

### 特長

- 校正済みの rms 応答
- 優れた温度安定性
- 2.5 GHz で最大 30 dB の入力範囲
- 最大入力: 700 mV rms、10 dBm(50 Ω)
- 2.5 GHz まで±0.25 dB のリニア応答
- 単電源動作: 2.7 V～5.5 V
- 低消費電力: 3 V 電源で 3.3 mW
- 1 μA 以下への急速なパワーダウン

### アプリケーション

CDMA、W-CDMA、QAM、その他の複素数変調波形の測定  
RF トランスミッタ/レシーバ電力の計測

### 概要

AD8361 は、2.5 GHz までの高周波レシーバとトランスミッタ・シグナル・チェーンを対象とする平均値応答のパワー検出器です。このデバイスは非常に使いやすく、大部分のアプリケーションでは、2.7 V～5.5 V の単電源、電源デカップリング・コンデンサ、入力結合コンデンサだけがが必要です。出力は、変換ゲイン 7.5 V/V rms でリニア応答する DC 電圧です。外付けのフィルタ・コンデンサを追加して平均処理時定数を大きくすることができます。

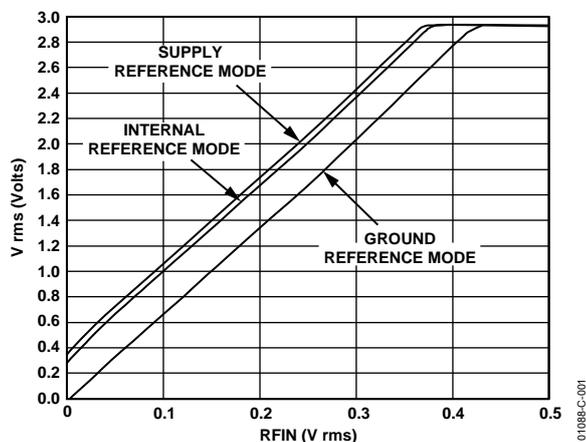


図 1.3 リファレンス・モードでの出力  
電源 = 3 V、周波数 = 1.9 GHz  
(6 ピン SOT-23 パッケージ・グラウンド・リファレンス  
モードの場合)

### 機能ブロック図

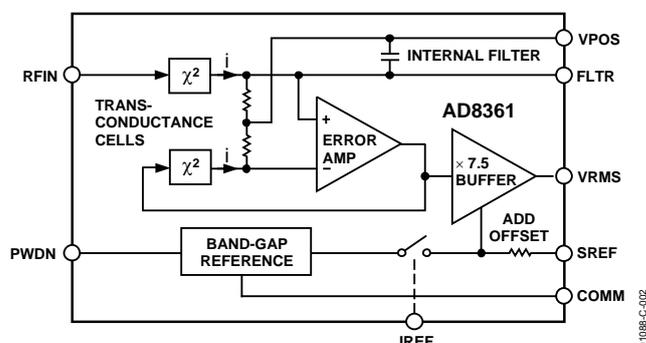


図 2.8 ピン MSOP

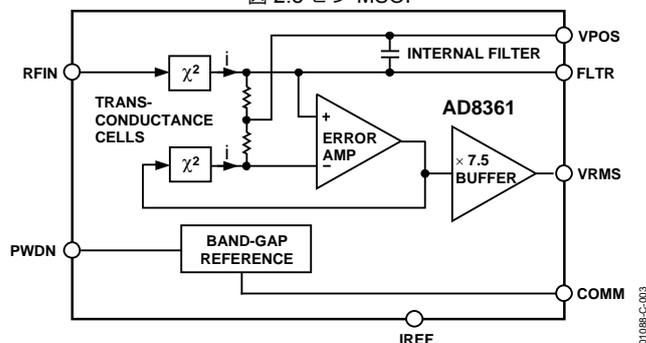


図 3.6 ピン SOT-23

AD8361 は、シンプルで波形と不雑な波形のパワー測定用にデザインされています。このデバイスは、CDMA や W-CDMA のような高周波率(rms に対するピーク値の比)の大きい信号に対して特に有効です。

AD8361 は、さまざまな A/D コンバータ条件に対応するため次の 3 つの動作モードを持っています。

1. グラウンド・リファレンス・モード、基準点がゼロ。
2. 内部リファレンス・モード、出力をグラウンドより 350 mV 上にオフセット。
3. 電源リファレンス・モード、出力を  $V_S/7.5$  にオフセット。

AD8361 の動作は -40°C～+85°C で規定され、8 ピン MSOP または 6 ピン SOT-23 パッケージを採用しています。このデバイスは、当社独自の  $f_T$  シリコン・バイポーラ・プロセスで製造されています。

アナログ・デバイセズ社は、提供する情報が正確で信頼できるものであることを期していますが、その情報の利用に関して、あるいは利用によって生じる第三者の特許やその他の権利の侵害に関して一切の責任を負いません。また、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明示的または暗示的に許諾するものでもありません。仕様は、予告なく変更される場合があります。本紙記載の商標および登録商標は、各社の所有に属します。  
※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。  
©2004 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

## 目次

仕様.....	3	アプリケーション.....	12
絶対最大定格.....	4	出力リファレンスの温度ドリフト補償.....	16
ESDに関する注意.....	4	評価ボード.....	21
ピン配置およびピン機能説明.....	5	キャラクタライゼーションのセットアップ.....	23
代表的な性能特性.....	6	外形寸法.....	24
回路説明.....	11	オーダー・ガイド.....	24

## 改訂履歴

### 8/04—Data Sheet Changed from Rev. B to Rev. C.

Changed Trim pots to Trimmable Potentiometers.....	Universal
Changes to Specifications.....	3
Changed Using the AD8361 Section Title to Applications.....	12
Changes to Figure 43.....	14
Changes to Ordering Guide.....	24
Updated Outline Dimensions.....	24

### 2/01—Data Sheet Changed from Rev. A to Rev. B.

## 仕様

特に指定がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_S = 3\text{ V}$ 、 $f_{\text{RF}} = 900\text{ MHz}$ 、グラウンド・リファレンス出力モード。

表 1.

Parameter	Condition	Min	Typ	Max	Unit
<b>SIGNAL INPUT INTERFACE</b>					
Frequency Range <sup>1</sup>	(Input RFIN)			2.5	GHz
Linear Response Upper Limit	$V_S = 3\text{ V}$ Equivalent dBm, re 50 $\Omega$		390		mV rms
	$V_S = 5\text{ V}$ Equivalent dBm, re 50 $\Omega$		4.9		dBm
			660		mV rms
			9.4		dBm
Input Impedance <sup>2</sup>			225  1		$\Omega  \text{pF}$
<b>RMS CONVERSION</b>					
Conversion Gain	(Input RFIN to Output V rms) $f_{\text{RF}} = 100\text{ MHz}$ , $V_S = 5\text{ V}$	6.5	7.5	8.5	V/V rms
Dynamic Range	Error Referred to Best Fit Line <sup>3</sup>				V/V rms
$\pm 0.25\text{ dB Error}$ <sup>4</sup>	CW Input, $-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$		14		dB
$\pm 1\text{ dB Error}$	CW Input, $-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$		23		dB
$\pm 2\text{ dB Error}$	CW Input, $-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$		26		dB
	CW Input, $V_S = 5\text{ V}$ , $-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$		30		dB
Intercept-Induced Dynamic Range Reduction <sup>5,6</sup>	Internal Reference Mode		1		dB
	Supply Reference Mode, $V_S = 3.0\text{ V}$		1		dB
	Supply Reference Mode, $V_S = 5.0\text{ V}$		1.5		dB
Deviation from CW Response	5.5 dB Peak-to-Average Ratio (IS95 Reverse Link)		0.2		dB
	12 dB Peak-to-Average Ratio (W-CDMA 4 Channels)		1.0		dB
	18 dB Peak-to-Average Ratio (W-CDMA 15 Channels)		1.2		dB
<b>OUTPUT INTERCEPT<sup>5</sup></b>					
Ground Reference Mode (GRM)	Inferred from Best Fit Line <sup>3</sup> 0 V at SREF, $V_S$ at IREF $f_{\text{RF}} = 100\text{ MHz}$ , $V_S = 5\text{ V}$	-50	0	+150	V
Internal Reference Mode (IRM)	0 V at SREF, IREF Open $f_{\text{RF}} = 100\text{ MHz}$ , $V_S = 5\text{ V}$	300	350	500	mV
Supply Reference Mode (SRM)	3 V at IREF, 3 V at SREF $V_S$ at IREF, $V_S$ at SREF $f_{\text{RF}} = 100\text{ MHz}$ , $V_S = 5\text{ V}$	590	400 $V_S/7.5$	750	mV V mV
<b>POWER-DOWN INTERFACE</b>					
PWDN HI Threshold	$2.7 \leq V_S \leq 5.5\text{ V}$ , $-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$	$V_S - 0.5$			V
PWDN LO Threshold	$2.7 \leq V_S \leq 5.5\text{ V}$ , $-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$			0.1	V
Power-Up Response Time	2 pF at FLTR Pin, 224 mV rms at RFIN		5		$\mu\text{s}$
	100 nF at FLTR Pin, 224 mV rms at RFIN		320		$\mu\text{s}$
PWDN Bias Current			<1		$\mu\text{A}$
<b>POWER SUPPLIES</b>					
Operating Range	$-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$	2.7		5.5	V
Quiescent Current	0 mV rms at RFIN, PWDN Input LO <sup>7</sup>		1.1		mA
Power-Down Current	GRM or IRM, 0 mV rms at RFIN, PWDN Input HI		<1		$\mu\text{A}$
	SRM, 0 mV rms at RFIN, PWDN Input HI		$10 \times V_S$		$\mu\text{A}$

<sup>1</sup> 任意の低周波数での動作が可能です。アプリケーションのセクションを参照してください。

<sup>2</sup> 図 17 と図 47 に、それぞれ MSOP と SOT-23 に対するインピーダンスの周波数特性を示します。

<sup>3</sup> 直線領域を使って計算。

<sup>4</sup> 出力リファレンス温度ドリフトを補償。アプリケーションのセクションを参照してください。

<sup>5</sup> SOT-23-6L はグラウンド・リファレンス・モードでのみ動作。

<sup>6</sup> 有効出力振幅したがってダイナミック・レンジは、電源電圧とリファレンス・モードにより変わります。図 39 と図 40 を参照してください。

<sup>7</sup> 電源電流は入力レベルに依存します。図 16 を参照してください。

## 絶対最大定格

表 2.

Parameter	Rating
Supply Voltage $V_S$	5.5 V
SREF, PWDN	0 V, $V_S$
IREF	$V_S - 0.3$ V, $V_S$
RFIN	1 V rms
Equivalent Power, re 50 $\Omega$	13 dBm
Internal Power Dissipation <sup>1</sup>	200 mW
6-Lead SOT-23	170 mW
8-Lead MSOP	200 mW
Maximum Junction Temperature	125°C
Operating Temperature Range	-40°C to +85°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature Range (Soldering 60 sec)	300°C

<sup>1</sup> デバイスの使用は自然空冷で規定。

6 ピン SOT-23:  $\theta_{JA} = 230^\circ\text{C}/\text{W}$ ;  $\theta_{JC} = 92^\circ\text{C}/\text{W}$ 。

8 ピン MSOP:  $\theta_{JA} = 200^\circ\text{C}/\text{W}$ ;  $\theta_{JC} = 44^\circ\text{C}/\text{W}$ 。

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恒久的な損傷を与えることがあります。この規定はストレス定格の規定のみを目的とするものであり、この仕様の動作の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。デバイスを長時間絶対最大定格状態に置くとデバイスの信頼性に影響を与えます。

## ESDに関する注意



ESD（静電放電）の影響を受けやすいデバイスです。電荷を帯びたデバイスや回路ボードは、検知されないまま放電することがあります。本製品は当社独自の特許技術である ESD 保護回路を内蔵してはいますが、デバイスが高エネルギーの静電放電を被った場合、損傷を生じる可能性があります。したがって、性能劣化や機能低下を防止するため、ESD に対する適切な予防措置を講じることをお勧めします。

## ピン配置およびピン機能説明

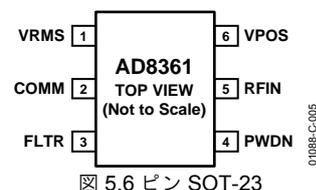


表 3. ピン機能の説明

ピン番号 MSOP	ピン番号 SOT-23	記号	説明
1	6	VPOS	電源電圧ピン。動作範囲 2.7 V~5.5 V。
2	—	IREF	出力リファレンス・コントロール・ピン。このピンが解放の場合は内部リファレンス・モードがイネーブルされます。その他の場合は、このピンを VPOS に接続しておく必要があります。このピンは、グラウンドに接続しないでください。
3	5	RFIN	信号入力ピン。AC 結合のソースから駆動する必要があります。低周波実入力インピーダンスは 225 Ω です。
4	4	PWDN	パワーダウン・ピン。デバイスが検出器として動作する場合、ロー・レベル入力(100 mV 以下)が必要です。ハイ・レベル( $V_S - 0.5$ V 以上)を入力すると、デバイスがターンオフして、電源電流がほぼゼロになります(グラウンドおよび内部リファレンス・モード: 1 μA 以下、電源リファレンス・モード: $V_S \pm 100$ kΩ)。
5	2	COMM	デバイスのグラウンド・ピン。
6	3	FLTR	このピンと VPOS の間にコンデンサを接続すると、変調フィルタのコーナー周波数を低くすることができます。内蔵フィルタは、小入力信号に対して 27 pF  2 kΩ で構成されます。
7	1	VRMS	出力ピン。限定された電流駆動能力を持つほぼレール to レールの電圧出力。負荷は 10 kΩ (グラウンドへ接続)以上を想定。
8	—	SREF	電源リファレンス・コントロール・ピン。電源リファレンス・モードをイネーブルするときは、このピンを VPOS に接続します。その他の場合は、COMM (グラウンド)へ接続します。

