

特長

- サンプル・レート：800ksps
- 消費電力：80mW
- ナイキスト入力周波数にて72.5dBのS/(N + D)および86dBのTHD
- パイプライン遅延なし
- ナップ(4mW)およびスリープ(10μW)シャットダウン・モード
- 内部リファレンス(15ppm/)または外部リファレンスで動作
- 真の差動入力により同相ノイズを除去
- 20MHzのフルパワー帯域幅サンプリング
- ±2.5Vのバイポーラ入力範囲
- 28ピン広型SOおよびSSOPパッケージ

アプリケーション

- テレコム
- デジタル信号処理
- 多チャンネル・データ収集システム
- 高速データ収集
- スペクトラム分析
- イメージング・システム

LTC、LTC、LTはリアテクノロジー社の登録商標です。

概要

LTC[®]1409は1μs、800kspsサンプリング12ビットA/Dコンバータです。±5V電源で動作し、消費電力はわずか80mWです。このデバイスは使いやすく、広いダイナミック・レンジをもつサンプル・ホールド、高精度リファレンスを備えています。2つのデジタル的に選択可能なパワー・シャットダウン・モードがあり、低消費電力システムに柔軟性を提供します。

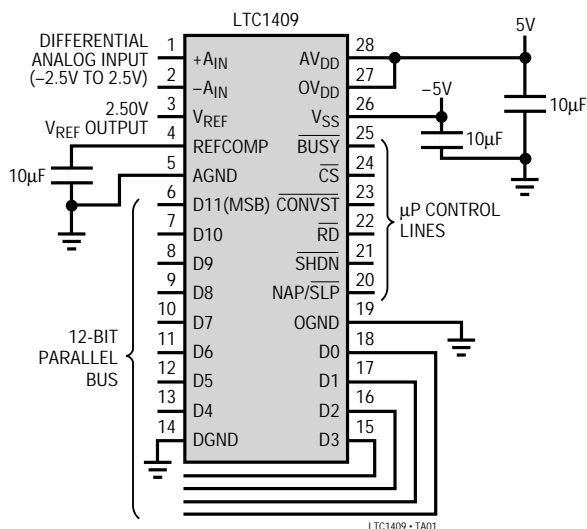
LTC1409のフルスケール入力範囲は±2.5Vです。DCスペックの最大値には、全温度範囲での±1LSBのINLと±1LSBのDNLが含まれます。400kHzのナイキスト入力周波数での72.5dB S/(N + D)など、卓越したAC性能を実現しています。

独自の差動入力サンプル・ホールドにより、20MHz帯域幅までシングルエンドまたは差動入力信号を得ることができます。また、60dBの同相除去を実現しているため、ユーザはソースから差動で信号を測定することにより、グラウンド・ループと同相ノイズを除去できます。

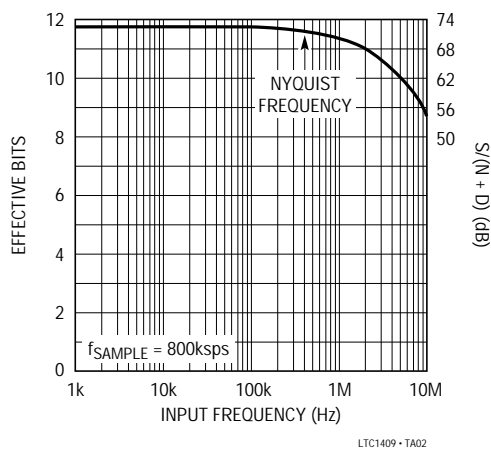
このADCはμPコンパチブルの12ビット・パラレル出力ポートを備えています。変換結果にはパイプライン遅延はありません。変換スタート入力とデータ・レディ信号(BUSY)が独立しているため、FIFO、DSP、マイクロプロセッサに容易に接続できます。デジタル出力ドライバ電源ピンにより、3Vロジックに直結可能です。

標準的応用例

800kHz、12ビット・サンプリングA/Dコンバータ



有効ビット数および信号対(ノイズ+歪み)と入力周波数



LTC1409

絶対最大定格

$AV_{DD} = OV_{DD} = V_{DD}$ (Notes 1, 2)

電源電圧 (V_{DD})	6V
負電源電圧 (V_{SS})	-6V
全電源電圧 (V_{DD} から V_{SS})	12V
アナログ入力電圧	
(Note 3)	$V_{SS} - 0.3V \sim V_{DD} + 0.3V$
デジタル入力電圧 (Note 4)	$V_{SS} - 0.3V \sim 10V$
デジタル出力電圧	$V_{SS} - 0.3V \sim V_{DD} + 0.3V$
消費電力	500mW
動作温度範囲	
LTC1409C	0 ~ 70
LTC1409I	-40 ~ 85
保存温度範囲	-65 ~ 150
リード温度 (半田付け、10秒)	300

パッケージ/発注情報

TOP VIEW		ORDER PART NUMBER
+A _{IN} [1]	28 AV _{DD}	LTC1409CG LTC1409CSW LTC1409IG LTC1409ISW
-A _{IN} [2]	27 OV _{DD}	
V _{REF} [3]	26 V _{SS}	
REFCOMP [4]	25 \overline{BUSY}	
AGND [5]	24 \overline{CS}	
D11 (MSB) [6]	23 CONVST	
D10 [7]	22 RD	
D9 [8]	21 SHDN	
D8 [9]	20 NAP/SLP	
D7 [10]	19 OGND	
D6 [11]	18 D0	
D5 [12]	17 D1	
D4 [13]	16 D2	
DGND [14]	15 D3	
G PACKAGE 28-LEAD PLASTIC SO SW PACKAGE 28-LEAD PLASTIC SO WIDE $T_{JMAX} = 110^{\circ}C, \theta_{JA} = 95^{\circ}C/W$ (G) $T_{JMAX} = 110^{\circ}C, \theta_{JA} = 130^{\circ}C/W$ (SW)		

ミリタリ・グレードに関してはお問い合わせください。

コンバータ特性 内部リファレンス使用 (Note 5, 6)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Resolution (No Missing Codes)	●	12			Bits
Integral Linearity Error	(Note 7) ●		±0.3	±1	LSB
Differential Linearity Error	●		±0.3	±1	LSB
Offset Error	(Note 8) ●		±2	±6 ±8	LSB LSB
Full-Scale Error				±15	LSB
Full-Scale Tempco	$I_{OUT(REF)} = 0$ ●		±15		ppm/°C

アナログ入力 (Note 5)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{IN}	Analog Input Range (Note 9)	$4.75V \leq V_{DD} \leq 5.25V, -5.25V \leq V_{SS} \leq -4.75V$	●	±2.5		V
I_{IN}	Analog Input Leakage Current	$\overline{CS} = \text{High}$	●		±1	μA
C_{IN}	Analog Input Capacitance	Between Conversions During Conversions		17 5		pF pF
t_{ACQ}	Sample-and-Hold Acquisition Time		●	50	150	ns
t_{AP}	Sample-and-Hold Aperture Delay Time			-1.5		ns
t_{jitter}	Sample-and-Hold Aperture Delay Time Jitter			5		pSRMS
CMRR	Analog Input Common Mode Rejection Ratio	$-2.5V < (-A_{IN} = +A_{IN}) < 2.5V$		60		dB

ダイナミック精度 (Note 5)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
S/(N + D)	Signal-to-Noise Plus Distortion Ratio	100kHz Input Signal (Note 12)	●	70	73.0		dB
		400kHz Input Signal (Note 12)	●	68	72.5		dB
THD	Total Harmonic Distortion	100kHz Input Signal, First Five Harmonics	●		-90		dB
		400kHz Input Signal, First Five Harmonics	●		-86	-74	dB
	Peak Harmonic or Spurious Noise	400kHz Input Signal	●		-90	-74	dB
IMD	Intermodulation Distortion	$f_{IN1} = 29.37\text{kHz}$, $f_{IN2} = 32.446\text{kHz}$			-84		dB
		Full Power Bandwidth			15		MHz
		Full Linear Bandwidth	$S/(N + D) \geq 68\text{dB}$			1.6	

内部リファレンス特性 (Note 5)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{REF} Output Voltage	$I_{OUT} = 0$	2.480	2.500	2.520	V
V_{REF} Output Tempco	$I_{OUT} = 0$		± 15		ppm/ $^{\circ}\text{C}$
V_{REF} Line Regulation	$4.75\text{V} \leq V_{DD} \leq 5.25\text{V}$ $-5.25\text{V} \leq V_{SS} \leq -4.75\text{V}$		0.01		LSB/V
			0.01		LSB/V
V_{REF} Output Resistance	$-0.1\text{mA} \leq I_{OUT} \leq 0.1\text{mA}$		4		k Ω
REFCOMP Output Voltage	$I_{OUT} = 0$		4.06		V

デジタル入力とデジタル出力 (Note 5)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{IH}	High Level Input Voltage	$V_{DD} = 5.25\text{V}$	●	2.4		V
V_{IL}	Low Level Input Voltage	$V_{DD} = 4.75\text{V}$	●		0.8	V
I_{IN}	Digital Input Current	$V_{IN} = 0\text{V}$ to V_{DD}	●		± 10	μA
C_{IN}	Digital Input Capacitance			5		pF
V_{OH}	High Level Output Voltage	$V_{DD} = 4.75\text{V}$ $I_O = -10\mu\text{A}$	●	4.0	4.5	V
		$I_O = -200\mu\text{A}$	●			V
V_{OL}	Low Level Output Voltage	$V_{DD} = 4.75\text{V}$ $I_O = 160\mu\text{A}$	●	0.05		V
		$I_O = 1.6\text{mA}$	●	0.10	0.4	V
I_{OZ}	High-Z Output Leakage D11 to D0	$V_{OUT} = 0\text{V}$ to V_{DD} , $\overline{\text{CS}}$ High	●		± 10	μA
C_{OZ}	High-Z Output Capacitance D11 to D0	$\overline{\text{CS}}$ High (Note 9)	●		15	pF
I_{SOURCE}	Output Source Current	$V_{OUT} = 0\text{V}$		-10		mA
I_{SINK}	Output Sink Current	$V_{OUT} = V_{DD}$		10		mA

