



2007 年 10 月

LMV321(シングル)/LMV358(デュアル)/LMV324(クワッド) 低電圧、フルスイング出力汎用オペアンプ

概要

デュアルおよびクワッド・オペアンプの LMV358/LMV324 は、従来からある汎用オペアンプ LM358/LMV324 (動作電圧 5V ~ 30V) の低電圧(動作電圧 2.7V ~ 5.5V)バージョンです。LMV321 はそのシングル・バージョンです。

LMV321/LMV358/LMV324 は、低電圧動作、省スペース、低価格が求められるアプリケーションには、きわめてコスト・パフォーマンスの高い解決策となります。これらは、すでによく知られている LM358/LMV324 が適合する、あるいはその規格を上回るアプリケーションにも対応できます。LMV321/LMV358/LMV324 はフルスイングの出力振幅が可能で、同相入力電圧範囲としてはグラウンドまでが含まれます。3 デバイスとも優れた速度対電力比を持ち、低消費電流でも 1MHz の帯域幅と 1V/μs のスルーレートを達成しています。

LMV321 は、5 ピン SC70 の約半分のサイズである、省スペース型の 5 ピン SOT23 で提供されます。小型パッケージにより PC ボード上のスペースが節約されるため、小型のポータブル機器の設計が可能になります。また、このデバイスは信号源の近くに配置できるため、ノイズを拾いにくくなり、信号の品位が向上します。

このデバイスは、ナショナル セミコンダクターの先進のサブミクロン・シリコンゲート BiCMOS プロセスを使用して製造されています。LMV321/LMV358/LMV324 は、ノイズ性能を向上させ、大出力電流駆動を可能にするためにバイポーラ型の入出力段を備えています。

特長

(特記のない限り、 $V^+ = 5V$ 、 $V^- = 0V$)

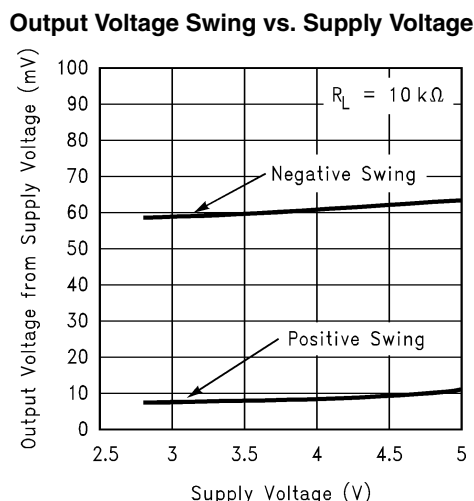
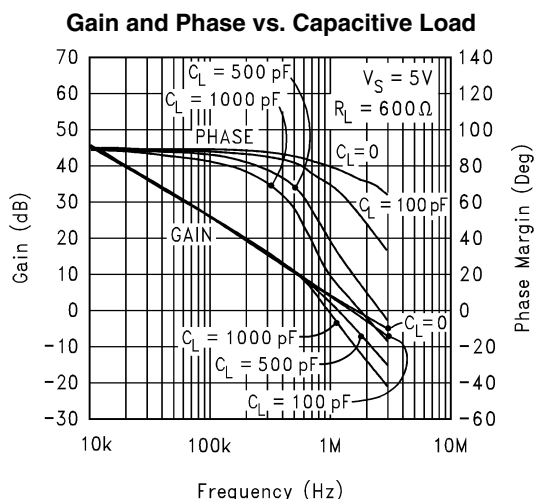
- 2.7V および 5V で特性を保証
- クロスオーバー歪みなし
- 省スペース・パッケージ 5 ピン SC70 2.0 × 2.1 × 1.0mm
- 動作温度範囲 - 40 ~ + 85
- 利得帯域幅積 1MHz
- 低消費電流

— LMV321	130μA
— LMV358	210μA
— LMV324	410μA
- フルスイング出力振幅

10kΩ 負荷時	$V^+ - 10mV$
	$V^- + 65mV$
- V_{CM} - 0.2V ~ $V^+ - 0.8V$

アプリケーション

- アクティブ・フィルタ
- 汎用低電圧アプリケーション
- 汎用ポータブル機器



絶対最大定格 (Note 1)

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。
関連する電氣的信頼性試験方法の規格を参照ください。

保存温度範囲 - 65 ~ + 150
最大接合部温度 (Note 5) 150

ESD 耐圧 (Note 2)

人体モデル

LMV358/324

2000V

LMV321

900V

マシン・モデル

100V

差動入力電圧

± 電源電圧

電源電圧 (V^+ - V^-)

5.5V

出力と V^+ との短絡

(Note 3)

出力と V^- との短絡

(Note 4)

ハンダ付け条件

赤外線または対流方式 (20 秒)

235

動作定格 (Note 1)

電源電圧

2.7V ~ 5.5V

温度範囲

LMV321/LMV358/LMV324 - 40 T_J 85熱抵抗 (θ_{JA}) (Note 10)5 $\hookrightarrow$ SC70 478 /W5 $\hookrightarrow$ SOT23 265 /W8 $\hookrightarrow$ SOIC 190 /W8 $\hookrightarrow$ MSOP 235 /W14 $\hookrightarrow$ SOIC 145 /W14 $\hookrightarrow$ TSSOP 155 /W**2.7V DC 電氣的特性**

特記のない限り、すべてのリミット値は $T_J = 25^\circ\text{C}$ 、 $V^+ = 2.7\text{V}$ 、 $V^- = 0\text{V}$ 、 $V_{CM} = 1.0\text{V}$ 、 $V_O = V^+ / 2$ 、 $R_L > 1\text{M}\Omega$ に対して保証されます。

Symbol	Parameter	Conditions	Min (Note 7)	Typ (Note 6)	Max (Note 7)	Units
V_{OS}	Input Offset Voltage			1.7	7	mV
TCV_{OS}	Input Offset Voltage Average Drift			5		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
I_B	Input Bias Current			11	250	nA
I_{OS}	Input Offset Current			5	50	nA
CMRR	Common Mode Rejection Ratio	$0\text{V} \leq V_{CM} \leq 1.7\text{V}$	50	63		dB
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	$2.7\text{V} \leq V^+ \leq 5\text{V}$ $V_O = 1\text{V}$	50	60		dB
V_{CM}	Input Common-Mode Voltage Range	For CMRR ≥ 50 dB	0	-0.2		V
				1.9	1.7	V
V_O	Output Swing	$R_L = 10\text{ k}\Omega$ to 1.35V	$V^+ - 100$	$V^+ - 10$		mV
				60	180	mV
I_S	Supply Current	LMV321		80	170	μA
		LMV358		140	340	μA
		Both amplifiers				
		LMV324		260	680	μA
		All four amplifiers				

2.7V AC 電氣的特性

特記のない限り、すべてのリミット値は $T_J = 25^\circ\text{C}$ 、 $V^+ = 2.7\text{V}$ 、 $V^- = 0\text{V}$ 、 $V_{CM} = 1.0\text{V}$ 、 $V_O = V^+ / 2$ 、 $R_L > 1\text{M}\Omega$ に対して保証されます。

Symbol	Parameter	Conditions	Min (Note 7)	Typ (Note 6)	Max (Note 7)	Units
GBWP	Gain-Bandwidth Product	$C_L = 200\text{ pF}$		1		MHz
Φ_m	Phase Margin			60		Deg
G_m	Gain Margin			10		dB
e_n	Input-Referred Voltage Noise	$f = 1\text{ kHz}$		46		$\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}$
i_n	Input-Referred Current Noise	$f = 1\text{ kHz}$		0.17		$\frac{\text{pA}}{\sqrt{\text{Hz}}}$

5V DC 電気的特性

特記のない限り、すべてのリミット値は $T_J = 25^\circ\text{C}$ 、 $V^+ = 5\text{V}$ 、 $V^- = 0\text{V}$ 、 $V_{CM} = 2.0\text{V}$ 、 $V_O = V^+ / 2$ 、 $R_L > 1\text{M}\Omega$ に対して保証されます。太字のリミット値は、全動作温度範囲に対して適用されます。

Symbol	Parameter	Conditions	Min (Note 7)	Typ (Note 6)	Max (Note 7)	Units
V_{OS}	Input Offset Voltage			1.7	7	mV
TCV_{OS}	Input Offset Voltage Average Drift			5		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
I_B	Input Bias Current			15	250 500	nA
I_{OS}	Input Offset Current			5	50 150	nA
CMRR	Common Mode Rejection Ratio	$0\text{V} \leq V_{CM} \leq 4\text{V}$	50	65		dB
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	$2.7\text{V} \leq V^+ \leq 5\text{V}$ $V_O = 1\text{V}$, $V_{CM} = 1\text{V}$	50	60		dB
V_{CM}	Input Common-Mode Voltage Range	For CMRR ≥ 50 dB	0	-0.2		V
				4.2	4	V
A_V	Large Signal Voltage Gain (Note 8)	$R_L = 2\text{ k}\Omega$	15 10	100		V/mV
V_O	Output Swing	$R_L = 2\text{ k}\Omega$ to 2.5V	$V^+ - 300$ $V^+ - 400$	$V^+ - 40$		mV
				120	300 400	mV
		$R_L = 10\text{ k}\Omega$ to 2.5V	$V^+ - 100$ $V^+ - 200$	$V^+ - 10$		mV
				65	180 280	mV
I_O	Output Short Circuit Current	Sourcing, $V_O = 0\text{V}$	5	60		mA
		Sinking, $V_O = 5\text{V}$	10	160		
I_S	Supply Current	LMV321		130	250 350	μA
		LMV358		210	440 615	μA
		Both amplifiers				
		LMV324		410	830 1160	μA
		All four amplifiers				

5V AC 電気的特性

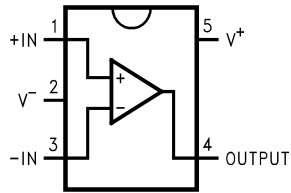
特記のない限り、すべてのリミット値は $T_J = 25^\circ\text{C}$ 、 $V^+ = 5\text{V}$ 、 $V^- = 0\text{V}$ 、 $V_{CM} = 2.0\text{V}$ 、 $V_O = V^+ / 2$ 、 $R_L > 1\text{M}\Omega$ に対して保証されます。太字のリミット値は、全動作温度範囲に対して適用されます。

Symbol	Parameter	Conditions	Min (Note 7)	Typ (Note 6)	Max (Note 7)	Units
SR	Slew Rate	(Note 9)		1		V/ μs
GBWP	Gain-Bandwidth Product	$C_L = 200\text{ pF}$		1		MHz
Φ_m	Phase Margin			60		Deg
G_m	Gain Margin			10		dB
e_n	Input-Referred Voltage Noise	$f = 1\text{ kHz}$		39		$\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}$
i_n	Input-Referred Current Noise	$f = 1\text{ kHz}$		0.21		$\frac{\text{pA}}{\sqrt{\text{Hz}}}$

- Note 1:** 絶対最大定格とは、デバイスに破壊が発生する可能性のあるリミット値をいいます。「動作定格」とは、デバイスが正常に機能する条件をいいますが、特定の性能限界値を保証するものではありません。保証されている仕様および試験条件については、「電気的特性」を参照してください。
- Note 2:** 人体モデル適用規格 : MIL-STD-883, Method 3015.7
マシン・モデル適用規格 : JESD22-A115-A (ESD MM std. of JEDEC)
電場 (界) 誘導帯電モデル適用規格 : JESD22-C101-C (ESD FICDM std. of JEDEC)
- Note 3:** 出力と V^+ を短絡させると、信頼性に悪影響を及ぼす場合があります。
- Note 4:** 出力と V^- を短絡させると、信頼性に悪影響を及ぼす場合があります。
- Note 5:** 最大消費電力は、 $T_{J(MAX)}$ 、 θ_{JA} 、 T_A の関数になります。任意の周囲温度における最大許容消費電力は、 $P_D = (T_{J(MAX)} - T_A) / \theta_{JA}$ で表されます。すべての値は、パッケージを PC ボード上へ直接ハンダ付けする場合に対して適用されます。
- Note 6:** 代表値 (typ) は、特性解析時に確定された最も標準的なパラメータ値を示します。実測値は、経時的に変化するとともに、アプリケーションや構成にも依存します。この代表値はテストされた値ではなく、出荷済みの製品材料に対する保証値ではありません。
- Note 7:** すべてのリミット値は、テストまたは統計解析によって保証されています。
- Note 8:** R_L は V^- へ接続されます。出力電圧は 0.5V $- V_O$ 4.5V です。
- Note 9:** 電圧フォロフとして接続し、3V ステップの入力を入力します。正または負のスレーレートの遅い方の値を示します。
- Note 10:** すべての値は Typ 値であり、パッケージを PC ボード上へ直接ハンダ付けし、強制空冷しない場合に対して適用されます。

