

基于 ICL5102/HV 组合控制器 IC 的高效 LCC 设计

聚焦宽输出电压和电流范围应用

作者：王毅 博士——首席产品定义工程师

关于本文档

范围和目的

在众多电源应用（例如电压和电流）中，宽工作范围负载不可或缺。LED 照明和电池充电应用可作为典型示例。凭借本身高效和用户友好型基波分析法 (FHA) 设计，LLC 拓扑结构备受青睐。但也存在负载电流范围变宽时电压工作范围受限等缺点。此外，尽管在串联谐振工作点附近采用 FHA 方法进行分析十分精确，但当负载范围（电压和电流）明显变宽时，可能会失效。

作为另一种负载谐振拓扑结构，LCC 可用于宽范围负载工作的替代解决方案。但是，LCC 拓扑结构的设计和简单的 LLC 结构不同，因为 LCC 很少在串联谐振点附近工作，整个电路可实现线性化。因此，采用 FHA 方法会导致精度不够，从而需要在谐振回路的迭代优化上花费更多的设计时间和精力。

本文首先以定性方式对比 LLC 和 LCC，并解释 LCC 更适用于宽工作范围应用的原因。其次提供高效 LCC 的设计指南。为便于进行简单、快速和准确的 LCC 设计，我们开发出一种基于时域的设计工具，同时也会介绍其用途。

该 LCC 设计工具主要用于 ICL5102，这是适用于升压 PFC + 谐振半桥 (HB) 拓扑结构的组合控制器，例如 LLC 和 LCC。该设计工具广泛适用于 LED 照明和其他电源应用领域，其中系统物料清单 (BOM) 成本、输入功率质量、功率密度、待机功率和产品可靠性都是需要考虑的重要设计指标。我们已为（但不限于）LED 照明应用设计出几款基于 ICL5102 且广受欢迎的参考板，从而证明 ICL5102 可为客户带来独特价值。参考板包括：

- 100 W 高频 LCC (180 kHz~450 kHz)
- 带有窄输出电流分布的 52 W 开环控制 LCC
- 150 W 高压 (HV) LCC (530Vac) 参考板

除开环控制 LCC（不可调光的开/关 LED 驱动器）外，其余参考板都可在宽 LED 电压范围内实现低至满载时 1% 的亮度调节。

目标受众

本文档主要针对计划使用 ICL5102 进行宽工作范围高效 LCC 电源设计的技术专家和电源设计师。

目录

关于本文档	1
1 简介	4
1.1 宽工作范围应用	4
1.2 ICL5102 简介	5
1.2.1 关键特性	5
1.2.2 保护范围	5
2 LLC 和 LCC 比较	7
2.1 基波分析法	7
2.2 拓扑结构比较	9
2.2.1 软开关范围	9
2.2.2 负载故障后果	10
2.2.3 电压增益范围和频率范围	10
2.2.4 电压源和电流源比较	11
2.2.5 寄生电容灵敏度	12
2.2.6 集成变压器结构	13
2.2.7 轻负载损耗	14
2.3 总结	14
3 LCC 工作和设计指南	15
3.1 工作模式	15
3.1.1 高功率模式	15
3.1.2 低功率模式	16
3.1.3 零功率模式	17
3.2 高效 LCC 转换器的实际设计原则	18
3.2.1 LCC 转换器的效益指标	18
3.2.2 满载时的高效实际设计原则	19
4 宽负载范围 LCC 设计工具	21
4.1 工作原理	21
4.2 该工具的假设、输入和输出	22
4.2.1 假设	22
4.2.2 输入和输出	22
4.3 设计图	23
4.3.1 RMS/AVG 图表	23
4.3.2 L_S 图表	24
4.3.3 最佳参数提取	25

目录

4.4	结果验证	28
4.5	总结	29
5	基于 ICL5102 的 LCC 设计示例	30
5.1	ICL5102 频率设置电路	30
5.1.1	稳态频率设置	30
5.1.2	启动过程频率表现	32
5.2	高频 LCC 设计示例——100 W	33
5.2.1	系统要求和 LCC 设计输入	34
5.2.2	设计和性能	34
5.3	低成本开环控制 LCC 设计——52 W	36
5.3.1	系统要求和 LCC 设计输入	36
5.3.2	设计和性能	37
5.4	HV LCC——150 W	42
5.4.1	系统要求和性能	42
5.4.2	设计和性能	43
5.5	总结	44
6	参考文献	46
	修订记录	47

1 简介

本章概述了需要宽工作范围的典型电源应用，并介绍了 ICL5102 的特性，可控制并驱动 PFC 转换器后的 LLC 和 LCC 拓扑结构。

1.1 宽工作范围应用

在众多电源应用中，都需要极宽工作范围的负载。中高功率 LED 窗口驱动器和锂离子电池充电器可作为典型示例。

LED 照明：图 1 显示了一个室外 LED 驱动器的典型输出工作窗口。由此可看出，该驱动器输入的 LED 负载电压为 100 V~300 V。电压比（即最大电压和最小电压的比值）为三倍，而 LED 可实现最大电流 10% 以下的亮度调节。在室内照明应用中，可实现低至 1% 的亮度调节。此外，在一些中高端 LED 驱动器中，存在一个几乎恒定的功率范围对应 LED 的某个电压范围（300 V 到 220 V），如图 1 所示。从而使 LED 驱动器设计更具挑战性。

电池充电器：图 2 说明了电动自行车充电器中使用的锂离子电池典型充电概况。通常存在三个充电阶段：电池电量完全耗尽时的预充电阶段，电池电压上升到一定水平以上时的恒流 (CC) 阶段，以及恒压 (CV) 阶段，在此阶段，电池电压保持不变，但当电池即将充满电时，电流会逐渐下降。在此过程中，电池电压增加到其最小值的两倍以上，充电电流增加到其最小值的八倍。因此，这两种应用都需要能处理这种宽工作范围的电源，最好能在有限的成本下实现高效率。

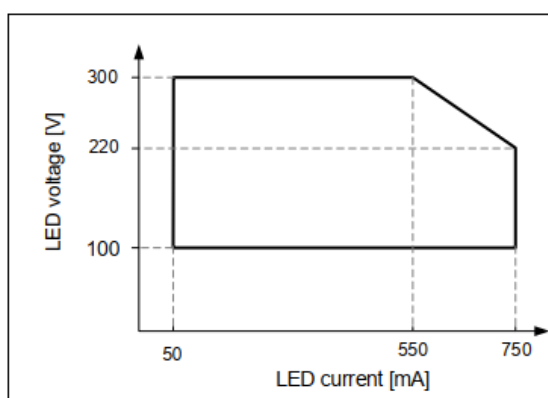


图 1 室外 LED 驱动器的典型输出工作窗口

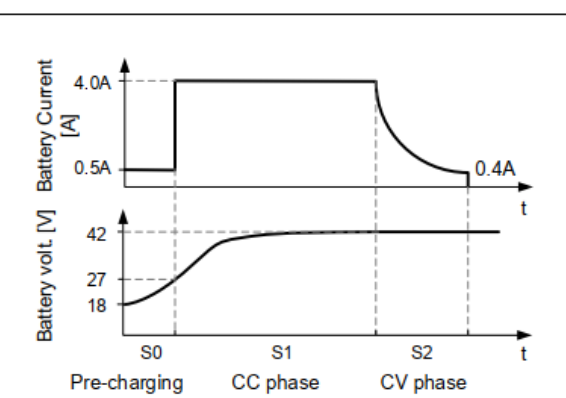


图 2 电动自行车应用锂离子电池的典型充电曲线

一般而言，对于 75 W 以上的 DC-DC 功率转换来说，由于 LLC 转换器的软开关能力和高效的功率传输方式，使其具有更高的效率，因此在此类应用中广受欢迎。与此同时，作为负载谐振转换器系列的一员，LCC 在业界并没有引起太大的关注。一个重要的原因可能是市场上缺乏合适的分析工具。以下各章节将突出介绍 LCC 的独特性能，借此成为宽输出电压范围电源一种受欢迎的拓扑结构，更重要的是，提出并说明适用于 LCC 设计的简单、准确和非迭代的分析工具。

1.2 ICL5102 简介

ICL5102 是一款集成组合 IC，设计用于驱动和控制升压 PFC + 谐振 HB 拓扑结构（LLC 或 LCC）组合。从 HB 驱动器的角度来看，普通电压版本（最大 650V）适用于电压高达 305 V_{RMS} 的通用电源应用，而 HV 版本 ICL5102HV 可处理 980 V（最大值）的电源应用，适合园艺照明应用和其他输入电源电压高达 530 V_{RMS} 的工业应用。

ICL5102 和 ICL5102HV 的引脚映射如图 3 所示。凭借英飞凌专有的无磁芯变压器技术，ICL5102/HV 的高侧 MOSFET 驱动器对抑制 dV/dt 和 HB 开关节点上的负电压峰值非常有效，且在高工作频率下效率极高。

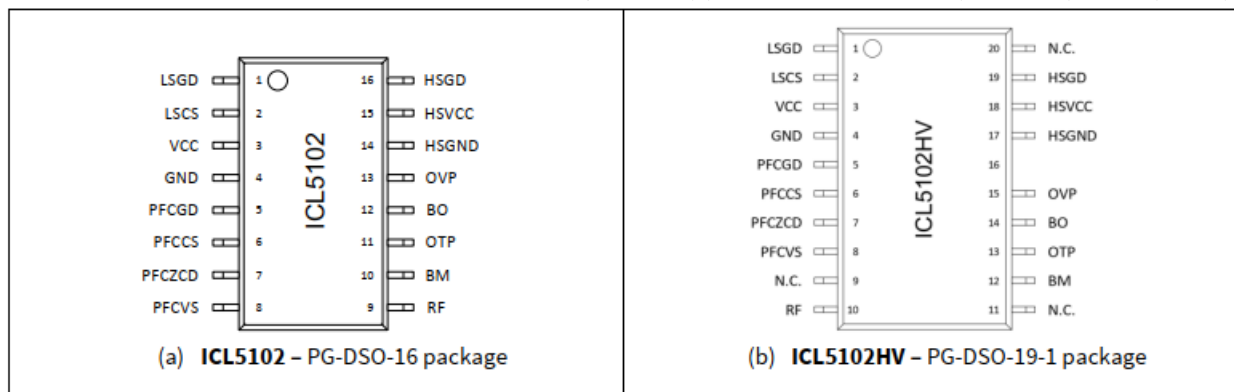


图 3 ICL5102 和 ICL5102HV 的引脚映射

其他关键特性和保护范围总结如下：

1.2.1 关键特性

- 在连续工作和极端温度下，最高 **500 kHz** HB LLC 开关频率可实现高功率密度 LLC/LCC 设计。
- HSGND 引脚与 HB 开关节点相连，可承受-980V/(-650V) 电压峰值。
- 自适应死区时间。
- THD 优化可确保最佳的 THD 性能和轻负载下的低谐波失真，帮助该设计通过 IEC61000-3-2 C 级 5.1 版测试。请参考我们的 130 W LLC 工程报告 [8]，了解 ICL5102 可实现的卓越功率质量性能。
- PFC 控制器提供临界导通模式 (CrCM) 和断续导通模式 (DCM)，可在宽负载范围内获得最佳效率。
- 具有固定或可变开关频率控制的谐振 HB 控制器。

1.2.2 支持待机模式的低功耗突发模式（低于 500 mW，系统级）。

1.2.3 保护范围

- 输入欠压保护
- PFC 总线过压保护 (OVP)
- PFC 过电流保护 (OCP)

简介

- 输出 OCP/过功率保护 (OPP)
- 输出 OVP 保护
- HB 电容模式保护
- 过温保护 (OTP)

2 LLC 和 LCC 比较

本章介绍并比较 LLC 和 LCC 拓扑结构的特性，重点介绍它们在电压和电流方面的工作范围。假设存在一个恒定的 PFC 控制输入电压，且与平均输入值相比，电压波纹可忽略不计。

2.1 基波分析法

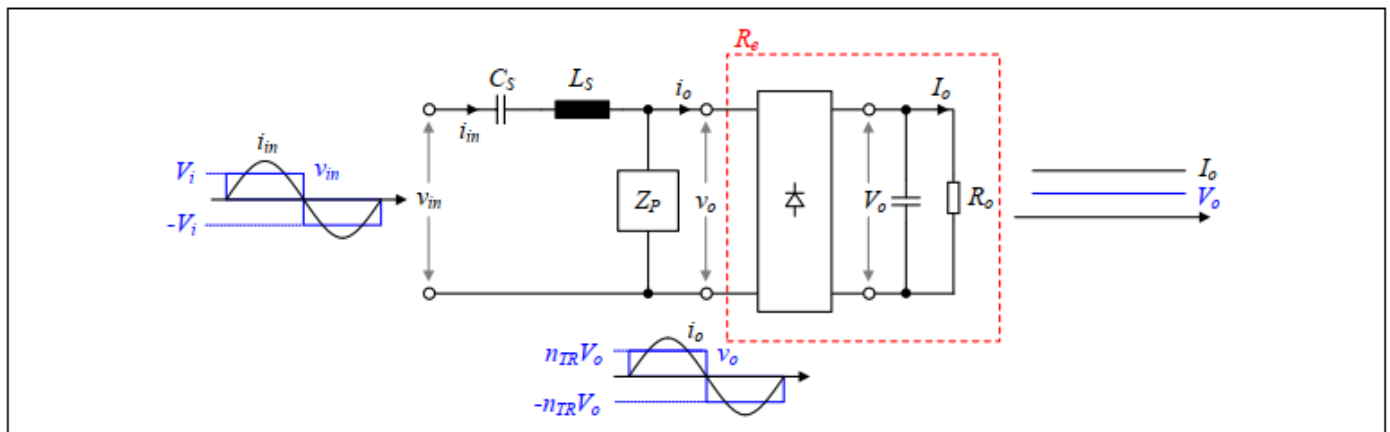


图 4 串联谐振点的 LLC/LCC 电路（初级侧）

基于 FHA [1] 分析负载谐振转换器（如 LLC 和 LCC）是最受欢迎的一种方法。假设电路仅在基波向输出端输送功率的点附近运行。例如，当 LLC/LCC 转换器在其串联谐振频率 f_R 附近工作时，假设有效，串联谐振电容 C_s 和串联谐振电感 L_s 形成该频率（见图 4）。在此， V_i 是 HB 拓扑结构中母线电压的一半，等于全桥 (FB) 拓扑结构中的母线电压。在 f_R 处，输入电流 i_{in} 为正弦状，与方波 v_{in} 的输入电压同相。并联谐振阻抗 Z_p 上的电压 v_o 为方形状，流向输出整流器的电流 i_o 为正弦状，与 v_o 同相。基于 LLC 拓扑结构和 LCC 拓扑结构，阻抗 Z_p 可分为电感 L_p 或 C_p 。在此，隔离变压器可忽略不计，因此，次级侧的各个组件和初级侧相同。值得注意的是，如果忽略 HB 零电压开关 (ZVS) 所需的死区时间，则输出二极管在此工作点上持续导通。总之，获得准确 FHA 的先决条件是：

- 谐振回路的正弦输入电流与输入方波电压同相。
- 输出二极管持续导通。

当工作点远离 f_R 时，这种方法的准确性有限。随着负载范围变宽，此情况还会而出现，但仍然可用来定性描述 LLC 或 LCC，以便快速、直接地了解拓扑结构的特性。

在 FHA 假设下，可线性化 LLC/LCC 电路，负载等效为与 Z_p 并联的电阻 R_e 。等效电路如图 5 所示。因为只有基波向输出端输送功率，所以可用交流信号来分析电路。负载电阻 R_o 可参考初级侧的 R_e 值，其产生的功率与实际负载 R_o 相同。其数值计算方法为：[1]

$$R_e = \frac{8}{\pi^2} R_o n_{TR}^2 \quad \text{方程1}$$

其中 n_{TR} 是变压器初级侧与次级侧的匝数比。等效交流电路如图 5 所示。

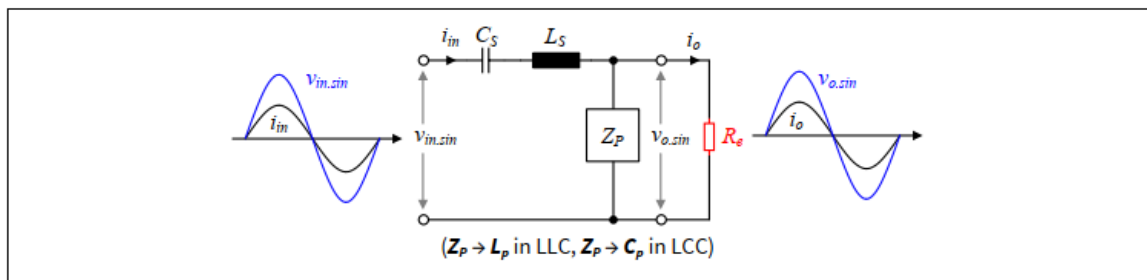


图 5 FHA 方法中 (1) LLC 和 (2) LCC 的线性化电路——位于串联谐振点

因为输入和输出信号都是从方波转换为纯正弦信号，所以从输入到输出的直流电压增益 $G_{V,DC}$ 等于交流电压增益，可通过以下方式计算：

$$G_{V,DC} = \frac{v_{o.sin}}{v_{in.sin}} = \left| \frac{Z_p}{Z(C_s) + Z(L_s) + Z_p} \right| \quad \text{方程 2}$$

注意， $v_{o.sin}$ 必须滞后于 $v_{in.sin}$ ，以便获得 MOSFET 的 ZVS。表 1 提供 LLC 和 LCC 的 G_V 值。 R_e 归一化负载电流定义如下

$$J_{Norm} = \frac{G_{V,DC} V_I}{R_e} \bigg/ \frac{V_I}{\sqrt{\frac{L_s}{C_s}}} \quad \text{方程 3}$$

