

この製品のデータシートに間違いがありましたので、お詫びして訂正いたします。
この正誤表は、2023 年 4 月 24 日現在、アナログ・デバイセズ株式会社で確認した誤りを記したものです。
なお、英語のデータシート改版時に、これらの誤りが訂正される場合があります。

正誤表作成年月日： 2023 年 4 月 24 日

製品名： ADADF1080

対象となるデータシートのリビジョン(Rev)： Rev.0

訂正箇所： 27 ページ、左の段、上から 5 行目

【誤】

チョッピングがある場合とない場合の PGIA のノイズ性能については、図 37 と図 36を参照してください。

【正】

チョッピングがある場合とない場合の PGIA のノイズ性能については、図 35 と図 36を参照してください。

集積型8mT AMR磁界センサーおよびシグナル・コンディショナ

特長

- ▶ 高精度の1軸AMR磁界センサー
 - ▶ 線形動作可能な検出磁界軸上の最大磁界強度：±8mT
 - ▶ 出力ノイズ（磁界換算ノイズ密度）：6nT/√Hz
 - ▶ 100dBを超えるダイナミック・レンジ
 - ▶ フリップ・コイルにより寿命期間を通じて温度範囲の全域で電氣的なオフセットをキャリブレーション
 - ▶ 温度補償出力
- ▶ 高精度計装アンプ内蔵
 - ▶ ゲイン20で最大2.2MHzの帯域幅
 - ▶ プログラマブル・チョッピングにより高精度の測定が可能
 - ▶ 広帯域幅アプリケーションに適した同期機能
 - ▶ レシオメトリック出力機能によりPSRRが向上
 - ▶ 1.8V～5VのADC範囲に対しプログラマブルなゲイン
 - ▶ ADC駆動用に最適化されたアナログ出力
- ▶ 使いやすい各種機能
 - ▶ 広い範囲でユーザ選択可能な出力コモンモード電圧
 - ▶ 電氣的オフセット補正機能を内蔵
 - ▶ 診断機能内蔵
- ▶ 温度範囲：-40℃～+125℃
- ▶ 電源電圧範囲：4.5V～5.5V
- ▶ 露出パッド付き20ピンLFCSPを採用

アプリケーション

- ▶ 絶縁型非接触電流検出
- ▶ ハンドヘルド電流クランプ・メータ
- ▶ モータ・コントロールの電流検出
- ▶ ACおよびDCの電源アプリケーション
- ▶ 高精度磁界検出アプリケーション
- ▶ 高精度線形エンコーダ
- ▶ 低ノイズ高精度の磁気センサー

製品のハイライト

1. 非接触の電流測定
2. 1軸の磁界強度を高精度で測定
3. 低ノイズのアナログ・フロント・エンド
4. 無視可能な微小ヒステリシス
5. 広帯域幅ワイドレンジの磁界センサー
6. 寿命期間を通じた温度範囲全域での電氣的オフセット補正

機能ブロック図

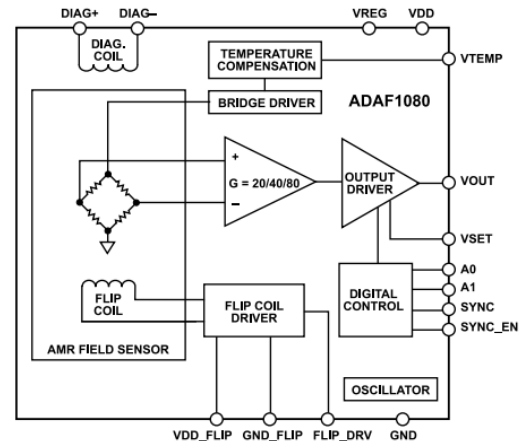


図 1. 機能ブロック図

概要

ADAF1080は、シグナル・コンディショニング機能を搭載した1軸の高精度磁界センサーです。このデバイスは、異方性磁気抵抗（AMR）センサーに、集積化されたシグナル・コンディショニング・アンプ、電氣的オフセット補正機能、診断機能、A/Dコンバータ（ADC）ドライバを組み合わせたもので、最大±8mTの磁界を正確に測定できます。

ADAF1080は、1つのパッケージ内に2つのダイ（AMRセンサーおよび特定用途向け集積回路（ASIC））を備えています。

ADAF1080は、センサーの検出軸に沿う磁界強度に比例して高精度に増幅された信号を出力します。出力電圧は、電源電圧に対しレシオメトリックで、外部VSET入力ピンで設定された電圧の半分のコモンコード電圧があります。

センサーの磁界方向は、内蔵のフリップ・コイルを使用することで定義できます。このコイルは一定の磁界が存在する場合に電氣的オフセットを補正するために使用できます。内蔵の診断用コイルを使用することで診断を実行でき、システムのゲインの測定や、磁気飽和の発生を検出することができます。

ADAF1080は露出パッド付きの20ピンLFCSPパッケージを採用しています。

目次

特長.....	1	検出磁界軸.....	20
アプリケーション.....	1	動作磁界レンジ.....	22
製品のハイライト.....	1	内蔵シグナル・チェーン・コンディショニング.....	22
機能ブロック図.....	1	高精度計装アンプ.....	22
概要.....	1	フリップ・コイルおよびフリップ・コイル・ドライバ.....	23
仕様.....	3	診断用コイル.....	23
磁気特性.....	3	アプリケーション情報.....	25
磁界レンジ特性.....	3	代表的なアプリケーション図.....	25
パッケージ特性.....	3	レシオメトリックな出力構成.....	26
一般的な特性.....	5	アンプの同期.....	26
オプション機能の仕様.....	7	電氣的オフセットの補正.....	27
絶対最大定格.....	10	オフセットの計算例.....	27
熱抵抗.....	10	非直線性補償.....	28
静電放電（ESD）定格.....	10	フリップ・コイルと測定タイミング.....	28
ESDに関する注意.....	10	フリッピング周波数.....	28
ピン配置およびピン機能の説明.....	11	フリップ・コイル・フィルタ構成.....	28
代表的な性能特性.....	12	V _{SET} 電圧.....	28
用語の定義.....	18	出力アンチエイリアス・フィルタ.....	29
B _{SENSE}	18	診断用コイル・ドライバ.....	30
S _{DEVICE}	18	温度測定.....	31
S _{COEFF1}	18	設計例.....	32
S _{COEFF3}	18	推奨回路基板レイアウト.....	34
S _{ERROR}	18	推奨PCBレイアウト.....	34
S _{ERROR_TC}	18	機械的許容誤差.....	35
フルスケール・レンジ（FSR）.....	18	外形寸法.....	36
L _{ERROR}	18	オーダー・ガイド.....	36
交差磁界（B _{CROSS} ）.....	18	評価用ボード.....	36
浮遊磁界.....	18		
交差磁界による出力誤差.....	19		
動作原理.....	20		
AMR磁界センサー.....	20		

改訂履歴

1/2023–Revision 0: Initial Version

仕様

磁気特性

表 1. 磁気特性

パラメータ	記号	値	単位	テスト条件／コメント
MAXIMUM MAGNETIC FIELD STRENGTH ON SENSE FIELD AXIS REFERENCE ERROR	B _{SENSE}	±8	mT	
Position		±50	μm	リファレンス位置はパッケージ上面中央です。
Angle		±3	Degrees	角度Φ = 0°のリファレンス位置は、パッケージ上面の水平線と平行です。

磁界レンジ特性

-40°C ≤ T_A ≤ +125°C、電源電圧 (V_{DD}) = 4.5V~5.5V、V_{OUT}ピンにはGNDとの間に1nFのコンデンサ負荷 (C_{OUT}) を接続した1kΩの負荷抵抗 (R_{OUT}) があります。出力電圧 (V_{OUT}) は、R_{OUT}とC_{OUT}の間で測定します。特に指定のない限り、V_{OUT}のコモンモード電圧は、V_{SET}/2に設定されています。ここで、V_{SET}はVSETピンの電圧で、V_{DD}に接続されています。

表 2. 磁界レンジ：±2mT

パラメータ	記号	テスト条件／コメント	最小値	代表値	最大値	単位
SENSITIVITY PARAMETERS						
Ideal Sensitivity ^{1,2}	S _{COEFF1}	T _A = 25°C、V _{DD} = 5 V、G = 80		199.25		mV/mT
		T _A = 25°C、V _{DD} = 5 V、G = 40		99.75		mV/mT
		T _A = 25°C、V _{DD} = 5 V、G = 20		50		mV/mT
Nonlinearity Coefficient ³	S _{COEFF3}	T _A = 25°C、V _{DD} = 5 V、G = 80		8.28 x 10 ⁻⁸		mV ³ /mT
Sensitivity Initial Error ²	S _{ERROR}	T _A = 25°C	-1		+1	%S _{COEFF1}
Sensitivity Error over Temperature ²	S _{ERROR_TC}	T _A = -20°C~+85°C	-0.32		+2.93	%S _{COEFF1}
		T _A = -40°C~+125°C	-2.6		+2.93	%S _{COEFF1}
Linearity Error	L _{ERROR}	±2mTのレンジ、フルスケール比 (FSR) = 4mT	-0.2		+0.2	%FSR
Maximum Cross Field Strength						
Sensitivity Error due to a Cross Field ²	S _{ERROR_BC}	交差磁界 (B _{CROSS}) = ±0.5mT		0.08		%S _{COEFF1}
		B _{CROSS} = 検出磁界 (B _{SENSE}) = ±2mT		1.2	2.3	%S _{COEFF1}
Sensitivity Lifetime Error ²				0.003		%S _{COEFF1}

1 理想感度は、線形最適近似を用いて工場出荷時に調整および計算を実施したもので、次の各ポイントで測定されています：±2mT、±1mT、±0.5 mT。
2 出荷テストは±1mTで行っています。フルレンジは、設計および特性評価により裏付けられています。
3 理想係数は、3次の最適近似を用いて工場出荷時に調整および計算を実施したもので、次の各ポイントで測定されています：±2mT、±1mT、±0.5mT。。

パッケージ特性

表 3. 磁界レンジ：±4mT

パラメータ	記号	テスト条件／コメント	最小値	代表値	最大値	単位
SENSITIVITY PARAMETERS						
Ideal Sensitivity ^{1,2}	S _{COEFF1}	T _A = 25°C、V _{DD} = 5 V、G = 80		195		mV/mT
		T _A = 25°C、V _{DD} = 5 V、G = 40		97.5		mV/mT
		T _A = 25°C、V _{DD} = 5 V、G = 20		48.75		mV/mT
Nonlinearity Coefficient ³	S _{COEFF3}	T _A = 25°C、V _{DD} = 5 V、G = 80		8.17 x 10 ⁻⁸		mV ³ /mT
Sensitivity Initial Error ²	S _{ERROR}	T _A = 25°C	-1		+1	%S _{COEFF1}
Sensitivity Error over Temperature ²	S _{ERROR_TC}	T _A = -20°C~+85°C	-0.32		+2.9	%S _{COEFF1}

仕様

パラメータ	記号	テスト条件／コメント	最小値	代表値	最大値	単位
Linearity Error	L _{ERROR}	T _A = -40°C ~ +125°C	-2.8		+3.3	%S _{COEFF1}
		±4mTのレンジ、FSR = 8mT	-0.65		+0.59	%FSR
Sensitivity Error due to a Cross Field ²	S _{ERROR_BC}	B _{CROSS} = ±0.5 mT		0.08		%S _{COEFF1}
Sensitivity Lifetime Error ²				0.009		%S _{COEFF1}

- 1 理想感度は、線形最適近似を用いて工場出荷時に調整および計算を実施したもので、次の各ポイントで測定されています：±4mT、±3mT、±2mT、±1mT、±0.5mT。
- 2 出荷テストは±1mTで行っています。フルレンジは、設計および特性評価により裏付けられています。
- 3 理想係数は、3次の最適近似を用いて工場出荷時に調整および計算を実施したもので、次の各ポイントで測定されています：±4mT、±3mT、±2mT、±1mT、±0.5mT。

表 4. 磁界レンジ：±8mT

パラメータ	記号	テスト条件／コメント	最小値	代表値	最大値	単位
SENSITIVITY PARAMETERS						
Ideal Sensitivity ^{1,2}	S _{COEFF1}	T _A = 25°C、V _{DD} = 5 V、G = 80		183		mV/mT
		T _A = 25°C、V _{DD} = 5 V、G = 40		91.5		mV/mT
		T _A = 25°C、V _{DD} = 5 V、G = 20		45.75		mV/mT
Nonlinearity Coefficient ³	S _{COEFF3}	T _A = 25°C、V _{DD} = 5 V、G = 80		8.08 x 10 ⁻⁸		mV ³ /mT
Sensitivity Initial Error ²	S _{ERROR}	T _A = 25°C	-2.19		+2.39	%S _{COEFF1}
Sensitivity Error over Temperature ²	S _{ERROR_TC}	T _A = -20°C ~ +85°C	-0.32		+2.7	%S _{COEFF1}
		T _A = -40°C ~ +125°C	-3.56		+3.63	%S _{COEFF1}
Linearity Error	L _{ERROR}	±8mTのレンジ、FSR = 16mT	-3.42		+3.28	%FSR
Sensitivity Error due to a Cross Field ²	S _{ERROR_BC}	B _{CROSS} = ±0.5 mT		0.06		%S _{COEFF1}
Sensitivity Lifetime Error ²				0.032		%S _{COEFF1}

- 1 理想感度は、線形最適近似を用いて工場出荷時に調整および計算を実施したもので、次の各ポイントで測定されています：±8mT、±7mT、±6mT、±5mT、±4mT、±3mT、±2mT、±1mT、±0.5mT。
- 2 出荷テストは±1mTで行っています。フルレンジは、設計および特性評価により裏付けられています。
- 3 理想係数は、3次の最適近似を用いて工場出荷時に調整および計算を実施したもので、次の各ポイントで測定されています：±8mT、±7mT、±6mT、±5mT、±4mT、±3mT、±2mT、±1mT、±0.5mT。

仕様

一般的な特性

$-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +125^{\circ}\text{C}$ 、 $V_{DD} = 4.5\text{V} \sim 5.5\text{V}$ 、 V_{OUT} ピンには GND との間に 1nF のコンデンサ負荷 (C_{OUT}) を接続した $1\text{k}\Omega$ の負荷抵抗 (R_{OUT}) があります。 V_{OUT} は、 R_{OUT} と C_{OUT} の間で測定します。特に指定のない限り、出力電圧のコモンモード電圧は $V_{SET}/2$ に設定されています。ここで、 V_{SET} は V_{SET} ピンの電圧で、 V_{DD} に接続されています。

表 5. 一般的な特性

パラメータ	記号	テスト条件/コメント	最小値	代表値	最大値	単位
OFFSET—OUTPUT REFERRED						
Electrical Offset with Flipping	$V_{\text{OFFSETwFLIP}}$	内部フリップ・コイルを使用時の残留オフセット $T_A = -40^{\circ}\text{C} \sim +125^{\circ}\text{C}$ 、 $V_{DD} = 5\text{V}$ 、 $G = 80$ ¹ $T_A = -40^{\circ}\text{C} \sim +125^{\circ}\text{C}$ 、入力換算 ²		20 100		μV nT
Electrical Offset Stability		$V_{\text{OFFSETwFLIP}}$ の標準偏差 ³ $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ 、 $V_{DD} = 5\text{V}$ 、 $G = 80$ ¹ $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ 、入力換算		6.8 34		$\mu\text{V rms}$ nT rms
Electrical Offset without Flipping	V_{OFFSET}	内部フリップ・コイル不使用 $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ 、 $V_{DD} = 5\text{V}$ 、 $G = 80$ ¹	-100	-4	+100	mV
Temperature Offset Coefficient	T_{COFFSET}	内部フリップ・コイル不使用 $T_A = -40^{\circ}\text{C} \sim +125^{\circ}\text{C}$ 、 $V_{DD} = 5\text{V}$ 、 $G = 80$ ¹ $T_A = -40^{\circ}\text{C} \sim +125^{\circ}\text{C}$ 、入力換算		-130 ± 650	+650	$\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ $\text{nT}/^{\circ}\text{C}$
Electrical Offset Drift over Lifetime	$V_{\text{OFFSET_LT}}$	内部フリップ・コイル不使用 $V_{DD} = 5\text{V}$ 、 $G = 80$ 、 $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ ¹		-23		μV
Magnetic Offset Hysteresis		-8mTから+8mTまで掃引		0.7		μT
OUTPUT						
Bandwidth	$f_{-3\text{dB}}$	-3dBの帯域幅 $R_{OUT} = 0\Omega$ 、 $C_{OUT} = 150\text{pF}$ 、 $G = 80$ $R_{OUT} = 0\Omega$ 、 $C_{OUT} = 150\text{pF}$ 、 $G = 40$ または $G = 20$		1.45 2.2		MHz MHz
Noise	V_{NOISE}	低周波数RMSノイズ、 $0.1\text{Hz} \sim 10\text{Hz}$ 、 $V_{DD} = 5\text{V}$ 、 $G = 80$ 、 $B = 0\text{mT}$ ¹ チョッピングが有効、 SYNC_EN ピンを V_{DD} に設定 チョッピングが無効、 SYNC_EN ピンを GND に設定 ノイズ密度、周波数 = 50kHz 、 $V_{DD} = 5\text{V}$ 、 $G = 80$ 、 $B = 0\text{mT}$ ¹ 磁界換算ノイズ密度、周波数 = 50kHz 、 $V_{DD} = 5\text{V}$ 、 $G = 80$ 、 $B = 0\text{mT}$		16 350 1.2 6		$\mu\text{V rms}$ $\mu\text{V rms}$ $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\text{nT}/\sqrt{\text{Hz}}$
Voltage Range		V_{OUT}	0.2		$V_{DD} - 0.2$	V
Internal Series Resistance	R_{SERIES}	V_{OUT} ピンの直列抵抗		2		Ω
External Load Capacitance	C_{OUT}	R_{OUT} と GND の間に接続、パッケージ近くでハンダ処理、 $R_{OUT} = 0\Omega$ (V_{OUT} と直列) $200\Omega < R_{OUT} < 5\text{k}\Omega$ $R_{OUT} > 5\text{k}\Omega$		100 1 10	150 10	pF nF nF
Short-Circuit Current	I_{SC}	GND に短絡 V_{DD} に短絡		-50 70		mA mA
VSET INPUT						
Voltage Range	V_{SET}	出力コモンモードを $V_{SET}/2$ に設定 (V_{SET} は V_{SET} ピンの印加電圧)	0.1		$V_{DD} - 0.1$	V
Input Impedance	R_{IN}			70		$\text{k}\Omega$
DIGITAL INPUTS (A0, A1)						
Input Voltage						
High	V_{IH}		1.5			V
Low	V_{IL}				0.3	V

