

一种全工作范围实现零电压开通的高效反激电源控制策略

原创 王进梁晓军宋清亮 英飞凌工业半导体 2025年09月03日 17:00 上海

/ 摘要 /

反激拓扑广泛应用于中小功率开关电源中，为了提高反激拓扑的转换效率，本文提出了一种全输入电压及负载范围内可以实现原边MOSFET零电压开通（ZVS）的控制策略，从而提高了转换效率。本文通过理论分析给出其中所涉及的参数的计算方法，并通过仿真与实际电源的测试验证了该策略的有效性。

01 背景

反激（Flyback）拓扑因其结构简洁，控制策略简单，适合多路输出，可靠性高，成本低等特点广泛应用于家电，充电器，辅助电源等领域。对于输出电流较大的应用（例如快速充电器），输出侧往往采用功率MOSFET替代功率二极管来提高转换效率，即副边采用同步整流方式。图1为采用同步整流的反激拓扑主电路结构。

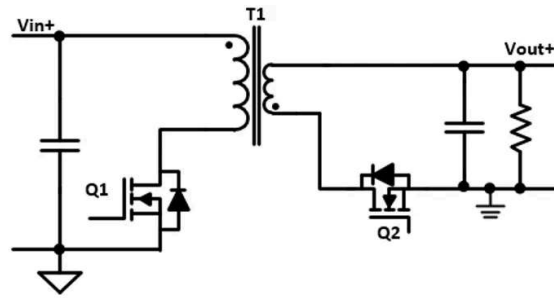


图1. 同步整流反激拓扑

对于反激拓扑，根据原边MOSFET开通时副边绕组电流的情况分为连续工作模式（CCM），临界连续模式（CRM）及断续工作模式（DCM），如下图所示。

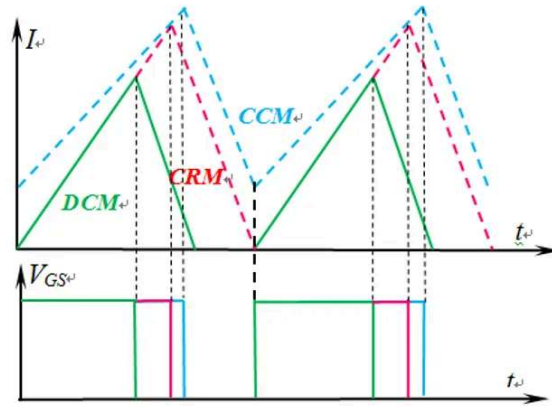


图2. 不同工作模式原副边绕组电流波形

图2中上面的波形为变压器原边绕组及副边绕组折算到原边的电流波形，下面为对应的原边MOSFET驱动波形。对于CCM和CRM模式工作的反激拓扑，原边MOSFET开通时，其漏源电压（ V_{DS} ）为输入电压与反射电压（副边绕组电压反射到原边绕组上的电压，其值为输出电压与变压器原副边绕组匝比之积）之和。根据公式(1)和(2)所示的CCM和CRM模式反激拓扑开通损耗计算公式，开通损耗与MOSFET开通时的漏源电压成正比，为了降低MOSFET损耗，需要设法降低MOSFET开通时的漏源电压。

