

## HCPL-7840 隔离放大器

### ---增益误差为 $\pm 5\%$

#### 1、概述：

HCPL-7840 隔离放大器专为电子电机驱动器中的电流传感而设计。在典型的实现中，电机电流流过外部电阻器，由此产生的模拟电压降由 HCPL-7840 感测。在 HCPL-7840 光隔离栅的另一侧产生差分输出电压。该差分输出电压与电机电流成比例，并可通过使用推荐应用电路中所示的运放转换为单端信号。由于在现代开关逆变器电机驱动器中，几十纳秒内几百伏的共模电压波动很常见，因此，HCPL-7840 旨在忽略非常高的共模瞬态压摆率（至少  $10\text{ kV}/\mu\text{s}$ ）。

HCPL-7840 隔离放大器的高 CMR 能力提供了在高噪声电机控制环境中准确监控电机电流所需的精度和稳定性，从而在各种类型的电机控制应用中提供更平滑的控制（更少的转矩脉动）。

该产品还可用于在类似严重噪声条件下要求高精度、稳定性和线性度的一般模拟信号隔离应用。对于一般应用，我们建议使用 HCPL-7840（增益误差为 $\pm 5\%$ ）。HCPL-7840 采用 sigma-delta ( $\Sigma$ - $\Delta$ ) 模数转换器技术、斩波稳定放大器和 CMOS IC 工艺制造的全差分电路拓扑。总之，这些功能提供了无与伦比的隔离模式噪声抑制，以及出色的失调和增益精度以及随时间和温度变化的稳定性。这种性能采用紧凑、可自动插入、符合行业标准的 8-pin DIP 封装，也提供 SMD8 表面贴装选项。

#### 2、特性：

- $V_{\text{CM}}=1000\text{V}$  时  $15\text{ kV}/\mu\text{s}$  共模抑制
- $0.00025\text{V}/\text{V}/^\circ\text{C}$  增益漂移与温度
- $0.3\text{mV}$  输入失调电压
- $100\text{kHz}$  带宽
- $0.004\%$  非线性
- 先进的 Sigma-Delta ( $\Sigma$ - $\Delta$ ) A/D 转换器技术
- 全差分电路拓扑
- CMOS IC 技术

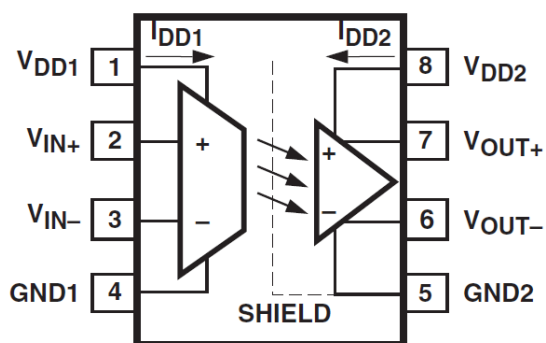
#### 3、应用：

- 电机相位和轨道电流传感
- 逆变器电流感测
- 开关电源信号隔离
- 通用电流传感和监测
- 通用模拟信号隔离

#### 4、注意：

建议在处理 and 组装该器件时采取常规的静电预防措施，以防止静电放电可能导致产品的损坏或退化。

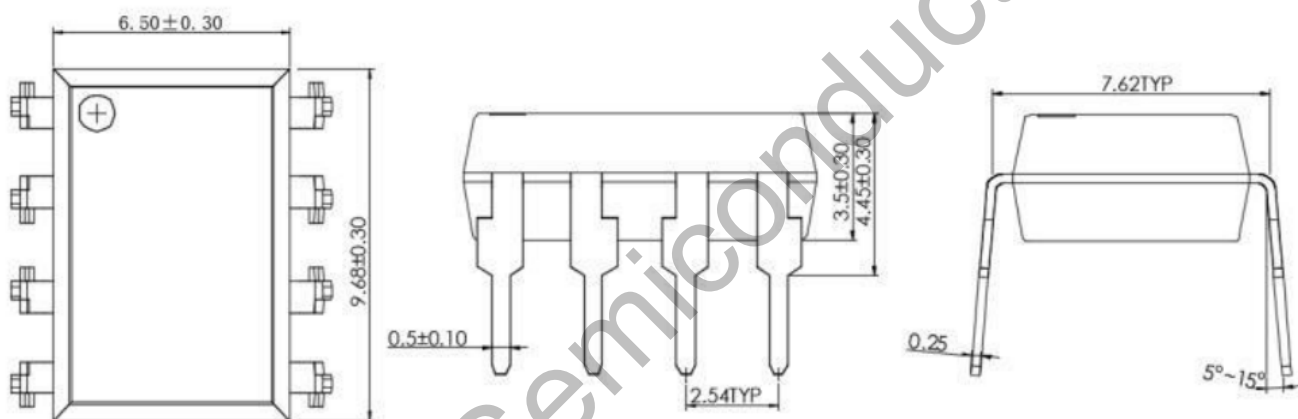
### 5、功能框图：



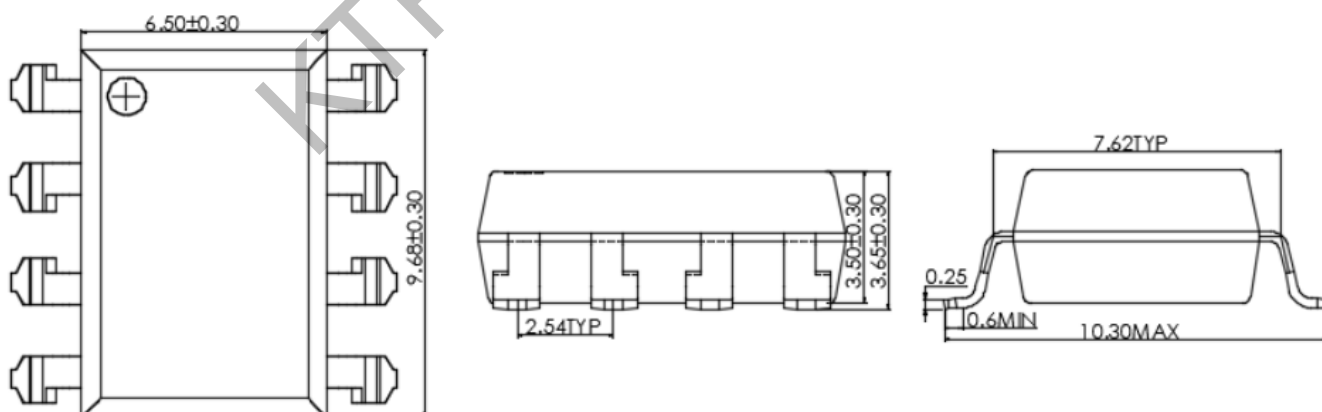
注：必须在引脚 1 和 4 之间以及引脚 5 和 8 之间连接  $0.1\mu\text{F}$  的旁路电容器。

