

适用于汽车和电信的电源解决方案

凌力尔特公司 Meilissa Lum

隔离二极管广泛地应用于电源以解决诸多的问题。在汽车系统中,当更换电池或车辆助推起启动时,一个串联隔离二极管可提供针对意外电池反接的保护作用。高可用性系统和电信配电使用隔离二极管以通过电源的并联实现冗余。另外,二极管还用于防止储能电容器在需要进行某种短暂的输出电压保持以安然度过输入压降或噪声尖峰的场合中放电,或者在输入电源突发故障时使负载能够平稳地断电。

虽然隔离二极管容易了解和应用,但是其正向压降会产生显著的功耗,因而使得它们在低电压和高电流应用中均不适合。在低电压应用中,正向电压降成为了电路工作范围的一个限制因素,即使在使用肖特基势垒二极管时也不例外。在一个串联二极管的两端至少丢失了500mV的电源储备空间,在电源于冷车发动期间会降低至4V的12V汽车系统中,这是一种实质性的下降。

由于二极管工作在一个400~700mV(最小值)的固定电压降(这与

额定电流额定无关),因此对于表面贴装型应用来说,功耗在1~2A范围内就成为一个问题。在超过5A的应用中,功耗成为了一个主要问题,这就要求采用精心细致的热布局或成本昂贵的散热器以保持二极管的低温运作状态。电路设计师需要更好的解决方案。

一种解决方案是用MOSFET开关替代二极管。通过连接MOSFET以使其体二极管与它所替代的二极管指向同一个方向,但是在正向导电期间MOSFET接通,因而通过一个穿过MOSFET沟道的低损耗路径短接体二极管。当电流反向时,MOSFET关断,体二极管阻止电流的流动,从而保持二极管的运作方式。正向压降和功耗的降幅高达10倍。当与传统的p-n型或肖特基势垒二极管相比时,这形成了“理想”二极管的基础。

LTC4357和LTC4359是理想二极管控制器,专为在众多电源反向隔离、合路(ORing)和保持应用中驱动N沟道MOSFET而设计。RDS(ON)规格低至1mΩ的MOSFET很容易采

购,因此可采用单个传输器件构建理想二极管以处理超过50A的电流,同时保持电压和优于任何二极管解决方案达10倍的功耗水平。

LTC4357和LTC4359均取代了一个二极管,但是后者具有较宽的工作范围(最低至4V),而且它的静态电流是前者的1/4。LTC4359的/SHDN引脚可减小静态电流并使LTC4359解决方案变成一个负载开关,这是LTC4357和二极管解决方案不具备的一项特性。表1重点罗列了LTC4357和LTC4359的特点。

LTC4359是一款具有4~80V宽工作范围的低静态电流控制器。工作范围的4V端在不能容许二极管压降的低电压应用中是特别重要的,而80V的额定规格则使其能够在48V电信系统和汽车环境中运行并安全经受瞬变。LTC4359可保护下游电路免遭低至-40V之反向输入(当电池端子错接时将出现这种情况)的损坏。

当采用电池供电工作时,尽量减小放电电流在正常操作中是重要的,而且在负载断开时变得至关重要。

表1 理想二极管控制器

器件型号	工作电压	在12V时的电源电流	IGATE(UP)	特点
LTC4357	9V~80V	650 μA	20 μA	0.5 μs关断时间和2A栅极下拉电流
LTC4359	4V~80V	155 μA	10 μA	低I _Q 停机模式,反向输入保护至-40V,控制单个或背对背MOSFET

LTC4359具有一个典型值为 $155\mu\text{A}$ 的低静态电流,并且当器件置于停机模式时将进一步减小至 $14\mu\text{A}$ 。虽然MOSFET在停机模式中是关断的,但是其体二极管仍能传导正向电流。有些应用需要拥有接通/关断某个负载或在不受电源电压影响的情况下控制供电的能力。LTC4359通过把两个N沟道MOSFET作为一个负载开关来驱动(以阻断正向和反向电流)完成了这项任务。

工作原理

LTC4359控制一个N沟道MOSFET(在图1方框图中示为Q1)。MOSFET源极连接至输入电源并充当二极管的正极,而MOSFET漏极则为二极管的负极。当首次加电时,负载电流最初流过MOSFET的体二极管。LTC4359检测从IN至OUT的电压降,并把MOSFET驱动至导通状态。内部放大器(GATE AMP)和充电泵试图在MOSFET的两端保持 30mV 压降。如果负载电流引起超过 30mV 的电压降,那么MOSFET将被驱动至完全导通,而正向压降按照 $R_{\text{DS(ON)}} \cdot I_{\text{LOAD}}$ 增加。

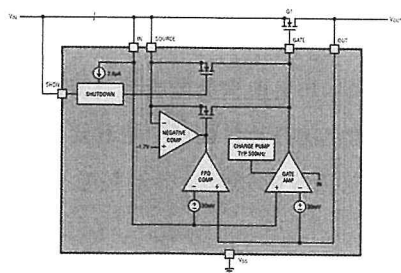


图1 LTC4359的方框图

如果负载电流减小,则GATE AMP把MOSFET栅极驱动至较低的电平以保持 30mV 的压降。倘若正向电流减小至不能支持 30mV 压降的水平,则GATE AMP把MOSFET驱动至关断状态。这将阻止DC反向电流并在冗余电源应用中实现无振荡的平滑切换。

