

特長

- サンプルング・レート：135Mps
- SNR：67.3dB(最高140MHzまでの入力)
- SFDR：80dB(最高150MHzまでの入力)
- フルパワー帯域幅が775MHzのS/H
- 3.3V単一電源
- 低消費電力：630mW
- CMOS出力
- 選択可能な入力レンジ：±0.5Vまたは±1V
- ミッシング・コードなし
- クロック・デューティ・サイクル・スタビライザ(オプション)
- シャットダウン・モードとナップ・モード
- データレディ出力クロック
- ピン互換の製品ファミリー
 - 135Mps：LTC2224 (12ビット)、LTC2234 (10ビット)
 - 105Mps：LTC2222 (12ビット)、LTC2232 (10ビット)
 - 80Mps：LTC2223 (12ビット)、LTC2233 (10ビット)
- 48ピン7mm × 7mm QFNパッケージ

アプリケーション

- 無線および有線のブロードバンド通信
- ケーブル・ヘッドエンドシステム
- パワー・アンプの線形化
- 通信テスト装置

LT、LTC、LTはリニアテクノロジー社の登録商標です。

概要

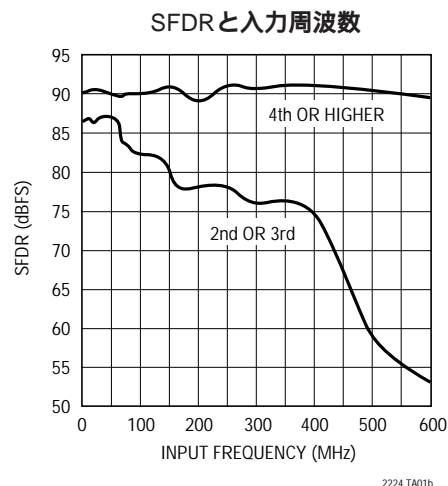
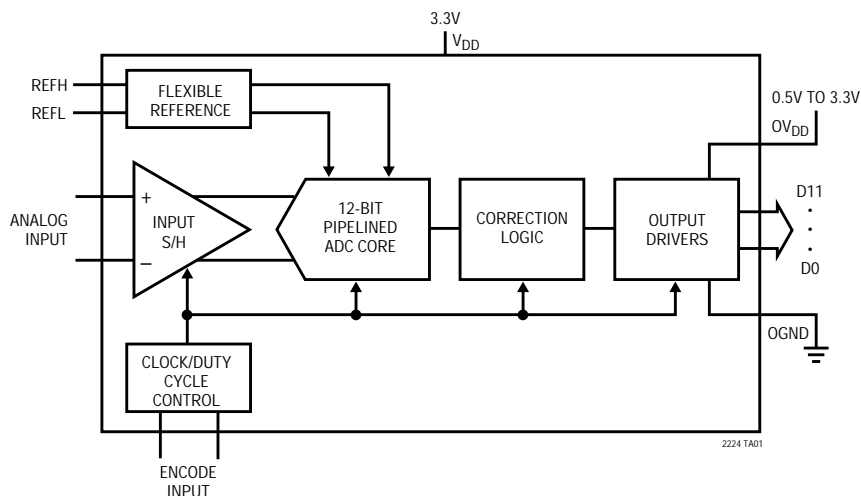
LTC[®]2224は135Mpsのサンプルング12ビットA/Dコンバータで、ダイナミックレンジの広い高周波信号のデジタル変換用に設計されています。67.3dBのSNRや150MHzまでの信号に対する80dBのスプリアスフリー・ダイナミックレンジなどAC特性がすぐれており、要求の厳しい通信アプリケーションに最適です。また、ジッタが0.15pSRMSときわめて小さいので、IF周波数をすぐれたノイズ特性でアンダーサンプルングできます。

DC仕様には、±0.4LSBのINL(標準)、±0.3LSBのDNL(標準)、および全温度範囲でミッシング・コードがないことが含まれています。遷移ノイズはわずか0.5LSBRMSです。

出力電源が分離されているので、CMOS出力は0.5V～3.3Vの範囲でスイングすることができます。

ENC⁺とENC⁻の入力は、正弦波、PECL、LVDS、TTL、またはCMOSの入力から差動またはシングルエンドでドライブすることができます。オプションのクロック・デューティ・サイクル・スタビライザにより、広い範囲のクロック・デューティ・サイクルで、全速での高い性能を実現できます。

標準的応用例



LTC2224

絶対最大定格

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

電源電圧 (V_{DD}).....	4V
デジタル出力のグランド電圧 (OGND)	- 0.3V ~ 1V
アナログ入力電圧 (Note 3).....	- 0.3V ~ ($V_{DD} + 0.3V$)
デジタル入力電圧	- 0.3V ~ ($V_{DD} + 0.3V$)
デジタル出力電圧	- 0.3V ~ ($OV_{DD} + 0.3V$)
消費電力	1500mW
動作温度範囲	
LTC2224C	0 ~ 70
LTC2224I	- 40 ~ 85
保存温度範囲	- 65 ~ 125

パッケージ/発注情報

TOP VIEW

UK PACKAGE
48-LEAD (7mm × 7mm) PLASTIC OFN
EXPOSED PAD IS GND (PIN 49),
MUST BE SOLDERED TO PCB
 $T_{JMAX} = 125^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 29^{\circ}C/W$

ORDER PART NUMBER	UK PART* MARKING
LTC2224CUK	LTC2224UK
LTC2224IUK	LTC2224UK

より広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社へお問い合わせください。
*温度等級は出荷時のコンテナのラベルで識別されます。

コンバータ特性

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25$ での値。(Note 4)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Resolution (No Missing Codes)		●	12		Bits	
Integral Linearity Error	Differential Analog Input (Note 5)	●	-1	±0.4	1	LSB
Differential Linearity Error	Differential Analog Input	●	-1	±0.3	1	LSB
Integral Linearity Error	Single-Ended Analog Input (Note 5)			±1		LSB
Differential Linearity Error	Single-Ended Analog Input			±0.3		LSB
Offset Error	(Note 6)	●	-35	±3	35	mV
Gain Error	External Reference	●	-2.5	±0.5	2.5	%FS
Offset Drift				±10		μV/C
Full-Scale Drift	Internal Reference			±30		ppm/C
	External Reference			±15		ppm/C
Transition Noise	SENSE = 1V			0.5		LSB _{RMS}

アナログ入力

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25$ での値。(Note 4)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
V_{IN}	Analog Input Range ($A_{IN}^+ - A_{IN}^-$)	$3.1V < V_{DD} < 3.5V$	●	± 0.5 to ± 1		V	
$V_{IN, CM}$	Analog Input Common Mode	Differential Input	●	1	1.6	1.9	V
I_{IN}	Analog Input Leakage Current	$0 < A_{IN}^+, A_{IN}^- < V_{DD}$	●	-1	1	μA	
I_{SENSE}	SENSE Input Leakage	$0V < SENSE < 1V$	●	-1	1	μA	
I_{MODE}	MODE Pin Pull-Down Current to GND			10		μA	
t_{AP}	Sample and Hold Acquisition Delay Time			0		ns	
t_{JITTER}	Sample and Hold Acquisition Delay Time Jitter			0.15		ps_{RMS}	
CMRR	Analog Input Common Mode Rejection Ratio			80		dB	
	Full Power Bandwidth	Figure 8 Test Circuit		775		MHz	

ダイナミック精度

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25$ での値。 $A_{IN} = -1dBFS$ 。(Note 4)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
SNR	Signal-to-Noise Ratio	30MHz Input (1V Range)		62.8		dB
		30MHz Input (2V Range)	●	66.5	67.6	dB
		70MHz Input (1V Range)		62.8		dB
		70MHz Input (2V Range)		67.6		dB
		140MHz Input (1V Range)		62.5		dB
		140MHz Input (2V Range)		67.3		dB
		250MHz Input (1V Range)		61.8		dB
		250MHz Input (2V Range)		65.9		dB
SFDR	Spurious Free Dynamic Range	30MHz Input (1V Range)		84		dB
		30MHz Input (2V Range)	●	72	84	dB
		70MHz Input (1V Range)		84		dB
		70MHz Input (2V Range)		84		dB
		140MHz Input (1V Range)		84		dB
		140MHz Input (2V Range)		84		dB
		250MHz Input (1V Range)		77		dB
		250MHz Input (2V Range)		77		dB
SFDR	Spurious Free Dynamic Range 4th Harmonic or Higher	30MHz Input (1V Range)		90		dB
		30MHz Input (2V Range)		90		dB
		70MHz Input (1V Range)		90		dB
		70MHz Input (2V Range)		90		dB
		140MHz Input (1V Range)		90		dB
		140MHz Input (2V Range)		90		dB
		250MHz Input (1V Range)		90		dB
		250MHz Input (2V Range)		90		dB
S/(N+D)	Signal-to-Noise Plus Distortion Ratio	30MHz Input (1V Range)		62.8		dB
		30MHz Input (2V Range)	●	66	67.4	dB
		70MHz Input (1V Range)		62.8		dB
		70MHz Input (2V Range)		67.2		dB
IMD	Intermodulation Distortion	$f_{IN1} = 138MHz, f_{IN2} = 140MHz$		81		dBc

内蔵リファレンス特性 (Note 4)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{CM} Output Voltage	$I_{OUT} = 0$	1.575	1.600	1.625	V
V_{CM} Output Tempco			±25		ppm/C
V_{CM} Line Regulation	$3.1V < V_{DD} < 3.5V$		3		mV/V
V_{CM} Output Resistance	$-1mA < I_{OUT} < 1mA$		4		Ω

デジタル入力とデジタル出力

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25$ での値。(Note 4)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
ENCODE INPUTS (ENC⁺, ENC⁻)						
V_{ID}	Differential Input Voltage		●	0.2		V
V_{ICM}	Common Mode Input Voltage	Internally Set Externally Set (Note 7)	●	1.1	1.6 2.5	V V
R_{IN}	Input Resistance			6		k Ω
C_{IN}	Input Capacitance	(Note 7)		3		pF
LOGIC INPUTS (\overline{OE}, SHDN)						
V_{IH}	High Level Input Voltage	$V_{DD} = 3.3V$	●	2		V
V_{IL}	Low Level Input Voltage	$V_{DD} = 3.3V$	●		0.8	V
I_{IN}	Input Current	$V_{IN} = 0V$ to V_{DD}	●	-10	10	μA
C_{IN}	Input Capacitance	(Note 7)		3		pF
LOGIC OUTPUTS						
$OV_{DD} = 3.3V$						
C_{OZ}	Hi-Z Output Capacitance	$\overline{OE} = \text{High}$ (Note 7)		3		pF
I_{SOURCE}	Output Source Current	$V_{OUT} = 0V$		50		mA
I_{SINK}	Output Sink Current	$V_{OUT} = 3.3V$		50		mA
V_{OH}	High Level Output Voltage	$I_O = -10\mu A$ $I_O = -200\mu A$	●	3.1	3.295 3.29	V V
V_{OL}	Low Level Output Voltage	$I_O = 10\mu A$ $I_O = 1.6mA$	●		0.005 0.09	V V
$OV_{DD} = 2.5V$						
V_{OH}	High Level Output Voltage	$I_O = -200\mu A$		2.49		V
V_{OL}	Low Level Output Voltage	$I_O = 1.6mA$		0.09		V
$OV_{DD} = 1.8V$						
V_{OH}	High Level Output Voltage	$I_O = -200\mu A$		1.79		V
V_{OL}	Low Level Output Voltage	$I_O = 1.6mA$		0.09		V

