

如何消除反激式转换器于启动期间 MOSFET 之过应力

How to Eliminate Over Stress of MOSFET during Start-up of Flyback Converter

摘要

本应用文件从三大方向探讨“如何有效消除反激式转换器于启动期间 MOSFET 之过应力”：从 RICHTEK 内嵌软启动功能之反激式转换控制器设计，再到系统回路稳定度与开关管之应力关系，最后带入被动式电压箝位 RCD 缓冲电路分析及设计。本应用文件可供研发工程师参考，以在电源系统开发设计时降低开关管 MOSFET 所受之应力，避免开关管之损坏，提高电路操作之可靠度。

一、前言

开关式电源供应器 (Switching Power Supply) 相对于线性式电源供应器 (Linear Power Supply) 具有体积小、重量轻、效率高优点，因而被广泛应用。开关式电源拓扑之一——“反激式转换器 (Flyback Converter)” 由于拥有初/次级隔离、电路架构简单、零件数少、成本低等特色，被广泛应用于 150W 以下的电源系统。

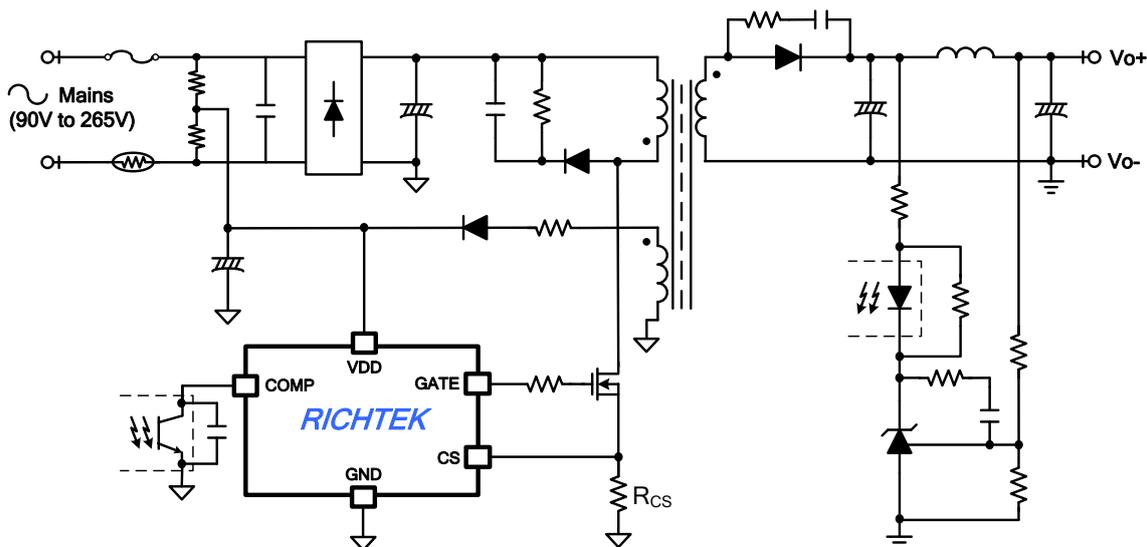
开关组件 Power MOSFET 扮演着开关式电源转换器的重要角

色，“如何消除反激式转换器于启动期间 MOSFET 之过应力”，乃为本文探讨之重点，探讨将从反激式转换器控制器设计、回路稳定度和缓冲电路设计三大方向展开。

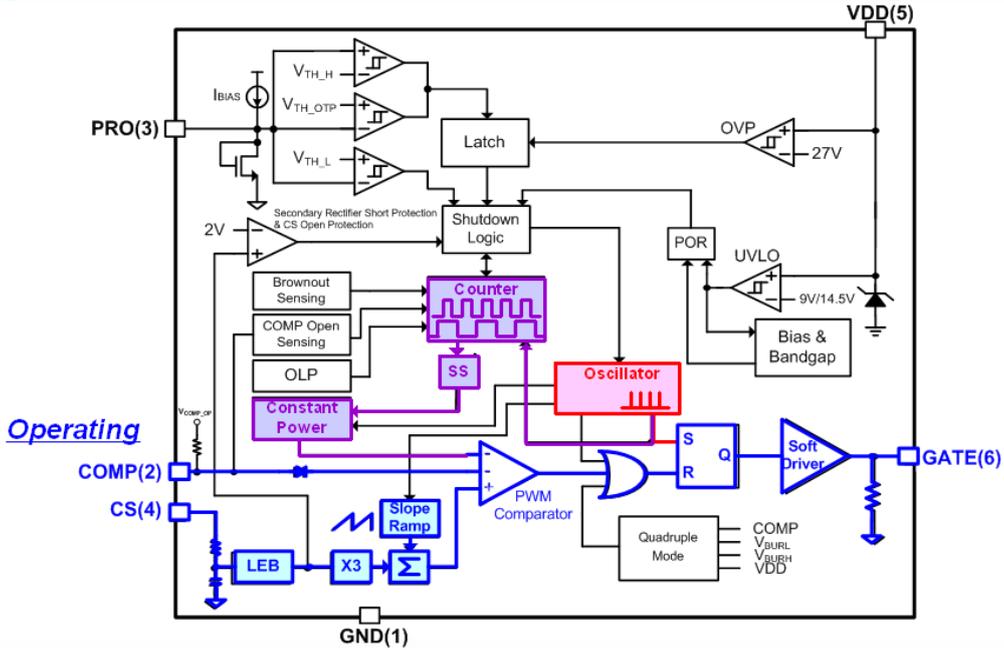
二、反激式控制器设计—RICHTEK 内嵌软启动功能

图一为典型的反激式转换器应用电路。图二为典型的反激式转换器功能方块图。当 VDD 电压达到控制 IC 启动门坎电压 (V_{TH_ON}) 时，控制 IC 即会开始运作，它会首先启动软启动功能 (Soft Start, SS)。