電源要求条件 (Note 5)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
V_{DD}	Positive Supply Voltage	(Notes 10, 11)		4.75	5.25	V	
V_{SS}	Negative Supply Voltage	(Note 10)		-4.75	-5.25	V	
I_{DD}	Positive Supply Current	$\overline{\text{CS}}$ High	●		6.0	9.0	mA
		Nap Mode $\overline{\text{CONVST}} = \overline{\text{CS}} = \overline{\text{RD}} = \overline{\text{SHDN}} = 0\text{V}$, $\text{NAP}/\overline{\text{SLP}} = 5\text{V}$			0.8	1.2	mA
		Sleep Mode $\overline{\text{CONVST}} = \overline{\text{CS}} = \overline{\text{RD}} = \overline{\text{SHDN}} = 0\text{V}$, $\text{NAP}/\overline{\text{SLP}} = 0\text{V}$			1.0		μA

電源要求条件 (Note 5)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
I _{SS}	Negative Supply Current Nap Mode Sleep Mode	\overline{CS} High	●	10	15	mA
		$\overline{CONVST} = \overline{CS} = \overline{RD} = \overline{SHDN} = 0V, \overline{NAP/SLP} = 5V$		10		μA
		$\overline{CONVST} = \overline{CS} = \overline{RD} = \overline{SHDN} = 0V, \overline{NAP/SLP} = 0V$		1		μA
P _{DISS}	Power Dissipation Nap Mode Sleep Mode	$\overline{CONVST} = \overline{CS} = \overline{RD} = \overline{SHDN} = 0V, \overline{NAP/SLP} = 5V$	●	80	120	mW
		$\overline{CONVST} = \overline{CS} = \overline{RD} = \overline{SHDN} = 0V, \overline{NAP/SLP} = 5V$		3.8	6	mW
		$\overline{CONVST} = \overline{CS} = \overline{RD} = \overline{SHDN} = 0V, \overline{NAP/SLP} = 0V$		0.01		mW

タイミング特性 (Note 5)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
f _{SAMPLE(MAX)}	Maximum Sampling Frequency		●	800		kHz
t _{CONV}	Conversion Time		●	900	1250	ns
t _{ACQ}	Acquisition Time		●		150	ns
t ₁	\overline{CS} to \overline{RD} Setup Time	(Notes 9, 10)	●	0		ns
t ₂	$\overline{CS}\downarrow$ to $\overline{CONVST}\downarrow$ Setup Time	(Notes 9, 10)	●	10		ns
t ₃	$\overline{NAP/SLP}\downarrow$ to $\overline{SHDN}\downarrow$ Setup Time	(Notes 9, 10)	●	10		ns
t ₄	$\overline{SHDN}\uparrow$ to $\overline{CONVST}\downarrow$ Wake-Up Time	(Note 10)		200		ns
t ₅	\overline{CONVST} Low Time	(Notes 10, 11)	●	50		ns
t ₆	\overline{CONVST} to \overline{BUSY} Delay	C _L = 25pF	●	10		ns
			●		60	ns
t ₇	Data Ready Before $\overline{BUSY}\uparrow$		●	20	35	ns
			●	15		ns
t ₈	Delay Between Conversions	(Note 10)	●	40		ns
t ₉	Wait Time $\overline{RD}\downarrow$ After $\overline{BUSY}\uparrow$		●	-5		ns
t ₁₀	Data Access Time After $\overline{RD}\downarrow$	C _L = 25pF	●	15	35	ns
			●		45	ns
			●	20	45	ns
t ₁₁	Bus Relinquish Time	0°C ≤ T _A ≤ 70°C -40°C ≤ T _A ≤ 85°C	●	8	30	ns
			●		35	ns
			●		40	ns
t ₁₂	\overline{RD} Low Time		●	t ₁₀		ns
t ₁₃	\overline{CONVST} High Time		●	50		ns
t ₁₄	Aperture Delay of Sample-and-Hold			-1.5		ns

は全動作温度範囲の規格値を意味する。その他すべてのリミット値と標準値はT_A = 25。

Note 1: 絶対最大定格はそれを超えるとデバイスの寿命に影響を及ぼす値。

Note 2: すべての電圧値は、(注記がない限り) DGNDとAGNDが連結されたグラウンドを基準とする。

Note 3: これらのピン電圧をV_{SS}より低くするか、V_{DD}より高くすると、内部ダイオードによってクランプされる。この製品はV_{SS}より低い、またはV_{DD}より高い電圧を加えてもラッチアップを起こさずに100mA以上の入力電流を処理することができる。

Note 4: これらのピン電圧をV_{SS}より低くすると、内部ダイオードでクランプされる。この製品はV_{SS}より低い電圧を加えても、ラッチアップを起こさずに100mA以上の入力電流を処理することができる。これらのピンはV_{DD}にクランプされない。

Note 5: 注記がない限り、V_{DD} = 5V、f_{SAMPLE} = 800kHz、t_r = t_f = 5ns

Note 6: 直線性、オフセット、およびフルスケール仕様は、-A_{IN}を接地した状態のシングルエンド+A_{IN}入力に適用される。

Note 7: 積分非直線性は伝達曲線の実際のエンドポイントを通過する直線からのコードの偏差として定義される。偏差は量子化幅の中心から測定される。

Note 8: バイポーラ・オフセットは、出力コードが0000 0000 0000と1111 1111 1111の間で変化するとき、-0.5LSBから測定したオフセット電圧。

Note 9: 設計で保証されているが、テストされていない。

Note 10: 推奨動作条件。

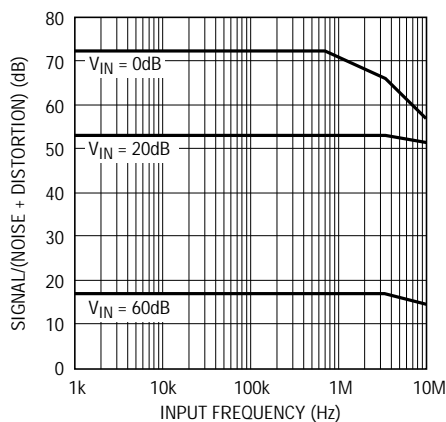
タイミング特性

Note 11: CONVSTの立下り信号で変換が開始される。変換中にビット決定点で CONVSTが“H”に戻ると、わずかな誤差が生じる可能性がある。最良の結果を得るために、変換開始からまたはBUSYが立ち上ってから650ns以内に CONVSTが“H”に戻る必要がある。

