

高精度、100 μ A、 利得を選択可能なアンプ

特長

- 差動アンプ、反転アンプ、非反転アンプにピン設定可能
- 差動アンプ
 - 利得範囲: 1 ~ 13
 - CMRR > 75dB
- 非反転アンプ
 - 利得範囲: 0.07 ~ 14
- 反転アンプ
 - 利得範囲: -0.08 ~ -13
- 利得誤差: < 0.04%
- 利得ドリフト: < 3ppm/ $^{\circ}$ C
- 広い電源電圧範囲: 2.7V 単一電源から \pm 18V 両電源まで
- マイクロパワー: 電源電流: 100 μ A
- 高精度: 最大入力オフセット電圧が 50 μ V
- 利得帯域幅積: 560kHz
- レール・トゥ・レール出力
- 省スペースの 10ピン MSOP パッケージおよび DFN パッケージ

アプリケーション

- ハンドヘルド計測器
- 医療用計測器
- ストレイン・ゲージ・アンプ
- 差動からシングルエンドへの変換

概要

LT[®]1991は、高精度オペアンプに8本の高精度抵抗を組み合わせて、電圧を正確に増幅するためのワンチップ・ソリューションを構成します。外付け部品を使用せずに0.04%の利得精度で-13~14の利得を設定できます。このデバイスは、特に差動アンプとしての使用に適し、優れた抵抗マッチングによって75dB以上の同相除去比を達成します。

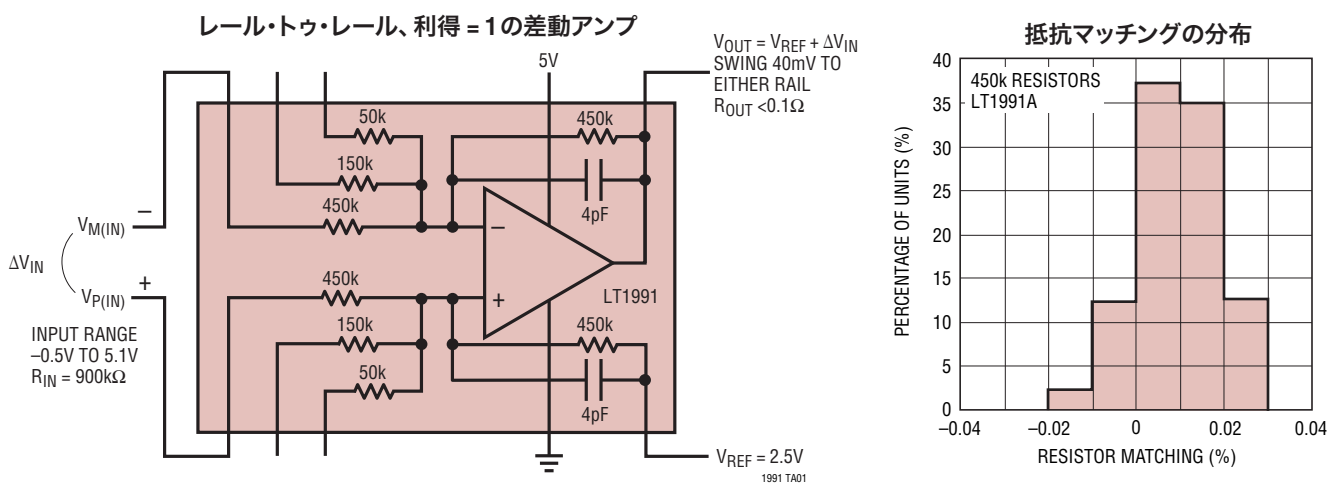
このアンプは最大50 μ Vの入力オフセット電圧と560kHzの利得帯域幅積を特長としています。2.7V~36Vのあらゆる電源電圧で動作し、5V電源時の消費電流がわずか100 μ Aです。出力は両方の電源レールの40mV以内に振幅します。

450k抵抗に対して全温度範囲で0.04%という優れた抵抗マッチングを実現します。また、3ppm/ $^{\circ}$ C以下のマッチング温度係数が保証されています。これらの抵抗は電圧直線性が極めて高いので、10ppm以下の利得非直線性を実現します。

LT1991は5Vならびに \pm 15V電源と-40 $^{\circ}$ C~125 $^{\circ}$ Cの温度範囲で完全に規格されています。このデバイスは省スペースの10ピンMSOPパッケージと高さの低い(0.8mm)3mm \times 3mm DFNパッケージで供給されます。

LT、LT、LTCおよびLTMはリニアテクノロジー社の登録商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

標準的応用例



LT1991

絶対最大定格

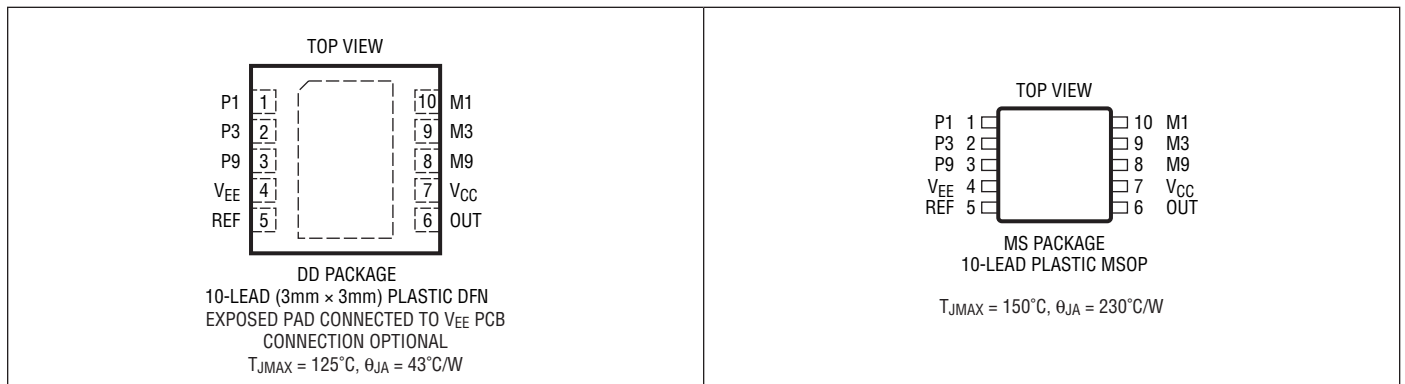
(Note 1)

全電源電圧 ($V^+ \sim V^-$)	40V
入力電圧 (ピン P1/M1、Note 2)	$\pm 60V$
入力電圧 (その他の入力 Note 2)	$V^+ + 0.2V \sim V^- - 0.2V$
出力短絡時間 (Note 3)	無期限
動作温度範囲 (Note 4)	
LT1991C	$-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$
LT1991I	$-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$
LT1991H	$-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$

規定温度範囲 (Note 5)

LT1991C	$-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$
LT1991I	$-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$
LT1991H	$-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$
最大接合部温度	
DDパッケージ	125°C
MSパッケージ	150°C
保存温度範囲	
DDパッケージ	$-65^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$
MSパッケージ	$-65^\circ\text{C} \sim 150^\circ\text{C}$
リード温度 (半田付け、10 秒)	300°C

ピン配置



発注情報

無鉛仕上げ	テープアンドリール	製品マーキング*	パッケージ	規定温度範囲
LT1991CDD#PBF	LTCT1991CDD#TRPBF	LBMM	10-Lead (3mm x 3mm) Plastic DFN	0°C to 70°C
LT1991ACDD#PBF	LT1991ACDD#TRPBF	LBMM	10-Lead (3mm x 3mm) Plastic DFN	0°C to 70°C
LT1991IDD#PBF	LT1991IDD#TRPBF	LBMM	10-Lead (3mm x 3mm) Plastic DFN	-40°C to 85°C
LT1991AIDD#PBF	LT1991AIDD#TRPBF	LBMM	10-Lead (3mm x 3mm) Plastic DFN	-40°C to 85°C
LT1991HDD#PBF	LT1991HDD#TRPBF	LBMM	10-Lead (3mm x 3mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LT1991CMS#PBF	LT1991CMS#TRPBF	LTQD	10-Lead Plastic MSOP	0°C to 70°C
LT1991ACMS#PBF	LT1991ACMS#TRPBF	LTQD	10-Lead Plastic MSOP	0°C to 70°C
LT1991IMS#PBF	LT1991IMS#TRPBF	LTQD	10-Lead Plastic MSOP	-40°C to 85°C
LT1991AIMS#PBF	LT1991AIMS#TRPBF	LTQD	10-Lead Plastic MSOP	-40°C to 85°C
LT1991HMS#PBF	LT1991HMS#TRPBF	LTQD	10-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C

さらに広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。* 温度グレードは出荷時のコンテナのラベルで識別されます。非標準の鉛仕上げの製品の詳細については、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。

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

電気的特性

●はCグレード・デバイスで0°C~70°C、Iグレード・デバイスで-40°C~85°Cの動作温度範囲の規格値を意味する。
それ以外はT_A = 25°Cでの値。注記がない限り、差動アンプ構成、V_S = 5V、0Vまたは±15V; V_{CM} = V_{REF} = 電源の1/2。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
ΔG	Gain Error	V _S = ±15V, V _{OUT} = ±10V; R _L = 10k G = 1; LT1991A	●		±0.04	%
		G = 1; LT1991	●		±0.08	%
		G = 3 or 9; LT1991A	●		±0.06	%
		G = 3 or 9; LT1991	●		±0.12	%
GNL	Gain Nonlinearity	V _S = ±15V; V _{OUT} = ±10V; R _L = 10k	●	1	10	ppm
ΔG/ΔT	Gain Drift vs Temperature (Note 6)	V _S = ±15V; V _{OUT} = ±10V; R _L = 10k	●	0.3	3	ppm/°C
CMRR	Common Mode Rejection Ratio, Referred to Inputs (RTI)	V _S = ±15V; V _{CM} = ±15.2V G = 9; LT1991A	●	80	100	dB
		G = 3; LT1991A	●	75	93	dB
		G = 1; LT1991A	●	75	90	dB
		Any Gain; LT1991	●	60	70	dB
V _{CM}	Input Voltage Range (Note 7)	P1/M1 Inputs V _S = ±15V; V _{REF} = 0V	●	-28	27.6	V
		V _S = 5V, 0V; V _{REF} = 2.5V	●	-0.5	5.1	V
		V _S = 3V, 0V; V _{REF} = 1.25V	●	0.75	2.35	V
		P1/M1 Inputs, P9/M9 Connected to REF V _S = ±15V; V _{REF} = 0V	●	-60	60	V
		V _S = 5V, 0V; V _{REF} = 2.5V	●	-14	16.8	V
		V _S = 3V, 0V; V _{REF} = 1.25V	●	-1.5	7.3	V
		P3/M3 Inputs V _S = ±15V; V _{REF} = 0V	●	-15.2	15.2	V
		V _S = 5V, 0V; V _{REF} = 2.5V	●	0.5	4.2	V
		V _S = 3V, 0V; V _{REF} = 1.25V	●	0.95	1.95	V
		P9/M9 Inputs V _S = ±15V; V _{REF} = 0V	●	-15.2	15.2	V
		V _S = 5V, 0V; V _{REF} = 2.5V	●	0.85	3.9	V
		V _S = 3V, 0V; V _{REF} = 1.25V	●	1.0	1.9	V
V _{OS}	Op Amp Offset Voltage (Note 8)	LT1991AMS, V _S = 5V, 0V	●	15	50 135	μV μV
		LT1991AMS, V _S = ±15V	●	15	80 160	μV μV
		LT1991MS	●	25	100 200	μV μV
		LT1991DD	●	25	150 250	μV μV
ΔV _{OS} /ΔT	Op Amp Offset Voltage Drift (Note 6)		●	0.3	1	μV/°C
I _B	Op Amp Input Bias Current (Note 11)		●	2.5	5 7.5	nA nA
			●			
I _{OS}	Op Amp Input Offset Current (Note 11)	LT1991A	●	50	500 750	pA pA
		LT1991	●	50	1000 1500	pA pA
e _n	Op Amp Input Noise Voltage	0.01Hz to 1Hz		0.35		μV _{P-P}
		0.01Hz to 1Hz		0.07		μV _{RMS}
		0.1Hz to 10Hz		0.25		μV _{P-P}
		0.1Hz to 10Hz		0.05		μV _{RMS}
e _n	Input Noise Voltage Density	G = 1; f = 1kHz		180		nV/√Hz
		G = 9; f = 1kHz		46		nV/√Hz

LT1991

電気的特性

●はCグレード・デバイスで0°C~70°C、Iグレード・デバイスで-40°C~85°Cの動作温度範囲の規格値を意味する。
それ以外はT_A = 25°Cでの値。注記がない限り、差動アンプ構成、V_S = 5V、0Vまたは±15V; V_{CM} = V_{REF} = 電源の1/2。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS		
R _{IN}	Input Impedance (Note 10)	P1 (M1 = Ground)	●	630	900	1170	kΩ	
		P3 (M3 = Ground)	●	420	600	780	kΩ	
		P9 (M9 = Ground)	●	350	500	650	kΩ	
		M1 (P1 = Ground)	●	315	450	585	kΩ	
		M3 (P3 = Ground)	●	105	150	195	kΩ	
		M9 (P9 = Ground)	●	35	50	65	kΩ	
ΔR	Resistor Matching (Note 9)	450k Resistors, LT1991A	●		0.01	0.04	%	
		Other Resistors, LT1991A	●		0.02	0.06	%	
		450k Resistors, LT1991	●		0.02	0.08	%	
		Other Resistors, LT1991	●		0.04	0.12	%	
ΔR/ΔT	Resistor Temperature Coefficient (Note 6)	Resistor Matching	●		0.3	3	ppm/°C	
		Absolute Value	●		-30		ppm/°C	
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	V _S = ±1.35V to ±18V (Note 8)	●	105	135		dB	
	Minimum Supply Voltage		●	2.4	2.7		V	
V _{OUT}	Output Voltage Swing (to Either Rail)	No Load						
		V _S = 5V, 0V			40	55	mV	
		V _S = 5V, 0V	●				65	mV
		V _S = ±15V	●				110	mV
		1mA Load						
		V _S = 5V, 0V			150	225	mV	
		V _S = 5V, 0V	●				275	mV
		V _S = ±15V	●				300	mV
I _{SC}	Output Short-Circuit Current (Sourcing)	Drive Output Positive; Short Output to Ground	●	8 4	12		mA mA	
	Output Short-Circuit Current (Sinking)	Drive Output Negative; Short Output to V _S or Midsupply	●	8 4	21		mA mA	
BW	-3dB Bandwidth	G = 1			110		kHz	
		G = 3			78		kHz	
		G = 9			40		kHz	
GBWP	Op Amp Gain Bandwidth Product	f = 10kHz			560		kHz	
t _r , t _f	Rise Time, Fall Time	G = 1; 0.1V Step; 10% to 90%			3		μs	
		G = 9; 0.1V Step; 10% to 90%			8		μs	
t _s	Settling Time to 0.01%	G = 1; V _S = 5V, 0V; 2V Step			42		μs	
		G = 1; V _S = 5V, 0V; -2V Step			48		μs	
		G = 1; V _S = ±15V, 10V Step			114		μs	
		G = 1; V _S = ±15V, -10V Step			74		μs	
SR	Slew Rate	V _S = 5V, 0V; V _{OUT} = 1V to 4V	●	0.06	0.12		V/μs	
		V _S = ±15V; V _{OUT} = ±10V; V _{MEAS} = ±5V	●	0.08	0.12		V/μs	
I _S	Supply Current	V _S = 5V, 0V	●		100	110	μA μA	
						150		
		V _S = ±15V	●		130	160	μA μA	
						210		