控制 IC 内之振荡器 (Oscillator) 产生时钟信号 (Clock) 来设定 S-R 触发器 (S-R Flip-Flop) 之 S 端 (Set)；透过取得反馈电压 (V_{COMP}) 或定功率 (Constant Power) 之电流限制信号 (Current Limit, V_{CS_CL}) 二者之电压最低信号与流过电流侦测电阻 (R_{CS}) 之电压 (V_{CS}) 经由脉宽调制比较器 (PWM Comparator) 触发 S-R 触发器之 R 端 (Reset)，决定 GATE 端之脉冲宽度。



图一、典型反激式转换器应用电路



图二、反激式转换器功能方块图

控制 IC 透过 GATE 脚位驱动反激式转换器开关管(MOSFET)，开关管导通(Turn ON)时，输入电压完全跨在变压器(耦合电感器)一次侧之上，电感电流成线性增加，电感所储存的能量也因而逐渐增加；此时由于功率二极管反偏，负载所需的能量完全由输出电容提供。藉由回路控制信号，当栅极驱动信号将开关管关闭(Turn OFF)时，由于电感的磁通必需连续，迫使功率二极管导通，此时电感的电压也会反相来重置其磁通。这时候，通过二极管的电感电流将呈线性减少，此电流除了提供给负载外，也提供给输出电容充电，直到控制 IC 之时钟信号触发下一周期开始为止，周而复始。以连续导通模式(Continuous-Conduction-Mode, CCM)为例，图三为反激式转换器及控制器动作示意图。

开关管导通时，电流侦测电阻上之电压(V_{CS})爬升斜率(m_R)为：

$$m_R = \frac{V_{in}}{L_p} \tag{1}$$

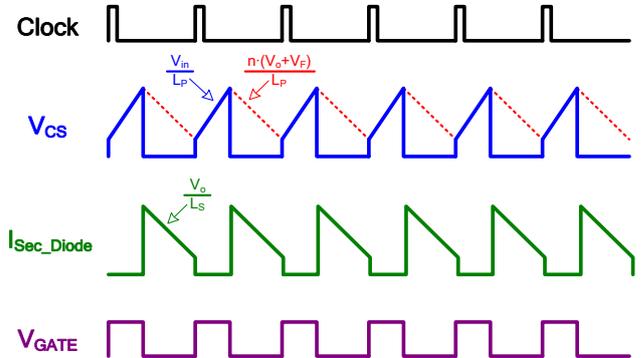
开关管关闭时，二次侧二极管导通流过电流，该电流(I_{Sec_Diode})通过映射以后反映至一次侧，在电流侦测电阻上形成隐含的电压(V_{CS})，其下降斜率(m_F)为：

$$m_F = \frac{n \times (V_o + V_F)}{L_p} \tag{2}$$

$$n = \frac{N_p}{N_s} \tag{3}$$

其中 V_{in} 为跨于变压器一次侧两端之输入电压； L_p 为变压器一

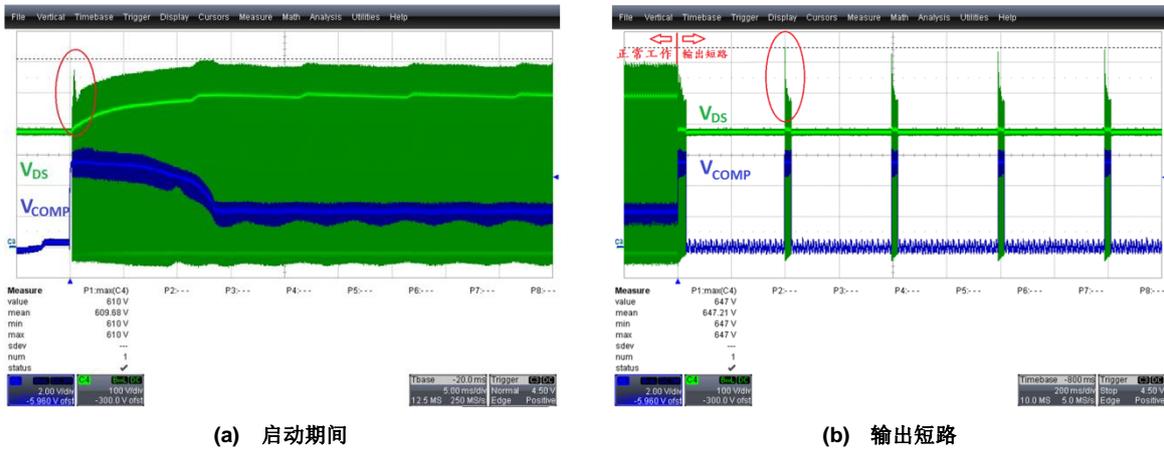
次侧之激磁电感； V_o 为输出电压； V_F 为功率二极管导通电压； n 为变压器圈数比； N_p 为变压器一次侧线圈匝数； N_s 为变压器二次侧线圈匝数。



图三、反激式转换器及控制器动作示意图 (CCM)

反激式转换器开始运作初期，输出尚未建立，电压为零。由公式(2)可知电流侦测电阻上之电压下降斜率趋近于零，而控制 IC 于每个周期皆至少有最小导通时间(T_{ON_MIN})，致使电感电流持续增加，即开关管上之尖峰电流(Peak Current)持续增加，电流侦测电阻上之电压不断上升。当开关管关闭瞬间，累加的尖峰电流、变压器之漏电感和开关管之寄生电容产生高频振荡，于开关管之漏极(Drain)与源极(Source)间感应出极大之电压尖峰(Voltage Spike)，将可能衍生出开关管之过应力问题，如图四(a)所示。当反激式转换器输出短路时，控制 IC 触发自动重启保护(Auto Recovery)，上述问题将更趋严重，开关管过应力问题也