Note 12: SN比(SNR)は100kHzで測定され、歪みは400kHzで測定される。これらの結果は信号対ノイズ(SINAD)を計算するために使用される。

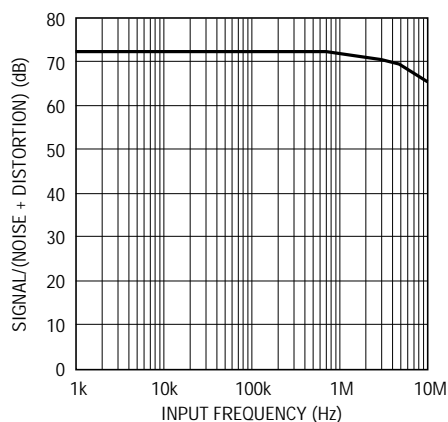
標準的性能特性

S/(N+D)と入力周波数 および振幅



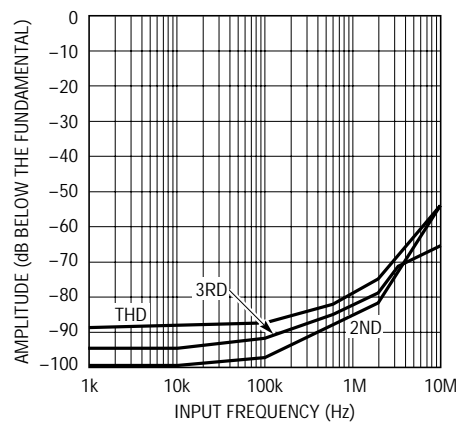
LTC1409 • TPC01

SN比と入力周波数



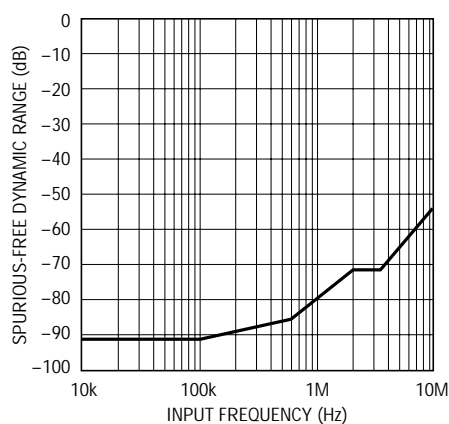
LTC1409 • TPC02

歪みと入力周波数



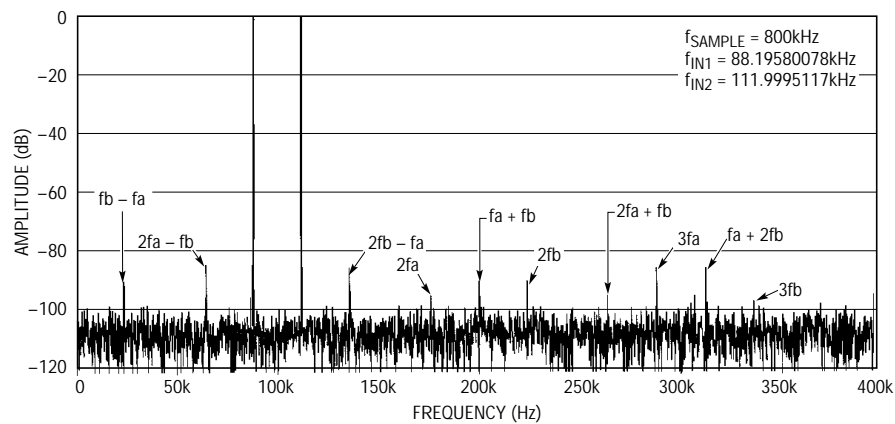
LTC1409 • TPC03

スプリアス無しダイナミックレンジと入力周波数



LTC1409 • TPC04

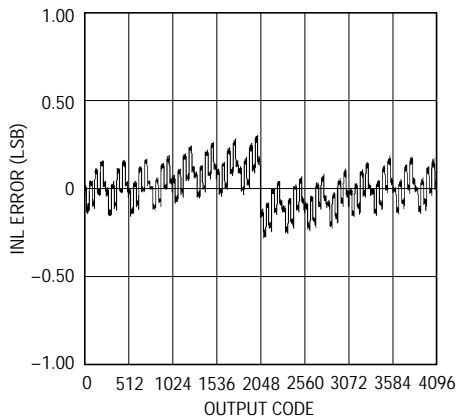
混変調歪みプロット



LTC1409 • TPC05

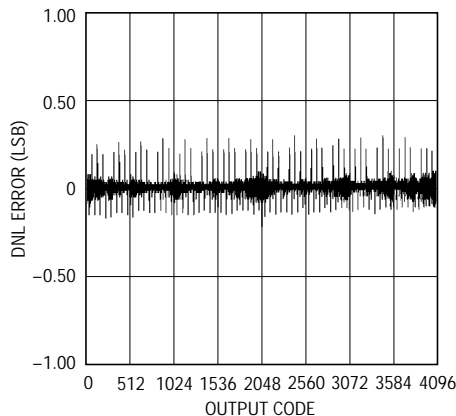
標準的性能特性

積分非直線性と出力コード

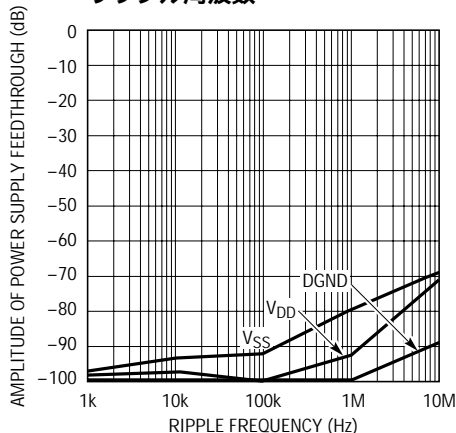


LT1409 - TPC07

微分非直線性と出力コード

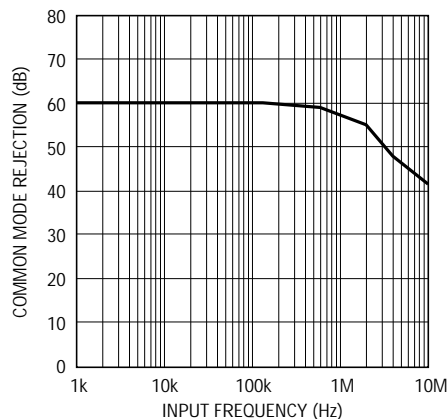


LT1409 - TPC06

電源フィードスルーと
リップル周波数

LTC1409 - TPC08

入力同相除去と入力周波数



LT1409 - TPC09

ピン機能

+ A_{IN} (ピン1): 正のアナログ入力、 $\pm 2.5V$ 。

- A_{IN} (ピン2): 負のアナログ入力、 $\pm 2.5V$ 。

V_{REF} (ピン3): 2.50Vリファレンス出力。

REFCOMP (ピン4): 4.06Vリファレンス出力。10 μF タンタル・コンデンサと0.1 μF または10 μF セラミック・コンデンサを並列に接続してAGNDにバイパスします。

AGND (ピン5): アナログ・グラウンド。

D11からD4 (ピン6から13): スリーステート・データ出力。

DGND (ピン14): 内部ロジック用デジタル・グラウンド。AGNDに接続。

D3からD0 (ピン15から18): スリーステート・データ出力。

OGND (ピン19): 出力ドライバ用デジタル・グラウンド。AGNDに接続。

$\overline{NAP}/\overline{SLR}$ (ピン20): パワー・シャットダウン・モード。 \overline{SHDN} ピンで起動するモードを選択します。“L”でスリープ・モードに、“H”で高速ウェイクアップのナップ・モードに入ります。

\overline{SHDN} (ピン21): シャットダウン入力。“L”のとき、 $\overline{NAP}/\overline{SLP}$ ピンによって選択されるシャットダウン・モードを起動します。

\overline{RD} (ピン22): READ入力。 \overline{CS} が“L”のときに出力ドライバをイネーブします。

ピン機能

$\overline{\text{CONVST}}$ (ピン23): 変換開始信号。このアクティブ“L”信号の立下りエッジで変換を開始します。

$\overline{\text{CS}}$ (ピン24): チップ・セレクト。この入力、ADCが $\overline{\text{CONVST}}$ および $\overline{\text{RD}}$ 入力を認識するには“L”でなければなりません。

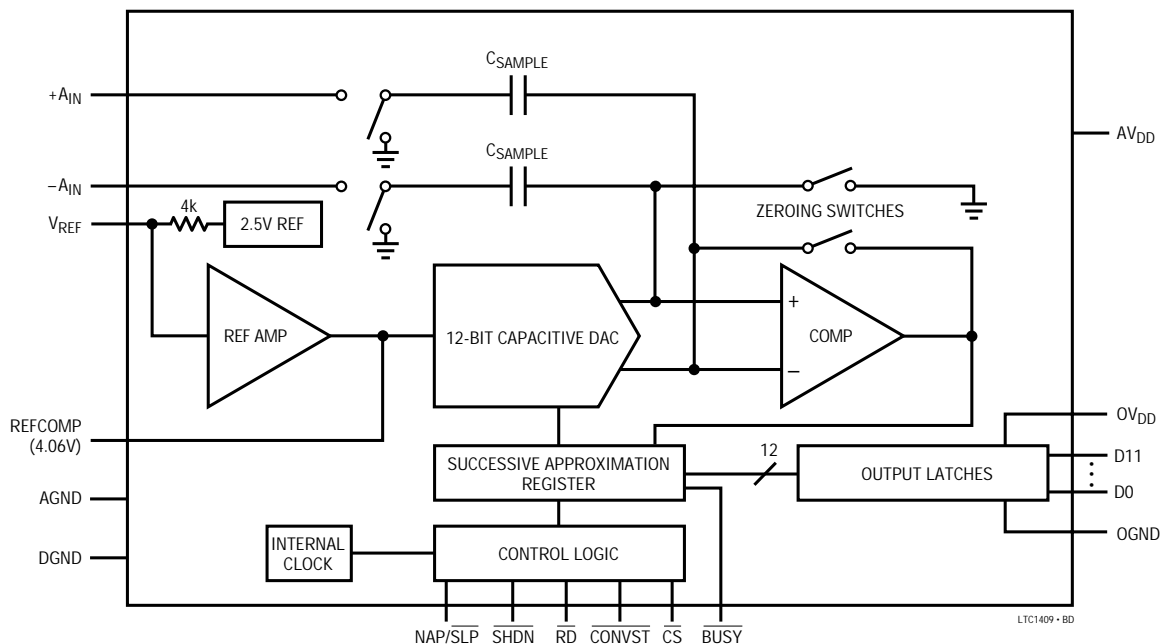
$\overline{\text{BUSY}}$ (ピン25): $\overline{\text{BUSY}}$ 出力はコンバータのステータスを示します。変換を実行中のときには“L”になります。 $\overline{\text{BUSY}}$ の立上りエッジでデータが有効になります。

V_{SS} (ピン26): -5V負電源。10 μF タンタル・コンデンサと0.1 μF セラミック・コンデンサを並列に接続して、AGNDにバイパスします。

OV_{DD} (ピン27): 出力ドライバ用正電源。5Vロジックの場合はピン28に短絡します。3Vロジックの場合は、ドライブされているロジックの電源に短絡します。

AV_{DD} (ピン28): 5V正電源。10 μF タンタル・コンデンサと0.1 μF または10 μF セラミック・コンデンサを並列に接続してAGNDにバイパスします。

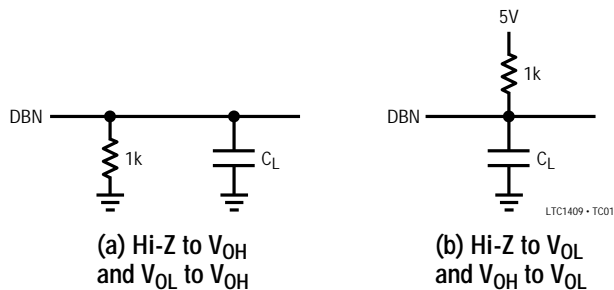
機能ブロック図



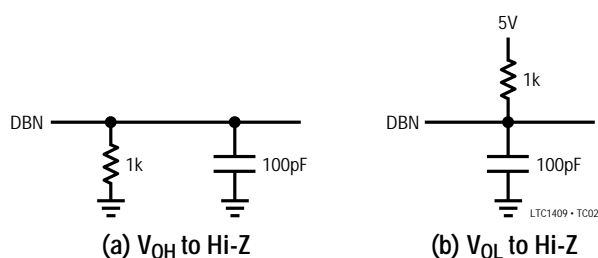
6

テスト回路

アクセス・タイミングの負荷回路



バス放棄時間の負荷回路



アプリケーション情報

変換の詳細説明

LTC1409は、逐次比較アルゴリズムと内部サンプル&ホールド回路を使用して、アナログ信号を12ビットの平行出力に変換します。このADCは高精度リファレンスと内部クロックを備えています。コントロール・ロジックにより、簡単にマイクロプロセッサやDSPにインタフェースすることができます(データ・フォーマットについては、デジタル・インタフェースのセクションを参照してください)。

変換開始は、 \overline{CS} および \overline{CONVST} 入力でコントロールされます。変換が開始すると、逐次比較レジスタ(SAR)がリセットされます。一度変換サイクルが始まると、再スタートすることはできません。

変換中は、内部の差動12ビット容量性DAC出力が、SARによって最上位ビット(MSB)から最下位ビット(LSB)にシーケンスされます。図1を参照すると、 $+A_{IN}$ および $-A_{IN}$ 入力はアキュイジション・フェーズ中にサンプル&ホールド・コンデンサ(C_{SAMPLE})に接続され、コンパレータ・オフセットはゼロ調整スイッチによってゼロになります。このアキュイジション・フェーズでは、150nsの最小遅延時間により、サンプル&ホールド・コンデンサがアナログ入力を収集するのに十分な時間を与えます。変換フェーズ中は、コンパレータのゼロ調整スイッチがオープンして、コンパレータを比較モードにします。入力スイッチは C_{SAMPLE} コンデンサをグランドにスイッチして、アナログ入力電荷をコンパレータの加算点に送ります。この入力電荷は、差動容量性DACから

