宽动态范围的高端电流 检测:三种解决方案

作者: Neil Zhao、Wenshuai Liao 和 Henri Sino

简介

在电机控制、电磁阀控制、通信基础设施和电源管理等诸多应 用中,电流检测是精密闭环控制所必需的关键功能。从安全至 关重要的汽车和工业应用,到电源和效率至关重要的手持式设 备,都能发现它的身影。利用精密电流监控,设计人员可以获 得关键的瞬时信息,例如电机扭矩(根据电机电流)、DC/DC 转换器效率、基站 LDMOS(横向扩散 MOS)功率晶体管的 偏置电流,或者短接至地等诊断信息。

为了理解系统设计人员在为电路板选择最精确、最具成本效益 的电流传感器时所面对的重要权衡、选择和挑战,我们将仔细 讨论蜂窝基站功率放大器的 LDMOS 偏置电流监控及其它相 关应用中的电流检测。

电流监控在基站功率放大器中是必不可少的,特别是在调制方 法更为复杂的 3G 和 LTE 中,其峰均功率比从 3G W-CDMA 的 3.5 dB (约 2.2 比 1)到 LTE OFDM 的 8.5 dB (约 7.1 比 1) 不等,而大多数常用 2G 单载波 GSM 的峰均功率比为 3 dB(约 2 比 1)。控制环路功能之一是监控 LDMOS 偏置电流,以便 能够针对给定的功率输出对 LDMOS 的偏置进行正确调制。通 常情况下,此直流偏置电流具有宽动态范围,具体视工作条件、 最大值或非峰值操作而定。对设计人员而言,这意味着需要一 个精密电流传感器来监控 50 mA (或者低至 15 mA)¹至 20 A 范围内的电流,而 LDMOS 的漏极则偏置到 28 V至 60 V 范围 内的一个高压。如果利用分流电阻来监控此电流,则设计人员 只能使用非常小的分流电阻,否则当 LDMOS 电流为 20 A 时, 其功耗将非常大。例如,在最大电流时,即使 10mΩ 分流电阻 也会消耗 4 W 功率。

虽然存在能够承受这一功率的分流电阻,但电路板可能要求较低功耗。然而,如果选择如此低的电阻值,则在低电流(如50 mA)时,10 mΩ分流电阻上的电压将极其微小(500 μV),难以利用一个同时还必须承受高共模电压的电路进行精密监控。

本文将重点讨论能够在高共模电压下精确监控宽范围直流电 流的电流检测解决方案。同时还会特别关注温度性能这一重要 参数,它常常难以校准,但在功率放大器室外应用中必须谨慎 对待。

本文将按照设计复杂度从高到低的顺序介绍三种可选解决方案,它们能针对各种不同的应用提供可行的高精度、高分辨率 电流检测。

 使用运算放大器、电阻和齐纳二极管等分立器件来构 建电流传感器。这种解决方案以零漂移放大器 AD8628为核心器件。

- 使用 AD8210 等高压双向分流监控器来提高集成度, 并利用其它外部器件来扩展动态范围和精度。
- 采用针对应用而优化的器件,例如最新推出的 AD8217。AD8217是一款易于使用且高度集成的零漂 移电流传感器,输入共模电压范围为4.5V至80V。

配置一个标准运算放大器进行高端电流检测

图 1 所示为一个采用 AD8628 的基于运算放大器的分立解决方 案。采用其它运算放大器时同一设置也有效,但必须尽可能具 有下列特性:低输入失调电压、低失调电压漂移、低输入偏置 电流和轨到轨输入输出摆幅能力。推荐的其它放大器包括 AD8538、AD8571 和 AD8551。



图 1. 使用运算放大器的分立式大电流检测解决方案。

此电路监控高端电流 *I*。放大器通过齐纳二极管打开偏置,本 例中其额定值为 5.1 V。二极管的使用确保放大器能够在高共 模电平下安全地工作,并且其电源电压稳定在容许的电源限值 以内,同时 MOSFET 将其输出转换为电流,进而由电阻 *R*_L转 换为以地为参考的电压。这样,输出电压就能馈送至转换器、 模拟处理器和其它以地为参考的器件(如运算放大器或比较 器),以便做进一步的信号调理。

