

# 安森美半导体新颖的集成无损耗电流感测方案

节省电路板占用面积、降低能耗、提升可靠性及降低成本

作者：Ann Starks，应用工程师，安森美半导体

原设备制造商（OEM）在提升其产品设计的能效方面正面临着不小的压力。因此，能够精确地监测关键电流通道的电流就极为重要，这样才可以作出恰当电源管理决策，并将系统性能提升至最高。现有的设计中使用了几种不同的方法来实现此目的。然而，这些普通方法当中的每一种都有其明显劣势。对精密电流感测方法的需求已经催生了集成型双芯片式方案，这种方案在提供精确的无损耗电流感测的同时，还将对印制电路板（PCB）布线及元件数量的影响减至最轻。

## 现有电流感测技术

传统电流感测方法使用精密感测电阻，将其直接插入在要感测的电流通道中。精密电阻两端的电压降被测量，以计算流过电阻的电流。然而，这种方法会滋生显著的功率损耗，特别是在大电流条件下。

其它常见电流感测技术包括使用下述组件或参数：

1. MOSFET 导通阻抗 ( $R_{DS(ON)}$ )
2. 电感等效串联电阻 (ESR)
3. 电感电压
4. 平均电流
5. 电流互感器

MOSFET 导通阻抗 ( $R_{DS(ON)}$ ) 虽然使用 MOSFET 导通阻抗便无须使用额外元件，但不同 MOSFET 元件的导通阻抗可能不同，而且导通阻抗值会随着温度而变化。温度从 27°C 升高至 100°C 时，导通阻抗的变化幅度可能高达 35%。

电感等效串联电阻 (ESR) 这种方法使用电感的等效串联电阻来测量负载电流。简单的低通电阻电容 (RC)

网络滤波器感测电感 ESR 两端的电压。然而，要使这种方法有效，必须知悉电感值。不同电感的电感值的差异可能多达 20%。

### 电感电压

这种方法类似于上述电感等效串联电阻方法。测量电感电压并使用等式 1 来计算电流。然而，不同电感的电感值差异可能达 20% 甚至更高，这会影响测量的精度。

$$V_L = L \frac{di}{dt} \quad (\text{等式 1})$$

### 电流互感器

这种方法最常用于大功率系统，通过使用电流互感器来感测电感电流的一小部分。但这种方法实施成本高，要求使用互感器，并占用较大的电路板空间。

## 新颖的双芯片式 (2-Chip) 无损耗电流感测方案

每种传统电流感测方法都在精度上有局限，影响了设计的整体能效，并可能占用不小的电路板空间。基于这些

原因，新的精密无损耗电流感测方法被开发出来。

新的无损耗测量方案使用单个 MOSFET 裸片。少量源极单元 (cell) 在裸片上隔离，并连接至单独感测引脚，产生匹配的内部镜像 MOSFET。源极单元与感测单元之比极大，当电流流经主 MOSFET 时，就通过镜像 MOSFET 产生小得多的电流。两个电流之间的关系称作电流比 ( $I_{RATIO}$ )，其定义如等式 2 所示。典型的  $I_{RATIO}$  值是 400。源极及感测端子必须置于相同的电势，从而使  $I_{RATIO}$  保持为已知的恒定值。

$$I_{RATIO} = \frac{I_{SOURCE}}{I_{SENSE}} \quad (\text{等式 2})$$

主 MOSFET 和镜像 MOSFET 共用门极及漏极连接，但有独立源极。连接至主 MOSFET 源极的开尔文连接 (Kelvin connection) 提供途径来监测源极电压而不会影响其电压值。这单裸片 MOSFET 通过测量流过镜像 MOSFET 的小电流，提供无损耗的电流监测。由于是在主电流通道之外进行测量 ( $I_{SENSE}$  比  $I_{SOURCE}$  小 400 倍)，对系统能效的影响被降至最低。因此，有可能测量感测电流，并因而精确地计算负载电流。单裸片 MOSFET 亦即 SENSEFET。

图 1 显示了安森美半导体开发的一种新颖的双芯片式电流感测方案，此方案能够进行精密的无损耗电流感测。其中，NTMF4854NS 是一款 SENSEFET，而 CAT2300 是一款 SENSEFET 控制器及电流监测器件，用于负载开关应用。CAT2300 能针对 0.9V 至 1.5V 电源轨监测 1A 至 25A 的负载电流。它的设计带有双重目的：无损耗电流监测和控制 SENSEFET 导通及关闭。SENSEFET 的门极由 CAT2300 的逻辑电平 EN 引脚控