$$P_{tonloss_CCM} = \frac{I_{max} + 2I_{min}}{6} V_{DS} t_{on} f_s \quad (1)$$

$$P_{tonloss_CRM} = \frac{I_{max}}{6} V_{DS} t_{on} f_s \quad (2)$$

基于此思想，在DCM模式的反激拓扑中还有一种准谐振工作模式，定频DCM模式与准谐振工作模式差异如图3与图4所示。

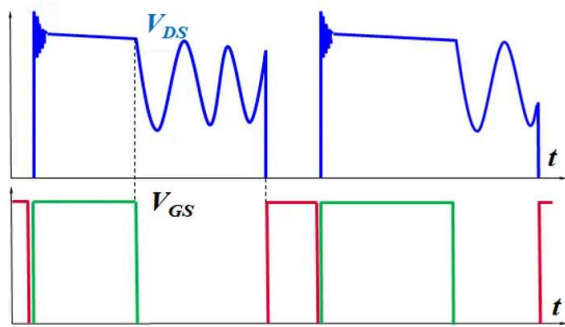


图3. 定频DCM模式反激拓扑主要波形

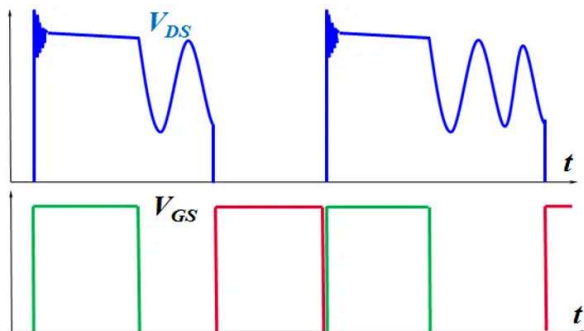


图4. 准谐振DCM模式反激拓扑主要波形

图3和图4中蓝色曲线为原边MOSFET的漏源电压 V_{DS} ，绿色曲线为副边同步整流MOSFET的驱动波形，红色曲线为原边MOSFET的驱动波形。对于定频DCM模式的反激拓扑，根据负载及输入电压的不同，在原边MOSFET开通时，漏源电压可能处于由于原边激磁电感与原边MOSFET等效输出电容谐振导致的震荡波形的任意一点，即可能是波谷，也可能是波峰。对于准谐振DCM模式的反激拓扑，当检测到漏源电压处于谐振谷底时，根据输入电压及反馈电压（即负载）确定第几个波谷开通，以英飞凌科技有限公司的第五代集成功率MOSFET与准谐振控制芯片的CoolSET™为例，当输入为低压时，开通的波谷为1~7，当输入为高压时，开通的波谷为3~10^[1]。

准谐振DCM模式的反激拓扑原边MOSFET由于是波谷开通，因此开通损耗相比其他模式的反激拓扑减小很多。当然最理想的情况是漏源电压谐振到零，此时开通MOSFET从而实现ZVS开通。然而如果需要漏源电压谐振到零，需要变压器原副边匝比较大，从而带来MOSFET关断时耐压较高，变压器绕制困难等问题，最终带来成本的增加，且实际的效率提升并不明显。

基于以上问题，本文提出一种新颖的反激拓扑控制策略，不需要修改变压器，在任何输入输出条件下均可以实现原边MOSFET的ZVS开通，从而提升反激拓扑的转换效率。

02 实现全电压输入范围ZVS的控制策略

2.1 基本工作原理

对于传统的CRM模式下，当检测到副边绕组电流为零时开通原边MOSFET，此时原边MOSFET的漏源电压为输入电压与反射电压之和，因此开通损耗很大。

本文提出的新的控制策略与CRM模式相近，但不同点在于：当副边绕组电流过零时，并不马上关断副边同步整流MOSFET，而是继续保持开通一段时间，在该时间内副边绕组电流反向流动且其值线性增加，此时变压器副边绕组异名端为高电平，原边绕组由于原边MOSFET关断而无电流流过。当关断副边MOSFET时，副边绕组为维持电流而使得同名端变为高电平，此时原边绕组由于同名端为高，使得电流流过输入电容及原边MOSFET的输出等效电容形成回路，并最终使得MOSFET的输出等效电容完全放电并使其体二极管导通，此时若驱动原边MOSFET，则实现ZVS开通。关键波形及工作过程如图5~7所示。