仕様

パラメータ	記号	テスト条件／コメント	最小値	代表値	最大値	単位
Input Drive Current	I _B				25	μA
POWER SUPPLY						
Supply Voltage	V _{DD}		4.5		5.5	V
Quiescent Supply Current	I _{SY}	無負荷	5	6.5	9	mA
Power-Up Time	t _{PWRUP}	V _{DD} に達してから目的の出力レベルの98%に達するまで		15		ms
VREG Output Voltage	V _{REG}	内部でレギュレーションされた電圧		1.8		V
Power-Supply Rejection Ratio	PSRR	レシオメトリック測定 V _{DD} = 4.5V～5.5V、DCバイアス 周波数 = 100Hz	-81	-82		dB
				-82		dB

- 1 出力基準。G = 40であれば2で除算、G = 20であれば4で除算。
- 2 等価磁界の計算値。
- 3 V_{OFFSETwFLIP}の安定性は、フリッピングによるオフセットの計算値です。センサーは200回フリップされ、100個のオフセット値の標準偏差が計算されます。

仕様

オプション機能の仕様

フリッピング機能の仕様

表 6. フリッピング機能の仕様

パラメータ	記号	テスト条件／コメント	最小値	代表値	最大値	単位
VDD_FLIP						
Supply Voltage	V_{DD_FLIP}		4.5		5.5	V
Average Flip Current	I_{FLIP_AVG}	FLIP_DRV クロック周期 ($t_{CLK_FLIP_DRV}$) = 0.05 秒、 $T_A = 25^{\circ}C$		308		μA
		$t_{CLK_FLIP_DRV} = 0.05$ 秒、 $T_A = -40^{\circ}C$		400		μA
		$t_{CLK_FLIP_DRV} = 0.05$ 秒、 $T_A = 125^{\circ}C$		226		μA
Peak Flip Current	I_{FLIP_ON}	C_{FLIP} によってサポートされた t_{PULSE} でのピーク電流 $T_A = 25^{\circ}C$		2.4		A
		$T_A = -40^{\circ}C$		3.1		A
		$T_A = 125^{\circ}C$		1.8		A
Recommended Input Capacitance	C_{FLIP}			10		μF
Series Resistance	R_{FLIP}			10		Ω
FLIP_DRV						
Input Voltage			1.5			V
High	$FLIP_{HIGH}$				0.3	V
Low	$FLIP_{LOW}$					V
Input Drive Current	I_B				25	μA
FLIP_DRV Clock Frequency	$f_{CLK_FLIP_DRV}$	$t_{CLK_FLIP_DRV}$ 周期 = $1/f_{CLK_FLIP_DRV}$			1000	Hz
Minimum Pulse Width						
High	t_{CYCLE1}		320			μs
Low	t_{CYCLE2}		320			μs
Flip Pulse Delay	t_{DELAY}		2.46	2.5	2.55	μs
Flip Pulse Duration	t_{PULSE}		1.2	1.25	1.3	μs
OUTPUT TIMING						
Invalid Output Time	$t_{INVALID}$	アンプのセトリングは含まず ^a		2.5	2.6	μs
Settling Time	$t_{SETTLING}$	$R_{OUT} = 0\Omega$ 、 $C_{OUT} = 150pF$ 、 $G = 80$ 、 $B_{SENSED} = 1mT$ 、 99%セトリング		0.7		μs

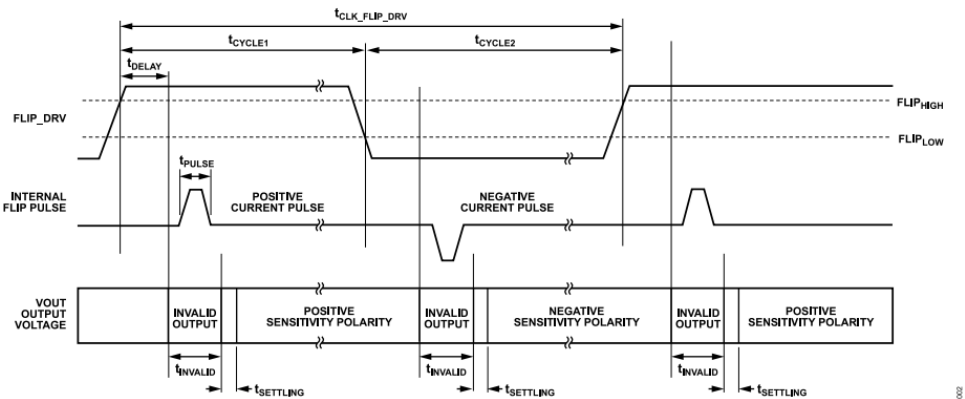


図 2. フリップ・コイルのタイミング図と出力電圧ステータス

仕様

診断用コイルの仕様

表 7. 診断用コイルの仕様

パラメータ	記号	テスト条件／コメント	最小値	代表値	最大値	単位
DIAGNOSTIC						
Diagnostic Coil Resistance	R _{DIAG}			12		mΩ
DIAG+ Input Voltage					V _{DD}	V
DIAG+ Input Current	I _{DIAG}				100	mA
Magnetic Field Factor	B _{DIAG}	1ユニットあたりにAMRセンサー素子が検知する磁界 (I _{DIAG} = 100mA、1ユニット)		22.8		μT

温度センサー仕様

表 8. 温度センサー仕様

パラメータ	記号	テスト条件／コメント	最小値	代表値	最大値	単位
TEMPERATURE SENSOR						
VTEMP Output Voltage		V _{DD} = 5V、T _A = 25°C	2.25	2.56	2.88	V
VTEMP Temperature Coefficient	TC _{VTEMP}	V _{DD} = 5V		15		mV/°C
VTEMP Output Voltage Range		V _{DD} = 5V、T _A = -40°C～+125°C	1.68		4.45	V
VTEMP Output Error		T _A = 25°Cでの初期キャリブレーション後 T _A = 25°C～85°C		±1.25		°C
		T _A = 25°C～125°C		±3		°C
VTEMP Output Resistance				73		Ω
VTEMP Load Capacitance	C _{VTEMP}			20		pF

同期およびチョッピングの仕様

表 9. 同期およびチョッピングの仕様

パラメータ	記号	テスト条件／コメント	最小値	代表値	最大値	単位
SYNC_EN						
Input Voltage						
High	V _{IH}		3			V
Low	V _{IL}				1.6	V
Input Drive Current	I _B				25	μA
Setup Time	t _{SETUP}		60			ns
SYNC						
Input Frequency Range	f _{SYNC}	同期機能の場合SYNC_EN = V _{DD} 、f _{SYNC} = 1/SYNC 時間 (t _{SYNC})	400		1600	kHz
Minimum Pulse Width						
High	t _{HIGH}		150			ns
Low	t _{LOW}		150			ns
Input Voltage						
High	V _{IH}		3			V
Low	V _{IL}				1.6	V
Input Drive Current	I _B				25	μA
Chopping Clock Delay	t _{CONV}			50		ns
Chopping Frequency	f _{CHOP}	アンプのチョッピング周波数、f _{CHOP} = 1/チョッ ピング時間 (t _{CHOP}) SYNC = GND		200		kHz
		400 kHz < f _{SYNC} < 1600 kHz、SYNC_EN = V _{DD}		f _{SYNC} /4		kHz
		SYNC = V _{DD}		Chopping disabled		

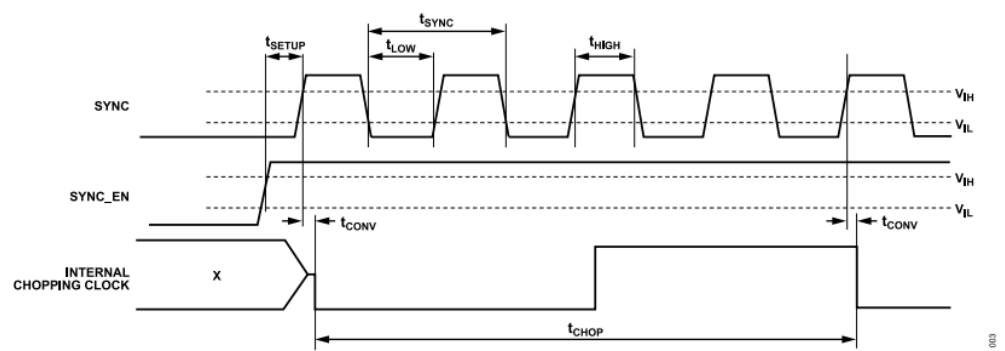


図 3. 同期のタイミング図

絶対最大定格

表 10. 絶対最大定格

Parameter	Rating
V _{DD}	GND – 0.3 V ~ +6 V
All Input and Output Pins	GND – 0.3 V ~ V _{DD} + 0.3 V
Temperature	
Operating Junction Range	–40°C ~ +125°C
Storage Range	–40°C ~ +125°C

上記の絶対最大定格を超えるストレスを加えると、デバイスに恒久的な損傷を与えることがあります。これはストレス定格のみを定めたものであり、本規格の動作セクションに記載する規定値以上でデバイスが正常に動作することを示唆するものではありません。長時間にわたり最大動作条件を超えて動作させると、デバイスの信頼性に影響を与えることがあります。

熱抵抗

熱性能は、プリント回路基板（PCB）の設計と動作環境に直接関連しています。PCBの熱設計には細心の注意が必要です。

θ_{JA}は、1立方フィートの密閉容器内で測定された自然対流下での周囲とジャンクションの間の熱抵抗です。θ_{JC}は、ジャンクションとケースの間の熱抵抗です。

表 11. 熱抵抗

Package Type ¹	θ _{JA}	θ _{JC}	Unit
CP-20-21	36	62	°C/W

静電放電（ESD）定格

以下のESD情報は、ESDに敏感なデバイスを取り扱うために示したのですが、対象はESD保護区域内だけに限られます。

人体モデル（HBM）はANSI/ESDA/JEDEC JS-001-2014に、デバイス帯電モデル（CDM）はANSI/ESDA/JEDEC JS-002に準拠しています。

ADAF1080のESD定格

表 12. ADAF1080、20ピンLFCSP

ESD Model	Withstand Threshold (V)	Class
HBM	3500	2
CDM	1250	1

ESDに関する注意



ESD（静電放電）の影響を受けやすいデバイスです。

電荷を帯びたデバイスや回路ボードは、検知されないまま放電することがあります。本製品は当社独自の特許技術である ESD 保護回路を内蔵してはいますが、デバイスが高エネルギーの静電放電を被った場合、損傷を生じる可能性があります。したがって、性能劣化や機能低下を防止するため、ESD に対する適切な予防措置を講じることをお勧めします。

ピン配置およびピン機能の説明

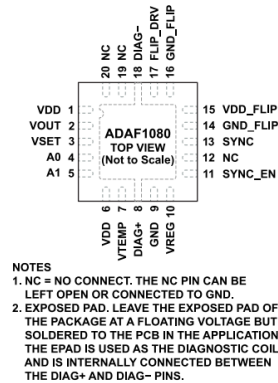


図 4. ピン配置

表 13. ピン機能の説明

ピン番号	記号	説明
1	VDD	電源電圧。このVDDピンはもう一方のVDD電源電圧ピン（ピン6）に接続する必要があります。
2	VOUT	検出した磁界に比例する出力電圧。V _{DD} に対してレシオメトリックな出力。
3	VSET	VSET入力。VSETピンにより、OUTピンのコモンモード電圧がV _{SET} /2に設定されます。
4	A0	ゲイン設定のLSB。A0を使用しない場合、内部でV _{DD} にプルアップされます。
5	A1	ゲイン設定のMSB。A1を使用しない場合、内部でV _{DD} にプルアップされます。
6	VDD	電源電圧。GNDとの間に1μFのコンデンサを（VDDピンにできるだけ近い位置で）接続します。
7	VTEMP	温度センサーの出力。VTEMP容量性負荷（C _{LOAD_VTEMP} ）の最大値は20pFです。そのため、このピンからは電流を引き出さないでください。VTEMPはダイのジャンクション温度に比例します。
8	DIAG+	診断用コイルの正入力。DIAG+を使用しない場合は、GNDに接続します。
9	GND	グラウンド。
10	VREG	内部で1.8Vにレギュレーション。0.1μFのコンデンサをGNDとの間にのみ接続します。このレギュレーション電源には他の負荷を接続しないでください。
11	SYNC_EN	SYNCイネーブル。SYNC_ENをハイに設定するとクロック同期が有効になります。SYNC_ENをローに設定すると、チョッピングに内部クロックが使用されます。SYNC_ENを使用しない場合は、内部でGNDにプルダウンされます。
12	NC	接続なし。このNCピンは無接続のままにするか、GNDに接続することができます。
13	SYNC	外部クロックが内部チョッピング・アンプのタイミングに同期できる場合のデジタル入力。SYNCがオープンの場合は、内部でGNDにプルダウンされます。
14	GND_FLIP	フリップ・コイル・ドライバのグラウンド。システムのグラウンドに接続します。
15	VDD_FLIP	フリップ・コイル・ドライバの電源VDD_FLIPとGND_FLIPの間に10μFのコンデンサを配置し、VDD_FLIPとVDDの間のでできるだけVDD_FLIPピンに近い位置に10Ωの抵抗を直列に配置します。
16	GND_FLIP	フリップ・コイル・ドライバのグラウンド。システムのグラウンドに接続します。
17	FLIP_DRV	フリップ・コイル・ドライバの駆動信号。立上がりエッジで正の感度、立下がりエッジで負の感度が設定されます。FLIP_DRVを使用しない場合は、内部でハイにプルアップされます。
18	DIAG-	診断用コイルの負入力および診断電流の測定ポイント。DIAG-を使用しない場合は、無接続のままにするかEPADに接続してください。
19	NC	接続なし。このNCピンは無接続のままにするか、GNDに接続することができます。
20	NC	接続なし。このNCピンは無接続のままにするか、GNDに接続することができます。
	EPAD	露出パッド。パッケージの露出パッドはフローティング電圧のままにできますが、アプリケーションのPCBにハンダ付けします。EPADは診断用コイルとして使用され、DIAG+ピンとDIAG-ピンの間で内部接続されています。

