

**参考设计：
采用UCC3809初级侧控制器的隔离型
50W反激式转换器**

参考设计：**采用UCC3809初级侧控制器的隔离型50W反激式转换器**

作者：Lisa Dinwoodie

摘要

对于功率等级为150W（或更低）的单输出或多输出DC-DC转换器而言，反激式功率级是一种普遍的选择。由于它不像降压型拓扑结构（比如：正激式或推挽式转换器）那样需要使用输出电感器，因此缩减了元件数目和成本。本应用笔记将评述反激式转换器的功率级和控制电子线路的设计程序。在这些隔离型转换器中，来自次级侧的误差信号仍需穿越隔离边界以实现稳压。通过在次级侧上使用具低失调误差放大器的UC3965精密基准（以驱动一个光耦合器）、并在初级侧上采用UCC3809经济型初级侧控制器，实现了一款简单和低成本50W隔离型电源。

引言

本应用笔记所评述的反激式转换器专为与电信行业中所使用的电压范围相对接而设计。这款5V、50W电源的主要目标是造就一种能够在保持低成本的同时满足所有规格要求的高效设计方案。该目标是通过在初级侧上使用UCC3809（以提供

固定频率电流模式控制）、并在次级侧上采用UC3965的误差放大器和精密基准来实现的。这些8引脚集成电路均只需极少的外部元件，从而实现了一种经济而有效的设计。其原理图示于图1中，而材料清单列表于第16页。

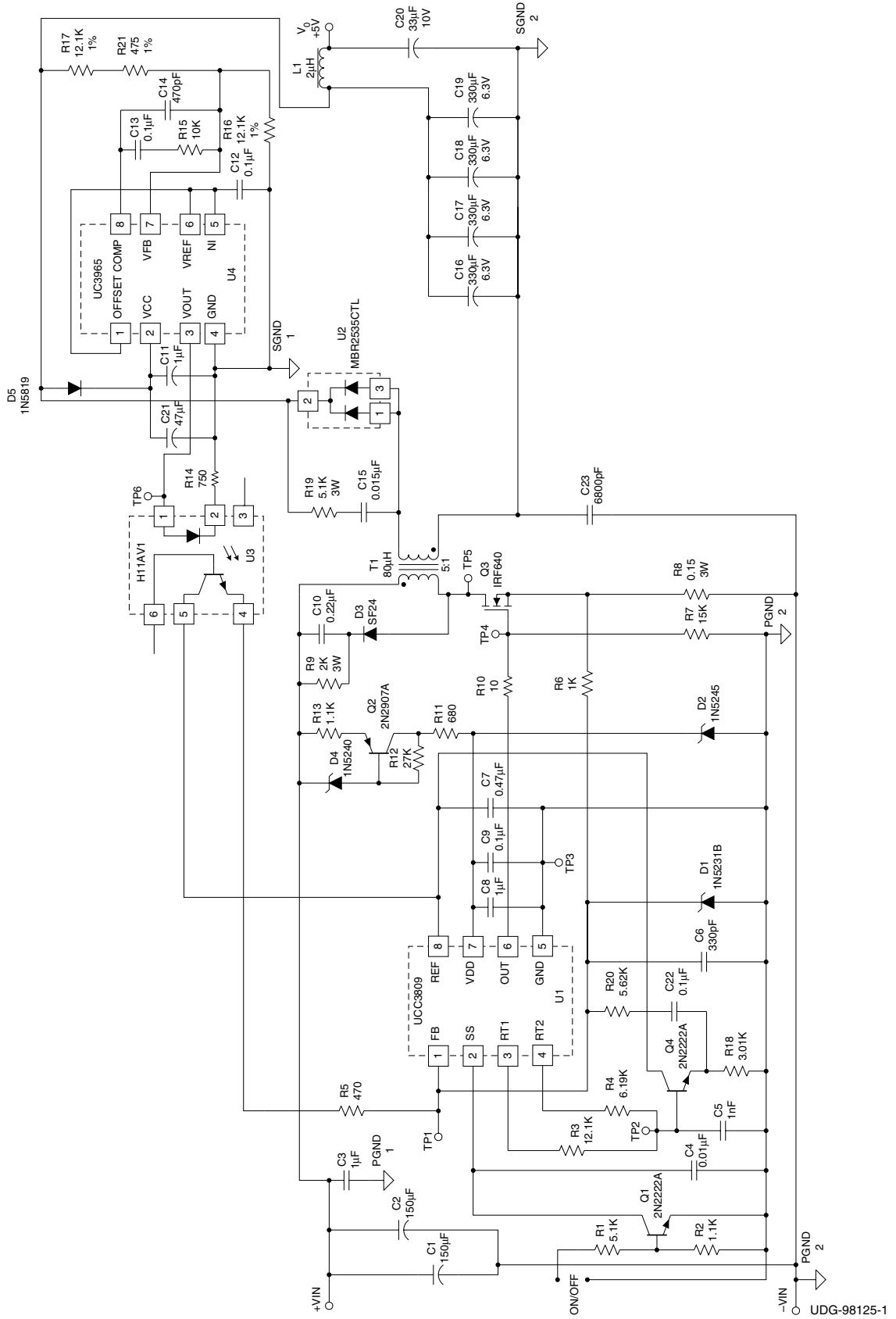


图1: -48V至+5V反激式转换器的原理示意图

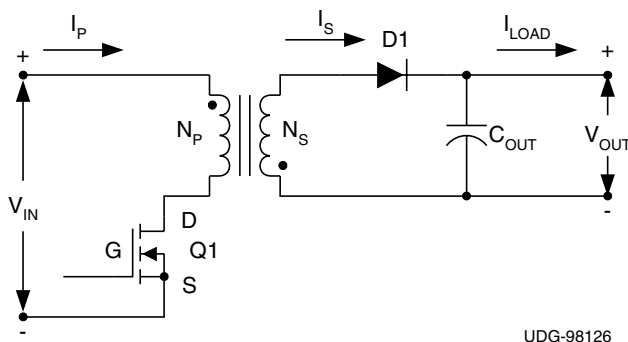
电源规格参数

Input Voltage Range:	-72VDC to -32VDC (-48VDC nominal)
Output Voltage:	+5VDC
Load:	0A to 10A
Regulation:	±2% Over Load, Line, and Temperature
Isolation:	1500VRMS

设计功率级

反激式拓扑结构

可供选择的功率转换器拓扑结构有很多种，它们各有其优缺点[1]。在对诸如低功率、简单性、隔离度、输入和输出纹波电流以及低成本等因素做了谨慎的通盘考虑之后，选择了反激式结构。图2示出了基本的反激式转换器拓扑结构。



UDG-98126

图2：反激式转换器电路结构

控制方法

电压模式控制已被电流模式控制所超越，这是因为电流模式控制能够对线路输入电压变化立即做出响应，并为开关器件提供了固有的过流保护。传统的峰值电流模式控制将经过放大的输出电压误差与初级电感器电流信号进行比较。把UCC3809脉宽调制器 (PWM) 用作控制器，经放大的输出电压误差与初级电感器电流斜坡相加，并与一个1V门限进行比较。内部电流控制环路包含一个小的电流检测电阻器，用于检测初级电感器电流。该电阻器将此电流波形变换为一个电压信号并直接馈送至初级侧PWM比较器中。内部环路用于确定针对输入电压变化的响应。外部电压控制环路负责将输出电压的一部分与一个位于次级侧误差放大器输入端上的基准电压进行比较。这个经过分压的输出电压用于驱动

UC3965中的误差放大器的反相输入，然后驱动一个内部反相输出缓冲器。由此产生的输出接着驱动一个光耦合器。光耦合器输出也被直接馈入初级侧PWM比较器。当输出电压上升至高于期望电平时，将以更大的强度继续驱动光耦合器，从而迫使PWM比较器关断至开关元件的栅极驱动电压。该外部环路确定了对于负载变化的响应。

峰值电流模式控制所需要的补偿比较简单，并拥有逐个脉冲电流限制功能和更好的负载电流调节性能。由于次级侧电流已经相当大，因此选择了连续导通模式 (CCM)。不连续模式的初级和次级RMS电流有可能高达CCM的2倍。不连续导通模式将需要采用一个具较高额定电流的晶体管。由于输出纹波电流比采用不连续导通模式时要小，因此输出电容器较小。

连续导通模式的缺点是：需要一个较高的磁化电感（以在整个工作范围内处于CCM）和一个右半平面零点（在其转移函数中）。反馈环路稳定化处理将在稍后的章节中讨论。

最大占空比和匝数比

既然已经决定了拓扑结构（反激式）和控制方法（峰值电流模式控制），下一个要做出的决定就是最大占空比D_{max}应该为多少。占空比是Q1（图2）的接通时间与总周期之比，即： $D = t_{on} / T$ 。在CCM反激式转换器中，最大占空比将决定变压器的匝数比，并影响到开关元件上所承受的最大电压应力。对于本设计而言，选择的是45%的最大占空比。如果对占空比加以限制，那么可供选择的控制器IC就要多一些，因为目前市面上的许多同类IC都具有50%的最大占空比限值。

CCM反激式转换器的DC转移函数为：

$$\frac{V_O + V_D}{V_{IN(min)} - V_{Rds(on)}} = \frac{1}{N} \times \left(\frac{D_{max}}{1 - D_{max}} \right) \quad (1)$$

