



# 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 LMV358/324 は、従来からある汎用オペアンプ LM358/324 (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。

LMV321/358/324 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 LM358/324 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。LMV321/358/324 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。LMV321/358/324 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

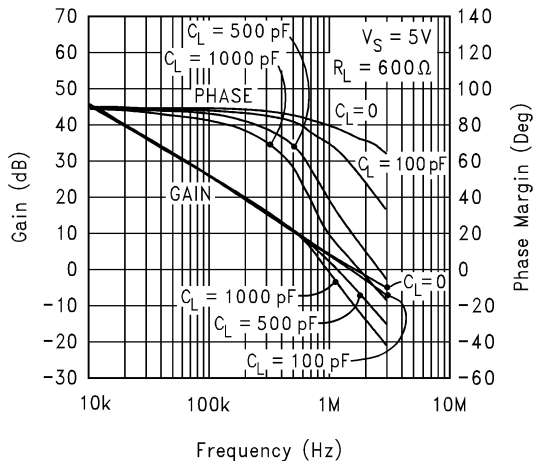
(特記のない限り、 $V^+ = 5V$ 、 $V^- = 0V$ )

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

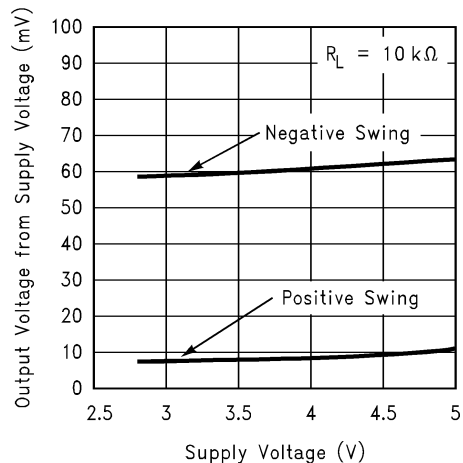
### アプリケーション

- 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

Gain and Phase vs. Capacitive Load



Output Voltage Swing vs. Supply Voltage



### 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。  
関連する電気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)

マシン・モデル 100V  
人体モデル  
LMV358/324 2000V  
LMV321 900V  
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 ( $\theta_{JA}$ )(Note 10)  
5  $\square$  SC70 478 /W  
5  $\square$  SOT23 265 /W  
8  $\square$  SOIC 190 /W  
8  $\square$  MSOP 235 /W  
14  $\square$  SOIC 145 /W  
14  $\square$  TSSOP 155 /W

### 2.7V DC 電気的特性

特記のない限り、すべてのリミット値は  $T_J = 25^\circ\text{C}$ 、 $V^+ = 2.7\text{V}$ 、 $V^- = 0\text{V}$ 、 $V_{CM} = 1.0\text{V}$ 、 $V_O = V^+ / 2$ 、 $R_L > 1\text{M}$  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 $\geq 50$ 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	$\mu\text{A}$
		LMV358		140	340	$\mu\text{A}$
		Both amplifiers				$\mu\text{A}$
		LMV324		260	680	$\mu\text{A}$
		All four amplifiers				$\mu\text{A}$

### 2.7V AC 電気的特性

特記のない限り、すべてのリミット値は  $T_J = 25^\circ\text{C}$ 、 $V^+ = 2.7\text{V}$ 、 $V^- = 0\text{V}$ 、 $V_{CM} = 1.0\text{V}$ 、 $V_O = V^+ / 2$ 、 $R_L > 1\text{M}$  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
$\Phi_m$	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  $T_J = 25^\circ\text{C}$ 、 $V^+ = 5\text{V}$ 、 $V^- = 0\text{V}$ 、 $V_{CM} = 2.0\text{V}$ 、 $V_O = V^+ / 2$ 、 $R_L > 1\text{M}$  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 9	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 $\geq 50$ 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	$V^+ - 300$ <b><math>V^+ - 400</math></b>	$V^+ - 40$		mV
				120	300 400	mV
		$R_L = 10\text{ k}\Omega$ to 2.5V	$V^+ - 100$ <b><math>V^+ - 200</math></b>	$V^+ - 10$		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	$\mu\text{A}$
		LMV358 Both amplifiers		210	440 615	$\mu\text{A}$
		LMV324 All four amplifiers		410	830 1160	$\mu\text{A}$

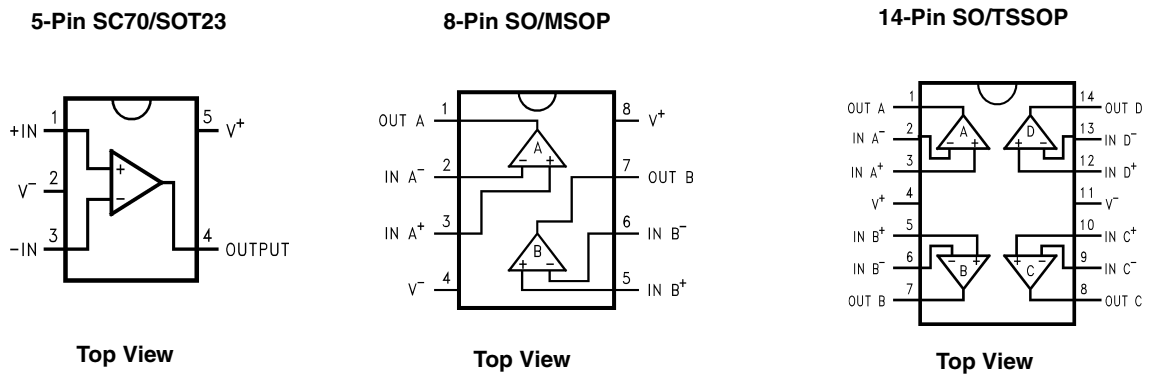
### 5V AC 電気的特性

特記のない限り、すべてのリミット値は  $T_J = 25^\circ\text{C}$ 、 $V^+ = 5\text{V}$ 、 $V^- = 0\text{V}$ 、 $V_{CM} = 2.0\text{V}$ 、 $V_O = V^+ / 2$ 、 $R_L > 1\text{M}$  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/ $\mu\text{s}$
GBWP	Gain-Bandwidth Product	$C_L = 200\text{ pF}$		1		MHz
$\Phi_m$	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、 $T_{J(MAX)}$ 、 $J_A$ 、 $T_A$  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、 $P_D = (T_{J(MAX)} - T_A) / J_A$  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。正または負のスル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

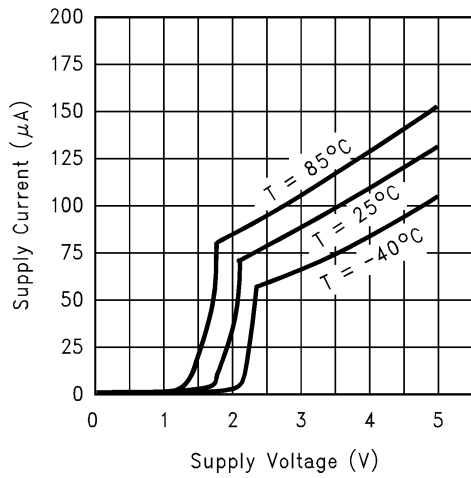


製品情報

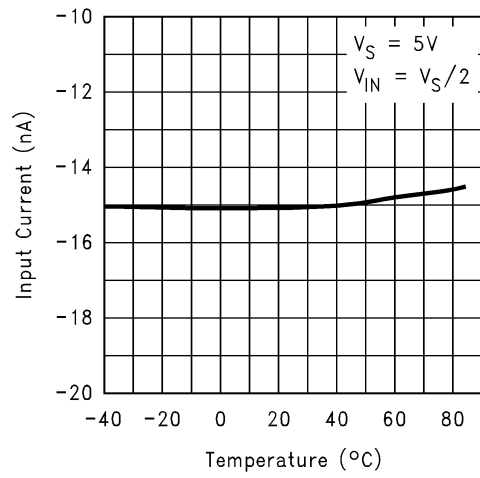
Package	Temperature Range	Packaging Marking	Transport Media	NSC Drawing
	Industrial -40°C to +85°C			
5-Pin SC70	LMV321M7	A12	1k Units Tape and Reel	MAA05A
	LMV321M7X	A12	3k Units Tape and Reel	
5-Pin SOT23	LMV321M5	A13	1k Units Tape and Reel	MF05A
	LMV321M5X	A13	3k Units Tape and Reel	
8-Pin SOIC	LMV358M	LMV358M	Rails	M08A
	LMV358MX	LMV358M	2.5k Units Tape and Reel	
8-Pin MSOP	LMV358MM	LMV358	1k Units Tape and Reel	MUA08A
	LMV358MMX	LMV358	3.5k Units Tape and Reel	
14-Pin SOIC	LMV324M	LMV324M	Rails	M14A
	LMV324MX	LMV324M	2.5k Units Tape and Reel	
14-Pin TSSOP	LMV324MT	LMV324MT	Rails	MTC14
	LMV324MTX	LMV324MT	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、 $T_A = 25$ 。

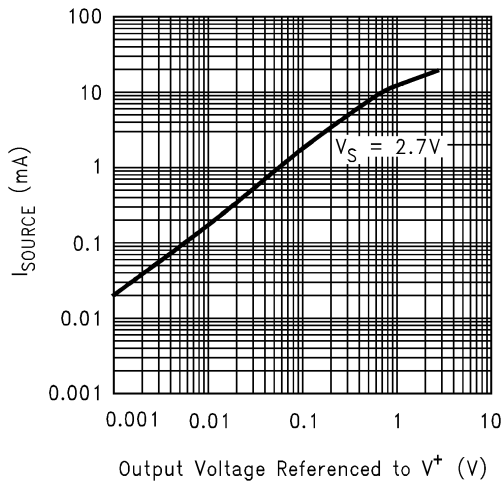
**Supply Current vs. Supply Voltage (LMV321)**



