

12ビット、80Msps、3.3V IFサンプリングADC

概要

MAX1209は、完全差動型広帯域トラックホールド(T/H)入力アンプを備え、内蔵の低ノイズ量子化器を駆動する3.3V、12ビット、80Mspsのアナログ-デジタルコンバータ(ADC)です。アナログ入力段は、シングルエンドまたは差動信号で動作します。MAX1209は、低電力、小型、及び高ダイナミック性能に最適化されています。MAX1209は、ベースバンドから175MHz以上の入力周波数に至るまで卓越したダイナミック性能を維持するため、中間周波数(IF)のサンプリングアプリケーションに最適です。

MAX1209は、3.0V~3.6Vの電源で動作し、消費電力がわずか366mWで、175MHzの入力周波数における標準信号対ノイズ比(SNR)は66.5dBです。MAX1209は、動作電力が低いうえに、アイドル期間の電力を節約するために3μWのパワーダウンモードを備えています。

MAX1209は、フレキシブルなリファレンス構成によって、内部の2.048Vバンドギャップリファレンスを使用することも外部からリファレンスを印加することもできます。フルスケールのアナログ入力は±0.35V~±1.15Vの範囲で調整することが可能なリファレンス構成となっています。MAX1209は、差動アナログ入力回路の設計を簡素化し、外付け部品点数を少なくするために、コモンモードリファレンスを備えています。

MAX1209は、シングルエンド及び差動入力クロック駆動の両方をサポートしています。クロックデューティサイクルが大幅に変動しても、ADC内部のデューティサイクルイコライザ(DCE)によって補正されます。

ADCの変換結果は、12ビットパラレルCMOS対応出力バスから得られます。デジタル出力形式は、2の補数またはグレイコードのいずれかを端子設定によって選択することが可能です。データバリッドインジケータによって、信頼性の高いデジタルインタフェースに一般的に必要とされる外付け部品を不要とすることができます。デジタル電源入力は独立した1.7V~3.6Vの広範な電圧で動作するため、MAX1209は様々なロジックレベルとインタフェースすることができます。

MAX1209は、6mm x 6mm x 0.8mmの40ピン、エクスポーズドパッド(EP)付き薄型QFNパッケージで提供され、工業用拡張温度範囲(-40°C~+85°C)で動作が保証されています。

14ビット及び12ビットの高速ADCの全ファミリについては、「ピンコンパチブルバージョン」表を参照してください。

アプリケーション

IF通信レシーバ
セルラ、ポイント間マイクロ波、HFC、WLAN
超音波及び医療用画像化
ポータブル計測機器
低電力データ収集

特長

- ◆ 最高400MHzのダイレクトIFサンプリング
- ◆ 卓越したダイナミック性能
 - 68.0dB/66.5dB SNR ($f_{IN} = 70\text{MHz}/175\text{MHz}$ において)
 - 85.1dBc/85.5dBc SFDR ($f_{IN} = 70\text{MHz}/175\text{MHz}$ において)
- ◆ 3.3V低電力動作
 - 366mW (シングルエンドクロックモード)
 - 393mW (差動クロックモード)
 - 3μW (パワーダウンモード)
- ◆ 差動またはシングルエンドクロック
- ◆ 完全差動またはシングルエンドアナログ入力
- ◆ 調整可能なフルスケールアナログ入力レンジ: ±0.35V~±1.15V
- ◆ コモンモードリファレンス内蔵
- ◆ 2の補数またはグレイコードのCMOS対応出力
- ◆ データバリッドインジケータによってデジタル設計が簡素化
- ◆ データアウトオブレンジインジケータ
- ◆ 小型、40ピン、エクスポーズドパッド付き薄型QFNパッケージ
- ◆ 評価キット (型番MAX1211 EVKIT)あり

型番

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE	PKG CODE
MAX1209ETL	-40°C to +85°C	40 Thin QFN (6mm x 6mm x 0.8mm)	T4066-3

ピンコンパチブルバージョン

PART	SAMPLING RATE (Msps)	RESOLUTION (BITS)	TARGET APPLICATION
MAX12553	65	14	IF/Baseband
MAX1209	80	12	IF
MAX1211	65	12	IF
MAX1208	80	12	Baseband
MAX1207	65	12	Baseband
MAX1206	40	12	Baseband

ピン配置はデータシートの最後に記載されています。

12ビット、80Msps、3.3V IFサンプリングADC

MAX1209

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

V_{DD} to GND-0.3V to +3.6V
 OV_{DD} to GND-0.3V to the lower of (V_{DD} + 0.3V) and +3.6V
 INP, INN to GND ...-0.3V to the lower of (V_{DD} + 0.3V) and +3.6V
 REFIN, REFOUT, REFP, REFN, COM
 to GND-0.3V to the lower of (V_{DD} + 0.3V) and +3.6V
 CLKP, CLKN, CLKTYP, G \bar{T} , DCE,
 PD to GND-0.3V to the lower of (V_{DD} + 0.3V) and +3.6V
 D11 Through D0, I.C. DAV, DOR to GND ...-0.3V to (OV_{DD} + 0.3V)

Continuous Power Dissipation (T_A = +70°C)
 40-Pin Thin QFN 6mm x 6mm x 0.8mm
 (derated 26.3mW/°C above +70°C)2105.3mW
 Operating Temperature Range-40°C to +85°C
 Junction Temperature+150°C
 Storage Temperature Range-65°C to +150°C
 Lead Temperature (soldering 10s)+300°C

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V_{DD} = 3.3V, OV_{DD} = 2.0V, GND = 0, REFIN = REFOUT (internal reference), V_{IN} = -0.5dBFS, CLKTYP = high, DCE = high, PD = low, G \bar{T} = low, f_{CLK} = 80MHz (50% duty cycle), T_A = -40°C to +85°C, unless otherwise noted. Typical values are at T_A = +25°C.) (Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
DC ACCURACY (Note 2)						
Resolution			12			Bits
Integral Nonlinearity	INL	f _{IN} = 3MHz		±0.6		LSB
Differential Nonlinearity	DNL	f _{IN} = 3MHz, no missing codes over temperature	-0.77	±0.35		LSB
Offset Error		V _{REFIN} = 2.048V		±0.17	±0.91	%FS
Gain Error		V _{REFIN} = 2.048V		±0.56	±5.3	%FS
ANALOG INPUT (INP, INN)						
Differential Input Voltage Range	V _{DIFF}	Differential or single-ended inputs		±1.024		V
Common-Mode Input Voltage				V _{DD} / 2		V
Input Capacitance (Figure 3)	C _{PAR}	Fixed capacitance to ground		2		pF
	C _{SAMPLE}	Switched capacitance		1.9		
CONVERSION RATE						
Maximum Clock Frequency	f _{CLK}		80			MHz
Minimum Clock Frequency					5	MHz
Data Latency		Figure 6		8.5		Clock cycles
DYNAMIC CHARACTERISTICS (differential inputs, Note 2)						
Small-Signal Noise Floor	SSNF	Input at less than -35dBFS		-68.8		dBFS
Signal-to-Noise Ratio	SNR	f _{IN} = 70MHz at -0.5dBFS		68.0		dB
		f _{IN} = 100MHz at -0.5dBFS		67.7		
		f _{IN} = 175MHz at -0.5dBFS (Note 6)	64.5	66.5		
Signal-to-Noise and Distortion	SINAD	f _{IN} = 70MHz at -0.5dBFS		67.8		dB
		f _{IN} = 100MHz at -0.5dBFS		67.6		
		f _{IN} = 175MHz at -0.5dBFS (Note 6)	64.3	66.4		

12ビット、80Msps、3.3V IFサンプリングADC

MAX1209

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(V_{DD} = 3.3V, OV_{DD} = 2.0V, GND = 0, REFIN = REFOUT (internal reference), V_{IN} = -0.5dBFS, CLK_{TYP} = high, DCE = high, PD = low, G/T = low, f_{CLK} = 80MHz (50% duty cycle), T_A = -40°C to +85°C, unless otherwise noted. Typical values are at T_A = +25°C.) (Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Spurious-Free Dynamic Range	SFDR	f _{IN} = 70MHz at -0.5dBFS		85.1		dBc
		f _{IN} = 100MHz at -0.5dBFS		86.2		
		f _{IN} = 175MHz at -0.5dBFS (Note 6)	74.6	85.5		
Total Harmonic Distortion	THD	f _{IN} = 70MHz at -0.5dBFS		-81.2		dBc
		f _{IN} = 100MHz at -0.5dBFS		-82.3		
		f _{IN} = 175MHz at -0.5dBFS		-82.7	-73.9	
Second Harmonic	HD2	f _{IN} = 70MHz at -0.5dBFS		-86.5		dBc
		f _{IN} = 100MHz at -0.5dBFS		-89.6		
		f _{IN} = 175MHz at -0.5dBFS		-89		
Third Harmonic	HD3	f _{IN} = 70MHz at -0.5dBFS		-85.1		dBc
		f _{IN} = 100MHz at -0.5dBFS		-86.5		
		f _{IN} = 175MHz at -0.5dBFS		-88.6		
Intermodulation Distortion	IMD	f _{IN1} = 68.5MHz at -7dBFS, f _{IN2} = 71.5MHz at -7dBFS		-82.4		dBc
		f _{IN1} = 172.5MHz at -7dBFS, f _{IN2} = 177.5MHz at -7dBFS		-74.2		
Third-Order Intermodulation	IM3	f _{IN1} = 68.5MHz at -7dBFS, f _{IN2} = 71.5MHz at -7dBFS		-86.4		dBc
		f _{IN1} = 172.5MHz at -7dBFS, f _{IN2} = 177.5MHz at -7dBFS		-86.1		
Two-Tone Spurious-Free Dynamic Range	SFDR _{TT}	f _{IN1} = 68.5MHz at -7dBFS, f _{IN2} = 71.5MHz at -7dBFS		85.1		dBc
		f _{IN1} = 172.5MHz at -7dBFS, f _{IN2} = 177.5MHz at -7dBFS		74.2		
Full-Power Bandwidth	FPBW	Input at -0.5dBFS, -3dB roll-off		700		MHz
Aperture Delay	t _{AD}	Figure 4		0.9		ns
Aperture Jitter	t _{AJ}	Figure 4		<0.2		ps _{RMS}
Output Noise	n _{OUT}	INP = INN = COM		0.52		LSB _{RMS}
Overdrive Recovery Time		±10% beyond full scale		1		Clock cycles

12ビット、80Msps、3.3V IFサンプリングADC

MAX1209

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{DD} = 3.3V$, $OV_{DD} = 2.0V$, $GND = 0$, $REF_{IN} = REF_{OUT}$ (internal reference), $V_{IN} = -0.5dBFS$, $CLK_{TYP} = high$, $DCE = high$, $PD = low$, $G/T = low$, $f_{CLK} = 80MHz$ (50% duty cycle), $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^{\circ}C$.) (Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
INTERNAL REFERENCE ($REF_{IN} = REF_{OUT}$; V_{REFP}, V_{REFN}, and V_{COM} are generated internally)						
REFOUT Output Voltage	V_{REFOUT}		1.984	2.048	2.070	V
COM Output Voltage	V_{COM}	$V_{DD} / 2$		1.65		V
Differential Reference Output Voltage	V_{REF}	$V_{REF} = V_{REFP} - V_{REFN}$		1.024		V
REFOUT Load Regulation				35		mV/mA
REFOUT Temperature Coefficient	TC_{REF}			+50		ppm/ $^{\circ}C$
REFOUT Short-Circuit Current		Short to V_{DD} —sinking		0.24		mA
		Short to GND—sourcing		2.1		
BUFFERED EXTERNAL REFERENCE (REF_{IN} driven externally; $V_{REFIN} = 2.048V$, V_{REFP}, V_{REFN}, and V_{COM} are generated internally)						
REFIN Input Voltage	V_{REFIN}			2.048		V
REFP Output Voltage	V_{REFP}	$(V_{DD} / 2) + (V_{REFIN} / 4)$		2.162		V
REFN Output Voltage	V_{REFN}	$(V_{DD} / 2) - (V_{REFIN} / 4)$		1.138		V
COM Output Voltage	V_{COM}	$V_{DD} / 2$	1.60	1.65	1.70	V
Differential Reference Output Voltage	V_{REF}	$V_{REF} = V_{REFP} - V_{REFN}$	0.971	1.024	1.069	V
Differential Reference Temperature Coefficient				± 25		ppm/ $^{\circ}C$
REFIN Input Resistance				>50		M Ω
UNBUFFERED EXTERNAL REFERENCE ($REF_{IN} = GND$; V_{REFP}, V_{REFN}, and V_{COM} are applied externally)						
COM Input Voltage	V_{COM}	$V_{DD} / 2$		1.65		V
REFP Input Voltage		$V_{REFP} - V_{COM}$		0.512		V
REFN Input Voltage		$V_{REFN} - V_{COM}$		-0.512		V
Differential Reference Input Voltage	V_{REF}	$V_{REF} = V_{REFP} - V_{REFN}$		1.024		V
REFP Sink Current	I_{REFP}	$V_{REFP} = 2.162V$		1.1		mA
REFN Source Current	I_{REFN}	$V_{REFN} = 1.138V$		1.1		mA
COM Sink Current	I_{COM}			0.3		mA
REFP, REFN Capacitance				13		pF
COM Capacitance				6		pF
CLOCK INPUTS (CLKP, CLKN)						
Single-Ended Input High Threshold	V_{IH}	$CLK_{TYP} = GND$, $CLKN = GND$		$0.8 \times V_{DD}$		V
Single-Ended Input Low Threshold	V_{IL}	$CLK_{TYP} = GND$, $CLKN = GND$			$0.2 \times V_{DD}$	V
Differential Input Voltage Swing		$CLK_{TYP} = high$		1.4		V _{P-P}
Differential Input Common-Mode Voltage		$CLK_{TYP} = high$		$V_{DD} / 2$		V