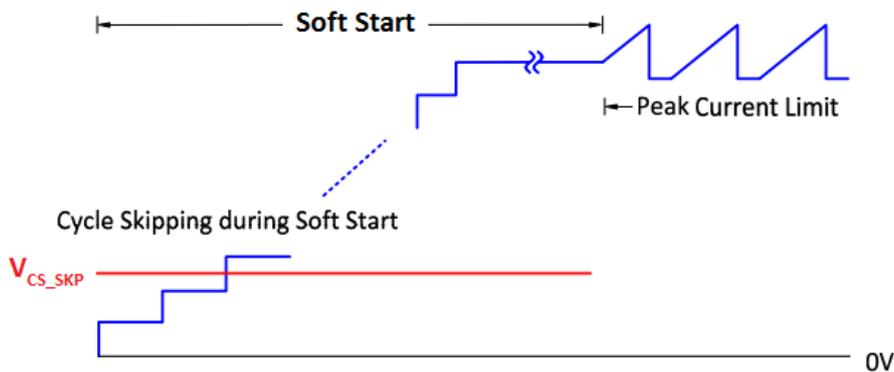
可能会表现得更严重，如图四(b)所示。



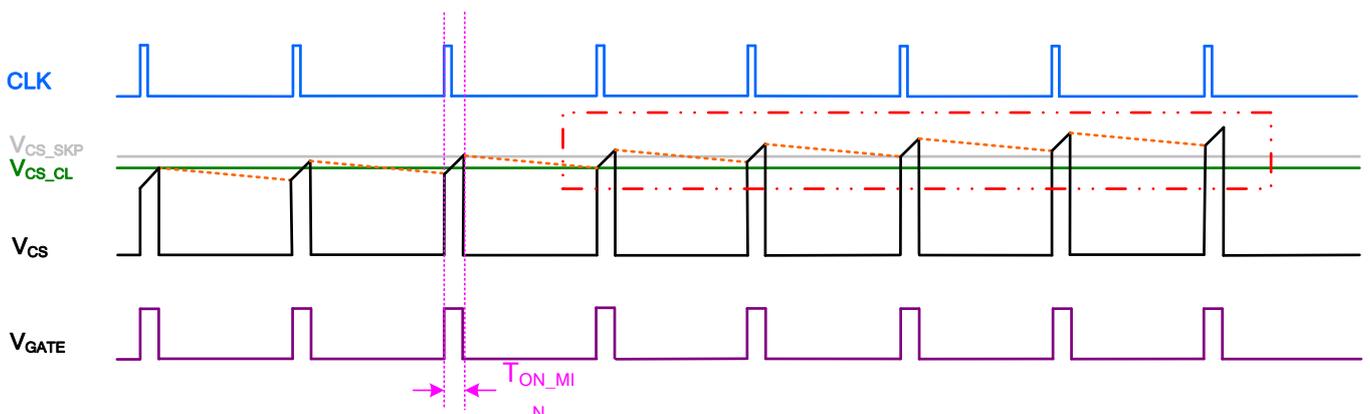
图四、反激式转换器开关管之应力

为了有效抑制启动尖峰电流, RICHTEK 将软启动功能内嵌于控制 IC 中, 它在控制 IC 开始运作时会先被启动, 透过阶梯式的电流限制信号, 逐步将输出电压慢慢建立起来。同时搭配过电流门坎电压 (V_{CS_SKP})跳周期(Cycle Skipping)模式设计于软启动期间, 当电流侦测电阻上之电压超过电流门坎电压时, 控制

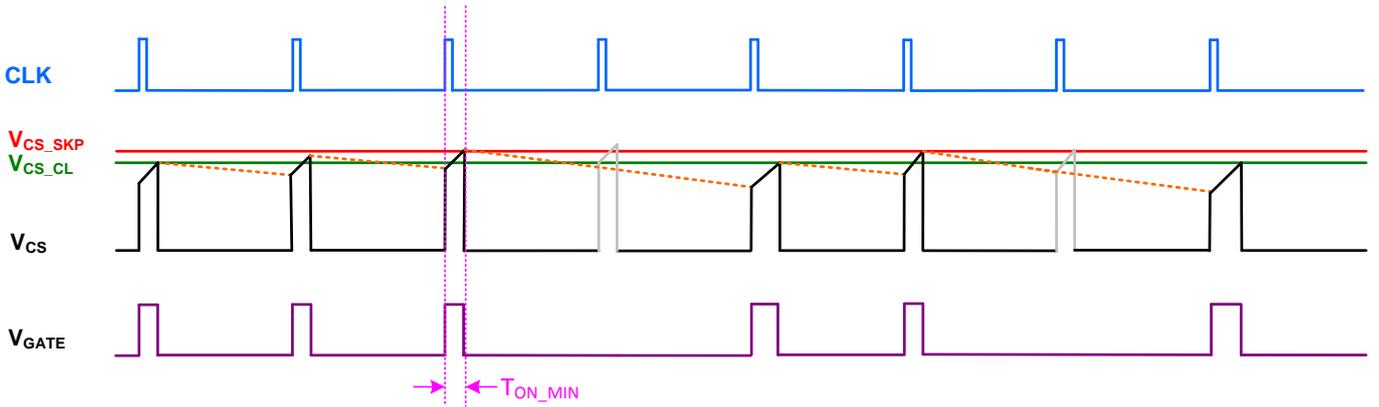
IC 会触发跳周期模式, 延长电感电压反相重置磁通时间, 使磁能够有效地转移至输出端, 加速输出电压之建立过程, 同时达到降低开关管上之电流幅度的效果。图五为 RICHTEK 内嵌软启动功能示意图; 图六为 RICHTEK 软启动功能—跳周期 (Cycle Skipping)模式和传统软启动模式的比较。