供給されるバイナリ・ウェイト電荷と逐次比較されます。ビットの決定は高速コンパレータで行われます。変換が終わると、差動DAC出力は $+A_{IN}$ および $-A_{IN}$ 入力電荷とバランスします。 $+A_{IN}$ と $-A_{IN}$ の差を表すSAR成分(12ビット・データ・ワード)が12ビット出力ラッチにロードされます。

ダイナミック特性

LTC1409は非常に高速なサンプリング能力を備えています。ADCの定格スループットにおける周波数応答、歪み、およびノイズの特性をテストするために、FFT(高速フーリエ変換)テスト・テクニックを使用しています。低歪み正弦波を加え、FFTアルゴリズムを用いてデジタル出力を分析することにより、基本成分外の周波数に対するADCのスペクトル成分を調べることができます。図2に標準的なLTC1409のプロットを示します。

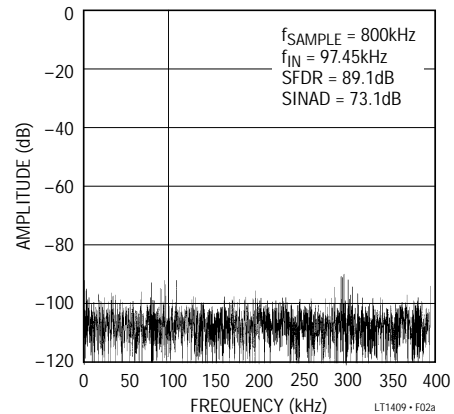


図2a. LTC1409の非平均化4096ポイントFFT、入力周波数 = 100kHz

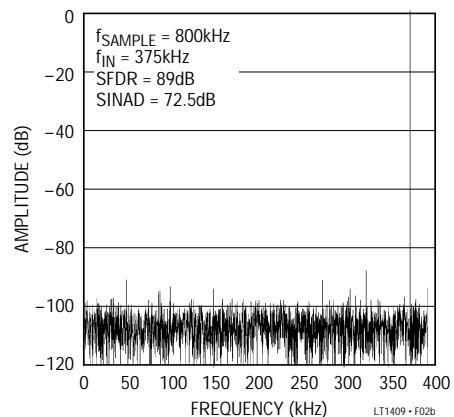


図2b. LTC1409の非平均化4096ポイントFFT、入力周波数 = 375kHz

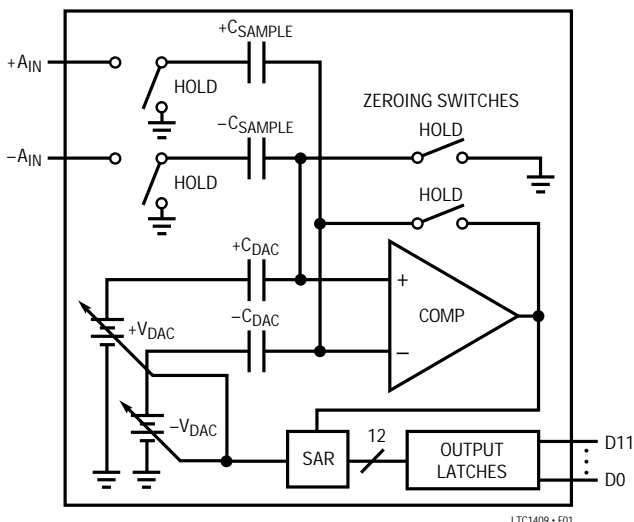


図1. 簡略ブロック図

アプリケーション情報

SN比

SN + 歪み比 $S(N + D)$ は、A/D出力における基本入力周波数のRMS振幅と他のすべての周波数成分のRMS振幅との比率です。出力はDCからサンプリング周波数の1/2の周波数帯域に限定されます。図2に800kHzのサンプリング・レートと100kHz入力での標準スペクトル成分を示します。ダイナミック特性は入力周波数が400kHz以上のナイキスト限界まで良好です。

有効ビット数

有効ビット数(ENOB)はADCの分解能の尺度であり、次式のとおり $S(N + D)$ に直接関係します。

$$N = [S/(N + D) - 1.76]/6.02$$

ここで、Nは分解能の有効ビット数であり、 $S(N + D)$ はdBで表されます。800kHzの最大サンプリング・レートで、LTC1409は400kHz以上のナイキスト入力周波数まで、理想に近いENOBを維持します。図3を参照してください。

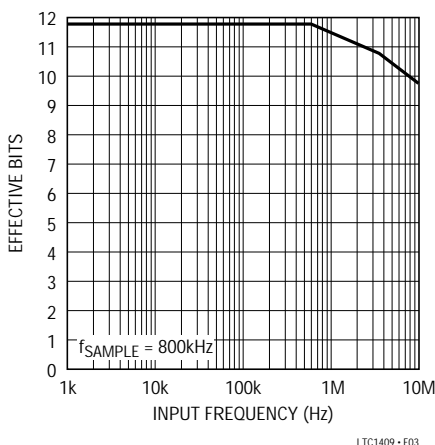


図3. 有効ビットおよび $S(N + D)$ と入力周波数

全高調波歪み

全高調波歪み(THD)は、入力信号のすべての高調波のRMSの合計と基本波との比率です。帯域外高調波は、DCとサンプリング周波数の1/2の周波数帯域に限定されます。THDは、次式で表されます。

$$THD = 20 \text{ Log} \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots + V_n^2}}{V_1}$$

ここで、 V_1 は基本周波数のRMS振幅であり、 V_2 から V_n は第2高調波から第N高調波の振幅です。THDと入力周波数の関係を図4に示します。LTC1409は、ナイキストおよびそれを超える周波数まで良好な歪み特性を有しています。

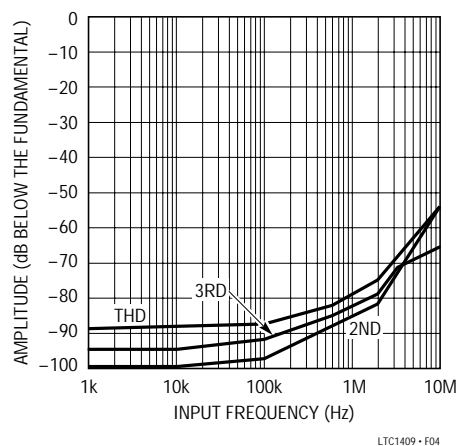


図4. 歪みと入力周波数

混変調歪み

ADC入力信号が2つ以上のスペクトル成分からなるときには、ADC伝達関数の非直線性によって、THDに加えて混変調(IMD)が発生する可能性があります。IMDは別の異なる周波数の正弦波入力が見られたときに、ある正弦波入力に起こる変化です。

ADC入力に f_a と f_b の2つの周波数の純粋な正弦波が供給されると、ADC伝達関数の非直線性によって、和および差の周波数 $mf_a \pm nf_b$ に歪み成分が形成されます。ただし、 m および $n = 0, 1, 2, 3, \dots$ です。たとえば、2次IMDの項は $(f_a + f_b)$ と $(f_a - f_b)$ です。2つの入力正弦波の振幅が等しい場合、2次IMD積の値(dB)は次式で表すことができます。

$$IMD(f_a \pm f_b) = 20 \text{ Log} \frac{(f_a \pm f_b) \text{ の振幅}}{f_a \text{ の振幅}}$$

最大高調波またはスプリアス・ノイズ

最大高調波つまり最大スプリアス・ノイズは、入力信号とDCを除く最大スペクトル成分です。この値はフルス

アプリケーション情報

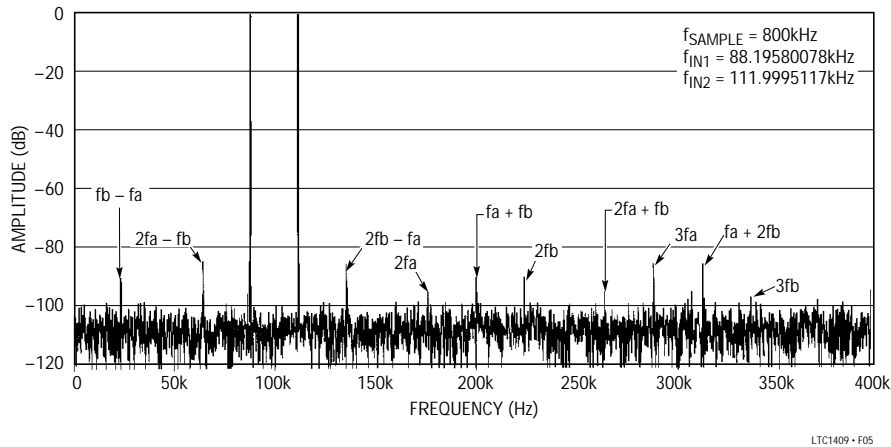


図5. 混変調歪みプロット

ケール入力信号のRMS値に対するdBで表されます。

フルパワーおよび最大直線帯域幅

フルパワー帯域幅はフルスケール入力信号を供給したときに、再生される基本成分の振幅が3dBだけ低下する入力周波数です。

最大直線帯域幅は、 $S(N + D)$ が68dB(有効ビット11ビット)に低下する入力周波数です。LTC1409は、入力帯域幅が最大になるように設計されており、ADCは入力信号をコンバータのナイキスト周波数より高い周波数でアンダーサンプルすることができます。ノイズ・フロアは高周波数でも非常に低く、ナイキスト周波数よりはるかに高い周波数では、 $S(N + D)$ では歪みが大きな部分を占めます。

アナログ入力のドライブ

LTC1409の差動アナログ入力は簡単にドライブできます。入力は差動、あるいはシングルエンド入力として(すなわち、 $-A_{\text{IN}}$ 入力を接地)ドライブ可能です。 $+A_{\text{IN}}$ 入力と $-A_{\text{IN}}$ 入力は同時にサンプリングされます。両方の入力に同相となる不要な信号は、サンプル&ホールド回路の同相除去比によって低減されます。入力電流は、変換終了時にサンプル&ホールド・コンデンサを充電する間に1つだけ小さな電流スパイクを生じます。変換中、アナログ入力にはわずかなリーク電流しか流れません。ドライブ回路のソース・インピーダンスが低い場合は、LTC1409入力を直接ドライブすることができます。ソース・インピーダンスが増加すると、アキュイジション・タイムも増加します(図6参照)。ソース・インピーダンスが高いときに、アキュイジション・タ

