

ご注意：この日本語データシートは参考資料として提供しており、内容が最新でない場合があります。製品のご検討およびご採用に際しては、必ず最新の英文データシートをご確認ください。



2000年8月

# LM4752

## 11W ステレオ・オーディオ・パワーアンプ

### 概要

LM4752は、電源電圧24V、THD + N(全高調波歪み+ノイズ) = 10%に於いて、チャンネルあたり4 負荷では11W、8 負荷では7W の連続平均電力を供給できるオーディオ・パワーアンプです。

LM4752は、単一電源に特化しており、外付け部品点数も最小限になるように設計されています。利得及びバイアス電圧の設定抵抗をチップ上に取り込むことにより、11W のステレオ・パワーアンプを僅か TO-220 7 ピンのパッケージにて供給しています。ミニコンボや TV 等のコンシューマ製品では、20V ~ 24V 電源時の出力レベルが高いことや外付け部品点数が少ないことが、有効な選定基準となります。また、外付け部品を用いてミュート機能を付加することもできます。

### 主な仕様

- 出力電力  
( $V_{CC} = 24V, R_L = 4 \Omega, 1kHz, THD + N = 10\%$ ) 11W (typ)
- 出力電力  
( $V_{CC} = 24V, R_L = 8 \Omega, 1kHz, THD + N = 10\%$ ) 7W (typ)
- 出力電力  
シングルエンド  
( $V_{CC} = 12V, R_L = 4 \Omega, 1kHz, THD + N = 10\%$ , TO-263 パッケージ) 2.5W (typ)

### ブリッジ・モード

( $V_{CC} = 12V, R_L = 8 \Omega, 1kHz, THD + N = 10\%$ , TO-263 パッケージ) 5W (typ)  
閉ループ利得 34dB (typ)

### 特長

- 4、8 負荷のドライブが可能
- 利得設定抵抗内蔵 ( $A_V = 34dB$ )
- 最少の外付け部品
- 単一電源動作
- 内部電流制限
- 熱暴走保護
- TO-220 7 ピン・パッケージ
- 低コスト (ワット当たり)
- 広電源電圧範囲: 9V ~ 40V

### アプリケーション

- ミニコンボ
- コンパクト・ステレオ
- TV
- アクティブ・スピーカ

### 代表的なアプリケーション

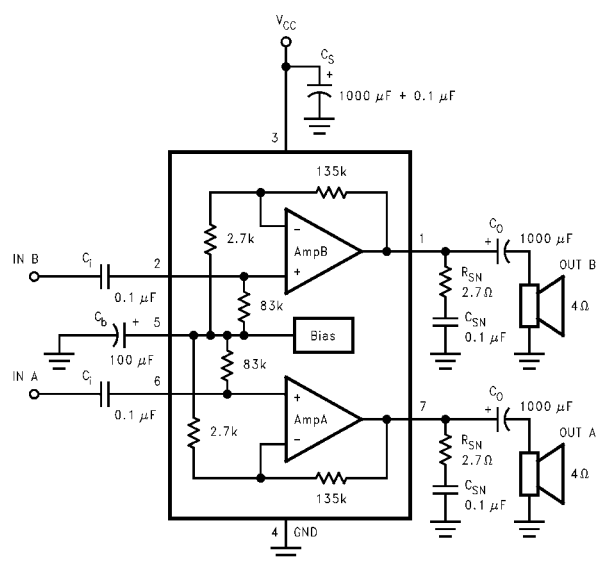
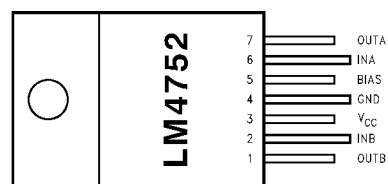


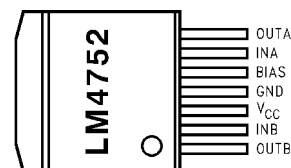
FIGURE 1. Typical Audio Amplifier Application Circuit

### ピン配置図

#### Plastic Package



Package Description  
Top View  
Order Number LM4752T  
Package Number TA07B



Package Description  
Top View  
Order Number LM4752TS  
Package Number TS07B

LM4752 11W ステレオ・オーディオ・パワーアンプ

## 絶対最大定格 (Note 2)

本データシートには軍用・航空宇宙用の規格は記載されていません。  
関連する電気的信頼性試験方法の規格を参照下さい。

保存温度範囲

- 40 ~ 150

電源電圧	40V
入力電圧	± 0.7V
出力電流	内部制限
消費電力 (Note 3)	62.5W
ESD 定格 (Note 4)	2kV
最大接合部温度	150
ハンダ付け T パッケージ (10 秒)	250

## 動作定格

温度範囲	$T_{MIN}$ $T_A$ $T_{MAX}$	- 20	$T_A$	+ 85
電源電圧				9V ~ 32V
熱抵抗	JC			2 /W
	JA			79 /W

## 電気的特性

特記のない限り、 $V_{CC} = 24V$ 、 $T_A = 25$  で各チャネルに対して適用されます。

Symbol	Parameter	Conditions	LM4752		Units (Limits)
			Typical (Note 5)	Limit (Note 6)	
$I_{total}$	Total Quiescent Power Supply Current	$V_{INAC} = 0V$ , $V_o = 0V$ , $R_L =$	10.5	20	mA(max) mA(min)
$P_o$	Output Power (Continuous Average per Channel)	$f = 1$ kHz, THD + N = 10%, $R_L = 8$	7		W
		$f = 1$ kHz, THD + N = 10%, $R_L = 4$		10	W(min)
		$V_{CC} = 20V$ , $R_L = 8$	4		W
		$V_{CC} = 20V$ , $R_L = 4$	7		W
		$f = 1$ kHz, THD + N = 10%, $R_L = 4$ $V_S = 12V$ , TO-263 Pkg.	2.5		W
THD + N	Total Harmonic Distortion plus Noise	$f = 1$ kHz, $P_o = 1$ W/ch, $R_L = 8$	0.08		%
$V_{OSW}$	Output Swing	$R_L = 8$ , $V_{CC} = 20V$	15		V
		$R_L = 4$ , $V_{CC} = 20V$	14		V
$X_{talk}$	Channel Separation	See Figure 1 $f = 1$ kHz, $V_o = 4$ Vrms, $R_L = 8$	55		dB
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	See Figure 1 $V_{CC} = 22V$ to $26V$ , $R_L = 8$	50		dB
$V_{ODV}$	Differential DC Output Offset Voltage	$V_{INAC} = 0V$	0.09	0.4	V(max)
SR	Slew Rate		2		V/ $\mu$ s
$R_{IN}$	Input Impedance		83		k
PBW	Power Bandwidth	3 dB BW at $P_o = 2.5W$ , $R_L = 8$	65		kHz
$A_{VCL}$	Closed Loop Gain (Internally Set)	$R_L = 8$	34	33	dB(min)
				35	dB(max)
$e_{in}$	Noise	IHF-A Weighting Filter, $R_L = 8$ Output Referred	0.2		mVrms
$I_o$	Output Short Circuit Current Limit	$V_{IN} = 0.5V$ , $R_L = 2$		2	A(min)

**Note 1:** 特記のない限り、すべての電圧は、GND 端子 (pin4) を基準にして測定されます。

**Note 2:** 絶対最大定格とは、IC に破壊が発生する可能性のある制限値をいいます。動作定格とは、IC が動作する条件を示し、特定の性能リミット値を保証するものではありません。電気的特性では、AC 及び DC のリミット値が示され、特定のテスト条件で保証されます。このことは、デバイスが動作定格内にあると仮定します。リミット値が規定されていないパラメータは保証されませんが、代表値 (Typical) が、デバイスのパラメータを示す指標になります。

**Note 3:** 25 以上のケース温度では、最大接合部温度  $T_J = 150$  と、接合部・ケース間熱抵抗  $J_C = 2$  /W で、デレーティングしなければなりません。アプリケーション情報の“熱に関する考慮事項”を参照下さい。

