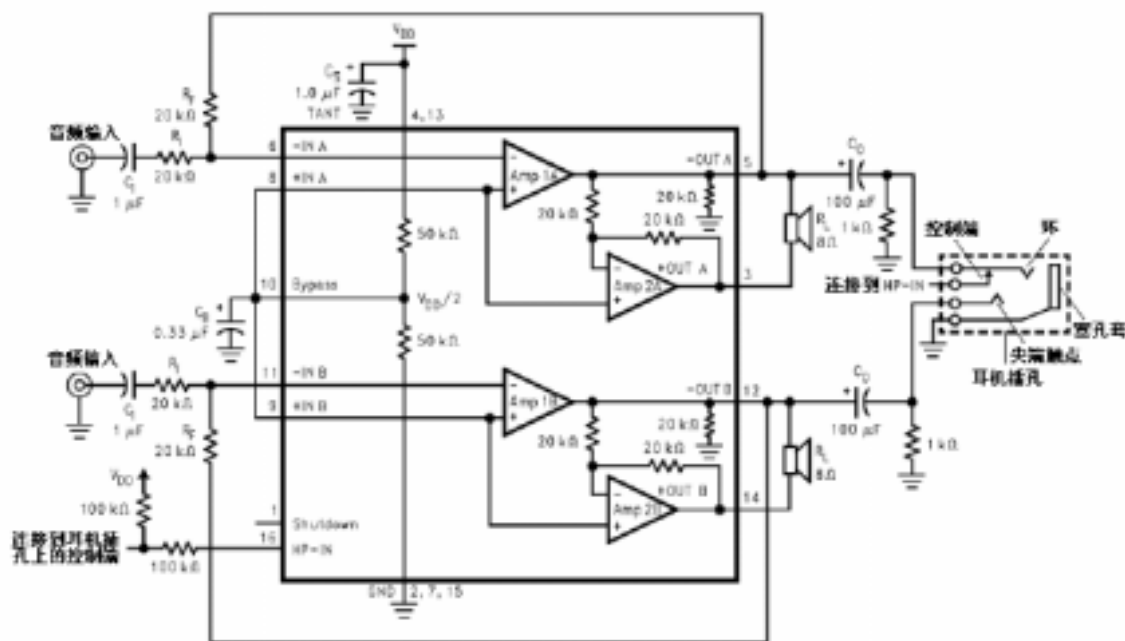
MTE 和 LQ 封装焊接到 PCB 上的铜衬垫，该铜衬垫连接到一片较大完整的铜平面，铜面会吸收大量管芯产生的热量同时也向外界散热。吸收大量热量的铜片可外置于双面 PCB 板或内部有两层以上的电路板。在散热片上有 $3 \times (4 \times 8)$ (MTE) 或 $6 \times (3 \times 2)$ (LQ) 个散热孔，孔直径为 $0.012in \sim 0.013in$ ，倾斜度 1.27mm，确保散热孔较好的散热率。

用大铜面散热能达到最好的热阻性能，如果散热片和放大器共用同一层 PCB 板，当负载为 4Ω 工作电源为 5V 时则最小需要 $2.5in^2$ 面积的散热片。不放在同一 PCB 层的 SMS2103 在相同的负载和工作电压下则需 $5in^2$ 。这些都是 25 的环境温度下的推荐值，如环境温度高于 25 则需增大散热片的面积来补偿。MTE 使用系统中的风扇充分利用空气来致冷。MTE 用每分钟 450 转的风扇及裸露的 $2.5in^2$ 的铜片或直接用 $5.0in^2$ 内置的铜片来散热则可以给 3Ω 的负载提供连续的输出功率。LQ 不用空气散热也可达到同样质量的输出功率。在所有条件中，连接温度必须控制在 150 以下以防止热敏关断保护。从功率特征曲线图中可见该芯片的功耗与环境温度成正比。裸露的 DAP TSSOP 和 LLP 封装的 PCB 布局参见布局示范部分。更进一步关于

PCB 布局、构成、LLP 封装安置的详细和特殊信息请与成都华微产品工程部联系，查寻 LLP 的 PCB 初步应用注释。

驱动 3Ω 和 4Ω 负载时 PCB 布局及补偿调节考虑事项

在有阻抗的负载两端加上交流电压可产生功耗，当负载减小时，负载的功耗增大并随运算放大器输出端和负载间的连线（PCB 连线和金属连线）而变化。余下的很小的内部阻抗消耗微量电压，这是我们不想要的。比如，0.1Ω 的内部阻抗可使 4Ω 负载的功率从 2.1W 减小到 2.0W。当负载阻抗减少时，负载功耗减少的问题加重。所以，为能得到高质量的输出功率和较宽的工作频率，PCB 中输出端与负载的连接应尽量宽。相反，小功率补偿调节影响最大输出功率。当负载电流增大时小电压输出补偿减小。减小供给电压会减少净空高度、降低输出信号速度和减速小输出功率。甚至当及时调节工作电压时内部阻抗产生的效果与较小的工作电压产生的效果也一样。因此，尽可能使 PCB 连线足够宽以便能保证输出的电压较理想。



1. 桥式配置说明

如图(1)所示，它的内部有两对运算放大器，形成两个通道（通道 A 和通道 B）的立体声放大器。（以下为 A 通道的论述，同时也适合于 B 通道。）放大器 Amp1A 的增益是外部配置结构决定，闭环增益通过配置 R_f 和 R_i 来决定，而放大器 Amp2A 被两个 20kΩ 的内部电阻固定增益为 -1，构成倒相装置。驱动负载如扬声器便连接于两个放大器 -OUTA 和 +OUTA 输出端之间。

图(1)表明放大器 Amp1A 的输出作为放大器 Amp2A 的输入，这样导致两个放大器产生幅值相同信号，但相位相差 180° 。利用相位不同，当负载连接于 -OUTA 和 +OUTA 输出端之间且为差动输入时（通常被称作“桥式模型”），该 IC 的差动增益为：

$$A_{VD} = 2(R_f/R_i) \quad (1)$$

桥式模型放大器的运行不同于单终端放大器结构，在单终端结构中负载的一端接放大器的输出而另一端接地。桥式放大器设计比单终端结构有一些明显的优点：当它给负载提供差动驱动时，负载两端的电压为单终端情况下的两倍。因此，在相同条件下，假定放大器没有电流限制或断路，可获得的输出功率中，这种增加导致输出功率可能是单终端放大器的 4 倍。当选定一个的放大器闭环增益时，为了不引起过分失真（过分失真将会损坏扬声器系统中的高频率传感器），对电路的设计有一定的要求，请参考“音频功率放大器设计”部分。

放大器桥式结构优于单终端的第二个优点是，由于 A 通道和 B 通道的差动输出均在半供给中偏置，通过负载不存在净直流电压，这就消除了单电源、单终端模式下存在的输出耦合电容。单电源、单终端放大器中，则需通过负载的半供给偏置来消除输出耦合电容，这样便会导致内部 IC 功耗的增加，以及扬声器永久性损坏。