$\sqrt{L_s/C_s}$ 是串联谐振元件的特征阻抗 Z_e ， V_I 是半母线电压 ($V_{BUS}/2$)。

表 1 提供用于定义直流电压增益的关键术语。

表 1 LLC/LCC 拓扑结构 FHA 中的关键术语定义

定义	LLC 拓扑结构	LCC 拓扑结构
Re 等效负载 Ro 为实际负载电阻	$\frac{8}{\pi^2} R_o n_{TR}^2$	
Qe 品质因数	$\frac{1}{R_e} \sqrt{\frac{L_s}{C_s}}$	
fRL 较低的谐振频率	$\frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{C_s(L_s + L_p)}}$	$\frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_s C_s}}$
fRH 较高的谐振频率	$\frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_s C_s}}$	$\frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_s + C_p}{L_s C_s C_p}}$
fn 归一化开关 频率	$\frac{f_{sw}}{f_{RH}}$	$\frac{f_{sw}}{f_{RL}}$
fHL (=fRH/fRL) 共振频率比	$\sqrt{1 + \frac{L_p}{L_s}}$	$\sqrt{1 + \frac{C_s}{C_p}}$

LLC 和 LCC 比较

定义	LLC 拓扑结构	LCC 拓扑结构
$G_{V,DC}$ 电压增益 ($n_{TR}V_o/V_{in}$)	$\left \frac{(f_{HL}^2 - 1)f_n^2}{(f_{HL}^2 f_n^2 - 1) + j \cdot f_n Q_e (f_n^2 - 1)(f_{HL}^2 - 1)} \right $	$\left \frac{1}{\frac{f_{HL}^2 - f_n^2}{f_{HL}^2 - 1} + j \frac{Q_e}{f_n} (f_n^2 - 1)} \right $
J_{Norm} 归一化负载电流	$\left \frac{Q_e (f_{HL}^2 - 1) f_n^2}{(f_{HL}^2 f_n^2 - 1) + j \cdot f_n Q_e (f_n^2 - 1)(f_{HL}^2 - 1)} \right $	$\left \frac{Q_e}{\frac{f_{HL}^2 - f_n^2}{f_{HL}^2 - 1} + j \frac{Q_e}{f_n} (f_n^2 - 1)} \right $

通过品质因数 Q_e 描述电压增益和归一化负载电流，品质因数 Q_e 是指两个谐振频率 f_{HL} 与归一化开关频率 f_n 之间的频率比值。不同于在 LLC 情况下使用两个谐振电感之间比率的 FHA 方法，使用 f_{HL} 术语可帮助我们更容易地理解电压增益扫描曲线。下一章说明基于 FHA 方法的 LLC 和 LCC 转换器。

2.2 拓扑结构比较

本节利用上述 FHA 方法，说明 LLC 和 LCC 转换器的本质区别。包括工作范围、负载故障反应、电压增益、源极类型、寄生敏感度等问题。

2.2.1 软开关范围

LLC 和 LCC 都可通过软开关操作——即初级侧 MOSFET ZVS 和输出二极管 ZCS。图 6 显示了两种拓扑在开关频率（x 轴）和不同 Q_e 或 R_e （曲线）下的电压增益曲线。在此，所有曲线的 Z_e 值相同，两图中颜色相同的曲线具有相同的 R_e 值。等高线的外侧曲线 Q_e 较低，换言之，较高的 R_e 意味着较低的负载功率。

当在负载电流 i_o 落后 v_{in} 的感性区（浅绿色区域）工作时（见图 4），LLC 和 LCC 可实现软开关，因而具有高效率、高可靠性和良好的 EMI 性能。

LLC 的软开关区域分为两部分：一部分在 LLC 串联谐振频率 $f_{RH,LLC}$ 以下，另一部分在其以上。有趣的是，从 $f_{RH,LLC}$ 上方的绿色区域可看出，当 R_e 升高时，即使频率大大提高，增益曲线也不会明显下降。因此，当指定的负载电流范围较宽时，不建议在这个区域工作。2.2.5 节中说明另一个重要原因。同时，软开关领域的 LCC 情况并非如此。这是因为随着频率的提高，LCC 并联谐振电容 C_p 上的电压迅速降低，所以负载电流迅速下降。

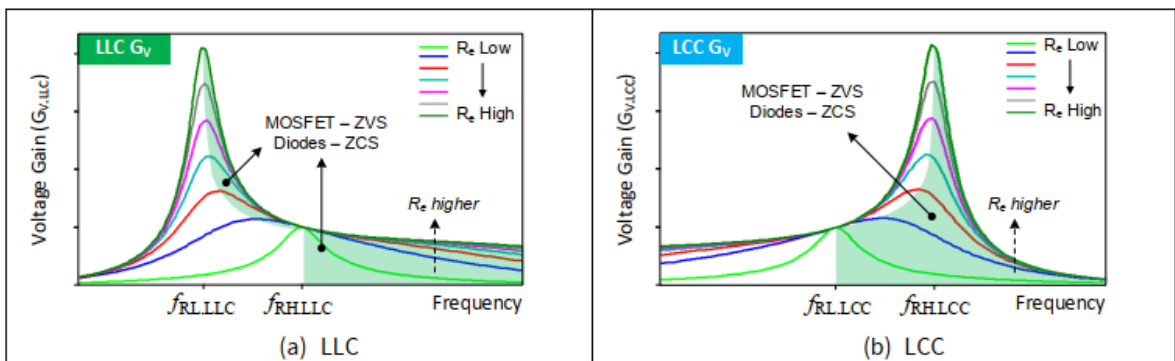


图 6 LLC 和 LCC 电压增益曲线中的软开关范围

2.2.2 负载故障后果

来看看当负载短路或者开路时，LLC 和 LCC 的反应。

当负载短路时，电压增益 G_V 急剧下降。如果控制回路响应较慢（控制带宽通常在 kHz 水平左右），LLC 可能会落入硬开关区域。但在这种情况下，LCC 不会失去 ZVS，因为 LCC 可保持 ZVS 直到增益下降为 0，与负载短路前的负载电流位置无关。图 6b 中可看到上述示例。

换言之，当负载断开时， R_e 飙升；LLC 的输出电压不会急剧升高，但 LCC 的输出电压会升高。此外，当电压增益跳变时，LCC 可能会进入硬开关区。因此，LCC 绝对需要一个输出 OVP。ICL5102 配备一个 OVP 引脚，可通过耦合次级侧辅助绕组来感应输出电压，从而快速保护输出 OVP。输出 OVP 对于 SELV 级照明镇流器很重要（输出电压严格低于 60 V）。

2.2.3 电压增益范围和频率范围

从图 6 和图 7 中都可查看电压增益曲线。为了便于比较， Z_e 值相同，相同颜色的曲线代表相同的 R_e 值： $f_{RL,LLC} = f_{RL,LCC}$ ，LLC 和 LCC 图中的 f_{HL} 值相同。由此可看出，尽管在相同的负载 R_e 下，最大电压增益几乎相同，但在相同的频率范围 (Δf) 内，LCC 拓扑结构的最小电压增益小于 LLC。原因是 LLC 频率一旦超过其串联谐振频率 $f_{RL,LLC}$ ，在高负载电阻下，电压增益曲线往往会变得更加平缓。这显示了纯串联谐振转换器的典型特性。同时，LCC 在并联谐振频率附近工作时，可获得更灵活的电压增益。

因此，在相同的频率范围和负载范围内，LCC 可覆盖较宽的电压范围；换言之，LCC 更加适用于宽负载电压工作范围。

扩大 LLC 电压增益范围的方法有很多。在不增加额外谐振元件或改变 HB 结构中 50% 占空比的情况下，降低 $f_{RL,LLC}$ 和 $f_{RH,LLC}$ 之间的比率——换言之，降低 L_p/L_s 的比率，是 [3] 中一种常见的解决方案。然而，这样会导致磁化电流（无功功率）变大，变压器绕组和 MOSFET 中的传导损耗更高。因此，在进行 LLC 的优化设计时，需要在效率和电压增益范围之间做出权衡。

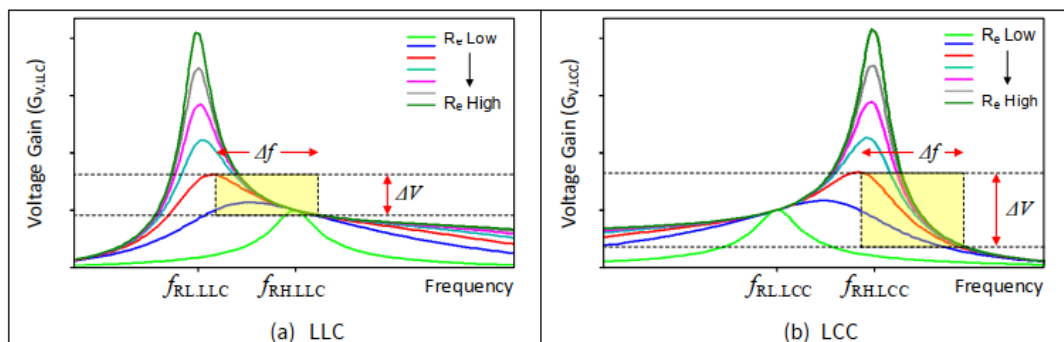


图 7 (1) LLC 和 (2) LCC 的电压增益曲线（同色曲线表示负载电阻值相同）

LLC 和 LCC 比较

然而，在输入和输出电压固定的应用中，可在串联谐振点 $f_{RH,LLC}$ 上设计 LLC。此时，LLC 的效率最高，且其不同负载下的工作频率不变，有利于 EMI 滤波器的设计。

2.2.4 电压源和电流源比较

为什么 LLC 和 LCC 的表现大相径庭？让我们看看谐振回路的另一种状态。使用表 1 中的 J_{norm} 方程，图 8 中绘制了两种拓扑结构的归一化负载电流（上图）以及电压增益（下图）。由此可看出，无需考虑负载电阻，LCC 负载电流在较高的谐振频率 $f_{RH,LCC}$ 处收敛，这表示 L_S 、 C_S 和 C_P 三个元件之间并联谐振。就这一点而言，LCC 更像一个刚性电流源。另一方面， $f_{RH,LLC}$ 处的 LLC 更像一个电压源。

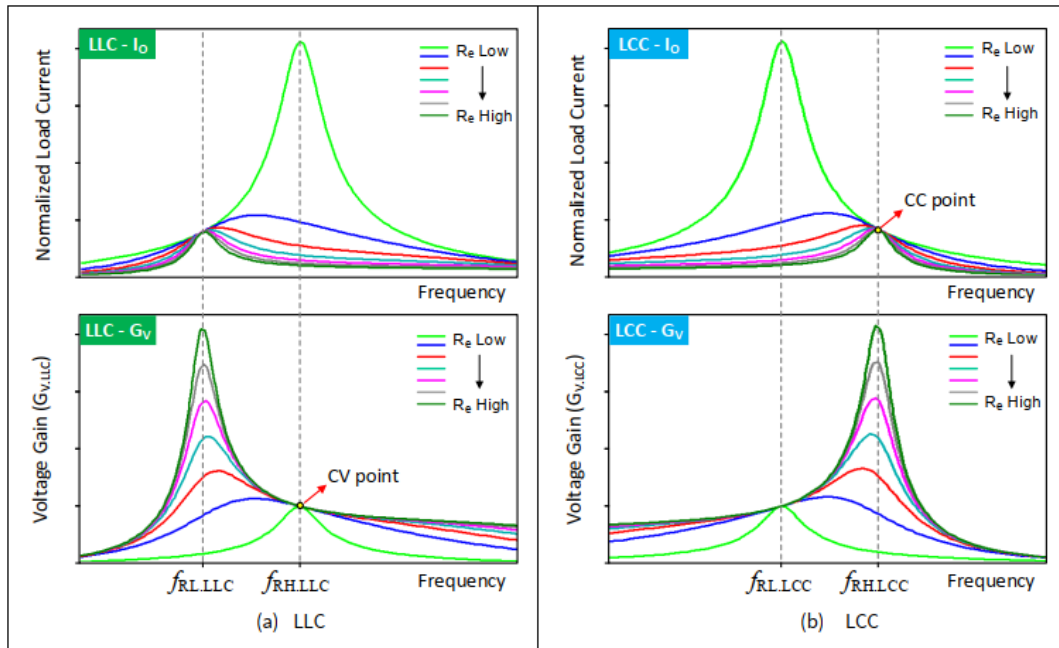


图 8 归一化负载电流、(1) LLC 和 (2) LCC 的电压增益

可通过戴维南和诺顿电路变换来进行说明，如图 9 所示。众所周知，在串联谐振频率 ($f_{RH,LLC}$) 处， C_S 和 L_S 串联的阻抗为零，因此无论负载 R_e 大小如何，都可直接视为戴维南等效电路中所示的电压源（图 9a）。在这个恒定电压 (CV) 点上，可设计一个带有 CV 输出的低成本 PSR LLC，适用于输入电压稳定且对输出电压的精度和纹波要求不高的应用。

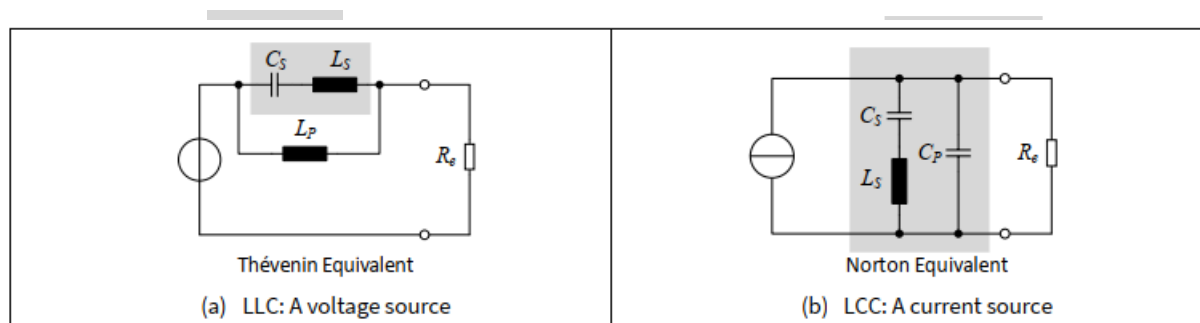


图 9 FHA 中 (1) LLC 和 (2) LCC 的等效电路

当在并联谐振频率 ($f_{RH,LLC}$) 附近工作时，借助诺顿等效电路（图 9b）更容易理解 LCC。在 $f_{RH,LCC}$ 处，谐振回路的阻抗无限大。因此，等效电流源可完全对负载进行馈电，其电流值几乎与负载无关。此处称为恒流 (CC) 点。这就是为什么 LCC 可支持更宽的输出范围。利用这一特性，我们可为不可调光照明应用设计一款低成本 PSR LCC（见 5.3 节）。关键的设计挑战在于如何在开环控制方案中将输出电流分布控制在一个可接受的范围内。

在图 8 的归一化负载电流图中可发现另一个重要特征——在相同的频率范围内，LCC 可处理更高的负载电流。经验表明，当指定宽输出电压范围时，LLC 必须在轻负载条件下进入突发模式。这在照明应用中并不适用，因为诱发的低频电流纹波会影响照明质量，而且潜在的音频噪声也难以解决。大型 OEM 照明客户应尽量避免使用突发模式进行深度调光。因此，LCC 非常适用于宽输出电压和电流范围应用。

2.2.5 寄生电容灵敏度

谐振电路中的寄生元件会引发额外的谐振，使电路偏离理想的工作状态。最显著的寄生现象是存在于变压器绕组和输出半导体中的杂散电容，如输出二极管或同步整流 (SR) 结构中的 MOSFET。这些电容可集中成一个电容器，与变压器的磁化电感 L_P 并联。

图 10 显示了包含和不包含寄生电容的 LLC 电压增益曲线。从图 10a 中可看出，随着负载电阻的增大（轻负载工作）和工作频率的提高，寄生电容可明显提高电压增益。这不仅导致需要通过进一步扩展频率以获得相同的电压增益，更严重的是，拓扑结构进入硬开关和控制不稳定状态。因此，对于宽负载范围的 LLC 转换器，建议在规定的负载电流和最小电压情况下，将频率设置为接近串联谐振点 ($f_{RH,LLC}$) 的位置。

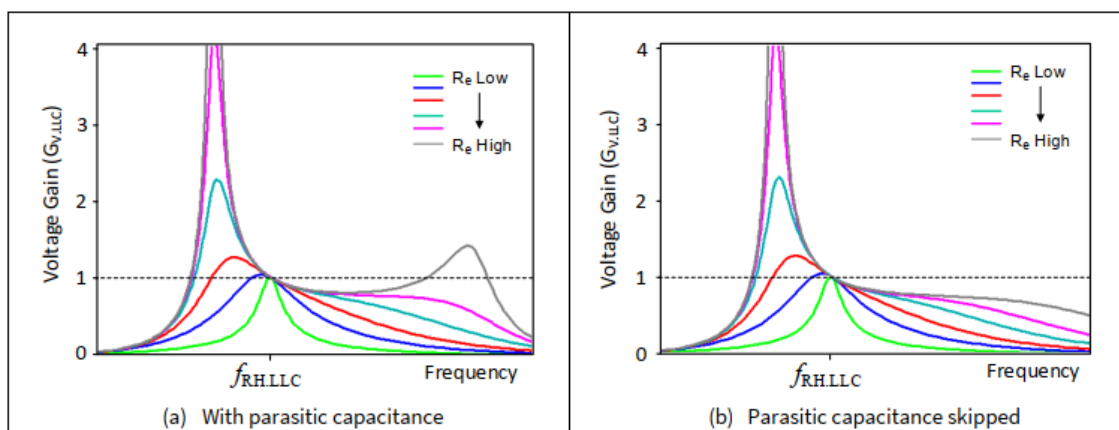


图 10 (1) 有和 (2) 无寄生电容时 LLC FHA 模型的电压增益曲线

另一方面，这种寄生电容对 LCC 的设计和运行影响不大。如果将其并联谐振电容 C_P 置于次级侧的变压器端子上，则寄生电容基本可与 C_P 合并。由于寄生电容值很小，所以其影响微不足道。

2.2.6 集成变压器结构

采用分立谐振电感器可使 LCC 回路设计拥有更大的自由度；利用变压器漏电感作为串联电感有助于减少系统尺寸/BOM 成本，简化库存管理。

LLC 和 LCC 集成变压器的结构不同。图 11 显示了集成变压器对称结构的一半。在此，初级和次级绕组使用利兹线。初级和次级绕组通常被放置在线架的不同位置，从而获得足够的漏电感。