**Note 4:** ESD は人体モデルに基づき 100pF のコンデンサから 1.5k を通し各端子に放電させます。

**Note 5:** 代表値は、25 で測定される標準値です。

**Note 6:** リミット値は、全部品製造検査により規定値を満たしていることを保証しています。

**Note 7:** TO-263 パッケージでは、パターンによる放熱の為 16V 以上の使用は推奨していません。

テスト回路

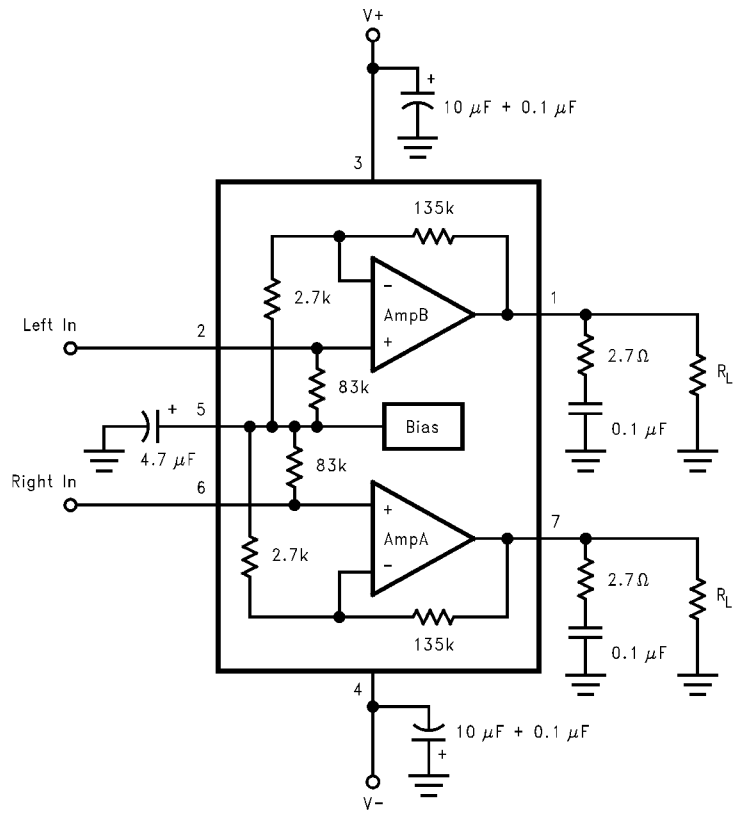


FIGURE 2. Test Circuit

応用回路 (ミュート機能)

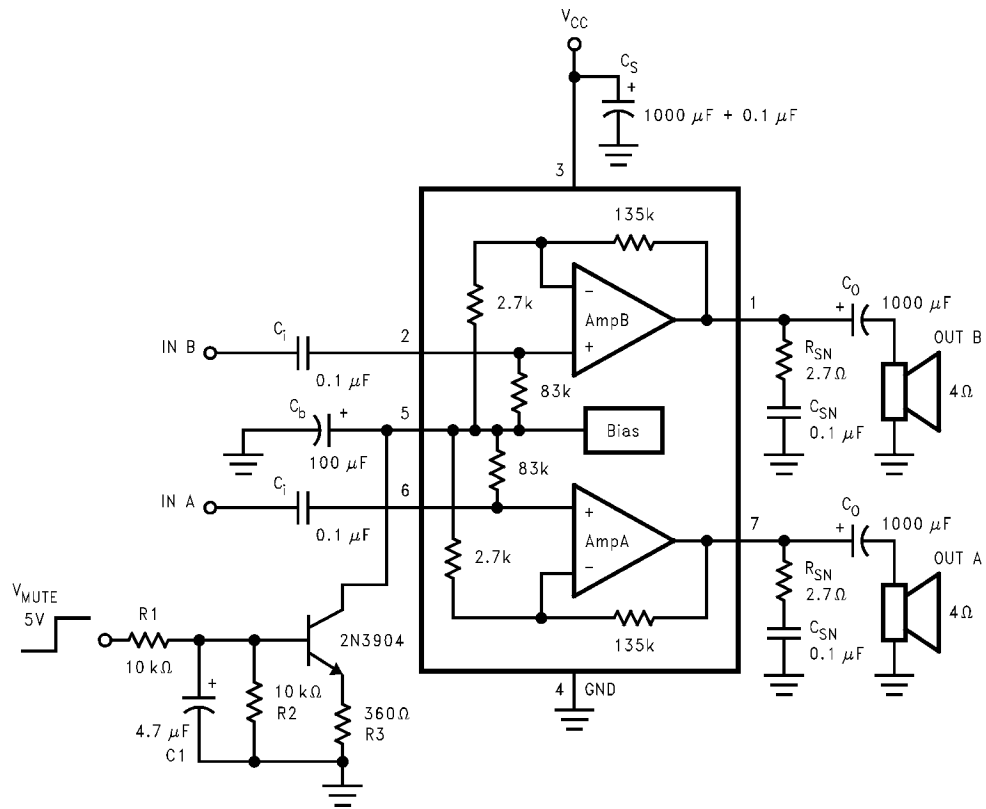
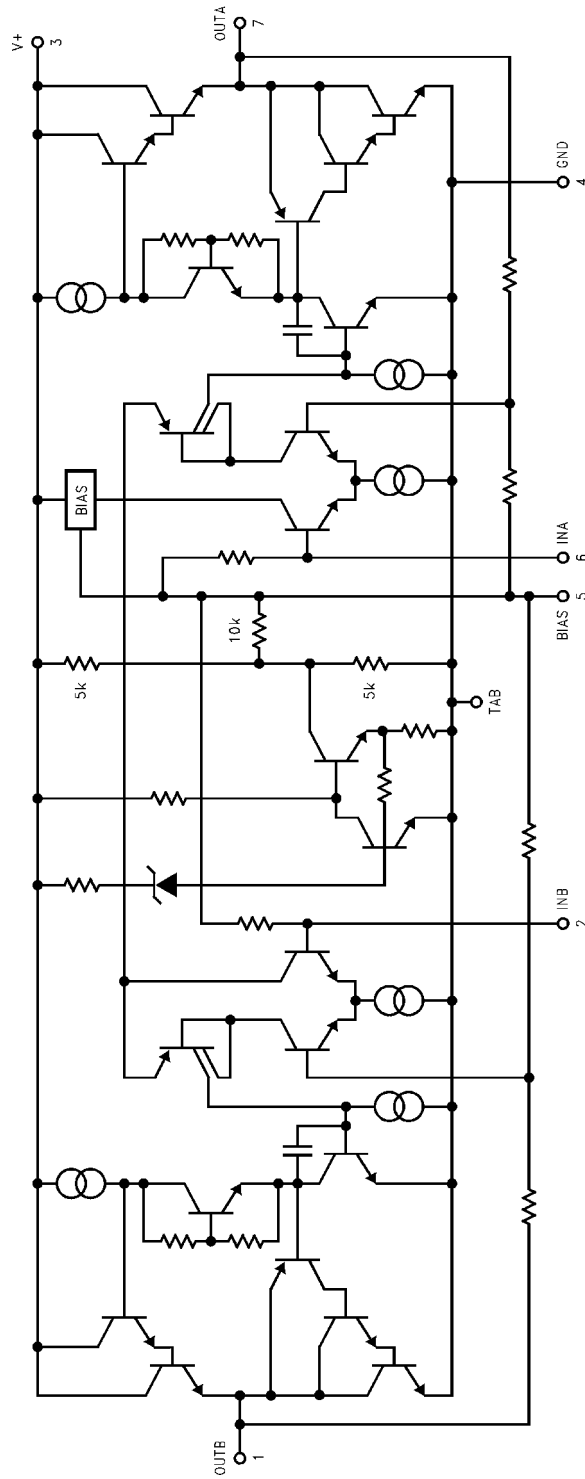


FIGURE 3. Application with Mute Function

等価回路



応用回路

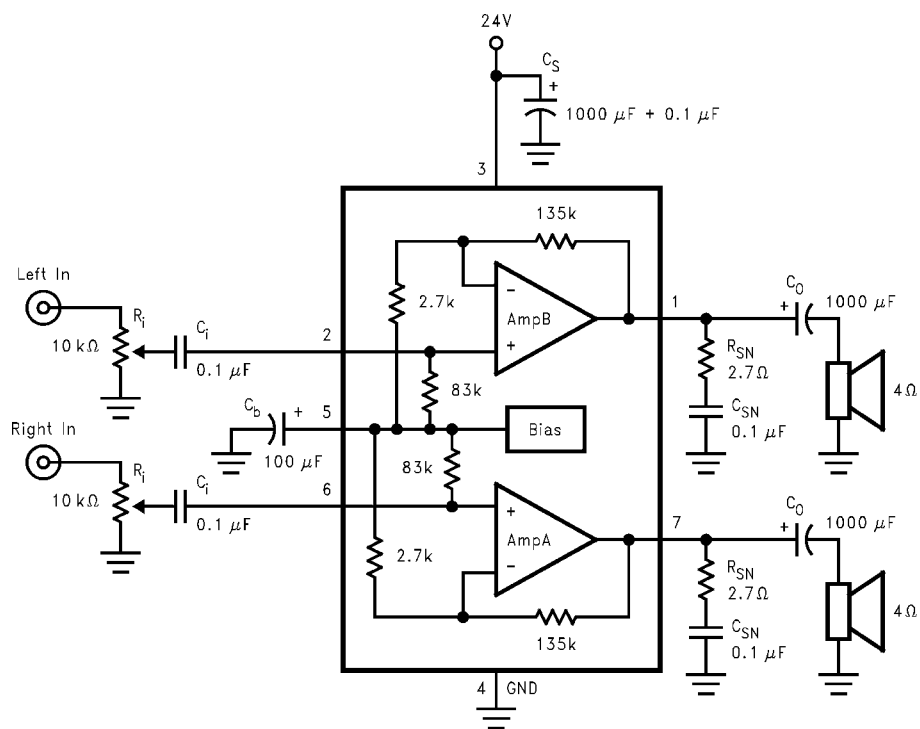


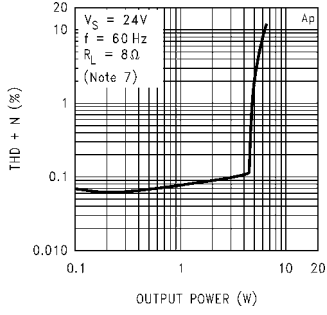
FIGURE 4. Circuit for External Components Description

