

Easy Drive 入力電流キャンセル機能 およびI²Cインタフェース付き 24ビット・デルタシグマ ADC

特長

- Easy Drive™技術により、差動入力電流がゼロのレール・トゥ・レール入力が可能
- 最高の精度で高インピーダンスのセンサを直接デジタル化
- 入力リファレンス同相範囲: GND~V_{CC}
- 2線I²Cインタフェース
- 50Hz、60Hz、または50Hz/60Hz同時の除去モードをプログラム可能
- INL: 2ppm (0.25LSB)、欠落コードなし
- オフセット: 1ppm、フルスケール誤差: 15ppm
- 2倍速モードを選択可能
- 待ち時間なし: デジタル・フィルタにより1サイクル以内に安定化
- 2.7V~5.5Vの単一電源動作
- 内部発振器
- 6つのアドレスと1つの同期用グローバル・アドレス
- 小型 (3mm×3mm) 10ピンDFNパッケージ

アプリケーション

- ダイレクト・センサ・デジタイザ
- 秤
- 直接温度測定
- 歪みゲージ・トランスジューサ
- 計測器
- 産業用プロセス制御
- DVMおよびメータ

概要

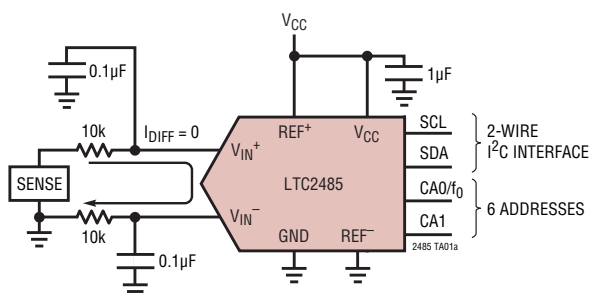
LTC®2485は、24ビット正符号No Latency $\Delta\Sigma$ アナログ・デジタル・コンバータ、特許取得のEasy Drive技法、I²Cデジタル・インタフェースを組み合わせたデバイスです。特許取得のサンプリング回路は、差動入力電流の自動キャンセルにより、ダイナミック入力電流誤差や内部バッファの欠点を排除します。これにより、大きな外部信号源インピーダンスが可能となり、入力範囲がレール・トゥ・レールの入力信号を直接デジタル化できる一方で、きわめて優れたDC精度を維持できます。

LTC2485は発振器を内蔵しており、I²Cインタフェースを介して、ライン周波数を除去するように構成可能です。50Hz、60Hz、または50Hz/60Hz同時の電源周波数除去を選択可能であり、2倍速モードを選択することもできます。

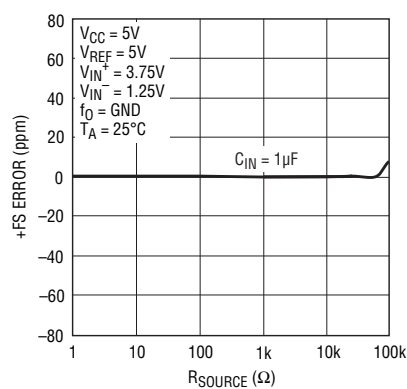
LTC2485では、リファレンス電圧と関係なく、広い同相入力電圧範囲(0V~V_{CC})が可能です。リファレンスは最小100mVにすることも、V_{CC}に直接接続することもできます。LTC2485は調整済みの発振器を内蔵しているため、外付けの水晶発振器や発振器が不要です。オフセットとフルスケールの較正が絶え間なく透過的に行われるので、絶対精度と低ドリフトが自動的に維持されます。

LT、LT、LTC、LTM、Linear TechnologyおよびLinearのロゴはリニアテクノロジー社の登録商標であり、No Latency $\Delta\Sigma$ およびEasy Driveはリニアテクノロジー社の商標です。他の全ての商標はそれぞれの所有者に所有権があります。

標準的応用例



+FS誤差とIN⁺およびIN⁻のR_{SOURCE}



2485fd

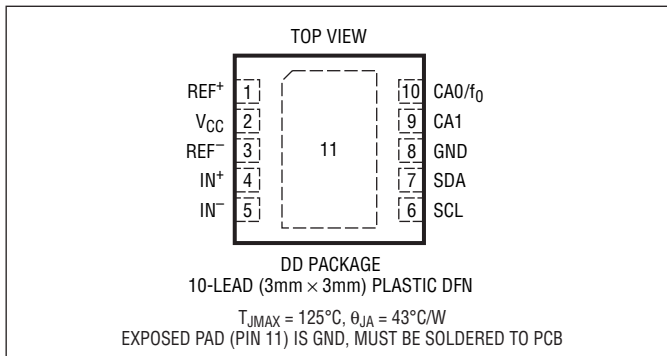
LTC2485

絶対最大定格

(Note 1, 2)

電源電圧 (V_{CC}) から GND	-0.3V ~ 6V
アナログ入力電圧から GND	-0.3V ~ ($V_{CC} + 0.3V$)
リファレンス入力電圧から GND	-0.3V ~ ($V_{CC} + 0.3V$)
GND へのデジタル入力電圧	-0.3V ~ ($V_{CC} + 0.3V$)
GND へのデジタル出力電圧	-0.3V ~ ($V_{CC} + 0.3V$)
動作温度範囲	
LTC2485C	0°C ~ 70°C
LTC2485I	-40°C ~ 85°C
保存温度範囲	-65°C ~ 125°C

ピン配置



発注情報

鉛フリー仕様	テープアンドリール	製品マーキング*	パッケージ	温度範囲
LTC2485CDD#PBF	LTC2485CDD#TRPBF	LBST	10-Lead (3mm x 3mm) Plastic DFN	0°C to 70°C
LTC2485IDD#PBF	LTC2485IDD#TRPBF	LBST	10-Lead (3mm x 3mm) Plastic DFN	-40°C to 85°C

さらに広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。*温度グレードは出荷時のコンテナのラベルで識別されます。

鉛フリー仕様の製品マーキングの詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/> をご覧ください。
テープアンドリールの仕様の詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/tapeandreeel/> をご覧ください。

電気的特性 (通常速度)

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。(Note 3, 4)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Resolution (No Missing Codes)	$0.1 \leq V_{REF} \leq V_{CC}$, $-FS \leq V_{IN} \leq +FS$ (Note 5)	●	24		Bits
Integral Nonlinearity	$5V \leq V_{CC} \leq 5.5V$, $V_{REF} = 5V$, $V_{IN(CM)} = 2.5V$ (Note 6)	●	2	10	ppm of V_{REF}
	$2.7V \leq V_{CC} \leq 5.5V$, $V_{REF} = 2.5V$, $V_{IN(CM)} = 1.25V$ (Note 6)		1		ppm of V_{REF}
Offset Error	$2.5V \leq V_{REF} \leq V_{CC}$, $GND \leq IN^+ = IN^- \leq V_{CC}$ (Note 13)	●	0.5	2.5	μV
Offset Error Drift	$2.5V \leq V_{REF} \leq V_{CC}$, $GND \leq IN^+ = IN^- \leq V_{CC}$		10		$\text{nV}/^\circ\text{C}$
Positive Full-Scale Error	$2.5V \leq V_{REF} \leq V_{CC}$, $IN^+ = 0.75V_{REF}$, $IN^- = 0.25V_{REF}$	●		25	ppm of V_{REF}
Positive Full-Scale Error Drift	$2.5V \leq V_{REF} \leq V_{CC}$, $IN^+ = 0.75V_{REF}$, $IN^- = 0.25V_{REF}$		0.1		ppm of $V_{REF}/^\circ\text{C}$
Negative Full-Scale Error	$2.5V \leq V_{REF} \leq V_{CC}$, $IN^- = 0.75V_{REF}$, $IN^+ = 0.25V_{REF}$	●		25	ppm of V_{REF}
Negative Full-Scale Error Drift	$2.5V \leq V_{REF} \leq V_{CC}$, $IN^- = 0.75V_{REF}$, $IN^+ = 0.25V_{REF}$		0.1		ppm of $V_{REF}/^\circ\text{C}$
Total Unadjusted Error	$5V \leq V_{CC} \leq 5.5V$, $V_{REF} = 2.5V$, $V_{IN(CM)} = 1.25V$ (Note 6)		15		ppm of V_{REF}
	$5V \leq V_{CC} \leq 5.5V$, $V_{REF} = 5V$, $V_{IN(CM)} = 2.5V$ (Note 6)		15		ppm of V_{REF}
	$2.7V \leq V_{CC} \leq 5.5V$, $V_{REF} = 2.5V$, $V_{IN(CM)} = 1.25V$ (Note 6)		15		ppm of V_{REF}
Output Noise	$5V \leq V_{CC} \leq 5.5V$, $V_{REF} = 5V$, $GND \leq IN^- = IN^+ \leq V_{CC}$ (Note 12)		0.6		μVRMS
Internal PTAT Signal	$T_A = 27^\circ\text{C}$		390	450	mV

2485fd

電气的特性 (2倍速)

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。(Note 3、4)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Resolution (No Missing Codes)	$0.1 \leq V_{REF} \leq V_{CC}$, $-FS \leq V_{IN} \leq +FS$ (Note 5)	●	24			Bits
Integral Nonlinearity	$5V \leq V_{CC} \leq 5.5V$, $V_{REF} = 5V$, $V_{IN(CM)} = 2.5V$ (Note 6) $2.7V \leq V_{CC} \leq 5.5V$, $V_{REF} = 2.5V$, $V_{IN(CM)} = 1.25V$ (Note 6)	●		2 1	10	ppm of V_{REF}
Offset Error	$2.5V \leq V_{REF} \leq V_{CC}$, $GND \leq IN^+ = IN^- \leq V_{CC}$ (Note 13)	●		0.5	2	mV
Offset Error Drift	$2.5V \leq V_{REF} \leq V_{CC}$, $GND \leq IN^+ = IN^- \leq V_{CC}$			100		nV/ $^\circ\text{C}$
Positive Full-Scale Error	$2.5V \leq V_{REF} \leq V_{CC}$, $IN^+ = 0.75V_{REF}$, $IN^- = 0.25V_{REF}$	●			25	ppm of V_{REF}
Positive Full-Scale Error Drift	$2.5V \leq V_{REF} \leq V_{CC}$, $IN^+ = 0.75V_{REF}$, $IN^- = 0.25V_{REF}$			0.1		ppm of $V_{REF}/^\circ\text{C}$
Negative Full-Scale Error	$2.5V \leq V_{REF} \leq V_{CC}$, $IN^- = 0.75V_{REF}$, $IN^+ = 0.25V_{REF}$	●			25	ppm of V_{REF}
Negative Full-Scale Error Drift	$2.5V \leq V_{REF} \leq V_{CC}$, $IN^- = 0.75V_{REF}$, $IN^+ = 0.25V_{REF}$			0.1		ppm of $V_{REF}/^\circ\text{C}$
Output Noise	$5V \leq V_{CC} \leq 5.5V$, $V_{REF} = 5V$, $GND \leq IN^- = IN^+ \leq V_{CC}$			0.84		μV_{RMS}

コンバータの特性

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。(Note 3、4)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Common Mode Rejection DC	$2.5V \leq V_{REF} \leq V_{CC}$, $GND \leq IN^- = IN^+ \leq V_{CC}$ (Note 5)	●	140			dB
Input Common Mode Rejection 50Hz $\pm 2\%$	$2.5V \leq V_{REF} \leq V_{CC}$, $GND \leq IN^- = IN^+ \leq V_{CC}$ (Note 5)	●	140			dB
Input Common Mode Rejection 60Hz $\pm 2\%$	$2.5V \leq V_{REF} \leq V_{CC}$, $GND \leq IN^- = IN^+ \leq V_{CC}$ (Note 5)	●	140			dB
Input Normal Mode Rejection 50Hz $\pm 2\%$	$2.5V \leq V_{REF} \leq V_{CC}$, $GND \leq IN^- = IN^+ \leq V_{CC}$ (Notes 5, 7)	●	110	120		dB
Input Normal Mode Rejection 60Hz $\pm 2\%$	$2.5V \leq V_{REF} \leq V_{CC}$, $GND \leq IN^- = IN^+ \leq V_{CC}$ (Notes 5, 8)	●	110	120		dB
Input Normal Mode Rejection 50Hz/60Hz $\pm 2\%$	$2.5V \leq V_{REF} \leq V_{CC}$, $GND \leq IN^- = IN^+ \leq V_{CC}$ (Notes 5, 9)	●	87			dB
Reference Common Mode Rejection DC	$2.5V \leq V_{REF} \leq V_{CC}$, $GND \leq IN^- = IN^+ \leq V_{CC}$ (Note 5)	●	120	140		dB
Power Supply Rejection DC	$V_{REF} = 2.5V$, $IN^- = IN^+ = GND$			120		dB
Power Supply Rejection, 50Hz $\pm 2\%$	$V_{REF} = 2.5V$, $IN^- = IN^+ = GND$ (Notes 7, 9)			120		dB
Power Supply Rejection, 60Hz $\pm 2\%$	$V_{REF} = 2.5V$, $IN^- = IN^+ = GND$ (Notes 8, 9)			120		dB

アナログ入力とリファレンス

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。(Note 3)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
IN^+	Absolute/Common Mode IN^+ Voltage		$GND - 0.3V$		$V_{CC} + 0.3V$	V
IN^-	Absolute/Common Mode IN^- Voltage		$GND - 0.3V$		$V_{CC} + 0.3V$	V
FS	Full-Scale of the Differential Input ($IN^+ - IN^-$)	●	$0.5V_{REF}$			V
LSB	Least Significant Bit of the Output Code	●	$FS/2^{24}$			
V_{IN}	Input Differential Voltage Range ($IN^+ - IN^-$)	●	-FS		+FS	V
V_{REF}	Reference Voltage Range ($REF^+ - REF^-$)	●	0.1		V_{CC}	V

LTC2485

アナログ入力とリファレンス

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。(Note 3)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
C_S (IN ⁺)	IN ⁺ Sampling Capacitance			11		pF	
C_S (IN ⁻)	IN ⁻ Sampling Capacitance			11		pF	
C_S (V _{REF})	V _{REF} Sampling Capacitance			11		pF	
I_{DC_LEAK} (IN ⁺)	IN ⁺ DC Leakage Current	Sleep Mode, IN ⁺ = GND	●	-10	1	10	nA
I_{DC_LEAK} (IN ⁻)	IN ⁻ DC Leakage Current	Sleep Mode, IN ⁻ = GND	●	-10	1	10	nA
I_{DC_LEAK} (V _{REF})	REF ⁺ , REF ⁻ DC Leakage Current	Sleep Mode, V _{REF} = V _{CC}	●	-100	1	100	nA

I²Cの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 $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。(Note 3)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V _{IH}	High Level Input Voltage		●	0.7V _{CC}		V
V _{IL}	Low Level Input Voltage		●		0.3V _{CC}	V
V _{IL(CA1)}	Low Level Input Voltage for Address Pin		●		0.05V _{CC}	V
V _{IH(CA0/f₀,CA1)}	High Level Input Voltage for Address Pins		●	0.95V _{CC}		V
R _{INH}	Resistance from CA0/f ₀ , CA1 to V _{CC} to Set Chip Address Bit to 1		●		10	kΩ
R _{INL}	Resistance from CA1 to GND to Set Chip Address Bit to 0		●		10	kΩ
R _{INF}	Resistance from CA0/f ₀ , CA1 to V _{CC} or GND to Set Chip Address Bit to Float		●	2		MΩ
I _I	Digital Input Current		●	-10	10	μA
V _{HYS}	Hysteresis of Schmitt Trigger Inputs	(Note 5)		0.05V _{CC}		V
V _{OL}	Low Level Output Voltage SDA	I = 3mA	●		0.4	V
t _{OF}	Output Fall Time from V _{IHMIN} to V _{ILMAX}	Bus Load C _B 10pF to 400pF (Note 14)	●	20+0.1C _B	250	ns
t _{SP}	Input Spike Suppression		●		50	ns
I _{IN}	Input Leakage	0.1V _{CC} ≤ V _{IN} ≤ V _{CC}	●		1	μA
C _I	Capacitance for Each I/O Pin		●	10		pF
C _B	Capacitance Load for Each Bus Line		●		400	pF
C _{CAX}	External Capacitive Load On-Chip Address Pins (CA0/f ₀ ,CA1) for Valid Float		●		10	pF
V _{IH(EXT,OSC)}	High Level CA0/f ₀ External Oscillator	2.7V ≤ V _{CC} < 5.5V	●	V _{CC} - 0.5V		V
V _{IL(EXT,OSC)}	Low Level CA0/f ₀ External Oscillator	2.7V ≤ V _{CC} < 5.5V	●		0.5	V

電源要件

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。(Note 3)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V _{CC}	Supply Voltage		●	2.7	5.5	V
I _{CC}	Supply Current	Conversion Mode (Note 11)	●	160	250	μA
		Sleep Mode (Note 11)	●	1	2	μA

2485fd

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 $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。(Note 3)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
f_{EOSC}	External Oscillator Frequency Range		●	10	1000	kHz	
t_{HEO}	External Oscillator High Period		●	0.125	100	μs	
t_{LEO}	External Oscillator Low Period		●	0.125	100	μs	
t_{CONV_1}	Conversion Time for 1x Speed Mode	50Hz Mode	●	157.2	160.3	163.5	ms
		60Hz Mode	●	131.0	133.6	136.3	ms
		Simultaneous 50Hz/60Hz Mode	●	144.1	146.9	149.9	ms
		External Oscillator (Note 10)	●		$41036/f_{\text{EOSC}}$		ms
t_{CONV_2}	Conversion Time for 2x Speed Mode	50Hz Mode	●	78.7	80.3	81.9	ms
		60Hz Mode	●	65.6	66.9	68.2	ms
		Simultaneous 50Hz/60Hz Mode	●	72.2	73.6	75.1	ms
		External Oscillator (Note 10)	●		$20556/f_{\text{EOSC}}$		ms

I²C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 $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。(Note 3, 15)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
f_{SCL}	SCL Clock Frequency		●	0	400	kHz
$t_{\text{HD(SDA)}}$	Hold Time (Repeated) START Condition		●	0.6		μs
t_{LOW}	LOW Period of the SCL Clock Pin		●	1.3		μs
t_{HIGH}	HIGH Period of the SCL Clock Pin		●	0.6		μs
$t_{\text{SU(STA)}}$	Set-Up Time for a Repeated START Condition		●	0.6		μs
$t_{\text{HD(DAT)}}$	Data Hold Time		●	0	0.9	μs
$t_{\text{SU(DAT)}}$	Data Set-Up Time		●	100		ns
t_r	Rise Time for Both SDA and SCL Signals	(Note 14)	●	$20+0.1C_B$	300	ns
t_f	Fall Time for Both SDA and SCL Signals	(Note 14)	●	$20+0.1C_B$	300	ns
$t_{\text{SU(STO)}}$	Set-Up Time for STOP Condition		●	0.6		μs

Note 1: 絶対最大定格に記載された値を超えるストレスはデバイスに永続的損傷を与える可能性がある。長期にわたって絶対最大定格条件に曝すと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与える可能性がある。

Note 2: 全ての電圧値はGNDを基準にしている。

Note 3: 注記がない限り、 $V_{\text{CC}} = 2.7\text{V} \sim 5.5\text{V}$ 。

$$V_{\text{REF}} = \text{REF}^+ - \text{REF}^-, V_{\text{REFCM}} = (\text{REF}^+ + \text{REF}^-)/2, \text{FS} = 0.5V_{\text{REF}};$$

$$V_{\text{IN}} = \text{IN}^+ - \text{IN}^-, V_{\text{INCM}} = (\text{IN}^+ + \text{IN}^-)/2。$$

Note 4: 注記がない限り、内部変換クロックまたは $f_{\text{EOSC}} = 307.2\text{kHz}$ の外部変換クロック・ソースを使う。

Note 5: 設計によって保証されているが、テストされない。

Note 6: 積分非直線性は、実際の伝達曲線のエンドポイントを通る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 7: 50Hzモード(内部発振器)または $f_{\text{EOSC}} = 256\text{kHz} \pm 2\%$ (外部発振器)

Note 8: 60Hzモード(内部発振器)または $f_{\text{EOSC}} = 307.2\text{kHz} \pm 2\%$ (外部発振器)

