

### 特長

広帯域幅：1MHz~8GHz  
 高精度：55dBのレンジで±1.0dB (f<5.8GHz)  
 温度に対する安定性：±0.5dB  
 ローノイズの計測／コントローラ出力VOUT  
 パルス応答時間10/12ns (立下がり／立上がり)  
 温度センサーを内蔵  
 省スペースのCSPパッケージ  
 パワーダウン機能：5Vで<1.5mW  
 単電源動作：5V (@68mA)  
 高速SiGeプロセスで製造

### 機能ブロック図

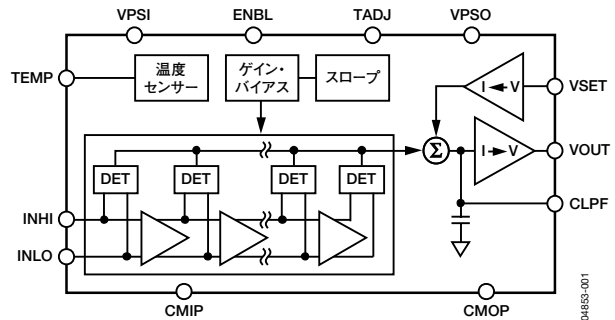


図1

### アプリケーション

RF送信用PAのセットポイント制御とレベル・モニタリング  
 基地局、WLAN、レーダーでのRSSI計測

### 概要

復調ログアンプのAD8318は、RF入力信号を対応するデシベル・スケールの出力電圧に正確に変換します。AD8318は、カスケード接続されたアンプ・チェーン（各段に検出器セルを装備）全体にわたって、革新的な圧縮技術を採用しています。計測モードまたはコントローラ・モードで使用でき、1MHz~6GHzの信号に関しては正確な対数値を提供し、8GHzまでは実用的に使用できます。入力レンジは一般に60dB (50Ωに対して)、誤差は±1dB未満です。応答時間は10nsであるため、60MHzを超えるRFのバースト検出が可能になります。周囲温度条件に対し、これまでにない対数インターセプト安定性が得られます。さらにシステム監視用に2mV/Kのスロープをもった温度センサー出力も備えています。+5Vの単電源を必要とし、消費電流は68mA (typ) です。デバイスがデイスエーブルのとき、消費電力は1.5mW未満まで減少します。

AD8318のVOUTピンからパワーアンプ (PA) や計測デバイスなどの可変ゲイン・アンプ (VGA) に制御用電圧を供給する構成も可能です。この出力はこのような制御用アプリケーションに使用されるため、広帯域ノイズを最小限に抑えるように設

計されています。このモードでは、VSETにセットポイント制御電圧を印可します。VOUTにRFアンプを接続してクロズド・ループを構成できます。これによってアンプ出力はV<sub>SET</sub>で設定した一定の振幅に制御されます。AD8318のVOUTピンは0~4.9Vの出力が可能で、コントローラ・アプリケーションに適しています。計測デバイスの場合は、VOUTをVSETに外部で接続し出力電圧V<sub>OUT</sub>を生成します。V<sub>OUT</sub>は、RF入力信号振幅の減少するデシベル・リニア関数です。

対数スロープの公称値は-25mV/dBですが、VOUTからVSETインターフェースへの帰還電圧をスケールリングすることにより調整できます。インターセプトは、INHI入力の使用時で+20dBmです (50Ωに対して)。これらのパラメータは、電源と温度の変動に対してきわめて安定しています。

AD8318は、SiGeバイポーラICプロセスで製造され、4mm×4mm、16ピンLFCSPパッケージで提供されています。動作温度範囲は-40~+85℃です。

# AD8318

## 目次

仕様	3	計測モード	14
絶対最大定格	6	デバイス・キャリブレーションと誤差計算	15
ESDに関する注意	6	レンジを低減して精度を改善するためのキャリブレーション・	
ピン配置と機能の説明	7	ポイントの選択	16
代表的な性能特性	8	デバイス間での温度ドリフトのバラツキ	17
動作原理	11	さまざまな温度での温度ドリフト	17
AD8318の使い方	12	計測モードでの出力スロープの設定	17
基本的な接続	12	応答時間性能	18
イネーブル	12	コントローラ・モード	18
入力信号のカップリング	12	特性評価のセットアップと方法	20
出力インターフェース	13	評価用ボード	21
セットポイント・インターフェース	13	外形寸法	23
出力電圧の温度補償	13	オーダー・ガイド	23
温度センサー	14		

## 改訂履歴

2004年7月 — リビジョン0：初版

## 仕様

特に指定のない限り、 $V_p=5V$ 、 $C_{LPF}=220pF$ 、 $T_A=+25^\circ C$ 、INHIにおいて $52.3\Omega$ の終端抵抗

表1

パラメータ	条件	Min	Typ	Max	単位
信号入力インターフェース 規定周波数範囲 DCコモン・モード電圧	INHI (ピン14) と INLO (ピン15)	0.001		8	GHz V
計測モード	VOUT (ピン6) を VSET (ピン7) に短絡、 正弦波入力信号 TADJからGNDにおいて $500\Omega$				
f=900MHz 入力インピーダンス $\pm 1dB$ ダイナミック・レンジ 最大入力レベル 最小入力レベル スロープ インターセプト 出力電圧—ハイパワー入力時 出力電圧—ローパワー入力時 温度感度	$T_A=+25^\circ C$ $-40^\circ C < T_A < +85^\circ C$ $\pm 1dB$ 誤差 $\pm 1dB$ 誤差 $P_{IN}=-10dBm$ $P_{IN}=-40dBm$ $P_{IN}=-10dBm$ $25^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$ $-40^\circ C \leq T_A \leq +25^\circ C$		957    0.71 57 48 -1 -58 -26 19.5 0.7 1.42		$\Omega$    pF dB dB dBm dBm mV/dB dBm V V dB/°C dB/°C
f=1.9GHz 入力インピーダンス $\pm 1dB$ ダイナミック・レンジ 最大入力レベル 最小入力レベル スロープ インターセプト 出力電圧—ハイパワー入力時 出力電圧—ローパワー入力時 温度感度	TADJからGNDにおいて $500\Omega$ $T_A=+25^\circ C$ $-40^\circ C < T_A < +85^\circ C$ $\pm 1dB$ 誤差 $\pm 1dB$ 誤差 $P_{IN}=-10dBm$ $P_{IN}=-35dBm$ $P_{IN}=-10dBm$ $25^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$ $-40^\circ C \leq T_A \leq +25^\circ C$		523    0.68 57 50 -2 -59 -27 17 0.63 1.2		$\Omega$    pF dB dB dBm dBm mV/dB dBm V V dB/°C dB/°C
f=2.2GHz 入力インピーダンス $\pm 1dB$ ダイナミック・レンジ 最大入力レベル 最小入力レベル スロープ インターセプト 出力電圧—ハイパワー入力時 出力電圧—ローパワー入力時 温度感度	TADJからGNDにおいて $500\Omega$ $T_A=+25^\circ C$ $-40^\circ C < T_A < +85^\circ C$ $\pm 1dB$ 誤差 $\pm 1dB$ 誤差 $P_{IN}=-10dBm$ $P_{IN}=-35dBm$ $P_{IN}=-10dBm$ $25^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$ $-40^\circ C \leq T_A \leq +25^\circ C$		391    0.66 58 50 -2 -60 -28 15 0.63 1.2		$\Omega$    pF dB dB dBm dBm mV/dB dBm V V dB/°C dB/°C

# AD8318

パラメータ	条件	Min	Typ	Max	単位
<b>f=3.6GHz</b> 入力インピーダンス ±1dBダイナミック・レンジ  最大入力レベル 最小入力レベル スロープ インターセプト 出力電圧—ハイパワー入力時 出力電圧—ローパワー入力時 温度感度	TADJからGNDにおいて51Ω  $T_A = +25^\circ\text{C}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$ ±1dB誤差 ±1dB誤差  $P_{IN} = -10\text{dBm}$ $P_{IN} = -40\text{dBm}$ $P_{IN} = -10\text{dBm}$ $25^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +25^\circ\text{C}$		119    0.7 58 42 -2 -60 -24.3 19.8 0.717 1.46		Ω    pF dB dB dBm dBm mV/dB dBm V V dB/°C dB/°C
<b>f=5.8GHz</b> 入力インピーダンス ±1dBダイナミック・レンジ  最大入力レベル 最小入力レベル スロープ インターセプト 出力電圧—ハイパワー入力時 出力電圧—ローパワー入力時 温度感度	TADJからGNDにおいて1000Ω  $T_A = +25^\circ\text{C}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$ ±1dB誤差 ±1dB誤差  $P_{IN} = -10\text{dBm}$ $P_{IN} = -40\text{dBm}$ $P_{IN} = -10\text{dBm}$ $25^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +25^\circ\text{C}$		33    0.59 57 48 -1 -58 -24.3 25 0.86 1.59		Ω    pF dB dB dBm dBm mV/dB dBm V V dB/°C dB/°C
<b>f=8.0GHz</b> ±3dBダイナミック・レンジ  最大入力レベル 最小入力レベル スロープ インターセプト 出力電圧—ハイパワー入力時 出力電圧—ローパワー入力時 温度感度	TADJからGNDにおいて500Ω  $T_A = +25^\circ\text{C}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$ ±3dB誤差 ±3dB誤差  $P_{IN} = -10\text{dBm}$ $P_{IN} = -40\text{dBm}$ $P_{IN} = -10\text{dBm}$ $25^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +25^\circ\text{C}$		60 58 3 -55 -23 37 1.06 1.78		dB dB dBm dBm mV/dB dBm V V dB/°C dB/°C
<b>出力インターフェース</b> 電圧振幅  出力電流駆動 小信号帯域幅 出力ノイズ	VOUT (ピン6) VSET=0V、RFIN=-10dBm、無負荷 <sup>1</sup> VSET=2.1V、RFIN=-10dBm、無負荷 <sup>1</sup> VSET=1.5V、RFIN=-50dBm RFIN=-10dBm、CLPFからVOUT RF入力=2.2GHz、-10dBm、 $f_{NOISE} = 100\text{kHz}$ 、CLPF=220pF		4.9 25 60 600 90		V mV mA MHz $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$

パラメータ	条件	Min	Typ	Max	単位
立下がり時間	入力レベル=オフ～-10dBm、90～10%		10		ns
立上がり時間	入力レベル=-10dBm～オフ、10～90%		12		ns
VSETインターフェース 公称入力レンジ	VSET (ピン7) RFIN=0dBm、計測モード <sup>2</sup> RFIN=-65dBm、計測モード <sup>2</sup>		0.5 2.1		V
対数スケール係数			-0.04		dB/mV
バイアス電流源	RFIN=-10dBm、VSET=2.1V		2.5		μA
温度リファレンス	TEMP (ピン13)				
出力電圧	T <sub>A</sub> =25℃、R <sub>L</sub> =10kΩ	0.57	0.6	0.63	V
温度スロープ	-40℃≤T <sub>A</sub> ≤+85℃、R <sub>L</sub> =10kΩ		2		mV/℃
電流源/シンク	T <sub>A</sub> =25℃		10/0.1		mA
パワーダウン・インターフェース	ENBL (ピン16)				
デバイスをイネーブルにするロジック・レベル			1.7		V
イネーブル時のENBL電流	ENBL=5V		<1		μA
デイスエーブル時のENBL電流	ENBL=0V、ソース電流		15		μA
電源インターフェース	VPSI (ピン3、4)、VPSO (ピン9)				
電源電圧		4.5	5	5.5	V
静止電流	ENBL=5V	50	68	52	mA
対温度	-40℃≤T <sub>A</sub> ≤+85℃		68		mA
デイスエーブル時の電源電流	ENBL=0V、VPSIとVPSOに対する合計電流		260		μA
対温度	-40℃≤T <sub>A</sub> ≤+85℃		350		μA