12ビット、80Msps、3.3V IFサンプリングADC

MAX1209

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{DD} = 3.3V$, $OV_{DD} = 2.0V$, $GND = 0$, $REFIN = REFOUT$ (internal reference), $V_{IN} = -0.5dBFS$, $CLKTYP = high$, $DCE = high$, $PD = low$, $G/\bar{T} = low$, $f_{CLK} = 80MHz$ (50% duty cycle), $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^{\circ}C$.) (Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Resistance	R_{CLK}	Figure 5		5		$k\Omega$
Input Capacitance	C_{CLK}			2		pF
DIGITAL INPUTS (CLKTYP, G/\bar{T} , PD)						
Input High Threshold	V_{IH}		$0.8 \times OV_{DD}$			V
Input Low Threshold	V_{IL}				$0.2 \times OV_{DD}$	V
Input Leakage Current		$V_{IH} = OV_{DD}$			± 5	μA
		$V_{IL} = 0$			± 5	
Input Capacitance	C_{DIN}			5		pF
DIGITAL OUTPUTS (D11–D0, DAV, DOR)						
Output Voltage Low	V_{OL}	D11–D0, DOR, $I_{SINK} = 200\mu A$			0.2	V
		DAV, $I_{SINK} = 600\mu A$			0.2	
Output Voltage High	V_{OH}	D11–D0, DOR, $I_{SOURCE} = 200\mu A$		$OV_{DD} - 0.2$		V
		DAV, $I_{SOURCE} = 600\mu A$		$OV_{DD} - 0.2$		
Tri-State Leakage Current	I_{LEAK}	(Note 3)			± 5	μA
D11–D0, DOR Tri-State Output Capacitance	C_{OUT}	(Note 3)		3		pF
DAV Tri-State Output Capacitance	C_{DAV}	(Note 3)		6		pF
POWER REQUIREMENTS						
Analog Supply Voltage	V_{DD}		3.0	3.3	3.6	V
Digital Output Supply Voltage	OV_{DD}		1.7	2.0	$V_{DD} + 0.3V$	V
Analog Supply Current	I_{VDD}	Normal operating mode, $f_{IN} = 175MHz$ at $-0.5dBFS$, $CLKTYP = GND$, single-ended clock		111		mA
		Normal operating mode, $f_{IN} = 175MHz$ at $-0.5dBFS$, $CLKTYP = OV_{DD}$, differential clock		119	132	
		Power-down mode clock idle, $PD = OV_{DD}$		0.001		

12ビット、80Msps、3.3V IFサンプリングADC

MAX1209

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(V_{DD} = 3.3V, OV_{DD} = 2.0V, GND = 0, REFIN = REFOUT (internal reference), V_{IN} = -0.5dBFS, CLK_{TYP} = high, DCE = high, PD = low, G/T = low, f_{CLK} = 80MHz (50% duty cycle), T_A = -40°C to +85°C, unless otherwise noted. Typical values are at T_A = +25°C.) (Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Analog Power Dissipation	P _{DISS}	Normal operating mode, f _{IN} = 175MHz at -0.5dBFS, CLK _{TYP} = GND, single-ended clock		366		mW
		Normal operating mode, f _{IN} = 175MHz at -0.5dBFS, CLK _{TYP} = OV _{DD} , differential clock		393	436	
		Power-down mode clock idle, PD = OV _{DD}		0.003		
Digital Output Supply Current	I _{OVDD}	Normal operating mode, f _{IN} = 175MHz at -0.5dBFS, OV _{DD} = 2.0V, C _L ≈ 5pF		9.2		mA
		Power-down mode clock idle, PD = OV _{DD}		0.9		μA

TIMING CHARACTERISTICS (Figure 6)

Clock Pulse Width High	t _{CH}			6.25		ns
Clock Pulse Width Low	t _{CL}			6.25		ns
Data-Valid Delay	t _{DAV}	C _L = 5pF (Note 5)		6.4		ns
Data Setup Time Before Rising Edge of DAV	t _{SETUP}	C _L = 5pF (Notes 4, 5)		7.7		ns
Data Hold Time After Rising Edge of DAV	t _{HOLD}	C _L = 5pF (Notes 4, 5)		4.2		ns
Wake-Up Time from Power-Down	t _{WAKE}	V _{REFIN} = 2.048V		10		ms

Note 1: Specifications ≥+25°C guaranteed by production test, <+25°C guaranteed by design and characterization.

Note 2: See definitions in the *Parameter Definitions* section.

Note 3: During power-down, D11–D0, DOR, and DAV are high impedance.

Note 4: Guaranteed by design and characterization.

Note 5: Digital outputs settle to V_{IH} or V_{IL}.

Note 6: Due to test equipment jitter limitations at 175MHz, 0.15% of the spectrum on each side of the fundamental is excluded from the spectral analysis.

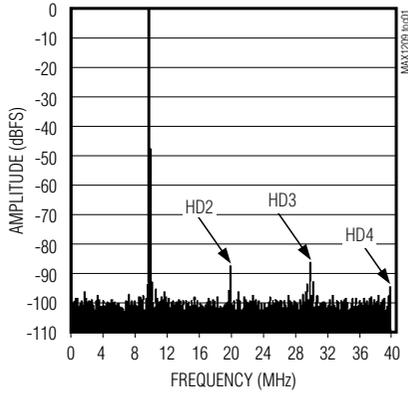
12ビット、80Msps、3.3V IFサンプリングADC

MAX1209

標準動作特性

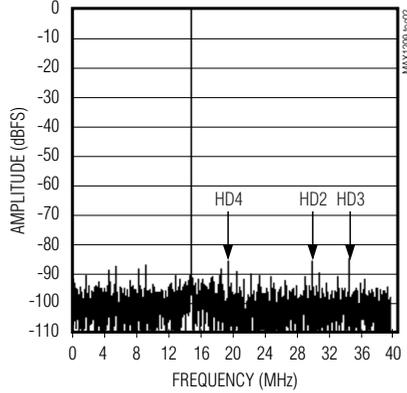
($V_{DD} = 3.3V$, $OV_{DD} = 2.0V$, $GND = 0$, $REFIN = REFOUT$ (internal reference), $V_{IN} = -0.5dBFS$, $CLKTYP = high$, $DCE = high$, $PD = low$, $G/\bar{T} = low$, $f_{CLK} = 80MHz$ (50% duty cycle), $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

**SINGLE-TONE FFT PLOT
(8192-POINT DATA RECORD)**



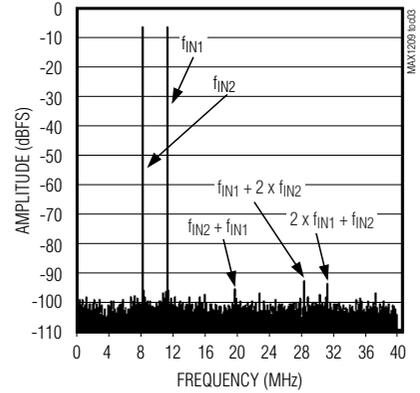
$f_{CLK} = 80.00352MHz$ $SINAD = 67.872dB$
 $f_{IN} = 69.99331395MHz$ $THD = -82.119dBc$
 $A_{IN} = -0.506dBFS$ $SFDR = 85.522dBc$
 $SNR = 68.039dB$

**SINGLE-TONE FFT PLOT
(4096-POINT DATA RECORD)**



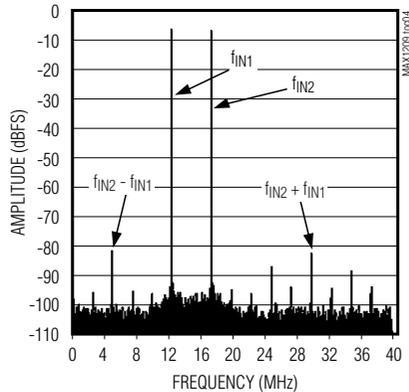
$f_{CLK} = 80.00352MHz$ $SINAD = 66.010dB$
 $f_{IN} = 175.078125MHz$ $THD = -82.976dBc$
 $A_{IN} = -0.500dBFS$ $SFDR = 84.718dBc$
 $SNR = 66.097dB$

**TWO-TONE FFT PLOT
(16,384-POINT DATA RECORD)**



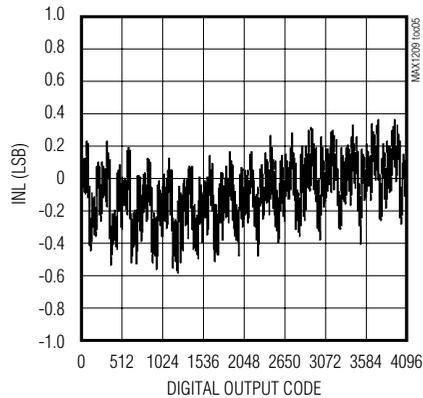
$f_{CLK} = 80MHz$ $A_{IN2} = -7.046dBFS$
 $f_{IN1} = 68.50098MHz$ $SFDR_{IT} = 85.065dBc$
 $A_{IN1} = -7.049dBFS$ $IMD = -82.255dBc$
 $f_{IN2} = 71.499MHz$ $IM3 = -86.378dBc$

**TWO-TONE FFT PLOT
(16,384-POINT DATA RECORD)**

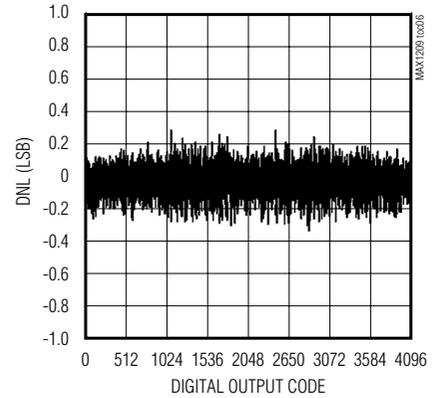


$f_{CLK} = 80MHz$ $A_{IN2} = -7.017dBFS$
 $f_{IN1} = 172.4853516MHz$ $SFDR_{IT} = 74.205dBc$
 $A_{IN1} = -6.976dBFS$ $IMD = -74.108dBc$
 $f_{IN2} = 177.4853516MHz$ $IM3 = -85.923dBc$

INTEGRAL NONLINEARITY



DIFFERENTIAL NONLINEARITY

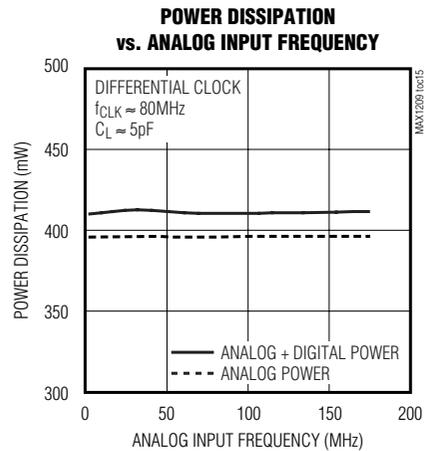
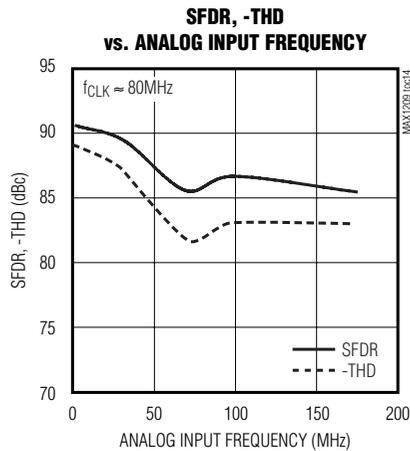
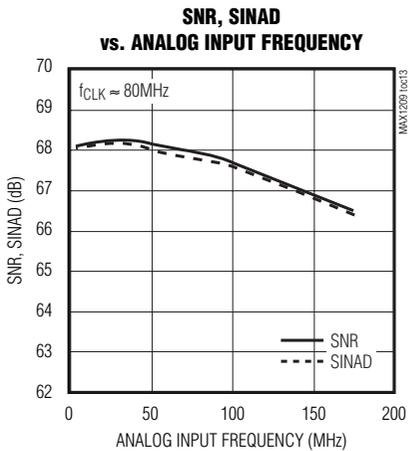
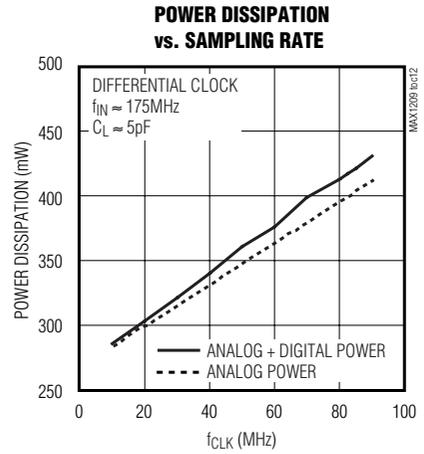
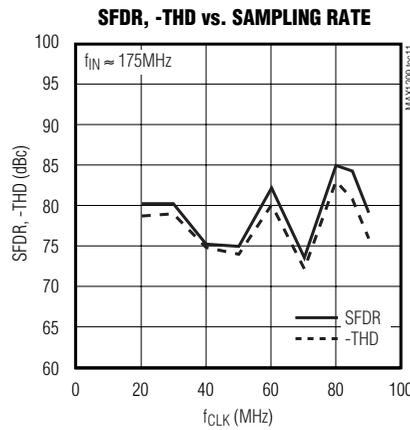
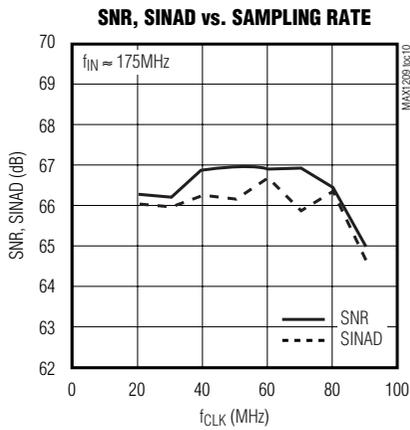
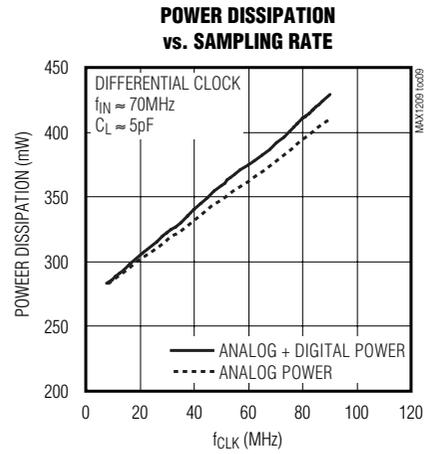
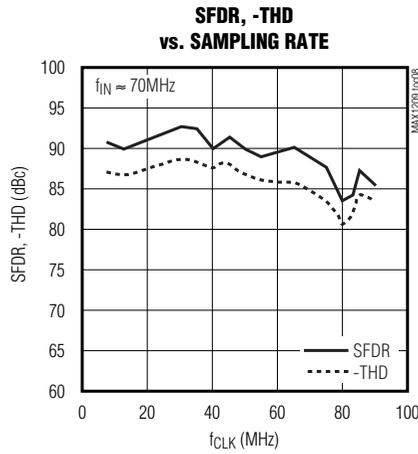
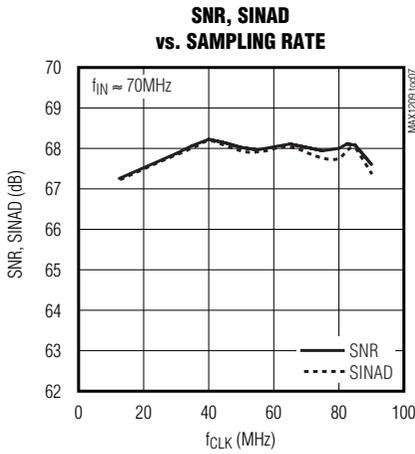