## 代表的な性能特性

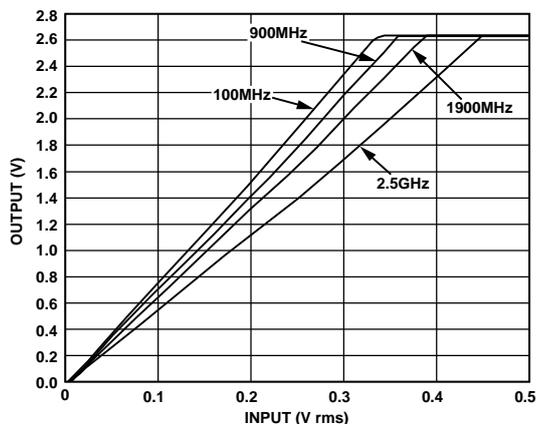


図 6. 入力レベル対出力、周波数 100 MHz、900 MHz、1900 MHz、2500 MHz、電源 2.7 V、グラウンド・リファレンス・モード、MSOP

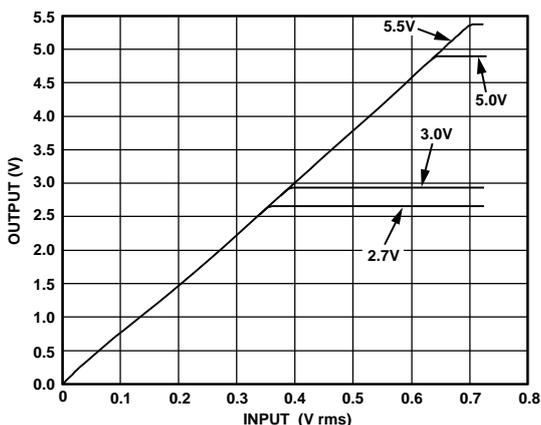


図 7. 入力レベル対出力、電源 2.7 V、3.0 V、5.0 V、5.5 V、周波数 900 MHz

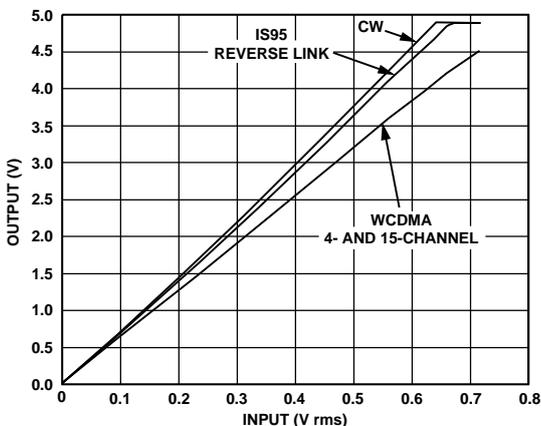


図 8. 入力レベル対出力  
差動波形の正弦波(CW)、IS95 リバース・リンク、W-CDMA 4-チャンネルおよび W-CDMA 15-チャンネル、電源 5.0 V

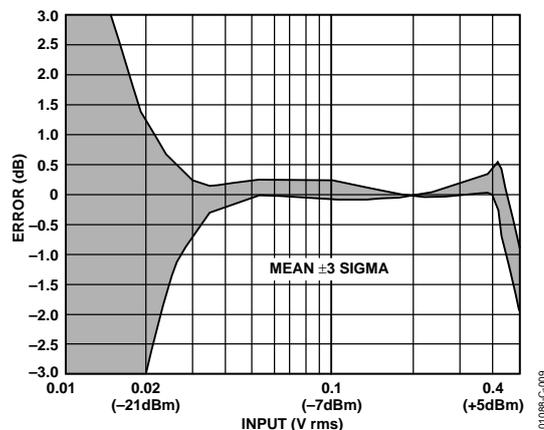


図 9. 入力レベル対リニア・リファレンス電圧からの誤差  
片側の平均値に対して 3 シグマ  
正弦波、電源 3.0 V、周波数 900 MHz

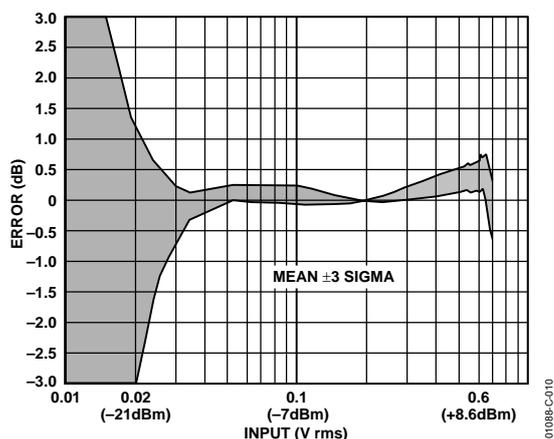


図 10. 入力レベル対リニア・リファレンス電圧からの誤差  
片側の平均値に対して 3 シグマ  
正弦波、電源 5.0 V、周波数 900 MHz

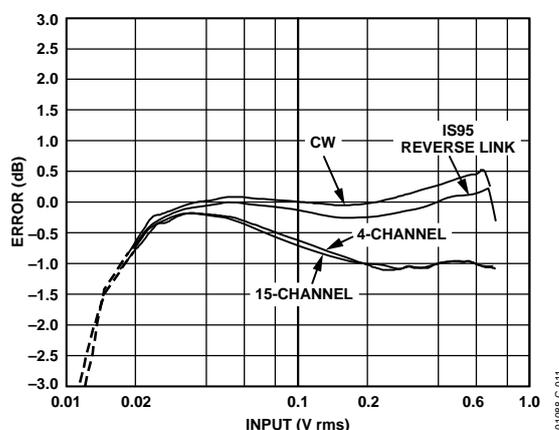


図 11. 入力対 CW リニア・リファレンス電圧からの誤差  
差動波形の正弦波(CW)、IS95 リバース・リンク、W-CDMA 4-チャンネルおよび W-CDMA 15 チャンネル  
電源 3.0 V、周波数 900 MHz

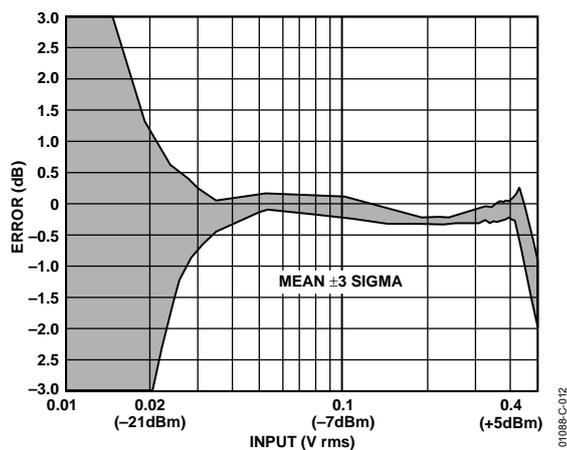


図 12.入力対 CW リニア・リファレンス電圧からの誤差  
片側の平均値に対して 3 シグマ、IS95 リバース・リンク信号  
電源 3.0 V、周波数 900 MHz

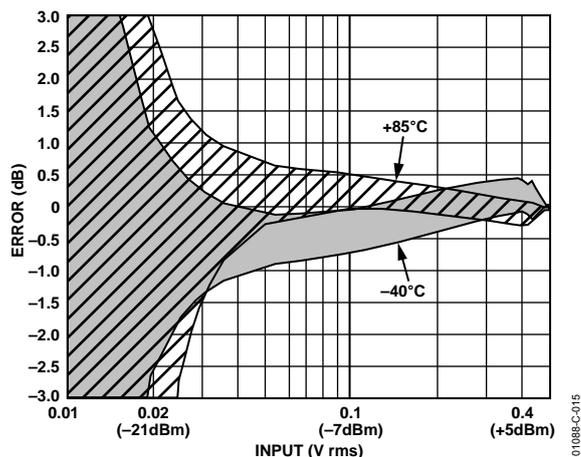


図 15.入力レベル対+25°Cからの出力差  
片側の平均値に対して 3 シグマ、正弦波、電源 3.0 V、周波数 1,900  
MHz、温度-40°C~+85°C

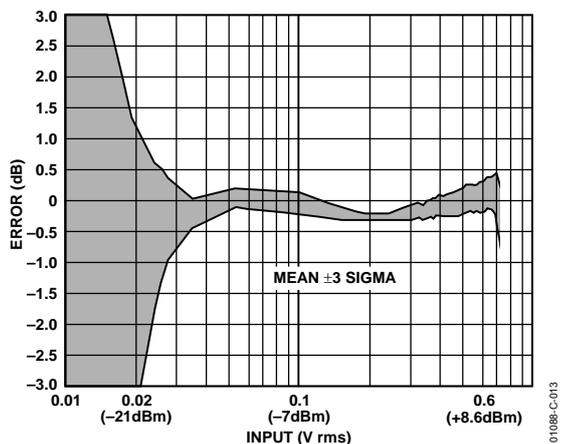


図 13.入力レベル対 CW リニア・リファレンス電圧からの誤差  
片側の平均値に対して 3 シグマ、IS95 リバース・リンク信号  
電源 5.0 V、周波数 900 MHz

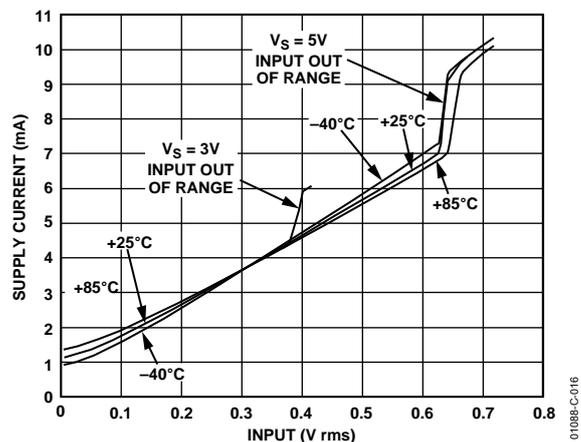


図 16.入力レベル対電源電流、電源 3.0 V、5.0 V、  
温度-40°C、+25°C、+85°C

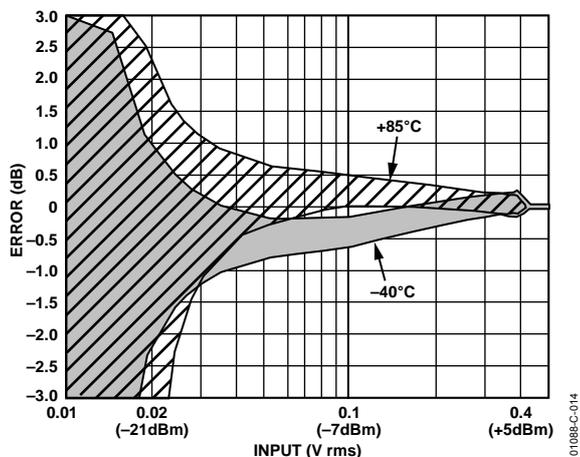


図 14.入力レベル対+25°Cからの出力差  
片側の平均値に対して 3 シグマ、正弦波、電源 3.0 V  
周波数 900 MHz、温度-40°C~+85°C

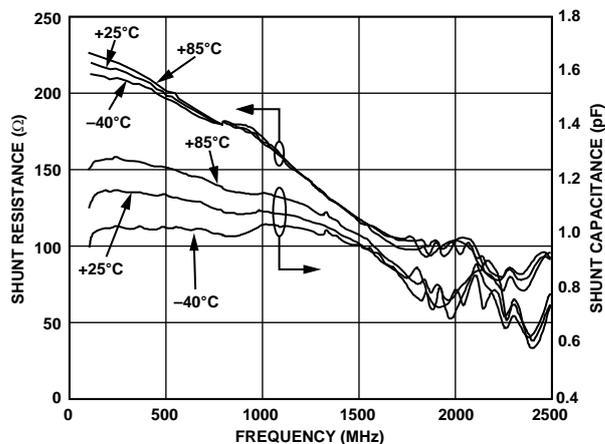
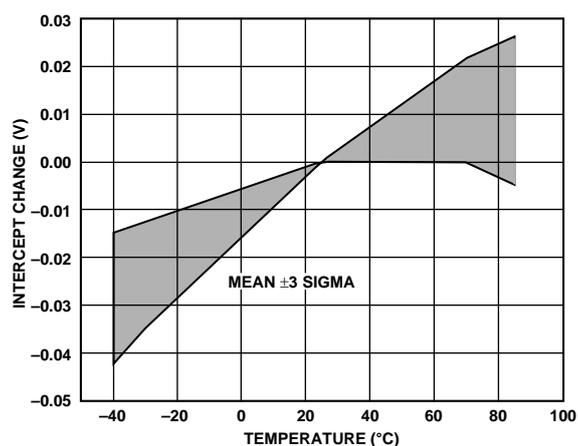
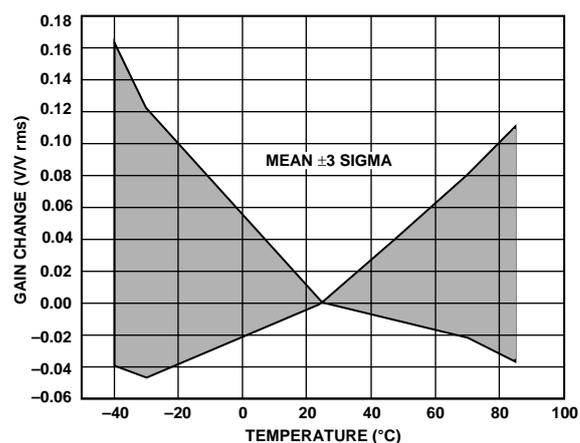


図 17.入力インピーダンスの周波数特性、電源 3 V、  
温度-40°C、+25°C、+85°C、MSOP  
(SOT-23 データは アプリケーション参照)