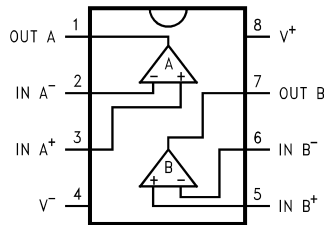
ピン配置図

5-Pin SC70/SOT23



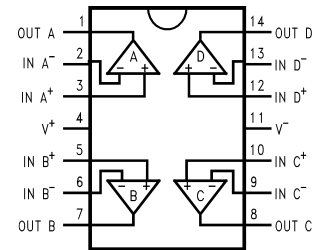
Top View

8-Pin SO/MSOP



Top View

14-Pin SO/TSSOP



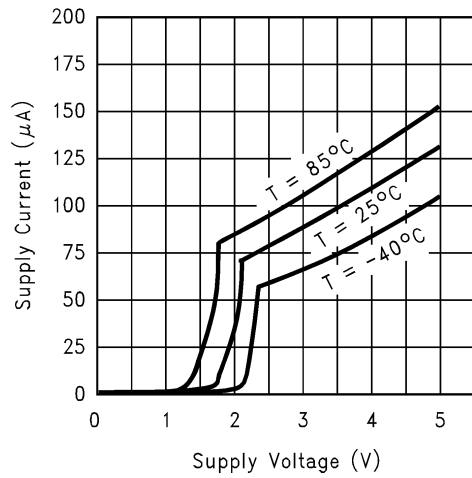
Top View

製品情報

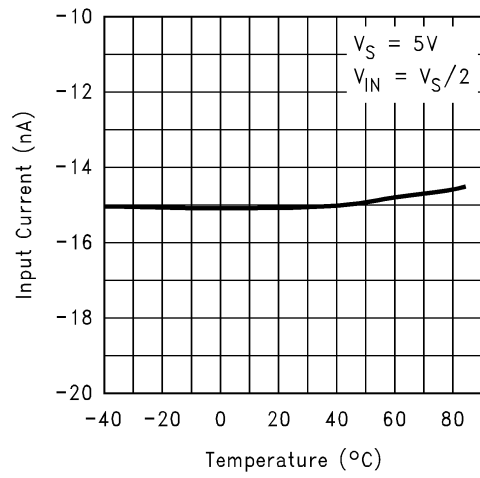
Package	Temperature Range	Packaging Marking	Transport Media	NSC Drawing
	Industrial -40°C to +85°C			
5-Pin SC70	LMV321M7	A12	1k Units Tape and Reel	MAA05A
	LMV321M7X		3k Units Tape and Reel	
5-Pin SOT23	LMV321M5	A13	1k Units Tape and Reel	MF05A
	LMV321M5X		3k Units Tape and Reel	
8-Pin SOIC	LMV358M	LMV358M	Rails	M08A
	LMV358MX		2.5k Units Tape and Reel	
8-Pin MSOP	LMV358MM	LMV358	1k Units Tape and Reel	MUA08A
	LMV358MMX		3.5k Units Tape and Reel	
14-Pin SOIC	LMV324M	LMV324M	Rails	M14A
	LMV324MX		2.5k Units Tape and Reel	
14-Pin TSSOP	LMV324MT	LMV324MT	Rails	MTC14
	LMV324MTX		2.5k Units Tape and Reel	

代表的な性能特性 特記のない限り、 $V_S = +5V$ 、単一電源、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

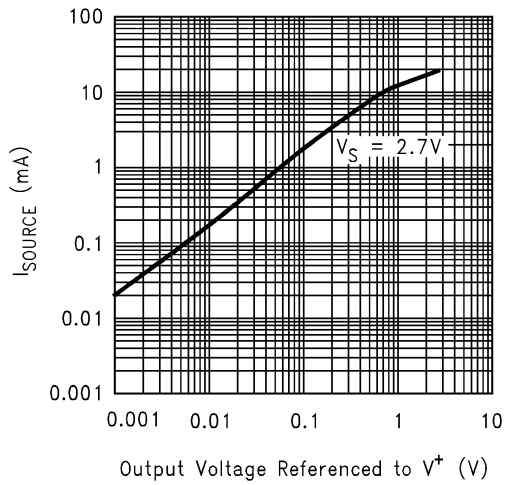
Supply Current vs. Supply Voltage (LMV321)



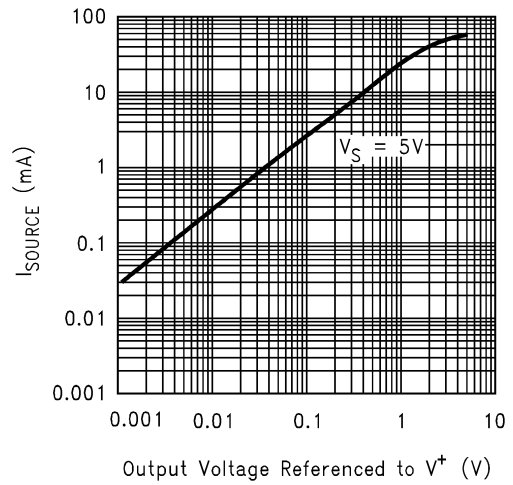
Input Current vs. Temperature



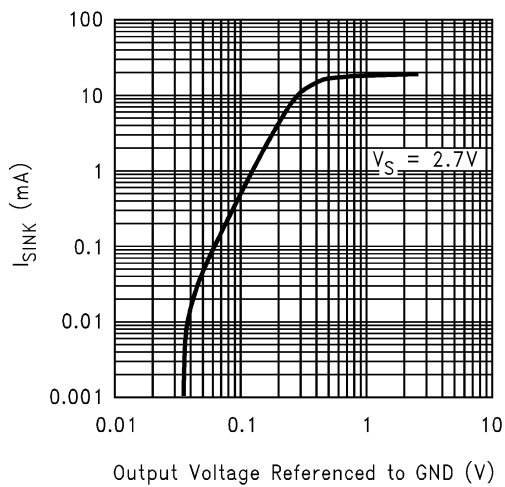
Sourcing Current vs. Output Voltage



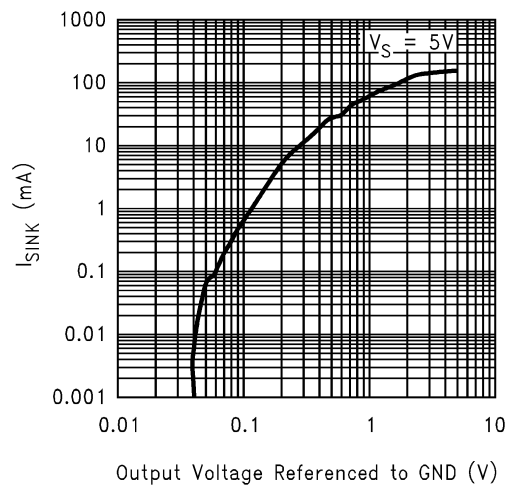
Sourcing Current vs. Output Voltage



Sinking Current vs. Output Voltage

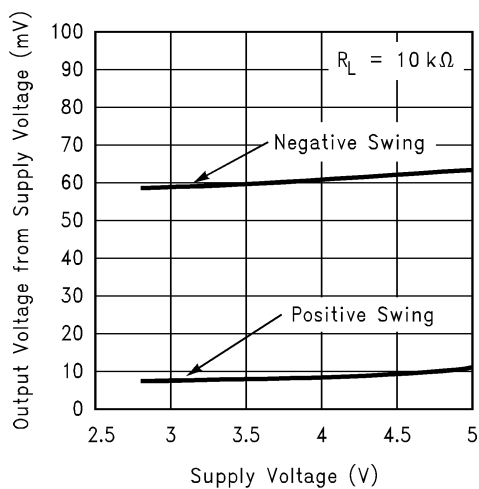


Sinking Current vs. Output Voltage

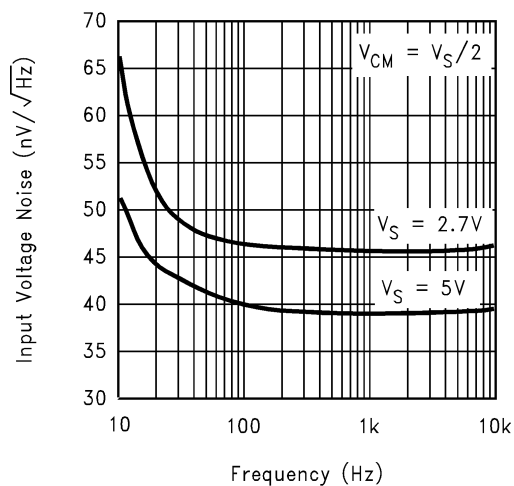


代表的な性能特性 特記のない限り、 $V_S = +5V$ 、単一電源、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。(つづき)

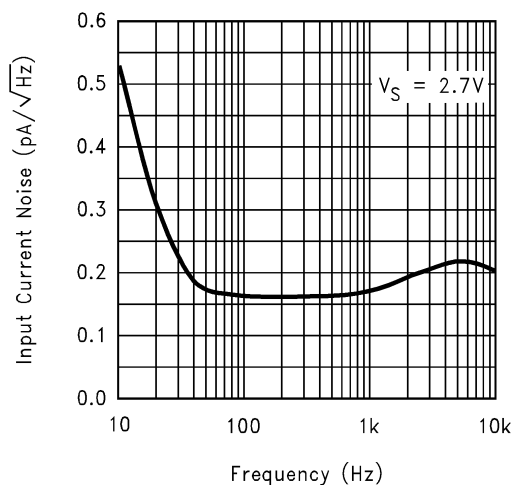
Output Voltage Swing vs. Supply Voltage



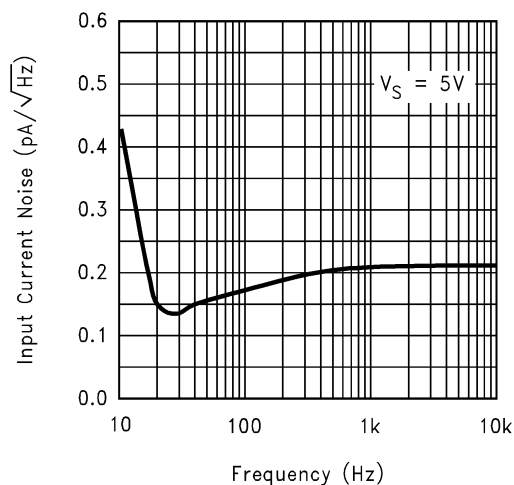
Input Voltage Noise vs. Frequency



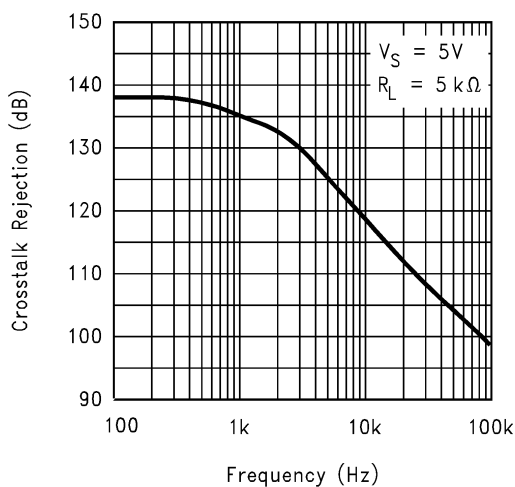
Input Current Noise vs. Frequency



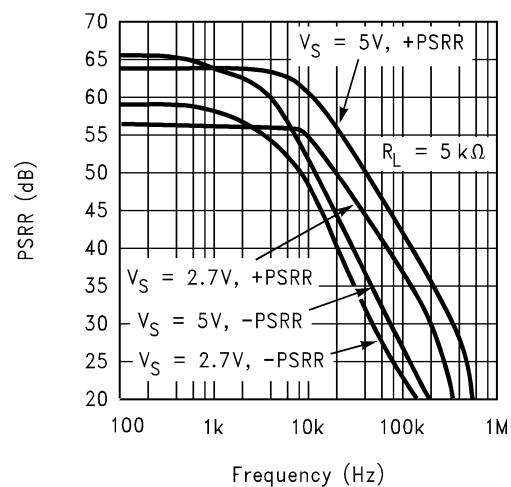
Input Current Noise vs. Frequency



Crosstalk Rejection vs. Frequency

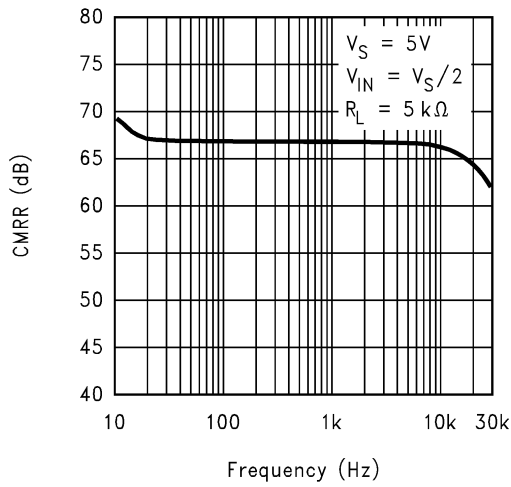


PSRR vs. Frequency

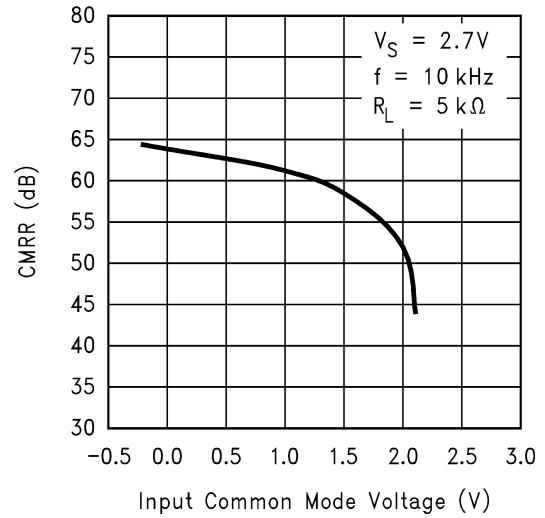


代表的な性能特性 特記のない限り、 $V_S = +5V$ 、単一電源、 $T_A = 25^\circ$ 。(つづき)

