

## AD8338 を使用したデザイン

著者: David Hunter

### はじめに

低消費電力でダイナミックレンジの広い AD8338 可変ゲイン・アンプ (VGA) は、デバイスの豊富な機能セットにより多くのソリューションを提供します。従来、VGA は信号レベルの正規化、プログラマブルなゲイン・システム、ダイナミックレンジの拡張、自動ゲイン制御(AGC)などの多くのアプリケーションで使用されてきました。

このデバイスのコア回路は、GAIN ピン入力を使って設定される 80 dB の総合ダイナミックレンジを提供します。デザインを最小構成とする場合、18 mm<sup>2</sup>の小さいボード面積でゲイン=1~

10,000 の回路を実現することができます。外付け抵抗を使用するとのデバイスは市販品として最も柔軟な VGA の 1 つになり、低入力ノイズ、可変減衰／利得アンプとして機能できる VGA、または大きな総合ゲインのアンプ機能を提供します。

このアプリケーション・ノートでは、AD8338 のデザインと様々な状況でのこのデバイスの使い方について説明します。また、一般的なデザイン手法、および特別な拡張動作モードについての情報も記載しています。幾つかのアプリケーション例も示してあります。

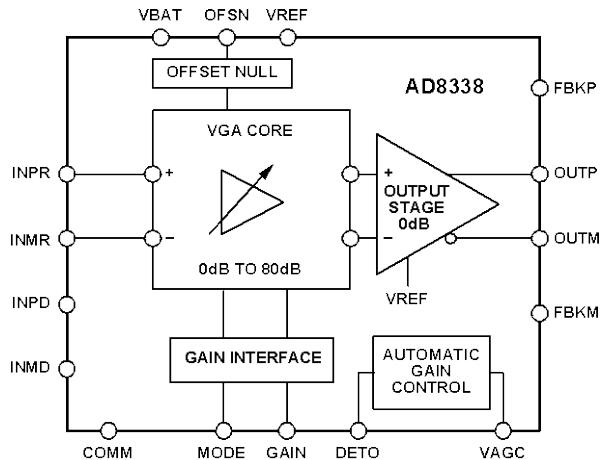


図 1. ブロック図

アナログ・デバイセズ社は、提供する情報が正確で信頼できるものであることを期していますが、その情報の利用に関して、あるいは利用によって生じる第三者の特許やその他の権利の侵害に関して一切の責任を負いません。また、アナログ・デバイセズ社の特許または特許の権利の使用を明示的または暗示的に許諾するものでもありません。仕様は、予告なく変更される場合があります。本紙記載の商標および登録商標は、それぞれの所有者の財産です。※日本語版資料は REVISION が古い場合があります。最新の内容については、英語版をご参照ください。

## 目次

はじめに	1	AD8338 の出力	3
改訂履歴	2	AD8338 に対する入力	6
デザイン上の考慮事項	3	デザイン例: 電圧制御の減衰／利得アンプ	10
効果的なデザイン	3		

## 改訂履歴

6/13—Revision 0: Initial Version

## デザイン上の考慮事項

### 効果的なデザイン

AD8338 を用いた効果的なデザインには、デバイスの長所と短所を理解することが必要です。デバイスはもともと低消費電力であるため、バッテリー・アプリケーションで長い動作時間を提供し、固定設置のシステムでは低消費電力を実現します。しかしながら AD8338 の特長であるこの低動作電流のために幾つかの制限が生じ、デバイスを最も効果的に使用するためには、これらを理解する必要があります。一般に、消費電力のトレードオフは、帯域幅とスルーレートとの間で行われます。

中程度のゲイン (40 dB)での AD8338 の消費電流は 3 mA (typ) です。したがって、3 V 電源での通常動作では、静止消費電力は僅か 9 mW です。これを姉妹品である AD8330 の消費電力、5V で 20mA と比較するとその 10% にしかなりません。ただし、AD8338 は、AD8330 より低速で、1.5 kV/μs のスルーレートも、150 MHz の -3 dB ポイント動作も持っていないません。そのかわり、AD8330 とは異なり、30 dB 大きいゲインを提供し、デザイン性能を決める多くの機能が追加されています。このため、AD8338 は注目する信号が 18 MHz より低くかつ振幅が小さいベースバンドまたは低周波中間周波数 (IF) アプリケーションで最もよく使用されます。

電源については、このデバイスは 3.0 V ~ 5.0 V で動作しますが、1.50 V の内蔵リファレンス電圧を使って、電源電圧とは無関係にデバイスのバイアスを設定しています。これは、AD8338 の信号経路は電源とは無関係に、3.0 V システムに正規化されることを意味します。

LFCSP-16 パッケージは、この高集積デバイスに対して非常に小型なソリューションを提供しています。最適な使用には、幾つかのレイアウト上の考慮が必要です。一般に、次のレイアウト考慮事項に注意する必要があります。

- 入力 INMR/INMD と入力 INPR/INPD は同じ長さで近づけて配置する必要があります。
- 電源バイパス・コンデンサは、デザイン上可能な限りデバイス・ピン近くに配置します。
- INPD 入力と INMD 入力に外付け抵抗を付けて使用する場合、INMR 入力と INPR 入力は直接または適切な値の抵抗を介して短絡して、不安定を防止します。
- 変調効果を小さくするため GAIN ピンと VAGC ピンの配線に注意します。