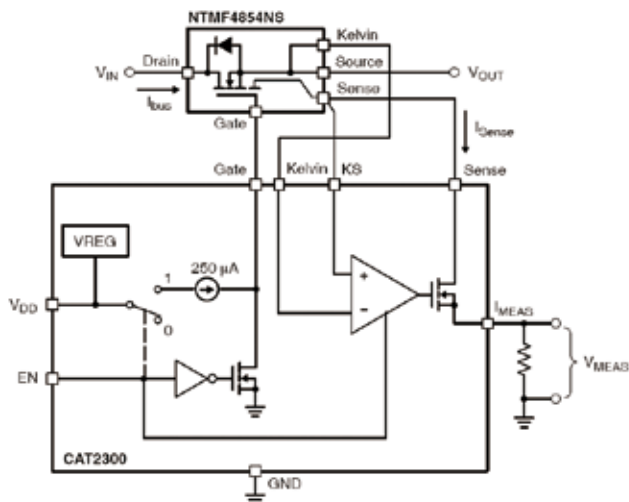


图1：测量电路

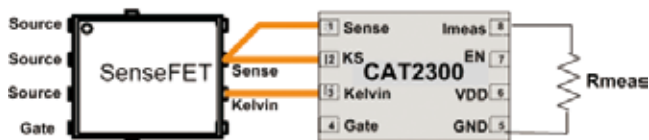


图2：PCB Sense及KS信号的走线连接

制。逻辑高电平导通 SENSEFET，反之，逻辑低电平关闭 SENSEFET。门极导通时间可以通过在 VDD 与门极之间增加上拉电阻来调节 (导通时间更快)，或是通过在 SENSEFET 门极与源极之间增加电容来调节 (导通过程更平滑)。

电流感测电路由放大器及 MOSFET 跟随段 (follower stage) 组成。开尔文信号用于电压参考，运算放大器 / 跟随段通过将感测端子与开尔文端子维持在相同电势来精确追踪感测电流。CAT2300 设计中包含额外的开尔文感测 (KS) 引脚，作为镜像 MOSFET 源极的开尔文连接 (Sense 引脚)，从而消除了 PCB 感测走线上的任何电压降。

图 2 显示了正确的 Sense 及 KS 电路板走线连接。为了获得真正的开尔文连接，KS 走线必须是专用连接，与感测走线完全隔开，且必须直接在 Sense 引脚起线。遵循良好的布线惯例很重要，从而将 PCB 走线的损耗降至最低。CAT2300 的布局应尽可能地贴近 SENSEFET，保持较短的 PCB 走线长度；使用恰当的开尔文连接将有正面作用。推荐使用带有单独接地层的 PCB。

外部电阻  $R_{MEAS}$  置于 CAT2300 的  $I_{MEAS}$  引脚与地之间，产生与流经镜像 MOSFET 的感测电流成正比的可扩展电压。此电压  $V_{MEAS}$  的计算公式如下：

$$V_{MEAS} = I_{SENSE} * R_{MEAS} \quad (\text{等式 3})$$

通过结合等式 2 和 3 可以确定负载电流：

$$I_{LOAD} = I_{RATIO} * \frac{V_{MEAS}}{M_{MEAS}} \quad (\text{等式 4})$$

#### 测量电阻选择

$R_{MEAS}$  的值取决于几项因素，包括应用的电压轨及负载电流范围。等式 5 描述了针对指定应用所可能的最大  $R_{MEAS}$  值。 $V_K$  是 SENSEFET 开尔文端子的电压， $I_{MAX}$  是应用中使用的最大负载电流。 $I_{RATIO}$  取 SENSEFET 器件数据表规定的值。

$$R_{MEAS} = \frac{V_K - 0.1}{I_{SENSE}} = I_{RATIO} * \frac{V_K - 0.1}{I_{MAX}} \quad (\text{等式 5})$$