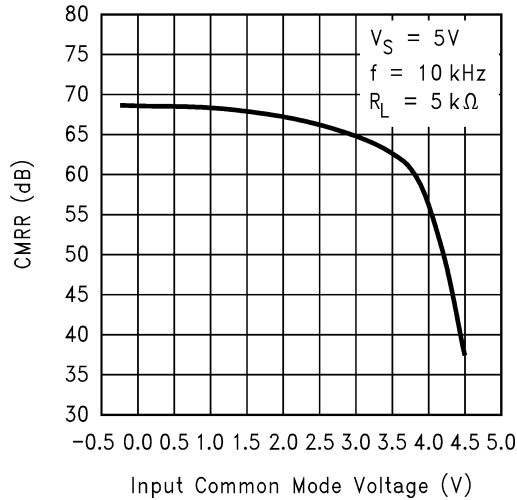
CMRR vs. Frequency



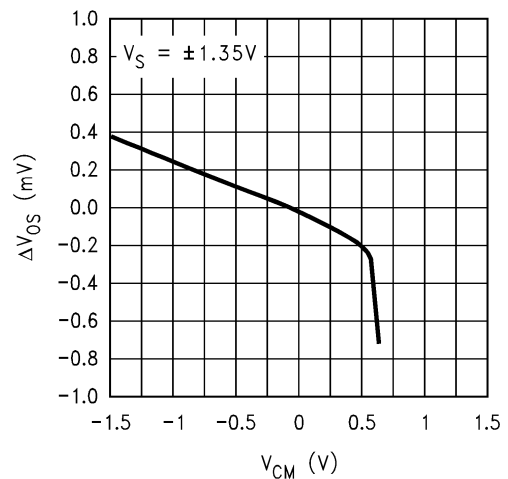
CMRR vs. Input Common Mode Voltage



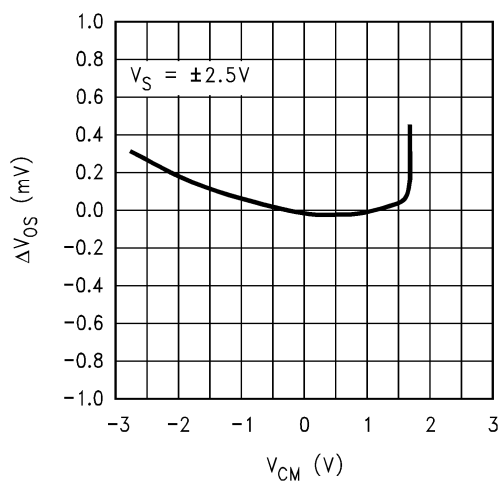
CMRR vs. Input Common Mode Voltage



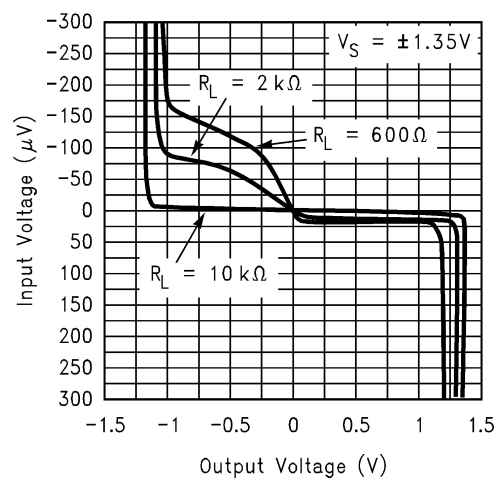
ΔV_{OS} vs. CMR



ΔV_{OS} vs. CMR

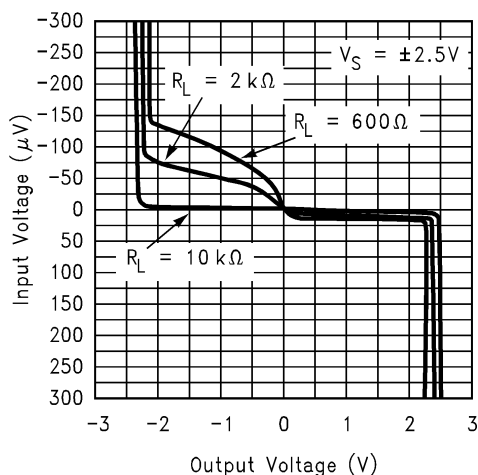


Input Voltage vs. Output Voltage

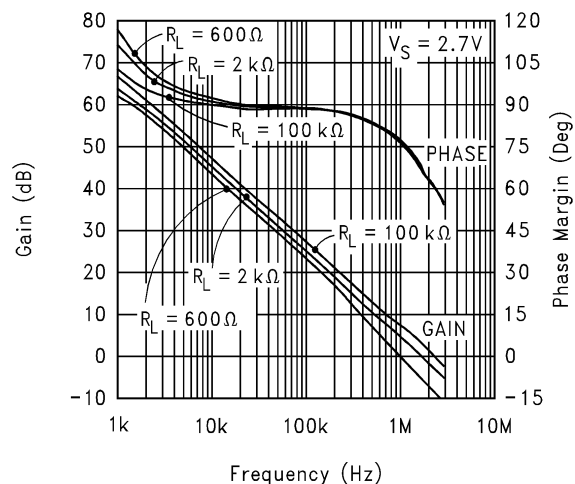


代表的な性能特性 特記のない限り、 $V_S = +5V$ 、単一電源、 $T_A = 25^\circ$ 。(つづき)

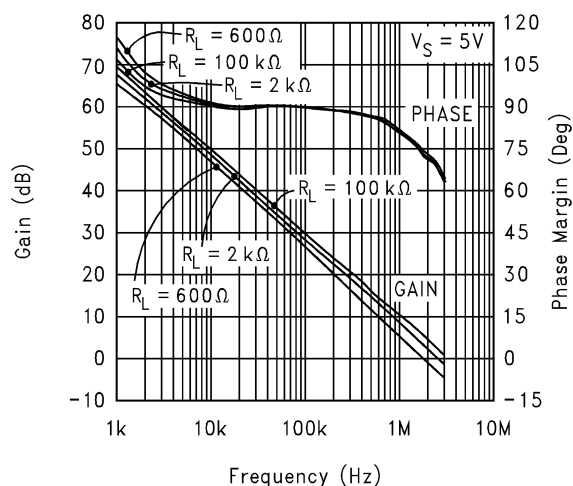
Input Voltage vs. Output Voltage



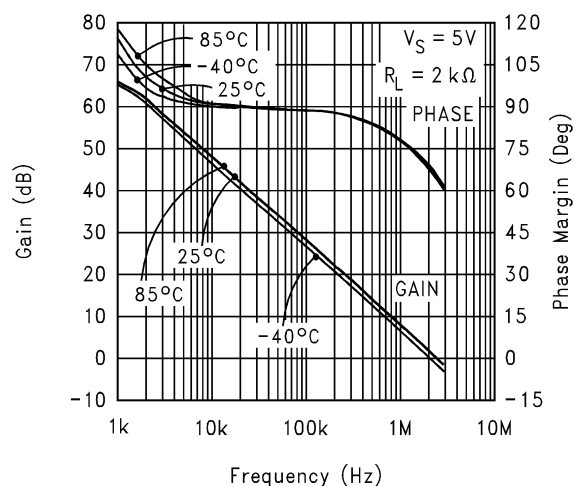
Open Loop Frequency Response



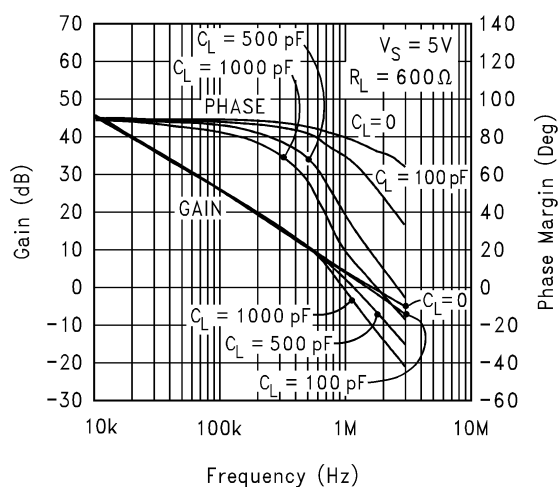
Open Loop Frequency Response



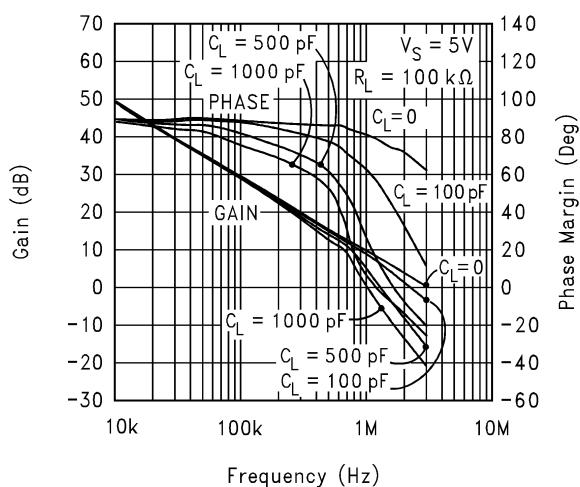
Open Loop Frequency Response vs. Temperature



Gain and Phase vs. Capacitive Load

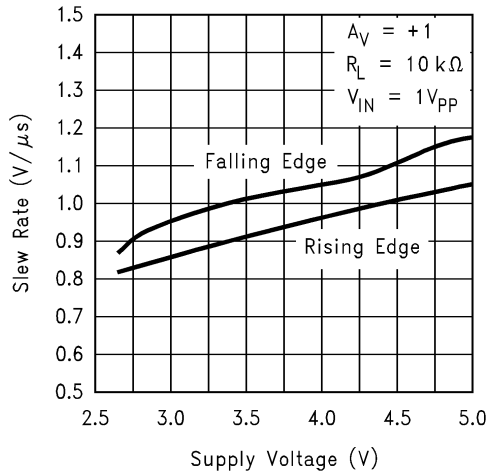


Gain and Phase vs. Capacitive Load

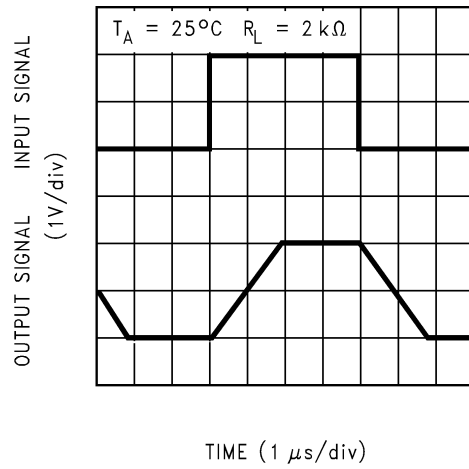


代表的な性能特性 特記のない限り、 $V_S = +5V$ 、単一電源、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。(つづき)

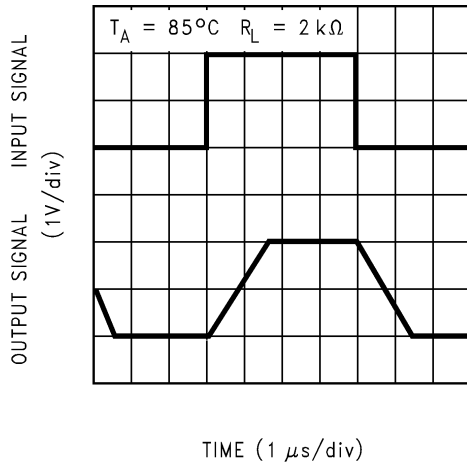
Slew Rate vs. Supply Voltage



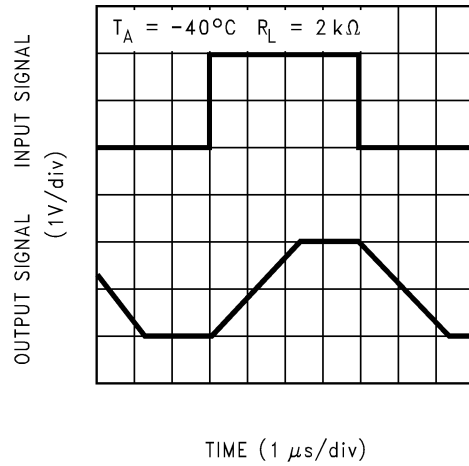
Non-Inverting Large Signal Pulse Response



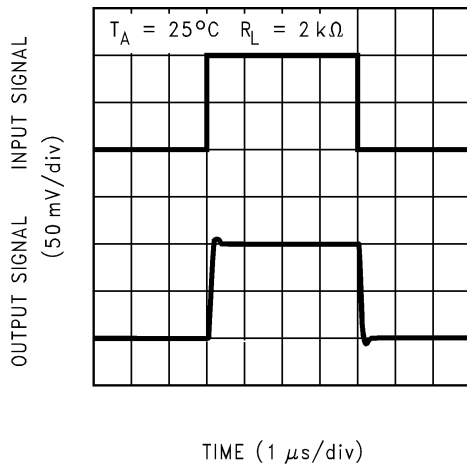
Non-Inverting Large Signal Pulse Response



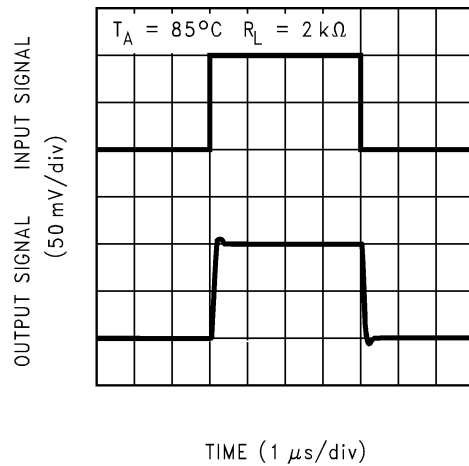
Non-Inverting Large Signal Pulse Response



Non-Inverting Small Signal Pulse Response

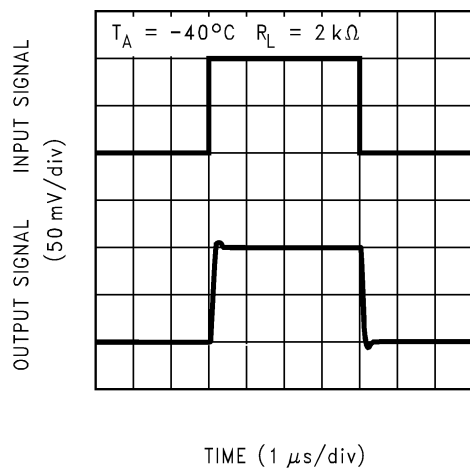


Non-Inverting Small Signal Pulse Response

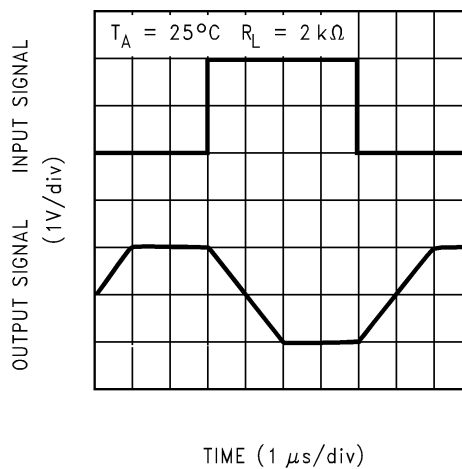


代表的な性能特性 特記のない限り、 $V_S = +5V$ 、単一電源、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。(つづき)

