

# 低ノイズ差動アンプ および2.5MHzローパス・フィルタ

## 特長

- カットオフ周波数が2.5MHz、リップルが $\pm 0.6$ dB(最大)の4次ローパス・フィルタ
- 2本の外付け抵抗で差動利得をプログラム可能
- 出力同相電圧を調整可能
- 3V、5V、 $\pm 5$ V電源で動作および規格
- 3V電源で1VRMS出力時にS/Nが86dB
- 低歪み(1VRMS、800 $\Omega$ 負荷)  
1MHz: 95dBc(2次)、88dBc(3次)
- 完全な差動入力および差動出力
- 一般的の差動アンプとピン互換
- SO-8およびDFN-12パッケージ

## アプリケーション

- ネットワーキングや携帯電話基地局アプリケーションの高速ADCアンチエイリアシングとDACの平滑化
- 高速テストおよび計測機器
- 医療用画像処理
- 差動アンプとのドロップイン差し換え

、LT、LTC、LTM、Linear TechnologyおよびLinearのロゴはリニアテクノロジー社の登録商標です。他の全ての商標はそれぞれの所有者に所有権があります。

## 概要

LT<sup>®</sup>6600-2.5は、完全差動アンプとチエビシェフ周波数応答を近似する4次2.5MHzローパス・フィルタを組み合わせたデバイスです。ほとんどの差動アンプは、利得と帯域幅を調整するために多くの高精度外付け部品を必要とします。これに対し、LT6600-2.5は、差動利得が2本の外付け抵抗でプログラムでき、フィルタのカットオフ周波数(2.5MHz)と通過帯域リップルが内部設定されています。また、LT6600-2.5は出力同相電圧を設定するのに必要なレベルシフトを行い、A/Dのリファレンス電圧要件を満たすことができます。

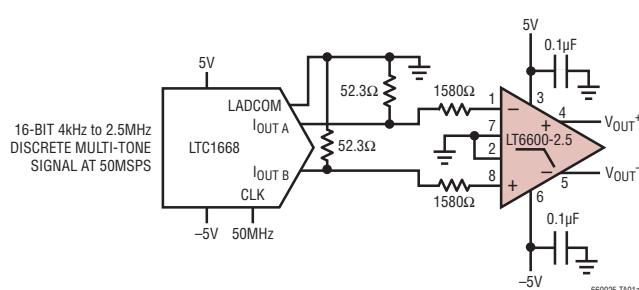
独自の内部アーキテクチャを採用したLT6600-2.5は、歪み性能や低ノイズ特性を損なうことなく、アンチエイリアシング・フィルタと差動アンプ/ドライバの統合を図っています。ユニティ・ゲインで帯域内で測定されたSNRは86dBで、非常に優れています。利得がさらに高い場合は、入力換算ノイズが低減されるので、出力のSNRを大幅に低下させることなく、より小さい入力差動信号を処理することができます。

また、低電圧動作を特長とするLT6600-2.5は、差動設計により、単一3V電源で動作しながら4VP-Pの信号レベルに対して優れた性能を提供します。LT6600-2.5はSO-8およびDFN-12パッケージで供給されます。

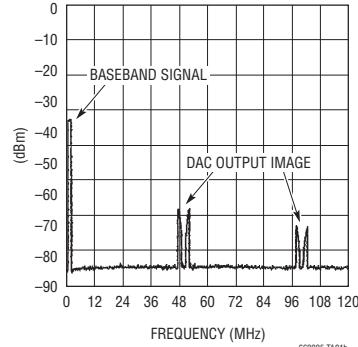
さらに高いカットオフ周波数をもつ類似デバイスについては、LT6600-5、LT6600-10、LT6600-15およびLT6600-20のデータシートを参照してください。

## 標準的応用例 (S8のピン番号が示されている)

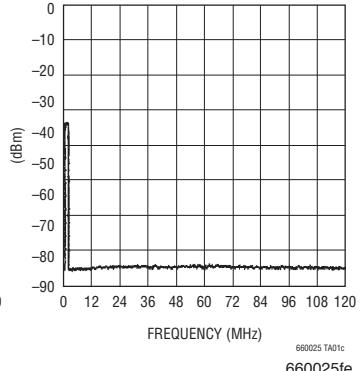
DAC出力フィルタ



DACの出力スペクトル



LT6600-2.5の出力スペクトル

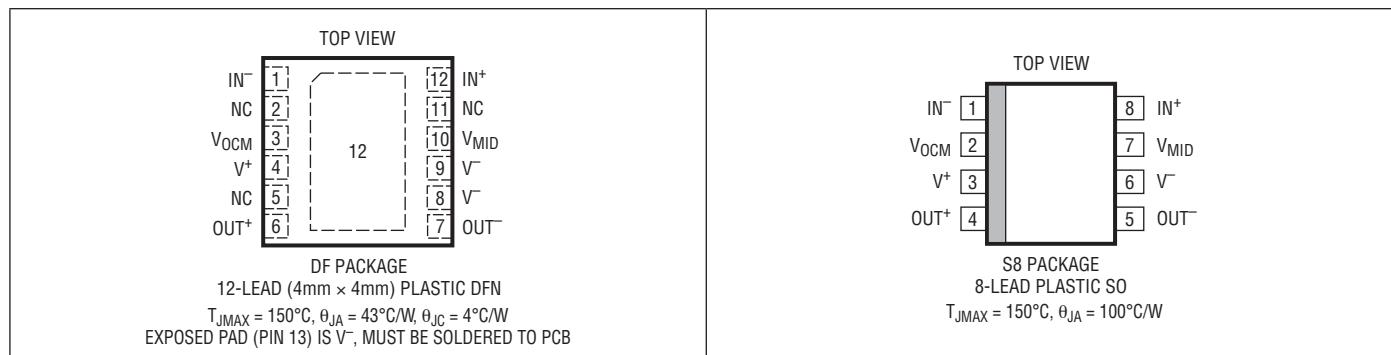


# LT6600-2.5

## 絶対最大定格 (Note 1)

合計電源電圧	11V	接合部温度	150°C
入力電流 (Note 8)	±10mA	保存温度範囲	-65°C~150°C
動作温度範囲 (Note 6)	-40°C~85°C	リード温度(半田付け、10秒)	300°C
規定温度範囲 (Note 7)	-40°C~85°C		

## ピン配置



## 発注情報

鉛フリー仕様	テープアンドリール	製品マーキング*	パッケージ	規定温度範囲
LT6600CS8-2.5#PBF	LT6600CS8-2.5#TRPBF	660025	8-Lead Plastic SO	0°C to 70°C
LT6600IS8-2.5#PBF	LT6600IS8-2.5#TRPBF	600I25	8-Lead Plastic SO	-40°C to 85°C
LT6600CDF-2.5#PBF	LT6600CDF-2.5#TRPBF	60025	12-Lead (4mm × 4mm) Plastic DFN	0°C to 70°C
LT6600IDF-2.5#PBF	LT6600IDF-2.5#TRPBF	60025	12-Lead (4mm × 4mm) Plastic DFN	-40°C to 85°C
鉛ベース仕様	テープアンドリール	製品マーキング	パッケージ	規定温度範囲
LT6600CS8-2.5	LT6600CS8-2.5#TR	660025	8-Lead Plastic SO	0°C to 70°C
LT6600IS8-2.5	LT6600IS8-2.5#TR	600I25	8-Lead Plastic SO	-40°C to 85°C

さらに広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。 \*DFNパッケージに対する温度グレードは出荷時のコンテナのラベルで識別されます。 非標準の鉛ベース仕様の製品の詳細については、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。

鉛フリー仕様の製品マーキングの詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/> をご覧ください。  
テープアンドリールの仕様の詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/tapeandreel/> をご覧ください。