图五、RICHTEK 内嵌软启动功能示意图



(a) 传统软启动模式

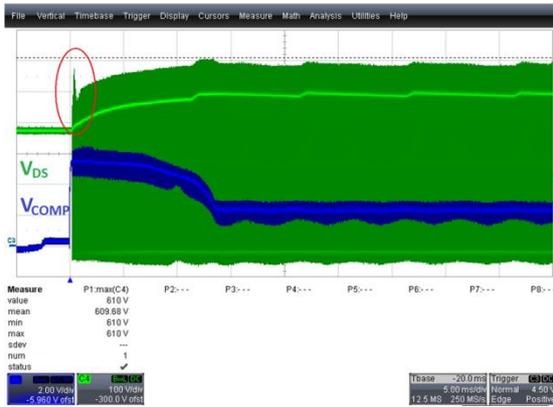


(b) RICHTEK 软启动功能—跳周期(Cycle Skipping)模式

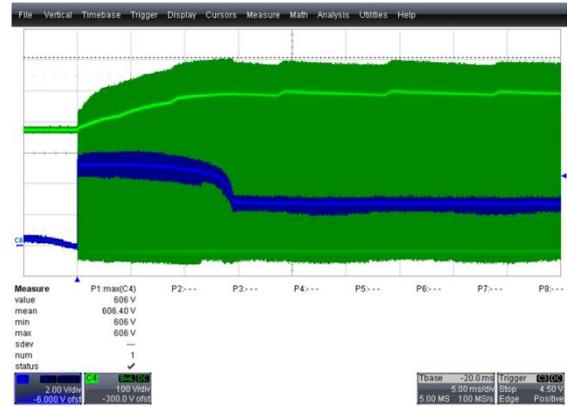
图六、传统软启动功能 vs. RICHTEK 软启动功能

图七所示为传统软启动功能和 RICHTEK 软启动功能在同一反激式转换器电源系统在启动期间的不同表现对照。采用传统软启动功能时，在启动初期会有一较大之电压尖峰，而采用

RICHTEK 软启动功能的情况下则没有这一现象，这意味着后者的启动过程是平缓的，开关管所受应力是比较轻的。



(a) 传统软启动功能

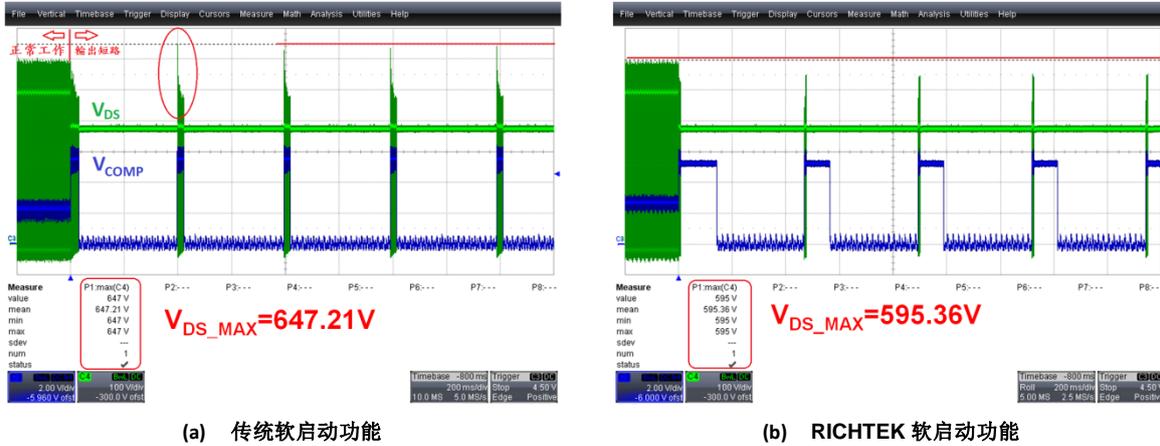


(b) RICHTEK 软启动功能

图七、启动期间开关管之应力——传统软启动功能 vs. RICHTEK 软启动功能

图八所示是在输出短路时同一反激式转换器电源系统在分别采用传统软启动功能与 RICHTEK 软启动功能时的不同表现。由于输出短路，控制 IC 会触发自动重启保护(Auto Recovery)，传统软启动功能在高输入电压工作条件下将出现更加恶化的开

关管应力状况，而优化的 RICHTEK 软启动功能由于具有特别的保护机制，可有效降低开关管之应力负担，提高了电路操作之可靠度。



图八、输出短路时开关管之应力——传统软启动功能 vs. RICHTEK 软启动功能

三、反激式转换器回路稳定度与开关管之应力关系

在反激式转换器的设计中，变压器之匝数比(n)与开关管之电压应力直接相关。换句话说，决定了最大占空比就决定了变压器匝数比，同时也决定了开关管之电压应力。

开关管最大之电压应力(V_{DS_MAX})为：

$$V_{DS_max} = V_{in_max} + n \times (V_o + V_f) + V_{Spike} \quad (4)$$

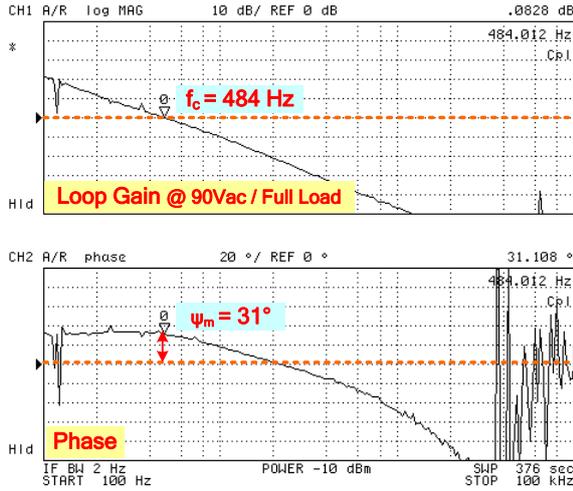
其中 V_{in_max} 为最大输入电压；n 为变压器匝数比； V_o 为输出电压； V_f 为功率二极管导通电压； V_{Spike} 为变压器漏电感造成的电压尖峰(于下节说明讨论)。

