

# ADC08D1000

*ADC08D1000 High Performance, Low Power, Dual 8-Bit, 1 GSPS A/D Converter*



Literature Number: JAJSA69

# ADC08D1000

## 高性能、低消費電力、デュアル8ビット、1GSPS A/D コンバータ

### 概要

ADC08D1000 は、最高サンプリング・レート 1.3GSPS にてアナログ信号を分解能 8 ビットでデジタル化できる、デュアル回路を搭載した低消費電力かつ高性能な CMOS A/D コンバータです。1.9V の単一電源で 1GSPS 動作時に代表値で 1.6W を消費する ADC08D1000 は、全動作温度範囲にわたってミッシング・コードを生じないことが保証されています。独自のセルフキャリブレーション・フォールディング・アーキテクチャ、完全な差動コンバータ設計、画期的な内部サンプル / ホールド・アンプ回路、さらには自己較正機能の採用によって、すべてのダイナミック・パラメータはナイキスト周波数を上回る周波数帯まで平坦な応答を示し、入力信号が 500MHz でサンプリング周波数が 1GHz のときに 7.4 有効ビット (ENOB) を達成し、また、ビット誤り率は  $10^{-18}$  です。出力フォーマットはオフセット・バイナリ形式です。LVDS デジタル出力は、コモンモード電圧を 0.8V から 1.2V の範囲に設定可能な点を除いて、IEEE 1596.3-1996 と互換性があります。

各コンバータは 2 組の LVDS バスを出力する 1:2 のデマルチプレクサを内蔵し、それぞれのバスのデータ・レートをサンプリング・レートの半分に抑えています。2 系統のコンバータ回路をインターリーブ構成することで 2GSPS の単一 A/D コンバータとして使用することも可能です。

コンバータの消費電力はパワーダウン・モード時に代表値で 3.5mW 未満です。熱特性を高めた 128 ピンの露出パッド LQFP で供給され、工業温度範囲 ( - 40  $T_A$  + 85 ) で動作します。

### 特長

- サンプル / ホールド機能内蔵
- 単一 + 1.9V  $\pm$  0.1V 電源動作
- SDR と DDR の出力クロッキングを選択可能
- 2 倍のサンプリング・レートを実現するインターリーブ・モード
- 複数 A/D コンバータの同期機能
- ノー・ミッシング・コード保証
- 拡張制御用シリアル・インタフェース
- 入力フルスケール範囲とオフセットの微調整
- サンプリング・クロックのデューティ・サイクル補正

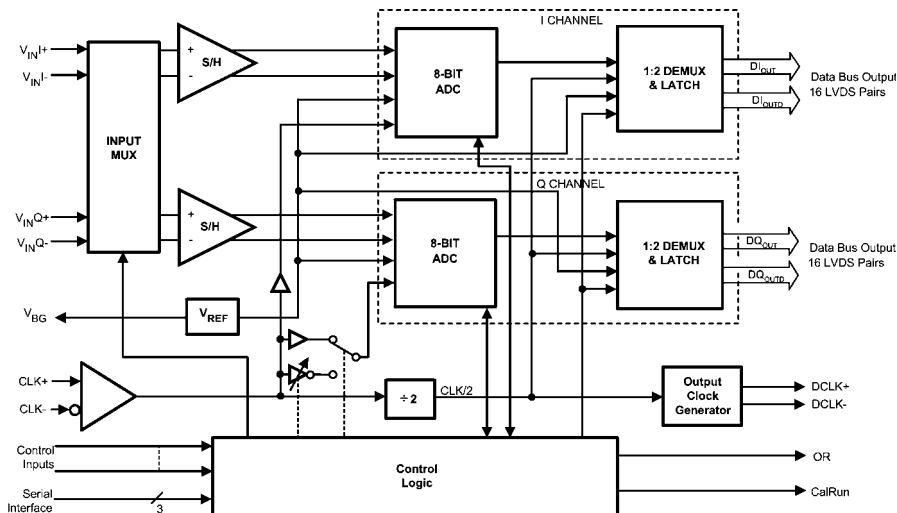
### 主な仕様

分解能	8 ビット
最大変換レート	1GSPS (min)
ビット誤り率	$10^{-18}$ (typ)
有効ビット (ENOB) 500MHz 入力時	7.4 ビット (typ)
DNL	$\pm$ 0.15 LSB (typ)
消費電力	
- 動作時	1.6W (typ)
- パワーダウン・モード	3.5mW (typ)

### アプリケーション

- RF のダイレクト・ダウンコンバージョン
- デジタル・オシロスコープ
- セットトップ・ボックス
- 通信システム
- 試験測定機器

### ブロック図

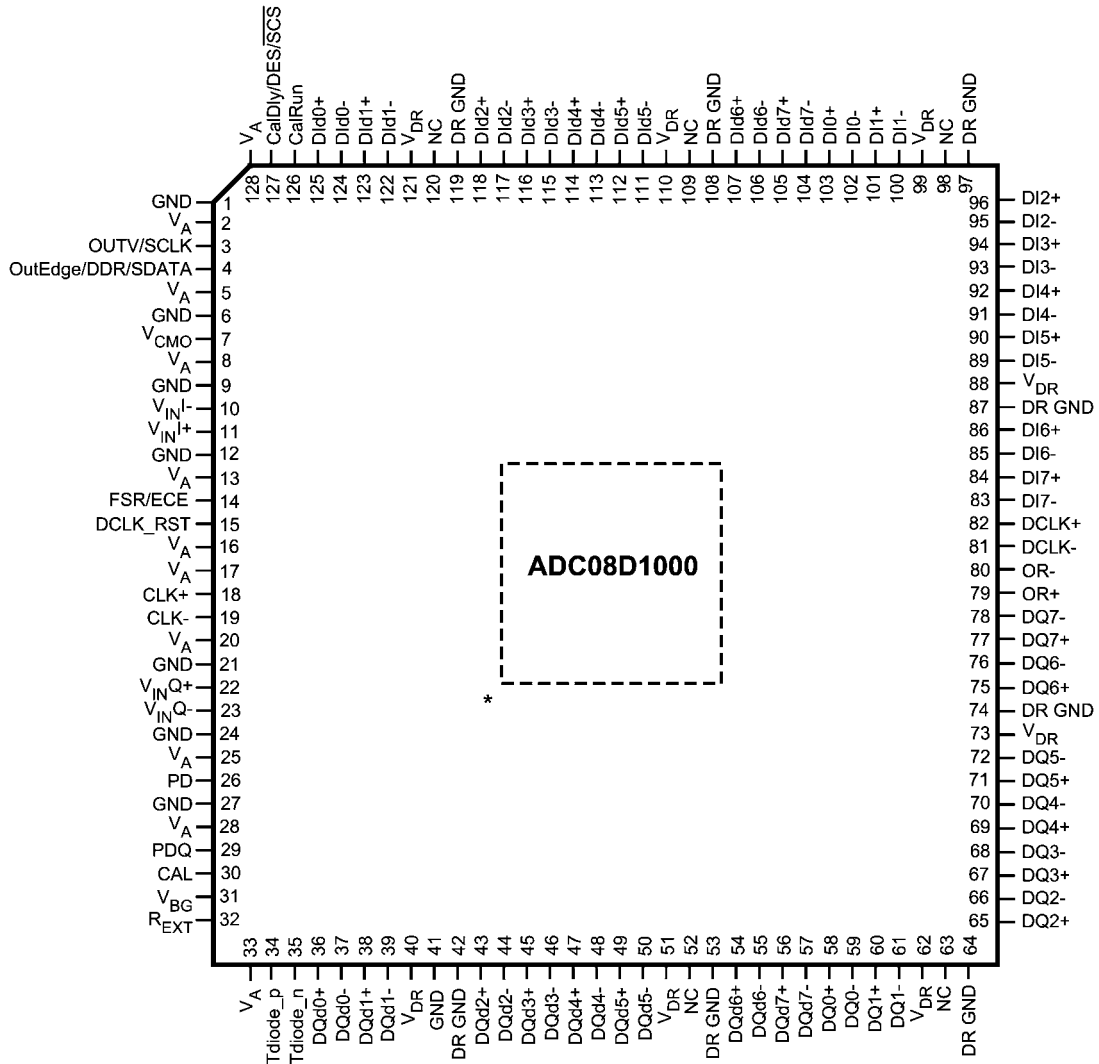


ADC08D1000 高性能、低消費電力、デュアル8ビット、1GSPS A/D コンバータ

製品情報

Industrial Temperature Range (-40°C < T <sub>A</sub> < +85°C)	NS Package
ADC08D1000CIYB	128-Pin Exposed Pad LQFP
ADC08D1000EVAL	Evaluation Board

配置図

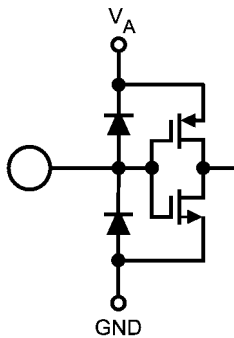


\* パッケージ裏面の露出パッドは、定格性能を維持するために、グラウンド層にハンダ付けしてください。

ピン説明および等価回路

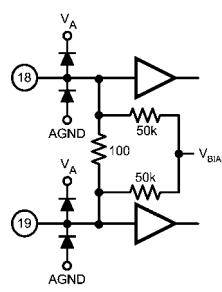
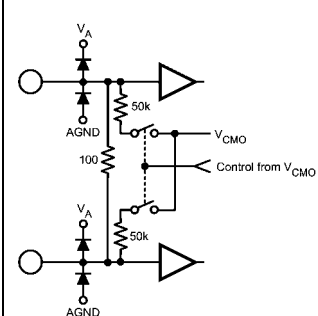
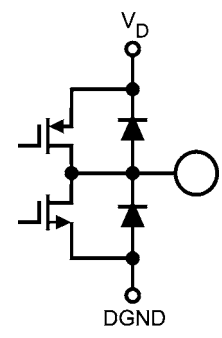
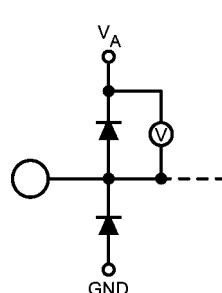
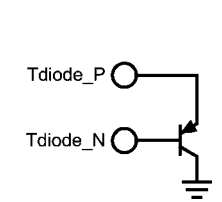
機能説明

ピン番号	シンボル	等価回路	説明
3	OutV / SCLK		出力電圧振幅の選択、またはシリアル・インタフェース・クロック。差動 DCLK 出力と差動データ出力に通常の差動振幅を与えるにはこのピンを High に接続します。振幅を小さくして同時に消費電力を抑えるには、このピンをグラウンドに接続します。セクション 1.1.6 を参照してください。拡張制御モードをイネーブルにすると、このピンはシリアルデータ・クロック SCLK 入力として機能します。拡張制御モードの詳細はセクション 1.2 を参照してください。シリアル・インタフェースの詳細はセクション 1.3 を参照してください。
4	OutEdge / DDR / SDATA		DCLK エッジの選択、またはダブル・データレートのイネーブル、またはシリアル・データ入力。出力データ信号が遷移する DCLK + の出力エッジを設定します (セクション 1.1.5.2 を参照してください)。このピンをフローティングにするか電源電圧の 1/2 の電圧に接続すると DDR クロッキングがイネーブルになります。拡張制御モードがイネーブルのときは、このピンは SDATA 入力として機能します。拡張制御モードの詳細はセクション 1.2 を参照してください。シリアル・インタフェースの詳細はセクション 1.3 を参照してください。
15	DCLK_RST		DCLK リセット。複数デバイスで DCLK 出力のリセットと同期化を行うときにこのピンに正のパルスを与えます。詳細はセクション 1.5 を参照してください。
26 29	PD PDQ		パワーダウン・ピン。PD ピンを High にすると A/D コンバータ全体がパワーダウン・モードに移行します。PDQ ピンを High にすると "Q" チャネルのコンバータのみがパワーダウン・モードに移行します。
30	CAL		較正サイクルの起動。このピンに 80 入力クロック以上 Low を与えたあと 80 入力クロック以上 High を与えると自己較正シーケンスが始まります。自己較正シーケンスの詳細はセクション 2.4.2 を、コマンド較正の詳細はセクション 2.4.2.2 を参照してください。
14	FSR/ECE		フルスケール・レンジ選択、または拡張制御イネーブル。拡張制御モードではない場合、このピンを Low にするとフルスケール差動入力は 650mV <sub>p,p</sub> に設定されます。このピンを High にするとフルスケール差動入力は 870mV <sub>p,p</sub> に設定されます。セクション 1.1.4 を参照してください。シリアル・インタフェースと制御レジスタを用いる拡張制御モードをイネーブルにするには、このピンをフローティングにするか V <sub>A</sub> /2 に等しい電圧を与えます。拡張制御モードの詳細はセクション 1.2 を参照してください。
127	CalDly / DES / $\overline{\text{SCS}}$		較正遅延、またはデュアル・エッジ・サンプリング、またはシリアル・インタフェース・チップセレクト。14 ピンが High または Low のとき、このピンは較正遅延として機能し、パワーアップ後に較正を開始するまでの遅延を選択します (セクション 1.1.1 を参照してください)。14 ピンがフローティングのとき、このピンはシリアル・インタフェース入力のイネーブルとして動作し、CalDly (較正遅延) 値はゼロとして取り扱われます (短時間遅延のみで、パワーオン較正の長時間遅延は設定できません)。このピンをフローティングにするか V <sub>A</sub> /2 に等しい電圧に接続すると DES (デュアル・エッジ・サンプリング) モードが選択され、"I" 入力は入力クロック・レートの 2 倍でサンプリングされ、"Q" 入力は無視されます。セクション 1.1.5.1 を参照してください。



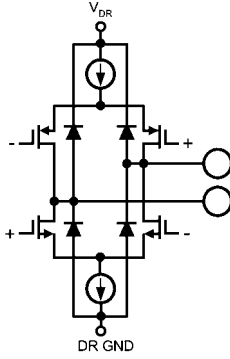
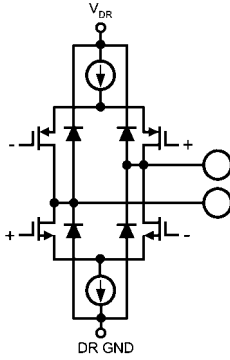
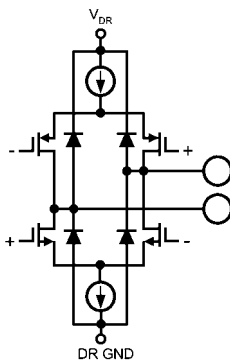
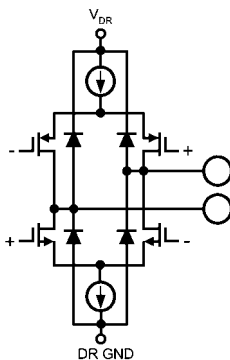
ピン説明および等価回路 (つづき)

機能説明

ピン番号	シンボル	等価回路	説明
18 19	CLK + CLK -		A/D コンバータの LVDS クロック入力ピン。差動クロックを AC 結合してこのピンに与えてください。入力信号は CLK + の立ち下がりエッジでサンプリングされます。入力データ取り込みの詳細についてはセクション 1.1.2 を、クロック入力の概要についてはセクション 2.3 を参照してください。
11 10 22 23	V <sub>INI</sub> + V <sub>INI</sub> - V <sub>INQ</sub> + V <sub>INQ</sub> -		A/D コンバータのアナログ信号入力。FSR ピンが Low のときは差動フルスケール入力範囲は 650mV <sub>P-P</sub> 、FSR ピンが High のときは差動フルスケール入力範囲は 870mV <sub>P-P</sub> です。
7	V <sub>CMO</sub>		コモンモード電圧。入力を DC 結合で用いる場合、V <sub>IN</sub> + と V <sub>IN</sub> - に与えなければならないコモンモード電圧が V <sub>CMO</sub> ピンから出力されます。アナログ入力を AC 結合で使用する場合はこのピンをグラウンドに接続します。このピンは 100μA までソースまたはシンクが可能です。セクション 2.2 を参照してください。
31	V <sub>BG</sub>		100μA までソースまたはシンクが可能なバンドギャップ出力電圧です。
126	CalRun		較正処理の実行中。較正処理の実行中はこのピンが High になります。
32	R <sub>EXT</sub>		外付けバイアス抵抗の接続。このピンとグラウンドとの間に定格 3.3k (± 0.1%) の抵抗を接続してください。セクション 1.1.1 を参照してください。
34 35	Tdiode_P Tdiode_N		ダイ温度測定用の温度ダイオードの正極 (アノード) と負極 (カソード) です。セクション 2.6.2 を参照してください。

ピン説明および等価回路 (つづき)

機能説明

ピン番号	シンボル	等価回路	説明
83 / 78 84 / 77 85 / 76 86 / 75 89 / 72 90 / 71 91 / 70 92 / 69 93 / 68 94 / 67 95 / 66 96 / 65 100 / 61 101 / 60 102 / 59 103 / 58	DI7 - / DQ7 - DI7 + / DQ7 + DI6 - / DQ6 - DI6 + / DQ6 + DI5 - / DQ5 - DI5 + / DQ5 + DI4 - / DQ4 - DI4 + / DQ4 + DI3 - / DQ3 - DI3 + / DQ3 + DI2 - / DQ2 - DI2 + / DQ2 + DI1 - / DQ1 - DI1 + / DQ1 + DI0 - / DQ0 - DI0 + / DQ0 +		I チャネルおよび Q チャネルの LVDS 出力で、出力デマルチプレクサで遅延を与えられていません。DI <sub>d</sub> 出力および DQ <sub>d</sub> 出力と比べて DI 出力および DQ 出力は遅い方のサンプリングに該当します。各出力は差動 100 Ω 抵抗で必ず終端しなければなりません。
104 / 57 105 / 56 106 / 55 107 / 54 111 / 50 112 / 49 113 / 48 114 / 47 115 / 46 116 / 45 117 / 44 118 / 43 122 / 39 123 / 38 124 / 37 125 / 36	DI <sub>d</sub> 7 - / DQ <sub>d</sub> 7 - DI <sub>d</sub> 7 + / DQ <sub>d</sub> 7 + DI <sub>d</sub> 6 - / DQ <sub>d</sub> 6 - DI <sub>d</sub> 6 + / DQ <sub>d</sub> 6 + DI <sub>d</sub> 5 - / DQ <sub>d</sub> 5 - DI <sub>d</sub> 5 + / DQ <sub>d</sub> 5 + DI <sub>d</sub> 4 - / DQ <sub>d</sub> 4 - DI <sub>d</sub> 4 + / DQ <sub>d</sub> 4 + DI <sub>d</sub> 3 - / DQ <sub>d</sub> 3 - DI <sub>d</sub> 3 + / DQ <sub>d</sub> 3 + DI <sub>d</sub> 2 - / DQ <sub>d</sub> 2 - DI <sub>d</sub> 2 + / DQ <sub>d</sub> 2 + DI <sub>d</sub> 1 - / DQ <sub>d</sub> 1 - DI <sub>d</sub> 1 + / DQ <sub>d</sub> 1 + DI <sub>d</sub> 0 - / DQ <sub>d</sub> 0 - DI <sub>d</sub> 0 + / DQ <sub>d</sub> 0 +		I チャネルおよび Q チャネルの LVDS 出力で、出力デマルチプレクサで 1CLK 分の遅延を与えられています。DI 出力および DQ 出力と比べて DI <sub>d</sub> 出力および DQ <sub>d</sub> 出力は早い方のサンプリングに該当します。各出力は差動 100 Ω 抵抗で必ず終端しなければなりません。
79 80	OR + OR -		アウト・オブ・レンジ出力。差動 High は差動入力レンジ外にあることを示します (FSR ピンで規定される ± 325mV または ± 435mV のレンジ外)。
82 81	DCLK + DCLK -		出力データのラッチに使用する差動クロック出力。このクロック信号に同期して、遅延データと非遅延データが出力されます。この信号の周波数は、SDR モードでは入力クロック・レートの 1/2 になり、DDR モードでは入力クロック・レートの 1/4 になります。DCLK 出力は較正サイクル中はアクティブになしません。
2, 5, 8, 13, 16, 17, 20, 25, 28, 33, 128	V <sub>A</sub>		アナログ電源ピン。グラウンドに対してバイパスを行ってください。

## ピン説明および等価回路 (つぎ)

## 機能説明

ピン番号	シンボル	等価回路	説明
40, 51 , 62, 73, 88, 99, 110, 121	$V_{DR}$		出カドライバの電源ピン。DR GND に対してバイパスを行ってください。
1, 6, 9, 12, 21, 24, 27, 41	GND		$V_A$ のグラウンド・リターン。
42, 53, 64, 74, 87, 97, 108, 119	DR GND		$V_{DR}$ のグラウンド・リターン。
52, 63, 98, 109, 120	NC		未接続ピン。これらのピンには何も接続しないでください。

### 絶対最大定格 (Note 1、2)

本データシートには軍用・航空宇宙用の規格は記載されていません。  
 関連する電気的信頼性試験方法の規格を参照ください。

電源電圧 ( $V_A$ , $V_{DR}$ )	2.2V
各入出力ピン電圧	- 0.15V ~ ( $V_A + 0.15V$ )
グラウンド電圧差  GND - DR GND	0V ~ 100mV
入力電流 (Note 3)	± 25mA
パッケージの入力電流 (Note 3)	± 50mA
パッケージ消費電力 ( $T_A = 85^\circ\text{C}$ )	2.0W
ESD 耐性 (Note 4)	
人体モデル	2500V
マシン・モデル	250V
ハンダ付け温度、赤外線 (10 秒)、(Note 5)、(標準のメッキ・パッケージのみに適用)	235
保存温度範囲	- 65 ~ + 150

### 動作定格 (Note 1、2)

周囲温度範囲	- 40	$T_A$	+ 85
電源電圧 ( $V_A$ )	+ 1.8V ~ + 2.0V		
出力ドライバ電源電圧 ( $V_{DR}$ )	+ 1.8V ~ $V_A$		
アナログ入力コモンモード電圧	$V_{CMO} \pm 50\text{mV}$		
$V_{IN+}$ , $V_{IN-}$ 電圧範囲 (コモンモード維持にて)	200mV ~ $V_A$		
グラウンド電圧差 (GND - DR GND)	0V		
CLK ピン電圧範囲	0V ~ $V_A$		
差動 CLK 振幅	0.4V <sub>P-P</sub> ~ 2.0V <sub>P-P</sub>		

### パッケージ熱抵抗

Package	$\theta_{JA}$	$\theta_{JC}$ (Top of Package)	$\theta_{J-PAD}$ (Thermal Pad)
128-Lead Exposed Pad LQFP	25°C / W	10°C / W	2.8°C / W

### コンバータの電気的特性

以下の仕様は較正後に適用され条件は次のとおりです。  $V_A = V_{DR} = + 1.9V_{DC}$ 、 $OutV = 1.9V$ 、 $V_{IN}$  FSR (AC 結合) = 差動 870mV<sub>P-P</sub>、 $C_L = 10\text{pF}$ 、 $0.5V_{P-P}$  でデューティ・サイクル 50% の差動 AC 結合正弦波クロック  $f_{CLK} = 1\text{GHz}$ 、 $V_{BG} =$  フローティング、非拡張制御モード、SDR モード、 $R_{EXT} = 3300 \pm 0.1\%$ 、アナログ信号ソース・インピーダンス = 100  $\Omega$  差動。太文字表記のリミット値は  $T_A = T_{MIN} \sim T_{MAX}$  にわたって適用されます。特記のない限り、すべてのリミット値は、 $T_A = 25^\circ\text{C}$  です。(Note 6、7)

