Design guide for adaptor with XDP™ digital power XDPS21081

关于本文档

范围和目的

这是一份设计指南，旨在帮助客户使用英飞凌最新的 ZVS 数字控制器 XDP™ 数字电源 **XDPS21081** 设计 65 W USB-PD 适配器。它提供有关功率级设计、IC 参数设置、PCB 布局和 .dp Vision GUI 使用的指南。

目标受众

本文档面向需要使用英飞凌数字控制 ZVS IC，XDP™ 数字电源 **XDPS21081** 设计适配器的电源工程师。借助它还可深入了解如何在理解损耗机制的情况下进行高效变压器设计。

目录

关于本文档 1
目录 1
1 摘要 3
2 简介 4
2.1 IC 简介 4
2.2 引脚配置和描述 4
2.3 产品亮点 5
2.4 简化应用示意图 6
2.5 ZVS 原理 6
3 反激式功率级设计 8
3.1 65W 适配器的系统规格 8
3.2 体电容器选择 8
3.3 变压器设计 9
3.4 输出电容器选择 10
3.5 MOSFET 选择 11
3.5.1 初级 MOSFET 11
3.5.2 ZVS MOSFET 12
3.5.3 SR MOSFET 13
3.5.4 SR IC 选择 13
3.6 缓冲电路设计 14
4 控制图 17
5 IC 参数设置 18
5.1 高压引脚相关参数和功能 18
5.2 ZCD 引脚相关参数和功能 18
5.2.1 输出 OVP 功能 18
5.2.2 基于 V_{ZCD} 的 V_{CS} 偏移 19
5.3 栅极驱动器相关设置和功能 19
5.4 MFIO 引脚相关参数 20
5.5 V_{CC} 引脚相关参数 21

摘要

5.6 CS 引脚相关参数 21
6 突发模式操作 23
7 有关 PCB 布局的提示 24
8 .dp Vision 的使用 25
8.1 .dp Vision 的安装 25
8.2 .dp Vision 参数设置 28
9 参考文献 30
修订历史 31

1 摘要

英飞凌的数字控制器 XDP™ 数字电源 **XDPS21081** 是一款多模式零电压开关 (ZVS) 控制器，用于反激式转换器、低压线路输入的 QR 操作、高压线路输入的强制准谐振 (FQR) ZVS 操作。本设计指南提供有关反激式转换器的 ZVS 原理以及相关参数设置的信息。借此可以逐步设计具有典型 65 W USB-PD 适配器设计的给定规格的功率级组件。设计等式也可以扩展到其他额定功率。其中包含图形用户界面 (GUI)——.dp Vision——的安装和使用，客户将学习如何通过数字界面设置 IC 参数。

2 简介

2.1 IC 简介

XDPS21081 [1] 是一款内置高压启动单元的 ZVS 反激式电流模式控制器。高压启动单元使 IC 电源在空载工作期间变得更高效和更灵活。控制器中的 DSP 就像芯片的大脑，使控制器的智能程度远超传统的混合信号硬件芯片。IC 根据线路输入选择最有效的操作模式。对于低压线路输入，它启用 QR 模式，在没有电流注入的情况下实现自然的准 ZVS，减少功率损耗。对于高压线路输入，它转换为 FQR ZVS 模式，由自生谐振振荡实现。在中等或轻度负载下，它启用降频模式和可配置的突发模式功率，以获得跨线路和负载调节的最佳效率。此外，它还集成了一次性编程 (OTP) 装置，可以提供广泛的可编程参数，从而简化设计。

2.2 引脚配置和描述

引脚配置在**图 1** 和**表 1** 中显示。

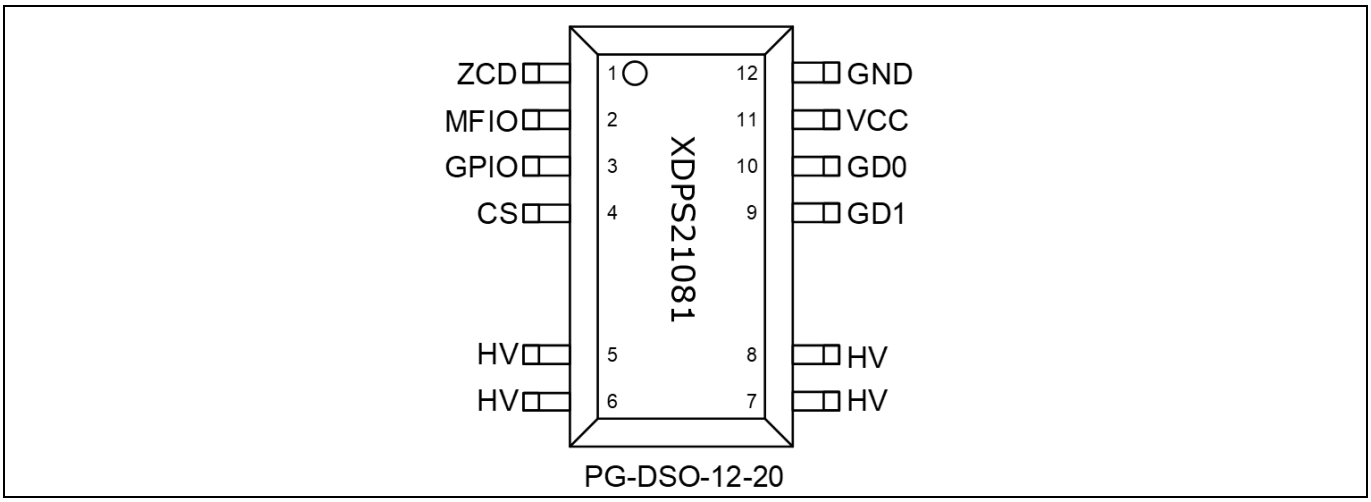


Figure 1 引脚配置

简介

Table 1 引脚定义和功能

符号	引脚	类型	功能
ZCD	1	I	**过零检测** ZCD 引脚连接到辅助绕组，用于过零检测、正引脚电压测量以及根据输出电压插入 V_{CS} 偏移。
MFIO	2	I	**多功能输入输出** MFIO 引脚连接到为 PWM 模式操作提供放大的误差信号的光耦合器。
GPIO	3	IO	**数字通用输入输出** GPIO 引脚提供 UART 接口，在输入过压保护功能触发前不工作。它已切换为弱下拉模式，UART 功能在正常工作期间关闭。
CS	4	I	**电流感应** CS 引脚通过电阻串联到外部分流电阻和功率 MOSFET 的源极。
HV	5，6，7，8	I	**高压输入** 高压引脚连接到整流后的体电压。内部连接的 600 V 高压启动单元用于初始 V_{CC} 充电。另外还提供输入过压和欠压检测。
GD1	9	I	**FQR ZVS 信号栅极驱动器输出** GD1 引脚提供栅极驱动器脉冲信号以启动 FQR ZVS 模式操作。
GD0	10	O	**栅极驱动器输出** 用于直接驱动主功率 MOSFET 的输出。
V_{CC}	11	I	**正电压供应** IC 电源。
接地	12	O	**电源和信号接地**

2.3 产品亮点

- 用于快速启动和直接总线电压感应的集成式 600 V 启动单元
- 用于 USB-PD 的自适应 CS 补偿
- FFR 模式
- 高精度线路和负载调节
- 初级侧输出过压保护 (OVP)
- 支持最低空载待机功率
- 用于配置的单引脚 UART 接口

