

## AD813xの使い方

### 動作原理

AD813xは、追加された入力と出力が外部に出ている点で従来型オペアンプと異なっています。追加された入力  $V_{OGM}$  が、出力同相モード電圧を制御します。追加された出力は、従来型オペアンプの1つの出力のアナログ相補信号になっています。この動作のために、AD813xは2つの帰還ループを使います。これは、従来型オペアンプのシングル・ループとは対照的です。これは種々の新しい回路をつくる場合に自由度を大きくしますが、それでもオペアンプの基本理論を使って動作を解析することができます。

帰還ループの1つが出力同相モード電圧  $V_{OUT,cm}$  を制御します。その入力は  $V_{OCM}$  (ピン2)で、出力は同相モード、すなわち2つの差動出力(+OUTと-OUT)の平均電圧です。この回路のゲインは内部で1に設定されています。AD813xが直線領域で動作しているとき、これが動作制約の1つ  $V_{OUT,cm} = V_{OCM}$  を設定します。

2つ目の帰還ループは差動動作を制御します。オペアンプと同様に、ゲインと伝達関数のゲイン・カーブは受動帰還回路を追加することにより制御することができますが、ループを閉じて動作をフルに制約するためには1つの帰還回路のみが必要です。しかし、必要とされる機能に応じて、2つの帰還回路を使うことができます。差動入力に対して各々が反転された2つの出力があるため、これが可能です。

### 用語の定義

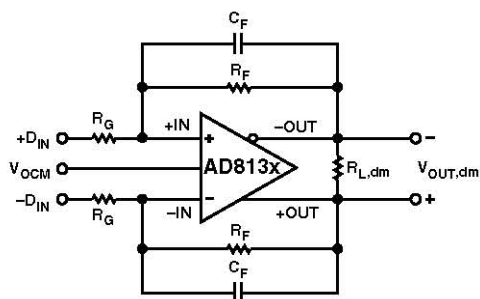


図 1.回路の定義

差動電圧は2つのノード電位間の差を意味します。たとえば、出力差動電圧(または等価な出力差動モード電圧)は、次のように定義されます。

$$V_{OUT,dm} = (V_{+OUT} - V_{-OUT}) \quad (1)$$

$V_{+OUT}$  と  $V_{-OUT}$  は+OUT ピンと-OUT ピンの電圧(共通リファレンスを基準)。

同相モード電圧とは、2つのノード電圧の平均を意味します。出力同相モード電圧は次式で定義されます。

$$V_{OUT,cm} = (V_{+OUT} + V_{-OUT}) / 2 \quad (2)$$

#### ピン機能の説明

ピン番号	記号	機能
1	-IN	負側入力
2	$V_{OCM}$	このピンに加える電圧により、同相モード出力電圧を比1:1で設定します。たとえば、 $V_{OCM}$ での1V dcにより+OUTと-OUTのDCバイアス・レベルが1Vに設定されます。
3	V+	正電源電圧
4	+OUT	正側出力。注: $-D_{IN}$ の電圧は+OUTでは反転されます。
5	-OUT	負側出力。注: $+D_{IN}$ の電圧は-OUTでは反転されます。
6	V-	負電源電圧
7	NC	未接続
8	+IN	正側入力

### AD813xの一般的な使い方

ここで、一次解析のために幾つかの仮定を行います。これらは、オペアンプの解析で使われる一般的な仮定です。

- 入力インピーダンスが非常に大きいため、負荷効果は無視できる。
- 入力バイアス電流は無視できるほどに十分小さい。
- 出力インピーダンスは十分小さい。
- オープン・ループ・ゲインは十分大きいため、入力差動電圧が実質的に0となる状態までアンプを駆動する。
- オフセット電圧は0と見なす。

AD813x を純差動入力で作動させることができますが、多くのアプリケーションではシングルエンド入力で作動出力の回路が必要とされます。

シングルエンド/差動変換回路の場合、駆動されない入力の  $R_G$  は基準電圧に接続されます。この場合はグラウンドに接続されます。その他の条件は後で説明します。また、電圧  $V_{OCM}$  したがって  $V_{OUT,cm}$  は、以後グラウンドと見なします。図 2 に、2 つの帰還パスを持つ AD813x を使うこのような回路の一般化した回路図を示します。

