使用 ICL5102 实现双级 PFC+LLC LED 驱动器的设计指南

设计指南

修订版 1.0

关于本文档

范围和目的

本文档说明基于 ICL5102 130W 恒流(CC)板使用 ICL5102 循序渐进设计双级 PFC+LLC 离线式 LED 驱动器的步骤。

目标受众

本文档的目标受众为需要使用 ICL5102 设计交流-直流离线式 LED 驱动器以实现双级 PFC+LLC 控制的人士。

目录

关于本文档 1
目录 1
1 简介 3
1.1 产品亮点 3
1.2 设计功能 3
1.3 目标应用 3
1.4 引脚配置和描述 4
2 设计规格 6
2.1 适用于 LED 照明应用的 130 W PFC+LLC 参考设计的系统规格 6
2.2 电路图 7
3 PFC 升压转换器设计 8
3.1 主 PFC 升压电感器 8
3.2 输入桥式整流器 11
3.3 PFC 升压二极管 12
3.3.1 PFC 功率 MOSFET 13
3.3.2 PFC 电流感应 14
3.3.3 PFC 总线电压感应 15
3.3.4 PFC 输出电容器 16
3.3.5 输入电压感应和过压/欠压 16
3.3.6 THD 优化 18
4 HB LLC 谐振转换器设计 20
4.1 LLC 谐振槽设计 20
4.1.1 变压器匝数比 20
4.1.2 LLC 谐振槽增益 21
4.1.3 选择 m 值 21

4.1.4 选择最大质量因数值 Q_{max} 21
4.1.5 等效反射电阻 R_{ac} 22
4.1.6 LLC 谐振槽计算 22
4.1.7 LLC 谐振槽参数的验证 23
4.1.8 实现 LLC 转换器的零电压开关(ZVS) 24
4.2 LLC 主变压器设计 24
4.3 半桥初级 MOSFET 选择 27
4.4 半桥低侧电流感应电阻器选择 27
4.5 半桥次级整流器二极管选择 28
4.6 半桥次级输出电容器 29
4.7 半桥输出调节 30
4.8 频率设置 32
4.9 初级输出过压保护 33
5 ICL5102 的电源 34
5.1 接通电源 34
5.2 操作期间的电源 35
5.3 用于高侧驱动器的电源 35
5.4 ICL5102 电源的其它注意事项 36
6 过温保护 37
7 ICL5102 操作流程图 39
8 保护功能 40
修订历史 43

1 简介

ICL5102 是高度集成的多模式（临界导通模式和非连续导通模式）功率因素校正(PFC)和谐振半桥(HB)组合式控制器。将 PFC 和 HB 集成到单个控制器中可以减少外部组件，并通过协调这两个阶段的操作来优化性能。

双层级方法将 PFC 职责与输出电流调节功能分开。这确保输出电压和电流不会剧烈变化，还能实现较低的总谐波失真(THD)、较高的功率因数(PF)以及更强的交流线路扰动承受能力。PFC 变换器的多模式操作可在整个负载范围内提供出色的效率。

谐振 HB 变换器支持 LLC 和 LCC 拓扑结构，具有固定或可变开关频率控制，可实现最高效率，而突发模式(BM)可实现低待机功耗。

1.1 产品亮点

- 带 CrCM + DCM 的 PFC 控制器
- 具有固定或可变开关频率控制的谐振 HB 控制器
- 最大 500 KHz HB 开关频率和软启动频率高达 1.3 MHz
- 带功率限制的 HB 控制器的突发模式(BM)可确保在 dim-to-off 状况下实现低待机功耗< 300mW。
- THD 优化可确保低至 30％标称负载的低谐波失真(THD < 10%)。

1.2 设计功能

- 支持标称的通用交流输入电压（90 至 305 V_{rms}）
- 高达 94％ 的出色系统效率
- 适用功率范围最高 350 W

1.3 目标应用

- 用于商业和工业照明的离线式交流-直流发光二极管(LED)驱动器，功率高达 350W
- 高密度交流-直流电源

下图显示了使用具有 PFC+LCC 拓扑的 ICL5102 典型 LED 驱动器应用：

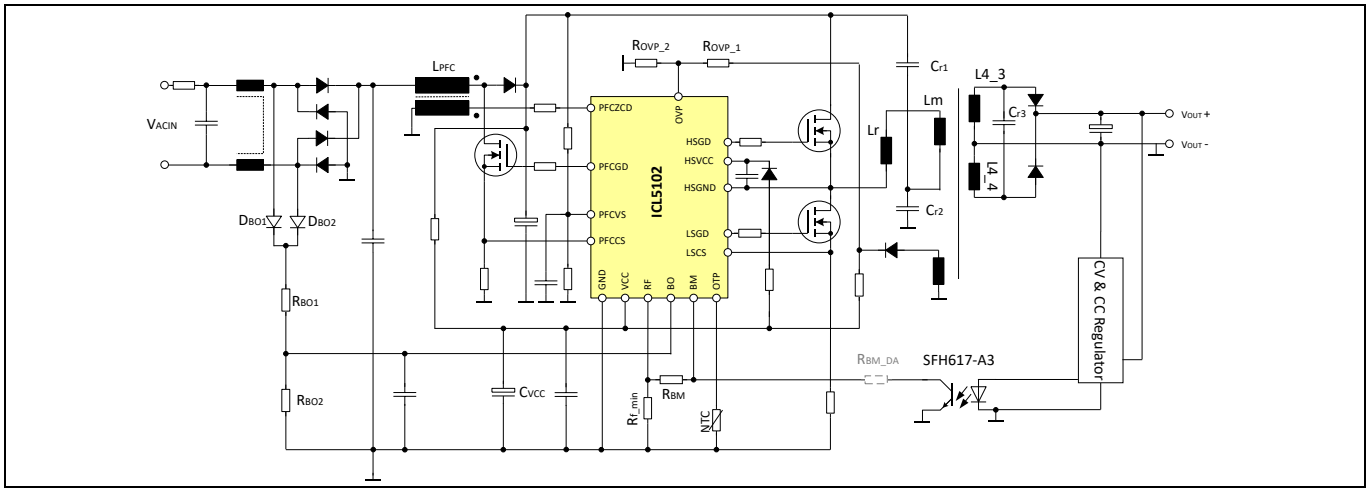


Figure 1 具有 PFC+LCC 拓扑的 ICL5102 典型应用

1.4 引脚配置和描述

ICL5102 引脚分配和基本引脚描述如 **Figure 2** 和 **Table 1** 所示。

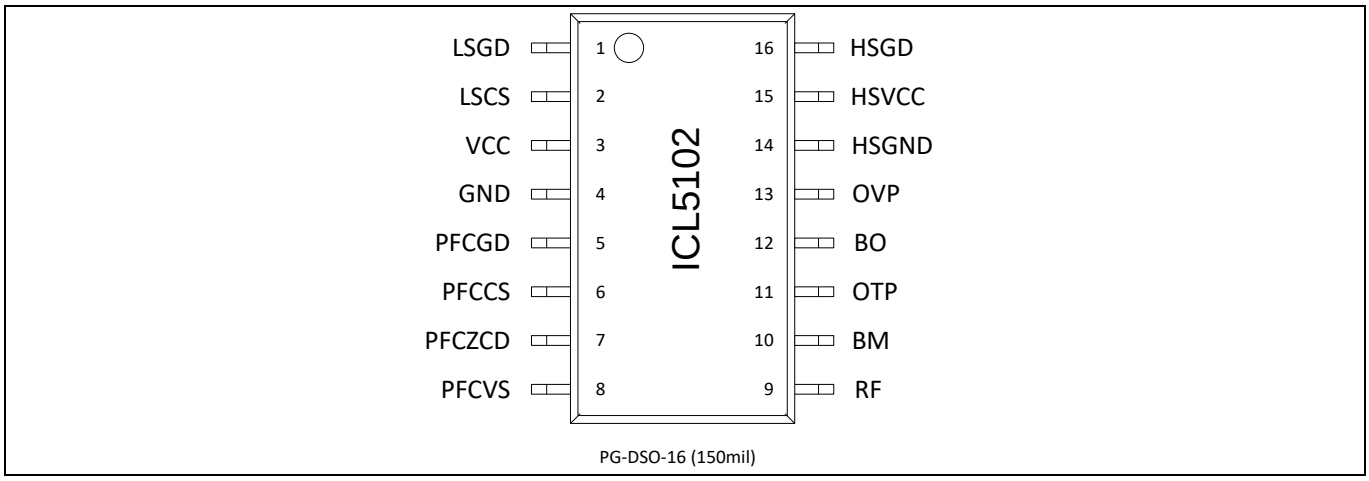


Figure 2 ICL5102 引脚

Table 1 引脚定义和功能

名称	引脚	类型	功能
LSGD	1	O	**HB 低边栅极驱动器** 通过电阻直接驱动 HB 低边的 MOSFET 输出
LSCS	2	I	**HB 电流感应** 连接到外部分流电阻和 HB 低边 MOSFET 的源极
VCC	3	I	**正电源** IC 电源
接地	4	-	**接地** IC 接地
PFCGD	5	O	**PFC 栅极驱动器** 通过电阻直接驱动 PFC MOSFET 的输出
PFCCS	6	I	**PFC 电流感应** 连接到外部分流电阻和 PFC MOSFET 的源极
PFCZCD	7	I	**PFC 过零检测** 通过电阻连接到 PFC 辅助绕组，用于 PFC 电感器电流过零检测
PFCVS	8	I	**PFC 总线电压感应** 从 PFC 控制器输出，连接到高阻抗电阻分压器，用于总线电压感应
RF	9	I	**HB 最小开关频率设置** 通过外部电阻连接到 GND，用于 HB 最小开关频率设置
BM	10	I	**突发模式(BM)进入/退出设置** 通过外部电阻器连接到光耦合器和 RF 引脚，用于 BM 进入/退出设置
OTP	11	I	**过温保护(OTP)** 连接到外部负温度系数热敏电阻(NTC)，用于外部过温保护
BO	12	I	**过压/欠压检测**

简介

名称	引脚	类型	功能
			通过外部电阻连接到整流输入电压，用于输入过压/欠压检测
OVP	13	I	**输出过压保护(OVP)** 通过电阻分压器和二极管连接到 HB 辅助绕组，用于次级输出电压的 OVP
HSGND	14	-	**高边接地** HB 浮动高边驱动器接地
HSVCC	15	I	**高边 VCC 电源** HB 高边浮动驱动器的电源，通过自举电路提供
HSGD	16	O	**高边浮动栅极驱动器** 通过电阻直接驱动 HB 浮动高边的 MOSFET 输出。

ICL5102 引脚连接示意图如 **Figure 3** 所示：

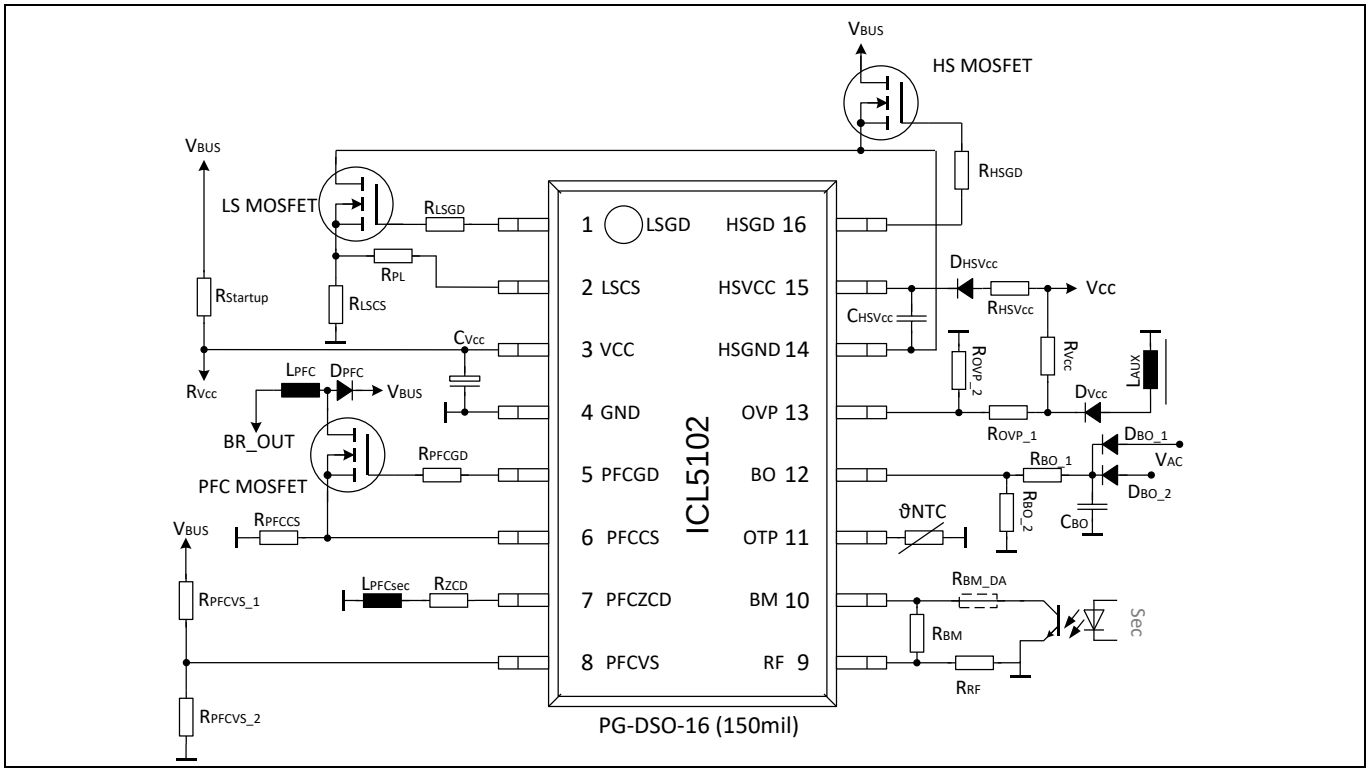


Figure 3　　ICL5102 引脚连接

2 设计规格

本设计指南中使用的设计示例为 130 W 恒流(CC)模式参考设计，用于直接驱动基于 LLC 拓扑的 LED 照明应用。客户可以根据此示例轻松应用自己的目标规格，并自行获得设计参数。

2.1 适用于 LED 照明应用的 130 W PFC+LLC 参考设计的系统规格

适用于 LED 照明应用的 ICL5102 130 W CC 参考设计的系统规格见 **Table 2**：

Table 2 适用于 130 W PFC+LLC 参考设计的系统设计规格

参数	符号	目标值	单位
常规输入/输出规格			
标称输入交流电压	V_{IN_nom}	90 ~ 305	V_{RMS}
线路频率	f_{AC_line}	47 ~ 63	Hz
标称输出电压	V_{OUT}	38 ~ 76	V_{DC}
标称输出电流	I_{OUT_nom}	1.75	A
最小输出电流	I_{OUT_min}	75	mA
标准输出功率	P_{O_nom}	130	W
功率因数	PF	> 0.9	
THD	iTHD	< 10	%
电源效率	η	< 92	%
空载时的最大待机功耗	$P_{O_STB_max}$	300	mW
$90V_{AC}$ 时的最大照明时间	t_{T2L}	350	ms
保护			
欠压阈值	V_{IN_BO}	71	V_{RMS}
过压阈值	V_{IN_BI}	90	V_{RMS}
最大输出过压阈值	V_{OUT_OVP}	90	V_{DC}
过温保护阈值	T_{OTP}	85	° C
标准符合性			
谐波	-	EN61000-3-2 Class-C	-
EMI	-	EN55015	-
安全	-	EN61347-2-13	-
板尺寸			
尺寸	L x H x B	178 x 52 x 32	mm