代表的な性能特性

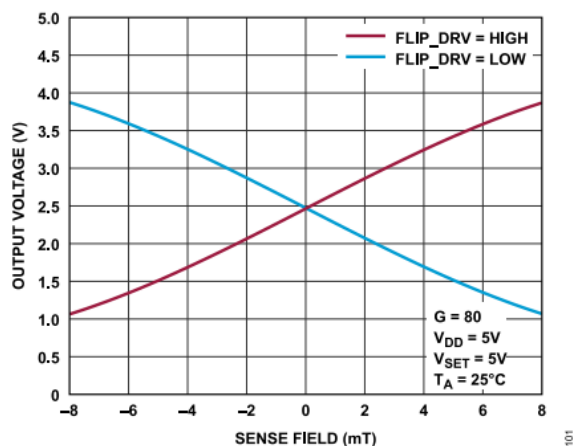
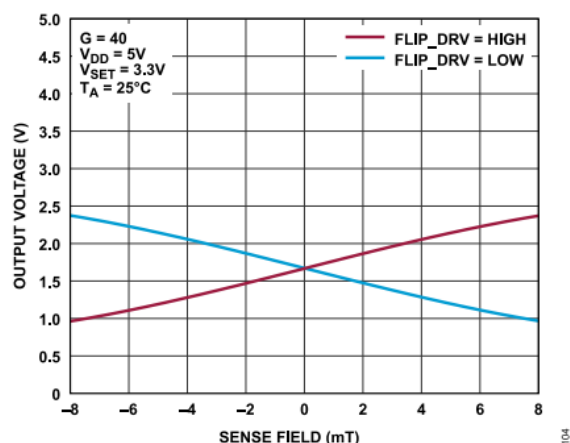
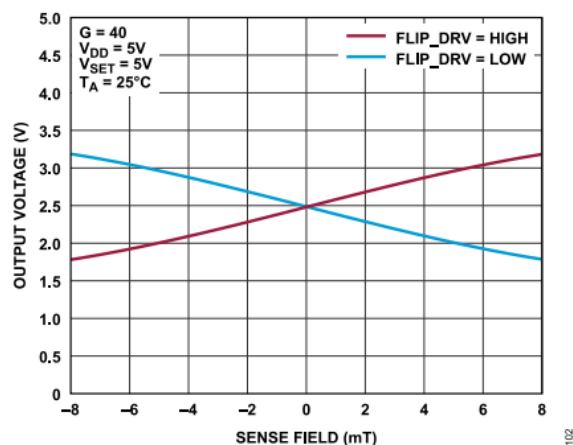
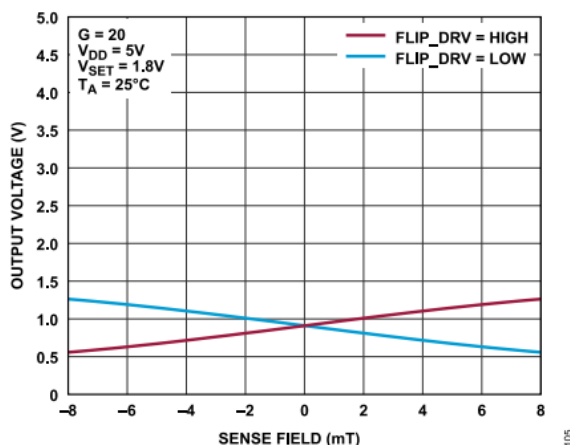
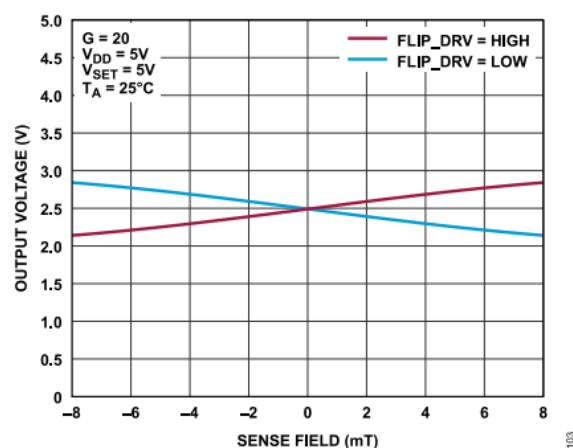
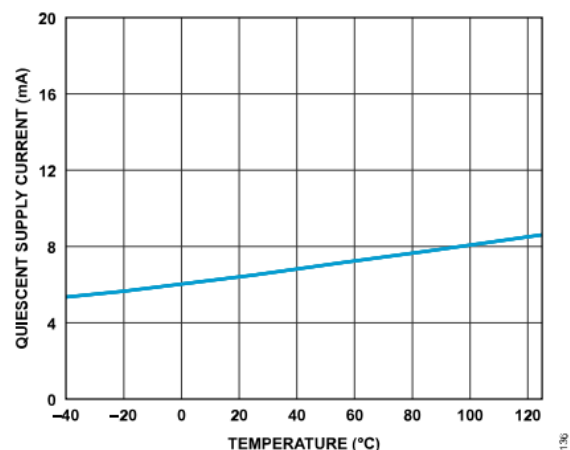
図 5. 出力電圧と検出磁界の関係、 $V_{SET} = V_{DD} = 5V$ 、 $G = 80$ 図 8. 出力電圧と検出磁界の関係、 $V_{SET} = 3.3V$ 、 $V_{DD} = 5V$ 、 $G = 40$ 図 6. 出力電圧と検出磁界の関係、 $V_{SET} = V_{DD} = 5V$ 、 $G = 40$ 図 9. 出力電圧と検出磁界の関係、 $V_{SET} = 1.8V$ 、 $V_{DD} = 5V$ 、 $G = 20$ 図 7. 出力電圧と検出磁界の関係、 $V_{DD} = V_{SET} = 5V$ 、 $G = 20$ 

図 10. 全てのゲイン値での静止電源電流と温度の関係

代表的な性能特性

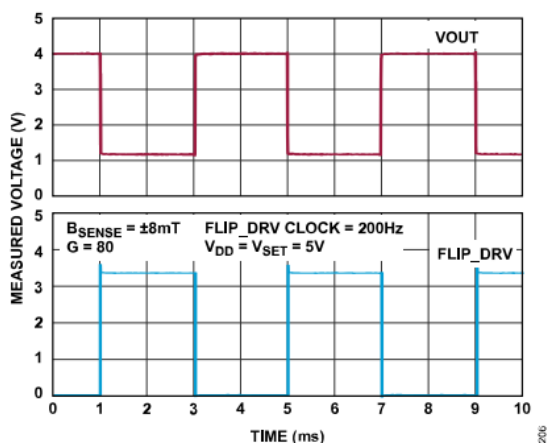


図 11. フリップ・コイル切替え時のVOUTおよびFLIP_DRV信号の測定電圧、 $G = 80$ 、 $B_{\text{SENSE}} = \pm 8\text{mT}$ 、FLIP_DRVクロック = 200Hz

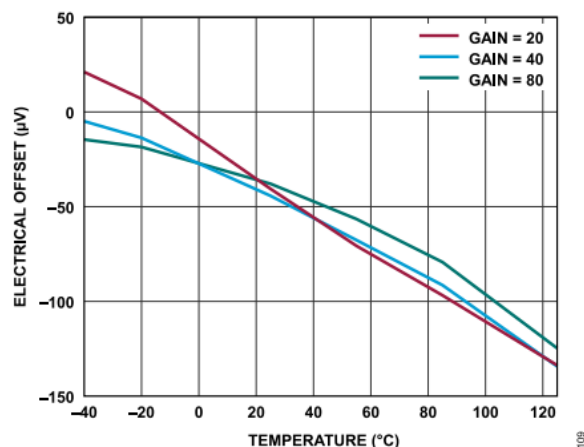


図 14. 電氣的オフセットと温度の関係（全ゲイン値についてオフセット補正なし、出力換算）

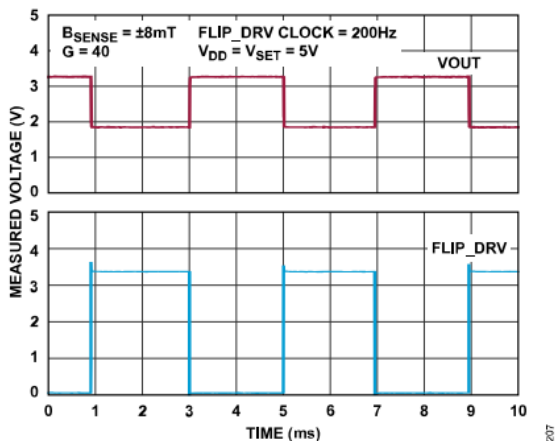


図 12. フリップ・コイル切替え時のVOUTおよびFLIP_DRV信号の測定電圧、 $G = 40$ 、 $B_{\text{SENSE}} = \pm 8\text{mT}$ 、FLIP_DRVクロック = 200Hz

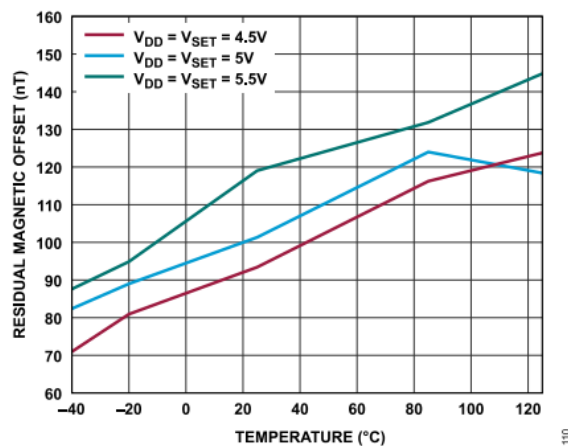


図 15. 残留磁界オフセットと温度の関係（オフセット補正あり）

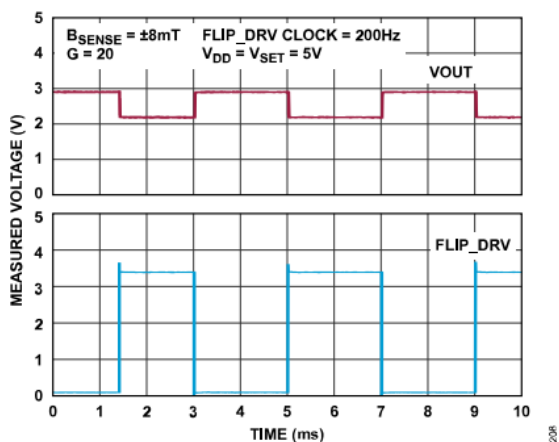


図 13. フリップ・コイル切替え時のVOUTおよびFLIP_DRV信号の測定電圧、 $G = 20$ 、 $B_{\text{SENSE}} = \pm 8\text{mT}$ 、FLIP_DRVクロック = 200Hz

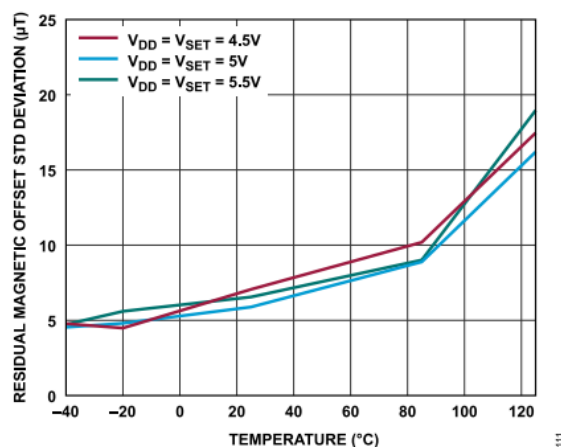


図 16. 残留磁界オフセットの標準偏差と温度の関係（オフセット補正あり）

代表的な性能特性

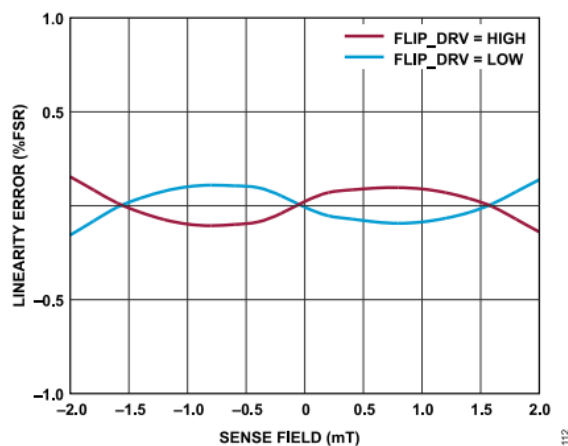


図 17. $\pm 2\text{mT}$ レンジでの直線性誤差と検出磁界の関係、 $V_{DD} = V_{SET} = 5\text{V}$ 、 $G = 80$

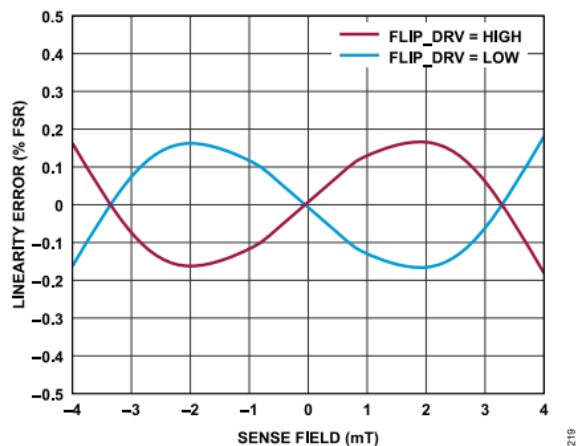


図 20. $\pm 4\text{mT}$ レンジでの直線性誤差と検出磁界の関係（補償あり）、 $V_{DD} = V_{SET} = 5\text{V}$ 、 $G = 80$

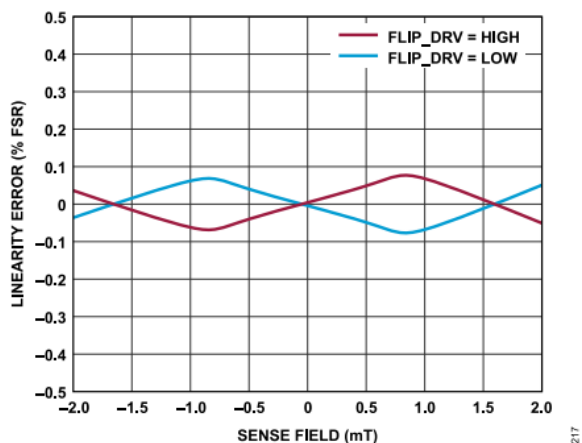


図 18. $\pm 2\text{mT}$ レンジでの直線性誤差と検出磁界の関係（補償あり）、 $V_{DD} = V_{SET} = 5\text{V}$ 、 $G = 80$

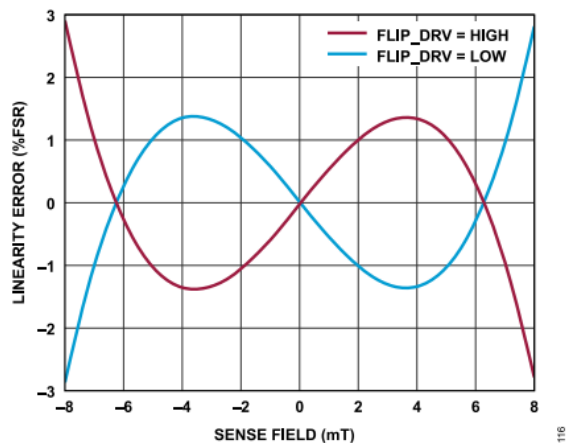


図 21. $\pm 8\text{mT}$ レンジでの直線性誤差と検出磁界の関係、 $V_{DD} = V_{SET} = 5\text{V}$ 、 $G = 80$

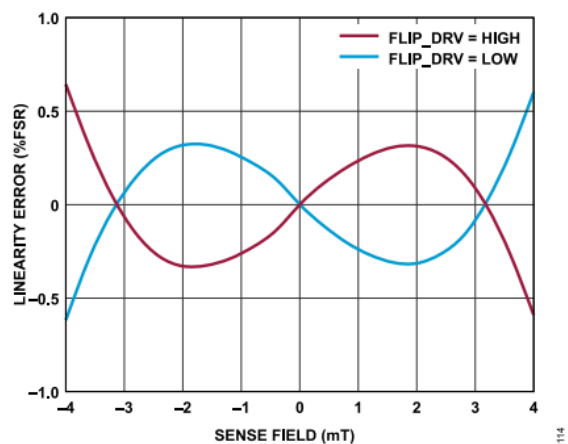


図 19. $\pm 4\text{mT}$ レンジでの直線性誤差と検出磁界の関係、 $V_{DD} = V_{SET} = 5\text{V}$ 、 $G = 80$