### 6、外形尺寸：单位：毫米（英寸）

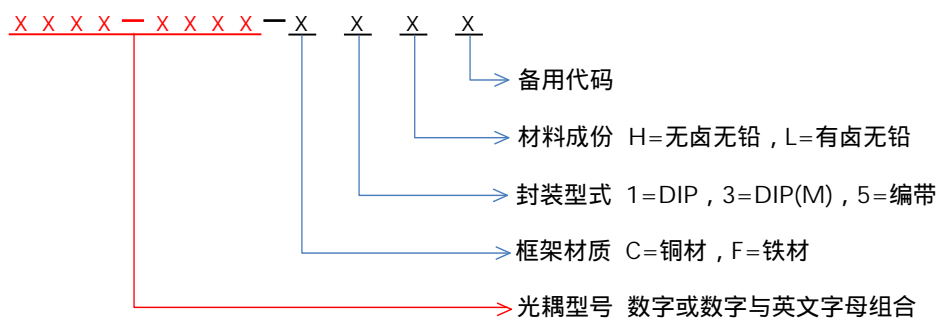
#### DIP8 外形尺寸



#### SMD8 外形尺寸



产品命名规则:



\*上述命名为产品完整型号。

7、绝对最大额定值:

参数	符号	最小值	最大值	单位
存储温度	$T_S$	-55	125	°C
工作温度	$T_A$	-40	100	°C
电源电压	$V_{DD1}, V_{DD2}$	0	5.5	V
稳态输入电压	$V_{IN+}, V_{IN-}$	-2.0	$V_{DD1} + 0.5$	V
2 秒瞬态输入电压		-6.0	$V_{DD1} + 0.5$	V
输出电压	$V_{OUT}$	-0.5	$V_{DD1} + 0.5$	V

8、推荐工作条件:

参数	符号	最小值	最大值	单位
环境工作温度	$T_A$	-40	85	°C
电源电压	$V_{DD1}, V_{DD2}$	4.5	5.5	V
输入电压 (精度和线性) <sup>(1)</sup>	$V_{IN+}, V_{IN-}$	-200	200	mV
输入电压 (功能)	$V_{IN+}, V_{IN-}$	-2	2	V

注： (1) 建议在  $V_{IN-}=0V$  (连接到 GND1) 时进行工作。将  $V_{IN+}$  限制在 100mV 将改善直流非线性和非线性漂移。如果  $V_{IN-}$  高于  $V_{DD1}-2V$ , 则可能会激活内部测试模式。此测试模式用于测试 LED 耦合, 不供客户使用。

## 9、直流电气特性：

除非另有规定，所有典型和数据均在  $V_{IN+}=0V$ ,  $V_{IN-}=0V$ ,  $V_{DD1}=V_{DD2}=5V$  和  $T_A=25^{\circ}C$  的标称工作条件下测得；所有最小值/最大值规范在推荐的工作条件下测得。

参数	符号	条件	最小值	典型值	最大值	单位
输入失调电压	$V_{OS}$	$T_A=25^{\circ}C$	-2.0	0.3	2.0	mV
		$T_A=-40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$	-3.0	—	3.0	
输入失调变化幅度 vs. 温度 <sup>(1)</sup>	$ \Delta V_{OS}/\Delta T_A $	—	—	3.0	10	$\mu V/^{\circ}C$
增益 ( $\pm 5\%$ 公差) <sup>(2)</sup>	G	$-200mV < V_{IN+} < 200mV$ , $T_A=25^{\circ}C$	7.6	8.00	8.4	V/V
$V_{OUT}$ 增益变化幅度 vs. 温度 <sup>(3)</sup>	$ \Delta G/\Delta T_A $	—	—	0.00025	—	V/V/ $^{\circ}C$
$V_{OUT}$ 200mV 非线性 <sup>(4)</sup>	NL <sub>200</sub>	$-200mV < V_{IN+} < 200mV$	—	0.0037	0.35	%
$V_{OUT}$ 200mV 非线性变化幅度 vs. 温度	$ dNL_{200}/dT $	—	—	0.0002	—	%/ $^{\circ}C$
$V_{OUT}$ 100mV 非线性 <sup>(5)</sup>	NL <sub>100</sub>	$-100mV < V_{IN+} < 100mV$	—	0.0027	0.2	%
$V_{OUT}$ 削波前的最大输入电压	$ V_{IN+} _{MAX}$	—	—	308.0	—	mV
输入电源电流 <sup>(6)</sup>	$I_{DD1}$	$V_{IN+}=400mV$	—	10.86	15.5	mA
输出电源电流 <sup>(7)</sup>	$I_{DD2}$	$V_{IN+}=-400mV$	—	11.56	15.5	mA
输入电流 <sup>(8)</sup>	$I_{IN+}$	—	—	-0.5	5.0	$\mu V$
输入偏置电流 vs. 温度系数	$ dI_{IN}/dT $	—	—	+0.45	—	nA/ $^{\circ}C$
低电平输出电压 <sup>(9)</sup>	$V_{OL}$	—	—	1.29	—	V
高电平输出电压 <sup>(9)</sup>	$V_{OH}$	—	—	3.8	—	V
输出共模电压	$V_{OCM}$	—	2.2	2.545	2.8	V
输出短路电流 <sup>(10)</sup>	$ I_{OSC} $	—	—	18.6	—	mA
等效输入阻抗	$R_{IN}$	—	—	500	—	k $\Omega$
$V_{OUT}$ 输出电阻	$R_{OUT}$	—	—	15	—	$\Omega$
输入直流共模抑制比 <sup>(11)</sup>	CMRR <sub>IN</sub>	—	—	76.1	—	dB

**注：** (1) 这是输入失调变化 vs. 温度的绝对值。

(2) 增益定义为在指定输入范围内，差分输出电压( $V_{OUT+}-V_{OUT-}$ )与差分输入电压( $V_{IN+}-V_{IN-}$ )的最佳拟合线的斜率。

(3) 这是增益变化 vs. 温度的绝对值。

(4) 非线性定义为与最佳拟合增益线的峰峰值输出偏差的一半，以满量程差分输出电压的百分比表示。

(5) NL<sub>100</sub> 是在  $\pm 100mV$  输入电压范围内规定的非线性度。

(6) 输入电源电流随着差分输入电压( $V_{IN+}-V_{IN-}$ )的降低而降低。

(7) 当差分输入电压( $V_{IN+}-V_{IN-}$ ) =  $-200mV$  (推荐的最大工作输入电压) 时，会出现最大额定输出电源电流。但是，对于高达大约  $-300mV$  的差分输入电压，输出电源电流将继续上升，超过该电压输出电源电流将保持恒定。