<sup>1</sup> コントローラ・モード

<sup>2</sup> ゲイン=1。その他のゲインについては、本データシートの「計測モード」を参照してください。

# AD8318

## 絶対最大定格

表2

パラメータ	定格
電源電圧：VPSO、VPSI ENBL、VSET電圧	5.7V
入力電力 (シングルエンド、50Ωに対して)	0~VP 12dBm
内部消費電力	0.73W
$\theta_{JA}$ <sup>1</sup>	55°C/W
最大ジャンクション温度	125°C
動作温度範囲	-40~+85°C
保存温度範囲	-65~+150°C
リード・ピン温度範囲	260°C

<sup>1</sup> パッケージ・ダイ・パドルはサーマル・パッドにハンダ付けし、ビアによって内層と底層を接続

左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みを指定するものであり、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ることがあります。

### 注意

ESD（静電放電）の影響を受けやすいデバイスです。人体や試験機器には4000Vもの高圧の静電気が容易に蓄積され、検知されないまま放電されることがあります。本製品は当社独自の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、回復不能の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。



## ピン配置と機能の説明

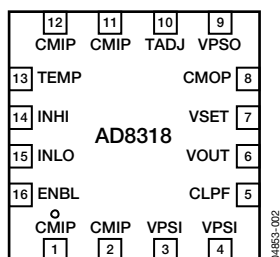


図2. 16ピンLFCSP

表3 ピン機能の説明

ピン番号	記号	機能
1、2、11、12	CMIP	デバイスのコモン（入力システム・グラウンド）
3、4、9	VPSI、VPSO	デバイス入力システムの電源電圧：4.5～5.5V（すべてのピンで電圧を同一にすること）
5	CLPF	ループ・フィルタ・コンデンサ
6	VOUT	計測およびコントローラ出力
7	VSET	コントローラ・モードのセットポイント入力、または計測モードのフィードバック入力
8	CMOP	デバイスのコモン（出力システム・グラウンド）
10	TADJ	温度補償調整
13	TEMP	温度センサー出力
14	INHI	RF入力。公称入力レンジ：-60～0dBm（リファレンス：50Ω）、ACカップリングされたRF入力
15	INLO	INHIに対するRFコモン、ACカップリングされたRFコモン
16	ENBL	デバイス・イネーブル。通常動作ではVPSIに接続。デイスエーブル・モードではピンをグラウンドに接続。
	パドル	CMIPに内部接続、グラウンドにハンダ付け。

# AD8318

## 代表的な性能特性

特に指定のない限り、 $V_p=5V$ 、 $T=+25^\circ C$ 、 $-40^\circ C$ 、 $+85^\circ C$ 、 $C_{LPF}=220pF$ 、 $T_{ADJ}=500\Omega$ 。色： $+25^\circ C$ →黒、 $-40^\circ C$ →青、 $+85^\circ C$ →赤

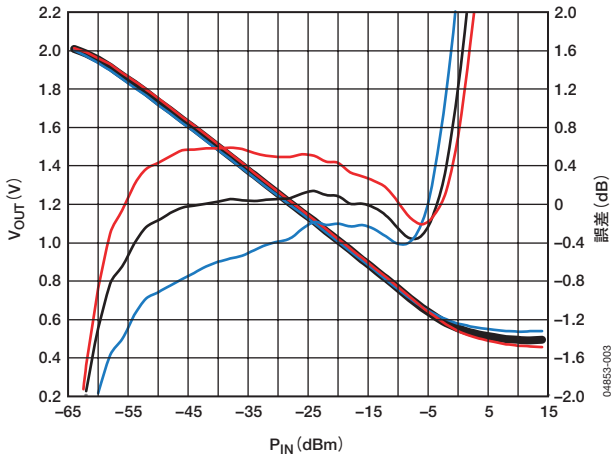


図3. 900MHzでの入力振幅 対  $V_{OUT}$  と対数適合度 (代表的なデバイス)

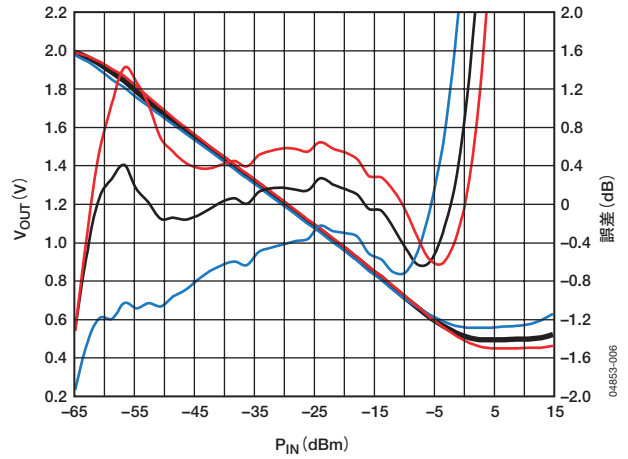


図6. 5.8GHzでの入力振幅 対  $V_{OUT}$  と対数適合度 (代表的なデバイス、 $T_{ADJ}=1000\Omega$ )

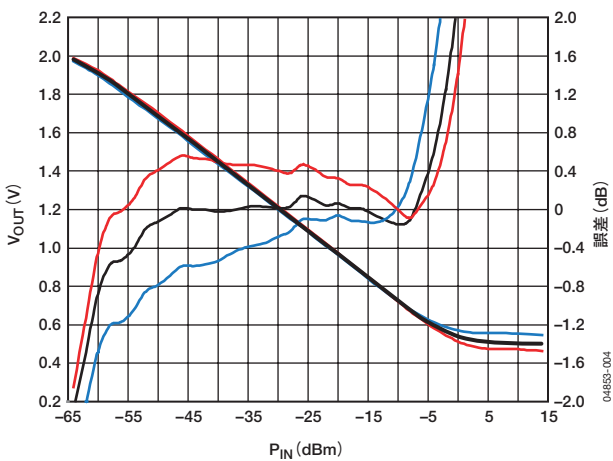


図4. 1.9GHzでの入力振幅 対  $V_{OUT}$  と対数適合度 (代表的なデバイス)

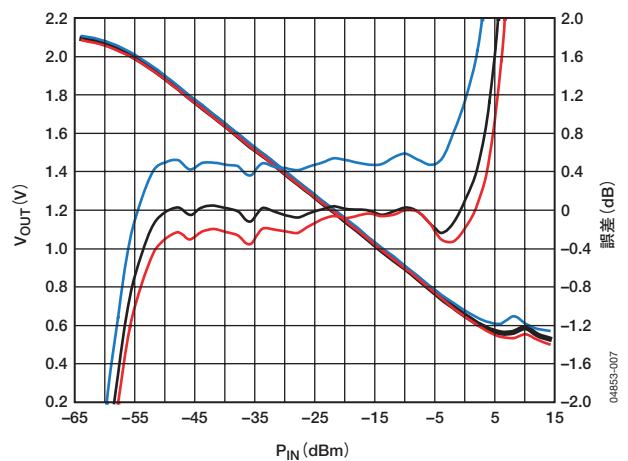


図7. 2.2GHzでの入力振幅 対  $V_{OUT}$  と対数適合度 (代表的なデバイス)

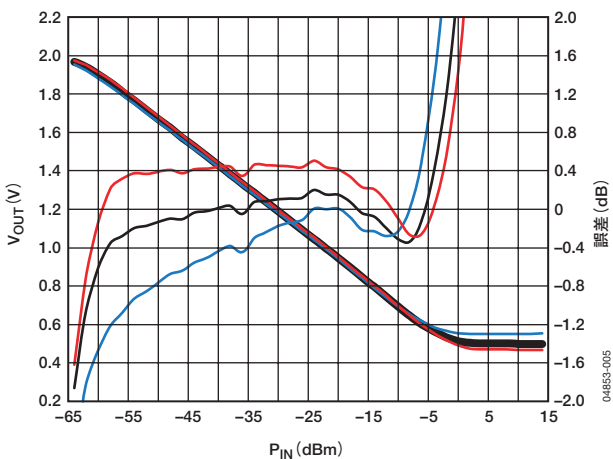


図5. 3.6GHzでの入力振幅 対  $V_{OUT}$  と対数適合度 (代表的なデバイス、 $T_{ADJ}=51\Omega$ )

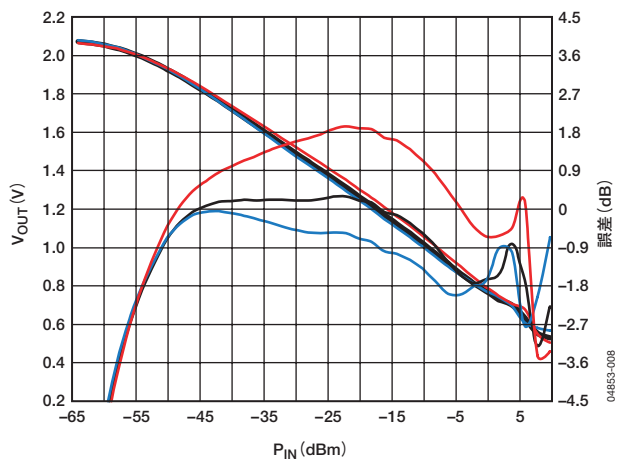


図8. 8GHzでの入力振幅 対  $V_{OUT}$  と対数適合度 (代表的なデバイス)



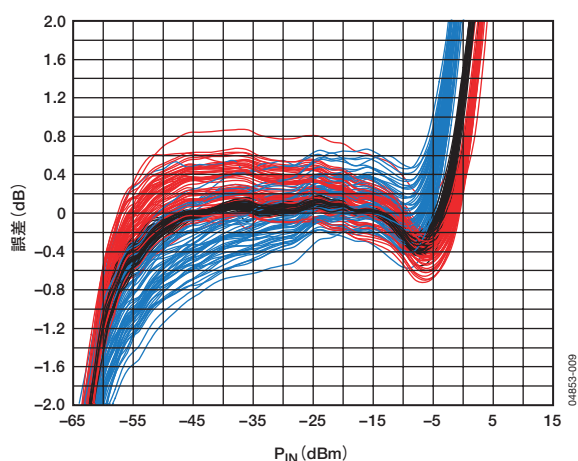


図9. 900MHzでの入力振幅 対 室温正規化後の温度に対する誤差分布 (70個以上のデバイス)

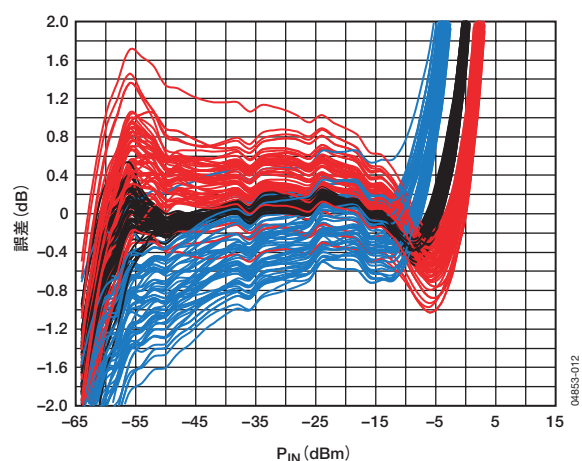


図12. 3.6GHzでの入力振幅 対 室温正規化後の温度での誤差分布 (70個以上のデバイス)

