



ICeGaN™ 在 LLC 中的应用

应用说明

CGD-AN2201

2022 年 3 月



ICeGaN™ 在 LLC 中的应用

CGD-AN2201

2022 年 3 月

作者

JOHN FINDLAY

应用工程师

本应用说明中包含

03

摘要和简介

文档简介和范围定义

04

ICeGaN™ 概述

ICeGaN™ 技术概述

05

半桥谐振 LLC

讨论设计 LLC 时主要需要考虑哪些问题

11

设计实例

CGD IGeGaN™ 设计实例

13

测试设计实例

设计实例在 350 W LLC 评估板上的使用情况

17

结论

结语



www.camgandevices.com

Cambridge GaN Devices Limited

Deanland House
160 Cowley Road
Cambridge
CB4 0DL

Cambridge GaN Devices Ltd.的财产

版权所有 © 2022 Cambridge GaN Devices Limited, 160 Cowley Road,
Cambridge CB4 0DL.

注册商标®。保留所有权利。

未经版权所有方事先同意，不得复制、转载、修改、合并、翻译、储存
或使用此处展示的资料。上述所有产品和组别均为其所属组织的商标或
注册商标。

摘要

应用工程师可通过 iCeGaN™ 解锁 LLC 拓扑方面的多项优势。CGD 专利技术在释放 GaN 高电子迁移率晶体管 (HEMT) 性能优势的同时保留了硅 MOSFET 的易驱动性。本应用说明先讨论 LLC 设计的基础知识，然后提供了一个这方面的 LLC 设计实例，该实例使用原本搭配硅 MOSFET 使用的“传统”模拟控制器。相较于使用数字控制器开发 DC-DC 转换器，使用模拟控制器除了能够显著节约开发时间和成本，而且鉴于模拟 IC 被市场广泛认可和接纳的事实，用其开发出的解决方案，可靠性方面更能令工程师放心。iCeGaN™ 与采用此种驱动器的半桥 LLC 设计的适配度极高，因为 CGD 的专利技术不但提供低开关电容和 GaN 的零 Q_r ，还完美地发挥了栅极兼容性。对设计者来说，这意味着他们可挑战更高的开关频率并且增加密度，不必因为使用数字控制器而经历复杂且漫长的开发周期。

简介

LLC 是一种广泛应用于中、高功率范围的开关电源 (SMPS) 的 DC-DC 拓扑，特别适用于输入和输出电压可被认为相对稳定的环境。数据中心往往就比较符合这个条件，因为数据中心的 LLC 之后会有其他的 DC-DC 转换器，电池充电器也是如此，里面的电池电压总是相对固定的。由于 LLC 主要适用于 > 65 W 的 SMPS，因此可以预期 LLC 的前级是 PFC，这意味着无论主电源输入如何，稳态衬底导轨都是一个固定值。

要想设计出一个高效的高密度转换器，就需要了解拓扑工作原理和转换器背后的数学知识。本应用说明初步探讨了这方面内容，但请注意，本文档所载内容并不足以指导工程师开发出一个完整的 LLC 设计。CGD 建议读者参阅参考文献中列出的其他材料，从而更全面地理解谐振拓扑。本文档旨在帮助读者建立对于拓扑的高层次理解，让工程师了解 CGD iCeGaN™ 可为设计工程师赋予哪些优势。

ICeGaN™ 概述

ICeGaN™ 是“Integrated Circuit Enhancement GaN，集成电路增强 GaN”的缩写词。这是一个基于增强 GaN HEMT 的平台，旨在凭借其超低比导通电阻和非常小的电容，在降低损耗和工作温度方面获得超越其他“cool(MOS)”解决方案的表现。ICeGaN™ 最得应用工程师青睐的优势在于，它可类似于驱动硅 MOSFET 的方法驱动，这意味着与所有其他增强 GaN 解决方案不同，ICeGaN™ 可与任何硅基驱动器兼容。CeGaN™ 反向恢复损耗为零，输出电荷极低，是高频高效率应用的理想选择。

目前市面上实现 e-mode GaN 的方法有两种，一是分立法，二是单片法，其中栅极驱动器是完全集成的。这两种解决方案各有缺陷。p-GaN 增强模式器件特定的低阈值电压（*Ohmic p-GaN 栅极解决方案* ~1.2 V，*肖特基 p-GaN 栅极器件* 1.7 V）要靠负驱动电压来限制高 dV/dt 瞬态期间发生 HEMT 假导通事件。另一方面，完全集成驱动器的做法，虽然能够减轻寄生效应，但也会牺牲掉使用低成本高性能硅基驱动器或集成了强大控制器的栅极驱动器的灵活性。此外，因为片上热耦合会导致功率器件自发热，栅极驱动器会有额外的损耗。全集成解决方案能否实现功率升级也令人怀疑。

与这边窘境形成鲜明对比的是，ICeGaN™ 器件具有更高的阈值电压（ $V_{th} = 2.5\text{ V}$ ），可抑制 dV/dt 相关的假导通事件发生，进而提高运行安全性。此外，ICeGaN™ 器件可用高达 20 V 的栅级电压（远远超过增强模式 p-GaN HEMT 仅 7 V 的标准电压）驱动，并且器件的跨导或动态性能不会受到任何影响。

有关 ICeGaN™ 驱动的更多信息，请查看我们的设备数据表。

半桥谐振 LLC

LLC 基本电路概述

图 1 显示了半桥谐振 LLC 的基本拓扑结构。转换可分为 3 个关键阶段。第 1 阶段，半桥利用直流电源产生一个方波电压。第 2 阶段，谐振回路（ L_r 、 C_r 和变压器）通过变压器的隔离将功率传到输出侧，支持初级器件（Q1 和 Q2）实现零电压开关，这对 LLC 拓扑的效率性能至关重要。第 3 阶段，输出整流器和滤波器将变压器的交流电压转换回直流电压作为输出。