(8) 由于输入 sigma-delta 转换器的开关电容特性，显示了时间平均值。

(9) 当差分输入信号超过约  $308mV$  时，输出将限制在所示的典型值。

(10) 短路电流是当任一输出与  $V_{DD2}$  或接地短路时产生的输出电流。

(11) CMRR 定义为差分信号增益 (在引脚 2 和 3 之间以差分方式施加的信号) 与共模增益 (输入引脚连接在一起并且同时施加到两个输入的信号) 的比率，以 dB 表示。



## 10、交流电气特性:

除非另有规定, 所有典型和数据均在  $V_{IN+}=0V$ ,  $V_{IN-}=0V$ ,  $V_{DD1}=V_{DD2}=5V$  和  $T_A=25^{\circ}C$  的标称工作条件下测得; 所有最小值/最大值规范在推荐的工作条件下测得。

参数	符号	条件	最小值	典型值	最大值	单位
$V_{OUT}$ 带宽(-3dB)	BW	$V_{IN+}=200mV_{pk-pk}$ 正弦波	50	100	—	kHz
$V_{OUT}$ 噪声 <sup>(1)</sup>	$N_{OUT}$	$V_{IN+}=0.0V$	—	31.5	—	$mV_{rms}$
$V_{IN}$ 到 $V_{OUT}$ 信号传输延迟(50% to 10%)	$t_{PD10}$	在图 18 中 MC34081 的输出端测量。 $V_{IN+}=0mV$ 至 $150mV$ 步进。	—	2.03	3.3	$\mu s$
$V_{IN}$ 到 $V_{OUT}$ 信号传输延迟(50% to 50%)	$t_{PD50}$		—	3.47	5.6	$\mu s$
$V_{IN}$ 到 $V_{OUT}$ 信号传输延迟(50% to 90%)	$t_{PD90}$		—	4.99	9.9	$\mu s$
$V_{OUT}$ 上升/下降时间(10% to 90%)	$t_{R/F}$		—	2.96	6.6	$\mu s$
共模瞬态抗扰度 <sup>(2)</sup>	CMTI	$V_{CM}=1kV$ , $T_A=25^{\circ}C$	10.0	15.0	—	$kV/\mu s$
电源抑制 <sup>(3)</sup>	PSR	采用推荐的应用电路	—	170	—	$mV_{rms}$

**注:** (1) 输出噪声有两个主要来源: 斩波噪声和 sigma-delta 量化噪声。斩波噪声源于输出运算放大器的斩波稳定性。它出现在特定频率 (在室温下通常为 400kHz), 并且不会被内部输出滤波器衰减。滤波器电路可以很容易地添加到外部后置放大器, 以降低总 rms 输出噪声。内部输出滤波器确实消除了大部分但不是全部的 sigma-delta 量化噪声。在较低频率 (低于 10kHz) 下, 输出量化噪声的幅度非常小, 并且随着频率的增加而增加。

(2) CMTI (共模瞬态抗扰度或 CMR, 共模抑制) 是通过对引脚 4 (GND1) 相对于引脚 5 (GND2) 施加指数上升/下降电压阶跃来测试的。测试波形的上升时间设置为大约 50ns。调整阶跃幅度, 直到差分输出 ( $V_{OUT+}-V_{OUT-}$ ) 与平均输出电压的偏差超过 200mV, 持续时间超过 1 $\mu s$ 。如果应用超过 10kV/ $\mu s$  的共模斜率, 只要遵守击穿电压限制, HCPL-7840 将继续工作。

(3) 数据表值是在向  $V_{DD1}$  和  $V_{DD2}$  施加上升和下降时间为 40ns 的 1V<sub>pk-pk</sub>、1MHz 方波时, HCPL-7840 输出端瞬态的差分振幅。

## 11、封装特性:

参数	符号	条件	最小值	典型值	最大值	单位
输入输出间瞬态耐压	$V_{ISO}$	$RH<50\%$ , $t=1min.$ , $T_A=25^{\circ}C$	3750	—	—	$V_{rms}$
绝缘电阻	$R_{I-O}$	$V_{I-O}=500V_{DC}$	—	$>10^9$	—	$\Omega$
隔离电容	$C_{I-O}$	$f=1MHz$	—	1.2	—	pF