Symbol	Parameter	Conditions	Typical (Note 8)	Limits (Note 8)	Units (Limits)
<b>STATIC CONVERTER CHARACTERISTICS</b>					
INL	Integral Non-Linearity (Best fit)	DC Coupled, 1MHz Sine Wave Overranged	±0.3	<b>±0.9</b>	LSB (max)
DNL	Differential Non-Linearity	DC Coupled, 1MHz Sine Wave Overranged	±0.15	<b>±0.6</b>	LSB (max)
	Resolution with No Missing Codes			<b>8</b>	Bits
$V_{OFF}$	Offset Error		-0.45	<b>-1.5</b> <b>0.5</b>	LSB (min) LSB (max)
$V_{OFF\_ADJ}$	Input Offset Adjustment Range	Extended Control Mode	±45		mV
PFSE	Positive Full-Scale Error (Note 9)		-0.6	<b>±25</b>	mV (max)
NFSE	Negative Full-Scale Error (Note 9)		-1.31	<b>±25</b>	mV (max)
FS_ADJ	Full-Scale Adjustment Range	Extended Control Mode	±20	<b>±15</b>	%FS
<b>NORMAL MODE (Non DES) DYNAMIC CONVERTER CHARACTERISTICS</b>					
FPBW	Full Power Bandwidth	Normal Mode (non DES)	1.7		GHz
B.E.R.	Bit Error Rate		$10^{-18}$		Error/Sample
	Gain Flatness	d.c. to 500 MHz	±0.5		dBFS
		d.c. to 1 GHz	±1.0		dBFS
ENOB	Effective Number of Bits	$f_{IN} = 100\text{ MHz}$ , $V_{IN} = \text{FSR} - 0.5\text{ dB}$	7.5		Bits
		$f_{IN} = 248\text{ MHz}$ , $V_{IN} = \text{FSR} - 0.5\text{ dB}$	7.4	<b>7.0</b>	Bits (min)
		$f_{IN} = 498\text{ MHz}$ , $V_{IN} = \text{FSR} - 0.5\text{ dB}$	7.4	<b>7.0</b>	Bits (min)



コンバータの電気的特性 (つづき)

以下の仕様は較正後に適用され条件は次のとおりです。  $V_A = V_{DR} = +1.9V_{DC}$ 、 $OutV = 1.9V$ 、 $V_{IN} FSR (AC 結合) = 差動 870mV_{P-P}$ 、 $C_L = 10pF$ 、 $0.5V_{P-P}$  でデューティ・サイクル 50% の差動 AC 結合正弦波クロック  $f_{CLK} = 1GHz$ 、 $V_{BG} = フローティング$ 、非拡張制御モード、SDR モード、 $R_{EXT} = 3300 \pm 0.1\%$ 、アナログ信号ソース・インピーダンス = 100  $\Omega$  差動。太文字表記のリミット値は  $T_A = T_{MIN} \sim T_{MAX}$  にわたって適用されます。特記のない限り、すべてのリミット値は、 $T_A = 25$  です。(Note 6、7)

Symbol	Parameter	Conditions	Typical (Note 8)	Limits (Note 8)	Units (Limits)
<b>NORMAL MODE (Non DES) DYNAMIC CONVERTER CHARACTERISTICS</b>					
SINAD	Signal-to-Noise Plus Distortion Ratio	$f_{IN} = 100 \text{ MHz}, V_{IN} = FSR - 0.5 \text{ dB}$	47		dB
		$f_{IN} = 248 \text{ MHz}, V_{IN} = FSR - 0.5 \text{ dB}$	46.3	<b>43.9</b>	dB (min)
		$f_{IN} = 498 \text{ MHz}, V_{IN} = FSR - 0.5 \text{ dB}$	46.3	<b>43.9</b>	dB (min)
SNR	Signal-to-Noise Ratio	$f_{IN} = 100 \text{ MHz}, V_{IN} = FSR - 0.5 \text{ dB}$	48		dB
		$f_{IN} = 248 \text{ MHz}, V_{IN} = FSR - 0.5 \text{ dB}$	47.1	<b>44.0</b>	dB (min)
		$f_{IN} = 498 \text{ MHz}, V_{IN} = FSR - 0.5 \text{ dB}$	47.1	<b>44.0</b>	dB (min)
THD	Total Harmonic Distortion	$f_{IN} = 100 \text{ MHz}, V_{IN} = FSR - 0.5 \text{ dB}$	-55		dB
		$f_{IN} = 248 \text{ MHz}, V_{IN} = FSR - 0.5 \text{ dB}$	-55	<b>-47.5</b>	dB (max)
		$f_{IN} = 498 \text{ MHz}, V_{IN} = FSR - 0.5 \text{ dB}$	-55	<b>-47.5</b>	dB (max)
2nd Harm	Second Harmonic Distortion	$f_{IN} = 100 \text{ MHz}, V_{IN} = FSR - 0.5 \text{ dB}$	-60		dB
		$f_{IN} = 248 \text{ MHz}, V_{IN} = FSR - 0.5 \text{ dB}$	-60		dB
		$f_{IN} = 498 \text{ MHz}, V_{IN} = FSR - 0.5 \text{ dB}$	-60		dB
3rd Harm	Third Harmonic Distortion	$f_{IN} = 100 \text{ MHz}, V_{IN} = FSR - 0.5 \text{ dB}$	-65		dB
		$f_{IN} = 248 \text{ MHz}, V_{IN} = FSR - 0.5 \text{ dB}$	-65		dB
		$f_{IN} = 498 \text{ MHz}, V_{IN} = FSR - 0.5 \text{ dB}$	-65		dB
SFDR	Spurious-Free dynamic Range	$f_{IN} = 100 \text{ MHz}, V_{IN} = FSR - 0.5 \text{ dB}$	55		dB
		$f_{IN} = 248 \text{ MHz}, V_{IN} = FSR - 0.5 \text{ dB}$	55	<b>47.5</b>	dB (min)
		$f_{IN} = 498 \text{ MHz}, V_{IN} = FSR - 0.5 \text{ dB}$	55	<b>47.5</b>	dB (min)
IMD	Intermodulation Distortion	$f_{IN1} = 321 \text{ MHz}, V_{IN} = FSR - 7 \text{ dB}$	-50		dB
		$f_{IN2} = 326 \text{ MHz}, V_{IN} = FSR - 7 \text{ dB}$			
	Out of Range Output Code (In addition to OR Output high)	$(V_{IN+}) - (V_{IN-}) > + \text{ Full Scale}$		<b>255</b>	
		$(V_{IN+}) - (V_{IN-}) < - \text{ Full Scale}$		<b>0</b>	
<b>INTERLEAVE MODE (DES Pin 127=Float) - DYNAMIC CONVERTER CHARACTERISTICS</b>					
FPBW (DES)	Full Power Bandwidth	Dual Edge Sampling Mode	900		MHz
ENOB	Effective Number of Bits	$f_{IN} = 248 \text{ MHz}, V_{IN} = FSR - 0.5 \text{ dB}$	7.3	<b>6.8</b>	Bits (min)
		$f_{IN} = 498 \text{ MHz}, V_{IN} = FSR - 0.5 \text{ dB}$	7.3	<b>6.8</b>	Bits (min)
SINAD	Signal to Noise Plus Distortion Ratio	$f_{IN} = 248 \text{ MHz}, V_{IN} = FSR - 0.5 \text{ dB}$	46	<b>42.5</b>	dB (min)
		$f_{IN} = 498 \text{ MHz}, V_{IN} = FSR - 0.5 \text{ dB}$	46	<b>42.5</b>	dB (min)
SNR	Signal to Noise Ratio	$f_{IN} = 248 \text{ MHz}, V_{IN} = FSR - 0.5 \text{ dB}$	46.4	<b>43</b>	dB (min)
		$f_{IN} = 498 \text{ MHz}, V_{IN} = FSR - 0.5 \text{ dB}$	46.4	<b>43</b>	dB (min)
THD	Total Harmonic Distortion	$f_{IN} = 248 \text{ MHz}, V_{IN} = FSR - 0.5 \text{ dB}$	-58	<b>-49</b>	dB (min)
		$f_{IN} = 498 \text{ MHz}, V_{IN} = FSR - 0.5 \text{ dB}$	-58	<b>-49</b>	dB (min)
2nd Harm	Second Harmonic Distortion	$f_{IN} = 248 \text{ MHz}, V_{IN} = FSR - 0.5 \text{ dB}$	-64		dB
		$f_{IN} = 498 \text{ MHz}, V_{IN} = FSR - 0.5 \text{ dB}$	-64		dB
3rd Harm	Third Harmonic Distortion	$f_{IN} = 248 \text{ MHz}, V_{IN} = FSR - 0.5 \text{ dB}$	-69		dB
		$f_{IN} = 498 \text{ MHz}, V_{IN} = FSR - 0.5 \text{ dB}$	-69		dB
SFDR	Spurious Free Dynamic Range	$f_{IN} = 248 \text{ MHz}, V_{IN} = FSR - 0.5 \text{ dB}$	57	<b>47</b>	dB (min)
		$f_{IN} = 498 \text{ MHz}, V_{IN} = FSR - 0.5 \text{ dB}$	57	<b>47</b>	dB (min)
<b>ANALOG INPUT AND REFERENCE CHARACTERISTICS</b>					
$V_{IN}$	Full Scale Analog Differential Input Range	FSR pin 14 Low	650	<b>570</b>	$mV_{P-P} \text{ (min)}$
				<b>730</b>	$mV_{P-P} \text{ (max)}$
		FSR pin 14 High	870	<b>790</b>	$mV_{P-P} \text{ (min)}$
				<b>950</b>	$mV_{P-P} \text{ (max)}$

## コンバータの電気的特性 (つづき)

以下の仕様は較正後に適用され条件は次のとおりです。  $V_A = V_{DR} = +1.9V_{DC}$ 、  $OutV = 1.9V$ 、  $V_{IN\ FSR}$  (AC 結合) = 差動  $870mV_{P-P}$ 、  $C_L = 10pF$ 、  $0.5V_{P-P}$  でデューティ・サイクル 50% の差動 AC 結合正弦波クロック  $f_{CLK} = 1GHz$ 、  $V_{BG}$  = フローティング、非拡張制御モード、SDR モード、 $R_{EXT} = 3300 \pm 0.1\%$ 、アナログ信号ソース・インピーダンス = 100  $\Omega$  差動。太文字表記のリミット値は  $T_A = T_{MIN} \sim T_{MAX}$  にわたって適用されます。特記のない限り、すべてのリミット値は、 $T_A = 25^\circ C$  です。(Note 6、7)

Symbol	Parameter	Conditions	Typical (Note 8)	Limits (Note 8)	Units (Limits)
<b>ANALOG INPUT AND REFERENCE CHARACTERISTICS</b>					
$V_{CMI}$	Analog Input Common Mode Voltage		$V_{CMI}$	$V_{CMI} - 50$ $V_{CMI} + 50$	mV (min) mV (max)
$C_{IN}$	Analog Input Capacitance, Normal operation (Notes 10, 11)	Differential	0.02		pF
		Each input pin to ground	1.6		pF
	Analog Input Capacitance, DES Mode (Notes 10, 11)	Differential	0.08		pF
		Each input pin to ground	2.2		pF
$R_{IN}$	Differential Input Resistance		100	<b>94</b>	$\Omega$ (min)
				<b>106</b>	$\Omega$ (max)
<b>ANALOG OUTPUT CHARACTERISTICS</b>					
$V_{CMO}$	Common Mode Output Voltage		1.26	<b>0.95</b> <b>1.45</b>	V (min) V (max)
$V_{CMO\_LVL}$	$V_{CMO}$ input threshold to set DC Coupling mode	$V_A = 1.8V$	0.60		V
		$V_A = 2.0V$	0.66		V
$TC\ V_{CMO}$	Common Mode Output Voltage Temperature Coefficient	$T_A = -40^\circ C$ to $+85^\circ C$	118		ppm/ $^\circ C$
$C_{LOAD\ V_{CMO}}$	Maximum $V_{CMO}$ load Capacitance			80	pF
$V_{BG}$	Bandgap Reference Output Voltage	$I_{BG} = \pm 100\ \mu A$	1.26	<b>1.20</b> <b>1.33</b>	V (min) V (max)
$TC\ V_{BG}$	Bandgap Reference Voltage Temperature Coefficient	$T_A = -40^\circ C$ to $+85^\circ C$ , $I_{BG} = \pm 100\ \mu A$	28		ppm/ $^\circ C$
$C_{LOAD\ V_{BG}}$	Maximum Bandgap Reference load Capacitance			80	pF
<b>TEMPERATURE DIODE CHARACTERISTICS</b>					
$\Delta V_{BE}$	Temperature Diode Voltage	192 $\mu A$ vs. 12 $\mu A$ , $T_J = 25^\circ C$	71.23		mV
		192 $\mu A$ vs. 12 $\mu A$ , $T_J = 85^\circ C$	85.54		mV
<b>CHANNEL-TO-CHANNEL CHARACTERISTICS</b>					
	Offset Match		1		LSB
	Positive Full-Scale Match	Zero offset selected in Control Register	1		LSB
	Negative Full-Scale Match	Zero offset selected in Control Register	1		LSB
	Phase Matching (I,Q)	$F_{IN} = 1.0\ GHz$	< 1		Degree
X-TALK	Crosstalk from I (Agressor) to Q (Victim) Channel	Aggressor = 867 MHz F.S. Victim = 100 MHz F.S.	-71		dB
X-TALK	Crosstalk from Q (Agressor) to I (Victim) Channel	Aggressor = 867 MHz F.S. Victim = 100 MHz F.S.	-71		dB
<b>CLOCK INPUT CHARACTERISTICS</b>					
$V_{ID}$	Differential Clock Input Level	Sine Wave Clock	0.6	<b>0.4</b> <b>2.0</b>	$V_{P-P}$ (min) $V_{P-P}$ (max)
		Square Wave Clock	0.6	<b>0.4</b> <b>2.0</b>	$V_{P-P}$ (min) $V_{P-P}$ (max)

## コンバータの電気的特性 (つづき)

以下の仕様は較正後に適用され条件は次のとおりです。  $V_A = V_{DR} = +1.9V_{DC}$ 、 $OutV = 1.9V$ 、 $V_{IN\ FSR}$  (AC 結合) = 差動  $870mV_{P-P}$ 、 $C_L = 10pF$ 、 $0.5V_{P-P}$  でデューティ・サイクル 50% の差動 AC 結合正弦波クロック  $f_{CLK} = 1GHz$ 、 $V_{BG}$  = フローティング、非拡張制御モード、SDR モード、 $R_{EXT} = 3300 \pm 0.1\%$ 、アナログ信号ソース・インピーダンス = 100  $\Omega$  差動。太文字表記のリミット値は  $T_A = T_{MIN} \sim T_{MAX}$  にわたって適用されます。特記のない限り、すべてのリミット値は、 $T_A = 25^\circ C$  です。(Note 6、7)

Symbol	Parameter	Conditions	Typical (Note 8)	Limits (Note 8)	Units (Limits)
<b>CLOCK INPUT CHARACTERISTICS</b>					
$I_I$	Input Current	$V_{IN} = 0$ or $V_{IN} = V_A$	$\pm 1$		$\mu A$
$C_{IN}$	Input Capacitance (Notes 10, 11)	Differential	0.02		pF
		Each input to ground	1.5		pF
<b>DIGITAL CONTROL PIN CHARACTERISTICS</b>					
$V_{IH}$	Logic High Input Voltage	(Note 12)		<b><math>0.85 \times V_A</math></b>	V (min)
$V_{IL}$	Logic Low Input Voltage	(Note 12)		<b><math>0.15 \times V_A</math></b>	V (max)
$C_{IN}$	Input Capacitance (Notes 11, 13)	Each input to ground	1.2		pF
<b>DIGITAL OUTPUT CHARACTERISTICS</b>					
$V_{OD}$	LVDS Differential Output Voltage	Measured differentially, $OutV = V_A$ , $V_{BG} = \text{Floating}$ (Note 15)	710	<b>400</b>	$mV_{P-P}$ (min)
				<b>920</b>	$mV_{P-P}$ (max)
		Measured differentially, $OutV =$ GND, $V_{BG} = \text{Floating}$ (Note 15)	510	<b>280</b>	$mV_{P-P}$ (min)
				<b>720</b>	$mV_{P-P}$ (max)
$\Delta V_{O\ DIFF}$	Change in LVDS Output Swing Between Logic Levels		$\pm 1$		mV
$V_{OS}$	Output Offset Voltage, see Figure 1	$V_{BG} = \text{Floating}$	800		mV
$V_{OS}$	Output Offset Voltage, see Figure 1	$V_{BG} = V_A$ (Note 15)	1200		mV
$\Delta V_{OS}$	Output Offset Voltage Change Between Logic Levels		$\pm 1$		mV
$I_{OS}$	Output Short Circuit Current	Output+ & Output- connected to 0.8V	$\pm 4$		mA
$Z_O$	Differential Output Impedance		100		Ohms
$V_{OH}$	CalRun H level output	$I_{OH} = -400\mu A$ (Note 12)	1.65	<b>1.5</b>	V
$V_{OL}$	CalRun L level output	$I_{OH} = 400\mu A$ (Note 12)	0.15	<b>0.3</b>	V
<b>POWER SUPPLY CHARACTERISTICS</b>					
$I_A$	Analog Supply Current	PD = PDQ = Low	660	<b>765</b>	mA (max)
		PD = Low, PDQ = High	430	<b>508</b>	mA (max)
		PD = PDQ = High	1.8		mA
$I_{DR}$	Output Driver Supply Current	PD = PDQ = Low	200	<b>275</b>	mA (max)
		PD = Low, PDQ = High	112	<b>157</b>	mA (max)
		PD = PDQ = High	0.012		mA
$P_D$	Power Consumption	PD = PDQ = Low	1.6	<b>1.97</b>	W (max)
		PD = Low, PDQ = High	1.0	<b>1.27</b>	W (max)
		PD = PDQ = High	3.5		mW
PSRR1	D.C. Power Supply Rejection Ratio	Change in Full Scale Error with change in $V_A$ from 1.8V to 2.0V	30		dB
PSRR2	A.C. Power Supply Rejection Ratio	248 MHz, $50mV_{P-P}$ riding on $V_A$	51		dB
<b>AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS</b>					
$f_{CLK1}$	Maximum Input Clock Frequency	Normal Mode (non DES) or DES Mode	1.3	<b>1.0</b>	GHz (min)
$f_{CLK2}$	Minimum Input Clock Frequency	Normal Mode (non DES)	200		MHz

## コンバータの電気的特性 (つづき)

以下の仕様は較正後に適用され条件は次のとおりです。  $V_A = V_{DR} = +1.9V_{DC}$ 、 $OutV = 1.9V$ 、 $V_{IN FSR}$  (AC 結合) = 差動  $870mV_{P-P}$ 、 $C_L = 10pF$ 、 $0.5V_{P-P}$  でデューティ・サイクル 50% の差動 AC 結合正弦波クロック  $f_{CLK} = 1GHz$ 、 $V_{BG}$  = フローティング、非拡張制御モード、SDR モード、 $R_{EXT} = 3300 \pm 0.1\%$ 、アナログ信号ソース・インピーダンス = 100  $\Omega$  差動。太文字表記のリミット値は  $T_A = T_{MIN} \sim T_{MAX}$  にわたって適用されます。特記のない限り、すべてのリミット値は、 $T_A = 25$  です。(Note 6、7)

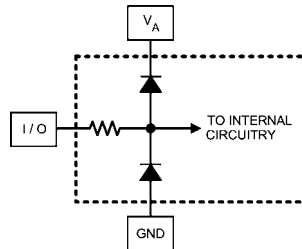
Symbol	Parameter	Conditions	Typical (Note 8)	Limits (Note 8)	Units (Limits)	
<b>AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS</b>						
$f_{CLK2}$	Minimum Input Clock Frequency	DES Mode	500		MHz	
	Input Clock Duty Cycle	200 MHz $\leq$ Input clock frequency $\leq$ 1 GHz ( <b>Normal Mode</b> ) (Note 12)	50	20 80	% (min) % (max)	
	Input Clock Duty Cycle	500MHz $\leq$ Input clock frequency $\leq$ 1 GHz ( <b>DES Mode</b> ) (Note 12)	50	20 80	% (min) % (max)	
$t_{CL}$	Input Clock Low Time	(Note 11)	500	<b>200</b>	ps (min)	
$t_{CH}$	Input Clock High Time	(Note 11)	500	<b>200</b>	ps (min)	
	DCLK Duty Cycle	(Note 11)	50	<b>45</b> <b>55</b>	% (min) % (max)	
$t_{RS}$	Reset Setup Time	(Note 11)	150		ps	
$t_{RH}$	Reset Hold Time	(Note 11)	250		ps	
$t_{SD}$	Synchronizing Edge to DCLK Output Delay	$f_{CLKIN} = 1.0$ GHz $f_{CLKIN} = 200$ MHz	3.53 3.85		ns	
$t_{RPW}$	Reset Pulse Width	(Note 11)		<b>4</b>	Clock Cycles (min)	
$t_{LHT}$	Differential Low to High Transition Time	10% to 90%, $C_L = 2.5$ pF	250		ps	
$t_{HLT}$	Differential High to Low Transition Time	10% to 90%, $C_L = 2.5$ pF	250		ps	
$t_{OSK}$	DCLK to Data Output Skew	50% of DCLK transition to 50% of Data transition, SDR Mode and DDR Mode, 0° DCLK (Note 11)	$\pm 50$		ps (max)	
$t_{SU}$	Data to DCLK Set-Up Time	DDR Mode, 90° DCLK (Note 11)	1		ns	
$t_H$	DCLK to Data Hold Time	DDR Mode, 90° DCLK (Note 11)	1		ns	
$t_{AD}$	Sampling (Aperture) Delay	Input CLK+ Fall to Acquisition of Data	1.3		ns	
$t_{AJ}$	Aperture Jitter		0.4		ps rms	
$t_{OD}$	Input Clock to Data Output Delay (in addition to Pipeline Delay)	50% of Input Clock transition to 50% of Data transition	3.1		ns	
	Pipeline Delay (Latency) (Notes 11, 14)	DI Outputs		<b>13</b>	Input Clock Cycles	
		DId Outputs		<b>14</b>		
		DQ Outputs	Normal Mode			<b>13</b>
			DES Mode			<b>13.5</b>
		DQd Outputs	Normal Mode			<b>14</b>
			DES Mode			<b>14.5</b>
	Over Range Recovery Time	Differential $V_{IN}$ step from $\pm 1.2V$ to 0V to get accurate conversion	1		Input Clock Cycle	
$t_{WU}$	PD low to Rated Accuracy Conversion (Wake-Up Time)		500		ns	
$f_{SCLK}$	Serial Clock Frequency	(Note 11)	100		MHz	
$t_{SSU}$	Data to Serial Clock Setup Time	(Note 11)	2.5		ns (min)	
$t_{SH}$	Data to Serial Clock Hold Time	(Note 11)	1		ns (min)	

### コンバータの電気的特性 (つづき)

以下の仕様は較正後に適用され条件は次のとおりです。  $V_A = V_{DR} = +1.9V_{DC}$ 、 $OutV = 1.9V$ 、 $V_{IN\ FSR}$  (AC 結合) = 差動  $870mV_{P-P}$ 、 $C_L = 10pF$ 、 $0.5V_{P-P}$  でデューティ・サイクル 50% の差動 AC 結合正弦波クロック  $f_{CLK} = 1GHz$ 、 $V_{BG} =$  フローティング、非拡張制御モード、SDR モード、 $R_{EXT} = 3300 \pm 0.1\%$ 、アナログ信号ソース・インピーダンス = 100  $\Omega$  差動。太文字表記のリミット値は  $T_A = T_{MIN} \sim T_{MAX}$  にわたって適用されます。特記のない限り、すべてのリミット値は、 $T_A = 25$  です。(Note 6、7)