设计规格

2.2 电路图

适用于 LED 照明应用的 ICL5102 130 W 参考设计的电路图见 **Figure 4**：

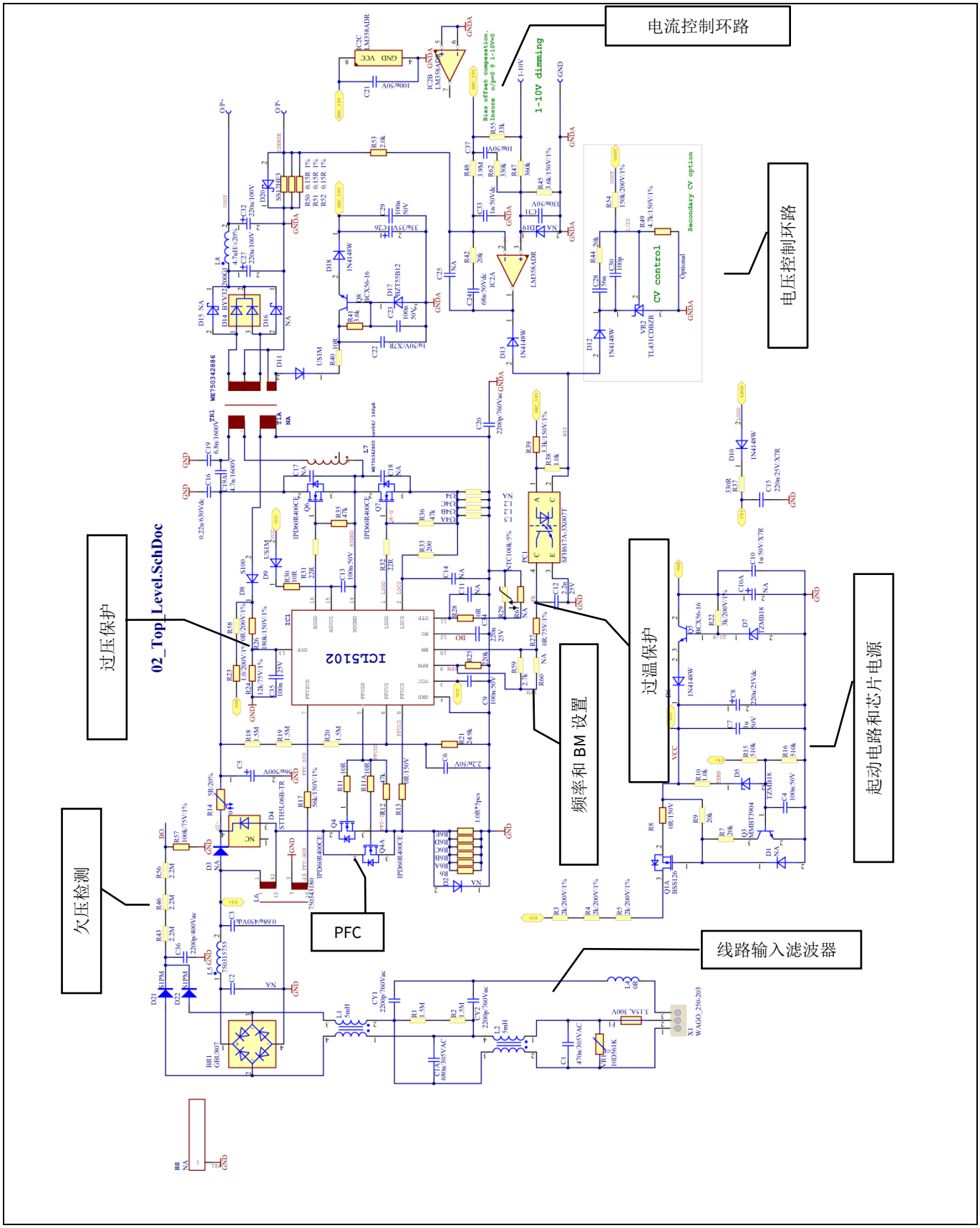


Figure 4 ICL5102 130 W 参考设计电路图

3 PFC 升压转换器设计

功率因素校正(PFC)可将电源的输入电流修正为与电源电压保持同步，以最大限度从电源获取有效功率。在完美的 PFC 电路中，输入电流作为纯电阻器依从输入电压，无任何输入电流谐波。在 ICL5102 130 W 参考设计中，PFC 作为升压转换器，升压转换器在临界导通模式(CrCM)和非连续导通模式(DCM)下工作，具有恒定导通时间控制，以便为 HB 控制提供恒定高直流电压。

PFC 升压转换器的设计规格见 **Table 3**：

Table 3 PFC 升压转换器的设计规格

参数	符号	数值	单位
最小交流输入电压	V_{IN_min}	90	V_{RMS}
最小交流输入峰值电压	$V_{IN_pk_min}$	127	V_{RMS}
最大交流输入电压	V_{IN_max}	305	V_{RMS}
最大交流输入峰值电压	$V_{IN_pk_max}$	431	V_{RMS}
交流线路频率	f_{AC_line}	47~63	Hz
最大 PFC 输出功率	$P_{PFC_out_max}$	145	W
最小 PFC 总线电压	V_{bus_min}	400	V
标称 PFC 总线电压	V_{bus}	450	V
PFC 过压保护级别 1	V_{bus_OVP1}		
欠压阈值	V_{IN_BO}	71	V_{RMS}
过压阈值	V_{IN_BI}	90	V_{RMS}
最小 PFC 开关频率	f_{PFC_min}	35	KHz
预计 PFC 效率	η_{PFC}	≤ 96	%

3.1 主 PFC 升压电感器

作为 PFC 升压转换器的关键磁性元件，升压电感器具有能量存储的主要功能。其电感按照以下公式给出：

$$L_{PFC} = \frac{V_{IN_pk}^2 * (V_{bus} - V_{IN_pk}) * \eta_{PFC}}{4 * V_{bus} * P_{PFC_out} * f_{PFC}}$$

其中

- L_{PFC} -- PFC 升压电感器的电感
- V_{IN_pk} -- 输入交流主电源的峰值
- V_{bus} -- 作为 PFC 输出的总线电压
- η_{PFC} -- PFC 升压转换器的预计电源效率
- P_{PFC_out} -- PFC 升压转换器的输出功率
- f_{PFC} -- PFC 升压电感器的运行开关频率

最大可能电感应该在全负荷和最小开关频率情况下以最低（输入欠压阈值）和最高可能输入电压（输入过压阈值）进行计算。

在 V_{IN_min} = 71 V_{RMS} 时：

PFC 升压转换器设计

$$L_{PFC_71} = \frac{(71 * \sqrt{2})^2 * (450 - 71 * \sqrt{2}) * 0.96}{4 * 450 * 145 * 35 * 10^3} \approx 370.3\mu H$$

在 V_{IN_max} = 305 V_{RMS} 时：

$$L_{PFC_305} = \frac{(305 * \sqrt{2})^2 * (450 - 305 * \sqrt{2}) * 0.96}{4 * 450 * 145 * 35 * 10^3} \approx 366.1\mu H$$

合适的电感必须小于两者中的较小者。

$$L_{PFC} < min(L_{PFC_71}, L_{PFC_305})$$

关于 PFC 扼流圈的其他注意事项：

- 所选 PFC 电感必须足够小，以便以最小的输入涵盖最大输出功率（例如，涵盖过压/欠压特性）。
- 与较小的电感相比，由于接通时间较长，较大的 PFC 电感在轻负荷下具有优势。这确保当 LED 负荷较小（例如变暗 1%）时在 DCM 中获得较小的最低输出功率，并且避免由于 IC 控制器的最小接通时间有限而导致不必要的总线电压纹波。
- 在最大输出功率情况下，PFC 电感越大，接通时间就越长，开关频率也越低。必须保证这两个参数仍然介于 ICL5102 的限值以内。
- PFC 电感越大，会导致扼流圈尺寸越大；绕组匝数越多，则会导致绕组损耗越大。相比之下，电感越小，扼流圈尺寸就越小；绕组匝数越少，但是频率越高，则会导致开关损耗更大。

在参考设计中，选择 L_{PFC} = 0.36 mH，以避免在起动和负载瞬变等所有最坏情况下出现磁性饱和。在 PFC 扼流圈电感固定之后，假设临界导通模式操作，扼流圈相关参数可以进行如下计算：

最大输入电流(RMS)出现在最小交流输入和最大输出功率情况下：

$$I_{in_rms_max} = \frac{P_{O_PFC_max}}{V_{IN_BO} * \eta_{PFC}} = 2.12\ A$$

最大输入峰值电流：

$$I_{in_pk_max} = \sqrt{2} * I_{in_rms_max} = 3.0A$$

最大电感器峰值电流：

$$I_{L,pk_PFC_max} = 2 * I_{in_pk_max} = 6.0\ A$$

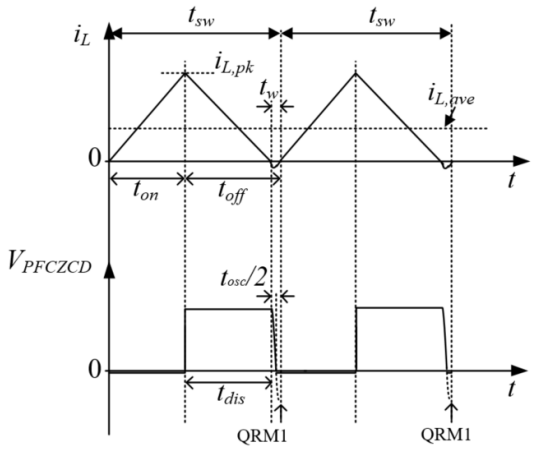


Figure 5　　转换周期中的升压电感器电流波形

根据上述 **Figure 5**，PFC 升压转换器的其他重要参数可以进行如下计算：

最大接通时间：

PFC 升压转换器设计

$$t_{on_max} = \frac{L_{PFC} * I_{L,pk_PFC_max}}{\sqrt{2} * V_{IN_BO}} = 21.5\ \mu s$$

如果假设 T_{osc} = 1.5us，则最小交流输入和最大输出功率情况下的断开时间为：

$$t_{off} = \frac{L_{PFC} * I_{L,pk_PFC_max}}{V_{bus} - \sqrt{2} * V_{IN_BO}} + 0.5 * T_{osc} = 6.92\ \mu s$$

QRM 中 PFC 转换器最大输出功率的最低频率为：

$$f_{PFC_min} = \frac{1}{t_{on_max} + t_{off}} = 35.2\ kHz$$

接通时间期间通过 PFC 电感器的最大电流(RMS)为：

$$I_{L,PFC_on_rms_max} = I_{L,pk_PFC_max} * \sqrt{\frac{1}{3} * t_{on_max} * f_{PFC_min}} = 3.0\ A$$

断开时间期间通过 PFC 电感器的最大电流(RMS)为：

$$I_{L,PFC_off_rms_max} = I_{L,pk_PFC_max} * \sqrt{\frac{1}{3} * t_{off} * f_{PFC_min}} = 1.71\ A$$

因此，最大 PFC 电感器电流(RMS)为：

$$I_{L_rms_max} = \sqrt{I^2_{L,PFC_on_rms_max} + I^2_{L,PFC_off_rms_max}} = 3.45\ A$$

要对用于 CrCM 开关的电感器电流实现过零检测，PFC 电感器中引入了附加辅助绕组。主绕组和辅助绕组的圈数比决定了 PFCZCD 引脚处的振荡振幅。为了使用于过零检测的比较器正确工作，用于过零检测的 PFCZCD 引脚处的振荡振幅必须超过 $V_{PFCZCDTHRH_max}$ = 1.6 V。圈数比计算如下：

$$\frac{N_{p_PFC}}{N_{a_PFC}} < \frac{V_{bus} - V_{in_pk_max}}{1.6V} = 11.68$$

PFC 升压电感器的重要参数在下方 **Table 4** 中进行汇总：

Table 4　　PFC 升压电感器设计参数

PFC 升压转换器			
参数	**符号**	**数值**	**单位**
PFC 升压电感器的主电感	L_{PFC}	360	µH
QRM 中的最小开关频率	f_{PFC_min}	35.2	kHz
最大电感器峰值电流	I_{L,pk_PFC_max}	6	A
最大输入电流(RMS)	$I_{in_rms_max}$	2.12	A
最大输入峰值电流	$I_{in_pk_max}$	3	A
最大电感器电流(RMS)	$I_{L_rms_max}$	3.45	A
最大接通时间	t_{on_max}	21.5	µs
初级-辅助绕组的圈数比	N_{p_PFC}/N_{a_PFC}	9:1	-

基于上述计算的规格，电感器可以通过选择不同的线轴和磁芯根据尺寸、功率效率和温度等不同设计要求进行制造。为避免磁芯饱和，并获得最佳的磁芯损耗，建议通量密度 B_{max} 不超过 0.3。

在 ICL5102 130W CC 参考设计中，作为设计示例，PFC 升压电感器由 Würth Electronic 进行制造，部件号为 **750343180**。规格表见 **Figure 6** 和 **Table 5**：

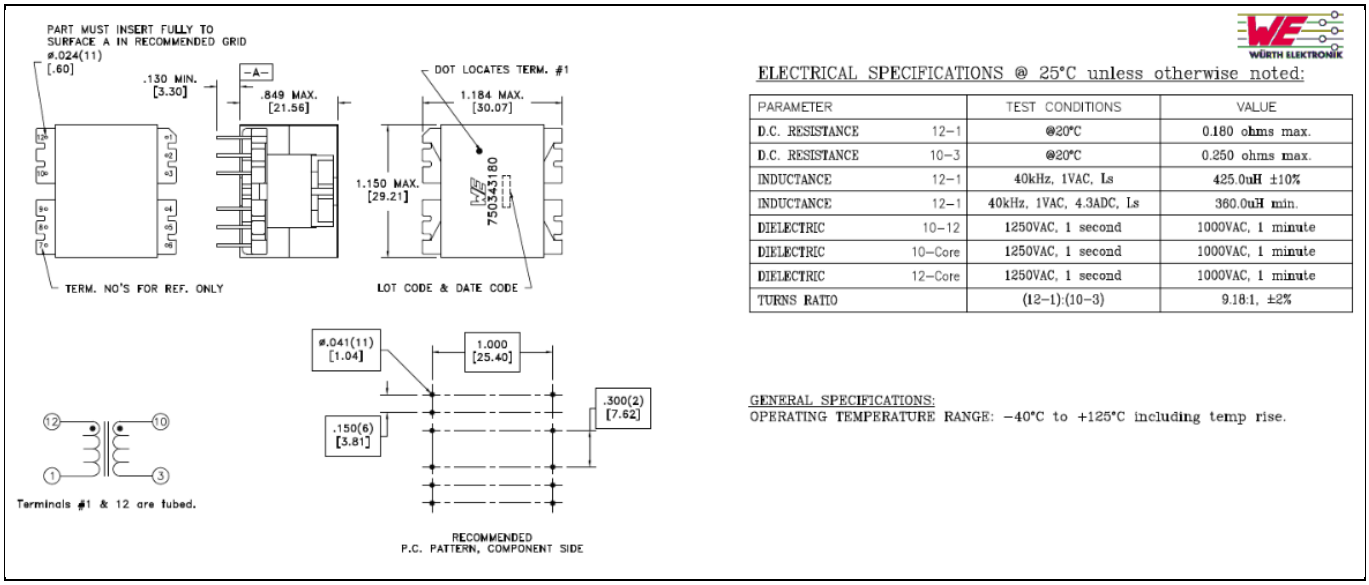


Figure 6　　Würth PFC 电感器 750343180

Table 5　　Würth PFC 电感器 750343180 的参数

参数	数值	单位
电感	360	µH
线轴	PQ2620	-
磁芯材料	TP4A 或 DMR44	-
初级-辅助绕组的圈数比	9.18	-
直流电阻初级绕组	0.18	Ω
直流电阻辅助绕组	0.25	Ω
饱和电流	7.2	A

3.2　　输入桥式整流器

桥式整流器在 LED 驱动器中通常具有最高的半导体功率损耗。要进行正确的选择，必须考虑以下注意事项：

- 最大重复峰值反向电压/直流阻隔电压：

必须选择得高于最大输入电压的峰值，而且具有至少 20%的裕量：

$$V_{BR_RRM} > 1.2 * V_{IN_pk_max} = 518\,V$$

- 最大整流平均正向电流

最大整流平均正向电流计算如下：

$$I_{BR_avg_max} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} * \frac{P_{O_PFC_max}}{V_{IN_{BO}} * \eta_{PFC}} = 1.91\,\text{A}$$

使用具有较高额定电流的桥式整流器可以减少正向电压降，从而以较小的增量成本减少总耗散功率。

- 峰值突发正向电流

PFC 升压转换器设计

选择峰值突发正向电流时必须确保涵盖最大突发电流要求。

- 正向电压

它与电源效率直接相关。因此，应选择尽可能小的正向电压。

- 最大功率损耗

如果假设正向电压为 1 V，则总最大功率损耗使用流经两个桥式整流二极管的最大平均输入电流进行计算：

$$P_{BR_loss_max} = I_{BR_avg_max} * 2 * V_{BR_F} = 3.83\ \text{W}$$

- 无散热器情况下，二极管温度最大升高值

假设桥式整流器的热阻为 R_{TH_JA} = 21 ° C/W（例如根据 GBU80M），则无散热器情况下二极管温度的最大升高值计算如下：

$$\Delta T_{BR_max} = R_{TH_JA} * P_{BR_loss_max} = 80.43\ ^\circ\text{C}$$

130W 参考设计中使用的桥式整流器的重要参数在 **Table 6** 中进行汇总：

Table 6　　桥式整流器设计参数

参数	符号	数值	单位
最大反向电压	V_{BR_RRM}	1000	V
平均整流正向电流	I_{BR_avg}	8	A
正向电压	V_{BR_F}	1	V

3.3　　PFC 升压二极管

升压二极管的选择在 PFC 升压转换器设计中至关重要，并且关系到转换器的效率。应考虑以下注意事项：

- 反向击穿电压

必须选择得高于总线电压，而且具有至少 20%的裕量：

$$V_{RRM_D_PFC} > 1.2 * V_{bus_OVP1} = 594\ V$$

在 130W 参考设计中，600V 二极管适合于此处的情形。

- 平均整流正向电流

必须高于如下计算的最大平均 PFC 二极管电流：

$$I_{D_PFC_avg_max} = \frac{\sqrt{3}}{2} * I_{L,PFC_off_rms_max} = 1.05\ A$$

使用具有高电流容量的二极管对电源效率有好处。

- 正向电压

它与电源效率直接相关。因此，应选择尽可能小的正向电压。

- 反向恢复时间

PFC 升压转换器设计

由于 PFC 升压转换器由 ICL5102 在 QRM+DCM 模式下进行控制，PFC 升压二极管电流在 PFC MOSFET 开启时会返回至零。因此，PFC 二极管和 MOSFET 之间无电流换向，也无反向恢复导致的开关损耗。不必选择超快二极管。