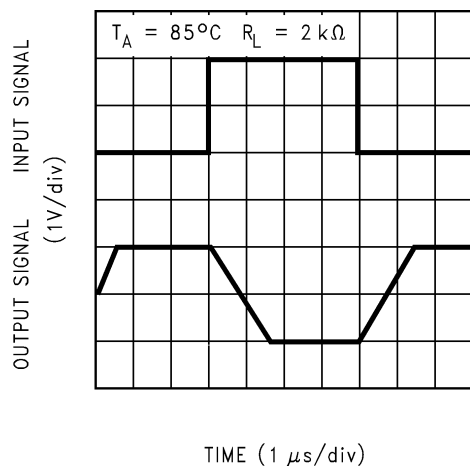
Non-Inverting Small Signal Pulse Response



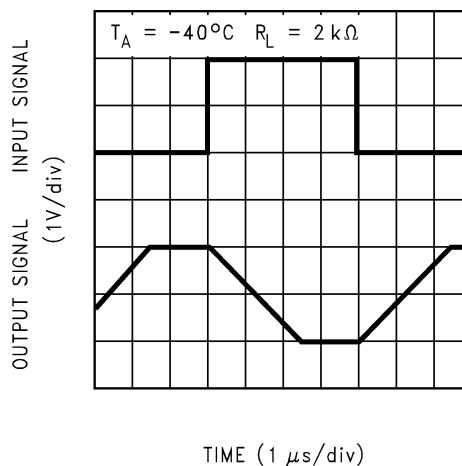
Inverting Large Signal Pulse Response



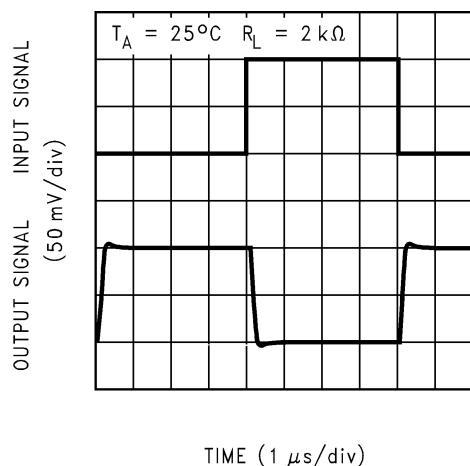
Inverting Large Signal Pulse Response



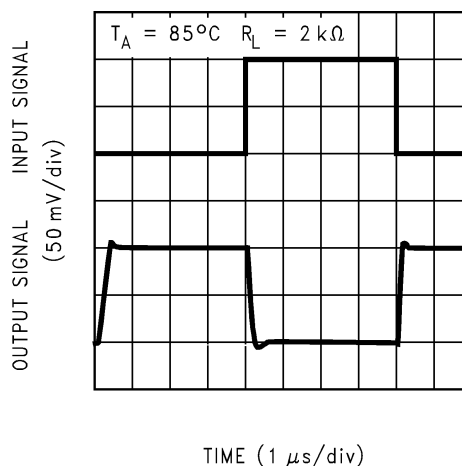
Inverting Large Signal Pulse Response



Inverting Small Signal Pulse Response

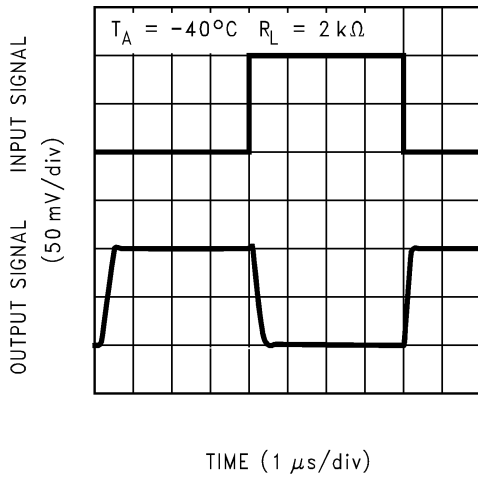


Inverting Small Signal Pulse Response

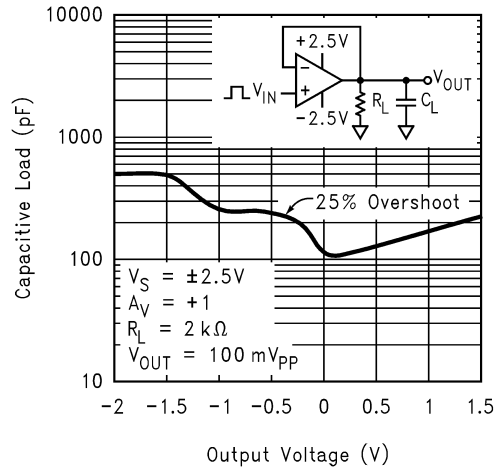


代表的な性能特性 特記のない限り、 $V_S = +5V$ 、単一電源、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。(つづき)

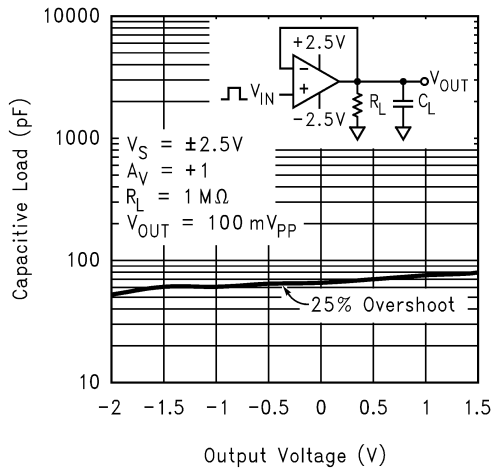
Inverting Small Signal Pulse Response



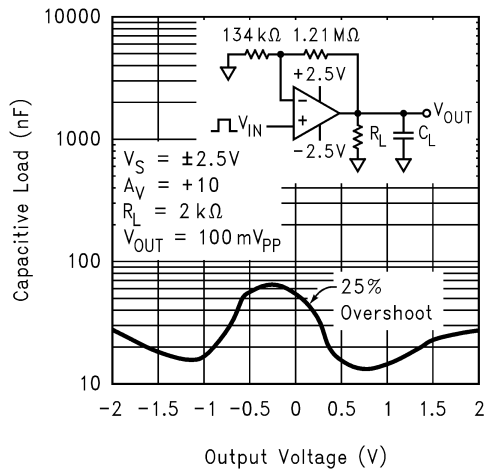
Stability vs. Capacitive Load



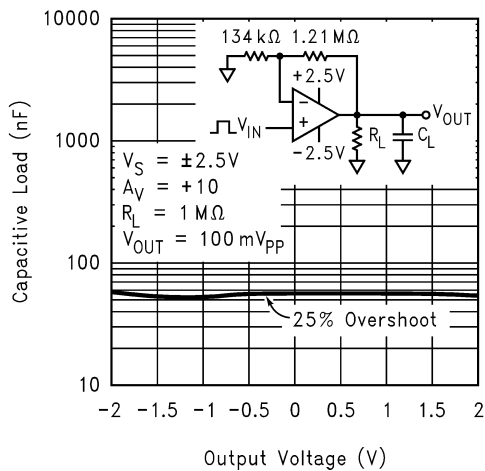
Stability vs. Capacitive Load



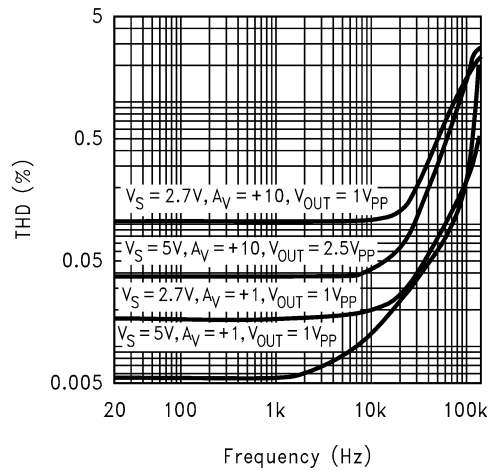
Stability vs. Capacitive Load



Stability vs. Capacitive Load

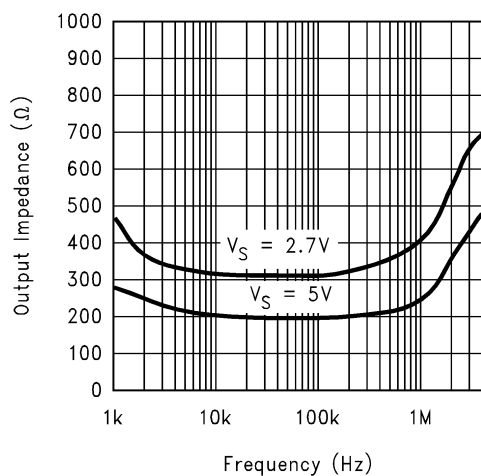


THD vs. Frequency

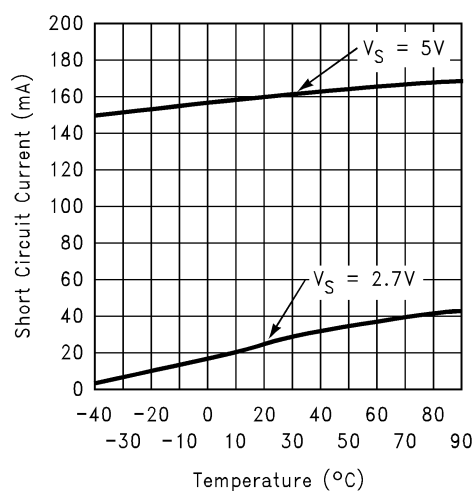


代表的な性能特性 特記のない限り、 $V_S = +5V$ 、単一電源、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。(つづき)

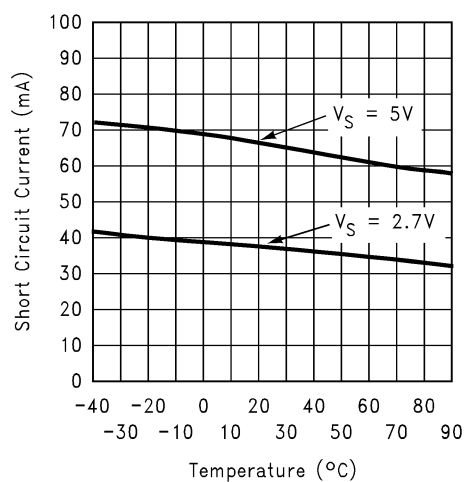
Open Loop Output Impedance vs. Frequency



Short Circuit Current vs. Temperature (Sinking)



Short Circuit Current vs. Temperature (Sourcing)



アプリケーション・ノート

LMV321/LMV358/LMV324 の利点

サイズ

LMV321/LMV358/LMV324 はパッケージの占有面積が小さいためプリント基板上のスペースを節約でき、携帯電話、ページャなどをはじめとするポータブル機器などの小型エレクトロニクス製品の設計を可能にします。LMV321/LMV358/LMV324 は薄型なので、PCMCIA タイプ III カードでの使用も可能です。

信号の品位

信号は、信号源とオペアンプの間でノイズを拾うときがあります。LMV321/LMV358/LMV324 は、パッケージが物理的に小さいため、信号源に接近させて配置が可能になり、ノイズを拾いにくく、信号の品位が向上します。

シンプルなボード・レイアウト

LMV321/LMV358/LMV324 を使用すると、PC ボードのレイアウトで長い配線を引き回さずに済みます。そのため、長い配線どうしの干渉による不要な信号をフィルタリングするためにコンデンサや抵抗などの部品を追加する必要がなくなります。

低消費電流

LMV321/LMV358/LMV324 を使用すると、バッテリーの寿命を伸ばせます。そのため、バッテリー電源のシステムに最適です。

低電源電圧

ナショナル セミコンダクターは、2.7V および 5V 動作時の特性を保証します。その結果、バッテリーの寿命がつかまるまでの動作が保証されます。

フルスイング出力

フルスイングの出力振幅が可能のため、最大の出力ダイナミック・レンジが得られます。低電源電圧で動作させるときは、このことが特に重要です。

グラウンドを含む入力範囲

単一電源動作時に、GND 近くのレベルを直接検出できます。

IC にダメージを与えずに、差動入力電圧を V_{+} より大きくできます。しかし入力電圧が 25°C で $-0.3V_{\text{DC}}$ 以下にならないようにするために防護回路を設ける必要があります。そのためには、IC 入力ピンに抵抗とともに入力クランプ・ダイオードを使用します。

使用が簡単で、クロスオーバー歪みなし

LMV321/LMV358/LMV324 は、LM324 と類似した特性を備えています。加えて、この新しい LMV321/LMV358/LMV324 は、出力のクロスオーバー歪みを完全に取り除いています。Figure 1、2 の波形写真は、LMV324 と LM324 の電圧フォロワ回路での出力振幅を比較したものです。ここで、 $V_S = \pm 2.5\text{V}$ で、 $R_L (= 2\text{k}\Omega)$ はグラウンドに接続されています。新しい LMV324 では、クロスオーバー歪みが取り除かれているのがよくわかります。

