

特長

最大2.7GHzまでのゲイン / ロスおよび位相を計測

2系統の復調ログアンプおよび位相検出器を内蔵

入力範囲 : - 60 ~ 0dBm (50 システム)

正確なゲイン計測スケール (30mV/dB)

非線形性 : 0.5dB (Typ) 以内

正確な位相計測スケール (10mV/度)

非線形性 : 1度 (Typ) 以内

計測 / コントローラ / レベル・コンパレータの各モード

2.7 ~ 5.5V電源電圧で動作

安定な1.8Vリファレンス出力

小信号エンベロープ帯域幅 : DC ~ 30MHz

アプリケーション

RF/IFパワー・アンプの線形化

RFの精密な電力制御

リモート・システムの監視と診断

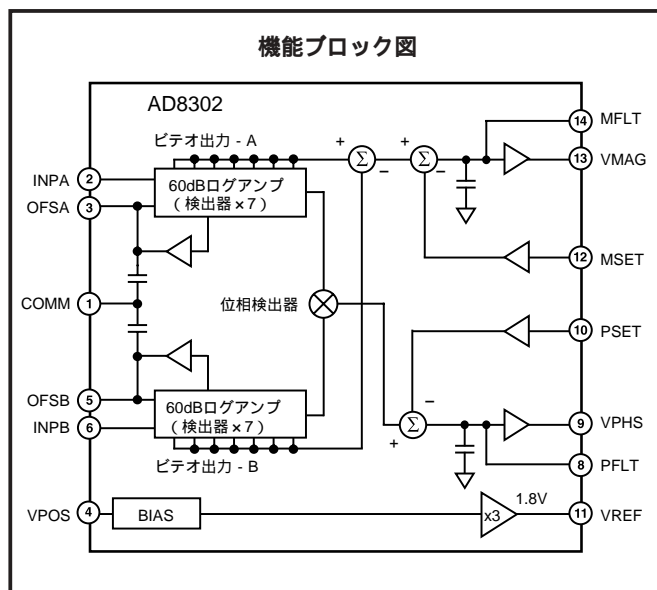
リターン・ロス / VSWRの計測

AC信号に対する対数比機能

概要

AD8302は、多くの受信、送信、計装アプリケーションにおけるゲイン / ロスおよび位相を計測する革新的な集積回路システムです。外付け部品は不要で、2.7 ~ 5.5Vの単電源で動作します。AC結合される入力信号の範囲は50 システムで - 60 ~ 0dBm、かつ低い周波数から最高2.7GHzまで可能です。このデバイスは、 ± 30 dBの範囲のゲインまたはロス (スケール : 30mV/dB) と、0 ~ 180° の範囲の位相 (スケール : 10mV/度) を正確に計測して出力します。両サブシステムの出力帯域幅は30MHzであり、オプションとして外付けフィルタ・コンデンサを接続して帯域幅を狭くすることもできます。直接制御モードでAD8302を使うと、シグナル・チェーンのゲインと位相を予め設定した設定ポイントに追従させることができます。

AD8302は特性の揃った2個の復調ログアンプを内蔵しており、各アンプの計測範囲は60dBです。これら出力の差をとることにより、2つの入力信号間の振幅比すなわちゲインを測定できます。これらの信号の周波数が異なることも可能であるため、変換ゲインまたは変換ロスの計測が可能です。AD8302を使って、未知信号を一方の入力に加え、キャリブレーション済みのAC基準信号を他方の入力に加えると、絶対信号レベルを測定することもできます。出力ステージの帰還接続をディスプレイする、コンパレータとして使用することができ、設定ポイント・ピンMSETとPSETを使って各スレシールドを設定できます。



各信号入力はシングル・エンドであるため、両信号を一致させることが可能で、方向性カプラーに直接接続できます。これらの公称入力インピーダンスは、低周波数で3k です。

AD8302には高精度の位相バランスを持つ乗算器型の位相検出器が内蔵されており、この位相検出器には2個のログアンプから出力される正確に振幅制限された信号が入力されます。したがって、全範囲で信号レベルに依存しない位相の正確な計測が可能です。

位相出力電圧とゲイン出力電圧は、グラウンドを基準とし、かつ負荷が接続できる出力に0 ~ 1.8Vの標準出力範囲で同時に出力されます。出力ドライバのソースまたはシンク電流は最大8mAです。負荷を接続することができる安定なリファレンス1.8Vが出力されているため、ユーザーは出力範囲を正確に再設定できます。

コントローラ・アプリケーションでは、ゲイン出力ピンVMAGと設定ポイント制御ピンMSETの間の接続が切り離されます。目的の設定ポイントをMSETに入力し、VMAG制御信号を使って適切な外付けの可変ゲイン・デバイスを駆動します。同様に、位相出力ピンVPHSと設定ポイント制御ピンPSET間の帰還パスを切り離して、位相コントローラとして動作させることも可能です。

AD8302は、アナログ・デバイス独自の高性能25GHz SOI相補バイポーラIC製造プロセスにより製造されています。14ピンTSSOPパッケージを採用し、- 40 ~ + 85 の温度範囲で動作します。評価ボードも提供しています。

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

AD8302 - 仕様

(特に指定のない限り、 $T_A = 25$ 、 $V_S = 5V$ 、VMAGとMSET間を短絡、VPHSとPSET間を短絡、INPAとINPB間に抵抗52.3 Ω を接続、位相計測の場合は $P_{INPA} = P_{INPB}$)

パラメータ	条件	Min	Typ	Max	単位
全体機能					
入力周波数範囲		>0		2700	MHz
ゲイン計測範囲	INPAでの P_{IN} 、INPBでの $P_{IN} = -30dBm$		± 30		dB
位相計測範囲	INPAでの $P_{IN} > INPB$ での P_{IN}		± 90		度
リファレンス出力	VREFピン、 $-40 \leq T_A \leq +85$	1.72	1.8	1.88	V
入力インターフェース	INPAピンとINPBピン				
単純化した入力等価回路	ACグラウンド基準、 $f = 500MHz$	-73	3 2	-13	k \parallel pF
入力電圧範囲	AC結合 ($0dBV = 1V_{rms}$)	-60		0	dBV
入力ダイナミックレンジの中心	50		-43		dBV
			-30		dBm
振幅出力	VMAGピン				
最小出力電圧	$20 \times \log(V_{INPA}/V_{INPB}) = -30dB$		30		mV
最大出力電圧	$20 \times \log(V_{INPA}/V_{INPB}) = +30dB$		1.8		V
出力の中心ポイント (MCP)	$V_{INPA} = V_{INPB}$		900		mV
出力電流	ソース/シンク		8		mA
小信号エンベロープ帯域幅	MFLTピンはオープン		30		MHz
スルーレート	40dB変化、負荷 $20pF \parallel 10k$		25		V/ μs
応答時間					
立ち上がり時間	20dB変化、10~90%		50		ns
立ち下がり時間	20dB変化、90~10%		60		ns
セトリング・タイム	フルスケールの60dB変化、1%以内に整定		300		ns
位相出力	VPHSピン				
最小出力電圧	位相差180度		30		mV
最大出力電圧	位相差0度		1.8		V
位相の中心ポイント	INPA = INPB $\pm 90^\circ$ の場合		900		mV
出力電流駆動能力	ソース/シンク		8		mA
スルーレート			25		V/ μs
小信号エンベロープ帯域幅			30		MHz
応答時間	15度変化、10~90%		40		ns
	120度変化 $C_{FILT} = 1pF$ 、1%以内に整定		500		ns
100MHz					
ダイナミックレンジ	振幅出力				
	$\pm 1dB$ 直線性 $P_{REF} = -30dBm$ ($V_{REF} = -43dBV$)		58		dB
	$\pm 0.5dB$ 直線性 $P_{REF} = -30dBm$ ($V_{REF} = -43dBV$)		55		dB
	$\pm 0.2dB$ 直線性 $P_{REF} = -30dBm$ ($V_{REF} = -43dBV$)		42		dB
	線形回帰による		29		mV/dB
スロープ	25 $^\circ$ での出力偏差				
偏差の温度特性	$-40 \leq T_A \leq +85$ 、 $P_{INPA} = P_{INPB} = -30dBm$		0.25		dB
	25 $^\circ$ での最適曲線からの偏差				
	$-40 \leq T_A \leq +85$ 、 $P_{INPA} = \pm 25dB$ 、 $P_{INPB} = -30dBm$		0.25		dB
ゲイン計測バランス	$P_{INPA} = P_{INPB} = -50dBm$		0.2		dB
ダイナミックレンジ	位相出力				
	最適曲線からの偏差 ± 1 度以内		145		度
	連続スロープ偏差10%以下		143		度
	-90° または $+90^\circ$ についての線形回帰による		10		mV/度
スロープ (絶対値)	25 $^\circ$ での出力偏差				
偏差の温度特性	$-40 \leq T_A \leq +85$ 、位相差=90度		0.7		度
	25 $^\circ$ での最適曲線からの偏差				
	$-40 \leq T_A \leq +85$ 、位相差= ± 30 度		0.7		度

パラメータ	条件	Min	Typ	Max	単位
900MHz ダイナミックレンジ	振幅出力				
	$\pm 1\text{dB}$ 直線性 $P_{\text{REF}} = -30\text{dBm}$ ($V_{\text{REF}} = -43\text{dBV}$)		58		dB
	$\pm 0.5\text{dB}$ 直線性 $P_{\text{REF}} = -30\text{dBm}$ ($V_{\text{REF}} = -43\text{dBV}$)		54		dB
	$\pm 0.2\text{dB}$ 直線性 $P_{\text{REF}} = -30\text{dBm}$ ($V_{\text{REF}} = -43\text{dBV}$)		42		dB
	線形回帰による		28.7		mV/dB
	25 での出力偏差				
	-40 T_A +85、 $P_{\text{INPA}} = P_{\text{INPB}} = -30\text{dBm}$		0.25		dB
スロープ 偏差の温度特性	25 での最適曲線からの偏差				
	-40 T_A +85、 $P_{\text{INPA}} = \pm 25\text{dB}$ 、 $P_{\text{INPB}} = -30\text{dBm}$ $P_{\text{INPA}} = P_{\text{INPB}} = -5\text{dBm} \sim -50\text{dBm}$		0.25		dB
ゲイン計測バランス			0.2		dB
ダイナミックレンジ	位相出力				
	最適曲線からの偏差 ± 1 度以内		143		度
スロープ (絶対値) 偏差	連続スロープ偏差10%以下		143		度
	-90°または+90°についての線形回帰による		10.1		mV/度
ゲイン計測バランス	25 での最適曲線からの直線性偏差				
	-40 T_A +85、位相差=90度		0.75		度
	-40 T_A +85、位相差= ± 30 度		0.75		度
	INPAの位相 = INPBの位相、 $P_{\text{IN}} = 5\text{dBm} \sim -50\text{dBm}$		0.8		度
1900MHz ダイナミックレンジ	振幅出力				
	$\pm 1\text{dB}$ 直線性 $P_{\text{REF}} = -30\text{dBm}$ ($V_{\text{REF}} = -43\text{dBV}$)		57		dB
	$\pm 0.5\text{dB}$ 直線性 $P_{\text{REF}} = -30\text{dBm}$ ($V_{\text{REF}} = -43\text{dBV}$)		54		dB
	$\pm 0.2\text{dB}$ 直線性 $P_{\text{REF}} = -30\text{dBm}$ ($V_{\text{REF}} = -43\text{dBV}$)		42		dB
	線形回帰による		27.5		mV/dB
	25 での出力偏差				
	-40 T_A +85、 $P_{\text{INPA}} = P_{\text{INPB}} = -30\text{dBm}$		0.27		dB
スロープ 偏差の温度特性	25 での最適曲線からの偏差				
	-40 T_A +85、 $P_{\text{INPA}} = \pm 25\text{dB}$ 、 $P_{\text{INPB}} = -30\text{dBm}$ $P_{\text{INPA}} = P_{\text{INPB}} = -5\text{dBm} \sim -50\text{dBm}$		0.33		dB
ゲイン計測バランス			0.2		dB
ダイナミックレンジ	位相出力				
	最適曲線からの偏差 ± 1 度以内		128		度
スロープ (絶対値) 偏差	連続スロープ偏差10%以下		120		度
	-90°または+90°についての線形回帰による		10.2		mV/度
位相計測バランス	25 での最適曲線からの直線性偏差				
	-40 T_A +85、位相差=90度		0.8		度
	-40 T_A +85、位相差= ± 30 度		0.8		度
	INPAの位相 = INPBの位相、 $P_{\text{IN}} = -5\text{dBm} \sim -50\text{dBm}$		1		度
2200MHz ダイナミックレンジ	振幅出力				
	$\pm 1\text{dB}$ 直線性 $P_{\text{REF}} = -30\text{dBm}$ ($V_{\text{REF}} = -43\text{dBV}$)		53		dB
	$\pm 0.5\text{dB}$ 直線性 $P_{\text{REF}} = -30\text{dBm}$ ($V_{\text{REF}} = -43\text{dBV}$)		51		dB
	$\pm 0.2\text{dB}$ 直線性 $P_{\text{REF}} = -30\text{dBm}$ ($V_{\text{REF}} = -43\text{dBV}$)		38		dB
	線形回帰による		27.5		mV/dB
	25 での出力偏差				
	-40 T_A +85、 $P_{\text{INPA}} = P_{\text{INPB}} = -30\text{dBm}$		0.28		dB
スロープ 偏差の温度特性	25 での最適曲線からの偏差				
	-40 T_A +85、 $P_{\text{INPA}} = \pm 25\text{dB}$ 、 $P_{\text{INPB}} = -30\text{dBm}$ $P_{\text{INPA}} = P_{\text{INPB}} = -5\text{dBm} \sim -50\text{dBm}$		0.4		dB
ゲイン計測バランス			0.2		dB
ダイナミックレンジ	位相出力				
	最適曲線からの偏差 ± 1 度以内		115		度
スロープ (絶対値) 偏差	連続スロープ偏差10%以下		110		度
	-90°または+90°についての線形回帰による		10		mV/度
ゲイン計測バランス	25 での最適曲線からの直線性偏差				
	-40 T_A +85、位相差=90度		0.85		度
	-40 T_A +85、位相差= ± 30 度		0.9		度
リファレンス 出力電圧	VREFピン				
	負荷 = 2k	1.7	1.8	1.9	V
PSRR 出力電流	$V_S = 2.7\text{V} \sim 5.5\text{V}$		0.25		mV/V
	ソース/シンク (1%以下の变化)		5		mA
電源 電源 動作電流 (静止時)	VPOSピン				
	$V_S = 5\text{V}$	2.7	5.0	5.5	V
	-40 T_A +85		19	25	mA
			21	27	mA

仕様は予告なく変更されることがあります。

AD8302

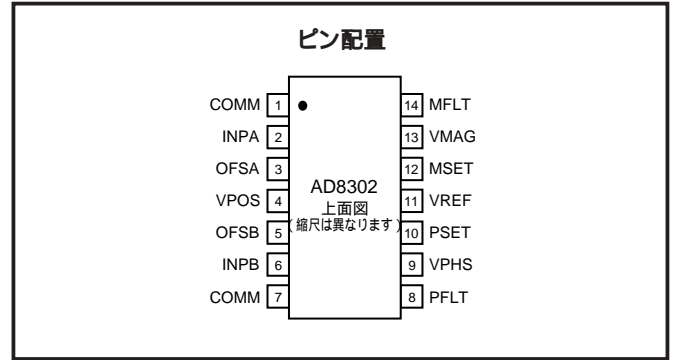
絶対最大定格¹

電源電圧 V_S	5.5V
PSET、MSET電圧	$V_S + 0.3V$
INPA、INPB最大入力 等価電力、50 J_A^2	- 3dBV 10dBm 150 μ W
最大接合温度	125
動作温度範囲	- 40 ~ + 85
保管温度範囲	- 65 ~ + 150
ピン温度範囲 (ハンダ処理、60秒)	300