- 功率损耗

应考虑的唯一功率损耗就是传导损耗。假设正向电压为 0.5V，则二极管传导损耗可以如下所示进行计算：

$$P_{loss_D_PFC} = I_{D_PFC_avg_max} * V_{F_D_PFC} = 0.525\ \text{W}$$

- 热特性

通过二极管的热阻 $R_{D_PFC_TH_JA}$ 和环境温度 T_A，无散热器情况下的 PFC 二极管温度计算如下：

$$T_{D_PFC} = P_{loss_D_PFC} * R_{D_PFC_TH_JA} + T_A$$

130 W 参考设计中使用的升压二极管的重要参数在 **Table 7** 中进行汇总：

Table 7　　升压二极管设计参数

参数	符号	数值	单位
最大反向电压	$V_{RRM_D_PFC}$	600	V
平均整流正向电流	$I_{F_D_PFC}$	4	A
正向电压	$V_{F_D_PFC}$	0.5	V

3.3.1　　PFC 功率 MOSFET

PFC 功率 MOSFET 的选择主要基于漏-源击穿电压和功耗的注意事项。

- 漏-源击穿电压

根据工作总线电压，击穿电压应选择如下：

$$V_{(BR)DSS} > 1.2 * V_{bus_OVP1} = 594\ V$$

600V MOSFET 比较合适，对于具有增强突发保护的应用，应选择较高的击穿电压。

- 连续漏极电流

最大连续漏极电流计算如下：

$$I_{D_MOS_PFC_max} = 3 * I_{L,PFC_on_rms_max} = 6.33\ A$$

- 传导损耗

这些损耗与频率无关，不会随着频率的变化而显著增减。它计算如下：

$$P_{con_loss_MOS_PFC} = \left(\frac{I_{L,PFC_on_rms_max}}{2}\right)^2 * R_{DS(ON)}$$

- 接通转换损耗

由于转换器在 QRM+DCM 模式下工作，由磁化电流导致的接通转换损耗可以忽略不计，因为开关循环开始后电流从零上升。但是通过 MOSFET 通道给像 C_{oss}（MOSFET 输出电容）和 C_{DS_total}（总寄生漏-源等效电容）

PFC 升压转换器设计

一样的寄生电容器放电可能会导致显著的接通转换损耗。这些损耗在每次开关循环时均会出现，因此，与频率有关。

- E_{oss} 和 $^1/_2 \cdot C_{DS_total} \cdot V^2$ 损耗

接通时 C_{DS_total} 和 C_{oss} 中存储的能量必须在接通转换期间在 MOSFET 通道和电流感应电阻器中消散掉。这些损耗基本上是其上电压的平方的函数，在高压线路状况下可能非常显著。这些损在每次开关循环时均会出现，因此，与频率有关。为简化计算，我们假设开关损耗约为传导损耗的一半：

$$P_{sw_loss_MOS_PFC} = \frac{1}{2} * P_{con_loss_MOS_PFC}$$

- 栅极驱动器损耗

这些损耗还会随频率的变化而线性增减，但是对于总损耗通常贡献极小（在低于几百 kHz 的开关频率下），并且与 MOSFET Q_g（总栅极电荷）几乎完全不相关。栅极驱动器功率通常在外部栅极电阻器和栅极驱动器本身中消散掉，因此，在 MOSFET 的热计算中不需要考虑。

在 130 W 参考设计中，两个 CE 系列的 600V 英飞凌 MOSFET IPD60R400CE 并联用于最大限度减少功耗。通过 200mΩ的 $R_{DS(ON)}$，每个 MOSFET 的最大总损耗计算如下：

$$P_{loss_MOS_PFC_max} = 0.5 * (P_{sw_loss_MOS_PFC} + P_{con_loss_MOS_PFC}) = 0.75 * P_{con_loss_MOS_PFC} = 0.96\,W$$

无散热器情况下每个 MOSFET 的最大温度升高为：

$$\Delta T_{MOS_PFC_max} = R_{TH_JA} * P_{loss_MOS_PFC_max} = 76.8\,°C$$

PFC MOSFET 的重要参数在 **Table 8** 中进行汇总：

Table 8　　PFC MOSFET 设计参数

参数	符号	数值	单位
击穿电压	$V_{BR_DSS_PFC}$	650	V
MOSFET 接通电阻	$R_{DS(ON)}$	400//400 = 200	mΩ
最大 PFC MOSFET 传导损耗	$P_{loss_MOS_PFC_con}$	1.93	W

3.3.2　　PFC 电流感应

要设计 PFC 电流感应分流电阻器，必须符合以下情况：

$$I_{L,pk_PFC_max} * R_{CS_{PFC}} < V_{OCP1_PFC_min} = 0.95\,V$$

和

$$R_{CS_PFC} < \frac{0.95V}{I_{L,pk_PFC_max}} = 0.22\,\Omega$$

电流感应电阻器的值选择为 0.2 Ω，而且并联连接五个电阻器 1 Ω。这可分散功耗，减少热应力。每个分流电阻器的最大功率损耗为：

$$P_{loss_shunt_PFC_max} = 0.2 * I^2_{L,PFC_on_rms_max} * R_{CS_PFC} = 0.2 * 2.11A^2 * 0.2 = 0.18\,W$$

选择正确的分流电阻器类型时应考虑这一点。

PFC 升压转换器设计

总线电压感应的重要设计参数在以下 **Table 9** 中进行汇总：

Table 9　　PFC 电流感应和 ZCD 设计参数

参数	符号	数值	单位
PFC OCP1 最大工作范围	$V_{OCP1_PFC_min}$	0.95	V
PFC 电流感应电阻器	R_{CS_PFC}	0.2	Ω

3.3.3　　PFC 总线电压感应

如下面 **Figure 7** 中所示，总线电压通过电阻器分压器在 ICL5102 的 PFCVS 引脚处进行测量。此测量用作 PFC 输出电压调节器的输入，以便为 PFC MOSFET 生成 PWM 控制信号，并且为 PFC 升压转换器提供保护功能。强烈建议在 VS 引脚附近添加一个滤波电容器，以屏蔽开关噪声，获得精确和稳定的测量结果。VS 引脚具有极低的泄漏电流，因此不耐受性可以忽略不计。

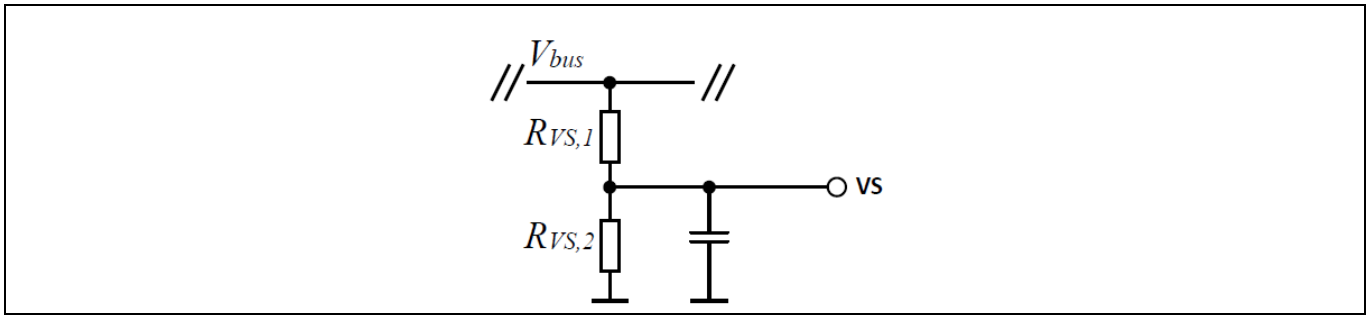


Figure 7　　总线电压测量

当将 V_{bus} = 450 V 映射到 $V_{PFCVSREF}$ = 2.5V 时，电阻器分压器计算如下。

$$\frac{R_{VS1_PFC}}{R_{VS2_PFC}} = \frac{V_{bus} - V_{PFCVSREF}}{V_{PFCVSREF}} = 179$$

要减少电阻器分压器所导致的不准确性，必须选择具有 1%或更低的公差的总线电压感应电阻器。在 130 W 参考设计中，要减少电压应力，上限电阻器 R_{VS1_PFC} 由每个为 1.5 MΩ的三个电阻器组成，下限电阻器 R_{VS1_PFC} 选择为 24.9 kΩ。

Note:　　为了减少总线电压感应信号中耦合的开关噪声，强力建议将 1nF 的滤波电容器直接放在 PFCVS 引脚附近。

总线电压感应的重要设计参数在以下 **Table 10** 中进行汇总：

Table 10　　总线电压感应设计参数

参数	符号	数值	单位
标称 PFC 升压转换器输出电压	V_{bus}	450	V
ICL5102 PFCVS 引脚参考电压	V_{REF}	2.5	V
总线电压感应分压器上限电阻器	R_{VS1_PFC}	1.5 x 3	MΩ
总线电压感应分压器下限电阻器	R_{VS2_PFC}	24.9	kΩ
总线电压感应滤波电容器	C_{VS}	1	nF

3.3.4 PFC 输出电容器

如果电容器的 ESR 小到可以忽略不计，并且峰值至峰值电压纹波选择为 20 V，则 PFC 总线电容器可以通过以下公式进行计算。请注意，还需要考虑 20% 的电容的公差。

$$C_{bus} = \frac{I_{out_PFC_max}}{2 * \pi * f_{line_min} * V_{bus_ripple_pp}} * 1.2 = 46\ uF$$

带

$$I_{out_PFC_max} = \frac{P_{O_PFC_max}}{V_{bus}} = 0.24\ A$$

关于电压额定值，在考虑过压保护阈值的情况下，必须使用 500 V 电容器。电容器的 ESR 应尽可能小，并且容许的最大纹波电流应具有足够的裕量。在 130 W 参考设计中，选择了一个具有低 ESR 的、56 uF 的 500 V 电容器。

总线电容器选择的重要参数在下表中进行汇总：

Table 11 总线电容器设计参数

参数	符号	数值	单位
标称 PFC 升压转换器输出电压	V_{bus}	450	V
最大 PFC 升压转换器输出功率	$P_{out_PFC_max}$	130	W
总线电压纹波（峰值至峰值）	$V_{bus_ripple_pp}$	20	V
交流输入线路频率	f_{line}	45 ~ 66	Hz
PFC 总线电容器	C_{bus}	56	µF

3.3.5 输入电压感应和过压/欠压

整流输入电压通过外部电阻器分压器进行感应，电阻器分压器由 BO 引脚处的 R_{BO1} 和 R_{BO2} 组成，如 **Figure 8** 中所示。此输入电压感应功能使交流输入过压/欠压能够为 LED 驱动器提供欠压保护。

强烈建议在整流二极管 D_{BO1} 和 D_{BO1} 后面直接添加一个高压电容器 C_{BO1}，以便测量交流输入的峰值，这与符合状况无关。在无电容器 C_{BO1} 的情况下，BO 引脚处会感应出均衡的交流输入平均值，这会根据负荷漂移。因此，过压/欠压阈值在不同负荷状况下各不相同。

PFC 升压转换器设计

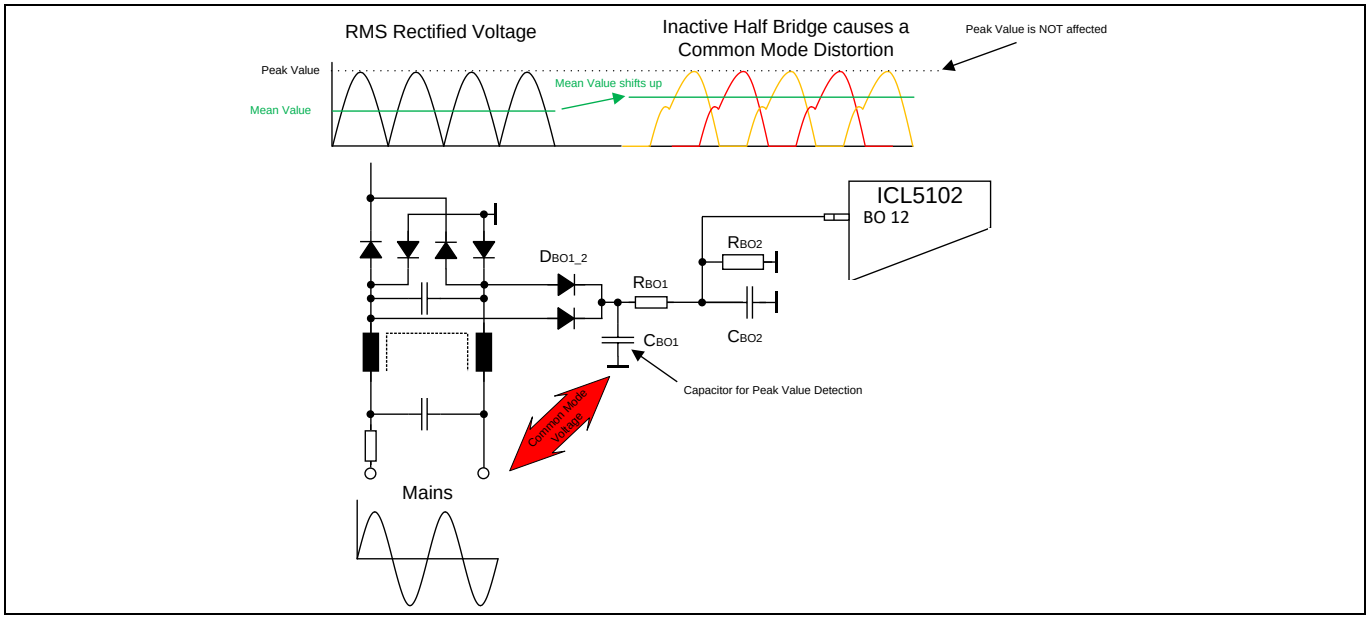


Figure 8　输入电压感应

在初始启动（交流插入）时，BO 引脚处的电压必须超过典型的 V_{BO} = 1.4 V 才能启用过压功能。在正常操作期间，当 BO 引脚处的电压降至低于典型的 V_{BO} = 1.2 V 超过 50 ms 时间时，会检测到欠压状况。ICL5102 将同时停止 PFC 和 HB 开关，并进入自动重启状态。如果 BO 引脚处的电压再次高于 1.4V，则系统正常操作恢复。

分压器的比率计算如下：

$$\frac{R_{BO1}}{R_{BO2}} = \frac{1.414 * V_{IN_BO} - V_{D_BO} - V_{BO_out_min}}{V_{BO_out_min}} = 86$$

从 ICL5102 数据表表 16 中，$V_{BO_out_min}$ = 1.14 V，过压阈值 V_{IN_BI} = 71 V，且 V_{D_BO} = 0.7 V。

在 ICL5102 130W CC 参考设计中，选择 R_{BO1} = 6600 kΩ。要减少电阻器的电压和功率应力，强烈建议将其分为三个 1206 电阻，每个 2200 kΩ。要增加测量准确性，应选择公差小于 1%的电阻器。根据之前计算的分压器比率，选择 R_{BO2} = 76.8 kΩ。

确定 R_{BO1} 和 R_{BO2} 后，可以计算过压电压：

$$V_{IN_BI} = \frac{86 * V_{BO_in_max} + V_{D_BO} + V_{BO_in_max}}{1.414} = 90\ V$$

输入电压感应的重要设计参数在下表中进行汇总：

Table 12　输入电压感应设计参数

参数	符号	数值	单位
欠压阈值	V_{IN_BO}	71	V_{RMS}
过压阈值	V_{IN_BI}	90	V_{RMS}
BO 引脚分压器上限电阻器	R_{BO1}	6600	kΩ
BO 引脚分压器下限电阻器	R_{BO2}	76.8	kΩ

3.3.6 THD 优化

当交流输入电压过零时，输入交流电流在该区域畸变最严重。为了确保该区域的正弦电流波形，ICL5102 根据输入电压振幅的瞬时值动态地将 PFC 导通时间扩展到 PFC 最大导通时间的两倍。通过 PFC 辅助绕组实现交流输入电压过零检测。PFC MOSFET 接通后，当 PFC 辅助绕组两端的电压达到最小值时，检测到交流过零。THD 校正的概念如 **Figure 9** 所示。

