

利得を選択可能な 高精度100μA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: 9~117
 - CMRR > 80dB
- 非反転アンプ
 - 利得範囲: 0.008~118
- 反転アンプ
 - 利得範囲: -0.08~-117
- 利得誤差: < 0.05%
- 利得ドリフト: < 3ppm/°C
- 広い電源電圧範囲: 2.7V単一電源~±18V両電源
- マイクロパワー動作: 100μAの消費電流
- 入力オフセット電圧: 50μV(最大)
- 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

LT、LTC、LTはリニアテクノロジー社の登録商標です。
他の全ての商標はそれぞれの所有者に所有権があります。特許出願中。

概要

LT[®]1996は、高精度オペアンプに8本の高精度抵抗を組み合わせることで、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0.05%の利得精度で-117~118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80dB以上の同相除去比を達成します。

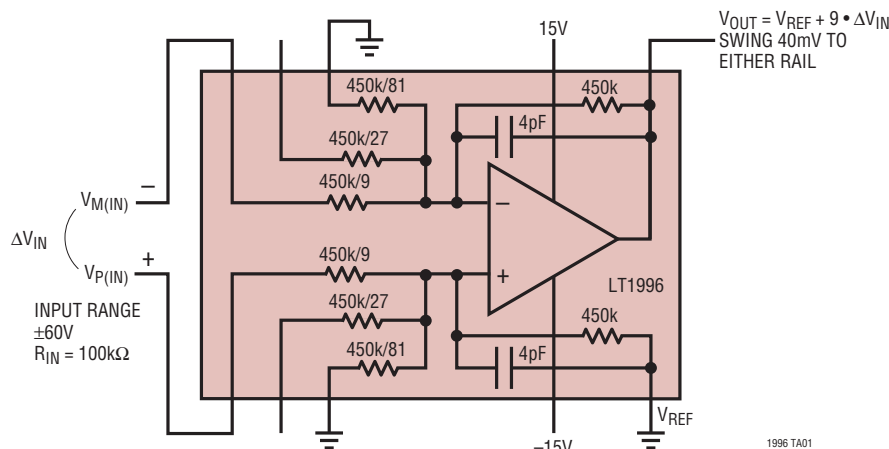
このアンプは50μVの最大入力オフセット電圧と560kHzの利得帯域幅を特長としています。2.7V~36Vのあらゆる電源電圧で動作し、5V電源での消費電流はわずか100μAです。出力は両方の電源レールの40mV以内に振幅します。

内部抵抗は、全温度範囲での変動が0.05%という優れたマッチング特性を実現し、3ppm/°C以下のマッチング温度係数が保証されています。また、これらの抵抗は全電圧範囲できわめて安定度が高く、10ppm以下の非直線性を実現します。

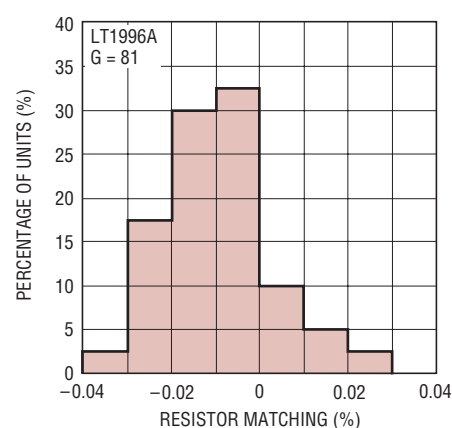
LT1996は5Vならびに±15Vの電源と-40°C~85°Cの温度範囲で完全に仕様が規定されています。このデバイスは省スペースの10ピンMSOPおよびDFNパッケージで供給されます。-13~14の利得を選択可能なアンプについては、LT1991のデータシートを参照してください。

標準的応用例

レール・トゥ・レール、利得 = 9の差動アンプ



抵抗マッチングの分布



LT1996

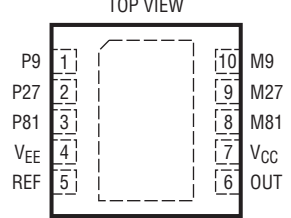
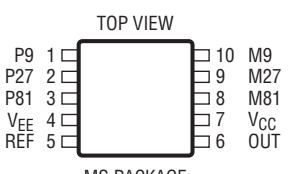
絶対最大定格

(Note 1)

全電源電圧($V^+ \sim V^-$)	40V
入力電圧 (ピンP9/ピンM9、Note 2)	$\pm 60V$
入力電流 (ピンP27/M27/P81/M81、Note 2)	$\pm 10mA$
出力短絡時間 (Note 3)	無期限
動作温度範囲 (Note 4)	$-40^{\circ}C \sim 85^{\circ}C$
規定温度範囲 (Note 5)	$-40^{\circ}C \sim 85^{\circ}C$

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

パッケージ/発注情報

 <p>DD PACKAGE 10-LEAD (3mm x 3mm) PLASTIC DFN $T_{JMAX} = 125^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 160^{\circ}C/W$ UNDERSIDE METAL CONNECTED TO V_{EE} (PCB CONNECTION OPTIONAL)</p>	ORDER PART NUMBER	 <p>MS PACKAGE 10-LEAD PLASTIC MSOP $T_{JMAX} = 150^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 230^{\circ}C/W$</p>	ORDER PART NUMBER
	LT1996CDD LT1996IDD LT1996ACDD LT1996AIDD		LT1996CMS LT1996IMS LT1996ACMS LT1996AIMS
	DD PART MARKING*		MS PART MARKING*
	LBPC		LTBPB

*温度等級と電氣的等級は出荷時のコンテナのラベルで識別されます。より広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社へお問い合わせください。

電氣的特性

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^{\circ}C$ での値。注記がない限り、差動アンプ構成、 $V_S = 5V$ 、 $0V$ または $\pm 15V$ ； $V_{CM} = V_{REF} =$ 電源の1/2。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
ΔG	Gain Error	$V_S = \pm 15V$, $V_{OUT} = \pm 10V$; $R_L = 10k$				
		$G = 81$; LT1996AMS ●		± 0.02	± 0.05	%
		$G = 27$; LT1996AMS ●		± 0.03	± 0.06	%
		$G = 9$; LT1996AMS ●		± 0.03	± 0.07	%
		$G = 81$; LT1996ADD ●		± 0.02	± 0.05	%
		$G = 27$; LT1996ADD ●		± 0.02	± 0.07	%
		$G = 9$; LT1996ADD ●		± 0.03	± 0.08	%
		$G = 81$; LT1996 ●		± 0.04	± 0.12	%
		$G = 27$; LT1996 ●		± 0.04	± 0.12	%
GNL	Gain Nonlinearity	$V_S = \pm 15V$; $V_{OUT} = \pm 10V$; $R_L = 10k$; $G = 9$ ●		1	10	ppm
$\Delta G/\Delta T$	Gain Drift vs Temperature (Note 6)	$V_S = \pm 15V$; $V_{OUT} = \pm 10V$; $R_L = 10k$ ●		0.3	3	ppm/ $^{\circ}C$
CMRR	Common Mode Rejection Ratio, Referred to Inputs (RTI)	$V_S = \pm 15V$; $G = 9$; $V_{CM} = \pm 15.3V$				
		LT1996AMS ●	80	100		dB
		LT1996ADD ●	80	100		dB
		LT1996 ●	70	100		dB
		$V_S = \pm 15V$; $G = 27$; $V_{CM} = -14.5V$ to $14.3V$				
		LT1996AMS ●	95	105		dB
		LT1996ADD ●	90	105		dB
		LT1996 ●	75	105		dB

1996f

電氣的特性

は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、差動アンプ構成、 $V_S = 5\text{V}$ 、 0V または $\pm 15\text{V}$ ； $V_{CM} = V_{REF} = \text{電源の}1/2$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
CMRR	Common Mode Rejection Ratio (RTI)	$V_S = \pm 15V$; $G = 81$; $V_{CM} = -14.1V$ to $13.9V$					
		LT1996AMS	●	105	120	dB	
		LT1996ADD	●	100	120	dB	
		LT1996	●	85	120	dB	
V_{CM}	Input Voltage Range (Note 7)	P9/M9 Inputs					
		$V_S = \pm 15V$; $V_{REF} = 0V$	●	-15.5		15.3	V
		$V_S = 5V, 0V$; $V_{REF} = 2.5V$	●	0.84		3.94	V
		$V_S = 3V, 0V$; $V_{REF} = 1.25V$	●	0.98		1.86	V
		P9/M9 Inputs, P81/M81 Connected to REF					
		$V_S = \pm 15V$; $V_{REF} = 0V$	●	-60		60	V
		$V_S = 5V, 0V$; $V_{REF} = 2.5V$	●	-12.6		15.6	V
		$V_S = 3V, 0V$; $V_{REF} = 1.25V$	●	-1.25		6.8	V
		P27/M27 Inputs					
		$V_S = \pm 15V$; $V_{REF} = 0V$	●	-14.5		14.3	V
		$V_S = 5V, 0V$; $V_{REF} = 2.5V$	●	0.95		3.84	V
		$V_S = 3V, 0V$; $V_{REF} = 1.25V$	●	1		1.82	V
	P81/M81 Inputs	$V_S = \pm 15V$; $V_{REF} = 0V$	●	-14.1		13.9	V
		$V_S = 5V, 0V$; $V_{REF} = 2.5V$	●	0.99		3.81	V
		$V_S = 3V, 0V$; $V_{REF} = 1.25V$	●	1		1.8	V
V_{OS}	Op Amp Offset Voltage (Note 8)	LT1996AMS, $V_S = 5V, 0V$	●		15	50	μV
						135	μV
		LT1996AMS, $V_S = \pm 15V$	●		15	80	μV
						160	μV
	LT1996MS		●		25	100	μV
						200	μV
		LT1996DD	●		25	150	μV
						250	μV
$\Delta V_{OS}/\Delta T$	Op Amp Offset Voltage Drift (Note 6)		●		0.3	1	$\mu V/^{\circ}C$
I_B	Op Amp Input Bias Current		●		2.5	5	nA
						7.5	nA
I_{OS}	Op Amp Input Offset Current	LT1996A	●		50	500	pA
						750	pA
		LT1996	●		50	1000	pA
						1500	pA
	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 (Includes Resistor Noise)	$G = 9$; $f = 1kHz$ $G = 117$; $f = 1kHz$			46 18		nV/\sqrt{Hz} nV/\sqrt{Hz}
R_{IN}	Input Impedance (Note 10)	P9 (M9 = Ground)	●	350	500	650	k Ω
		P27 (M27 = Ground)	●	326.9	467	607.1	k Ω
		P81 (M81 = Ground)	●	319.2	456	592.8	k Ω
		M9 (P9 = Ground)	●	35	50	65	k Ω
		M27 (P27 = Ground)	●	11.69	16.7	21.71	k Ω
		M81 (P81 = Ground)	●	3.85	5.5	7.15	k Ω