電気的特性

●はHグレード・デバイスの-40°C~125°Cの動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外はT_A = 25°Cでの値。
 注記がない限り、差動アンプ構成、V_S = 5V、0Vまたは±15V; V_{CM} = V_{REF} = 電源の1/2。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
ΔG	Gain Error	V _S = ±15V, V _{OUT} = ±10V; R _L = 10k G = 1	●		±0.08	%	
		G = 3 or 9	●		±0.12	%	
GNL	Gain Nonlinearity	V _S = ±15V; V _{OUT} = ±10V; R _L = 10k	●	1	10	ppm	
ΔG/ΔT	Gain Drift vs Temperature (Note 6)	V _S = ±15V; V _{OUT} = ±10V; R _L = 10k	●	0.3	3	ppm/°C	
CMRR	Common Mode Rejection Ratio, Referred to Inputs (RTI)	V _S = ±15V; V _{CM} = ±15.2V G = 9	●	77	100	dB	
		G = 3	●	70	93	dB	
		G = 1	●	70	90	dB	
V _{CM}	Input Voltage Range (Note 7)	P1/M1 Inputs V _S = ±15V; V _{REF} = 0V	●	-28	27.6	V	
		V _S = 5V, 0V; V _{REF} = 2.5V	●	-0.5	5.1	V	
		V _S = 3V, 0V; V _{REF} = 1.25V	●	0.75	2.35	V	
		P1/M1 Inputs, P9/M9 Connected to REF V _S = ±15V; V _{REF} = 0V	●	-60	60	V	
		V _S = 5V, 0V; V _{REF} = 2.5V	●	-14	16.8	V	
		V _S = 3V, 0V; V _{REF} = 1.25V	●	-1.5	7.3	V	
		P3/M3 Inputs V _S = ±15V; V _{REF} = 0V	●	-15.2	15.2	V	
		V _S = 5V, 0V; V _{REF} = 2.5V	●	0.5	4.2	V	
		V _S = 3V, 0V; V _{REF} = 1.25V	●	0.95	1.95	V	
		P9/M9 Inputs V _S = ±15V; V _{REF} = 0V	●	-15.2	15.2	V	
		V _S = 5V, 0V; V _{REF} = 2.5V	●	0.85	3.9	V	
		V _S = 3V, 0V; V _{REF} = 1.25V	●	1.0	1.9	V	
V _{OS}	Op Amp Offset Voltage (Note 8)	LT1991MS	●	25	100 285	μV μV	
		LT1991DD	●	25	150 295	μV μV	
ΔV _{OS} /ΔT	Op Amp Offset Voltage Drift (Note 6)		●	0.3	1	μV/°C	
I _B	Op Amp Input Bias Current (Note 11)		●	2.5	5 25	nA nA	
			●	50	1000 4500	pA pA	
e _n	Op Amp Input Noise Voltage	0.01Hz to 1Hz		0.35		μV _{P-P}	
		0.01Hz to 1Hz		0.07		μV _{RMS}	
		0.1Hz to 10Hz		0.25		μV _{P-P}	
		0.1Hz to 10Hz		0.05		μV _{RMS}	
e _n	Input Noise Voltage Density	G = 1; f = 1kHz		180		nV/√Hz	
		G = 9; f = 1kHz		46		nV/√Hz	
R _{IN}	Input Impedance (Note 10)	P1 (M1 = Ground)	●	630	900	1170	kΩ
		P3 (M3 = Ground)	●	420	600	780	kΩ
		P9 (M9 = Ground)	●	350	500	650	kΩ
		M1 (P1 = Ground)	●	315	450	585	kΩ
		M3 (P3 = Ground)	●	105	150	195	kΩ
		M9 (P9 = Ground)	●	35	50	65	kΩ
ΔR	Resistor Matching (Note 9)	450k Resistors	●	0.02	0.08	%	
		Other Resistors	●	0.04	0.12	%	
ΔR/ΔT	Resistor Temperature Coefficient (Note 6)	Resistor Matching	●	0.3	3	ppm/°C	
		Absolute Value	●	-30		ppm/°C	

電気的特性

●はHグレード・デバイスの-40°C～125°Cの動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外はT_A = 25°Cでの値。
 注記がない限り、差動アンプ構成、V_S = 5V、0Vまたは±15V; V_{CM} = V_{REF} = 電源の1/2。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS		
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	V _S = ±1.35V to ±18V (Note 8)	●	105	135	dB		
	Minimum Supply Voltage		●	2.4	2.7	V		
V _{OUT}	Output Voltage Swing (to Either Rail)	No Load	●	40	55	mV		
		V _S = 5V, 0V	●				75	mV
		V _S = ±15V	●				120	mV
		1mA Load	●	150	225	mV		
		V _S = 5V, 0V	●		300	mV		
		V _S = ±15V	●		340	mV		
I _{SC}	Output Short-Circuit Current (Sourcing)	Drive Output Positive; Short Output to Ground	●	8	12	mA		
				4		mA		
	Output Short-Circuit Current (Sinking)	Drive Output Negative; Short Output to V _S or Midsupply	●	8	21	mA		
				4		mA		
BW	-3dB Bandwidth	G = 1		110		kHz		
		G = 3		78		kHz		
		G = 9		40		kHz		
GBWP	Op Amp Gain Bandwidth Product	f = 10kHz		560		kHz		
t _r , t _f	Rise Time, Fall Time	G = 1; 0.1V Step; 10% to 90%		3		μs		
		G = 9; 0.1V Step; 10% to 90%		8		μs		
t _s	Settling Time to 0.01%	G = 1; V _S = 5V, 0V; 2V Step		42		μs		
		G = 1; V _S = 5V, 0V; -2V Step		48		μs		
		G = 1; V _S = ±15V, 10V Step		114		μs		
		G = 1; V _S = ±15V, -10V Step		74		μs		
SR	Slew Rate	V _S = 5V, 0V; V _{OUT} = 1V to 4V	●	0.06	0.12	V/μs		
		V _S = ±15V; V _{OUT} = ±10V; V _{MEAS} = ±5V	●	0.08	0.12	V/μs		
I _S	Supply Current	V _S = 5V, 0V	●	100	110	μA		
					180	μA		
		V _S = ±15V	●	130	160	μA		
					250	μA		

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

Note 2: P3/M3とP9/M9の入力は電源レールの外に0.2Vより大きく外してはならない。P9/M9が接地され、V_S = ±15Vならば、P1/M1の入力は±60Vに耐えることができる(「アプリケーション情報」のセクションの「高いCM電圧の差動アンプ」を参照)。

Note 3: 接合部温度を絶対最大定格以下に抑えるためにヒートシンクが必要な場合がある。

Note 4: LT1991CとLT1991Hは両方とも-40°C～85°Cの温度範囲で動作することが保証されている。LT1991Hは-40°C～125°Cの温度範囲で動作することが保証されている。

Note 5: LT1991Cは、0°C～70°Cの温度範囲で性能仕様に適合することが保証されており、-40°C～85°Cの拡張温度範囲で性能仕様に適合するように設計され、特性が評価されており、性能仕様に適合すると予想されるが、これらの温度ではテストされないし、QAサンプリングもおこなわれない。LT1991Hは-40°C～85°Cの温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。LT1991Hは-40°C～125°Cの温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。

Note 6: このパラメータに対しては全数テストは実施されない。

Note 7: 入力電圧範囲はV_S = ±15VのCMRRテストで保証されている。その他の電圧の場合、このパラメータは設計および±15Vでのテストとの相関によって保証されている。多様な動作条件での有効入力電圧範囲を求めるには「アプリケーション情報」のセクションを参照。

Note 8: オフセット電圧、オフセット電圧のドリフトおよびPSRRは内部オペアンプを基準にして定義されている。出力オフセットは次のように計算することができる。バランスのとれたソース抵抗の場合、V_{OS,OUT} = V_{OS} • NOISEGAIN + I_{OS} • 450k + I_B • 450k • (1-R_P/R_N)となる。ここで、R_PとR_Nはそれぞれオペアンプの正と負の端子の全抵抗である。

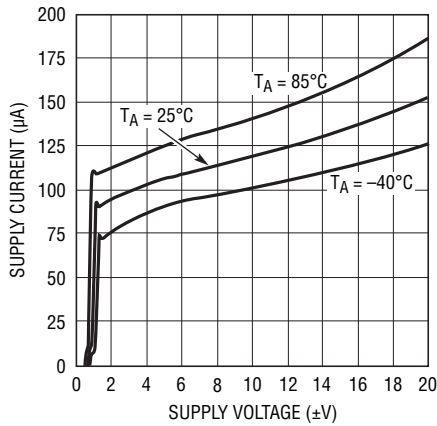
Note 9: 反転入力に接続された抵抗に適用される。抵抗マッチングは直接にはテストされないが、利得誤差テストで保証されている。

Note 10: 入力インピーダンスは、CMRRテストおよび利得誤差テストとの相関と直接測定との組合せでテストされる。

Note 11: I_BとI_{OS}はV_S = 5V、0Vでだけテストされる。

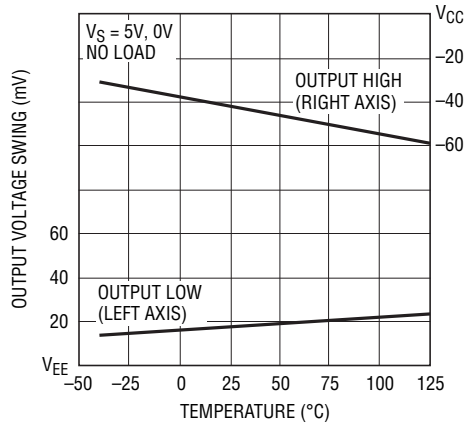
標準的性能特性 (差動アンプ構成)

電源電流と電源電圧



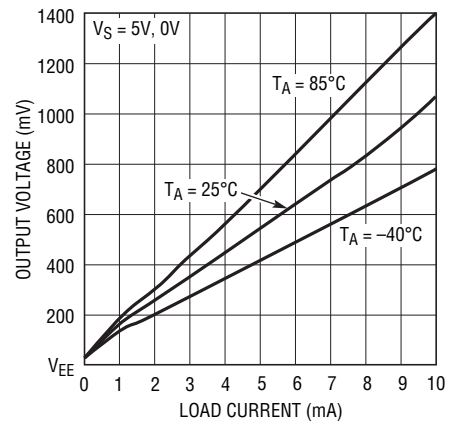
1991 G01

出力電圧振幅と温度



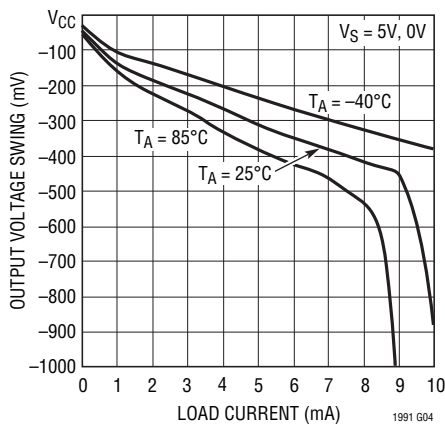
1991 G02

出力電圧振幅と負荷電流 (出力は“L”)



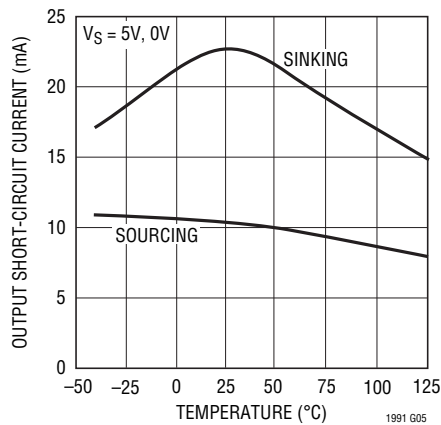
1991 G03

出力電圧振幅と負荷電流 (出力は“H”)



