



SpeedPlus™ 8ビット、80MHzサンプリング A/Dコンバータ

特 長

- 高SNR : 49dB
- 内部/外部リファレンス・オプション
- シングルエンドまたは差動アナログ入力
- プログラマブル入力レンジ : 1Vp-p/2Vp-p
- 低消費電力 : 275mW
- 低DNL : 0.35LSB
- +5V単一電源動作
- パッケージ : 20ピンSSOP

アプリケーション

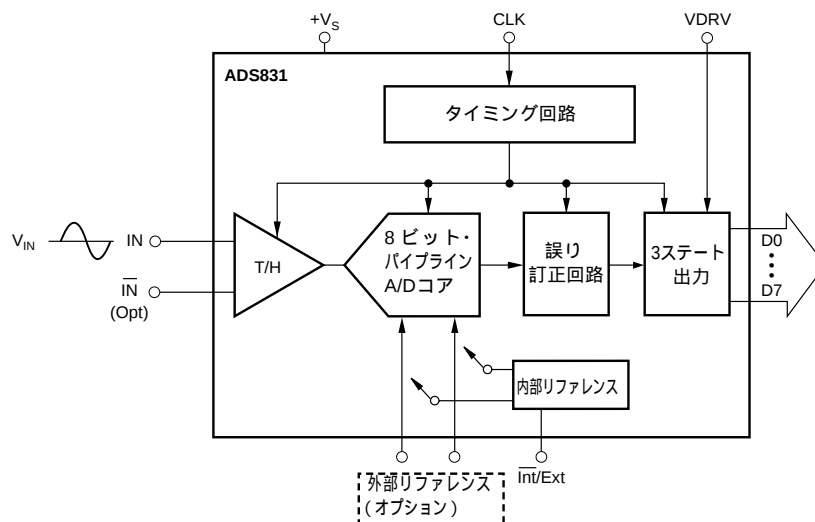
- 医療用画像処理
- ビデオ・デジタイジング
- コンピュータ・スキャナ
- 通信
- ディスク・ドライブ制御

概 要

ADS831は、+5V単一電源で動作するパイプライン方式のCMOS A/Dコンバータです。シングルエンド入力で優れた性能を発揮し、スプリアス性能を強化するために差動入力で動作させることも可能です。この高性能コンバータは、8ビット量子化回路、高帯域トラック/ホールド、および高精度内部リファレンスを備えています。また、内部リファレンスをディスエーブルとして外部リファレンスを使用することもできます。この外部リファレンス・オプションを使用すると、マルチチャンネル・アプリケーションやDCフルスケール・レンジ調整が必要なアプリケーションにおいて、優れたゲインおよびオフセット・マッチングが得られます。

ADS831はデータ誤り訂正技術を採用し、厳しい条件が要求される画像処理アプリケーションに対して優れた微分直線性を実現します。低歪て高SNRのため、医療用画像処理、通信、ビデオ、およびテスト装置に要求される十分な余裕が得られます。

ADS831は、最大サンプリング周波数80MHz、シングルエンド入力レンジ1.5Vから3.5Vで仕様が規定されています。パッケージは20ピンSSOPで供給され、8ビット、60MHzのADS830とピン・コンパチブルです。



仕様

特に記述のない限り、T_A = 全仕様温度範囲、シングルエンド入力レンジ = 1.5V ~ 3.5V、サンプリング・レート = 80MHz、外部リファレンスです。

パラメータ	条件	ADS831E			単位
		最小	標準	最大	
分解能			8 保証		Bits
仕様温度範囲	周囲気温	-40 ~ +85			
アナログ入力					
標準シングルエンド入力レンジ	2Vp-p	1.5		3.5	V
オプション・シングルエンド入力レンジ	1Vp-p	2		3	V
同相モード電圧			2.5		V
オプション差動入力レンジ	2Vp-p	2		3	V
アナログ入力バイアス電流			1		μA
入力インピーダンス			1.25 5		MΩ pF
トラック・モード入力帯域幅	-3dBFS		300		MHz
変換特性					
サンプリング・レート		10k		80M	Samples/s
データ待ち時間			4		Clk Cyc
ダイナミック特性					
微分直線性誤差(最大コード誤差)					
f = 1MHz			±0.25	±1.0	LSB
f = 10MHz			±0.35		LSB
ノー・ミッシング・コード			保証		
積分非直線性誤差、f = 1MHz			±0.5	±2.0	LSBs
スプリアスフリー・ダイナミック・レンジ ⁽¹⁾					
f = 1MHz(-1dB入力)			67		dBFS ⁽²⁾
f = 10MHz(-1dB入力)		50	65		dBFS
ツーン・トーン相互変調歪 ⁽³⁾					
f = 9.5MHzおよび9.9MHz(各トーンで-7dB)			-57		dBc
信号対雑音比(SNR)	フルスケールを基準				
f = 1MHz			49		dB
f = 10MHz		46	49		dB
信号対(雑音 + 歪)(SINAD)	フルスケールを基準				
f = 1MHz			48.5		dB
f = 10MHz		44	48.5		dB
有効ビット数 ⁽⁴⁾ 、f = 1MHz			7.8		Bits
出力雑音	入力と同相モードに接続		0.2		LSBs rms
アバーチャ遅延時間			3		ns
アバーチャ・ジッタ			1.2		ps rms
過電圧復帰時間			2		ns
フルスケール・ステップ・アクイジション時間			2.5		ns
デジタル入力					
ロジック・ファミリ			CMOS		
変換コマンド	変換開始		変換クロックの立ち上がりエッジ		
ハイ・レベル入力電流 ⁽⁵⁾ (V _{IN} = 5V)				100	μA
ロー・レベル入力電流(V _{IN} = 0V)				10	μA
ハイ・レベル入力電圧		+3.5			V
ロー・レベル入力電圧				+1.0	V
入力キャパシタンス			5		pF
デジタル出力					
ロジック・ファミリ			CMOS		
ロジック・コーディング			ストレート・オフセット・バイナリ		
出力電圧 ¹ ロー ΐ _{OL} = 50μA)	VDRV = 5V			+0.1	V
出力電圧 ¹ ロー ΐ _{OL} = 1.6mA)				+0.2	V
出力電圧 ¹ ハイ ΐ _{OH} = 50μA)		+4.9			V
出力電圧 ¹ ハイ ΐ _{OH} = 0.5mA)		+4.8			V
出力電圧 ¹ ロー ΐ _{OL} = 50μA)	VDRV = 3V			+0.1	V
出力電圧 ¹ ハイ ΐ _{OH} = 50μA)		+2.8			V
出力キャパシタンス			5		pF
精度(特に記述のない限り、内部リファレンス、2Vp-p)					
ゼロ誤差(-FSを基準)	25	-2.5	±0.5	+2.5	%FS
ゼロ誤差ドリフト(-FSを基準)			±53		ppm/
ゲイン誤差 ⁽⁶⁾	25	-2.5	±0.5	+2.5	%FS
ゲイン誤差ドリフト ⁽⁶⁾			±75		ppm/
ゲインの電源除去	ΔV _S = ±5%		55		dB
内部REFT許容差	理想値3.0Vからの偏差		±10	±100	mV
内部REFB許容差	理想値2.0Vからの偏差		±10	±100	mV
外部REFH電圧範囲		REFB + 0.8	3.0	V _S -1.25	V
外部REFB電圧範囲		1.25	2.0	REFT - 0.8	V
基準電圧入力抵抗	REFT ~ REFB		800		Ω

