

半桥 LLC 谐振转换器的设计考虑及安森美 半导体解决方案

Design considerations for a Half-Bridge LLC Resonant Converter

近年来，液晶电视（LCD TV）和等离子电视（PDP TV）市场迅速增长。这些市场及其它一些市场需要具有如下功能特色的开关电源（SMPS）：

- 150W 至 600W 的输出功率范围
- 采用有源或无源 PFC（由所需功率决定）
- 宽度和空间有限，无散热风扇，通风条件有限
- 面向竞争激烈的消费电子市场

这就要求开关电源具有较高的功率密度和平滑的电磁干扰（EMI）信号，而且解决方案元器件数量少、性价比高。虽然开关电源可以采用的拓扑结构众多，但双电感加单电容（LLC）串联谐振转换器在满足这些应用要求方面拥有独特的优势。

这种拓扑结构比较适合中大尺寸液晶电视输出负载范围内工作。通常反激式拓扑结构最适用于功率不超过 70W、面板尺寸不超过 21 英寸的应用，双反激拓扑结构则适合功率介于 120W 至 180W 之间、26 至 32 英寸的应用，而半桥 LLC 则在 120W 至 300W 乃至更高功率范围内都适用，适合于从中等（26 至 32 英寸）、较大（37 英寸）和大尺寸（大于 40 英寸）等更宽范围的应用。

此外，在 LLC 串联谐振转换器拓扑结构中，元器件数量有限，谐振储能（tank）元件能够集成到单个变压器中，因此只需要 1 个磁性元件。在所有正常负载条件下，初级开关都可以工作在零电压开关（ZVS）条件。而次级二极管可以采用零电流开关（ZCS）工作，没有反向恢复损耗。总的来看，半桥 LLC 串联谐振转换器是适用于中、高输出电压转换器的高性价比、高效和 EMI 性能优异的解决方案。

半桥 LLC 转换器中谐振电容和谐振电感的配置

LLC 半桥转换器的构造存在着单谐振电容（ C_S ）和分体（split）谐振电容（ C_{S1} 和 C_{S2} ）等不同方案。如图 1 所示。对于单谐振电容配置而言，它的输入电流纹波和均方根（RMS）值较高，而且流经谐振电容的均方根电流较大。这种方案需要耐高压（600 至 1,500V）的谐振电容。不过，这种方案也存在尺寸小、布线简单等优点。

与单个谐振电容配置相比，分体谐振电容配置的输入电流纹波和均方根值较小，谐振电容仅处理一半的均方根电流，且所用电容的电容量仅为单谐振电容的一半。当利用钳位二极管（D3 和 D4）进行简单、廉价的过载保护时，这种方案中，谐振电容可以采用 450V 较低额定电压工作。

顾名思义，半桥 LLC 转换器中包含 2 个电感（励磁电感 L_m 和串联的谐振电感 L_s ）。根据谐振电感位置的不同，谐振回路（resonant tank）也包括两种不同的配置，一种为分立解决方案，另一种为集成解决方案。这两种解决方案各有其优缺点，采用这两种方案的 LLC 的工作方式也有轻微差别。

对于分立解决方案而言，谐振电感置于变压器外面。这使得设计灵活性也就更高，令设计人员可以灵活设置的 L_s 和 L_m 的值；此外，EMI 幅射也更低。不过，这种解决方案的缺点在于变压器初级和次级绕组之间的绝缘变得复杂和绕组的冷却条件变差，并需要组装更多元件。

在另一种集成的解决方案中，变压器的漏电感被用作谐振电感（ $LLK=L_s$ ）。这种解决方案只需 1 个磁性元件，成本更低，而且会使得开关电源的尺寸更小。此外，变压

