

飞兆半导体特稿

2009年6月

LLC 谐振转换器之分析

作者：飞兆半导体欧洲功率转换及工业产品市场开发经理 *Jon Harper*

引言/摘要

全球对降低能耗的需求正在促进节能技术的推广。在 70W - 500W 交流输入电源中，由于 LLC 谐振转换器 (效率通常在 90%以上) 的效率高于标准电源拓扑，所以其运用越来越广泛。本文阐释了谐振转换器高效的原因，并探讨了 LLC 谐振转换器的功能和优势，最后简要分析了一个采用 FSFR2100 LLC 谐振转换器的电源。

采用谐振转换器的理由

把能耗降至最低有许多好处：减少温室气体排放；减少不可再生能源的使用，以及降低运行电源的生命周期成本。电源节能倡议不仅建议或规定不同负载条件下电源的效率，而且还包括了对待机功耗的要求。在美国加州，50W 以上的外部适配器的满载效率必须大于 85%。80PLUS 等自愿性倡议要求电源在 20%、50%和 100%不同负载条件下的效率都大于 80%。而欧盟正在对 20 大类产品进行评估，旨在于整个欧洲范围内推出节能规范，在其它地区的既有规范和自愿性标准预计将对欧盟规范有重大影响。

功率因数校正(PFC) 前端是电源常用的一项额外功能，例如 80PLUS 倡议就要求采用 PFC 的功能。PFC 可以节省耗电量，避免建筑物内第三阶谐波电流造成的一些问题，而 PFC 电路一般能产生 380V-400V 左右的恒定电压，这种窄输入电压范围大大有利于谐振拓扑的采用。

以往，前级临界连续 Boost 升压 PFC 和后级双管正激拓扑，都是 100W – 300W 功率因数校正电源的首选拓扑，这种情况直到最近才有所改变。这种拓扑简明易懂，是隔离型降压拓扑 (正激拓扑) 的衍生结构，利用两个晶体管代替一个晶体管，可尽量减小晶体管成本，简化变压器设计。此外，这种拓扑能够处理很宽的输入电压范围，具有很好的轻负载调节性能。不过，它需要一个很大的输出电感，在大负载条件下的效率低于谐振转换器。

谐振转换器中的零电压开关

谐振转换器的高效率优势源于它采用了零电压开关 (ZVS) 技术 [注 1]。电路中的功率开关在其两端电压极低时导通。由于开关损耗和流经开关的电流与开关上的电压的乘积有关，而电压几乎为零，故导通损耗非常低。

只有在电流波形滞后于电压波形时，才会出现零电压开关。这种滞后由谐振电路产生，图 1 显示了一个谐振转换器的模块示意图。首先，利用半桥或全桥的电路把直流输入电压转换为方波，再将方波馈入谐振电路。方波是由正弦基波和一系列高阶谐波组成。在初步分析中，可以把方波近似为基波，可忽略高阶谐波的影响。

谐振电路产生电压波形基本分量和输出电流波形之间所需的相位滞后，其波形非常接近于正弦曲线。谐振电路一般带有一个变压器，既用来调节输出电压；也用作基于安全或电路考虑的隔离。然后，周期性输出电压波形被整流，产生所需的输出直流电压。关于调节该电压的控制回路稍后将会讨论。