LLC 转换器只能在一个狭窄的输入和输出电压窗口附近才能正常工作。虽然在后面讨论电压增益函数时很容易就能得出这一结论，但是现在请您务必认清“LLC 谐振拓扑其实就是一个固定电压转换器这一事实”的后果。LLC 只能在输入衬底导轨可被视为电压相当稳定并且即使输出负载的量级可能发生显著变化，输出电压也依然稳定的电路中使用。因此它非常适合在诸如高功率电池充电器等应用中使用，因为高功率电池充电器的转换器前有一个 PFC 并且负载的电压极为稳定，但与 USBPD 的适配度不高，因为 USBPD 要求对不同负载提供多电压输出。

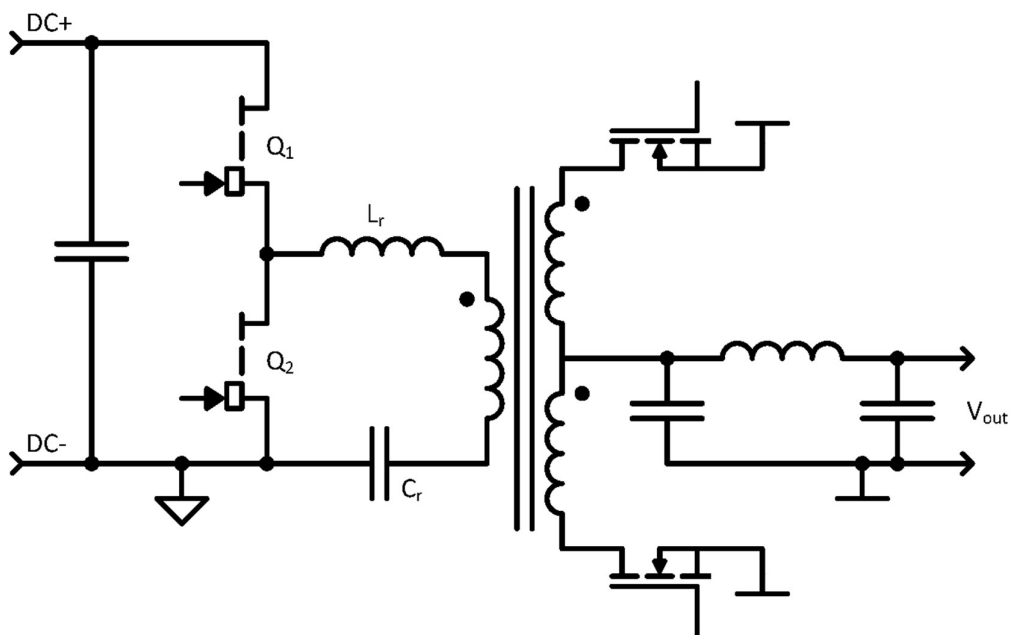


图1 - 基本 LLC 原理图

谐振回路设计

LLC 设计最关键的部分是谐振回路。一个 LLC 的谐振回路由 3 个部分组成，分别是：谐振电感、谐振电容和磁化电感。谐振回路的主要基本参数是等式 1 所示的串联谐振电压。

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (1)$$

在串联谐振频率下，谐振回路不受负载影响，转换器也因此与负载无关。令 LLC 的工作频率接近谐振频率总是好的，因为此时通过变压器的电流是纯正弦形状，LLC 的传统数学模型在这种情况下是非常可靠的。越是偏离串联谐振，电流变形就越严重，下面几节将对此做进一步解释。

达到 f_0 时，初级侧 HEMT 开始开关，次级电流换向，这意味着在开关瞬间，初级电流等于磁化电流。为了实现初级侧开关的零电压开关 (ZVS) 和次级侧二极管软换向，需要一个很短的死区时间。任何情

况下，在 f_0 附近，半桥的电压（图中未绘制）会在磁化电流反向前的一瞬间发生开关切换。请注意，图中这些电流线条仅供参考。

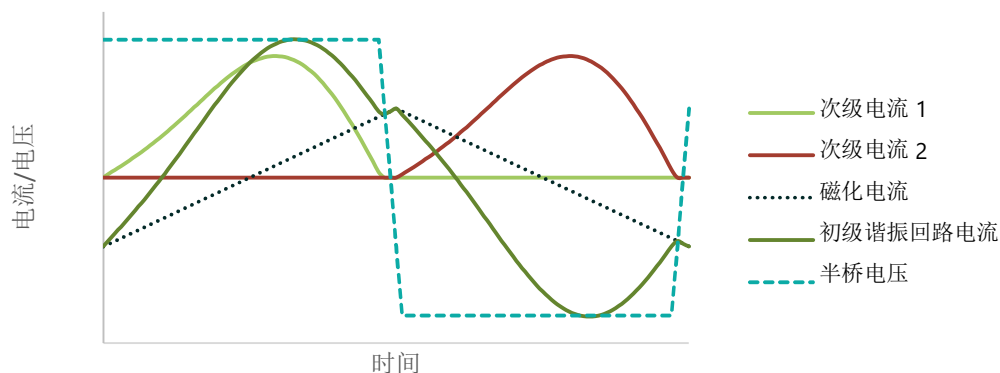


图2 - 串联谐振频率下的电流示意图

在 f_0 以下，次级电流在开关循环结束前换向。这意味着有一段时间初级电流完全等于磁化电流，没有功率被送到次级侧。只要频率不漂移过低且进入电容区，则初级侧器件仍可实现零电压开关。鉴于次级器件在开关循环结束前换向，为了获得相同的输出功率，谐振电路中的循环电流必须大于 f_0 时的电流，因此产生了更大的导通损耗。