2.4 简化应用示意图

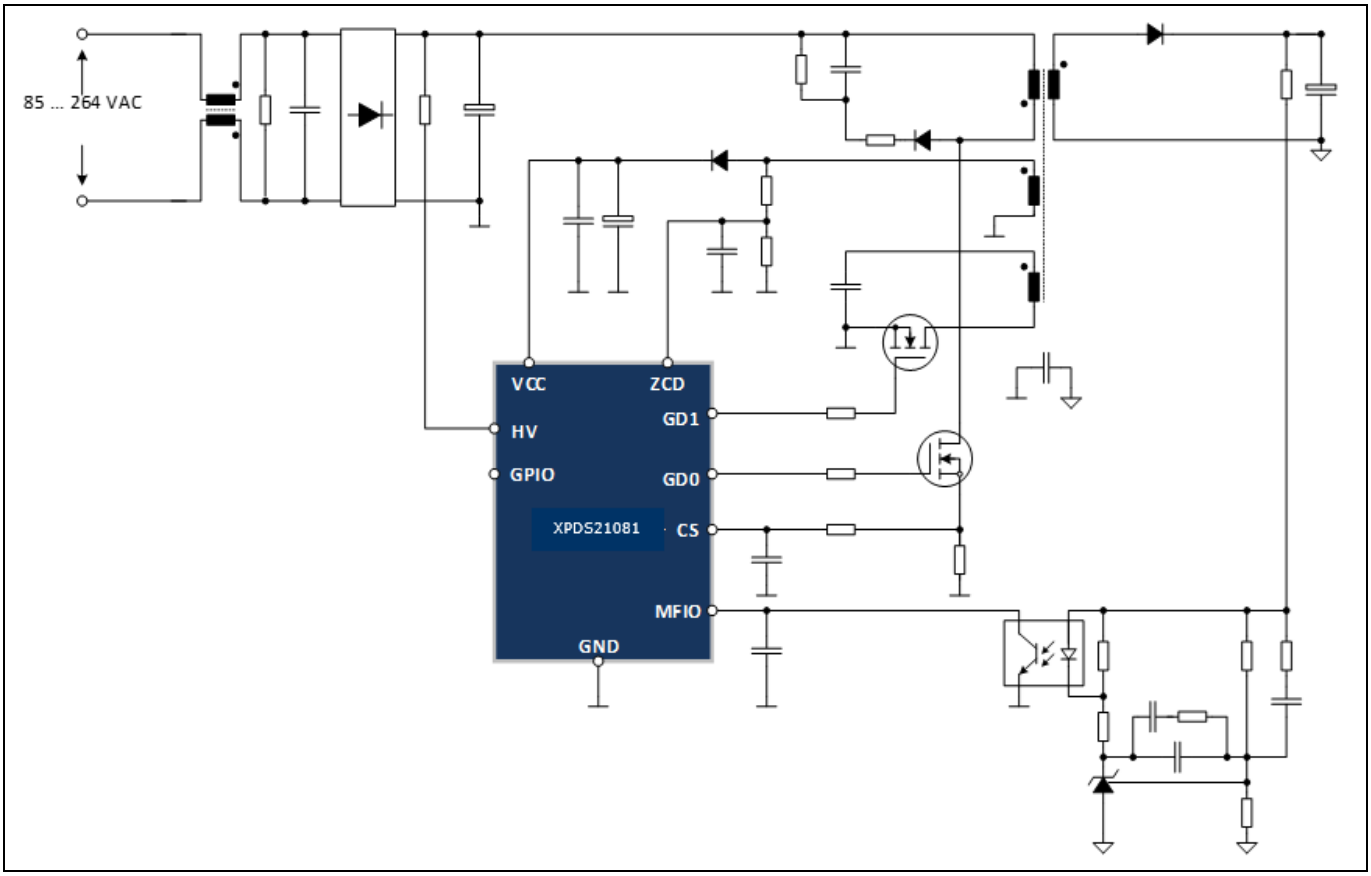


Figure 2 简化应用示意图

2.5 ZVS 原理

Figure 3 显示了 ZVS 反激式的典型 PWM 序列和相关的关键波形。

初级 MOSFET 在 t_0 关断后，同步整流器 (SR) MOSFET 将在延迟一小段消隐时间后导通。在 t_1，SR MOSFET 在去磁电流在理想情况下变为零时关断，然后磁化电感 L_p 和 C_{eqv} 将振荡。初级 MOSFET 的电压将从 $V_{bulk+Vref}$ 振荡到 $V_{bulk-Vref}$。如果辅助 MOSFET 在 t_2 导通，初级 MOSFET 的谐振峰值将意味着励磁电流为零，$i_{_mag}$ 就会负向增加。在此受控的 ZVS 导通时间段，初级 MOSFET 的 V_{DS} 被钳位在电压 $V_{bulk+Vref}$ 上。一旦峰值电流达到 $i_{_zvs_pk}$，就会关断辅助 MOSFET，由于电流存储在磁化电感中并且反向，它将继续往这个方向流动，并释放存储在 C_{eqv} 中的能量。这个持续时间由 IC 中的可配置 $t_{ZVSdead}$ 参数控制。因此在 t_4，初级 MOSFET 的漏电压达到最小值并导通初级 MOSFET，这将显著降低导通损耗，几乎是 ZVS。如图所示，ZVS 所需能量与 V_{bulk} 成比，ZVS 的开通时间也是如此。

根据纳米 DSP 核心和内存信息插入 ZVS 脉冲。IC 了解下一个开关周期及 ZVS 死区时间和 ZVS 脉冲导通时间，因此假设 IC 主栅极导通时间同样固定，减去这两部分的开关周期将决定 ZVS 脉冲起始点。当 CS 信号收到当前指令时，也可以决定主栅极关断点。

简介

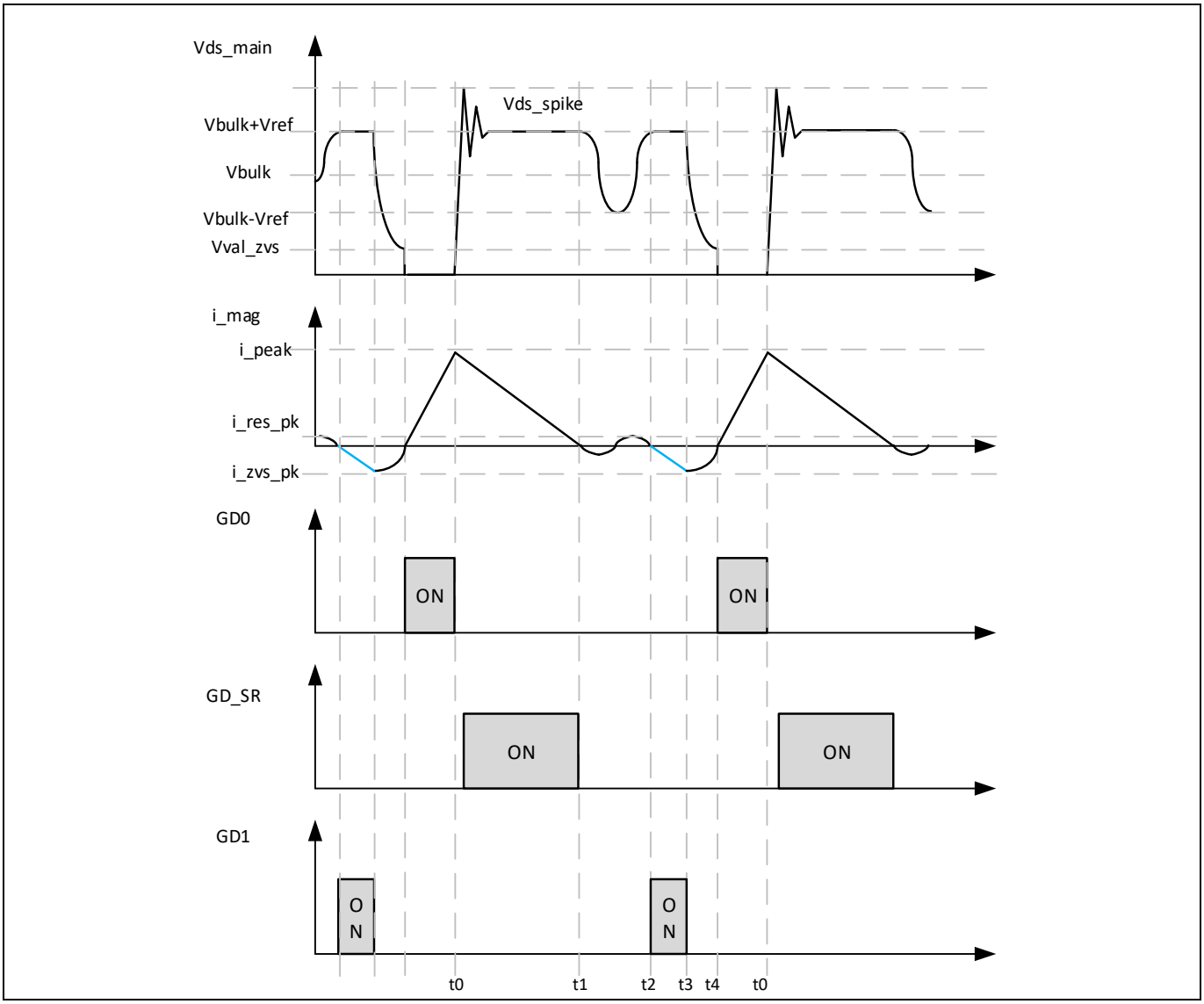


Figure 3 ZVS 原理

3 反激式功率级设计

3.1 65W 适配器的系统规格

Table 2 显示了标称 65 W 适配器的简化系统规格。此处仅包含关键规格，用于确定体电容器、变压器和 MOSFET 等动力系统组件的尺寸。

Table 2 65W 适配器的系统规格

说明	符号	数值	单位	测试条件
输入 AC 电压	V AC	90 至 264	V AC	
输入 AC 频率	f_{line}	50/60	Hz	
输出电压	V_{out}	5/9/12/15/20	V	
输出电压纹波	ΔV_{out}	150	mV	稳态负载下从 5 V 到 20 V
标称输出电流	I_{outnom}	3 3.25	A A	电压低于 20 V 时为 3 A 输出电压为 20 V 时为 3.25 A

3.2 体电容器选择

Figure 4 显示了使用大型体电容器的整流桥后的典型波形。T1 是整流桥二极管的导通期。在这个时间段内，输入 AC 电压将对体电容器充电，其余时间为体电容器放电。存储在体电容器中的能量差等于输出功率倍（T2 到 T1）。

可以使用以下等式计算导通期：

$$T_1 = T_2 \times \frac{\frac{\pi}{2} - sin^{-1}\frac{V_{bulkmin}}{V_{pk}}}{\pi} \quad (1)$$

其中 T2 是整流正弦波形的周期，即 $T_{line}/2$，V_{pk} 是 AC 峰值输入电压，$V_{bulkmin}$ 是体电容器的最低电压。

在整流器关断期间从体电容器释放的能量为：

$$C_{energy} = 0.5 \times C_{bulk}\left(V_{pk}^2 - V_{bulkmin}^2\right) \quad (2)$$

此能量应等于关断期间的输入功率倍，所以我们得到以下等式：

$$P_{out} \div \eta \times (T_2 - T_1) = C_{energy} \quad (3)$$

利用等式 (1)、(2)(1) 和 (3)，在给定的线路频率和 AC 输入电压下，一旦固定了一个变量，就可以计算出体电容器值或最低体电压。

在此我们选择 C_{bulk} 120 µF 为例，在 **Table 2** 中给定的功率要求下，得出 **Table 3** 中显示的最低体电压。

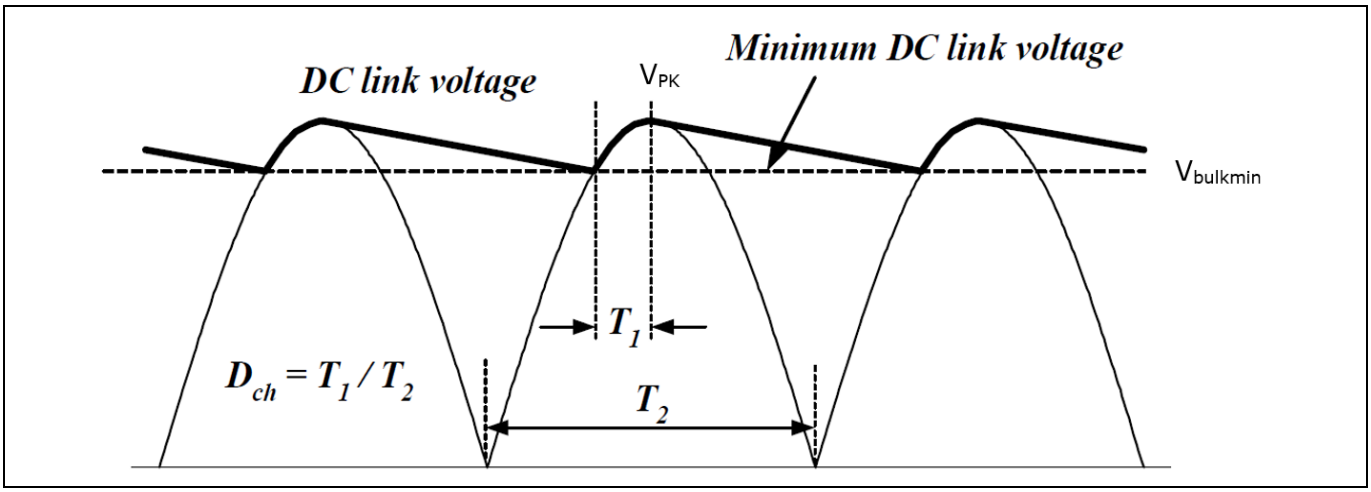


Figure 4 整流后的体电容器电压

Table 3 最大负载下的 V_{bulk} 最低电压

V_{in} (V AC)	频率 (Hz)	V_{out} (DC)	I_{out} (A)	P_{out} (W)	效率 η	$V_{bulkmin}$ (DC)
90	47	20	3.25	65	0.94	85