12ビット、80Msps、3.3V IFサンプリングADC

MAX1209

標準動作特性 (続き)

($V_{DD} = 3.3V$, $OV_{DD} = 2.0V$, $GND = 0$, $REFIN = REFOUT$ (internal reference), $V_{IN} = -0.5dBFS$, $CLKTYP = high$, $DCE = high$, $PD = low$, $G/T = low$, $f_{CLK} = 80MHz$ (50% duty cycle), $T_A = +25^{\circ}C$, unless otherwise noted.)

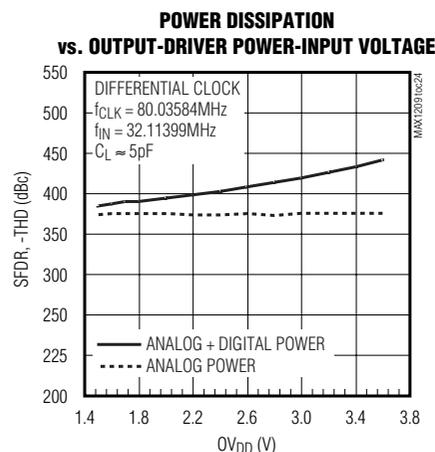
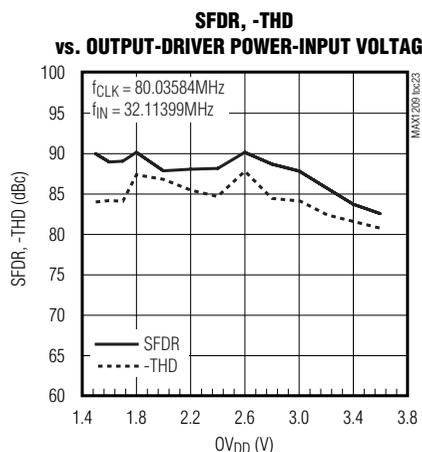
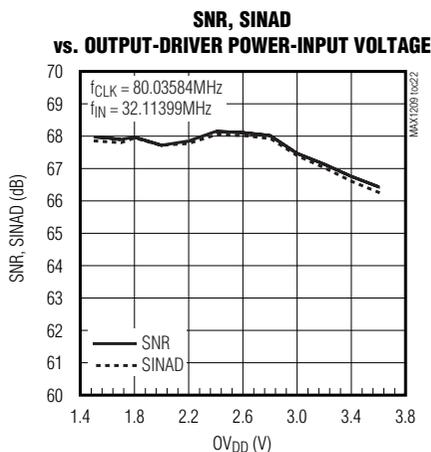
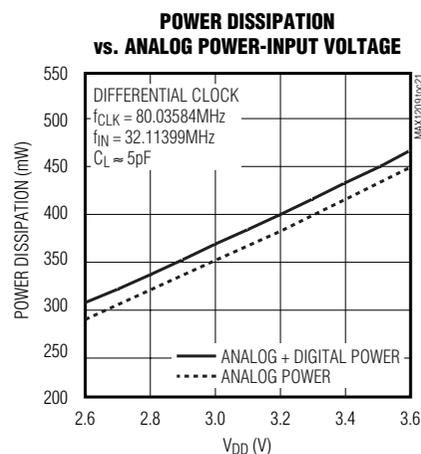
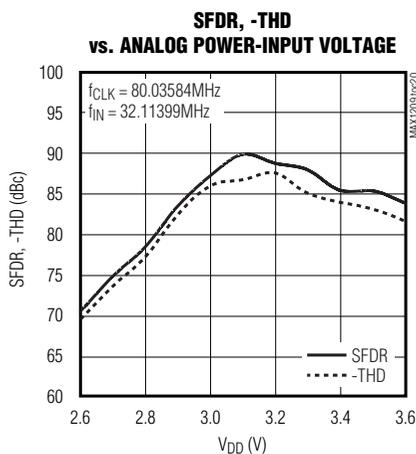
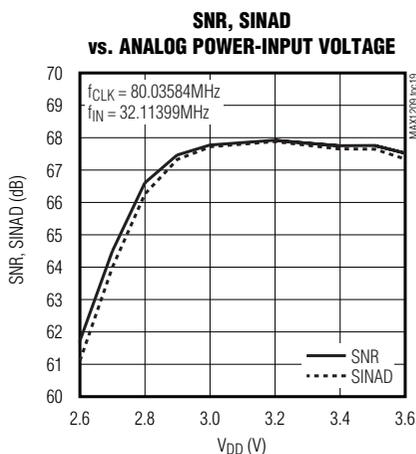
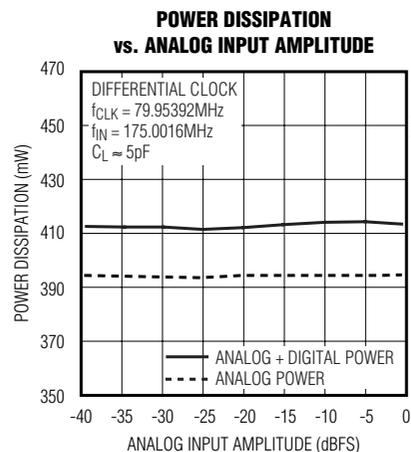
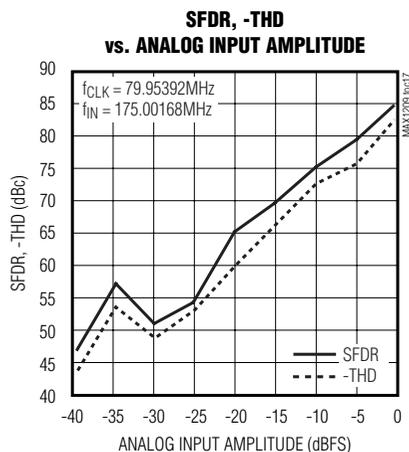
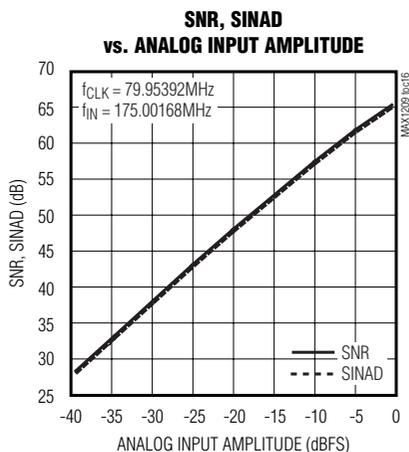


12ビット、80Msps、3.3V IFサンプリングADC

MAX1209

標準動作特性 (続き)

($V_{DD} = 3.3V$, $OV_{DD} = 2.0V$, $GND = 0$, $REFIN = REFOUT$ (internal reference), $V_{IN} = -0.5dBFS$, $CLKTYP = high$, $DCE = high$, $PD = low$, $G/T = low$, $f_{CLK} = 80MHz$ (50% duty cycle), $T_A = +25^{\circ}C$, unless otherwise noted.)

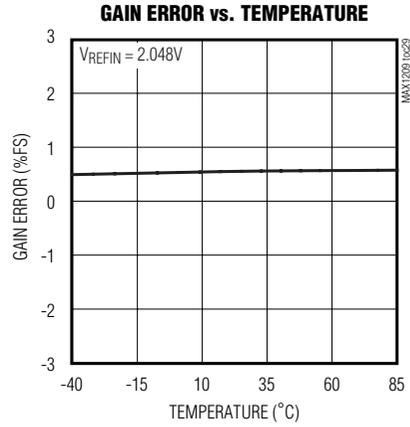
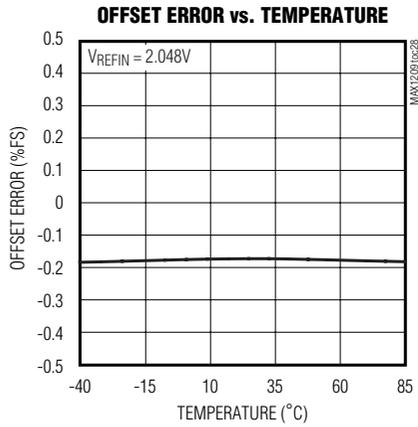
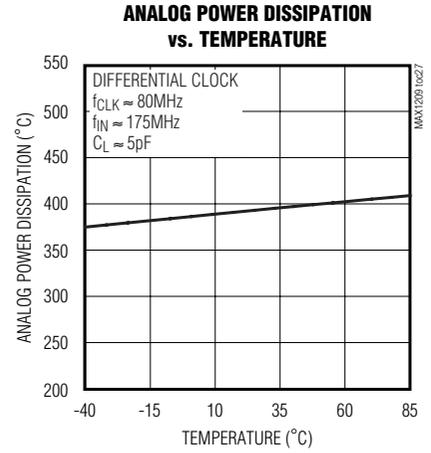
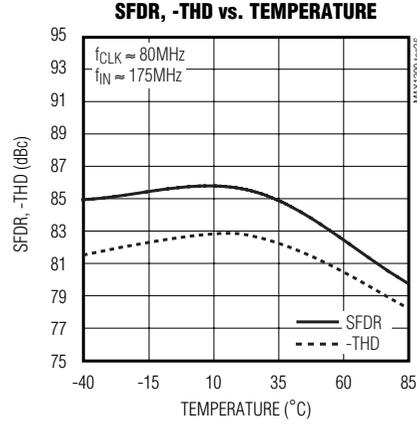
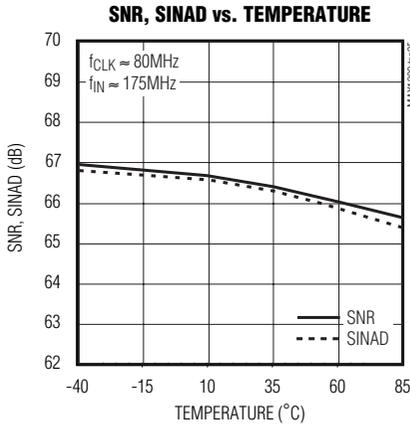


12ビット、80Msps、3.3V IFサンプリングADC

MAX1209

標準動作特性 (続き)

($V_{DD} = 3.3V$, $OV_{DD} = 2.0V$, $GND = 0$, $REFIN = REFOUT$ (internal reference), $V_{IN} = -0.5dBFS$, $CLKTYP = high$, $DCE = high$, $PD = low$, $G/\bar{T} = low$, $f_{CLK} = 80MHz$ (50% duty cycle), $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



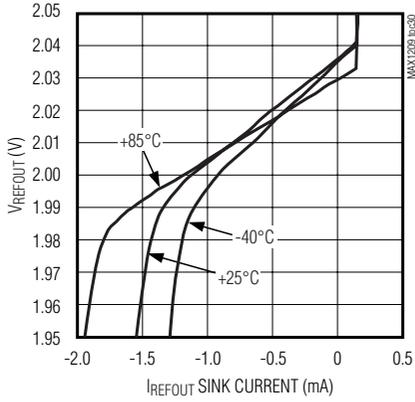
12ビット、80MSPS、3.3V IFサンプリングADC

MAX1209

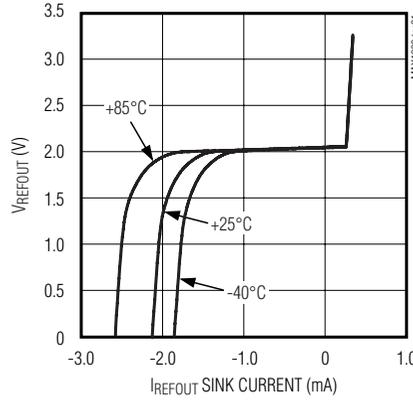
標準動作特性 (続き)

($V_{DD} = 3.3V$, $OV_{DD} = 2.0V$, $GND = 0$, $REFIN = REFOUT$ (internal reference), $V_{IN} = -0.5dBFS$, $CLKTYP = high$, $DCE = high$, $PD = low$, $G/T = low$, $f_{CLK} = 80MHz$ (50% duty cycle), $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