式中， V_O 等于输出电压 (5V)。

V_D = 整流器D1两端的正向压降，假设为0.8V。

V_{IN} = 32V至72V， $V_{IN(min)}$ = 32V。

$V_{Rds(on)}$ = MOSFET Q1两端的导通压降，等于 $R_{DS(on)} \times I_{(primary)}$ ，假设为1V。

N = 匝数比，等于 N_p / N_s 。

N_s = 变压器次级匝数。

N_p = 变压器初级匝数。

D = 占空比。

在最小输入电压条件下，最大占空比为0.45。将这些数值代入 (1) 式，得出的匝数比为4.66。匝数比与峰值初级电流 I_{PEAK} 成反比，但与开关元件上的电压应力成正比。所以，峰值电流将不会变得过大，而且MOSFET上的电压应力将被保持于应可能低的水平，匝数比仅四舍五入至下一个整数值5。简单地讲就是：每一匝次级绕组对应于五匝初级绕组。重新计算 (1) 式，得到一个48%的实际 D_{max} 。

开关频率

人们倾向于采用尽可能高的开关频率，因为这样一来磁性元件和滤波器将会比较小。不幸的是，这一判断并不是那么得清晰明确。磁芯损耗、栅极电荷电流和开关损耗将随着开关频率的提高而增加；峰值电流则随着开关频率的下降而增大。必须在元件尺寸、电流水平和可接受的损耗之间寻求某种折衷。另外，与其他系统的同步和返回兼容性也可能是决定性因素。对于本设计来说，选择的是一个70kHz的固定频率 (f_{sw})。在 $D_{max} = 48\%$ 时， $t_{on(max)}$ 变为 $6.9 \mu s$ 。

变压器设计 [2]

反激式转换器中的变压器实际上是具有多个绕组的耦合电感器。变压器提供耦合和隔离，而电感器则提供能量存储。存储于电感器空气隙中的能量等于：

式中， E 的单位为焦耳， L_p 为初级电感（单位：亨利），而 I_{PEAK} 为峰值初级电流（单位：安培）。当开关导通时，由于变压器的点配置的原因，D1（图2）被施加了反向偏置。在次级绕组中没有电流，初级绕组中的电流以一个由下式给出的斜率持续上升：

$$E = \frac{L_p \times (I_{PEAK})^2}{2} \quad (2)$$

式中的 $V_{IN(min)}$ 和 $V_{Rds(on)}$ 事先确定，而 Δt 在 $V_{IN(min)}$ 条件下等于 $t_{on(max)}$ 。此时，输出电容器 C_{OUT} 负责提供所有的负载电流。由于转换器工作于连续导通模式，因此 ΔI_L 是电感器电流的变化，在发生阶跃时表现为一个正斜率斜坡。当初级接通时，由于仍有电流遗留在次级绕组中，因此存在阶跃。当开关关断时，电流流过次级绕组和D1（在发生阶跃时表现为一个负斜率斜坡），从而对 C_{OUT} 进行再充电并直接向负载供应电流。

$$\frac{\Delta I_L}{\Delta t} = \frac{V_{IN(min)} - V_{Rds(on)}}{L_p} \quad (3)$$

根据 (3) 式，如果已知一个可接受的电流纹波 ΔI_L ，则可计算初级电感。对于本设计， ΔI_L 被设定为峰值初级电流的1/2。对于CCM反激式设计，峰值初级电流根据 (4) 式来计算。

$$I_{PEAK} = \left(\frac{I_{OUT(max)}}{N} \right) \times \left(\frac{1}{1 - D_{max}} \right) + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (4)$$

按照前文详述的那样，用 $1/2(I_{PEAK})$ 替代 ΔI_L ，用10A替换 $I_{OUT(max)}$ ，用0.48代替 D_{max} ，并用5来替换 N ，可计算出峰值初级电流为5.16A， ΔI_L 为2.58A。阶跃波形上的斜坡的均方根 (RMS) 电流由 (5) 式确定，对于本应用其计算值为2.74A。

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{t_{on(max)}}{T} \times \left((I_{PEAK})^2 - \Delta I_L \times I_{PEAK} + \frac{(\Delta I_L)^2}{3} \right)} \quad (5)$$

利用 (3) 式计算而得的 L_p 约为 $80 \mu H$ 。考虑到成本因素和 $70kHz$ 的开关频率，磁芯材料选择了由 Philips 公司提供的锰锌铁氧体 3C85。由于仅在 B-H 平面的一个象限中驱动电感器（亦称为反激式变压器），故而在反激式设计中需要一个较大的磁芯。因为该转换器以一个相对较低的频率工作于连续导通模式，所以最大峰值磁通密度 B_{max} 受限于饱和磁通密度 B_{sat} 。在全面考虑上述各种因素的情况下，由 (6) 式来准确地计算出最小磁芯尺寸。

$$AP = \left(\frac{L_p \times I_{PEAK} \times I_{rms} \times 10^4}{420 \times k \times B_{max}} \right)^{1.31} \quad (6)$$

式中， AP = 磁芯面积乘积（单位： cm^4 ）， k = 绕组因数，对于连续模式反激式结构它等于 0.2， $B_{max} \approx B_{sat}$ ，即 0.33 特斯拉（对于 3C85 材料，在 $100^\circ C$ 时）。

将 (6) 式的计算结果与制造商产品数据表中列出的绕组面积 A_w (cm^2) 和有效磁芯面积 A_e (cm^2) 的乘积进行比较。对于本设计，Philips EFD30 磁芯可满足最低标准。

最小初级匝数由下式决定：

$$N_p = \frac{L_p \times I_{PEAK} \times 10^4}{B_{max} \times A_e} \quad (7)$$

根据该计算结果以及预定的匝数比，即可确定次级匝数。当匝数比为 5 而 N_p 等于 20 时， N_s 的计算值为 4。

存储于反激式变压器中的能量实际上存储在磁芯的空气隙中。这是因为铁氧体材料的高磁导率注定了它没能存储大量的能量就先发生饱和了。通过增加一个空气隙，实际上将使磁性材料的迟滞曲线产生倾斜，从而需要高得多的磁场强度来使磁芯饱和。空气隙的尺寸采用 (8) 式来计算。

$$gap = \frac{\mu_0 \times \mu_r \times (N_p)^2 \times A_e \times 10^{-2}}{L_p} \quad (8)$$

在 (8) 式中，空气隙是以厘米为单位来度量的， μ_0 是自由空间的磁导率（等于 $4\pi \cdot 10^{-7} H/m$ ）， μ_r 是填隙材料的相对磁导率（在本场合中，填隙材料是空气，故 μ_r 等于 1）。该空气隙尺寸的计算值为 $0.043cm$ ，并且均匀地分布在 EFD30 磁芯的中心柱和两个侧柱之间。

初级绕组是两股并联的 21AWG 磁导线，第一层最靠近磁芯缠绕，第二层则缠绕在次级绕组之上。次级绕组由 4 股并联的 18AWG 磁导线组成，并填充一层以实现最大耦合。

当采用 $80 \mu H$ 的初级电感和 48% 的最大占空比时，意味着转换器将不会在整个工作范围内都处于连续模式控制，这是由于 (9) 式所表示的关系所致。

$$P_{O(min)} = \frac{(V_{IN(min)} - V_D) \times V_{IN(min)} \times (t_{on(max)})^2}{2.5 \times T \times L_p} \quad (9)$$

根据 (9) 式，在 32V 的最小输入电压条件下，转换器将进入不连续模式（输出负载电流小于 3.33A）。如欲保持在 CCM，将需要一个大得多的变压器（在 48% 的占空比条件下为 $264.5 \mu H$ ）。增加初级电感值需要一个大得多的磁芯，比如：由 Philips 公司提供的 E41/17/2 磁芯组。与目前的磁芯相比，这将需要多占用 60% 的电路板空间。

保证处于连续模式的另一种方法是把最大占空比减小至 26% 左右，并继续使用 $80 \mu H$ 的反激式电感器。不幸的是，这样做将导致峰值电流的大幅度攀升。峰值电流的升高将导致所有 I^2R 损失的增加，而且至少需要使用一个较大的磁芯以满足磁芯面积乘积限值，该限值取决于峰值初级电流，如 (6) 式所示。

针对连续模式进行设计并转换至不连续模式的做法要比采取相反的方式好得多。不连续模式在零负载时实际上是无法避免的。连续模式反馈控制环路拥有在不连续模式中保持稳定性的能力。然而，针对不连续操作而设计的控制环路并未考虑已经让人颇感困惑的、存在于连续模式中的右半平面零点。这种设计具有一种意外的优点，就是能够为用户提供这两种操作模式在不同输入电压和负载电流条件下的波形（见图16和17）。

MOSFET的选择

反激式转换器中的开关元件必须具有一个足够高的额定电压，以处理最大输入电压和次级反射电压（更不用说那些不可避免地存在的所有由漏电感诱发的尖峰）。采用 (10) 式可近似计算所需的MOSFET额定电压。

$$V_{ds} = \left[(V_{IN(max)} + V_L) + \left(\frac{N_P}{N_S} \right) \times (V_O + V_D) \right] \times 1.3 \quad (10)$$