電源条件

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25$ での値。(Note 8)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
V_{DD}	Analog Supply Voltage		●	3.1	3.3	3.5	V
OV_{DD}	Output Supply Voltage		●	0.5	3.3	3.6	V
I_{VDD}	Analog Supply Current		●		191	206	mA
P_{DISS}	Power Dissipation		●		630	680	mW
P_{SHDN}	Shutdown Power	SHDN = High, \overline{OE} = High, No CLK			2		mW
P_{NAP}	Nap Mode Power	SHDN = High, \overline{OE} = Low, No CLK			35		mW

タイミング特性

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25$ での値。(Note 4)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
f_S	Sampling Frequency		●	1	135	MHz	
t_L	ENC Low Time	Duty Cycle Stabilizer Off	●	3.5	3.7	500	ns
		Duty Cycle Stabilizer On	●	2	3.7	500	ns
t_H	ENC High Time	Duty Cycle Stabilizer Off	●	3.5	3.7	500	ns
		Duty Cycle Stabilizer On	●	2	3.7	500	ns
t_{AP}	Sample-and-Hold Aperture Delay			0		ns	
t_{OE}	Output Enable Delay	(Note 7)	●		5	10	ns
t_D	ENC to DATA Delay	(Note 7)	●	1.3	2.1	3.5	ns
t_C	ENC to CLOCKOUT Delay	(Note 7)	●	1.3	2.1	3.5	ns
	DATA to CLOCKOUT Skew	$(t_C - t_D)$ (Note 7)	●	-0.6	0	0.6	ns
Pipeline Latency					5	Cycles	

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)GNDとOGNDを結線したグラウンドを基準にしている。

Note 3: これらのピンの電圧がGNDより下に引き下げられるか、 V_{DD} より上に引き上げられると、内部のダイオードによってクランプされる。この製品は、GNDより低いか、または V_{DD} より高い電圧でラッチアップを生じることなしに100mAを超える入力電流を処理することができる。

Note 4: 注記がない限り、 $V_{DD} = 3.3V$ 、 $OV_{DD} = 1.8V$ 、 $f_{SAMPLE} = 135MHz$ 、差動ENC⁺/ENC⁻ = $2V_{P-P}$ の正弦波、入力レンジ = 差動ドライブで $2V_{P-P}$ 。

Note 5: 積分非直線性は、伝達曲線に合致する「最善の直線」からのコードの偏差として定義されている。偏差は量子化幅の中心から測定される。

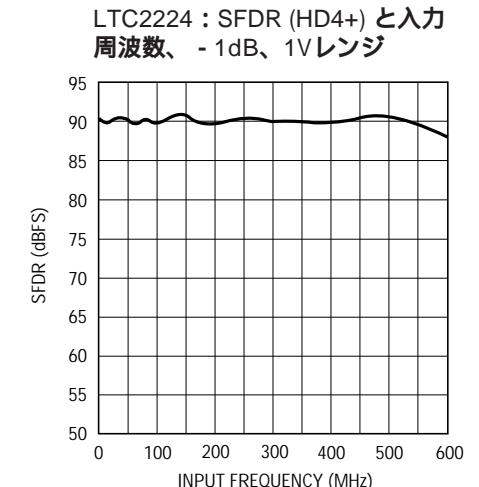
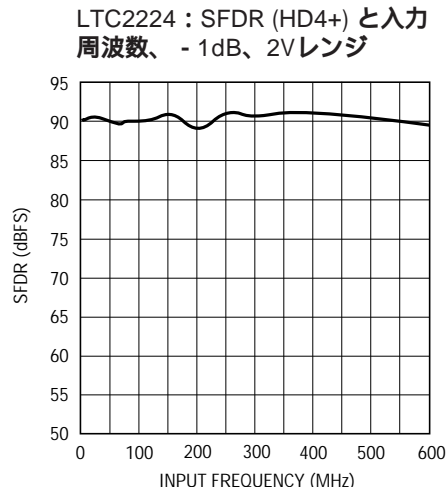
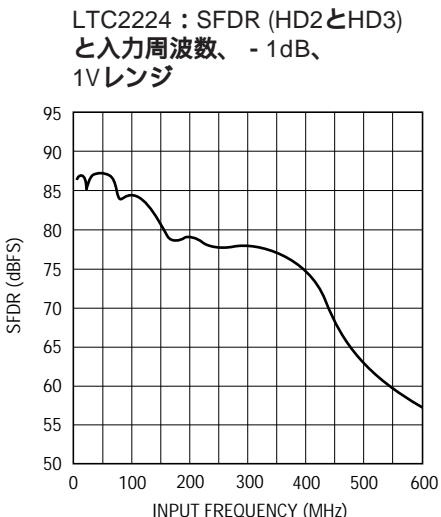
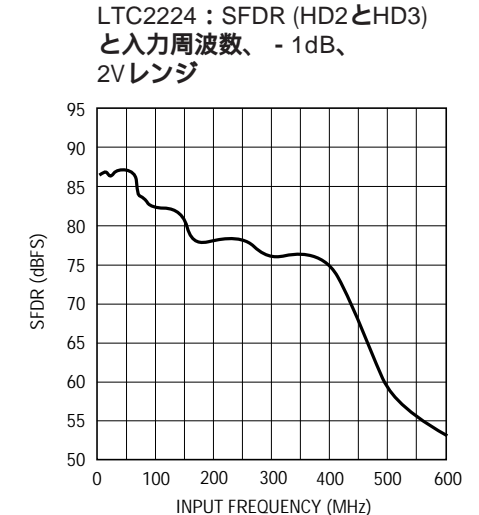
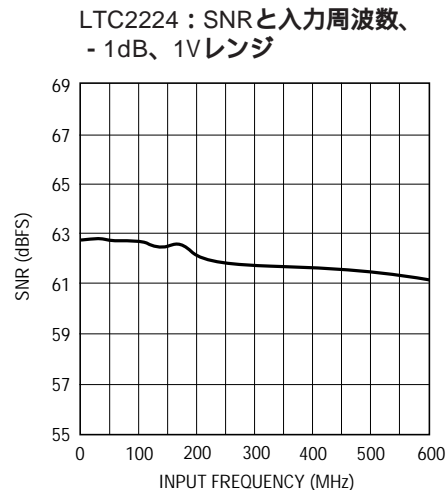
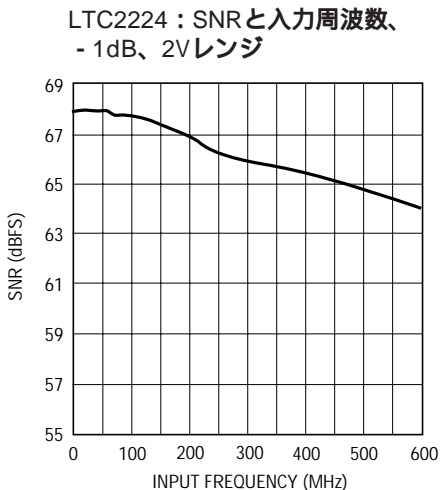
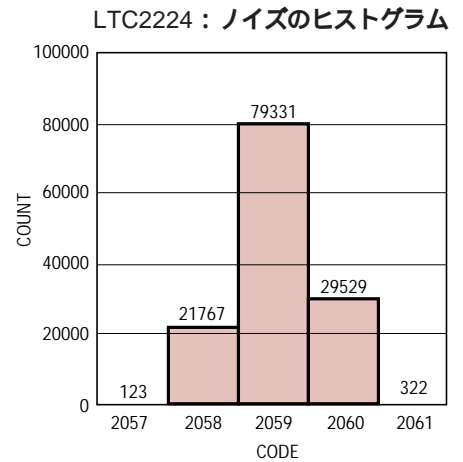
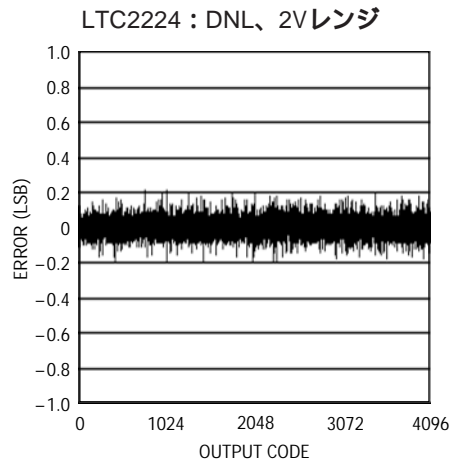
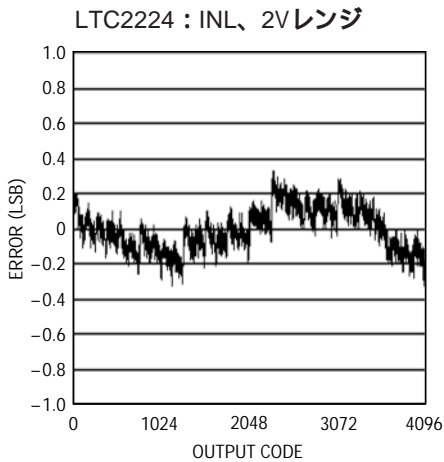
Note 6: オフセット誤差は、2の補数出力モードで出力コードが0000 0000 0000と1111 1111 1111のあいだを行ったり来たりするとき、-0.5LSBから測定したオフセット電圧である。

Note 7: 設計によって保証されているが、テストされない。

Note 8: $V_{DD} = 3.3V$ 、 $OV_{DD} = 1.8V$ 、 $f_{SAMPLE} = 135MHz$ 、差動ENC⁺/ENC⁻ = $2V_{P-P}$ の正弦波、入力レンジ = 差動ドライブで 1_{P-P} 、出力の $C_{LOAD} = 5pF$ 。

