

LMV793,LMV794

*LMV793/LMV794 88 MHz, Low Noise, 1.8V CMOS Input, Decompensated
Operational Amplifiers*



Literature Number: JAJ SAP7

LMV793/LMV794

88MHz、低ノイズ、1.8V CMOS 入力、非補償オペアンプ

概要

LMV793 (シングル)/LMV794 (デュアル) の CMOS 入力オペアンプは、消費電流がわずか 1.15mA (LMV793) ながら、5.8nV/Hz の低入力電圧ノイズ密度を実現しています。LMV793/LMV794 は、ゲイン 10 で安定に動作し、ゲイン帯域幅積 (GBW) は 88MHz です。電源電圧範囲は 1.8V ~ 5.5V で、単一電源で動作できます。LMV793/LMV794 は、いずれも 600 の抵抗負荷を駆動し、60mA の電流をソースできるフルシング出力段を備えています。

LMV793/LMV794 は、低電圧および低ノイズのシステムで最適性能を発揮するように設計されています。数フェムトアンペア・レンジの入力バイアス電流 (代表値) と、グラウンドを含む入力同相電圧範囲を備えた CMOS 入力段により、LMV793/LMV794 は高速処理が要求される低電力センサ・アプリケーションに最適です。

LMV793/LMV794 はナショナル セミコンダクターの先進の VIP50 プロセスで製造されています。LMV793 は 5 ピン SOT23 または 8 ピン SOIC のパッケージで提供します。LMV794 は 8 ピン SOIC または 8 ピン MSOP のパッケージで提供します。

特長

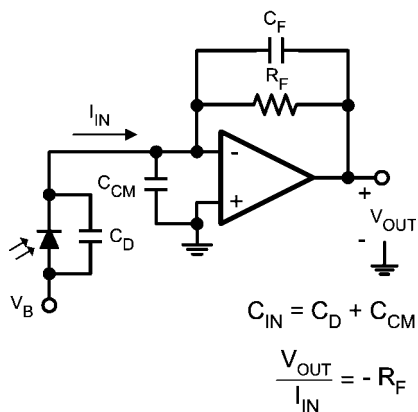
(特記のない限り 5V (typ) 電源)

入力換算電圧ノイズ	5.8nV/Hz
入力バイアス電流	100fA
ゲイン帯域幅積	88MHz
消費電流 (チャンネルあたり)	
LMV793	1.15mA
LMV794	1.30mA
フルシングの出力振幅	
10k 負荷時	正負電源電圧の 25mV 以内
2k 負荷時	正負電源電圧の 45mV 以内
2.5V および 5.0V で特性を保証	
全高調波歪み	1kHz、600 で 0.04%
動作温度範囲	- 40 ~ + 125

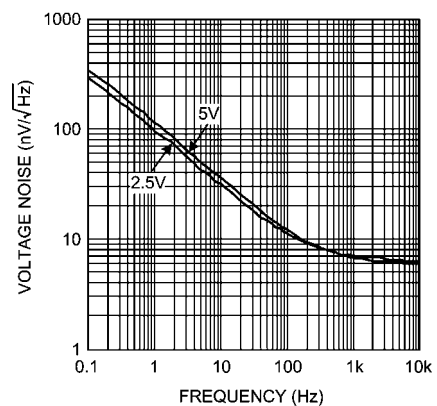
アプリケーション

- ADC インタフェース
- フォトダイオード・アンプ
- アクティブ・フィルタとバッファ
- 低ノイズ信号処理
- 医療用測定機器
- センサ・インタフェース・アプリケーション

代表的なアプリケーション



Photodiode Transimpedance Amplifier



Input Referred Voltage Noise vs. Frequency

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。

ESD 耐圧 (Note 2)

人体モデル	2000V
マシン・モデル	200V
V_{IN} 差動電圧	$\pm 0.3V$
電源電圧 ($V^+ - V^-$)	6.0V
入出力ピン電圧	$V^+ + 0.3V$ 、 $V^- - 0.3V$
保存周囲温度範囲	- 65 ~ + 150
接合部温度 (Note 3)	+ 150

ハンダ付け情報

赤外線または対流方式 (20 秒)	235
流動ハンダ付けリード温度 (10 秒)	260

動作定格 (Note 1)

温度範囲 (Note 3)	- 40 ~ + 125
電源電圧 ($V^+ - V^-$)	- 40 T_A 125 2.0V ~ 5.5V
	0 T_A 125 1.8V ~ 5.5V
パッケージ熱抵抗 (θ_{JA}) (Note 3)	
5ピン SOT23	180 /W
8ピン SOIC	190 /W
8ピン MSOP	236 /W

2.5V 電気的特性 (Note 4)

特記のない限り、すべてのリミット値は、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V^+ = 2.5V$ 、 $V^- = 0V$ 、 $V_{CM} = V^+ / 2 = V_O$ で保証されます。太字のリミット値は全動作温度範囲に適用されます。

Symbol	Parameter	Conditions	Min (Note 6)	Typ (Note 5)	Max (Note 6)	Units
V_{OS}	Input Offset Voltage			0.1	± 1.35 ± 1.65	mV
TC V_{OS}	Input Offset Average Drift (Note 7)	LMV793		-1.0		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
		LMV794		-1.8		
I_B	Input Bias Current	$V_{CM} = 1.0V$ (Notes 8, 9)	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$	0.05	1 25	pA
			$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq 125^\circ\text{C}$	0.05	1 100	
I_{OS}	Input Offset Current	(Note 9)		10		fA
CMRR	Common Mode Rejection Ratio	$0V \leq V_{CM} \leq 1.4V$	80 75	94		dB
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	$2.0V \leq V^+ \leq 5.5V$, $V_{CM} = 0V$	80 75	100		dB
		$1.8V \leq V^+ \leq 5.5V$, $V_{CM} = 0V$	80	98		
CMVR	Input Common-Mode Voltage Range	CMRR ≥ 60 dB CMRR ≥ 55 dB	-0.3 -0.3		1.5 1.5	V
A_{VOL}	Open Loop Gain	$V_{OUT} = 0.15V$ to $2.2V$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$ to $V^+/2$	LMV793	85 80	98	dB
			LMV794	82 78	92	
		$V_{OUT} = 0.15V$ to $2.2V$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$ to $V^+/2$	88 84	110		
V_{OUT}	Output Swing High	$R_L = 2\text{ k}\Omega$ to $V^+/2$		25	75 82	mV from rail
		$R_L = 10\text{ k}\Omega$ to $V^+/2$		20	65 71	
	Output Swing Low	$R_L = 2\text{ k}\Omega$ to $V^+/2$		30	75 78	
		$R_L = 10\text{ k}\Omega$ to $V^+/2$		15	65 67	
I_{OUT}	Output Short Circuit Current	Sourcing to V^- $V_{IN} = 200\text{ mV}$ (Note 10)	35 28	47		mA
		Sinking to V^+ $V_{IN} = -200\text{ mV}$ (Note 10)	7 5	15		

2.5V 電気的特性 (Note 4) (つづき)

特記のない限り、すべてのリミット値は、 $T_A = 25$ 、 $V^+ = 2.5V$ 、 $V^- = 0V$ 、 $V_{CM} = V^+ / 2 = V_O$ で保証されます。太字のリミット値は全動作温度範囲に適用されます。

I_S	Supply Current Per Amplifier	LMV793	0.95	1.30	mA
		LMV794	1.1	1.50	
SR	Slew Rate	$A_V = +10$, Rising (10% to 90%)	32		V/ μ s
		$A_V = +10$, Falling (90% to 10%)	24		
GBWP	Gain Bandwidth Product	$A_V = +10$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$	88		MHz
e_n	Input-Referred Voltage Noise	$f = 1\text{ kHz}$	6.2		$nV/\sqrt{\text{Hz}}$
i_n	Input-Referred Current Noise	$f = 1\text{ kHz}$	0.01		$pA/\sqrt{\text{Hz}}$
THD+N	Total Harmonic Distortion + Noise	$f = 1\text{ kHz}$, $A_V = 1$, $R_L = 600\Omega$	0.01		%

5V 電気的特性 (Note 4)

特記のない限り、すべてのリミット値は、 $T_A = 25$ 、 $V^+ = 5V$ 、 $V^- = 0V$ 、 $V_{CM} = V^+ / 2 = V_O$ で保証されます。太字のリミット値は全動作温度範囲に適用されます。

Symbol	Parameter	Conditions		Min (Note 6)	Typ (Note 5)	Max (Note 6)	Units
V_{OS}	Input Offset Voltage				0.1	± 1.35 ± 1.65	mV
TC V_{OS}	Input Offset Average Drift (Note 7)	LMV793			-1.0		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
		LMV794			-1.8		
I_B	Input Bias Current	$V_{CM} = 2.0V$ (Notes 8, 9)	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$		0.1	1 25	pA
			$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq 125^\circ\text{C}$		0.1	1 100	
I_{OS}	Input Offset Current	(Note 9)			10		fA
CMRR	Common Mode Rejection Ratio	$0V \leq V_{CM} \leq 3.7V$		80 75	100		dB
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	$2.0V \leq V^+ \leq 5.5V$, $V_{CM} = 0V$		80 75	100		dB
		$1.8V \leq V^+ \leq 5.5V$, $V_{CM} = 0V$		80	98		
CMVR	Input Common-Mode Voltage Range	CMRR $\geq 60\text{ dB}$ CMRR $\geq 55\text{ dB}$		-0.3 -0.3		4 4	V
A_{VOL}	Open Loop Gain	$V_{OUT} = 0.3V$ to $4.7V$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$ to $V^+/2$	LMV793	85 80	97		dB
			LMV794	82 78	89		
		$V_{OUT} = 0.3V$ to $4.7V$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$ to $V^+/2$		88 84	110		
V_{OUT}	Output Swing High	$R_L = 2\text{ k}\Omega$ to $V^+/2$	LMV793		35	75 82	mV from rail
			LMV794		35	75 82	
		$R_L = 10\text{ k}\Omega$ to $V^+/2$		25	65 71		
	Output Swing Low	$R_L = 2\text{ k}\Omega$ to $V^+/2$	LMV793		42	75 78	
			LMV794		45	80 83	
		$R_L = 10\text{ k}\Omega$ to $V^+/2$		20	65 67		

5V 電気的特性 (Note 4) (つづき)

特記のない限り、すべてのリミット値は、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V^+ = 5\text{V}$ 、 $V^- = 0\text{V}$ 、 $V_{CM} = V^+ / 2 = V_O$ で保証されます。太字のリミット値は全動作温度範囲に適用されます。

I_{OUT}	Output Short Circuit Current	Sourcing to V-	45	60	mA	
		$V_{IN} = 200\text{ mV}$ (Note 10)	37			
		Sinking to V+	10	21		
		$V_{IN} = -200\text{ mV}$ (Note 10)	6			
I_S	Supply Current per Amplifier	LMV793		1.15	1.40	mA
		LMV794 per Channel		1.30	1.70	
SR	Slew Rate	$A_V = +10$, Rising (10% to 90%)		35		V/ μs
		$A_V = +10$, Falling (90% to 10%)		28		
GBWP	Gain Bandwidth Product	$A_V = +10$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$		88		MHz
e_n	Input-Referred Voltage Noise	$f = 1\text{ kHz}$		5.8		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
i_n	Input-Referred Current Noise	$f = 1\text{ kHz}$		0.01		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
THD+N	Total Harmonic Distortion + Noise	$f = 1\text{ kHz}$, $A_V = 1$, $R_L = 600\Omega$		0.01		%

Note 1: 絶対最大定格は、それを超えるとデバイスが破壊される可能性があるリミット値を示します。動作定格とはデバイスが機能する条件を示しますが、特定の性能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その試験条件については、「電気的特性」の表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: 最大消費電力は、 $T_{J(MAX)}$ 、 J_A の関数として求めることができます。ある周囲温度での最大許容消費電力 P_D は $(T_{J(max)} - T_A) / J_A$ です。すべての数値は、プリント基板に直接ハンダ付けしたパッケージを対象とします。