LT1996

電氣的特性

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、差動アンプ構成、 $V_S = 5\text{V}$ 、 0V または $\pm 15\text{V}$ ； $V_{CM} = V_{REF} = \text{電源の}1/2$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
ΔR	Resistor Matching (Note 9)	G = 81; LT1996AMS	●	± 0.02	± 0.05	%
		G = 27; LT1996AMS	●	± 0.03	± 0.06	%
		G = 9; LT1996AMS	●	± 0.03	± 0.07	%
		G = 81; LT1996ADD	●	± 0.02	± 0.05	%
		G = 27; LT1996ADD	●	± 0.02	± 0.07	%
		G = 9; LT1996ADD	●	± 0.03	± 0.08	%
		G = 81; LT1996	●	± 0.04	± 0.12	%
		G = 27; LT1996	●	± 0.04	± 0.12	%
		G = 9; LT1996	●	± 0.04	± 0.12	%
$\Delta R/\Delta T$	Resistor Temperature Coefficient (Note 6)	Resistor Matching	●	0.3	3	ppm/ $^\circ\text{C}$
		Absolute Value	●	-30		ppm/ $^\circ\text{C}$
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	$V_S = \pm 1.35\text{V}$ to $\pm 18\text{V}$ (Note 8)	●	105	135	dB
	Minimum Supply Voltage		●	2.4	2.7	V
V_{OUT}	Output Voltage Swing (to Either Rail)	No Load				
		$V_S = 5\text{V}$, 0V		40	55	mV
		$V_S = 5\text{V}$, 0V	●		65	mV
		$V_S = \pm 15\text{V}$	●		110	mV
		1mA Load				
		$V_S = 5\text{V}$, 0V		150	225	mV
I_{SC}	Output Short-Circuit Current (Sourcing)	Drive Output Positive;		8	12	mA
		Short Output to Ground	●	4		mA
	Output Short-Circuit Current (Sinking)	Drive Output Negative;		8	21	mA
		Short Output to V_S or Midsupply	●	4		mA
BW	-3dB Bandwidth	G = 9		38		kHz
		G = 27		17		kHz
		G = 81		7		kHz
GBWP	Op Amp Gain Bandwidth Product	f = 10kHz		560		kHz
t_r , t_f	Rise Time, Fall Time	G = 9; 0.1V Step; 10% to 90%		8		μs
		G = 81; 0.1V Step; 10% to 90%		40		μs
t_S	Settling Time to 0.01%	G = 9; $V_S = 5\text{V}$, 0V ; 2V Step		85		μs
		G = 9; $V_S = 5\text{V}$, 0V ; -2V Step		85		μs
		G = 9; $V_S = \pm 15\text{V}$; 10V Step		110		μs
		G = 9; $V_S = \pm 15\text{V}$; -10V Step		110		μs
SR	Slew Rate	$V_S = 5\text{V}$, 0V ; $V_{OUT} = 1\text{V}$ to 4V	●	0.06	0.12	V/ μs
		$V_S = \pm 15\text{V}$; $V_{OUT} = \pm 10\text{V}$	●	0.08	0.12	V/ μs
I_S	Supply Current	$V_S = 5\text{V}$, 0V		100	110	μA
			●		150	μA
		$V_S = \pm 15\text{V}$		130	160	μA
			●		210	μA

Note 1: 絶対最大定格はそれを超えるとデバイスの寿命に影響を及ぼす値。

Note 2: P27/M27およびP81/M81の入力は電源レールに接続されたESDダイオードによって保護されている。これら4入力の1つがレールの外側に出る場合、入力電流を10mAより低く制限する。P81/M81が接地され、 $V_S = \pm 15\text{V}$ ならば、P9/M9の入力は $\pm 60\text{V}$ 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。

電気的特性

Note 4: LT1996CとLT1996I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。

Note 5: LT1996C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サンプリングも行われない。LT1996I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。

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。

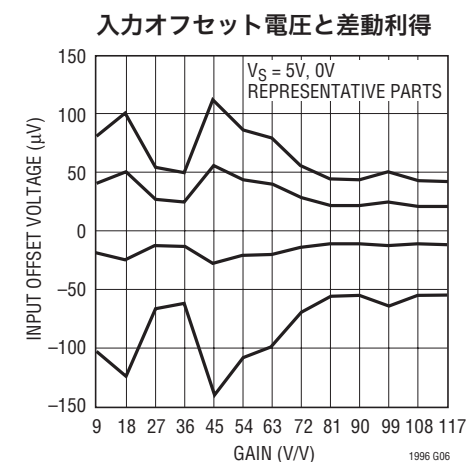
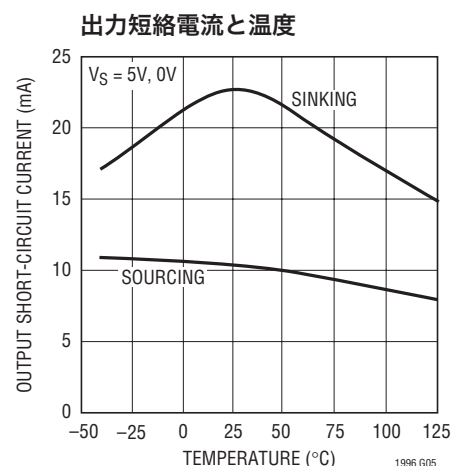
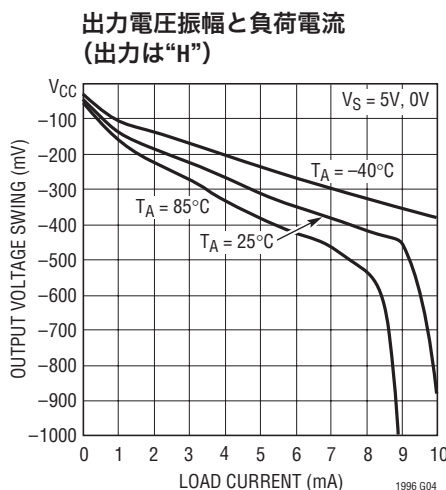
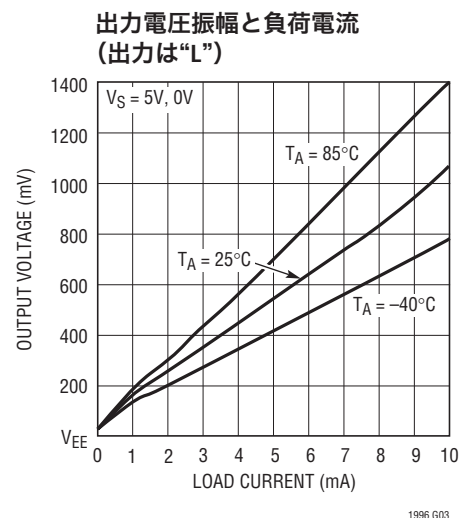
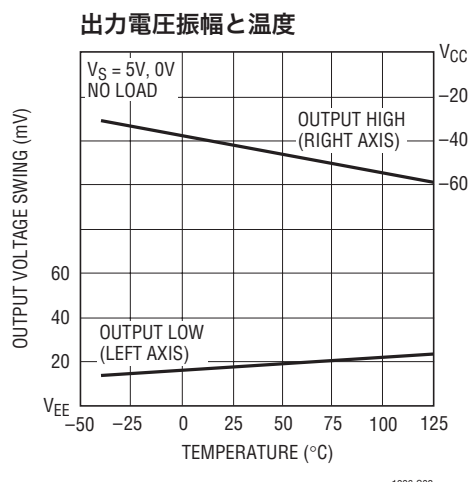
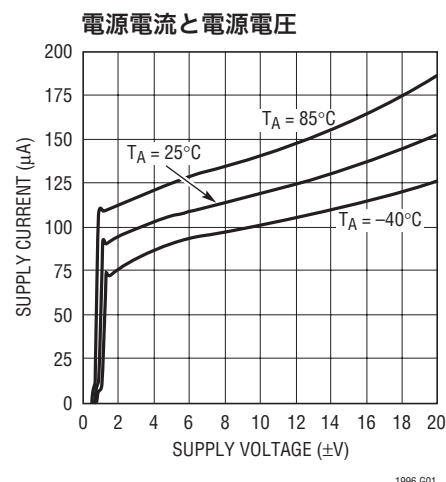
Note 7: 入力電圧範囲は $V_S = \pm 15V$ のCMRRテストで保証されている。その他の電圧の場合、このパラメータは設計および $\pm 15V$ でのテストとの相関によって保証されている。多様な動作条件での有効入力電圧範囲を求めるには「アプリケーション情報」のセクションを参照。

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、 $V_{OS,OUT} = V_{OS} \cdot \text{ノイズ利得} + I_{OS} \cdot 450k + I_B \cdot 450k \cdot (1 - R_P/R_N)$ となり、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: 抵抗は負入力に接続されている。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。

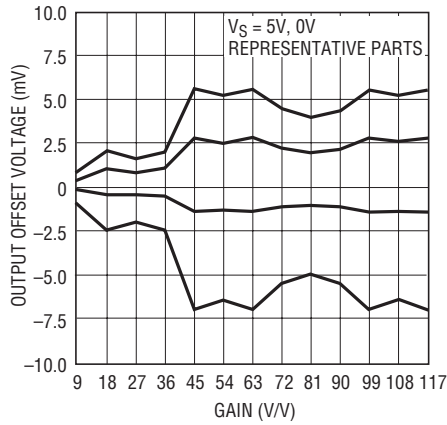
Note 10: 入力インピーダンスは、CMRRテストおよび利得誤差テストとの相関と直接測定との組合せでテストされる。

標準的性能特性 (差動アンプ構成)



