

ACNT-H79B、ACNT-H79A、ACNT-H790

光絶縁型アイソレーションアンプ、ストレッチ SO-8 パッケージ (15mm 沿面)

概要

Broadcom® ACNT-H79B/H79A/H790 アイソレーションアンプは、モータ・ドライブや再生可能エネルギー・システムなどにおいて、電力変換装置内で電流および電圧を検出するために設計されています。標準的なモータ・ドライブ実装では、電流は外部抵抗を通り、結果として生じるアナログ電圧降下をアイソレーションアンプによって検出します。光学絶縁バリアを介した出力側で、電流に比例する差動電圧が出力されます。

一般的な用途向けには、ACNT-H79A ($\pm 1\%$ ゲイン公差) および ACNT-H790 ($\pm 3\%$ ゲイン公差) が推奨されます。より高精度を求める場合は、ACNT-H79B ($\pm 0.5\%$ ゲイン公差) を使用できます。ACNT-H79B/H79A/H790 は、15 kV/ μ s の高同相過渡耐性と、広い外部沿面距離と空間距離を提供します。これらの機能により、ACNT-H79B/H79A/H790 は、ノイズの厳しいモータ制御環境で相電流を正確に検出するために必要な精度と安定性を提供し、さまざまなタイプのモータ制御の用途でスムーズな制御を可能にします (トルク・リップルの低減)。ACNT-H79B/H79A/H790 は、5V 単電源で動作し、優れた線形性と 60dB SNR のダイナミック性能を提供します。200 kHz の帯域幅、1.6 μ s の高速応答時間を備える ACNT-H79B/H79A/H790 は、短絡および過負荷による過渡電流を捕捉します。

優れた光結合技術とシグマ - デルタ (Σ - Δ) アナログ - デジタル変調、チョッパ安定化増幅器、および完全差動回路方式との組み合わせにより、ACNT-H79B/H79A/H790 は、比類の無い絶縁モード・ノイズ除去、低オフセット、高ゲイン精度、および安定性を実現しています。この性能は、グローバルな安全規格に適合するコンパクトで自動実装可能な 15 mm 沿面距離のストレッチ SO-8 パッケージで提供されます。

特長

- $\pm 0.5\%$ ゲイン精度 (ACNT-H79B)
- 低ゲイン温度ドリフト: -50 ppm/ $^{\circ}$ C
- 入力オフセット電圧: 0.6mV
- 優れた線形性: 0.05%
- 60dB SNR
- 広帯域幅 (Typ): 200kHz
- 動作温度範囲: -40° C $\sim$ $+105^{\circ}$ C
- 高度なシグマ - デルタ (Σ - Δ) A/D 変調技術
- ストレッチ SO-8 パッケージ (15mm 沿面)
- 絶縁物厚 (DTI): 0.5mm
- 同相過渡耐性 (CMTI): 15kV/ μ s
- 安全規格:
 - IEC/EN/DIN EN 60747-5-5: 2262Vpeak 動作絶縁電圧
 - UL 1577: 7500Vrms 1 分間 (二重保護)
 - CSA: 部品承認通達 #5

応用例

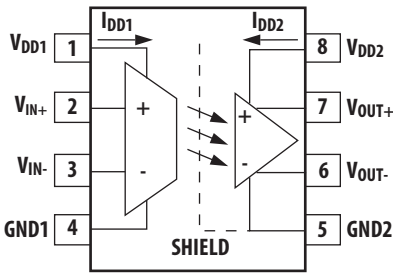
- AC/ サーボモータ・ドライブにおける電流 / 電圧検出
- 中電圧ドライブ
- ソーラー・インバータ、風力タービン・インバータ
- 産業プロセス制御
- 汎用アナログ信号絶縁
- ホール効果電流トランスデューサの代替

注意!

この製品を取り扱う際は、静電気放電による損傷や劣化を防ぐため、一般的な静電気対策を講じることをお勧めします。このデータ・シートに記載された製品は、軍事または航空宇宙用途および環境で使用しないでください。

内部ブロック図

図 1：Functional Diagram



注： ピン 1 と 4 の間、およびピン 5 と 8 の間に、0.1 μ F のバイパス・コンデンサを接続してください。

表 1：ピンの説明

ピン番号	記号	概要
1	VDD1	入力側の供給電源（4.5 ～ 5.5V）（GND1 基準）
2	VIN+	正入力（ ± 200 mV を推奨）
3	VIN-	負入力（通常 GND1 に接続）
4	GND1	入力側グランド
5	GND2	出力側グランド
6	VOU-	負出力
7	VOU+	正出力
8	VDD2	出力側の供給電源（3V ～ 5.5V）（GND2 基準）

表 2：オーダ情報

ACNT-H79B/H79A/H790 は、UL 1577 において、絶縁電圧 7500 Vrms 1 分間で認証されています。

型名	オプション (RoHS 指令準拠)	パッケージ	表面実装	テープ & リール	IEC/EN/DIN EN 60747-5-5	梱包単位
ACNT-H790 ACNT-H79A	-000E	ストレッチ SO-8 (15mm 沿面)	X		X	80 個 / チューブ
ACNT-H79B	-500E		X	X	X	1000 個 / リール

ご注文の際は、型名欄から選択した製品型名とオプション欄のご希望のオプションとを組み合わせで発注してください。

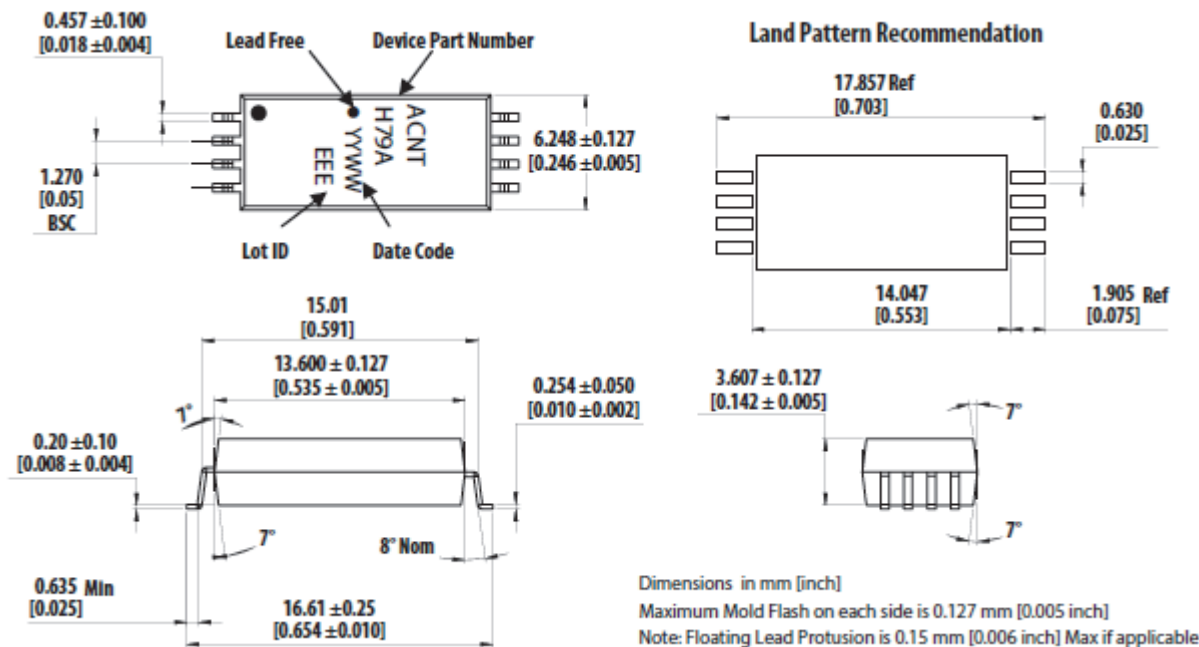
例：

ACNT-H79A-500E は、表面実装パッケージ、テープ&リール梱包、IEC/EN/DIN EN 60747-5-5 認証、RoHS 指令準拠の製品であることを示しています。