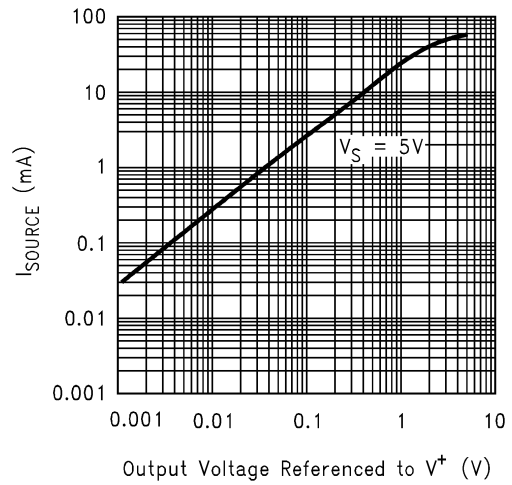
**Input Current vs. Temperature**



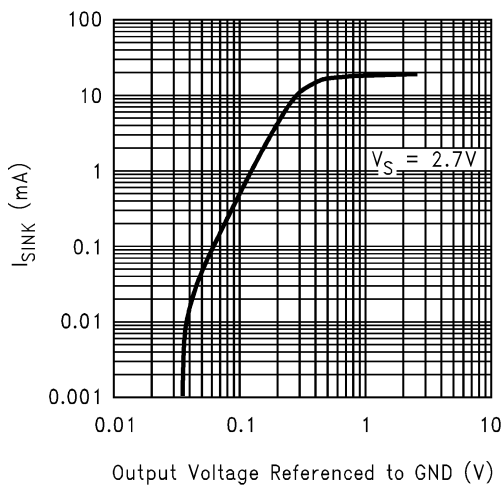
**Sourcing Current vs. Output Voltage**



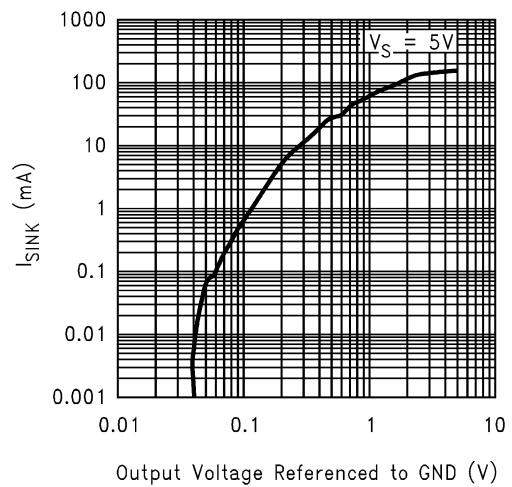
**Sourcing Current vs. Output Voltage**



**Sinking Current vs. Output Voltage**

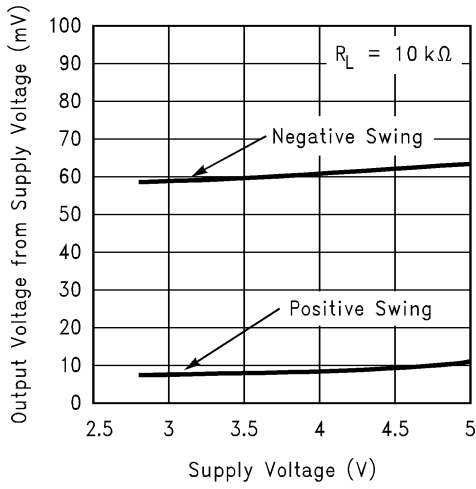


**Sinking Current vs. Output Voltage**

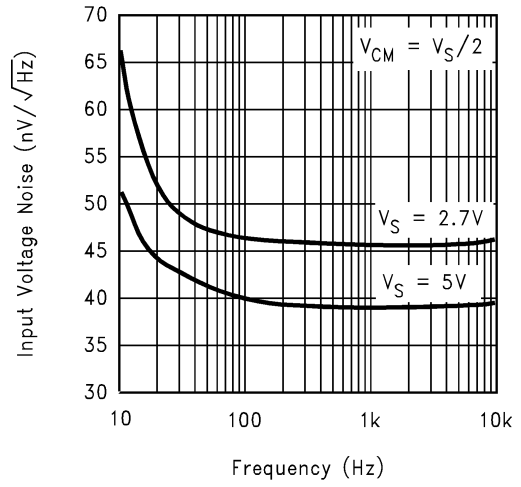


代表的な性能特性 特記のない限り、 $V_S = +5V$ 、単一電源、 $T_A = 25$ 。 (つづき)

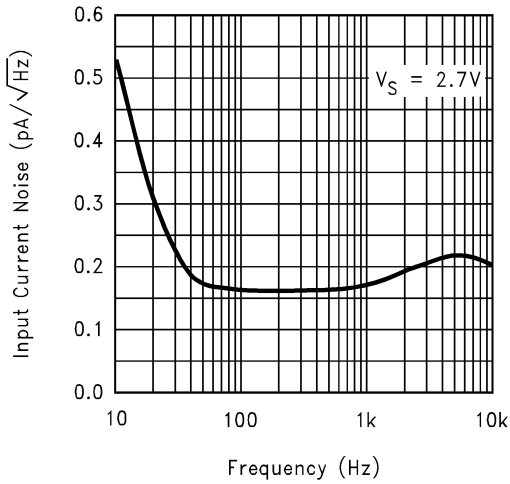
Output Voltage Swing vs. Supply Voltage



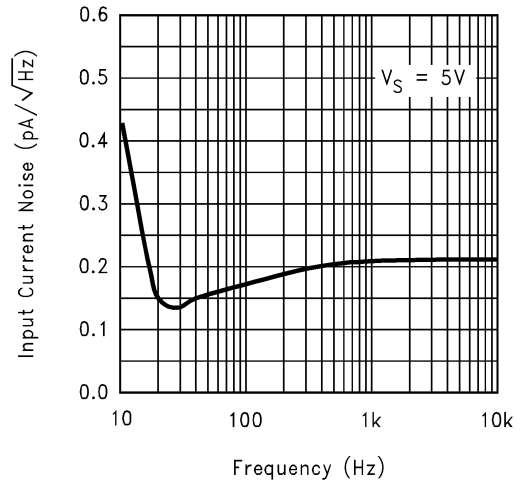
Input Voltage Noise vs. Frequency



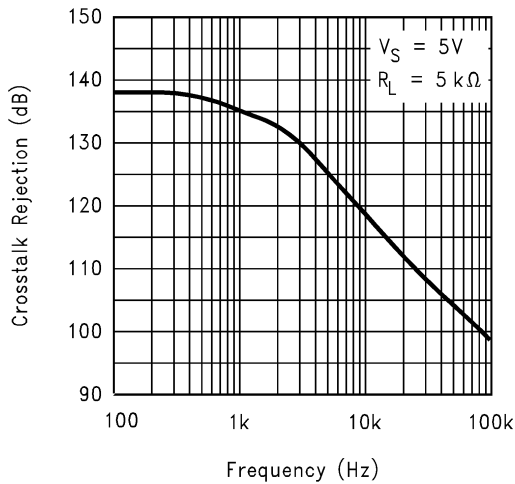
Input Current Noise vs. Frequency



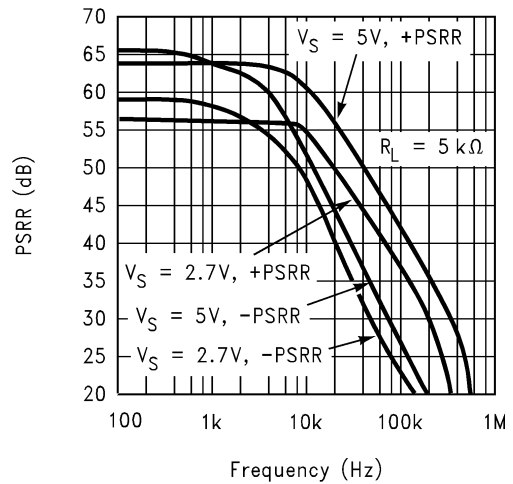
Input Current Noise vs. Frequency



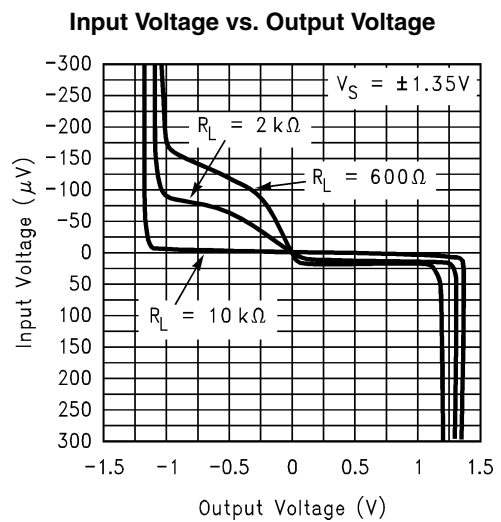
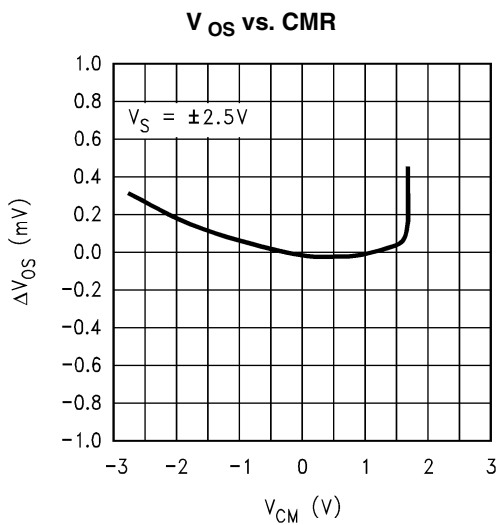
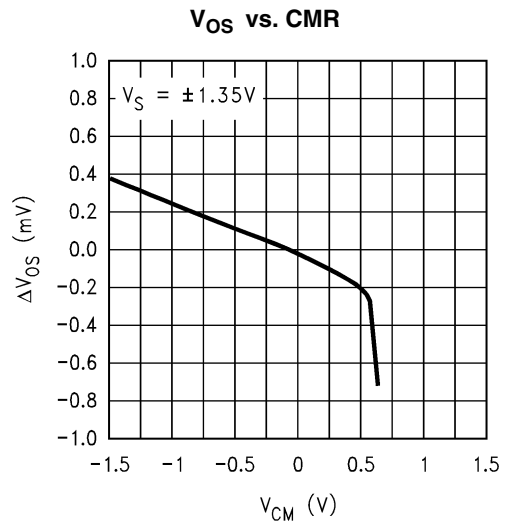
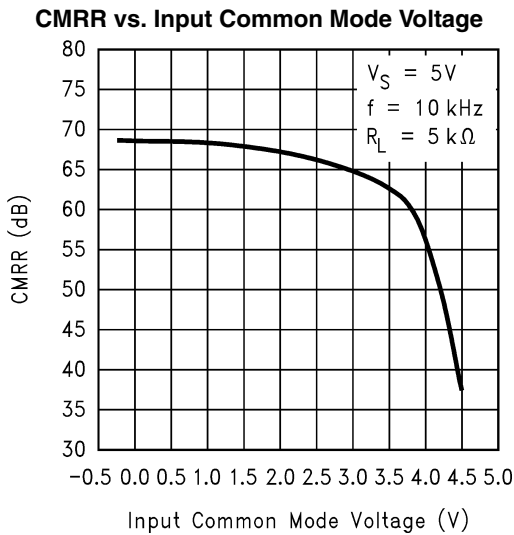
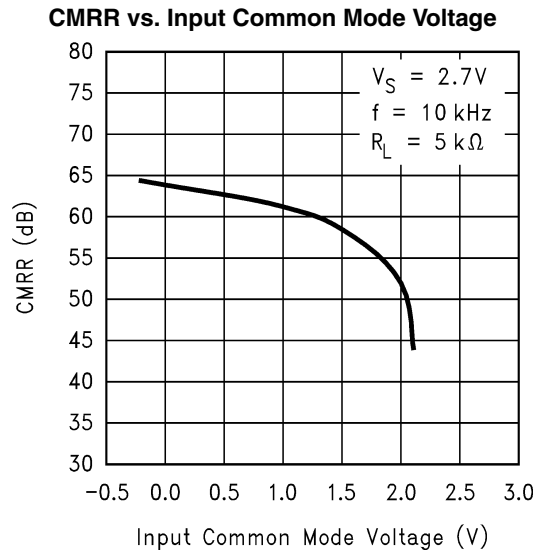
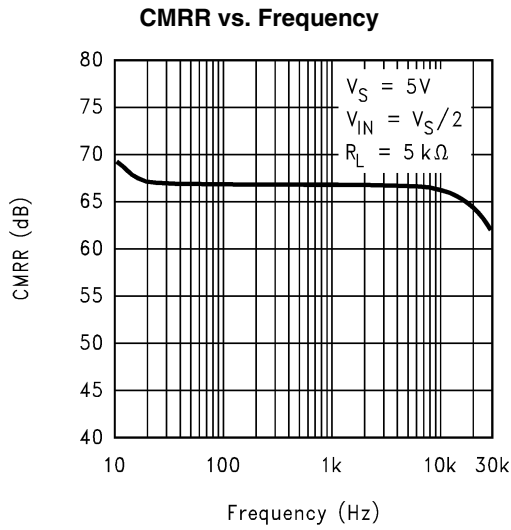
Crosstalk Rejection vs. Frequency



