

特長

多段構成の対数リミッタIFアンプ

100 dBダイナミック・レンジ: - 78 dBm ~ + 22 dBm(50 基準)

温度と電源に対して安定なRSSIスケールリング:

スロープ: 20 mV/dB、インターセプト(出力電圧がゼロとなる
入力電圧): - 95 dBm

200 MHzまでの60.4 dB RSSI直線性

リミッタ・ゲインと出力電流設定可能

10 mA、2.4 V_{p-p}までの差動出力

合計ゲイン100 dB、帯域幅500 MHz

一定位相(± 80 ps(Typ)遅延スキュー)

+ 2.7 V ~ + 6.5 Vの単電源、16 mA(Typ)

差動入力、R_{IN} = 1 k、C_{IN} = 2.5 pF

500 nsのパワーアップ時間、1 μA以下のスリープ電流

アプリケーション

周波数変調および位相変調の受信器

非常に広範囲なIFおよびRF電力測定

受信器信号強度表示(RSSI)

低価格レーダーおよびソナーの信号処理

計測: ネットワーク・アナライザおよびスペクトル・アナライザ

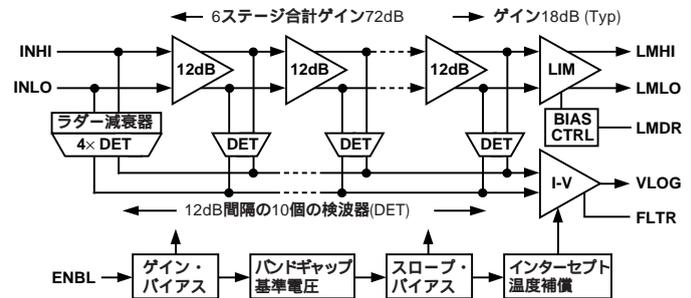
概要

AD8309は完全なIFリミッタ・アンプを構成しており、5 MHz ~ 500 MHzの範囲で使用できる100 dBのダイナミック・レンジで入力信号の正確な対数(デシベル)表示(受信信号強度表示(RSSI)機能)とプログラマブルなリミッタ出力を提供します。

外付け部品点数が少なく使い易くなっています。16 mAの+ 2.7 V ~ + 6.5 Vの単電源電圧で動作し、消費電力は3 Vで50 mW以下であり、これにアプリケーションにより決まるリミッタ・バイアス電流が加わります(通常は2 mA程度)。200 Ω負荷を使用した場合は、100 dBのリミッタ・ゲインを提供します。CMOS互換のコントロール・インターフェースから約500 ns以内にAD8309をイネーブルすることができ、AD8309をディスエーブルすると1 μA以下のスタンバイ電流になります。

メイン・パス内にあるカスケード接続された6個の各アンプ/リミッタ・セルは、- 3 dB帯域幅850 MHzで12.04 dB(× 4)の小信号ゲインを持ち、72 dBの合計ゲインを提供します。プログラマブルな出力ステージは、さらに18 dBのゲインを提供します。入力は差動であり、適度に高いインピーダンス(1 kΩと2.5 pFの並列接続)を持っています。50 Ω終端ソースから駆動した際の入力換算ノイズ・スペクトル密度は、1.28 nV/√Hzで、これは雑音指数3 dBに等価です。入力整合ネットワークを使うとAD8309の感度を上げることができます。各メイン・ゲイン・セルは全波検波器を内蔵しています。広帯域減衰器から駆動されるその他の4個の検波器は、ダイナミック・レンジの上限を48 dB以上拡張するために使用されています。

機能ブロック図



この組合せによる合計ダイナミック・レンジは、各々2 V振幅で平衡駆動される逆位相入力を使用した場合、- 91 dBV(50 Ωでは - 78 dBmレベル)から最大許容値+ 9 dBVまでに拡張されます。これは、差動入力を50 Ωで終端した場合の正弦波電力+ 22 dBmに相当します。RSSI出力のスロープは厳密に20 mV/dBに制御され、インターセプトは- 108 dBV(- 95 dBm - 50 Ω)に設定されています。これらのスケールリング・パラメータはバンドギャップ基準電圧により決定され、実質的に温度と電源に依存しないようになっています。対数則に対する適合度は、10 MHz ~ 200 MHzの任意の周波数におけるこの範囲の中心80 dBで± 0.4 dB(typ)以内に抑えられており、500 MHzでのみやや乖離しています。

RSSI応答時間は公称67 ns(10%から90%)です。外付けキャパシタの追加により限りなく、平均時間は増加します。最大入力+ 9 dBVでの2.34 Vフル出力は、50 Ωまで下げた抵抗負荷を駆動することができ、このインターフェースは出力に任意の値の容量が接続されても安定を維持します。

AD8309はシリコン・オン・インシュレータ絶縁技術を採用する最新の相補型バイポーラ・プロセスで製造され、16ピンTSSOPパッケージを使用する- 40 ~ + 85 °Cの工業用温度範囲製品があります。

アナログ・デバイセズ社が提供する情報は正確で信頼できるものを期していますが、当社はその情報の利用、また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一切の責任を負いません。さらにアナログ・デバイセズ社の特許または特許の権利の使用を許諾するものでもありません。

AD8309 仕様

(特に指定のない限り、 $V_S = +5\text{ V}$ 、 $T_A = +25$)

パラメータ	条件	Min ¹	Typ	Max ¹	単位
入力ステージ 最大入力² 50 での等価電力 ノイズ・フロア 50 での等価電力 入力抵抗 入力容量 DCバイアス電圧	(INHI入力、INLO入力) 差動駆動、p-p 52.3 終端 50 終端ソース 500 MHz帯域幅 INHIからINLOへ INHIからINLOへ いずれかの入力	± 3.5	± 4 + 9 + 22	1200	V dBV dBm nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ dBm pF V
リミッタ・アンプ リミッタ出力での 使用可能周波数範囲 100 MHz位相変化 リミッタ出力電流 入力範囲³ 最大出力電圧 立上がり/立下がり時間 (10%から90%)	(LMHI出力、LMLO出力) - 10 dB点まで $R_{\text{LOAD}} R_{\text{LIM}} = 50$ 入力範囲 - 60 dBm ~ + 10 dBm 公称 400 mV/ R_{LIM} 温度範囲 - 40 T_A + 85 に対して LMHIまたはLMLOでの等価dBm、VPS2 $R_{\text{LOAD}} 50$ 、40 $R_{\text{LIM}} 400$	5	875 ± 3	500	MHz MHz Degrees mA %/ dBV dBm V ns
対数アンプ ± 3 dB誤差ダイナミック・レンジ 移行領域スロープ インターセプト (対数オフセット) 直線性誤差(リップル) 出力電圧 最小負荷抵抗、R_L 最大シンク電流 出力抵抗 小信号帯域幅 1%までの出力設定時間 立上がり/立下がり時間 (10%から90%)	(VLOG出力) ノイズ・フロアから最大入力まで 5 MHz f 200 MHz 温度範囲 - 40 T_A + 85 等価dBm (50 基準) 温度範囲 - 40 T_A + 85 等価dBm (50 基準) 温度感度 - 83 dBV(- 70 dBm) ~ + 7 dBV(+ 20 dBm)の 入力 入力 = - 91 dBV(- 78 dBm) $V_S = + 5\text{ V}$ 、+ 2.7 V 入力 = + 9 dBV(+ 22 dBm) $V_S = + 5\text{ V}$ 入力 = + 9 dBV(+ 22 dBm) $V_S = + 2.75\text{ V}$ グランドへ 大きいスケールの入力、+ 3 dBV(+ 16 dBm) $R_L 50$ 、 $C_L 100\text{ pF}$ 大きいスケールの入力、+ 3 dBV(+ 16 dBm) $R_L 50$ 、 $C_L 100\text{ pF}$	18 17	100 20 20 - 108 - 108 - 108 - 95 - 95 - 0.009	22 23 - 100 - 87 - 99 - 86	dB mV/dB mV/dB dBV dBm dBV dBm dB/ dB V V V mA 0.3 3.5 120 220 100 ns ns
電源インターフェース 電源電圧、V_{POS} 静止電流 温度範囲 ディスエーブル時電流 リミッタに対する追加バイアス 電源をイネーブルする ロジック・レベル High時の入力電流 電源をディスエーブルする ロジック・レベル	ゼロ信号、LMDRオープン - 40 T_A + 85 - 40 T_A + 85 $R_{\text{LIM}} = 400$ (テキスト参照) High状態、- 40 T_A + 85 ENBLで3 V、- 40 T_A + 85 Low状態、- 40 T_A + 85	2.7 13 11	5 16 16 0.01 1.4 1.8	6.5 20 23 4 1.6 V_{POS} 60 1	V mA mA $\mu\text{ A}$ mA V $\mu\text{ A}$ V

注

¹ テストなしで保証するパラメータのMinとMaxの規定値は、6シグマ値です。

² 対数アンプは電力ではなく電圧に厳密に応答するため、入力レベルは" dBV "で規定します。0 dBVは1 V rmsの正弦波周波数入力に対応します。50 終端での電力レベル0 dBm(1 mW)は、0.2236 V rmsの入力に対応します。したがって、50 終端の特別なケースでは、dBVとdBmの間の関係は固定オフセット + 13 dBmに対応します。

³ AD8309の非常に大きなゲイン帯域幅積に起因して、LMHIまたはLMLOの出力は、- 78 dBV(50 基準の - 65 dBm)より低いレベルに対して不安定になります。

仕様は予告なく変更されることがあります。

絶対最大定格*

電源電圧Vs	7.5 V
入力レベル、差動(50 基準)	+26 dBm
入力レベル、シングル・エンド(50 基準)	+20 dBm
内部消費電力	500 mW
JA	150 /W
JC	27.6 /W
最大接合温度	+125
動作温度範囲	-40 ~ +85
保存温度範囲	-65 ~ +150
端子温度範囲(ハンダ処理60 sec)	+300

* 上記の絶対最大定格を超えるストレスを加えるとデバイスに永久的な損傷を与えることがあります。この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。

注意

ESD(静電放電)の影響を受けやすいデバイスです。4000 Vもの高圧の静電気が人体やテスト装置に容易に帯電し、検知されることなく放電されることもあります。このAD8309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にさらされたデバイスには回復不能な損傷が残ることもあります。したがって、性能低下や機能喪失を避けるために、適切なESD予防措置をとるようお奨めします。

オーダー・ガイド

モデル	説明
AD8309ARU	RU-16チューブ
AD8309ARU-REEL	RU-16 13インチ・テープおよびリール
AD8309ARU-REEL7	RU-16 7インチ・テープおよびリール
AD8309-EVAL	評価ボード



ピン機能の説明

ピン	名前	機能
1	COM2	RSSI出力用の特別なコモン・ピン
2	VPS1	最初の5段のアンプ・ステージとメイン・バイアス・システムに対する電源ピン
3、6、11、14	PADL	ICが実装される台(グランド・レベル)に4本とも接続
4	INHI	信号入力、Highすなわち正極性
5	INLO	信号入力、Lowすなわち負極性
7	COM1	メインのコモン接続
8	ENBL	チップ・イネーブル; Highのときアクティブ
9	LMDR	リミッタ駆動の設定ピン
10	FLTR	RSSI帯域幅圧縮ピン
12	LMLO	リミッタ出力、Lowすなわち負極性
13	LMHI	リミッタ出力、Highすなわち正極性
15	VPS2	6段のゲイン・ステージ、リミッタ、RSSI出力ステージ負荷電流に対する電源ピン
16	VLOG	対数(RSSI)出力

ピン配置



AD8309 代表的な動作特性

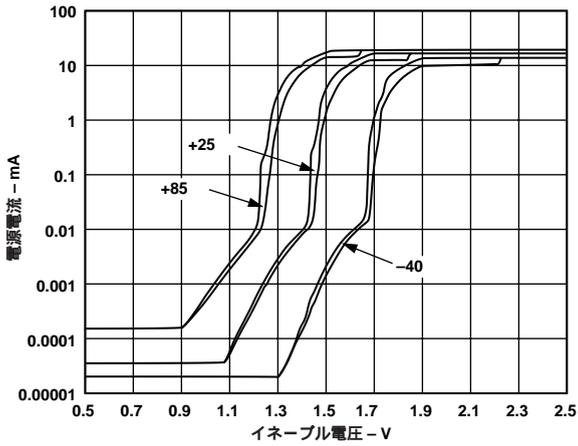


図1 . 電源電流とイネーブル電圧の関係@
 $T_A = -40$ 、 $+25$ 、 $+85$

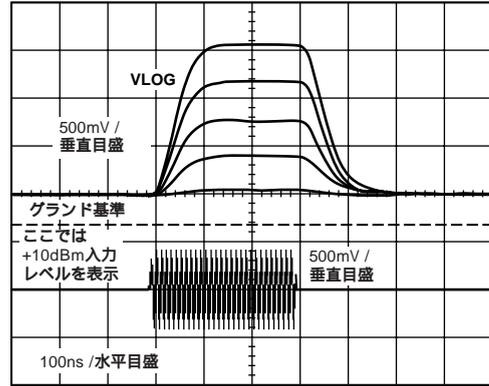


図4 . ゼロから - 63 dBV、- 43 dBV、- 23 dBV、- 3 dBVへの
 ステップ入力に対するRSSIパルス応答

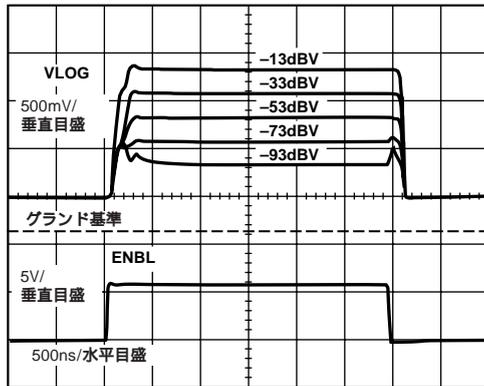


図2 . - 93 dBV ~ - 13 dBVのRF入力時の電源On/Off応答時間

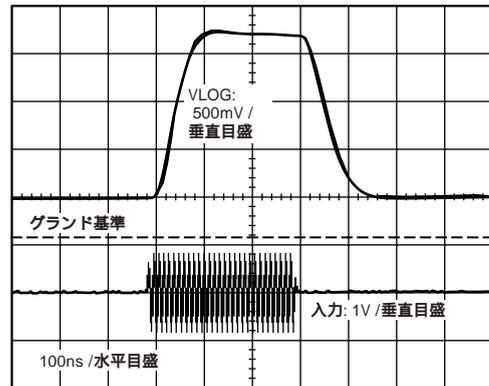


図5 . $R_L = 100$ 、 $C_L = 33$ pF、100 pF、330 pF
 (曲線は重複)でのRSSI大信号パルス応答

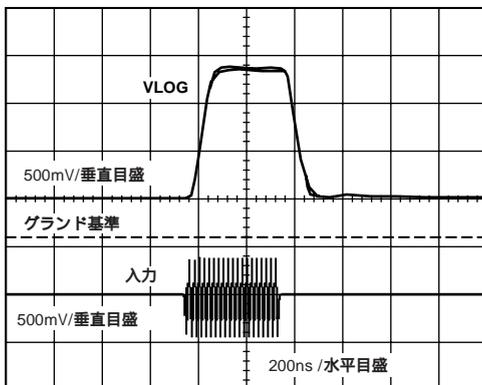


図3 . RSSI大信号パルス応答
 $C_L = 100$ pF、 $R_L = 50$ および75 (曲線は重複)