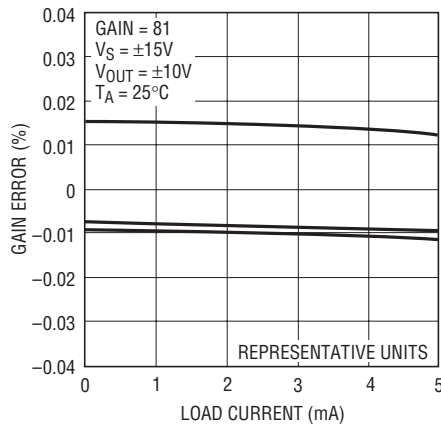
標準的性能特性（差動アンプ構成）

出力オフセット電圧と差動利得



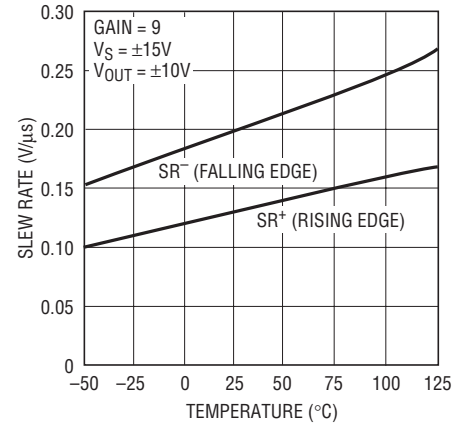
1996 G07

利得誤差と負荷電流



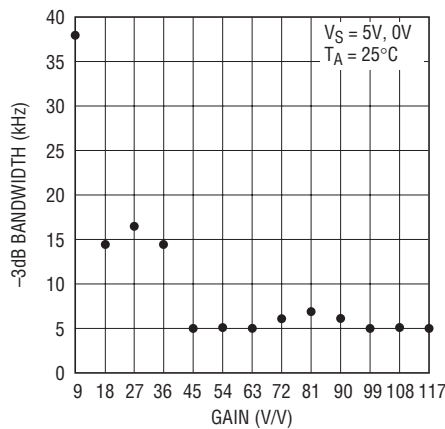
1996 G08

スルーレートと温度



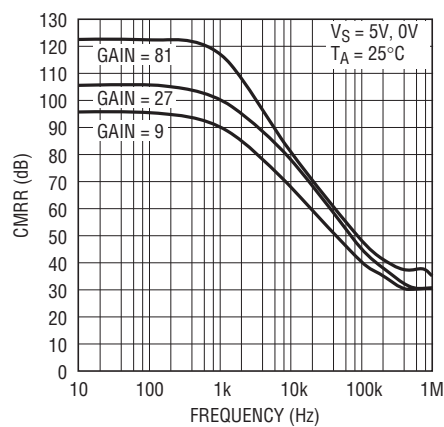
1996 G09

帯域幅と利得



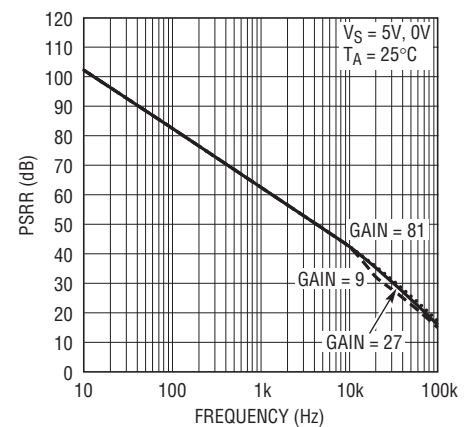
1996 G10

CMRRと周波数



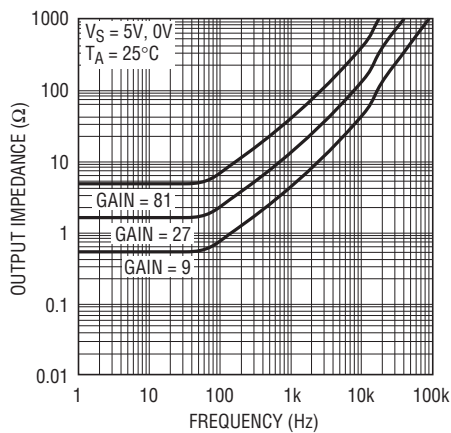
1996 G11

PSRRと周波数



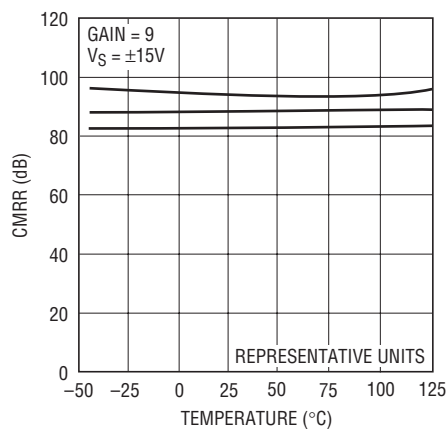
1996 G12

出力インピーダンスと周波数



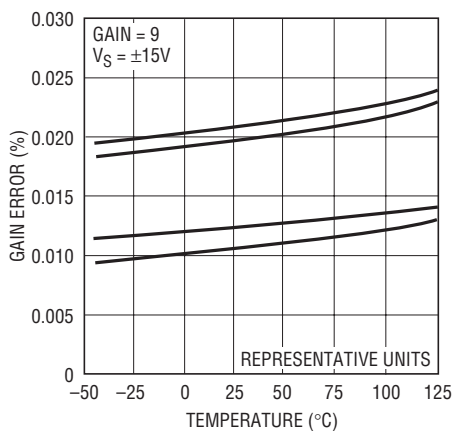
1996 G13

CMRRと温度



1996 G14

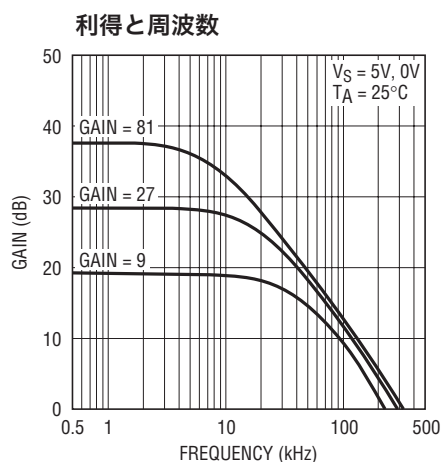
利得誤差と温度



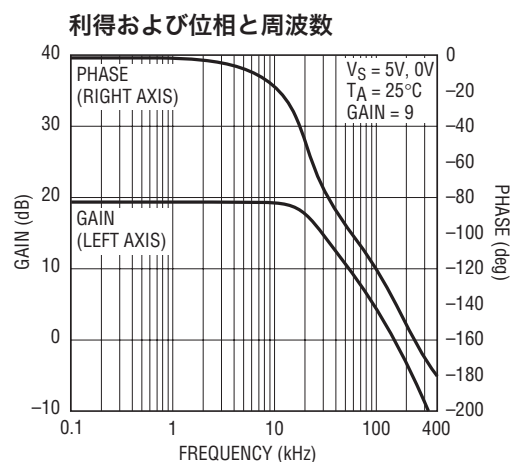
1996 G15

1996f

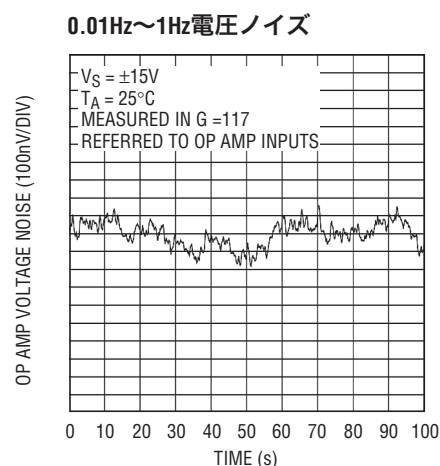
標準的性能特性 (差動アンプ構成)



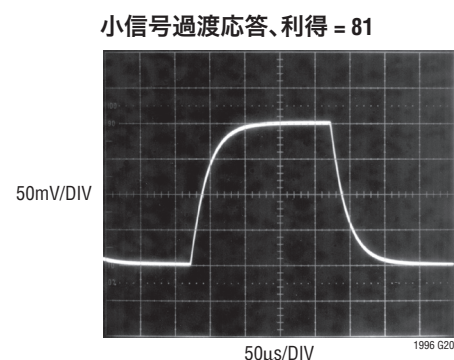
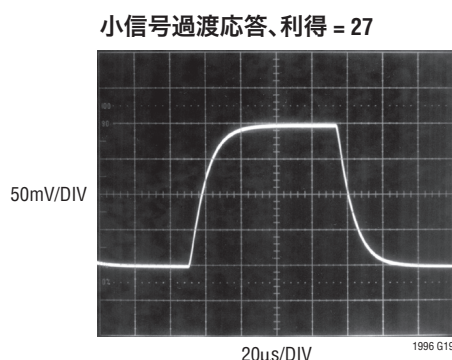
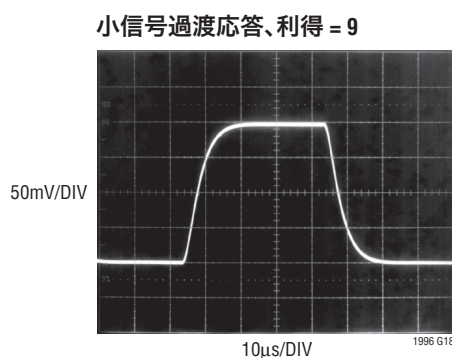
1996 G16



1996 G17



1996 G21



ピン機能 (差動アンプ構成)

P9 (ピン1): 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。

P27 (ピン2): 非反転の利得27の入力。(50k/3)の内部抵抗をオペアンプの非反転入力に接続します。

P81 (ピン3): 非反転の利得81の入力。(50k/9)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 (単一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。 $V_{OUT} = V_{REF} + 9 \cdot (V_{P1} - V_{M1}) + 27 \cdot (V_{P3} - V_{M3}) + 81 \cdot (V_{P9} - V_{M9})$ です。

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

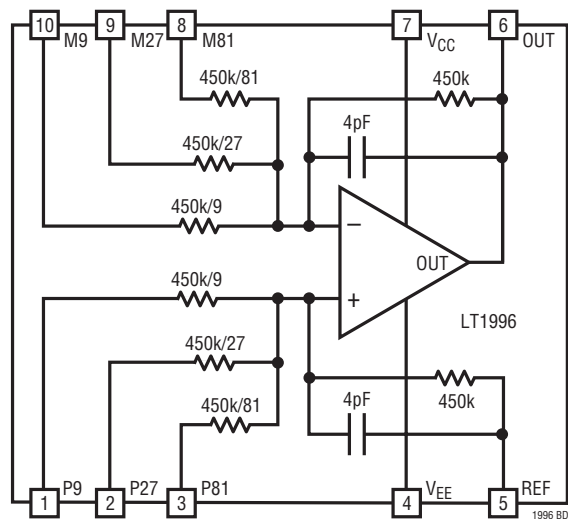
M81 (ピン8): 反転の利得81の入力。(50k/9)の内部抵抗をオペアンプの反転入力に接続します。

M27 (ピン9): 反転の利得27の入力。(50k/3)の内部抵抗をオペアンプの反転入力に接続します。

M9 (ピン10): 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。

1996f

ブロック図



アプリケーション情報

はじめに

LT1996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った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LT1996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が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

LT1996内部のオペアンプは標準オフセット電圧が15 μ 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

LT1196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(±30%)、それらのマッチングは0.05%以内です。このため、デバイスは80dBのCMRRと0.05%以内の利得誤差を達成することができます。抵抗値は(450k/9)、(450k/27)、(450k/81)および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と(450k/81)の抵抗が1ワット、(450k/27)の抵抗が0.3ワット、(450k/9)の抵抗が0.5ワット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損失はこれらの値より十分下に制限されます。

アプリケーション情報

M9入力とP9入力に接続されている50k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。P9、P27、P81などのピンの名称は帰還アドミッタンスおよびREFアドミッタンスに対する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REF入力に加えられた電圧の9倍の効果があります。

