



GaN在反激应用中次级尖峰问题及解决办法

目录

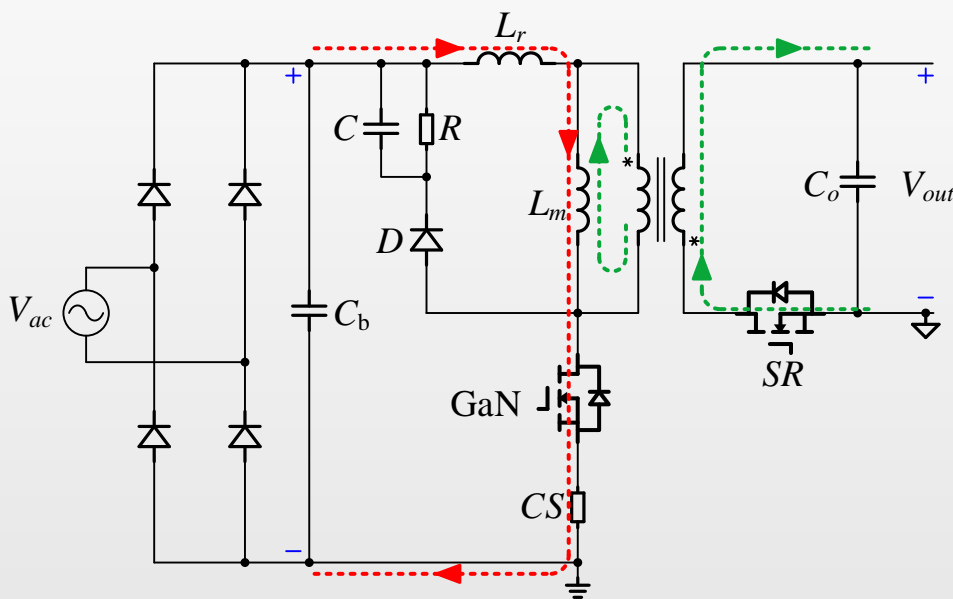
1. 反激电路拓扑
2. 反激QR/CCM工作模式
3. 反激电路次级应力尖峰产生的原因和差异
4. 如何改善次级尖峰应力
5. EMC改善版CoreGaN有效降低反激次级尖峰应力



GaN在反激应用中次级尖峰问题及解决办法

1. 反激电路拓扑

反激(Flyback)在150W以内的中小功率电源方案中是非常常见的拓扑，在各类适配器、快充电源中普遍使用。电路拓扑主要由变压器、原边开关管、副边开关管、电流采样电阻以及整流电路、吸收电路、输入输出母线电容等组成。



反激拓扑的工作原理简单——在原边开关管导通时，输入源给变压器充能(激磁)，能量存储到变压器，在原边开关管关断后，变压器通过副边开关管向输出端释放能量，从而实现原副边的电能转换。

反激拓扑按照激磁电感电流状态，一般有三种工作模式：DCM(Discontinuous Conduction Mode)、CCM(Continuous Conduction Mode)、QR(Quasi-Resonant)，在各种充电器、电源适配器中用的较多的是CCM和QR两种工作模式。反激电路具体的工作模式一般取决于控制IC。目前市场上较多厂家都有反激方案，但是控制IC支持的工作模式有较大差异，有纯QR模式、CCM模式的，也有兼容QR/CCM模式、能在CCM和QR之间切换的。