### AD8338 の出力

AD8338 の最適性能を得るためにシグナル・チェーンのデザインを出力から始める必要があります。データ・シートの次の 3 つの重要機能に注意します。

- 小信号帯域幅: 18 MHz
- スルーレート: 50 V/μs
- 出力ピーク to ピーク振幅: 2.8 V

スルーレートと出力振幅の仕様は、デバイスの大信号機能についての情報を提供します。規定値では、各出力は 1.5 V のリファレンス電圧から約 700 mV 变化します。

図 2 に、1.5 V リファレンスを中心 ±700 mV の出力振幅を示します。2 つの出力の差が実効振幅 ±1.4 V になります (データ・シートに規定するように差動で 2.8 V p-p を実現)。

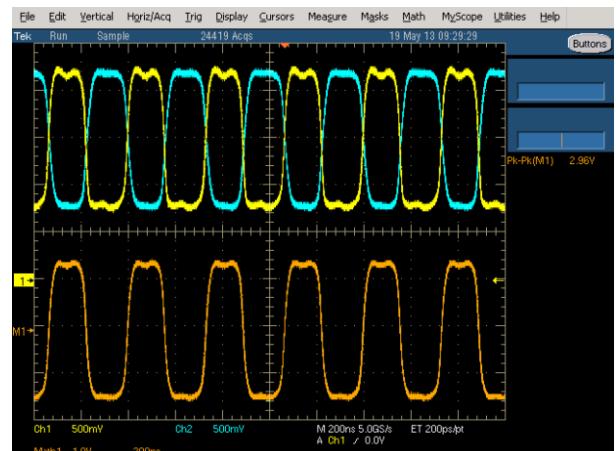


図 2. 差動信号とその出力波形の合計振幅

オーバードライブ状態では波形がクリップされるため、振幅情報が失われて信号の品質が損なわれます。オーバードライブ出力の他に注意する必要がある問題は、スルーレートの制限です。

小信号帯域幅が 18 MHz すべてのゲインに対して規定されていますが、これはこの周波数で差動出力が ±1.4 V 变化できることを意味するではありません。フル帯域幅 18 MHz でシングルエンド振幅 0.7 V の出力を期待するものとすると、関数計算は次のようにになります。

$$V(t) = 0.7 \sin(2\pi 18 \times 10^6 t) \quad (1)$$

変化率は信号の微分で得られ、

$$\frac{dV(t)}{dt} = 2\pi 18 \times 10^6 \times 0.7 \cos(2\pi 18 \times 10^6 t) \quad (2)$$

$t = 0$  のとき、変化のピーク・レートは次のようにになり、79 V/μs です。

$$\frac{dV(t)}{dt} = 79.17 \times 10^6 \text{ V/s} \quad (3)$$

これは、AD8338 の性能より 30 V/μs 大きな値です。大振幅の出力信号に対する最大実効周波数は、次のようになります。

$$\frac{50V}{\mu s} = \frac{0.7 \times 2\pi f}{10^6} \quad (4)$$

$$f = \frac{50 \times 10^6}{2\pi 0.7} \quad (5)$$

式 5 から、大振幅周波数の計算値は約 11.3 MHz になります。図 3 に、周波数に対する大信号出力振幅値のクイック・リファレンスを示します。

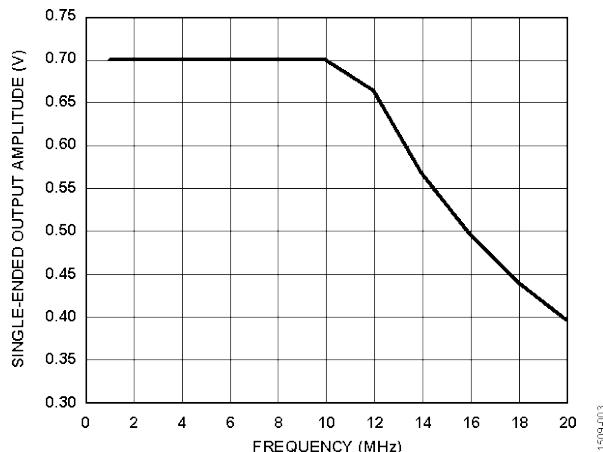


図 3. 大信号振幅の周波数特性、シングル・エンド

出力に対するその他のデザイン考慮事項は負荷です。ドライバは周波数に対して低い出力インピーダンスを持ちますが、直線性性能は  $1\text{ k}\Omega$  以下の差動負荷から低下し始めます。

図 4 に、AD8338 の最小負荷での出力 ( $1.0\text{ k}\Omega$ ) を示します。ここでは、2 トーン相互変調歪みは妥当な低さです。図 5 に、 $200\ \Omega$  差動負荷での出力の動作を示します。

図 4 に比較して相互変調歪みが高レベルであることに注意してください。AD8338 の後段のデバイスが  $1\text{ k}\Omega$  より小さい入力インピーダンスを持つ場合、AD8138 のようなバッファを使うことで、この障害を克服することができます。