一旦根据设计原理、额定电流等确定了导线类型和绕组匝数，就需要调整两个绕组部分之间的距离（图 11 中的 L_{bg} ）以获得适当的漏电感。这对 LLC 和 LCC 来说都一样。

与漏电感相比，LLC 变压器的磁化电感有限，因此必须在中间铁芯腿上建立气隙（图 11 中的 L_{ag} ）用来控制 L_p 值。同时，这种气隙对于 LCC 变压器来说并非绝对必要的因素，因为其磁化电感远远大于漏电感。这意味着 LCC 变压器的制造更容易且更便宜。此外，在 LLC 集成变压器中，气隙周围的边缘场所引起的绕组损耗也是一个问题，但 LCC 中不存在这种问题。

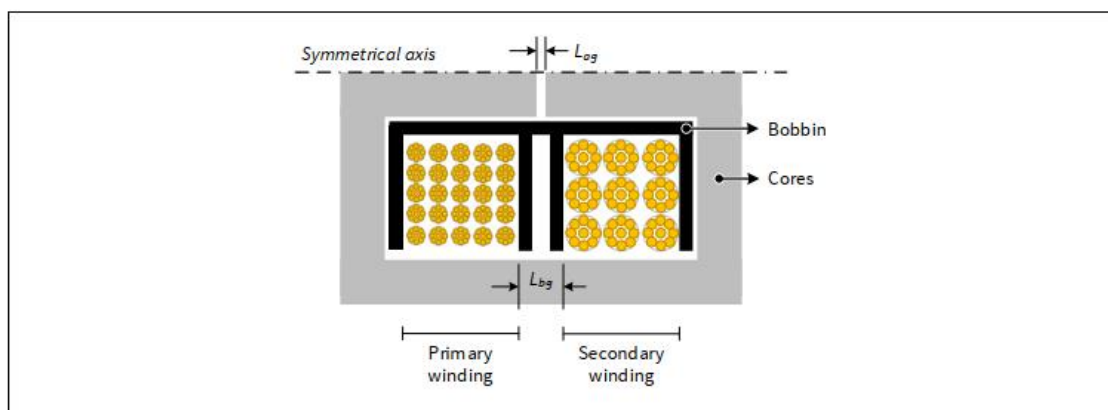


图 11 用于 LLC 和 LCC 转换器的集成变压器概念结构

需要注意的是，一旦使用集成变压器，设计人员只能将并联谐振电容 C_P 放置在变压器次级侧。对于 LV 输出应用来说，由于额定电压较小，这通常会降低电容成本。

2.2.7 轻负载损耗

在轻负载情况下（如果系统没有进入突发模式），工作频率越高，两种转换器的铁芯损耗就越高。同时，LCC 仍需对 C_P 进行充电，直至达到相同的输出电压。这意味着轻负载条件下的循环能量增加，并将进一步降低系统效率。因此，对于轻负载条件下需要高系统效率的应用，不建议使用持续工作的 LCC。

2.3 总结

本章使用 FHA 方法比较 LLC 和 LCC 两种拓扑结构的特点。结果表明 LCC 在以下方面优于 LLC：

- 由于电流源特性类似，电压范围更宽。
- 在相同的频率范围内，负载电流范围更宽，这意味着具有宽输出电压的 LED 驱动器可在不使用突发模式的情况下深度调光。
- 变压器不需要磨气隙，节约成本。
- 抗输出短路的稳健性。
- 对寄生电容的抗扰性，LCC 因为有 C_P 并联在变压器绕组上，对寄生电容不敏感
- 更容易集成变压器设计，但也存在以下缺点：
- 通常比 LLC 需要更大的谐振电感
- 强制性输出 OVP
- 轻负载损失高于 LLC
- 需要使用额外的并联谐振电容器

3 LCC 工作和设计指南

本章首先仔细研究了两种主要的 LCC 工作模式，并介绍了高效 LCC 转换器的设计指南。

3.1 工作模式

LCC 与 LLC 类似，也是一种由 50% 占空比的方形电压波形驱动的负载谐振拓扑结构。在软开关范围内有两种主要的工作模式，比 LLC [4] 更简单。图 12 显示了 LCC 转换器的原理图，并联谐振电容 C_P 放置在变压器的初级侧。下面介绍这两种 LCC 模式的运行情况。

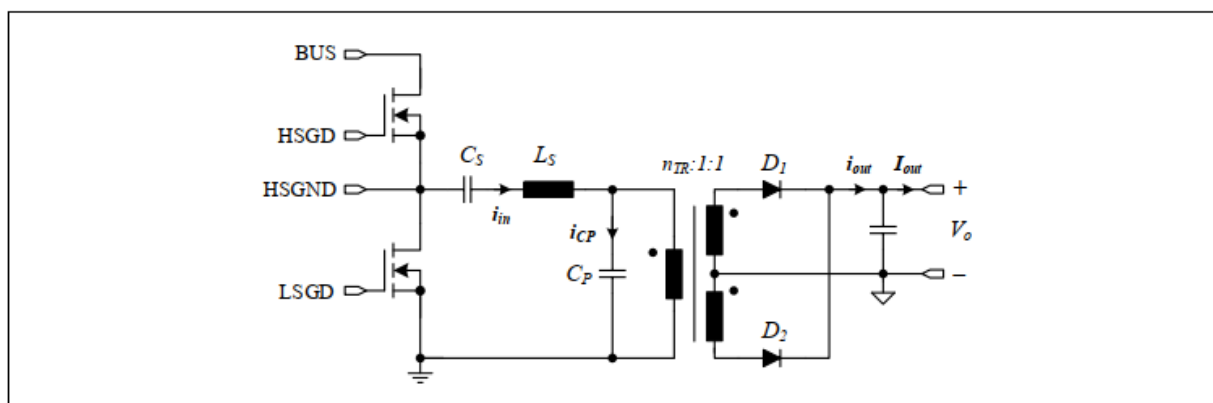


图 12 HB 驱动的 LCC 电路

3.1.1 高功率模式

在软开关操作中，谐振回路电流（图 12 中的 i_{in} ）必须滞后于输入电压 V_{HSGND} 。在高功率模式下，相对于低功率模式，相位滞后要小一些，这一点在后面会有说明。图 13 给出了各时间段的关键波形及等效电路。

- t_0 到 t_1 (T_A):

高侧 (HS) 开关打开，因此回路电流 i_{in} 从 0 A 开始上升， C_P 上的电压从负极性向正极性变动。此处，三个谐振元件 C_S 、 C_P 和 L_S 都发生了谐振。由于需要扭转 V_{CP} 的电压极性，所有谐振回路电流必须流入 C_P 而不是流向负载。因此，输出二极管在这段时间内未导通，能量也未传输到输出端。 T_A 也被称为输出二极管的消隐时间。

- t_1 到 t_2 (T_B):

一旦 C_P (V_{CP}) 上的电压达到输出电压（初级侧参考值），输出二极管就会导通。此处，仅 C_S 和 L_S 两个谐振元件发生谐振。

- t_2 到 t_3 (t_{DT}):

这是 HB 的死区时间。HS 开关关闭，但低侧 (LS) 开关也未打开。为了实现 ZVS 操作， t_2 处的电感电流 I_{off} 要足够高，以便在最大死区时间内耗尽储存在 HSGND 节点集总电容 C_{eq} 中的能量。

- t_3 到 t_4 (T_C):

LS 开关打开，但 C_P 上的电压仍然很高。此处，仅 C_S 和 L_S 两个谐振元件发生谐振。

在高功率模式下，输出二极管的电流类似于一个四边形。由于存在消隐时间 (T_A)，输出二极管的电流应设计为较小的 RMS 值，以提供相同的平均电流，从而实现高效工作。

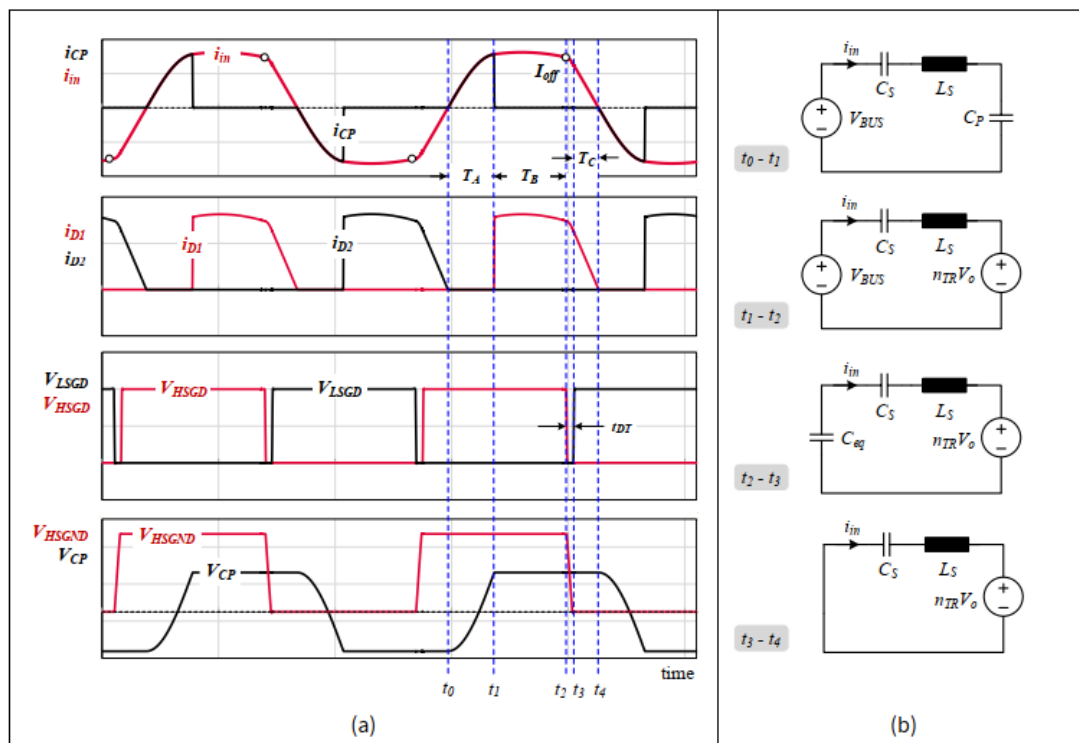


图 13 高功率模式：（1）各时间段的关键波形和（2）等效电路

3.1.2 低功率模式

随着工作频率的提高和负载的下降，回路输入电压和电流之间的相位移动增大，时间间隔 T_B （图 13a 中 $t1$ 到 $t2$ ）逐渐减少。当 $T_B = 0$ 时，LCC 进入低功率模式。

- $t0$ 到 $t1$ (T_A):

在 HS 开关打开期间，回路电流 i_{in} 从零开始上升直到 $t1$ HS 开关关闭为止。 V_{CP} 从负输出电压开始上升（初级侧参考值）。在 $t1$ 时， V_{CP} 还未达到正流导轨。

- $t1$ 到 $t2$ (t_{DT}):

这是 HB 的死区时间。HS 开关关闭，但是 LS 开关尚未打开。此处，四个元件发生谐振 (C_S , C_P , C_{eq} 和 L_S)。

- $t2$ 到 $t3$ (T_B):

LS 开关打开，回路仍然发生谐振 (C_S 、 C_P 和 L_S)。

- t_3 到 t_4 (T_C):

一旦 V_{CP} 在 t_3 时达到输出电压，输出二极管就会导通，输出电压会进一步降低回路电流直至零， t_4 时结束。

在此工作模式下，二极管的输出电流呈三角形。这显然不是在满负载情况下传递能量的有效方式。

可使用分析方程描述高功率模式波形，但低功率模式的波形只能通过数值计算 [5]。

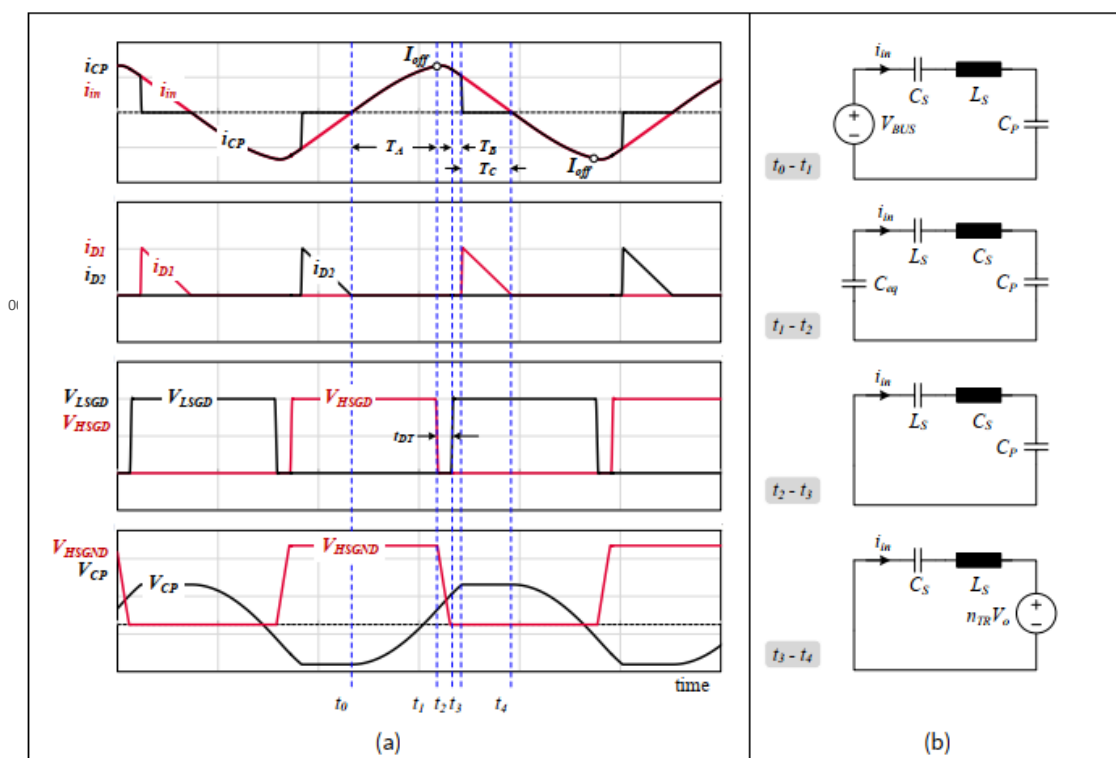


图 14 低功率模式：（1）各时间段的关键波形和（2）等效电路

3.1.3 零功率模式

在众多应用中，负载功率可能接近零。随着频率不断提高，并联谐振电容之间的电压在某一点低于输出电压，则输出二极管不再导通，即输出功率为零。此时，LCC 线路再次线性化。在给定谐振回路参数、输入和输出电压的情况下，可分析计算出输出功率为零时的频率。图 15 显示了在零功率状态下的关键波形，可发现进入 C_P 的电流变成了正弦波形。通过分析计算出该状态参数对 LCC 谐振回路的设计至关重要。在 4.1 节中进行说明。

值得一提的是，当输出短路（另一种零功率状态）或输出电压急剧下降时，LCC 仍在软开关区工作，如图 6b 所示。如果控制器不能做出足够快的反应，则不同于 LLC。

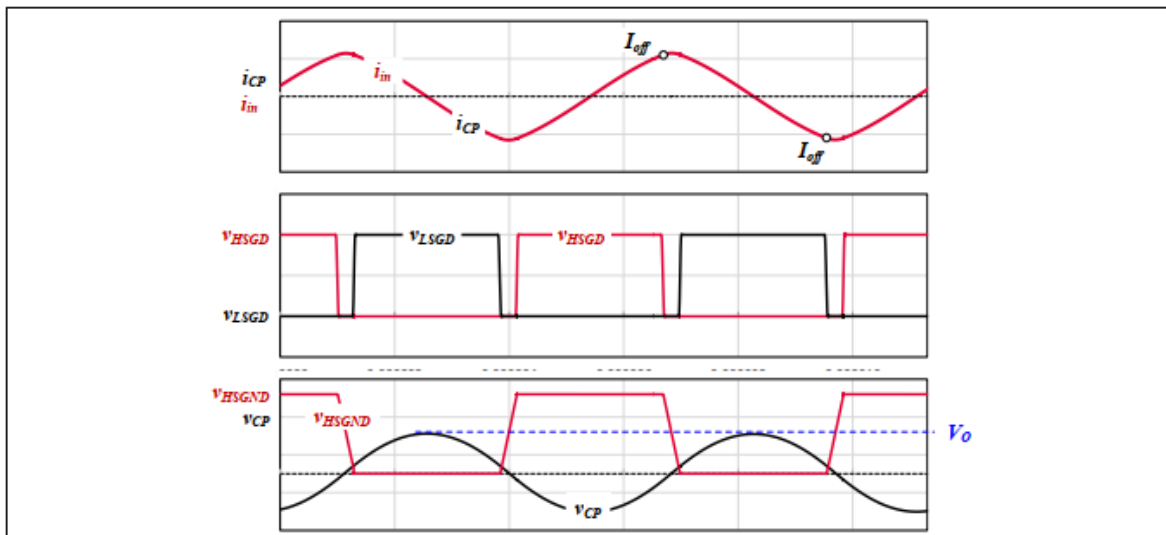


图 15 零功率模式——关键波形

3.2 高效 LCC 转换器的实用性设计原则

本部分将介绍高效 LCC 转换器的实用设计原则。

3.2.1 LCC 转换器的效益指标

由于存在并联谐振电容 C_P ，LCC 转换器的输出二极管（图 12 中的 D1、D2）始终存在一个消隐时间（图 16 中的时间间隔 T_A ），在这段时间内，变压器电流 i_{in} 仅对 C_P 充电而不流入输出端。当 LLC 的工作频率小于其谐振频率时，则与 DCM 类似。在 T_A 期间，能量在谐振回路内循环，不仅会造成额外的传导损耗，而且还会减少向负载输送能量的有效时间（ T_B 和 T_C ）。在一个固定开关周期内， $T_B + T_C$ 越小，在相同的负载电流 (I_{out}) 下，输出二极管的 RMS 电流值（图 12 中的 i_{out} ）越大；换言之，输出二极管和变压器绕组的传导损耗越大。