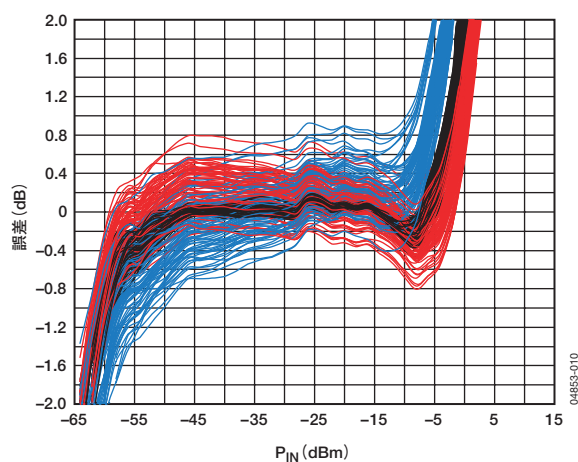


図10. 1900MHzでの入力振幅 対 室温正規化後の温度での誤差分布 (70個以上のデバイス)

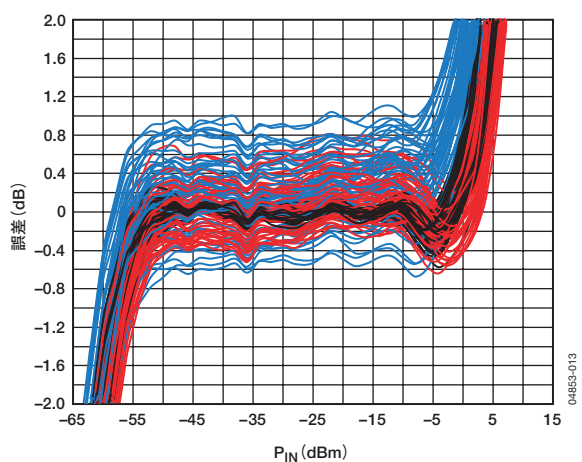


図13. 5.8GHz ( $T_{ADJ}=1000\Omega$ ) での入力振幅 対 室温正規化後の温度での誤差分布 (70個以上のデバイス)

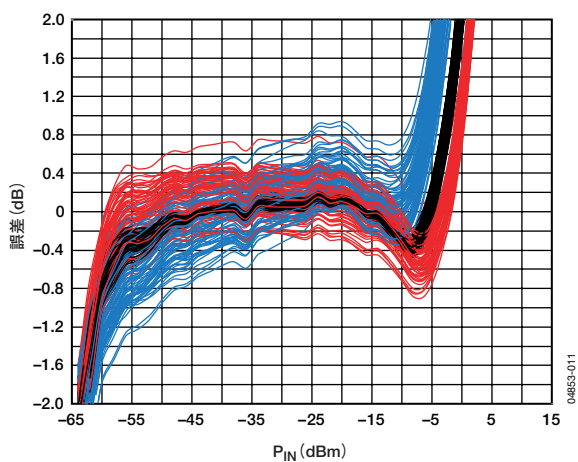


図11. 2.2GHzでの入力振幅 対 室温正規化後の温度での誤差分布 (70個以上のデバイス)

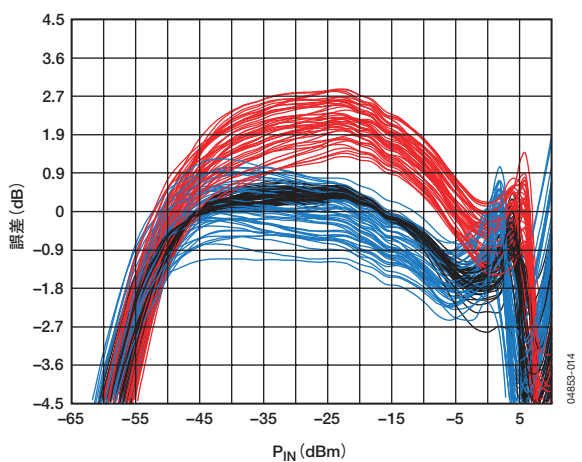


図14. 8GHzでの入力振幅 対 室温正規化後の温度での誤差分布 (70個以上のデバイス)

# AD8318

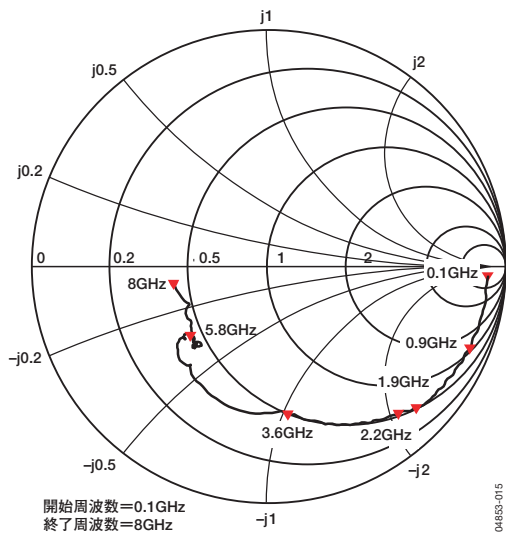


図15. 入力インピーダンス 対 周波数 (INHIに終端抵抗なし)

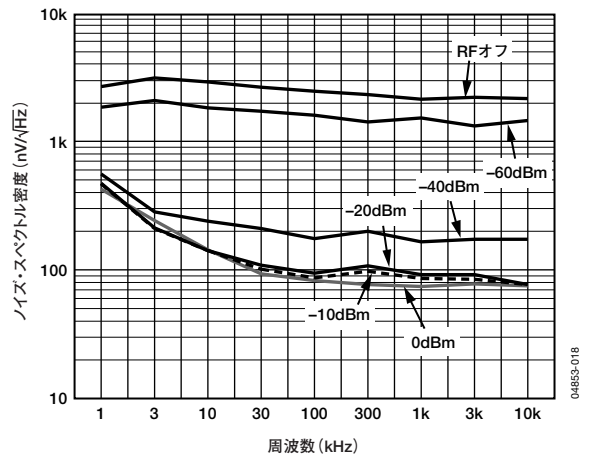


図18. 出力のノイズ・スペクトル密度、 $C_{LPF}$ =オープン

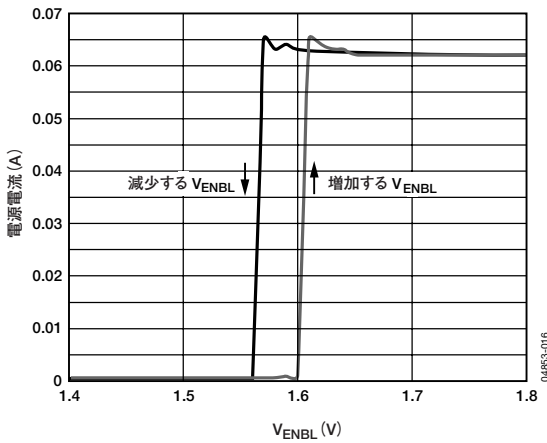


図16. イネーブル電圧 対 電源電流

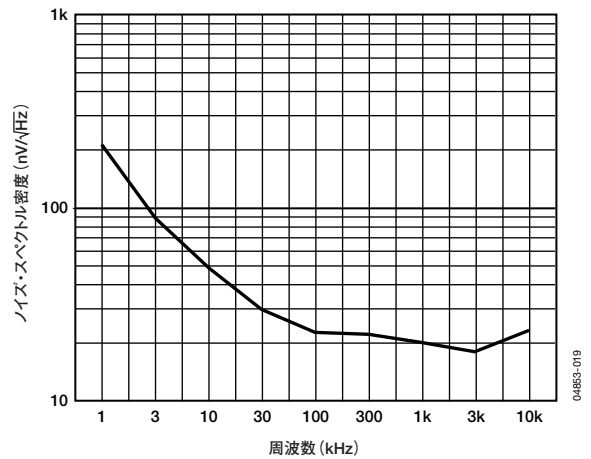


図19. 出力バッファのノイズ・スペクトル密度 (CLPFからVOUTまで)、 $C_{LPF}=0.1\mu\text{F}$

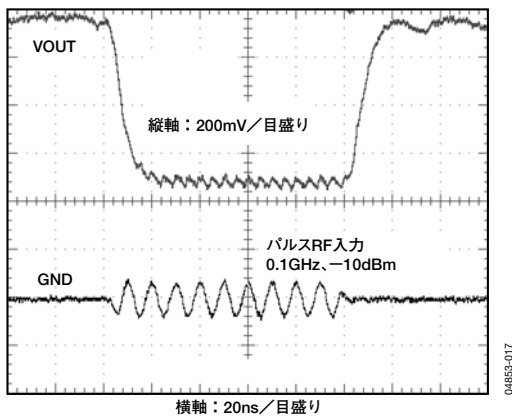


図17.  $V_{OUT}$ パルス応答時間。パルスRF入力 0.1GHz、-10dBm ( $C_{LPF}$ =オープン)

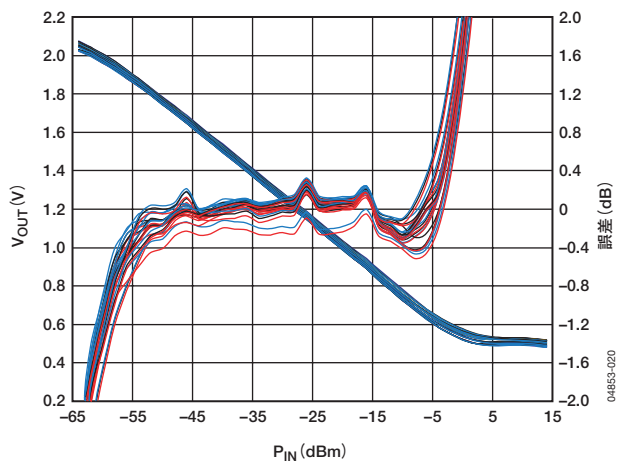


図20.  $V_p$ を10%変化させたときの1.9GHzでの入力振幅 対 出力電圧の安定性(複数のデバイス)

## 動作原理

AD8318は9段の復調用ログアンプであり、RF計測機能とパワーアンプ制御機能を備えています。設計はAD8313ログ検出器／コントローラに似ていますが、AD8318はダイナミック・レンジが60dBで、入力周波数レンジを8GHzまで拡張しています。その他の改良点としては、温度に対するインターセプト変動の減少、高周波数でのダイナミック・レンジの拡張、ローノイズの計測およびコントローラ出力（VOUT）、調整可能なローパス・コーナー周波数（CLPF）、温度センサー出力（TEMP）、負の伝達関数をもった高精度なスロープ、RFパースト検出機能を実現する10nsの応答時間などがあります。図21にブロック図を示します。

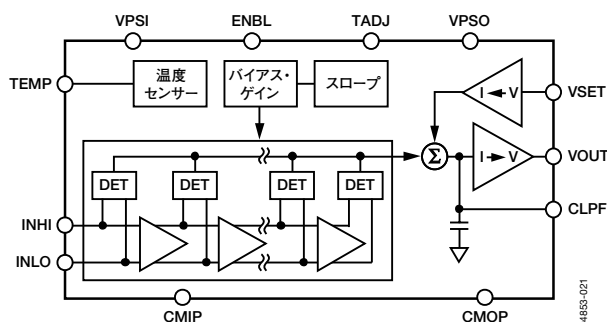


図21. ブロック図

独自の高速SiGeプロセスを採用した完全差動設計によって、優れた高周波性能を実現しています。入力INHIは、入力容量0.7pFで低域での公称インピーダンス1200Ωをもった入力信号を受信します。対数適合度誤差±1dBの最大入力は、一般に0dBm（50Ωに対して）です。入力換算のノイズ・スペクトル密度は $1.15\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ で、これは10.5GHz帯域幅での $118\mu\text{V rms}$ の電圧、つまり $-66\text{dBm}$ （50Ωに対して）のノイズ・パワーと等しくなります。ダイナミック・レンジの下限はこのノイズ・スペクトル密度によって決まりますが、復調伝達特性を特別にシェーピングし内部ノイズに起因する誤差を部分的に補償することによって、下限の精度が改善されています。入力システム・コモン・ピンCMIPにより、4本のパッケージ・ピンを使用して、PCボードのグラウンドに対する高品質の低インピーダンス接続が得られます。ダイからPCボードへの熱抵抗を低減するために、CMIPピンに内部接続されているパッケージ・パドルもPCボードに接地してください。