Note 9: 同時50Hz/60Hzモード(内部発振器)または $f_{\text{EOSC}} = 280\text{kHz} \pm 2\%$ (外部発振器)

Note 10: 外部発振器はCA0/f₀ピンに接続される。外部発振器の周波数(f_{EOSC})はkHzで表されている。

Note 11: コンバータは内部発振器を使用する。

Note 12: 出力ノイズには内部較正動作によって生じる分が含まれる。

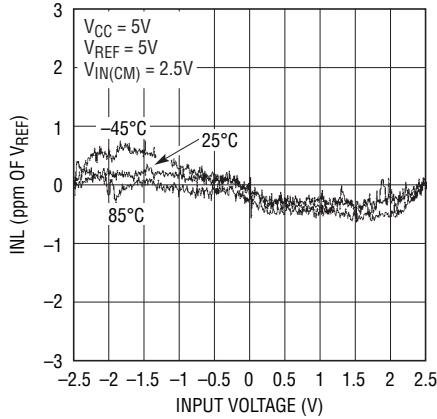
Note 13: 設計およびテストの相関により保証されている。

Note 14: $C_B = 1$ 本のバスラインの容量(pF)。

Note 15: 全ての値は $V_{\text{IH(MIN)}}$ と $V_{\text{IL(MAX)}}$ のレベルを基準にしている。

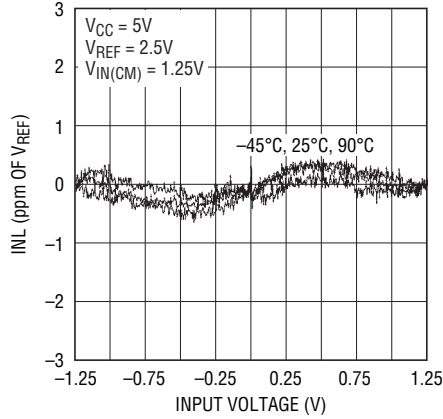
標準的性能特性

積分非直線性
($V_{CC} = 5V, V_{REF} = 5V$)



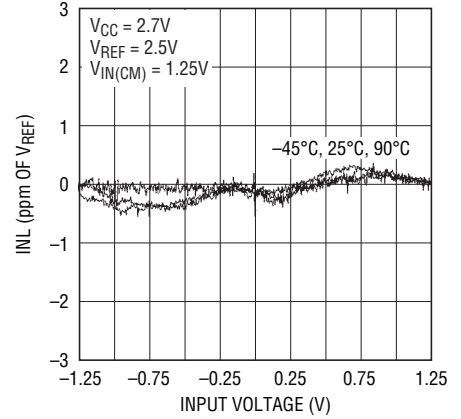
2485 G01

積分非直線性
($V_{CC} = 5V, V_{REF} = 2.5V$)



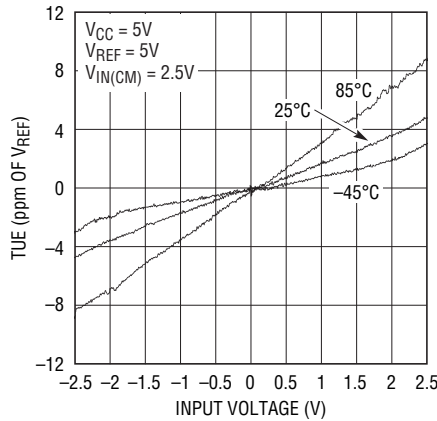
2485 G02

積分非直線性
($V_{CC} = 2.7V, V_{REF} = 2.5V$)



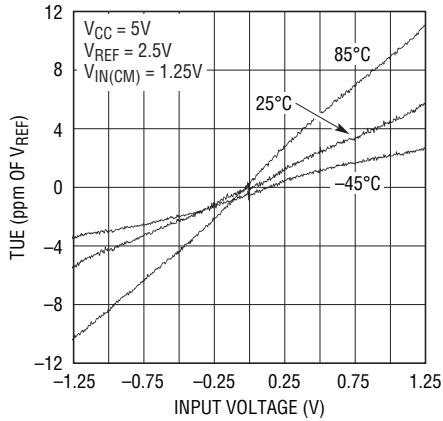
2485 G03

全未調整誤差
($V_{CC} = 5V, V_{REF} = 5V$)



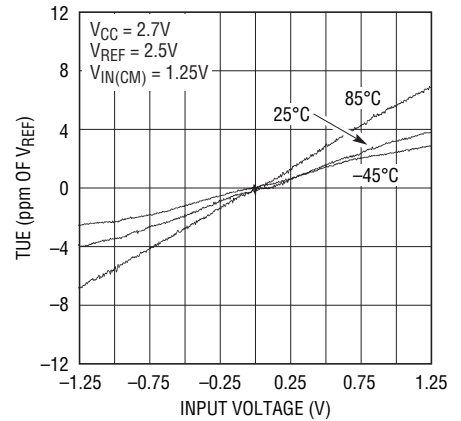
2485 G04

全未調整誤差
($V_{CC} = 5V, V_{REF} = 2.5V$)



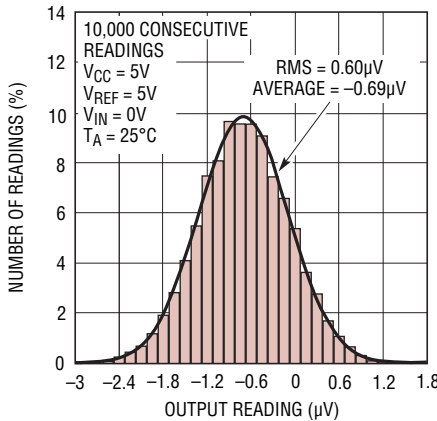
2485 G05

全未調整誤差
($V_{CC} = 2.7V, V_{REF} = 2.5V$)



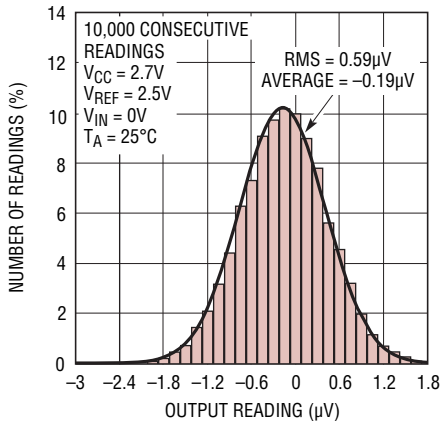
2485 G06

ノイズのヒストグラム (6.8sps)



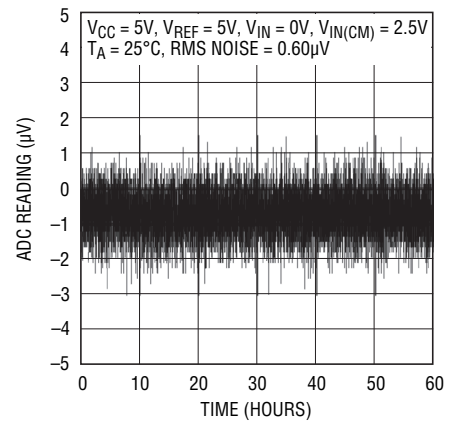
2485 G07

ノイズのヒストグラム (7.5sps)



2485 G08

ADCの長時間表示

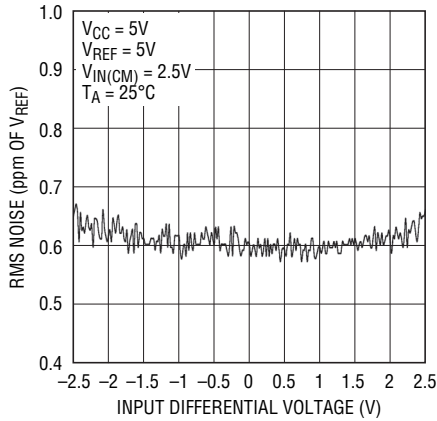


2485 G09

2485fd

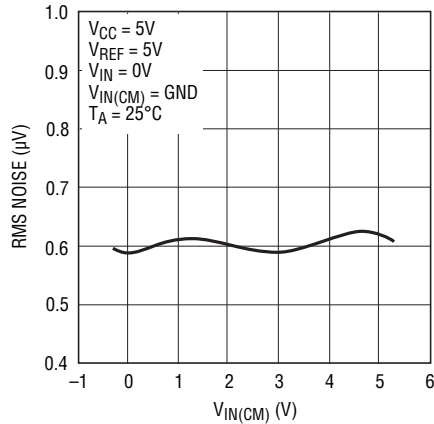
標準的性能特性

RMSノイズと入力差動電圧



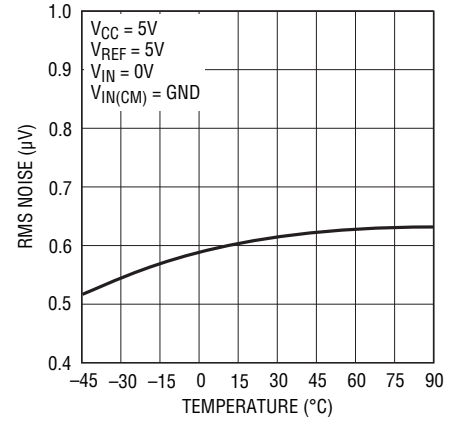
2485 G10

RMSノイズとVIN(CM)



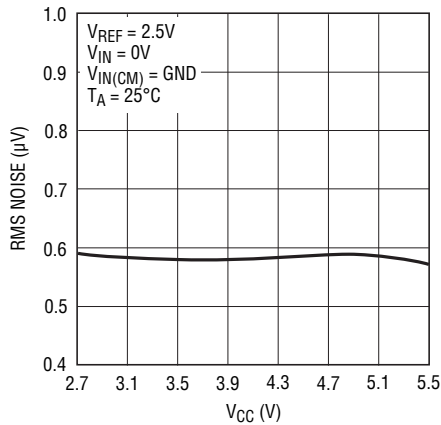
2485 G11

RMSノイズと温度 (TA)



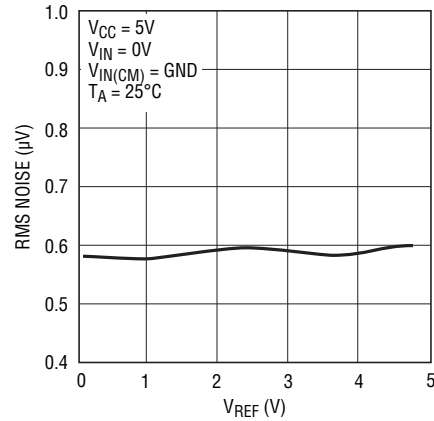
2485 G12

RMSノイズとVCC



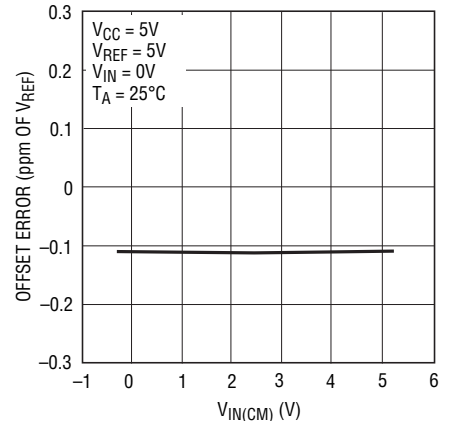
2485 G13

RMSノイズとVREF



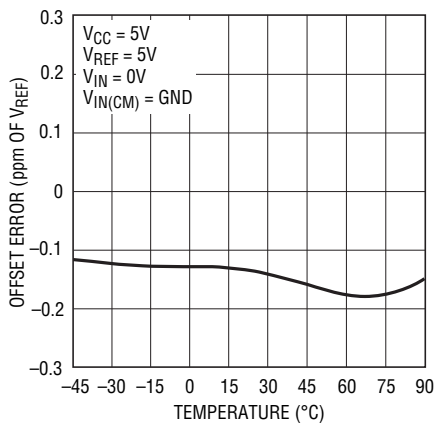
2485 G14

オフセット誤差とVIN(CM)



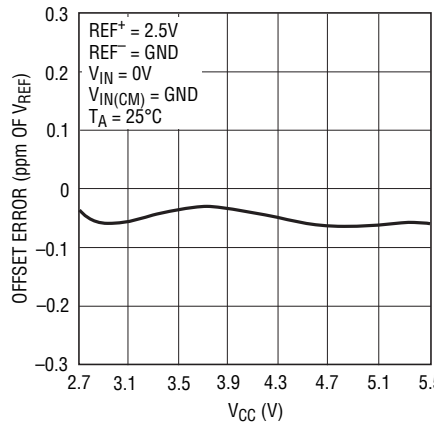
2485 G15

オフセット誤差と温度



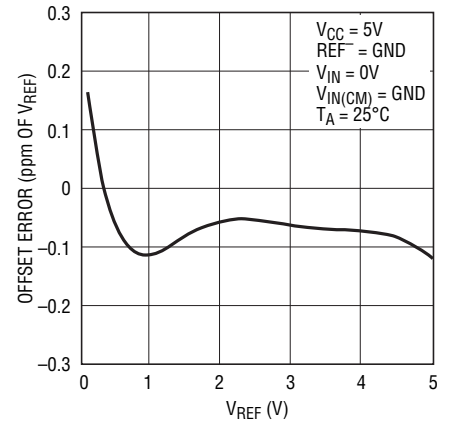
2485 G16

オフセット誤差とVCC



2485 G17

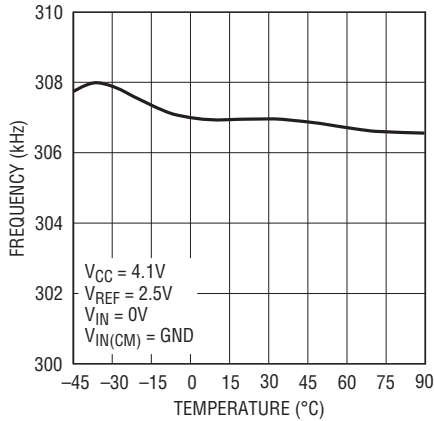
オフセット誤差とVREF



2485 G18

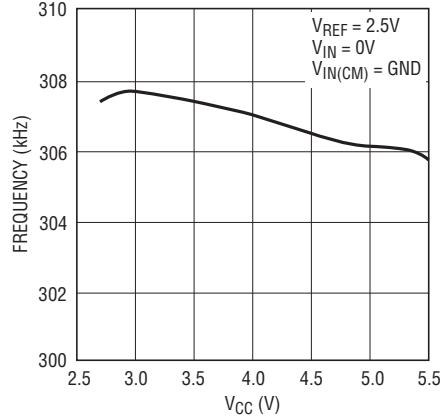
標準的性能特性

内蔵発振器の周波数と温度



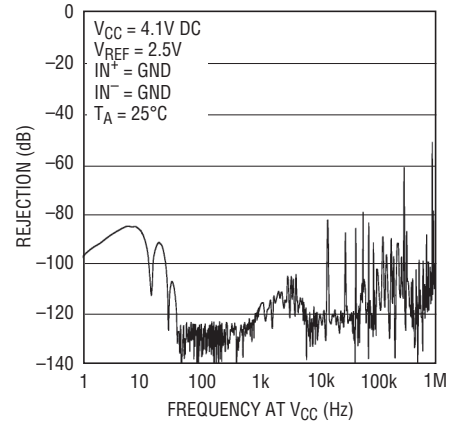
2485 G19

内蔵発振器の周波数とVCC



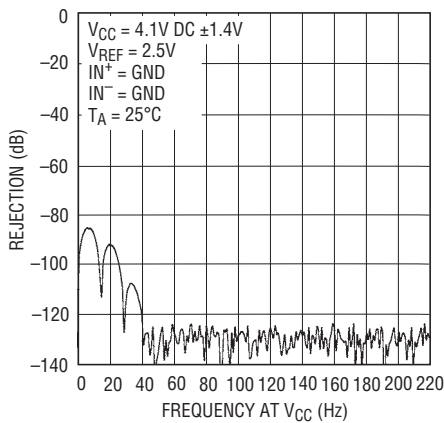
2485 G20

PSRRとVCCでの周波数



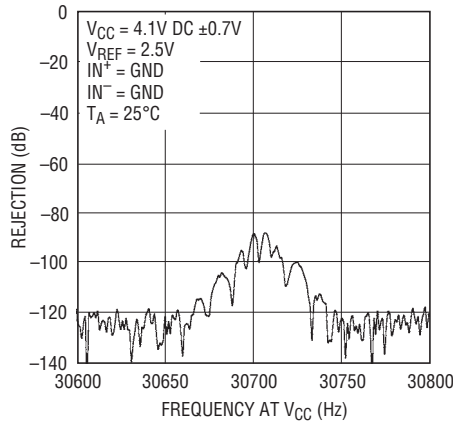
2485 G21

PSRRとVCCでの周波数



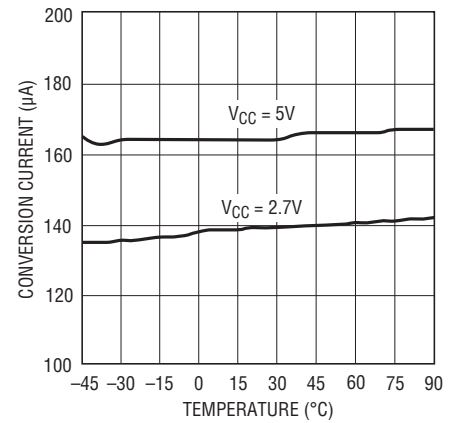
2485 G22

PSRRとVCCでの周波数



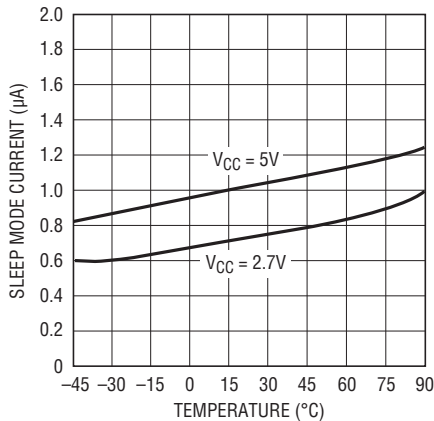
2485 G23

変換電流と温度



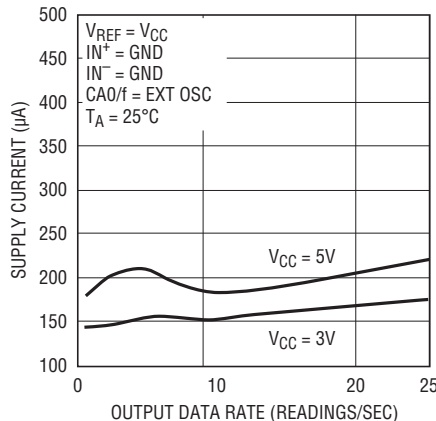
2485 G24

スリープ・モード電流と温度



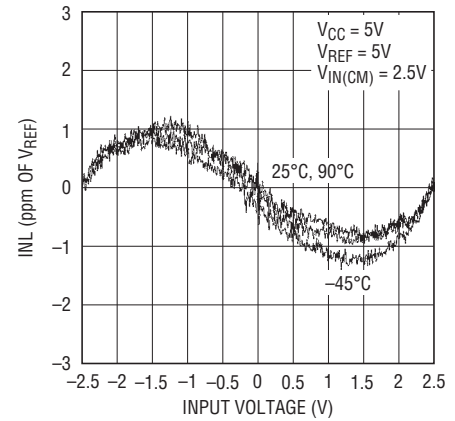
2485 G25

変換電流と出力データ・レート



2485 G26

積分非直線性
(2倍速モード、VCC = 5V、VREF = 5V)

