

## IR2161 被美国电子产品杂志社 评为 2004 年度优胜产品

2005 年 1 月美国加利福尼亚 EL SEGUNDO 讯, 国际整流器 (IR) 公司生产的照明控制集成电路——IR2161 型卤灯电子变压器专用智能半桥驱动器被美国《电子产品》杂志社 (位于纽约州公园市) 评为 2004 年度优胜产品, 优胜产品名单刊登在《电子产品》杂志 2005 年 1 月刊上。该杂志社依照各种产品在技术、应用、设计、价格和性能等方面的重大进展每年评选一次优胜产品。以前被该杂志社评为年度优胜产品的还有 IR 公司的可扩展多相结构 xPhase™ 直流-直流降压转换器芯片组和交流-交流转换器 (2003 年)、DirectFET™ 功率 MOSFET (2002 年)。

IR2161 的一大特点是自适应空载控制, 不论外部条件如何, 可用连续软开关提高变压器的可靠性。

IR2161 的另一个特点是采用 IR 公司的高压结隔离技术。采用这项专利技术可使高压电路与低压电路隔离, 将高端和低端驱动功能集中在一个小尺寸芯片中, 实现各种控制和转换拓扑, 发挥了 IR 公司的 HVJI 技术的优势, 为电子变压器厂家提供了单芯片解决方案。

### IR2161 型电子变压器专用智能半桥驱动器电路

#### 概况

IR2161 型集成电路是电子变压器 (卤灯转换器) 专用智能半桥驱动器, 是美国国际整流器 (IR) 公司推出的一款照明专用 IC。该电路具有所有必不可少的保护功能, 并可采用具有前沿或后沿 (上升沿或下降沿) 脉冲的标准相切调光器进行弱光调控。它的优点是可以减小灯光软启动产生的热应力, 还可对用于调整负载的输出电压进行补偿。在所有负载范围内, 该电路能使变压器以极低的谐波失真工作。IR2161 具有自适应空载 (死区) 时间控制功能, 容许 MOSFET 静态工作, 改善频率调制产生的 EMI 效应。采用 8 引脚小型 DIP/SOIC 型封装, 同样适用于尺寸更小的下一代电子变压器。

#### IR2161 的特征

该电路具有许多突出的特性, 诸如驱动器是智能型半桥结构; 具有自动重调短路保护功能、自动重调过载保护功能、外部可触发闭锁关断功能和闭锁过温保护功能; 具有降低 EMI 的频率调制“高频脉动器”;

启动电流小即微功率启动 ( $<300 \mu\text{A}$ ); 输出电压漂移补偿; 实时软启动; 自适应空载时间控制, 具有两种封装型式, 如图 1 所示, IR2161 采用 8 引脚 PDIP 型封装 (塑料双列直插式封装), IR2161S 采用 8 引脚 SOIC 型封装 (小轮廓封装)。



8 引脚塑料双列直插式封装 (IR2161) 8 引脚小轮廓封装 (IR2161S)

图 1 IR2161 的封装型式

#### 转换器控制电路的功能

##### ◆ 欠压闭锁输出模式

欠压闭锁输出模式 (UVLO) 的定义是 VCC (电源电压) 低于导通阈值电压时 IC 的工作状态或工作方式。为了鉴别不同工作模式, 请用户参考图 2 示出的该电路的结构框图。设计 IR2161 欠压闭锁输出的目的是保持小于  $300 \mu\text{A}$  的极小的电源电流, 保证该电