注

1 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。

2 JEDEC 1S標準 (2層) ボードでのデータ。



ピン機能の説明

ピン番号	記号	機能	等価回路
1、7	COMM	デバイスのコモン。低インピーダンスのグラウンドに接続。	
2	INPA	チャンネルAに対する高入力インピーダンス。AC結合のみ。	回路A
3	OFSA	このピンとグラウンド間にコンデンサを接続して、オフセット補償フィルタの遮断周波数を決定。入力デカップリングとしても使用。	回路A
4	VPOS	電圧電源 (V_S)、2.7 ~ 5.5V。	
5	OFSB	このピンとグラウンド間にコンデンサを接続して、オフセット補償フィルタの遮断周波数を決定。入力デカップリングとしても使用。	回路A
6	INPB	チャンネルBへの入力。INPAと同じ構造。	回路A
8	PFLT	位相出力のローパス・フィルタピン。	回路E
9	VPHS	INPAとINPBの間の位相差に比例するシングルエンド出力。	回路B
10	PSET	計測モードでのVPHS出力電圧スケールリング用帰還ピン。コントローラ・モードの設定ポイント電圧を入力	回路D
11	VREF	内部発生のリファレンス (公称1.8V)。	回路C
12	MSET	VMAG出力電圧計測モードのスケールリング用帰還ピン。 コントローラ・モードでの設定ポイント電圧を入力。	回路D
13	VMAG	シングルエンド出力。INPAとINPBの間に入力された信号のデシベル比に比例する出力電圧。	回路B
14	MFLT	振幅出力に対するローパス・フィルタピン。	回路E

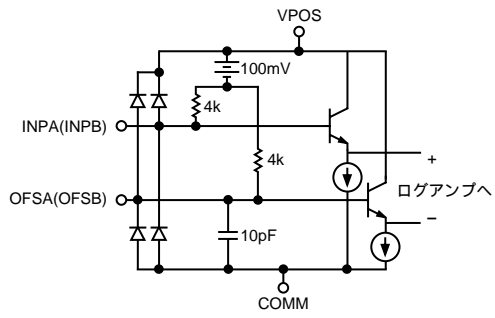
オーダー・ガイド

モデル	温度範囲	パッケージ	パッケージ・オプション
AD8302ARU	- 40 ~ + 85	チューブ、14ピンTSSOP	RU-14
AD8302ARU-REEL		13インチのテープおよびリール	
AD8302ARU-REEL7		7インチのテープおよびリール	
AD8302-EVAL		評価ボード	

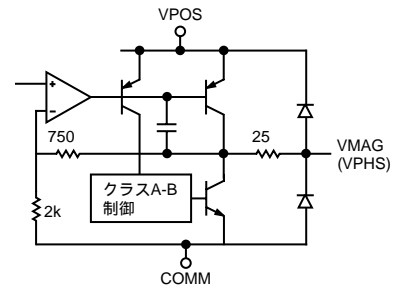
注意

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。

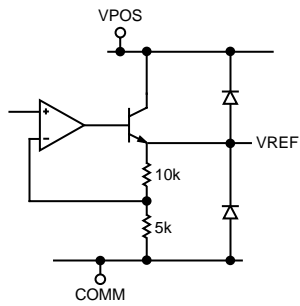




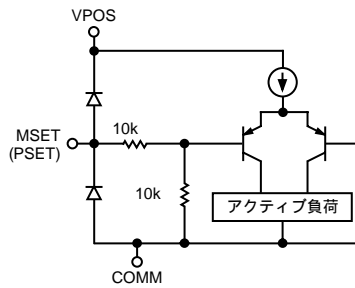
回路A



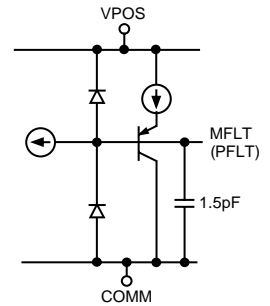
回路B



回路C



回路D

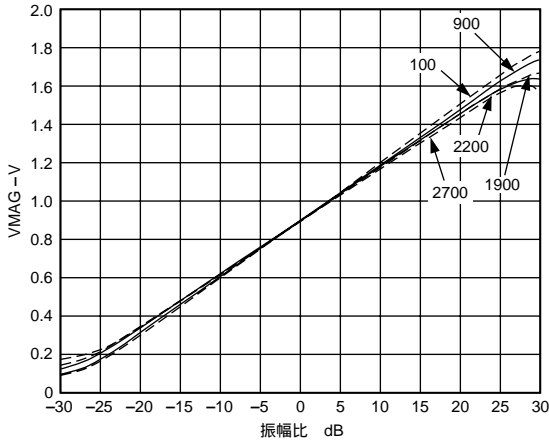


回路E

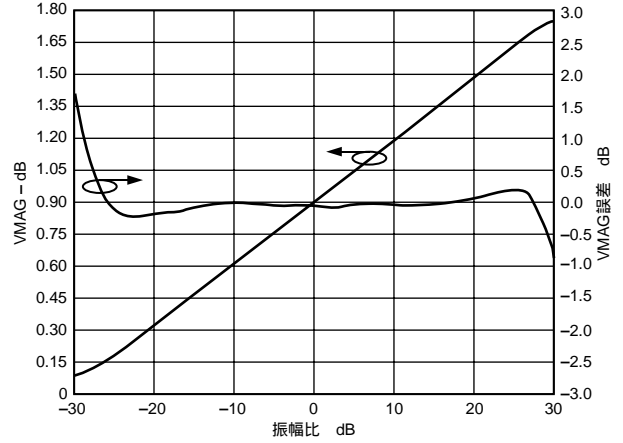
図1 等価回路

AD8302

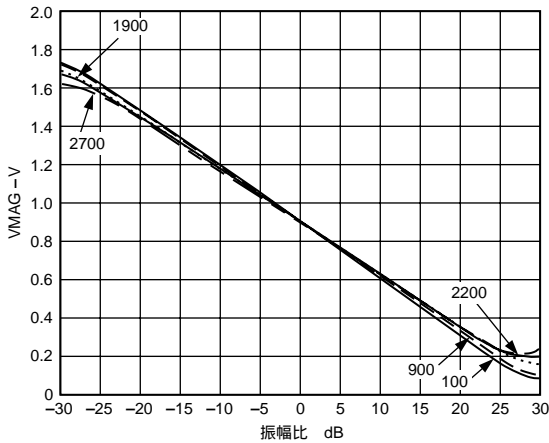
代表的な性能特性 (特に指定のない限り、 $V_S = 5V$ 、 V_{INPB} はリファレンス入力、 V_{INPA} は掃引。すべてのdBmは50。位相出力曲線の場合は2入力同信号レベル)



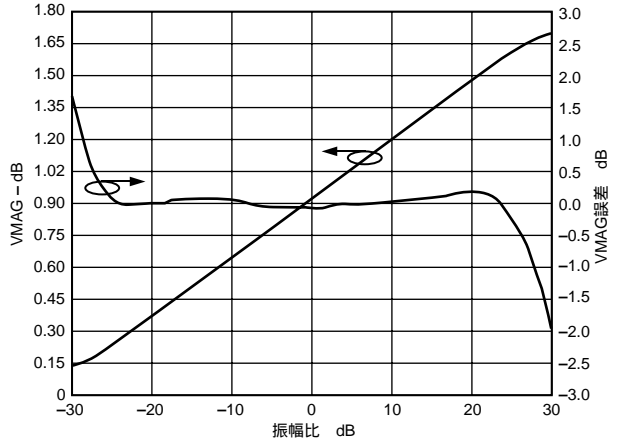
特性1 振幅出力 (VMAG) 対 入力レベル比 (ゲイン)
 V_{INPA}/V_{INPB} 、周波数 = 100MHz、900MHz、1900MHz、
 2200MHz、2700MHz、25、 $P_{INPB} = -30dBm$ (50)



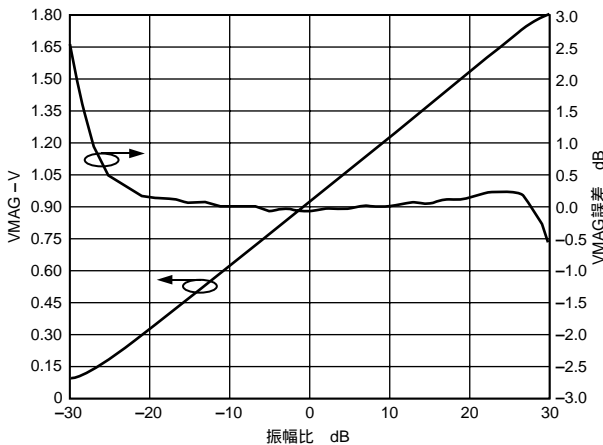
特性4 VMAGおよび対数適合度 対 入力レベル比 (ゲイン)、
 周波数 = 900MHz、-40、+25、+85、
 基準レベル = -30dBm 振幅比 dB



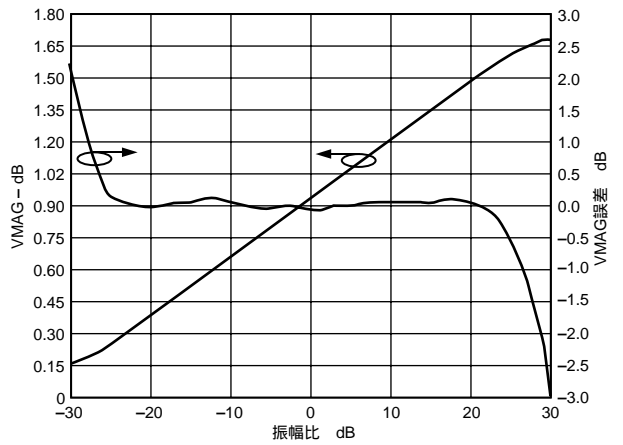
特性2 VMAG 対 入力レベル比 (ゲイン) V_{INPA}/V_{INPB} 、周波数 =
 100MHz、900MHz、1900MHz、2200MHz、2700MHz、
 $P_{INPA} = -30dBm$



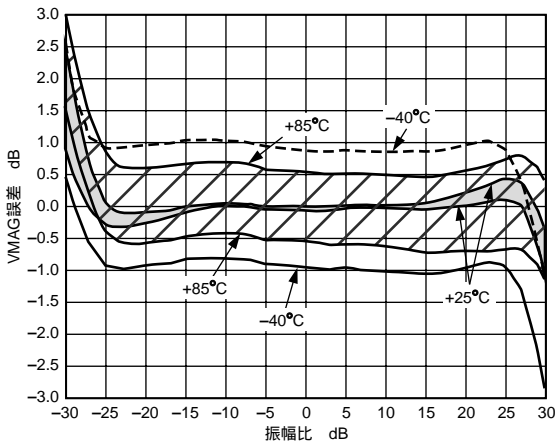
特性5 VMAGおよび対数適合度 対 入力レベル比 (ゲイン)、
 周波数 = 1900MHz、-40、+25、+85、
 基準レベル = -30dBm



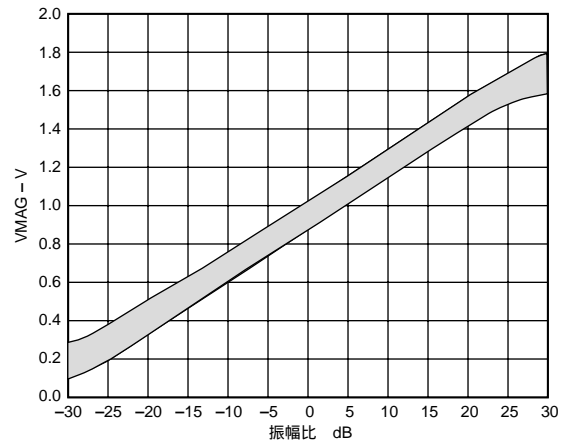
特性3 VMAG出力および対数適合度 対 入力、レベル比
 (ゲイン)、周波数 = 100MHz、-40、+25、+85、
 基準レベル = -30dBm



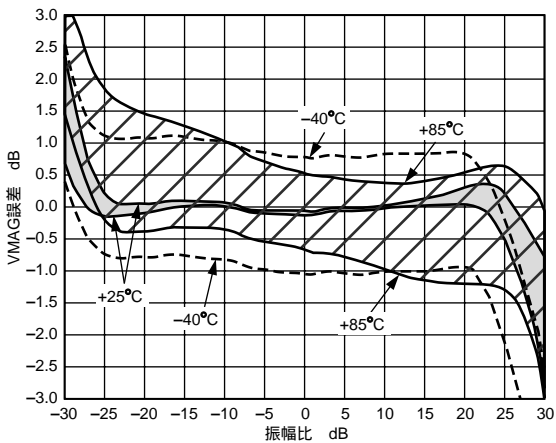
特性6 VMAG出力および対数適合度 対 入力、レベル比
 (ゲイン)、周波数 = 2200MHz、-40、+25、+85、
 基準レベル = -30dBm



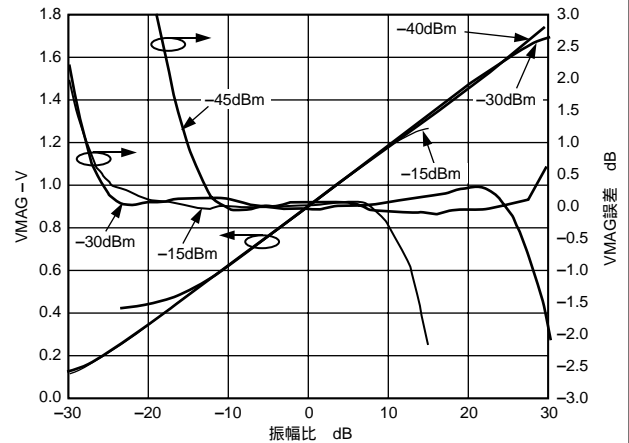
特性7 振幅誤差分布 対 入力レベル比 (ゲイン) 片側平均の3シグマ、周波数 = 900MHz、温度 = - 40 、 + 25 、 + 85 、 基準レベル = - 30dBm



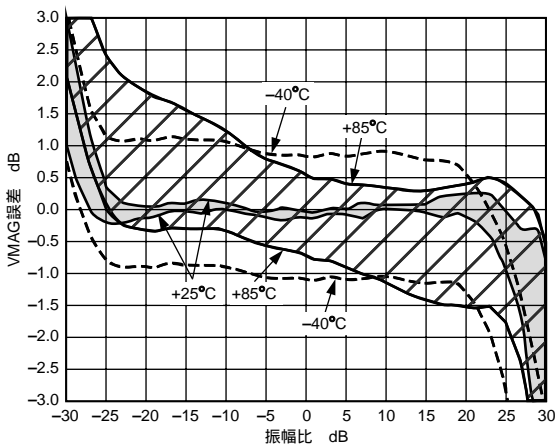
特性10 VMAG分布 対 入力レベル比 (ゲイン) 片側平均の3シグマ、周波数 = 1900MHz、温度 = - 40 ~ + 85 、 基準レベル = - 30dBm