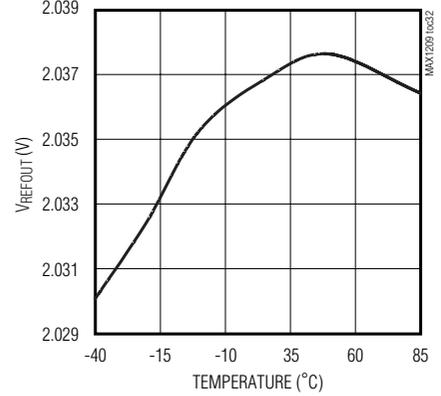
**REFERENCE OUTPUT VOLTAGE
LOAD REGULATION**



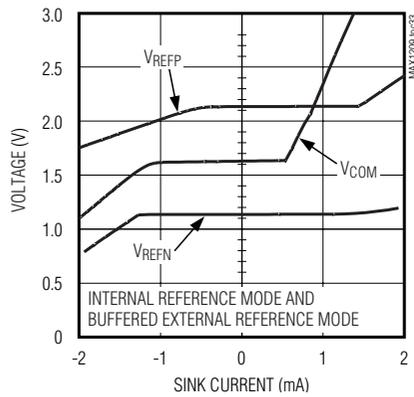
**REFERENCE OUTPUT VOLTAGE
SHORT-CIRCUIT PERFORMANCE**



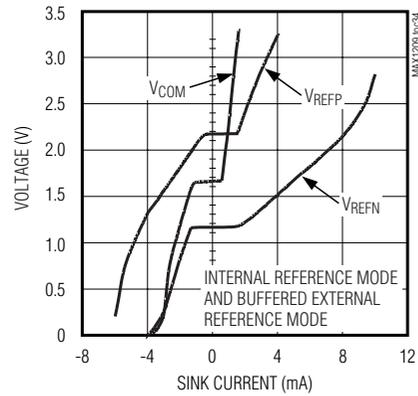
**REFERENCE OUTPUT VOLTAGE
vs. TEMPERATURE**



**REFP, COM, REFN
LOAD REGULATION**



**REFP, COM, REFN
SHORT-CIRCUIT PERFORMANCE**



12ビット、80Msps、3.3V IFサンプリングADC

MAX1209

端子説明

端子	名称	機能
1	REFP	正リファレンスI/O。フルスケールのアナログ入力範囲は $\pm(V_{REFP} - V_{REFN})$ です。REFPを0.1 μ FのコンデンサでGNDにバイパスしてください。REFPとREFNの間に1 μ Fのコンデンサと10 μ Fのコンデンサを並列にして接続してください。1 μ FのREFPとREFN間に接続するコンデンサは、プリント基板のデバイスと同じ側でデバイスのできる限り近くに配置してください。
2	REFN	負リファレンスI/O。フルスケールのアナログ入力範囲は $\pm(V_{REFP} - V_{REFN})$ です。REFNを0.1 μ FのコンデンサでGNDにバイパスしてください。REFPとREFNの間に1 μ Fのコンデンサと10 μ Fのコンデンサを並列にして接続してください。1 μ FのREFPとREFN間のコンデンサは、プリント基板のデバイスと同じ側でデバイスのできる限り近くに配置してください。
3	COM	コモンモード電圧I/O。COMを2.2 μ FのコンデンサでGNDにバイパスしてください。2.2 μ FのCOMとGND間のコンデンサは、デバイスのできる限り近くに配置してください。この2.2 μ Fのコンデンサは、プリント基板のデバイスとは反対側に配置してピアを経由してMAX1209に接続することもできます。
4, 7, 16, 35	GND	グラウンド。すべてのグラウンド端子とEPを互いに接続してください。
5	INP	正アナログ入力。
6	INN	負アナログ入力。
8	DCE	デューティサイクルイコライザ入力。内蔵のデューティサイクルイコライザをディセーブルするためには、DCEをロー(GND)に接続してください。内蔵のデューティサイクルイコライザをイネーブルするためには、DCEをハイ(OV _{DD} またはV _{DD})に接続してください。
9	CLKN	負クロック入力。差動クロック入力モード(CLKTYP = OV _{DD} またはV _{DD} とする)では、差動クロック信号をCLKPとCLKNの間に接続してください。シングルエンドクロックモード(CLKTYP = GNDとする)では、シングルエンドクロック信号をCLKPに加え、CLKNをGNDに接続してください。
10	CLKP	正クロック入力。差動クロック入力モード(CLKTYP = OV _{DD} またはV _{DD} とする)では、差動クロック信号をCLKPとCLKNの間に接続してください。シングルエンドクロックモード(CLKTYP = GND)では、シングルエンドクロック信号をCLKPに加え、CLKNをGNDに接続してください。
11	CLKTYP	クロックタイプ決定入力。シングルエンドクロック入力に決定するためには、CLKTYPをGNDに接続してください。差動クロック入力に決定するためには、CLKTYPをOV _{DD} またはV _{DD} に接続してください。
12-15, 36	V _{DD}	アナログ電源入力。V _{DD} を3.0V~3.6V電源に接続してください。2.2 μ F以上と0.1 μ Fの並列接続コンデンサでV _{DD} をGNDにバイパスしてください。すべてのV _{DD} 端子を同じ電位に接続してください。
17, 34	OV _{DD}	出力ドライバ電源入力。OV _{DD} を1.7V~V _{DD} の電源に接続してください。2.2 μ F以上と0.1 μ Fの並列接続コンデンサでOV _{DD} をGNDにバイパスしてください。
18	DOR	データアウトオブレインジインジケータ。DORデジタル出力は、アナログ入力電圧が正常範囲から外れていることを示します。DORがハイのとき、アナログ入力はそのフルスケール範囲を超えています。DORがローのとき、アナログ入力はそのフルスケール範囲内にあります(図6)。
19	D11	CMOSデジタル出力、ビット11(MSB)
20	D10	CMOSデジタル出力、ビット10
21	D9	CMOSデジタル出力、ビット9
22	D8	CMOSデジタル出力、ビット8
23	D7	CMOSデジタル出力、ビット7
24	D6	CMOSデジタル出力、ビット6
25	D5	CMOSデジタル出力、ビット5
26	D4	CMOSデジタル出力、ビット4
27	D3	CMOSデジタル出力、ビット3

12ビット、80Msps、3.3V IFサンプリングADC

端子説明 (続き)

端子	名称	機能
28	D2	CMOSデジタル出力、ビット2
29	D1	CMOSデジタル出力、ビット1
30	D0	CMOSデジタル出力、ビット0 (LSB)
31, 32	I.C.	内部で接続されています。I.C.は未接続のままにしてください。
33	DAV	データバリッド出力。DAV入力クロックのデューティサイクル変動が補償されたクロックとしてシングルエンド出力するものです。DAVは、標準的には、MAX1209の出力データを外部の後続するデジタル回路にラッチするために使用されます。
37	PD	パワーダウン入力。パワーダウンモードにするためには、PDをハイに強制してください。通常動作にする場合はPDをローに強制してください。
38	REFOUT	内部リファレンス電圧出力。内部リファレンスを使用する場合は、REFOUTを直接REFINに接続するか、またはREFOUTに抵抗分圧器を使用してREFINの電圧を設定してください。REFOUTを0.1μF以上のコンデンサでGNDにバイパスしてください。
39	REFIN	リファレンス入力。内部リファレンスモード及びバッファ付き外部リファレンスモードでは、REFINを0.1μF以上のコンデンサでGNDにバイパスしてください。これらのモードでは、 $V_{REFP} - V_{REFN} = V_{REFIN}/2$ となります。バッファなし外部リファレンスモード動作では、REFINをGNDに接続してください。
40	G/T	出力形式選択入力。2の補数デジタル出力形式では、G/TをGNDに接続してください。グレイコードデジタル出力形式では、G/TをOV _{DD} またはV _{DD} に接続してください。
—	EP	エクスポーズドパッド。MAX1209では、エクスポーズドパッドを使用して低インダクタンスのグラウンド接続を実現します。保証性能を実現するために、EPをGNDに接続してください。複数のビアを使用してプリント基板の上側のグラウンドプレーンをプリント基板の下側のグラウンドプレーンに接続してください。

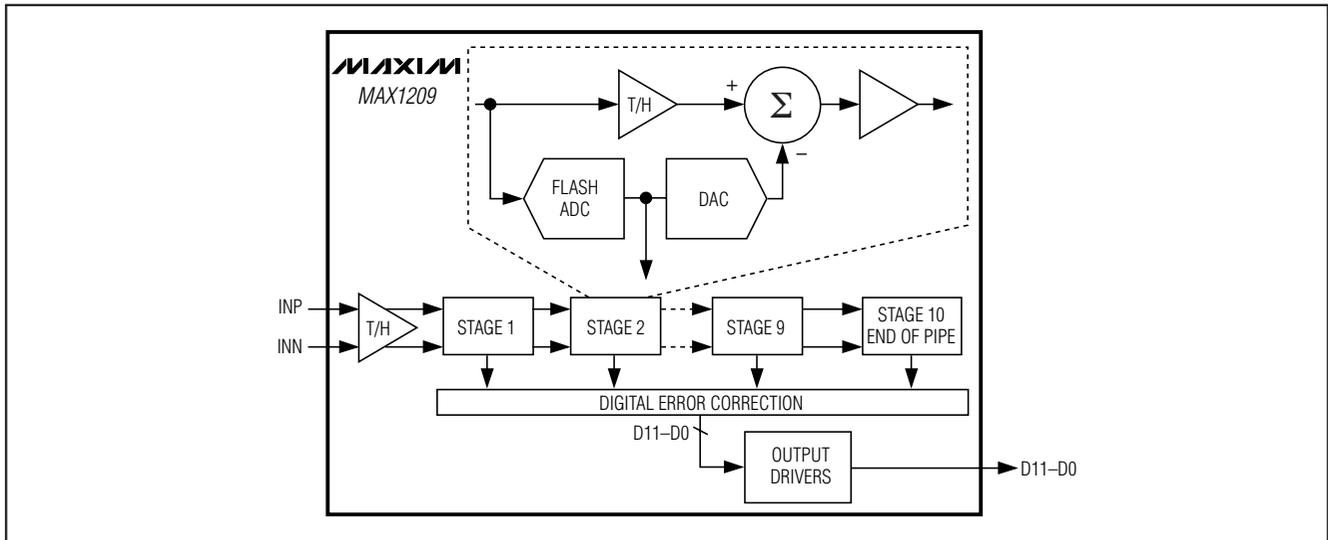


図1. パイプラインの構成 - ステージブロック

12ビット、80MSPS、3.3V IFサンプリングADC

MAX1209

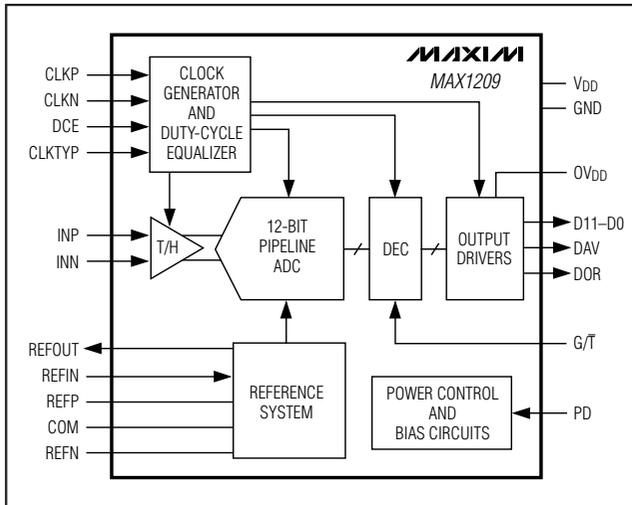


図2. 簡略化ファンクションダイアグラム

詳細

MAX1209には、高速変換とともに消費電力の最小化が可能な10段の完全差動パイプライン構成(図1)が採用されています。入力で取り込まれたサンプルは、1/2クロックサイクルごとにパイプラインの複数ステージを順次移動します。入力から出力までの全クロックサイクルの待ち時間は8.5クロックサイクルです。

パイプラインの各コンバータステージは、その入力電圧をデジタル出力コードに変換します。最終ステージを除くすべてのステージで、入力電圧とデジタル出力コード間の誤差が増幅されて次のパイプラインステージに入ります。デジタル誤差補正は、各パイプラインステージにおいてADCコンパレータのオフセットを補償し、ミッシングコードの発生を防止します。図2は、MAX1209のファンクションダイアグラムを示します。

入カトラック/ホールド(T/H)回路

図3は、入力T/H回路の簡略化ファンクションダイアグラムを示しています。この入力T/H回路は、175MHz以上の高いアナログ入力周波数による動作が可能で、 $V_{DD} / 2 \pm 0.5V$ の共通モード入力電圧で動作します。

MAX1209のサンプリングクロックは、ADCのスイッチトキャパシタT/H構成(図3)を制御し、アナログ入力信号をサンプリングコンデンサに電荷として蓄えることができます。これらのスイッチは、サンプリングクロックがハイのとき閉じ(トラック)、サンプリングクロックがローのとき開きます(ホールド)(図4)。アナログ入力信号源は、サンプリングコンデンサの充放電に必要なダイナミック電流を流すことができなければなりません。信号の劣化を防ぐために、これらのコンデンサは1/2クロックサイクル以内に1/2LSBの精度まで充電する必要があります。

