

AD8551/AD8552/AD8554

特長

- 低オフセット電圧：1 μ V
- 入力オフセット・ドリフト：0.005 μ V/
- 入 / 出力振幅レ - ルtoレ - ル
- +5V/+2.7V単電源動作
- 高ゲイン、CMRR、PSRR：130dB
- 超低入力バイアス電流：20 μ A
- 低消費電流：700 μ A/オペアンプ
- オ - バ - ロ - ド・リカバリー時間：50 μ s
- 外部コンデンサ不要

アプリケ - ション

- 温度センサ -
- 圧力センサ -
- 高精度電流検出
- ストレイン・ゲ - ジ・アンプ
- 医療用機器
- 熱結合アンプ

概要

AD8551(シングル)AD8552(デュアル)AD8554(クワッド)は、非常に低いオフセット、ドリフト、バイアス電流仕様を実現する、入 / 出力振幅レ - ルtoレ - ルの新アンプ・ファミリーです。+2.7~+5V単電源動作で全性能を保証されています。

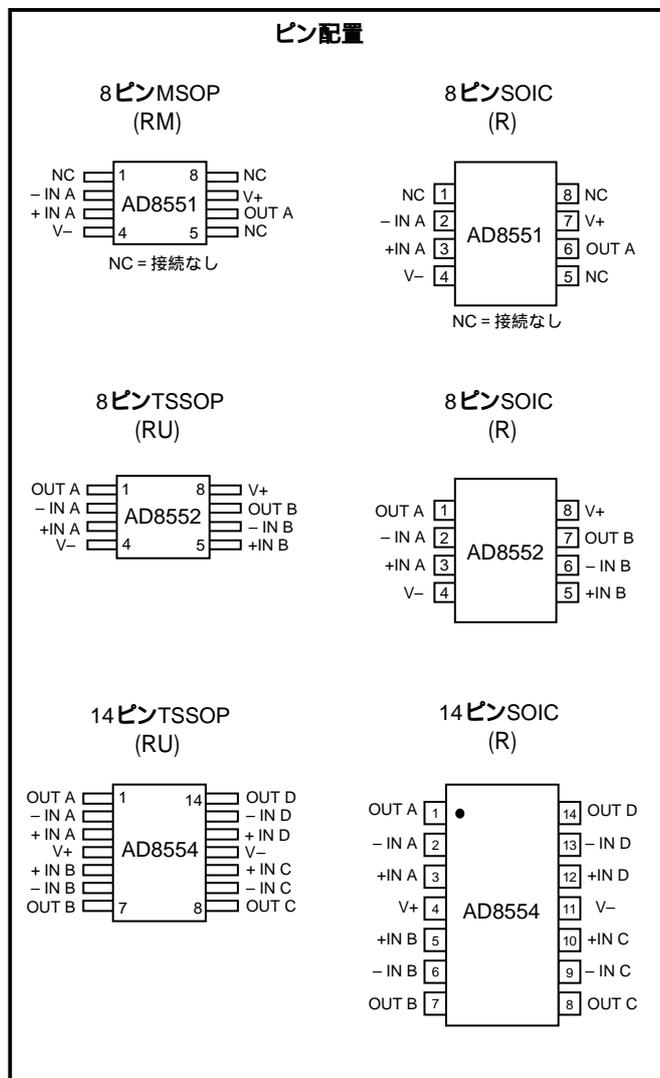
AD8551/AD8552/AD8554は、これまで高価なオ - トゼロ動作型や、チヨッパ安定型のアンプでしか得られなかった利点を提供します。ゼロドリフトアンプであり、当社の新しい回路配置により、ロ - コストながら高精度の動作を実現し、外部コンデンサも不要です。

AD8551は、わずか1 μ Vのオフセット電圧と0.005 μ F/ のドリフトを備え、誤差の原因を極力抑えたいアプリケ - ションに最適です。全動作温度範囲にわたってほぼゼロドリフトに近い特性によって、温度・位置・圧力センサ - 、ストレイン・ゲ - ジ・アンプに大きな利点をもたらします。AD855xファミリーの入 / 出力振幅はレ - ルtoレ - ルなので、高 / 低電圧側の両方においてセンサ - 動作が容易です。

AD8551/AD8552/AD8554は、工業 / 自動車用温度範囲(-40~125)で仕様規定されています。パッケージは、シングルアンプ構成のAD8551は8ピンMSOP、狭体SOIC。デュアルのAD8552は8ピン狭体SOIC、TSSOP表面実装型パッケージ。クワッドのAD8554は14ピン狭体SOIC、TSSOPパッケージで供給されます。

REV.0

ピン配置



アナログ・デバイス社が提供する情報は正確で信頼できるものを期していますが、その情報の利用または利用したことにより引き起こされる第三者の特許または権利の侵害に関して、当社はいっさいの責任を負いません。さらに、アナログ・デバイス社の特許または特許の権利の使用を許諾するものでもありません。

AD8551/AD8552/AD8554 - 仕様

電気的特性 特に指定のない限り $V_S = +5V$ 、 $V_{CM} = +2.5V$ 、 $V_O = +2.5V$ 、 $T_A = +25$)

パラメータ	記号	条件	Min	Typ	Max	単位
入力特性						
オフセット電圧	V_{OS}	-40 T_A +125		1	5	μV
入力バイアス電流	I_B	-40 T_A +125		10	50	μV pA
入力オフセット電流	I_{OS}	-40 T_A +125		1.0	1.5	nA
入力電圧範囲				20	70	pA
コモン・モード除去比	CMRR	$V_{CM} = 0 \sim +5V$ -40 T_A +125	0 120	150	200	pA V
大信号電圧ゲイン ¹	A_{VO}	$R_L = 10k$ 、 $V_O = +0.3 \sim 4.7V$ -40 T_A +125	115	130	5	dB
オフセット電圧ドリフト	V_{OS}/T	-40 T_A +125	120	135		dB
出力特性						
出力電圧ハイ	V_{OH}	GNDに対し $R_L = 100k$ -40 T_A +125	4.99	4.998		V
出力電圧ロ -	V_{OL}	GNDに対し $R_L = 10k$ -40 T_A +125	4.95	4.98		V
短絡回路リミット	I_{SC}	V+ に対し $R_L = 100k$ -40 T_A +125	4.95	4.975		V
出力電流	I_O	V+ に対し $R_L = 10k$ -40 T_A +125		1	10	mV
				2	10	mV
				10	30	mV
				15	30	mV
			± 25	± 50		mA
				± 40		mA
				± 30		mA
				± 15		mA
電源						
電源除去比	PSRR	$V_S = +2.7 \sim +5.5V$ -40 T_A +125	120	130		dB
消費電流 / アンプ	I_{SY}	$V_O = 0V$ -40 T_A +125	115	130		dB
ダイナミック特性						
スルーレート	SR	$R_L = 10k$		0.4		$V/\mu s$
オ - バ - ロ - ド - リカバリー時間			0.05	0.3	ms	
ゲイン・帯域幅積 (GB積)	GDP			1.5		MHz
ノイズ特性						
電圧ノイズ	$e_{n,p-p}$	0 ~ 10Hz		1.0		μV_{p-p}
	$e_{n,p-p}$	0 ~ 1Hz		0.32		μV_{p-p}
電圧ノイズ密度	e_n	f = 1kHz		42		nV/ \sqrt{Hz}
電流ノイズ密度	i_n	f = 1kHz		2		fA/ \sqrt{Hz}

注
¹ゲイン・テストはテスト帯域に大きく依存します。
 仕様は予告なく変更される場合があります。

AD8551/AD8552/AD8554

電気的特性 (特に指定のない限り $V_S = +2.7V$ 、 $V_{CM} = +2.5V$ 、 $V_O = +2.5V$ 、 $T_A = +25$)

パラメータ	記号	条件	Min	Typ	Max	単位
入力特性						
オフセット電圧	V_{OS}	- 40 T_A + 125		1	5	μV
入力バイアス電流	I_B	- 40 T_A + 125		10	50	μV pA
入力オフセット電流	I_{OS}	- 40 T_A + 125		1.0	1.5	nA
入力電圧範囲				10	50	pA
コモン・モード除去比	CMRR	$V_{CM} = 0 \sim 2.7V$ - 40 T_A + 125	0	150	200	pA V
大信号電圧ゲイン ¹	A_{VO}	$R_L = 10k$, $V_O = +0.3 \sim 2.4V$ - 40 T_A + 125	115	130	2.7	dB
オフセット電圧ドリフト	V_{OS}/T	- 40 T_A + 125	110	140		dB
出力特性						
出力電圧ハイ	V_{OH}	GNDに対し $R_L = 100k$ - 40 ~ 125	2.685	2.697		V
		GNDに対し $R_L = 10k$ - 40 ~ + 125	2.685	2.696		V
		V+ に対し $R_L = 100k$ - 40 ~ + 125	2.67	2.68		V
出力電圧ロ -	V_{OL}	V+ に対し $R_L = 100k$ - 40 ~ + 125	2.67	2.675		V
		V+ に対し $R_L = 10k$ - 40 ~ + 125		1	10	mV
短絡回路リミット	I_{SC}	- 40 ~ + 125		2	10	mV
出力電流	I_O	- 40 ~ + 125		10	20	mV
			± 10	± 15		mA
				± 10		mA
				± 10		mA
				± 5		mA
電源						
電源除去比	PSRR	$V_S = +2.7 \sim +5.5V$ - 40 T_A + 125	120	130		dB
消費電流 / アンプ	I_{SY}	$V_O = 0V$ - 40 T_A + 125	115	130		dB
				750	900	μA
				950	1,000	μA
ダイナミック特性						
スルーレート	SR	$R_L = 10k$		0.5		V/ μS
オ - バ - ロ - ド・リカバリー時間			0.05		ms	
ゲイン帯域幅積 (GB積)	GBP			1		MHz
ノイズ特性						
電圧ノイズ	$e_{n,p-p}$	0 ~ 10Hz		1.6		μV_{p-p}
電圧ノイズ密度	e_n	$f = 1kHz$		75		nV/\sqrt{Hz}
電流ノイズ密度	i_n	$f = 10Hz$		2		fA/\sqrt{Hz}

注
¹ゲイン・テストはテスト帯域に大きく依存します。
 仕様は予告なく変更される場合があります。

AD8551/AD8552/AD8554

絶対最大定格¹

電源電圧	+6V
入力電圧	GND ~ $V_S + 0.3V$
差動入力電圧 ²	$\pm 5.0V$
ESD (人体モデル)	2,000V
出力短絡期間 ~ GND	不定
保管温度範囲	
RM, RU, R パッケージ	-65 ~ 150
動作温度範囲	
AD8551A/AD8552A/AD8554A	-40 ~ +125
接合温度範囲	
RM, RU, R パッケージ	-65 ~ 150
ピン温度範囲 (ハンダ付け, 60秒)	+300