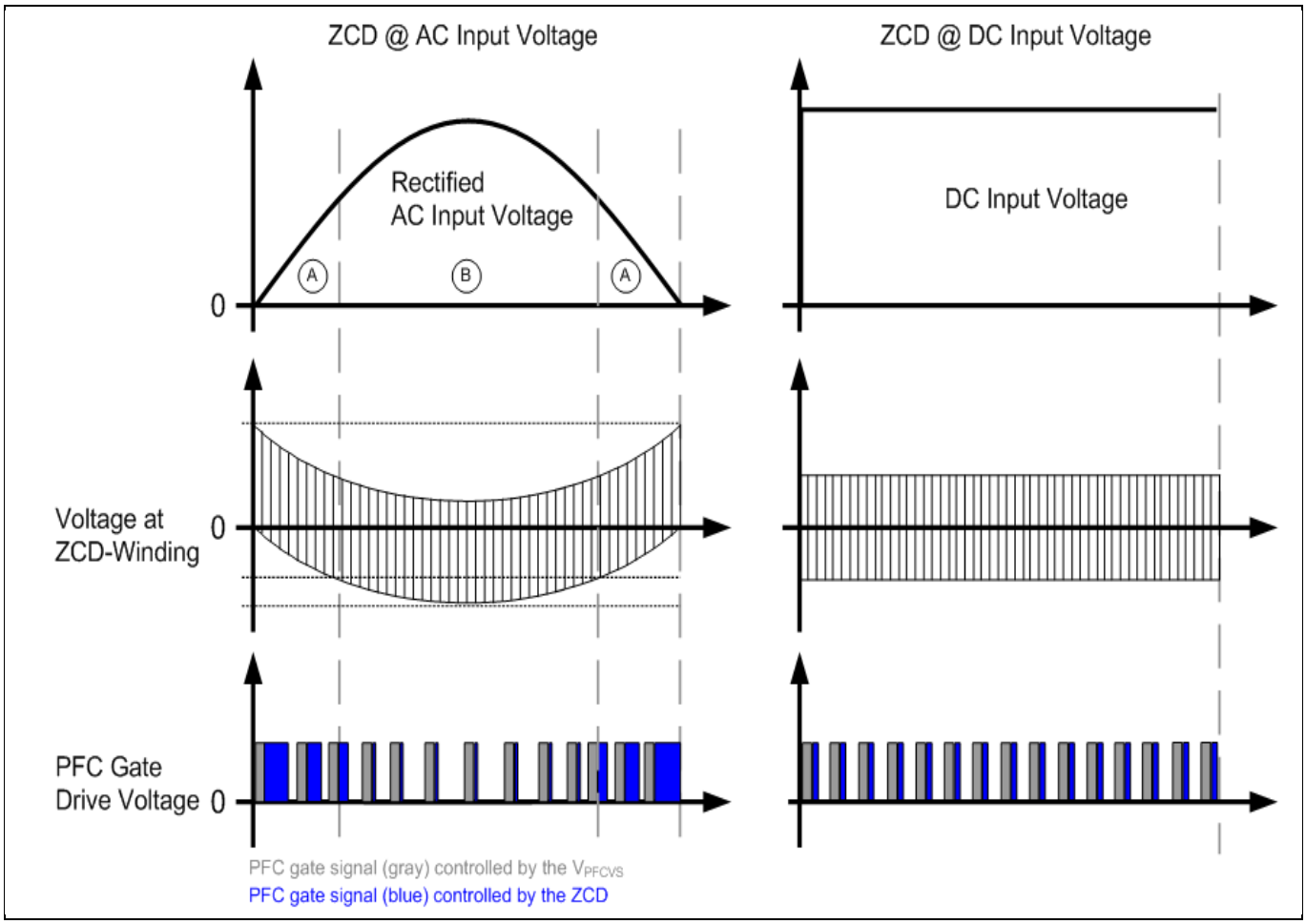
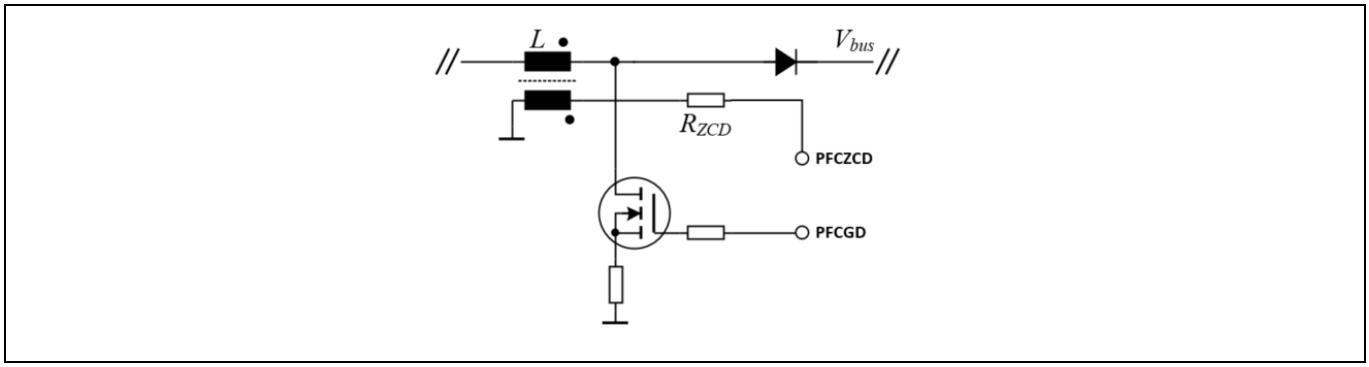


Figure 9 PFC THD 校正

要调整接通时间放大情况，在 PFC 扼流圈辅助绕组和 PFCZCD 引脚之间需要一个外部电阻器，如 **Figure 10** 中所示。当 PFC MOSFET 接通时，根据从 PFCZCD 引脚中流出的电流测量输入电压。较小的电流意味着交流输入处于区域 A 中（请参阅 **Figure 9**），这需要放大 PFC 接通时间。一般地，从 PFCZCD 引脚中流出的电流越小，PFC 接通时间放大率就越大。选择的电阻器值应确保电流介于 I_{ZCD} = 500µA ~ 1.2mA 之间。



PFC 升压转换器设计

Figure 10　通过外部电阻器实现 PFC THD 优化

以下公式说明了如何计算已连接的 ZCD 电阻器的值，假设在最大交流线路输入下，从 PFCZCD 引脚中流出电流 I_{ZCD_max} = 1.2mA：

$$R_{ZCD} = \frac{1.414 * V_{IN_max}}{\frac{N_{p_PFC}}{N_{a_PFC}} * I_{ZCD_max}} = 39.9\ \text{k}\Omega$$

THD 性能可以通过改变电阻器值约 40 kΩ进行优化。

Note:　*在提高功率因数和减少 THD 之间存在着一种权衡。尽管设法获得无谐波的电流会将谐波带入到电压中，因而获得较低的功率因数(PF)。另一方面，通过常用方法做出使功率因数保持一致的任何尝试，都会导致获得非正弦电流，这会增加总谐波失真(THD)。*

4 HB LLC 谐振转换器设计

谐振 HB 转换器具有许多优势，例如高效、高功率密度和低 EMI。ICL5102 为恒压(CV)或恒流(CC)输出提供对谐振 HB 转换器（如 LLC 或 LCC 拓扑）的独立控制，并支持固定和可变开关频率控制。

以下小节使用基于 LLC 拓扑的，具有次级侧调节恒流控制的 ICL5102 提供 HB 转换器设计指南。

130W LLC 恒流参考设计的设计规格在下表中提供：

Table 13 LLC 转换器设计规格

参数	符号	数值	单位
最小直流输入电压	V_{bus_min}	400	V
标称直流输入电压	V_{bus}	450	V
最大直流输入电压	V_{bus_max}	490	V
最大 LLC 转换器输出功率	P_{O_max}	130	W
预计 LLC 转换器电源效率	η_{FB}	< 96	%
LLC 转换器最大输出电压	V_{out_max}	76	V
LLC 转换器最大输出电压	V_{out_min}	38	V
LLC 转换器最大输出电流	I_{out_max}	1750	mA
LLC 转换器输出电流	I_{out_min}	75	mA
LLC 转换器谐振频率	f_r	100	kHz
初级侧开关桥式拓扑	-	半桥	-
次级侧整流器拓扑	-	全桥式整流器	-

在初级侧，半桥用作开关桥，因为 ICL5102 为半桥控制器。在次级侧，由于高电压和低电流输出特性而首选全桥式整流器。设计目标是在整个负载范围内在初级侧实现零电压开关(ZVS)，在次级侧实现零电流开关(ZCS)，以获得优化的电源效率和较低的 EMI 性能。

4.1 LLC 谐振槽设计

由于谐振 LLC 拓扑的非线性特性，谐振槽的以下计算基于一次谐波近似(FHA)。此外，为简化 LLC 变压器的设计，使用了外部谐振电感器。

4.1.1 变压器匝数比

根据具有全桥式整流器的半桥 LLC 转换器的特性，转换器增益可以计算如下：

$$LLC\ Converter\ Gain = \frac{V_{out} + 2 * V_{F_D}}{V_{bus}} = 0.5 * Resonant\ Tank\ Gain * Transformer\ Turns\ Ratio\ (N_s/N_p)$$

当 LLC 转换器以等于谐振频率的频率操作时，在将单芯用于串联电感器的情况下，谐振槽增益为 1。因此，变压器匝数比可以表示如下：

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{bus}}{2 * (V_{out} + 2 * V_{F_D})}$$

建议在低于恒流输出的谐振频率（升压模式操作）的情况下操作 LLC 槽。要在大多数负载范围内确保这一点，选择以最大总线电压作为工作点的最小输出电压作为 LLC 谐振操作，以确定变压器的匝数比：

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{bus_max}}{2 * (V_{out_min} + 2 * V_{F_D})} = 6.22$$

4.1.2 LLC 谐振槽增益

定义了变压器匝数比后，谐振槽电压增益 M_{LLC} 可以汇总如下：

- 对于最大总线电压和最低输出电压，单位增益 $M_{LLC} = 1$
- 最小增益 $M_{LLC_min} = M_{LLC} = 1$
- 对于最小总线电压和最高输出电压，最大增益 M_{LLC_max}

$$M_{LLC_max} = \frac{n * 2 * (V_{out_max} + 2 * V_{F_D})}{V_{bus_min}} = 2.4$$

4.1.3 选择 m 值

总初级电感与谐振电感之比定义为 m 值，如下所示：

$$m = \frac{L_r + L_m}{L_r}$$

m 值越低，可以获得越高的升压增益，并提供越灵活的控制和调节，这在具有较广输入电压范围的应用中非常有用。不过，较低的 m 值意味着磁化电感 L_m 越小。因此，磁化峰值至峰值电流纹波越高，导致增加循环能量损耗和传导损耗。

对于 130W LLC CC 参考设计，先选择一个合理的初始值 m = 8。几次迭代后，只要仍然可以达到所有负荷状况的最大增益要求，m 值仍然可以进行优化。

4.1.4 选择最大质量因数值 Q_{max}

质量因素与符合有关，并定义如下：

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{R_{ac}}$$

重负荷状况以高 Q 值操作，而较轻的负荷具有较低的 Q 值。设置与最大负荷点相关联的 Q_{max} 值至关重要。

通过使用 ICL5102 LLC 计算工具，可以简化分析。峰值增益在 **Figure 11** 中获取和说明，其中显示了峰值增益（可获得的最大增益）如何针对不同的 m 值随 Q 值而变化。似乎通过降低 m 或 Q 值可获得较高的峰值增益。通过给定的谐振频率和 Q 值，降低 m 值意味着减少磁化电感，这会导致增加循环电流。在可用增益范围和传导损耗之间存在一种权衡。

通过最大增益 M_{LLC_max} 和定义的 m 值，可通过曲线获得最大质量因数：

$$Q_{max} = 0.17$$

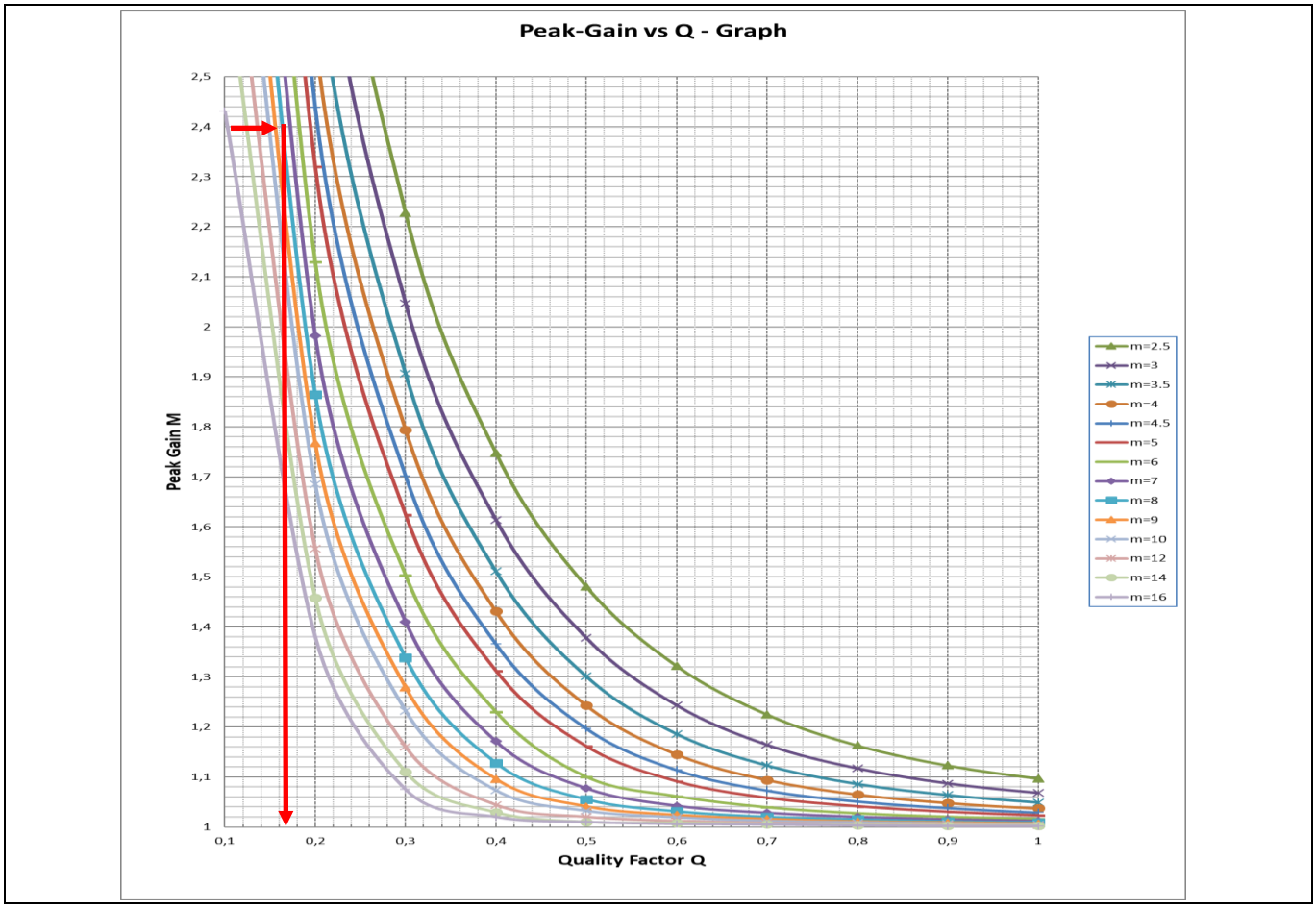


Figure 11 针对不同 m 值的峰值增益与 Q 值

4.1.5 等效反射电阻 R_{ac}

FHA 消除了非线性性，生成了一个等效谐振电路，如 **Figure 12** 中所示。输入方波电压替换为电压方波的一次谐波，而带整流器和负荷的次级部分则由等效电阻 R_{ac} 进行替换，在满负荷下等效电阻计算如下：

$$R_{ac} = \frac{8}{\pi^2} * n^2 * \frac{(V_{out_max} + 2 * V_{F_D})}{I_{out_max}} = 1388\,\Omega$$