Symbol	Parameter	Conditions	Typical (Note 8)	Limits (Note 8)	Units (Limits)
<b>AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS</b>					
	Serial Clock Low Time			4	ns (min)
	Serial Clock High Time			4	ns (min)
$t_{CAL}$	Calibration Cycle Time		$1.4 \times 10^5$		Clock Cycles
$t_{CAL\_L}$	CAL Pin Low Time	See Figure 9 (Note 11)		80	Clock Cycles (min)
$t_{CAL\_H}$	CAL Pin High Time	See Figure 9 (Note 11)		80	Clock Cycles (min)
$t_{CalDly}$	Calibration delay determined by pin 127	See Section 1.1.1, Figure 9, (Note 11)		$2^{25}$	Clock Cycles (min)
$t_{CalDly}$	Calibration delay determined by pin 127	See Section 1.1.1, Figure 9, (Note 11)		$2^{31}$	Clock Cycles (max)

- Note 1:** 絶対最大定格とは、デバイスに破壊が発生する可能性のあるリミット値をいいます。絶対最大定格での動作は保証されません。動作定格とはデバイスが機能する条件を示しますが、特定の性能リミット値を保証するものではありません。保証された仕様、および試験条件については「電気的特性」を参照してください。保証された仕様はリストに示された試験条件でのみ適用されます。リストに示されている試験条件の下で動作していない場合には、いくつかの性能特性は低下することがあります。
- Note 2:** 特記のない限り、すべての電圧は  $GND = DR\ GND = 0V$  を基準にして測定されています。
- Note 3:** いずれかのピンで入力電圧 ( $V_{IN}$ ) が電源電圧を超えた場合 (すなわち  $V_{IN} < GND$ 、または  $V_{IN} > V_A$  のとき)、そのピンの入力電流を  $25mA$  以下に制限しなければなりません。最大パッケージ入力定格電流 ( $50mA$ ) により、電源電圧を超えて  $25mA$  の電流を流すことができるピンの数は 2 本に制限されます。これらのリミット値は、電源ピン、グラウンド・ピン、デジタル出力ピンには適用されません。
- Note 4:** 人体モデルの場合、 $100pF$  のコンデンサから直列抵抗  $1.5k\ \Omega$  を通じて各ピンに放電させます。マシン・モデルの場合は、 $220pF$  のコンデンサから直接各ピンに放電させます。
- Note 5:** その他の表面実装法については、アプリケーション・ノート AN-450 「スモールアウトライン (SO) パッケージ表面実装と製品信頼性上における効果」を参照ください。
- Note 6:** アナログ入力は、以下に示されるように保護されています。絶対最大定格を超える入力電圧振幅はデバイスを破壊することがあります。



- Note 7:** 精度を保証するために、 $V_A$  および  $V_{DR}$  電源ピンにはそれぞれ別個のバイパス・コンデンサを設けて同一電源に接続します。また、定格性能を達成するには、裏面の露出パッドをグラウンドに適切にハンダ付けする必要があります。
- Note 8:** 代表値 (Typical) は、 $T_A = +25$  で得られる最も標準的な数値です。テスト・リミット値はナショナル セミコンダクターの平均出荷品質レベル AOQL に基づき保証されます。
- Note 9:** 本デバイスのフルスケール誤差の計算では、実際のリファレンス電圧はその公称値に正確に一致していると仮定しています。そのためデバイスのフルスケール誤差は、フルスケール誤差とリファレンス電圧誤差の組み合わせになります。Figure 2 参照。ゲイン誤差とフルスケール誤差の関係についてはゲイン誤差の仕様定義を参照してください。
- Note 10:** アナログ入力容量とクロック入力容量はダイ容量のみです。リードとボンディング・ワイヤを持つインダクタンスによってダイ容量から分離された状態で、差動ピンにはグラウンドに対して  $0.65pF$  の容量が、他のピンには  $0.95pF$  の容量が、それぞれ存在します。
- Note 11:** このパラメータは設計によって保証されています。製造時の試験は行っていません。
- Note 12:** このパラメータは設計と特性評価によって保証されています。製造時の試験は行っていません。
- Note 13:** デジタル制御ピン容量はダイ容量のみです。リードとボンディング・ワイヤのインダクタンスによってダイ容量から分離された状態で、各ピンにはグラウンドに対して  $1.6pF$  の容量が存在します。
- Note 14:** ADC08D1000 の 2 系統のコンバータはそれぞれ 2 組の LVDS 出力バスを備えており、サンプリング・レートの半分のクロックでデータが出力されます。各バスのデータはサンプリング・レートの半分のクロックで出力されます。第二のバス (D0 から D7) は、第一のバス (Dd0 から Dd7) のレイテンシより 1 クロック少ないパイプライン・レイテンシを有します。
- Note 15:**  $V_{BG}$  を電源レールに接続すると、上述の  $V_{OS}$  仕様を示すように、出力オフセット電圧 ( $V_{OS}$ ) は  $400mV$  (代表値) 上昇します。また、 $V_{BG}$  を電源レールに接続すると、差動 LVDS 出力電圧 ( $V_{OD}$ ) にも影響が及んで、 $40mV$  (代表値) 上昇します。

## 用語の定義

アパーチャ(サンプリング)ディレイ (**APERTURE (SAMPLING) DELAY**) は、クロック入力の立ち下がりエッジからサンプリング・スイッチが開くまでに要する時間です。サンプル/ホールド回路は入力信号の取り込みを効果的に停止させ、入力クロックが Low レベルになってから  $t_{AD}$  後に「ホールド」モードになります。

アパーチャ・ジッタ (**APERTURE JITTER:  $t_{AJ}$** ) は、隣り合うサンプリング間アパーチャ・ディレイのばらつく期間を示します。アパーチャ・ジッタは入力ノイズとして現れます。

ビット誤り率 (**Bit Error Rate: B.E.R.**) は、誤りが発生する確率を表し、単位時間あたりの推定エラー個数をその時間内に観測されるビット数で除算したものと定義されます。 $10^{-18}$  の BER は統計的に約 4 年ごとに発生する 1 ビット・エラーに相当します。

クロック・デューティ・サイクル (**CLOCK DUTY CYCLE**) は、クロック周期に対してクロック波形が High となっている時間の比です。

微分非直線性 (**DIFFERENTIAL NON-LINEARITY: DNL**) は、理想的なステップである 1LSB からの最大偏差として表されます。1GSPS でランプ入力とともに測定されます。

有効ビット (**EFFECTIVE NUMBER OF BITS: ENOB**) は、信号/(ノイズ+歪み)比または SINAD の別の規定方法です。有効ビット (ENOB) は  $(\text{SINAD} - 1.76)/6.02$  と定義され、この値のビット数をもつ完全な A/D コンバータに等しいコンバータであることを意味します。

フルパワー帯域幅 (**FULL POWER BANDWIDTH: FPBW**) は、フルスケール入力に対して再現される出力基本周波数特性で低周波数帯域に対して 3dB 低下する周波数として測定されます。

ゲイン誤差 (**GAIN ERROR**) は、伝達関数の実測値と理想カーブとの偏差のことです。ゲイン誤差はオフセット誤差とフルスケール誤差から求められます。

正側ゲイン誤差 = オフセット誤差 - 正側フルスケール誤差

負側ゲイン誤差 = - (オフセット誤差 - 負側フルスケール誤差)

ゲイン誤差 = 負側フルスケール誤差 - 正側フルスケール誤差  
= 正側ゲイン誤差 + 負側ゲイン誤差

積分非直線性 (**INTEGRAL NON-LINEARITY: INL**) は、入力から出力への伝達関数を通る直線を基準とした、各個別コードの偏差を表します。この直線から任意のコードとの偏差は、各コード値の中央から測定します。ベスト・フィット法を使用します。

混変調歪み (**INTERMODULATION DISTORTION: IMD**) は、A/D コンバータの入力に 2 つの近接した周波数を同時に入力し、結果として作り出される追加のスペクトラル成分です。2 つの周波数入力うちの 1 つの周波数のパワーに対する 2 次および 3 次混変調成分のパワーの比として定義されます。IMD は通常 dBFS で表されます。

LSB (**LEAST SIGNIFICANT BIT**) は、全ビットのうち最下位または重み付けの最も小さいビットです。LSB の値は、

$$V_{FS} / 2^n$$

ここで、 $V_{FS}$  は FSR 入力で設定される 650mV または 870mV の差動フルスケール振幅、"n" はビット数を単位とする A/D コンバータの分解能で ADC08D1000 では 8 です。

LVDS 差動出力電圧 (**LVDS DIFFERENTIAL OUTPUT VOLTAGE:  $V_{OD}$** ) は、それぞれグラウンドを基準として測定した  $V_{D+}$  電圧と  $V_{D-}$  電圧の差の絶対値です。

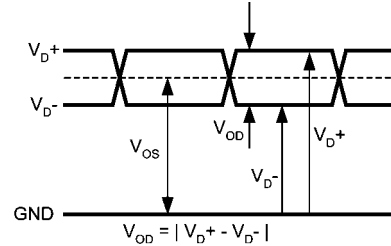


FIGURE 1.

LVDS 出力オフセット電圧 (**LVDS OUTPUT OFFSET VOLTAGE:  $V_{OS}$** ) は、D+ピン出力電圧と D-ピン出力電圧の中点で、すなわち  $[(V_{D+}) + (V_{D-})] / 2$  です。

ミッシング・コード (**MISSING CODE**) は、入力電圧をわずかに変化させたときに、あるコードから次位のコードの間に抜けが生じて A/D コンバータから出力されないコードです。すべての入力レベルで、ミッシング・コードが発生することはありません。

MSB (**MOST SIGNIFICANT BIT**) は、全ビットのうち最上位または重み付けの最も大きいビットです。MSB の値はフルスケールの 1/2 に相当します。

負側フルスケール誤差 (**NEGATIVE FULL-SCALE ERROR: NFSE**) は、最初のコード遷移点が、FSR ピンが Low のときは差動 - 435mV から理想 1/2 LSB だけ高い電圧から、FSR ピンが High のときは差動 - 325mV から理想 1/2 LSB だけ高い電圧から、どの程度ずれているかを表します。ADC08D1000 の場合、リファレンス電圧は理想として仮定しているため、この誤差はフルスケール誤差とリファレンス電圧誤差を組み合わせたものになります。

オフセット誤差 (**OFFSET ERROR:  $V_{OFF}$** ) は、中点が理想ゼロ電圧差動入力からどの程度ずれているかを表します。

オフセット誤差 = 平均 127.5 の出力コードを得るサンプリング 8k 回の実入力値の平均

出力ディレイ (**OUTPUT DELAY:  $t_{OD}$** ) は、DCLK の立ち下がりエッジから出力ピンにアップデートされたデータが現れるまでのディレイ時間にパイプライン・ディレイを加えたものです。

オーバーレンジ回復時間 (**OVER RANGE RECOVERY TIME**) は、コンバータから見た差動入力電圧が  $\pm 1.2V$  から 0V に遷移した時点から、コンバータが回復して定格精度で変換を行えるようになるまでに必要な時間です。

パイプライン・ディレイ (**PIPELINE DELAY: LATENCY**) は、変換開始からその変換データが出力ドライバ段に現れるまでの期間を入力クロック数で表したものです。新しいデータは各クロック・サイクルごとに有効になりますが、パイプライン・ディレイと  $t_{OD}$  の和による変換により遅延が規定されます。

正側フルスケール誤差 (**POSITIVE FULL-SCALE ERROR**) は、最後のコード遷移点が、FSR ピンが High のときは差動 + 435mV から理想 1-1/2 LSB だけ低い電圧から、FSR ピンが High のときは差動 + 325mV から理想 1-1/2 LSB だけ低い電圧から、どの程度ずれているかを表します。ADC08D1000 の場合、リファレンス電圧は理想として仮定しているため、この誤差はフルスケール誤差とリファレンス電圧誤差を組み合わせたものになります。

電源電圧変動除去比 (**POWER SUPPLY REJECTION RATIO: PSRR**) は、2 つの仕様を意味します。PSRR1 (DC PSRR) は、電源電圧が 1.8V から 2.0V に変化した結果生じるフルスケール誤差の比です。PSRR2 (AC PSRR) は、電源に乗っている AC 信号が出力でどの程度良好に除去されているかを表し、248MHz、50mV<sub>p-p</sub> の信号を電源に重畳させて測定します。PSRR2 は、出力におけるその信号の出力振幅と、電源ピンにおけるその信号との比で示します。PSRR は dB で表されます。

**用語の定義 (つづき)**

信号対ノイズ比 (**SIGNAL TO NOISE RATIO: SNR**) は、出力における入力信号の rms 値とサンプリング周波数の 1/2 未満のそれ以外のすべてのスペクトラル成分 (高調波と DC を除く) の rms 値の合計との比で、単位は dB です。

信号 / (ノイズ + 歪み) 比 (**SIGNAL TO NOISE PLUS DISTORTION RATIO: S/(N + D)** または **SINAD**) は、出力における入力信号の rms 値と入力クロック周波数の 1/2 未満のそれ以外のスペクトラル成分 (高調波は含めるが、DC は除く) の rms 値との比で、dB で表されます。

スプリアス・フリー・ダイナミック・レンジ (**SPURIOUS FREE DYNAMIC RANGE: SFDR**) は、出力における入力信号の rms 値とピーク・スプリアス信号との差で、dB で表されます。ここで言うスプリアス信号とは、DC を除いて入力には存在しなかったが、出力スペクトラムに存在する任意の信号です。

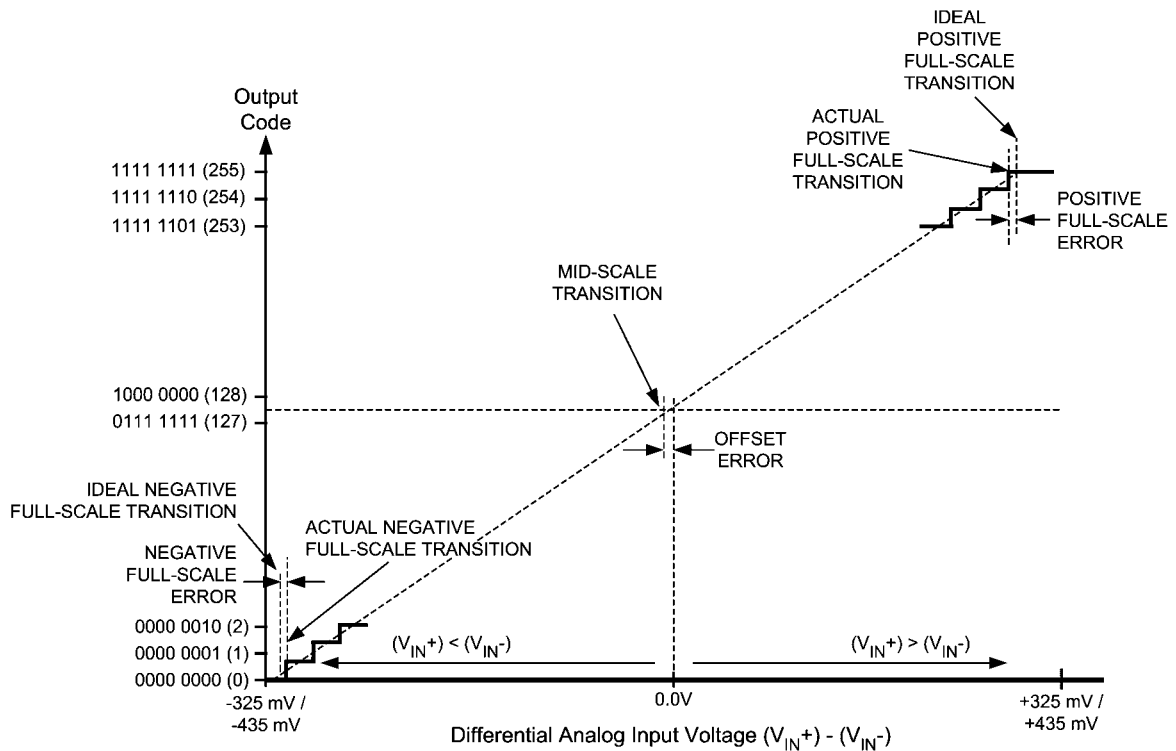
全高調波歪み (**TOTAL HARMONIC DISTORTION: THD**) は、2 次から 10 次までの高調波の合計出力レベルと基本周波数の出力レベルとの比で、dB で表されます。全高調波歪み THD は次式から求められます。

$$THD = 20 \times \log \sqrt{\frac{A_{f2}^2 + \dots + A_{f10}^2}{A_{f1}^2}}$$

$A_{f1}$  は基本周波数 (出力) パワーの実効値 (RMS 値)、 $A_{f2}$  から  $A_{f10}$  は出力スペクトラムに現れる高調波のうち 2 次から 10 次までの高調波のパワーです。

- 2 次高調波歪み (**2nd Harm**) は、出力で見た入力周波数の rms パワーと出力で見た 2 次高調波のパワーとの差で、単位は dB です。
- 3 次高調波歪み (**3rd Harm**) は、出力で見た入力周波数の rms パワーと出力で見た 3 次高調波のパワーとの差で、単位は dB です。

**変換特性**



**FIGURE 2. Input / Output Transfer Characteristic**

タイミング図

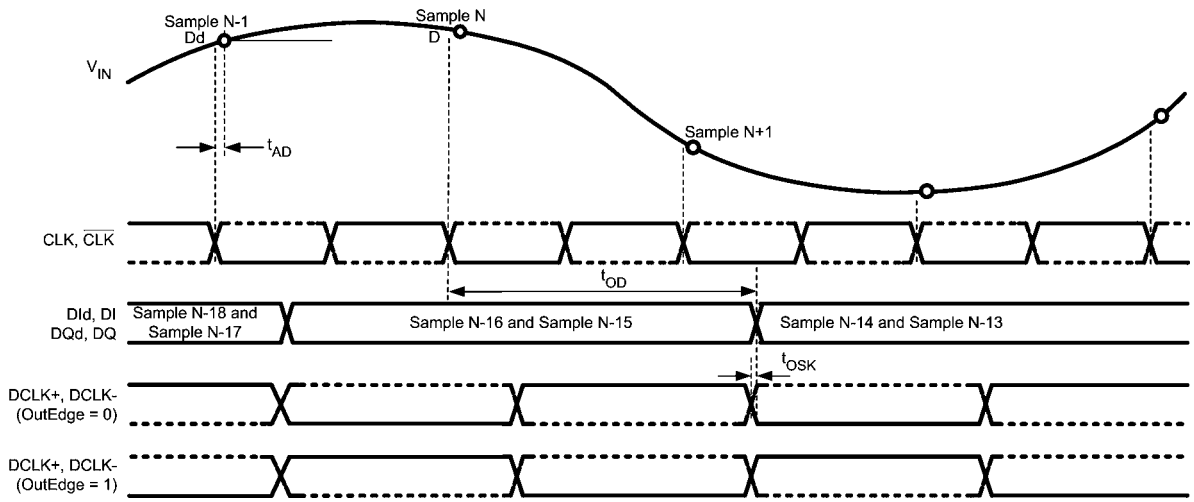


FIGURE 3. ADC08D1000 Timing — SDR Clcking

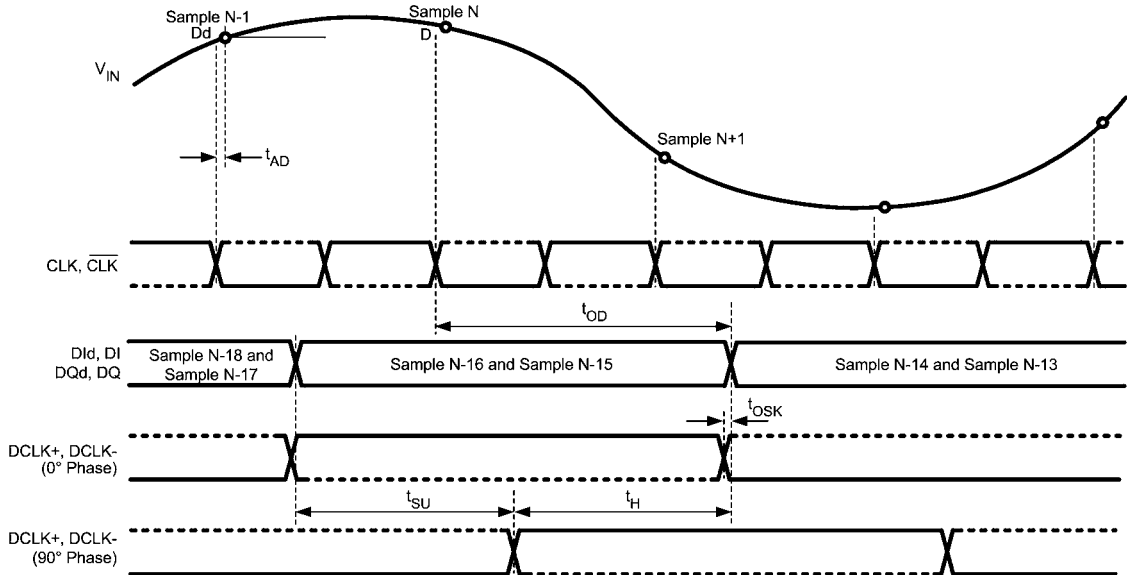


FIGURE 4. ADC08D1000 Timing — DDR Clcking



タイミング図(つぎ)

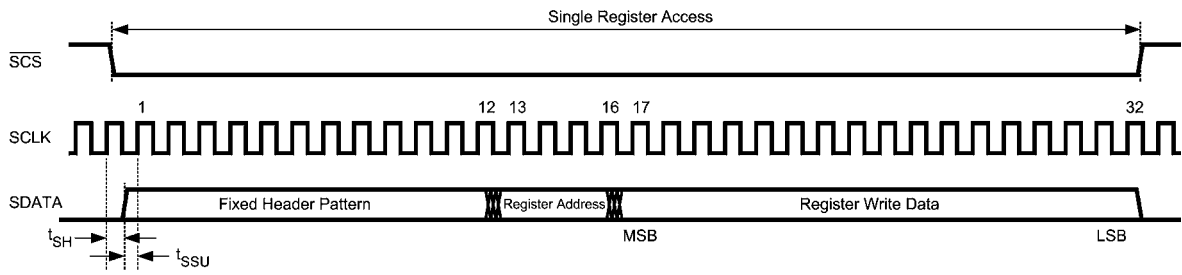


FIGURE 5. Serial Interface Timing

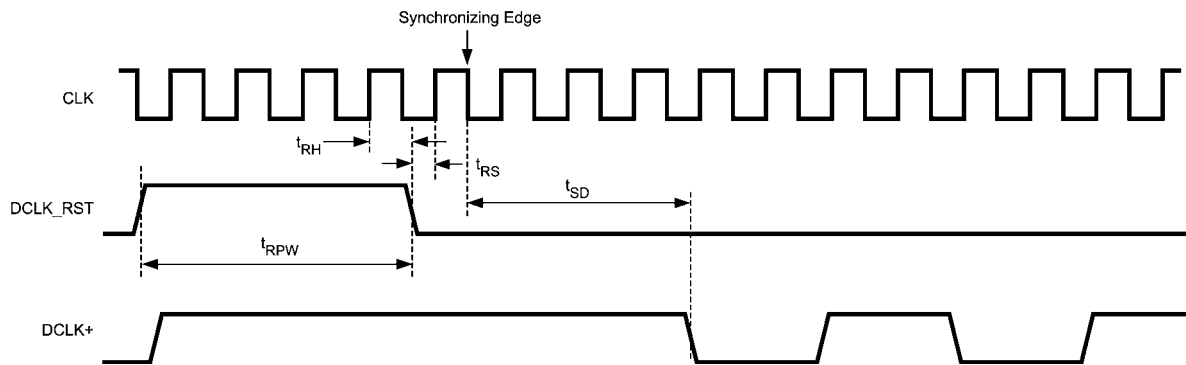


FIGURE 6. Clock Reset Timing in DDR Mode

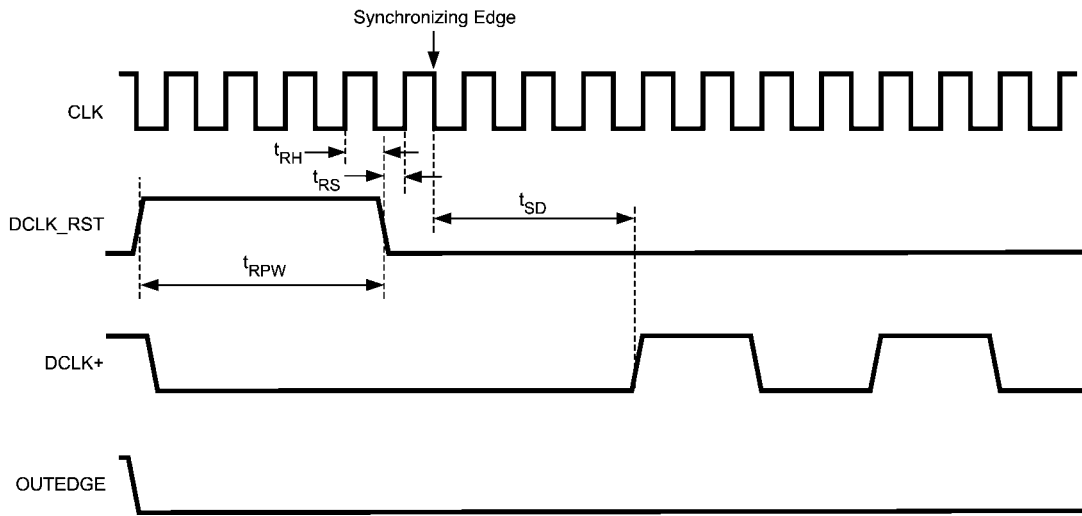


FIGURE 7. Clock Reset Timing in SDR Mode with OUTEDGE Low

タイミング図(つぎ)