路在高边和低边输出驱动器启动前具有全部功能。图3示出 IR2161 可以有效工作的简单电路结构,同时,

该转换器由一般三端双向可控硅开关组成的调光器进行弱光调控。

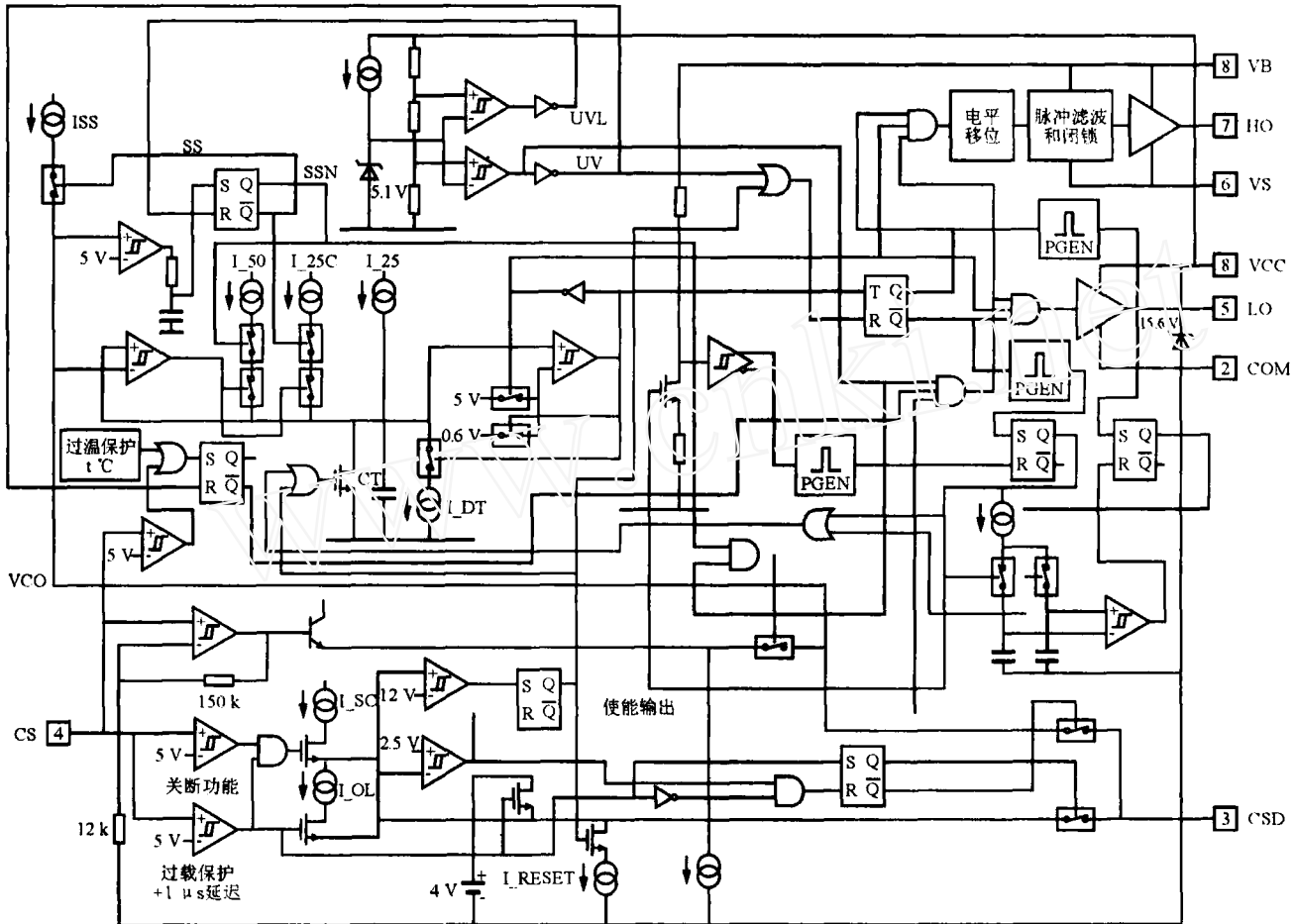


图2 IR2161 的结构

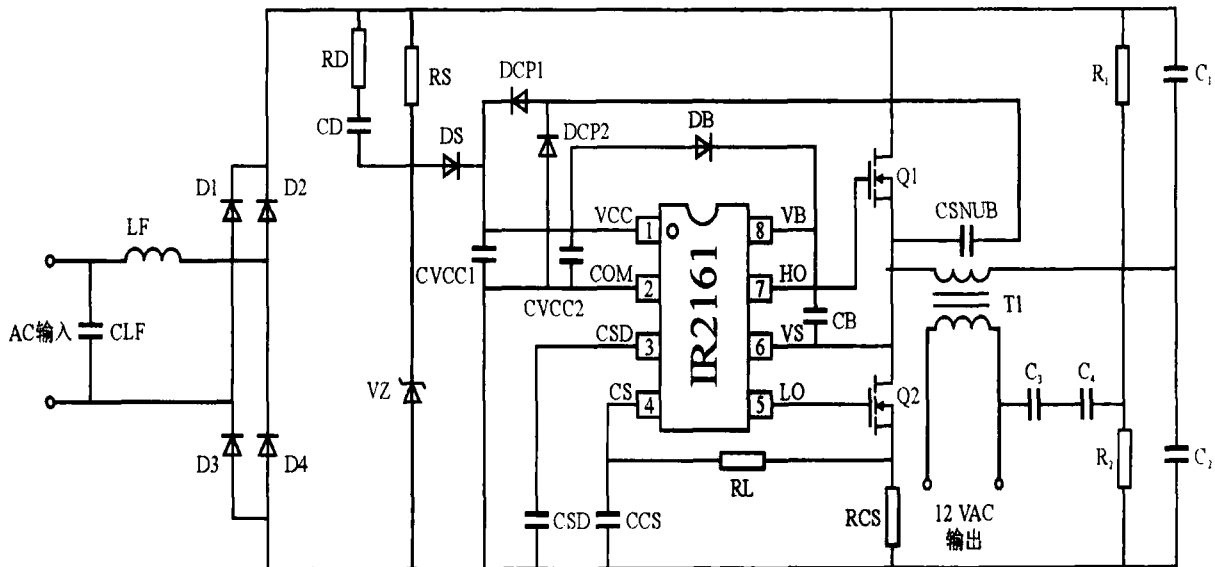


图3 转换器的简单应用电路

启动电容器 ( $C_{vcc}$ ) 由流经电阻器 ( $R_S$ ) 的电流充电。选用这种电阻器是为了从 DC 总线给 IR2161 提供足够的电流。在卤灯转换器中,要着重考虑 DC 总线电压是否完全平滑,是否具有全波整流波形。 $C_{vcc}$

应当很大,足以使  $V_{cc}$  端的电压只在峰值充电状况下的输电线电压的 1/2 周期内大于  $UVLO$  阈值。充电泵由两个二极管 (DCP1 和 DCP2) 组成,与  $CSNUB$  连接,给  $V_{CC}$  供电,容许  $R_S$  的阻值很大,因为这在启动时

才需要。如果需要由RS给电路供电,不需要由充电泵供电,RS的阻值比较小,而功耗只有1W~2W,不足考虑。

为了不用内部齐纳二极管耗散功率(额定值应为1.3W),增加了一个16V的外部齐纳二极管(DZ)。如果要求转换器由以三端双向可控硅开关为基础(前沿)的相切调光器控制,那么,与CD串联的电阻器(RD)是必不可少的。当三端双向可控硅开关在电源半周期的某一时刻启动时,高dv/dt容许大电流通过这一通路迅速给C<sub>vcc</sub>充电,使V<sub>cc</sub>的电压上升到最大程度。外部齐纳二极管(DZ)可以防止流向COM端的旁路电流过大而使IC损坏。一旦V<sub>cc</sub>上的电容器电压达到启动阈值电压,IC随即导通,HO端和LO端开始振荡。