2. 功耗

要设计一个成功的放大器，无论这个放大器是桥式还是单终端式，功耗都应该重点考虑。等式（2）表明单终端放大器在给定电源电压、驱动一定的负载时最大输出功率为：

$$P_{DMAX} = (V_{DD})^2 / (2\pi^2 R_L) \quad (\text{单终端}) \quad (2)$$

然而，桥式放大器中传递给负载的功率增大也导致内部功耗的增加。由于 SMS2103 的一个通道中含有两个运算放大器，所以桥式工作模式的内部功耗是单终端模式的 4 倍。等式（3）表明桥式放大器在给定 5V 电源电压、驱动 4Ω 的负载时最大输出功率单通道为 1.27W 或立体模式（双通道）为 2.54W。

$$P_{DMAX} = 4 \times (V_{DD})^2 / (2\pi^2 R_L) \quad (\text{桥式}) \quad (3)$$

从等式（3）中计算得的最大功耗点一定不会比等式（4）的功耗点大：

$$P_{DMAX} = (T_{JMAX} - T_A) / \theta_{JA} \quad (4)$$

由于 $T_{JMAX}=150$ ，LQ（LLP）封装中焊接到与 PCB 上 5in^2 铜片连接的 DAP 衬

垫的热阻 θ_{JA} 为 $20^\circ\text{C}/\text{W}$,而 MTE 封装中焊接到与 PCB 上 2in^2 铜片连接的 DAP 衬垫的热阻 θ_{JA} 为 $41^\circ\text{C}/\text{W}$ 。依赖于系统周围的环境温度 T_{JA} ,所以等式 (4) 可用以决定由 IC 组件支持的最大内部功耗。重新整理等式(4)并代入 P_{DMAX} 得到等式 (5) ,该等式表明在结温不变时 ,环境温度也随音频系统输出功率有所变化。

$$T_A = T_{J\text{MAX}} - 2 \times P_{\text{DMAX}} \theta_{JA} \quad (5)$$

对于 5V 电源 4Ω 负载的典型应用 ,在不超过最大结温及能输出最大音频功率情况下最大可能环境温度 LLP 封装为 99°C 而 MTE 封装为 45°C 。

$$T_{J\text{MAX}} = P_{\text{DMAX}} \theta_{JA} + T_A \quad (6)$$

等式 (6) 给出了最大结温 $T_{J\text{MAX}}$ 。如这个结果影响到 θ_{JA} 至 150°C ,通过减小工作电压或提高负载阻抗达到减小最大结温 ,再进一步可通过环境温度补偿来实现。

以上所述均假定器件运行在最大功耗点附近。由于内部功耗是输出功率的函数 ,当输出功率减小时 ,环境温度可进一步提高。

参考典型性能特征曲线 ,该曲线显示了低输出功率的功耗信息。如果等式 (2) 的结果大于等式 (3) 的结果 ,则要么是电源电压降低要么是负载阻抗增加或环境温度减小。如这些调节还不够 ,则需增加一散热铜片来减小 θ_{JA} 。散热片附加包在管芯外 ,与电源、地及放大器的输出端连接。与外部焊接到 SMT 散热片可用 7106D 热合金也会改善功耗。当增加有散热片时 , θ_{JA} 便是 θ_{JC} 、 θ_{CS} 和 θ_{SA} 的总和 (θ_{JC} 为结与外壳的热阻 , θ_{CS} 为外壳与散热片的热阻 , θ_{SA} 为散热片与环境的热阻)。

3. 电源旁路

对于任何功率放大器 ,适当的电源旁路对于低噪声性能和高电源抑制是非常关键的。典型运用中 ,使用一个 5V 的调节器 ,这个调节器具有一个 $10\mu\text{F}$ 和一个 $0.1\mu\text{F}$ 的旁路电容 ,有助于电源稳定 ,降低输入噪声和改善电源瞬态响应 ,尽管如此也不能去掉旁路中电源与地间的 $1.0\mu\text{F}$ 的钽电容 ,而且这个钽电容不能用陶瓷电容替代 ,否则输出信号就不太稳定。在电源和地间连接电容的导线及内部连线应尽可能缩短。在管脚 BYPASS 与地间连接一个 $1\mu\text{F}$ 的电容 CB 可改善内部偏置电压的稳定性和提高放大器的抑制

比 PSRR，当 CB 增大时 PSRR 也随之提高，但 CB 增加太大则会影响放大器的降噪性能。旁路电容的选择，特别是 CB，依赖于低频 PSRR、降噪性能（参见“外部构件的正确选取”部分）、系统成本和尺寸等条件。

4. 低功耗关断功能

加在管脚 SHUTDOWN 的逻辑高低电平控制关断功能，当加在该管脚的电压为 V_{DD} 时便激活了低功耗关断功能，此时关断放大器的偏置电路，工作电流减到最小，所加的逻辑高电平最低为 $V_{DD}/2$ 。当接近电源电压的逻辑高电平加在管脚 SHUTDOWN 上时，就产生一个 $0.7\mu A$ 的典型静态电流。若加的逻辑高电平低于电源电压，则关断电流会增大。

有几种方法可以实现低功耗关断功能，包括用单极、单掷开关进行切换，用微控制器或微处理器输出来控制关断电路。如果开关的切换来实现，则需在管脚 SHUTDOWN 与 V_{DD} 间连上一个 $10k\Omega$ 的上拉电阻或管脚 SHUTDOWN 直接连到地。当管脚 SHUTDOWN 接地时放大器正常工作。当打开通过上拉电阻与 V_{DD} 接的开关时，关断功能就启动。开关及上拉电阻确保管脚 SHUTDOWN 不会悬空，以免出现我们不希望的不定状态。一些系统中用微控制器或微处理器输出信号给管脚 SHUTDOWN 来控制关断功能，代替用到上拉电阻的关断电路。

表 1 SHUTDOWN 和 HP-IN 操作的逻辑真值表

SHUTDOWN	HP-IN PIN	工作模式
低	逻辑低	桥式放大
低	逻辑高	单终端放大
高	逻辑低	低功耗关断
高	逻辑高	低功耗关断

5. HP-IN 的功能

给HP-IN加上一个 $4V \sim V_{DD}$ 的电压可关断运算放大模块Amp2A和Amp2B，使桥式连接的负载失效。当此IC处于单终端工作模式时静态电流也会随之减小。

图 2 为耳机控制功能工作示意图，当没有耳机插头接入插孔时，R1-R2分压电阻使提供到 HP-IN 管脚（16 脚）的电压近似为 50mV，驱动 Amp1B 和 Amp2B 处于工作状态，使音频功率放大器工作于桥式模式。输出耦合电容隔离半供给直流电压，起到保护耳机的作用。

输入 HP-IN 管脚的电压为 4V。当音频功率放大器工作于桥式模式时，实质上负载两端的电压为 0V。因此甚至为理想状态下，难以引发放大器处于单终端输出的工作模式。耳机接入耳机插孔使得耳机插孔与 -OUTA 分离并使 R1 上接 HP 管脚的电压至 V_{DD} 。这样耳机关断功能把 Amp2A 和 Amp2B 给关断且桥式连接的扬声器就不工作了，放大器便驱动输出耦合阻抗为 R2 和 R3 的耳机，当耳机阻抗为典型值 32Ω 时，输出耦合阻抗 R2、R3 对音频功率放大器输出驱动能力的影响可忽略不计。