PSRR vs. Frequency

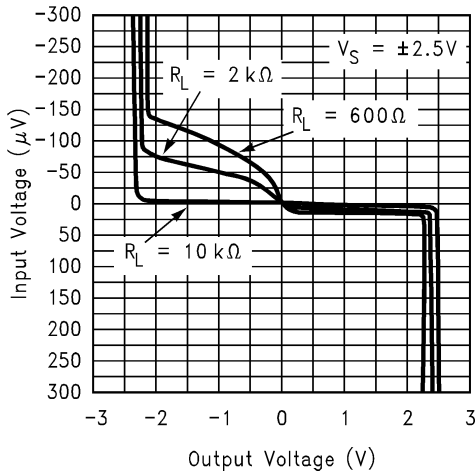


代表的な性能特性 特記のない限り、 $V_S = +5V$ 、単一電源、 $T_A = 25^\circ$ 。(つづき)

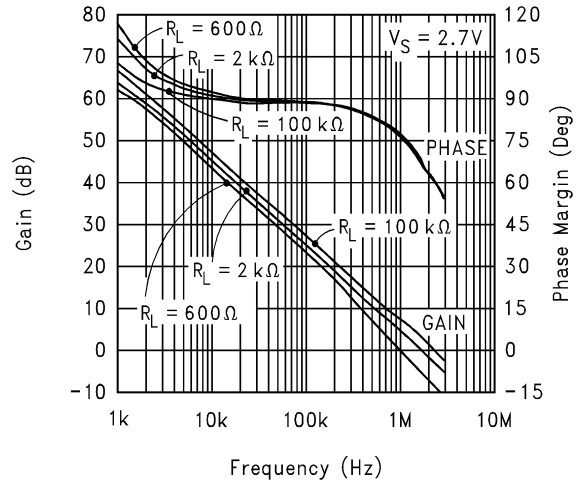


代表的な性能特性 特記のない限り、 $V_S = +5V$ 、単一電源、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。(つづき)

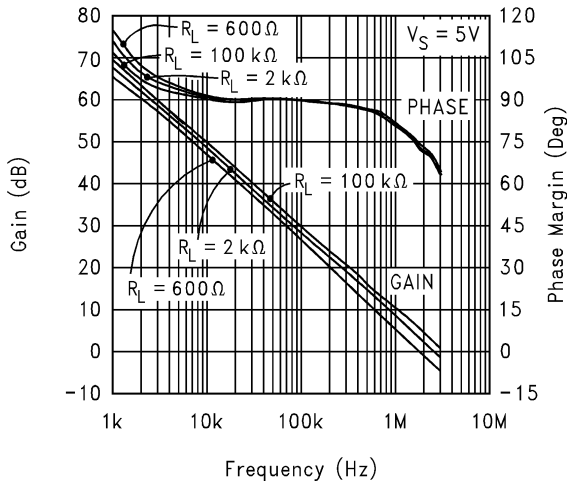
Input Voltage vs. Output Voltage



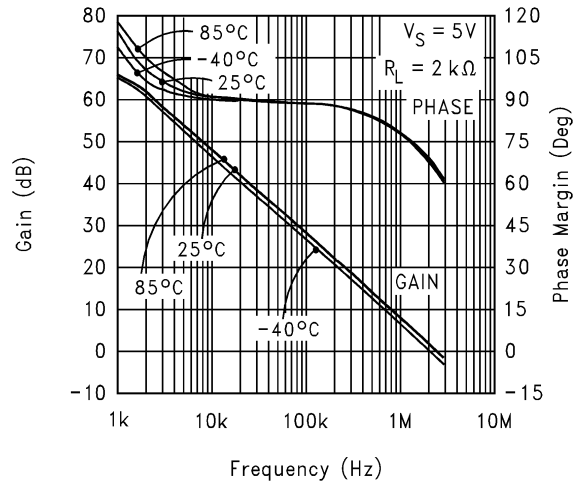
Open Loop Frequency Response



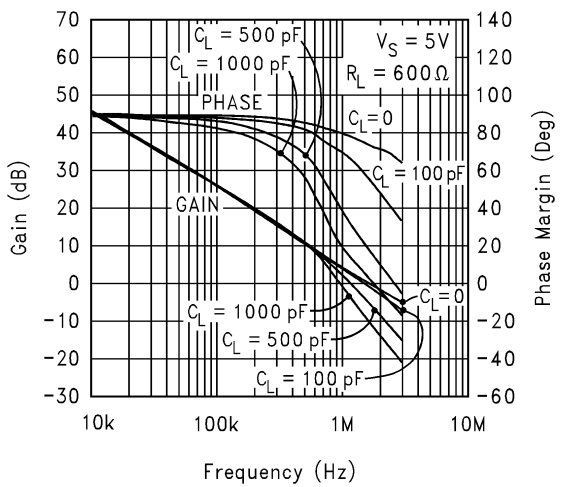
Open Loop Frequency Response



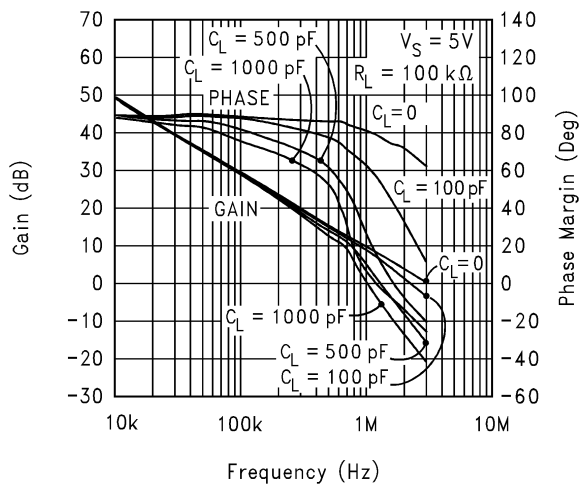
Open Loop Frequency Response vs. Temperature



Gain and Phase vs. Capacitive Load

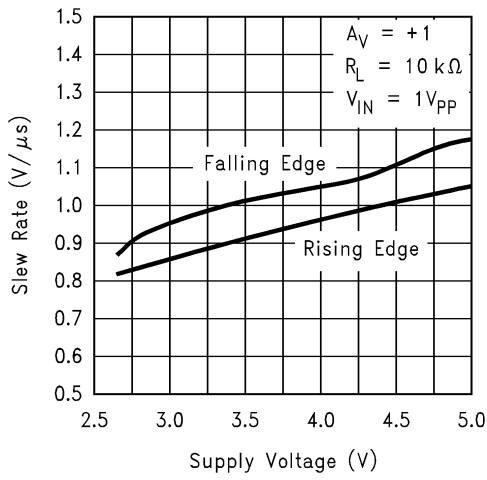


Gain and Phase vs. Capacitive Load

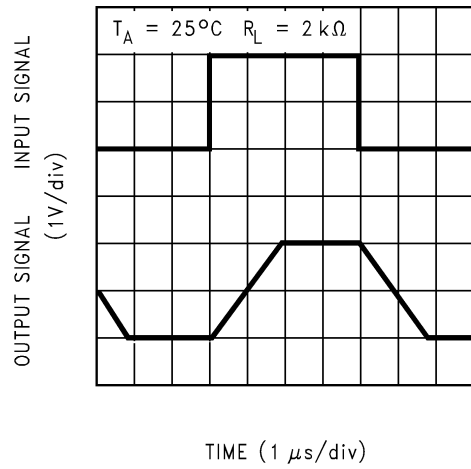


代表的な性能特性 特記のない限り、 $V_S = +5V$ 、単一電源、 $T_A = 25^\circ C$ 。(つづき)

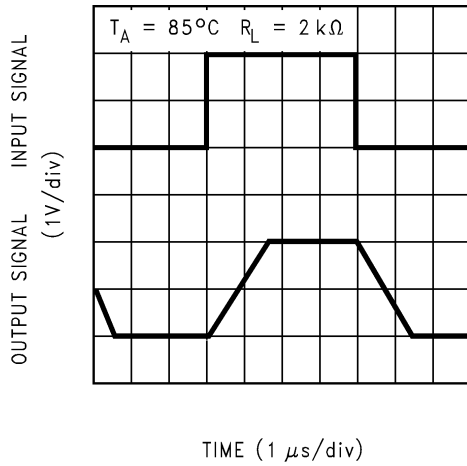
**Slew Rate vs. Supply Voltage**



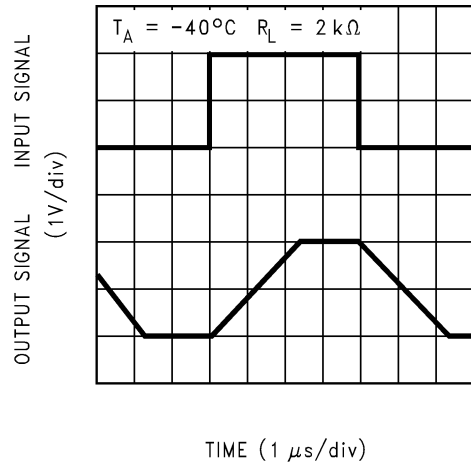
**Non-Inverting Large Signal Pulse Response**