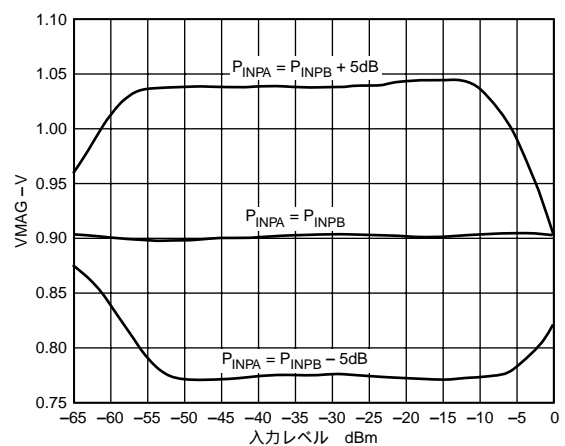
特性8 誤差分布 対 入力レベル比 (ゲイン) 片側平均の3シグマ、周波数 = 1900MHz、 - 40 、 + 25 、 + 85 、 基準レベル = - 30dBm



特性11 VMAG出力および対数適合度 対 入力、レベル比 (ゲイン) 基準レベル = - 10dBm、 - 30dBm、 - 45dBm、周波数 = 1900MHz

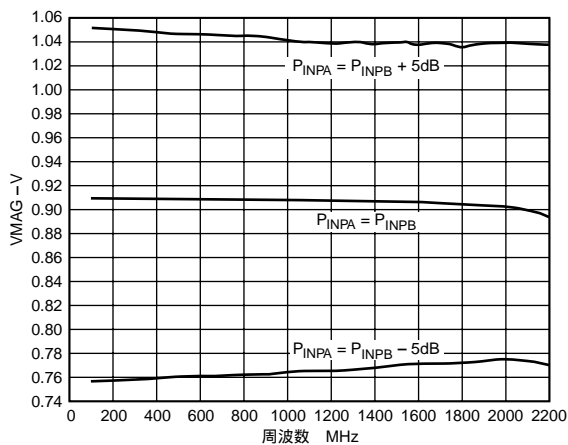


特性9 振幅誤差分布 対 入力レベル比 (ゲイン) 3シグマ、周波数 = 2200MHz、温度 = - 40 、 + 25 、 + 85 、 基準レベル = - 30dBm

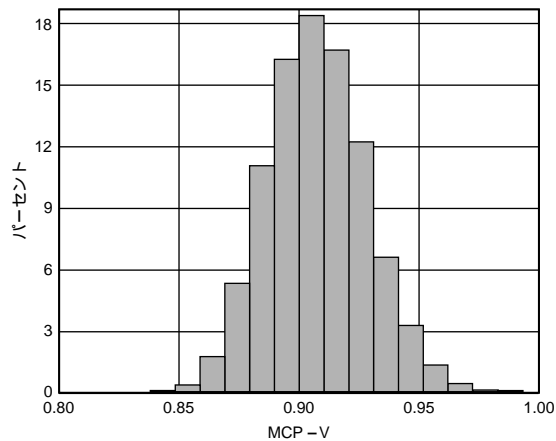


特性12 VMAG出力 対 入力レベル、 $P_{INPA} = P_{INPB}$ 、 $P_{INPA} = P_{INPB} + 5dB$ 、 $P_{INPA} = P_{INPB} - 5dB$ 、周波数 = 1900MHz

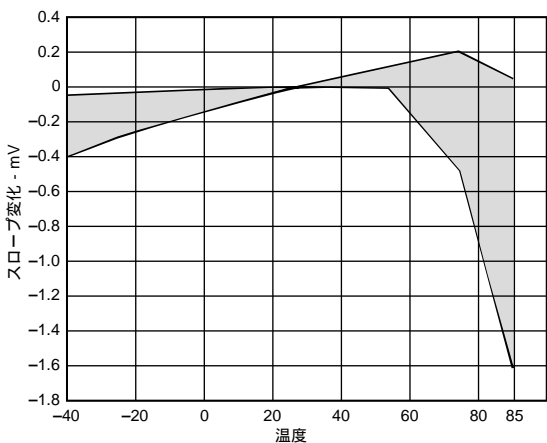
AD8302



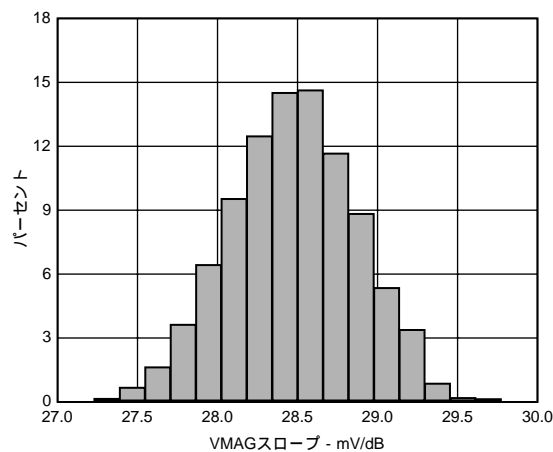
特性13 VMAG出力の周波数特性、 $P_{INPA} = P_{INPB}$ 、 $P_{INPA} = P_{INPB} + 5dB$ 、 $P_{INPA} = P_{INPB} - 5dB$ 、 $P_{INPB} = 30dBm$



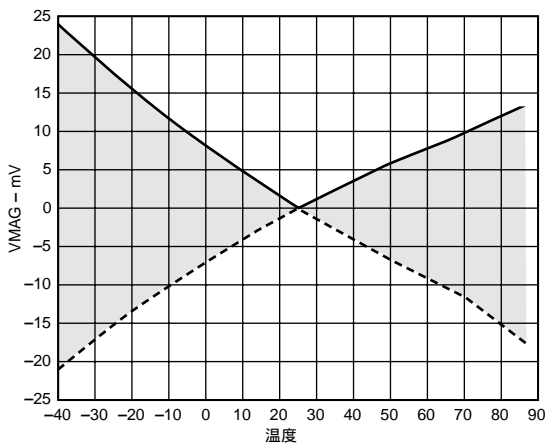
特性16 振幅出力中心ポイント (MCP) の分布、周波数 = 900MHz、部品数 = 17,000個



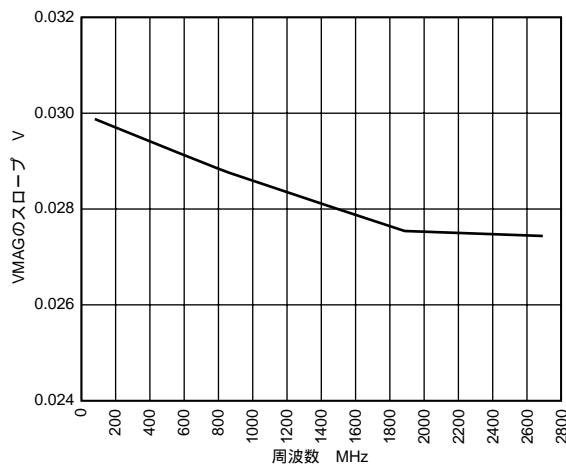
特性14 VMAGスロープ変化の温度特性、片側平均の3シグマ、周波数 = 1900MHz



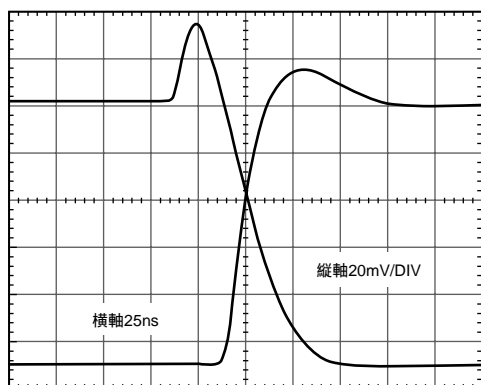
特性17 VMAGスロープ、周波数 = 900MHz、部品数 = 17,000個



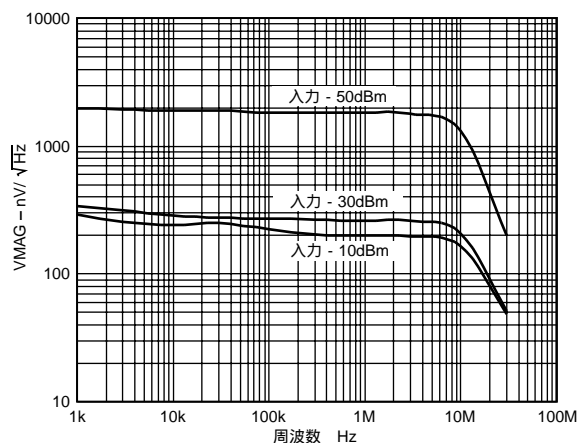
特性15 振幅出力中心ポイント (MCP) 変化の温度特性、片側平均の3シグマ、周波数 = 1900MHz



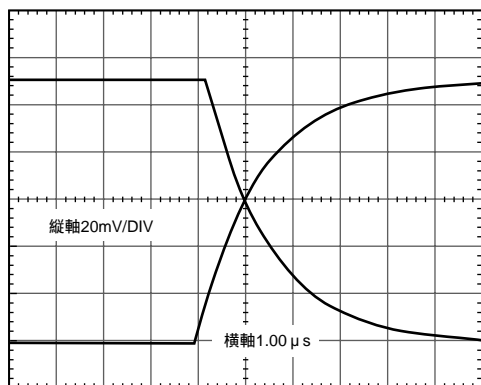
特性18 VMAGスロープの周波数特性



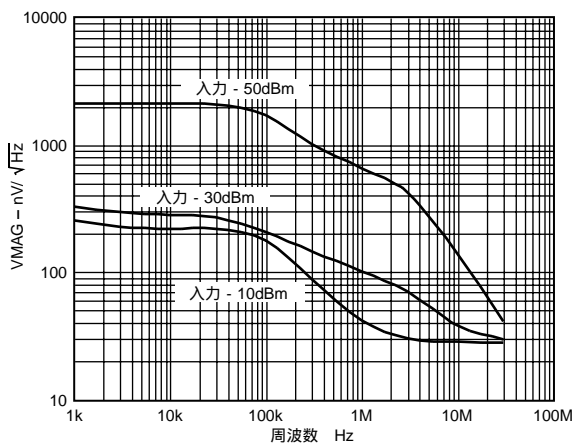
特性19 4dBステップに対する振幅出力応答、 $P_{INPB} = -30\text{dBm}$ 、 $P_{INPA} = -32 \sim -28\text{dBm}$ 、周波数 = 1900MHz、フィルタ・コンデンサなし



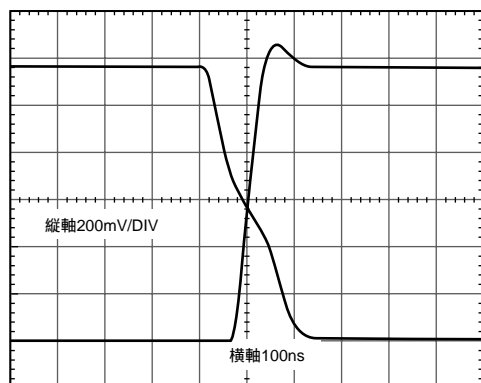
特性22 振幅出力のノイズ・スペクトル密度、 $P_{INPA} = P_{INPB} = -10\text{dBm}$ 、 -30dBm 、 -50dBm 、フィルタ・コンデンサなし



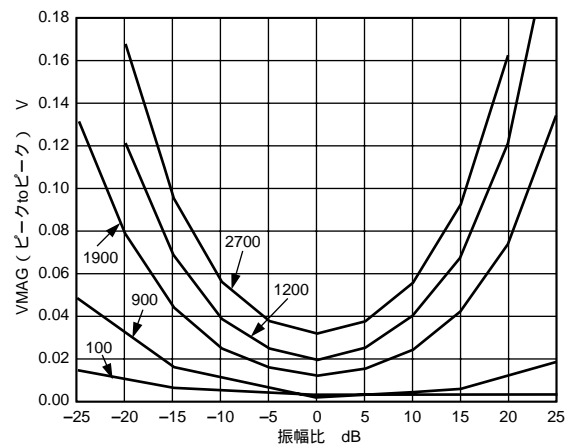
特性20 4dBステップに対する振幅出力応答、 $P_{INPB} = -30\text{dBm}$ 、 $P_{INPA} = -32 \sim -28\text{dBm}$ 、周波数 = 1900MHz、フィルタ・コンデンサ = 1nF



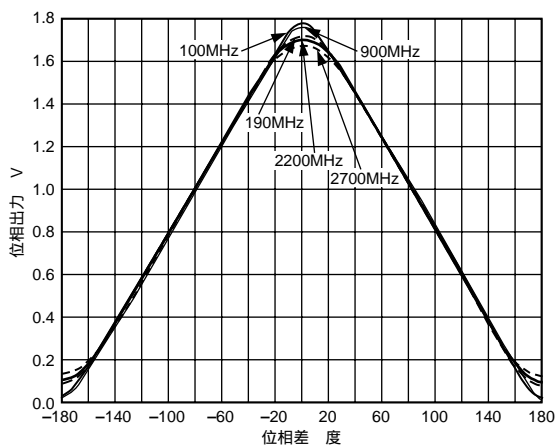
特性23 振幅出力のノイズ・スペクトル密度、 $P_{INPA} = P_{INPB} = -10\text{dBm}$ 、 -30dBm 、 -50dBm 、フィルタ・コンデンサあり



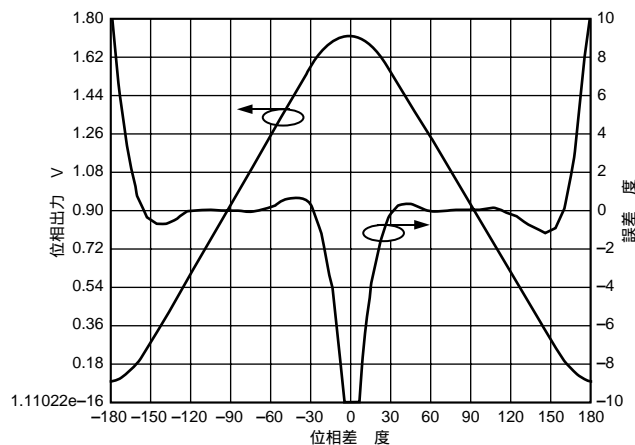
特性21 40dBステップに対する振幅出力応答、 $P_{INPB} = -30\text{dBm}$ 、 $P_{INPA} = -50 \sim -10\text{dBm}$ 、電源 = 5V、周波数 = 1900MHz、フィルタ・コンデンサなし



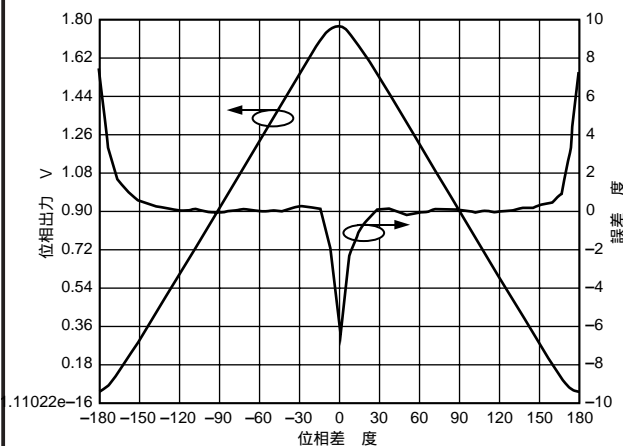
特性24 360度の位相差掃引により発生するVMAGピークtoピーク出力対振幅比、周波数 = 100MHz、900MHz、1900MHz、2200MHz