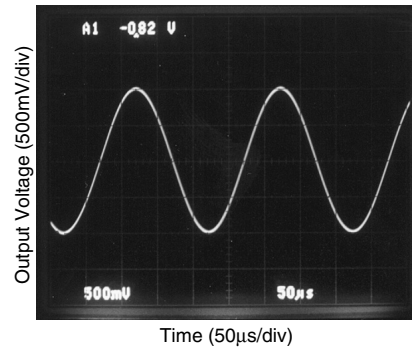


FIGURE 1. Output Swing of LMV324

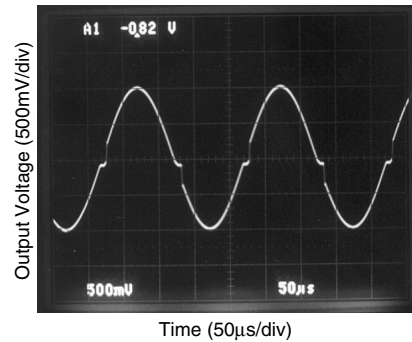


FIGURE 2. Output Swing of LM324

容量性負荷許容度

LMV321/LMV358/LMV324 は、200pF の負荷をユニティ・ゲインで発振を起こさずに直接ドライブできます。ユニティ・ゲイン・フォロワは、容量性負荷の場合に最も影響を受けやすい回路構成です。容量性負荷を直接ドライブすると、オペアンプの位相マージンが減少します。オペアンプの出力インピーダンスと容量性負荷が組み合わさることで、位相遅れが発生します。その結果、大きなリングングのパルス応答となるか、発振します。重い容量性負荷をドライブするには Figure 3 に示す回路が使用できます。

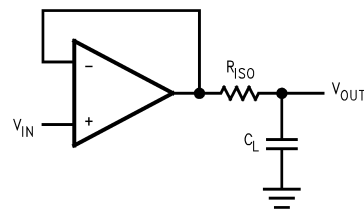


FIGURE 3. Indirectly Driving A Capacitive Load Using Resistive Isolation

アプリケーション・ノート(つづき)

Figure 3 では、分離抵抗 R_{ISO} と負荷コンデンサ C_L によってポールが形成されて、システム全体の位相マージンが増加するため安定度が向上します。 R_{ISO} の値によって、求める特性が決まります。 R_{ISO} の抵抗値を大きくすると、 V_{OUT} がさらに安定します。Figure 3 の回路で R_{ISO} に 620Ω 、 C_L に $510pF$ を使用したときの出力波形を Figure 4 に示します。

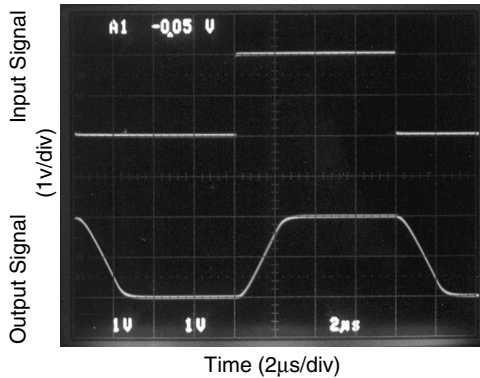


FIGURE 4. Pulse Response of the LMV324 Circuit in Figure 3

Figure 5 に示す回路は Figure 3 の回路を改善したもので、AC 安定度だけでなく DC 精度も向上します。Figure 3 で負荷抵抗が存在した場合、出力電圧は R_{ISO} と負荷抵抗によって分圧されてしまいます。一方、Figure 5 では、 R_F によるフィードフォワード技術によって V_{IN} と R_L を結ぶと DC 精度が向上します。 R_F の値を選択する際は、LMV321/LMV358/LMV324 の入力バイアス電流の影響を受けるため注意が必要です。 C_F 、 R_{ISO} は、出力信号の高周波成分をオペアンプの反転入力ピンへ戻すと、位相マージンの減少を抑える働きがあるため、帰還ループ全体の位相マージンが保持されます。 C_F の値を大きくすれば、さらに大きな容量をドライブできるようになります。ただし、それによってパルス応答は遅くなります。

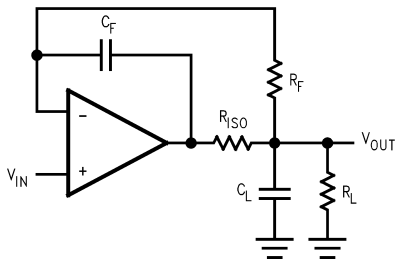


FIGURE 5. Indirectly Driving A Capacitive Load with DC Accuracy

入力バイアス電流の打ち消し

LMV321/LMV358/LMV324 ファミリーは、バイポーラ型の入力段を備えています。LMV321/LMV358/LMV324 の入力バイアス電流の Typ 値は、5V 電源動作では $15nA$ です。その結果、 $100k\Omega$ の入力抵抗では、 $1.5mV$ の誤差電圧が発生します。反転入力ピンと非反転入力ピンの抵抗値をバランスさせると、オペアンプの入力バイアス電流に起因する誤差を低減できます。入力バイアス電流による誤差を打ち消す方法を、Figure 6 の回路に示します。

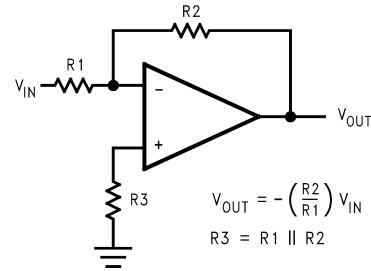
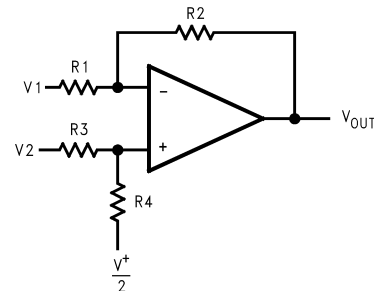


FIGURE 6. Cancelling the Error Caused by Input Bias Current

代表的な単一電源アプリケーションの回路例

差動増幅器

差動増幅器は、2 つの電圧の差をとったり、特殊なケースではあるが、2 つの入力ピンに共通に存在する信号を打ち消したりできます。差動方式からシングルエンド方式へ変換したり、同相信号を除去したりする演算増幅器として便利です。



$$V_{OUT} = \left(\frac{R1+R2}{R3+R4} \right) \frac{R4}{R1} V_2 - \frac{R2}{R1} V_1 + \left(\frac{R1+R2}{R3+R4} \right) \frac{R3}{R1} \cdot \frac{V^+}{2}$$

for $R1 = R3$ and $R2 = R4$

$$V_{OUT} = \frac{R2}{R1} (V_2 - V_1) + \frac{V^+}{2}$$

FIGURE 7. Difference Amplifier

計装用回路

前述の差動増幅器の入力インピーダンスは、 R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 で決まります。入力インピーダンスが低いことに起因する問題を取り除く方法の 1 つとしては、次の 2 つの計装用増幅器に示すように、各入力ピンの前に電圧フォロワを挿入する方法があります。

アプリケーション・ノート(つづき)

3つのオペアンプによる計装用増幅器

クワッドの LMV324 を使用すると、Figure 8 に示すように 3 つのオペアンプによる計装用増幅器を構成できます。

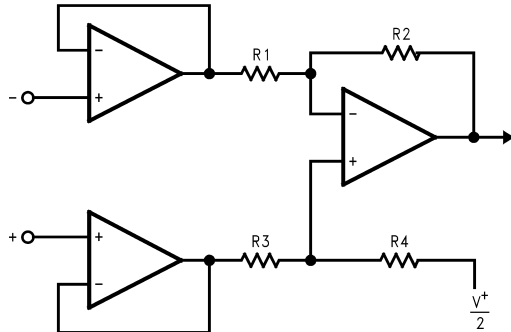
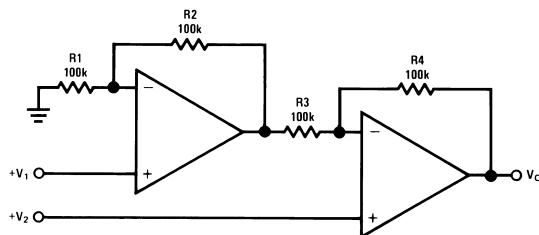


FIGURE 8. Three-op-amp Instrumentation Amplifier

この計装用増幅器の初段は、2 つの電圧フォロワを備えた差動入力、差動出力の増幅器になっています。この 2 つの電圧フォロワは、100MΩ 以上の入力インピーダンスが確保されます。この計装用増幅器の利得は、 R_2/R_1 の比によって設定します。 R_3 と R_1 、 R_4 と R_2 はそれぞれ等しくなければなりません。 R_3 と R_1 、 R_4 と R_2 の一致する度合いによって CMRR が左右されます。全温度範囲にわたり CMRR を良くするには、低ドリフトの抵抗を使用する必要があります。 R_4 を R_2 よりわずかに小さくし、 R_3 と R_4 の差の 2 倍のドリム・ポットを挿入すれば、CMRR を最適な状態に調整できます。

2つのオペアンプによる計装用増幅器

高入力インピーダンスの DC 差動増幅器は、2 つのオペアンプによっても構成できます (Figure 9)。3 つのオペアンプの回路と同様に、この計装用増幅器でも良好な CMRR を得るためには抵抗値を厳密に合わせることが必要です。 R_4 と R_1 、 R_3 と R_2 をそれぞれ等しくする必要があります。



$$V_O = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)(V_2 - V_1), \text{ where } R_1 = R_4 \text{ and } R_2 = R_3$$

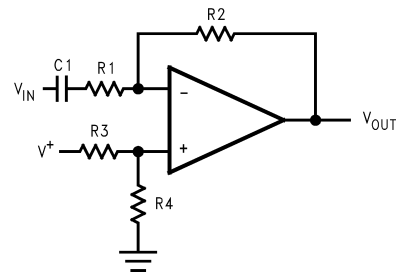
As shown: $V_O = 2(V_2 - V_1)$

FIGURE 9. Two-Op-amp Instrumentation Amplifier

単一電源の反転増幅器

この増幅器へ入力される信号が負電圧の場合があります。この増幅器は単一の電源電圧で動作しているので、 R_3 と R_4 を使用した分圧回路で増幅器をバイアスして、入力信号が増幅器の入力同相電圧範囲内に収まるようにします。反転入力ピンと抵抗 R_1 との間に配置したコンデンサ C_1 で、AC 信号源 V_{IN} に流れる DC 成分をカットします。 R_1 と C_1 の値は、カットオフ周波数 $f_c = 1/2\pi R_1 C_1$ に影響を与えます。

その結果、出力信号は電源電圧の約半分を中心とするようになります (非反転入力ピンにある分圧回路が $V^+/2$ を供給する場合)。出力は上下の電源電圧まで振ることができ、低電圧システムでも SN 比を最大にできます。



$$V_{OUT} = -\frac{R_2}{R_1} V_{IN}$$

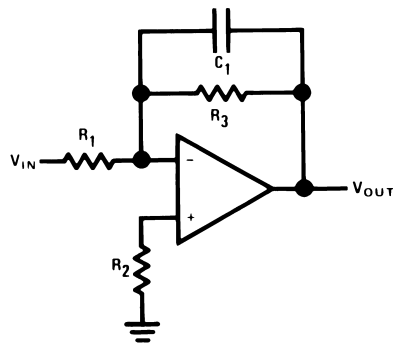
FIGURE 10. Single-Supply Inverting Amplifier

アクティブ・フィルタ

シンプルなローパス・アクティブ・フィルタ

シンプルなローパス・アクティブ・フィルタを Figure 11 に示します。低周波利得 ($\omega \rightarrow 0$) は $-R_3/R_1$ で決まります。そのため、ユニティ以外の低周波利得が得られます。このフィルタは、カットオフ周波数 f_c 以後で -20dB/decade の減衰特性を持っています。 R_2 は、バイアス電流による誤差を抑えるため、 R_1 と R_3 の並列値と等しくなるように選択します。このフィルタの周波数特性を、Figure 12 に示します。

アプリケーション・ノート (つづき)



$$A_L = -\frac{R_3}{R_1}$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_3 C_1}$$

$$R_2 = R_1 \parallel R_3$$

FIGURE 11. Simple Low-Pass Active Filter

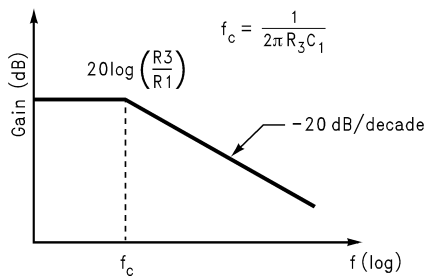


FIGURE 12. Frequency Response of Simple Low-Pass Active Filter in Figure 11

1つのオペアンプのアクティブ・フィルタを使用できるのは、低Q (10)、低周波 (5kHz)、低利得 (10) のアプリケーションか、利得とQの積が小さい (100) アプリケーションに限られます。オペアンプは、使用する最高周波数における開ループ電圧利得が、その周波数におけるフィルタの利得の50倍以上なければなりません。また、次式を満たすスレーレートを持つオペアンプを選択する必要があります。

$$\text{スレーレート} = 0.5 \times (\omega_H V_{OPP}) \times 10^{-6} \text{ V}/\mu\text{sec}$$

ω_H は使用する最高周波数、 V_{OPP} は出力のピーク・ツー・ピーク電圧です。

Sallen-Key 2 次アクティブ・ローパス・フィルタ

Sallen-Key 2 次アクティブ・ローパス・フィルタを Figure 13 に示します。このフィルタの DC 利得は次式で表されます。

$$A_{LP} = \frac{R_3}{R_4} + 1 \quad (1)$$

伝達関数は次のようになります。

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}}(S) = \frac{\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} A_{LP}}{S^2 + S \left(\frac{1}{C_1 R_1} + \frac{1}{C_1 R_2} + \frac{1}{C_2 R_2} - \frac{A_{LP}}{C_2 R_2} \right) + \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad (2)$$