如果发生输入短路,则电流迅速反向并由输出电容或另一个电源供电。快速下拉比较器(FPD COMP)通过测量位于IN和OUT之间的MOSFET两端之压降来检测反向电流。当MOSFET两端的压降超过 -30mV 时,FPD COMP比较器通过不在 500ns 的时间里把MOSFET栅极拉至低电平做出响应。

/SHDN引脚负责控制IC和外部MOSFET。把/SHDN引脚拉至低电平将关断IC和外部MOSFET,同时把电流消耗减小至仅 $14\mu\text{A}$ 。若需接通IC,则可将/SHDN引脚浮置或驱动至高电平。如果是浮置,则一个内部 $2.6\mu\text{A}$ 电流源上拉/SHDN引脚电平。

比肖特基二极管更好

基于MOSFET的二极管解决方案减少了功耗和肖特基二极管上的正向电压降,而且更具通用性,有大量的MOSFET可供选择,适用于几乎任何电压和电流组合。

图2和图3比较了SBG2040CT肖特基二极管和BSC028N06NS MOSFET的功耗及正向电压降。在

20A电流条件下,BSC028N06NS $2.8\text{m}\Omega$ MOSFET仅消耗 1W 功率,比SBG2040CT肖特基二极管节省了 8W 功耗。MOSFET的正向电压降为 $R_{\text{DS(ON)}} \cdot I_{\text{LOAD}} = 56\text{mV}$,比起肖特基二极管的 450mV 有了极大的减少,从而使电路能在较低的电压下工作。

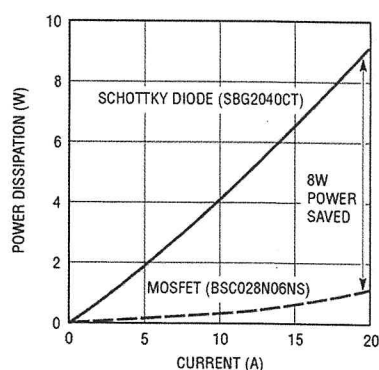


图2 功耗与负载电流的关系曲线

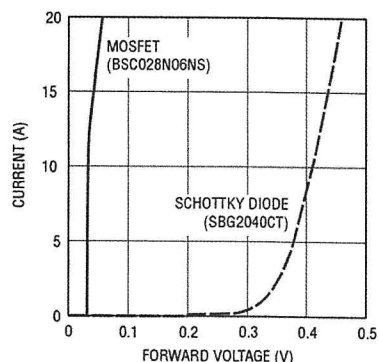


图3 负载电流与正向电压降的关系曲线

具反向输入保护功能的12V/20A汽车二极管

图4示出了一款能处理至 -40V 之反向输入的典型 12V 、 20A 应用电路。由于MOSFET具有 $2.8\text{m}\Omega$ 的低导通电阻,因此正向压降在满负载电流条件下只有 56mV 。

在输入短路期间,IN、SOURCE

和OUT引脚上会出现具有潜在破坏性的瞬变。D1和D2通过把电压瞬变钳位至小于 -40V 以保护IN和SOURCE。一个额定雪崩电流为 50A 的 60V BVDSS MOSFET Q1负责吸收感应电能,并防止IN、SOURCE和OUT超过其绝对最大额定值。

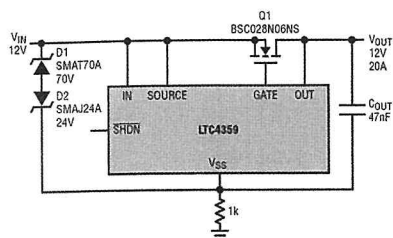


图4 具反向输入保护功能的 12V/20A 理想二极管

DC/DC转换器和线性稳压器等下游电路需要提供针对反向输入和错接电池端子所承受之电压的保护。LTC4359的输入引脚额定在 -40V 。为了把MOSFET保持在关断状态,一个内部NEGATIVE COMP比较器检测何时SOURCE引脚相对于VSS为负(至少在 1.7V),并在GATE引脚上执行下拉操作。当MOSFET关断时,将阻止负电压到达负载。反向输入保护被R1中的功率耗散限制在大约 -40V 。

二极管作为一个负载开关

LTC4359 可用作一个开关以控制至负载的供电。二极管(不管是肖特基二极管还是图4所示的电路)始终传导正向电流。在停机模式中, LTC4359关断MOSFET,但是其体二极管仍然传导正向电流。

为了阻断正向电流,如图5所示

增设了一个额外的 MOSFET Q2。/SHDN引脚起控制信号的作用以接通/关断负载开关。把/SHTDN引脚拉至低电平将把两个MOSFET全部关断; Q2隔断正向电流,而Q1则阻止反向电流。MOSFET体二极管指向相反的方向,从而阻断了正向和反向电流。把/SHTDN引脚浮置或驱动至高电平将接通IC并在MOSFET中启用二极管的运作方式。在接通期间,可通过利用栅极电容器C1控制GATE引脚上的转换速率,以及LTC4359的受控栅极电流来限制浪涌电流。