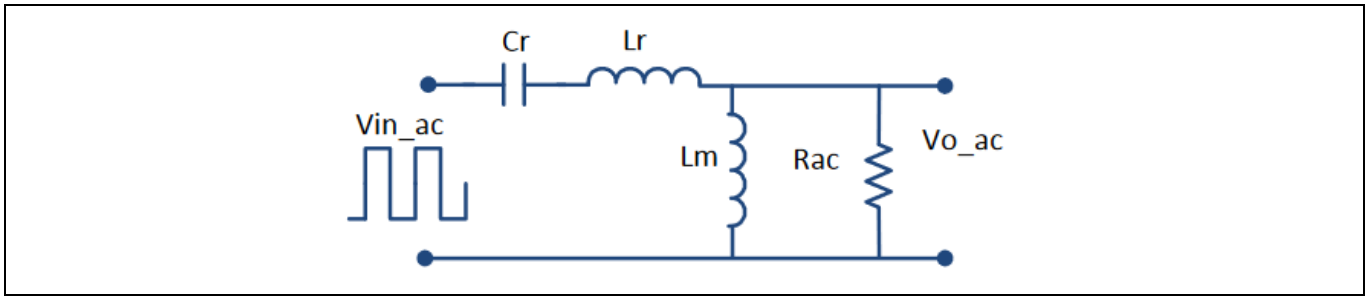


Figure 12 等效谐振电路

4.1.6 LLC 谐振槽计算

获得 m、Q_{max} 和 R_{ac} 值后，谐振电容器的值可以计算如下：

$$C_r = \frac{1}{2 * \pi * Q_{max} * f_r * R_{ac}} = 6.74\ nF$$

要减小谐振扼流圈的尺寸，为 130W 参考设计选择较大的谐振电容器，如下所示：

$$C_r = 11.5\ nF$$

为了减少在正常运行中通过谐振电容器的启动流入电流和纹波电流，可以将一个谐振电容器分离为具有标准值的两个电容器（一个至直流总线，另一个至接地）。这也有助于获得可用的电容器值。

$$C_{r1} = 6.8\ nF$$

$$C_{r2} = 4.7\ nF$$

谐振扼流圈的电感计算如下：

$$L_r = \frac{1}{4 * \pi^2 * C_r * f_r^2} = 220\ \mu H$$

LLC 变压器的主电感 L_p 计算如下：

$$L_P = m * L_r = 1760\ \mu H$$

磁化电感 L_m 计算如下：

$$L_m = L_P - L_r = 1540\ \mu H$$

由于半桥导致的等效泄漏电感可以做如下近似预计：

$$L_{leak} = 0.5 * 8\% * L_m = 60\ \mu H$$

因此分开的谐振扼流圈的电感计算如下：

$$L_{r_ext} = L_r - L_{leak} = 160\ \mu H$$

4.1.7 LLC 谐振槽参数的验证

确定所有谐振槽参数后，必须再次重新计算所有边界情况的工作点，以确保仍然满足 LLC 谐振设计目标。

谐振频率：

$$f_r = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{L_r * C_r}} = 100.1\ kHz$$

$$f_p = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{L_p * C_r}} = 35.3\ kHz$$

质量因数：

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{R_{ac}} = 0.1$$

总初级电感与谐振电感之比：

$$m = \frac{L_r + L_m}{L_r} = 8$$

4.1.8 实现 LLC 转换器的零电压开关(ZVS)

要确保 LLC 转换器的高电源效率，对所有输入和负荷状况均需保证 ZVS。实现 ZVS 有两个主要的注意事项：

- LLC 转换器的工作区域

只要转换器在高于谐振频率 f_r 的情况下开关，它始终会在 ZVS 模式下运行。当转换器在谐振频率 f_r 和 f_p 之间开关时，负荷状况（质量因数 Q）确定转换器是否在 ZVS 模式下运行。在正常操作状况下，LLC 谐振转换器在稍高于谐振频率 f_r 的情况下操作，这适合于实现高效性。

- MOSFET 输出电容

谐振电感器电流必须足够高，才能释放掉与功率 MOSFET 漏-源并联出现的等效电容的电压。此电容的主要部分是 MOSFET 输出电容。

- 死区时间

为与功率 MOSFET 漏-源并联出现的等效电容完全放电需要死区时间，以便在应用于转换器的最坏情况下实现 ZVS 操作。

四个实现 ZVS 的最常用波形和解决方案显示在 **Figure 13** 中，可在其中根据提供的说明执行电路修改，以获得最佳效率。**Figure 13** (a)显示了完美的 ZVS 示意图。在 **Figure 13** (b)中，在发送控制信号 V_{GS} 之前，VDS 无法完全放电至 0V，因此，建议减少变压器中的磁化电感值，稍稍增加死区时间或者更换具有较高 $R_{DS(ON)}$的功率 MOSFET。在 **Figure 13** (c)中，功率 MOSFET 实现了 ZVS，但是电感电流不足以连续正向偏置主体二极管；因此建议稍稍减少死区时间。**Figure 13** (d)中实现了 ZVS，但是过多的死区时间导致降低了效率；因此，建议减少死区时间。

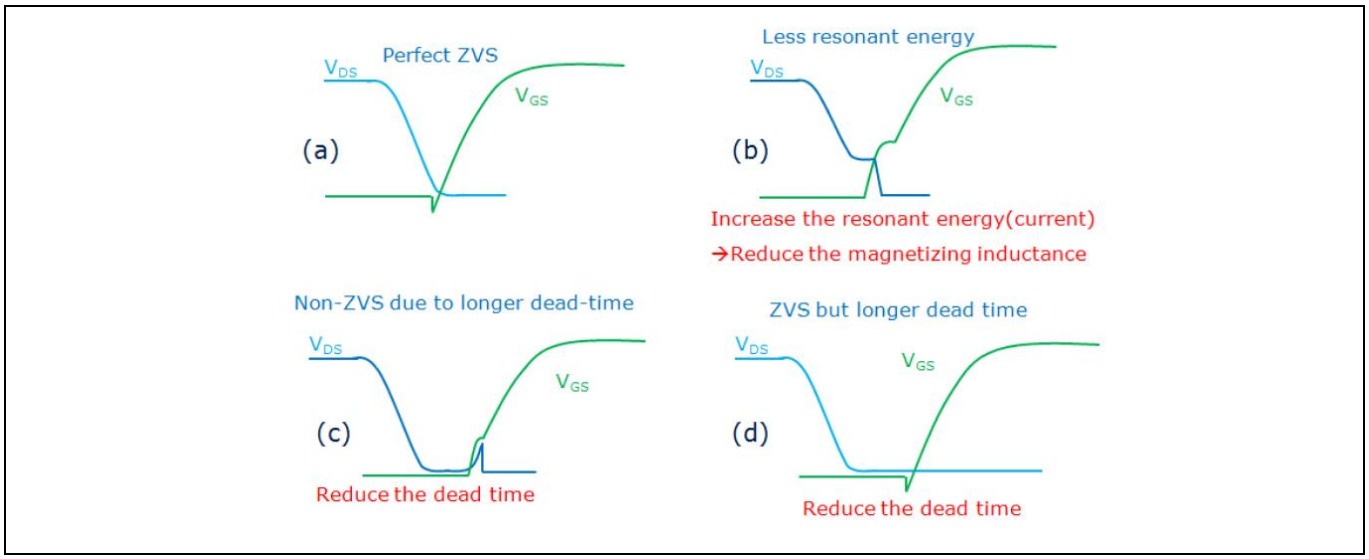


Figure 13 用于 ZVS 功率 MOSFET 的波形及解决方案

4.2 LLC 主变压器设计

确定主变压器的匝数比和电感后，可以获得变压器的设计参数。

通过选定的次级匝数：

$$N_s = 6\ turns$$

初级匝数可以计算如下：

$$N_p = n * N_s = 38.7 \approx 40\ turns$$

HB LLC 谐振转换器设计

为了为 ICL5102 提供 Vcc 电源，引入了辅助绕组。如果假设 Vcc = 15V，则匝数比计算如下：

$$n_a = \frac{N_p}{N_a} = \frac{V_{bus}}{2 * (V_{cc} + V_{F_D})} = 14.33$$

辅助匝数可以计算如下：

$$N_a = \frac{N_p}{n_a} = 2.79 \approx 3\ turns$$

通过以下增益曲线，根据 ICL5102 LLC 设计工具的不同符合条件，可以获得最大增益情况下的 LLC 转换器最小开关频率，如下所示：

$$f_{min} = 44.7\ kHz$$

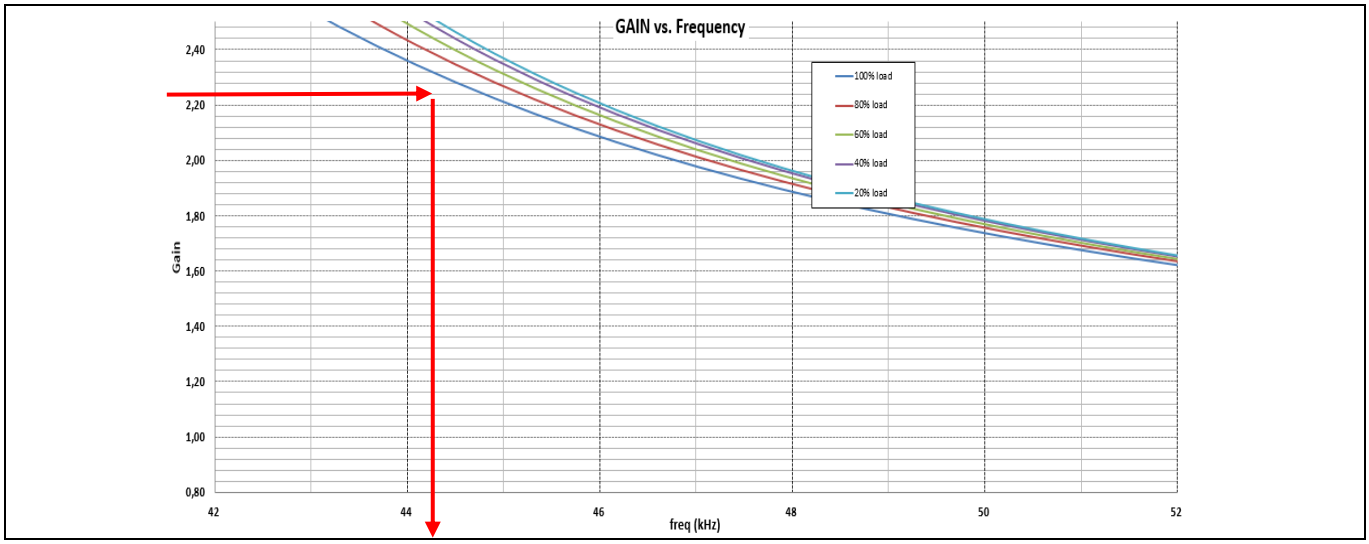


Figure 14　不同负荷状况的增益与频率

初级侧通过谐振槽的 RMS 电流可以计算如下：

$$I_{L_p_rms} = \frac{1}{\eta} * \sqrt{\left(\frac{\pi * I_{out_max}}{2 * \sqrt{2} * n}\right)^2 + \left(\frac{n * (V_{out_max} + 2 * V_{F_D})}{4 * \sqrt{2} * f_r * (L_p - L_r)}\right)^2} = 0.73\ A$$

通过谐振槽的初级峰值电流可以计算如下：

$$I_{L_p_peak} = \sqrt{2} * I_{L_p_rms} = 1.03\ A$$

在 ICL5102 130W CC 参考设计中，作为设计示例，LLC 外部谐振电感器由 Würth Electronic 进行制造，部件号为 **750342805**。规格表见 **Table 14**：

Table 14　Würth 电感器 750342805 的参数

参数	数值	单位
电感	160	µH
直流电阻	0.33	Ω
饱和电流	3.5	A

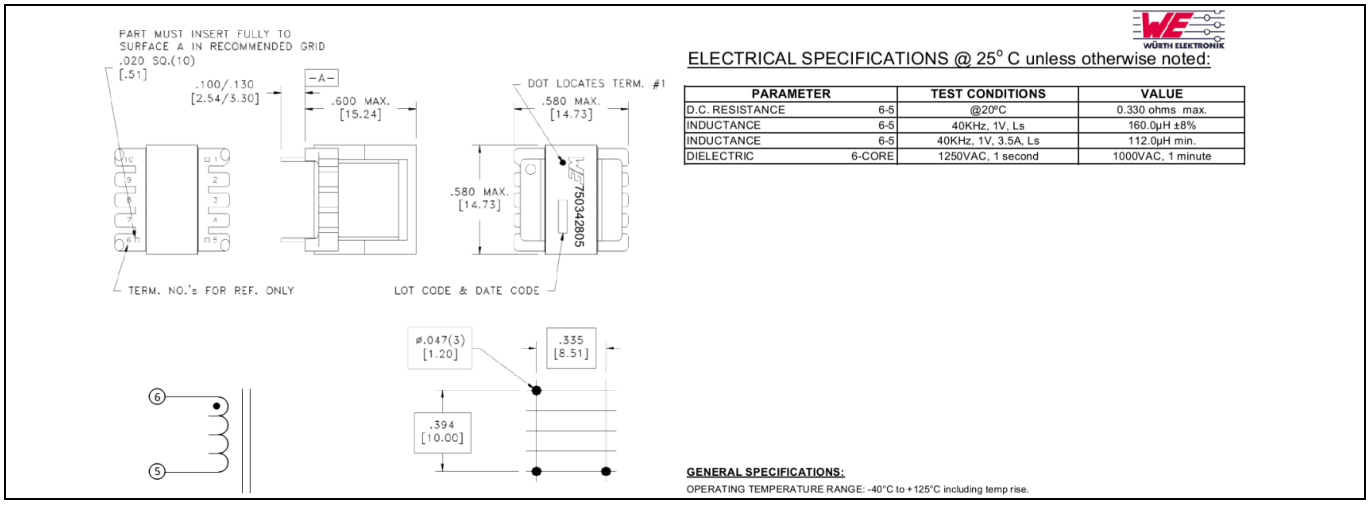


Figure 15　　Würth 电感器 750342805

作为设计示例，LLC 主变压器由 Würth Electronic 进行制造，部件号为 **750342886**。规格表见 **Table 15**：

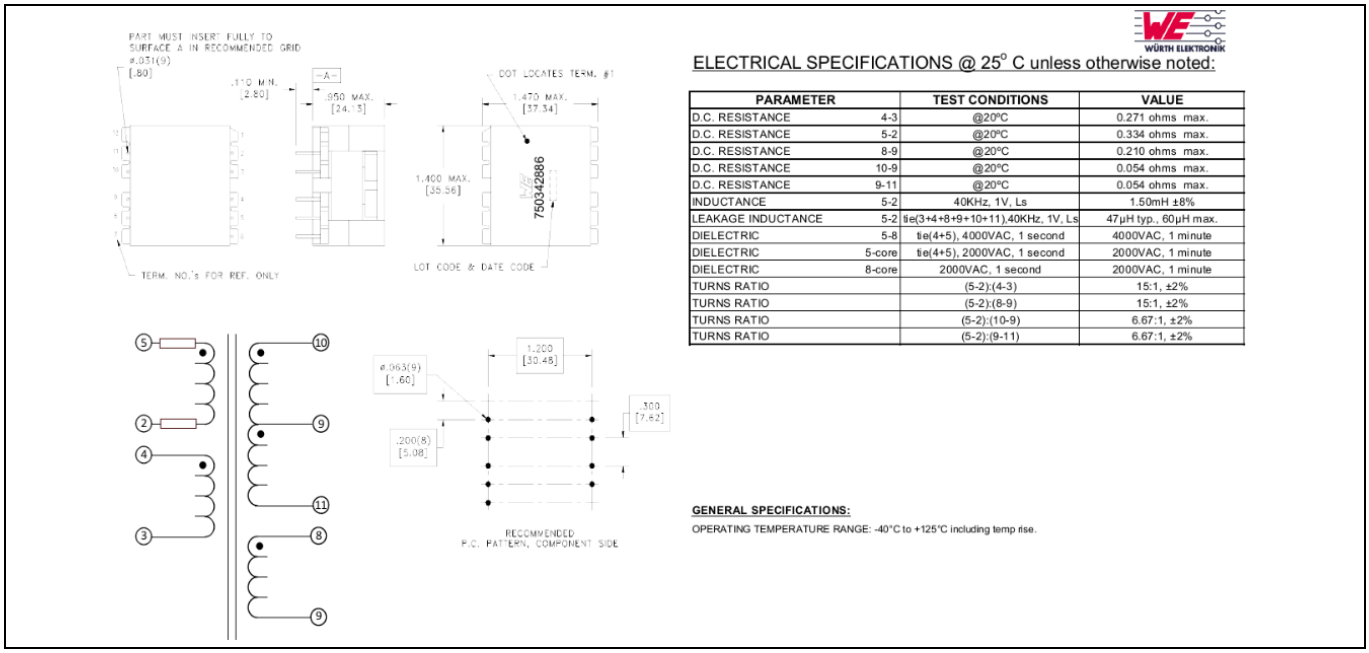


Figure 16　　Würth 电感器 750342886

Table 15　　Würth 电感器 750342886 的参数

参数	数值	单位
主电感	1500	µH
泄漏电感	47	µH
匝数比 N_p/N_s	6.67	-
匝数比 N_p/N_a	15	-
直流电阻初级主绕组	0.33	Ω
直流电阻次级输出绕组	0.054	Ω
饱和电流	2	A