## 12、测试电路和典型性能曲线：

图 4：输入失调电压测试电路

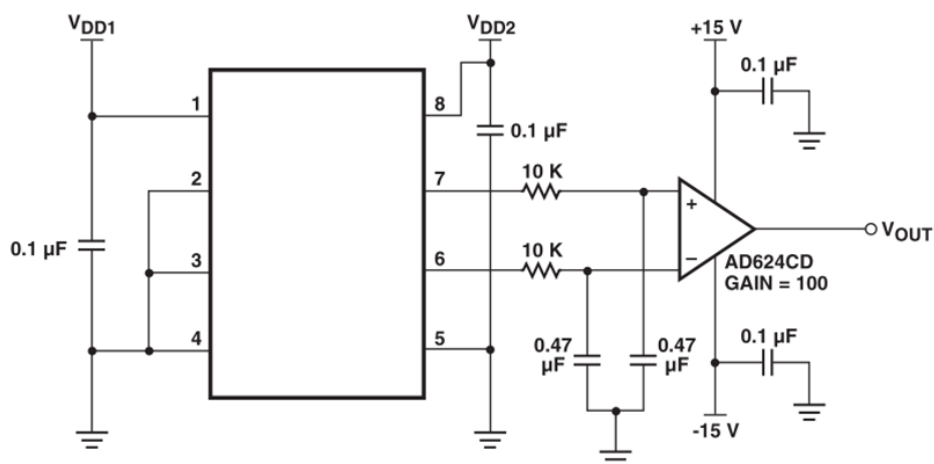


图 5：增益和非线性测试电路

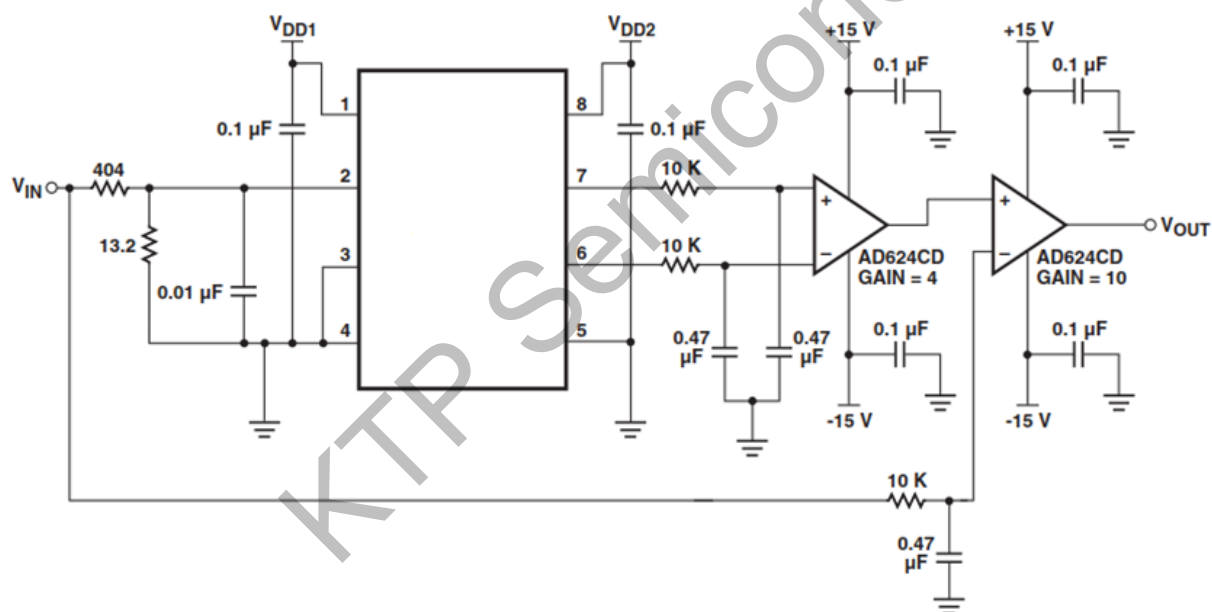


图 6: 输入失调电压 vs. 温度

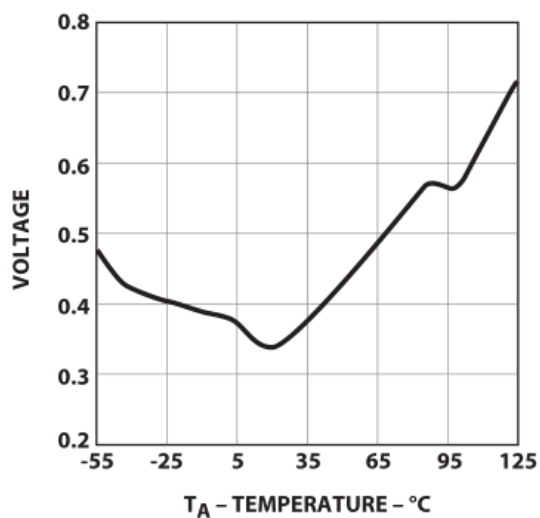


图 7: 输入失调 vs. 电源电压

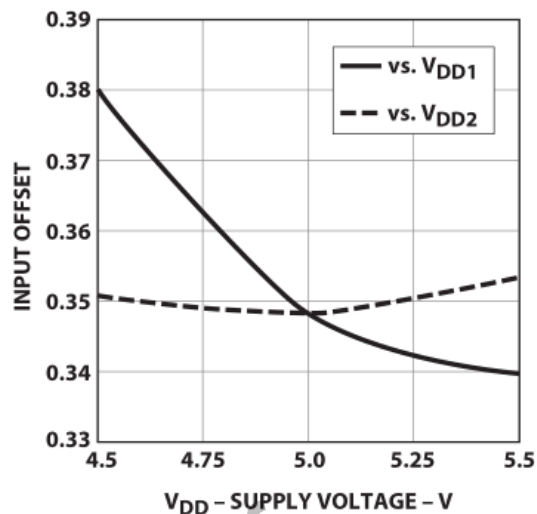


图 8: 增益 vs. 温度

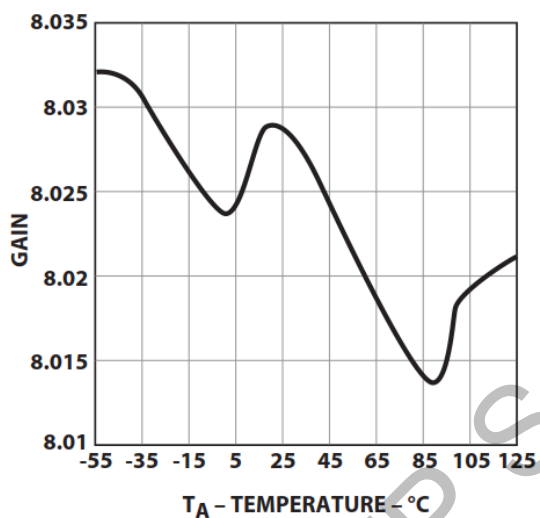


图 9: 增益 vs. 电源电压

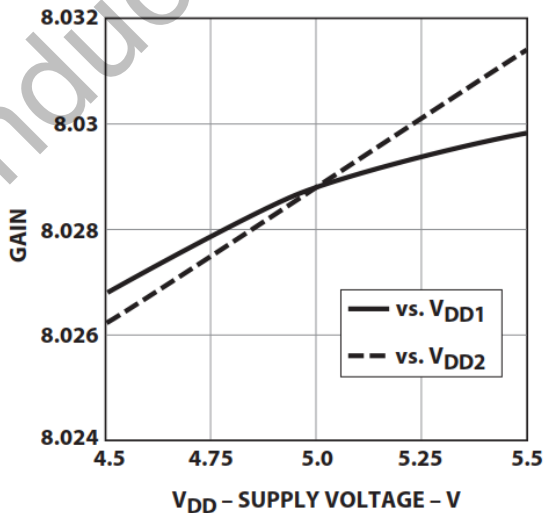


图 10: 非线性度 vs. 温度

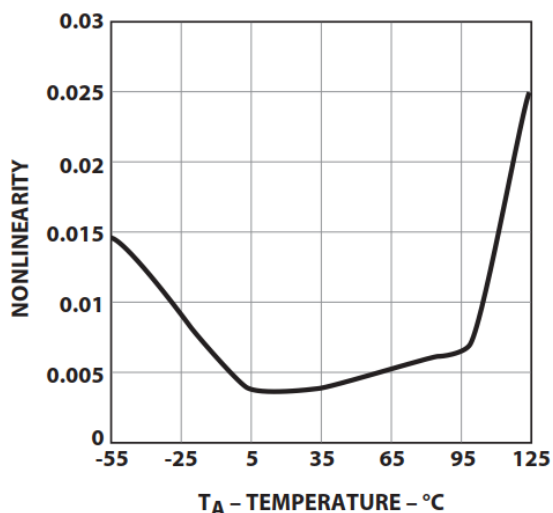