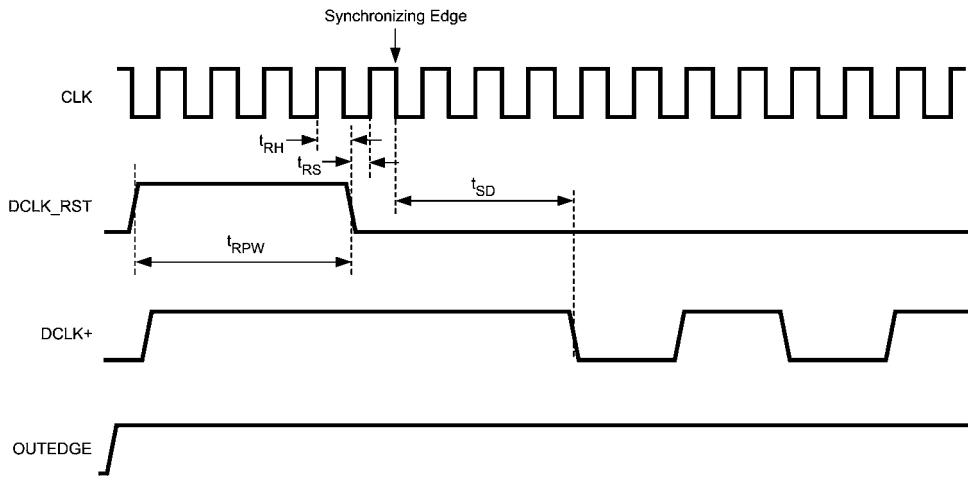


FIGURE 8. Clock Reset Timing in SDR Mode with OUTEDGE High

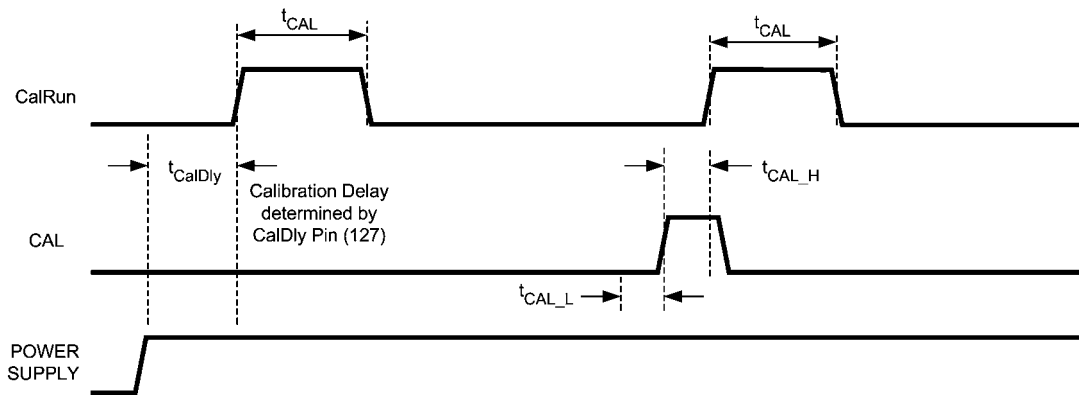
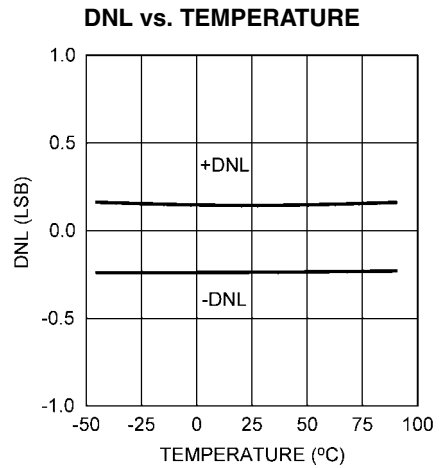
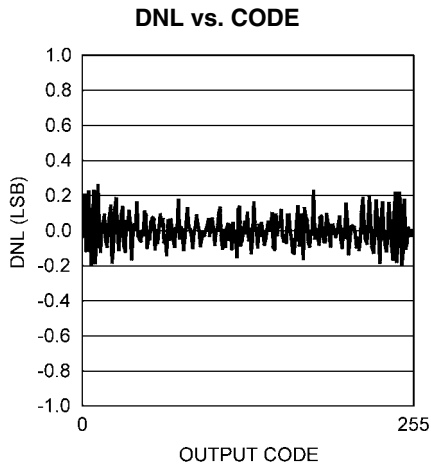
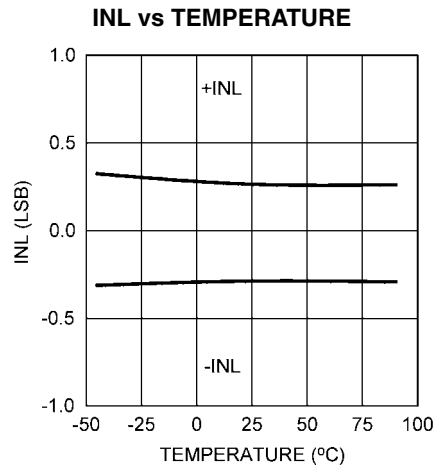
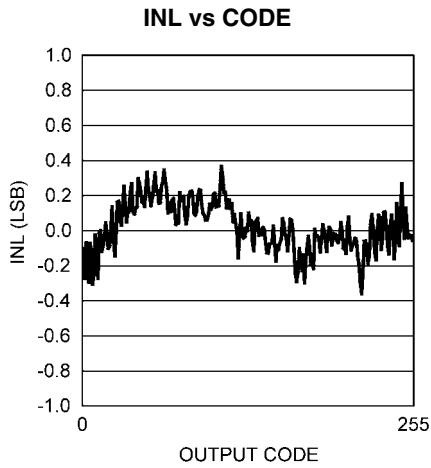


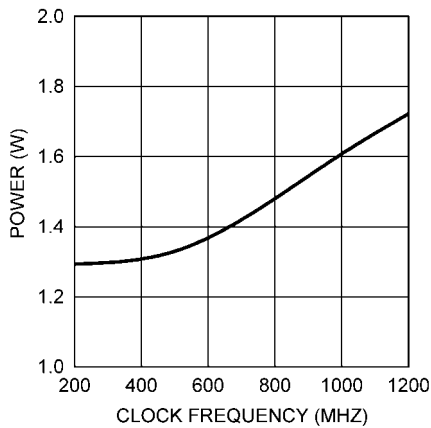
FIGURE 9. Self Calibration and On-Command Calibration Timing

代表的な性能特性

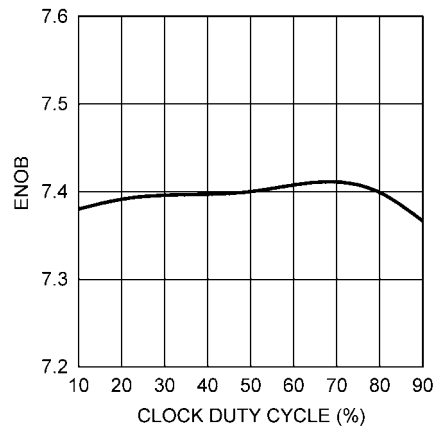
特記のない限り、 $V_A = V_{DR} = 1.9V$ 、 $F_{CLK} = 1000MHz$ 、 $T_A = 25$  の条件でグラフを示す。



**POWER DISSIPATION vs. SAMPLE RATE**

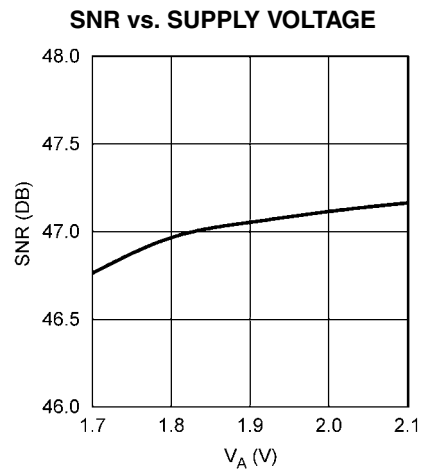
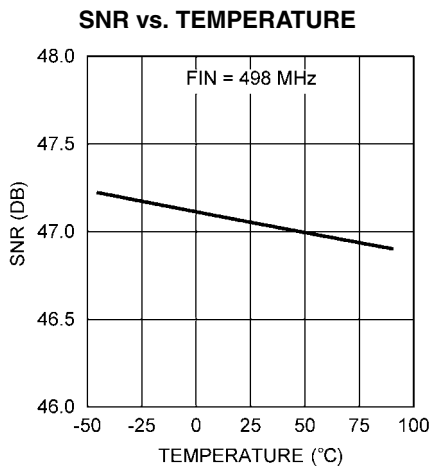
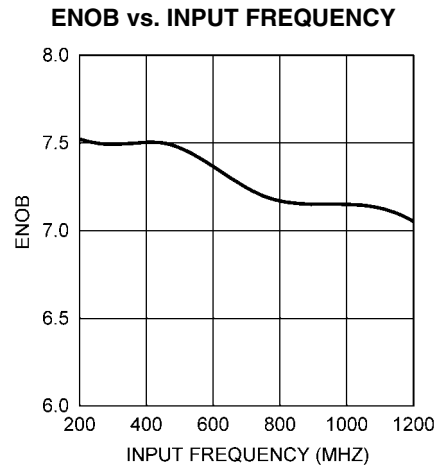
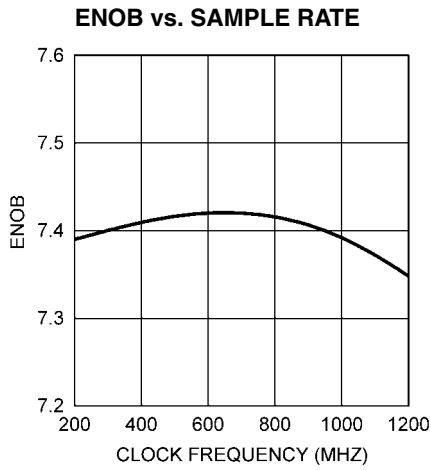
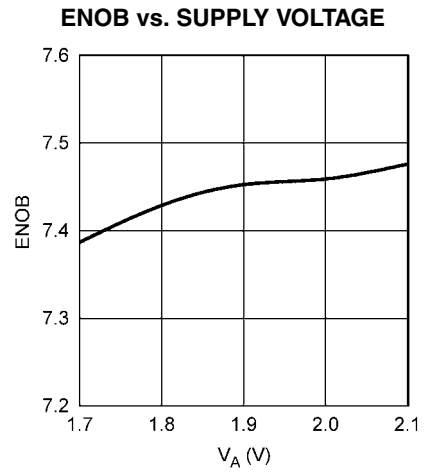
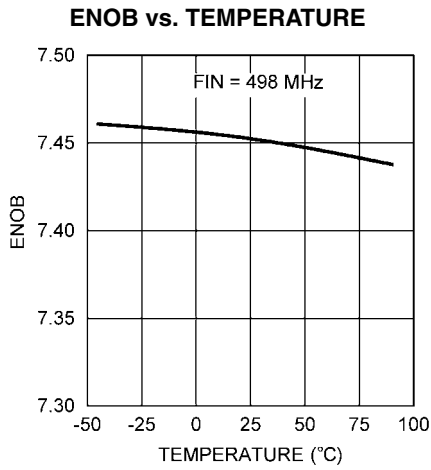


**ENOB vs. CLOCK DUTY CYCLE**



代表的な性能特性 (つづき)

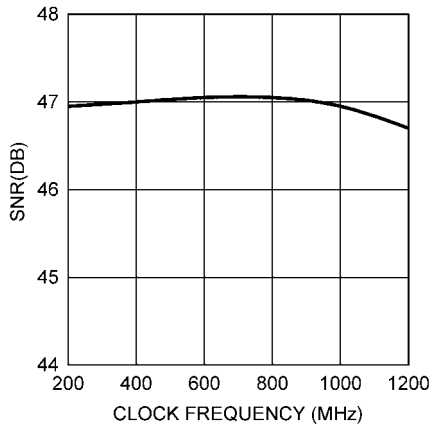
特記のない限り、 $V_A = V_{DR} = 1.9V$ 、 $F_{CLK} = 1000MHz$ 、 $T_A = 25$  の条件でグラフを示す。



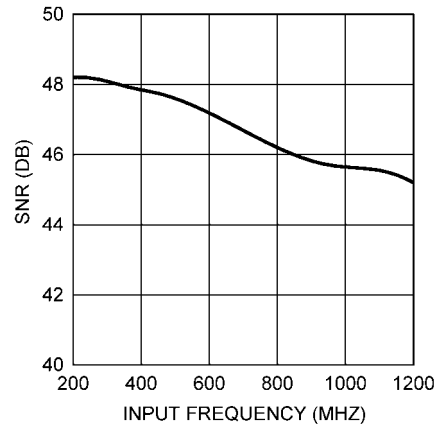
代表的な性能特性 (つづき)

特記のない限り、 $V_A = V_{DR} = 1.9V$ 、 $F_{CLK} = 1000MHz$ 、 $T_A = 25$  の条件でグラフを示す。

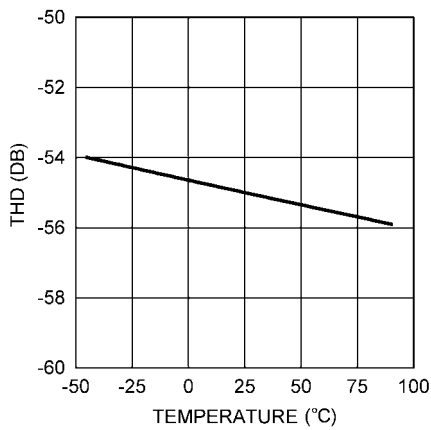
SNR vs. SAMPLE RATE



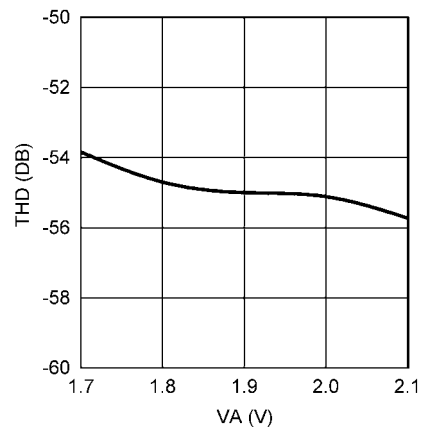
SNR vs. INPUT FREQUENCY



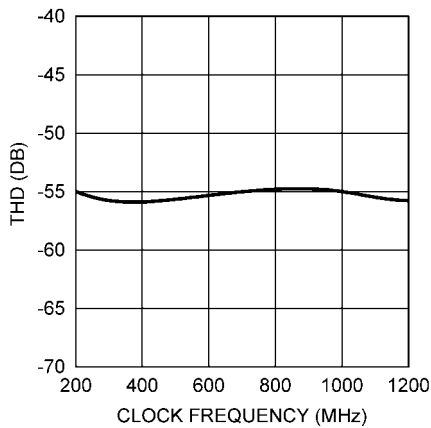
THD vs. TEMPERATURE



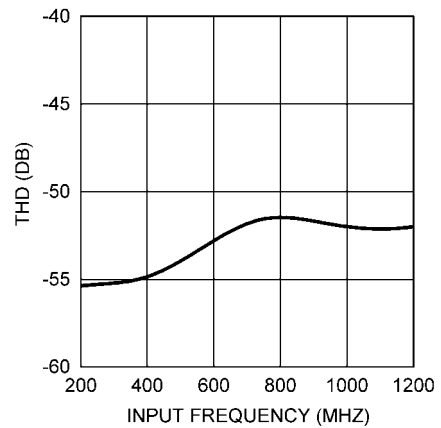
THD vs. SUPPLY VOLTAGE



THD vs. SAMPLE RATE

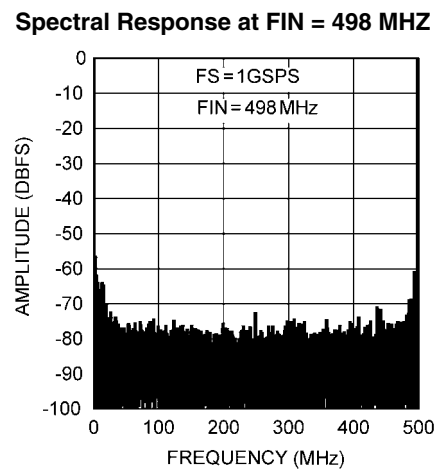
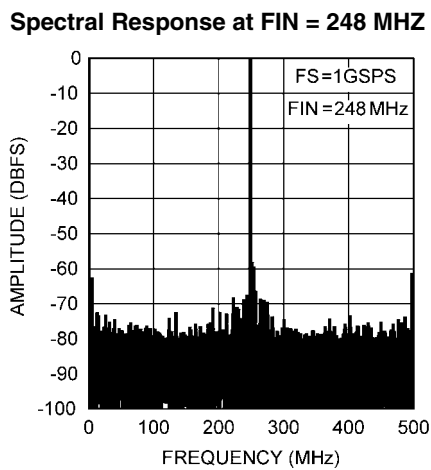
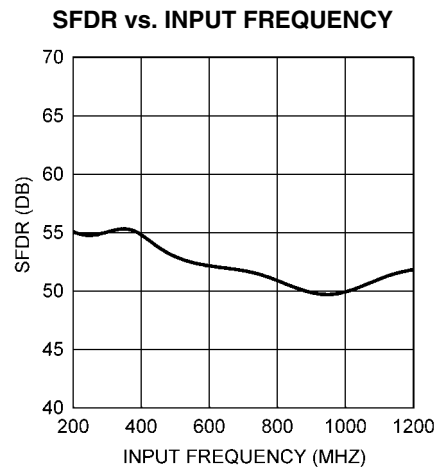
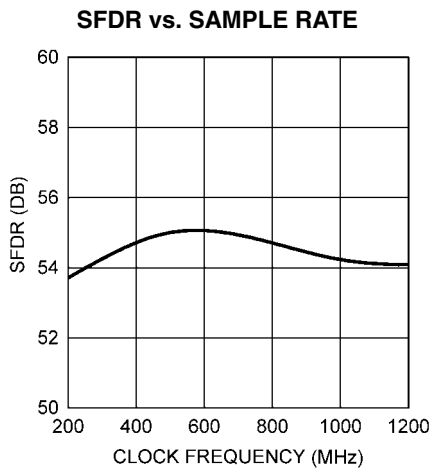
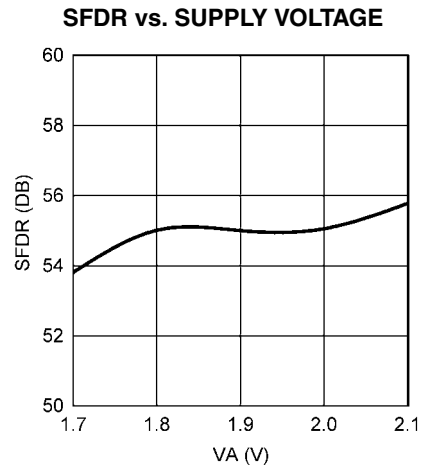
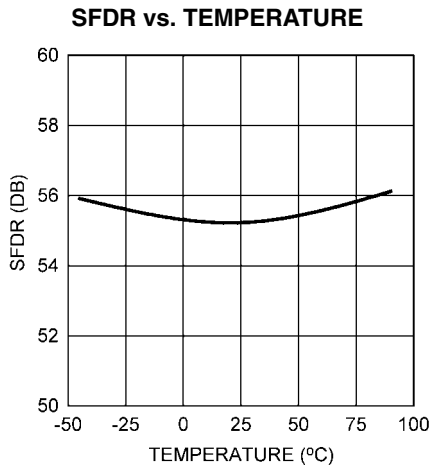


THD vs. INPUT FREQUENCY



代表的な性能特性 (つづき)

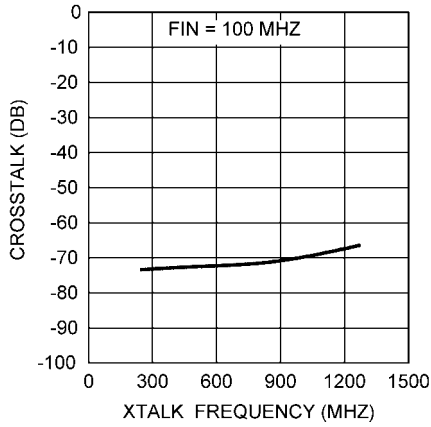
特記のない限り、 $V_A = V_{DR} = 1.9V$ 、 $F_{CLK} = 1000MHz$ 、 $T_A = 25$  の条件でグラフを示す。



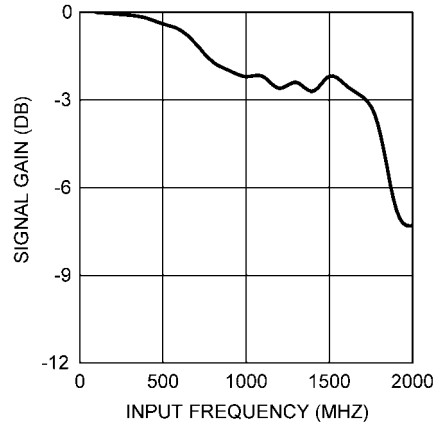
代表的な性能特性 (つづき)

特記のない限り、 $V_A = V_{DR} = 1.9V$ 、 $F_{CLK} = 1000MHz$ 、 $T_A = 25$  の条件でグラフを示す。

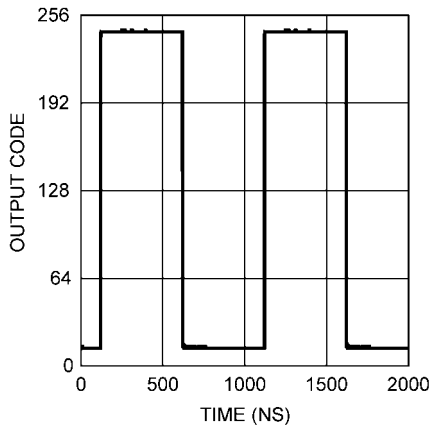
**CROSSTALK vs SOURCE FREQUENCY**



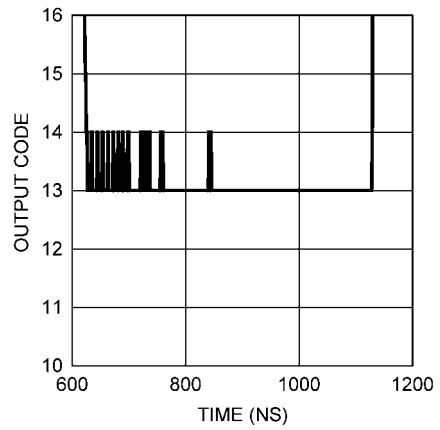
**FULL POWER BANDWIDTH**



**STEP RESPONSE**



**STEP RESPONSE DETAIL VIEW**



## 1.0 機能説明

ADC08D1000 は高速動作を実現する革新的なアーキテクチャを搭載した多用途の A/D コンバータです。さまざまな制御機能によって回路ソリューションへの応用が簡単です。最適な性能を得るために、このセクションと「アプリケーション情報」で述べる要件に従ってください。