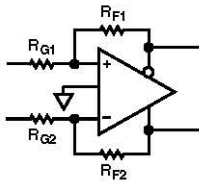


図 2. 代表的な 4 抵抗帰還回路

各帰還回路に対して、帰還係数は、反対符号の入力に帰還される出力信号に乗算する小数値として定義することができます。これらの項は次のようになります。

$$\beta 1 = R_{G1} / (R_{G1} + R_{F1}) \quad (3)$$

$$\beta 2 = R_{G2} / (R_{G2} + R_{F2}) \quad (4)$$

帰還係数  $\beta 1$  は駆動される側のもので、帰還係数  $\beta 2$  は基準電圧(グラウンド)に接続される側のもので、また、各帰還係数は 0~1 の範囲の値であることに注意してください。

シングルエンド/差動変換ゲインの式は、次式から求めることができます( $\beta 1$  と  $\beta 2$  の全値に対して可能)。

$$G = 2 \times (1 - \beta 1) / (\beta 1 + \beta 2) \quad (5)$$

この式は、直感的に分かりやすい式ではありません。よく見ると、 $\beta 1$  の許容誤差はゲインに対して  $\beta 2$  の許容誤差と同じ影響を与えないということが直ちに分かります。

$R_{F1}/R_{G1} = R_{F2}/R_{G2}$  とすると、ゲイン式は簡単になり  $G = R_F/R_G$  となります。

## 基本的な回路動作

AD813x の使い方を理解する便利で容易な方法の 1 つは、等しい比を持つ 2 つの帰還回路を提供することです。寄生の影響を等しくするため、これらの回路を 2 つの等しい値の帰還抵抗( $R_F$ )と 2 つの等しい値のゲイン抵抗( $R_G$ )で構成します。この回路を図 1 に示します。

AD813x は従来型オペアンプと同様に、2 つの差動入力を持っており、これらは差動モード入力電圧( $V_{IN,dm}$ )と同相モード入力電圧( $V_{IN,cm}$ )で駆動することができます。AD813x にはもう 1 つの入力( $V_{OCM}$ )があり、これは従来型オペアンプにはありません。この入力は前述の入力とは全く別のもので、相補出力は 2 つあり、その応答は差動モード出力( $V_{OUT,dm}$ )と同相モード出力( $V_{OUT,cm}$ )により決定することができます。

表 1 に、任意のタイプの入力からいずれかのタイプの出力までのゲインを示します。

Input	$V_{OUT,dm}$	$V_{OUT,cm}$
$V_{IN,dm}$	$R_F/R_G$	0 (By Design)
$V_{IN,cm}$	0	0 (By Design)
$V_{OCM}$	0	1 (By Design)

差動出力( $V_{OUT,dm}$ )は差動入力電圧( $V_{IN,dm}$ )と  $R_F/R_G$  の積に等しくなります。この場合、両差動入力駆動されているか、または一方の出力が駆動され、他方がグラウンドなどの基準電圧に固定されているかは、問題になりません。最初の列に示す 2 つのゼロから分かるように、いずれの同相モード入力もこのゲインに影響を与えません。

$V_{IN,dm}$  から  $V_{OUT,cm}$  までのゲインは 0 であり、一次では帰還回路の比の一致に依存しません。同相モード帰還ループは AD813x 内で、このゲイン項を小さくする対策を提供します。バランス誤差の項は、このゲイン項が 0 から離れている度合を表します。

$V_{IN,cm}$  から  $V_{OUT,dm}$  までのゲインは、帰還回路の一致度に直接依存します。この伝達関数に似た項は(従来型オペアンプで使用)、同相モード除去比(CMRR)です。したがって、高い CMRR を持つ場合は、帰還比が一致していることを意味します。

$V_{IN,cm}$  から  $V_{OUT,cm}$  までのゲインは理論的に 0 で、一次では帰還比の一致に依存しません。 $V_{IN,dm}$  から  $V_{OUT,cm}$  までの場合と同様に、同相モード帰還ループがこの項を小さく維持します。

$V_{OCM}$  から  $V_{OUT,dm}$  までのゲインは、帰還比が一致する場合にのみ理論的に 0 です。 $V_{OCM}$  の変化で発生する差動出力信号の大きさは、帰還回路内の一致度に関係します。

$V_{OCM}$  は、ゲイン=1の伝達関数で出力同相モード電圧  $V_{OUT,cm}$  を制御します。比の一致している帰還回路(前の仮定)では、各出力への影響は同じであり、 $V_{OCM}$  から  $V_{OUT,dm}$  までのゲインはゼロと言うこともできます。駆動されない場合は、出力同相モードは電源中心になります。0.1  $\mu$ F のバイパス・コンデンサを  $V_{OCM}$  に接続することが推奨されます。

等しくない帰還比を使用する場合は、 $V_{OUT,dm}$  に対応する2つのゲインは非ゼロになります。これにより数学的解析が複雑になり、デバイス動作の直感的理解が難しくなります。これらの構成の幾つかを別のセクションに示します。