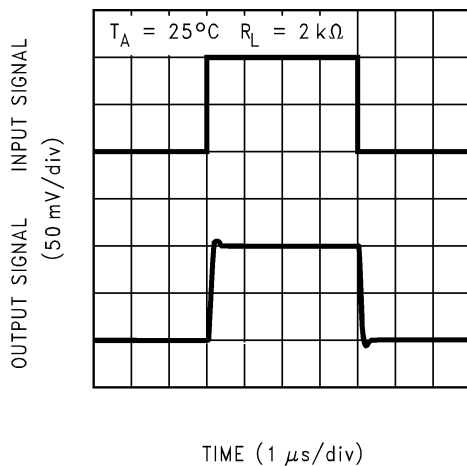
**Non-Inverting Large Signal Pulse Response**



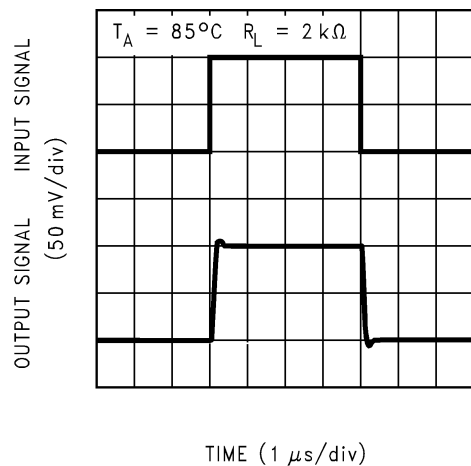
**Non-Inverting Large Signal Pulse Response**



**Non-Inverting Small Signal Pulse Response**

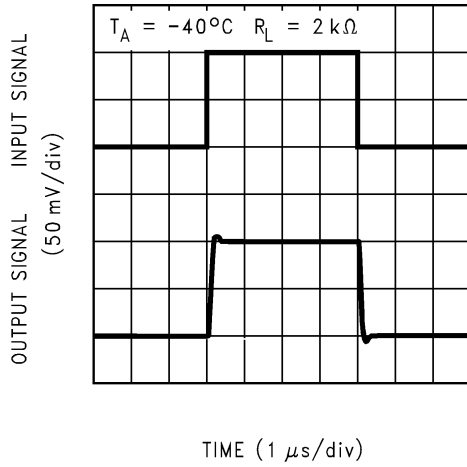


**Non-Inverting Small Signal Pulse Response**

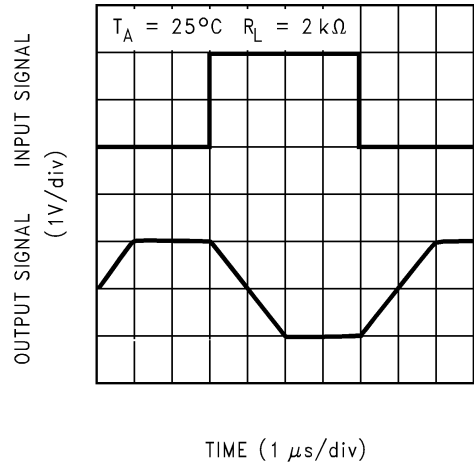


代表的な性能特性 特記のない限り、 $V_S = +5V$ 、単一電源、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。(つづき)

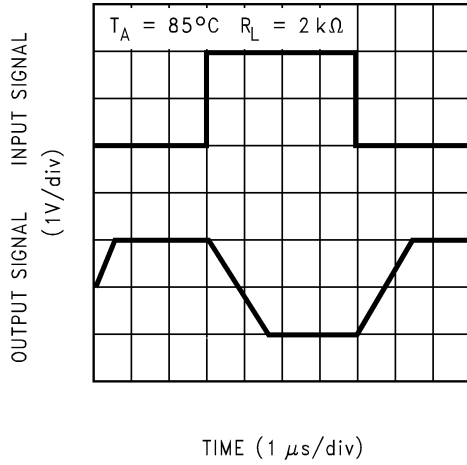
Non-Inverting Small Signal Pulse Response



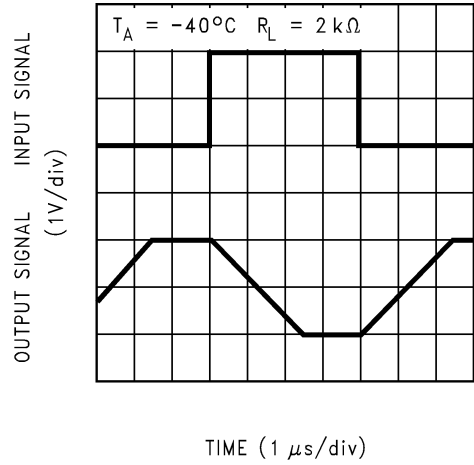
Inverting Large Signal Pulse Response



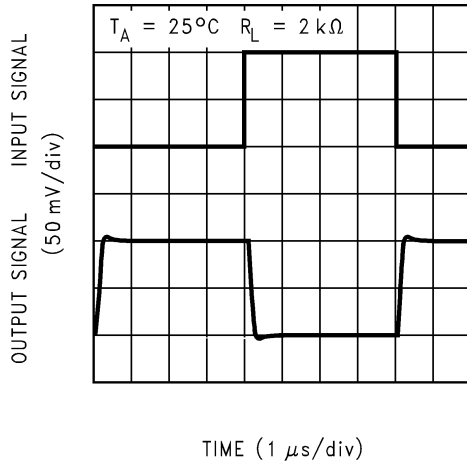
Inverting Large Signal Pulse Response



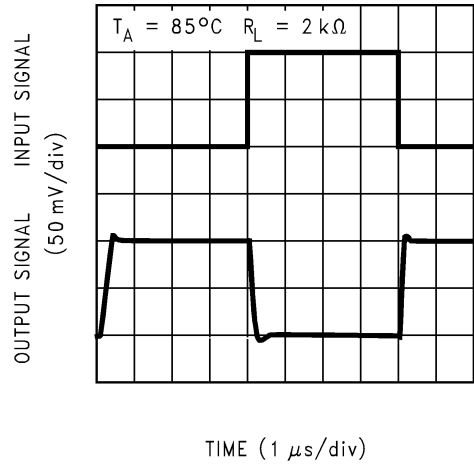
Inverting Large Signal Pulse Response



Inverting Small Signal Pulse Response

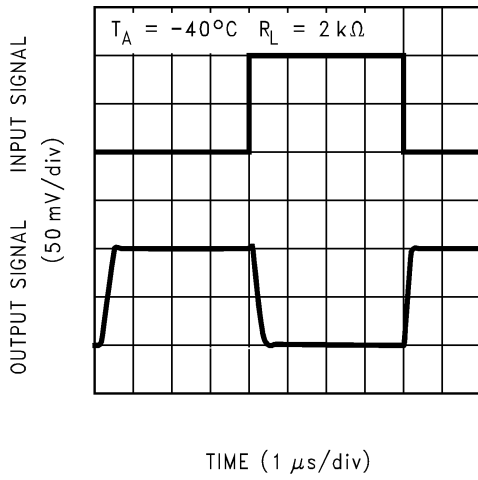


Inverting Small Signal Pulse Response

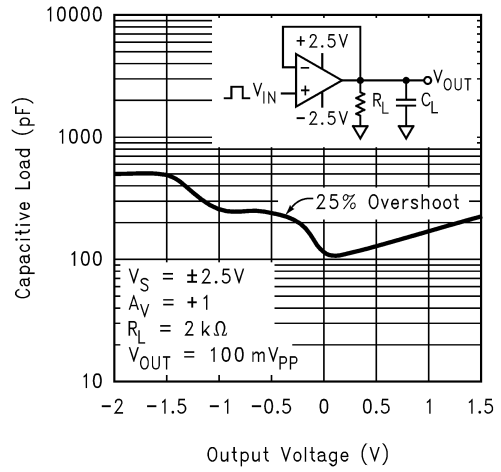


代表的な性能特性 特記のない限り、 $V_S = +5V$ 、単一電源、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。(つづき)

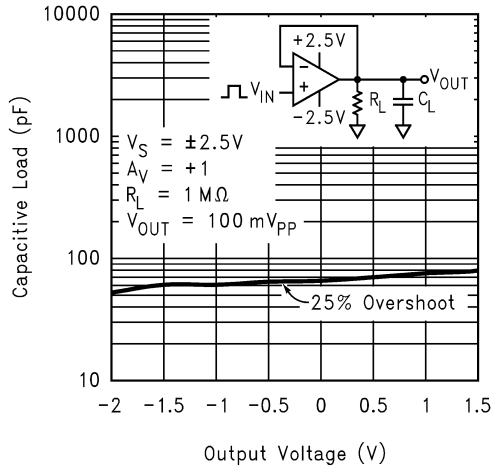
**Inverting Small Signal Pulse Response**