注記

- 上記の絶対最大定格を超えるストレスを加えると、デバイスに永久的な損傷を与えることがあります。この定格はストレス定格の規定のみを目的とするものであり、この仕様の動作セクションに記載する規定値以上でのデバイス動作を定めたものではありません。デバイスを長期間絶対最大定格条件に置くと、デバイスの信頼度に影響を与えることがあります。
- 差動入力電圧は $\pm 5.0V$ 、または電源電圧以下に抑えられます。

パッケージ・タイプ	JA ¹	JC	単位
8ピン MSOP (RM)	190	44	/W
8ピン TSSOP (RU)	240	43	/W
8ピン SOIC (R)	158	43	/W
8ピン TSSOP (RU)	180	36	/W
8ピン SOIC (R)	120	36	/W

注

¹ JA は最悪条件下、すなわちデバイスを P-DIP パッケージに接続した場合、デバイスを SOIC および TSSOP パッケージの回路板にハンダ付けして使用しています。

オ - ダ - ・ ガ イ ド

モデル	温度範囲	パッケージ	パッケージ オプション	ブランド ¹
AD8551ARM ²	-40 ~ +125	8ピン MSOP	RM-8	AHA
AD8551AR	-40 ~ +125	8ピン SOIC	SO-8	
AD8552ARU ³	-40 ~ +125	8ピン TSSOP	R -8	
AD8552AR	-40 ~ +125	8ピン SOIC	SO-8	
AD8554ARU ³	-40 ~ +125	14ピン TSSOP	R -14	
AD8554AR	-40 ~ +125	14ピン SOIC	SO-14	

注

- パッケージ・サイズの制約から、これらの番号は部品番号を表すものです。
- リールでのみ供給可能。リールあたり1,000個または2,500個です。
- リールでのみ供給可能。リールあたり2,500個です。

注 意

ESD (静電放電) の影響を受けやすいデバイスです。4000V もの高圧の静電気が人体やテスト装置に容易に帯電し、検知されることなく放電されることがあります。本製品には当社独自の ESD 保護回路を備えていますが、高エネルギーの静電放電を受けたデバイスには回復不可能な損傷が発生することがあります。このため、性能低下や機能喪失を回避するために、適切な ESD 予防措置をとるようお奨めします。



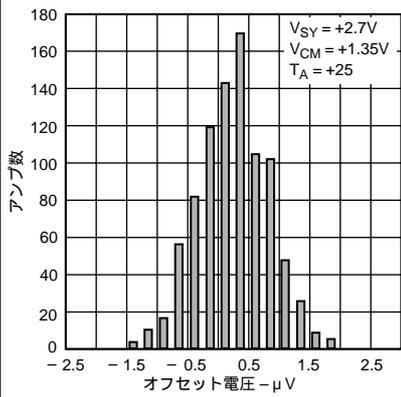


図1 +2.7Vにおける入力オフセット電圧分布

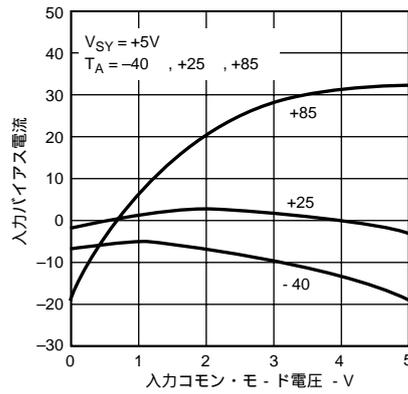


図2 入力バイアス電流 対 コモン・モード電圧

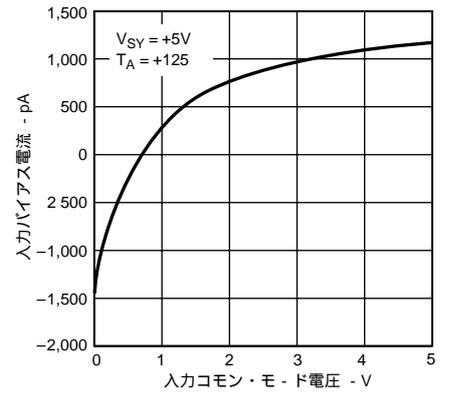


図3 入力バイアス電流 対 コモン・モード電圧

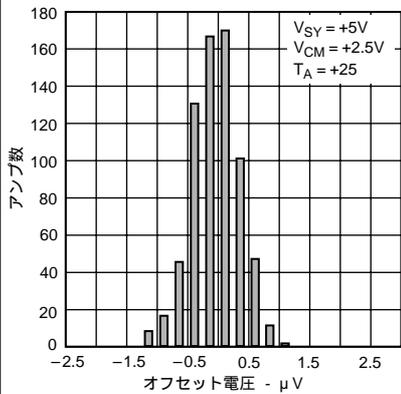


図4 入力オフセット電圧分布 (+5V)

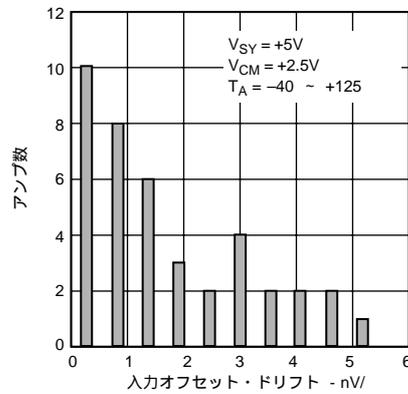


図5 入力オフセット電圧ドリフト (+5V)

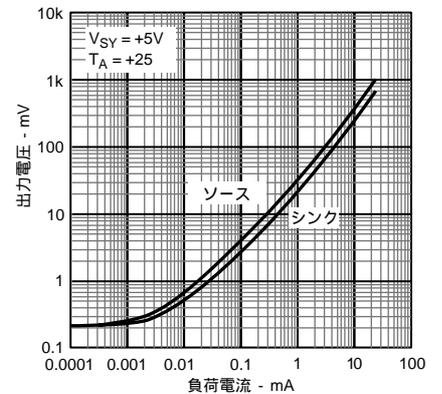


図3 入力バイアス電流 対 コモン・モード電圧

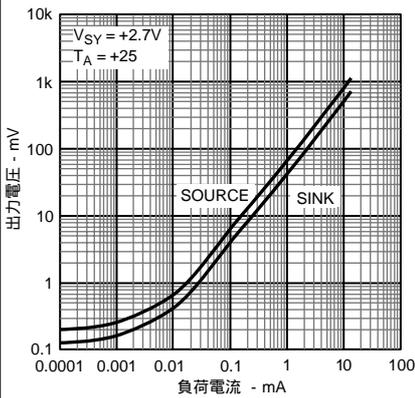


図6 電源レ - ルへの出力電圧 対 出力電流 (+5V)

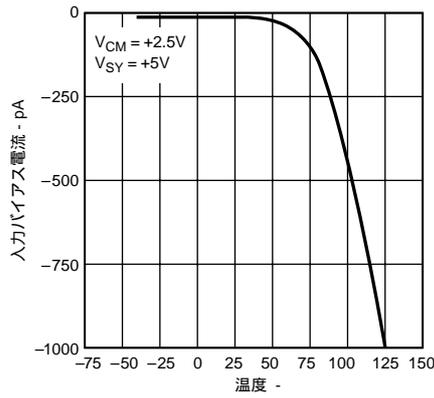


図7 電源レ - ルへの出力電圧 対 出力電流 (+2.7V)

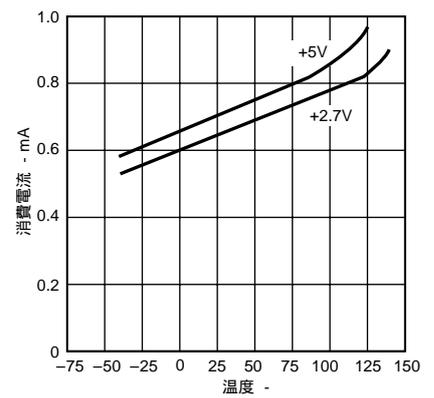


図8 バイアス電流 対 温度

AD8551/AD8552/AD8554

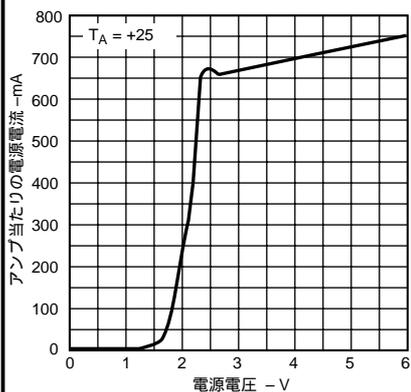


図10 消費電流 対 電源電圧

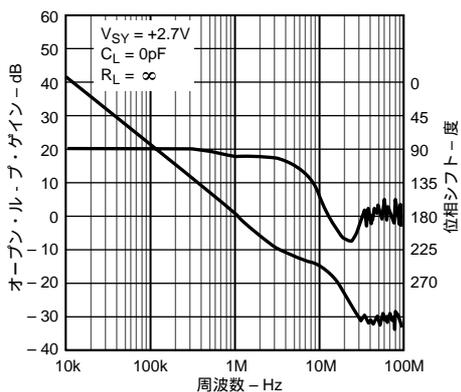


図11 オープン・ループ・ゲイン、位相シフト 対 周波数 (+2.7V)

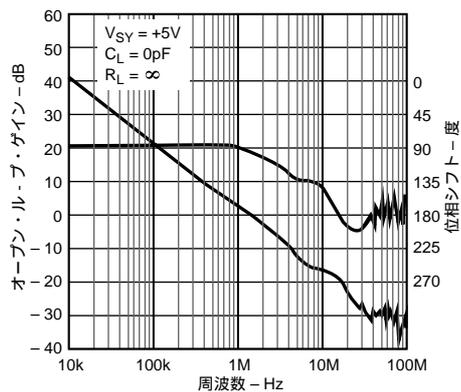


図12 オープン・ループ・ゲイン、位相シフト 対 周波数 (+5V)

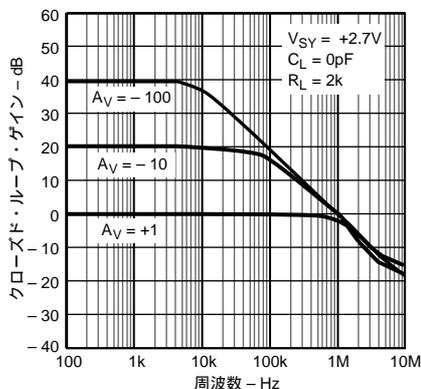


図13 クローズド・ループ・ゲイン 対 周波数 (+2.7V)

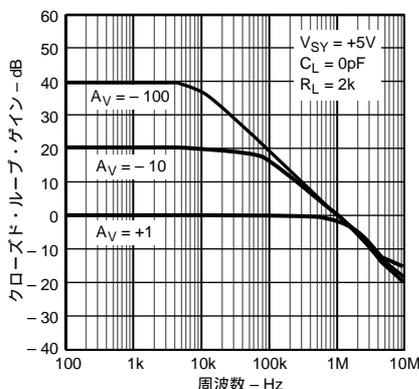


図14 クローズド・ループ・ゲイン 対 周波数 (+5V)