式中， V_{ds} = 所要求的MOSFET额定漏源电压，
 V_L = 由于变压器的漏电感所引起的电压尖峰，估计为 $V_{IN(max)}$ 的30%，
 而数值为1.3的附加因子包括了一个30%的总裕量。

对于所给出的反激式转换器，所需的MOSFET最小额定电压的计算值为160V。选择了一个IRF640 N沟道功率MOSFET。该器件具有200V的额定电压、18A的额定连续DC电流和仅0.18Ω的 $R_{ds(on)}$ 。通过查阅制造商的产品数据表里提供的“典型栅极电荷与栅源电压波形的关系曲线”，就能够计算驱动FET的栅极电容器所需的平均电流：

$$I_{gate} = Q_{max} \times f_{sw} \quad (11)$$

Q_{max} 是总栅极电荷（单位：库仑），根据15V的栅源电压和160V的漏源电压来估算， Q_{max} 为70nC。按照 (11) 式，控制器的平均电源电流 I_{VDD} 必需增加4.9mA，以便以选定的开关频率对栅极进行开关操作。

该FET将遭受开关损耗和传导损耗。传导损耗将等于 I^2R 损耗，如 (12) 式所示。

$$P_{cond} = (I_{rms})^2 \times R_{ds(on)} \quad (12)$$

开关损耗是接通和关断时漏极电流与漏源电压交叉重叠的结果 [3]。在接通时，漏极电流将在栅极电压达到 V_{gs} 门限时开始流过FET器件。该漏极电流将继续上升，直至达到其终值为止。与此同时，漏源电压将保持在 V_{ds} [在前面的 (10) 式中计算]。该电压仅在“Miller（米勒）”电容器开始充电之后才开始下降。“Miller”电容器的充电时间 t_{ch} 是栅极电阻器 R_g （图1中的R10）和栅漏“Miller”电荷 Q_{gd} 的函数，如 (13) 式所示。

$$t_{ch} = \frac{Q_{gd} \times R_g}{VDD - V_{gs(th)}} \quad (13)$$

在 (13) 式中，VDD是UCC3809的偏置电压， V_{gs} 是FET的栅极门限电压。在关断时，上述整个过程将反过来自我重复。FET的输出电容 C_{oss} 的功耗也是导致开关损耗的一个因素（其形式为 $1/2CV^2f$ ）。总开关损耗依据 (14) 式来估算。

$$P_{SW} = \frac{C_{oss} \times (V_{ds})^2 \times f_{sw}}{2} + V_{ds} \times I_{PEAK} \times t_{ch} \times f_{sw} \quad (14)$$

总FET损耗为传导损耗 [(12) 式] 与开关损耗 [(14) 式] 之和，就IRF640 FET而言，其计算值为3.3W。如果未采取适当的散热措施，则该器件将具有一个62°C/W的结点至环境热阻，从而导致结温上升206°C（在环境温度以上）。为了防止结温 T_j 超过150°C，并避免器件由于过热而发生故障，散热措施显然是必需的。IRF640具有1°C/W的结点至外壳热阻 θ_{jc} ，采用一个有机硅橡胶散热衬垫提供了1.26°C/W的外壳至散热器热阻 θ_{cs} 。当需要在25°C的环境温度 (T_a) 条件下使用时，必须选择一个具有35°C/W的最大热阻 θ_{sa} 的散热器，如 (15a) 和 (15b) 式所示。

$$T_j = (P_{cond} + P_{sw}) \times (\theta_{jc} + \theta_{cs} + \theta_{sa}) + T_a \quad (15a)$$

$$\Theta_{sa} = \frac{T_j - T_a}{P_{cond} + P_{sw}} - (\Theta_{jc} + \Theta_{cs}) \quad (15b)$$

二极管的选择

肖特基整流器具有一个低于典型PN器件的正向压降，从而使其成为考虑降低转换器损耗和改善总体效率时的首选整流器。对于某种特定的应用，肖特基二极管的选择主要取决于器件的额定工作峰值反向电压、峰值重复正向电流和额定平均正向电流。如果超过了最大工作峰值反向电压，则反向漏电流将升至其规定的限值以上。器件将遭受的峰值反向电压等于最大反射输入电压减去FET两端的电压降再加上输出电压。如果器件的结温要保持在其安全工作范围之内，则一定不得超过它的额定最大平均正向电流。由于所有流至输出电容器和负载的电流均必须流经二极管，因此平均正向二极管电流等于稳态负载电流。峰值重复正向电流等于初级反射峰值电流。由Motorola公司提供的MBR2535CTL肖特基整流器满足了所述设计的要求。该器件是一款共阴极双通道肖特基二极管，具有0.47V的正向压降和35V的额定工作峰值反向电压，超过了设计所要求的20V。额定平均整流正向电流被规定为每通道12.5A（共25A），而峰值重复正向电流的额定值被拟订为每通道25A（即总共50A）。设计要求的是10A的总平均正向电流和26A的总峰值重复正向电流。

肖特基二极管中的损耗是传导损耗与反向漏损之和。传导损耗采用正向压降和平均正向电流来计算。MBR2535CTL将具有4.7W的传导损耗。取决于反向漏电流、隔离电压和FET接通时间的反向漏损的计算值为0.05W。散热器的选择再次基于所需的散热器至空气界面热阻，以保持低于125°C的结温。

输入和输出电容器

输入电容器的选择基于其额定纹波电流以及它的额定电压。输入电流波形示于图3。阴影区域代表在开关的接通和关断期间实际上由输入电容器提供的电流。由于本例采用了一个非常接近于50%的占空比，因此该RMS电流几乎等于在(5)式计算的初级RMS电流。实际的电容值并不是那么至关重要，只要最小电容值（由下式确定）提供了一个可接受的纹波电压即可：

$$C_{min} = \frac{I_{rms}}{8 \times f_{sw} \times \Delta V} \quad (16)$$

在(16)式中， I_{rms} 是RMS电流（由图3来计算）， ΔV 是可接受的纹波电压。当针对环境温度和频率降额使用时，两个并联的United Chemi-Con SXE系列150 μ F电容器可满足设计的要求。在转换器的输入端上增设了一个1 μ F的小陶瓷电容器，以提供一条针对高频纹波的较短路径。

输出电容器的选择还基于其低等效串联电阻(ESR)、纹波电流和额定电压以及(16)式。输出电容器所经受的纹波电流是在FET传导时间里提供负载电流及其在FET关断时间里的充电电流造成的，如图4中的阴影区域所示。在FET传导期间，变压器的次级绕组不导通。输出电容器的放电提供了10A的负载电流。在FET关断期间，次级绕组导通，而且次级峰值电流将对输出电容器进行充电，并向负载输送10A的电流。RMS电流的计算值约为14A。当针对环境温度和频率降额使用时，4个并联的Sanyo OSCON 6SH330M 330 μ F电容器可满足演示电路板设计的要求。

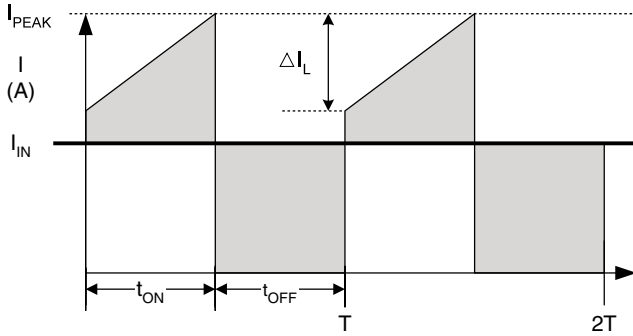


图3: 输入电容器电流波形

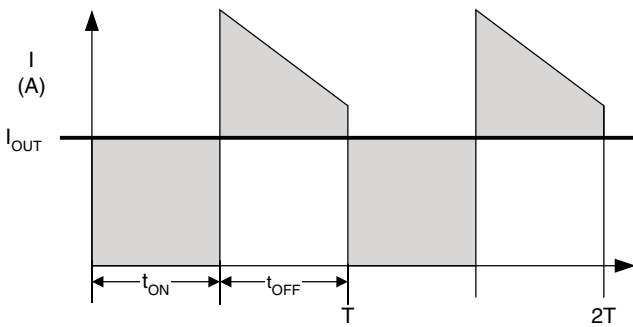


图4: 输出电容器电流波形

设置UCC3809

由于UCC3809具有灵活性、低成本、以及诸如可编程最大占空比、全循环可编程软起动、欠压闭锁和低工作电流等内置功能和特点，因此本应用选择它作为初级侧控制器。

VDD偏置 / UVLO

使用恒定电流偏置电路（如图5所示）时，可通过免除增设自举绕组的需要而最大限度地降低变压器的设计成本。它还消除了任何有可能存在于单个偏置电阻器中的高功耗。对于诸如电信行业中常见的宽输入电压范围而言，情况尤其如此。电流偏置电路可为栅极驱动提供足够的电流，决定该电流的因素除了运作IC内部功能电路所需的最大 I_{VDD} 电流之外，还包括(11)式。