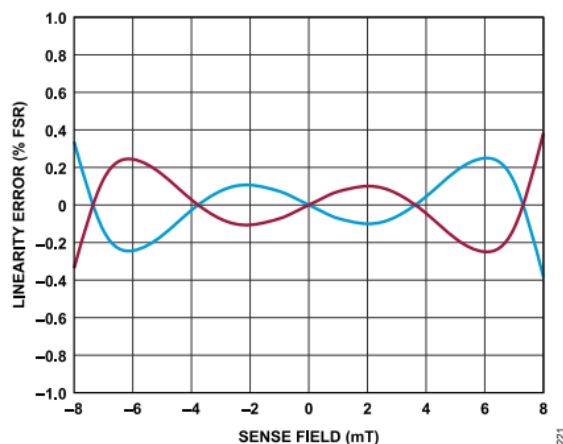
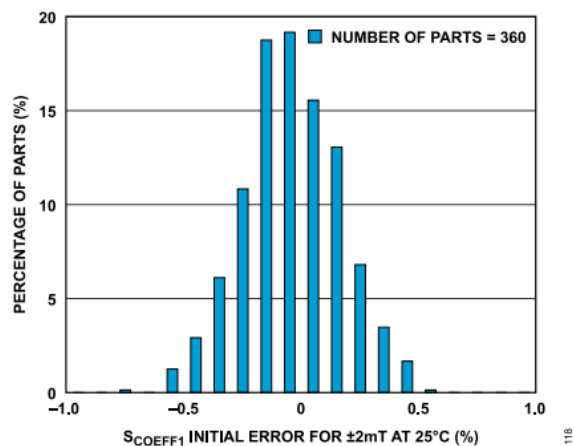
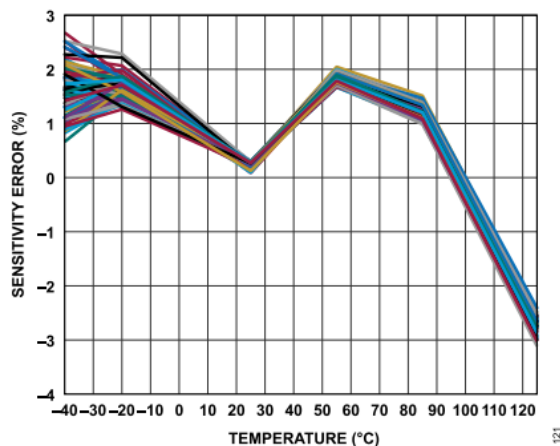
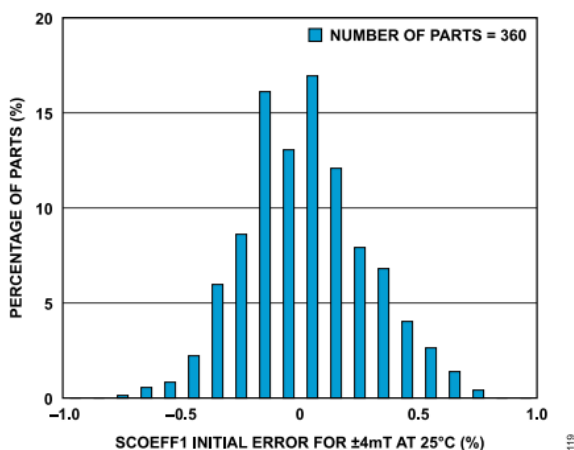
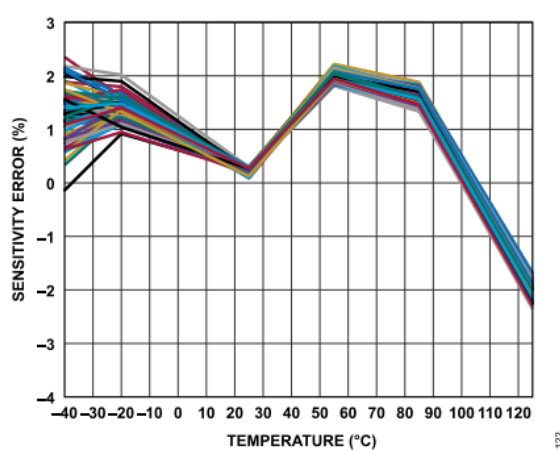
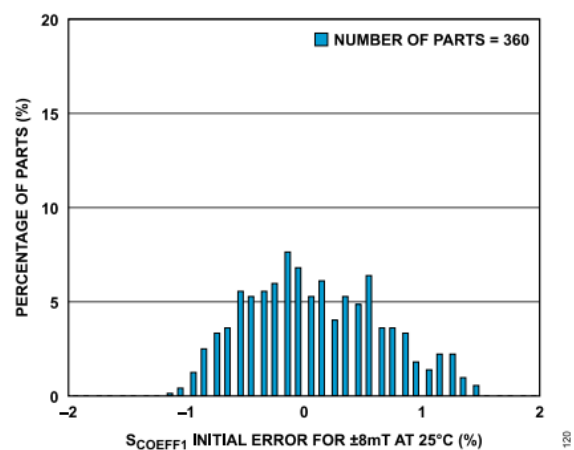
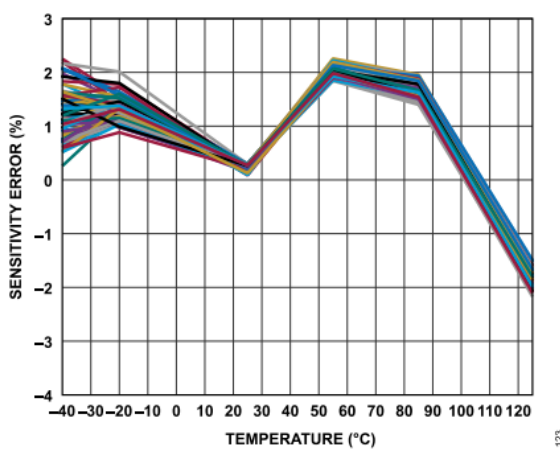


図 22. $\pm 8\text{mT}$ レンジでの直線性誤差と検出磁界の関係（補償あり）、 $V_{DD} = V_{SET} = 5\text{V}$ 、 $G = 80$

代表的な性能特性

図 23. S_{COEFF1} の初期誤差 ($\pm 2\text{mT}$ 、 25°C)図 26. 感度誤差と温度の関係、 $B_{SENSE} = 8\text{mT}$ 、 $G = 80$ 、 $V_{SET} = V_{DD} = 5\text{V}$ 図 24. S_{COEFF1} の初期誤差 ($\pm 4\text{mT}$ 、 25°C)図 27. 感度誤差と温度の関係、 $B_{SENSE} = 4\text{mT}$ 、 $G = 80$ 、 $V_{SET} = V_{DD} = 5\text{V}$ 図 25. S_{COEFF1} の初期誤差 ($\pm 8\text{mT}$ 、 25°C)図 28. 感度誤差と温度の関係、 $B_{SENSE} = 2\text{mT}$ 、 $G = 80$ 、 $V_{SET} = V_{DD} = 5\text{V}$

代表的な性能特性

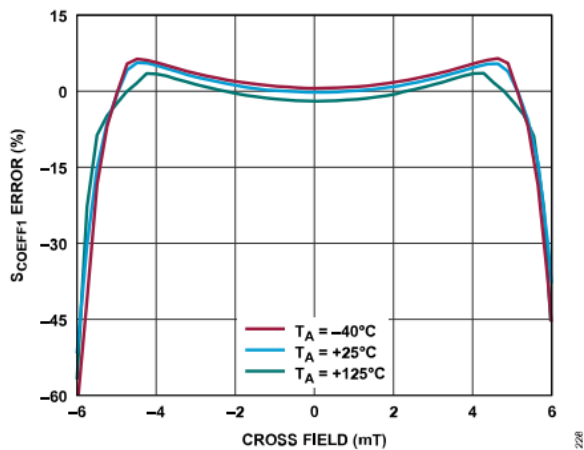


図 29. 異なる温度での S_{COEFF1} 誤差と交差磁界の関係、検出磁界掃引範囲が $\pm 8\text{mT}$ の場合の最大誤差

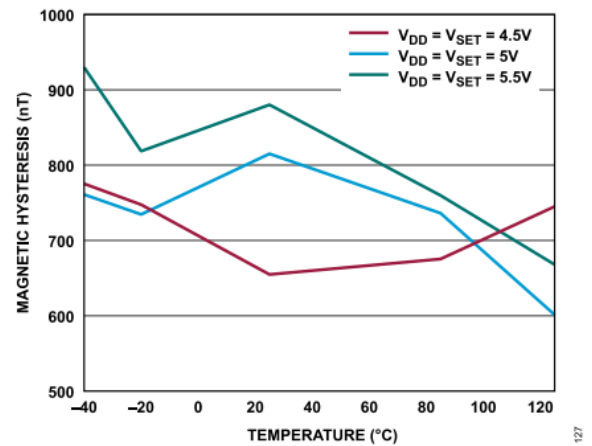


図 32. 磁界ヒステリシスと温度の関係、 $-8\text{mT} \sim +8\text{mT}$ のレンジ、フリッピングなし

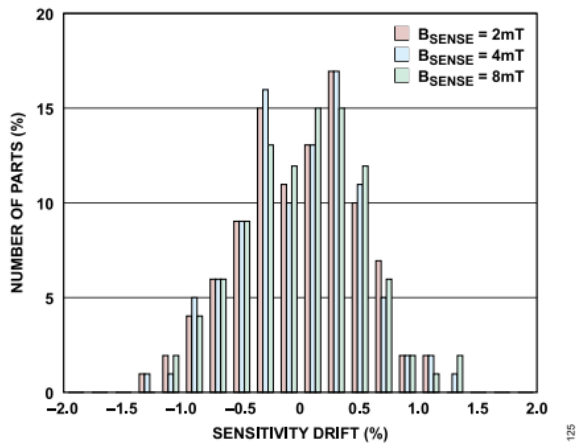


図 30. S_{COEFF1} の感度ドリフト、高温動作寿命試験 (HTOL)、デバイスは $125^\circ\text{C} < \text{ジャンクション温度} < 135^\circ\text{C}$ で1000時間以上試験

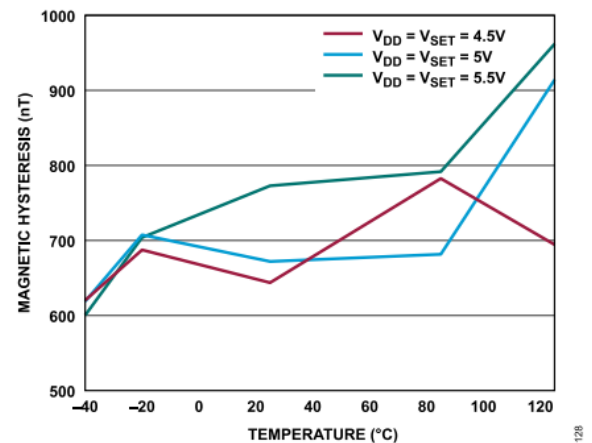


図 33. 磁界ヒステリシスと温度の関係、 $-8\text{mT} \sim +8\text{mT}$ のレンジ、フリッピングあり

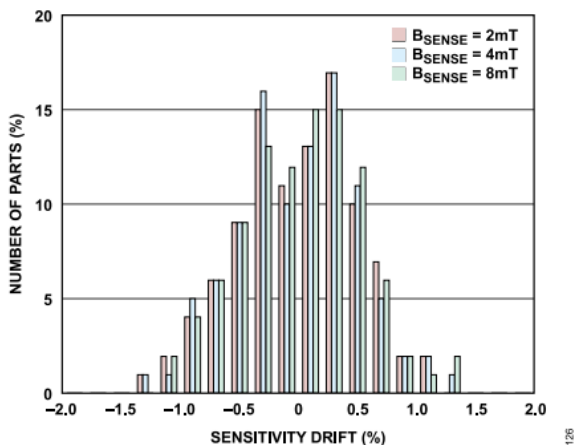


図 31. S_{COEFF1} の感度ドリフト、高加速ストレス試験 (HAST)、デバイスは 130°C 、相対湿度85%、33.3psiaで96時間以上試験

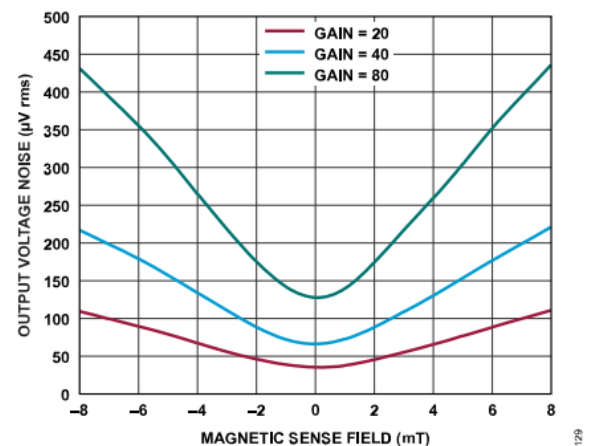


図 34. 出力電圧ノイズと検出磁界の関係、 $V_{SET} = V_{DD} = 5\text{V}$ 、 $T_A = 25^\circ\text{C}$

代表的な性能特性

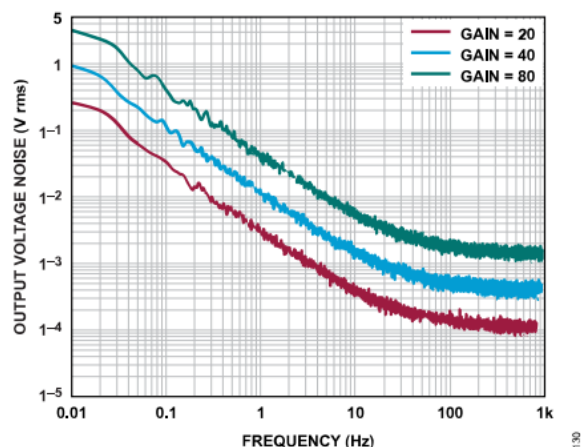


図 35. 出力電圧ノイズと周波数の関係、チョッピングが無効

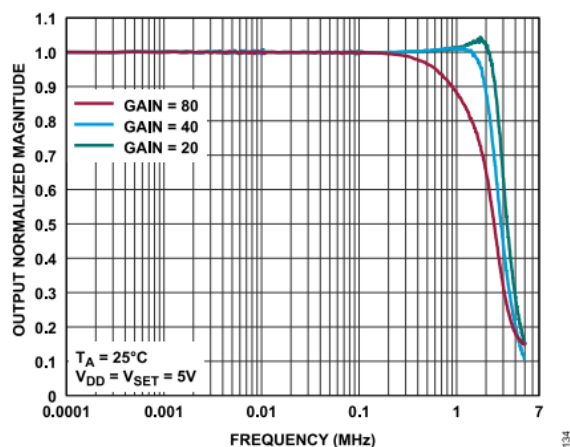
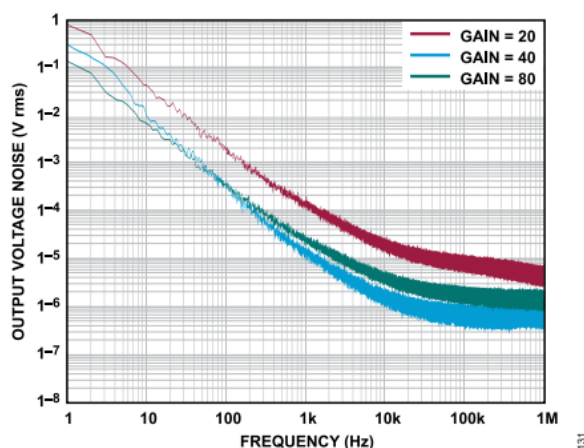
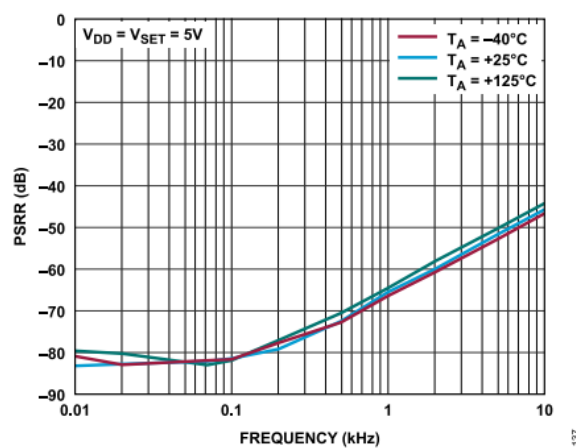
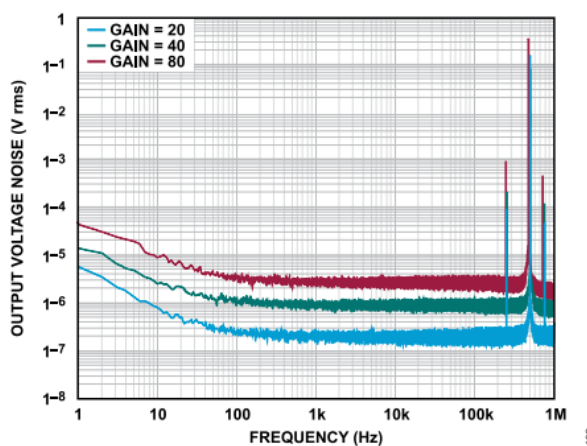
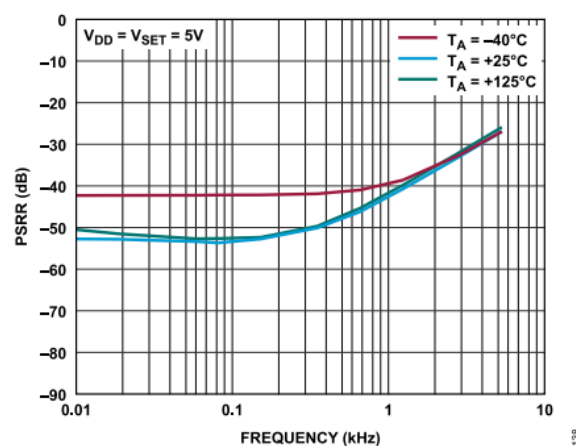
図 38. 正規化した出力の大きさと周波数の関係、 $V_{SET} = V_{DD} = 5V$ 、 $T_A = 25^\circ C$ 