外付け部品の説明

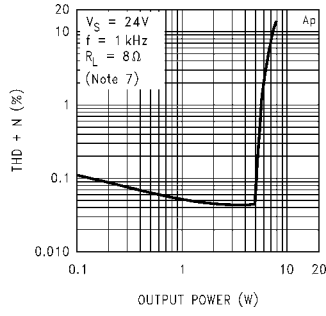
部品	機能の説明
1, 2	Cs 電源のフィルタ及びバイパスとして働きます。
3, 4	Rsn Csn とともに高周波発振を除去するポールを作ることにより出力段を安定させます。
5, 6	Csn Rsn とともに高周波発振を除去するポールを作ることにより出力段を安定させます。
7	Cb 内部の 1/2 バイアス回路のフィルタとして働きます。
8, 9	Ci 入力端子を直流電圧から切り離すための、入力 AC カップリング・コンデンサとして働きます。また、ハイパス・フィルタとして機能します。 $f_c = 1/(2 * R_{in} * C_{in})$
10, 11	Co 出力端子を直流電圧から切り離すための、出力 AC カップリング・コンデンサとして働きます。また、ハイパス・フィルタとして機能します。 $f_c = 1/(2 * R_{out} * C_{out})$
12, 13	Ri ボリューム・コントロール: アンプの入力端子での信号レベルを制限します。

代表的な性能特性

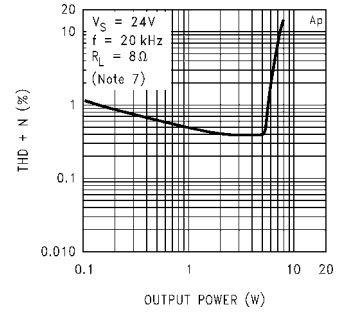
THD + N vs Output Power



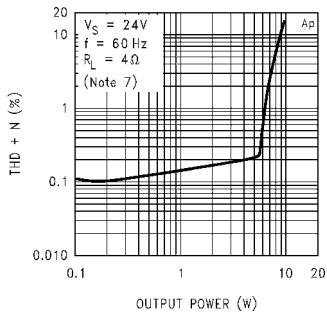
THD + N vs Output Power



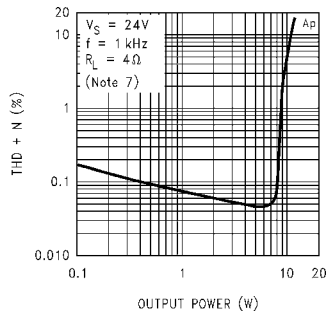
THD + N vs Output Power



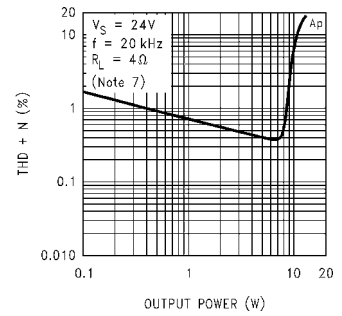
THD + N vs Output Power



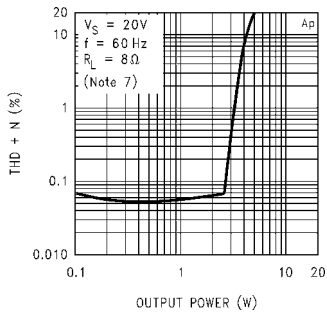
THD + N vs Output Power



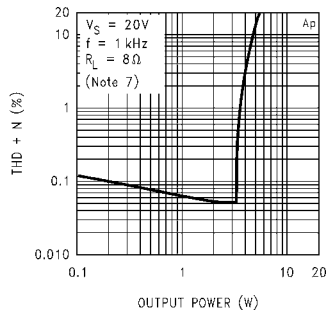
THD + N vs Output Power



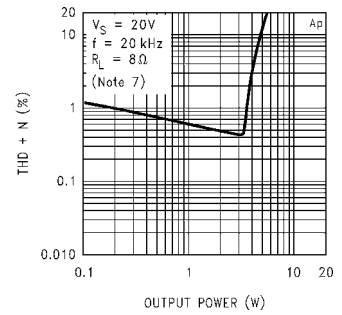
THD + N vs Output Power



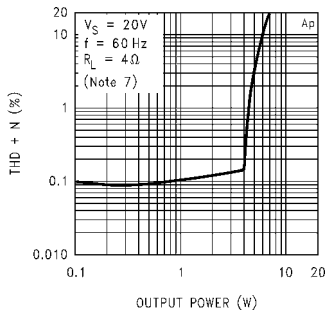
THD + N vs Output Power



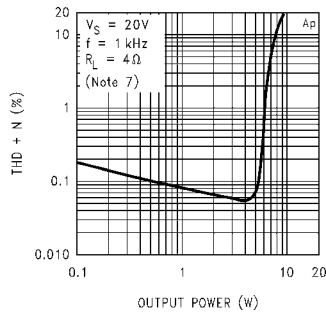
THD + N vs Output Power



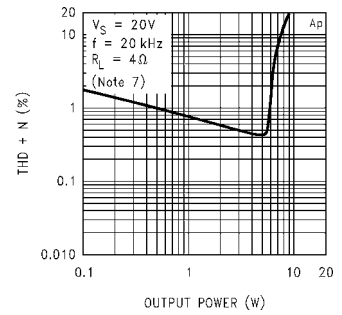
THD + N vs Output Power



THD + N vs Output Power

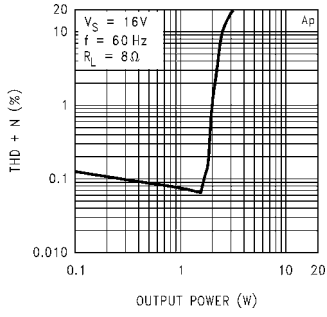


THD + N vs Output Power

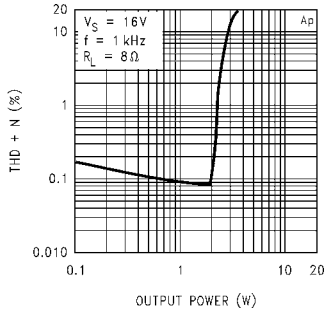


代表的な性能特性 (つづき)