使用 120 µF 作为体电容器值，最小 V_{bulk} 85 V 出现在 90 V AC/47 Hz 和 3.25 A 负载下。

3.3 变压器设计

现在，利用不同 AC 线路/频率和输出功率下的最低体电容器电压信息，我们将能够设计反激式转换器的变压器。根据 **XDPS21081** 操作方案，系统将在低压线路 (90 V AC/47 Hz) 下以 QR/边界模式运行，最大功率为 65 W。由于栅极驱动信号仅在检测到过零 (ZC) 时可用，在过载条件下，导通时间和关断时间均会增加，因此开关频率会降低。变压器设计需要保证磁通密度 B_{max} 低于饱和水平，而导线尺寸只需满足标称功率便可处理热问题。

参考文献 [2] 显示了如何在临界模式操作中设计电感。相关等式为 (4) 和 (5)。

$$L_p \cdot i_{pk}\left(\frac{1}{V_{bulk}}+\frac{1}{V_{refl}}\right)+0.5\cdot T_r=\frac{1}{f_{sw}} \tag{4}$$

$$0.5\cdot L_p \cdot i_{pk}^2 \cdot f_{sw}\cdot \eta = P_{out} \tag{5}$$

Table 4 显示计算出的电感为 200 µH，初级侧峰值电流在 20 V/3.25 A 输出下为 3.05 A。

Table 4 计算出的电感和峰值电流

F_{sw} (kHz)	T_r (µs)	V_{ref} (V DC)	V_{bulk} (V DC)	P_{out} (W)	η	L_p (µH)	I_{pk} (A)
75	1.6	112	85	65	0.94	200	3.05

接下来要做的是根据所选的磁芯形状/材料、B_{max} 值确定变压器匝数。铁损和铜损是这里的主要考虑因素。

$$B_{max}=\frac{L_p \cdot i_{pk}}{N\cdot A_e} \tag{6}$$

等式 (6) 显示了 DCM 中的增量磁通密度或峰值磁通，其中 N 是变压器的初级匝数，A_e 是磁芯的有效磁通面积。

Table 5 显示了基于所选 PQ20/16 磁芯的最大负载下的峰值电流和最大磁通密度。

Table 5　不同输出电压下的峰值电流和 B_{max}

V_{in} (AC)	P_{out} (W)	V_{out} (V)	V_{bulk} (V DC)	I_{pk} (A)	L_p (µH)	N_p	A_e (mm²)	B_{max} (T)
90	65	20	85	3.05	200	28	62	0.34

3.4　输出电容器选择

选择输出电容器值时，一项考虑因素是基于纹波要求。所需的纹波为 150 mV。纹波有两部分：一部分是对输出电容器的电流电荷；另一部分由电容器的 ESR 决定。**Figure 5** 显示了反激式转换器的电流电荷输出电容器。

第 1 部分电压纹波使用以下等式计算：

$$\Delta V_{o_1} = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{(Ipk_{sec} - I_o)^2 * I_o * T_{sw}}{Ipk_sec^2 * C} \quad (7)$$

第 2 部分电压纹波使用以下等式计算：

$$\Delta V_{o_2} = esr \cdot I_{ac} = esr \cdot \sqrt{i_{pk}^2 - i_o^2} \quad (8)$$

总输出电压纹波为 ΔV_{o_1}+ ΔV_{o_2} 之和。

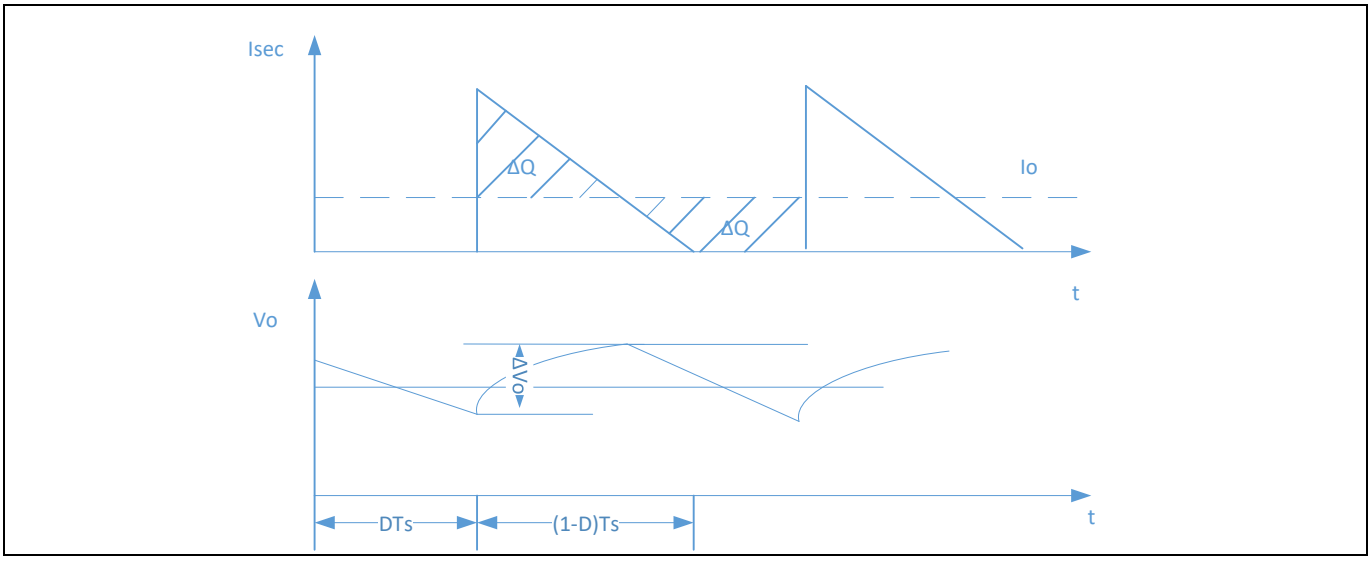


Figure 5　输出电压纹波

Table 6　20 V/3.25 A 下的输出纹波计算

ΔV_{o_spec} (mV)	I_{pk_sec} (A)	T_{sw} (µS)	C (µF)	ΔV_{o_1} (mV)	ESR (mΩ)	I_{out} (A)	I AC (A)	ΔV_{o_2} (mV)
150	3.05 x 5.6	13.33	1222	23	大于 5	3.25	16.77	大于 84

Table 6 显示总纹波为 (23 + 84) = 107 mV，满足要求。所选的输出电容器是聚合物电容器加多层陶瓷电容器、两个 470 µF/25 V 聚合物电容器和六个 47 µF/25 V 多层陶瓷电容器。

3.5 MOSFET 选择

3.5.1 初级 MOSFET

超级结 MOSFET 是当今 AC-DC 转换中常用的高压分立元件。最新的 CoolMOS™ P7 [3] 技术展现出最佳的 Q_G x $R_{DS(on)}$ 品质因数 (FOM) 以及快速的关断速度，这可降低关断损耗，因此最适合这种设计。

根据变压器设计，匝数比为 5.6，因此我们可以根据下列等式估算初级 MOSFET 的最大电压应力。降额是选择 MOSFET 时最重要的考虑因素。

$$V_{ds} = V_{in} + V_{clamp}$$

因此，稳态期间的最高额定电压发生在最高输入 RMS AC 电压下，即 264 V AC。

V_{DS} = 264 x 1.414 + V_{clamp}，使用 600 V MOSFET；V_{clamp} 应保持在低于 227 V DC。这意味着正确确定缓冲电路的尺寸非常重要，因为此处显示的 ZVS 拓扑仍将具有由漏电感中的能量引起的关断尖峰。

初级 MOSFET 的另一个选择考虑因素是其 $R_{DS(on)}$ 值；通常导通损耗是低压线路下的主要问题，这是最坏的情况。低 $R_{DS(on)}$ MOSFET 是首选，但这意味着更大的 C_{oss}，也意味着传统硬开关甚至 QR 反激式的高压线路导通损耗更大。借助 ZVS 技术，我们现在可以选择低 $R_{DS(on)}$ MOSFET 来优化导通损耗，同时在高压线路下维持低损耗。

众所周知，不同的 MOSFET 具有不同的 $R_{DS(on)}$ 和 Q_{oss} 组合，而 Q_{oss} 需要辅助绕组提供一定的能量才能对其放电。这样，在系统优化方面，获得和耗散的损失之间再次取得权衡。

鉴于反射电压为 112 V DC，我们可以估算 230 V AC 下存储在 MOSFET 结电容器中的损耗；初级 MOSFET V_{DS} 平台将为 230 x 1.414 + 112 = 437 V DC，而从 IPL60R185C7 数据表 C_{oss} 曲线，我们发现从 400 V DC 到 40 V DC，E_{oss} 变化为 (2.7 – 1.1) µJ，开关频率为 120 kHz，这意味着功率损耗为 E_{oss} x F_{sw} = 1.6 x 120 = 192 mW。我们注意到，从 40 V DC 到零，E_{oss} 约为 1.1 µJ，这意味着从 40 V 放电到零需要 132 mW。因此，在考虑效率时，初级 MOSFET 的最佳导通点并非真的零电压；对于 CoolMOS™，它应该在 40~50 V DC 左右。