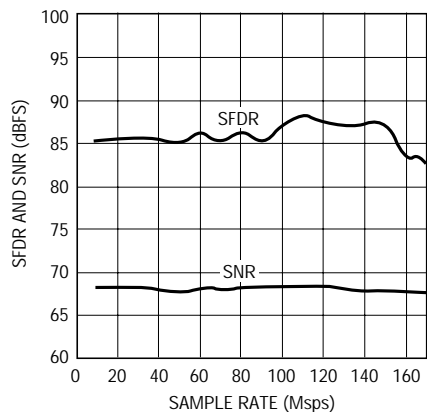
LTC2224

標準的性能特性



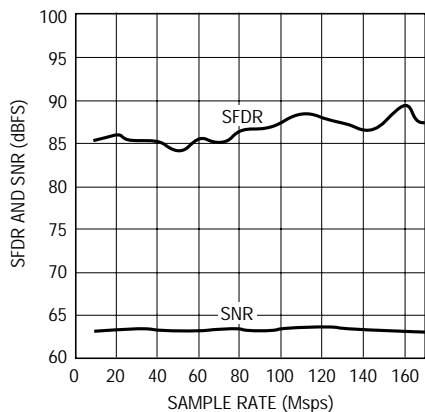
標準的性能特性

LTC2224 : SFDRおよびSNRと
サンプル・レート、2Vレンジ、
 $f_{IN} = 30\text{MHz}$ 、 -1dB



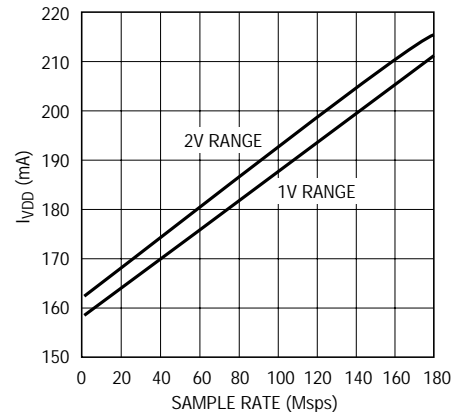
2224 G10

LTC2224 : SFDRおよびSNRと
サンプル・レート、1Vレンジ、
 $f_{IN} = 30\text{MHz}$ 、 -1dB



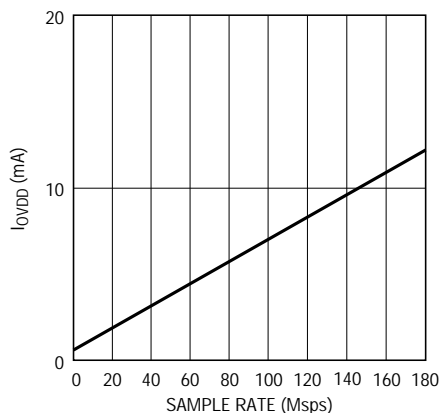
2224 G11

LTC2224 : I_{VDD} とサンプル・
レート、5MHzの正弦波入力、
 -1dB



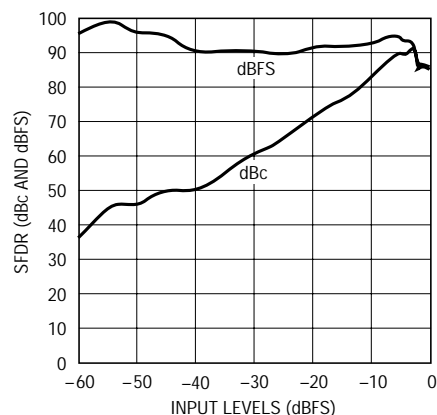
2224 G12

LTC2224 : I_{OVDD} とサンプル・
レート、5MHzの正弦波入力、
 -1dB 、 $OV_{DD} = 1.8\text{V}$



2224 G13

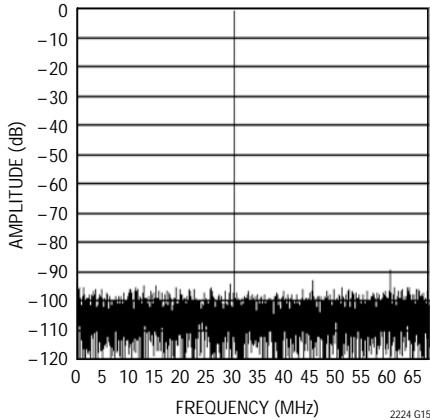
LTC2224 : SFDRと入力レベル、
 $f_{IN} = 70\text{MHz}$ 、2Vレンジ



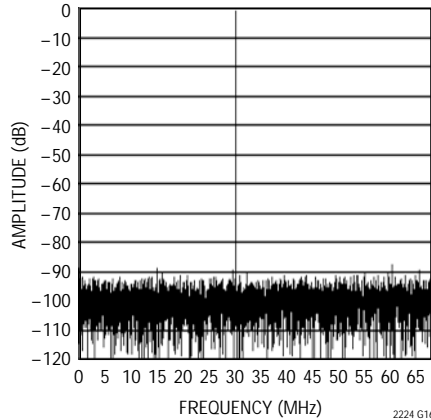
2224 G14

標準的性能特性

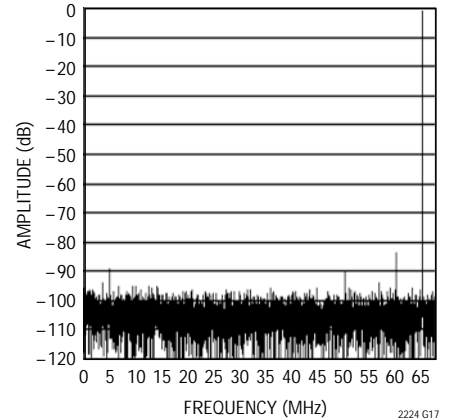
LTC2224 : 8192ポイントの
FFT、 $f_{IN} = 30\text{MHz}$ 、 -1dB 、
2Vレンジ



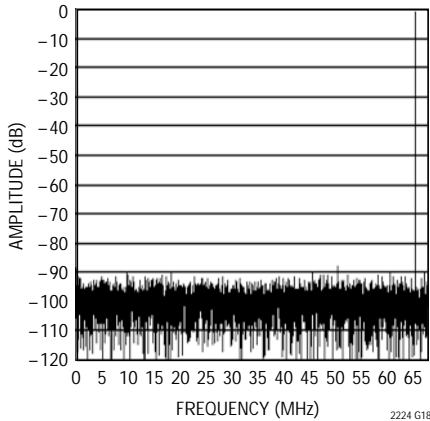
LTC2224 : 8192ポイントの
FFT、 $f_{IN} = 30\text{MHz}$ 、 -1dB 、
1Vレンジ



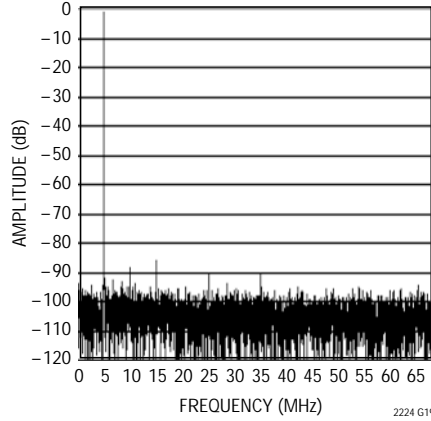
LTC2224 : 8192ポイントの
FFT、 $f_{IN} = 70\text{MHz}$ 、 -1dB 、
2Vレンジ



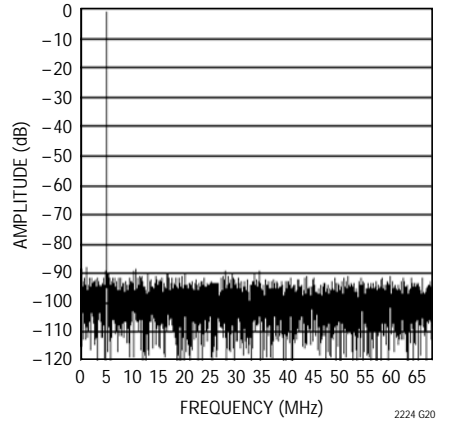
LTC2224 : 8192ポイントの
FFT、 $f_{IN} = 70\text{MHz}$ 、 -1dB 、
1Vレンジ



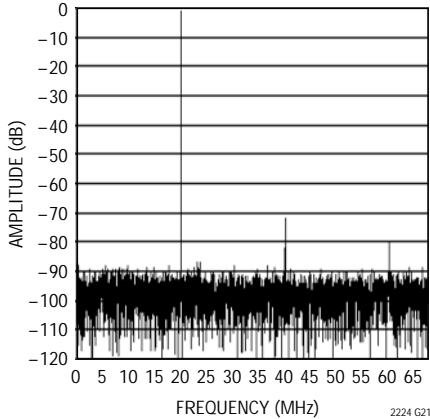
LTC2224 : 8192ポイントの
FFT、 $f_{IN} = 140\text{MHz}$ 、 -1dB 、
2Vレンジ



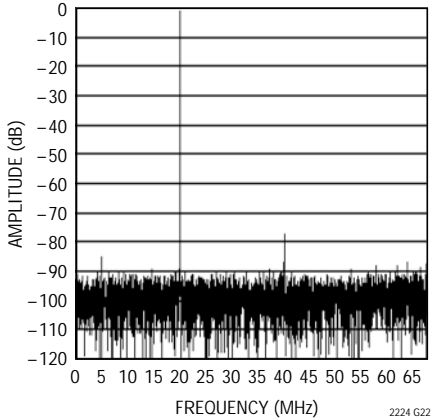
LTC2224 : 8192ポイントの
FFT、 $f_{IN} = 140\text{MHz}$ 、 -1dB 、
1Vレンジ



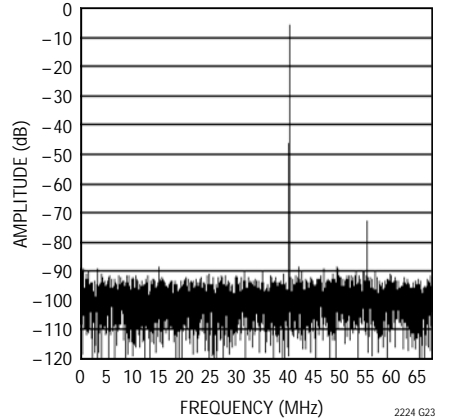
LTC2224 : 8192ポイントの
FFT、 $f_{IN} = 250\text{MHz}$ 、 -1dB 、
2Vレンジ



LTC2224 : 8192ポイントの
FFT、 $f_{IN} = 250\text{MHz}$ 、 -1dB 、
1Vレンジ



LTC2224 : 8192ポイントの
FFT、 $f_{IN} = 500\text{MHz}$ 、 -6dB 、
1Vレンジ



ピン機能

A_{IN+} (ピン1) : 正の差動アナログ入力。

A_{IN-} (ピン2) : 負の差動アナログ入力。

REFHA (ピン3、4) : ADCの高リファレンス。0.1 μ Fのセラミック・チップ・コンデンサでピン5とピン6へ、2.2 μ Fのセラミック・コンデンサでピン9とピン10へ、1 μ Fのセラミック・コンデンサでグランドへそれぞれバイパスします。

REFLB (ピン5、6) : ADCの低リファレンス。0.1 μ Fのセラミック・チップ・コンデンサを使ってピン3とピン4にバイパスします。ピン9とピン10には接続しないでください。

REFHB (ピン7、8) : ADCの高リファレンス。0.1 μ Fのセラミック・チップ・コンデンサを使ってピン9とピン10にバイパスします。ピン3とピン4には接続しないでください。

REFLA (ピン9、10) : ADCの低リファレンス。0.1 μ Fのセラミック・チップ・コンデンサでピン7とピン8へ、2.2 μ Fのセラミック・コンデンサでピン3とピン4へ、1 μ Fのセラミック・コンデンサでグランドへそれぞれバイパスします。

V_{DD} (ピン11、12、14、46、47) : 3.3V電源。0.1 μ Fのセラミック・チップ・コンデンサを使ってGNDにバイパスします。隣接するピンはバイパス・コンデンサを共有することができます。

GND (ピン13、15、45、48) : ADCの電源グランド。

ENC⁺ (ピン16) : エンコード入力。この入力は立上りエッジでサンプリングされます。

ENC⁻ (ピン17) : エンコード相補入力。この入力は立上りエッジでサンプリングされます。シングルエンドのENCODE信号の場合、0.1 μ Fのセラミック・コンデンサを使ってグランドにバイパスします。

SHDN (ピン18) : シャットダウン・モードの選択ピン。SHDNと \overline{OE} をGNDに接続すると通常動作になり、出力がイネーブルされます。SHDNをGNDに接続し、 \overline{OE} を V_{DD} に接続すると通常動作になり、出力がハイ・インピーダンスになります。SHDNを V_{DD} に接続し、 \overline{OE} をGNDに接続するとナップ・モードになり、出力がハイ・インピーダンスになります。SHDNと \overline{OE} を V_{DD} に接続するとスリープ・モードになり、出力がハイ・インピーダンスになります。