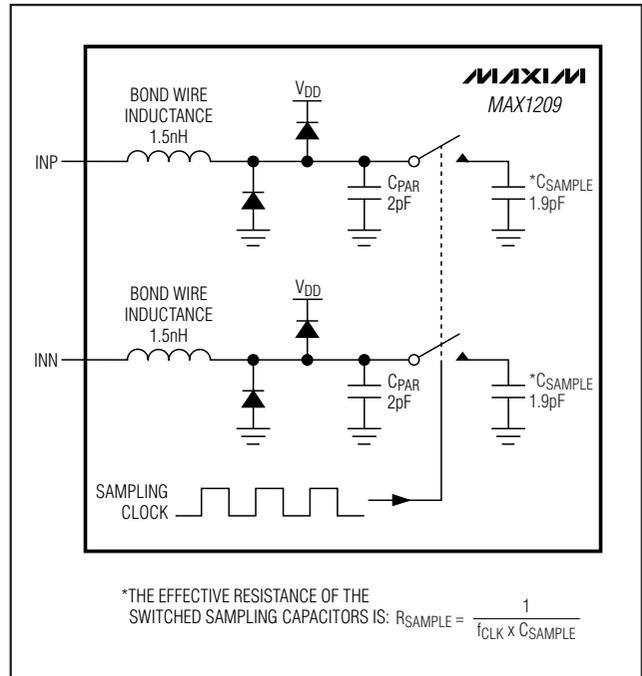


図3. 簡略化入カトラック/ホールド回路

MAX1209のアナログ入力は、差動またはシングルエンド入力駆動を可能とします。差動入力によって最適な性能を得るために、INPとINNの入力インピーダンスをバランスさせて共通モード電圧を中間の電源電圧($V_{DD} / 2$)に設定してください。MAX1209は、内部リファレンスモード及びバッファ付き外部リファレンスモードで動作するとき、COM出力から $V_{DD} / 2$ の最適な共通モード電圧を出力します。このCOM出力電圧は、図10、11、及び12に示すように、入力回路網のバイアスに使用することができます。

リファレンス出力 (REFOUT)

内部のバンドギャップリファレンスは、MAX1209で使用されるすべての内部電圧とバイアス電流の基準となります。パワーダウンロジック入力(PD)は、リファレンス回路をイネーブル/ディセーブルします。電源がMAX1209に印加されたときやPDがハイからローに遷移するときは、リファレンス回路が起動して整定するまでに10msを要します。MAX1209がパワーダウンしているとき、REFOUTはGNDに対して約17kΩで接続されます。

内部バンドギャップリファレンスとそのバッファは、 V_{REFOUT} に2.048Vを発生します。リファレンスの温度係数は、標準値で+50ppm/°Cです。安定化のために、0.1μF以上の外付けバイパスコンデンサをREFOUTとGNDの間に接続してください。

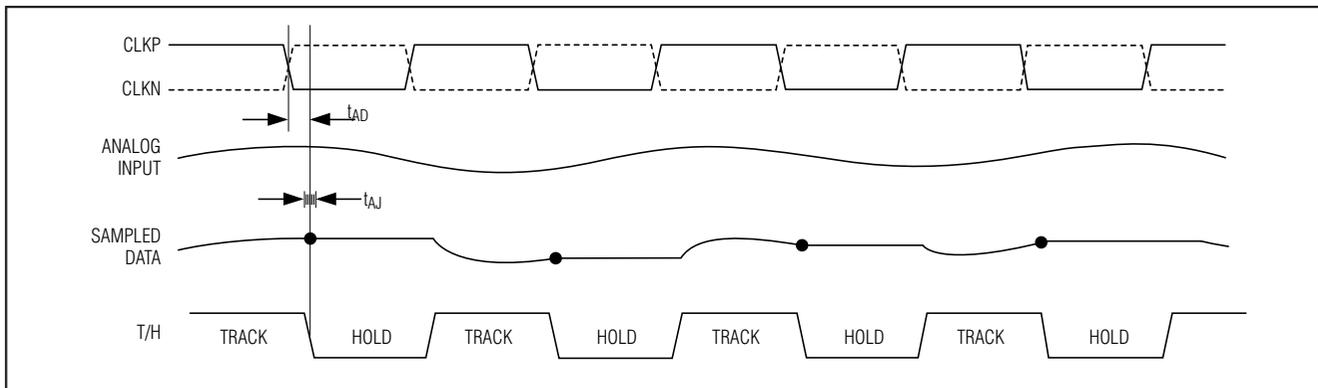


図4. T/Hアパーチャタイミング

REFOUTは、外部回路に対して最大ソース電流が1.0mA、最大シンク電流が0.1mAで、負荷レギュレーションが35mV/mAです。REFOUTがGNDに短絡されたとき、 I_{REFOUT} はソース電流を2.1mAに、また V_{DD} に短絡されたときはシンク電流を0.24mAに制限して短絡保護されます。

アナログ入力 とリファレンスの設定

MAX1209のフルスケールアナログ入力範囲は、コモンモード入力範囲が $V_{DD} / 2 \pm 0.5V$ の場合、 $\pm 0.35V \sim \pm 1.15V$ の範囲で調整することができます。MAX1209には、3つのリファレンス動作モードがあります。REFINの電圧(V_{REFIN})によってリファレンス動作モードが設定されます(表1)。

MAX1209を内部リファレンスで動作させるためには、REFOUTをREFINに直接または抵抗分圧器を介して接続してください。このモードでは、 $V_{COM} = V_{DD} / 2$ 、 $V_{REFP} = V_{DD} / 2 + V_{REFIN} / 4$ 、及び $V_{REFN} = V_{DD} / 2 - V_{REFIN} / 4$ であり、COM、REFP、及びREFNはローインピーダンス出力となります。REFIN入力インピーダンスは、非常に大きい値です(50MΩを超える)。抵抗

分圧器を介してREFINを駆動する場合は、10kΩ以上の抵抗を使用してREFOUTの負荷が重くなることを避けてください。

バッファ付き外部リファレンスモードは、リファレンス源が外部リファレンスから与えられ、MAX1209のREFOUTからではない点を除くと、内部リファレンスモードと事実上は同じです。バッファ付き外部リファレンスモードでは、REFINに安定した0.7V~2.3V電源を印加してください。このモードでは、 $V_{COM} = V_{DD} / 2$ 、 $V_{REFP} = V_{DD} / 2 + V_{REFIN} / 4$ 、及び $V_{REFN} = V_{DD} / 2 - V_{REFIN} / 4$ であり、COM、REFP、及びREFNはローインピーダンス出力となります。

MAX1209をバッファなし外部リファレンスモードで動作させるためには、REFINをGNDに接続してください。REFINをGNDに接続すると、COM、REFP、及びREFN用の内蔵リファレンスバッファが不活性になります。各バッファが不活性になると、COM、REFP、及びREFNはハイインピーダンス入力になり、独立の外部リファレンス源による駆動を必要とします。 V_{COM} を $V_{DD} / 2 \pm 5\%$ に駆動し、 $V_{COM} = (V_{REFP} + V_{REFN}) / 2$ となるようにREFPとREFNを駆動してください。その場合フルスケールアナログ入力範囲は、 $\pm(V_{REFP} - V_{REFN})$ となります。

表1. リファレンスモード

V_{REFIN}	REFERENCE MODE
35% V_{REFOUT} to 100% V_{REFOUT}	Internal Reference Mode. Drive REFIN with REFOUT either through a direct short or a resistive divider. The full-scale analog input range is $\pm V_{REFIN} / 2$: $V_{COM} = V_{DD} / 2$ $V_{REFP} = V_{DD} / 2 + V_{REFIN} / 4$ $V_{REFN} = V_{DD} / 2 - V_{REFIN} / 4$
0.7V to 2.3V	Buffered External Reference Mode. Apply an external 0.7V to 2.3V reference voltage to REFIN. The full-scale analog input range is $\pm V_{REFIN} / 2$: $V_{COM} = V_{DD} / 2$ $V_{REFP} = V_{DD} / 2 + V_{REFIN} / 4$ $V_{REFN} = V_{DD} / 2 - V_{REFIN} / 4$
<0.4V	Unbuffered External Reference Mode. Drive REFP, REFN, and COM with external reference sources. The full-scale analog input range is $\pm(V_{REFP} - V_{REFN})$.

12ビット、80Msps、3.3V IFサンプリングADC

リファレンスの3つの動作モードはすべて、次のように同じ組合せのバイパスコンデンサを必要とします。COMを2.2μFのコンデンサでGNDにバイパスしてください。REFPとREFNを各々0.1μFのコンデンサでGNDにバイパスしてください。並列接続した1μFと10μFのコンデンサでREFPをREFNにバイパスしてください。1μFのコンデンサは、プリント基板のデバイスと同じ側でデバイスのできる限り近くに配置してください。REFINとREFOUTを0.1μFのコンデンサでGNDにバイパスしてください。

詳細な回路については、図13と14を参照してください。

クロック入力とクロック制御ライン (CLKP、CLKN、CLKTYP)

MAX1209は、差動とシングルエンドの両方のクロック入力で動作します。シングルエンドクロック入力動作では、CLKTYPをGNDに、CLKNをGNDに接続し、CLKPを外部のシングルエンドクロック信号で駆動してください。差動クロック入力動作では、CLKTYPをOV_{DD}またはV_{DD}に接続し、CLKPとCLKNを外部の差動クロック信号で駆動してください。クロックのジッタを低減するために、外部のシングルエンドクロックは立下りエッジを急峻にする必要があります。クロック入力はアナログ入力と考えて、ルートを他のアナログ入力及びデジタル信号ラインから離してください。

MAX1209がパワーダウンしているとき、CLKPとCLKNはハイインピーダンスになります(図5)。

MAX1209の規定されたSNR性能を得るためには、低クロックジッタが求められます。アナログ入力はクロック信号の立下りエッジでサンプリングされるため、このエッジのジッタは可能な限り小さくする必要があります。ジッタは、次の関係に従ってADCの最大SNR性能を制限します。

$$SNR = 20 \times \log \left(\frac{1}{2 \times \pi f_{IN} \times t_J} \right)$$

ここで、 f_{IN} はアナログ入力周波数を表わし、 t_J はシステムの全クロックジッタを表わします。クロックジッタは、アンダサンプリングアプリケーションにおいて特に重要です。たとえば、クロックジッタが唯一のノイズ源であるものとする、175MHzの入力周波数で66.5dBの規定SNRを実現するためには、クロックジッタを0.43ps未満にしなければなりません。実際には、熱雑音や量子化雑音など、システムノイズに影響するノイズ源が他にもあるため、175MHzで規定された66.5dBのSNRを得るためにはクロックジッタを0.24ps未満にする必要があります。

クロックデューティサイクルイコライザ(DCE)

DCEをOV_{DD}またはV_{DD}に接続してMAX1209のクロックデューティサイクルイコライザをイネーブルしてくだ

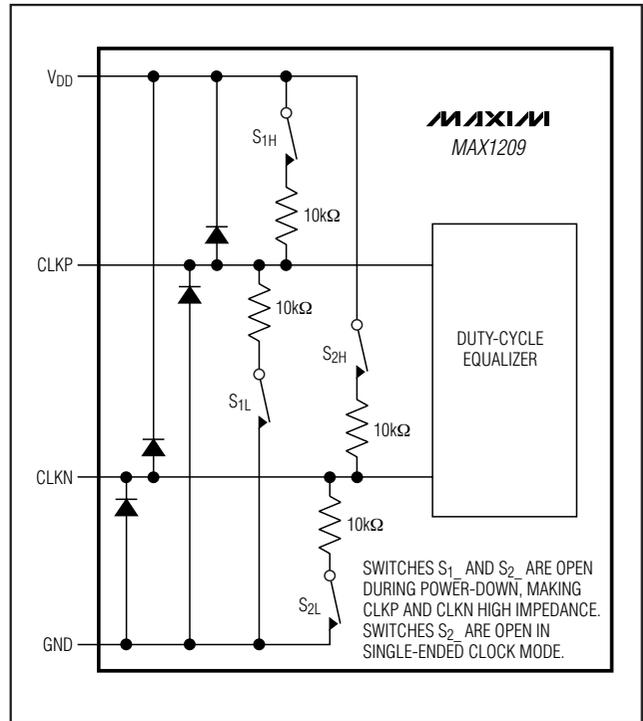


図5. 簡略化クロック入力回路

さい。または、DCEをGNDに接続してクロックデューティサイクルイコライザをディセーブルしてください。

クロックデューティサイクルイコライザでは、デューティサイクルとは無関係の内部タイミング信号を生成するために遅延ロックループ(DLL)が使用されます。このDLLによって、MAX1209は新たなクロック周波数を獲得してロックするまでに約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イコライザをディセーブルすると、アナログ消費電流が1.5mAだけ減少します。

システムのタイミング要件

図6は、クロック、アナログ入力、DAVインジケータ、DORインジケータ、及び変換出力データの関係を示しています。アナログ入力はクロック信号の立下りエッジでサンプリングされ、変換データは8.5クロックサイクル後にデジタル出力に現れます。

DAVインジケータは、デジタル出力に同期しており、データを後続のデジタル回路にラッチする用途に最適化されています。また、別の方法として、後続のデジタル回路を、変換クロック(CLKP-CLKN)の立下りエッジでラッチすることができます。

データバリッド出力(DAV)

DAVは、入力クロック(CLKP)をシングルエンドとして出力するものです。出力データはDAVの立下りエッジで変化し、DAVは出力データが有効になると立上ります(図6)。