4.3 半桥初级 MOSFET 选择

半桥初级功率 MOSFET 的选择主要基于漏-源击穿电压和功耗的注意事项。

- 漏-源击穿电压

根据工作总线电压，击穿电压应选择如下：

$$V_{(BR)DSS} > 1.2 * V_{bus_OVP1} = 594\,V$$

600V MOSFET 比较合适，对于具有增强突发保护的应用，应选择较高的击穿电压。

- 传导损耗

这些损耗与频率无关，不会随着频率的变化而显著增减。它计算如下：

$$P_{con_loss_MOS_HB} = \left(I_{L_p_rms}\right)^2 * R_{DS(ON)} = 0.21\,W$$

在 130 W 参考设计中，两个 CE 系列的 600V 英飞凌 MOSFET IPD60R400CE 用于高侧和低侧。通过 290mΩ的 $R_{DS(ON)}$，每个 MOSFET 的最大总损耗计算如下：

$$P_{loss_MOS_HB_max} = 1.5 * P_{con_loss_MOS_PFC} = 0.315\,W$$

无散热器情况下每个 MOSFET 的最大温度升高为：

$$\Delta T_{MOS_PFC_max} = R_{TH_JA} * P_{loss_MOS_HB_max} = 25.2\,°C$$

HB MOSFET 的重要参数在 **Table 16** 中进行汇总：

Table 16 PFC MOSFET 设计参数

参数	符号	数值	单位
击穿电压	$V_{BR_DSS_HB}$	650	V
MOSFET 接通电阻	$R_{DS(ON)}$	400	mΩ
最大 PFC MOSFET 传导损耗	$P_{loss_MOS_HB_con}$	0.315	W

4.4 半桥低侧电流感应电阻器选择

低侧电流感应电阻器连接至 ICL5102 LSCS 引脚和 HB 低侧 MOSFET 的源，以防止 HB 转换器过流。此外，电容模式保护和自适应死区时间也通过 LSCS 引脚处的电流感应功能进行实现。

根据数据表，有两个过流保护级别。低侧电流感应电阻器值可以根据过流保护级别 1 计算如下：

$$R_{LSCS} < \frac{V_{HB_OCP1_min}}{I_{L_p_peak}} = 0.71\,\Omega$$

在 ICL5102 130W 参考设计中，选择了 R_{LSCS} = 0.5 Ω。为了获得精确的电阻器值，并最大限度减少功耗，电流感应电阻器已分离为三个并联连接的电阻器 1.2 Ω// 1.2 Ω// 1.5 Ω。

为了在突发模式(BM)下支持功率限制功能，在 LSCS 引脚和电流感应电阻器之间需要一个电阻器 R_{PL}，如 **Figure 17** 中所示。

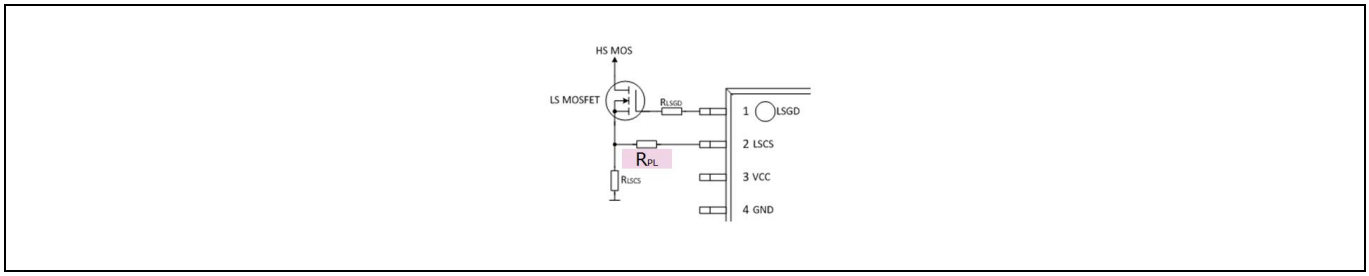


Figure 17　　ICL5102 突发模式功率限制

在突发阶段，在突发模式下，ICL5102 HB 控制器以 f_{HB_BM} 开关频率启动，并稳定地将其降至 f_{HB_max}，以初始化软启动（**请参阅 ICL5102 数据表**）。软启动后，开关频率继续降低至 f_{HB_PL}，此值由电阻器 R_{PL} 设定。

如 **Figure 18** 中所示，高于 0 的参考阈值由电阻器 R_{PL} 设定。ICL5102 将根据 LSCS 引脚处的电压对高于和低于此阈值的区域求积分。HB 开关频率将调节自身（通过增减），直至达到 f_{HB_PL}，使区域 B 的积分与区域 A1 和区域 A2 的积分相同。通过更改 R_{PL} 电阻器值，可设定开关频率 f_{HB_PL}，从而在 BM 下设定传输的功率。电阻器的建议值 R_{PL} 介于 200 Ω和 1000 Ω之间。

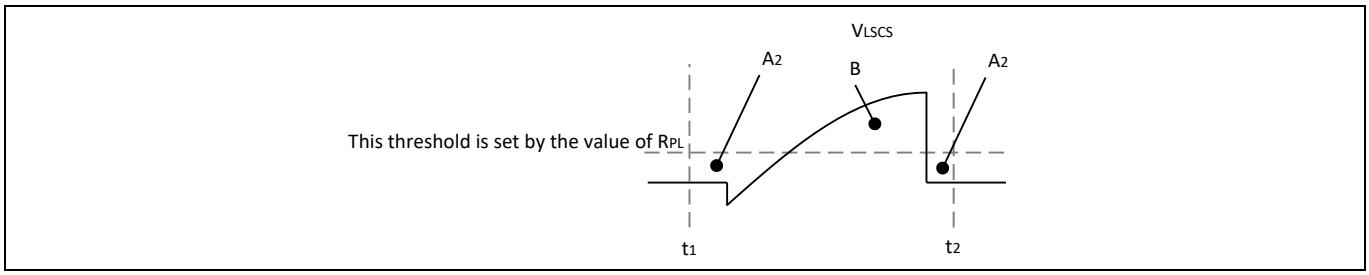


Figure 18　　阈值由 R_{PL} 设定，以在 BM 下实现有限功率传输

为了屏蔽 LSCS 引脚处的电压尖峰，确保不会错误触发过流保护功能，建议使用由 R_{PL} 和一个几 pF 的小电容器组成的外部滤波器。电容器应直接放置于 LSCS 引脚附近。

4.5　　半桥次级整流器二极管选择

次级整流器二极管的选择应考虑以下注意事项：

- 反向击穿电压

由于次级侧上使用了全桥式整流器网络，二极管电压压力应该与输出电压相同。不过，由于 LLC 变压器泄漏电感的原因，整流器二极管可能出现高得多的电压峰值，因此应考虑因数 2 裕量：

$$V_{RRM_D_sec} > 2 * (V_{out_max} + V_{F_D_sec}) = 155\ V$$

- 最大 RMS 电流

流经每个整流器二极管的最大 RMS 电流计算如下：

$$I_{D_sec_rms_max} = \frac{\pi}{4} * I_{out_max} = 1.37\ A$$

使用具有高电流容量的二极管对电源效率有好处。

- 正向电压

它与电源效率直接相关。因此，应选择尽可能小的正向电压。

- 反向恢复时间

由于有时无法避免整流器二极管的对抗硬式整流，因此最好选择超快速恢复二极管。

- 功率损耗

应考虑的唯一功率损耗就是传导损耗。假设正向电压为 0.5V，则二极管传导损耗可以如下所示进行计算：

$$P_{loss_D_sec} = I_{D_sec_rms_max} * V_{F_D_sec} = 0.7\ \text{W}$$

- 热特性

通过二极管的热阻和环境温度 T_A，无散热器情况下的次级整流器二极管温度计算如下：

$$T_{D_sec} = P_{loss_D_sec} * R_{D_sec_TH_JA} + T_A$$

130 W 参考设计中使用的升压二极管的重要参数在 **Table 17** 中进行汇总：

Table 17　次级整流器二极管设计参数

参数	符号	数值	单位
最大反向电压	$V_{RRM_D_sec}$	200	V
平均整流正向电流	$I_{F_D_sec}$	18	A
正向电压	$V_{F_D_sec}$	0.7	V

4.6　半桥次级输出电容器

流经输出电容器的纹波电流提供如下：

$$I_{cap_sec_rms_max} = \sqrt{\left(\frac{\pi * I_{out_max}}{2 * \sqrt{2}}\right)^2 - I_{out_max}^2} = 0.84\ A$$

输出电流纹波定义为 2%的最大输出电流：

$$I_{out_ripple} = 2\% * I_{out_max} = 0.035\ A$$

输出电压纹波定义为 1%的最大输出电压：

$$V_{out_ripple} = 1\% * V_{out_max} = 0.76\ V$$

输出电容器的等效串联电阻提供如下：

$$ESR = \frac{V_{out_ripple}}{2 * I_{out_ripple}} = 0.22\ \Omega$$

然后，输出电容器的值提供如下：

$$C_{out} = \frac{1}{4 * \pi * f_{line} * \sqrt{\left(\frac{V_{out_ripple}}{I_{out_ripple}}\right)^2 - ESR^2}} = 80\ \mu F$$

有时，由于电解电容器 ESR 较高的原因，无法通过单个输出电容器满足纹波规格。然后，可以使用附加 LC 滤波器级（后滤波器）或更多个并联的电容器（以减少 ESR）。使用后滤波器时，小心勿将边界频率设置得过低。边界频率过低可能会使系统变得不稳定或限制控制带宽。通常将后滤波器的边界频率设定为约 1/10~1/5 的开关频率。

HB LLC 谐振转换器设计

130 W 参考设计中所使用的输出电容器的重要参数在 **Table 18** 中进行汇总：

Table 18　输出电容器设计参数

参数	符号	数值	单位
额定电压	$V_{out_C_sec}$	100	V
等效串联电阻	ESR	0.22	Ω
输出电容器	C_{out}	220//220	µF

4.7　半桥输出调节

在 ICL5102 130W 参考设计，半桥 LLC 转换器的输出调节包括三个部分：恒定电流调节、恒定电压调节和输出电流调光：

- 恒定电流调节

在正常操作中，LLC 转换器提供了恒定输出电流。电流调节通过 PI 调节器基于操作放大器 LM358 进行实现，如 **Figure 19** 中所示。输出电流通过三个并联连接的分流电阻器 R50、R51 和 R52 进行测量。这些电流感应电阻器必须具有较高的准确性，以便精确调节电流。输出参考电流通过来自辅助供电电压或来自调光电压的分压电压进行设定。

- 输出电流调光

基于恒定电流调节，1-10V 调光器得以实现，并且为输出电流调节提供了电流参考信号。带线性调节器的次级辅助绕组设计为为调光电路提供电源。

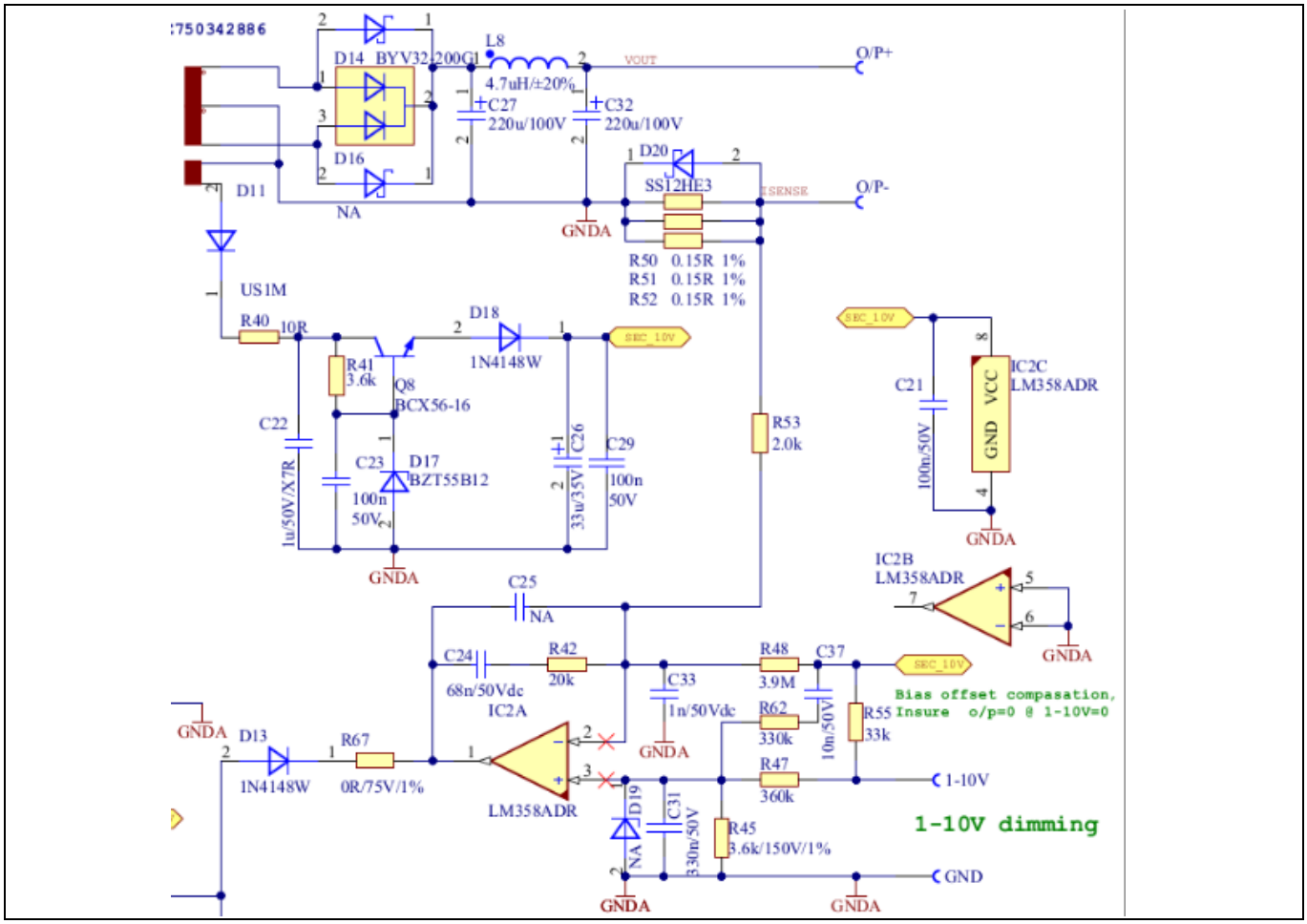


Figure 19　　次级侧输出电流调节

- 恒定输出电压调节

除了电流调节外，实现了使用 TL431 防止 LED 照明处于 dim-to-off 状况的恒定输出电压调节，以便输出电压不充电至高于尽可能最低的 LED 正向电压情形。如 **Figure 20** 中所示：

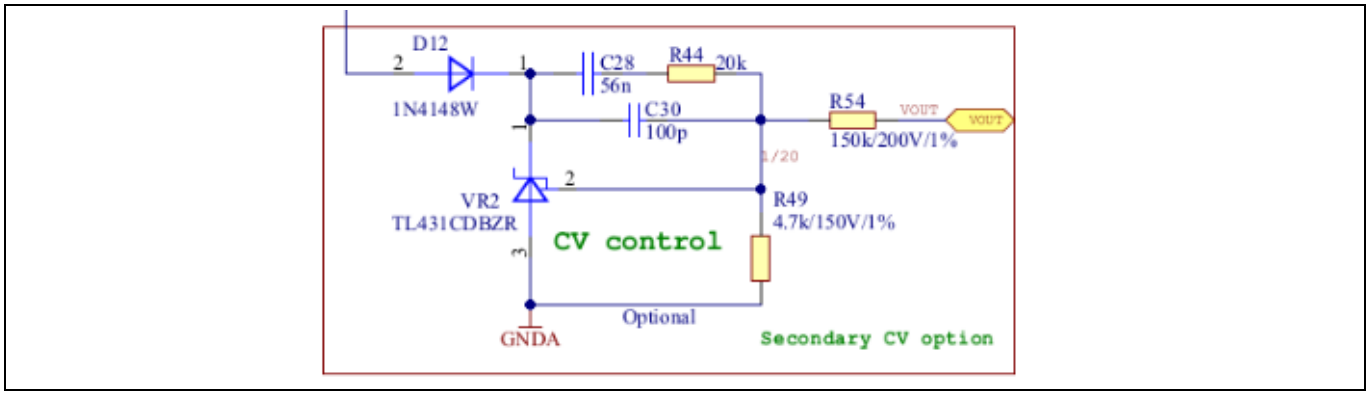


Figure 20　　次级侧恒定输出电压调节

调光器使 LED 驱动器处于 dim-to-off 状况后，恒定电流调节器将由恒定输出电压调节器替代。ICL5102 将根据输出电压调节进入突发模式(BM)。

4.8 频率设置

为了关闭调节环路，来自次级侧电流调节电路流经光耦合器的反馈信号必须连接至 ICL5102。

在正常操作期间，ICL5102 HB 控制器使用 CCO 来确定开关频率。 开关频率由从射频引脚流出的电流 I_{RF} 决定。RF 引脚保持 V_{RF} = 2.5 V 的恒定电压。该电压与引脚 V_{BM}、电阻 R_{BM} 和 R_{RF} 以及光耦合器处的电压共同定义了从射频引脚流出的电流，如下式和 **Figure 21** 所示：