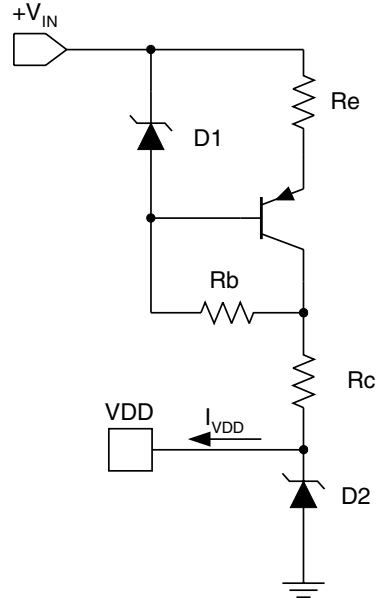


图5: 恒定电流偏置

齐纳二极管D1（减小小信号PNP晶体管的 V_{BE} 压降）在发射极电阻器 R_e 的两端上设立了一个恒定的电压，从而产生了恒定的发射极电流。集电极电阻器 R_c 的选择用于确保晶体管在整个 V_{IN} 范围内均处于运行模式，同时将VDD保持在高于欠压闭锁门限的电平上。所有这些元件均具有极低的功耗，而且如果需要的话可进行表面贴装。尽管内部并联稳压器能够吸收高达25mA的电流，但仍然增设了D2以最大限度地降低IC中的功耗。

UCC3809可提供两个不同的欠压闭锁 (UVLO) 电平和迟滞选项。隔离式电源用户可利用“-2”器件所提供的较为宽松的迟滞选项，而“-1”器件较为严格的迟滞则专为DC-DC转换器用途而优化。UVLO用于确保IC偏置在启用输出级之前处于规格范围之内。这将保证输出驱动级能够在达到UVLO门限时立即完全接通MOSFET。在上电期间，输出驱动和基准电压自动保持于低电平，而 I_{VDD} 起动电流在VDD越过接通门限之前将小于 $100\mu A$ 。当VDD在断电期间越过关断门限时，REF和输出驱动级将被拉至低电平。

去耦

VDD和REF均应利用尽可能靠近VDD或REF引脚而布设的品质上佳、低ESR/ESL陶瓷电容器进行去耦，并直接返回GND引脚以实现最佳的高频性能。由于基准电压负责为IC的许多内部电路提供偏置，因此其去耦电容器至少应为0.47 μF，以提供足够的滤波作用。

软启动和停机

软启动功能以一种受控的方式来实现IC的启动。当IC处于UVLO状态时，SS引脚被保持于低电平。当越过了UVLO门限时，一个内部6 μA电流源将对外部软启动电容器（C4，图1）进行充电。当电容器电压从0.8V持续上升至2V时，输出占空比将线性地增加至输出稳压所要求的水平。应选择合适的软启动电容器，以在VOUT持续上升至其全电位之前提供大约3ms的延迟。把SS引脚拉至0.5V以下将关断输出并把REF拉至低电平。采用一个小信号NPN和一个下拉电阻器即可轻松实现该功能，旨在接受一个逻辑电平指令信号。

输出驱动器

UCC3809的图腾柱输出级具有供应0.4A和吸收0.8A电流的能力。布设一个与IC输出和FET的栅极相串联的小电阻器（R10，图1），将可对由寄生配线电感和FET的输入电容所引起的任何振荡进行衰减。为了确保MOSFET栅极在器件启动期间不会被充电至其接通门限，给栅极驱动级增添了一个下拉电阻器（R7，图1）。输出级在过冲和下冲期间提供了一个低电阻，从而免除了在输出端上增设肖特基二极管的需要。

振荡器

数据表完整地描述了内部振荡器和任选的同步电路的工作原理。外部RT1电阻器（R3，图1）及其两端上的内部生成电压用于控制CT（C5，图1）的充电电流。当CT电压等于基准电压的2/3时[通过RT2（R4，图1）来检测]，振荡器将启动一个放电周期。放电电流由RT2来设定，而CT电压则通过RT1来检测。当CT放电至基准电压的1/3时，充电周期将再次开始。

图1中的转换器设计在其整个工作范围内需要48%（即6.9 μs）的无限制接通时间。占空比箝位被设定于66%（即9.5 μs），这样，在正常的工作范围之内，输出稳压性能将由于占空比箝位的限制作用而不会受损。当输入电压低于最小工作范围时（比如：在启动、欠压和断电期间），该箝位将有效地防止变压器发生饱和，而不会阻止正常的操作。对于100kHz开关频率，推荐的CT电容器约为1nF，而IC内部电容的估计值为27pF。设定占空比箝位的 $t_{ON} = 9.5 \mu s$ ， $CT = 1nF$ ， $RT1$ 由下式来决定：

$$t_{ON} = 0.74 \times (CT + 27pF) \times RT1 \quad (17)$$

接着，选择合适的RT2以满足开关频率周期。振荡器频率由下式近似计算：

$$f_{sw} = \frac{1}{0.74 \times (CT + 27pF) \times (RT1 + RT2)} \quad (18)$$

为了获得上佳的抗噪声能力，定时元件必须布设在尽可能靠近IC引脚的地方。

电流限制

电流检测电阻器的选择是通过用FB 1V门限值除以期望限流点上的峰值初级电流（通常为 I_{PEAK} 的120%）来完成的。

$$R_{sense} = \frac{FB_{threshold}}{1.2 \times I_{PEAK}} \quad (19)$$

这个接地参考电阻器必须是低电感型的，并具有一个旨在满足 $(I_{RMS})^2 \times R_{sense}$ 要求的额定功率等级。采用了可满足该要求的最接近标准阻值的电阻器。UCC3809/UC3965电路使用了一个0.15 Ω 的电流检测电阻器。该阻值的电阻器被视为与6.67A的最大初级侧限流点相等。这将导致一个12.9A的最坏情况平均短路输出电流 I_{sc} [采用(4)式计算，并用 I_{sc} 替代了 $I_{OUT(max)}$]。当越过了PWM比较器门限时，内部PWM锁存器将被复位，从而关断输出驱动器，直到下一个振荡器充电周期的起点为止。

由反激式变压器的漏电感和二极管的反向恢复所引起的电流尖峰有可能使电流检测锁存器发生跳变，并过早地关断输出。通过增设一个小的RC滤波器可以抑制这种有害的尖峰，以实现有效的前沿消隐（图6）。通常，增加几百ns的消隐时间便足以忽略（或“除去”）所有有害的电流尖峰。一个内部250Ω NMOS FET负责在PWM关断时间里对该滤波器中所使用的高频电容器进行放电。

斜率补偿 [4]

检测峰值电感器电流而非平均电感器电流的做法将产生不太理想的环路响应。如果给电流检测信号增加斜率补偿，便可通过保持一个不受占空比影响的恒定平均电流来消除该误差。在具有50%或更高占空比的电流模式系统中，需要进行斜率补偿以实现开环稳定性，不过，在使所有电流模式应用受益的同时所付出的代价是增加了少许小元件。

所述的电路对CT节点上的锯齿波振荡器进行阻性分压，并采用一个发射极跟随器配置将之叠加在电流检测信号之上（参考文献 [4] 中对此做了详细的描述）。

在实现斜率补偿的过程中，第一步工作是计算次级侧上的反激式电感器电流下降斜率（单位：安培/秒）：

$$S(L) = \frac{di}{dt} = \frac{V_{sec}}{L_{sec}} \tag{20}$$

式中， $V_{sec} = V_O + V_D$ ， $L_{sec} = L_p/N^2$ 。然后，将该斜率变换至初级侧，并计算检测电阻器上的等效斜坡电压（单位：伏特/秒）：

$$VS(L)' = \frac{S(L)}{N} R_{sense} \tag{21}$$

接着，计算定时电容器CT上的振荡器斜率（单位：伏特/秒）：

$$VS(osc) = \frac{\Delta V_{osc}}{t_{on(max)}} \tag{22}$$

ΔV_{osc} 是CT峰-峰电压（对于UCC3809为1.67V）。由于振荡器波形具有一个大于零的谷值电压，因而需要一个AC耦合电容器（图6）。采用叠加法并忽略耦合及LED电容器，可以得出FB引脚上的电压斜坡方程，即 (23) 式。

$$V(ramp) = \frac{VS(L)' \times R_{SC}}{R_{LEB} + R_{SC}} + \frac{VS(osc) \times R_{LEB}}{R_{LEB} + R_{SC}} \tag{23}$$