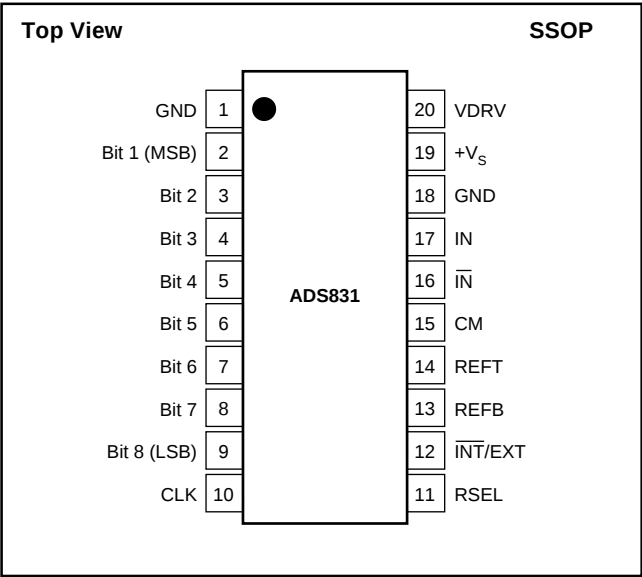
仕様

特に記述のない限り、T_A = 全仕様温度範囲、シングルエンド入力レンジ = 1.5V ~ 3.5V、サンプリング・レート = 80MHz、外部リファレンスです。

パラメータ	条件	ADS831E			単位
		最小	標準	最大	
電源条件					
電源電圧 : +V _S	動作時	+4.75	+5.0	+5.25	V
電源電流 : +I _S	動作時		58	70	mA
消費電力 : VDRV = 5V	外部リファレンス		290	350	mW
VDRV = 3V	外部リファレンス		275		mW
VDRV = 5V	内部リファレンス		310		mW
VDRV = 3V	内部リファレンス		285		mW
熱抵抗、θ _{JA}					
20ピンSSOP			115		/W

注 : (1) スプリアスフリー・ダイナミック・レンジとは、最大高調波の振幅を示します。(2) dBFSはフルスケールを基準としたdBを意味します。(3) ツー・トーン相互変調歪は最大基本トーンを基準とします。ツー・トーン基本エンベロープの振幅を基準とした場合は、6dB高い値になります。(4) 有効ビット数(ENOB)は (SINAD - 1.76) / 6.02で定義されます。(5) 50kΩのプルダウン抵抗が内部に挿入されています。(6) 内部リファレンスを含みません。

ピン配置



ピン構成

ピン	名称	説明
1	GND	グラウンド
2	ビット1	データ・ビット1(D7 [MSB)
3	ビット2	データ・ビット2(D6)
4	ビット3	データ・ビット3(D5)
5	ビット4	データ・ビット4(D4)
6	ビット5	データ・ビット5(D3)
7	ビット6	データ・ビット6(D2)
8	ビット7	データ・ビット7(D1)
9	ビット8	データ・ビット8(D0 [LSB)
10	CLK	変換クロック
11	RSEL	入力レンジ選択 : “ ハイ ” = 2V、 “ ロー ” = 1V
12	INT/EXT	リファレンス選択 : “ ハイ ” = 外部、 “ ロー ” = 内部
13	REFB	低電位基準電圧
14	REFT	高電位基準電圧
15	CM	同相モード電圧出力
16	IN	反転入力
17	IN	アナログ入力
18	GND	グラウンド
19	+V _S	+5V電源
20	VDRV	出力ロジック・ドライバ電源電圧

パッケージ情報/ご発注の手引き

モデル	パッケージ	パッケージ 図番号 ⁽¹⁾	仕様温度範囲	パッケージ・マーキング	発注番号 ⁽²⁾	供給時の状態
ADS831E	20ピンSSOP(QSOP)	349	-40 ~ +85	ADS831E	ADS831E	マガジン
ADS831E	20ピンSSOP(QSOP)	349	-40 ~ +85	ADS831E	ADS831E/2K5	テーブリール

注 : (1) 詳細図および寸法表は、データシートの巻末を参照してください。(2) スラッシュ(/)の付いたモデルは、その後に示される数量を単位として、テーブリールでのみ供給されます(たとえば、/2K5は2,500個で1リールであることを示します)。「ADS831E/2K5」をご発注の場合、ADS831E2,500個入りのテーブリールが1本納入されます。

絶対最大定格

+V _S	+6V
アナログ入力	-0.3V ~ (+V _S +0.3V)
ロジック入力	-0.3V ~ (+V _S +0.3V)
ケース温度	+100
接合部温度	+150
保存温度	+150

デモボードご発注の手引き

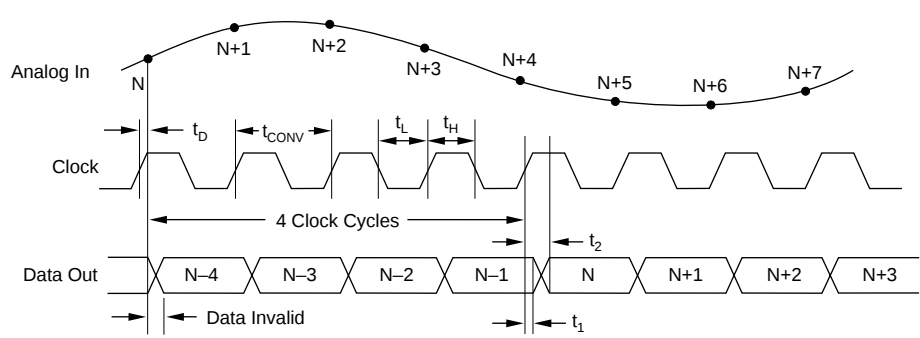
モデル	デモボード
ADS831	DEM-ADS831E



静電気放電対策

静電気放電はわずかな性能の低下から完全なデバイスの故障に至るまで、様々な損傷を与えます。すべての集積回路は、適切なESD保護方法を用いて、取扱いと保存を行うようにして下さい。高精度の集積回路は、損傷に対して敏感であり、極めてわずかなパラメータの変化により、デバイスに規定された仕様に適合しなくなる場合があります。