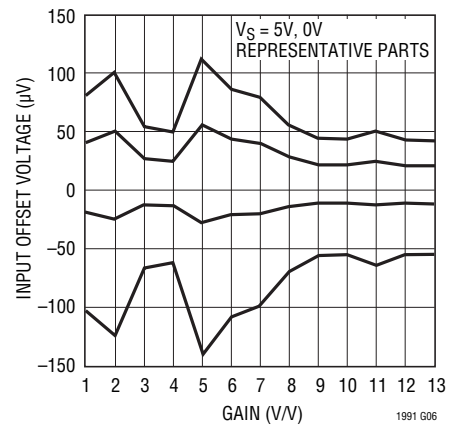
1991 G04

出力短絡電流と温度



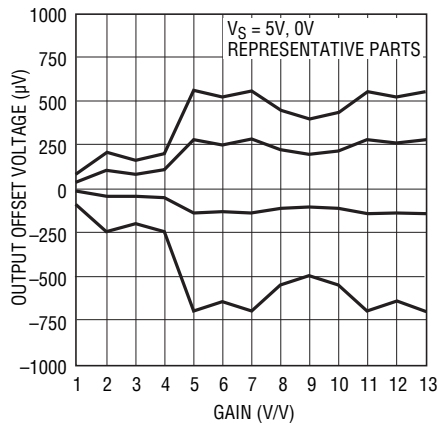
1991 G05

入力オフセット電圧と差動利得



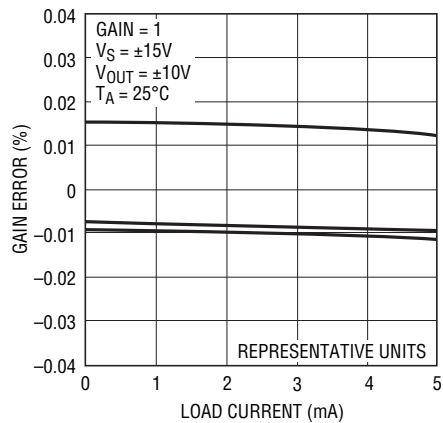
1991 G06

出力オフセット電圧と差動利得



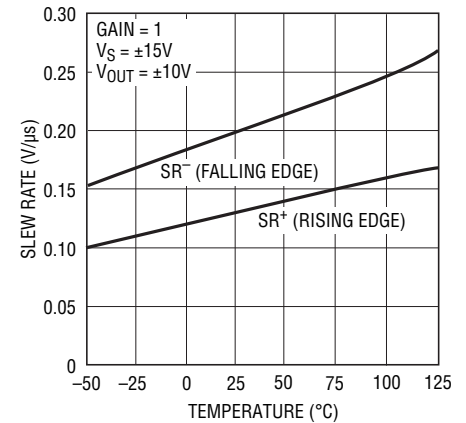
1991 G07

利得誤差と負荷電流



1991 G08

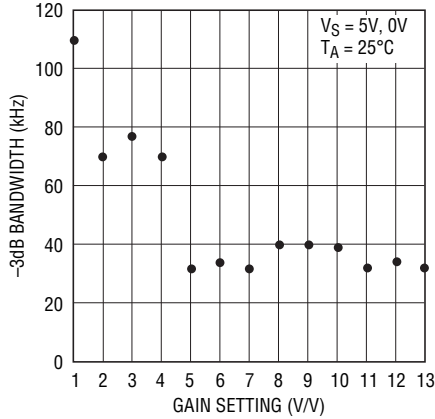
スルーレートと温度



1991 G09

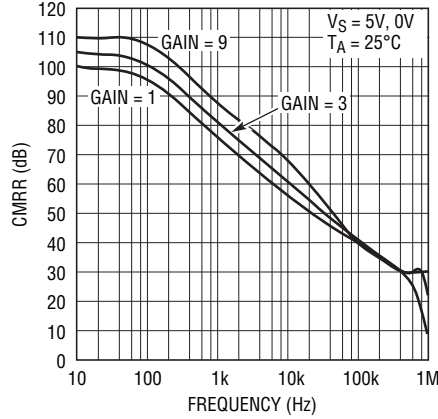
標準的性能特性 (差動アンプ構成)

帯域幅と利得



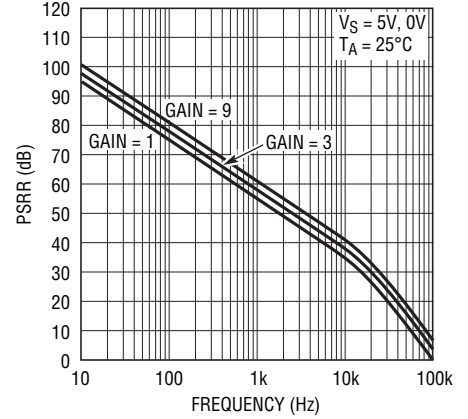
1991 G10

CMRRと周波数



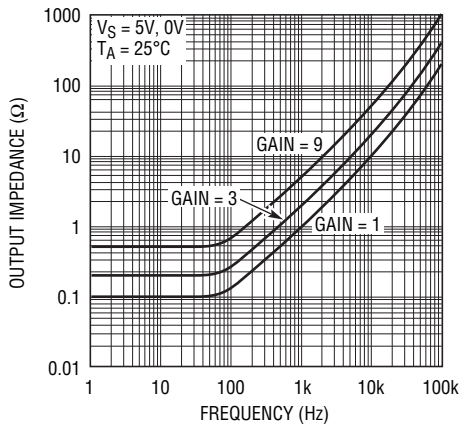
1991 G11

PSRRと周波数



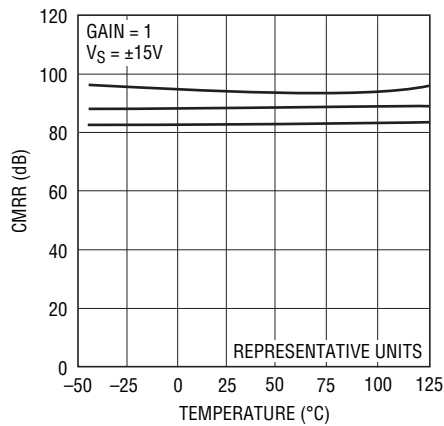
1991 G12

出カインピーダンスと周波数



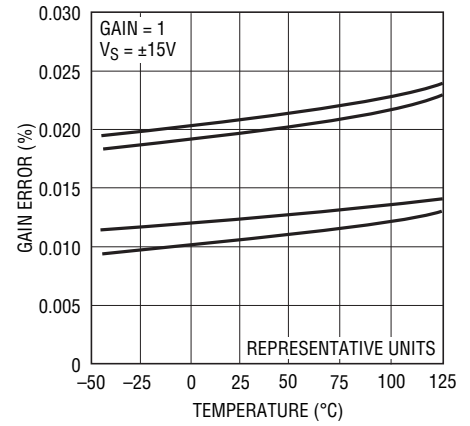
1991 G13

CMRRと温度



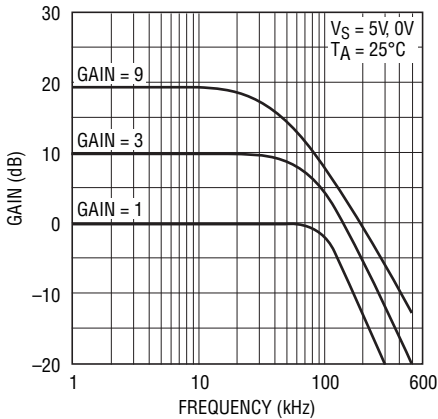
1991 G14

利得誤差と温度



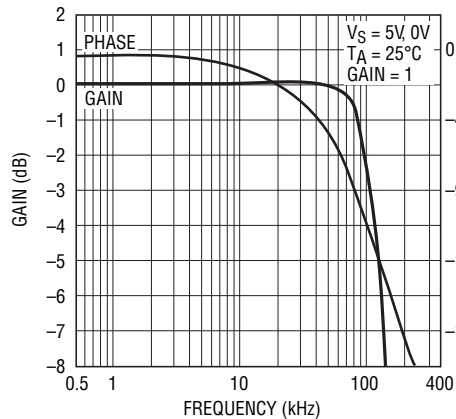
1991 G15

利得と周波数



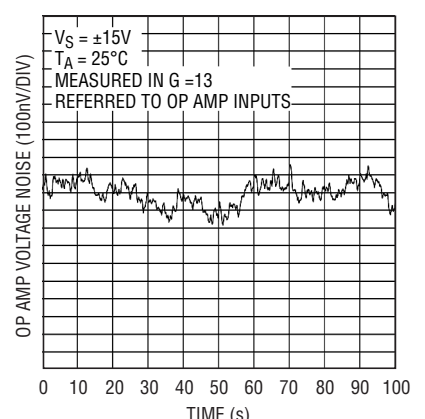
1991 G16

利得および位相と周波数



1991 G17

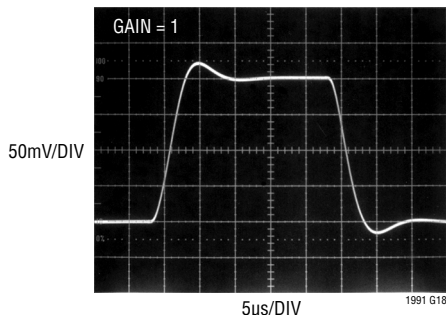
0.01Hz~1Hz 電圧ノイズ



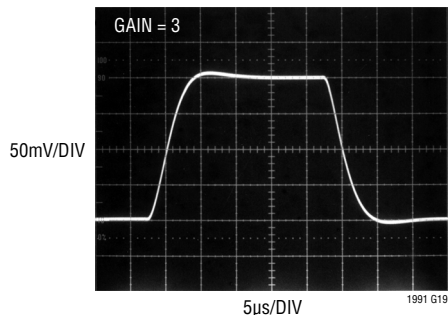
1991 G21

標準的性能特性

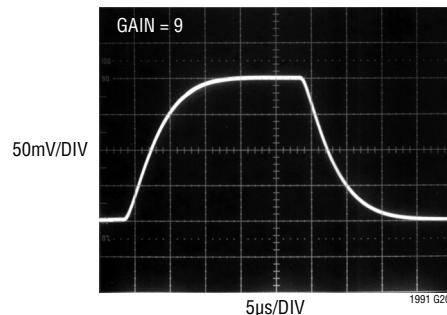
小信号過渡応答



小信号過渡応答



小信号過渡応答



ピン機能 (差動アンプ構成)

P1 (ピン1) : 非反転の利得1の入力。450kの内部抵抗をオペアンプの非反転入力に接続します。

P3 (ピン2) : 非反転の利得3の入力。150kの内部抵抗をオペアンプの非反転入力に接続します。

P9 (ピン3) : 非反転の利得9の入力。50kの内部抵抗をオペアンプの非反転入力に接続します。

VEE (ピン4) : 負電源。グラウンド(単電源アプリケーション)または負電圧(両電源アプリケーション)にすることができます。

REF (ピン5) : リファレンス入力。入力間の差がゼロのときの出力レベルを設定します。450kの内部抵抗をオペアンプの非反転入力に接続します。

OUT (ピン6) : 出力。 $V_{OUT} = V_{REF} + 1 \cdot (V_{P1} - V_{M1}) + 3 \cdot (V_{P3} - V_{M3}) + 9 \cdot (V_{P9} - V_{M9})$ 。

VCC (ピン7) : 正電源。2.7VからVEE電圧より36V上までの範囲が可能です。

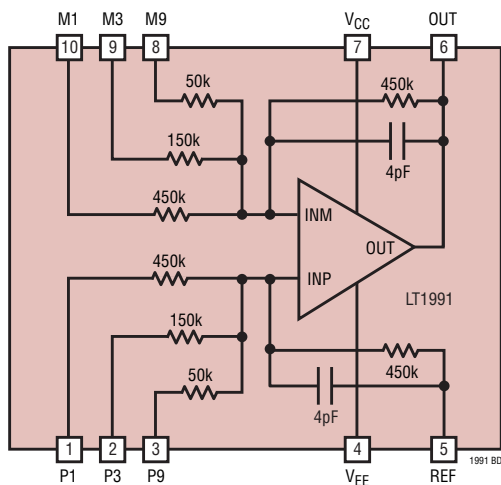
M9 (ピン8) : 反転の利得9の入力。50kの内部抵抗をオペアンプの反転入力に接続します。

M3 (ピン9) : 反転の利得3の入力。150kの内部抵抗をオペアンプの反転入力に接続します。

M1 (ピン10) : 反転の利得1の入力。450kの内部抵抗をオペアンプの反転入力に接続します。

露出パッド: PCBに半田付けします。

ブロック図



アプリケーション情報

はじめに

LT1991はユーザーが在庫しておく必要のある最後のオペアンプかもしれません。複数の精確に整合した抵抗を備えていますので、外付け部品を追加せずにこのデバイスを多数の異なる典型的な利得回路に簡単に構成することができます。このデータシートのあちこちのページに示されている簡単な回路はLT1991がいかに使いやすいかを実証しています。反転と非反転のシングルエンド・アンプだけでなく、差動アンプに構成することができます。このような小型パッケージに抵抗とオペアンプと一緒に実装されていますので、多くの場合基板のスペースを節約することができ、プロービングしやすくなります。

オペアンプ

LT1991内部のオペアンプは標準オフセット電圧が $15\mu\text{V}$ で、入力バイアス電流が 3nA の高精度デバイスです。入力オフセット電流がきわめて低いので、オペアンプの入力から見たソース抵抗を整合させると最高の出力精度が得られます。オペアンプの入力はレール・トゥ・レールではありませんが、 V_{CC} の 1.2V 以内まで、および V_{EE} の 1V 以内までの広がりがあります。ただし、多くの構成で、+入力までの実効減衰のため、デバイスの入力はレール・トゥ・レールで機能します。出力は真にレール・トゥ・レールであり、両電源レールの 40mV 以内に達します。オペアンプの利得帯域幅積は約 560kHz です。2以上のノイズ利得では、 500pF までの容量性負荷に対して安定しています。2未満のノイズ利得では、 100pF までの容量性負荷に対して安定しています。

抵抗

LT1991内部の抵抗は非常に良く整合したシリコンクロムをベースにした素子で、バリアメタルによって保護されています。それらの絶対許容誤差は良くありませんが($\pm 30\%$)、それらのマッチングは 0.04% 以内です。このため、デバイスは 75dB のCMRRと 0.04% 以内の利得誤差を達成することができます。抵抗値は 50k 、 150k 、および2つの 450k で、それぞれの入力に接続されています。これらの抵抗は、 450k 抵抗が 1W 、 150k 抵抗が 0.3W 、 50k 抵抗が 0.5W に電力が制限されています。ただし、実際には、入力ピンとREFピンに許される最大電圧によって電力消費はこれらの値より十分下に制限されます。M1入力とP1入力に接続されている 450k の抵抗はサブストレートから絶縁されていますので、電源電圧より外側にもってこることができます。P1、P3、P9などのピンの名称はそれらの相対アドミッタンスに基づいています。P9入力のアド