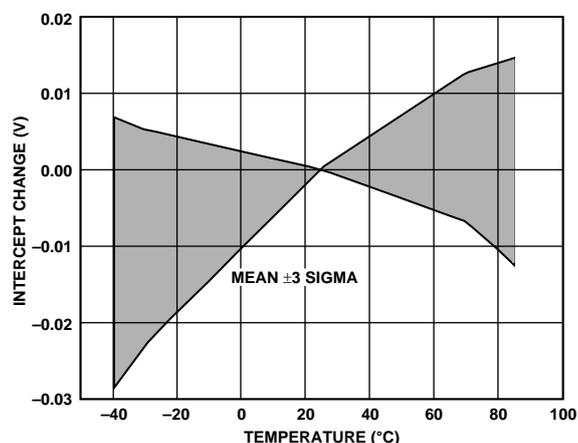
01088C-018

図 18.出力リファレンス変化の温度特性、電源 3 V、グラウンド・リファレンス・モード



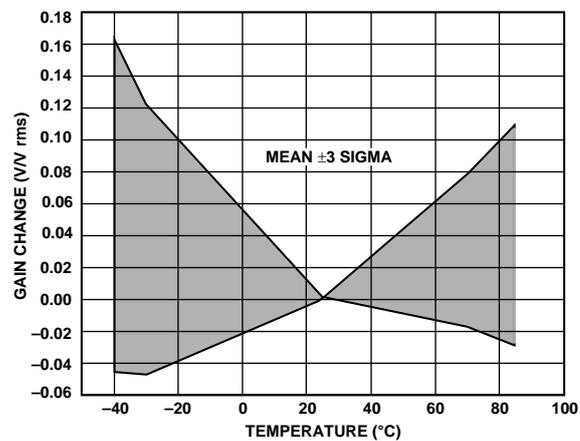
01088C-021

図 21.変換ゲイン変化の温度特性、電源 3 V、グラウンド・リファレンス・モード、周波数 900 MHz



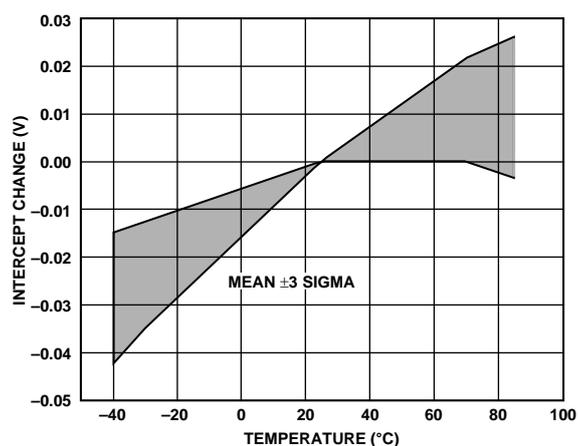
01088C-019

図 19.出力リファレンス変化の温度特性、電源 3 V、内部リファレンス・モード(MSOP の場合)



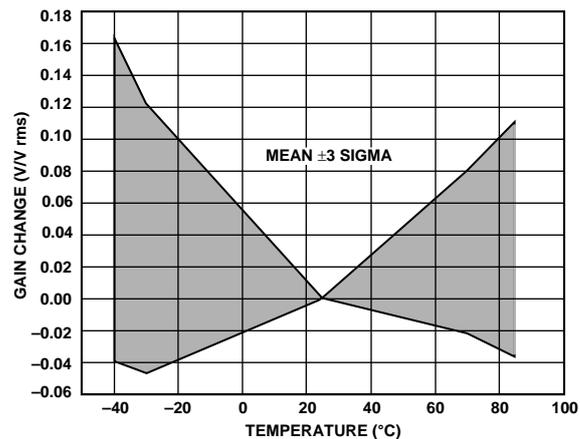
01088C-022

図 22.変換ゲイン変化の温度特性、電源 3 V、内部リファレンス・モード、周波数 900 MHz (MSOP の場合)



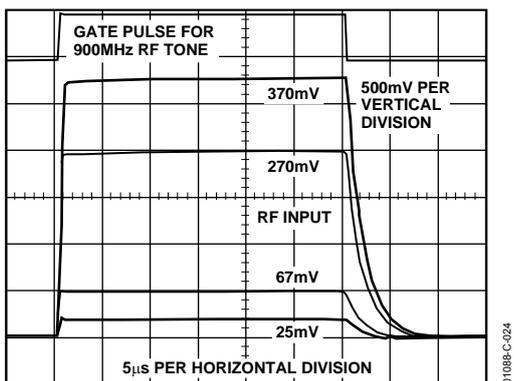
01088C-020

図 20.出力リファレンス変化の温度特性、電源 3 V、電源リファレンス・モード(MSOP の場合)



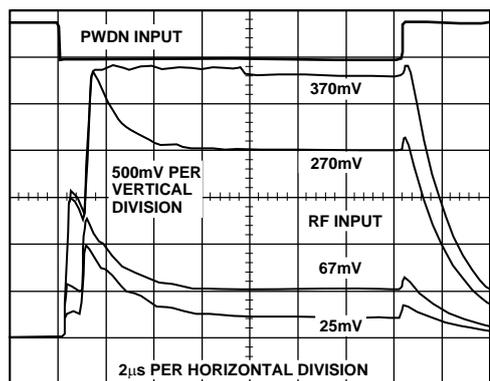
01088C-023

図 23.変換ゲイン変化の温度特性、電源 3 V、電源リファレンス・モード、周波数 900 MHz (MSOP の場合)



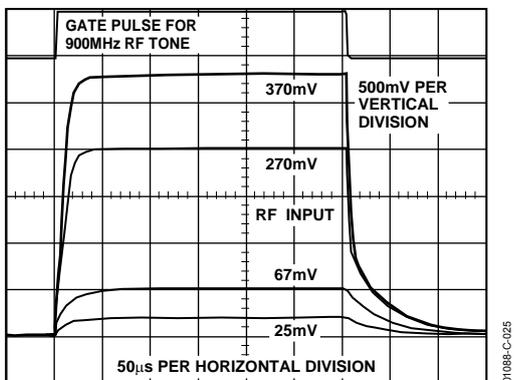
01088-C-024

図 24.さまざまな RF 入力レベルでの  
変調パルス入力に対する出力応答  
電源 3V、変調周波数 900 MHz、フィルタ・コンデンサなし



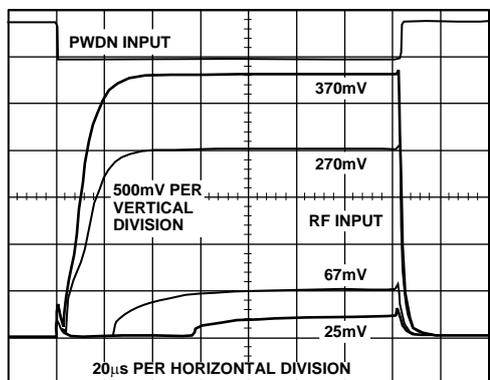
01088-C-027

図 27.さまざまな RF 入力レベルでの  
パワーダウン・モードを使った出力応答  
電源 3V、周波数 900 MHz、フィルタ・コンデンサなし



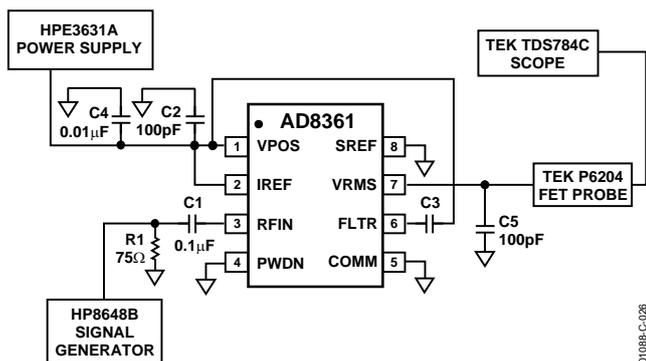
01088-C-025

図 25.さまざまな RF 入力レベルでの  
変調パルス入力に対する出力応答  
電源 3V、変調周波数 900 MHz、フィルタ・コンデンサ 0.01 µF



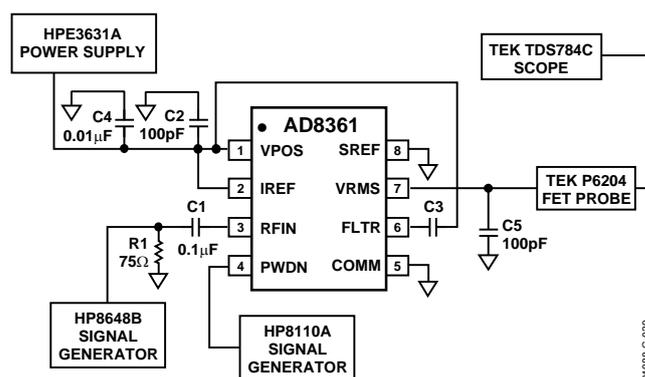
01088-C-028

図 28.さまざまな RF 入力レベルでの  
パワーダウン・モードを使った出力応答  
電源 3V、周波数 900 MHz、フィルタ・コンデンサ 0.01 µF



01088-C-026

図 26.変調パルス入力に対する出力応答用の  
ハードウェア構成



01088-C-029

図 29.パワーダウン・モードを使った出力応答用の  
ハードウェア構成

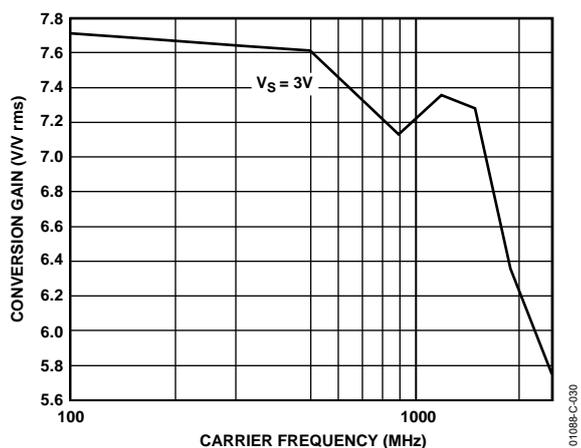


図 30. 変換ゲイン変化の周波数特性  
電源 3 V、グラウンド・リファレンス・モード  
周波数 100 MHz~2500 MHz、代表的デバイス

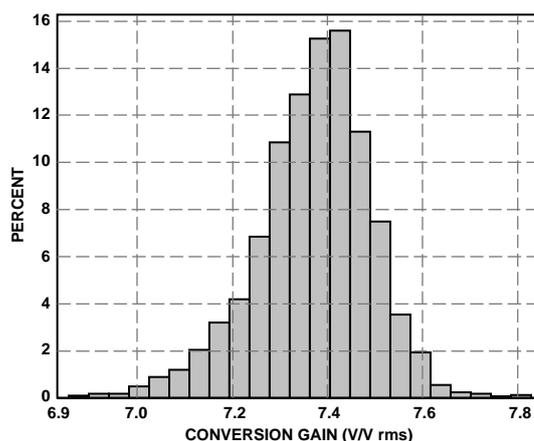


図 33. 変換ゲイン分布  
周波数 100 MHz、電源 5 V、サンプル・サイズ 3000

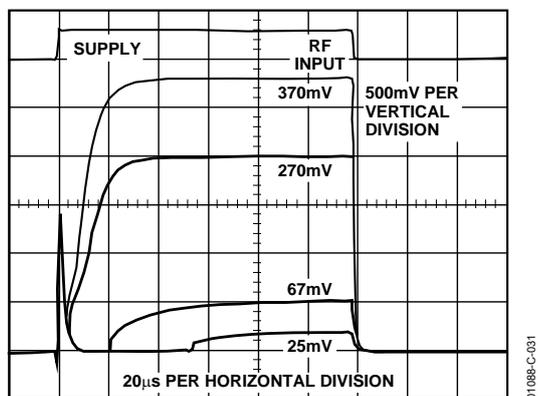


図 31. さまざまな RF 入力レベルでの  
電源ゲーティング時の出力応答  
電源 3 V、変調周波数 900 MHz、フィルタ・コンデンサ 0.01  $\mu$ F

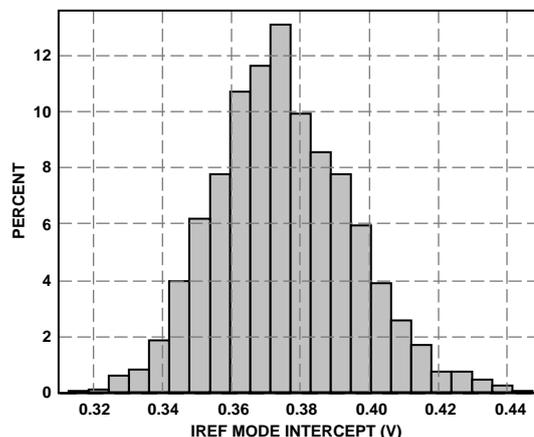


図 34. 出力リファレンス  
内部リファレンス・モード、電源 5 V、  
サンプル・サイズ 3000 (MSOP の場合)

