

### 特長

極めて低歪み

2次高調波

-88dB@5MHz

-83dB@20MHz

3次高調波

-101dB@5MHz

-92dB@20MHz

高速

-3dB帯域幅：650MHz (G=+1)

スルーレート：1000V/ $\mu$ s

ローノイズ

入力電圧ノイズ：2.7nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$

反転入力電流ノイズ：22.5pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$

低消費電力

電源電流：9mA (Typ)

広い電源電圧範囲：

+5V~+12V

入力オフセット電圧：0.5mV (Typ)

小型パッケージ

8ピンSOICまたはSC70パッケージ

### アプリケーション

計装用機器

IFアンプおよびベースバンド・アンプ

フィルタ

ADCのドライバ

DACのバッファ

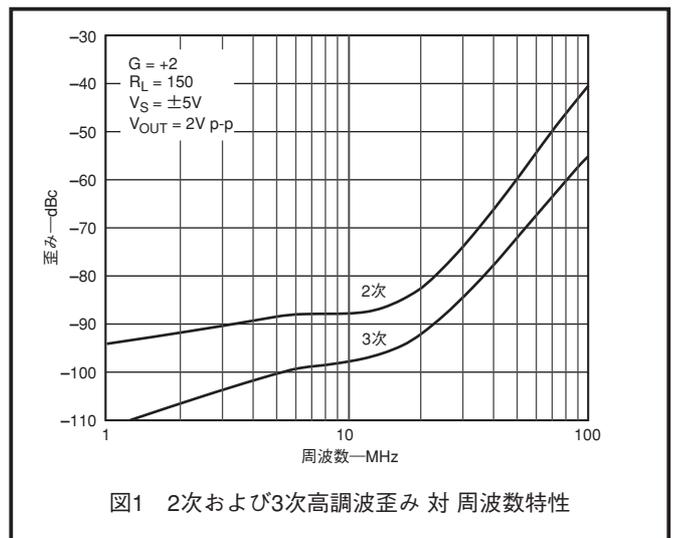
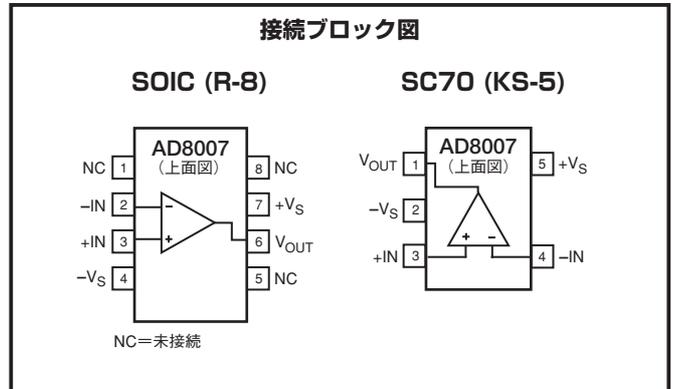
### 概要

AD8007は歪みとノイズが極めて小さい、高性能電流帰還型アンプです。他の高性能アンプとは異なり低価格かつ低静止電流なので、広範囲なアプリケーションで使用できます。アナログ・デバイセズ独自の第2世代超高速相補型バイポーラ (XFCB) プロセスの採用により、このような低消費電力高性能アンプが実現しました。

AD8007は、650MHzの帯域幅、2.7nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ の電圧ノイズ、20MHzで-83dBのスプリアスフリー・ダイナミックレンジを備えています。

広い電源電圧範囲 (+5V~+12V) と広い帯域幅を持つAD8007アンプは、あらゆる種類のアプリケーションで動作するように設計されています。電源電流はわずか9mAです。AD8007は、小型のSC70および標準の8ピンSOICパッケージで供給されます。また、デュアル・アンプAD8008\*も、8ピンSOICおよび8ピン $\mu$ SOICパッケージで2002年8月から出荷予定です。

各アンプは、-40°C~+85°Cの温度範囲で仕様規定されています。



\*現在開発中

REV.0

アナログ・デバイセズ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・デバイセズ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。

\*日本語データシートは、REVISIONが古い場合があります。最新の内容については英語版をご参照ください。

# AD8007—仕様

$V_S = \pm 5V$  (特に指定のない限り、 $T_A = +25^\circ C$ 、 $R_S = 200\Omega$ 、 $R_L = 150\Omega$ 、 $R_F = 499\Omega$ 、ゲイン=+2)

パラメータ	条件	Min	Typ	Max	単位
ダイナミック特性					
−3dB帯域幅	$G = +1$ 、 $V_o = 0.2V_{p-p}$ 、 $R_L = 1k\Omega$	540	650		MHz
	$G = +1$ 、 $V_o = 0.2V_{p-p}$ 、 $R_L = 150\Omega$	250	500		MHz
	$G = +2$ 、 $V_o = 0.2V_{p-p}$ 、 $R_L = 150\Omega$	180	230		MHz
	$G = +1$ 、 $V_o = 2V_{p-p}$ 、 $R_L = 1k\Omega$	200	235		MHz
平坦性0.1dBでの帯域幅	$V_o = 0.2V_{p-p}$ 、 $G = +2$ 、 $R_L = 150\Omega$	50	90		MHz
オーバードライブ回復時間	$\pm 2.5V$ の入力ステップ、 $G = +2$ 、 $R_L = 1k\Omega$		30		ns
スルーレート	$G = +1$ 、 $V_o = 2V$ ステップ		1000		V/ $\mu s$
0.1%までのセトリング・タイム	$G = +2$ 、 $V_o = 2V$ ステップ		18		ns
0.01%までのセトリング・タイム	$G = +2$ 、 $V_o = 2V$ ステップ		35		ns
ノイズ/高調波特性					
2次高調波	$f_c = 5MHz$ 、 $V_o = 2V_{p-p}$		−88		dBc
	$f_c = 20MHz$ 、 $V_o = 2V_{p-p}$		−83		dBc
3次高調波	$f_c = 5MHz$ 、 $V_o = 2V_{p-p}$		−101		dBc
	$f_c = 20MHz$ 、 $V_o = 2V_{p-p}$		−92		dBc
IMD	$f_c = 19.5MHz \sim 20.5MHz$ 、 $R_L = 1k\Omega$ 、 $V_o = 2V_{p-p}$		−77		dBc
3次インターセプト	$f_c = 5MHz$ 、 $R_L = 1k\Omega$		43.0		dBm
	$f_c = 20MHz$ 、 $R_L = 1k\Omega$		42.5		dBm
入力電圧ノイズ	$f = 100kHz$		2.7		nV/ $\sqrt{Hz}$
入力電流ノイズ	−入力、 $f = 100kHz$		22.5		pA/ $\sqrt{Hz}$
	+入力、 $f = 100kHz$		2		pA/ $\sqrt{Hz}$
微分ゲイン誤差	NTSC、 $G = +2$ 、 $R_L = 150\Omega$		0.015		%
微分位相誤差	NTSC、 $G = +2$ 、 $R_L = 150\Omega$		0.010		度
DC特性					
入力オフセット電圧			0.5	4	mV
入力オフセット電圧ドリフト			3		$\mu V/^\circ C$
入力バイアス電流	+入力		2	8	$\mu A$
	−入力		0.2	6	$\mu A$
入力バイアス電流ドリフト	+入力		12		nA/ $^\circ C$
	−入力		8		nA/ $^\circ C$
トランス・インピーダンス	$V_o = \pm 2.5V$ 、 $R_L = 1k\Omega$	1.0	1.5		M $\Omega$
	$R_L = 150\Omega$	0.4	0.8		M $\Omega$
入力特性					
入力抵抗	+入力		4		M $\Omega$
入力容量	+入力		1		pF
入力コモン・モード電圧範囲			−3.9~+3.9		V
コモン・モード除去比	$V_{CM} = \pm 2.5V$	56	59		dB
出力特性					
出力飽和電圧	$V_{CC} - V_{OH}$ 、 $V_{OL} - V_{EE}$ 、 $R_L = 1k\Omega$		1.05	1.2	V
短絡電流、ソース			130		mA
短絡電流、シンク			90		mA
容量負荷の駆動	30%オーバーシュート		8		pF
電源					
動作範囲		5		12	V
アンプ1個当たりの静止電流			9	10.2	mA
電源変動除去比					
+PSRR		59	64		dB
−PSRR		59	66		dB