Note 4: 「電気的特性」の値は、記載温度の工場出荷試験条件にのみ適用されます。工場試験条件で生じる自己発熱は、 $T_J = T_A$ となる程度にきわめてわずかです。自己発熱によって $T_J > T_A$ となる条件下では、「電気的特性」表記載のパラメータは保証されません。

Note 5: 代表 (typ) 値は特性評価時におけるパラメータの標準値 (norm) を表します。実際の代表値は、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 6: リミット値は 25 $^\circ\text{C}$ において 100% 検査されます。全動作温度範囲におけるリミット値は標準統計品質管理 (SQC) 手法によって決められた補正データを加味して保証されます。

Note 7: V_{OS} の変化量を温度変化量で除算すると、オフセット電圧の平均ドリフト量が求められます。

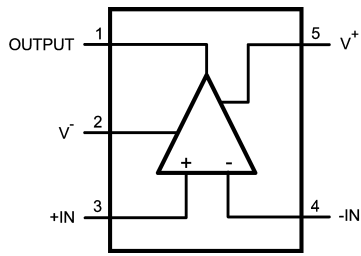
Note 8: デバイスに向かって流れ込む電流を正方向の電流と定義しています。

Note 9: 入力バイアス電流と入力オフセット電流は設計により保証されています。

Note 10: 短絡試験は瞬時開ループ試験の 1 つです。短絡時間は 1.5ms です。

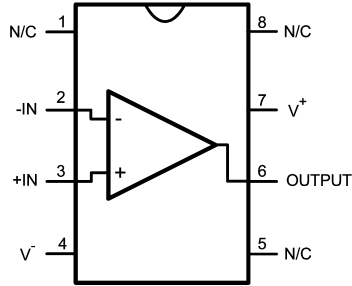
ピン配置図

5-Pin SOT23 (LMV793)



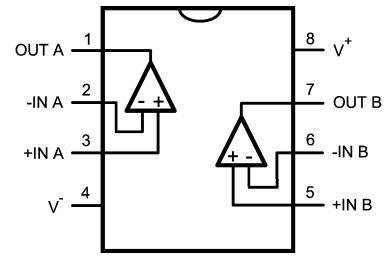
Top View

8-Pin SOIC (LMV793)



Top View

8-Pin SOIC/MSOP (LMV794)



Top View

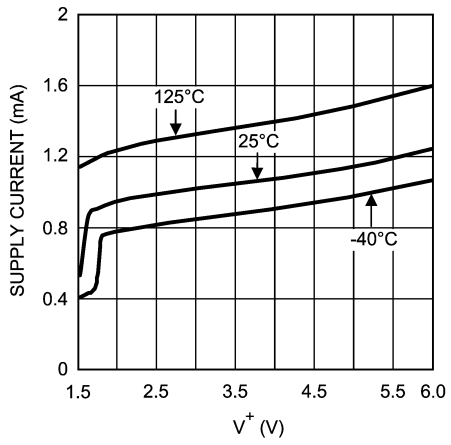
製品情報

Package	Part Number	Package Marking	Transport Media	NSC Drawing
5-Pin SOT23	LMV793MF	AS4A	1k Units Tape and Reel	MF05A
	LMV793MFX		3k Units Tape and Reel	
8-Pin SOIC	LMV793MA	LMV793MA	95 Units/Rail	M08A
	LMV793MAX		2.5k Units Tape and Reel	
	LMV794MA	LMV794MA	95 Units/Rail	
	LMV794MAX		2.5k Units Tape and Reel	
8-Pin MSOP	LMV794MM	AN4A	1k Units Tape and Reel	MUA08A
	LMV794MMX		3.5k Units Tape and Reel	

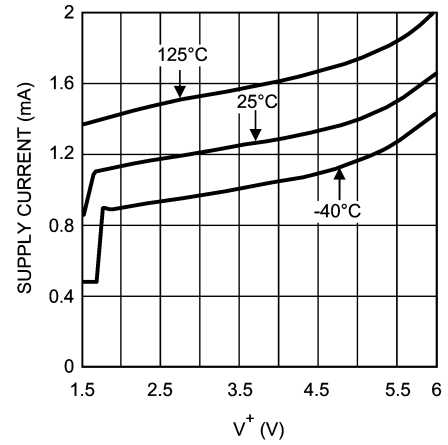
代表的な性能特性

特記のない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V^- = 0$ 、 $V^+ = \text{電源電圧} = 5\text{V}$ 、 $V_{CM} = V^+ / 2$ です。

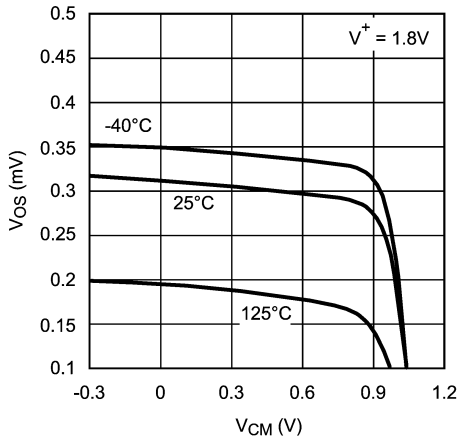
Supply Current vs. Supply Voltage (LMV793)



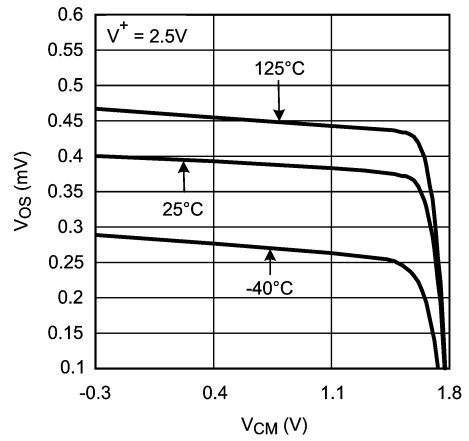
Supply Current vs. Supply Voltage (LMV794)



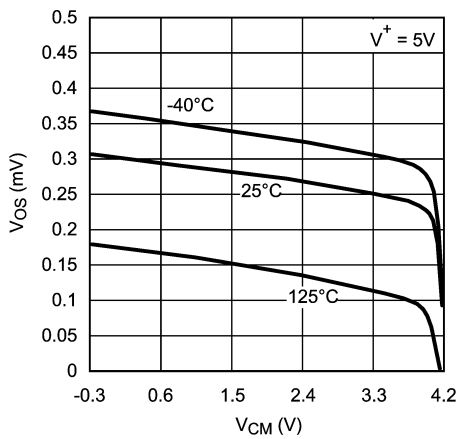
V_{OS} vs. V_{CM}



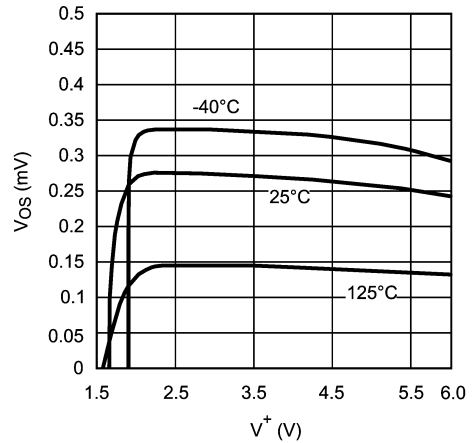
V_{OS} vs. V_{CM}



V_{OS} vs. V_{CM}



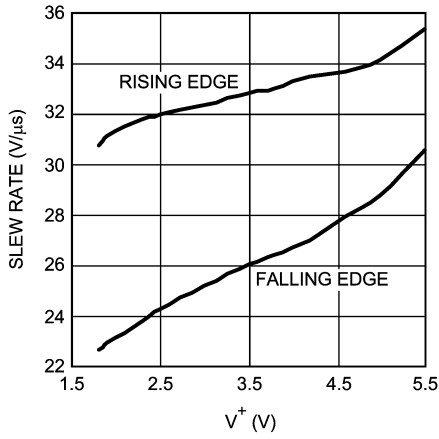
V_{OS} vs. Supply Voltage



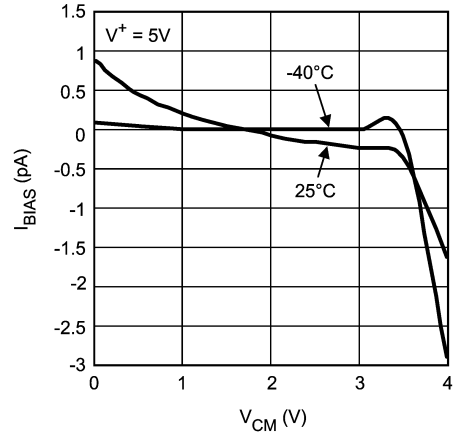
代表的な性能特性 (つづき)

特記のない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V^- = 0$ 、 $V^+ = \text{電源電圧} = 5\text{V}$ 、 $V_{CM} = V^+ / 2$ です。

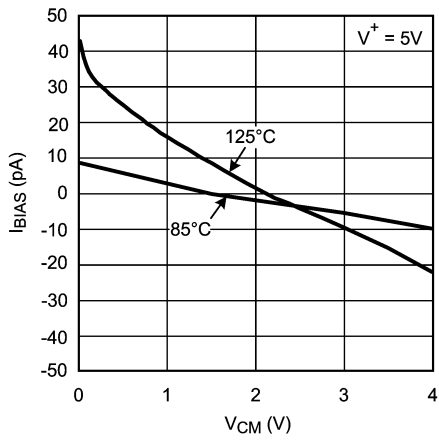
Slew Rate vs. Supply Voltage



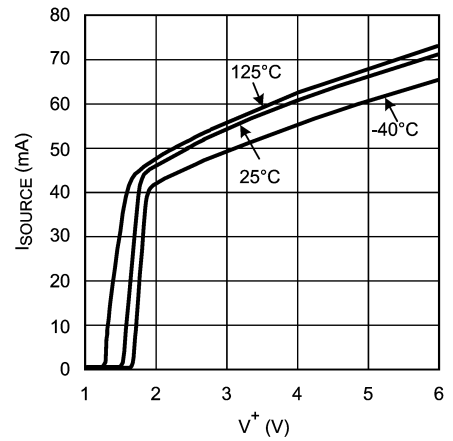
Input Bias Current vs. V_{CM}



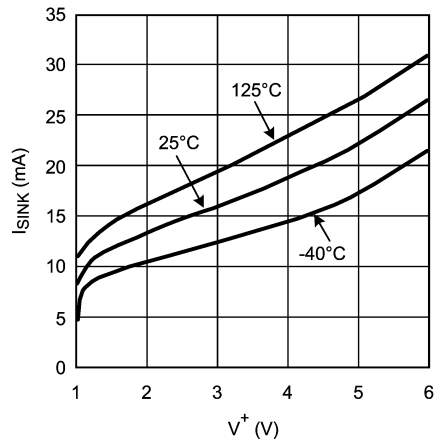
Input Bias Current vs. V_{CM}



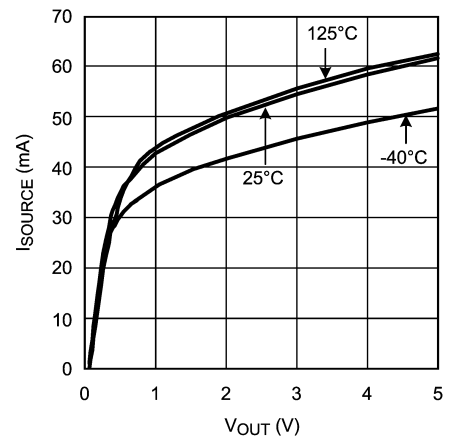
Sourcing Current vs. Supply Voltage



Sinking Current vs. Supply Voltage



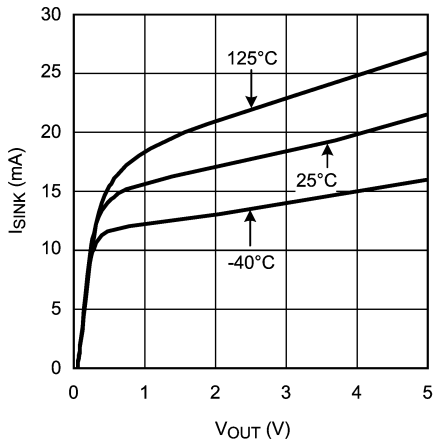
Sourcing Current vs. Output Voltage



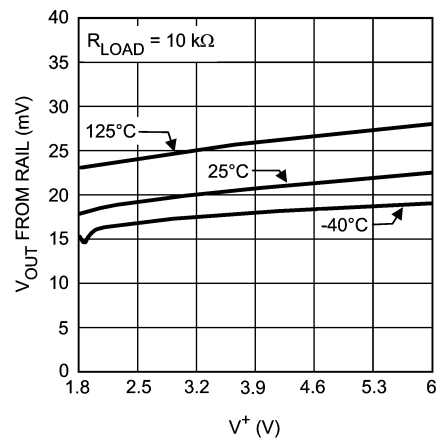
代表的な性能特性 (つづき)