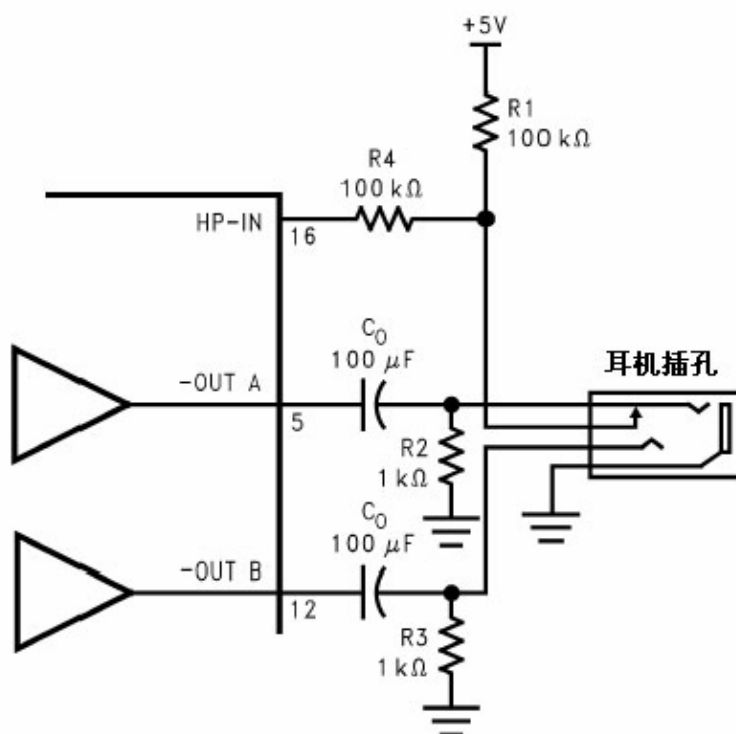


图 2 耳机工作电路示意图

图 2 也是耳机插孔的电性连接关系示意图,插孔为一组三线插头的设计,尖端和环分别为立体双声道的一个信号输出,然而最外端的环为地。当连接耳机时有一个控制端连接的耳机插孔足以驱动 HP-IN 管脚。一个微处理器或开关可以代替耳机插孔中连接控制端的功能,微处理器或开关向 HP-IN 提供 $4V \sim V_{DD}$ 的电压,这样连接扬声器的桥式模式便停止工作且 Amp1A 和 Amp2A 分别驱动耳机的左、右声道。

6. 外部组件的正确选取

适当的选取外部组件可优化音频功率放大器的性能,所以增大外部组件的容差可使音频功率放大器能更好的工作,优化外部组件的取值达到最佳性能。

音频功率放大器的整体增益稳定,使设计师的设计机动性很大,可根据不同的应用需求从外部配置电路的整体增益。这使得放大器具备最小的 THD+N 和最大的 SNR。这两个参数与闭环增益的提高互相抑制。然而,低增益时要想输出功率最大则需输入信号的摆幅较大。还好,大部分信号源如多媒体数字音频信号源提供的输出电压为 $1V_{RMS}$ ($2.83V_{P-P}$)。关于选择适当的增益其更多的信息请参见“音频功率放大器设计”部分。

(1) 输入电容的选取

放大低频音频信号需要较大的输入电容(图 1 中的 C_i) 在便携式设计的配件中高值电容较昂贵且损害到器件的工作效率。然而在许多情况下,便携式系统中无论是内部还是外部,都有少许还原低于 150Hz 信号的能力。用输入大电容可使放大扬声器的应用中低频响应极限获得一些改善。

此外, C_i 影响系统的成本和尺寸,对音频功率放大器的滴答声和爆裂声这一性能也有影响。当电压第一次加上时,产生一个瞬态的爆裂信号使电荷充电到电容,电容便从 0 跃变到一个静态状态。当大量的爆裂声输入时则需要输入电容尺寸较大,二者成比例关系。当电流一定时要达到静态直流电压(通常为 $V_{DD}/2$) 大电容则需要更长的时间。放大器的输出通过反馈电阻加载到输入电容。所以,通过适当选取不高于必要的 -3dB 频率的输入

电容可以使爆裂声减到最小。

如图 1 所示，输入电阻 R_i 和输入电容 C_i 产生一个 -3dB 高通滤波器可由等式 (7) 得到。

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi R_{IN}C_i} \quad (7)$$

由等式 (4) 可知，低频极限为 150Hz 的扬声器应用实例中， C_i 为 $0.063 \mu F$ 。图 1 所示的 $1.0 \mu F$ 可使音频功率放大器驱动高效、大范围、频响低于 30Hz 的扬声器。

(2) 旁路电容的选取

此外，仔细考虑与 BYPASS 管脚相连的电容 C_B 可使输入电容的尺寸减到最小。因为 C_B 决定音频功率放大器静态工作点的稳定性，所以当开启有爆裂的输入信号时它的值非常关键。输出倾斜到静态直流电压（即 $V_{DD}/2$ ）越慢，则开启的爆裂声越小。选取 1.0 的 C_B 且 C_i 为小电容（ $0.1 \mu F$ 到 $0.39 \mu F$ 的范围），则可得到一个“滴答声”和“爆裂声”都较小的关断功能。鉴于以上讨论，选取可满足带宽需要的、不太大的 C_i 有助于使“滴答声”和“爆裂声”减到最小。

7. 优化降噪性能

它包含有使开启或关断的瞬态值或“滴答声和爆裂声”减到最小的电路。讨论中开启指的是电源电压的加载或撤消关断模式。当电源电压逐渐升至最终值时，内部放大器就好比配置成整体增益的缓冲器一样，内部电流源加载一个受线性方式约束的电压到 BYPASS 管脚。理论上输入和输出的电压高低将随加到 BYPASS 管脚的电压而改变。直到加载至 BYPASS 管脚的电压升到 $V_{DD}/2$ ，内部放大器的增益保持整体稳定。加载到 BYPASS 管脚上的电压一稳定，整个器件就处于完全工作状态。虽然不能改变 BYPASS 管脚的电流，但 C_B 的改变可以改变器件的开启时间和大量的“滴答声和爆裂声”。无论如何，从这种现象中得到一种权衡： C_B 增大，开启电压便随之增大，且二者

成线性关系。以下是不同的CB值及其对应的开启时间。

C_B	T_{ON}
$0.01 \mu F$	20ms
$0.1 \mu F$	200ms
$0.22 \mu F$	440ms
$0.47 \mu F$	940ms
$1.0 \mu F$	2sec

为了消除噪声，所有的电容须在开启前放电。迅速的关闭电闸不能使电容完全放电反而导致“滴答声和爆裂声”。在单终端工作模式中，输出通过 COUT 连接到负载，通常这个电容较大，它通过 $20k\Omega$ 的内部电阻放电。COUT 的放电时间持续长短依赖于它的尺寸大小，为了减小单终端模式下瞬态响应的影响，在外部配置一个与内部 $20k\Omega$ 电阻并联的 $1k\Omega \sim 5k\Omega$ 的电阻，但这个电阻会增大静态电流。

8. 无负载的稳定性

当负载电阻超过 $10k\Omega$ 且输出信号幅值接近于电源电压时，SMS2103 会出现低级的振动现象，可通过在输出管脚和地间连接一个 $5k\Omega$ 的电阻来防止这种振动现象。