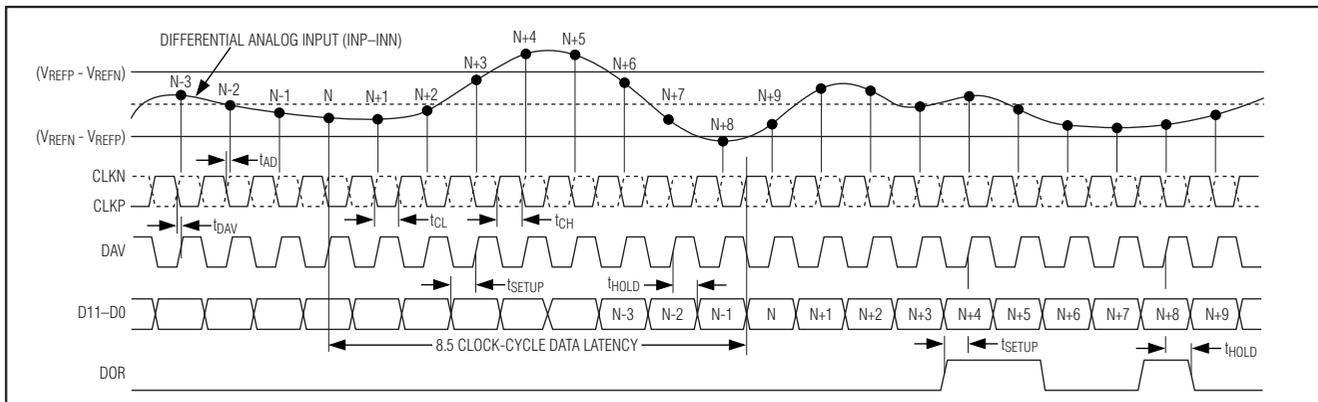


図6. システムのタイミング図

デューティサイクルイコライザ入力 (DCE) の状態によって、DAVの波形が変化します。デューティサイクルイコライザをディセーブルする (DCE = ロー) と、DAV信号はCLKPが6.8nsだけ遅延した反転信号として現れます。デューティサイクルイコライザをイネーブルする (DCE = ハイ) と、DAV信号はパルス幅がCLKPと関係なく一定になります。DCEがハイまたはローのいずれの場合も、D11～D0及びDORの出力データはDAVの立上りエッジの7.7ns前からDAVの立上りエッジの4.2ns後まで有効で、DAVの立上りエッジはCLKPの立下りエッジから6.4ns (t_{DAV}) だけ遅延して同期しています。

MAX1209がパワーダウン状態 (PD = ハイ) にあるとき、DAVはハイインピーダンスです。DAVは600 μ Aのシンク電流とソース電流を流すことができ、駆動能力がD11～D0及びDORの3倍です。DAVは、通常、MAX1209の出力データを外部の後続デジタル回路にラッチするために使用されます。

大きなデジタル電流がMAX1209のアナログ部にフィードバックされてそのダイナミック性能が低下することを防止するために、DAVの容量性負荷をできる限り小さく (25pF未満) 抑えてください。DAVの外部にバッファを設けると、DAVは容量性の重負荷から分離されます。外部バッファを介して後続のデジタル回路を駆動するDAVの例については、MAX1211 評価キットの回路図を参照してください。

データアウトオブレンジインジケータ (DOR)

DORデジタル出力は、アナログ入力電圧のレンジが外れていることを示します。DORがハイのとき、アナログ入力はレンジが外れています。DORがローのとき、アナログ入力はレンジ内にあります。有効な差動入力範囲は、 $(V_{REFP} - V_{REFN}) \sim (V_{REFN} - V_{REFP})$ です。信号がこの有効差動範囲外にある場合は、表2と図6に示すように、DORがハイになります。

DORは、DAVと同期しており、出力データD11～D0とともに遷移します。出力データの場合と同様に、DORの動作には8.5クロックサイクルの待ち時間があります (図6)。

MAX1209がパワーダウン状態 (PD = ハイ) にあるとき、DORはハイインピーダンスです。DORは、PDの立上りエッジの後10ns以内にハイインピーダンス状態になり、PDの立下りエッジの10ns後にアクティブになります。

デジタル出力データ (D11～D0)、出力形式 (G/ \bar{T})

MAX1209は、12ビット、パラレル、トライステート出力バスを備えています。D11～D0及びDORは、DAVの立下りエッジで更新され、DAVの立上りエッジで有効になります。

MAX1209の出力データ形式は、ロジック入力G/ \bar{T} に応じてグレイコードまたは2の補数のいずれかとなります。G/ \bar{T} がハイの場合は、出力データ形式はグレイコードです。G/ \bar{T} がローの場合は、出力データ形式は2の補数です。2進からグレイ、及びグレイから2進へのコード変換例については、図8を参照してください。

次式、表2、図7、及び図8によって、デジタル出力とアナログ入力の関係が定まります。

$$V_{INP} - V_{INN} = (V_{REFP} - V_{REFN}) \times 2 \times \frac{CODE_{10} - 2048}{4096}$$

グレイコード (G/ \bar{T} = 1) の場合は、

12ビット、80Msps、3.3V IFサンプリングADC

$$V_{INP} - V_{INN} = (V_{REFP} - V_{REFN}) \times 2 \times \frac{CODE_{10}}{4096}$$

2の補数 ($G/\bar{T} = 0$) の場合は、

ここで、 $CODE_{10}$ は、表2に示すデジタル出力コードと等価な10進値です。

MAX1209がパワーダウン(PD = ハイ)状態にあるとき、デジタル出力D11~D0はハイインピーダンスです。D11~D0は、PDの立上りエッジの10ns後にハイに遷移し、PDの立下りエッジの10ns後にアクティブになります。

大きなデジタル電流がMAX1209のアナログ部にフィードバックされてそのダイナミック性能が低下することを防止するために、MAX1209のデジタル出力D11~D0の容量性負荷をできる限り小さく(15pF未満)抑えてください。デジタル出力にデジタルバッファを外付けすると、MAX1209が容量性の重負荷から分離されます。MAX1209のダイナミック性能を向上するために、MAX1209の近くで220Ωの抵抗器をデジタル出力に直列に接続してください。220Ωの直列抵抗器を介してデジタルバッファを駆動するデジタル出力の例については、MAX1211評価キットの回路図を参照してください。

表2. 出力コードと入力電圧

GRAY CODE OUTPUT CODE ($G/\bar{T} = 1$)				TWO'S-COMPLEMENT OUTPUT CODE ($G/\bar{T} = 0$)				$V_{INP} - V_{INN}$ ($V_{REFP} = 2.162V$) ($V_{REFN} = 1.138V$)
BINARY D11→D0	DOR	HEXADECIMAL EQUIVALENT OF D11→D0	DECIMAL EQUIVALENT OF D11→D0 ($CODE_{10}$)	BINARY D11→D0	DOR	HEXADECIMAL EQUIVALENT OF D11→D0	DECIMAL EQUIVALENT OF D11→D0 ($CODE_{10}$)	
1000 0000 0000	1	0x800	+4095	0111 1111 1111	1	0x7FF	+2047	>+1.0235V (DATA OUT OF RANGE)
1000 0000 0000	0	0x800	+4095	0111 1111 1111	0	0x7FF	+2047	+1.0235V
1000 0000 0001	0	0x801	+4094	0111 1111 1110	0	0x7FE	+2046	+1.0230V
1100 0000 0011	0	0xC03	+2050	0000 0000 0010	0	0x002	+2	+0.0010V
1100 0000 0001	0	0xC01	+2049	0000 0000 0001	0	0x001	+1	+0.0005V
1100 0000 0000	0	0xC00	+2048	0000 0000 0000	0	0x000	0	+0.0000V
0100 0000 0000	0	0x400	+2047	1111 1111 1111	0	0xFFF	-1	-0.0005V
0100 0000 0001	0	0x401	+2046	1111 1111 1110	0	0xFFE	-2	-0.0010V
0000 0000 0001	0	0x001	+1	1000 0000 0001	0	0x801	-2047	-1.0235V
0000 0000 0000	0	0x000	0	1000 0000 0000	0	0x800	-2048	-1.0240V
0000 0000 0000	1	0x000	0	1000 0000 0000	1	0x800	-2048	<-1.0240V (DATA OUT OF RANGE)

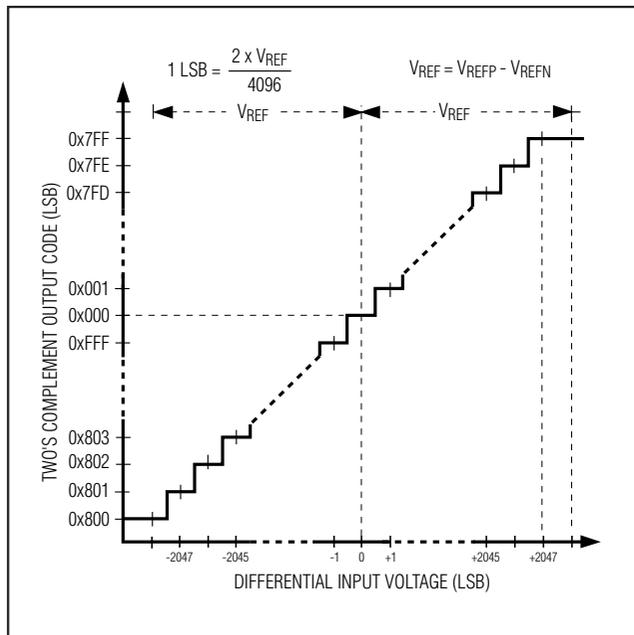


図7. 2の補数の伝達関数 ($G/\bar{T} = 0$)

パワーダウン入力 (PD)

MAX1209は、パワーダウンデジタル入力 (PD) によって制御される2つの電力モードを備えています。PDがローの場合、MAX1209は通常動作モードにあります。PDが高い場合、MAX1209はパワーダウンモードにあります。

パワーダウンモードがあるため、MAX1209は、変換が不要であるとき低電力状態に移移することによって電力を効率的に利用することができます。さらに、パワーダウンモードではMAX1209の平行出力バスがハイインピーダンスであるため、バス上の他のデバイスがアクセスされることが可能となります。

パワーダウンモードでは、すべての内部回路がオフ状態にあり、アナログ消費電流が1 μ Aに減少し、デジタル消費電流が0.9 μ Aに減少します。下記のリストは、パワーダウンモードにおけるアナログ入力とデジタル出力の状態を示します。

- INP、INNアナログ入力は、内蔵入力アンプから切断されている(図3)。
- REFOUTは、GNDに対して約17k Ω となる。
- REFP、COM、及びREFNは、 V_{DD} とGNDに対してハイインピーダンスになるが、REFPとCOMの間に4k Ω の内部抵抗器があり、REFNとCOMの間にも4k Ω の内部抵抗器がある。
- D11～D0、DOR、及びDAVがハイインピーダンスになる。
- CLKPとCLKNがハイインピーダンスになる(図5)。

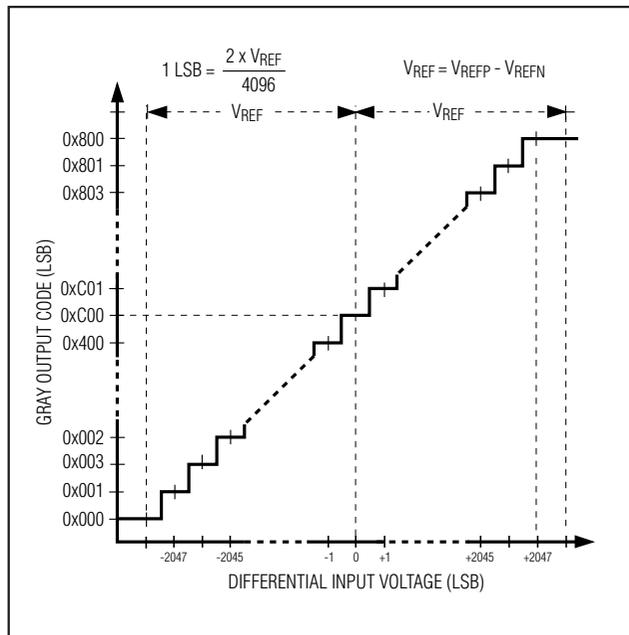


図8. グレイコードの伝達関数 ($G/\bar{T} = 1$)

パワーダウンモードからのウェイクアップ時間は、REFP、REFN、及びCOMにおけるコンデンサの充電に必要な時間によって支配されます。内部リファレンスモード及びバッファ付き外部リファレンスモードでは、推奨コンデンサアレイを接続した場合のウェイクアップ時間は標準値で10msです(図13)。バッファなし外部リファレンスモードで動作させる場合、ウェイクアップ時間は外付けのリファレンスドライバによって異なります。

アプリケーション情報

トランス結合の利用

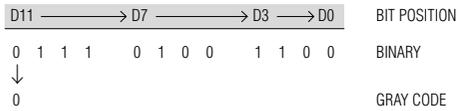
一般に、MAX1209は、シングルエンド入力駆動の場合よりも、完全差動入力信号の場合のSFDRとTHD性能が優れています。差動入力モードでは、両入力に平衡しており、かつADC入力の各々がシングルエンド入力モードに比べて1/2の信号振幅があれば済むため、偶数次の高調波が少なくなります。

RFトランス(図10)は、シングルエンド入力源信号を完全差動信号(最適性能を得るためにMAX1209が必要とする)に変換するための優れたソリューションを提供します。このトランスのセンタタップをCOMに接続すると、入力に対して $V_{DD}/2$ だけDCレベルがシフトします。1:1のトランスが記載されていますが、ステップアップトランスを選択して駆動要件を緩和することもできます。オペアンプなどの入力ドライバの信号振幅を小さくすることによって、総合歪みを改善することもできます。図10の構成は、ナイキスト($f_{CLK}/2$)までの周波数に適しています。

12ビット、80Msps、3.3V IFサンプリングADC

BINARY-TO-GRAY CODE CONVERSION

1) THE MOST SIGNIFICANT GRAY-CODE BIT IS THE SAME AS THE MOST SIGNIFICANT BINARY BIT.