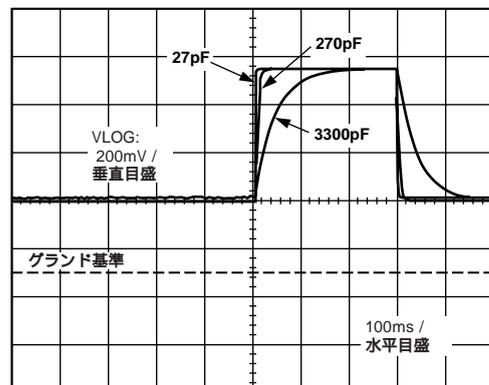


図6 . RSSI出力の小信号AC応答
 外付けフィルタ容量 : 27 pF、270 pF、3300 pF

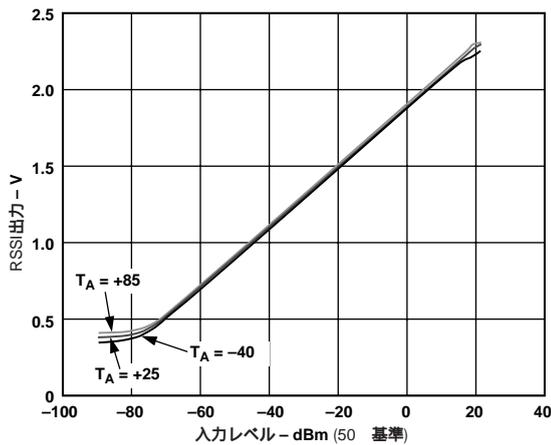


図7 . RSSI出力と入力レベルとの関係 ($T_A = -40$ 、 $+25$ 、 $+85$ における100 MHz正弦波シングル・エンド入力)

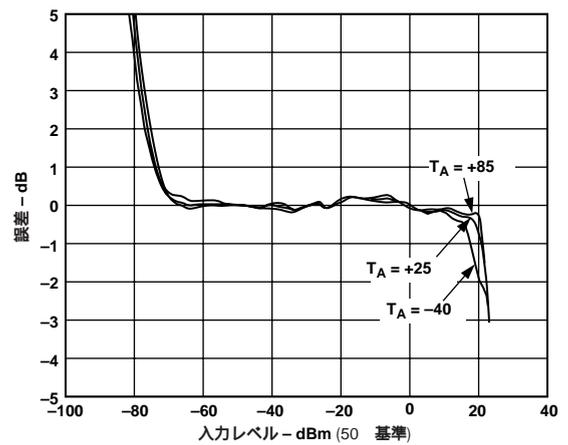


図10 . RSSI出力の対数直線性と入力レベルとの関係 ($T_A = -40$ 、 $+25$ 、 $+85$ での100 MHz正弦波入力)

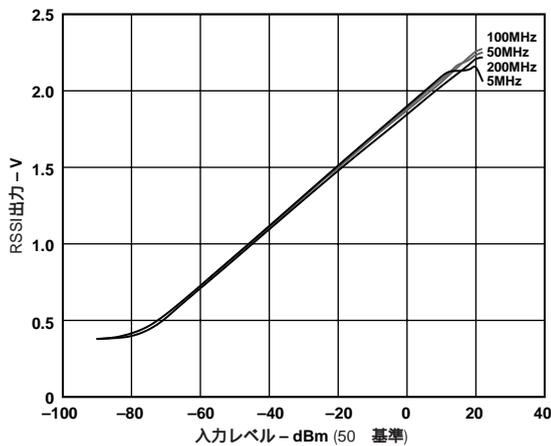


図8 . RSSI出力と入力レベルとの関係 ($T_A = +25$ における5 MHz、50 MHz、100 MHz、200 MHzの周波数入力)

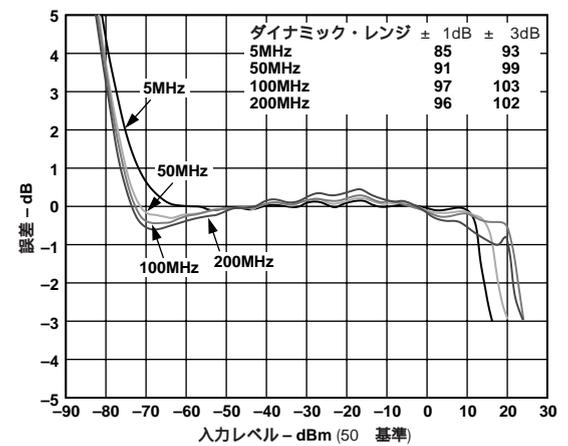


図11 . RSSI出力の対数直線性と入力レベルとの関係 ($T_A = +25$ での5 MHz、50 MHz、100 MHz、200 MHzの周波数入力)

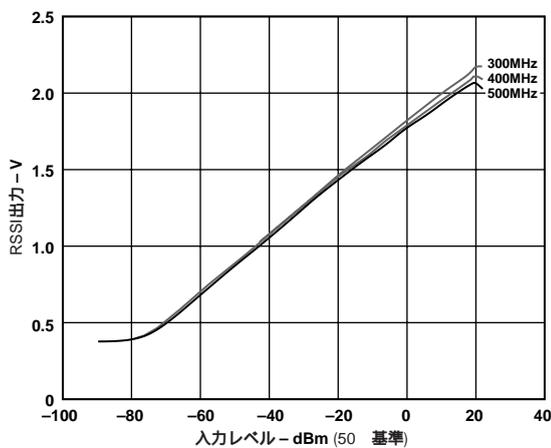


図9 . RSSI出力と入力レベルとの関係 ($T_A = +25$ における300 MHz、400 MHz、500 MHzの周波数入力)

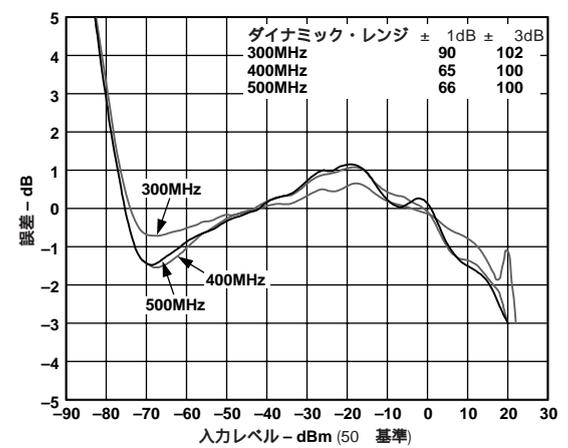


図12 . RSSI出力の対数直線性と入力レベルとの関係 ($T_A = +25$ での300 MHz、400 MHz、500 MHzの周波数入力)

AD8309

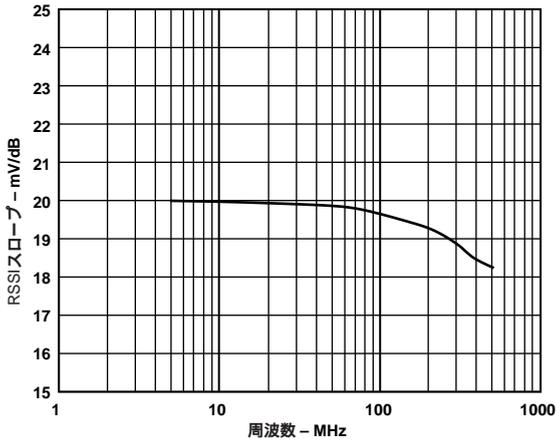


図13. RSSIスロープと周波数の関係
(52.3 と4.7 nHの直列接続による終端)

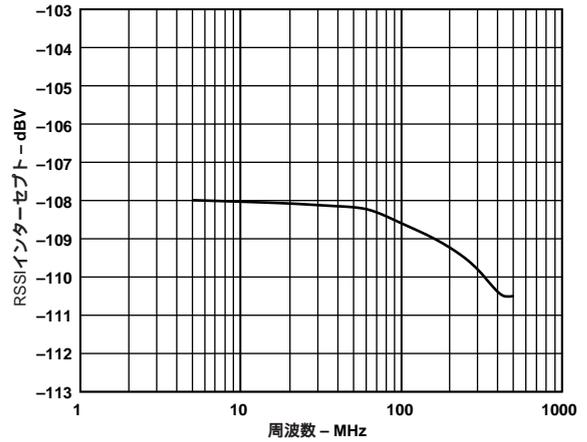


図16. RSSIインターセプトと周波数の関係
(52.3 と4.7 nHの直列接続による終端)

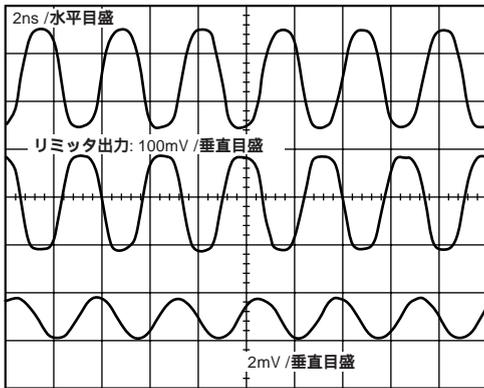


図14. -60 dBV (-47 dBm)の正弦波入力に対する300 MHzにおけるリミッタ出力 $R_{LOAD} = 50$ 、 $R_{LIM} = 100$

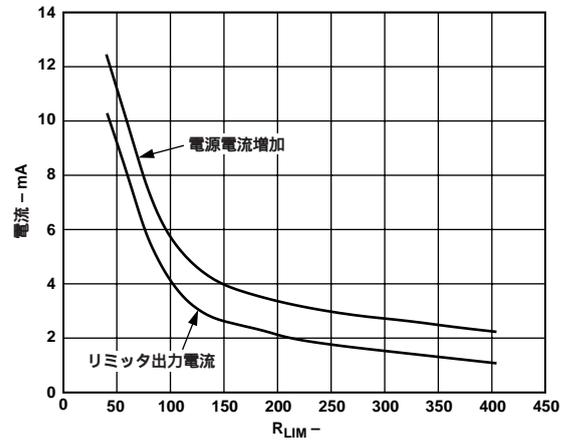


図17. 電源電流増加およびリミッタ出力電流と R_{LIM} の関係

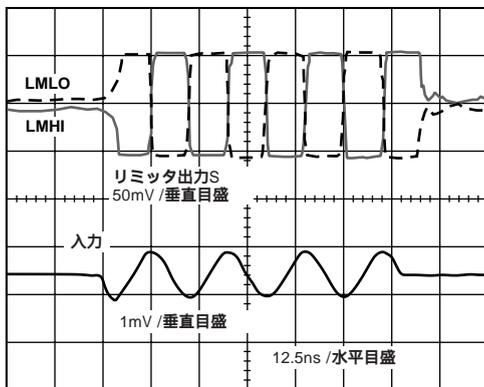


図15. 50 MHzの -70 dBV (-57 dBm)におけるパルス化正弦波入力時のLMHI、LMLOでのリミッタ応答($R_{LOAD} = 50$ 、 $R_{LIM} = 200$)

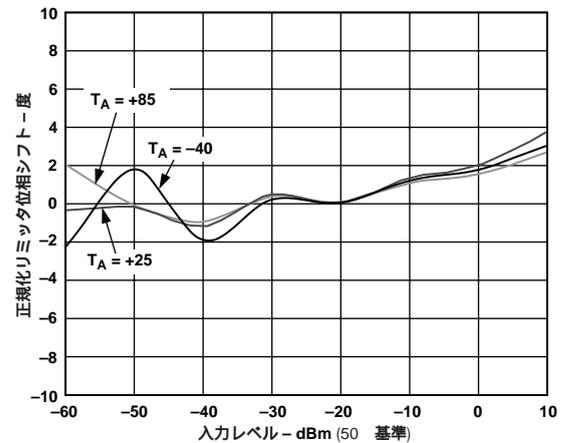


図18. 正規化されたリミッタ位相応答と入力レベルの関係
(周波数 = 100 MHz、 $T_A = -40$ 、 $+25$ 、 $+85$)

動作原理

AD8309は、2つの主要な機能を組み合わせた高性能受信器用のIF信号処理ICです。1つ目の機能は、段階的圧縮と組合せた大きな電圧ゲインの提供です。これを使って、広いダイナミック・レンジのIF信号が方形波出力に変換されます(ハード・リミット)。この方形波の周波数と位相から、この入力に変調された情報を、後段の信号処理により復元することができます。このような用途では、入力換算のノイズ・レベルが受信器の検出スレッシュホールドを決定するので、ノイズ・レベルは非常に低い必要があります。

さらに、振幅位相変換の危険を最小にするため、このアンプの群遅延が本質的に信号レベルに依存しないことがしばしば重要になります。リミットされた出力振幅が温度に対して安定であることも望まれます。AD8309では、この振幅をユーザーが制御することができます。あるいは完全にシャットオフすることもでき、非常に柔軟性があります。

2つ目の機能は、信号入力のデシベル値に比例する復調出力(ベースバンド)を提供することです。この出力は信号強度の表示に使うことができます。グランド・レベルに近い値からグランドより数V高いレベルまで変化するこの出力は受信信号強度表示(RSSI)と呼ばれます。この機能を提供するときは、対数アンプの使用が必要になります。この出力が信号強度の測定に適するためには、スケーリング属性が良く管理されている必要があります。