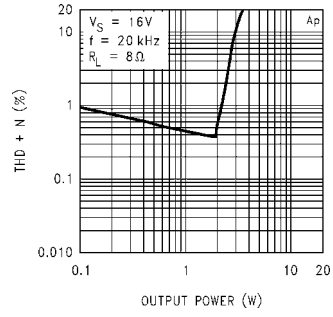
THD + N vs Output Power



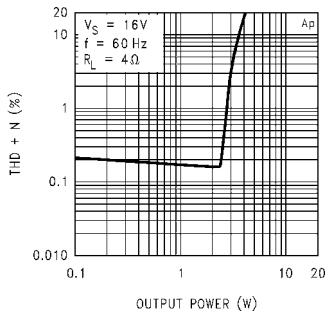
THD + N vs Output Power



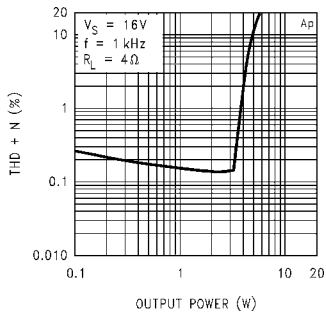
THD + N vs Output Power



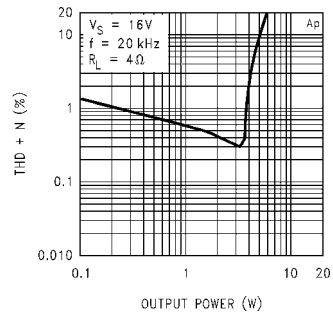
THD + N vs Output Power



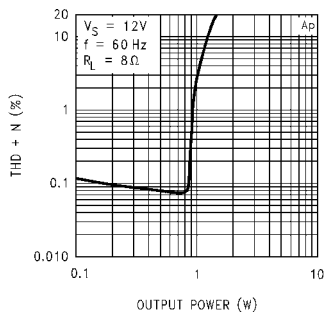
THD + N vs Output Power



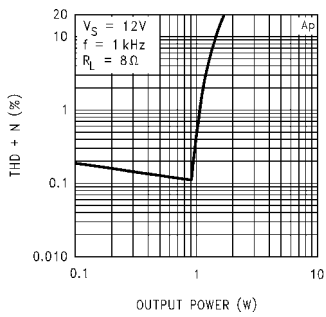
THD + N vs Output Power



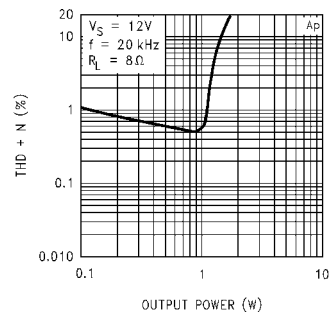
THD + N vs Output Power



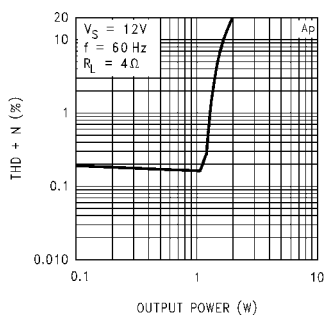
THD + N vs Output Power



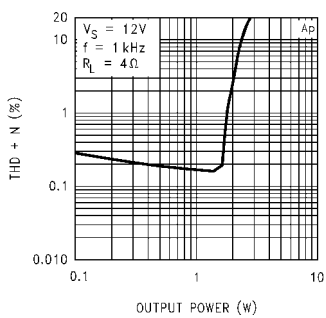
THD + N vs Output Power



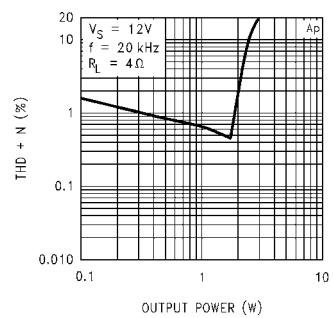
THD + N vs Output Power



THD + N vs Output Power

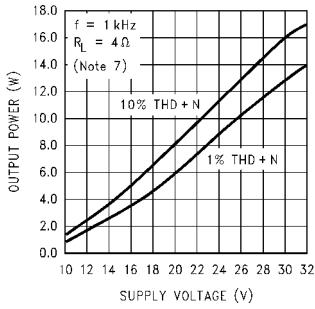


THD + N vs Output Power

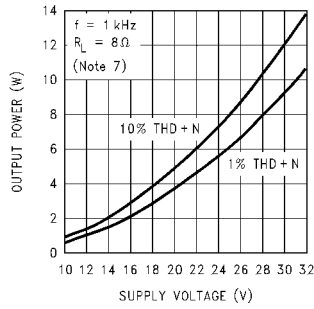


代表的な性能特性 (つづき)

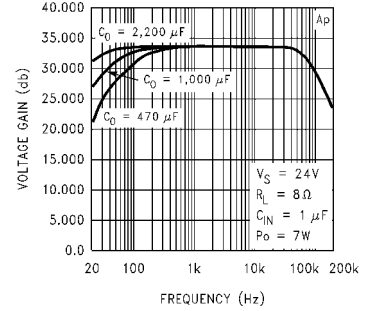
Output Power vs Supply Voltage



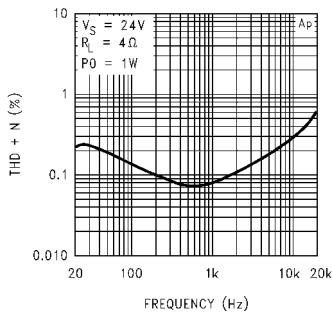
Output Power vs Supply Voltage



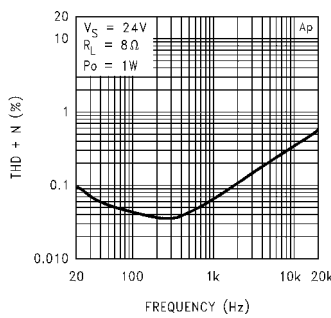
Frequency Response



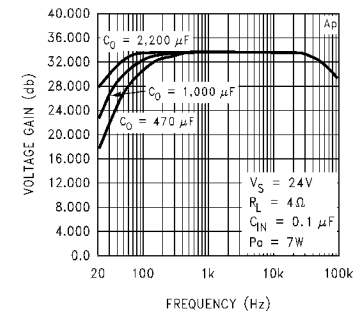
THD + N vs Frequency



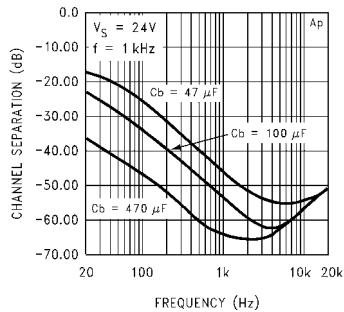
THD + N vs Frequency



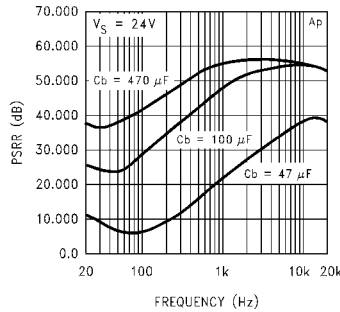
Frequency Response



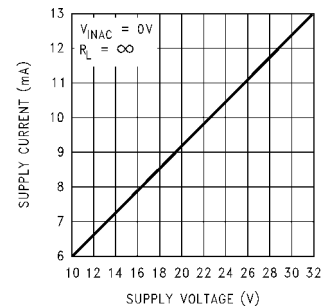
Channel Separation



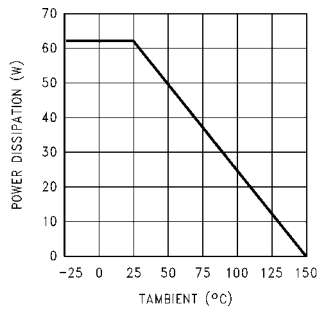
PSRR vs Frequency



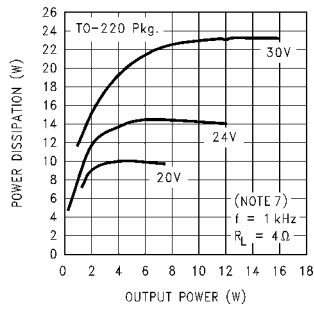
Supply Current vs Supply Voltage



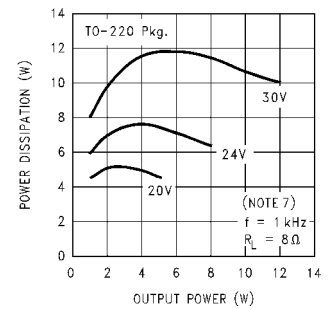
Power Derating Curve



Power Dissipation vs Output Power

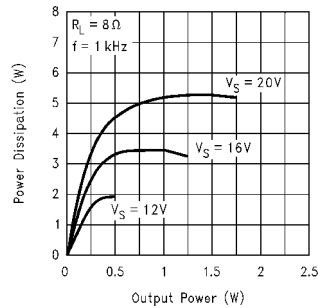
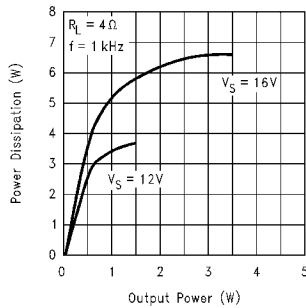