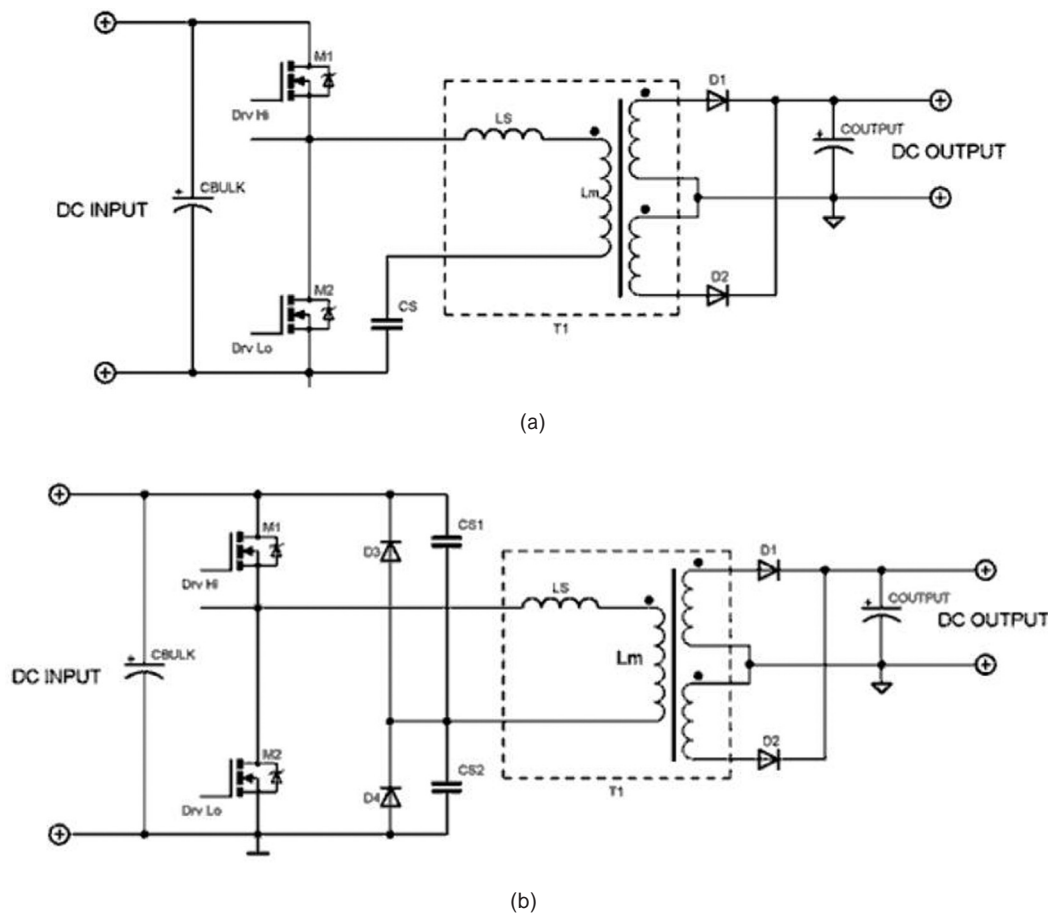


图1：半桥LLC转换器的两种不同配置：(a)单谐振电容；(b)分体谐振电容

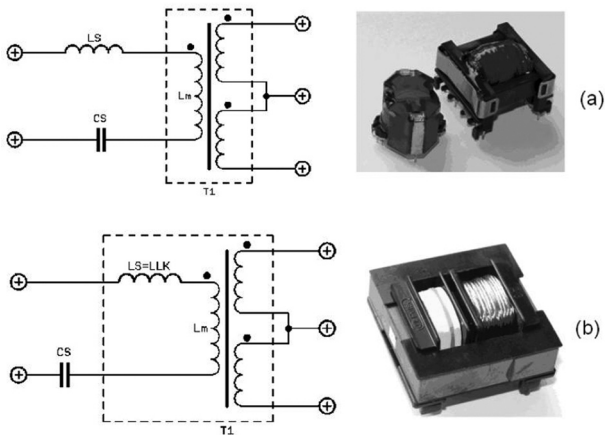


图2：谐振储能元件的两种不同配置：(a)分立解决方案；
 (b)集成解决方案

器绕组的冷却条件更好，且初级和次级绕组之间可以方便地实现绝缘。不过，这种解决方案的灵活性相对较差（可用的 L_s 电感范围有限），且其 EMI 幅射更强，而初级和次级绕组之间存在较强的邻近效应。