特記のない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V^- = 0$ 、 $V^+ = \text{電源電圧} = 5\text{V}$ 、 $V_{CM} = V^+ / 2$ です。

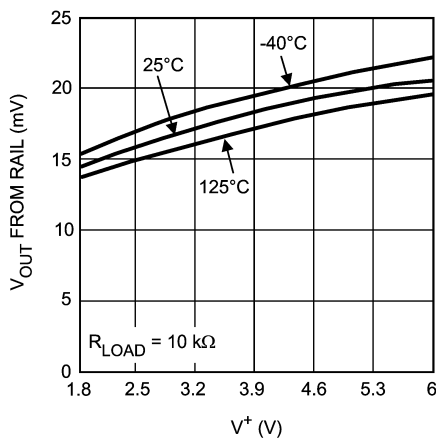
Sinking Current vs. Output Voltage



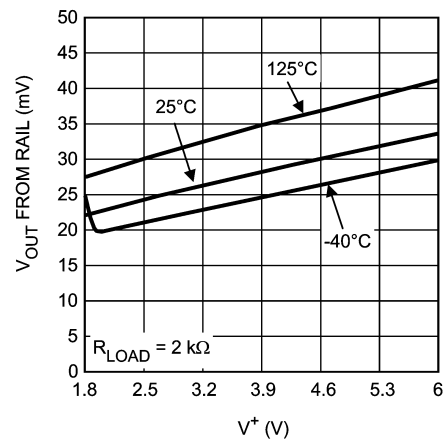
Positive Output Swing vs. Supply Voltage



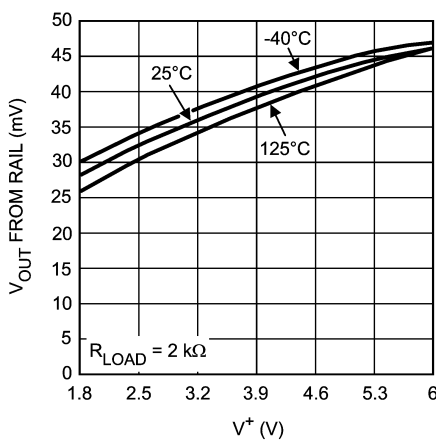
Negative Output Swing vs. Supply Voltage



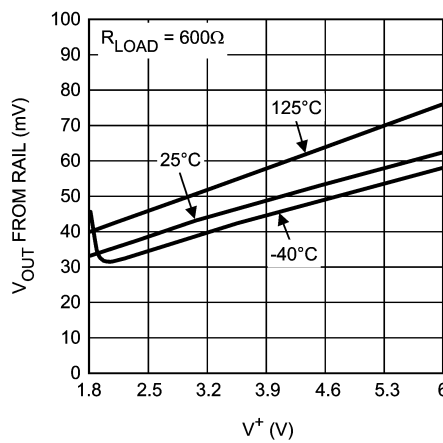
Positive Output Swing vs. Supply Voltage



Negative Output Swing vs. Supply Voltage



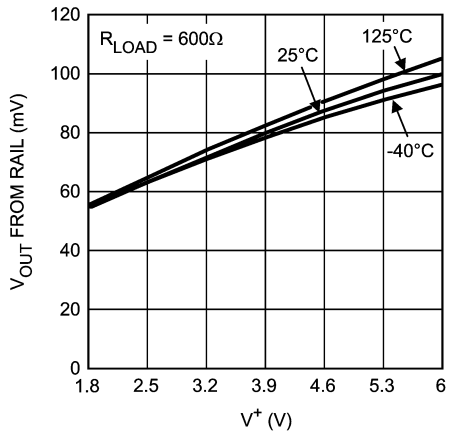
Positive Output Swing vs. Supply Voltage



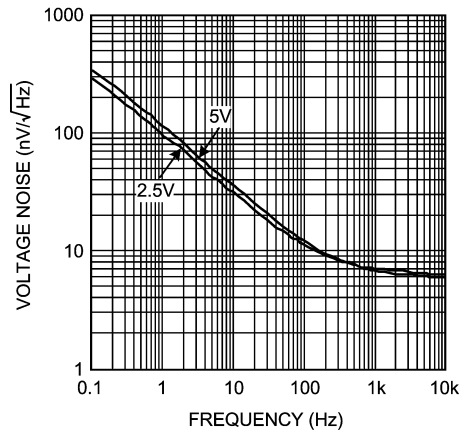
代表的な性能特性 (つぎ)

特記のない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V^- = 0$ 、 $V^+ = \text{電源電圧} = 5\text{V}$ 、 $V_{CM} = V^+ / 2$ です。

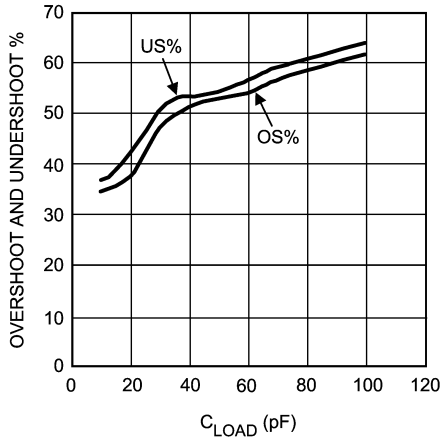
Negative Output Swing vs. Supply Voltage



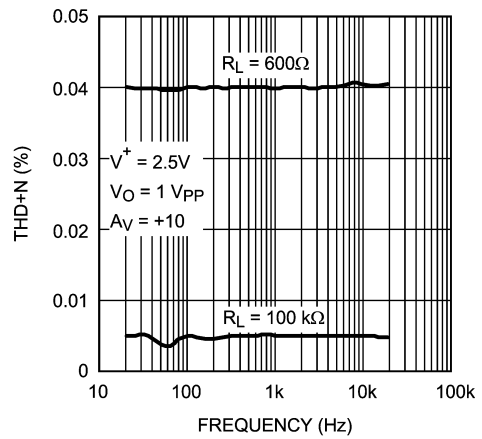
Input Referred Voltage Noise vs. Frequency



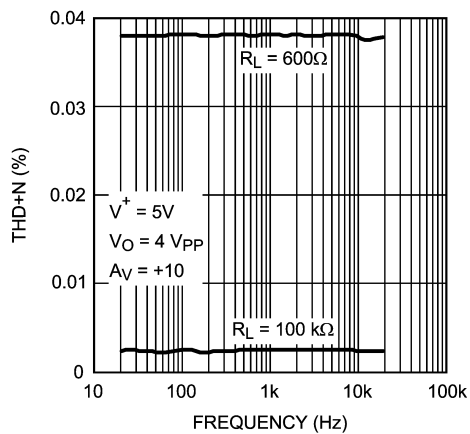
Overshoot and Undershoot vs. C_LOAD



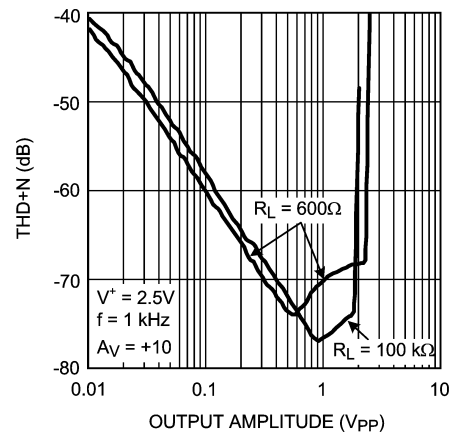
THD+N vs. Frequency



THD+N vs. Frequency



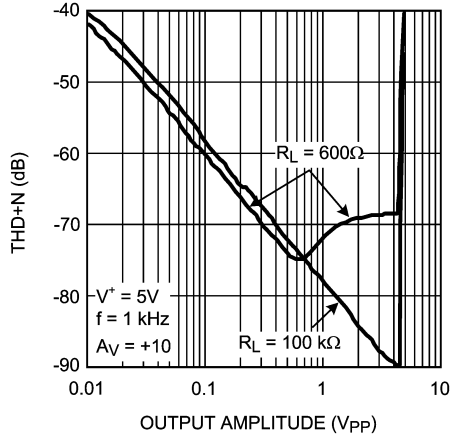
THD+N vs. Peak-to-Peak Output Voltage (V_OUT)



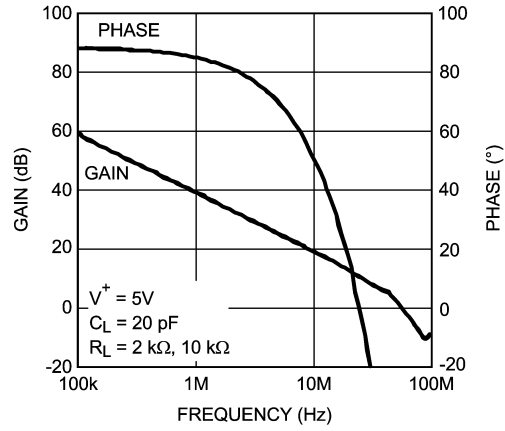
代表的な性能特性 (つづき)

特記のない限り、 $T_A = 25$ 、 $V^- = 0$ 、 $V^+ =$ 電源電圧 = 5V、 $V_{CM} = V^+ / 2$ です。

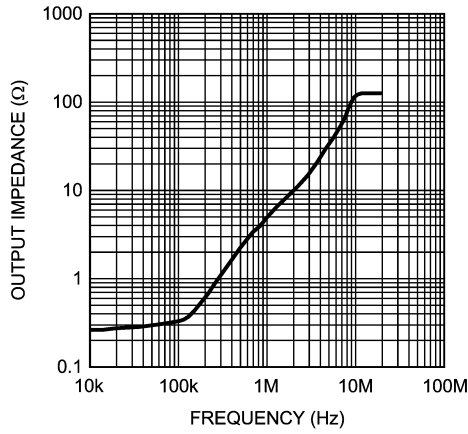
THD+N vs. Peak-to-Peak Output Voltage (V_{OUT})