$V_S = \pm 5V$  (特に指定のない限り、 $T_A = +25^\circ C$ 、 $R_S = 200\Omega$ 、 $R_L = 150\Omega$ 、 $R_F = 499\Omega$ 、ゲイン=+2)

パラメータ	条件	Min	Typ	Max	単位
ダイナミック特性					
−3dB帯域幅	$G = +1$ 、 $V_o = 0.2V_{p-p}$ 、 $R_L = 1k\Omega$	520	580		MHz
	$G = +1$ 、 $V_o = 0.2V_{p-p}$ 、 $R_L = 150\Omega$	350	490		MHz
	$G = +2$ 、 $V_o = 0.2V_{p-p}$ 、 $R_L = 150\Omega$	190	260		MHz
	$G = +1$ 、 $V_o = 1V_{p-p}$ 、 $R_L = 1k\Omega$	270	320		MHz
平坦性0.1dBでの帯域幅	$V_o = 0.2V_{p-p}$ 、 $G = +2$ 、 $R_L = 150\Omega$	72	120		MHz
オーバードライブ回復時間	2.5V入力ステップ、 $G = +2$ 、 $R_L = 1k\Omega$		30		ns
スルーレート	$G = +1$ 、 $V_o = 2V$ ステップ		800		V/ $\mu s$
0.1%までのセトリング・タイム	$G = +2$ 、 $V_o = 2V$ ステップ		18		ns
0.01%までのセトリング・タイム	$G = +2$ 、 $V_o = 2V$ ステップ		35		ns
ノイズ/高調波特性					
2次高調波	$f_c = 5MHz$ 、 $V_o = 1V_{p-p}$		−96		dBc
	$f_c = 20MHz$ 、 $V_o = 1V_{p-p}$		−83		dBc
3次高調波	$f_c = 5MHz$ 、 $V_o = 1V_{p-p}$		−100		dBc
	$f_c = 20MHz$ 、 $V_o = 1V_{p-p}$		−85		dBc
IMD	$f_c = 19.5MHz \sim 20.5MHz$ 、 $R_L = 1k\Omega$ 、 $V_o = 1V_{p-p}$		−89		dBc
3次インターセプト	$f_c = 5MHz$ 、 $R_L = 1k\Omega$		43.0		dBm
	$f_c = 20MHz$ 、 $R_L = 1k\Omega$		42.5		dBm
入力電圧ノイズ	$f = 100kHz$		2.7		nV/ $\sqrt{Hz}$
入力電流ノイズ	−入力、 $f = 100kHz$		22.5		pA/ $\sqrt{Hz}$
	+入力、 $f = 100kHz$		2		pA/ $\sqrt{Hz}$
DC特性					
入力オフセット電圧			0.5	4	mV
入力オフセット電圧ドリフト			2.6		$\mu V/^\circ C$
入力バイアス電流	+入力		2	8	$\mu A$
	−入力		0.5	6	$\mu A$
入力バイアス電流ドリフト	+入力		12		nA/ $^\circ C$
	−入力		7		nA/ $^\circ C$
トランス・インピーダンス	$V_o = 1.5V \sim 3.5V$ 、 $R_L = 1k\Omega$	0.5	1.3		M $\Omega$
	$R_L = 150\Omega$	0.4	0.6		M $\Omega$
入力特性					
入力抵抗	+入力		4		M $\Omega$
入力容量	+入力		1		pF
入力コモン・モード電圧範囲			+1.1 ~ +3.9		V
コモン・モード除去比	$V_{CM} = 1.75V \sim 3.25V$	56	59		dB
出力特性					
出力飽和電圧	$V_{CC} - V_{OH}$ 、 $V_{OL} - V_{EE}$ 、 $R_L = 1k\Omega$		1.05	1.15	V
短絡電流、ソース			70		mA
短絡電流、シンク			50		mA
容量負荷の駆動	30% オーバershoot		8		pF
電源					
動作範囲		5		12	V
アンプ1個当たりの静止電流			8.1	9	mA
電源変動除去比					
+PSRR		59	62		dB
−PSRR		59	64		dB

# AD8007

## 絶対最大定格\*

電源電圧	.....12.6V
消費電力	.....図2参照
コモン・モード入力電圧	..... $\pm V_S$
差動入力電圧	..... $\pm 1.0V$
出力短絡時間	.....図2参照
保管温度	..... $-65^{\circ}C \sim +125^{\circ}C$
動作温度範囲	..... $-40^{\circ}C \sim +85^{\circ}C$
ピン温度範囲 (ハンダ処理、10秒)	..... $300^{\circ}C$

\*上記の絶対最大定格を超えるストレスを加えると、デバイスに永久破壊をもたらすことがあります。この定格は、デバイスの単なるストレスの度合いであり、基本的な動作あるいは動作の項に示す条件において、この定格は考慮されていません。デバイスを長期間絶対最大定格条件に置くと、デバイスの信頼性に影響を与えます。

## 最大消費電力

AD8007のパッケージ内での安全な最大消費電力は、チップの接合温度 ( $T_J$ ) 上昇により制限されます。チップをプラスチック封止すると、局所的に接合温度に到達します。約  $150^{\circ}C$  のガラス遷移温度で、プラスチックの属性が変わります。この温度規定値を一時的に超えた場合でも、パッケージからチップに加えられるストレスが変化して、AD8007のパラメータ性能が恒久的にシフトしてしまう場合があります。 $+175^{\circ}C$  の接合温度を長時間超えると、シリコン・デバイス内に変化が発生して、故障の原因になることがあります。パッケージとPCB ( $\theta_{JA}$ ) の自然空冷時の熱特性、周辺温度 ( $T_A$ )、パッケージ内の合計消費電力 ( $P_D$ ) によって、チップの接合温度が決定されます。接合温度は次式で計算されます。

$$T_J = T_A + (P_D \times \theta_{JA})$$

パッケージ内の消費電力 ( $P_D$ ) は、静止消費電力と負荷駆動する全出力によるパッケージ内の消費電力との和になります。静止電力は、電源ピン ( $V_S$ ) 間の電圧に静止電流 ( $I_S$ ) を乗算して計算されます。負荷 ( $R_L$ ) は電源電圧の midpoint を基準とすると、合計駆動電力は  $V_S/2 \times I_{OUT}$  になり、この電力がパッケージ内と負荷 ( $V_{OUT} \times I_{OUT}$ ) で消費されます。合計駆動電力と負荷消費電力の差が、パッケージ内で消費される駆動電力です。

$P_D =$  静止電力 + (合計駆動電力 - 負荷電力) :

$$P_D = (V_S \times I_S) + \left( \frac{V_S}{2} \times \frac{V_{OUT}}{R_L} \right) - \frac{V_{OUT}^2}{R_L}$$

RMS出力電圧についても検討する必要があります。単電源動作の場合のように  $R_L$  が  $V_S$  を基準とすると、合計駆動電力は  $V_S \times I_{OUT}$  になります。

RMS信号レベルが不確定の場合は、電源電圧の midpoint を基準とする  $R_L$  に対して  $V_{OUT} = V_S/4$  としてのワースト・ケースを

## 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。

検討します。

$$P_D = (V_S \times I_S) + \frac{\left( \frac{V_S}{4} \right)^2}{R_L}$$

$V_S$  を基準とする  $R_L$  を使う単電源動作では、ワースト・ケースは次のようになります。

$$V_{OUT} = \frac{V_S}{2}$$

空気流があると放熱効果が向上し、 $\theta_{JA}$  が抑えられます。また、メタル・パターン、スルー・ホール、グラウンド・プレーン、電源プレーン等からパッケージ・ピンへ直接接続されるメタルとの接触領域が増える場合にも、 $\theta_{JA}$  が小さくなります。ボード・レイアウトのセクションで説明するように、高速オペアンプの入力ピンでの寄生容量を小さくするように注意する必要があります。