从转换器运行的原理上来看，占空比对应着开关管与二极管导通的比率。从有效的利用半导体观点，各占一半的占空比是利用率最高的，也就是说，将最大占空比(D_{max})定在 0.5 左右对开关管与二极管的利用率最高，所以一般设定在最低输入电压下的占空比为 0.5。再计算出变压器匝数比(n)，并藉由开关管与二极管电压应力裕度，再调整 n 与 D_{max} 。详细的反激式转换器及其变压器匝数比之设计，请参考应用文件《定频反激式转换器设计指南》。本应用文件于此探讨设计者较易忽略思考之“反激式转换器回路稳定度与开关管之应力关系”，并假设反激式转换器的变压器匝数比已进行了优化设计。

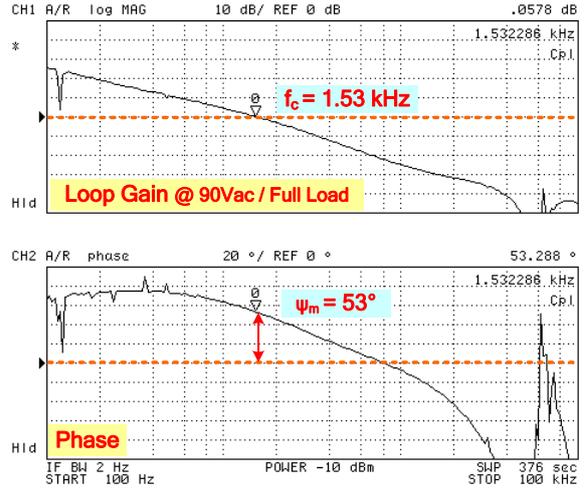
探讨反激式转换器之回路稳定度，应先了解反激式转换器固有

的右半平面零点问题。这个零点无法用传统的极点进行补偿，所以，反馈回路的交越频率(f_c)必需远低于这个零点位置，实务上，反激式转换器的交越频率多半设计在 3kHz 以下。对一个离线式反激式转换器而言，在低压输入、满载时交越频率为 800Hz 到 3kHz (以 65kHz 开关频率而言)、相位余裕(Phase Margin, ψ_m)大于 45 度以上为最恰当。详细的反激式转换器回路设计请参考《离线式反激转换器反馈设计》一文。

设计不同的回路稳定度进行补偿实验，探讨回路稳定度与开关管之应力关系，可与理论形成相互佐证的关系。为了测量不同的回路增益特性对开关管所受应力的影响，我们在同一个反激式转换器电源系统上分别设定“ $f_c < 800 \text{ Hz} \ \& \ \psi_m < 45^\circ$ ”和“ $f_c > 800 \text{ Hz} \ \& \ \psi_m > 45^\circ$ ”的回路增益特性并测量开关管之应力。图九及图十分别为低压及高压输入、满载时回路增益之交越频率与相位余裕实验测量曲线，图十一为高压输入、满载时开关管之应力状况。经过比较可知：当交越频率较低且相位余裕不足时，瞬时响应速度缓慢，输出电压建立过程存在过冲(Overshoot)，根据公式(4)，存在过冲的输出电压将使开关管之应力增加。所以，适当设计的回路增益交越频率和足够的相位余裕，可以有效降低反激式转换器在启动期间施加在开关管上的应力，对避免开关管损坏有极好的帮助。