パッケージ寸法図

ACNT-H79B、ACNT-H79A、ACNT-H790 ストレッチ SO-8 パッケージ

図 2 : ACNT-H79B、ACNT-H79A、ACNT-H790 ストレッチ SO-8 パッケージ



推奨鉛フリー IR プロファイル

JEDEC 規格 J-STD-020 (最新版) に準拠したリフロー条件を推奨。非ハロゲン化物系フラックスを使用してください。

安全規格

The ACNT-H79B/H79A/H790 is approved by the following organizations.

IEC/EN/DIN EN 60747-5-5	Approved with Maximum Working Insulation Voltage $V_{IORM} = 2262V_{peak}$.
UL	Approval under UL 1577, component recognition program up to $V_{ISO} = 7500 V_{rms}/1min$. File E55361.
CSA	Approval under CSA Component Acceptance Notice #5, File CA 88324.

表 3 : 絶縁と安全に関連する仕様

Parameter	Symbol	Value	Units	Conditions
Minimum External Air Gap (External Clearance)	L(101)	14.2	mm	Measured from input terminals to output terminals, shortest distance through air
Minimum External Tracking (External Creepage)	L(102)	15	mm	Measured from input terminals to output terminals, shortest distance path along body
Minimum Internal Plastic Gap (Internal Clearance)		0.5	mm	Through insulation distance, conductor to conductor, usually the direct distance between the photoemitter and photodetector inside the optocoupler cavity
Tracking Resistance (Comparative Tracking Index)	CTI	>300	V	DIN IEC 112/VDE 0303 Part 1
Isolation Group		IIIa		Material Group (DIN VDE 0110, 1/89, Table 1)

表 4 : IEC/EN/DIN EN 60747-5-5 絶縁特性 (注を参照)

Description	Symbol	Value	Units
Installation classification per DIN VDE 0110/1.89, Table 1 for rated mains voltage $\leq 150 V_{rms}$ for rated mains voltage $\leq 300 V_{rms}$ for rated mains voltage $\leq 450 V_{rms}$ for rated mains voltage $\leq 600 V_{rms}$ for rated mains voltage $\leq 1000 V_{rms}$		I-IV I-IV I-IV I-IV I-IV	
Climatic Classification		55/105/21	
Pollution Degree (DIN VDE 0110/1.89)		2	
Maximum Working Insulation Voltage	V_{IORM}	2262	V_{peak}
Input to Output Test Voltage, Method b $V_{IORM} \times 1.875 = V_{PR}$, 100% Production Test with $t_m = 1$ second, Partial Discharge < 5 pC	V_{PR}	4242	V_{peak}
Input to Output Test Voltage, Method a $V_{IORM} \times 1.6 = V_{PR}$, Type and Sample Test, $t_m = 10$ seconds, Partial Discharge < 5 pC	V_{PR}	3619	V_{peak}
Highest Allowable Overvoltage (Transient Overvoltage, $t_{ini} = 60$ sec)	V_{IOTM}	12000	V_{peak}
Safety-limiting values (Maximum values allowed in the event of a failure) Case Temperature Input Current Output Power	T_S $I_{S,INPUT}$ $P_{S,OUTPUT}$	175 230 600	$^{\circ}C$ mA mW
Insulation Resistance at T_S , $V_{I0} = 500 V$	R_S	$>10^9$	Ω

注 : Insulation characteristics are guaranteed only within the safety maximum ratings, which must be ensured by protective circuits within the application.

表 5 : 絶対最大定格

Parameter	Symbol	Min.	Max.	Units
Storage Temperature	T_S	-55	+125	°C
Ambient Operating Temperature	T_A	-40	+105	°C
Supply Voltages	V_{DD1}, V_{DD2}	-0.5	6.0	V
Steady-State Input Voltage ^{a, b}	V_{IN+}, V_{IN-}	-2	$V_{DD1} + 0.5$	V
Two-Second Transient Input Voltage ^c	V_{IN+}, V_{IN-}	-6	$V_{DD1} + 0.5$	V
Output Voltages	V_{OUT+}, V_{OUT-}	-0.5	$V_{DD2} + 0.5$	V
Lead Solder Temperature	260°C for 10 sec., 1.6 mm below seating plane			

a. DC voltage of up to -2 V on the inputs does not cause latch-up or damage to the device; tested at typical operating conditions.

b. Absolute maximum DC current on the inputs = 100 mA, no latch-up or device damage occurs.

c. Transient voltage of 2 seconds up to -6V on the inputs does not cause latch-up or damage to the device; tested at typical operating conditions.

表 6 : 推奨動作条件

Parameter	Symbol	Min.	Max.	Units
Ambient Operating Temperature	T_A	-40	+105	°C
V_{DD1} Supply Voltage	V_{DD1}	4.5	5.5	V
V_{DD2} Supply Voltage	V_{DD2}	3	5.5	V
Input Voltage Range ^a	V_{IN+}, V_{IN-}	-200	+200	mV

a. ± 200 mV is the nominal input range. Full scale input range (FSR) is ± 300 mV. Functional input range is ± 2 V.

表 7 : 電気特性仕様

Unless otherwise noted, $T_A = -40^{\circ}\text{C}$ to $+105^{\circ}\text{C}$, $V_{DD1} = 4.5\text{V}$ to 5.5V , $V_{DD2} = 3\text{V}$ to 5.5V , $V_{IN+} = -200\text{ mV}$ to $+200\text{ mV}$, and $V_{IN-} = 0\text{ V}$ (single-ended connection).