図2に、パッケージ内での安全な最大消費電力と周辺温度の関係を、JEDEC標準4層ボードに実装したSO-8 ( $125^{\circ}C/W$ ) パッケージとSC70 ( $210^{\circ}C/W$ ) パッケージについて示します。 $\theta_{JA}$  値は近似値です。

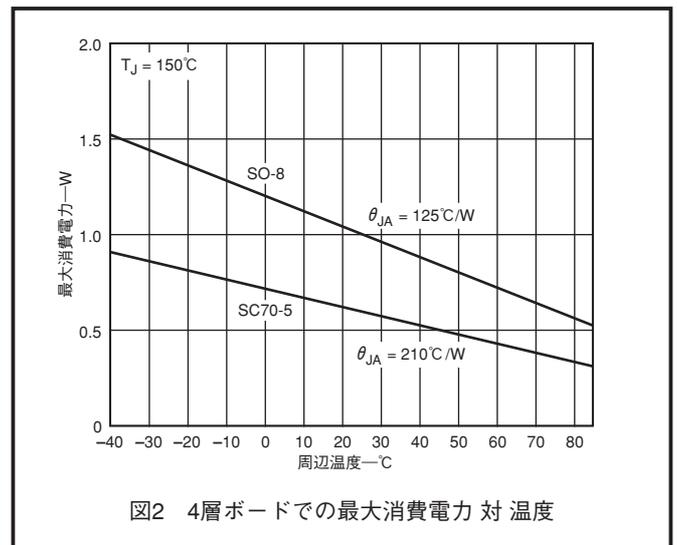


図2 4層ボードでの最大消費電力 対 温度

## 出力の短絡

出力をグラウンドへ短絡した場合、またはAD8007に過大な電流を流した場合には、致命的な故障が発生します。

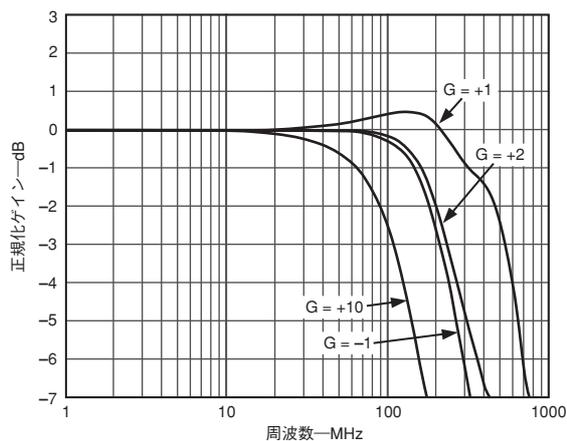


## オーダー・ガイド

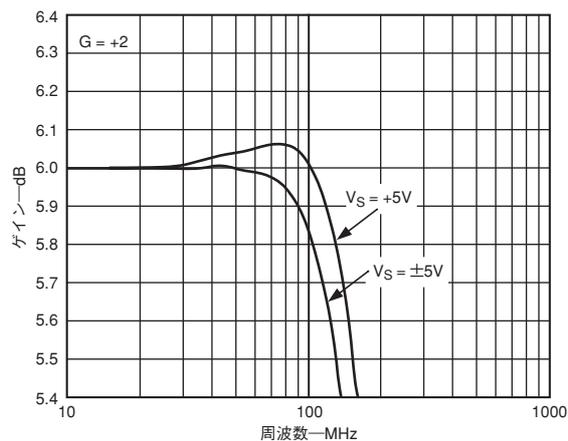
モデル	温度範囲	パッケージ	パッケージ外形	ブランド
AD8007AR	-40℃～+85℃	8ピンSOICSO-8		
AD8007AR-RL	-40℃～+85℃	8ピンSOICSO-8		
AD8007AR-RL7	-40℃～+85℃	8ピンSOICSO-8		
AD8007AKS-RL	-40℃～+85℃	5ピンSC70	KS-5	HTA
AD8007AKS-RL7	-40℃～+85℃	5ピンSC70	KS-5	HTA

# AD8007 — 代表的な特性

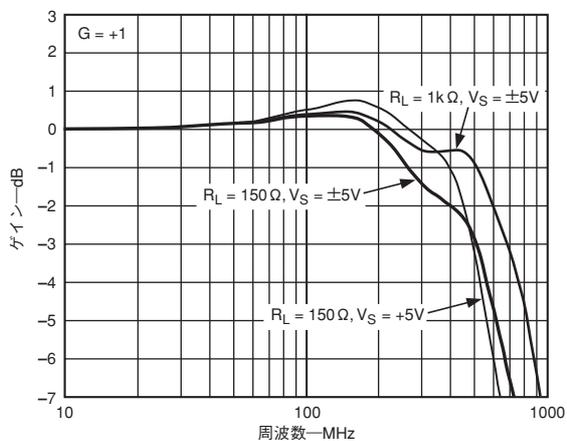
(特に指定のない限り、 $V_S = \pm 5V$ 、 $R_L = 150\Omega$ 、 $R_S = 200\Omega$ 、 $R_F = 499\Omega$ )



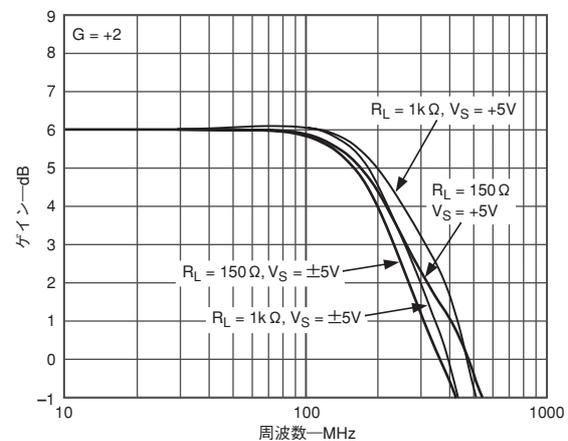
特性1 さまざまなゲインに対する小信号周波数応答



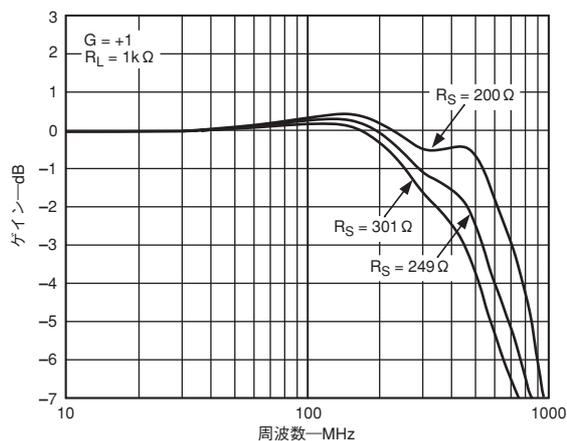
特性4 0.1dBゲイン平坦性 ( $V_S = +5V$ 、 $\pm 5V$ )