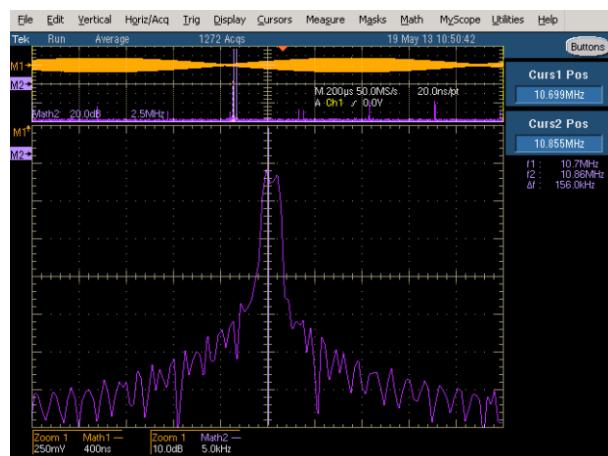


図 4.2 トーン歪み解析、出力無負荷

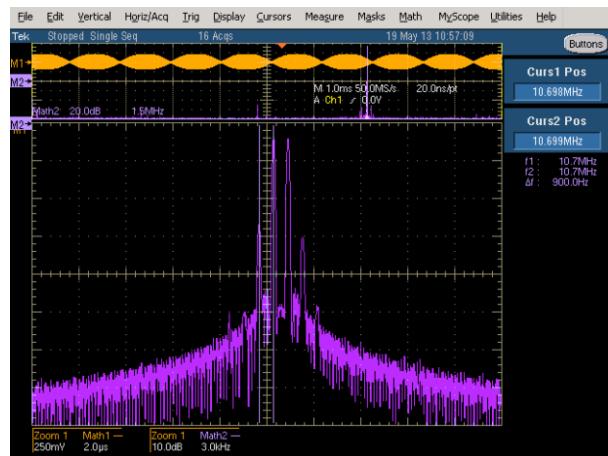


図 5.2 トーン歪み、差動負荷 =  $200\ \Omega$

AD8338 のピン配置も、出力ステージで使用する帰還抵抗値を容易に変更できるようになっています。これは主に、1.50 V の設定ポイントからの同相モード出力を調整する手段を提供します。帰還抵抗の値を小さくしたい場合がありますが、値を小さくすると、出力は比例して小さくなります。これは、内部電流モード VGA ブロックが電流出力のために起こります。この電流の最大振幅はデザインにより固定で、最大出力振幅は帰還抵抗で決まります。内部帰還抵抗 9.5 kΩ の場合、出力は±0.7 V に制限されます。並列に 9.5 kΩ 抵抗を追加接続すると、出力は半分の±0.35 V に低下します。

#### デザイン例: AD8130 の駆動

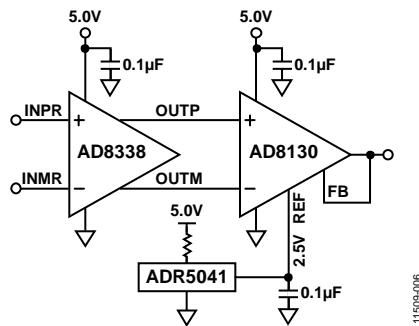


図 6. AD8130 アンプを使用した  
シンプルな差動／シングルエンド変換ソリューション

最適な直線性を維持して、AD8338 の差動出力をシングルエンド信号へ変換が必要な場合には、AD8130 のような後段アンプが優れた選択肢になります。

AD8130 は高速高入力インピーダンスの差動／シングルエンド変換アンプであり、外付け部品なしで完全なソリューションを提供します。AD8130 は、6 MΩ の差動入力インピーダンスと 4 MΩ の同相モード入力インピーダンスを持っています。

ただし、幾つかのトレードオフがあります。AD8130 の最小電源電圧は 4.5 V で、このために全体のデザインは、5.0 V 電源固有になってしまいます。AD8130 の出力は、各レールから 1.1 V 内側の範囲 (1.1 V~3.9 V) に制限されますが、出力でフル信号振幅 2.8 V p-p が実現でき、AD8338 からの差動出力に一致します。

AD8130 のアプリケーションにはリファレンス電圧も必要です。リファレンス電圧が 2.5 V の中心より外れて設定されると、出力の実効範囲は小さくなります。

#### デザイン例: 出力ステージの受動部品結合

消費電力の制限が厳しい場合には、能動素子数を少なくする必要があります。この場合、ボード面積と部品価格が犠牲になりますが、非抵抗受動部品が効果的なソリューションを提供します。

一般に、受動結合に対してはトランジストとインダクタ・コンデンサ (LC 回路) の 2 つのデザイン方法があります。

トランジストは、Mini-Circuits 社や Coilcraft 社などの多くの製造者が市販しています。特にフェライト・コアを使用するトランジストは、適切な範囲の帯域幅で優れたインピーダンス整合を提供します。これに対して、集中定数 LC 回路は非常に狭い範囲の帯域幅での性能に優れています。