$$I_{RF} = I_1 + I_2 = I_{BM} + I_{OP} + \frac{V_{RF}}{R_{RF}}$$

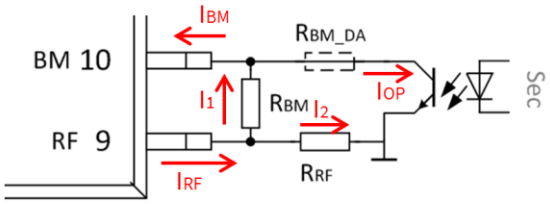


Figure 21 ICL5102 RF 引脚电流定义

为了确定两个电阻器 R_{RF} 和 R_{BM}，需要 HB LLC 转换器最小和最大开关频率。

$$f_{min} = 41.6\ kHz$$

$$f_{max} = 260\ kHz$$

ICL5102 HB 控制器的 CCO 由恒定转换速率 C_{FC} 线性定义，如 **Figure 22** 所示：

$$C_{FC} = 400\ KHz/mA$$

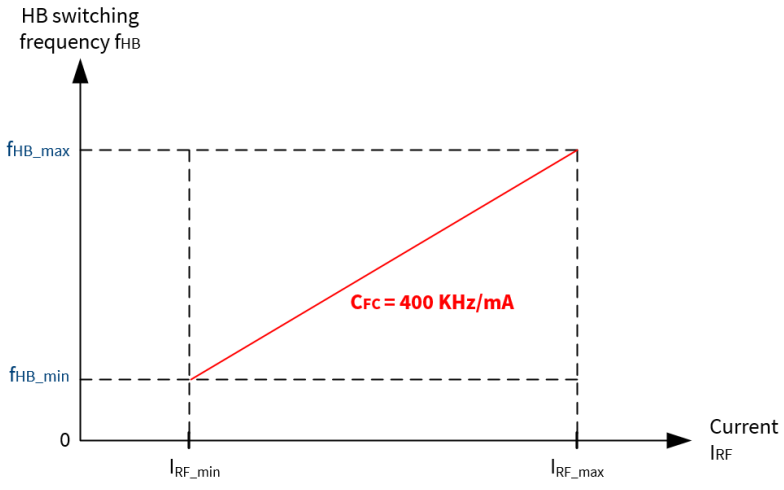


Figure 22 正常运行中 ICL5102 的 CCO

两个电阻器 R_{RF} 和 R_{BM} 的计算提供如下：

$$R_{RF} = C_{FC} * \frac{15V}{7 * f_{min} - f_{max}} = 212.76\ k\Omega$$

$$R_{BM} = C_{FC} * \frac{1.5V}{f_{max} - f_{min}} = 2.71\ k\Omega$$

选择两个电阻器值时确保 ICL5102 130W 参考设计不进入突发模式(BM)，以防止 LED 闪烁。在 dim-to-off 操作中，BM 仅适用于待机模式。

4.9 初级输出过压保护

ICL5102 通过感应绕组电压在初级侧提供另一种快速过压保护功能。此功能通过将 OVP 引脚连接到 HB 变压器的辅助绕组进行实现，如 **Figure 23** 中所示：

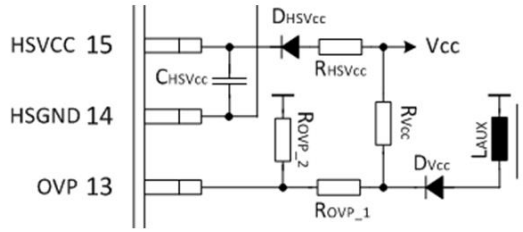


Figure 23 HB 输出 OVP 检测电路

要确定 R_{OVP_1} 和 R_{OVP_2}，可以使用以下公式：

$$\frac{R_{OVP_2}}{R_{OVP_1}} = \frac{V_{OVP_ref}}{V_{out_OVP} * \frac{n}{n_a} - V_{F_D_Vcc} - V_{OVP_ref}}$$

如果初级输出电压水平定义为 90V，则可以如下获得分压器比率：

$$\frac{R_{OVP_2}}{R_{OVP_1}} = 15$$

5 ICL5102 的电源

控制器 ICL5102 的电源由连接至 Vcc 引脚的电容器提供。强烈建议使用电解电容器和陶瓷电容器并联连接为 Vcc 电容器。由于高电容原因，电解电容器适合电荷存储，但是具有较差的交流耦合特性。陶瓷电容器相对而言具有卓越的交流去耦效果，但是具有与电压和温度高度相关的电容降额特性。

Vcc 电容器可以根据不同的要求和状况通过高压启动电路、PFC 辅助绕组或 HB 辅助绕组进行充电。以下部分将对这方面进行说明。

5.1 接通电源

一开始时，在施加交流输入后，在 Vcc 达到接通阈值之前，Vcc 电容器必须由高电压启动电路进行充电。启动电路可以如 **Figure 24** 中所示进行设计：

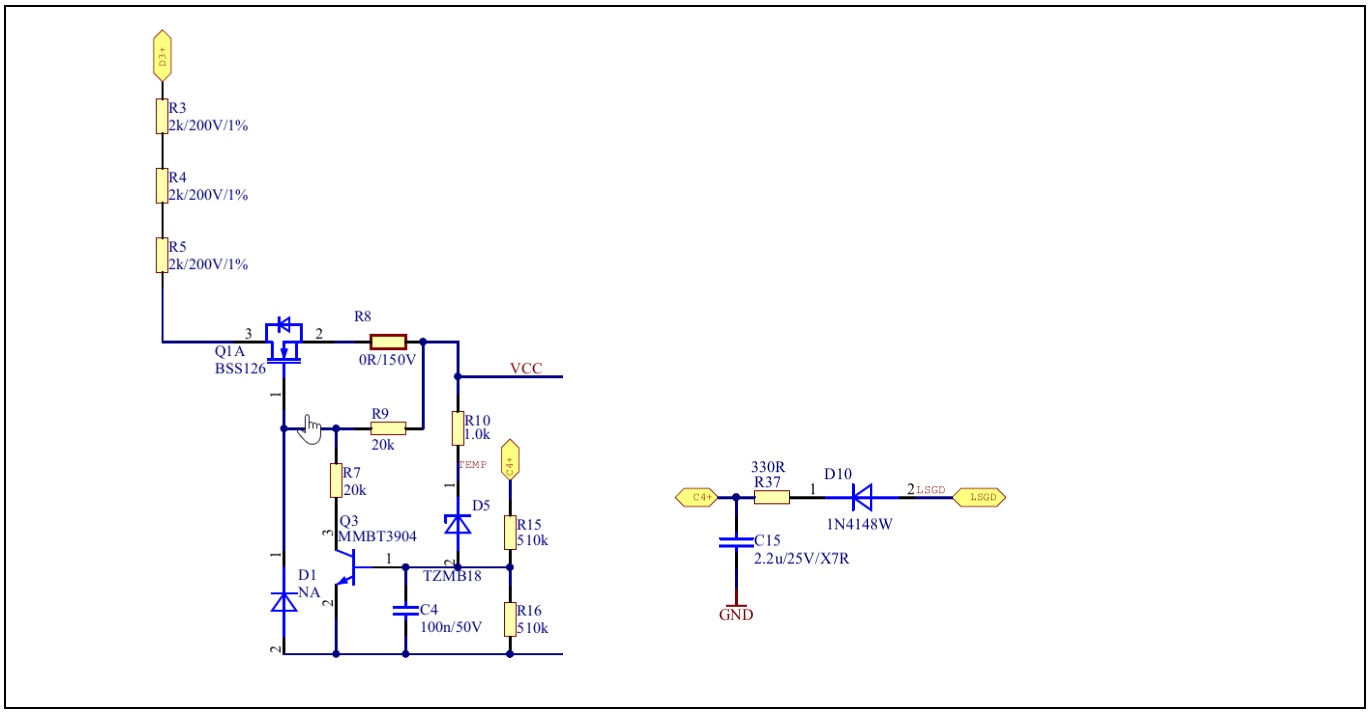


Figure 24 来自启动电路的 Vcc 电源

启动电路经电流限制电阻器 R3、R4 和 R5 连接至桥式整流器后面的整流交流输入。 使用了耗尽型 MOSFET BSS126，以便只要 Vcc 低于与客户设计有关的特定阈值，Vcc 充电功能就会进行。

由电阻器 R3、R4 和 R5 限制的充电电流取决于来自 LED 驱动器系统要求的照明时间。假设所需的照明时间为 500 ms，则 Vcc 电容器为 220 uF，PFC 和 HB 启动时间各自为 50 ms，最小充电电流可以计算如下：

$$I_{Vcc_charge_min} = C_{Vcc} * \frac{V_{Vcc_on_max}}{t_{time_to_light} - t_{PFC_start} - t_{HB_start}} = 12.2\ mA$$

要确保可以在低线路输入下提供此充电电流，以便使照明时间低于 500 ms，则如下所示计算电流限制电阻器值：

$$R_{HV} = \frac{\sqrt{2} * V_{in_min_rms}}{I_{Vcc_charge_min}} = 10\ \text{k}\Omega$$

高线路输入的最大充电电流为：

ICL5102 的电源

$$I_{Vcc_charge_max} = \frac{\sqrt{2} * V_{in_max_rms}}{R_{HV}} = 43\ mA$$

强烈建议将 R_{HV} 分离成三个串联连接的电阻器 R3、R4 和 R5，以最大限度减少每个电流限制电阻器的功率和电压应力。

5.2 操作期间的电源

达到 Vcc 接通阈值后，ICL5102 将启动一级 PFC，以将总线电压升高 V_{bus} = 450 V，然后 HB 级开始工作。如果没有设计来自 PFC 辅助绕组的 Vcc 电源，则 Vcc 高压启动电路最迟在 HB 开始工作时应停止工作，并且 HB 辅助绕组将接替为 Vcc 电容器充电。 启动电路可以由特定的 Vcc 电压水平或通过开关 HB 低侧栅极进行禁用，如 **Figure 24** 中所示。

建议将 Vcc 电压调节为不高于 16V，以便减少由 ICL5102 消耗的功耗，避免过热。将线性调节器用于 Vcc 电源电路的参考电路如下 **Figure 25** 中所示：

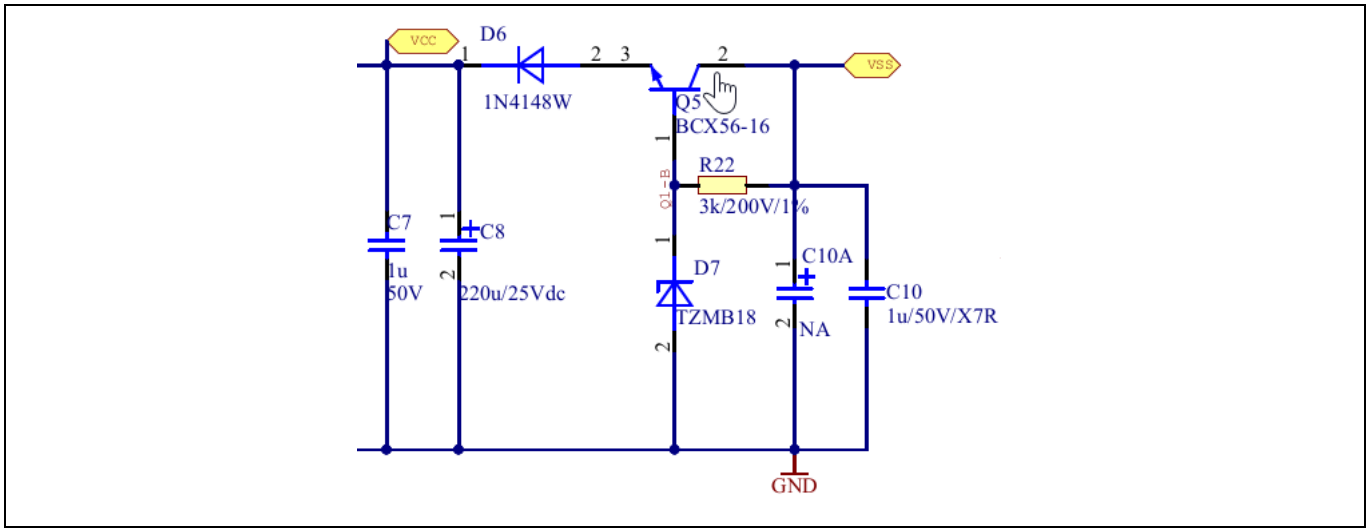


Figure 25 用于 Vcc 电源的线性调节器

5.3 用于高侧驱动器的电源

由于 ICL5102 的高侧栅极驱动器浮动接地，高侧电源被分开并且通过限幅电路实现。下 **Figure 26** 中显示了这种情况：

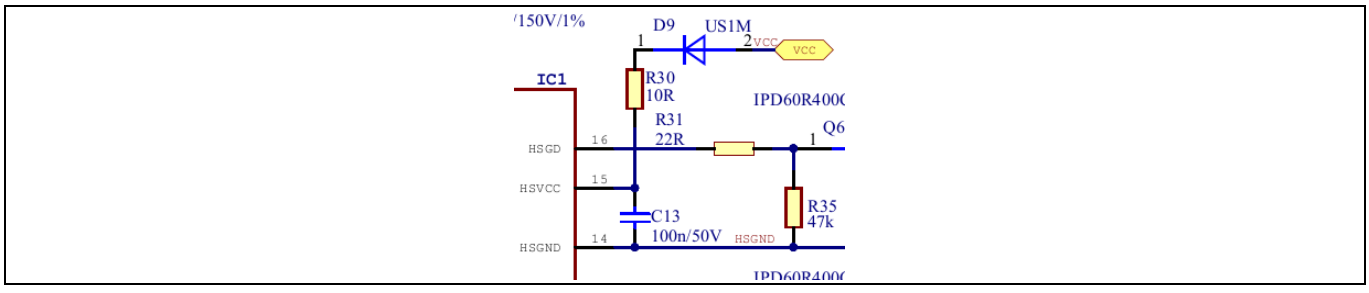


Figure 26 用于高侧电源的限幅电路

要优化启动和突发模式操作期间的 HB 开关特性，HSVcc 电容器旨在在第一个低侧栅极脉冲内即达到接通阈值。因此，其电容可以计算如下：

ICL5102 的电源

$$C_{HSVcc} < -\frac{0.5 * T_{HB_switching} + t_{dead_time}}{ln(1 - \frac{V_{HSVcc_on}}{V_{cc} - V_{D_BS}}) * R_{HSVcc}}$$

假设 HB 软启动频率一开始为 300 Khz，死区时间为 500 ns，高侧 Vcc 接通阈值为最大 11V，Vcc 为 15V，限幅二极管正向电压为 0.7V，电流限制电阻器为 10 Ω，则电阻器值为：

$$C_{HSVcc} < 120nF$$

在 ICL5102 130W 参考设计中，选择了 100nF 电容器。

根据总线电压水平，限幅电路中的二极管必须为 600V 高压二极管。反向恢复速度必须超快速。

5.4 ICL5102 电源的其它注意事项

在 dim-to-off 状况下，ICL5102 在突发模式下工作。要确保 ICL5102 的电源，以便 Vcc 不降低至低于 UVLO 阈值，可以考虑 PFC 或外部谐振电感器辅助绕组等其他电源辅助绕组。

6 过温保护

ICL5102 通过 OTP 引脚处的外部链接 NTC 温度传感器提供过温保护。OTP 引脚输出的拉电流为 I_{OTP} = 100 uA。电流在连接的 NTC 传感器上产生电压降。在正常运行中，一旦 OTP 引脚上的电压降至低于 V_{OTP_off} = 625 mV 且持续时间长于消隐时间 $t_{OTP_blanking}$ = 620 us，则 PFC 和 HB 层级都将停止开关，ICL5102HV 将进入自动重启。当 OTP 引脚上的电压高于 V_{OTP_start} = 703 mV 且持续时间超过 $t_{OTP_blanking}$ 时，PFC 和 HB 操作将恢复，如 **Figure 27** 所示。

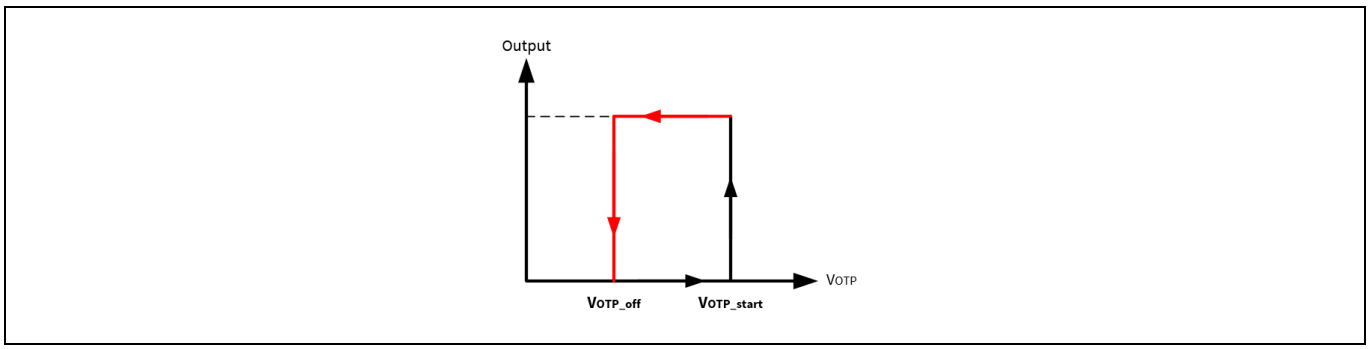


Figure 27 外部过温保护

为了触发过温保护阈值，连接的 NTC 应具有电阻器值：

$$R_{OTP_off_min} = \frac{V_{OTP_off_min}}{I_{OTP_max}} = 5.6\ \text{k}\Omega$$

为了从过温保护中恢复过来，连接的 NTC 应具有电阻器值：

$$R_{OTP_start_max} = \frac{V_{OTP_start_max}}{I_{OTP_min}} = 7.8\ \text{k}\Omega$$