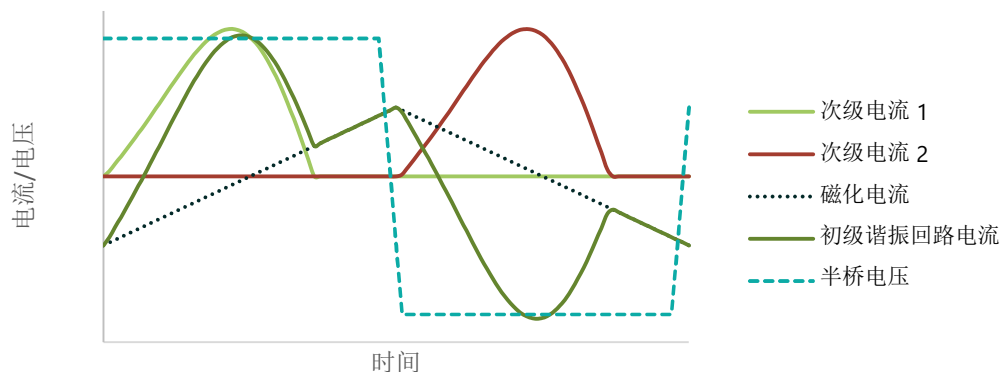


图3 - 低于串联谐振频率时的电流示意图

在 f_0 以上，初级侧极性转换时，次级侧依然导电。在这种状态下，转换器处于连续导通模式。虽然这意味着谐振电路中循环电流较低，但是输出二极管未软转向，将发生反向恢复事件。

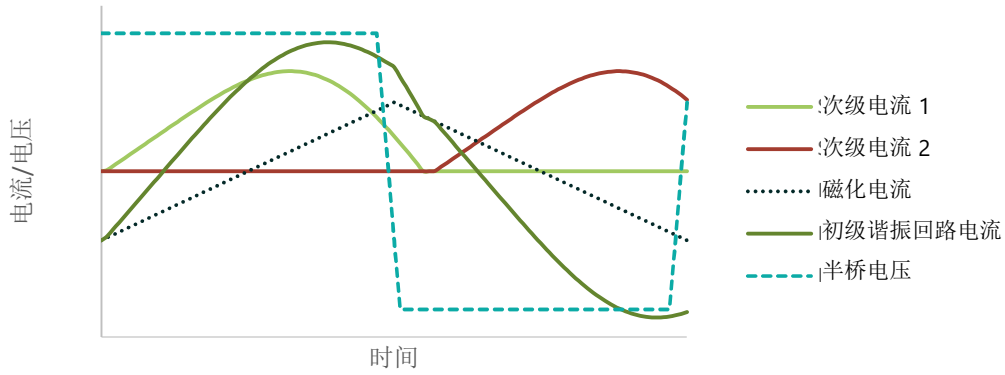


图 4 - 高于串联谐振频率时的电流示意图

电压增益函数

如前文所述，将 LLC 的工作频率控制在串联谐振频率附近至关重要。此时，输出电压可按照等式 2 算出。

$$V_{out} = \frac{M_g V_{in}}{2n} \quad (2)$$

式中， n 为变压器匝数比， M_g 为谐振回路的增益函数。后文将进一步探讨电压增益函数，现在让我们假设频率为 f_0 时， $M_g = 1$ 。

为了理解电压增益函数的含义，首先必须绘制出它的幅值。

$$M_g = \left| \frac{L_n f_n}{[f_n^2 (L_n + 1) - 1] + j[f_n Q_e L_n (f_n^2 - 1)]} \right| \quad (3)$$

式中，

$$f_n = \frac{f_{sw}}{f_0}, \quad Q_e = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R_e}, \quad L_n = \frac{L_m}{L_r}, \quad R_e = \frac{8n^2}{\pi^2} R_L \quad (4)(5)(6)(7)$$