Parameter	Symbol	Min.	Typ. ^a	Max.	Unit	Test Conditions/Notes	Figure
DC Characteristics							
Input Offset Voltage	V_{OS}	-2	-0.2	2	mV	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$	3, 4
Magnitude of Input Offset Change vs. Temperature	$ dV_{OS}/dT_A $	—	0.6	5	$\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$	$T_A = -40^{\circ}\text{C}$ to $+105^{\circ}\text{C}$; absolute value	5
Gain (ACNT-H79B, $\pm 0.5\%$)	G0	8.16	8.2	8.24	V/V	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$; Note ^b , $V_{DD1} = 5\text{V}$	6, 7
Gain (ACNT-H79A, $\pm 1\%$)	G1	8.14	8.2	8.26	V/V	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$; Note ^b , $V_{DD1} = 5\text{V}$	6, 7
Gain (ACNT-H790, $\pm 3\%$)	G3	7.97	8.2	8.42	V/V	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$; Note ^b , $V_{DD1} = 5\text{V}$	6, 7
Gain Change vs. V_{DD1}	dG/dV_{DD1}	—	0.0041	—	V/V/V		
Magnitude of Gain Change vs. Temperature	dG/dT_A	—	-0.00041	—	V/V/ $^{\circ}\text{C}$	$T_A = -40^{\circ}\text{C}$ to $+105^{\circ}\text{C}$; Note ^c	
Nonlinearity over $\pm 200\text{ mV}$ Input Voltage	NL ₂₀₀	—	0.055	0.13	%	$V_{IN+} = -200\text{ mV}$ to $+200\text{ mV}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$; Note ^b	9, 10
Magnitude of NL200 Change vs. Temperature	dNL_{200}/dT_A	—	0.0003	—	%/ $^{\circ}\text{C}$	$T_A = -40^{\circ}\text{C}$ to $+105^{\circ}\text{C}$	11
Nonlinearity over $\pm 100\text{ mV}$ Input Voltage	NL ₁₀₀	—	0.015	0.06	%	$V_{IN+} = -100\text{ mV}$ to $+100\text{ mV}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$; Note ^b	9, 10, 11
Inputs and Outputs							
Full-Scale Differential Voltage Input Range	FSR	—	± 300	—	mV	$V_{IN} = V_{IN+} - V_{IN-}$; Note ^d	12
Input Bias Current	I_{IN+}	-1	-0.1	—	μA	$V_{IN+} = 0$, $V_{IN-} = 0\text{ V}$; Note ^e	13
Magnitude of IIN+ Change vs. Temperature	dI_{IN+}/dT_A	—	-0.05	—	nA/ $^{\circ}\text{C}$		
Equivalent Input Impedance	R_{IN}	—	27	—	k Ω	V_{IN+} or V_{IN-} , single-ended	14
Output Common-Mode Voltage	V_{OCM}	—	1.23	—	V	V_{OUT+} or V_{OUT-} ; Note ^f	
Output Voltage Range	OVR	—	0 to 2.65	—	V	V_{OUT+} or V_{OUT-} ; Note ^d	12
Output Short-Circuit Current	$ I_{OSC} $	—	11	—	mA	V_{OUT+} or V_{OUT-} , shorted to GND2 or V_{DD2}	
Output Resistance	R_{OUT}	—	21	—	Ω	V_{OUT+} or V_{OUT-}	
Input DC Common-Mode Rejection Ratio	CMRR _{IN}	—	76	—	dB	Note ^b	
AC Characteristics							
Signal-to-Noise Ratio	SNR	—	60	—	dB	$V_{IN+} = 300\text{ mVpp}$ 10 kHz sine wave; Note ^g	15, 16
Signal-to-(Noise + Distortion) Ratio	SNDR	—	56	—	dB	$V_{IN+} = 300\text{ mVpp}$ 10 kHz sine wave; Note ^h	15, 16

Parameter		Symbol	Min.	Typ. ^a	Max.	Unit	Test Conditions/Notes	Figure
Small-Signal Bandwidth (–3 dB)		$f_{-3\text{ dB}}$	140	200	—	kHz		17, 18
Input to Output Propagation Delay	10%-10%	t_{PD10}	—	1.6	2.3	μs	200 mV/ μs step input	19
	50%-50%	t_{PD50}	—	2.0	2.6	μs	200 mV/ μs step input	19
	90%-90%	t_{PD90}	—	2.6	3.3	μs	200 mV/ μs step input	19
Output Rise/Fall Time (10%-90%)		$t_{R/F}$	—	1.7	—	μs	Step input	19
Common Mode Transient Immunity		CMTI	15	20	—	kV/ μs	$V_{CM} = 1\text{ kV}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$; Note ^b	
Power Supply Rejection		PSR	—	–78	—	dB	1 Vpp 1 kHz sine wave ripple on V_{DD1} , differential output; Note ⁱ	
Power Supplies								
Input Side Supply Current		I_{DD1}	—	19	28	mA	$V_{IN+} = \pm 400\text{ mV}$; see Note ^j	20
Output Side Supply Current		I_{DD2}	—	7	11	mA	5 V supply	20
			—	6.5	10	mA	3.3 V supply	20

a. All Typical values are under Typical Operating Conditions at $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{DD1} = 5\text{V}$, $V_{DD2} = 3.3\text{V}$.

b. See 定義 .

c. Gain temperature drift can be normalized and expressed as Temperature Coefficient of Gain (TCG) of $-50\text{ ppm}/^\circ\text{C}$.

d. When FSR is exceeded, outputs saturate.

e. Because of the switched-capacitor nature of the input sigma-delta converter, time-averaged values are shown.

f. Under Typical Operating Conditions, part-to-part variation $\pm 0.04\text{V}$.

g. Under Typical Operating Conditions, part-to-part variation $\pm 1\text{ dB}$.

h. Under Typical Operating Conditions, part-to-part variation $\pm 1\text{ dB}$.

i. Ripple voltage applied to V_{DD1} with a $0.1\text{ }\mu\text{F}$ bypass capacitor connected; differential amplitude of the ripple outputs measured. See 定義 .

j. The input supply current decreases as the differential input voltage ($V_{IN+} - V_{IN-}$) decreases.

表 8 : パッケージ特性

Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit	Test Condition	Note
Input-Output Momentary Withstand Voltage	V_{ISO}	7500	—	—	Vrms	RH < 50%, $t = 1\text{ min.}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	^a , ^b
Resistance (Input-Output)	R_{I-O}	—	10^9	—	Ω	$V_{I-O} = 500\text{ VDC}$	^c
Capacitance (Input-Output)	C_{I-O}	—	0.5	—	pF	$f = 1\text{ MHz}$	^c

a. In accordance with UL 1577, each optocoupler is proof tested by applying an insulation test voltage $\geq 9000\text{Vrms}$ for 1 second (leakage detection current limit, $I_{I-O} \leq 5\text{ }\mu\text{A}$). This test is performed before the 100% production test for partial discharge (method b) shown in IEC/EN/DIN EN 60747-5-5 Insulation Characteristic Table.

b. The Input-Output Momentary Withstand Voltage is a dielectric voltage rating that should not be interpreted as an input-output continuous voltage rating. For the continuous voltage rating, refer to the IEC/EN/DIN EN 60747-5-5 insulation characteristics table and your equipment level safety specification.

c. This is a two-terminal measurement: pins 1–4 are shorted together and pins 5–8 are shorted together.

標準的特性

Unless otherwise noted, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$, $V_{DD1} = 5\text{V}$, $V_{DD2} = 3.3\text{V}$.