Power Dissipation vs Output Power



## 代表的な性能特性 (つづき)

### Power Dissipation vs Output Power    Power Dissipation vs Output Power



## アプリケーション情報

### コンデンサの選択と周波数特性

LM4752 は単電源アンプのため、入力端子 (pin2, 6) 及び出力端子 (pin 1, 7) を DC 電圧から分離するために AC カップリング・コンデンサを用います。“外付け部品の説明”の項に示すとおり、これらのコンデンサは対応する入力 / 出力インピーダンスとともにハイパス・フィルタを構成します。“代表的なアプリケーション”の Figure 1 に示すとおり、入力 / 出力コンデンサはそれぞれ、 $0.1 \mu\text{F}/1000 \mu\text{F}$  としています。入力では、入力抵抗が標準値  $83\text{k}$  で、ハイパス  $3\text{dB}$  ボイントにて  $19\text{Hz}$  となります。また、もう一方は 4 の出力負荷抵抗で  $39.8\text{Hz}$  のハイパス・フィルタを構成します。要求する周波数特性を得るために、これらの部品は注意深く選択する必要があります。“代表的な性能特性”にある周波数特性のグラフでは、出力カップリング・コンデンサの値により低域のロールオフがどの様に影響するかを示しています。

### 応用回路 (ミュート機能)

外付け部品により、Figure 3 に示すような、ミュート回路を付加することが出来ます。この回路は、 $1/2$  バイアス (pin 5) をプルダウンするように働き、入力段をシャットダウンします。

外付け回路によりバイアスをプルダウンする時、このラインをあまりに速く立ち下げたはけません。これにより出力のポップ・ノイズまたは信号の漏れが生じる恐れがあります。このバイアス・ラインのプルダウンが急速に行われた時、内部バイアス抵抗に引き起こされた電流により、内蔵差動アンプのそれぞれの入力に瞬間的な DC 電圧が発生し、この結果、出力は電源電圧に向かってシフトします。RC による時定数はプルダウンの時間を制限することに

より、出力のポップ・ノイズや信号漏れを最小限に抑えます。このプルダウンのタイミングは、外付けミュート回路をアクティブとするための電圧、バイアス・コンデンサ、 $1/2$  電圧、またこの電圧を作るための内蔵抵抗によって決まります。Table 1 は、外付けミュート回路の推奨値です。

TABLE 1. Values for Mute Circuit

V <sub>MUTE</sub>	R1	R2	C1	R3	C <sub>B</sub>	V <sub>CC</sub>
5V	10 k	10 k	4.7 $\mu\text{F}$	360	100 $\mu\text{F}$	21V–32V
V <sub>S</sub>	20 k	1.2 k	4.7 $\mu\text{F}$	180	100 $\mu\text{F}$	15V–32V
V <sub>S</sub>	20 k	910	4.7 $\mu\text{F}$	180	47 $\mu\text{F}$	22V–32V

### ブリッジ・モードの動作

LM4752 は、シングルエンド・アンプとして設計されていますが、ブリッジ・モードとして負荷を差動でドライブすることもできます。この IC は、パッケージのピン数を減らす為、非反転入力しかないので、片方の入力には反転された信号を供給する必要があります。これは、反転アンプとして構成されている安価なオペアンプを使用する事によって簡単に実現できます。LF353 は、安価でありこのアプリケーションにとって良いオペアンプです。しかしながら、ブリッジ・モードのアンプでは、理論的にシングルエンドの 4 倍の電力を消費します。それぞれのアンプから見た負荷は、実際に使用されている値の半分の値となります。すなわちブリッジ・モードにて 8 負荷を駆動しているアンプは、シングルエンド・モードにて 4 を駆動しているのと同じです。

## アプリケーション情報 (つづき)

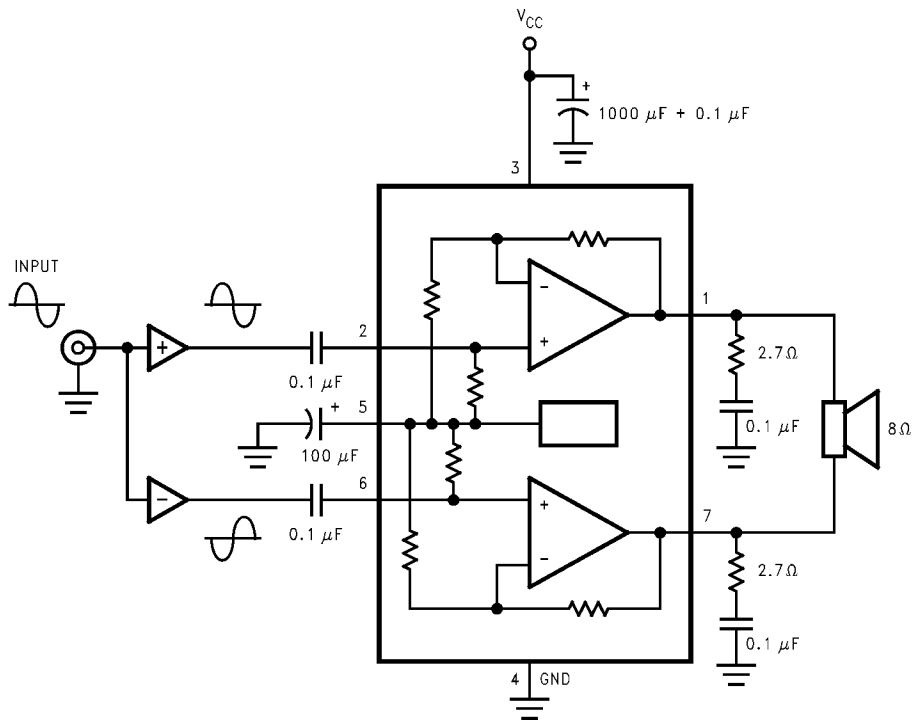
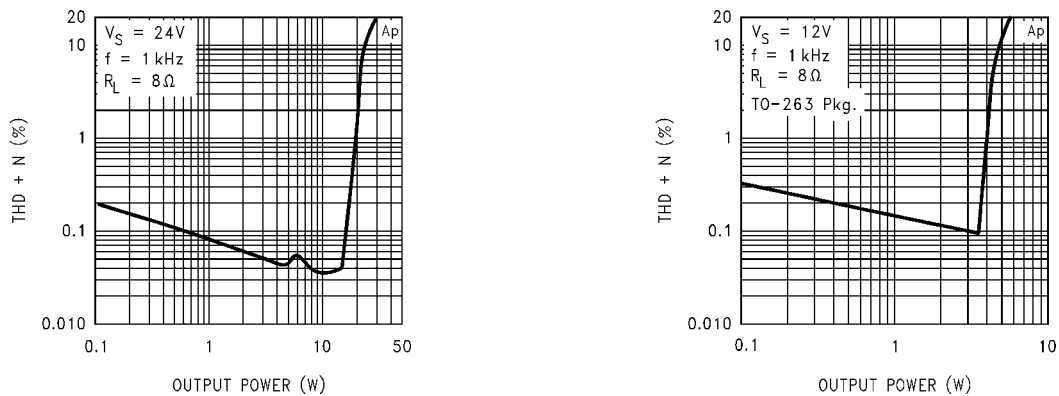


FIGURE 5. Bridge-Mode Application

FIGURE 6. THD + N vs.  $P_{OUT}$  for Bridge-Mode Application

## 発振の防止

フィードバック及びバイアス設定抵抗を内蔵することにより、LM4752 は非常にコンパクトなパッケージにする事が出来ました。このため、非反転入力端子と対応する出力端子とが近接し、それぞれの入力端子は常に AC 結合されています。もし入力が浮いた状態にあると、高インピーダンス結合を介して正帰還され、高周波発振を引き起こす事があります。ほとんどのアプリケーションでは、通常供給されるソース側のインピーダンスによって、このターミネーションが行われます。外部から信号を供給するアプリケーションでは、入力はカップリング・コンデンサの AC 側で 50k 以下の抵抗を対グラウンド間に接続しなければなりません。

## 低電圧シャットダウン

電源電圧が最低動作電圧以下に下がった場合、内蔵された低電圧検出回路が 1/2 バイアスを強制的に落とし、これにより LM4752 のプリアンプ部がシャットダウンします。LM4752 では、動作電圧範囲を広く取っており、このスレッショルドは 9V 以下に設定されています。アプリケーションによっては、より高いスレッショルド電圧が望まれるかもしれません。例として、高動作電圧、大容量電源 / バイアスコンデンサで、電源ラインが他の回路に接続されていない場合、または、この電源ラインが軽負荷の場合に必要なとされます。このような回路において、電源が外され、電源及びバイアス・コンデンサが緩やかに放電していった時、電圧低下によりクリップした出力を発生させ、出力に歪みが生じることがあります。