タイミング図

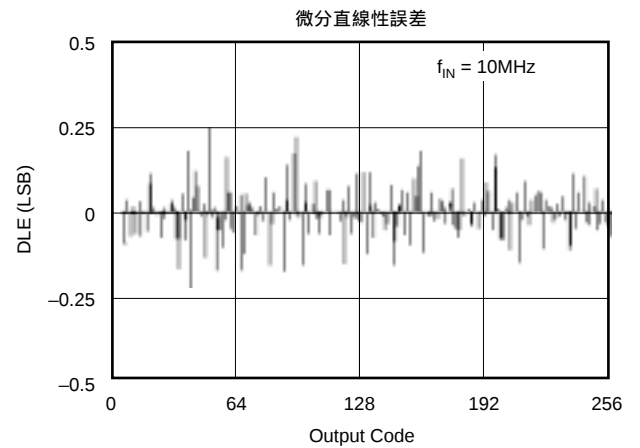
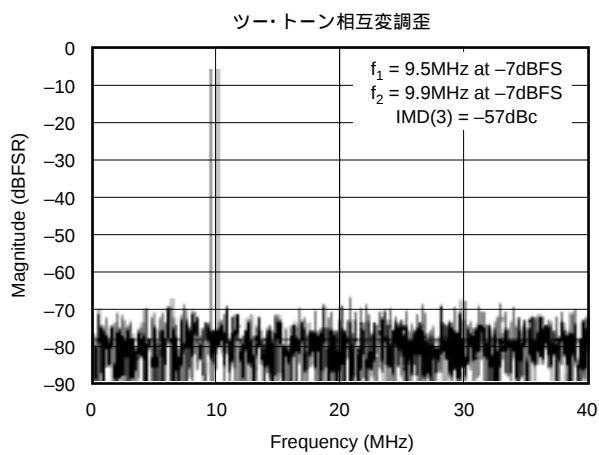
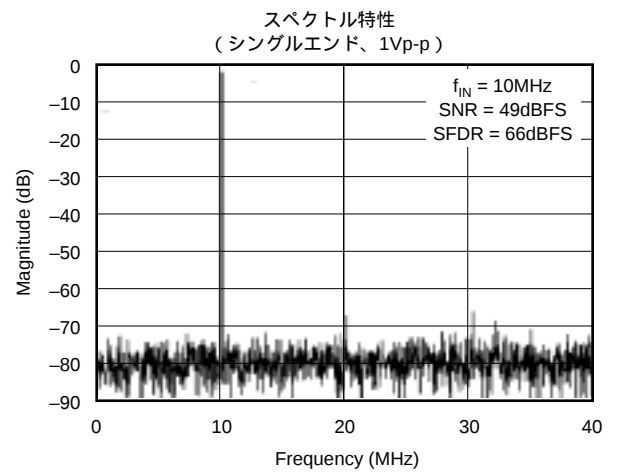
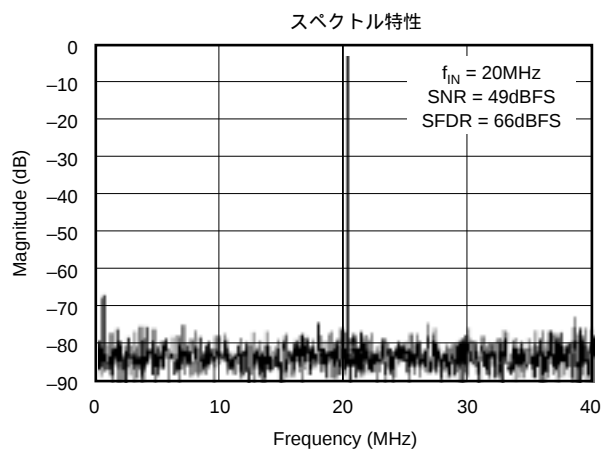
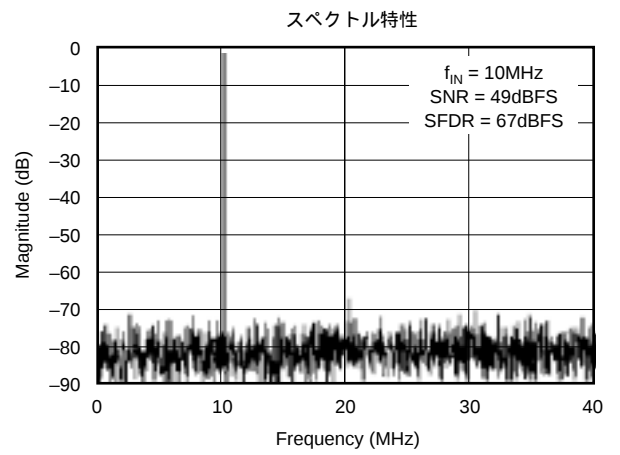
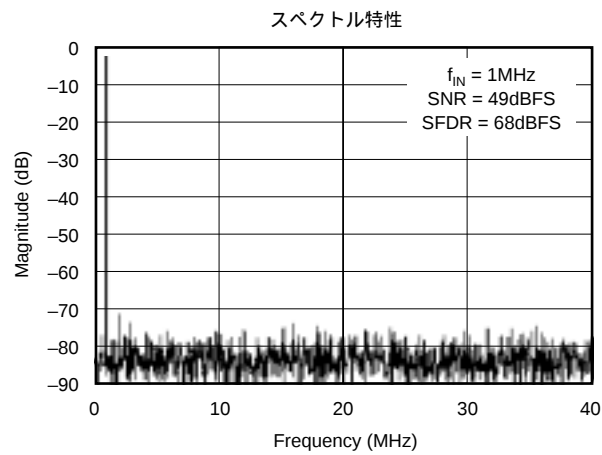


記号	説明	最小	標準	最大	単位
t_{CONV}	変換クロック周期	12.5		100 μ s	ns
t_L	クロック・パルス“ロー”	5.8	6.25		ns
t_H	クロック・パルス“ハイ”	5.8	6.25		ns
t_D	アバーチャ・ディレイ		3		ns
t_1	データ・ホールド時間、 $C_L = 0pF$	3.9			ns
t_2	新データ・ディレイ時間、 $C_L = \text{最大}15pF$		5.9	12	ns

このデータシートに記載されている情報は、信頼し得るものと考えておりますが、不正確な情報や記載漏れ等に関して弊社は責任を負うものではありません。情報の使用について弊社は責任を負いませんので、各ユーザーの責任において御使用下さい。価格や仕様は予告なしに変更される場合がありますのでご了承下さい。ここに記載されているいかなる回路についても工業所有権その他の権利またはその実施権を付与したり承諾したりするものではありません。弊社は弊社製品を生命維持に関する機器またはシステムに使用することを承認しまたは保証するものではありません。