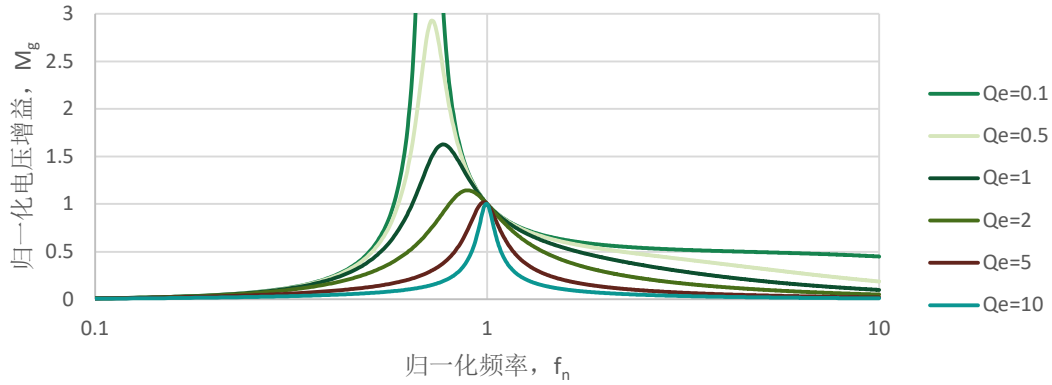
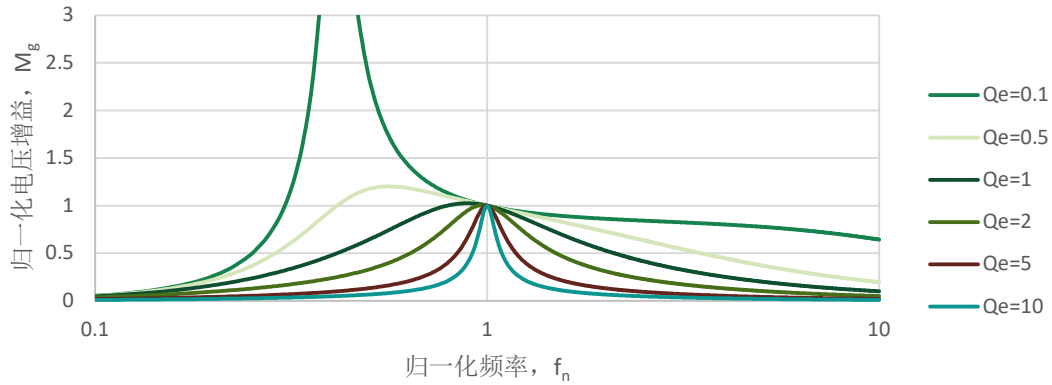
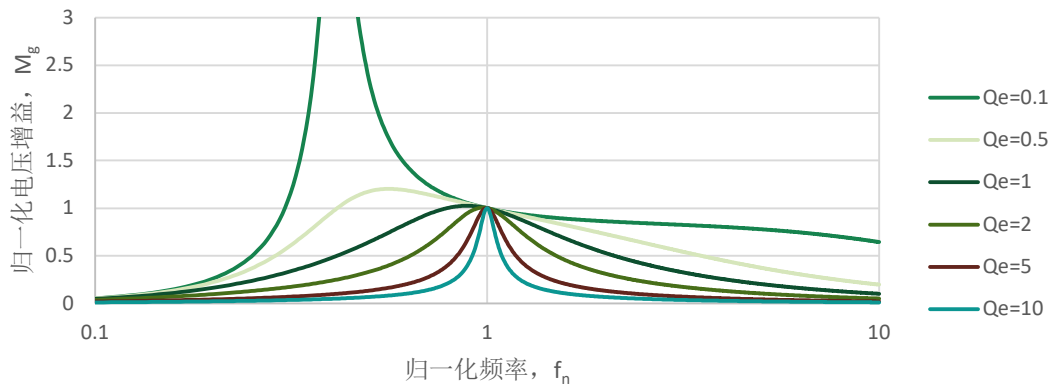
在继续后面的讨论之前，有必要准确重申这些变量的含义。

M_g 代表在不同负载和谐振回路条件下允许的归一化增益变化。因为 LLC 只适用于 V_{in} 和 V_{out} 都相当固定的拓扑结构之中，所以在正常工作条件下， M_g 通常在单位附近。

R_e 是反映在初级上的次级侧负载。很多讨论的主题会提及改变负载，但在极端条件下，通常考虑最大负载。

Q_e 可看作是谐振回路电流和负载电流之间的关系。随着 Q_e 增加，谐振回路电流减小，工作范围增加。

由于 M_g 是三个变量的函数，所以绘制 M_g 与其他变动参数的关系图时需要绘制多个图。鉴于 LLC 可通过改变频率加以控制，所以 x 轴始终是 f_n 。

图 5 - M_g vs f_n , $L_n = 1$ 图 6 - M_g vs f_n , $L_n = 5$ 图 7 - M_g vs f_n , $L_n = 10$

从这些图中可提取出几条关键信息。负载 (Q_e) 不变, 峰值增益随着 L_n 增加而减小。但是, L_n 增加, 电路的可控性会提高, 因为实现给定增益变化的频率范围变宽了。此外, 电路的峰值增益会随着负载增加而减小。

迄今为止, 我们一直假定输入和输出电压都是固定的。真实情况当然并非总是如此, 所以在设定 Q_e 时要确保满载时, 即使在最糟糕的电压条件下依然可获得所需峰值增益, 这很重要。通常输出电压是受控的并且被认为在所有条件下保持固定不变。因此, 所需的最大 M_g 可被定义为:

$$M_{g(max)} = \frac{V_{in(nom)}}{V_{in(min)}} M_{g(nom)} \quad (8)$$

从 M_g vs f_n 图中可提取出的最后一条关键信息就是实现零电压开关所需的条件。只有在感应区内才能实现零电压开关。只要频率大于为任何负载提供峰值增益的频率，都可从曲线上找到感应区。在感应区内工作对于保证 LLC 的高效运行至关重要，因为如若不然，开关损耗就会发生在初级侧器件中，加上电容区内初级侧电流较大，导通损耗也会更大。

给定负载线上的峰值增益，决定了在此等负载条件下转换器可接受的最小频率是多少。为了实现零电压开关，开关点的磁化电流必须大到足够令导通的 HEMT 的漏源电压降至零。死区时间必须长到足以允许这个动作发生。所需的死区时间取决于磁化电流，也取决于初级侧开关的电容。CGD GaN 在这个参数上优于同类硅基产品，因为 GaN HEMT 输出电容极低。这意味着要么可在满足等式 9 的情况下大大减小谐振回路电流，从而降低导通损耗；要么可减低电感值，这意味着有可能开发出更小、更紧凑的设计。设计师最有可能选择在这两项优势之间取得平衡，从而实现系统效率和紧凑设计的效用最大化。