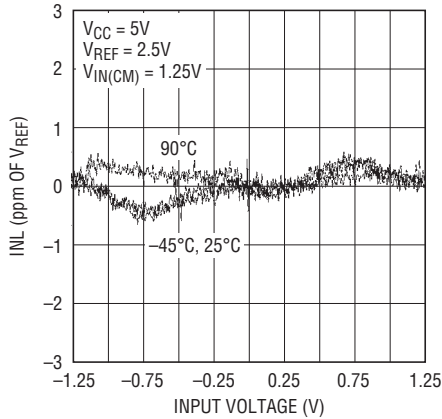


2485 G27

2485fd

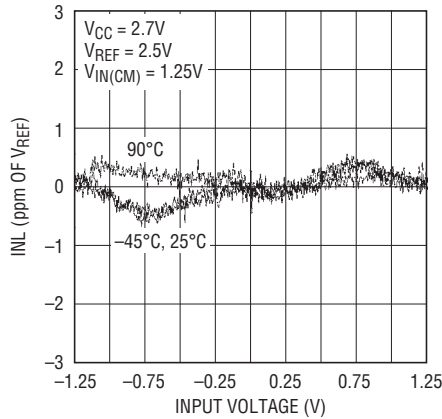
標準的性能特性

積分非直線性
(2倍速モード、 $V_{CC} = 5V$ 、 $V_{REF} = 2.5V$)



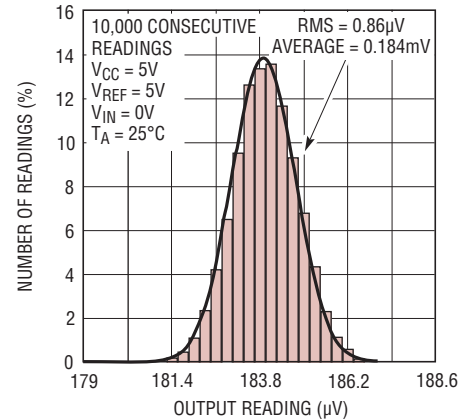
2485 G28

積分非直線性
(2倍速モード、 $V_{CC} = 2.7V$ 、 $V_{REF} = 2.5V$)



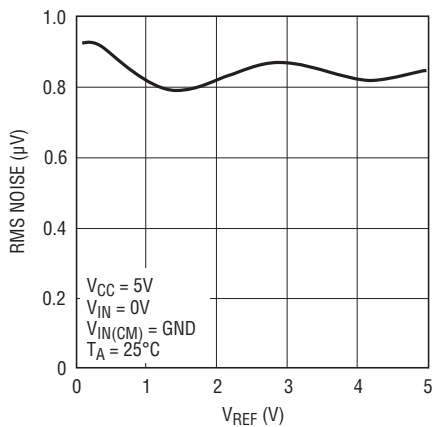
2485 G29

ノイズのヒストグラム
(2倍速モード)



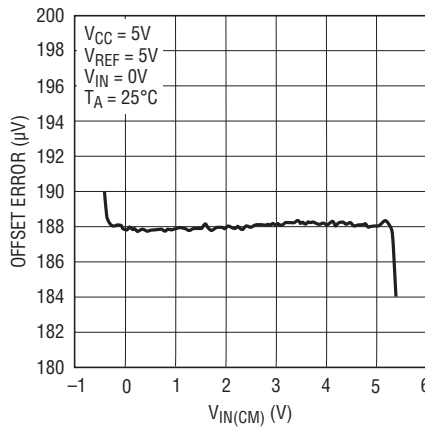
2485 G30

RMSノイズと V_{REF}
(2倍速モード)



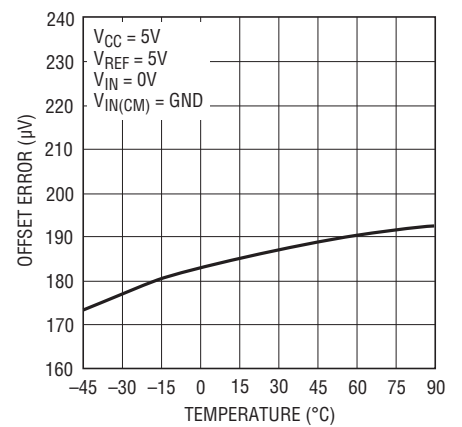
2485 G31

オフセット誤差と $V_{IN(CM)}$
(2倍速モード)



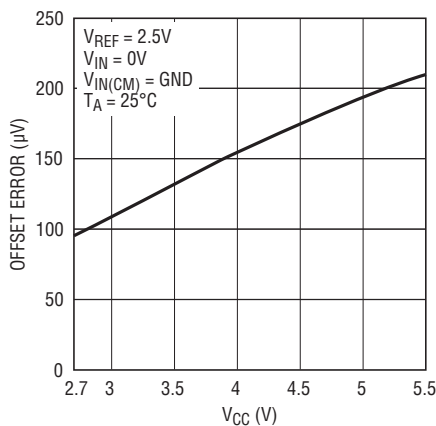
2485 G32

オフセット誤差と温度
(2倍速モード)



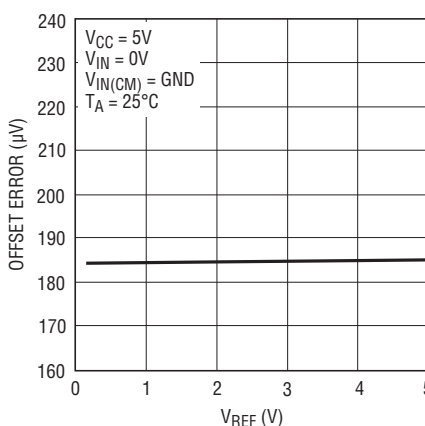
2485 G33

オフセット誤差と V_{CC}
(2倍速モード)



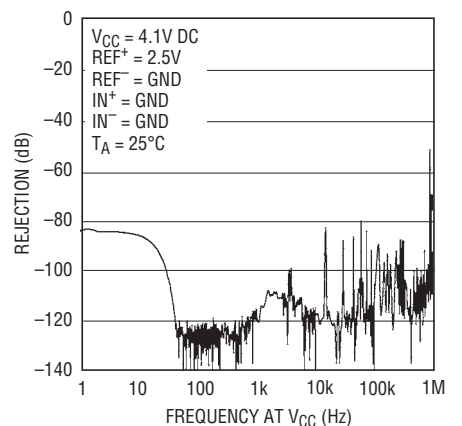
2485 G34

オフセット誤差と V_{REF}
(2倍速モード)



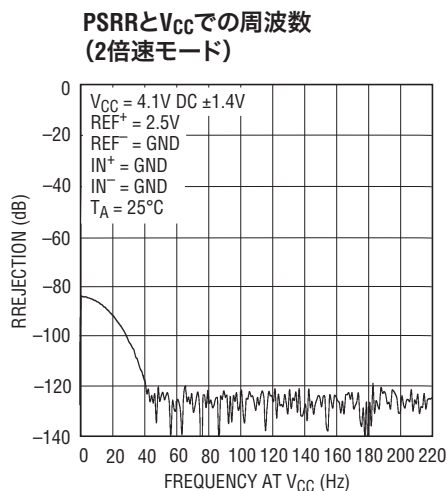
2485 G35

PSRRと V_{CC} での周波数
(2倍速モード)

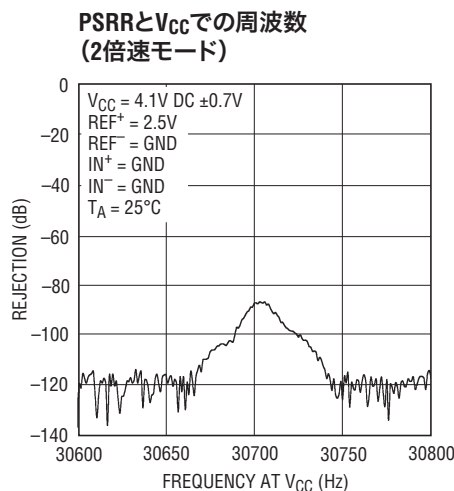


2485 G36

標準的性能特性



2485 G37



2485 G38

ピン機能

REF⁺ (ピン1)、REF⁻ (ピン3): 差動リファレンス入力。これらのピンの電圧は、リファレンスの正入力REF⁺がリファレンスの負入力REF⁻より少なくとも0.1Vだけ高い限り、GND~V_{CC}の範囲の任意の電圧にすることができます。

V_{CC} (ピン2): 正電源電圧。1μFのタンタル・コンデンサと0.1μFのセラミック・コンデンサを並列に使用して、デバイスのできるだけ近くでGND (ピン8) にバイパスします。

IN⁺ (ピン4)、IN⁻ (ピン5): 差動アナログ入力。これらのピンの電圧はGND-0.3V~V_{CC}+0.3Vの範囲の任意の値にすることができます。これらのリミット内では、コンバータのバイポーラ入力(V_{IN} = IN⁺ - IN⁻)の範囲は-0.5 • V_{REF}~0.5 • V_{REF}となります。この入力範囲の外側では、コンバータは固有のオーバーレンジとアンダーレンジの出力コードを発生します。

SCL (ピン6): I²Cインタフェースのシリアル・クロック・ピン。LTC2485はスレーブとして機能することができるので、SCLピンは外部シリアル・クロックだけを受け入れます。データはSCLクロックの立ち上がりエッジでシフトされてSDAピンに入力され、SCLクロックの立ち下がりエッジでSDAピンを通して出力されます。

SDA (ピン7): I²Cインタフェースの双方向シリアル・データ・ライン。トランスミッタ・モード (読み出し) では変換結果がSDAピンを通して出力されますが、レシーバ・モード (書き込み) ではデバイス構成設定ビットがSDAピンを通して入力されます。データ入力モードでは、このピンは高インピーダンスになります。データ出力モードでは、このピンはオープン・ドレインのNチャネル・ドライバなので、V_{CC}への外部プルアップ抵抗または電流源が必要です。

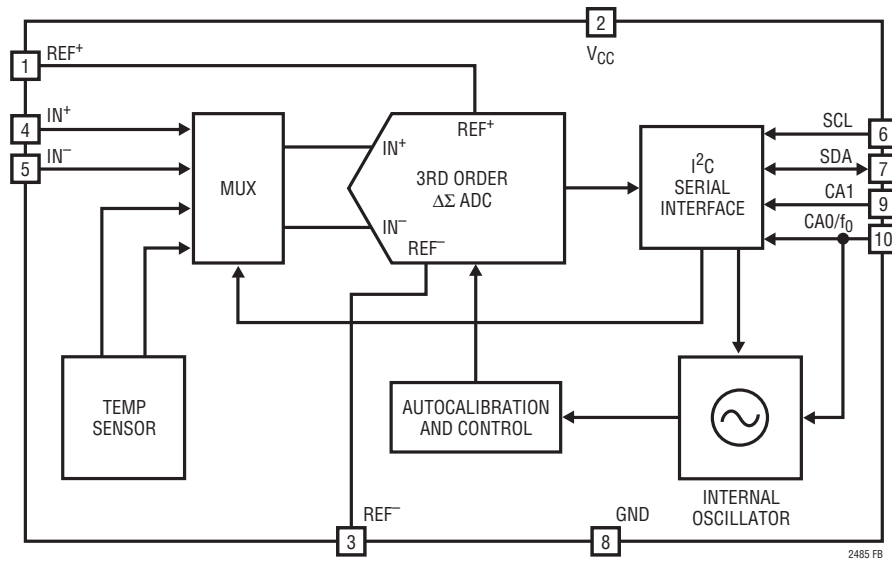
GND (ピン8): グランド。このピンを1つのグランド・プレーンに低インピーダンスで接続します。

CA1 (ピン9): デバイスのアドレス・ピン。CA1ピンはデバイスのI²Cアドレスのためのスリーステート (“L”、“H”、またはフロート) のアドレス制御ビットとして設定されます。

CA0/f₀ (ピン10): チップアドレス制御ピン/外部クロック入力ピン。CA0/f₀で遷移が検出されない場合、このピンはデバイスのI²Cアドレスの2ステート (“H”またはフロート) のアドレス制御ビットです。少なくとも10kHzの周波数f_{EOSC}の外部クロック信号によってこのピンがドライブされると、コンバータはこの信号をそのシステム・クロックとして使い、デジタル・フィルタの基本除去周波数はf_{EOSC}/5120に位置し、チップアドレスCA0を内部で “H” に設定します。

2485fd

機能ブロック図



アプリケーション情報

コンバータの動作

コンバータの動作サイクル

LTC2485は低消費電力の $\Delta\Sigma$ アナログ-デジタル・コンバータで、 I^2C インタフェースを備えています。パワーオン・リセット後の動作は3つの状態で構成されています。コンバータの動作サイクルは変換から始まり、省電力のスリープ・ステートがそれに続き、データの出力/入力で終了します(図1を参照)。

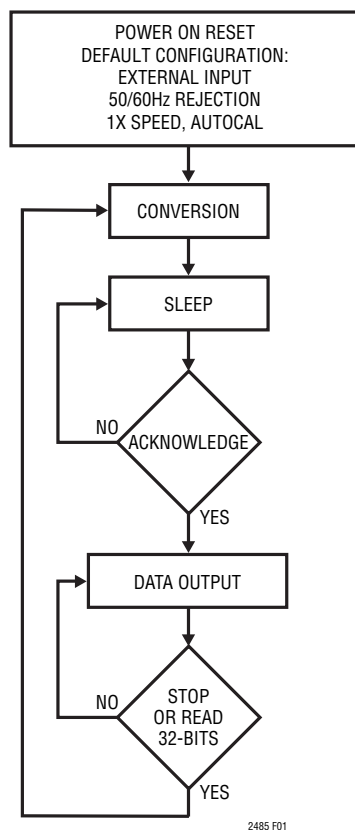


図1. LTC2485の状態遷移図

LTC2485は最初に変換を行います。変換が完了するとデバイスはスリープ・ステートに入ります。このスリープ・ステートの間、電力消費は2桁減少します。読み出し/書き込み動作のために呼び出されない限り、デバイスはスリープ・ステートに留まります。コンバータがスリープ・ステートの間、変換結果は無期限にスタティック・シフト・レジスタ内に保存されます。

変換ステートの間、デバイスは外部からのリクエストに対してアクノリッジを返しません。変換終了後は、デバイスは読み出し/書き込みのリクエストを受け入れる用意ができています。読み

出し動作のためにLTC2485が呼び出されると、デバイスはシリアル・クロック(SCL)の制御下に変換結果の出力を開始します。変換結果には待ち時間がありません。このデータ出力は32ビット長で、24ビットおよび符号からなる変換結果が含まれています。この結果はSCLの制御のもとにシフトされてSDAピンから出力されます。データはSCLの立ち下がりエッジによって更新されるので、ユーザーはSCLの立ち上がりエッジを使って確実にデータをラッチすることができます。書き込み動作では、デバイスは構成設定のための1バイトを受け取り、そのデータはSCLの立ち上がりエッジでシフトされて取り込まれます。有効な書き込み動作に続くストップ条件によって、またはデータ読み出し動作(全32ビットの読み出し)が完了すると新しい変換が開始されます。

 I^2C インタフェース

LTC2485は I^2C インタフェースを通して通信を行います。 I^2C インタフェースは2線式オープン・ドレイン・インタフェースで、複数のデバイスと複数のマスタを単一バスでサポートします。接続されているデバイスはバスラインを”L”に引き下げることができるだけで、バスを”H”にドライブすることはありません。バスラインは電流源またはプルアップ抵抗を介して外部で正電源電圧に接続することができます。バスが解放されていると、両方のラインが”H”になります。 I^2C バスのデータは標準モードでは最大100kビット/秒、高速モードでは400kビット/秒のレートで転送することができます。内部ESD保護ダイオードを介して I^2C バスラインに負荷がかかるのを避けるため、 I^2C バスがアクティブなときはデバイスから V_{CC} 電源を取り去らないで下さい。

I^2C バス上の各デバイスはデバイスに保存されている固有アドレスで識別され、デバイスの機能に依存して、トランスミッタまたはレシーバのどちらかとして動作することができます。トランスミッタとレシーバに加えて、デバイスはデータ転送時にマスタまたはスレーブとみなすこともできます。マスタはバス上でデータ転送を開始するデバイスで、転送を可能にするクロック信号を発生します。同時に、呼び出されたどのデバイスもスレーブとみなされます。

LTC2485はスレーブとして呼び出されることができるだけです。呼び出されると、構成設定ビットを受け取るか、または最後の変換結果を転送することができます。したがって、シリアル・クロック・ラインSCLは入力のみで、データ・ラインSDAは双方向です。デバイスは標準モードと最大400kビット/秒のデータ転送速度の高速モードをサポートします。 I^2C バスの高速/標準モード・デバイスのタイミングの定義を図2に示します。

アプリケーション情報

スタート条件とストップ条件

スタート条件はSCLを“H”に保ったままSDAを“H”から“L”に遷移させて発生させます。スタート条件になった後はバスはビジーであるとみなされます。データ転送が終了すると、SCLが“H”の間にSDAを“L”から“H”に遷移させてストップ条件を発生させます。ストップ条件後いくらか時間が経過するとバスは再度解放されます。スタート条件とストップ条件は常にマスタが発生させます。

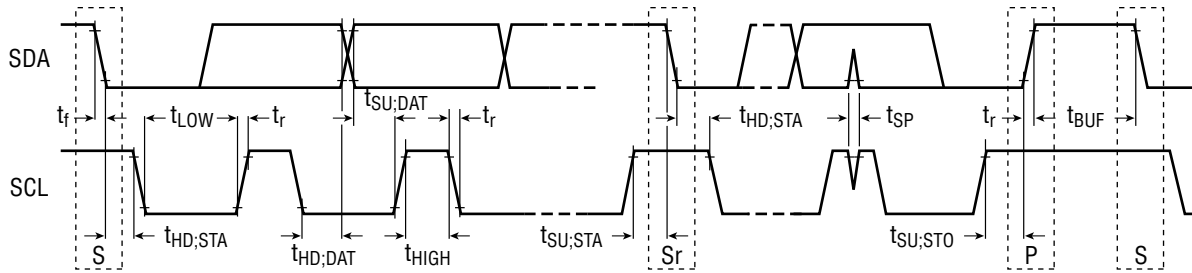
バスが使用されているとき、ストップ条件の代わりにリピート・スタート(Sr)を発生させると、バスはビジー状態に留まります。リピート・スタート(Sr)条件は機能的にスタート(S)条件と同じです。

データ転送

スタート条件の後、I²Cバスはビジー状態になり、マスタとスレーブの間にデータ転送が設定されます。データは9ビット(1バイト)のグループ単位でI²Cを通して転送され、アクノリッジがそれに続くので、各グループは9 SCLサイクルを要します。トランスミッタはアクノリッジ・クロック・パルスの間SDAラインを解放し、レシーバはSDAを“L”に引き下げてアクノリッジを返すか、またはSDAを“H”のままにしてノット・アクノリッジ(NAK)条件を示します。データ・ステートはSCLが“L”の間にだけ変化することができます。

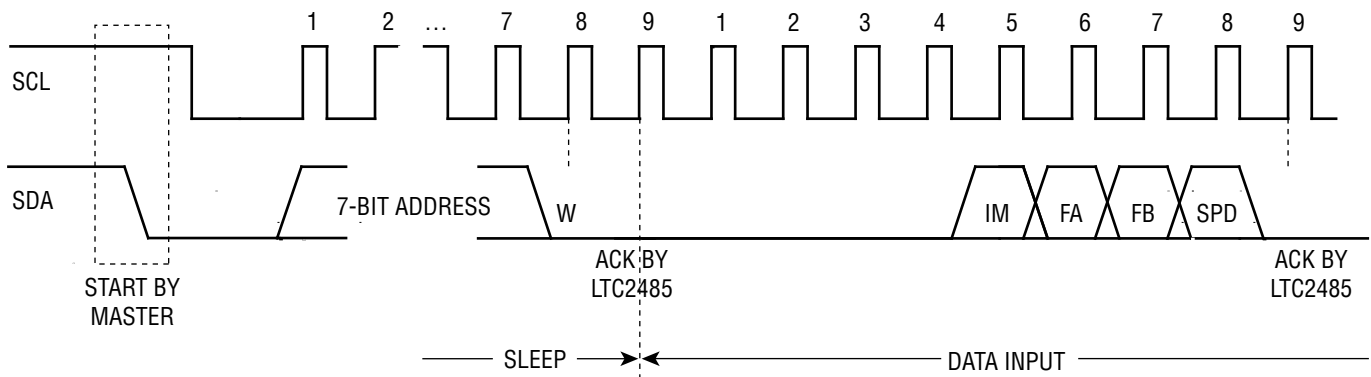
LTC2485の特殊機能へのアクセス

LTC2485は、高分解能、低ノイズのΔΣ ADコンバータを、選択可能な内蔵温度センサ、プログラム可能デジタル・フィルタおよび出力レート・コントロールと組み合わせています。これらの特殊機能はデータの入力/出力サイクルの間に1つの8ビット・シリアル入力ワードを介して選択されます(図3を参照)。