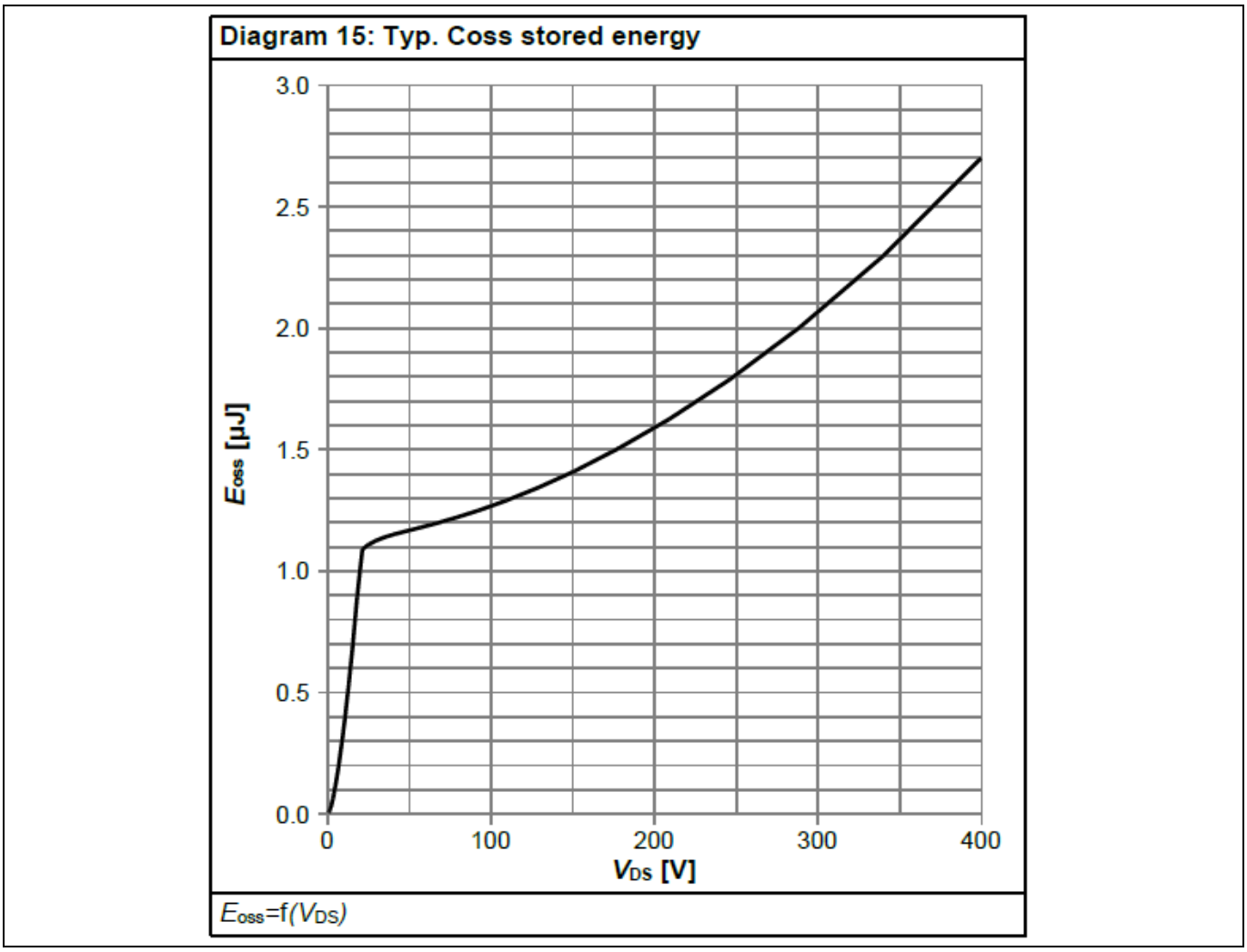


Figure 6　　IPL60R185C7 的 E_{oss} 曲线

基于这些考虑因素，我们选择了 **IPL60R185C7**。

在 100° C 结温的 20 V 输出和 3.25 A 负载下，初级 MOSFET 的导通损耗为：

$$P_{cond}= i_{rms}^2 \cdot R_{dson} = \left(\sqrt{D/3} \cdot i_{pk}\right)^2 \cdot R_{dson} = \left(\sqrt{0.53/3} \cdot 3.05\right)^2 \cdot 0.25 = 0.414W$$

3.5.2　　ZVS MOSFET

变压器在初级有一个额外绕组。该绕组通过控制 ZVS MOSFET 的导通时间，为初级 MOSFET 的等效 C_{oss} 放电提供能量。设计的变压器具有 $N_{pz} = N_p:N_{ZVS} = 28:2$ 匝数比，因此类似地，可以使用 $V_{inmax}/N_{pz} + V_{ZVS} = 374\ V/14 + 8\ V = 34.7\ V$ 计算该 MOSFET 的 V_{DS} 应力。考虑到电压尖峰，额定电压应至少为 60 V。由于此 MOSFET 仅处理低能量，可以选择小信号 MOSFET。在此我们选择 **BSL606SN**。

3.5.3 SR MOSFET

考虑到最佳 FOM_{gd} 和 FOM_{oss}，选择的次级侧 SR MOSFET 是 OptiMOS™ 5 系列。

根据匝数比 N_{ps} = 28:5，MOSFET 额定值将是 374 V/5.6 + 20 = 86.8 V。由于初级侧 ZVS 匝数，在 ZVS 模式下的 SR MOSFET 输出端几乎看不到任何尖峰。因此选择 100 V 的额定值。在此我们选择 **BSC0802LS**。

次级 SR MOSFET 中的 RMS 电流为：$i_{rms} = \sqrt{D_{off}/3} \cdot i_{pksec} = \sqrt{\frac{0.41}{3}} \cdot 3.05 \cdot 5.6 = 6.31A$

SR MOSFET 的导通损耗为：$i_{rms}^2 \cdot R_{DS(on)} = 6.31^2 \cdot 0.0032\ \Omega = 0.127$ W

3.5.4 SR IC 选择

当 ZVS 脉冲开启时，SR V_{DS} 也将降至零电压以下。它会更容易误触发 V_{DS} 直接感应 SR IC，如图 **Figure 7** 所示。在使用 **Figure 8** 中所示的电压平衡 SR IC 时，由于 SR 装配功能，SR 栅极不会误触发。对于没有装配功能的直接感应 SR IC，最小导通时间需要设置为最小值，例如 50 ns，并且最小导通时间应短于初级 ZVS 导通时间，否则一旦初级主 MOS 导通，初级和次级之间就会击穿，初级 MOS 可能会损坏。在此值得一提的是 CYPD3184，它是 V_{DS} 直接感应 SR IC 加 PD 协议。每次 CYPD3184 驱动 SR MOS 时，都会先计算 V_{DS}*T_{off} 的乘积，只有在计算出的 V_{DS}*T_{off} 超过设定阈值时才会驱动 SR MOS，如此可以避免误触发 SR 栅极。强烈建议使用任何其他可计算 V_{DS}*T_{off} 的 SR IC 功能。

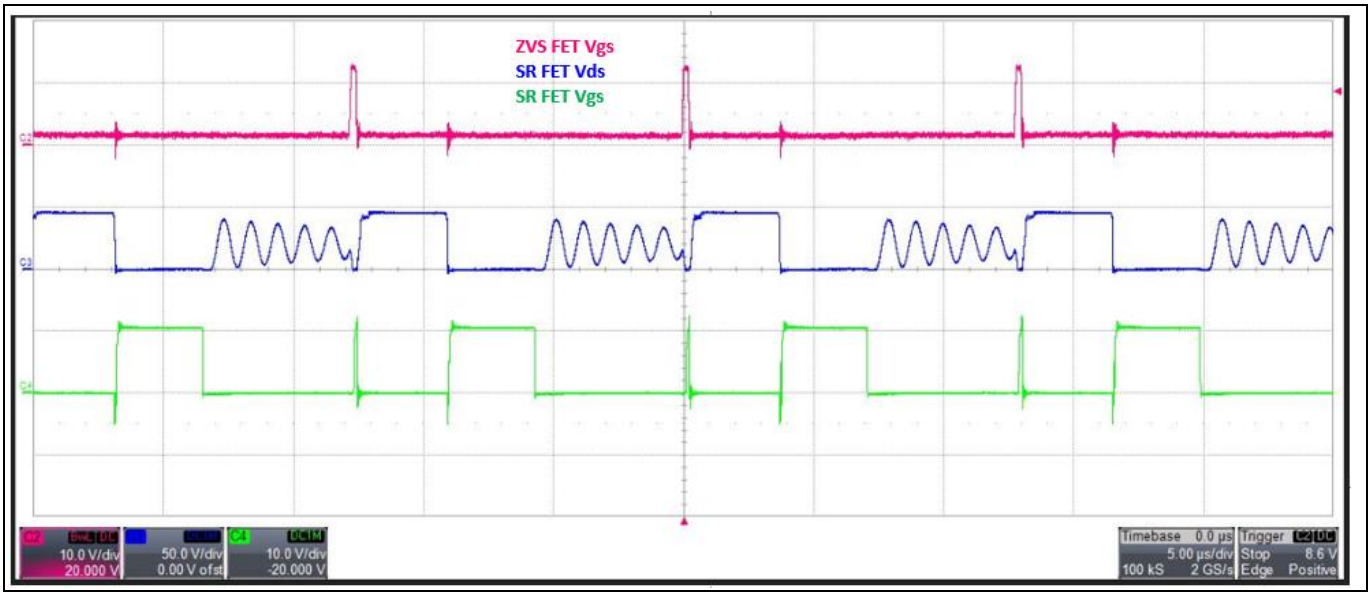


Figure 7 使用 $_{ds}$ 直接感应 SR 控制器的 SR 栅极信号

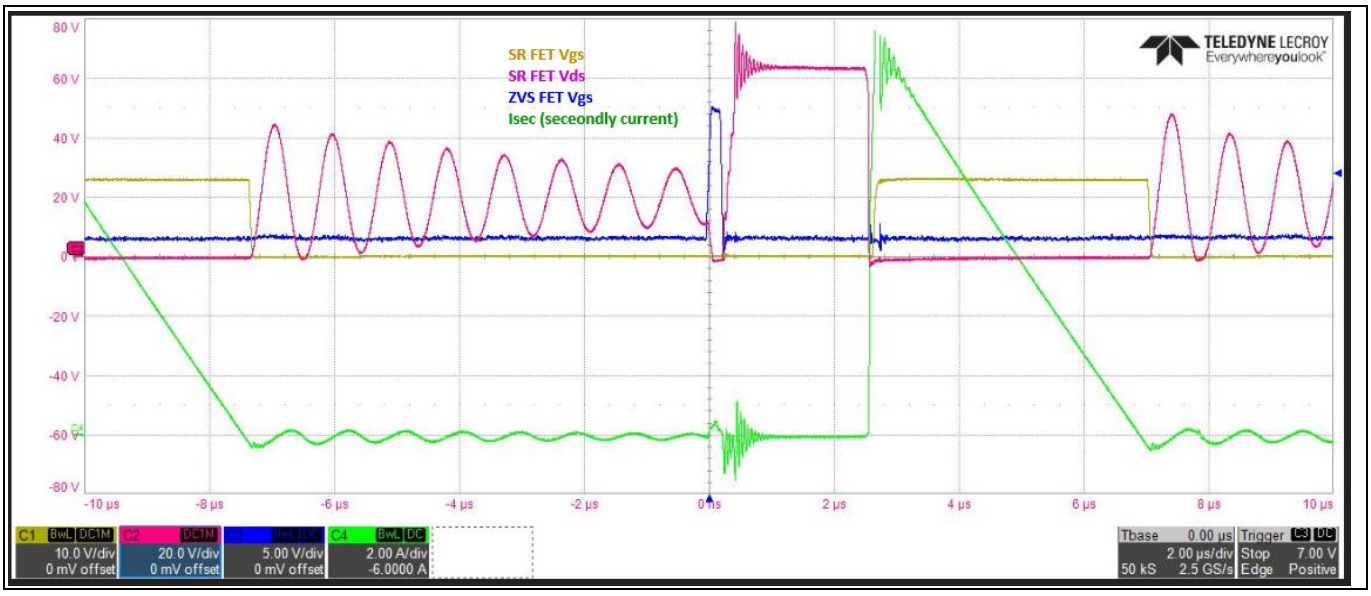


Figure 8 使用伏秒平衡 SR 控制器的 SR 栅极信号

3.6 缓冲电路设计

当初级 MOSFET 关断时，存储在漏电感中的能量会在漏极节点引发明显的振铃。这种振铃必须被钳位，以便将 MOSFET 保持在安全工作范围内。选择 **Figure 9** 所示的齐纳钳位电路，因为它在轻负载下具有高效率，由于齐纳钳位永远不会导通，与 RCD 缓冲器相比没有残余电阻器损耗。这是 65 W 演示板中使用的缓冲电路。通常，进入缓冲电路的能量是漏电感存储的能量。根据 D1 类型，损耗会有所不同。由于反向恢复特性，进入钳位电容的电流可以返回输出侧，部分能量恢复到输入或输出端。