## アプリケーション情報 (つづき)

この様な時、外付け回路により望まれるスレッシュホールドを検出し、バイアス端子 (pin 5) をグラウンドに引き抜くことにより入力段を非動作状態とする必要があるかもしれません。Figure 7 に、この推奨回路を示します。ツェナ・ダイオードの両端の電圧が、スレッシュホールド以下に下がった時、Q1 のベースに流れる電流が減り、Q2 が ON になり、バイアス・コンデンサを放電します。この放電率は、バイアス・コンデンサ値、バイアス電圧、Q2 のエミッタ抵抗のいくつかの要因によって決定されます。このエミッタ抵抗の値を R としたときに、この値は次の式となります。

$$R = (0.7V) / (C_B \cdot (V_S / 2) / 0.1s)$$

注記として、この式は、0.1sec の放電時間を基準として模式化されています。この回路は、それぞれのアプリケーションに対して評価及び調整する必要があります。

前述した“**応用回路 (ミュート機能)**”において、バイアス・ラインをプルダウンする外付け回路を使用したとき、この放電カーブは、ターンオフ時の歪み率と相関があります。“**応用回路 (ミュート機能)**”の項を参照下さい。

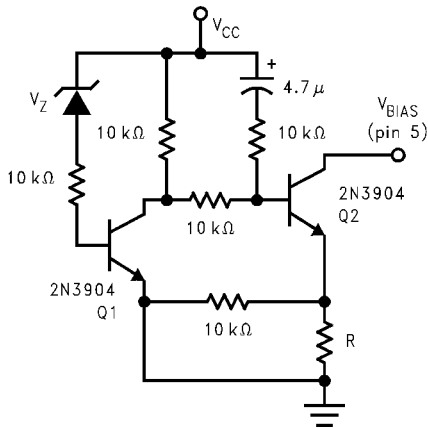


FIGURE 7. External Undervoltage Pull-Down

### 熱に関する考慮事項

#### ヒートシンクについて

適切なヒートシンクは、全て動作条件下にてアンプを正常に動作させるために必要です。小さなヒートシンクは過度な熱をダイにもたらし、そして内蔵の熱暴走保護回路が動作し始め、出力が低下します。

個々のアプリケーションに対するヒートシンクの選択は、IC の最大消費電力、最大環境温度、接合部・ケース間の熱抵抗、最大接合部温度により決定されます。ヒートシンクの熱抵抗に関するヒート・フローの等価式を以下に示します。

$$T_J - T_A = P_{DMAX} \cdot (J_C + C_S + S_A)$$

ここで、

$P_{DMAX}$  = IC の最大消費電力

$T_J( )$  = IC の最大接合部温度

$T_A( )$  = 最大環境温度

$J_C( /W)$  = 接合部・ケース間熱抵抗

$C_S( /W)$  = ケース・ヒートシンク間熱抵抗 (通常 0.2 ~ 0.5 /W)

$S_A( /W)$  = ヒートシンクの熱抵抗

したがって、適切なヒートシンクを決定するときには、下記の式を満たさなければなりません。

$$S_A [(T_J - T_A) / P_{DMAX}] - J_C - C_S$$

#### TO-263 ヒートシンク

表面実装アプリケーションは、プリント基板の面積の熱消費特性に制約を受けることとなります。TO-263 パッケージは、プリント基板の面積に制約があるため、 $V_S > 16V$  となるような表面実装アプリケーションにはお薦めできません。TO-263 パッケージを強化したものとして、クリップオン・ヒートシンクや接着剤付きヒートシンクがあり、これらを使用してパフォーマンスを向上させることができます。

標準の FR-4 片面銅箔のもの、以下の値の範囲内の熱抵抗 ( $S_A$ ) を持ちます。

1.5 × 1.5 インチ平方 20-27 /W

2 × 2 インチ平方 16-23 /W

( $T_A = 28$  , 正弦波テスト、1 オンス銅)

上記の  $S_A$  の値は、サイズによって大きく変わります (つまり、幅と長さが変わると、 $S_A$  も変わります)。

ピーク・パワー・レベルの期間が短いオーディオ・アプリケーションでは、ヒートシンク / 銅箔の面積が小さくても十分なパフォーマンスを果たします。他の高電力設計の場合と同様に、最適なベンチ・テストを行って必要な熱の放散を行っているかどうかを確認する必要があります。ベンチ・テストを適切に行うには、周囲温度と通気ファースト・ケース条件に注意してください。消費電力レベルが高いと、飽和電圧が高くなる傾向があり、したがって、電力レベルの無歪みの部分が制約されます。

#### 最大消費電力の決定

AB 級のシングルエンド・パワーアンプでの最大消費電力の理論値は、電源電圧 ( $V_S$ )、負荷抵抗 ( $R_L$ ) により決まり、下記の式で示されます。

1ch の場合

$$P_{DMAX} (W) = [V_S^2 / (2 \cdot 2 \cdot R_L)]$$

上記の式は、AB 級のパワーアンプの 1 チャネルに対する等価式です。LM4752 のような 2 チャネルでの最大消費電力の合計は、以下の通り計算されます。

2ch の場合

$$P_{DMAX} (W) = 2 \cdot [V_S^2 / (2 \cdot 2 \cdot R_L)]$$

または

$$V_S^2 / (2 \cdot R_L)$$

ブリッジ・モードでの出力

$$P_{DMAX} (W) = 4[V_S^2 / (2 \cdot 2 \cdot R_L)]$$

#### ヒートシンクの設計例

設定:

$V_S = 24V$  動作電源電圧

$R_L = 4$  最小負荷抵抗

$T_A = 55$  ワースト・ケースの環境温度

IC のパラメータ (データシートより):

$T_J = 150$  最大接合部温度

$J_C = 2 /W$  ジャンクション・ケース間熱抵抗

## アプリケーション情報 (つづき)

計算:

$$2 \cdot P_{DMAX} = 2 \cdot [V_S^2 / (2 \cdot R_L)] = (24V)^2 / (2 \cdot 4) = 14.6W$$

$$\theta_{SA} [(T_J - T_A) / P_{DMAX}] - \theta_{JC} - \theta_{CS} = [(150 - 55) / 14.6W] - 2 / W - 0.2 / W = 4.3 / W$$

計算結果より、ヒートシンクは  $\theta_{SA} = 4.3 / W$  の物を選択します。

### TO-263 ヒートシンク設計例

例 1: (ステレオ・シングルエンド出力)

$$T_A = 30$$

$$T_J = 150$$

$$R_L = 4$$

$$V_S = 12V$$

$$\theta_{JC} = 2 / W$$

とすると、

$P_D$  と  $P_O$  の図の  $P_{DMAX}$  は、次のようになります。

$$P_{DMAX} \approx 3.7W$$

$P_{DMAX}$  を計算して

$$P_{DMAX} = V_{CC}^2 / (2 R_L) = (12V)^2 / (2 \cdot 4) = 3.65W$$

ヒートシンクの熱抵抗の計算は次のようになります。

$$\theta_{SA} < [(T_J - T_A) / P_{DMAX}] - \theta_{JC} - \theta_{CS}$$

$$\theta_{SA} < 120 / 3.7W - 2.0 / W - 0.2 / W = 30.2 / W$$

したがって、片面銅箔の 1.5 × 1.5 平方インチを使用されることをお勧めします。

例 2: (ステレオ・シングルエンド出力)

$$T_A = 50$$

$$T_J = 150$$

$$R_L = 4$$

$$V_S = 12V$$

$$\theta_{JC} = 2 / W$$

とすると、

$P_D$  と  $P_O$  の図の  $P_{DMAX}$  は、次のようになります。

$$P_{DMAX} \approx 3.7W$$

$P_{DMAX}$  を計算して

$$P_{DMAX} = V_{CC}^2 / (2 R_L) = (12V)^2 / (2 \cdot 4) = 3.65W$$

ヒートシンクの熱抵抗の計算は、次のようになります。

$$\theta_{SA} < [(T_J - T_A) / P_{DMAX}] - \theta_{JC} - \theta_{CS}$$

$$\theta_{SA} < 100 / 3.7W - 2.0 / W - 0.2 / W = 24.8 / W$$

したがって、片面銅箔の 2.0 × 2.0 平方インチを使用されることをお勧めします。

例 3: (ブリッジ・モード出力)