## 電気的特性

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_S = 5\text{V}$  ( $V^+ = 5\text{V}$ ,  $V^- = 0\text{V}$ )、 $R_{IN} = 1580\Omega$ 、および  $R_{LOAD} = 1\text{k}\Omega$ 。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Filter Gain, $V_S = 3\text{V}$	$V_{IN} = 2V_{P-P}$ , $f_{IN} = \text{DC to } 260\text{kHz}$	-0.5	0.1	0.4	dB
$R_{IN} = 1580\Omega$	$V_{IN} = 2V_{P-P}$ , $f_{IN} = 700\text{kHz}$ (Gain Relative to 260kHz)	●	-0.15	0	0.1
	$V_{IN} = 2V_{P-P}$ , $f_{IN} = 1.9\text{MHz}$ (Gain Relative to 260kHz)	●	-0.2	0.2	0.6
	$V_{IN} = 2V_{P-P}$ , $f_{IN} = 2.2\text{MHz}$ (Gain Relative to 260kHz)	●	-0.6	0.1	0.5

660025fe

## 電気的特性

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_S = 5\text{V}$  ( $V^+ = 5\text{V}$ ,  $V^- = 0\text{V}$ )、 $R_{IN} = 1580\Omega$ 、および $R_{LOAD} = 1\text{k}\Omega$

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
	$V_{IN} = 2V_{P-P}$ , $f_{IN} = 2.5\text{MHz}$ (Gain Relative to 260kHz)	●	-2.1	-0.9	0	dB
	$V_{IN} = 2V_{P-P}$ , $f_{IN} = 7.5\text{MHz}$ (Gain Relative to 260kHz)	●		-34	-31	dB
	$V_{IN} = 2V_{P-P}$ , $f_{IN} = 12.5\text{MHz}$ (Gain Relative to 260kHz)	●		-51		dB
Filter Gain, $V_S = 5\text{V}$	$V_{IN} = 2V_{P-P}$ , $f_{IN} = \text{DC to } 260\text{kHz}$		-0.5	-0.1	0.4	dB
$R_{IN} = 1580\Omega$	$V_{IN} = 2V_{P-P}$ , $f_{IN} = 700\text{kHz}$ (Gain Relative to 260kHz)	●	-0.15	0	0.1	dB
	$V_{IN} = 2V_{P-P}$ , $f_{IN} = 2.2\text{MHz}$ (Gain Relative to 260kHz)	●	-0.2	0.2	0.6	dB
	$V_{IN} = 2V_{P-P}$ , $f_{IN} = 2.2\text{MHz}$ (Gain Relative to 260kHz)	●	-0.6	0.1	0.5	dB
	$V_{IN} = 2V_{P-P}$ , $f_{IN} = 2.5\text{MHz}$ (Gain Relative to 260kHz)	●	-2.1	-0.9	0	dB
	$V_{IN} = 2V_{P-P}$ , $f_{IN} = 7.5\text{MHz}$ (Gain Relative to 260kHz)	●		-34	-31	dB
	$V_{IN} = 2V_{P-P}$ , $f_{IN} = 12.5\text{MHz}$ (Gain Relative to 260kHz)	●		-51		dB
Filter Gain, $V_S = \pm 5\text{V}$	$V_{IN} = 2V_{P-P}$ , $f_{IN} = \text{DC to } 260\text{kHz}$		-0.6	-0.1	0.4	dB
Filter Gain, $R_{IN} = 402\Omega$	$V_{IN} = 0.5V_{P-P}$ , $f_{IN} = \text{DC to } 260\text{kHz}$ , $V_S = 3\text{V}$		11.3	11.8	12.3	dB
	$V_{IN} = 0.5V_{P-P}$ , $f_{IN} = \text{DC to } 260\text{kHz}$ , $V_S = 5\text{V}$		11.3	11.8	12.3	dB
	$V_{IN} = 0.5V_{P-P}$ , $f_{IN} = \text{DC to } 260\text{kHz}$ , $V_S = \pm 5\text{V}$		11.2	11.7	12.2	dB
Filter Gain Temperature Coefficient (Note 2)	$f_{IN} = 260\text{kHz}$ , $V_{IN} = 2V_{P-P}$			780		ppm/ $^\circ\text{C}$
Noise	Noise BW = 10kHz to 2.5MHz			51		$\mu\text{VRMS}$
Distortion (Note 4)	1MHz, $1V_{RMS}$ , $R_L = 800\Omega$	2nd Harmonic 3rd Harmonic		95 88		dBc dBc
Differential Output Swing	Measured Between Pins 4 and 5	$V_S = 5\text{V}$ $V_S = 3\text{V}$	● ●	8.8 5.1	9.3 5.5	$V_{P-P}$ DIFF $V_{P-P}$ DIFF
Input Bias Current	Average of Pin 1 and Pin 8		●	-35	-15	$\mu\text{A}$
Input Referred Differential Offset	$R_{IN} = 1580\Omega$ , Differential Gain = 1V/V	$V_S = 3\text{V}$ $V_S = 5\text{V}$ $V_S = \pm 5\text{V}$	● ● ●	5 5 5	25 30 35	mV mV mV
	$R_{IN} = 402\Omega$ , Differential Gain = 4V/V	$V_S = 3\text{V}$ $V_S = 5\text{V}$ $V_S = \pm 5\text{V}$	● ● ●	3 3 3	13 16 20	mV mV mV
Differential Offset Drift					10	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Common Mode Voltage (Note 3)	Differential Input = 500mV $P-P$ , $R_{IN} \geq 402\Omega$	$V_S = 3\text{V}$ $V_S = 5\text{V}$ $V_S = \pm 5\text{V}$	● ● ●	0.0 0.0 -2.5	1.5 3.0 1.0	V V V
Output Common Mode Voltage (Note 5)	Differential Input = 2V $P-P$ , Pin 7 = Open	$V_S = 3\text{V}$ $V_S = 5\text{V}$ $V_S = \pm 5\text{V}$	● ● ●	1.0 1.5 -1.0	1.5 3.0 2.0	V V V
Output Common Mode Offset (with Respect to Pin 2)		$V_S = 3\text{V}$ $V_S = 5\text{V}$ $V_S = \pm 5\text{V}$	● ● ●	-25 -30 -55	10 5 -10	mV mV mV
Common Mode Rejection Ratio					63	dB
Voltage at $V_{MID}$ (Pin 7)		$V_S = 5\text{V}$ (S8) $V_S = 5\text{V}$ (DFN) $V_S = 3\text{V}$	● ● ●	2.46 2.45 1.5	2.51 2.51 1.5	V V V
$V_{MID}$ Input Resistance			●	4.3	5.7	$\text{k}\Omega$
$V_{OCM}$ Bias Current	$V_{OCM} = V_{MID} = V_S/2$	$V_S = 5\text{V}$ $V_S = 3\text{V}$	● ●	-15 -10	-3 -3	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$
Power Supply Current		$V_S = 3\text{V}$ , $V_S = 5\text{V}$ $V_S = 3\text{V}$ , $V_S = 5\text{V}$ $V_S = \pm 5\text{V}$	● ● ●		26 33 28	mA mA mA

# LT6600-2.5

## 電気的特性

**Note 1:**絶対最大定格に記載された値を超えるストレスはデバイスに永続的損傷を与える可能性がある。長期にわたって絶対最大定格条件に曝すと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与える可能性がある。

**Note 2:**これは、温度に依存しない外部抵抗( $R_{IN}$ )を想定したときの、内部帰還抵抗の温度係数である。

**Note 3:**入力同相電圧は外部抵抗( $R_{IN}$ )に印加される電圧の平均である。仕様は $R_{IN} \geq 402\Omega$ で保証されている。 $\pm 5V$ 電源では、最小入力同相電圧は $-5V$ に達することが設計によって保証されている。

**Note 4:**歪みはシングルエンドのテスト信号を使って差動で測定される。入力同相電圧、 $V_{OCM}$ の電圧、および $V_{MID}$ の電圧は合計電源電圧の $1/2$ に等しい。

**Note 5:**出力同相電圧はピン4とピン5の電圧の平均である。出力同相電圧はピン2に印加される電圧に等しい。

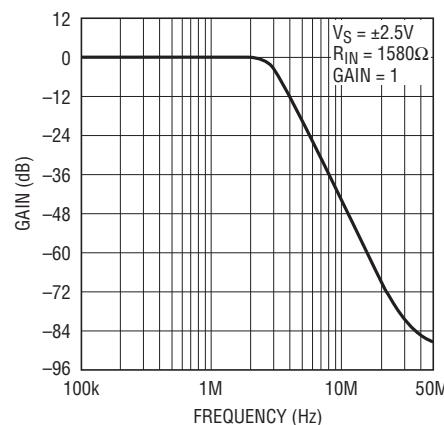
**Note 6:**LT6600C-2.5は $-40^{\circ}\text{C} \sim 85^{\circ}\text{C}$ の動作温度範囲で動作することが保証されている。