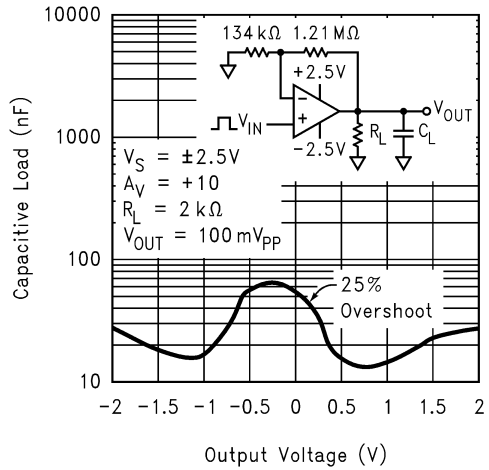
**Stability vs. Capacitive Load**



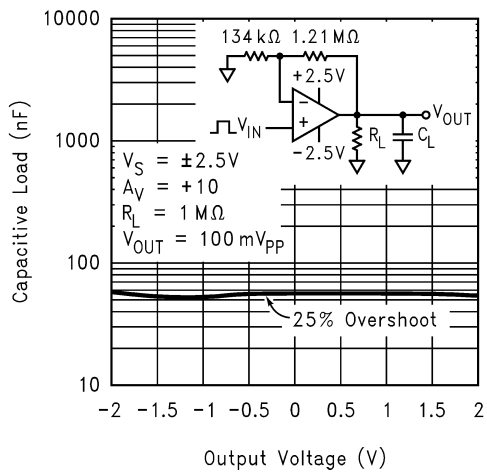
**Stability vs. Capacitive Load**



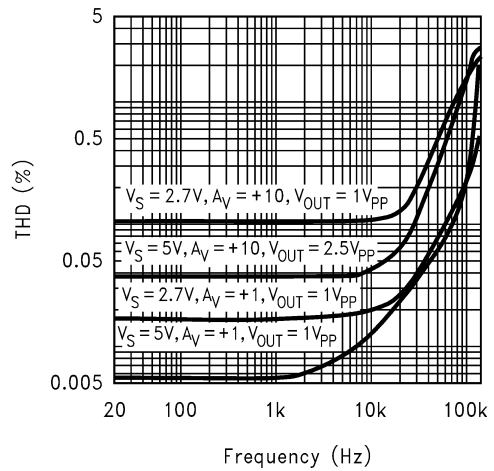
**Stability vs. Capacitive Load**



**Stability vs. Capacitive Load**

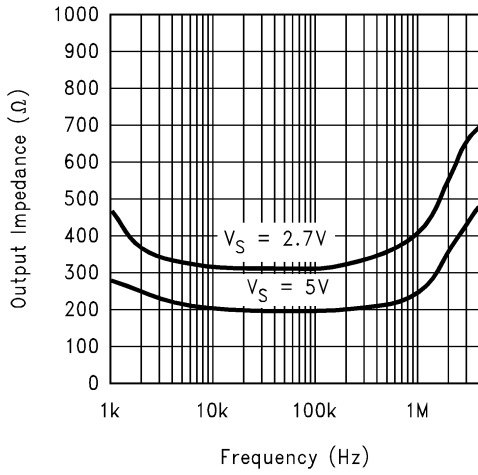


**THD vs. Frequency**

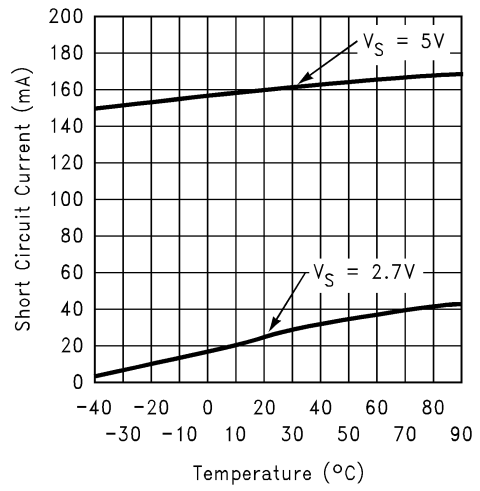


代表的な性能特性 特記のない限り、 $V_S = +5V$ 、単一電源、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。(つづき)

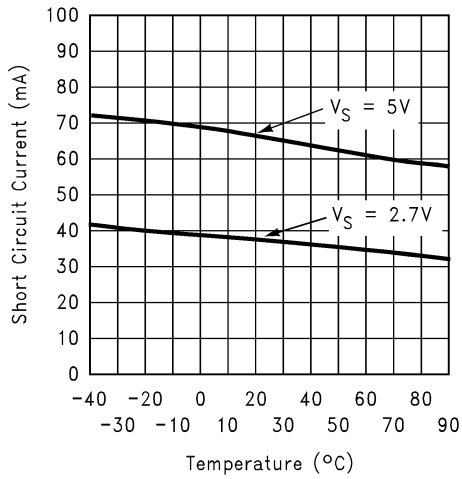
Open Loop Output Impedance vs. Frequency



Short Circuit Current vs. Temperature (Sinking)



Short Circuit Current vs. Temperature (Sourcing)



## アプリケーション・ノート

### LMV321/358/324 の利点

#### サイズ

LMV321/358/324 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。LMV321/358/324 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。LMV321/358/324 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

LMV321/358/324 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

LMV321/358/324 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  $V_{+}$  より大きくできません。しかし入力電圧が  $25^{\circ}\text{C}$  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

LMV321/358/324 は、LM324 と類似した特性を備えています。加えて、この新しい LMV321/358/324 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、 $V_S = \pm 2.5V$  で、 $R_L (= 2k\ \Omega)$  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。

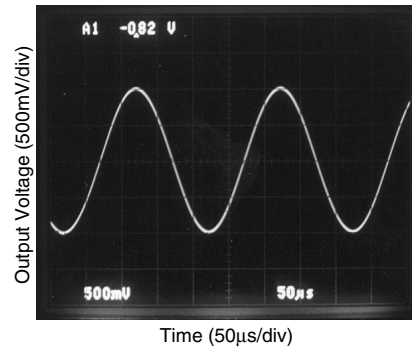


FIGURE 1. Output Swing of LMV324

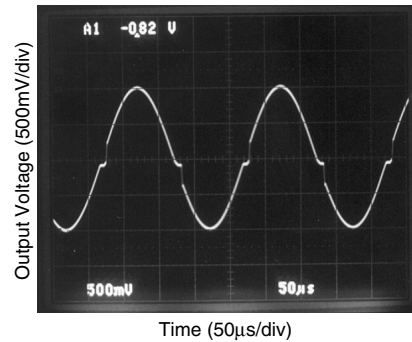


FIGURE 2. Output Swing of LM324

#### 容量性負荷許容度

LMV321/358/324 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せられることで、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。

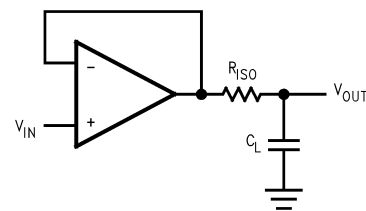


FIGURE 3. Indirectly Driving A Capacitive Load Using Resistive Isolation

アプリケーション・ノート(つぎ)

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 620  $\Omega$ 、 $C_L$  に 510pF を使用したときの出力波形を Figure 4 に示します。

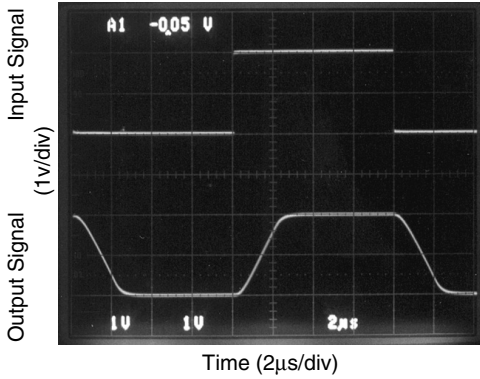


FIGURE 4. Pulse Response of the LMV324 Circuit in Figure 3

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、LMV321/358/324 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。

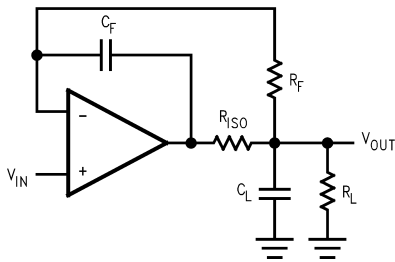


FIGURE 5. Indirectly Driving A Capacitive Load with DC Accuracy

入力バイアス電流の打ち消し

LMV321/358/324 ファミリーは、バイポーラ型の入力段を備えています。LMV321/358/324 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。

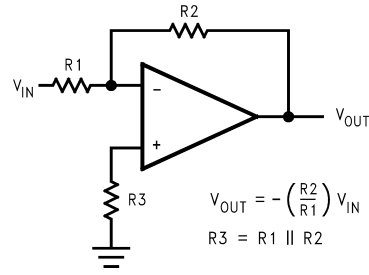
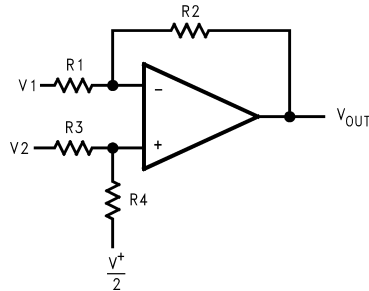


FIGURE 6. Cancelling the Error Caused by Input Bias Current

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。

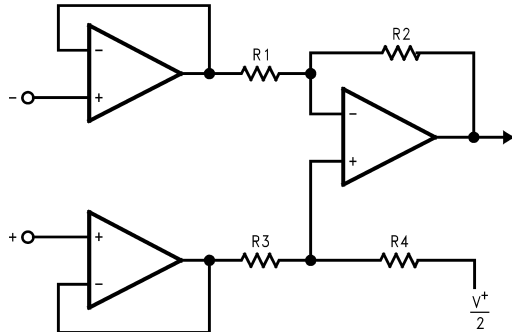
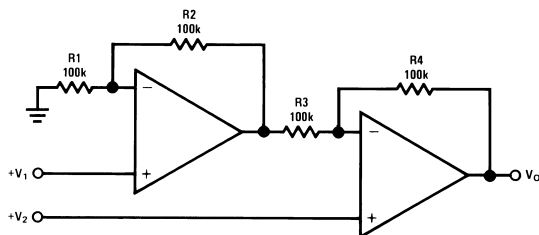


FIGURE 8. Three-op-amp Instrumentation Amplifier

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、100M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 $R_2$ より先わずかに小さくし、 $R_2$ 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必要があります。 $R_4$ 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。



$$V_0 = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)(V_2 - V_1), \text{ where } R_1 = R_4 \text{ and } R_2 = R_3$$

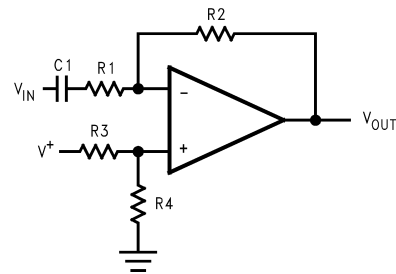
As shown:  $V_0 = 2(V_2 - V_1)$

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 $f_c = 1/2 R_1 C_1$ 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。



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

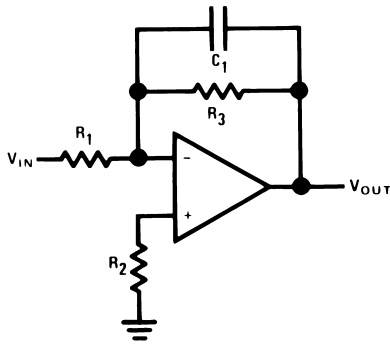
FIGURE 10. Single-Supply Inverting Amplifier

### 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(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せん。このフィルタは、カットオフ周波数 $f_c$ 以後で $-20\text{dB/decade}$ 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

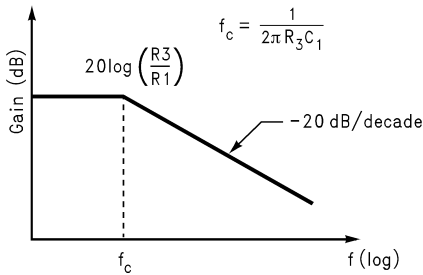


FIGURE 12. Frequency Response of Simple Low-Pass Active Filter in Figure 11

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、次式を満たすスルーレートを満たすオペアンプを選択する必要があります。