図 36. 出力電圧ノイズと周波数の関係、チョッピングが有効、全ゲイン設定

図 39. PSRRと周波数の関係、 $B_{SENSE} = 0mT$ 図 37. 出力電圧ノイズと周波数の関係、外部チョッピング、 $f_{SYNC} = 1.6MHz$ 、全ゲイン設定図 40. PSRRと周波数の関係、 $B_{SENSE} = 8mT$

用語の定義

B_{SENSE}

B_{SENSE}は、センサーの検出磁界軸と平行でセンサーのパッケージと同一平面にある磁界ベクトルとして定義されます。図41に、ADAF1080のパッケージに関連する検出磁界軸を示します。

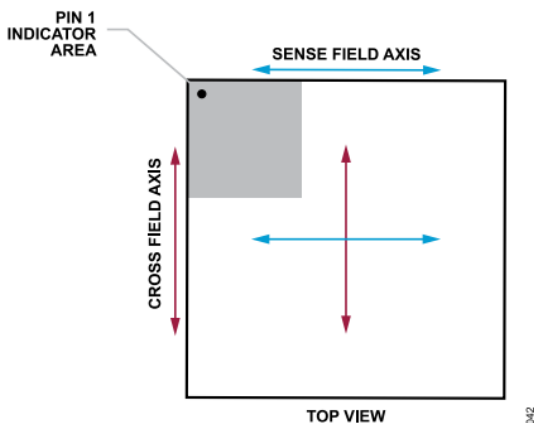


図 41. 検出磁界軸と交差磁界軸

S_{DEVICE}

S_{DEVICE}は、デバイスの磁界に対する感度で、T_A = 25°Cにおいて、検出磁界軸に沿って印加された磁界の変化に比例するセンサーの電圧出力の変化として定義されます（図41参照）。

S_{COEFF1}

S_{COEFF1}は、表2、表3、表4に示す3つのレンジのそれぞれに対する、検出磁界軸でのデバイスの磁界感度（S_{DEVICE}）の1次線形近似の最適近似係数です。

$S_{COEFF1} = \text{線形最適近似 (} B_{SENSE} \text{ と } V_{OUT} \text{ の関係)}$

S_{COEFF3}

S_{COEFF3}は、ADAF1080の出力の非直線性を補償するために用いられる3次の係数です。

S_{ERROR}

S_{ERROR}は、デバイスの測定感度（S_{DEVICE}）と理想感度（S_{COEFF1}）の間の差異として定義される感度誤差です。S_{ERROR}は、理想感度に対するパーセンテージで表され、数学的には次式で定義されます。

$$S_{ERROR} = \frac{(S_{DEVICE} - S_{COEFF1})}{S_{COEFF1}} \times 100$$

S_{DEVICE_T}

S_{DEVICE_T}は、動作温度において測定されるデバイスの感度です。

S_{ERROR_TC}

S_{ERROR_TC}は、温度範囲全域にわたる感度誤差で、動作温度でのデバイスの測定感度とT_A = 25°Cでの測定感度S_{DEVICE}との差で定義されます。S_{ERROR_TC}は、理想感度に対するパーセンテージで表され、数学的には次式で定義されます。

$$S_{ERROR_TC} = \frac{(S_{DEVICE_T} - S_{DEVICE})}{S_{COEFF1}} \times 100$$

フルスケール・レンジ（FSR）

バイポーラ測定でのFSRは、アプリケーションにおいて有効な最大の正磁界および負磁界が印加された場合の出力電圧の変化として定義されます。

±8mTの磁界レンジでのFSRは、16mTの範囲にわたる出力電圧の変化です。

ユニポーラ測定でのFSRは、0mTと磁界レンジの最大絶対値の間での出力電圧変化量に相当します。

0mT～8mTのレンジでのFSRは、8mTの範囲にわたる出力電圧の変化です。

L_{ERROR}

L_{ERROR}は、直線性誤差をパーセンテージで表したもので、動作磁界レンジ全体でのS_{COEFF1}に基づき予測されるV_{OUT}からの、V_{OUT}の最大偏差として定義されます。L_{ERROR}には、オフセット誤差、感度誤差、温度関連誤差、ノイズは含まれません。L_{ERROR}は、出力電圧のFSRに対するパーセンテージで表され、数学的には次式で定義されます。

$$L_{ERROR} = \frac{(S_{COEFF1} \times B_{SENSE} - S_{DEVICE} \times B_{SENSE})}{FSR} \times 100$$

交差磁界（B_{CROSS}）

B_{CROSS}は、センサーの検出磁界軸と垂直でこれと同一平面上にある磁界ベクトルとして定義されます。

パッケージと同一平面上にない磁界ベクトルの成分は交差磁界とは見なされません。センサーに影響することなく無視できるためです。図41に、ADAF1080パッケージに関連する交差磁界軸の概要を示します。

浮遊磁界

浮遊磁界は干渉信号となる磁界で、ADAF1080の検出磁界軸で測定可能ですが、測定対象の磁界ではありません。これらの干渉信号は、付近にある磁石、導体を流れる電流、付近にある強磁性材料の影響、地球の磁界などによって生成される可能性があります。ADAF1080は、浮遊磁界と測定対象磁界を区別できません。そのため、推奨PCBレイアウトのセクションで説明するように、PCBとシステム・ボードのレイアウトおよび部品配置は、浮遊磁界を最小限に抑え、最良の測定結果を得るために極めて重要です。

用語の定義

交差磁界による出力誤差

S_{ERROC_BC}は、交差磁界があることによって生じる誤差です。S_{ERROC_BC}は、交差磁界がない場合の出力電圧に対する、交差磁界がある場合の出力電圧変化のパーセンテージとして定義されます。

$$S_{ERROR_BC} = \frac{V_{OUT}(B_{CROSS}) - V_{OUT}(B_{CROSS} = 0)}{V_{OUT}(B_{CROSS} = 0)} \times 100$$

ここで、

V_{OUT}(B_{CROSS})は、交差磁界がある場合に測定されたデバイスの出力電圧、

V_{OUT}(B_{CROSS} = 0)は、交差磁界がない場合に測定されたデバイスの出力電圧です。

動作原理

ADAF1080は、広範囲、低ノイズ、低ヒステリシスの磁界測定に対し、パッケージ・サイズを縮小し消費電流を抑えた完全にコアレスのソリューションを提供します。従来のホール効果に基づく磁界センサーとは異なり、ADAF1080には磁気コアやフラックス・コンセントレータは不要です。

ADAF1080では、1つのパッケージに以下が内蔵されています。

- ▶ 内蔵のフリップ・コイルを通じて実現される電氣的オフセット補正機能を備えたAMRセンサー。
- ▶ シグナル・コンディショニング用に統合された高精度ゼロドリフト計装アンプおよびADCドライバ
- ▶ ゲイン制御、温度補償、電氣的オフセット補正、クロック同期などの追加機能のためのデジタル回路

AMR磁界センサー

内蔵のAMR磁界センサーは、ホイートストン・ブリッジ配置の4つのAMR素子で構成されています。ホイートストン・ブリッジの出力電圧は、図42に示すように、素子が検出磁界軸方向の磁界を検出した場合に変わります。センサーの交差磁界軸はAMR素子の長軸です。次いで、ブリッジの出力は内蔵のシグナル・コンディショニング回路により増幅されます（内蔵シグナル・チェーン・コンディショニングのセクションを参照）。ブリッジの電源は、これをVDDに比例するようにする内蔵ブリッジ・ドライバ回路によって駆動されます。

ADAF1080の伝達関数は、次式で表されます。

$$V_{OUT} = B_{SENSE} \times S_{DEVICE} \times \frac{V_{DD}}{5} + \frac{V_{SET}}{2} \quad (1)$$

ここで、

V_{OUT} は、VOUTピンに出力されるADAF1080の測定結果、

B_{SENSE} は、検出磁界軸方向の磁界、

S_{DEVICE} は、検出磁界軸での磁界によるデバイスの感度、

V_{DD} は、VDDピンの電圧、

V_{SET} は、VSETピンの電圧です。

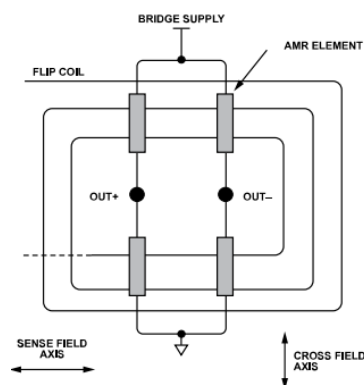


図 42. AMRセンサーのブリッジおよびフリップ・コイル

フリップ・コイル・ドライバ回路によって短い大電流パルスがフリップ・コイルに印加されることで、AMRセンサー素子に局所的な強い磁界が生成され、これによってセンサーの内部磁区が揃い感度極性が設定されます。この電流パルスの極性を変えると、図43に示すように、磁化容易軸方向のセンサーの磁区が反転します。これは電氣的オフセットの測定および補正に使用できます（フリップ・コイルおよびフリップ・コイル・ドライバのセクションを参照）。フリップ・コイルは、飽和イベントが発生した場合に使用して、磁化容易軸方向の磁区を整理し直し、感度極性をリセットすることもできます。

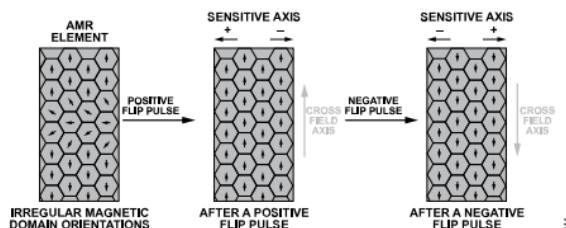


図 43. フリップ・コイルの影響によるセンサーの磁区の整理

検出磁界軸

ADAF1080の内蔵AMRセンサーは、パッケージと同一平面上の1つの軸方向の磁界強度に比例するアナログ出力を生成します。このAMRセンサーは、最大で±8mTの広い磁界を検出できます。

ADAF1080の検出磁界軸を図44に示します。この軸は、リード・フレーム・チップスケール・パッケージのピン1を基準にします。

動作原理

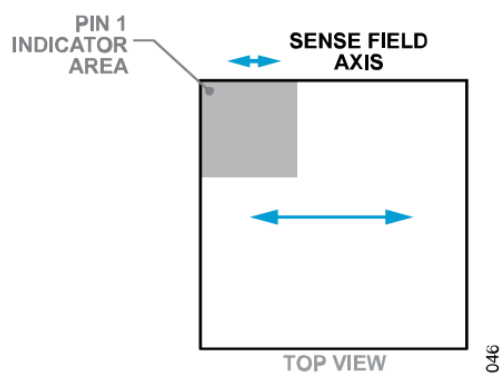


図 44. ADAF1080の検出磁界軸

コアレス設計であることから、ADAF1080は、nTレンジの小さな磁界を測定することもできます。

動作原理

動作磁界レンジ

ADAF1080のAMR磁界センサーは、検出磁界軸方向の磁界を $\pm 8\text{mT}$ の範囲で正確に測定できます。

ADAF1080では動作ウィンドウが定義されており、これは検出磁界とセンサーが検出する交差磁界の組み合わせで決まります。温度範囲全域についてADAF1080の有効な動作領域を図45に示します。図45に示したグラフは、センサーが仕様のセクションの感度係数を維持しながら適用できる、検出磁界と交差磁界の組み合わせの最も厳しい場合の限界値を定めています。

この動作領域外では、センサーの感度は仕様値を下回ります。検出磁界と交差磁界の組み合わせが図45に定義された動作領域から大きく外れる場合は、センサーの感度係数が大幅に変化したり、極端な場合はゼロになったりすることがあります。感度がゼロになった場合、磁界が変化してもADAF1080の出力電圧は変化しません。診断用コイルを使用すると、診断用コイルのセクションで説明するように、そのような事態が発生したかどうかを判定できます。

そのような事態が発生した場合、センサーの機能は、立上がりまたは立下がりエッジでFLIP_DRVピンを駆動してセンサーをフリップングすることで復元できます。ただし、検出磁界と交差磁界の組み合わせが動作領域内に入った場合に限りです。フリップング機能の詳細については、フリップ・コイルおよびフリップ・コイル・ドライバのセクションを参照してください。

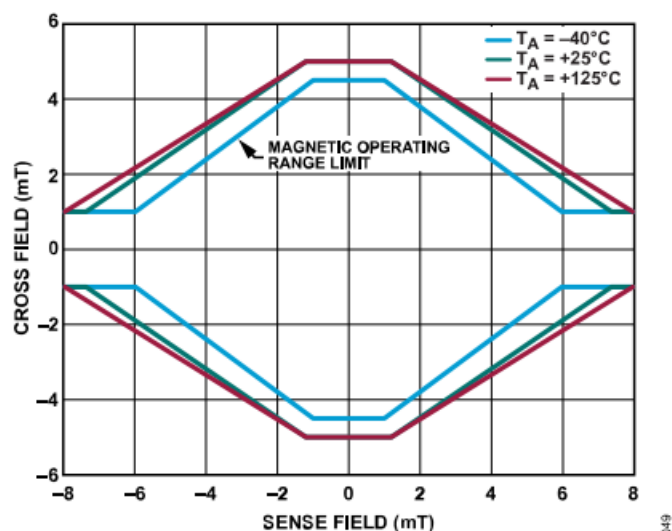


図 45. ADAF1080の動作磁界領域

内蔵シグナル・チェーン・コンディショニング

図46に、AMRブリッジ、フリップ・コイル、および信号の増幅、制御、フィルタリング、バッファリングのためのサポート機能が構成される、内蔵の検出シグナル・チェーンを示します。

AMR磁界センサーのセンサー感度は、温度に反比例します。温度に対する出力感度の安定性を向上させるために、ブリッジ・ドライバ回路を用いて、温度に比例するブリッジ電源電圧を生成します。ブリッジ・ドライバ回路は工場出荷時に完全にキャリブレーションされているため、温度範囲全域で安定した高精度な磁界測定が可能です。

高精度計装アンプには、A0ピンとA1ピンを用いて設定できるプログラマブル・ゲイン ($G = 20, 40, 80$) 機能があります。増幅された出力は、 $V_{SET}/2$ のコモンモード電圧を中心にバイアスされ、PSRR向上のために電源電圧を基準とすることができる外部ADCの入力を駆動するようバッファされます。設定可能なコモンモード電圧を中心に出力をバイアスすることで、ADCの入力電圧がADCのリファレンス電圧をレシオメトリックに追跡できるようになるので、ADCの最適な入力範囲を使用することができます。

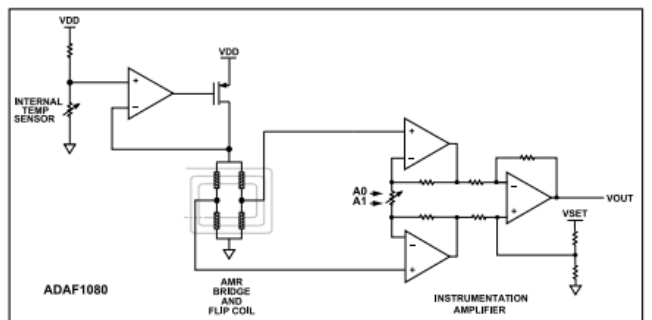


図 46. ADAF1080の詳細な内部ブロック図

高精度計装アンプ

内蔵計装アンプのアーキテクチャは、独自のチョッピング手法を備えた、高精度、低ノイズのゼロドリフト・アンプで構成されています。このチョッピング手法は、低い入力オフセット電圧 (V_{OFFSET}) と低い入力オフセット電圧ドリフト (V_{OFFSET_LT} および TC_{OFFSET}) を実現します。ゼロドリフト設計には、チョッピングに起因するグリッチやその他の悪影響を除去するリップル抑制回路も備わっています。

コモンモード電圧の振幅によるオフセット電圧誤差はチョッピング手法で補正されるため、静的磁界のCMRRを向上できます。アンプは、チョッピングの使用によりフリッカ・ノイズ成分の少ない $15\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ という低入力広帯域ノイズを特長とします。こうした特長は、高精度のセンシング・アプリケーション向けに微小AMRブリッジ信号を増幅する場合に最適です。