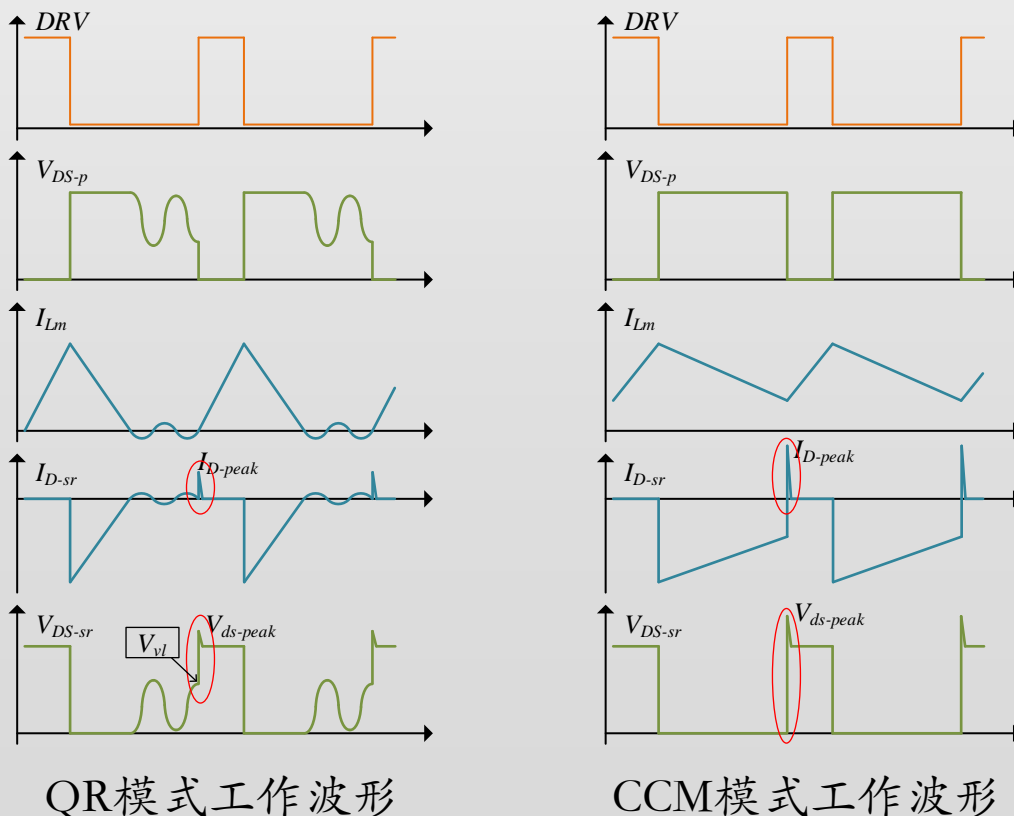


GaN在反激应用中次级尖峰问题及解决办法

2. 反激QR/CCM工作模式

如左图为QR模式反激电路工作波形，原边开关管导通时(DRV高电平)，变压器充能，激磁电流(I_{Lm})增加，在原边开关管关断时(DRV低电平)，变压器向副边释放能量，激磁电流(I_{Lm})减小。当激磁电流到达0之后，原副边开关管都关闭，电路进入谐振状态，激磁电感 Lm 与原副边开关管结电容 C_{oss} 一起谐振，谐振若干个周期(受负载、开关频率、变压器以及控制IC算法决定)后，在原边开关管 V_{ds} 的波谷开通，进入下一个周期。

如右图为CCM模式反激电路工作波形，与QR模式的不同点在于，变压器向副边释放能量，激磁电流减小的阶段，激磁电流不会减小至0，而是到达最小值后，原边开关管就会开通，激磁电感电流重回上升。从激磁电感电流角度来看，整个工作过程都是连续的。