ミッタンスはP1入力のアドミッタンスの9倍なので、P9入力に加えられた電圧はP1入力に加えられた電圧の9倍の効果があります。

帯域幅

LT1991の帯域幅は選択された利得(もっと正確には、選択された利得から生じるノイズ利得)に依存します。構成可能な最低利得1では、 -3dB 帯域幅は 450kHz に制限されており、 280kHz に約 2dB のピークがあります。構成可能な最高利得では、帯域幅は 32kHz に制限されます。

入力ノイズ

LT1991の入力ノイズは内部抵抗のジョンソン・ノイズ($\sqrt{4kTR}$)によって支配されます。4つの抵抗をすべて+入力に並列に接続すると $32.1\text{k}\Omega$ の抵抗になり、電圧ノイズは $23\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ です。-入力の同等の回路網は別の $23\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ を生じ、それらのRMS和は合計 $33\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ の入力を基準にしたノイズフロアになります。出力ノイズは構成とノイズ利得に依存します。

入力抵抗

LT1991の入力抵抗は構成によって変化しますが、一旦構成が決まるとそれを見るだけで明らかです。オペアンプの-入力に接続された抵抗は仮想グランドを見込むので、それらは単純に並列になります。オペアンプの周囲のどの帰還抵抗も入力抵抗には寄与しません。オペアンプの+入力に接続された抵抗は高インピーダンスを見込むので、それらは、それらがどのように接続されるかに依存して、またそれらのいくつかが接地されるかどうかによって並列または直列になります。オペアンプの+入力自体は非常に高い $\text{G}\Omega$ のインピーダンスを示します。典型的な非反転オペアンプ構成では、LT1991は(非反転の場合通常そうであるように)オペアンプの高い入力インピーダンスを示します。

同相入力電圧範囲

LT1991の有効な同相入力範囲は以下の3つの要因によって制限されます。

1. ピンの最大許容電圧
2. 内部オペアンプの入力電圧範囲
3. 有効な出力電圧

アプリケーション情報

P3、M3、P9、およびM9の各入力の最大許容電圧には正電源、負電源、さらにダイオードの電圧降下が含まれます。これらのピンは電源レールの外側0.2Vを超してドライブしないでください。これは、これらのピンがダイオードを介して内部のパッケージ後の製造時トリミング回路に接続されており、さらにサブストレート・ダイオードを介してV_{EE}に接続されているからです。これらのピンを通して10mAを超す電流が流れることを許すと、LT1991が誤ってトリミングされたり、損傷を受ける危険性があります。P1入力とM1入力にはクランプ・ダイオードもサブストレート・ダイオードもトリミング回路もないので、大きく電源レールの外側にもってこることができます。P1ピンとM1ピンの最大許容電圧は±60Vです。

内部オペアンプの入力電圧範囲はV_{CC}の1.2V以内まで、およびV_{EE}の1V以内までの広がりがあります。オペアンプの同相入力電圧はオペアンプの+入力の電圧で決まり、これはP1、P3、P9およびREFの各ピンの電圧で決まります(「入力電圧範囲の計算」のセクションを参照してください)。これが当てはまるのは、オペアンプが有効に動作していて、フィードバックによって両入力と同じ電圧に維持されている場合なので、3番目の要件に導かれます。

回路が有効に動作するには、オペアンプの出力がクリップされてはいけません。出力がクリップされるのは、入力信号が出力を電源電圧の40mV以内に強制しようとする場合です。これが発生するのは、通常、信号レベルが大きすぎるためですが、入力差がゼロでも起きることがありますので、同相問題の一例として含めておく必要があります。図1について検討します。

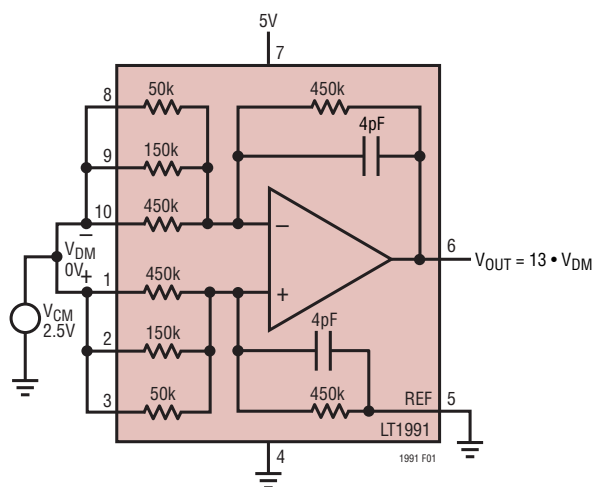


図1. 単電源では差動アンプは0Vを出力できない。負電源を与えるか、ピン5を上げるか、または4mVのV_{DM}を与える

ここに示されているのは、利得が13の差動アンプとして単電源で構成されたLT1991で、出力REFはグランドに接続されています。これはすぐれた回路ですが、出力が0V_{OUT}を発生しようとしてグランドでクリップされるため、どんな同相電圧でもV_{DM} = 0Vはサポートしません。これは単に+4mVより下は有効な入力差動範囲に入らないことを宣言するか、REFピンを40mVより上に引き上げるか、あるいは負電源を与えることにより解決することができます。

入力電圧範囲の計算

同相範囲計算のために入力を短絡した差動アンプの一般の場合のLT1991を図2に示します。R_FとR_Gの値はP入力とREFピンがどのように接続されるかによって支配されます。重ね合わせにより、次のように書くことができます。

$$V_{INT} = V_{EXT} \cdot (R_F / (R_F + R_G)) + V_{REF} \cdot (R_G / (R_F + R_G))$$

V_{EXT}について解くと次のようになります。

$$V_{EXT} = V_{INT} \cdot (1 + R_G / R_F) - V_{REF} \cdot R_G / R_F$$

ただし、有効なV_{INT}電圧はV_{CC}-1.2V ~ V_{EE}+1Vに制限されますので、以下ようになります。

$$\text{MAX } V_{EXT} = (V_{CC} - 1.2) \cdot (1 + R_G / R_F) - V_{REF} \cdot R_G / R_F$$

および

$$\text{MIN } V_{EXT} = (V_{EE} + 1) \cdot (1 + R_G / R_F) - V_{REF} \cdot R_G / R_F$$

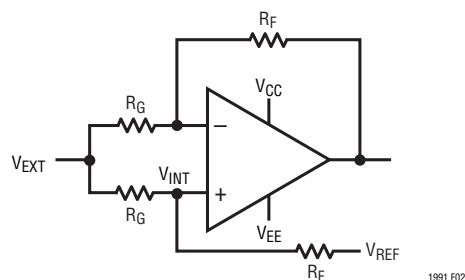


図2. CM入力電圧範囲の計算

これら2つの電圧は、他のリミットが既に超えられていなければ(上の1と3)、同相入力範囲の上限と下限を表します。ほとんどの場合、反転入力のM1 ~ M9はこれら2つの限界値より先にもっていくことができます。そうしてもオペアンプの入力同相電圧は変化しないからです。この追加範囲の限界を計算するには、図3を参照してください。V_{MORE} = 0のときオペアンプの出力がV_{REF}であることに注意してください。最大V_{EXT}(同

アプリケーション情報

相範囲の上限)から V_{MORE} が正になるにつれ、オペアンプの出力は V_{REF} から $V_{MORE} \cdot R_F/R_G$ の大きさだけさらに負になるので、次のようになります。

$$V_{OUT} = V_{REF} - V_{MORE} \cdot R_F/R_G$$

したがって、次のようになります。

$$V_{MORE} = (V_{REF} - V_{OUT}) \cdot R_G/R_F$$

V_{OUT} が達することができる負の限界値は $V_{EE} + 0.04V$ ですから、次のようになります。

$$\text{最大 } V_{MORE} = (V_{REF} - V_{EE} - 0.04V) \cdot R_G/R_F$$

(プラスになる)

この関数が $V_{REF} = 0$ で $V_{EE} = 0$ のとき負になる(したがって問題となる)状況は、図1ですすでに扱われています。この式の長所は、図1で示唆されている3つの解決法 (V_{REF} を上げる、 V_{EE} を下げる、または負の V_{MORE} を与える) をすべて与えるところに実証されています。

同様に、同相範囲の下限から、負入力をさらにマイナスにすると、出力電圧が上昇し、 $V_{CC} - 0.04V$ によって制限されます。

$$\text{最小 } V_{MORE} = (V_{REF} - V_{CC} + 0.04V) \cdot R_G/R_F$$

(マイナスになる)

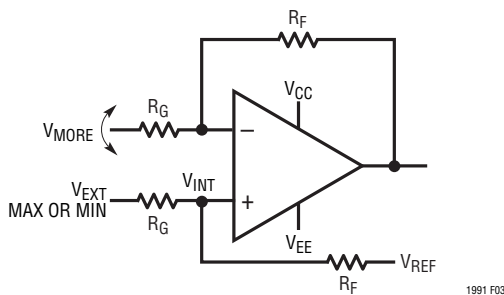


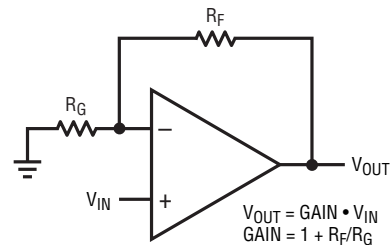
図3. 反転入力の追加電圧範囲の計算

再度、ここで計算される追加入力範囲は、他の残りの制限(このピンの最大許容電圧)が破られない場合だけ有効です。

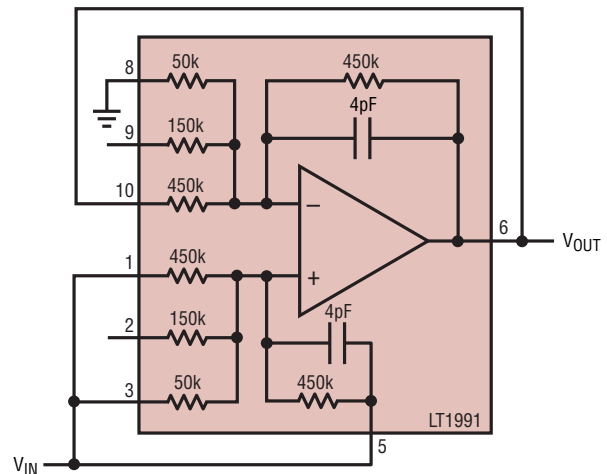
典型的な非反転アンプ: 高い入力インピーダンス

おそらく最も一般的なオペアンプの構成法は非反転アンプです。この回路の教科書風の回路図を図4の上の方に示します。

精確に5.5の利得に構成したLT1991を下の方に示します。非反転オペアンプ構成の利点のひとつは入力インピーダンスが非常に高いことです。LT1991にはこの利点が維持されています。LT1991に備わっている帰還抵抗の数は限られていますので、利得構成の数も限られています。このようなHi-Z入力の非反転利得構成の完全なリストを表1に示します。これらの多くは回路図として図5にも示されています。内部オペアンプの入力から見たソース・インピーダンスが整合するように、P側の抵抗入力も接続されていることに注意してください。最上の精度を得るため、利得とノイズ利得が等しいことにも注意してください。



CLASSICAL NONINVERTING OP AMP CONFIGURATION. YOU PROVIDE THE RESISTORS.



CLASSICAL NONINVERTING OP AMP CONFIGURATION IMPLEMENTED WITH LT1991. $R_F = 225k$, $R_G = 50k$, GAIN = 5.5.

GAIN IS ACHIEVED BY GROUNDING, FLOATING OR FEEDING BACK THE AVAILABLE RESISTORS TO ARRIVE AT DESIRED R_F AND R_G .

WE PROVIDE YOU WITH <0.1% RESISTORS.

1991 F04

図4. 典型的な非反転オペアンプとして構成したLT1991

アプリケーション情報

表 1. 簡単な非反転利得用の M ピンの構成方法。P 入力
次ページの例で示されているようにドライブされる

Gain	M9, M3, M1 Connection		
	M9	M3	M1
1	Output	Output	Output
1.077	Output	Output	Ground
1.1	Output	Float	Ground
1.25	Float	Output	Ground
1.273	Output	Ground	Output
1.3	Output	Ground	Float
1.4	Output	Ground	Ground
2	Float	Float	Ground
2.5	Float	Ground	Output
2.8	Ground	Output	Output
3.25	Ground	Output	Float
3.5	Ground	Output	Ground
4	Float	Ground	Float
5	Float	Ground	Ground
5.5	Ground	Float	Output
7	Ground	Ground	Output
10	Ground	Float	Float
11	Ground	Float	Ground
13	Ground	Ground	Float
14	Ground	Ground	Ground