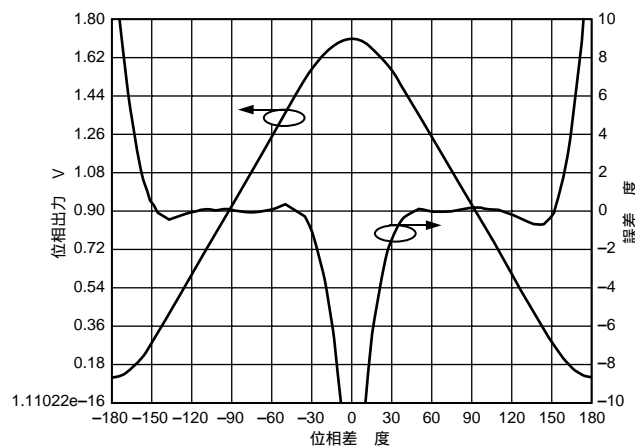
特性25 位相出力 (VPHS) 対 入力位相差、入力レベル = -30dBm、周波数 = 100MHz、900MHz、1900MHz、2200MHz、電源 = 5V



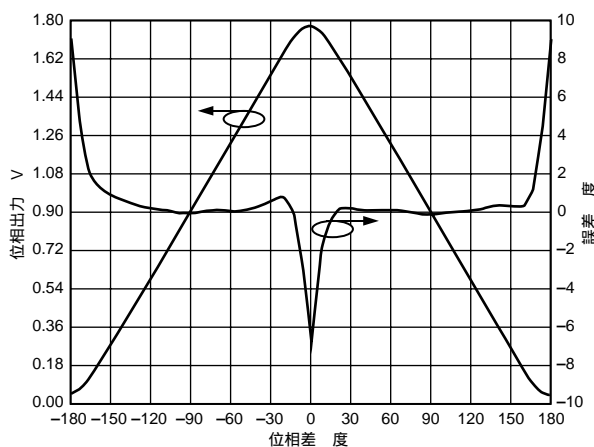
特性28 VPHS出力および非線形性 対 入力位相差、入力レベル = -30dBm、周波数 = 1900MHz



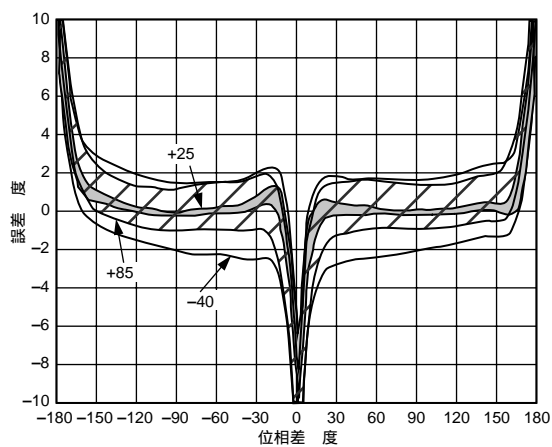
特性26 VPHS出力および非線形性 対 入力位相差、入力レベル = -30dBm、周波数 = 100MHz



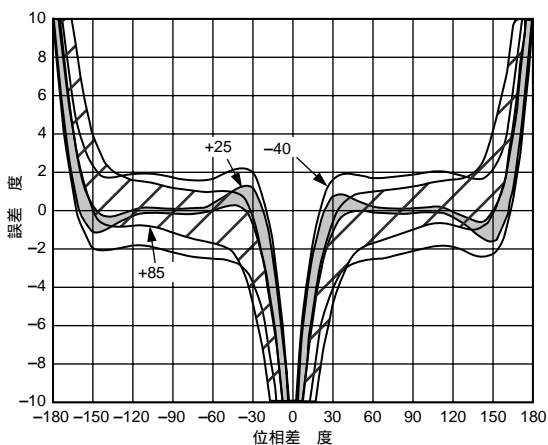
特性29 VPHS出力および非線形性 対 入力位相差、入力レベル = -30dBm、周波数 = 2200MHz



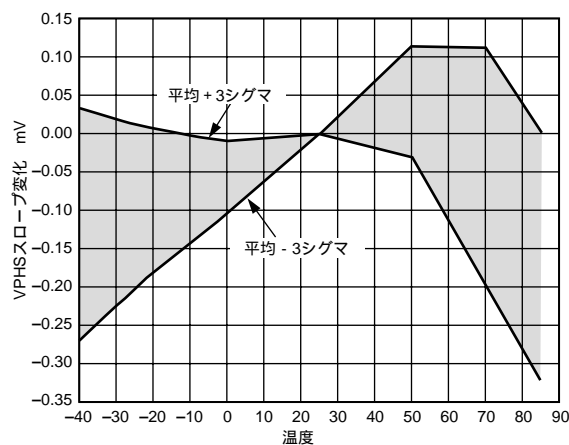
特性27 VPHS出力および非線形性 対 入力位相差、入力レベル = -30dBm、周波数 = 900MHz



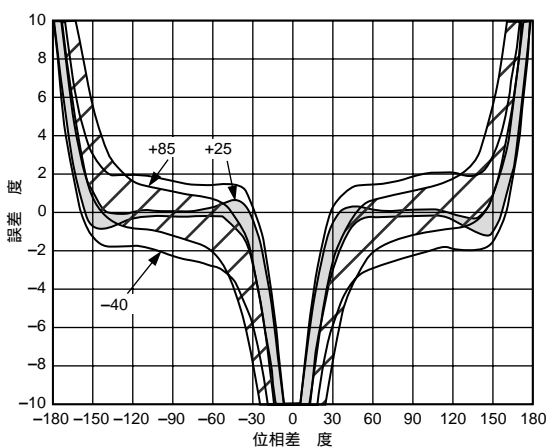
特性30 VPHS誤差分布 対 入力位相差、片側平均の3シグマ、周波数 = 900MHz、-40、+25、+85、入力レベル = -30dBm



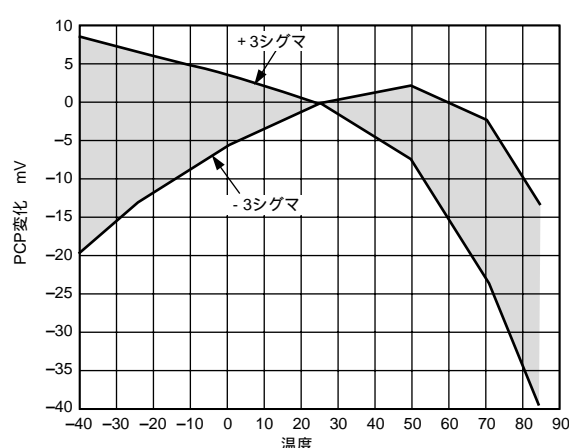
特性31 VPBS誤差分布 対 入力位相差、片側平均の3シグマ、
周波数 = 1900MHz、 - 40 、 + 25 、 + 85 、
電源 = 5V、入力レベル $P_{INPA} = P_{INPB} = - 30dBm$



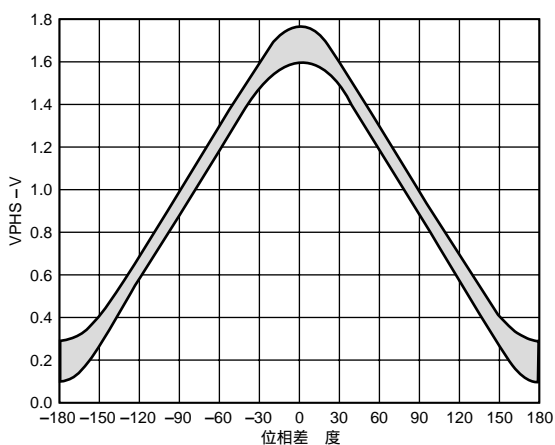
特性34 VPBSスロープ変化の温度特性、片側平均の3シグマ、
周波数 = 1900MHz



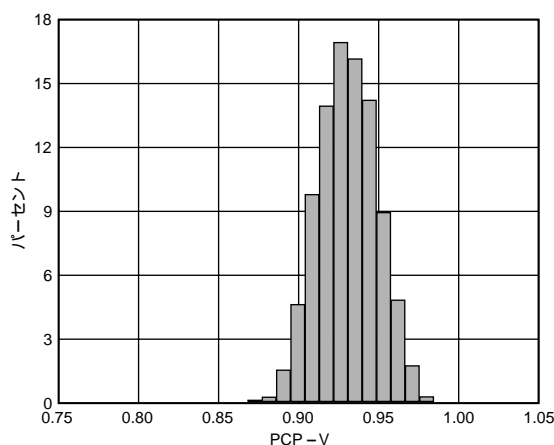
特性32 VPBS誤差分布 対 入力位相差、片側平均の3シグマ、
周波数 = 2200MHz、 - 40 、 + 25 、 + 85 、
入力レベル = - 30dBm



特性35 位相中心ポイント (PCP) 変化の温度特性、
片側平均の3シグマ、周波数 = 1900MHz

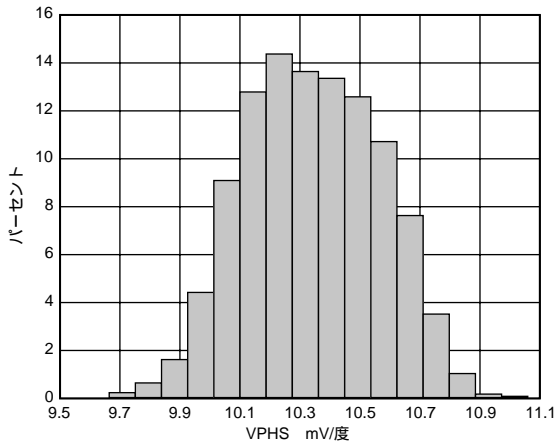


特性33 VPBS分布 対 入力位相差、片側平均の3シグマ、
周波数 = 900MHz、温度 = - 40 ~ + 85 、
入力レベル = - 30dBm

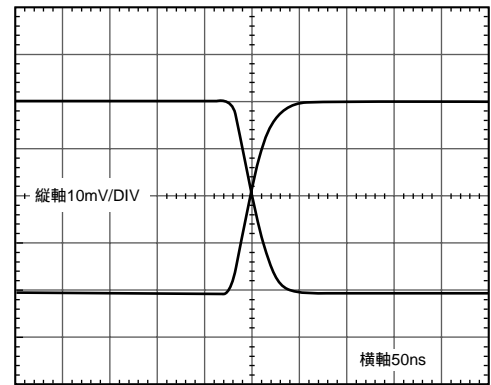


特性36 位相中心ポイント (PCP) の分布、周波数 = 900MHz、
部品数 = 17000個

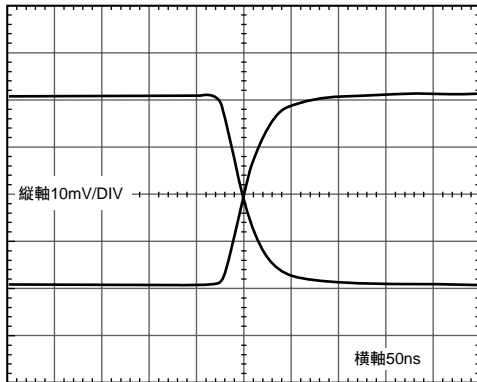
AD8302



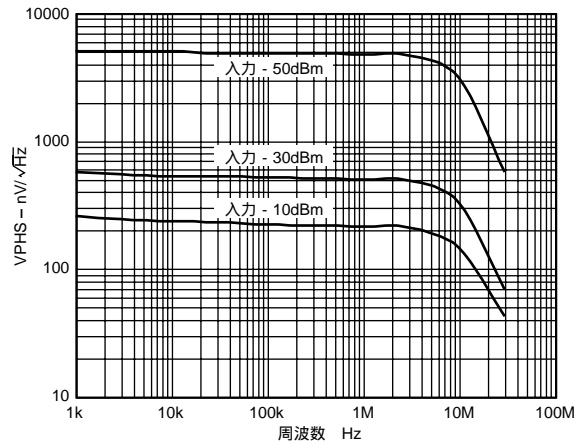
特性37 VPHSスロープの分布、周波数 = 900MHz



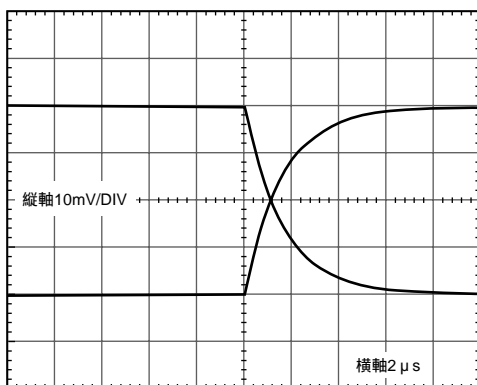
特性40 40°ステップに対するVPHS出力応答、公称位相シフト=90°、入力レベル $P_{INPA} = P_{INPB} = -30dBm$ 、周波数 = 1900MHz、フィルタ・コンデンサ = 1pF



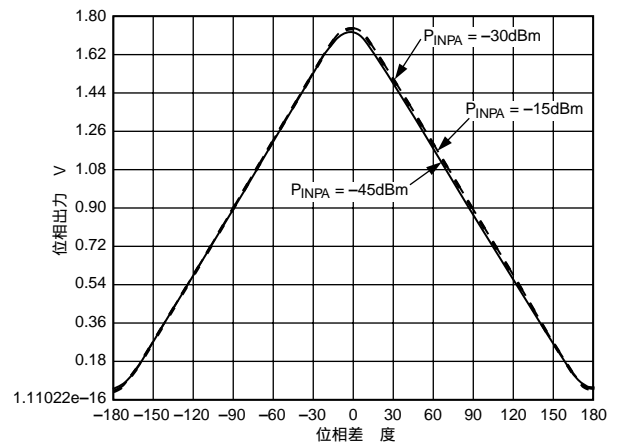
特性38 4°ステップに対するVPHS出力応答、公称位相シフト=90°、入力レベル = -30dBm、周波数 = 1900MHz、温度 = 25、フィルタ・コンデンサ = 1pF



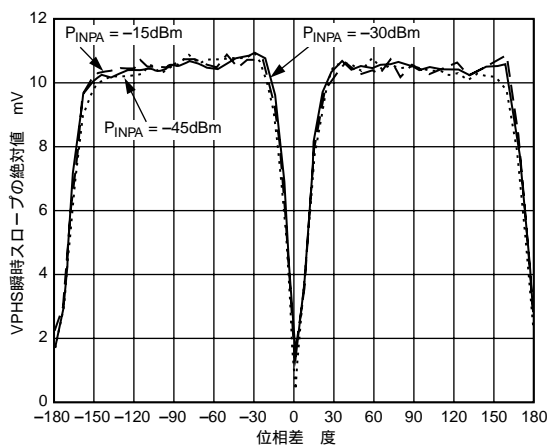
特性41 VPHS出力ノイズ・スペクトル密度の周波数特性、 $P_{INPA} = -30dBm$ 、 $P_{INPB} = -10dBm$ 、 $-30dBm$ 、 $-50dBm$ 、入力位相差 = 90°