2485 F02

図2. I²Cバスの高速/標準モード・デバイスのタイミングの定義



2485 F03

図3. LTC2485への書き込みのタイミング図

アプリケーション情報

LTC2485は(ほとんどの測定で一般に使用される)既定モードで起動します。デバイスは有効な書き込みサイクルが行われるまでこのモードに留まります。この既定モードでは、測定入力には外部、デジタル・フィルタは50Hzと60Hzのライン周波数ノイズを同時に除去、速度のモードは1倍速です(オフセットは自動連続較正)。

I²Cシリアル・インタフェースにより、LTC2485に備わっている任意の、または全ての特殊機能にアクセスすることができます。動作モードを変更するため、有効な書き込みアドレスとそれに続く8ビットのデータがシフトされてデバイスに入力されます(表1を参照)。最初の4ビットは予備であり、“L”にします。5番目のビット(IM)は内部の温度センサを変換入力として選択するのに使われ、6番目と7番目のビット(FA、FB)は結合されて、ライン周波数の除去モードを決定します。8番目のビット(SPD)は、オフセットの自動較正をディスエーブルすることにより、出力レートを2倍にするのに使います。

表1. 特殊モードの選択

IM	FA	FB	SPD	注釈
0	0	0	0	外部入力、50Hzと60Hzを除去、自動較正
0	0	1	0	外部入力、50Hzを除去、自動較正
0	1	0	0	外部入力、60Hzを除去、自動較正
0	0	0	1	外部入力、50Hzと60Hzを除去、2倍速
0	0	1	1	外部入力、50Hzを除去、2倍速
0	1	0	1	外部入力、60Hzを除去、2倍速
1	0	0	0	温度入力、50Hzと60Hzを除去、自動較正
1	0	1	X	温度入力、50Hzを除去、自動較正
1	1	0	X	温度入力、60Hzを除去、自動較正
X	1	1	X	予備、使用不可

温度センサ(IM)

LTC2485は温度センサを内蔵しています。温度センサはシリアル入力データ・ストリーム内のIMビットを1に設定すると選択されます。コンバータは温度センサに対して直接変換を行います。このモードで動作している間、デバイスは温度からビットへのコンバータとして振舞います。デジタル表示値はデバイスの絶対温度に比例します。この機能により、コンバータは温度センサをリニアライズするか、または外部温度センサから温度の影響を連続的に除去することができます。この機能を活用したいいくつかのアプリケーションについて、アプリケーションのセクションで詳細に説明します。このモードで動作している間、制御ビット(SPD)には無関係に、速度は通常速度に設定されます。

除去モード(FA、FB)

LTC2485には高精度の発振器が内蔵されており、外付け部品は不要です。LTC2485は4次のデジタル・ローパス・フィルタと結合されてライン周波数ノイズを除去します。既定モードでは、LTC2485は少なくとも87dBだけ50Hzと60Hzを同時に除去します。50Hzまたは60Hzを選択的に110dB以上除去するようにLTC2485を構成することもできます。

速度モード(SPD)

LTC2485は連続的にオフセットを較正します。変換サイクルごとに、2回の変換が自動的に行われ(既定)、それらの結果が結合されます。この結果にはオフセットとドリフトが含まれません。オフセットが重要ではないアプリケーションでは、自動較正機能をディスエーブルして、出力レートを2倍にすることができます。

直線性、フルスケール精度およびフルスケール・ドリフトは2倍速と1倍速の両方のモードで同一です。1倍速と2倍速の両方で、待ち時間はありません。このため、入力ステップまたはマルチプレクサ・チャンネルの切替えは1変換サイクルでセトリングすることができるので、システムのオーバーヘッドが緩和され、実効変換レートが増加します。

アプリケーション情報

LTC2485のデータ・フォーマット

スタート条件の後、マスタは7ビットのアドレスを送り、読み出し/書き込み(R/W)ビットがそれに続きます。R/Wビットは読み出しリクエストの場合1、書き込みリクエストの場合0です。7ビットのアドレスがどれかのLTC2485のアドレスと一致すれば、そのデバイスが選択されます。デバイスが変換ステータの間はリクエストを受け付けず、SDAラインを“H”のままにして非アクノリッジ(NAK)を発信します。書き込み動作もNAK信号を発信します。変換が完了すると、SDAを“L”に引き下げてアクノリッジ(ACK)を発信します。

LTC2485は2個のレジスタを備えています。出力レジスタは最後の変換結果を格納しており、ユーザーがプログラム可能な構成設定レジスタはコンバータの動作モードを設定します。

出力レジスタには最後の変換結果が格納されています。各変換が完了した後、デバイスは自動的にスリープ・ステートに入り、消費電流が1 μ Aに減少します。LTC2485は読み出し動作に呼び出されると、SDAを“L”に引き下げてアクノリッジし、トランスミッタとして機能します。マスタおよびレシーバはLTC2485から最大4バイトを読み出すことができます。完全な読み出し動作(4バイト)の後、出力レジスタは空になり、新しい変換が開始され、それに続く同じ出力フェーズ内の読み出しリクエストはアクノリッジされません。LTC2485の出力データ・ストリームは32ビット長で、SCLの立ち上がりエッジでシフトされて出力されます。最初のビットは変換結果の符号ビット(SIG)です(表2と表3を参照)。このビットは $V_{IN} \geq 0$ であれば“H”、 $V_{IN} < 0$ で

あれば“L”です。2番目のビットは結果の最上位ビット(MSB)です。最初の2ビット(SIGとMSB)を使ってオーバーレンジ状態を表示することができます。両方のビットが“H”だと、差動入力電圧が+FSを超えており、続く24ビットが“L”に設定されてオーバーレンジ状態を表示します。両方のビットが“L”だと、入力電圧が-FSより低く、続く24ビットが“H”に設定されてアンダーレンジ状態を表示します。これら2ビットの機能を表2に示します。次の24ビットには変換結果が2の補数のバイナリ・フォーマットで含まれています。残りの6ビットは24ビット・レベルより下のサブLSBです。

IN^+ ピンと IN^- ピンの電圧が $-0.3V \sim (V_{CC} + 0.3V)$ の絶対最大動作範囲に留まる限り、 $-FS = -0.5 \cdot V_{REF}$ から $+FS = 0.5 \cdot V_{REF}$ までの任意の差動入力電圧 V_{IN} に対して変換結果が生成されます。 $+FS$ を超える差動入力電圧の場合、変換結果は $+FS + 1LSB$ に相当する値にクランプされます。 $-FS$ より低い差動入力電圧の場合、変換結果は $-FS - 1LSB$ に相当する値にクランプされます。

表2. LTC2485の状態ビット

入力範囲	ビット31符号	ビット30 MSB
$V_{IN} \geq 0.5 \cdot V_{REF}$	1	1
$0V \leq V_{IN} < 0.5 \cdot V_{REF}$	1/0	0
$-0.5 \cdot V_{REF} \leq V_{IN} < 0V$	0	1
$V_{IN} < -0.5 \cdot V_{REF}$	0	0

表3. LTC2485の出力データのフォーマット

差動入力電圧 V_{IN}^*	ビット31符号	ビット30 MSB	ビット29	ビット28	ビット27	...	ビット0
$V_{IN}^* \geq FS^{**}$	1	1	0	0	0	...	0
$FS^{**} - 1LSB$	1	0	1	1	1	...	1
$0.5 \cdot FS^{**}$	1	0	1	0	0	...	0
$0.5 \cdot FS^{**} - 1LSB$	1	0	0	1	1	...	1
0	1/0***	0	0	0	0	...	0
-1LSB	0	1	1	1	1	...	1
$-0.5 \cdot FS^{**}$	0	1	1	0	0	...	0
$-0.5 \cdot FS^{**} - 1LSB$	0	1	0	1	1	...	1
-FS**	0	1	0	0	0	...	0
$V_{IN}^* < -FS^{**}$	0	0	1	1	1	...	****

*差動入力電圧 $V_{IN} = IN^+ - IN^-$ 。

**フルスケール電圧 $FS = 0.5 \cdot V_{REF}$ 。

*** デバイスが2倍速モードで動作しているとき、符号ビットは0出力コードの間に状態を変えます。

**** 2倍速モードで動作している時、アンダーレンジ出力コードは0x3FFFxxxです。

2485fd

アプリケーション情報

新しい変換の開始

LTC2485は変換を終了すると自動的にスリープ・ステートに入ります。スリープ・ステートになると、デバイスは読み出し動作の準備が整います。デバイスが読み出しのリクエストをアクノリッジした後、デバイスはスリープ・ステートから出て、データ出力ステートに入ります。データ出力ステートが完了し、マスタによってストップ条件が発信されるか、または全32ビットのデータがデバイスから読み出されると、LTC2485は新しい変換を開始します。

データ読み出しサイクルの間に新しい変換を開始し、データの転送を中止するため、マスタ・コントローラはストップ命令を出すことができます。このストップ命令は、バスが解放されているバイト読み出しの9番目のクロック・サイクル(ACK/NAKサイクル)の間に出す必要があります。

LTC2485のアドレス

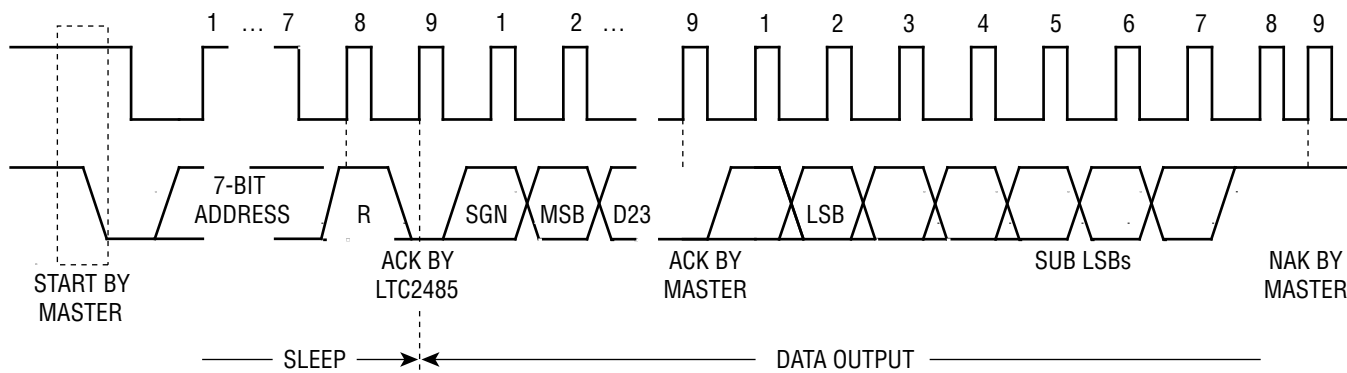
LTC2485は2つのアドレス・ピンを備えており、表4に示されているように6種類の可能なアドレスの1つをイネーブルします。

表4. LTC2485のアドレスの割当て

CA1	CA0/I ₀ *	アドレス
"L"	"H"	001 01 00
"L"	フロート	001 01 01
フロート	"H"	001 01 11
フロート	フロート	010 01 00
"H"	"H"	010 01 10
"H"	フロート	010 01 11

* CA0/I₀は有効な外部クロックによってドライブされる場合"H"として扱われる。

表4に示されている設定可能なアドレスに加えて、LTC2485はグローバル・アドレス(1110111)も備えており、これは複数のLTC2485を同期させるのに使うことができます。



2485 F04

図4. LTC2485からの読み出しのタイミング図

アプリケーション情報

動作シーケンス

LTC2485はトランスミッタまたはレシーバとして機能します。このデバイスはいくつかの機能を行うようにプログラムすることができます。これらには、外部差動入力信号また内蔵温度センサの測定、ライン周波数除去の選択(50Hz、60Hz、または同時に50Hzと60Hz)、および2倍速モードが含まれます。

連続読み出し

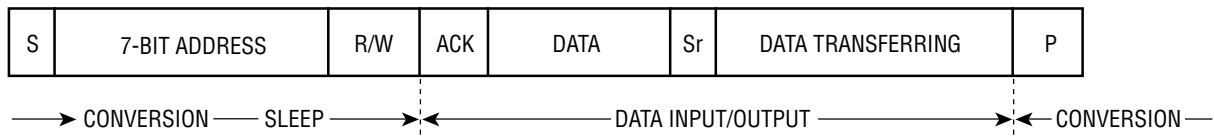
各変換サイクルのために構成設定を変える必要がないアプリケーションでは、変換結果を連続的に読み出すことができます。構成設定はデバイスに書き込まれた最後の値から変化せずに保たれます。デバイスが起動後に書き込まれない場合、構成設定は既定値に設定されます(入力は外部、50Hz/60Hz同時除去、および1倍速モード)。動作シーケンスを図6に示します。変換が終了したら、読み出し動作のためにデバイスを呼び出すことができます。読み出し動作が終了すると、新しい変換

が開始されます。変換サイクルの最後に、上述の方法を使って次の結果を読み出すことができます。変換サイクルが終了していないのに有効なアドレスによってデバイスが選択されると、LTC2485はNAK信号を発生して変換サイクルが進行中であることを知らせます。

連続読み出し/書き込み

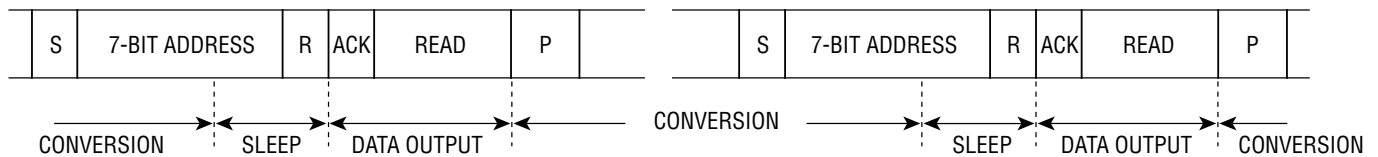
変換サイクルが終了すると、リポート・スタート(Sr)命令を使ってLTC2485に対して書き込み、続いて読み出しを行うことができます。

データの書き込みで始まり、リポート・スタート、読み出しと続き、ストップ命令で終了するサイクルを図7に示します。後続の変換は、32ビット全てがデバイスから読み出された後、またはストップ命令の後に開始され、新しくプログラムされた構成設定データが使われます。



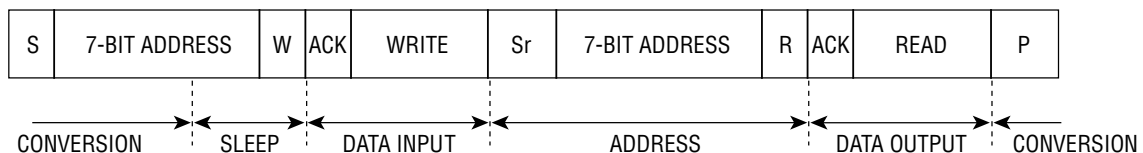
2485 F05

図5. LTC2485の変換シーケンス



2485 F06

図6. 同じ構成設定を使った連続読み出し



2485 F07

図7. 書き込み、読み出し、変換開始

アプリケーション情報

オプションの構成設定更新機能を使った 変換結果の破棄と新しい変換の開始

変換サイクルの終了時に、書き込みサイクルを開始することができます。書き込みサイクルがアクノリッジされると、ストップ (P) 命令により新しい変換が開始されます。新しい構成設定が必要であれば、そのデータをデバイスに書き込むことができ、ストップ命令により新しい変換が開始されます (図8を参照)。

グローバル・アドレス呼出しによる複数のLTC2485の同期

複数のLTC2485が同じI²Cバス上で使われるアプリケーションでは、グローバル・アドレス呼び出しにより全てのLTC2485を同期させることができます。これを行うには、まず全てのLTC2485が変換サイクルを完了している必要があります。マスタが、スタート条件、続いてLTC2485のグローバル・アドレス1110111、さらに書き込みリクエストを発信します。全てのLTC2485が選択され、リクエストをアクノリッジします。次いでマスタは書き込みバイト (オプション) を送り、ストップ命令で書き込み動作を終了します。これにより、図9に示されているように、(書き込みバイトが送られていると) 構成設定レジスタが更新され、全てのLTC2485で新しい変換が開始されます。構成設定レジスタに影響を与えることなく変換の開始を同期させるため、書き込み動作をストップ命令で中止することができます。これにより、構成設定レジスタの内容を変化させることなく、全てのLTC2485で新しい変換が開始されます。

Easy Drive入力電流キャンセル

LTC2485は高精度デルタシグマADCを自動差動入力電流キャンセル・フロントエンドと組み合わせています。独自のフロントエンド受動サンプリング・ネットワークが透過的に差動入力電流を除去します。これにより、外部RCネットワークと高インピーダンス・センサを、外部アンプなしに、直接LTC2485にインタフェースさせることができます。残りの同相入力電流は、差動入力のインピーダンスをバランスさせるか、または同相入力を同相リファレンスに等しく設定して除去します (「自動差動入力電流キャンセル」のセクションを参照)。このユニークなアーキテクチャには内蔵バッファが不要なので、入力信号はグラウンドからV_{CC}まで完全に振幅することができます。さらに、このキャンセル機能はオフセットとフルスケールの透過的な自動較正と干渉することがないので、外部RCネットワークが付加されても、絶対精度 (フルスケール + オフセット + 直線性) が維持されます。

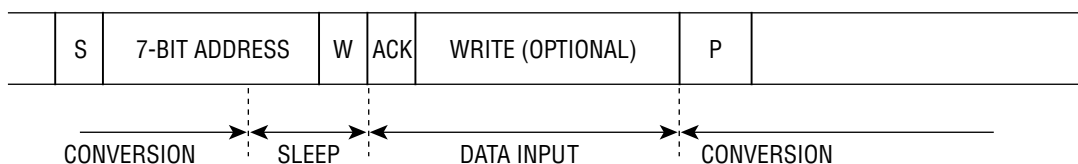


図8. 前の変換結果を読み出すことなく新しい変換を開始

2485 F08

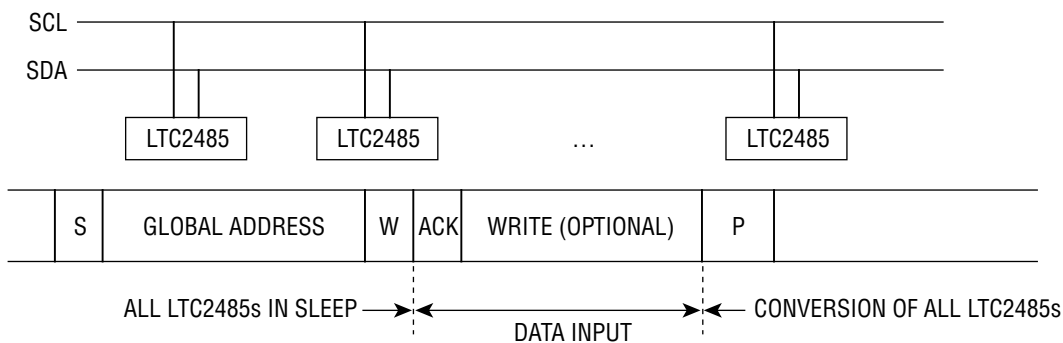


図9. グローバル・アドレス呼び出しによる複数のLTC2485の同期

2485 F09

アプリケーション情報

変換クロック

従来型のコンバータに比べてデルタシグマ・コンバータが与える主な利点は(一般にSINCフィルタまたは楕円フィルタとして実装される)内蔵デジタル・フィルタです。(高分解能で低周波数のアプリケーションの場合、このフィルタは一般に50Hzまたは60Hzのライン周波数およびそれらの高調波を除去するように設計されます。フィルタの除去性能はコンバータのシステム・クロックの精度に直接関係します。LTC2485には高精度の発振器が内蔵されています。したがって、水晶や発振器など外部で周波数を設定する部品は不要です。

周波数除去の選択 (CA0/f₀)