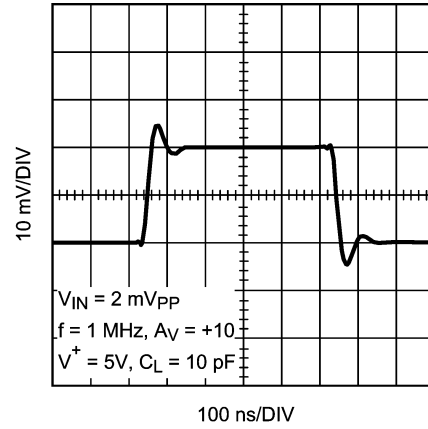
Open Loop Gain and Phase



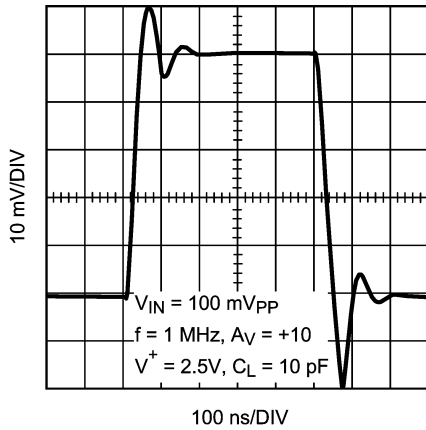
Closed Loop Output Impedance vs. Frequency



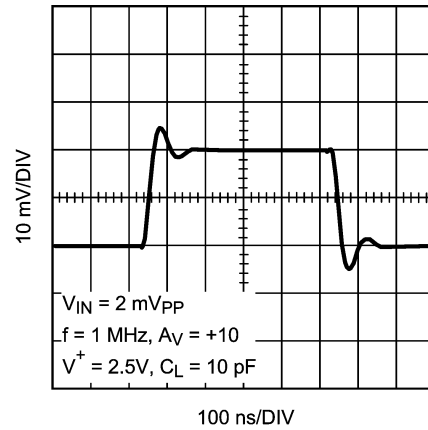
Small Signal Transient Response, $A_V = +10$



Large Signal Transient Response, $A_V = +10$



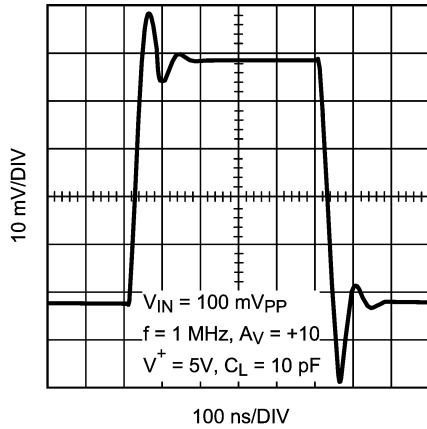
Small Signal Transient Response, $A_V = +10$



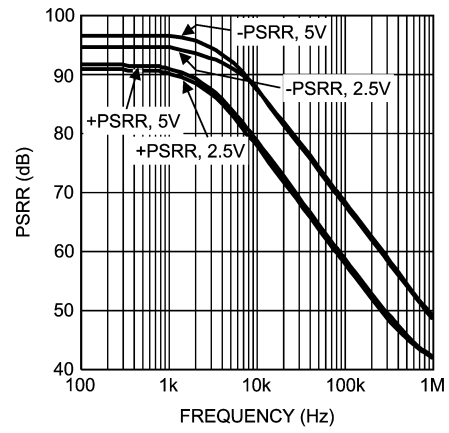
代表的な性能特性 (つづき)

特記のない限り、 $T_A = 25$ 、 $V^- = 0$ 、 $V^+ =$ 電源電圧 = 5V、 $V_{CM} = V^+ / 2$ です。

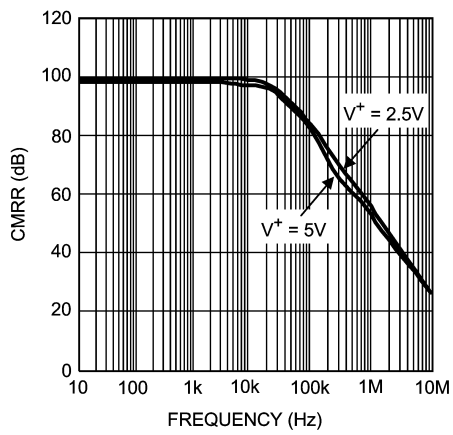
Large Signal Transient Response, $A_V = +10$



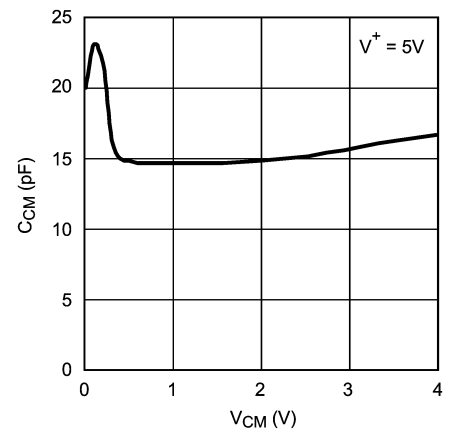
PSRR vs. Frequency



CMRR vs. Frequency



Input Common Mode Capacitance vs. V_{CM}



アプリケーション情報

LMV793/LMV794 の特長

低消費電流で広帯域

LMV793/LMV794 は、消費電流を 1.15mA という小さい値に抑えながら、ゲイン 10 で 88MHz の GBW を備えた高性能オペアンプです。このため、LMV793/LMV794 はデータ収集アプリケーションの広帯域アンプとして理想的です。

適切な外部位相補償により、LMV793/LMV794 はゲイン ± 1 で動作できると同時に、安定したユニティ・ゲインで動作する同等のアンプよりはるかに高速のスルーレートを維持します。消費電力は LMV796 と同等ながら帯域幅とスルーレートの高速化を実現しています。

低入力換算ノイズと低入力バイアス電流

LMV793/LMV794 は非常に小さい入力換算電圧ノイズを備えています (1kHz で 5.8nV/ Hz)。CMOS 入力段により、微小入力バイアス電流 (100fA) と低入力換算電流ノイズ (0.01pA/ Hz) が保証されます。これらの特性は信号品質の維持に有用であり、このため LMV793/LMV794 はオーディオまたはセンサ・ベースのアプリケーションに最適です。

低電源電圧

LMV793/LMV794 は、2.5V および 5V 電源での動作時の特性が保証されます。これらは 2.0V ~ 5.5V の電源電圧で、- 40 ~ 125 の周囲温度での動作が保証されているため、バッテリーの寿命を最大限に利用できます。また LMV793/LMV794 は、1.8V の電源電圧において 0 ~ 125 の温度環境での動作も保証されているため、低電圧のアプリケーションに最適です。

RRO およびグラウンド検知

フルスイングの出力振幅が可能のため、最大のダイナミック・レンジが得られます。これは、低い電源電圧で動作させるときに特に重要です。革新的な正帰還回路を使用して、出力段の電流駆動能力が高められています。このため、LMV793/LMV794 は 1.8V 電源において 40mA を超える電流をソースできます。他方、この特長によりコンパレータとしての性能は制限されるため、LMV793/LMV794 を開ループ構成で使用することは推奨しません。同相入力範囲には負電源レールが含まれるため、単一電源でグラウンド・レベルでの直接検知が可能です。

小型パッケージ

LMV793/LMV794 はパッケージの占有面積が小さいため、プリント基板上での省スペースが図れ、携帯電話、ページャ、その他の携帯システムなどのエレクトロニクス製品の小型設計が可能になります。信号源とオペアンプ間のトレースが長いと、信号経路にノイズを受けやすくなります。

物理的に小さな LMV793/LMV794 のパッケージを使えばオペアンプは信号源の近くに配置でき、ノイズを拾いにくくなり、信号品質を維持できます。

非補償型 LMV793 の使用

非補償型オペアンプの利点

安定したユニティ・ゲインで動作するオペアンプは完全に補償されており、ゲイン ± 1 まで安定して動作するよう設計されています。補償量を大きくするとオペアンプを比較的使いやすくなります。しかし非補償型オペアンプは、消費電力を増加させずに帯域幅およびスルーレートを最大化するよう設計されています。この点が大きなメリットになります。

LMV793/LMV794 の安定した動作には、 ± 10 のゲインが必要です。しかし、外部位相補償回路 (単純な RC 回路) を用いると ± 1 のゲインでの安定性を確保し、しかも高いスルーレートを維持できます。LMV793 のボード線図と、それに最も近い同等のユニティ・ゲイン安定オペアンプの LMV796 の線図を比較すると、LMV793 の帯域幅が明らかに増加しています。いずれの線図も出力負荷として 20pF と 10k を並列に組み合わせたとときの値です。

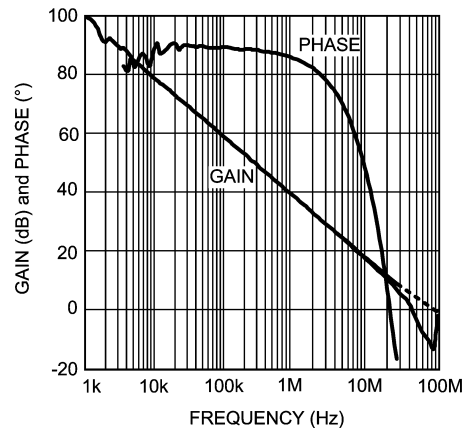


FIGURE 1. LMV793 A_{VOL} vs. Frequency

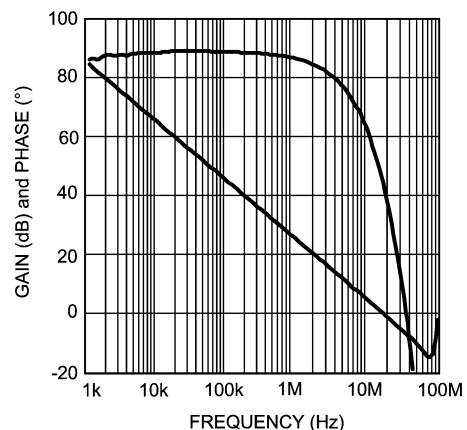


FIGURE 2. LMV796 A_{VOL} vs. Frequency

Figure 1 に示すように LMV793 の帯域幅は 88MHz で、Figure 2 に示す LMV796 の帯域幅 17MHz に比べはるかに広がっています。非補償の LMV793 は LMV796 の 5 倍の帯域幅を持っています。

非補償オペアンプとは?