在此配置中, R_G 上的电压与 R_{SHUNT} 上的电压相等,因为通过 MOSFET 的反馈会使运算放大器的两个高阻抗输入端保持相 同的电压。经过 R_G 的电流流过 FET 和 R_L ,产生 V_{OUTPUT} 。流过 分流电阻的电流 $I = V_{OUTPUT}$ 的关系可通过公式 1 表示:

$$V_{OUTPUT} = \frac{I \times R_{SHUNT}}{R_G} \times R_L \tag{1}$$

R_{SHUNT} 选择: *R*_{SHUNT} 的最大值由最大电流时的容许功耗决定, 而最小值由运算放大器的输入范围和误差预算决定。一般情况 下,为了监控 10 A 以上的电流,*R*_{SHUNT} 的值在 1 mΩ 至 10 mΩ 之间。如果单个电阻无法满足功耗要求,或者对 PCB 而言太大, 则*R*_{SHUNT} 可能必须由多个电阻并联构成。

 R_G 选择: R_G 用于将与高端电流成比例的电流转换到低端。 R_G 的最大值由 P 沟道 MOSFET 的漏极-源极漏电流决定。假设使

¹ 依据天线接口标准组织(AISG) 1.1。

Analog Dialogue 44-12, December (2010)

用常见的 P 沟道增强型垂直 DMOS 晶体管 BSS84,那么各种 条件下的 I_{DSS} 最大值如表 1 所示。

条件	I _{DSS} 最大值
$V_{GS} = 0 \text{ V}, V_{DS} = -40 \text{ V}, T_J = 25^{\circ}\text{C}$	-100 nA
$V_{GS} = 0 \text{ V}; V_{DS} = -50 \text{ V}; T_J = 25^{\circ}\text{C}$	-10 μΑ
$V_{GS} = 0 \text{ V}, V_{DS} = -50 \text{ V}, T_J = 125 ^{\circ}\text{C}$	–60 μA

表 1. 漏极-源极漏电流

以 LDMOS 漏极电流监控为例,共模电压为 28 V, I_{DSS} 为 100 nA。通过 R_L 的最小电流的镜像至少应为 I_{DSS} 的 20 倍。因此,

$$R_{G_{MAX}} = \frac{I_{MIN} \times R_{SHUNT}}{20 \times 100 \,\mathrm{nA}}$$

R_G的最小值由最大负载电流时的容许镜像电流功耗决定:

$$R_{G_{MIN}} = \frac{I_{MAX} \times R_{SHUNT}}{I_{MIRROR} MAX}$$

 R_{BLAS} 选择:通过 R_{BLAS} 的电流经过分流产生运算放大器的静态 电流和基本恒定的齐纳二极管电压 V_Z (它决定运算放大器的 电源电压)。当放大器电流 I_{SUPPLY} 实际上为0 且 V_{IN} 为最大值 时,应确保流过齐纳二极管的电流不超过其最大调节电流 $I_{Z MAX}$:

$$R_{BLAS_MIN} = \frac{V_{IN_MAX} - V_Z}{I_{Z_MAX}}$$

当 *I_{SUPPLY}* 为最大值且 *V_{IN}* 为最小值时,为确保二极管电压稳定, 流过其中的电流应大于其最大工作电流 *I_{Z_MIN}*:

$$R_{BIAS_MAX} = \frac{V_{IN_MIN} - V_Z}{I_{Z_MIN} + I_{SUPPLY_MAX}}$$

齐纳二极管和 *R_{BLAS}* 是这一解决方案的关键器件,因为它们消除了后续电路的高共模电压,支持使用低压精密运算放大器。为使电压保持最高稳定性,齐纳二极管应具有低动态电阻和低温度漂移特性。

*R***₁选择**:*R*₁用于在输入瞬变超过运算放大器的电源电压时限 制放大器输入电流。建议使用 10 kΩ 电阻。

所选运算放大器的失调电压 Vos 和失调电流 Ios 是非常重要的

指标,特别是在分流电阻值和负载电流很低的情况下。 $V_{os} + I_{os} \times R_1$ 必须小于 $I_{MIN} \times R_{SHUNT}$,否则放大器可能会饱和。因此,为获得最佳性能,最好使用具有零交越失真的轨到轨输入放大器。

对于这种分立解决方案,另一个需要考虑的问题是温度漂移。 即使采用零漂移放大器,也非常难以优化,或者需要付出高昂 代价才能优化下列分立器件所引起的漂移:齐纳二极管、 MOSFET 和电阻。从表1可知,当 $V_{GS} = 0$ V 且 $V_{DS} = -50$ V 时, 随着工作温度从25°C 变为125°C,MOSFET 的 I_{DSS} 最大值从-10 μ A 变为-60 μ A。此漂移会降低系统在整个温度范围内的精度, 特别是当受监控的电流很低时。齐纳二极管的漂移特性会影响 放大器电源的稳定性,因此所用放大器应当具有高电源抑制 (PSR)性能。