帯域幅

LT1996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5kHzに制限されます。

入力ノイズ

LT1996の入力ノイズは内部抵抗のジョンソン・ノイズ($\sqrt{4kTR}$)とオペアンプの入力電圧ノイズから成っています。4つの抵抗を全て+入力に並列に接続すると3.8k Ω の抵抗になり、電圧ノイズは8nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ です。-入力の同等の回路は別の8nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ を与え、オペアンプは14nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ を与えます。それらのRMS和をとると、合計18nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ の入力基準の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

LT1996の入力抵抗は構成によって変化しますが、一旦構成が決定されるとそれを見れば明らかです。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です。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も依存して並列または直列に加わります。オペアンプの+入力自体が非常に高いG Ω 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、LT1996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

LT1996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

P27、M27、P81およびM81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にダイオード電圧降下以上超え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ング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を超える電流が流れることを許すと、LT1996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。P9とM9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。P9ピンとM9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P9、P27、P81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。

アプリケーション情報

図1について検討します。ここに示されているのは、利得が117の差動アンプとして単一電源で構成されたLT1996で、出力REFはグラウンドに接続されています。

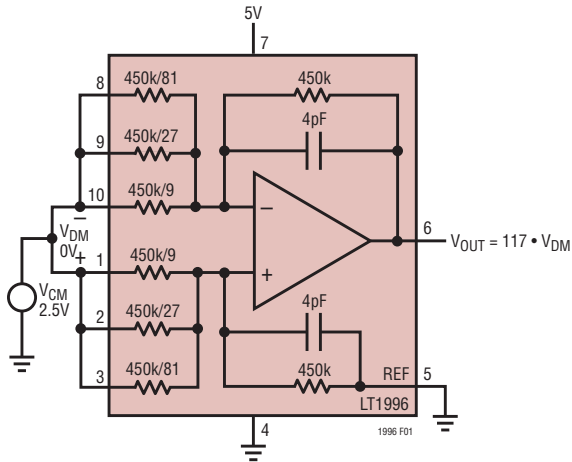


図1. 単一電源では差動アンプは0Vを出力できない。負電源を与えるか、ピン5を上げるか、または400μVのV_{DM}を与える

これは優れた回路ですが、出力が0V_{OUT}を発生しようとしてグラウ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+0.4mV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LT1996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。

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

および

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

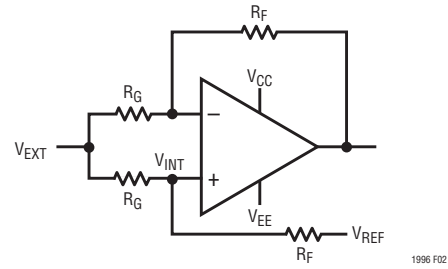


図2. CM入力電圧範囲の計算

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M9~M81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。

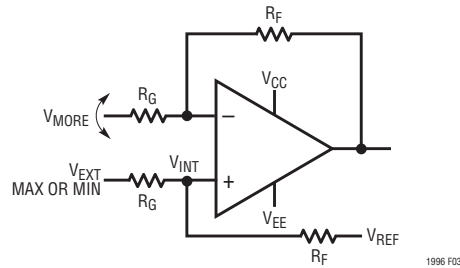


図3. 反転入力の追加電圧範囲の計算

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}(高いほうのCMのリミット)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} • 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。すなわち、次のようになります。

$$\text{最大 } V_{MORE} = (V_{REF} - V_{EE} - 0.04V) \cdot R_G / R_F \text{ (プラスになります)}$$

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)を全て与えるところに実証されています。

アプリケーション情報

同様に、低い方の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。

最小 $V_{MORE} = (V_{REF} - V_{EE} - 0.04V) \cdot R_G / R_F$ (マイナスになります)

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) が破られない場合にだけ有効です。

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。

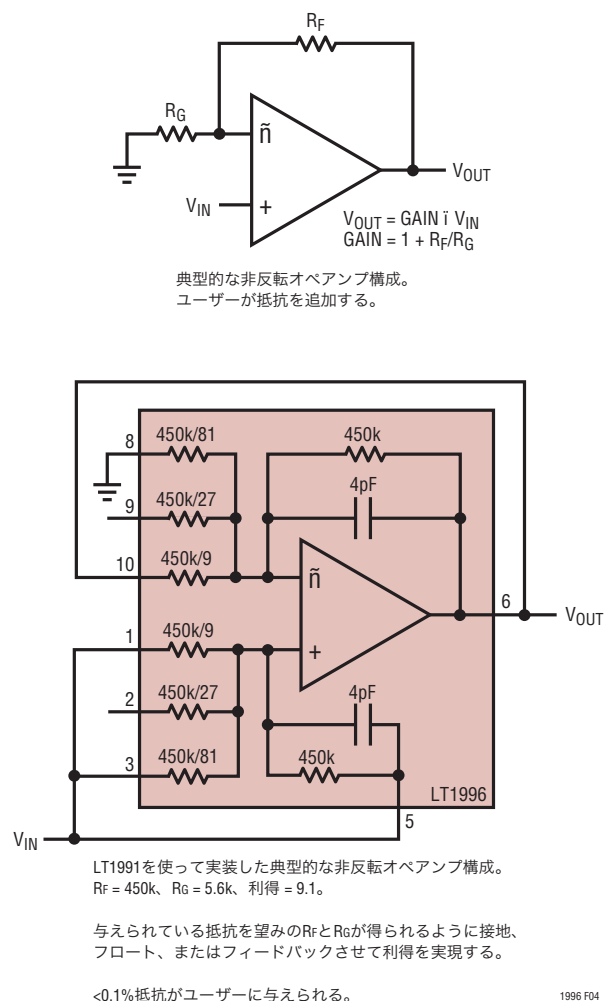


図4. 典型的な非反転オペアンプとして構成したLT1996

精確に9.1の利得に構成したLT1996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。LT1996はこの利点を維持しています。LT1996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。

表1. 簡単な非反転利得のMピン構成法。P入力 は次ページの例で示されているようにドライブされる

利得	M81、M27、M9の接続		
	M81	M27	M9
1	出力	出力	出力
1.08	出力	出力	接地
1.11	出力	フロート	接地
1.30	出力	接地	出力
1.32	フロート	出力	接地
1.33	出力	接地	フロート
1.44	出力	接地	接地
3.19	接地	出力	出力
3.7	フロート	接地	出力
3.89	接地	出力	フロート
4.21	接地	出力	接地
9.1	接地	フロート	出力
10	フロート	フロート	接地
11.8	接地	接地	出力
28	フロート	接地	フロート
37	フロート	接地	接地
82	接地	フロート	フロート
91	接地	フロート	接地
109	接地	接地	フロート
118	接地	接地	接地

アプリケーション情報

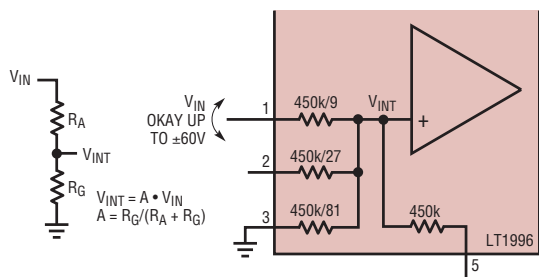


図5. LT1996を使って実装された典型的非反転利得の例。高い入力インピーダンスが維持されている

アプリケーション情報

P入力の抵抗を使った減衰

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、LT1996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。



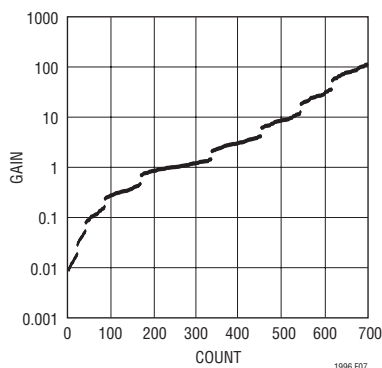
典型的減衰器

LT1996は入力を入力をドライブ、接地、およびフロートさせて+入力を減衰させ、
 $A = R_G / (R_A + R_G)$
 $R_A = 50k$, $R_G = 50k/9$ なので、 $A = 0.1$ となる。

1996 F06

図6. LT1996はオペアンプの+入力を簡単に減衰させることができる。P9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、0.0085から118の間で約700の異なった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、ワーストケースのステップが約50%です。



1996 F07

図7. LT1996を使い、減衰と非反転利得を組み合わせることで実現できる600を超える別個の利得設定

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

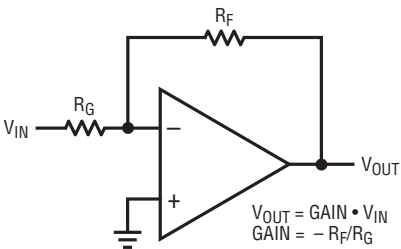
A	P81、P27、P9、REF の接続			
	P81	P27	P9	REF
0.0085	接地	接地	接地	ドライブされる
0.0092	接地	接地	フロート	ドライブされる
0.0110	接地	フロート	接地	ドライブされる
0.0122	接地	フロート	フロート	ドライブされる
0.0270	フロート	接地	接地	ドライブされる
0.0357	フロート	接地	フロート	ドライブされる
0.0763	接地	接地	ドライブされる	接地
0.0769	接地	接地	ドライブされる	フロート
0.0847	接地	接地	ドライブされる	ドライブされる
0.0989	接地	フロート	ドライブされる	接地
0.1	接地	フロート	ドライブされる	フロート
0.110	接地	フロート	ドライブされる	ドライブされる
0.229	接地	ドライブされる	接地	接地
0.231	接地	ドライブされる	接地	フロート
0.237	接地	ドライブされる	接地	ドライブされる
0.243	フロート	接地	ドライブされる	接地
0.248	接地	ドライブされる	フロート	接地
0.25	フロート	接地	ドライブされる	フロート
0.25	接地	ドライブされる	フロート	フロート
0.257	接地	ドライブされる	フロート	ドライブされる
0.270	Float	接地	ドライブされる	ドライブされる
0.305	接地	ドライブされる	ドライブされる	接地
0.308	接地	ドライブされる	ドライブされる	フロート
0.314	接地	ドライブされる	ドライブされる	ドライブされる
0.686	ドライブされる	接地	接地	接地
0.692	ドライブされる	接地	接地	フロート
0.695	ドライブされる	接地	接地	ドライブされる
0.730	フロート	ドライブされる	接地	接地
0.743	ドライブされる	接地	フロート	接地
0.75	フロート	ドライブされる	接地	フロート
0.752	ドライブされる	接地	フロート	ドライブされる
0.757	フロート	ドライブされる	接地	ドライブされる
0.763	ドライブされる	接地	ドライブされる	接地
0.769	ドライブされる	接地	ドライブされる	フロート
0.771	ドライブされる	接地	ドライブされる	ドライブされる
0.890	ドライブされる	フロート	接地	接地
0.9	フロート	フロート	ドライブされる	接地
0.901	ドライブされる	フロート	接地	ドライブされる
0.915	ドライブされる	ドライブされる	接地	接地
0.923	ドライブされる	ドライブされる	接地	フロート
0.924	ドライブされる	ドライブされる	接地	ドライブされる
0.964	フロート	ドライブされる	フロート	接地
0.973	フロート	ドライブされる	ドライブされる	接地
0.988	ドライブされる	フロート	フロート	接地
0.989	ドライブされる	フロート	ドライブされる	接地
0.991	ドライブされる	ドライブされる	フロート	接地
0.992	ドライブされる	ドライブされる	ドライブされる	接地