## 出力ノイズ電圧の計算

従来型オペアンプの場合と同様に、差動出力誤差(ノイズ電圧とオフセット電圧)は  $+IN$  と  $-IN$  での入力換算項に回路ノイズ・ゲインを乗算することにより計算することができます。ノイズ・ゲインは次のように定義されます。

$$G_N = 1 + \left( \frac{R_F}{R_G} \right) \quad (6)$$

図1の回路の総合出力換算ノイズを計算するときは、抵抗  $R_F$  と抵抗  $R_G$  の影響に注意が必要です。種々のクローズド・ループ・ゲインでの出力ノイズ電圧密度の計算については表 II を参照してください。

表 II. 特定のゲインに対する推奨抵抗値とノイズ性能

Gain	$R_G$ ( $\Omega$ )	$R_F$ ( $\Omega$ )	Bandwidth -3 dB	Output Noise AD813x	Output Noise AD813x + $R_G, R_F$
1	499	499	360 MHz	16 nV/Hz	17 nV/Hz
2	499	1.0 k	160 MHz	24.1 nV/Hz	26.1 nV/Hz
5	499	2.49 k	65 MHz	48.4 nV/Hz	53.3 nV/Hz
10	499	4.99 k	20 MHz	88.9 nV/Hz	98.6 nV/Hz

## アプリケーション回路入力インピーダンスの計算

図1の  $+D_{IN}$  と  $-D_{IN}$  での実効入力インピーダンスのように、回路の実効入力インピーダンスは、シングルエンドまたは差動のいずれの信号源でアンプを駆動するかによって依存します。平衡差動入力信号の場合、入力間 ( $+D_{IN}$  と  $-D_{IN}$ ) の入力インピーダンス ( $R_{IN,dm}$ ) は、

$$R_{IN,dm} = 2 \times R_G \quad (7)$$

シングルエンド入力信号の場合は(たとえば、 $-D_{IN}$  をグラウンドに接続し、入力信号を  $+D_{IN}$  に加える場合)、入力インピーダンスは次のようになります。

$$R_{IN,dm} = \left( \frac{R_G}{1 - \frac{R_F}{2 \times (R_G + R_F)}} \right) \quad (8)$$

回路の入力インピーダンスは、インバータとして接続された従来型オペアンプの場合より実効的に高くなります。これは、差動出力電圧の成分が同相モード信号として入力に現れて、特に入力抵抗  $R_G$  両端の電圧を持ち上げるためです。

## 単電源アプリケーションでの入力同相モード電圧範囲

AD813x は、レベル・シフト(グラウンド基準の入力信号)に対して最適化されています。例えば、シングルエンド入力の場合、これはアンプの負側電源電圧 ( $V-$ ) が 0 V に設定されると、図1の  $-D_{IN}$  の電圧も 0 V になることを意味します。

## 出力同相モード電圧の設定

AD813x の  $V_{OCM}$  ピンは、内部で電源の中心値 ( $V+$  と  $V-$  の電圧の平均値) にほぼ等しくバイアスされています。この内部バイアスを使用すると、出力コモン・モード電圧が期待値の約 100 mV 以内で発生します。出力同相モード・レベルの正確な制御が必要な場合には、外付け電源または抵抗分圧器 ( $R_{SOURCE} < 10 \text{ k}\Omega$ ) を使用することが推奨されます。

## AD813x 差動アンプ ADC 駆動のアプリケーション上の注意

### 高性能 ADC の駆動

図3の回路に、12 ビット 40 MSPS ADC の AD9224 を駆動する AD813x の簡略化したフロントエンド接続を示します。ADC の駆動には差動が最も適しており、データ・シートに記載するように歪みが最小になります。AD813x は、ADC の駆動でトランスを不要にし、シングルエンド/差動変換、同相モード・レベルのシフト、駆動信号のバッファリングを行います。

AD813x の正側出力と負側出力は、AD9224 のスイッチド・キャパシタ・フロントエンドの影響を小さくするため 1 対の抵抗 49.9  $\Omega$  を介してそれぞれの AD9224 入力に接続されます。最適歪み性能を得るために、電源  $\pm 5 \text{ V}$  で動作させます。

また、AD813x はシングルエンド入力から差動出力までゲイン= 1 で構成することもできます。さらに $-IN$ の $23\ \Omega$  (合計 $522\ \Omega$ )により、 $50\ \Omega$  ソース抵抗と非反転入力を駆動する $50\ \Omega$  終端抵抗との並列インピーダンスとバランスをとります。