イムを最小にするには、バッファ・アンプを使用します。必要な条件は、アナログ入力をドライブするアンプが小さな電流スパイクが発生した後、次の変換が開始する前に安定しなければならないことだけです(最大スループット・レートを得るには、セトリング時間が150nsであること)。

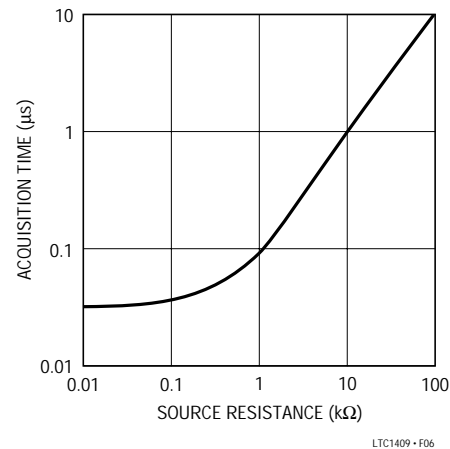


図6. アキュイジション・タイムとソース抵抗

入力アンプの選択

いくつかの要求条件を考慮に入れれば、入力アンプは簡単に選択できます。まず、サンプリング・コンデンサを充電する際にアンプで発生する電圧スパイクの振幅を制限するために、閉ループ帯域幅周波数で低い出力インピーダンス(100以下)をもつアンプを選択します。たとえば、1の利得と50MHzのユニティゲイン帯域幅をもつアンプを使用した場合、50MHzでの出力インピーダンスは、100以下でなければなりません。もう1つの要求条件は、最大スループット・レートを得るために十分な小信号セ

アプリケーション情報

トリング時間を保証するには、閉ループ帯域幅が20MHz以上でなければならないことです。低速オペアンプを使用する場合、変換と変換の間の時間を長くすれば、セトリングのための時間を長くとることができます。

LTC1409をドライブするための最適なオペアンプの選択は、アプリケーションに依存します。一般に、アプリケーションは次の2つに分類されます。ダイナミック仕様が最も重要なACアプリケーションと、DC精度とセトリング・タイムが最も重要なタイム・ドメイン・アプリケーションです。以下のリストはLTC1409をドライブするのに適したオペアンプをまとめたものです。より詳細な情報は、リニアテクノロジーのデータブックおよびLinearView™ CD-ROMで提供されます。

LT®1220：30MHzユニティゲイン帯域幅電圧帰還アンプ。±5V～±15V電源。優れたDC仕様、0.5LSBへのセトリング・タイム90ns。

LT1223：100MHzビデオ電流帰還アンプ。消費電流6mA。±5V～±15V電源。400kHzまでおよびそれ以上で低歪み。低ノイズ。ACアプリケーションに最適。

LT1227：140MHzビデオ電流帰還アンプ。消費電流10mA、±5V～±15V電源。400kHz以上の周波数で歪みが最小。低ノイズ。ACアプリケーションに最適。

LT1229/LT1230：デュアルおよびクワッド100MHz電流帰還アンプ。±2V～±15V電源。低ノイズ。良好なAC仕様。各アンプの消費電流6mA。

LT1360：37MHz電圧帰還アンプ。消費電流3.8mA。優れたAC/DC仕様。±5V～±15V電源。0.5LSBへのセトリング・タイム70ns。

LT1363：50MHz、450V/μsオペアンプ。消費電流6.3mA。優れたAC/DC仕様。0.5LSBへのセトリング・タイム60ns。

LT1364/LT1365：デュアルおよびクワッド50MHz、450V/μsオペアンプ。アンプ当たりの消費電流6.3mA。0.5LSBへのセトリング・タイム60ns。

入力フィルタリング

入力アンプおよび他の回路のノイズと歪みがLTC1409のノイズと歪みに加えられるため、これらについても考慮し

なければなりません。サンプル・ホールド回路の小信号帯域幅は20MHzです。アナログ入力に現れるノイズまたは歪み成分は、この全帯域幅に加えられます。ノイズの多い入力回路は、ノイズを低減するためにアナログ入力に送られる前にフィルタしなければなりません。多くのアプリケーションで、単純な1ポールRCフィルタで十分です。たとえば、図7は+A_{IN}からグラウンドに1000pFコンデンサと100のソース抵抗を接続すると、入力帯域幅が1.6MHzに制限されることを示します。また、1000pFコンデンサは入力サンプル&ホールドのための電荷貯蔵庫として働き、ADC入力をグリッチの影響を受けやすいサンプリング回路から切り離します。コンデンサと抵抗は歪みを増大させる可能性があるため、これらの部品には高品質なものを使用しなければなりません。NPOとシルバ・マイカ型誘電体コンデンサは優れた直線性を備えています。また、カーボン表面実装抵抗は、自己加熱や半田付け中に生じる損傷から歪みを生じることがあります。金属皮膜表面実装抵抗はこれらの問題の影響を受けにくいものです。

高振幅の不要信号周波数が希望信号周波数に近いときには、多極フィルタが必要です。図7bにLTC1560 5次エリ

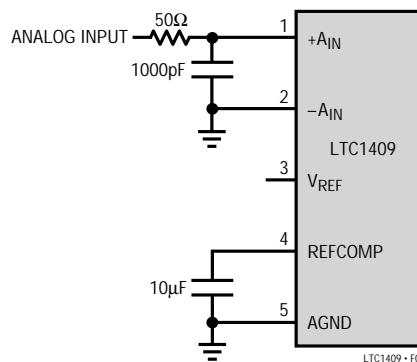


図7a. RC入力フィルタ

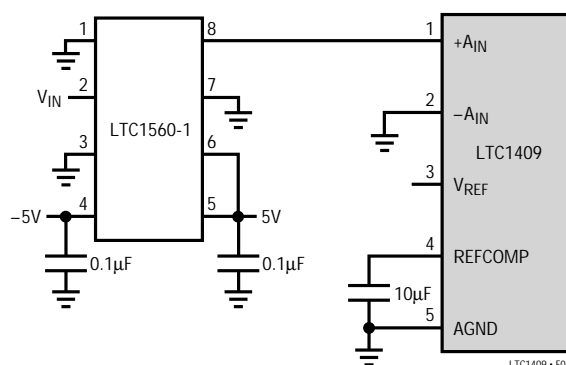


図7b. 500kHz 5次エリブティック・ローパス・フィルタ

アプリケーション情報

プティック・コンティニユアス・タイム・フィルタを使用した簡単な回路を示します。

入力範囲

LTC1409の $\pm 2.5V$ 入力範囲は、ノイズと歪みが低くなるように最適化されています。大部分の高性能オペアンプもこの範囲で最適に動作するため、アナログ入力への直接結合が可能で、特殊な変換回路は必要ありません。

アプリケーションによっては、他の入力範囲が必要です。LTC1409の差動入力とリファレンス回路は、多くの場合、回路をほとんどあるいはまったく追加しなくても、他の入力範囲に対応できます。以下の項ではリファレンスおよび入力回路と、それらが入力範囲に与える影響について述べます。

内部リファレンス

LTC1409は温度補償および曲線補正されたバンドギャップ・リファレンスを内蔵しており、このリファレンスは $2.500V$ に調整されています。このリファレンスは内部でリファレンス・アンプに接続され、 V_{REF} (ピン3)から外部に引き出されています。図8aを参照してください。4kの抵抗が出力と直列に接続されているため、外部リファレンスまたは他の回路で簡単にオーバドライブできます。リファレンス・アンプは、 V_{REF} ピンの電圧を1.625倍に増幅して、必要な内部リファレンス電圧を生成します。これによって、 V_{REF} ピンと高速容量性DAC間にバッファリングを提供します。リファレンス・アンプ補償ピンREFCOMP (ピン4)は、コンデンサでグラウンドにバイパスしなければなりません。リファレンス・アンプは $1\mu F$ 以上のコンデンサで安定動作します。最高のノイズ性能を得るために、 $10\mu F$ セラミック・コンデンサか $10\mu F$ タンタル・コンデンサと並列に $0.1\mu F$ セラミック・コンデンサを接続することを推奨しています(図8b参照)。

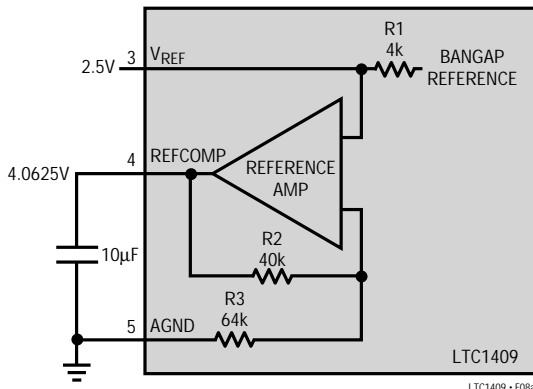


図8a. LTC1409のリファレンス回路

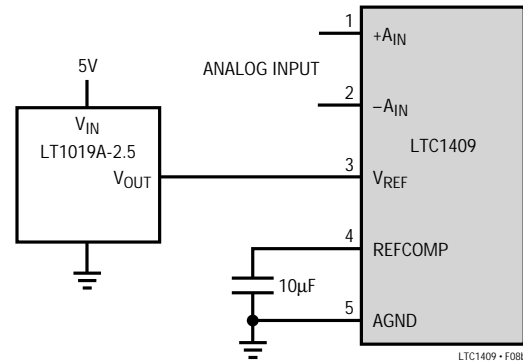


図8b. LT1019-2.5を外部リファレンスとして使用

V_{REF} ピンは、図9に示すとおり、DACまたは他の方法でドライブすることができます。これはピーク入力信号振幅が変動する可能性があるアプリケーションに役立ちます。ADCの入力スパンを調整してピーク入力信号に一致させ、SN比を最大限に高めることができます。内部LTC1409リファレンス・アンプのフィルタリングにより、この回路の帯域幅とセトリング・タイムが制限されます。リファレンス調整の後、5msのセトリング・タイムを設ける必要があります。