R_{SC} 电阻器（图6）的阻值取决于所增加的斜率补偿量。通过使电感器电流下降斜率的一部分 (M) 与阻性分压振荡器充电斜率相等，即可确定 R_{SC} 。

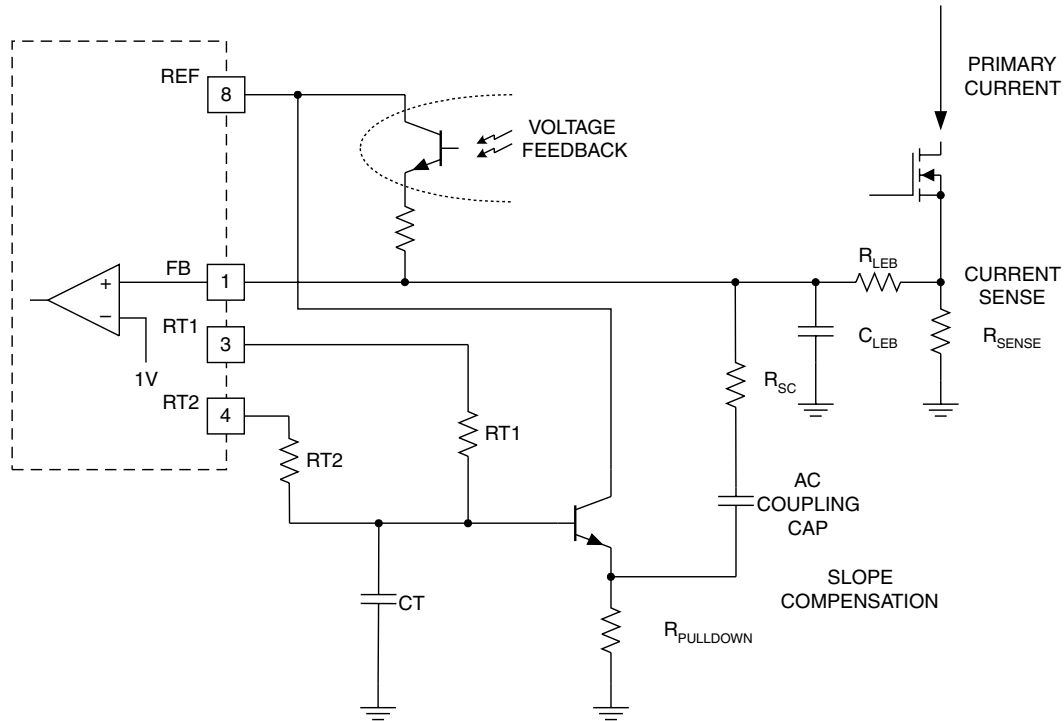


图6: FB引脚充当电流检测、电压反馈和斜率补偿的一个求和节点

downslope to the resistively divided oscillator charge slope, R_{SC} can be determined.

$$\frac{VS(osc) \times R_{LEB}}{R_{LEB} + R_{SC}} = M \times \left(\frac{VS(L) \times R_{SC}}{R_{LEB} + R_{SC}} \right) \quad (24)$$

$$R_{SC} = \frac{R_{LEB} \times VS(osc)}{VS(L) \times M} \Omega \quad (25)$$

为了保证100%占空比条件下的电流环路稳定性，必须增加一个1/2电感器电流下降斜率 ($M = 0.5$) 的最小补偿。通过增加与电感器电流下降斜率 ($M = 1$) 相等的斜率补偿，任何电流扰动都将在一个周期之内被消除。本设计的 R_{SC} 和 R_{LEB} 分别采用5.62k Ω 和1k Ω 的电阻器，从而提供了约80%的斜率补偿。

电压反馈

UCC3809的FB引脚将电压反馈信号与电流检测信号及任何增加的斜率补偿相加。电压反馈信号来自于一个光耦合器，该光耦合器由转换器次级侧上的误差放大器来驱动。来自光耦合器的信号专为在输出电压超过其规定限值时使UCC3809的1V门限发生跳变而设计。

设置次级侧误差放大器 UC3965

由于本设计中的反激式转换器是输入-输出隔离型，因此检测输出电压所需的误差放大器位于次级侧。在进行电路设计时，UCC3809的设计者考虑到了这一点，并将误差放大器从该IC中省去。采用UC3965精密基准和低失调误差放大器可满足次级侧误差放大器的要求，并拥有一个用于实现准确稳压的板上精密基准。

偏置、UVLO和去耦

由于UC3965的UVLO门限为4.1V，所以可从5V输出总线对次级侧IC施加偏置。为了防止纹波电压使欠压闭锁电路发生跳变，采用了一个47 μ F的去耦电容器。需要布设一个与输入引脚相串联的肖特基二极管，以防止去耦电容器在FET接通时间里和输出电容器一起放电。

输出电压检测

UC3965的精密基准与该器件内部误差放大器的同相输入相连。对转换器的输出电压进行阻性分压，并在反相输入端上与该基准进行比较。该误差放大器具有1mV的低输入失调电压，从而确保了 V_O 的准确稳压。误差放大器驱动一个内部缓冲器的反相输入，此缓冲器的输出随后被用来驱动一个光耦合器二极管。当输出电压升至高于其期望值时，误差放大器上的电压差将增加。这导致内部缓冲器反相输入端上的驱动电压下降，因而增加了其输送至光耦合器的输出驱动电压。如果应用不需要输入-输出隔离，则该缓冲器可用于直接驱动PWM。

环路补偿 [5] [6]

正如前文所提到的那样，连续电流模式反激拓扑结构将在其转移函数中包含一个右半平面 (RHP) 零点。这究竟意味着什么呢？大体上来说，负载电流的任何增加都将要求增加初级峰值电感器电流。必须提高占空比以实现这一目标。在反激式转换器中，电感器电流只在FET关断而二极管处于导通状态时流至输出端。提高占空比将增加FET的导通时间，但却减少了二极管的导通时间。令人啼笑皆非的是：这样做的结果是平均二极管电流（即负责给负载供电的电流）实际上减小了。这是一种暂时的状况；随着电感器电流的增大，二极管电流最终将达到其正确的数值。在可以增大平均二极管电流之前必须使其实际上有所减小的状态被称为右半平面零点。该零点会产生一个相位滞后（而不是像正常的零点那样产生相位超前），从而使问题复杂化。如 (26) 式所示，此零点的频率变化与负载和输入电压之间存在某种函数关系，因而可以通过插入一个极点的方式来抵消。

$$f_{RHPZERO} = \frac{R_{OUT} \times N \times V_{IN}^2}{2 \times \pi \times (V_{OUT})^2 \times L_P \times (V_{IN} + N \times V_{OUT})} \quad (26)$$

处理右半平面零点最简单的方法是：运用简单的主导极点补偿在一个相对较低的频率上衰减环路增益。不幸的是，这种做法将导致动态特性欠佳。

补偿网络的主要目标是提供上佳的线路输入电压和负载调节性能以及动态响应。通过在低频条件下提供高增益（以获得优良的DC调节性能）和高带宽（以赢得良好的瞬态响应），可以最好地满足这些目标。只有首先了解了PWM和开关电路的传输特性，才能实现最佳的闭环性能。绘制功率级中已知极点和零点的博德曲线图 (Bode plot) 可以完成这项任务。博德曲线图直观地说明了一个系统的增益—频率关系和相位—频率关系特性。在增益曲线图中，示于每个频率上的增益代表了反馈环路将在该频率上减少的扰动量。

除了RHP零点之外，输出电容器和负载还产生了一个位于由 (27) 式所确定的频率的极点，而且，单单输出电容器就将产生一个基于其ESR和电容的零点，如 (28) 式所示。

$$f_{pole} = \frac{1+D}{2 \times \pi \times R_{OUT} \times C_{OUT}} \quad (27)$$

$$f_{zero} = \frac{1}{2\pi \times ESR \times C_{OUT}} \quad (28)$$

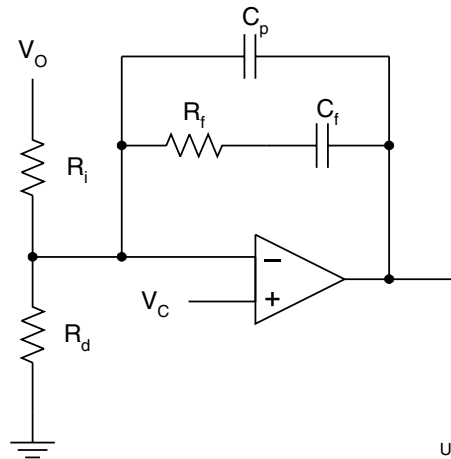
控制—输出增益 [7] 采用 (29) 式来计算：

$$GAIN = 20 \times \log \times \left[\frac{I_{sc} \times R_{OUT} \times V_{IN}}{V_C \times (1-D) \times (2 \times N \times V_O + V_{IN})} \right] \quad (29)$$

在该式中，输出短路电流 I_{sc} 事先计算。 V_C 是控制电压，在UC3965中为2.5V。除了控制 \bar{a} 输出增益之外，光耦合器还将产生一个基于其电流传输比的增益和一个相位滞后（因其大的集电极-基极电容所致）。由于光耦合器数据表通常不提供任何与频率相关的曲线，因此带宽是采用网络分析仪在实验室里测量的。由光耦合器产生的增益平均为7dB，而且，在运行频率高达60kHz的扫描中预期的极点并不明显。内部电流环路的闭环增益等于检测电阻的倒数—— $1/R_{sense}$ ，即16dB。通过把所有这些因素加在一起，即可绘制出未补偿系统的博德曲线图。

一旦确定了未补偿系统的频率响应，下一步就要决定围绕误差放大器需要进行何种补偿以实现最佳的性能。如前文所述，最佳性能的实现需要在低频条件下提供高增益（以获得优良的DC调节性能）和高带宽（以获得良好的瞬态响应）。穿越频率 f_C 是增益幅度等于0dB时的频率。高带宽是通过拥有最高可用 f_C 来实现的。由于RHP零点的缘故，最高可用穿越频率被限制为 $f_{RHPZERO}/p$ 。相位裕量（即：在 f_C 频率下的相位滞后量减去 180° ）至少应为 45° ，以实现上佳的瞬态响应和极少的过冲。在相位图上度量为 -180° 的频率条件下的增益幅度被称为增益裕量。如果在低频条件下增益曲线的斜率为 -2 （即： -40dB 每十倍频），则在越过0dB点之前一个十倍频，它必须转换至 -20dB 每十倍频的斜率（也被称做“ -1 斜率”）。如果该斜率保持在“ -2 斜率”，则最终的增益裕量将过小，从而在 f_C 上引起严重的欠阻尼振荡。