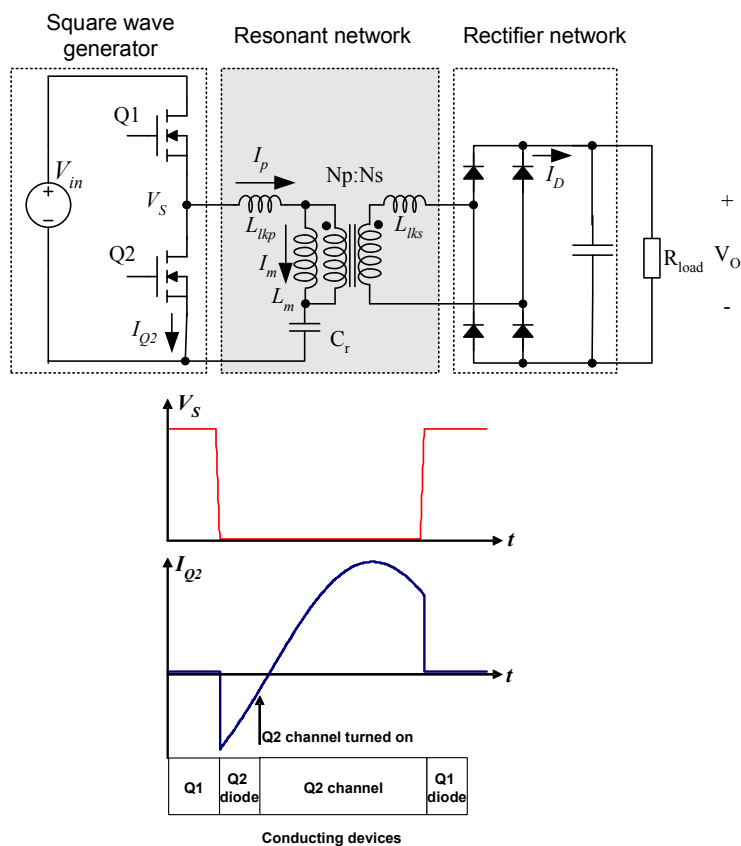


图 1 LLC 谐振转换器模块示意图和零电压开关波形

图 1 显示了第一级的输出电压和电流。谐振网络造成的相移会在方波电压和正弦电流之间造成延时，从而实现零电压开关。当 Q1 关断时，谐振电流会流经 Q2 的体二极管。由于在 Q2 上的电压几

乎为零，因此导通损耗极低。此外，还有一个好处是因为开关噪声更小，故 EMI 也被降低，而 EMI 噪声的主要分量在开关基频上。

要避免 Q1 和 Q2 同时导通的可能性，需要一定的死区时间。以 Q1 的关断波形为例，流经开关的电流很大，接近峰值。在关断期间的电压变化为满总线电压，故关断步骤不是无损的。

Q1 的输出电容的作用也必须重视，为了便于解释，我们想象一下在 Q1 的漏源极之间增加一个非常大的外部电容，假设总线电压为 400V，漏 / 源电压 (drain to source voltage) 为 1V，栅极驱动电压为 10V。在关断期间，电容会把漏-源电压钳位在 1V。因为 C_{GD} 电容只需要 9V 的充电电压而非 390V 放电，故需要的电荷远少于正常关断电荷的 1/40 (这里考虑到了 C_{GD} 随电压减小的额外有利影响)。因此，Q1 会因其上的电压低而迅速关断。不过，要增加非常大的电容是不切实际的，因为这会阻碍 Q2 的零电压导通。

MOSFET 输出电容的影响，再加上有时候一个小的外部并联电容的作用，是可以降低部分关断的损耗，并有助于接近上面提到的理想状态。然而，必须谨慎考虑 Q2 关断和 Q1 导通的交互转换。为了确保 Q2 的零电压开关，很重要的一点是 Q1 的电容需完全充电，而充电时间应该不超过死区时间。在给予总线电压 V_{BUS} 下该电容的充电时间 t_{SW} ，开关时的电流 I_{SW} ，以及有效漏 / 源电容 C_{DSEff} 的关系如下：

$$t_{SW} = \frac{C_{DSEff} \times V_{BUS}}{I_{SW}}$$

V_{BUS} 由设计条件预先定义。如果 C_{DSEff} 为零，将出现 Q1 的硬开关和 Q2 的零电压开关。如果 C_{DSEff} 太大，则出现 Q2 硬开关状态。在轻载条件下，而 I_{SW} 很小，那么随着负载的减小，Q2 最终也会出现硬开关状态。 C_{DSEff} 的选择主要取决于 MOSFET 的 C_{OSS} ，故是一个重要的设计折衷。当考虑到任何芯片尺寸较大 (因而 C_{OSS} 较大)、 $R_{DS(ON)}$ 较低 MOSFET 系列器件时，这一点尤其重要。

LLC 谐振转换器中的输出电压调节

对于采用零电压开关的谐振转换器，在设计谐振电路时必须确保电流波形始终滞后于电压波形。这种情况在负载为电感型时发生，并且频率高于谐振频率。在增益特性方面，电压增益随频率下降。控制电路可通过改变输入方波的频率来调节输出电压，这会改变系统增益，从而产生调节过的输出电压。

最理想的情况是，增益特性与负载条件无关，而且增益和频率范围都应该很易于调节。可惜的是，这些特性都极难实现。以标准谐振转换器为例，串联谐振转换器的负载范围很窄，因为增益特性随负载变化很大；而并联谐振转换器的输入电压范围很窄，轻载下效率也很低。LLC 转换器则可以避免这些问题。

标准谐振转换器中有两个组件决定谐振频率：电感 (L) 和电容 (C)。LLC 转换器是串联谐振转换器，有一个额外的电感 (L) 与其它两个组件串联，故名为 L-L-C 转换器。图 1 所示的谐振电路即是一个 LLC 转换器电路。在该电路中， C_r 为谐振电容。两个电感值分别为集成式变压器的励磁电感 (L_m) 和总漏电感 (L_{lkp} 加 L_{lks})。在某些情况下，第二个电感值可以由一个外部独立电感来实现，这种通常用于更高的功率级。