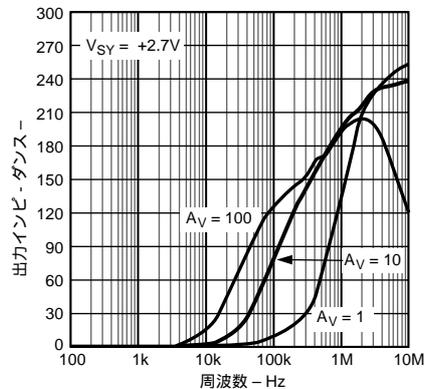


図15 出力インピーダンス 対 周波数 (+2.7V)

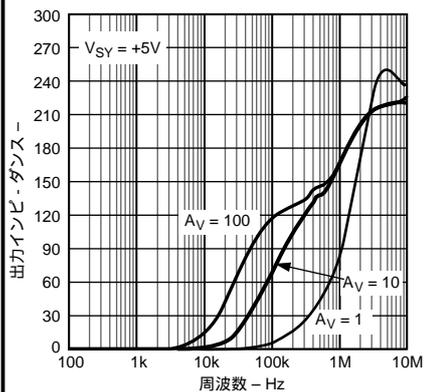


図16 出力インピーダンス 対 周波数 (+5)

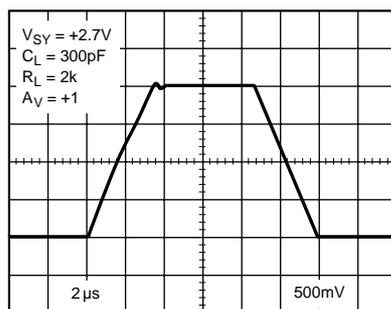


図17 大信号過渡応答 (+2.7V)

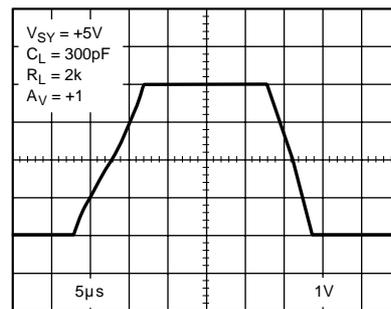


図18 大信号過渡応答 (+5V)

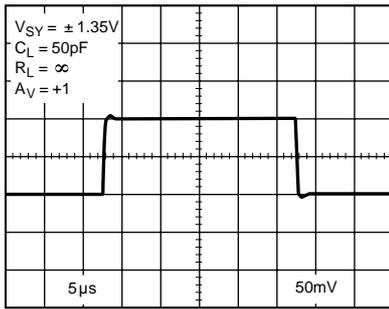


図19 小信号過渡応答 (+2.7V)

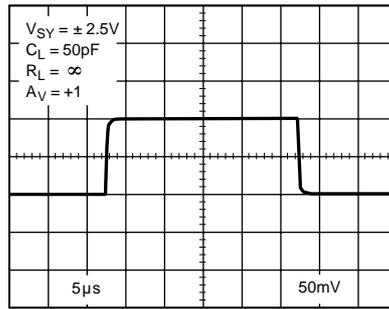


図20 小信号過渡応答 (+5V)

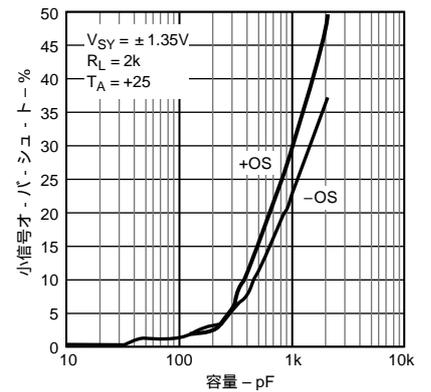


図21 小信号オ-バ-シュ-ト対負荷容量 (+2.7V)

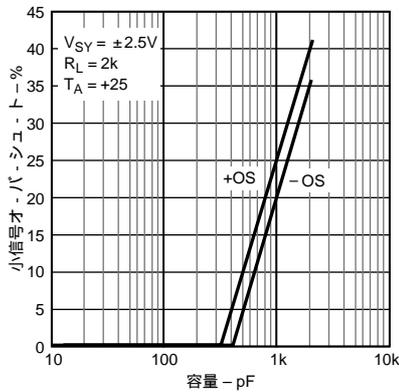


図22 小信号オ-バ-シュ-ト対負荷容量 (+5V)

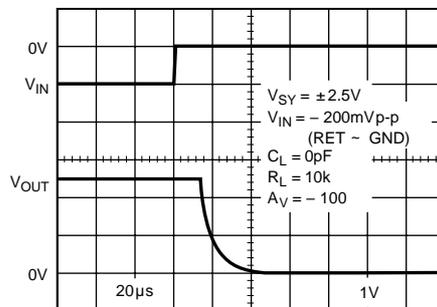


図23 正の過電圧リカバリー

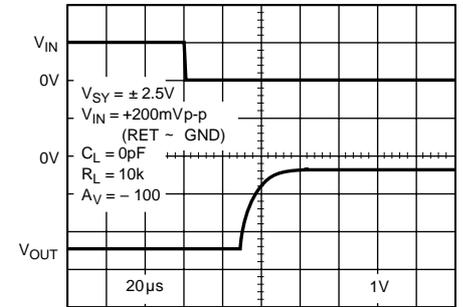


図24 負の過電圧リカバリー

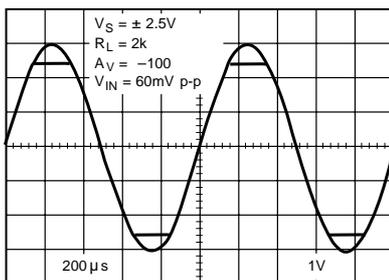


図25 位相反転なし

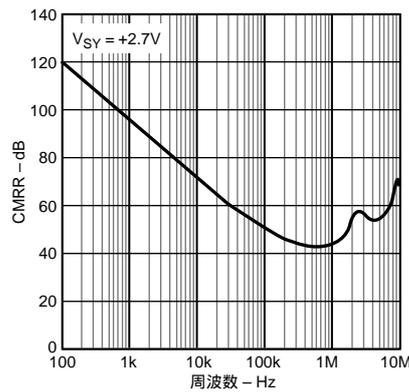


図26 CMRR 対周波数 (+2.7V)

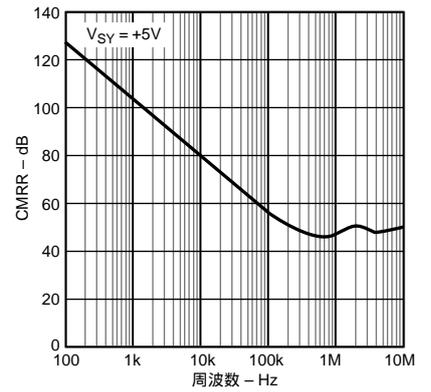


図27 CMRR 対周波数 (+5V)

AD8551/AD8552/AD8554

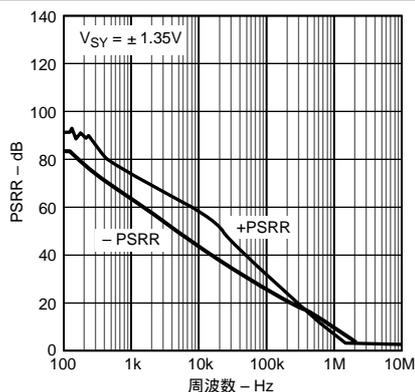


図28 PSRR 対 周波数 (±1.35V)

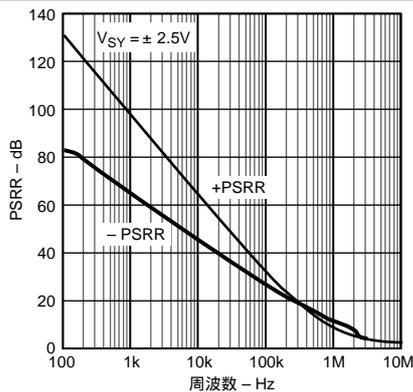


図29 PSRR 対 周波数 (±2.5V)

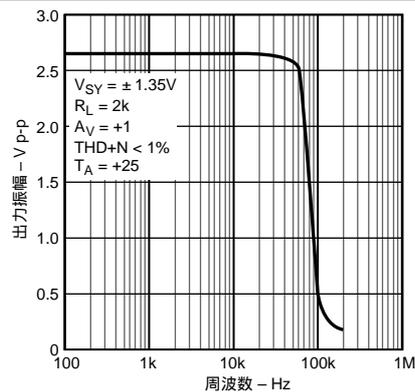


図30 最大出力振幅 対 周波数 (+2.7V)

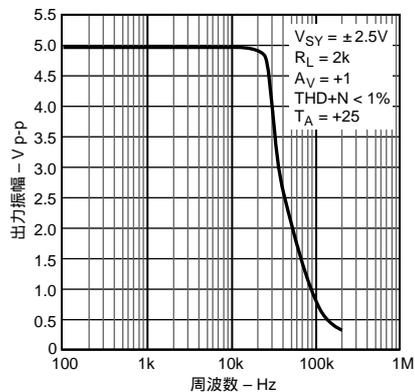


図31 最大出力振幅 対 周波数 (+5V)

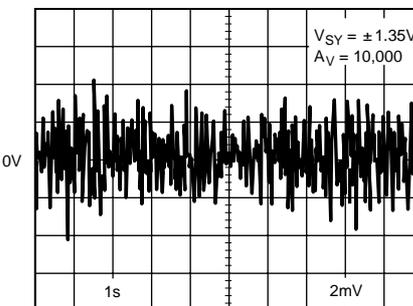


図32 0.1 ~ 10Hzでのノイズ (+2.7V)

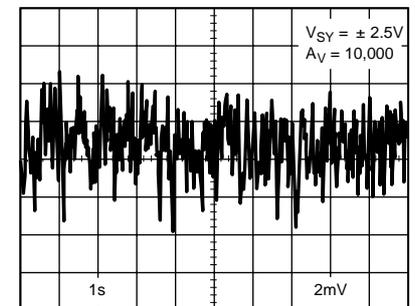


図33 0.1 ~ 10Hzでのノイズ (+5V)

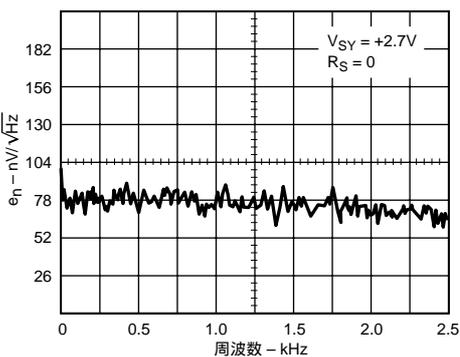


図34 0 ~ 2.5kHzでの電圧ノイズ密度 (+2.7V)