**Note 7:**LT6600C-2.5は $0^{\circ}\text{C} \sim 70^{\circ}\text{C}$ の温度範囲で性能仕様に適合することが保証されており、 $-40^{\circ}\text{C} \sim 85^{\circ}\text{C}$ の拡張温度範囲で性能仕様に適合するように設計され、特性が評価されており、性能仕様に適合すると予想されるが、これらの温度ではテストされないし、QAサンプリングもおこなわれない。LT6600I-2.5は $-40^{\circ}\text{C} \sim 85^{\circ}\text{C}$ の温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。

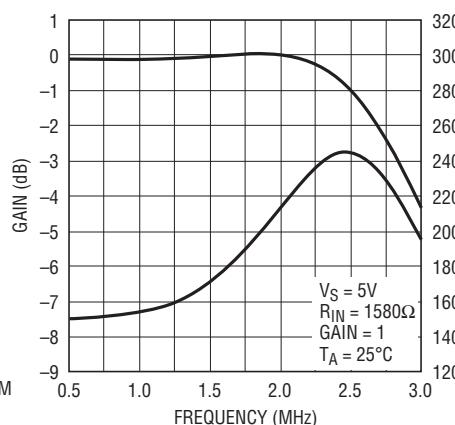
**Note 8:**入力は、バッカ・トゥ・バッカ・ダイオードにより保護されている。差動入力電圧が $1.4V$ を超える場合、入力電流は $10\text{mA}$ 未満に制限すること。

## 標準的性能特性

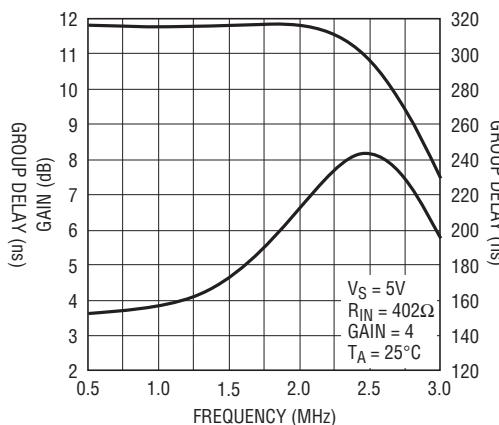
振幅応答



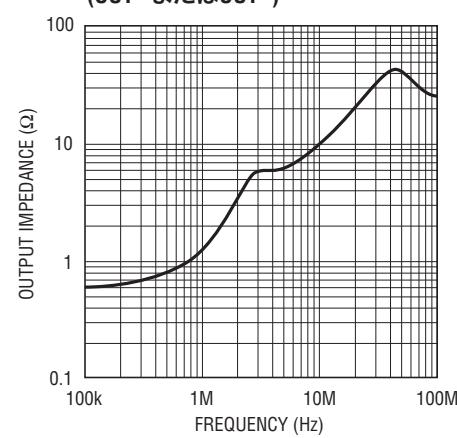
バスバンド利得と群遅延



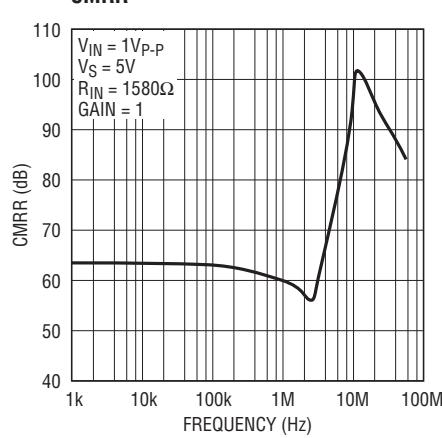
バスバンド利得と群遅延



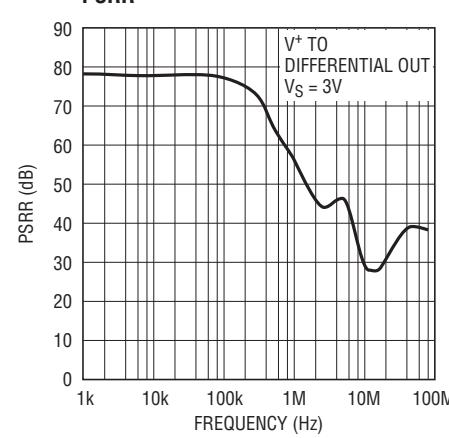
出力インピーダンスと周波数  
(OUT<sup>+</sup>またはOUT<sup>-</sup>)



