WLC 发送器的硬件设计指南

适用于WLC1115

关于本文档

范围和目的

本文档为基于 WLC1115 的电力发送器解决方案电路板提供设计指南，用于无线充电器 (WLC) 应用。

目标读者

无线发送器硬件设计人员，他们使用了带有集成 USB Type-C PD 控制器的 WLC1115 无线发送器。

目录

关于本文档 1
目录 1
1 关于 WLC1115 3
1.1 WLC1115 特性和应用 3
1.1.1 典型应用 3
1.1.2 性能 3
1.2 无线发送机应用中的 WLC1115 4
1.3 MP A11 15 W 电力发送器电路板 (REF_WLC_TX15W_C1) 5
2 硬件设计 7
2.1 降压器电源阶段 7
2.1.1 电感要求和选择 9
2.1.2 降压器阶段输入电容 10
2.1.3 降压器阶段输出电容 11
2.1.4 降压器阶段的电源 MOSFET 选择 12
2.1.4.1 传导损耗 12
2.1.4.2 死区时间损失 13
2.1.4.3 开关损耗 13
2.1.4.4 栅极驱动器电源 16
2.1.5 自举电路 16
2.1.6 电流检测电阻选择 17
2.1.7 用于降压器阶段的类型 2 补偿器 18
2.2 逆变器电源阶段 20
2.2.1 发送器线圈选择 21
2.2.2 谐振电容器选择 23
2.2.3 逆变器阶段的 MOSFET 选择 23
2.2.4 去耦电容器 25
2.3 控制部分 25
2.3.1 使用 WLC1115 进行 Q 因子估计 25
2.3.2 ASK 解调器 27
2.3.3 WLC1115 相关电路 28
2.3.4 NTC 反馈 28
2.3.5 PD 接收源合规性的系统配置 28
2.3.6 其它电路 28

目录

3 设计示例 – 15 W 发送器电路板 30
4 PCB 布局指南 34
4.1 电源部分 34
4.1.1 降压调节器 35
4.1.2 逆变器 36
4.1.3 栅极驱动器、BST、旁路电容器 37
4.2 模拟部分 39
4.2.1 解调器 (电压路径和增益阶段) 39
4.2.2 电流检测 40
4.2.3 Q 因子和降压器补偿 40
4.3 数字部分 41
4.4 热管理 42
4.5 封装尺寸设计指南 44
5 原理图和 PCB 布局检查清单 45
6 缩略语/缩略词 48
7 参考材料 50
文档修订记录 51

1 关于 WLC1115

基于松耦合感应电力传输的无线电力传输是一种广泛使用的近场电源转换拓扑。电动牙刷或手机充电器等消费类家用电器、医疗设备 (电源和植入式设备) 和汽车 (车内充电器) 应用中通常使用该类电力传输系统。Qi 无线电源拓扑使用位于无线电力传输系统的发送器和接收器两端上的串联 LC 谐振槽。谐振拓扑提供了较低 EMI 并且使用该拓扑时，可以通过 ZVS 打开发送器端 FET 和接收器端整流器 FET。发送器和接收器部分之间的带内通信为低功耗消费类应用中的无线充电提供了紧凑的解决方案。

WLC1115 是一款高度集成的符合 Qi 标准的无线发送器，并具有集成的 USB Type-C 电力传输 (PD) 功能。该器件符合最新的 USB Type-C、WPC 和 PD 规范，并集成了用于降压器和逆变器电源阶段 MOSFET 的栅极驱动器。此外，它还具有 VBUS 上的硬件控制保护功能。WLC1115 支持宽广的输入电压范围 (4 V~24 V)。单芯片解决方案以最少的外部电路提供了系统控制和带内通信 (FSK 调制和 ASK 解调)。

1.1 WLC1115 特性和应用

1.1.1 典型应用

- 用于扩展电源配置文件 (EPP) (15 W) 和基本电源配置文件 (BPP) (5 W) 的无线充电焊盘
- 智能音箱
- 便携式配件
- 家具和家居用品
- 坞站

1.1.2 性能

- 符合 Qi v1.3.x 标准的发送器 (MP-A11 线圈)
- 集成了 USB-PD 控制器
- 支持最新的 USB-PD 版本 3.1
- 可编程电源 (PPS) 模式
- 可配置电阻 (R_P、R_D)
- 支持 USB-PD 传统充电协议，如 QC 2.0/3.0 和 AFC
- 用于 VBRIDGE (VBRG) 的集成降压转换器控制器
- 用于降压转换器和逆变器的集成栅极驱动器
- 集成了 Q 因子检测
- 集成了 FSK 调制器
- 宽广的输入电压范围: 4.5 V~24 V
- 通讯端口: I^2C、UART
- 保护
- 过电流保护 (OCP)、过压保护 (OVP)
- 通过集成的 ADC 电路和内部温度传感器支持过温保护
- 温度范围
  - 扩展的工业温度范围: -40 °C 到 105 °C
- 封装
  - 68-QFN 8.0 x 8.0 x 0.65 mm LD68B 5.7 x 5.7 mm E-PAD

Figure 1 以逻辑框图的形式显示了 WLC1115 的内部架构。有关详细信息，请参阅数据手册[2]。

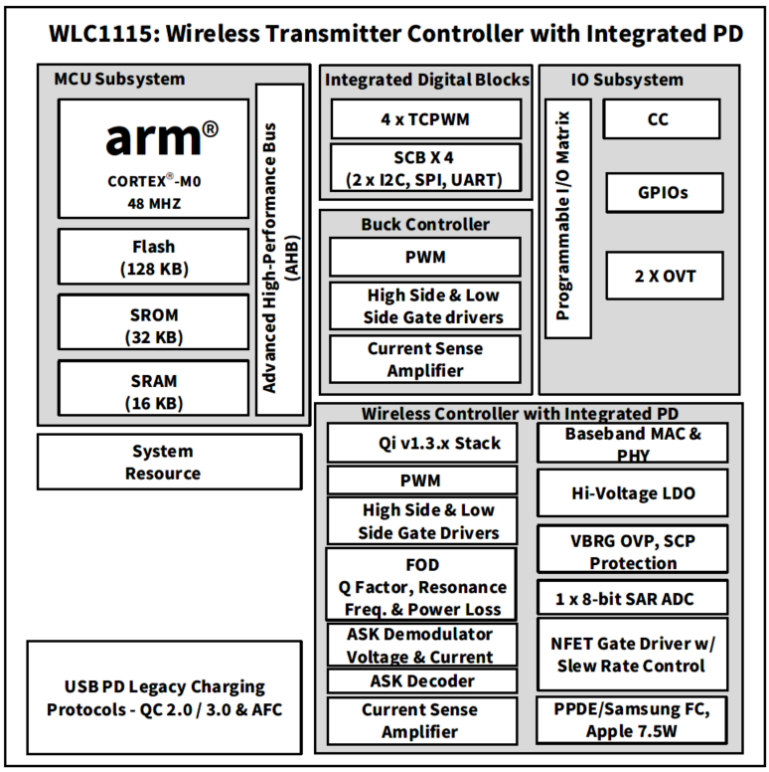


Figure 1　　WLC1115 逻辑框图

1.2　　无线发送机应用中的 WLC1115

Figure 2 显示的是包含 MP-A11 线圈并带有 WLC1115 的 Qi 兼容无线电力发送器单元。无论使用哪一种品牌或 Qi 标准，获得 Qi 认证的发送器都能与获得 Qi 认证的接收器进行无缝协作使用。发送器单元最常见的电源是使用一个通过 Type-C 连接器进行连接的 USB-C 电源适配器。对于逆变器阶段，基于 MP-A11 线圈的发送器系统使用固定频率的可变输入电压控制。可变电压由降压器阶段提供。通过使用 USB-PD 型输入，可以动态更改输入电压，以确保降压器阶段输入接近于输出，从而能够优化降压器阶段的效率。

带有 WLC1115 的发送器电路板只需要最少的外部组件数量进行系统控制。带内通信需要一些信号调理电路和放大器电路。WLC1115 集成了降压器和逆变器阶段控制。此外，WLC1115 还提供了降压器的所有保护功能。为满足 Qi 1.3.x 标准的要求，该设计使用 I^2C 将一个外部身份验证芯片连接到 WLC1115。WLC1115 的内部振荡器提供了用于带内通信的 FSK。要想使用更高分辨率的时钟 (为专有实现提供更好的准确度)，请将一个外部振荡器连接到 WLC1115。

WLC1115 监控单独的电源阶段电流和电压，以实现保护功能。该器件具有 32 位 Arm® Cortex®-M0 处理器、128 kB 闪存、16 kB RAM 和 32 kB ROM，因此可以将支持完整 Qi 状态机逻辑的固件编程到 WLC1115 上。

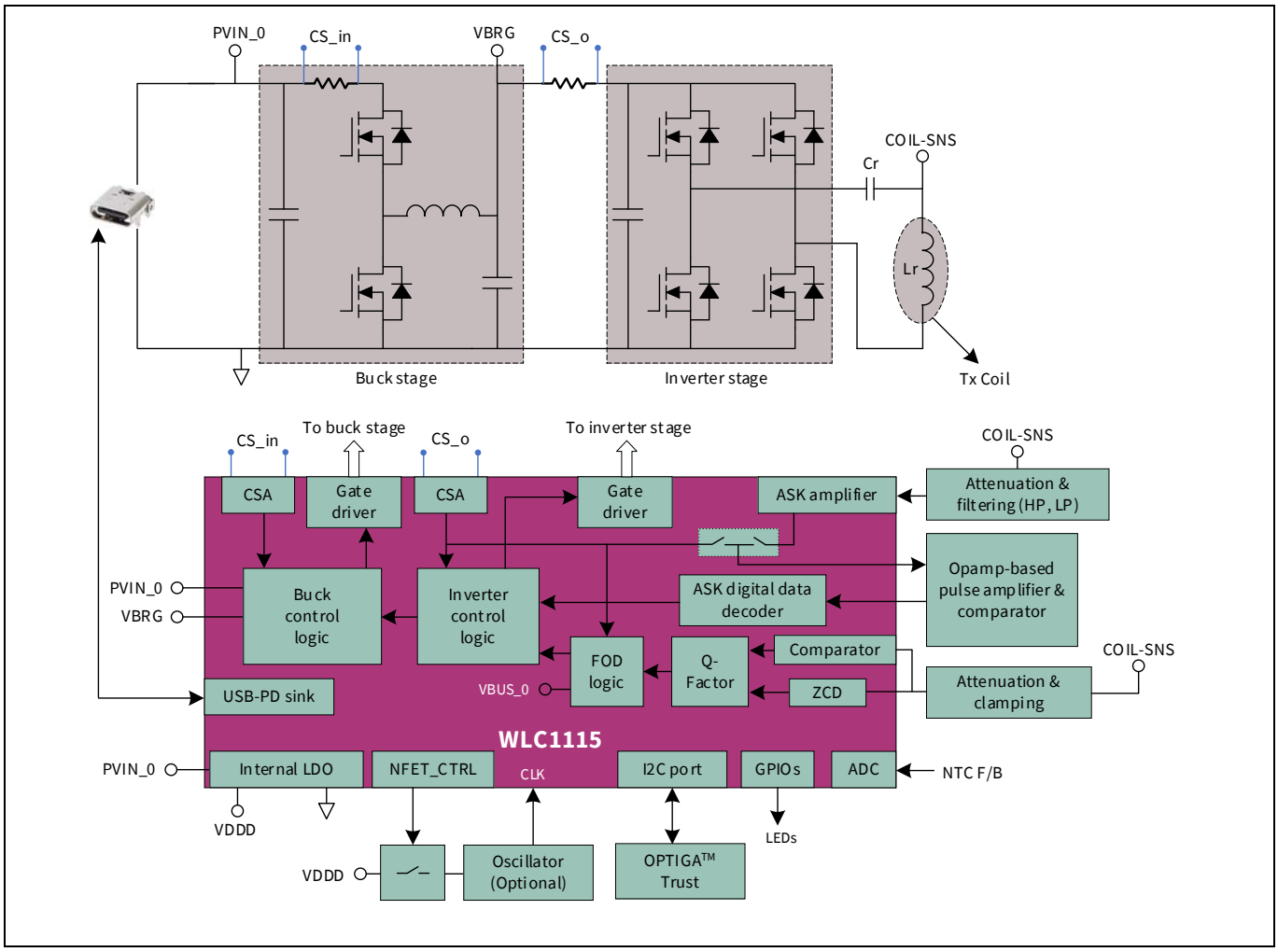


Figure 2　　带有 WLC1115 的无线电力发送器系统

1.3　　MP A11 15 W 电力发送器电路板 (REF_WLC_TX15W_C1)

基于 WLC1115 的 REF_WLC_TX15W_C1 MP-A11 15 W 发送器电路板是一个带有 MP-A11 类型发送器线圈的 Qi 兼容发送器设计。该发送器单元与来自 Type-C USB-PD 适配器的输入一起工作。发送器电路板可提供以下有价值的优势:

- 符合 Qi v1.3.2 标准的低物料清单 (BOM) 成本
- 用于处理 USB-PD、降压器、逆变器控制和 Qi 状态机的单个 MCU 系统
- 外形尺寸与现成的充电器相同
- 制造简单； 即将上市的布局
- 可以使用实用程序对关键系统级参数 (异物检测 (FOD) 功率损耗阈值、逆变器开关频率等) 进行配置

在紧凑的双层 PCB 上开发 15 W 发送器解决方案电路板。MP-A11 发送器线圈下方的 PCB 区域仅为 FR4，而并未使用任何铜质。这样的设计可以提供一个机械安全界面并用于将 Tx 线圈连接到 PCB 电路上。可以从电路板上剪掉该部分。**Figure 3** 显示了带有关键部分的电路板顶部放置部分。**Table 1** 列出了无线充电器发送器电路板的关键规范。

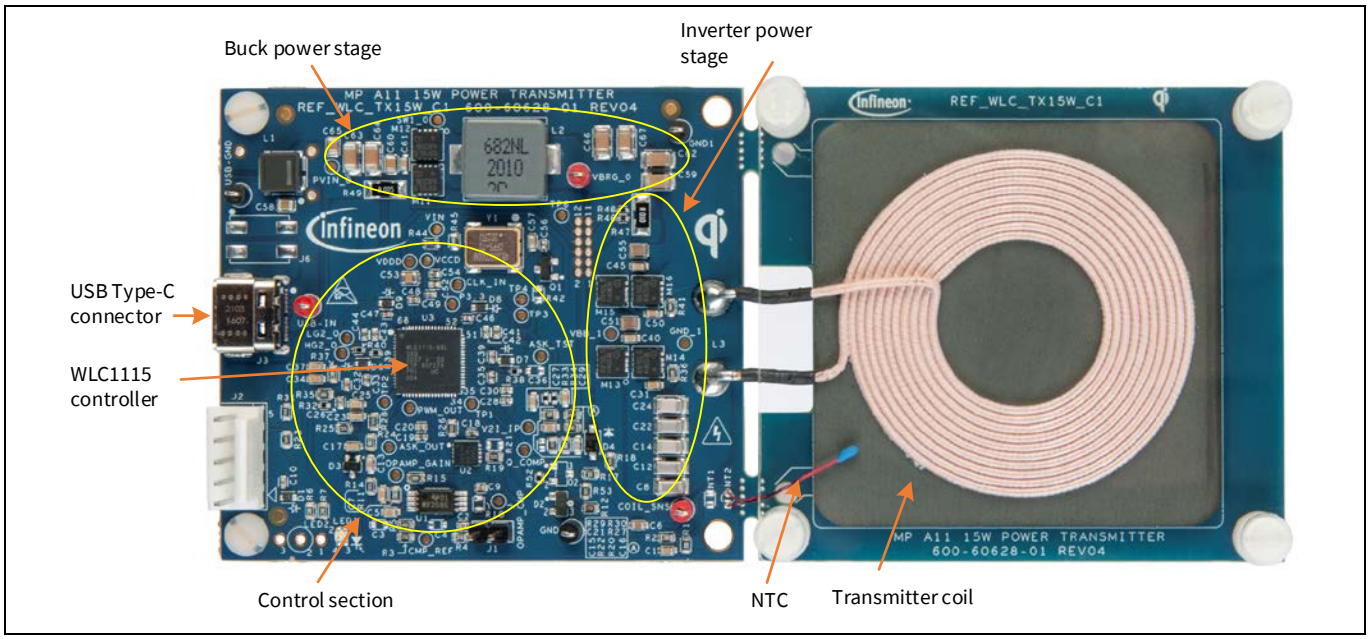


Figure 3 REF_WLC_TX15W_C1 MP-A11 15 W 电力发送器电路板的关键部分

Table 1 REF_WLC_TX15W_C1 电力发送器电路板的简要规范

参数	数值
特性列表	
兼容的发送器线圈	单线圈 MP-A11
输入类型/连接器	USB Type-C 型
输入 PDO 电压	9 V, 15 V, 20 V
典型输出功率	15 W
峰值系统效率	使用测试接收器 WRM483265-10F5-12V-G 时，效率超过 83%
逆变器开关频率	127.7 kHz
待机功耗	电流为 13.4 mA、电压为 5 V，即功率为 67 mW
ASK 解调器	基于交流电压 (线圈电压) 和基于直流电流
FSK 调制器	满足 Qiv1.3.2 要求
异物检测	基于功率损耗、Q 因子和谐振频率
其它保护	OVP、UVP、OCP、短路保护 (SCP)、OTP
身份验证	满足 Qiv1.3.2 要求
PCB 的详细信息	59 x 66 毫米/两层/2 盎司铜
工作温度范围	0°C ~ +85°C
存放温度	-40°C ~ +125°C
其它特性	三星私有协议，能够为 iPhone 充电的功率高达 7.5 W
合规/认证	
USB 认证	USB 认证
Qi 认证	Qi 认证
传导和辐射发射预合规性	传导和辐射发射预合规性

2 硬件设计

本节介绍了发送器电路板关键组件的要求和设计或选择标准，如 **Figure 4** 所示。灰色模块表示电源阶段组件。绿色模块表示基于 WLC1115 的无线发送器设计中控制部分的电路模块。

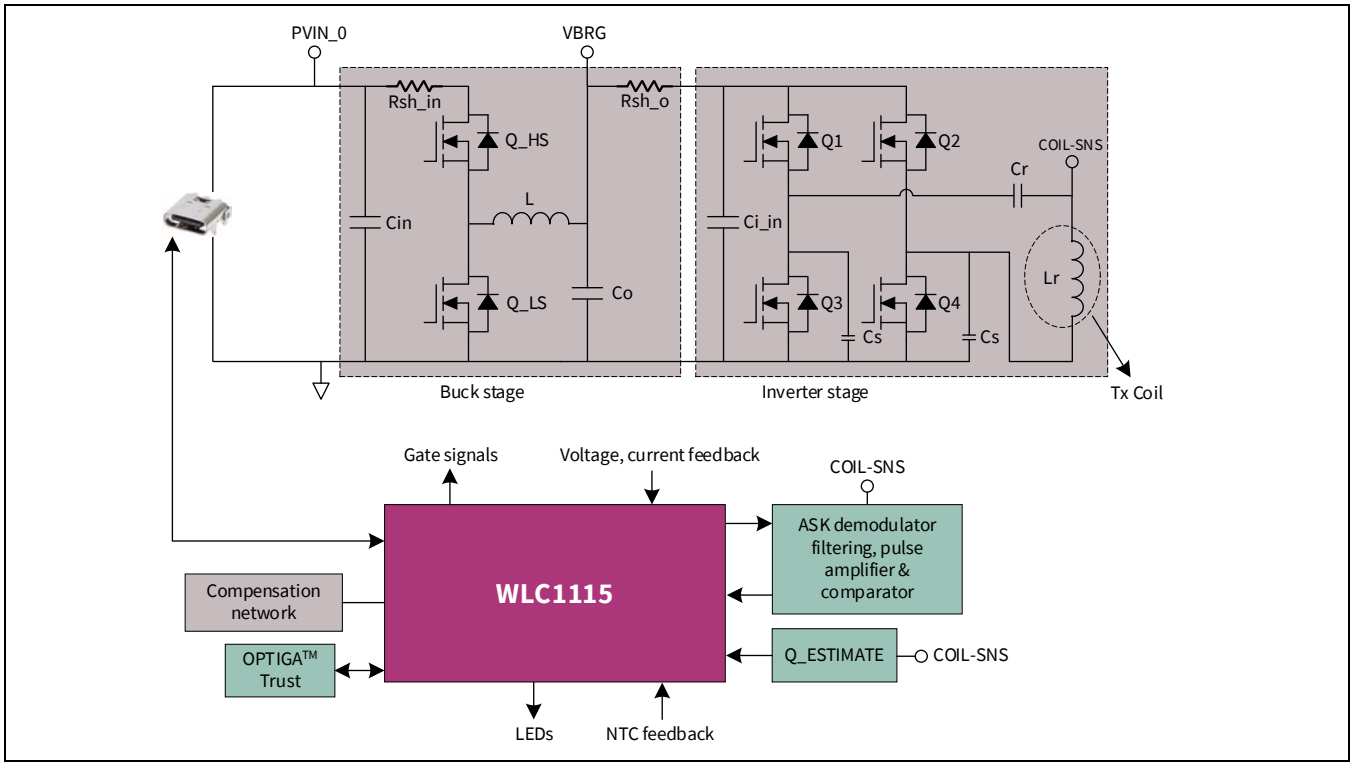


Figure 4 基于 WLC1115 的无线发送器电路板的关键组件

2.1 降压器电源阶段

Figure 5 显示了 REF_WLC_TX15W_C1 中的 DC-DC 转换器阶段。电源阶段由输入端的滤波器、同步降压转换器电源阶段和用于控制和输出电流测量的分流电阻组成。

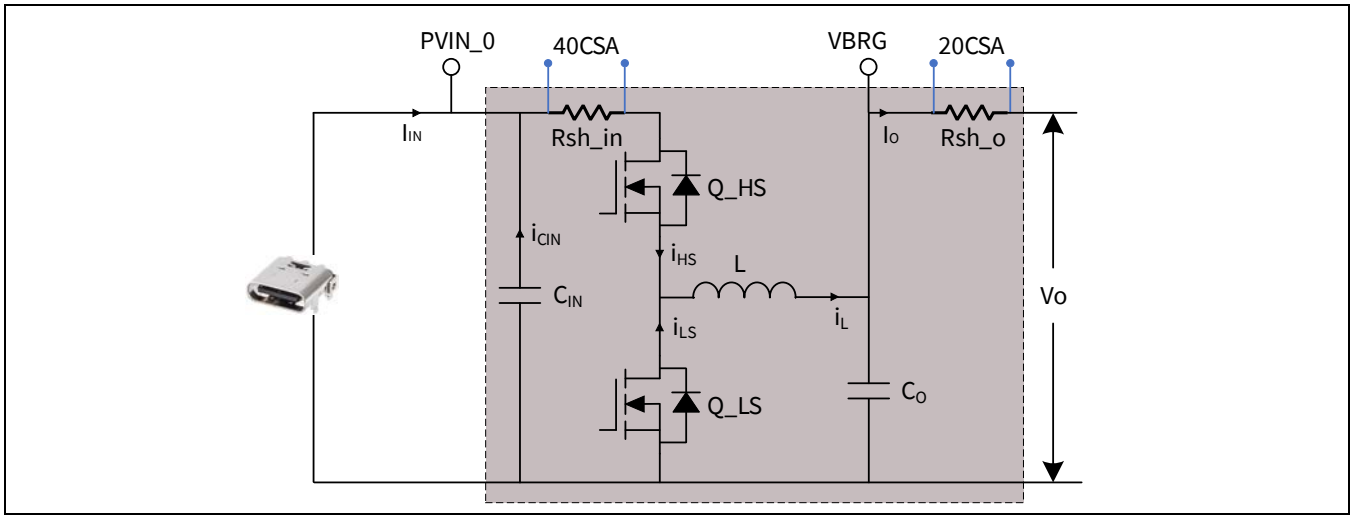


Figure 5 REF_WLC_TX15W_C1 降压转换器阶段

降压转换器的输入是来自 USB-PD 发送源或来自具有固定输出电压的标准 AC-DC 电源适配器。使用 USB-PD 输入时，可以根据降压转换器输出电压要求来动态调整 PD 合约，以保证 FET 上的最小值，从而获得良好的效率。根据峰值电流模式控制 (PCMC) 进行降压器阶段的闭环控制，其中大部分控制操作在 WLC1115 内部实现。用于控制的外部组件为类型 2 补偿网络组件 (参见 **2.1.7** 部分)。通过输出电压和 Q_HS 电流来调节输出电压。由于 WLC1115 集成了栅极驱动器、高侧电流检测 (CS) 放大器和电压反馈网络，因此转换器阶段得到了高度简化。

使用 WLC1115 时，可以为降压器阶段提供以下性能:

1. 基于 PD 的高度集成解决方案，符合最新的 USB Type-C PD 要求
2. 集成的栅极驱动器和固件可配置的开启/关闭栅极驱动强度
3. 开关频率范围高达 600 kHz
4. 通过 PD 输入可以灵活地将输入电压动态更改为 5 V、9 V、15 V 或 20 V
   a) 对获得良好效率起着一定作用
   b) 在空闲模式下以 5 V 运行，可以降低待机功耗
5. 降压器阶段的输入和输出端保护
   a) 输入 UVP、OVP
   b) 输出 UVP、OVP
   c) 输出 OCP、SCP
   d) 特定于 PD 的保护 (例如，VBUS 到 CC 短路)

Figure 6 显示了降压转换器关键组件的稳态波形，用于连续导通模式 (CCM) 或强制连续导通模式 (FCCM) 操作。可以从这些稳态波形导出降压器阶段的功率阶段组件的设计和选择。

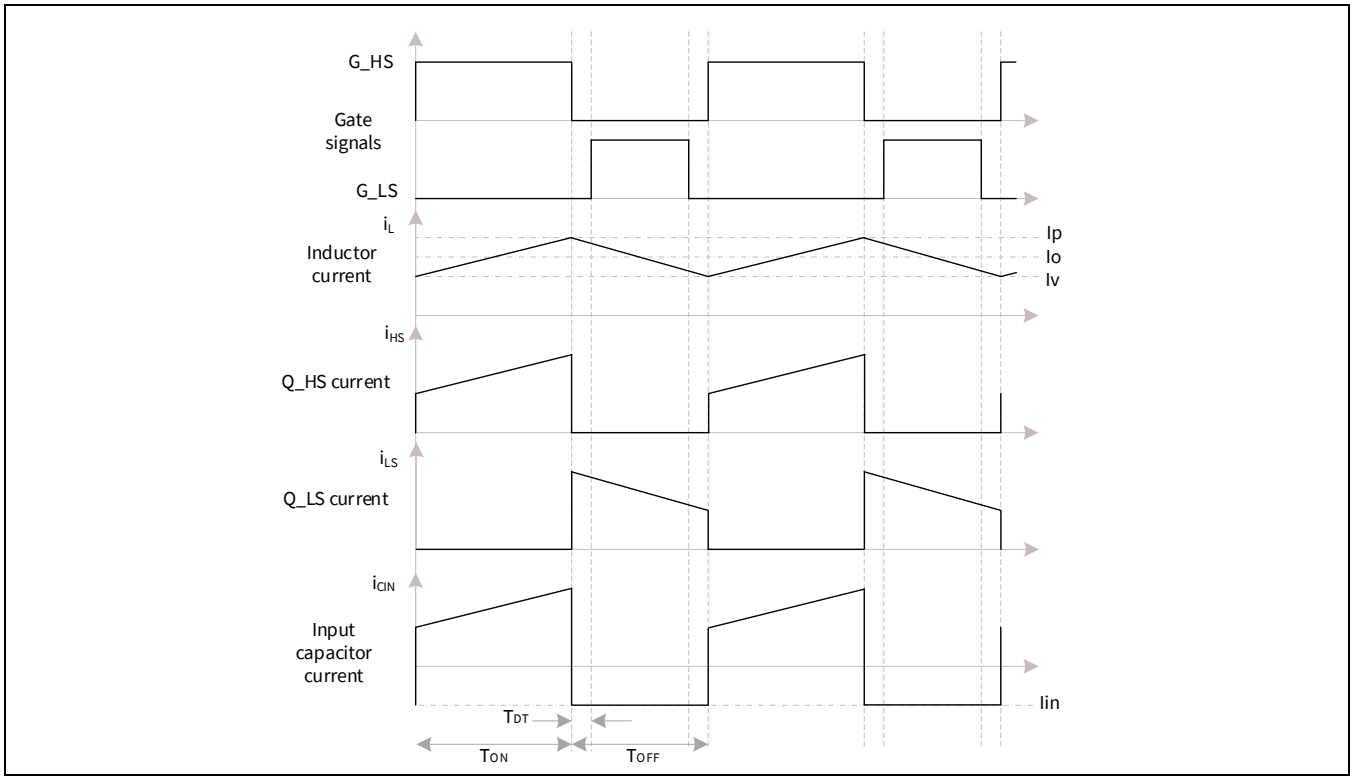


Figure 6　用于 CCM/FCCM 操作的降压转换器稳态波形

2.1.1 电感要求和选择

对降压器电源阶段的电感值进行设置，使转换器在 CCM 中保持满载状态。电感值的计算方法如下:

$$L = \frac{V_{in}D(1-D)}{F_S \Delta i_L}$$

其中:

V_{in} – 输入电压

D – 降压器工作占空比

$$D = \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}} = T_{ON}F_S = \frac{V_O}{V_{in}}$$

F_S – 开关频率

Δi_L是电感中的纹波电流，该值被设置为平均电感电流I_O的 50%到 70%的范围内。对于高功耗应用，将Δi_L设置为I_O的 20%到 40%之间，这样可以降低 EMI 等级、FET 和滤波电容器上的电流。

根据电感方程，占空比为 0.5 时，纹波电流达到最大值。

电感 RMS 电流 – 电感电流包含直流电流的纹波。用于设计/选择和损耗估计的电感 RMS 电流计算方法如下:

$$I_{Lrms} = \sqrt{{I_O}^2 + \left(\frac{\Delta i_L}{2\sqrt{3}}\right)^2}$$

其中I_O为平均输出电流，该值与平均电感电流相同。

电感峰值电流 — 不饱和的峰值电流额定值是基于 150%负载的满载电流 (预计短期过载时长为几秒钟) 和相同工作条件下的纹波电流。

$$I_{Lpk} = (1.5 \text{ x } I_O) + \frac{\Delta i_L}{2}$$

电感损耗 — 电感器具有铜损和一个磁芯损耗组件。铜损是由电感器的直流电阻引起的。由纹波引起的交流电阻被忽略。

$$P_{Lcu} = {I_{Lrms}}^2 R_{Ldc}$$

电感器磁芯中的纹波电流和相关磁通量摆动会引起磁芯损耗。制造商会提供作为通量摆动ΔB 和频率的函数的磁芯损耗数据:

$$P_{Lcore} = C{F_S}^{\alpha}\Delta B^{\beta}V_e$$

其中常数C、α和β由制造商指定，V_e 为芯材体积。或者，制造商会提供用于轻松计算电感器损耗的工具。

电感器选择指南 — 选定的电感器器件应满足以下要求:

1. 满足整个工作范围内纹波电流所要求的电感值
2. 电流额定值超过I_{Lrms}和I_{Lpk}
3. 低导通损耗和低热升的较低 DCR
4. 400 kHz 时，磁芯材料满足低磁芯损耗
5. 低辐射的屏蔽结构
6. SMD 型贴装

2.1.2 降压器阶段输入电容

如上图所示，当高侧 MOSFET 打开时，MOSFET 电流将以电感峰值电流值进行脉动。该脉动电流的幅度超过平均输入电流，从而会导致更大的电压纹波和更高的 EMI。

放置在 FET 旁边的输入滤波电容器为脉动电流提供低阻抗路径，并且从发送源中可以接收到干净的电流。当 Q_HS 打开时，电容电流等于输入电流I_{IN}和电感电流$i_L(t)$的差值。电容器在该状态下放电，并与I_{IN}一起为负载提供能量。当 Q_HS 关闭时，将以等于I_{IN}的电流给输入电容器充电。给电容器充电时，电容器上会出现纹波ΔV_{in}，该纹波的大小取决于电容值和电容器的 ESR。

$$I_{IN} = C_{IN}\frac{dV_{in}}{dt} = C_{IN}\frac{\Delta V_{in}}{T_{OFF}}$$

$$C_{IN} > \frac{I_{IN}(1-D)}{\Delta V_{in} F_S}$$

其中I_{IN}为输入电流:

ΔV_{in}为允许的输入纹波电压 (建议将该值设置为V_{in}的 3%以下)。

从 **Figure 6** 中的波形得出的输入电容器 RMS 电流为:

$$I_{CIN_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T_S}\int_0^{T_S} i_{CIN}(t)^2 dt}$$

$$I_{CIN_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T_S}\int_0^{DT_S} (i_L(t) - I_{IN})^2 dt + \int_{DT_S}^{T_S} {I_{IN}}^2 dt}$$

$$I_{CIN_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T_S}\int_0^{DT_S} \left(I_O - \frac{\Delta i_L}{2} + \frac{\Delta i_L t}{DTs} - I_{IN}\right)^2 dt + \int_{DT_S}^{T_S} {I_{IN}}^2 dt}$$

$$I_{CIN_{rms}} = \sqrt{D\left({I_O}^2(1-D) + \frac{{\Delta i_L}^2}{12}\right)}$$

电容器中的功率损耗 — 输入电容器中的功率损耗是由电容器 ESR 和该输入电容器中相关的纹波电流引起的。

$$P_{Cin} = \frac{{I_{CIN_{rms}}}^2 R_C}{N_{cap}}$$

其中:

R_C – 所选电容器器件的 ESR

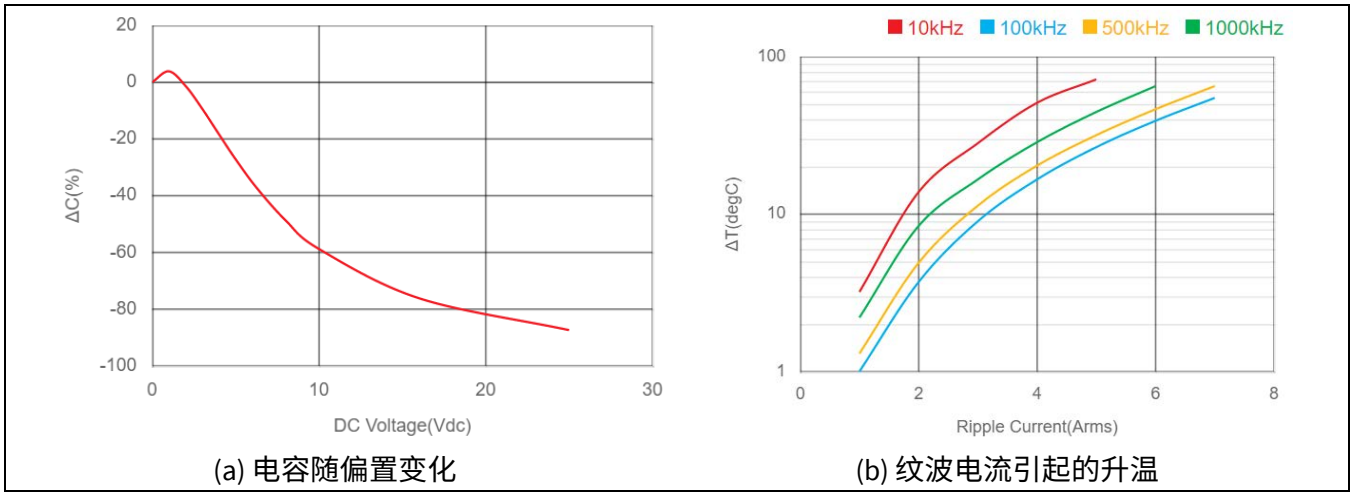
N_{cap} – 并联电容器的数量

假设各电容器的电容值和电气属性都相同的条件下，该公式有效。

电容器选择指南

1. **电容器额定电压** – 应根据 **Table 1** 中的耐压值设置电容器的额定电压。陶瓷电容器最适合低压直流输入，可提供 X5R、X6R 或 X7R 电介质，并在施加电压条件下具有一系列电容值。

   Figure 7 (a) 显示了 CL31X226KAHN3NE (额定电容和电压分别为 22 µF 和 25 V) 电容器的电容与直流偏置的关系。当电压为 20 V 时，电容将降至 4 µF (下降 82%)。应根据该偏置特性确定电容器组的大小。为获取特定的工作输入电压，并联的电容器的有效电容值要大于或等于C_{IN}。



(a) 电容随偏置变化　　(b) 纹波电流引起的升温

Figure 7　CL31X226KAHN3NE 特性

2. **电容器 ESR** – C_{IN}可计算的有效电容值仅处理由非连续电容器电流引起的电压纹波。该电流是降压调节器开关行为中固有的电流。C_{IN}ESR 和降压输入电容开关电流纹波会导致额外的电压纹波。因此，通过以下公式可以计算出通过输入电容器的电流所产生的额外输入电压纹波:

   $$\Delta V_{in} = \frac{I_{IN}(1-D)}{C_{IN}F_S} + I_{IN}R_{C_{IN}}$$

   应确保由 ESR 引起的总纹波电压始终要小于所需的ΔV_{in}。电容器的并联会降低有效$R_{C_{IN}}$，从而能够减少由 ESR 引起的纹波。

3. **电容器纹波电流额定值** — 纹波电流与电容器 ESR 会使电容器内部温度升高。**Figure 7** (b) 显示了 CL31X226KAHN3NE 中 RMS 纹波电流的升温情况。在最高工作温度环境下，升温要确保电容器温度小于其额定工作限制。并联电容器将对电流进行分流，从而降低对单个电容器的散热压力。

2.1.3　降压器阶段输出电容

对于将开关电压纹波保持在规定范围内并对负载瞬态响应进行处理，输出电容器对这些操作起着至关重要的作用。反馈控制环路为所有负载瞬态调整输出电压，但当负载阶跃/突降速率快于环路响应时间时，输出电容器必须确保输出下冲/过冲不超过规定值。

要确保开关频率条件下的电压纹波小于指定值 (ΔV_O – 通常小于输出电压的 5%)，所需的最小输出电容应为:

$$C_{O1} = \frac{\Delta i_L}{8\,F_S \Delta V_O}$$

满足瞬态要求的输出电容为:

$$C_{O2} = \frac{I_{O_{Step}}}{V_{Odip}} \frac{1}{2\pi F_{BW}}$$

其中:

$I_{O_{Step}}$为负载电流阶跃 (最坏情况下，该值为满载电流的 150%)

V_{Odip}为负载阶跃所允许的输出压降

F_{BW}为控制环路带宽，该值被设置为开关频率的 1/10 以下

所需的输出电容为C_{O1}和C_{O2}的最值。通过电容器的纹波电流为电感电流的纹波含量。RMS 电容器电流为:

$$I_{CO_{rms}} = \frac{\Delta i_L}{2\sqrt{3}}$$

输出电容器的损耗为:

$$P_{Co} = \frac{{I_{CO_{rms}}}^2 R_C}{N_{cap}}$$

根据随偏置发生的电容变化和由纹波电流引起的温度上升 (适用于一个输入电容器) 选择电容器器件和确定组尺寸标准。

2.1.4 降压器阶段的电源 MOSFET 选择

MOSFET 的选择要基于转换器所运行的最坏情况下的工作条件。额定电压为最大工作电压的 1.5 倍和略高于峰值耐受电压中较高的那个值。MOSFET 中的峰值电流与峰值电感电流相同。最高外壳温度条件下的 MOSFET 额定电流应大于所计算的峰值电流。

$$V_{ds-pk} = \max\left((1.5V_{in-op}), V_{in-withstand}\right)$$

$$I_{ds-pk} = I_{Lpk} = (1.5 \text{ x } I_O) + \left(\frac{\Delta i_L}{2}\right)$$

功率损耗是用于选择 MOSFET 器件的另一个关键参数。MOSFET 器件的选择要根据 MOSFET 的特性 (如通态电阻、开关转换时间、栅极电荷、封装面积、热阻抗等) 进行。

2.1.4.1 传导损耗

通过 FET 的电流将被脉动，如 **Figure 6** 所示。高侧或主 MOSFET 的 RMS 电流来自电流波形，具体如下:

$$I_{Qrms_{HS}} = \sqrt{\frac{1}{T_S}\int_0^{T_S} i_{Q_{HS}}(t)^2\, dt}$$

$$I_{Qrms_{HS}} = \sqrt{\frac{1}{T_S}\int_0^{DT_S}\left(I_O - \frac{\Delta i_L}{2} + \frac{\Delta i_L\, t}{D\, Ts}\right)^2 dt}$$

$$I_{Qrms_{HS}} = \sqrt{D\left({I_O}^2 + \frac{{\Delta i_L}^2}{12}\right)}$$

当 Q_HS 关闭时，电感电流将通过 Q_LS 的二极管续流。通过打开同步整流 (SR) MOSFET Q_LS 可以为续流电流提供低阻抗路径，从而降低传导损耗。SR MOSFET RMS 电流的计算方式如下:

$$I_{Qrms_{LS}} = \sqrt{\frac{1}{T_S}\int_0^{T_S} i_{Q_{LS}}(t)^2 dt}$$

$$I_{Qrms_{LS}} = \sqrt{\frac{1}{T_S}\int_0^{(1-D)T_S}\left(I_O + \frac{\Delta i_L}{2} + \frac{\Delta i_L(t-DTs)}{(D-1)Ts}\right)^2 dt}$$

$$I_{Qrms_{LS}} = \sqrt{(1-D)\left({I_O}^2 + \frac{{\Delta i_L}^2}{12}\right)}$$

MOSFET 中的传导损耗是由通态电阻$R_{ds(on)_{HS}}$和$R_{ds(on)_{LS}}$引起的。该电阻为温度的函数。应考虑数据手册中提出的最高工作温度下的数值，以处理最坏的情况。FET 中的传导损耗计算方式如下:

$$P_{C-Q_{HS}} = {I_{Qrms_{HS}}}^2 R_{ds(on)_{HS}}$$

$$P_{C-Q_{LS}} = {I_{Qrms_{HS}}}^2 R_{ds(on)_{LS}}$$

2.1.4.2 死区时间损失

在高侧和低侧 FET 的栅极信号之间提供了一个死区，如 **Figure 6** 所示。该死区确保 FET 之间没有存在任何导致输入电源短路的交叉传导。此外，当 Q_HS 关闭时，电感器中的能量将释放 Q_LS 的C_{oss}，并在施加栅极信号前在该死区内开始 Q_LS 的体二极管导通。体二极管中的传导损耗为:

$$P_{TD} = F_S V_F \left(\left(I_O + \frac{\Delta i_L}{2}\right) T_{DT1} + \left(I_O - \frac{\Delta i_L}{2}\right) T_{DT2}\right)$$

其中:

V_F为 MOSFET 体二极管的正向压降。

T_{DT1}和T_{DT2}分别为 Q_HS 栅极关闭和打开时的死区时间。如果在T_{DT}时设置相同的死区时间值，则死区时间损失为:

$$P_{TD} = F_S V_F T_{DT}(2I_O)$$

2.1.4.3 开关损耗

高侧 MOSFET 开关损耗

当栅极切换时，高侧 MOSFET 将发生开关损耗。该损耗取决于 MOSFET 寄生电容和栅极电阻。**Figure 8** 显示了典型的 MOSFET 开关特性。灰色阴影部分是发生开关损耗的区域。

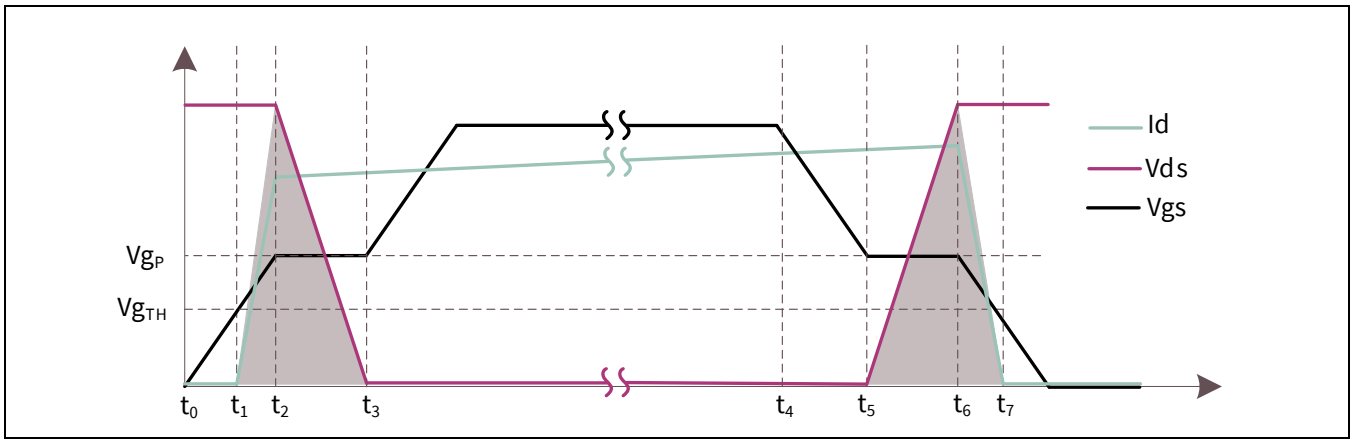


Figure 8 MOSFET 的打开和关闭特性

MOSFET 打开损耗为t_1和t_3之间的阴影区域，可以通过以下公式计算得出:

$$P_{SW-ON} = \frac{1}{2} V_{IN} \left(I_O - \frac{\Delta i_L}{2} \right) t_{ON}$$

$$t_{ON} = (t_2 - t_1) + (t_3 - t_2)$$

$$t_{ON} = \left(R_{GON} C_{iss} \ln \left(\frac{V_{dr} - V_{gth}}{V_{dr} - V_{gp}} \right) \right) + \left(\frac{R_{GON}}{V_{dr} - V_{gp}} V_{IN} C_{rss} \right)$$

其中:

R_{GON}为上升栅极电压的栅极电阻 (MOSFET 内部栅极电阻、驱动器上拉电阻和外部栅极电阻之和)

C_{iss}和C_{rss}为数据手册中指定的 MOSFET 寄生电容

V_{dr}为栅极驱动器供电电压

V_{gth}和V_{gp}为数据手册中指定的 MOSFET 栅极阈值和栅极台阶电压。

同样，MOSFET 关闭损耗为t_7和t_5之间的阴影区域，并通过以下公式计算得出:

$$P_{SW-OFF} = \frac{1}{2} V_{IN} \left(I_O + \frac{\Delta i_L}{2} \right) t_{OFF}$$

$$t_{OFF} = (t_6 - t_5) + (t_7 - t_6)$$

$$t_{OFF} = \left(R_{GOFF} C_{iss} \frac{V_{gp}}{V_{gth}} \right) + \left(\frac{R_{GOFF}}{V_{gp}} V_{IN} C_{rss} \right)$$

在开关损耗方程中，假设 V_{DS} 上升和下降为线性常数C_{rss}。对于 BSZ0910ND 来说这种情况并非理想数值，如 **Figure 9** 所示，并且难以在计算中添加非线性。

可以通过选取打开和关闭电压的C_{rss}平均值，来实现非线性[4]。

$$C_{rss} = \frac{Cgd2 + Cgd1}{2} = \frac{C_{rss}@0V + C_{rss}@V_{IN}}{2}$$

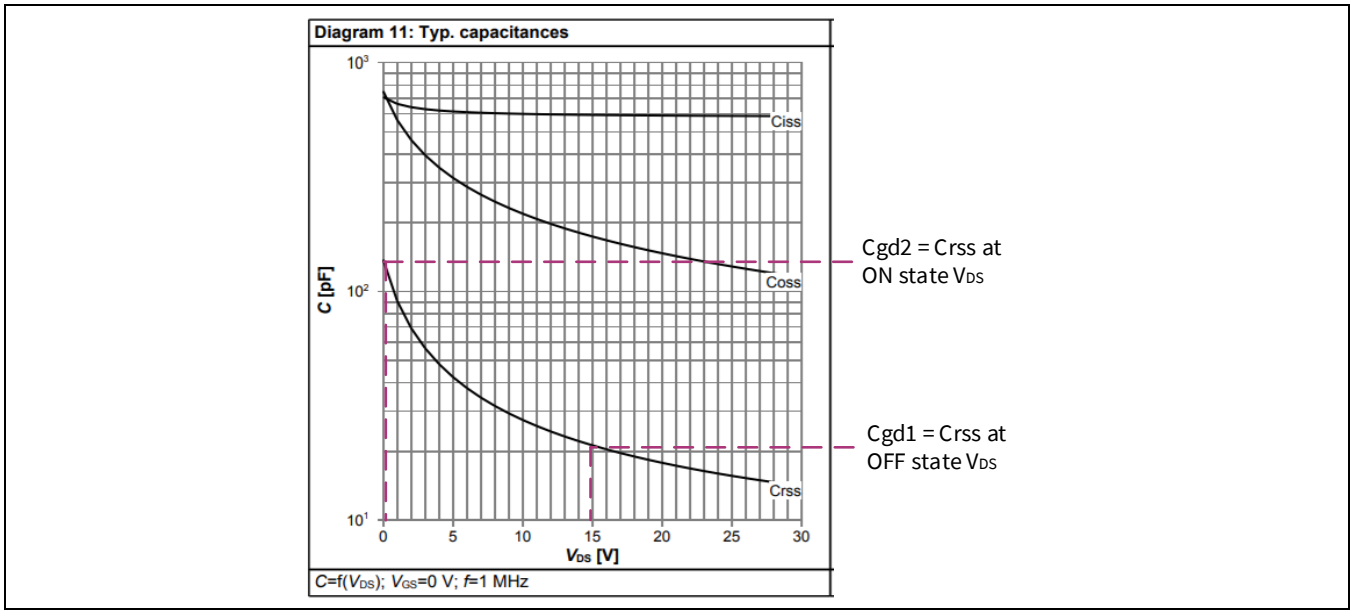


Figure 9　C_{rss} 与 V_{DS} 的变化以及识别 Cgd1 和 Cgd2

反向恢复损耗

当高侧 MOSFET 打开时，在低侧 MOSFET 的体二极管中会出现反向恢复现象。高侧 MOSFET 中将发生底部 MOSFET 的反向恢复损耗，从而会增加打开损耗。

$$P_{DRR} = Q_{rr} V_{IN} F_S$$

其中Q_{rr}为数据手册中提供的 Q_LS 体二极管的反向恢复电荷。Q_{rr}也是二极管正向电流和关闭期间二极管中的电流斜率的函数[5]。

其它开关损耗

此外，必须在开关期间给高侧 MOSFET 输出电容充电。相关损耗为:

$$P_{COSS} = \frac{1}{2} C_{oss} {V_{IN}}^2 F_S = \frac{1}{2} Q_{oss} V_{IN} F_S$$