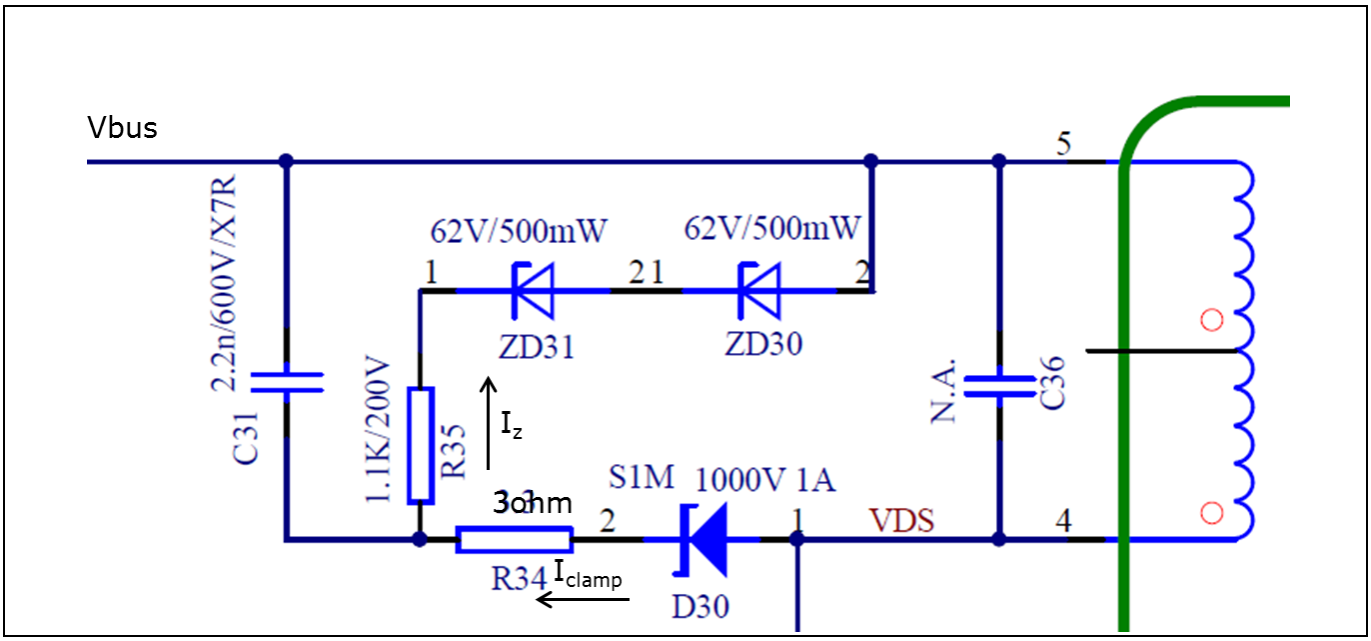


Figure 9 缓冲电路

反激式功率级设计

Figure 10 和**图 11** 显示了 MOSFET 关断时的缓冲器电流和钳位电压波形。

实际上，缓冲二极管存在反向恢复，如 **Figure 10** 所示，这意味着并非所有进入缓冲电容器的电流都会损耗；恢复时间越长，可以实现的损耗就越低。

Table 7 显示了关断时进入缓冲槽的能量的计算结果，约为 1.16 W。**Figure 10** 也清楚地表明，缓冲二极管电流进入负方向后，钳位电压开始衰减。

这意味着并非所有进入槽内的能量都会损耗，钳位电压会恢复到稳态。由于电流回到负值，该电流路径的唯一途径是流出次级侧变压器的点端子，部分流向输出端。所以这种能量并未完全消散。

Table 8 显示了基于测量波形的齐纳钳位损耗。使用 0.5 x I_z x V_{Zener_clamp} x 持续时间 x F_{sw} 计算功率损耗。它显示齐纳二极管中仅耗散 21 mW。

Table 7　　进入缓冲槽的能量

V_{clamp_bottom} (V)	V_{clamp_peak} (V)	C_{clamp} (nF)	F_{sw} (kHz)	$P_{enter_snubber}$ (W)
123	151	2.2	137	1.16

Table 8　　齐纳二极管的功率损耗

I_{Zener} (mA)	V_{Zener_clamp} (V)	Time (ns)	F_{sw} (kHz)	$P_{Zener_dissipate}$ (mW)
23	130	105	137	21

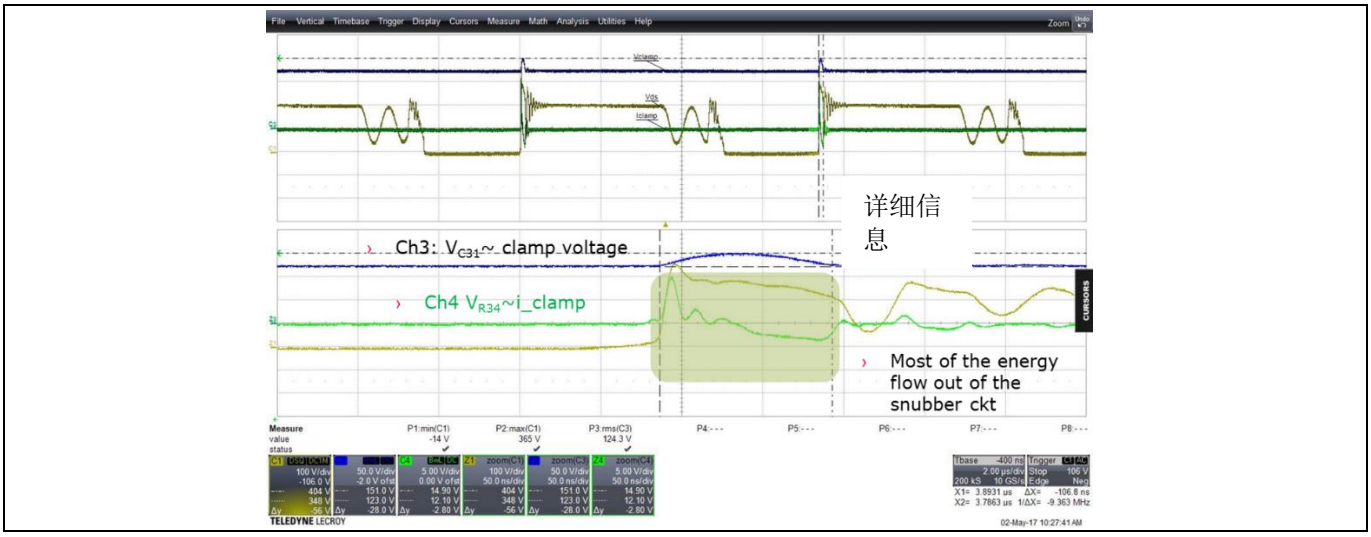


Figure 10　　缓冲波形

反激式功率级设计

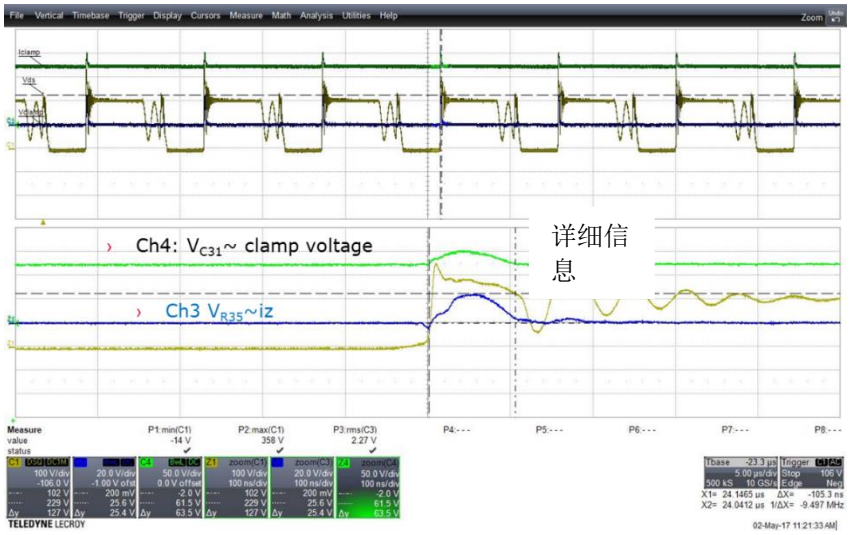


Figure 11 缓冲波形

4 控制图

Figure 12 显示了 **XDPS21081** 的控制图。

次级侧控制反馈信号通过光耦合器馈入 MFIO 引脚，该信号在每个开关周期的前沿消隐 (LEB) 时间后采样，并由 8 位 ADC 转换为数字，这需要 1 µs 左右。基于该 MFIO 值，从频率律参考表中提取频率和峰值电流。该值将与 CS 限制进行比较，以查看是否达到最大功率。如果达到，在 31.3 ms 的消隐时间后，IC 将进入过载保护 (OLP)。

如果未达到，数字 CS 信号将从 V_{CS} 偏移、PDC 校正移除，并馈入 8 位 DAC 以转换回模拟信号。它与 CS 分流电阻器相比较，形成经典的电流模式控制。

V_{CS} 偏移值是根据输出电压计算的，这意味着对于可变输出电压，最大可用电流指令会有所不同，因此它的输出功率也不同。有关计算详情，请参阅 5.2.2。

传播延迟校正是为了补偿受 CS 信号压摆率影响的传播延迟。例如，$PDC = V_{in}/L_p \times T_{delay}$，其中 V_{bulk} 是体电容器电压，L_p 是主电感，T_{delay} 包括 IC 内部（约 100 ns）和外部 MOSFET 关断延迟。详细的计算可参阅 5.6。