図 3 : Input Offset vs. Supply V_{DD1}

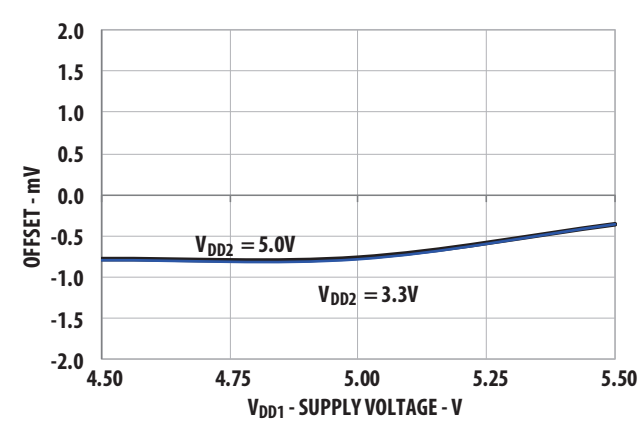


図 4 : Input Offset vs. Supply V_{DD2}

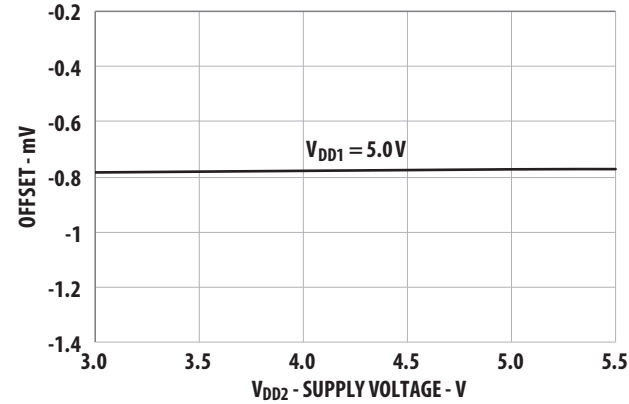


図 5 : Input Offset vs. Temperature

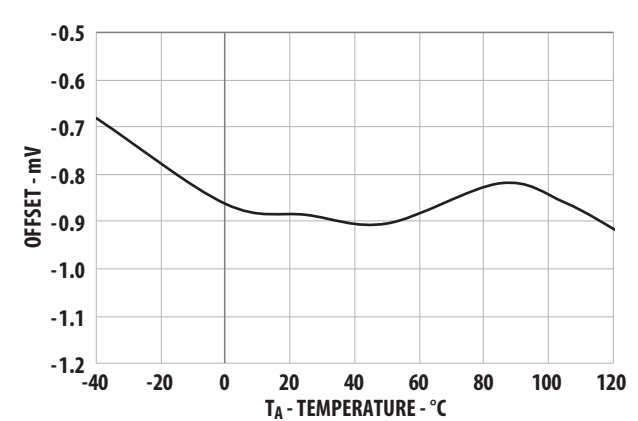


図 6 : Gain vs. Supply V_{DD1}

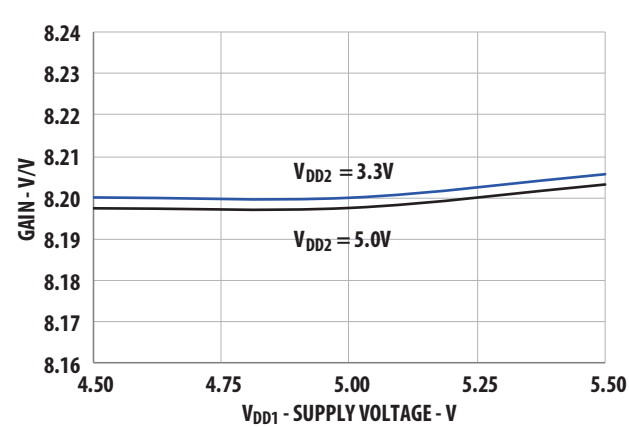


図 7 : Gain vs. Supply V_{DD2}

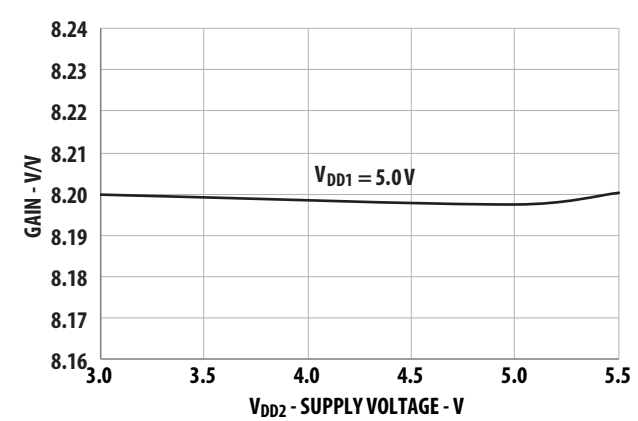


図 8 : Gain vs. Temperature

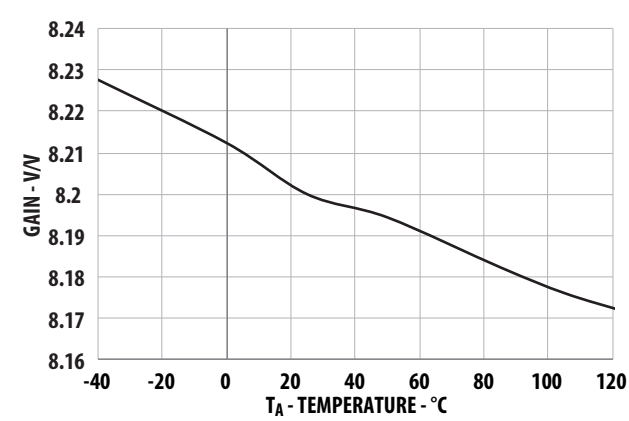


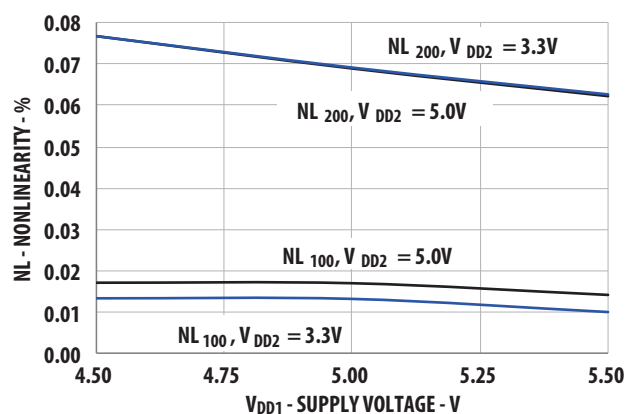
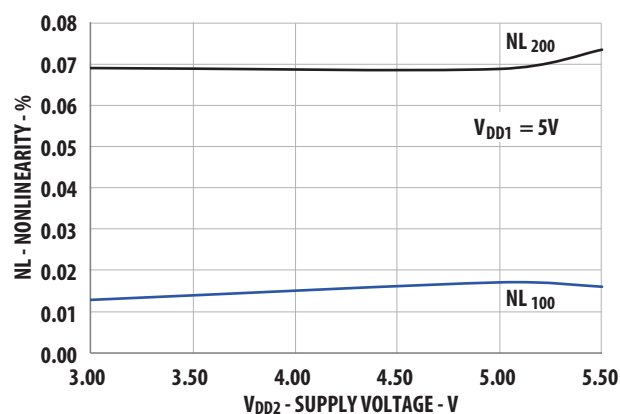
図 9 : Nonlinearity vs. Supply V_{DD1} 図 10 : Nonlinearity vs. Supply V_{DD1} 