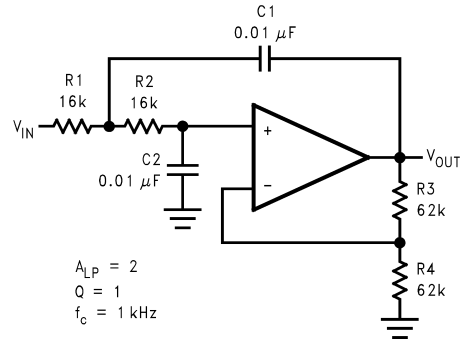


FIGURE 13. Sallen-Key 2nd-Order Active Low-Pass Filter

A_{LP} 、 Q 、 f_c などのフィルタ要件に適合する、 R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 、 C_1 、 C_2 の値を選択する方法を以下で説明します。

2 次ローパス・フィルタの標準の式は、次のようになります。

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}}(S) = \frac{A_{LP} \omega_c^2}{S^2 + \left(\frac{\omega_c}{Q} \right) S + \omega_c^2} \quad (3)$$

Q: 極の Q

ω_c : カットオフ周波数

式 (2) と式 (3) を比較すると、次式が得られます。

$$\omega_c^2 = \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \quad (4)$$

$$\frac{\omega_c}{Q} = \frac{1}{C_1 R_1} + \frac{1}{C_1 R_2} + \frac{1}{C_2 R_2} - \frac{A_{LP}}{C_2 R_2} \quad (5)$$

フィルタ設計に必要な計算量を減らすために、部品と設計パラメータを正規化しておく便利です。正規化するために、 $\omega_c = \omega_n = 1 \text{ rad/s}$ 、 $C_1 = C_2 = C_n = 1 \text{ F}$ とし、これらの値を式 (4) と式 (5) に代入します。式 (4) からは次式が得られます。

$$R_1 = \frac{1}{R_2} \quad (6)$$

式 (5) からは次式が得られます。

$$R_2 = \frac{1 \pm \sqrt{1 - 4Q^2(2 - A_{LP})}}{2Q} \quad (7)$$

アプリケーション・ノート (つづき)

DC オフセットを最小にするために、 $V^+ = V^-$ とし、反転入力ピンと非反転入力ピンの抵抗値を等しくします。つまり、次のようになります。

$$R_1 + R_2 = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \quad (8)$$

式 (1) と式 (8) から次式が得られます。

$$R_3 = (R_1 + R_2) A_{LP} \quad (9)$$

$$R_4 = \left(\frac{A_{LP}}{A_{LP} - 1} \right) (R_1 + R_2) \quad (10)$$

C_1 と C_2 は、一般に次式に近い等しい値にします。

$$C = \frac{10}{f_c} \mu F$$

設計例：

要求仕様： $A_{LP} = 2$ 、 $Q = 1$ 、 $f_c = 1 \text{ kHz}$

最初に C_1 と C_2 を決定します。次式に近い標準値を選択します。

$$C = \frac{10}{f_c} \mu F$$

$$C_1 = C_2 = \frac{10}{1 \times 10^3} \mu F = 0.01 \mu F$$

式 (6)、(7)、(9)、(10) から、

$$R_1 = 1 \Omega$$

$$R_2 = 1 \Omega$$

$$R_3 = 4 \Omega$$

$$R_4 = 4 \Omega$$

上記の抵抗値は、 $\omega_n = 1 \text{ rad/s}$ および $C_1 = C_2 = C_n = 1 \text{ F}$ として正規化した値です。正規化したカットオフ周波数と抵抗値を実際の値に換算するため、周波数換算係数 (K_f) とインピーダンス換算係数 (K_m) という2つの換算係数を導入します。

$$k_f = \frac{\omega_c}{\omega_n} = \frac{2\pi \times 1 \times 10^3}{1} = 2\pi \times 10^3$$

$$k_m k_f = \frac{C_n}{C_1}$$

$$k_m = 1.59 \times 10^4$$

換算後の値：

$$R_2 = R_1 = 15.9 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = R_4 = 63.6 \text{ k}\Omega$$

$$C_1 = C_2 = 0.01 \mu F$$

実際の抵抗とコンデンサの値の中から、換算値に近いものを選んでください。各部品で実際に使用する値は、回路図に示します。

2 次ハイパス・フィルタ

2 次ハイパス・フィルタは、Sallen-Key 2 次アクティブ・ローパス・フィルタで周波数を決める部品 (R_1 、 R_2 、 C_1 、 C_2) を入れ替えるだけで実現できます。Figure 14 に示すように、抵抗がコンデンサに変わり、コンデンサが抵抗に変わります。同じ値の部品を使用した場合、得られるハイパス・フィルタは、カットオフ周波数と最大利得が前述の 2 次ローパス・フィルタと同じになります。

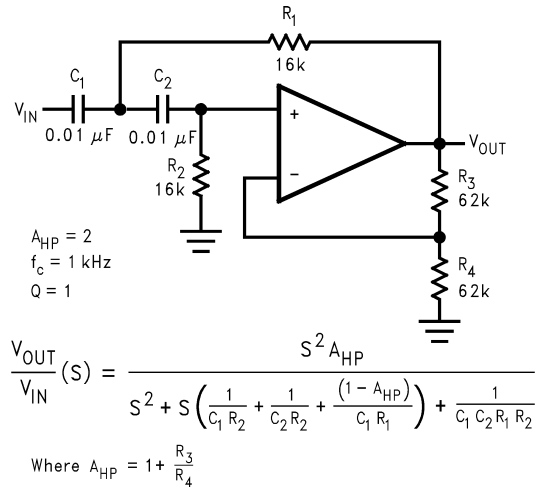


FIGURE 14. Sallen-Key 2nd-Order Active High-Pass Filter

状態可変フィルタ

状態可変フィルタには、3 つのオペアンプが必要です。状態可変フィルタを構成するには、LMV324 などのクワッド・オペアンプを使用すると便利です (Figure 15)。

この回路は 3 つの出力において、ローパス・フィルタ、ハイパス・フィルタ、バンドパス・フィルタを同時に実現しています。これらの特性を表す式を次に示します。このフィルタは、分子と分母の両方で 2 次の伝達関数を構成できるので、「Bi-Quad」アクティブ・フィルタとも呼ばれます。

アプリケーション・ノート(つぎ)

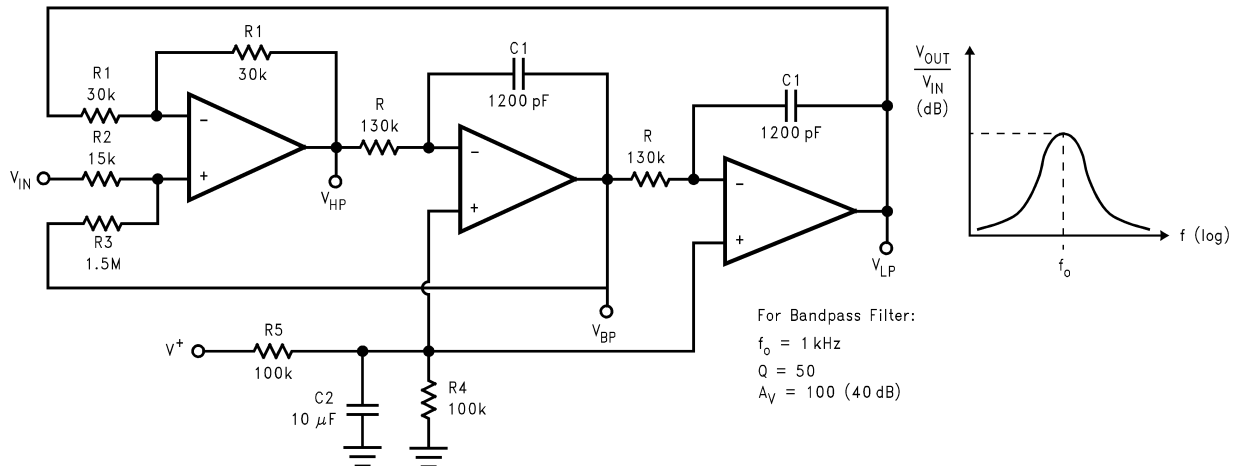


FIGURE 15. State Variable Active Filter

式 (12) からは次の値が得られます。

$$V_{LP} = \left(\frac{2R_3}{R_2 + R_3} \right) \frac{\frac{1}{R^2 C^2}}{S^2 + \frac{1}{\left(\frac{R_2 + R_3}{2R_2} \right) RC} S + \frac{1}{R^2 C^2}} V_{IN}$$

$$V_{HP} = \left(\frac{2R_3}{R_2 + R_3} \right) \frac{S^2}{S^2 + \frac{1}{\left(\frac{R_2 + R_3}{2R_2} \right) RC} S + \frac{1}{R^2 C^2}} V_{IN}$$

$$V_{BP} = \left(\frac{2R_3}{R_2 + R_3} \right) \frac{\left(\frac{1}{RC} \right) S}{S^2 + \frac{1}{\left(\frac{R_2 + R_3}{2R_2} \right) RC} S + \frac{1}{R^2 C^2}} V_{IN}$$

3 つのフィルタすべてで、次のようになります。

$$Q = \frac{R_2 + R_3}{2R_2} \quad (11)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad (\text{resonant frequency}) \quad (12)$$

バンドパス・フィルタの設計例を以下に示します。

システム設計において、 $f_0 = 1\text{kHz}$ および $Q = 50$ のバンドパス・フィルタが必要になったとします。計算する必要があるのは、コンデンサと抵抗の値です。

まず最初に、 C_1 、 R_1 、 R_2 に適当な値を選びます。

$$C_1 = 1200 \text{ pF}$$

$$2R_2 = R_1 = 30 \text{ k}\Omega$$

式 (11) から次の値が得られます。

$$\begin{aligned} R_3 &= R_2(2Q-1) \\ R_3 &= 15 \text{ k}\Omega \times (2 \times 50 - 1) \\ &= 1.5 \text{ M}\Omega \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R &= \frac{1}{\omega_0 C_1} \\ R &= \frac{1}{(2\pi \times 10^3)(1.2 \times 10^{-9})} \\ &= 132.7 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

上記の計算値から、中域利得は $H_0 = R_3/R_2 = 100(40\text{dB})$ となります。これに最も近い、5%の標準抵抗の値を Figure 15 に示します。

パルス発生器および発振器

パルス発生器を Figure 16 に示します。コンデンサ C の充電経路と放電経路を分離するために2つのダイオードを使用しています。

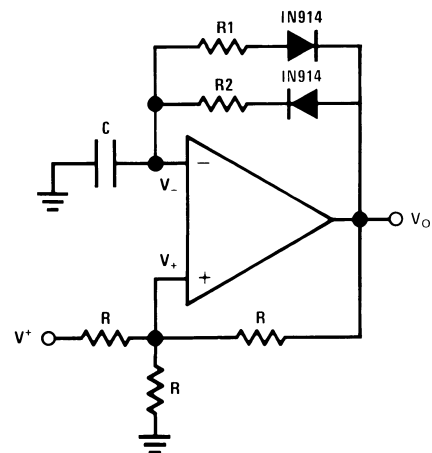


FIGURE 16. Pulse Generator

アプリケーション・ノート(つぎ)

最初、出力電圧 V_O がその最高値 V_{OH} であったとすると、コンデンサ C は R_2 を通じて V_{OH} まで充電されます。C 両端の電圧は時定数 $\tau = R_2 C$ で指数関数的に増大し、その電圧はオペアンプの反転入力ピンに印加されます。それと同時に、非反転入力ピンの電圧は、発生器の正のスレッシュホールド電圧 (V_{TH+}) に設定されます。コンデンサの電圧は V_{TH+} に達するまで増加し続け、 V_{TH+} に達すると発生器の出力は最低電圧 V_{OL} (この場合は 0V) に切り替わります。非反転入力ピンの電圧は、発生器の負のスレッシュホールド電圧 (V_{TH-}) に切り替わります。すると、コンデンサは R_1 を通じて V_{OL} へ向かって指数関数的に時定数 $\tau = R_1 C$ で放電を開始します。コンデンサの電圧が V_{TH-} に達すると、パルス発生器の出力は V_{OH} に切り替わります。コンデンサは充電を開始し、このサイクルが自動的に繰り返されます。

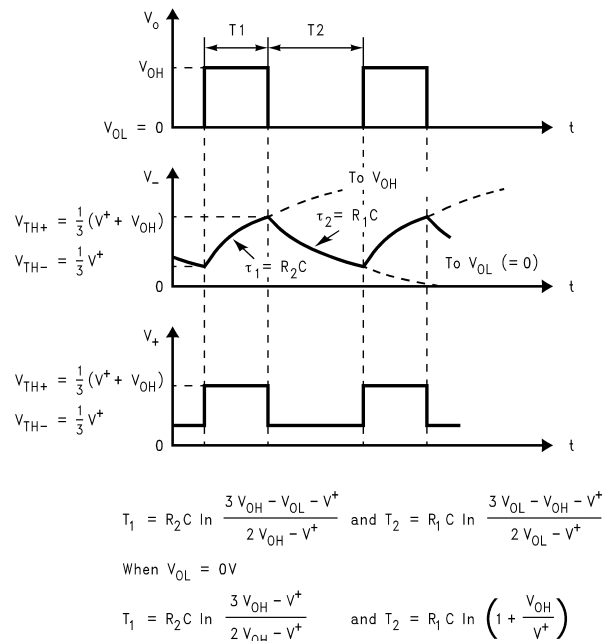


FIGURE 17. Waveforms of the Circuit in Figure 16

Figure 17 に波形を示すとおり、パルス幅 (T_1) は R_2 、 C 、 V_{OH} で決まり、パルス間の時間 (T_2) は R_1 、 C 、 V_{OL} で決まります。このパルス発生器は、コンデンサと抵抗の値をどのように選ぶかによって周波数とパルス幅が変わります。