相比其他谐振转换器，LLC 转换器在变化负载条件下具有良好的调节性能。它要求线路输入电压控制良好，故一般需要 PFC 前端高性能工作。业界对它的了解远不及双管正激拓扑。它的频率范围比双管正激拓扑宽，但比其它谐振转换器要窄得多。

图 2 显示了一个 LLC 转换器的增益特性。在增益与频率的关系图中，给出了不同负载条件下的增益曲线。LLC 转换器有两个谐振频率。如箭头所指，较低的谐振频率在 60kHz 左右；较高的则为 100kHz。所有曲线，不论负载如何，都相交于第二个谐振频率处。

对于这种设计，谐振频率下的增益为 1.2。因此如果输出电压设定为 12V、匝数比为 40:1，那么这将出现在 400V 输入电压下。不论负载如何，忽略损耗情况，频率将保持不变。

为了便于说明，我们假设输入电压上升到 480V，这时控制电路必需把增益降低到 1.0，才能保持 12V 的输出电压。在这种情况下，频率将在满载下的 115kHz 和 20% 负载条件下的 130kHz 之间变化，从图中可看出，正是对应的负载条件下的增益曲线与增益 = 1.0 这条线相交处的频率。

这显示出当偏离设计的输入工作电压时，频率便会发生一些变化，轻负载下开关损耗就会增加。总而言之，LLC 转换器在恒定输入电压下工作性能最好，比如由 PFC 级提供电压。通过设计，它们可适用于某个地区的电压输入范围，比如 $195V_{AC} - 265V_{AC}$ 。

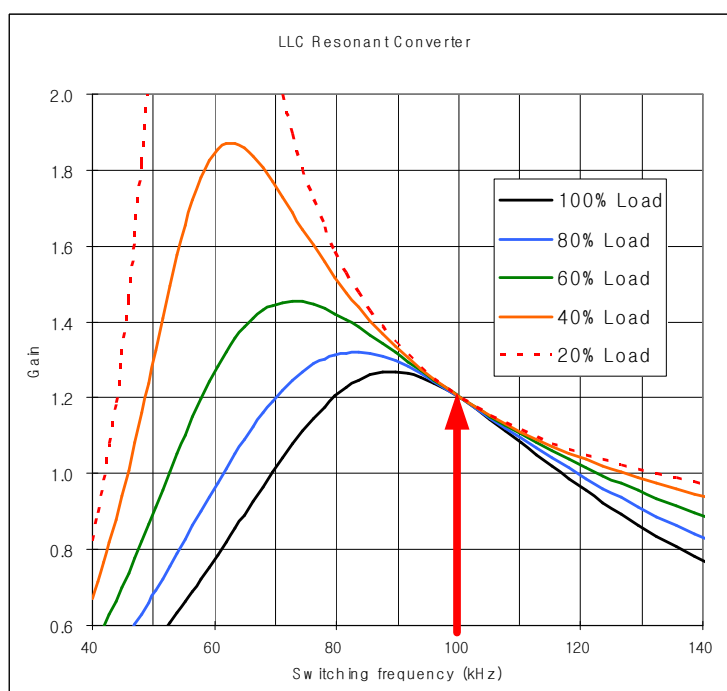


图 2: LLC 谐振转换器增益曲线示例

对于更高的功率级，它通常都带有功率因数校正 (PFC) 前端级。LLC 转换器的设计使得几乎在所有工作条件下 PFC 级都产生恒定输出电压，在此电压下，频率不随负载改变而变化。对于缺失输入半波的情况下，就需要一些额外的增益，这就是所谓的“保持” (hold-up) 时间要求。

采用 FSFR2100 的电路实例

图 3 所示为采用 FSFR2100 实现的 LLC 谐振转换器，输入由 PFC 级提供。它采用 26mm x 10.5mm x 3.2mm 的超小型封装，集成了 600V 高压控制 IC 和 2 个 600V MOSFET。这种谐振转换器的效率相当高，无需散热器即可处理高达 200W 的功率，从而使设计更为紧凑。而标准拓扑必需散热器才能处理 200W 电源。