信号ジェネレータは、グラウンド基準のバイポーラ出力などを持っていて、グラウンドの上下に対称に駆動します。 $V_{OCM}$  を AD9224 の CML ピンに接続すると、AD813x の出力同相モードが $2.5\ V$  に設定され、これは AD9224 に対して電源中心レベルになります。この電圧は、 $0.1\ \mu F$  のコンデンサでバイパスされます。

AD9224 のフルスケール・アナログ入力範囲は、SENSE ピンと AVSS を接続することにより、 $4\ V\ p-p$  に設定されます。これは、高調波歪みを最小にするスケールにするために決定されました。

AD813x が $4\ V\ p-p$  で変化する場合、各出力は $2\ V\ p-p$  振幅になり、位相が $180^\circ$ 異なる信号を出力します。出力での同相モード電圧が $2.5\ V$  の場合、各 AD813x 出力は $1.5\ V\sim 3.5\ V$  の範囲で変化することを意味します。

$D_{IN+}$ にグラウンド基準の $4\ V\ p-p$ 、 $5\ MHz$  信号を使用して図 3 の回路をテストしました。接続したデバイス回路をサンプリング・レート $20\ MHz\ MSPS$  で動作させたとき、SFDR (スプリアス・フリー・ダイナミック・レンジ)は $-85\ dBc$ と測定されました。

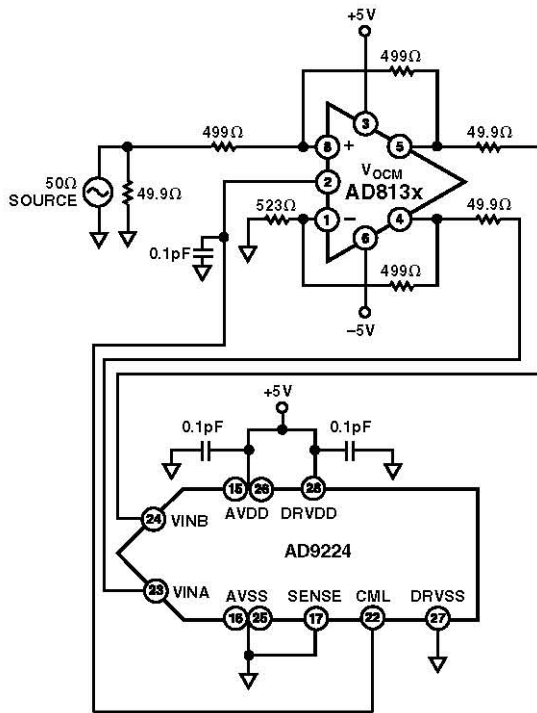


図 3. AD813x による、12 ビット 40 MSPS A/D コンバータ AD9224 の駆動

### 3 V 単電源の差動 ADC ドライバ

多くの新しい A/D コンバータは $3\ V$  単電源で動作することができるため、システム消費電力を大幅に削減することができます。アナログ入力でのダイナミック・レンジを広げるため、差動入力を採用しています。差動入力ではダイナミック・レンジがシングルエンド入力の $2$ 倍になります。差動入力を使うもう $1$ つの利点は、歪み性能を改善できることです。

AD813x は低歪み、かつ $3\ V$  単電源で動作できるため、 $10$  ビットの単電源アプリケーション向けの ADC ドライバとして適しています。図 4 に、 $10$  ビット  $40\ MSPS$  ADC コンバータ AD9203 を駆動する AD813x の回路図を示します。