其中:

C_{oss}为数据手册中提供的 MOSFET 输出电容。某些制造商还提供了输出电荷Q_{oss}等信息。

Figure 10 显示了满载和轻载条件下在 FCCM 中运行的降压转换器的稳态 MOSFET 电流。当电感谷值电流为正值时 (即 CCM 的电感设计的典型情况)，高侧 MOSFET 将发生一次开关的硬打开和硬关闭。对于轻载下的 FCCM 操作，Q_HS 体二极管将在 Q_LS 关闭时进行导通，这样可以通过零电压开关 (ZVS) 打开 Q_HS。此外，当 Q_LS 关闭时，Q_LS 体二极管中的电流将不被中断，因此不会发生恢复损耗。

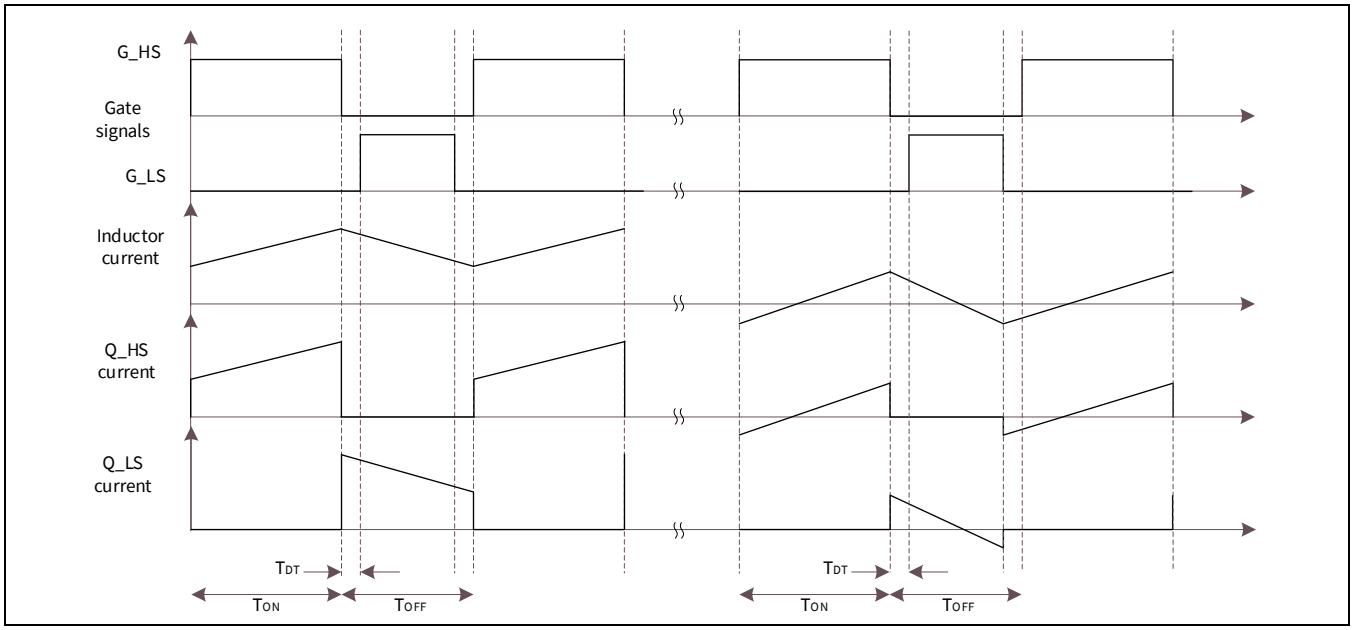


Figure 10　FCCM 操作中的 MOSFET 电流: (a) 满载； (b) 轻载

低侧 MOSFET 开关损耗

当 Q_HS 关闭时，电感电流始终为正值 (如 **Figure 10** 所示)，从而可以在使用 Q_LS 的栅极前将 Q_LS 的体二极管进行正向偏置。因此，始终能够通过 ZVS 打开 Q_LS。对于满载条件下的 CCM 操作，虽然 Q_LS 栅极脉冲被移除，但漏源电压仍与体二极管的正向压降相关联，从而也会导致几乎为零的关闭损耗。也会发生与 Q_LS 关闭相关的反向恢复相关损耗，但由于反向电流由 Q_HS 提供，所以相应的损耗将以较高的打开损耗形式出现在 Q_HS 中。

当电感谷值电流为负值时，在轻载或大纹波情况下，可以通过 ZVS 打开 Q_LS，但关闭操作将为硬操作，并且会发生损耗:

$$P_{D-OFF} = \frac{1}{2} V_{IN} \left| I_O - \frac{\Delta i_L}{2} \right| t_{OFF}$$

2.1.4.4 栅极驱动器电源

栅极充电和放电将消耗一定的功率，该功率由栅极驱动器电源提供。栅极功率为总栅极电荷和开关频率的函数:

$$P_{GATE} = Q_G V_{dr} F_S$$

其中:

V_{dr}为驱动器供电电压

Q_G为栅极电荷。

数据手册中提供了该值，并且必须将该值选为V_{dr}。

降压器阶段的 MOSFET 选择指南

1. 应针对V_{ds-pk}和I_{ds-pk}提供所选器件的额定值。该值适用于数据手册中指定的整个工作温度范围。
2. 选择具有低 $R_{DS(on)}$的器件，以降低传导损耗。对于 FCCM 操作，在轻载条件下会发生循环电流。通过低 $R_{DS(on)}$可以降低轻功率损耗。
3. 对于 Q_HS，低C_{rss}和C_{oss}器件将引起低开关损耗。对于 Q_LS，应选择其寄生二极管具有较低反向恢复电荷的器件，最好该电荷小于 5 nC。
4. WLC1115 中的集成栅极驱动器以 5 V 电压驱动 MOSFET 栅极。所选的 MOSFET 器件应由逻辑电平驱动 (在栅极电压为 4.5 V 条件下应有指定的 $R_{DS(on)}$)。
5. WLC1115 集成了栅极电阻，可以通过固件将该电阻配置为高达 33 Ω 的值。此外，该器件还具有内部下拉电阻器，并且无需外部栅极电阻器。
6. 优先使用 SMD 封装的 MOSFET。避免使用通孔器件，因为引线电感会增加开关损耗和发射。
7. 对 MOSFET 封装的要求是，可以通过自然冷却进行热管理，而不占用太多 PCB 面积。有关 MOSFET 的热管理，请参阅 **4.4** 部分。

2.1.5 自举电路

降压器阶段 FET 由 WLC1115 的内置栅极驱动器驱动。高侧 MOSFET 需要一个以开关节点或 Q_HS 发送源为参考的供电电压。使用由C_{boot}和D_{boot}构建的自举电路 (参见 **Figure 11**) 来生成 Q_HS 的电源。

C_{boot}必须能够提供一个电荷 (= 2*栅极电荷) 并保持其全电压。如果该条件不得到满足，则 Q_HS 栅极驱动电源上会出现大量纹波。

$$C_{boot} \gg 20 C_g$$

$$C_g = \frac{Q_g}{\mathrm{VDDD} - V_{F-Dboot}}$$

$\mathrm{VDDD} = V_{dr}$为供电电压，并与 Q_LS 栅极驱动电源相同。

Q_g为 MOSFET 的栅极电荷。

$V_{F-Dboot}$为自举二极管D_{boot}的正向压降。

选定的自举电容 (C_{boot}) 应该能够承受开关节点电压 (SW1_0) + VDDD。

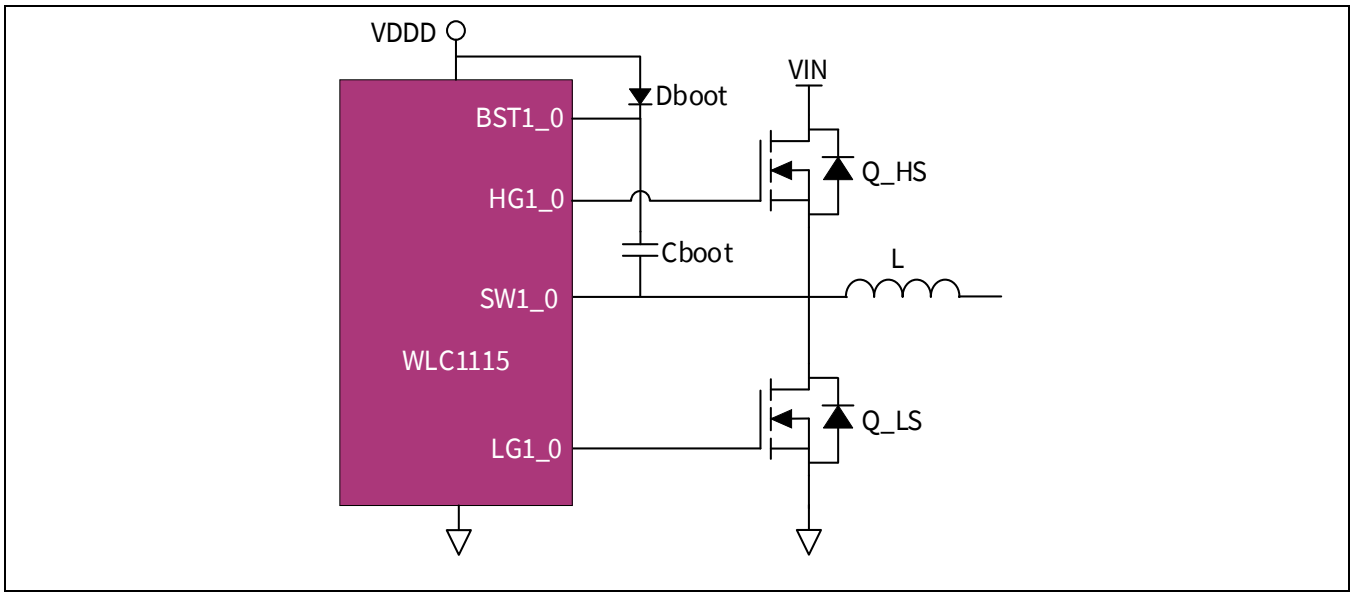


Figure 11　自举电路

自举二极管 (D_{boot}) 要能够阻断全功率轨电压。在高侧 MOSFET (S1) 打开时可以查看该情况。必须使用一个快速恢复二极管，以便以最大程度减少从自举电容器 (C_{boot}) 反馈到 VDDD 电源的电荷量，同样，如果电容器必须长时间存储电荷，则高温反向漏电流将起着重要作用。自举二极管的额定电流为平均栅极电流:

$$I_{Dboot} = \frac{P_{GATE}}{\mathrm{VDDD}} = Q_G F_S$$

2.1.6　电流检测电阻选择

对于输入电流和负载电流，WLC1115 使用了内部高侧电流检测放大器 (CSA)。输入电流反馈主要用于 PCMC，它与直流输入电流不同。无线充电中的输出电流反馈用于逆变器功率测量，从而进行功率损耗校准和 FOD。外部 CS 电阻器的值对降压转换器的控制和 FOD 的可靠性起着至关重要的作用。

对于输入 CS 电阻器$R_{sh_{in}}$，WLC1115 需要一个 5 mΩ CS 电阻器。对于输出 CS 电阻器R_{sh_o}，WLC1115 则需要一个 10 mΩ CS 电阻器，以获得良好的检测范围和 ADC 分辨率。

检测电阻器件选择

检测电阻器损耗和布线的便利性决定了电阻器封装的选择。电阻器损耗为:

$$P_{Rsh_{in}} = {I_{Rsh_{in}}}^2 R_{sh_{in}}$$

$$I_{Rsh_{in}} = I_{Qrms_{HS}}$$

$$P_{Rsh_o} = {I_{Rsh_o}}^2 R_{sh_o}$$

$$I_{Rsh_o} = I_O$$

对于 15 W 设计，输入和输出分流电阻器的损耗分别为 0.02 W 和 0.06 W。根据损耗数字，0603 的电阻器封装可以满足要求。然而，应根据 **Figure 12** 右侧所示的内容处理来自检测电阻器的反馈走线。考虑到 **Table 9** 中的布线指南以及走线和焊盘之间的相关爬电距离要求，1206 封装是最适合于 CS resistors。

Part	Res. Range	P	W	D
LVT04	R0025~R020	0.40mm	0.60mm	0.60mm
LVT06	R002	0.50mm	0.92mm	1.35mm
LVT06	R003~R020	0.60mm	0.92mm	1.30mm
LVT08	R002	0.50mm	1.44mm	1.55mm
LVT08	R003~R020	0.80mm	1.44mm	1.40mm
LVT12	R002	0.60mm	1.84mm	2.10mm
LVT12	R003~R020	1.20mm	1.84mm	1.80mm

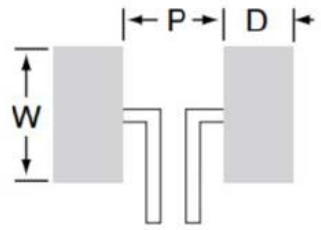


Figure 12　典型的 SMD 电阻器封装和焊盘图案

2.1.7　用于降压器阶段的类型 2 补偿器

对于基于 MP-A11 线圈的无线发送器，WPC 建议控制传输到逆变桥的直流电压，以此来调节传输到接收器的电源。带有外部补偿网络的降压器阶段恒压 (CV) 反馈环路以 20 mV 步长调节降压输出电压，以供参考。**Figure 13** 显示了降压器阶段的控制回路架构。

WLC1115 为降压器阶段添加 PCMC，并将输出电压和高侧 MOSFET 电流反馈用于 CV 模式操作。WLC1115 中内置了 PCMC 的斜率补偿以及高侧 CSA 和电压反馈网络。使用外部组件 Rz、Cz 和 Cp 设置环路的类型 2 补偿网络。根据控制环路带宽的交叉频率F_{BW}、降压转换器受控体传输函数 (取决于电感、输出电容、ESR 等电源阶段组件) 和跨导放大器增益g_m来选择外部补偿网络组件。

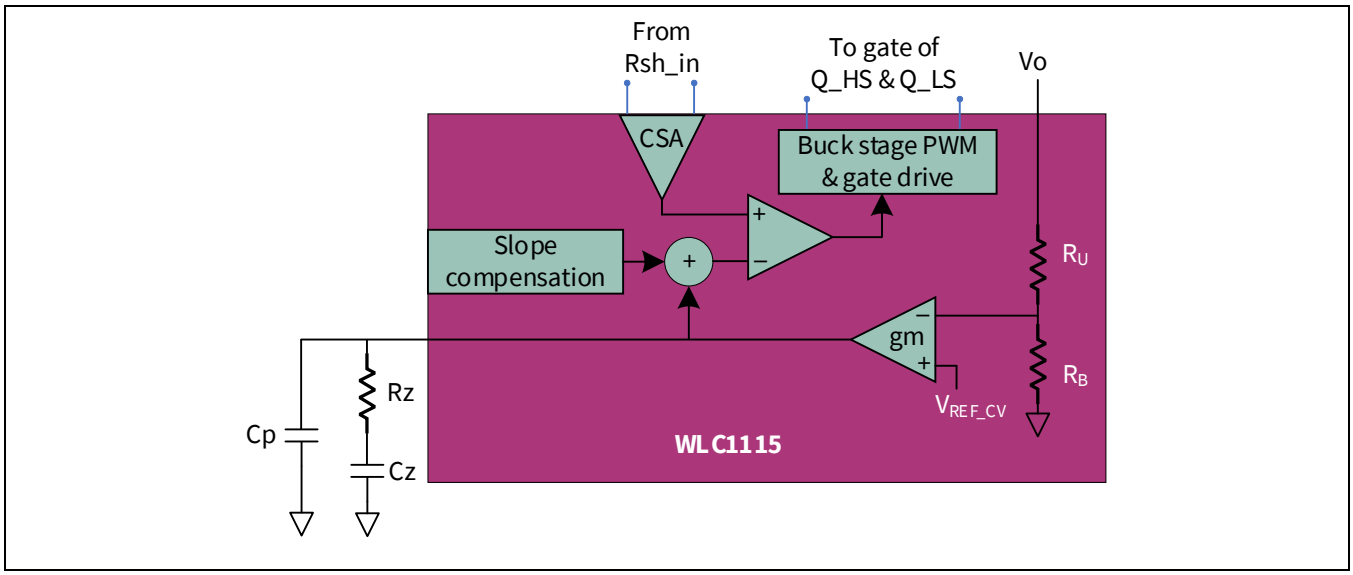


Figure 13　降压器阶段的控制回路架构

通过以下公式可以计算得出降压转换器的 PCMC 的受控体传输函数:

$$G_{VC}(s) = \frac{k\,R_O}{R_i}\frac{(1+sR_{CO}C_O)}{(1+sR_OC_Ok)}F_n(s)$$

$$k = \frac{1}{1+\frac{T_SR_O}{L}(m_C(1-D)-0.5)}$$

$$m_C = 1+\frac{S_e}{S_n}$$

$$F_n(s) = \frac{1}{1 + \left(\frac{s}{\omega_n}\right)^2 + \frac{s}{Q\omega_n}}; \quad \omega_n = \pi F_S$$

其中:

R_O为负载电阻 (V_O/I_O)

R_i为 CS 反馈增益 — 分流电阻值和 CSA 增益的乘积

R_{CO}为输出电容的等效 ESR

S_e为针对斜率补偿添加的外部斜率 ($\frac{V_O}{L}$的 50%到 100%)

S_n为电感电流的输入斜率

反馈网络增益为:

$$G_{div}(s) = \frac{R_B}{R_B + R_U}$$

其中$R_B = 34.5\ k\Omega$和$R_U = 200\ k\Omega$为 WLC1115 中内置的电压反馈网络分压电阻。

补偿网络传输函数为:

$$G_{EA}(s) = \frac{1}{sC_Z}\frac{(1 + sR_ZC_Z)}{(1 + sR_ZC_P)}$$

对于补偿网络:

1. 交叉频率F_{BW}通常被设置为开关频率的 1/10，以便在反馈噪声和瞬态响应之间取得良好的平衡。
2. 补偿器零点被放置在受控体主极点的位置。
3. 设置补偿器极点，使之取消由输出电容器及其 ESR 形成的受控体零点。补偿网络组件为:

$$R_Z = \frac{2\pi(R_U + R_B)R_iC_OF_{BW}}{R_Bg_m}$$

$$C_Z = \frac{R_OC_O}{R_Z}$$

$$C_P = \frac{R_{CO}C_O}{R_Z}$$

带有补偿的转换器的开环传输函数为:

$$H_{OL}(s) = G_{VC}(s)G_{EA}(s)G_{div}(s)$$

通过绘制传输函数的频率响应并确定增益裕度和相位裕度，可以评估其稳定性裕度。**Figure 14**，或 REF_WLC_TX15W_C1 中的降压转换器显示了功率为 15 W 时 15 V 输入和 9 V 输出的频率响应。由于降压转换器将在大范围的输入和输出电压条件下工作，因此应确保所有操作点的稳定性。

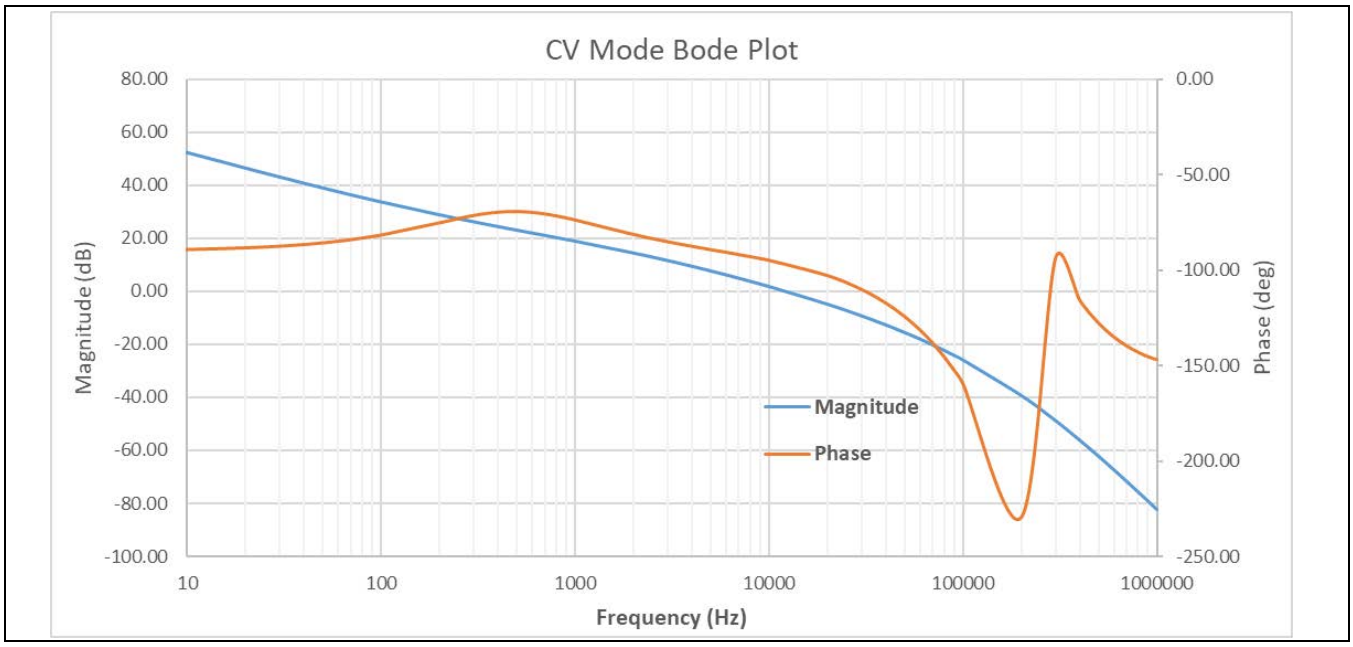


Figure 14 REF_WLC_TX15W_C1 中 15V 输入、9V 输出和 15W 负载的稳定性图

2.2 逆变器电源阶段

Figure 15 显示了 REF_WLC_TX15W_C1 中的逆变器阶段。该电源阶段由输入端的滤波电容器和一个全桥逆变器电源阶段组成，该全桥逆变器电源阶段将为由发送器线圈和谐振电容器所组成的谐振槽供电。逆变器的输入来自位于降压器输出分流电阻后面的降压器阶段输出。按推荐设计，四个 MOSFET 为 MP-A11 线圈组成了一个全桥逆变器。每个开关节点上的缓冲电容器 CS 都有助于降低 MOSFET 打开/关闭期间的 dV/dt。通过适当调整缓冲电容器和死区时间，可以在通过 ZVS 打开 FET 时引起最小的体二极管导通。