此外,设计人员必须意识到这一解决方案的功效很低,因为 *R_{BLAS}*消耗了大量功率。例如,如果总线共模电压为 28 V,齐纳 二极管输出电压为 5.1 V 且 *R_{BLAS}*为 1000 Ω 电阻,那么该电路 的无用功耗将超过 0.52 W。这会增加功耗预算,设计时必须考 虑这一点。

利用 AD8210 和外部器件进行高端电流检测

图 2a 所示为集成高压双向分流监控器 AD8210 的简化框图;图 2b 所示为采用外部基准电压源的单向应用。





AD8210 可以放大正或负电流流过分流电阻时产生的小差分输入电压,同时抑制高共模电压(最高 65 V),并提供以地为参考的缓冲输出。

如图 2a 所示,它主要包括两个模块:一个差分放大器和一个 仪表放大器。输入端通过 R₁和 R₂连接到差分放大器 A1。A1 利用 Q1 和 Q2 调整流经 R₁和 R₂的小电流,使其自身输入端 上的电压为零。当 AD8210 的输入信号为 0 V 时, R₁和 R₂中 的电流相等。当该差分信号非零时,一个电阻中的电流增大, 另一个电阻中的电流则减小。电流差与输入信号的大小和极性 成正比。

R₃和 R₄将流经 Q1 和 Q2 的差分电流转换为差分电压。A2 配 置为仪表放大器,用于将该差分电压转换为单端输出电压。通 过精密调节的薄膜电阻在内部将增益设置为 20 V/V。

使用 V_{REF1} 和 V_{REF2} 引脚可以轻松调整输出基准电压。在处理 双向电流的典型配置中, V_{REF1} 连接到 V_{CC} , 而 V_{REF2} 连接到 GND。这种情况下, 当输入信号为 0 V 时, 输出以 $V_{CC}/2$ 为中 心电压。因此, 对于 5 V 电源, 输出以 2.5 V 为中心电压。根 据分流电阻上的电流方向不同, 输出将大于或小于 2.5 V。

这种配置非常适合充电/放电应用,但如果用户需要利用整个输出范围来测量一个单向电流,那么一种典型方法就是利用外部源来设置该范围,如图 2b 所示。此时,一个电阻分压器经过一个运算放大器缓冲来驱动连在一起的 V_{REF1}和 V_{REF2} 引脚,从而使输出发生偏移。

当负载电流接近 0 时,单单依靠放大器难以监控负载电流。采 用 5 V 电源时,AD8210 的线性输出范围为 50 mV 至 4.9 V。假 设应用中的分流电阻为 10 mΩ,那么其上流过的最小电流必须 大于 250 mA,才能确保 AD8210 的输出高于其 50 mV 的最低点。

$$V_{OUT} = I_{SHUNT} \times R_{SHUNT} \times Gain$$

= 250 mA × 10 mΩ × 20 = 50 mV

图 2b 所示配置引入了一个偏移,以便测量更小的电流。当放 大器增益为 20 V/V 时,输出电压与监控电流之间的关系可以 通过公式 2 表表示:

$$V_{OUTPUT} = I \times R_{SHUNT} \times Gain \text{ of } AD8210 + \left[5 \text{ V} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2}\right]$$
(2)

例如,当电阻 R_1 和 R_2 分别为 9800 Ω和 200 Ω时,失调电压为 100 mV。当差分输入为 0 V时, AD8210 的输出是 100 mV, 仍然落在线性范围之内。如果分流电流范围为 50 mA 至 20 A, 当 $R_{SHUNT} = 10$ mΩ 时,输入范围将是 0.5 mV 至 200 mV, AD8210 的输出范围是 10 mV 至 4 V 加上失调电压,即 0.11 V 至 4.1 V,完全位于其额定线性范围以内。

事实上,利用这种配置,设计人员可以将 AD8210 的输出偏移 到电源范围内的任何一点,从而处理具有任何非对称性的任意 电流范围。由于精密调节的电阻内部连接到基准输入端,因此 需要使用一个运算放大器来缓冲分压器。为了获得最佳结果, 应当以低阻抗来驱动这些输入端。可用来缓冲外部基准电压源 Analog Dialogue 44-12, December (2010) 的精密低成本运算放大器包括 AD8541、AD8601、AD8603、 AD8605、AD8613、AD8691 和 AD8655 等。