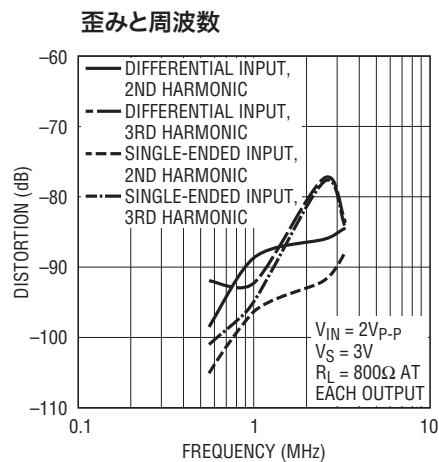
CMRR



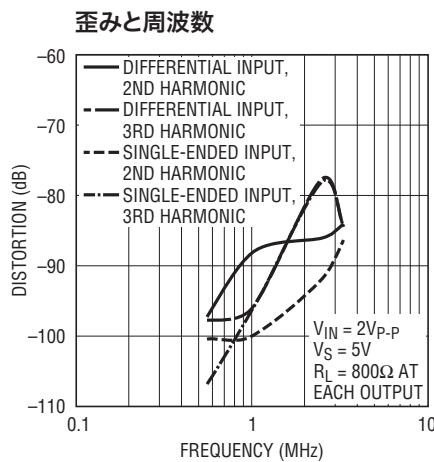
PSRR



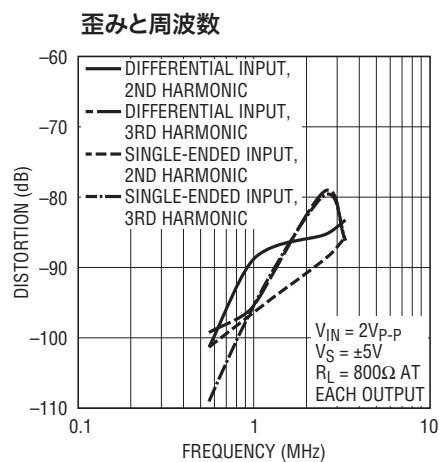
## 標準的性能特性



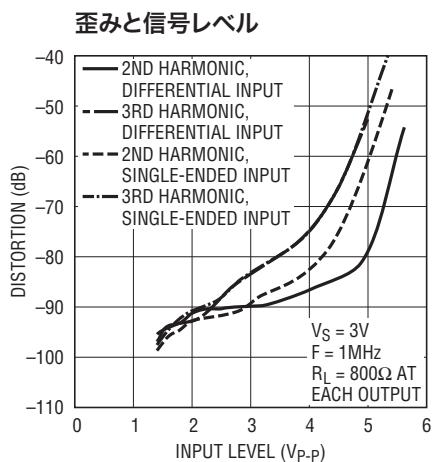
660025 G07



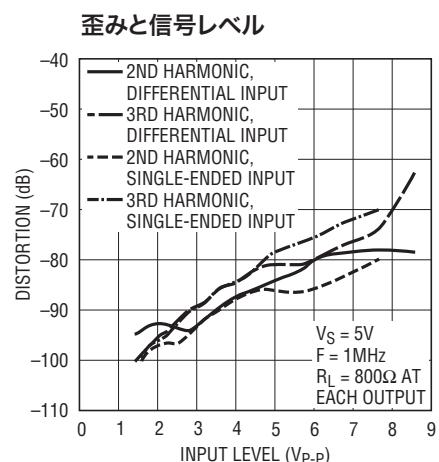
660025 G08



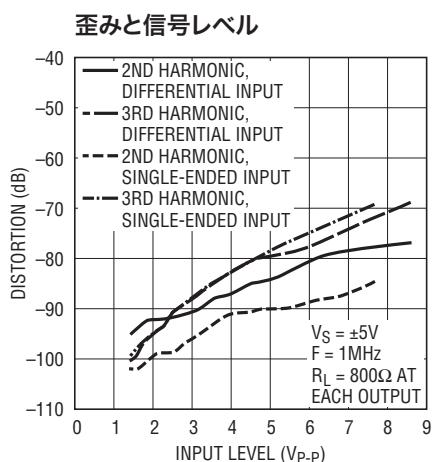
660025 G09



660025 G10



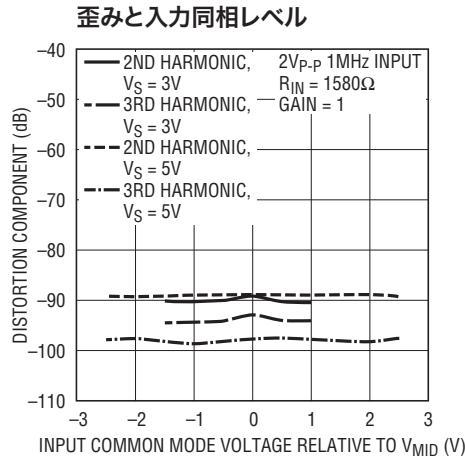
660025 G11



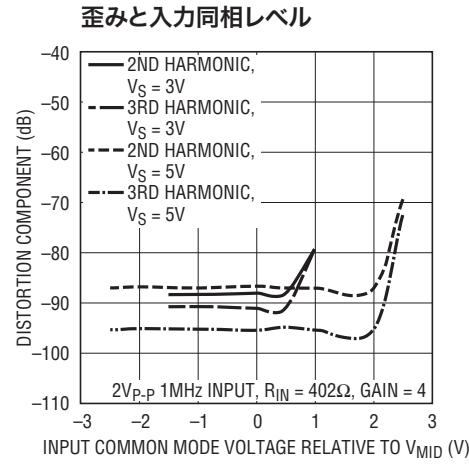
660025 G12

# LT6600-2.5

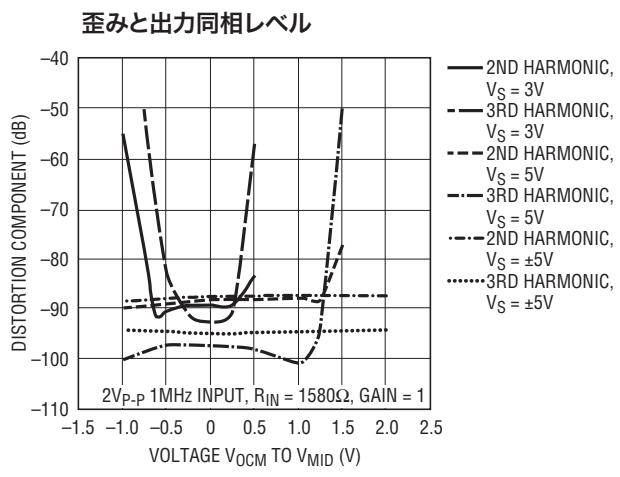
## 標準的性能特性



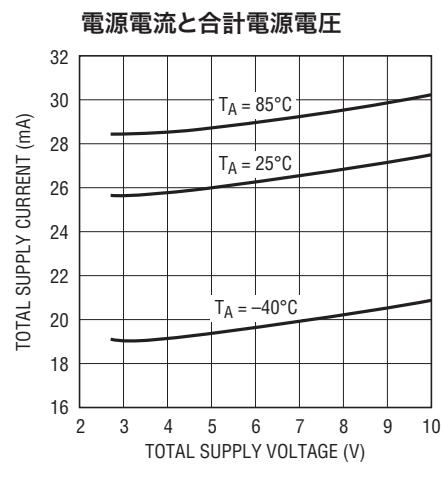
660025 G13



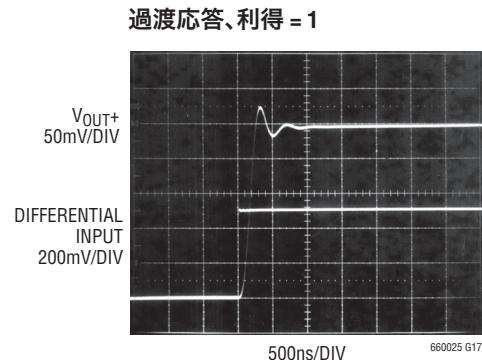
660025 G14



660025 G15



660025 G16



660025 G17

660025fe

## ピン機能 (DFN/SO)

**IN<sup>-</sup>とIN<sup>+</sup>(ピン1、12/ピン1、8)**:入力ピン。信号は同じ値の外部抵抗R<sub>IN</sub>を通して入力ピンの片方または両方に与えることができます。差動入力から差動出力へのDC利得は1580Ω/R<sub>IN</sub>です。

**NC(ピン2、5、11/NA)**:接続なし。

**V<sub>OCM</sub>(ピン3/ピン2)**:2番目のフィルタ段のDC同相基準電圧。この値により、フィルタの差動出力の同相電圧をプログラムします。これは高インピーダンス入力で、外部電圧リファレンスでドライブするか、またはPCボードのV<sub>MID</sub>に接続することができます。V<sub>OCM</sub>は、グランド・プレーンに接続されていない限り、0.01Fのセラミック・コンデンサでバイパスします。

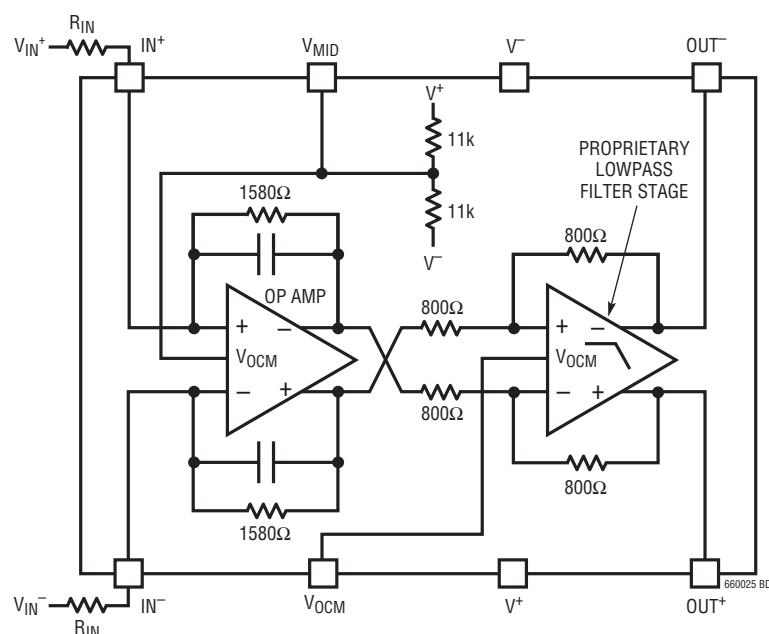
**V<sup>+</sup>とV<sup>-</sup>(ピン4、8、9/ピン3、6)**:電源ピン。3.3Vまたは5Vの単一電源(V<sup>-</sup>を接地)では、高品質の0.1Fのセラミック・バイパス・コンデンサを正電源ピン(V<sup>+</sup>)から負電源ピン(V<sup>-</sup>)に接続する必要があります。バイパスはできるだけデバイスに近

づけます。両電源のアプリケーションでは、高品質の0.1Fセラミック・コンデンサを使ってV<sup>+</sup>とV<sup>-</sup>をそれぞれグランドにバイパスします。