アプリケーション情報

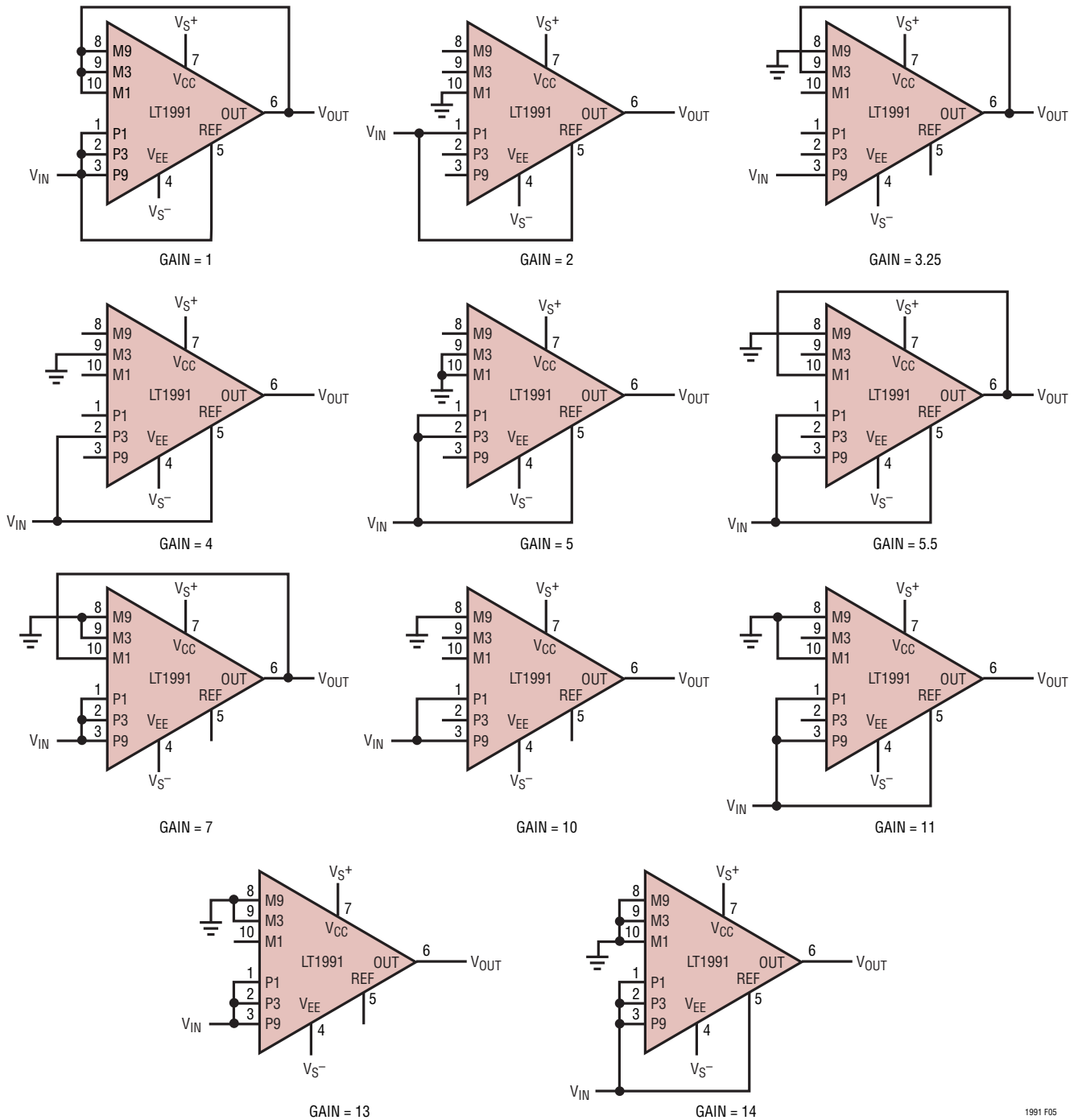


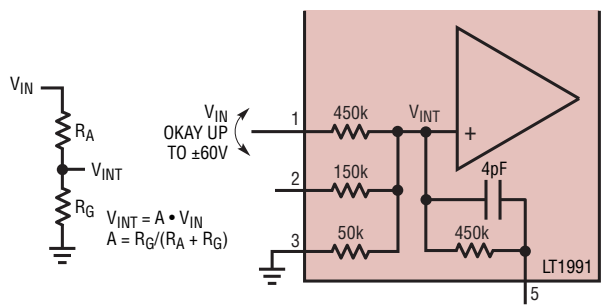
図5. LT1991を使って実装された典型的な非反転利得の例。
高い入力インピーダンスが維持されている

1991 F05

アプリケーション情報

P 入力抵抗を使った減衰

減衰は実際のところ差動アンプの構成で生じますが、ピーク信号レベルを下げるために、またはシングルエンドのシステムであっても入力同相範囲を改善するために利用されます。信号の前処理で減衰が必要になる場合、LT1991の抵抗を直ちに利用することができます。4個の高精度抵抗により、多数の減衰レベルを与えることができます。これらのレベルは設計の参考として表2にまとめられています。



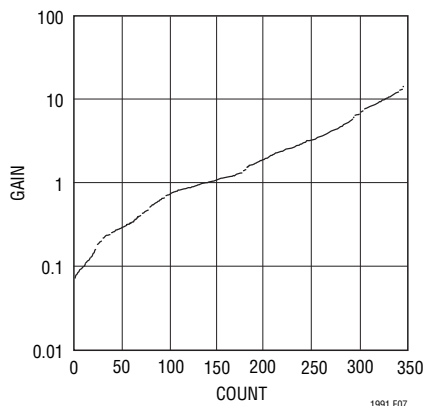
CLASSICAL ATTENUATOR

LT1991 ATTENUATING TO THE +INPUT BY DRIVING AND GROUNDING AND FLOATING INPUTS $R_A = 450k$, $R_G = 50k$, SO $A = 0.1$.

1991 F06

図6. LT1991はオペアンプの+入力を簡単に減衰させることができる。P1入力は電源のかなり外側にもっていくことができる。

減衰と非反転利得は独立して設定可能なので、それらを組み合わせることができます。このため、図7にプロットされているように、0.077から14のあいだで約340の異なる利得が高い分解能で与えられます。これは表で示すにはあまりにも大きな数ですが、設計者は表1と表2の利得と減衰のベクトル積をとることにより、実現可能な利得を計算し、最も良く適合する値を求めることができます。利得の平均分解能は1.5%で、ワーストケースで7%です。



1991 F07

図7. LT1991を使い、減衰と非反転利得を組み合わせ実現できる346を越す別個の利得設定

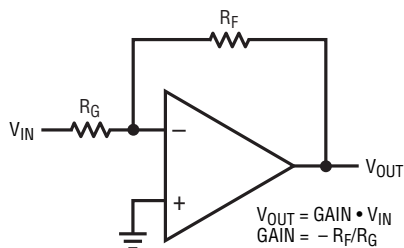
表2. 多様な減衰のためのPピンの構成方法。太字で示されているものは入力ドライブが電源を超しても動作する

A	P9, P3, P1, REF Connection			
	P9	P3	P1	REF
0.0714	Ground	Ground	Drive	Ground
0.0769	Ground	Ground	Drive	Float
0.0909	Ground	Float	Drive	Ground
0.1	Ground	Float	Drive	Float
0.143	Ground	Ground	Drive	Drive
0.182	Ground	Float	Drive	Drive
0.2	Float	Ground	Drive	Ground
0.214	Ground	Drive	Ground	Ground
0.231	Ground	Drive	Float	Ground
0.25	Float	Ground	Drive	Float
0.286	Ground	Drive	Drive	Ground
0.308	Ground	Drive	Drive	Float
0.357	Ground	Drive	Drive	Drive
0.4	Float	Ground	Drive	Drive
0.5	Float	Float	Drive	Ground
0.6	Float	Drive	Ground	Ground
0.643	Drive	Ground	Ground	Ground
0.692	Drive	Ground	Float	Ground
0.714	Drive	Ground	Drive	Ground
0.75	Float	Drive	Float	Ground
0.769	Drive	Ground	Drive	Float
0.786	Drive	Ground	Drive	Drive
0.8	Float	Drive	Drive	Ground
0.818	Drive	Float	Ground	Ground
0.857	Drive	Drive	Ground	Ground
0.9	Drive	Float	Float	Ground
0.909	Drive	Float	Drive	Ground
0.923	Drive	Drive	Float	Ground
0.929	Drive	Drive	Drive	Ground
1	Drive	Drive	Drive	Drive

アプリケーション情報

反転構成

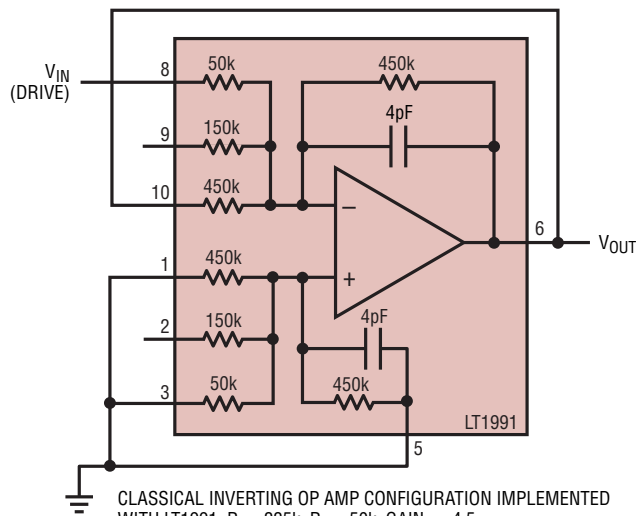
図8に示されている反転アンプは別の典型的なオペアンプ構成です。この回路は実際には、 V_{IN} とGNDが入れ替わっていること以外は、図4の非反転アンプと同じです。利用できる利得のリストが表3に示してあり、その中のいくつかの回路が図9に示してあります。反転アンプの場合通常そうであるように、ノイズ利得は $1+|\text{利得}|$ です。ここでも、最適DC性能を得るには、オペアンプの入力から見たソース・インピーダンスを整合させます。



CLASSICAL INVERTING OP AMP CONFIGURATION.
YOU PROVIDE THE RESISTORS.

$$V_{OUT} = \text{GAIN} \cdot V_{IN}$$

$$\text{GAIN} = -R_F/R_G$$



CLASSICAL INVERTING OP AMP CONFIGURATION IMPLEMENTED
WITH LT1991. $R_F = 225k$, $R_G = 50k$, $\text{GAIN} = -4.5$.

GAIN IS ACHIEVED BY GROUNDING, FLOATING OR FEEDING BACK
THE AVAILABLE RESISTORS TO ARRIVE AT DESIRED R_F AND R_G .

WE PROVIDE YOU WITH <0.1% RESISTORS.

1991 F08

図8. 典型的な反転オペアンプとして構成したLT1991。
この回路は V_{IN} とグランドが入れ替わっている以外は
非反転アンプと全く同じであることに注意

表3. 簡単な反転利得用のMピン構成法

Gain	M9, M3, M1 Connection		
	M9	M3	M1
-0.077	Output	Output	Drive
-0.1	Output	Float	Drive
-0.25	Float	Output	Drive
-0.273	Output	Drive	Output
-0.3	Output	Drive	Float
-0.4	Output	Drive	Drive
-1	Float	Float	Drive
-1.5	Float	Drive	Output
-1.8	Drive	Output	Output
-2.25	Drive	Output	Float
-2.5	Drive	Output	Drive
-3	Float	Drive	Float
-4	Float	Drive	Drive
-4.5	Drive	Float	Output
-6	Drive	Drive	Output
-9	Drive	Float	Float
-10	Drive	Float	Drive
-12	Drive	Drive	Float
-13	Drive	Drive	Drive