$$T_A = 50$$

$$T_J = 150$$

$$R_L = 8$$

$$V_S = 12V$$

$$\theta_{JC} = 2 / W$$

とすると、

$P_{DMAX}$  を計算して

$$P_{DMAX} = 4[V_{CC}^2 / (2 R_L)] = 4(12V)^2 / (2 \cdot 8) = 3.65W$$

ヒートシンクの熱抵抗を計算すると、次のようになります。

$$\theta_{SA} < [(T_J - T_A) / P_{DMAX}] - \theta_{JC} - \theta_{CS}$$

$$\theta_{SA} < 100 / 3.7W - 2.0 / W - 0.2 / W = 24.8 / W$$

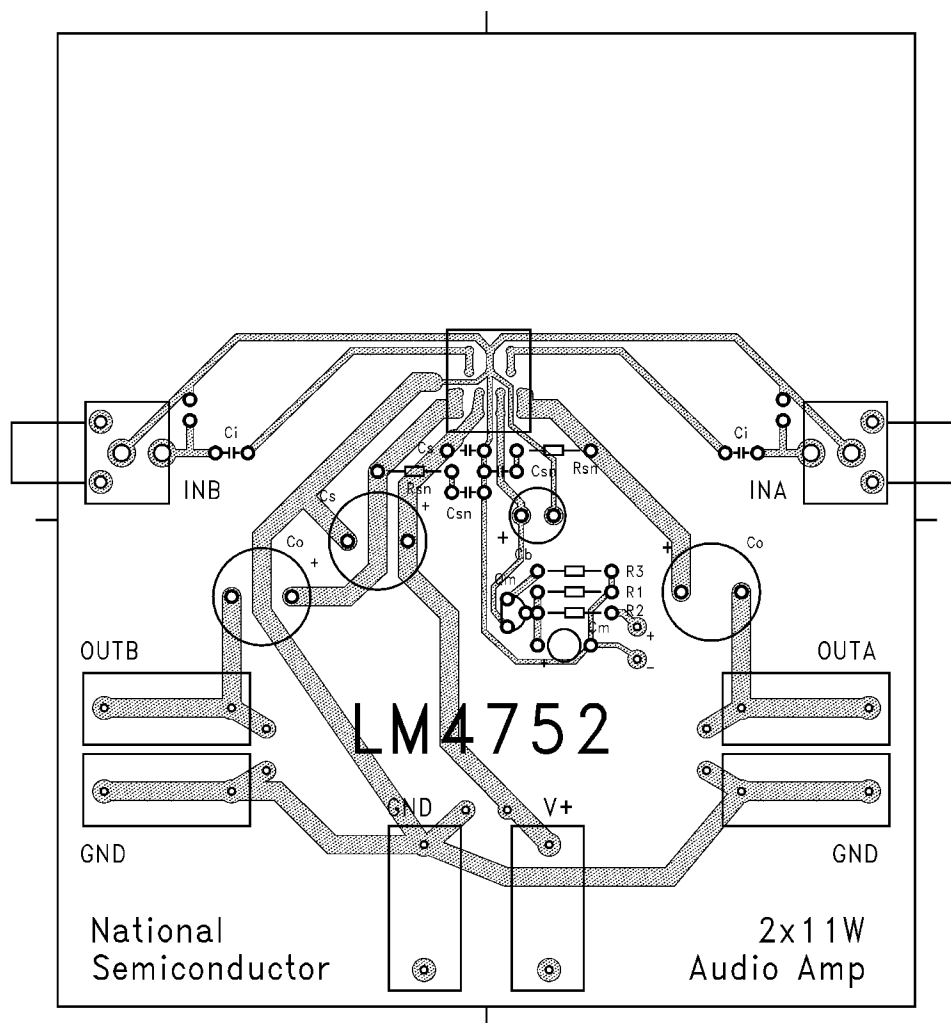
したがって、片面銅箔の 2.0 × 2.0 平方インチを使用されることをお勧めします。

### レイアウト / グ라운드・パターンについて

最適な基板設計は、優れた回路パフォーマンスにとって不可欠です。オーディオ・パワーアンプの基板設計において、入力信号やバイアス・コンデンサのグラウンドと、出力信号のグラウンド・リターン線の配線には、特に注意を払わなければなりません。グラウンド・ループを避けるため、出力の大信号系のグラウンド・リターンと他の小信号系グラウンド・ラインとは分離し、電源のグラウンド・ポイントにて、それぞれを接続します。また、入力信号のグラウンドとバイアス・コンデンサのグラウンドも別々にするべきです。0.1μF 高周波電源バイパス・コンデンサは、IC の出来るだけ近くに配置します。

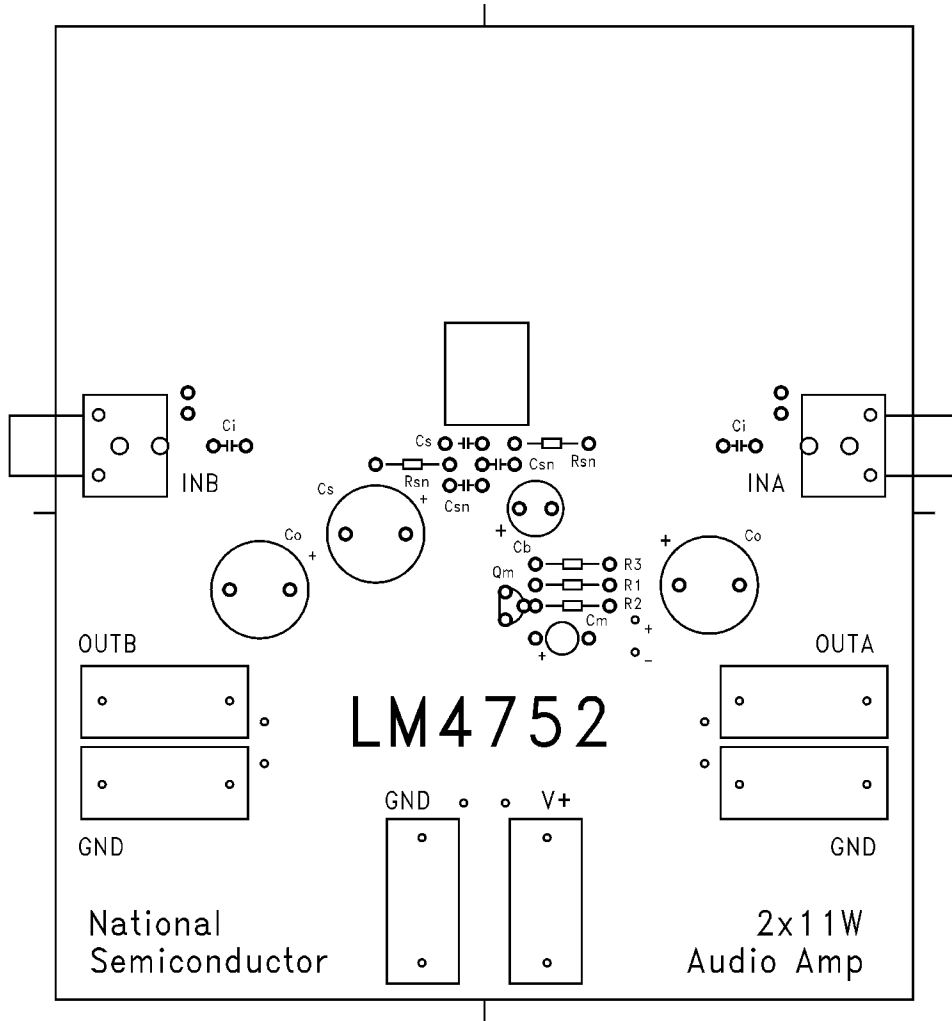
アプリケーション情報 (つづき)

PC BOARD LAYOUT COMPOSITE



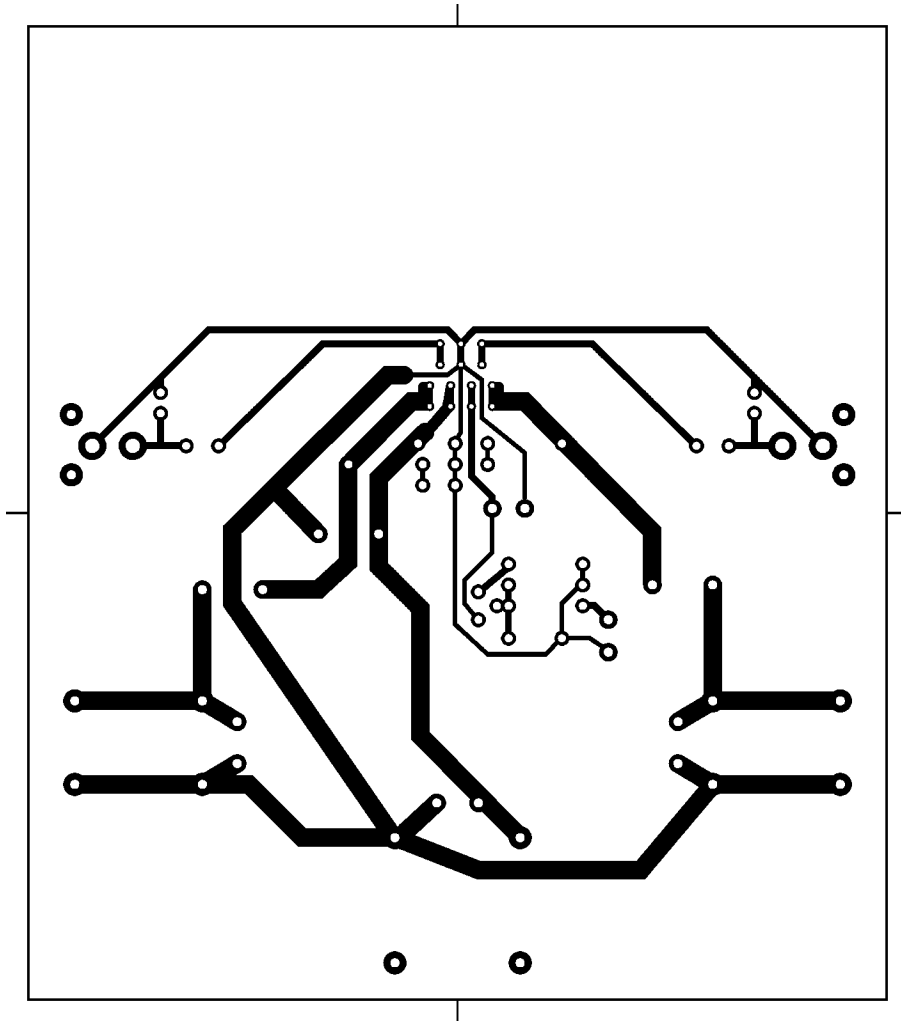
アプリケーション情報 (つづき)