半桥LLC转换器的工作状态

根据负载条件的不同，LLC 转换器的频率会出现变化。对于分立谐振回路解决方案而言，可以定义两个谐振频率，分别是串联谐振频率 F_s 和最小谐振频率 F_{min} 。其中 $F_s = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{C_s \cdot L_s}}$ ， $F_{min} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{C_s \cdot (L_s + L_m)}}$ ，LLC 转换器的工作频率取决于功率需求。功率需求较低时，工作频率相当高，超出谐振点。相反，功率需求较高时，控制环路会降低开关频率，使其中一个谐振频率提供负载所需大小的电流。总的来看，LLC 转换器工作在 5 种不同的工作状态，分别是：a) 在 F_s 和 F_{min} 之间；b) 直接谐振在 F_s ；c) 高于 F_s ；d) 在 F_s 和 F_{min} 之间-过载；e) 低于 F_{min} 。

与分立储能电路解决方案相比，集成储能电路解决方案的行为特性不同，如漏电感 LLK 来自于变压器耦合，且 LLK 仅在变压器初级和次级之间存在能量转换时参与谐振；此外，一旦次级二极管在零电流开关（ZCS）条件下关闭，LLK 就没有能量。对于半桥 LLC 而言，次级二

极管始终处于关闭状态。谐振电感 L_s 和励磁电感 L_m 不会象分立谐振回路解决方案那样一起参与谐振。

集成储能电路解决方案也能够定义两种谐振频率： F_s 和 F_{min} 。其中 $F_s = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{C_s \cdot L_s}}$ ， $F_{min} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{C_s \cdot L_m}}$ 。这种解决方案同样存在 5 种工作状态，分别是：a) 在 F_s 和 F_{min} 之间；b) 直接在谐振 F_s ；c) 高于 F_s ；d) 在 F_s 和 F_{min} 之间-过载；e) 低于 F_{min} 。

半桥 LLC 转换器建模和增益特性

LLC 转换器可以通过一阶基波近似来描述。但只是近似，精度有限。而在 F_s 频率附近精度达到最高。

$$G_{ac} = \frac{n \cdot V_{out}}{V_{in}} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

这其中， Z_1 和 Z_2 与频率有关，由此可知 LLC 转换器的行为特性类似于与频率有关的分频器，负载越高，励磁电感 L_m 所受到的由交流电阻 R_{ac} 产生的钳位作用就越大。这样一来，LLC 储能电路的谐振频率就在 F_s 和 F_{min} 之间变化。在使用基波近似时，实际的负载电阻必须修改，因为实际的谐振回路是由方波电压驱动的。

相应地，转换器的品质因数为： $Q = \frac{n^2 \cdot R_L}{Z_0}$ ，特性阻抗为： $Z_0 = \sqrt{\frac{L_s}{C_s}}$ ，增益为： $G = \frac{2 \cdot (V_{out} + V_f)}{V_{in}}$ ， L_m/L_s 比为： $k = \frac{L_m}{L_s}$ ，串联谐振频率 F_s 和最小谐振频率 F_{min} 分别为： $F_s = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{C_s \cdot L_s}}$ ， $F_{min} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{C_s \cdot (L_s + L_m)}}$

LLC 转换器所需要的工作区域是增益曲线的右侧区域（其中的负斜率意味着初级 MOSFET 工作在零电压开关 ZVS 模式下）。当 LLC 转换器工作在 $f_s=1$ （对于分立谐振回路解决方案而言）的状态下时，它的增益由变压器的匝数比来给定。从效率和 EMI 的角度来讲，这个工作点最具吸引力，因为正弦初级电流、MOSFET 和次级二极管都得到优化利用。该工作点只能在特定的工作电压和负载条件下达到（通常是在满载和额定 V_{bulk} 电压时）。

增益特性曲线的波形及所需的工作频率范围由如下参数来确定： L_m/L_s 比（即 k ）、谐振回路的特征阻抗、负载值和变压器的匝数比。可以使用 PSpice、Icap4 等任意仿真软件来进行基波近似和 AC 仿真。