一般にアクティブなピンをフローティングにして使用すると性能を劣化させる要因になりますが、ADC08D1000 の 4 ピン、14 ピン、127 ピンは、フローティングのままでも問題なく使用できるように設計されています。本データシート全体を通じて、制御ピンをフローティングにして実現される機能は、該当ピンに  $V_A$  の半分の電源電圧を与えても同じ作用が得られます。

### 1.1 概要

ADC08D1000 はセルフキャリブレーション・フォールディング・アーキテクチャを採用し、7.5 以上の有効ビットを達成しています。フォールディング・アンプの採用によってコンパレータの個数と消費電力の大幅な削減を実現しました。また、補間方式の採用によって、必要なフロントエンド・アンプの個数が削減でき、入力信号の負荷軽減と電力要件の低減を実現しています。さらにオンチップ較正機能が、フォールディング・アーキテクチャにありがちな INL の折れ曲がりを抑えます。結果として、きわめて高速、高性能、かつ低消費電力のコンバータが実現されました。

アナログ入力信号、すなわちコンバータの入力電圧範囲は、代表値で 200MSPS から 1.3GSPS のレートにて、8 ビットでデジタイズされます。負のフルスケールに満たない差動入力では出力ワードはすべてゼロになります。正のフルスケールを超える差動入力では出力ワードはすべて 1 になります。"I" 入力または "Q" 入力でのこれらの条件のいずれかが成立すると OR (アウト・オブ・レンジ) 出力がアクティブになります。OR 出力は、いずれかのチャネルが両方のチャネルで、入力が負のフルスケールを下回ったか正のフルスケールを上回ったことを示します。

各コンバータは 2 組の LVDS 出力バスにデータを供給する 1:2 デマルチプレクサを内蔵しています。それぞれのバスからは A/D コンバータのサンプリング・レートの半分のレートでデータ・ワードが出力されます。完全な変換レートで出力ワードを得るために外部でインターリーブが必要です。

出力レベルは通常レベルか低減レベルのいずれかを選択可能です。低減レベルを使用すると電力が節減されますが、特にサンプリング・レートが高いシステムやマージンが少ないシステムで、一部または全部のビットのデータ・キャプチャで誤動作を引き起こす可能性があります。

#### 1.1.1 自己較正

自己較正はパワーアップ時に実行されますが、外部からのコマンドによって実行させることも可能です。較正処理では、100 アナログ入力差動終端抵抗のトリミングと、フルスケール誤差、オフセット誤差、DNL、INL を最小限に抑えるように調整が行われ、その結果、SNR、THD、SINAD (SNDR) および有効ビット (ENOB) を最大限に高めます。内部バイアス電流も較正処理中に設定されます。以上の動作はパワーオン較正でもコマンドによる較正でも変わりません。自己較正の実行はチップの機能にとって重要で、適切な性能を得るためには不可欠です。パワーオン時に再実行しなければならぬほか、FSR ピンを変更したときにも自己較正を実行しなければなりません。最高性能を発揮させるには、個別のシステム設計要件に応じて、電源を印加後、20 秒以上が経過してから、または、動作温度が大幅に変化したときは必ず、自己較正を実行してください。詳細は、セクション 2.4.2.2 を参照してください。デバイスがパワーダウン・モードのときは較正の開始と実行はできません。パワーダウンと較正の関係についてはセクション 1.1.7 を参照してください。

較正プロセスの実行中に、入力終端抵抗は  $R_{EXT}/33$  に等しくなるようにトリミングされます。外部抵抗  $R_{EXT}$  は 32 ピンとグラウンドの間に接続します。抵抗値は  $3300 \pm 0.1\%$  でなければなりません。この抵抗値を基準にして入力終端抵抗は 100 にトリミングされます。このほか  $R_{EXT}$  は、トラック/ホールド・アンプ、プリアンプ、コンパレータが必要とする適切な電流の設定にも使用されるため、他の抵抗値に変更してはなりません。

通常動作において、較正は電源投入直後のほか、CAL ピンを少なくとも 80 入力クロック・サイクル Low に維持し、続く 80 入力クロック・サイクル以上 High に維持した場合、有効な較正コマンドが与えられたとして較正処理が実行されます。較正処理に要する時間は「コンバータの電気的特性」の表に記載されています。ただし、パワーオン時に CAL ピンを High に保持していると、CAL ピンが上述のとおり 80 入力クロック Low 後 80 クロック High になるまで、較正プロセスは実行されません。

CalDly (127 ピン) によって電源印加後に開始される較正処理の遅延時間を 2 種類の設定から選択します。CalDly を Low にした場合の較正遅延は  $2^{25}$  入力クロック・サイクル (1GSPS で約 33.6ms)、CalDly を High にした場合は  $2^{31}$  入力クロック・サイクル (1GSPS で約 2.15 秒) です。処理開始を遅延させることで、較正が実行される前に、電源電圧が上昇して安定するまでの時間を確保できます。電源投入時に PD ピンを High に保持すると、PD ピンが Low になるまで較正遅延カウンタはディスエーブルされます。すなわち、電源オン時に PD ピンを High に保てば、電源投入時の較正サイクルの開始をさらに遅らせることが可能です。CalDly ピンの最適な設定は、電源の電圧セリング時間によって異なります。

較正処理中は CalRun 出力が High になります。較正がパワーアップ時またはコマンドのいずれかで開始された場合でも CalRun 出力の動作は同じです。

#### 1.1.2 入力の取り込み

データは CLK + (18 ピン) の立ち下がりがエッジで取り込まれたあと、デジタル的に等価なデータが、DI と DQ 出力バスには 13 クロック後に、DId と DQd 出力バスには 14 クロック後に、それぞれ出力されます。データが出力に現れるまでに内部遅延  $t_{OD}$  がさらにかかります。「タイミング図」を参照してください。ADC08D1000 は、クロックが入力される限り変換をします。完全な差動コンパレータ設計、画期的なサンプル/ホールド・アンプ設計、さらには自己較正機能の組み合わせによって、1.0GHz を超える SINAD/ENOB 応答を実現しています。ADC08D1000 出力データ信号方式は LVDS で、その出力フォーマットはオフセット・バイナリです。

#### 1.1.3 制御モード

さまざまなユーザー制御機能は外部ピンを使って制御します。例えば、較正サイクルの起動、パワーダウン・モードへの移行、フルスケール・レンジの設定などが可能です。さらに ADC08D1000 は、シリアル・インタフェースを用いて機能制御用の内部レジスタにアクセスする拡張制御モードも搭載しています。拡張制御モードは動作中の切り換えを想定していません。パワーオン時点で通常制御モードか拡張制御モードのいずれかを選択して動作させる必要があります。デバイスを拡張制御モードで使用すると、外部ピンを用いた機能制御はレジスタを用いた制御に置き換わり、外部ピンを用いた制御は無効になります。対象となるピンは、OutV (3 ピン)、OutEdge/DDR (4 ピン)、FSR (14 ピン)、CalDly/DES (127 ピン) です。拡張制御モードの詳細はセクション 1.2 を参照してください。



## 1.0 機能説明 (つづき)

### 1.1.4 アナログ入力

ADC08D1000 は差動入力信号で駆動しなければなりません。シングルエンド信号を用いた動作は推奨しません。入力信号は、 $V_{CMO}$  ピンをグラウンドに接続した AC 結合か、 $V_{CMO}$  ピンをフローティングにした DC 結合のいずれかでなければなりません。DC 結合を用いる場合は  $V_{CMO}$  出力電圧に等しいコモンモード電圧を入力に与える必要があります。

フルスケール・レンジは 14 ピン (FSR) で設定します。14 ピンを High にすると入力フルスケール・レンジは  $870mV_{P-P}$  になり、14 ピンをグラウンドにするとフルスケール・レンジは  $650mV_{P-P}$  に設定されます。フルスケール・レンジ設定は両系統のコンバータに適用されます。

拡張制御モードでのフルスケール入力レンジは、シリアル・インタフェースを介して  $560mV_{P-P}$  から  $840mV_{P-P}$  までの範囲で設定可能です。セクション 2.2 を参照してください。

### 1.1.5 クロック

ADC08D1000 は AC 結合の差動クロック信号で駆動しなければなりません。クロック入力ピンの使用方法をセクション 2.3 に示します。A/D コンバータの出力データを任意のデバイスが後段で取り込めるように、データ・ラッチ用の差動 LVDS 出力クロックが出力されています。

ADC08D1000 の入力クロッキングと出力クロッキングにはオプションが設定されています。入力側で選択できるオプションは、ADC08D1000 が単一コンバータのように振る舞って入力クロック・レートの 2 倍で変換動作を行うデュアル・エッジ・サンプリング (DES)、すなわち「インタリーブ・モード」です。出力側のオプションは、出力データを送出する DCLK エッジの選択と、シングル・データレート (SDR) またはダブル・データレート (DDR) 出力の選択です。

さらに ADC08D1000 には、入力クロック回路に搭載されているデューティ・サイクル補正クロック・レシーバを有効にするオプションが用意されています。この機能はデフォルトでイネーブルになっています。

ていて、特にデュアル・エッジ・サンプリング・モード (DES) 時のクロッキング性能を高めます。この回路によって、通常モードとデュアル・エッジ・サンプリング・モードのいずれでも、A/D コンバータにデューティ・サイクルが 80 / 20% (ワーストケース) のクロックを与えることが可能です。

#### 1.1.5.1 デュアル・エッジ・サンプリング (DES)

DES モードは ADC08D1000 が内蔵する 2 系統のコンバータ・チャンネルがいずれかの入力チャンネル (I チャンネルまたは Q チャンネル) を同時にサンプリングするモードです。一方のコンバータが入力クロックの正のエッジで入力データをサンプリングし、もう一方のコンバータが入力クロックの負のエッジで入力データをサンプリングします。すなわち、いずれかのチャンネルの入力データはクロック・サイクルあたり 2 回サンプリングされ、合計のサンプリング・レートは入力クロック周波数の 2 倍になり、例えば入力クロックが 1GHz の場合に 2GSPS が得られます。

DES モードでは変換結果は 1:4 のデマルチプレクスとなりインタリーブで出力されます。サンプリング・レートが 2 倍なので、4 組の出力バスの出力レートはクロックが 1GHz のときに 500MHz になります。すべてのデータは並列に出力されます。クロック・サイクルごとで出力される 4 バイトの並列データは、最も早いものから遅いもの順に DQd、DId、DQ、DI です。サンプリング・モードに応じた出力を Table 1 に示します。

拡張モード動作ではない DES モードでは "I" 入力のみがサンプリングされます。拡張モードではサンプリングするチャンネルをユーザーが選択可能です。

ADC08D1000 は、DES モードで使用され I チャンネルと Q チャンネルのクロック位相を自動的にかつ連続的に調整する、自動クロック位相バックグラウンド調整機能も備えています。この機能によってクロック位相を外部で調整する必要がなくなるとともに、デュアル・エッジ・サンプリング時の有効ビット (ENOB) 性能が最大限に引き出されます。

重要：DES モードでのバックグラウンド調整機能は、DES モードに移行する前とデバイスの周囲温度が大きく変化したときに実行しなければならぬコマンド較正を置き換えるものではありません。

TABLE 1. Input Channel Samples Produced at Data Outputs

データ出力 (つねに DCLK の立ち下がりで出力)	通常サンプリング・モード	デュアル・エッジ・サンプリング・モード (DES)	
		I チャンネルを選択	Q チャンネルを選択 *
DI	13CLK 前の立ち下がりがエッジでサンプリングした "I" 入力	13CLK 前の立ち下がりがエッジでサンプリングした "I" 入力	13CLK 前の立ち下がりがエッジでサンプリングした "Q" 入力
DId	14CLK 前の立ち下がりがエッジでサンプリングした "I" 入力	14CLK 前の立ち下がりがエッジでサンプリングした "I" 入力	14CLK 前の立ち下がりがエッジでサンプリングした "Q" 入力
DQ	13CLK 前の立ち下がりがエッジでサンプリングした "Q" 入力	13.5CLK 前の立ち上がりがエッジでサンプリングした "I" 入力	13.5CLK 前の立ち上がりがエッジでサンプリングした "Q" 入力
DQd	サンプリング 14CLK 後の立ち下がりがエッジでサンプリングした "Q" 入力	14.5CLK 前の立ち上がりがエッジでサンプリングした "I" 入力	14.5CLK 前の立ち上がりがエッジでサンプリングした "Q" 入力

\* DES モードでの "Q" チャンネル入力は、拡張制御モードで動作している場合にのみサンプリングを選択可能です。

#### 1.1.5.2 OutEdge の設定

出力データの遷移タイミングは、SDR モードで後段でのデータ・キャプチャが簡単になるように、出力データ・クロック (DCLK) の立ち上がりエッジまたは立ち下がりエッジのいずれかに設定することが可能です。設定は OutEdge (4ピン) で選択します。OutEdge 入力を High にすると出力データは DCLK の立ち上がりエッジに同期して遷移し、OutEdge を Low にすると DCLK の立ち下がりエッジに同期して遷移します。セクション 2.4.3 を参照してください。

#### 1.1.5.3 ダブル・データレート

シングル・データレート (SDR) 出力またはダブル・データレート (DDR) 出力のいずれかを選択できる機能を備えています。シングル・データレートの場合、出力クロック (DCLK) の周波数は 2 組の出力バスのデータレートと同一です。ダブル・データレートの場合、DCLK の周波数はデータレートの半分になり、データは DCLK の両エッジで出力に送られます。非拡張モードでダブル・データレートをイネーブルにするには 4 ピンをフローティングにします。

## 1.0 機能説明 (つづき)

### 1.1.6 LVDS 出力

データ出力、アウト・オブ・レンジ (OR) 出力、DCLK 出力はすべて LVDS です。差動 100 負荷に対する出力電流源の駆動能力は、OutV 入力 (14 ピン) が High の場合は 3mA、OutV 入力 Low の場合は 2.2mA です。LVDS の信号線長が短く低ノイズのシステムの場合は、OutV 入力を Low にして低消費電力にしても満足する性能が得られると考えられます。LVDS ラインが長い ADC08D1000 が使われているシステムにノイズが多い場合、あるいはその両方に該当する場合は、OutV ピンを High にする必要が考えられます。

LVDS データ出力のコモンモード電圧の代表値は  $V_{BG}$  ピンをフローティングにした場合に 800mV です。より高いコモンモード電圧が必要な場合は、 $V_{BG}$  ピンを  $V_A$  に接続するとコモンモード電圧は 1.2V に上がります。 $V_{BG}$  ピンを  $V_A$  に接続すると、差動 LVDS 出力電圧も 40mV 上昇します。

### 1.1.7 パワーダウン

パワーダウン (PD) ピンが Low のときは、ADC08D1000 はアクティブ状態です。PD ピンを High にするとデバイスはパワーダウン・モードに移行します。パワーダウン・モードでは、データ出力ピン (正と負) はハイ・インピーダンス状態になり、デバイスの消費電力は最低限のレベルにまで低下します。DCLK + / - と OR + / - はハイ・インピーダンスにはならず、内部でグラウンドに弱くプルダウンされます。そのため、"I" と "Q" の両方がパワーダウンのとき、DCLK + / - と OR + / - を DC 電圧で終端してはなりません。

PDQ ピンを High にすると "Q" チャネルはパワーダウンされますが、"I" チャネルはアクティブの状態を続けます。"Q" チャネルとは独立して "I" チャネルのみをパワーダウンする方法はありません。なお、通常動作に復帰する時点でパイプラインに格納されている情報に意味はありません。

較正処理の実行中に PD 入力を High にすると、デバイスは較正シーケンスが完了するまではパワーダウン・モードに移行しません。ただし、PD を High にした状態で電源を印加した場合は、PD 入力 Low になるまでデバイスは較正シーケンスを開始しません。デバイスのパワーダウン中にコマンドを使って較正シーケンスを要求した場合でも較正は開始されることはありません。すなわち、パワーダウン・モードでは較正コマンドは無視されます。PDQ を High にして "Q" チャネルをパワーダウンした場合、較正の実行は可能ですが、"Q" チャネルは較正されません。較正後に "Q" チャネルを使用する場合は、PDQ を Low にしたあとで較正を実行する必要があります。

### 1.2 通常制御と拡張制御

ADC08D1000 は 2 種類のモードのいずれかで動作します。単純な標準制御モードでは複数の外部制御ピンを用いてデバイスの設定と制御を行います。「拡張制御モード」ではシリアル・インタフェースと 8 個のレジスタを用いてより多くの設定と制御が可能です。制御モードは 14 ピン (FSR/ECE: 拡張制御イネーブル) で選択します。

選択した制御モードごとのデバイス機能を Table 2 に示します。

TABLE 2. Features and modes

機能	通常制御モード	拡張制御モード
SDR または DDR クロッキング	4 ピンで選択	構成レジスタの DE ビットで選択
DDR クロック位相	選択不可 (位相 0 のみ)	構成レジスタの DCP ビットで選択。セクション 1.4 「レジスタの説明」参照
SDR データ遷移の DCLK 立ち上がりまたは立ち下がリエッジ	4 ピンで選択	構成レジスタの OE ビットで選択
LVDS 出力レベル	3 ピンで選択	構成レジスタの OV ビット (9) で選択
パワーオン較正遅延	127 ピンで遅延選択	短時間遅延のみ
フルスケール・レンジ	14 ピンにてオプション (650mV <sub>P-P</sub> か 870mV <sub>P-P</sub> ) 選択。選択したレンジは両チャネルに適用。	560mV から 840mV までの公称レンジの中で 512 ステップで設定。I チャネルと Q チャネルで個別設定可。レジスタ 3h と Bh を使用。
入力オフセット調整	不可	レジスタ 2h と Ah を使用して各チャネル 512 ステップで ± 45mV の範囲で調整可
デュアル・エッジ・サンプリングの選択	127 ピンでイネーブル	DES イネーブル・レジスタでイネーブル
デュアル・エッジ・サンプリングの入力チャネルの選択	I チャネル入力のみを使用	I チャネル入力か Q チャネル入力を両方のコンバータでサンプリング
DES サンプリング・クロック調整	クロック位相を自動的に調整	自動クロック位相制御は DES イネーブル・レジスタ (Dh) 内のビット 14 をセットして選択。粗調整レジスタと微調整レジスタ (Eh と Fh) を使ってクロック位相を調整することも可能。

### 1.0 機能説明 (つづき)

拡張制御モードのデフォルト状態はパワーオン・リセット (デバイス内部で実行) で設定され、Table 3 に示すとおりです。

**TABLE 3. Extended Control Mode Operation (Pin 14 Floating)**

機能	拡張制御モードのデフォルト設定
SDRまたはDDRクロッキング	DDRクロッキング
DDRクロック位相	DCLKエッジでデータ遷移 (位相0)
LVDS出力振幅	通常振幅 (710mV <sub>p-p</sub> )
較正遅延	短時間遅延
フルスケール・レンジ	両チャンネルとも公称 700mV
入力オフセット調整	両チャンネルとも調整なし
デュアル・エッジ・サンプリング (DES)	ディスエーブル

### 1.3 シリアル・インタフェース

3線式のシリアル・インタフェースは拡張制御モード時のみ有効です。インタフェースが使用するピンは、シリアル・クロック (SCLK)、シリアル・データ (SDATA)、シリアル・インタフェース・チップセレクト (SCS) の3本です。8個の書き込み専用レジスタにはシリアル・インタフェースを介してアクセスします。

**SCS:** シリアル・インタフェースを介してレジスタにアクセスするときこの信号をLowにアサートします。SCLKを基準とするセットアップ時間とホールド時間を守らなければなりません。

**SCLK:** この信号の立ち上がりでシリアル・データ入力を取り込まれます。

**SDATA:** この入力には各レジスタのアクセスに必要な固有の32ビット・パターンを与えます。データ・パターンは、ヘッダー、レジスタ・アドレス、レジスタ値で構成されます。データはMSBから入力します。SCLKを基準とするセットアップ時間とホールド時間を守らなければなりません。「タイミング図」を参照してください。

各レジスタ・アクセスのデータは、タイミング図のFigure 5に示すように、32ビットで構成されます。ヘッダー・パターンは固定で0000 0000 0001 (11個のゼロのあとに1)です。書き込み順は先頭の"0"が最初です。この12ビットがヘッダーを構成します。次の4ビットは書き込み対象レジスタのアドレスを示し、残りの16ビットがアドレスで指定したレジスタへの書き込みデータです。各レジスタのアドレスをTable 4に示します。

レジスタに書き込むデータの内容については「レジスタの説明」(セクション1.4)を参照してください。

連続したレジスタ・アクセスは33番目のSCLKからすぐに開始することが可能です。すなわち、レジスタのアクセスと次のアクセスとの間にSCS入力をいったんネゲートして再びアサートする必要はありません。拡張制御モードで動作させる場合に、推奨はしませんが、SCS入力をイネーブル (Low) に固定する方法もあります。

**重要:** A/Dコンバータの較正時はシリアル・インタフェースを使用してはなりません。使用した場合、正しく再較正を行うまで、デバイスは性能が劣化した状態で動作します。シリアル・レジスタをプログラミングした場合も、レジスタ・アクセスの期間にわたって、A/Dコンバータのダイナミック性能は低下します。

**TABLE 4. Register Addresses**

4ビット・アドレス					
ロード・シーケンス H0 の次に A3 をロードし、A0 は最後にロード					
A3	A2	A1	A0	Hex	指定されるレジスタ
0	0	0	0	0h	予約済み
0	0	0	1	1h	構成
0	0	1	0	2h	"I" チャンネル・オフセット
0	0	1	1	3h	"I" チャンネル・フルスケール電圧調整
0	1	0	0	4h	予約済み
0	1	0	1	5h	予約済み
0	1	1	0	6h	予約済み
0	1	1	1	7h	予約済み
1	0	0	0	8h	予約済み
1	0	0	1	9h	予約済み
1	0	1	0	Ah	"Q" チャンネル・オフセット
1	0	1	1	Bh	"Q" チャンネル・フルスケール電圧調整
1	1	0	0	Ch	予約済み
1	1	0	1	Dh	DES イネーブル
1	1	1	0	Eh	DES 粗調整
1	1	1	1	Fh	DES 微調整

### 1.4 レジスタの説明

拡張制御モードでは8個の書き込み専用レジスタによってさまざまな制御設定オプションが提供されます。これらのレジスタの内容は通常制御モードの動作には影響を与えません。以下に説明する各レジスタの詳細にはパワーオン・リセット (POR) 後のデフォルト状態を併記しています。

構成レジスタ  
アドレス: 1h (0001b)      書き込み専用 (0xB2FF)

D15	D14	D13	D12	D11	D10	D9	D8
1	0	1	DCS	DCP	nDE	OV	OE
D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
1	1	1	1	1	1	1	1

ビット 15    1 を書き込んでください。

ビット 14    0 を書き込んでください。

ビット 13    1 を書き込んでください。

ビット 12    DCS: デューティ・サイクル安定化回路。このビットを1にセットすると、デューティ・サイクル安定化回路がクロック入力に適用されます。このビットを0にすると安定化回路はディスエーブルされます。