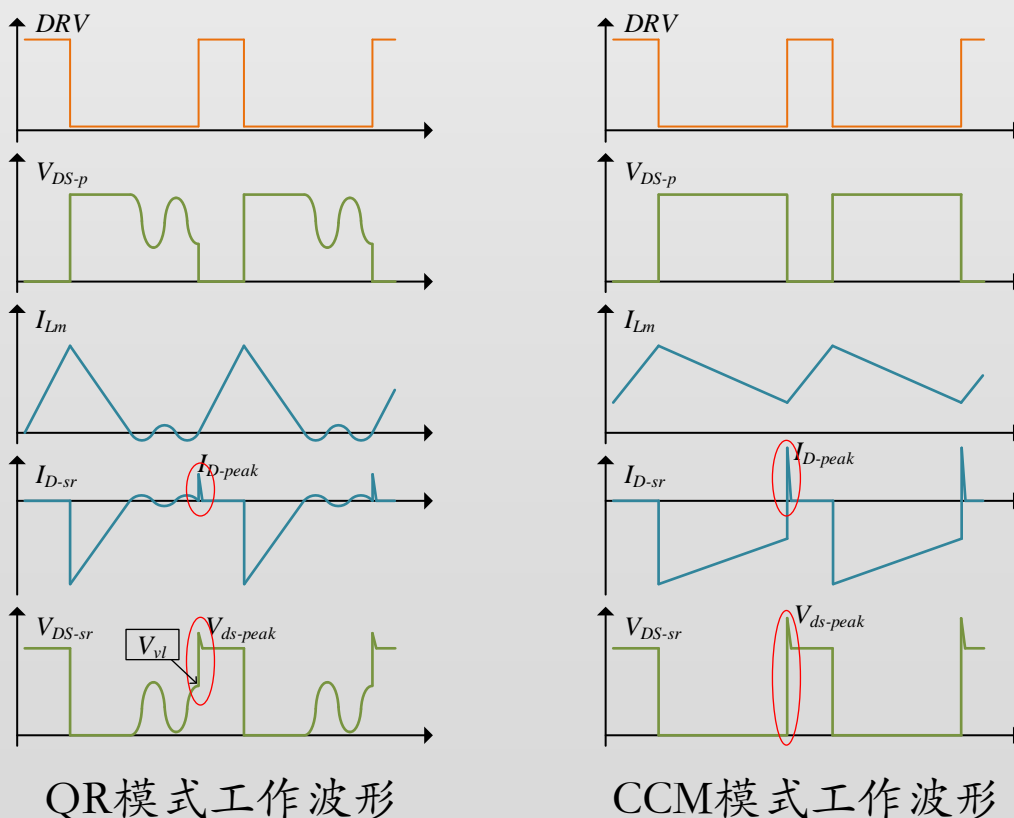
GaN在反激应用中次级尖峰问题及解决办法

2. 反激QR/CCM工作模式

从工作波形上可以看出，不管是QR模式还是CCM模式，在原边开关管关断时，次级同步管的 V_{ds} 上都会产生一个电压尖峰 $V_{ds-peak}$ 。往往我们会发现，在同样条件下CCM模式下的同步侧电压尖峰会比QR模式下更大。

另外，真实样机的实测中也很容易发现，在电源启机或输出短路等特殊工况下，同步侧开关管的 V_{ds} 尖峰电压会更高。次级的尖峰电压过大会影响开关器件的可靠性，增加器件的损耗和降低系统效率，还会恶化系统EMI。

下面分析反激QR/CCM下次级同步管的尖峰应力产生的原因，以及如何解决尖峰应力过大的问题。





GaN在反激应用中次级尖峰问题及解决办法

3. 反激电路次级应力尖峰产生的原因和差异

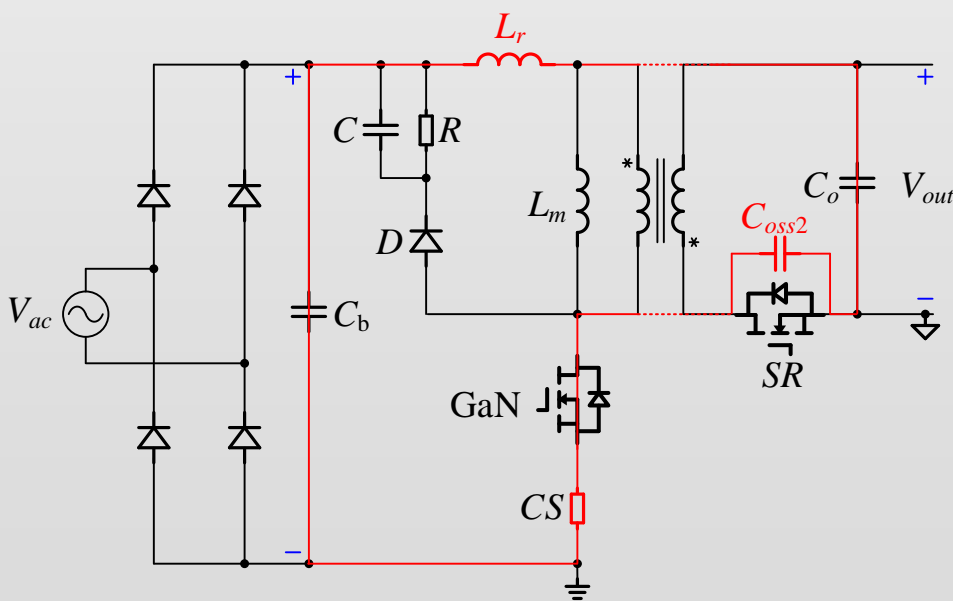
3.1 QR模式次级应力尖峰

次级尖峰应力都是发生在原边开关管开通的过程，如下左图是原边开通时的小信号等效电路。显然次级尖峰是变压器漏感 L_r 与同步MOS的结电容 C_{oss2} 振荡造成的，而该振荡的激励源是原边器件的开通， V_{ds} 突变(从QR谐振的谷底电压 V_0 到0)。此时需要尖峰电流把次级同步管的 V_{ds} 从 V_{vl} 充到最大应力，相当于给 C_{oss} 充电，此尖峰电流会引起振荡。