1996f

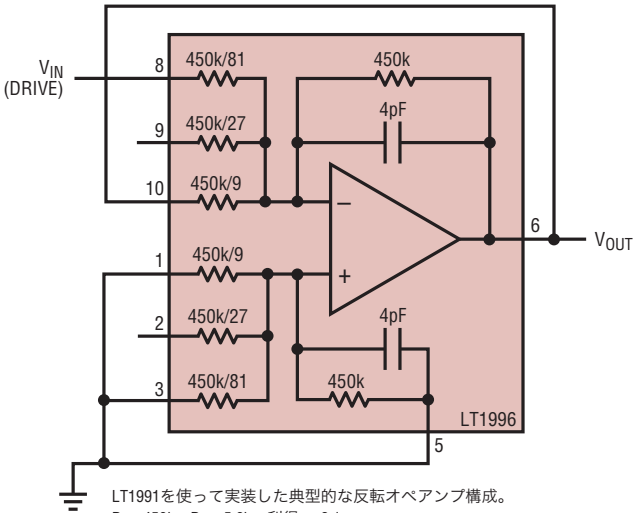
アプリケーション情報

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 $1+|利得|$ 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。



典型的な反転オペアンプ構成。
ユーザーが抵抗を追加する。



LT1991を使って実装した典型的な反転オペアンプ構成。
 $R_F = 450k$ 、 $R_G = 5.6k$ 、利得 $= -8.1$ 。

与えられている抵抗を望みの R_F と R_G が得られるように接地、フロート、またはフィードバックさせて利得を実現する。

<0.1%抵抗がユーザーに与えられている。

1996 F08

表3. 簡単な反転利得のMピン構成法

利得	M81、M27、M9 の接続		
	M81	M27	M9
-0.083	出力	出力	ドライブする
-0.110	出力	フロート	ドライブする
-0.297	出力	ドライブする	出力
-0.321	フロート	出力	ドライブする
-0.329	出力	ドライブする	フロート
-0.439	出力	ドライブする	ドライブする
-2.19	ドライブする	出力	出力
-2.7	フロート	ドライブする	出力
-2.89	ドライブする	出力	フロート
-3.21	ドライブする	出力	ドライブする
-8.1	ドライブする	フロート	出力
-9	フロート	フロート	ドライブする
-10.8	ドライブする	ドライブする	出力
-27	フロート	ドライブする	フロート
-36	フロート	ドライブする	ドライブする
-81	ドライブする	フロート	フロート
-90	ドライブする	フロート	ドライブする
-108	ドライブする	ドライブする	フロート
-117	ドライブする	ドライブする	ドライブする

図8. 典型的な反転オペアンプとして構成したLT1996。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

アプリケーション情報

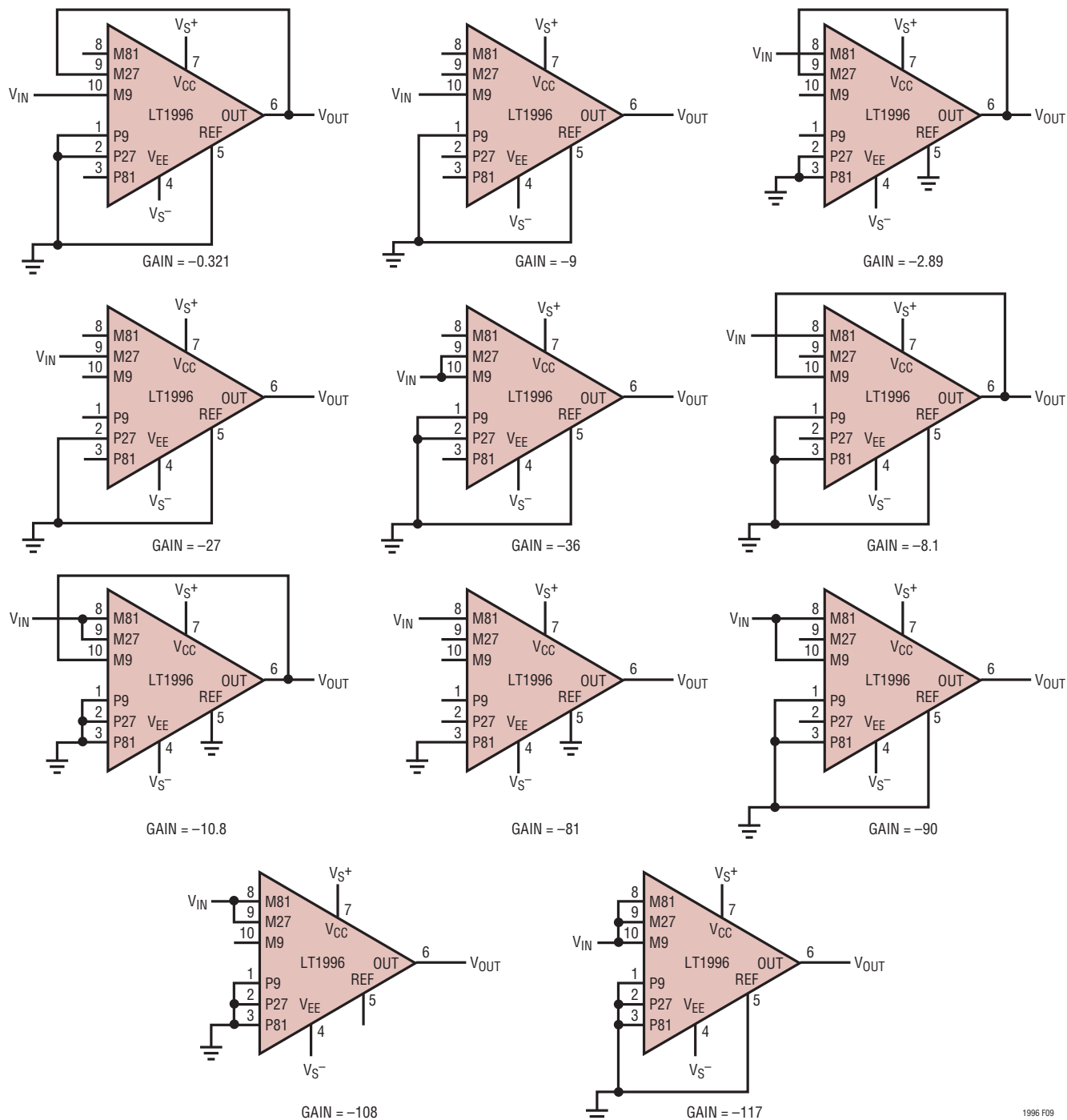


図9. LT1996を使って高精度反転利得を得るのは簡単。
入力インピーダンスは3.8k Ω (利得 = -117) ~ 50k Ω (利得 = -9) で変化

1996 F09

LT1996

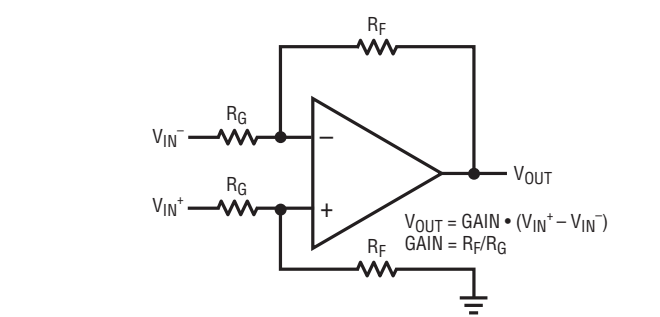
アプリケーション情報

差動アンプ

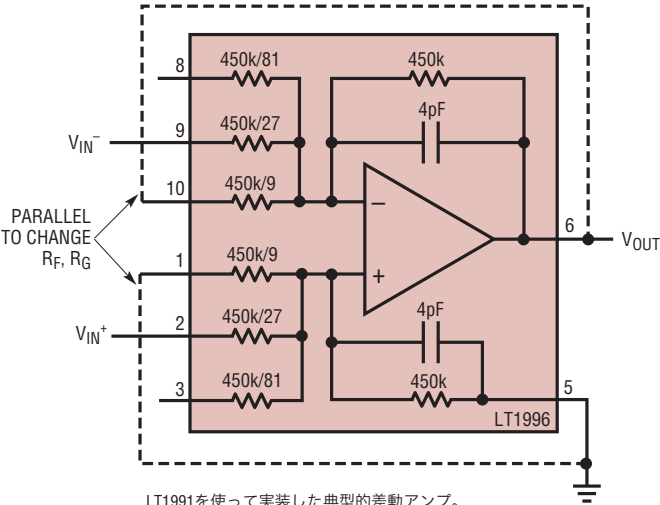
LT1996内部の抵抗により、差動アンプも簡単に構成することができます。4抵抗の基本的差動アンプとLT1996を図10に示します。27の差動利得が示されていますが、破線で示されている追加接続の効果に注意してください。50kの抵抗を並列に接続することにより、利得は1/10に減少します。もちろん、多くの抵抗がありますので、多くの利得が可能です。差動利得とそれらの実装方法を表4に示します。反転アンプの場合と同様、ノイズ利得は信号利得より1だけ大きいことに注意してください。

表4. 差動利得を与えるLT1996の接続方法

Gain	V _{IN} ⁺	V _{IN} ⁻	Output	GND (REF)
0.083	P9	M9	M27, M81	P27, P81
0.110	P9	M9	M81	P81
0.297	P27	M27	M9, M81	P9, P81
0.321	P9	M9	M27	P27
0.329	P27	M27	M81	P81
0.439	P9, P27	M9, M27	M81	P81
2.189	P81	M81	M9, M27	P9, P27
2.700	P27	M27	M9	P9
2.893	P81	M81	M27	P27
3.214	P9, P81	M9, M81	M27	P27
8.1	P81	M81	M9	P9
9	P9	M9		
10.8	P27, P81	M27, M81	M9	P9
27	P27	M27		
36	P9, P27	M9, M27		
81	P81	M81		
90	P9, P81	M9, M81		
108	P27, P81	M27, M81		
117	P9, P27, P81	M9, M27, M81		