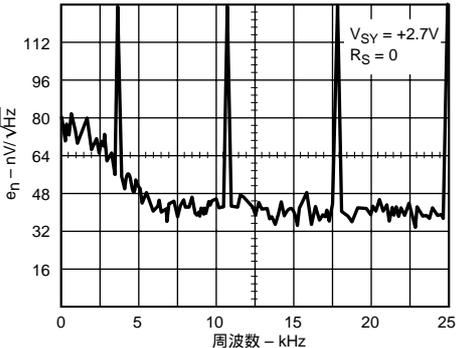


図35 0 ~ 25kHzでの電圧ノイズ密度 (+2.7V)

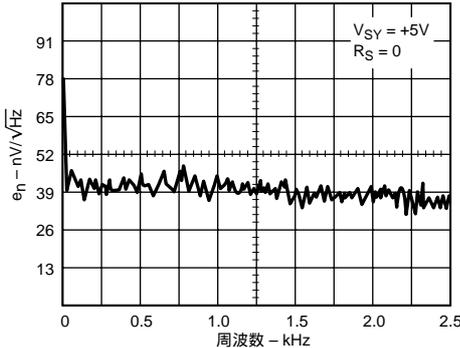


図36 0 ~ 2.5kHzでの電圧ノイズ密度 (+5V)

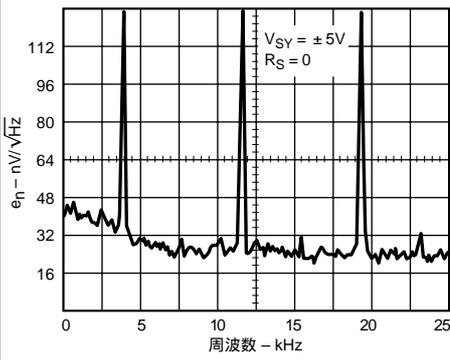


図37 0~25kHzでの電圧ノイズ密度 (+5V)

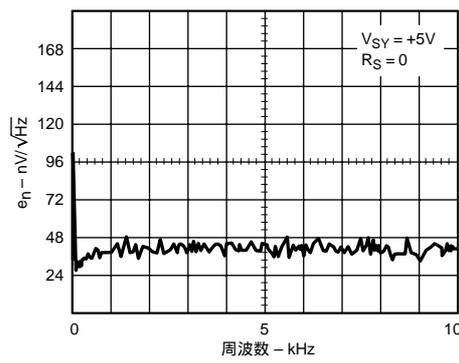


図38 0~10kHzでの電圧ノイズ密度 (+5V)

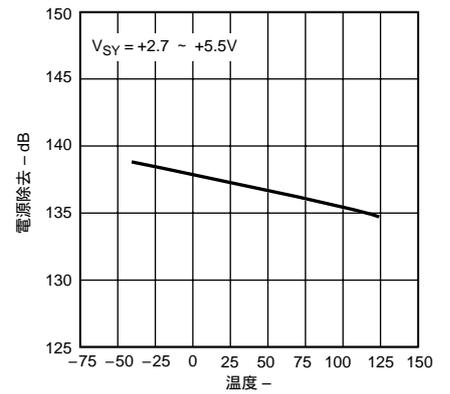


図39 電源除去 対 温度

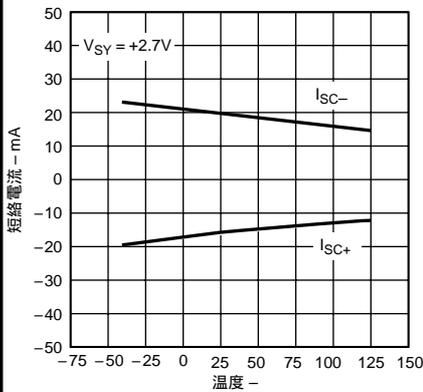


図40 出力短絡電流 対 温度

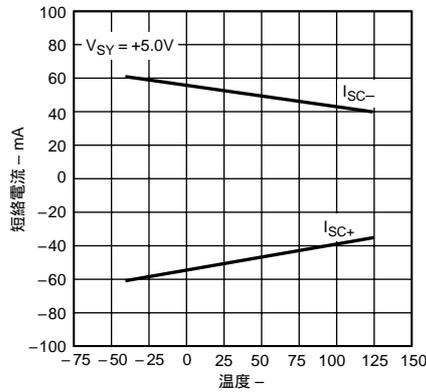


図41 出力短絡電流 対 温度

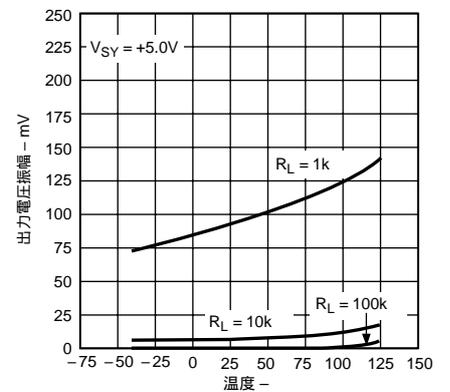


図42 電源レ - ルへの出力電圧 対 温度

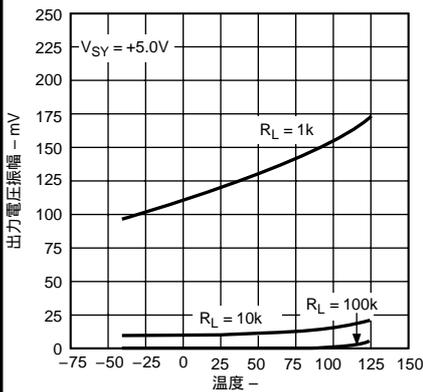


図43 電源レ - ルへの出力電圧 対 温度

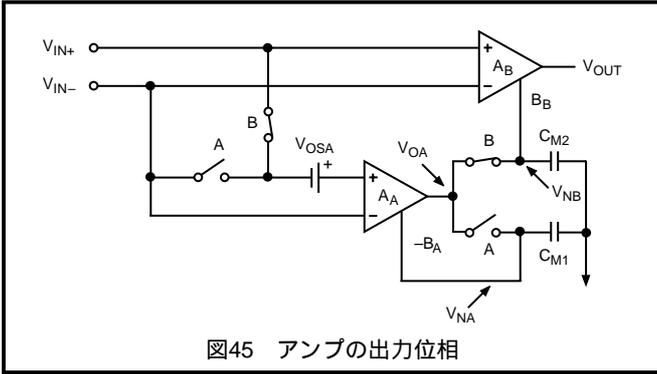


図45 アンプの出力位相

ここでは、Aが開かれており C_{M1} の電荷が放電されないため、この時点 t での電圧 V_{NA} はAが閉じたときのヌル・アンプ V_{OA} の出力電圧に等しくなります。自動補正スイッチング周波数の周期を T_s とすれば、アンプは $0.5 \times T_s$ 間隔ごとにスイッチします。よって、アンプ動作の位相では次式が成立します。

$$V_{NA}[t] = V_{NA} \left[t - \frac{1}{2} T_s \right] \quad (4)$$

式(4)、(2)を式(3)に代入して、次式が得られます。

$$V_{OA}[t] = A_A V_{IN}[t] + A_A V_{OSA} \left[t - \frac{1}{2} T_s \right] - \frac{A_A B_A V_{OSA} \left[t - \frac{1}{2} T_s \right]}{1 + B_A} \quad (5)$$

ここでは簡略化のため、自動補正の周波数が V_{OSA} と V_{SOB} における電圧変化の周波数のいずれよりも遥かに高いと仮定します。オフセット電圧の変化は、AD855xのオ - トゼロの周波数の変化よりも遥かに遅い温度変化や長期劣化の関数になるので、適切な仮定といえます。これにより V_{OS} を時間の影響を受けずに表せ、式(5)を次式のように書き換えられます。

$$V_{OA}[t] = A_A V_{IN}[t] + \frac{A_A(1 + B_A) V_{OSA} - A_A B_A V_{OSA}}{1 + B_A} \quad (6)$$

または、

$$V_{OA}[t] = A_A \left(V_{IN}[t] + \frac{V_{OSA}}{1 + B_A} \right) \quad (7)$$

ここまでで、オ - トゼロ動作の大まかな概要が掴めました。 V_{OS} の項は $1 + B_A$ の係数によって除算されることに注意してください。これにより、ヌル・アンプはメイン・アンプを補正する前に自己のオフセット電圧誤差を激減させています。メイン・アンプの出力電圧は、AD855xアンプの出力電圧となります。以下の式で表されます。

$$V_{OUT}[t] = A_B (V_{IN}[t] + V_{OSB}) + B_B V_{NB} \quad (8)$$

アンプ動作の位相では、 $V_{OA} = V_{NB}$ なので、次式に書き換えられます。

$$V_{OUT}[t] = A_B V_{IN}[t] + A_B V_{OSB} + B_B \left[A_A \left(V_{IN}[t] + \frac{V_{OSA}}{1 + B_A} \right) \right] \quad (9)$$

各項をまとめると、次式のようにになります。

$$V_{OUT}[t] = V_{IN}[t] (A_B + A_A B_B) + \frac{A_A B_B V_{OSA}}{1 + B_A} + A_B V_{OSB} \quad (10)$$

AD855xのア - キテクチャは、 $A_A = A_B$ 、 $B_A = B_B$ 、 $B_A \gg 1$ となるよう最適化されています。また、 $A_B B_B$ のゲイン積は、 A_B が先遥かに大きくなります。従って、式(10)は以下のように簡略化できます。

$$V_{OUT}[t] \approx V_{IN}[t] A_A B_A + A_A (V_{OSA} + V_{OSB}) \quad (11)$$

ここで最も明白なのは、メインおよびヌル・アンプのゲイン積です。 $A_A B_A$ の項により、AD855xのオープン・ループ・ゲインが非常に大きくなります。 V_{OSA} と V_{SOB} のアンプ全体の総合実効オフセット電圧との関係を理解するためには、以下の一般的なアンプの方程式を使う必要があります。

$$V_{OUT} = k \times (V_{IN} + V_{OS, EFF}) \quad (12)$$

k はアンプのオープン・ループ・ゲインで、 $V_{OS, EFF}$ はその実効オフセット電圧です。式(12)を式(11)の形に変形すると次式になります。

$$V_{OUT}[t] \approx V_{IN}[t] A_A B_A + V_{OS, EFF} A_A B_A \quad (13)$$

これから、次式が得られます。

$$V_{OS, EFF} \approx \frac{V_{OSA} + V_{OSB}}{B_A} \quad (14)$$

このように、メインおよびヌル・アンプのオフセット電圧は、ゲイン係数 B_A で除算されます。よって入力オフセット電圧のtyp値は、数mVから μ V未満の実効入力電圧となります。この自動補正機構によって、AD855xファミリは世界で最も正確なアンプとなっています。