图 11: 非线性度 vs. 电源电压

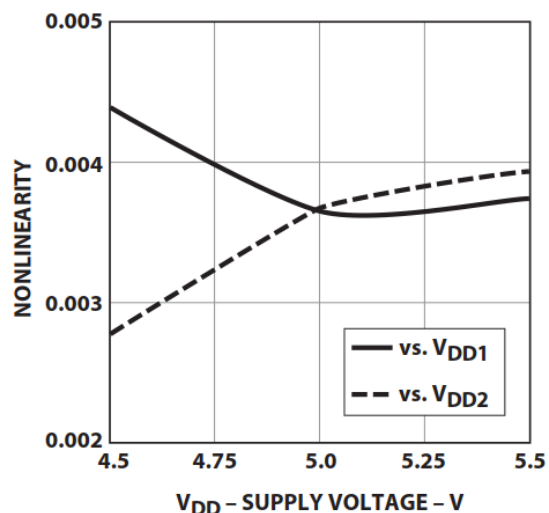


图 12: 输出电压 vs. 输入电压

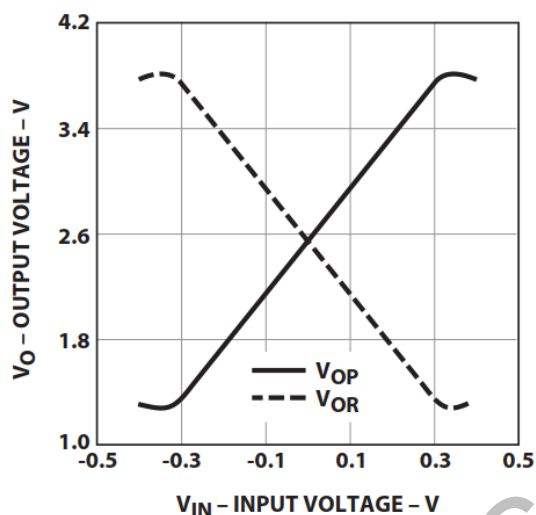


图 13: 电源电流 vs. 输入电压

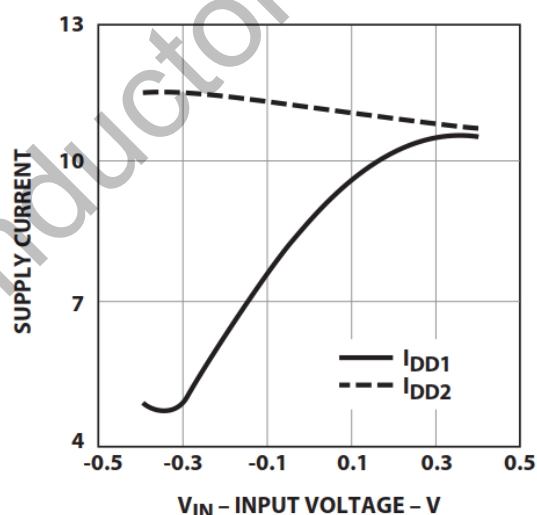


图 14: 输入电流 vs. 输入电压

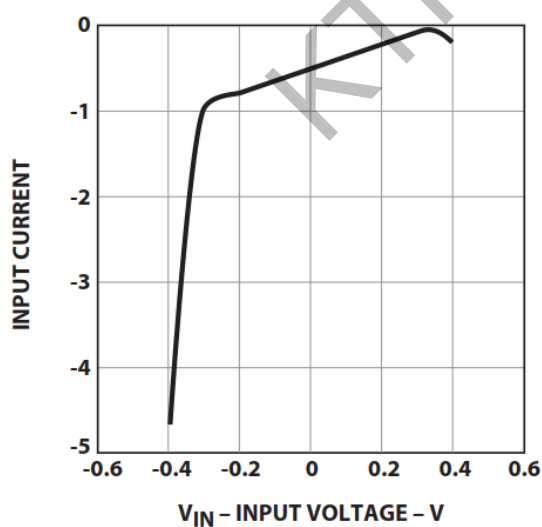


图 15: 增益 vs. 频率

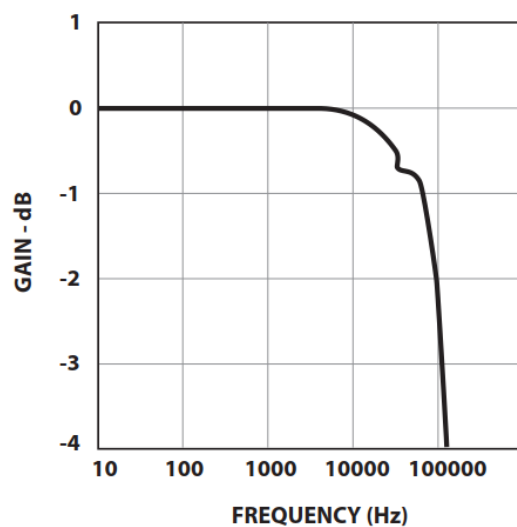


图 16: 相位 vs. 频率

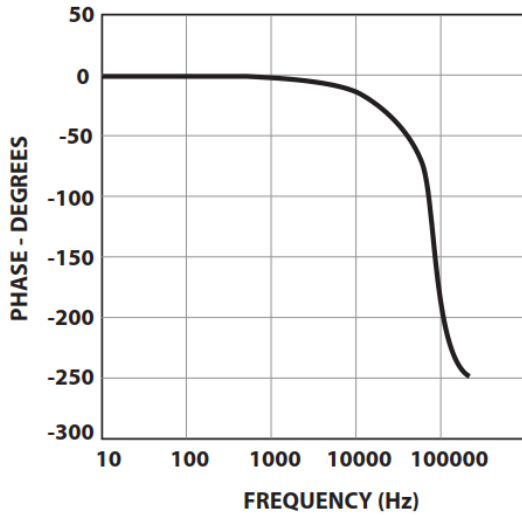


图 17: 传输延迟 vs. 温度