対数アンプはもともと電圧応答デバイスですが、これらのスケーリング属性としては、mV/dBで規定される対数スロープとアンプ入力での等価電力レベルで規定される“インターセプト”があります(下記の説明を参照)。また、対数則に対する適合性すなわち理想関数に対するRSSIの近似精度も重要です。多くの低品質対数アンプは近似ソリューションのみを提供するため、結果として対数則の適合性とスケーリングで大きな誤差になっています。アナログ・デバイス社の全ての対数アンプは、機能全体の精度に影響を与える項目に十分な注意を払ってデザインされています。

AD8309では、これら2つの基本信号処理機能を組み合わせて、段階的圧縮を持つ必要な電圧ゲイン、ハード・リミット機能、入力の対数振幅決定機能(RSSI)を提供しています。この組合せを対数リミッタ・アンプと呼びます。製品動作の概要を良く理解しておく、これらのアプリケーションに潜む落とし穴を回避することができます。

対数アンプの基礎

対数アンプの目的は、広いダイナミック・レンジの信号を等価なデシベル値に圧縮することです。したがって、対数アンプは基本的には計測デバイスです。対数表現は、混同やときには矛盾するような状況を生じさせることがあります。例えば、対数アンプのRSSI出力に加えられた電圧オフセットは、入力の後段でゲインが増加したと同等になります。全変数を電圧で表すと、特定の構造とは無関係に、出力は次のように表されます。

$$V_{OUT} = V_Y \log(V_{IN} / V_X) \quad (1)$$

ここで、 V_Y は“スロープ電圧”です。 V_{IN} は入力電圧で、 V_X は“インターセプト電圧”です。対数の底としては通常10を使います。この底10はデシベルでキャリブレーションするデバイスに適しており、この場合には、 V_Y も“電圧/ディケード”で表されます。式(1)から明らかなように、対数アンプは回路のスケーリングを決定する2つの係数(ここでは V_X と V_Y)を必要とします。対数アンプの絶対

精度は、スケーリング基準の精度より高くなることはありません。式(1)は、 V_{IN} が反対符号になるAD8309のような復調対数アンプの動作を表すためには数学的に不完全であることに注意してください。ただし、基本原理には影響ありません。

図19に、式(1)を満たす理想対数アンプの入力と出力の関係を表します。横軸のスケールは対数であり、非常に広いダイナミック・レンジ(この図では、120 dBすなわち6ディケードの電圧すなわち12ディケードの入力換算電力)を表しています。出力は、固有な値 $V_{IN} = V_X$ でゼロ(“対数インターセプト”)を通過して、インターセプトより下の入力に対しては負になります。理想的なケースでは、 V_{IN} の全ての値に対する V_{OUT} を表す直線は、両側に無限に伸びています。点線で示す直線は、オフセット電圧 V_{SHIFT} を出力に加えると、インターセプト電圧 V_X が下がることを表しています。

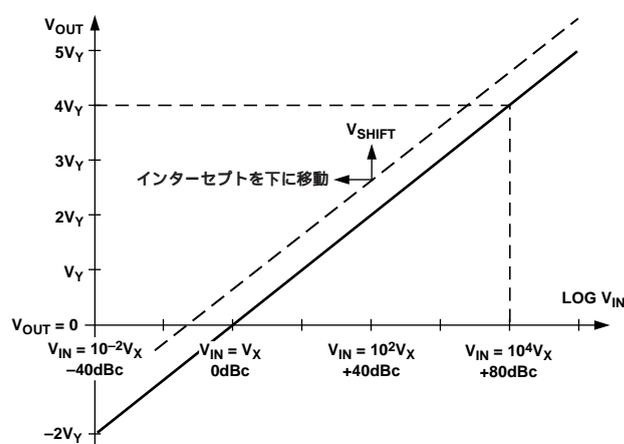


図19．理想対数アンプ機能

全く同じ変更が、対数アンプの後段で V_{SHIFT}/V_Y だけゲイン(または信号レベル)を上げることにより行うことができます。例えば、 $V_Y = 400$ mV/ディケード(= 20 mV/dB、AD8309の場合)の場合に、120 mVのオフセットを出力に加算すると、インターセプトは3/10ディケードすなわち6 dBだけ下に移動します。したがって、出力にオフセットを加えることと、6 dB高い入力レベルを加えることが区別できません。

微分の計算から明らかなように、差分ゲイン DV_{OUT}/DV_{IN} が V_{IN} の瞬時値の関数であるという点で、式(1)で示す対数アンプ関数は線形アンプの関数と異なっています。対数の底がeの場合は、次のようにこれを簡単に示すことができます。

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{V_Y}{V_{IN}} \quad (2)$$

すなわち、対数アンプの差分ゲインは入力電圧の瞬時値に反比例します。これは対数の底によらず成り立ちます。“完全な”対数アンプは、古典的な“小信号”(ゼロ振幅)条件では無限のゲインを持つ必要があります。これは、対数アンプを実現する方法によらず、小信号条件(すなわち、ダイナミック・レンジの下限)での正確なHF応答のためには、非常に大きなゲイン帯域幅積が必要であることを示しています。したがって、広帯域の対数アンプでは、多数のカスケード接続されたゲイン・セル(各々は低いゲインで広帯域)を使用する必要があります。AD8309の場合、ゲイン帯域積(-10 dB)積は52,500 GHzです。

AD8309

この高ゲインのため、対数アンプ入力での非常に小さい熱雑音がゼロ入力に対して有限の出力を発生させ、そのために応答直線が小入力での理想値(図19)から固定の基線に向かって乖離していきます。デザインに応じて、インターセプトの上または下に反れていきます。このインターセプトとして指定された値は、不変な値として外挿されたものであることに注意してください。すなわち、単電源で動作する場合は、RSSI出力電圧値は正確にゼロになることはありません。

電圧(dBV)と電力(dBm)の応答

式(1)は基本的には正しいですが、RF入力を復調するAD8309のような対数アンプのRSSIキャリブレーション属性を指定するためには、より簡単な式が必要です。通常測定するのは次の入力電力です。

$$V_{OUT} = V_{SLOPE}(P_{IN} - P_0) \quad (3)$$

ここで、 V_{OUT} はフィルタを通した復調済みRSSI出力であり、 V_{SLOPE} はV/dBで表す対数スロープで、 P_{IN} は何処かの電力レベルを基準にしたデシベル値で表す入力電力、 P_0 は同じ電力レベルを基準にしたデシベル値で表す対数インターセプトです。

RFシステムで広く一般に採用されている表現方法は、50 mWの1 mWを基準として電力をデシベルで指定してdBmと表す方法です(ただし、量 $[P_{IN} - P_0]$ は単純にdBで表します)。入力をデシベルで表すことにより変換が暗黙の内に行われているため、対数関数はこの式から姿を消しています。

対数アンプ入力レベルを電力で指定することは、単に慣行に過ぎません。対数アンプは電力にตอบสนองするのではなく(暗黙には「力は入力で吸収」された電力)、入力電圧にตอบสนองします。この接続では、AD8309の入力インピーダンスはその50 より遙かに大きな値になっています。このために、入力でインピーダンス変換を行って感度を13 dB上げることが可能になっています。

1 Vrmsの正弦波振幅を基準とするデシベル値dBVの使用はさらに正確です。ただし、波形は対数アンプ応答の中にも含まれ、複雑な入力に対しては(例えばCDMA信号)対数アンプ応答に含まれている波形は正確にはrms値に一致しないため、この表現法も一般的な表現法として必要な一意性を持つことはできません。多くのユーザーが電力でRF信号を指定しているため(さらに正確にはdBm/50) AD8309の性能を表すときは、dBVとdBmの両方を使い、50環境の特別なケースに対して等価なdBmレベルを表示します。

段階的な圧縮

高速で広いダイナミック・レンジの対数アンプでは、複数の非線形アンプ・セルのカスケード接続(図20)を使って一連の連続的のセグメントから対数関数をつくる一種の折れ線近似法を使っています。この基本トポロジは、非常に大きなゲイン帯域幅積を与えます。例えば、AD8309では、メイン信号パスに各々が12.04 dB($\times 4$)の小信号ゲインと850 MHzの-3 dB帯域幅を持つ6個のセルを使い、その後にはゲイン18 dB(typ)の最終段リミッタ・ステージを配置しています。合計ゲインは100,000(100 dB)で、リミッタ出力の-10 dB点までの帯域幅は525 MHzになります。この非常に大きいゲイン帯域幅積(52,500 GHz)は、小信号状態と高い周波数での正確な動作にとって基本的な必要条件です。式(2)から、差分ゲインは V_{IN} の増加と共に急速に減少することが分かります。AD8309は、-91 dBVすなわち $28 \mu\text{Vrms}$ ($= -78 \text{ dBm}/50$)のノイズ・フロアからブレイクダウン限界値のピーク入力4 V(差動入力INHIとINLOで平衡駆動が必用)までの大部分の範囲で対数応答を示しています。

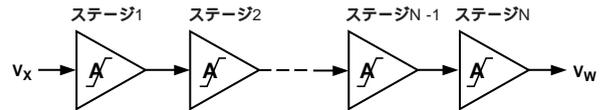


図20 . 非線形ゲイン・セルのカスケード接続

対数アンプの理論

理論を展開するために、先ず、AD8309で使用した方法と異なる方法を検討します。ただし、この方法は簡単に説明でき、数学的な解析が簡単にできます。このアプローチは非線形アンプ・ユニット(A/1セルと呼びます)をベースにしており、図21に示す伝達特性を持っています。ローカル入力とこれらのセル出力を表すときは小文字の変数を使い、大文字は外部信号を表します。

小信号ゲイン V_{OUT}/V_{IN} をAで表し、このAは折れ線電圧 E_K までの入力に対して一定に維持され、 E_K の上では差分ゲインは単位ゲインに減少します。関数は対称です。すなわち、 $-E_K$ より低い V_{IN} の瞬時値に対しても同じゲインの減少があります。大信号ゲインは、 $-E_K < V_{IN} < +E_K$ の範囲内の入力に対するAの値になりますが、非常に大きな入力に対しては単位ゲインに向かって漸近的に減少します。

この簡単な関数に基づく対数アンプでは、スロープ電圧とインターセプト電圧は1つの基準電圧 E_K を基準とする必要があります。したがって、この基礎的な解析では、対数アンプのキャリブレーション精度は、この電圧のみに依存します。実用的には、 V_Y と V_X を決めるために使う基本基準電圧を分離することができます。AD8309では、 V_Y はオンチップ・バンドギャップ基準電圧を、 V_X は熱電圧 kT/q から導出して精密な方法で温度補償した値をそれぞれ使用しています。

カスケード接続内のNセルの入力を V_{IN} で表し、最終段出力を V_{OUT} で表します。小信号に対しては、合計ゲインは簡単に A^N で得られます。A = 5(14 dB)の6ステージのシステムに対しては、合計ゲイン15,625(84 dB)が得られます。対数関数を構成する際に非常に大きな小信号ACゲインが重要であることは既に説明しましたが、これは対数アンプ・デザインにおける付随的な関心を引くパラメータに過ぎません。より大事なのは、その非線形動作です。

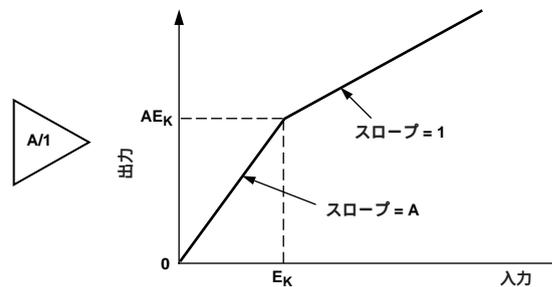


図21 . A/1アンプの機能

このため、ゲインの考察ではなく、式(1)の V_{IN} に対応する簡単なDC入力に対する応答でのカスケード接続の非線形動作の方を解析します。非常に小さい入力に対して、最初のセル出力は $V_1 = AV_{IN}$ 、2番目のセル出力は $V_2 = A^2 V_{IN}$ 、以下同様に $V_N = A^N V_{IN}$ まで続きます。 V_{IN} のある値で、N番目のセルの入力 V_{N-1} が折れ線電圧 E_K に一致します。このため、 $V_{OUT} = AE_K$ となり、N-1個のゲインAのセルがこの

ノードの前に存在するため、 $V_{IN} = E_K / A^{N-1}$ として計算できます。この固有の点は図22の で示される直線と対数の移行点に対応します。

この入力より下では、ゲイン・セルのカスケード接続は、簡単な線形アンプとして動作し、これより上の V_{IN} 値に対しては、対数を近似する一連のセグメントの領域に入ります。

この解析を続けると、次の移行点は $(N - 1)$ 番目のステージの入力が E_K に一致するとき(すなわち $V_{IN} = E_K / A^{N-2}$ のとき)に発生することが分かります。そして、このステージの出力は AE_K に一致します。図21に示す機能から、最終ステージの出力が $(2A - 1)E_K$ (図22で と表示)に等しくなることは容易に示すことができます。したがって、 E_K / A^{N-1} から E_K / A^{N-2} への V_{IN} 変化(すなわちA倍の変化)に対して出力は $(A - 1)E_K$ だけ変化しています。

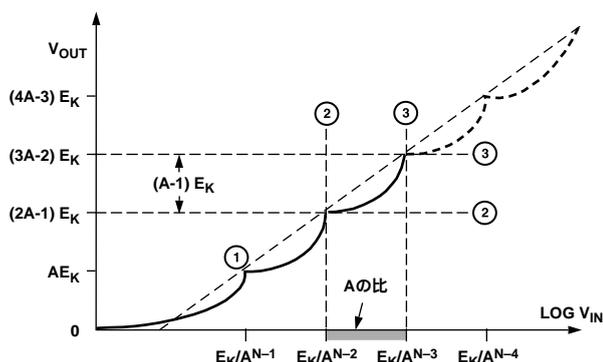


図22 . 最初の3個の移行点

次の重要な点(図22の)では、入力はA倍になり、 V_{OUT} は $(3A - 2)E_K$ に増幅されています。すなわち、もう1回 $(A - 1)E_K$ 倍されています。更に解析を進めると、最初のセルに対する入力が折れ線電圧 V_{OUT} に到達する点の直ぐ上は、 V_{IN} における比の変化Aに対して $(A - 1)E_K$ だけ変化します。ディケードの分数で表わすと、これは簡単に $\log_{10}(A)$ と表されます。