\overline{OE} (ピン19) : 出力イネーブル・ピン。SHDNピンの機能を参照してください。

CLOCKOUT (ピン20) : データが有効であることを示す出力。CLOCKOUTの立下りエッジでデータをラッチします。

D0 ~ D11 (ピン21、24、25、26、29、30、31、34、35、36、39、40) : デジタル出力。D11がMSBです。

OGND (ピン22、27、32、38) : 出力ドライバのグランド。

OV_{DD} (ピン23、28、33、37) : 出力ドライバの正電源。0.1 μ Fのセラミック・チップ・コンデンサを使ってグランドにバイパスします。

OF (ピン41) : オーバーフロー/アンダーフロー出力。オーバーフローやアンダーフローが生じると“H”になります。

MODE (ピン42) : 出力のフォーマットとクロックのデューティ・サイクル・スタビライザの選択ピン。MODEを0Vに接続すると、ストレート・バイナリの出力フォーマットが選択され、クロックのデューティ・サイクル・スタビライザがオフします。MODEを1/3 V_{DD} に接続すると、ストレート・バイナリの出力フォーマットが選択され、クロックのデューティ・サイクル・スタビライザがオンします。MODEを2/3 V_{DD} に接続すると、2の補数の出力フォーマットが選択され、クロックのデューティ・サイクル・スタビライザがオンします。MODEを V_{DD} に接続すると、2の補数の出力フォーマットが選択され、クロックのデューティ・サイクル・スタビライザがオフします。

SENSE (ピン43) : リファレンス・プログラミング・ピン。SENSEを V_{CM} に接続すると、内部リファレンスと $\pm 0.5V$ の入力レンジが選択されます。 V_{DD} に接続すると、内部リファレンスと $\pm 1V$ の入力レンジが選択されます。0.5Vより大きく1Vより小さい外部リファレンスをSENSEに印加すると、 $\pm V_{SENSE}$ の入力レンジが選択されます。 $\pm 1V$ が最大有効入力レンジです。

V_{CM} (ピン44) : 出力と入力の1.6V同相バイアス。2.2 μ Fのセラミック・チップ・コンデンサを使ってグランドにバイパスします。

露出パッド (ピン49) : ADCの電源グランド。パッケージの底の露出パッドはグランドに半田付けする必要があります。

機能ブロック図

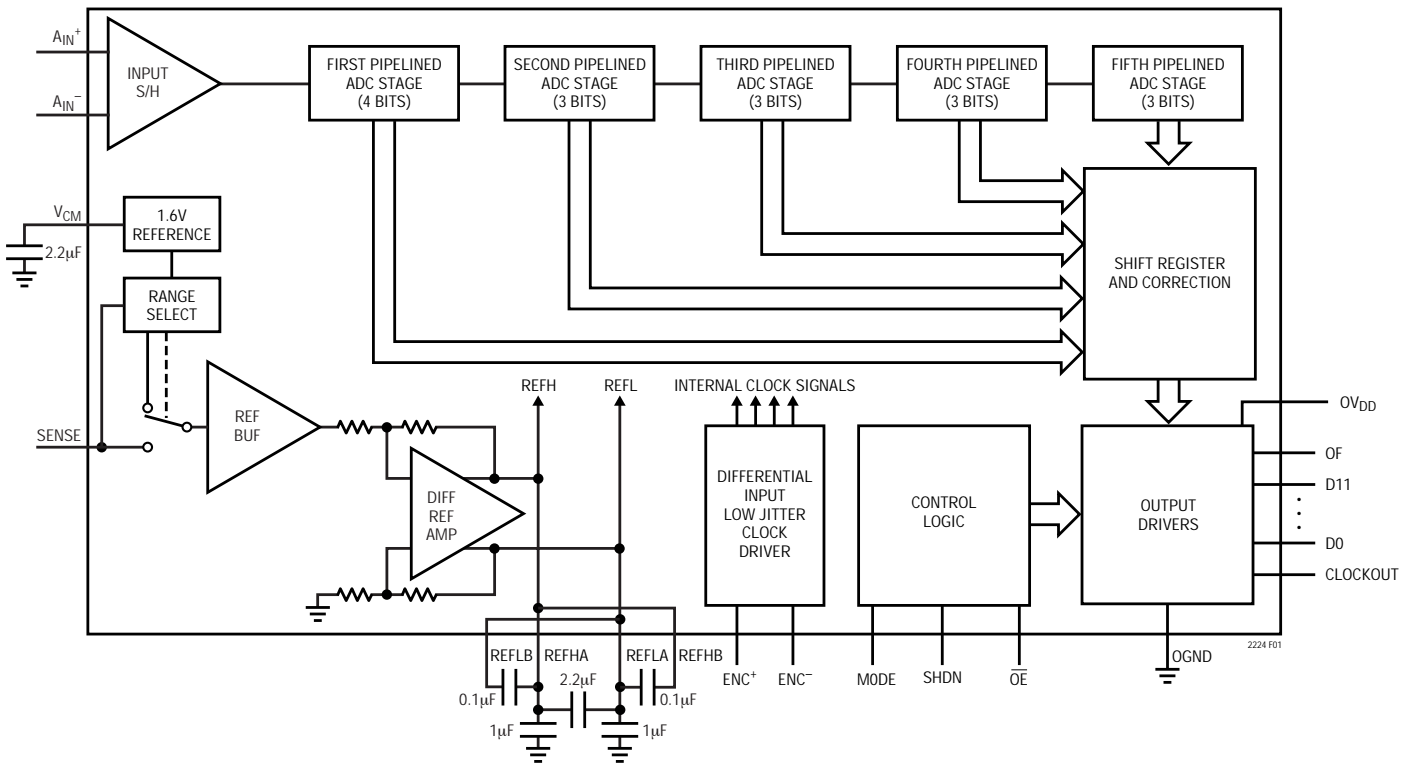
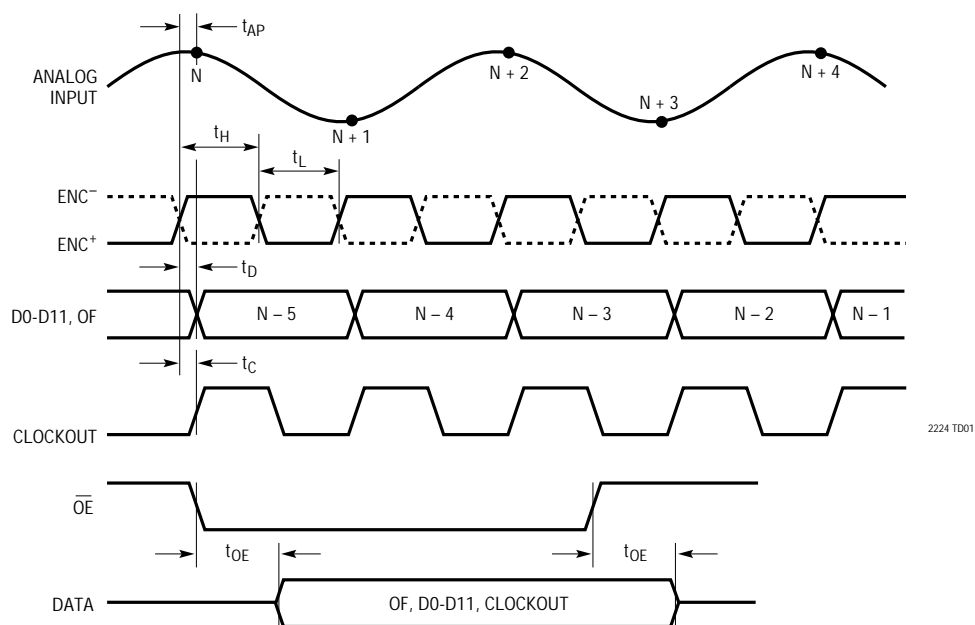


図1. 機能を示すブロック図

タイミング図

タイミング図



アプリケーション情報

ダイナミック特性

信号と雑音 + 歪みの比

信号と雑音 + 歪みの比 $[S/(N + D)]$ は、基本入力周波数のRMS振幅とADC出力の他のすべての周波数成分のRMS振幅の比です。出力の帯域はDCからサンプリング周波数の半分より低い周波数に制限されています。

SN比

SN比 (SNR) は基本入力周波数のRMS振幅と、最初の5つの高調波およびDCを除く他のすべての周波数成分のRMS振幅の比です。

全高調波歪み

全高調波歪みは入力信号の全高調波のRMS和の基本周波数に対する比です。帯域外高調波はDCとサンプリング周波数の半分のあいだの周波数帯域でエイリアスを生じます。THDは次のように表されます。

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

ここで、 V_1 は基本周波数のRMS振幅で、 $V_2 \sim V_n$ は2次～ n 次の高調波の振幅です。このデータシートで計算されているTHDには5次までの高調波がすべて使われています。

混変調歪み

ADCの入力信号に複数のスペクトル成分が含まれていると、ADCの伝達関数の非直線性により、THDに加えて混変調歪み (IMD) が生じることがあります。IMDは周波数の異なる別の正弦波入力が存在するためある正弦波入力に生じる変化です。

周波数が f_a と f_b の2つの純粋な正弦波がADCの入力に与えられると、ADCの伝達関数の非直線性により $m f_a \pm n f_b$ の和と差の周波数で歪み積を生じることがあります。ここで、 m と n は0、1、2、3などです。混変調歪みは、最大の3次混変調積 $2 f_a + f_b$ 、 $2 f_b + f_a$ および $2 f_b - f_a$ のRMS値に対する、どちらかの入力トーンのRMS値の比として定義されます。

スプリアスフリー・ダイナミックレンジ (SFDR)

スプリアスフリー・ダイナミックレンジは、入力信号とDCを除いた最大のスペクトル成分であるピーク高調波またはスプリアス・ノイズです。この値はフルスケール入力信号のRMS値を基準にしたデシベル値で表されません。

フルパワー帯域幅

フルパワー帯域幅はフルスケールの入力信号から再構成された基本波の振幅が3dBだけ減少する入力周波数です。

アパーチャ遅延時間

立ち上がりつつある ENC^+ の電圧が ENC^- の電圧に等しくなったときから、入力信号がサンプル&ホールド回路によってホールドされる瞬間までの時間。

アパーチャ遅延ジッタ

変換ごとのアパーチャ遅延時間の変動。このランダムな変動により、AC入力のサンプリング時にノイズが生じます。ジッタだけによるSN比は次のようになります。

$$\text{SNR}_{\text{JITTER}} = -20\text{log} (2\pi) \cdot f_{\text{IN}} \cdot t_{\text{JITTER}}$$

アプリケーション情報

コンバータの動作

図1に示されているように、LTC2224はCMOSのパイプライン構成の多段コンバータです。パイプライン構成の5個のADC段を備えており、サンプルされたアナログ入力は5サイクル後にデジタル値になります(タイミング図を参照)。最適なAC特性を得るには、アナログ入力を差動でドライブします。コストに敏感なアプリケーションでは、アナログ入力をシングルエンドでドライブすることができますが、高調波歪みがわずかに増加します。エンコード入力は同相ノイズ耐性を改善するため差動です。LTC2224は差動のENC⁺/ENC⁻入力ピンの状態で定まる2つのフェーズで動作します。簡単にするため、この説明では、ENC⁺がENC⁻より大きいときENCは“H”であると表現し、ENC⁺がENC⁻より小さいときENCは“L”であると表現します。

図1に示されているパイプライン構成の各段は、1個のADC、再構成DAC、および段間残余アンプを備えています。動作時、ADCは段の入力を量子化し、量子化された値はDACによって入力から差し引かれ、残余を生じます。残余は残余アンプによって増幅されて出力されます。奇数段がその残余を出力しているとき偶数段がその残余を取得するように、またその逆になるように、後に続く段は位相がずれて動作します。