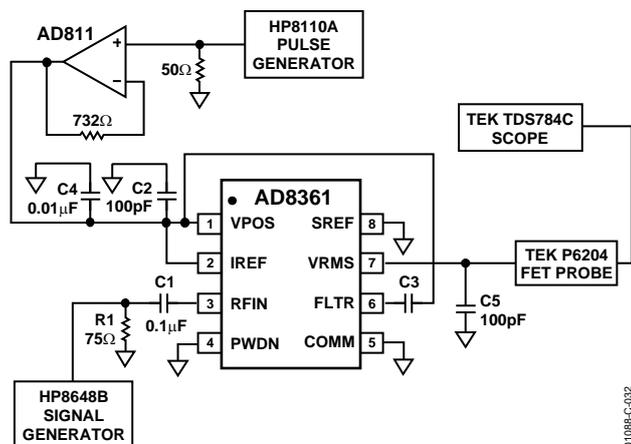


図 32. 電源ゲーティングに対する出力応答測定のハードウェア構成

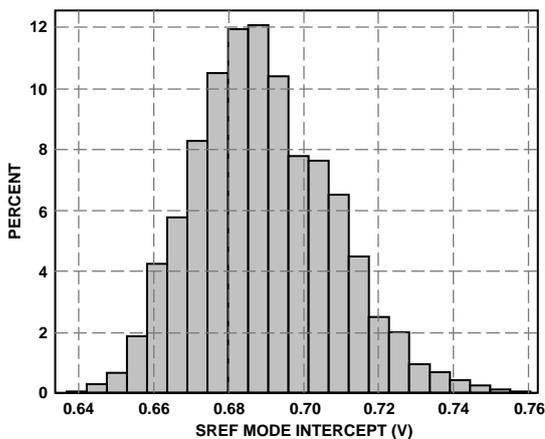


図 35. 出力リファレンス  
電源リファレンス・モード、電源 5 V、  
サンプル・サイズ 3000 (MSOP の場合)

## 回路説明

AD8361 は、基本的に波形に依存しない RF パワー計測方法を提供する rms に応答する(平均電力)検出器です。この機能は、高ゲイン誤差アンプの動作により 2 つの同じ 2 乗セルの出力をバランスさせる当社独自の技術を使って実現されています。

被測定信号は最初の 2 乗セルに入力され、この信号の公称(LF)抵抗は RFIN ピンと COMM ピン(グラウンド・プレーンに接続)との間で 225 Ω になります。入力ピンはグラウンドより約 0.8 V 高いバイアス電圧にあるため、結合コンデンサが必要です。これを外付け部品にすることにより、計測範囲を任意の低い周波数まで拡張することができます。

AD8361 は入力に与えられた電圧  $V_{IN}$  に応答し、この電圧を 2 乗して  $V_{IN}$  の 2 乗に比例する電流を発生します。この電圧は内部負荷抵抗に加えられます。この抵抗には並列にコンデンサが接続されています。これらによりローパス・フィルタが形成され、これにより  $V_{IN}$  の 2 乗平均が発生されます。本質的には電圧に応答しますが、対応する入力インピーダンスにより、等価電力の意味でこのポートが校正されます。したがって、1 mW は 447 mV rms の電圧入力に対応します。アプリケーションのセクションに、この入力を 50 Ω にマッチングさせる方法を示します。

ローパス・フィルタの電圧(任意の低い周波数が可能)は、誤差検出アンプの 1 つの入力に加えられます。2 つ目の同じ電圧 2 乗セルを使って、この誤差アンプに対する負帰還ループを形成します。この 2 つ目のセルは、AD8361 の疑似 DC 出力電圧の一部から駆動されます。2 つ目の 2 乗セルの入力電圧が  $V_{IN}$  の rms 値に一致すると、ループが安定状態になり、出力が入力の rms 値を表すようになります。帰還比は公称 0.133 で、次式のように rms-dc 変換ゲインは 7.5 になります。

$$V_{OUT} = 7.5 \times V_{IN} \text{ rms}$$

帰還パスを 2 つ目の 2 乗セル(被測定信号の入力に使用したものと同じ)まで完成させることにより、幾つかの利点が生じます。1 つ目は、これらのセル内のスケーリング効果が相殺されるために、2 乗セルのオープン・ループ応答を別々に取得しなくとも、全体のキャリブレーションが正確になることです。rms-dc 変換では、クローズド・ループ・スケーリングにリファレンス電圧が入力されないことに注意してください。2 つ目の利点は、2 個のセルの応答は温度に対して良く一致するため、優れたキャリブレーションの安定性が得られることです。

2 乗セルは、DC からマイクロ波まで固有な応答を持つ非常に広い帯域幅を持っていますが、このようなシステムのダイナミック・レンジは、2 乗セル出力でのダイナミック・レンジがはるかに大きくなるために、小さくなってしまいます。ダイナミック・レンジの下端で非常に小さい誤差信号を検出する精度には実用的な限界があります。これは、小さい入力での精度を制限する小さいランダム・オフセットがあるためです。

これに対して、AD8361 の 2 乗セルには AB 級の性質があります。ピーク入力は静止バイアス条件により制限されず、主に 2 乗則に従う損失により制限されます。したがって、応答レンジの上限は非常に大きな入力レベル(約 700 mV rms)となると同時に、適切な 2 乗則応答を維持しています。実際、最大有効レンジは出力振幅により制限されます。レール to レールの出力ステージでは、グラウンドより数 mV 上から電源の 100 mV 下まで変化することができます。出力により発生する制限の例として、ゲイン=7.5、最大出力=2.9 V、電源電圧=3 V のとき、最大入力は (2.9 V rms)/7.5、すなわち 390 mV rms になります。

### フィルタ機能

rms-dc 変換で重要点は、平均処理(2 乗平均の関数)が必要となることです。CDMA の場合のような複素 RF 波形では、内蔵のフィルタ機能(ローパス・フィルタ)は 100 MHz 以上の CW 信号に対しては十分ですが、信号に kHz 領域まで広がる変調成分がある場合は不十分です。このために FLTR ピンが設けてあります。このピンと VPOS ピンとの間にコンデンサを接続すると、平均処理時間を非常に低い周波数まで広げることができます。

### オフセット

出力にオフセット電圧を加えると(MSOP バージョン使用時)、グラウンドまで到達しないレンジを持つ ADC を使うことができるようになりますが、下端での精度が低下します。これはこの加えた電圧に元々存在する誤差のためです。この場合には、IREF (内部リファレンス)ピンを VPOS に、SREF (電源リファレンス)をグラウンドに、それぞれ接続する必要があります。

IREF モードでは、内部リファレンス・セルによりインターセプトを発生し、インターセプトは電源電圧に無関係な固定の 350 mV になります。このインターセプトをイネーブルするときは、IREF を解放にし、SREF をグラウンドに接続する必要があります。

SREF モードでは、電圧は電源から供給されます。このモードにするときは、IREF を VPOS に、SREF を VPOS に、それぞれ接続します。そうすると、オフセットは電源電圧に比例し、3 V 電源では 400 mV に、5 V 電源では 667 mV に、それぞれなりません。

## アプリケーション

### 基本接続

図 36～図 38 に、AD8361 のMSOPバージョンを 3 つの動作モードで動作させるときの基本接続を示します。すべてのモードで、デバイスは 2.7 V～5.5 V の単電源を使用しています。VPOSピンは 100 pF と 0.01 μF のコンデンサでデカップリングされています。動作モードでの 1.1 mA の静止電流は、PWDNピンをVPOSにプルアップすると、1 μA に削減することができます。

75 Ω の外付けシャント抵抗と AC 結合入力の組み合わせにより、全体の広帯域入力インピーダンスが約 50 Ω になります。結合コンデンサは入力とシャント・インピーダンスの間に接続する必要があります。入力インピーダンスと入力結合については、次に詳しく説明します。

入力結合コンデンサと内部入力抵抗(図 37)の組み合わせにより、次式のようにハイパス・コーナー周波数が求まります。

$$f_{3\text{ dB}} = \frac{1}{2\pi \times C_C \times R_{IN}}$$

図 36～図 38 に示す 100 pF のコンデンサにより、ハイパス・コーナー周波数は約 8 MHz になります。

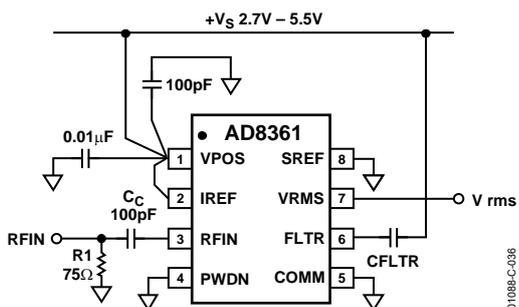


図 36. グラウンド・リファレンス・モードの基本接続

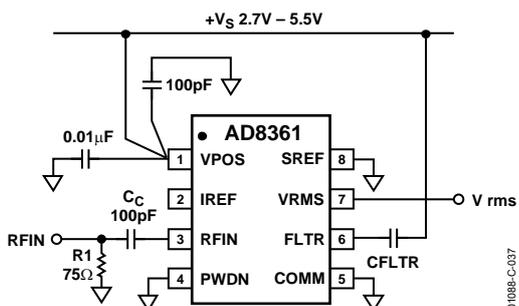


図 37. 内部リファレンス・モードの基本接続

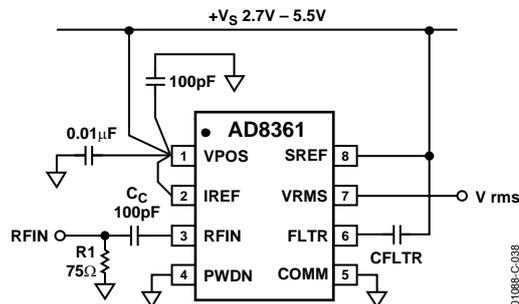


図 38. 電源リファレンス・モードの基本接続

出力電圧は、入力rms電圧の公称 7.5 倍です(変換ゲイン=7.5 V/V rms)。3 つの動作モードは、SREFピンとIREFピンを使って設定します。図 36 に示すグラウンド・リファレンス・モードでは、出力電圧がグラウンド付近から 5.0 V 電源で 4.9 V まで変化しますが、この他に 2 つのモードがあり、オフセット電圧を出力に加えることができます。内部リファレンス・モード(図 37)では、出力電圧振幅が 350 mV の内部リファレンス電圧により上方ヘシフトされます。電源リファレンス・モード(図 38)では、 $V_S/7.5$  のオフセット電圧が出力電圧に加えられます。表 4 に、接続、出力伝達関数、各モードの最小出力電圧(すなわちゼロ信号)をまとめて示します。

### 出力振幅

図 39 に、3 つのモードについて 5 V 電源電圧に対する AD8361 の出力振幅を示します。図 39 から、内部リファレンス・モードまたは電源リファレンス・モードでデバイスを動作させると、出力ヘッドルームが小さくなるため、実効ダイナミック・レンジが小さくなるのが分かります。低い電源電圧での応答は同じですが(電源リファレンス・モードでは、オフセットが小さい)、ヘッドルームが減少するため、ダイナミック・レンジがさらに狭くなります。図 40 に、種々の電源電圧での CW 入力に対する AD8361 の応答を示します。

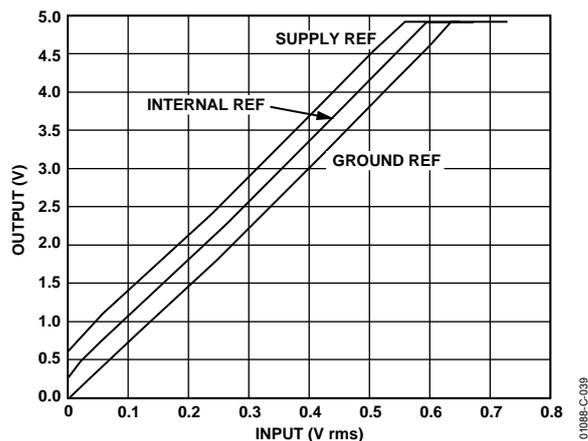


図 39. グラウンド、内部、電源リファレンス・モードでの出力振幅、VPOS = 5 V (MSOP の場合)

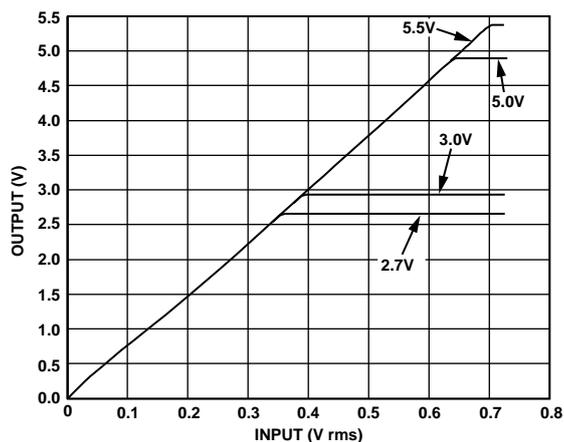


図 40. 電源電圧 2.7 V、3.0 V、5.5 V での出力振幅 (MSOP の場合)

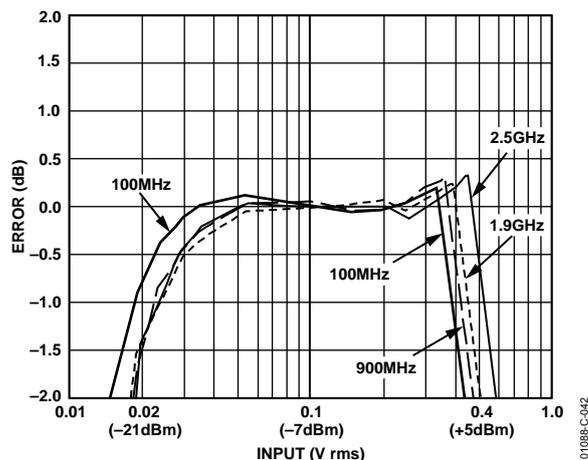


図 42. 入力レベル対代表的ユニットの誤差 (dB)、 $V_S = 2.7 V$

### ダイナミック・レンジ

AD8361 は公称伝達関数  $7.5 V/V$  rms を持つリニア応答デバイスであるため、dB で表すダイナミック・レンジは、図 39 のようなプロットから明確になりません。入力レベルは一定の dB ステップで増加すると、出力ステップ・サイズ (dB) も増加します。図 41 に、出力ステップ・サイズ (mV/dB) と公称伝達関数  $7.5 V/V$  rms に対する入力電圧との関係を示します。