为实现零电压开关，必须满足下列等式。

$$\frac{1}{2}(L_m + L_r)I_{m(peak)}^2 \geq \frac{1}{2}C_{sw}V_{in}^2 \quad (9)$$

$$t_{dead} \geq 16C_{sw}f_{sw}L_m \quad (10)$$

其中 C_{sw} 是开关节点上的总电容（ $2 \times C_{DS} + C_{寄生}$ ）。

此外，鉴于死区时间更短，一个开关循环需要投入更多时间来传输功率到次级侧。这意味着在任何给定的工作点，初级电流可更低，从而减少了传导损耗并且提高了效率。

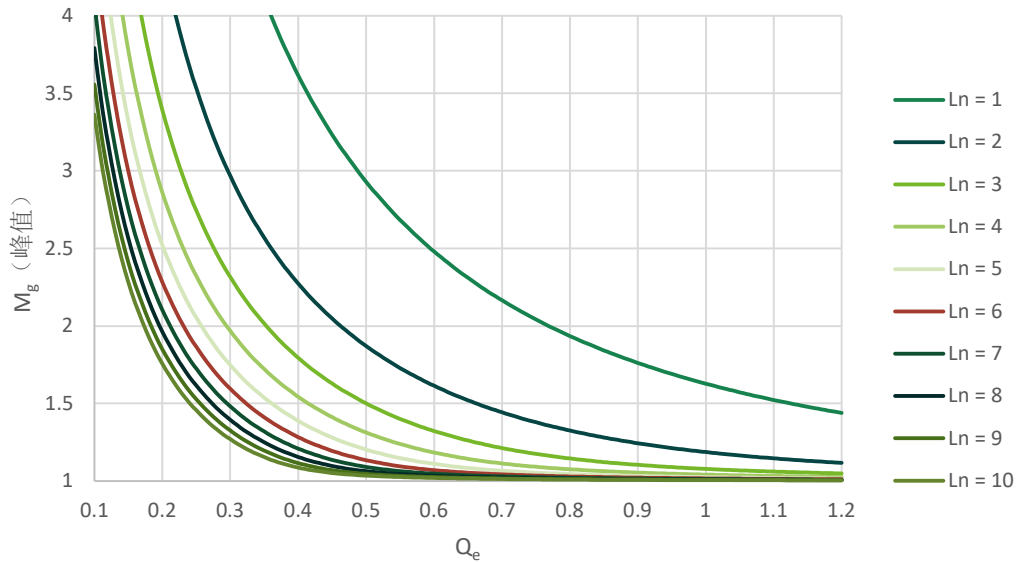
选择合适的 N 、 L_n 和 Q_e

所有 LLC 设计中要确定的第一个也是最简单的参数就是变压器的匝数比。这个参数可通过重新排列等式 2 并且基于标称条件算出，记住，标称条件下 $M_g = 1$ 。如此调整之后，等式 2 变成了等式 11，如下所示。

$$n = \frac{V_{in(nom)}}{2V_{out(nom)}} \quad (11)$$

下一个要解决的参数是谐振频率。这个频率指明了 LLC 的主要工作区。谐振频率计算方法参见等式 1。可看出有两个变量是可调节的，它们是 L_r 和 C_r 。从这个等式看， L_r 和 C_r 想怎么组合都行，只要能满足现实的绕线和供源要求即可。遗憾的是，情况并非如此简单。如果次级负载短接，唯一能够限制初级侧电流的参数就是谐振电感器。次级侧短接时要靠谐振电感器来限制初级侧电流，但谐振电感的重要性可能在每个启动事件发生期间体现得更为明显。发生启动事件时，开关频率决定了初级侧谐振回路电流有可能会变得极大，进而导致元件损坏。因此，必须谨慎地确保 L_r 大到足以避免这种情况发生。

设置好 L_r 之后，就可开始设置 L_n 和 Q_e 了。如前文所述，要实现充分调整， L_n 和 Q_e 的选择至关重要。从图 5、图 6 和图 7 中可看出，同样的调整效果可通过不同的 L_n 和 Q_e 组合来实现。为了更好地显示调节这些值得结果，我们在峰值 M_g 处对曲线进行了评估以便将它们绘制在一条曲线上。

图8 - 不同 L_n 的峰值 M_g vs Q_e

在 Q_e vs M_g (峰值) 图上绘制不同的 L_n 线。从图中我们看到, L_n 和 Q_e 可能有数种不同的选择, 所以我们有必要理解增加或减少这些参数值的后果。

假定 Q_e 不变, 则 L_n 越小, 峰值增益越大。通过等式 6 可知, L_n 是 L_m 与 L_r 的比值。 L_r 的设置可能要取决于所需的谐振频率, 所以这里唯一可调的参数是 L_m 。如前文所述, L_m 必须大到足以允许零电压开关发生, 此外, L_m 越小, 初级导通损耗会因为磁化电流变大而增加。于是设计师需要在最大调整率与系统效率之间做出权衡。

假定 L_n 不变, 则 Q_e 越小, 增益越大, 但负载调整的难度会变大, 因为此时, 同等的负载变化需要的频率增量更小。此外, 同等的负载变化会引发更大的控制回路增益变化, 反过来会影响稳定性并且导致瞬态响应不佳。鉴于其他电路参数可能已设定, 导致 Q_e 已在其他步骤中被确定。根据经验法则, Q_e 应该在 0.5 左右, 如果确定的 Q_e 值与这个值相差太大, 可能就有必要修改之前设置的值。

设计师不太可能能够一气呵成地改好所有这些参数, 估计需要修改多次才能得到合适的计算结果。即使这样处理后, 为了确保性能符合预期, 最好还是将算出的电路参数导入模拟软件中观察效果。

设计实例

CGD 使用自己的 350 W LLC 评估板生成了一个设计实例。这个 PCB 的设计旨在支持客户快速生成 LLC 磁设计原型。评估板默认设定是提供 20 V、17.5 A 固定输出，客户可根据需要调节这个设定。