9. 音频功率放大器的设计

(1) 设计一个 8Ω 负载 1W 功率的音频放大器

给定条件：

输出功率	1Wrms
负载阻抗	8Ω
输入电平	1Vrms
输入阻抗	$20k\Omega$
带宽	$100\text{HZ} - 20\text{kHz} \pm 0.25\text{dB}$

设计者必须首先确定所需的电源范围，以获得规定的输出功率。一种方法是从“典型性能特性”部分中的“输出功率-电源电压”曲线图，可以很容易推出电源范围。确定所需电源范围的第二种方式是给定负载阻抗时用等式(4)计算所需的 V_{OPEAK} 。为了估算放大器的内部消耗电压，基于特征性能“消耗电压-电源电压”曲线图，根据等式(8)得到的结果必须外

加两个电源电压以补偿。这样，工作电压如等式（9）的所示结果。

$$V_{OPEAK} = (2R_L P_O) \quad (8)$$

$$V_{DD} \geq (V_{OUTPEAK} + (V_{ODTOP} + V_{ODBOG})) \quad (9)$$

从“输出功率-电源电压”曲线图中可见负载为 8Ω 时最小工作电源电压为 $4.6V$ ，通常电源电压为 $5V$ 即这个条件很容易满足。额外的电源电压产生动态空间，允许音频功率放大器产生一个峰值超过 $1W$ 而没有断碎的可听失真信号。同时设计者必须选定电源电压的和输出阻抗不能超过在“功耗”部分所阐述的条件。

一旦功耗因素满足条件后，所要求的差动增益就可由等式（10）确定。

$$A_{VD} \geq \sqrt{(P_O R_L) / (V_{IN})} = V_{ORMS} / V_{INRMS} \quad (10)$$

由等式（10）得最小的 $A_{VD}=2.83$ ，这使 SMS2103 具备低噪声、低 THD+N 且输出较理想性能，在此应用实例中取 $A_{VD}=3$ 。

放大器的增益由输入电阻 R_i 及反馈电阻 R_f 的配置决定，当输入阻抗为 $20k\Omega$ 时，由等式（11）可得到反馈电阻的阻值。

$$R_f / R_i = A_{VD} / 2 \quad (11)$$

由于要求输入阻抗为 $20k\Omega$ ，且 $A_{VD}=3$ ， $R_f / R_i = 1/1.5$ ，由此可得 R_f 的值是 $30k\Omega$ 。

最后的设计是确定 $-3dB$ 频率带宽规格。要达到放大 $\pm 0.25dB$ 的大量音频信号，则要求低频响应至少扩充了最低带宽频率限制点的 $1/5$ 或最高带宽频率限制点的 5 倍，当带宽限制为 $0.17dB$ 时，能满足这两个要求，这比所要求的 $\pm 0.25dB$ 要好。这就使得低频和低频极点分别为

$$f_L = 100Hz / 5 = 20Hz \quad (12)$$

$$F_H = 20kHz \times 5 = 100kHz \quad (13)$$

如在“外部组件”部分所描述的， R_i 和 C_i 连接形成一个高通滤波器以截止低频率信号。可从等式（14）得出所连接电容的值。

$$C_i \geq \frac{1}{2\pi R_i f_c} \quad (14)$$

结果为

$$1 / (2\pi * 20k\Omega * 20Hz) = 0.398\mu F \quad (15)$$

该电容取最接近标准值的 $0.39\mu\text{F}$ 。产品的高频极值 f_H （在此例中为 100kHz ）和差动增益 A_{VD} 决定高频响应的频率点。由 $A_{VD}=3$, $f_H=100\text{kHz}$ 可得闭环增益带宽（GBWP）是 300kHz ，这比音频功率放大器的 3.5MHz 的 GBWP 小得多。这个容限范围表明，该放大器也适用于要求更多差动增益且具备消除带宽限制的特征。

（2）推荐PCB版面布局图

从图 3 到图 6 为推荐的 20 管脚的 MTE 封装形式 PCB 应用电路板版面及联接点布局图，从图 7 到图 11 为推荐的 24 管脚的 LQ 封装形式 PCB 应用电路板版面及联接点布局图，这两种电路板适用于 5V 电源电压 4Ω 扬声器负载的测试、应用电路。这个电路板使用起来很简单， V_{DD} 和 GND 焊点分别连到 5V 的电压和地，两个 4Ω 的扬声器负载分别连在电路板 -OUTA 和 +OUTA 焊点、-OUTB 和 +OUTB 焊点之间。