図 11 : Nonlinearity vs. Temperature

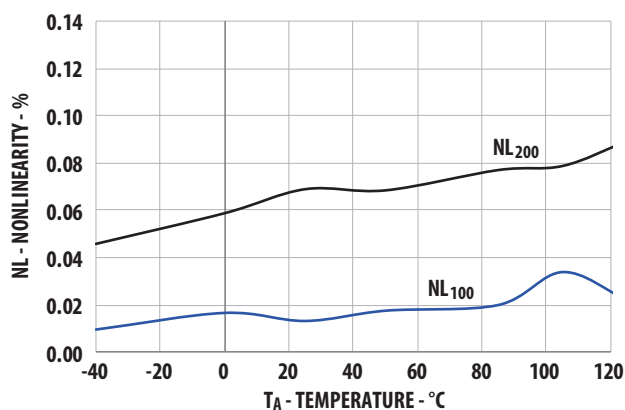


図 12 : Output Voltage vs. Input Voltage

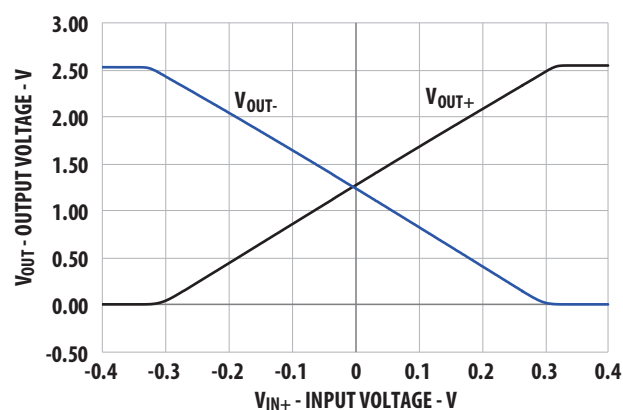


図 13 : Input Current vs. Input Voltage

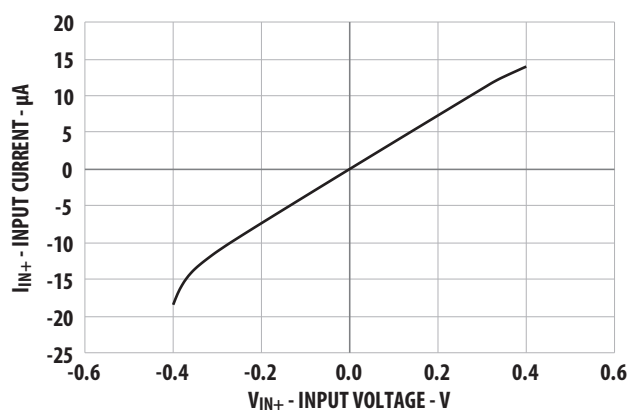


図 14 : Input Impedance vs. Temperature

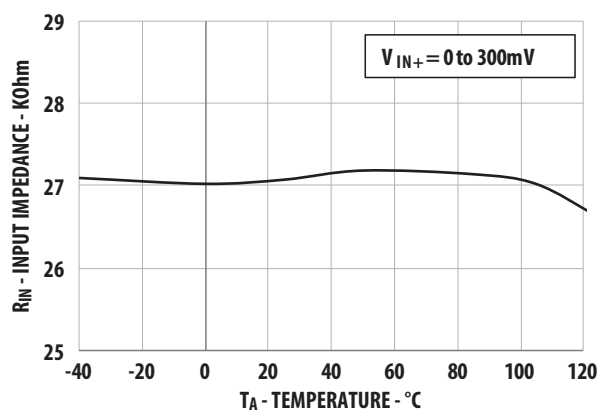


図 15 : SNR, SNDR vs. Temperature

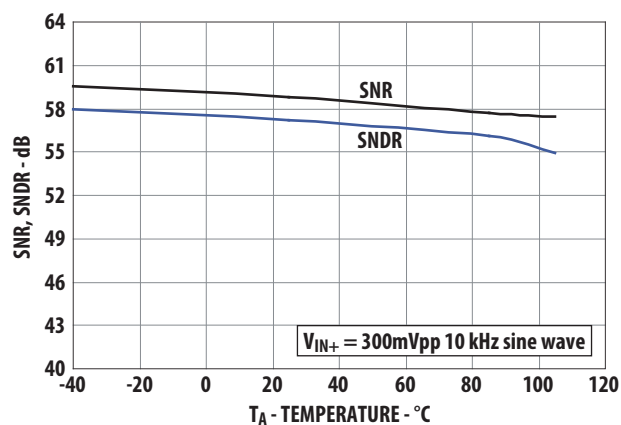


図 16 : SNR, SNDR vs. Input Voltage

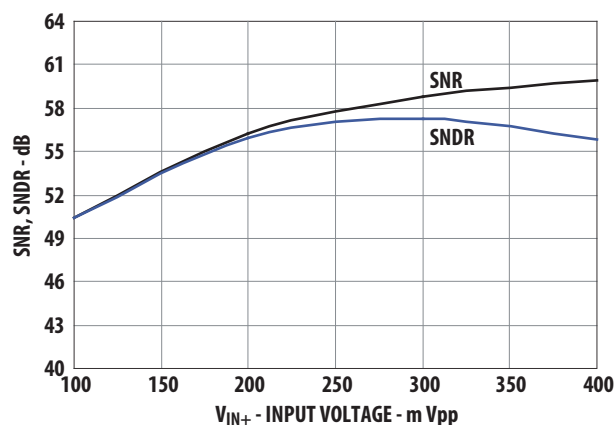


図 17 : Gain Frequency Response

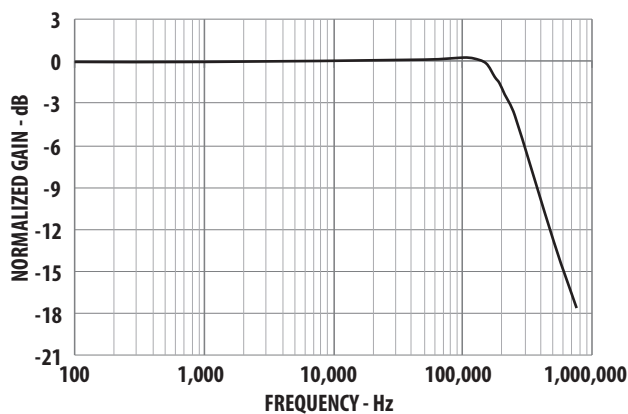


図 18 : Phase Frequency Response

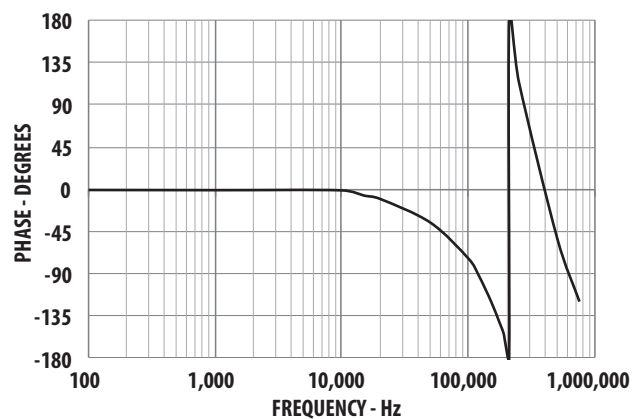


図 19 : Propagation Delay, Output Rise/Fall vs. Temperature

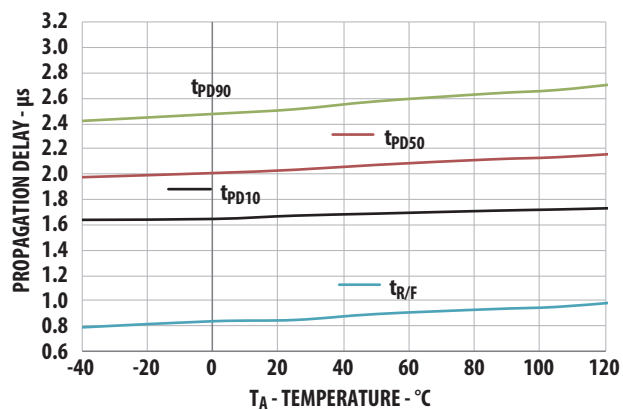
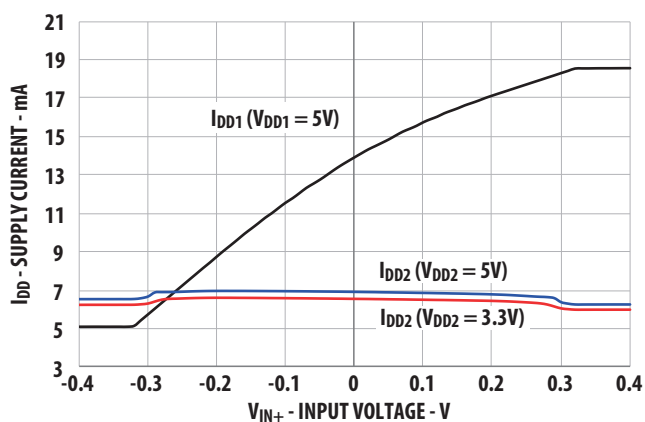


図 20 : Supply Current vs. Input Voltage



定義

ゲイン

ゲインは、オフセットキャリブレーション後のリニア入力範囲に対する、差動出力電圧 ($V_{OUT+} - V_{OUT-}$) 対作動入力電圧 ($V_{IN+} - V_{IN-}$) のベストフィット・ラインの傾きとして定義されています。

非線形性