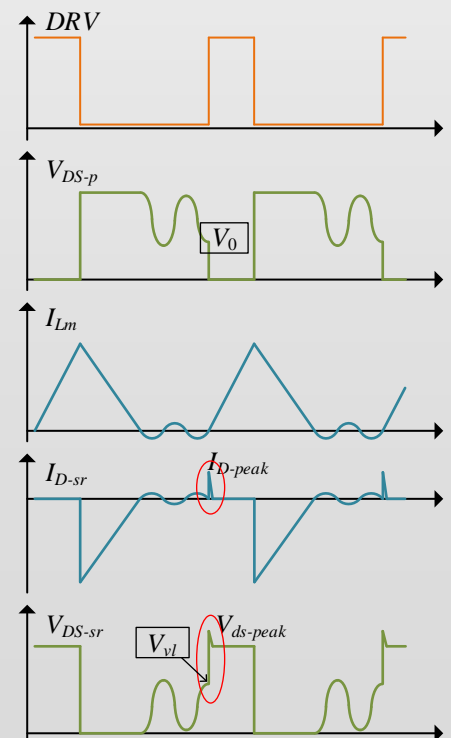
V_0 一般和原边母线电压 V_{bus} ，变压器变比 n ，输出电压 V_{out} 相关，在理想情况下：

$$V_0 = V_{bus} - n * V_{out}$$

在轻载时 V_0 真实值会比上式更大，因为输出轻载时QR谐振的周期数往往较多，由于谐振能量的损耗，波谷点会随谐振周期数往上抬。



原边开通时小信号等效电路



QR模式工作波形



GaN在反激应用中次级尖峰问题及解决办法

3. 反激电路次级应力尖峰产生的原因和差异

3.1 QR模式次级应力尖峰

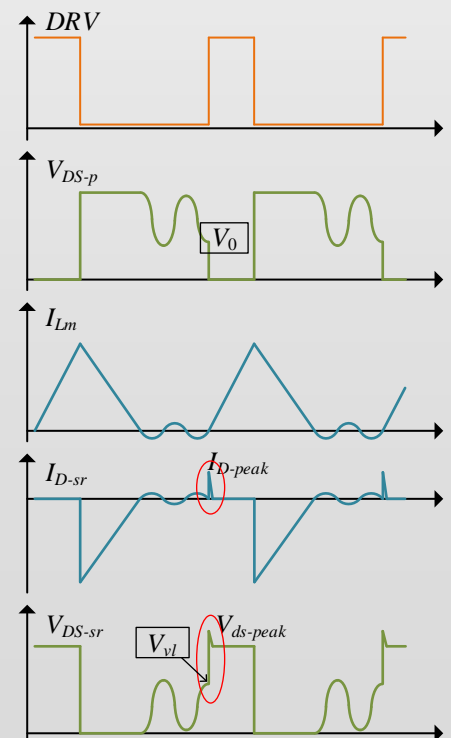
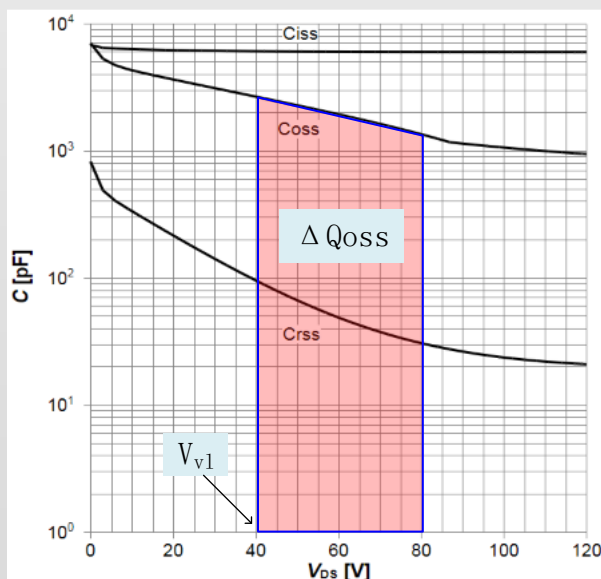
尖峰电流 $I_{D\text{-peak}}$ 需要把次级同步管的 V_{ds} 从 V_{vl} 充到最大应力 $V_{DS\text{-sr}}$ ，这相当于给同步管的 C_{oss} 充电，如下左图所示，尖峰电流 $I_{D\text{-peak}}$ 需要提供的电荷量为 ΔQ_{oss} ，为 C_{oss} 曲线从 V_{vl} 到 $V_{DS\text{-sr}}$ 围成的面积。其中：

$$V_{DS\text{-sr}} = \frac{1}{n} * V_{bus} + V_{out}$$

$$V_{vl} = \frac{1}{n} * V_{bus} + V_{out} - \frac{1}{n} * V_0$$

所以：

$$V_{DS\text{-sr}} - V_{vl} = \frac{1}{n} * V_0 = \frac{1}{n} * V_{bus} - V_{out}$$