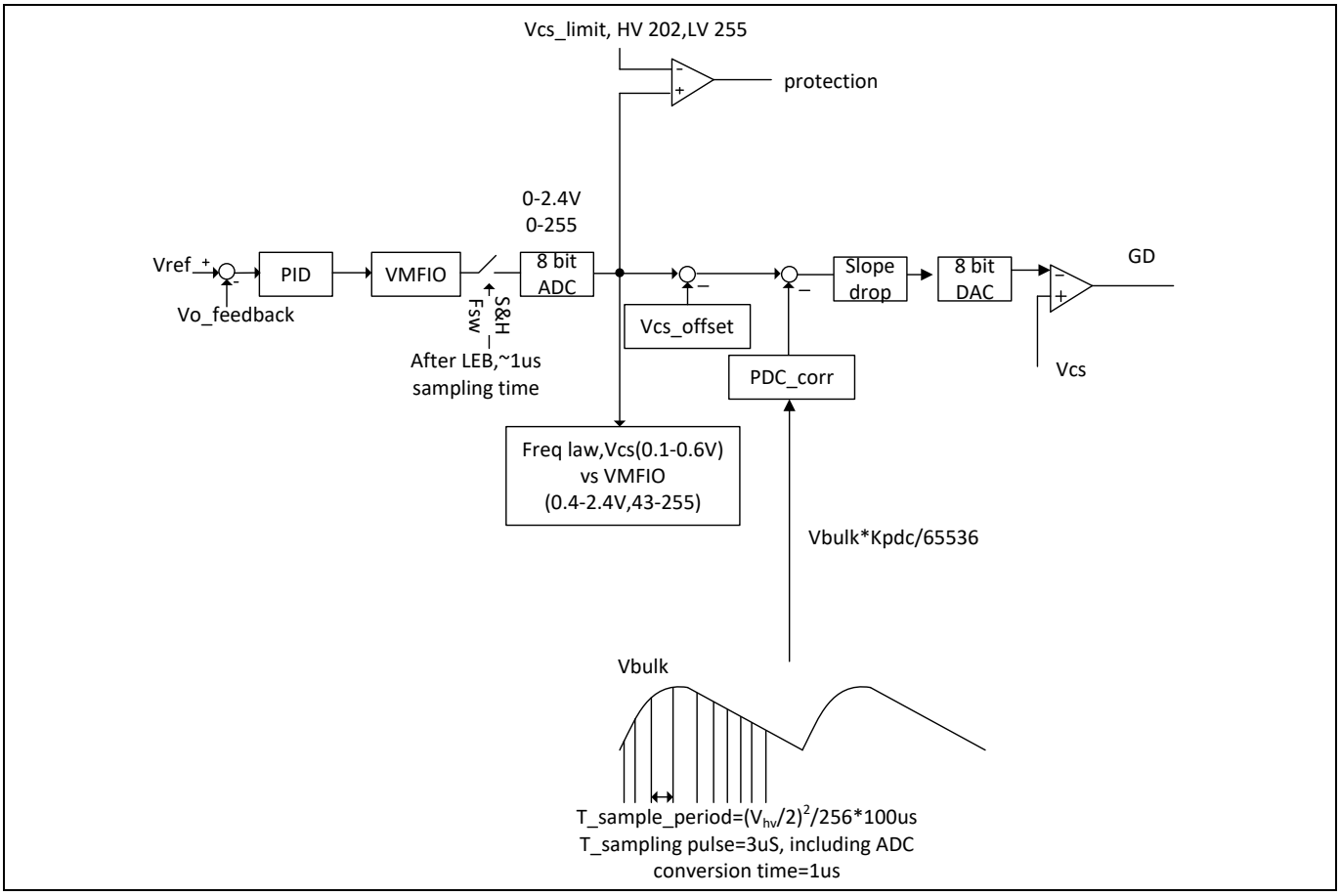


Figure 12 总体控制图

5 IC 参数设置

5.1 高压引脚相关参数和功能

高压引脚提供启动和体电容器电压感应功能。凭借感应电压信息，可实现输入功率估算和 ZVS 导通时间调整。输入过压/欠压保护功能同样基于高压引脚，但也基于电流电平。

内部 600 V 耗尽型启动电池为 V_{CC} 引脚提供充电电流。

充电电流根据 $i_{hv}(t) = \frac{V_{bulk} - V_{cc}(t)}{R_{hv}}$ 计算，因此可以通过固定的高压引脚外部电阻看出，充电电流将随输入交流线电压成比例变化。

所需的启动延迟时间是达到 V_{CCon} 阈值 20.5 V 之前为 V_{CC} 电容器充电所花费的时间。$t_{delay} = C_{vcc} \cdot \frac{Vcc_{on}}{i_{hv} - i_{lk}}$，$i_{lk}$ 是上电前的高压引脚漏电流，在数据表规范中说明，通常约为 10 µA。

当 V_{CC} 高于 9 V 时，如果流入高压引脚的电流大于 1.156 mA，则 IC 开始开关。如果电流低于 0.443 mA，IC 将在 1.06 ms 后停止开关。

因此，基于此电流限制和 100 kΩ 高压引脚电阻，我们将看到缓升电压为 $V_{brownin} = I_{hvbi} \times R_{hv} + I_{hvbi} \times 1.49 = 1.156\ mA \times (100\ k\Omega + 1.49\ k\Omega) = 117.32\ V\ DC$。

跌落电压为 $V_{brownout} = I_{hvbo} \times R_{hv} + I_{hvbo} \times 0.99 = 0.443\ mA \times (100\ k\Omega + 0.99\ k\Omega) = 44.7\ V\ DC$。

V_{bulk} 的其他功能用于调整 ZVS 导通时间和输入功率估算。流入高压引脚的电流不足以获取电压信息，因为它也是由外部高压引脚电阻决定的。

5.2 ZCD 引脚相关参数和功能

5.2.1 输出 OVP 功能

ZCD 引脚提供 DCM 中的过零检测和关断期间的输出电压感应功能。在初级 MOSFET 导通期间，该引脚的负电压被钳位至 -0.2 V。

$$V_{zcd} = \frac{N_{aux}}{N_s} \cdot \frac{R_l}{R_h + R_l} \cdot V_o < Vo_{ovpthr} \tag{9}$$

$$i_{zcd} = \frac{-0.2 + \frac{N_{aux}}{N_p} V_{bulkmax}}{R_h} \leq 3.5mA \tag{10}$$

R_h 根据设计的 N_{aux} 和 N_s 确定流出 ZCD 引脚的电流。首先根据 ZCD 引脚的电流限制选择 R_h。一旦选择了 R_h，根据 OVP 要求和 V_{ZCD} OVP 阈值，就可以计算出 R_l。

根据 $N_{aux} = 5$，$N_p = 28$，$V_{bulkmax} = 374\ V$，从等式 (10) 得出 R_h 大于或等于 19.02 kΩ，在此我们选择 39 kΩ。

接下来是根据等式 (9) 和 OVP 要求确定 R_l 的值，$N_s = 5$，$R_h = 39\ k\Omega$，$V_{outovpthr} = 2.75\ V$，$V_{outovp} = 21.7\ V$，$R_l = 5.6\ k\Omega$。

要过滤 ZCD 引脚的噪声，可以将例如 10 pF 的小型电容器与低侧电阻并联。

5.2.2 基于 V_{ZCD} 的 V_{CS} 偏移

Figure 13 显示了基于 V_{ZCD} 的 V_{CS} 偏移，而 ZCD 电压对应输出电压。这种补偿的目的是减少不同输出电压的电流指令，因此可以降低最大允许功率。当在最高电压下以全功率确定系统尺寸时，此功能对于可变输出电压应用特别重要。如此则可以在较低的输出电压下降低功率，满足限流电源 (LPS) 要求。

ZCD 引脚电压为 1.2 V 至 2.8 V，增益为 1.5；该电压在内部通过 8 位 ADC 转换为数字值。

计算程序用于决定 V_{ZCD} 的零点；超过此阈值则没有补偿。

其次，根据目标补偿值计算 K_{vcs_offset}。

输出电压：

$$Vzcd_{zeropoint} = \frac{Rl}{Rl + Rh} * \frac{Naux}{Ns} * Vo_zero_point \quad (11)$$

已知 R_l = 5.6 kΩ，R_h = 39 kΩ，N_{aux} = 5，N_s = 5，$V_{ZCDzeropoint}$ = 1.7 V，在此我们选择 $V_{o_zero_point}$ = 13.5 V。

数字 $V_{ZCD_dig_zeropoint}$ = ($V_{ZCDzeropoint}$ – 1.2) x 1.5/2.4 x 255 = 79；此参数可在 .dp Vision GUI 中设定。

接下来是确定目标补偿值，例如 V_{ZCD} = 1.2 V 下为 53 mV，由此得出 V_{CS_dig} = 53 mV/0.4 V x 255 = 34 的补偿数值，然后得出 K_{vcs_offset} = V_{CS_dig}/(0-$V_{ZCDzeropoint}$) x 65535 = 28240，此压摆率也是 .dp Vision GUI 中的可配置参数。

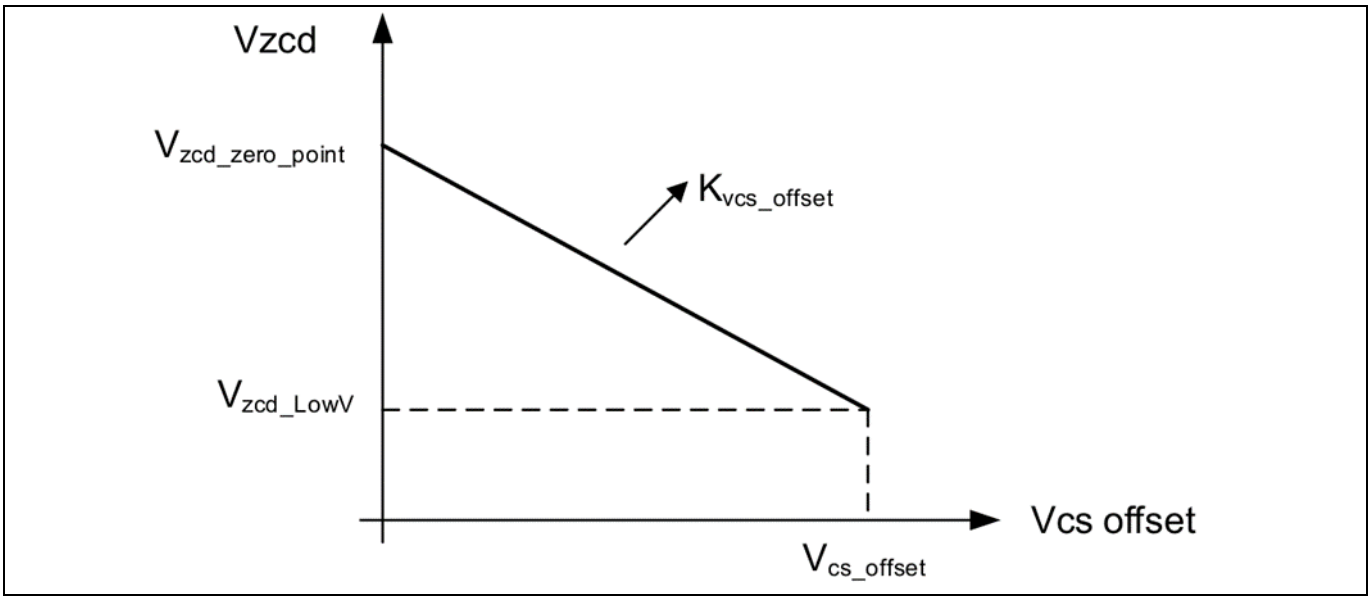


Figure 13 基于 V_{ZCD} 电压的 V_{CS_offset} 补偿

5.3 栅极驱动器相关设置和功能

两个栅极驱动器为双回路控制，具有外部电流回路和内部电压回路。默认拉电流为 35 mA (GD0)、118 mA (GD1) 和 10.5 V 钳位电流。内部放电路径的灌电流能力受内部等效电阻小于或等于 6.5 Ω的限制，因此如果不采用外部串联电阻，则最大灌电流为 10.5 V/6.5 Ω= 1.6 A。