必须合理选择电阻器(RS)和RD/CD,保证在所有镇流器工作条件下都有足够的电源电流。限幅二极管(DB)和电源电容器(CB)给高边驱动器电路提供电源。为了保证在第一个脉冲到达HO端之前能给高边电源电容器充足电,必须使来自输出驱动器的第一个脉冲来自LO端。在欠电压闭锁模式下,高边和低边驱动器输出端(HO和LO)都是低电平。

#### ◆ 软启动模式

软启动模式的定义是当灯丝未预热而系统导通时IC的工作状态或工作方式。无论任何类型的灯丝,二色性卤灯都具有正电阻温度系数,这样,当灯长时间关闭而足够冷却时,一打开的冷电阻值比灯正在照明的热电阻值小得多。一般情况下,这会在灯一打开时产生高冲击电流。在最恶劣的条件下,这可能使转换器的关断电路触发。为了解决这个问题,给IR2161增加了软启动功能。

这种IC开始振荡时,其频率起初非常高,约为120kHz。这使转换器的输出电压较低,因为系统中的HF变压器具有固定的初级线圈漏电感值,将在较高频率下产生较大阻抗,从而容许加在初级线圈上的AC电压更低。输出电压降低自然会导致灯管电流的减小,减缓冲击电流,从而避免关断电路关闭,减少加在灯丝上的应力,同时减小半桥MOSFET(M1和M2)中的电流。

频率在大约1s的时间内(假设CSD为100nF)由120kHz渐降到最低频率。此时,CSD端的外部电容器从0V开始充电,达到5V电压,通过内部压控振荡器(VCO)控制振荡器频率。CSD的大小决定软启

动的持续时间。但是,由于它也控制关断电路的时延,所以,该值应当保持在100nF,以便达到技术规范的要求。从图4可知,在导通状态下,CSD电容器从内部转换到软启动电路输入端。在0.5s周期内,电源给CSD充电,直到电压达到5V,在此时间内,比较器的输出达到高电平。PMOS开关打开,ISS电流源与CSD断开。此时,比较器锁定在高电平,使振荡器频率范围改变,CSD电容器与软启动电路断开并与电压补偿电路连接。闭锁比较器具有至少20μs的固定延迟以防瞬变引起的误触发。图5(略)示出标准冷灯管的冲击电流。图6(略)示出采用软启动模式的冷灯管冲击电流。