ENCが“L”のとき、アナログ入力はブロック図に示されている「入力S/H」内部の入力サンプル&ホールド・コンデンサに差動で直接サンプルされます。ENCが“L”から“H”に遷移する瞬間、サンプルされた入力がホールドされます。ENCが“H”のあいだ、ホールドされた入力電圧はS/Hアンプによってバッファされます。このS/Hアンプはパイプライン構成の最初のADC段をドライブします。最初の段はENCの“H”フェーズのあいだにS/Hの出力を取得します。ENCが再度“L”に戻るとき最初の段はその残余を出力し、この残余が2番目の段によって取得されます。同時に、入力のS/Hは再度アナログ入力を取得します。ENCが“H”に戻ると2番目の段はその残余を

出力し、この残余が3番目の段によって取得されます。同様の過程が3番目と4番目の段で繰り返され、4番目の段の残余は最終評価のために5番目の段のADCに送られます。

初段に続く各ADC段にはフラッシュ誤差とアンプのオフセット誤差を調節するための追加範囲があります。ADCの全段からの結果は、出力バッファに送る前に、それらの結果を補正ロジックで適切に結合できるようにデジタル動作で同期させます。

サンプル/ホールド動作と入力ドライブ

サンプル/ホールド動作

LTC2224のCMOS差動サンプル&ホールドの等価回路を図2に示します。アナログ入力はNMOSトランジスタを介してサンプリング・コンデンサ(C_{SAMPLE})に接続されています。各入力のところに示されているコンデンサ($C_{PARASITIC}$)は各入力に関連した他のすべての容量の和です。

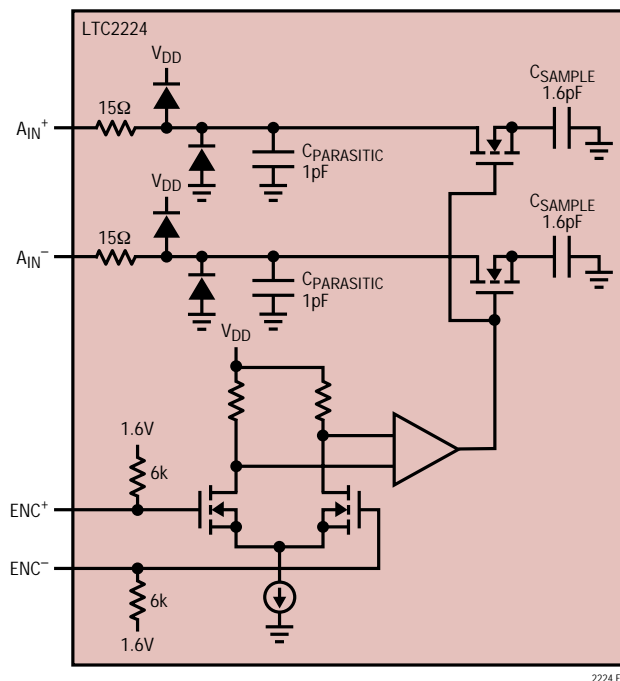


図2．等価入力回路

アプリケーション情報

ENCが“L”のとき、サンプル・フェーズのあいだトランジスタはアナログ入力をサンプリング・コンデンサに接続するので、これらのコンデンサは差動入力電圧まで充電され、さらにこの電圧を追尾します。ENCが“L”から“H”に遷移するとき、サンプルされた入力電圧はサンプリング・コンデンサにホールドされます。ENCが“H”のとき、ホールド・フェーズのあいだサンプリング・コンデンサは入力から切り離され、ホールドされた電圧はADCコアに渡されて処理されます。ENCが“H”から“L”に遷移すると、入力はサンプリング・コンデンサに再度接続され、新しいサンプルを収集します。サンプリング・コンデンサには直前のサンプルがまだホールドされているので、隣接するサンプル間の電圧変化に比例した充電グリッチがこのとき見られます。直前のサンプルと新しいサンプル間の変化が小さいと、入力に見られる充電グリッチは小さくなります。ナイキスト周波数の近くの入力周波数で見られる変化のように、入力の変化が大きければ、さらに大きな充電グリッチが見られます。

シングルエンド入力

コストに敏感なアプリケーションでは、アナログ入力をシングルエンドでドライブすることができます。シングルエンド入力では高調波歪みとINLが増加しますが、SNRとDNLは変化しません。シングルエンド入力の場合、 A_{IN}^+ は入力信号でドライブし、 A_{IN}^- は1.6Vまたは V_{CM} に接続します。

同相バイアス

最適な特性を得るにはアナログ入力を差動でドライブします。各入力は1.6Vの同相電圧を中心として、2Vレンジでは $\pm 0.5V$ 、1Vレンジでは $\pm 0.25V$ の振幅が必要です。 V_{CM} 出力ピン(ピン60)を使って同相バイアス・レベルを与えることができます。 V_{CM} はトランスのセンタータップに直接接続してDC入力レベルを設定するか、またはオペアンプ差動ドライバ回路の基準レベルとして接続することができます。 V_{CM} ピンは2.2 μF 以上のコンデンサを使ってADCの近くのグランドにバイパスする必要があります。

入力ドライブのインピーダンス

すべての高性能高速ADCの場合と同様、LTC2224のダイナミック動作は入力ドライブ回路、とくに2次と3次の高調波の影響を受けることがあります。ソース・インピーダンスと入力リアクタンスはSFDRに影響を与えることがあります。ENCの立下りエッジで、サンプル&ホールド回路は1.6pFのサンプリング・コンデンサを入力ピンに接続してサンプリング周期を開始します。サンプリング周期はENCが立ち上がると終了し、サンプルされた入力をサンプリング・コンデンサにホールドします。入力回路は理想的にはサンプリング周期 $1/(2F_{ENCODE})$ のあいだにサンプリング・コンデンサを完全に充電するのに十分なだけ高速である必要があります。ただし、これが常に可能だとはかぎらず、不完全なセトリングのためにSFDRが減少することがあります。不十分なセトリングの影響を小さくするため、サンプリング・グリッチができるだけリニアになるように設計されています。

最適動作のため、各入力のソース・インピーダンスを100 Ω 以下にすることを推奨します。差動入力のソース・インピーダンスは整合させる必要があります。よく整合していないと、偶数次高調波、特に2次高調波が高くなります。

入力ドライブ回路

2次側にセンタータップを備えたRF変圧器によってドライブされるLTC2224を図3に示します。2次側センタータップは V_{CM} でDCバイアスされており、ADCの入力信号を最適DCレベルに設定します。

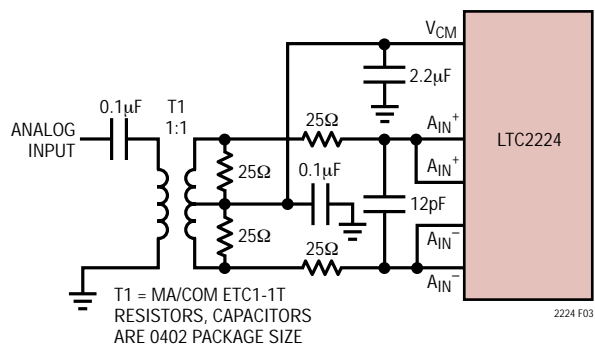


図3．トランスを使ったシングルエンドから差動への変換

アプリケーション情報

図3には巻線比が1:1のトランスが示されています。ADCから見たソース・インピーダンスが各ADC入力で100Ωを超えなければ、他の巻線比を使うこともできます。トランスを使う場合の不利な点は低周波応答の低下です。ほとんどの小型RFトランスは1MHzより低い周波数での性能が良くありません。

差動アンプを使ってシングルエンド入力信号を差動入力信号に変換する例を図4に示します。この方法の利点は低い入力周波数に対する応答が良いことです。ただし、ほとんどのオペアンプでは利得帯域幅の制限により、高い入力周波数でのSFDRが制限されます。

シングルエンドの入力回路を図5に示します。アナログ入力から見たインピーダンスを整合させる必要があります。歪みを低く抑える必要がある場合、この回路は推奨しません。

アナログ入力に接続されている25Ωの抵抗と12pFのコンデンサは2つの役目を果たします。サンプル&ホールドの充電グリッチからドライブ回路を分離し、コンバータの入力の広帯域ノイズを制限します。100MHzを超える入力周波数では、過度の信号損失を防ぐためコンデンサの容量を減らす必要があるかもしれません。

A_{IN}^+ と A_{IN}^- の入力はパッケージのインダクタンスを減らすためそれぞれ2本のピンを備えています。2本の A_{IN}^+ ピンと2本の A_{IN}^- ピンはそれぞれ短絡します。

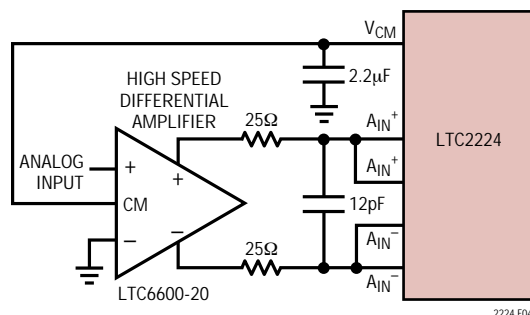


図4．アンプを使った差動ドライブ

100MHzを超える入力周波数では、図6、図7、および図8の入力回路を推奨します。センタータップ付き磁束結合型トランスに比べて、 balan・トランスは高周波応答がすぐれています。カップリング・コンデンサにより、アナログ入力を1.6VにDCバイアスすることができます。図8の直列インダクタはインピーダンス整合用素子で、ADCの帯域幅を最大にします。

リファレンスの動作

1.6Vのバンドギャップ・リファレンス、差動アンプ、およびスイッチング制御回路で構成されるLTC2224のリファレンス回路を図9に示します。内部電圧リファレンスはピンで選択可能な2V(差動±1V)または1V(差動±0.5V)の2つの入力レンジに設定することができます。SENSEピンを V_{DD} に接続すると2Vレンジが選択され、SENSEピンを V_{CM} に接続すると1Vレンジが選択されます。

1.6Vのバンドギャップ・リファレンスは2つの機能を果たします。このリファレンスの出力は任意の外部入力回路の同相電圧を設定するためのDCバイアス点を与えます。さらに、差動アンプと一緒に使われて、内部のADC回路が必要とする差動リファレンス・レベルを発生します。1.6Vリファレンスの出力(V_{CM})には外付けのバイパス・コンデンサが必要です。このコンデンサは、内部回路と外部回路のための、高周波で低インピーダンスのグランド経路として機能します。