例えば、 $A = 5$ の場合、折れ線出力関数での移行は、0.7ディケード($\log_{10}(A)$ すなわち14 dB ÷ 20 dB)の規則的な間隔で発生します。この考察により、直ちに“ディケード当たりのボルト数”のスケール・パラメータが得られます。底10の対数を使うと、これはまた“スケール電圧” V_Y でもあります。

$$V_Y = \frac{\text{Linear Change in } V_{OUT}}{\text{Decades Change in } V_{IN}} = \frac{(A - 1)E_K}{\log_{10}(A)} \quad (4)$$

V_Y の決定には、セルのゲインAと折れ線電圧 E_K の2つだけのデザイン・パラメータしか関係していないことに注意してください。関数全体のスロープの設定には、ステージ数Nは重要ではありません。 $A = 5$ で $E_K = 100$ mVの場合、スロープは好ましくない値の572.3 mV/ディケード(28.6 mV/dB)になります。良くデザインされた実用的な対数アンプは、もっと合理的なスケール・パラメータを与えます。

インターセプト電圧は、出力関数(図22参照)上の任意の2対の移行点に対して、方程式(4)を解くことにより求められます。結果は次のようになります。

$$V_X = \frac{E_K}{A^{(N+1)/(A-1)}} \quad (5)$$

この例に対して、 $N = 6$ を使うと、 V_X は4.28 μ Vになります。このように、この解析ではまだ簡単なDC電圧のままです。

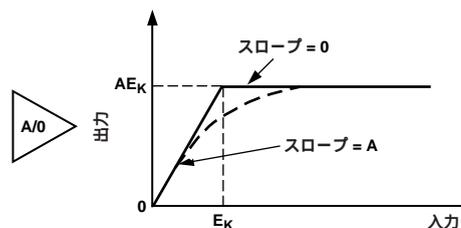


図23 . A/0アンプの機能(理想およびtanh)

このパラメータの解釈には注意がいらいます。このインターセプト電圧は、前に出力がゼロを通過するときの入力電圧として定義しました(図19参照)。明らかに、ノイズとオフセットがない場合、図20に示すアンプのチェーンの出力は、 $V_{IN} = 0$ のときのみゼロになることができます。この例外は、カスケード接続アンプの有限ゲインに起因しています。この結果“直線 - 対数移行”点(図22の点)より下で対数近似の維持ができなくなります。詳しく解析すると、式(5)で与えられる電圧は実際のインターセプトではなく外挿された点を表していることが分かります。

復調対数アンプ

A/1セルのカスケード接続に基づく対数アンプは、入力信号を復調することがないため、ベースバンド(パルス)アプリケーションで有用です。AD8309のような復調(検波)対数リミッタ・アンプでは、A/0セルと呼ぶ異なったタイプのアンプ・ステージを使います。その機能は、図23に実線で表わすように折れ線電圧 E_K より上のゲインがゼロになる点でA/1セルの機能と異なっています。これはリミッタ機能とも呼ばれており、FMモードとPMモードで信号を再生する際に、このようなセルのN個のチェーンが単独でハード・リミット出力を発生するために使用されます。

AD640、AD606、AD608、AD8307、AD8309、AD8313、および他のアナログ・デバイセズ社の対数IFアンプを使用している通信用製品は、全てこの技術を使用しています。 $V_{IN} = E_K / A^{N-1}$ のリミット・スレッシュホールドを超える全ての入力に対して、最終ステージの出力は変化しないため、最終ステージの出力は対数出力を提供できないことは明かです。その代わりに、全ステージの出力を加算することにより、対数出力が発生されます。このタイプの対数アンプについての完全な解析は、前のケースに比べて少し複雑になります。

実用上、インターセプト電圧 V_X は式(5)で与えられたインターセプト電圧に等しいことを示すことができます。一方、スロープ電圧はつぎのようになります。

$$V_Y = \frac{AE_K}{\log_{10}(A)} \quad (6)$$

A/0セルは非常に単純です。AD8309では、A/0セルは抵抗負荷 R_L とエミッタ電流ソース I_E を持つバイポーラ・トランジスタの差動対をベースにしています。このアンプ・リミッタ・セルは、等しい折れ線電圧 $E_K = 2kT/q$ と小信号ゲイン $A = I_E R_L / E_K$ を持っています。大信号伝達関数は、双曲正接tanhで与えます(図23に点線で表示)。この関数は非常に精密で、理想A/0形式からの乖離は問題になりません。実際、tanh関数の“丸くした肩”の部分は、対数近似の際に、理想A/0関数から得たものより小さいリップルになる利点があります。これらのセルから構成した実用的アンプ・チェーンは入力から最終出力まで差動で構成され、電源ラインでのノイズに強くなっています。

AD8309

注意深くデザインすると、多くの他のパラメータ変化に対する感受性および温度と電源電圧の影響を、無視できるように小さくすることができます。

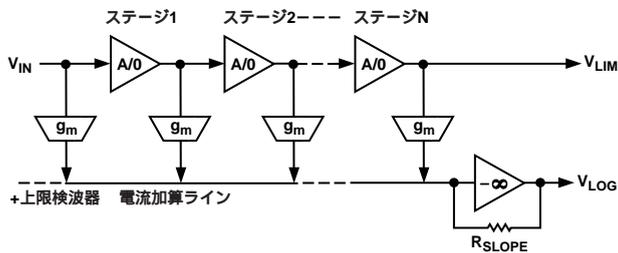


図24 . 複数のA/Oステージと加算用のトランスジューサ(gm)セルを使用する基本的な対数アンプ構成

各ゲイン・セルの出力は、セルの差動出力電圧を一对の差動電流に変換する対応する相互コンダクタンス(gm)セルを持っています。これらは全てのgm(検波器)ステージを単純に並列接続することにより加算されます。次に合計電流は対数出力のスロープを決定するトランジスタ・ステージにより電圧に戻されます。この一般的な構成を単純化したシングル・エンド形式で図24に示します。受動減衰器から駆動されるその他の検波器は、ダイナミック・レンジの上限を拡張するために追加することができます。

ここでは、スロープ電圧を絶対温度に比例する折れ線電圧 $E_K = 2kT/q$ から切り離すことができます。検波ステージはバンドギャップ基準電圧から発生できる電流でバイアスされます(図には示してありません)。そのため温度に対して安定しています。これがAD8309で使用されているアーキテクチャで、対数スロープの振幅と温度による変化を完全に制御しています。

対数リミッタ・アンプで要求される復調応答を得るためにさらに必要なステップは、交流入力を疑似DCベースバンド出力に変換することです。これは、加算用途に使用されているgmセルを変更して、整流機能を実現することにより行われます。段階的圧縮技術をベースとする前述の対数アンプは、ポスト検波フィルタを複雑にする半波整流を使っていました。AD640は最初に全波整流を使ったモノリシック対数アンプ製品であり、この当社独自の経験は後続の全アナログ・デバイス製品のこのタイプに使用されています。

これらの検波器を線形gmセルとしてモデル化できますが、入力に加えられる電圧の符号には無関係な出力電流を発生します。すなわち、これらは絶対値をとる機能を内蔵しています。後段のA/Oステージの出力は中程度の入力レベルにおいても振幅が対称な方形波を正確に近似するため、各検波器の電流出力は入力の各周期の間殆ど一定です。チェーン内である程度前にある検波器ステージは、入力周波数の2倍で非常に短い"抜け"を持つ波形を発生します。対数アンプの入力に近い検波器のみが正弦波に近い低いレベル波形を発生します。これら全ての(電流モード)出力が加算されると、結果として得られる信号はフィルタ済み波形を持ち、出力には小さい残留リップルが現れます。

インターセプトのキャリブレーション

アナログ・デバイセズ社のモノリシック対数アンプは、インターセプト電圧 V_X (すなわち特定のインピーダンス・レベルで駆動したときの復調対数アンプに対する等価正弦波電力)を指定する正確な方法を採用しています。図24に示す回路図を使うと、インターセプトレベルの値は簡単な式を使った予測値より大幅に乖離します。それでも、固有のインターセプト電圧は絶対温度に比例する E_K に比例します。

オフセットを出力に加算すると、インターセプトの変化と区別できない影響を発生することを思い出すと、 E_K の温度変化から生ずる V_X の左右の移動は、必要な温度変化を持つ復調出力にオフセットを加えることにより相殺できることが明らかになります。

インターセプトを指定するオフセットの精密な温度のシェイピングにより、安定なスケリング・パラメータを持つ対数アンプが得られ、それを例えばキャリブレーション済みの受信信号強度表示器(RSSI)のような、真の計測デバイスにすることができます。このアプリケーションでは、正弦波(CW)の入力波形に対する出力値に関心がある場合があります。入力レベルは等価電力dBmで表されますが、“電力”を測定するインピーダンス・レベルを知っておくことは重要です。インピーダンス50Ωでは、0 dBm(1 mW)は正弦波振幅316.2 mV(223.6 mVrms)に対応します。

AD8309の場合は、52.3Ωの抵抗を並列接続して入力インピーダンスを50Ωに下げた場合は、インターセプトはdBmで規定し、-95 dBmになります。ただし、応答は終端抵抗内の電力ではなく、実際には入力電圧に依存し、dBVで規定すべきです。50Ω抵抗両端の-95 dBm正弦波入力、振幅5.6 μVすなわち-108 dBVに対応します。ここで、0 dBVは1 Vrmsの正弦波として規定され、2.8 Vp-pに対応します。対数アンプのインターセプトは波形の関数であることに注意してください。例えば、方形波入力では、同じ振幅の正弦波より6 dB高くなり、ガウス・ノイズ入力と同じrms値の正弦波より0.5 dB高くなります。さらに、等しい振幅を持つ2つの正弦波電圧の和により駆動される対数アンプの出力は、1つの正弦波駆動の場合の応答より、デバイスが真に入力電力に依存する場合に予想される3 dBではなく、2.1 dBだけ高くなります。これらは、全ての復調対数アンプが示す特性です。

ダイナミック・レンジ

ダイナミック・レンジの下限は、アンプ・チェーンの入力で測定される熱的なノイズ・フロアに大きく依存して決定されます。AD8309の場合、短絡回路入力換算ノイズ・スペクトル密度は1.1 nV/√Hzで、25Ω(50Ω終端)のネット・ソース・インピーダンスで駆動した場合は1.275 nV/√Hzです。これは、500 MHz帯域幅でのノイズ電力-78 dBmに対応します。ダイナミック・レンジの上限は、タップ付き減衰器から駆動される上限検波器の追加により上に拡張することができます。これらの小さな信号は、追加される全波検波器に入力されます。これらの全波検波器の出力はメイン検波器の出力と加算されます。

注意深くデザインすると、ダイナミック・レンジの拡張は全周波数範囲で“繋ぎ目”なく行うことができます。AD8309の場合、さらに48 dB追加されます。4.5 V以上の電源を使うと、4 Vの入力振幅が許容でき、これは50Ωでの電力レベル+22 dBmに対応します(これより大きい入力電圧では損傷を受けます)。

したがって、最大許容入力ノイズ・フロアに対する比として定義されるAD8309の合計ダイナミック・レンジは100 dBになります。この範囲の大部分で良い精度が得られます。

入力の整合

モノリシック対数アンプは、50 よりかなり高い公称入力インピーダンスを持っています。AD8309の場合、300 MHzまでの周波数に対して1 kΩと2.5 pFの並列接続でモデル化することができます。このため、簡単な入力整合ネットワークの使用で、低インピーダンス・ソースから駆動したとき、入力を駆動する電圧を大きくすることにより、基本感度を大幅に上げることができます。50 : 1000 変成器の場合、電圧ゲインは13 dBで、ダイナミック・レンジ全体がこの値だけ下に移動します。すなわち、インターセプトが -121 dBV(初段50 入力で -108 dBm)にシフトします。この方法で有用な電圧ゲインが得られますが、雑音指数は最適電力整合で最小になる訳ではないことに注意してください。

オフセットの制御

モノリシック対数アンプでは、ステージ間の直接結合が現実的理由から常に利用されます。チェーン内の前のステージでのDCオフセット電圧は“真の”信号から区別することはできません。400 μV程に高くなると、識別可能な最小AC信号(40 μV)より20 dB高くなり、この値だけダイナミック・レンジを狭くします。この問題は、最終ステージから先頭ステージへのグローバル帰還パスを使用することにより解決されます。信号の高周波成分は除去する必要があります。AD8309の場合、これはオンチップ・ローパス・フィルタを使って行われ、HF帰還の十分な抑圧を提供して、5 MHzまでの正確な動作を可能にしています。大きなDCオフセットを持つ特定のデバイスはダイナミック・レンジの下限領域で縮小を示しますが、低周波数での有用な動作は維持されています。

製品概要

AD8309は、正確なスケリングに薄膜抵抗技術を使う、電気的に絶縁された相補型バイポーラ・プロセスにより製造されています。このプロセスは絶えず改良が続けられる15年以上の実績に基づいています。AD8309(図25)のメイン・パスは、各々が12.04 dB(×4)のゲインと850 MHzの小信号 - 3 dB帯域幅を持つ6段のメイン・アンプ/リミッタ・ステージのチェーンで構成されています。INHIとINLO(ピン4とピン5)での入力インターフェースは差動になっています。したがって、シングル・エンド入力または平衡入力から駆動することができ、後段に行くほどダイナミック・レンジの最上端を必用とします。ここでは、差動駆動の振幅が4 Vにもなります。

最初の6ステージは対数RSSI出力の発生にも使用され、その後段にはプログラマブルな出力、プログラマブルなゲイン、最終リミッタ・セクションが続きます。LMHIとLMLO(ピン12とピン13)のオープン・コレクタ出力も差動です。等しい値の負荷とバイアス設定抵抗およびピン間出力を使用した場合、この出力ステージはゲイン18 dBを与えます。合計電圧ゲインは100 dBになります。 $R_{LIM} = R_{LOAD} = 200 \Omega$ を使用した場合、リミッタ内の消費電流の増加は約2.8 mAで、その内の2 mAが負荷に流れます。この比は R_{LIM} に依存し(例えば、20 Ωの場合、効率は90%になります) LMDRピンにおける電圧は400 mV以上になりますが、合計負荷電流は正確に(400 mV)/ R_{LIM} になります。