例如，我们假定安森美半导体NTMFS4854NS SENSEFET用于1.5V电源轨应用，最大负载电流为10A。可以使用SENSEFET数据表中规定的最大R<sub>DS(on)</sub>值来计算最大负载电流时的V<sub>K</sub>，如等式6所示。

$$V_K = V_{IN} - I_{MAX} * R_{DS(ON)MAX} \quad (\text{等式 6})$$

NTMFS4854NS的典型I<sub>RATIO</sub>为399，4.5VGS时最大R<sub>DS(on)</sub>为3.9 mΩ。使用等式6即可知：V<sub>K</sub> = 1.5V - (10A) \* (3.9 mΩ) = 1.461V。负载电流为10A时，CAT2300的I<sub>MEAS</sub>引脚上能够产生的最大电压1.461V。

通过结合等式5和6可以计算R<sub>MEAS</sub>最大值。一定不能超过此值。

$$R_{MEAS} = 399 * \left( \frac{1.461 - 0.1}{10} \right) = 54.3 \Omega \quad (\text{等式 7})$$

为了在完整输入电压范围内获得最佳测量结果，应该为R<sub>MEAS</sub>选择最大负载电流时在CAT2300 ISENSE引脚产生0.8V电压的电阻值：

$$R_{MEAS} = V_{MEAS} * \frac{I_{RATIO}}{I_{LOAD}} = 0.8V * \frac{I_{RATIO}}{I_{LOAD}} \quad (\text{等式 8})$$

就此例而言，为了在满载时在V<sub>MEAS</sub>上获得0.8V电压，R<sub>MEAS</sub>变为：

$$R_{MEAS} = 0.8V * \frac{399}{10A} = 31.9 \Omega \quad (\text{等式 9})$$

具体讲，DAQ On Demand是一款数据采集分析设计软件，集数据采集任务配置、数据管理、信号分析、

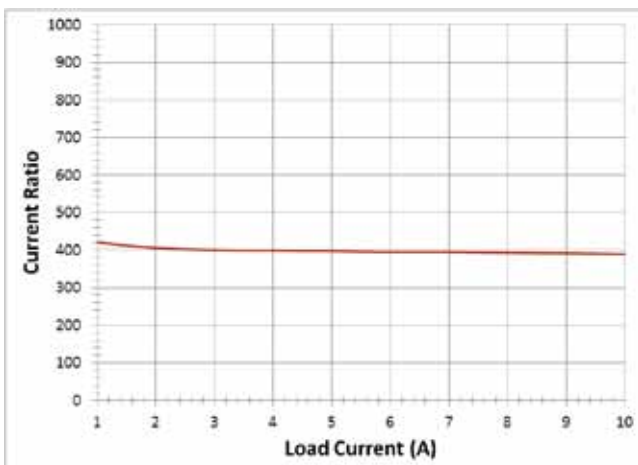


图3：不同负载电流（1A至10A）条件下的I<sub>RATIO</sub>

数据保存与回放、离线高级分析、在线算法编辑、界面定制、系统机制设计和报表生成等功能为一体的平台型软件。该软件基于计算机和其他专用测试平台的测量硬件产品，帮助用户快速搭建灵活的、用户自定义的测量系统，并提供适应不同方向的算法工具包对现有平台的功能进行扩展。

为了获得最佳测量精度，推荐使用容限小于1%的电阻。

图3显示了使用安森美半导体双芯片式方案、负载电流范围为1至10A的负载开关应用所测得的I<sub>RATIO</sub>值。如图所示，I<sub>RATIO</sub>曲线在负载电流范围内实际上非常平滑。由于CAT2300内部运算放大器的输入偏置电压的缘故，电流低于1A时测得的I<sub>RATIO</sub>精度较低。如前所述，源极及感测端子必须处于相同电势以维持恒定的I<sub>RATIO</sub>。运算放大器的输入偏置电压在两个端子之间产生电压差，导致测量误差。在电流低于1A时，这测量误差的影响最大。

本文介绍的新的双芯片式无损耗电流感测方案能够用于精确地测量电流，而无需繁琐的多元件分立式方案。这新颖方案能够节省电路板占用面积、降低能耗、提升可靠性及降低物料单（BOM）成本。采用本文所述的应用电路，低至1A的宽负载电流范围内的I<sub>RATIO</sub>保持为已知的恒定数值。

[www.onsemi.cn](http://www.onsemi.cn)

# 全\_新\_设计



North America : Europe : China

功率系统设计：推动全球创新

[www.powersystemsdesignchina.com](http://www.powersystemsdesignchina.com)