在考虑了所有这些折衷手法的情况下，围绕误差放大器设计了补偿网络。虽然不可避免地需要进行一定量的调整，但总的来说，图7所示的方案将能够应付大多数补偿要求。在原点上有一个极点，它在增益曲线上产生了一个 -1 斜率和、一个低频零点 f_{EAZERO} [(30) 式]，并使斜率变得平坦，于是中频增益等于 R_f/R_i 。一个高频极点 f_{EAPOLE} [(31) 式] 有助于抑制任何高频噪声通过系统进行传播。 R_d 和 R_i 形成了一个分压器，并提供了DC偏移。通过将PWM和功率级的博德图与误差放大器补偿相结合，绘制出了整个系统的曲线图。



UDG-98130

图7：误差放大器补偿网络

$$f_{EAZERO} = \frac{1}{2 \times \pi \times R_f \times C_f} \quad (30)$$

$$f_{EAPOLE} = \frac{1}{2 \times \pi \times R_f \times C_p} \quad (31)$$

下面的曲线图示出了补偿前后的博德图实例。

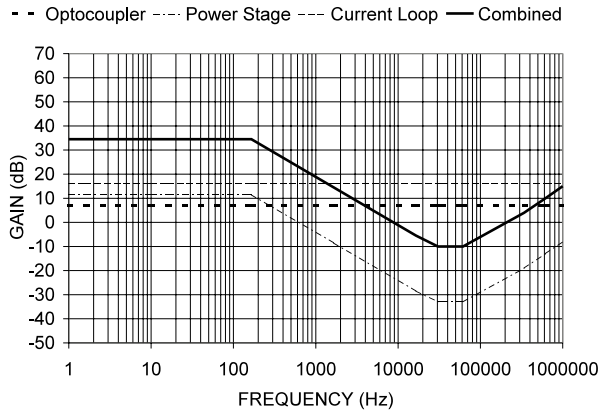


图8: 未采用补偿时的增益博德图

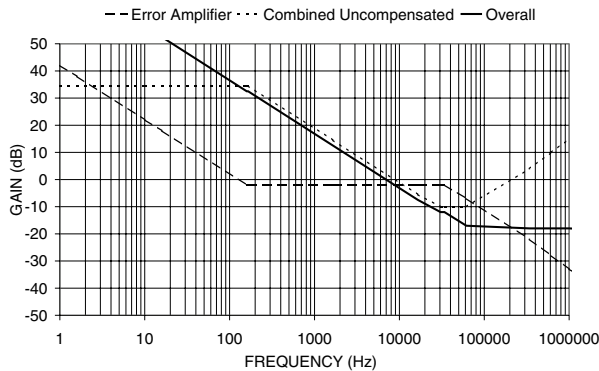


图9: 采用补偿时的增益博德图

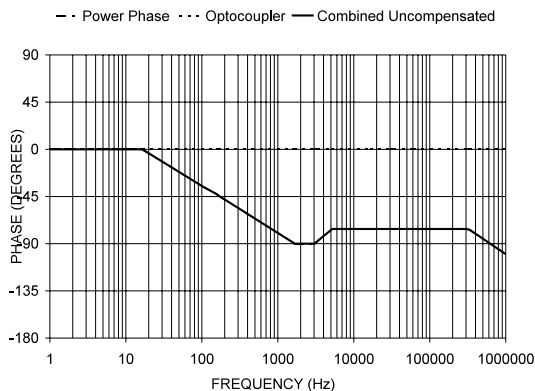


图10: 未采用补偿时的相位博德图

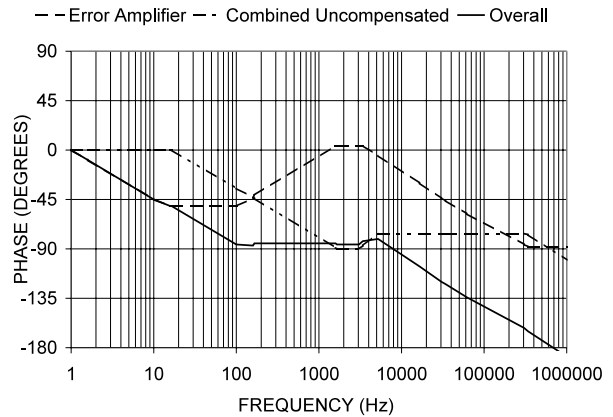


图11: 采用补偿时的相位博德图

减振器和箝位器 [7]

变压器漏电感在开关中产生了高瞬变，因而需要采用具有过高额定电压的开关器件。演示电路板的初级侧使用了一个无源极化电压箝位器（图12），用于抑制FET关断转换期间的电压过冲。该电路限制了峰值开关电压，从而降低了开关器件中的功耗。虽然总耗能保持不变，但此时它是在箝位电阻器和FET之间分摊。

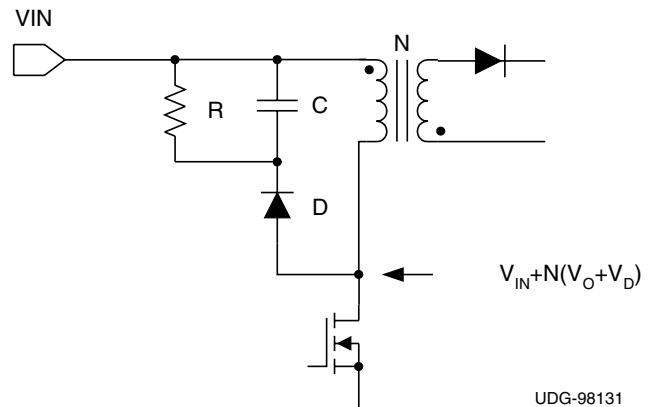


图12: 初级侧上的RCD箝位器用于抑制FET两端的电压过冲

在每个开关周期中，变压器的寄生电感被放电至电容器。电容器数值的选择基于该漏电感所存储的能量以及电容器中获自输入电压和反射输出电压的初始存储能量。(32) 式确定了最小电容值。

$$C = \frac{L_L \times (I_{PEAK})^2}{\Delta V_C \times (\Delta V_C + 2V)} \quad (32)$$

在上式中， ΔV_C = 电容器两端电压的可接受变化，通常在40V至60V之间。 L_L = 变压器的漏电感。 I_{PEAK} = 器件关断时电感器中的峰值电流。 V = 电容器两端的DC偏压。该DC偏压是穿过电阻器和二极管的DC路径以及反射至初级的次级侧电压产生的结果：

$$V = N \times (V_O + V_D) \quad (33)$$

所选择的电阻器应使RC时间常数大大长于开关周期。该电阻器不仅必须耗散漏电感中的存储能量，而且还必须消散由于电容器的DC偏压所产生的电压：

$$P_R = \frac{L_L \times (I_{PEAK})^2 \times f_{sw}}{2} + \frac{V^2}{R} \quad (34)$$

演示电路板上使用的电阻器必须耗散2.4W的功率。二极管的选择基于电容器的充电时间。

转换器的次级侧需要一个跨接在二极管两端的RC减振器（图13），用于对5V总线上的高频振铃（因变压器的寄生电感和肖特基二极管的寄生电容所致）进行衰减。

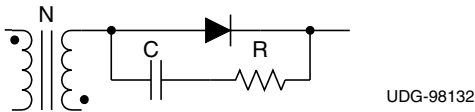


图13：次级侧上的RC减振器用于衰减寄生振荡

所选择的电容器应产生这样的作用：当将其置于肖特基二极管的两端时，振荡频率 f_{osc} 几乎降低了50%。漏电感 L_{SL} 和寄生电容 C_p 可通过同时求解(35a)和(35b)式来决定。

$$f_{osc} = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{L_{SL} \times C_p}} \quad (35a)$$

$$\frac{f_{osc}}{2} = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{L_{SL} \times (C_p + C)}} \quad (35b)$$

在(35b)式中，C是增设的用于降低振荡频率的电容器。应选择合适的电阻器阻值，以提供对于振荡的关键性衰减：

$$R = \sqrt{\frac{L_L}{(C_p + C)}} \quad (36)$$

由于该RC减振器的时间常数远远小于开关周期但却大大长于电压上升时间，因此由电阻器耗散的功率取决于电容器中的存储能量。由于电容器每个周期都进行充电和放电，所以电阻器必须耗散的功率等于：

$$P_R = C \times V^2 \times f_{sw} \quad (37)$$

在(37)式中，C为RC减振器电容值。 V = 反射至次级侧并加入输出电压的漏源电压 + 二极管两端上的压降。该减振器电路将防止二极管的阳极在低于肖特基器件额定反向电压的电平上产生振铃。

LC滤波器

输出端上的电压纹波将出现在开关频率条件下，而且必需小于50mVp-p。为了满足输出噪声规格，在转换器输出端上增设了一个LC滤波器。未经滤波的纹波 V_R 将等于峰值次级电流 × 输出电容器组的ESR。将纹波 V_R 滤波至可接受的水平所需的衰减量由(38)式来决定：

$$ATTEN_{db} = -20 \times \log \times \left(\frac{V_R}{0.05} \right) \quad (38)$$