高ゲイン、CMRR、PSRR

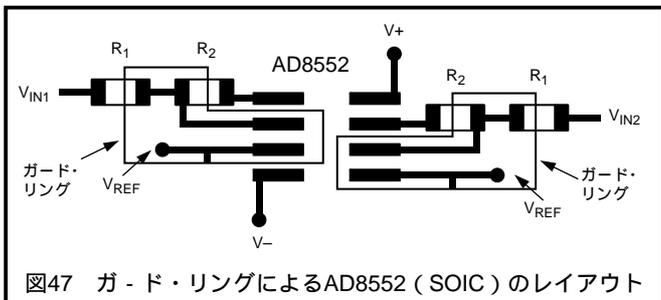
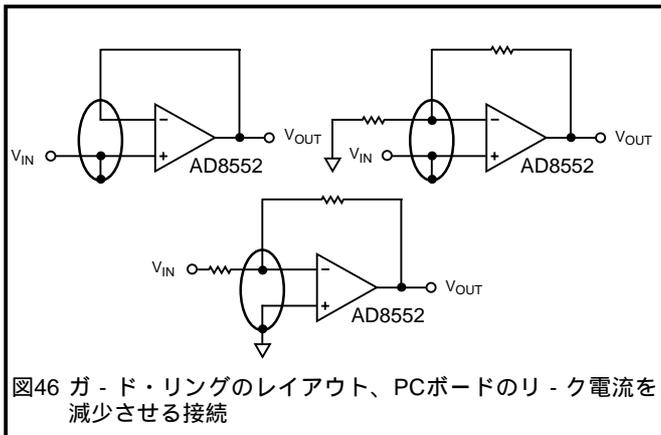
コモン・モ - ドおよび電源除去は、入力されるコモン・モ - ドまたは電源の電圧によってアンプに発生する、オフセット電圧の大きさを示します。先述の通り、AD8554xの自動補正ア - キテクチャは、オフセット電圧を極めて効果的に最小化できます。この手法は、コモン・モ - ド電圧の振幅と電源の変動によって発生するオフセット誤差も補正します。よって、130dBを超える優れたCMRR、PSRR値が得られます。自動補正は連続的に行われるため、動作温度範囲 - 40 ~ +125 全域でこの値が保持されます。

適正なレイアウトによる特性の向上

AD855xの、非常に大きなインピーダンスと低いオフセット電圧の特性を最大限に発揮するには、ボード・レイアウトの配慮が重要です。プリント基板の表面は、隣接する配線間のリ - クを防止するために、清潔で湿気のないものでなければなりません。基板を表面コートすれば表面の湿気の減少と防止ができ、基板上の寄生抵抗を減らせます。アンプの入力周辺にガード・リングを設ければ、リ - ク電流をさらに削減できます。図46にガード・リングの構成、図47に表面実装の配置を示します。ガード・リングの幅は限定されませんが、両入力のまわりに連続したリングの形で設置してください。ガード・リングの電圧を非

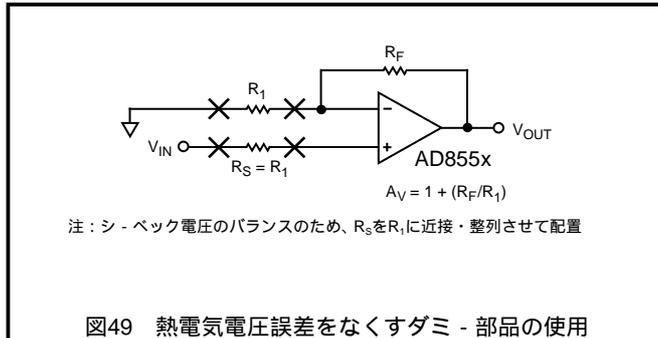
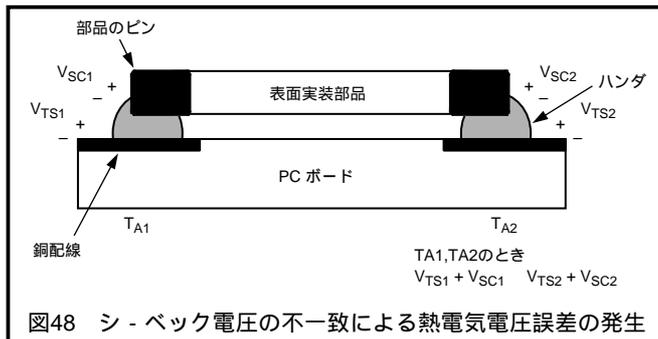
AD8551/AD8552/AD8554

反転入力（-）の電圧と等しくすれば、寄生容量も最小化されます。リ - ク電流をさらに減らすには、部品をテフロン製のスタンドオフ絶縁体を使ってプリント基板に実装できます。



他の潜在的なオフセット誤差の要因として、ボードの熱電気電圧があります。これはシ - ベック電圧とも呼ばれ、2つの異なる金属の接合部分に発生し、接合部の温度に比例します。ボード上で最も一般的な金属間の接合としては、ハンダと基板の配線、ハンダと部品のピンがあげられます。図48は、熱電圧誤差の諸要因の断面図です。ボード上の部品の一端での温度 (T_{A1}) が他方の端での温度 (T_{A2}) と異なる場合、シ - ベック電圧が同一にならず、熱電圧誤差を生じます。

熱電圧誤差は、熱電気誤差に相当するダミ - 部品を設置して削減できます。ダミ - 部品を対応する部品のなるべく近くに設置することによって、両方のシ - ベック電圧を同一にでき、熱電対誤差をなくせます。ボード上の周辺温度を一定に保てば、この誤差はさらに減らせます。グラウンド・プレーンを使用すれば、熱をボード全体に分配でき、EMIノイズを拾うことも減らせます。



1/f ノイズ特性

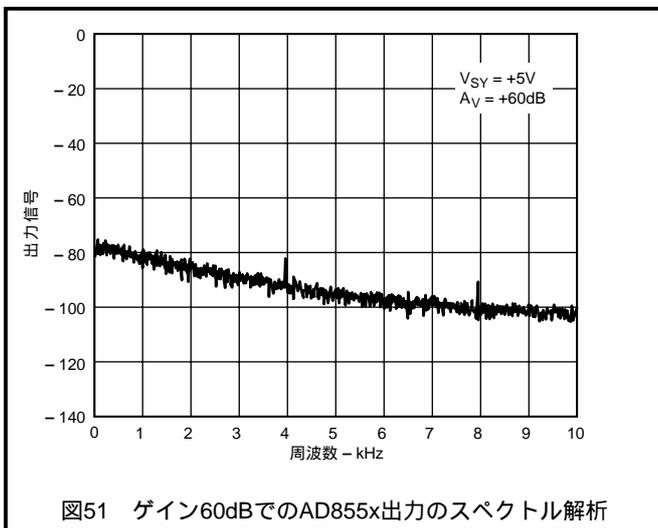
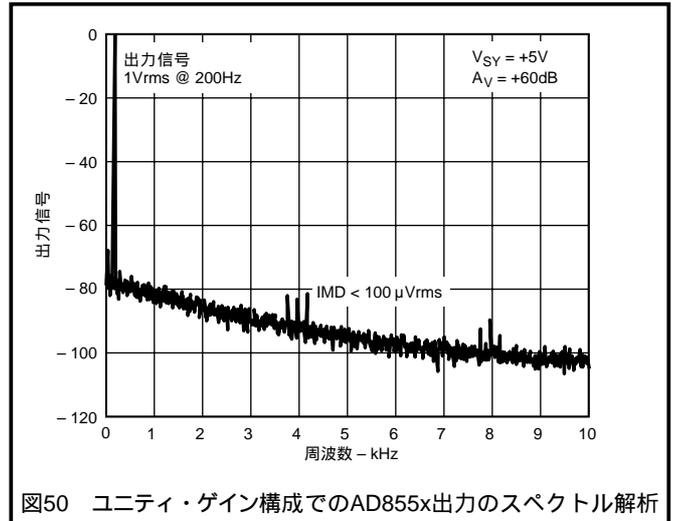
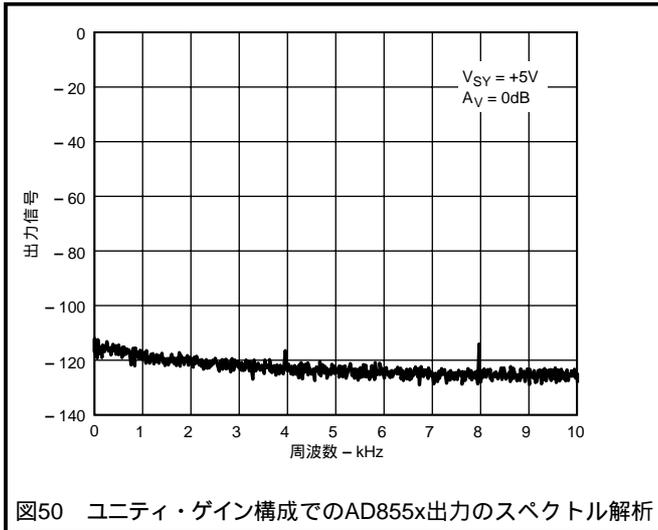
オ - トゼロ・アンプのもう1つの利点として、フリッカ・ノイズのキャンセル機能があります。フリッカ・ノイズは1/fノイズとも呼ばれ、半導体の物理特性から本質的に生じるもので、周波数が1オクターブ上昇するごとに3dBの割合で減少します。アンプの1/f折点周波数は、フリッカ・ノイズがアンプの広帯域ノイズと同一となる点です。低周波数では、フリッカ・ノイズが強い影響を持ち、1Hz未満やDC精度のアプリケーションで誤差を増大させます。

AD855xは自己補正式のオペアンプなので、低周波数でもフリッカ・ノイズを増加させません。本質的に、低周波ノイズは緩やかに変化するオフセット誤差として扱われ、自動補正によって大幅に減少できます。ノイズの周波数がDCに近づくにつれて補正が効果的となり、周波数の減少とともに指数関数的に増加するノイズが増加する傾向を打ち消せます。よって、1/fノイズの影響を受けやすい標準的なロ - ノイズ・アンプに比べて、AD855xはDCに近い領域でのノイズを小さくできます。

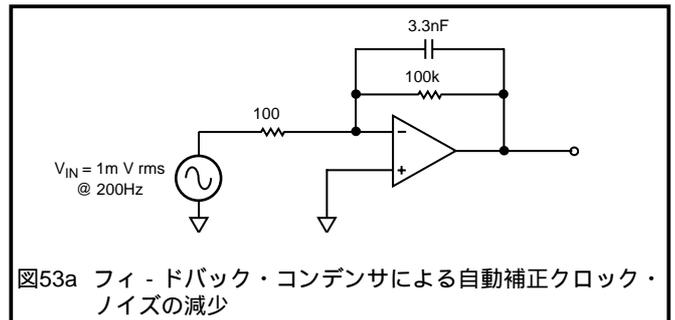
相互変調歪み

AD855xは、1.5MHzまでのゲイン / 帯域幅の組み合わせに対して、従来タイプのオペアンプとして使用できます。オ - トゼロ補正周波数は4kHzに固定されています。この周波数のうちのごく僅かが出力にフィードスル - されますが、アンプは遥かに高い周波数で使用できます。図50にアンプをユニティ・ゲインに設定して、入力をグラウンドに接続した場合のAD8552のスペクトル出力を示します。