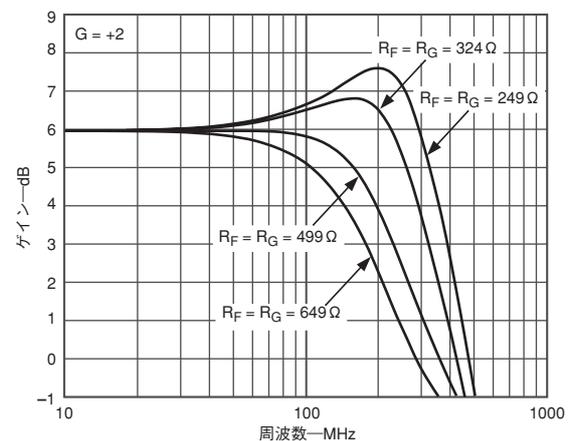
特性2  $V_S$ と $R_{LOAD}$ に対する小信号周波数応答



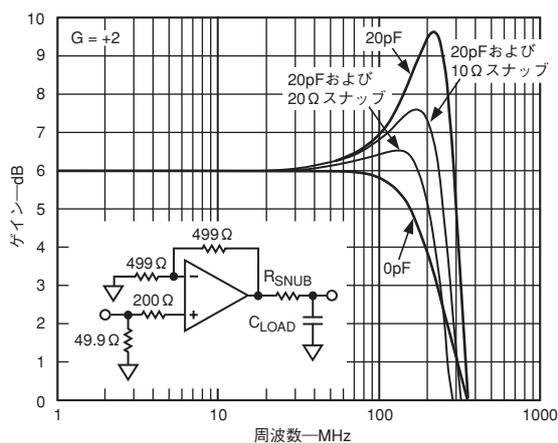
特性5  $V_S$ と $R_{LOAD}$ に対する小信号周波数応答



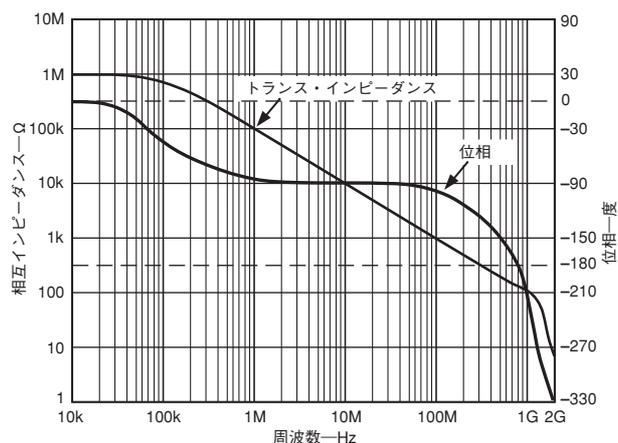
特性3 さまざまな $R_S$ 値に対する小信号周波数応答



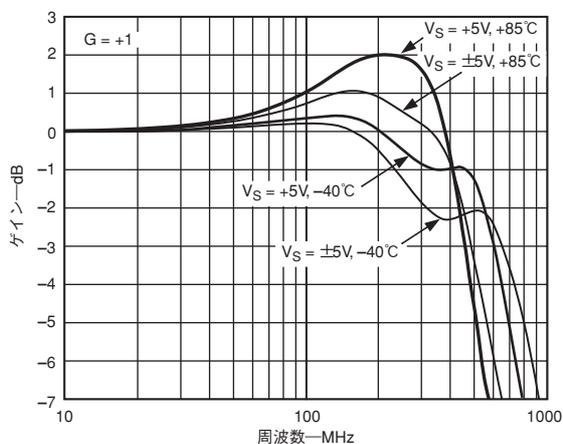
特性6 さまざまな帰還抵抗、 $R_F = R_G$ に対する小信号周波数応答



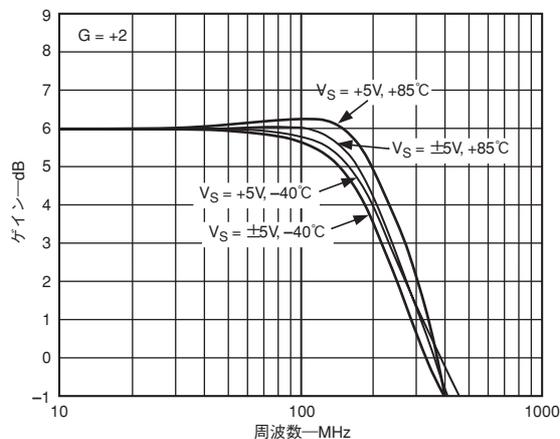
特性7 容量性負荷とスナッチ抵抗に対する小信号周波数応答



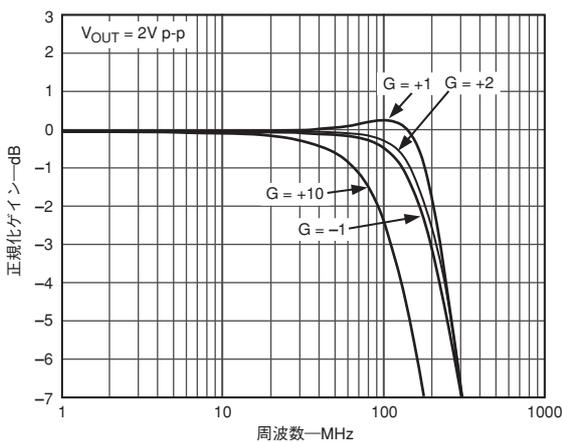
特性10 トランス・インピーダンスと位相 対 周波数



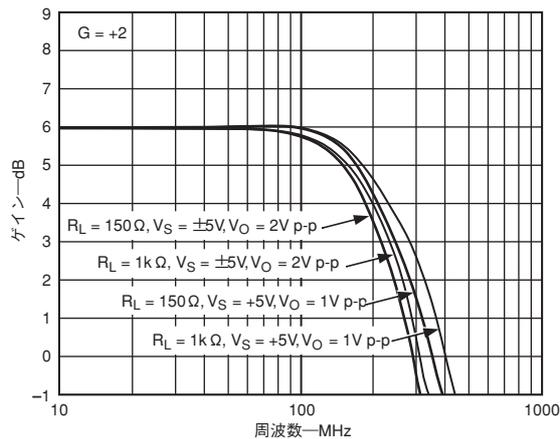
特性8 温度に対する小信号周波数応答、 $V_S = +5V$ 、 $\pm 5V$



特性11 温度に対する小信号周波数応答 ( $V_S = +5V$ 、 $\pm 5V$ )



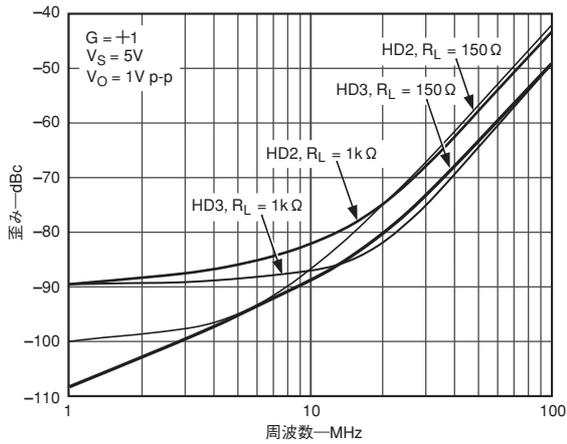
特性9 さまざまなゲインに対する大信号周波数応答



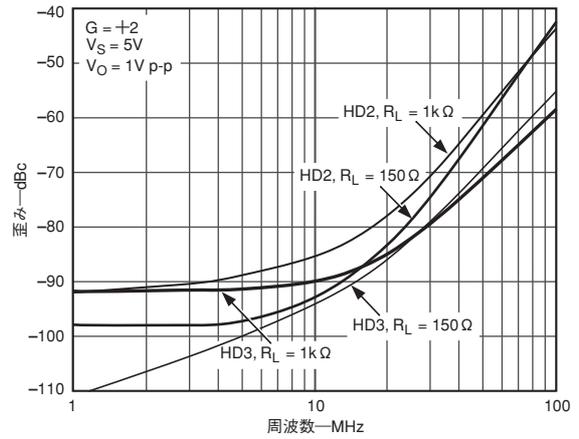
特性12  $V_S$ と $R_{LOAD}$ に対する大信号周波数応答

# AD8007

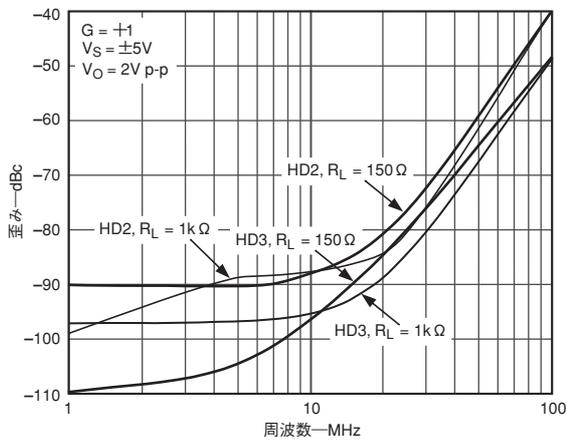
(特に指定のない限り、 $V_S = \pm 5V$ 、 $R_L = 150\Omega$ 、 $R_S = 200\Omega$ 、 $R_F = 499\Omega$ )