表 4. グラウンド、内部、電源の各リファレンス・モードでの接続と公称伝達関数

Reference Mode	IREF	SREF	Output Intercept (No Signal)	Output
Ground	VPOS	COMM	Zero	$7.5 V_{IN}$
Internal	OPEN	COMM	0.350 V	$7.5 V_{IN} + 0.350 V$
Supply	VPOS	VPOS	$V_S/7.5$	$7.5 V_{IN} + V_S/7.5$

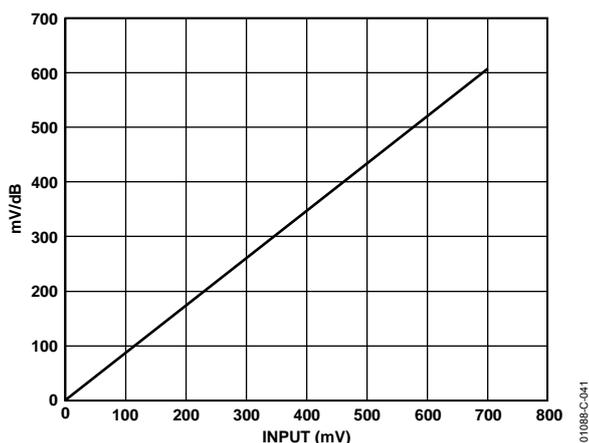


図 41. 入力電圧の関数としての理論出力ステップ・サイズ

出力電圧対入力電圧のプロットは直線になります。図 42 に示すようにログ・スケールで誤差をプロットすると、有効なことがあります。理論直線特性のプロットからの乖離は、上端では出力クリッピングにより、下端では信号オフセットにより、それぞれ発生します。ただし、下端でのオフセットは正または負であることができるため、このプロットは下端で上向きになる傾向があることに注意する必要があります。図 9、図 10、図 12、図 13 に、多数のデバイスでのデバイス誤差の  $\pm 3$  シグマ分布を示します。

また、周波数が高くなると、誤差プロットが右へシフトする傾向があることも図 42 から明らかです。周波数とともに入力インピーダンスが減少するため、入力に実際に加えられる電圧も減少する傾向があります(周波数に対してソース・インピーダンスが一定の場合)。ダイナミック・レンジは周波数に対してほぼ一定ですが、高周波で変換ゲインが少し減少します。

### 入力結合とマッチング

周波数が高くなると、AD8361 の入力インピーダンスの抵抗成分と容量成分は減少します(図 17)。抵抗成分は、100 MHz での 225  $\Omega$  から 2.5 GHz での約 95  $\Omega$  に変化します。

入力整合には多くのオプションがあります。複数の周波数での動作に対して、図 43 に示すグラウンドへの 75  $\Omega$  ショント抵抗が最適なマッチングを与えます。1つの周波数での使用に対しては、抵抗マッチングまたはリアクタンス・マッチングを使うことができます。スミス・チャートに入力インピーダンスをプロット、抵抗マッチングの最適値を計算することができます。入力インピーダンスがデバイス毎に変わっても 1 GHz までの周波数では VSWR を 1.5 より小さく維持することができます(入力インピーダンスと入力容量は公称値を中心に最大  $\pm 20\%$  変化することがあります)。非常に高い周波数 (1.8 GHz ~ 2.5 GHz) で、VSWR を 1.5 より小さくするためには、ショント抵抗は不十分です。VSWR がクリティカルな場合は、ショント成分を除去して、図 44 に示すように結合コンデンサと直列にインダクタを挿入します。

表 5 に、種々の周波数に対する推奨ショント抵抗値と高い周波数に対する直列インダクタ値を示します。結合コンデンサ  $C_C$  は、AC 短絡として機能するため、マッチングの部分として役立ちません。

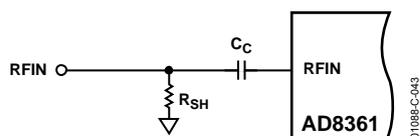


図 43.入力結合/マッチング・オプション  
広帯域抵抗マッチング

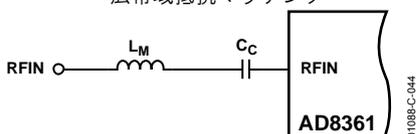


図 44.入力結合/マッチング・オプション  
直列インダクタ・マッチング

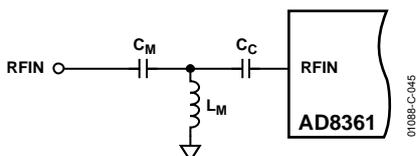


図 45.入力結合/マッチング・オプション  
狭帯域リアクタンス・マッチング

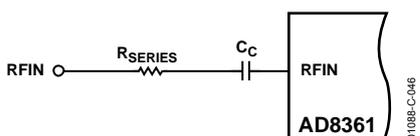


図 46.入力結合/マッチング・オプション  
入力信号の減衰

表 5.抵抗性または誘導性入力マッチングに対する推奨部品値(図 43 と 図 44)

Frequency	Matching Component
100 MHz	63.4 Ω Shunt
800 MHz	75 Ω Shunt
900 MHz	75 Ω Shunt
1800 MHz	150 Ω Shunt or 4.7 nH Series
1900 MHz	150 Ω Shunt or 4.7 nH Series
2500 MHz	150 Ω Shunt or 2.7 nH Series

あるいは、図 45 に示すように、グラウンドへ接続するシャント・インダクタと直列コンデンサを使ってリアクタンス・マッチングを実現することもできます。適切なマッチング部品の計算方法を AD8306 データ・シートの 12 ページに示します。

この方法によるマッチングでは、特に高い周波数で  $C_M$  の値が非常に小さくなります。そのため、1 pF 程度の小さい漂遊容量でマッチング品質が大幅に低下することがあります。リアクタンス・マッチングの主な利点は感度の増加で、これはマッチング回路により入力電圧が(インピーダンス比の平方根だけ)増幅されることにより発生します。に、リアクタンス・マッチングの推奨値を示します。

表 6.リアクタンス入力マッチングの推奨値(図 45)

Frequency (MHz)	$C_M$ (pF)	$L_M$ (nH)
100	16	180
800	2	15
900	2	12
1800	1.5	4.7
1900	1.5	4.7
2500	1.5	3.3

### 直列抵抗による入力結合

図 46 に、AD8361 への入力信号を結合する方法を示します。この方法は、AD8361 の入力範囲に比べて入力信号が大きいときに使うことができます。直列抵抗と AD8361 の入力インピーダンスの組み合わせにより、入力信号が減衰させられます。この直列抵抗が周波数に依存する入力インピーダンスを持つ圧器を構成するため、皮相ゲインが周波数とともに大幅に変わりますが、この方法には、RF パワー伝送アプリケーションから取り出されるパワーが非常に小さいという利点があります。抵抗が伝送線インピーダンスに比べて大きい場合、システムの VSWR への影響は比較的小さくなります。

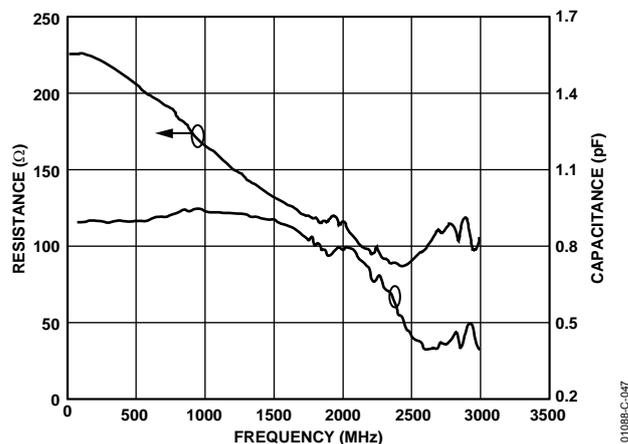


図 47.入力インピーダンスの周波数特性、電源 3 V、SOT-23

### フィルタ・コンデンサの選択

AD8361 の内蔵 27 pF フィルタ・コンデンサは、小信号での 2 kΩ から大信号での 500 Ω まで信号レベルにより変化する内部抵抗と並列に接続されます。これから得られる 3 MHz~12 MHz のローパス・コーナー周波数は、240 MHz (2 乗器出力周波数の 10 倍で、入力周波数の 2 倍)以上のすべての周波数に対して十分なフィルタ機能を提供しますが、CDMA 信号や W-CDMA 信号のような平均値対ピーク比が高い信号と低周波成分では、フィルタ機能の追加が必要です。GSM、PDC、PHS などの TDMA 信号は、正弦波に近いピーク対平均値比を持つため、内蔵フィルタで十分です。

AD8361 のフィルタ容量は、ピン 6 (FLTR)とVPOSの間にコンデンサを接続することにより効果を大きくすることができます。表 7 に、高いピーク対平均値比を持つ種々の通信規格に対するコンデンサ値の効果と出力残留リップル(ピークtoピーク値とrms V値)を示します。フィルタ・コンデンサを大きくすると、以下に説明するようにイネーブル時間とパルス応答時間が大きくなることに注意してください。

表 7. 波形に対する効果と残留 AC に対する CFILT

Waveform	C <sub>FILT</sub>	Output V dc	Residual AC		
			mV p-p	mV rms	
IS95 Reverse Link	Open	0.5	550	100	
		1.0	1000	180	
		2.0	2000	360	
	0.01 μF	0.5	40	6	
		1.0	160	20	
		2.0	430	60	
	0.1 μF	0.5	20	3	
		1.0	40	6	
		2.0	110	18	
	IS95 8-Channel Forward Link	0.01 μF	0.5	290	40
			1.0	975	150
			2.0	2600	430
0.1 μF		0.5	50	7	
		1.0	190	30	
		2.0	670	95	
W-CDMA 15 Channel	0.01 μF	0.5	225	35	
		1.0	940	135	
		2.0	2500	390	
	0.1 μF	0.5	45	6	
		1.0	165	25	
		2.0	550	80	

### 低周波での動作

AD8361 の仕様は最大 2.5 GHz までの動作に対して規定されていますが、動作周波数の下限はありません。入力ハイパス・フィルタのコーナー周波数を下げるためには、入力結合コンデンサを大きくするだけで済みます(100 MHz 以下の周波数に対しては 225 Ω の入力抵抗を使用してください)。2 乗回路出力の信号からリップルを除去するために、フィルタ・コンデンサを大きくすることも必要です。コーナー周波数は、2 kΩ の内部抵抗と外付けフィルタ容量の組み合わせにより設定されます。

### 消費電力、イネーブル、パワーオン

AD8361 の静止消費電流は、入力信号の大きさにより、信号なしの約 1 mA から 0.66 V rms (9.4 dBm、50 Ω) の入力レベルで 7 mA まで変化します。入力がこのポイントを超えて駆動されると、電源電流が急速に増加します(図 16 参照)。電源電圧に対して静止電流が少し変化します。

PWDN (ピン 4) を VPOS に接続するか、デバイスの電源をターンオフすることにより、AD8361 をディスエーブルすることができます。デバイスをターンオフすると明らかに消費電流をなくすることができますが、デバイスをディスエーブルすると、リーク電流を 1 μA 以下にすることができます。図 27 と 図 28 に、それぞれ容量なしと 0.01 μF のフィルタ容量を使用した場合について、PWDN ピンのパルスに対する AD8361 の出力応答を示します。ターンオン時間はフィルタ・コンデンサの関数になります。図 31 に、0.01 μF のフィルタ・コンデンサを使用し、電源をターンオン(PWDN をグラウンドに接続し、VPOS にパルスを入力)したときの出力応答のプロットを示します。この場合も、ターンオン時間はフィルタ・コンデンサのサイズにより大きな影響を受けます。

デバイスのディスエーブル(PWDN = VPOS)中に AD8361 入力を駆動すると、1 μA 以下のリーク電流は入力レベルの関数として増加します。デバイスをディスエーブルすると、出力インピーダンスは約 16 kΩ に増加します。

### ボルトから dBm への変換

多くのプロットで、横軸は rms V と dBm で表示されています。すべてのケースで、dBm は 50 Ω インピーダンスを基準にして計算されています。50 Ω システムで dBm と V との間の変換を行うときは、次の式を使うことができます。図 48 に、この変換を図示します。

$$Power (dBm) = 10 \log \left[ \frac{(V_{rms})^2}{50 \Omega} \right] = 10 \log (20 (V_{rms})^2)$$

$$V_{rms} = \sqrt{0.001 W \times 50 \Omega \times \log^{-1} \left( \frac{dBm}{10} \right)} = \sqrt{\frac{\log^{-1}(dBm/10)}{20}}$$

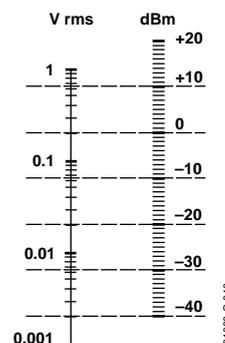


図 48. dBm から rms V への変換

## 出力駆動能力とバッファ機能

AD8361 は、約 3 mA の出力電流を供給することができます。さらに電流が必要な場合は、シンプルなバッファ回路を使うことができます(図 51 参照)。同じ回路を使って、7.5 V/V rms の公称変換ゲインを増減することができます(図 49 と 図 50 参照)。図 50 では、AD8031 は抵抗分圧器をバッファして 3.75 V/V rms の傾きを実現しています。図 49 では、オペアンプ・ゲイン=2 により、傾きは 15 V/V rms に増えています。他の抵抗値を使うと、傾きを任意の値に変えることができます。これらの例で使用された AD8031 レールtoレール・オペアンプは、5 V 単電源で 50 mV~4.95 V の振幅が可能で、2.7 V までの低い電源電圧で動作することができます。大きな出力電流(>10 mA)が必要な場合は、レールtoレール機能を持つ AD8051 を使うと、3 V までの低い電源電圧で動作することができます。このデバイスは 45 mA までの出力電流を供給することができます。