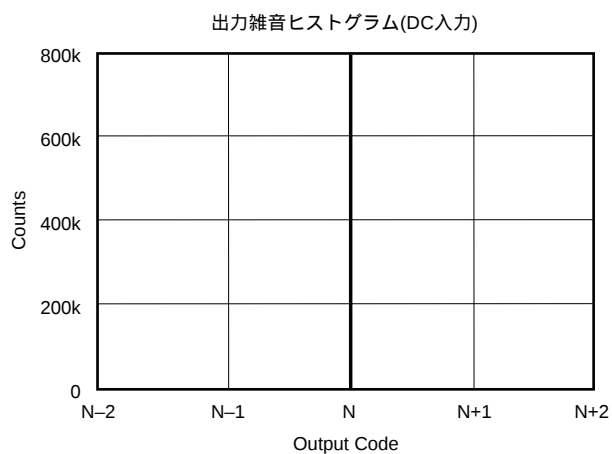
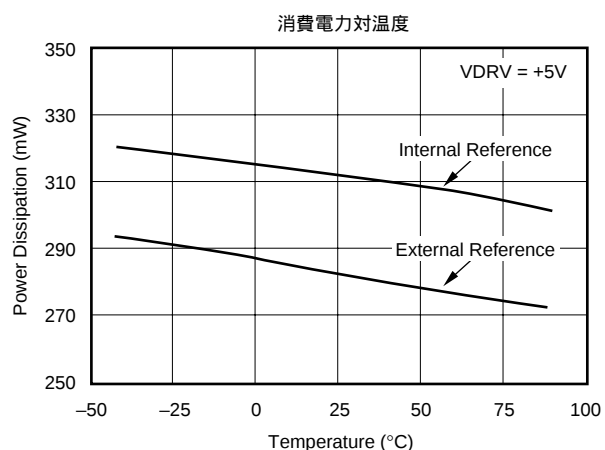
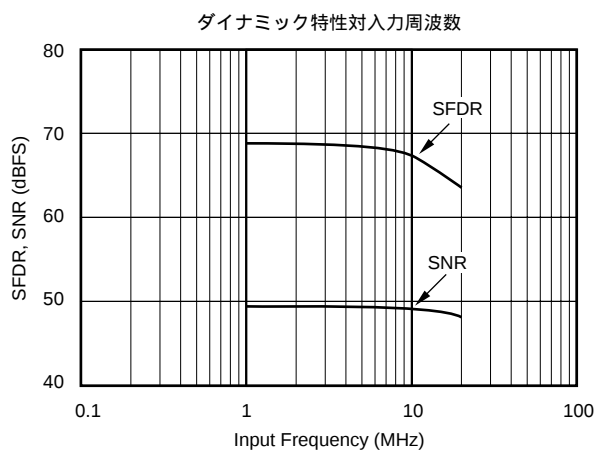
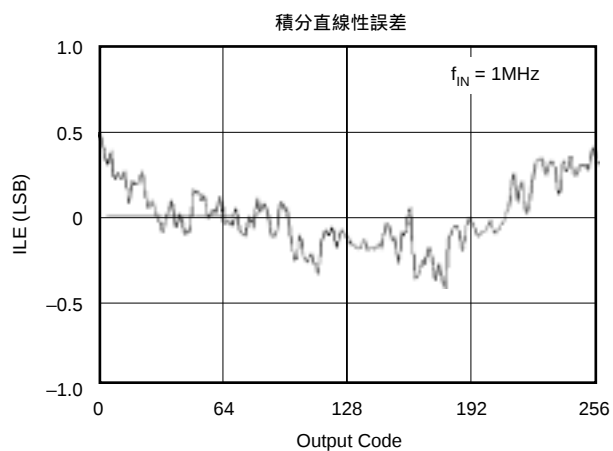
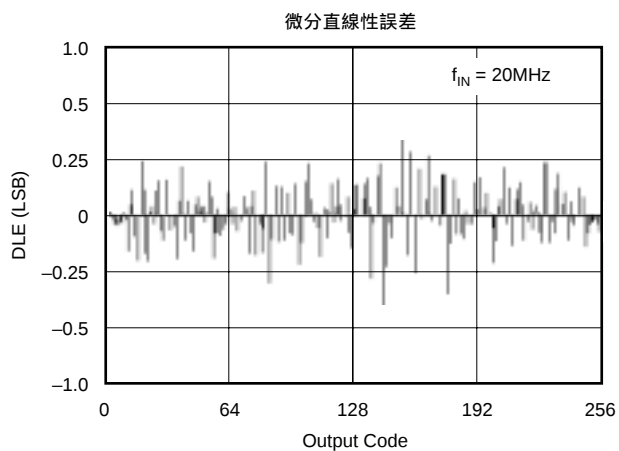
代表的性能曲線

特に記述のない限り、 T_A = 全仕様温度範囲、シングルエンド入力レンジ = 1.5V ~ 3.5V、サンプリング・レート = 80MHz、外部リファレンスです。



代表的性能曲線

特に記述のない限り、 T_A = 全仕様温度範囲、シングルエンド入力レンジ = 1.5V ~ 3.5V、サンプリング・レート = 80MHz、外部リファレンスです。



使用上の注意

動作原理

ADS831は、内部6段構成のパイプライン・コンバータ・アーキテクチャを採用した高速CMOS A/Dコンバータです。各段でデータをデータ誤り訂正回路に入力することにより、8ビット・レベルで優れた微分直線性とノー・ミッシング・コードを実現します。出力データはクロックの立ち上がりエッジで有効になります(タイミング図を参照)。パイプライン方式によって、データ待ち時間は4クロック・サイクルとなります。

ADS831のアナログ入力は差動トラック/ホールドです(図1を参照)。キャパシタを厳密にマッチングした差動トポロジにより、きわめて高いサンプリング・レートで高レベルのAC性能が得られます。

ADS831では、アナログ入力をシングルエンドまたは差動のいずれかの方法でドライブできます。シングルエンド・モードが標準的な構成で、このモードでは入力トラック/ホールドによってアナログ入力信号がシングルエンドから差動に変換されます。

両方の入力(IN、 $\overline{\text{IN}}$)に対して、同相モード電圧を使用した外部バイアスが必要です。通常は、中心電源レベル($+V_S/2$)の電圧を供給します。

以降の項目では、シングルエンド構成を中心に説明しています。一般に、シングルエンド構成の方が容易であり、ADS831の定格仕様はシングルエンド・モードの動作で規定されています。

アナログ入力のドライブ

ADS831は、シングルエンド・モードと差動モードのいずれにおいても優れたAC性能を発揮します。個々のアプリケーション要件とシステム構造に基づいて最適なインターフェース構成を選択して下さい。たとえば、通信アプリケーションではDCを含まない周波数帯域を処理する 경우가多く、一方、画像処理アプリケーションでは事前に復元したDCレベルをA/Dコンバータまで正確に維持する必要があります。ADS831は、入力レンジ選択(RSELピン)や外部リファレンス・オプションなどの機能によって、幅広い範囲のアプリケーションに対応できる柔軟性を持っています。いずれの場合も、アプリケーションの目的に適した

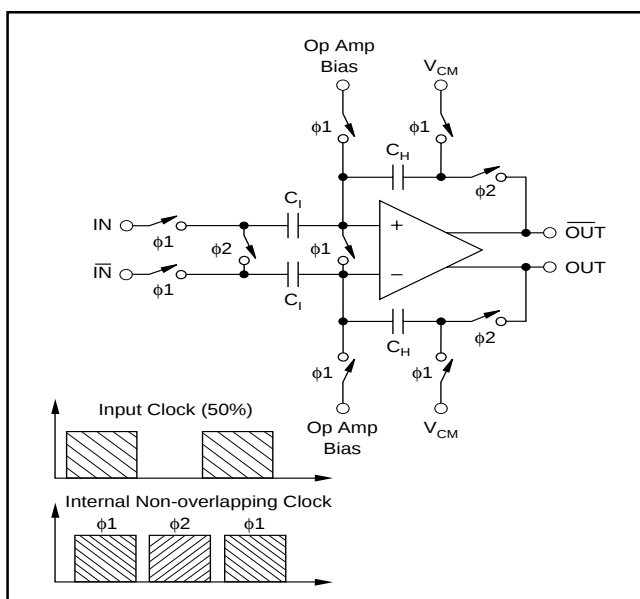


図1. 入力トラック/ホールド回路の概略およびタイミング図

構成を選択しながら、ドライブ・アンプのヘッドルーム条件に従って全体的に最高の性能を達成することが必要です。

入力構成

AC結合単一電源インターフェース

ADS831をAC結合アナログ入力構成で使用する場合は標準的な回路を図2に示します。すべてのコンポーネントの電源が単一の+5V電源から供給されます。

RSELピンを“ハイ”に接続することにより、フルスケール入力レンジは2Vp-pに設定されます。この構成では、高電位基準電圧と低電位基準電圧(REFT、REFB)はそれぞれ+3.0Vと+2.0Vの出力電圧を供給します。2個の抵抗($2 \times 1k\Omega$)によって約2.5Vの同相モード電圧(V_{CM})が作られ、ドライブ・アンプの入力をバイアスします。+5V単一電源でOPA681を使用することにより、その理想的な同相モード点は+2.5Vとなり、ADS831の推奨同相モード入力レベルである+2.5Vと一致します。これによって、アンプとコンバータの間にカップリング・コンデンサを挿入する必要がなくなります。OPA681のACゲインは+2ですが、抵抗 R_G に接続されたブロッキング・コンデンサによって、DCゲインは+1にしかありません。