対数関数は、カスケード接続された9つのゲイン段によって、1つずつ近似されます。（対数近似の詳細については、[www.analog.com](http://www.analog.com)からAD8307のデータシートを参照してください）。各段のセルは、それぞれ8.7dBの公称電圧ゲインと、10.5GHzの3dB帯域幅をもっています。この精密なバイアスを使用することにより、温度や電源電圧の変動に対してゲインが安定します。カスケード接続されたゲイン段はDCカップリングされているため、全体的なDCゲインが高くなります。内蔵のオフセット補償ループにより、カスケード接続されたセル内でのオフセットを修正します。各ゲイン段の出力では、2乗則の検出器セルを使用し、信号を整流します。RF信号電圧は、信号レベルとともに平均値が増加する、変動した差動電流に変換されます。AD8318の入力には、9つのゲイン段と検出器セルのほかに、別の検出器が内蔵されており、全体で60dBのダイナミック・レンジを実現しています。検出器電流を加算し、フィルタ処理した後で、サミング・ノードにおいて関数 $I_D \times \log_{10}(V_{\text{IN}}/V_{\text{INTERCEPT}})$ を形成します。ここで、 $I_D$ は内部的に設定された検出器電流、 $V_{\text{IN}}$ は入力信号電圧、 $V_{\text{INTERCEPT}}$ はインターセプト電圧です（つまり、0Vが可能であれば、 $V_{\text{IN}}=V_{\text{INTERCEPT}}$ のときに、出力電圧は0Vになります）。

# AD8318

## AD8318の使い方

### 基本的な接続

AD8318では8GHzまでの動作が仕様規定されているため、各機能間で十分な絶縁性が得られる低インピーダンスの電源ピンが不可欠です。2本の正側電源ピンVPSIとVPSOを同じ電位に接続する必要があります。VPSIピンは入力回路をバイアスし、VPSOピンはVOUTのローノイズ出力ドライバをバイアスします。AD8318は、独立したコモンも内蔵しています。CMOPは、出力ドライバのコモンとして使用します。すべてのコモンは、低インピーダンスのグラウンド・プレーンに接続してください。

VPSOとVPSIには、4.5~5.5Vの電源電圧を印可します。100pFと0.1μFの電源デカップリング・コンデンサは、各電源ピンの近くに接続してください。(2本のVPSIピンは隣接しているため、1対のデカップリング・コンデンサを共有できます)。

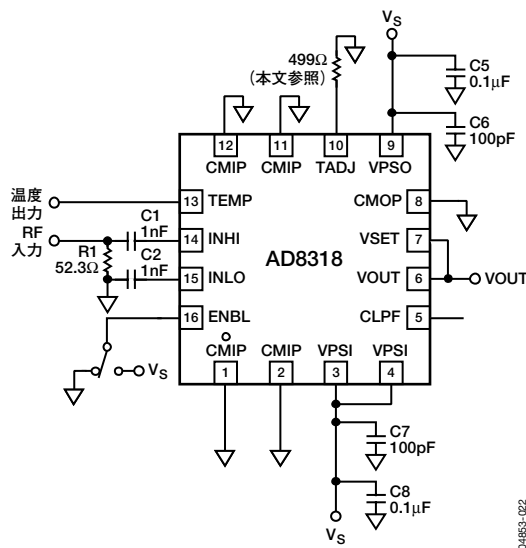


図22. 基本的な接続

AD8318のLFCSPパッケージのパドルは、CMIPに内部接続されています。最適な熱性能と電気性能が得られるように、パドルを低インピーダンスのグラウンド・プレーンにハンダ付けしてください。

### イネーブル

AD8318をイネーブルにするには、ENBLピンをハイレベルにします。ENBLピンをローレベルにすると、AD8318はスリープ・モードに入り、消費電流は室温で260μAまで減少します。デバイスをイネーブルにするには、ENBLピンにV<sub>BE</sub> (約1.7V)の2倍を上回る電圧が必要です。イネーブル時にデバイスは1μA未満の電流を引き込みます。ENBLピンがローレベルになると、このピンから15μAが流出します。

イネーブル・インターフェースは、高い入力インピーダンスをもちます。ENBL入力と直列に200Ωの抵抗を配置することで、デバイスの保護を強化します。図23にイネーブル・インターフェースの簡略回路図を示します。

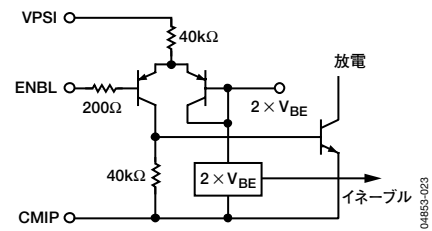


図23. ENBLインターフェース

### 入力信号のカップリング

AD8318へのRF入力 (INHI) はシングルエンドであり、ACカップリングする必要があります。グラウンドにINLO (入力コモン) をACカップリングしてください (図22を参照)。1MHz~8GHzの入力周波数に対して推奨カップリング・コンデンサは、0402タイプの1nFセラミック・コンデンサです。カップリング・コンデンサは、INHIピンとINLOピンの近くに取り付けてください。入力段のハイパス・カットオフ周波数を下げるには、これらのコンデンサの値を増やしてください。ハイパス・コーナーは、入力カップリング・コンデンサと内蔵の10pFハイパス・コンデンサによって設定します。INHIとINLOでのDC電圧は、V<sub>PSI</sub>と比べて1個のダイオード電圧降下分だけ低くなります。

図15のスミス・チャートは、AD8318の入力インピーダンスと周波数の関係を示しています。選択周波数での反射係数とインピーダンスは表4のとおりです。なお、図15と表4では52.3Ωの入力終端抵抗が考慮されていません。DCでの抵抗は2kΩ (typ)です。周波数1GHzまでは、インピーダンスは1000Ω//0.7pFとして近似されます。RF入力ピンは、図24の簡略回路図のように接続されています。

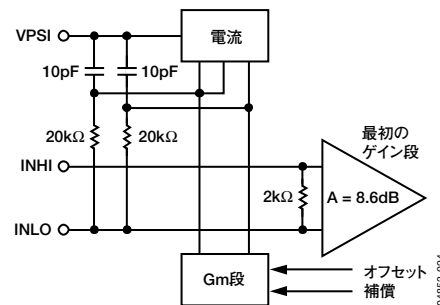


図24. 入力インターフェース

入力は反射的にマッチングをとることもできますが、一般的にこれは必要ありません。外付けの52.3Ωシャント抵抗 (入力カップリング・コンデンサの信号側で接続、図22を参照) と比較的高い入力インピーダンスを組み合わせることで、50Ωの広帯域マッチングが得られます。

表4. 選択周波数の入力インピーダンス

周波数 MHz	S11		インピーダンス (直列)
	実数	虚数	
100	0.918	-0.041	927-j491
456	0.905	-0.183	173-j430
900	0.834	-0.350	61-j233
1900	0.605	-0.595	28-j117
2200	0.524	-0.616	28-j102
3600	0.070	-0.601	26-j49
5300	-0.369	-0.305	20-j16
5800	-0.326	-0.286	22-j16
8000	-0.390	-0.062	22-j3

## 出力インターフェース

VOUTピンはPNP出力段によって駆動されます。エミッタ・フォロア出力とVOUTピンとの間に10Ωの内部抵抗が直列に接続されています。出力の立ち上がり時間は、主にCLPFでのスルーレートによって制限されます。立下がり時間は、VOUTでのプルダウン抵抗と負荷容量によって生じるRC時定数によって制限されます。内部に350Ωのプルダウン抵抗があります。VOUTでの抵抗性負荷は内部プルダウン抵抗と並列につながれ、ここにも電流が流れます。

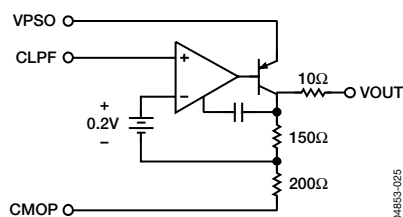


図25. 出力インターフェース

## セットポイント・インターフェース

VSET入力によって内部オペアンプの高インピーダンス (250kΩ) 入力を駆動します。VSET電圧が3.13kΩの内部抵抗の両端に印可され、ISETを生成します。VOUTの一部がVSETに加えられると、帰還ループは強制的に $-I_D \times \log_{10}(V_{IN}/V_{INTERCEPT}) = I_{SET}$ となります。VSET = VOUT/Xの場合は、 $I_{SET} = V_{OUT}/(X \times 3.13k\Omega)$ です。結果は次のとおりです。

$$V_{OUT} = (-I_D \times 3.13k\Omega \times X) \times \log_{10}(V_{IN} \times V_{INTERCEPT})$$

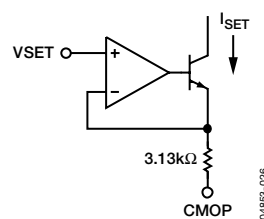


図26. VSETインターフェース

スロープは、 $-I_D \times X \times 3.13k\Omega = -500mV \times X$ によって求めます。たとえば、グラウンドに接続した抵抗分圧器を使用してVOUT/2のVSET電圧を生成する場合、X=2となります。スロープは、-1V/デケードまたは-50mV/dBに設定されます。

## 出力電圧の温度補償

AD8318には、温度ドリフトを外部的にトリミングする機能があります。TADJピンにグラウンド基準の抵抗を接続すると内部電流が変化して、温度に対するインターセプト・ドリフトを最小限に抑えることができます。その結果、さまざまな周波数での動作に合わせてTADJ抵抗を最適化できます。

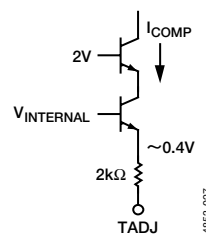


図27. TADJインターフェース

TADJピンとグラウンドの間には、2.2GHzの入力周波数で最適な温度補償を実現する公称500Ωの抵抗が接続されています (図22を参照)。インターセプト・ドリフトの低減に用いられるアナログ補正係数の大きさは、この抵抗値によって部分的に決まります。

その他の周波数に対する推奨抵抗を表5に示します。ここでは、多様なデバイスの計測に基づき、総合的に最良の温度ドリフトを提供する抵抗値が選択されています。

出力温度ドリフトと周波数との関係は線形ではないため、モデル化は簡単ではありません。したがって、表5に記載されていない周波数で適切なTADJ抵抗を選ぶには、実験が必要になります。

# AD8318

表5. 推奨のT<sub>ADJ</sub>抵抗

周波数	推奨のT <sub>ADJ</sub>
900MHz	500Ω
1.9MHz	500Ω
2.2GHz	500Ω
3.6GHz	51Ω
5.8GHz	1kΩ
8GHz	500Ω

## 温度センサー

AD8318は、絶対温度比例 (V<sub>PTAT</sub>) の電圧を内部的に生成します。このV<sub>PTAT</sub>電圧は5倍されて、TEMPピンから+2mV/°Cの出力が得られます。27°Cでの出力電圧は600mV (typ) です。図28に示すように、TEMPピンはエミッタ・フォロアにより駆動されます。