ユニティ・ゲインで安定化するオペアンプと非補償型オペアンプの違いは、Figure 3 に示すとおりです。このボード線図は理想的な 2 ポール・システムを前提としています。Figure 3 に示されるように、非補償型オペアンプのドミナント・ポールは、ユニティ・ゲイン安定オペアンプより高い周波数 f_1 にあります。ユニティ・ゲイン安定オペアンプでは f_d です。これは、ユニティ・ゲインで安定なオペアンプと同じ消費電力を維持して、オペアンプの処理速度を上げるためです。LMV793/LMV794 のドミナント・ポールは 8.6Hz にあります。ユニティ・ゲインで安定な LMV796/LMV797 のドミナント・ポールは 1.6Hz にあります。

アプリケーション情報 (つづき)

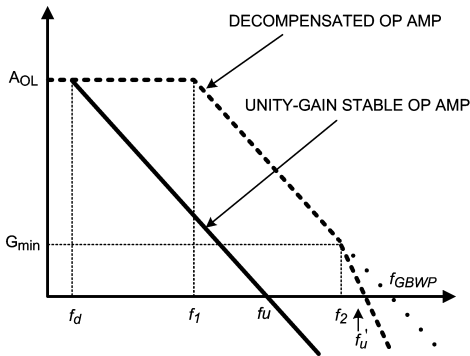


FIGURE 3. Open Loop Gain for Unity-Gain Stable Op Amp and Decompensated Op Amp

ドミナント・ポールの周波数がより高くなった結果、次のようになります。

1. DC 開ループ・ゲイン (A_{VOL}) がより高い周波数まで拡張。
2. より広い開ループ帯域幅。
3. オペアンプ内の補償容量が減少したことによるスルーレートの向上。

LMV793/LMV794 の 2 番目の開ループ・ポール (f_2) は 45MHz に生じます。ユニティ・ゲイン (f_u') は、51MHz にある 2 番目のポールの後に発生します。理想的な 2 ポール・システムでは、第 2 のポールの位置で 45 の位相余裕があります。LMV793/LMV794 には 2 番目のポールに近い寄生ポールがあり、位相余裕はほぼ 0 です。そのため、LMV793/LMV794 を 10 以上の開ループ・ゲインで動作させるか、安定性を確保するために外部位相補償を追加する必要があります。

LMV796 では、ゲイン帯域幅積は 17MHz になります。曲線は f_d から 2 番目のポールの前に発生する f_u まで一定です。

LMV793/LMV794 では、GBW が 88MHz で f_1 から f_2 まで一定です。 $A_{VOL} = 1$ の前に f_2 で 2 番目のポールが発生します。したがって、88MHz の GBW 周波数よりずっと前の 51MHz で f_u' が発生します。非補償オペアンプでは、ユニティ・ゲイン周波数と GBW は等しくありません。安定性を補償するための最小ゲインは G_{min} で、LMV793/LMV794 では 10 または 20dB です。

入力進み遅れ補償

どのようなゲインでも LMV793/LMV794 の安定な動作を確保するために推奨される補償方法は、進み遅れ補償です。回路に補償部品を追加することにより、ユーザーはループ・ゲインが 0dB まで低くなったときも十分な位相余裕が得られ、ユニティ・ゲイン・オペアンプより優れた特性を維持するための帰還機能を実現できます。Figure 4 に進み遅れ補償の構成を示します。必要な追加補償部品は、 R_C と C のみです。

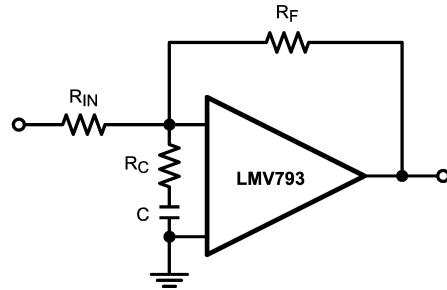


FIGURE 4. LMV793 with Lead-Lag Compensation for Inverting Configuration

補償回路の算出方法を説明するために、帰還係数または F と呼ばれる項を導入する必要があります。帰還係数 F は、オペアンプ出力電圧 V_{OUT} に対するオペアンプ入力端子間の帰還電圧 $V_A - V_B$ の比です。

$$F = \frac{V_A - V_B}{V_{OUT}}$$

帰還理論により、古くから知られるオペアンプの帰還式は、次のようになります。

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{A}{1 + AF}$$

A はアンプの開ループ・ゲイン、 AF はループ・ゲインです。両方ともオペアンプを解析するために非常に重要です。通常は $AF \gg 1$ なので、上記の式は次のようになります。

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1}{F}$$

進み遅れ補償の式の導出は、本データシートの扱っ範囲を超えています。式の導出は、先に挙げた帰還式に基づいています。Figure 4 の回路の帰還係数の逆数は、次の式になります。

$$\frac{1}{F} = \left(1 + \frac{R_F}{R_{IN}} \right) \left(\frac{1 + s(R_C + R_{IN} \parallel R_F) C}{1 + sR_C C} \right) \quad (1)$$

ここで、 $1/F$ のポールは次の位置に生じます。

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_C C} \quad (2)$$

$1/F$ のゼロは次の位置に生じます。

$$f_z = \frac{1}{2\pi(R_C + R_{IN} \parallel R_F) C} \quad (3)$$

$$\left. \frac{1}{F} \right|_{f=0} = 1 + \frac{R_F}{R_{IN}} \quad (4)$$

アプリケーション情報 (つづき)

低周波数における Figure 4 の回路ゲインは $-R_F/R_{IN}$ ですが、帰還係数 F は回路ゲインと同じではありません。帰還係数は帰還理論から導出され、反転構成でも非反転構成でも同じです。つまり、低周波数における帰還係数は、非反転構成のゲインと等しくなります。

$$\frac{1}{F} \Big|_{f=\infty} = \left(1 + \frac{R_F}{R_{IN}} \right) \left(1 + \frac{R_{IN} \parallel R_F}{R_C} \right) \quad (5)$$

上記の式より、次のことがわかります。

- $1/F$ のゼロは、 $1/F$ のポールより低い周波数の位置に生じます。
- 低周波数における $1/F$ の値は $1 + R_F/R_{IN}$ です。
- この方法では、新たに 1 つのポールと 1 つのゼロが生成されます。
- この生成されたポールとゼロのペアには、次の 2 つの目的があります。

$G_{min} = 10$ の要件を満たすために、開ループ・ゲイン曲線 A と交差する前の、より高い周波数における $1/F$ の値を上げます。LMV793/LMV794 では、良好な安定性を保つために、過補償が必要になることがあります。

ループ位相遅延をさらに増加させることなく上記の目的を達成します。

$1/F$ G_{min} の制約は、開ループ・ゲイン A と $1/F$ の交差する場所の近くでのみ満たす必要がある点に注意してください。その他の場所では、 $1/F$ は必要に応じて整形できます。 $1/F$ ポールは開ループ・ゲイン A と交差する前に発生する必要があります。

十分な位相余裕を確保するために、次の 2 つのルールに従うことを推奨します。

ルール 1 $1/F$ と開ループ・ゲイン A は、45 の最小位相余裕がある周波数で交差するものとします。過補償が必要なときは、A と $1/F$ の交点は位相余裕が 45 を超える周波数に設定すると、回路の安定性が高まります。

ルール 2 $1/F$ のポールは、開ループ・ゲイン A との交点より少なくとも 1 デイカド下に設定するものとします。これは、 F のゼロである、 $1/F$ のポールによる完全に 90 の位相進みを得るためです。これによって、 $1/F$ と A が互いに交差するときに、ゼロの効果が完全に中和されることが保証されます。

LMV793/LMV794 の進み遅れ補償の計算

Figure 5 は Figure 1 と同じグラフですが、コンセプトをわかりやすく示すために A_{VOL} と位相曲線をスムーズな線として引き直し、進み遅れ補償の算出に使用する主要なパラメータを明確に示しています。

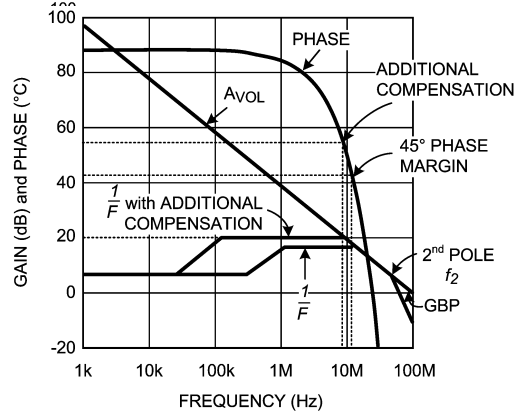


FIGURE 5. LMV793/LMV794 Simplified Bode Plot

10V/V 未満のゲインで安定した動作を確保するために、外部位相補償を備えた回路のゲイン余裕が 0dB のときに 45 の位相余裕が得られるところまで、高周波数における開ループ・ゲイン余裕を削減する必要があります。帰還係数 F のポールとゼロは、高周波数でのゲイン余裕を制御します。 F と A_{VOL} 間の距離がゲイン余裕です。したがって、ユニティ・ゲイン・ポイント (0dB) は、 F が A_{VOL} 曲線と交差する点です。

例では、 -1 のゲインでは $R_{IN} = R_F$ です。したがって、低周波数では $F = 6dB$ です。高周波数では、 F の最小値は 45 の位相余裕では 18dB です。式 5 から、次の関係が得られます。

$$\left(1 + \frac{R_F}{R_{IN}} \right) \left(1 + \frac{R_{IN} \parallel R_F}{R_C} \right) = 18 \text{ dB} = 7.9$$

ここで $R_F = R_{IN} = R$ とします。これらの値により R_C について解くと、 $R_C = R/5.9$ が得られます。 C の値は抵抗間の比率に影響しないことに注意してください。各抵抗値を設定したら、続いて F のポールの位置を設定する必要があります。この設計では、 R_F と R_{IN} には 2k の抵抗を使用します。したがって、 R_C の値は $2k/5.9$ に最も近い標準値の 330 に設定されます。

式 2 を書き変えて最小コンデンサ値を求めると、次の式が得られます。

$$C = 1/(2 f_p R_C)$$

帰還係数曲線 F は、約 12MHz で A_{VOL} 曲線と交差します。したがって、 F のポールは 1.2MHz より大きくなることはありません。この値と $R_C = 330$ を使用すると、 C の最小値は 390pF です。Figure 6 を見ると、オーバーシュートが過剰ですが、デバイスは安定していることがわかります。Figure 7 に示すように、 C が 2.2nF に増加してもリングングは改善されていません。

アプリケーション情報 (つぎ)

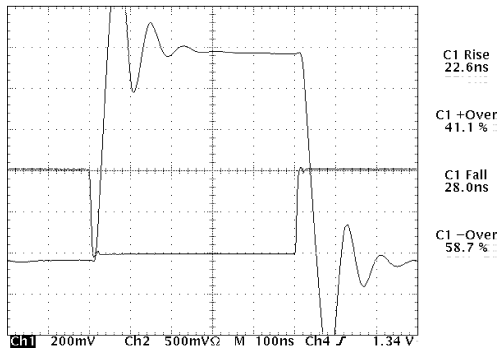


FIGURE 6. First Try at Compensation, Gain = - 1

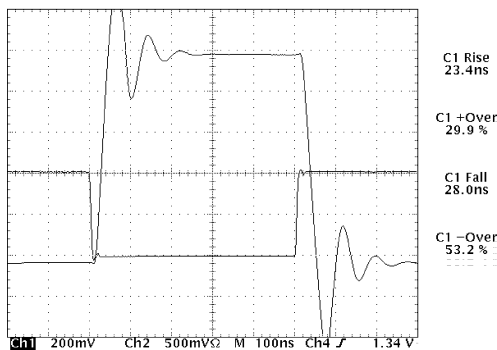


FIGURE 7. C Increased to 2.2 nF, Gain = - 1

望ましいオーバーシュート特性を得るには、ある程度の過補償が必要です。18dB で A_{VOL} 曲線と交差する代わりに、2dB の過補償を使用すると、 A_{VOL} 曲線は 20dB で交差します。20dB つまり 10V/V として式 5 を使用すると、最も近い R_C の標準値は 240 です。以下の 2 つの波形は、 $C = 390\text{pF}$ および 2.2nF の新しいコンデンサ値を示しています。Figure 9 は最終的な補償を示し、1MHz 方形波に対する応答が非常に優れていることを表しています。

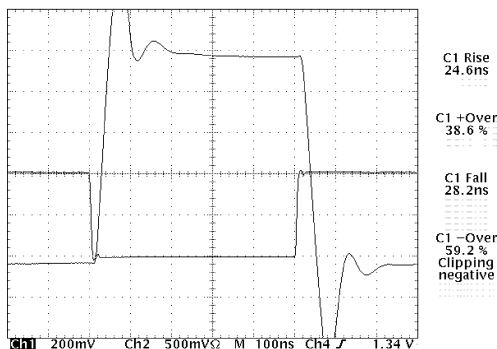


FIGURE 8. $R_C = 240$ and $C = 390\text{ pF}$, Gain = - 1

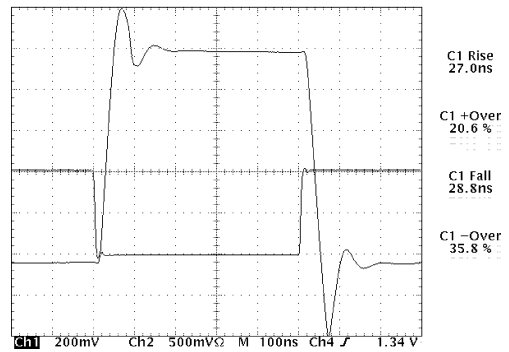


FIGURE 9. $R_C = 240$ and $C = 2.2\text{ nF}$, Gain = - 1

まとめると、- 1 のゲインに対して LMV793 を補償するために次のような手順が取られます。

1. 所望の 45 の位相余裕を得るために、ボード線図から R_C および C の値が計算されました。これらの値は、 $R_{IN} = R_F = 2\text{k}$ を基にして計算されました。これらの計算から、 $R_C = 330$ および $C = 390\text{pF}$ の値が得られます。
2. リンギングを減らすために、 C を 2.2nF まで大きくしたことで帰還係数 F のポールが A_{VOL} 曲線からより離れた位置に移動しました。
3. それでもなおリンギングが大きいため、 F に 2dB の過補償が追加されました。これは R_C を 240 に下げることで行いました。