この例は、AD8338 の差動出力をシングルエンド出力へ変換する際の Mini-Circuits 社製トランジスト ADT16-6T+についての例です。多くの RF デザインでは、50 Ω の特性インピーダンスを使用するため、ADT16-6T+ も 50 Ω を中心としてデザインされています。トランジスト・アプリケーションの考慮事項を使って注意深くデザインすると、50 Ω の制限から離れて、他のインピーダンスで使用することも可能です。

トランジストの効果的な使用のためには、トランジストのモデル化で使用する次式を理解する必要があります。

$$\frac{V_2}{N_2} = \frac{V_1}{N_1} \quad (6)$$

$$V_2 = V_1 \frac{N_2}{N_1} \quad (7)$$

$$I_2 N_2 = I_1 N_1 \quad (8)$$

$$I_2 = I_1 \frac{N_1}{N_2} \quad (9)$$

添字 2 が付いた項は 2 次側(Secondary Stage)の部品を表し、添字 1 が付いた項は 1 次側(Primary Stage)の部品を表します。項 N は、トランジストの対応する側の巻数を表します。

式 10～式 13 は、理想的なケースでの 1 次側から 2 次側への関係または逆向きの関係を表します。これらの項を使って、2 次巻線側から見たインピーダンスを計算します。

$$Z_2 = \frac{V_2}{I_2} = \frac{V_1 \frac{N_2}{N_1}}{I_1 \frac{N_2}{N_1}} \quad (10)$$

$$Z_2 = \frac{V_1}{I_1} \times \left[ \frac{N_2}{N_1} \times \frac{N_2}{N_1} \right] \quad (11)$$

$$Z_2 = \frac{V_1}{I_1} \times \left( \frac{N_2}{N_1} \right)^2 \quad (12)$$

ここで、

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} \quad (13)$$

したがって、

$$Z_2 = Z_1 \times \left( \frac{N_2}{N_1} \right)^2 \quad (14)$$

式 14 から、2 次インピーダンスと 1 次インピーダンスの関係は、巻数比の 2 乗で表されることが分かります。ADT16-6T+ トランジストのデータ・シートでは、インピーダンス比を 16:1 と規定しています。これは巻数比とは異なります。この固有のケースでは、巻数比 1:4 に対して、1 次インピーダンスが 50 Ω に、2 次インピーダンスが 800 Ω (16 倍) に、それぞれなります。

最適な直線性を得るためにには、AD8338 出力の負荷を少なくとも 1 kΩ にする必要があります。式 14 から、インピーダンス Z2 を 1.0 kΩ に設定しようとすると、計算によりインピーダンス Z1 は 62.5 Ω になります。ただし、Z2 を 1.2 kΩ に設定すると、インピーダンス Z1 は 75 Ω になり、これは業界の標準値になります。

トランジストが 1 次巻線から 2 次巻線へのエネルギー結合を開始する前に、デバイスの磁化インダクタンスが、使用できる下側周波数を設定します。このケースでは、50 Ω システムの場合、デバイスの結合は 3 dB ポイントの 100 kHz から 70 MHz までになります。

このデザインの場合、出力は  $75\Omega$  に設定され、入力は  $1.2\text{k}\Omega$  に設定されています。トランスの2次巻線が AD8338 出力に直接接続されている場合、トランスは  $3\text{dB}$  結合ポイントより下の周波数では短絡となります。したがって DC カット用コンデンサが必要になり、その値はトランスの結合周波数で決定されます。のために、トランスの  $3\text{dB}$  ハイパス・コーナー(AD8338 にインターフェースする 2 次側が基準)を計算する必要があります。結合周波数の変化は  $50\Omega$  を超える負荷の変化の比に比例するという簡単な近似を行なうことができます。したがって、 $75\Omega$  ポートの新しいインピーダンスは、

$$F_{HP} = 100\text{kHz} \times \frac{75}{50} \quad (15)$$

$$F_{HP} = 150\text{kHz} \quad (16)$$

トランスのハイパス  $3\text{dB}$  コーナーの近似値が得られたので、トランス結合が実効的に始まるポイントで AC 結合が有効に働くように出力コンデンサを選択します。シンプルな方法は、注目するコーナー周波数で約  $10\Omega$  となるように出力コンデンサ値を選択することです。このケースでは、 $150\text{kHz}$  のコーナー周波数に対して、

$$C \approx \frac{1}{\omega Z} \quad (17)$$

$$C \approx \frac{1}{2\pi 150\text{kHz} \times 10\Omega} \quad (18)$$

$$C \approx 0.1\mu\text{F} \quad (19)$$

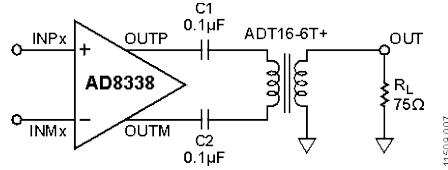


図 7. トランスを使用する回路例

これらの技術を  $1:1$  バラン・トランスを使った回路にも適用することができますが、十分低い周波数で磁気結合できる既成品トランスを探すことが困難です。

巻数比の性質から、出力最大信号振幅での 1 次電圧は、

$$V_1 = \frac{N_1}{N_2} V_2 \quad (20)$$

信号  $V_2$  は、OUTP と OUTM との差から構成されているため、

$$V_1 = \frac{1}{4} (\pm 0.7 - \mp 0.7) \quad (21)$$

$$V_1 = \pm 0.350V \quad (22)$$

式 21 は電圧  $V_1$  を表し、2 つの信号の差の瞬時値として変化することに注意してください。OUTP が正の場合、OUTM は負になります。OUTP が負の場合、OUTM は正になります。