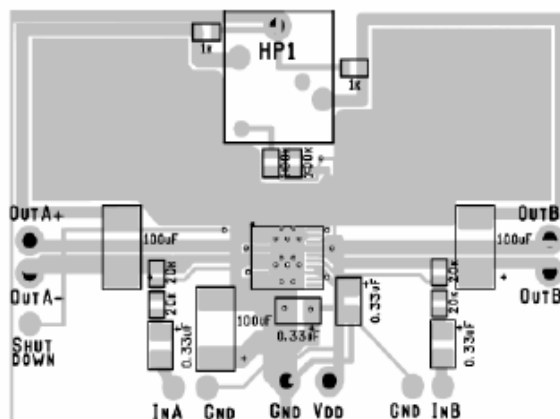


图3 MTE PCB布局图（所有层）

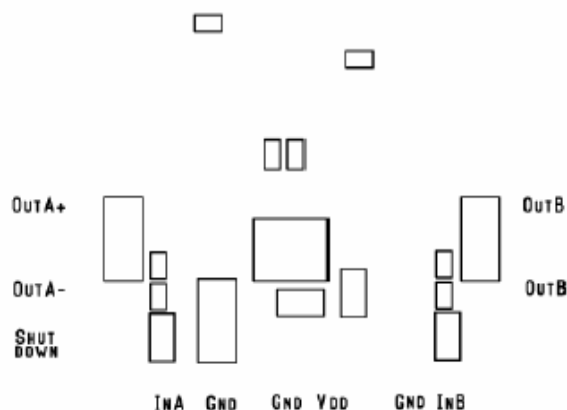


图4 MTE PCB布局图（丝网层）

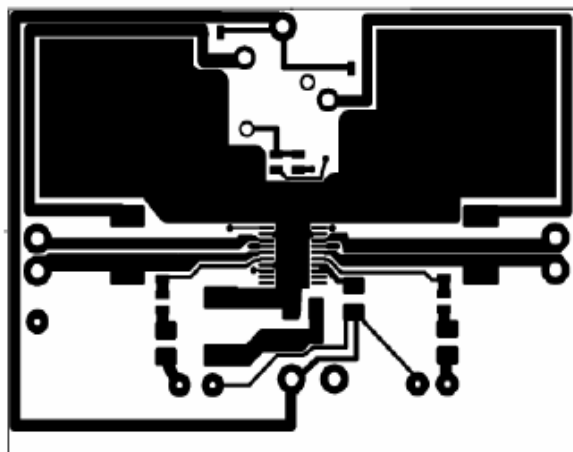


图5 推荐的 MTE PCB布局图（正面）

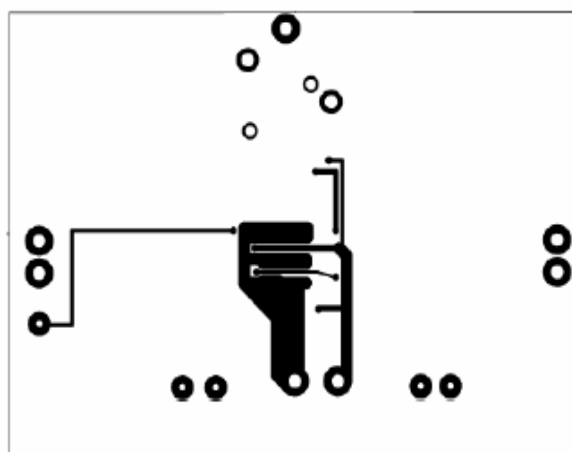


图6 推荐的 MTE PCB布局图（背面）

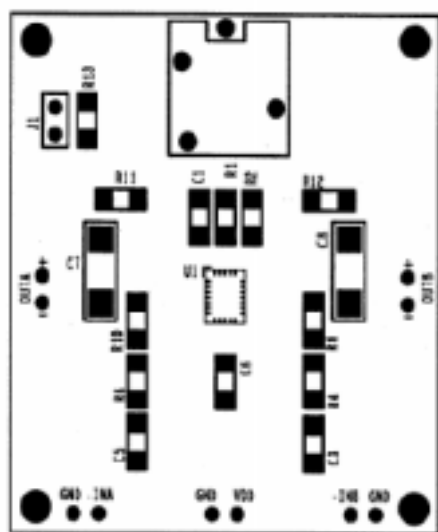


图7 推荐的 LQ PCB布局图 (器件)

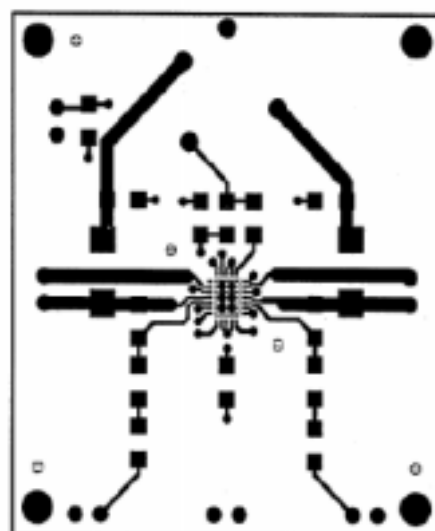


图8 推荐的 LQ PCB布局图 (电路)

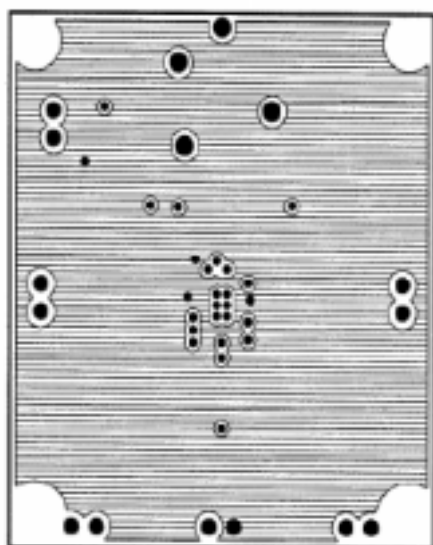


图9 推荐的 LQ PCB布局图 (上层)

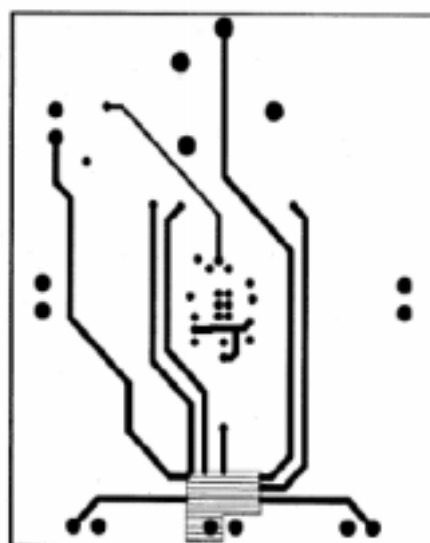


图10 推荐的 LQ PCB布局图 (中间层)