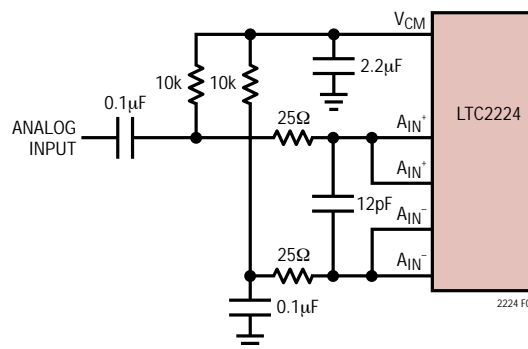


図5．シングルエンドのドライブ

アプリケーション情報

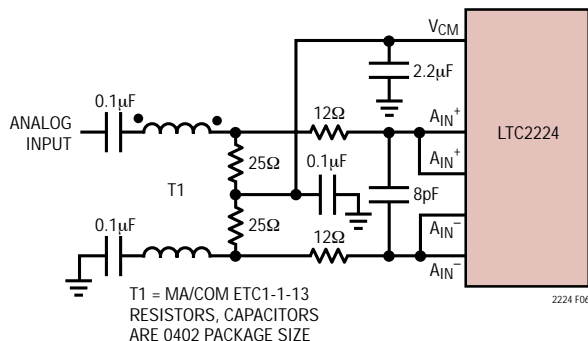


図6 . 100MHz ~ 250MHzの入力周波数用の
推奨フロントエンド回路

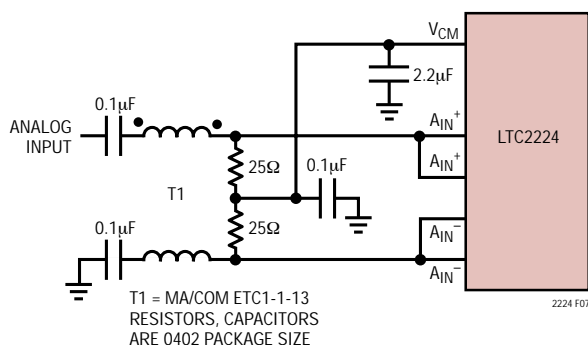


図7 . 250MHz ~ 500MHzの入力周波数用の
推奨フロントエンド回路

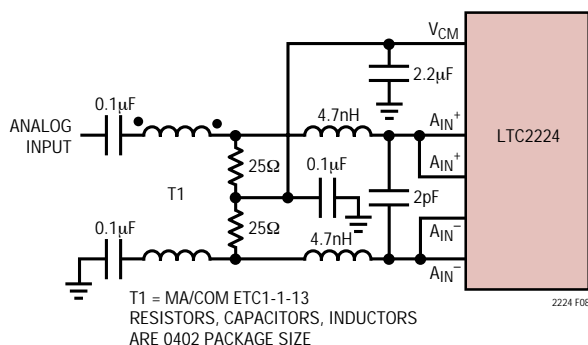


図8 . 500MHzを超す入力周波数用の
推奨フロントエンド回路

差動アンプはADCの高リファレンスと低リファレンスを発生します。高速スイッチング回路がこれらの出力に接続されているので、これらの出力は外部でバイパスする必要があります。各出力には4本のピンが備わっています。高リファレンス用にそれぞれ2本のREFHAとREFHB、および低リファレンス用にそれぞれ2本の

REFLAとREFLBです。複数の出力ピンはパッケージのインダクタンスを減らすために必要です。図9に示されているように、バイパス・コンデンサを接続する必要があります。

ピンで選択可能なレンジのあいだにくる他の電圧レンジは、図10に示されているように、2つの外付け抵抗を使ってプログラムすることができます。外部リファレンスを使い、その出力を直接に、または抵抗分割器を通してSENSEに印加することができます。ロジック・デバイスを使ってSENSEピンをドライブすることは推奨しません。SENSEピンはできるだけコンバータの近くで適切なレベルに接続します。SENSEピンを外部からドライブする場合、1µFのセラミック・コンデンサを使ってデバイスのできるだけ近くでグラウンドにバイパスします。

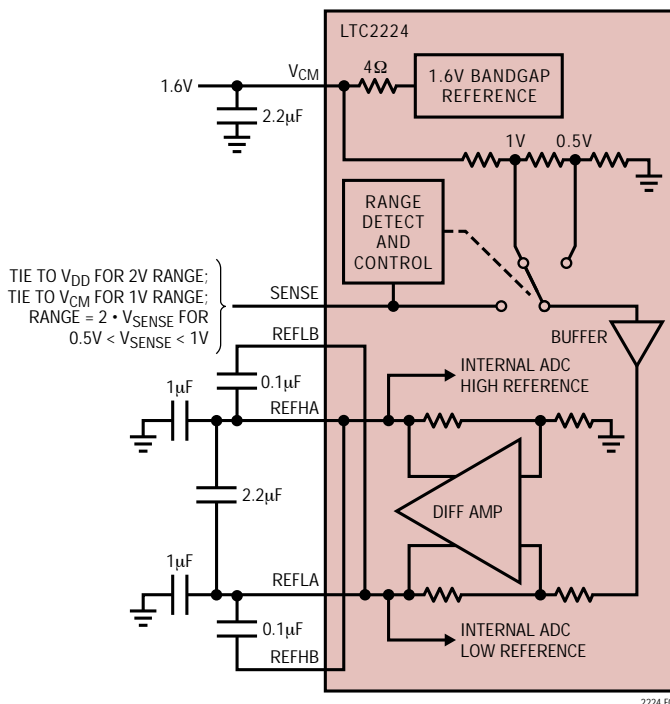


図9 . 等価リファレンス回路

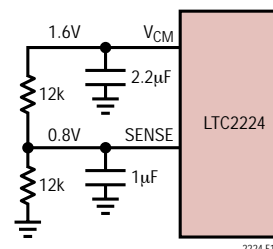


図10 . 1.6VレンジのADC

アプリケーション情報

入力レンジ

入力レンジはアプリケーションに基づいて設定することができます。2V入力レンジはすぐれたSFDRを保ったまま最良のSN比を与えます。1V入力レンジのSFDR性能はさらにすぐれています。SNRは5dBほど低下します。「標準的性能特性」のセクションを参照してください。

エンコード入力のドライブ

LTC2224のノイズ特性は、アナログ入力に依存するのと同程度にエンコード信号の質の良し悪しに依存することがあります。ENC⁺/ENC⁻入力は、主に同相ノイズ源に対して耐性をもたせるため、差動でドライブするように意図されています。各入力は6kの抵抗を通して1.6Vにバイアスされています。これらのバイアス抵抗はトランス結合のドライブ回路のDC動作点を設定し、シングルエンドのドライブ回路のロジック・スレッシュホールドを設定することができます。

エンコード信号に含まれるどんなノイズも新たなアパーチャ・ジッタを生じ、このジッタは本来のADCアパーチャ・ジッタにRMSとして加算されます。

ジッタが重要な問題となる(高入力周波数)アプリケーションでは、以下の配慮が必要です。

1. 差動ドライブを使います。
2. できるだけ大きな振幅を使います。トランス結合の場合、高い巻線比を使って振幅を大きくします。

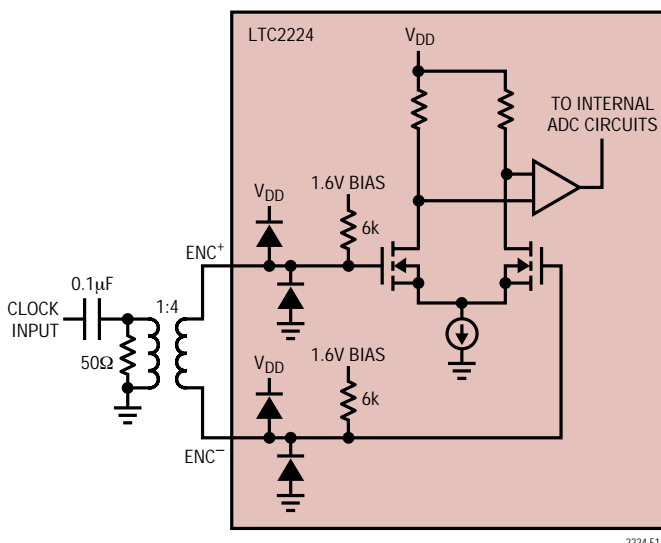


図11. トランスでドライブされるENC⁺/ENC⁻

3. 正弦波信号でADCをクロック駆動する場合、エンコード信号にフィルタをかけて広帯域ノイズを減らします。
4. 両方のエンコード入力で容量と直列抵抗値をバランスさせ、どの結合ノイズも同相ノイズとして両方の入力に現われるようにします。エンコード入力の同相範囲は1.1V ~ 2.5Vです。シングルエンドのドライブの場合、各入力はグランド ~ V_{DD}の範囲でドライブすることができます。

最大エンコード・レートと最小エンコード・レート

LTC2224の最大エンコード・レートは135MSPSです。ADCが正常に動作するには、エンコード信号のデューティ・サイクルは50%(±5%)である必要があります。各半周期は、十分なセトリング時間をADCの内部回路に与えて正常動作させるため、少なくとも3.5ns必要です。正確に50%のデューティ・サイクルを簡単に実現するには、トランスを使った、あるいはPECLやLVDSのような対称型差動ロジックを使った差動正弦波ドライブを使います。

入力クロックのデューティ・サイクルが50%でない場合、オプションのクロック・デューティ・サイクル・スタビライザ回路を使うことができます。この回路はENC⁺ピンの立上りエッジを使って、アナログ入力をサンプルします。ENC⁺の立下りエッジは無視され、フェーズロック・ループにより内部で立下りエッジが作られます。入力クロックのデューティ・サイクルは30% ~ 70%の範囲で変化することができ、クロック・デューティ・サイクル・スタビライザは内部デューティ・サイクルを50%に保ちます。クロックが長時間オフすると、デューティ・サイクル・スタビライザ回路のPLLが入力クロックにロックするのに100クロック・サイクルを必要とします。クロック・デューティ・サイクル・スタビライザを使うには、外付け抵抗を使ってMODEピンを1/3V_{DD}または2/3V_{DD}に接続します。

LTC2224のサンプリング・レートの下限はサンプル & ホールド回路の垂下によって定まります。このADCのパイプライン構成のアーキテクチャは、アナログ信号を小さな値のコンデンサに保存することに依存しています。接合部の漏れ電流によりコンデンサが放電します。LTC2224の規定最小動作周波数は1MSPSです。

アプリケーション情報

デジタル出力

デジタル出力バッファ

1個の出力バッファの等価回路を図13に示します。各バッファは OV_{DD} と $OGND$ から電力を供給され、ADCの電源とグランドからは分離されています。出力ドライバにNチャネル・トランジスタが追加されているので、わずか0.5Vの低電圧まで動作可能です。出力に直列接続された内部抵抗により、外部回路から見ると出力は50Ωに見えるので、外部の減衰抵抗が不要なこともあります。

すべての高速/高分解能コンバータの場合と同様、デジタル出力負荷が性能に影響を与えることがあります。デジタル出力と敏感な入力回路の間に生じるおそれのある相互反応を抑えるため、LTC2224のデジタル出力はできるだけ小さな容量性負荷をドライブするようにします。全速動作では負荷の容量は5pF以下に抑えます。

OV_{DD} 電圧を低くすることも、デジタル出力からの干渉を減らすのに役立ち、SNRを改善します。

データのフォーマット

LTC2224の平行・デジタル出力は、オフセット・バイナリ形式または2の補数形式を選択できます。

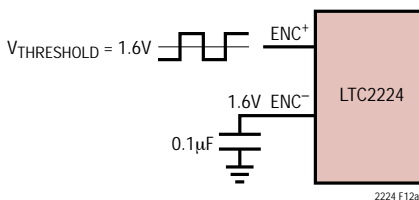


図12a. シングルエンドのENCドライブで、低ジッタ用には推奨できない

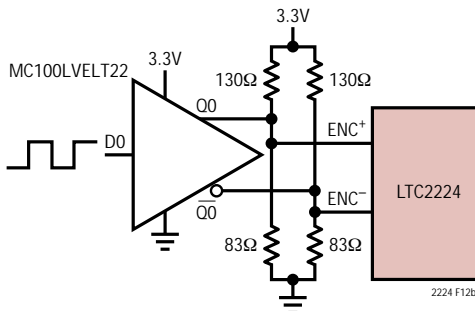


図12b. CMOSからPECLへのトランスレータを使ったENCドライブ

フォーマットはMODEピンを使って選択します。MODEをGNDまたは $1/3V_{DD}$ に接続すると、ストレート・バイナリ出力フォーマットが選択されます。MODEを $2/3V_{DD}$ または V_{DD} に接続すると、2の補数の出力フォーマットが選択されます。外部抵抗分割器を使って $1/3V_{DD}$ または $2/3V_{DD}$ のロジック値を設定することができます。MODEピンのロジック状態を表1に示します。