覚えておくべき重要な性質は、電力はこのインピーダンス変換で保存されることです。(いいかえると、電圧が増幅されても、電力は増幅されません)  $75\Omega$  負荷で、 $4.67\text{mA}$  のピーク電流が得られ、AD8338 出力は  $1.2\text{k}\Omega$  の等価負荷に  $1.17\text{mA}$  を供給します。

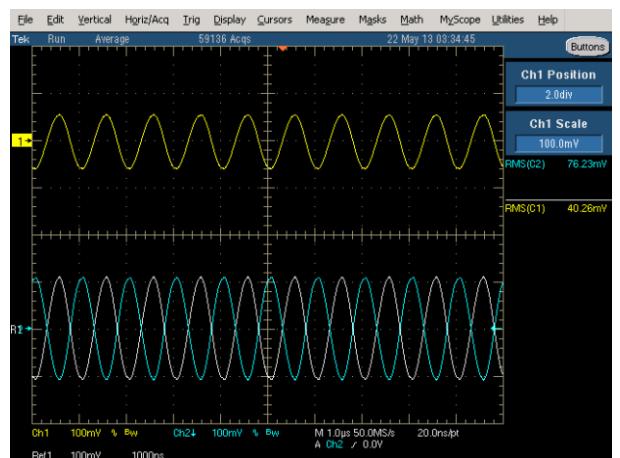


図 8. 図 7 に示す短絡からの差動入力信号 (CH2/CH3、青／灰色) からのトランス出力 (CH1、黄色)

図 8 で、各出力は  $162\text{mV}$  の rms 合計出力を発生し、トランス出力は  $40\text{mV rms}$  になります。

## AD8338 に対する入力

間違いなく、AD8338 の入力ステージは他の VGA と比べてユニークです。デバイスの入力は、入力のダイナミックレンジ、ノイズ、帯域幅、電力整合の限界を設定します。入力ステージのデザインに注意すると、デバイスをアプリケーションに合わせて微調整することができます。

### 入力抵抗のゲインに対する影響

入力抵抗を選択する際に注意する 2 つ目の問題は、ゲインへの影響です。データ・シートが式 6 で規定するように、GAIN ピンに加える電圧が 0.1V の場合、最小ゲインは、

$$Gain(dB) = 20 \times \log\left(\frac{R_{FEEDBACK}}{R_{INPUT}}\right) - 26 \quad (23)$$

9.5 kΩ の帰還抵抗を維持し、上の例で 210 Ω の入力抵抗を使用すると、最小ゲインは、

$$Gain(dB) = 20 \times \log\left(\frac{9500}{210}\right) - 26 \quad (24)$$

$$Gain(dB) = 7.1dB \quad (25)$$

GAIN ピンに加える電圧を 1.1 V とすると、最大ゲインは、

$$Gain(dB) = 80 + 7.1 \quad (26)$$

$$Gain(dB) = 87.1dB \quad (27)$$

図 9 に、210 Ω の入力抵抗を使用した場合の、測定ゲインと計算ゲインを示します。

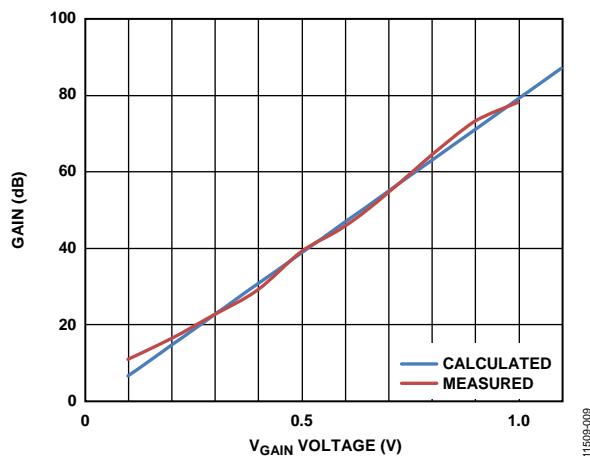


図 9.V<sub>GAIN</sub> 対ゲイン、測定値と計算値、入力抵抗 = 210 Ω

同様に、このゲイン調整は大きな入力抵抗値にも有効であり、図 10 に示す減衰／利得 VGA 特性が得られます。この例では、210 Ω の入力抵抗を 41.2 kΩ の抵抗で置き換えています。