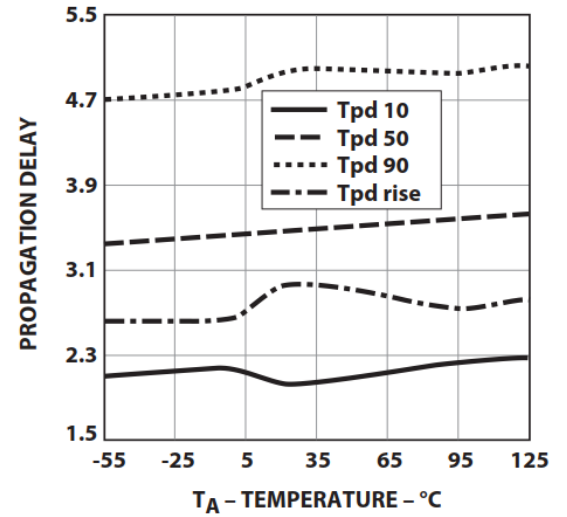
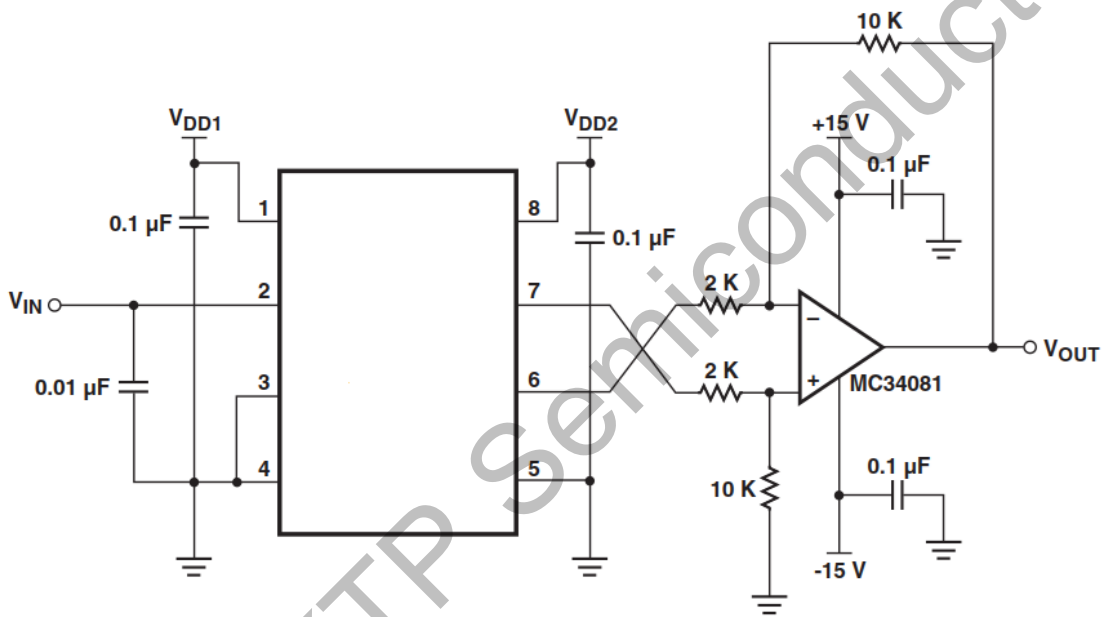
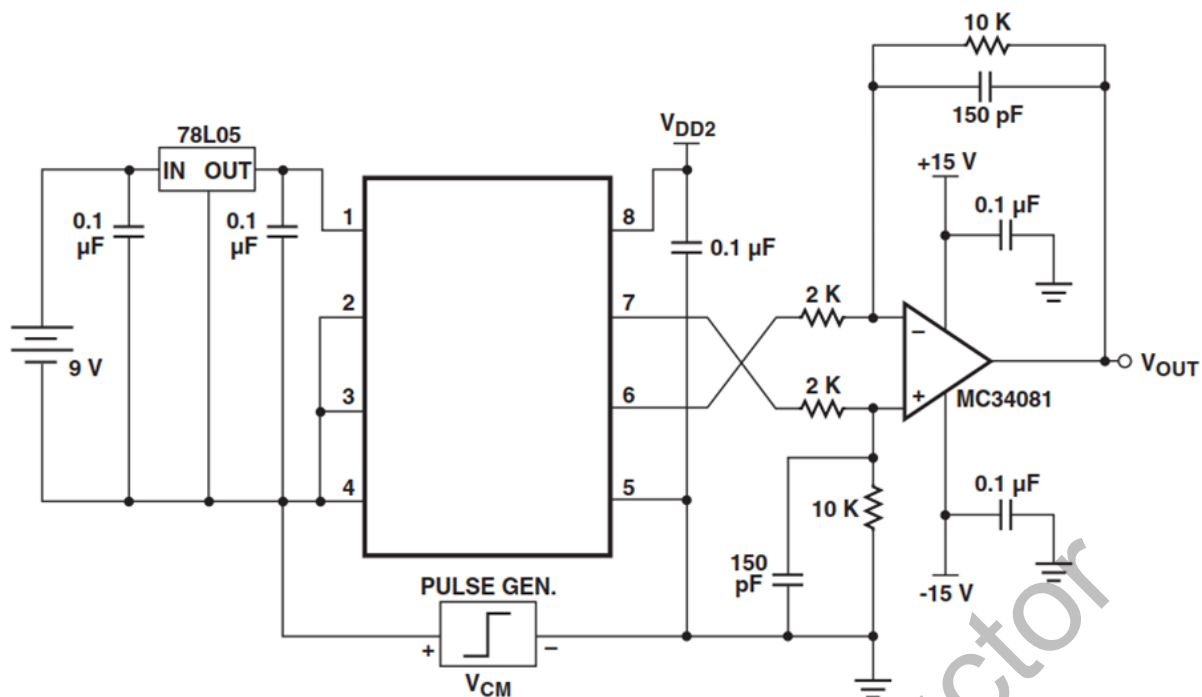


图 18: 传输延迟测试电路



$V_{IN}$  阻抗小于  $10\ \Omega$ 。

图 19: CMTI测试电路



## 应用信息

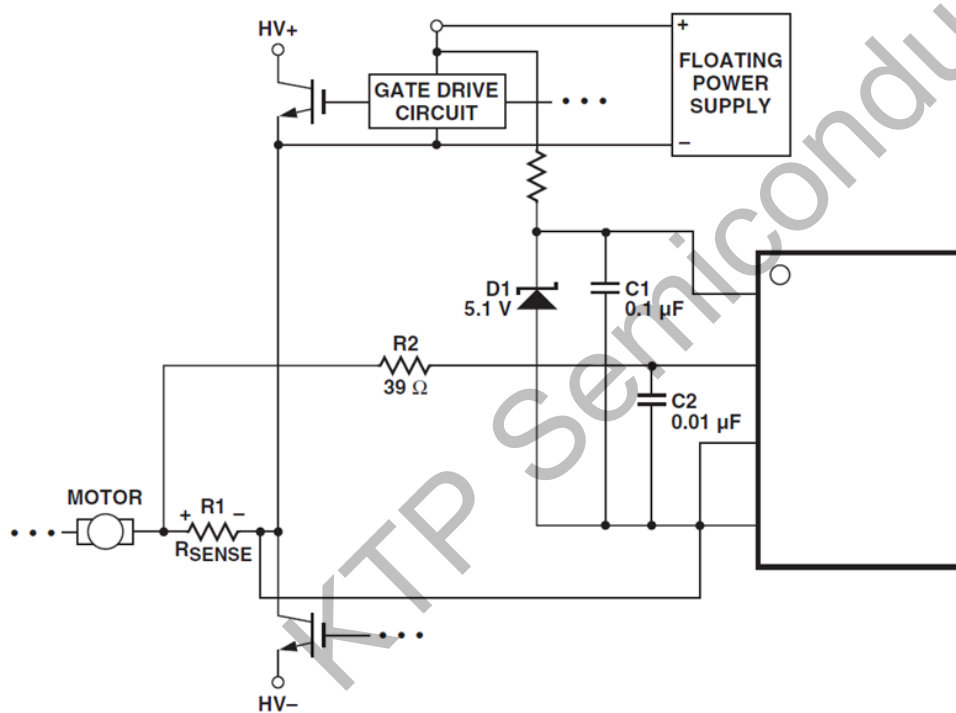
### 电源和旁路

建议的电源连接如图 20 所示。浮动电源（在许多应用中可能与用于驱动高侧功率晶体管的电源相同）使用简单的齐纳二极管(D1)调节至 5V；电阻 R4 的值应选择为能从现有浮动电源提供足够的电流。电流感测电阻器 (Rsense) 的电压通过 RC 抗混叠滤波器 (R2 和 C2) 施加到 HCPL-7840 的输入。虽然应用电路相对简单，但应遵循一些建议以确保最佳性能。