表1. MODEピンの機能

MODE Pin	Output Format	Clock Duty Cycle Stabilizer
0	Straight Binary	Off
$1/3V_{DD}$	Straight Binary	On
$2/3V_{DD}$	2's Complement	On
V_{DD}	2's Complement	Off

オーバーフロー・ビット

OFがロジック“H”を出力しているとき、コンバータにはオーバーレンジまたはアンダーレンジの信号が入力されています。

出力クロック

ADCにはENC⁺入力を遅延させた信号がデジタル出力(CLOCKOUT)として備わっています。このCLOCKOUTピンを使って、コンバータのデータをデジタルシステムに同期させることができます。これは正弦波のエンコードを使っているとき必要です。データはCLOCKOUTが立ち上がった直後に更新され、CLOCKOUTの立下りエッジでラッチすることができます。

出力ドライバの電源

出力専用の電源ピンとグランド・ピンが備わっているため、出力ドライバをアナログ回路から分離することができます。デジタル出力バッファの電源(OV_{DD})はドライブされるロジックと同じ電源に接続します。

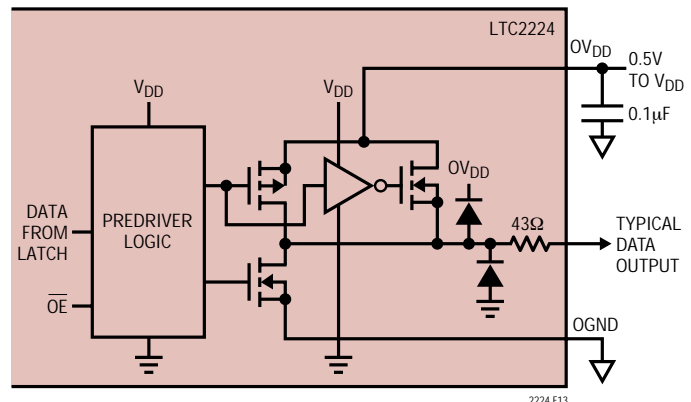


図13. デジタル出力のバッファ

アプリケーション情報

たとえば、1.8V電源から給電されているDSPをコンバータがドライブする場合、 OV_{DD} は同じ1.8V電源に接続します。

OV_{DD} はデバイスの V_{DD} までの任意の電圧で電力供給を受けることができます。OGNDはGND~1Vの任意の電圧で電力供給を受けることができ、 OV_{DD} より低くしなければなりません。ロジック出力はOGNDと OV_{DD} のあいだでスイングします。

出力イネーブル

出力イネーブル・ピン(\overline{OE})を使って出力をディスエーブルすることができます。 \overline{OE} を“H”にすると、OFやCLOCKOUTを含むすべてのデータ出力がディスエーブルされます。データのアクセス時間やバスの解放時間は、全速動作時に出力のイネーブルやディスエーブルするには遅すぎます。出力のHi-Z状態は長期の休止時に使うことを意図しています。

スリープ・モードとナップ・モード

節電のため、コンバータをシャットダウン・モードまたはナップ・モードにすることができます。SHDNをGNDに接続すると正常動作になります。SHDNを V_{DD} に接続し、 \overline{OE} を V_{DD} に接続するとスリープ・モードになり、リファレンスを含むすべての回路をパワーダウンし、消費電力は標準で1mWになります。スリープ・モードを抜け出すとき、リファレンスのコンデンサを再充電して安定化する必要があるため、出力データが有効になるまで数ミリ秒かかります。SHDNを V_{DD} に接続し、 \overline{OE} をGNDに接続するとナップ・モードになり、消費電力は標準で35mWになります。ナップ・モードでは内蔵リファレンス回路はオンしたままなので、ナップ・モードからの回復はスリープ・モードからの回復よりも早く、標準で100クロック・サイクルかかります。スリープとナップの両方のモードですべてのデジタル出力はディスエーブルされ、Hi-Z状態になります。

接地とバイパス

LTC2224は切れ目の無いクリーンなグランド・プレーンを備えたプリント基板を必要とします。内部グランド・プレーンを備えた多層基板を推奨します。プリント回路基板のレイアウトでは、デジタル信号ラインとアナログ信号ラインをできるだけ分離します。特に、どのデジタル信号もアナログ信号に沿って配置しないように、またADCの下に配置しないように注意します。

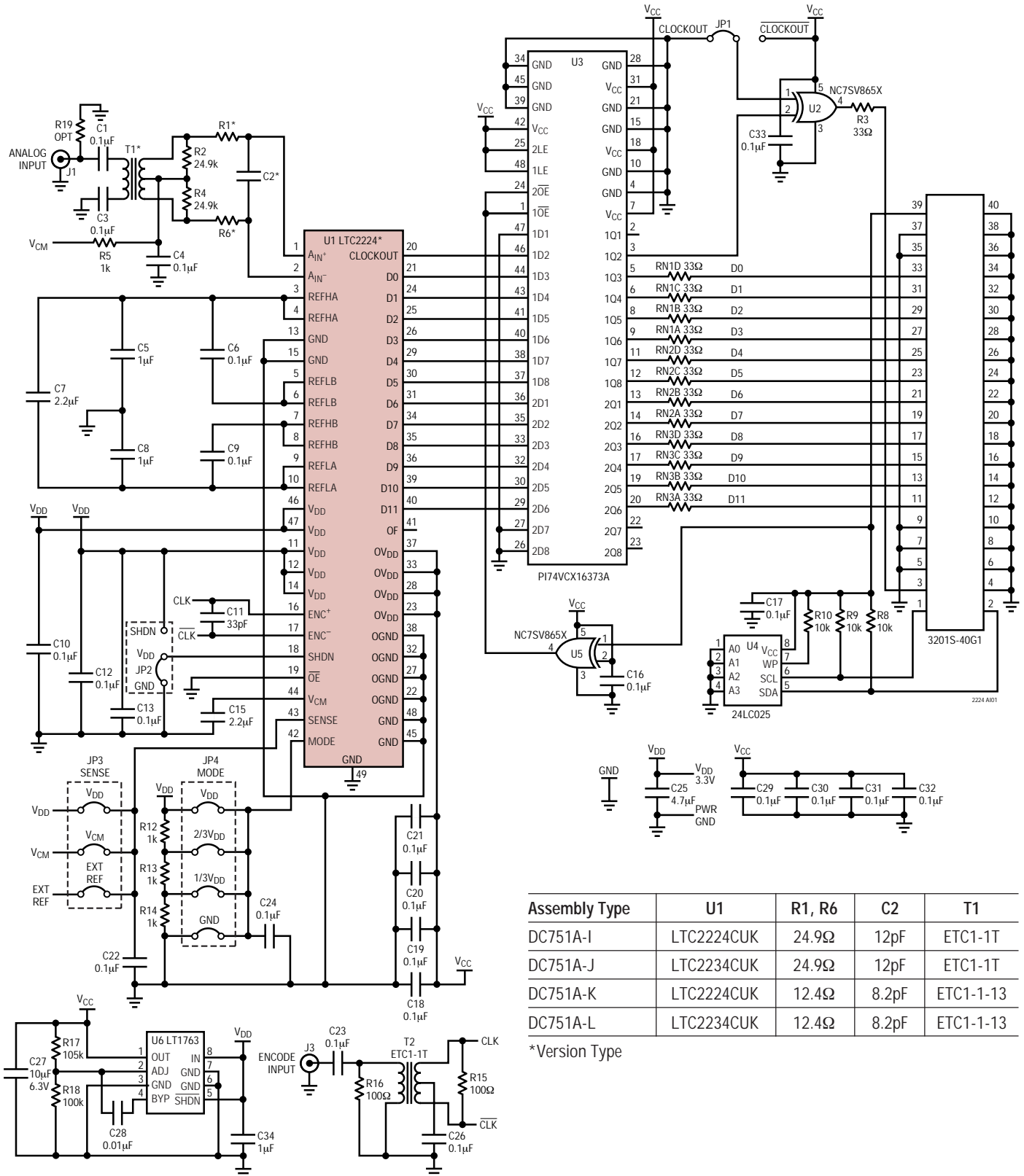
このデータシートの表紙のブロック図に示されているように、 V_{DD} 、 OV_{DD} 、 V_{CM} 、REFHA、REFHB、REFLAおよびREFLBの各ピンには高品質のセラミック・バイパス・コンデンサを使います。バイパス・コンデンサはできるだけピンに近づけて配置してください。特に重要なのはREFHAとREFLBのあいだ、およびREFHBとREFLAのあいだのコンデンサです。これらのコンデンサはできるだけデバイスに近づけて(1.5mm以下)配置してください。サイズが0402のセラミック・コンデンサを推奨します。REFHAとREFLAのあいだの大きな2.2 μ Fのコンデンサはこれよりいくらか離れてもかまいません。ピンやバイパス・コンデンサを接続するトレースは短くし、できるだけ幅を広くします。

LTC2224の差動入力はい互いに並行にできるだけ近づけて配置します。入力トレースはできるだけ短くして容量を小さくし、ノイズを拾わないようにします。

熱伝達

LTC2224が発生する熱の大部分はダイから底面の露出パッドとパッケージのピンを通してプリント回路基板に伝わります。すぐれた電気特性と熱特性を得るには、露出パッドをPCボードの大きな接地されたパッドに半田付けします。すべてのグランド・ピンを面積が十分大きなグランド・プレーンに接続することが重要です。

LTC2224の評価回路図

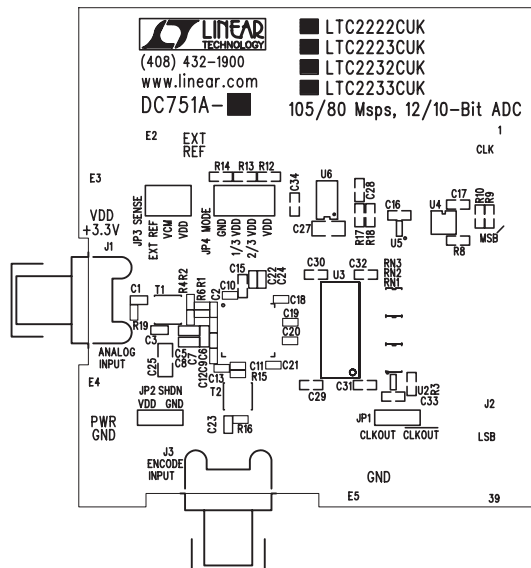


Assembly Type	U1	R1, R6	C2	T1
DC751A-I	LTC2224CUK	24.9Ω	12pF	ETC1-1T
DC751A-J	LTC2224CUK	24.9Ω	12pF	ETC1-1T
DC751A-K	LTC2224CUK	12.4Ω	8.2pF	ETC1-1-13
DC751A-L	LTC2224CUK	12.4Ω	8.2pF	ETC1-1-13