2) SUBSEQUENT GRAY-CODE BITS ARE FOUND ACCORDING TO THE FOLLOWING EQUATION:

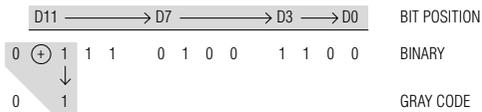
$$GRAY_x = BINARY_x \oplus BINARY_{x+1}$$

WHERE \oplus IS THE EXCLUSIVE OR FUNCTION (SEE TRUTH TABLE BELOW) AND X IS THE BIT POSITION:

$$GRAY_{10} = BINARY_{10} \oplus BINARY_{11}$$

$$GRAY_{10} = 1 \oplus 0$$

$$GRAY_{10} = 1$$

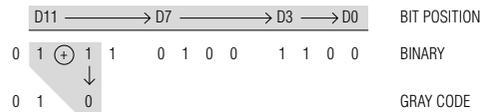


3) REPEAT STEP 2 UNTIL COMPLETE:

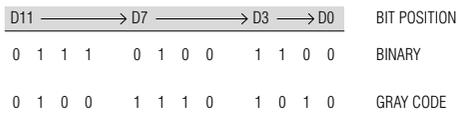
$$GRAY_9 = BINARY_9 \oplus BINARY_{10}$$

$$GRAY_9 = 1 \oplus 1$$

$$GRAY_9 = 0$$

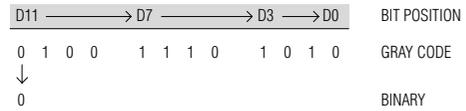


4) THE FINAL GRAY CODE CONVERSION IS:



GRAY-TO-BINARY CODE CONVERSION

1) THE MOST SIGNIFICANT BINARY BIT IS THE SAME AS THE MOST SIGNIFICANT GRAY-CODE BIT.



2) SUBSEQUENT BINARY BITS ARE FOUND ACCORDING TO THE FOLLOWING EQUATION:

$$BINARY_x = BINARY_{x+1} \oplus GRAY_x$$

WHERE \oplus IS THE EXCLUSIVE OR FUNCTION (SEE TRUTH TABLE BELOW) AND X IS THE BIT POSITION:

$$BINARY_{10} = BINARY_{11} \oplus GRAY_{10}$$

$$BINARY_{10} = 0 \oplus 1$$

$$BINARY_{10} = 1$$

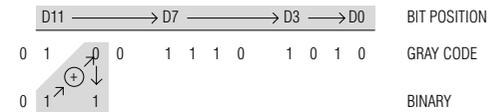


3) REPEAT STEP 2 UNTIL COMPLETE:

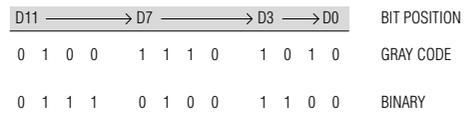
$$BINARY_9 = BINARY_{10} \oplus GRAY_9$$

$$BINARY_9 = 1 \oplus 0$$

$$BINARY_9 = 1$$



4) THE FINAL BINARY CONVERSION IS:



EXCLUSIVE OR TRUTH TABLE

A	B	Y = A \oplus B
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

図9. 2進からグレイ、及びグレイから2進へのコード変換

12ビット、80Msps、3.3V IFサンプリングADC

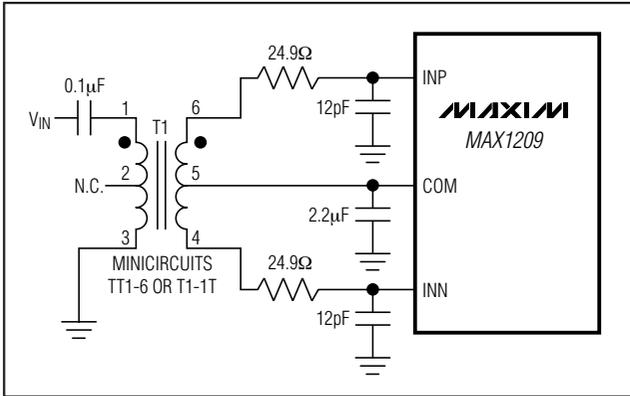


図10. ナイキストまでの入力周波数に対するトランス結合入力駆動

図11の回路は、シングルエンド入力信号を図10のような完全差動に変換するだけでなく、コモンモード除去比を改善するために補助トランスを利用しているため、ナイキスト周波数を超える高周波信号を処理することができます。2組の終端抵抗器を使用して、信号源に対し75Ωに等しい終端が行われています。2番目の組の終端抵抗器を接続することによって、COMに適切な入力コモンモード電圧を供給しています。アナログ入力に2個の0Ω抵抗器を直列接続すると、IF入力周波数を高くすることができます。これらの0Ω抵抗器を値の小さい抵抗器に置き換えると入力帯域幅を制限することができます。

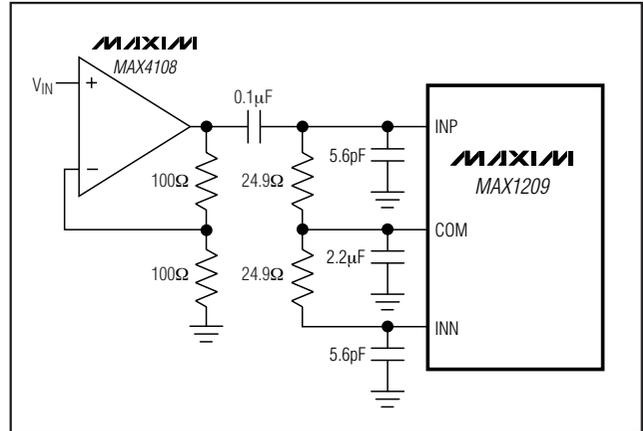


図12. シングルエンド、AC結合入力駆動

シングルエンドAC結合入力信号

図12は、AC結合、シングルエンド入力のアプリケーションを示します。MAX4108は、高速、広帯域幅、低ノイズ、及び低歪みの特長を備えおり、入力信号の健全性を保ちます。

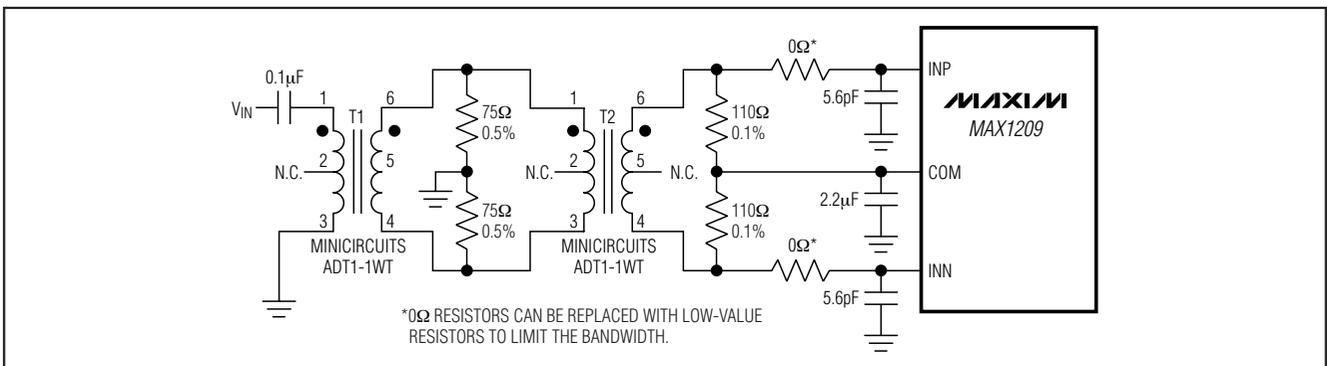


図11. ナイキストを超える入力周波数に対するトランス結合入力駆動

12ビット、80Msps、3.3V IFサンプリングADC

MAX1209

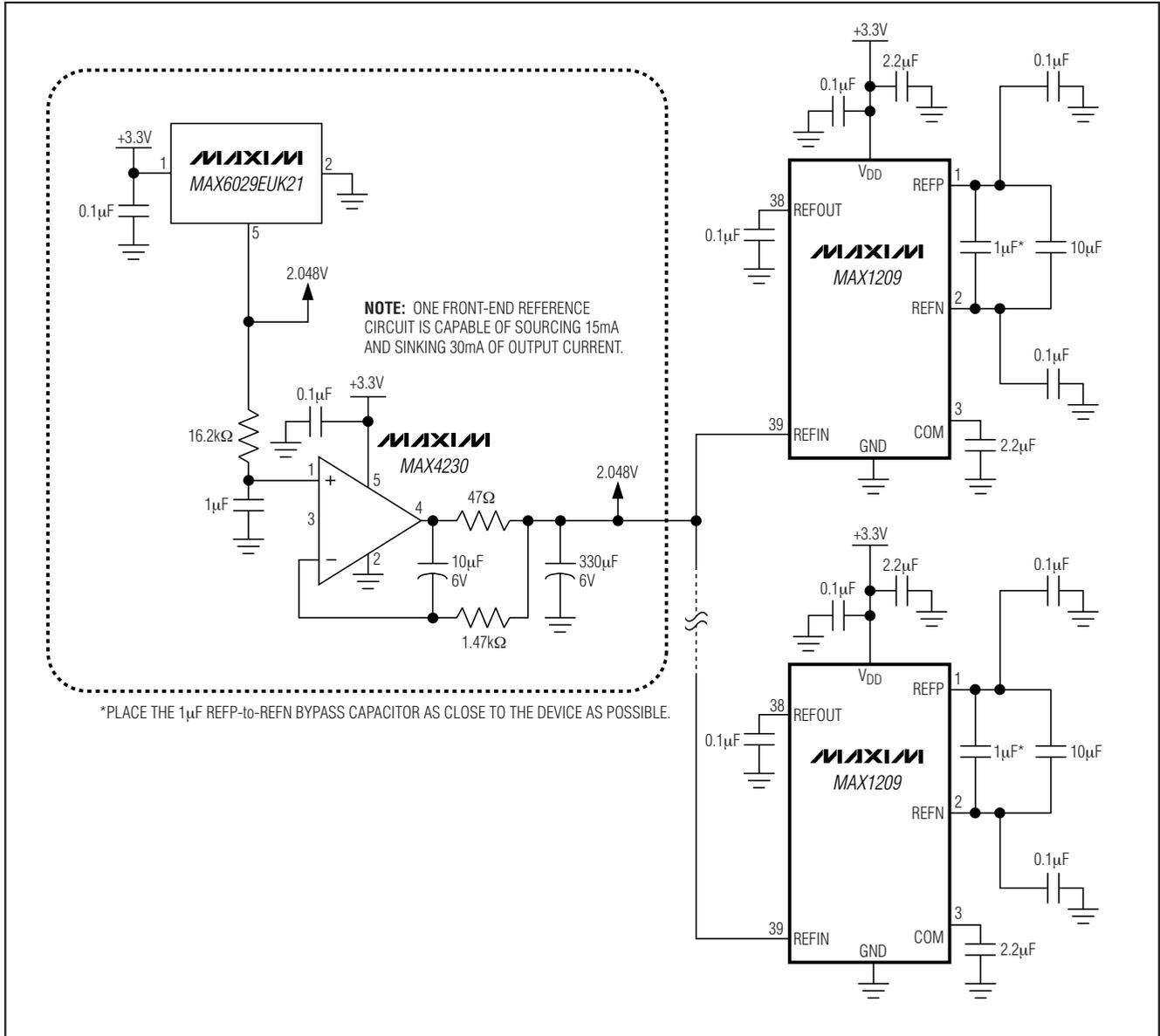


図13. 複数のADCを駆動するバッファ付き外部リファレンス

バッファ付き外部リファレンスが 複数のADCを駆動

バッファ付き外部リファレンスモードを使用すると、MAX1209内蔵のリファレンス電圧に優るより多くの制御が可能になり、複数のコンバータが共通リファレンスを使用することができます。REFINの入力インピーダンスは50MΩを超えています。

図13では、複数のコンバータに対する共通リファレンスとして高精度2.048VリファレンスのMAX6029EUK21を使用しています。MAX6029の2.048V出力は、1次、10Hzのローパスフィルタを介してMAX4230に接続されています。MAX4230は2.048Vリファレンスのバッファとして働き、その出力がMAX1209のREFIN入力に加えられる前にさらに10Hzのローパスフィルタ処理を行っています。

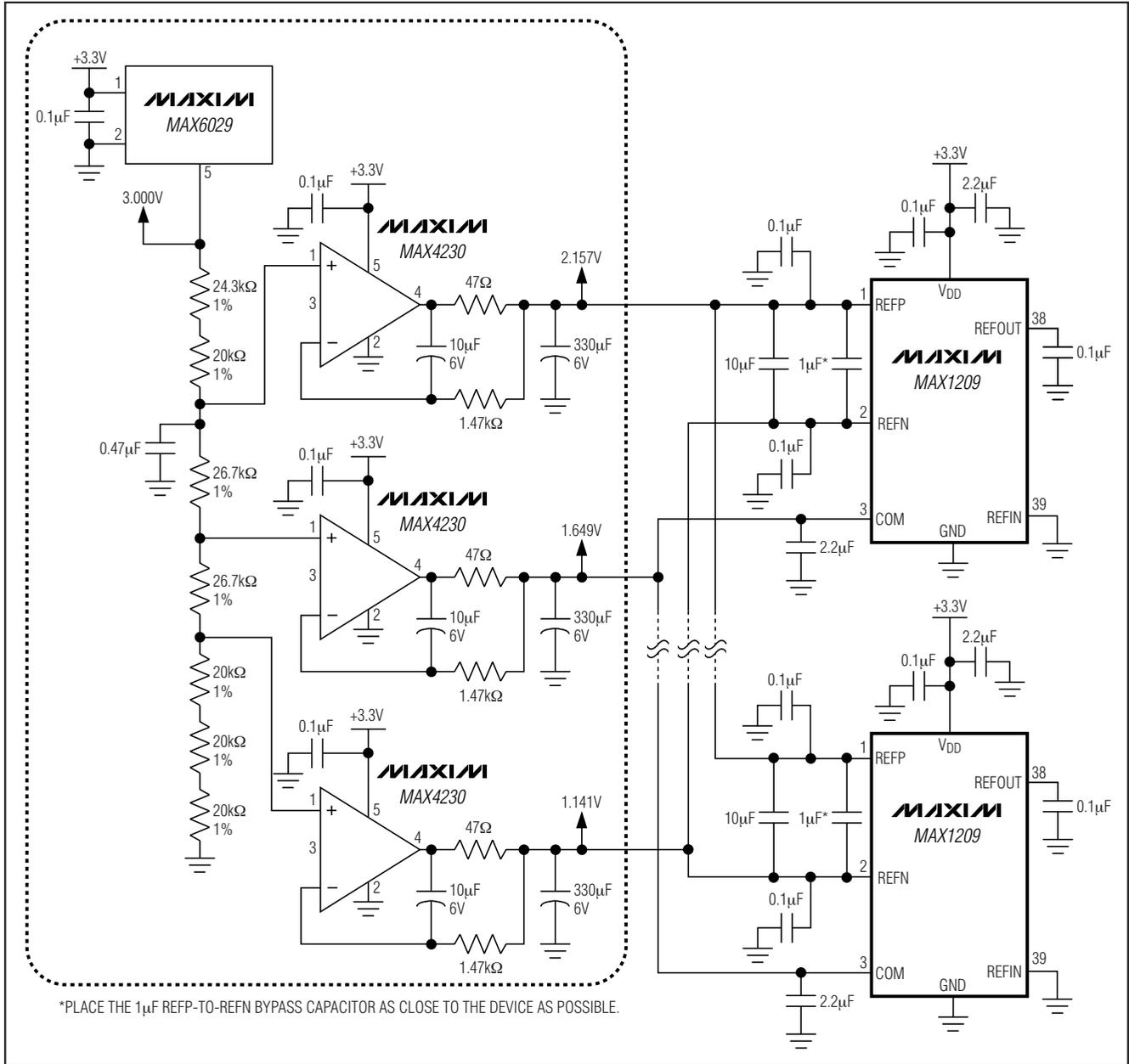


図 14. 複数のADCを駆動するバッファなし外部リファレンス

バッファなし外部リファレンスが 複数のADCを駆動

バッファなし外部リファレンスモードを使用すると、MAX1209内蔵リファレンスに優る高精度の制御が可能になり、複数のコンバータに共通リファレンスを使用することができます。REFINをGNDに接続すると、内部リファレンスがディセーブルされて、REFP、REFN、及びCOMを1組の外部リファレンスソースによって直接駆動することができます。