POR デフォルト: 1b

## 1.0 機能説明 (つづき)

ビット 11 DCP: DDR クロック位相。このビットは DDR モードにのみ作用します。このビットを 0 にすると、DCLK エッジはデータバス・エッジのタイミングに揃えられます (位相 0)。このビットを 1 にすると、DCLK エッジはデータビット・セルの中心に置かれ (位相 90)、Figure 4 のように、データレート の 1/2 の周波数の DCLK は位相基準として用いられます。

POR デフォルト: 0b

ビット 10 nDE: DDR イネーブル。このビットを 0 にするとデータバス・クロッキングは DDR (ダブル・データレート) モードになり、データ・ワードは DCLK の立ち上がりクロックと立ち下がりクロックで出力されます。このビットを 1 にセットするとデータバス・クロッキングは SDR (シングル・データレート) モードになり、OutEdge ビットの設定にもとづいて、データ・ワードは DCLK の立ち上がりまたは立ち下がりいずれかで出力されます。

POR デフォルト: 0b

ビット 9 OV: 出力電圧。このビットは通常制御モードでの OutV ピンの機能と同じく、LVDS の出力電圧振幅を決定します。このビットを 1 にセットすると標準出力振幅 710mV<sub>p-p</sub> が使用されます。このビットを 0 にすると出力振幅は抑えられ 510mV<sub>p-p</sub> が使用されます。

POR デフォルト: 1b

ビット 8 OE: 出力エッジ。このビットは通常制御モードでの OutEdge ピンの機能と同じく、SDR モードでデータ・ワード遷移を生じさせる DCLK エッジを選択します。このビットを 1 にするとデータ出力は DCLK + 立ち上がりエッジで変化します。このビットを 0 にするとデータ出力は DCLK + の立ち下がりエッジで変化します。

POR デフォルト: 0b

ビット 7:0 1 を書き込んでください。

### I チャンネル・オフセット

アドレス: 2h (0010b) 書き込み専用 (0x007F)

D15	D14	D13	D12	D11	D10	D9	D8
(MSB)	Offset Value						(LSB)
D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
Sign	1	1	1	1	1	1	1

ビット 15:8 オフセット値。このフィールドを使って、I チャンネル A/D コンバータの入力オフセットをリニアかつ単調 (モニタリング) に調整します。00h は公称ゼロのオフセットを与え、FFh は公称 45mV のオフセットを与えます。すなわち、レジスタ値の 1 ビットは 0.176mV のオフセット増分に相当します。

POR デフォルト: 0000 0000 b

ビット 7 符号ビット。0 は正のオフセットを与え、1 は負のオフセットを与えます。

POR デフォルト: 0b

ビット 6:0 1 を書き込んでください。

### I チャンネル・フルスケール電圧調整

アドレス: 3h (0011b) 書き込み専用 (0x807F)

D15	D14	D13	D12	D11	D10	D9	D8
(MSB)	Adjust Value						(LSB)
D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
(LSB)	1	1	1	1	1	1	1

ビット 15:7 フルスケール電圧調整値。Q チャンネル A/D コンバータの入力フルスケール電圧、すなわちゲインを、9 ビットのレジスタ値によってリニアかつ単調 (モニタリング) に調整します。調整範囲は公称 700mV<sub>p-p</sub> 差動値の ± 20% です。

0000 0000 0 560mV<sub>p-p</sub>

1000 0000 0 700mV<sub>p-p</sub>

フォルト値

1111 1111 1 840mV<sub>p-p</sub>

最高性能を発揮させるために、このフィールドの値は 0110 0000 0b から 1110 0000 0b の範囲にとどめておくことを推奨します。すなわち調整量を最大で ± 15% に制限します。残りのマージン ± 5% によって A/D コンバータのフルスケールばらつきが吸収されます。ゲイン調整で A/D コンバータの再較正は必要ありません。

POR デフォルト: 1000 0000 0b (無調整)

ビット 6:0 1 を書き込んでください。

### Q チャンネル・オフセット

アドレス: Ah (1010b) 書き込み専用 (0x007F)

D15	D14	D13	D12	D11	D10	D9	D8
(MSB)	Offset Value						(LSB)
D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
Sign	1	1	1	1	1	1	1

ビット 15:8 オフセット値。このフィールドを使って、Q チャンネル A/D コンバータの入力オフセットをリニアかつ単調 (モニタリング) に調整します。00h は公称ゼロのオフセットを与え、FFh は公称 45mV のオフセットを与えます。すなわち、レジスタ値の 1 ビットは 0.176mV のオフセット増分に相当します。

POR デフォルト: 0000 0000 b

ビット 7 符号ビット。0 は正のオフセットを与え、1 は負のオフセットを与えます。

POR デフォルト: 0b

ビット 6:0 1 を書き込んでください。

## 1.0 機能説明 (つづき)

## Q チャンネル フルスケール電圧調整

アドレス: Bh (1011b) 書き込み専用 (0x807F)

D15	D14	D13	D12	D11	D10	D9	D8
Adjust Value							
D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
1	1	1	1	1	1	1	1

ビット 15:7 フルスケール電圧調整値。Q チャンネル A/D コンバータの入力フルスケール電圧、すなわちゲインを、9 ビットのレジスタ値によってリアかつ単調 (モニタック) に調整します。調整範囲は公称  $700\text{mV}_{\text{P-P}}$  差動値の  $\pm 20\%$  です。

0000 0000 0 560mV<sub>P-P</sub>1000 0000 0 700mV<sub>P-P</sub>1111 1111 1 840mV<sub>P-P</sub>

最高性能を発揮させるために、このフィールドの値は 0110 0000 0b から 1110 0000 0b の範囲にとどめておくことを推奨します。すなわち調整量を最大で  $\pm 15\%$  に制限します。残りのマージン  $\pm 5\%$  によって A/D コンバータのフルスケールばらつきが吸収されます。ゲイン調整で A/D コンバータの再較正は必要ありません。

POR デフォルト: 1000 0000 0b (無調整)

ビット 6:0 1 を書き込んでください。

## DES イネーブル

アドレス: Dh (1101b) 書き込み専用 (0x3FFF)

D15	D14	D13	D12	D11	D10	D9	D8
DEN	ACP	1	1	1	1	1	1
D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
1	1	1	1	1	1	1	1

ビット 15 DES イネーブル。このビットを 1 にセットするとデュアル・エッジ・サンプリング・モードがイネーブルになります。DES モードでは、デバイスに内蔵されている 2 系統のコンバータを使用して、同一のアナログ入力を時間インターリーブによって変換し、入力クロック・レートの 2 倍のサンプリング・レートを達成します。このビットを 0 にするとデバイスは通常のデュアル・チャンネル・モードで動作します。

POR デフォルト: 0b

ビット 14 自動クロック位相 (ACP) 制御。このビットを 1 にすると自動クロック位相制御がイネーブルになります。このモードではマニュアル設定による DES の粗調整と微調整はディスエーブルされます。位相検出回路が I と Q のサンプリング・エッジの位相関係を 180° に連続して維持します。このビットを 0 にした場合、I チャンネルと Q チャンネル間のサンプル (入力) クロック遅延は DES の粗調整レジスタと微調整レジスタを用いてマニュアルによって設定します (重要なアプリケーション情報についてはセクション 2.4.5 を参照してください)。マニュアル DES 設定よりも ACP 制御オプションの利用を推奨します。

POR デフォルト: 0b

ビット 13:0 1 を書き込んでください。

## DES 粗調整

アドレス: Eh (1110b) 書き込み専用 (0x07FF)

D15	D14	D13	D12	D11	D10	D9	D8	
IS	ADS	CAM				1	1	1
D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	
1	1	1	1	1	1	1	1	

ビット 15 入力選択。このビットを 0 にすると "I" 入力 が両方のコンバータで使用されます。このビットを 1 にすると "Q" 入力 が両方のコンバータで使用されます。

POR デフォルト: 0b

ビット 14 調整方向の選択。このビットを 0 にすると、設定した遅延は "I" チャンネルのサンプリング・クロックに適用されますが、"Q" チャンネルのサンプリング・クロックは固定のままです。このビットを 1 にすると、設定した遅延は "Q" チャンネルのサンプリング・クロックに適用されますが、"I" チャンネルのサンプリング・クロックは固定のままです。

POR デフォルト: 0b

ビット 13:11 粗調整の大きさ。このフィールドのコード値によって、"I" チャンネルか "Q" チャンネルのいずれかのサンプリング・クロック (ADS ビットで設定) に、20ps を単位として遅延が適用されます。値 000b は調整量ゼロです。

POR デフォルト: 000b

ビット 10:0 1 を書き込んでください。

## 1.0 機能説明 (つづき)

### DES 微調整

アドレス: Fh (1111b)      書き込み専用 (0x007F)

D15	D14	D13	D12	D11	D10	D9	D8
(MSB)				FAM			
D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
(LSB)				1 1 1 1 1 1 1 1			

ビット 15:7 微調整の大きさ。このフィールドのコードによって、"I" チャネルか "Q" チャネルのいずれかのサンプリング・クロック (DES 粗調整レジスタの ADS ビットで設定) に、およそ 0.1ps を単位として遅延が適用されます。値 0000 0000 0b は調整量ゼロです。各コードによって適用される調整量は、デバイスの状態と設定した粗調整値によって変わる点に注意してください。

POR デフォルト: 0000 0000 0b

ビット 6:0 1 を書き込んでください。

#### 1.4.1 拡張モードのオフセット補償に関する注意

I チャネルまたは Q チャネルのオフセット調整レジスタを使用する場合は、次の点に注意してください。

オフセット設定値 + 0000 0000 とオフセット設定値 - 0000 0000 とでは実際のオフセットは同じになりません。設定値は符号ビットが異なるだけですが、デジタル出力コードには LSB のおよそ 1/10 のオフセット変化が生じます。この様子を以下の図に示します。

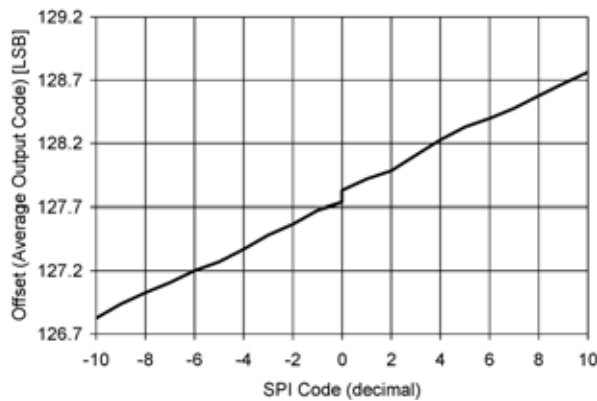


FIGURE 10. Extended Mode Offset Behaviour

#### 1.5 複数デバイスの同期

外部から供給する DCLK\_RST パルスによって、ADC08D1000 のサンプリング・クロック入力と DCLK 出力のタイミング関係は正確にリセットされます。この機能を用いれば、システム内に複数デバイスがある場合に、すべてのデバイスがサンプリングに使用する共有 CLK 入力に対して、それぞれの DCLK (とデータ) の出力遷移を同期させることができます。

DCLK\_RST 信号は「タイミング図」の Figure 6 ~ 8 に示されるタイミング要件を満たさなければなりません。DCLK\_RST パルスは最小幅を満たさなければならないほか、ネゲートするエッジは CLK 入力立ち上がりエッジに対してセットアップ時間とホールド時間を満たさなければなりません。これらのタイミングは「コンバータの電気的特性」に記載されています。

DCLK\_RST 信号は入力クロックに対して非同期にアサートしても問題ありません。DCLK\_RST をアサートすると、DCLK 出力は規定されたステートに保持されます。リセット期間中に保持される DCLK ステートは、動作モード (SDR/DDR) と、出力エッジのピン設定またはレジスタ設定により決まります (DCLK リセット・ステート条件については Figure 6 ~ 8 を参照してください)。そのため、DCLK\_RST 信号をアサートしたタイミングに応じて、このリセット事象の際に DCLK に短いパルスが生じることがあります。同期処理中に CLK 立ち上がりエッジで DCLK\_RST 信号をネゲートすると、次の CLK 立ち上がりエッジで、システム内の全 ADC08D1000 の DCLK 出力の同期が行われます。DCLK 出力は、CLK 入力から DCLK 出力の遅延時間 ( $t_{SD}$ ) に等しい一定遅延後 (入力クロック周波数に対して) に再びイネーブルになります。正常動作ではこの遅延が必ず生じます。

DCLK\_RST ピンは、較正プロセスの実行中 (CalRun が High の間) は High にしてはなりません。万が一 High にするとデジタル回路内にグリッチが発生し、較正は正しく実行できず無効になります。

## 2.0 アプリケーション情報

### 2.1 リファレンス電圧

ADC08D1000 のリファレンス電圧は 1.254V のバンドギャップ・リファレンスから生成しています。バンドギャップ・リファレンスをバッファした電圧は外部参照用に 31 ピンの  $V_{BG}$  ピンから出力されていて、 $\pm 100\mu A$  のソースまたはシンクが可能です。これにより多くの電流を必要とする場合は外部バッファを使用してください。

内部バンドギャップから生成されるリファレンス電圧の公称値は、FSR ピンで決まるとおり、650mV または 870mV のいずれかです。詳しくはセクション 1.1.4 を参照してください。

リファレンス電圧を外部から与える方法はありますが、セクション 1.2 で説明したとおり、フルスケール入力電圧は拡張制御モードであれば構成レジスタを使って設定可能です。

選択したフルスケール・レベルを上限とする差動入力信号は 8 ビットでデジタル化されます。フルスケール・レンジを超えた信号は出力でクリッピングされます。このような大きな信号を与えると OR 出力がアクティブになってレンジを逸脱していることを外部に知らせます。セクション 2.2.2 を参照してください。

$V_{BG}$  ピンには LVDS 出力のコモンモード電圧を高める機能があります。 $V_{BG}$  ピンを出力として使用した場合、もしくは開放で使用した場合、出力オフセット電圧 ( $V_{OS}$ ) は代表値で 800mV です。LVDS オフセット電圧を代表値で 1200mV に上げるには、 $V_{BG}$  ピンを電源レールに直接接続します。

### 2.2 アナログ入力

アナログ入力は差動入力で、AC 結合か DC 結合で信号ソースを接続します。フルスケール入力レンジは、FSR ピンを使って 650mV<sub>p-p</sub> か 870mV<sub>p-p</sub> を選択するか、拡張制御モードではシリアル・インタフェースを介して 560mV<sub>p-p</sub> から 840mV<sub>p-p</sub> までの範囲で調整が可能です。性能を発揮させるには、拡張制御モードでも、フルスケール・レンジを 595mV<sub>p-p</sub> から 805mV<sub>p-p</sub> の範囲に維持してください。

通常 (非拡張) モードで FSR ピンを High で使用したときの入力と出力の関係を Table 5 に示します。FSR ピンが Low の場合、電圧は Table 5 記載の mV 値の 75% になります。拡張制御モードの場合、これらに対応する電圧値は、制御レジスタのフルスケール・レンジ設定とオフセット設定によって変わります。

## 2.0 アプリケーション情報 (つづき)

**TABLE 5. DIFFERENTIAL INPUT TO OUTPUT RELATIONSHIP (Non-Extended Control Mode, FSR High)**

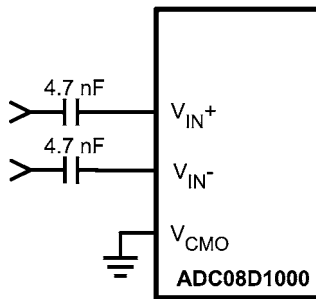
$V_{IN+}$	$V_{IN-}$	Output Code
$V_{CM} - 217.5mV$	$V_{CM} + 217.5mV$	0000 0000
$V_{CM} - 109 mV$	$V_{CM} + 109 mV$	0100 0000
$V_{CM}$	$V_{CM}$	0111 1111 / 1000 0000
$V_{CM} + 109 mV$	$V_{CM} - 109 mV$	1100 0000
$V_{CM} + 217.5mV$	$V_{CM} - 217.5mV$	1111 1111

アナログ入力をバッファした信号で駆動するとA/Dコンバータ入力のサンプリングに通常使用されるRCポールの必要はなくなります。A/Dコンバータの前段にアンプを置く場合、適切なノイズ性能と歪み性能、およびアプリケーションが使用する周波数において適切なゲインを持つアンプを選択するようにしてください。

A/Dコンバータ入力には正確なDCコモンモード電圧を与えなければなりません。AC入力結合をした場合はコモンモード電圧 $V_{CMO}$ はチップ内部で生成されるので、A/DコンバータにはAC結合した入力信号を与えます。

入力をAC結合で用いる場合は、 $V_{CMO}$ 出力をFigure 11に示すようにグラウンドに接続してください。このように接続することで、オンチップで生成される $V_{CMO}$ 電圧は、内蔵50k抵抗を介して入力に与えられます。

**重要:** 使用しないアナログ入力チャネル(例えばDESモード)は、入力がAC結合であればフローティングのままにしておきます。未使用アナログ入力をグラウンドに接続してはなりません。



**FIGURE 11. Differential Input Drive**

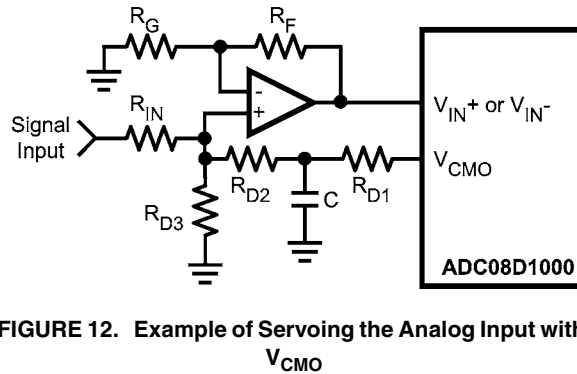
DC結合で動作させる場合には差動入力にコモンモード電圧を与えなければなりません。このコモンモード電圧は $V_{CMO}$ 出力ピンに追従しなければなりません。 $V_{CMO}$ 出力電圧は温度によって変化する点に注意が必要です。アナログ入力を駆動するデバイスのコモンモード電圧はこの変化に追従できなければなりません。

**重要:** 使用しないアナログ入力チャネル(例えばDESモード)は、入力がDC結合であれば $V_{CMO}$ に接続してください。未使用アナログ入力をグラウンドに接続してはなりません。

入力コモンモード電圧が $V_{CMO}$ から変位するとフルスケール歪み性能が急激に悪化します。この現象は消費電力を抑えるために低い電源電圧を使用したときに必然的に生じます。入力コモンモード電圧は $V_{CMO}$ の50mV以内に維持してください。

正負両方のアナログ入力の入力コモンモード電圧を $V_{CMO}$ の50mV範囲内に維持すれば、DC結合時の性能はAC結合時の性能と同等になります。

DC結合を使用する場合は、適切な性能を維持するために、 $V_{CMO}$ ピンを使って入力コモンモード電圧を制御することが最も適切な方法です。このような回路例をFigure 12に示します。



**FIGURE 12. Example of Servoing the Analog Input with  $V_{CMO}$**

図の回路を $V_{IN+}$ 入力と $V_{IN-}$ 入力の前段にそれぞれ配置します。この回路では、アンプで増幅された入力コモンモード電圧がA/Dコンバータが出力する $V_{CMO}$ に等しくなるように、 $R_{D1}$ 、 $R_{D2}$ 、 $R_{D3}$ によって $V_{CMO}$ を分圧しています。バイパス・コンデンサで $V_{CMO}$ と入力信号とを分離するために $R_{D1}$ と $R_{D2}$ を分割していません。必要に応じて $R_{IN}$ 、 $R_{D2}$ 、 $R_{D3}$ によって入力信号を分圧します。入力信号のいかなる成分も $V_{CMO}$ に影響を与えないようにFigure 12中のコンデンサ“C”を選択します。

$V_{CMO}$ 出力を流れる電流が100µA以内になるように抵抗値を選択してください。

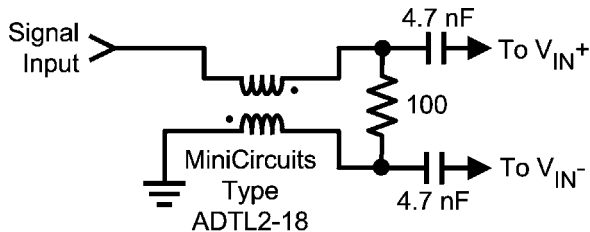
DC結合モード( $V_{CMO}$ ピンをグラウンドに接続しない状態)での入力インピーダンスは、 $V_{IN+}$ と $V_{IN-}$ の間に存在する高精度100抵抗と、各入力とグラウンド間に存在する容量分とで構成されます。AC結合モードでは各アナログ入力ピンと $V_{CMO}$ 電位の間に存在する50k抵抗がさらに追加されます。

フルスケールを逸脱して入力を駆動すると、飽和またはクリッピングによって正しくないデータが出力されます。

## 2.0 アプリケーション情報 (つづき)

### 2.2.1 シングルエンド入力信号の取り扱い

ADC08D1000 はシングルエンド入力信号を適切に扱える手段を備えていません。シングルエンド信号を取り扱う場合は、シングルエンド信号をA/Dコンバータに与える前に差動信号に変換する方法が最も適切です。シングルエンドから差動信号への最も簡単な変換手段は、Figure 13 に示すようなバラン接続のトランスです。



**FIGURE 13. Single-Ended to Differential signal conversion with a balun-connected transformer**

バランの出力ピン間に接続した100 外付け抵抗と、ADC08D1000 が内蔵する 100 抵抗とが並列になり、バラン出力端に 50 の差動インピーダンスが形成されます。あるいは、各バラン出力ピンから仮想グラウンドに対して 25 です。

バランに接続される信号ソースから見ると、第 1 コイルのインピーダンスに第 1 コイルの出力におけるインピーダンスが直列に接続されています。トランスの巻き線比は 1:1 なので、第 1 コイル両端のインピーダンスは第 2 コイルの出力におけるインピーダンスと正確に同一で、すなわち、仮想グラウンドに対して 25 です。したがって、第 1 コイル両端インピーダンス 25 にその出力におけるインピーダンス 25 が直列に接続されて合計インピーダンスは 50 になり、信号ソースのインピーダンスに整合します。

### 2.2.2 アウト・オブ・レンジ (OR) 出力

クリッピングされた変換結果が得られた場合、OR + が High になり OR - が Low になって、範囲外 (アウト・オブ・レンジ) であることを示します。出力バスのいずれかから出力される本来のデータが 00h から FFh のレンジを逸脱している限り、OR 出力はアクティブの状態を続けます。

### 2.2.3 フルスケール入力レンジ

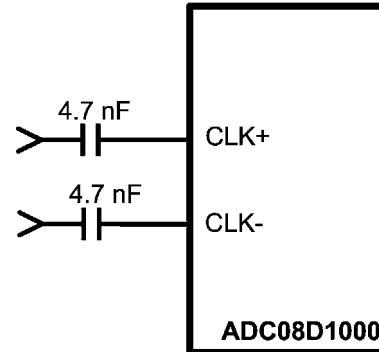
あらゆる A/D コンバータと同様に、入力レンジは A/D コンバータのリファレンス電圧によって決まります。ADC08D1000 のリファレンス電圧は、内部バンドギャップ・リファレンスから生成しています。FSR ピンは ADC08D1000 の実効リファレンス電圧を制御し、FSR ピンが High のときアナログ入力の差動フルスケール入力レンジは 870mV<sub>p-p</sub>、FSR ピンが Low のときは 650mV<sub>p-p</sub> になります。最高の SNR は FSR が High の場合に得られますが、より優れた歪み性能と SFDR 性能は FSR が Low のときに得られます。