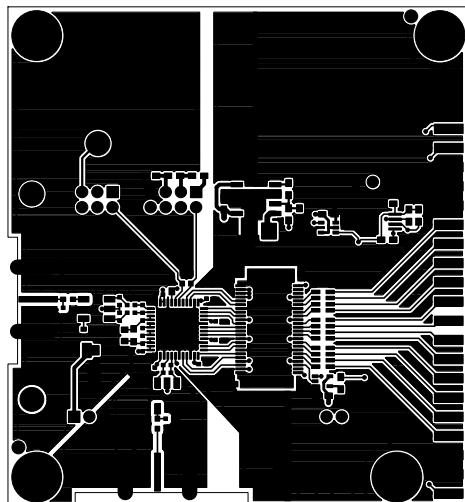
*Version Type

アプリケーション情報

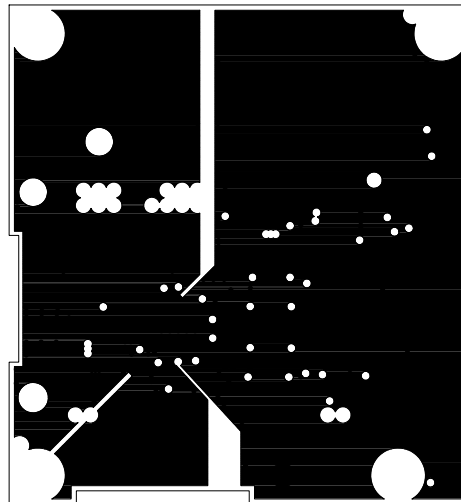
シルクスクリーンのトップ



1層 部品側

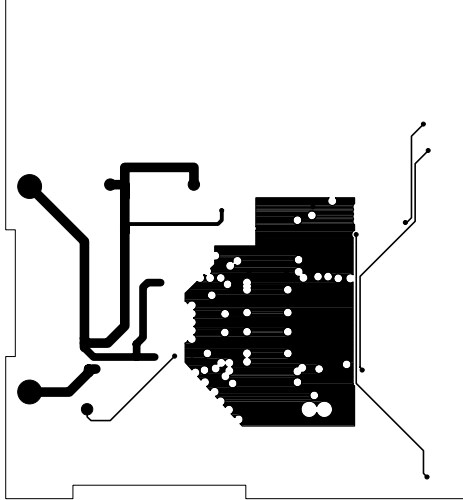


2層 GNDプレーン

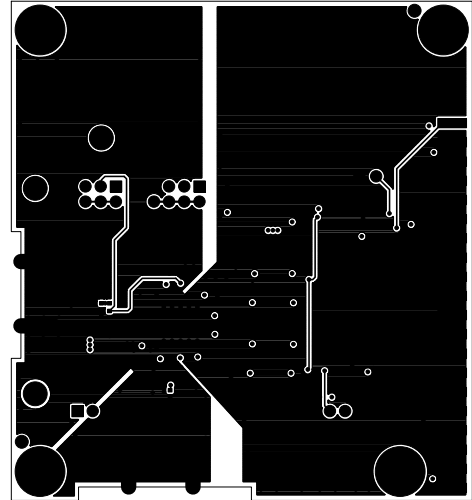


アプリケーション情報

3層 電源プレーン

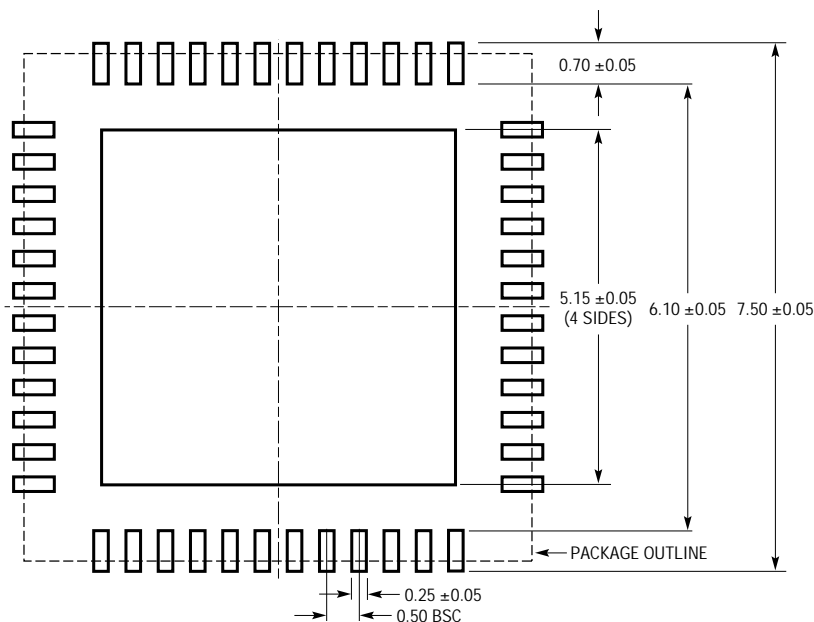


4層 ボトム側



パッケージ寸法

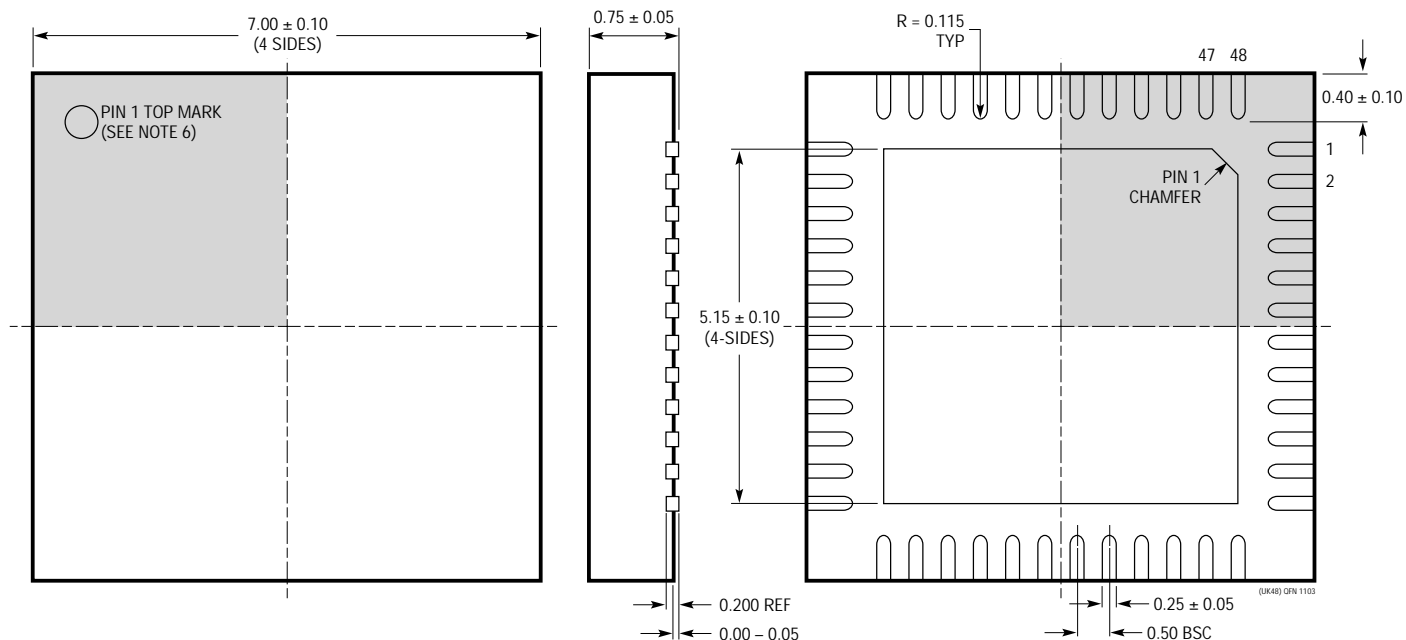
UKパッケージ
48ピン・プラスチックQFN (7mm × 7mm)
(Reference LTC DWG # 05-08-1704)



NOTE :

1. 図面はJEDECのパッケージ外形MO-220のバリエーション(WKKD-2)に適合
2. 図は実寸とは異なる
3. すべての寸法はミリメートル
4. パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない。モールドのバリは(もしあれば)各サイドで0.20mmを超えないこと
5. 露出パッドは半田メッキとする
6. 網掛けの部分はパッケージのトップとボトムのピン1の位置の参考に過ぎない

推奨する半田パッドのピッチと寸法



露出パッドの底面

LTC2224

関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC1741	12ビット、65Msps ADC	SNR: 72dB、SFDR: 87dB、48ピンTSSOPパッケージ
LTC1742	14ビット、65Msps ADC	SNR: 76.5dB、SFDR: 90dB、48ピンTSSOPパッケージ
LTC1743	12ビット、50Msps ADC	SNR: 72.5dB、SFDR: 90dB、48ピンTSSOPパッケージ
LTC1744	14ビット、50Msps ADC	SNR: 77dB、SFDR: 90dB、48ピンTSSOPパッケージ
LTC1745	12ビット、25Msps ADC	SNR: 72.5dB、380mW、48ピンTSSOPパッケージ
LTC1746	14ビット、25Msps ADC	SNR: 77.5dB、390mW、48ピンTSSOPパッケージ
LTC1747	12ビット、80Msps ADC	SNR: 72dB、SFDR: 87dB、48ピンTSSOPパッケージ
LTC1748	14ビット、80Msps ADC	SNR: 76.3dB、SFDR: 90dB、48ピンTSSOPパッケージ
LTC1749	12ビット、80Msps広帯域ADC	最大500MHzのIFアンダーサンプリング、SFDR: 87dB
LTC1750	14ビット、80Msps広帯域ADC	最大500MHzのIFアンダーサンプリング、SFDR: 90dB
LTC2220	12ビット、170Msps ADC	890mW、SNR: 67.5dB、9mm x 9mm QFNパッケージ
LTC2221	12ビット、135Msps ADC	660mW、SNR: 67.5dB、9mm x 9mm QFNパッケージ
LTC2230	10ビット、170Msps ADC	890mW、SNR: 61dB、9mm x 9mm QFNパッケージ
LTC2231	10ビット、135Msps ADC	660mW、SNR: 61dB、9mm x 9mm QFNパッケージ
LTC2232	10ビット、105Msps ADC	475mW、SNR: 61dB、7mm x 7mm QFNパッケージ
LTC2233	10ビット、80Msps ADC	366mW、SNR: 61dB、7mm x 7mm QFNパッケージ
LTC2234	10ビット、135Msps ADC	630mW、SNR: 61dB、7mm x 7mm QFNパッケージ
LT5512	DC ~ 3GHz高信号レベル・ダウンコンバージョン・ミキサ	DC ~ 3GHz、IIP3: 21dBm、内蔵LOバッファ
LT5514	デジタル利得制御付き超低歪みIFアンプ/ADCドライバ	1dB BW: 450MHz、OIP3: 47dB、デジタル利得制御: 1.5dB/ステップで10.5dB ~ 33dB
LT5515	1.5GHz ~ 2.5GHz直接変換直交復調器	IIP3: 20dBm、内蔵LO直交ジェネレータ
LT5516	0.8GHz ~ 1.5GHz直接変換直交復調器	IIP3: 21.5dBm、内蔵LO直交ジェネレータ
LT5517	40MHz ~ 900MHz直接変換直交復調器	IIP3: 21dBm、内蔵LO直交ジェネレータ
LT5522	600MHz ~ 2.7GHz高直線性ダウンコンバージョン・ミキサ	4.5V ~ 5.25V電源、IIP3: 900MHzで25dBm、NF = 12.5dB、 500ΩシングルエンドのRFポートとLOポート