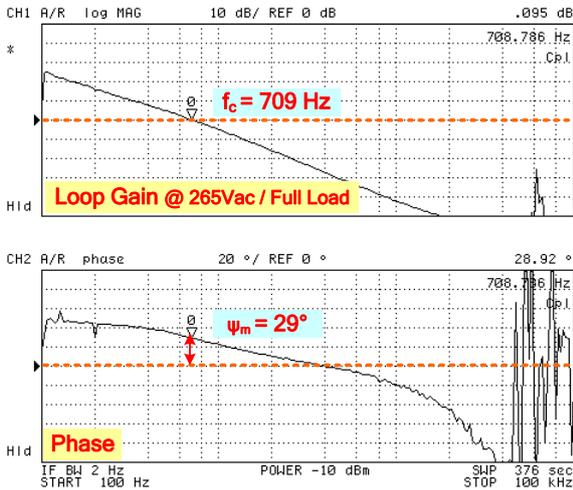


(a) $f_c < 800\text{Hz}$ & $\psi_m < 45^\circ$

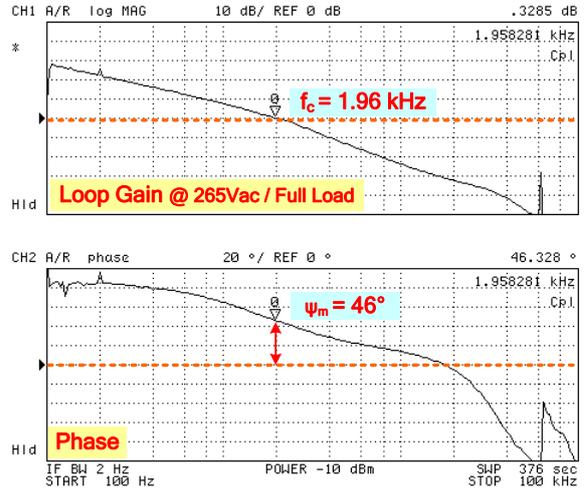


(b) $f_c > 800\text{Hz}$ & $\psi_m > 45^\circ$

图九、低压输入满载时回路增益之穿越频率与相位余裕

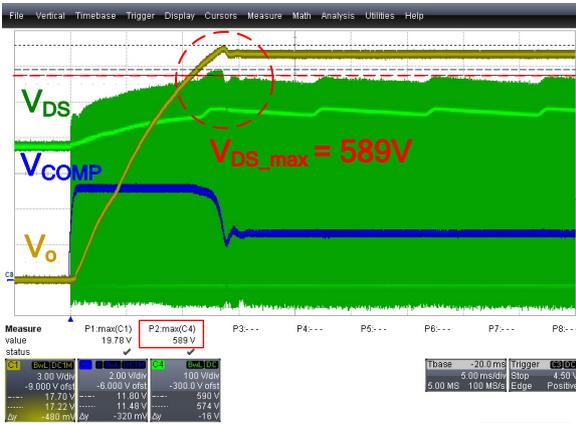


(a) $f_c < 800\text{Hz}$ & $\psi_m < 45^\circ$

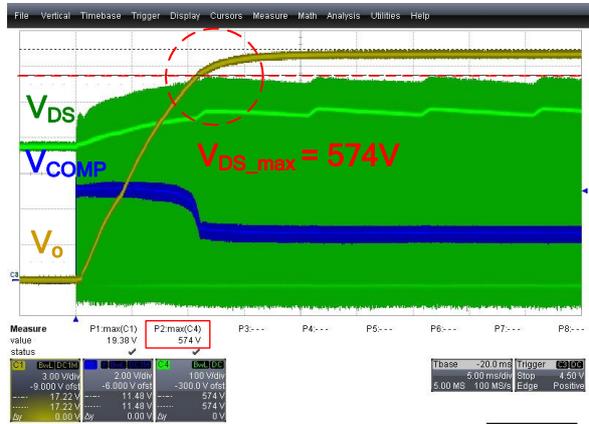


(b) $f_c > 800\text{ Hz}$ & $\psi_m > 45^\circ$

图十、高压输入、满载时回路增益之穿越频率与相位余裕



(a) $f_c < 800\text{Hz}$ & $\psi_m < 45^\circ$



(b) $f_c > 800\text{Hz}$ & $\psi_m > 45^\circ$

图十一、反激式转换器在高压输入、满载时对开关管之应力

四、 被动式电压箝位 RCD 缓冲电路分析及设计

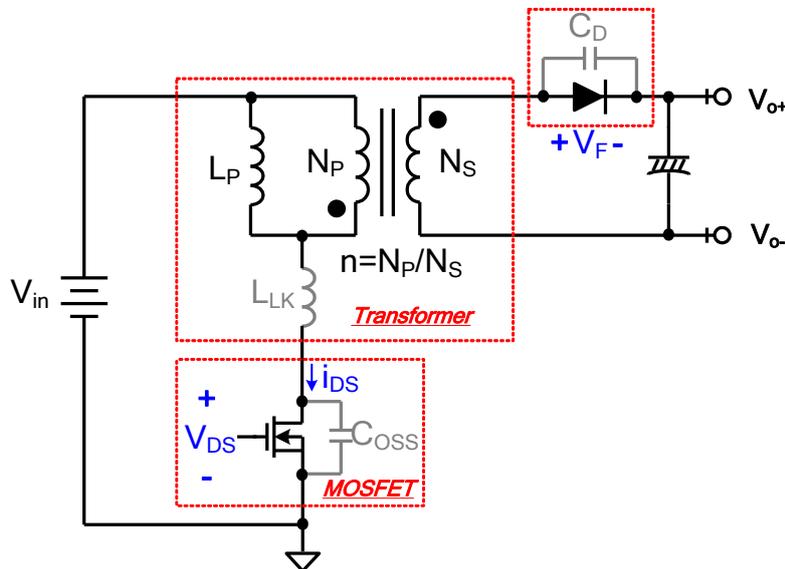
反激式转换器的变压器存在漏电感，开关管存在寄生电容，如图十二：反激式转换器及其组件等效电路模型所示。由于电感的磁通必需连续，当开关管关闭(Turn OFF)时，变压器之漏电感电流瞬间被截断，储存于漏电感之磁通无法被转换至变压器二次侧，此能量将在变压器之漏电感与开关管寄生电容间共振产生高频振荡，开关管之漏极(Drain)与源极(Source)间(V_{DS})将形成一极高之电压尖峰(Voltage Spike)，如图十三所示。图十三(a)为反激式转换器工作于连续导通模式(Continuous-Conduction-Mode, CCM)的波形；图十三(b)为反激式转换器工作于不连续导通模式

(Discontinuous-Conduction-Mode, DCM)的波形。

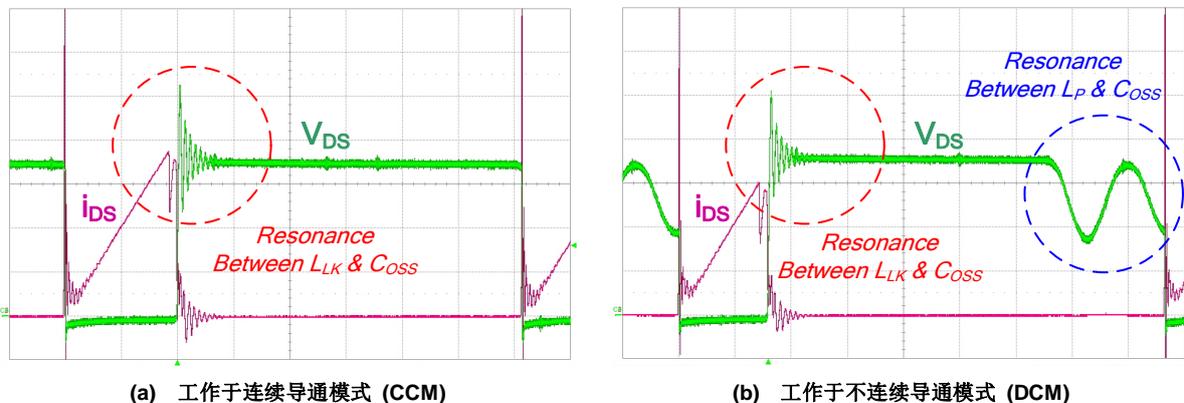
该高频振荡迭加于开关管之漏极与源极间，迭加后的电压尖峰峰值的计算公式为：

$$V_{DS_Spike} = i_{DS_Peak} \times \sqrt{\frac{L_{LK}}{C_P + C_{OSS}}} + V_{in} + n \times (V_o + V_F) \quad (5)$$