谐振回路设计

为了充分利用 CGD 的 GaN HEMT，我们为此系统选择了比 LLC 设计适用的常规谐振频率更高的谐振频率。在本实例中，谐振频率设定为 ≈ 250 kHz。如前文所述， L_r 不可设置得过低，因为如果 L_r 过低，输出短路条件下初级电流可能攀升过高。 L_r 是谐振回路中所有串联电感之和。假设用分立元件提供谐振电感，则总 L_r 等于该元件的谐振电感值与变压器的漏电感之和。CGD 知道自己的变压器估计有 $5 \mu\text{H}$ 左右的杂散，假设需要 $25 \mu\text{H}$ 的总谐振电感，则应选择一个值为 $20 \mu\text{H}$ 的谐振电感器。基于想要的 f_0 计算出 C_r 等于 16.2 nF。转换为市场上可用的元件值， $C_r = 18$ nF，得到 $f_0 = 237$ kHz。

下一个要设置的参数是 M_g (最大)。因为在这个电路中输出电压是受控参数，所以 V_{out} 是固定的标称值， $V_{\text{out}}(\text{最大}) = V_{\text{out}}(\text{标称})$ 。不过，输入电压会发生变化。鉴于这个功率级别的典型 LLC 有 PFC 作为前级，确保 LLC 能够在一定范围的输入电压内工作非常重要。最小电压一般是由 PFC 在主电源半脱出情况下的行为决定的。此处 $V_{\text{in}}(\text{标称}) = 380$ V 并且 $V_{\text{in}}(\text{最小}) = 350$ V，于是 $M_g(\text{最大}) = 1.09$ 。考虑到系统损耗和保留额外裕度，CGD 设定 $M_g(\text{最大}) = 1.2$ 。

可通过两个标称电压轻松计算出匝数比为 9.5。绕组取半圈不现实，所以匝数比 9.5:1 应理解为 19:2。

在此之后，必须为给定的 Q_e 设置 L_n ，该 Q_e 可基于已选择的值计算出来。 R_e 满载时， L_r 、 C_r 、 n 均已定义， $Q_e = 0.45$ 。通过观察 Q_e vs M_g 图可发现 $L_n < 5.9$ 。

为了给这个参数留出足够的净空， L_m 将被设置为 $90 \mu\text{H}$ 。

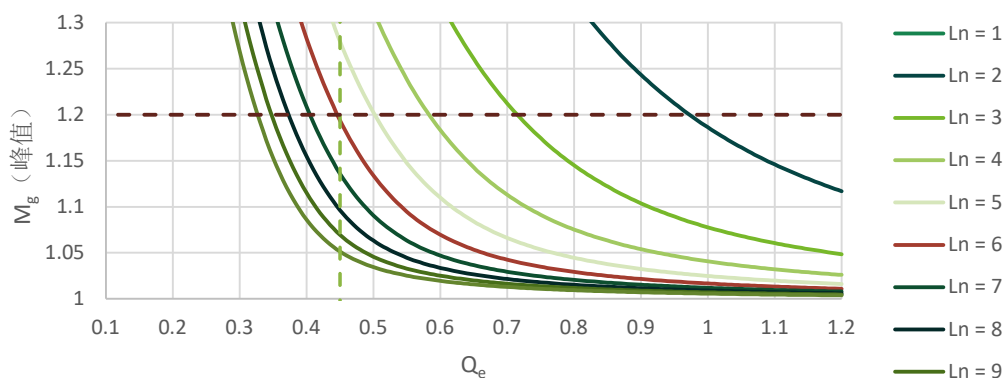


图9 - 输出调节所需的 L_n

控制器选择

在这种谐振拓扑中实现变频调节负载，势必遭遇 LLC 控制难的问题。为了尽可能减轻难度，CGD 选择使用 TI 公司的 UCC256402 LLC 控制器。这款 LLC 控制器是为半桥 LLC 设计的，带内置驱动器，在 ~ 13 V 切换开关。控制器需要被一些元件围绕才能运行，更多相关说明，建议您阅读 UCC256402 数据表以及 CGD 350 W LLC 用户指南。这里有一个重要细节，CGD 选择经由反馈回路提供 20 V 标称电压输出，设定内衬导轨上电压达到 350 V_{DC} 时 LLC 开始工作。请注意，LLC 开始工作之后，就能在远低于这个数值的电压下继续运行下去。

UCC256402 有一个启动电流源，通过内部结型场效应管 (JFET) 为控制器提供供电电压。控制器一旦开始工作，这个 JFET 就会被脱开，必须通过辅助绕组得到低压电源。这个控制器还使用 BW 引脚上的辅助绕组来观察 SMPS，排查是否存在过电压。因为有这个功能，所以任何使用这个控制器的变压器设计中都必须加上辅助绕组，无论是否有意使用该绕组提供辅助电源。

在这个设计实例中，控制器已被设置为启用突发模式以获得更好的低负载性能。

初级侧器件选择

初级侧器件需要在初级侧直流线路电压下工作。因为这个设计的标称输入为 380 V，所以需要 650 V 器件。因为 GaN HEMTS 的 C_{oss} 低，使用 GaN 的设计节点电容大幅缩小，半桥作业需要的磁化电感更小和/或死区时间更短。所以这种设计能够以比传统硅 MOSFET 能够支持的频率高得多的频率进行开关切换。此外，它们缺乏 Q_{RR} 就意味着不存在反向恢复损耗。综上所述，GaN 是充当 LLC 初级侧器件的理想选择。CGD iCeGaN™ 支持直接通过 UCC256402 驱动 CGD GaN，不需要额外加装任何电路。此外，CGD iCeGaN 的输入电容比类似尺寸的硅 MOSFET 小得多，这意味着 CGD iCeGaN 可显著缩减初级侧栅极驱动器的损耗。因为可零电压开关运行，效率将由 $R_{DS(on)}$ 主宰，CGD 选择了在这个设计中使用自己的 55 mΩ 器件。