LMV796 は LMV793 を完全に補償させたデバイスです。同じ構成の LMV796 から補償回路を削除すると、Figure 10 に示される応答になります。

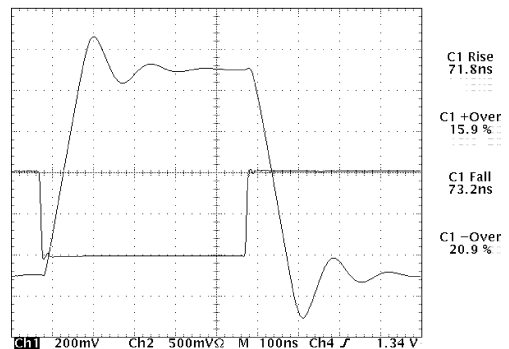


FIGURE 10. LMV796 Response

大信号応答では、立ち上がりおよび立ち下がり時間はオペアンプのスレーテートで決まります。LMV793 と LMV796 はよく似ていますが、LMV793 の立ち上がりおよび立ち下がり時間は LMV796 のおよそ 2.5 倍高速です。これは、LMV793 が非補償オペアンプであり、ゲイン - 1 で使用しても外部位相補償の優れた技術によりスピードが確保されるためです。

アプリケーション情報 (つづき)

非反転補償

非反転アンプでも、同じ理論を適用して必要な補償が行われます。ゲイン - 1 の反転構成とした場合、F の値は 2 です。非反転構成では F と実際のゲインが同じであるため、非反転構成の補償はさらに難しくなります。Figure 4 に示すものと同じ回路を使用して、非反転動作に回路を設定した場合 (+ 2 のゲイン)、この回路は、ゲインの増加を補償するために入力段を振幅の半分を設定した反転構成と同様の性能を示します。Figure 11 にその結果を示します。

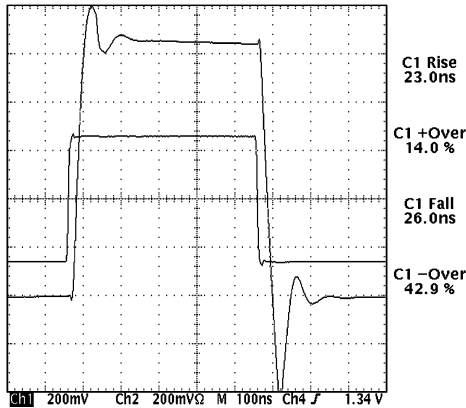


FIGURE 11. $R_C = 240$ and $C = 2.2$ nF, Gain = +2

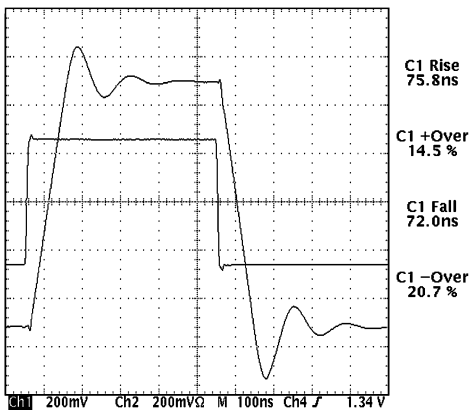


FIGURE 12. LMV796 Response Gain = +2

Figure 11 に示された応答は、Figure 9 の応答と似ています。実際には、このデバイスは非反転構成でわずかに速度が速くありません。 R_C の値を 200 程度に減らすことにより、負のオーバーシュートを減らすことができますが、立ち上がり立ち下がり時間が多少長くなります。他の方法としては、低抵抗を入力信号と直列に追加することです。Figure 12 に補償していない LMV796 の性能を示しています。ここで、非補償デバイスは完全に補償されたオペアンプのほぼ 2.5 倍の速度を実現しています。

補償が最も難しいオペアンプ構成はゲイン + 1 です。適切な補償を行うことにより、LMV793/LMV794 はこの構成で使用でき、なお完全に補正されたデバイスを超える速度を維持できます。Figure 13 は、これらのデバイスのゲイン = 1、つまりバッファ構成を示しています。

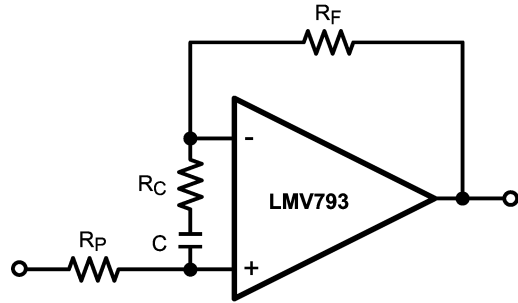


FIGURE 13. LMV793 with Lead-Lag Compensation for Non-Inverting Configuration

Figure 13 は、式 5 に実験室での実験結果を加味して求められた構成です。 R_P は式 5 に含まれていませんが、ゲイン = + 1 した場合に優れた性能を実現するために入力段に別のポールを導入するために必要です。 $R_{IN} =$ とした場合の式 5 を次に示します。

$$\left(1 + \frac{R_F}{R_C}\right) = 18 \text{ dB} = 7.9$$

R_F に 2k を使い、 R_C を解くと、 $R_C = 2000/6.9 = 290$ となります。 R_C の最も近い標準値は 300 です。実験で微調整の後、最適値として $R_C = 330$ および $R_P = 1.5$ k が選択されました。 R_P と非反転ピンの入力容量により、LMV793/LMV794 の補償に別のポールが追加されます。このポールを追加し、1/F の補償を若干下げることにより (R_C にわずかに高い抵抗値を使用)、ゲイン + 1 に対する最適な応答が得られます。Figure 14 は、Figure 13 で示した回路の応答です。Figure 15 は補償のないバッファ構成の LMV796 の応答です。 $R_P = R_F = 0$ としています。

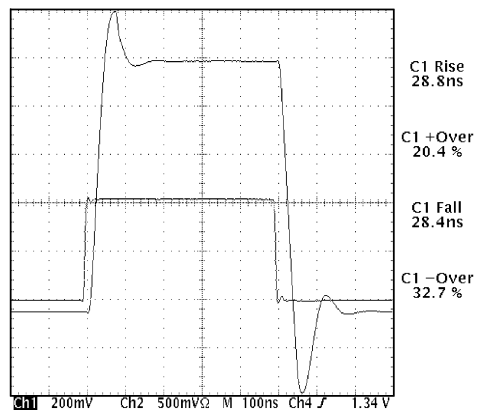


FIGURE 14. $R_C = 330$ and $C = 10$ nF, Gain = +1

アプリケーション情報 (つづき)

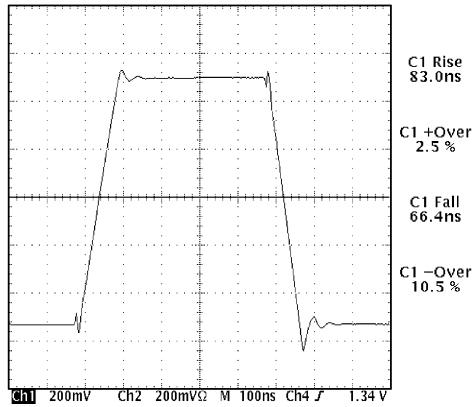


FIGURE 15. LMV796 Response Gain = +1

非補償オペアンプは、消費電力を増やすことなく、補償された同等のデバイスより高速動作を提供します。これらの例では $R_F = 2k$ としました。この値は、LMV793/LMV794 で容易に駆動するのに十分に大きな値であり、しかも PCB とオペアンプの両方の寄生容量の影響を最小に抑えるのに十分に小さな値です。

注 :LMV793/LMV794 を使用する場合、適切な高周波の PCB レイアウトに従う必要があります。これらのデバイスの GBW は 88MHz であり、このため GBW が 17MHz である補償されたデバイスを使用する場合より、PCBレイアウトの重要性が増しています。

トランスインピーダンス・アンプ

LMV793 および LMV794 のいずれにとっても非常に良いアプリケーションは、トランスインピーダンス・アンプです。88MHz の帯域幅積を持つこれらのデバイスは、光による高速データ伝送に理想的です。本データシートの最初のページの回路は、トランスインピーダンス・アンプとして使用する LMV793/LMV794 の評価に使用される回路です。唯一の相違は、VB がデバイスの V_{CC} に接続されているため、ダイオードの方向が最初のページに示された回路とは逆になっている点です。

トランスインピーダンス構成における LMV793/LMV794 の限界をチェックするために、評価では非常に高速な部品が使われています。フォトダイオード部品番号は OSI Optoelectronics の PIN-HR040 です。このデバイスのダイオード容量は、2.5V バイアス (仮想接地と V_{CC} 間) を使用している場合わずか 7pF です。このダイオードの立ち上がり時間は 1nsec です。光源にはレーザー・ダイオードを使用しました。レーザー・ダイオードはオン・オフ時間が 5nsec 未満です。選定された高速の光学部品により、トランスインピーダンス・アンプとしての LMV793 を正確に評価できます。ナショナル セミコンダクター製の非補償アンプ評価ボード PN 551013271-001 A を使い、若干の変更が必要なだけで削除する必要のあるトレースはありません。

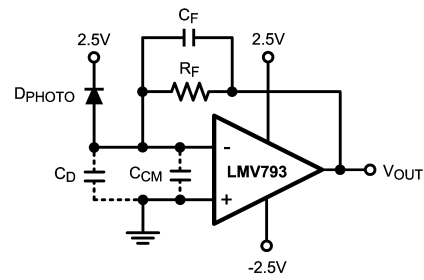


FIGURE 16. Transimpedance Amplifier

Figure 16 はトランスインピーダンス・アンプの完全な回路図です。ただし電源バイパス・コンデンサだけは表示されていません。 C_D はデータシートに記載されているフォトダイオードの容量を表しています。 C_{CM} はオペアンプの同相入力容量です。LMV793 については本データシートの「代表的な性能特性」の最後の図に示されています。Figure 16 では、LMV793 の反転入力ピンは仮想接地になっています。ダイオードは 2.5V ラインに接続されていますが、電源ラインは AC グラウンドのため、 C_D はグラウンドに接続されます。

Figure 17 では、トランスインピーダンス・アンプの帰還係数 F を導き出すために必要な回路を示しています。この図では $C_D + C_{CM} = C_{IN}$ です。したがって、設計者はダイオード容量とオペアンプ入力容量を必ず知っておく必要があります。容量がモデルに含まれると、フォトダイオードは理想に近い電流源になります。これはどのような種類の回路でしょうか? C_F が無い場合、入力コンデンサと帰還抵抗しかありません。この回路は微分器回路はもともと不安定なので補償する必要があります。この場合、 C_F が回路を補償します。