LC滤波器将产生具有-40dB每十倍频率率的增益曲线。所选的LC滤波器应具有一个极点，该极点将在开关频率条件下产生一个最小增益[由(38)式得出]。极点频率将出现在：

$$f_{pole} = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{LC}} \quad (39)$$

本设计采用了一个2mH的铁粉磁环和一个33mF的电解电容器，旨在提供20kHz的极点频率和-8dB的最小增益。

实验结果

示波器描述针对标明的测试点 (TP) 并参考于适当的的地 (初级或次级)。

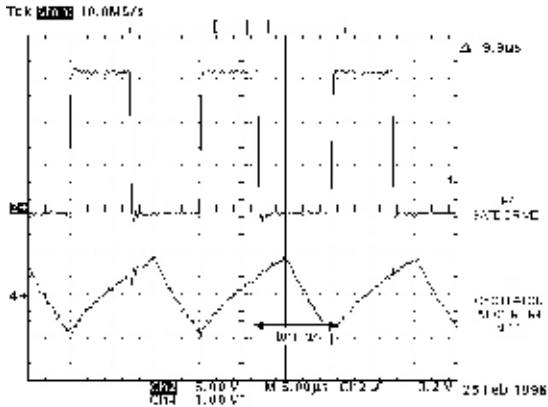


图14: UCC3809栅极驱动和振荡器

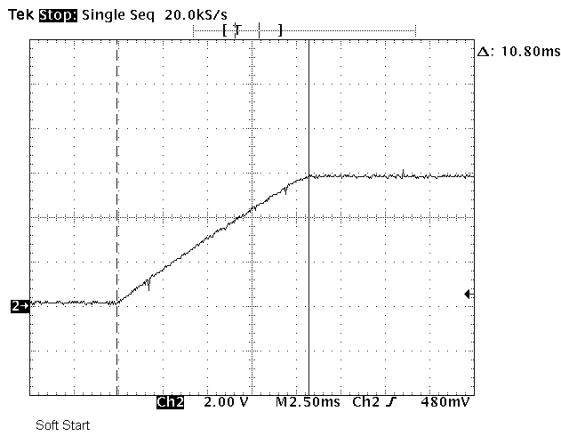


图15: 软起动电容器充电波形

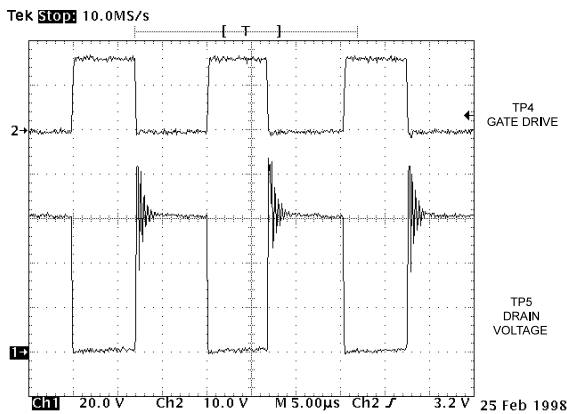


图16: 连续导通模式中的栅极和漏极

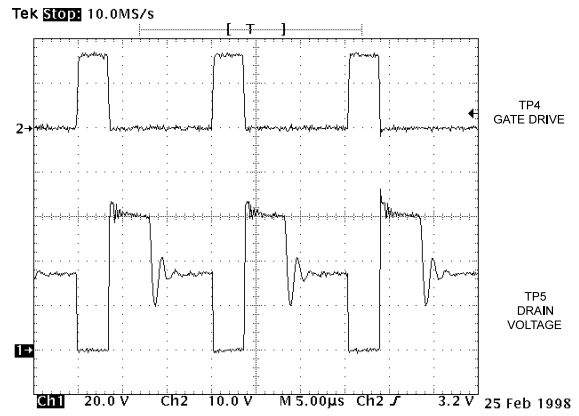


图17: 不连续导通模式中的栅极和漏极

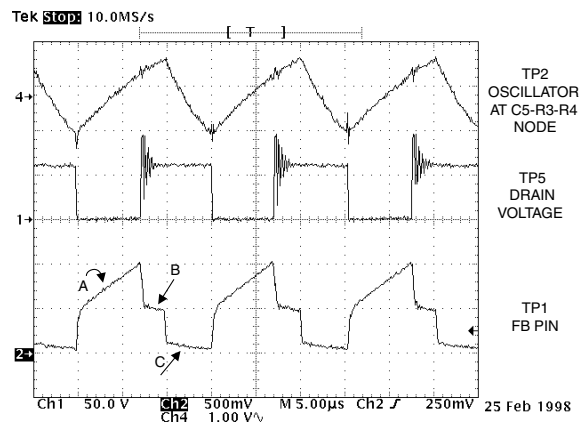


图18: 连续导通模式中的FB引脚

在图18中，最下方的描述显示的是FB引脚。A区域是电流检测与电压反馈的总和。在1V时，栅极被关断，导致漏极确定了一个相对于源极的电压。由FB引脚产生的B区域在剩余的振荡器充电时间里仍然检测电压反馈。在C区域中，接通电阻为250Ω的内部FET在PWM关断期间被接通，从而对位于该节点上的所有外部电容进行放电。

所进行的效率测量给出了以下结果。

V _{IN} (V)	I _{IN} (A)	P _{IN} (W)	V _{OUT} (V)	I _{OUT} (A)	P _{OUT} (W)	n
31.763	1.830	58.126	5.019	9.211	46.225	0.795
31.954	1.809	57.805	5.014	9.178	46.022	0.796
48.014	1.178	56.560	5.017	9.202	46.168	0.816
48.073	1.172	56.342	5.015	9.185	46.060	0.818
72.038	0.780	56.190	5.015	9.187	46.071	0.820

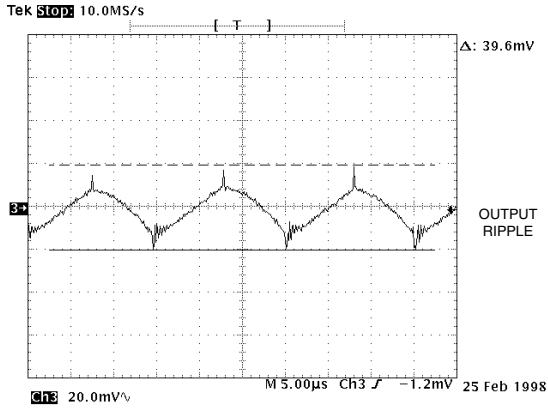


图19: 输出电压纹波波形

交流输出电压

用户可能需要一个不同于我们迄今所讨论的5V的输出电压。通过完整阅读本设计评述，并替换所需的输出电压电平，即可确定新的峰值电流和最大占空比。这些变化将反映在诸如MOSFET、检测电阻器、二极管和输出电容器等合适元件的选择当中。对于给定的设计，将需要针对最佳的匝数比、导线尺寸和磁芯要求来重新设计变压器。

表1: 材料清单

Reference Designator	Description	Manufacturer	Part Number
C1, C2	150mF, 80V, Aluminum Capacitor	United Chemi-Con	SXE80VB151M12X20LL
C3	1µF, 100V, Ceramic Capacitor	KEMET	C340C105K1R5CA
C4, C22	0.01µF, 50V, Ceramic Capacitor		
C5	1nF, 50V, Ceramic Capacitor		
C6	330pF, 50V, Ceramic Capacitor		
C7	0.47µF, 50V, Ceramic Capacitor		
C8	1µF, 50V, Ceramic Capacitor		
C9, C12	0.1µF, 50V, Ceramic Capacitor		
C10	0.22µF, 100V, Ceramic Capacitor	KEMET	C330C224K1R5CA
C11	1µF, 35V, Tantalum Capacitor		
C14	0.22µF, 50V, Ceramic Capacitor		
C15	0.015µF, 50V, Ceramic Capacitor		
C16, C17, C18, C19	330µF, 6.3V, Aluminum Capacitors	SANYO	OSCON 6SH330M
C20	33µF, 10V, Tantalum Capacitor		
C21	47µF, 25V, Aluminum Electrolytic	Panasonic	ECE-A1AFS470
C23	6800pF, 50V, Ceramic Capacitor		
D1	ZENER, 5.1V		1N5231
D2	ZENER, 15V		1N5245
D3	2A, 200V, Ultra Fast		SF24
D4	ZENER, 10V		1N5240
D5	1A Schottky		1N5819
L1	2.5 H, 11A	Coiltronics, Inc.	CTX08-14017
Q1, Q4	small signal NPN		MPS2222A
Q2	small signal PNP		MPS2907A
Q3	200V, 18A, N-Channel MOSFET	Motorola or IR	IRF640
R1	5.1K, ¼W, 5%		
R2, R13	1.1K, ¼W, 5%		
R3	12.1K, ¼W, 5%		
R4	6.19K, ¼W, 5%		
R5	470, ¼W, 5%		