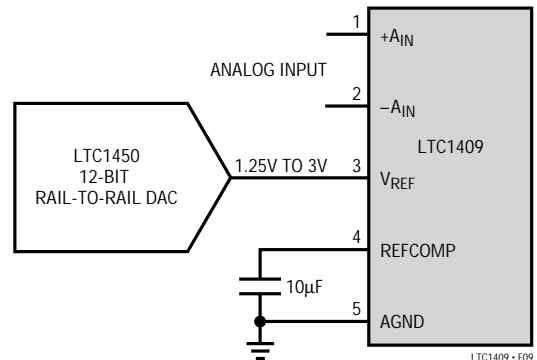


図9. DACによる V_{REF} のドライブ

差動入力

LTC1409はユニークな差動サンプル&ホールド回路を備え、レール・トゥ・レール入力が可能です。ADCは同相電圧に関係なく、常に $+A_{IN} - (-A_{IN})$ の差を変換します。同相除去は、非常に高い周波数まで有効です。図10aを参照してください。唯一の要求条件は、両方の入力がある V_{DD} または V_{SS} 電源電圧を超えてはならないことです。積分非直線性誤差(INL)と微分直線性誤差(DNL)は、同相電圧とは無関係ですが、バイポーラ・ゼロ誤差(BZE)は変動します。BZEの変化は、標準で同相電圧の

アプリケーション情報

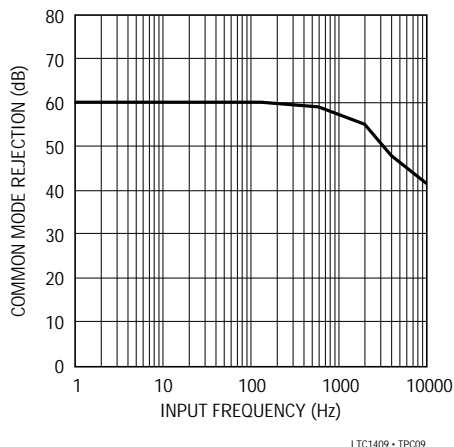


図10a. CMRRと入力周波数

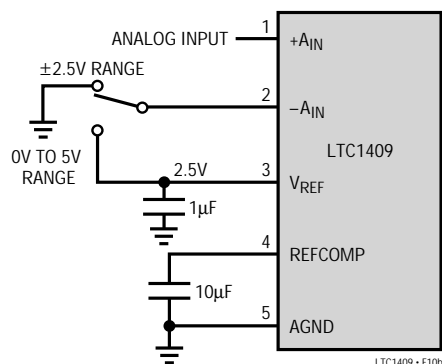


図10b. 入力範囲：0V～5Vまたは±2.5Vを選択可能

0.1%未満です。また、ダイナミック性能も同相電圧によって影響を受けます。入力がいずれかの電源レールに近付くと、THDは同相0Vでの86dBから同相2.5Vまたは-2.5Vでの75dBに低下します。

差動入力は、異なる入力範囲を受け入れることができ柔軟性が高くなっています。図10bは追加変換回路なしで、0V～5Vのアナログ入力信号を変換する回路を示します。

フルスケールおよびオフセットの調整

図11aにLTC1409の理想的な入出力特性を示します。コード遷移は、連続する整数のLSB値の間(すなわち、 $-FS + 0.5LSB$ 、 $-FS + 1.5LSB$ 、 $-FS + 2.5LSB$ 、 \dots 、 $FS - 1.5LSB$ 、 $FS - 0.5LSB$)に現れます。

出力コードは、 $1LSB = FS - (-FS) / 4096 = 5V / 4096 = 1.22mV$ の2の補数バイナリです。

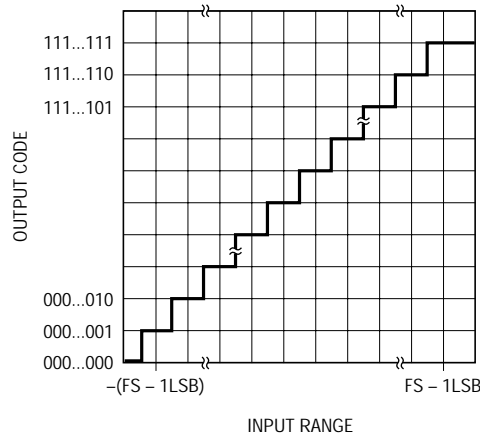


図11a. LTC1409の伝達特性

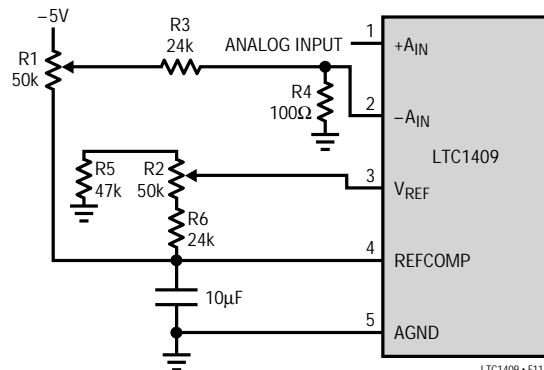


図11b. オフセットおよびフルスケール調整回路

絶対精度が重要なアプリケーションの場合、オフセットとフルスケール誤差をゼロに調整できます。フルスケール誤差を調整する前に、オフセット誤差を調整しなければなりません。図11bにフルスケール誤差の調整に必要な追加部品を示します。ゼロ・オフセットは、 $-A_{IN}$ 入力に印加されるオフセットを調整して達成されます。オフセット誤差をゼロにするには、 $-0.61mV$ (すなわち $-0.5LSB$)を $+A_{IN}$ に印加し、出力コードが0000 0000 0000と1111 1111 1111の間で変化するまで、 $-A_{IN}$ のオフセット調整します。フルスケール調整を行うには、 $2.49817V$ ($FS/2 - 1.5LSB$)の入力電圧を A_{IN} に印加し、出力コードが0111 1111 1110と0111 1111 1111の間で変化するまでR2を調整します。

アプリケーション情報

ボード・レイアウトとバイパス

高分解能または高速A/Dコンバータには、ワイヤラップ・ボードは使用しないでください。LTC1409から最適な性能を引き出すには、グランド・プレーン付きのPCボードが必要です。PCボードのレイアウトでは、デジタルおよびアナログ信号ラインができるだけ離れていなければなりません。特にアナログ信号トラックに沿って、デジタル・トラックを走らせないように注意してください。

ロジックのシステム・グランドから離れたアナログ・グランド・プレーンを、ADCの下またはADCの近くに設けなければなりません。ピン5 (AGND)、ピン14、およびピン19 (ADCのDGND) 他のすべてのアナログ・グランドは、この1つのアナログ・グランド・ポイントに接続してください。また、REFCOMPバイパス・コンデンサとOV_{DD}バイパス・コンデンサもこのアナログ・グランド・プレーンに接続します。他のデジタル・グランドをこのアナログ・グランド・プレーンに接続してはなりません。このADCを低ノイズで動作させるのに、低インピーダンスのアナログおよびデジタル電源のコモン・リターンが不可欠です。また、これらのトラックのフォイル幅はできる限り広くなければなりません。ADCのデータ出力と制御信号が常時アクティブであるマイクロプロセッサ・バスに接続されるアプリケーションでは、変換結果に誤差が生じることがあります。これらの誤差は、マイクロプロセッサから逐次比較コンパレータへのフィードスルーによるものです。この問題は、変換中にマイクロプロセッサをWAIT状態にするか、またはスリーステート・バッファを使ってADCのデータ・バスを分離すれば解決できます。ピンとバイパス・コンデンサを接続するトレースは、できる限り短く、また幅を広くとってください。

LTC1409はノイズの結合を最小限に抑えるために差動入力を用意しています。+A_{IN}と-A_{IN}リードの同相ノイズは入力CMRRによって除去されます。-A_{IN}入力を+A_{IN}入力のグランド・センスとして使用することができます。LTC1409は+A_{IN}と-A_{IN}間の電圧差を保持し変換します。+A_{IN}(ピン1)と-A_{IN}(ピン2)へのリードは、できる限り短くしなければなりません。これが可能でないアプリケーションでは、+A_{IN}および-A_{IN}トレースを平行して走らせて、結合を等しくしなければなりません。

電源のバイパス

V_{DD}ピンとREFCOMPピンには、本データシートの最初のページにある標準的応用例に示すように、高品質で低直列抵抗のセラミックの10μFバイパス・コンデンサを使用してください。村田製作所製GRM235Y5V106Z016などの表面実装セラミック・コンデンサは、小さなボード・スペースで優れたバイパスを提供します。あるいは、10μFタンタル・コンデンサと0.1μFセラミック・コンデンサを並列に接続して使用することもできます。これらのコンデンサはできる限りピンの近くに配置します。ピンとバイパス・コンデンサを接続するトレースは、できる限り短く、また幅を広くとってください。

レイアウト例

図13a、13b、13c、13dは、推奨評価ボードの回路図とレイアウトを示します。レイアウトは、2層PCボードでのデカップリング・コンデンサとグランド・プレーンの正しい使い方を示しています。