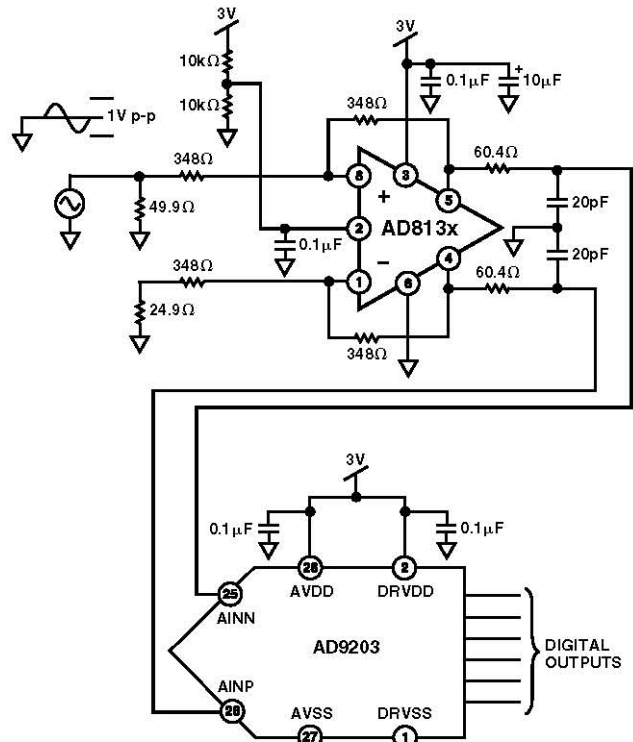


図 4. AD813x による、10 ビット 40 MSPS A/D コンバータ AD9203 の駆動

AD813x 出力の同相モードは、 $V_{OCM}$  に接続された分圧器により電源中心に設定され、 $0.1\ \mu F$  のコンデンサで AC バイパスされています。これにより、AD813x 出力でこの電源間の最大ダイナミック・レンジが得られます。AD813x 出力の $110\ \Omega$  抵抗とシャント・コンデンサにより、ノイズと折り返しを抑える $1$  極ローパス・フィルタが構成されています。

図 5 に、両デバイスを接続して、アナログ入力周波数 $2.5\ MHz$ 、 $40\ MSPS$  のサンプリング・レートで取得した FFT プロットを示します。

AD813x の性能は、この ADC の駆動に最適とされているセンター・タップ付きトランス駆動と同等です。AD813x には、トランス・ソリューションにはない DC 維持性能を持っている利点があります。

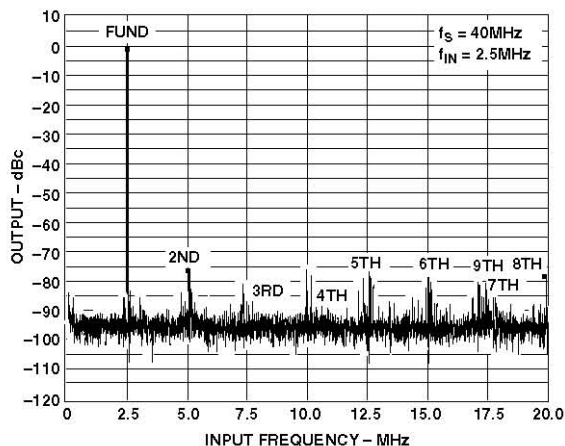


図 5. AD9203 を駆動する AD813x の FTT 応答

## 平衡ラインを駆動するツイストペア・ライン・ドライバ

ツイストペア・ケーブルを駆動するときは、純差動信号のみをラインへ駆動することが望まれます。信号が純差動(すなわち平衡信号)で、かつ伝送線が撚り線で平衡な場合は、信号の放射が最小になります。

相補電界の大部分が 2 本の撚り線の間の空間に閉じ込められるため、ケーブルからの大きな放射はありません。ケーブル内の電流は磁界を発生し、これが程度放射されますが、各撚りで、2 つの隣接する撚りで発生する各磁界は、互いに逆極性を持ちます。撚りのピッチが十分短い場合は、これらの小さい磁界ループが大部分の磁束を含むため、遠端磁界強度は無視できます。

差動駆動信号内の不平衡は、ケーブル上で同相モード信号として現れます。これは、同相モード信号で駆動された単線と等価です。この場合、線はアンテナとして機能して放射が発生します。したがって、差動ツイストペア・ケーブルを駆動する際に放射を少なくするためには、差動駆動信号が良く平衡していることを確認する必要があります。

AD813x の同相モード帰還ループは出力での同相モード電圧を小さくするのに役立っています。このため、この機能を使って平衡度の優れた差動ライン・ドライバを構成することができます。

図 6 に、ツイストペア・ラインを駆動する AD813x の回路を示します。カテゴリ 3 やカテゴリ 5 (Cat3 や Cat5) のようなツイストペア・ラインは既に多くのビルディングで電話とデータ通信用に設置されています。このような伝送線の実効インピーダンスは通常約 100 Ω です。AD813x 出力のバランスは非常に優れているため、同相モード信号が小さくなり、したがってツイストペアの駆動から発生する EMI も少なくなります。

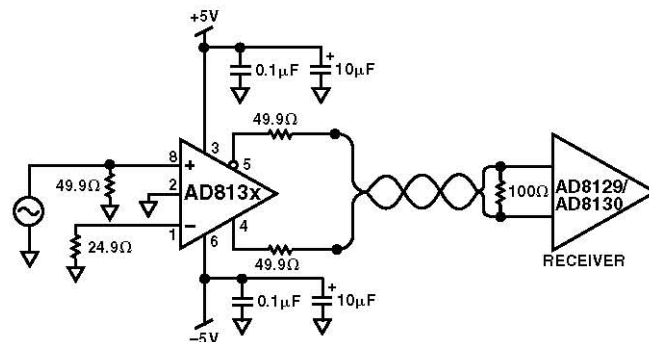


図 6. シングルエンド/差動変換 100 Ω ライン・ドライバ

各出力に直列な 2 本の抵抗により、ライン送信端を終端します。AD813x の出力インピーダンスは非常に小さいため、短絡と見なすことができるので、2 本の終端抵抗により伝送線送信端で 100 Ω 終端が形成されます。受信端は、ライン間に接続する 100 Ω 抵抗で直接終端されます。