LT1991を使った典型的差動アンプ



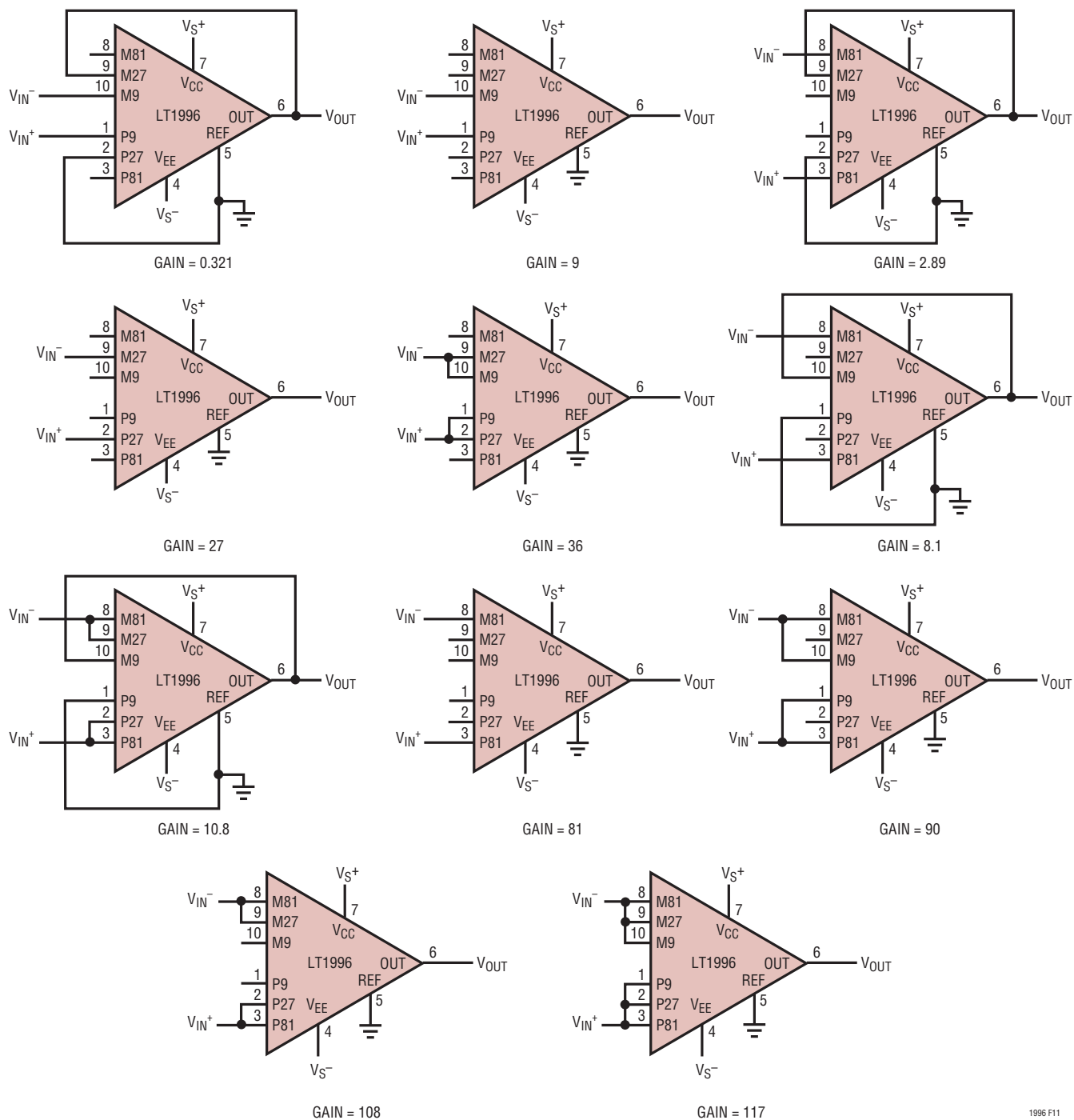
LT1991を使って実装した典型的差動アンプ。
R_F = 450k、R_G = 16.7k、利得 = 3。

破線のように配線を追加すると2個の450k抵抗が
並列に接続されるので、R_Fが45kに減少する。
利得は45k/16.7k = 2.7となる。

1996 F10

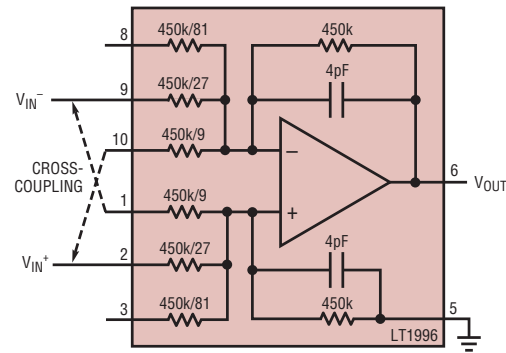
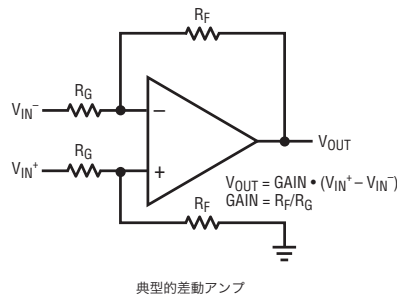
図10. LT1996を使った差動アンプ。利得は単純に正しい抵抗または抵抗の組合せを接続することによって設定される。27の利得が示されているが、破線を追加すると利得は2.7になる。ノイズ利得は最適になる

アプリケーション情報



1996 F11

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



LT1991を使って実装した典型的な差動アンプ。
R_F = 450k, R_G = 16.7k, 利得 = 27。

利得は「交差接続」によって調節できる。
破線の接続を行うと利得が3から2に減少する。

交差接続を行うときは、V_{IN}⁺の電圧に何が接続されているかを見る。P27とM9を接続すると27-9 = 18となる。
V_{IN}⁻への接続は対称的である。M27とP9。

1996 F10

図12. 差動利得を選択する別の方法は「交差接続」である。追加の方法とはLT1996が追加の整数利得を与えることである

差動アンプ: 交差接続を使った追加の整数利得

図12は基本的な差動アンプとともに差動利得が27のLT1996を示しています。ただし、追加の破線の接続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27から18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。V_{IN}⁺の接続を見て計算式を書くことができ、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。LT1996では9の乗数を使うこと以外、LT1991についても方法は同じです。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

利得	V _{IN} ⁺	V _{IN} ⁻	利得の式	ノイズ利得	-3dB BW kHz	R _{IN} ⁺ Typ kΩ	R _{IN} ⁻ Typ kΩ
18	P27, M9	M27, P9	27-9	39	14	46	16
45	P81, M27, M9	M81, P27, P9	81-27-9	117	5	12	6
54	P81, M27	M81, P27	81-27	108	5	16	6
63	P81, P9, M27	M81, M9, P27	81+9-27	117	5	16	5
72	P81, M9	M81, P9	81-9	90	6	45	6
99	P81, P27, M9	M81, M27, P9	81+27-9	117	5	45	4

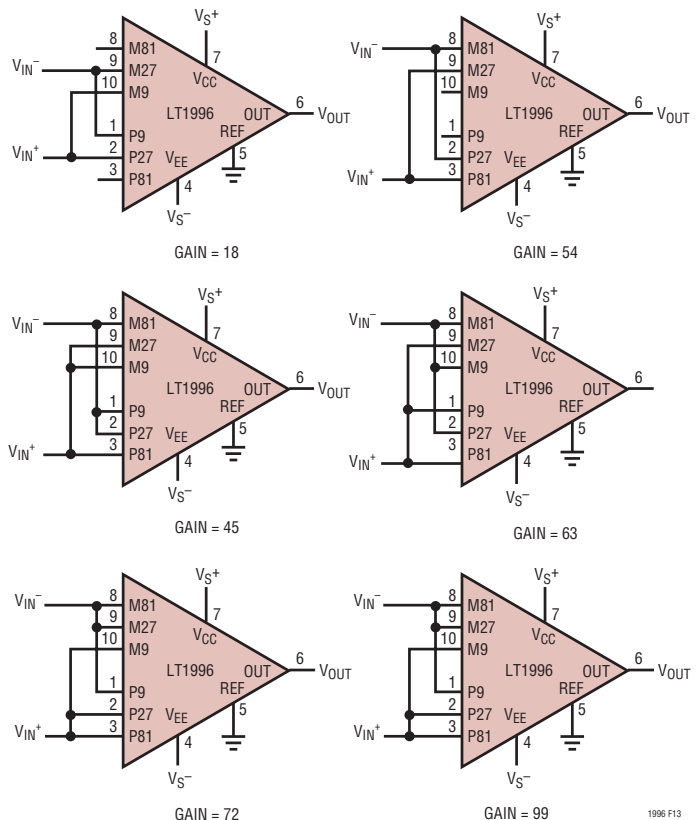


図13. 交差接続を使った整数利得の差動アンプ

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。LT1996の場合、 R_G として最も利用しやすい抵抗はM9とP9の50k 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こることができるからです。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。

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

LT1996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。P81とM81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。

$$\begin{aligned} \text{MAX } V_{EXT} &= 91/9 \cdot (V_{CC} - 1.2V) - V_{REF}/9 - 9 \cdot V_{TERM} \\ &= (10.11) \cdot (10.8) - 0.11(2.5) - 9(10) = \\ &= 18.9V \end{aligned}$$

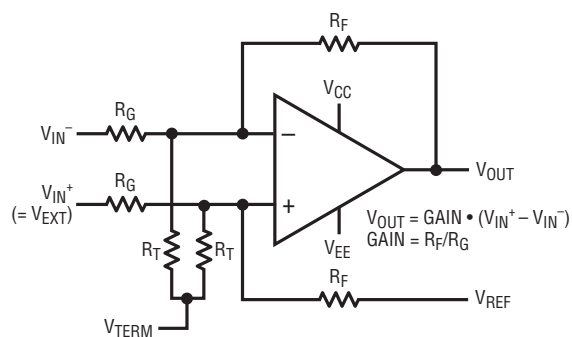
および

$$\begin{aligned} \text{MIN } V_{EXT} &= 91/9 \cdot (V_{EE} + 1V) - V_{REF}/9 - 9 \cdot V_{TERM} \\ &= (10.11)(1) - 0.11(2.5) - 9(10) = -80.2V \end{aligned}$$