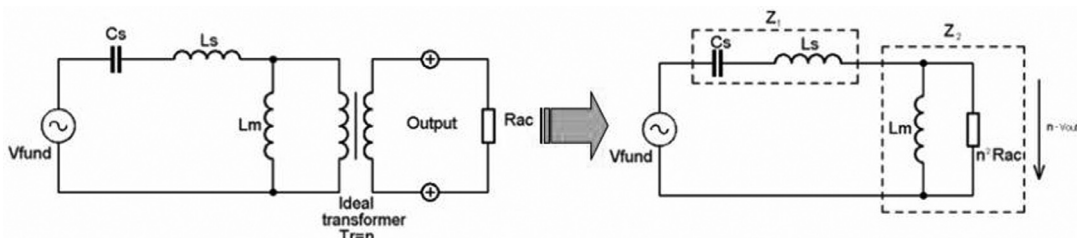


图 3：LLC 转换器的近似等效电路。

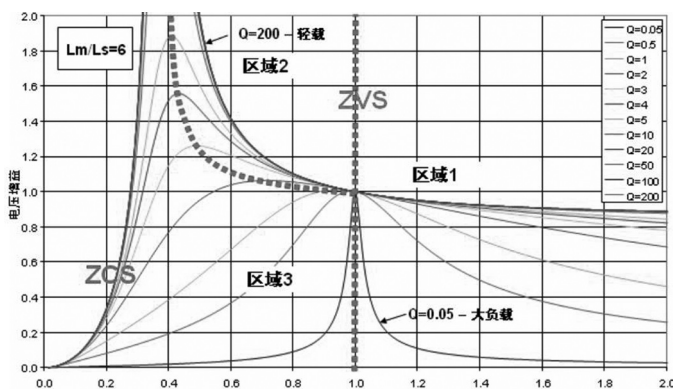


图 4：标准化增益特性（区域 1 和区域 2 为 ZVS 工作区域，区域 3 为 ZCS 工作区域）

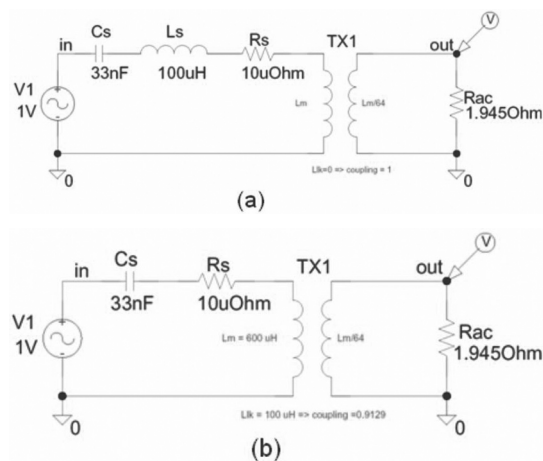


图 5：分立(a)和集成(b)谐振回路解决方案的仿真原理图

对于 LLC 谐振转换器而言，满载时品质因数 Q 和 L_m/L_s 比 k 这两个因数的恰当选择是其设计的关键。这方面的选择将影响到如下转换器特性：

- 输出电压稳压所需的工作频率范围
- 线路和负载稳压范围
- 谐振回路中循环能量的大小
- 转换器的效率

要优化满载时的 Q 和 k 因数，效率、线路和负载稳压范围通常是最重要的依据。品质因数 Q 直接取决于负载，它是由满载条件下的谐振电感 L_s 和谐振电容 C_s 确定的。 Q 因数越高，就导致工作频率范围 F_{op} 越大。 Q 值较高及给定负载时，特征阻抗就必须较低，因为低 Q 会导致稳压能力下降，且 Q 值很低的情况下 LLC 增益特性会退化到 SRC。

而在 $k=L_m/L_s$ 方面，它决定了励磁电感中存储多少能量。 k 值越高，转换器的励磁电流和增益也就越低；且 k 因数越大，所需的稳压频率范围也就越大。

在实践中， L_s （如集成变压器解决方案的漏电感）只能在有限的范围内取值，而且是由变压器的构造（针对所需的功率等级）和匝数比决定。然后， Q 因数的计算由所需的额定工作频率 f_s 确定。这之后， k 因数也必须计算出来，以确保输出电压稳压（带有线路和负载变化）所需的增益。而在设定 k 因数时，可以让转换器在轻载时无法维持稳压——可以方便地使用跳周期模式来降低空载功耗。