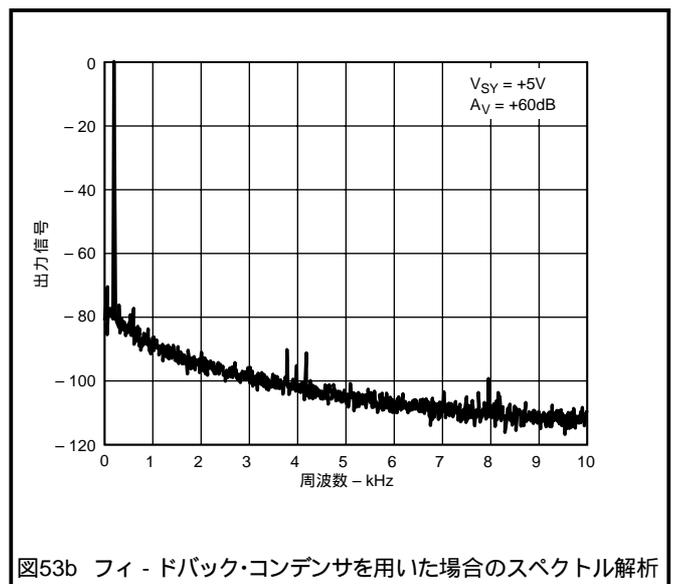
4kHzのオ - トゼロ・クロック周波数は、2μVを下回る周波数で出力に現われます。高調波も出力されますが、基本的なオ - トゼロ・クロック周波数より低いレベルで出力されます。クロック周波数の振幅はアンプのクロズド・ループ・ゲインに比例します。他の自動補正のアンプと同様に、高いゲインほど多くのクロック周波数が現われます。図51にアンプのゲインを60dBに設定した場合のスペクトル出力を示します。



低周波数アプリケーションの大部分では、少量のオ - トゼロ・クロック周波数がフィ - ドスル - しても、測定システムの精度は影響を受けません。必要であれば、アンプの周りに設けたフィ - ドバック・コンデンサによってクロック周波数のフィ - ドスル - を減少できます。しかし、アンプの帯域幅が制限されます。図53a、53bに、クロック・フィ - ドスル - を減少させる構成と出力での対応するスペクトル解析を示します。この構成での - 3dB帯域幅は480Hzとなります。



入力信号が印可されたとき、出力にはある程度の相互変調歪み (Intermodulation Distortion、IMD) が含まれます。これは、すべての自動補正アンプに共通する特性です。IMDは入力信号および4kHzのクロック周波数 (および高調波) の、周波数の加算された形および差異の形で出力され、出力のクロック・フィ - ドスル - と同等か、それより以下のレベルになります。IMDもアンプのクローズド・ループ・ゲインに比例します。図52は高いゲイン段 (+ 60dB) に設定され入力信号が1mVの場合のAD8552のスペクトル出力です。すべてのIMD出力および高調波歪みが加算されて、入力信号に対して - 60dBの出力誤差が生成されます。ユニティ・ゲインの場合は、これらの総計は入力信号に対して最大でもわずかに - 120dBです。



AD8551/AD8552/AD8554

広帯域および外部抵抗器ノイズへの配慮

あるアンプからの広帯域ノイズの総計は、主にアンプからの入力電圧ノイズ、アンプからの入力電流ノイズ、アンプの周囲で使用する外部抵抗器からのジョンソン・ノイズの、3種類のノイズの関数です。入力電圧ノイズ e_n は、使用するアンプの厳密な関数となります。抵抗器からのジョンソン・ノイズは、抵抗値と温度の関数です。入力電流ノイズ i_n は、アンプ周囲で使用される抵抗に比例する等価電圧ノイズです。これらのノイズは、互いに相関関係がなく、ノイズの合計は、ル-ト-2乗-合計の形になります。全体の方程式は次式になります。

$$e_{n, TOTAL} = \left[e_n^2 + 4kTr_S + (i_n r_S)^2 \right]^{1/2} \quad (15)$$

ここで、 e_n はアンプの入力電圧、

i_n はアンプの入力電流ノイズ、

r_S は非反転端子に接続されたソースの抵抗値、

k はボルツマン定数 ($1.38 \times 10^{-23} \text{J/K}$)

T は周囲温度の華氏温度 (Kelvin, $K = 273.15 +$)です。

AD855xの入力電圧ノイズ密度 e_n は $42 \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 、入力ノイズ i_n は $2 \text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ です。 $e_{n, TOTAL}$ では、ソース抵抗値が 106k を下回る場合、入力電圧ノイズの影響が大きくなります。ソース抵抗が 106k を超えると、システム・ノイズの総計での抵抗器自体のジョンソン・ノイズの影響が大きくなります。

AD855xの入力電流ノイズは非常に小さいため、 r_S がソース抵抗としては現実的ではない 1G を超えない限り i_n の影響はほとんどありません。

全ノイズ $e_{n, TOTAL}$ は、 $V/\sqrt{\text{Hz}}$ の形で表され、特定の帯域幅に対する等価rmsノイズは次式で求められます。

$$e_n = e_{n, TOTAL} \times \sqrt{BW} \quad (16)$$

BWは帯域幅をHzで表したものです。

回路ノイズ解析についての完全な論文については、当社から1995年発行のLinear Design Seminarを参照してください。

出力オ-バ-ドライブ・リカバリー

AD855xアンプは、電源レ-ル両端から $200 \mu\text{s}$ の優れたオ-バ-ドライブ・リカバリーを実現します。ヌル・アンプが誤差補正を行ってメイン・アンプの出力を有効にするため、ある程度の時間を必要とするので、この特性は、自動補正のアンプの中で特に難しいものです。図23、24は、AD855xの正/負の両極性についてのオ-バ-ドライブ・リカバリー時間です。

自動補正アンプの出力オ-バ-ドライブ・リカバリーは、出力をオ-バ-ロ-ド状態から最終的な電圧に補正するための時間と定義されます。これは、アンプを高ゲインに設定し、出力電圧を強制的に電源レ-ルに振らせる入力信号を与えて測定します。次に入力電圧をアンプの線形領域(大抵は両電源電圧の中間)まで低下させます。入力電圧が低下してから、出力が最終的な値から $100 \mu\text{V}$ 以内にセトリングするまでの時間がオ-バ-ドライブ・リカバリー時間です。競業他社の自動補正アンプの大部分では、出力オ-バ-ドライブからの復帰に数クロック・サイクル経過し、一部製品では出力が適正値にセトリングするのに数ms必要とします。

入力過電圧保護

AD855xはレ-ル to レ-ル入力のアンプですが、両入力の電圧差が $+5 \text{V}$ を超えないように注意してください。通常の動作条件では、アンプの2入力と同じ電圧となるように出力を補正します。しかし、AD855xをコンパレ-タとして構成する場合や、通常でない動作条件の場合には、両入力電圧が強制的に異なる電圧とされる場合があります。これにより、AD855x内部の過電圧から入力段を保護するためのESD保護ダイオ-ドに、過電流が流れる場合があります。どちらかの入力がどちらかの電源レ-ルを 0.3V 以上超過する場合、アンプ内部のESD保護ダイオ-ドに大電流が流れはじめます。ダイオ-ドは、静電的放電現象から入力トランジスタを保護するために入力と電源レ-ルの間に接続され、通常は逆方向にバイアスされています。しかし、入力電圧が電源電圧を超えた場合、これらのESDダイオ-ドは順方向にバイアスされます。電流制限がないと、これらのダイオ-ドを通じて過大な電流が流れて、AD855xに永久的な損傷を与えます。入力に過電圧が与えられる可能性がある場合には、適当な直列抵抗を挿入して、ダイオ-ド電流を最大 2mA 以内に制限してください。

出力位相反転

一部のアンプでは、入力コモン・モード電圧を超えたときに出力反転が発生します。コモン・モード電圧がコモン・モード範囲の外側に移動すると、アンプの出力は突然電源レ-ルの反対側にジャンプします。これは、差動入力の入力対シャット・ダウンによるもので、内部電圧の急激な変化を引き起こして、出力が不規則に変動します。

AD855xは、両入力が電源電圧の範囲内に保たれる限り、出力位相反転を防止するよう慎重に設計されています。一方または両方の入力がどちらかの電源電圧を超える可能性がある場合には、入力に直列抵抗を接続して電流を 2mA 以下に制限してください。これで出力位相反転を防止できます。

容量性負荷の駆動

AD855xは、優れた容量性負荷ドライブ能力を持っており、 $+5 \text{V}$ 単電源動作で 10nF までの負荷を安全に駆動できます。AD855xは安定していますが、容量性負荷により、アンプの帯域は制限されます。また、容量性負荷により、出力のオ-バ-シュ-トとリングングが増加します。図54のRC緩衝ネットワークによって、アンプの容量性負荷によるリングングとオ-バ-シュ-トを補償できます。

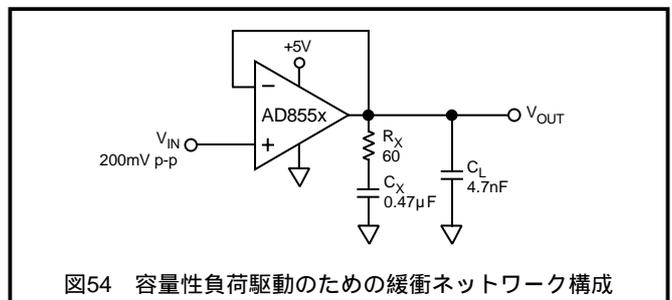


図54 容量性負荷駆動のための緩衝ネットワーク構成

緩衝回路を用いても、容量性負荷によるアンプ帯域幅の損失は取り戻せませんが、オ-バ-シュ-トとリングングを最小限に抑えながら、アンプが大きな値の容量を駆動可能になります。図55に、緩衝回路のある場合とない場合での、 1nF 容量を駆動したAD855xの出力を示します。

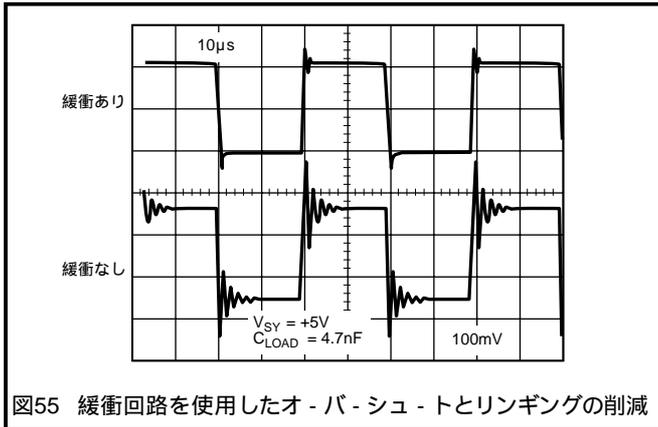


図55 緩衝回路を使用したオ - バ - シュ - トとリングングの削減

抵抗とコンデンサの最適値は負荷容量の関数であり、現実の C_{LOAD} が浮遊容量を含むために公称の容量性負荷とは実質的に異なるので、経験的に定めるのが最善の方法といえます。表Iに、スタート地点として使用できる緩衝回路の値を示します。