プログラマブル・ゲイン計装アンプ (PGIA) のゲインは、デジタル・ピン (A1およびA0) を通じて設定します。アプリケーションで使用する磁界レンジに応じて、使用できるゲイン設定には3通りあります。例えば、アプリケーションで $\pm 2\text{mT}$ の磁界レンジのみが必要な場合は、PGIAゲインを80に設定すると最大の出力信号が得られます。しかし、磁界レンジが $\pm 8\text{mT}$ の場合は、PGIAゲインを20に設定すれば、ADCがオーバーレンジになる懸念なく磁界レンジ全体を測定できます。ゲインは、プルアップおよびプルダウン抵抗を使用して固定できます。あるいは、マイクロコントローラGPIOを使ってアプリケーション中に動的に制御することができます。デジタル入力 (A0とA1) は、 $300\text{k}\Omega$ のプルアップ抵抗を介して内部でVDDにプルアップされます。そのため、外部電圧が印加されずA0ピンとA1ピンが未接続のままの場合、デフォルトのゲインは80です。表14に、ADAF1080の3通りのゲイン設定について真理値表のロジックをまとめます。

動作原理

表 14. PGIAの真理値表ロジック・レベル

A1	A0	Gain
GND	V _{DD}	20
GND	GND	Do not use
V _{DD}	GND	40
V _{DD}	V _{DD}	8

フリップ・コイルおよびフリップ・コイル・ドライバ

AMR磁界センサーのセクションで説明したように、AMRセンサー部に内蔵されているフリップ・コイルにより、AMR磁界センサーの磁区をセット/リセットし、検出磁界軸を正極性または負極性に揃えることができます。

フリップ・コイルは次の目的で使用できます。

- ▶ AMRセンサーの極性を変更し、温度係数および寿命ドリフトを含む電氣的オフセットの補正を可能にする。
- ▶ 起動時にセンサーを既知の状態に設定する
- ▶ 磁気飽和の発生に伴ってセンサーをリセットする

使いやすくなるように、ADAF1080にはフリップ・コイル・ドライバが内蔵されています。FLIP_DRVピンの立上がりエッジで、フリップ・コイルに正の電流パルスが流れ、検出磁界軸に正の感度極性が設定されます。また、立下がりエッジで、フリップ・コイルに負の電流パルスが流れ、検出磁界軸に負の感度極性が設定されます。図47に、検出磁界軸の方向を矢印で示します。

FLIP_DRVがフローティング状態またはV_{DD}に接続されている場合、FLIP_DRVピンは起動時に自動的に正の電流パルスを発生させ、正の感度極性でセンサーの初期化を行います。

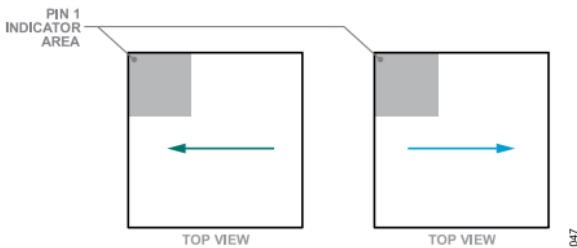


図 47. AMRセンサーの感度の極性（FLIP_DRVがハイに設定された場合は正の感度極性（左図）、FLIP_DRVがローに設定された場合は負の感度極性（右図））

負のフリップ・エッジ後のセンサーの出力は次式で求められます。

$$V_{OUTFn} = -B_{SENSE} \times S_{DEVICE} + \frac{V_{SET}}{2} + V_{OFFSET} \quad (2)$$

ここで、

B_{SENSE}は、ADAF1080の検出磁界軸での磁界ベクトル、
S_{DEVICE}は、検出磁界軸の磁界によるADAF1080の感度、
V_{SET}は、VSETピンの電圧、
V_{OFFSET}は、B_{SENSE} = 0mTの場合の出力電圧です。

正のフリップ・エッジ後のセンサー出力は次式で求められます。

$$V_{OUTFp} = B_{SENSE} \times S_{DEVICE} + \frac{V_{SET}}{2} + V_{OFFSET} \quad (3)$$

式2は、フリップ・コイルに負の電流パルスが流れた後のセンサー応答を示し、式3は、フリップ・コイルに正の電流パルスが流れた後のセンサー応答を示します。V_{OFFSET}は、図48に示すように、印加磁界がゼロの場合にデバイスが発生する電氣的出力です。

式2および式3を使用すると、電氣的オフセットの補正のセクションで説明するように、測定値から電氣的オフセットを計算し除去できます。

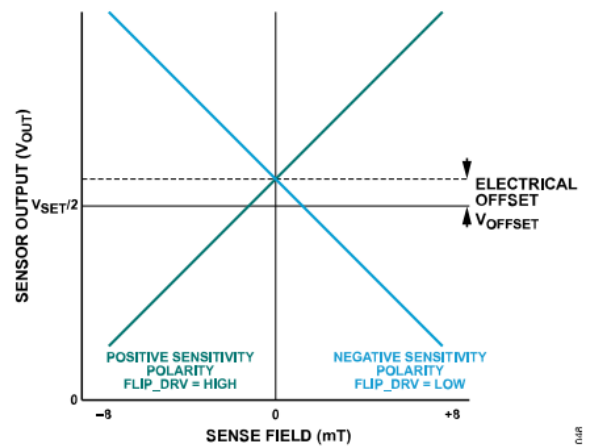


図 48. フリップ・コイルを流れる正および負の電流パルスに伴うセンサーの応答

診断用コイル

ADAF1080のリード・フレームを使用することで導電パスを形成でき、既知の電流をAMR磁界センサーに印加して既知の磁界を生成できます。ADAF1080パッケージの露出パッドは、ピン8およびピン18と連結されています。この導電パスは、診断用コイルと呼ばれます（図49参照）。診断用コイルにより、AMRセンサーの感度を検証できる既知の磁界を生成できます。電流（I_{DIAG}）が診断用コイルに流れると、次式に示す磁界（B_{DIAG}）がAMRセンサーで検出されます。診断用電流（I_{DIAG}）の最大値が100mAを超えることのないよう、また、診断用コイルの通電時間が熱に対する考慮事項による制限値を超えることのないようにしてください。AMRセンサーが検出する磁界（B_{DIAG}）を計算するには次式を用います。

$$B_{DIAG} = 22.8 \mu T / 100 \text{ mA} \times I_{DIAG} \quad (4)$$

動作原理

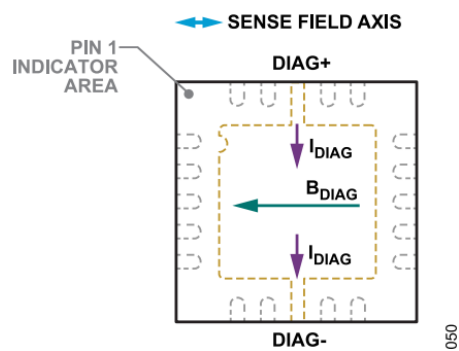


図 49. 検出磁界軸

アプリケーション情報

ADAF1080は、磁界センサーとシグナル・コンディショニングASICを集積化したデバイスで、ADCおよびマイクロコントローラ、デジタル・シグナル・プロセッサ（DSP）、フィールド・プログラマブル・ゲート・アレイ（FPGA）などと併用して、 $\pm 8\text{mT}$ のフル機能非接触磁界検出ソリューションや $\pm 500\text{A}$ を超える電流を測定可能な非接触電流検出ソリューションを構築できます。

代表的なアプリケーション図

図50に、3.3Vで動作するADCおよびマイクロコントローラに1つのADAF1080を接続した例を、必要な外付け部品と共に示します。

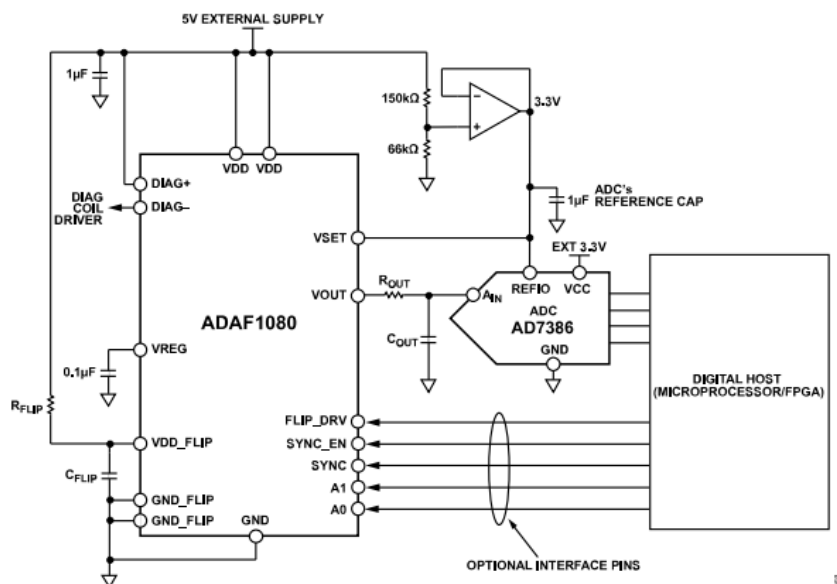


図 50. ADAF1080と3.3Vで動作するADCによる磁界検出の代表的なアプリケーション図

アプリケーション情報

レシオメトリックな出力構成

ADAF1080の代表的なアプリケーションは、電源の変動により磁界測定ができなくなることを防ぐため、電源電圧に対しレシオメトリックになるよう設計されています。AMR磁界センサーのセクションで概要を説明したように、ADAF1080の出力は、次の式で記述できます。

$$V_{OUT} = B_{SENSE} \times S_{DEVICE} \times \frac{V_{DD}}{5} + \frac{V_{SET}}{2} \quad (5)$$

nビットADCの代表的な伝達関数は、次式のように簡略化できます。

$$Digital\ Code = \left(\frac{V_{IN}}{REF_{ADC}} \times 2^n \right) \quad (6)$$

ここで、

V_{IN} は、ADCの入力ピンに印加される電圧、

REF_{ADC} は、ADCのリファレンス電圧、

nは、ADCのビット数です。

したがって、図51に示すように、 REF_{ADC} 、 V_{DD} 、 V_{SET} を互いに接続することで、変換結果のコードは次式のようになります。

$$\left(\frac{B_{SENSE} \times S_{DEVICE} \times \frac{V_{DD} + V_{DD}}{5}}{V_{DD}} \right) \times 2^n \quad (7)$$

$$= B_{SENSE} \times S_{DEVICE} \times \frac{2^n}{5} + 2^{n-1}$$

$$= B_{SENSE} \times S_{DEVICE} \times \frac{2^n}{5} + Midcode$$

変換結果は、電源電圧および電源電圧の変動には依存しません。レシオメトリック構成であるため、高精度の測定が可能です。

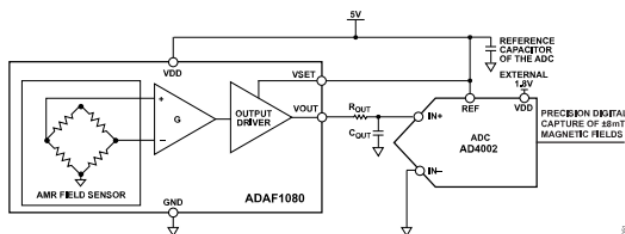


図 51. レシオメトリック構成の簡略化した回路図

アンプの同期

ADAF1080は、高精度のゼロドリフト計装アンプを内蔵しており、これによりオフセットと低周波数時の内部回路の1/fノイズである低周波数ノイズを除去しますが、チョッピング周波数での出力リップルが付加されます。この出力リップルは、チョッピング周波数で20dBの減衰を実現するよう設計された出力フィルタを使って除去できます。

広帯域幅を必要とするアプリケーション、あるいは高速応答および低位相遅延を必要とするアプリケーションでは、ADCのサンプリングをADAF1080のチョッピング周波数に同期させ、出力リップルがセトリグした後の出力をサンプリングします。

ADCのサンプリングをチョッピング周波数に同期させることで、より広い帯域幅の出力フィルタを使用しながらもゼロドリフト計装アンプの利点を維持できます。

この同期機能は、SYNC_ENピンをVDDに駆動し、ADAF1080のSYNCピンをADCの変換入力（CNV信号）で駆動することで可能になります。ADAF1080は、チョッピング・クロック周波数 $f_{CHOP} = f_{SYNC}/4$ を内部生成します。SYNCクロックに同期したADCのサンプリング動作の後にアンプのチョッピング動作が行われるように、このチョッピング・クロックは内部で50nsだけ遅延されます。そのため、出力セトリグ・イベントをトリガする次のチョッピング動作の前に、ADCが完全にセトリグしたADAF1080出力をサンプリングします。システム・レベルのタイミング図については図54を参照してください。

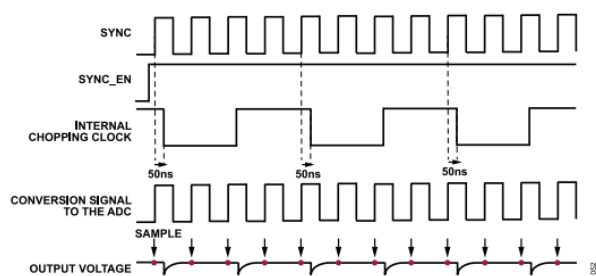


図 52. ADCのサンプリングとアンプのチョッピングの同期

より低速のADCサンプリング・クロックを用いるアプリケーションでは、図53に示すように、SYNCクロックから2次的なクロックを生成できます。

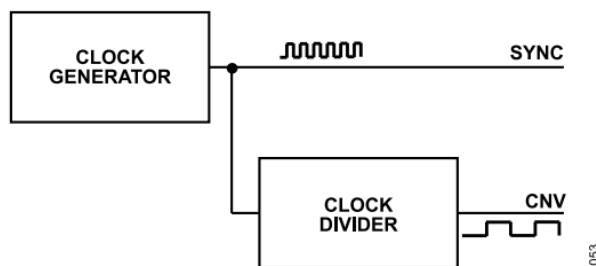


図 53. SYNCクロックからADCのCNV信号を生成

この場合、SYNC_ENのローからハイへの遷移を利用して、サンプリング前のADCのセトリグ時間を最長にするには、PGIA用の内部チョッピング信号用にSYNC信号のどの立上がりエッジを用いれば良いかを示すことができます。

図54に示すように、SYNC_ENがハイに遷移すると、SYNCクロックの次の立上がりエッジによって、50nsの内部遅延の後に内部チョッピング・クロックの立下がりエッジがトリガされます。

アプリケーション情報

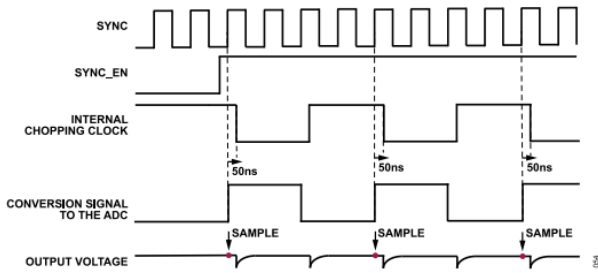


図 54. ADAF1080と低サンプリング・レートADCサンプリングとの同期

低周波数時の高精度性能が不要なアプリケーションでは、SYNCピンをV_{DD}に接続して内蔵PGIAのチョッピング機能を無効化できます。PGIAのチョッピング機能を無効化した場合、PGIAの全帯域幅でセトリングが可能です。低周波数時にフリッカ・ノイズが高くなります。チョッピングがある場合とない場合のPGIAのノイズ性能については、図37と図36を参照してください。

表15に、内蔵アンプで使用できる各種モードの概要を示します。

表 15. SYNCピンの機能

SYNC Pin State	SYNC_EN Pin	Instrumentation Amplifier Chopping Functionality
VDD	Don't care	Chopping disabled
GND	Don't care	Internal 200 kHz chopping
400 kHz < f _{SYNC} < 1.6 MHz	Low	Internal 200 kHz chopping
400 kHz < f _{SYNC} < 1.6 MHz	High	f _{SYNC} /4 chopping

SYNCピンおよびSYNC_ENピンがフローティング状態のままである場合、300kΩの2個の内蔵プルダウン抵抗により、アンプはデフォルト状態として200kHzでチョッピングを行います。

電氣的オフセットの補正

内蔵フリップ・コイル・ドライバを使用すると感度極性を反転できるため、AMRセンサーおよびシグナル・コンディショニング回路の電氣的オフセットおよびオフセット・ドリフトに関連した全ての誤差源は、キャリブレーションによって検出磁界測定から除去できます。

一回のオフセット補正では、一定あるいは低周波数の磁界が存在する場合、フリップ・コイルの状態を反転させた2回の測定を行うことができます。この場合、オフセットは次式より直接計算できます。

$$V_{\text{OFFSET}} = \frac{V_{\text{OUTFn}} + V_{\text{OUTFp}}}{2} - \frac{V_{\text{SET}}}{2} \quad (8)$$