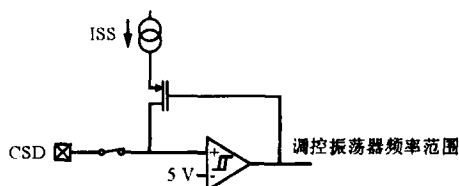


图4 软启动电路

#### ◆ 电压补偿模式

软启动结束后,系统转换到补偿模式(又称运转模式)。这种功能从最小负载到最大负载对转换器的输出电压进行某种程度的调节。在这种类型的系统中,理想的情况是给灯管供电的电源电压不要超过某种特定极限。如果灯管的电压太高,灯丝的温度也会过高,灯管的寿命就会大大缩短。问题出在输出变压器完全不匹配时始终要对负载进行某种程度的调整。

变压器的设计应当保证最大负载下的灯管电压非常高,足以保持合适的照明。在最小负载下,该电压会逐渐升高,而且可能超过所希望的最高灯管电压。

在广泛使用的以双极功率晶体管为基础的自振荡系统中,存在取决于负载的频率变化,频率增大会使输出电压降低,负载有助于对此进行补偿,尽管这种补偿是非线性的,并且取决于电路中的许多参数,故而不易预断。

以IR2161为核心的系统具有一种通过电流检测电阻器(RCS)监控负载电流的功能。检测出的峰值电流在IC中放大,然后在运转模式下呈现在CSD端。CSD电容器上的电压将从0V开始变化(如果没有负载),在最大负载下达到5V左右。只要为转换器的最大额定负载和电源线电压选择的电流检测电阻器阻值正确,对以220V~240V交流电源工作的100W功率的系统,电流检测电阻器的阻值应当是0.33Ω

(0.5 W)。应当说明,为了调整关断电路的极限,RCS 电阻器的阻值也是关键。

在运转模式下,振荡器的频率将从 VCSD 为 5 V 时(最大负载)的 30 kHz 变化到 VCSD 为 0 V 时(无负载)的 55 kHz。这种结果说明,如果负载较小,例如只是一只 35 W 的灯管,接上一个 100 W 的转换器,频率将逐渐升高,而输出电压下降到最大值以下,这对 35 W 的灯管是理想的。这对负载提供了充分的补偿,足以保证灯管的电压始终保持在可接受的极限内,而且不需要涉及输出反馈在内的复杂调整电路。

为了使外部电容器放电,增加了一个内部电流源。如果 CSD 的容值是 100 nF,这将提供两倍于供电线路频率下的大约 10% 的纹波。这样做的优点是在输电线电压的半周期内振荡器的频率将产生若干 kHz 的变化,从而分散了整个频率范围内的 EMI 和辐射性传播,同时避免了特定频率下的高幅度峰值效应。如图 7 所示,采用这种方式所使用的滤波元件与在一般双极自振荡系统中使用的滤波元件相类似。

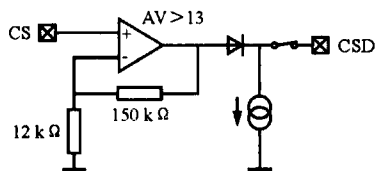


图 7 电压补偿电路

图 8(略)示出 VS 电压与 CSD 电压的比较。图 9(略)示出 CSD 的启动时序。从以上图形可以看出,靠近连接的前沿相切(三端双向可控硅开关)调光器达到了最大亮度。在 AC 线路电压加到转换器之前,在每个半周期开始时有暂短的延迟。弱光使 CSD 电压的纹波增大,产生更大的调制作用。这是一种固有效应,不是系统问题。

从 VCC 上升到大于 UVLO + 阈值可以看出 CSD 端的启动时序。由此可以表明软启动后的 CSD 电压迅速上升,系统转换到电压补偿模式并产生纹波,容许出现频率调制(或抖动)。在此情况下,转换器接近最大负载。如果负载减小,产生纹波(即 DC 成分)时的平均电平将是较低的。

#### ◆ 关断电路

IR2161 包含一个双模式自动恢复关断电路,该电路既可检测转换器中的短路,也可检测转换器中的过载状况。用在 CS 端检测到的负载电流反映这些状况。如果转换器的输出是环形短路,那么流入半桥的电流就会非常大,系统必须在很短的主电源半周期内