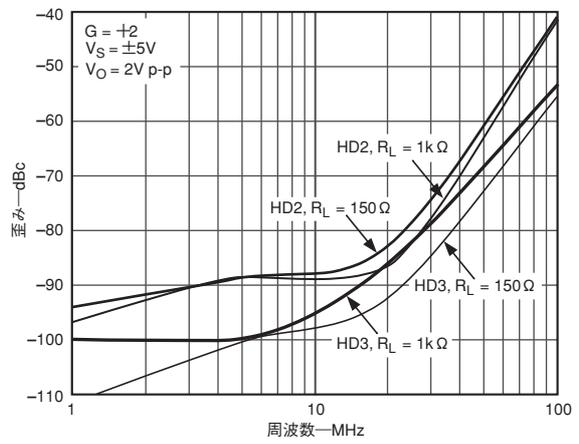
特性13 2次および3次高調波歪み 対 周波数と $R_L$



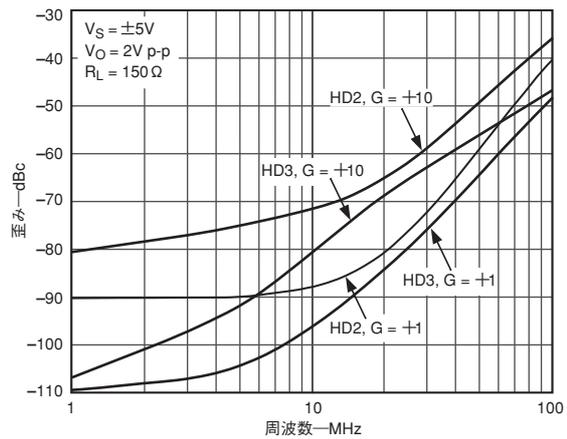
特性16 2次および3次高調波歪み 対 周波数と $R_L$



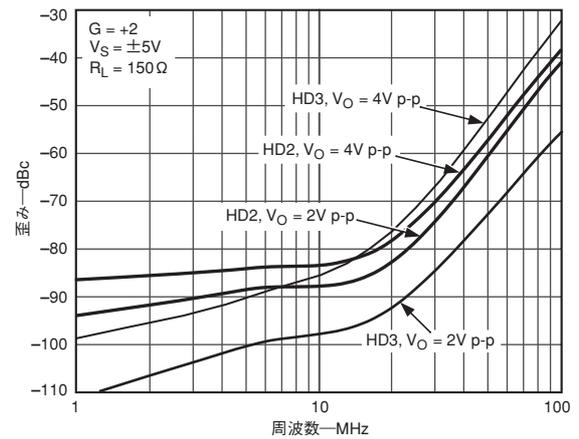
特性14 2次および3次高調波歪み 対 周波数と $R_L$



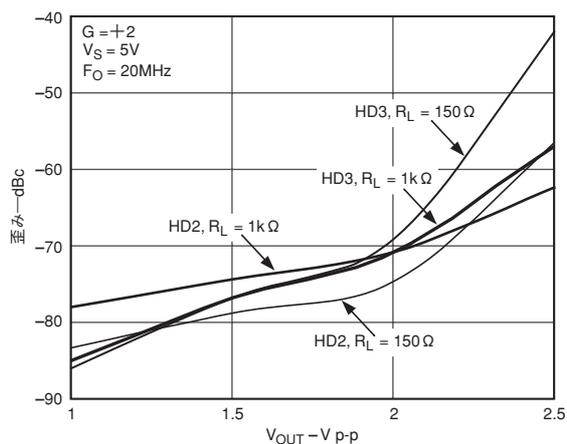
特性17 2次および3次高調波歪み 対 周波数と $R_L$



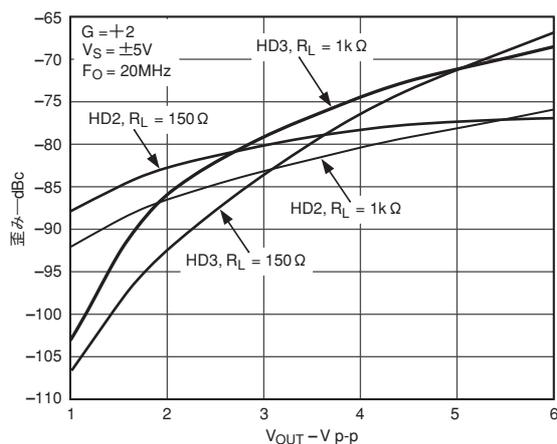
特性15 2次および3次高調波歪み 対 周波数とゲイン



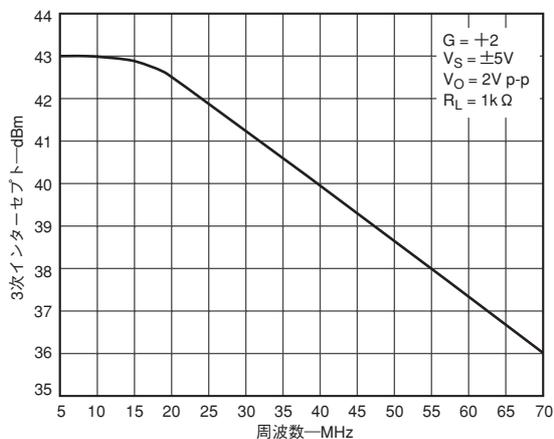
特性18 2次および3次高調波歪み 対 周波数と $V_{OUT}$



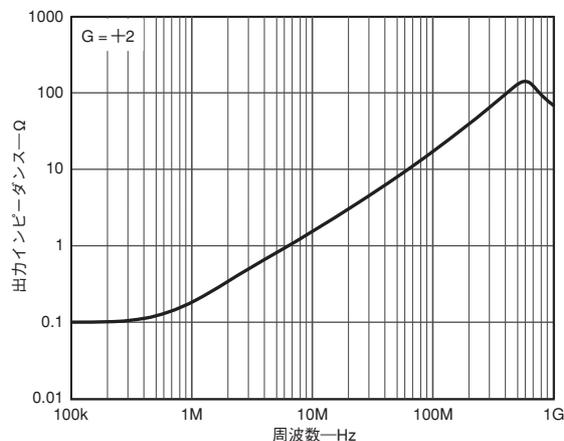
特性19 2次および3次高調波歪み 対  $V_{OUT}$ および $R_L$



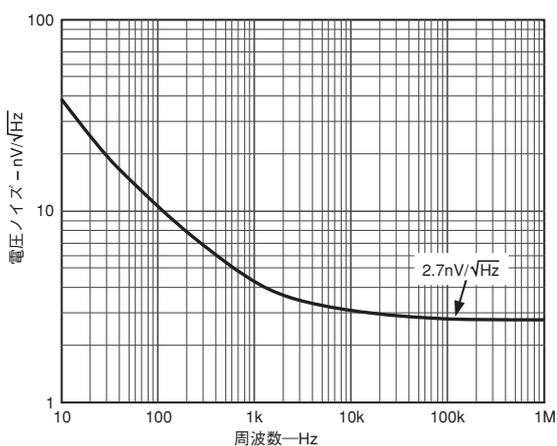
特性22 2次および3次高調波歪み 対  $V_{OUT}$ および $R_L$