LTC2485の内部発振器は、50Hz±2%または60Hz±2%のライン周波数と(255次までの)全ての高調波の通常モードの除去率が110dBを超え、48Hz～62.4Hzの通常モードの除去率が87dBを超えます。除去モードは内部構成設定レジスタに書き込むことによって選択されます(パワーアップ時の既定のモードは50Hz/60Hz同時除去です)。

50Hzまたは60Hzと異なる基本除去周波数が要求される場合、またはコンバータを外部ソースに同期させる必要がある場合、外部の変換クロックを使ってLTC2485を動作させることができます。コンバータはCA0/f₀ピンに外部クロック信号が与えられていることを自動的に検出し、内部発振器をオフします。CA0のチップ・アドレスは内部で“H”に設定されます。外部信号が検出されるには、その周波数f_{EOSC}は10kHz以上でなければなりません。外部クロック信号のデューティ・サイクルは、“H”と“L”の期間(t_{HEO}とt_{LEO})の最小と最大の規定値が守られる限り重要ではありません。

周波数がf_{EOSC}の外部変換クロックを使って動作しているとき、f_{EOSC}/5120±4%の周波数範囲およびその高調波に対し、LTC2485は110dBを超える通常モードの除去率を与えます。

表5. LTC2485のステートの持続時間

ステート	動作モード	持続時間	
変換	内部発振器	60Hzの除去	133ms, 出力データ・レート ≤ 7.5 読み取り/秒 (1倍速モード) 67ms, 出力データ・レート ≤ 15 読み取り/秒 (2倍速モード)
		50Hzの除去	160ms, 出力データ・レート ≤ 6.2 読み取り/秒 (1倍速モード) 80ms, 出力データ・レート ≤ 12.5 読み取り/秒 (2倍速モード)
		50Hz/60Hzの除去	147ms, 出力データ・レート ≤ 6.8 読み取り/秒 (1倍速モード) 73.6ms, 出力データ・レート ≤ 13.6 読み取り/秒 (2倍速モード)
	外部発振器	CA0/f ₀ = 周波数がf _{EOSC} (Hz) の外部発振器 (f _{EOSC} /5120の除去)	41036/f _{EOSC} s, 出力データ・レート ≤ f _{EOSC} /41036の読み取り/秒 (1倍速モード) 20556/f _{EOSC} s, 出力データ・レート ≤ f _{EOSC} /20556の読み取り/秒 (2倍速モード)

f_{EOSC}/5120からの入力周波数の偏差の関数としての通常モードの除去率を図10に示します。

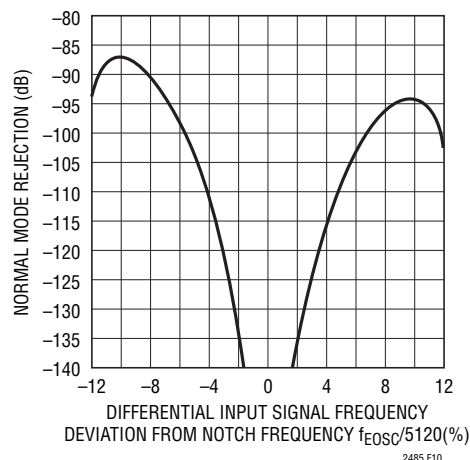


図10. 内部発振器使用時のLTC2485の通常モードの除去率

CA0/f₀ピンに外部クロックが与えられていないとき、コンバータは内部発振器を自動的に起動して、「内部変換クロック」モードに入ります。CA0/f₀は、チップ・アドレスを設定するために、“H”に接続するか、またはフロートさせたままにすることができます。コンバータが外部のシリアル・クロックを使っているとき、スリープ・ステートまたはデータ出力ステートの間に変換クロック・ソースが変更された場合、LTC2485の動作は乱されません。変換ステートの間に変更されると、進行中の変換結果は仕様から外れることがあります。それに続く変換は影響を受けません。

f_{EOSC}の関数としての各ステートの変換状態の持続時間と実現可能な出力データ・レートを表5にまとめてあります。

アプリケーション情報

使いやすさ

LTC2485のデータ出力には、待ち時間、フィルタのセトリング遅延、または変換サイクルに関連した冗長データがありません。変換と出力データの間には1対1対応の関係があります。したがって、複数のアナログ電圧の多重化は簡単です。

LTC2485は変換サイクルごとにオフセットとフルスケールの較正を行います。この較正はユーザーからは見え、上記のサイクル動作には影響を与えません。連続較正の利点は、時間経過、電源電圧の変化、および温度ドリフトに対してオフセットとフルスケールの測定値がきわめて安定していることです。

パワーアップ・シーケンス

LTC2485は電源電圧 V_{CC} が約2Vより下に下がると自動的に内部リセット状態になります。この機能により、変換結果が損なわれないことが保証されます。

V_{CC} 電圧がこの臨界スレッシュホールドを超えると、コンバータは約4msの長さの内部パワーオン・リセット(POR)信号を発生します。このPOR信号により、全ての内部レジスタがクリアされます。POR信号に続き、LTC2485は通常の変換サイクルを開始し、図11に示されている状態が継起します。PORに続く最初の変換結果の精度は、PORの時間間隔が経過する前に電源電圧が動作範囲(2.7V~5.5V)内に回復していれば、デバイスの仕様を満たします。

温度センサを内蔵

LTC2485には(絶対温度に比例した)内部PTAT信号が備わっており、温度センサとして利用することができます。内部PTATの標準値は27°Cで420mVであり、図11に示されているように、 $420/(27+273) = 1.40\text{mV}/^\circ\text{C}$ (傾き)の温度係数で絶対温度に比例します。内部PTAT信号は内部でデバイスのグラウンドを基準にしたシングルエンド・モードで使用されます。内部PTAT信号の測定でも、自動オフセット較正を使う1倍速モードが自動的に選択されます。

内部温度センサを使うとき、出力コードが $R_{SDA} = V_{PTAT}/V_{REF}$ に正規化されていると、温度は以下の式を使って計算されます。

$$T_K = \frac{R_{SDA} \cdot V_{REF}}{\text{SLOPE}} \text{ in Kelvin}$$

and

$$T_C = \frac{R_{SDA} \cdot V_{REF}}{\text{SLOPE}} - 273 \text{ in } ^\circ\text{C}$$

ここで、傾きは公称1.4mV/°Cです。

PTAT信号は初期値にバラツキがあり、傾きに誤差が生じることがあるので、絶対温度を測定するには、傾きの値を調節するために一度だけ較正が必要です。PTAT信号(R_{SDA})のコンバータ出力を既知のある温度 T_0 (°C)で測定し、傾きを次のように計算します。

$$\text{SLOPE} = \frac{R_{0SDA} \cdot V_{REF}}{T_0 + 273}$$

この較正された傾きを使って温度を計算することができます。

較正と温度測定のあいだ同じ V_{REF} ソースが使われると、下の計算に示されているように、温度を測定するのに実際の V_{REF} の値は不要です。

$$\begin{aligned} T_C &= \frac{R_{SDA} \cdot V_{REF}}{\text{SLOPE}} - 273 \\ &= \frac{R_{SDA}}{R_{0SDA}} \cdot (T_0 + 273) - 273 \end{aligned}$$

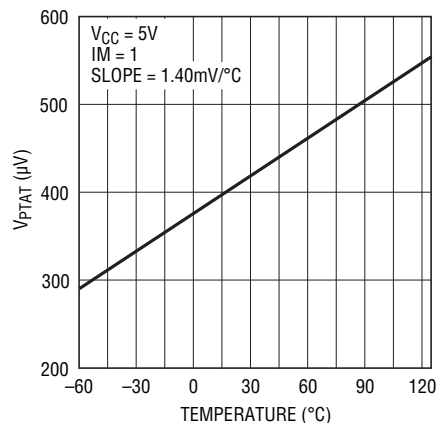


図11. 内部PTAT信号と温度

アプリケーション情報

リファレンス電圧範囲

LTC2485の外部リファレンスの電圧範囲は0.1V～V_{CC}です。コンバータの出力ノイズはフロントエンド回路の熱ノイズによって決まるので、ナノボルトで表したその値はリファレンス電圧に対してほぼ一定です。リファレンス電圧が減少すると、かなり高い出力データ・レートで外部変換クロック（外部f_O信号）を使って動作させるとき、コンバータの性能が改善されます（「出力データ・レート」のセクションを参照）。内部温度センサを使うには、V_{REF}は1.1V以上でなければなりません。

リファレンス入力は差動です。差動リファレンス入力範囲（V_{REF} = REF⁺ - REF⁻）は100mV～V_{CC}です。同相リファレンス入力範囲は0V～V_{CC}です。

入力電圧範囲

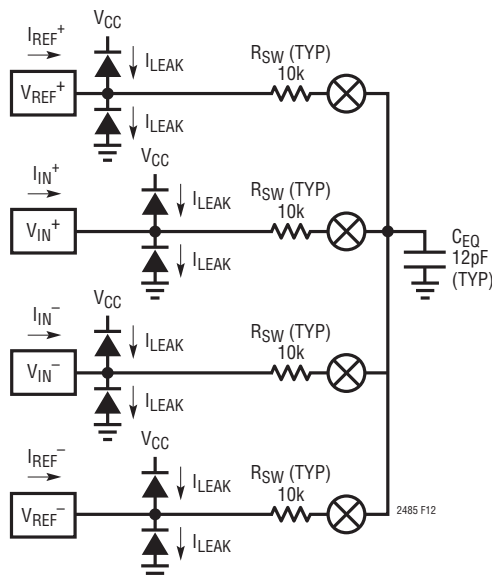
アナログ入力は真に差動で、IN⁺とIN⁻の入力ピンの絶対/同相範囲はGND-0.3VからV_{CC}+0.3Vまでです。これらのリミットの外側では、ESD保護用デバイスがオンし始め、入力のリーク電流による誤差が急速に増加します。これらのリミット内では、LTC2485は-FS～+FSのバイポーラ差動入力信号（V_{IN} = IN⁺ - IN⁻）を変換します。ここで、FS = 0.5・V_{REF}です。この範囲の外側では、コンバータは固有の出力コードを使ってオーバーレンジまたはアンダーレンジの状態を表示します。差動入

力電流のキャンセルは内蔵バッファに依存しないので、電流のキャンセルとDC性能はレール・トゥ・レールで維持されます。

IN⁺ピンとIN⁻ピンに与えられる入力信号は、グラウンドより300mV下およびV_{CC}より300mV上まで達することができます。フォールト電流を制限するため、デバイスの性能に影響を与えることなく、最大5kの抵抗をIN⁺ピンとIN⁻ピンに直列に追加することができます。コンバータの精度に対する直列抵抗の影響は、「入力電流/リファレンス電流」のセクションに示されている曲線から評価することができます。さらに、直列抵抗は入力リーク電流により、温度に依存するオフセット誤差を生じます。V_{REF} = 5Vのとき、1nAの入力リーク電流により、5kの抵抗には1ppmのオフセット誤差が生じます。この誤差は温度に大きく依存します。

入力とリファレンスのドライブ

LTC2485コンバータの入力ピンとリファレンス・ピンはサンプリング・コンデンサのネットワークに直接接続されています。差動入力電圧と差動リファレンス電圧の関係に依存して、これらのコンデンサはこれらの4つのピンの間で切り替わり、その過程で少量の電荷を転送します。簡略等価回路図を図12に示します。



SWITCHING FREQUENCY
f_{SW} = 123kHz INTERNAL OSCILLATOR
f_{SW} = 0.4・f_{EOSC} EXTERNAL OSCILLATOR

$$I(\text{IN}^+)_{\text{AVG}} = I(\text{IN}^-)_{\text{AVG}} = \frac{V_{\text{IN(CM)}} - V_{\text{REF(CM)}}}{0.5 \cdot R_{\text{EQ}}}$$

$$I(\text{REF}^+)_{\text{AVG}} = \frac{1.5 \cdot V_{\text{REF}} - V_{\text{INCM}} + V_{\text{REFCM}}}{0.5 \cdot R_{\text{EQ}}} - \frac{V_{\text{IN}}^2}{V_{\text{REF}} \cdot R_{\text{EQ}}} - \frac{0.5 \cdot V_{\text{REF}} \cdot D_{\text{T}}}{R_{\text{EQ}}} \approx \frac{1.5V_{\text{REF}} + (V_{\text{REF(CM)}} - V_{\text{IN(CM)})}{0.5 \cdot R_{\text{EQ}}} - \frac{V_{\text{IN}}^2}{V_{\text{REF}} \cdot R_{\text{EQ}}}$$

where:

$$V_{\text{REFCM}} = \left(\frac{\text{REF}^+ + \text{REF}^-}{2} \right), V_{\text{REF}} = \text{REF}^+ - \text{REF}^-$$

$$V_{\text{IN}} = \text{IN}^+ - \text{IN}^-$$

$$V_{\text{INCM}} = \left(\frac{\text{IN}^+ + \text{IN}^-}{2} \right)$$

R_{EQ} = 2.71MΩ INTERNAL OSCILLATOR 60Hz MODE

R_{EQ} = 2.98MΩ INTERNAL OSCILLATOR 50Hz AND 60Hz MODE

R_{EQ} = (0.833・10¹²) / f_{EOSC} EXTERNAL OSCILLATOR

D_T IS THE DENSITY OF A DIGITAL TRANSITION AT THE MODULATOR OUTPUT
WHERE REF⁻ IS INTERNALLY TIED TO GND

図12. LTC2485の等価アナログ入力回路

2485fd

アプリケーション情報

簡単な近似法として、アナログ入力ピン (I_{IN}^+ 、 I_{IN}^- 、 REF^+ または REF^-) をドライブしているソース・インピーダンス R_S は ($R_S + R_{SW}$ および C_{EQ} (図12を参照) と一緒に) 時定数 $\tau = (R_S + R_{SW}) \cdot C_{EQ}$ の1次パッシブ・ネットワークを形成していると考えられます。コンバータは、サンプリング期間が入力回路の時定数 τ より少なくとも14倍以上長ければ、入力信号を1ppmより高い精度でサンプルすることができます。4つの入力アナログ・ピンのサンプリング過程はほぼ独立しているため、各時定数は個別に考える必要があり、ワーストケースの状況では、それらの誤差が合算されることがあります。

内部発振器を使っているとき、LTC2485のフロントエンド・スイッチトキャパシタ・ネットワークは8.1 μ sのサンプリング周期に対応する123kHzのクロックで駆動されます。したがって、セトリング誤差を1ppm未満にするには、 $\tau \leq 8.1\mu s / 14 = 580ns$ となるようにドライブ・ソースのインピーダンスを選択します。周波数が f_{EOSC} の外部発振器を使うと、サンプリング周期は $2.5/f_{EOSC}$ で、1ppm未満のセトリング誤差の場合、 $\tau \leq 0.178/f_{EOSC}$ です。

自動差動入力電流キャンセル

センサの出力インピーダンスが低い (外部バイパス・コンデンサなしで最大10k Ω 、または0.001 μ Fのバイパス付きで最大500 Ω) アプリケーションでは、入力は完全にセトリングします。この場合、誤差は持ち込まれないので、センサを直接デジタル化することが可能です。

多くのアプリケーションでは、センサの出力インピーダンスは外部バイパス・コンデンサと結合して1ppmの精度に必要な580nsをはるかに超えるRC時定数を生じます。たとえば、0.1 μ Fバイパス・コンデンサをドライブする10k Ω のブリッジでは、必要な最大値より1桁大きな時定数になります。従来から、セトリングの問題はバッファを使って解決されてきました。これらのバッファは、ノイズの増加、DC性能 (オフセット/ドリフト) の低下、入力/出力振幅の制限 (グラウンドまたは V_{CC} に近い信号をデジタル変換できない)、システムのコストと電力の増加を引き起こしました。LTC2485は独自のスイッチング・アルゴリズムを使って、外部のセトリング誤差とは無関係に、平均差動入力電流をゼロに強制します。これにより、バッファを必要とせずに、高インピーダンスのセンサを正確に直接デジタル化できます (図13~図15)。整合していないリーク電流によって生じる追加誤差も考慮に入れる必要があります。

このスイッチング・アルゴリズムは、正入力 (I_{IN}^+) の平均入力電流を負入力 (I_{IN}^-) の平均入力電流に等しくなるように強制します。変換サイクル全体にわたって、平均差動入力電流 ($I_{IN}^+ - I_{IN}^-$) はゼロになります。差動入力電流はゼロですが、同相入力電流 ($I_{IN}^+ + I_{IN}^-$)/2は同相入力電圧 (V_{INCM}) と同相リファレンス電圧 (V_{REFCM}) の差に比例します。

バランス・ブリッジ型のアプリケーションのように、入力同相電圧がリファレンス同相電圧に等しいアプリケーションでは、差動と同相の両方の入力電流がゼロになります。コンバータの精度はセトリング誤差による影響を受けません。 I_{IN}^+ と I_{IN}^- のソース・インピーダンスの不整合も精度に影響を与えません。

入力同相電圧が一定だがリファレンス同相電圧とは異なるアプリケーションでは、差動入力電流はゼロに保たれますが、同相入力電流は V_{INCM} と V_{REFCM} の差に比例します。リファレンス同相電圧が2.5Vで、入力同相電圧が1.5Vの場合、(50Hz/60Hz同時除去モードでは) 同相入力電流は約0.74 μ Aです。この同相入力電流は、 I_{IN}^+ と I_{IN}^- に接続された外部ソースのインピーダンスが整合していれば、精度に影響を与えません。これらのソース・インピーダンスが整合していないと、固定オフセット誤差が生じますが、直線性やフルスケールの読み取りには影響を与えません。1k Ω のソース抵抗の1%の不整合により、オフセット電圧が15ppm (74 μ V) シフトします。

同相入力電圧が入力信号レベルの関数として変化するアプリケーション (シングルエンド入力、RTD、半ブリッジ、電流センサなど) では、同相入力電流は入力電圧に比例して変化します。バランスのとれた入力インピーダンスの場合、同相入力電流の影響はLTC2485の大きなCMRRによって除去され、精度はほとんど低下しません。ソース・インピーダンスが整合していないと、同相入力電圧と同相リファレンス電圧の差に比例した利得誤差が生じます。1k Ω のソース抵抗の1%の不整合により、(リファレンスの同相電圧と入力の同相電圧の差が1Vの場合) 15ppmつまり1LSBのレベルのワーストケース利得誤差が生じます。整合していないソース・インピーダンスと、リファレンス/入力の同相電圧の差の影響が表6にまとめてあります。

アプリケーション情報

表6. LTC2485の推奨入力構成

	バランスのとれた入力抵抗	バランスのとれていない入力抵抗
$V_{IN(CM)} - V_{REF(CM)}$ が一定	IN^+ と IN^- の両方で $C_{EXT} > 1nF$ 。大きなソース抵抗を取ることで、誤差は無視できる	IN^+ と IN^- の両方で $C_{EXT} > 1nF$ 。大きなソース抵抗を取ることができる。バランスのとれていない抵抗によりオフセットが生じるが、校正可能
$V_{IN(CM)} - V_{REF(CM)}$ が変化	IN^+ と IN^- の両方で $C_{EXT} > 1nF$ 。大きなソース抵抗を取ることで、誤差は無視できる	IN^+ と IN^- のコンデンサを最小にして大きなソース・インピーダンスを避ける (<5kを推奨)

ダイナミック入力電流の大きさは非常に安定した内部サンプリング・コンデンサのサイズとコンバータのサンプリング・クロックの精度に依存します。全温度範囲と電源範囲で、内部クロックの精度は標準で0.5%より良くなります。この仕様は外部クロックでも簡単に実現できます。比較的安定した (50ppm/°C) 抵抗が IN^+ と IN^- から見た外部ソース・インピーダンスに使われると、ダイナミック電流の予想ドリフトとオフセットは無視できるほど小さくなります (全温度範囲と電圧範囲でそれぞれの値の約1%)。要求の非常に厳しいアプリケーションであっても、一度校正しておけば十分でしょう。

入力サンプリング電荷に加えて、入力ESD保護ダイオードには温度に依存したリーク電流が流れます。公称1nA (最大±10nA) のこの電流により、オフセットがわずかにシフトします。1kのソース抵抗により、標準1μV、最大10μVのオフセット電圧が生じます。