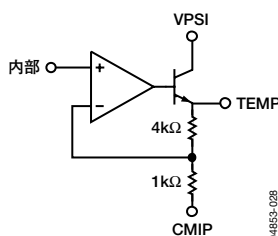


図28. 温度センサー・インターフェース

内部プルダウン抵抗は5kΩ、温度センサーのスロープは+2mV/°Cです。

温度センサーの出力は、チップ温度の上昇に起因する出力電流に従って変動します。出力負荷が1kΩ未満の場合、出力段から多くの電流を引き込むので、温度が上昇します。10mAの出力電流では、温度センサーの温度が1.5°C、つまり電圧が約3mV増加します。

温度センサーで最良の精度を得るには、AD8318への電源電流をほぼ一定させる (つまり、重い負荷を駆動しないようにする) 必要があります。

## 計測モード

V<sub>OUT</sub>電圧の全部または一部がV<sub>SET</sub>にフィードバックされると、AD8318は計測モードで動作します。図29に示すように、AD8318には入力信号レンジを超えるオフセット電圧、下降スロープ、V<sub>OUT</sub>計測インターセプトがあります。

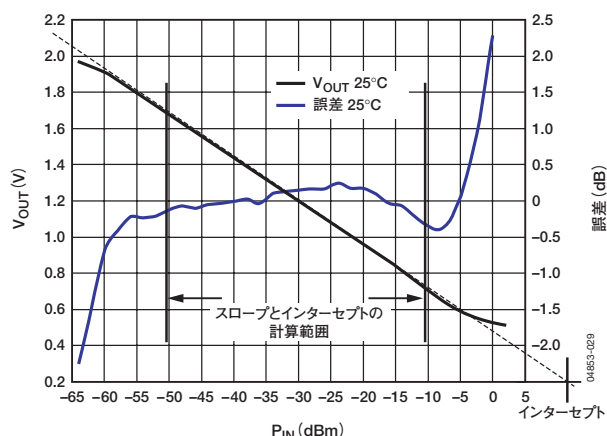


図29. 入力信号 対 代表的な出力電圧

AD8318の出力電圧と入力信号電圧との関係は、数デケードにわたってデシベル・リニアです。この関数の式は次のとおりです。

$$V_{OUT} = X \times V_{SLOPE/DEC} \times \log_{10}(V_{IN}/V_{INTERCEPT}) \quad (1)$$

$$= X \times V_{SLOPE/AB} \times 20 \times \log_{10}(V_{IN}/V_{INTERCEPT}) \quad (2)$$

ここで、

XはV<sub>SET</sub>=V<sub>OUT</sub>/Xでの帰還率です。

V<sub>INTERCEPT</sub>はV<sub>rms</sub>単位で表します。

V<sub>SLOPE/DEC</sub>の公称値は-500mV/デケードまたは-25mV/dBです。

dBV単位で表すV<sub>INTERCEPT</sub>は、図29に示すデシベル・リニア伝達関数のX軸インターセプトです。正弦波入力信号の場合、V<sub>INTERCEPT</sub>は+7dBV (50Ωに対して+20dBm、または2.239V<sub>rms</sub>)です。

伝達関数のスロープは、コンバータのさまざまなmV/dB (LSB/dB) 条件に対応するために大きくすることができます。しかし、スロープを増やしたためにダイナミック・レンジが減少することもあります。これは、選択したスケーリング係数Xに基づく最小/最大出力電圧の制限によるものです。

V<sub>OUT</sub>の最小値はX×V<sub>OFFSET</sub>です。検出器信号には、0.5Vのオフセット電圧V<sub>OFFSET</sub>が内部的に加算されます。

$$V_{OUT(MIN)} = (X \times V_{OFFSET})$$

最大出力電圧は2.1V×Xであり、(電源電圧-400mV) を超えることはできません。

$X < (V_p - 400\text{mV}) / (2.1\text{V})$  のとき、 $V_{OUT(MAX)} = (2.1\text{V} \times X)$

$X \geq (V_p - 400\text{mV}) / (2.1\text{V})$  のとき、 $V_{OUT(MAX)} = (V_p - 400\text{mV})$

$X=1$  のとき、通常出力電圧振幅は0.5~2.1Vです。出力電圧振幅は上の式を用いてモデル化できますが、次のような制約があります。

$$V_{OUT(MIN)} < V_{OUT} < V_{OUT(MAX)}$$

$X=4$  で  $V_p=5\text{V}$  のときは、

$$(X \times V_{OFFSET}) < V_{OUT} < (V_p - 400\text{mV})$$

$$(4 \times 0.5\text{V}) < V_{OUT} < (2.1\text{V} \times 4)$$

$$2\text{V} < V_{OUT} < 4.6\text{V}$$

$X=4$  のとき、スロープは  $-100\text{mV/dB}$  です。 $V_{OUT}$  は2.6Vの振幅が可能であり、ダイナミック・レンジは26dB (0~26dBm) に減少します。

スロープは、プロセスと温度の変動に対して非常に安定しています。10を底とする対数を用いたとき、 $V_{SLOPE/DECADE}$  は「ボルト/デケード」を表します。1デケードは20dBに対応し、 $V_{SLOPE/DECADE}/20 = V_{SLOPE/DB}$  は「ボルト/dB」でのスロープを表します。

上の式で述べたように、 $V_{OUT}$  電圧には下降スロープがあります。これは、負帰還構成において多くのパワーアンプやその他のVGAのゲインを制御するための、正しいスロープ極性でもあります。スロープとインターセプトは周波数によって若干変動するため、アプリケーションに固有のスロープとインターセプトの値については、「仕様」のページを参照してください。

復調式ログアンプは、入力信号パワーではなく入力信号電圧に対応しますが、高周波信号の振幅について述べる場合は、よくパワーが用いられます。この場合、電圧を対応するパワーレベルに変換するには、システムの特性格性インピーダンス  $Z_0$  の値が必要です。まず最初にdBmとdBVを定義すると、次のようになります。

$$P(\text{dBm}) = 10 \times \log_{10}(V_{\text{rms}}^2 / (Z_0 \times 1\text{mW})) \quad (3)$$

$$V(\text{dBV}) = 20 \times \log_{10}(V_{\text{rms}} / 1\text{V}_{\text{rms}}) \quad (4)$$

式3を拡張すると、次の式が得られます。

$$P(\text{dBm}) = 20 \times \log_{10}(V_{\text{rms}}) - 10 \times \log_{10}(Z_0 \times 1\text{mW}) \quad (5)$$

式4によって、式5を次のように書き直せます。

$$P(\text{dBm}) = V(\text{dBV}) - 10 \times \log_{10}(Z_0 \times 1\text{mW}) \quad (6)$$

たとえば、50Ωのシステムでは、正弦波入力信号の  $P_{\text{INTERCEPT}}$  はdBm (1mWを基準とするデシベル) によって次のように表されます。

$$P_{\text{INTERCEPT}}(\text{dBm}) = V_{\text{INTERCEPT}}(\text{dBV}) - 10 \times \log_{10}(Z_0 \times 1\text{mW}) \quad (7)$$

$$= +7\text{dBV} - 10 \times \log_{10}(50 \times 10^{-3}) = +20\text{dBm}$$

インターセプト変動と波形の関係の詳細については、AD8313とAD8307のデータシートを参照してください。

本データシートでは、スロープとインターセプトの仕様は、-10~-50dBmの範囲の実測データを用いてベスト・ストロート・ライン近似に基づいて計算しています (図29を参照)。

### デバイス・キャリブレーションと誤差計算

図30に2.2GHz時のAD8318の実測伝達関数を示します。この図には、入力パワーと出力電圧の関係、および入力パワーと計算誤差の関係が示されています。

入力パワーが-65dBmから0dBmまで変化するにつれて、出力電圧は2Vから約0.5Vまで変化します。

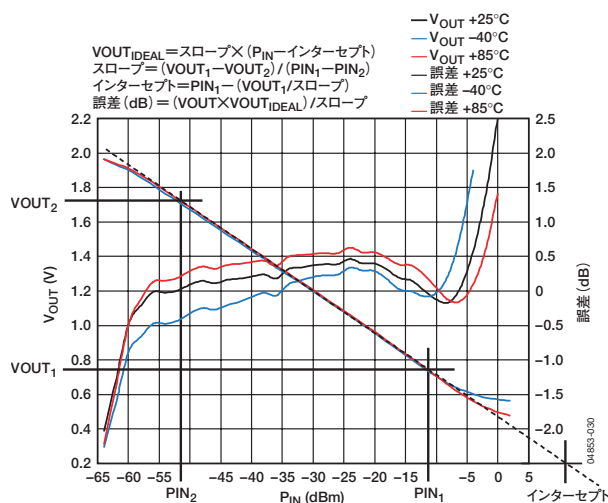


図30. 2.2GHzでの伝達関数

スロープとインターセプトはデバイスによって異なるため、高精度を得るには、ボード・レベルでキャリブレーションを実行する必要があります。

前のセクションで示した出力電圧の式は、dBmによるインターセプトを用いて次のように表わせます。

$$V_{OUT} = \text{スロープ} \times (P_{IN} - \text{インターセプト}) \quad (8)$$

# AD8318

一般に、キャリブレーションを行うには、AD8318の入力に2つの既知の信号レベルを入力して、対応する出力電圧を計測します。キャリブレーション・ポイントには通常、デバイスのデシベル・リニア動作範囲内のポイントを選択します(図30を参照)。スロープとインターセプトは、次の式によって計算します。

$$\text{スロープ} = (V_{OUT1} - V_{OUT2}) / (P_{IN1} - P_{IN2}) \quad (9)$$

$$\text{インターセプト} = P_{IN1} - V_{OUT1} / \text{スロープ} \quad (10)$$

スロープとインターセプトがわかれば、式から検出器の出力電圧に基づいて(未知の)入力パワーを計算できます。

$$P_{IN}(\text{未知}) = V_{OUT}(\text{実測値}) / \text{スロープ} + \text{インターセプト} \quad (11)$$

理想的な出力電圧の式(7)をリファレンスとして用いることで、実測データの対数適合度誤差を次のように計算できます。

$$\text{誤差 (dB)} = (V_{OUT(\text{MEASURED})} - V_{OUT(\text{IDEAL})}) / \text{スロープ} \quad (12)$$

図30には、ログアンプが25°Cで校正されたときの誤差のプロットが含まれています。なお、誤差はゼロではありません。これは、ログアンプが、その動作範囲内においても、 $V_{OUT}$ と $P_{IN}$ の理想的な式に完全には従わないためです。しかし、キャリブレーション・ポイント(この場合は-12dBmと-52dBm)での誤差は、ゼロになっています。

図30は、-40°Cと+85°Cでの出力電圧に対する誤差プロットも含んでいます。これらの誤差プロットは、25°Cでのスロープとインターセプトを用いて計算しています。これは、温度に対するキャリブレーションを行うことが難しい大量生産環境でのキャリブレーションに対応しています。

## レンジを低減して精度を改善するためのキャリブレーション・ポイントの選択

アプリケーションによっては、ただ1つのパワー・レベルや狭い入力レンジで、きわめて高い精度が要求されることがあります。たとえば、ワイヤレス・トランスミッタのハイ・パワーアンプ(HPA)の精度は、フルパワー時またはその近傍で最も重要になります。

図31に、図30と同じ実測データを示します。-10~-30dBmでは精度がきわめて高いことがわかります。-30dBm以下では、誤差が約-1dBまで増加しています。これは、キャリブレーション・ポイントを-14dBmと-26dBmに変化させたためです。