与传统的基于电压源的驱动器不同，只需一个栅极电阻即可限制灌电流。通常使用 10 Ω 或更低的栅极电阻，应根据关断损耗与关断速度对此进行调整。

GD0 是初级主 MOSFET 的栅极驱动器。GD1 用于 ZVS MOSFET。

IC 参数设置

有两个可调整 ZVS MOSFET 导通时间的可配置参数。由于寄生电容随初级 MOSFET、SR MOSFET 和变压器寄生耦合电容的不同 C_{oss} 而变化，因此需要调整此参数。

$$t_{GD1on} = \left(V_{bulk} * \frac{K_{zvson}}{65535}\frac{1}{V} + 2\right) * 15.8ns + (2.34V - V_{zcd}) * \frac{K_{zvson_{vout}}}{65535} * \frac{1}{V} * 15.8ns \quad (12)$$

V_{bulk} 通过高压引脚测得，反映输入体电压。V_{zcd} 反映电源输出电压 V_{out}，与 V_{out} 成正比。根据等式 (12)，ZVS MOS 导通时间 t_{GD1on} 与 V_{bulk} 成正比，与 V_{out} 成反比。

释放初级 MOSFET 的等效电容器能量所需的磁化电感中存储的能量如下所示：

$$0.5 \cdot L_p \cdot i_{neg}^2 > 0.5 \cdot C_{eqv} \cdot V_{ds}^2 \quad (13)$$

$$i_{zvs_pk} = \frac{N_p}{N_{zvs}} \cdot \frac{V_{zvs}}{L_p} \cdot t_{GD1on} \quad (14)$$

所需的死区时间为：

$$t_{ZVSdead} = \frac{Q_{oss}}{i_{zvs_pk}} \quad (15)$$

还有一个可配置参数 $t_{ZVSdead}$，可以根据系统参数调整所需的死区时间。

5.4 MFIO 引脚相关参数

MFIO 引脚为 IC 提供反馈信息。根据在 MFIO 引脚测量的电压，IC 将检查参考表以获取所需的频率或频带和电流限制指令。MFIO 引脚直接代表负载，因此 IC 还可以根据 MFIO 电压电平选择操作模式（QR/FQR ZVS、DCM、突发模式）。

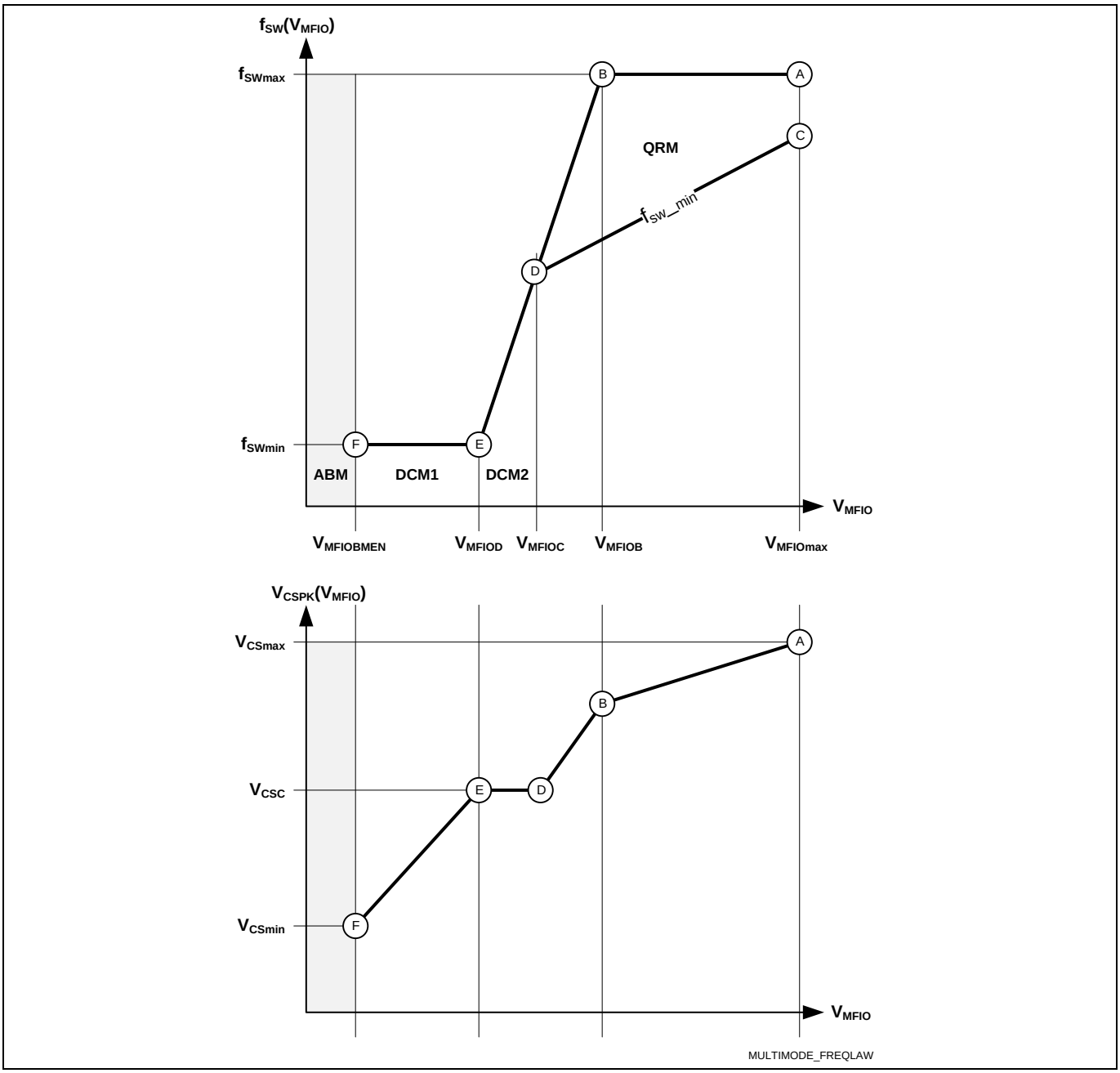


Figure 14　　频率律配置

5.5　　V_{CC} 引脚相关参数

V_{CC} 提供 IC 工作电压，当 V_{CC} 低于 7.2 V 时还具有欠压锁定 (UVLO) 保护。当 V_{CC} 高于 9 V 时，输入过压保护功能激活。

V_{CC} 还具有 V_{CC} OVP 功能，21.8 V（典型值）。

5.6　　CS 引脚相关参数

CS 引脚的主要功能是电流模式控制和过电流保护 (OCP)。对于电流指令，它受传播延迟补偿 (PDC)、V_{CS_offset} 的影响，这些参数可以根据不同的系统尺寸进行调整。

IC 参数设置

当前指令由等式 (16) 给出：

$$CS_OCP1LVL = (Ipk) - PDC_Correction - Vcsoffset \quad (16)$$

$$PDC_Correction = INT(2^{-16} * PDC_{FACTOR} * Vbulk + PDCOFFSET) \quad (17)$$

其中 PDC_{FACTOR} 和 PDC_{OFFSET} 是两个使用 .dp Vision 的可配置参数——传播延迟相关参数。

$$PDC_{FACTOR} = \frac{R_{CS} \cdot t_{PD}}{L_p \cdot V_{CSlsb8}} \cdot (2^{16} - 1) \quad (18)$$

$PDC_{FACTOR} = \frac{R_{CS} \cdot t_{PD}}{L_p \cdot V_{CSlsb8}} \cdot (2^{16} - 1) = \frac{0.135ohm \cdot 352ns}{200\mu H \cdot 2.34mV} \cdot 65535 = 6654$

实际上，XDPS21081 的默认 PDC_{FACTOR} 为 9000，默认 PDC_{OFFSET} 为 0，因此 PDC_correction = 9000 x 85 V/65535 +0 = 9 位，每位 2.34 mV，因此 PDC 引发的 V_{CS} 减损量为 2.34 mV x 9 = 21 mV。

其中 R_{CS} 是电流感应电阻，t_{pd} 是传播延迟，包括内部比较器延迟和外部关断延迟，L_p 是主电感值，V_{CSlsb8} 是 CS 信号的 DAC lsb。

由于低压线路下的最大 V_{CS} 为 0.4 V，因此 R_{CS} = (400 mV – 21 mV)/I_{pk} = 0.232 V/3.05 A = 0.125 Ω。
正如我们在计算程序中看到的，PDC 计算受 R_{CS} 影响，它在我们得到最终 R_{CS} 值之前是未知的，同时传播延迟也需要校准。峰值电流计算也受效率假设等的影响，因此将根据实际测试结果稍微调整 R_{CS}，使其适合实际设计。在 65 W 参考板中，我们选择 R_{CS} = 0.135 Ω。

6 突发模式操作

为了在轻负载时保持效率，IC 需要保持系统在突发模式下工作。**XPDS21081** 将根据反映负载信号的反馈电压停止核心引擎并降低功耗。**Table 9** 显示了突发模式进入级别。不同的 MFIO 电压意味着基于频率的不同峰值电流。

Table 9 每 V_{ZCD} 的突发模式进入级别

突发模式进入阈值	符号	最小值	典型值	最大值	单位
	$V_{MFIOBMEN}$	0.175	0.209	0.242	V

突发模式操作功率定义如下：

$$P_{bst} = 0.5 * L_p * I_{pk}^2 * F_{bst} \quad (19)$$

基于突发模式下 78 mV 的默认 V_{CS}，峰值电流为 78 mV/0.135 Ω = 0.578 A，f_{bst} = 23 kHz。通过已知电感可以计算出突发模式功率。

7 有关 PCB 布局的提示

原则上有两个需要尽量小的主要开关回路。一个从体电容器 V+ 到变压器绕组到 Q30 到 R_{sense} 到体电容器 V-。另一个是从次级变压器绕组到输出滤波电容器和 Q100 SR MOSFET 的次级侧整流回路。