Figure 18 に示すパルス発生器も、充電経路と放電経路が別れています。コンデンサは R_1 を通じて充電され、 R_2 を通じて放電されます。

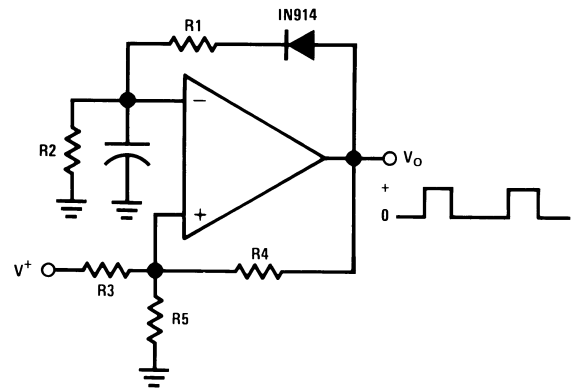


FIGURE 18. Pulse Generator

Figure 19 は、コンデンサの充電経路と放電経路が 1 つになった方形波発生器です。

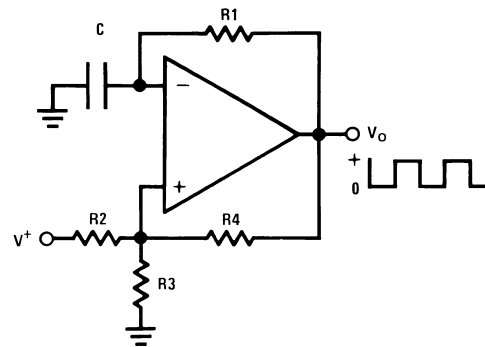


FIGURE 19. Squarewave Generator

電流源と電流シンク

LMV321/LMV358/LMV324 は、帰還ループに使用して、外付けの PNP トランジスタを流れる電流を調節して電流源を形成したり、NPN トランジスタを流れる電流を調節して電流シンクを形成できます。

定電流源

複数の定電流源を Figure 20 に示します。分圧回路 (R_3 と R_4) によって、 R_3 両端の電圧 ($V_{REF} = 2V$) を設定します。負帰還を使用すると R_1 による電圧降下と V_{REF} が等しくなります。これによってトランジスタ Q_1 のエミッタ電流が制御されます。 Q_1 と Q_2 のベース電流を無視すれば、 Q_1 のコレクタからこれと等しい電流を取り出せます。

大きな入力抵抗を使用すれば電流損失を軽減でき、ダーリントン接続を使用すれば Q_1 の β による誤差を減少できます。

抵抗 R_2 の値により、 Q_2 のコレクタ電流を 1mA の基準値より大きくすることも、小さくすることもできます。

アプリケーション・ノート (つづき)

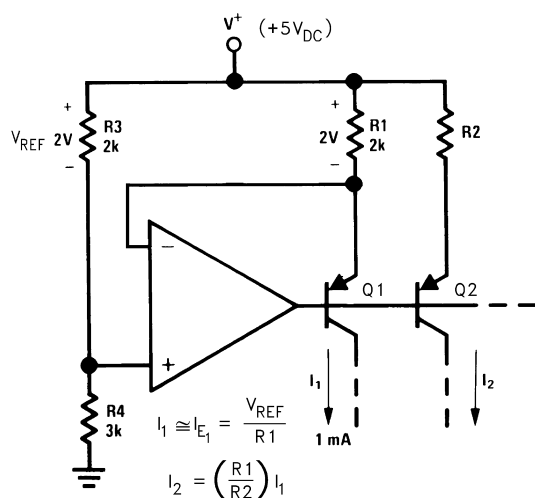


FIGURE 20. Fixed Current Source

高コンプライアンスの電流シンク

Figure 21 に電流シンク回路を示します。この回路に必要なのは 1 個の抵抗 (R_E) だけであり、この抵抗値にそのまま比例した出力電流が流れます。

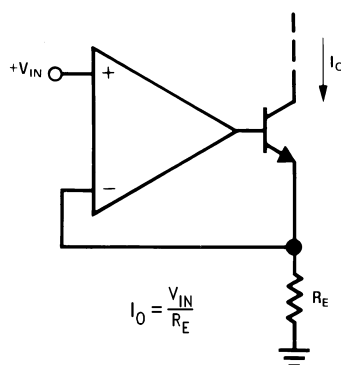


FIGURE 21. High Compliance Current Sink

パワーアンプ

Figure 22 にパワーアンプを示します。この回路は、オペアンプの出力にトランジスタによるバッファが接続されているため、大きな出力電流を供給できます。

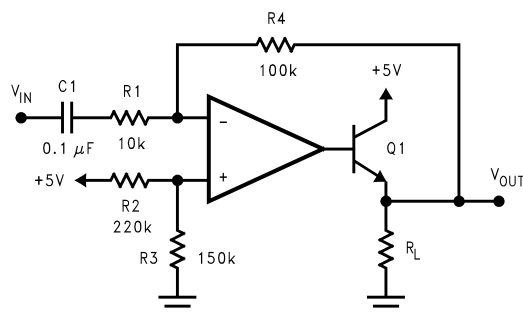


FIGURE 22. Power Amplifier

LEDドライバ

LMV321/LMV358/LMV324 は、Figure 23 に示すように LED のドライブに使用できます。

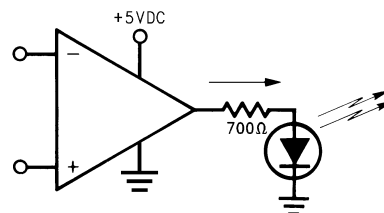


FIGURE 23. LED Driver

ヒステリシス特性を持ったコンパレータ

LMV321/LMV358/LMV324 は、低消費電力のコンパレータとして使用できます。ヒステリシス特性を持ったコンパレータを Figure 24 に示します。ヒステリシス特性は、2つの抵抗の比で決まります。

$$V_{TH+} = V_{REF}/(1 + R_1/R_2) + V_{OH}/(1 + R_2/R_1)$$

$$V_{TH-} = V_{REF}/(1 + R_1/R_2) + V_{OL}/(1 + R_2/R_1)$$

$$V_H = (V_{OH} - V_{OL})/(1 + R_2/R_1)$$

V_{TH+} : 正のスレッシュホールド電圧

V_{TH-} : 負のスレッシュホールド電圧

V_{OH} : High の場合の出力電圧

V_{OL} : Low の場合の出力電圧

V_H : ヒステリシス電圧

LMV321/LMV358/LMV324 はフルスイングの出力が可能なので、 $(V_{OH} - V_{OL})$ は電源電圧である V_S と等しくなります。

$$V_H = V_S/(1 + R_2/R_1)$$

オペアンプの入力ピンにおける差動電圧は、規定の「絶対最大定格」を超えてはいけません。これより先さらに高速なコンパレータが必要な場合は、低電圧動作の汎用コンパレータである、ナショナル セミコンダクターの LMV331/LMV393/LMV339 (シングル/デュアル/クワッド) を推奨します。

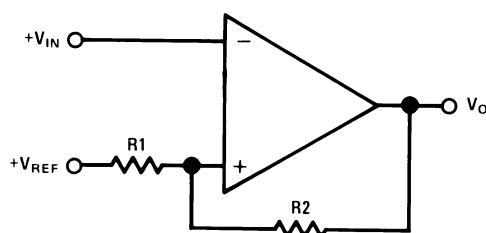
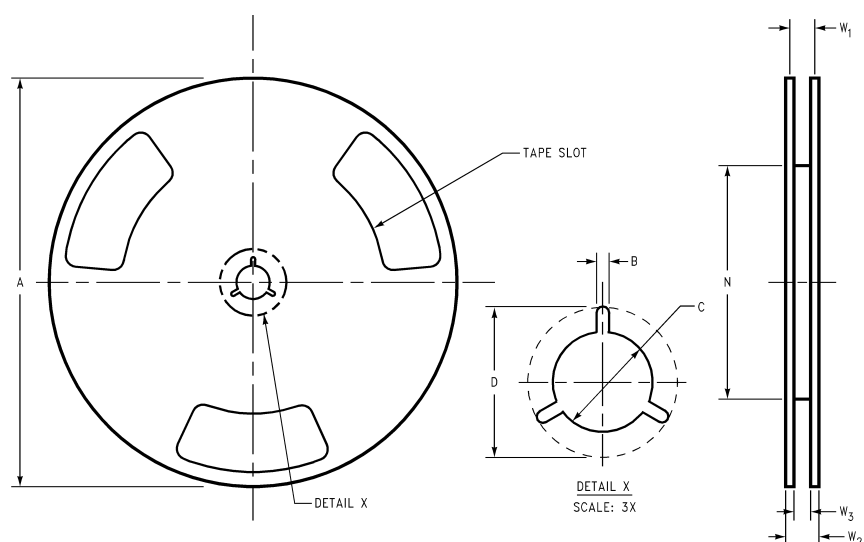


FIGURE 24. Comparator with Hysteresis

SOT-23-5 Tape and Reel Specification (つづき)

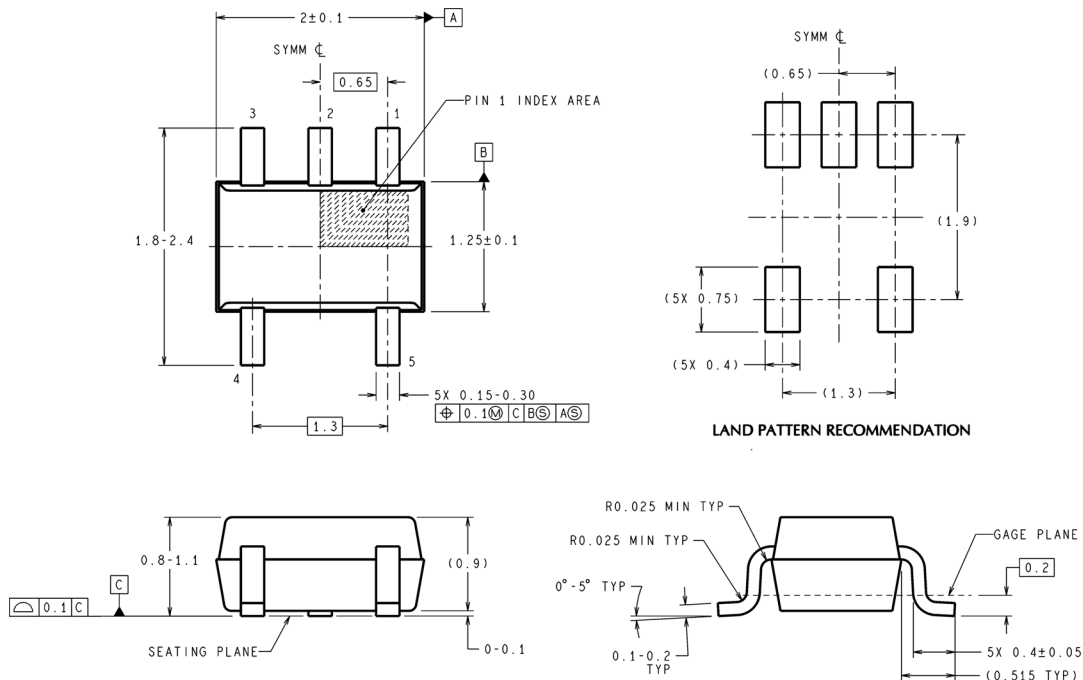
8 mm	0.130 (3.3)	0.124 (3.15)	0.130 (3.3)	0.126 (3.2)	0.138 ±0.002 (3.5 ±0.05)	0.055 ±0.004 (1.4 ±0.11)	0.157 (4)	0.315 ±0.012 (8 ±0.3)
Tape Size	DIM A	DIM A _o	DIM B	DIM B _o	DIM F	DIM K _o	DIM P1	DIM W

REEL DIMENSIONS



8 mm	7.00 330.00	0.059 1.50	0.512 13.00	0.795 20.20	2.165 55.00	0.331 + 0.059/-0.000 8.40 + 1.50/-0.00	0.567 14.40	W1 + 0.078/-0.039 W1 + 2.00/-1.00
Tape Size	A	B	C	D	N	W1	W2	W3

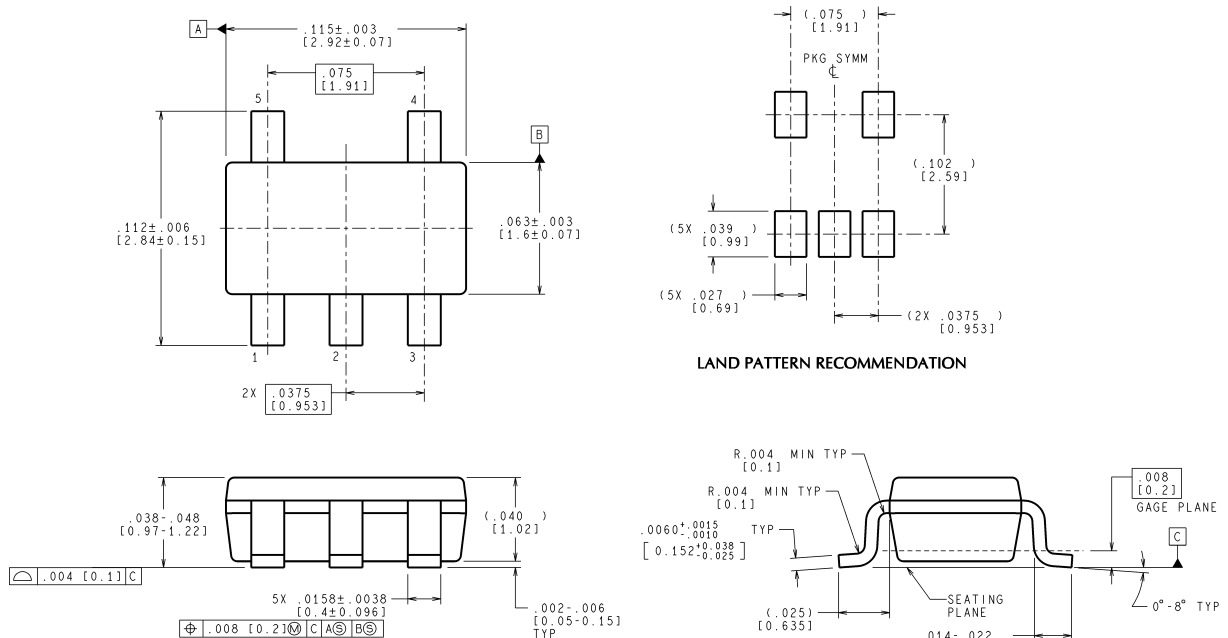
外形寸法図 特記のない限り inches (millimeters)



DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS
DIMENSIONS IN () FOR REFERENCE ONLY

MAA05A (Rev D)

5-Pin SC70-5
NS Package Number MAA05A
単位は millimeters

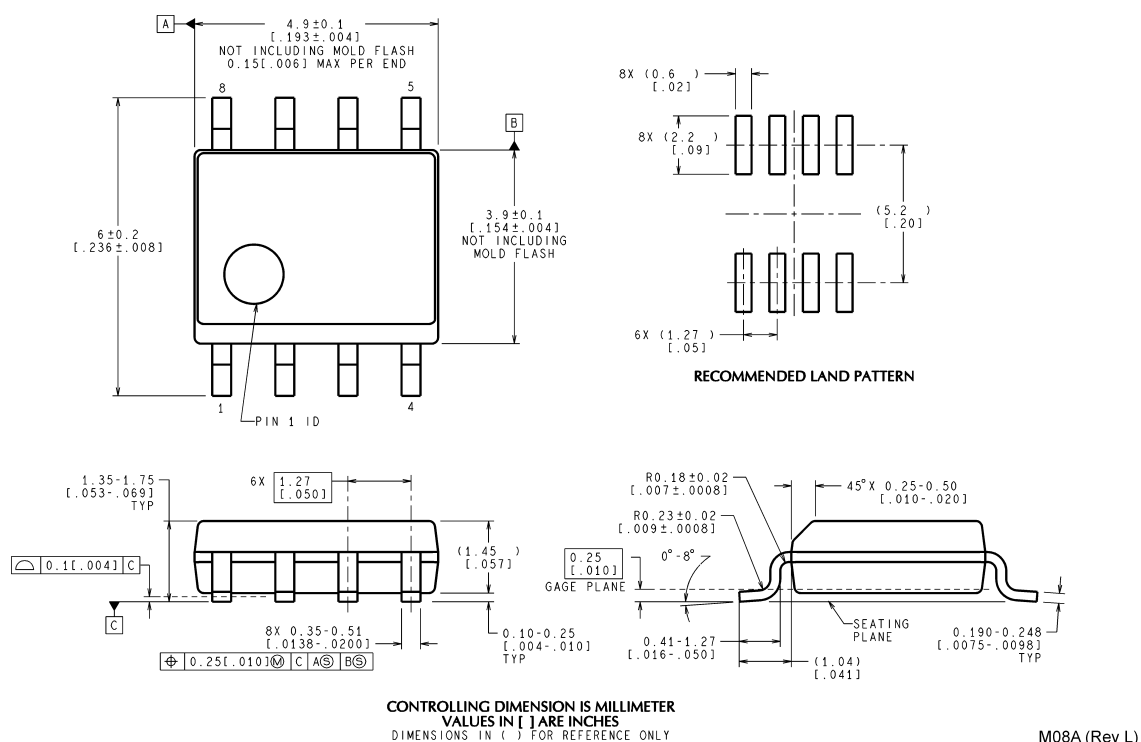


CONTROLLING DIMENSION IS INCH
VALUES IN [] ARE MILLIMETERS
DIMENSIONS IN () FOR REFERENCE ONLY

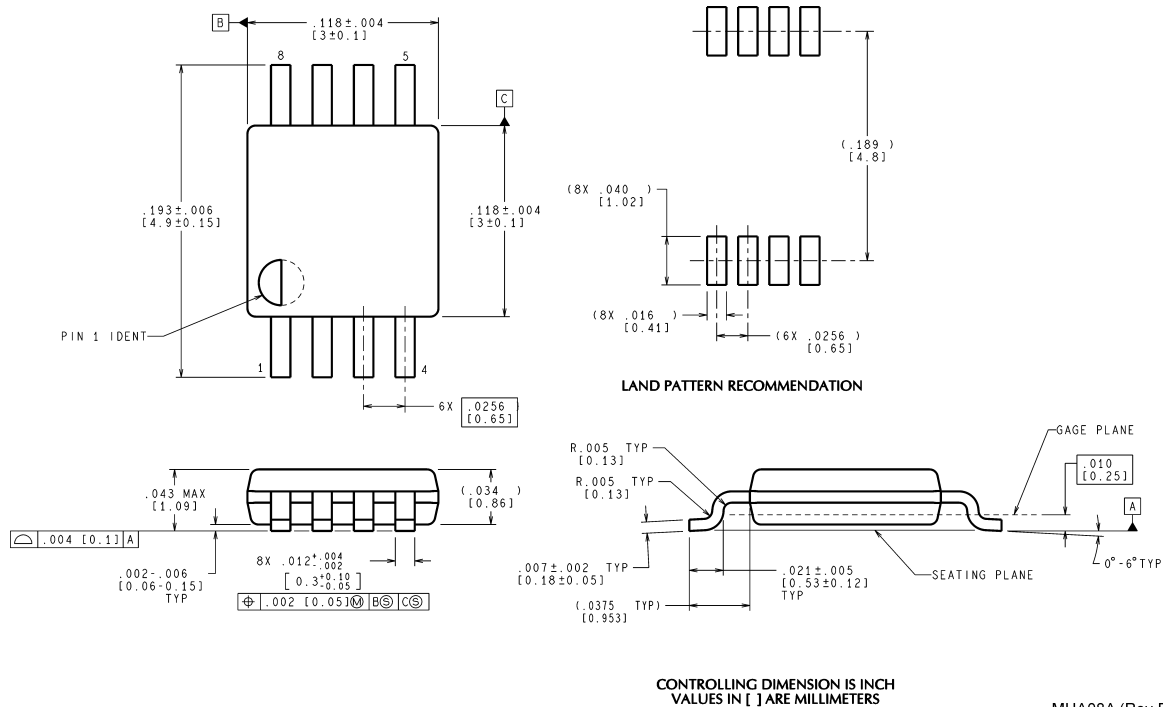
MF05A (Rev C)

5-Pin SOT23-5
NS Package Number MA05B

外形寸法図 特記のない限り inches (millimeters) (つづき)

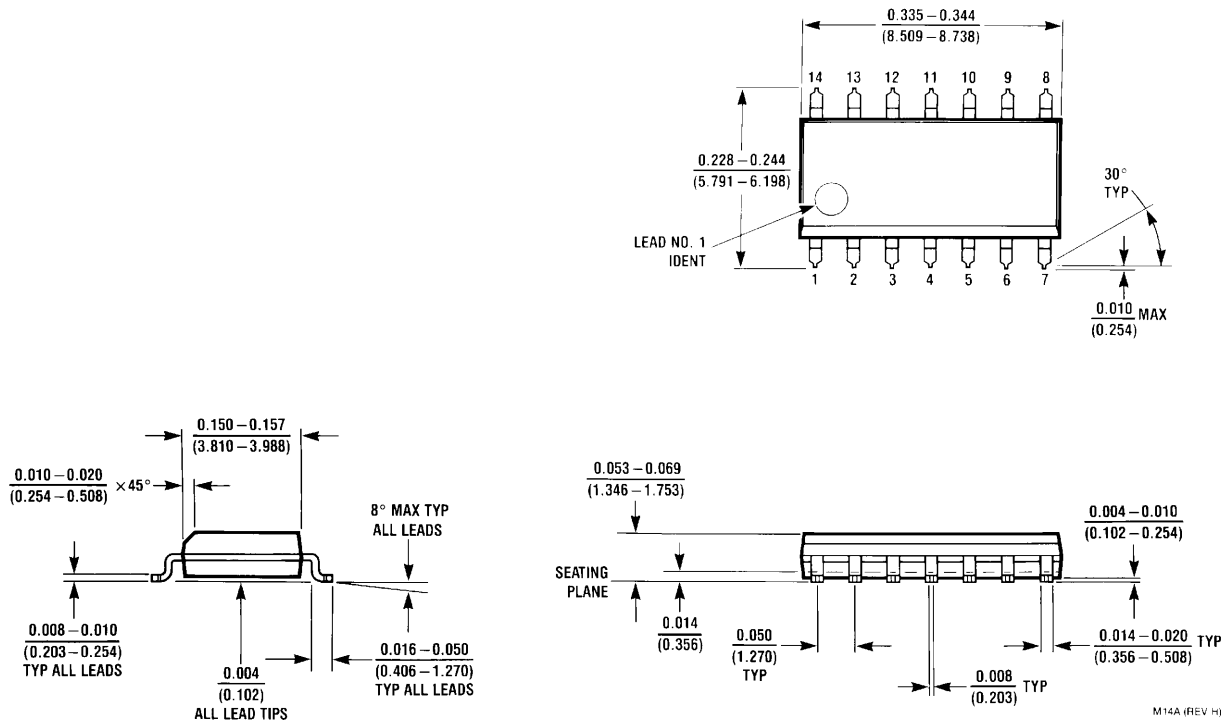


8-Pin SOIC
NS Package Number M08A

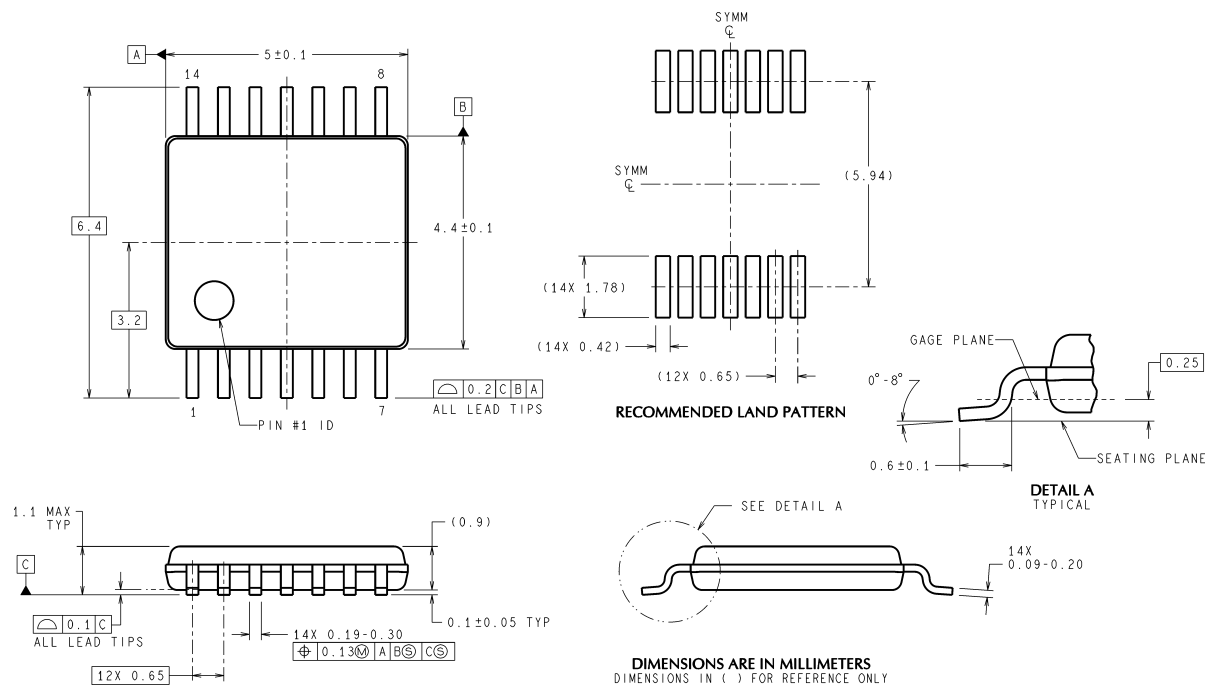


8-Pin MSOP
NS Package Number MUA08A
単位は millimeters

外形寸法図 特記のない限り inches (millimeters) (つづき)



14-Pin SOIC
NS Package Number M14A



14-Pin TSSOPNS Package Number MTC14
単位は millimeters

このドキュメントの内容はナショナル セミコンダクター 社製品の関連情報として提供されます。ナショナル セミコンダクター 社は、この発行物の内容の正確性または完全性について、いかなる表明または保証もいたしません。また、仕様と製品説明を予告なく変更する権利を有します。このドキュメントはいかなる知的財産権に対するライセンスも、明示的、黙示的、禁反言による惹起、またはその他を問わず、付与するものではありません。

試験や品質管理は、ナショナル セミコンダクター 社が自社の製品保証を維持するために必要と考える範囲に用いられます。政府が課す要件によって指定される場合を除き、各製品のすべてのパラメータの試験を必ずしも実施するわけではありません。ナショナル セミコンダクター 社は製品適用の援助や購入者の製品設計に対する義務は負いかねます。ナショナル セミコンダクター 社の部品を使用した製品および製品適用の責任は購入者にあります。ナショナル セミコンダクター 社の製品を用いたいかなる製品の使用または供給に先立ち、購入者は、適切な設計、試験、および動作上の安全手段を講じなければなりません。

それら製品の販売に関するナショナル セミコンダクター 社との取引条件で規定される場合を除き、ナショナル セミコンダクター 社は一切の義務を負わないものとし、また、ナショナル セミコンダクター 社の製品の販売が使用、またはその両方に関連する特定目的への適合性、商品の機能性、ないしは特許、著作権、または他の知的財産権の侵害に関連した義務または保証を含むいかなる表明または黙示的保証も行いません。

生命維持装置への使用について

ナショナル セミコンダクター 社の製品は、ナショナル セミコンダクター 社の最高経営責任者 (CEO) および法務部門 (GENERAL COUNSEL) の事前の書面による承諾がない限り、生命維持装置または生命維持システム内のきわめて重要な部品に使用することは認められていません。

ここで、生命維持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。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。

National Semiconductor とナショナル セミコンダクター のロゴはナショナル セミコンダクター コーポレーションの登録商標です。その他のブランドや製品名は各権利所有者の商標または登録商標です。

Copyright © 2007 National Semiconductor Corporation

製品の最新情報については www.national.com をご覧ください。

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。

www.national.com/jpn/