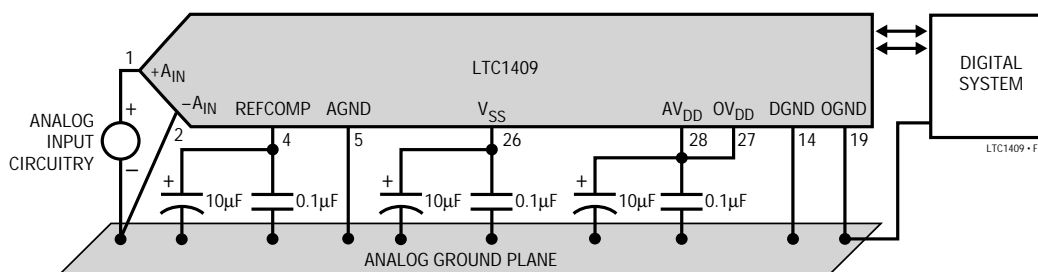
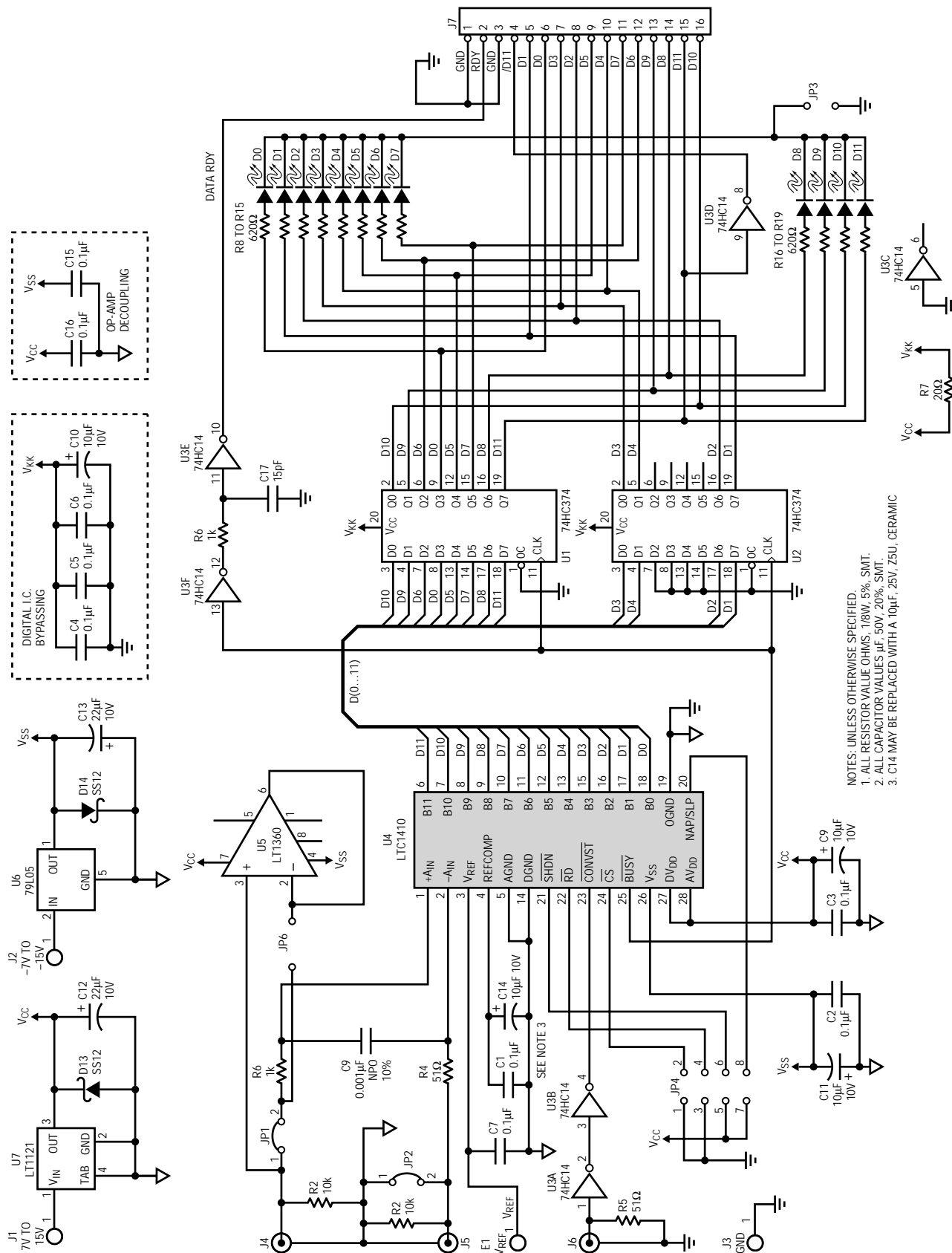


図12. 電源グランドの実際

アプリケーション情報



NOTES: UNLESS OTHERWISE SPECIFIED.
 1. ALL RESISTOR VALUE OHMS, 1/8W, 5%, SMT.
 2. ALL CAPACITOR VALUES μ F, 50V, 20%, SMT.
 3. C14 MAY BE REPLACED WITH A 10 μ F, 25V, Z5U, CERAMIC

図13a. 推奨評価回路図

アプリケーション情報

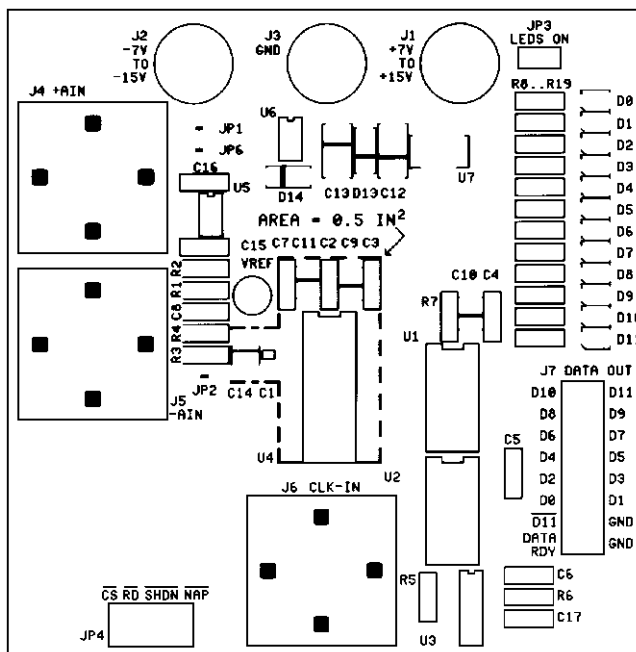


図13b. 推奨評価回路ボード部品面のシルクスクリーン

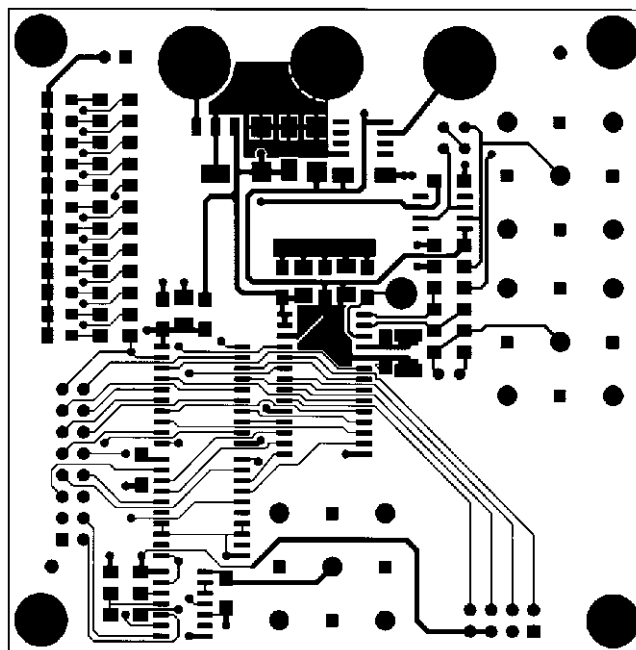


図13c. 推奨評価回路ボード部品面のレイアウト

アプリケーション情報

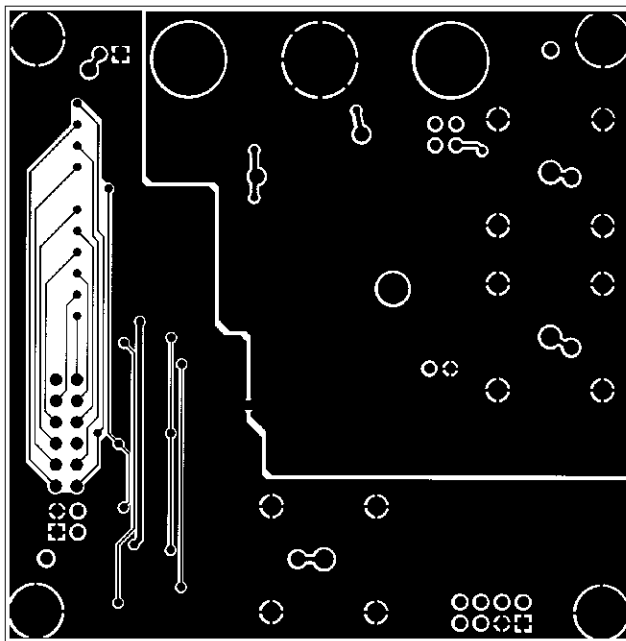


図13d. 推奨評価回路ボード半田面のレイアウト

デジタル・インタフェース

このA/Dコンバータは、メモリ・マップド・デバイスとしてマイクロプロセッサにインタフェースするように設計されています。 \overline{CS} および \overline{RD} コントロール入力は、すべての周辺メモリ・インタフェースに共通です。別々の \overline{CONVST} を使用して、変換を開始します。

内部クロック

このA/Dコンバータには内部クロックがあり、他のADCのように外部クロックと \overline{CS} および \overline{RD} 信号間で同期をとる必要はありません。内部クロックは標準変換時間 $0.9\mu\text{s}$ 、および全動作温度範囲における最大変換時間 $1.15\mu\text{s}$ を達成するように製造時に調整されています。外部調整は不要です。保証最大アキュレーション・タイムは 150ns です。加えて、 1250ns のスループット時間と 800ksps の最小サンプリング・レートが保証されます。

電源シャットダウン

LTC1409にはナップとスリープの2つのパワー・シャットダウン・モードがあり、非アクティブ期間中の電力を節減します。ナップ・モードでは消費電力が95%低減され、デジタル・ロジックとリファレンスだけが動作状態になります。ナップからアクティブになるまでのウェイクアップ時間は 200ns です。スリープ・モードでは、すべてのバイアス電流がシャットダウンされ、リーク電流は約 $1\mu\text{A}$ のままです。ス

リープ・モードからのウェイクアップ時間は、リファレンス回路が立ち上がった後に、完全12ビット精度では0.01%にセトリングしなければならないため、より低速になります。スリープ・モードのウェイクアップ時間は、REFCOMR(ピン4)に接続されたコンデンサの値によって決まります。ウェイクアップ時間は推奨される $10\mu\text{F}$ コンデンサでは 10ms です。

シャットダウンはピン21(\overline{SHDN})で制御され、 \overline{SHDN} が“L”のときにADCはシャットダウン状態になっています。シャットダウン・モードはピン20($\overline{NAP/SLP}$)で選択され、“H”のときナップを選択します。