QR模式工作波形



GaN在反激应用中次级尖峰问题及解决办法

3. 反激电路次级应力尖峰产生的原因和差异

3.1 QR模式次级应力尖峰

显然，当 $V_{DS-sr} - V_{vl}$ 越大，则 ΔQ_{oss} 越大， I_{D-peak} 越大，在次级同步管上产生的尖峰电压就越大。

所以，次级同步管上尖峰电压 $V_{ds-peak}$ 主要与输入电压 V_{bus} （或者 V_{ac} ）、输出电压 V_{out} 、变压器变比 n 、以及负载大小相关：输入电压 V_{ac} 越大，变压器变比越小，输出电压越低，负载越轻，则次级同步管上尖峰电压越大；反之则次级同步管上尖峰电压越小。

另外，对于 ΔQ_{oss} 固定的情况，当 I_{D-peak} 尖峰的持续时间越长， I_{D-peak} 的峰值越小，在次级同步管上产生的尖峰电压就越小，这意味着，原边开关管开通速度越慢，则次级同步管上尖峰电压越小；反之，如果原边开关管开通速度越快，则次级同步管上尖峰电压越大。



GaN在反激应用中次级尖峰问题及解决办法

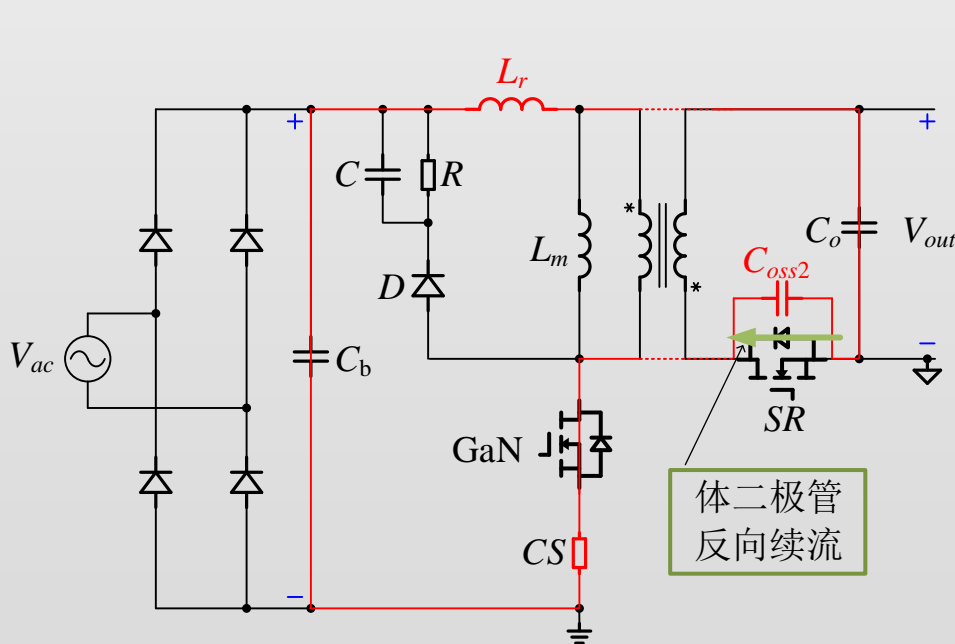
3. 反激电路次级应力尖峰产生的原因和差异

3.2 CCM模式次级应力尖峰

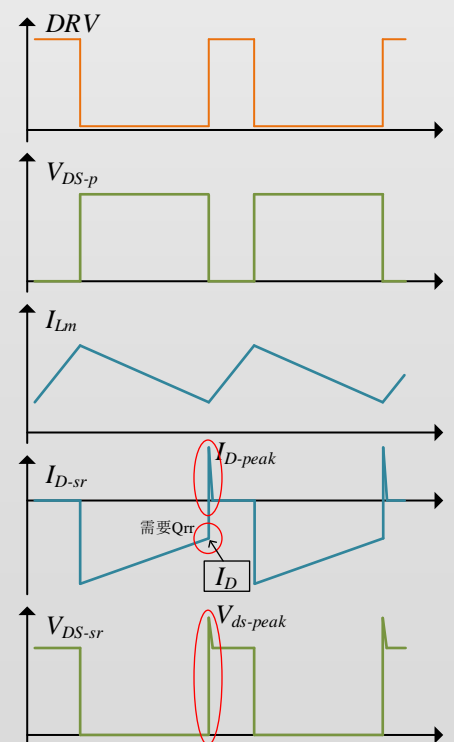
CCM模式下稍有不同，如下左图是原边开通时的小信号等效电路。