ただし、これはP9ピンとM9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。

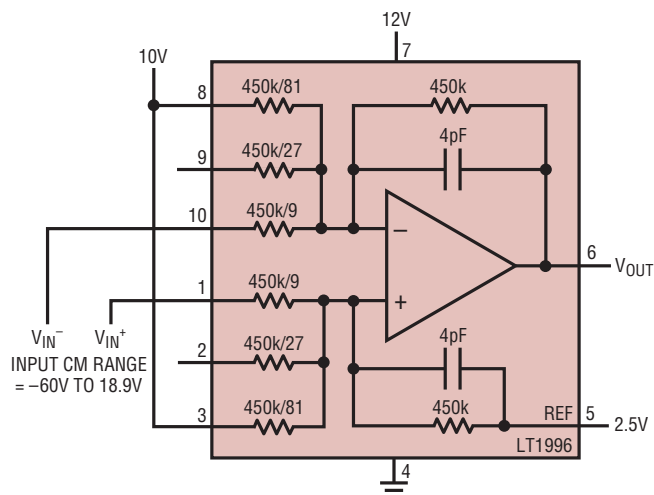
表6. LT1996に差動利得を与える高いV_{CM}の接続方法

利得	V_{IN}^+	V_{IN}^-	R_T	ノイズの利得	Max, Min V_{EXT} ($V_{CC} - 1.2$, $V_{EE} + 1$ を V_{LIM} に代入)
9	P9	M9		10	$10/9 \cdot V_{LIM} - V_{REF}/9$
9	P9	M9	P27, M27	37	$37/9 \cdot V_{LIM} - V_{REF}/9 - 3 \cdot V_{TERM}$
9	P9	M9	P81, M81	91	$91/9 \cdot V_{LIM} - V_{REF}/9 - 9 \cdot V_{TERM}$
9	P9	M9	P27 P81 M27 M81	118	$118/9 \cdot V_{LIM} - V_{REF}/9 - 12 \cdot V_{TERM}$



高いCM電圧の差動アンプ

オペアンプの入力CMは V_{TERM} に接続された抵抗 R_T によって減衰する。



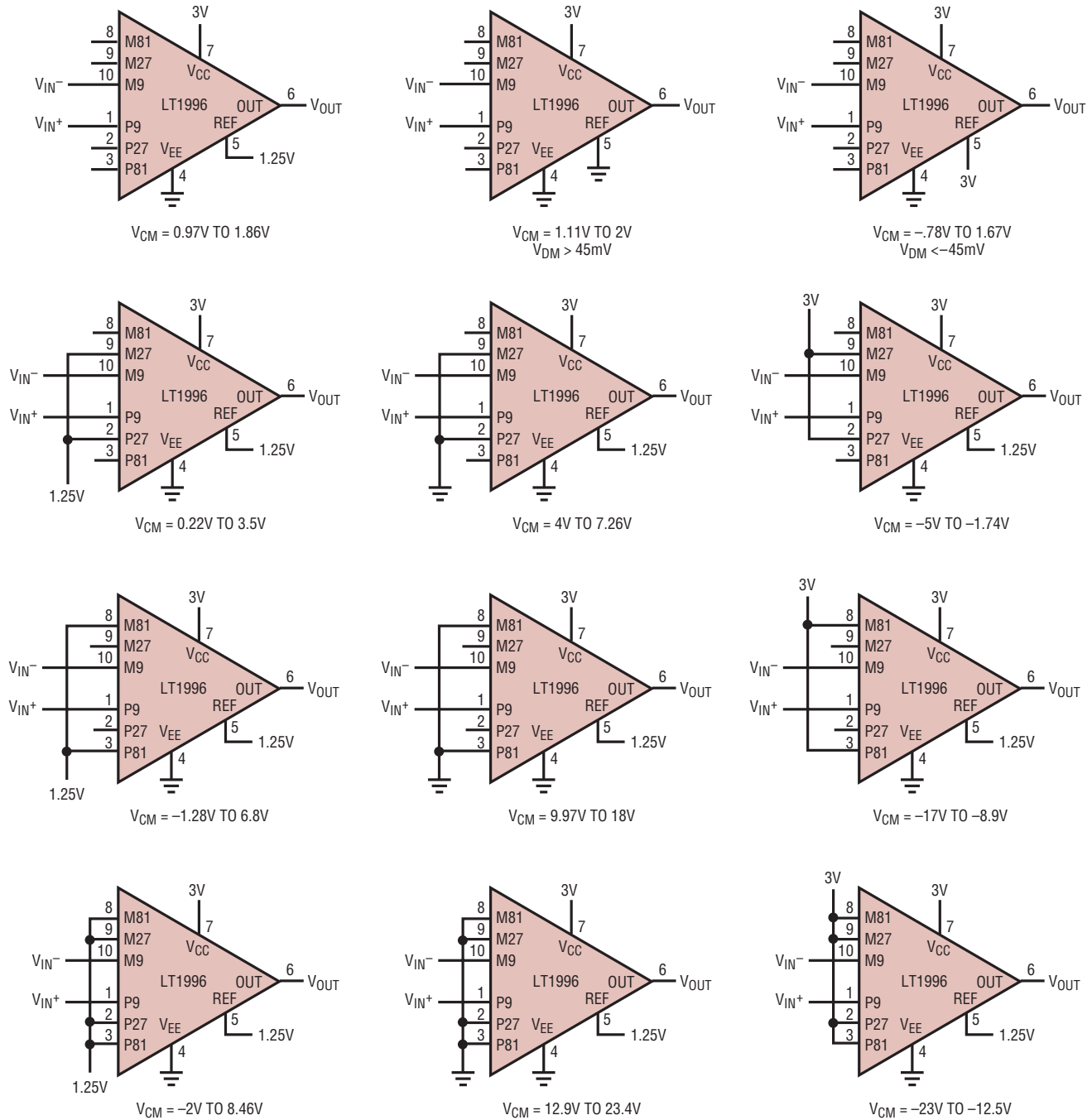
LT1996を使って実装した高い負CM電圧の差動アンプ。
 $R_F = 450k$, $R_G = 50k$, $R_T = 5.55k$, 利得 = 9

$V_{TERM} = 10V = V_{CC} = 12V$, $V_{REF} = 2.5V$, $V_{EE} = 0V$.

1996 F14

図14. CM入力範囲の拡張

アプリケーション情報



1996 F15

図15. $V_S = 3V, 0V$ 、利得 = 9でのLT1996の差動アンプの様々な構成の同相範囲

アプリケーション情報

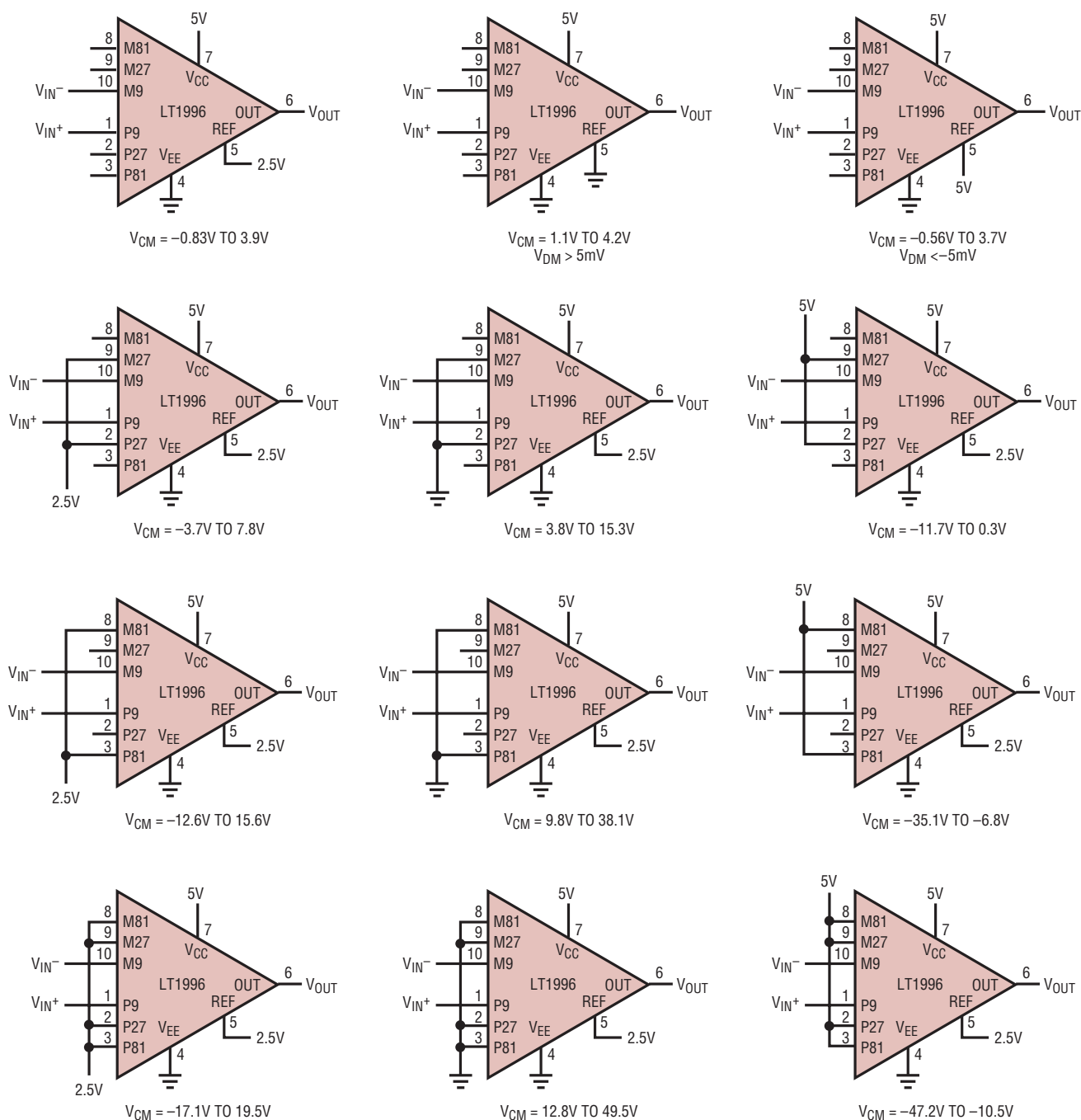
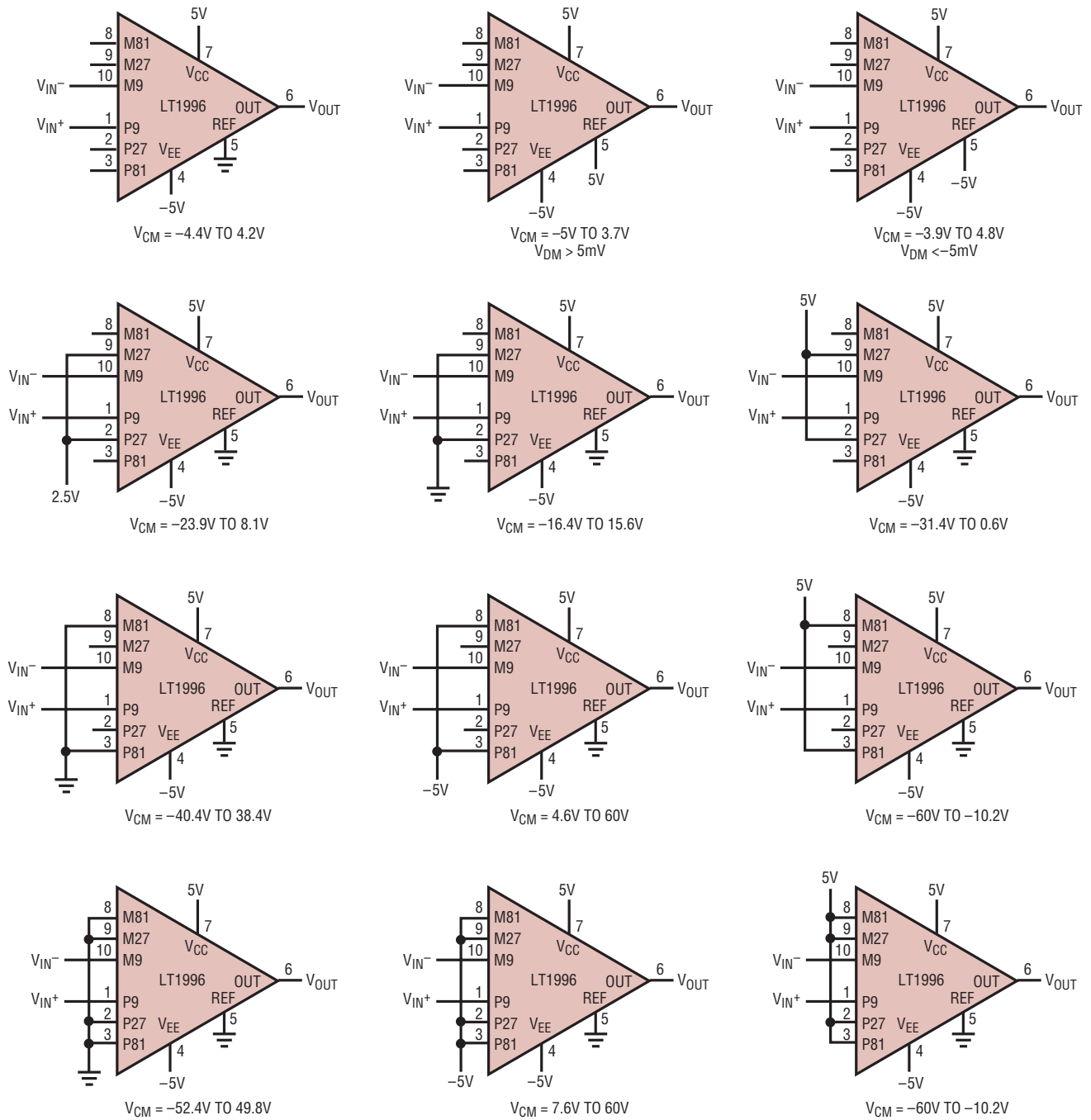