HCPL-7840 的电源通常来自用于为功率晶体管栅极驱动电路供电的同一电源。如果需要专用电源，在许多情况下，可以在现有变压器上添加附加绕组。否则，可以使用某种简单的隔离电源，例如线路供电变压器或高频 DC-DC 转换器。

也可以使用便宜的 78L05 三端稳压器将浮动电源电压降至 5V。为了帮助衰减高频电源噪声或纹波，可以在稳压器的输入端串联一个电阻器或电感器，与稳压器的输入旁路电容组成一个低通滤波器。

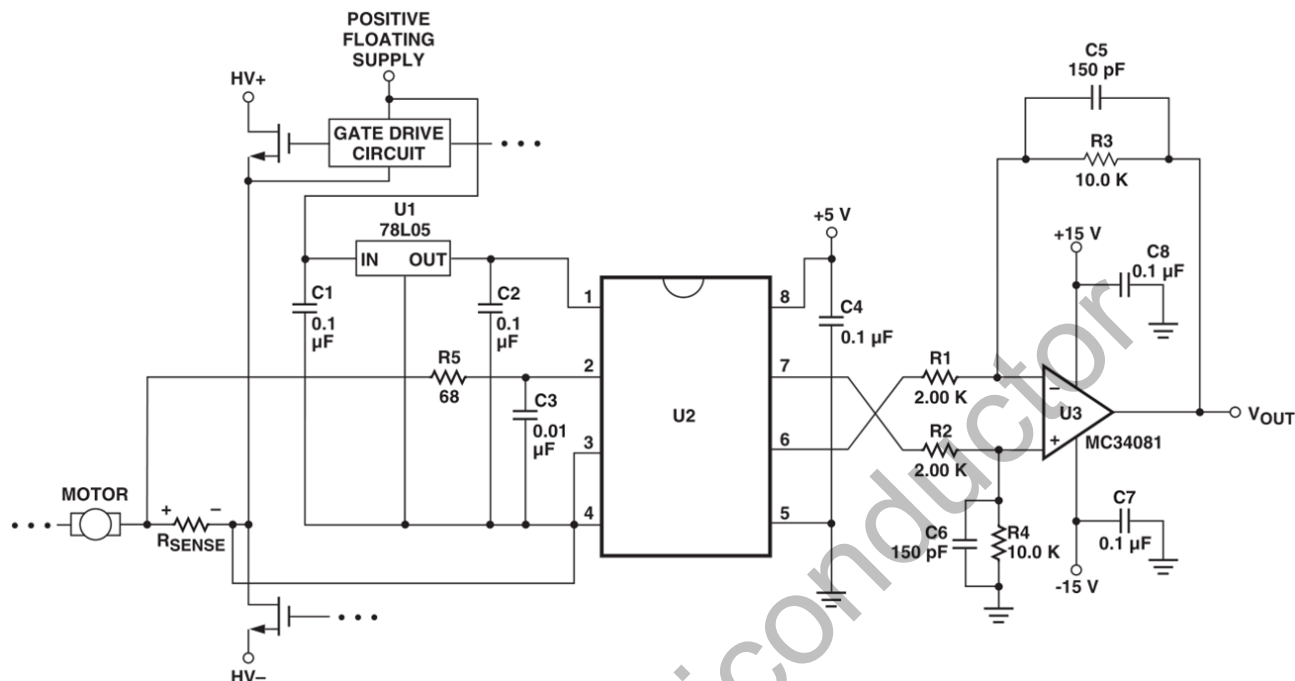
图 20：推荐的电源和感测电阻连接





如图 21 所示，0.1 $\mu$ F 旁路电容器（C1，C2）应尽可能靠近 HCPL-7840 的引脚。由于 HCPL-7840 内部信号的高速数字特性，需要旁路电容器。还建议在输入端使用 0.01- $\mu$ F 旁路电容器（C3），因为开关电容器也构成抗混叠滤波器的一部分，建议使用该滤波器来防止高频噪声混叠到较低频率并干扰输入信号。输入滤波器还执行重要的可靠性功能，它减少了流经电流感测电阻器的 ESD 事件的瞬态尖峰。

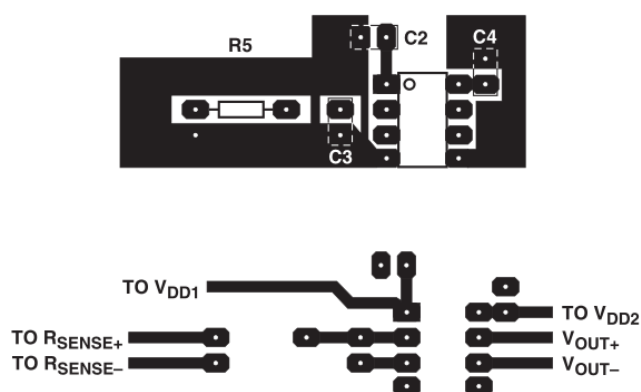
图 21：推荐应用电路



### PCB 布局

印刷电路板（PCB）的设计应遵循良好的布局实践，例如保持旁路电容器靠近电源引脚、保持输出信号远离输入信号、使用接地和电源平面等。此外，PCB 的布局也会影响 HCPL-7840 的隔离瞬态抗扰度（CMTI），主要原因是输入和输出电路之间的杂散电容耦合。为了获得最佳的 CMTI 性能，PCB 板的布局应通过保持电路输入侧和输出侧之间的最大可能距离，并确保 PCB 板上的任何接地或电源平面不会直接通过 HCPL-7840 的本体下方或延伸得比本体宽得多，从而将杂散耦合降至最低。