首先，原边开关管开通前，次级同步管是体二极管续流状态，在体二极管反向恢复过程，需要提供一个较大的反向恢复电荷 Q_{rr} ；其次，原边开关是完全硬开， V_{ds} 突变(从最大电压到0)，此时需要尖峰电流把次级同步管的 V_{ds} 从0充到最大应力，给 C_{oss} 充电，即为同步管的 Q_{oss} 。

因此在原边开关管开通过程，同步管Drain需要有较大的峰值电流 I_{D-peak} 提供同步管的 Q_{rr} 和 Q_{oss} ，此尖峰电流会引起振荡，产生次级同步管的尖峰电压。



原边开通时小信号等效电路



CCM模式工作波形



GaN在反激应用中次级尖峰问题及解决办法

3. 反激电路次级应力尖峰产生的原因和差异

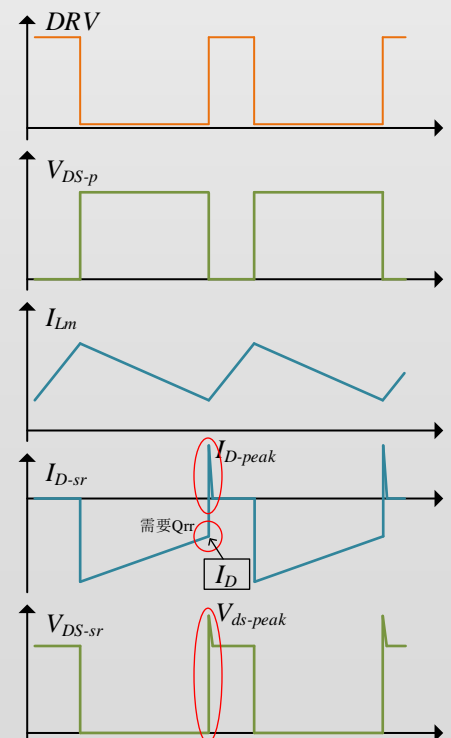
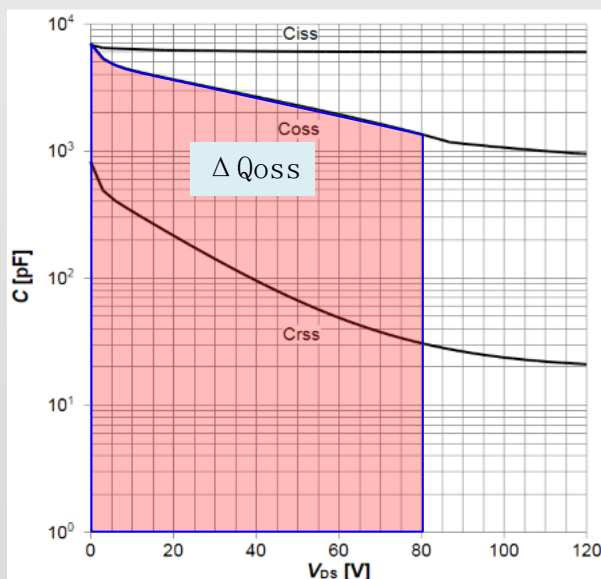
3.2 CCM模式次级应力尖峰

在CCM模式下，原边开关管开通过程，次级同步管的Drain端的峰值电流 I_{D-peak} 需要提供同步管的 Q_{rr} 和 Q_{oss} ，其中 Q_{oss} 与同步管的最大应力 V_{DS-sr} 相关：

$$V_{DS-sr} = \frac{1}{n} * V_{bus} + V_{out}$$

当 V_{DS-sr} 越大，则 Q_{oss} 越大， I_{D-peak} 越大，在次级同步管上产生的尖峰电压就越大。

次级电压尖峰与输入电压 V_{bus} （或者 V_{ac} ）、输出电压 V_{out} 、变压器变比 n 相关：输入电压 V_{ac} 越大，变压器变比越小，输出电压越高，则次级同步管上尖峰电压越大；反之则次级同步管上尖峰电压越小。