タイミングとコントロール

変換開始およびデータ読み込み動作は、 \overline{CONVST} 、 \overline{CS} 、および \overline{RD} の3つのデジタル入力でコントロールされます。 \overline{CONVST} ピンにロジック“0”を印加すると、ADCが選択された後(すなわち、 \overline{CS} が“L”)変換を開始します。一度変換を開始すると、変換が完了するまで再スタートすることはできません。コンバータのステータスは \overline{BUSY} 出力で表示され、変換実行中この出力は“L”になっています。

図16~図20に、いくつかの異なる動作モードを示します。モード1aと1b(図16と図17)では、 \overline{CS} と \overline{RD} は両方も“L”に接続されます。 \overline{CONVST} の立下りエッジで変換を開始します。データ出力は常にイネーブルされ、デー

アプリケーション情報

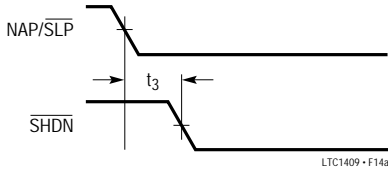


図14a. NAP/SLPからSHDNのタイミング

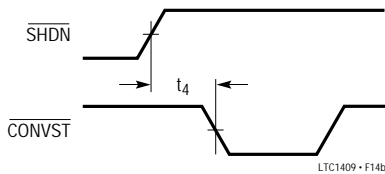


図14b. SHDNからCONVSTのウェイクアップ・タイミング

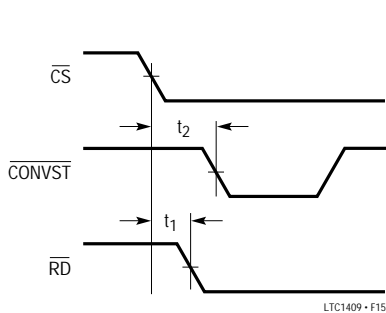


図15. CSからCONVSTのセットアップ・タイミング

タはBUSYの立上りエッジでラッチすることができます。モード1aは、幅の狭いロジック“L”のCONVSTパルスによる動作を示します。モード1bは、幅の狭いロジック“H”のCONVSTパルスによる動作を示します。

モード2(図18)では、CSは“L”に接続されます。CONVST信号の立下りエッジで再び変換を開始します。データ出力は、MPUがRD信号で読み出すまでスリーステートになっています。モード2は、共有MPUデータバスでの動作に使用できます。

低速メモリ・モードおよびROMモード(図19と図20)では、CSは“L”に接続され、CONVSTとRDは連結されます。MPUは変換を開始して、RD信号で出力を読み出します。変換はMPUまたはDSR(外部サンプル・クロックではなく)によって開始されます。

低速メモリ・モードでは、プロセッサはRD(=CONVST)にロジック“L”を印加します。BUSYが“L”になり、プロセッサを強制的にWAITステートにします。前の変換結果がデータ出力に現れます。変換が完了すると、新しい変換結果がデータ出力に現れます。BUSYが“H”になって、プロセッサを解放すると、プロセッサはRD(=CONVST)を“H”に戻して、新しい変換データを読み出します。

ROMモードでは、プロセッサはRD(=CONVST)を“L”にして変換を開始し、前の変換結果を読み出します。変換が完了すると、プロセッサは新しい結果を読み出して、別の変換を開始することができます。

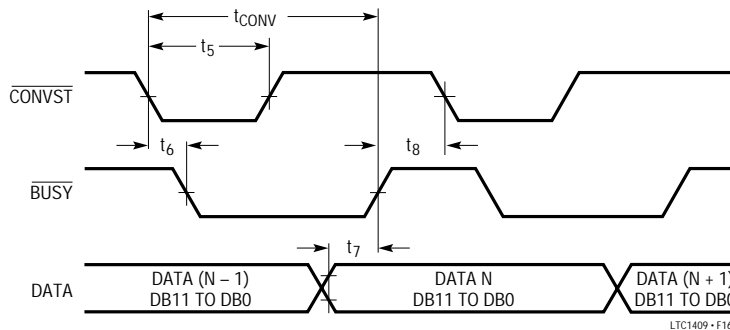


図16. モード1a. CONVSTによる変換の開始。データ出力は常時イネーブル。(CONVST =)

アプリケーション情報

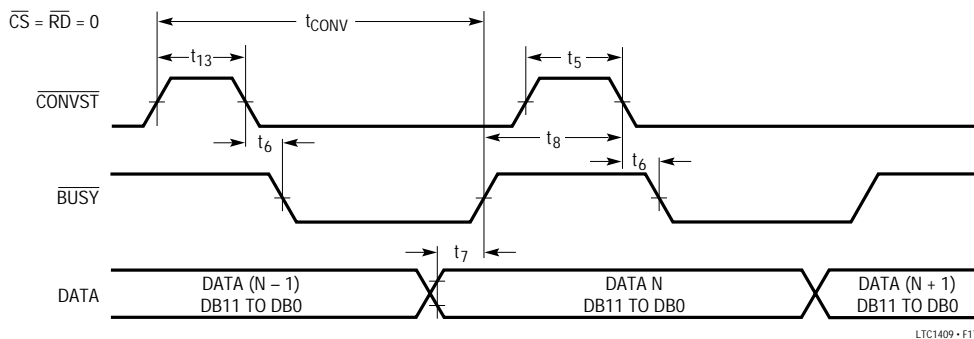


図17. モード1b. CONVSTによる変換の開始。データ出力は常時イネーブル。

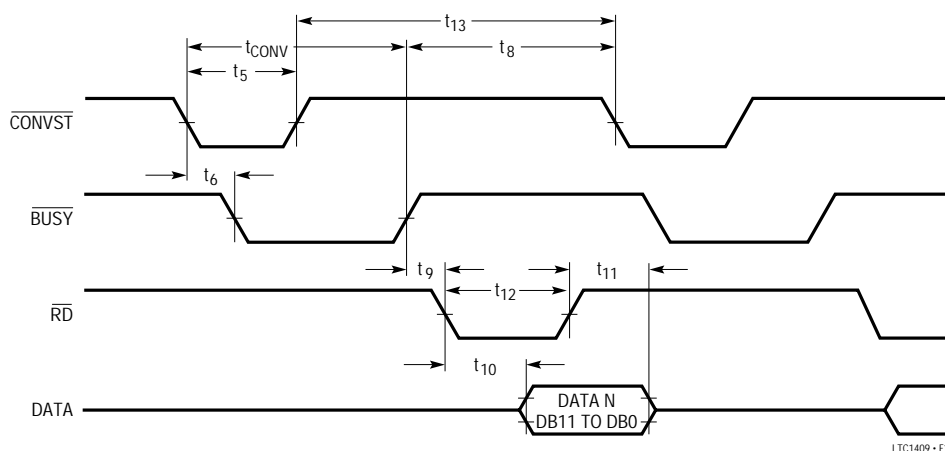


図18. モード2. CONVSTによる変換の開始。RDでデータの読み出し。

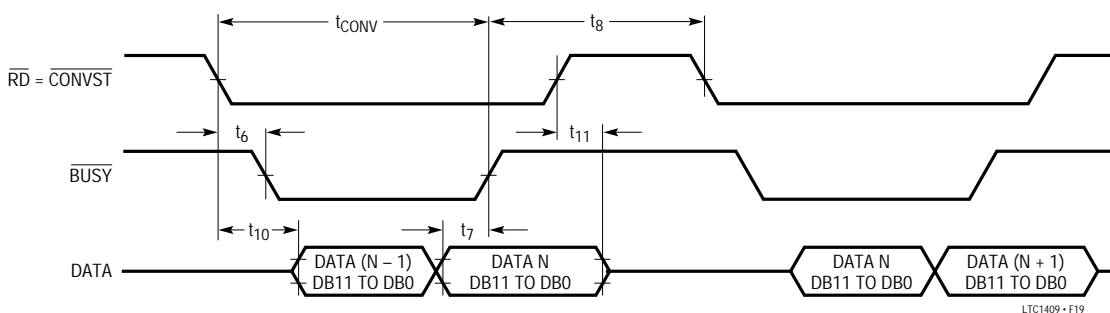


図19. 低速メモリ・モード・タイミング

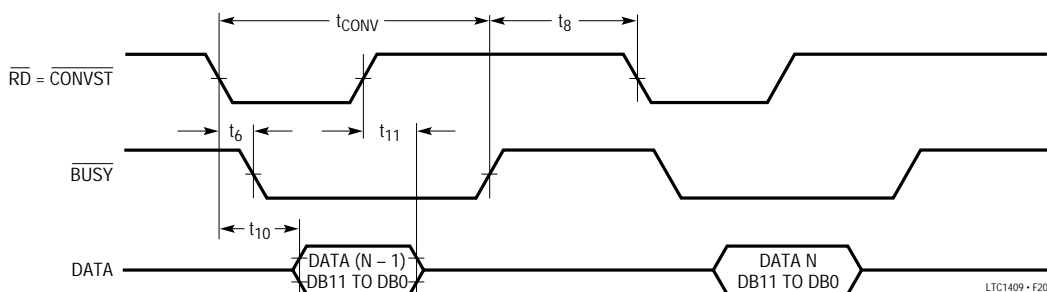


図20. ROMモード・タイミング

LTC1409

関連製品

PART NUMBER	DESCRIPTION	COMMENTS
LTC1273/75/76	Complete 5V Sampling 12-Bit ADCs with 70dB SINAD at Nyquist	300ksps, Single or Dual Supplies
LTC1274/77	Low Power 12-Bit ADCs with Nap and Sleep Mode Shutdown	100ksps, 8-Bit or 12-Bit Digital I/O
LTC1278/79	High Speed Sampling 12-Bit ADCs with Shutdown	500ksps/600ksps, Single or Dual Supplies
LTC1282	Complete 3V 12-Bit ADC with 12mW Power Dissipation	Fully Specified for 3V/±3V Supply
LTC1410	High Speed Sampling 12-Bit ADC	1.25Msps, 71dB SINAD at Nyquist, Low Power
LTC1415	High Speed Sampling 12-Bit ADC	1.25Msps, Single 5V Supply, Lowest Power
LTC1419	14-Bit, 800ksps Sampling ADC	81.5dB SINAD, 150mW from ±5V Supplies
LTC1605	16-Bit, 100ksps Sampling ADC	Single Supply, ±10V Input Range, Low Power