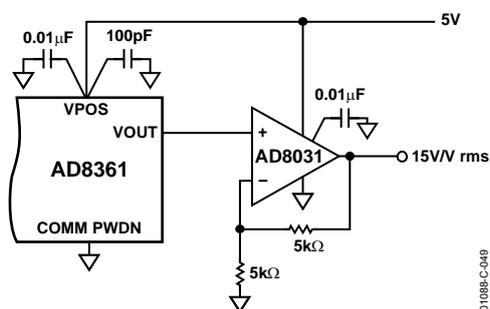


図 49. 出力バッファ機能オプション、傾き = 15 V/V rms

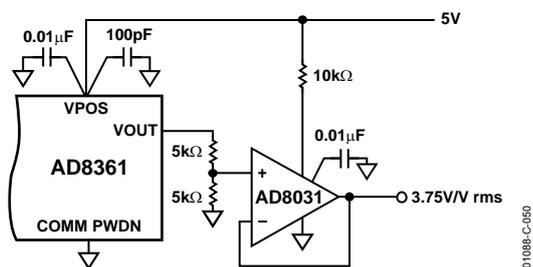


図 50. 出力バッファ機能オプション、傾き = 3.75 V/V rms

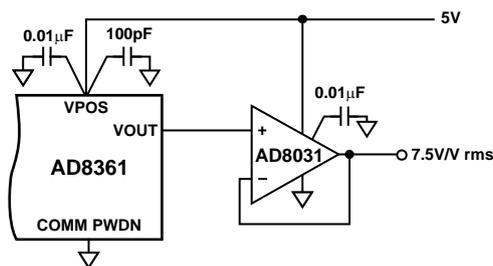


図 51. 出力バッファ機能オプション、傾き = 7.5 V/V rms

## 出力リファレンスの温度ドリフト補償

AD8361 の低温度ドリフトによる誤差は、温度が既知の場合削減することができます。多くのシステムでは、温度センサーを採用しています。センサー出力は一般にデジタル化されて、ソフトウェアによる補正が行われます。この情報を使うと、周囲温度では 2 ポイント・キャリブレーションで済みます。

周囲温度 (25°C) での AD8361 出力電圧は次式で表すことができます。

$$V_{OUT} = (GAIN \times V_{IN}) + \zeta_{OS}$$

ここで、 $GAIN$  は V/V rms で表した変換ゲイン、 $V_{OS}$  は 0 V の入力レベルに対して外挿した出力電圧。 $GAIN$  と  $V_{OS}$  (インターセプトと出力リファレンスとも呼ばれます) は、特定の 2 つの入力レベルに対する出力電圧を測定して、シンプルな 2 ポイント・キャリブレーションを使って周囲温度で計算することができます。最大のリニア・ダイナミック・レンジを得るためには、約 35 mV rms (-16 dBm) と 250 mV rms (+1 dBm) でのキャリブレーションが推奨されます。ただし、アプリケーションに合わせて、その他のレベルとレンジを選択することができます。 $GAIN$  と  $V_{OS}$  は、次式を使って計算します。

$$GAIN = \frac{(V_{OUT2} - V_{OUT1})}{V_{IN2} - V_{IN1}}$$

$$V_{OS} = V_{OUT1} - (GAIN \times V_{IN1})$$

$GAIN$  と  $V_{OS}$  は温度に対してドリフトしますが、 $V_{OS}$  のドリフトは、出力に比べ誤差に対して大きな影響を与えます。これは、図 18 と 図 21 のデータ (インターセプト・ドリフトと変換ゲイン) を  $V_{OUT}$  の式に代入すると明らかになります。これらのプロットは、図 14 と 図 15 に一致しています。これは、温度ドリフトによる誤差は、入力レベルの増加とともに減少することを示しています。これは、オフセット誤差の全体の測定誤差に対する影響がレベルの増加とともに少なくなることに起因しています。

図 18 から、平均インターセプト・ドリフトは -40°C ~ +25°C で 0.43 mV/°C に、+25°C ~ +85°C で 0.17 mV/°C にそれぞれなります。厳密でない補償方式の場合、全温度範囲での平均ドリフトは次のように計算されます。

$$DRIFT_{V_{OS}} (V/^{\circ}C) = \left( \frac{0.010 V - (-0.028 V)}{+85^{\circ}C - (-40^{\circ}C)} \right) = 0.000304 V/^{\circ}C$$

ドリフト  $V_{OS}$  を考慮すると、 $V_{OUT}$  の式は次のようになります。

$$V_{OUT} = (GAIN \times V_{IN}) + V_{OS} + DRIFT_{V_{OS}} \times (TEMP - 25^{\circ}C)$$

$V_{IN}$ の温度補償値を求めるために、この式を次のように変形することができます。

$$V_{IN} = \frac{(V_{OUT} - V_{OS} - DRIFT_{VOS} \times (TEMP - 25^{\circ}C))}{GAIN}$$

図52に、出力電圧と誤差(dB)を代表的なデバイスの入力レベルの関数として示します(出力電圧は対数スケールでプロットしてあります)。図53に、温度補償アルゴリズムを適用した後の、入力レベル計算値の誤差を示します。電源電圧=5Vの場合、このデバイスは35dBのダイナミック・レンジで温度に対して約 $\pm 0.3$ dBのワーストケース・リニアリティ誤差を持ちます。

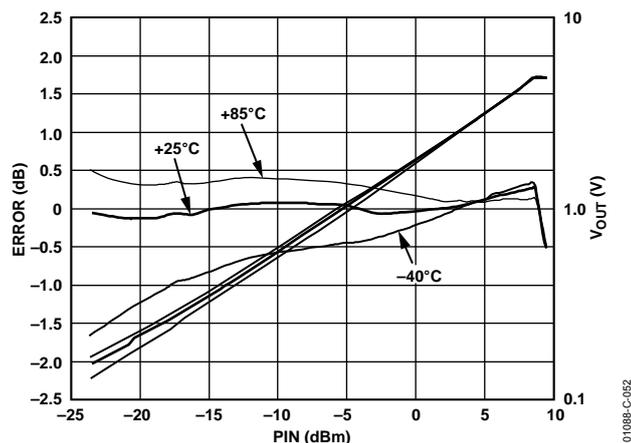


図 52. 入力レベル対出力電圧と誤差の typ 値  
800 MHz、 $V_{POS} = 5$  V

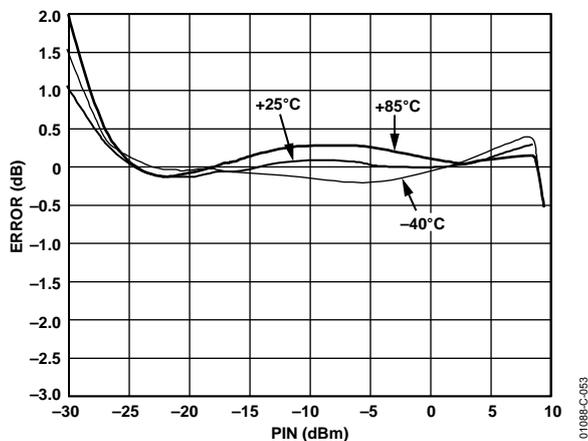


図 53. 出力リファレンスの温度補償後の誤差  
800 MHz、 $V_{POS} = 5$  V

## 周波数拡張のキャラクタライゼーション

AD8361 は本来パワー測定および携帯電話アプリケーションのコントロール・デバイスを対象としていますが、AD8361 は高い周波数で役立つ性能を持っています。代表的なアプリケーションとしては、MMDS、LMDS、WLAN、その他の非携帯電話動作などがあります。

2.5 GHz より高い周波数で AD8361 をキャラクタライズするため、小数のデバイスをテストしました。 $-30^{\circ}C \sim +80^{\circ}C$  の温度範囲で、ダイナミック・レンジ、変換ゲイン、出力インターセプトを幾つかの周波数で測定しました。キャラクタライゼーション・プロセスでは変化するピーク対平均値波形性能をアクセスするために CW と 64 QAM 変調された入力波形を使用しました。

デバイスのダイナミック・レンジは、デバイスが理論伝達関数に対する許容誤差マージン内に収まる入力電力範囲として計算しました。デバイスは、周波数と温度に対してテストしました。与えられたアプリケーションに対する許容誤差マージンを求めた後、図 54～図 57 のプロットを使って有効ダイナミック測定範囲を求めることができます。例えば、1 dB の誤差マージンと 3 GHz の変調されたキャリアの場合、有効ダイナミック・レンジは、図 57 の 3 GHz プロットから求めることができます。 $-30^{\circ}C$  のカーブは、 $-1$  dB の誤差規定値と  $-17$  dBm で交差することに注意してください。5 V 電源の場合、圧縮を避けるために最大入力電力は 6 dBm を超えることはできません。したがって、有効ダイナミック・レンジは次のようになります。

$$6 \text{ dBm} - (-17 \text{ dBm})$$

あるいは、 $-30^{\circ}C \sim +80^{\circ}C$  の温度範囲で 23 dBm になります。

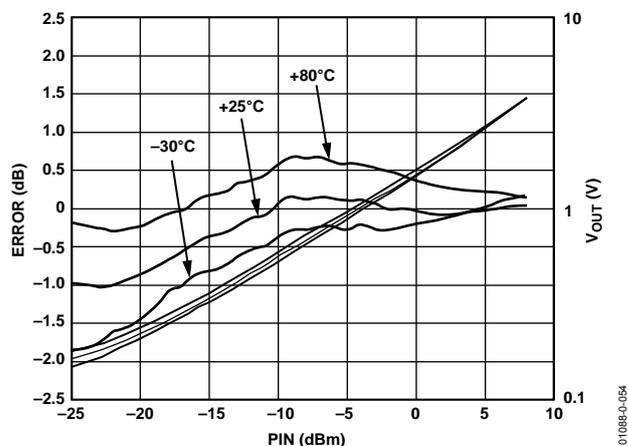


図 54. 64 QAM 変調信号に対して 1.5 GHz で測定した伝達関数と誤差のプロット

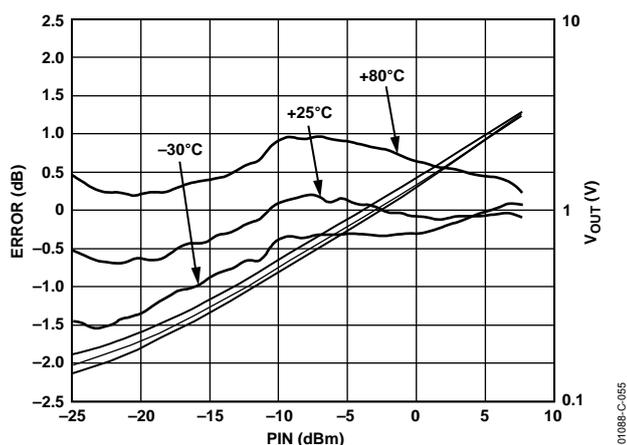


図 55.64 QAM 変調信号に対して 2.5 GHz で測定した伝達関数と誤差のプロット

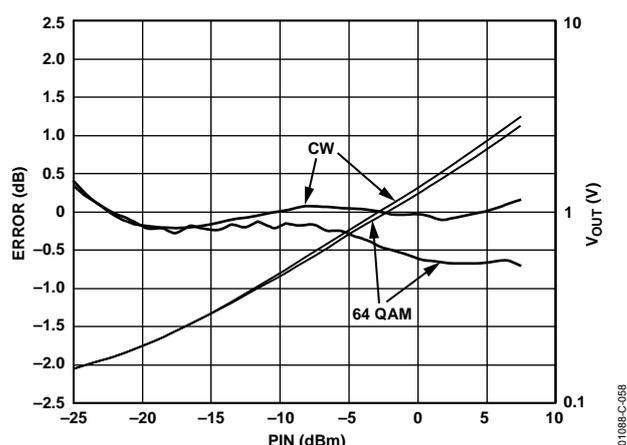


図 58.入力駆動レベル対 CW リニア・リファレンスからの誤差 CW と 64 QAM 変調信号、3.0 GHz

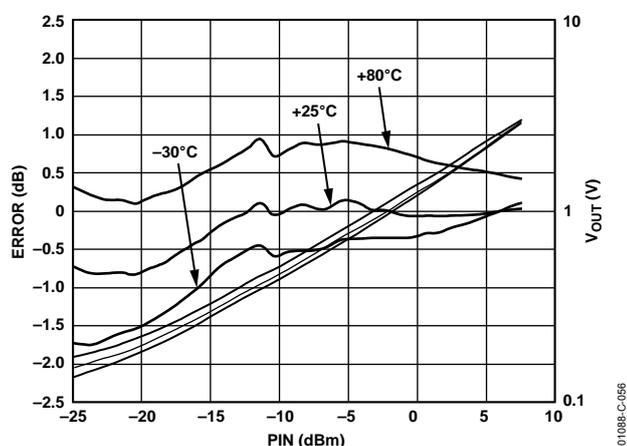


図 56.64 QAM 変調信号に対して 2.7 GHz で測定した伝達関数と誤差のプロット

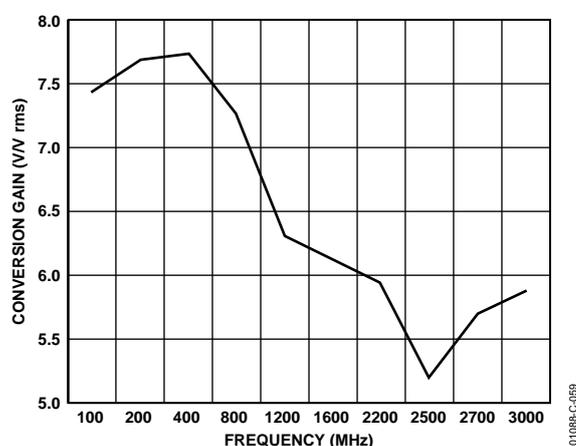


図 59.変換ゲインの周波数特性  
代表的デバイス、電源 3 V、グラウンド・リファレンス・モード

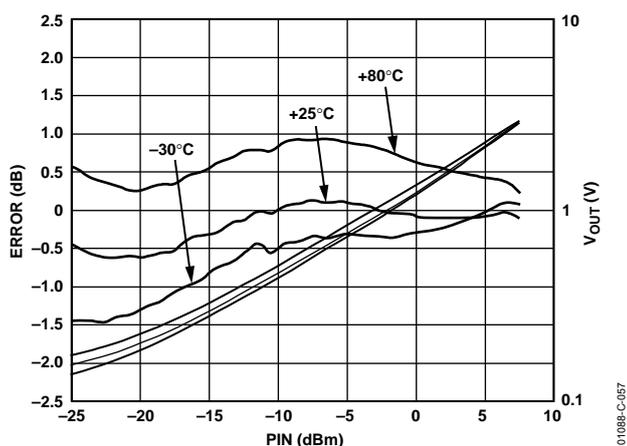


図 57.64 QAM 変調信号に対して 3.0 GHz で測定した伝達関数と誤差のプロット

CW入力と 64 QAM入力波形に対する伝達関数と誤差を 図 58 に示します。誤差カーブは、CWデータに基づくリニア・リファレンスから得ています。64 QAM変調の波高率の増加により、AD8361 の出力が減少しました。出力のこの減少は、限定された帯域幅と内部ゲイン・ステージの圧縮に起因しています。この不正確さは、波高率が変化する信号を測定するシステムで考慮する必要があります。