为了量化能量传递到输出端的有效程度，可将 LCC 转换器的效益指标定义为 i_{out} 的 RMS 值与直流负载电流 I_{out} 的比率：

$$RMS/AVG = \frac{RMS(i_{out})}{I_{out}} \quad \text{方程4}$$

一般来说，比率越小，转换的效率就越高。

当该值介于 1.2 到 1.3 之间时，LCC 效率极高。以下内容仅供参考：当 LLC 在其谐振点工作时，此时效率通常最高，其 i_{out} 类似于整流的正弦电流，仅有一小段消隐时间（源于 HB 开关的死区时间）。此时 RMS/AVG 的值约为 1.11 ($0.5\pi/\sqrt{2}$)。值得一提的是，由于 LLC 转换器的输出电压和电流工作范围较宽，在满载时不能在谐振点上工作，所以 1.11 只是这种谐振转换器的一个理想值。

3.2.2 满载时的高效实际设计原则

为了最小化 **RMS/AVG** 比率，设计者必须实现一个有效的 i_{out} 电流形状。最佳的 i_{out} 形状可为梯形，如图 16 所示。消隐时间 T_A 较少的梯形形状接近理想的直流电流。选择梯形的另一个原因是实用性和设计简单性。让我们一起来看看在满载情况下如何实现 i_{out} 的梯形形状。

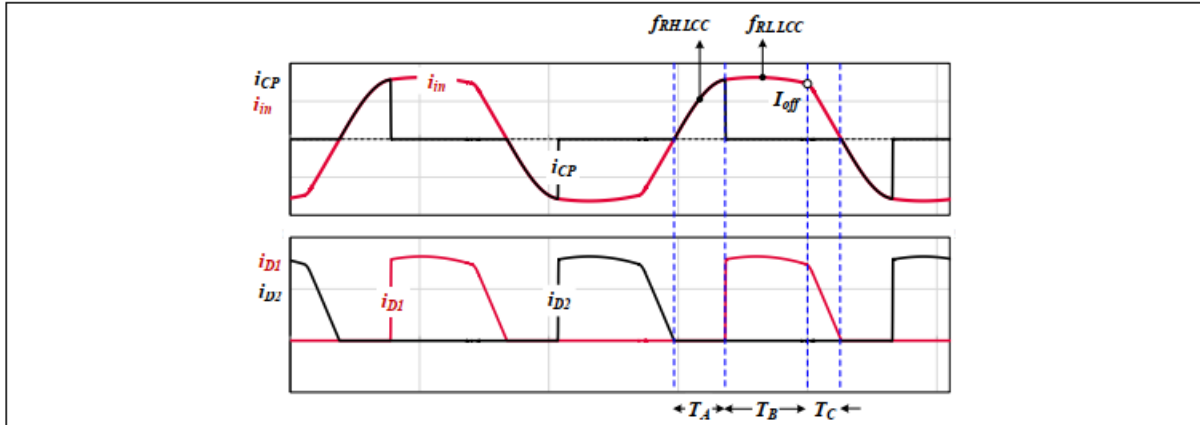


图 16 高功率模式下高效 LCC 关键波形

- T_A 内部(图 13 中的 t_0 到 t_1):

C_p 带电，三个元件在内部以 $f_{RH.LCC}$ 频率发生谐振。为了使开关循环内的 T_A 比率较小， $f_{RH.LCC}$ 应远远大于开关频率 f_s 。通常情况下，实现轻负载的开关频率（如 1% 的照明调光）高于 $f_{RH.LCC}$ ，这意味着宽负载高效 LCC 需要一个宽频率范围。

$$f_{RH.LCC} \gg f_s \quad \text{方程5}$$

- T_B 内部(t_1 到 t_2):

此处两个串联谐振元件 (L_s, C_s) 发生谐振。要使电流形状趋于平稳，需要满足两个条件：

1. 开关频率 f_s 应大于 $f_{RL.LCC}$ 。

$$f_s > f_{RL.LCC} \quad \text{方程6}$$

$f_s/f_{RL.LCC}$ 比率越大，电流形状越平缓。

2. 变压器匝数比 N_{TR} 应等于半母线电压 $V_I (V_{BUS}/2)$ 与最大输出电压 V_{Omax} 之比。

$$N_{TR} = \frac{V_I}{V_{Omax}} \quad \text{方程7}$$

- T_C 内部(t_3 到 t_4):

此处两个串联谐振元件 (L_s 和 C_s) 仍然发生谐振，但谐振回路输入电压变为零。

在某些应用中，在一定的输出电压范围内应用恒定最大输出功率，根据方程 7 选择 N_{TR} 。当输出电压低于 V_{Omax} 时，会导致 i_{out} 形状在 T_B 时间段内向上弯曲（见图 17a）。实验和计算表明，由于 T_A 较小，相同功率下 RMS/AVG 比率进一步提高。此外，开关关闭时电流 I_{off} （图 17）变得更大，意味着可实现 ZVS。一旦所选择的 N_{TR} 值大于方程 7 的所得值，电流形状曲线向下弯曲（图 17c）。在这种情况下，电流形状向前变为三角形，导致更高的 RMS/AVG 比率，因此，损耗更大。 N_{TR} 值略大于方程 7，可用于实现一些设计自由。然而应该注意的是，如果 N_{TR} 值过大， I_{off} 就可能过小，以至于无法实现 ZVS。

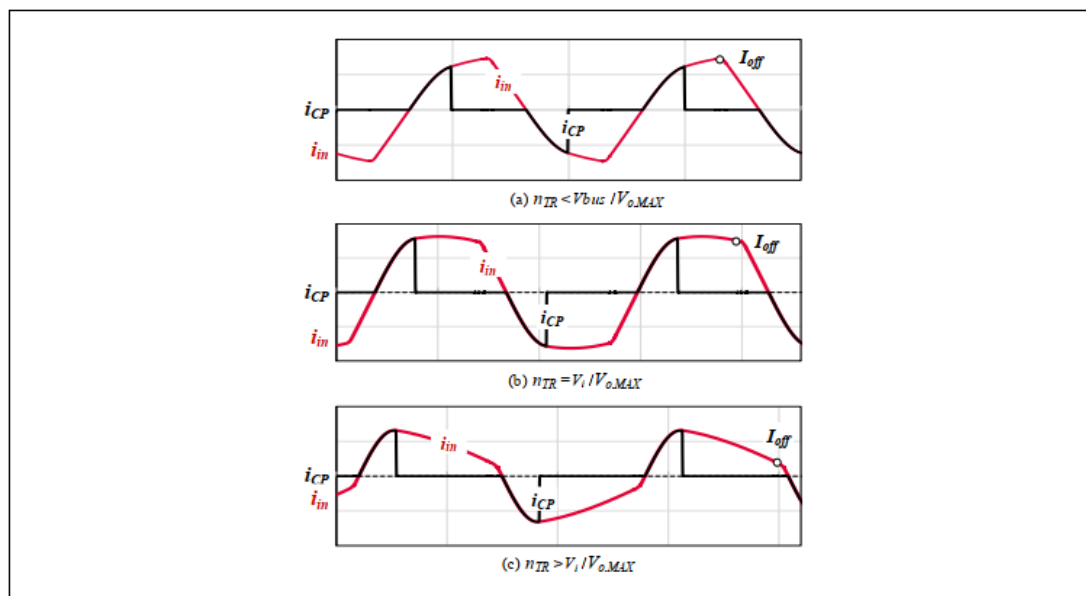


图 17 不同变压器匝数比下的谐振回路电流

根据表 1 中的方程 5、方程 6 以及 f_{HL} 方程，可得出高效 LCC 需要较大的 C_S/C_P 比率。这是一个可行的方式，因为 C_P 越小，循环能量越少。一旦 $f_{RH.LCC}$ 与 $f_{RL.LCC}$ 相差较大，也就意味着 LCC 的工作频率范围必须很宽，才能覆盖较宽的负载范围，因为在最低输出电压下实现零功率的频率要高于 $f_{RH.LCC}$ 。

本实用性设计指南不足以确定所有的相关参数，下一章将介绍一款精确且易于使用的 LCC 设计工具来快速设置谐振回路参数。

4 用于宽负载范围 LCC 的设计工具

基于 FHA 准确设计方法的先决条件是：

- 谐振回路的正弦输入电流与输入方波电压同相。
- 输出二极管持续导通。

但是，LCC 工作不必遵循这些条件。因此，FHA 方法不易实现精确 LCC 设计。若想达到理想效果，必须进行若干次相互作用。此外，这种方法未提供关于该设计的相对效率信息。

我们开发出一种精确、省时且易于使用的 LCC 设计工具，该工具以 MathCAD™ 版本 15 中构建的时域分析 (TDA) 方程为基础。英飞凌客户可使用它快速计算 LCC 谐振回路的 C_P 、 C_S 、 L_S 以及 N_{TR} 四个参数，以便在高功率模式下实现高效运行。用户必须牢记指定的输入和输出电压范围、功率级别和所需的频率范围。

注意：目前，请咨询当地的 FAE 同事以使用该设计工具进行 LCC 计算。

4.1 工作原理

该 LCC 设计工具旨在给定的输入/输出电压范围、功率范围和期望的频率范围内，分析计算 LCC 谐振回路的四个参数 (C_P 、 C_S 、 L_S 以及 N_{TR})，以实现低 RMS/AVG 比率。

这四个都是未知参数。首先，可通过方程 7 可得出 N_{TR} 。然后，我们仍然要构建三个独立的方程式来计算 C_P 、 C_S 和 L_S 。存在三种关系：

- 最低输出电压和虚拟最高频率下的零功率。

由于指定的输出电压范围很宽，LLC 和 LCC 一般都有很宽的频率范围。指定的最大频率可限制 C_P 、 C_S 和 L_S 关系中的一个。通常，在 LED 室内照明应用中，最小负载可是最大值的 1%。同时，在电池充电器和室外照明应用中，该值可是 10% 或更少。在 1% ~ 10% 的轻负载条件下，LCC 已经处于低功率模式，只能用数值来描述。这些情况与深度轻负载条件类似，可通过分析计算出 LCC 的零功率模式。设计师可直接假设一个虚拟最大频率，以实现零功率。假设“虚拟”的原因是几乎没有任何应用需要零功率。该虚拟频率可略大于所需的最大真实频率，以实现指定的最小功率。

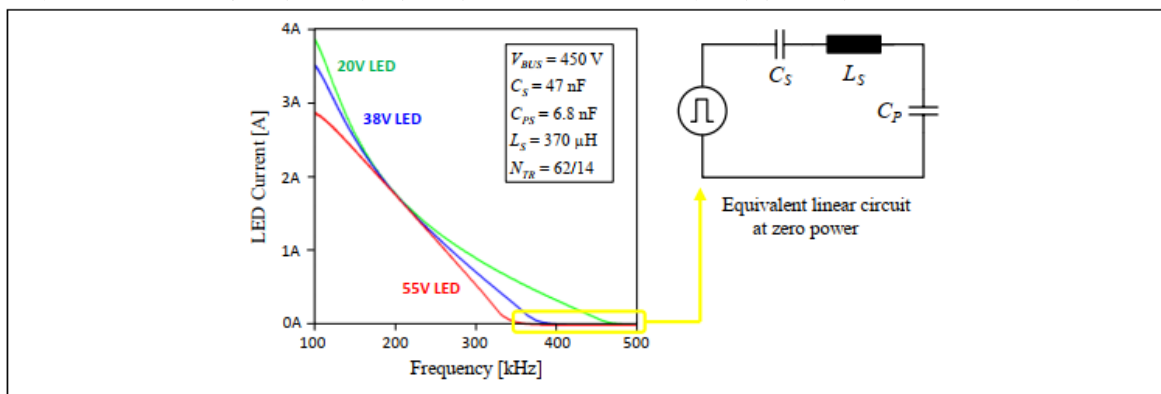


图 18 100 W LED 电流扫描设计和零输出功率下的线性等效电路

在最小输出电压条件下可实现用于零功率的虚拟最大频率。图 18 显示了在 100 W 设计中，LED 电流扫描与 LCC 开关频率和 LED 电压的关系（图例中给出了 LCC 参数）。在零功率区域，等效电路类似于一个与电容和电感相连的输入电压源。由此可看出，实现零功率的最大频率出现在 LED 电压较低的时候，而达到最大功率的最小频率出现在 LED 电压较高的时候。

- 在指定的最大输出电压和最小频率下的**最大功率**。

最小频率的选择由许多设计因素决定，如所需的变压器尺寸、效率或解决 EMI 的难易程度。如图 18 所示，实现最大功率的最小频率出现在最大输出电压处。频率范围末端也会限制 C_P 、 C_S 以及 L_S 关系。如上所述，我们也可通过分析计算高功率模式。在 LCC 设计工具中，用二阶微分方程描述高功率模式下各相位的波形，并采用状态平面分析法求出各相位的初始条件。

- 最大负载下的 **RMS/AVG 值**。

最后选择效率相关的限制关系。**RMS/AVG** 值可为设计者提供一个参考，即与其他选择相比，他们所选择的参数集的效率如何。根据分析波形方程计算得出 i_{out} 的 RMS 电流值。

利用这三个方程，我们构建了两张设计图，从中可选择 LCC 谐振回路的参数。4.3 节中说明了这些图表的使用方法。首先介绍该工具的假设、输入和输出。

4.2 该工具的假设、输入和输出

4.2.1 假设

为了简化计算，我们做了一些假设，但仍然需要保证足够的准确性。这些假设如下：

- LCC 级前存在一个控制母线平均电压常数的 PFC 级。
- 变压器中没有磁化电流；即磁化电感的阻抗远大于负载。
- HB 死区时间为零。
- 功率组件零损耗，如初级侧 MOSFET 和变压器。然而，在低压和高电流应用中，该工具中包含输出二极管或 SR MOSFET 的电压降，以获得更高的计算精度。
- 输入和输出电压为纯直流电压。

4.2.2 输入和输出

下图为使用该设计工具的流程图。首先，客户需要输入指定值：

- V_{BUS} : 由 PFC 级控制的平均母线电压。
- V_{Omin} : 最小输出电压。
- $V_{Omax.Pmax}$: 最大负载下的最高输出电压。

基于 ICL5102/HV 组合控制器 IC 的高效 LCC 设计

聚焦宽输出电压和电流范围应用

用于宽负载范围 LCC 的设计工具

- $f_{Pmax.Omax}$: 最大功率和最大输出电压下的最低 LCC 频率。
- $f_{max.0W}$: 最大 LCC 频率（可实现最小输出电压下的零功率）。
- P_{Omax} : 最大输出功率。
- L_{lk} : 在需要集成 LCC 变压器的情况下，设计师应该了解所需的变压器形状在给定的功率和电压水平下能够实现多少漏电感。该值不是方程计算所需的输入参数，更像是选择 L_S 的一个范围。

在设计输入区域指定这些参数后，工具就可开始计算。[4.3](#) 节介绍了获得优化参数的过程。

该工具会生成两种类型的输出：

- 四个 LCC 谐振回路参数优化后可获得更高的效率（ C_P 、 C_S 、 L_S 和 N_{TR} ）。
- 在满负载下变压器的输入电流波形可用于验证。此波形可用于检查当前波形是否是所需的梯形形状。

图 19 提供该 LCC 设计工具的设计流程图。

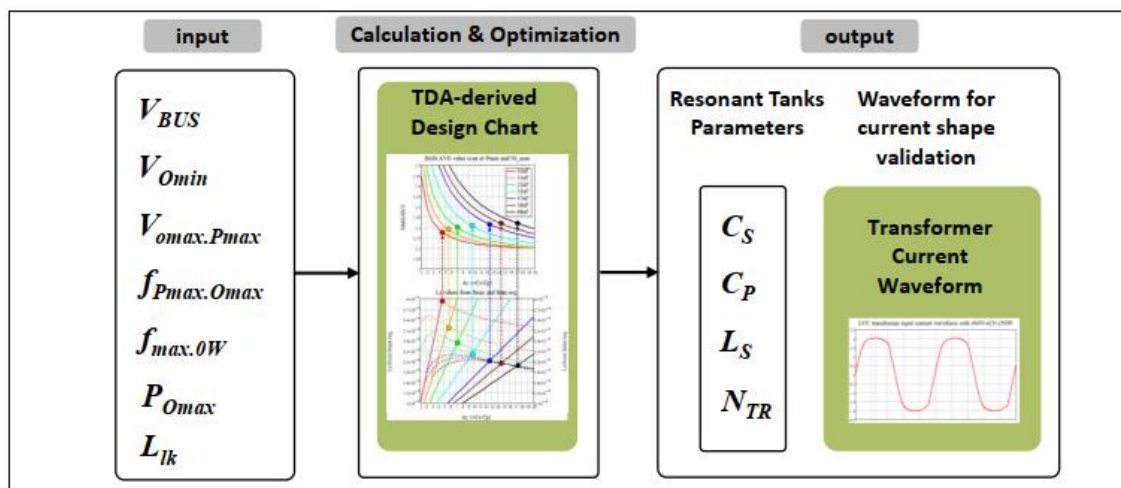


图 19 LCC 设计工具的设计流程图

4.3 设计图

使用该工具最关键的步骤是从两个 TDA 衍生的设计图中获得优化的 LCC 参数。**RMS/AVG** 的一个图表显示了 C_S 和 C_P 的函数值，另一个图显示了由最小频率下的最大功率要求和最大频率下的零功率要求所得出的 L_S 值。

4.3.1 RMS/AVG 图

RMS/AVG 值的计算方法如下：

$$RMSAVG(V_{Omax.Pmax}, V_i, V_{Omin}, P_{Omax}, f_{Pmax.Omax}, f_{max.0W}, C_S, A_C, N_{TR}) \quad \text{方程8}$$