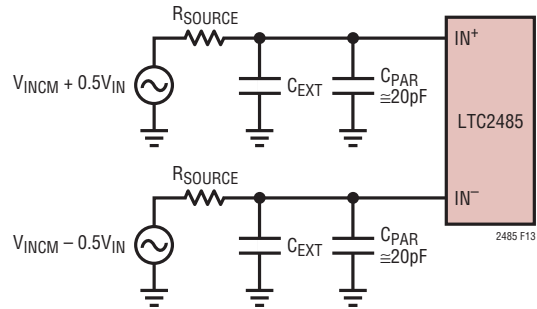


図13. IN^+ と IN^- のRCネットワーク

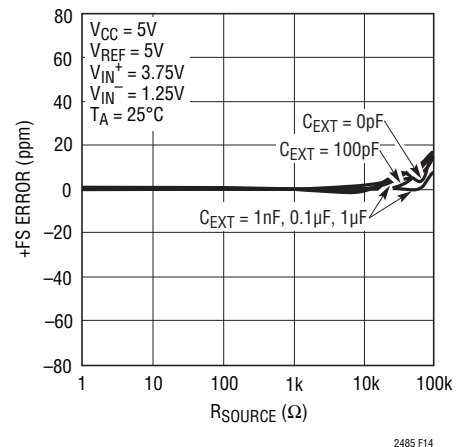


図14. +FS誤差と IN^+ および IN^- の R_{SOURCE}

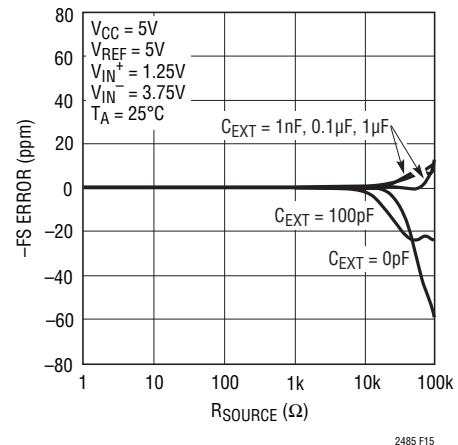


図15. -FS誤差と IN^+ および IN^- の R_{SOURCE}

アプリケーション情報

リファレンス電流

同様に、LTC2485は差動リファレンス・ピン(REF⁺とREF⁻)をサンプリングして、少量の電荷を外部のドライブ回路とやり取りするので、ダイナミックなリファレンス電流が生じます。この電流はコンバータのオフセットは変化させませんが、利得とINL性能を下げる場合があります。この電流の影響は2つの異なる状況に関して分析することができます。

外部リファレンス・コンデンサの値が比較的小さいと(C_{REF}<1nF)、サンプリング・コンデンサの電圧はほぼ完全にセトリングし、ソース・インピーダンスの値が比較的大きくても、小さな誤差が生じるだけです。C_{REF}のこのような値はコンバータのオフセットと利得性能を悪くし、リファレンスのフィルタの大きな利点は得られないので避けた方が良いでしょう。

特定の構成ではリファレンス・フィルタとして、もっと大きな値(C_{REF}>1nF)のリファレンス・コンデンサが必要になることがあります。このようなコンデンサはリファレンス・サンプリング電荷を平均化するので、外部ソース抵抗から見たリファレンスの差動インピーダンスはほぼ一定になります。

以下の説明では、入力とリファレンスの同相電圧は等しいと仮定します。60Hzモードで内部発振器を使うと、標準的差動リファレンス抵抗は1MΩなのでREF⁺ピンまたはREF⁻ピンをドライブしているソース抵抗1Ωごとに0.51ppmのフルスケール(V_{REF}/2)利得誤差が生じます。50Hz/60Hzモードでは、関連する差動抵抗は1.1MΩなので、フルスケール誤差はREF⁺ピンとREF⁻ピンをドライブしているソース抵抗1Ωごとに0.46ppmになります。50Hzモードでは、関連する差動抵抗は1.2MΩなので、フルスケール誤差はREF⁺ピンとREF⁻ピンをドライブしているソース抵抗1Ωごとに0.42ppmになります。周波数がf_{EOSC}の外部発振器によってCA0/f₀がドライブされるとき(外部変換クロック動作)、標準的差動リファレンス抵抗は0.30・10¹²/f_{EOSC}Ωであり、REF⁺ピンまたはREF⁻ピンをドライブしているソース抵抗1Ωごとに1.67・10⁻⁶・f_{EOSC}(ppm)の利得誤差を生じます。REF⁺ピンとREF⁻ピンから見たソース抵抗とこれらのピンに接続された外部容量の様々な組み合わせに対する標準的+FS誤差と-FS誤差を図16～図19に示します。

この利得誤差に加えて、コンバータのINL性能はリファレンスのソース・インピーダンスによって低下します。INLは、図12に示されているリファレンス・ピンの電流の式の、入力に依存する $-V_{IN}^2/(V_{REF} \cdot R_{EQ}) - (0.5 \cdot V_{REF} \cdot D_T)/R_{EQ}$ の項によって生じます。内部発振器と60Hzモードを使うと、リファレンス・ソース抵抗の100Ωごとに約0.67ppmのINL誤差が追加されます。内部発振器と50Hz/60Hzモードを使うと、リファレンス・ソース抵抗の100Ωごとに約0.61ppmのINL誤差が追加されます。内部発振器と50Hzモードを使うと、リファレンス・ソース抵抗の100Ωごとに約0.56ppmのINL誤差が追加されます。周波数がf_{EOSC}の外部発振器によってCA0/f₀がドライブされるとき、REF⁺またはREF⁻ピンをドライブしているソース抵抗の100Ωごとに約 $2.18 \cdot 10^{-6} \cdot f_{EOSC}$ ppmのINL誤差が追加されます。大きなC_{REF}値が使われるときREF⁺ピンまたはREF⁻ピンをドライブしているソース抵抗によって生じる標準的INL誤差を図20に示します。REF⁺ピンとREF⁻ピンをドライブしているソース・インピーダンスを最小にすることを推奨します。

リファレンス同相電圧と入力同相電圧が異なるアプリケーションでは、余分の誤差が生じます。5Vリファレンスではリファレンス同相電圧と入力同相電圧の差(V_{REFCM}-V_{INCM})の1Vごとに、リファレンスのソース抵抗の各1Ωにより、追加の(V_{REFCM}-V_{INCM})/(V_{REF}・R_{EQ})のフルスケール利得誤差が生じます。この利得誤差は、内部発振器と60Hzモードを使っているとき0.074ppmです。内部発振器と50Hz/60Hzモードを使うとき、余分のフルスケール利得誤差は0.067ppmです。内部発振器と50Hzモードを使うとき、余分の利得誤差は0.061ppmです。外部クロックを使うと、対応する余分の利得誤差は $0.24 \cdot 10^{-6} \cdot f_{EOSC}$ ppmです。

ダイナミック・リファレンス電流の大きさは非常に安定した内部サンプリング・コンデンサのサイズとコンバータのサンプリング・クロックの精度に依存します。全温度範囲と電源範囲で、内部クロックの精度は標準で0.5%より良くなります。この仕様は外部クロックでも簡単に実現できます。比較的安定した(50ppm/°C)抵抗がV_{REF}⁺とV_{REF}⁻から見た外部ソース・インピーダンスに使われると、ダイナミック電流の利得誤差の予想ドリフトは無視できるほど小さくなります(全温度範囲と電圧範囲でその値の約1%)。要求の非常に厳しいアプリケーションであっても、一度校正しておけば十分でしょう。

アプリケーション情報

入力サンプリング電荷に加えて、リファレンス・ピンのESD保護ダイオードには温度に依存したリーク電流が流れます。公称1nA(最大±10nA)のこのリーク電流により小さな利得誤差が生じます。100Ωのソース抵抗により、標準0.05μV、最大0.5μVのフルスケール誤差が生じます。

出力データ・レート

内部発振器を使っているとき、LTC2485は60Hzのノッチ周波数では1秒当たり7.5のサンプル(sps)、50Hzのノッチ周波数では6.25sps、さらに50Hz/60Hz除去モードでは6.82spsとなります。実際出力データ・レートはスリープとデータ出力のフェーズの長さに依存しますが、これらはユーザーによって制御され、ほとんど無視できるほど短くすることができます。

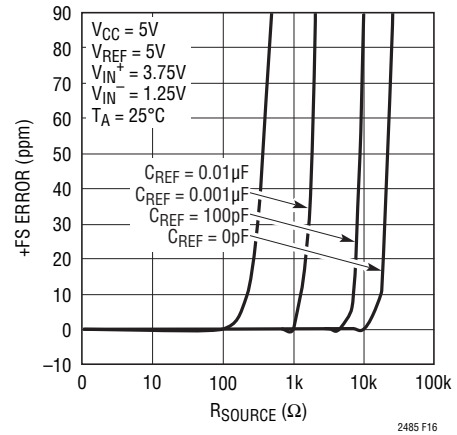


図16. +FS誤差とREF⁺またはREF⁻のR_{SOURCE}(小さなC_{REF})

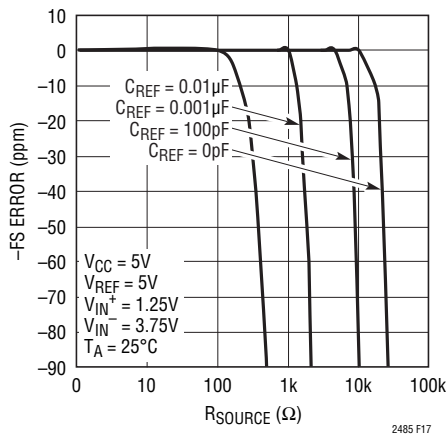


図17. -FS誤差とREF⁺またはREF⁻のR_{SOURCE}(小さなC_{REF})

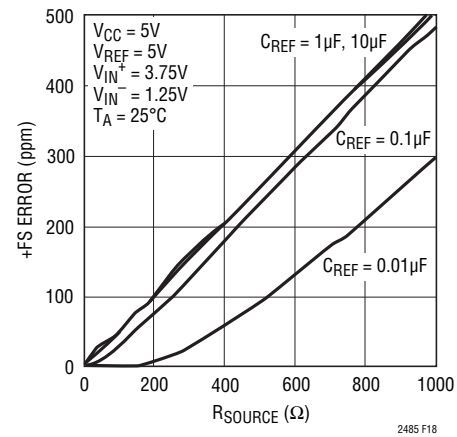


図18. +FS誤差とREF⁺またはREF⁻のR_{SOURCE}(大きなC_{REF})

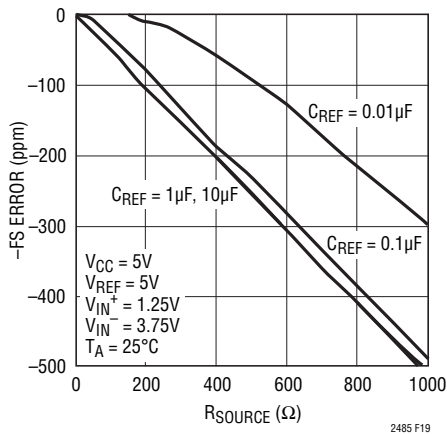


図19. -FS誤差とREF⁺またはREF⁻のR_{SOURCE}(大きなC_{REF})

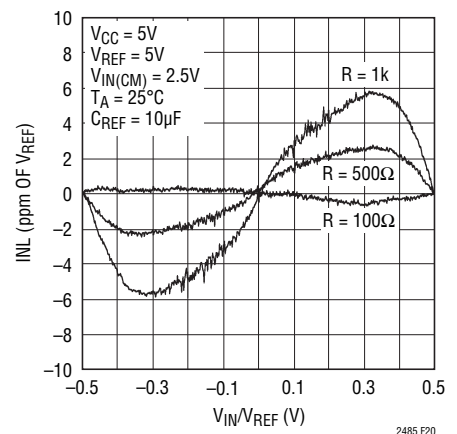


図20. INLと差動入力電圧およびリファレンスのソース抵抗(C_{REF}>1μF)

アプリケーション情報

外部変換クロックを使って動作させると (CA0/f₀を外部発振器に接続)、LTC2485の出力データ・レートを望むように増加させることができます。変換フェーズの持続時間は41036/f_{EOSC}です。f_{EOSC} = 307.2kHzならば、コンバータは、まるで内部発振器が使われ、ノッチが60Hzに設定されているかのように動作します。

f_{EOSC}を公称307.2kHzを超えて増加させると、最大出力データ・レートが比例して増加します。ただし、出力レートの増加は2つの潜在的影響を伴いますので、それらについて注意深く検討する必要があります。

第一に、f_{EOSC}が変化すると、内部のノッチの位置がそれに比例して変化し、コンバータの電源ライン周波数の差動モード除去が減少します。多くのアプリケーションで、その結果生じる性能低下は、LTC2485の並外れた同相除去に依存することにより、また入力回路の同相モードから差動モードへ変換される要素を注意深く除去することにより、大きく減らすことができます。ユーザーはシングルエンド入力フィルタを避け、IN⁺ピンとIN⁻ピンをドライブする回路内で非常に高い整合性と対称性を維持すべきです。

第二に、クロック周波数の増加により、入力ピンとリファレンス・ピンを通して転送されるサンプリング電荷の量が比例して増加します。大きな外部入力コンデンサやリファレンス・コンデ

ンサ (C_{IN}, C_{REF}) が使われる場合、f_{EOSC}の任意の値でのコンバータの性能に対するソース抵抗の影響の評価のための式が前のセクションで与えられています。小さな外部入力コンデンサやリファレンス・コンデンサ (C_{IN}, C_{REF}) が使われる場合、LTC2485の標準的性能に対する外部ソース抵抗の影響を図14～図17から推測することができます。これらの図で、横軸は307200/f_{EOSC}で目盛りされています。

1秒当たり最大25までの読み取りの出力データ・レートの標準的な測定性能曲線を図21～図28に示します。1秒当たり20の読み取りを超える出力データ・レートで、このコンバータで可能な最高レベルの精度を得るには、使用する電源電圧を最大にし、最高周働動作温度を制限することを推奨します。状況によっては、差動リファレンス電圧を下げた方が良いことがあります。

入力帯域幅

内部SINC⁴デジタル・フィルタとアナログおよびデジタルの自動較正回路を結合した効果によって、LTC2485の入力帯域幅が決まります。ノッチを60Hzに設定して内部発振器を使うと、3dB入力帯域幅は3.63Hzになります。ノッチを50Hzに設定して内部発振器を使うと、3dB入力帯域幅は3.02Hzになります。周波数がf_{EOSC}の外部変換クロック発生器をCA0/f₀ピンに接続すると、3dB入力帯域幅は11.8・10⁻⁶・f_{EOSC}になります。

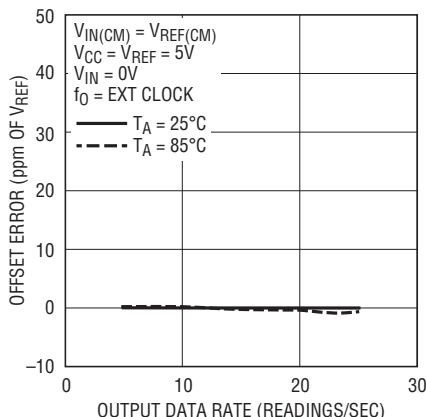


図21. オフセット誤差と出力データ・レートおよび温度

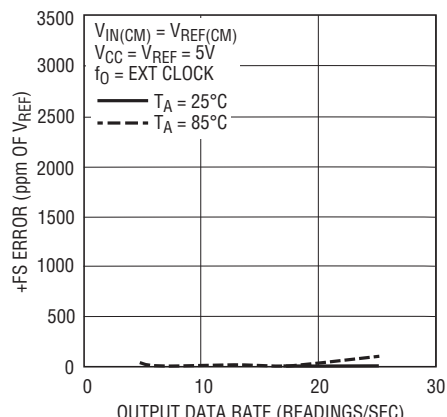


図22. +FS誤差と出力データ・レートおよび温度

アプリケーション情報

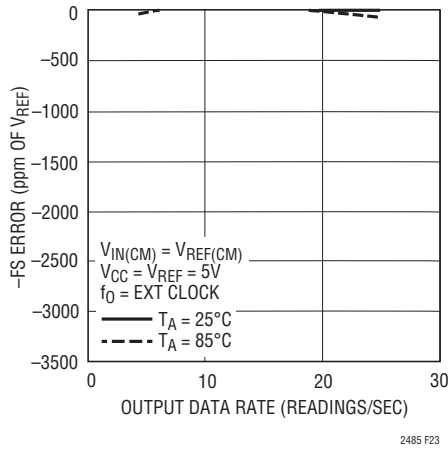


図23. -FS誤差と出力データ・レートおよび温度

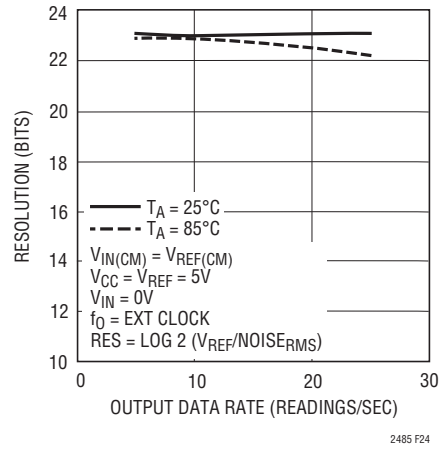


図24. 分解能 (Noise_{RMS} ≤ 1LSB) と出力データ・レートおよび温度

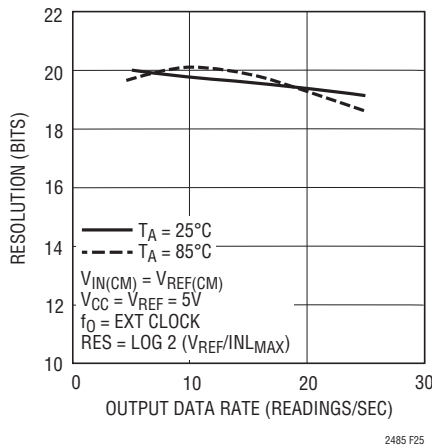


図25. 分解能 (INL_{MAX} ≤ 1LSB) と出力データ・レートおよび温度

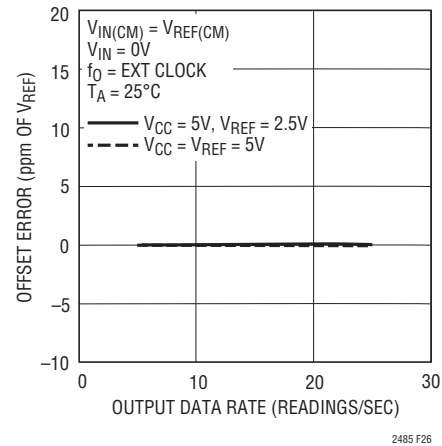


図26. オフセット誤差と出力データ・レートおよびリファレンス電圧

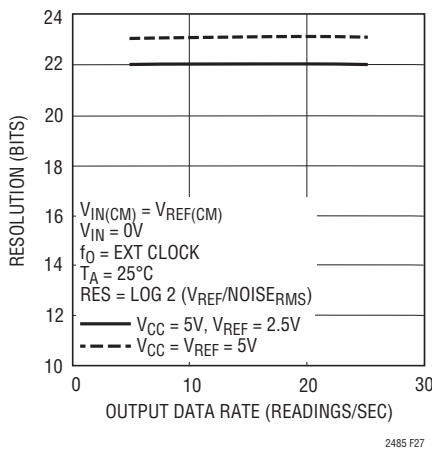


図27. 分解能 (Noise_{RMS} ≤ 1LSB) と出力データ・レートおよびリファレンス電圧

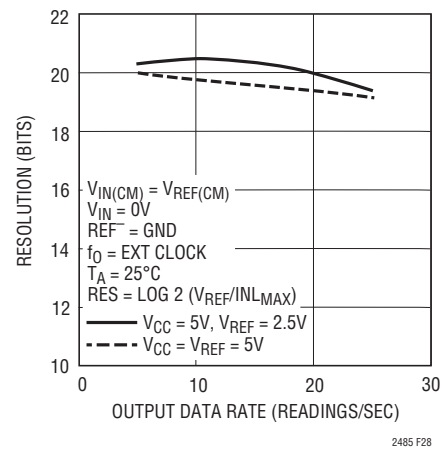


図28. 分解能 (INL_{MAX} ≤ 1LSB) と出力データ・レートおよびリファレンス電圧

アプリケーション情報

複雑なフィルタリングと校正アルゴリズムが利用されているため、コンバータの入力帯域幅はポールが3dB周波数に位置する1次フィルタではあまり正確にモデル化されません。内部発振器が使われる場合のLTC2485の入力帯域幅の形を図29に示します。周波数が f_{EOSC} の外部発振器が使われる場合のLTC2485の入力帯域幅の形は、図29の60Hzモードの曲線から得ることができます。この図の横軸は $f_{EOSC}/307200$ で目盛りされています。