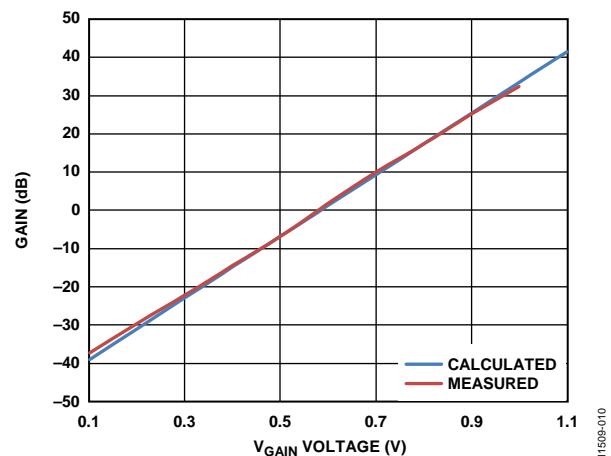


図 10.V<sub>GAIN</sub> 対ゲイン、測定値と計算値、入力抵抗 = 41.2 kΩ

図 10 では、式 23 から得られる最小ゲインが -38.7 dB の減衰になります。この実際の意味は、AD8338 を減衰器として設定すると、電源レールより大きい入力信号を処理することができるこです。図 10 を得るために行った測定では、10 V p-p の入力信号を 41.2 kΩ の入力抵抗に入力しました。理論上、内部トランジストコンダクタンス・ステージの 3 mA の入力電流制限値を超えない限り、非常に高い入力電圧を使うことができます。

ゲインは入力抵抗の関数として変化するため、設計に注意が必要です。低インピーダンス・ソースまたは受動 LC フィルタによりフィルタが短絡状態として機能する場合、式 23 はゲインが非常に大きくなることを示しています。AD8338 を駆動するソースのソース抵抗が 1 Ω とすると、最小ゲインは 53 dB になります。信号がない場合、内部デバイス・ノイズは 53 dB だけ増幅されます。

入力ノイズに敏感なシステムの場合、注目する周波数に対して入力が特定の抵抗値になるような方法で、入力を整形する必要があります。注目する周波数の外側では、入力回路のインピーダンスは大きな値になる必要があります。図 11 に、この動作を得るための一般的な構成を示します。

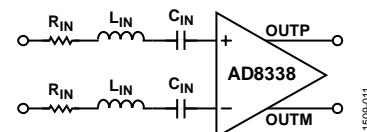


図 11. 帯域外周波数で高入力インピーダンスを実現し、帯域内周波数で固定の低入力インピーダンスを得るための入力調整

## デザイン例

この設計例では、10 MHz の IF 周波数で AD8338 をレシーバ・シグナル・チェーンで使用するものとし、システム・インピーダンスは  $50 \Omega$  でシングルエンド(不平衡)とします。注目信号の帯域幅は 2 MHz 幅と想定します。

トランスを使うと、シングルエンド・システムを AD8338 に容易に結合することができます。ここでは、注目周波数で、LC 回路の等価インピーダンスが  $0\Omega$ (短絡)になります。見えるインピーダンスは 2 本の  $R_{IN}$  抵抗だけになります。AD8338 入力の内部ノードは低インピーダンスとして現れるため、トランスから見えるインピーダンスは  $2 R_{IN}$  になります。最大電力変換(伝送電力の最適化した値)では、この入力インピーダンスは  $50 \Omega$  にしなければなりません。

$$2R_{IN} = 50\Omega \quad (28)$$

$$R_{IN} = 25\Omega \quad (29)$$

$R_{IN} = 25 \Omega$  で、式 23 から計算した最小システム・ゲインは、

$$20 \log \left( \frac{9500}{25} \right) - 26 = 25.6dB \quad (30)$$

AD8338 での不安定性の要因を回避するため、使用しないときは INPR 入力と INMR 入力に DC パスが必要です。これにより、帯域外信号に対してアンプから見たインピーダンスが設定されるため、値  $191 k\Omega$  が使用されます。この値は INMR から INPR への差動で使用されるため、シングルエンド・ゲインは、この値の  $1/2(95.5 k\Omega)$  で計算されます。したがって、帯域外信号に対して、最小ゲインは、

$$20 \log \left( \frac{9500}{95500} \right) - 26 = -46dB \quad (31)$$

注目信号が結合され、かつ注目帯域外信号が結合されないように入力を整形するときは、図 11 に示す  $L_{IN}$  と  $C_{IN}$  の値の選択には注意が必要です。これらの値を選択する 1 つの方法は、式 32 で与えられる共振回路の  $Q$  を求めることです。