Reference Designator	Description	Manufacturer	Part Number
R6	1.0K, ¼W, 5%		
R7	15K, ¼W, 5%		
R8	0.15, 3W, 5%	RCD	RSF2B0.15 ohm 5%
R9	2K, 3W, 5%	RCD	RSF2B2K ohm 5%
R10	10, ¼W, 5%		
R11	680, ¼W, 5%		
R12	27K, ¼W, 5%		
R14	750, ¼W, 5%		
R16, R17	12.1K, ¼W, 1%		
R18	3.01K, ¼W, 5%		
R19	5.1, 3W, 5%	RCD	RSF2B5.1 ohm 5%
R20	5.62K, ¼W, 5%		
R21	475, ¼W, 1%		
T1	80µH, N = 5	Coiltronics, Inc.	CTX08-13916
U1	PWM Controller	Unitrode	UCC3809
U2	25A, 35V Power Schottky Rectifier	Motorola	MBR2535CTL
U3	Optocoupler	Motorola	H11AV1
U4	Error Amplifier, Reference	Unitrode	UC3965
Heatsink	For TO-220	AAVID	529802 B 0 25 00

总结

UCC3809/UC3965设计是一个50W连续电流模式反激式转换器实例，其特点众多，诸如占空比箝位、斜率补偿、输入—输出隔离以及初级和次级减振器等只是其中的一部分。对于功率级元件选择、变压器设计、环路补偿和元件功耗计算，本文给出了详细的逐步推进法。UCC3809采用了易于使用的8引脚封装，其诸多的特点为广泛的应用提供了设计灵活性。

REFERENCES

- [1] Abraham I. Pressman, *Switching Power Supply Design*, McGraw-Hill, Inc., 1991.
- [2] Lloyd H. Dixon, Jr., *Filter Inductor and Flyback Transformer Design for Switching Power Supplies*, Unitrode Power Supply Design Seminar Manual SEM-1100, 1996.
- [3] Bill Andreyca, *Practical Considerations in High Performance MOSFET, IGBT and MCT Gate Drive Circuits*, Unitrode Application Note U-137, Unitrode Applications Handbook IC# 1051, 1997.
- [4] Bill Andreyca, *Practical Considerations in Current Mode Power Supplies*, Unitrode Application Note U-111, Unitrode Applications Handbook IC# 1051, 1997.
- [5] Lloyd H. Dixon, Jr., *Control Loop Cookbook*, Unitrode Power Supply Design Seminar Manual SEM-1100, 1996.
- [6] Lloyd H. Dixon, Jr., *Closing the Feedback Loop*, Unitrode Power Supply Design Seminar Manual SEM-700, 1990.
- [7] Philip C. Todd, *Snubber Circuits: Theory, Design, and Application*, Unitrode Power Supply Design Seminar Manual SEM-900, 1993.

Product Information Center

德州仪器 免费热线 : 800-820-8682 www.ti.com.cn/contactus

产品

DSP – 数字信号处理器	http://www.ti.com.cn/dsp
电源管理	http://www.ti.com.cn/power
放大器和线性器件	http://www.ti.com.cn/amplifiers
接口	http://www.ti.com.cn/interface
模拟开关和多路复用器	http://www.ti.com.cn/analogswitches
逻辑	http://www.ti.com.cn/logic
RF/IF 和 ZigBee® 解决方案	http://www.ti.com.cn/radiofre
RFID 系统	http://www.ti.com.cn/rfidsys
数据转换器	http://www.ti.com.cn/dataconverters
时钟和计时器	http://www.ti.com.cn/clockandtimers
标准线性器件	http://www.ti.com.cn/standardlinearde
温度传感器和监控器	http://www.ti.com.cn/temperaturesensors
微控制器 (MCU)	http://www.ti.com.cn/microcontrollers

应用

安防应用	http://www.ti.com.cn/security
工业应用	http://www.ti.com.cn/industrial
计算机及周边	http://www.ti.com.cn/computer
宽带网络	http://www.ti.com.cn/broadband
汽车电子	http://www.ti.com.cn/automotive
视频和影像	http://www.ti.com.cn/video
数字音频	http://www.ti.com.cn/audio
通信与电信	http://www.ti.com.cn/telecom
无线通信	http://www.ti.com.cn/wireless
消费电子	http://www.ti.com.cn/consumer
医疗电子	http://www.ti.com.cn/medical
GPS-个人导航设备	http://www.ti.com.cn/gps
便携式医疗仪表	http://www.ti.com.cn/pmi

最新书籍/CD索取 <http://www.ti.com.cn/literature>

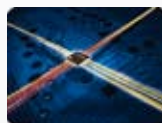
热门产品

TI 高性能模拟 >> 您的成功之道™

CC28070/UCC28060	让 PFC 登上新的台阶, 效率更高、设计更简便, 可升级至更高功率.	http://www.ti.com.cn/ucc28070
ADS5281	8 倍电源效率, 功耗最低的 8 通道 10 位和 12 位 ADC – 最高 65MSPS.	http://www.ti.com.cn/ads5281
TAS5706	聆听不同之处, 业界领先闭环、数字输入 D 类放大器.	http://www.ti.com.cn/tas5706
AFE5805	超声波 AFE 实现完美影像, 体积缩小 50%、噪声降低 40%、功耗减少 20%.	http://www.ti.com.cn/afe5805
CC2480	ZigBee® 轻松实现, Z-Accel™ 简化了设计、缩短了上市时间.	http://www.ti.com.cn/cc2480
TPS2358/TPS2359	双槽热插拔, 适用于 AdvancedMC™ 的自然集成的解决方案.	http://www.ti.com.cn/tps2359
SN65HVS882	集成输入, 首款 8 通道数字输入串行器.	http://www.ti.com.cn/sn65hvs882



模拟eLAB
TI Analog eLab™ 设计中心可以为您的所有设计需求提供帮助。
<http://www.ti.com.cn/analogelab>



TI 汇
专业为您打造的绿色通道, TI 最新的产品讯息一网打尽。
<http://www.ti.com.cn/tialbum>



培训
参与 TI 技术培训, 资深工程师与您面对面。
<http://www.ti.com.cn/training>



TI 知识库
半导体技术支持知识库旨在帮助您解答有关 TI 半导体产品和服务的技术问题。
<http://www.ti.com.cn/knowledgebase>



TI 热榜
聚焦工程师的目光, 最新最热样片申请及技术资料下载榜单。
<http://www.ti.com.cn/hotrank>



质量与无铅(Pb-Free) 数据
快速查找无铅 (RoHS) 和绿色环保材料成分的详细信息, 以及转换日期和可供应日期。
<http://www.ti.com.cn/productcontent>



重要声明

德州仪器 (TI) 及其下属子公司有权在不事先通知的情况下, 随时对所提供的产品和服务进行更正、修改、增强、改进或其它更改, 并有权随时中止提供任何产品和服务。客户在下订单前应获取最新的相关信息, 并验证这些信息是否完整且是最新的。所有产品的销售都遵循在订单确认时所提供的 TI 销售条款与条件。

TI 保证其所销售的硬件产品的性能符合 TI 标准保修的适用规范。仅在 TI 保修的范围内, 且 TI 认为有必要时才会使用测试或其它质量控制技术。除非政府做出了硬性规定, 否则没有必要对每种产品的所有参数进行测试。

TI 对应用帮助或客户产品设计不承担任何义务。客户应对其使用 TI 组件的产品和应用自行负责。为尽量减小与客户产品和应用相关的风险, 客户应提供充分的设计与操作安全措施。

TI 不对任何 TI 专利权、版权、屏蔽作品权或其它与使用了 TI 产品或服务的组合设备、机器、流程相关的 TI 知识产权中授予的直接或隐含权限作出任何保证或解释。TI 所发布的与第三方产品或服务有关的信息, 不能构成从 TI 获得使用这些产品或服务的许可、授权、或认可。使用此类信息可能需要获得第三方的专利权或其它知识产权方面的许可, 或是 TI 的专利权或其它知识产权方面的许可。

对于 TI 的数据手册或数据表, 仅在没有对内容进行任何篡改且带有相关授权、条件、限制和声明的情况下才允许进行复制。在复制信息的过程中对内容的篡改属于非法的、欺诈性商业行为。TI 对此类篡改过的文件不承担任何责任。

在转售 TI 产品或服务时, 如果存在对产品或服务参数的虚假陈述, 则会失去相关 TI 产品或服务的明示或暗示授权, 且这是非法的、欺诈性商业行为。TI 对此类虚假陈述不承担任何责任。

可访问以下 URL 地址以获取有关其它 TI 产品和应用解决方案的信息:

产品

放大器	http://www.ti.com.cn/amplifiers
数据转换器	http://www.ti.com.cn/dataconverters
DSP	http://www.ti.com.cn/dsp
接口	http://www.ti.com.cn/interface
逻辑	http://www.ti.com.cn/logic
电源管理	http://www.ti.com.cn/power
微控制器	http://www.ti.com.cn/microcontrollers

应用

音频	http://www.ti.com.cn/audio
汽车	http://www.ti.com.cn/automotive
宽带	http://www.ti.com.cn/broadband
数字控制	http://www.ti.com.cn/control
光纤网络	http://www.ti.com.cn/opticalnetwork
安全	http://www.ti.com.cn/security
电话	http://www.ti.com.cn/telecom
视频与成像	http://www.ti.com.cn/video
无线	http://www.ti.com.cn/wireless

邮寄地址: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2006, Texas Instruments Incorporated