非線形性 (NL) は、ベストフィット・ゲイン・ラインからのピーク間出力の偏差の 1/2 として定義され、フルスケール差動出力電圧に対するパーセント値として表されます。

入力 DC 同相除去比、 $CMRR_{IN}$

$CMRR_{IN}$ は、差動信号ゲイン (ピン V_{OUT+} と V_{OUT-} の間に印加された差動信号) と入力側同相ゲイン (入力ピン同士を短絡し、両入力ピンに GND1 の基準信号を印加) の比として定義され、dB 単位で表されます。

同相過渡耐性 (CMTI)、または CMR

CMTI は、ピン 5 (GND2) を基準として、ピン 4 (GND1) に指数関数的に上昇 / 降下する電圧ステップを入力することでテストされます。ステップの振幅は、差動出力 ($V_{OUT+} - V_{OUT-}$) が $1\mu s$ 以上の間、平均出力電圧から 200 mV を超える偏差を示すまで調整されます。絶縁破壊電圧仕様が守られている限り、15 kV/ μs 超の同相電圧が印加された場合でも、ACNT-H79B/H79A/H790 は機能します。

電源電圧変動除去 (PSR)

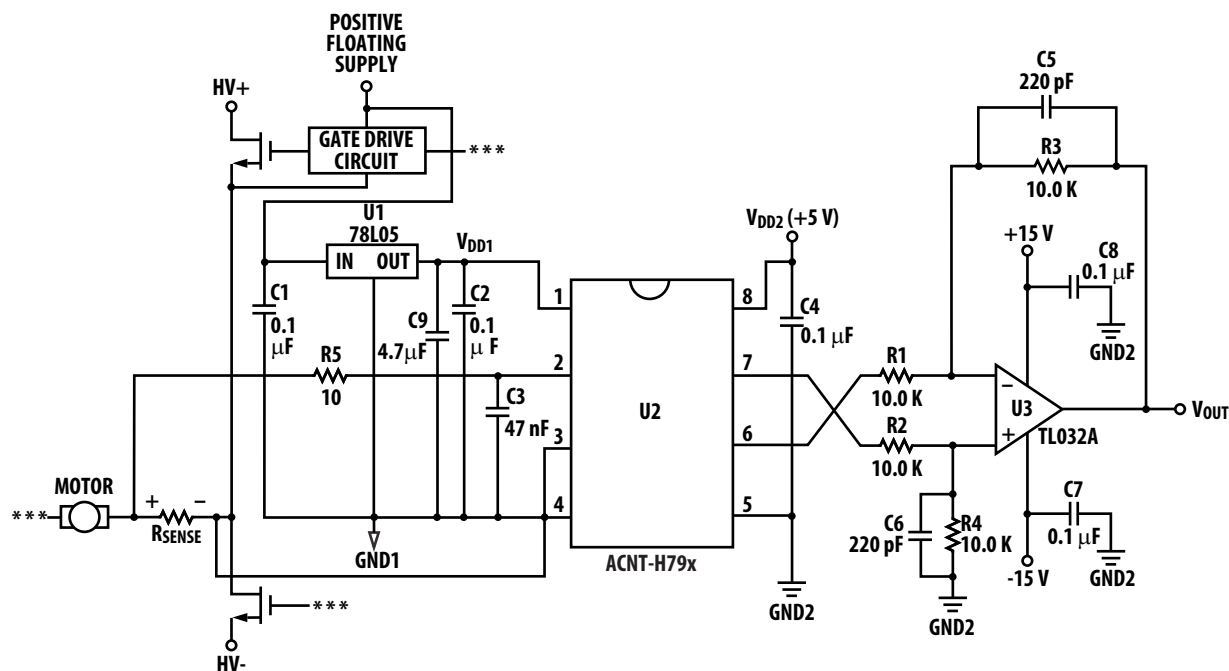
PSR は、入力を基準とした電源リップル電圧に対するリップル出力の差動振幅の比で、dB で表されます。

アプリケーション情報

応用回路

図 21 は標準的な応用回路です。フローティング電源 (多くの用途で、ハイサイドのパワートランジスタを駆動するために使用されたものと同じ電源を使用可能) は、シンプルな 3 端子電圧レギュレータ (U1) を使用して 5V を得る事ができます。電流検出抵抗、つまりシャント (R_{SENSE}) からの電圧信号は、RC アンチエイリアシング・フィルタ ($R5$ と $C3$) を介して、ACNT-H79B/H79A/H790 の入力に印加されます。アイソレーションアンプの差動出力は、シンプルな差動アンプ回路 (U3 と関連したコンポーネント) を用いて、グランド基準のシングルエンド出力電圧に変換されます。応用回路は比較的シンプルですが、最適な性能を得るには、いくつかの注意点があります。