**OUT<sup>+</sup>とOUT<sup>-</sup>(ピン6、7/ピン4、5)**:出力ピン。これらはフィルタの差動出力です。各ピンはACグランドに接続された100と50pFの負荷の両方または片方をドライブすることができます。

**V<sub>MID</sub>(ピン10/ピン7)**:V<sub>MID</sub>ピンは内部で電源の中点にバイアスされています(ブロック図を参照)。単一電源動作では、V<sub>MID</sub>ピンを高品質の0.01Fのセラミック・コンデンサでV<sup>-</sup>にバイパスします。両電源動作では、V<sub>MID</sub>を高品質のDCグランドにバイパスまたは接地することができます。グランド・プレーンを使います。グランドの質が良くないと、ノイズと歪みが増加します。V<sub>MID</sub>はフィルタの初段の出力同相電圧を設定します。そのインピーダンスは5.5kで、外部の低インピーダンス電圧源でオーバーライドすることができます。

## ブロック図



# LT6600-2.5

## アプリケーション情報

### LT6600-2.5へのインターフェース

注: 参照ピン番号はS8パッケージに対応しています。相当するDFN-12パッケージのピン番号については、「ピン機能」を参照してください。

差動利得を $1580\Omega/R_{IN}$ に設定するため、LT6600-2.5には値の等しい2個の外部抵抗( $R_{IN}$ )が必要です。フィルタへの入力はこれらの外部部品に与えられる電圧 $V_{IN}^+$ および $V_{IN}^-$ です(図1)。 $V_{IN}^+$ と $V_{IN}^-$ の間の差が差動入力電圧です。 $V_{IN}^+$ と $V_{IN}^-$ の平均が同相入力電圧です。同様に、LT6600-2.5のピン4とピン5に現れる電圧 $V_{OUT}^+$ と $V_{OUT}^-$ がフィルタの出力です。 $V_{OUT}^+$ と $V_{OUT}^-$ の間の差が差動出力電圧です。 $V_{OUT}^+$ と $V_{OUT}^-$ の平均が同相出力電圧です。

単一3.3V電源とユニティ・パスバンド・ゲインで動作し、入力信号がDC結合されているLT6600-2.5を図1に示します。同相入力電圧は0.5V、差動入力電圧は2Vp-pです。同相出力電圧

は1.65V、差動出力電圧は2.5MHzより下の周波数では2Vp-pです。同相出力電圧は $V_{OCM}$ の電圧によって決まります。 $V_{OCM}$ は $V_{MID}$ に短絡されているので、出力同相電圧は電源電圧の中点になります。さらに、同相入力電圧は $V_{MID}$ の電源電圧の中点に等しくなることができます。

信号をLT6600-2.5にAC結合する方法を図2に示します。この例では、入力はシングルエンドの信号です。AC結合を使うと、シングルエンドまたは差動の信号を任意の同相レベルで処理することができます。0.1μFのカップリング・コンデンサと1580Ωの利得設定抵抗により、ハイパス・フィルタが形成され、1kHzより下の信号を減衰します。カップリング・コンデンサの値を大きくすると、このハイパスの3dB周波数が比例して減少します。

図3では、LT6600-2.5は12dBの利得を与えます。同相出力電圧は2Vに設定されます。

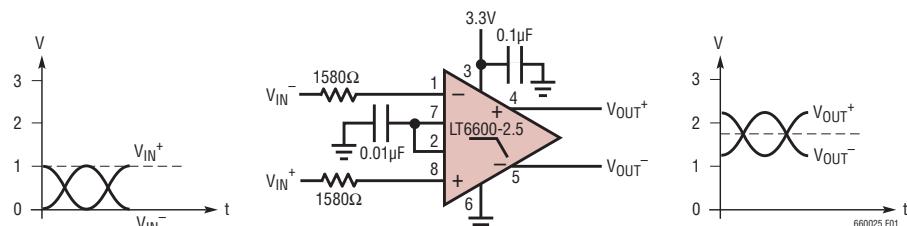


図1. (S8のピン番号)

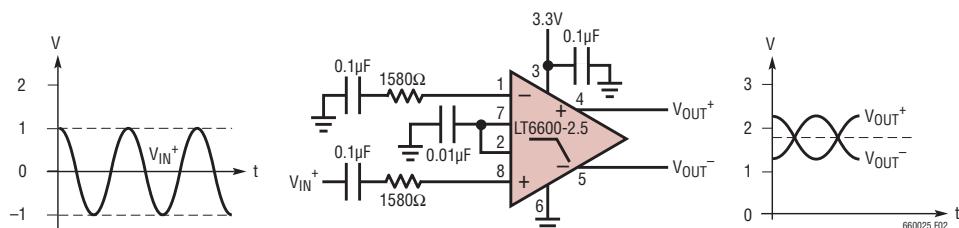


図2. (S8のピン番号)

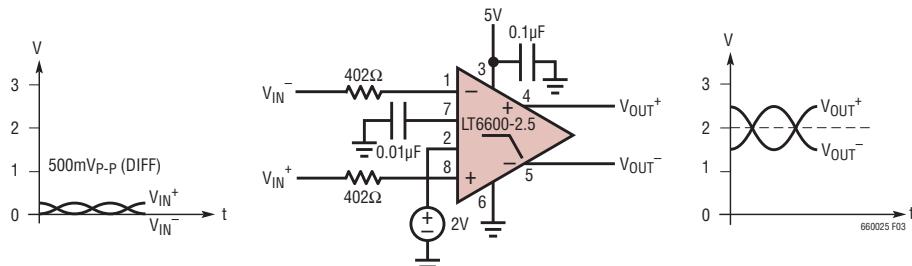


図3. (S8のピン番号)

660025fe

## アプリケーション情報

図4を使って、LT6600-2.5と電流出力DACの間のインターフェースを決定します。利得(つまり「トランシスインピーダンス」)は $A = V_{OUT}/I_{IN}$ として定義されます。トランシスインピーダンスを計算するには、次式を使います。

$$A = \frac{1580 \cdot R_1}{(R_1 + R_2)} (\Omega)$$

$R_1 + R_2 = 1580\Omega$ と置くと、利得の式は $A = R_1 (\Omega)$ と整理されます。

DACのピンの電圧は $R_1$ 、 $R_2$ 、 $V_{MID}$ の電圧およびDACの出力電流によって決まります。 $R_1 = 49.9\Omega$ および $R_2 = 1540\Omega$ のときの図4について検討します。 $V_{MID}$ の電圧は、 $V_S = 3.3V$ のとき $1.65V$ です。DACピンの電圧は次式で与えられます。

$$\begin{aligned} V_{DAC} &= V_{PIN7} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2 + 1580} + I_{IN} \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \\ &= 26mV + I_{IN} \cdot 48.3\Omega \end{aligned}$$

$I_{IN}$ は $I_{IN}^+$ または $I_{IN}^-$ です。この例のトランシスインピーダンスは $49.6\Omega$ です。

## LT6600-2.5の評価

LT6600-2.5の低インピーダンス・レベルと高周波数動作のため、LT6600-2.5と他のデバイスの間の整合ネットワークに注意を払う必要があります。前の諸例では、理想的なソース・インピーダンス( $0\Omega$ )と大きな負荷抵抗( $1k\Omega$ )を想定しています。インピーダンスを考慮しなければならない実際的な例の1つに、ネットワーク・アナライザを使ったLT6600-2.5の評価があります。

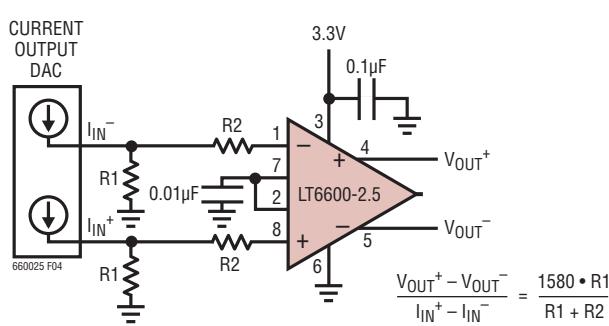


図4. (S8のピン番号)