图5中绿色及红色曲线为副边同步整流及原边MOSFET的驱动波形，紫色及黄色为变压器副边绕组及原边绕组电流波形，蓝色为原边MOSFET的漏源电压波形。

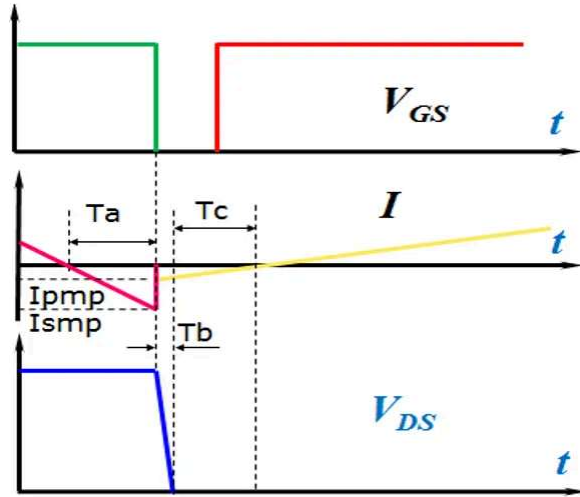


图5. ZVS Flyback关键波形示意图

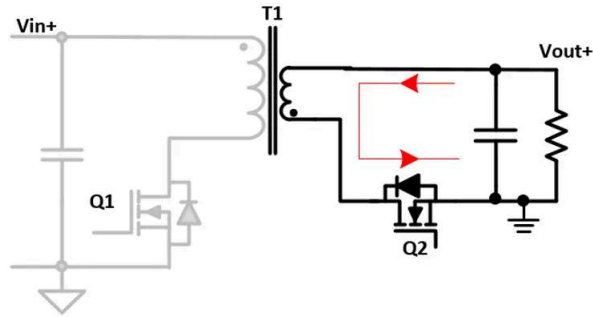


图6. Ta时间段内主电路电流示意图

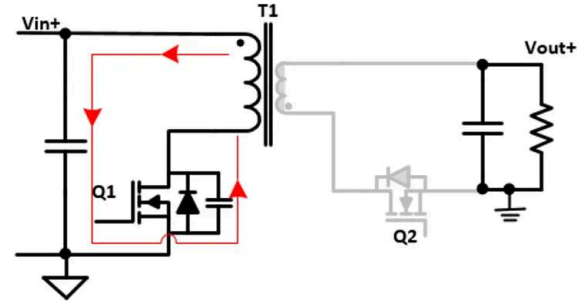


图7. Tb+Tc时间段内主电路电流示意图

2.2 关键参数计算

如图5所示， T_a 为副边绕组电流从零至副边同步整流关闭的时间段（即副边同步整流延迟关断的时间）， T_b 为原边MOSFET漏源电压降至零所需要的时间， T_c 为漏源电压降至零到原边绕组电流上升为零的所需时间。

(1) T_a 的计算

T_a 的大小决定了副边绕组方向电流的大小，从而决定了存储在原边绕组中的，用来将原边MOSFET等效输出电容上的能量全部抽取走的能量大小。设原边MOSFET的等效输出电容（包括MOSFET自身输出电容，MOSFET漏极处的分布电容及其他杂散电容）为 C_{osseq} ，那么为保证原边MOSFET可以实现ZVS开通：

$$\frac{1}{2} L_p I_{pmp}^2 = \frac{1}{2} L_s I_{smp}^2 > \frac{1}{2} C_{osseq} (V_{in} + V_r)^2 \quad (3)$$

其中 L_p 和 L_s 分别为原副边绕组电感量， i_{pmp} 和 i_{smp} 分别为副边同步整流管关断时的原副边绕组电流值（如图5所示）， V_{in} 和 V_r 分别为输入电压和反射电压，且有：

$$V_r = NV_{out} \quad (4)$$

其中N为变压器原副边匝比， V_{out} 为输出电压。 V_{in} 与 V_r 之和为副边同步整流管关断时原边MOSFET的漏源电压。而：

$$I_{smp} = \frac{V_{out}T_a}{L_s} \quad (5)$$

因此由公式（3）~（5）可以得到：

$$T_a \geq \frac{V_{in}+V_r}{V_{out}} \sqrt{L_s C_{osseq}} \quad (6)$$

当副边同步整流延迟关断时间 T_a 满足公式（6）情况下，原边MOSFET可实现ZVS开通。 T_a 越大，变压器原边绕组存储的能量越大，原边MOSFET更易实现ZVS，但随之带来的问题是原边绕组的电流有效值增大，使得变压器及MOSFET的损耗增加。但如果较小甚至刚刚满足公式（6），虽然整体转换效率更高，但是原边MOSFET漏源电压降低至零的时间（即 T_b ）变长，满足ZVS的时间段（即 T_c ）缩短，对控制的要求更高。