図 21 : Typical Application Circuit for Motor Phase Current Sensing



電源とバイパス

前述のように、安価な 78L05 3 端子レギュレータを使用して、ゲート駆動電源電圧から 5 V を得ることができます。電源の高周波ノイズやリップルを低減するために、抵抗またはインダクタを、レギュレータの入力と直列に接続する事により、レギュレータの入力バイパス・コンデンサとともにローパス・フィルタを形成することができます。

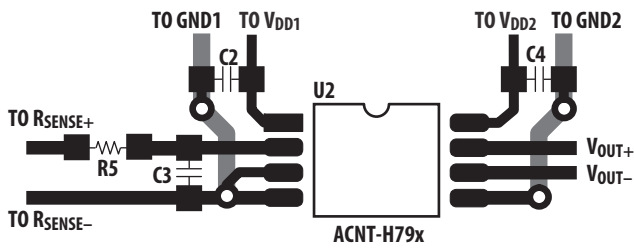
アイソレーションアンプの電源は、ほとんどの場合、パワートランジスタのゲート駆動回路に給電するために使用されるものと同じ電源から供給されます。専用の電源が必要な場合は、通常、既存のトランスに、追加の巻線を加えて得ることができます。或いは、ライン電源トランスや高周波 DC-DC コンバータなど、何らかのシンプルな絶縁型電源を使用できます。

図 21 に示す 0.1 μF のバイパス・コンデンサ (C2、C4) は、アイソレーションアンプのピンの可能なかぎり近くに配置する必要があります。バイパス・コンデンサが必要となるのは、アイソレーションアンプ内部の信号が高速デジタルであるからです。入力回路がスイッチトキャパシタであるということから、47 nF のバイパス・コンデンサ (C3) を入力ピンに使用することも推奨されます。入力バイパス・コンデンサは、高周波ノイズが低い周波数にエイリアシングして入力信号に干渉するのを防ぐためにアンチエイリアシング・フィルタの一部にもなります。入力フィルタは、電流検出抵抗を介した ESD イベントからの過渡スパイクを低減し、信頼性上の重要な機能も果たします。

PC 基板レイアウト

プリント回路基板 (PCB) の設計は、適切なレイアウト手法に従う必要があります。それらには、バイパス・コンデンサを電源ピンの近くに配置する、出力信号を入力信号から離す、グラウンドと電源をプレーンにする、などが含まれます。さらに、PCB レイアウトは、入力回路と出力回路間の浮遊容量結合により、ACNT-H79B/H79A/H790 の同相過渡耐性 (CMTI) に影響することもあります。良好な CMTI 性能を得るため、PC 基板レイアウトにおいて、入力回路と出力回路の間の距離を出来るだけ離し、グラウンド・プレーンやパワー・プレーンを ACNT-H79B/H79A/H790 の本体の真下を通したり、下に広げないようにすることにより、浮遊容量結合が最小になるようにします。図 22 は、PCB レイアウトの例です。

図 22 : Example Printed Circuit Board Layout



Note: Drawing not to scale

シャント抵抗の選択

電流検出抵抗器は、低抵抗（消費電力を最小にする）、低インダクタンス（動作に悪影響を及ぼす可能性がある di/dt 誘導電圧スパイクを最小にする）、および十分な公差（回路全体の精度を維持する）であることが必要です。個別の抵抗器の値は、通常、消費電力を最小にししながら精度が最大になるように選択します。検出抵抗値が小さいほど消費電力が少なくなり、検出抵抗値を大きくすると、ACNT-H79B/H79A/H790 の入力範囲全体を利用する事により回路精度が改善されます。

検出抵抗器を選択するには、まず抵抗が検出する電流の大きさを決めます。図 23 のグラフは、三相誘導モータの各相の RMS 電流を、平均モータ出力（馬力 = hp）とモータ駆動電源電圧の関数として示したものです。検出抵抗の最大値は、測定する電流とアイソレーションアンプの最大推奨入力電圧により決まります。最大検出抵抗値は、通常動作中に検出抵抗を流れるピーク電流で最大推奨入力電圧を割ることにより求めることができます。たとえば、モータの最大 RMS 電流が 10A、通常動作中に最大 50% の過負荷を許容できる場合、ピーク電流は 21.1A ($= 10 \times 1.414 \times 1.5$) となります。最大入力電圧を 200 mV とすると、最大検出抵抗値は約 10 mΩ になります。

検出抵抗器の最大平均消費電力は、検出抵抗値に最大 RMS 電流の二乗を乗じて求めることができ、前の例では約 1W です。検出抵抗器の消費電力が大きすぎる場合、抵抗値を小さくすることで消費電力を減らします。検出抵抗器の最小値は、正確さおよび精度の設計要件によって制限されます。抵抗値を小さくするほど抵抗の両端出力電圧は低くなりますが、オフセットとノイズは値が一定であるため、これらが信号振幅に占める割合が大きくなります。検出抵抗値は、個々の回路設計要件に応じて最小値と最大値の間で選択します。

検出電流が検出抵抗器を著しく加熱するほど大きいとき、抵抗の温度係数 (tempco) は、抵抗の信号依存温度上昇により非線形性となることがあります。この現象は、抵抗と周囲環境との間の熱抵抗が大きくなるほど顕著になります。この現象は、電流検出抵抗の熱抵抗を小さくするか tempco の低い抵抗器を使用することで、最小限に抑える

ことができます。熱抵抗を低減するには、PC 基板上で電流検出抵抗の位置を変更するか、より大きい PC 基板トレースを使用してより多くの熱を放散させるか、あるいはヒート・シンクを使用するなどの方法があります。

2 端子電流検出抵抗器の場合、抵抗値が小さくなるほど、リード線の抵抗分が抵抗値全体に占める割合が大きくなります。これは、抵抗精度に 2 つの大きな影響を及ぼします。第一に、検出抵抗の実効値が、リードの長さ、リードの曲げ具合、基板にどれだけ差し込まれているか、また実装の際にリードが半田をどれだけ吸い上げるかなどの因子に影響されることがあります（これらの問題については、後で詳述します）。第二に、リードは、通常、抵抗体自体の材料よりも高い tempco を持つ銅などの材料から作られるため、抵抗全体の tempco が大きくなります。

4 端子電流検出抵抗器を使用することにより、これらの両方の影響を解消することができます。4 端子抵抗器は、抵抗体自体の両端に直接ケルビン接続された 2 つの追加端子があり、これらを抵抗体の両端の電圧を測定するために使用し、他の 2 つの端子を、負荷電流を流すために使用します。ケルビン接続のため、負荷電流が流れるリード部分の電圧降下は、測定電圧に影響を及ぼしません。

電流検出抵抗を実装するための PC 基板レイアウトを行う際、いくつかの点に注意が必要です。抵抗器へのケルビン接続は、抵抗器本体の下で行い、互いに近接させて ACNT-H79B/H79A/H790 の入力まで引いてきます。これにより、接続配線のループ面積が小さくなり、測定信号に対する浮遊磁界の干渉が少なくなります。検出抵抗器がアイソレーションアンプの回路とは別の PC 基板に実装される場合、しっかりと巻かれたツイスト・ペア線を使用する事により同じ効果を得ることができます。