关断,否则, MOSFET 将会由于结温过高而迅速损坏。CS 端具有 1.2 V 的内部阈值电压,因而,如果电压在比 50 ms 更长的时间内超过这个电平(1.2 V),系统就会关断。其中的时间延迟可以防止由于导通状态下的灯管冲击电流(这种电流仍然比软启动工作时的额定电流高)或者由于采用以三端双向可控硅开关为核心的相切调光器而可能产生的瞬态电流所导致的错误触发。还有更低的 0.5 V 的阈值电压,它在关断系统之前具有长得多的延迟时间。如果给输出端接上过多的灯管,或者输出在长电缆的末端形成环状短路,其电阻值很大,足以防止能够使短路保护电路触发的足够大的电流,这种延迟就会提供过载保护。另外,在此条件下,在半桥中存在过大的电流,足以在较长时间内产生热量并使半桥最终失效。过载关断的阈值电压约比最大负载高出 50%,而延迟约为 0.5 s。这些时限以具有正弦包络线和占空度为 50% 的高频方波成分的电流波形为基础。

两种关断模式均可自动恢复,容许振荡器在关断后的大约 1.5 s 再次启动。因此,如果故障状况排除,系统能够重新启动,正常工作,无需关闭供电线路,系统也不会重返故障状态。这给终端用户提供了明显的标志,如果连接的灯管过多,所有接在系统上的灯管都会不停地闪烁。如图 10 所示,关断电路也采用外部 CSD 电容器实现定时功能。当 CS 端有超过 0.5 V 的阈值电压时,CSD 从内部断开与电压补偿电路的连接,而与关断电路连接。

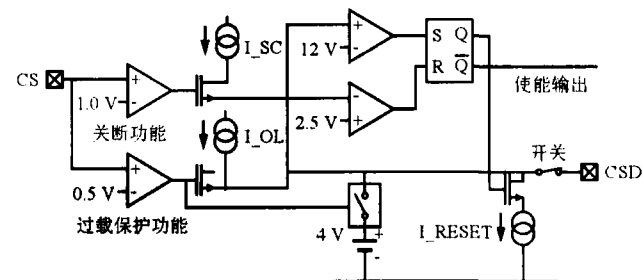


图 10 关断电路

需要由 CSD 电容器给关断电路定时,振荡器工作在最低频率下。在软启动模式或运转模式下,如果超过 0.5 V 的阈值电压,IR2161 迅速给 CSD 充电,使之接近 4 V。同时 CSD 电容器被关断电路采用,振荡器频率不会降到最低程度。CS 输入端的电压大于 0.5 V 时,由电流源 I-OL 给 CSD 电容器充电,超过 1.2 V 短路阈值电压时,由 I-SC 给 CSD 电容器充电。如果超过 1.2 V,CSD 将在大约 50 ms 内从 4 V 上充到 12 V。超过 0.5 V 但不足 1.2 V 时,CSD 将在大

约 0.5 s 内从 4 V 上充到 12 V。应当记住定时针对的是占空度约为 50% 的高频脉冲和正弦包络出现在 CS 端。I-SC 和 I-OL 的值只适用于在主电源峰值电压下比较器输出达到高电平,同时电容器将在电源的每个半周期逐步有效地充电。如果检测到故障并在 CSD 达到 12 V 之前,那么,CSD 将放电,电压达到 2.5 V,系统将回到补偿模式而输出并不中断。

关断后,系统在延迟之后重新启动时,CSD 电容器将在内部转换到电压补偿电路。但是,如果仍然存在故障,系统将使 CSD 再次回到关断电路。如图 11(略)和图 12(略)所示,迹线(1)说明两种故障模式下的半桥振荡;迹线(2)说明 CSD 电容器的充电和放电。

也可以给 CS 端加上超过 0.5 V<sub>CC</sub> 的电压从外部使 IR2161 关断。这将使系统直接转入闭锁故障模式,延迟大约 1 μs 后可以避免由于瞬变引起误触发的可能性。为了使系统重新启动,必须使 VCC 周期性关断和导通。另外,VCS 在任何时候超过 VCSLATCH(大约 0.5 V<sub>CC</sub>) 将使闭锁关断功能触发,系统仍将处在故障模式,直到 VCC 再次循环。

IR2161 还有过温度关断功能,IC 的管芯温度超过 130 °C ~ 140 °C 时,会使转换器闭锁。实验性测试表明,在转换器的全部工作频率内,管芯温度不会比环境温度高出 20 °C。