事实上,利用这种配置,设计人员可以将 AD8210 的输出偏移 到电源范围内的任何一点,从而处理具有任何对称性的任意电 流范围。由于精密调整的电阻内部连接到基准输入端,因此需 要使用一个运算放大器来缓冲分压器。为了获得最佳结果,应 当以低阻抗来驱动这些输入端。可用来缓冲外部基准电压源的 精密低成本运算放大器包括 AD8541、AD8601、AD8603、 AD8605、AD8613、AD8691 和 AD8655 等。

与分立解决方案相比,这种集成解决方案要求分流监控器具有 高共模电压范围,当输出电压范围无法达到电流检测范围要求 时,它还要求输出偏移。但它能够处理双向电流监控,并且避 免了上述温漂和功耗问题。AD8210 失调漂移和增益漂移的保证 最大值分别为 8 μV/°C 与 20 ppm/°C。如果使用 AD8603 作为缓 冲器,它所贡献的失调仅有 1 μV/°C,与 AD8210 已经很低的失 调电压漂移相比可以忽略不计。分压器 R₁和 R₂的功耗为:

$$\frac{(5 \text{ V})^2}{R_1 + R_2}$$

以图 2b 所示的参数进行计算,其功耗仅为 1.2 mW。

利用零漂移 AD8217 进行高端电流监控

ADI 公司最近推出了一款高压电流传感器 AD8217,它具有零 漂移和 500 kHz 带宽,专门用来增强宽温度、输入共模和差分 电压范围内的分辨率和精确度。图 3a 所示为该器件的简化框 图,图 3b 显示了一个典型应用。



图 3. (a) 高分辨率、零漂移分流监控器 AD8217 (b) 利用 AD8217 进行高端电流检测

为了测量流过小分流电阻的极小电流,AD8217提供最小值为20mV的输出范围(整个温度范围内),优于AD8210的50mV范围。因此,如果分流电阻上受监控的最小负载电流在电流传感器中产生20mV的最小输出(相当于1mV的最小输入),则用户可以选择按图3b所示来配置AD8217。AD8217的输出电压与输入电流之间的关系可以通过公式3表示:

$$V_{OUTPUT} = I \times R_{SHUNT} \times 20 \tag{3}$$

AD8217 内置一个低压差调节器(LDO),它能为放大器提供恒 压电源。该 LDO 可以承受 4.5 V 至 80 V 的高共模电压,其功 能基本上与图 1 中的齐纳二极管相似。

AD8217的工厂设定增益为20V/V,在整个温度范围内的最大 增益误差为±0.35%。整个温度范围内的初始失调额定值为 ±300μV,而且温漂非常小,仅有±100 nV/°C,这些特性可以 改善任何误差预算。缓冲输出电压可以直接与任何典型的模数 转换器接口。当输入差分电压至少为1 mV时,无论是否存在 共模电压,AD8217都能提供正确的输出电压。像上例一样使 用 10 mΩ分流电阻时,最小电流可以低至 100 mA。

单芯片解决方案避免了分立解决方案的温漂和功耗问题。

性能比较

以下部分将给出通过比较这三种不同方法所获得的测试结果。 测试时通过改变输入电压和负载电阻来调整流过分流电阻的 输入电流。在所示数据中,已执行初始校准来消除与电路板中 所有器件相关的初始增益和失调误差。

图 4 为利用图 1 所示电路测得的 R_L 上的输出电压与流过 R_{SHUNT} 的输入电流低端值之间的线性关系图。 R_{SHUNT} 为 10 mΩ; R_G 为 13 Ω; R_{BLAS} 为 100 Ω; R_1 为 10 kΩ; 负载电阻为 200 Ω; R_L 为 200 Ω; 齐纳二极管输出为 5.1 V;运算放大器为 AD8628; MOSFET 为 BSS84。最大相对误差为 0.69%, 而校准后的平均 误差为 0.21%。



图 4. 采用图 1 中 AD8628 获得的低电流测试结果

图 5 为利用图 2b 所示电路测得的 AD8210 输出电压与流过 R_{SHUNT} 的输入电流低端值之间的线性关系图。 R_{SHUNT} 为 10 m Ω , R_1 为 20 k Ω , R_2 为 0.5 k Ω , 负载电阻为 200 Ω , 外部基准电压 缓冲器为 AD8603。最大相对误差为 0.03%, 而校准后的平均 误差为 0.01%。