図16. $V_S = 5V, 0V$ 、利得 = 9でのLT1996の差動アンプの様々な構成の同相範囲

1996 F16

アプリケーション情報

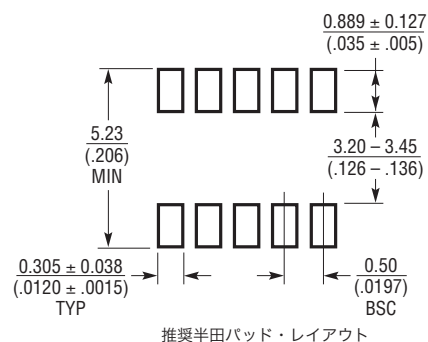
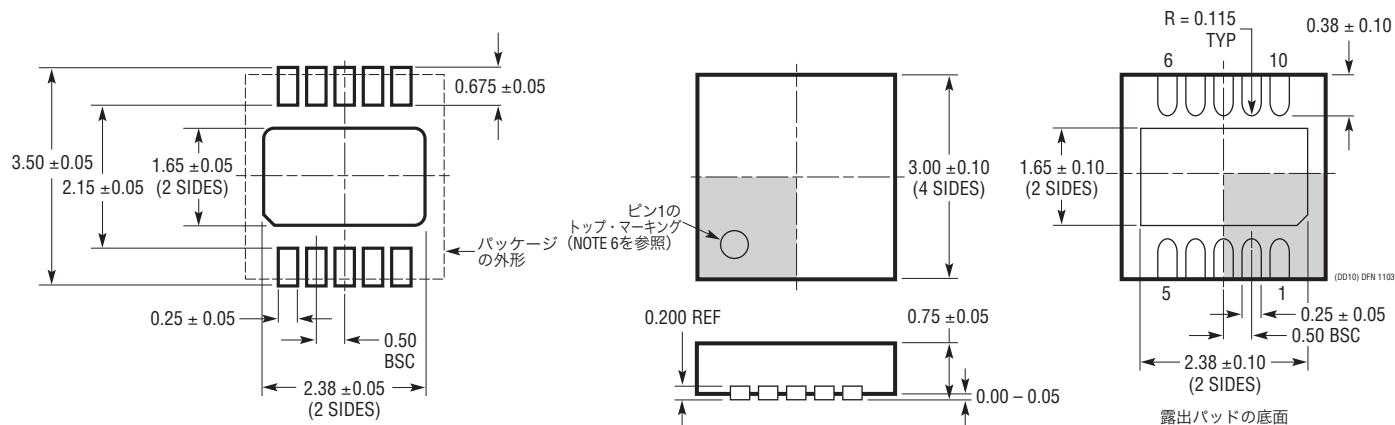


1996 F17

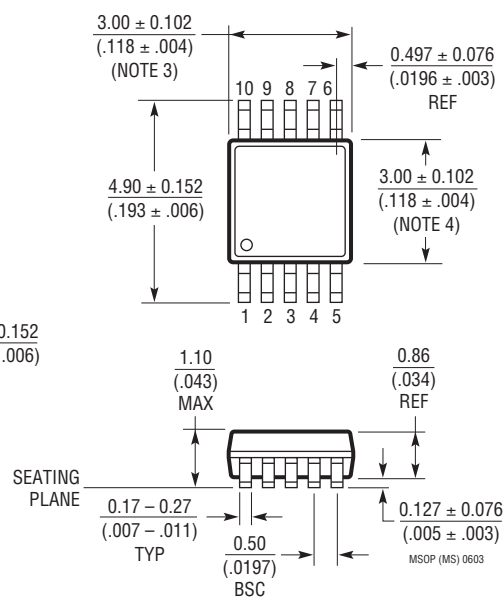
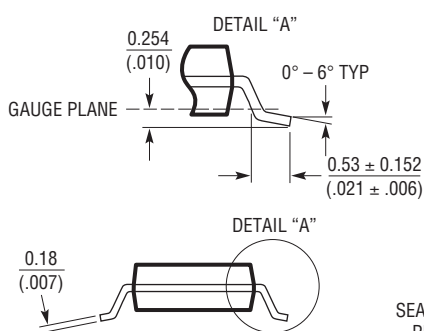
図17. $V_S = \pm 5V$ 、利得 = 9でのLT1996の差動アンプの様々な構成の同相範囲

パッケージ寸法

DDパッケージ
10ピン・プラスチックDFN (3mm×3mm)
(Reference LTC DWG # 05-08-1699)



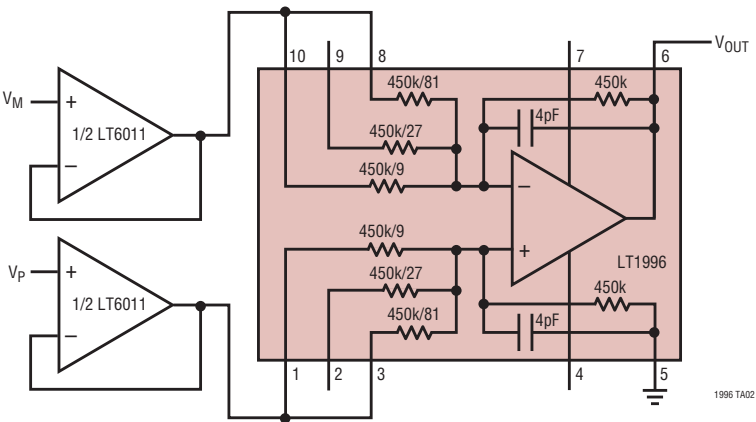
- 注記:
- 寸法はミリメートル/ (インチ)
 - 図は実寸とは異なる
 - 寸法にはモールドのバリ、突出部、またはゲートのバリを含まない。モールドのバリ、突出部、またはゲートのバリは、各サイドで0.152mm (0.006") を超えないこと
 - 寸法には、リード間のバリまたは突出部を含まない。リード間のバリまたは突出部は、各サイドで0.152mm (0.006") を超えないこと
 - リードの平坦度 (整形後のリードの底面) は最大0.102mm (.004") であること



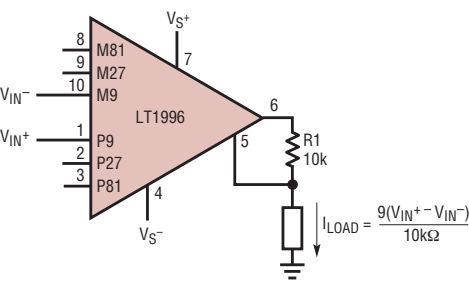
LT1996

標準的応用例

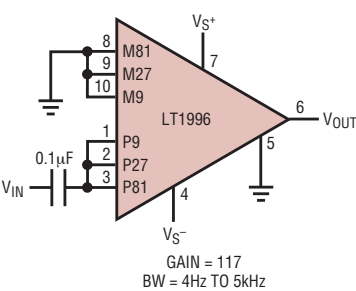
$A_V = 90$ のマイクロパワー計装アンプ



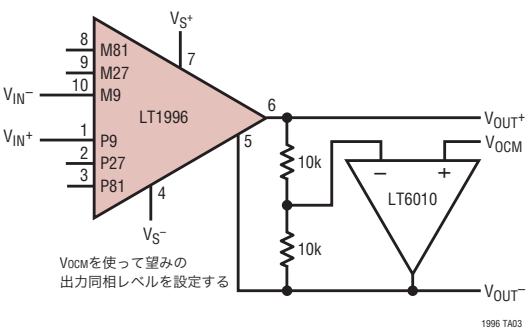
制御された双方向電流ソース



AC結合アンプ



差動入力/出力のG = 9のアンプ



関連製品

製品番号	説明	注釈
LT1990	高電圧差動アンプ	入力同相電圧: $\pm 250V$ 、マイクロパワー、ピンで選択可能な利得 = 1、10
LT1991	利得を選択可能な高精度100 μA アンプ	450k、150k、50kの利得抵抗
LT1995	利得を選択可能な30MHz、1000V/ μs のアンプ	高速、ピンで選択可能な利得 = -7~8
LT6010/LT6011/LT6012	シングル/デュアル/クワッドの高精度オペアンプ	LT1996差動アンプと似た性能、135 μA 、14nV/ \sqrt{Hz} 、レール・トゥ・レール出力
LT6013/LT6014	シングル/デュアルの高精度オペアンプ	LT1991の低ノイズ $A_V \geq 5$ バージョン、145 μA 、8nV/ \sqrt{Hz} 、レール・トゥ・レール出力
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