伝送線のこのバック終端により、出力信号が 1/2 倍されます。固定ゲイン 2 の AD813x により、システム全体ゲイン=1 が得られます。

このケースでは、入力信号は出力インピーダンス 50 Ω の信号ジェネレータから供給されています。これは、AD813x の +D<sub>IN</sub> の近くで 49.9 Ω 抵抗により終端されています。ソースと終端の実効並列抵抗は 25 Ω です。-D<sub>IN</sub> とグラウンドとの間の 24.9 Ω 抵抗により +D<sub>IN</sub> ソース・インピーダンスと整合させるため、DC とゲインの誤差が小さくなります。

短距離で、オペアンプ出力のような低インピーダンス・ソースから +D<sub>IN</sub> が駆動される場合、+D<sub>IN</sub> には終端抵抗は不要です。この場合、-D<sub>IN</sub> は直接グラウンドへ接続することができます。

## 送信等化器

伝送線の長さによって伝送する信号が減衰させられます。この影響は高い周波数ほど大きくなります。これを補償する 1 つの方法は、送信回路で高い周波数を持ち上げる等化器を使用して、ケーブルの受信端で減衰効果を相殺させることです。

高い周波数で帰還回路の RG 部品のインピーダンスを小さくすることにより、ゲインを高周波で上げることができます。図 7 に、RG を 10 pF のコンデンサでシャントしたゲイン = 2 のライン・ドライバを示します。この効果を図 8 の周波数応答プロットに示します。

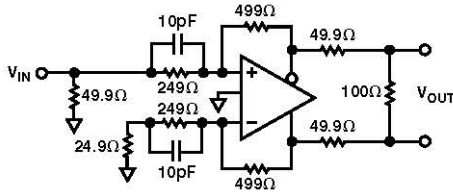


図 7.周波数ブースト回路

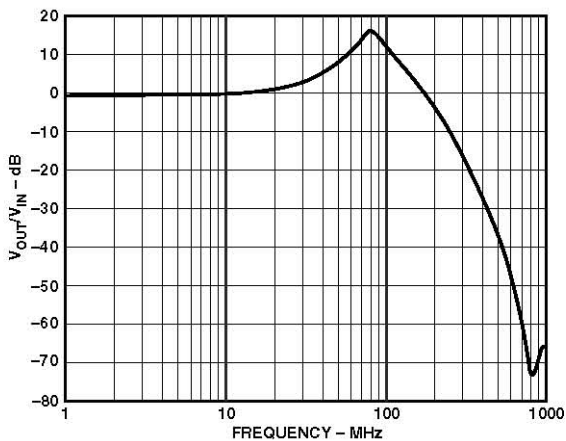


図 8.送信ブースト回路の周波数応答

## その他のアプリケーション

### 平衡トランス・ドライバ

トランスは、シングルエンド/差動変換(および逆変換)に使われてきた最も古いデバイスです。またトランスは、電流アイソレーション、昇圧または降圧、インピーダンス変換の機能も持っています。このため、アプリケーションによっては常にトランスの用途がありました。

ただし、トランスをシングルエンドで駆動して出力を見ると、トランスに固有な寄生のために基本的な不平衡があることが分かります。トランスの 1 次(駆動)側の一方を DC 電位(通常グラウンド)にして、他方を駆動します。これにより、トランスの差動出力信号で優れたバランスが必要なシステムでは問題が発生します。

巻線間容量( $C_{STRAY}$ )が均一に分布していると仮定すると、駆動源からの信号が、駆動される 1 次側近くに配置されている 2 次側出力端子に混入します。一方、2 次側の反対側端子には信号が混入しません。これは、近くにある 1 次側端子が駆動されないためです(図 9 参照)。この不平衡の正確な大きさは、トランスの寄生の大きさに依存します。