图 22：印刷电路板布局示例

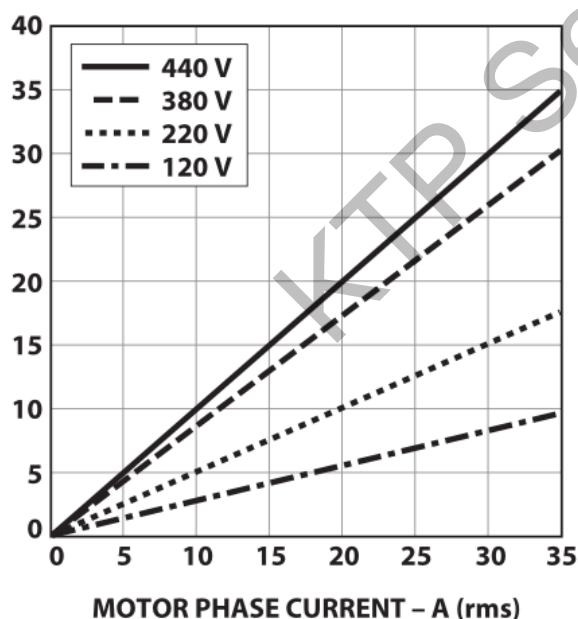


## 电流传感电阻器

电流感测电阻器应具有低电阻（以最小化功耗）、低电感（以最小化可能对工作产生不利影响的  $di/dt$  感应电压尖峰）和合理容差（以保持整体电路精度）。选择电阻器的特定值通常是最小化功耗和最大化精度之间的折衷。较小的感测电阻可降低功耗，而较大的感测电阻器可通过利用 HCPL-7840 的全输入范围提高电路精度。

选择感测电阻器的第一步是确定电阻器将感测多少电流。图 23 中的图表显示了三相感应电机每相的 RMS 电流，作为平均电机输出功率（马力，hp）和电机驱动电源电压的函数。感测电阻器的最大值由被测电流和隔离放大器的最大推荐输入电压确定。最大感测电阻可通过取最大推荐输入电压并除以感测电阻器在正常工作期间应看到的峰值电流来计算。例如，如果电机的最大 RMS 电流为 10A，并且在正常运行期间可能经历高达 50% 的过载，则峰值电流为 21.1A ( $=10 \times 1.414 \times 1.5$ )。假设最大输入电压为 200mV，此时感测电阻的最大值约为 10m $\Omega$ 。

图 23：电机输出马力 vs. 电机相电流和电源电压



感测电阻器中的最大平均功耗也可以通过将感测电阻乘以最大 RMS 电流的平方（在前一示例中约为 1W）来容易地计算。如果感测电阻器中的功耗过高，可以将电阻降低到最大值以下，以降低功耗。感应电阻的最小值受设计精度和精度要求的限制。随着电阻值的减小，电阻器两端的输出电压也会减小，这意味着固定的失调和噪声在信号振幅中所占的百分比会增大。根据具体设计的特定要求，感测电阻器的选定值将介于最小值和最大值之间。

当感测电流大到足以导致感测电阻器显著发热时，电阻器的温度系数（tempco）会由于电阻器的信号相关温度升高而引入非线性。随着电阻器对环境热阻的增加，该影响会增加。可以通过减小电流感测电阻器的热阻或通过使用具有较低温度系数的电阻器来最小化这种影响。降低热阻可以通过重新定位 PCB 板上的电流感测电阻器、使用较大的 PCB 板走线带走更多热量或使用散热器来实现。

对于双端电流感测电阻器，随着电阻值的减小，引线的电阻占总电阻的很大百分比。这对电阻器精度有两个主要影响。首先，感测电阻器的有效电阻可能取决于各种因素，例如引线的长度、弯曲方式、引线插入电路板的距离以及组装过程中引线的焊料芯吸距离（这些问题将在稍后进行更详细的讨论）。第二，引线通常由铜等材料制成，其温度系数比电阻元件本身所用的材料高得多，因此整体温度系数更高。

当使用四端电流感测电阻器时，这两种影响都被消除。四端电阻器具有两个附加端子，它们是直接跨电阻元件本身的开尔文连接；这两个端子用于监控电阻元件两端的电压，而另两个端子则用于承载负载电流。由于开尔文连接，承载负载电流的导线上的任何电压降都不会对测量电压产生影响。

在为电流检测电阻器布置 PCB 板时，应注意几点。到电阻器的开尔文连接应在电阻器本体下方汇集在一起，然后彼此非常接近于 HCPL-7840 的输入端；这最小化了连接的环路面积，并减少了杂散磁场干扰测量信号的可能性。如果感测电阻器与 HCPL-7840 电路不在同一个 PC 板上，则紧密双绞线可以完成相同的任务。

此外，多层 PC 板可用于增加电流承载能力。许多镀通孔应围绕感测电阻器的每个非开尔文端子，以帮助在 PCB 板的各层之间分配电流。PCB 板应使用 2 盎司或 4 盎司铜作为层，从而使电流承载能力超过 20A。使 PCB 板上的载流走线变大也可以通过充当散热器来提高感测电阻器的功耗能力。还建议在负载电流进出 PCB 板的地方自由使用通孔。

### 感测电阻器连接

将 HCPL-7840 连接到电流检测电阻器的推荐方法如图 21 所示。 $V_{IN+}$ （引脚 2）连接到感测电阻器的正极端子，而  $V_{IN-}$ （引脚 3）与 GND1（引脚 4）短接在一起，电源返回路径充当到电流感测电阻器负极端子的感测线。这允许一对电线或 PCB 板走线将 HCPL-7840 电路连接到感测电阻器。通过将输入电路参考到检测电阻的负侧，电阻上的任何负载电流感应噪声瞬变都被视为共模信号，不会干扰电流感测信号。这一点很重要，因为流经电机驱动器的大负载电流以及电路布线中固有的寄生电感会产生噪声尖峰和偏置，与电流感测电阻器两端测量的小电压相比，噪声尖峰或偏置相对较大。

如果栅极驱动电路和电流感测电路都使用相同的电源，为了消除潜在的接地回路问题，从 HCPL-7840 的 GND1 到感测电阻器的连接是向栅极驱动电源提供电流的唯一返回路径，这一点非常重要的。HCPL-7840 电路和栅极驱动电路之间唯一直接连接的应该是正电源线。

### 输出侧

外部后置放大器电路中使用的运算放大器应具有足够高的精度，以便相对于隔离放大器的贡献而言，它不会产生大量的偏置或偏置漂移。通常，具有双极输入级的运算放大器比具有 JFET 或 MOSFET 输入级的运放具有更好的偏置性能。

此外，运算放大器还应具有足够的带宽和压摆率，以免对整个电路的响应速度产生不利影响。后置放大器电路包括一对电容器（C5 和 C6），它们构成一个单极低通滤波器；这些电容器允许独立于增益调整后置放大器的带宽，并且有助于降低隔离放大器的输出噪声。电路可以使用许多不同的运算放大器，包括 MC34082A（摩托罗拉）、TLO32A、TLO52A 和 TLC277（德州仪器）、LF412A（国家半导体）。

后级放大器中的增益设置电阻器应具有 1% 或更好的容差，以确保整个电路有足够的 CMRR 和足够的增益容差。可以使用比使用分立电阻器具有更好的比率容差的电阻器网络。电阻网络还减少了电路的组件总数以及所需的电路板空间。