変換ノイズ ($V_{REF} = 5V$ では標準600nV_{RMS})は、ノイズの無いコンバータに接続された白色ノイズ源によってモデル化することができます。帯域幅が無限のノイズ源のノイズ・スペクトル密度は47nV \sqrt{Hz} 、0.5MHzの単一ポールのノイズ源では64nV \sqrt{Hz} です。これらの数字から、外部増幅回路の設計には特に注意する必要があることは明らかです。このような回路では、出力を基準にしたノイズを減らすための非常に低い帯域幅(わずか数Hz)と、入力のスウィッチキャパシタ・ネットワークをドライブするのに必要な比較的高い帯域幅(少なくとも500kHz)の両方が要件になります。可能な解決法は、高利得で低帯域幅のアンプ段の後ろに高帯域幅のユニティゲインのバッファを置くことです。

外部のアンプがLTC2485をドライブする場合、ADCの入力を基準にしたシステム・ノイズの計算は、図30を使うと簡単になります。LTC2485の入力ピンをドライブしているアンプのノイズは帯域を制限されたホワイトノイズ源としてモデル化することができます。その帯域幅はコーナー周波数が f_i の単一ポール・ローパス・フィルタの帯域幅によって近似することができます。アンプのノイズ・スペクトル密度は n_i です。図30から、x軸の値の選択に f_i を使って、入力をドライブしているアンプのノイズに相当する帯域幅 f_{req_i} をy軸上に見つけることができます。この帯域幅には、ADCの内部校正とフィルタリングの帯域制限効果が含まれています。これらの効果を含む、コンバータの入力を基準にしたドライビング・アンプのノイズは、 $N = n_i \cdot \sqrt{f_{req_i}}$ として計算することができます。このように、LTC2480の入力を基準にした全システム・ノイズは、ADCの入力を基準にする3つのノイズ源(LTC2485の内部ノイズ、 IN^+ をドライブするアンプのノイズ、 IN^- をドライブするアンプのノイズ)を2乗和の平方根として合計して求めることができます。

周波数が f_{EOSC} の外部発振器でCA0/f₀ピンをドライブする場合、x軸が $f_{EOSC}/307200$ で目盛りされていれば、ノイズの計算に図30をそのまま使うことができます。 $f_{EOSC}/307200$ の比が大きくなると、図30の曲線の精度が低下し始めますが、同時に、LTC2485のノイズフロアが上がるので、ドライブするアンプのノイズの寄与分が重要ではなくなります。

通常モードの除去率とアンチエイリアシング

従来のADCに比したデルタシグマADCの利点の1つは、チップに内蔵されたデジタル・フィルタです。大きなオーバーサンプリング率と組み合わせることにより、LTC2485はアンチエイリアシング・フィルタの要件を非常に簡単にします。さらに、LTC2485の入力電流キャンセル機能により、デバイスのDC性能を下げることなく、外部ローパス・フィルタを利用できます。

SINC⁴デジタル・フィルタにより、DCと変調器のサンプリング周波数(f_s)の整数倍を除く全ての周波数で通常モードの除去が120dBを超えます。LTC2485の自動校正回路は、アナログとデジタルの両方の領域での追加の通常モード信号フィルタリングにより、アンチエイリアシングの要件をさらに簡単にします。動作モードには無関係に、 $f_s = 256 \cdot f_N = 2048 \cdot f_{OUTMAX}$ です。ただし、 f_N はノッチ周波数、 f_{OUTMAX} は最大出力データ・レートです。ノッチが50Hzに設定された内部発振器モードでは $f_s = 12800Hz$ 、50Hz/60Hzの除去では $f_s = 13960Hz$ 、60Hzのノッチ設定では $f_s = 15360Hz$ です。外部発振器モードでは $f_s = f_{EOSC}/20$ です。通常モードの除去性能を図31と図32に示します。

1倍速モードでは、 f_s の整数倍で生じる低除去領域の帯域幅は非常に狭くなります。通常モードの除去率曲線の拡大した細部を図33(DCの近くでの除去)と図34($f_s = 256f_N$ での除去)に示します。ただし、 f_N はノッチ周波数を表します。これらの曲線は外部発振器モードで得られましたが、それらは f_N の値を適切に選択することにより全ての動作モードで使えます。

アプリケーション情報

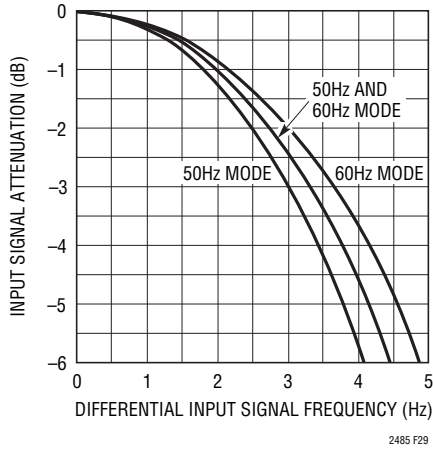


図29. 内部発振器を使ったときの入力信号

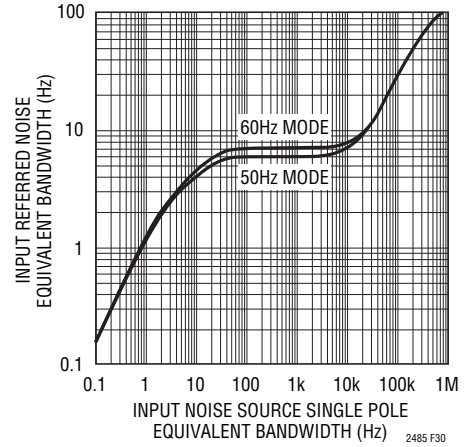


図30. 入力を基準にしたノイズに等価な、入りに接続されたホワイトノイズ源の帯域幅

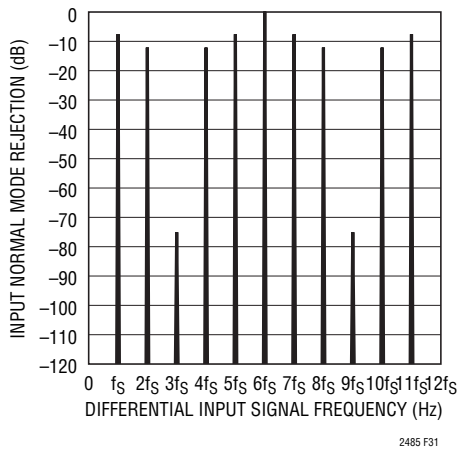


図31. 入力通常モードの除去率、内部発振器と50Hzノッチ・モード

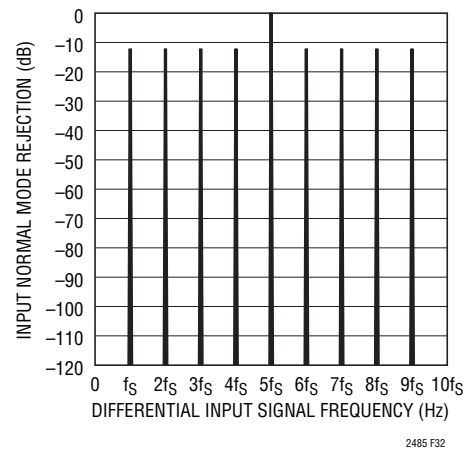


図32. DCでの入力通常モードの除去率

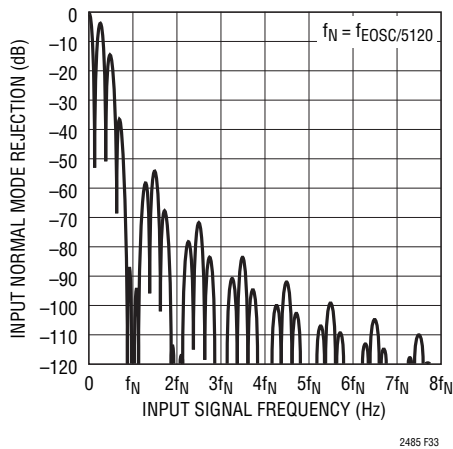


図33. DCでの入力通常モードの除去率

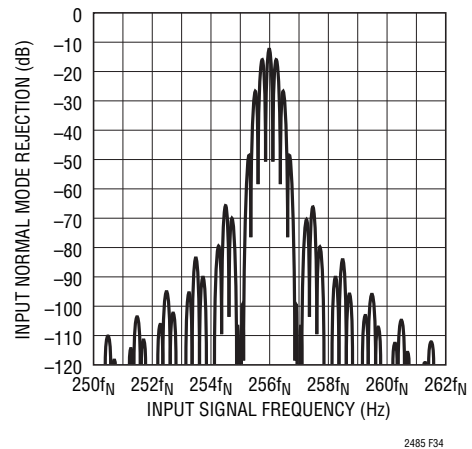


図34. $f_s = 256f_N$ での入力通常モードの除去率

アプリケーション情報

図35、図36および図37に示されているように、ユーザーは内部発振器を使ってこのレベルの性能の実現を期待することができます。内部発振器を使い、60Hzのノッチ設定で動作しているLTC2485の通常モードの除去率の標準的測定値を、計算された理論曲線に重ね合わせて図35に示します。同様に、50Hz除去モードと50Hz/60Hz除去モードでの、LTC2485の測定された通常モード除去率を図36と図37に示します。

これらの並外れた通常モードの仕様のおかげで、LTC2485の前段のアンチエイリアシングのフィルタリングは(もし必要だとしても)最小のもので十分です。LTC2485の前に受動RC部品を置く場合、入力のダイナミック電流について検討します(「入力電流」のセクションを参照)。この場合、LTC2485の差動入力電流キャンセル機能により、DC性能を大きく下げることなく、外部RCネットワークを使うことができます。

従来の高次デルタシグマ変調器は非常に良い直線性と分解能を与えますが、大きな入力信号レベルでは潜在的に不安定です。LTC2485の3次変調器に使われている独自アーキテク

チャはこの問題を解決し、フルスケールの最大150%の入力信号レベルで予測可能な安定動作を保証します。多くの産業用アプリケーションでは、ボルト・レベルの乱れに重ねられたマイクロボルト・レベルの信号を測定しなければならないことが珍しくありませんが、LTC2485は並外れてこのような課題に適しています。乱れが差動のとき、関連する仕様は大きな入力信号レベルに対する通常モードの除去率です。リファレンス電圧 $V_{REF} = 5V$ のとき、LTC2485のフルスケール差動入力範囲は5Vピーク・トゥ・ピークです。5Vピーク・トゥ・ピーク(フルスケール)入力信号を使って得られた従来の通常モードの除去率の結果に重ね合わせた、7.5Vピーク・トゥ・ピーク(フルスケールの150%)入力信号を使った、LTC2485の通常モードの除去率の測定結果を図38と図39に示します。図38では、LTC2485はノッチを60Hzに設定して内部発振器を使い、図39では、ノッチを50Hzに設定して内部発振器を使っています。LTC2485の除去性能はこの極端な状況でも低下せずに保たれていることが明らかです。大きな入力信号レベルで動作しているとき、ユーザーはこのような信号がデバイスの絶対最大定格を超えないように注意する必要があります。

アプリケーション情報

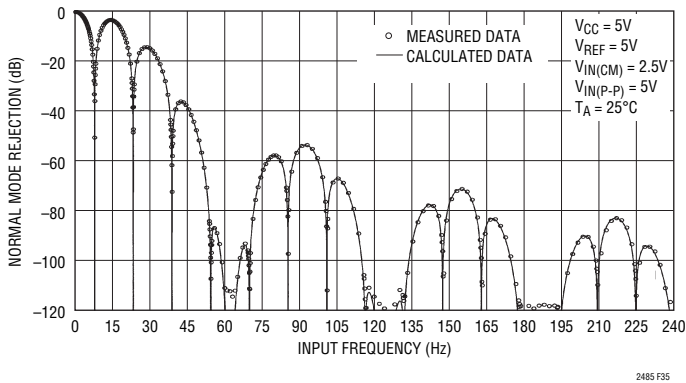


図35. 入力通常モードの除去率と入力周波数、100%フルスケールの入力の攪乱 (60Hzのノッチ)

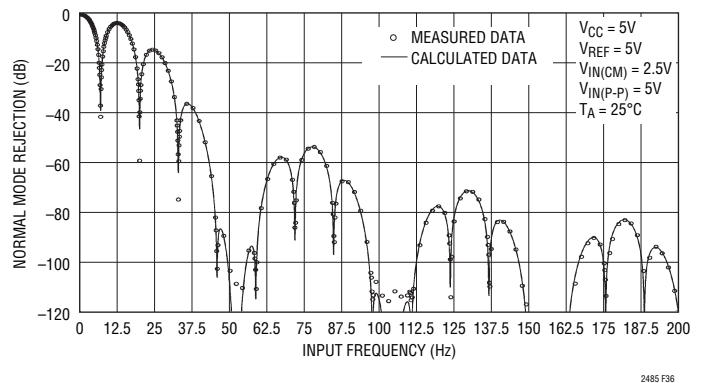


図36. 入力通常モードの除去率と入力周波数、100%フルスケールの入力の攪乱 (50Hzのノッチ)

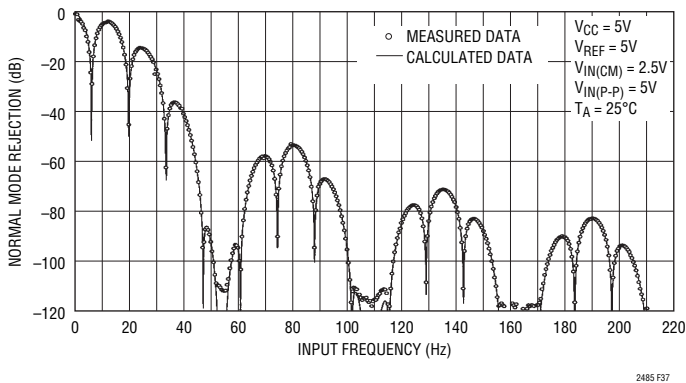


図37. 入力通常モードの除去率と入力周波数、100%フルスケールの入力の攪乱 (50Hz/60Hzモード)

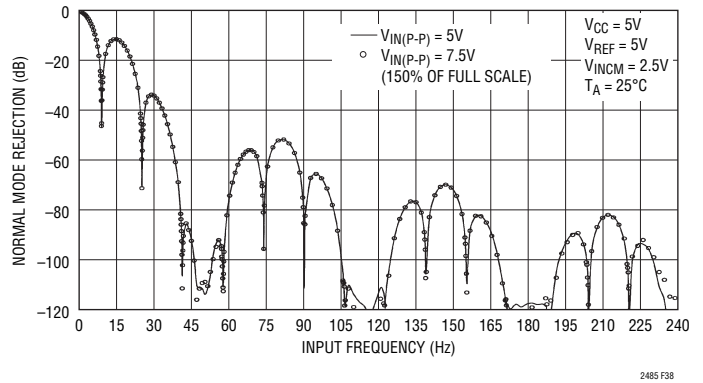


図38. 測定された入力通常モードの除去率と入力周波数、150%フルスケールの入力の攪乱 (60Hzのノッチ)

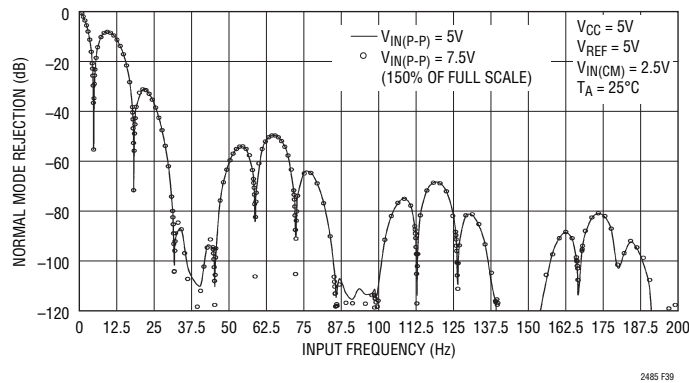


図39. 測定された入力通常モードの除去率と入力周波数、150%フルスケールの入力の攪乱 (50Hzのノッチ)

アプリケーション情報

LTC2485の2倍速モードを使うと、デバイスは出力データ・レートを2倍にするためデジタル・オフセット較正動作は行いません。図31と図32に示されているように、すぐれた通常モードの除去率は維持されます。ただし、DCと $f_s = 256f_N$ の近くでは拡大した細部が異なります(図40と図41を参照)。2倍速モードのとき、帯域幅は50Hz除去モードでは11.4Hz、60Hz除去モードでは13.6Hz、50Hz/60Hz除去モードでは12.4Hzです。内部発振器を使って2倍速モードで動作しているLTC2485の通常モードの除去の標準的な測定値を図42に示します。

LTC2485が2倍速モードに構成設定されているとき、移動平均をとることにより、SINC¹ノッチはSINC⁴デジタル・フィルタと組み合わせられ、1倍速の通常モード除去率と同一の通常モード除去率を与えます。以下のアルゴリズムを使った平均化処理によって出力レートが保たれます。

結果1 = 平均(サンプル0, サンプル1)

結果2 = 平均(サンプル1, サンプル2)

.....