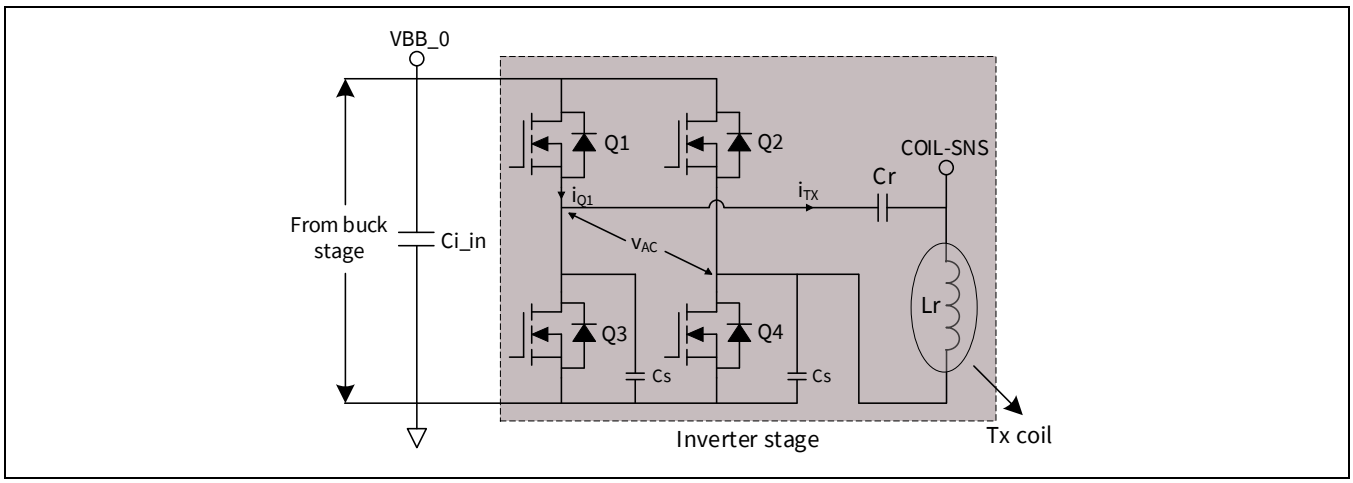


Figure 15 REF_WLC_TX15W_C1 中的逆变器阶段

Figure 16 显示了逆变器阶段的稳态波形。该波形表示正常工作范围内的转换器状态，即达到频率特性谐振峰值后的状态。桥接检测到的阻抗为感性阻抗，因此槽电流i_{TX}将在槽电压 V AC 到来后出现。

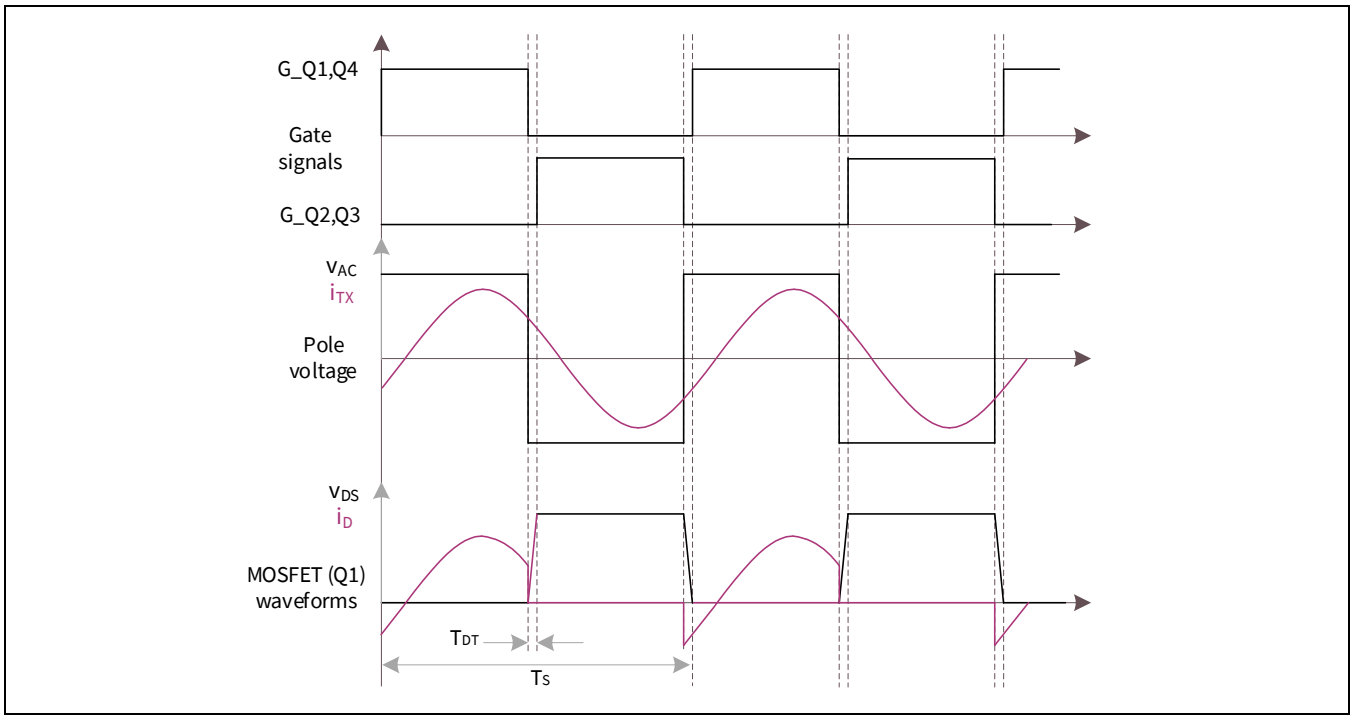


Figure 16　逆变器稳态波形

2.2.1　发送器线圈选择

用于 MP-A11 线圈的发送器线圈参数 (电感、铁氧体屏蔽结构) 都来自 Qi 规范。**Table 2** 总结了[1]中 MP-A11 线圈的参数。

Table 2　MP-A11 发送器线圈参数

参数	数值	容差
自电感	6.3 µH	±10%
线圈外径	44 mm	± 1.5 mm
线圈内径	20.5 mm	± 0.5 mm
匝数	10	–
层数	1 或 2	–
铁氧体屏蔽厚度	0.5 mm	–
线圈和屏蔽之间的最小间隙	1 mm	–
线圈顶层表面到界面表面的间隙 (dz)	3.5 mm	± 1 mm
超出线圈的屏蔽扩展	2 mm	–

虽然制造商已经考虑到了发送器线圈的大多数参数，但必须通过正确的垫片和亚克力组合来设置 dz 间隙。**Figure 17** 显示了 REF_WLC_TX15W_C1 中使用的线圈组装情况。通过使用双面胶带将线圈组装贴装在线圈 PCB 上。界面表面为亚克力片材。使用四个尼龙垫片可对片材与线圈之间的间隙进行设置。通过选择垫片高度使 dz 间隙接近于 Qi 推荐的额定值。

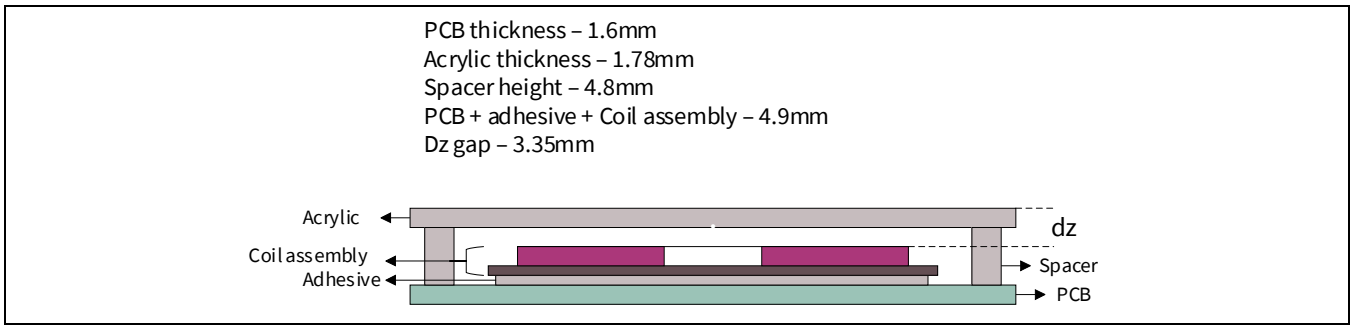


Figure 17 REF_WLC_TX15W_C1 中 MP-A11 线圈组装和相关测量

发送器线圈损耗

线圈损耗包括绕组中的传导损耗和铁氧体屏蔽中的磁芯损耗。对于传导损耗、线圈电阻，包括直流电阻和集肤效应引起的交流电阻，都会出现。要精确预测传导损耗，请使用制造商提供的 Q 因子曲线并计算工作频率条件下的总电阻。或者，使用阻抗分析仪获得工作频率条件下的总线圈电阻 (**Figure 18**)。

$$P_{coil-cond} = {I_{TXrms}}^2 R_{total}$$

$$R_{total} = \frac{Q_{Fs-inv}}{2\pi F_{Sinv} L_{tx}}$$

其中I_{TXrms}为线圈 RMS 电流，R_{total}为线圈的交流和直流电阻之和

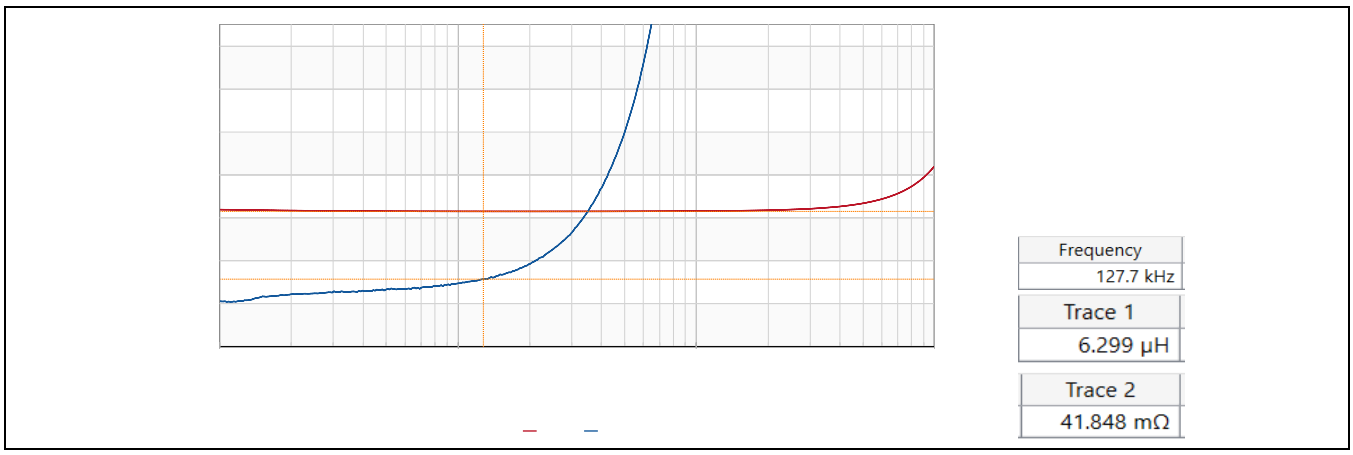


Figure 18 REF_WLC_TX15W_C1 中使用的 MP-A11 线圈的阻抗测量

Qi 建议使用镍锌或锰锌铁氧体磁芯屏蔽线圈。铁氧体磁芯具有交变磁化，从而会导致磁芯损耗。铁芯损耗的计算与降压器电感的计算相同:

$P_{内核} = C{F_{S-inv}}^{\alpha} {B_{pk}}^{\beta} V_e$

$B_{pk} = \frac{L_r I_{TXpk}}{N\ A_C}$

其中常数C、α和β均由制造商指定:

V_e为磁芯材料体积

B_{pk}为磁芯中的峰值通量

A_C为磁芯横截面积 (铁氧体宽度和厚度的乘积)。

发送器线圈器件选择指南

1. 所选器件应符合 MP-A11 线圈的 Qi 要求 (电气设计、铁氧体屏蔽设计等)
2. 电感值容差不应该超过±10%。
3. 优先使用高 Q 因子线圈 (120 kHz 至 130 kHz 范围内的较低总电阻)，从而降低损耗。

2.2.2 谐振电容器选择

由 Qi 推荐与 MP-A11 线圈一起使用的谐振电容值为 500 nF ±5%。由于电容值不应在整个工作频率和电压范围内发生变化，因此应使用具有 C0G 型电介质的电容器。电容器组大小的另一个标准为 RMS 电流额定值。电容器组 RMS 电流额定值不能导致升温超过电容器额定值的情况发生。

谐振电容器的额定电压必须确保 Qi 状态机中所有相位的故障安全操作。在电力传输期间，电容器电压较低 (对于 WRM483265-10F5-12V-G，功率为 15 W 时，电压为 25 V 以下)。然而，当向负载供电时，耦合的突然变化会瞬间增加负载电压、槽电流，从而提高电容器电压。尽管控制回路最终会降低电流，但电容器不应该因电压的瞬时升高而失败。

要考虑的另一种情况是选择或模拟 Ping 期间的电容器电压。在选择阶段，该槽将以频率接近于谐振频率的脉冲激励。虽然激励持续时间很短 (以确保接收器不会被唤醒)，但该槽所检测到的阻抗仅为线圈电阻和电容器 ESR 的阻抗，这样可以使电容器电压在短时间内达到较大值。为防止电容器因受电压影响而失效，额定电压应为 100 V。该值与 Qi 规范中的数据一致，其中电容器电压预计达到 200 V 的峰-峰值。

谐振电容器或电容器组的损耗来自电容器 ESR:

$$P_{Cr} = {I_{TXrms}}^2 \frac{R_{Cr}}{N_{Cr}}$$

其中R_{Cr}为单个电容器的 ESR，N_{Cr}为组中电容器的数量。

2.2.3 逆变器阶段的 MOSFET 选择

MOSFET 额定电压应超过降压器阶段输出的最大输出，其中包括降压输出 OVP 电平。电流额定值应大于峰值发送器线圈电流值。为保证可靠运行，应考虑最高外壳温度额定值情况下的 MOSFET 电流额定值。

$$V_{ds-pk} = \max\left(\left(1.5\ \mathrm{x} V_{O,buck}\right), \text{Buck OVP level}\right)$$

$$I_{ds-pk} = I_{TX-pk}$$

MOSFET 中的功率损耗是决定 MOSFET 器件选择的另一个关键参数。在使用引起 ZVS 打开的栅极脉冲前，MOSFET 电流将在打开期间为负值，如 **Figure 16** 所示。然而，MOSFET 需要进行硬关闭，该操作会引起主要的开关损耗。此外，每个 MOSFET 在半个开关周期内被导通。根据该情况，MOSFET 的损耗参数如下:

$$I_{Qrms} = \frac{I_{TX-pk}}{2}$$

$$P_{cond} = {I_{Qrms}}^2 R_{ds(on)}$$

$$P_{SW} = P_{SW-OFF} = \frac{1}{2} V_{O,buck} I_{SW,off} t_{OFF} F_{S-inv}$$

t_{OFF}计算方法与 **2.1.4.3** 部分中降压转换器的计算方法相同。关闭电流$I_{SW,off}$是桥接电压极性更改瞬间的线圈电流。请参见 **Figure 19**，根据线圈电流在打开和关闭期间识别 MOSFET 电流。可以根据使用槽电流幅度和阻抗角的模型预测该电流。

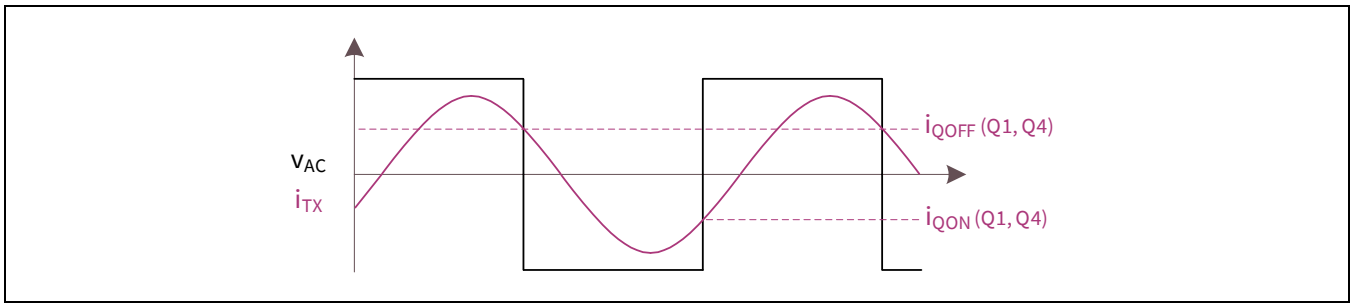


Figure 19　根据线圈电压和电流波形识别 MOSFET 打开和关闭情况

由于 ZVS 操作，打开开关损耗和 C_{OSS} 损耗均为零。MOSFET C_{OSS} 放电所需要的时间取决于互补 MOSFET 关闭瞬间发送器线圈的电流大小。dV/dt 则取决于关闭电流和 C_{OSS} 值。

$$\frac{dV}{dt} = \frac{I_{SW,off}}{C_{OSS}}$$

当死区时间为一个固定数值时，$I_{SW,off}$ 将快速对器件 C_{OSS} 电容进行放电，并且 MOSFET 体二极管将开始导通。使用栅极信号时，MOSFET 将通过 ZVS 打开。栅极信号之间的死区时间应足够长，从而可以确保漏极电压已将 C_{OSS} 完全放电并启动了体二极管的导通。

如果与 dV/dt 相比，可设置的死区时间更长，则会有一段时间体二极管在短时间内进行导通。四个 MOSFET 都存在死区时间损失，对于 15 W 这样的功率，死区时间损失会对效率产生影响。与一个半桥器件并联的缓冲电容器 (C_S) 将减慢 dV/dt 并确保体二极管导通降至最小值，如 **Figure 20** 所示。

使用 C_S 时有两个好处。它减慢了 MOSFET 的 dV/dt，从而减少了辐射。它还确保了最短的体二极管导通时间，并获得良好的效率。

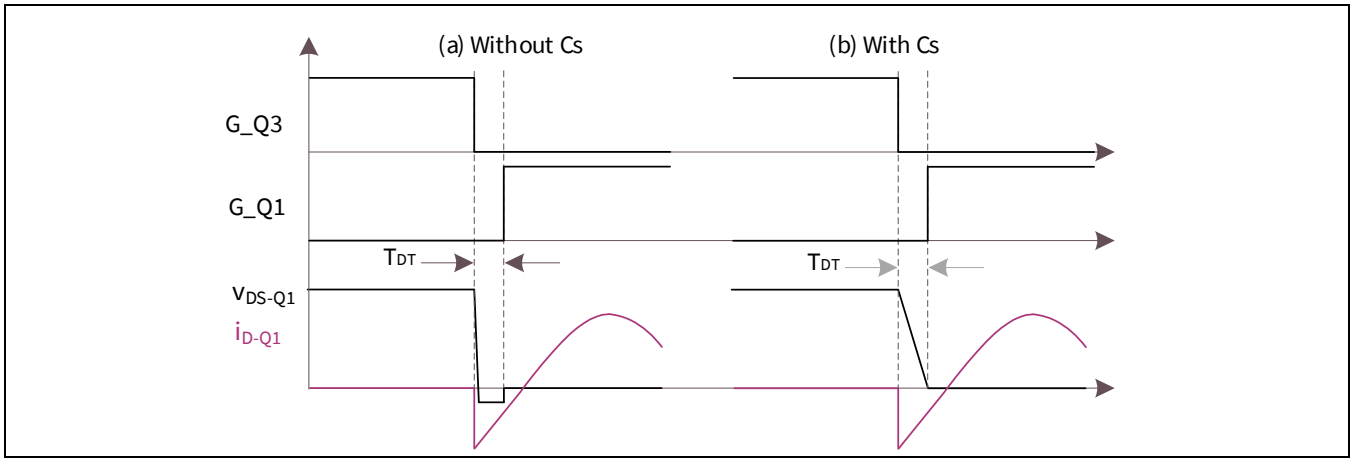


Figure 20　缓冲电容器 (CS) 对开关性能的影响

为得到关闭电流的最大幅度，请计算缓冲电容器的值，从而能够在最短的可设置死区时间内使开关电压变为零。

$$C_S = \frac{I_{SW,off-max} T_{DT}}{V_{O,buck}}$$

栅极驱动器电源

栅极充电和放电将消耗一定的功率，该功率由栅极驱动器电源提供。栅极功率为总栅极电荷和开关频率的函数:

$P_{GATE} = Q_G V_{dr} F_S$

其中:

V_{dr}为驱动器供电电压

Q_G为栅极电荷。

数据手册中提供了该值，并且必须为V_{dr}选择该值。

2.2.4 去耦电容器

降压输出电容器是逆变器阶段的主要直流链路电容器。此外，还在降压输出 CS 电阻器后面放置了大容量电容，以及在逆变器桥接旁边安装了高频噪声去耦电容器。

大容量电容器确保逆变器阶段内包含逆变器桥接的无功电流，并且降压输出电容器不会检测到该电流。这样，降压输出 CS 电阻器只能检测到由逆变器接收的有功电流。

2.3 控制部分

用于 MP-A11 的无线发送器应用中的 WLC1115 需要最少的外部电路。在控制部分中，Q 因子估计、ASK 解调器以及线圈温度测量都需要信号调理电路。WLC1115 需要标准去耦电容网络和自举电路组件来驱动电源阶段。

2.3.1 使用 WLC1115 进行 Q 因子估计

WLC1115 使用线圈电压信息计算线圈 Q 因子。较低的 Q 因子和谐振频率变化表示电力传输前出现了 Rx 或 FO 或两者的组合。主要谐振回路以少量脉冲激励，并且通过衰减的线圈电压波形可以计算 Q 因子和谐振频率，如 **Figure 21** 所示。与界面表面上存在 Rx 或 FO 的情况相比，励磁后的线圈电压在没有 Rx 的情况下衰减得更慢。

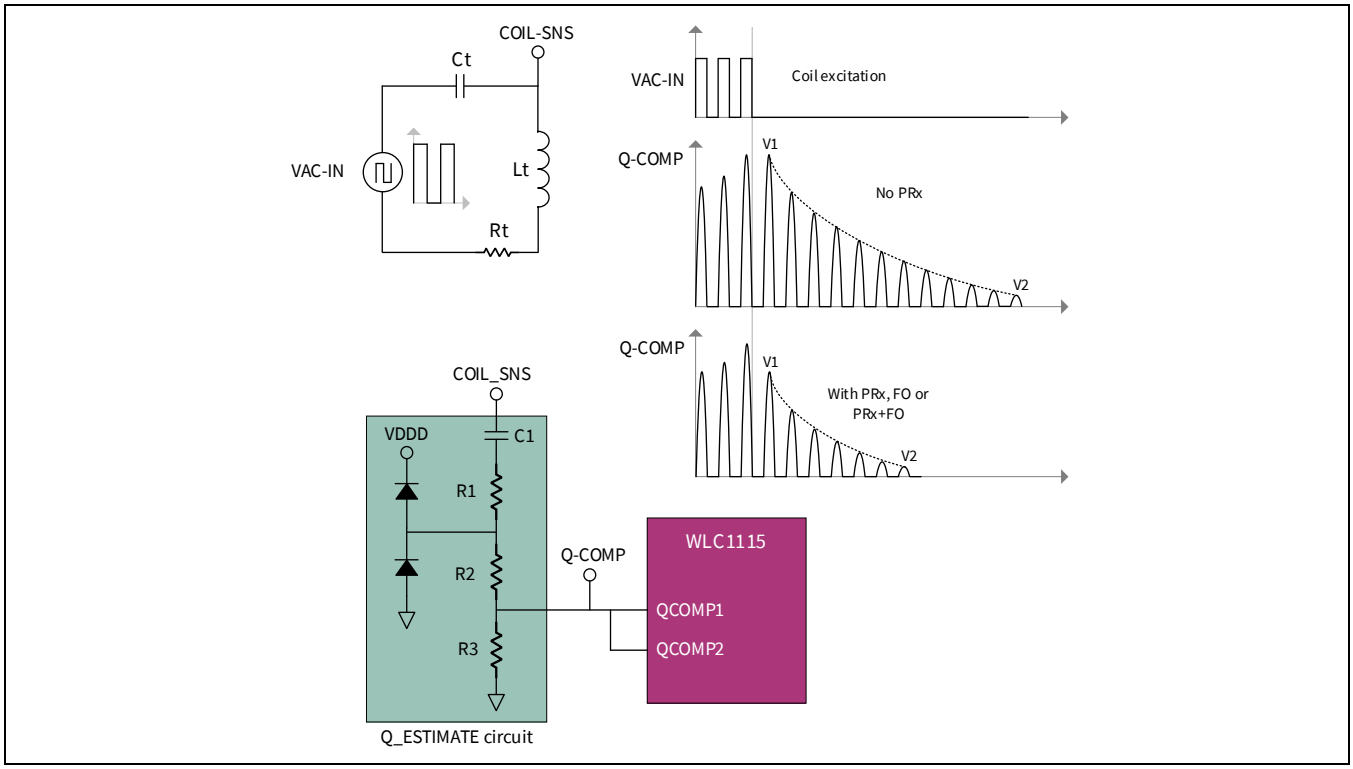


Figure 21　使用 WLC1115 进行 Q 因子估计

通过衰减的电压波形计算 Q 因子，具体如下:

$$Q = \frac{\pi\,(t_2 - t_1)F_r}{\ln\left(\frac{V_1}{V_2}\right)} = \frac{\pi\,N}{\ln\left(\frac{V_1}{V_2}\right)}$$

N 为V_1和V_2间隔之间衰减波形的周期数，其中t_1和t_2被捕获，F_r为接收器或 FO 或两者影响下主要槽的谐振频率。

由 WLC1115 执行的 Q 因子估计使用了线圈电压和两个比较器。ZCD 比较器生成用于谐振频率计算的切换。

请参阅 REF_WLC_TX15W_C1 原理图，了解建议与 WLC1115 一起使用的 Q 因子估计电路。
REF_WLC_TX15W_C1 中 Q 因子估计电路的组件选择标准如下:

1. 钳位二极管应该为低漏和低正向压降类型。在最高工作环境温度下，理想的漏电流不能超过 100 nA。超过 100 V 的标准恢复型二极管额定电压适合该应用。
2. 二极管钳位对线圈电压的整个负半部分进行钳位。钳位电流通过二极管和 R1。对 R1 进行设置，以便在最高工作线圈电压条件下，电流仍小于 1 mA，这样可以实现低损耗电路。
3. WLC1115 有一个内部下拉电阻器，只在模拟 Ping 期间禁用该电阻器，并在其余时间启用它。
4. R3 值应为 (R1 + R2) 的一半左右
5. R2 值应略低于 (R3 || RD)。
6. C1 与 R1、R2 和 (R3 || RD) 组成一个高通滤波器。滤波器带宽应小于自然谐振频率。

2.3.2 ASK 解调器

ASK 解调器电路使用线圈电压和逆变器桥接输入电流 (或降压器输出电流) 对来自接收器的数据进行解调。将桥接输入电流反馈路由到 WLC1115，以进行电流测量。通过某些信号调制可以得到来自线圈电压的信息，这些信息将被发送到 WLC1115。先使用一个比较器，再使用一个栅极阶段对来自两条路径的解调信息进行处理，以生成数字数据。**Figure 22** 显示了 REF_WLC_TX15W_C1 中使用的配置。

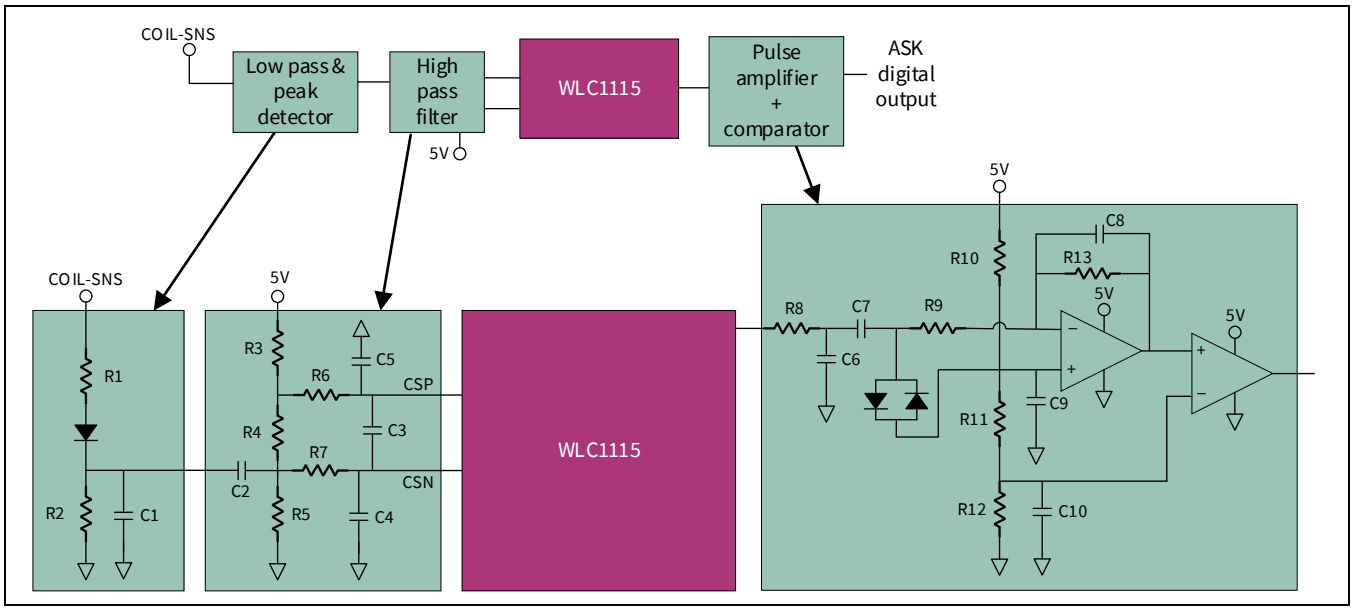


Figure 22 使用 WLC1115 的 ASK 解调器电路

根据 REF_WLC_TX15W_C1 的以下注意事项对组件值进行调整，并建议将该值与 WLC1115 一起使用:

1. 前端低通滤波器和峰值检测器
   a) 负阻断二极管的额定电压应与电容器额定电压相同； 另外，二极管应为快速恢复类型
   b) 峰值电荷保持电容器的额定电压应为 100 V
2. 高通滤波器
   a) 直流阻断电容器 C2 与 R5 构成一个高通滤波器。该滤波器带宽应远低于 ASK 通信速率 (2 kHz)。
   b) 选择电阻梯 R3、R4 和 R5，以确保 CSP 和 CSN 引脚上的电压为 3 V。
   c) R4 上的差分电压应超过 5 mV。
   d) 由 (R6 + R7) 和 C3 组成的差分滤波器的带宽应低于开关频率
3. WLC1115 增益设置
   a) 对于桥接电流，增益被设置为 40。
   b) 对于电压路径，增益选项的范围为 40 到 110； 设置增益，使放大器阶段的输入等于 (VDDD/2)，这样可以为 ASK 相关的摆动提供足够的余量
4. 脉冲放大器和比较器阶段
   a) R8 和 C6 组成一个低通滤波器； 带宽应小于逆变器开关频率，但要大于 ASK 通信频率
   b) 放大器增益通过 R9 和 R13 设置
   c) 通过使用 R10、R11 和 R12，可以在 C9 上设置增益输出的偏移； 该偏移值应处于运算放大器的共模范围内
   d) 也可以通过 R10、R11 和 R12 在 C10 上设置比较器的参考； 该参考应略低于添加到增益阶段输出中的偏移量，这样在没有发生 ASK 调制的情况下可以减少比较器输出中的切换

2.3.3 WLC1115 相关电路

WLC1115 是一款高度集成的控制器，该器件具有内置外设和编程灵活性的特点。它可以实现 Qi 无线电力发送器设计以及 USB-PD 兼容性。该控制器还具有内置低压差 (LDO) 调节器，无需辅助电源单元也能够用于生成逻辑电源 (VDDD) 和内核电源 (VCCD)。

数据手册[2]中列出了每个引脚的详细引脚说明和外部要求。

2.3.4 NTC 反馈

NTC 监控变送器单元温度，并被放置在线圈附近。将 NTC 安装在界面表面上时，可以使用它检测界面表面上因 FO 辐射的热量而引起的升温。与 WLC1115 ADC 连接的 NTC 反馈界面是一个带有滤波器的简单的分压器网络，如 **Figure 23** 所示。NTC 电阻是温度的一个函数。制造商提供了准确的 NTC 电阻温度特性 (也可以从 NTC 参数生成这些特性，但制造商提供的值考虑了非线性)。**Figure 23** 显示了 REF_WLC_TX15W_C1 中对 WLC1115 的反馈。

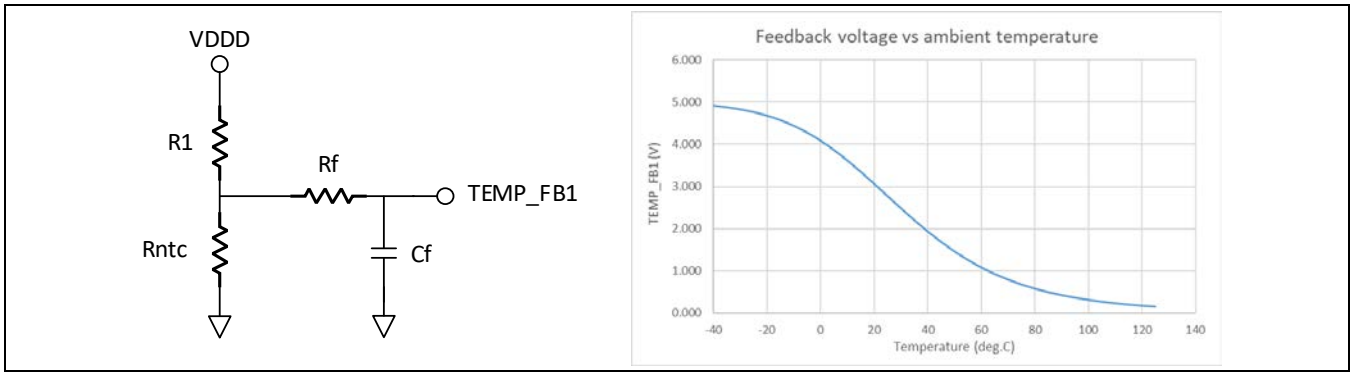


Figure 23 与 WLC1115 连接的 NTC 界面和 REF_WLC_TX15W_C1 中与温度相对应的 NTC 反馈值

设计的注意事项:

1. 串联电阻应确保 NTC 中的电流在任何温度条件下都不会引起功率损耗超过 NTC 规定值
2. 反馈路径中低通滤波器的宽带应该足够低，从而可以去除开关噪声和 ASK 调制器频率
3. 所需触发和恢复点附近的反馈具有良好的分辨率

2.3.5 PD 接收源合规性的系统配置

WLC1115 具有集成的 USB Type-C PD 控制器，并符合最新的 USB Type-C 和 PD 规范。USB 输入 (也称为 VBUS) 和接地之间的大容量电容会引起较大的浪涌电流。USB-PD 规范要求接收源限制连接时输入浪涌电流的值。为满足发送器单元的浪涌电流要求，WLC1115 集成了一个高电压栅极驱动器，用于驱动 VBUS 上的接收端 NFET。该栅极驱动器具有慢速打开特性，可防止发生电流突然涌入的情况。

为得到低导通损耗，请选择低 $R_{DS(on)}$MOSFET。该 MOSFET 作为负载开关使用，并且没有任何开关损耗。使用 WLC1115 的 NFET_CTRL_1 引脚 (引脚 35) 驱动接收端 NFET。

2.3.6 其它电路

通过使用英飞凌的安全控制器可以满足 Qi v1.3.2 的身份验证要求。OPTIGA™ Trust 具有完整的系统集成，可实现简单且经济高效的身份验证部署。OPTIGA™ Trust (U2) 通过 I^2C 协议与 WLC1115 连接 (**Figure 24**)，并具有一个用于 OPTIGA™芯片复位的控制线。 SCL 和 SDA 具有用于 I^2C 线的上拉电阻。

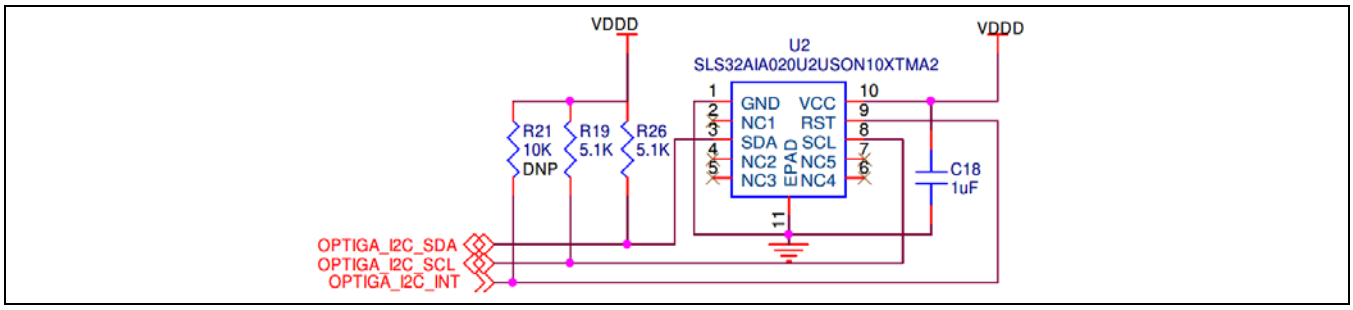


Figure 24　身份验证 IC 界面

WLC1115 有一个内部振荡器，其容差符合 FSK 的 Qi 要求。通过引脚 60 可以将一个可选的外部振荡器 (用于更精确的时钟或任何专有的 FSK 实现) 连接到 WLC1115。需要在 VDDD 电平条件下运行该振荡器，并且应该将其放置在靠近 WLC1115 的位置。为降低待机功耗，可以通过由 WLC1115 直接驱动的 Q1 断开振荡器的偏置。

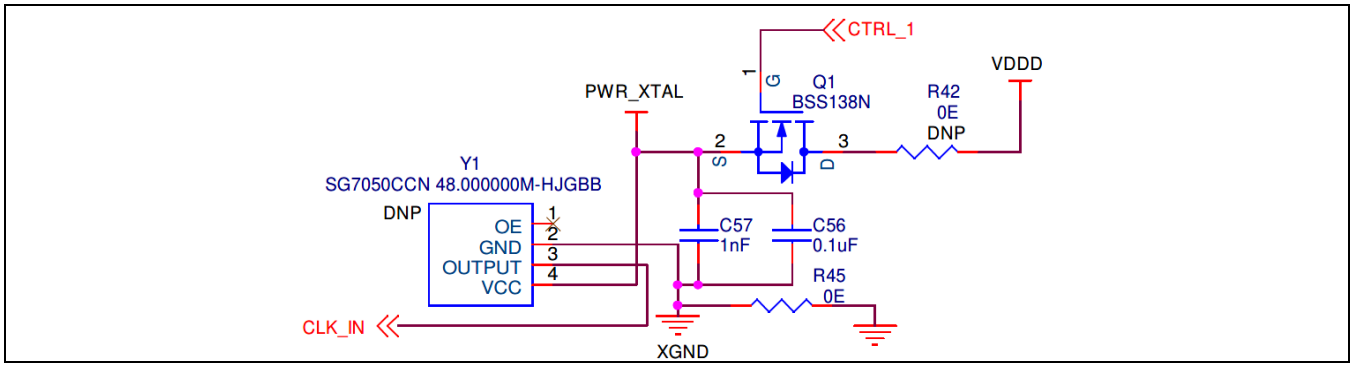


Figure 25　外部振荡器界面 (可选)

3 设计示例 – 15 W 发送器电路板

本节介绍了 15 W 无线充电器发送器电路板的设计示例，其规范与 REF_WLC_TX15W_C1 相匹配。该设计示例假设使用带有可变输入控制的降压器阶段操作。可以将输入电压配置为降压器输出电压参考中的三个电压。可以在 **Figure 26** 中查看上述情况。

电源阶段的主要规范如下:

- 输入电压: 在 PD 期间，电压为 9 V、15 V 或 20 V；在 Ping 阶段期间则为 5 V
- 降压器阶段的输出电压: 高达 18 V
- 接收器输出功率: 最大值为 15 W
- 降压器阶段的开关频率: 400 kHz
- 逆变器阶段的开关频率: 127.7 kHz

设计参数

- 降压器电感纹波电流: 1.5 A 峰峰值
- 过载系数: 150%
- 输入电压纹波: 1%
- 降压器输出电压纹波: 2%
- 允许的降压器输出压降: 输出的 5%
- 降压器控制环路带宽: 25 kHz

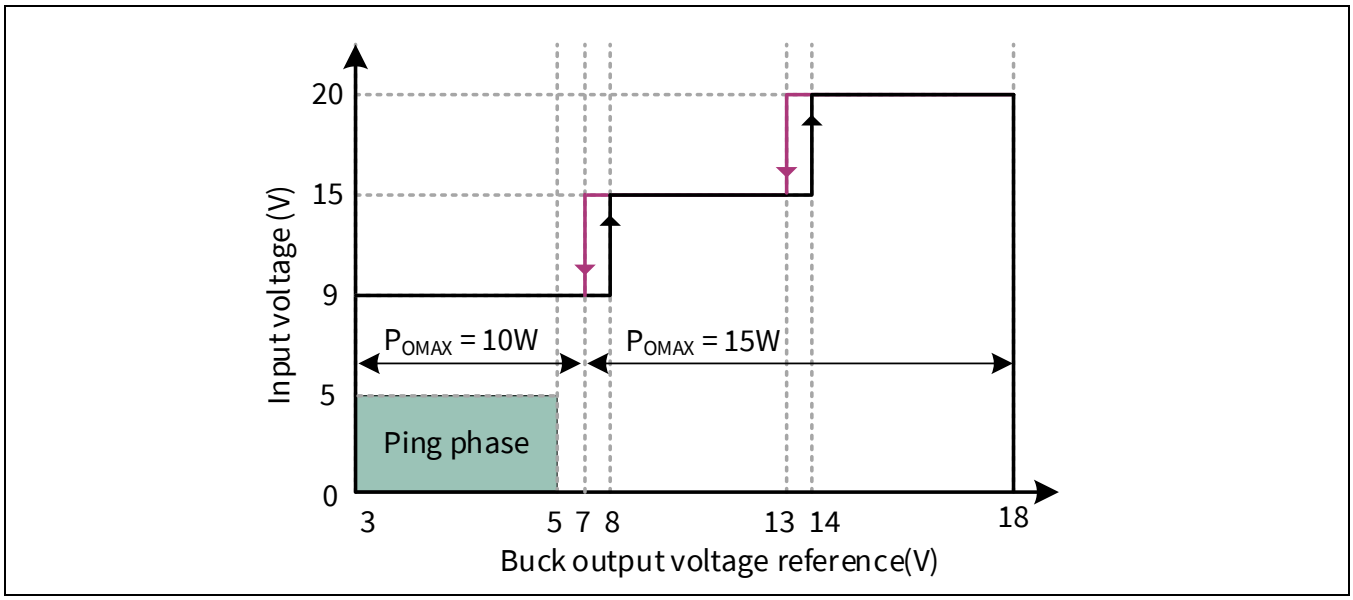


Figure 26 降压器阶段的可变 PD 输入方案

Table 3 列出了降压器电源阶段组件的计算方法。根据所计算的值，**Table 6** 列出了关键组件的 BOM。有关 Q 因子估计和 ASK 解调器电路的信息，请参见[3]中 REF_WLC_TX15W_C1 原理图内的组件值。

Table 3 降压器和逆变器电源阶段组件计算

参数	公式	计算出的值	备注
电感数值	$L = \frac{V_{in}D(1-D)}{F_S \Delta i_L}$	输入电压为 20 V 时，电感为 7.58 µH	工作点上的最大电感值

参数	公式	计算出的值	备注
电感器电流	$I_{Lrms} = \sqrt{{I_O}^2 + \left(\frac{\Delta i_L}{2\sqrt{3}}\right)^2}$ $I_{Lpk} = (1.5 \text{ x } I_O) + \frac{\Delta i_L}{2}$	$\boldsymbol{I_{Lrms} = 2.51\ A}$ $\boldsymbol{I_{Lpk} = 4.12\ A}$	该电流适用于 6.8 µH 标准电感值和整个工作条件下的最大值
输入电容	$C_{IN} > \frac{I_{IN}(1-D)}{\Delta V_{in} F_S}$ $I_{CIN_{rms}} = \sqrt{D\left({I_O}^2(1-D) + \frac{{\Delta i_L}^2}{12}\right)}$	对于输入电压为 9 V，该值为 15.43 µF 对于输入电压为 15 V，该值为 8.89 µF 对于输入电压为 20 V，该值为 3.28 µF $\boldsymbol{I_{CIN_{rms}} = 1.19\ A}$	针对$\boldsymbol{V_{in}}$的 1%的$\Delta\boldsymbol{V_{in}}$计算$\boldsymbol{C_{IN}}$ 纹波电流为整个工作点的最大值
输出电容	$C_{O1} = \frac{\Delta i_L}{8\, F_S \Delta V_O}$ $C_{O2} = \frac{I_{O_{Step}}}{V_{Odip}} \frac{1}{2\pi F_{BW}}$ $C_O = \max(C_{O1}, C_{O2})$ $I_{CO_{rms}} = \frac{\Delta i_L}{2\sqrt{3}}$	C_O值 对于输出电压为 6 V，该值为 53.05 µF 对于输出电压为 12 V，该值为 15.92 µF 对于输出电压为 15 V，该值为 9.55 µF 对于输出电压为 18 V，该值为 7.96 µF $I_{CO_{rms}} = 0.48\ A$	针对$\Delta\boldsymbol{V_O} = \boldsymbol{V_O}$的 2%计算$\boldsymbol{C_{O1}}$ 针对$\boldsymbol{F_{BW}}$等于 25 kHz、$\boldsymbol{V_{Odip}} = \boldsymbol{5\ percent}$等于 V_{OUT} 的和$\boldsymbol{I_{O_{Step}}} = \boldsymbol{1.5\ x I_O}$的情况计算$\boldsymbol{C_{O2}}$值 纹波电流为整个工作点的最大值
降压器阶段 MOSFET	$V_{dspk} = \max\left((1.5V_{in-op}), V_{in-withstand}\right)$ $I_{ds-pk} = I_{Lpk} = (1.5 \text{ x } I_O) + \left(\frac{\Delta i_L}{2}\right)$	$V_{dspk} = 30\ V$ $I_{dspk} = 4.12\ A$	该值为整个操作点的最坏情况
输入 CS 分流	$R_{sh_{in}} = 0.005\Omega$ $P_{Rsh_{in}} = {I_{Qrms_{HS}}}^2 R_{sh_{in}}$	$P_{Rsh_{in}} = 0.021W$	根据 WLC1115 要求的分流值 所计算的损耗为整个操作点的最坏情况下的值
输出 CS 分流	$R_{sh_o} = 0.010\Omega$ $P_{Rsh_o} = {I_O}^2 R_{sh_o}$	$P_{Rsh_o} = 0.063W$	
发送器线圈	$L_{tx} = 6.3uH$	$I_{TXrms} = 3.66$ A	符合 Qi 标准的电感和电容值[1] 根据三个测试接收器的实际测量得到该值
谐振电容	$C_r = 500nF$	$I_{Cr,rms} = 3.66$ A	
逆变器阶段 MOSFET	$V_{ds-pk} = \max\left((1.5 \text{ x} V_{O,buck}),$ 降压器 OVP$\right)$ $I_{ds-pk} = I_{TX-pk}$	$V_{ds-pk} = 27$ V $I_{ds-pk} = 5.45A$	根据三个测试接收器的实际测量得到该值

参数	公式	计算出的值	备注
缓冲电容器	$C_S = \frac{I_{SW,off-max} T_{DT}}{V_{O,buck}}$	$C_S = 10.8nF$	三个接收器数据的最大值

Table 3 列出了各电源阶段组件的数值和要求。器件的选择取决于性能、损耗、成本等因素，并且可能还需要几次迭代。例如，Table 4 和 Table 5 分别列出了降压器阶段输入电容器和降压器阶段 MOSFET 的器件选择。根据对其它组件实现类似的方法，Table 6 介绍了设计示例的高级 BOM。

Table 4　　器件选择示例 — 降压器阶段输入电容

电容器要求	电压额定值 – 25 V 或更高值 Table 3 列出了电容值和纹波电流额定值。
选项 1	CL31X106KAHNNNE 额定值 – 10 µF 25 V 所需的电容器数量 – **5** 个 (以满足整个工作点的C_{IN}和$I_{CIN_{rms}}$) 电容器组的电容值 – 电压为 9 V 时，该值为 22.02 µF；电压为 15 V 时，该值为 10.61 µF；电压为 20 V 时，该值为 8.77 µF。输入电容器组纹波电流额定值 – 温度提升 10°C 时，该值为 11.9 A_{RMS}
选项 2	CL31X226KAHN3NE 额定值 – 22 µF 25 V 所需的电容器数量 – **2** 个 (以满足整个工作点的C_{IN}和$I_{CIN_{rms}}$) 电容器组的电容值 – 电压为 9 V 时，该值为 20.45 µF；电压为 15 V 时，该值为 10.49 µF；电压为 20 V 时，该值为 8.09 µF 电容器组纹波电流额定值 – 温度提升 10°C 时，该值为 5.6 A_{RMS}
选择的器件	CL31X226KAHN3NE – 考虑器件数量以及对成本和占用 PCB 面积所产的相关影响

Table 5　　器件选择示例 — 降压器阶段 MOSFET

对 MOSFET 的要求	电压额定值 – 30 V 电流额定值 – 4.12 A
选项 1	BSZ0910LSATMA1 额定值 – 30 V、40 A、5.7 mΩ 15 V 输入、7 V 输出、15 W 负载情况下降压转换器上的功率损耗 (来自 2.1.4.1 到 2.1.4.4 部分介绍的公式) Q_HS 损耗 – 165 mW (包括导通、开关和恢复)，17 mW 栅极驱动 Q_LS 损耗 – 38 mW (包括导通、开关和死区时间损耗)，17 mW 栅极驱动
选项 2	ISZ065N03L5S 额定值 – 30 V、40 A、8.6 mΩ 15 V 输入、7 V 输出、15 W 负载情况下降压转换器上的功率损耗 (来自 2.1.4.1 到 2.1.4.4 部分介绍的公式) Q_HS 损耗 – 174 mW (包括导通、开关和恢复)，10 mW 栅极驱动 Q_LS 损耗 – 54 mW (包括导通、开关和死区时间损耗)，10 mW 栅极驱动
选择的器件	BSZ0910LSATMA1 – 应考虑损耗，它也是降压器阶段的一个关键因素