オペアンプの出力とADS831の入力の間に小さい直列抵抗(R_S)を追加することは、ほとんどすべてのインターフェース構成で有益です。これによってオペアンプの出力が容量性負荷から分離され、雑音が増加する原因となるゲインのピークを防ぎます。スプリアスおよび歪に関して最高の性能を得るため、抵抗値は75Ω以下にして下さい。この直列抵抗に47pFのコンデンサを組み合わせると、広帯域雑音の帯域幅を制限するパッシブ・ローパスフィルタが構成され、SNR性能の向上に役立ちます。

AC結合デュアル電源インターフェース

図3の回路に、デュアル電源で動作するアンプを選択した場合の標準的なアナログ入力接続を示します。この構成が必要となるのは、OPA642のような歪がきわめて低いオペアンプを最大限に利用する場合などです。この構成の利点は、ドライブ・アンプがグランド基準のバイポーラ信号スイングで動作できることです。これにより、信号レンジがオペアンプのリニアな動作範囲に収まり、電源レールに対して十分なヘッドルームが維持できるため、歪が最低に保たれます。ADS831に対してシングルエンド信号を容量性カップリングで入力することにより、高電位基準電圧と低電位基準電圧の間に接続された2つの抵抗を使って同相モード条件を簡単に満足することができます。

ドライブ・アンプがゲイン5以上で信号増幅を行う必要のあるアプリケーションに対しては、OPA643などの非補償電圧帰還型オペアンプまたはOPA681、OPA658などの電流帰還型オペアンプの使用を考えて下さい。

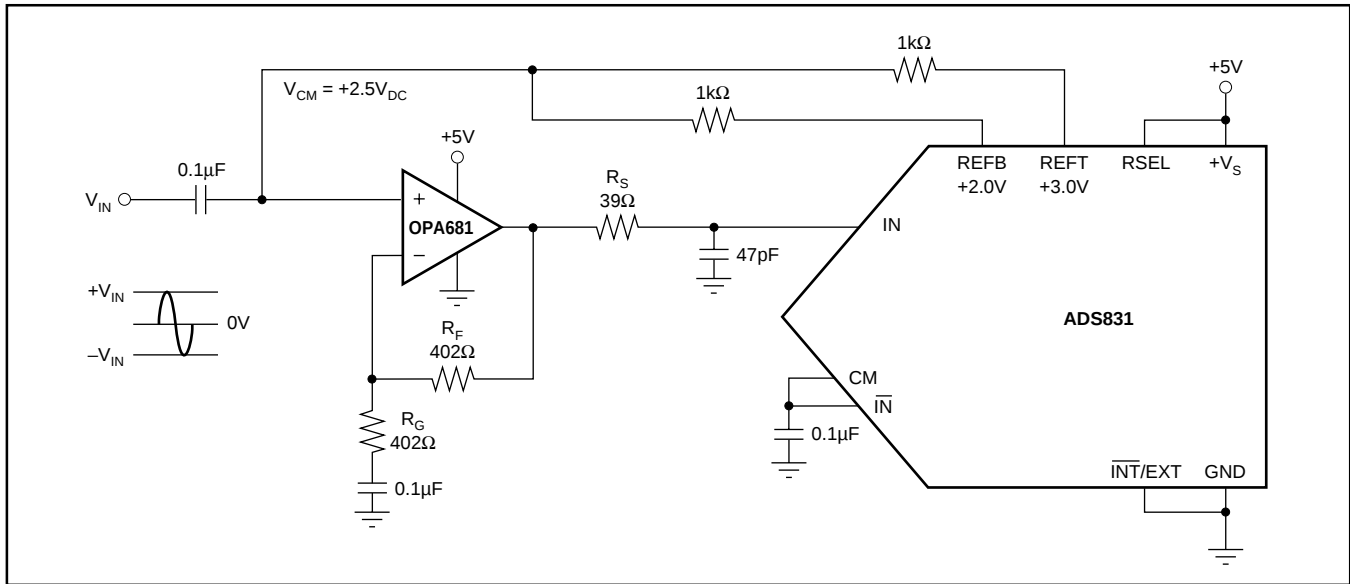


図2 . 2Vp-pフルスケール・レンジ、同相モード電圧 $V_{CM} = +2.5V$ でのAC結合入力構成。同相モード電圧は内部の高電位基準電圧(REF+)と低電位基準電圧(REF-)を使って生成されます。電圧帰還型アンプを使用したい場合は、OPA681の代わりにOPA680を使用できます。