## 2.3 クロック入力

ADC08D1000 は差動 LVDS クロック入力 CLK + と CLK - を備えています。これらのクロック・ピンは AC 結合の差動クロック信号で駆動しなければなりません。ADC08D1000 は差動 1.0GHz クロックで試験され、その性能が保証されていますが、通常は「電気的特性」に記載のクロック周波数で良好な性能を発揮します。クロック入力は内部終端され、バイアスが加えられています。クロック信号は Figure 14 に示すように、クロック・ピンに容量性結合している必要があります。

「電気的特性」の表に記載のサンプリング・レートを上限とする動作は、記載されている最大周囲温度を超えない限り、一般に問

題ありません。与えられた周囲温度で、規定されているサンプリング・レートより高いサンプリング・レートで動作させると、デバイスの信頼性と製品寿命を損ねる結果を招く場合があります。その理由は、サンプリング・レートが高くなると消費電力が大きくなり、ダイ温度が上昇するためです。信頼性の確保では適切なサーマル・マネジメントも重要です。セクション 2.6.2 を参照してください。



**FIGURE 14. Differential (LVDS) Input Clock Connection**

差動入力クロック・ライン・ペアは 100 の特性インピーダンスを持たなければならず、また (バランを使用するときは)、クロック・ソース端でその特性インピーダンス (100 ) で終端しなければなりません。クロック・ラインは、できる限り短く、また、できる限り直接配線してください。ADC08D1000 のクロック入力はトリミング調整されていない内蔵 100 抵抗によって内部終端されています。

クロック・レベルが十分にないとダイナミック性能が悪化します。過度のクロック・レベルはアナログ入力オフセット電圧を変化させる可能性があります。このような問題を防ぐために、入力クロック・レベルを「電気的特性」の表に記載されている電圧範囲に維持してください。

一般に A/D コンバータの性能は、クロックの Low 時間および High 時間に影響されます。ADC08D1000 は、DES モードにおいても温度範囲にわたって性能を維持する、デューティ・サイクル・クロック補正回路を内蔵しています。A/D コンバータは入力クロックの High 時間と Low 時間が「電気的特性」の表記載の時間範囲 (20/80% 比) に維持されている限り性能仕様を満たします。

ADC08D1000 のような高速かつ高性能な A/D コンバータは、位相ノイズ、すなわちジッタの少ないきわめて安定したクロックを必要とします。A/D コンバータのジッタ要件は、A/D コンバータの分解能 (ビット数)、A/D コンバータの最高入力周波数、A/D コンバータ入力フルスケール・レンジに対する入力信号振幅の比で決まります。ジッタに起因する SNR 低下を生じさせない許容される最大ジッタ (すべてのジッタ源に起因するジッタの合計) は次のとおりです。

$$t_{j(\text{MAX})} = (V_{\text{IN(P-P)}}/V_{\text{INFSR}}) \times (1/2^{(N+1)} \times \dots \times f_{\text{IN}})$$

$t_{j(\text{MAX})}$  は全ジッタ源の rms の合計で単位は秒、 $V_{\text{IN(P-P)}}$  はアナログ入力信号のピーク・ツー・ピーク値、 $V_{\text{INFSR}}$  は A/D コンバータのフルスケール・レンジ、"N" は A/D コンバータの分解能で単位はビット数、 $f_{\text{IN}}$  は A/D コンバータのアナログ入力の最高入力周波数で単位は Hz です。

上述の最大ジッタは、システムが A/D コンバータ入力クロックと入力信号に付加するジッタと、A/D コンバータ自身が A/D コンバータ入力クロックに付加するジッタを含む、すべてのジッタ源から出力されるジッタの数学的な和です。A/D コンバータが追加するジッタは設計者が管理できる範囲の外にあるため、設計者は、外部回路が追加するクロック・ジッタと、アナログ回路がアナログ信号に追加するジッタの合計を最小限に抑えるように努めなければなりません。



## 2.0 アプリケーション情報 (つづき)

「電気的特性」の表で規定されている入力クロック振幅を超える振幅を与えると入力オフセット電圧が上昇する場合があります。正負両方の入力ピンが同一の電位にあっても、コンバータは、見込まれる 127/128 以外の出力コードを生成する可能性があります。

### 2.4 制御ピン

6本の制御ピン(シリアル・インタフェースで使用するピンは含みません)は、ADC08D1000の動作に自由度を与えるとともに、その適用範囲を広げます。制御ピンによって、フルスケール入力レンジの設定、自己較正の開始、較正遅延の設定、出力同期エッジの選択、LVDS出力レベルの選択、パワーダウン機能などがサポートされます。

#### 2.4.1 フルスケール入力レンジの設定

入力フルスケール・レンジは、通常動作モードでは、FSR制御入力(14ピン)を用いて650mV<sub>P-P</sub>または870mV<sub>P-P</sub>のいずれかを選択可能です。拡張制御モードでは、入力フルスケール・レンジは560mV<sub>P-P</sub>から840mV<sub>P-P</sub>までの範囲で任意に設定可能です。詳細はセクション2.2を参照してください。

#### 2.4.2 自己較正

定格性能を発揮するためにADC08D1000は自己較正の実行を必要とします。この較正処理はパワーアップ時に実行されますが、外部からのコマンド指示によって実行させることも可能です。較正処理は、パワーオン時にクロックが印加されている状態でも、あるいは電源印加後にある時間を経過してからクロックを与えた場合でも同一です。較正処理の実行中はCalRun出力インジケータがHighになります。較正サイクル中はDCLK出力はアクティブにはなりません。

##### 2.4.2.1 パワーオン較正

パワーオン較正は、電源を印加後、ある遅延ののちに開始されます。この時間遅延は以下の「較正遅延」セクションに記載のとおりCalDlyの設定によって決まります。

電源投入時にCALピンをHighにしていると較正処理は実行されません。この場合、較正サイクルはコマンドによる較正が行われるまで開始されません。電源投入時にCALピンをHighにすると、ADC08D1000は動作しますが較正は行われなため、十分な性能が得られません。ただし、パワーオン後にCALピンをHighにすることでマニュアル較正を実行可能です。セクション2.4.2.2の「コマンドによる較正」を参照してください。

内部パワーオン較正回路は不定なロジック・状態で起動します。クロックが電源投入時に入力されておらず、パワーオン較正回路がアクティブな場合、デバイスはアナログ回路をパワーダウンし、消費電力は通常200mW未満になります。クロックが与えられると消費電力は通常の値に戻ります。

##### 2.4.2.2 コマンドによる較正

コマンド較正は、通常モード(非DES)モードのみで使用している場合にのみ任意の時点で実行可能です。A/Dコンバータが自動DESモードで動作しているときは較正を起動しないでください。

A/Dコンバータが自動DESモードで動作していて、なおかつ較正サイクルが必要な場合は、デバイスを制御しているアプリケーションは、コマンド較正を開始する前にA/Dコンバータを通常モード(非DES)に移行させなければなりません。較正が完了したらA/Dコンバータを自動DESモードに戻してもかまいません。

コマンド較正を開始するには、CALピンを80入力クロック・サイクル以上Highに保ち、次に80入力クロック・サイクル以上Lowに保ちます。電源投入時にCALピンをHighにしておくと、CALピンを少なくとも80クロック・サイクルにわたってLowにしたあと、少なくとも80クロック・サイクルにわたってHighにするまで、パワーオン較正は行われません。較正サイクルはCALピンをHighにした80クロック後に開始されます。較正サイクルの完了を知るにはCalRun信号の監視が必要です。

ランダムなノイズによって要求していないにもかかわらず較正が開始されないように、最小80クロック・サイクルのシーケンスを必要としています。セクション1.1.1で述べたように、最高性能を発揮させるには、アプリケーションの電源を投入して20秒以上が経過してから自己較正を実行するとともに、システム性能要件と比較して周囲温度が大幅に変化したときに再較正を実行してください。以下の図に示すように接合部温度が上昇すると、ENOBはわずかに低下し、新しい自己較正サイクルを実行すると、基本的にはこの変化が排除されます。最初の例(Figure 15を参照)では、温度変化の途中では較正サイクルなしに、接合部温度( $T_J$ )が65から125に上昇したとき、749MHzのフルスケール信号を捕捉するために1GSPSのサンプリング・クロックが用いられています。125での垂直線はコマンドによる較正の結果であり、ENOBの低下は基本的に除去されています。システム設計仕様が要求すれば、温度範囲のもっと小さいステップで較正サイクルの頻度を多くすることは当然可能です。2番目の例(Figure 2を参照)では、試験方法は同じであり、1チャンネルの入力信号は249MHzです。 $T_J$ に対するENOBの変化は前例に比べて小さくなっていますが、最高の試験温度でのコマンドによる較正によって、ENOBの変化は除去されています。

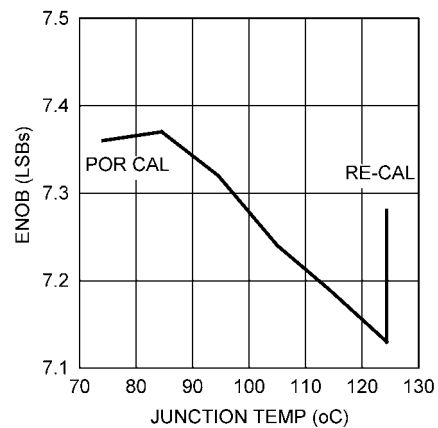


FIGURE 15. ENOB vs. Junction Temperature, 749MHz input

## 2.0 アプリケーション情報 (つづき)

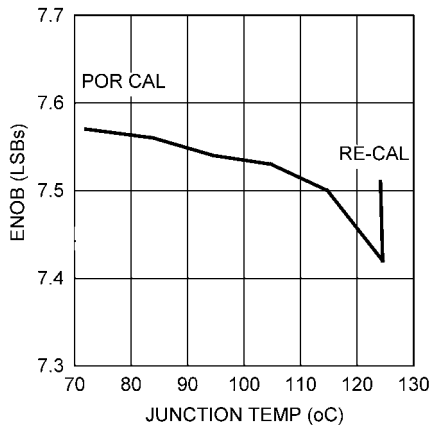


FIGURE 16. ENOB vs. Junction Temperature, 249MHz input

### 2.4.2.3 較正遅延

CalDly 入力 (127 ピン) を使用して、セクション 1.1.1 で述べたように、アプリケーションに電源が印加されてから較正が開始されるまでの時間差を 2 種類の遅延時間から選択します。較正遅延によって較正を実行する前に電源が安定する時間的な余裕が与えられます。遅延がない場合、あるいは遅延が十分ではない場合、電源が動作状態に安定しない前に較正が実行される可能性があり、最適化されていない較正係数が得られてしまいます。電源投入時に PD ピンを High に保持すると、PD ピンが Low になるまで較正遅延カウンタはディスエーブルされます。すなわち、電源オン時に PD ピンを High に保てば、電源投入時の較正サイクルの開始をさらに遅らせることが可能です。CalDly ピンの最適な設定は、電源の電圧セトリング時間によって異なります。

較正遅延は拡張制御モードでは選択できません。短時間遅延が適用されます。

### 2.4.3 出力エッジ同期

コンバータ出力データを外部回路でラッチできるように DCLK 信号が出力されています。出力データは DCLK 信号のいずれかのエッジに同期が可能です。すなわち、出力データの同期エッジは、出力データ・クロック (DCLK) の立ち上がりエッジまたは立ち下がりエッジのいずれかに設定することができ、外部の受信回路は DCLK 信号の対応するエッジを使って出力データをラッチします。

OutEdge (4 ピン) が High のとき、出力データは DCLK + (82 ピン) の立ち上がりエッジに同期 (変化) します。OutEdge が Low のとき、出力データは DCLK + の立ち下がりエッジに同期します。

ADC08D1000 が対応可能なきわめて高い周波数では、DCLK とデータ・ラインのわずかなトレース長の違いがデータ・キャプチャの成功あるいは失敗につながります。OutEdge ピンを使えば、アプリケーション回路とレイアウトに最も適した DCLK エッジでデータをキャプチャすることが可能になります。

### 2.4.4 LVDS 出力レベル制御

出力レベルは OutV (3 ピン) を使用して 2 種類のレベルから選択します。OutV を High にすると出力ドライバの駆動能力が強くなります。OutV を Low にすると出力ドライバの消費電力は抑えられますが出力レベルが低いのでノイズ耐性は低下します。

LVDS ライン長が短くノイズが小さなシステムでは、OutV 入力を Low にしても十分な性能が得られる可能性があります。LVDS ラ

インが長い ADC08D1000 が使われているシステムにノイズが多い場合、あるいはその両方に該当する場合は、OutV ピンを High にする必要があると考えられます。

### 2.4.5 デュアル・エッジ・サンプリング

デュアル・エッジ・サンプリング (DES) 機能にすると、2 系統の入力ペアのうちひとつが両方のコンバータ回路にルーティングされます。残りの入力ペアは使用されません。一方のコンバータが入力信号を入力クロック・エッジ (デューティ・サイクル補正済み) でサンプリングし、一方のコンバータが入力信号を反対の入力クロック・エッジ (デューティ・サイクル補正済み) でサンプリングします。その結果、サンプリング・レートが入力クロック周波数の 2 倍に相当する 1:4 のデマルチプレクス出力が得られます。

この機能を非拡張制御モードで使用する場合は 127 ピンをフローティングにします。"I" チャネルに与えられる信号が両方のコンバータで変換されます。較正遅延は短時間遅延のみが適用されます。

拡張制御モードではいずれかの入力をデュアル・エッジ・サンプリングに適用可能です。セクション 1.1.5.1 を参照してください。

重要:

- 1) 拡張制御モードの場合: 自動クロック位相制御機能をデュアル・エッジ・サンプリング・モードで使用する場合、A/D コンバータをパワーダウンから復帰させる前に自動位相制御を必ずディスエーブルしてください (DES イネーブル・レジスタ Dh のビット 14 を 0)。この処理を行わないとデバイスをパワーダウン・モードから復帰できなくなる可能性が生じます。
- 2) 非拡張制御モードの場合: DES モードで動作させる必要がある場合、ADC08D1000 をパワーオンするときに、127 ピン (CalDly/DES/SCS) をパワーオンの最初の時点からパワーオン・シーケンス後に Low にしてください。その後 127 ピンをフローティングにするか  $V_A/2$  の電圧に接続して DES モードに切り換えます。このような制御を行うことでデバイスは DES モードに確実に移行します。
- 3) 自動クロック位相制御は、クロックがいかなる理由により中断あるいは停止したときにもディスエーブルしなければなりません。この条件はクロック周波数を大きく変化させるときも該当します。
- 4) 自動 DES モードで A/D コンバータの較正が必要な場合、較正サイクルを実行する前にデバイスを通常モードに戻さなければなりません。較正が完了したらデバイスを自動 DES モードに戻して動作を再開させてください。

### 2.4.6 パワーダウン機能

パワーダウン・ピン (PD と PDQ) を制御することで、ADC08D1000 全体か、または "I" チャネルは動作を続けたままで "Q" チャネルのみがパワーダウンに移行します。パワーダウン機能の詳細はセクション 1.1.7 を参照してください。

該当するチャネルの PD ピンを High にすると、デジタルデータ (+/-) 出力ピンはハイ・インピーダンスになります。通常動作に復帰する場合、パイプラインは無意味な情報を保持しているため無効として扱わなければなりません。

較正処理の実行中に PD 入力を High にすると、デバイスは較正シーケンスが完了するまではパワーダウン・モードに移行しません。ただし、PD を High にした状態で電源を印加した場合は、PD 入力が Low になるまでデバイスは較正シーケンスを開始しません。デバイスのパワーダウン中にコマンドを使って較正シーケンスを要求した場合でも較正は開始されることはありません。すなわち、パワーダウン・モードでは較正コマンドは無視されます。

## 2.0 アプリケーション情報 (つづき)

### 2.5 デジタル出力

ADC08D1000はダイ上の2系統のコンバータの各データ出力を2組のLVDS出力バスにマルチプレクスして出力します(各コンバータに2組で合計で4組)。2系統のコンバータそれぞれで、CLK+の奇数番目の立ち上がりエッジから開始した連続変換の結果が2組のLVDSバスの片方から出力され、CLK+の偶数番目立ち上がりエッジから開始した連続変換の結果が他方のLVDSバスから出力されます。すなわち、各LVDSバスのワード・レートはADC08D1000の入力クロック・レートの半分になることを意味し、1GSPSの変換結果を得るには2組のバスをマルチプレクスしなければなりません。

このデバイスの最小推奨クロックレートは200MSPS(通常の非DESモード)なので、200MHz入力クロックを与えて2組のLVDSバスの片方の出力を使えば200MSPSデータは半分になり、実効サンプリング・レートを100MSPSに下げることができます。

すべてのLVDS出力を外部でラッチできるようにLVDSクロック・ペア(DCLK+/-)が出力されています。データがDCLKの立ち上がりまたは立ち下りのいずれで送出されるかは、セクション2.4.3で説明したように、OutEdgeピンのレベルで決まります。

DDR(ダブル・データレート)クロッキングも使用可能です。このモードではデータのワードはDCLKの両エッジで出力され、DCLK周波数は入力クロック周波数の1/4になります。詳細は「タイミング図」セクションを参照してください。

OutVピンはLVDS差動出力レベルの設定に使用します。セクション2.4.4を参照してください。

出力フォーマットはオフセット・バイナリです。したがって、 $V_{IN-}$ に対して $V_{IN+}$ が正の場合のフルスケール入力レベルの出力コードはすべて1となり、 $V_{IN-}$ に対して $V_{IN+}$ が正の場合のフルスケール入力レベルの出力コードはすべてゼロとなり、 $V_{IN+}$ と $V_{IN-}$ が等しい場合の出力コードは127か128になります。

### 2.6 電源の考慮事項

A/Dコンバータは、適切にバイパスされていないとデバイス自身の電源により性能を劣化させるような非常に大きなトランジェント電流が流れます。33 $\mu$ FのコンデンサをA/Dコンバータの電源ピンから2.5cm(1インチ)以内に配置してください。0.1 $\mu$ Fのコンデンサを各 $V_A$ ピンのそれぞれに、可能なら5mm以内のできるだけ近くに配置してください。リードレス・チップ・コンデンサは低リード・インダクタンスなので、望ましい選択です。

デジタル・ノイズがA/Dコンバータのアナログ回路部分に混入しないように、 $V_A$ と $V_{DR}$ 電源ピンは分離してください。共通の電源で両者を駆動する場合は、電源ラインの間にJW Miller社のFB20009-3Bのようなフェライト・チョークを挿入することを推奨します。

他の高速コンバータと同じくADC08D1000の電源除去性能は十分ではありません。大きなデジタル電力を消費するシステムでは、デジタル回路用に使用する電源をADC08D1000の電源として使用しないでください。A/Dコンバータ用に専用電源が存在しない場合は、他のアナログ回路用の電源を使用してください。

#### 2.6.1 電源電圧

ADC08D1000は1.9V $\pm$ 0.1Vの電源電圧範囲で動作するように規定されています。ADC08D1000はわずかに高い電源電圧でも動作しますが、高い電圧を与えると製品寿命を縮めてしまうので注意してください。

いかなるピンも、トランジェントによる変動時であっても、電源電圧以上やグラウンドから150mV以下になる電圧が印加されないようにしてください。これは回路に供給する電源とパワー・シャットダウン回路に依存する問題です。すべてのアナログおよびデジタル

入力にADC08D1000の電源ピンの電圧が立ち上がるより先速く立ち上がらない回路に設計されているかを確認してください。

電源投入時およびパワーダウン時も含めて、絶対最大定格には厳密に従わなければなりません。ターンオン時かターンオフ時、またはその両方で電圧スパイクを発生する電源は、ADC08D1000を破壊する可能性があります。電源オーバーシュートから保護する回路の一例をFigure 17に示します。

多くのリニア・レギュレータは、最小負荷が存在しないとパワーオン時に出力スパイクを発生します。アクティブなデバイスは電源電圧が数百mVに達するまではきわめてわずかな電流しか引き込みません。その結果、電源に最小負荷を接続しないでおくと、ADC08D1000を破壊し得るターンオン・スパイクが発生します。レギュレータに接続した100 $\Omega$ 抵抗がパワーオン時に最小出力電流を与え、ターンオン・スパイクの発生を防ぎます。

Figure 17に示す回路で入力電圧が4Vから5Vの範囲であればLM317リニア・レギュレータで十分です。3.3V電源を使用する場合はLM1086リニア・レギュレータを推奨します。

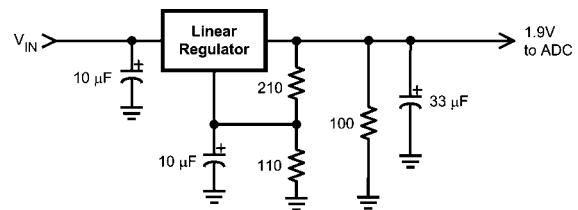


FIGURE 17. Non-Spiking Power Supply

出力ドライバは動作定格表記載の範囲にある電源電圧 $V_{DR}$ を必要とします。 $V_{DR}$ は電源電圧 $V_A$ を超えてはなりません。

入力クロック信号を与えない状態で電源を印加すると、デバイスが引き込む電流は200mA未満になることがあります。その理由は、ADC08D1000はクロックで動作するロジックでリセットされるためですが、その初期状態は不明です。リセット・ロジックが「ON」状態でパワーオンした場合、ほとんどのアナログ回路はパワーダウンとなって100mA未満の電流しか引き込みません。この電流値がパワーダウン・モードでの電流値より大きい理由は、A/Dコンバータのすべての回路がパワーダウンするわけではないからです。デバイス電流は正常な入力クロックが与えられると消費電力は通常値に戻ります。

#### 2.6.2 サーマル・マネジメント

ADC08D1000は、その動作速度のレベルとしてはきわめて小さな消費電力にて、特筆すべき高速性と高性能を達成しています。しかし、サーマル・マネジメントに注意を払う必要があるほど消費電流は大きな値を示します。信頼性の面からダイ温度は最高130に維持しなければなりません。すなわち、A/Dコンバータの消費電力と $J_A$ (接合部周囲熱抵抗)との積に $T_A$ (周囲温度)を加えた値が130を超えてはなりません。ただし、「動作定格」セクションで規定されているとおり、周囲温度の最高が+85以下に保たれれば問題にはなりません。

以下に露出パッド・デバイスをPCBに実装する一般的な推奨事項を示します。このガイドラインをPCBと製造工程の開発のスタートポイントと考えてください。パッケージ実装の過去の経験に基づいてプロセス開発を行うことを推奨します。

ADC08D1000のパッケージ裏面には露出パッドがあり、プリント回路板に対して重要な放熱経路を提供するとともに、電気的に優れたグラウンド経路を形成します。PCBにリードを実装するランド・パターン設計は従来のLQFPと同じですが、露出パッドはパッケージの熱をできる限り逃がし、また製品の性能を最高レベルに発揮させるようにボードに実装します。

## 2.0 アプリケーション情報 (つづき)

パッケージから熱をできるだけ逃がすには、パッケージのフットプリント内にサーマル・ランド・パターンを設けます。デバイスの露出パッドは、パッケージから適切な熱伝導が確保されるようにハンダ付けしなければなりません。この露出パッド用のランド・パターンは、パッケージの露出パッド・サイズ 5mm × 5mm より大きく、かつ、デバイスの露出パッド全体がそのサーマル・ランド・パターンに収まるように設計しなければなりません。サーマル・ランド・パターンは電氣的にグラウンドに接続します。露出パッド用ランド・パターンとパッケージ・ピンの実装パッドとの間には、0.5mm 以上のクリアランスを設けてください。