Table 6　　设计示例的关键组件 BOM

功能	数量	说明	器件编号	制造商
无线控制器	1	具有集成 USB Type-C PD 控制器 68-QFN 的无线发送器	WLC1115-68LQXQ	英飞凌科技股份有限公司
降压器和逆变器阶段 MOSFET	6	N 通道 30 V 18 A (Ta)、40 A (Tc) 2.1 W (Ta)、37 W (Tc) 表面贴装 PG-TDSON-8 FL	BSZ0910LSATMA1	英飞凌科技股份有限公司
降压器阶段电感器	1	固定电感器 6.8 µH 6.5 A 17.6 mΩ	PA4342.682NLT	Pulse Electronics Power
降压器阶段电流分流器	1	电阻器 0.005 Ω 1% 1 W 1206	LVT12R0050FER	欧米特
降压器阶段输入大容量电容器	2	陶瓷电容器 22 µF 25 V X6S 1206	CL31X226KAHN3NE	三星电机
降压器阶段大容量电容器	4	陶瓷电容器 22µF 25V X6S 1206	CL31X226KAHN3NE	三星电机
逆变器阶段电流分流器	1	电阻器 0.01 Ω 1% 1 W 1206	LVT12R0100FER	欧米特
逆变器输入大容量电容器	2	陶瓷电容器 22 µF 25 V X5R 0805	CC0805MKX5R8BB226	国巨公司
发送器线圈	1	1 个线圈，1 层 6.3 µH 无线充电线圈发送器，最大电阻为 45 mΩ。	IWTX5050CZEB6R3KF1	威世达勒
谐振电容器	5	陶瓷电容器 0.1 µF 100V C0G/NP0 1206	GRM31C5C2A104JA01L	村田制作所
逆变器 MOSFET 缓冲电容器	2	陶瓷电容器 0.1 µF 25 V X7R 0603	CC0603KRX7R8BB104	国巨公司
放大器和比较器中的运算放大器	1	IC 运算放大器 GP 2 电路 8-VSSOP	LMV358AIDGKR	德州仪器
受 Qi v1.3.2 支持的身份验证 IC	1	增强型无线充电身份验证解决方案	SLS32AIA020U2USON10XTMA2	英飞凌科技股份有限公司
晶体振荡器 (可选)	1	外部振荡器 XO 48.0000 MHz CMOS SMD	SG7050CCN 48.000000M-HJGBB	爱普生
NTC	1	NTC 热敏电阻 100k	NXFT15WF104FEAB021	村田制作所

4 PCB 布局指南

本节介绍了基于参考电路板 REF_WLC_TX15W_C1 的 WLC1115 解决方案的原理图和布局设计要求。

WLC1115 无线电力发送器由电源电路、数字电路、Arm® Cortex®-M0 CPU 和模拟电路组成。在混合信号系统解决方案中，设计中进行布局和布线时需要特别注意，以便能够最大限度地开发所有功能。在 **Figure 27** 中，红色虚线圆圈表示电源部分，绿色虚线圆圈表示精密模拟组件，紫色虚线圆圈则表示应用的数字部分。在设计基于英飞凌 WLC1115 的 EPP Tx 时，应按照以下顺序放置模块级组件:

- 电源部分 – 降压器、逆变器、栅极驱动器
- 模拟部分 – 解调器、电流检测、Q 因子
- 数字部分 – USB 通信、OPTIGA™ Trust、GPIO、外部时钟 (可选)

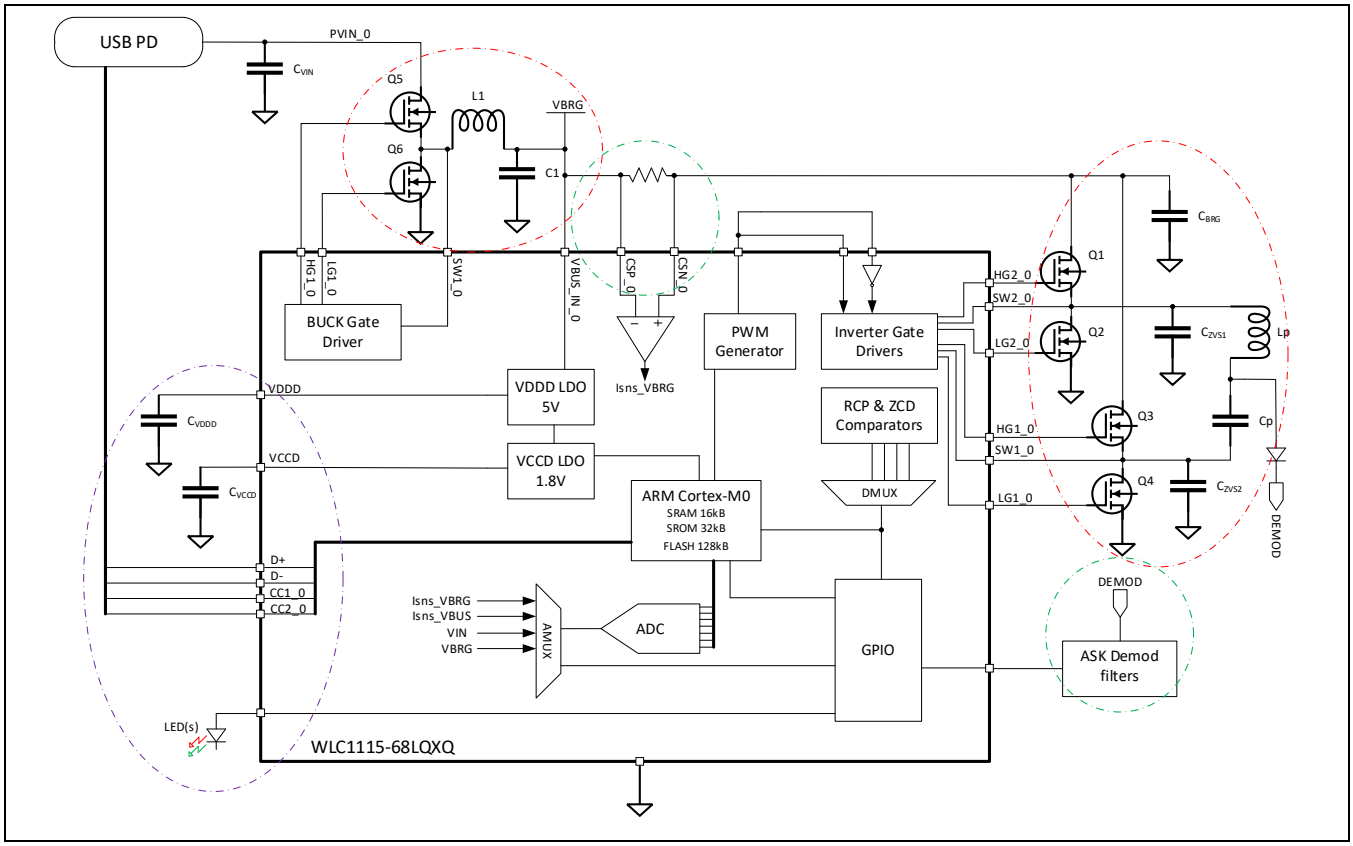


Figure 27 WLC1115 无线电源 Tx 简化图

4.1 电源部分

对于保持高效率、提供足够的热管理和降低 EMI，电源部分起着至关重要的作用。首先应考虑到电源路径，然后是 USB 连接器和 Tx 线圈的位置，最后是降压调节器和逆变器 MOSFET。关键的电源电路为降压调节器和逆变器旁路电容器、自举电容器和 ZVS 电容器。

电源路径指的是下面主要电流路径: 从输入连接器到 Tx 线圈，以及 GND 返回电流到 USB 连接器。通过最小化该路径的长度来减少传导损耗和电流环路面积，实现最佳设计。

在 **Figure 28** 中，正电流路径以蓝色箭头突出显示，并被绘制在 PCB 顶层上而主 GND 返回路径以绿色显示。电源路径经过精心布置和布线，使得大电流无需通过 WLC1115 (U3) 控制器 IC 下方即可为 Tx 线圈供电，并从该线圈提供电源。为获得控制器静态电流，应存在从 WLC1115 IC 到 USB 连接器的第二条路径 (以较细的箭头显示)。

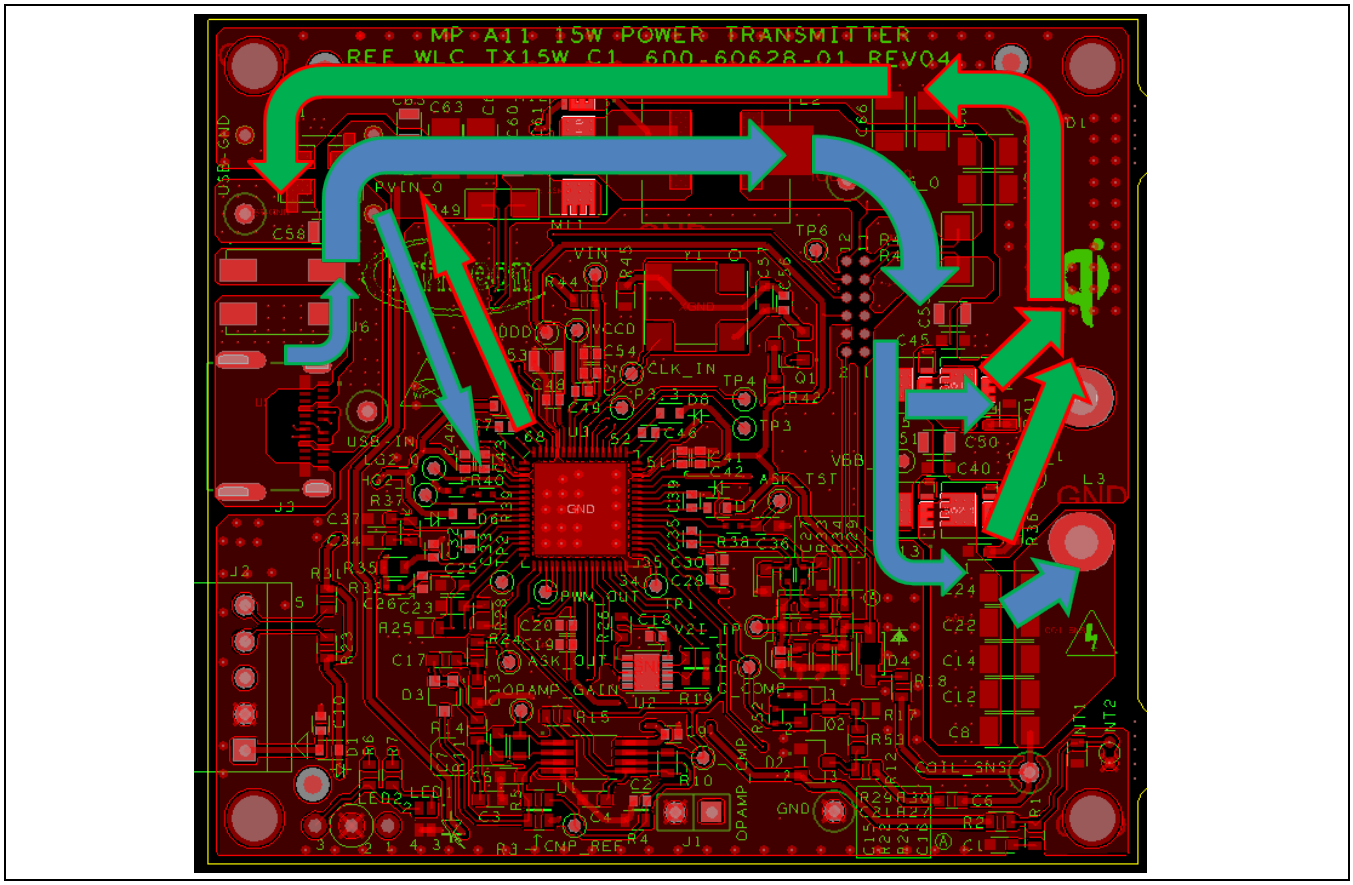


Figure 28 MP-A11 参考设计无线电源电流路径

4.1.1 降压调节器

以下部分重点介绍了降压调节器，其中 **Figure 29** 的原理图片段和 **Figure 30** 中的布局作为参考。请注意，并非所有组件和连接都显示在该部分。

降压调节器最关键的电流环路为下面区域: 从输入旁路电容器 (C60、C61、C63、C64) 到 M11 高侧 MOSFET 漏极，然后从 M12 低侧 MOSFET 发送源对地连接返回到相应的电容器。下面事项非常重要: 提供散热过孔和足够的铜层，以散发 MOSFET (M11、M12) 和电感器 (L2) 产生的热量。最后，应放置输出电容，使 GND 参考作为一个宽铜平面。

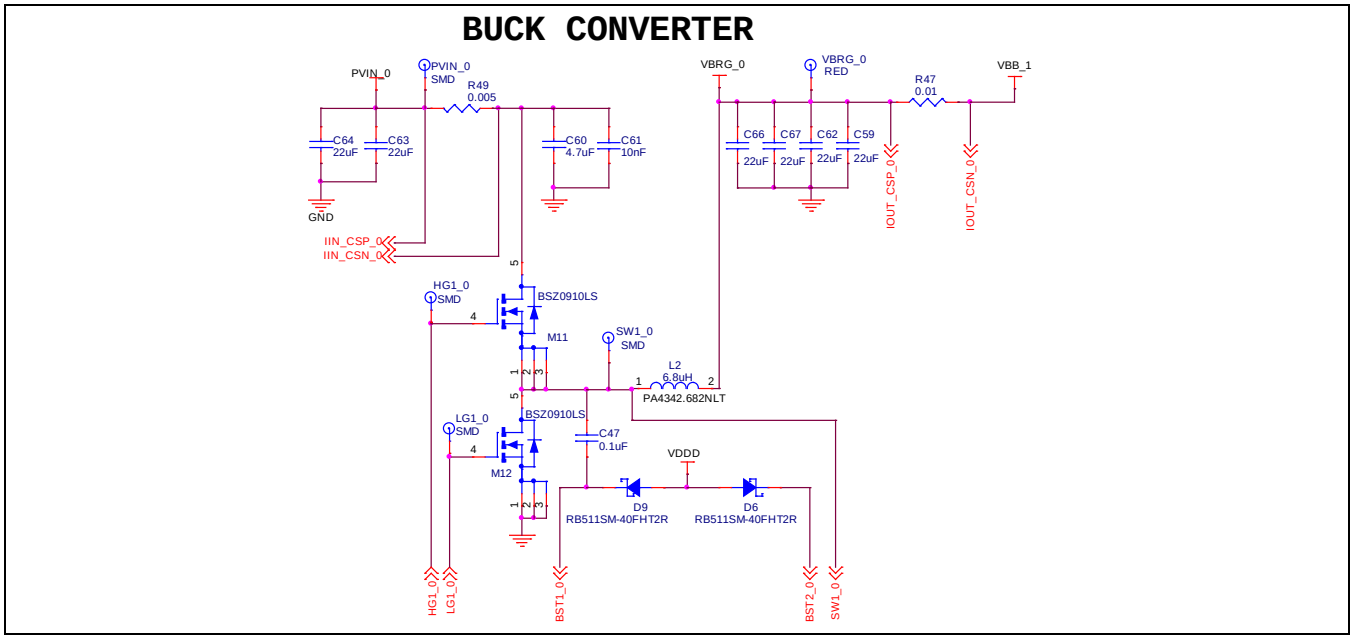


Figure 29　逆变器电源轨 (VBRG) 的降压调节器原理图

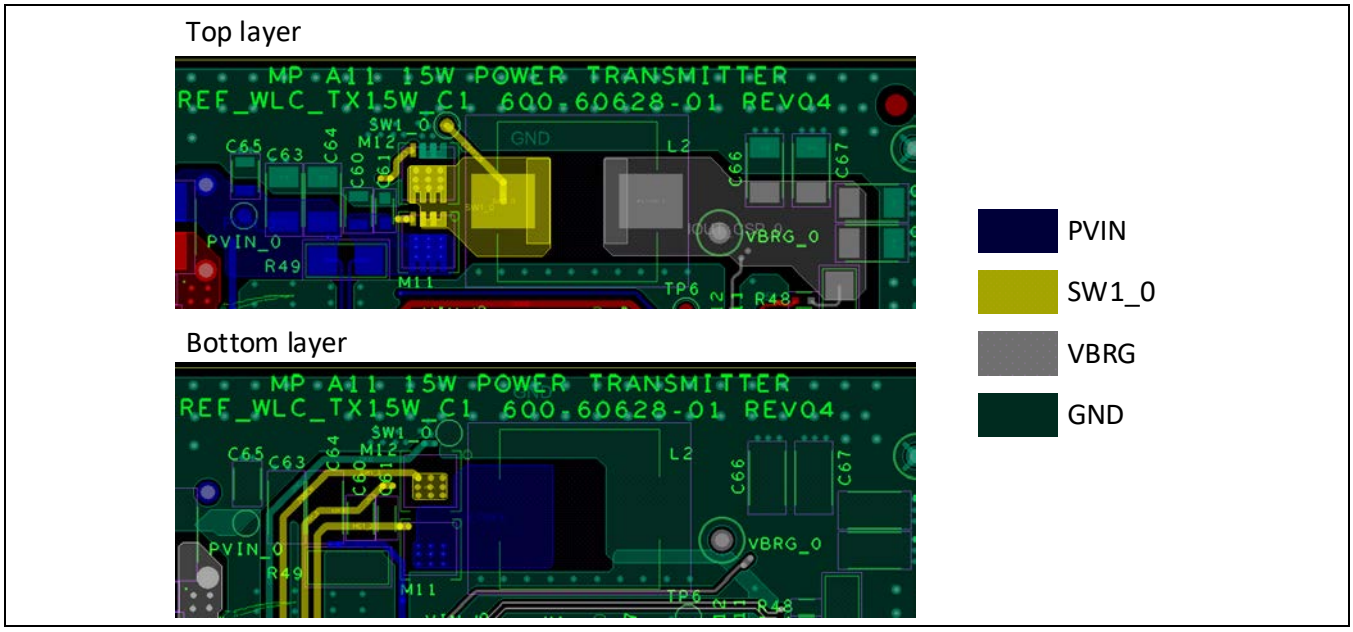


Figure 30　降压调节器布局 (顶层和底层)

4.1.2　逆变器

全桥逆变器是下一个详细介绍的电源部分的内容。**Figure 31** 和 **Figure 32** 中的原理图和布局内容显示了逆变器的参考原理图。

旁路电容器 (C40、C45、C51、C55) 的放置对性能至关重要。应为开关节点 (SW2_1、SW1_1) 提供较宽的布线，以减少阻抗和集肤效应，并提高散热性能。应将 ZVS 组件 (C31、R36、C50、R41) 放置在相应的 MOSFET (M14 和 M16) 旁边。BST 电容器 (C39、C46) 应放置在 WLC1115 IC (U3) 旁边。所有连接都要使用多个过孔 (至少 6 到 8 个) 进行层连接。

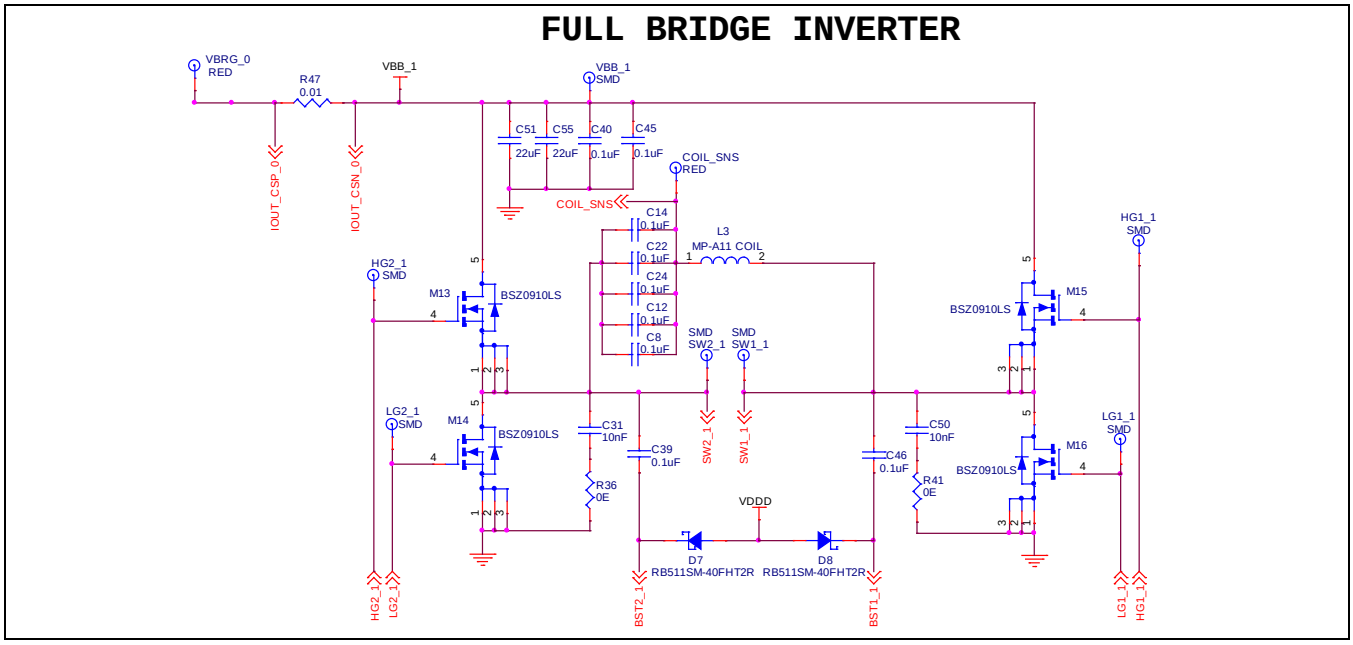


Figure 31　逆变器阶段原理图

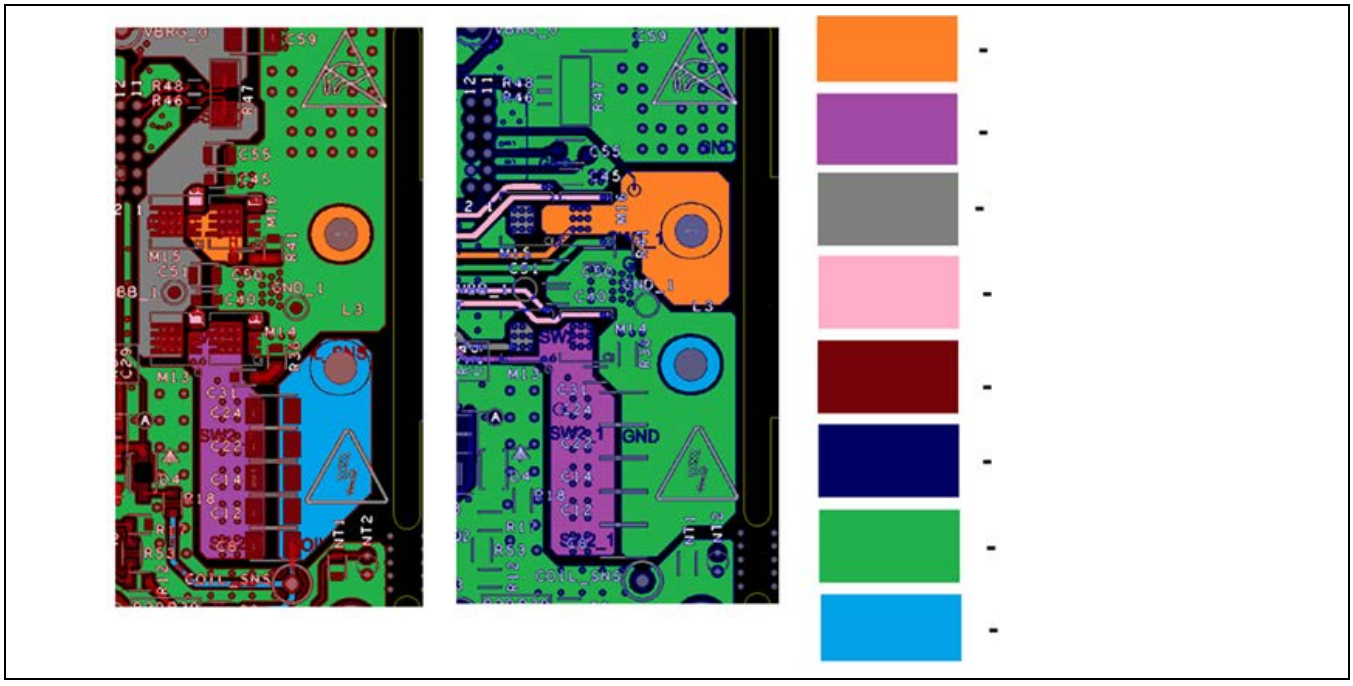


Figure 32　逆变器放置和布局 (顶层和底层)