### R<sub>CS</sub> 阻值的计算

为了使以 IR2161 为基础的转换器正常工作,选择电流检测电阻器 R<sub>CS</sub> 的阻值是关键。图 13 示出计算 R<sub>CS</sub> 阻值的电路。可以忽略输出变压器,假设这种计算的条件是负载从关桥连接在两个输出电容器的中点,这一点上的电压是 DC 总线电压的一半。DC 总线的 RMS 电压与 AC 输电线的电压相同,因此可以认为图 10 所示的加在负载上的 RMS 电压将是 AC 线路上的 RMS 电压的一半。负载是转换器的最大额定负载。R<sub>CS</sub> 中的电流将是负载电流的一半,即

$$I_{CS\ RMS} = \frac{P_{LOAD}}{V_{AC}} \quad (1)$$

由于负载是阻性负载,所以电流波形有一个正弦包络,考虑到电流具有占空度接近 50% 的高频成分,所以峰值电流容易确定,即

$$I_{CS\ PK} = 2 \sqrt{2} \times I_{CS\ RMS} \quad (2)$$

因此,

$$V_{CS\ PK} = I_{CS\ PK} \times R_{CS} \quad (3)$$

为了保证在最大负载下的正常工作,峰值电压应为 0.4 V。合并以上公式可以使计算式简化,即

$$R_{CS} = \frac{0.4 \times V_{CS}}{2 \times \sqrt{2} \times P_{LOAD}} \quad (4)$$

此式可以简化为

$$R_{CS} = 0.141 \times \frac{V_{AC}}{P_{LOAD}} \quad (5)$$

例如对以 230VAC 电源工作的 100 W 转换器,电流检测电阻器的阻值应该是

$$\frac{0.141 \times 230}{100} = 0.324(\Omega)$$

这个电阻器的最近似优选阻值应该是 0.33 Ω。当然,也应当考虑 R<sub>CS</sub> 中的功耗,即

$$P_{CS} = \left(\frac{P_{LOAD}}{V_{AC}}\right)^2 \times R_{CS} \quad (6)$$

在此情况下,可以得到 P<sub>CS</sub>,即

$$\left(\frac{100}{230}\right)^2 \times 0.33 = 0.062(W)$$

最重要的是应当牢记这种电阻器必须是标准的,以便能在高环境温度下承受峰值电流。

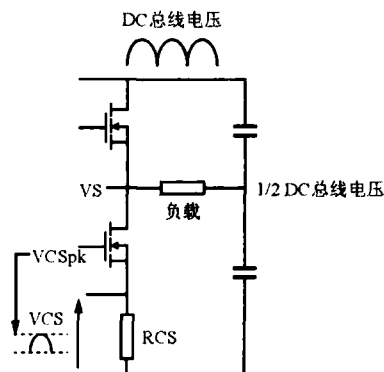


图 13 计算 R<sub>CS</sub> 阻值的电路

### 应用技术及注意事项

图 13 示出 IR2161 的典型应用电路。滤波电阻器 RL 的阻值应当是 1 kΩ,需要用它保护 CS 输入免受负向瞬态变化的影响。CCS 的容值应是 1 nF,为了滤除可能损害关断电路正常工作的转换瞬态效应,CCS 是必不可少的。

#### ◆ 空载时间合适

因为实际上 DC 总线电压在主电源半周期内是变化的,因此空载时间也需变化,以便实现软转换。IR2161 有一个自适应空载时间电路(ADT),用它检测半桥上的电压转变到 0 V(COM) 的时刻,并且调节此时的 LO 输出高电平。有一个内部采样和保持系统,它容许采用近似相同的延迟时间调节 LO 达到低电

平后的 HO 高电平。这对振荡器的周期性工作有负面影响,因此应当不顾外部条件的需要调整空载时间。图 14(略)示出 VS 从 VBUS 转换到 COM 时的 ADT。图 15(略)示出 VS 从 COM 转换到 VBUS 时的 ADT。

以上波形是典型波形,说明 ADT 电路在两个方向的工作。在这种情况下,应当增大缓冲电容器的容值使转换时间稍微延长,以便计算系统中的信号传递延迟,实现最佳设计。换句话说,带有更大漏感的输出变压器可以扩大 VS 电压转换并再次开始返回到其他方式前的周期。

设计人员不必考虑 MOSFET 中的寄生电容或输出变压器中的漏感,适当固定空载时间。系统能够可靠地在空载时间下工作 300 ns 左右,这个时间应当很短,足以适应实际转换器中输出变压器的漏感和 MOSFET 中的寄生电容。如果需要,转换速度很容易提升,只需给变压器的初级线圈加上一个小型缓冲电容器即可。但是,如果缓冲电容器容值太大就会妨碍 VS 电压一直转向相反轨线。结果,ADT 功能不起作用,使 IR2161 恢复到缺少 1.2  $\mu\text{s}$  ~ 1.4  $\mu\text{s}$  的空载时间。缓冲电容器的容值一般应为数百 pF 量级。