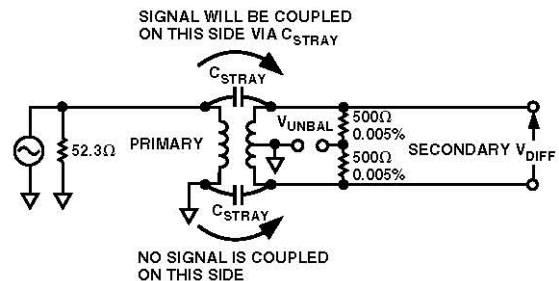


図 9.トランスに固有なシングルエンド/差動変換の不平衡

差動回路のバランスは、差動出力間に値の等しい抵抗分圧器を接続して、グラウンドを基準とした回路の中心ポイントを測定することにより、測定することができます。2 つの差動出力は同じ振幅で位相が  $180^\circ$  異なると見なすことができるので、完全にバランスした出力では信号が現れないはずですが。

図 9 の回路に、Minicircuits 社の T1-6T トランスを示します。このトランスの 1 次側はシングルエンドで駆動され、2 次側では端子間に高精度分圧器が接続されています。分圧器は、2 本の  $500\ \Omega$  (0.005%高精度抵抗)で構成されています。電圧  $V_{UNBAL}$  (AC 同相モード電圧にも一致)は、両出力の平衡度を表します。

図 10 のプロットに、信号ジェネレータを使ってシングルエンドでトランスを駆動した場合と AD813x を使って差動で駆動した場合の比較を示します。図 10 の上側の信号カーブは、シングルエンド構成のバランス応答を、下側のカーブは差動駆動時のバランス応答を、それぞれ示しています。100 MHz でのバランスは、AD813x を使った場合 35 dB 良くなっています。



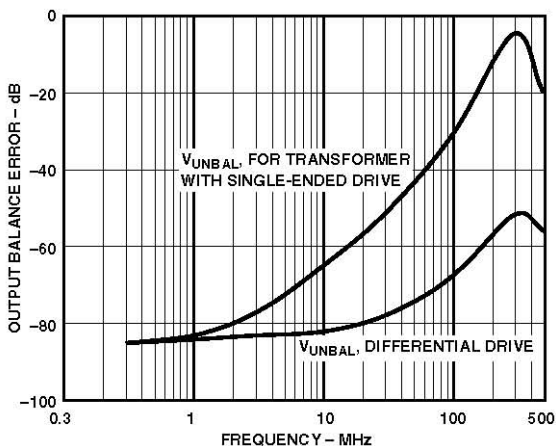


図 10. 図 9 と 図 11 の回路の出力バランス誤差

AD813x の良くバランスした出力が、トランスの各 1 次入力に振幅が等しく位相が  $180^\circ$  異なる駆動信号を提供しています。このため、2 次側の接続極性に応じて、巻線間容量を経由する信号が、トランスの 2 つの 2 次側信号を等しく大きくするか、または小さくします。いずれの場合でも、寄生の影響は対称であるため、バランスしたトランス出力が得られます(図 11 参照)。

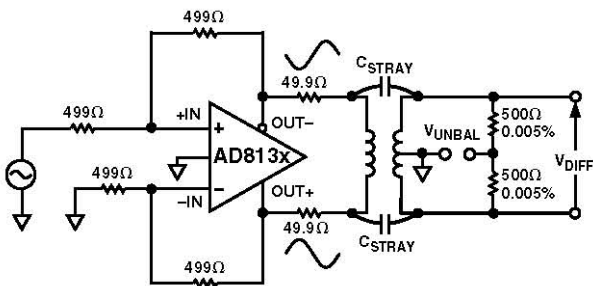


図 11. AD813x を使った平衡トランス・ドライバ

## 全波整流器

AD813x の平衡出力と数個のショットキ・ダイオードを組み合わせると、非常に高速な全波整流器を構成することができます。このような回路は、AC 電圧の測定やその他の計算に便利です。

図 12 に、このような回路の構成を示します。AD813x の各出力は、HP2835 ショットキ・ダイオードのノードを駆動します。これらのショットキ・ダイオードは、高速動作作用に選択します。低い周波数(10 MHz 以下)では、1N4148 のようなシリコン信号ダイオードを使うことができます。

2 個のダイオードのカソードを相互に接続し、この出力ノードを  $100\ \Omega$  の抵抗を介してグラウンドに接続します。

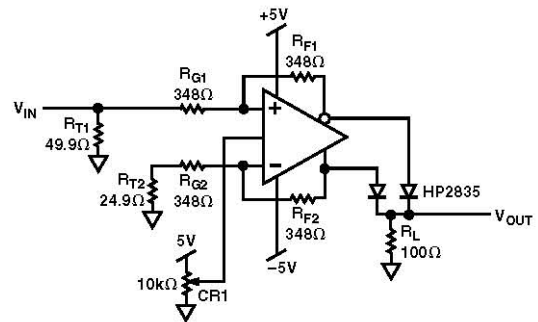


図 12. 全波整流器

差動出力電圧がゼロのとき、少し順方向にバイアスされるようにダイオードを動作させます。ショットキ・ダイオードの場合、これは約  $400\ \text{mV}$  です。順方向バイアスは CR1 を使って調節することができます。この回路では、差動出力電圧を発生することなく  $V_{\text{OUT,cm}}$  を変化させることができます。