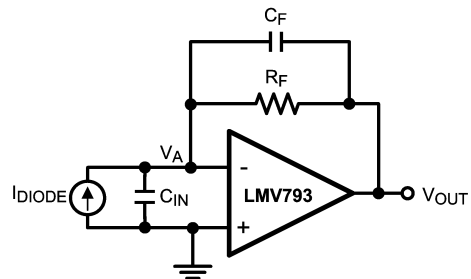


FIGURE 17. Transimpedance Feedback Model

アプリケーション情報 (つづき)

帰還理論 $F = V_A/V_{OUT}$ を使うことにより、これが分圧回路となり、次の式が得られます。

$$F = \frac{1 + sC_F R_F}{1 + sR_F (C_F + C_{IN})}$$

ノイズ・ゲインは $1/F$ です。これは微分器回路なので、ゼロを挿入する必要があります。ゼロの位置は次のとおりです。

$$f_z = \frac{1}{1 + sR_F (C_F + C_{IN})}$$

安定化のために C_F が追加されています。この部品を追加により、回路にポールが追加されます。ポールの位置は次のとおりです。

$$f_p = \frac{1}{1 + sC_F R_F}$$

最大帯域幅を得ると同時に優れた安定性を維持するためには、開ループ・ゲイン A のカーブにポールを配置する必要があります。補償を増加させる必要がある場合、 C_F の値を増加することができますが、これは回路の帯域幅を減少させます。そのため、 $A = 1/F$ 、つまり $AF = 1$ です。 A に対する式は次のようになります。

$$A = \frac{\omega_{GBW}}{\omega} = \frac{f_{GBW}}{f}$$

f_{GBW} の式はデバイスのゲイン帯域幅積です。ユニティ・ゲインで安定なデバイスでは、これは $A = 1$ となる周波数です。LMV793 の場合、 $f_{GBW} = 88\text{MHz}$ です。 A と F を乗算すると次の式が得られます。

$$AF \Big|_{f_p} = \frac{f_{GBW}}{f} \times \frac{1 + sC_F R_F}{1 + sR_F (C_F + C_{IN})} =$$

$$\frac{f_{GBW}}{f} \times \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{C_F R_F}{C_F R_F}\right)^2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{R_F (C_F + C_{IN})}{C_F R_F}\right)^2}} = 1$$

上記の式では $s = j$ です。式における実際の振幅を求めるために、実数部と虚数部を自乗して平方根を計算します。 F および A の交点では、次のようになります。

$$\omega = \frac{1}{C_F R_F}$$

若干の代数操作の後、上記の式は次のようになります。

$$1 + \left(\frac{C_F + C_{IN}}{C_F}\right)^2 = 8\pi^2 f_{GBW}^2 R_F^2 C_F^2$$

上記の式での未知数は C_F だけです。この式を解くためには、 C_F の 4 乗を扱う必要があります。この式に表計算シートを使って、既知の値をすべて入力する方法があります。繰り返し計算を行って、両側が等しくなる C_F の値を導き出します。これが C_F の求める値であり、当然 C_F に最も近い標準値を使用します。

実験確認する前に、トランスインピーダンス・アンプの伝達関数を見出し、単位を にする必要があります。

$$V_{OUT} = \frac{-R_F}{1 + sC_F R_F} \times I_{DIODE}$$

LMV793 は $R_F = 10\text{k}$ および 100k に対して評価されました。 10k の帰還抵抗はゲインがいくらか小さく、 100k の場合は非常に高いゲイン構成となります。まず最初に $R_F = 10\text{k}$ とします。 Input Common Mode Capacitance vs. V_{CM} の関係を示すグラフから、その動作点に対する C_{CM} を選定すると、 15pF となります。正負 2 電源の場合、 $V_{CM} = 2.5\text{V}$ に対して、 $C_{IN} = 22\text{pF}$ 、 $f_{GBW} = 88\text{MHz}$ となります。 C_F を解くと、計算値は 1.75pF となり、 1.8pF を選択して使用します。ポール周波数を確認すると 8.8MHz であり、これはこのデバイスで推奨される最小ゲインにおいて適切な値です。安定にするためにいくらかの過補償が必要であり、最終的に選択された C_F の値は 2.7pF です。これにより、ポールは 5.9MHz になります。 Figure 18 および Figure 19 は、 1V 出力振幅のときに実験で得られた立ち上がりおよび立ち下がり時間を示しています。レーザー・ダイオードは熱効果によりパルスの開始点および終了点が全く異なるため駆動が難しく、このため範囲が 2 つに分かれて示されています。

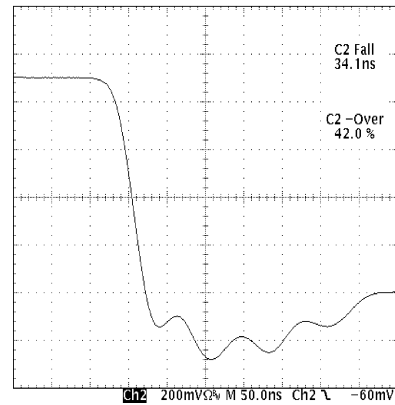


FIGURE 18. Fall Time

アプリケーション情報 (つぎ)

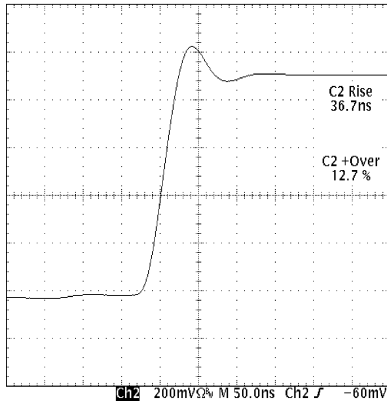


FIGURE 19. Rise Time

Figure 18 に示される、オン時間中のリングングおよび隆起はレーザーによるものです。レーザーの駆動レベルが高くなると、熱特性による光の変化と共に、光源でリングングが生じます。隆起は熱特性によるものです。

100k の帰還抵抗を使って C_F を解くと、計算値は 0.54pF になります。ゲインを大きくした場合の問題の 1 つに、 C_F の値が小さくなりすぎる点があります。0.5pF のコンデンサを使うと、その測定値は 0.64pF でした。0.64pF の位置では、ポールは 2.5MHz です。Figure 20 は 1V 出力の応答を示しています。

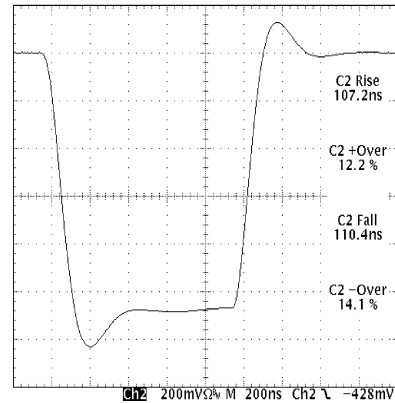
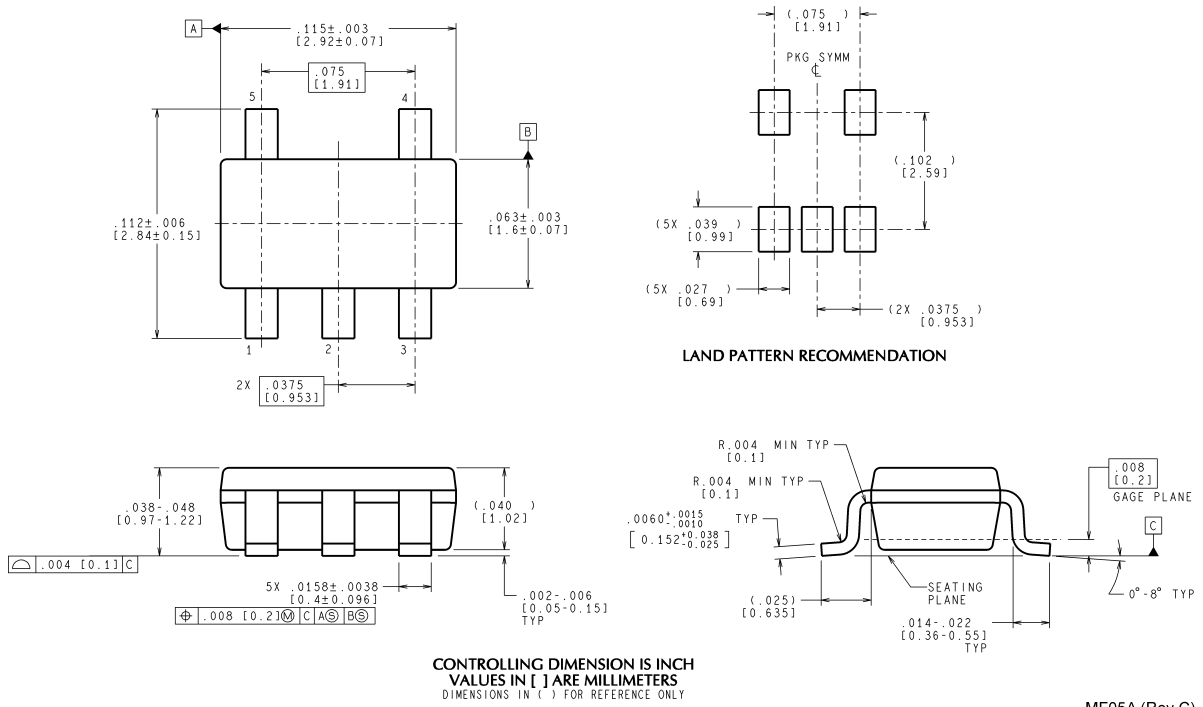


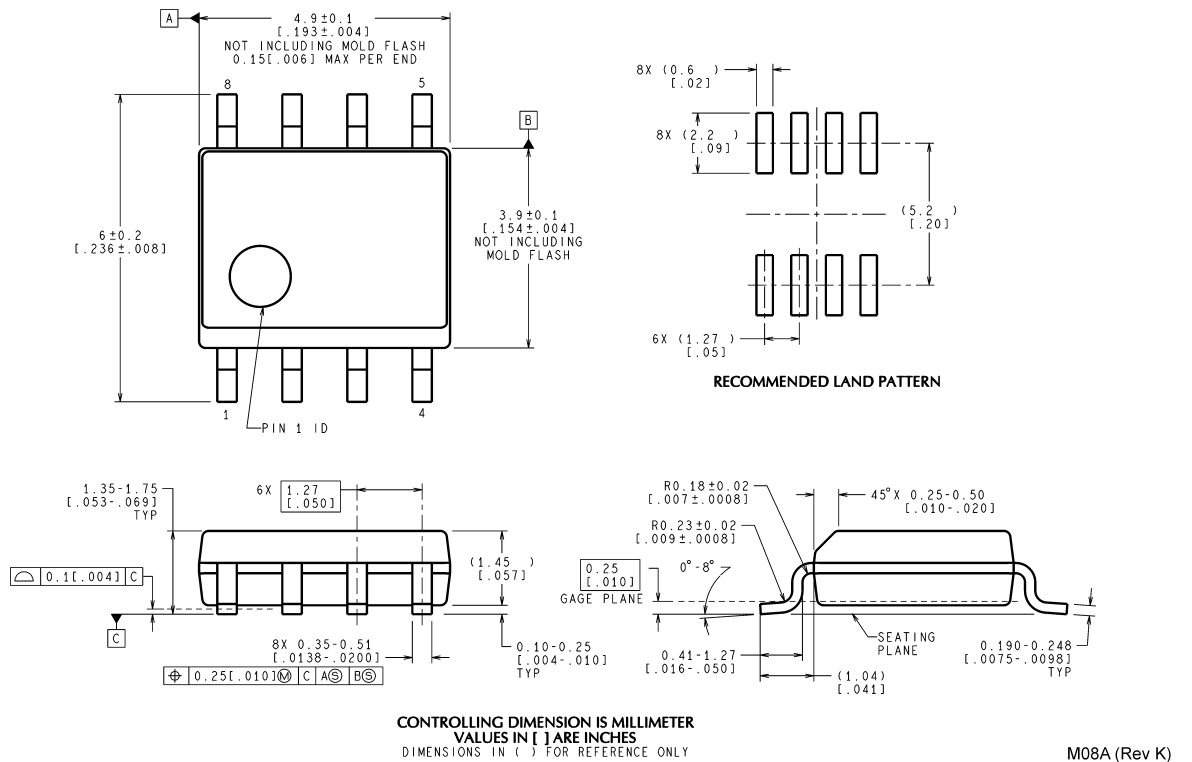
FIGURE 20. High Gain Response

トランスインピーダンス・アンプは LMV793 の非常に良いアプリケーションの 1 つです。100k の帰還抵抗とする高いゲインで使用しても、帯域幅は 1MHz を十分に上回ります。10k の帰還抵抗構成に対して少し過補償とすること以外は、LMV793 の使用は非常に簡単でした。この評価に使われた基板レイアウトが優れていたことは勿論です。フォト・ダイオードについての詳細は、OSI Optoelectronics まで問い合わせください。電話は (310) 978-0516 です。トランスインピーダンス・アンプについての詳細は、ナショナル セミコンダクターの営業担当者までお問い合わせください。