（2） T_b 的计算

根据前面的工作原理介绍，在副边同步整流管关断后，原边MOSFET的漏源迅速降为零，在该时间段(T_b)内，原边侧主电路满足以下公式及条件：

$$V_{in} = v_L(t) + v_{DS}(t) \quad (6)$$

$$V_L(t) = L_p \frac{di_{Lp}(t)}{dt} \quad (7)$$

$$i_{Lp}(t) = i_{Cosseq}(t) = C_{osseq} \frac{dv_{DS}(t)}{dt} \quad (8)$$

$$i_{Lp}(t)|_{t=0} = \frac{I_{smp}}{N} \quad (9)$$

$$v_{DS}(t)|_{t=0} = V_{in} + V_r \quad (10)$$

那么可以得到：

$$v_{DS}(t) = V_r \cos\left(\sqrt{\frac{1}{L_p C_{osseq}}} t\right) + \frac{I_{smp}}{N} \sqrt{\frac{L_p}{C_{osseq}}} \sin\left(\sqrt{\frac{1}{L_p C_{osseq}}} t\right) + V_{in} \quad (11)$$

又：

$$v_{DS}(t)|_{t=T_b} = 0 \quad (12)$$

则可以得到 T_b 为：

$$T_b = \sqrt{L_p C_{osseq}} \left(\arcsin \frac{V_{in}}{\sqrt{V_r^2 + \frac{V_{out}^2 T_a^2}{L_s C_{osseq}}}} + \arcsin \frac{V_r}{\sqrt{V_r^2 + \frac{V_{out}^2 T_a^2}{L_s C_{osseq}}}} \right) \quad (13)$$

（3） T_c 的计算

在 T_c 时间段内，变压器原边绕组电流一直为负值（图5所示），原边MOSFET的漏源电压为二极管导通压降（负值），在此期间MOSFET开通都可实现ZVS方式。

根据公式（8）和（11），可以得到原边绕组电流 $i_{Lp}(t)$ ：

$$i_{LP}(t) = C_{osseq}(\frac{I_{smp}}{C_{osseq}N}cos\frac{t}{\sqrt{L_pC_{osseq}}} - \frac{V_r}{\sqrt{L_pC_{osseq}}}sin\frac{t}{\sqrt{L_pC_{osseq}}}) \tag{14}$$

那么可得到 T_c :

$$T_c = L_p \frac{i_{LP}(T_b)}{V_{in}} \tag{16}$$

以上分析基于原副边各自有一个绕组的情况，实际应用中往往原副边有多个绕组，用来实现多路输出及产生原边辅助源。在这些情况下，控制策略相同，不同的是当副边同步整流管关断时，与公式（9）不同，原边主绕组感应出的电流为：

$$I_{pmp} = \frac{1}{N}(I_{smp} - \frac{1}{N_1}I_{smp} - \cdots \frac{1}{N_x}I_{smp}) \tag{17}$$

其中 N_1, N_x 为其他输出路与副边同步整流控制路（实现ZVS进行延迟关断控制）的匝比。公式（3）中 I_{pmp} 的也需要根据公式（17）进行计算。其他计算公式无需修改。

为更好的实现本控制策略，在应用中需要结合数字控制器的使用。具体实现方案为，将不同输入电压下所需的 T_a, T_b 及 T_c 计算好并存入数字控制器内部存储器或外部存储器；反激电源稳定工作后检测副边绕组电流，该电流过零后继续延迟 T_d 关断，原边MOSFET在副边同步整流管关断 T_b 时间后并小于 T_c 时间内开通，则可实现原边MOSFET在任何输入电压和负载情况下的ZVS开通。

03 仿真与测试验证

根据以上的分析和计算，本部分基于一个全球输入范围，24W输出的快速充电器开关电源方案进行仿真及测试。该开关电源主要电路参数如下表所示：

电路参数	数值
输入电压 Vin	90Vac~265Vac
输出电压 Vout	12V
输出电流 Iout	2A
变压器原边匝数	44
变压器副边匝数	7
变压器原边感量	600uH
输入母线电容	40uF
原边 MOSFET	IPS70R950CE
副边 MOSFET	BSZ097N10NS5