图 5. 采用图 2b 中 AD8210 获得的低电流测试结果

图 6 为利用图 3b 所示电路测得的 AD8217 输出电压与流过 R_{SHUNT} 的输入电流低端值之间的线性关系图。 R_{SHUNT} 为 10 m Ω , 且负载电阻为 50 Ω 。最大相对误差为 0.088%, 而线性校正后 的平均误差为 0.025%。



图 6. 采用图 3b 中 AD8217 获得的低电流测试结果

注意,测试有必要集中在范围的低端,而不是涵盖 50 mA 至 20 A 的整个范围。原因是线性度变化主要处于范围的低输出电压(低单极性电流)部分。

此外还在-40°C、+25°C和+85°C下对每种解决方案进行了温度 实验。表 2 给出了利用+25°C下的校正系数来校准-40°C和+85°C下的数据时的最大相对误差和平均误差。

表 2. 不同温度下使用同一校正系数时的最大误差和平均误差

解决方案电路		AD8628	AD8210	AD8217
-40°C	最大误差(%)	11.982	2.117	0.271
	平均误差(%)	4.929	2.059	0.171
+25°C	最大误差(%)	1.806	0.075	0.103
	平均误差(%)	0.228	0.039	0.022
+85°C	最大误差(%)	6.632	3.800	0.918
	平均误差(%)	5.769	3.498	0.421

如果系统中有温度传感器可用,则可以使用不同的校正系数来 校准不同温度下的数据,但这会导致器件数量增多和制造成本 增加。表 3 给出了在-40°C、+25°C和+85°C下使用不同校正 系数时的最大相对误差和平均误差。

表 3. 不同温度下使用不同校正系数时的最大误差和平均误差

解决方案电路		AD8628	AD8210	AD8217
-40°C	最大误差(%)	1.981	0.022	0.114
	平均误差(%)	0.303	0.009	0.023
+25°C	最大误差(%)	1.806	0.075	0.103
	平均误差(%)	0.228	0.039	0.022
+85°C	最大误差(%)	1.844	0.038	0.075
	平均误差(%)	0.241	0.013	0.020

温度实验表明,利用自稳零技术的器件可以在宽温度范围内提供高精度性能,特别是 AD8217。







图 8. AD8210 集成解决方案的温度实验



图 9. AD8217 单芯片解决方案的温度实验

结论

测试结果表明,所有三种解决方案都能用于宽动态范围的高端 电流检测:所有三种解决方案的输出都是线性的,而采用 AD8217的解决方案具有最佳的误差性能,并且不需要独立电 源。此外,±100-nV/°C的失调漂移特性使它非常适合在-40°C 至+125°C 的温度范围内使用,能够在温度范围内提供最高精 度性能。就系统设计而言,单芯片解决方案可以节省 PCB 面 积,简化 PCB 布局,降低系统成本,并提高可靠性。这些特 点特别适用于负载电流范围很宽且动态范围至关重要的单向 电流检测应用。

根据测试结果可以得知:对于宽动态范围的单向高端电流检测 和监控应用,AD8217 是三种解决方案中最合适的一种。我们 还注意到,AD8210 解决方案的工作范围可以低至 0 V 输入, 这对检测短接至地的条件可能有利。还应注意,AD8210 能够 以单芯片监控双极性电流,例如在充电/放电应用中。

在要求最佳系统性能的实际系统设计中,建议采用校准和温度 检测。

鸣谢

Ryan Du 先生在 ADI 公司实习期间,帮助完成了本文的分立解决方案设置和测量部分。

关于作者



Neil Zhao [neil.zhao@analog.com]是 ADI 公司位于中国北京的微加工产品部门的一 名应用工程师。此前他是 ADI 中国应用支 持部门的一名现场应用工程师,在该岗位 有近三年的工作经历。2008 年 1 月,他毕 业于北京航空航天大学,并获得通信与信 息系统硕士学位。



Liao

[wenshuai.liao@analog.com]是 ADI 公司位 于中国北京的集成放大器产品(IAP)部门 的一名营销工程师。他在获得清华大学光 学工程硕士学位之后,曾在大唐电信集团 任 TD-SCDMA 节点 B RF 工程师三年。他 于 2002 年加入 ADI 公司。



Henri Sino [henri.sino@analog.com]是 ADI 公司位于美国马萨诸塞州威尔明顿市的集 成放大器产品(IAP)部门的一名应用工程 师。他从伍斯特理工学院获得电气工程学 士学位(BSEE)之后即开始在 ADI 公司工 作,至今已有六年。在职期间,他主要致 力于汽车和通信市场相关的产品和客户支 持工作。