図 14では、複数のコンバータに対する共通リファレンスとして高精度3.000VリファレンスのMAX6029EUK30を使用しています。5個の部品から成る抵抗分圧器チェーンが電圧リファレンスのMAX6029の後に接続されています。0.47μFのコンデンサがこのチェーンとともに10Hzのローパスフィルタを形成しています。3個のオペアンプバッファMAX4230がこの抵抗器チェーンから分岐して接続され、MAX1209のREFP、COM、及びREFNの各リファレンス入力にそれぞれ2.157V、1.649V、及び1.141Vを供給しています。オペアンプ

12ビット、80Msps、3.3V IFサンプリングADC

のMAX4230にフィードバックを施すことによって、10Hzのローパスフィルタが新たに加わります。2.157Vと1.141Vのリファレンス電圧によって、フルスケールのアナログ入力範囲が $\pm 1.016V$ に設定されます。

全能動部品の電源を共通にすることで、パワーアップまたはパワーダウンの際の電源シーケンスに関する問題が解消します。

グラウンド、バイパス、及び基板のレイアウト

MAX1209には、高速の基板レイアウト設計法を適用する必要があります。基板のレイアウトについては、MAX1211評価キットのデータシートを参照してください。すべてのバイパスコンデンサは、インダクタンスを最小とするため表面実装型デバイスを使用し、できればADCと基板の同じ側でデバイスにできる限り近づけて配置してください。2.2 μF のセラミックコンデンサと並列に0.1 μF のセラミックコンデンサで V_{DD} をGNDにバイパスしてください。2.2 μF のセラミックコンデンサと並列に0.1 μF のセラミックコンデンサで OV_{DD} をGNDにバイパスしてください。

十分に広いグラウンドプレーンと電源プレーンを備えた多層基板を使用すると、最高レベルの信号の健全性が実現します。MAX1209のすべてのGNDと裏側のエクスポートパッドは、同じグラウンドプレーンに接続する必要があります。低インダクタンスのグラウンド接続とするために、MAX1209は裏側のエクスポートパッドが接続されることに頼っています。複数のピアを使用して上側のグラウンドを下側のグラウンドに接続してください。グラウンドプレーンは、DSPや出力バッファグラウンドなど、ノイズの多いデジタルシステムグラウンドプレーンから分離してください。

高速デジタル信号トレースは、ノイズの影響を受けやすいアナログトレースから離してください。すべての信号ラインを短くして90°の方向転換を避けてください。

差動アナログ入力回路網のレイアウトが対称になるようにし、すべての寄生成分が等しくバランスされるようにしてください。対称な入力レイアウトの例については、MAX1211評価キットのデータシートを参照してください。

パラメータの定義

Integral Nonlinearity (積分非直線性) (INL)

積分非直線性は、実際の伝達関数上における値の直線からのずれです。MAX1209の場合、この直線は、オフセットとゲイン誤差をゼロにした後の伝達関数の両端点を結んだ直線です。INLのずれは、伝達関数の全ステップにおいて測定され、ワーストケースのずれが「Electrical Characteristics(電気的特性)」の表に記載されています。

Differential Nonlinearity (微分非直線性)(DNL)

微分非直線性は、実際のステップ幅と1 LSBの理想値の差です。1 LSBより小さいDNL誤差の仕様は、ミッシングコードのない単調伝達関数を保証します。MAX1209の場合、DNLのずれは、伝達関数の全ステップにおいて測定され、ワーストケースのずれが「Electrical Characteristics(電気的特性)」の表に記載されています。

Offset Error (オフセット誤差)

オフセット誤差は、実際の伝達関数が1点における理想的な伝達関数とどの程度一致しているかを示す性能指数。理想的には、ミッドスケールのMAX1209の遷移がミッドスケールよりも0.5LSBだけ上で起ります。オフセット誤差は、測定されたミッドスケール遷移点と理想的なミッドスケール遷移点のずれの大きさです。

Gain Error (ゲイン誤差)

ゲイン誤差は、実際の伝達関数の傾斜が理想的な伝達関数の傾斜とどの程度一致しているかを示す性能指数です。実際の伝達関数の傾斜は、2つのデータポイントの間、すなわち正のフルスケールと負のフルスケールの間で測定されます。理想的には、正のフルスケールMAX1209の遷移が正のフルスケールよりも1.5LSBだけ下で起こり、負のフルスケールの遷移が負のフルスケールよりも0.5LSBだけ上で起ります。ゲイン誤差は、測定された遷移点の差から理想的な遷移点の差を差し引いた値です。

Small-Signal Noise Floor (小信号ノイズフロア)(SSNF)

小信号ノイズフロアは、小信号入力の場合のナイキスト帯域のノイズと歪みパワーの総合値です。DCオフセットはこのノイズの計算から除外されます。このコンバータの場合、小信号は、-35dBFS未満の振幅を有するシングルトーンとして定義されます。このパラメータは、コンバータの熱雑音及び量子化雑音特性を取り入れて受信チャネルの総合雑音指数の計算に役立てることが出来ます。熱雑音及び量子化雑音フロアに関するアプリケーションノートについては、japan.maxim-ic.comをご覧ください。

Signal-to-Noise Ratio (信号対ノイズ比)(SNR)

デジタルサンプルから完全に再現される波形の場合、理論的な最大SNRはフルスケールアナログ入力(RMS値)とRMS量子化誤差(残留誤差)との比です。理想的で理論的な最小のアナログ-デジタル変換雑音は、量子化誤差のみによって生じるもので、ADCの分解能(Nビット)から次式によって直接求められます。

$$SNR_{[max]} = 6.02 \times N + 1.76$$

実際には、量子化雑音以外に、熱雑音、リファレンス雑音、クロックジッタなどのノイズ源があります。

SNRは、RMS信号とRMS雑音の比をとることによって求められます。RMS雑音には、基本波成分、最初の6つの高調波成分(HD2~HD7)、及びDCオフセットを除く、ナイキスト周波数までの全スペクトル成分が含まれます。

Signal-to-Noise Plus Distortion (信号対ノイズ + 歪み)(SINAD)

SINADは、RMS信号とRMS雑音 + 歪みとの比をとることによって求められます。RMS雑音 + 歪みには、基本波とDCオフセットを除く、ナイキスト周波数までの全スペクトル成分が含まれます。

Effective Number of Bits (有効ビット数)(ENOB)

ENOBは、特定の入力周波数とサンプリングレートにおけるADCのダイナミック性能を規定します。理想的なADCの誤差は、量子化雑音のみから成ります。フルスケールの正弦波入力信号波形に対するENOBは次式から計算されます：

$$\text{ENOB} = \left(\frac{\text{SINAD} - 1.76}{6.02} \right)$$

Single-Tone Spurious-Free Dynamic Range (シングルトンスプリアスフリーダイナミックレンジ)(SFDR)

SFDRは、基本波(最大信号成分)のRMS振幅と次に大きいスプリアス成分(DCオフセットを除く)のRMS振幅との比をデシベル単位で表わした値です。

Total Harmonic Distortion (全高調波歪み)(THD)

THDは、入力信号に含まれる最初の6つの高調波のRMS和と基本波そのものとの比です。これは、次式で表わされます：

$$\text{THD} = 20 \times \log \left(\frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + V_5^2 + V_6^2 + V_7^2}}{V_1} \right)$$

ここで、 V_1 は基本波の振幅で、 $V_2 \sim V_7$ は第2から第7までの高調波(HD2~HD7)の振幅です。

Intermodulation Distortion (相互変調歪み)(IMD)

IMDは、相互変調積のRMS和と2つの基本波入力トーンのRMS和との比です。これは、次式で表わされます：

$$\text{IMD} = 20 \times \log \left(\frac{\sqrt{V_{IM1}^2 + V_{IM2}^2 + \dots + V_{IM13}^2 + V_{IM14}^2}}{\sqrt{V_1^2 + V_2^2}} \right)$$

基本波入力トーンの振幅(V_1 と V_2)は、-7dBFSにおける値です。MAX1209のIMDの計算では、14の相互変調積($V_{IM_}$)が使用されます。相互変調積は下記の

周波数における出力スペクトルの振幅で、 f_{IN1} と f_{IN2} は基本波入力トーン周波数です。

- 2次の相互変調積：
 $f_{IN1} + f_{IN2}$ 、 $f_{IN2} - f_{IN1}$
- 3次の相互変調積：
 $2 \times f_{IN1} - f_{IN2}$ 、 $2 \times f_{IN2} - f_{IN1}$ 、
 $2 \times f_{IN1} + f_{IN2}$ 、 $2 \times f_{IN2} + f_{IN1}$
- 4次の相互変調積：
 $3 \times f_{IN1} - f_{IN2}$ 、 $3 \times f_{IN2} - f_{IN1}$ 、
 $3 \times f_{IN1} + f_{IN2}$ 、 $3 \times f_{IN2} + f_{IN1}$
- 5次の相互変調積：
 $3 \times f_{IN1} - 2 \times f_{IN2}$ 、 $3 \times f_{IN2} - 2 \times f_{IN1}$ 、
 $3 \times f_{IN1} + 2 \times f_{IN2}$ 、 $3 \times f_{IN2} + 2 \times f_{IN1}$

Third-Order Intermodulation (3次相互変調)(IM3)

IM3は、2つの入力トーン f_{IN1} と f_{IN2} の全入力パワーを基準とするナイキスト周波数までの3次相互変調積の全パワーです。各入力トーンのレベルは、-7dBFSにおける値です。3次相互変調積は、 $2 \times f_{IN1} - f_{IN2}$ 、 $2 \times f_{IN2} - f_{IN1}$ 、 $2 \times f_{IN1} + f_{IN2}$ 、 $2 \times f_{IN2} + f_{IN1}$ です。

Two-Tone Spurious-Free Dynamic Range (2トンスプリアスフリーダイナミックレンジ)(SFDR_{TT})

SFDR_{TT}は、どちらかの入力トーンのRMS振幅とスペクトルにおける次に大きいスプリアス成分(DCオフセットを除く)のRMS振幅との比をデシベル単位で表わした値です。このスプリアス成分は、ナイキスト周波数までのスペクトルのどこでも発生する可能性があり、通常は相互変調積または高調波です。

Full-Power Bandwidth (フルパワー帯域幅)

-0.5dBFSの大振幅アナログ入力信号がADCに印加されて、デジタル変換結果の振幅が-3dBだけ減少する点まで入力周波数が掃引されます。この点がフルパワー入力帯域幅周波数として定義されます。

実際の実験室での測定では、フルパワー帯域幅はADC自身でなくアナログ入力回路によって制限されます。MAX1209の場合、フルパワー帯域幅はMAX1211評価キットの入力回路を使用して試験が行われます。

Aperture Delay (アパーチャ遅延)

MAX1209は、そのサンプリングクロックの立下りエッジでデータがサンプリングされます。実際には、サンプリングクロック立下りエッジと実際のサンプリング時点の間にわずかな遅延があります。アパーチャ遅延(t_{AD})は、サンプリングクロックの立下りエッジと実際のサンプルが取り込まれた時点の間の時間として定義されます(図4)。

12ビット、80Msps、3.3V IFサンプリングADC

MAX1209

Aperture Jitter (アパーチャジッタ)

図4はアパーチャジッタ (t_{AJ})を示します。これは、アパーチャ遅延における各サンプル間の変動です。

Output Noise (出力ノイズ)(n_{OUT})

出力ノイズ (n_{OUT})パラメータは、熱雑音 + 量子化雑音パラメータに似ており、ADCの総合ノイズ性能を表わします。

n_{OUT} の試験には、基本波入力トーンは使用されません。INP、INN、及びCOMを相互に接続して1024kのデータポイントが収集されます。 n_{OUT} は、収集されたデータポイントのRMS値を求めることによって計算されます。

Overdrive Recovery Time (オーバドライブ回復時間)

オーバドライブ回復時間は、ADCがフルスケールの限界値を超える過渡入力から回復するのに要する時間です。MAX1209では、フルスケールの限界値を±10%だけ超える過渡入力を使用してオーバドライブ回復時間を規定します。

ピン配置