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

$f_H$ 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。

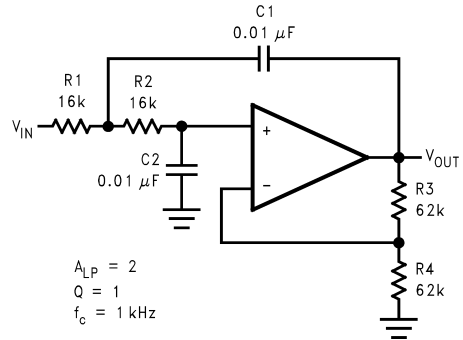
Sallen-Key 2次アクティブ・ローパス・フィルタ

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。

$$A_{LP} = \frac{R_3}{R_4} + 1 \tag{1}$$

伝達関数は次のようになります。

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



$$A_{LP} = 2$$

$$Q = 1$$

$$f_c = 1 \text{ kHz}$$

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。

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

Q: 極のQ

$\omega_c$ : 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。

$$\omega_c^2 = \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \tag{4}$$

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

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、 $\omega_c = 1 \text{ rad/s}$ 、 $C_1 = C_2 = C_n = 1 \text{ F}$ 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。

$$R_1 = \frac{1}{R_2} \tag{6}$$

式(5)からは次式が得られます。

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

### 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。

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

### アプリケーション・ノート(つづき)

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

$C_1$  と  $C_2$  は、一般に次式に近いか等しい値にします。

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

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、

$$R_1 = 1$$

$$R_2 = 1$$

$$R_3 = 4$$

$$R_4 = 4$$

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：

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

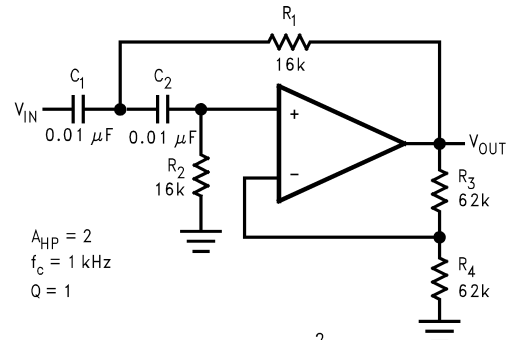
$$R_3 = R_4 = 63.6 \text{ k}$$

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

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。



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

Where  $A_{HP} = 1 + \frac{R_3}{R_4}$

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)

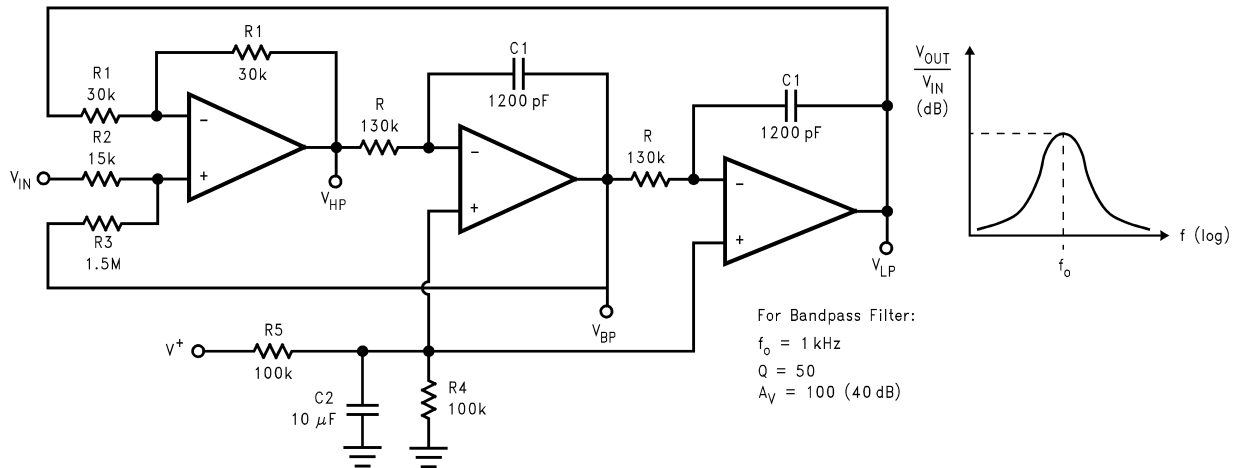


FIGURE 15. State Variable Active Filter

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。

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

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

式 (11) から次の値が得られます。

$$R_3 = R_2(2Q - 1)$$

$$R_3 = 15 \text{ k}\Omega \times (2 \times 50 - 1) = 1.5 \text{ M}\Omega$$

式 (12) からは次の値が得られます。

$$R = \frac{1}{\omega_0 C_1}$$

$$R = \frac{1}{(2\pi \times 10^3)(1.2 \times 10^{-9})} = 132.7 \text{ k}\Omega$$

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。

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

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

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

3つのフィルタすべてで、次のようになります。

$$Q = \frac{R_2 + R_3}{2R_2} \tag{11}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad (\text{共振周波数}) \tag{12}$$

アプリケーション・ノート(つづき)

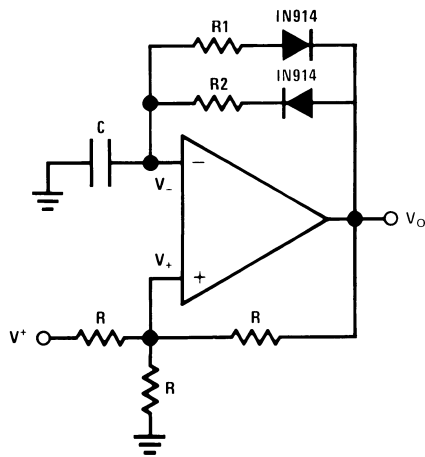
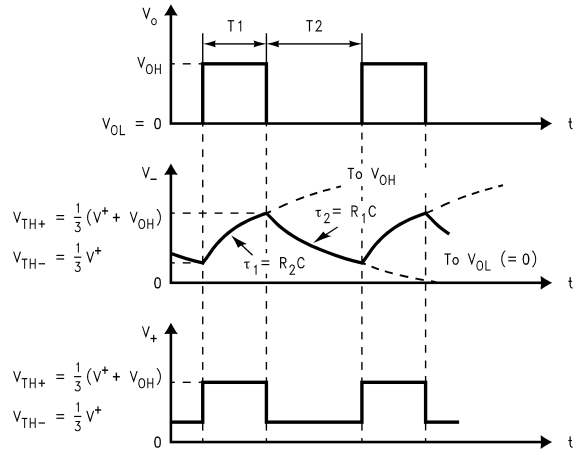


FIGURE 16. Pulse Generator

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。



$$T_1 = R_2 C \ln \frac{3 V_{OH} - V_{OL} - V^+}{2 V_{OH} - V^+} \quad \text{and} \quad T_2 = R_1 C \ln \frac{3 V_{OL} - V_{OH} - V^+}{2 V_{OL} - V^+}$$

When  $V_{OL} = 0V$

$$T_1 = R_2 C \ln \frac{3 V_{OH} - V^+}{2 V_{OH} - V^+} \quad \text{and} \quad T_2 = R_1 C \ln \left( 1 + \frac{V_{OH}}{V^+} \right)$$

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。

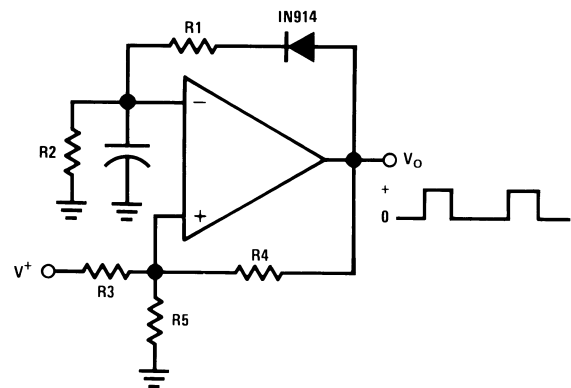


FIGURE 18. Pulse Generator

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。

アプリケーション・ノート(つづき)

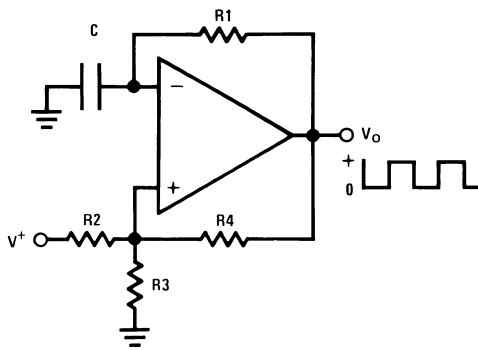


FIGURE 19. Squarewave Generator

電流源と電流シンク

LMV321/358/324 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<sub>3</sub> と R<sub>4</sub>) によって、R<sub>3</sub> 両端の電圧 (V<sub>REF</sub> = 2V) を設定します。負帰還を使用すると R<sub>1</sub> による電圧降下と V<sub>REF</sub> が等しくなります。これによってトランジスタ Q<sub>1</sub> のエミッタ電流が制御されます。Q<sub>1</sub> と Q<sub>2</sub> のベース電流を無視すれば、Q<sub>1</sub> 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<sub>1</sub> の による誤差を減少できます。

抵抗 R<sub>2</sub> の値により、Q<sub>2</sub> 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。

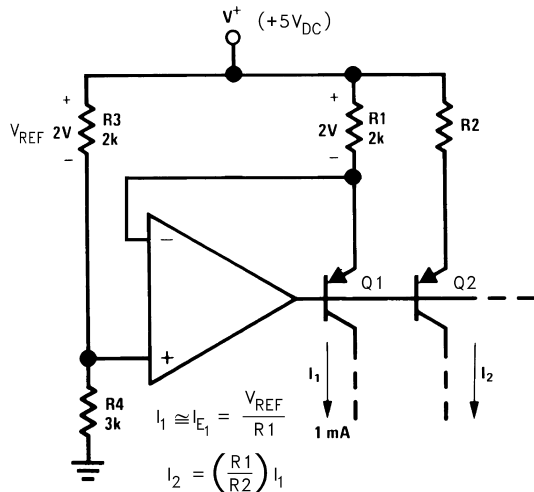


FIGURE 20. Fixed Current Source

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<sub>E</sub>) 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。