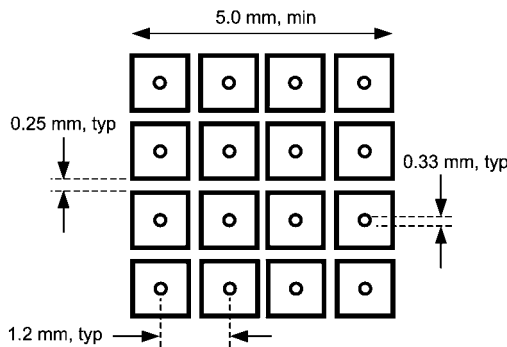


FIGURE 18. Recommended Package Land Pattern

大きなアパーチャはリリースが悪くなるため、Figure 18 に示すランド・パターンのように小さなアパーチャ配列に分割してください。

接合部温度をできるだけ下げするために単純なヒートシンクを PCB 上に形成してください。PCB の反対側の面におよそ 5cm 平方 (25cm<sup>2</sup>) の銅箔エリアを設ける方法などがあります。銅箔領域には腐食を防止するためにメッキまたはハンダ・コートが必要です。断熱効果のある絶縁コーティングは行わないでください。表面と裏面の銅箔領域どうしをサーマル・ビアで接続します。このサーマル・ビアは、「ヒートパイプ」として、ボードのデバイス面から効果的な放熱が期待できるボード裏面に熱エネルギーを伝えます。9 個から 16 個のサーマルビアを推奨します。

サーマル・ビアは 1.2mm の格子間隔で配置し、その直径は 0.30mm から 0.33mm とします。ハンダ・プロセス中にビア内に入ったハンダによって、パッケージ露出パッドと PCB のサーマル・ランドとの間にボイド (気泡) が生じないように、サーマル・ビア内側にはバレル・メッキを行ってください。このようなボイドはボード上のサーマル・ランドとデバイス間の熱抵抗を高めることがあり、デバイスの温度を上昇させてしまいます。

ダイ温度をモニタしたい場合はサーマル・ビア近くのボード上のヒートシンク領域に温度センサを実装します。この場合、温度センサと ADC08D1000 ダイの J<sub>1</sub>-PAD の差に消費電力の代表値を乗じた  $2.8 \times 1.6 = 4.5$  の誤差を許容する必要があります。ダイから温度センサまでの許容される温度低下をマージンを加えて 5.5 とすると、パッド温度の最大読み取り値を 124 以下に維持すれば、ADC08D1000 の露出パッドが適正にハンダ付けされサーマル・ビアが適切に設けられていると仮定した場合に、ダイ温度は 130 を超えることはありません (上述の計算には温度センサの不確かさを加える必要があります)。

## 2.7 レイアウトとグラウンド

適切なグラウンド処理とすべての信号ラインの適切な配線は、正確な変換を確保するには必須の条件です。アナログ領域とデジタル領域に分割したグラウンド層ではなく、単一のグラウンド層を使用してください。

デジタル信号のスイッチング・トランジェントには多くの高周波成分が含まれますが、グラウンド層全体の銅箔質量はロジックに起因するノイズにわずかな効果しか与えないことが、表皮効果理論から理解されます。グラウンド層の全重量より先全表面積のほうが重要となります。一般にノイズが多いデジタル回路部分とノイズに高感度なアナログ回路部分をカップリングすると性能低下を招き、両回路の分離とノイズ対策が困難になります。解決策はアナログ回路部分をデジタル回路部分から分離させることです。

アナログ信号部品に電源を供給するリニア部品または電源トレースまたは電源層の上または近くに、大電力を消費するデジタル部品を配置してはなりません。形成されるデジタルのリターン電流パスが、A/D コンバータのアナログ入力の「グラウンド」リターンに変動を与える可能性があり、変換結果に過度のノイズを誘引してしまいます。

一般に、アナログ・ラインとデジタル・ラインを 90° で交差させれば、アナログ・パスにデジタル・ノイズは混入しないものとして考えられます。しかし、ビデオ (高周波) システムでは、アナログ信号ラインとデジタル信号ラインの互いが交差する配線は避けなければなりません。入力クロック・ラインは、アナログ信号ラインやデジタル信号ラインなどすべてのその他のラインからアイソレートしてください。一般的に受け入れられている 90° でアナログ / デジタル信号ラインを互いに交差させる方法は、高周波でのちょっとしたカップリングによって問題が起こる可能性があるもので避けるべきです。高周波で最大限の性能は、まっすぐな信号経路に配線して得られます。

スプリアス信号が入力にカップリングするのを避けるために、アナログ入力は、ノイズの多い信号経路から十分にアイソレートしてください。ADC08D1000 が必要とする低電圧駆動では特に重要です。コンバータの入力とアナログ・グラウンドの間に接続される任意の外部回路 (例えば、フィルタ用のコンデンサ) は、アナログ・グラウンド帰路中の十分にクリーンな点に接続してください。すべてのアナログ回路 (入力アンプ、フィルタなど) は、他のあらゆるデジタル部品から離して配置してください。

## 2.8 ダイナミック特性

ADC08D1000 は AC テストされており、ダイナミック特性が保証されています。公表仕様を満たし、またジッタに起因するノイズを防ぐには、CLK 入力を駆動するクロック・ソースは低 rms ジッタでなければなりません。許容可能なジッタは、セクション 2.3 記載のとおり、入力周波数と入力信号レベルの関数です。

A/D コンバータのクロック・ラインは、できるだけ短く配線し、他の信号から適切に離し、かつ、伝送線路として取り扱うことが望まれます。クロック以外の信号がクロック信号に対してジッタの原因となる可能性があります。同様にクロック信号も、アナログ信号と適切に分離していない場合には、アナログ信号にノイズを与えることがあります。

最高のダイナミック性能はパッケージ裏面の露出パッドがグラウンドに適切に接続されている状態で得られます。その理由は、ダイからグラウンドへのパスの方がパッケージのグラウンド・ピンよりインピーダンスが低いからです。

## 2.0 アプリケーション情報 (つづき)

### 2.9 シリアル・インタフェースの使用法

ADC08D1000は非拡張制御モード(非シリアル・インタフェース)か拡張制御モードのいずれかで動作します。Table 6 ~ 7に、非拡張制御モードと拡張制御モードにおける3ピン、4ピン、14ピン、127ピンのそれぞれの機能をまとめてあります。

#### 2.9.1 非拡張制御モード動作

非拡張制御モードは、シリアル・インタフェースを有効にせず、制御可能なすべての機能はピン設定で制御するモードです。すなわち、フルスケール・レンジ、シングルエンドまたは差動入力と入力結合(ACまたはDC)は、すべてピン設定で選択します。非拡張制御モードを使用するには14ピンをフローティングではなくHighまたはLowに設定します。Table 6に非拡張制御モードにおけるADC08D1000のピン機能を示します。

**TABLE 6. Non-Extended Control Mode Operation (Pin 14 High or Low)**

Pin	Low	High	Floating
3	0.50 V <sub>P-P</sub> Output	0.70 V <sub>P-P</sub> Output	n/a
4	OutEdge = Neg	OutEdge = Pos	DDR
127	CalDly Low	CalDly High	DES
14	650 mV <sub>P-P</sub> input range	870 mV <sub>P-P</sub> input range	Extended Control Mode

非拡張制御モードでは3ピンはHighまたはLowのいずれにも設定することが可能です。ただし、このモードでは14ピンをフローティングにしてはなりません。詳細はセクション 1.2を参照してください。

非拡張制御モードでは4ピンは、HighまたはLow、あるいはフローティングのいずれにも設定可能です。このモードでは、4ピンのHighとLowは出力データ遷移のエッジを決定します。詳細はセクション 2.4.3を参照してください。このピンをフローティングで使用すると出力クロック(DCLK)はDDR(ダブル・データレート)クロックになり(セクション 1.1.5.3)、この場合データはDCLKの両エッジで出力されるため出力エッジの同期選択は意味がありません。

非拡張制御モードで127ピンをHighまたはLowにすると較正遅延が設定されます。127ピンをフローティングにすると較正遅延はこのピンをLowにしたときと同じになり、同時に、コンバータはデュアル・エッジ・サンプリング(DES)を行います。

**TABLE 7. Extended Control Mode Operation (Pin 14 Floating)**

Pin	Function
3	SCLK (Serial Clock)
4	SDATA (Serial Data)
127	$\overline{\text{SCS}}$ (Serial Interface Chip Select)

### 2.10 アプリケーション共通の注意事項

電源範囲を超えてアナログもしくはデジタル入力をドライブしないこと

デバイスの信頼性の観点から、どの入力にもグラウンドから150mV以上低い電圧、あるいは電源電位から150mV以上高い電圧を与えてはなりません。これらのリミットを信号の遷移時においても超過すると、性能低下あるいは誤動作を引き起こすだけでなく、デバイスの信頼性を損ねることがあります。高速デジタル回路では、グラウンド電位を下回るアンダーシュートが印加されることは珍しくありません。高速信号ラインのインピーダンスを管理するとともに、それらラインを特性インピーダンスで終端して、オーバーシュートを制御してください。

ADC08D1000の入力をオーバードライブしないように注意してください。このような過度の入力ドライブは、コンバータの誤差やデバイスの破損につながります。

**DC 結合モード時に不適切なアナログ入力コモンモード電圧を与えないこと**

セクション 1.1.4と2.2で説明したとおり、入力コモンモード電圧は、V<sub>CMO</sub>出力電圧の50mV以内に維持し、かつ温度変動に追従させなければなりません。入力コモンモード電圧がV<sub>CMO</sub>から50mV以上乖離すると歪み性能が低下します。

不適切なアンプを使ってアナログ入力をドライブしないこと  
多くの高速アンプはADC08D1000より歪みが大きく、システムの全体性能を悪化させてしまうため、ADC08D1000を駆動する高周波アンプの選定には注意が必要です。

**V<sub>BG</sub>ピンを駆動してリファレンス電圧を変更する**  
セクション 2.1に記載したとおり、リファレンス電圧は2種類のフルスケール値(650mV<sub>P-P</sub>と870mV<sub>P-P</sub>)を与えるために固定されています。このピンをオーバードライブしてもフルスケール値は変化しませんが、V<sub>BG</sub>ピンをV<sub>A</sub>に接続すると0.8VのLVDSコモンモード電圧は1.2Vに上がります。

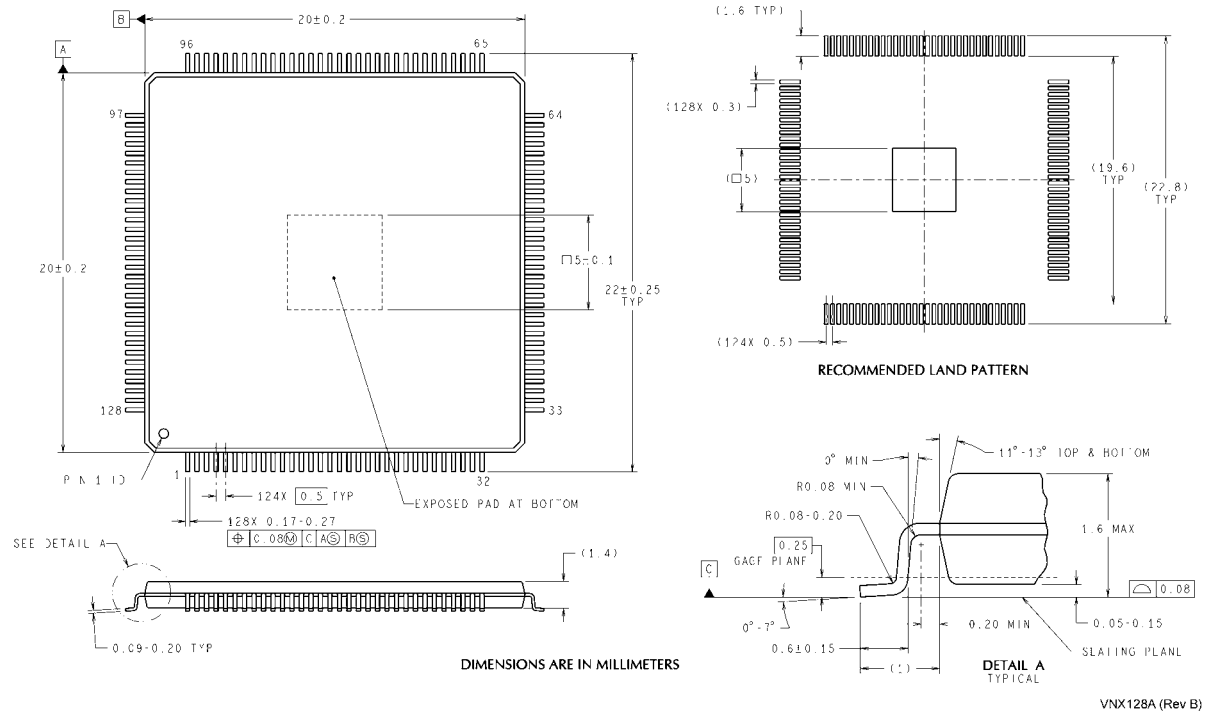
クロック入力を過度に高い信号レベルでドライブしないこと  
入力オフセットが変動する恐れがあるため、A/Dコンバータの入力クロックに「動作定格」に記載の値を超える電圧を与えてはなりません。

不適切な入力クロック・レベル  
セクション 2.3で説明したように、不十分な入力クロック・レベルは性能劣化につながります。過度の入力クロック・レベルは入力オフセットの増加を招きます。

過度のジッタを持ったクロック信号源を使用したり、異常に長いクロック信号経路や、他の信号がクロック信号経路にカップリングしてしまうレイアウトを使用しないこと  
この場合には、サンプリング間隔が変化し、過度の出力ノイズを発生し、かつS/N比の劣化を招きます。

放熱が適切に行われていない  
セクション 2.6.2で述べたように、デバイスの信頼性を確保するためには適切な放熱が不可欠です。適当なエアフローがボード上に形成する単純なヒートシンクで実現可能です。適切な性能を得るために裏面のパッドはグラウンドに接続してください。

外形寸法図 単位は millimeters



NOTE: 特記のない限り、JEDEC 登録 MS-026、VARIATION BFB を参照

**128-Lead Exposed Pad LQFP**  
**Order Number ADC08D1000CIYP**  
**NS Package Number VNX128A**

このドキュメントの内容はナショナル セミコンダクター 社製品の関連情報として提供されます。ナショナル セミコンダクター 社は、この発行物の内容の正確性または完全性について、いかなる表明または保証もいたしません。また、仕様と製品説明を予告なく変更する権利を有します。このドキュメントはいかなる知的財産権に対するライセンスも、明示的、黙示的、禁反言による惹起、またはその他を問わず、付与するものではありません。

試験や品質管理は、ナショナル セミコンダクター 社が自社の製品保証を維持するために必要と考える範囲に用いられます。政府が課す要件によって指定される場合を除き、各製品のすべてのパラメータの試験を必ずしも実施するわけではありません。ナショナル セミコンダクター 社は製品適用の援助や購入者の製品設計に対する義務は負いかねます。ナショナル セミコンダクター 社の部品を使用した製品および製品適用の責任は購入者にあります。ナショナル セミコンダクター 社の製品を用いたいかなる製品の使用または供給に先立ち、購入者は、適切な設計、試験、および動作上の安全手段を講じなければなりません。

それら製品の販売に関するナショナル セミコンダクター 社との取引条件で規定される場合を除き、ナショナル セミコンダクター 社は一切の義務を負わないものとし、また、ナショナル セミコンダクター 社の製品の販売が使用、またはその両方に関連する特定の目的への適合性、商品の機能性、ないしは特許、著作権、または他の知的財産権の侵害に関連した義務または保証を含むいかなる表明または黙示的保証も行いません。

**生命維持装置への使用について**

ナショナル セミコンダクター 社の製品は、ナショナル セミコンダクター 社の最高経営責任者 (CEO) および法務部門 (GENERAL COUNSEL) の事前の書面による承諾がない限り、生命維持装置または生命維持システム内のきわめて重要な部品に使用することは認められていません。

ここで、生命維持装置またはシステムとは (a) 体内に外科的に使用されることを意図されたもの、または (b) 生命を維持あるいは支持するものをいい、ラベルにより表示される使用方法に従って適切に使用された場合に、これの不具合が使用者に身体的障害を与えると予想されるものをいいます。重要な部品とは、生命維持にかかわる装置またはシステム内のすべての部品をいい、これの不具合が生命維持用の装置またはシステムの不具合の原因となりそれらの安全性や機能に影響を及ぼすことが予想されるものをいいます。

National Semiconductor とナショナル セミコンダクター のロゴはナショナル セミコンダクター コーポレーションの登録商標です。その他のブランドや製品名は各権利所有者の商標または登録商標です。

Copyright © 2007 National Semiconductor Corporation  
 製品の最新情報については [www.national.com](http://www.national.com) をご覧ください。

**ナショナル セミコンダクター ジャパン株式会社**

本社 / 〒 135-0042 東京都江東区木場 2-17-16      TEL.(03)5639-7300

技術資料 (日本語 / 英語) はホームページより入手可能です。

[www.national.com/jpn/](http://www.national.com/jpn/)



# ご注意

日本テキサス・インスツルメンツ株式会社（以下TIJといいます）及びTexas Instruments Incorporated（TIJの親会社、以下TIJないしTexas Instruments Incorporatedを総称してTIといいます）は、その製品及びサービスを任意に修正し、改善、改良、その他の変更をし、もしくは製品の製造中止またはサービスの提供を中止する権利を留保します。従いまして、お客様は、発注される前に、関連する最新の情報を取得して頂き、その情報が現在有効かつ完全なものであるかどうかをご確認下さい。全ての製品は、お客様とTIJとの間取引契約が締結されている場合は、当該契約条件に基づき、また当該取引契約が締結されていない場合は、ご注文の受諾の際に提示されるTIJの標準販売契約約款に従って販売されます。

TIは、そのハードウェア製品が、TIの標準保証条件に従い販売時の仕様に対応した性能を有していること、またはお客様とTIJとの間で合意された保証条件に従い合意された仕様に対応した性能を有していることを保証します。検査およびその他の品質管理技法は、TIが当該保証を支援するのに必要とみなす範囲で行なわれております。各デバイスの全てのパラメーターに関する固有の検査は、政府がそれ等の実行を義務づけている場合を除き、必ずしも行なわれておりません。

TIは、製品のアプリケーションに関する支援もしくはお客様の製品の設計について責任を負うことはありません。TI製部品を使用しているお客様の製品及びそのアプリケーションについての責任はお客様にあります。TI製部品を使用したお客様の製品及びアプリケーションについて想定される危険を最小のものとするため、適切な設計上および操作上の安全対策は、必ずお客様にてお取り下さい。

TIは、TIの製品もしくはサービスが使用されている組み合わせ、機械装置、もしくは方法に関連しているTIの特許権、著作権、回路配置利用権、その他のTIの知的財産権に基づいて何らかのライセンスを許諾するということは明示的にも黙示的にも保証も表明もしていません。TIが第三者の製品もしくはサービスについて情報を提供することは、TIが当該製品もしくはサービスを使用することについてライセンスを与えたり、保証もしくは是認するということを意味しません。そのような情報を使用するには第三者の特許その他の知的財産権に基づき当該第三者からライセンスを得なければならない場合もあり、またTIの特許その他の知的財産権に基づきTIからライセンスを得て頂かなければならない場合もあります。

TIのデータ・ブックもしくはデータ・シートの中にある情報を複製することは、その情報に一切の変更を加えること無く、かつその情報と結び付けられた全ての保証、条件、制限及び通知と共に複製がなされる限りにおいて許されるものとします。当該情報に変更を加えて複製することは不正で誤認を生じさせる行為です。TIは、そのような変更された情報や複製については何の義務も責任も負いません。

TIの製品もしくはサービスについてTIにより示された数値、特性、条件その他のパラメーターと異なる、あるいは、それを超えてなされた説明で当該TI製品もしくはサービスを再販売することは、当該TI製品もしくはサービスに対する全ての明示的保証、及び何らかの黙示的保証を無効にし、かつ不正で誤認を生じさせる行為です。TIは、そのような説明については何の義務も責任もありません。

TIは、TIの製品が、安全でないことが致命的となる用途ないしアプリケーション（例えば、生命維持装置のように、TI製品に不良があった場合に、その不良により相当な確率で死傷等の重篤な事故が発生するようなもの）に使用されることを認めておりません。但し、お客様とTIの双方の権限有る役員が書面でそのような使用について明確に合意した場合は除きます。たとえTIがアプリケーションに関連した情報やサポートを提供したとしても、お客様は、そのようなアプリケーションの安全面及び規制面から見た諸問題を解決するために必要とされる専門的知識及び技術を持ち、かつ、お客様の製品について、またTI製品をそのような安全でないことが致命的となる用途に使用することについて、お客様が全ての法的責任、規制を遵守する責任、及び安全に関する要求事項を満足させる責任を負っていることを認め、かつそのことに同意します。さらに、もし万一、TIの製品がそのような安全でないことが致命的となる用途に使用されたことによって損害が発生し、TIないしその代表者がその損害を賠償した場合は、お客様がTIないしその代表者にその全額の補償をするものとします。

TI製品は、軍事的用途もしくは宇宙航空アプリケーションないし軍事的環境、航空宇宙環境にて使用されるようには設計もされていませんし、使用されることを意図されていません。但し、当該TI製品が、軍需対応グレード品、若しくは「強化プラスチック」製品としてTIが特別に指定した製品である場合は除きます。TIが軍需対応グレード品として指定した製品のみが軍需品の仕様書に合致いたします。お客様は、TIが軍需対応グレード品として指定していない製品を、軍事的用途もしくは軍事的環境下で使用することは、もっぱらお客様の危険負担においてなされるということ、及び、お客様がもっぱら責任をもって、そのような使用に関して必要とされる全ての法的要求事項及び規制上の要求事項を満足させなければならないことを認め、かつ同意します。

TI製品は、自動車用アプリケーションないし自動車の環境において使用されるようには設計されていませんし、また使用されることを意図されていません。但し、TIがISO/TS 16949の要求事項を満たしていると特別に指定したTI製品は除きます。お客様は、お客様が当該TI指定品以外のTI製品を自動車用アプリケーションに使用しても、TIは当該要求事項を満たしていなかったことについて、いかなる責任も負わないことを認め、かつ同意します。

Copyright © 2011, Texas Instruments Incorporated  
日本語版 日本テキサス・インスツルメンツ株式会社

## 弊社半導体製品の取り扱い・保管について

半導体製品は、取り扱い、保管・輸送環境、基板実装条件によっては、お客様での実装前後に破壊/劣化、または故障を起こすことがあります。

弊社半導体製品のお取り扱い、ご使用にあたっては下記の点を遵守して下さい。

### 1. 静電気

- 素手で半導体製品単体を触らないこと。どうしても触る必要がある場合は、リストストラップ等で人体からアースをとり、導電性手袋等をして取り扱うこと。
- 弊社出荷梱包単位（外装から取り出された内装及び個装）又は製品単品で取り扱いを行う場合は、接地された導電性のテーブル上で（導電性マットにアースをとったもの等）、アースをした作業者が行うこと。また、コンテナ等も、導電性のものを使うこと。
- マウンタやはんだ付け設備等、半導体の実装に関わる全ての装置類は、静電気の帯電を防止する措置を施すこと。
- 前記のリストストラップ・導電性手袋・テーブル表面及び実装装置類の接地等の静電気帯電防止措置は、常に管理されその機能が確認されていること。

### 2. 温・湿度環境

- 温度：0～40℃、相対湿度：40～85%で保管・輸送及び取り扱いを行うこと。（但し、結露しないこと。）

- 直射日光が当たる状態で保管・輸送しないこと。
3. 防湿梱包
    - 防湿梱包品は、開封後は個別推奨保管環境及び期間に従い基板実装すること。
  4. 機械的衝撃
    - 梱包品（外装、内装、個装）及び製品単品を落下させたり、衝撃を与えないこと。
  5. 熱衝撃
    - はんだ付け時は、最低限260℃以上の高温状態に、10秒以上さらさないこと。（個別推奨条件がある時はそれに従うこと。）
  6. 汚染
    - はんだ付け性を損なう、又はアルミ配線腐食の原因となるような汚染物質（硫黄、塩素等ハロゲン）のある環境で保管・輸送しないこと。
    - はんだ付け後は十分にフラックスの洗浄を行うこと。（不純物含有率が一定以下に保証された無洗浄タイプのフラックスは除く。）

以上