ソース・インピーダンスが $50\Omega$ 、入力インピーダンスが $50\Omega$ のシングルエンドの装置を使ってLT6600-2.5の特性を評価するのに使うことができる実験室のセットアップを図5に示します。12dBの利得設定では、LT6600-2.5は $402\Omega$ のソース抵抗を必要としますが、ネットワーク・アナライザの出力は $50\Omega$ 負荷抵抗用に較正されています。1:1のトランス、 $53.6\Omega$ と $388\Omega$ の抵抗は上の2つの制約を満たします。トランスはシングルエンドのソースを差動信号に変換します。同様に、大きな負荷抵抗によりLT6600-2.5の出力の歪みが小さくなります。それでもアナライザの入力は標準 $50\Omega$ です。図5の4:1の巻数の(16:1のインピーダンスの)トランスと2個の $402\Omega$ 抵抗は、LT6600-2.5の出力に $1600\Omega$ の差動負荷(つまり、各出力からグランドに $800\Omega$ 相当)を与えます。ネットワーク・アナライザの入力から見たインピーダンスは依然として $50\Omega$ で、トランスとアナライザの入力の間のケーブルの反射を減少させます。

## 差動と同相の電圧範囲

LT6600-2.5のレール・トゥ・レール出力段は大きな差動信号レベルを処理することができます。3V電源では、出力信号は $5.1V_{P-P}$ が可能です。同様に、5V電源は最大 $8.8V_{P-P}$ の信号をサポート可能です。内部回路の過度の電力消費を防ぐため、ユーザーは差動信号レベルを $9V_{P-P}$ に制限する必要があります。

LT6600-2.5内部の2個のアンプは、それらの出力同相電圧を独立に制御します(「プロック図」を参照)。以下のガイドラインでは、フィルタの性能を最適化します。

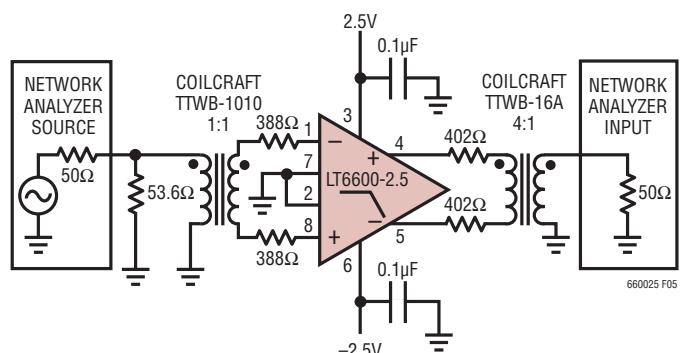


図5. (S8のピン番号)

## アプリケーション情報

$V_{MID}$ はフロートさせてもかまいませんが、 $0.01\mu F$ のコンデンサを使ってACグランドにバイパスする必要があります。そうしないと、不安定性が見られることがあります。 $V_{MID}$ は、 $V^-$ より少なくとも $1.5V$ 上から $V^+$ より少なくとも $1.5V$ 下の間に留まる限り、低インピーダンスのソースからドライブすることができます。内部抵抗分割器が $V_{MID}$ の電圧を設定します。内部の $11k$ 抵抗は十分整合していますが、それらの絶対値は $\pm 20\%$ 変動する可能性があります。このことは、外部抵抗ネットワークを接続して $V_{MID}$ の電圧を変更する場合、考慮に入れる必要があります。

簡単にするため、 $V_{OCM}$ を $V_{MID}$ に短絡することができます。異なる同相出力電圧が必要ならば、 $V_{OCM}$ を電圧源または抵抗ネットワークに接続します。3Vおよび3.3Vの電源では、 $V_{OCM}$ の電圧は電源の中点のレベル以下にする必要があります。たとえば、単一3.3V電源では $V_{OCM}$ の電圧を $1.65V$ 以下にします。3.3Vより高い電源電圧では、表1に示されているように、 $V_{OCM}$ の電圧を電源の中点より高く設定することができます。 $V_{OCM}$ の電圧は $V_{MID}$ の電圧の $1V$ 下より低くしてはいけません。 $V_{OCM}$ は高インピーダンス入力です。

表1. さまざまな電源の出力同相範囲

電源電圧	差動出力電圧の振幅	低歪みの出力同相範囲
3V	4V <sub>P-P</sub>	$1.4V \leq V_{OCM} \leq 1.6V$
	2V <sub>P-P</sub>	$1V \leq V_{OCM} \leq 1.6V$
	1V <sub>P-P</sub>	$0.75V \leq V_{OCM} \leq 1.6V$
5V	8V <sub>P-P</sub>	$2.4V \leq V_{OCM} \leq 2.6V$
	4V <sub>P-P</sub>	$1.5V \leq V_{OCM} \leq 3.5V$
	2V <sub>P-P</sub>	$1V \leq V_{OCM} \leq 3.75V$
$\pm 5V$	1V <sub>P-P</sub>	$0.75V \leq V_{OCM} \leq 3.75V$
	9V <sub>P-P</sub>	$-2V \leq V_{OCM} \leq 2V$
	4V <sub>P-P</sub>	$-3.5V \leq V_{OCM} \leq 3.5V$
$\pm 5V$	2V <sub>P-P</sub>	$-3.75V \leq V_{OCM} \leq 3.75V$
	1V <sub>P-P</sub>	$-4.25V \leq V_{OCM} \leq 3.75V$

注： $V_{OCM}$ はこの $R_{IN}$ によって設定される。 $V_{OCM}$ の電圧は $V_{MID}$ の電圧の $1V$ 下より低くしてはならない。表に示されている出力同相範囲のいくつかを実現するには、 $V_{MID}$ の電圧を電源の中点より下の値に外部から設定する必要がある。

LT6600-2.5は、電源の中点の電圧を中心とした信号や、单一電源システムでグランドと正電圧の間で振幅する信号(図1)など、多様な入力信号を処理するように設計されています。入力同相電圧(図1の $V_{IN}^+$ と $V_{IN}^-$ の平均)の許容範囲は、電源電圧レベルと利得設定によって決まります(「電気的特性」を参照)。

### 同相DC電流

図1や図3のような、LT6600-2.5がローパス・フィルタ機能だけでなく入力信号の同相電圧をレベルシフトするアプリケーションでは、入力端子と出力端子の間のDC経路によってDC電流が生じます。これらの電流を最小に抑えて、電力消費と歪みを減らします。

図3のアプリケーションについて検討します。 $V_{MID}$ はLT6600-2.5内部の1番目の差動アンプ(「ブロック図」を参照)の出力同相電圧を $2.5V$ に設定します。入力同相電圧は $0V$ に近いので、内部の $1580\Omega$ 帰還抵抗と外部の $402\Omega$ 入力抵抗の直列結合の両端には合計約 $2.5V$ の電圧降下が生じます。その結果生じる各入力経路の $1.25mA$ の同相DC電流はソース $V_{IN}^+$ とソース $V_{IN}^-$ によって吸収する必要があります。 $V_{OCM}$ はLT6600-2.5内部の2番目の差動アンプの同相出力電圧を設定し、したがって、フィルタの同相出力電圧を設定します。図3の例では、 $V_{OCM}$ は $V_{MID}$ と $0.5V$ だけ異なりますので、追加の $625\mu A$ (片側で $312\mu A$ )のDC電流が、1番目の差動アンプの出力段をフィルタ出力に結合している抵抗に流れます。したがって、合計 $3.125mA$ が同相電圧の変換に使われます。

図3の簡単な修正により、DC同相電流が36%だけ減少します。 $V_{MID}$ を $V_{OCM}$ に短絡すると、両方のオペアンプ段の同相出力電圧は $2V$ となり、その結果生じるDC電流は $2mA$ になります。もちろん、図3の入力をAC結合することにより、同相DC電流を $625\mu A$ に減らすことができます。

## アプリケーション情報

### ノイズ

LT6600-2.5のノイズ性能は図6の回路を使って評価することができます。

LT6600-2.5のノイズ出力は低く、トランス結合ネットワークには6dBの減衰があるので、スペクトル・アナライザのノイズプロアを測定し、装置のノイズをフィルタ・ノイズの測定値から差し引く必要があります。