同步整流

为了获得最佳效率，次级侧必须进行同步整流。我们选择使用英飞凌的 80 V、1.9 mΩ 硅 MOSFET 作为开关器件，并将其与 ST 的 SRK2001 控制器配对。SRK2001 控制器迭代去除了传导循环结束时 MOSFET 体二极管复开启小周期，从而降低了循环结束的传导损耗和 Q_{RR} 损耗。如果舍弃硅 MOSFET 改用低压 GaN 晶体管，还可获得更多好处。

测试设计实例

CGD 评估板平台支持快速生成不同 LLC 设计的原型。它包含四个可更换的印制电路板 (PCB) 以便于评估其他产品。有关这方面的更多说明, 参阅《350W LLC 评估板用户指南》。这款 LLC 的出厂设定是提供 20 V、17.5 A 输出, 使用 TI 的 UCC256402 控制器。CGD GaN HEMT 可直接依靠该控制器驱动, 得益于其采用的 IceGaN™ 技术, 从设计上保证了可搭配 MOSFET 使用。谐振回路的设置如上所述, $L_r = 20 \mu\text{H}$ 、 $L_m = 90 \mu\text{H}$ 且 $C_r = 18 \text{nH}$ 。次级整流器是英飞凌的 $2 \times 1.9 \text{ m}\Omega$ 硅 MOSFET, 使用的是 ST SRK2001 同步整流控制器。

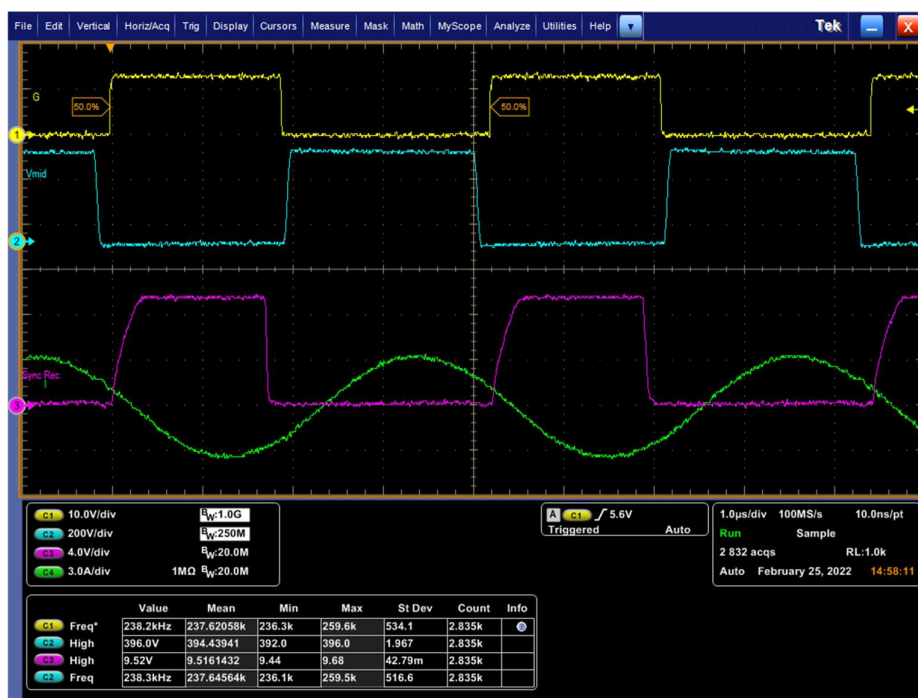


图 10 - LLC Eval 在 350 W 2 $\mu\text{s/div}$ 下运行

低压侧栅极 - 黄色 (3 V/div), V_{mid} - 蓝色 (100 V/div), 同步整流器栅极 - 紫色 (4 V/div), I_{tank} - 绿色 (3 A/div)

LLC Eval 在 350 W 满功率输出下运行参见上方图 10。 $V_{\text{in}} = 380 \text{ V}_{\text{DC}}$, $V_{\text{out}} = 20 \text{ V}$ 。探针为低压侧栅极 (黄色)、半桥开关节点 (蓝色)、同步整流器栅极 (紫色) 和初级侧电流 (绿色)。正如预料的那样, 在标称输入电压条件下, LLC 的工作频率非常接近串联谐振频率, 回路增益 $M_g \approx 1$ 。观察近似正弦的回路电流可得出上述结论。可看出本测验条件下频率为 238 kHz。初步计算估计 f_0 为 237 kHz。

参见以下图 11 LLC 在 100 W 下运行波形图。该图中捕获次级电流而非初级电流来显示同步整流器运行情况。

图 11 - LLC Eval 在 100 W 1 μ s/div 下运行

低压侧栅极 - 黄色 (10 V/div), V_{mid} - 蓝色 (200 V/div), 同步整流器栅极 - 紫色 (4 V/div), I_{sec1} - 绿色 (3 A/div)

可观察 SRK2001 的特征。控制器包括消隐周期，忽略次级侧寄生电容引起的初始尖峰。在这种情况下开启器件会降低系统效率。其次，观察驱动器关闭时间接近传导周期结束时间的程度可看出自适应关断。需要借助自适应关断补偿与 MOSFET $R_{DS(on)}$ 串联的杂散电感。

启动至 100 W 如图 12 所示。注意 UCC256402 会在第一个循环开始时长时间开启低压侧器件通过自举电路为高压侧 V_{CC} 充电。该固定周期完成后，控制器开始正常启动。CGD 建议客户阅读 UCC25640x 数据表，全面了解启动顺序。