4.1.3　栅极驱动器、BST、旁路电容器

栅极和开关节点 (SW1_1 和 SW2_1) 与 WLC1115 的连接宽度至少为 20 mil，并且尽可能将该连接进行直接布线。此外，GND 信号会将栅极驱动电流返回到器件。建议为每个连接层转换使用两个过孔。应将 BST 电容器放置在 U3 旁边，所放置的位置应确保这些电容器跨越相应的 SW 和 BST 引脚。

下面是与电源相关各组件的最小数量。WLC1115 IC (U3) 正常运行时需要使用这些组件: 应将所有组件放置在 U3 旁边。

- BST 电容器 (C39、C46、C47)
- 旁路电容器
  - VIN (C28、C30、C52、C54)
  - VDDD (C19、C20、C41、C42、C43、C44、C48、C53)
  - VCCD (C49)
  - VBRG (C26、C32)

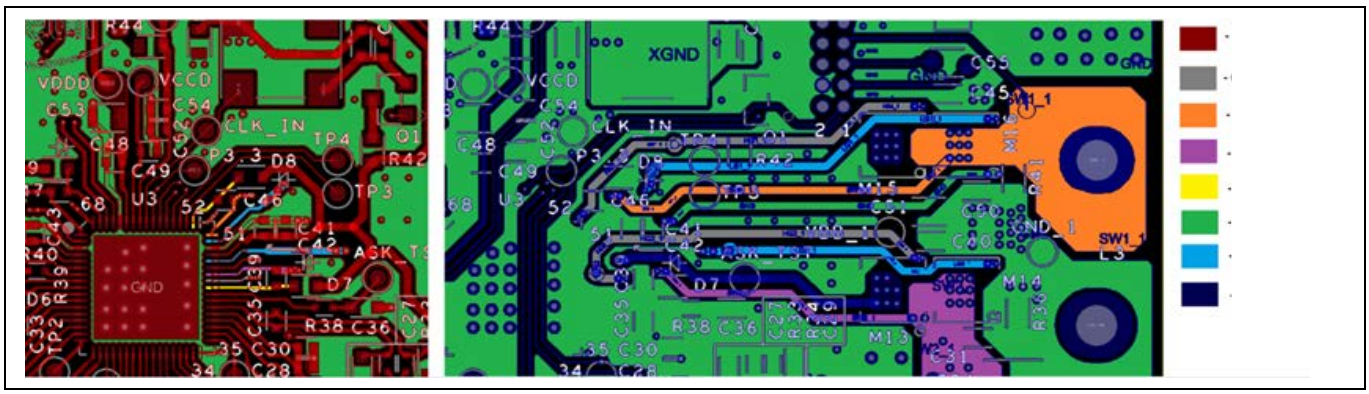


Figure 33 从 WLC1115 器件到逆变器栅极和 SWx 节点的路由

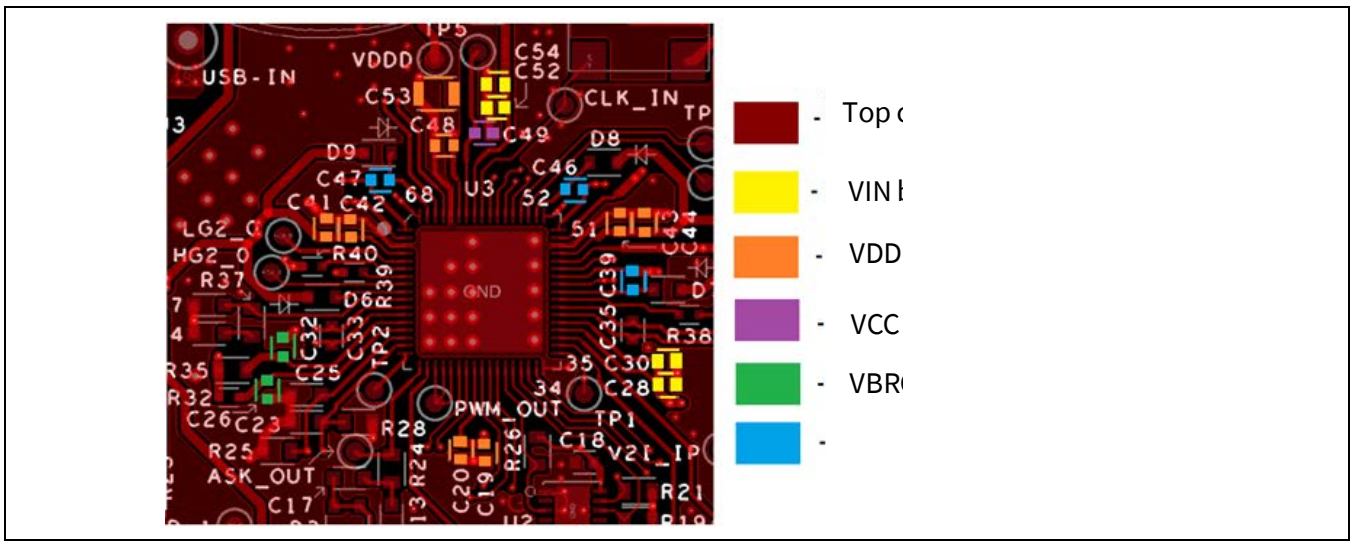


Figure 34 WLC1115 旁路和 BST 电容器放置

4.2 模拟部分

精密模拟电路由 DEMOD 滤波器、降压器补偿网络、CS 滤波器和 Q 因子电路组成。此外，应在模拟域中考虑使用热敏电阻输入，这便要求在通过 ADC 进行数字化前先要进行滤波。

4.2.1 解调器 (电压路径和增益阶段)

避免主返回路径中的每个 DEMOD 组件发生接地连接 (如 **Figure 28** 所示) 是一件很重要的事项。经过组件 D4 后，电压检测路径的阻抗变得相对较高， 因此，布线时不应该将该路径与任何一个 AC 节点进行并联路由，除非在各网络之间具有一个 GND 屏蔽层。对于每个参考，电压和电流 DEMOD 检测滤波器都需要将 GND 直接连接到 WLC1115 IC 的 E-PAD 上。

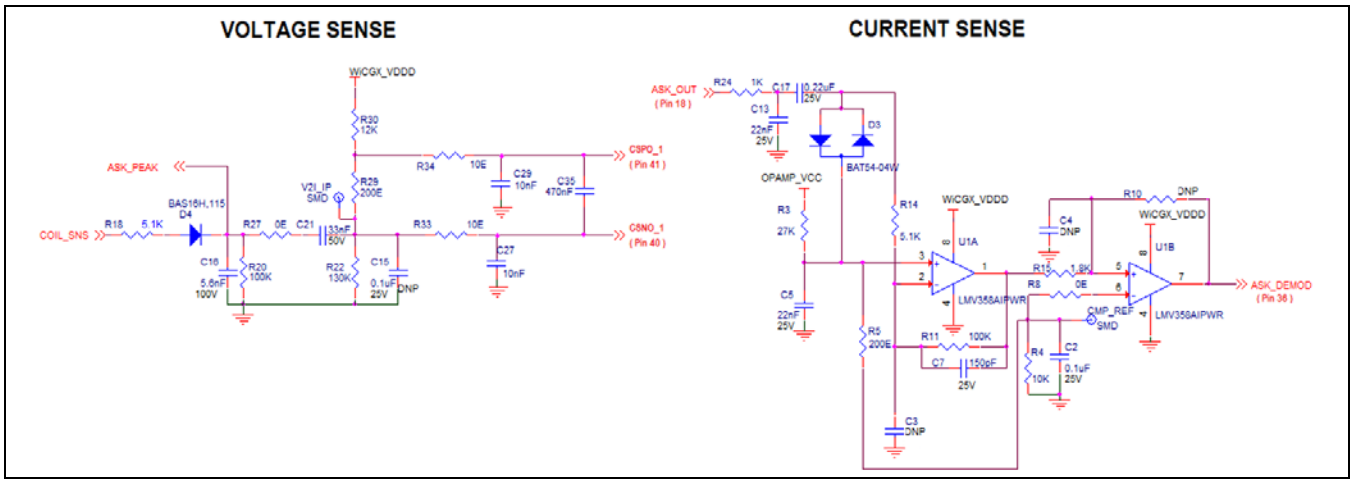


Figure 35 WLC1115 ASK 解调器； 电压路径放大器和比较器阶段

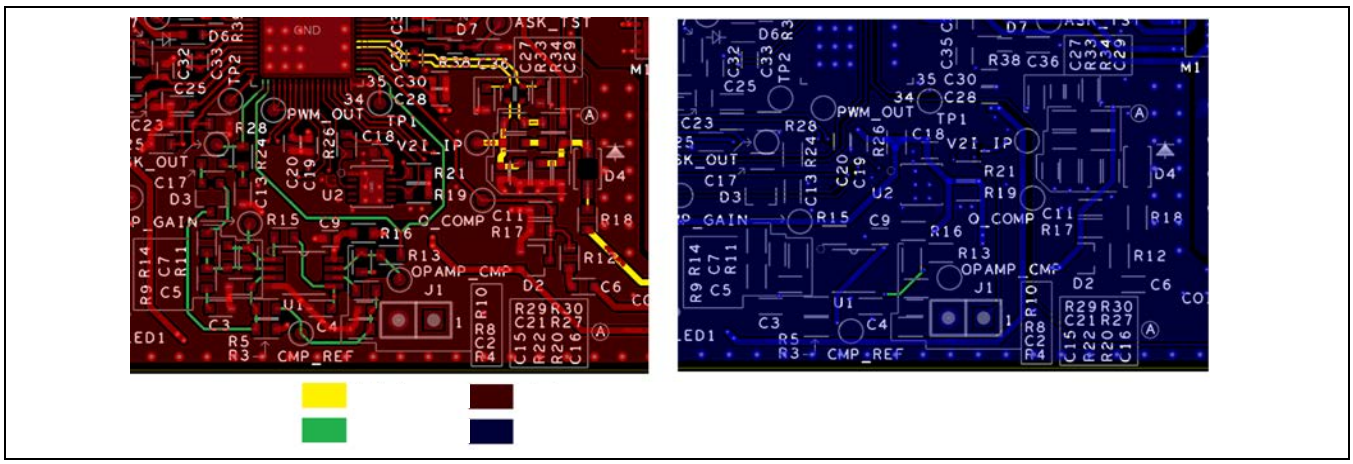


Figure 36 解调器滤波器组件布局和布线

4.2.2 电流检测

电流检测必须使用开尔文接法，以保证正确检测每个 CS 电阻器上的压降。通过测量输入电流，可以实现降压器故障保护和控制旅行适配器 (TA) 的输出电源。使用 VBRG CS 电阻器 (R47) 可以计算 Tx 功率，并进行 FOD 比较。该电阻器具有一个额外的差分输入滤波器 (R46、R48、C33)。

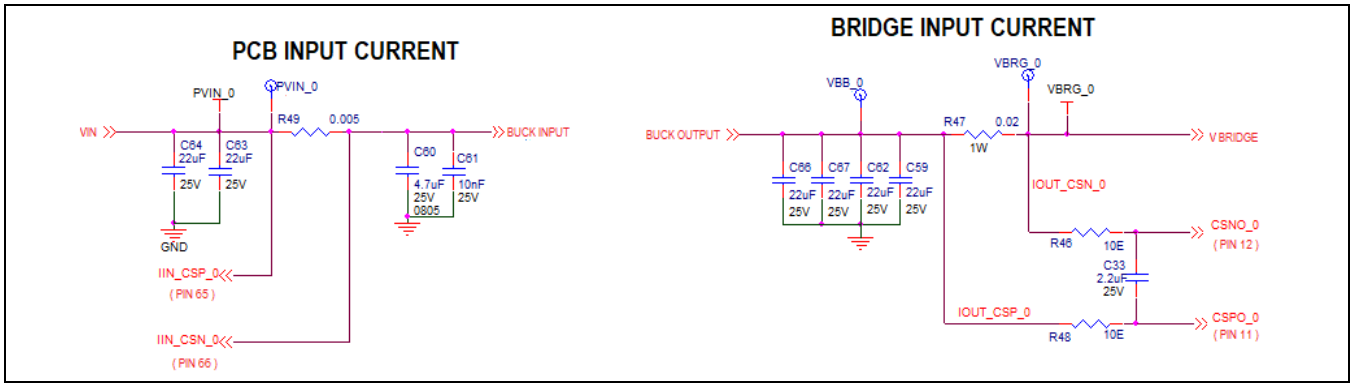


Figure 37 WLC1115 CS 电阻器原理图

请注意，在 **Figure 38** 中，输入和桥接 CS 电阻器来自组件焊盘内部的开尔文电阻器。此外，以差分对的形式将 CSN 和 CSP 线从 CS 电阻路由到 WLC1115 IC，这样可以避免产生信号检测到共模噪声。最后，在降压器和 XTAL 之间对桥接 CS 线进行路由，并要避免在两者下方交叉布线。应将电容器 C33 放置在 WLC1115 IC 旁边，该电容器将跨接引脚 11 和 12:

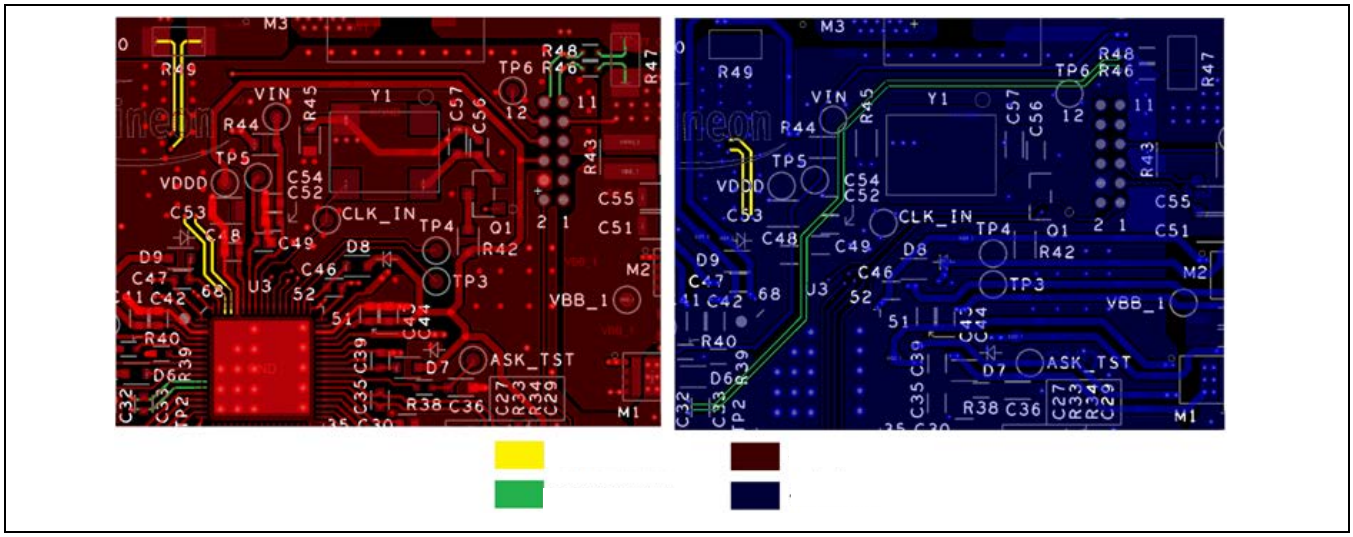


Figure 38 CS 电阻器连接和路由

4.2.3 Q 因子和降压器补偿

符合 EPP 的设计需要使用 Q 因子电路，该电路使用谐振槽的 LC 衰减测量 LC 槽 (无线 Tx 线圈 (L3) 和谐振电容器 (C8、C12、C14、C22、C24)) 的品质因数。这些组件之间的共同节点通常称为“COIL_SNS”； LC 槽由这些节点组成。应将 Q 因子和降压调节器补偿组件放置在 WLC1115 IC 附近和主电源路径外。应将该组件安装在前面所提的组件后面。

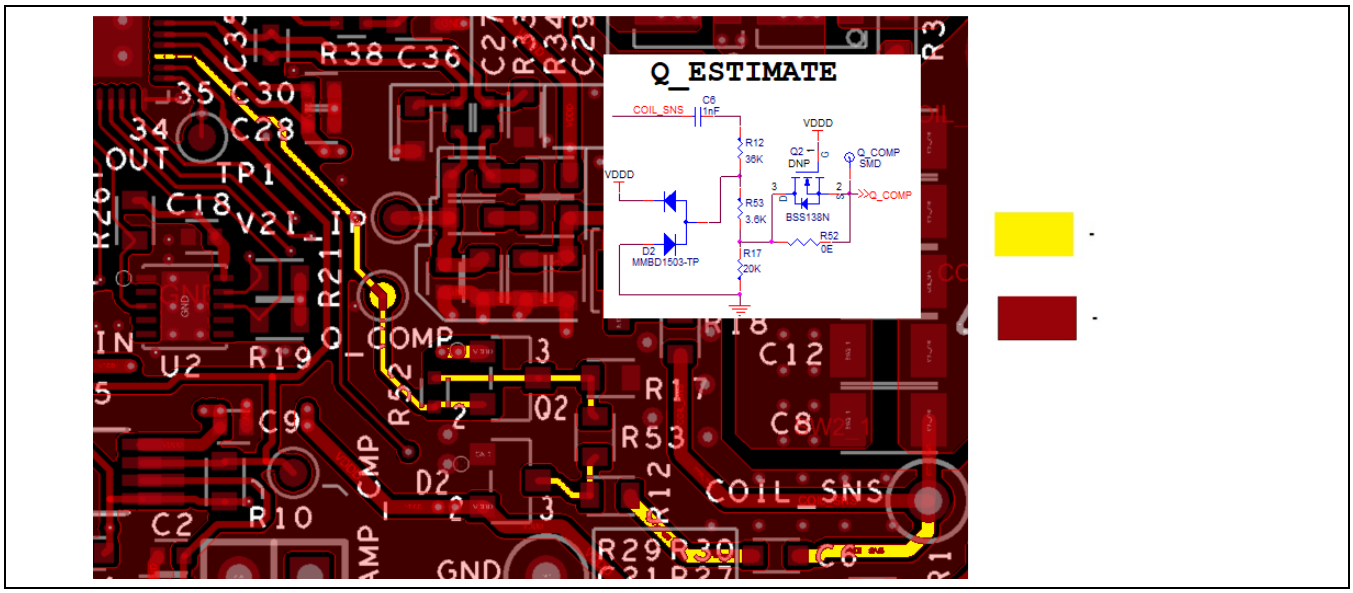


Figure 39　Q 因子测量电路原理图、布局和布线

放置完所有旁路和前面所提到的组件并将它们直接连接到 E-PAD GND 后，将降压器补偿组件 (COMP_0) 放置在 WLC1115 IC 旁边:

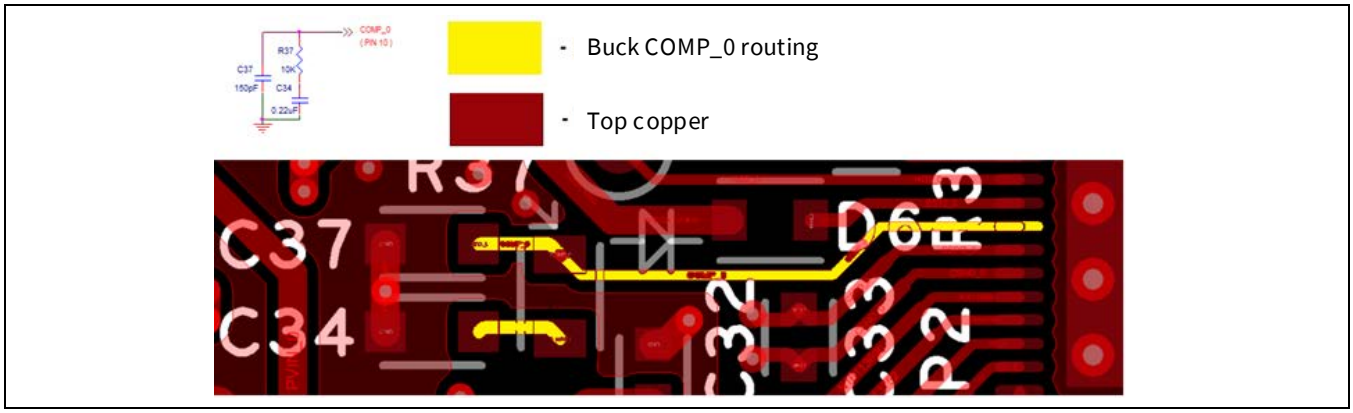


Figure 40　降压器补偿原理图、布局和布线

4.3　数字部分

以下部分介绍的是考虑使用的数字电路: GPIO、时钟、OPTIGA™ Trust IC 和 USB 通信线 (D+、D-、CC1、CC2)。该部分内容尚未介绍的所有 GPIO 均为低功耗和相对低频的引脚。这些引脚被视为非关键引脚，因此可以尽可能方便地路由它们。GPIO 由 VDDD 5V 电源以数字逻辑电平参考供电。

Qi v1.3.2 身份验证需要使用 OPTIGA™ Trust IC。建议将该组件放置在 WLC1115 无线控制器 IC 附近，并尽可能在内层布线 I^2C 线。时钟电路的运行频率相对较高，因此在使用这些组件时，应将它们放置在靠近 WLC1115 IC 的位置。此外，这些组件还具有从时钟电路到 E-PAD 的稳健 GND 连接。当不需要精确的时序时，可以通过 Q1 断开电源，以降低功耗。

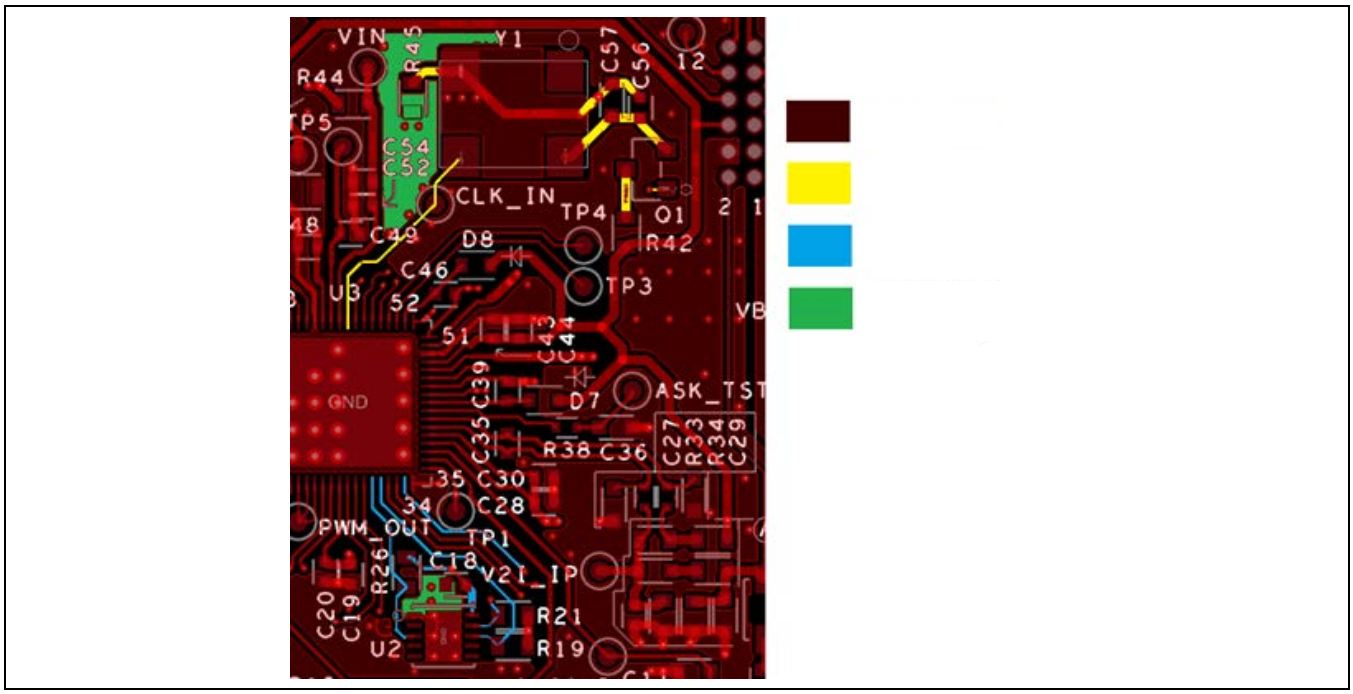


Figure 41 OPTIGA™ Trust 存储器 IC (U2) 和时钟生成 (Y1) 电路

应尽可能将 D+_0、D-_0、CC1_0 和 CC2_0 线路直接连接到 USB Type-C 连接器。应以差分对的形式将这些线路路由在一起，从而可以减少耦合或失真所造成的噪声干扰。避免在 PCB 的降压器或逆变器部分下方进行布线 (如有必要，请务必使用一个坚固的 GND 平面将这些走线与所有开关调节器屏蔽开)。应分别对 D+和 D-以及 CC1 和 CC2 走线进行相邻布线。这些走线应具有相同的长度并且该长度不能超过 5 mm。路由这些走线时，请避免不必要的层转换和过孔。