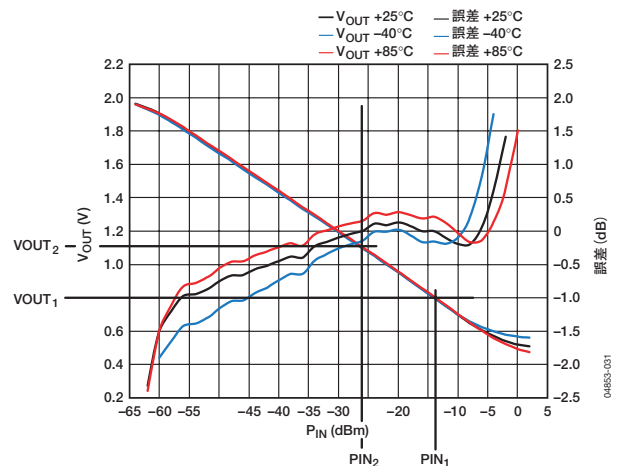


図31.  $P_{IN}$ に対する出力電圧と誤差(-10dBmと-30dBmでの2点キャリブレーション)

キャリブレーション・ポイントは、実際のアプリケーションに合わせて選択してください。ただし、通常は、ログアンプの伝達関数の非直線部分(この場合は、-5dBm以上または-60dBm以下)ではキャリブレーション・ポイントを選択しないでください。

図32に、ダイナミック・レンジを拡張するために、直線性を犠牲にしてキャリブレーション・ポイントを調整する方法を示します。この場合、スロープとインターセプトのキャリブレーション・ポイントを-4dBmと-60dBmに設定します。これらのポイントは、デバイスの直線範囲の最終ポイントです。25°Cのキャリブレーション・ポイントでの誤差は、この場合も0dBであることがわかります。また、AD8318が±1dB未満の誤差を維持する範囲は、25°Cでは60dBまで、温度全域では58dBまで拡張されます。この方法には、特に入力レンジの上限で、直線性が損なわれるという欠点があります。

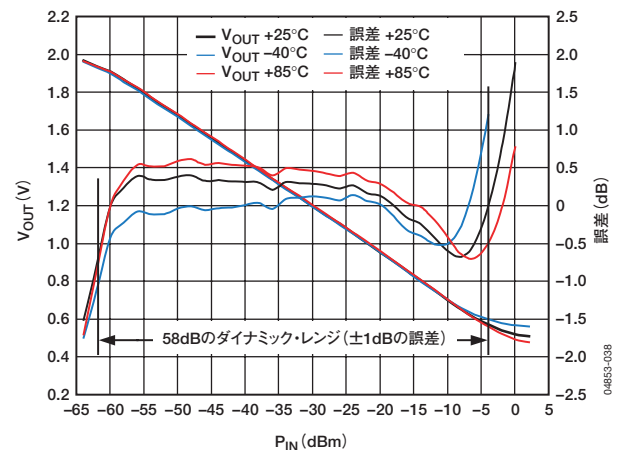


図32. 直線範囲の最終点の近傍でキャリブレーション・ポイントを選択してダイナミック・レンジを拡張する方法

図33に、ログアンプ検出器の誤差関数を表すもう1つの方法を示します。ここでは、高温と低温でのdB誤差を室温での出力電圧を基準に計算しています。これは、これまでのプロットと異なる大きな相違点です。これまでは、室温での理想的な伝達関数を基準にすべての誤差を計算していたからです。



この方法を使用すると、室温での誤差は、定義によって0になります（図33を参照）。

これは、デバイスの伝達関数が理想的な（8）の式 $V_{OUT} = \text{スロープ} \times (P_{IN} - \text{インターセプト})$ に完全に従う場合に当てはまります。しかし、実際のログアンプが（特に、直線的な動作範囲外では）この式に完全に従うことはないため、このプロットによって直線性を人工的に改善してダイナミック・レンジを拡張しようとするようになります。このプロットは、室温での（非理想的な）「出力電圧」を基準にして、特定のパワー・レベルでの温度ドリフトを見積もるには便利なツールですが、最終アプリケーションでこのレベルの精度を達成するには、デバイスの動作範囲の複数のポイントでキャリブレーションが必要になります。

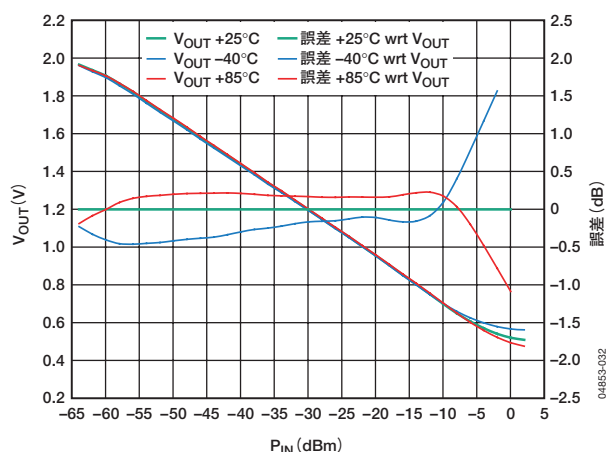


図33. 25°Cでの出力電圧を基準にした誤差と温度の関係（25°Cでの伝達関数の非直線性は考慮していません）

### デバイス間での温度ドリフトのバラツキ

図34に、5.8GHzで計測した、複数のAD8318デバイスに対する出力電圧と誤差のプロットを示します。黒の誤差プロットの集合部分は、25°Cでのデバイス全体の性能を表しています（スロープとインターセプトは、デバイスごとに計算しました）。赤と青の誤差プロットは、温度に対するデバイス全体の実測動作を示します。ここでは、1.2dBの（デバイス間の）ドリフト範囲が示されています。

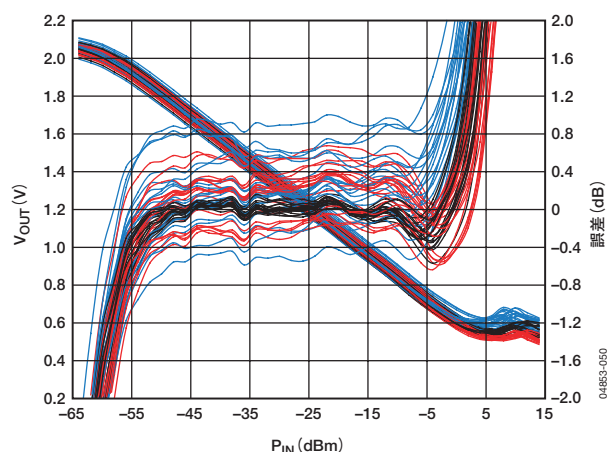


図34. 5.8GHzで計測した複数のデバイス全体の出力電圧と誤差の温度特性（+25°C、-40°C、+85°C）

### さまざまな温度での温度ドリフト

図35に、5.8GHzの入力信号に対する、対数スロープと誤差の温度特性を示します。温度ドリフトに起因する誤差は、常に±0.5dB以内にとどまり、周囲温度が-20°Cを下回った場合にのみ、この誤差範囲を超え始めます。狭い温度範囲で使用するときは、すべての周波数で高い計測精度が得られます。

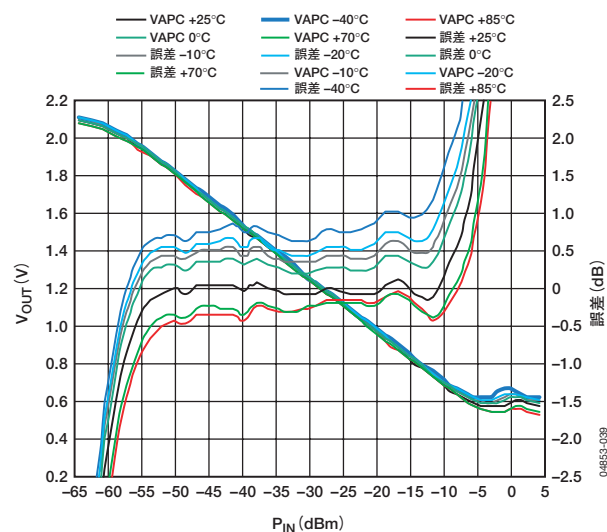


図35. さまざまな温度に対する5.8GHzでの代表的なドリフト

### 計測モードでの出力スロープの設定

計測モードで動作するには、VOUTをVSETに接続する必要があります。これによって、約-25mV/dBの対数スロープ（公称）が得られます。このときの指定された入力範囲に対応する出力振幅は、約0.5~2.1Vです。スロープと出力振幅を増やすには、VOUTとVSETの間に抵抗分圧器（VOUTからVSETまでに1つの抵抗、VSETからコモンまでに1つの抵抗）を置きます。たとえば、2つの等しい抵抗（10kΩ/10kΩなど）を使用する場合、スロープは約-50mV/dBに倍増します。VSETの入力インピーダンスは、約500kΩです。この入力インピーダンスによってスロープの結果に影響が出ないように、スロープ設定抵抗は約50kΩ未満に抑えてください。スロープを大きくした場合、出力電圧範囲は出力段の出力電圧振幅のレベルを超えることはできません。データシートの「計測モード」を参照してください。

# AD8318

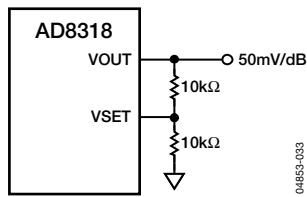


図36. スロープの増加

## 応答時間性能

AD8318は、ノイズ・フロアと0dBmとの間で切り替わる入力パワーに対して10nsの立上がり/立下がり時間（10～90％）の性能を備えています。この性能によって、60MHzを超える繰返し速度のRFバースト計測が可能です。ほとんどの計測アプリケーションでは、VOUTにフィルタ処理機能を追加するために、AD8318の外付けコンデンサをCLPFに接続します。しかし、CLPFコンデンサの使用によって、VOUTでの浮遊容量の場合と同じく、応答時間が長くなります。最大のRFバースト検出能力を必要とするアプリケーションの場合は、CLPFコンデンサ・ピンを未接続しておきます。この場合、700fFの内部コンデンサによって積分機能が得られます。

出力ドライバと直列に10Ωの内部抵抗が接続されているため、50Ωの同軸ケーブルを駆動するときは、外部に40Ωの後段終端用抵抗を直列に追加してください。この後段終端用抵抗は、VOUTピンの近くに実装する必要があります。AD8318は、後段に終端用抵抗をつけると、同軸ケーブルまたは送信ラインの終端で50Ωの負荷を駆動できます。図37を参照してください。

図37の回路図は、高速コンパレータ回路でAD8318を使用する場合を示しています。AD8318の出力にある40Ωの直列抵抗は10Ωの内部抵抗と結合して、コンパレータの50Ω入力と正しくマッチします。

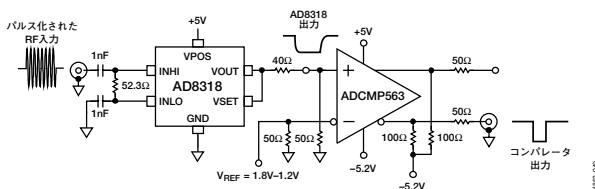


図37. ADCMP563高速コンパレータで動作するAD8318

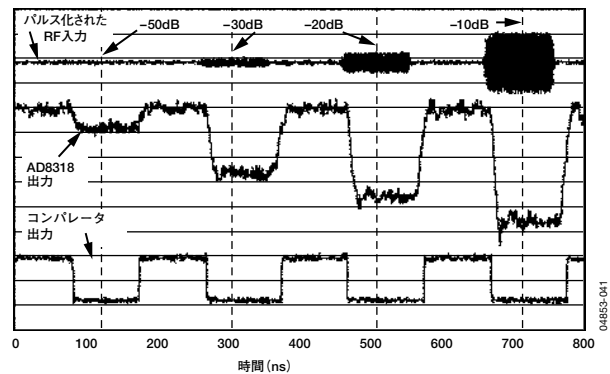


図38. さまざまな振幅のRFパルスに対するAD8318とコンパレータのパルス応答

図38に、さまざまな振幅の500MHzのパルス化された正弦波に対する、AD8318とコンパレータの応答を示します。AD8318の出力レベルは、入力信号の信号強度に応じています。RFバーストが非常に小さいアプリケーションの場合は、出力レベルは大きく変化しません。コンパレータを使用すると、ログアンプの出力がリミッタに似た信号に変換されるので便利です。