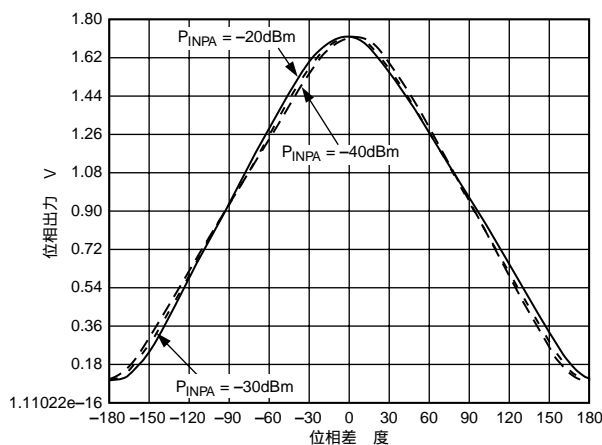
特性39 4°ステップに対するVPHS出力応答、公称位相シフト=90°、入力レベル $P_{INPA} = P_{INPB} = -30dBm$ 、電源 = 5V、周波数 = 1900MHz、温度 = 25、フィルタ・コンデンサ = 100pF



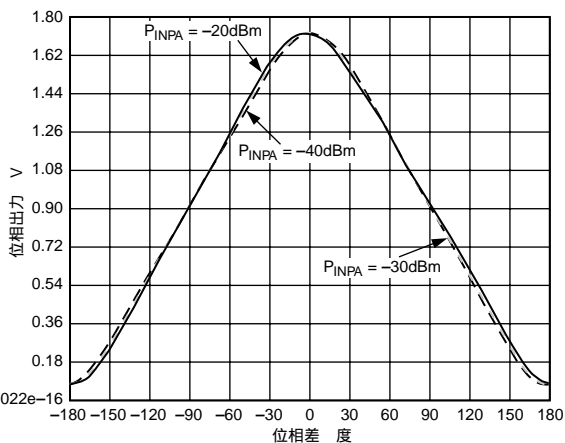
特性42 位相出力と入力位相差の関係、 $P_{INPA} = P_{INPB}$ 、 $P_{INPA} = P_{INPB} + 15dB$ 、 $P_{INPA} = P_{INPB} - 15dB$ 、周波数 = 900MHz



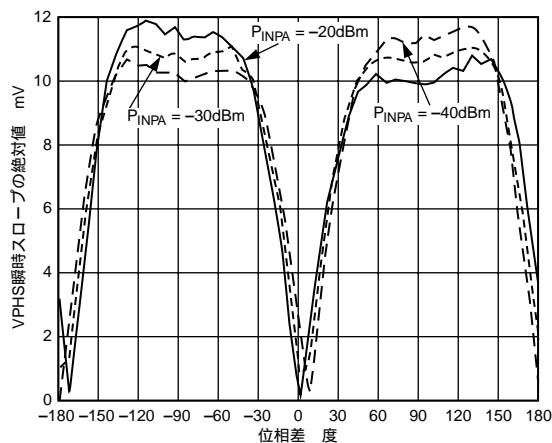
特性43 位相出力の瞬時スロープ、 $P_{INPA} = P_{INPB}$ 、 $P_{INPA} = P_{INPB} + 15dB$ 、 $P_{INPA} = P_{INPB} - 15dB$ 、
周波数 = 900MHz



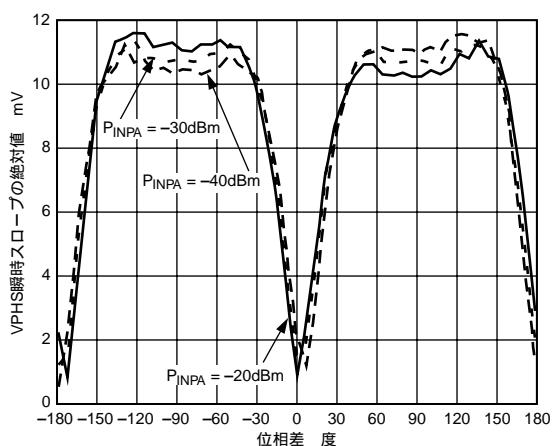
特性46 位相出力 対 入力位相差、 $P_{INPA} = P_{INPB}$ 、 $P_{INPA} = P_{INPB} + 10dB$ 、 $P_{INPA} = P_{INPB} - 10dB$ 、
周波数 = 2200MHz



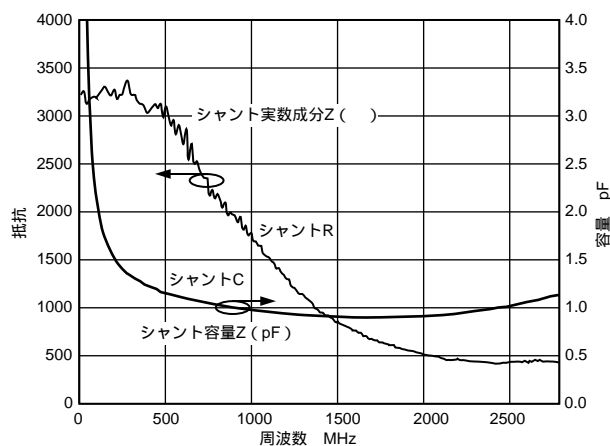
特性44 位相出力と入力位相差の関係、 $P_{INPA} = P_{INPB}$ 、 $P_{INPA} = P_{INPB} + 10dB$ 、 $P_{INPA} = P_{INPB} - 10dB$ 、
周波数 = 1900MHz、電源 = 5V



特性47 位相出力の瞬時スロープ、 $P_{INPA} = P_{INPB}$ 、 $P_{INPA} = P_{INPB} + 10dB$ 、 $P_{INPA} = P_{INPB} - 10dB$ 、
周波数 = 2200MHz

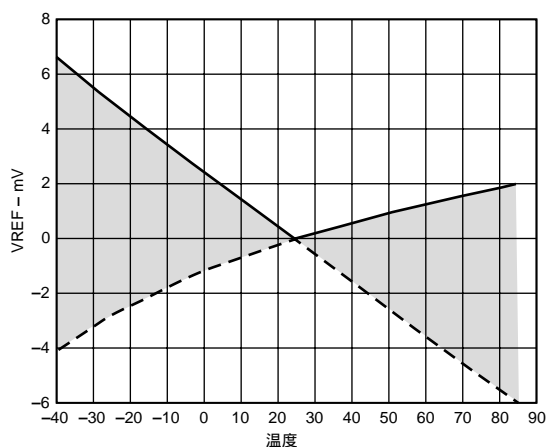


特性45 位相出力の瞬時スロープ、 $P_{INPA} = P_{INPB}$ 、 $P_{INPA} = P_{INPB} + 10dB$ 、 $P_{INPA} = P_{INPB} - 10dB$ 、
周波数 = 1900MHz、電源 = 5V

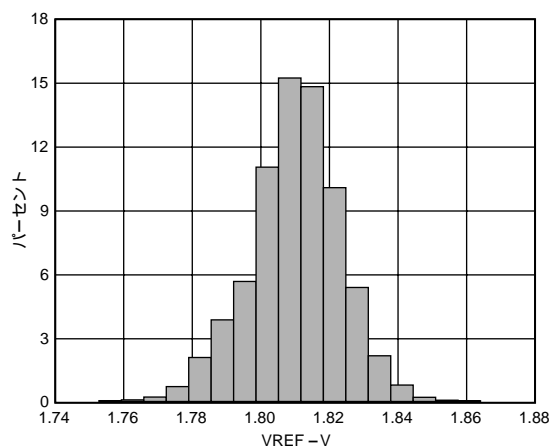


特性48 入力インピーダンス、
シャントRとシャントCを並列にしたモデルを使用

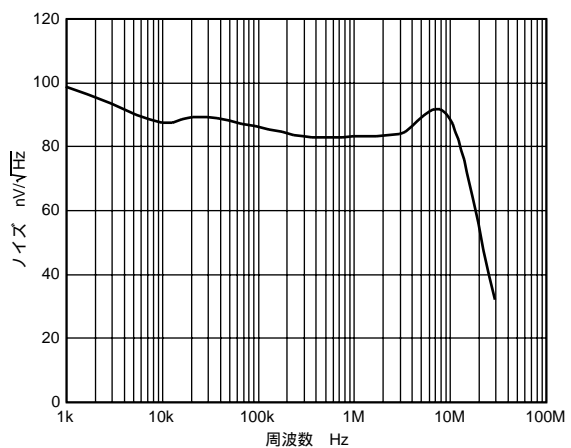
AD8302



特性49 VREF変化の温度特性、片側平均の3シグマ



特性51 VREFの分布、部品数 = 17,000個



特性50 VREF出力ノイズ・スペクトル密度の周波数特性

概要および動作原理

AD8302は、“ゲイン”として定義されている振幅比と2信号間の位相差を測定します。特性の揃った1対のログアンプが計測値を出力し、それらの振幅を制限した出力が位相検出器に入力されます。

原理

ログアンプは、大きな範囲の入力信号レベルをデシベル・スケールの出力に圧縮する対数圧縮機能を持っています。一般的な数式で表すと次のようになります。

$$V_{OUT} = V_{SLP} \log(V_{IN}/V_Z) \quad (1)$$

ここで、 V_{IN} は入力電圧、 V_Z はインターセプト（電圧）、 V_{SLP} はスロープ（電圧）です。以下の説明では、 $\log(x)$ は $\log_{10}(x)$ 関数を表します。 V_{SLP} は“ボルト/ディケード”で表されますが、電圧のディケードは20dBに対応するため、 $V_{SLP}/20$ は“ボルト/dB”になります。 V_Z は、出力がゼロになる入力信号値であり、必ずしも、ログアンプ信号範囲の物理的に実現可能な部分に対応する必要はありません。スロープはログアンプの基本的な特性であり、インターセプトは入力波形の関数でもあります¹。さらに、インターセプトはスロープよりも、温度と周波数に敏感です。ログアンプを電力計測に使うと、インターセプトが基準レベルを表しているため、計測の絶対精度に誤差が導入されます。特性の揃った2つのログアンプに、波形は同じでレベルが異なる信号を入力して、各アンプ出力の差をとります。対数領域での減算は線形領域での比に対応するため、出力は次のようになります。

$$V_{MAG} = V_{SLP} \log(V_{INA}/V_{INB}) \quad (2)$$

ここで、 V_{INA} と V_{INB} は入力電圧、 V_{MAG} は信号レベル差に対応する出力、 V_{SLP} はスロープです。インターセプト V_Z がなくなっていることに注意してください。電力計測とは異なり、相対信号レベルのような次元のない量の計測のときは、独立した基準すなわちインターセプトは無関係になります。この意味で、1つの信号が他方に対してインターセプトの役割を持ちます。周波数、プロセス、温度、電源電圧に起因するインターセプトの変動は、両チャンネルに等しく影響するため、差には影響しなくなります。この技術では、相殺が確実に行われるために、2つのログアンプのスロープとインターセプトが一致している必要があります。これはまさに、AD8302が1対の集積したログアンプであるが故に可能なことです。2つの信号の波形が異なる場合（例えば、ピークと平均の比が異なる）または周波数が異なる場合は、インターセプトが異なり、システム・オフセットが生じることに注意してください。

ログアンプ構造は、復調検出器を持つ線形ノリミット・ゲイン・ステージのカスケードから構成されます。ログアンプの構造と機能についての詳細は、アナログ・デバイスが製造している他のログアンプのデータシートに記載してあります²。ログアンプの最終ステージ出力は、入力ダイナミックレンジの大部分以外は完全にリミットされた信号になります。両ログアンプから出力されるリミットされた信号は、排他論理和型のデジタル位相検出器に入力されます。リミットされた信号に対して厳密に相対ゼロ交叉動作を行わせるため、抽出された位相差は元の入力信号レベルに無関係になります。位相出力は一般に次のように表されます。

注

1 ログアンプのインターセプトに対する波形の影響については、AD640のデータシートをご覧ください。
2 AD8307のデータシートをご覧ください。

$$V_{PHS} = V [(V_{INA}) - (V_{INB})] \quad (3)$$

ここで、 V はmV/度で表した位相スロープ、 $[\]$ は度で表した各信号の相対位相です。

構造

AD8302の全体を図2に示します。主要ブロックは、2つの復調ログアンプ、位相検出器、出力アンプ、バイアス・セル、出力リファレンスバッファから構成されています。ログアンプと位相検出器は高周波信号を処理して、電流形式でゲイン情報と位相情報を出力アンプに出力します。出力アンプは、最終ゲイン・スケールと最終位相スケールを決定します。外付けフィルタ・コンデンサは、それぞれの出力に対する平均処理の時定数を設定します。リファレンスバッファは内部スケール定数に追従する1.80Vのリファレンスを出力します。

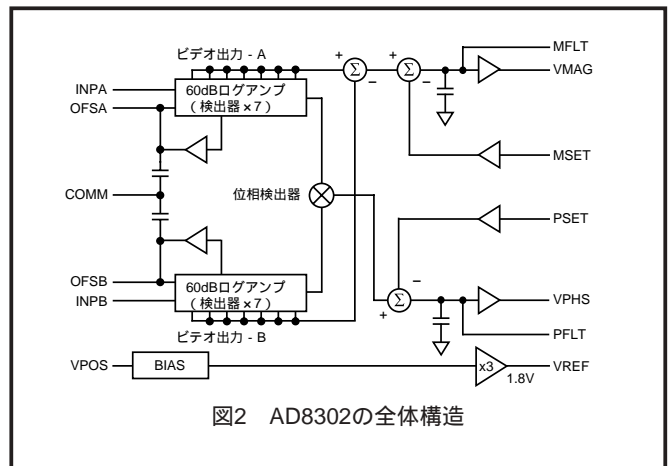


図2 AD8302の全体構造

各ログアンプは、10dBゲイン×6ステージのカスケード接続と7つの対応する検出器から構成されています。各ゲイン・ステージの3dB帯域幅は5GHzを超えます。信号パスは差動になっており、コモン・モードの信号とノイズの影響を最小にします。カスケード接続されたゲインは合計60dBあるため、小さいDCオフセットがあると、後段のステージにリミット効果を生じさせて、小信号に対しては計測誤差になることがあります。これは帰還ループにより補正されます。このループの公称ハイパス・コーナー周波数 f_{HP} は内部で200MHzに設定されていますが、OFSAピンとOFSBピンに外付け容量を接続して下げることができます。ハイパス・コーナーより可成り低い周波数の信号はDCオフセットと区別できないため、これもゼロにされます。ログアンプ出力の減算は電流領域で行われ、式2で近似されます。

$$I_{LA} = I_{SLP} \log(V_{INA}/V_{INB}) \quad (4)$$

ここで、 I_{LA} と I_{SLP} は、それぞれ出力電流差とログアンプの特性スロープ（電流）です。このスロープは、温度変化と電源電圧変化の影響を受けないようにデザインされた正確な基準から導出されます。