変換ゲインは、入力rms電圧に対する出力電圧の傾きとして求められます。理論最適カーブは、与えられた電源電圧と温度で測定した伝達関数から求めることができます。理論カーブの傾きは、特定のデバイスの変換ゲインとして決定されます。変換ゲインは、RF波形のrms入力電圧に対するAD8361 の測定感度に関係します。変換ゲインは、多数のデバイスについて $-30^{\circ}\text{C}$ ~ $+80^{\circ}\text{C}$ の温度範囲で測定しました。代表的なデバイスの変換ゲインを 図 59 に示します。変換ゲインは周波数の増加とともに減少する傾向がありますが、AD8361 は 2.5 GHzより高い周波数で測定機能を提供します。ただし、高い周波数での変換ゲインの変化に対応するため与えられたアプリケーションに対してキャリブレーションする必要があります。

## AD8361 のダイナミック・レンジの拡張

AD8361 の正確な測定範囲は、小入力信号に対する内部 DC オフセットと大信号に対する 2 乗則適合誤差により制限されます。測定範囲は、異なる信号レベルで動作する 2 個のデバイスを使い、優勢な入力レベルで正確な結果を与える方のデバイスの出力のみを選択することにより、拡張することができます。

図 60 に、この考えの実施を示します。この回路では、2 個の AD8361 の伝達関数の不完全な一致の影響を小さくするために、出力の選択は約 3 dB の入力レベル範囲で徐々に行います。このような不一致は一般に、RF プリアンプ U1 のゲイン変動および温度による両 AD8361 のゲインと傾きの変動のために発生します。

一方の AD8361 (U2) はその前までに約 14 dB のネット・ゲインを持つため、低い入力信号レベルで最も正確に動作します。こ

れは、弱い信号パスと呼ばれます。これに対して U4 は、ゲインの追加がなく、高いレベルで正確な応答を提供します。伝達関数 (R1 のスライダから見た) の傾きを U4 自体の傾きと一致させるようにするため U2 の前のゲインの影響を相殺させるために、U2 の出力は R1 により減衰させられます。

U3、U5、U6 から構成される回路は一種のクロスフェーダとして機能し、2 つの入力の相対ゲインを Q1 と Q2 で構成されるファジー・コンパレータの出力電流により徐々に決定します。R2 のスライダが 2.5 V dc であるとする、ファジー・コンパレータは、U2 出力が約 2.0 V dc より低いとき弱い信号パスをフルに選択し、U3 出力が約 3.0 V dc を超えたとき強い信号パスをフルに選択するように指示します。U3 と U5 は OTA (相互コンダクタンス・オペ・アンプ) です。

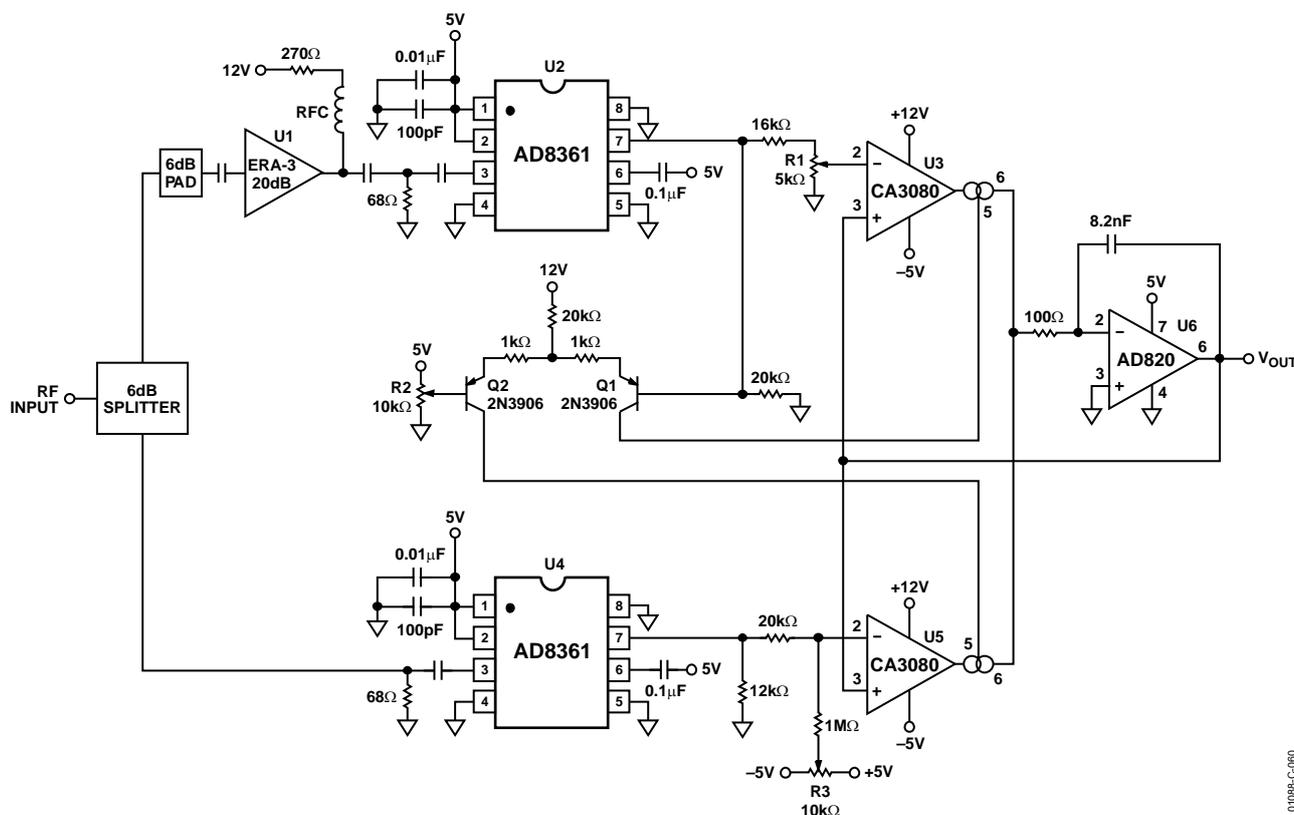


図 60. レンジ拡張アプリケーション

01088-C-060

U6 は、OTA に固有な  $\tanh$  伝達関数を直線化する帰還を提供します。OTA の一方がフル選択されたとき、帰還が非常に有効に機能します。アクティブな OTA はゼロの差動入力を持ち、非アクティブな OTA は大きな差動入力を持つ可能性があります。ただし、両 OTA は出力に影響しないのでこれは問題になりません。ただし、両 OTA がある程度アクティブになり、かつクロスフェーダへの 2 つの信号入力が異なる場合、両 OTA がゼロ差動入力を持つことが不可能になります。この場合、OTA の非直線的な伝達関数のため、クロスフェーダは明らかに歪みが発生します。幸いなことに、このアプリケーションでは、歪みは次の 2 つの理由で大きな問題にはなりません。

1. クロスフェーダへの入力レベルの不一致は、非常に大きな歪みを生ずるほど大きくなることはありません。これは、AD8361 の適切な動作によります。
2. この場合の歪みの影響は、クロスフェーダの 2 つの入力間での変化のほぼ直線的であった傾きに歪みを与えるだけです。

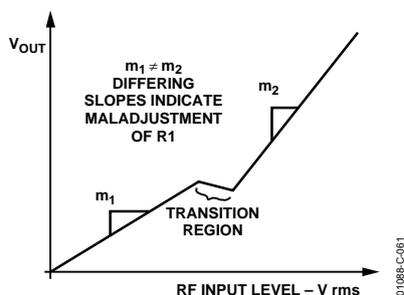


図 61.傾きの調整

この回路には、調節可能なポテンショメータが 3 個あります。推奨セットアップ手順を次に示します。

1. R3 をミッドレンジに予め設定します。
2. スライダの電圧が変化領域の中心になるように R2 を設定します(約 2.5 V DC を推奨)。
3. 伝達関数の傾きが変化領域の両側で一致するように R1 を設定します。この作業は、変化領域の両側間で傾きの一致度を知るために伝達関数全体のプロット(両軸でリニア電圧スケールを使用)を作成することにより最も能率よく行うことができます(図 61 参照)。注:傾きの差を正確に読み取るために、R3 を調節して伝達関数の大きなずれを除去することが便利です。
4. 最後に、必要に応じて R3 を際調節して伝達関数の残っているずれを除去します(図 62 参照)。

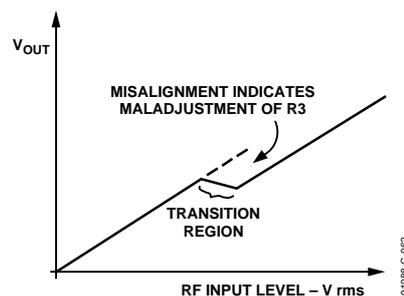


図 62.インターセプトの調整

原理的に、この方法は測定範囲をさらに広げるために 3 個以上の AD8361 に拡張することができます。ただし、強い信号条件の下で弱い方の信号パスで AD8361 を過駆動しないように注意することが非常に重要です。

図 63 に、範囲を拡張した伝達関数を複数の温度に対して示します。約 0.2 V rms の不連続は部品の温度依存性から生じます。図 64 に、of the 範囲拡張回路の誤差(dB)を周囲温度に対して示します。1 dB の誤差マージンの場合、範囲拡張回路は 38 dB の測定範囲を提供します。

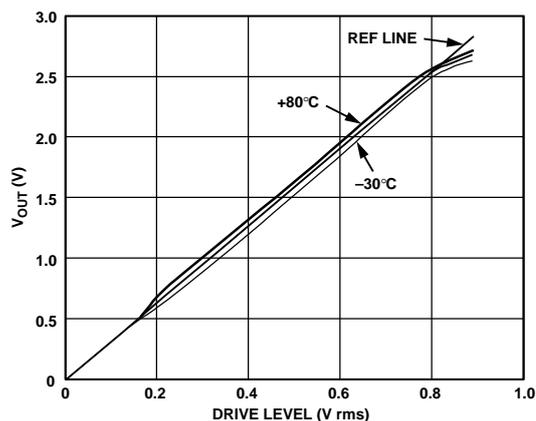
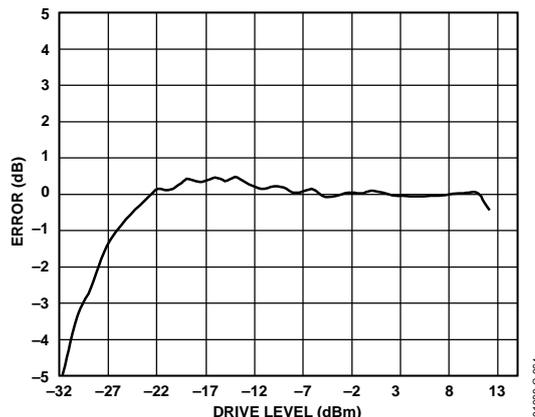


図 63.種々の温度での駆動レベル対出力、1 GHz の 64 QAM 変調信号

図 64.リニア・リファレンス電圧の誤差 25°C  
1 GHz の 64 QAM 変調信号

## 評価ボード

図65と図68に、AD8361評価ボードの回路図を示します。未実装部品は破線で表示してあります。部品面のレイアウトとシルクスクリーンを図66、図67、図69、図70に示します。ボードの電源は、2.7 V～5.5 V範囲の単電源です。電源は、100 pFと0.01  $\mu$ Fのコンデンサでデカップリングしています。R6での直列抵抗または直列インダクタとしてデカップリングを追加することもできます。表8に、評価ボードの種々の設定オプションを示します。