## コントローラ・モード

AD8318では、VOUTピンからコントローラ・モード機能が得られます。セットポイント電圧にVSETを使用すれば、パワーアンプ (PA)、可変ゲイン・アンプ (VGA)、出力パワーがゲイン制御信号に対して単調に増加する電圧可変減衰器 (VVA) などのサブシステムを制御できます。

コントローラ・モードで動作するときは、VSETとVOUTの間のリンクが解除され、VSET入力にセットポイント電圧が印可されます。VOUTはVGAのゲイン制御端子に、検出器のRF入力にVGAの出力に接続します（通常は、ディレクショナル・カップラ（方向性結合器）と減衰器を使用）。デバイスが計測モードのときのVOUTとRF入力信号との間に定義された関係に基づいて、AD8318は、RF入力のレベルが印加されたVSETに一致するまで、VOUTの電圧を調整します（このとき、VOUTは誤差アンプ出力になります）。AD8318がコントローラ・モードで動作するときは、VSET電圧とVOUT電圧との間に定まった関係はありません。VOUTは、値を安定して、INHI/INLOにおいて正しい入力信号レベルが得られるようにします。

上記の出力パワー制御ループを安定させるために、CFLTピンにグラウンド基準のコンデンサを接続する必要があります。

このコンデンサによって、ループが収束しないときに生じる誤差信号（実際には電流）を積分します。

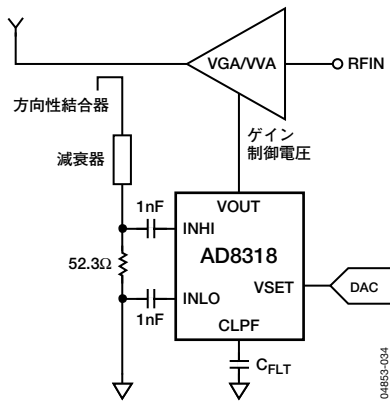


図39. AD8318のコントローラ・モード

$V_{SET}$ が減少すると、VGAに高いレベルの信号を要求することになり、その結果 $V_{OUT}$ が増加傾向になります。VGAのゲイン制御電圧は、ゲイン制御電圧が増大するとゲインが増大するような正の特性をもつ必要があります。

図40は、AD8318をAD8367と併用し、アナログ・コントローラとして動作させるための基本的な接続を示したものです。AD8367は、45dBのダイナミック・レンジを備えた、低周波から500MHzまでのVGAです。この構成は、図39の構成と非常によく似ています。

AD8367のゲインは、GAINピンに印可される電圧によって制御されます。この電圧 ( $V_{GAIN}$ ) は、20mV/dBのスロープでデシベル・リニアにスケージングされ、50mV (ゲイン: -2.5dB) から1.0V (ゲイン: +42.5dB) まで変動します。

AD8367への着信RF信号にはさまざまな振幅レベルがあるため、これを最小限の誤差で受信/復調するには、A/Dコンバータ (ADC) に供給する最高のS/N比 (SNR) に合わせて信号レベルを最適化する必要があります。最適化には自動ゲイン制御 (AGC) ループを使用します。図40では、着信RF信号がセットポイント電圧 $V_{SET}$ に等しい出力電圧を生成するまで、AD8318の電圧出力を用いてAD8367のゲインを変更しています。

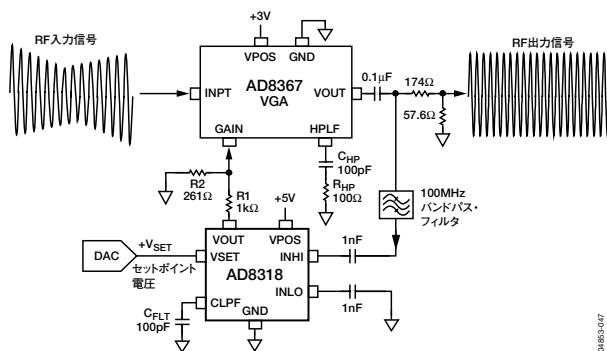


図40. AD8318をコントローラ・モードで動作し、自動ゲイン制御機能を提供する場合 (AD8367とともに使用)

このAGCループは、約45dBのダイナミック・レンジで信号を制御できます。AD8367の出力は、200Ω以上の負荷を駆動するように設計されています。したがって、AD8318の入力には53.6Ωの抵抗を使用する必要がなく、2kΩの公称入力インピーダンスで十分です。AD8367の出力で、オシロスコープやスペクトル・アナライザなどの50Ω負荷を駆動する場合は、簡単な抵抗分圧ネットワークを使用できます。なお、図40で使用した分圧器には11.5dBの挿入損失があります。

図41に、AD8367に-40dBmで100MHz正弦波を入力する場合の $V_{SET}$ 電圧と出力パワーの伝達関数との関係を示します。

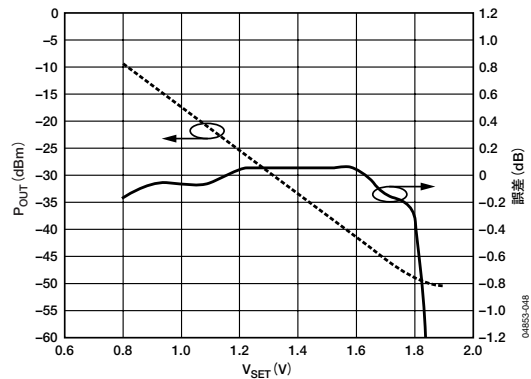


図41. AD8367の出力パワー 対 AD8318のセットポイント電圧

AGCループのロック状態を維持するには、AD8318は、VGAの出力信号のエンベロープに従い、AD8367のゲイン制御入力に必要な電圧レベルを提供しなければなりません。図42は、図40に示すAGCループのオシロスコープのスクリーンショットを示したものです。AD8367には、50%のAM変調を伴う50MHzの正弦波が入力されています。VGAからの出力信号は一定のエンベロープの正弦波であり、その振幅はAD8318でのセットポイント電圧である1.0Vに対応しています。

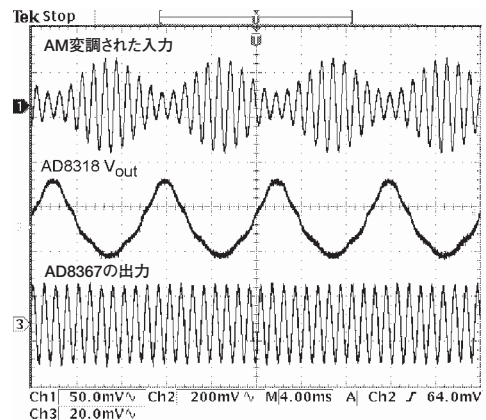


図42. AD8367へのAM変調された入力信号を示すオシロスコープのスクリーンショット。AD8318はこの入力信号のエンベロープに従って適切な電圧を印可し、AD8367から一定の出力が得られるようにします。

# AD8318

$V_{SET}$ の電圧範囲では、45dBの制御範囲は常に一定です。この範囲を達成するには、AD8367への入力パワー・レベルを最適化する必要があります。図43にセットポイント電圧に対する最小と最大の入力パワー・レベルを示します。

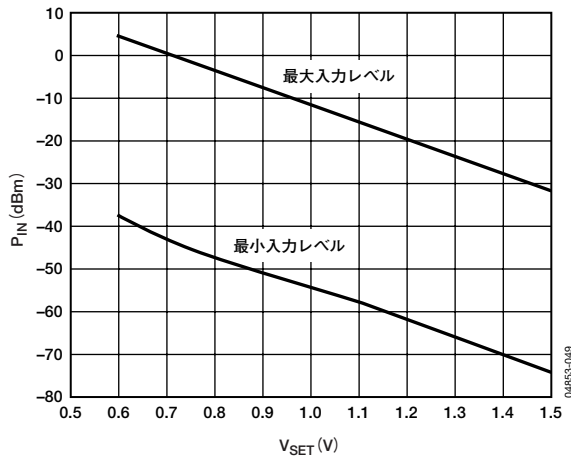


図43. セットポイント電圧 対 入力パワー。AD8367で45dBのフル・ダイナミック・レンジを実現するには、最適な信号レベルを使用する必要があります。

$V_{GAIN}$ が1.0Vを超えるとき、場合によっては、AGCループの回復に長い時間を要することがあります。これは、AD8318の出力が異常に高い値のままで、ゲインがその最大レベルに設定される場合です。AD8318の出力とAD8367のGAINピンとの間に分圧器を置いて、 $V_{GAIN}$ が1.0Vを超えないようにしてください。

図40では、 $C_{HP}$ と $R_{HP}$ を置き、高いゲイン設定での高調波に起因する発振と歪みを低減しています。AD8367の出力とAD8318の入力との間に、フィルタ処理機能を追加することを推奨します。これによってAD8367の出力ノイズを低減できます。(出力ノイズにより、高いゲイン設定(小さな $V_{SET}$ )でループのダイナミック・レンジが狭くなる可能性があります。)

応答時間と信号積分の量は、 $C_{FLT}$ によって制御されます。この機能は、積分アンプの帰還コンデンサに似ています。 $C_{FLT}$ には大きなコンデンサを使用できますが、大部分のアプリケーションでは、1nF未満で十分なフィルタ処理が可能です。

コントローラ・モードでのキャリブレーションは、計測モードでの方法と似ています。2つの既知の $V_{SET}$ 電圧またはDACコードを入力し、VGAからの出力パワーを計測することによって、簡単な2点キャリブレーションを実行します。その後、スロープとインターセプトを次の式で計算します。

$$\text{スロープ} = (V_{SET1} - V_{SET2}) / (P_{OUT1} - P_{OUT2}) \quad (13)$$

$$\text{インターセプト} = P_{OUT1} - V_{SET1} / \text{スロープ} \quad (14)$$

$$V_{SET} = \text{スロープ} \times (P_x - \text{インターセプト}) \quad (15)$$

AGCアプリケーションの詳細については、AD8367のデータシートを参照してください。

## 特性評価のセットアップと方法

図45に、AD8318の特性評価に使用した一般的なハードウェア構成を示します。特性評価では主に計測モード設定を使用しています。特性評価ボードはカスタム評価用ボードに似ていますが、RFINにはローゼンバーク社のSMAコネクタがあり、ベンチ特性評価の設定からケーブル容量を除去するためR10を1k $\Omega$ 抵抗に変更しています。-50dBmから-10dBmまでの直線回帰を使用して、スロープとインターセプトを計算しました。スロープとインターセプトによって理想的なラインを生成します。対数適合度誤差は、特定温度に対する理想的なラインと実測出力電圧との差であり、dB単位で表します。誤差計算の詳細については、「デバイス・キャリブレーションと誤差計算」を参照してください。