前六个参数是指定输入值，后三个参数是要计算的设计变量。 A_C 为 C_S 与 C_P 之比（见方程 9）通过方程 7 可得出 N_{TR} 。

$$A_C = \frac{C_S}{C_P} \quad \text{方程9}$$

在 RMS/AVG 图中，根据 A_C 范围内的几个标准 C_S 值计算方程 8。图 20 提供 RMS/AVG 示例。根据这些参数可列出七个 RMS/AVG 方程，提供七条不同的 RMS/AVG 曲线，每条曲线代表一个标准 C_S 值。X 轴表示 A_C 值。对于图中的参数而言，用户可自由定义 C_S 值。

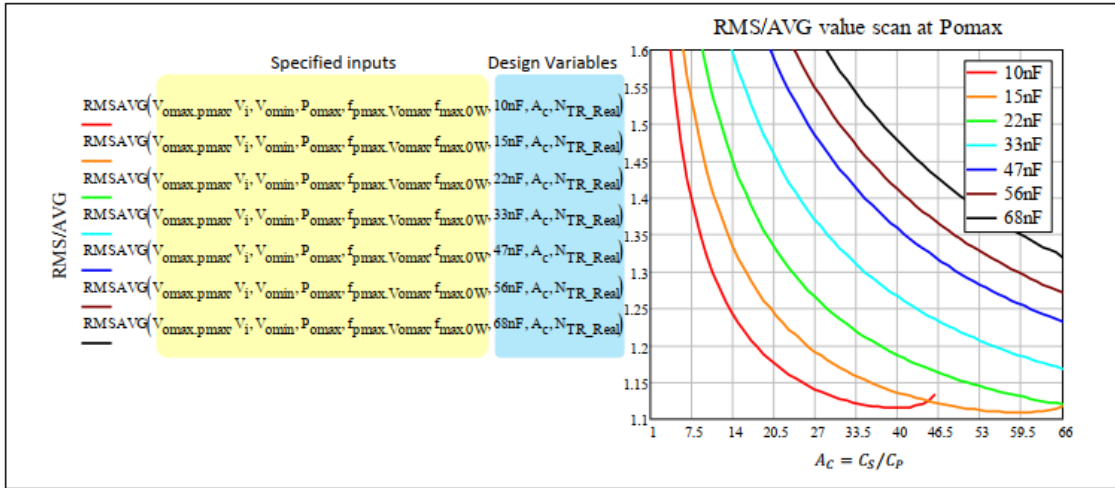


图 20 RMS/AVG 示例（图例显示不同的 C_S 选择）。

从图 20 观察得出：

1. A_C 越大，RMS/AVG 值越小。这符合 3.2.2 中所述：“高效 LCC 需要更大的 C_S/C_P 比率”。该图可提供在不同的 C_S 和 A_C 选择下如何选择系统效率。
2. 获得 RMS/AVG 值无需 L_S 信息。 C_S 和 C_P 就可决定输出二极管电流 (i_{out}) 的相对形状，这已经足够用于计算 RMS/AVG。然而，我们确实需要 L_S 值向所需频率下的指定功率收敛。这就是我们必须构建 L_S 图的原因。

4.3.2 L_S 图

L_S 图由两种曲线组成。一条曲线表示在指定的最大输出电压 $V_{Omax.Pmax}$ 和最小频率 $f_{Pmax.Omax}$ 下实现最大功率 P_{Omax} 的 L_S ，另一条曲线表示在最小输出电压 V_{Omin} 和虚拟最大频率 $f_{max.0W}$ 下的零功率。

零功率 L_S 方程和方程 10 相似：

$$L_{S,0W}(V_{Omin}, V_i, f_{max.0W}, C_S, A_C, N_{TR}) \quad \text{方程10}$$

最大功率 L_S 方程和方程 11：

$$L_S, P_{max}(V_{Omax}, P_{max}, V_i, V_{Omin}, P_{Omax}, f_{Pmax}, O_{max}, f_{max}, 0W, C_S, A_C, N_{TR})$$

方程11

两个 L_S 函数绘制在左右轴上，其显示范围相同； C_S 离散值和 A_C 显示范围与 **RMS/AVG** 图中所示相同。

图 21 显示了 L_S 图中的一个示例。实线为 $L_{S,0W}$ ，虚线为 $L_{S,Pmax}$ 。此处， L_S 和 **RMS/AVG** 图中颜色相同曲线的 C_S 值相同。同一颜色的两条曲线的交点表示同时满足最大功率和零功率要求的 L_S 、 C_S 和 A_C 值。这里，两个 Y 轴的显示范围应该相同。

可观察到 $L_{S,Pmax}$ 曲线可能会在某些点停止，因为 LCC 在该区域之外以低功耗模式运行。该工具用于自动检测高功率模式和低功耗模式之间的界限。

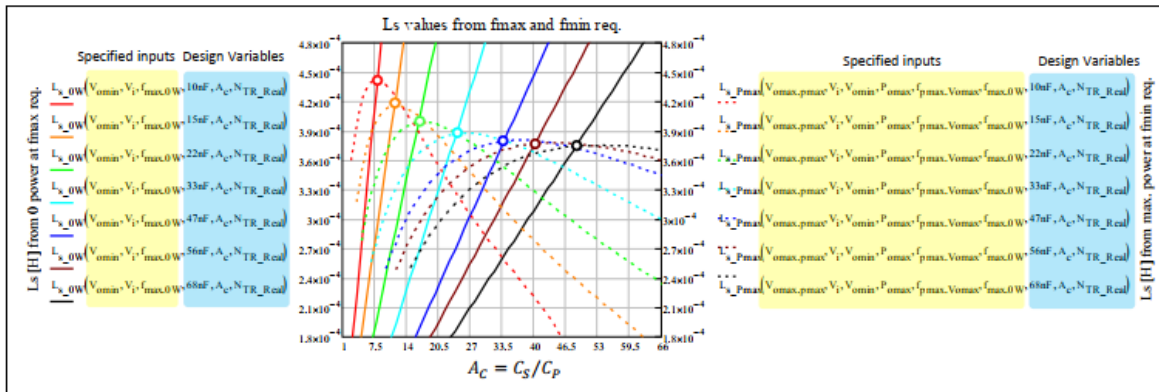


图 21 L_S 图示例

4.3.3 最佳参数提取

从 L_S 图中可看出，不同的 C_S 都有对应的 C_P 和 L_S 值以满足给定要求。这些参数可形成不同的参数集。问题在于该选择哪个参数集。

如果我们将 **RMS/AVG** 图和 L_S 图结合起来，可得到关于参数集选择的有效提示。图 22 将两张图映射到一起。根据以下要求计算得出这两张图（表 2）：

表 2 100 W LCC 设计的关键要求（详情请参见 5.2 节）

LCC 参数	要求
母线电压	450 V
最大输出功率（最大输出电压下）	100 W
最小输出功率（最小输出电压下）	1 W
最大输出电压	55 V
最小输出电压	20 V
最大功率下的所需频率	180 kHz
零功率下的所需频率	450 kHz
变压器芯组	EFD25.4/19/9
	集成 LCC 变压器

将 L_S 图中不同 C_S 值下的设计选择映射到 **RMS/AVG** 图中。从图 22 中给出的示例可看出， C_S 值越小，**RMS/AVG** 值就越低，但幅度变化不大。然而， C_S 值越小， L_S 值越大。在该 100 W 设计中，需要一个集成 LCC 变压器。所需变压器型号为 EFD25.4/16/9（其尺寸见数据表 [6]）。经初步检验，该变压器的最大漏电感 L_{lk} 约为 400 μH ，其利兹线能处理适当的匝数比和足够的电流额定值。因此， C_S 大于或等于 33 nF 的参数集都在范围内。考虑到变压器的制造公差和 C_S 成本，选择 $C_S = 47$ nF。之后可确定首选的理论参数集为： $C_S = 47$ nF， $L_S = 380$ μH （初级侧漏电感）， $A_C = 33.8$ ， N_{TR} 为 4.05。

从生产力的角度出发，我们需要给变压器的制造留有足够的余地，且使 C_P 可达到标准值，在实际的变压器设计中， N_{TR} 选择 4.42（初级匝数 62/次级匝数 14）。该匝数比加上利兹线的正确额定电流，就能使漏电感达到 360 μH 。

当选择集成 LCC 变压器时，并联谐振电容可放置在变压器的次级绕组上（见图 23 中的 C_{PS} ）。 C_{PS} 的计算方式如下：

$$C_{PS} = \frac{C_S N_{TR}^2}{4A_C} \quad \text{方程12}$$

100 W 设计中的 C_{PS} 为 6.8 nF。

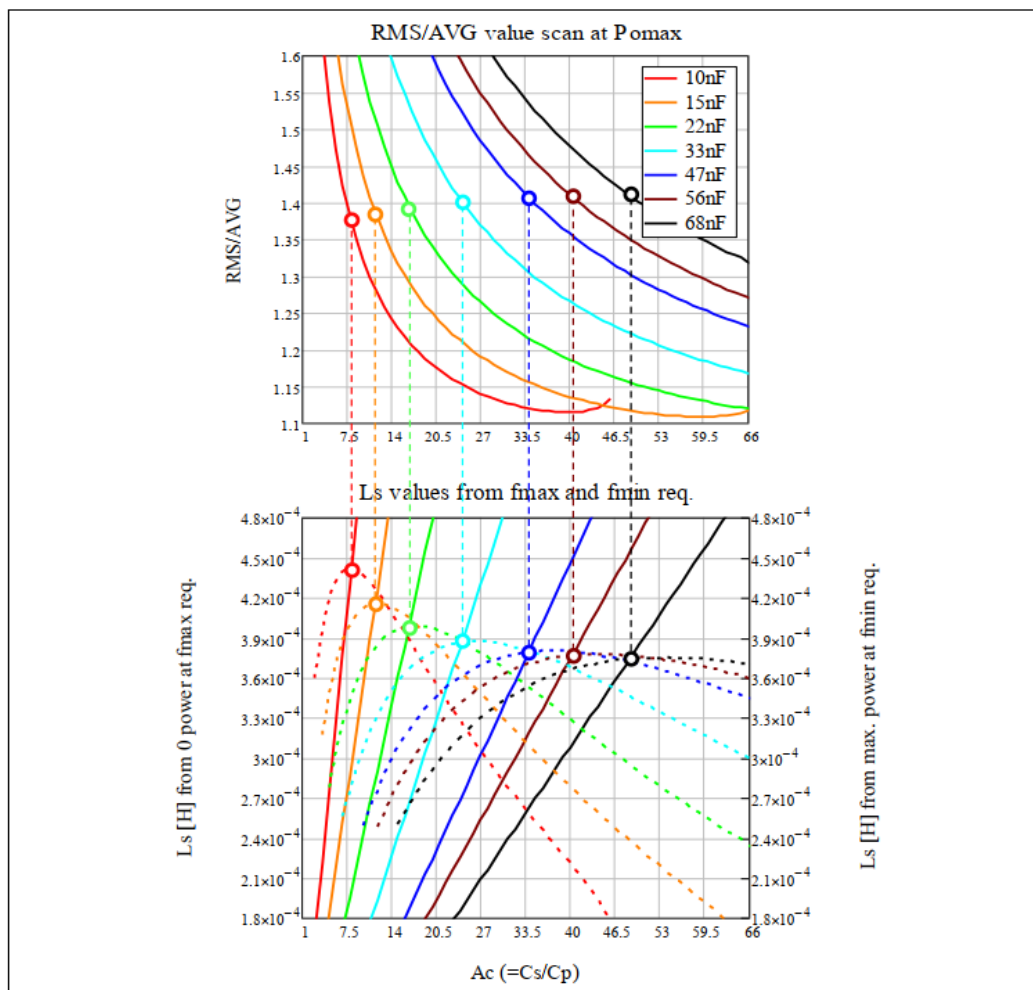


图 22 使用两个设计图组合提取最佳参数集

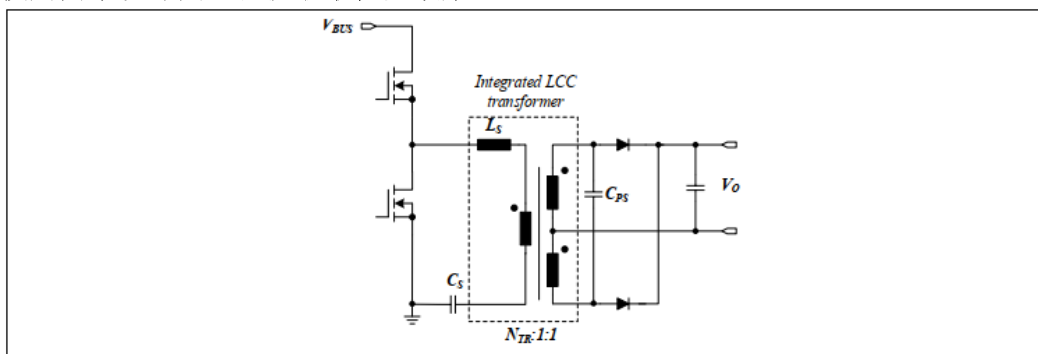


图 23 并联谐振电容位于变压器次级侧的 LCC

4.4 结果验证

设计人员可使用 SPICE 仿真来检查所选参数设置的准确性。与 LLC 相比，LCC 运行对次级侧寄生电容的敏感性较低，因此 SPICE 仿真可作为验证该 LCC 设计工具的一种可靠方法。

该工具可根据所选的参数设置绘制出变压器电流波形。还可检查波形是否为首选的梯形形状，并与 SPICE 仿真进行比较，检查模型的准确程度。

图 24 对来自 LCC 设计工具、SPICE 仿真和上述 100 W 设计的实验演示板波形进行了比较。SPICE 仿真可使用 LCC 设计工具计算得出的理论参数。由此可看出，LCC 设计工具的准确性极高。图 24c 为硬件演示的实验波形。该波形与设计工具和 SPICE 仿真产生的波形相似，但为了使功率达到 100 W，演示板的控制回路将工作频率调整为 185 kHz，这仅比设计工具和 SPICE 仿真中指定的 180 kHz 高出 5 kHz。

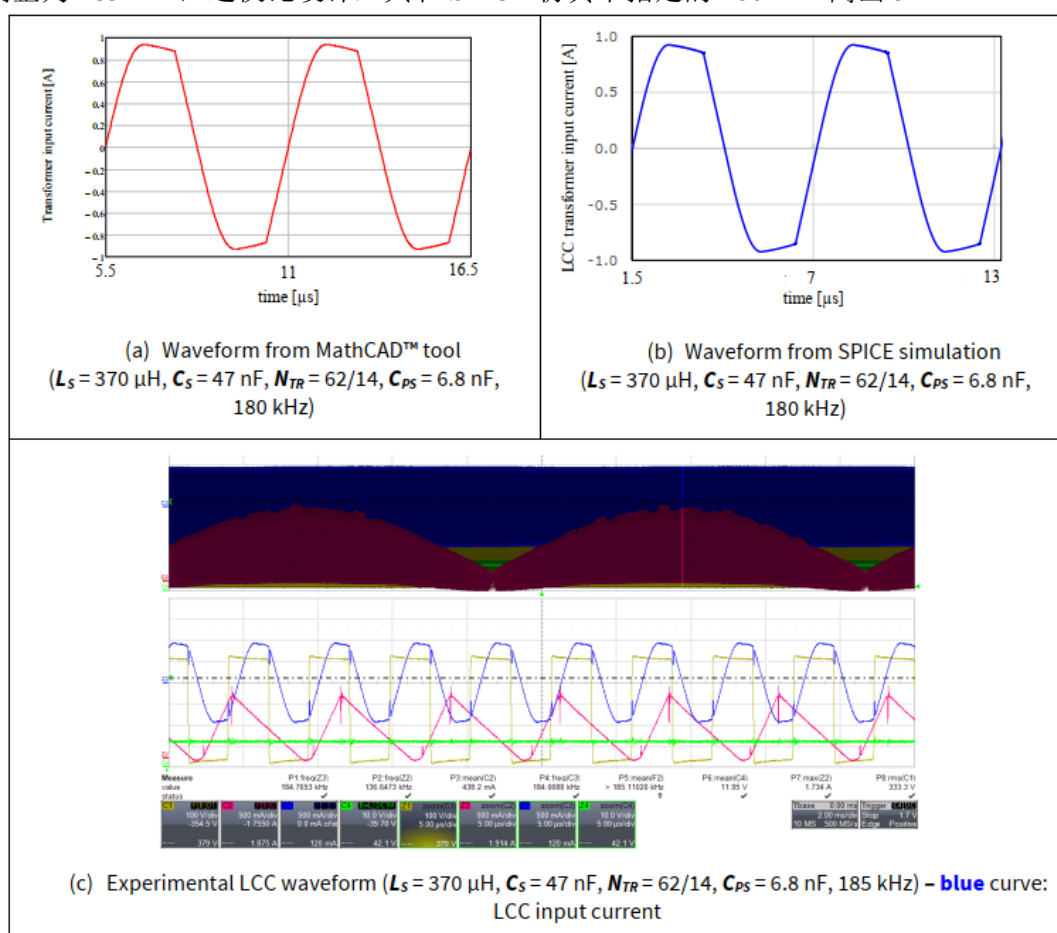


图 24 由 (1) MathCAD™ 工具 (2) SPICE 仿真在 100 W, 55 V LED 条件下产生的 LCC 输入电流波形 (3) 实验

在采用所选参数集的实验中，最小输出电压下达到零功率的频率为 460 kHz，比设定的最大工作频率高出 10 kHz。下一章提供的其他设计示例可再次证明该 LCC 设计工具的准确性。

4.5 总结

本文中介绍了一款准确、易用的 LCC 设计工具。在给定要求下，无需迭代即可快速计算出 LCC 谐振回路的四个关键参数。该工具还可显示各种参数集的相对效率。本文还介绍了使用和结果验证方法。