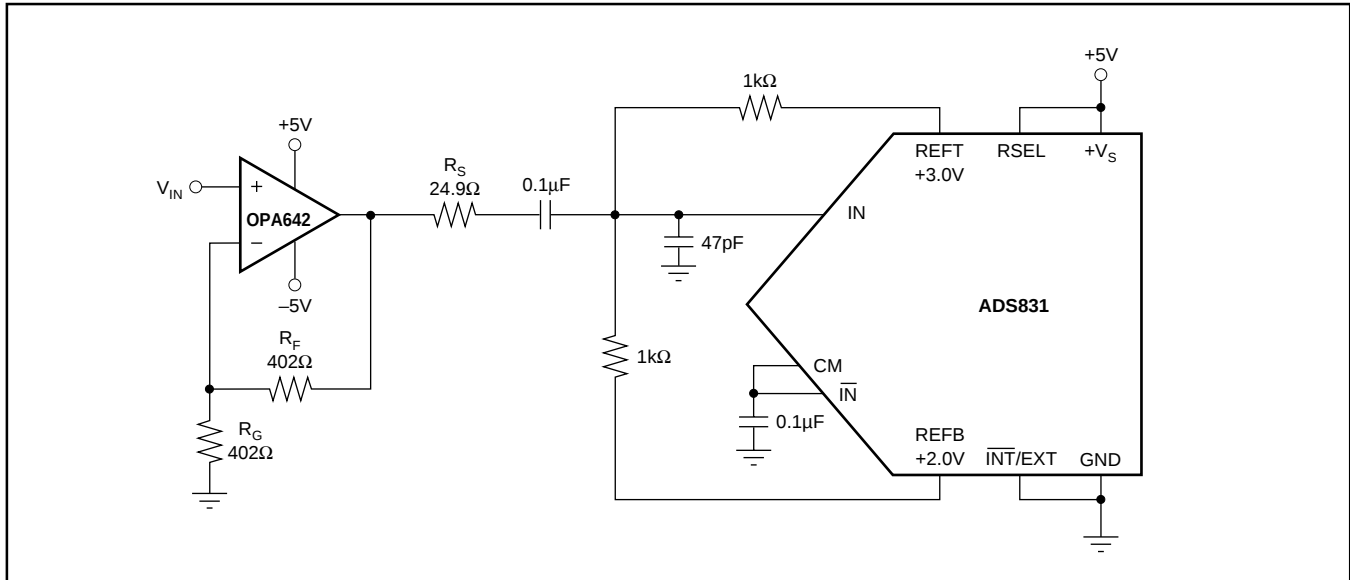


図3 . 2Vp-pフルスケール入力レンジでのADS831に対するデュアル電源アンプOPA642のAC結合

レベル・シフト付きDC結合

アプリケーションによっては、信号路の帯域幅にDCが含まれる必要があります。そのような場合、信号はA/DコンバータにDC結合しなければなりません。そのためには、アナログ入力信号に対してインターフェース回路でDCレベル・シフトをかける必要があります。図4に示す回路では、デュアル・オペアンプA1により、ADS831の入力をドライブする一方で、選択した入力レンジに合わせて信号をレベル・シフトします。RSELピンを電源に接続してINT/EXTピンをグランドに接続することにより、ADS831は2Vp-p入力レンジに設定され、内部リファレンスが使用されます。反転入力($\overline{IN}$)は、CMピンの+2.5V同相モード電圧を使って適切にバイアスすることができます。アンプ(OPA2681)の半分はREFBピンをバッファリングして分圧回路 R_1 、 R_2 をドライブします。 $R_F = R_{IN}$ と仮定するとオペアンプの雑音ゲインは+2V/Vであるため、同相モード電圧(V_{CM})は+1.25Vにスケールし直す必要があります、その結果、信号入力(IN)に対

して正しいDCレベル+2.5Vが得られます。ADS831のINと $\overline{IN}$ 入力間の任意のDC電圧差で有効にオフセットが生成され、分圧回路 R_1 、 R_2 の抵抗値をそれに合わせて調整できます。適切なオペアンプの選択基準としては、電源電圧、入力バイアス電流、出力電圧スイング、歪、雑音などの仕様を考慮します。この例では、信号の位相全体が反転していることに注意して下さい。信号の極性を元に戻す場合は、INと $\overline{IN}$ の接続をいつでも相互に交換できます。

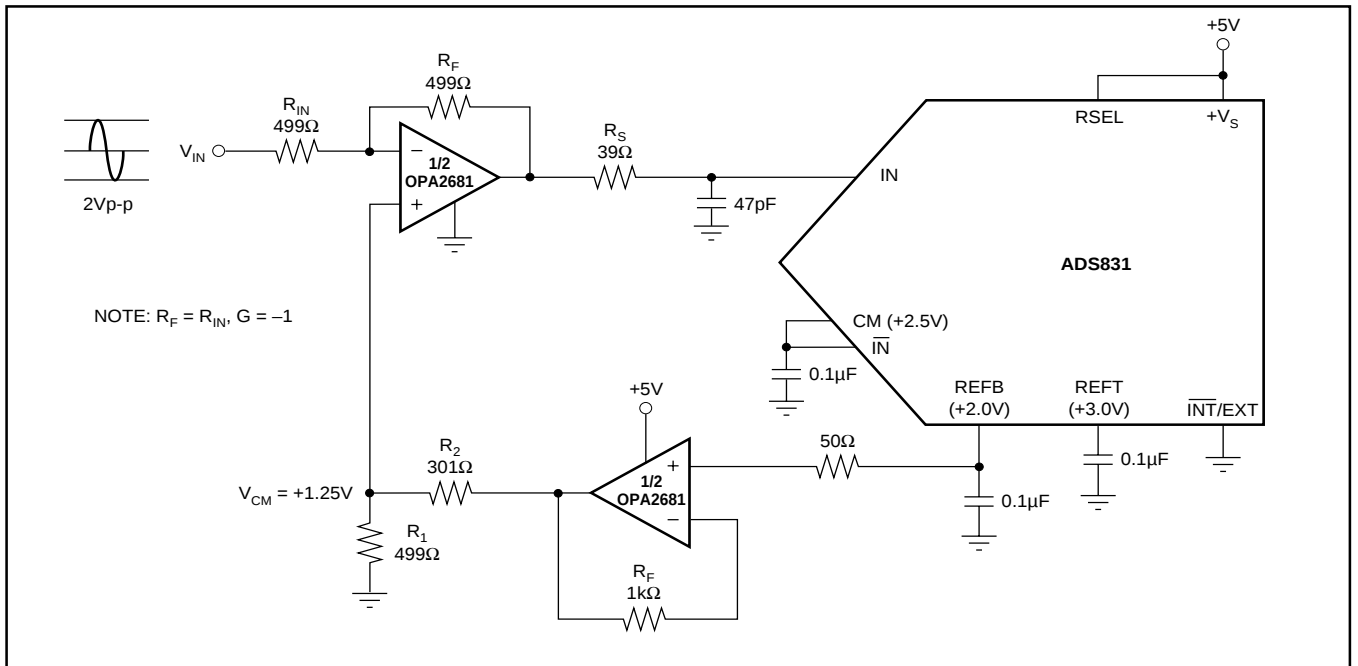


図4．デュアル電流帰還型アンプOPA2681を使ったDC結合インターフェース回路。電圧帰還型アンプを使用したい場合は、OPA2681の代わりにOPA2680を使用できます。

シングルエンド/差動構成(トランス結合)

シングルエンド・ソースからADS831に差動で信号を入力する場合には信号変換が必要ですが、そのようなアプリケーションに対してはRFトランスを使うのが有効と思われます。コンバータ入力のバイアスに必要な同相モードDC電圧を印加するために、センター・タップのあるトランスを選択します。センター・タップをAC接地することにより、2次巻線に差動信号スイングが発生します。昇圧トランスを使用すれば、新たな雑音源を導入せずに信号を増幅することができます。さらに、ソースからの信号スイングが減少することにより、歪性能が向上する可能性もあります。

差動入力構成の顕著な利点として、幅広い範囲の入力周波数で良好なSFDR性能を達成できる可能性があります。このモードでは、ADS831の2つの入力から見たインピーダンスは厳密にマッチングされていて、差動信号スイングはシングルエンド・ドライブに必要なスイングの半分に減少します。推奨されるトランス結合インターフェース回路の回路図を図5に示します。RCローパスフィルタの各部品の値は、使用するロールオフ周波数に応じて最適化できます。2次側の抵抗(R_T)の値は式 $R_T = n_2 \times R_G$ を使って計算すれば、ソース・インピーダンス(R_G)とマッチして良好な電力転送とVSWRが得られます。

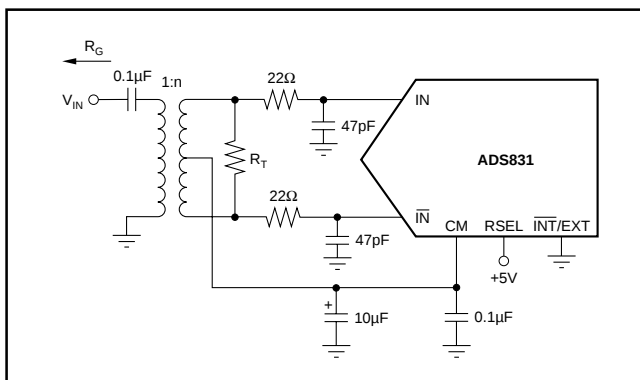


図5．トランス結合入力

リファレンス動作

図6に内部リファレンス回路を単純化したモデルを示します。内部ブロックは、バンドギャップ電圧リファレンス、高電位基準電圧用と低電位基準電圧用のドライバ、および抵抗性リファレンス・ラダーです。バンドギャップ・リファレンス回路に含まれるロジック機能により、RSELピンを“ロー”または“ハイ”電位に接続するだけでADS831のアナログ入力スイングをそれぞれ1V_{pp}または2V_{pp}フルスケール・レンジに設定することができます。ADS831が外部リファレンス・モードで動作している間、REFTとREFBのバッファ・アンプはリファレンス・ラダーから切り離されます。