外形寸法図 特記のない限り inches (millimeters)

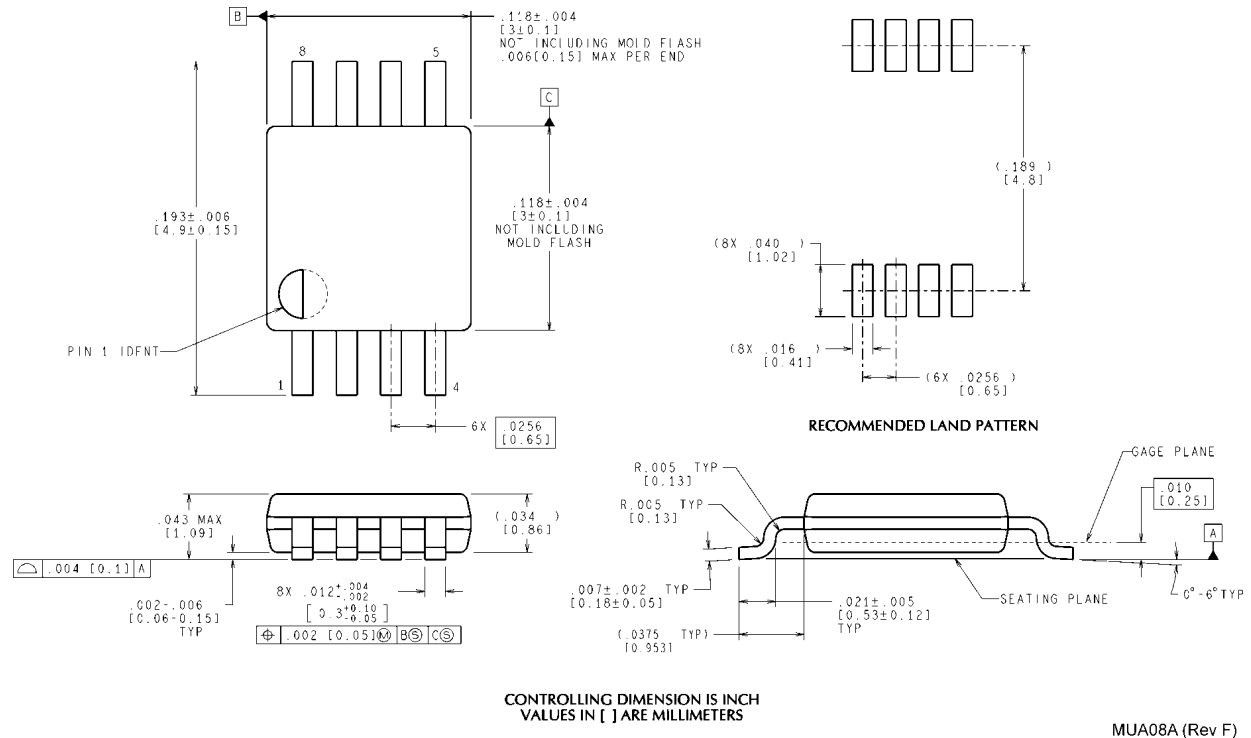


5-Pin SOT23
NS Package Number MF05A



8-Pin SOIC
NS Package Number M08A

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



8-Pin MSOP
NS Package Number MUA08A

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 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/

ご注意

日本テキサス・インスツルメンツ株式会社（以下TIJといいます）及びTexas Instruments Incorporated（TIJの親会社、以下TIJないしTexas Instruments Incorporatedを総称してTIといいます）は、その製品及びサービスを任意に修正し、改善、改良、その他の変更をし、もしくは製品の製造中止またはサービスの提供を中止する権利を留保します。従いまして、お客様は、発注される前に、関連する最新の情報を取得して頂き、その情報が現在有効かつ完全なものであるかどうかをご確認下さい。全ての製品は、お客様とTIJとの間取引契約が締結されている場合は、当該契約条件に基づき、また当該取引契約が締結されていない場合は、ご注文の受諾の際に提示されるTIJの標準販売契約約款に従って販売されます。

TIは、そのハードウェア製品が、TIの標準保証条件に従い販売時の仕様に対応した性能を有していること、またはお客様とTIJとの間で合意された保証条件に従い合意された仕様に対応した性能を有していることを保証します。検査およびその他の品質管理技法は、TIが当該保証を支援するのに必要とみなす範囲で行なわれております。各デバイスの全てのパラメーターに関する固有の検査は、政府がそれ等の実行を義務づけている場合を除き、必ずしも行なわれておりません。

TIは、製品のアプリケーションに関する支援もしくはお客様の製品の設計について責任を負うことはありません。TI製部品を使用しているお客様の製品及びそのアプリケーションについての責任はお客様にあります。TI製部品を使用したお客様の製品及びアプリケーションについて想定される危険を最小のものとするため、適切な設計上および操作上の安全対策は、必ずお客様にてお取り下さい。

TIは、TIの製品もしくはサービスが使用されている組み合わせ、機械装置、もしくは方法に関連しているTIの特許権、著作権、回路配置利用権、その他のTIの知的財産権に基づいて何らかのライセンスを許諾するということは明示的にも黙示的にも保証も表明もしていません。TIが第三者の製品もしくはサービスについて情報を提供することは、TIが当該製品もしくはサービスを使用することについてライセンスを与えたり、保証もしくは是認するということを意味しません。そのような情報を使用するには第三者の特許その他の知的財産権に基づき当該第三者からライセンスを得なければならない場合もあり、またTIの特許その他の知的財産権に基づきTIからライセンスを得て頂かなければならない場合もあります。

TIのデータ・ブックもしくはデータ・シートの中にある情報を複製することは、その情報に一切の変更を加えること無く、かつその情報と結び付けられた全ての保証、条件、制限及び通知と共に複製がなされる限りにおいて許されるものとします。当該情報に変更を加えて複製することは不正で誤認を生じさせる行為です。TIは、そのような変更された情報や複製については何の義務も責任も負いません。

TIの製品もしくはサービスについてTIにより示された数値、特性、条件その他のパラメーターと異なる、あるいは、それを超えてなされた説明で当該TI製品もしくはサービスを再販売することは、当該TI製品もしくはサービスに対する全ての明示的保証、及び何らかの黙示的保証を無効にし、かつ不正で誤認を生じさせる行為です。TIは、そのような説明については何の義務も責任もありません。

TIは、TIの製品が、安全でないことが致命的となる用途ないしアプリケーション（例えば、生命維持装置のように、TI製品に不良があった場合に、その不良により相当な確率で死傷等の重篤な事故が発生するようなもの）に使用されることを認めておりません。但し、お客様とTIの双方の権限有る役員が書面でそのような使用について明確に合意した場合は除きます。たとえTIがアプリケーションに関連した情報やサポートを提供したとしても、お客様は、そのようなアプリケーションの安全面及び規制面から見た諸問題を解決するために必要とされる専門的知識及び技術を持ち、かつ、お客様の製品について、またTI製品をそのような安全でないことが致命的となる用途に使用することについて、お客様が全ての法的責任、規制を遵守する責任、及び安全に関する要求事項を満足させる責任を負っていることを認め、かつそのことに同意します。さらに、もし万一、TIの製品がそのような安全でないことが致命的となる用途に使用されたことによって損害が発生し、TIないしその代表者がその損害を賠償した場合は、お客様がTIないしその代表者にその全額の補償をするものとします。

TI製品は、軍事的用途もしくは宇宙航空アプリケーションないし軍事的環境、航空宇宙環境にて使用されるようには設計もされていませんし、使用されることを意図されていません。但し、当該TI製品が、軍需対応グレード品、若しくは「強化プラスチック」製品としてTIが特別に指定した製品である場合は除きます。TIが軍需対応グレード品として指定した製品のみが軍需品の仕様書に合致いたします。お客様は、TIが軍需対応グレード品として指定していない製品を、軍事的用途もしくは軍事的環境下で使用することは、もっぱらお客様の危険負担においてなされるということ、及び、お客様がもっぱら責任をもって、そのような使用に関して必要とされる全ての法的要求事項及び規制上の要求事項を満足させなければならないことを認め、かつ同意します。

TI製品は、自動車用アプリケーションないし自動車の環境において使用されるようには設計されていませんし、また使用されることを意図されていません。但し、TIがISO/TS 16949の要求事項を満たしていると特別に指定したTI製品は除きます。お客様は、お客様が当該TI指定品以外のTI製品を自動車用アプリケーションに使用しても、TIは当該要求事項を満たしていなかったことについて、いかなる責任も負わないことを認め、かつ同意します。

Copyright © 2011, Texas Instruments Incorporated
日本語版 日本テキサス・インスツルメンツ株式会社

弊社半導体製品の取り扱い・保管について

半導体製品は、取り扱い、保管・輸送環境、基板実装条件によっては、お客様での実装前後に破壊/劣化、または故障を起こすことがあります。

弊社半導体製品のお取り扱い、ご使用にあたっては下記の点を遵守して下さい。

1. 静電気

- 素手で半導体製品単体を触らないこと。どうしても触る必要がある場合は、リストストラップ等で人体からアースをとり、導電性手袋等をして取り扱うこと。
- 弊社出荷梱包単位（外装から取り出された内装及び個装）又は製品単品で取り扱いを行う場合は、接地された導電性のテーブル上で（導電性マットにアースをとったもの等）、アースをした作業者が行うこと。また、コンテナ等も、導電性のものを使うこと。
- マウンタやんだ付け設備等、半導体の実装に関わる全ての装置類は、静電気の帯電を防止する措置を施すこと。
- 前記のリストストラップ・導電性手袋・テーブル表面及び実装装置類の接地等の静電気帯電防止措置は、常に管理されその機能が確認されていること。

2. 温・湿度環境

- 温度：0～40℃、相対湿度：40～85%で保管・輸送及び取り扱いを行うこと。（但し、結露しないこと。）

- 直射日光が当たる状態で保管・輸送しないこと。
3. 防湿梱包
 - 防湿梱包品は、開封後は個別推奨保管環境及び期間に従い基板実装すること。
 4. 機械的衝撃
 - 梱包品（外装、内装、個装）及び製品単品を落下させたり、衝撃を与えないこと。
 5. 熱衝撃
 - はんだ付け時は、最低限260℃以上の高温状態に、10秒以上さらさないこと。（個別推奨条件がある時はそれに従うこと。）
 6. 汚染
 - はんだ付け性を損なう、又はアルミ配線腐食の原因となるような汚染物質（硫黄、塩素等ハロゲン）のある環境で保管・輸送しないこと。
 - はんだ付け後は十分にフラックスの洗浄を行うこと。（不純物含有率が一定以下に保証された無洗浄タイプのフラックスは除く。）

以上