$$Q = \frac{\text{Frequency}_{CTR}}{\text{Bandwidth}} \quad (32)$$

デザイン仕様から、中心周波数は 10 MHz で、帯域幅は 2 MHz となります。そうすると、 $Q$  は、

$$Q = \frac{10^7}{2 \times 10^6} \quad (33)$$

$$Q = 5 \quad (34)$$

$Q$  を求めたら、抵抗  $R_{IN}$  に対する  $L_{IN}$  部品と  $C_{IN}$  部品のインピーダンスはすぐに計算できます。

$$X_L = 5 \times 2R_{IN} \quad (35)$$

$$X_L = 250\Omega \quad (36)$$

$$L = \frac{250}{2\pi 10^7} \quad (37)$$

$$L \approx 3.97\mu H \quad (38)$$

同じ手順を繰り返して、 $C_{IN}$  値を求めます。

$$X_C = 5 \times 2R_{IN} \quad (39)$$

$$X_C = 250\Omega \quad (40)$$

$$C = \frac{1}{2\pi 10^7 \times 250\Omega} \quad (41)$$

$$C = 63.7pF \quad (42)$$

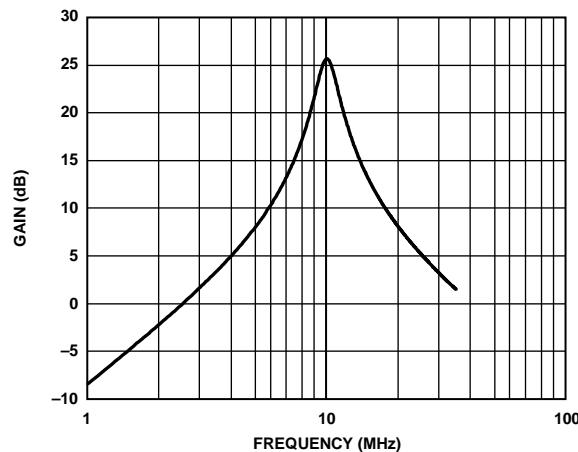


図 12.  $L = 3.97 \mu H$ 、 $C = 63.7 pF$  を使った最小ゲインの計算

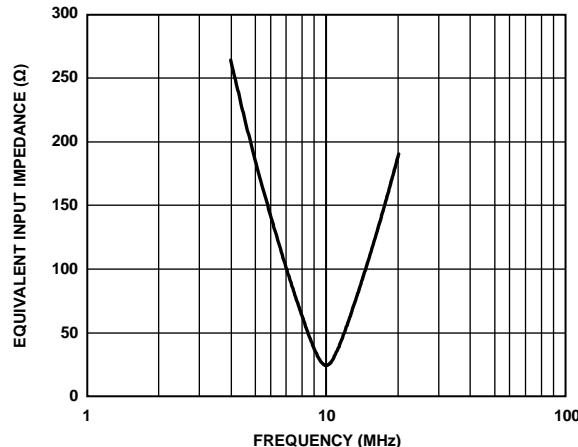


図 13. 実効入力インピーダンス(シングルエンド)の周波数特性

図 12 に示すように、AD8338 の実効最小ゲインは注目信号に対して高く、注目帯域外信号に対しては小さくなります。さらに、図 13 に、結合トランスから見た実効インピーダンスを示します。このインピーダンスが大きくなると、結合される着信エネルギーが小さくなり、不要信号の除去比が向上します。

この実験に対して実際のフィルタを構築しました。帯域幅が 1 MHz であることを測定し、 $Q = 10$  が得られました。 $R_{IN}$  は  $25 \Omega$  です。式 35～式 38 より、 $L$  と  $C$  の値は、

- $L = 8 \mu H$
- $C = 30 pF$

図 14 に、これらの部品の測定した応答を示します。挿入損失が 2.6 dB あることに注意してください。

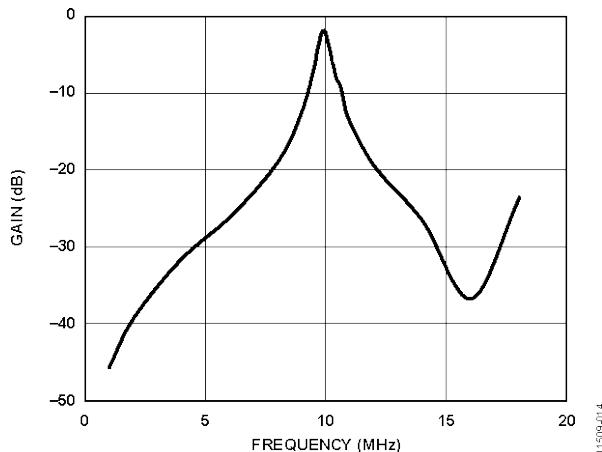


図 14. フィルタの周波数応答

2 つの正弦波トーンを電力カプラーに入力し、カプラーからの出力を図 15 に示す信号レベルで  $50\Omega$  終端に供給しました。この信号から 20 mV 振幅の合計出力が得られました。

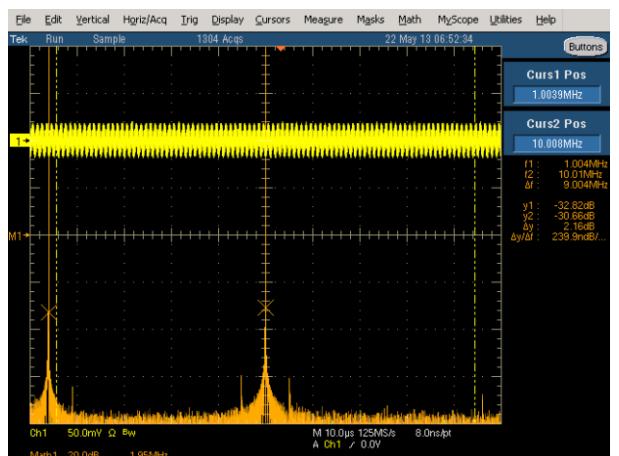


図 15.2 つのトーンのスペクトル  
F1 (1 MHz) のレベルは -32.8 dB  
F2 (10 MHz) のレベルは -30.7 dB

フィルタに入力した後、これら 2 つのトーンをゲイン = +0 dB ( $V_{GAIN} = 0.10\text{ V}$ ) の AD8338 に入力しました。