ここで、

V_{OUTFn}は、FLIP_DRVがGNDの場合のADAF1080の出力、
V_{OUTFp}は、FLIP_DRVがV_{DD}の場合のADAF1080の出力、
V_{SET}は、VSETピンの電圧です。

電氣的オフセットを計算した後は、このオフセットは、次の式で示すように、その後の測定で補正できます。

$$V_{\text{OUT_OC}} = V_{\text{OUT}} - \frac{V_{\text{SET}}}{2} - V_{\text{OFFSET}} \quad (9)$$

ここで、V_{OUT_OC}は、ADAF1080のオフセット補正済み出力電圧です。

オフセット補正を定期的に行うために、フリップ・コイルを一定の周波数で反転させることができます。また、オフセットおよびオフセット・ドリフトは、次の式で除去できます。

$$V_{\text{OUT_OC}} = \frac{V_{\text{OUTFn}} - V_{\text{OUTFp}}}{2} \quad (10)$$

フリップ・コイル・ドライバを使用する場合、フリップ・コイルと測定タイミングのセクションに示すように、出力のサンプリングは、センサーのセトリング時間（t_{SETTLING}）が経過してから行う必要があります。

オフセットの計算例

ここに示すオフセットの計算は、図47に示すように、ADAF1080の検出磁界軸方向に1mTの外部磁界（B_{EXT}）を加えた場合の例です。

この例では、以下を仮定しています。

- ▶ A0およびA1 = VDD、G = 80
- ▶ VDD = VSET = 5VおよびS_{COEFF1} = 199.25mV/mT（±2mTの磁界レンジでの代表値に基づく）
- ▶ ADAF1080およびそのシグナル・チェーンの電氣的オフセットは2mV

このセットアップでFLIP_DRV = GNDの場合に予想されるADAF1080の出力は、次のとおりです。

$$V_{\text{OUTFn}} = -199.25 \frac{\text{mV}}{\text{mT}} \times 1\text{mT} + \frac{5\text{V}}{2} + 2\text{mV} = 2.303\text{V} \quad (11)$$

このセットアップでFLIP_DRV = V_{DD}の場合に予想されるADAF1080の出力は、次のとおりです。

$$V_{\text{OUTFp}} = 199.25 \frac{\text{mV}}{\text{mT}} \times 1\text{mT} + \frac{5\text{V}}{2} + 2\text{mV} = 2.701\text{V} \quad (12)$$

これら2つの測定を組み合わせると、電氣的オフセットは次式で計算できます。

$$V_{\text{OFFSET}} = \frac{V_{\text{OUTFn}} + V_{\text{OUTFp}}}{2} - \frac{V_{\text{SET}}}{2} = 2.502\text{V} - \frac{5\text{V}}{2} = 2\text{mV} \quad (13)$$

電氣的オフセットを計算した後は、その結果を以下のとおりその後の全測定で使用し、出力された検出磁界測定値から電氣的オフセット誤差を除去できます。

$$V_{\text{OUT_OC}} = V_{\text{OUT}} - \frac{V_{\text{SET}}}{2} - V_{\text{OFFSET}} \quad (14)$$

アプリケーション情報

非直線性補償

ADAF1080の出力は、検出磁界に対し予測可能で反復性のある3次依存性を持っています。

この3次依存性により誤差が生じますが、これは、次の計算を実行することで、デジタル領域で補正可能です。

$$B_{CALC} = \frac{(V_{OUT} - V_{OFFSET}) + (S_{COEFF3} \times (V_{OUT}^3 - V_{OFFSET}^3))}{S_{CALC1}} \quad (15)$$

ここで、
 B_{CALC} は、ADAF1080の測定結果から計算した磁界、
 V_{OUT} は、ADAF1080で測定した出力、
 V_{OFFSET} は、 $B_{SENSE} = 0mT$ の場合の出力電圧、
 S_{CALC1} は、次式で計算した、補償出力電圧に対する線形最適近似係数です。

$$V_{CALC} = (V_{OUT} - V_{OFFSET}) + (S_{COEFF3} \times (V_{OUT}^3 - V_{OFFSET}^3)) \quad (16)$$

フリップ・コイルと測定タイミング

検出磁界軸の極性のフリッピングは、FLIP_DRVピンの立上がりエッジまたは立下がりエッジで行うことができます。ADAF1080がエッジを認識しても、図2に示すように、センサーは直ちにはフリップせず、内部遅延 (t_{DELAY}) を発生させて、電流パルスの前に磁界測定を行えるようにします。この遅延は、フリップ・パルスが印加されている間にセンサーの出力が無効となっている時間を最小限に抑えます。 t_{DELAY} に続きセンサーの極性がフリップされ、センサーがフリップされている間、出力は $t_{INVALID}$ の時間だけ無効になります。 $t_{INVALID}$ の後、更なるセトリング時間 $t_{SETTLING}$ が出力のセトリングに必要です。

$t_{SETTLING}$ は、アンプの帯域幅と出力のアンチエイリアス・フィルタの帯域幅によって決まります。大きな出力信号の場合、フリッピング動作は、リップルの抑制、つまり時定数が約 $10\mu s$ のループ・セトリング動作もトリガします。

フリッピング周波数

センサーとそのシグナル・チェーンの電氣的オフセット温度係数と寿命全体での電氣的オフセット・ドリフトを補正するには、FLIP_DRVピンをフリッピング・クロック信号で駆動することを推奨します。電氣的オフセットを正確に取得して定期的にオフセット補正を行うには、フリッピング周波数が、検出磁界の変化よりも大幅に高速であることが必要です。そのため、ADAF1080のフリッピング機能を用いることで、アプリケーションで使用するシグナル・チェーンに関わらず、電氣的オフセットのない測定が可能となります。

フリッピングとオフセットの計算はいつでも行うことができるため、クラス最高レベルのオフセットを実現できます。また、この計算は電氣的オフセットが変動した場合に実行する必要があります。

フリップ・コイル・フィルタ構成

AMRセンサーでは、感度極性をフリップするために、短いながら大電流のパルス ($T_A = 25^\circ C$ で $I_{FLIP_ON} = 2.4A$ 、 $1.25\mu s$) が必要です。 $10\mu F$ のコンデンサ (C_{FLIP}) をVDD_FLIPピンの近くに配置して電荷を貯蔵し、フリップ・パルスを供給します。フリップ機能に必要な平均電流は次のとおりです。

$$I_{FLIP_AVG} = \frac{1.25\mu s \times 2 \times I_{FLIP_ON}}{t_{CLK_FLIP_DRV}} \quad (17)$$

ここで、
 I_{FLIP_ON} は、センサーをフリップするのに必要なピーク電流、
 $t_{CLK_FLIP_DRV}$ は、図2に示すように、FLIP_DRVピンに印加されたクロックです。

電源からの突入電流を制限するには、VDDピンとVDD_FLIPピンの間に直列抵抗 (R_{FLIP}) を配置します。 C_{FLIP} と R_{FLIP} の推奨値は、電源への影響を抑えながら最大のフリップ周波数を処理できるよう設計されています。表16に、様々なフリッピング周波数に対し推奨される R_{FLIP} および C_{FLIP} を示します。

表 16. 様々なFLIP_DRV周波数に対して推奨される R_{FLIP} および C_{FLIP} の値

FLIP_DRV Frequency with 50% Duty Cycle	R_{FLIP} (Ω)	C_{FLIP} (μF)	Average Current I_{FLIP_AVG} With $T_A = 25^\circ C$
Up to 10 Hz	250	10	Up to 60 μA
Up to 100 Hz	50	10	Up to 600 μA
Up to 1000 Hz	10	10	Up to 6 mA

C_{FLIP} は、容量が $10\mu F$ となるよう慎重に選択する必要があります。温度範囲全域での電圧定格と動作は、フリップ・コイルに必要なフリップ電流を供給できるだけの十分な容量がコンデンサにあるようにするための、重要なパラメータです。

V_{SET}電圧

ADCとインターフェースしている場合、 V_{SET} 電圧を使って、出力コモンモード電圧をVSETピンに印加される電圧の半分に設定できます。ADCの使用可能入力範囲を最大限にするには、VSETピンをADCの出力電圧範囲に設定します。

レシオメトリック測定を行うには、 V_{SET} 電圧とADCのリファレンス電圧を電源電圧 V_{DD} に比例させるか、あるいはこれと等しくします。

図50に示す代表的なアプリケーション図および図58に示す設計例は、それぞれ3.3Vおよび5VのADCと組み合わせたレシオメトリック測定の構成を示します。

アプリケーション情報

出力アンチエイリアス・フィルタ

ADAF1080は、ADC入力を直接駆動する出力ドライバを内蔵しており、能動部品を追加する必要がありません。

ADCが高周波ノイズや干渉信号によるエイリアスの影響を受けることのないよう、受動アンチエイリアス・ローパス・フィルタ（ROUTおよびCOUT）を用いることを推奨します。出力抵抗（ROUT）と出力コンデンサ（COUT）の値は、図50および表17に示すように、アプリケーションの帯域幅とノイズ条件に応じて選択します。これらの値を決定する際にはADCの条件を考慮してください。

広帯域幅アプリケーションでは、アンプの同期のセクションで説明したように、表15に従って設定したSYNCピンを用いて、ADCのサンプリング・イベントをADAF1080のチョッピング機能と同期させて相互変調歪みを防止できます。

表17に、様々な帯域幅条件に対する代表的なROUTとCOUTの値の詳細を示します。

表 17. VOUTピンの様々なフィルタ帯域幅に対し推奨するROUTとCOUTの値、および推奨するアンプのモード

3 dB Bandwidth	ROUT	COUT	Recommended Chopping Mode
1 kHz	16 kΩ	10 nF	SYNC_EN = VDD and SYNC = GND or fSYNC
10 kHz	1.6 kΩ	10 nF	SYNC_EN = VDD and SYNC = or fSYNC
20 kHz	820 Ω	10 nF	SYNC_EN = VDD and SYNC = or fSYNC
25 kHz	620 Ω	10 nF	Chopping disabled: SYNC_EN = GND and SYNC = VDD External sync: SYNC_EN = VDD and SYNC = fSYNC
100 kHz	200 Ω	8.2 nF	Chopping disabled: SYNC_EN = GND and SYNC = VDD External sync: SYNC_EN = VDD and SYNC = fSYNC
200 kHz	200 Ω	3.9 nF	Chopping disabled: SYNC_EN = GND and SYNC = VDD External sync: SYNC_EN = VDD and SYNC = fSYNC
1 MHz	200 Ω	750 pF	Chopping disabled: SYNC_EN = GND and SYNC = VDD External sync: SYNC_EN = VDD, SYNC = fSYNC
2 MHz	200 Ω	330 pF	Chopping disabled: SYNC_EN = GND and SYNC = VDD External sync: SYNC_EN = VDD and SYNC = fSYNC

アプリケーション情報

診断用コイル・ドライバ

診断用コイルを使用してDIAG+ピンとDIAG-ピンの間に既知のリファレンス電流を流し、リファレンス電流のある場合とない場合の出力を測定することで、ADAF1080の感度を検証できます。図55に、 V_{DIAG} のリファレンス電圧および R_{DIAG} のリファレンス抵抗を用いてリファレンス電流を発生させる、代表的なディスクリート回路を示します。

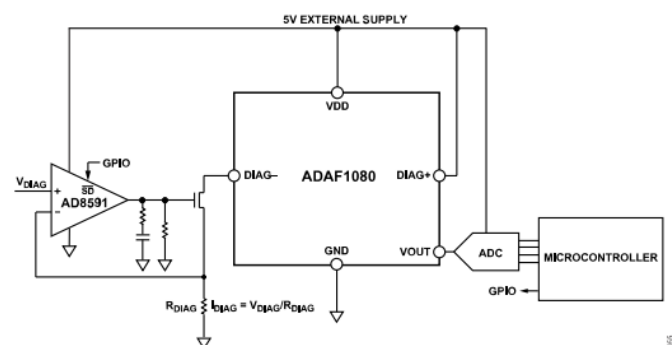


図 55. 診断用コイル・ドライバの例

複数のADAF1080センサーを使用する場合、センサーのDIAG+ピンとDIAG-ピンをデジチェーン形式で接続して、1つの診断用コイル・ドライバ回路で全ての診断用コイルを直列に駆動できます。

図56に、複数のADAF1080デバイスをデジチェーン接続し、共通の診断用コイル・ドライバを用いる場合の例を示します。

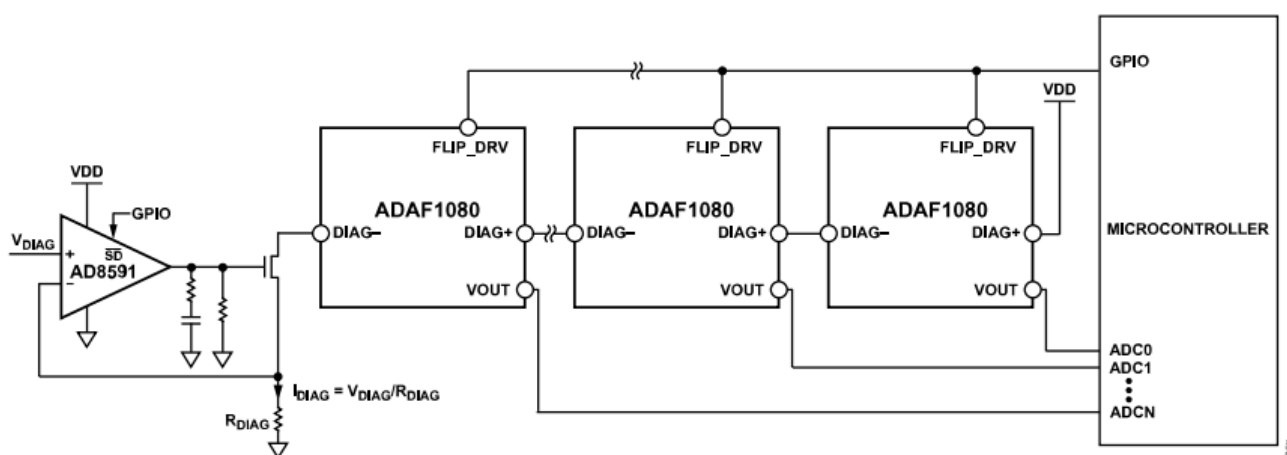


図 56. 診断用コイルとデジチェーン接続した複数のセンサー

アプリケーション情報

温度測定

VTEMP出力ピンは、温度をモニタするための電圧出力です。この出力電圧は、電源に比例します。最高精度を実現するには、既知の温度で初期キャリブレーションを行うことを推奨します。

温度の測定値は、VTEMPピンの測定値から次の式で求めることができます。

$$T_{VTEMP} = \frac{V_{TEMP} - (V_{TEMP_CAL} - T_{CVTEMP} \times T_{CAL})}{T_{CVTEMP}} \quad (18)$$

ここで、

TVTEMPは、センサーのキャリブレーション後の温度、

V_{TEMP} は、VTEMPピンの出力、

$V_{TEMP_{CAL}}$ は、キャリブレーション温度での V_{TEMP} ピンの出力、

TC_{VTEMP}は、表8に示すセンサーの温度係数、

T_{CAL} は、キャリブレーションを実行した温度です。

VTEMPは、使用しない場合は未接続のままにしておく必要があります。

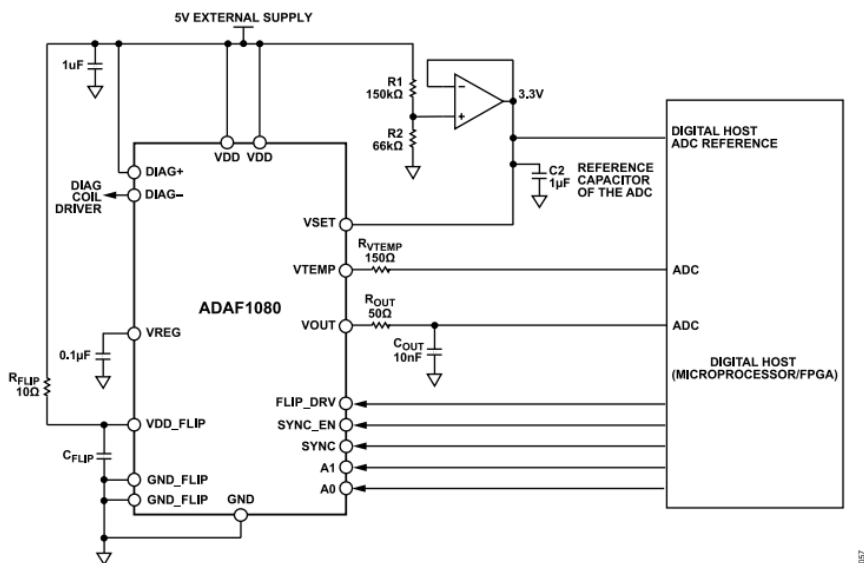


図 57. VTEMPを使用した温度測定のための回路図

アプリケーション情報

設計例

1軸磁界センサー

1つのADAF1080を使用して $\pm 8\text{mT}$ の広範囲の磁界を測定できる1軸磁界センサーの設計例を図58に示します。この例では、 $G =$