5 基于 ICL5102 的 LCC 设计示例

为了展示 ICL5102/HV 的优越性能和 LCC 拓扑的独特特性，我们构建了三个 LCC 参考板。表 3 列出了这些参考板及其关键特性。

表 3 基于 ICL5102 的三个 LCC 参考板及其关键特性

LCC 参考板	关键特性
100 W PFC + LCC (ICL5102)	- 高频集成 LCC 变压器
	- 卓越的功率质量、THD 及谐波
	- 输出电压 55~20 V 范围内低至 1% 的调光等级
	- 在 230 V _{AC} 和满负载条件下的系统效率为 93%
52 W PFC + LCC (ICL5102)	- 450 kHz 条件下的 ICL5102 低温运行
	- 三种固定的输出电流水平
	- 高频集成 LCC 变压器
	- 低成本开环控制 LCC，在 52 V 至 20 V 的输出电压范围内具有狭窄的 LED 电流分布
150 W PFC + 800 V LCC (ICL5102HV)	- 在 230 V _{AC} 和满负载条件下的系统效率为 92.5%
	- 800 V 母线电压
	- 输出电压 48 V 到 17 V 范围内低至 1% 的调光等级

在介绍这三块演示板的详细信息前，先介绍 ICL5102 HB 频率范围的设置方法。这不仅对满足稳态下的频率范围要求至关重要，而且对启动时 LCC 或 LLC 的性能也很关键。

5.1 ICL5102 的频率设置电路

设计师始终需要定义由 ICL5102 控制的 LLC 或 LCC 频率范围。ICL5102 的 RF 和 BM 引脚负责：

- HB 工作频率范围
- 进入突发模式的频率
- 启动时的频率表现

5.1.1 稳态下的频率设置

RF 引脚始终由芯片内部的刚性电压 V_{RF} ($= 2.5$ V) 提供电压。在稳态下，流经 RF 引脚的电流通过电流控制振荡器 (COO) 控制 HB 频率。该因数为 400 kHz/mA。因此始终需要一个电阻连接 RF 引脚和 BM 引脚。BM 引脚在稳态下由一个受控的电流源下拉至 2.25 V，外部电流源（如光电耦合器输出）进一步下拉，以调整开关频率。

图 25 显示 RF 引脚和 BM 引脚外部电路的一般示例。在稳态下，当光电耦合器输出饱和时（其饱和电压 $V_{FB,sat} \approx 0.1 \sim 0.25$ V——典型值），频率最高，而当光电耦合器输出浮动时，频率最低；换言之，光电耦合器不会吸收任何电流。光电耦合器输出端上的电容为可选件。当反馈轨道较长时，可通过其来避免噪声拾取，其值不应过高，以避免控制响应时间延长（合适范围——小于或等于 2.2 nF）。

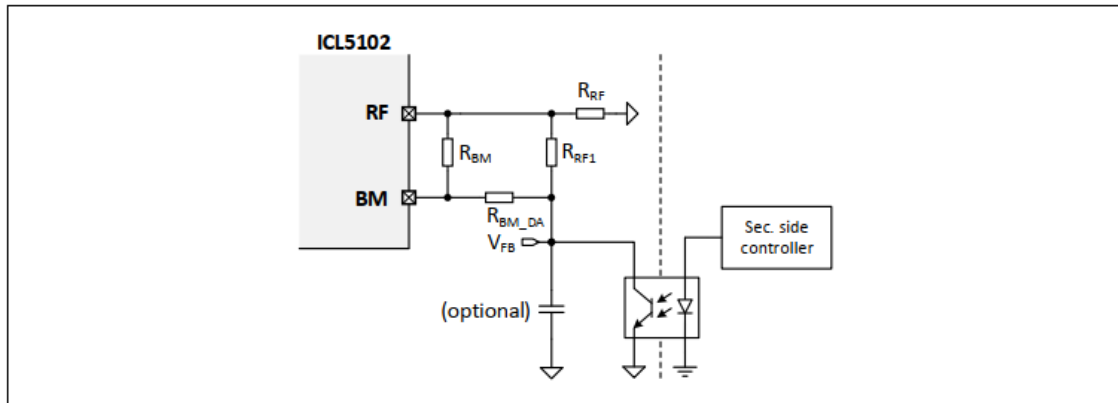


图 25 围绕 RF 引脚和 BM 引脚的一般频率设置电路

一旦 BM 引脚电压 $v(\text{BM})$ 低于 $V_{\text{BM_ENTRY}} (= 0.75 \text{ V})$ ，超过 10 ms，则 ICL5102 进入突发模式。若要禁用突发模式， $R_{\text{BM_DA}}$ 和 R_{BM} 之间的比率应符合 [方程 13](#)：

$$\frac{R_{\text{BM_DA}}}{R_{\text{BM}}} > \frac{V_{\text{BM_ENTRY}} - V_{\text{FB.sat.min}}}{V_{\text{RF}} - V_{\text{BM_ENTRY}}} \quad \text{方程13}$$

当光电耦合器的最小饱和电压 $V_{\text{FB.sat.min}}$ 为 0.1 V 时，该比值约为 0.37。此时，禁用突发模式最简单的方法就是取消安装 $R_{\text{BM_DA}}$ 。

为了确保在轻负载下能激活突发模式，该比率需要遵守：

$$\frac{R_{\text{BM_DA}}}{R_{\text{BM}}} < \frac{V_{\text{BM_ENTRY}} - V_{\text{FB.sat.max}}}{V_{\text{RF}} - V_{\text{BM_ENTRY}}} \quad \text{方程14}$$

当光电耦合器的最大饱和电压 $V_{\text{FB.sat.max}}$ 为 0.25 V 时，该比值约为 0.28。综上所述，禁用突发模式时的最大工作频率可通过以下方式计算：

$$f_{\text{max.BMdis}} = \frac{400 \text{ kHz}}{\text{mA}} \left(\frac{2.5\text{V}}{R_{\text{RF}}} + \frac{2.5\text{V} - V_{\text{FB.sat}}}{R_{\text{RF1}}} + \frac{2.5\text{V} - V_{\text{FB.sat}}}{R_{\text{BM}} + R_{\text{BM_DA}}} \right) \quad \text{方程15}$$

启用突发模式时，进入突发模式前的最大工作频率为：

$$f_{\text{max.BMen}} = \frac{400 \text{ kHz}}{\text{mA}} \left(\frac{2.5\text{V}}{R_{\text{RF}}} + \frac{2.5\text{V} - 0.75\text{V}}{R_{\text{BM}}} + \frac{2.5\text{V} - V_{\text{FB}}}{R_{\text{RF1}}} \right) \quad \text{方程16}$$

当 BM 引脚电压为 0.75 V 且光电耦合器输出浮动时的最大频率：

$$f_{\text{max}} = \frac{400 \text{ kHz}}{\text{mA}} \left(\frac{2.5\text{V}}{R_{\text{RF}}} + \frac{2.5\text{V} - 0.75\text{V}}{R_{\text{BM}}} + \frac{2.5\text{V} - 0.75\text{V}}{R_{\text{RF1}} + R_{\text{BM_DA}}} \right) \quad \text{方程17}$$

该频率与启动行为有关。稳态时的最小频率：

$$f_{min} = \frac{400 \text{ kHz}}{mA} \left(\frac{2.5V}{R_{RF}} + \frac{2.5V - 2.25V}{R_{BM}} + \frac{2.5V - 2.25V}{R_{RF1} + R_{BM_DA}} \right)$$

方程18

5.1.2 启动过程中的频率表现

谐振 HB 拓扑的软启动有助于建立平稳的输出条件，降低谐振回路的电压和电流应力，并最大限度地减少音频噪声。为了实现软启动，在控制回路占据主导前，谐振 HB 拓扑结构的频率从高值迅速下降。图 26 显示了 ICL5102 控制的软启动时的典型频率表现。

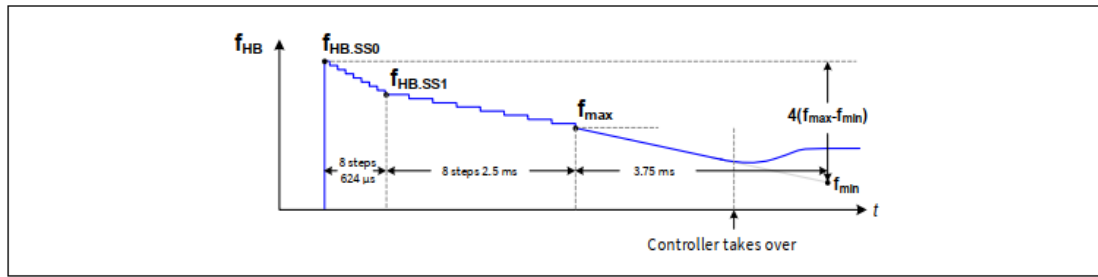


图 26 ICL5102/HV 控制软启动时的 HB 频率表现

软启动过程的初始频率设置为 $f_{HB,SS0}$ ，在 624 μs 内通过八个离散步骤下降到 $f_{HB,SS1}$ 。然后在 2.5 ms 内通过八个离散步骤下降到 f_{max} （方程 17 中定义）。在这两个时间间隔内，内部时控振荡器 (TCO) 调节频率，BM 引脚的电压固定在 0.75 V。此后， $v(BM)$ 在 3.75 ms 内从 0.75 V 上升到 2.25 V。如果光电耦合器在这 3.75 ms 内开始拉动电流，控制回路就会接管频率控制。反之，当 $v(BM) = 2.25 \text{ V}$ 时达到 f_{min} （方程 18）。此时， $f_{HB,SS0}$ 和 $f_{HB,SS1}$ 可定义为：

$$f_{HB,SS0} = 4(f_{max} - f_{min}) + f_{min}$$

方程19

$$f_{HB,SS0} = 2.6(f_{max} - f_{min}) + f_{min}$$

方程20

在开关占空比固定为 50% 的谐振 HB 控制器中，初始开关循环一定会经历硬开关阶段（图 27），其中一个 MOSFET 的体二极管处于反向恢复状态，而另一个 MOSFET 接通。有关该过程的详情请参见 [10]。本体二极管硬换流在电路中产生严重的 di/dt 和 dV/dt ，影响系统的可靠性。这种现象就要求 MOSFET 体二极管具有非常小的反向恢复电荷。英飞凌 P7 系列 600V MOSFET 便是一个绝佳选择。

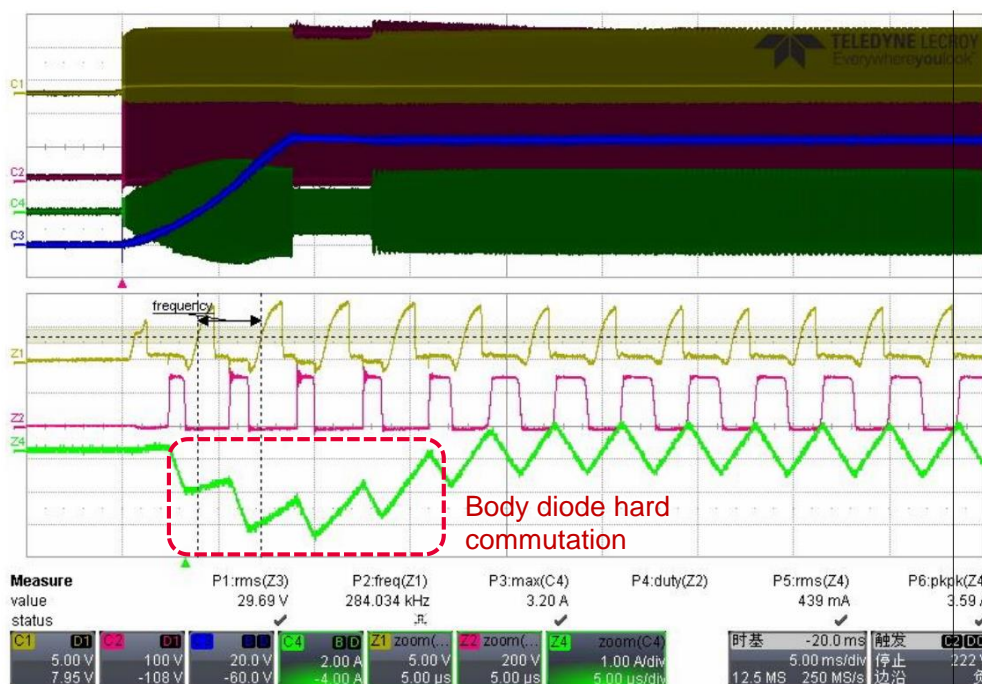


图 27 谐振 HB 拓扑的典型启动行为

如 3.2.2 节所述，高效 LCC 需要宽频率来覆盖较宽的负载范围。根据方程 19，如果未加注意，LCC 软启动的初始频率可能会很高。针对在非待机模式下禁用突发模式的情况，下面提供了一种解决方案。为了禁用突发模式，可保持打开 R_{BM_DA} ，然后 $f_{HB,SS0}$ 变为：

$$f_{HB,SS0} = \frac{400 \text{ kHz}}{\text{mA}} \left(\frac{2.5V}{R_{RF}} + \frac{6.25V}{R_{BM}} \right) \quad \text{方程21}$$

稳态运行时的最大频率为：

$$f_{max,BMdis} = \frac{400 \text{ kHz}}{\text{mA}} \left(\frac{2.5V}{R_{RF}} + \frac{2.5V - V_{FB,sat}}{R_{RF1}} + \frac{2.5V - 2.25V}{R_{BM}} \right) \quad \text{方程22}$$

在最小功率 $f_{max,BMdis}$ 下，可通过调整 R_{BM} 和 R_{RF1} 的值来设置 $f_{HB,SS0}$ 和最小频率之间的关系。根据经验法则，可使 $f_{HB,SS0}$ 略大于 $f_{max,BMdis}$ 。从而保证建立平稳的输出条件和启动时有限的硬开关次数。注意，使用串联谐振电容有助于加速建立回路电压和电流以达到软开关状态[11]。

下面是基于 ICL5102 和 ICL5102HV 开发的三种 LCC 设计示例。

5.2 高频 LCC 设计示例——100 W

ICL5102/HV 基于无芯变压器的 HS 驱动器具有高稳定性和高效率。在稳态下，可在高母线电压下达到 500 kHz，从损耗的角度来看，500 kHz 并不是一个不利的限制条件。开发 100 W 参考板 [6] 不仅可展示集成在 ICL5102/HV 中的 HB 驱动器的高频能力，而且还可能实现高频条件下高效、紧凑和集成 LCC 变压器。

5.2.1 系统要求和 LCC 设计输入

表 4 显示了该参考板的关键系统要求。其主要特性包括具有高功率质量的通用电源输入、宽 LED 范围 (20~55 V) 1% 的调光等级。

表 4 用于 LED 照明应用 100 W LCC 演示的关键电气要求

项目	符号	最小	典型值	最大	单位	备注
AC 输入电压	$V_{in.ac}$	90	–	267	V_{RMS}	
欠压电压	$V_{in.BO}$	–	83	–	V_{RMS}	已测试的 50 Hz 电源
过压电压	$V_{in.BI}$	–	90	–	V_{RMS}	已测试的 50 Hz 电源
输入频率	f_{in}	47	–	63	Hz	
效率	η	–	93%	–	–	230 VRMS, 50 Hz 时, 100% 负载
额定 LED 电压	V_{LED}	20	–	55	V	
LED 全电流	$I_{LED,max}$	–	1.82	–	A	
最小 LED 电流	$I_{LED,min}$	–	0.018	–	A	
模拟调光电压	V_{DIM}	0	–	10	V	
总谐波失真	THD	–	–	10	%	267 VRMS, 50 Hz 时, 超过 20% 负载
功率因数	PF	0.9	–	–		267 VRMS, 50 Hz 时, 超过 30% 负载

表 5 总结了 LCC 设计工具的输入。这里需要高频操作, 从而实现具有所需 EFD25.4/19/9 芯组的集成 LCC 变压器。

表 5 LCC 设计工具输入——100 W LCC

LCC 设计要求	符号	数值
母线电压	V_{BUS}	450 V
最大输出电压	$V_{Omax.Pmax}$	55 V
最小输出电压	V_{Omin}	22 V
最大功率	P_{Omax}	100 W
最小负载	P_{min}	1 W
P_{Omax} 和 $V_{Omax.Pmax}$ 时的频率	$f_{Pmax.Omax}$	180 kHz
0 W 和 V_{Omin} 时的频率	$f_{max.0W}$	450 kHz
集成 LCC 变压器芯组		EFD25.4/19/9

5.2.2 设计和性能

4.3.3 节提供了设计过程。最终的 LCC 谐振回路参数如下所示。

- $C_S = 47 \text{ nF}$
- $L_S = 360 \text{ } \mu\text{H}$ (利用变压器的漏电感)
- $C_P = 6.8 \text{ nF}$
- N_{TR} 为 4.42 (62 匝/14 匝)

基于 ICL5102/HV 组合控制器 IC 的高效 LCC 设计

聚焦宽输出电压和电流范围应用

基于 ICL5102 的 LCC 设计示例



在相同的功率下，高工作频率需要更少的串联谐振电感。在 180kHz 工作频率下，我们可利用变压器芯组 EFD25.4/19/9 的漏电感作为谐振电感。

图 28 显示了 100 W 板。

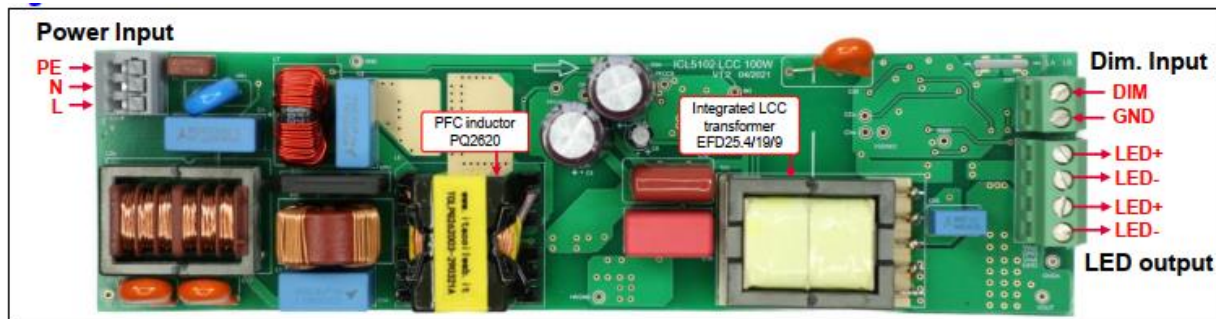


图 28 100 W PFC + LCC 板

图 29 提供该板的系统效率、功率因数和 THD 信息。结果概要如下：

- 在 230 V_{AC} 下的效率为 93%，在 120 V_{AC} 下的效率为 91.5%。
- 负载超过 30%，在 267 V_{AC} 下的功率因素大于 0.9。
- 负载超过 10%，在 267 V_{AC} 下的 THD 小于 12%。