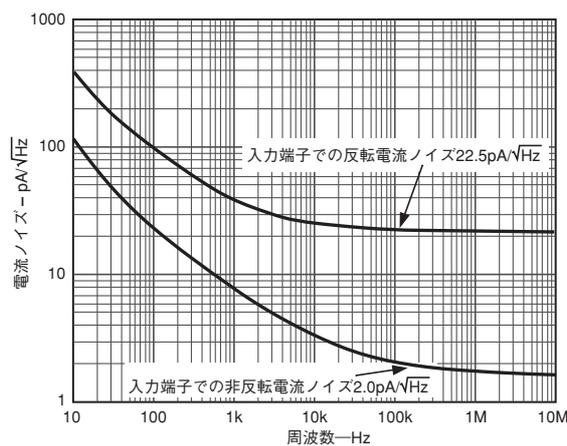
特性20 3次インターセプト 対 周波数



特性23 出カインピーダンス 対 周波数



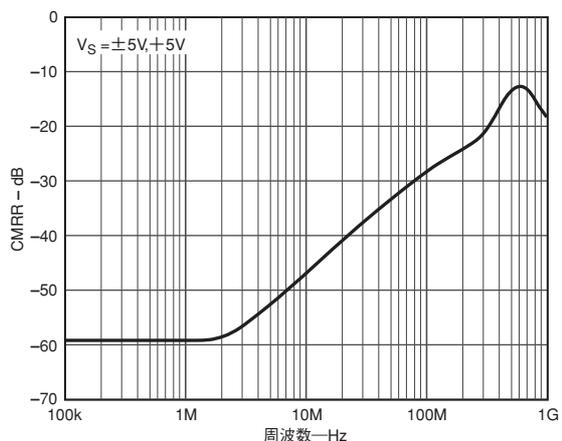
特性21 入力電圧ノイズ 対 周波数



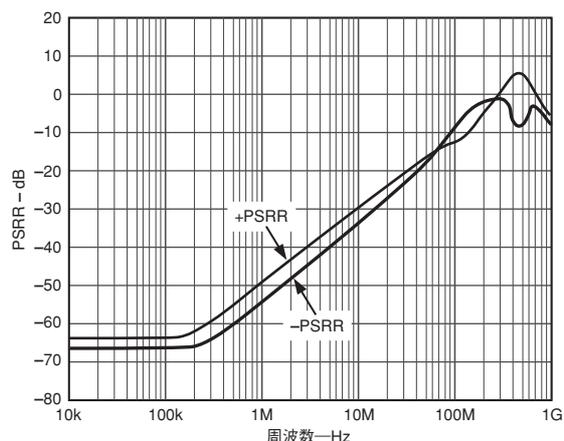
特性24 入力電流ノイズ 対 周波数

# AD8007

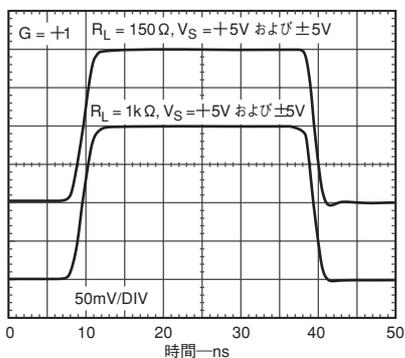
(特に指定のない限り、 $V_S = \pm 5V$ 、 $R_L = 150\Omega$ 、 $R_S = 200\Omega$ 、 $R_F = 499\Omega$ )



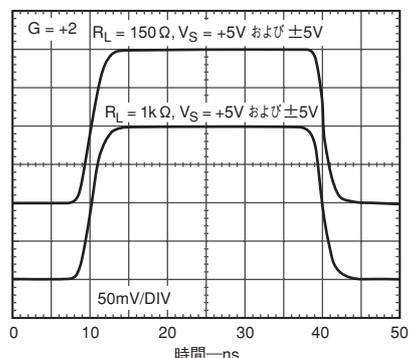
特性25 CMRR 対 周波数



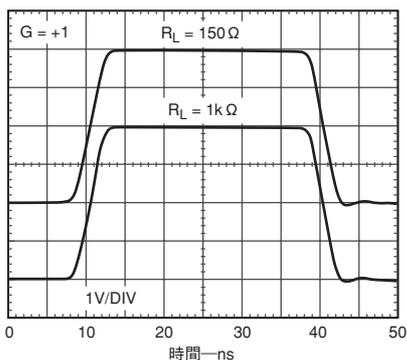
特性28 PSRRの周波数特性



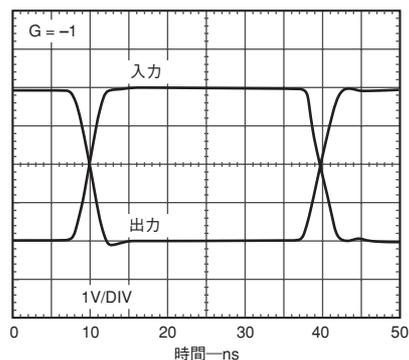
特性26  $R_L = 150\Omega$ 、 $1k\Omega$  かつ  $V_S = +5V$ 、 $\pm 5V$  に対する小信号過渡応答



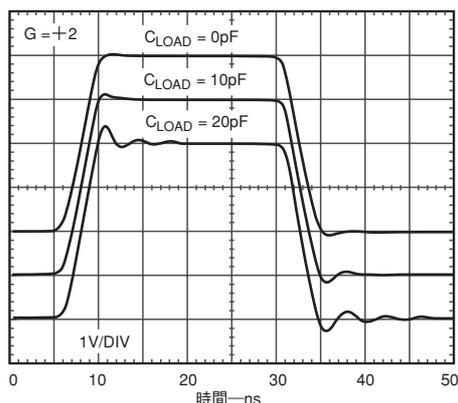
特性29  $R_L = 150\Omega$ 、 $1k\Omega$  かつ  $V_S = +5V$ 、 $\pm 5V$  に対する小信号過渡応答



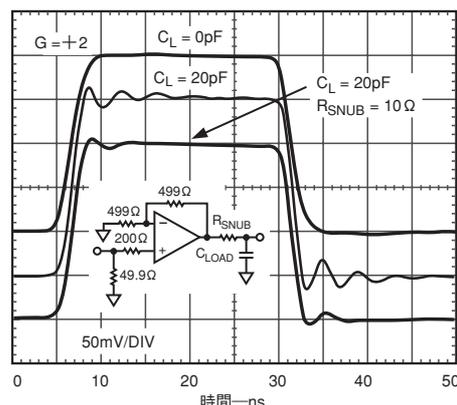
特性27  $R_L = 150\Omega$ 、 $1k\Omega$  に対する大信号過渡応答



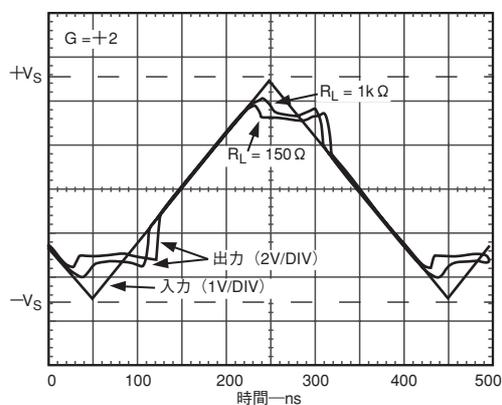
特性30 大信号過渡応答、 $G = -1$ 、 $R_L = 150\Omega$



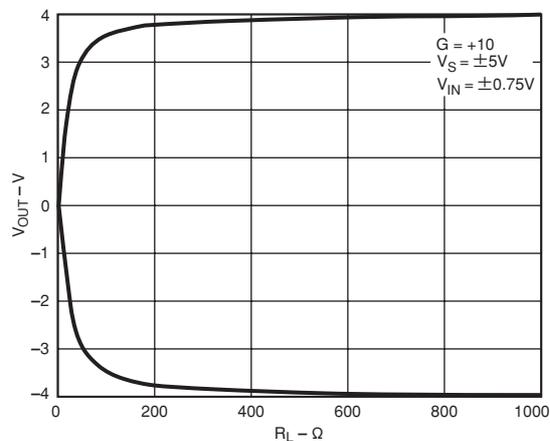
特性31 容量負荷=0pF、10pF、20pFに対する大信号過渡応答



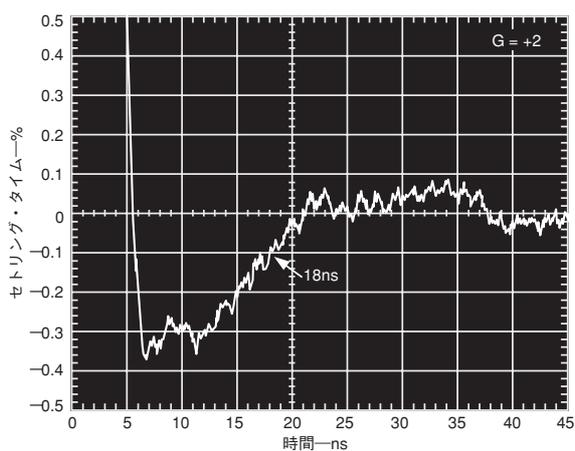
特性34 小信号過渡応答：容量負荷駆動時の直列スナッチ抵抗の効果



特性32  $R_L=1\text{k}\Omega$ 、 $150\Omega$ 、 $V_{IN}=\pm 2.5\text{V}$ に対する出力オーバードライブ回復