PC BOARD LAYOUT SILK SCREEN

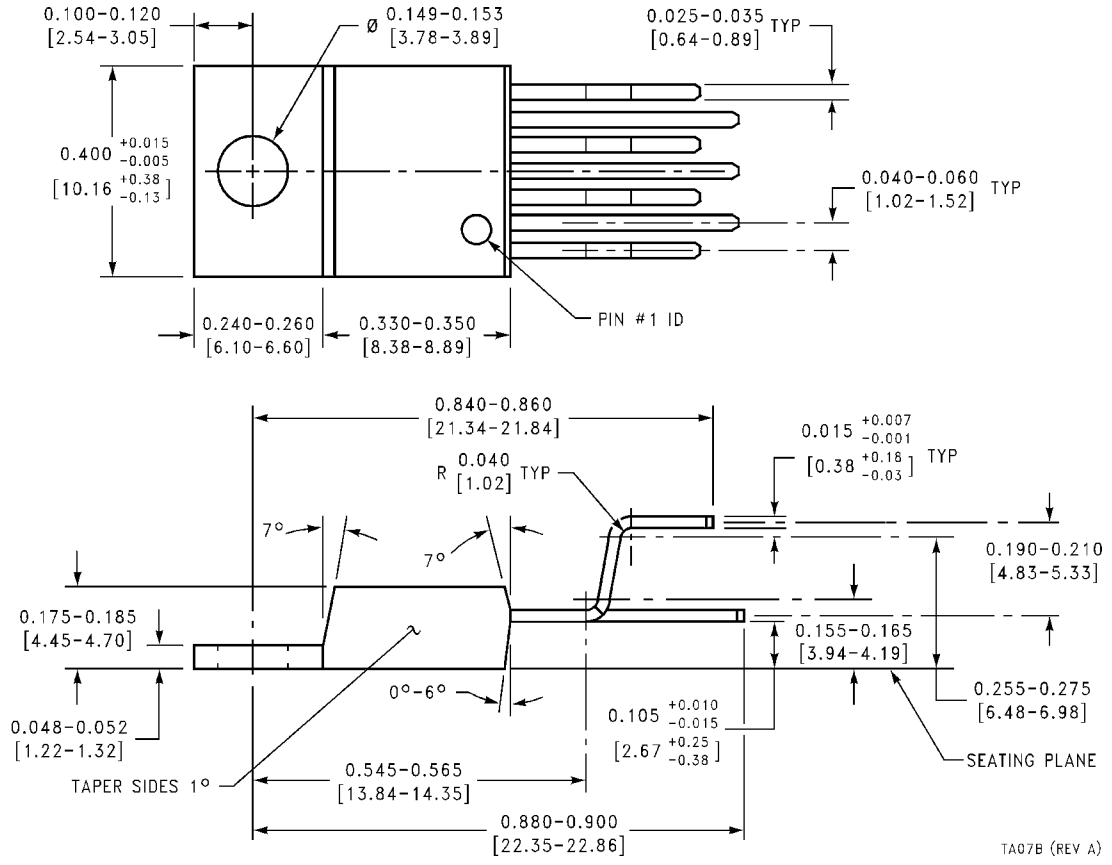


アプリケーション情報 (つづき)

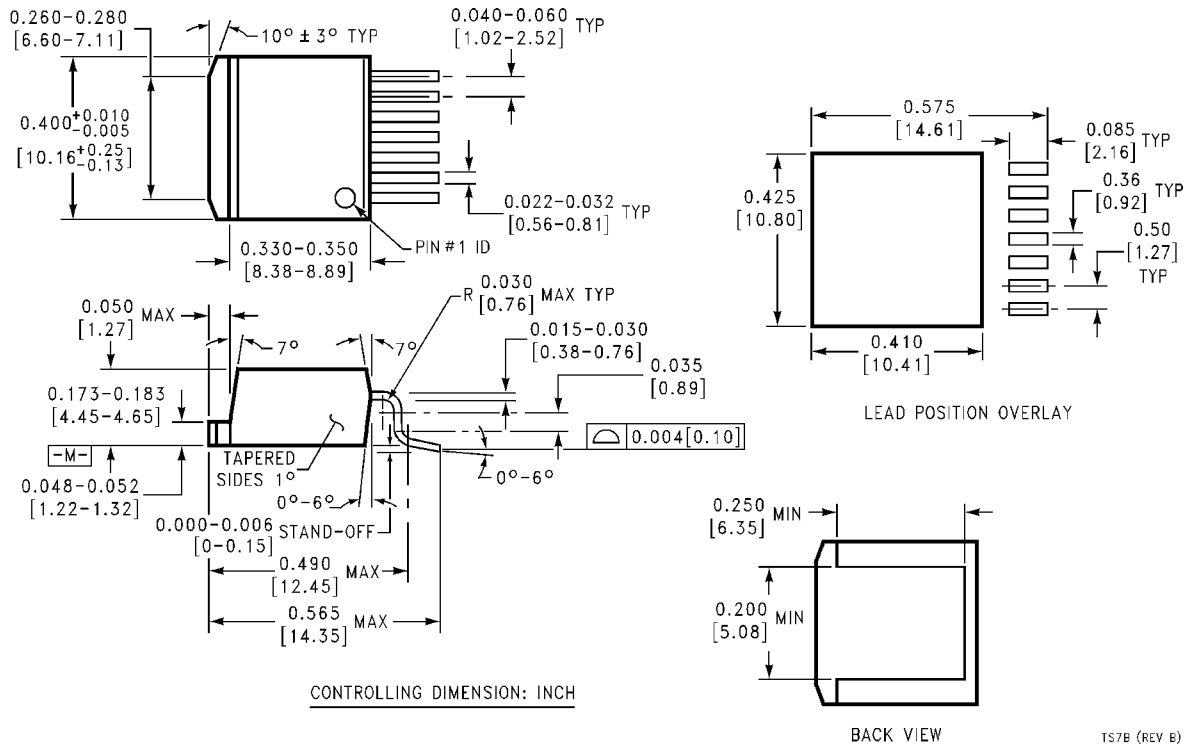
PC BOARD LAYOUT SOLDER SIDE



外形寸法図 特記のない限り inches(millimeters)



Order Number LM4752T  
 NS Package Number TA07B



Order Number LM4752TS  
 NS Package Number TS7B

### 生命維持装置への使用について

弊社の製品はナショナル セミコンダクター社の書面による許可なくしては、生命維持用の装置またはシステム内の重要な部品として使用することはできません。

1. 生命維持用の装置またはシステムとは (a) 体内に外科的に使用されることを意図されたもの、または (b) 生命を維持あるいは支持するものをいい、ラベルにより表示される使用方法に従って適切に使用された場合に、これの不具合が使用者に身体的障害を与えると予想されるものをいいます。
2. 重要な部品とは、生命維持にかかわる装置またはシステム内のすべての部品をいい、これの不具合が生命維持用の装置またはシステムの不具合の原因となりそれらの安全性や機能に影響を及ぼすことが予想されるものをいいます。

## ナショナル セミコンダクター ジャパン株式会社

本社 / 〒 135-0042 東京都江東区木場 2-17-16 TEL.(03)5639-7300

技術資料（日本語 / 英語）はホームページより入手可能です。

<http://www.national.com/JPN/>

その他のお問い合わせはフリーダイヤルをご利用下さい。



0120-666-116