CCM模式工作波形



GaN在反激应用中次级尖峰问题及解决办法

3. 反激电路次级应力尖峰产生的原因和差异

3.2 CCM模式次级应力尖峰

而次级同步管的 Q_{rr} 与反向续流的电流大小 I_D 、关断速度、器件温度、关态电压 V_{DS-sr} 有关；当 I_D 越大(负载越重)、开关速度越快、器件温度越高、关态电压 V_{DS-sr} 越大，同步管的反向恢复电荷 Q_{rr} 就越大， I_{D-peak} 越大，在次级同步管上产生的尖峰电压就越大。

另外，原边开关管开通速度也会影响 I_{D-peak} 尖峰的持续时间，进而影响 I_{D-peak} 的峰值大小，最终影响次级同步管上产生的尖峰电压，原边开关管开通速度越慢，则次级同步管上尖峰电压越小。

同样参数的样机，运行在CCM模式下，次级尖峰应力会显著大于QR模式下的次级尖峰应力。



GaN在反激应用中次级尖峰问题及解决办法

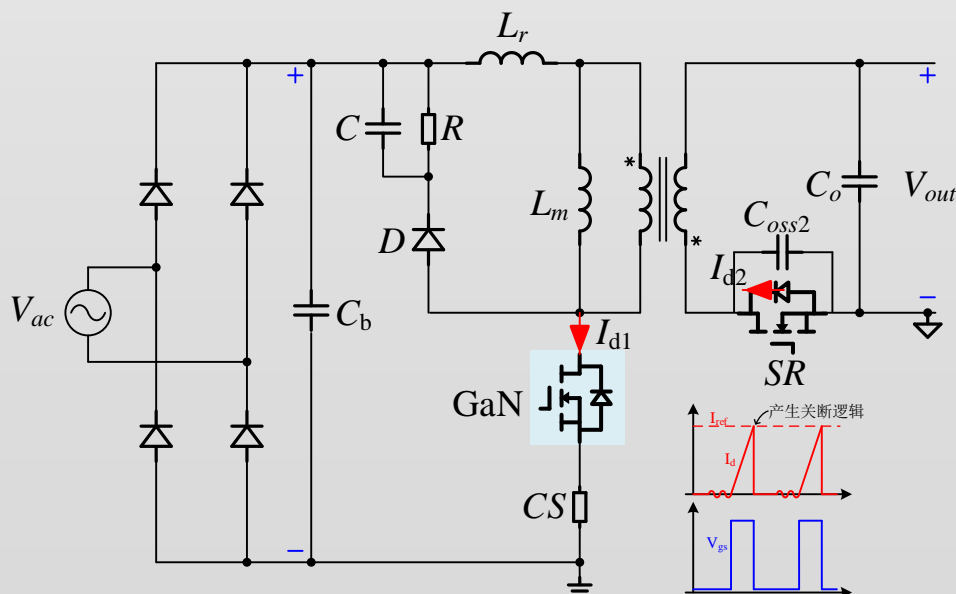
3. 反激电路次级应力尖峰产生的原因和差异

3.3 电源启机时和输出短路时次级尖峰电压应力

反激电源在启机过程的控制策略和稳态输出过程不同，稳态运行时，变压器励磁电流峰值较小，而在启机过程输出侧的电压较低，变压器励磁电流会很大(一般是稳态运行时峰值的1.5倍以上)，当原边开关管关断后，电流会流经次级开关管，当原边开关管下次开通时，次级开关管的体二极管就会有很大电流，体二极管反向恢复时就需要很大的反向恢复电荷 Q_{rr} ，并且启机过程原边开关管是硬开管状态，此时次级同步管上的尖峰应力会很高。

反激电源在输出侧短路的情况下，类似启机过程，输出侧短路时变压器励磁电流会更大(一般可以达到稳态运行时峰值的3倍以上)，次级同步管上同样会因为非常大的 Q_{rr} 和硬开管过程产生很高的尖峰应力。