位相検出器は両信号パスの遅延を一致させるため、2つの入力に関して対称な構造を採用しています。ここでも、差動信号によりコモン・モード変化の影響を最小にしています。式3の等価電流モードは次のようになります。

$$I_{PD} = I [(V_{INA}) - (V_{INB}) - 90] \quad (5)$$

ここで、 I_{PD} と I は、それぞれ位相検出器に対応する出力電流と特性スロープです。このスロープは、ログアンプ・スロープと同じ基準から導出されます。

AD8302

位相差は慣例通り - 180 ~ + 180 ° の範囲とします。この型の位相検出器は ± 90 ° 違いを区別しないので、180 ° の位相差範囲が曖昧になります。すなわち、90 ° を中心とする 0 ~ + 180 ° の範囲、または - 90 ° を中心とする 0 ~ - 180 ° の範囲になります。

両出力インターフェースの基本構造を図3に示します。設定ポイント入力があり、積分/平均コンデンサ、ゲイン=Kのバッファ・アンプが内蔵されています。これらの設定ポイントに対する外部からのアクセスにより、複数の動作モードが可能で、ゲインと位相の伝達特性を柔軟に調整できます。伝達抵抗RFにより特徴付けられる設定ポイント・インターフェース・ブロックは、入力ピン (MSETまたはPSET) に加えられる電圧に比例した電流を発生します。900mVの高精度オフセット電圧が内部で使用されて、ゲイン関数と位相関数の中心ポイント (VCP) が設定されます (ゲイン = 0dBと位相差 = 90 ° に対応する設定ポイント電圧)。ゲイン・チャンネルではログアンプから、または位相チャンネルでは位相検出器から、それぞれ出力される信号電流IINからこの設定ポイント電流が減算されます。この差がMFLTピンまたはPFLTピンにある平均コンデンサ上で積分され、出力アンプによりバッファされて、それぞれVMAGピンとVPHSピンに出力されます。このオープンループ構成では、出力電圧は計測値ゲイン/位相と目標値設定ポイントとの差の単純な積分値になります。

$$V_{OUT} = R_F (I_{IN} - I_{FB}) \times sT \quad (6)$$

ここで、I_{FB}は (V_{SET} - V_{CP}) / R_Fに等しい帰還電流、V_{SET}は設定ポイント入力、TはR_FC_{AVE}/Kに等しい積分時定数です。ここで、C_{AVE}は内部1.5pFと外付けコンデンサC_{FLT}の並列接続容量です。

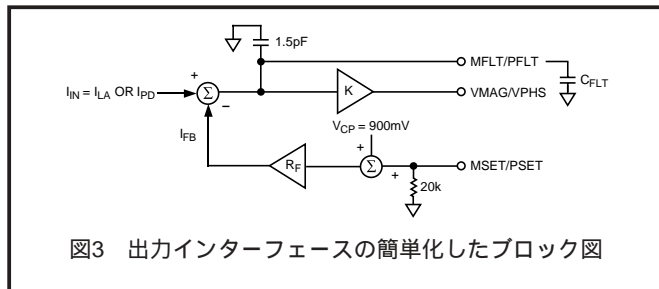


図3 出力インターフェースの簡単化したブロック図

基本接続

計測モード

AD8302の基本機能はゲインと位相の直接計測です。出力ピン (VMAGとVPHS) を帰還設定ポイント入力ピン (MSETとPSET) に直接接続すると、デフォルトのスロープと中心ポイントが使用されます。図4に示すこの基本接続を計測モードと呼びます。積分器は、設定ポイント・インターフェースから出力される電流とログアンプと位相検出器から出力される信号電流を一致させます。閉ループ伝達関数は次式で得られます。

$$V_{OUT} = (I_{IN} R_F + V_{CP}) \times (1 + sT) \quad (7)$$

時定数Tは、dB値のゲイン関数と度値の位相関数のエンベロップに対するシングル・ポール応答を表します。小さい内部コンデンサにより、最大エンベロップ帯域幅が約30MHzに設定されます。外付けのC_{FLT}を使用しない場合、AD8302はこの帯域幅内でゲイン・エンベロップと位相エンベロップに追従できます。長い平均処理が必要な場合は、必要に応じて、T (ns) = 3.3 × C_{AVE} (pF) 従いC_{FLT}を決めて接続できます。オーバーシュートが最小の最適過渡応答を得るためには、最小値1pFの外付けコンデンサをMFLTピンとPFLTピンに接続することを推奨します。

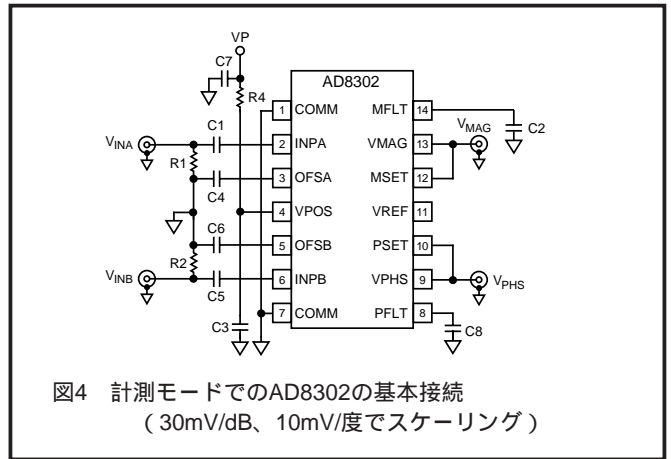


図4 計測モードでのAD8302の基本接続 (30mV/dB、10mV/度でスケール)

周波数下限では、ゲイン伝達関数と位相伝達関数は式4と式5で得られ、次のようになります。

$$V_{MAG} = R_F I_{SLP} \log(V_{INA}/V_{INB}) + V_{CP} \quad (8a)$$

$$V_{MAG} = (R_F I_{SLP}/20) \times (P_{INA} - P_{INB}) + V_{CP} \quad (8b)$$

$$V_{PHS} = -R_F (| (V_{INA}) - (V_{INB}) | - 90^\circ) + V_{CP} \quad (9)$$

これらを図5に示します。式8bで、P_{INA}とP_{INB}はdBmで表した電力であり、規定基準インピーダンスでのV_{INA}とV_{INB}に等しくなります。ゲイン関数の場合、R_F I_{SLP}で表されるスロープは600mV / デイケード、すなわち20dB / デイケードで除算した30mV/dBです。

0dBゲインに対する900mVの中心ポイントで、- 30 ~ + 30dBの範囲は0 ~ 1.8Vのフルスケール振幅をカバーします。位相関数の場合、R_F I_{SLP}で表されるスロープは10mV / 度になります。90 ° に対する900mVの中心ポイントで、0 ~ + 180 ° の範囲は1.8 ~ 0Vのフルスケール振幅をカバーしますが、スロープは逆になります。

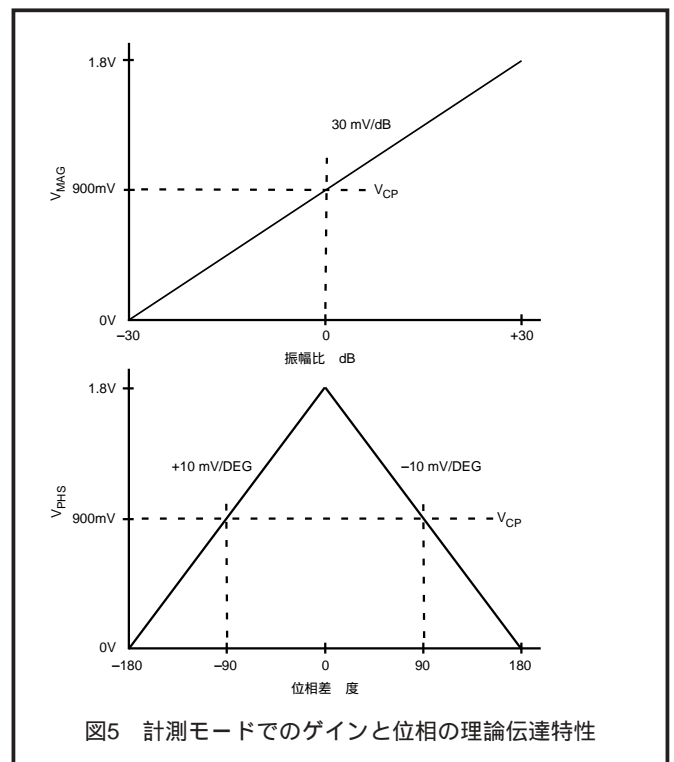


図5 計測モードでのゲインと位相の理論伝達特性

入力チャンネルのインターフェース

両チャンネルのシングル・エンド入力インターフェースは同じ構成で、各入力インターフェースは駆動ピンのINPAとINPB、ACグラウンド・ピンのOFSAとOFSBから構成されています。4本のピンはすべて内部で正電源を使って約100mVにDCバイアスされているため、外部では入力信号とグラウンドをAC結合する必要があります。信号ピンの場合は、結合コンデンサのインピーダンスを信号周波数で無視できる程度にしてください。グラウンド・ピンの場合は、結合コンデンサはACグランディング機能と、内部オフセット補償ループのハイパス・コーナー周波数を設定する機能の2つの機能を持っています。内部では10pFコンデンサがグラウンドとの間に接続されており、最大コーナー周波数を約200MHzに設定しています。このコーナー周波数は式 f_{HP} (MHz) = $2/C_C$ (nF) に従って下げることができます。ここで、 C_C はOFSAまたはOFSBとグラウンドとの間の合計容量で内部10pFを含んでいます。

INPAとINPBの入力インピーダンスは、周波数、オフセット補償コンデンサ、パッケージパラシチック・コンデンサの関数になっています。 f_{HP} より高いモード・レート周波数で、入力ネットワークは3k Ω のシャント抵抗と2pFのコンデンサの並列接続で近似できます。これより高い周波数では、シャント抵抗は約500 Ω に減少します。図6のスミス・チャートに、周波数範囲100MHz~3GHzでの入力インピーダンスを示します。

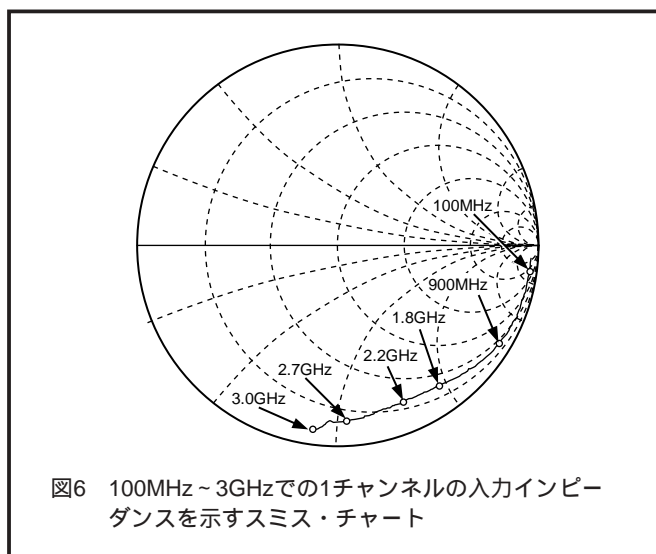


図6 100MHz~3GHzでの1チャンネルの入力インピーダンスを示すスミス・チャート

結合コンデンサの信号側に広帯域抵抗終端を使って、信号源インピーダンスに整合させることができます。終端抵抗値 R_T は次式で得られます。

$$R_T = R_{IN} R_S / (R_{IN} - R_S) \quad (10)$$

ここで、 R_{IN} は入力抵抗、 R_S は信号源インピーダンスです。高い周波数では、入力インピーダンスのリアクタンス成分を無視するため狭帯域のリアクタンス整合が適しています。ログアンプを2個使用するアーキテクチャの重要な特性は、両チャンネルが同じ周波数で同じ入力ネットワークを持つ場合、インピーダンス不整合と反射損失は本質的にコモン・モードになるため、ゲインと位相の相対的な計測には影響を与えないことです。ただし、これら外付け部品の不一致があると、計測誤差が発生します。

ダイナミックレンジ

ゲイン・サブシステムの最大計測範囲は合計60dBに制限されており、範囲は -30 ~ +30dBです。これは、ゲインと減衰の両方が測定可能であることを意味しています。この制限は、2個の各ログアンプが検出できる最小レベルと最大レベルにより決定されます。AD8302では、各ログアンプは -73dBV (223 μ V, -60dBm (50 μ W)) ~ -13dBV (223mV, 0dBm (50 μ W)) の範囲の入力を検出できます。ログアンプは、電力ではなく電圧にตอบสนองすることに注意してください。等価電力はインピーダンス・レベルが得られれば計算できます。例えば、50 Ω システムでdBVからdBmへ変換するときは、単純に13dBを加算します。範囲全体をカバーするためには、範囲の中心に正確に対応する基準レベルを一方のログアンプに入力することが必要です。AD8302では、このレベルは -43dBVであり、50 Ω システムでは -30dBmに対応します。他方のチャンネルでは、範囲の中心より30dB下側の下端から、範囲の中心より30dB上側の上端まで掃引できるようになります。基準が範囲の中心からずれると、端の方で計測範囲が失われてしまう部分が発生します。これは、ログアンプの範囲が不足する場合に、あるいはグラウンドまたは1.8Vのレールに到達した場合に、発生します。図7に、基準チャンネル・レベル配置の影響を示します。基準レベルを範囲の中心より10dB低く選択すると、下限は -30dBではなく -20dBになります。基準レベルを10dB高く選択すると、上限は30dBではなく20dBになります。

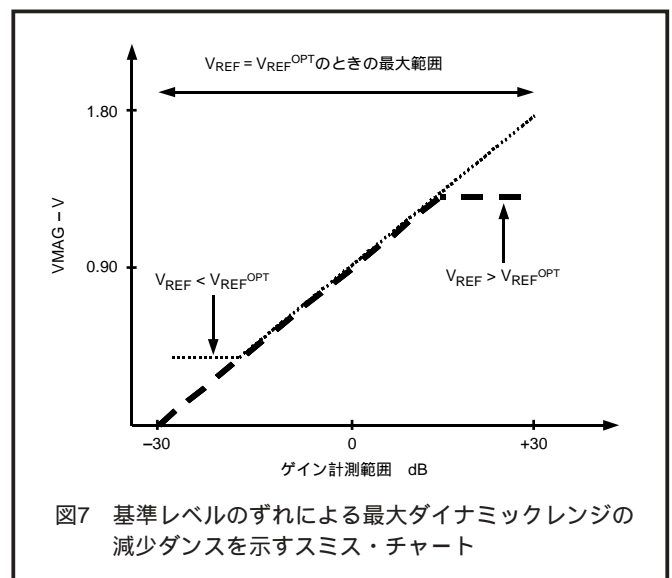


図7 基準レベルのずれによる最大ダイナミックレンジの減少ダンスを示すスミス・チャート

位相の計測範囲は0 ~ 180 $^\circ$ です。0 ~ -180 $^\circ$ の位相差に対しては、伝達特性は図5に示すように、スロープの符号が逆になる鏡像になります。位相検出器は、2つの入力チャンネル間のゼロ交叉の相対位置にตอบสนองします。高い周波数では、振幅制限された入力の有限の立ち上がり時間と立ち下がり時間により、0 $^\circ$ と180 $^\circ$ の限界でアクセスできないデッド・ゾーンを発生させる曖昧な状態が発生することがあります。位相差カバー範囲を最大にするためには、基準位相差を90 $^\circ$ に設定する必要があります。