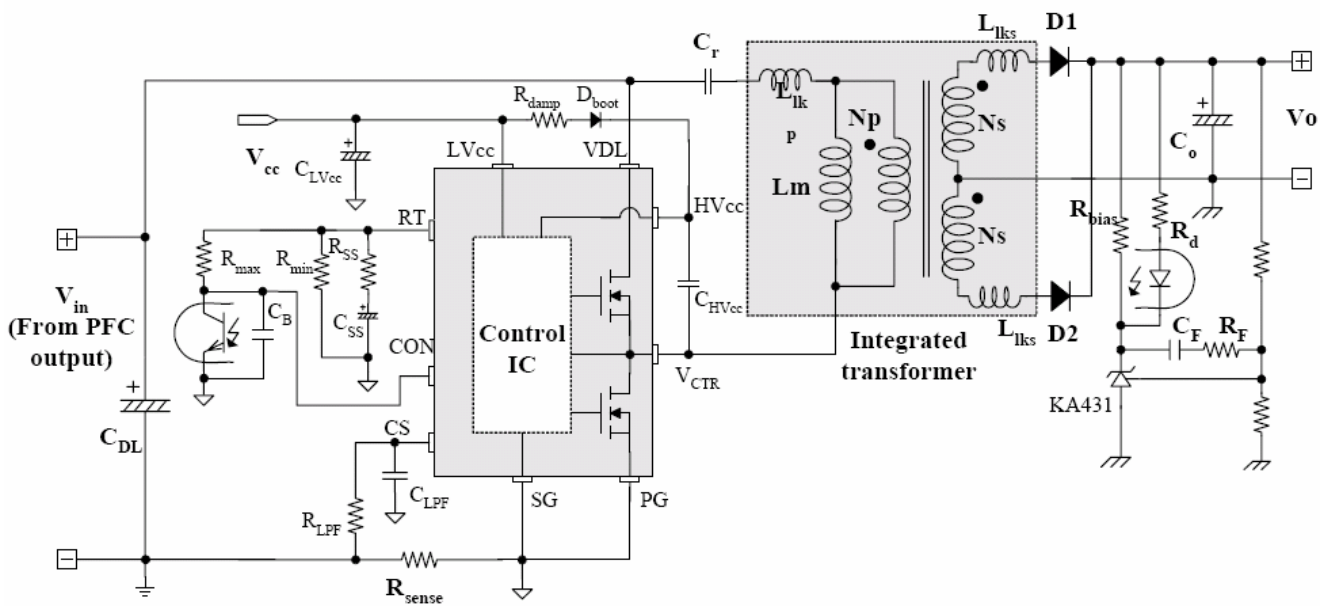


图 3: 采用 FSFR2100 的典型 LLC 谐振转换器电路

组件 R_{damp} 、 D_{boot} 和 C_{HVcc} 构成内部驱动高端 MOSFET 所需的自举式 (bootstrap) 电路，可以利用一个电阻 (R_{sense}) 和滤波电路 (R_{LPF} 与 C_{LPF}) 来感测电流，以检测正常和非正常过流情况。正常过流保护电路有 1.5 us 的延时，而非正常过流保护电路延时为 50ns。非正常过流保护电路可迅速检测出严重的故障，例如输出二极管短路。过流保护容忍激活之前输出端的暂时过载，时间由 CON 引脚上的定时电容 C_B (带 1.5us 的固定延时，以消除噪声) 决定。

CON 引脚还可控制 LLC 控制器的开和关。FSFR2100 带有突发模式，该模式会先有一连串的谐振活动发生，然后就有一段无开关期，这样可以提高轻载条件下的效率。CON 控制用于进一步提升带有辅助电源电路的待机性能。如果没有辅助电源，器件便由一个辅助线圈供电。当 LVcc 电压过大时，过压保护电路会关断器件。在器件由辅助线圈供电的应用中，它可用作输出过压保护电路。

图中显示的 LLC 谐振电路如前所述。在这个例子中，输出整流模块使用了 D1 和 D2 这 2 个输出二极管，在变压器的输出端还有 1 个中间抽头。

KA431 周围的电路是误差放大器和光耦合电路，这些电路将反馈回初级端。如果输出电压增加，超过所希望的参考值，系统的增益必须减小。这可以通过增大 RT 引脚的电流，提高工作频率来实现。如果光耦合晶体管导通，频率就会增加，甚至一直达到由 R_{max} 决定 (与 R_{min} 相互作用) 的最大频率，这情况一般发生在输出电压超过参考值时。增益的减小最终导致输出电压降低到所需的参考级，因而实现闭环工作。

软启动能在启动期间保持着低增益。从增益曲线可看出，这是在高频下发生的，故软启动时需要高频 (一般是谐振频率的 2 到 3 倍)。 C_{ss} 和 R_{ss} ，再加上 R_{min} ，决定了软启动的性能 (此时 R_{max} 忽略不

计)。当 C_{ss} 充电时， R_{ss} 将吸取 R_T 引脚的电流，开关频率增大。当 C_{ss} 完全充电时，没有电流流经 R_{ss} ，故电流由 R_{min} 决定。

FSFR2100 可实现高达 300kHz 的工作频率，支持软启动等功能。正常工作频率在 100kHz 范围。

参考文献

- [1] R. W. Erickson and D. Maksimovic, "Fundamentals of Power Electronics", Second Edition, Springer, 2001, Chapter 19, ISBN 0-7923-7270-0
- [2] Fairchild Semiconductor Application Note AN4151, "Half-bridge LLC Resonant Converter Design using FSFR-series Fairchild Power Switch (FPSTTM)", www.fairchildsemi.com