また、PC 基板の複数の配線層を使用して電流容量を高めることができます。PC 基板の各層間で電流が分散しやすくなるよう、検出抵抗器の各非ケルビン端子のまわりに多数の貫通ビアを配置します。PC 基板は、各層に 2 オンスまたは 4 オンスの銅を使用しているので、電流容量は 20A 以上も可能です。また、PC 基板上の導電トレース面積を相当に大きくしてヒート・シンクとして利用することにより、検出抵抗器の消費電力容量を改善することができます。負荷電流が PC 基板に入出入りするビアをふんだんに設けることもまた有効です。

シャント抵抗の接続

ACNT-H79B/H79A/H790 を電流検出抵抗器に接続する標準的な方法を 図 21 に示しています。 V_{IN+} (ピン 2) は検出抵抗器のプラス端子に接続される一方、 V_{IN-} (ピン 3) が GND1 (ピン 4) に接続されていることから、電源リターン・パスは、検出抵抗器のマイナス端子への検出ラインとして働きます。

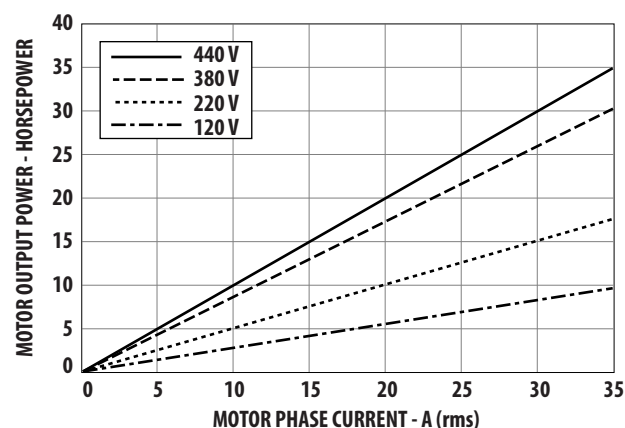
これにより、1 対のワイヤまたは PC 基板トレースによりアイソレーションアンプ回路を検出抵抗器に接続することができます。検出抵抗器のマイナス側への入力回路を基準とすることにより、抵抗器上の負荷電流によって生じる過渡ノイズが同相信号に見えるため、電流検出信号を妨害しません。このことは、モータ駆動回路に流れる大きな負荷電流と回路配線が持つ寄生インダクタンスにより生じるノイズ・スパイクとオフセットが、電流検出抵抗器の両端で測定される小さな電圧と比較して大きいので重要です。

ゲート駆動回路と電流検出回路の両方に同じ電源を使用する場合、ACNT-H79B/H79A/H790 の GND1 から検出抵抗器への配線が、ゲート駆動電源グランドへの唯一の電流リターン・パスにすることが、グランド・ループによる問題の可能性をなくすためにきわめて重要です。ACNT-H79B/H79A/H790 回路とゲート駆動回路の間で唯一直接接続しても構わないのは、プラス電源ラインのみです。

差動入力接続

ACNT-H79B/H79A/H790 の差動アナログ入力は、完全差動式のスイッチトキャパシタ回路を使用しています。標準的な応用回路 (図 21) では、アイソレーションアンプはシングルエンド入力モードで接続されています。完全差動入力構造であることから、より良いパフォーマンスを得るため差動入力接続方式 (図 24 に示すバランス入力モード) を使用することもできます。スイッチング動作により両入力ピンに生じる入力電流は、フィルタ抵抗上で釣り合い、互いに相殺されます。片方のピンで発生したノイズは、コンデンサ C により、もう片方のピンにカップリングされ、デバイスにより除去可能な同相ノイズになります。標準的な R_a と R_b の値は 10Ω 、C は 22 nF です。

図 23: Motor Output Horsepower vs. Motor Phase Current and Supply Voltage



出力側

外部ポストアンプ回路で使用するオペアンプは、オフセットやオフセット・ドリフトがアイソレーションアンプによるものを更に大きくしてしまわないよう、十分高精度なものを使用します。一般に、バイポーラ入力ステージを用いるオペアンプは、JFET または MOSFET 入力ステージを用いるオペアンプより優れたオフセット性能を発揮します。

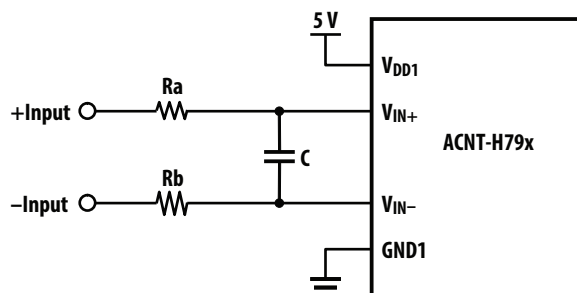
さらに、オペアンプは、回路全体の応答速度に悪影響を与えることがないように、十分な帯域幅とスルーレート特性が必要です。ポストアンプ回路には、シングルポール・ローパス・フィルタを形成する 1 ペアのコンデンサ (C5 と C6) が含まれます。これらのコンデンサによって、ポストアンプの帯域幅をゲインとは独立して調整できるため、アイソレーションアンプからの出力ノイズを低減するのに役立ちます。

ポストアンプ内のゲイン設定抵抗は、回路全体の十分な CMRR と十分なゲイン許容誤差を確保するために、許容誤差は 1% 未満のものを使用します。ネットワーク抵抗を使用すれば、個別の抵抗を使用するよりも、遥かに優れた抵抗比精度を実現できます。ネットワーク抵抗はまた、回路の総部品点数と、必要な基板実装面積も削減します。

電圧検出

ACNT-H79B/H79A/H790 は、その入力に抵抗分圧器を用いて、振幅が推奨入力範囲より大きい信号を絶縁するために使用することもできます。唯一の制限事項は、入力抵抗 (27 k Ω) と入力バイアス電流 (0.1 μ A) が測定精度に影響しないように、分圧器のインピーダンスを低目にする事です (1 k Ω 未満)。10 Ω の直列ダンピング抵抗は必要ありませんが (分圧抵抗で代用)、入力バイパス・コンデンサは必要です。分圧器の抵抗と入力バイパス・コンデンサによって形成されるローパス・フィルタによって、信号帯域幅を制限できます。

図 24 : Simplified Differential Input Connection Diagram



Broadcom、パルス・ロゴ、Connecting everything、Avago Technologies、Avago、および A ロゴは、アメリカ合衆国、他の国々および / または EU における Broadcom および / または関連会社の商標です。

Copyright © 2014–2020 Broadcom. All Rights Reserved.

用語「Broadcom」は、Broadcom Inc. および / またはその子会社を指します。詳細は、www.broadcom.com をご覧ください。

Broadcom は、信頼性、機能または設計を改善するために、本書の製品またはデータを通知なしに変更する権利を留保します。Broadcom によって提供される情報の正確さと信頼性には細心の注意を払っています。しかしながら、Broadcom は、この情報の適用または使用、あるいは本書に記載された製品または回路の適用または使用から生じるいかなる責任も負わず、特許権や他の権利によるいかなるライセンスも譲渡しません。