设计这种转换器时,希望系统在最大负载下的性能最好,而半桥中的功率 MOSFET 的传导损耗将达到最大程度。在较小的负载下,如果 VS 的电压不能一直转换,MOSFET 就难以工作;或者转换非常快,电压就会在 IR2161 能使半桥中的 MOSFET 导通前再次开始转向。这种情况是不希望有的,但是负载较小时的传导损耗也小,因而仍然可以接受。

如果输出变压器和外围电路都是最佳化设计,就不难实现系统的最大额定负载从 20% 转换到 100%。这种系统不需要用一个外部电阻器给空载时间编程,这对与只有 8 个外引脚的 IR2161 连接的 CSD 端的多功能特性有贡献。在任何设计中,在输出端没有负载时,VS 电压就不会转换,显而易见,ADT 电路不起作用。在此情况下,空载时间不足 1.2  $\mu\text{s}$ ,这是 IC 容许的最长时间,而且难以转换。虽然这将不可避免地导致某些转换损耗,但却没有传导损耗,因此,在这种情况下半桥 MOSFET 温度的上升不会产生问题。

#### ◆ 弱光调控

几乎所有卤灯转换器都能由以后沿模式工作的外部相切调光器调控。这就意味着在 AC 线路电压半周期开始时,调光器内的开关关闭,主电源电压加在

转换器上,容许转换器正常工作。在半周期的某一点,调光器内的开关打开,不再提供电压。转换器内的 DC 总线电压立即降到 0 V,停止输出。在这种方式中,高频输出电压脉冲加在灯管上。加在灯管上的 RMS 电压自然将随调光器开关关断的相位角而变化。采用这种方式,灯管的亮度容易从零变化到最大程度。后沿调光器比前沿调光器用得更多一些,因为前者需要一对 MOSFET 或一对 IGBT,价格更高,后者只用一个三端双向可控硅开关。图 16 示出后沿调光的灯管电压波形。图 17 示出前沿调光的灯管电压波形。

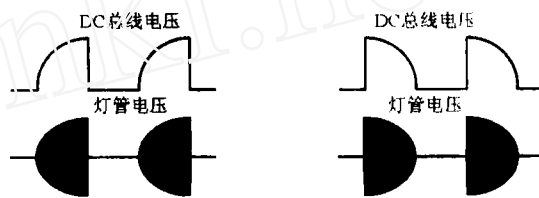


图 16 后沿调光

图 17 前沿调光

许多卤灯转换器不能采用前沿调光器,因为它以三端双向可控硅开关为基础。但是,可以设计一种输入滤波器来保障振荡器能在三端双向可控硅的点火点迅速启动,从而使转换器有效的工作。在以 IR2161 为基础的系统,增加一个 RD 和 CD,当三端双向可控硅点火时,由于产生的  $dv/dt$  高,可以给 VCC 提供大电流。同时,总线电压迅速从 0 V 上升到 AC 线电压。在调光器中的三端双向可控硅关断时,如果 VCC 的电压下降到 UVLO 以下,软启动将不会开始,因为在 VCC 下降到 UVLO 以下的大约 2 V 之前软启动电路不会复位,需要一段时间使 VCC 电容器在 UVLO 微功率运转过程中非常缓慢地放电。这个过渡期可称为备用模式。

在调光过程中,电压补偿电路将使频率在 90° 以上的角度下向上漂移,因为 CS 端的峰值电压将会降低(见图 17)。这将导致 CSD 端的电压降低,从而使频率上升。但是,这对光的输出不会产生显著影响。与以三端双向可控硅开关为基础的转换器有关的问题发生在三端双向可控硅点火后到电流下降到保持电流以下时,转换器仍在导通。如果负载是纯阻性负载(例如在直接与调光器连接的白炽丝灯中),这种情况自然会在电流下降到零的输电线电压的半周期末端发生。在卤灯转换器中,必须在 AC 输入端连接一只电容器和一只电感器,以便对 EMI 传导性发射进行调节。这就是说,当输电线电压降低到 0 V 时仍然有一些电流足以使三端双向可控硅导通,因而下一周期仍将

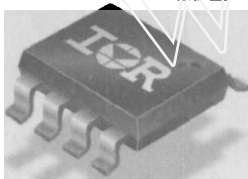
继续而不需要切相。这将间断地发生,导致灯管闪烁。避免出现这种现象的方法是保证这种产品有一个尽量小的滤波电容器(CCS)和为转换器选定一个最小的负载。为了解决此类问题,这种负载最好是最大负载的三分之一。图18(略)示出调光过程中的半桥电压和电流。