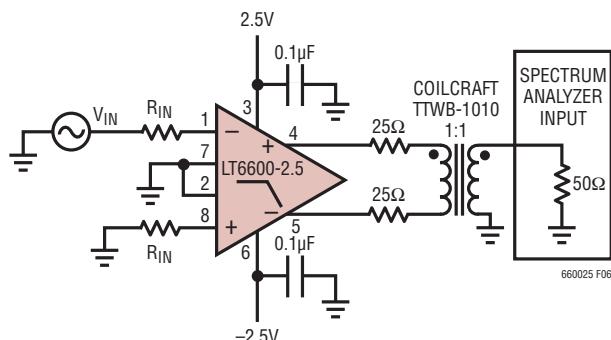


Figure 6. (S8 Pin Numbers)

例: デバイスを取り外し、 $25\Omega$ 抵抗を接地して(図6)、スペクトル・アナライザの全積分ノイズ( $e_S$ )を10kHzから2.5MHzまで測定します。デバイスを差し込み、信号源( $V_{IN}$ )を切断し、入力抵抗を接地して、フィルタからの全積分ノイズ( $e_O$ )を測定します。信号源を接続し、周波数を100kHzに設定し、 $V_{IN}$ の測定値が100mV<sub>P-P</sub>を示すまで振幅を調整します。出力振幅( $V_{OUT}$ )を測定し、パスバンド利得 $A = V_{OUT}/V_{IN}$ を計算します。ここで、入力換算積分ノイズ( $e_{IN}$ )を次のように計算します。

$$e_{IN} = \frac{\sqrt{(e_O)^2 - (e_S)^2}}{A}$$

さまざまな $R_{IN}$ の値に対する標準的な入力換算積分ノイズを表2に示します。

表2. ノイズ性能

パスバンド 利得(V/V)	$R_{IN}$	入力換算積分ノイズ 10kHz~2.5MHz	入力換算積分ノイズ 10kHz~5MHz
4	402Ω	18μV <sub>RMS</sub>	23μV <sub>RMS</sub>
2	806Ω	29μV <sub>RMS</sub>	39μV <sub>RMS</sub>
1	1580Ω	51μV <sub>RMS</sub>	73μV <sub>RMS</sub>

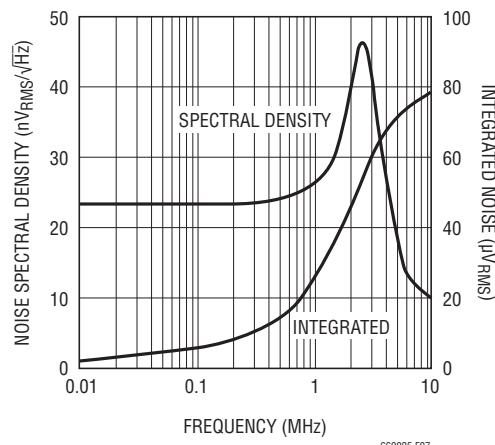


図7. 入力を基準にしたノイズ、利得 = 1

図7は、図6の測定装置を使った $R_{IN} = 1580\Omega$ のときの周波数に応じて変動するLT6600-2.5のノイズ・スペクトル密度のプロットです(装置のノイズは測定結果から差し引かれています)。

各出力のノイズは差動成分と同相成分を含んでいます。トランジスタまたはコンバインを使って差動出力をシングルエンドの信号に変換すると、同相ノイズが除去され、システムで達成可能な真のS/Nの大きさが与えられます。逆に、各出力が個別に測定され、ノイズ電力が一緒に加算されると、その結果計算されるノイズ・レベルは真の差動ノイズより高くなります。

### 電力損失

LT6600-2.5アンプは小型パッケージで高速動作と大きな信号電流を結合します。ダイの接合部温度が150°Cを超えないようにする必要があります。LT6600-2.5のS8パッケージのピン6はリードフレームに溶接されており、グランド・プレーンや大きなメタル・トレースに接続すると熱伝導が改善されます。メタル・トレースとメッキ・スルーホールを使って、デバイスの発生する熱をPCボードの裏面に分散させることができます。たとえば、2オンス銅の3/32インチFR-4ボードでは、LT6600-2.5のS8パッケージのピン6に接続された合計660平方ミリメートル(PCボードの各面で330平方ミリメートル)のトレースにより、熱抵抗( $\theta_{JA}$ )が約85°C/Wになります。ヒートシンクとして機能するV-ピンに接続された追加のメタル・トレースが無いと、熱抵抗は約105°C/Wになるでしょう。熱抵抗を検討するとき、ガイドラインとして表3を使ることができます。

## アプリケーション情報

表3.LT6600-2.5のSO-8パッケージの熱抵抗

銅面積		基板面積 (mm <sup>2</sup> )	熱抵抗 (接合部から周囲)
表面 (mm <sup>2</sup> )	裏面 (mm <sup>2</sup> )		
1100	1100	2500	65°C/W
330	330	2500	85°C/W
35	35	2500	95°C/W
35	0	2500	100°C/W
0	0	2500	105°C/W

接合部温度( $T_J$ )は周囲温度( $T_A$ )と電力損失( $P_D$ )から計算されます。電力損失は電源電圧( $V_S$ )と電源電流( $I_S$ )の積です。したがって、接合部温度は次式で与えられます。

$$T_J = T_A + (P_D \cdot \theta_{JA}) = T_A + (V_S \cdot I_S \cdot \theta_{JA})$$

ここで、電源電流( $I_S$ )は信号レベル、負荷インピーダンス、温度および同相電圧に応じて変動します。

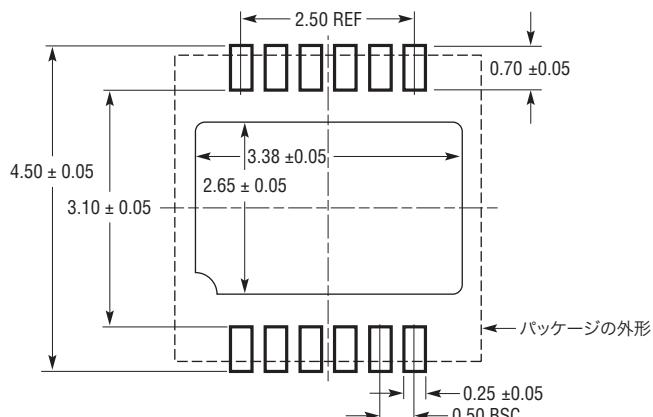
与えられた電源電圧に対し、ワーストケースの電力損失は、差動入力信号が最大、同相電流が最大(同相DC電流については「アプリケーション情報」を参照)、負荷インピーダンスが小さく、周囲温度が最大のとき生じます。接合部温度を計算するには、これらのワーストケースの条件で電源電流を測定し、表2から熱抵抗を見積って、 $T_J$ の式を適用します。たとえば、DC差動入力電圧が1V、差動出力電圧が4V、負荷抵抗なし、周囲温度が85°Cの条件で図3の回路を使うと、電源電流( $V^+ \rightarrow$ 流れ込む電流)の測定値は37.6mAです。銅トレースが35mm<sup>2</sup>のPCボードのレイアウトを想定すると、 $\theta_{JA}$ は100°C/Wです。その結果生じる接合部温度は次のようになります。

$$T_J = T_A + (P_D \cdot \theta_{JA}) = 85 + (5 \cdot 0.0376 \cdot 100) = 104^\circ\text{C}$$