对于半桥 LLC 谐振转换器的设计而言，还涉及到其它的一些重要因素，如初级电流和谐振电容的参数确定、

次级整流设计和输出电容参数的确定、谐振电感的平衡性、变压器绕组参数的确定和变压器的制作等。这些进一步的设计信息可以联系安森美半导体获得。

安森美半导体的半桥 LLC 谐振转换器解决方案 NCP1395/NCP1396

作为全球领先的高能效电源半导体解决方案供应商，安森美半导体提供的半桥 LLC 谐振转换器解决方案包括 NCP1395 和 NCP1396 控制器。NCP1396 是一款更新的器件，内置驱动器。它们均为构建可靠及稳固的谐振模式开关电源提供了所有必需功能，具有极低的待机能耗。它们的关键特性包括：50kHz 至 1.0MHz 的宽广频率范围（NCP1395）、可调节的死区时间（dead time）、可调节的软启动、可调节的最小和最大频率漂移、低启动电流、欠压检测、可调节的故障定时器和跳周期可能性等。

NCP1396 的独特架构包括一个 500kHz 的压控振荡器，由于在谐振电路结构中避开谐振尖峰相当重要，因此为了将转换器安排在正确的工作区域，NCP1396 内置了可调节且精确的最低开关频率，通过专有高电压技术支持，这款控制器应用在能够接受高达 600V 本体电压半桥式应用的自举 MOSFET 驱动电路上。此外，可调整的死区时间可以帮助解决上方与下方晶体管相互传导的问题，同时确保一次端开关在所有负载情况下的零电压转换（ZVS），并轻松实现跳周期模式来改善待机能耗以及空载时的工作效率。

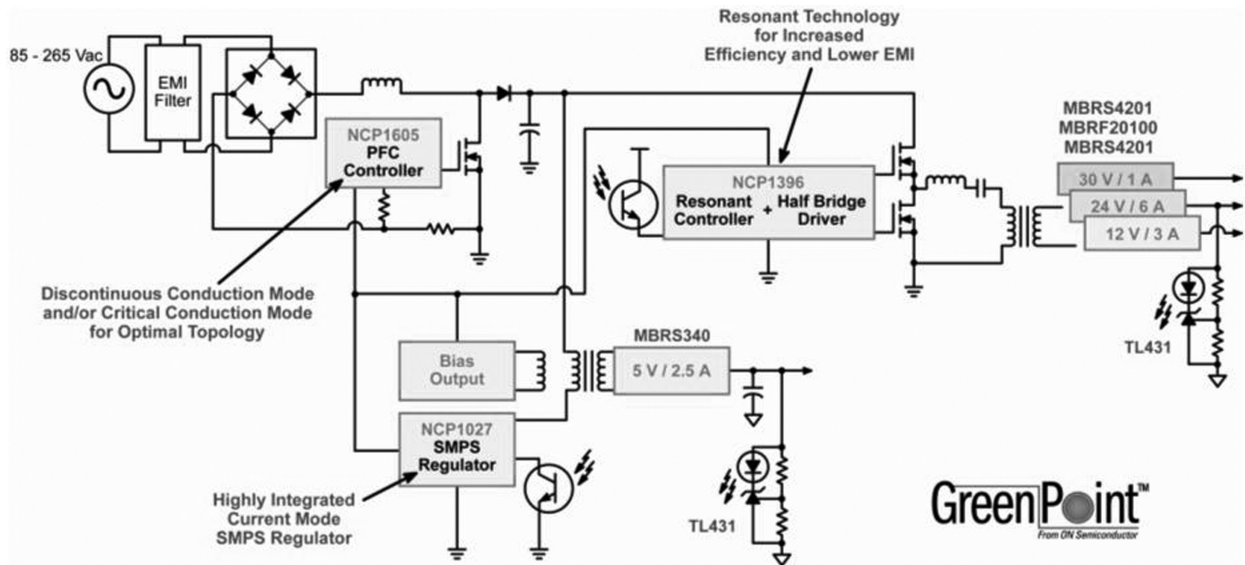


图6：采用 NCP1396A 的安森美半导体 GreenPoint™ 220 瓦液晶电视电源参考设计。

（下转P61）