启机过程和输出短路保护过程都是通过CS电阻的电压在控制IC内部与保护参考值比较来实现的，因此可以通过调整CS电阻的阻值来改变励磁电流峰值，进而改变次级尖峰电压。





GaN在反激应用中次级尖峰问题及解决办法

4. 如何改善次级尖峰应力

通过上述分析，反激拓扑的CCM模式和QR模式都会存在次级尖峰电压，在电源的启机和输出短路等工况下也会存在次级尖峰电压。电源启机和输出短路工况下次级尖峰应力大于稳态运行状态下的次级尖峰应力，但是其电压尖峰数量是有限次数的；稳态运行状态下的次级尖峰应力略小，但是尖峰应力是持续重复存在的。这对次级开关管的耐尖峰应力要求不一样，前者是单次/有限次的尖峰耐压和耐雪崩能力，后者是重复的尖峰耐压和耐雪崩能力。这些都是对次级开关管的可靠性的考验。

另外，如果次级尖峰电压使器件进入雪崩状态(尖峰电压达到器件的雪崩电压)，器件也会增加额外的雪崩损耗，造成器件的发热和系统效率降低；次级尖峰电压也是恶化系统EMI的主要因素之一。



GaN在反激应用中次级尖峰问题及解决办法

4. 如何改善次级尖峰应力

基于前述几个导致次级尖峰应力的分析，要改善次级尖峰应力，我们可以：

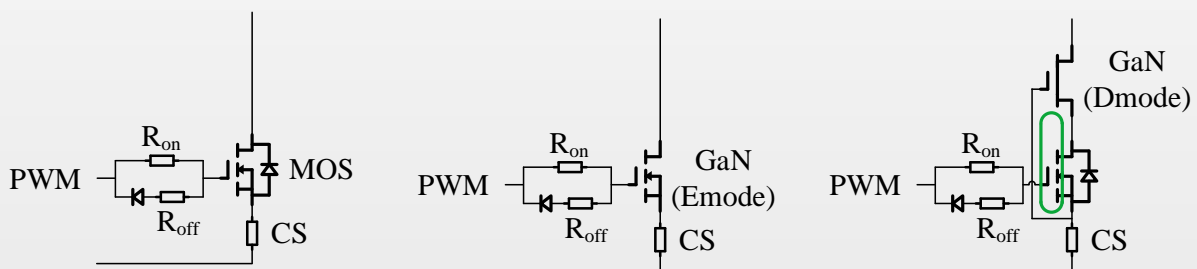
1. 选择 Q_{rr} 小、 $Q_{oss}(C_{oss})$ 小的次级开关管，这是降低刺激尖峰应力的最直接方法；
2. 按照前述影响次级尖峰的主要系统参数来设计电源系统，例如输入电压 V_{bus} ，输出电压 V_{out} ，变压器变比 n 等，但这个实施起来很难，这些参数往往是系统固有不变的；
3. 给次级同步开关管增加散热，降低器件的温度能够减小器件的 Q_{rr} ，从而降低次级尖峰电压，这需要付出一些成本；
4. 次级开关管选用耐压更高的器件，可以保证次级尖峰发生时器件耐压足够，不会失效；
5. 降低原边开关器件的开通速度；
6. 增加CS电阻，可以降低启机和短路情况下次级尖峰应力；
7. 我们还可以在次级同步管的DS之间放合适的RC吸收，可以一定程度上降低次级尖峰应力；
8. 在变压器的副边套个小磁珠，可以抑制一些高频电流流向次级，从而降低次级尖峰应力；



GaN在反激应用中次级尖峰问题及解决办法

5. EMC改善版CoreGaN有效降低反激次级尖峰应力

降低原边开关器件的开通速度，一般都是通过增加驱动电阻来实现，这一点不管是MOSFET器件或者Emode GaN器件都是很容易做到的。但是耗尽型级联结构的GaN器件，由于外部驱动电阻只能控制LV SiMOS的开通速度，GaN的驱动环路阻抗不可控，其开通速度非常快，所以当原边开关管采用Cascode GaN器件时，次级同步管上的尖峰电压将会非常大，且不可通过外部驱动电阻有效调节。



能华采用自己专利方案开发的EMC改善版的CoreGaN产品可以在降低系统EMI的同时，有效降低次级同步管的电压尖峰。该款产品通过增加电阻和肖特基二极管，可以降低D-GaN的开通速度，从而改善系统EMI和次级电压尖峰，增加的电阻和肖特基二极管与D-GaN是单DIE集成，整体上合封的Cascode GaN还是只有GaN和Si MOS两颗DIE。