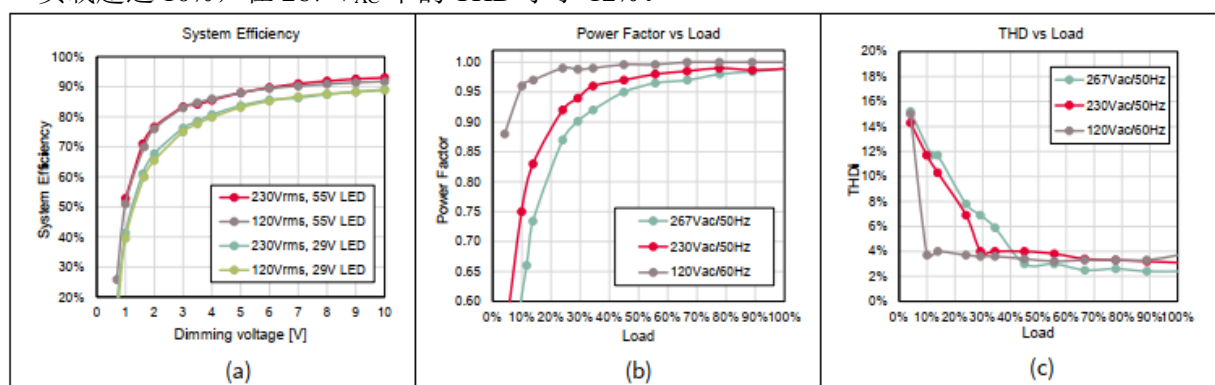


图 29 100 W 演示的系统性能（1）系统效率，（2）功率因数和（3）THD

图 30 显示了关键的 PFC 和 LCC 波形以及红外热图像。

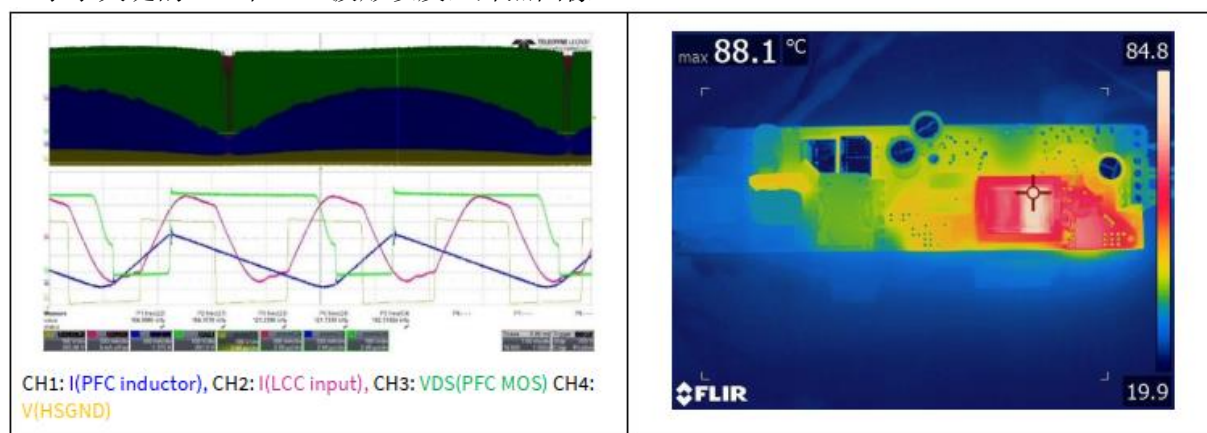


图 30 （1）关键的 PFC 和 LCC 波形；（2）满载条件下的红外热图像（22° C 室温）

在 LCC 设计工具中，假定在 20V 输出时达到 0W 的最大频率为 450kHz。最终的 LCC 变压器实验表明，在 447 kHz 条件下输出为 1 W。结果表明该工具的精度良好。热成像相机捕捉到高频下的 ICL5102 温度只有 50°C，这表明 ICL5102 是高频高功率密度转换器设计的绝佳选择。

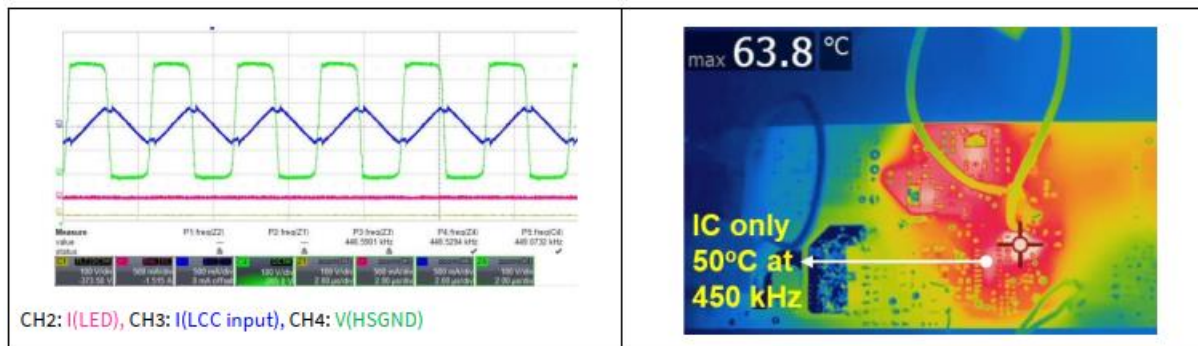


图 31 447 kHz 和 1 W 条件下的性能：（1）1 W 和 21 V LED 条件下的波形（2）红外热图像（22° C 室温）

5.3 低成本开环控制 LCC 设计——52 W

不可调光 LED 照明占据了很大的市场份额。一些应用需要低成本高质量的照明。在此 PFC + DC-DC 级解决方案具有吸引力。针对这一应用已经开发出具有开环控制的 52W 高频 LCC [7] 作为 DC-DC 级解决方案。开环控制无需使用昂贵的光耦和闭环控制中使用的次级侧负反馈控制器，而高频操作允许使用紧凑的集成变压器。设计方面的困难在于随着 LED 负载电压的变化而限制 LED 的电流分布。

5.3.1 系统要求和 LCC 设计输入

设计了 52 W 演示（图 31）。在 LED 宽电压范围内 (20~52 V) 可实现三种离散输出电流水平（1000 mA、880 mA、780 mA）。可通过切换板载机械开关来改变三种输出电流设置。52 W LCC 设计的关键要求如下所示。

表 6 52 W LCC 设计演示的关键要求

参数	符号	最小	典型值	最大	单位	备注
AC 输入电压	$V_{in,ac}$	198	220~230	256	V_{RMS}	
输入频率	f_{in}	47		63	Hz	
总谐波失真	THD			10%	—	满载范围和输入电压范围
效率	η		92.5 %		—	最大负载
目标 LED 电压	V_{LED}	20		52	V DC	
LED 电流设置 1	$I_{LED,s1}$		1000		mA	$V_{LED} = 20 \sim 52 \text{ V} - 20^\circ \text{ C} \sim 100^\circ \text{ C}$
设置 1 的电流分布	$\Delta I_{LED,S1}$	$\pm 10\%$				
LED 电流设置 2	$I_{LED,s2}$		880		mA	
设置 2 的电流分布	$\Delta I_{LED,S2}$	$\pm 10\%$				
LED 电流设置 3	$I_{LED,s3}$		780		mA	$V_{LED} = 26 \sim 52 \text{ V}$

基于 ICL5102/HV 组合控制器 IC 的高效 LCC 设计

聚焦宽输出电压和电流范围应用

基于 ICL5102 的 LCC 设计示例



参数	符号	最小	典型值	最大	单位	备注
设置 3 的电流分布	$\Delta I_{LED,S3}$		$\pm 10\%$			$-40^{\circ}\text{C} \sim 125^{\circ}\text{C}$

表 7 总结了 LCC 设计工具的输入。

表 7 LCC 设计工具输入——52 W

LCC 设计要求	符号	数值
母线电压	V_{BUS}	400 V
最大输出电压	$V_{Omax.Pmax}$	52 V
最小输出电压	V_{Omin}	20 V
$V_{Omax.Pmax}$ 时的最大功率	P_{Omax}	52 W
P_{Omax} 和 $V_{Omax.Pmax}$ 时的频率	$f_{Pmax.Omax}$	180 kHz
0 W 和 V_{Omin} 时的频率	$f_{max.0W}$	750 kHz
集成变压器芯组		EF25/13/11

零功率时的频率和最小输出电压 ($f_{max.0W}$) 只是用于限制设计边界的虚拟值。利用 $f_{max.0W}$ 和 $f_{Pmax.Omax}$ 之间的较大差值可获得良好的 LCC 效率。但是，必须采用 5.1.2 节中介绍的方法抑制启动频率。

5.3.2 设计和性能

LCC 设计工具的设计图如图 32 所示。我们发现，如果采用具有合适额定电流的利兹线，则首选芯组 EF25/13/11 的最大漏电感为 450 μH 。因此，选择 $C_S = 47\text{ nF}$ 。 $f_{max.0W}$ 和 $f_{Pmax.Omax}$ 之间的差值较大，因此 RMS/AVG 值仅为 1.2。谐振回路参数概述如下：

- $C_S = 47\text{ nF}$
- $L_S = 433\text{ }\mu\text{H}$ （最终变压器的漏电感）
- $C_{PS} = 1.5\text{ nF}$
- N_{TR} 为 3.5（84/24）

图 33 提供了系统效率和关键的 PFC 和 LCC 波形。在 230 V_{AC} 和最大负载下，系统效率约为 92.5%。有关此板的更多测试数据可参阅 [7]。

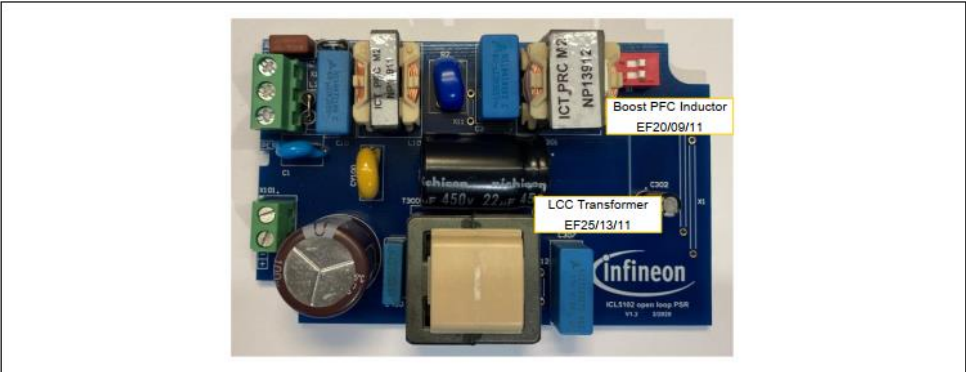


图 32 52 W 板

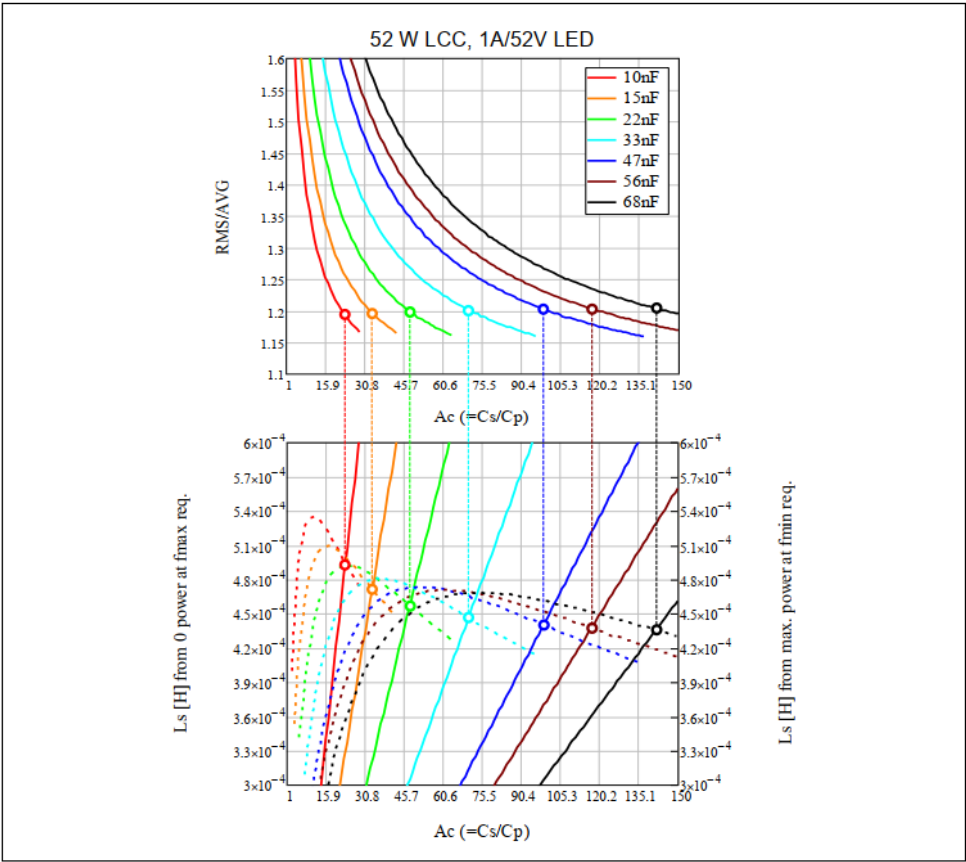


图 33 52 W LCC 设计图——选择 $C_s = 47 \text{ nF}$

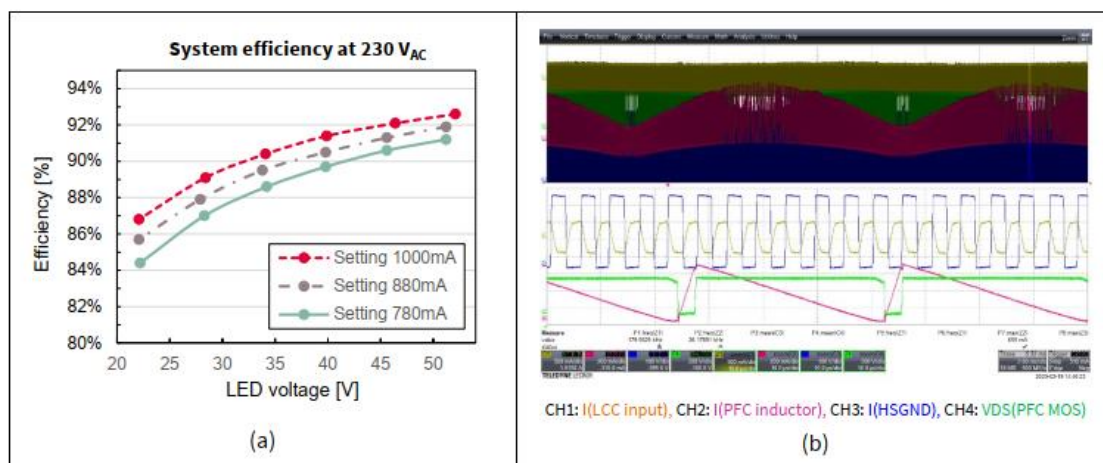


图 34 (1) 230 V_{AC} 时的系统效率； (2) 52 W 和 230 V_{AC} 时的 PFC 和 LCC 关键波形

这种开环 LCC 设计的成功取决于 LED 电流分布控制。如果 LCC 频率固定为某一数值，则输出电流取决于输出电压，CC 点上对应的频率除外（见图 8）。然而，由于已经定义了三种不同的电流水平，因此不可能在 CC 点上进行操作。因此，需要关联 LCC 频率和输出电压作为解决方案。实现电路如图 35 所示。

在此解决方案中， R_{BM} 、 R_{RF0} 、 R_{RF1} 和 R_{RF2} 用于设置基本频率 f_{SET} 。机械开关可切换三种不同输出电流设置的基本频率。使用 LCC 变压器的辅助绕组和从该绕组到 BM 引脚的电阻网络，从而提供前馈到频率设置的输出电压。辅助绕组必须与次级侧耦合，从而获得准确的输出电压信息，而且必须是三重绝缘。此辅助绕组也可用于输出 OVP。详细电路设计请参阅 [7]。