結果n = 平均(サンプルn-1, サンプルn)

移動平均の主な利点は、図43に示されているように、2倍の実効出力レートで50Hz/60Hzの同時除去を実現することです。処理前の出力データは48Hz~62.4Hzで70dBより良い除去率を与えます。これは50Hz±2%と60Hz±2%の両方をカバーします。移動平均を使うと、除去率は50Hz±2%と60Hz±2%の両方で87dBより良くなります。

冷接点補償付きの完全な熱電対測定システム

LTC2485は熱電対や他の低電圧出力のセンサを直接デジタル変換するのに最適です。入力には標準500nV(最大2.5μV)のオフセット誤差、10nV/°Cのオフセット・ドリフトおよび600nV_{RMS}のノイズ・レベルがあります。

図45(このデータシートの最後のページ)は完全なK型熱電対計です。信号調整回路は簡単なサージ保護回路だけです。どんな熱電対計でも、冷接点温度センサは熱電対の素材間の接点およびプリント回路基板の銅トレースと同じ温度でなければなりません。小型のLTC2485はOmega MPJ-K-F熱電対のソケットの下にぴったり押し込むことができ、確実に熱結合されます。

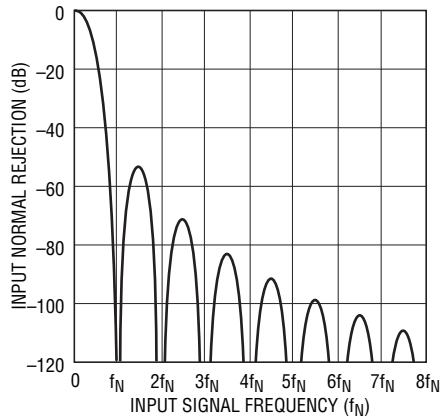
LTC2485の1.4mV/°CのPTAT回路により冷接点の温度が測定されます。熱電対の電圧と冷接点の温度が知られると、直線近似、参照表、適当な多項式曲線など、多くの熱電対温度の計算法が使えます。図44に示されているように、LT[®]1236リファレンスから得られる精確な500mVをADC入力に与え、精確な温度計を使ってローカル温度を測定することにより較正が行われます。較正モードで、上下ボタンを使ってローカル温度の読み取り値が精確な温度計に合致するまで調整します。電圧と温度の両方の較正を簡単に自動化することができます。

このアプリケーションの完全なマイクロコントローラ用コードがLTC2485製品のウェブページで入手できます。

<http://www.linear.com>

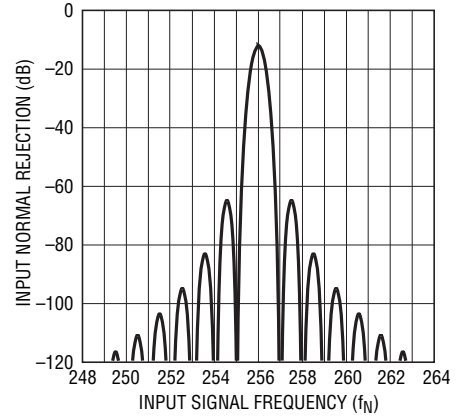
これは多くの異なる計器のテンプレートとして利用することができます。組み込み型温度センサの較正係数の生成方法を示しています。多数のコメントによりプログラムの動作が詳細に説明されています。LTC2485()関数はLTC2485の動作を制御します。参考までに以下に掲載します。

アプリケーション情報



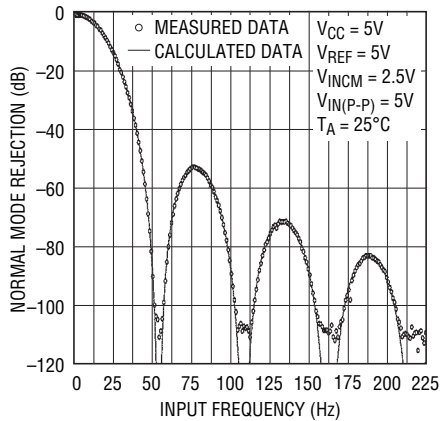
2485 F40

図40. 2倍速モードでの入力通常モードの除去率



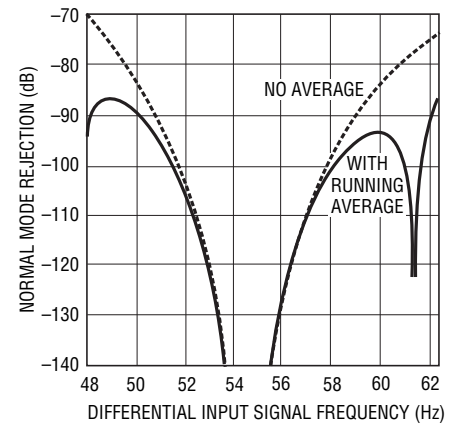
2485 F41

図41. 2倍速モードでの入力通常モードの除去率



2485 F42

図42. 入力通常モードの除去率と入力周波数、2倍速モードと50Hz/60Hzモード



2485 F43

図43. 2倍速モードでの入力通常モードの除去率

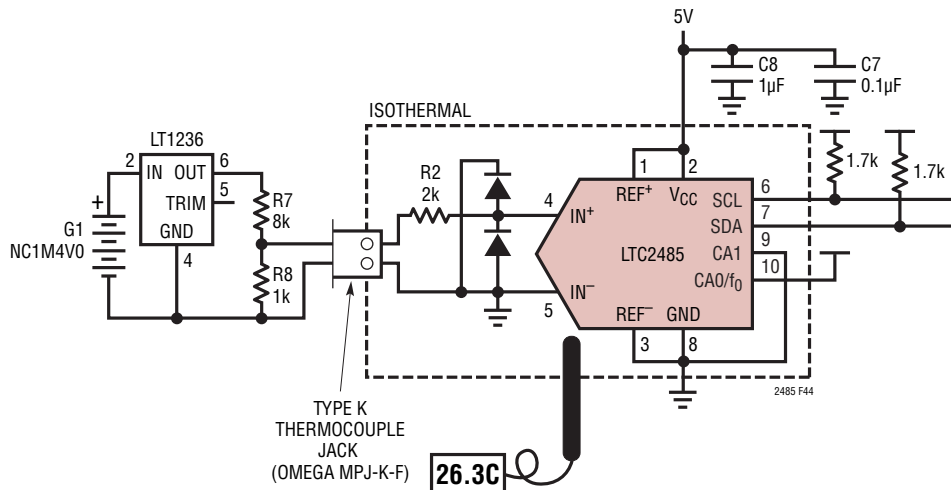


図44. 較正方法

LTC2485

アプリケーション情報

```
/*
LTC248X.h
Processor setup and
Lots of useful defines for configuring the LTC2481, LTC2483, and LTC2485.
*/

#include <16F73.h> // Device
#include <delay.h> // 6MHz clock
#include <fuses.h> // Configuration fuses
#include <rom.h> // Equivalent and more reliable fuse config.

#include <I2C.h> // Set up i2c port
#include <PCM73A.h> // Various defines
#include <lcd.h> // LCD driver functions

#define READ 0x01 // bitwise OR with address for read or write
#define WRITE 0x00
#define LTC248XADDR 0b01001000 // The one and only LTC248X in this circuit,
// with both address lines floating.

// Useful defines for the LTC2481 and LTC2485 - OR them together to make the
// 8 bit config word.
// These do NOT apply to the LTC2483.

// Select gain - 1 to 256 (also depends on speed setting)
// Does NOT apply to LTC2485.
#define GAIN1 0b00000000 // G = 1 (SPD = 0), G = 1 (SPD = 1)
#define GAIN2 0b00100000 // G = 4 (SPD = 0), G = 2 (SPD = 1)
#define GAIN3 0b01000000 // G = 8 (SPD = 0), G = 4 (SPD = 1)
#define GAIN4 0b01100000 // G = 16 (SPD = 0), G = 8 (SPD = 1)
#define GAIN5 0b10000000 // G = 32 (SPD = 0), G = 16 (SPD = 1)
#define GAIN6 0b10100000 // G = 64 (SPD = 0), G = 32 (SPD = 1)
#define GAIN7 0b11000000 // G = 128 (SPD = 0), G = 64 (SPD = 1)
#define GAIN8 0b11100000 // G = 256 (SPD = 0), G = 128 (SPD = 1)

// Select ADC source - differential input or PTAT circuit
#define VIN 0b00000000
#define PTAT 0b00001000

// Select rejection frequency - 50, 55, or 60Hz
#define R50 0b00000010
#define R55 0b00000000
#define R60 0b00000100

// Select speed mode
#define SLOW 0b00000000 // slow output rate with autozero
#define FAST 0b00000001 // fast output rate with no autozero
```

アプリケーション情報

```

/*
LTC2485.c
Basic voltmeter test program for LTC2485

Reads LTC2485, converts result to volts,
and prints voltage to a 2 line by 16 character LCD display.

Mark Thoren
Linear Technology Corporation
June 23, 2005

Written for CCS PCM compiler, Version 3.182
*/

#include "LTC248X.h"

/** read_LTC2485() *****
This is the function that actually does all the work of talking to the LTC2485.

Arguments:  addr - device address
            config - configuration bits for next conversion

Returns:    zero if conversion is in progress,
            32 bit signed integer LTC2485 output word.

the i2c_xxxx() functions do the following:

void i2c_start(void): generate an i2c start or repeat start condition
void i2c_stop(void): generate an i2c stop condition
char i2c_read(boolean): return 8 bit i2c data while generating an ack or nack
boolean i2c_write(): send 8 bit i2c data and return ack or nack from slave device

These functions are very compiler specific, and can use either a hardware i2c
port or software emulation of an i2c port. This example uses software emulation.

A good starting point when porting to other processors is to write your own
i2c functions. Note that each processor has its own way of configuring
the i2c port, and different compilers may or may not have built-in functions
for the i2c port.

When in doubt, you can always write a "bit bang" function for troubleshooting
purposes.

The "fourbytes" structure allows byte access to the 32 bit return value:

struct fourbytes // Define structure of four consecutive bytes
{
    int8 te0; // To allow byte access to a 32 bit int or float.
    int8 te1; //
    int8 te2; // The make32() function in this compiler will
    int8 te3; // also work, but a union of 4 bytes and a 32 bit int
              // is probably more portable.
};

```

LTC2485

アプリケーション情報

```
*****/
signed int32 read_LTC2485(char addr, char config)
{
    struct fourbytes // Define structure of four consecutive bytes
    {
        int8 te0; // To allow byte access to a 32 bit int or float.
        int8 te1; // The make32() function in this compiler will
        int8 te2; // also work, but a union of 4 bytes and a 32 bit int
        int8 te3; // is probably more portable.
    };

    union // adc_code.bits32 all 32 bits
    {
        signed int32 bits32; // adc_code.by.te0 byte 0
        struct fourbytes by; // adc_code.by.te1 byte 1
    } adc_code; // adc_code.by.te2 byte 2
                // adc_code.by.te3 byte 3

// Start communication with LTC2485:
    i2c_start();
    if(i2c_write(addr | WRITE))// If no acknowledge, return zero
    {
        i2c_stop();
        return 0;
    }
    i2c_write(config);
    i2c_start();
    i2c_write(addr | READ);
    adc_code.by.te3 = i2c_read();
    adc_code.by.te2 = i2c_read();
    adc_code.by.te1 = i2c_read();
    adc_code.by.te0 = i2c_read();
    i2c_stop();
    return adc_code.bits32;
} // End of read_LTC2485()

/** initialize() *****
Basic hardware initialization of controller and LCD, send Hello message to LCD
*****/
void initialize(void)
{
    // General initialization stuff.
    setup_adc_ports(NO_ANALOGS);
    setup_adc(ADC_OFF);
    setup_counters(RTCC_INTERNAL,RTCC_DIV_1);
    setup_timer_1(T1_DISABLED);
    setup_timer_2(T2_DISABLED,0,1);

    lcd_init(); // Initialize LCD
    delay_ms(6);
    printf(lcd_putc, "Hello!"); // Obligatory hello message
    delay_ms(500); // for half a second
}
```

アプリケーション情報

```

    } // End of initialize()
/** main() *****/
Main program initializes microcontroller registers, then reads the LTC2481
repeatedly
*****/

void main()
{
    signed int32 x, y; // Integer result from LTC2481
    float voltage; // Variable for floating point math
    int16 timeout;

    initialize(); // Hardware initialization

    while(1)
    {
        delay_ms(1); // Pace the main loop to something more than 1 ms

        // This is a basic error detection scheme. The LTC2485 will never take more than
        // 163.5ms, 149.9ms, or 136.5ms to complete a conversion in the 50Hz, 55Hz, and 60Hz
        // rejection modes, respectively.
        // If read_LTC2485() does not return non-zero within this time period, something
        // is wrong, such as an incorrect i2c address or bus conflict.

        if((x = read_LTC2485(LTC248XADDR, VIN | R50 | SLOW)) != 0)
        {
            // No timeout, everything is okay
            timeout = 0; // reset timer
            x ^= 0x80000000; // Invert MSB, result is 2's complement
            voltage = (float) x; // convert to float
            voltage = voltage * 5.0 / 2147483648.0; // Multiply by Vref, divide by 2^31
            lcd_putc('\f'); // Clear screen
            lcd_gotoxy(1,1); // Goto home position
            printf(lcd_putc, "%01.6f", voltage); // Display voltage
        }
        else
        {
            ++timeout;
        }

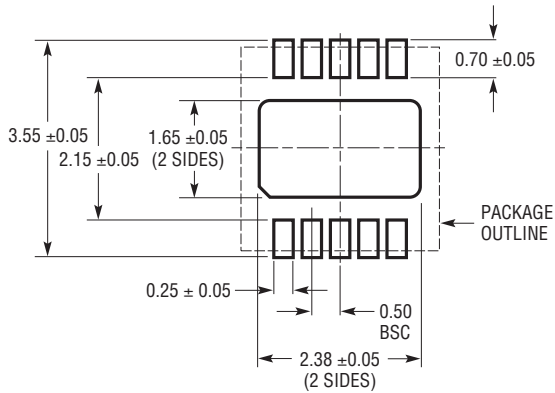
        if(timeout > 200)
        {
            timeout = 200; // Prevent rollover
            lcd_gotoxy(1,1);
            printf(lcd_putc, "ERROR - TIMEOUT");
            delay_ms(500);
        }
    } // End of main loop
} // End of main()

```

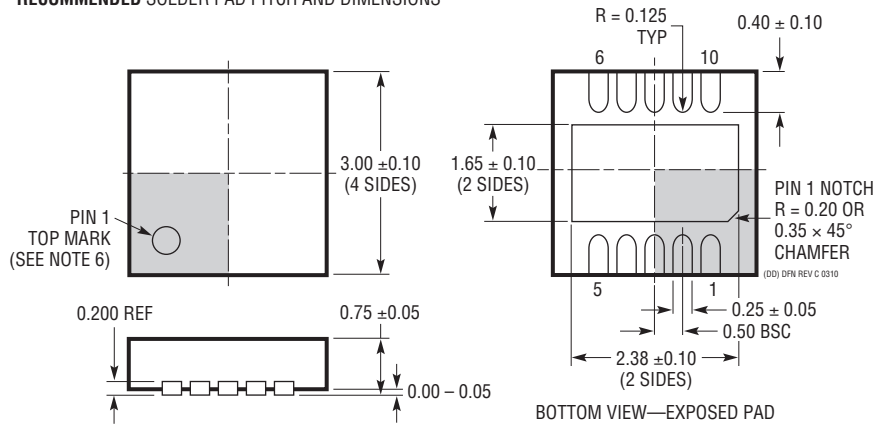
パッケージ

最新のパッケージ図面については、<http://www.linear-tech.co.jp/designtools/packaging/> をご覧ください。

DD Package 10-Lead Plastic DFN (3mm × 3mm) (Reference LTC DWG # 05-08-1699 Rev C)



RECOMMENDED SOLDER PAD PITCH AND DIMENSIONS



NOTE:

- 図はJEDECパッケージ・アウトラインMO-229のバリエーション(WEED-2)になる予定
バリエーションの指定の現状についてはLTCのWebサイトのデータシートを参照
- 図は実寸とは異なる
- 全ての寸法はミリメートル
- 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0.15mmを超えないこと
- 露出パッドは半田メッキとする
- 網掛けの部分はパッケージの上面と底面のピン1の位置の参考に過ぎない

改訂履歴 (Rev Bよりスタート)

REV	日付	説明	ページ番号
B	11/09	表2と表3を更新	15
C	7/10	「標準的応用例」の図の改訂 「I ² Cインタフェース」セクションに文章追加	1 12
D	10/14	性能とf ₀ 周波数の関係を明確化し、外付け発振器の最大周波数を1MHzに低減 温度センサの性能を明確化 表3にアンダーレンジに関する脚注を追加	5、8、26、27 1、2 15

標準的応用例

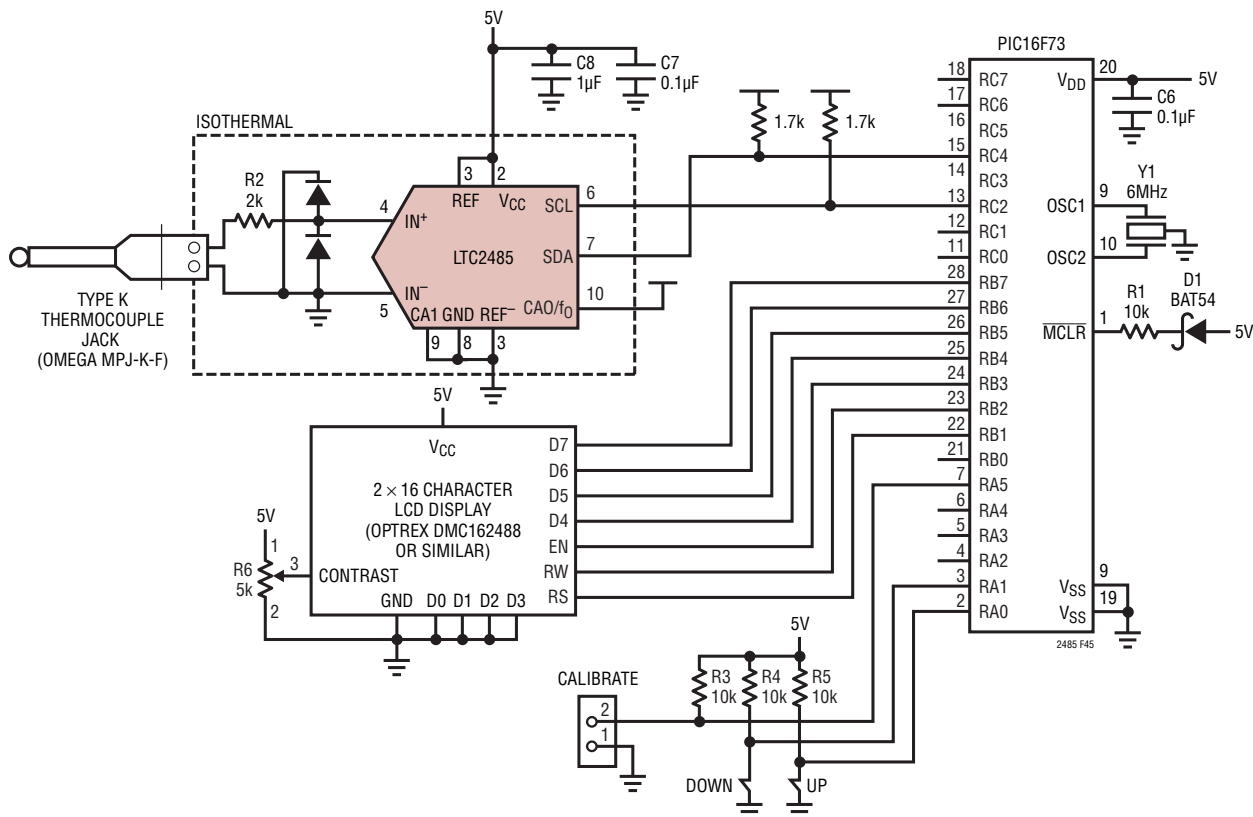


図45. 完全なK型熱電対計

関連製品

製品番号	説明	注釈
LT1236A-5	高精度バンドギャップ・リファレンス、5V	初期精度:最大0.05%、ドリフト:5ppm/°C
LT1460	マイクロパワー・シリーズのリファレンス	初期精度:最大0.075%、ドリフト:最大10ppm/°C
LT1790	マイクロパワー・SOT-23低損失リファレンス・ファミリー	初期精度:最大0.05%、ドリフト:最大10ppm/°C
LTC2400	24ビット、No Latency $\Delta\Sigma$ ADC、SO-8	ノイズ:0.3ppm、INL:4ppm、全未調整誤差:10ppm、200µA
LTC2410	24ビット、No Latency $\Delta\Sigma$ ADC、差動入力付き	ノイズ:0.8µVRMS、INL:2ppm
LTC2411/LTC2411-1	24ビット、No Latency $\Delta\Sigma$ ADC、差動入力付き、MSOP	ノイズ:1.45µVRMS、INL:4ppm、50Hz/60Hz同時除去 (LTC2411-1)
LTC2413	24ビット、No Latency $\Delta\Sigma$ ADC、差動入力付き	50Hz/60Hz同時除去、ノイズ:800nVRMS
LTC2415/LTC2415-1	24ビット、No Latency $\Delta\Sigma$ ADC、15Hz出力レート	LTC2410とピン・コンパチブル
LTC2414/LTC2418	8チャンネル/16チャンネル、24ビット、No Latency $\Delta\Sigma$ ADC	ノイズ:0.2ppm、INL:2ppm、全未調整誤差:3ppm、200µA
LTC2440	高速、低ノイズ、24ビット $\Delta\Sigma$ ADC	3.5kHz出力レート、ノイズ:200nV、24.6ENOB
LTC2480	16ビット $\Delta\Sigma$ ADC、Easy Drive入力付き、ノイズ:600nV、プログラム可能な利得、および温度センサ	LTC2482/LTC2484とピン互換
LTC2481	16ビット $\Delta\Sigma$ ADC、Easy Drive入力付き、600nVノイズ、I ² Cインタフェース、プログラム可能な利得、および温度センサ	LTC2483/LTC2485とピン互換
LTC2482	16ビット $\Delta\Sigma$ ADC、Easy Drive入力付き	LTC2480/LTC2484とピン互換
LTC2483	16ビット $\Delta\Sigma$ ADC、Easy Drive入力とI ² Cインタフェース付き	LTC2481/LTC2485とピン互換
LTC2484	24ビット $\Delta\Sigma$ ADC、Easy Drive入力付き	LTC2480/LTC2482とピン互換

2485fd