表1. 24W充电器电路参数

根据以上电路参数及公式（6）（13）（16），可以得到不同输入电压下控制参数 T_a, T_b 和 T_c ，表2所示为典型输入电压下的控制参数值。

输入电压	90Vac	230Vac	265Vac
T_a 计算值	0.28uS	0.55uS	0.61uS
T_a 取值	0.7uS	1uS	1.2uS
T_b	44nS	61nS	57nS
T_c	0.38uS	0.2uS	0.22uS

表2. 典型输入电压下的控制参数值

图8是采用本控制策略，根据表1和表2的参数，通过Simetrix™仿真得到输入电压为230Vac情况下采用本控制策略得到的关键波形，其中变压器漏感为11uH（实测值），原边MOSFET等效输出电容为20pF（MOSFET本身等效输出电容为14pF，其余分布电容等效为6pF）。

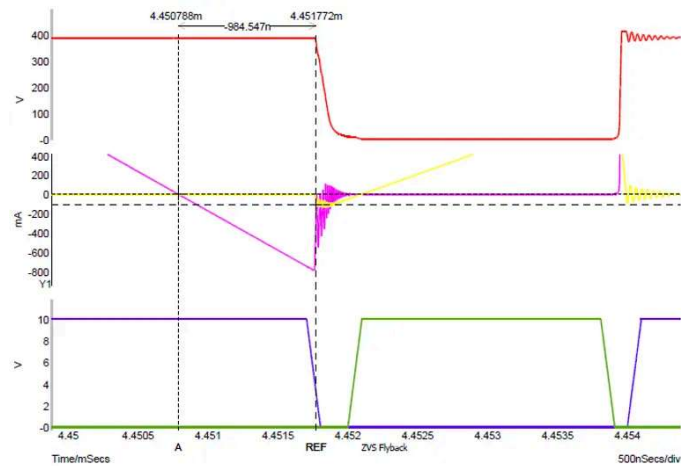


图8. 230 V_{in} 输入下仿真波形

图8中从上至下波形分别为：原边MOSFET漏源电压(V_{DS} ，红色)，副边绕组电流（粉色），原边绕组电流（黄色），副边同步整流驱动（蓝色）及原边MOSFET驱动（绿色）波形。从图中可以看出 T_b 为0.996uS，原边MOSFET驱动变为高电平之前漏源电压已经降低为零，原边MOSFET实现ZVS开通。

根据表1的参数，设计了一款24W充电器验证板，实物如下图所示。

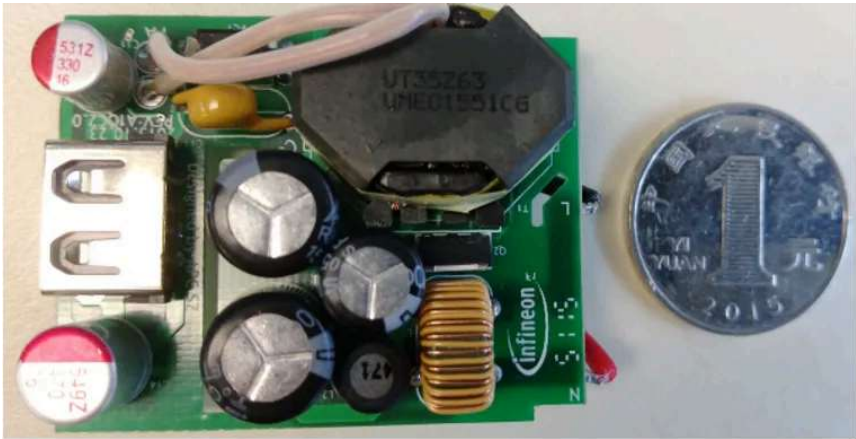


图9. 24W充电器实物图

当该充电器采用定频控制策略时，实测该板在230V交流输入，输出满载（12V/2A）情况下波形如下图所示。图中波形从上至下本别为原边MOSFET的漏极电压，原边MOSFET驱动及副边同步整流驱动。