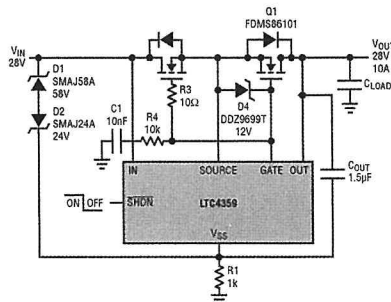


图5 28V负载开关和具有反向输入保护功能的理想二极管

对于存在多个电源的情形,复制图5所示的电路可实现主动的电源选择,而不会受相对电源电压的影响。这与被动选择方案是完全不同的,在被动选择方案中,严格的二极管运作方式简单地选择具有最高电压的输入电源。

并联电源

可采用多个LTC4359以组合两个或更多电源的输出,从而提供冗余或实现压降均分,如图6所示。对于冗余电源,由具有最高输出电压的那

个电源提供大部分或全部负载电流。如果在提供负载电流的同时电源的输出短接至地,则电流短暂地反向,并通过MOSFET回流。LTC4359检测到该反向电流并启动快速下拉比较器(FPD COMP),在 500ns 的时间里关断MOSFET。

假如另一个最初较低的电源在发生故障时未在提供任何负载电流,则输出下降,直到其合路 MOSFET 的体二极管导电为止。同时, LTC4359以 $10\mu\text{A}$ 电流给MOSFET栅极充电,直到正向压降减至 30mV 为止。如果该电源在发生故障时分担负载电流,那么其相关的合路MOSFET简单地对MOSFET栅极进行更强烈的驱动,旨在保持 30mV 的压降。

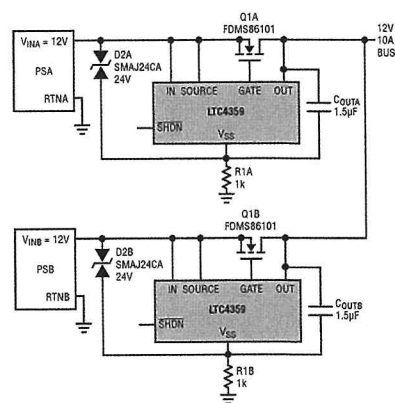


图6 冗余电源

如果两个电源的输出电压和输出阻抗几乎相等,则可实现压降均分。 30mV 调节方法可确保在输出之间实现平滑的负载均分,并无振荡。按照欧姆定律的规定,均分的程度是MOSFET $R_{DS(ON)}$ 、电源的输出阻抗及其初始输出电压的一个函数。

扩展反向输入保护范围

图7示出了LTC4359被配置为一个具有针对反向输入电压之保护能力的48V理想二极管。增设R2以把 $V_{IN} \sim V_{OUT}$ 范围扩展至 $-100VDC$ ，这具有把正向调节点降低10mV的作用。在那些由第二个电源或充电电容器把输出保持在+48V的应用中，Q1将阻隔一

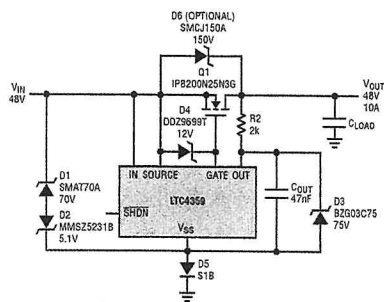


图7 具有反向输入保护功能的48V理想二极管

个反向48V输入电源。在非冗余应用中，可以预计当输入电源被拿掉或意外反接时输出将降低至零，从而成功地阻止高达 $-100VDC$ 的输入到达输出端。

R2是一个脉冲额定组件，因此能很容易地耐受超过 $-100V$ 的 $V_{IN} \sim V_{OUT}$ 瞬变。选择Q1的原因是其兼具250V BVDSS和异常低的 $20m\Omega$ $R_{DS(ON)}$ ，但是其额定雪崩能量是适中的320mJ，并具有47A的最大雪崩电流。倘若反向电流超过了MOSFET的额定雪崩电流，则可增设D6，以通过吸收任何雪崩能量来保护Q1，而且这把峰值 $V_{IN} \sim V_{OUT}$ 电压限制在 $-150V$ 。一旦超过这个点则D6将击穿，并把瞬态电流脉冲

一直传递至输出端。

结论

LTC4359理想二极管控制器取代了肖特基二极管，而且还能驱动一个负载开关。在1~2A或更大电流条件下，LTC4359优于肖特基二极管解决方案。凭借其4~80V的宽工作范围和反向输入耐受能力，LTC4359在低压应用中保持低正向压降(度过汽车冷车发动的过程)，并保护负载免遭电池反接的损坏。停机模式把已经很低的 $155\mu A$ 静态电流进一步减小到低至 $14\mu A$ ，并可用作一个用于负载开关的通/断控制信号。LTC4359非常适合汽车，以及电信和冗余电源应用。 EPC