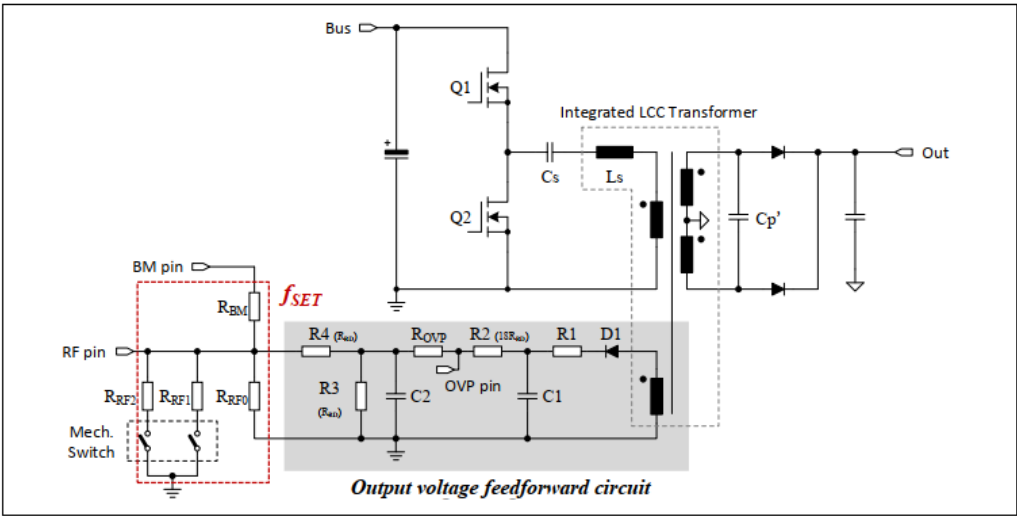


图 35 改变 LCC 频率的输出电压前馈电路

采用前馈电路设计可在不同的 LED 电压和三种电流设置下测量该 52W 板的 LED 电流（见图 36）。LED 宽电压范围内的电流相当平缓。

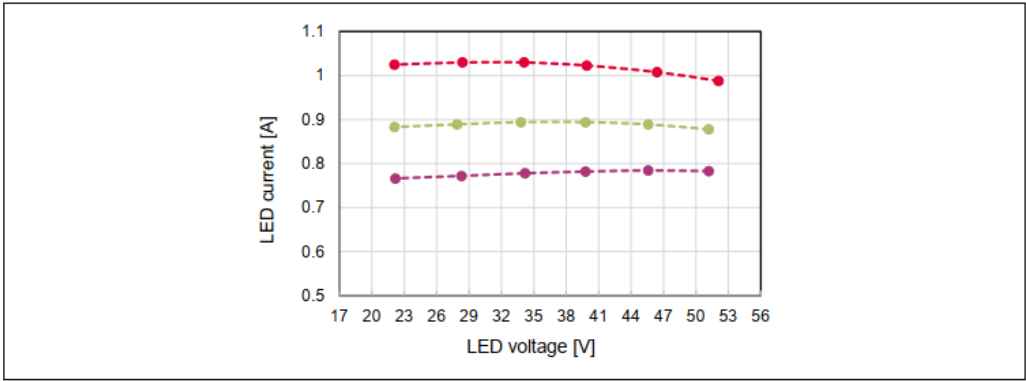


图 36 利用输出电压前馈网络测量的 LED 电流

然而，在模拟中需要考虑关键组件公差并进行蒙特卡洛分析，从而确保量产和宽温度范围内的 LED 电流分布满足规范要求（见表 8）。

表 8 蒙特卡洛分析 LED 电流分布时考虑的组件公差

组件	公差	指定的标准偏差	备注
串联谐振电容 (Cs)	±5%	3 σ	- 薄膜电容

基于 ICL5102/HV 组合控制器 IC 的高效 LCC 设计

聚焦宽输出电压和电流范围应用

基于 ICL5102 的 LCC 设计示例



组件	公差	指定的标准偏差	备注
串联谐振电感 (L_S)	$\pm 5\%$, $\pm 7\%$, $\pm 10\%$	3σ	- 5%, 独立电感 10%, 利用变压器的漏电感作为谐振电感
并联谐振电容 (C_{PS})	$\pm 5\%$	3σ	- 薄膜电容
前馈电路电阻	$\pm 1\%$	3σ	- SMD 电阻
频率与射频引脚电流的关系	$\pm 5\%$	4σ	- 频率小于 210 kHz
	$\pm 7\%$	4σ	- 频率大于 270 kHz 且 IC 温度大于 -20°C
母线电压	$\pm 2\%$	3σ	- 考虑电阻分压器和 IC 公差

图 37 中绘制了蒙特卡洛模拟中的 LED 电流点，在三个图表中指定三个漏电感 (L_S) 的公差。每个图表包含 1600 次模拟运行。

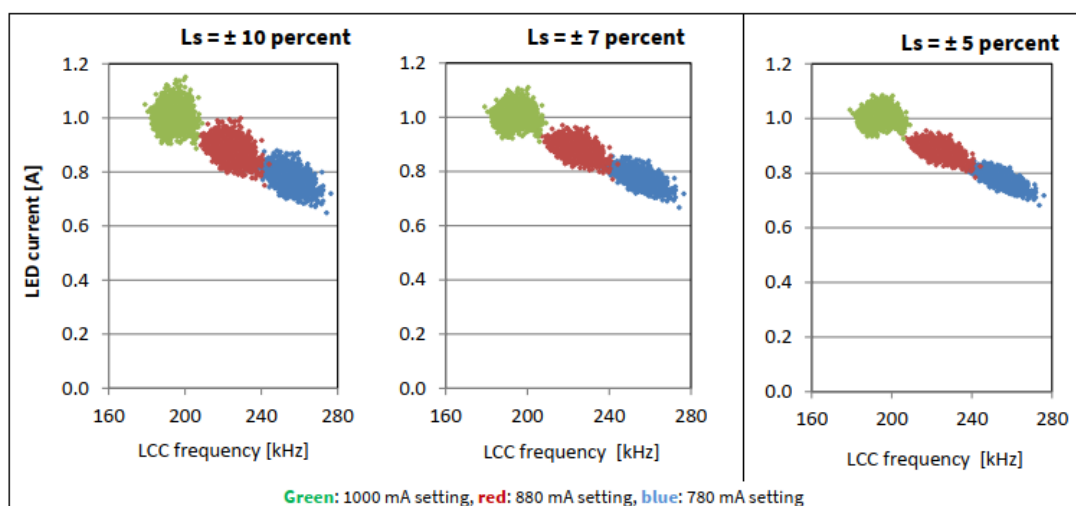


图 37 1600 次蒙特卡洛模拟运行中的 LED 电流点（考虑了三个漏电感的公差）

表 9 总结了在三个不同的 L_S 公差组下的 LED 电流分布结果，表 8 中提供了其他指定的组件公差。分析表明，小于 $\pm 7\%$ 的漏电感 L_S 公差可满足 $\pm 10\%$ 的 LED 电流分布要求。

表 9 不同串联电感公差组的 LED 电流分布分析

电流设置	$L_S = \pm 10\%$	$L_S = \pm 7\%$	$L_S = \pm 5\%$
1000 mA 设置*	$\pm 11.2\%$	$\pm 8.7\%$	$\pm 7.3\%$
880 mA 设置	$\pm 11.8\%$	$\pm 9.4\%$	$\pm 7.9\%$

基于 ICL5102/HV 组合控制器 IC 的高效 LCC 设计

聚焦宽输出电压和电流范围应用

基于 ICL5102 的 LCC 设计示例



电流设置	$L_S = \pm 10\%$	$L_S = \pm 7\%$	$L_S = \pm 5\%$
780 mA 设置**	$\pm 13\%$	$\pm 9.96\%$	$\pm 9.2\%$

* 因为开关频率低于 210 kHz，所以这里的 IC 频率差为 $\pm 5\%$

** 在这种设置下，指定的 LED 电压下降到 26V

5.4 ICL5102HV LCC——150 W

ICL5102HV 是 ICL5102 的高压（最大 980V）版本。DSO19 封装可预留一个空引脚位置，从而获得足够的爬电距离。开发出用于工业和园艺照明应用的 150W LCC 参考板 [8]。在 HV 情况下，考虑采用低 LCC 频率（低于 150kHz）便于 EMI 传导。

5.4.1 系统要求和性能

表 10 提供了关键的系统要求。主要特性包括高输入电压、1% 的调光而不会进入突发模式。表 11 列出了 LCC 设计工具的输入。请注意使用的是分立谐振电感。零功率下的最大频率为 135 kHz，比 150 kHz 低 15 kHz，此时 EMI 限制大幅下降。

表 10 HV 150 W LCC 演示的关键要求

项目	符号	最小	典型值	最大	单位	备注
AC 输入电压	$V_{in.ac}$	277	380 至 480	528	V_{RMS}	
输入频率	f_{in}	47		63	Hz	
浪涌电流	$I_{in.pk}$			35	A_{pk}	
总谐波失真	THD			10%	–	50% 负载, 380 V_{RMS}
				15%	–	50% 负载, 480 V_{RMS}
效率	η	92 %			–	380 V_{RMS} 和 480 V_{RMS} 下的 100% 负载
额定 LED 电压	V_{LED}	17		48	V DC	
LED 全电流	$I_{LED.full}$	2.97		3.03	A	
最小 LED 电流			0.03		mA	

表 11 HV 150 W LCC 演示的关键要求

LCC 设计要求	符号	数值
母线电压	V_{BUS}	800 V
最大输出电压	$V_{Omax.Pmax}$	48 V
最小输出电压	V_{Omin}	17 V
最大功率	P_{Omax}	150 W
最小功率	P_{Omin}	1.5 W
P_{Omax} 和 $V_{Omax.Pmax}$ 时的频率	$f_{Pmax.Omax}$	45 kHz
0 W 和 V_{Omin} 时的频率	$f_{max.0W}$	135 kHz
分立谐振电感		

5.4.2 设计和性能

LCC 设计工具的设计图如图 38 所示。选择 $C_S = 47 \text{ nF}$ 作为 **RMS/AVG** 值和电感值之间的平衡点（与成本有关）。 L_S 越小，则外部电感越小。

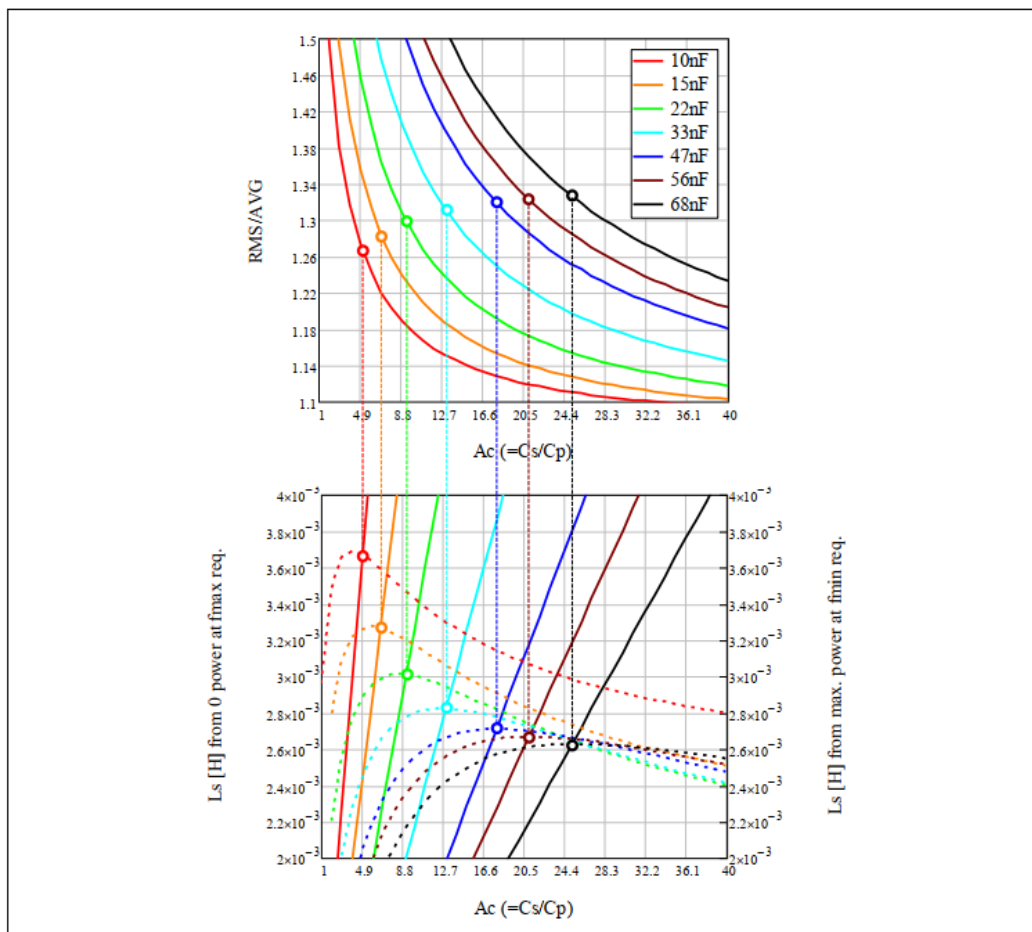


图 38 150 W PFC 设计图

所选的谐振回路参数为：

- $C_S = 47 \text{ nF}$
- $L_S = 2700 \mu H$
- $C_{PS} = 1.5 \text{ nF}$
- N_{TR} 为 7.14（150 匝/21 匝）

最后，分立谐振电感值为 2.5 mH ，主变压器的漏电感为 $170 \mu H$ 。

图 39 提供板照片。图 40 提供了系统效率和关键的 PFC 和 LCC 波形。有关此板的更多测试结果请参阅 [8]。



图 39 150 W LCC 板（800 V 母线电压）

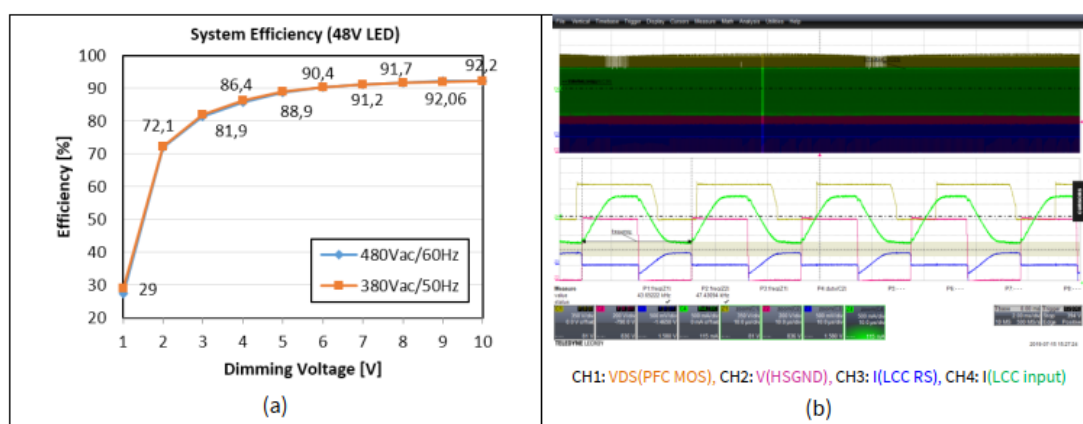


图 40 150 W LCC（1）系统效率；（2）480 V_{AC} 和满载条件下的 PFC 和 LCC 关键波形

5.5 总结

本文介绍了如何设置 ICL5102 的 HB 工作频率，以及如何控制高效 LCC 的启动频率。

还介绍了三种利用 ICL5102 高频能力和 ICL5102HV 高压特性的独特 LCC 设计。

1. 100W LCC 设计中可实现高频集成 LCC 变压器。在最小负载、450kHz 和 450V 母线电压下，ICL5102 的温度只有 50℃，这证明了基于无芯变压器的 HB 驱动器在高频条件下的高效性。
2. 52W 设计与 100W 的设计相似，也能实现高频集成 LCC 变压器。这一关键特性主要是在开环控制方案中严格控制 LED 的电流分布。
3. 150W LCC 设计使用 ICL5102HV 来处理 800V 母线电压。980 V HV PFC + LLC/LCC 组合控制器是 IC 市场上独一无二的解决方案，可显著降低 HV 电源应用如工业 SMPS 和园艺照明的系统成本。

总之，ICL5102HV 非常适合低系统成本、高功率密度和高压应用。

6 参考文献

- [1] R. Steigerwald, “A comparison of half-bridge resonant converter topologies” , *IEEE Trans.Power Electron.*, vol. 3, pp. 174 – 182, Mar. 1988.
- [2] Sam Abdel-Rahman, Infineon Application Note, “Resonant LLC Converter: Operation and Design” , https://www.infineon.com/dgdl/Application_Note_Resonant+LLC+Converter+Operation+and+Design_Infineon.pdf?fileId=db3a30433a047ba0013a4a60e3be64a1
- [3] C. C. Hua, Y. H. Fang and C. W. Lin, “LLC resonant converter for electric vehicle battery chargers” , *IET Power Electron.*, vol. 9, no. 12, pp. 2369 – 2376, Oct. 2016.
- [4] R. Nielsen, “LLC and LCC resonance converters, properties, analysis control” , http://www.runonielsen.dk/LLC_LCC.pdf
- [5] A. Pawellek, A. Bucher and T. Duerbaum, “Resonant LCC converter for low-profile applications” , *MELECON 2010 – 2010 15th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference*, pp. 1309 – 1314, 2010.
- [6] Infineon Engineer Report, “100 W PFC + LCC LED driver design based on ICL5102 – 1 percent dimming with a compact LCC transformer operating with 180~450 kHz”
- [7] Infineon Engineer Report, “52 W low-cost two-stage LED driver based on ICL5102 – a PFC + open-loop LCC design with tight LED current spread”
- [8] Infineon Engineer Report, “150 W LCC LED driver demonstration with ICL5102HV – a 980 V combo PFC + half- bridge resonant controller”
- [9] Infineon Engineer Report, “130 W PFC + LLC LED driver design based on ICL5102 – 1 percent dimming with wide LED voltage and an integrated LLC transformer”
- [10] Infineon Application Note, “CoolMOS™ – primary-side MOSFET selection for LLC topology”
- [11] Infineon Design Guide, “Design of a 600 W HB LLC converter using 600 V CoolMOS™ P6”

修订记录

修订记录

文档版本	发布日期	变更说明
版本 1.0	2021/09/13	首次发布

商标

所有提及的产品或服务名称和商标均为其各自所有者的财产。

版本 2021-09-13

出版方

英飞凌科技股份有限公司

81726 Munich, Germany

© 2021 英飞凌科技股份有限公司

保留所有权利。

您对这份文档有问题吗？

电子邮件: erratum@infineon.com

参考资料

DG_2104_PL39_2105_141034

重要声明

本应用说明中给出的信息仅作为产品使用建议，不得被视为就产品特定功能、条件或质量作出的任何说明或保证。在使用产品前，本应用说明的使用者必须在实际应用中验证本文档描述的任何功能和其他技术信息。对于本应用说明中给出的任何及所有信息，英飞凌科技股份有限公司特此声明不作任何及所有保证，亦不承担任何形式的责任（包括但不限于对不侵犯任何第三方知识产权的保证）。

本文档所含数据仅供受过技术培训的人员使用。客户的技术部门应负责评估该产品是否适合目标应用，以及本文档中给出的产品信息就该应用而言是否完整。

若需获得有关我司产品、技术、交付条款和条件、价格的更多信息，请联系距离您最近的英飞凌办事处 (www.infineon.com)。

警告

由于技术需要，我司产品可能包含有害物质。若需了解相关物质的类型，请联系距离您最近的英飞凌办事处。

除非由英飞凌科技授权代表签署的书面文件中另有明确批准，否则不得将我司产品用于任何产品失效或产品使用据合理预计可能导致人身伤害的应用。