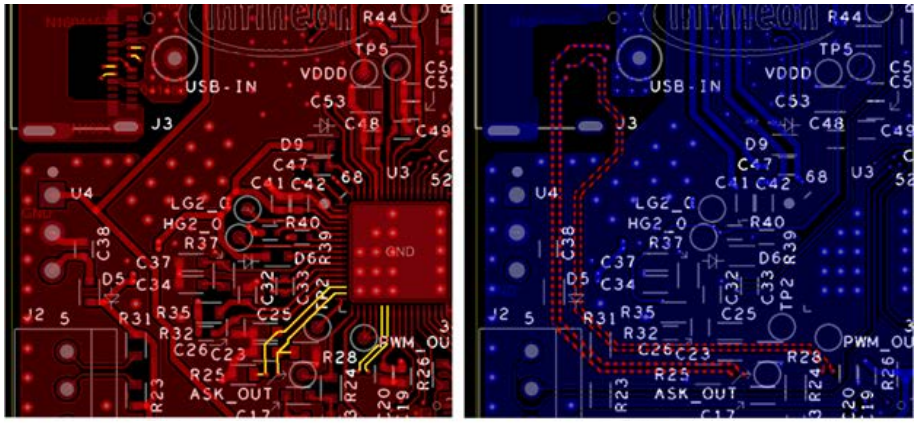


Figure 42 WLC1115 USB 路由 (D+和 D-、CC1 和 CC2)

4.4 热管理

该解决方案的热管理对高性能和合理工作温度起着至关重要的作用。为提高热性能，强烈建议使用多个过孔和大面积铜层的形式。用于添加热管理性能的关键组件是降压调节器 FET (M11、M12)、L2 和逆变器 FET (M13、M14、M15、M16)。

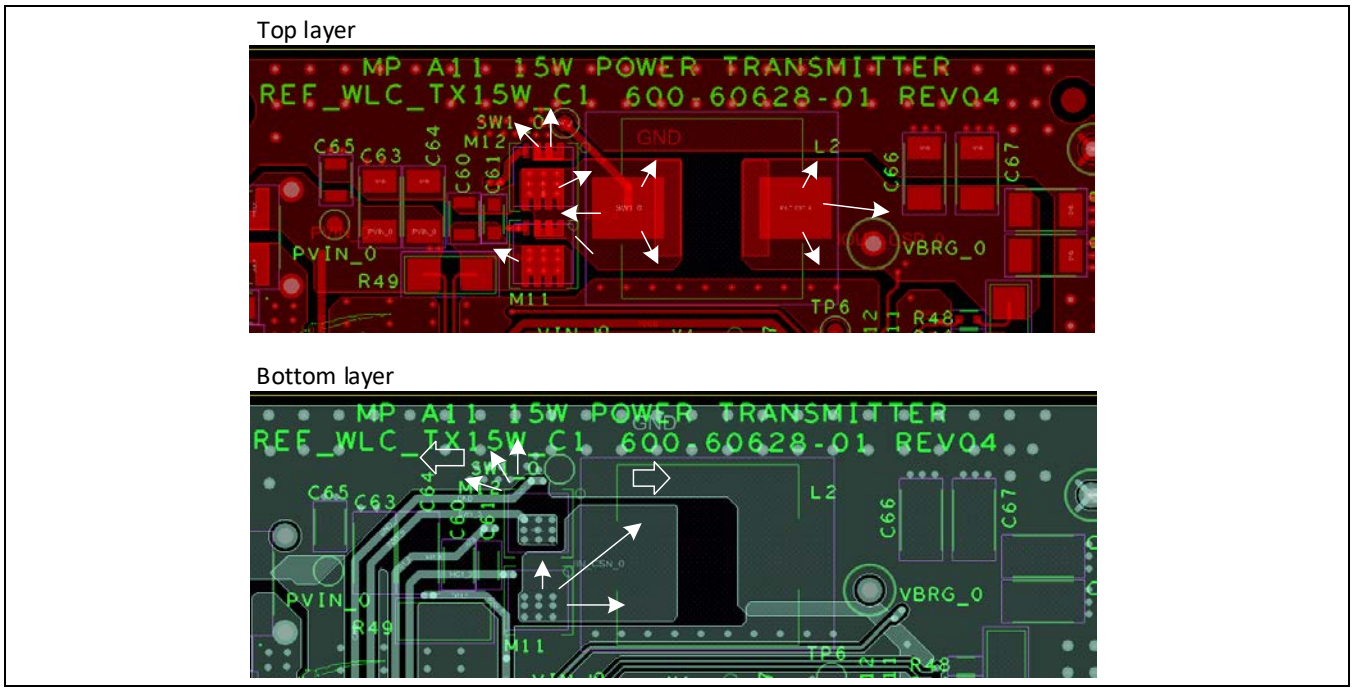


Figure 43　降压调节器热平面和热流 (顶层和底层)

在 E-PAD 中，WLC1115 IC 至少需要 15 个散热过孔，并要有直接的 GND 层进行访问和提供热传导。ZVS 组件 (C31、R36、C50、R41) 也承受高电流，因此应将它们连接到大面积的铜平面上。通过使用具有多个通孔的多个层以在各层之间传输热量、使用更厚的铜箔和制造更薄的 PCB，可以提高热性能。降低电源管理组件工作温度的最有效方法是将大型连续平面直接连接到热源。

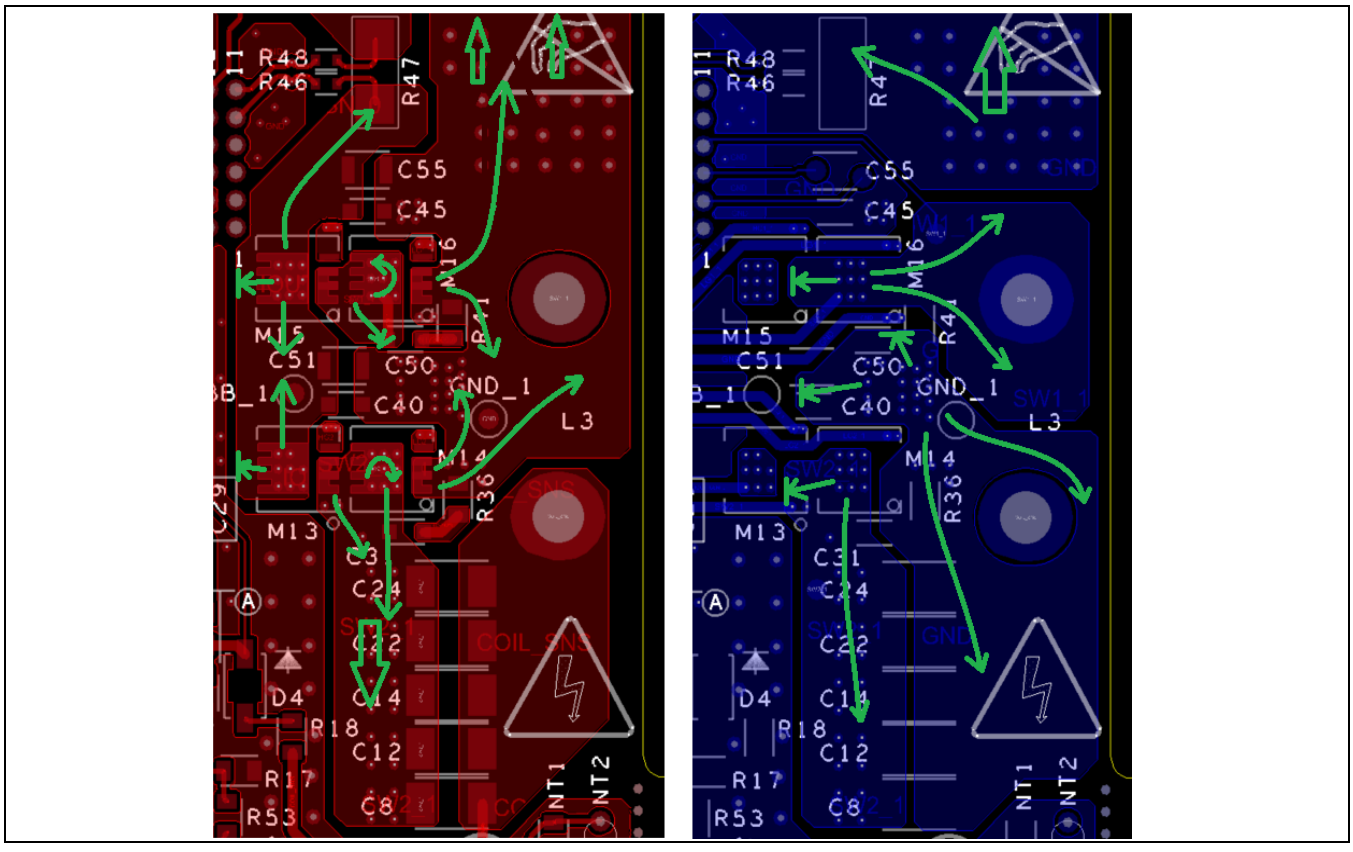


Figure 44　逆变器热平面和热流 (顶层和底层)

当使用平行平面时，在每个表面上以均匀的间隔添加通孔，尽可能将热量传送到每个平面上，从而获得最低工作温度。在参考设计中，某些信号将通过 WLC1115 IC 下方。E-PAD 散热过孔为独立过孔，用于将各底层 GND 平面连接在一起。

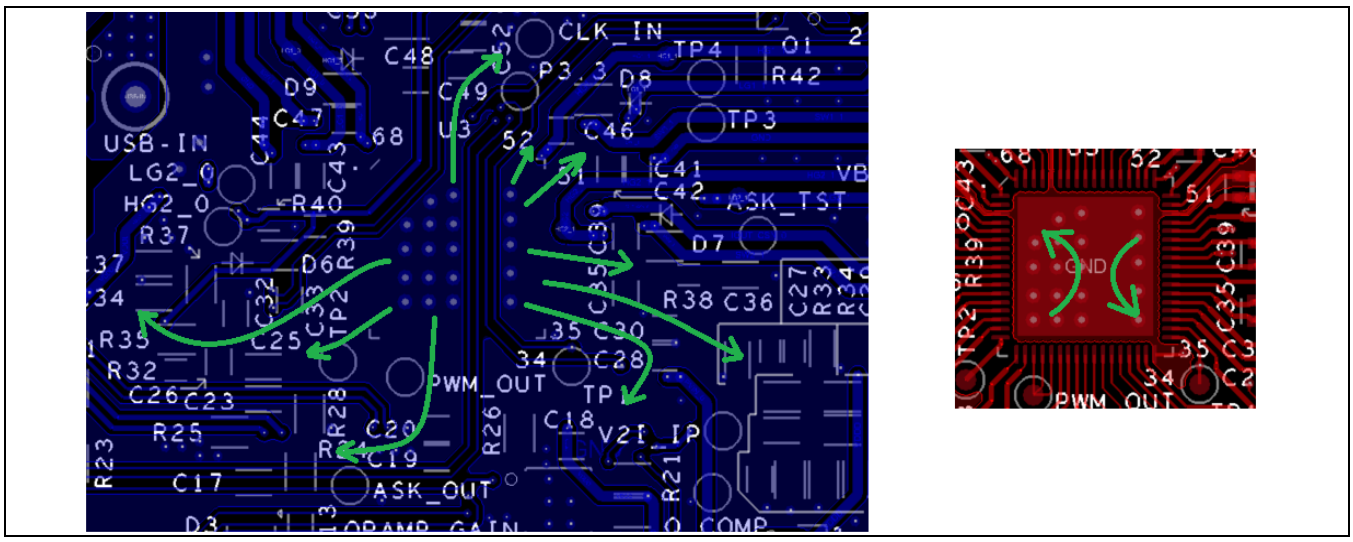


Figure 45　E-PAD 中的 WLC1115 热路径、热流和热过孔

4.5　封装尺寸设计指南

有关准确的封装尺寸，请参阅 WLC1115 数据手册[2]。为保证正常运行，应在 E-PAD 上至少分布 15 个散热过孔。阻焊层距离每个铜焊盘开口的距离要大于 2.5 密耳，并且焊膏掩膜应与每个引脚的尺寸相同。使用典型尺寸进行设计时，能够确保有足够的空间正确安装。

5 原理图和 PCB 布局检查清单

Table 7 提供了原理图条目清单，包括 2 部分中所介绍的组件选择指南。

Table 7 原理图检查表

优先级	条目	是/否/未确定
1	已降低了各组件的额定值，从而获得所需的工作温度	
2	选定的降压电感器器件满足转换器的整个工作范围内纹波电流的要求	
3	选定的电感饱和电流额定值在瞬变或过载期间完全位于峰值电流范围内	
4	对选定的电感进行磁屏蔽 (全屏蔽)	
5	所选电感 SRF 远大于 (至少 10 倍) 降压器工作频率	
6	电感器件的容差不超过 20%	
7	降压器输入和输出滤波电容器 ESR 不会导致纹波电压大幅上升	
8	降压器输入和输出滤波电容容差不超过 10%	
9	由电容器纹波电流引起的升温处于电容器额定工作温度范围内	
10	即使在外壳温度为 100°C 时，选定的 MOSFET 电流额定值仍处于已计算的峰值电流值范围内	
11	MOSFET 为逻辑电平类型，栅极阈值电压低于 5 V，通过 5 V 栅极驱动可获得较低 $R_{DS(on)}$	
12	MOSFET 具有较低寄生电容 (与 REF_WLC_TX15W_C1 中使用的器件相比)，从而降低开关损耗	
13	发送器线圈部分的电感符合 Qi 规定	
14	发送器线圈 Q 因子较高或逆变器工作频率下的有效线圈电阻小于 50 mΩ	
15	逆变器阶段中的谐振电容器器件符合 MP-A11 线圈的 Qi 建议	
16	谐振电容器的电容器器件在其工作电压和温度范围内容值稳定 (C0G 或 NP0 型电介质)	
17	为达到峰值电压，电容器额定电压需要遵循 Qi 建议	
18	输入端的 Type-C USB 连接器具有电源、CC 线以及 D+和 D-线所需的引脚	
19	输入端的任何共模滤波器 (如果使用) 的 DCR 都小于 20 mΩ	
20	两条 CC 线路都有 5.1 kΩ 的下拉电阻和 330 pF 的对地电容	
21	CC1、CC2 连接和 D+、D-连接都被准确地映射到 USB 连接器引脚和 WLC1115 引脚	
22	降压器阶段输入和输出侧的 CS 电阻容差等于或大于 1%，温度系数不超过 50 ppm	
23	在降压器开关管脚和两个逆变器开关管脚附近放置了低值 (小于 100nF) 低 ESL 型去耦电容器	
24	根据数据手册中的建议，WLC1115 VIN 引脚使用了去耦电容器	
25	根据 WLC1115 的建议，VDDD 和 VCCD 引脚使用了去耦电容器，这些电容器的有效电容在 5 V 条件下达到所建议的电容值	
26	WLC1115 引脚电压预计超过最大绝对值 (在瞬态或故障期间) 时，该引脚将实现所需的钳位	
27	用于钳位 QCOMP1 和 QCOMP2 引脚的二极管在 5 V 工作条件下具有较低的漏电流 (小于 100 nA)	

优先级	条目	是/否/未确定
28	CSPO 和 CSNO 引脚带有滤波器电容器	
29	用于与身份验证 IC 连接的 I^2C 线具有所需的上拉至 VDDD 功能	
30	VBRG、VBRG_DIS 和 VBUS_IN 引脚都带有位于 WLC1115 旁边的 0.1 µF 去耦电容器	
31	按照 WLC1115 数据手册中的建议丢弃 WLC1115 中未使用的引脚	
32	编程连接器的 VTARG 引脚通过串联二极管连接到 VDDD，如 REF_WLC_TX15W_C1 原理图所示	
33	ASK 解调器部分中使用的运算放大器器件为轨到轨输出类型，其转换率小于 1 V/µs	
34	在最大输入电压条件下，自举电容器大小为 0.1 µF	
35	选择的自举二极管正向电压较小，从而可以确保较低的传导损耗	
36	发送器线圈周围使用的机械附件 (垫片、亚克力、胶带) 不含任何金属元素	
37	线圈安装中选择的胶带、垫片和亚克力的组合高度为 Qi 推荐的 dz (参见 **Figure 17**)	
38	所选 NTC 的最小工作范围为-20°C 至+100°C	
39	用于线圈温度测量的选定 NTC 具有较长的引线，这样可以将感应元素放置在线圈附近并将各引线焊接到 PCB 上	
40	对 WLC1115 的 NTC 反馈具有一个带宽低于 ASK 调制频率的低通滤波器	
41	带有 NTC 的串联电阻确保即使在 NTC 的最高额定温度下，NTC 中的电流也会导致低于 NCT 额定值的功率损耗	
42	已降低了各组件的额定值，从而获得所需的工作温度	
43	该原理图与[3]中 REF_WLC_TX15W_C1 的原理图相同	

Table 8　布局检查表

优先级	条目	是/否/未确定
1	电源路径是直接从输入电源连接器到 Tx 线圈的路径，并具有较宽铜质和直接的 GND 连接	
2	将降压器输入旁路电容器放置在降压器 MOSFET 旁边，并使用这些电容器将 VBUS 跨接到 GND 上	
3	将降压电感器放置在降压 MOSFET 附近，并将降压器输出电容器安装在电感器旁边，其中包括从 GND 返回到低侧 MOSFET 的路径和输入旁路电容器	
4	将降压器 MOSFET 栅极、SW1_0 和 GND 节点直接路由到 WLC1115 器件，无需其它 (各) 层中的任何高频走线	
5	应使用 GND 保护来自输入 5 mΩ 的 IIN_CSP_0 和 IIN_CSN_0 走线，并在其它 (各) 层中为这些走线提供 GND 平面	
6	确保 IIN_CSP_0 和 IIN_CSN_0 在每条走线上都具有相同的过孔数量，尽可能降低阻抗变化	
7	在每个半桥接旁边都放置逆变器输入旁路电容器，并使用这些电容器将 VBRG 跨接至 GND	
8	将逆变器 ZVS 电容器放置在 LS MOSFET 和开关节点旁边 (但请勿阻塞电源路径)	
9	为实现散热，在所有 MOSFET 附近和 WLC1115 E-PAD 下方都添加了额外的铜箔和过孔	

优先级	条目	是/否/未确定
10	将所有 BST 电容器都放置在 WLC1115 器件旁边	
11	将 **Figure 34** 中显示的所有 PVDD、VDDD、VCCD 和 VBRG 旁路电容器都放置在 WLC1115 器件旁边	
12	将自举电容和二极管放置在靠近 WLC1115 的位置	
13	将 DEMOD 滤波器放置在电源路径外并将其安装在靠近 WLC1115 器件的位置	
14	通过开尔文检测连接 CS 电阻器，并以差分对的形式将它们路由到 WLC1115 器件	
15	在大部分走线长度上对 CC 线和 DP、DM 线进行差分布线。请勿将这些走线与任何高频节点重叠。这些走线在两侧都有 GND 保护	
16	如果使用外部振荡器，则在所有层的振荡器器件下方都具有用于该器件的单独 GND 平面	
17	来自外部振荡器的时钟信号在其它 (各) 层上只有 GND 而没有其它信号或电源走线	

使用评估电路板对以下网络进行布线时，应参考以下指南。介绍的各数值为最小值。如果有足够的空间，建议布线宽度宽于所列数值。

Table 9　　最小路由指南

网络名称	最小路由宽度*
VBRG、SW0、SW1_0、SW1_1、SW2_1、COIL_SNS (仅限 Tx 线圈到谐振电容器)	2.54 mm (100 mil)
VIN	2 mm (78 mil)
VDDD、VCCD	0.75 mm (30 mil)
BST 节点、栅极驱动线	0.5 mm (20 mil)
COIL_SNS (到 ASK 滤波器和 Q 因子电路)	0.2 mm (8 mil)
CS 信号 (CSP_N、CSN_N)，以差分对形式进行路由	0.127 mm (5 mil)
GPIO、I^2C、中断、ASK DEMOD、时钟	0.127 mm (5 mil)

*—使用 1 盎司铜质

6 缩略语/缩略词

缩略语/缩略词	定义
ADC	模数转换器
Arm®	先进的 RISC 机器，即为一种 CPU 架构
ASK	幅移键控
BOM	物料清单
BPP	基线电源配置文件
CC	配置通道
CCM	连续导通模式
CPU	中央处理单元
CSA	电流检测放大器
CSN	电流检测负值
CSP	电流检测正值
CV	恒压
DCR	直流电阻
EMC	电磁兼容性
EMI	电磁干扰
EPP	扩展的电源配置文件
ESD	静电放电
ESR	等效串联电阻
FCCM	强制连续导通模式
FOD	异物检测
FSK	频移键控
GPIO	通用输入/输出
HBM	人体模型
IC	集成电路
IDE	集成开发环境
I^2C	内部集成电路，即一种通信协议
I/O	输入/输出
LDO	低压差调节器
MCU	微控制器
MOSFET	金属氧化物半导体场效应晶体管
NC	无连接
OCP	过电流保护
OTP	过温保护
OVP	过压保护
PCB	印刷电路板
PD	电力传输
PDO	电力传输对象
PPS	可编程电源

缩略语/缩略词

缩略语/缩略词	定义
POR	上电复位
PCMC	峰值电流模式控制
PWM	脉宽调制器
QFN	四方扁平、无铅，即一种集成电路封装
Qi	发音为“chee”
RAM	随机存取存储器
ROM	只读存储器
R_D	Type-C CC 线上的下拉电阻
R_P	Type-C CC 线上的上拉电阻
Rx	接收器
SCB	串行通信模块
SCL	I^2C 串行时钟
SCP	过电流保护
SDA	I^2C 串行数据
SMD	表面贴装器件
SPI	串行外设接口，即为一种通信协议
TA	旅游适配器
TCPWM	定时器/计数器脉宽调制器
Tx	发送器
UART	通用异步接收器/发送器
USB	通用串行总线
ZVS	零电压开关

7 参考材料

[1] Qi 规范、WPC 知识库，**https://www.wirelesspowerconsortium.com/knowledge-base/specifications/download-the-qi-specifications.html**

[2] WLC1115 – 无线充电 IC (WLC) — 带有集成 USB Type-C PD 控制器的 15 W 发送器数据手册

[3] REF_WLC_TX15W_C1 设计文件，**http://www.infineon.com/ref-wlc-tx15w-c1**

[4] D. Graovac 等人，使用数据手册中的参数计算 MOSFET 功率损耗/英飞凌应用笔记 2006-07 版本 1.1 – 英飞凌科技股份有限公司

[5] Alan Huang，功率 MOSFET OptiMOS™ FD 200V/250V 的硬换向/英飞凌应用笔记 2014-03 版本 1.0 – 英飞凌科技股份有限公司

[6] SangCheol Moon 等人，“带有中间线圈的无线电力传输系统的分析与设计，以达到高效率”，IEEE 工业电子学汇刊，2014 年 11 月，第 11 号，第 61 卷

文档修订记录

版本	提交日期	变更说明
**	2022-06-17	翻译自: 002-35387 Rev. *A

Trademarks
All referenced product or service names and trademarks are the property of their respective owners.

Edition 2022-06-17
Published by
Infineon Technologies AG
81726 Munich, Germany

© 2022 Infineon Technologies AG. All Rights Reserved.

Do you have a question about this document?
Go to www.infineon.com/support

Document reference
002-35682 Rev. **

重要提示

本文档所提供的任何信息**绝不应当**被视为针对任何条件或者品质而做出的保证（质量保证）。英飞凌对于本文档中所提及的任何事例、提示或者任何特定数值及/或任何关于产品应用方面的信息均在此明确声明其不承担任何保证或者责任，包括但不限于其不侵犯任何第三方知识产权的保证均在此排除。

此外，本文档所提供的任何信息均取决于客户履行本文档所载明的义务和客户遵守适用于客户产品以及与客户对于英飞凌产品的应用所相关的任何法律要求、规范和标准。
本文档所含的数据仅供经过专业技术培训的人员使用。客户自身的技术部门有义务对于产品是否适宜于其预期的应用和针对该等应用而言本文档中所提供的信息是否充分自行予以评估。

如需产品、技术、交付条款和条件以及价格等进一步信息，请向离您最近的英飞凌科技办公室接洽(**www.infineon.com**)。

警告事项

由于技术所需产品可能含有危险物质。如需了解该等物质的类型，请向离您最近的英飞凌科技办公室接洽。

除非由经英飞凌科技授权代表签署的书面文件中做出另行明确批准的情况外，英飞凌科技的产品不应当被用于任何一项一旦产品失效或者产品使用的后果可被合理地预料到可能导致人身伤害的任何应用领域。