パルス応答計測用のハードウェア構成では、VOUTピンの0 $\Omega$ 直列抵抗を40 $\Omega$ 抵抗に置き換え、CLPFピンを開放しています。パルス応答時間はテクトロニクス社のデジタル・フォスファ・オシロスコープ (DPO) TDS51504を使用して計測し、スコープの2つのチャンネルでは50 $\Omega$ 終端を選択しました。40 $\Omega$ 直列抵抗と出力インターフェース内の10 $\Omega$ 抵抗によって、出力応答は1/2に減衰します。RF入力周波数は、デバイスの入力において-10dBmで100MHzです。RFパルスの生成にはSMT06を使用し、パルス・オプションは、周期=1.5 $\mu$ s、幅=0.1 $\mu$ s、パルス遅延=0.04 $\mu$ sとしました。SMT06からのビデオ出力を使用して出力応答をトリガしました。テスト・セットアップの概要については、図44を参照してください。

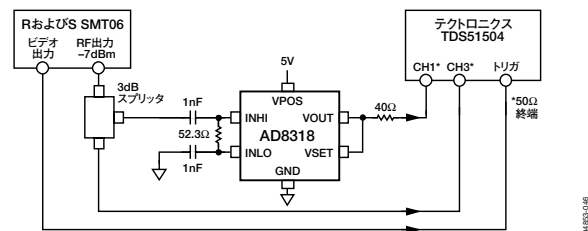


図44. パルス応答計測のテスト・セットアップ

ノイズ・スペクトル密度を計測するための評価では、VOUTピンに直列に接続した0 $\Omega$ 抵抗を、1 $\mu$ FのDCブロッキング・コンデンサに置き換えています。このコンデンサを使用したのは、FSEAがRF入力でのDC電圧を処理できないためです。CLPFピンを開放状態にして図18のデータを収集しました。図19の評価では、CLPFとグラウンドの間に1 $\mu$ Fのコンデンサを配置し、この大きなコンデンサによってログアンプの検出器段のノイズをフィルタ処理しました。R&Sスペクトル・アナライザFSEAとR&S SMT06信号発生器を使用し、信号発生器の周波数を2.2GHzに設定して、ノイズ・スペクトル密度を計測しました。スペクトル・アナライザは、10Hzのスペン、50Hzの分解能帯域幅、50Hzのビデオ帯域幅を備えており、これにより信号を100回平均しています。低周波数での出力のDCブロッキング・コンデンサのインピーダンスを考慮に入れて、データを調整しています。

## 評価用ボード

表6. 評価用ボード (Rev. A) 設定オプション

部品	機能	デフォルト状態
TP1、TP2	電源とグラウンドの接続	該当せず
SW1	デバイス・イネーブル：ポジションAでは、ENBLピンをVPに接続し、AD8318を動作モードにします。ポジションBでは、R3を通じてENBLピンを接地し、パワーダウン・モードにします。ENBLピンを使用するには、SW1をポジションBにしてパルス発生器をJ3に接続します。	SW1=A R3=10k (0603サイズ)
R1、C1、C2	入力インターフェース：ポジションR1の52.3Ω抵抗とAD8318の内部入力インピーダンスを合わせて、約50Ωの広帯域入力インピーダンスが生じます。コンデンサC1とC2は、DCブロッキング・コンデンサです。リアクティブ・インピーダンスのマッチングをとるには、R1をインダクタに、C1とC2を適切な値のコンデンサに置き換えます。	R1=52.3Ω (0402サイズ) C1=1nF (0402サイズ) C2=1nF (0402サイズ)
R2	温度センサー・インターフェース：温度センサーの出力電圧は、電流制限抵抗R2を介して、J1で得られます。	
C4	温度補償インターフェース：C4が1kΩのとき、内部温度補償抵抗は2.2GHzの入力信号に対して最適化されます。この回路を他の入力周波数に対して最適化するには、ポジションC4での抵抗の値を変更します。なお、評価用ボードのパッドには必ずコンデンサではなく抵抗が実装されます。しかしこのボードにはコンデンサを表すCが書かれています。これは間違いで、ボードのリビジョンBで修正されることになっています。	C4=500kΩ (0603サイズ)
R7、R8、R9、R10	出力インターフェース — 計測モード：計測モードでは、R7を介して出力電圧の一部がVSETピンにフィードバックされます。VOUT出力電圧応答のスロープを大きくするには、VSETにフィードバックされるVOUT部分を減らします。R10は、バック終端抵抗として、または単極ローパス・フィルタの一部として使用できます。	R7=0Ω (0402サイズ) R8=オープン (0402サイズ) R9=オープン (0402サイズ) R10=0Ω (0402サイズ)
R7、R8、R9、R10	出力インターフェース — コントローラ・モード：コントローラ・モードでは、R7をオープンにする必要があります。このモードのとき、AD8318は外付け部品のゲインを制御できます。セットポイント電圧はVSETピンに印可され、その値はAD8318のRF入力に加えられる所望のRF入力信号レベルと一致します。一般に方向性結合器によってこの可変ゲイン部品からのRF出力信号のサンプルが選択され、AD8318のRF入力に加えられます。VOUTピンでの電圧は可変ゲイン素子のゲイン制御に、制御電圧はR9とR8を介してVSETピンに印可されます。オプションで、R8とR9で構成される分圧器によって制御電圧の大きさを減衰させたり、ポジションR8にコンデンサを取り付けて、R9とともにローパス・フィルタを形成することができます。	R7=オープン (0402サイズ) R8=オープン (0402サイズ) R9=0Ω (0402サイズ) R10=0Ω (0402サイズ)
C5、C6、C7、C8、R5、R6	電源デカップリング：公称電源デカップリングは、AD8318の近くに配置された100pFフィルタ・コンデンサ、電源入力ピンの近くに配置された0.1μFコンデンサと0Ω直列抵抗で構成されます。	C6=100pF (0402サイズ) C7=100pF (0402サイズ) C5=0.1μF (0603サイズ) C8=0.1μF (0603サイズ) R5=0Ω (0603サイズ) R6=0Ω (0603サイズ)
C9	フィルタ・コンデンサ：VOUTピンを駆動する回路のローパス・コーナー周波数を低くするには、CLPFとグラウンドの間にコンデンサを置きます。	C4=オープン (0603サイズ)

# AD8318

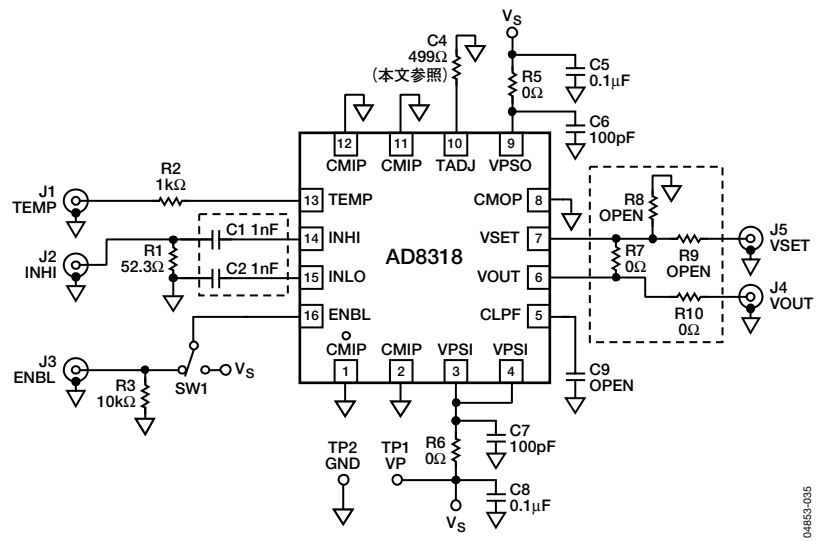


図45. 評価用ボードの回路図 (Rev. A)

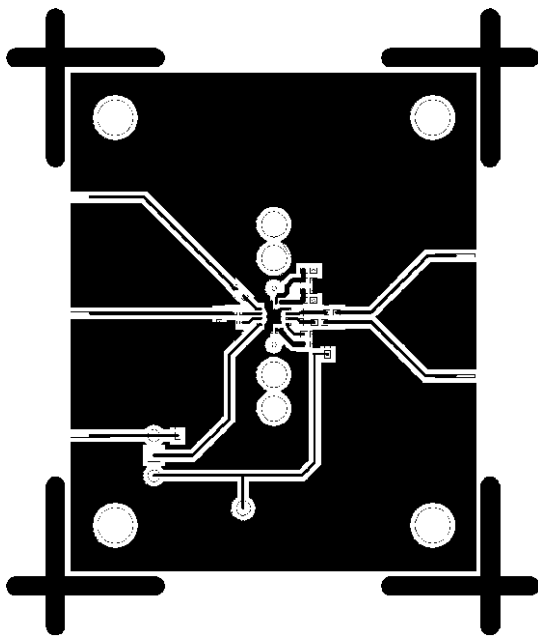


図46. 部品面のレイアウト

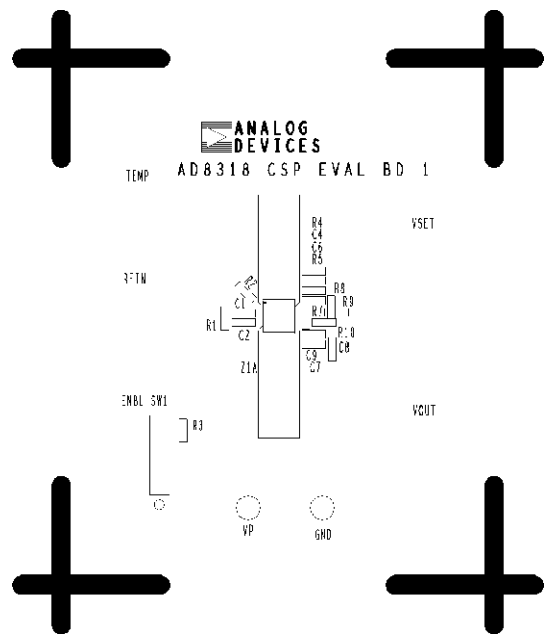
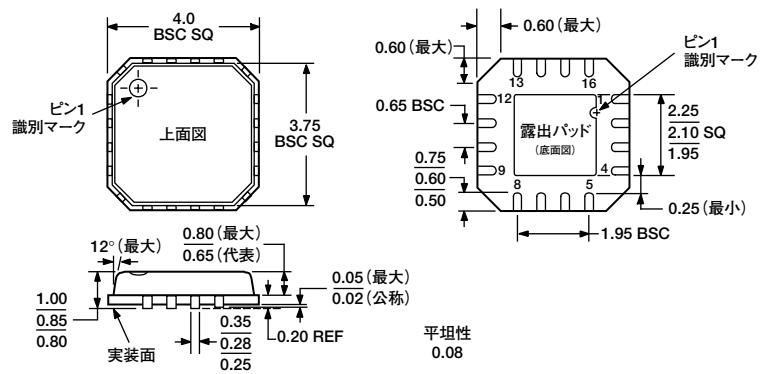


図47. 部品面のシルクスクリーン

## 外形寸法



JEDEC規格MO-220-VGGCに準拠

図48. 16ピンLFCSP  
(CP-16)

単位寸法：mm

## オーダー・ガイド

AD8318製品	温度パッケージ	パッケージ	パッケージ外形	個数
AD8318ACPZ-REEL7 <sup>1</sup>	-40～+85℃	16ピンLFCSP	CP-16	1500
AD8318ACPZ-WP <sup>1, 2</sup>	-40～+85℃	16ピンLFCSP	CP-16	64
AD8318-EVAL		評価用ボード		

<sup>1</sup> Z=鉛フリーのデバイス<sup>2</sup> WP=ワッフル・バック

**AD8318**

D04853-0-7/04(0)-J