请注意不规则电流波形最有可能是范围混叠失真现象，因为采用缩小视图来捕获整个启动事件。

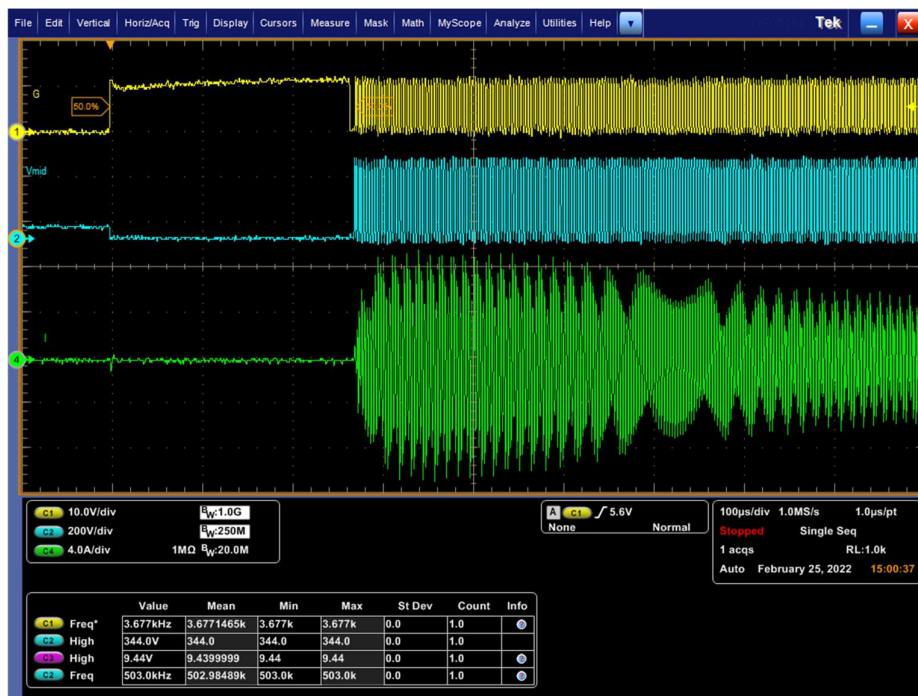


图 12 - LLC 启动至 100 W 200 µs/div。

低压侧栅极 - 黄色 (3 V/div), V_{mid} - 蓝色 (100 V/div), I_{tank} - 绿色 (3 A/div)

为了展示回路和输出电压的稳定性, 动态负载测试参见以下 图 13。该图中负载从 0% 逐步增加至 100%, 导通 4 ms, 关断 6 ms。



图 13 - LLC 0-100% 动态负载阶跃

V_{out} - 紫色 (700 mV/div, 20 V 偏移), I_{out} - 绿色 (4 A/div)

结论

本应用说明介绍了在使用 iCeGaN™ 进行半桥 LLC SMPS 阶段设计时必须考虑的主要问题。本文展示了 CGD iCeGaN™ 是如何赋予工程师设计开发优势的，并且提供了一个使用 iCeGaN™ 的评估板的实例。

参考文献

- [1] Texas Instruments, “Designing an LLC Resonant Half-Bridge Power Converter,” 2011. [Online]. Available: <https://www.ti.com/seclit/ml/slup263/slup263.pdf>. [Accessed 24 02 2022].
- [2] Texas Instruments, “UCC25640x LLC Resonant Controller with Ultra-Low Audible Noise and Standby Power,” 02 2021. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc256404.pdf?ts=1645711381485>. [Accessed 24 02 2022].
- [3] Infineon Technologies, “Resonant LLC Converter: Operation and Design,” 09 2012. [Online]. Available: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-MOSFET_OptiMOS_resonant_LLC_converter_operation_and_design-AN-v01_00-EN.pdf?fileId=db3a30433acf32c9013ad11cddde01b6. [Accessed 24 02 2022].
- [4] Infineon Technologies, “Half Bridge LLC Resonant Converter Design using ICE1HS01G,” 12 08 2009. [Online]. Available: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Half-bridge_LLC_resonant_converter_design_using_ICE1HS01G-AN-v01_00-EN.pdf?fileId=db3a3043271faefd0127619bd874778e. [Accessed 24 02 2022].
- [5] Cambridge GaN Devices, “CGD65A055S2 Datasheet,” [Online]. Available: www.camgandevices.com. [Accessed 07 03 2022].
- [6] Cambridge GaN Devices Ltd, “350W LLC Evaluation Board with iCeGaN™,” [Online]. Available: <http://www.camgandevices.com/>. [Accessed 07 03 2022].

修订记录

修订号	备注	工程师	日期
1.0	初版	JF	2022/03/09



勇于创新

主要联系人

GIORGIA LONGOBARDI 博士

创始人兼首席执行官

+44 1223 425185

www.camgandevices.com

英国剑桥

ANDREA BRICCONI

业务开发副总裁

andrea.bricconi@camgandevices.com

www.camgandevices.com

德国慕尼黑

info@camgandevices.com

sales@camgandevices.com

techsupport@camgandevices.com

免责声明

Cambridge GaN Devices Limited 提供的信息准确无误。Cambridge GaN Devices Limited 不对任何接收方或第三方因使用或执行本指南中给出的数据产生的损害承担赔偿责任，包括（但不限于）人身伤害、财产损失、利润损失、商业机会损失、使用损失、业务中断或以任何方式产生的间接、特殊、偶然或后果性损害。

Cambridge GaN Devices Limited 提供技术或其他服务，不对接收方或第三方承担任何义务或责任。

Cambridge GaN Devices Limited

Deanland House

160 Cowley Road

Cambridge

CB4 0DL