表I. 容量性負荷駆動のための緩衝回路の値

C_{LOAD}	R_x	C_x
1nF	200	1nF
4.7nF	60	0.47 μ F
10nF	20	10 μ F

パワ - アップ時の動作

AD855xは、パワ - アップから5 μ F以内に有効な出力にセトリグします。図56aは、アンプ出力と電源電圧のオシロスコープによる測定結果で、図56bがテスト回路です。アンプがユニティ・ゲインに設定されると、AD855xが最終的な出力電圧にセトリグするのに約5 μ sかかります。AD855xのタ - ンオン応答時間は、他のセトリグに数百 μ sまたはそれ以上かかる殆どの自動補正型アンプよりも速くなっています。

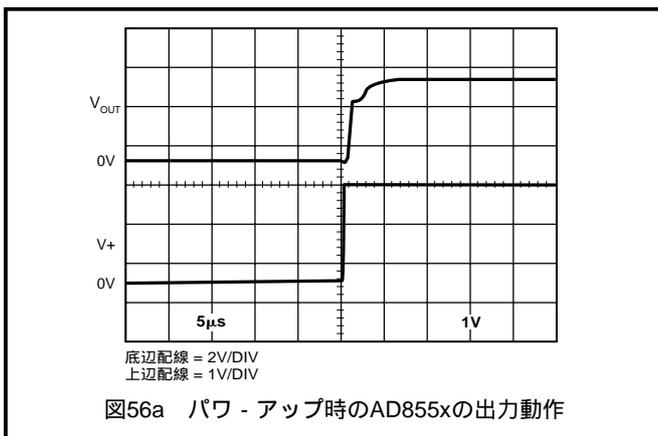


図56a パワ - アップ時のAD855xの出力動作

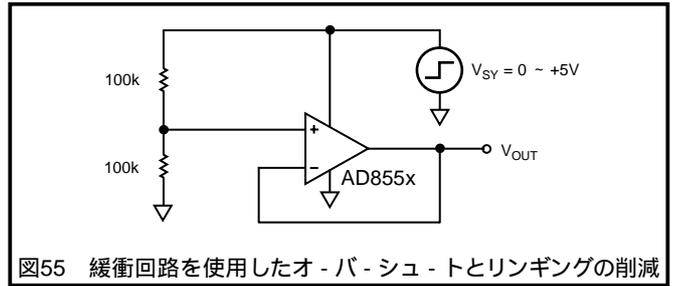


図55 緩衝回路を使用したオ - バ - シュ - トとリングングの削減

アプリケ - ション

A + 5V高精度ストレイン・ゲ - ジ回路

AD8552の非常に低いオフセット電圧は、計量スケ - ルまたはストレイン・ゲ - ジなど、高ゲインと高精度を要求されるアプリケーションに理想的です。図57は、単電源、高精度のストレイン・ゲ - ジ測定システムでの構成です。

REF192は、A2の + 2.5Vの高精度リファレンスとなります。アンプA2はこの電圧を増幅して、ストレイン・ゲ - ジ抵抗ブリッジの上方の点に対する + 4.0Vのリファレンス電圧を生成します。Q1は、350 のブリッジ回路網を駆動する電流を供給します。A1は、以下の式で示されるフルスケ - ルのブリッジの出力を増幅するために使われます。

$$\frac{2 \times (R_1 + R_2)}{R_B} \quad (17)$$

R_B は負荷セルの抵抗です。図57の値を使えば、出力電圧がストレインなしの0Vからフル・ストレインの + 4.0Vまで、直線的に変化します。

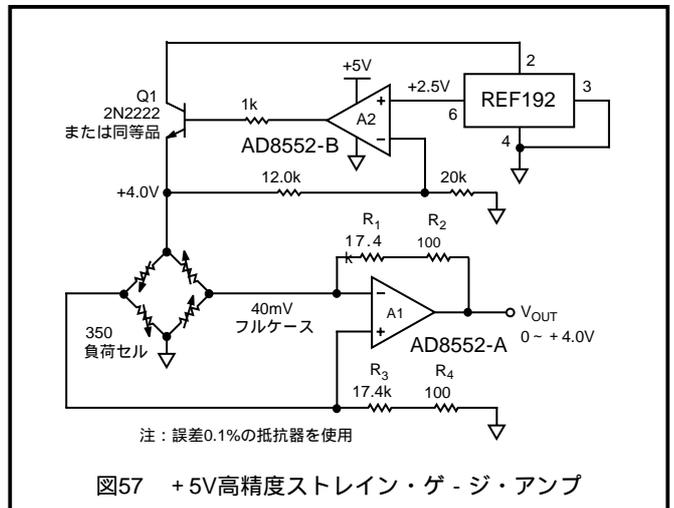


図57 + 5V高精度ストレイン・ゲ - ジ・アンプ

+ 3V計装用アンプ

高コモンモ - ド除去、高オープン・ループ・ゲイン、+ 3Vからの電源電圧などの特性を備えたAD855xは、ディスクリ - トで単電源の計装用アンプを構成するのに優れた選択肢となります。AD855xのコモン・モ - ド除去比は120dBを超えますが、システムのCMRRは、外部抵抗の誤差の関数ともなります。図58に示す差動アンプのゲインは、次式で求められます。

$$V_{OUT} = V1 \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) - V2 \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \quad (18)$$

AD8551/AD8552/AD8554

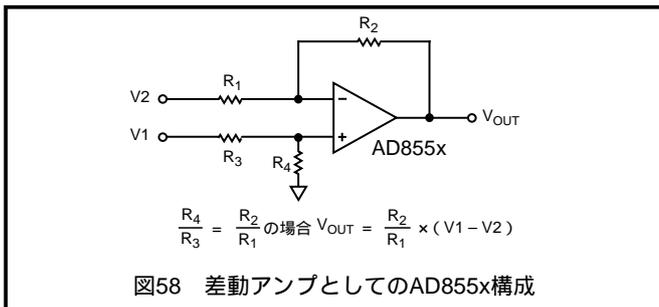


図58 差動アンプとしてのAD855x構成

理想的な差動アンプでは、抵抗の比は次式の値に正確に等しくなります。

$$A_V = \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \quad (19)$$

これにより、システム出力電圧が、以下のように設定されます。

$$V_{OUT} = A_V(V_1 - V_2) \quad (20)$$

部品には一定の誤差が存在するため、4つの抵抗間の比は正確には一致せず、この不一致によってシステムのコモン・モード除去特性が低下します。図58によれば、正確なコモン・モード除去比は次式で表されます。

$$CMRR = \frac{R_1 R_4 + 2R_2 R_4 + R_2 R_3}{2R_1 R_4 - 2R_2 R_3} \quad (21)$$

図59の3個のオペアンプによる構成では、4抵抗の値を同一にすることによって、出力差動アンプがユニティ・ゲインに設定されます。回路の誤差を とすれば、計装用アンプのCMRRの最悪値は次式で求められます。

$$CMRR_{MIN} = \frac{1}{2\delta} \quad (22)$$

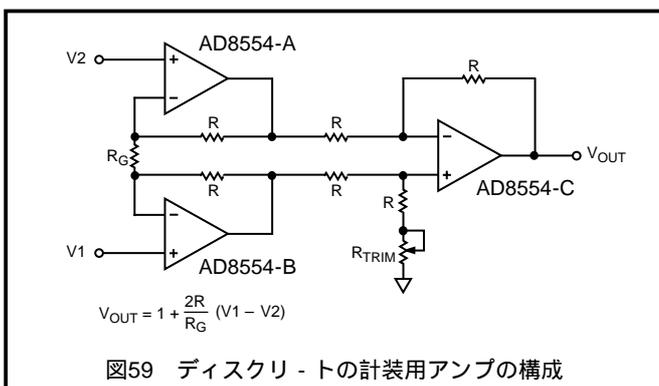


図59 ディスクリ - トの計装用アンプの構成

よって、誤差1%の抵抗を使用した場合には、システムのCMRRの最悪値は0.02、つまり34dBとなります。従って、高いコモン・モード除去比を得るためには、高精度の抵抗を使用するか、図59のような可変抵抗を用いる必要があります。この可変抵抗の値は、Rにその許容誤差を乗じたものに等しくしてください。例えば、誤差1%以内の10k の抵抗の場合、100 の直列可変抵抗が必要です。

高精度熱電対アンプ

図60に、冷接合補償のKタイプ熱電対アンプの構成を示します。AD8551を使用して、+5V電源からでも0~500 の範囲で0.02より良好な精度を達成するに十分な精度が得られます。D1は温度測定部品で、熱電対の冷接合誤差を補正しますが、終端のジャンクションのなるべく近くに設置してください。熱電対の計測用の先端を0 の氷水の槽に浸した状態で、R₆の出力が0Vとなるように調整してください。

図60の値を使うと、出力電圧は温度の10mV/ の割合で追従します。広温度範囲の測定のためには、R₉を62k にまで減少できます。すると、出力は5mV/ で変化し、1000 までの測定が可能となります。

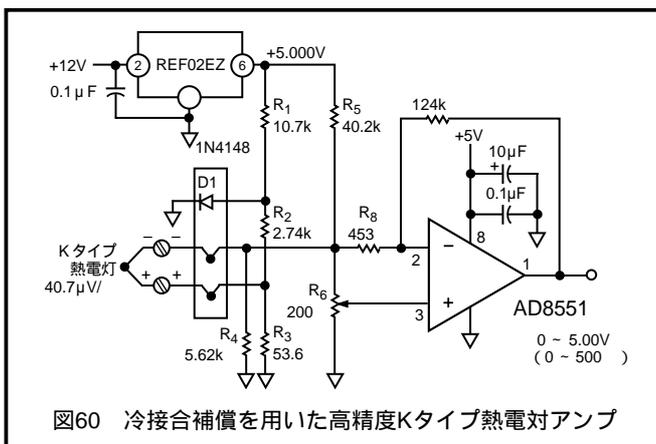


図60 冷接合補償を用いた高精度Kタイプ熱電対アンプ

高精度電流計

単電源動作での小バイアス電流と優れたオフセット電圧を実現するAD855xは、高精度電流監視に最適のアンプです。入力がレ - ルtoレ - ルなので、アンプを高電圧 / 低電圧両側の電流モニターに使用できます。AD8552の2アンプを使って、電流源および帰還経路の両方を監視して、負荷や欠陥の検出ができます。図61は、高電圧側の電流モニターの構成です。アンプのコモン・モード電圧は正の電源電圧かこれに近い値となります。アンプのレ - ルtoレ - ルの入力により、入力コモン・モード電圧が電源電圧となる場合でも、正確な測定が可能です。CMOSの入力構造により入力バイアス電流が引き込まれないため、測定誤差が最小限にできます。

0.1 の抵抗を使うと、AD855xの非反転入力で電圧降下が生じます。この電圧が反転入力に現われるまで、アンプの出力が補正されます。これにより、R₁経路で電流が生じ、これが次にR₂を流れます。モニター出力は以下の式で求められます。