AD8302

振幅と位相の相互変調

高周波数では、内蔵と同じボードの寄生容量に起因して、チャンネルAとBの信号の意図しない結合が発生することは避けられません。AD8302の各入力に入力される2つの信号は、レベルに大きな違いがあるとき、相互結合が発生して、位相応答と振幅応答の相互変調が導入されます。2つの信号が相互に同じ相対レベルと位相に維持される場合は、位相出力のみに影響があります。位相から振幅への相互変調に起因して、振幅出力には残留応答が現れます。相対位相が一定で、振幅差が変調される場合も同じ効果が発生します。すなわち、振幅から位相への相互変調により、予想通りの振幅応答と残留位相応答が現れます。これらの影響が明確になるポイントは、信号の周波数と差の大きさに依存します。一般に、差が20dBより小さい場合、900MHzでの相互変調の影響は無視できます。

スロープと中心ポイントの変更

デフォルトのスロープと中心ポイントの値は、外部抵抗を接続することにより変更できます。出力インターフェース・ブロックは振幅関数と位相関数に対して一般化されているため、スケーリング変更方法は両出力に対して同じように適用できます。図8に、VMAGピンとVPHSピンからMSETピンとPSETピンへ簡単な電圧分割器を接続して、スロープを変更する方法を表示します。スロープの増加は $1 + R1 / (R2 \parallel 20k)$ で得られます。MSETとPSETの入力インピーダンス20k は±20%の偏差を持っていることを考慮する必要がありますので注意してください。このような帰還システムでは一般的に言えることですが、エンベロープ帯域幅が減少して、その分だけ入力から変換される出力ノイズが増加します。例えば、R1とR2をそれぞれ10k と20k に選択すると、ゲイン・スロープは公称30mV/dBから倍の60mV/dBに増えます。範囲は1/2に減少し、新しい中心ポイントは -15dBになります。すなわち、範囲は -30dB ($V_{MAG} = 0V$ に対応) から0dB ($V_{MAG} = 1.8V$ に対応) に広がります。

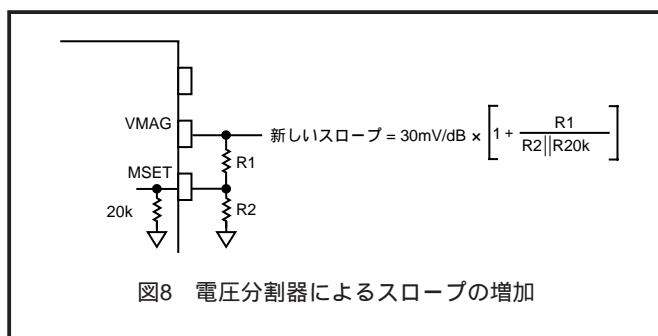


図8 電圧分割器によるスロープの増加

中心ポイントを元の値0dBに戻すときは、電圧分割器の下側の抵抗のグラウンド側に該当する電圧を加えるだけで済みます。この電圧は、外付けで用意するか、VREFピンの内部リファレンスから生成できます。特定の選択R2 = 20k に対して、中心ポイントはVREFピンをR2の下側ピンに直接接続することにより、容易に0dBに戻すことができます(図9)。スロープの増加は簡単な $1 + R1/10k$ になります。1.8Vリファレンスは公称中心ポイントを決定している同じバンドギャップ基準からつくられるため、温度、電源、部品間の変動に対する適合性は固定の外付け電圧より優れています。スロープが2倍になった前の例で、中心ポイントが0dBにシフトすると、範囲は -15dB ($V_{MAG} = 0V$) ~ 15dB ($V_{MAG} = 1.8V$) になります。

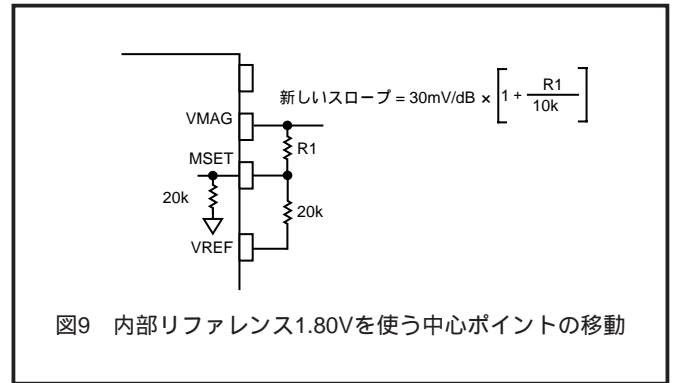


図9 内部リファレンス1.80Vを使う中心ポイントの移動

コンパレータ・モードとコントローラ・モード

図10に示す接続を行うと、AD8302はコンパレータ・モードで動作できます。ここで、DUTは評価対象の要素を表します。VMAGピンとVPHSピンからMSETとPSETへの接続は不要になります。ゲイン差比較と位相差比較に対するトリップ・ポイント・スレシールドは、MSETピンとPSETピンに入力された電圧により、次のように決定されます。

$$V_{MSET}(V) = 30mV/dB \times Gain^{SP}(dB) + 900mV \quad (11)$$

$$V_{PSET}(V) = -10mV/^\circ \times (|Phase^{SP}(^\circ) - 90^\circ|) + 900mV \quad (12)$$

ここで、 $Gain^{SP}(dB)$ と $Phase^{SP}(^\circ)$ は、所望のゲイン・スレシールドと位相スレシールドです。2つの入力チャンネル間の実際のゲインと位相が、これらのスレシールドより大きくことなると、 V_{MAG} 出力と V_{PHS} 出力はコンパレータのようにトグルします。すなわち、

$$V_{MAG} = \begin{cases} 1.8V & (\text{ゲイン} > \text{Gain}^{SP} \text{の場合}) \\ 0V & (\text{ゲイン} < \text{Gain}^{SP} \text{の場合}) \end{cases} \quad (13)$$

$$V_{PHS} = \begin{cases} 1.8V & (\text{位相} > \text{Phase}^{SP} \text{の場合}) \\ 0V & (\text{位相} < \text{Phase}^{SP} \text{の場合}) \end{cases} \quad (14)$$

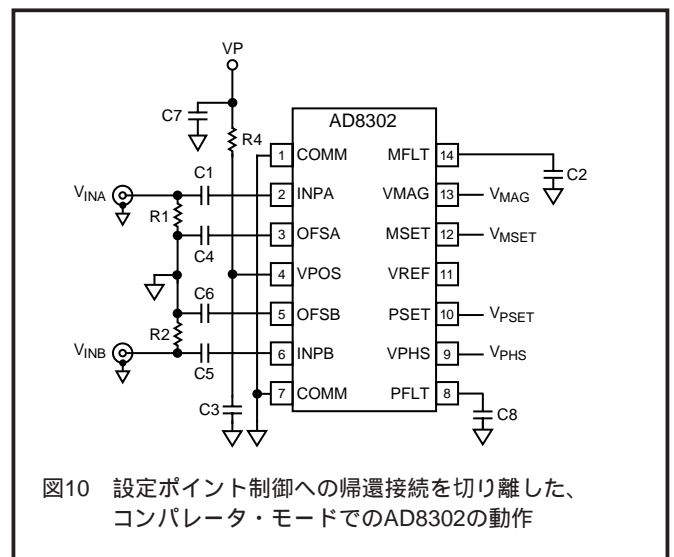


図10 設定ポイント制御への帰還接続を切り離した、コンパレータ・モードでのAD8302の動作

コンパレータ・モードは V_{MAG} 出力と V_{PHS} 出力からなるループを閉じることにより、コントローラ・モードに切り替えることができます。図 11に、ゲインと位相を調整するエレメントを使ってDUTのゲインと位相を安定化する閉ループ・コントローラを示します。 V_{MAG} と V_{PHS} を適切にコンデショニングして、DUTの前にあるゲインと位相の調整ブロックを駆動すると、DUTの実際のゲインと位相は式11と式12で与えられる設定ポイント・ゲインと設定ポイント位相に追従します。これらは、もともとAGCループとAPCループです。この種のすべての制御ループと同様に、ループの動特性と適切なインターフェースをさらに詳しく検討する必要がありますことに注意してください。

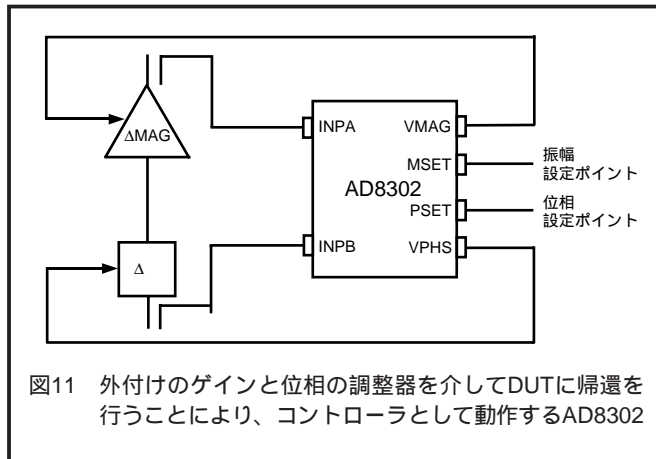


図11 外付けのゲインと位相の調整器を介してDUTに帰還を行うことにより、コントローラとして動作するAD8302

アプリケーション

アンプ・ゲインの計測と圧縮

AD8302の最も基本的なアプリケーションは、アンプやミキサーなどの機能回路ブロックのゲイン応答と位相応答の監視です。図12に示すように、方向性カプラ DC_B と DC_A が、“ブラック・ボックス” DUTの入力信号と出力信号をサンプルします。AD8302に入力される信号レベルがダイナミックレンジに入るようにするため減衰器を使います。ダイナミックレンジの節で説明したように、オプションとして両チャンネルを $P_{OPT} = -30\text{dBm}$ (50 基準) に設定します。これは -43dBV に対応します。このための、結合係数と減衰の組み合わせは次式で得られます。

$$C_B + L_B = P_{IN} - P_{OPT} \quad (15)$$

$$C_A + L_A = P_{IN} + \text{GAIN}_{\text{NOM}} - P_{OPT} \quad (16)$$

ここで、 C_B と C_A は結合係数、 L_B と L_A は減衰係数、 GAIN_{NOM} はDUTの公称ゲインです。両方に対して同じカプラを使うと、2つの減衰器の差によりDUT公称ゲインを補償できます。実際のゲインが公称値の場合、 V_{MAG} 出力は900mVであり、0dBに対応します。公称ゲインとの差は、900mV (= 0dB) に対してスケーリング30mV/dBでの差として現れます。DUTに対応する公称位相の挿入に応じて、位相の計測では、一方のチャンネルに直列に固定位相シフトを挿入して、

AD8302に入力される公称位相差を最適な90°ポイントに近づけることが必要になります。挿入位相が公称値のときは、VPHS出力は900mVになります。公称値からの差は、スケーリング10mV/度で出力されます。表Iに、公称ゲイン = 10dB、入力電力 = -10dBmのアンプを計測する際の推奨部品値を示します。

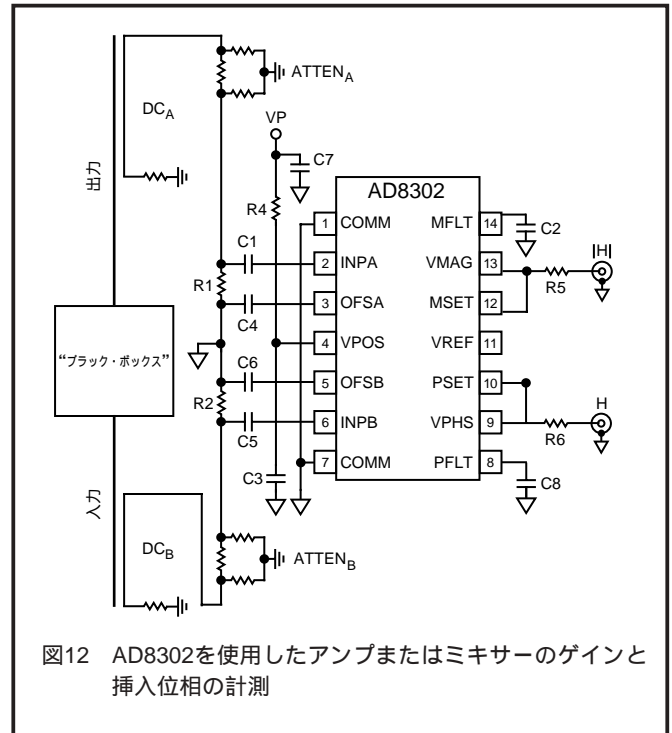


図12 AD8302を使用したアンプまたはミキサーのゲインと挿入位相の計測

表I 入力電力 = -10dBmの10dBアンプを計測する際の部品表

部品	部品定数	個数
R1, R2	52.3	2
R5, R6	100	2
C1, C4, C5, C6	0.001 μF	4
C2, C8	オープン	
C3	100pF	1
C7	0.1 μF	1
Atten A	10dB (本文参照)	1
Atten B	1dB (本文参照)	1
DC_A, DC_B	20dB	2

ゲイン計測アプリケーションでは、AM/AM変換 (ゲイン圧縮) およびAM/PM変換の形でゲインと位相歪みも監視できます。この場合、公称ゲインと公称位相は、低い入力信号レベルでのこれらの値に対応します。入力レベルが増加すると、出力の圧縮と位相シフトの増加は、低レベル・ケースの値からの差として計測されます。入力が掃引される信号レベルは、正常動作のためにAD8302のダイナミックレンジ内にある必要があることに注意してください。

AD8302

反射計

AD8302は、入射して負荷で反射される信号の振幅比と位相差を計測するように設定できます。ベクトル反射係数は、次のように定義されます。

$$= \text{反射電圧} / \text{入射電圧} = (Z_L - Z_0) / (Z_L + Z_0) \quad (16)$$

ここで、 Z_L は複素負荷インピーダンス、 Z_0 はシステムの特性インピーダンスです。

計測した反射係数を使って、特定の負荷条件リインピーダンス不整合のレベルまたは定在波比 (SWR) を計算できます。この機能は、性能低下や物理的損傷の原因となる、アンテナなどの負荷インピーダンス変化の診断では、特に役立つことが実証されています。図13に示すベクトル反射計の構成は、入射信号と反射信号をサンプルする1対の方向性カプラーで構成されています。

減衰器を使って、2つの信号レベルがAD8302のダイナミックレンジ内に入るように調整します。式14と式15と同様に、減衰係数と結合係数は次式で得られます。

$$C_B + L_B = P_{IN} - P_{OPT} \quad (17)$$

$$C_A + L_A = P_{IN} + P_{NOM} - P_{OPT} \quad (18)$$

ここで、 P_{NOM} はdBで表した公称反射係数で、受動負荷に対しては負になります。入力射信号 = 10dBm、公称反射係数 = -19dBの場合を考えます。図13に示すように、両側に20dBカプラーを、POPTに -30dBmをそれぞれ使用すると、チャンネルAパスの減衰器とチャンネルBパスの減衰器は、それぞれ1dBと20dBになります。反射係数の振幅と位相は、VMAGピンとVPHSピンにそれぞれ30mV/dBと10mV/度で出力されます。 = -19dBのとき、VMAG出力 = 900mVになります。

ボード配置の詳細が考慮されていない場合は、計測精度が低くなります。パスが長くなると位相誤差が大きくなるため、直列接続されたカプラー間の物理的距離を最小にする必

要があります。カプラーからAD8302までのパスに差があると計測誤差が発生するため、両パスをできるだけ一致させる必要があります。カプラーの有限な指向性Dは、検出可能な最小反射係数 $|G_{MIN} (dB)| < |D (dB)|$ を決定します。