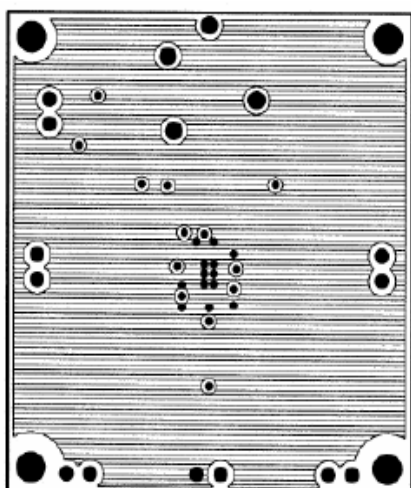
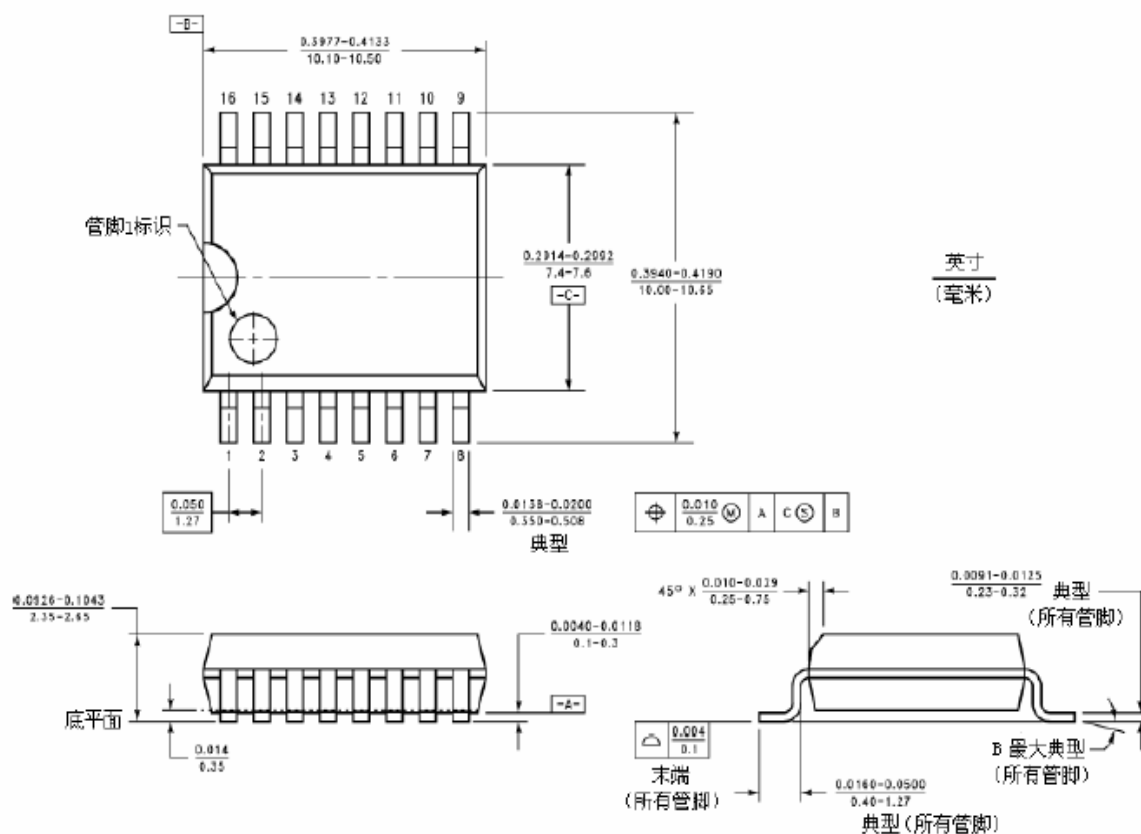
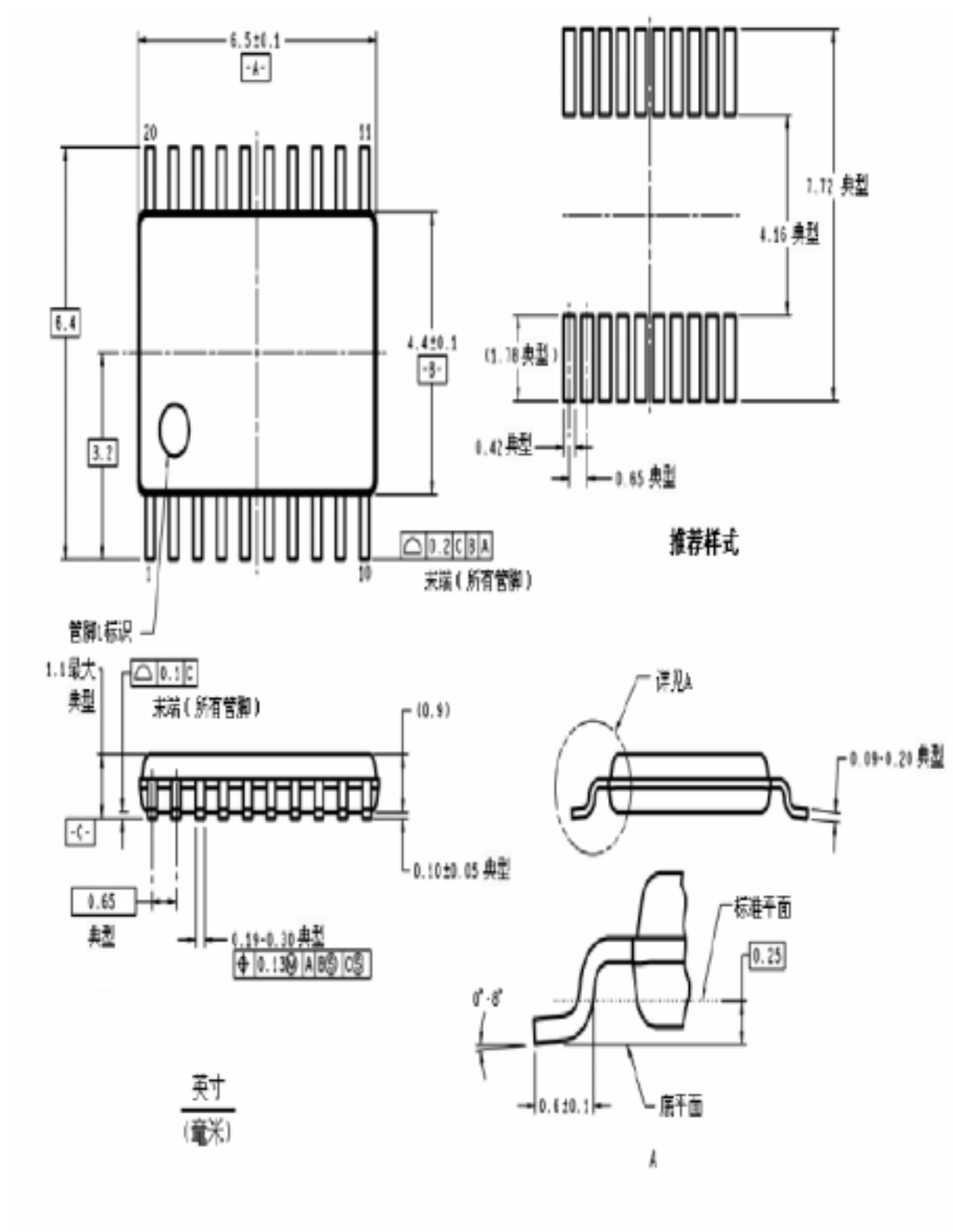


图11 推荐的 LQ PCB布局图 (底层)

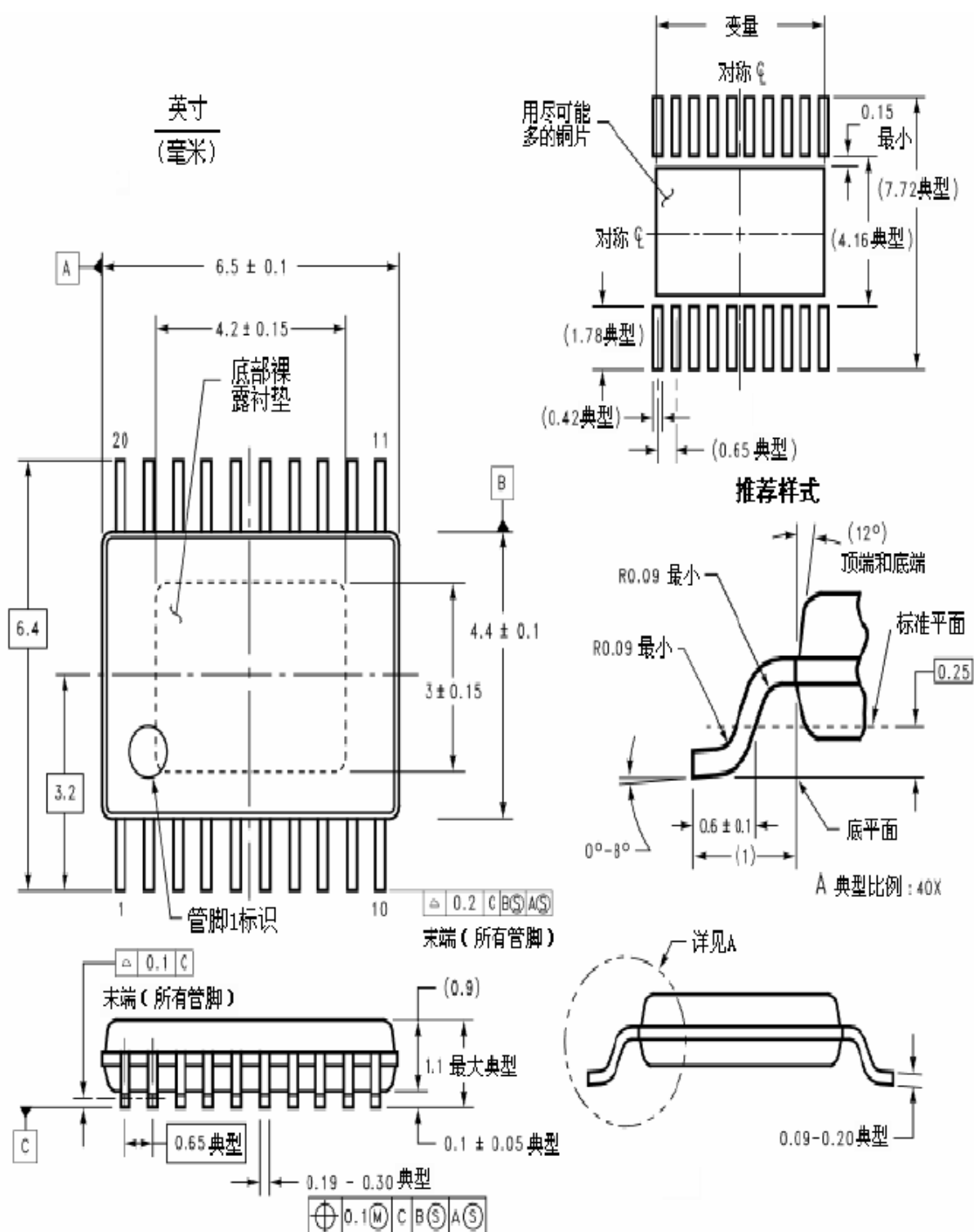
物理尺寸:



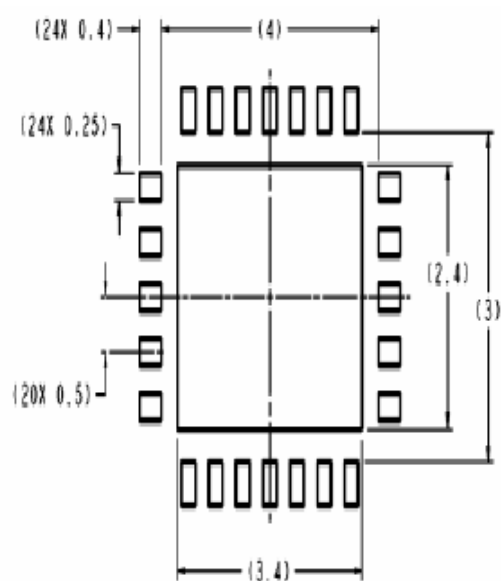
16- 引脚 (宽 0.300") 模式的 SOP 封装, JEDEC



20-引脚模式 PKG, TSSOP 封装, JEDEC, 主体部分宽 4.4mm



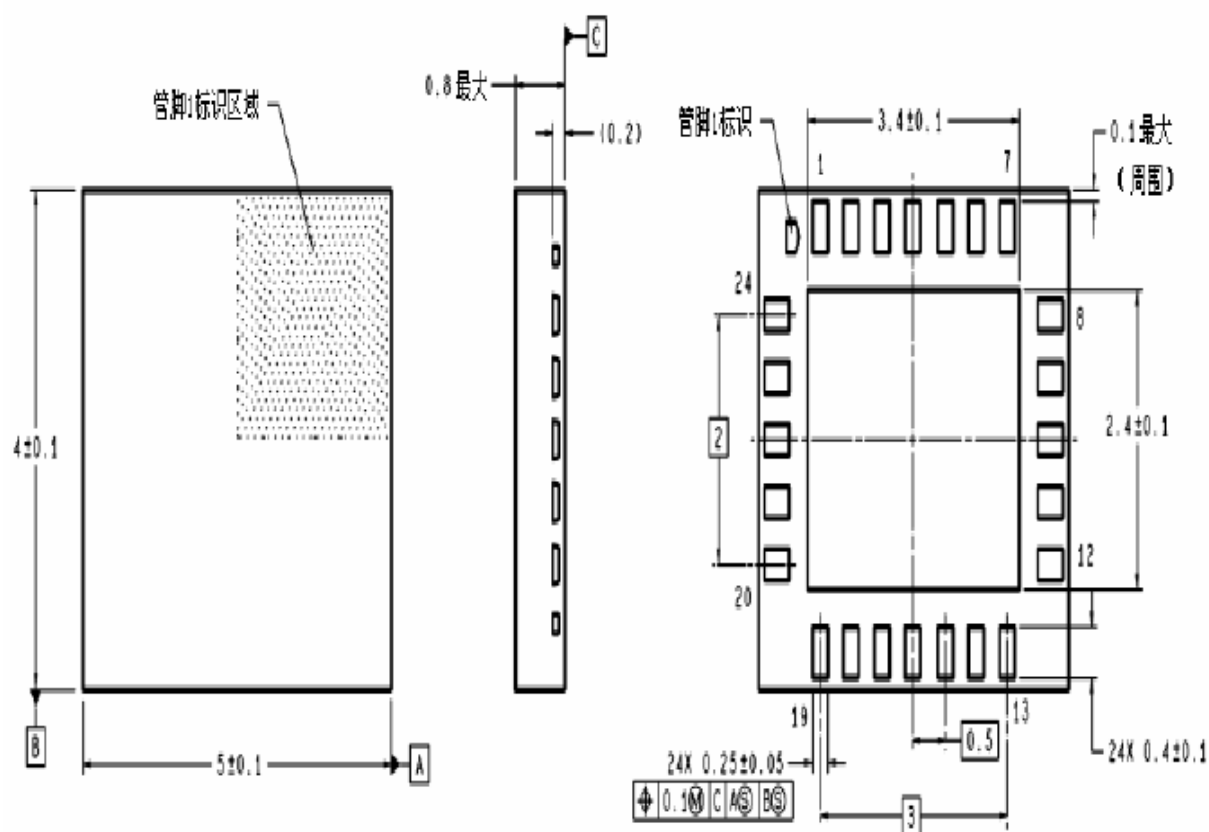
20-引脚模式 TSSOP 封装



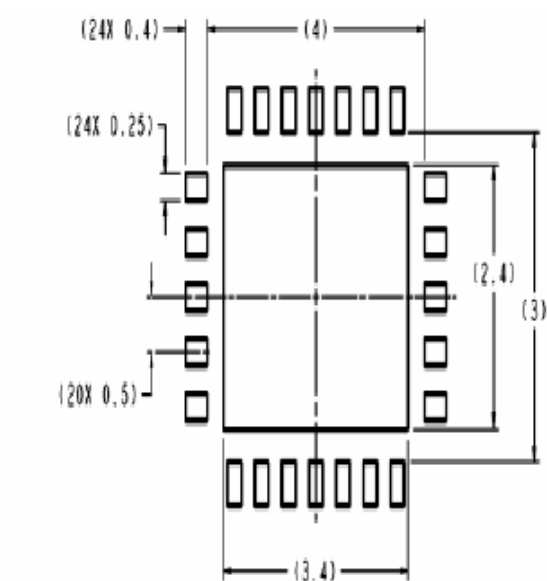
推荐样式

焊接比例 1:1

英寸
(毫米)