表 8. 評価ボードの設定オプション

部品	機能	デフォルト状態
TP1、TP2	グラウンドおよび電源ベクタピン。	Not Applicable
SW1	デバイス・イネーブル。ポジション A のとき、PWDN ピンは+V <sub>S</sub> 接続されて、AD8361 はパワーダウン・モードになります。ポジション B のとき、PWDN ピンはグラウンドに接続されて、デバイスは動作モードになります。	SW1 = B
SW2/SW3	動作モード。グラウンド・リファレンス・モード、内部リファレンス・モード、電源リファレンス・モードを選択します。詳細については、表 7 を参照。	SW2 = A, SW3 = B (Ground Reference Mode)
C1、R2	入力結合。ポジション R2 の 75 $\Omega$ 抵抗と AD8361 の内部入力インピーダンスの組み合わせにより、約 50 $\Omega$ の広帯域入力インピーダンスを提供します。特定の周波数で正確なマッチングを得るためには、R2 を様々な値で置き換えることができます(入力結合とマッチングおよび図 43～図 46 参照)。  コンデンサ C1 により入力信号を AC 結合し、コーナー周波数が約 8 MHz のハイパス入力フィルタを形成します。低周波での動作向けに C1 を大きくすることができます。入力に減衰抵抗が必要な場合は、直列抵抗 R1 (公称 0 $\Omega$ ) を適切な値で置き換えることができます。	R2 = 75 $\Omega$ (Size 0402) C1 = 100 pF (Size 0402)
C2、C3、R6	電源デカップリング。公称 0.01 $\mu$ F と 100 pF の電源デカップリング。R6 の直列インダクタまたは小さい抵抗を置き換えてデカップリングを強化することもできます。	C2 = 0.01 $\mu$ F (Size 0402) C3 = 100 pF (Size 0402) R6 = 0 $\Omega$ (Size 0402)
C5	フィルタ・コンデンサ。内蔵の 50 pF 平均処理コンデンサは、C5 の容量を変更して効果を大きくすることができます。	C5 = 1 nF (Size 0603)
C4、R5	出力負荷。C4 と R5 の抵抗とコンデンサを置き換えて、テスト用 V <sub>rms</sub> 負荷を与えることができます。	C4 = R5 = Open (Size 0603)

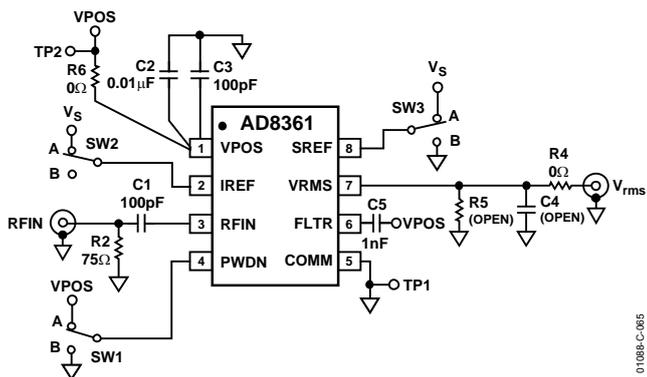


図 65. 評価ボード回路図、MSOP

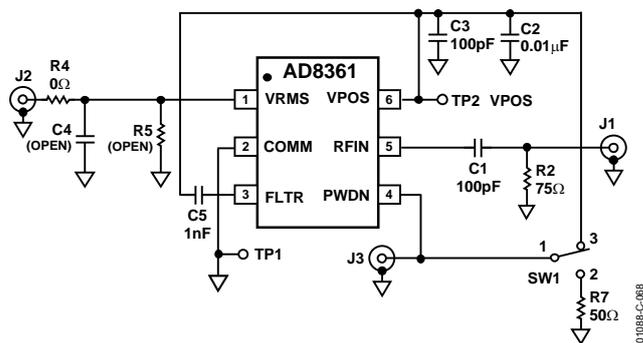


図 68. 評価ボードの回路図、SOT-23

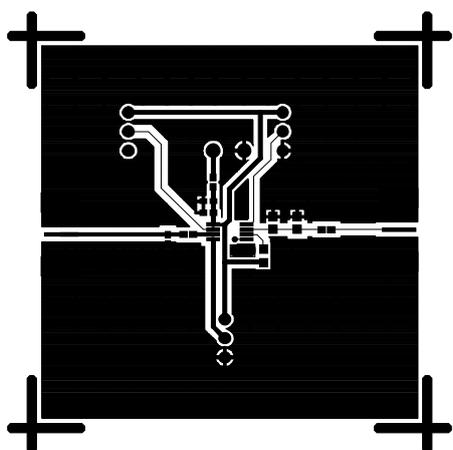


図 66. 部品面のレイアウト、MSOP

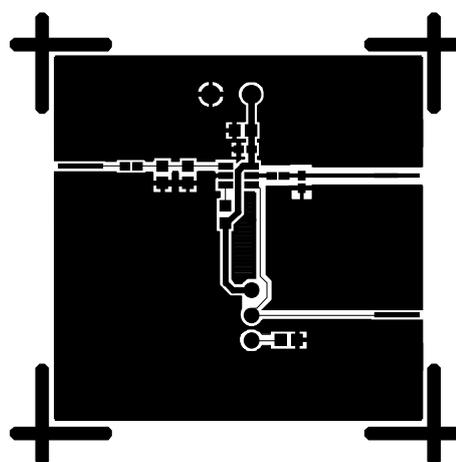


図 69. 部品面のレイアウト、SOT-23

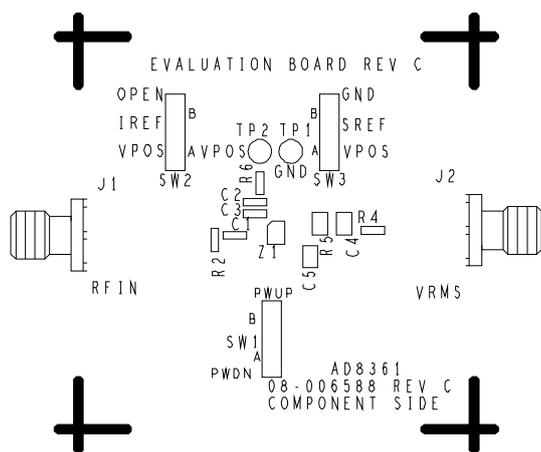


図 67. 部品面のシルクスクリーン、MSOP

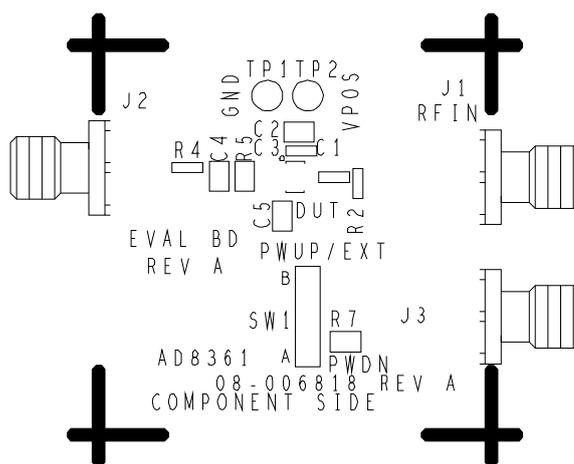


図 70. 部品面のシルクスクリーン、SOT-23

評価ボードを使用して AD8361 性能を評価するとき、インピーダンスの不整合から問題が生ずることがあります。これらの問題を少なくする 1 つの方法は、RFIN SMA コネクタに同軸 3 dB 減衰器を接続することです。ソース、ケーブル、ケーブル接続での不整合や評価ボード上でのこれらの不整合から、これらの問題が発生することがあります。

このような問題のシンプルな(さらに一般的な)例は、ソースと評価ボードでの不整合から発生する 3 回の反射です。この場合、ソースからの信号が評価ボードに到達し、不整合により反射されます。この反射がソースの不整合に到達すると、新しい反射が発生して、これが評価ボードに戻りボードに入射する元の信号に加わります。発生する電圧は、ケーブル長と元の信号と反射信号の相対位相に対する周波数依存性により変化します。ボード入力に 3 dB パッドを接続すると、ボードでの整合を改善できるため、ソース不整合の影響を弱くすることができます。このような対策を行うと、測定はケーブル長やその他の治具問題の影響を受け難くなります。実際のアプリケーションで AD8361 とソースの距離が短く適切な場合には、この 3 dB 減衰器は不要です。

## キャラクタライゼーションのセットアップ

### 装置

基本的なキャラクタライゼーション・セットアップを図 72 に示します。使用した信号ソースは Rohde & Schwarz SMIQ03B、バージョン 3.90HX です。IS95 リバース・リンク、IS95 の 9 アクティブ・チャンネル・フォワード(フォワード・リンク 18 設定)、W-CDMA 4 チャンネル、15 チャンネルに対して使用した変調済み波形は、デフォルトの設定コーディングとフィルタリングを使って発生しました。信号レベルは 50 Ω インピーダンスでキャラクタライゼーションしました。

### 解析

変換ゲインと出力リファレンスは、動作範囲の中央(35 mV rms ~250 mV rms)で取得したデータに実行した線形回帰の係数を使って求めました。この範囲は、オフセットによりリニア応答が歪みを受ける動作領域を避けて選択されました。誤差は、CW 波形に対するリニア応答と 2°C 性能の出力差から得た 2 形式で誤差を表しました。

CW 波形に対するリニア応答から得た誤差は、変換ゲインと出力リファレンスで決定される理論出力の差です。これは、CW 波形と変調済み波形に対するデバイス応答の線形性を表します。この誤差(dB)では、変換ゲインと入力の積をその基準として使っています。CW 波形に対するリニア応答から得た誤差は、各デバイスのゲインと出力リファレンスを使って計算しているため絶対精度を表していません。ただし、デバイス応答に対する線形性と変調の効果は表しています。25°C 性能から得た誤差では、与えられたデバイスと波形タイプの性能を基準として使っています。これは、主に温度に対する出力変動を表しています。

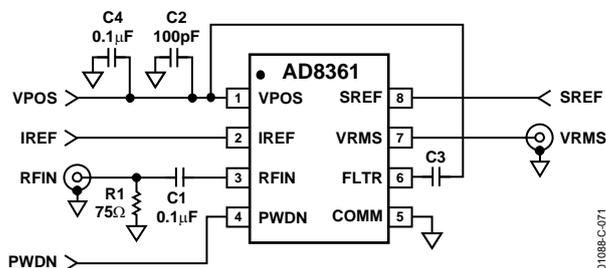


図 71. キャリブレーション・ボード

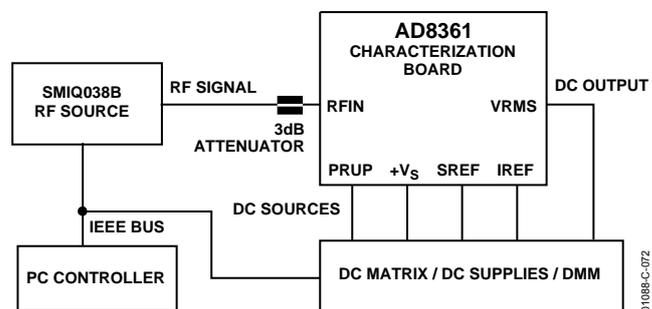


図 72. キャリブレーションのセットアップ

## 外形寸法

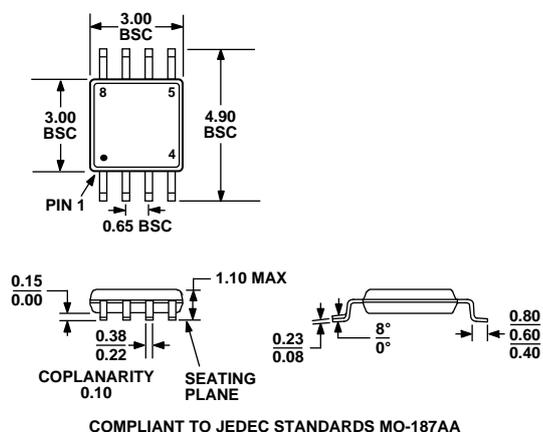


図 73. 8 ピン・ミニ・スモール・アウトライン・パッケージ[MSOP]  
(RM-8)  
寸法: mm

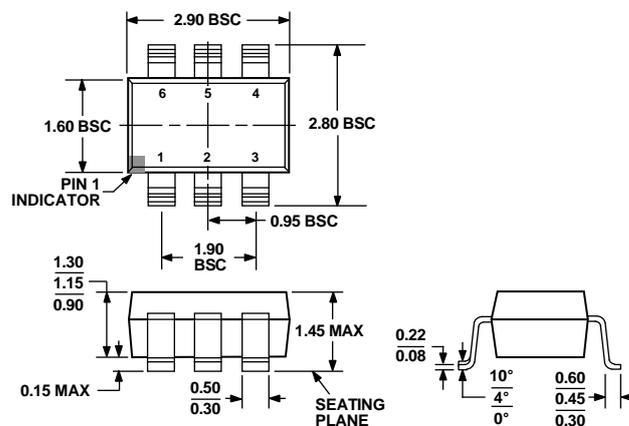


図 74. 6 ピン・スモール・アウトライン・トランジスタ  
パッケージ[SOT-23]  
(RT-6)  
寸法: mm

## オーダー・ガイド

Model	Temperature Range	Package Description	Package Option	Branding
AD8361ARM	-40°C to +85°C	8-Lead MSOP, Tube	RM-8	J3A
AD8361ARM-REEL	-40°C to +85°C	8-Lead MSOP, 13" Tape and Reel	RM-8	J3A
AD8361ARM-REEL7	-40°C to +85°C	8-Lead MSOP, 7" Tape and Reel	RM-8	J3A
AD8361ARMZ <sup>1</sup>	-40°C to +85°C	8-Lead MSOP, Tube	RM-8	J3A
AD8361ARMZ-REEL <sup>1</sup>	-40°C to +85°C	8-Lead MSOP, 13" Tape and Reel	RM-8	J3A
AD8361ARMZ-REEL7 <sup>1</sup>	-40°C to +85°C	8-Lead MSOP, 7" Tape and Reel	RM-8	J3A
AD8361ART-REEL	-40°C to +85°C	6-Lead SOT-23, 13" Tape and Reel	RT-6	J3A
AD8361ART-REEL7	-40°C to +85°C	6-Lead SOT-23, 7" Tape and Reel	RT-6	J3A
AD8361ARTZ-RL7 <sup>1</sup>	-40°C to +85°C	6-Lead SOT-23, 7" Tape and Reel	RT-6	J3A
AD8361-EVAL		Evaluation Board MSOP		
AD8361ART-EVAL		Evaluation Board SOT-23-6L		

<sup>1</sup>Z = 鉛フリー・デバイス