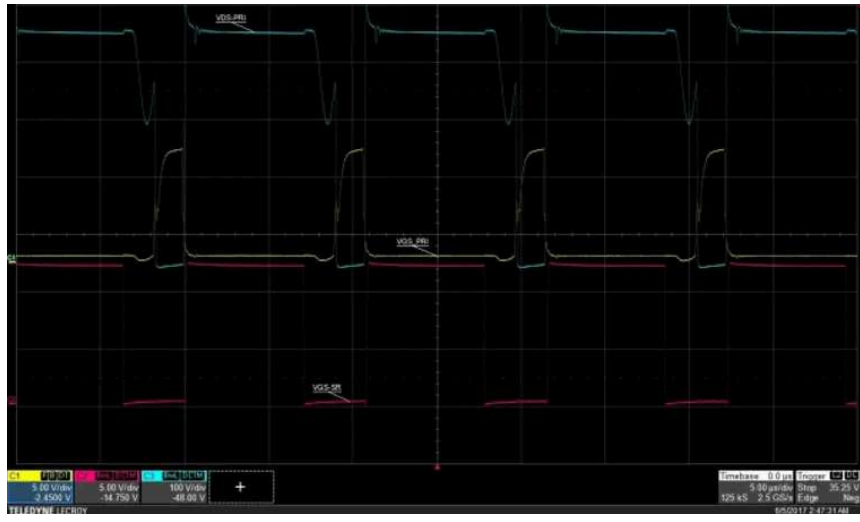


图10. 采用定频控制策略实测波形

采用本文提出的ZVS控制策略，同样的输入输出条件下对应的波形如下图所示：

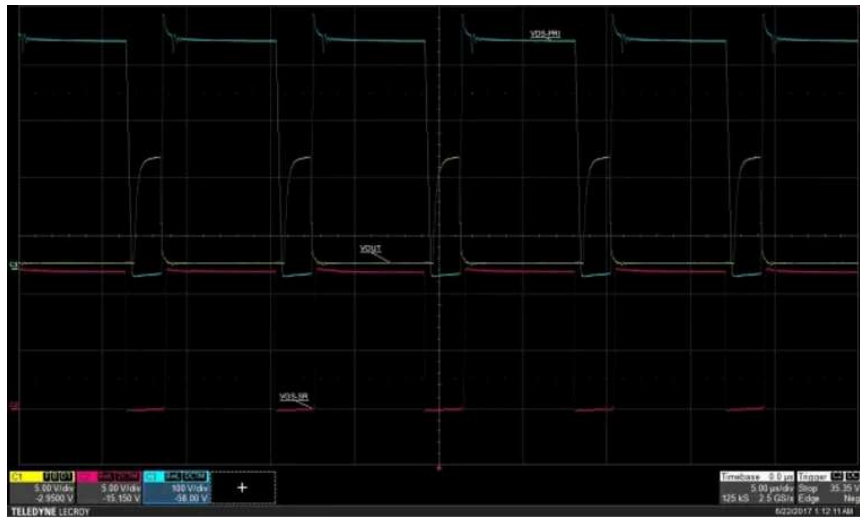


图11. ZVS控制策略实测波形

从图11可见，原边MOSFET实现ZVS开通。同时比较了两效率对比如下：

原控制策略下效率为：

$$\eta_{FF} = \frac{V_o * I_o}{P_{in}} = \frac{12.033 * 2}{27.13} = 88.7\% \quad (18)$$

新控制策略下效率为：

$$\eta_{ZVS} = \frac{V_o * I_o}{P_{in}} = \frac{12.033 * 2}{26.83} = 89.7\% \quad (19)$$

采用本控制策略在不更改外部电路参数情况下与普通定频控制策略相比效率提高1%，实现了更高的转换效率。

结论

本文提出了一种新的反激拓扑控制策略，通过副边同步整流在副边绕组过零后继续导通一段时间，原边功率MOSFET在任何负载及输入电压情况下都可以实现零电压开通。本文通过理论计算给出了相关参数的计算公式，通过仿真验证了该策略的有效性，最后本文通过对一个24W充电器的实测对比验证了该策略可以实现更高的转换效率。



英飞凌工业半导体

电力电子工程师园地，立足于打造英飞凌功率半导体产品技术和应用技术的交流平台和值...
575篇原创内容

公众号

欢迎点击卡片
关注电子电力工程师园地

产品需求提交

如果您对英飞凌产品有需求，可扫描右侧二维码 **填写需求表**，我们的销售将尽快为您服务！