アプリケーション情報

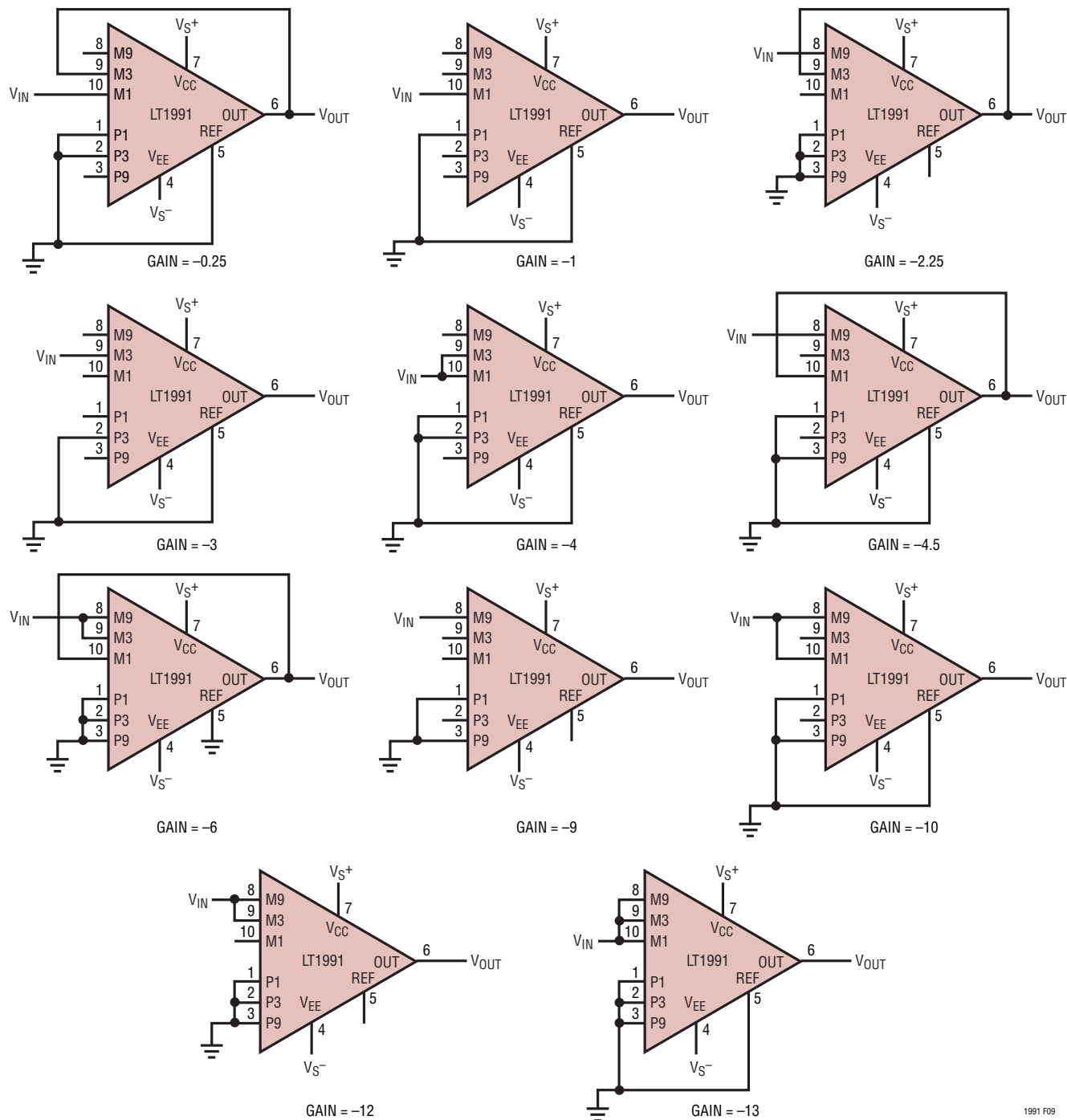


図9. LT1991を使って高精度反転利得を得るのは簡単。
 入力インピーダンスは45kΩ(利得=-13)～450kΩ(利得=-1)で変化

1991 F09

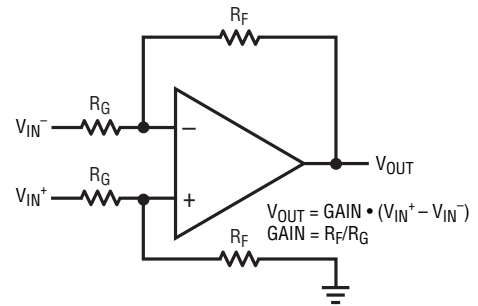
アプリケーション情報

差動アンプ

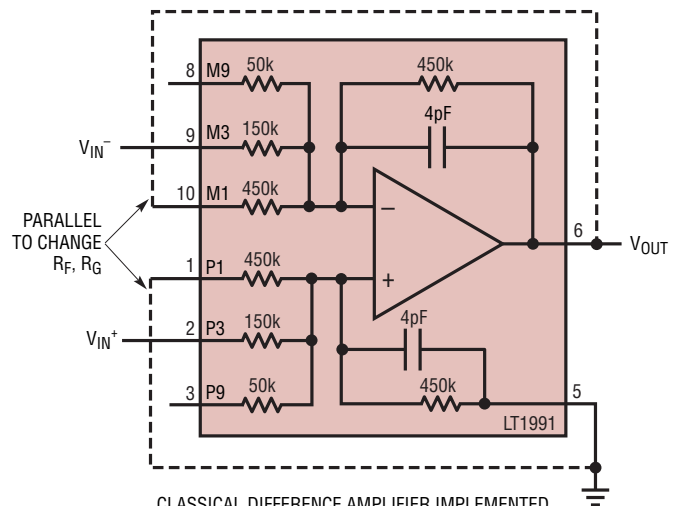
LT1991内部の抵抗により、差動アンプも簡単に構成することができます。4抵抗の基本的差動アンプとLT1991を図10に示します。3の差動利得が示されていますが、点線で示されている追加接続の効果に注意してください。450kの抵抗を並列に接続することにより、利得は1/2に減少します。もちろん、多くの抵抗がありますので、多くの利得が可能です。差動利得とそれらの実装方法を表4に示します。反転アンプの場合と同様、ノイズ利得は信号利得より1だけ大きいことに注意してください。

表4. 差動利得を与えるLT1991の接続方法

Gain	V _{IN} ⁺	V _{IN} ⁻	Output	GND (REF)
0.077	P1	M1	M3, M9	P3, P9
0.1	P1	M1	M9	P9
0.25	P1	M1	M3	P3
0.273	P3	M3	M1, M9	P1, P9
0.3	P3	M3	M9	P9
0.4	P1, P3	M1, M3	M9	P9
1	P1	M1		
1.5	P3	M3	M1	P1
1.8	P9	M9	M1, M3	P1, P3
2.25	P9	M9	M3	P3
2.5	P1, P9	M1, M9	M3	P3
3	P3	M3		
4	P1, P3	M1, M3		
4.5	P9	M9	M1	P1
6	P3, P9	M3, M9	M1	P1
9	P9	M9		
10	P1, P9	M1, M9		
12	P3, P9	M3, M9		
13	P1, P3, P9	M1, M3, M9		



CLASSICAL DIFFERENCE AMPLIFIER USING THE LT1991



CLASSICAL DIFFERENCE AMPLIFIER IMPLEMENTED WITH LT1991. R_F = 450k, R_G = 150k, GAIN = 3.

ADDING THE DASHED CONNECTIONS CONNECTS THE TWO 450k RESISTORS IN PARALLEL, SO R_F IS REDUCED TO 225k. GAIN BECOMES 225k/150k = 1.5.

1991 F10

図10. LT1991を使った差動アンプ。利得は単純に正しい抵抗または抵抗の組合せを接続することによって設定される。3の利得が示されているが、点線を追加すると利得は1.5になる。ノイズ利得は最適になる

アプリケーション情報

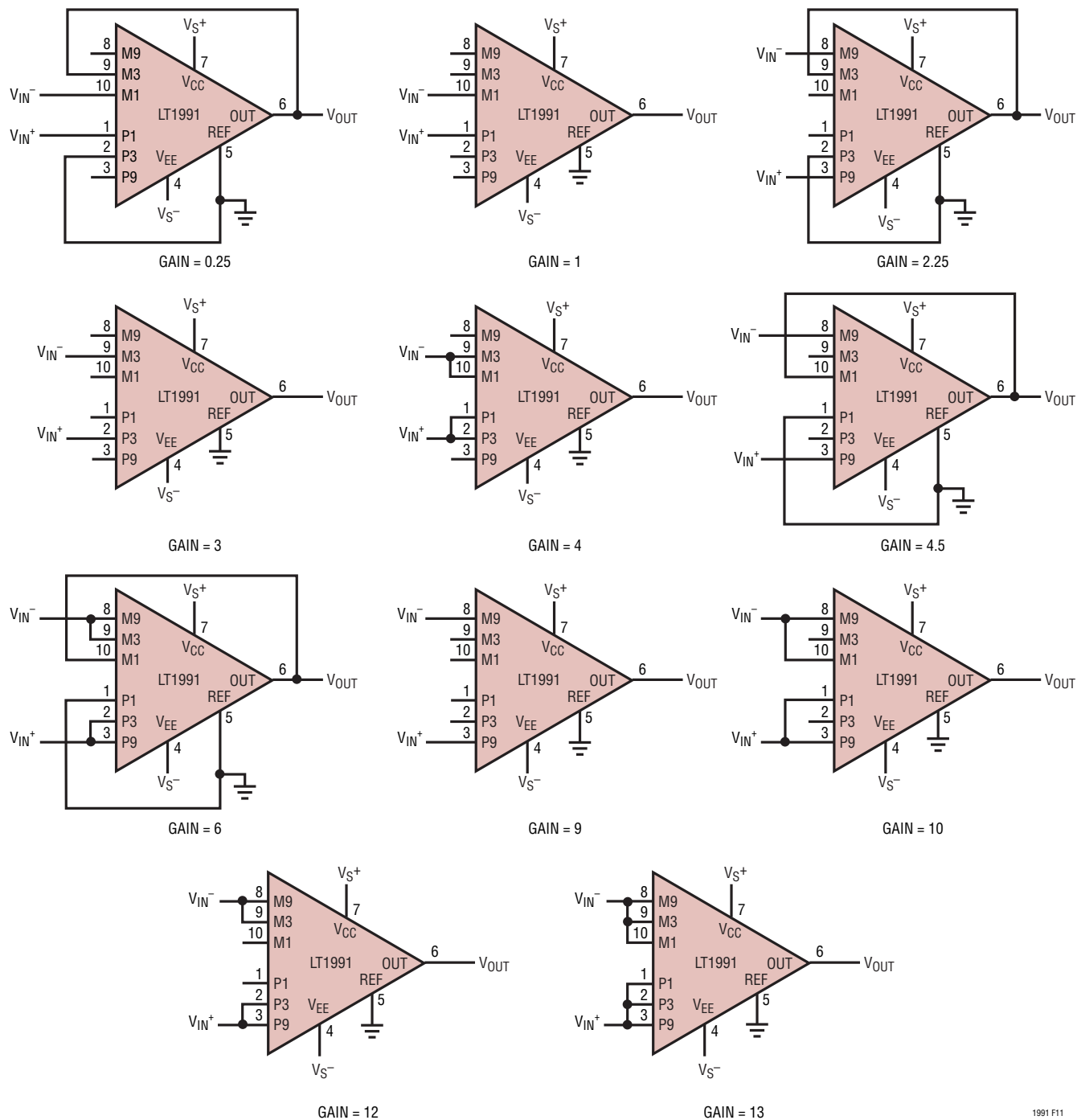


図 11. ピンのストラッピングだけで多数の差動利得を実現できる

1991 F11

アプリケーション情報

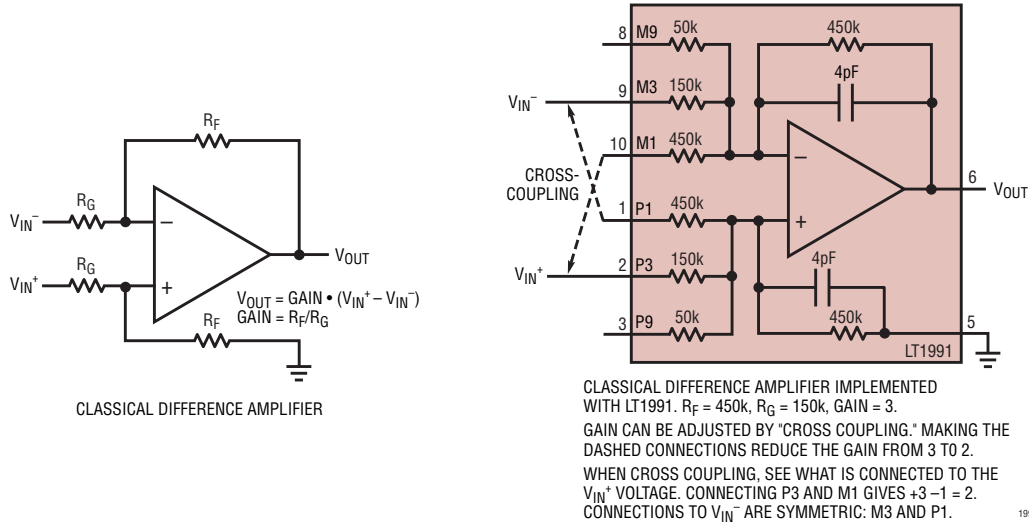


図12. 差動利得を選択する別の方法は「交差接続」である。この追加の方法によりLT1991は1～13のすべての整数の利得を与えることになる。

差動アンプ: 交差接続を使った追加の整数利得

図12には、基本的差動アンプと、差動利得が3のLT1991が示されています。ただし、点線で示してある追加接続の効果に注意してください。これは「交差接続」と呼ばれ、差動利得を3から2に減らす効果があります。この方法を使うと、下の表5に示されているように、追加の整数の利得を実現することができますので、1～13のすべての整数の利得がLT1991を使って実現されます。 V_{IN+} の接続を見て計算式を書くことができます。 V_{IN-} の接続は単にその反対であること(PをMで置き換え、MをPで置き換える)に注意してください。様々な場合のノイズ利得、帯域幅、および入力インピーダンスの仕様も(これらは直ちに明らかではないので)表にまとめてあります。回路図は図13に与えられています。

表5. 交差接続を使った接続方法。計算式は V_{IN+} の列を見て書くことができる

Gain	V_{IN+}	V_{IN-}	Equation	Noise Gain	-3dB BW kHz	R_{IN+} Typ k Ω	R_{IN-} Typ k Ω
2	P3, M1	M3, P1	3 - 1	5	70	281	141
5	P9, M3, M1	M9, P3, P1	9 - 3 - 1	14	32	97	49
6*	P9, M3	M9, P3	9 - 3	13	35	122	49
7	P9, P1, M3	M9, M1, P3	9 + 1 - 3	14	32	121	44
8	P9, M1	M9, P1	9 - 1	11	38	248	50
11	P9, P3, M1	M9, M3, P1	9 + 3 - 1	14	32	242	37

*6の利得は前に示した実装の方が良いが、完全を期すためここにも含めてある。

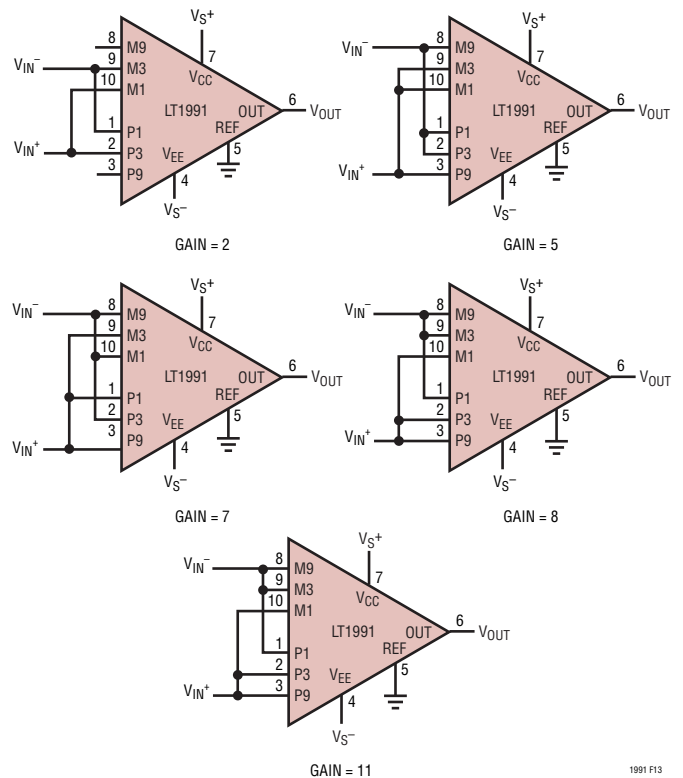


図13. 交差接続を使った整数利得の差動アンプ

アプリケーション情報

高いCM 電圧の差動アンプ

このクラスの差動アンプの検討が残っています。基本回路を図14の上の方に示します。この回路の実効入力電圧範囲は、抵抗 R_T がオペアンプの入力から見た同相電圧を減衰するので広がります。LT1991の場合、 R_G として最も利用しやすい抵抗はM1とP1の450k Ω 抵抗です。これらには電源へのダイオード・クランプが備わっていないので、電源の外側までもってくる事ができるからです。前と同様、オペアンプの入力CMが制限要因で、オペアンプの+入力(V_{INT})の電圧によって設定されます。重ね合わせにより、次のように書くことができます。

$$V_{INT} = V_{EXT} \cdot (R_F || R_T) / (R_G + R_F || R_T) + V_{REF} \cdot (R_G || R_T) / (R_F + R_G || R_T) + V_{TERM} \cdot (R_F || R_G) / (R_T + R_F || R_G)$$