#### ◆ 电磁兼容

IRPLHAL01E 解调板未经电磁兼容性(EMC)测试,虽然滤波电容器(CLF)和电感器(LF)经过滤波。为了改善采用三端双向可控硅类相切调光器调控弱光时的滤波性能,解决电磁兼容问题,电容器的容值不可能超过一定值,这就是说,产生的相移能够避免三端双向可控硅的电流在输电线电压的半周期末端

降低到其保持电流以下,故而使调光器不再起作用。为了解决这个问题,存在的阻性负载与调光器输出的比例对电容值来说必须是足够大的。根据以往的使用经验,对于100W的转换器,最好采用100nF的电容器,即每W不大于1nF。即使在负载小的情况下,也可调节弱光,不会有什么困难。应当增大滤波电感器的电感值,以便将传导性发射降低到EMC标准范围以下。电感器应当有粉末状铁心,这样,能在饱和前承受更大的电流。

本文略去了图5、图6、图8、图9、图11、图12、图13、图14和图15,需要查看的读者,请登陆IR的网站:www.irf.com。



## IR 推出 μPFC™ IC 简化了高密度设计

IR公司今年3月7日宣布推出IR1150 μPFC™ 家族,用于AC-DC功率因数校正(PFC)电路。该电路采用SO-8型封装,结构紧凑,可使PFC控制板空间缩小一半,为计算机、消费类电子和75W~4kW的家用电器提供了一种简单、灵活的高密度解决方案。

IR1150内部新的一周期控制(OCC)方法有不连续电流模式(DCM),该方法简单、可靠,有电路的元件数目少的连续传导模式(CCM)性能。

功率因素(PF)是交流电压和电流波形间的关系,是衡量“电源质量”的一个指标,它影响电气传输网络的效率。PF是0.999时,IR1150的总谐波失真只有4%,其AC-DC应用性能符合国际标准。

IR公司AC-DC产品市场部经理Stephen Oliver说:“在家庭、商业和工业领域的所谓“数字未来”方面,需要高性能、高功率密度AC-DC SMPS电路解决方案。已获得专利的一周期控制技术极大地改变了传统的PFC方案。是一种采用新的“可复位积分器”控制模块的CCM PFC形式。这可简化PFC控制电路,减小PFC控制电路板面积、减少元件数。对各种计算机、家庭娱乐系统和其他很多产品而言,它都是一种智能的方案。”

#### 技术精华

IR1150控制器的“一周期控制方法”没有模拟乘法器、输入电压传感和固定频率振荡器斜坡单元,简化了电路,减少了元件数。IR的OCC采用带有可复位电路的积分器。在每个时钟周期,对误差放大器输出积分产生斜率可变的斜坡。该变化的斜坡与误差电压相比较,并从电流传感信号中减掉,以产生PWM栅极驱动。

传统上讲,CCM PFC在功率大于250W的大功率应用中性能优良。但是,用多倍乘法器技术的方案比较复杂,需要的设

计步骤多,元件数目多,从而导致CCM方案成本很高,不适合低功率及对价格敏感的膝上型功率适配器。

对于75W~250W的低功率应用,因简单、系统成本低,常使用不连续电流模式DCM。但是,当系统功率大于100W及以上时,因峰值电流高及EMI滤波器的要求,DCM系统会很大(低功率密度)。

例如,对一个典型的大功率系统,如在1kW服务器SMPS中,IR的μPFC方案可减少40%的电阻器和电容器用量,所用电流传感器数目减少了一半,与传统的基于乘法器的CCM系统相比,可节省50%的PFCPCB面积。在低功率应用方面,如高功率膝上型和LCD TV适配器中,功率面密度很关键,CCM模式的IR1150可减少峰值电流,可减少43%EMI滤波器。这样,相当于减少16%的PCB面积,对120W的系统而言,意味着功率密度提高了10%。

另外,对大功率系统,过电压保护引脚可提供充分的保护,该芯片还有诸如“使能”、“微功率启动”、“睡眠模式”等符合能量效率标准的特征,这些标准有“1W备用”、“蓝色天使”及“能源之星”。

IR1150是符合PFC法规的一种很好的方案,如欧洲的IEC 1000-3-2标准、日本的JIC C61000-3-2标准和中国大于75W产品的权威认证。在制造商采用PFC达到这些能源标准时,IR1150控制IC可简化有效PFC方案,使简单的设计可在全球范围内使用。