80で20kHzの出力フィルタを使用するADAF1080が、5Vをリファレンス電圧とするAD4002 ADCと接続されています。

このような構成にマイクロコントローラを接続することで、 $\pm 8\text{mT}$ の広範囲を測定する、あるいは非接触で正確に電流を測定する、1軸磁界センサーとして使用できます。

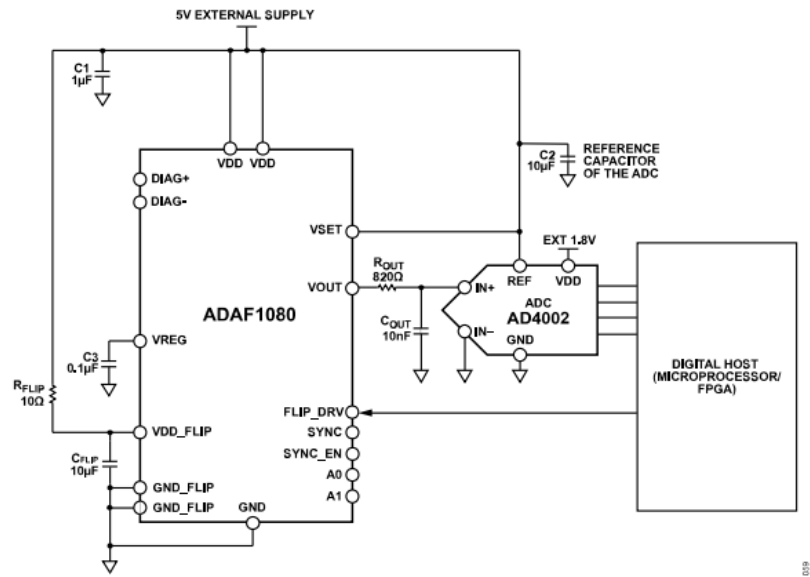


図 58. 5V ADCと20kHzフィルタを使用した設計例

表 18. 5V ADCと20kHzフィルタを使用した設計例の部品値

Component	Description	Suggested Part Number
ADAF1080	Integrated $\pm 8\text{ mT}$ AMR magnetic field sensor and signal conditioner	ADAF1080BCPZ
AD4002	18-bit, 2 MSPS, precision, pseudo differential, SAR ADC	AD4002BRMZ
C1	1 μF ceramic capacitor, 16 V, 0603	CGA3E1X7R1C105K080AC
C2 and C_FLIP	10 μF ceramic capacitors, 25 V, 0805	GRM21BR61E106KA73L
C3	0.1 μF ceramic capacitor	CL10B104KB8NNWC
C_OUT	10 nF ceramic capacitor	06035C103JAT2A
R_OUT	820 Ω resistor, 1/10 W, 1%, 0603, surface-mount device (SMD)	RC0603FR-10820RL
R_FLIP	10 Ω resistor, 1/10 W, 1%, 0603, SMD	WR06X10R0FTL
C_FLIP	10 μF ceramic capacitors, 25 V, 0805	GRM21BR61E106KA73L

アプリケーション情報

3つのADAF1080センサーをリング・アーキテクチャで用いた、最大±640Aの非接触電流測定

最大±200A（公称値）の電流を非接触で測定できる3つのADAF1080センサーをリング・アーキテクチャで用いて、導体が発生する磁界を測定することにより、±640Aを超える電流を検出できます。3つのADAF1080センサーを使用するこのリング・

アーキテクチャのリファレンス設計は、[EVAL-ADAF1080-3EBZ](#)評価用ボードで入手できます。[図59](#)に、3つのセンサーの出力を平均化し、また、機械的許容誤差と付近の磁界の干渉による誤差を最小限に抑える加算アンプと14.7kHzのフィルタに接続された、3つのADAF1080（G = 80）を示します。

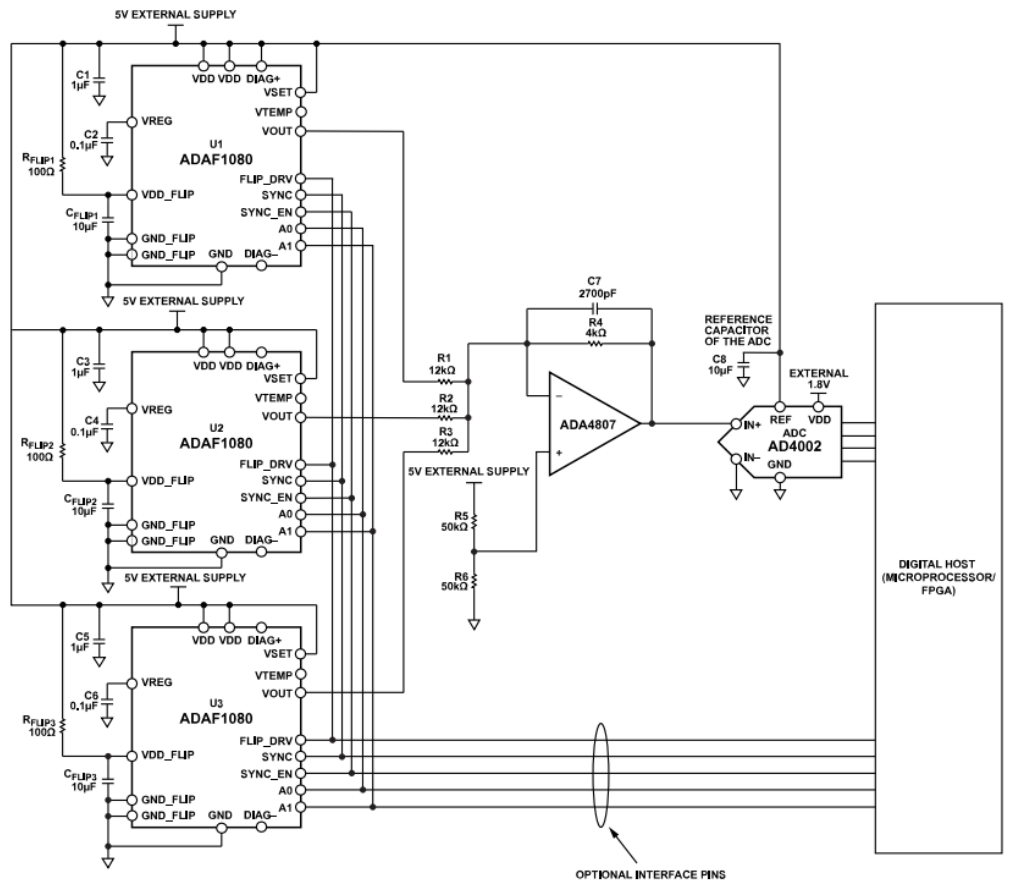


図 59. EVAL-ADAF1080-3EBZ評価用ボードを用いた設計例

表 19. EVAL-ADAF1080-3EBZ評価用ボードを用いた設計例の部品値

Component	Description	Suggested Part Number
U1, U2, U3	Integrated ±8 mT AMR magnetic field sensor and signal conditioner	ADAF1080BCPZ
AD4002	18-bit, 2 MSPS, precision, pseudo differential, SAR ADC	AD4002BRMZ
ADA4807	Low noise 180 MHz, rail-to-rail Input/output amplifiers	ADA4807-1AKSZ
C1, C3, C5	1 μF ceramic capacitors, 16 V, 0603	CGA3E1X7R1C105K080AC
C2, C4, C6	0.1 μF ceramic capacitors	08055C104JAT2A
C7	2700 pF ceramic capacitor	C2012C0G1H272J060AA
C_FLIP1, C_FLIP2, C_FLIP3, C8	10 μF ceramic capacitors, 25 V, 0805	GRM21BR61E106KA73L
R_FLIP1, R_FLIP2, R_FLIP3	100 Ω resistors, 1/10 W, 1%, 0603, SMD	WR06X1000FTL
R1, R2, R3	12 kΩ resistors, 1/10 W, 0.1%, 0603, SMD	RT0603BRE0712KL
R4	4 kΩ resistor, 1/10 W, 0.1%, 0603, SMD	RT0603BRD07100KL
R5, R6	50 kΩ resistors, 1/10 W, 0.1%, 0603, SMD	RT0603BRD0750KL

推奨回路基板レイアウト

ADAF1080の近くで電流を流すパターンは全て磁界を発生します。これらの浮遊磁界が測定に及ぼす影響を最小限に抑えるために、アナログ・デバイセズでは以下を推奨します。

1. 電流が流れるパターンはADAF1080からできるだけ遠ざけます。
2. ADAF1080に電流を供給するパターンは、ADAF1080と同じ層で配線します。1次近似では、その電流によって生じる磁界は、図60に示すようにADAF1080と垂直（パッケージの上面から通過）です。

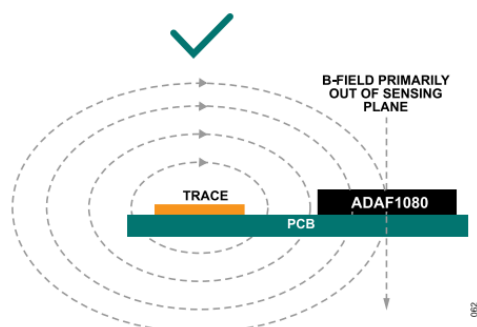


図 60. ADAF1080と同じ層に配線されたPCB上の電流経路パターン

3. 電流が流れるビアはADAF1080からできるだけ遠ざけます。電流経路のビアから生成される磁界は、図61に示すように、ADAF1080と同じ面内の磁界ベクトルになる可能性があり、AMRセンサーで検出されて検出磁界測定の精度に影響する場合があります。

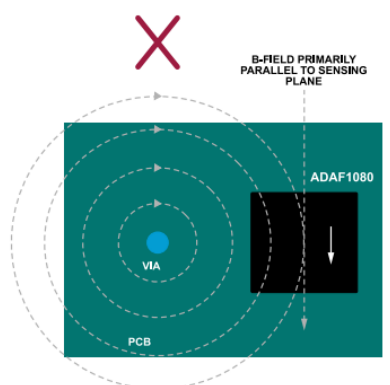
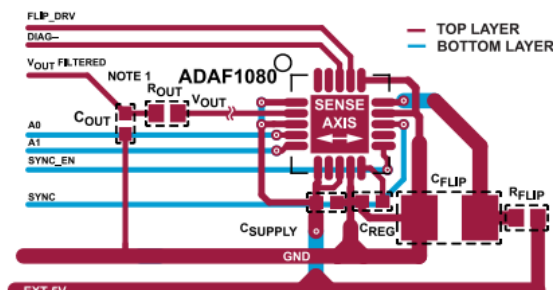


図 61. ADAF1080からできるだけ遠ざけた電流経路のビア

4. ADAF1080の近くでは磁性材料を使用しないでください。これらの材料は、デバイス付近の磁界に歪みを生じさせ、磁界オフセットが生じる原因となる可能性があるためです。構造物、ネジ、支持物などの取り付けには、ナイロンやプラスチックの材料を使用してください。

推奨PCBレイアウト

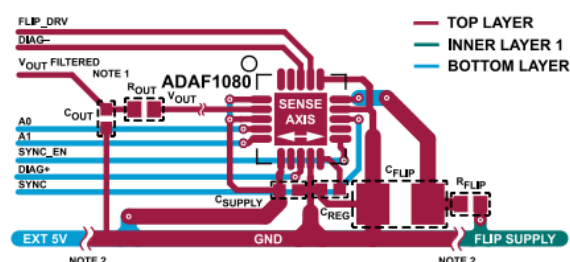
図62と図63に、2層のPCB実装または3層以上のPCB実装の場合の単一センサーに対する推奨レイアウトを示します。



- NOTES
1. PLACE R_{OUT} AND C_{OUT} CLOSE TO THE ADC.
 2. EXTERNAL 5V, FLIP SUPPLY, AND GND TRACE ARE RUNNING PARALLEL. EXTERNAL 5V IS ON THE BOTTOM LAYER. FLIP SUPPLY IS ON THE INNER LAYER 1. GND IS ON THE TOP LAYER.

064

図 62. 2層PCBの推奨レイアウト



- NOTES
1. PLACE R_{OUT} AND C_{OUT} CLOSE TO THE ADC.
 2. EXTERNAL 5V, FLIP SUPPLY, AND GND TRACE ARE RUNNING PARALLEL. EXTERNAL 5V IS ON THE BOTTOM LAYER. FLIP SUPPLY IS ON THE INNER LAYER 1. GND IS ON THE TOP LAYER.

065

図 63. 3層PCBの推奨レイアウト

機械的許容誤差

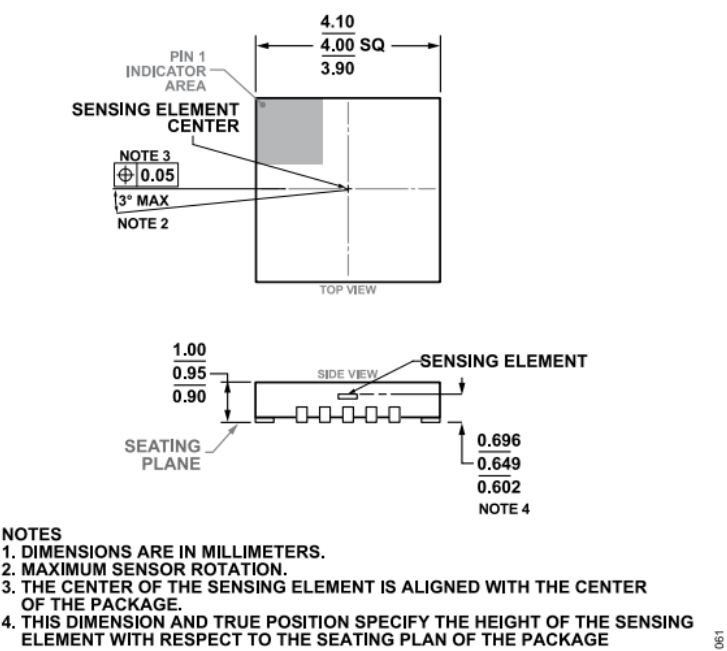


図 64. 配置の許容誤差を含むADAF1080の機械製図

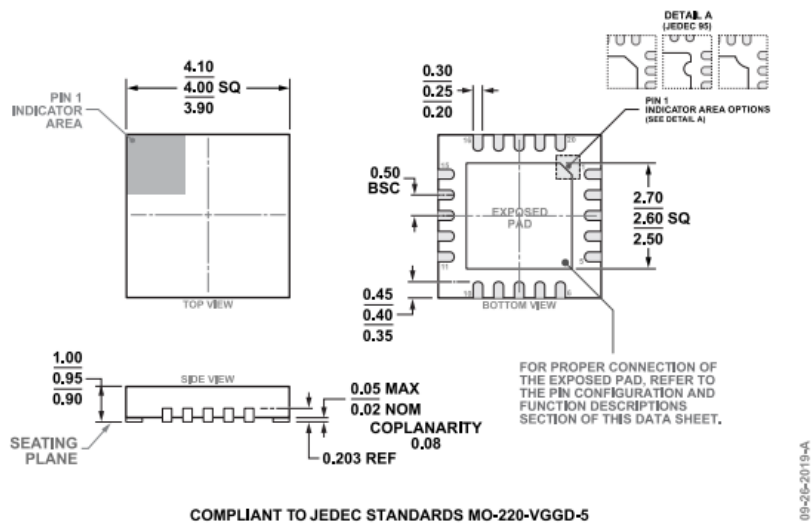


図 65. 20ピン・リード・フレーム・チップ・スケール・パッケージ [LFCSP]
4mm × 4mmボディ、0.95mmパッケージ高
(CP-20-21)
寸法 : mm

更新 : 2022年10月25日

オーダー・ガイド

Model ¹	Temperature Range	Package Description	Packing Quantity	Package Option
ADAF1080BCPZ	−40°C〜+125°C	20-Lead Lead Frame Chip Scale Package [LFCSP]	Tray, 490	CP-20-21

1 Z = RoHS準拠製品。

評価用ボード

表 20. 評価用ボード

Model ¹	Description
EVAL-ADAF1080SDZ	A single ADAF1080 sensor board with on-board ADC circuitry and an SDP connector for each of use with the Analog Devices SDP platform. This evaluation board can be used for magnetic field measurements up to ±8 mT and high-accuracy contactless current measurements.
EVAL-ADAF1080-3EBZ	A three ADAF1080 evaluation board with sensors configured in a ring architecture allowing for contactless DC and AC current measurement up to ±640 A measurement
EVAL-ADAF1080-6EBZ	A six ADAF1080 evaluation board with sensors configured in a ring architecture allowing for contactless DC and AC current measurement up to ±640 A measurement.

1 Z = RoHS準拠製品。