其中 i_{DS_Peak} 为流经变压器一次侧的开关管峰值电流； L_{LK} 为变压器一次侧等效之漏电感； C_P 为变压器一次侧等效之寄生电容； V_{in} 为输入电压； n 为变压器匝数比； V_o 为输出电压； V_F 为功率二极管导通电压。



图十二、反激式转换器及其组件等效电路模型



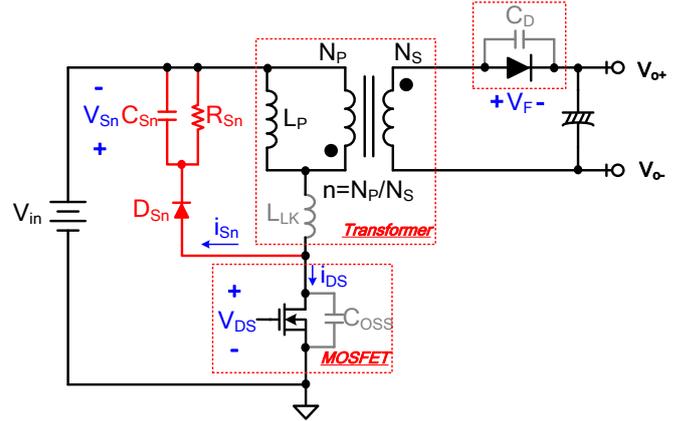
(a) 工作于连续导通模式 (CCM)

(b) 工作于不连续导通模式 (DCM)

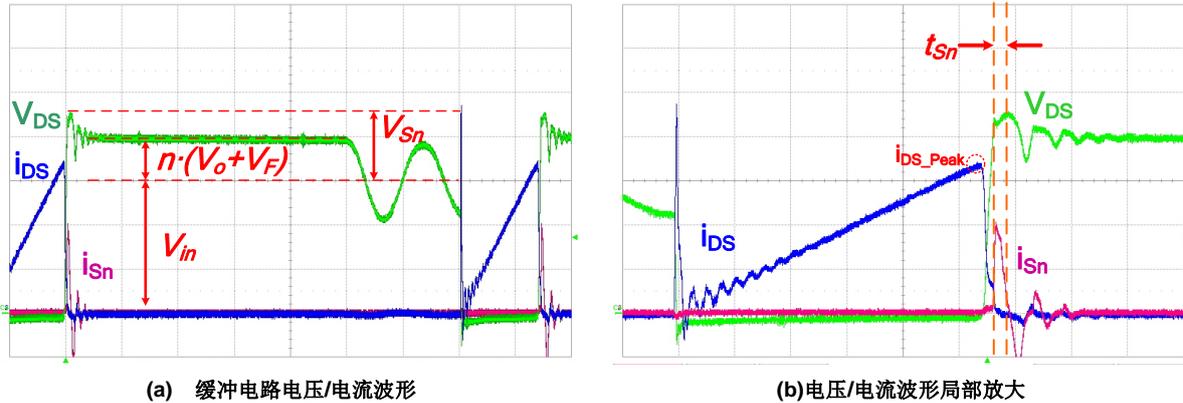
图十三、反激式转换器组件寄生之漏电感与电容共振波形

由上述组件之寄生电感及电容所产生之电压尖峰及伴随之高频振荡，将对开关管造成应力冲击甚至可能将其损坏，也可能衍生出电源系统之电磁干扰或和电路操作之可靠度问题。适当的缓冲电路(Snubber)可对此高频振荡进行抑制，并对上述问题作有效之改善。

本应用文件介绍目前广泛应用于反激式转换器之被动式电压箝位 RCD 缓冲电路，如图十四所示。在开关管关断瞬间，变压器的漏电感电流依原初始方向继续流动，它将分成两路：一路(i_{DS})在逐渐关断的开关管继续流动；另一路(i_{Sn})经由缓冲电路的二极管(D_{Sn})向电容(C_{Sn})充电。由于 C_{Sn} 上的电压不能突然改变，因而降低了开关管关断电压上升的速率，并把开关管的关断功率损耗转移到了缓冲电路，如图十五：被动式电压箝位 RCD 缓冲电路电压/电流波形所示。



图十四、附加被动式电压箝位 RCD 缓冲电路之反激式转换器



(a) 缓冲电路电压/电流波形

(b) 电压/电流波形局部放大

图十五、被动式电压箝位 RCD 缓冲电路电压/电流波形 (DCM)

开关管关断瞬间，缓冲电路的二极管导通，变压器的漏电感电流上升斜率($m_{i_{Sn}}$):

$$m_{i_{Sn}} = \frac{di_{Sn}}{dt} = - \left[\frac{V_{Sn} - n \times (V_o + V_F)}{L_{LK}} \right] \quad (6)$$

其中 i_{Sn} 为缓冲电路流经二极管电流。

缓冲电路的二极管导通时间(t_{Sn}):

$$t_{Sn} = \frac{i_{DS_Peak} \times L_{LK}}{V_{Sn} - n \times (V_o + V_F)} \quad (7)$$

反激式转换器峰值电流(i_{DS_Peak})依工作模式不同分为:

工作于不连续导通模式(DCM)的开关管峰值电流($i_{DS_Peak_DCM}$):

$$i_{DS_Peak_DCM} = \sqrt{\frac{2 \times P_{in}}{L_p \times f_s}} \quad (8)$$

工作于连续导通模式(CCM)的开关管峰值电流($i_{DS_Peak_CCM}$):

$$i_{DS_Peak_CCM} = \frac{P_{in} \times [V_{in_max} + n \times (V_o + V_F)]}{V_{in_max} \times n \times (V_o + V_F)} + \frac{V_{in_max} \times n \times (V_o + V_F)}{2 \times L_p \times f_s \times [V_{in_max} + n \times (V_o + V_F)]} \quad (9)$$

其中 P_{in} 为反激式转换器输入功率。

缓冲电路之功率损耗(P_{Sn}):

$$P_{Sn} = \frac{1}{2} \times i_{DS_Peak} \times t_{Sn} \times V_{Sn} \times f_s = \frac{1}{2} \times L_{LK} \times i_{DS_Peak}^2 \times \frac{V_{Sn}}{V_{Sn} - n \times (V_o + V_F)} \times f_s \quad (10)$$

其中电容电压(V_{Sn})一般设计为 $n(V_o + V_F)$ 的 2~2.5 倍。

将公式(10)换算至电功率公式可知缓冲电路之电阻(R_{Sn}):

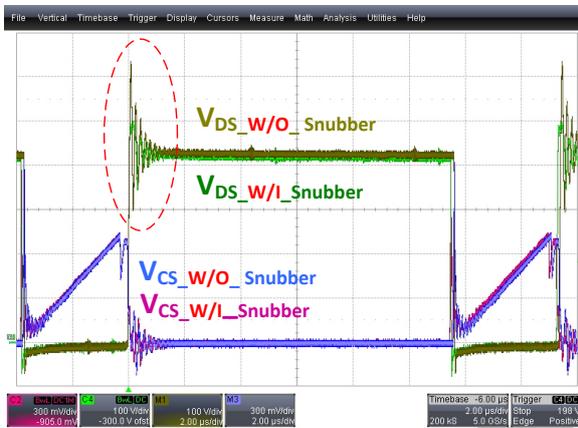
$$R_{Sn} = \frac{2 \times V_{Sn} \times [V_{Sn} - n \times (V_o + V_F)]}{L_{LK} \times I_{DS_Peak}^2 \times f_s} \quad (11)$$

缓冲电路之电容(C_{Sn})的电压纹波(ΔV_{Sn})一般设计为电容电压(V_{Sn})的 5~10%。依照伏秒平衡(Volt-Second Balance)之观念,可推导出缓冲电路之电容(C_{Sn})设计值:

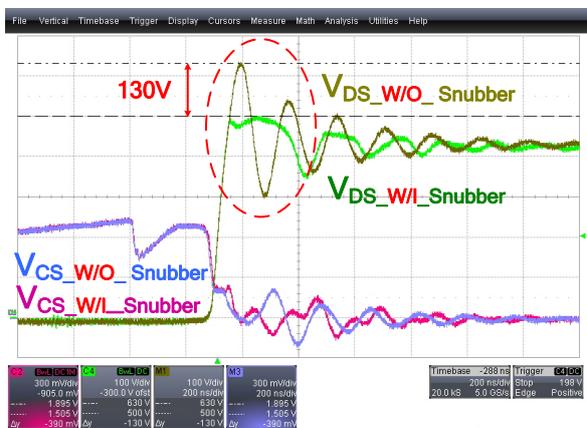
$$C_{Sn} = \frac{V_{Sn}}{\Delta V_{Sn} \times R_{Sn} \times f_s} \quad (12)$$

反激式转换器开关管之漏极与源极间的最高电压一般发生于系

统工作于最高输入电压并且满载的情况,因此,反激式转换器之被动式电压箝位 RCD 缓冲电路应以此条件作为电容及电阻的设计依据,而二极管一般应选用快恢复二极管。一个实际的反激式转换器电源系统的开关管所受应力在加入被动式电压箝位 RCD 缓冲电路前后的对比见图十六,我们可从中看到明显的区别。通过上面的分析和实践,我们可以确信被动式电压箝位 RCD 缓冲电路设计可有效降低开关管所受应力以避免开关管之损坏,从而提高电路操作之可靠度,也可同时改善高频振荡衍生之电磁干扰问题。



(a) 开关管应力之比较



(b) 放大电压波形

图十六、被动式电压箝位 RCD 缓冲电路加入前后之开关管应力比较

五、 总结

开关组件 Power MOSFET 扮演着开关式电源转换器的重要角色。反激式转换器(Flyback Converter)拥有初/次级隔离、电路架构简单、零件数少、成本低等特色，因而被广泛应用。反激式转换器开关管(MOSFET)之最大应力不一定发生于满载稳态操作期间，更值得被探讨的可能是“启动期间”。本应用文件从理论阐述及实验佐证全方位、多角度探讨“如何有效消除反激式转换器于启动期间 MOSFET 之过应力”，从反激式转换器系统的核心——反激式转换器控制器 IC 的软启动功能，到系统层面的回路稳定度补偿，最后提供应用电路——被动式电压箝位 RCD 缓冲电路的分析及设计方法。这些理论和方法可供研发工程师在进行反激式转换器电源系统的开发设计时参考，以便降低开关管所受之应力，避免开关管之损坏，提高电路操作之可靠度。

Richtek Technology Corporation

14F, No. 8, Tai Yuen 1st Street, Chupei City

Hsinchu, Taiwan, R.O.C.

Tel: 886-3-5526789

Richtek products are sold by description only. Richtek reserves the right to change the circuitry and/or specifications without notice at any time. Customers should obtain the latest relevant information and data sheets before placing orders and should verify that such information is current and complete. Richtek cannot assume responsibility for use of any circuitry other than circuitry entirely embodied in a Richtek product. Information furnished by Richtek is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Richtek or its subsidiaries for its use; nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Richtek or its subsidiaries.