特性35  $V_{OUT}$ 振幅対  $R_{LOAD}$ 、 $V_S = \pm 5\text{V}$ 、 $G=+10$ 、 $V_{IN} = \pm 0.75\text{V}$



特性33 0.1%セトリング・タイム、2Vステップ

# AD8007

## 動作原理

AD8007 (シングル) およびAD8008 (デュアル) \*は、低歪み性能に最適化した電流帰還型アンプです。AD8007の簡略化した概念図を図3に示します。相補型エミッタ・フォロア入力ステージ、1対の信号ミラー、ダイヤモンド型出力ステージから構成される従来型の電流帰還型アンプに非常に良く似ています。ただし、AD8007/AD8008には、従来型の電流帰還型トポロジよりも歪み性能を大幅に改善するために、いくつかの変更が行われています。

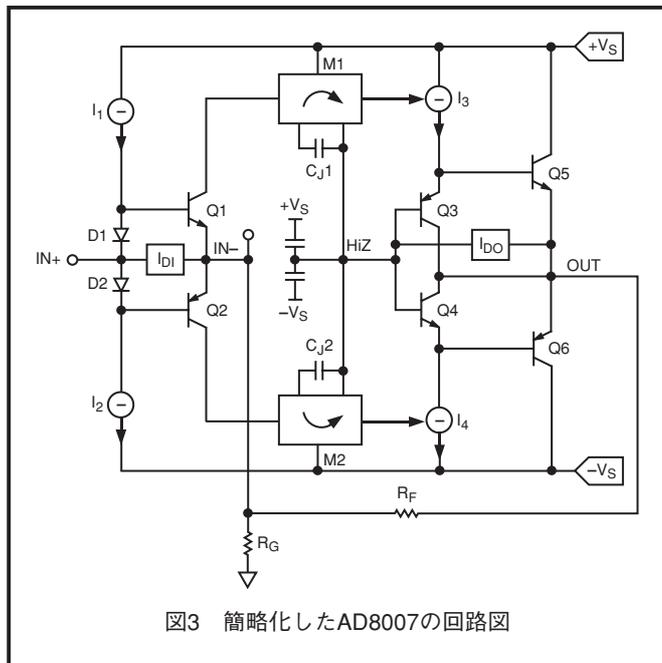


図3 簡略化したAD8007の回路図

信号ミラーは、低歪みの高精度ミラーにしています。図3では“M1”と“M2”で示してあります。歪みの点でのこれらの基本機能は、容量Cj1とCj2に起因する大きな非線形歪みの影響を大幅に抑えることです。これらのコンデンサは、ミラーの出力デバイスのコレクターベース間容量を表しています。

電圧不平衡が、高インピーダンス・ノード“HiZ”と出力ノード“Out”間で測定される出力ステージに発生します。この不平衡は大きな出力電流を駆動することで発生し、出力歪みの主な原因です。このため出力電圧不平衡を検出して補償電流“Ido”を発生する回路が加えてあります。このIdoが回路に注入されると、出力ステージで発生していた歪みが小さくなります。同様に、入力ステージでの非線形電圧不平衡(非反転から反転入力の間で測定)を検出して、入力で発生する歪みを補償するために、電流“Idi”を注入します。

設計とレイアウトは、偶数次高調波を抑えるために、厳密に上下対称にしています。

\*現在開発中。

## AD8007の使い方

### 低歪みのための電源のデカップリング

低歪み性能を実現するためのデカップリングには注意深い考慮が必要です。高周波数で使用する電源デカップリング・コンデンサを物理的に距離を取ったグラウンドに接続すると、偶数次高調波特性が低下することがあります。この状況を図4に示します。サイン波入力の場合、各デカップリング・コンデンサにはグラウンドへ大きな偶数次高調波を含む擬似整流電流が流れます。

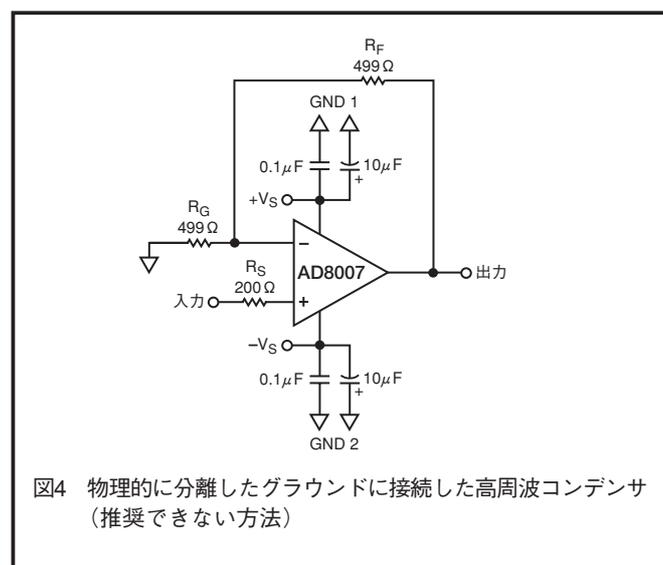


図4 物理的に分離したグラウンドに接続した高周波コンデンサ (推奨できない方法)

図5に、望ましいデカップリング方法を示します。ここでは、2個の高周波数用のデカップリング・コンデンサが一緒に共通ノードで接続された後、1箇所の接続によりグラウンド・プレーンに接続されています。まず、各高周波数用のデカップリング・コンデンサを流れる2つの電流を加算することにより、グラウンド・プレーンに戻る電流は基本周波数だけにします。

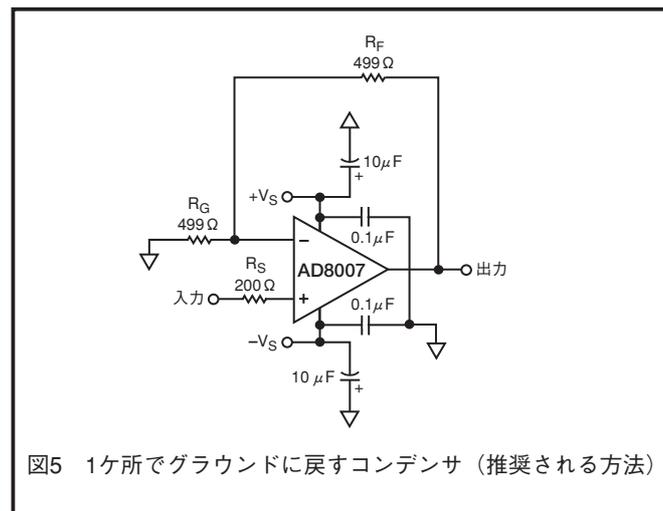


図5 1ヶ所でグラウンドに戻すコンデンサ (推奨される方法)

基板レイアウトで図5に示すデカップリング方法を採用できないときは、高周波数用のデカップリング・コンデンサの内の1つを直接電源間に接続して、もう一方の高周波数用のデカップリング・コンデンサをグラウンドに接続することができます。この様子を図6に示します。