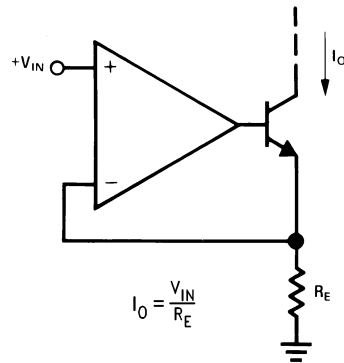


FIGURE 21. High Compliance Current Sink

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。

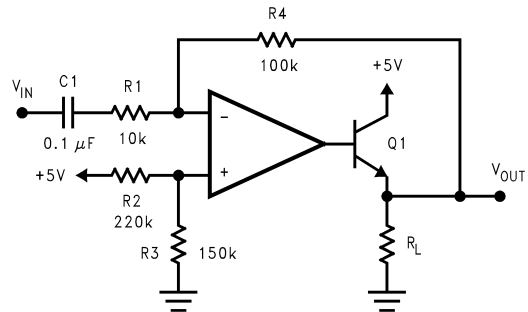


FIGURE 22. Power Amplifier

LEDドライバ

LMV321/358/324 は、Figure 23 に示すように LED のドライブに使用できます。

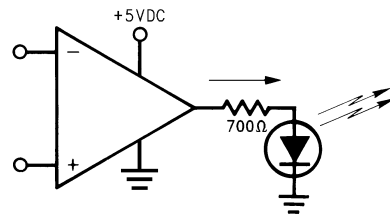


FIGURE 23. LED Driver

## アプリケーション・ノート (つづき)

## ヒステリシス特性を持ったコンパレータ

LMV321/358/324 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

LMV321/358/324 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 LMV331/393/339 (シングル/デュアル/クワッド) を推奨します。

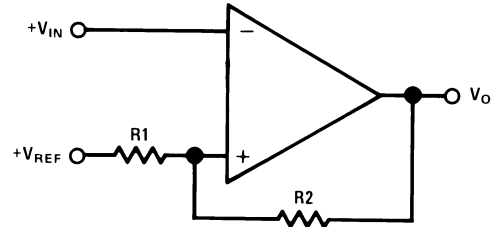
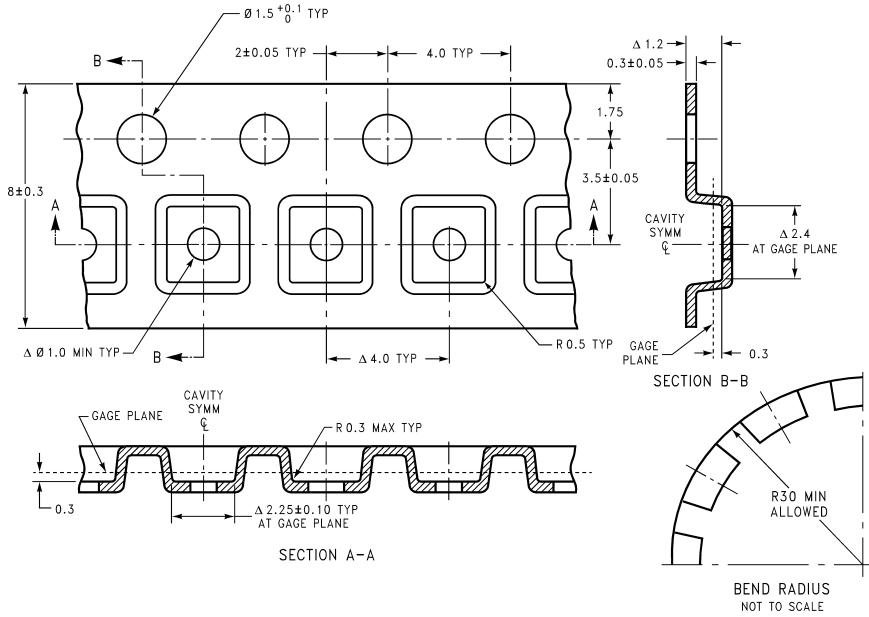


FIGURE 24. Comparator with Hysteresis

### SC70-5 Tape and Reel Specification

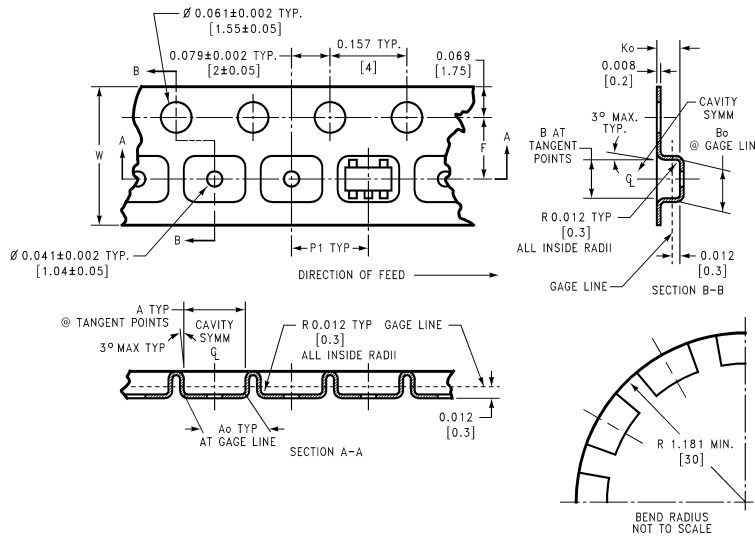


### SOT-23-5 Tape and Reel Specification

#### TAPE FORMAT

Tape Section	# Cavities	Cavity Status	Cover Tape Status
Leader (Start End)	0 (min)	Empty	Sealed
	75 (min)	Empty	Sealed
Carrier	3000	Filled	Sealed
	250	Filled	Sealed
Trailer (Hub End)	125 (min)	Empty	Sealed
	0 (min)	Empty	Sealed

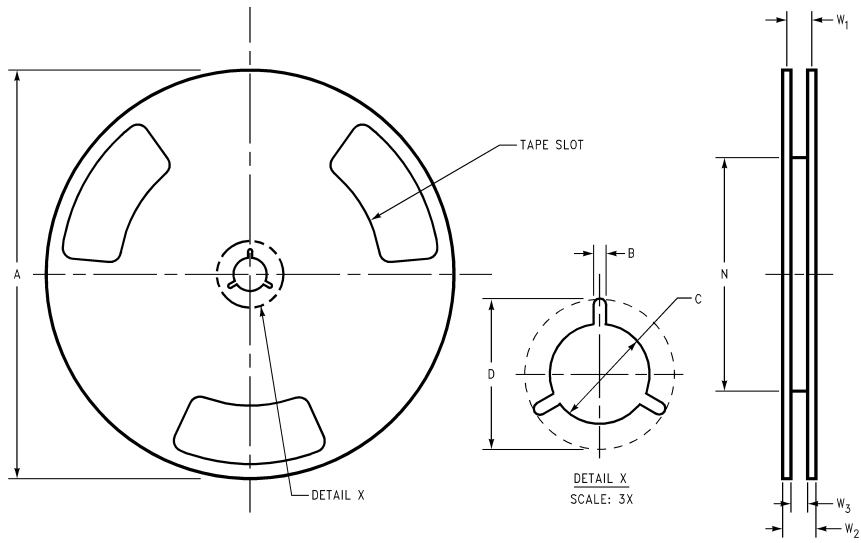
#### TAPE DIMENSIONS



8 mm	0.130 (3.3)	0.124 (3.15)	0.130 (3.3)	0.126 (3.2)	0.138 $\pm$ 0.002 (3.5 $\pm$ 0.05)	0.055 $\pm$ 0.004 (1.4 $\pm$ 0.11)	0.157 (4)	0.315 $\pm$ 0.012 (8 $\pm$ 0.3)
Tape Size	DIM A	DIM A <sub>0</sub>	DIM B	DIM B <sub>0</sub>	DIM F	DIM K <sub>0</sub>	DIM P1	DIM W

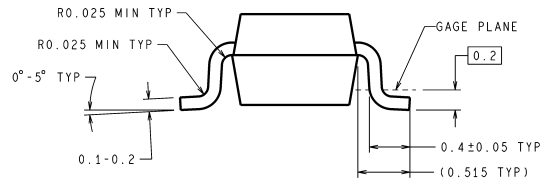
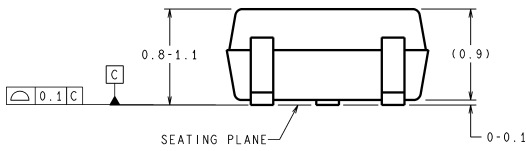
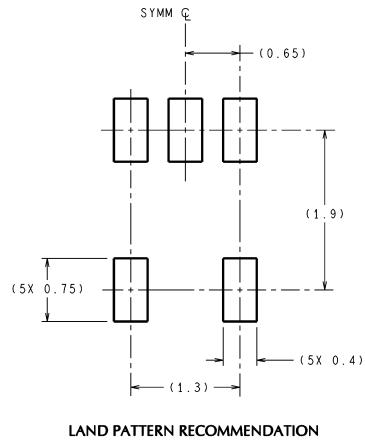
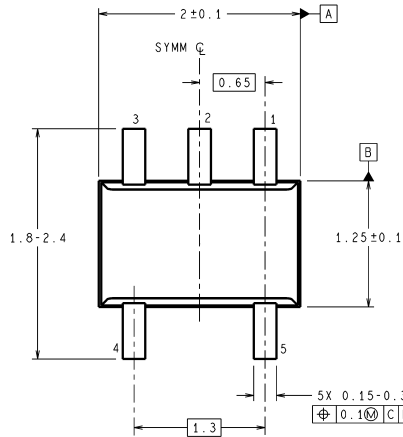
SOT-23-5 Tape and Reel Specification (つづき)

REEL DIMENSIONS



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

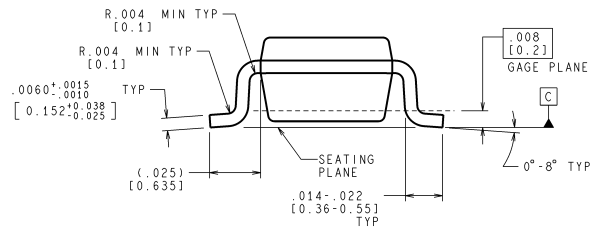
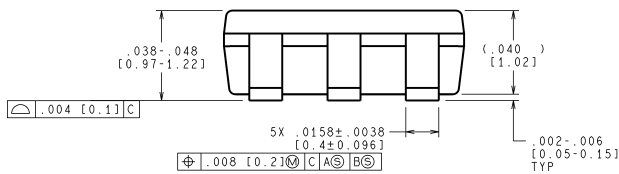
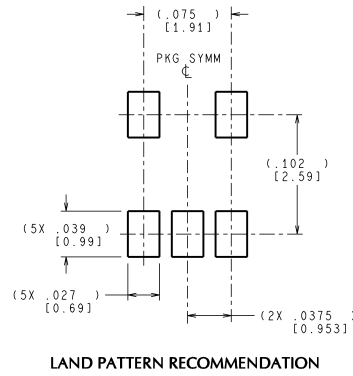
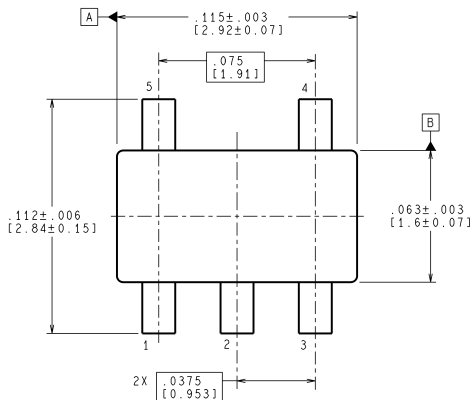
外形寸法図 特記のない限り inches (millimeters)



DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS

MAA05A (Rev C)

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

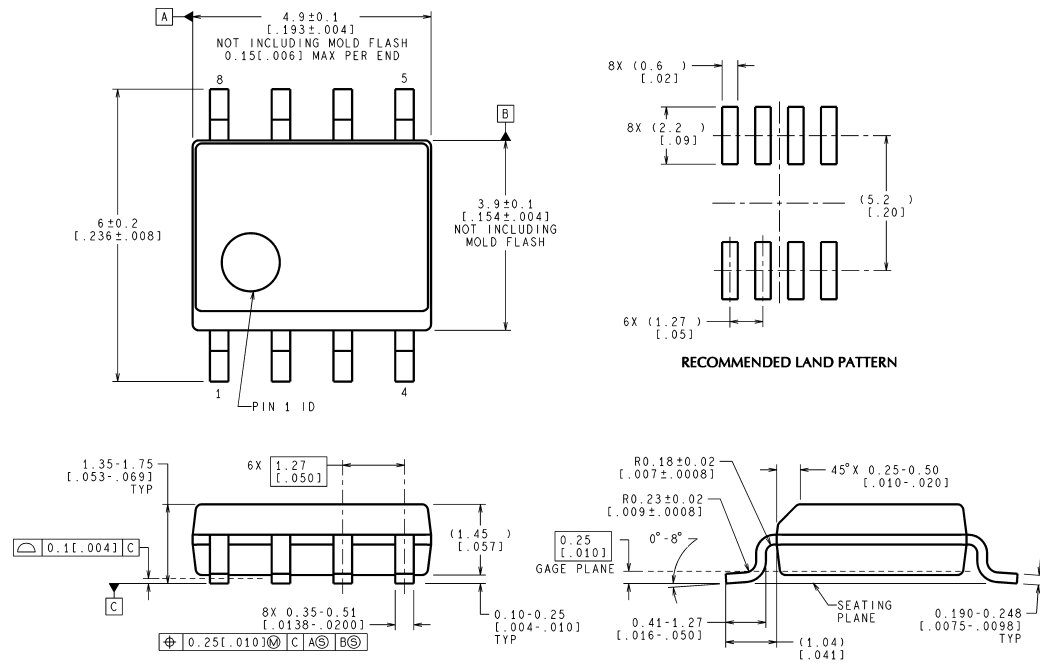


CONTROLLING DIMENSION IS INCH  
VALUES IN [ ] ARE MILLIMETERS  
DIMENSIONS IN ( ) FOR REFERENCE ONLY

MF05A (Rev C)

5-Pin SOT23-5  
NS Package Number MA05B

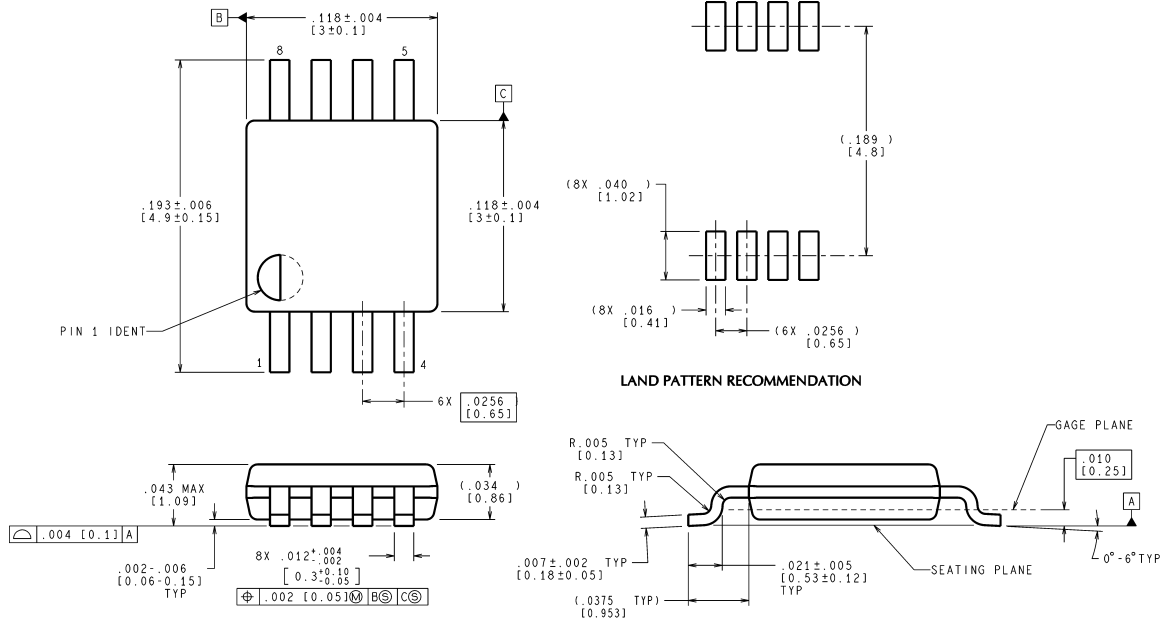
外形寸法図 特記のない限り inches (millimeters) ( つづき )



CONTROLLING DIMENSION IS MILLIMETER  
VALUES IN [ ] ARE INCHES  
DIMENSIONS IN ( ) FOR REFERENCE ONLY

M08A (Rev L)

**8-Pin SOIC**  
**NS Package Number M08A**  
単位は millimeters

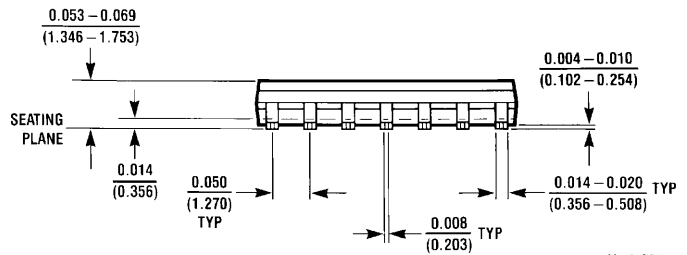
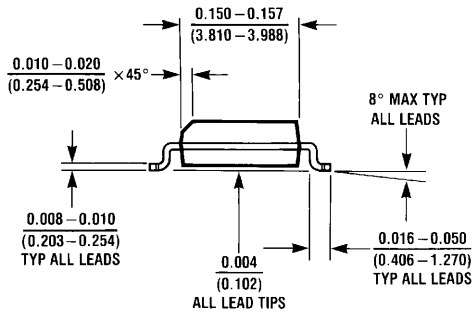
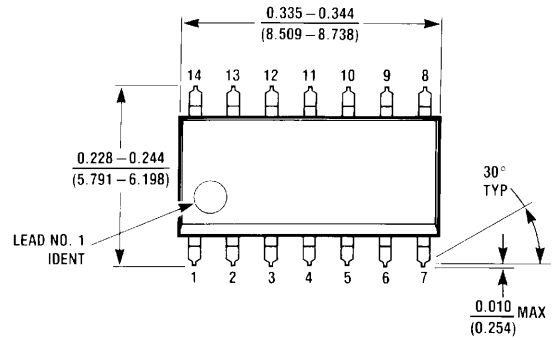


CONTROLLING DIMENSION IS INCH  
VALUES IN [ ] ARE MILLIMETERS

MUA08A (Rev E)

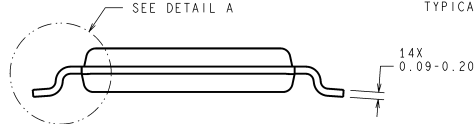
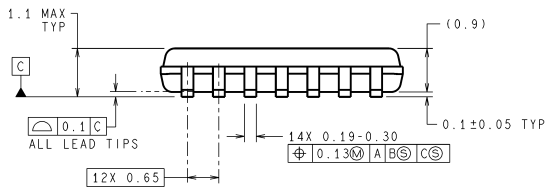
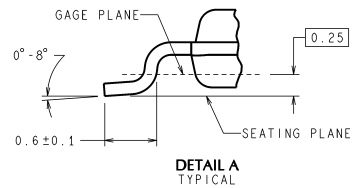
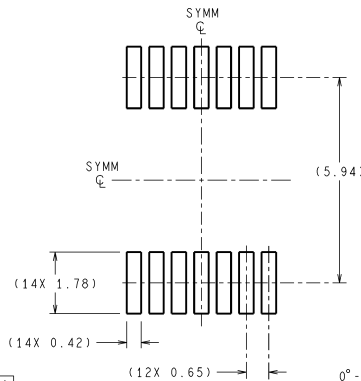
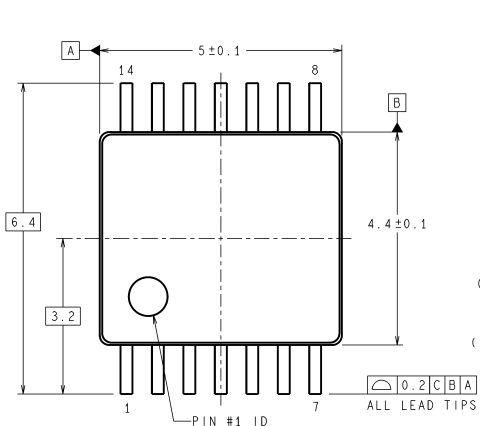
**8-Pin MSOP**  
**NS Package Number MUA08A**

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



M14A (REV H)

14-Pin SOIC  
NS Package Number M14A



DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS  
DIMENSIONS IN ( ) FOR REFERENCE ONLY

MTC14 (Rev D)

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 (以下ナショナル) 製品の関連情報として提供されます。ナショナルは、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、ナショナルがナショナル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。ナショナルは製品適用の援助や購入者の製品設計に対する義務を負いかねます。ナショナル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との取引条件で規定される場合を除き、ナショナルは一切の義務を負わないものとし、また、ナショナルの製品の販売か使用、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。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 セミコンダクター社の商標または登録商標です。一部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](http://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/](http://www.national.com/jpn/)