100 mV以上の振幅を持つ正弦波入力力で駆動され、かつ $R_{LOAD} = 50 \Omega$ の場合、出力におけるハード・リミットされた電圧(方形波)の立上がり時間と立下がり時間は0.4 ns(typ)です。-83 dBV(= 振幅100 mV = 50 μVで -70 dBm)から3 dBV(= 1 V = +10 dBm)の入力範囲での時間遅延の変化(“位相スキュー”)は、±83 ps(100 MHzで±3度)です。

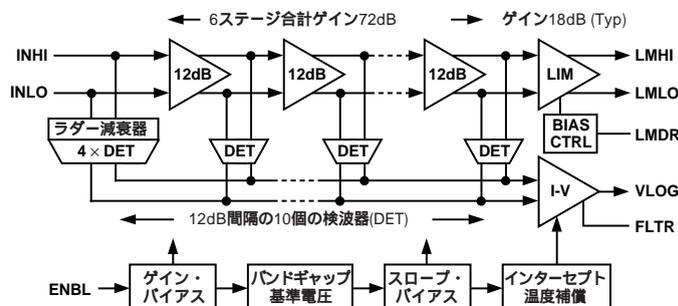


図25 . AD8309の主要機能

6個のメインセルとトランスコンダクタンス(g_m)形式を持つそれらに対応する全波検波器が、ダイナミック・レンジの下部分を処理します。これらのセルに対するバイアスは2つの基準電圧から供給されます。それらの内の1つはゲインを決定し、他方は対数スロープを決定するバンド・ギャップ・セルで、電源と温度の変化に対して安定化します。特別なDCオフセット検出セル(図25には示してありません)がこのメインセクションの最終段に配置され、入力における残留オフセットをゼロにするために使用されており、ノイズ・フロアに到達する小さい信号に対しても正確な応答を保証しています。初段のアンプ・ステージは、短絡回路電圧ノイズ・スペクトル密度1.07 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ を提供しています。

最終段検波器ステージには、対数インターセプトの温度安定化を行うための調整部が含まれています。この調整部は、出力電圧全範囲を最適に使用できるように正確に対数インターセプトを指定します。さらに、4個の“トップエンド”検波器が、受動減衰器に沿って12.04 dBタップで配置されており、ダイナミック・レンジの上部分を処理します。10個の全ての検波器ステージの差動電流・モード出力は同じ重みで加算されて、出力ステージによりシングル・サイド電圧に変換され、VLOG(ピン16)に公称値20 mV/dB(= 400 mV/ディケード)にスケールされて対数(すなわちRSSI)出力が得られます。下部領域と上部領域の間の接合はシームレスで、対数則適合度は -83 dBV ~ +7 dBV (-70 dBm ~ +10 dBm)の範囲で±0.4 dBです。

コーナ周波数3.5 MHzの2極ローパス・フィルタとして動作するRSSI出力ステージのフル・スケール立上がり時間は、約200 nsです。FLTR(ピン10)とVLOGの間に接続されたキャパシタを使って、コーナ周波数(下記参照)を下げるすることができます。出力の最小レベルは約0.34 V(-78 dBm)のノイズ電力すなわち公称インターセプト -95 dBmの17 dB上に対応)になります。これは依然高いベースライン・レベルであり、非常に小さい入力であってもパルス応答が損なわれないこと保証しています。

最大RSSI出力は電源電圧と負荷に依存します。電源電圧が4.5 V以上で負荷抵抗が50 Ω以上で、差動入力ゲインが9 dBV(平衡駆動使用時4 V正弦波振幅)の場合、出力2.34 V(= 20 mV/dB × (12 + 105)dB)が保証されます。3 V電源使用の場合でも、最大差動入力ゲインは -3 dBV(1 V正弦波振幅)と高く、対応するRSSI出力2.1 V(= 20 mV/dB × (0 + 105)dB)も保証されます。

AD8309

ハード・リミット信号に対してはフルプログラマブルな出力インターフェースが用意されており、差動電流モード出力から最適出力電流が取り出せるように設定できます。振幅は、LMDR (ピン9) とグランドの間に接続された抵抗 R_{LIM} により決定されます。この抵抗 R_{LIM} の両端には公称バイアス電圧約400 mVが発生します。 $R_{LIM} = 200$ の場合、このDCバイアス電流は2 mAになります(合計電源電流はこれより大きくなります)。この電流は信号により交互に切り替えて出力ピンLMHIとLMLOに流されます。

これらの電流は、負荷抵抗の接続により電圧に変換されます。通常、負荷抵抗は500 MHzでの数十 から低周波数アプリケーションでの2 k までの範囲になります。抵抗の代わりに、共振負荷を使用して、帯域外ノイズを最小に抑えて基本信号と変調側帯帯を取り出すこともできます。この出力で変成器またはインピーダンス整合ネットワークを使うこともできます。出力トランジスタが飽和する前の電源電圧からのピーク電圧振幅の低下は1.2 Vです(このインターフェースの使用についてはアプリケーションの節にも記載してあります)。RSSI出力に負荷を接続していない場合、リミッタ出力ステージを除く全セクションに対する電源電流は、 $T_A = 27$ で公称16 mAであり、実質的に電源電圧に依存しません。電源電流は、絶対温度(PTAT)に正比例して変化します。RSSI負荷電流は、VLOGでの電圧を負荷抵抗で除算した値になります(例えば、1 k 負荷の場合は最大2.4 mA)。リミッタ電源電流は、 R_{LIM} を流れる電流の1.1倍になります。AD8309は、ENBL (ピン8)のCMOS互換レベルによりイネーブル/ディスエーブルすることができます。

以下の簡便化されたインターフェース図で、大文字“R”で示す部品は、非常に小さい抵抗温度係数と大信号状態で優れた直線性を持つ薄膜抵抗を表します。これらの絶対値(typ)は $\pm 20\%$ 以内です。大文字“C”で示すキャパシタは偏差(typ) $\pm 15\%$ で、温度感度または電圧感度がゼロです。大部分のインターフェースには、能動デバイスまたはESD保護から発生する小さい接合容量が追加されます。これらは不正確で不安定です。これらの各インターフェース図で使用している部品番号は、その図内でのみ有効です。

イネーブル・インターフェース

図26にチップ・イネーブル・インターフェースを示します。R1を流れる電流がバンドギャップ基準電圧とバイアス・ジェネレータのターンオン状態とターンオフ状態を制御し、ピン8が5 Vに接続されたとき、最大100 μ Aになります。開放または1 V以下の電圧に接続された場合に、AD8309はディスエーブルされます。1 μ Aより遙かに小さいスリープ電流(リーク電流のみ)が流れている場合に、または電源または2 V以上の電圧に接続されている場合に、AD8309はイネーブルされます。内部バイアス回路はOFFまたはONに約300 nsを要します。電源電流が10 μ A以下に低下するまでの遅延は約6 μ sです。

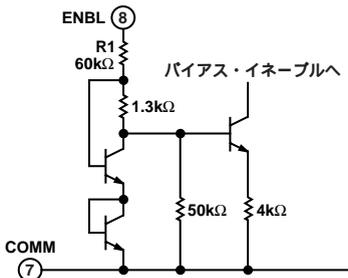


図26 . イネーブル・インターフェース

入力インターフェース

図27に、信号入力インターフェースの主要部を示します。グランドに対する寄生容量は C_p で示してあります。主にQ1とQ2の拡散容量から生ずる差動入力容量は C_D で示してあります。多くのアプリケーションで、両入力ピンはAC結合されます。イネーブルがアサートされると、スイッチSが閉じます。ディスエーブルされると、入力フローティング状態になり、バイアス電流 I_E がシャットオフされ、結合キャパシタはチャージされたままです。対数アンプが長時間ディスエーブルされると、小さいリーク電流によりこれらのキャパシタがディスチャージされます。これらの整合が不十分な場合は、パワーアップ時の充電電流は、過渡入力電圧を発生し、信号より小さくなるまで、ダイナミック・レンジの下部下部をブロックします。

大部分のアプリケーションでは入力信号はシングル・エンドであり、ピン4またはピン5に入力されます。この際他のピンはグランドにAC結合されます。このような場合の、処理可能な最大入力信号は、3 V電源動作では -3 dBV (正弦波振幅1 V)になります。4.5 V以上の電源を使用すると、+3 dBV入力も処理できます。平衡駆動を使用すると、電源電圧が2.7 Vまで下がっても +3 dBVレベルを処理することができます。4.5 V以上の電源電圧を使用すると、+9 dBVを処理することができます。10 MHz ~ 200 MHzの周波数範囲に対しては、整合ネットワーク(下記参照)を使うと、これらの高駆動レベルを容易に処理することができます。入力にインダクタを持つこのようなネットワークを使うと、過渡入力を除去することができます。

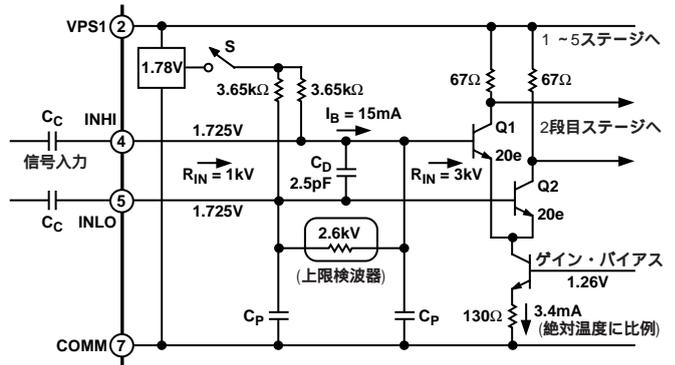


図27 . 信号入力インターフェース

リミッタ出力インターフェース

図28に簡便化したリミッタ出力ステージを示します。このステージに対するバイアスは、公称400 mVの温度に対して安定な基準電圧から供給されます。この基準電圧はピン9(LMDRのリミッタ駆動)に接続された外部抵抗 R_{LIM} を通して特別なオペアンプ・バッファ・ステージにより制御されます。バイアス方式では、この電圧を少し持ち上げて、電流ソースQ3および出力トランジスタQ1とQ2の有限な電流ゲインを補償しています。最大電流10 mAが許容できます($R_{LIM} = 40$)。特別なアプリケーションでは、バイアス電流を変調することが要求される場合があります。この例はアプリケーションの節に記載してあります。バイアス電流が温度に対して安定でも、このステージのACゲインは温度により変化することに注意してください(120 の範囲で -6 dB変化します)。

電源と温度に対して安定な一対の相補電流が、差動出力LMHIとLMLO(ピン12とピン13)で発生されます。負荷抵抗50 のとき、この相補電流方形波は立上がり/立下がり時間が0.4 ns(typ)になります。これらの出力ピンでの電圧は、VPS2(ピン15)に入力される電源電圧より1.2 V低い電圧まで振れることができます。

このアンプのゲイン帯域幅積は非常に大きいので、リミッタ出力を使用するには十分な注意が必要です。所要最小限のバイアス電流と電圧振幅を使用する必要があります。これらの出力は差動モードで最適に使用されます。磁束結合変成器すなわち出力整合ネットワーク(タンク回路)を選択して、これらの電圧をシングル・エンド信号に変換します。出力ピンを1つしか使わない場合でも、等しい負荷抵抗の使用を推奨します。また、これらは常にPCボード上の良くデカップリングされた同じノードに戻す必要があります。RSSI出力だけを発生するためにAD8309を使用する場合は、 R_{LIM} を削除し、LMHIとLMLOをVPS2に接続することにより、リミッタを完全にディスエーブルしておく必要があります。

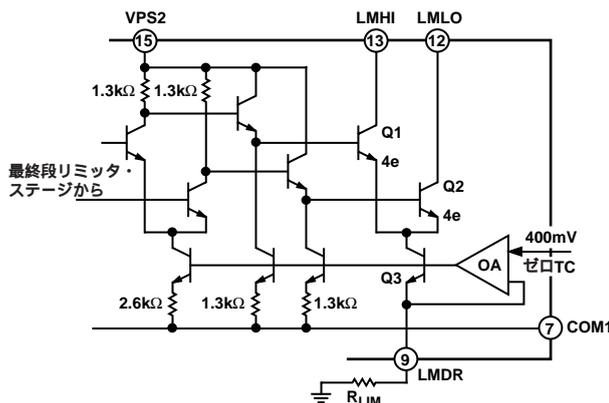


図28 . リミッタ出力インターフェース

RSSI出力インターフェース

10個の検波器出力は信号入力レベルに依存する平均値と入力周波数の2倍の変動を持つ差動電流です。これらの電流は、図29に示す内部ノードLGPとLGNで加算されます。ゼロ入力に対するRSSI出力電圧を持ち上げてインターセプトを -108 dBVに維持するためと温度補償のために、LGPにはさらに電流ITCも加算されて、安定なインターセプトが得られます。ゼロ信号状態に対しては、全ての検波器出力電流が等しくなります。両極性を持つ有限の入力に対しては、出力インターフェースによりそれらの差が、出力VLOG(ピン16)で公称20 mV/dB(400 mV/ディケード)にスケールされたシングル・エンド電圧に変換されます。このスケールは、厳密に制御されたトランスコンダクタンスを持つ個別の帰還ステージにより制御されます。対数スロープとインターセプトには小さい不確実性が残っています(仕様参照)。インターセプトは調整できます(アプリケーションの節参照)。