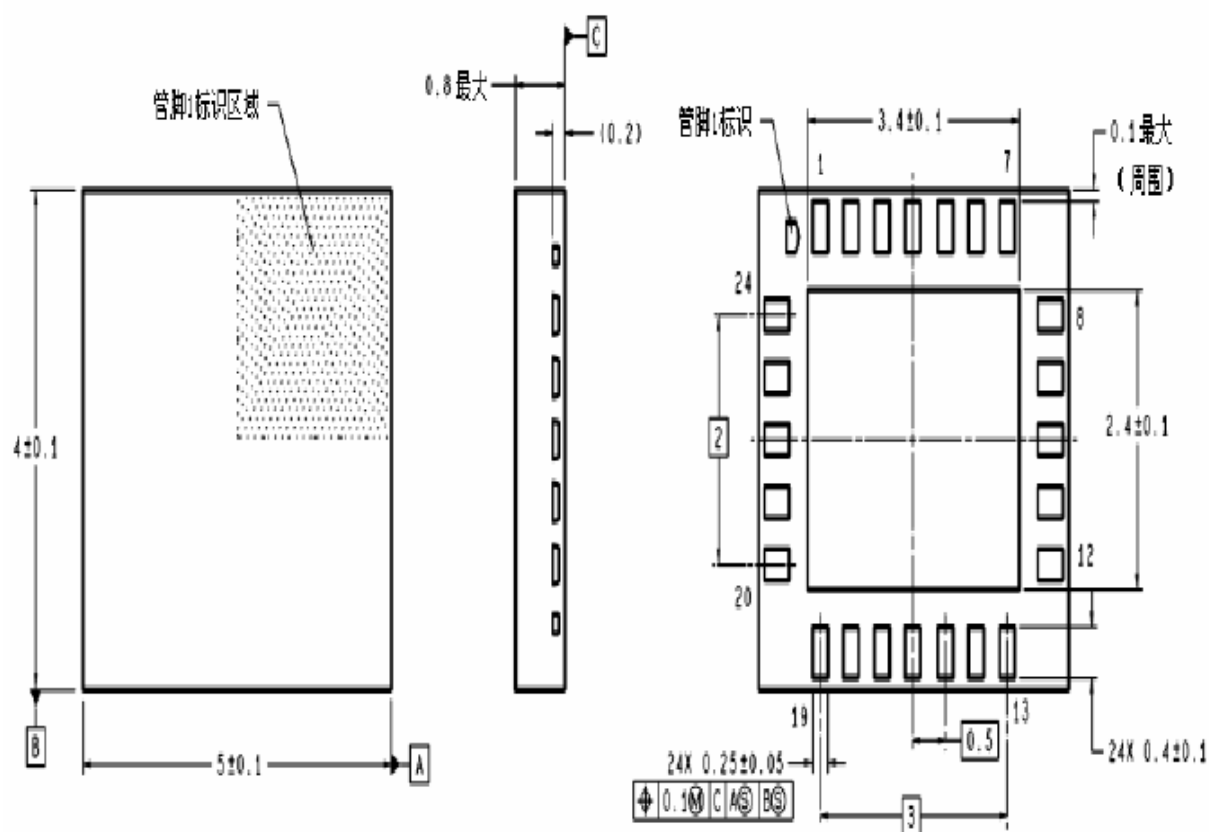
24. 引脚模式 LLP 封装



推荐样式

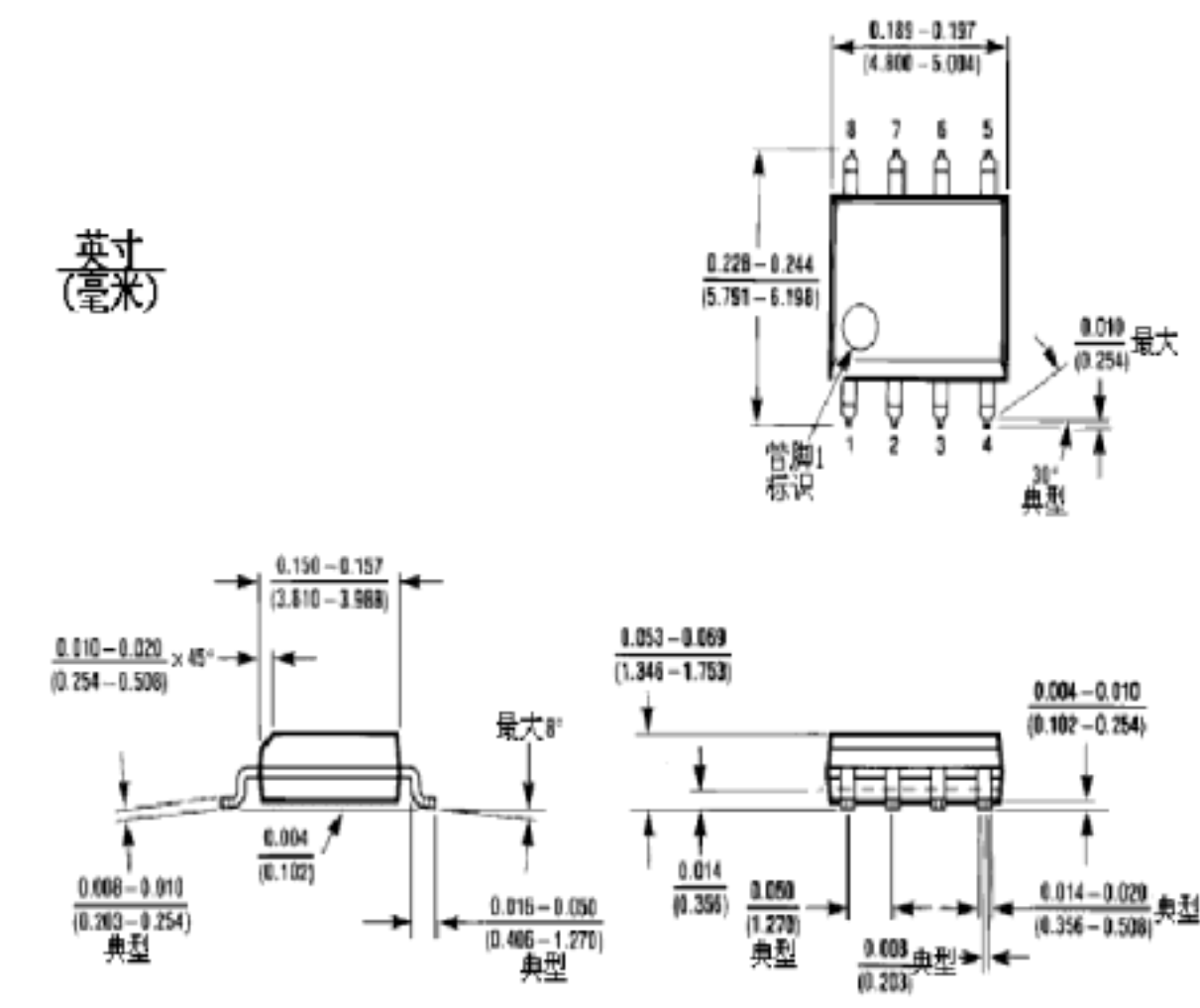
焊接比例 1:1

英寸
(毫米)



24. 引脚模式 LLP 封装

外形尺寸图



中国华大集成电路设计有限责任公司(China Integrated Circuit Design Corp., Ltd.)

北京市海淀区中关村南大街甲12号寰太大厦15层

联系人：闫彦

TEL: 010-62109597

FAX: 010-62109595

WEB: <http://www.cidc.com/>