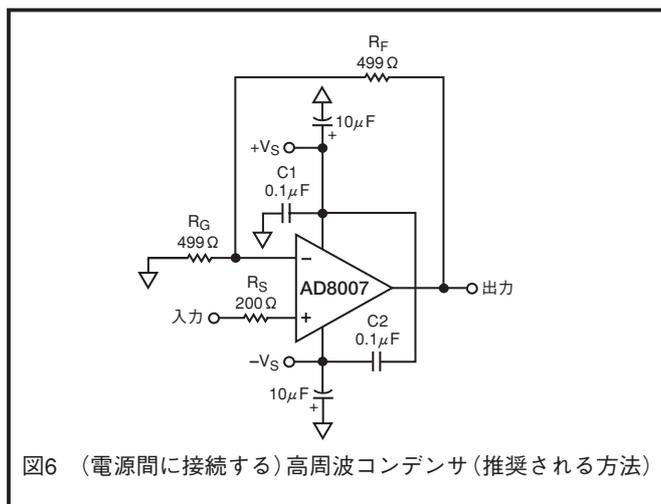


図6 (電源間に接続する)高周波コンデンサ(推奨される方法)

### レイアウト時の考慮事項

推奨の電源バイパスで行った標準の非反転回路を図6に示します。このバイパス方法は、図7に示す評価ボードでも使用されています。0.1μFの高周波数用デカップリング・コンデンサは、X7RまたはNPOのチップ部品である必要があります。C2は+V<sub>S</sub>ピンと-V<sub>S</sub>ピンの間に接続します。C1は+V<sub>S</sub>ピンと信号グラウンドの間に接続します。

高周波数用バイパス・コンデンサのリード長は重要です。長いリードに起因する寄生インダクタンスは、バイパス・コンデンサにより得られた低インピーダンスとは逆の働きをします。負荷インピーダンスのグラウンドは、バイパス・コンデンサのグラウンドと物理的に同じ場所にする必要があります。低周波数での効果を狙った大きな値のコンデンサの場合は、電流リターン・パスの長さは問題になりません。

### レイアウトとグラウンドについての考慮事項

#### グラウンド

グラウンド・プレーン層は、高密度実装のPCボードでは寄生インダクタンスを抑えるために重要です。回路内の電流が流れる場所を理解することは、高速回路設計を効果的に行うためにはさらに重要です。電流パスの長さは寄生インダクタンスの大きさに比例するので高周波インピーダンスに比例することになります。誘導性のグラウンド・リターンに高速電流が流れると、望ましくない電圧ノイズが発生します。グラウンド・プレーン領域を広くすると、寄生インダクタンスは小さくなります。

#### 入力容量

高速アンプは、バイパスとグラウンドの他に、入力とグラウンドとの寄生容量に対しても敏感です。高い周波数の場合は、1pFまたは2pFのわずかな容量でも入力インピーダンスを低下させてアンプ・ゲインを増大させるため、周波数応答でのピーキング、最悪の場合には発振までも発生する場合があります。入力ピンに接続される外付けの受動部品は、寄生容量を回避するため出来るだけ入力の近くに配置することを推奨します。グラウンド・プレーンと電源プレーンは、ボードの全層で入力ピンから少なくとも0.05mm離す必要があります。

### 出力容量

出力の寄生容量によって、周波数応答でのピーキングが発生します。この影響を小さくするためには、次の2つの方法があります。

1. 小さい値の抵抗を出力に直列に挿入して、アンプの出力ステージから負荷容量を分離します。(特性7を参照)
2. (a) アンプ・ゲインを大きくするか、または (b) 帰還抵抗に並列にコンデンサを接続して極を追加することにより、位相マージンを増やします。

### 入力から出力へのカップリング

容量結合を小さくするため、入力信号パターンと出力信号パターンを並行にならないようにします。これは、不要な正側フィードバックを減らすことに役立ちます。

### 外付け部品と安定性

AD8007は電流帰還型アンプであるため、最初に帰還抵抗が帯域幅と安定性を決定します。もちろんゲイン、負荷インピーダンス、電源電圧、入力インピーダンスも影響します。特性6に、ゲイン=+2での帯域幅とピーキングに対するR<sub>F</sub>変化の影響を示します。R<sub>F</sub>が大きくなると、ピーキングは小さくなりますが帯域幅も狭くなってしまいます。特性11は、与えられたR<sub>F</sub>に対して、ゲインを増やすと、ピーキングと帯域幅が減ることを示しています。表Iに、小さいピーキングで帯域幅を最適にするR<sub>F</sub>とR<sub>G</sub>の推奨値を示します。

表I 推奨部品値

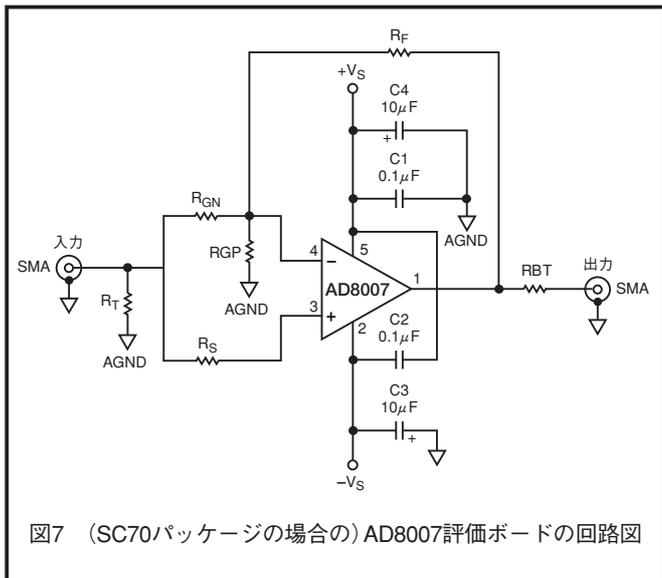
ゲイン	R <sub>F</sub>	R <sub>G</sub>	R <sub>S</sub>
-1	499Ω	499Ω	200
+1	499Ω	NA	200
+2	499Ω	499Ω	200
+5	499Ω	124Ω	200
+10	499Ω	54.9Ω	200

また、特性2と特性5に示すように、負荷抵抗も帯域幅に影響を与えます。特性2と特性5を比較すると、ゲインと電源電圧の影響も分かります。

容量成分を持つ負荷を駆動するときは、スナップ抵抗“RSNUB”を出力に直列に接続すると、安定性が向上します。さまざまな容量負荷に対する周波数応答とパルス応答をそれぞれ特性7と特性34に示します。

非反転構成の場合は、入力に直列抵抗R<sub>S</sub>を接続して、ゲイン=+1に対する安定性を最適化する必要があります(特性3を参照)。非反転ゲインが大きい場合は、直列抵抗の効果は小さくなります。

# AD8007



## 評価ボード

AD8007向けとしては、SC70評価ボードがあります。図7に回路図を示します。反転構成でこのボードを使うときは、 $R_{GN}$ を使い、 $R_{GP}$ はオープンのままにしておきます。ピン3をグラウンドに接続できるようにするには、 $R_S$ の位置をシフトします。非反転として使う場合、 $R_{GP}$ を実装し、 $R_{GN}$ はオープンのままにしておきます。両構成で、 $R_T$ が $50\Omega$ 終端抵抗になります。ユニバーサルな（反転／非反転の両構成）AD8007 SOボードも提供しています。

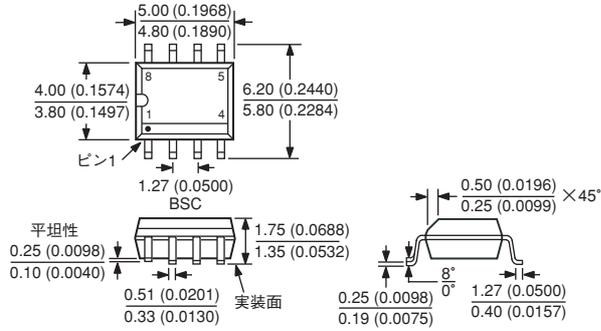


## 外形寸法

### 8ピン標準スモール・アウトライン・パッケージ (SOIC)

#### 狭体 (R-8)

サイズはmmと (インチ) で示します。



寸法管理はmmです。インチ寸法はmmに丸め処理してあるため参考用であり、設計での使用には適しません。

JEDEC標準MS-012AAに準拠

### 5ピンSC70パッケージ (KS-5)

サイズはインチと (mm) で示します。