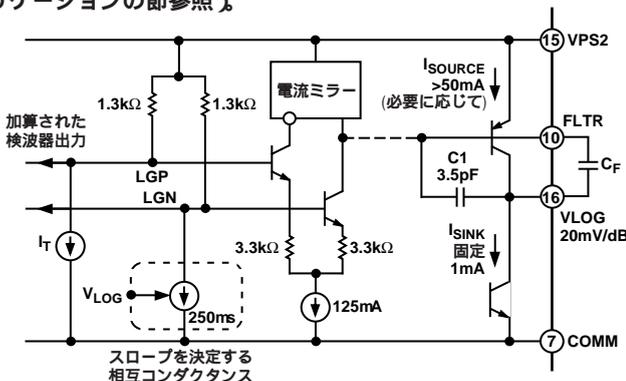


図29 . 単純化されたRSSI出力インターフェース

RSSI出力帯域幅 f_{LP} は公称3.5 MHzです。これは補償キャパシタ C_1 により制御されます。この補償キャパシタは外部キャパシタ C_F をFLTR(ピン10)とVLOG(ピン16)の間に接続して増やすことができます。外付け33 pFにより、 f_{LP} を350 kHzに減少させることができます。360 pFを接続すると35 kHzに減少されます。各ケースとも1極の応答を持ちます。一般に、次の関係があります。

$$C_F = \frac{12.7 \times 10^{-10}}{f_{LP}} - 3.5 \text{ pF}; f_{LP} = \frac{12.7 \times 10^{-6}}{C_F + 3.5 \text{ pF}} \quad (7)$$

負荷抵抗50 Ω以上を使用すると、任意の温度で、4.5 Vの電源に対してピーク出力電圧は最小2.4 Vになり、3 V電源に対しては2.1 Vになります。これらは最大許容入力レベルを満たします。出力抵抗の増加は低周波数で約0.3 dB、150 kHzで1 dBに、非常に高い周波数で18 dBに、それぞれ増加します。出力は負荷容量に対して無条件に安定していますが、ピーク・ソース電流が100 mAを超え、かつ急速に容量が大きく変化しても、内部で供給されるシンク電流は1 mAに留まることに注意してください。このため、2 Vレベルからの立下り時間は1 nF負荷に対して2 μsと長くなります。これは、グランドに接続された負荷抵抗を追加することにより短くすることができます。

AD8309の使用法

AD8309は、1 MHz ~ 1 GHzで非常に高いゲインを示します。この周波数範囲でのメインバスのゲインは65 dB以上を維持しています。したがって、入力端子に入力される非常に広い周波数範囲に含まれる全ての信号に対して、AD8309は感度を持ちます。これは“ 必要な ”信号を区別することを困難とし、ノイズ・フロアを持ち上げる効果を持っている(すなわち、使用可能なダイナミック・レンジを低下させます)ことに注意する必要があります。したがって、注目する信号が例えばIF = 200 MHzの場合、60 Hzのハム、貧弱なグランドによる混入、同じPCボード上のデジタル・ロジックからのスプリアス、強力なEMIソースなどは、ダイナミック・レンジの下限でこの信号より容易に大きくなります。

このような不要な信号に対する保護のために注意深いシールドは必須であり、リミッタ出力から入力へのHF帰還から生ずる不安定の可能性を最小限に抑える必要があります。これを念頭に、可能な最小リミッタ・ゲインを使用する必要があります。対数アンプ(RSSI)の機能だけが必要な場合は、 R_{LIM} を削除し、LMHIとLMLOをVPS2に直接接続することにより、リミッタを完全にディスエーブルしておく必要があります。

良いグランド・プレーンを使用して、コモン・ピン接続、VPS1とVPS2で使用されるデカップリング・キャパシタ、出力でのグランドに対して、低いインピーダンスを提供する必要があります。全てのグランド・プレーンは同電位であると考えられることは推奨できません。また信号入力をグランド・プレーンに直接AC結合しないで、それらを分離して、ソースに対応した“ 低電位 ”に戻してやる必要があります。この方法では、入力コネクタの“ 低電位 ”側をグランド・プレーンに接続した小さい抵抗を使って絶縁することが必要になります。COM2は、RSSI出力の専用グランド・ピンであることに注意してください。

2本の電源ピンの電圧が大きく異なることは許されません。許容範囲は500 mVです。VPS1をVPS2より少し負側にすることが望まれます。電源が2.7 Vより高い場合は、デカップリング抵抗 R_1 と R_2 を大きくして、絶縁を良くしてICの消費電力を小さくすることができます。

AD8309

ます。ただし、VPS2はRSSI負荷電流を供給しており、その電流が大きくなるがあるので、R2の値には考慮が必要です。

PADLと表示された4本のピンは金属リード・フレームに接続されており、それを通してチップの裏面にも接続されています。AD8309の製造プロセスでは、ボンダイド・ウェハー技術を採用してシリコン・オン・インシュレータ・アイソレーションを得ており、裏面と表面の回路の間に接合または他のDCパスは存在しません。これらのパドル・ピンは、インダクタンスを最小にするため最小長のリードでグランド・プレーンに直接接続する必要があります。

基本接続

図30に、多くのアプリケーションで必要とされる接続を示します。入力C1とC2を使用してAC結合されています。これらのキャパシタは通常同じ値C_Oを持ちます。結合時定数はR_OC_O/2です。ここで、R_O = R_S + R_{IN}であり、3 dB減衰のハイパス・コーナはf_{HP} = 1 / (R_TC_O)になります。高い周波数のアプリケーションでは、f_{HP}をできるだけ大きな値に選び、不要信号の混入を防止する必要があります。一方、低い周波数のアプリケーションでは、同じ理由で、ローパス・フィルタを構成する簡単なRCネットワークを入力に追加する必要があります。

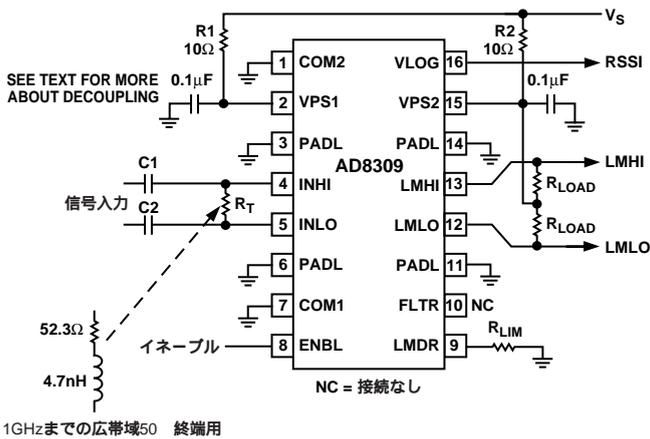


図30．基本接続

低インピーダンスでソースを終端する必要がある場合は、AD8309の1 kΩ 入力抵抗(R_{IN})の並列効果を考慮して、抵抗R_Tを追加します。例えば、50 Ω ソースを終端するときは、約50 MHzまでの信号周波数に対して、52.3 Ω の抵抗を使用します。終端部品は入力側または結合キャパシタの対数アンプ側に配置することができます。前者のケースでは、与えられた周波数範囲に対してより小さい値のキャパシタを使用することができます。後者のケースでは、対数アンプ入力にDC抵抗が直接下げられます。これはオフセットを最小に維持するのに役立ちます。より高い周波数では、2.5 pF入力容量のリアクタンスを考慮する必要があります。52.3 Ω の終端抵抗に直列接続した4.7 nHインダクタが、1 GHzまで平坦な50 Ω 入力インピーダンスを提供します。50 Ω インターフェースを用意するときは、インピーダンス変換ネットワークの使用が望まれます。これは、13 dB (typ)の平衡電圧ゲインを持ち、かつAD8309は大きな入力電圧に対して非常に大きな能力を持っているためです。

図31に、出力と入力レベルの関係を示します。正弦波入力5 MHz、50 MHz、100 MHz、200 MHzに対して、座標軸はdBm (50 Ω 終端)で示してあります。図32には、同じ条件での代表的な対数直線性(対数則適合度)を示します。

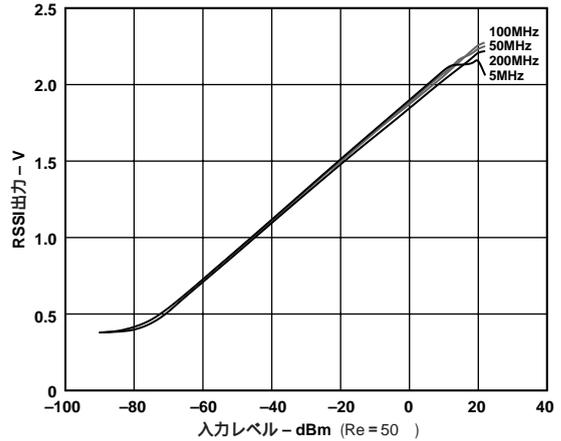


図31．RSSI出力と入力レベルとの関係

T_A = +25 °C、周波数 = 5 MHz、50 MHz、100 MHz、200 MHz

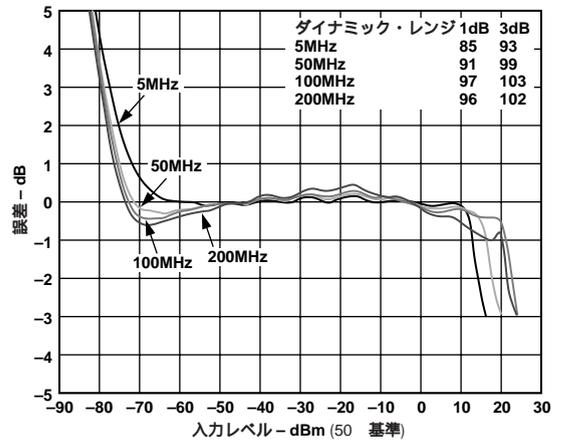


図32．対数直線性と入力レベルの関係

T_A = +25 °C、周波数 = 5 MHz、50 MHz、100 MHz、200 MHz

入力の整合

高感度または良い高周波整合が必要な場合は、入力整合ネットワークが有効です。インピーダンス変換を行う磁束結合変成器を使うと、結合キャパシタが不要になり、入力に直接発生するDCオフセット電圧を下げ、INHIとINLOの駆動バランスをとり、AD8309の大きな入力電圧能力をフルに利用することができます。

巻数比の選択はある程度周波数に依存します。30 MHz以下の周波数では、入力容量のリアクタンスは、入力インピーダンスの実数部よりかなり大きくなります。この周波数範囲で、2:9の巻数比は、実効入力インピーダンスを50 Ω に下げて、入力電圧を13 dBだけ上げます。ただし、入力ノイズ電流が影響しているため、これによって短絡回路ノイズ電圧は同じ量だけ低下しません。したがって、合計ノイズの減少はこれより小さい量になります。初段入力でのインターセプトは -120 dBV (-107 dBm) に下げられます。

磁束結合変成器の使用によるインピーダンス整合と駆動バランスは、広帯域結合が必要な場合に常に有効です。ただし、これが常に便利とは限りません。高い周波数では、図33に示す狭帯域整合ネットワークが必要とされることがあります。これには幾つかの利点があります。1つ目は、同じ電圧ゲインが得られて、感度が上がりますが、選択性が同時に導入されます。

2つ目は、部品点数が少ないことです。2個のキャパシタと安価なチップ・インダクタが必需なだけです。3つ目は、ネットワークはタンク回路として機能します。このネットワークの解析によると、インピーダンス比が高い場合（例えば、50 ~ 1000）、INHIとINLOでの電圧振幅が良く一致することが示されます。

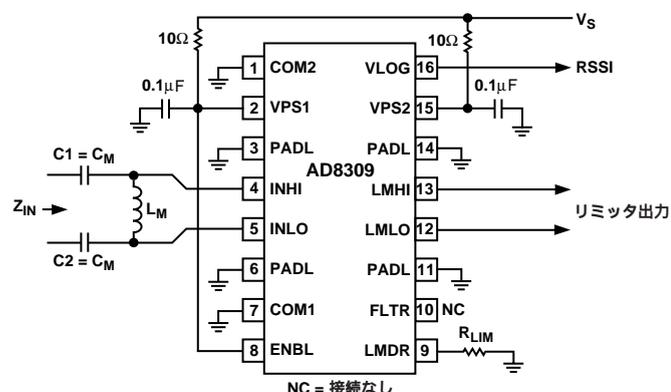


図33 . 高周波数入力での整合ネットワーク

図34に、中心周波数100 MHzに対する応答を示します。この応答は中心周波数の1/10で50 dB低下し、これより下では40 dB/デケードで下がります。ただし、限られたケースでは、AD8309入力容量の結合キャパシタに対する比によって応答が単純に決定されているため、非常に高い周波数での減衰は比較的小さくなっています。表1に、様々な中心周波数 f_c と公称50 と100 のインピーダンス Z_{IN} に対する整合のソリューションを示します。正確な値が示してあるので、最寄りの標準値を選択する際は判断が必要です。

表 1

fc MHz	50 に対する整合 (ゲイン = 10 dB)		100 に対する整合 (ゲイン = 13 dB)	
	C_M pF	L_M nH	C_M pF	L_M nH
10	140	3500	100.7	4790
10.7	133	3200	94.1	4460
15	95.0	2250	67.1	3120
20	71.0	1660	50.3	2290
21.4	66.5	1550	47.0	2120
25	57.0	1310	40.3	1790
30	47.5	1070	33.5	1460
35	40.7	904	28.8	1220
40	35.6	779	25.2	1047
45	31.6	682	22.4	912
50	28.5	604	20.1	804
60	23.7	489	16.8	644
80	17.8	346	12.6	448
100	14.2	262	10.1	335
120	11.9	208	8.4	261
150	9.5	155	6.7	191
200	7.1	104	5.03	125
250	5.7	75.3	4.03	89.1
300	4.75	57.4	3.36	66.8
350	4.07	45.3	2.87	52.1
400	3.57	36.7	2.52	41.8
450	3.16	30.4	2.24	34.3
500	2.85	25.6	2.01	28.6

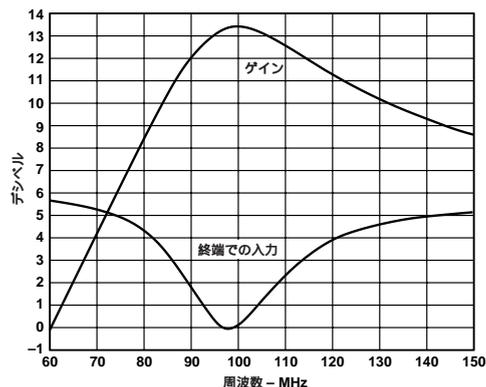


図34 . 100 MHz整合ネットワークの応答

一般的な整合手順

他の中心周波数とソース・インピーダンスに対しては、次の方法を使って基本整合パラメータを計算することができます。

ステップ1 : C_{IN} の同調

中心周波数 f_c で、次式で値が決まる一時的なインダクタ L_{IN} で共振させて、入力容量 C_{IN} の並列インピーダンスが消えるようにします。

$$L_{IN} = 1 / \{ (2 f_c)^2 C_{IN} \} = 10^{10} / f_c^2 \quad (8)$$

ここで、 $C_{IN} = 2.5$ pF。例えば、 $f_c = 100$ MHzで、 $L_{IN} = 1$ μH。

ステップ2 : C_O と L_O の計算

純粋な抵抗入力インピーダンスを持つため、結合部品 C_O と L_O の公称値を次式から計算します。

$$C_O = \frac{1}{2 f_c \sqrt{(R_{IN} R_M)}} ; L_O = \frac{\sqrt{(R_{IN} R_M)}}{2 f_c} \quad (9)$$