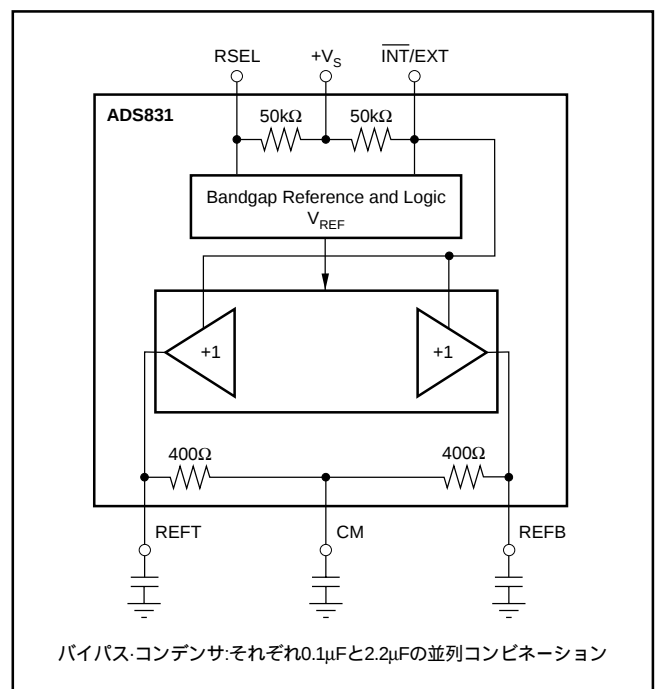


図6．推奨リファレンス・バイパスによる等価リファレンス回路

図に示すように、ADS831のレンジ選択ピン(RSEL)とリファレンス選択ピン($\overline{\text{INT}}/\text{EXT}$)には50k Ω の内部プルアップ抵抗が接続されています。これらのピンをオープンのままにすると、ADS831は2Vp-p入力レンジおよび外部リファレンス動作に設定されます。ADS831を内部リファレンス・モードに設定するには、 $\overline{\text{INT}}/\text{EXT}$ ピンを“ロー”にします。

リファレンス・バッファを使って、1mAまでの電流(シンクおよびソース)を外部回路に供給できます。どんなリファレンス構成でも適切に動作するように、リファレンス・ピンにソリッド・バイパスを付けてクロック・フィードスルーを最小に保つ必要があります(図6)。バイパス・コンデンサはすべて、それぞれの対応するピンにできる限り近く配置して下さい。

CMピンで得られる同相モード電圧は、ドライブ回路に適切なオフセットを与えるためのバイアス電圧として使用できます。ただし、このノードは高いインピーダンスを持ち、バッファリングもされていないため、負荷を与えずに注意して下さい。同相モード電圧を生成するための別の方法を図7に示します。ここでは、高電位基準電圧ピンと低電位基準電圧ピンの間に2個の高精度外部抵抗(許容差1%以内)が接続されています。同相モード電圧CMVは中心に現れます。

外部リファレンス動作

設計の柔軟性をさらに高めるために、内部リファレンスを使用せずに外部リファレンス電圧を使用することができます。より高い精度や温度性能の向上を求めるアプリケーション、またはコンバータのフルスケール・レンジの調整範囲を広くしたいアプリケーションなどに対しては、外部リファレンスの使用を考慮できます。特にマルチチャンネル・アプリケーションでは、共通の外部リファレンスを使用することで、コンバータ間のフルスケール・レンジのマッチングが向上するという利点が得られます。

外部リファレンスの値は自由に設定できますが、外部高電位基準電圧 REFT_{EXT} の値は($V_S - 1.25\text{V}$)と($\text{REFB} + 0.8\text{V}$)の間、外部低電位基準電圧 REFB_{EXT} は1.25Vと($\text{REFT} - 0.8\text{V}$)の間でなければなりません(図8を参照)。

ADS831のフルスケール入力信号レンジ(FSR)は、リファレンス・ピン REFT と REFB の電圧の差によって決まります($\text{FSR} = \text{REFT} - \text{REFB}$)。また、同相モード電圧は $\text{CMV} = (\text{REFT} + \text{REFB})/2$ で定義されます。良好なAC性能を維持するために、外部リファレンス電圧の設定時に標準的な同相モード電圧を+2.5Vに保つことをお勧めします。ただし、性能に大きな影響を与えずにこの同相モード・レベルから離れた値に設定することも可能です。特にDC結合アプリケーションでは、CMVを低くした方がドライブ・アンプの信号ヘッドルームが増加して有益な場合があります。内部リファレンス・ラダーの公称インピーダンスは800 Ω です。選択した基準電圧によって、必要なドライブ電流は変化します。必要な最大電流を供給できるように外部リファレンス回路を設計して下さい。