作为示例，下 **Figure 28** 中通过计算的值比较了 EPCOS 8507 系列的 NTC 温度传感器：

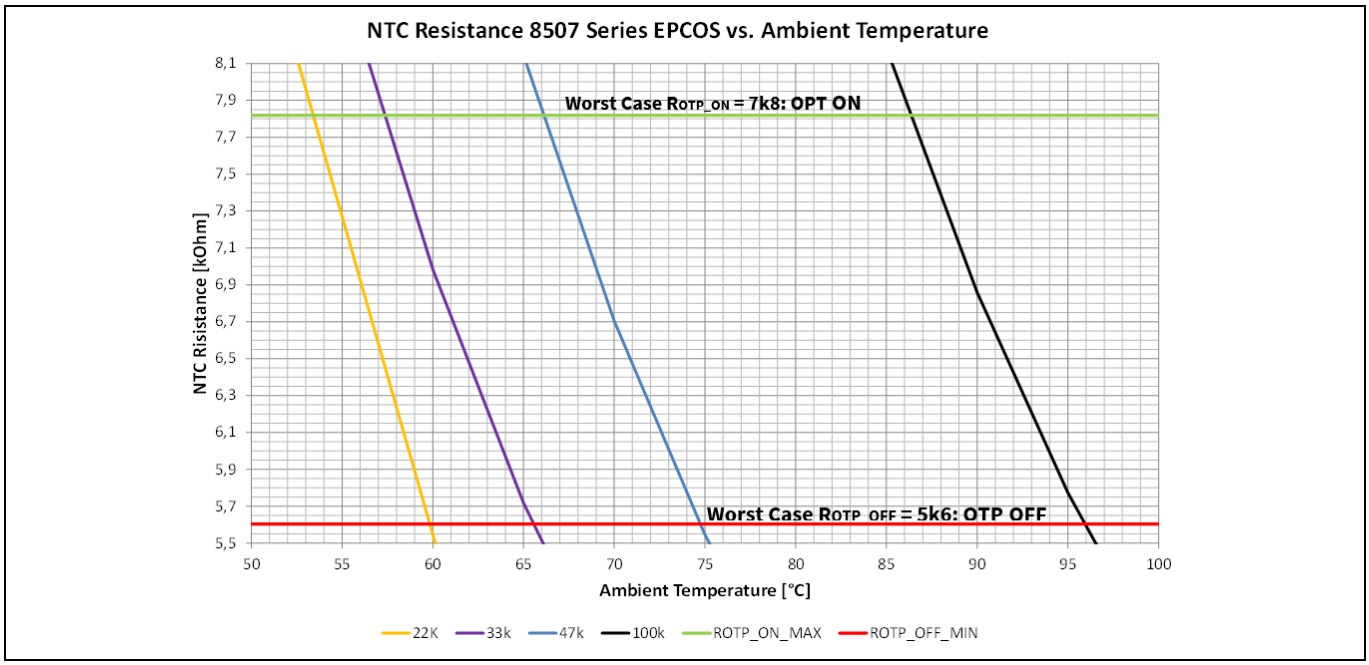


Figure 28 EPCPS NTC 8507 系列的特性

根据特性，100 kΩNTC 适合并且已选定用于 ICL5102 130W 参考设计。

过温保护

此外，要根据不同要求修改电阻曲线，可以向 NTC 添加串联或并联电阻器。 **Figure 29** 显示了如何修改 NTC 特性的示例：

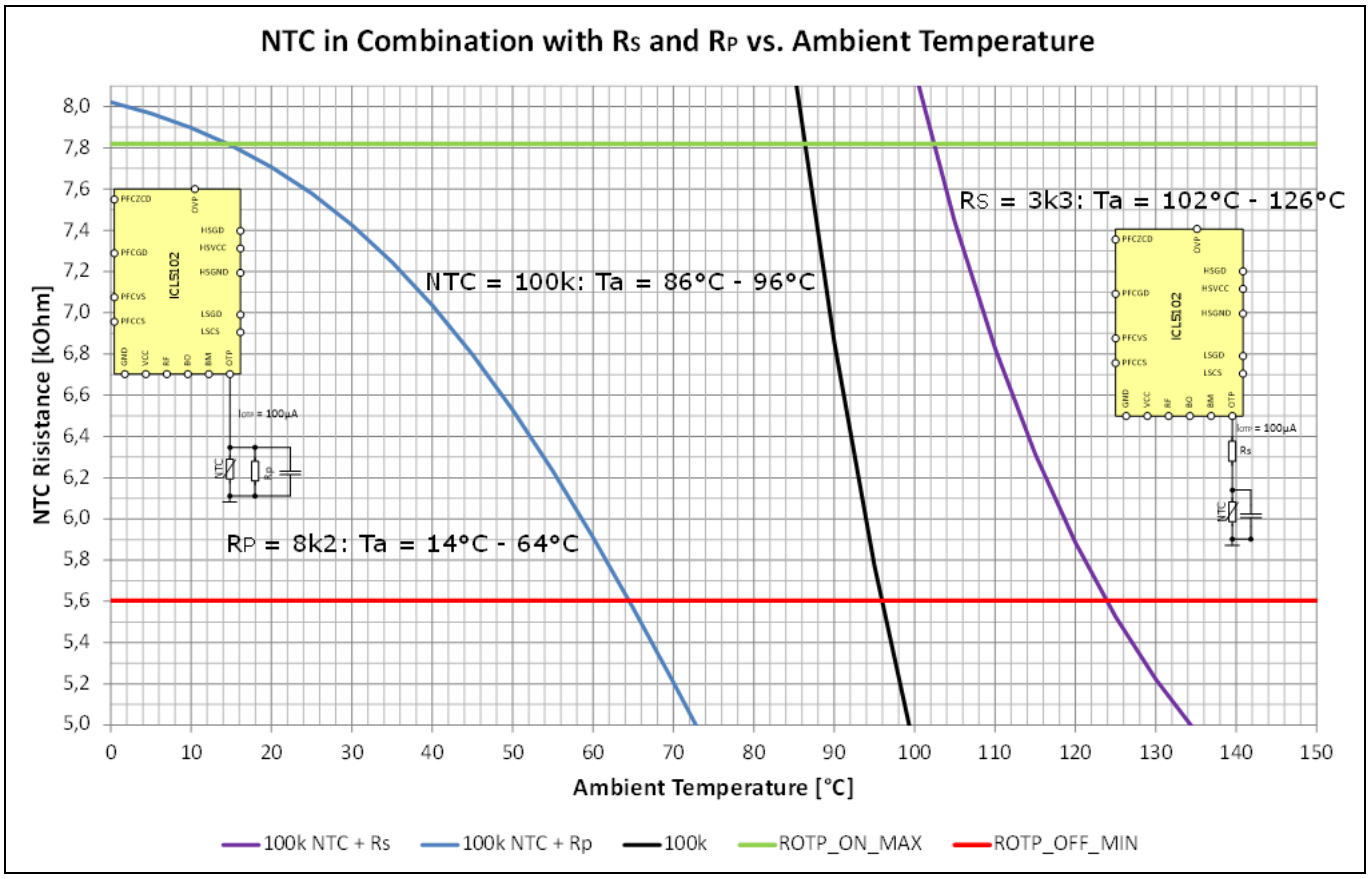


Figure 29 EPCPS NTC 8507 系列的修改特性

建议在 OTP 引脚附近放置优质陶瓷电容器，防止噪声误触发 OTP 保护。

要禁用外部 OTP，可以在 OTP 引脚处而不是 NTC 上添加一个 20 kΩ电阻器，以保持电压始终高于 V_{OTP_start} = 703 mV。

7 ICL5102 操作流程图

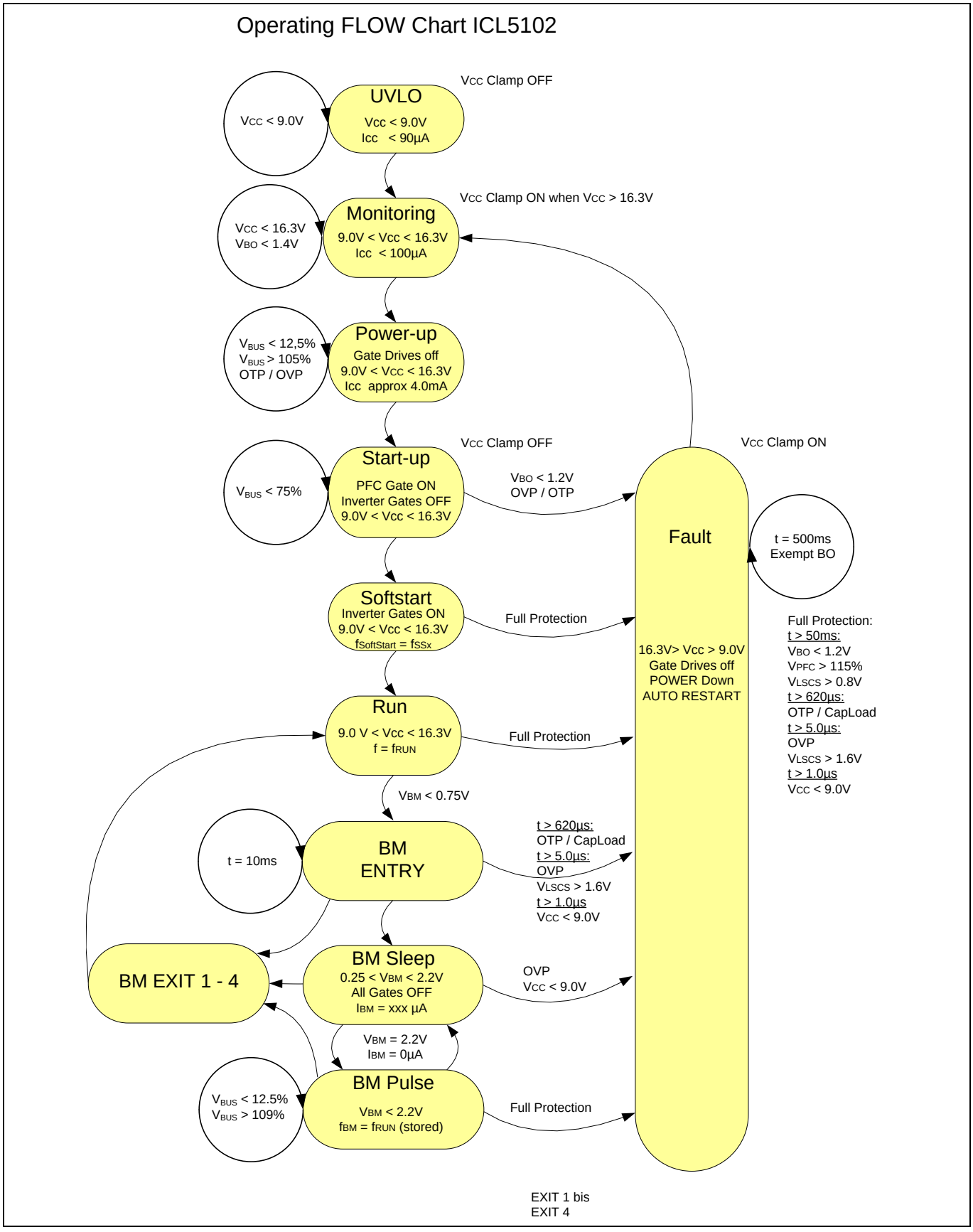


Figure 30 ICL5102 操作流程图

8 保护功能

所有 ICL5102 保护功能在以下故障矩阵中进行汇总。

Table 19 ICL5102 故障矩阵

故障说明	故障特性			工作模式 检测激活							后果
	故障定义	动作	最短维持时间	监测	通电 130µs	启动	软启动	运行模式	突发脉冲	突发休眠	反应
通电前供电电压 V_{CC} < 16.0V	低于启动阈值	W	1µs	X							阻止通电
通电后供电电压 Vcc < 9.0V	低于 UVLO 阈值	A	1µs	X	X	X	X	X	X	X	断电 自动重启
欠压检测 V_{BO} < 1.2V	BO	A	50ms			X	X	X	X		断电 V_{BO} > 1.4V 时自动重启
过压控制 V_{BO} < 1.4V	BI	W	1µs	X							阻止通电
V_{OTP1} < 703mV 时过温检测	OTP	W	620µs		X						阻止通电
V_{OTP2} < 625mV 时过温检测	OTP	A	620µs			X	X	X	X		断电 V_{OTP} > 703mV 时自动重启
总线电压 < 12.5% 额定级别	开环检测	W	1µs		X						使所有栅极驱动保持关闭， V_{BUS} > 12.5%时重启
总线电压 < 12.5% 额定级别	开环检测	W	1µs			X	X	X	X		停止 PFC FET V_{BUS} > 12.5%时重启
总线电压 < 75% 额定级别	PFC 欠压	W	1µs			X					阻止启动，直至 V_{BUS} > 75% 使 HB 栅极驱动保持关闭
总线电压 > 105% 额定级别	PFC 过压	W	5µs		X						使所有栅极驱动保持关闭 V_{BUS} < 105%后自动重启
总线电压 > 109% 额定级别	PFC 过压	W	5µs			X	X	X	X		停止 PFC FET V_{BUS} < 105%时重启
总线电压 > 115% 额定级别	反向过压	A	50ms				X	X	X		断电 自动重启
输出过压 V_{OVP} > 2.5V	OVP	W	5µs		X						阻止通电
输出过压 V_{OVP} > 2.5V	OVP	A	5µs			X	X	X	X	X	停止所有 FET V_{OVP} < 2.5V 时重启
电容性负载操作低于谐振	电容性负载	A	620µs				X	X	X		断电 自动重启
电容性负载控制	电容性负载控制	N	1/2 周期				X	X			增加 HB 频率

保护功能

故障说明	故障特性			工作模式 检测激活							后果
N = 正常操作期间处理	W = 达到条件时等待										A = 自动重启
	故障定义	动作	最短维持时间	监测	通电 130µs	启动	软启动	运行模式	突发脉冲	突发休眠	反应
PFCCS 引脚处的电压 V_{PFCCS} > 1.0V	PFC 过流控制	N	200ns			X	X	X	X		立即停止 PFC FET 的接通时间
LSCS 引脚处的电压 V_{LSCS} > 0.8V	过流控制	N	1/2 周期				X	X	X		增加 HB 频率
LSCS 引脚处的电压 V_{LSCS} > 0.8V	过流关闭	A	50ms				X	X			断电 自动重启
LSCS 引脚处的电压 V_{LSCS} > 1.6V	反向过流	A	500ns				X	X	X		断电 自动重启
N = 正常操作期间处理	W = 达到条件时等待										A = 自动重启

保护功能

[1] ICL5102 数据表

[2] ICL5102 130W 参考板工程报告

[3] ICL5102 LLC 设计工具

[4] 针对 LLC 拓扑的初级侧 MOSFET 选择，应用说明，英飞凌技术

修订历史

文件版本	发布日期	变更说明
1.0	2019/2/26	第一版

商标
所有引用的产品或服务名称和商标均为其各自所有者的财产。

版次 2019-02-26

发布方：

英飞凌科技股份公司

81726 Munich，德国

© 2020 Infineon Technologies AG.
保留所有权利。

您对本文档有疑问吗？

邮箱：erratum@infineon.com

文档参考

DG_1711_PL39_1712_143020

重要通知
本应用指南中包含的信息仅作为产品实施的提示，在任何情况下均不得视为对产品的某些功能、条件或质量的描述或保证。在产品实施之前，本应用指南的接收方必须验证实际应用中的任何功能和其他技术信息。英飞凌科技不承担与在本应用指南中提供的任何信息有关的任何类型的担保和责任（包括但不限于对任何第三方知识产权的不侵权担保）。

本文档中的数据仅供接受了技术培训的员工使用。客户的技术部门有责任评估产品是否适合预期应用，以及本文档中有关此类应用的产品信息的完整性。

若需获得有关产品、技术、交付条款与条件和价格的更多信息，请联系距离您最近的英飞凌办事处 (**www.infineon.com**)。

警告
由于技术要求，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。

除非英飞凌科技在英飞凌科技授权代表签署的书面文件中明确批准，否则英飞凌科技的产品不得用于可合理预计产品故障或其使用后果会导致人身伤害的应用。