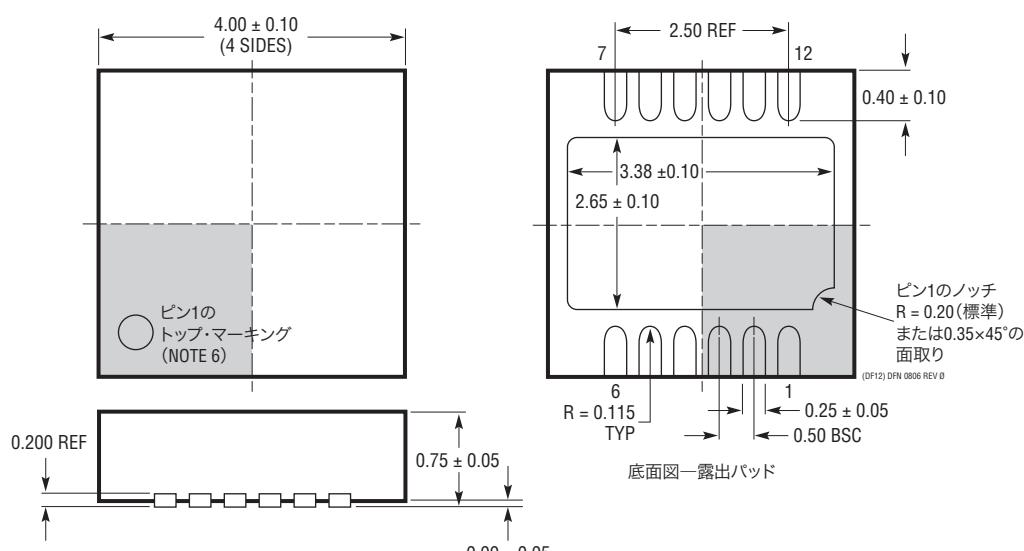
もっと高い電源電圧を使うとき、または小さなインピーダンスをドライブするときは、 $T_J$ を150°Cより下に保つため、銅の量を増やす必要があるかもしれません。

## パッケージ

**DFパッケージ  
12ピン・プラスチックDFN(4mm×4mm)  
(Reference LTC DWG # 05-08-1733 Rev Ø)**



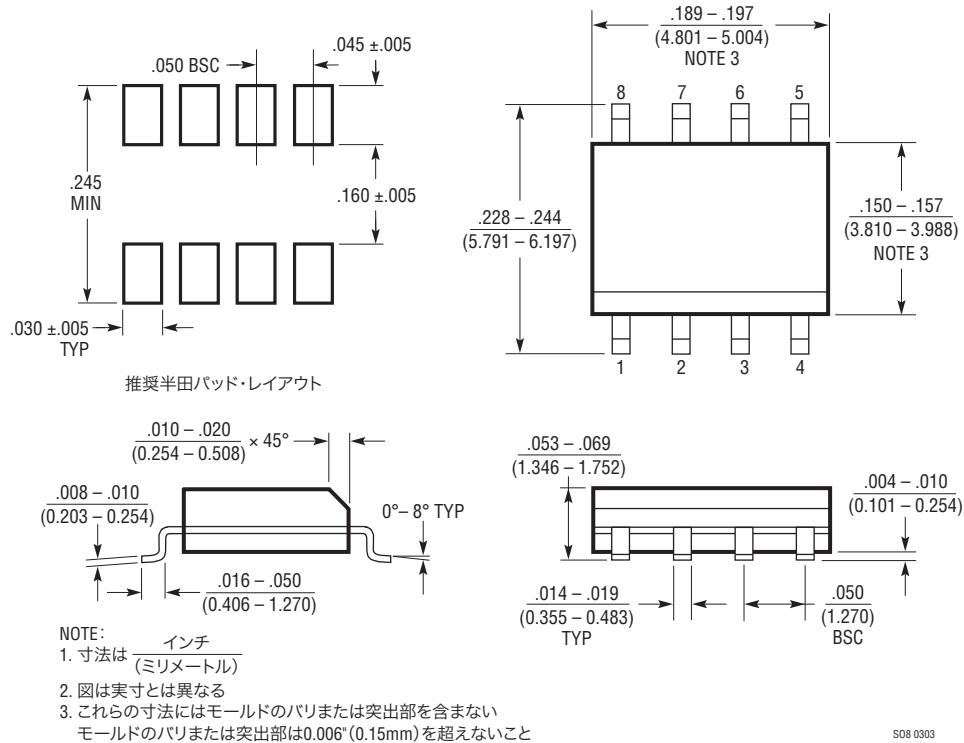
推奨する半田パッドのピッチと寸法  
半田付けされない領域には半田マスクを使用する



- NOTE:**
1. 図はJEDECパッケージ外形MO-220のバリエーション(WGGD-X)にするよう提案されている(承認待ち)
  2. 図は実寸とは異なる
  3. すべての寸法はミリメートル
  4. パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない  
モールドのバリは(もしあれば)各サイドで0.15mmを超えないこと
  5. 露出パッドは半田メッキとする
  6. 網掛けの部分はパッケージのトップとボトムのPin1の位置の参考に過ぎない

## パッケージ

**S8パッケージ**  
8ピン・プラスチック・スマール・アウトライン(細型0.150インチ)  
(Reference LTC DWG # 05-08-1610)



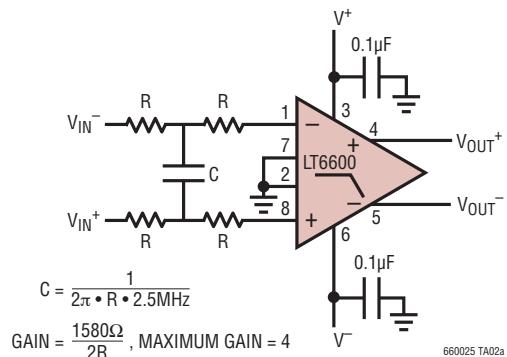
## 改訂履歴 (Rev Eよりスタート)

Rev	日付	概要	ページ番号
E	5/10	「発注情報」セクションを更新	2

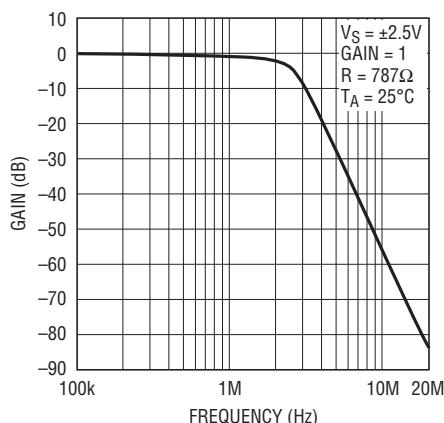
# LT6600-2.5

## 標準的応用例

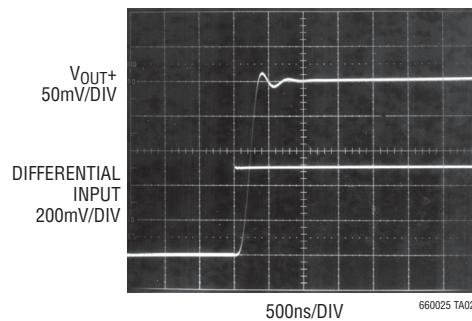
5次ローパス・フィルタ(S8のピン番号が示されている)



振幅応答



過渡応答、利得 = 1



## 関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC <sup>®</sup> 1565-31	650kHzリニアフェーズ・ローパス・フィルタ	連続時間、SO8パッケージ、完全差動
LTC1566-1	低ノイズ、2.3MHzローパス・フィルタ	連続時間、SO8パッケージ
LTC1567	超低ノイズ、高周波数フィルタ・ビルディング・ブロック	1.4nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ オペアンプ、MSOPパッケージ、完全差動
LTC1568	超低ノイズ、4次ビルディング・ブロック	最大10MHzまでのローパス・フィルタと バンドパス・フィルタのデザイン、差動出力
LTC1992	ローパワー差動入出力アンプ	調節可能な利得、MSOPパッケージ
LTC1992-1	ローパワー差動入出力アンプ	1の固定利得、整合:±0.3%
LTC1992-2	ローパワー差動入出力アンプ	2の固定利得、整合:±0.3%
LTC1992-5	ローパワー差動入出力アンプ	5の固定利得、整合:±0.3%
LTC1992-10	ローパワー差動入出力アンプ	10の固定利得、整合:±0.3%
LT6600-10	低ノイズ差動アンプおよび10MHzローパス・フィルタ	3V電源で82dBのS/N、SO-8パッケージ
LT6600-20	低ノイズ差動アンプおよび20MHzローパス・フィルタ	3V電源で76dBのS/N、SO-8パッケージ

660025fe