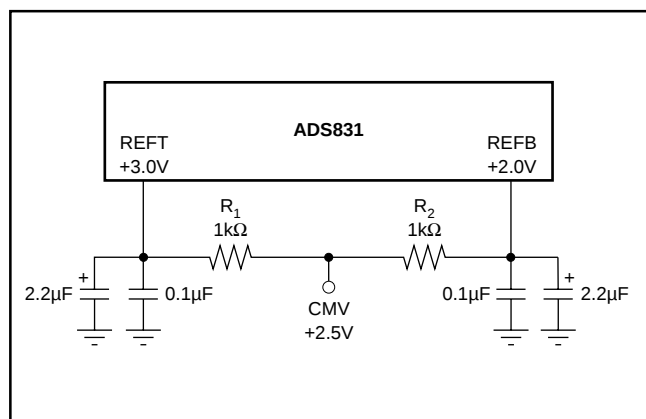


図7．同相モード電圧を生成する別の回路

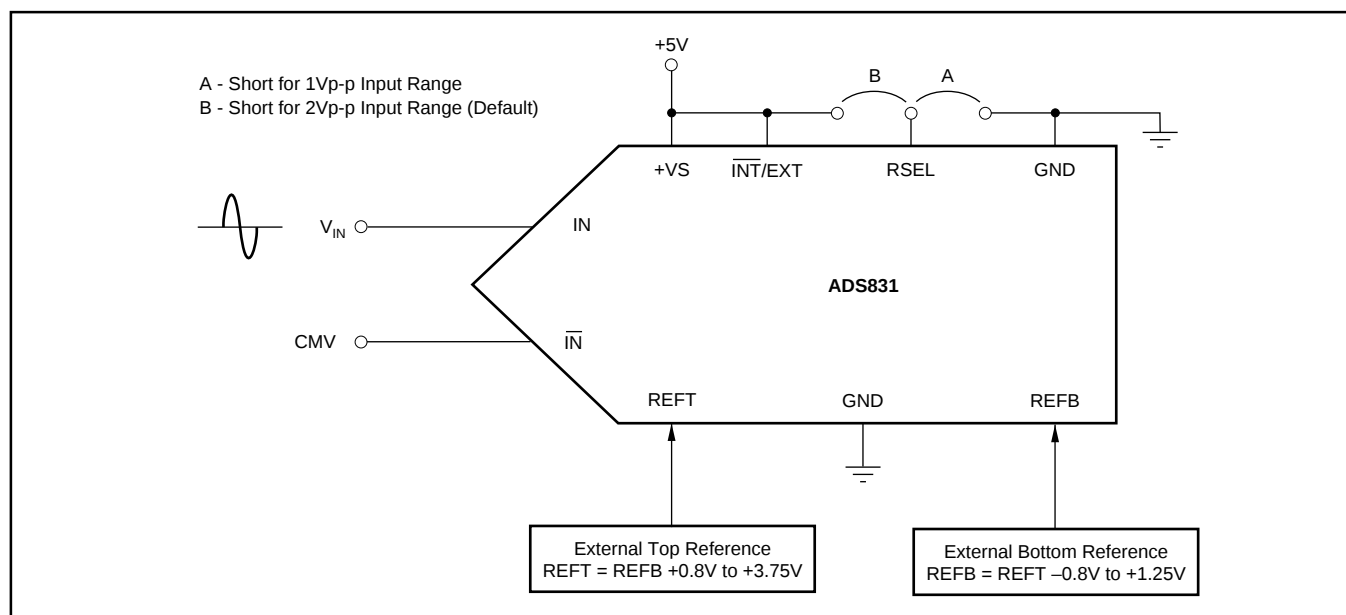


図8．外部リファレンス動作の構成例

デジタル入力およびデジタル出力 クロック入力条件

クロック・ジッタは高速、高分解能A/DコンバータのSNR性能にとって重要です。クロック・ジッタは変換中の信号に雑音を起こすアパーチャ・ジッタ(t_A)の原因になります。ADS831はCLK入力の立ち上がりエッジで入力信号をサンプリングします。そのため、このエッジのジッタはできる限り低くしなければなりません。総SNRへのジッタ雑音の影響は下の式で求められます。式から導いた値がシステムの要求値に近い場合はクロック・ジッタを下げなければなりません。

$$\text{ジッタSNR} = 20 \log \frac{1}{2\pi f_{IN} t_A} \text{ rms信号からrms雑音}$$

ここで、 f_{IN} は入力信号周波数
 T_A はクロック・ジッタ

特にアンダーサンプリング・アプリケーションでは、クロック・ジッタに特別な注意を払って下さい。最高レベルの性能を達成するためには、クロック入力をアナログ入力として扱う必要があります。クロック信号にオーバーシュートやアンダーシュートがあると性能が劣化します。高いサンプリング・レートでデジタル化する場合、クロックには50%のデューティ・サイクル($t_H = t_L$)と高速な立ち上がり時間および立ち下がり時間(2ns以下)が必要になります。

デジタル出力

ADS831の出力データ・フォーマットは正のストレート・オフセット・バイナリ・コードです(表Iを参照)。このフォーマットは、MSBを反転することで簡単にバイナリ2の補数コードに変換できます。

シングルエンド入力 (2Vp-p) ($I_N = \text{CMV}$)	ストレート・オフセット・バイナリ (SOB)
+FS ($I_N = +3.5V$)	1111 1111
+1/2 FS	1100 0000
+1LSB	1000 0001
バイポーラ・ゼロ ($I_N = 2.5V$)	1000 0000
-1LSB	0111 1111
-1/2FS	0100 0000
-FS ($I_N = +1.5V$)	0000 0000

表I . ADS831のコード表

データ・ラインの容量性負荷はできるだけ低くすることをお勧めします(15pF以下)。容量性負荷が高いと、デジタル出力が変化するときのダイナミック電流が大きくなります。そのような高い電流サージはADS831のアナログ部分に帰還して性能に影響する可能性があります。必要ならば、コンバータの出力ピンの近くに外部バッファまたはラッチを設けて容量性負荷を低減することができます。これにより、高周波雑音をカップリングして戻すようなバス上のデジタル雑音動作からADS831を分離する効果も得られます。

デジタル出力ドライバ(VDRV)

ADS831は、出力ロジック・ドライバVDRVのための専用電源ピンを備えています。VDRVは内部で他の電源ピンとは接続されていません。VDRVの電圧を+5Vまたは+3Vに設定すると、ADS831は対応するロジック・レベルを生成し、選択されたロジック・ファミリに直接インターフェースすることができます。出力段は各種のロジック・ファミリをドライブするのに十分な電流を供給するように設計されていますが、ADS831を+3Vロジック電源で使用することをお勧めします。これにより出力スイングが小さくなって出力段での消費電力が減少し、コンバータのAC性能に影響する可能性のある電源ライン上の電流グリッチも減少します。アプリケーションによっては、追加のコンデンサまたは“Pi”フィルタを使ってVDRVピンをデカップリングするのも有効でしょう。

グラウンディングおよびデカップリング

適切なグラウンディングとバイパス、リード長の短縮、およびグランド・プレーンの使用は、高周波設計にとって特に重要です。最高の性能を達成するためには、多層プリント基板の使用をお勧めします。なぜなら、グランド・インピーダンスの低減やグランド層による信号層の分離など、明確な利点があるからです。ADS831はアナログ部品として取り扱う必要があります。可能な限り、電源ピンにはアナログ電源から供給して下さい。安定した結果が得られるようになります。これは、デジタル電源ラインには高レベルの雑音が含まれている場合が多く、これはコンバータにカップリングされて達成可能な性能を低下させるからです。ADS831のグランド接続はすべて内部で結合されているため、分割したグランド・プレーンの設計は不要になります。グランド・ピン(1、18)は、コンバータ周辺のプリント基板領域を覆うアナログ・グランド・プレーンに直接接続して下さい。レイアウトの設計の際には、アナログ信号パターンをすべてのデジタル・ラインから分離して、アナログ信号路への雑音カップリングを防ぐことが重要です。サンプリング・レートが高いため、ADS831は高周波の過渡電流や雑音(クロック・フィードスルー)を発生し、これらは電源ラインおよびリファレンス・ラインに帰還します。そのため、すべての電源ピンとリファレンス・ピンを十分にバイパスする必要があります。ADS831の推奨デカップリング方法を図9に示します。ほとんどの場合、広い周波数範囲にわたってインピーダンスを低く保つには、各ピンに0.1μFのセラミック・チップ・コンデンサを接続するのが適切です。その有効性は各電源ピンからの距離によって大きく変化するため、できる限り電源ピンに近い位置に配置するようにしてください。また、それより大きな値のバイポーラ・コンデンサ(1μFから22μF)をプリント基板上でコンバータ回路に近い位置に配置して下さい。

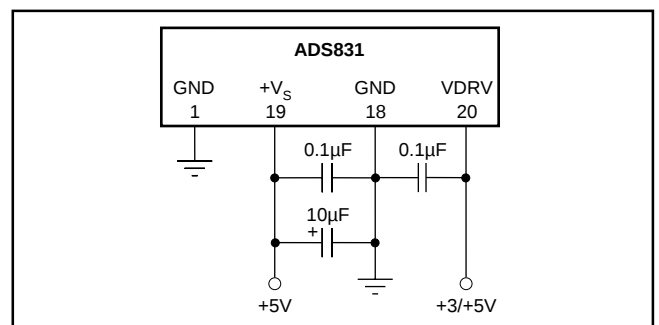


図9 . 電源ピンの推奨バイパス方法