この回路の利点の 1 つは、各ダイオードがループ内で極性を反転する際に帰還ループが一時的にオープンにならないことです。この方式は、従来型オペアンプを使用する全波整流器で使用されています。これらの従来型回路は、約  $1\ \text{MHz}$  以上の周波数では良く動作しません。

順方向バイアスが十分でない場合は ( $V_{\text{OUT,cm}}$  が低すぎる)、全波整流出力波形の下側先端が丸くなります。さらに、周波数が高くなると、下側先端の丸みが強くなります。順方向バイアスを大きくして、高い周波数で先端をシャープにすることができます。

全波整流器の性能を測定する、高信頼の数値化できる方法はありません。理論的な波形はシャープな周期的不連続性を持つため、上限周波数のない高調波(主に偶数次)を持っていますが、実用的回路では、周波数が高いほど、高い高調波が減衰するので、低い周波数で現れたシャープな先端はかなり丸くなります。

この回路は  $300\ \text{MHz}$  までの周波数で動作し、機能しているときに出力に残った主な高調波は 2 次でした。このため、 $600\ \text{MHz}$  で正弦波のように見えました。図 13 に、 $100\ \text{MHz}$ 、 $2.5\ \text{V p-p}$  入力で駆動した際の出力のオシロスコープ・プロットを示します。

DAC を 2 倍でオーバーサンプルする際のクロックを発生するために、2 次高調波ジェネレータの使用が便利ことがあります。この回路の出力をローパス・フィルタを通過して動作させると、2 次高調波ジェネレータとして使用することができます。

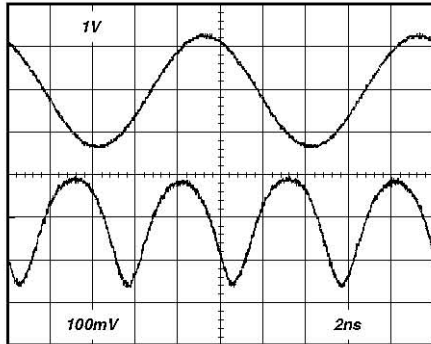


図 13. 100 MHz 入力での全波整流器の応答

### 差動フィルタ・アプリケーション

オペアンプと同様に、AD813x を使って種々のタイプのアクティブ・フィルタを構成することができます。これらはシングルエンド入力/差動出力にすることができ、差動 ADC を駆動する際に折り返し防止機能として使うことができます。

図 14 に、複数帰還ローパス・フィルタの回路図を示します。アクティブ・セクションには 2 極が含まれ、出力にさらに 1 極が追加されています。フィルタは、1 MHz の -3 dB 周波数としてデザインされています。実際の -3 dB 周波数の測定値は 1.12 MHz でした(図 15)。

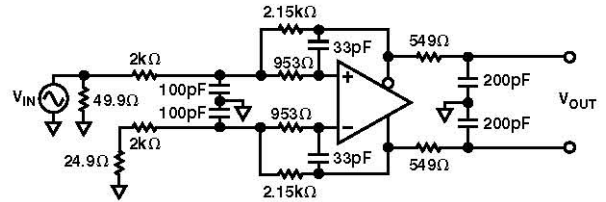


図 14. 1 MHz、3 極の差動出力ローパス複数帰還フィルタ

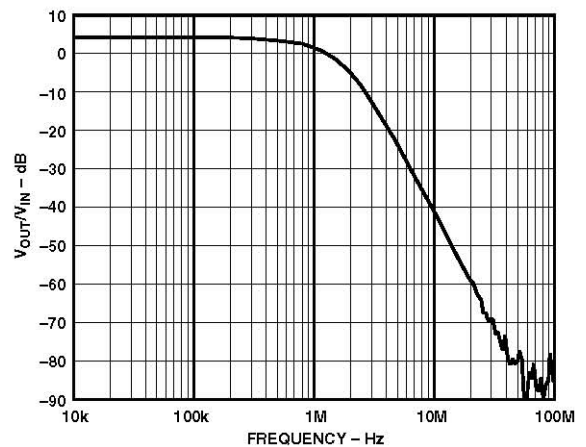


図 15. 1 MHz ローパス・フィルタの周波数応答