V_{EXT} について解くと次のようになります。

$$V_{EXT} = (1 + R_G / (R_F || R_T)) \cdot (V_{INT} - V_{REF} \cdot (R_G || R_T) / (R_F + R_G || R_T)) - V_{TERM} \cdot (R_F || R_G) / (R_T + R_F || R_G)$$

LT1991の抵抗値を使ってこの式を簡単に整理すると、表6に与えられている式が得られます。前と同様、 $V_{CC} - 1.2$ と $V_{EE} + 1$ を V_{LIM} に代入すると、それぞれ同相電圧の有効な上限と下限が得られます。右側の図14に示されている回路の計算例を以下に示します。P9とM9は終端されていますので、表6の3番目の行から次の式が得られます。

$$\begin{aligned} \text{MAX } V_{EXT} &= 11 \cdot (V_{CC} - 1.2V) - V_{REF} - 9 \cdot V_{TERM} \\ &= 11 \cdot (10.8V) - 2.5 - 9 \cdot 12 = 8.3V \end{aligned}$$

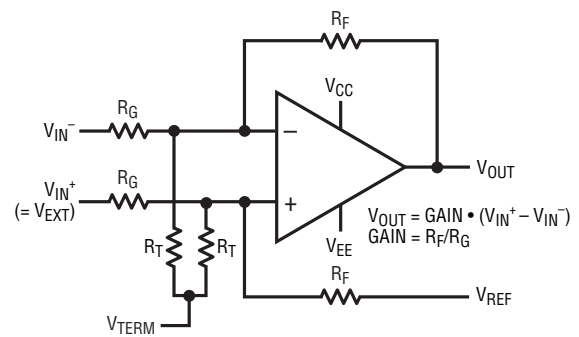
および

$$\begin{aligned} \text{MIN } V_{EXT} &= 11 \cdot (V_{EE} + 1V) - V_{REF} - 9 \cdot V_{TERM} \\ &= 11 \cdot (1V) - 2.5 - 9 \cdot 12 = -99.5V \end{aligned}$$

ただし、これはP1ピンとM1ピンの絶対最大定格の60Vを超えますので、-60Vが実際の負の同相リミットになります。高いCMの回路例を異なった電源に関して図15、図16、図17に示します。

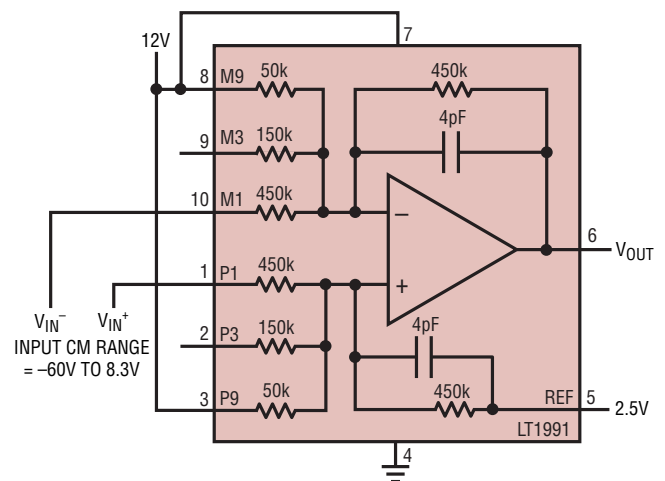
表6. LT1991に差動利得を与える高V CMの接続方法

Gain	V_{IN}^+	V_{IN}^-	R_T	Noise Gain	Max, Min V_{EXT} (Substitute $V_{CC} - 1.2$, $V_{EE} + 1$ for V_{LIM})
1	P1	M1		2	$2 \cdot V_{LIM} - V_{REF}$
1	P1	M1	P3, M3	5	$5 \cdot V_{LIM} - V_{REF} - 3 \cdot V_{TERM}$
1	P1	M1	P9, M9	11	$11 \cdot V_{LIM} - V_{REF} - 9 \cdot V_{TERM}$
1	P1	M1	P3 P9 M3 M9	14	$14 \cdot V_{LIM} - V_{REF} - 12 \cdot V_{TERM}$



HIGH CM VOLTAGE DIFFERENCE AMPLIFIER

INPUT CM TO OP AMP IS ATTENUATED BY RESISTORS R_T CONNECTED TO V_{TERM} .



HIGH NEGATIVE CM VOLTAGE DIFFERENCE AMPLIFIER IMPLEMENTED WITH LT1991.

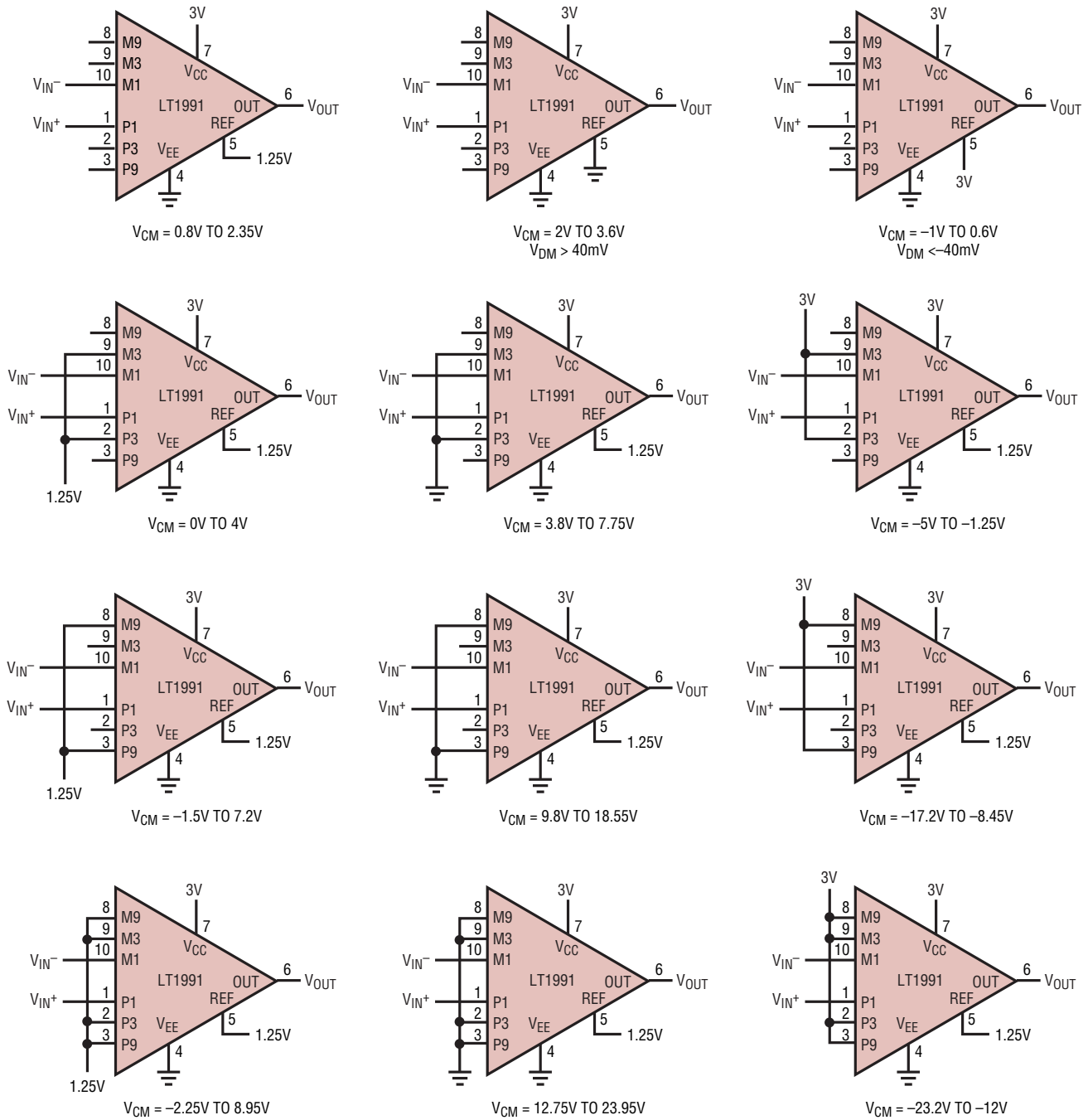
$R_F = 450k$, $R_G = 450k$, $R_T = 50k$, GAIN = 1

$V_{TERM} = V_{CC} = 12V$, $V_{REF} = 2.5V$, $V_{EE} = \text{GROUND}$.