AD8309の場合、 R_{IN} は1k です。したがって、50 に対する整合が必要な場合は、 $f_c = 100$ MHzで、 $C_O = 7.12$ pF、 $L_O = 356$ nHになります。

ステップ3 : C_O を2つの部分に分割

図33に示す完全に平衡したネットワークを用意するため、各々が C_O の2倍の公称値を持つ2つのキャパシタ $C_1 = C_2$ (図では C_M と表示)を使うことができます。この例では値14.24 pFが必需になります。これらの条件で、INHIとINLOでの電圧振幅を一致させます。2つのドライバである程度良いバランスを得るためには、 C_1 が少し C_2 より大きいことが望まれます。これにより、標準値を選ぶときに、より広い範囲の選択が可能になります。例えば、キャパシタ $C_1 = 15$ pFと $C_2 = 13$ pFを使用することができます ($C_O = 6.96$ pFになります)。

ステップ4 : L_M の計算

L_{IN} と L_O を用意するために必要な整合インダクタは、次の並列接続で済みます。

$$L_M = L_{IN} L_O / (L_{IN} + L_O) \quad (10)$$

$L_{IN} = 1$ μHで、かつ $L_O = 356$ nHの場合、100 MHzで50 の整合をとるこの例での L_M の値は262.5 nHになります。最寄りの標準値270 nHを使用しても整合精度が僅かに低下するだけで済みます。共振での電圧ゲインは、次式で示すようにインピーダンス比のみに依存します。

$$GAIN = 20 \log \left[\sqrt{\frac{R_{IN}}{R_S}} \right] = 10 \log \left[\frac{R_{IN}}{R_S} \right] \quad (11)$$

AD8309

スロープとインターセプトの調整

AD8309では、基本スケーリング・パラメータの調整チャンスは限られています。これらのパラメータは強固な設計により規格値に入るように厳密に制御されています。DVM上に測定信号レベルを表示するアプリケーションでは、10 mV/ディケードのスロープは便利です。表示は直接デシベルで行い、小数点の指定だけが必要です。これは簡単に実現でき、同時にこの正確な値を図35に示す回路を使って調整することができます。電圧をDVM上で測定する場合は、図に示すように大きなフィルタ・キャパシタ C_{FILT} を追加することができます。これにより、下位桁表示のフラツキを少なくすることができます。

10 dB間隔の複数のテストレベルを用意するときは、精密な減衰器または信号ジェネレータが必要です。調整は、ダイナミック・レンジのほぼ中央でAM変調信号を使って行うこともできます。小数値で表される変調の深さ M に対して、変調周期1サイクルでのピークと谷との間のデシベル範囲は次式で与えられます。

$$dB = 20 \log_{10} (1 + M) / (1 - M) \quad (12)$$

例えば、深さ70% ($M = 0.7$) のrms信号レベル - 40 dBmを使うと、- 47.5 dBm ~ - 32.5 dBmの範囲で信号が変化するため、デシベル範囲は15 dBになります。したがって、出力はピーク間振幅150 mVを持つように調整されます。

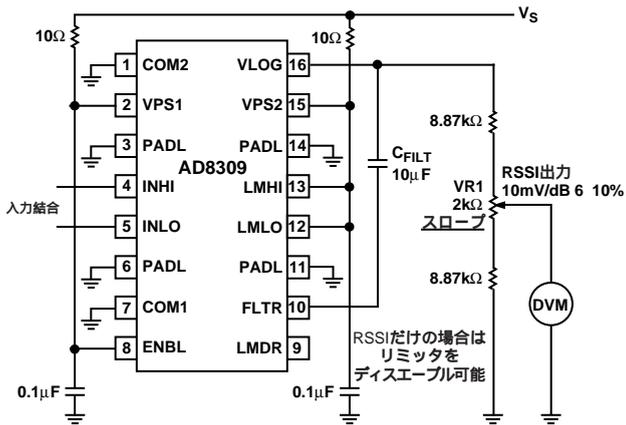


図35 . スロープの10 mV/dB ± 10%への調整

インターセプトは、図36に示す補助回路を使ってスロープを変更することなく調整することができます。スロープは20 mV/dBで不変です。この回路は、低い残留温度感度 (+ 0.008 dB/) で、- 113 dBV (- 100 dBm) の公称インターセプトで約 ± 4 dBの調整範囲を提供します。これは、AD8309のワーストケースインターセプト誤差およびシステム・レベルのゲイン誤差を吸収するためには十分です。ダイナミック・レンジの下限近くで既知のCW信号を入力しながらVR2を調節して、スロープにおける残留不確定要素の影響を最小にするようにします。例えば、インターセプトを - 100 dBmに指定するときは、- 60 dBmのテストレベルを入力し、VR2を調節して、インターセプトより40 dB高いIDC出力 (+ 0.8 V)を発生するようにします。この調整は、上述のスロープ調整と組み合わせて行うこともできます。

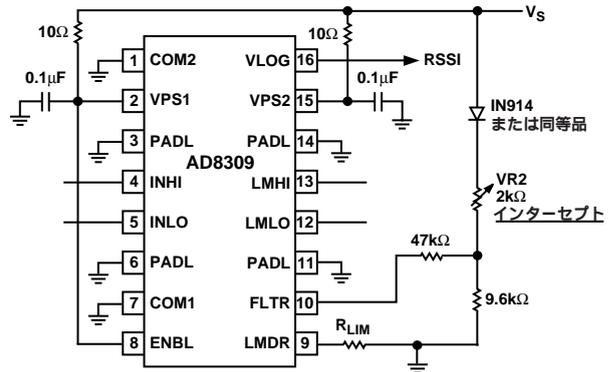


図36 . インターセプトの - 113 dBV ± 4 dBへの調整

アプリケーション

AD8309は多機能の使い易い対数リミッタ・アンプです。完結型であるため、外付け部品が少なく済み、前節までに示した簡単な接続で多くのアプリケーションが可能です。この節では、さらに特別なアプリケーションを幾つか示します。

高いスロープ電圧を持つ対数アンプ

高いRSSIスロープ電圧および/または良い温度安定性と最小限の調整だけで済ませることが必要な場合は、図37に示すインターフェイスを使うことができます。50 mV/dBでは、AD8309の100 dBの全ダイナミック・レンジは5 V振幅を必要とすることに注意してください。これは、レールtoレール出力ステージを持つ単電源動作のオペアンプを6 V電源で動作させた場合に実現できます。低い範囲で十分な場合、または40 mV/dBオプションを使用する場合は、5 V電源で十分です。

このアプリケーションでは、VPS2ピンの電源電流は負荷抵抗 R_L に流れる電流に少し依存します。そのため、電圧を下げる抵抗 R_D を追加してAD8309に対する電圧を下げるすることができます。これによって、2.7 V電源を持つ全ての仕様を満たすことができます。低いチップ消費電力とその結果生ずる動作温度の低下は、高い周囲温度での雑音指数の低下を抑えます。 R_D は次のように計算されます。

$$R_D = \frac{V_S - 3}{25mA} \quad (13)$$
$$R_{LM} = 100$$

これにより、最大 + 85 °Cまでの周囲温度での動作が可能になります。表 II を使って、種々の動作条件に対して部品値を選択することができます。スロープ調整範囲は ± 10% で、インターセプト調整範囲は ± 3 dB です。インターセプトオフセット・バイアスは電源から導出されるため、この電圧に対して感受性があります。電源電圧の安定が不十分な場合は、VR2とR4のバイアスにはレギュレータが必要になります。

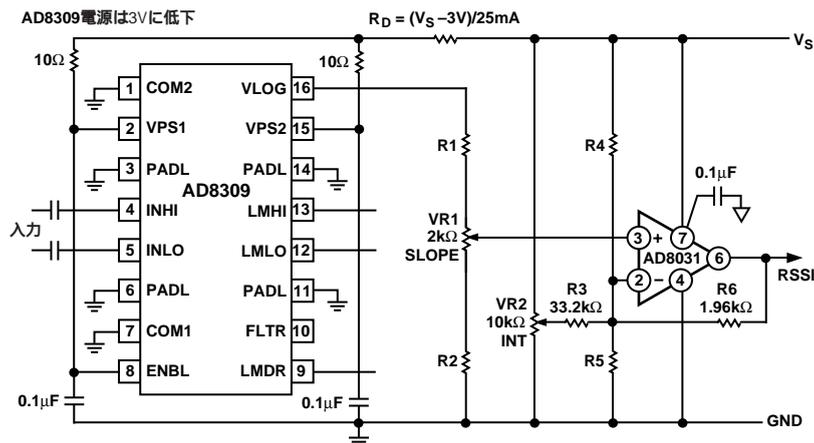


図37. スロープとインターセプトの調整可能なバッファ済みRSSI出力

表

スロープ mV/dB	インターセプト dBV	R1 k	R2 k	R4 k	R5 k	$V_{OUT}(V)$ at - 88 dBV +12 dBV	
40	- 102	3.92	8.87	O/C	1	0.56	4.56
50	- 103	1.05	9.53	O/C	1	0.75	5.75
40	- 90	3.92	8.87	20.5	1.05	0.08	4.08
50	- 90	1.05	9.53	15.4	1.07	0.1	5.10

リミッタ出力レベルの設定

リミッタ出力は振幅 I_{OUT} を持つ一対の差動電流で、高インピーダンス・ソース(オープン・コレクタ)から供給されます。これらは、電源を基準とする負荷抵抗 R_{LOAD} により等しい振幅電圧に変換されます。リミッタ出力電流は、アプリケーションに応じて、ピン9 (LMDR)とグランドとの間に接続される抵抗 R_{LIM} により設定され、得られた電圧は平衡接続または不平衡接続で使用することができます。どちらの出力モードを使う場合でも、両抵抗を接続しておくことが推奨されます。不平衡すなわちシングル・サイド・モードは、信号パスの非常に高いゲインに起因して不安定になりやすくなります。リミッタ出力が不要の場合は、LMDRを開放のままにし、LMHIとLMLOをVPS2に接続しておきます。

リミッタ出力電流は次式で設定されます。

$$I_{OUT} = -400 \text{ mV} / R_{LIM}$$

絶対精度は±5%です。

各リミッタ・ピン上の電圧は次式から得られます。

$$V_{LIM} = V_S - 400 \text{ mV} \times R_{LOAD} / R_{LIM}$$

リミッタ電流は10 mAと大きな値に設定することができます。これは $R_{LIM} = 40$ を必要とし、この値よりある程度大きくすることができます。ただし、この広帯域幅信号パスのゲインはバイアス電流に比例し、 R_{LIM} を小さくすると不安定性が増すため、大きなバイアス電流の使用はお奨めできません(推奨値 = 400)。

リミッタ出力は、- 78 dBV ~ + 9 dBVの入力レベルに対して規定されています。リミッタの出力は、- 78 dBV(- 65 dBm)以上のレベルに対しては不安定になります。

高出力リミッタの負荷

AD8309は、差動リミッタ出力インターフェースで大きな出力電力を発生することができます。入力整合に対して用意したものと同じラインの後段に狭帯域結合ネットワークを使用して、この出力をグランドに接続された50 Ω負荷に接続することができます。あるいは、一次側に中心タップを持つ磁束結合変成器を使うこともできます。エミッタ・フォロアを使ってさらに大きな出力を得ることもできます。図38に、AD8309の電源電圧をダイオードを使って5 Vから約4.2 Vに低下させた場合を示します。これにより、各出力での有効振幅を約2 Vに増やすことができます。両出力を差動で取り出すと、4 Vp-pの方形波出力を発生することができます。

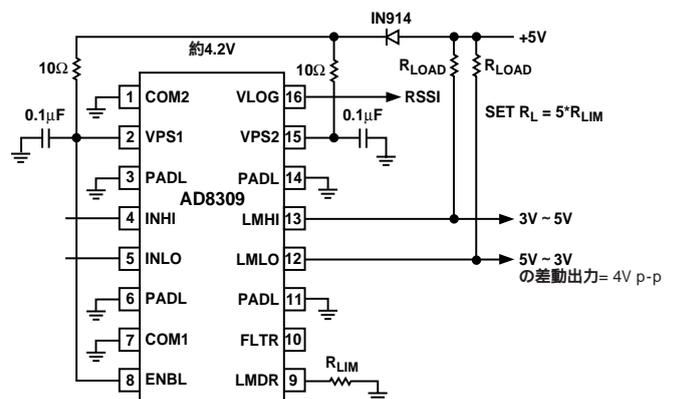


図38. リミッタ出力電圧

高出力電力レベルと高周波数で動作する場合、安定性の問題には十分注意する必要があります。入力信号レベルが低い場合は、AD8309の非常に大きいゲイン帯域幅積に起因して発振が起こる可能性があります。200 MHz以下の周波数での動作では、信号バランス・ネットワークを使うとこれらの発振は生じにくくなります。一般に、これらの発振はノイズ・フロアより数dB高い入力レベルの信号により停止させられます。

AD8309

変調リミッタ出力

AD8309のリミッタ出力ステージは、アナログ乗算機能も提供します。すなわち、出力方形波の振幅をLMDR(ピン9)を流れる電流で制御することができます。0V ~ +1Vのアナログ制御入力を使って、AD8309の内部バイアスにより約400 mVに固定された電圧にコレクタが維持されたnpnトランジスタに0 mA ~ 10 mAの正確に比例する電流を発生することができます。入力信号がリミッタ・スレッシュホールドよりウェハーにある場合は、出力は制御バイアスに比例した方形波振幅になります。