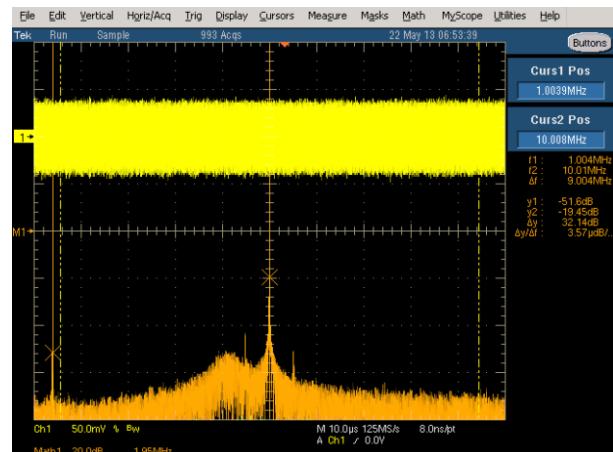


図 16. AD8338 の後段の信号スペクトル  
 $V_{GAIN} = 0.1\text{ V}$

図 16 に、AD8338 の無負荷出力を示します。不要信号が 18.8 dB だけ減衰され、注目信号は 11.3 dB 増幅されていることに注意してください。これは、入力フィルタにより整形されたゲインを示しています。

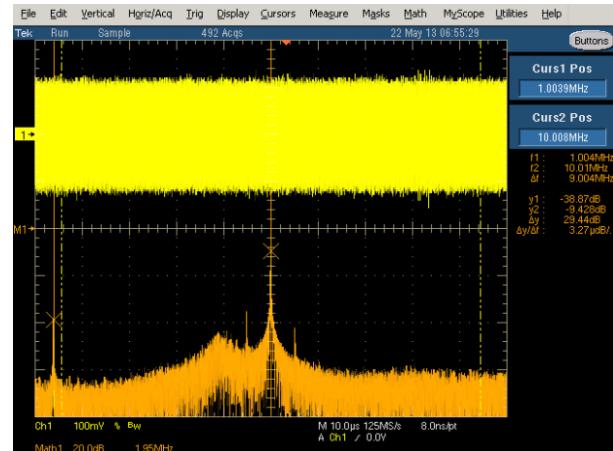


図 17. AD8338 の出力  
 $V_{GAIN} = 0.27$  (ゲイン = +13.5 dB)

ゲインが大きくなると結果は続きます。ここで、ゲインは+13.5 dB に設定されています。帯域内信号の実効ゲインは+21.3 dB で、帯域外信号は 6.1 dB 減衰しています。測定されたゲインからの目標ゲインのずれは、フィルタ、入力、トランジスタでの損失の関数になっています。インダクタとコンデンサの等価直列抵抗(ESR)は周波数の関数であり、システム全体の動作にも影響を与えます。高度な性能が必要な場合は、シルバー・マイカコンデンサの使用が推奨されます。この応答に対するもう 1 つの改善策は、この回路の直列 LC 素子の前に接続するシンプルなフィルタから得ることができます。

#### デザイン例: 電圧制御の減衰／利得アンプ

図 18 に、図 10 のデータを得るために使用した減衰／利得アンプ・デザインの回路図を示します。このアンプは、減衰 -38.7 dB に対する GAIN = 0.1 V (測定値 -37 dB) から利得 +33.2 dB に対する GAIN = 1.0 V (測定値 +32.1 dB) までのゲイン範囲に対して検証されました。減衰量の大きなレンジに対して、アンプ入力は 20 V p-p の差動入力、または 10 V p-p のシングルエンドで駆動されました。

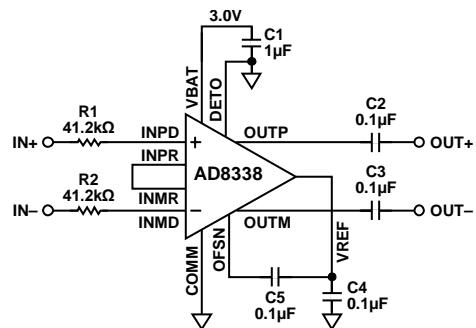


図 18. 減衰／利得アンプの回路図 (MODE、GAIN、VAGC の各ピン接続は省略)

これは、注目信号に対して、アンプは ADC 駆動用アンプ、調整可能な自動ゲイン・コントローラ、または広い入力範囲を必要とするその他のシグナル・コンディショニング・アプリケーションとして機能できることを意味します。

表 1.  $V_{GAIN}$  対ゲイン、計算値と測定値

Gain Voltage	Calculated Gain (dB)	Measured Gain
0.1	-38.7	-37
0.2	-30.7	-29.4
0.3	-22.7	-22
0.4	-14.7	-14.4
0.5	-6.7	-1.7
0.6	+1.3	+1.7
0.7	+9.3	+10
0.8	+17.3	+17.2
0.9	+25.3	+25
1.0	+33.3	+32.1