1991 F14

図14. CM入力範囲の拡張

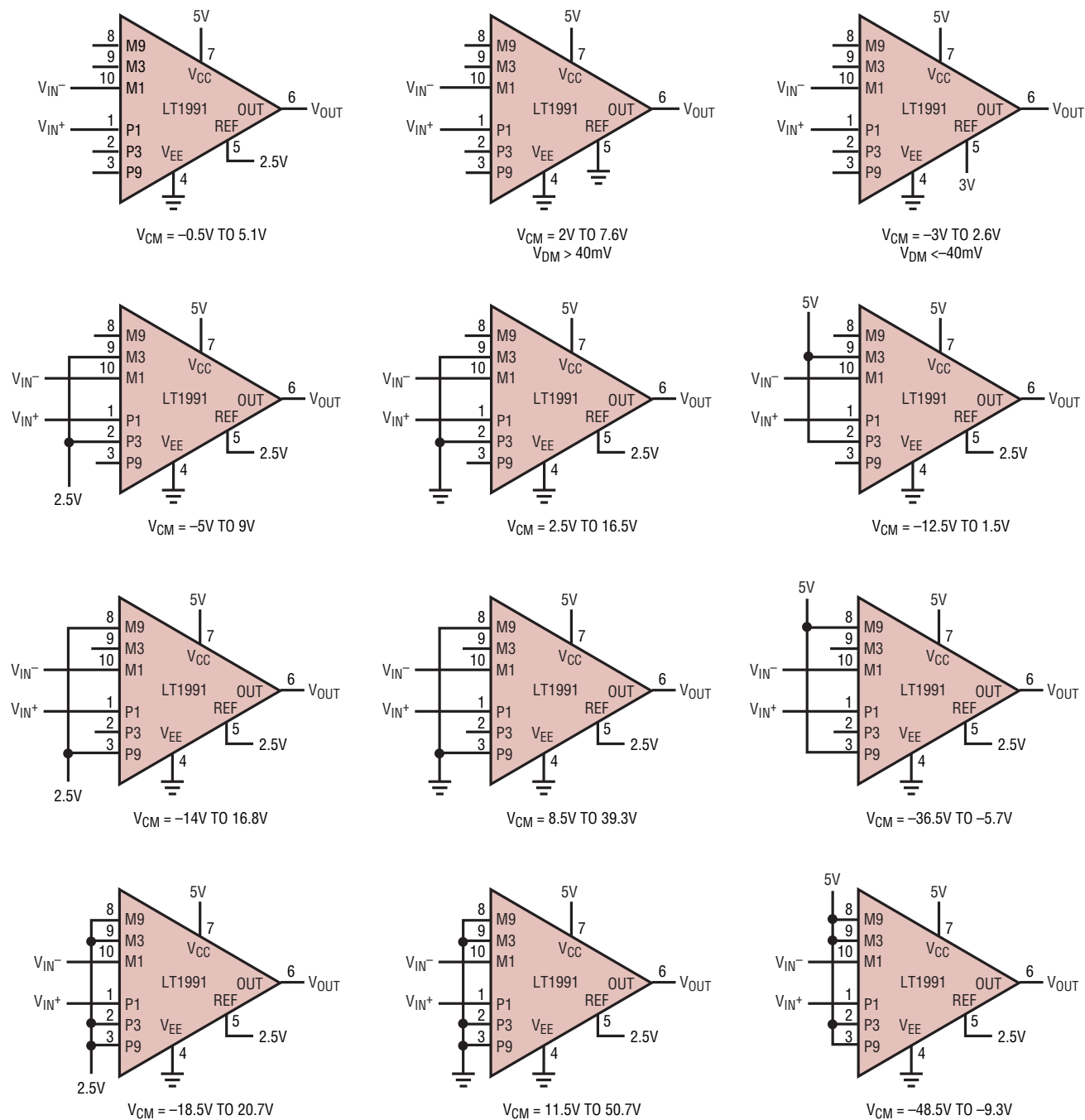
アプリケーション情報



1991 F15

図 15. $V_S = 3V, 0V$ 、利得 = 1 での LT1991 の様々な構成の同相範囲

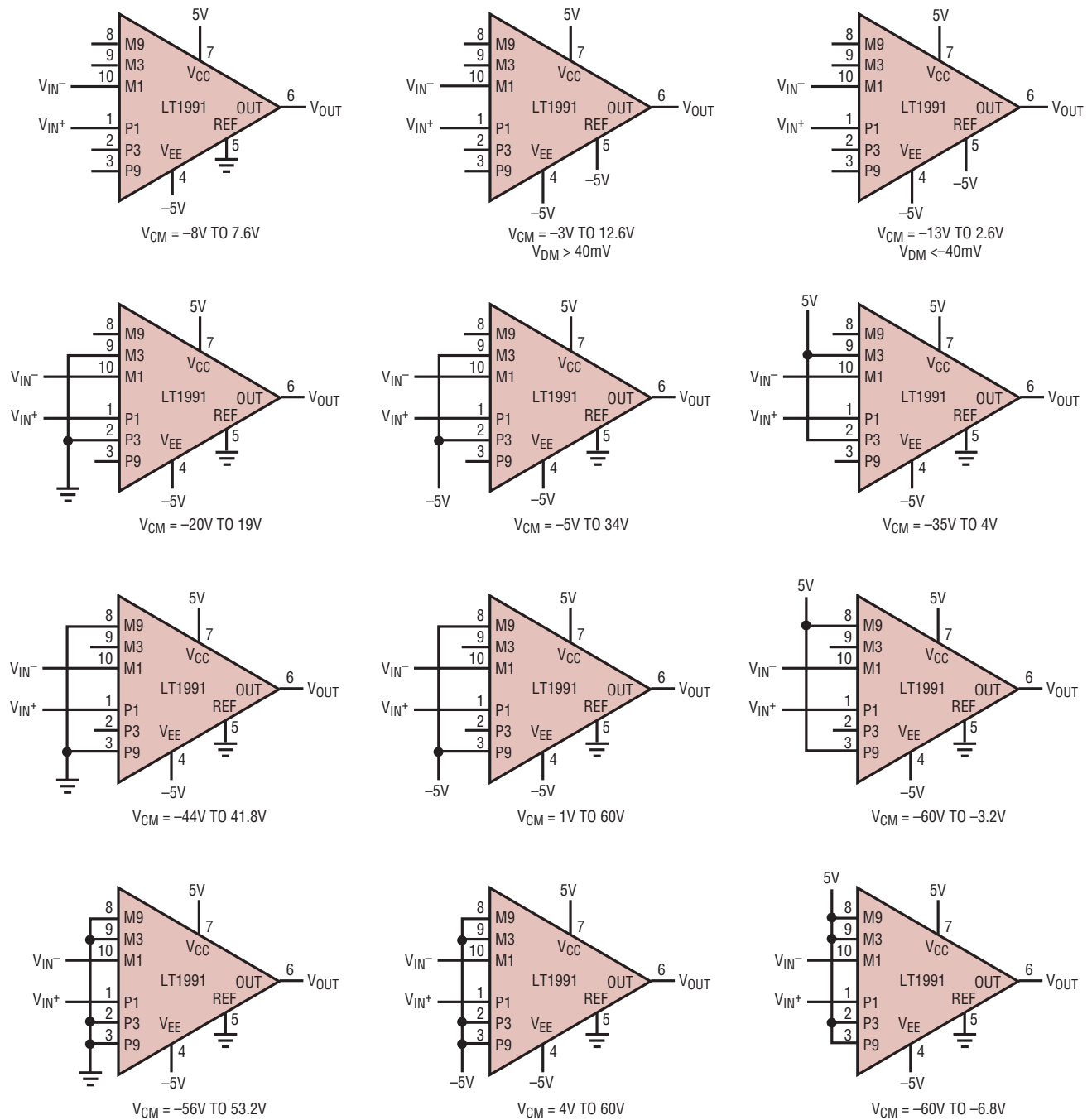
アプリケーション情報



1991 F16

図 16. $V_S = 5V, 0V$ 、利得 = 1 での LT1991 の様々な構成の同相範囲

アプリケーション情報

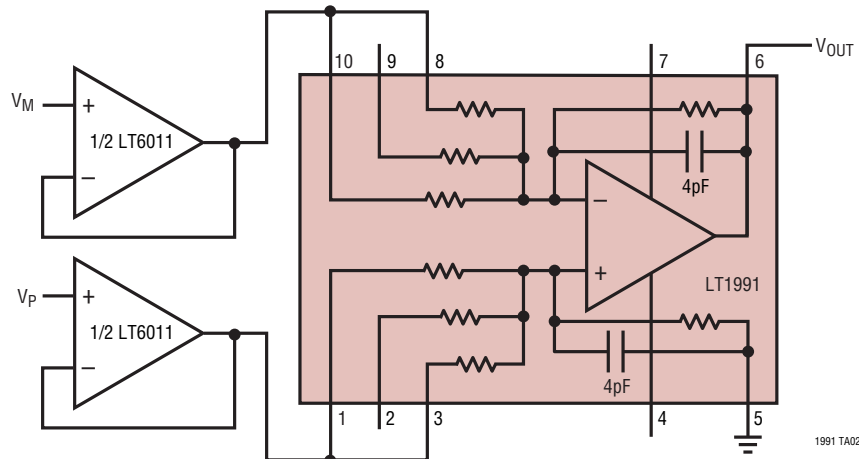


1991 F17

図 17. $V_S = \pm 5V$ 、利得 = 1 での LT1991 の様々な構成の同相範囲

標準的応用例

$A_V = 10$ のマイクロパワー計装アンプ

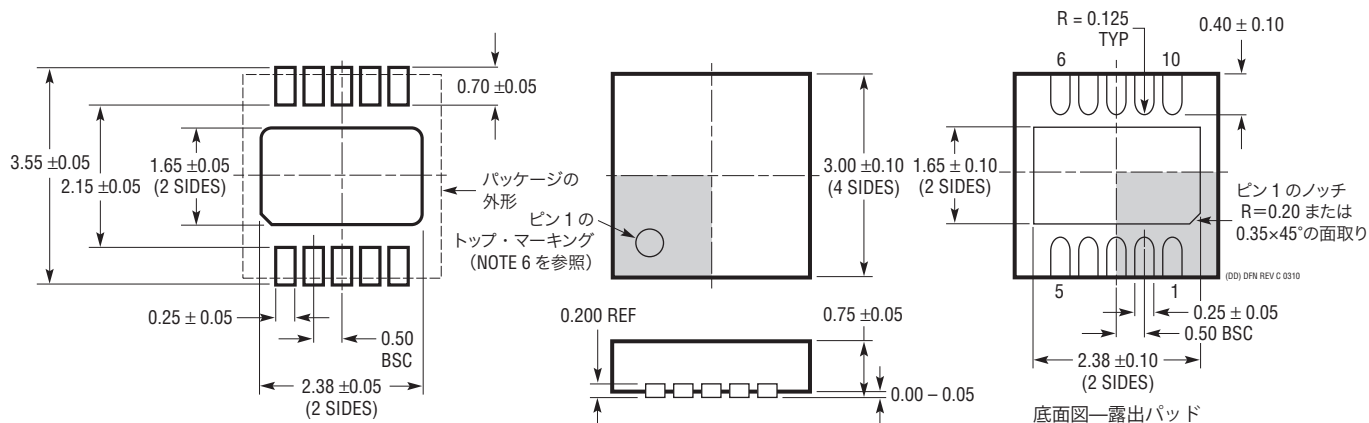


1991 TA02

パッケージ

最新のパッケージ図面については、<http://www.linear-tech.co.jp/designtools/packaging/> をご覧ください。

DD Package
10ピン・プラスチック DFN (3mm×3mm)
(Reference LTC DWG # 05-08-1699 Rev C)



推奨する半田パッドのピッチと寸法

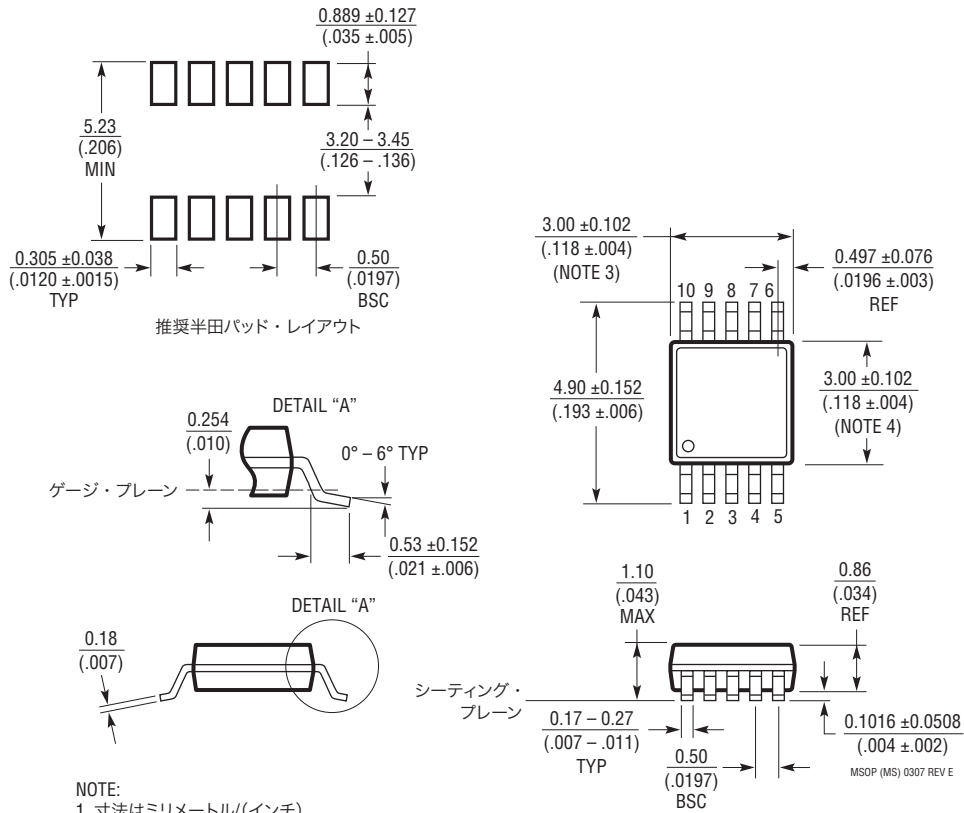
NOTE:

1. 図は JEDEC パッケージ外形 MO-229 のバリエーション (WEED-2) になる予定
バリエーションの指定の現状については LTC の Web サイトのデータシートを参照
2. 図は実寸とは異なる
3. すべての寸法はミリメートル
4. パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない
モールドのバリは (もしあれば) 各サイドで 0.15mm を超えないこと
5. 露出パッドは半田メッキとする
6. 灰色の部分はパッケージの上面と底面のピン 1 の位置の参考に過ぎない

パッケージ

最新のパッケージ図面については、<http://www.linear-tech.co.jp/designtools/packaging/> をご覧ください。

MS パッケージ
10ピン・プラスチック MSOP
 (Reference LTC DWG # 05-08-1661 Rev E)



NOTE:

1. 寸法はミリメートル/(インチ)
2. 図は実寸とは異なる
3. 寸法にはモールドのバリ、突出部、またはゲートのバリを含まない。
モールドのバリ、突出部、またはゲートのバリは、各サイドで0.152mm (0.006") を超えないこと
4. 寸法には、リード間のバリまたは突出部を含まない。リード間のバリまたは突出部は、各サイドで0.152mm (0.006") を超えないこと
5. リードの平坦度 (成形後のリードの底面) は最大0.102mm (0.004") であること

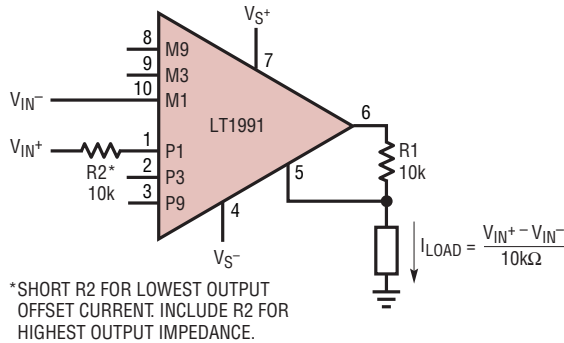
改訂履歴 (改訂履歴は Rev H から開始)

REV	日付	概要	ページ番号
H	5/12	発注情報の表のCグレード製品の規定温度範囲を訂正	2
		図17の $V_{CM} = -20V \sim 19V$ と $V_{CM} = -5V \sim 34V$ の構成を訂正	24
		関連製品の表を更新	28

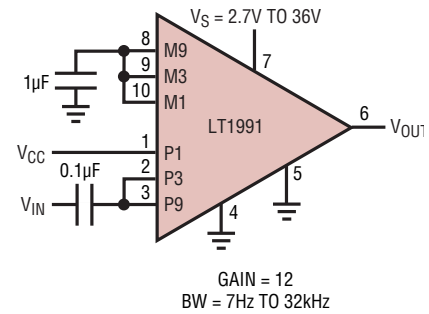
LT1991

標準的応用例

双方向電流源

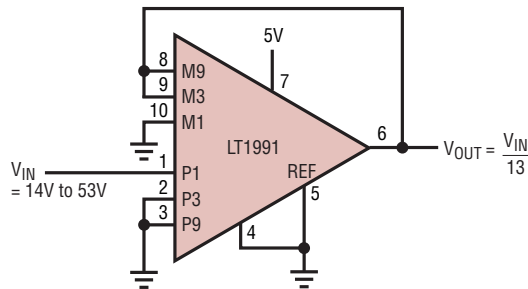


単電源のAC結合されたアンプ

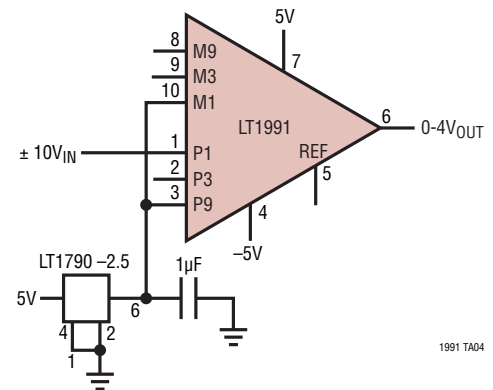


1991 TA03

超安定高精度減衰器



アナログ・レベル・アダプタ



1991 TA04

関連製品

製品番号	説明	注釈
LT1990	高電圧、利得を選択可能な差電圧アンプ	同相電圧: ±250V、マイクロパワー、ピンで選択可能な利得 = 1、10
LT1996	利得を選択可能な高精度差電圧アンプ	マイクロパワー、ピンで選択可能な利得 = 最大 118
LT1995	高速、利得を選択可能な差電圧アンプ	30MHz、1000V/µs、ピンで選択可能な利得 = -7 ~ 8
LT6010/LT6011/ LT6012	シングル/デュアル/クワッド、135µA 14nV/√Hz レール・トゥ・レール出力の高精度オペアンプ	LT1991 差動アンプで使用されているのと同様のオペアンプ性能
LT6013/LT6014	シングル/デュアル、145µA 8nV/√Hz レール・トゥ・レール出力の高精度オペアンプ	LT1991 タイプのオペアンプの低ノイズで Av ≥ 5 のバージョン
LTC6910-X	利得をプログラム可能なアンプ	3つの利得構成、レール・トゥ・レールの入力と出力
LT1999	高電圧の双方向電流検出アンプ	CMRR > 80dB (100kHz)
LT5400	整合したクワッド抵抗ネットワーク	0.01%の整合、CMRR > 86dB

1991fh