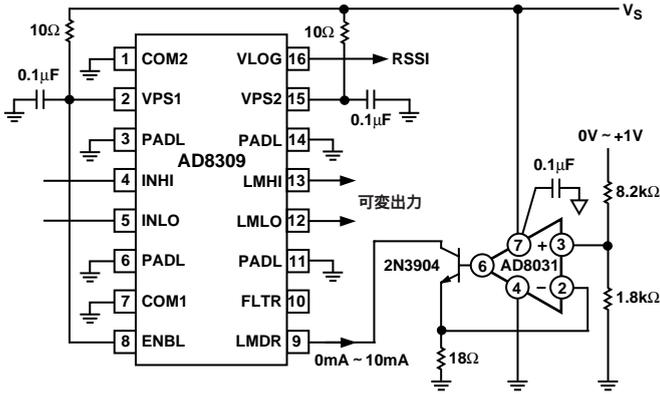


図39 . 可変リミッタ出力の設定

インターセプトに及ぼす波形の影響

AD8309は基本的には電力ではなく電圧にตอบสนองします。この特性の直接の帰結は、入力信号で等しいrms電力値を持ちクレスト・ファクタが異なるものは、対数アンプの出力で異なる結果を発生することです。信号波形が異なるための影響は、対数アンプのインターセプトの実効値をシフトさせることです。図的には、対数アンプの伝達関数が垂直に移動することに対応します。デバイスの対数

スロープは影響を受けません。例えば、遅らされた正弦波と、それと同じrms電力を持つ1つのCDMAチャンネルが交互に入力されるAD8309のケースを考えてみます。AD8309の出力電圧には、デバイスの全ダイナミック・レンジで3.55 dB(71 mV)に等しい量だけ差が発生します(CDMA入力に対する出力の方が小さくなります)。

表IIIに、種々の信号のrms信号強度の計測に適用される補正係数を示します。正弦波入力を基準として使用します。方形波のrms電力を計測するときは、例えば、表に与えられたmVに等価なdB値(20 mV/dB × 3.01 dB)をAD8309の出力電圧から減算します。

表 . 異なるクレスト・ファクタを持つ信号に対するAD8309出力のシフト

信号タイプ	補正係数 (出力計測値に加算)
正弦波	0 dB
方形波またはDC	- 3.01 dB
三角波	+ 0.9 dB
GSMチャンネル(全タイム・スロットOn)	+ 0.55 dB
CDMAチャンネル	+ 3.55 dB
PDCチャンネル(全タイム・スロットOn)	+ 0.58 dB
ガウス・ノイズ	+ 2.51 dB

評価ボード

規定されたAD8309の高速性能を示すために注意深くレイアウトされ、テストされた評価ボードが提供されています。図40に、評価ボードの回路図を示します。この回路図は図30に示す基本接続回路図に従ったものです。注文情報についてはオーダー・ガイドを参照してください。表IVに、異なるセットアップに対するリンク、スイッチ、部品の設定を示します。

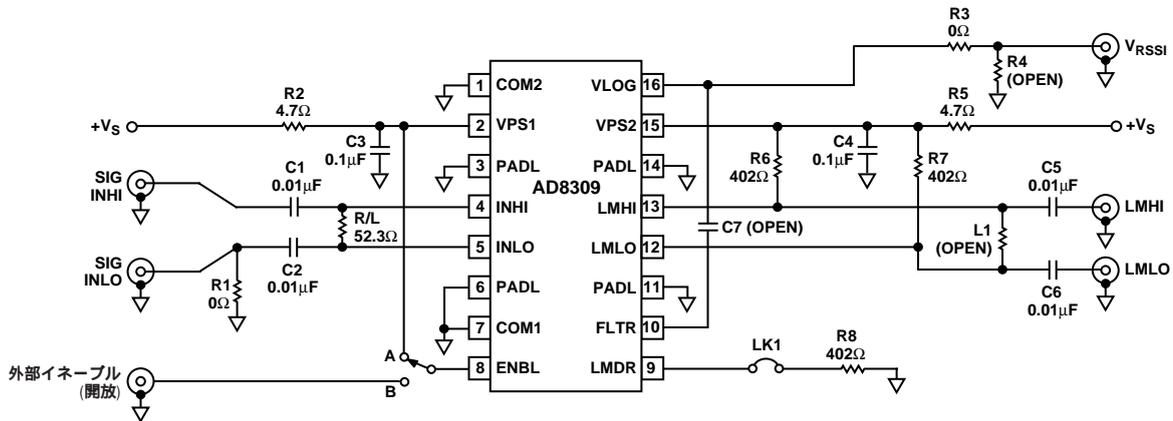


図40 . 評価ボード回路図

表 . 評価ボードのセットアップ・オプション

部 品	機 能	デフォルト条件
SW1	デバイス・イネーブル。位置Aの場合、ENBLピンが+VSに接続され、AD8309が通常の動作モードになります。位置Bの場合、ENBLピンがExt Enableと表示されたSMAコネクタに接続されます。入力された信号をこのコネクタに接続することができ、AD8309をイネーブル/ディスエーブルします。開放の場合は、ENBLピンがフローティング状態でグラウンドになり、デバイスをパワーダウン・モードにします。	SW1 = A
R1	このパッドを使って、シングル・エンド入力の駆動をグラウンドにAC結合します。AD8309を差動で駆動するときは、R1を取り外します。	R1 = 0
R/L C1 C2	入力インターフェース。位置R/Lの52.3 kΩ抵抗がC1とC2一緒にハイパス入力フィルタを構成します。このフィルタのコナ周波数(640 kHz)は $1/(RC)$ です。ここで、 $C = C1 = C2$ で、Rは52.3 kΩとAD8309の入力インピーダンス1000 Ωとの並列接続です。代わりに、52.3 kΩ抵抗をインダクタで置き換えて入力整合ネットワークを構成することもできます。詳細については、入力整合ネットワークの節を参照してください。	R/L = 52.3 C1 = C2 = 0.01 μF
R3/R4	スロープ調整。抵抗デバイダをVLOG出力に追加して、簡単なスロープ調整を組み込むことができます。和が約1 kΩで40 dBを超えない2つの抵抗R3とR4(仕様参照)を使うと、スロープを次式に従って設定することができます。 スロープ = 20 mV/dB × R4 / (R3 + R4)	R3 = 0 R4 =
L1 C5 C6	リミッタ出力結合。C5とC6によりリミッタの差動出力をAC結合します。これらの値を調整し、インダクタをL1に追加することにより、出力整合ネットワークを構成することができます。	L1 = Open C5 = 0.01 μF C6 = 0.01 μF
R8 LK1	リミッタ出力電流。LK2を実装すると、R8がリミッタ出力電流をイネーブルして設定します。リミッタの出力電流は式 $I_{OUT} = 400 \text{ mV} / R8$ に従って設定されます。リミッタ電流は10 mA (R8 = 40 Ω)まで大きくすることができます。リミッタをディスエーブルするときは(リミッタが不要の場合に推奨)、LK3を取り外します。	LK1 Installed. R8 = 402
C7	RSSI帯域幅調整。C7を追加すると、式 $f_{CORNER} = 12.7 \times 10^{-6} / (C_{FILT} + 3.5 \text{ pF})$ に従って、VLOG出力のRSSI帯域幅を減少させます。	C7 = Open

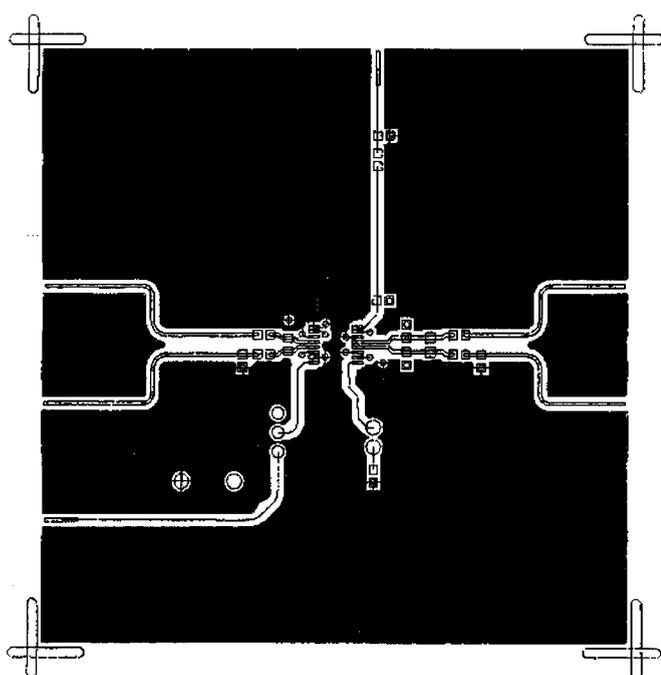


図41 . 信号レイヤーのレイアウト

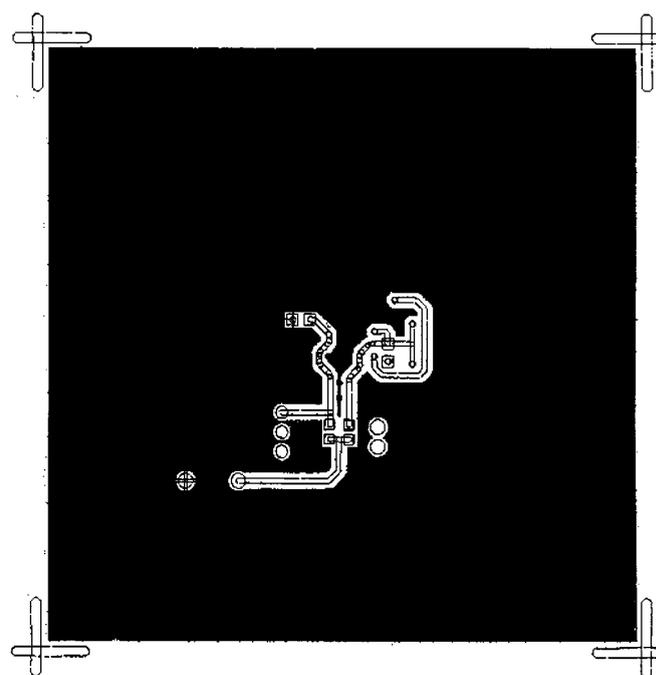


図42 . 電源レイヤーのレイアウト

AD8309

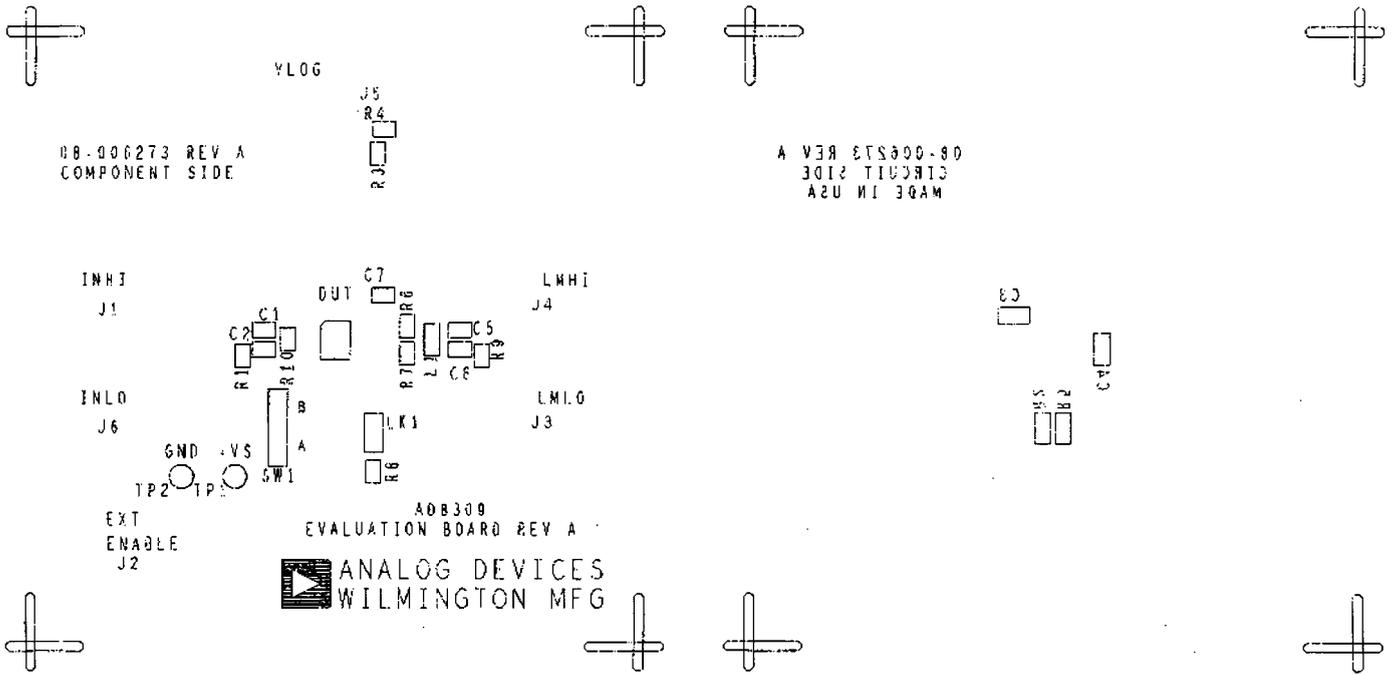
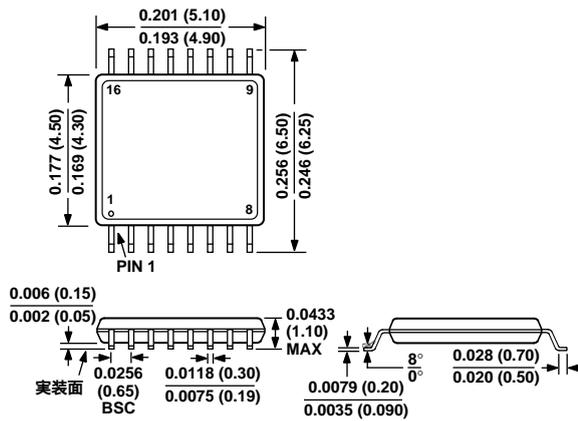


図43 . 信号レイヤー・シルクスクリーン

図44 . 電源レイヤー・シルクスクリーン

外形寸法
サイズはインチと(mm)で示します。

16ピン・TSSOP
(RU-16)



D693-2.7-6/99,1A

PRINTED IN JAPAN