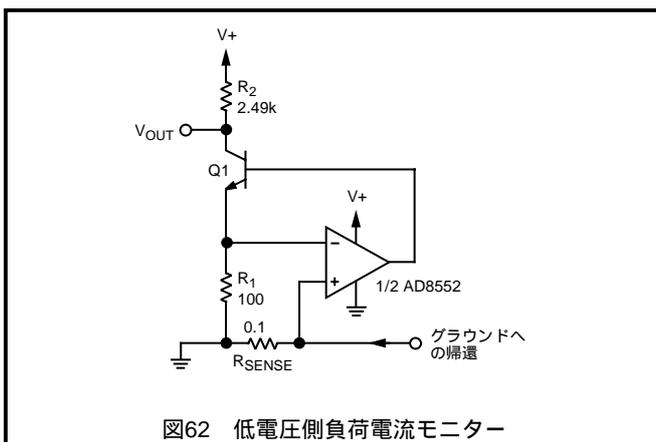
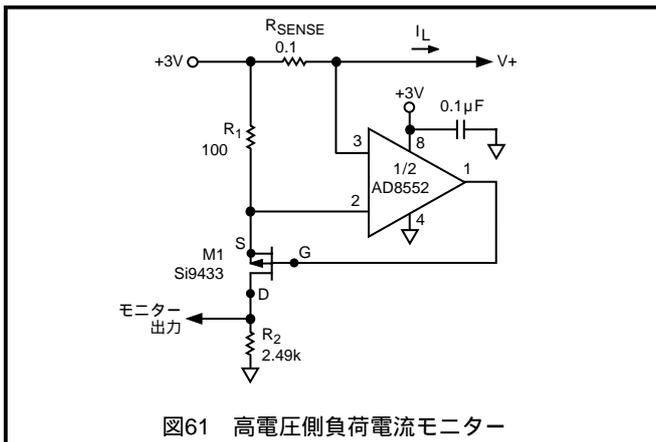
$$\text{モニター出力} = R_2 \times \left(\frac{R_{SENSE}}{R_1} \right) \times I_L \quad (23)$$

図61で使う部品の場合、モニター出力の伝達関数は2.5V/Aとなります。

図62は、低電圧側のモニターの等価回路です。この回路では、AD8552のコモン・モード電圧はグラウンドかそれに近い値となります。ここでも、0.1 の抵抗によって帰還電流に比例する電圧降下が発生します。出力電圧は以下の式で求められます。

$$V_{OUT} = V + \left(\frac{R_2}{R_1} \times R_{SENSE} \times I_L \right) \quad (24)$$

図62での部品の値の場合、出力伝達関数はV+ から -2.5V/Aまで減少します。



高精度電圧コンパレ - タ

AD855xは、オープン・ループで使用でき、高精度のコンパレ - タとしても使用できます。AD855xのオフセット電圧は、この構成で動作する場合、50µVを下回ります。自動補正のアーキテクチャは、クロード・ループの構成、すなわち負帰還の場合において最も低いオフセットで動作するという事実から、オフセット電圧はわずかに上昇します。50mVのオーバー・ドライブでは、AD855xの伝播遅延は、立ち上がりエッジにおいて15µs、立下りエッジにおいて8µsです。

AD855xの最大差動電圧を超えないように注意してください。より詳細な情報については、入力過電圧保護の項を参照してください。

SPICEモデル

19ページに、AD855xのSPICEマクロ・モデルを示します。このモデルはAD855xの代表的な仕様をシミュレ - トしたもので、当社webサイト<http://www.analog.com>からダウンロードできます。図63は、このマクロ・モデルの概略図です。

トランジスタM1~M4は、AD855xのレ - ルtoレ - ル入力差動ペアをシミュレ - トしています。非反転入力と直列に接続されたEOS電圧源は、1µVのオフセット電圧を安定させるだけではなく、コモン・モードと電源除去比、入力電圧ノイズも安定させます。ノ - ド14~16およびノ - ド17、18の差動電圧がE1に反映され、アンプのオープン・ループの2次のゼロ極の組み合わせをシミュレ - トするために使用されます。

次に、ノ - ド32の電圧がG1に反映され、これがゲイン段を追加し、CFとの関係において、モデルのスルーレートを0.5V/µsに安定させます。M5、M6はコモン・ソース構成であり、AD855xの出力段と類似した構成となっています。EG1とEG2は、これらの2つのトランジスタのゼロ入力電流を100µAに固定して、アンプのV_{OUT}対I_{OUT}特性の正確なシミュレ - トを実現させます。

ECM1の周辺の回路はコモン・モード電圧誤差を生成し、CCM1はCMRRのロ - ル・オフの折点周波数を設定します。電源除去誤差がEPS1の周辺の回路によって生成され、CPS3がPSRRのロ - ル・オフの折点周波数を設定します。ノ - ド80、81の周りの2つの電流ル - プは、RN2の両端の42nV/√Hzのノイズ値の生成に使用されます。これら3つの誤差源は、EOS経由でオペアンプ・モデルへの入力に反映されます。最後に、AD855xでの消費電流対電源電圧を正確にモデル化するために、GSYが使用されます。

このマクロ・モデルは、AD855xの数多くの仕様をシミュレ - トするために設計され、殆どのオペアンプに関するモデルの中でも最も現実に即したマクロ・モデルとなっています。これは、+27動作に最適化されています。モデルは他の温度でも動作できますが、AD855xの実際の動作に対する正確さを欠くこととなります。

AD8551/AD8552/AD8554

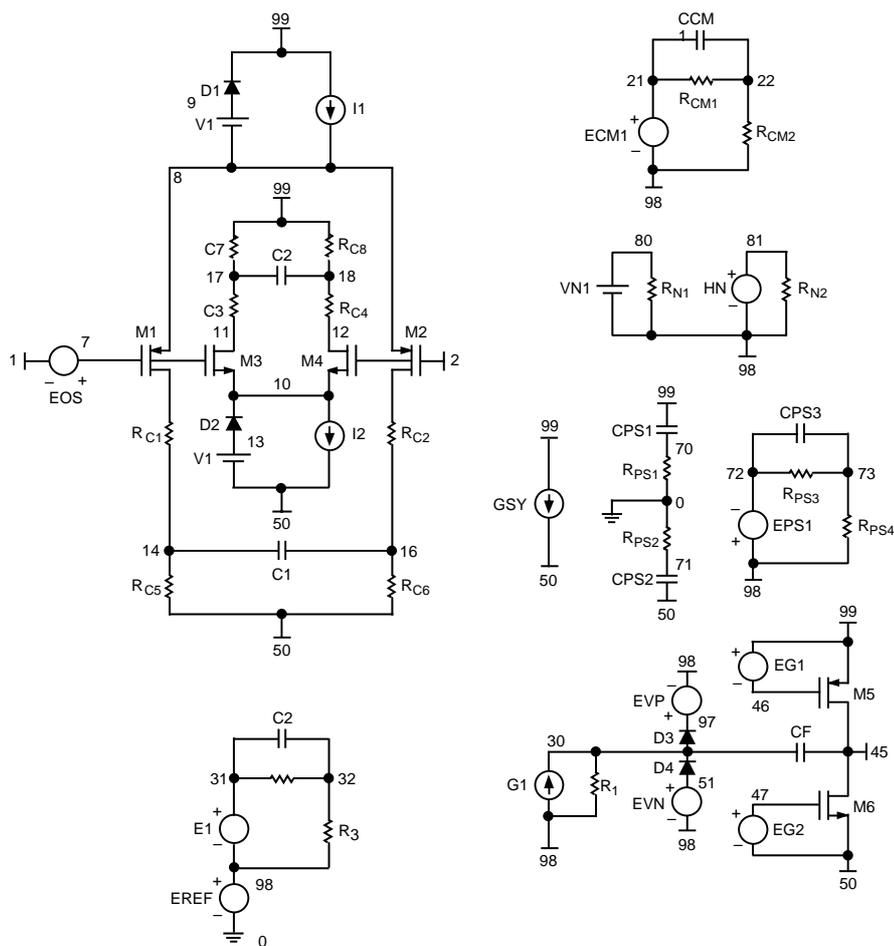


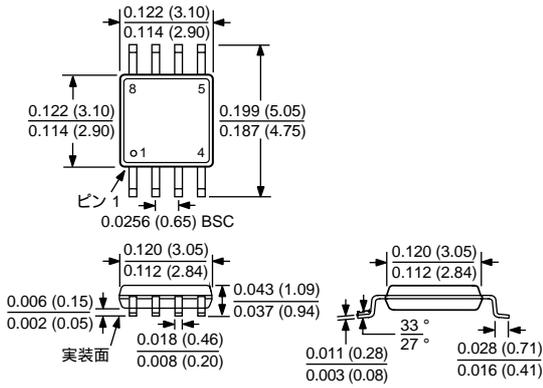
図63 AD855xのSPICEマクロ・モデルの概略図

AD8551/AD8552/AD8554

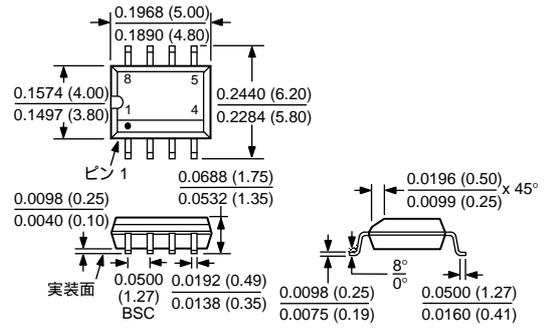
外形寸法

寸法はインチと(mm)で示します

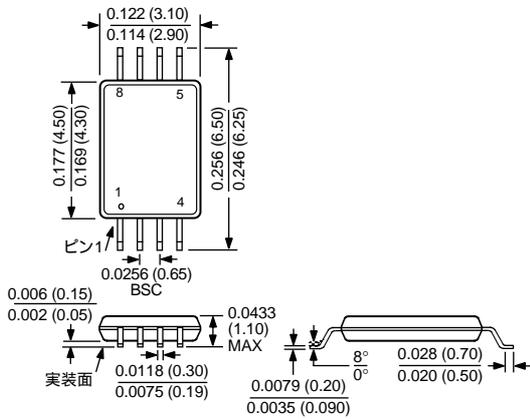
8ピン MSOP (RM)



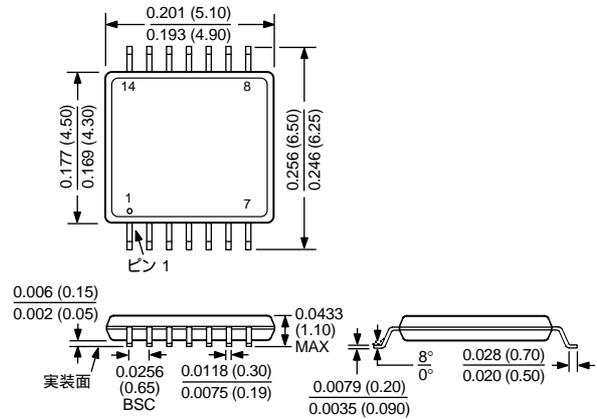
8ピン SOIC (R)



8ピン TSSOP (RU)



14ピン TSSOP (RU)



14ピン SOIC (R)