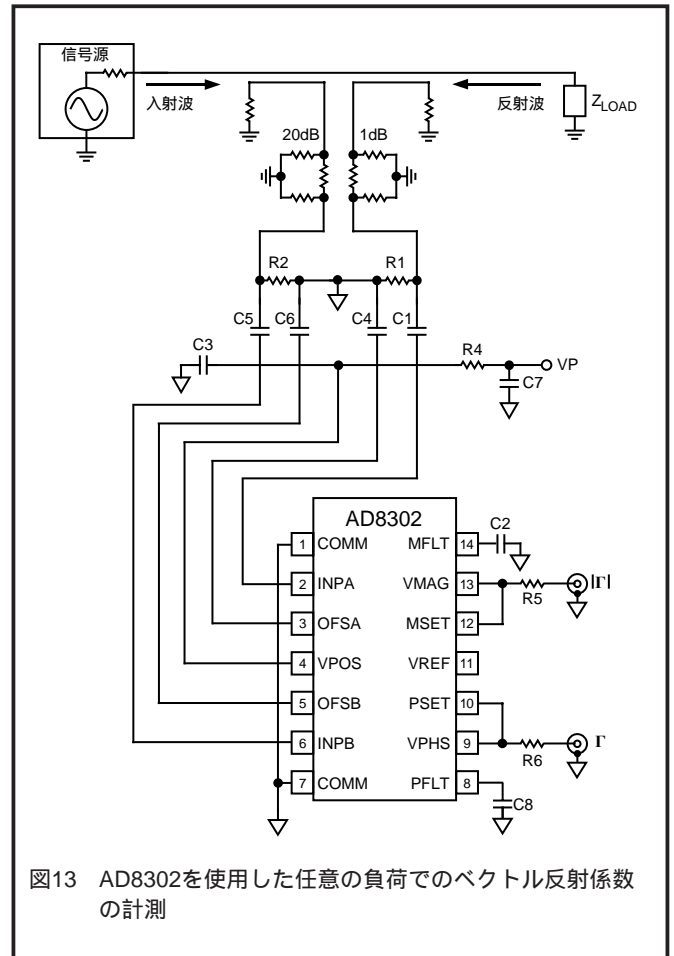
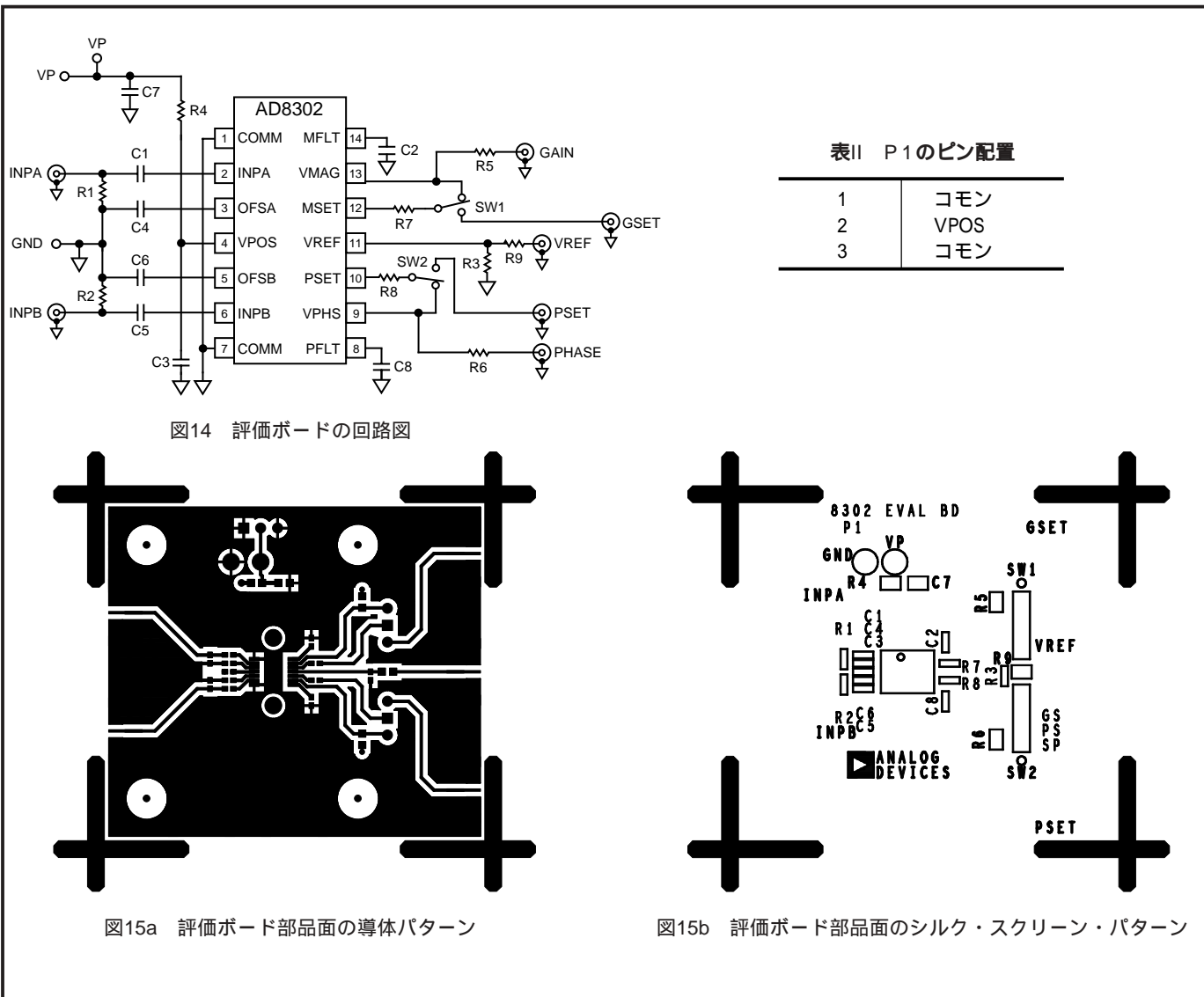


図13 AD8302を使用した任意の負荷でのベクトル反射係数の計測



表II P1のピン配置

1	コモン
2	VPOS
3	コモン

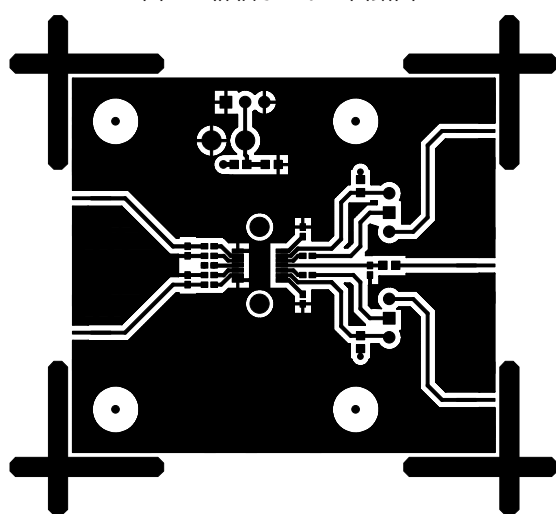


図15a 評価ボード部品面の導体パターン

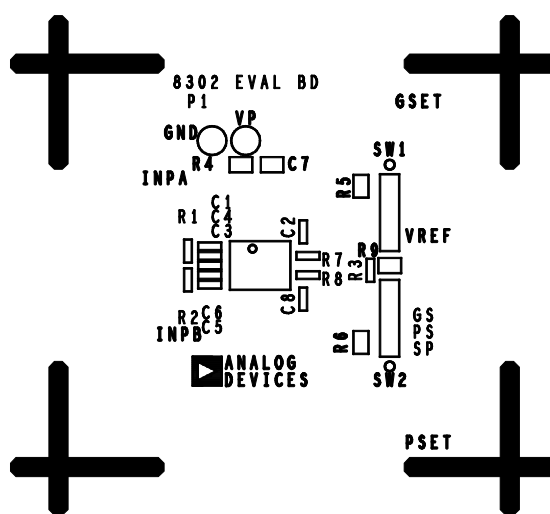


図15b 評価ボード部品面のシルク・スクリーン・パターン

表III 評価ボードの設定オプション

部品	機能	デフォルト状態
P1	電源およびグラウンド・コネクタ：ピン2はVPOS、ピン1とピン3はグラウンド	該当せず
R1、R2	入力終端：入力信号源に対する終端	R1 = R2 = 52.3 (サイズ0402)
R3VREF	出力負荷：この負荷はオプションで、デバイスの回路負荷の代わりに使うことができます。	R3 = 1k (サイズ0603)
R5、R6、R9	スナバー抵抗	R5 = R6 = 0 (サイズ0603) R9 = 0 (サイズ0603)
C3、C7、R4	電源のデカップリング	C3 = 100pF (サイズ0603) C7 = 0.1 μF (サイズ0603) R4 = 0 (サイズ0603)
C1、C5	入力AC結合コンデンサ	C1 = C5 = 1 nF (サイズ0603)
C2、C8	ビデオ・フィルタ：C2とC8でそれぞれゲインと位相のビデオ帯域幅を制限	C2 = C8 = オプション(サイズ0603)
C4、C6	オフセット帰還：オフセット相殺ループのハイパス・コーナを設定するため、入力AC結合コンデンサは最小動作周波数を決定します	C4 = C6 = 1nF (サイズ0603)
SW1	GSET信号源：SW1が図示のポジションのとき、デバイスはゲイン計測モードになり、切り替えるとコンパレータ・モードで動作し、信号はGSETに入力します。	SW1 = 実装済み
SW2	PSET信号源：SW2が図示のポジションのとき、デバイスは位相計測モードになり、切り替えるとコンパレータ・モードで動作し、信号はPSETに入力します。	SW1 = 実装済み

AD8302

キャリブレーションの回路接続と方法

大部分のAD8302キャラクタライゼーションで使用される一般的なハードウェア設定を図16に示します。キャラクタライゼーション・ボードは評価ボードと似ています。INPAとINPBに対する入力として基準にロックした2台のR & S SMT03信号ジェネレータを使い、ゲイン出力と位相出力は、10xの高インピーダンス・プローブを持つTDS 744AオシロスコープとAgilent 34401Aマルチメータを使って監視します。

ゲイン

静的ゲイン (VMAG) 性能を評価するための基本技術としては、一方の信号源を固定レベルに設定して、他方の信号源の振幅を掃引して、DMMによりVMAG出力を計測する技術が使われていました。実用的には、2つの信号源を100kHzの周波数オフセットで動作させて、2信号源間の位相ジッタに起因するゲイン/位相変調により導入される誤差を緩和するためにDMMで計測した出力の平均をとります。

誤差状態は、線形回帰で計算された最適直線と実際の測定データとの差を直線のスロープで除算して誤差をV/dBで表します。“25 誤差”では同じ方法を使いますが、常に、25 でのデバイスに対して計算したスロープとインターセプトを使います。

VMAG出力応答の計測で使用された構成を図17に示します。可変減衰器AlphaAD260をHP8112Aパルス・ジェネレータで駆動して、RFレベルの変化を10ns以内に発生させます。

ノイズ・スペクトル密度はHP3589Aを使って計測し、Narda 4032C 90° 位相スプリッタを経由して入力を与えます。

位相変動に起因するVMAGの変調を計測するときにも、信号源を周波数オフセット f_{os} で動作させて、位相を $1/f_{os}$ 秒毎に360°まで実質的に連続に変化させます。VMAG出力はDSOを使って測定します。高い周波数でかつ入力振幅差が大きい場合にのみ、直線的に増加する位相により、予想VMAG DC出力レベルに重畳した正弦波の近似出力を発生させました。特性24に示す曲線は、平均により測定したピークtoピーク出力レベルを表しています。

位相

VPHS出力データの大部分は、位相変化を発生させて取得しました。この場合も、小さい周波数オフセット (通常100kHz) 持つ2つの入力信号源を図16と同じ構成を使って動作させました。この方法はスロープと直線性の計測に対して優れた直線位相変化を与えますが、絶対位相基準ポイントがありません。位相の掃引を示す曲線では、入力信号なしでVPHSがVPHSと一致する位相を -90° としており、他のすべての角度はそのポイントを基準としています。代表的な性能曲線は、瞬時スロープと誤差の係数を表しています。TPC43、TPC44、TPC45に示す瞬時スロープは、隣接計測ポイントでの角度変化についてVPHSの差分をとることで、単純に計算しました。

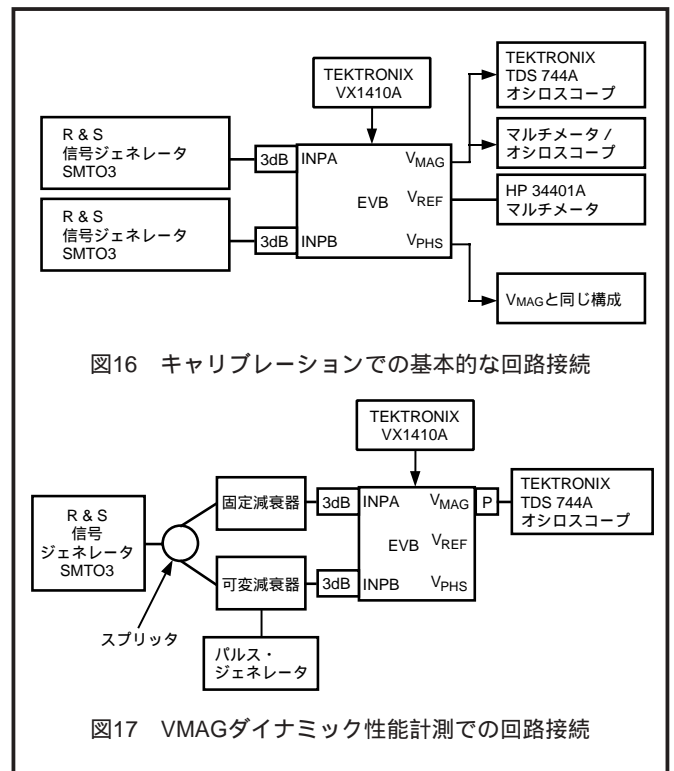


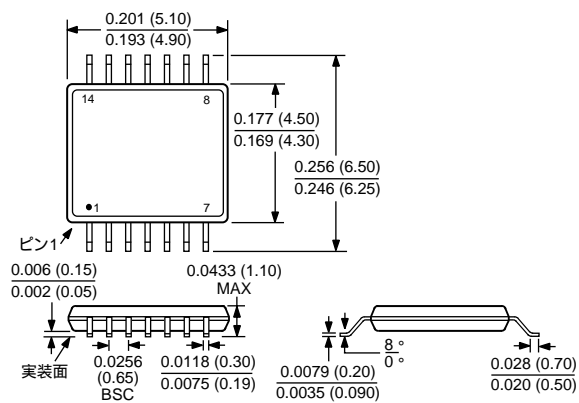
図16 キャリブレーションでの基本的な回路接続

図17 VMAGダイナミック性能計測での回路接続

外形寸法

サイズはインチと (mm) で示します。

14ピン薄型シュリンクSOパッケージ (TSSOP) (RU-14)



AD8302

TDS10/2001/1000

PRINTED IN JAPAN



このデータシートはエコマーク認定の再生紙を使用しています。