对于 **XDPS21081** 接地连接，需要星形地到体电容器负 V-。ZCD 绕组的地线应先连接到滤波电容 C50，然后其他所有引脚的地线应在连接到 C50 的地线前先连接到该 IC 的地线。

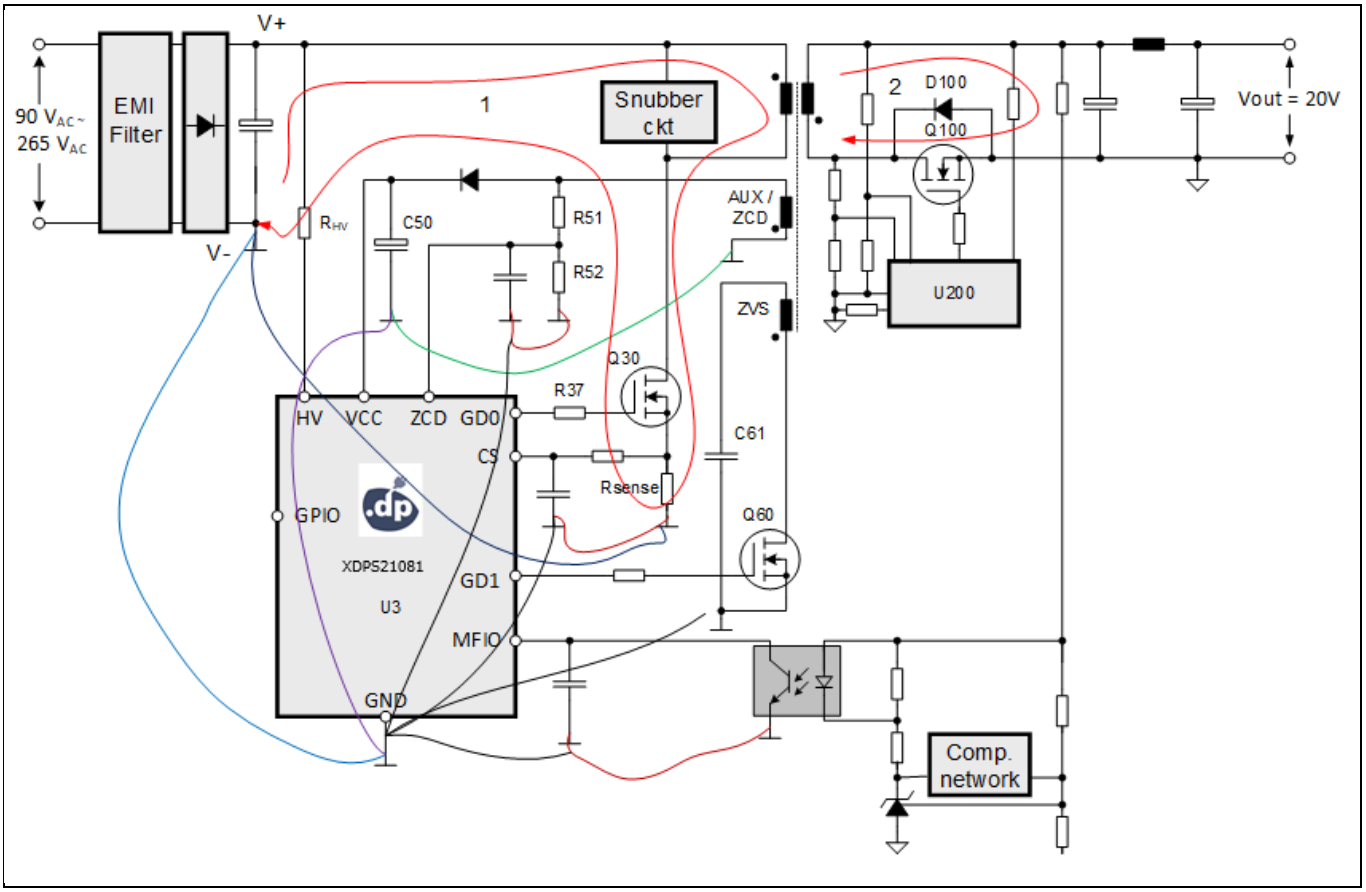


Figure 15 系统布局建议

8 .dp Vision 的使用

8.1 .dp Vision 的安装

客户可遵照安装说明在自己的计算机上安装用户界面 .dp Vision。

1) 从文件夹中安装最新的 .dp Vision_2.0.9.4（双击“dpVision_2.0.9.4.msi”）。
2) 使用 V_{CC}、UART 和 GND 引脚将 IFX IDP21081 样品连接到 **dpIFGen2** 接口板。

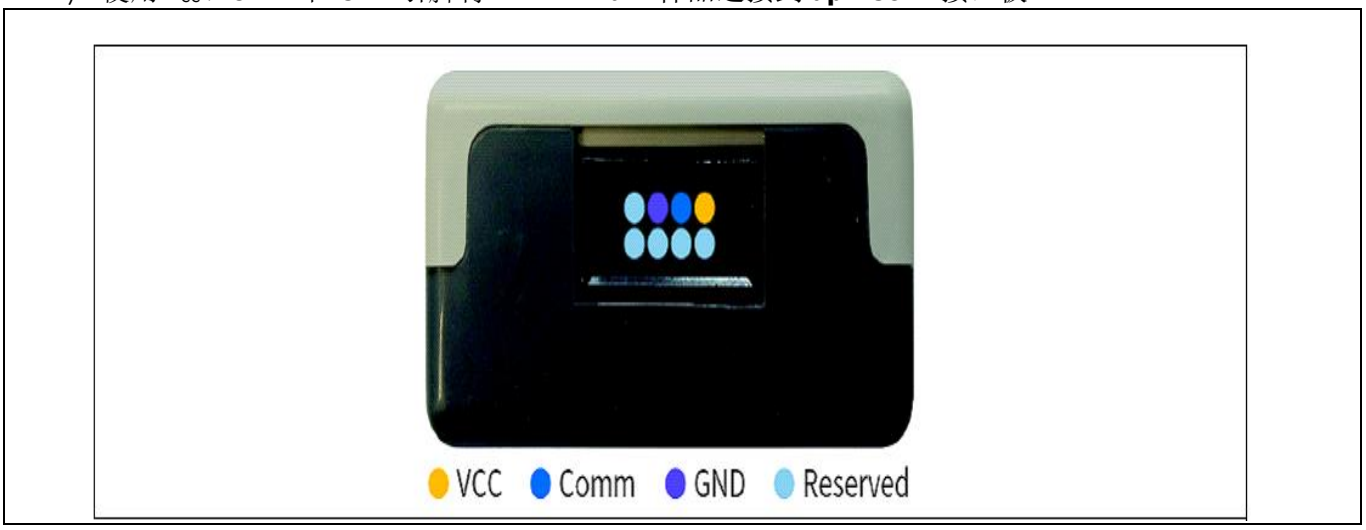


Figure 16 dpIFGen2 接口板（侧视图）

3) 使用提供的 USB 线将 **dpIFGen2** 接口板连接到笔记本电脑的 USB 端口，双击“dpVision.exe”或下图所示的图标打开 .dp Vision GUI。



Figure 17 .dp Vision 图标

.dp Vision 的使用

4) 使用菜单 → 文件 → 打开 → 浏览文件夹 →\.....\.dpVision\Parameters 打开“XDPS21081_with_assistant_trials_rev1.07.csv”。

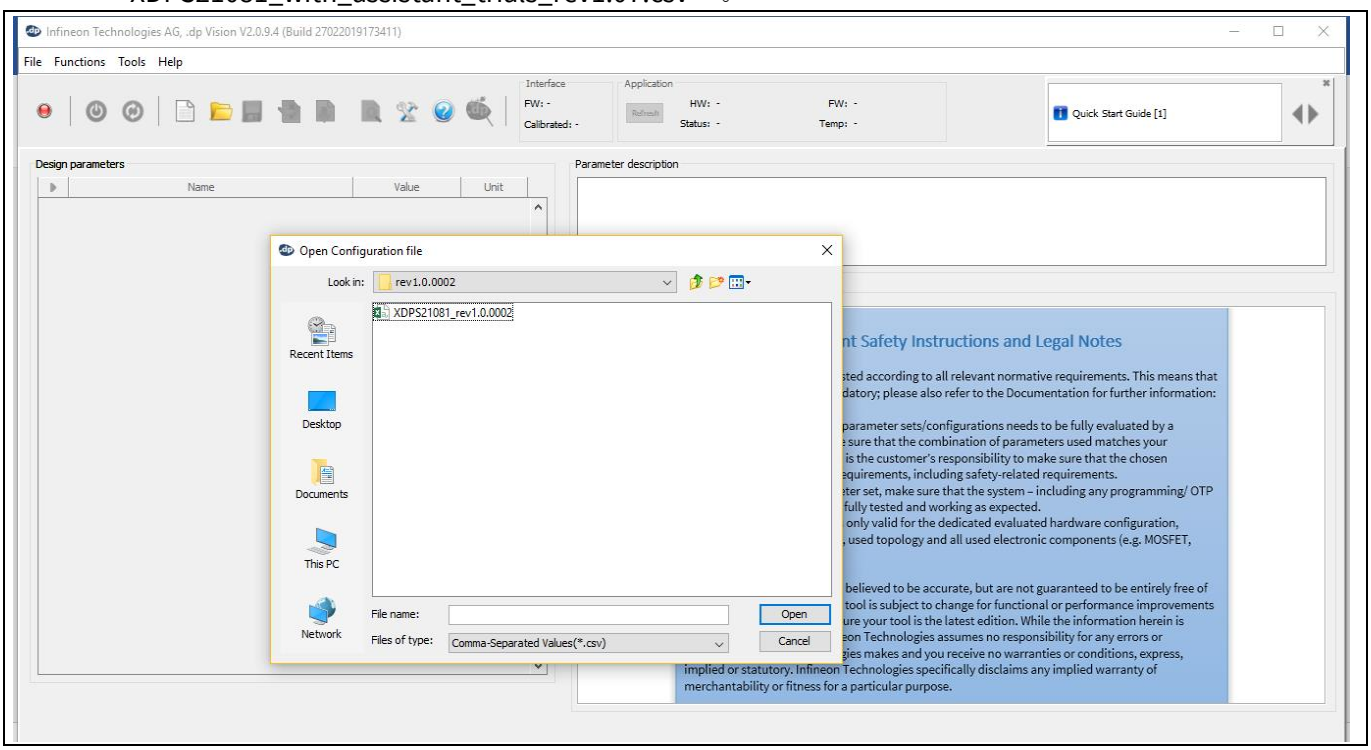


Figure 18 电源设备开/关按钮和设备状态

5) 按下电源设备开/关按钮 →，设备状态应变为绿色。

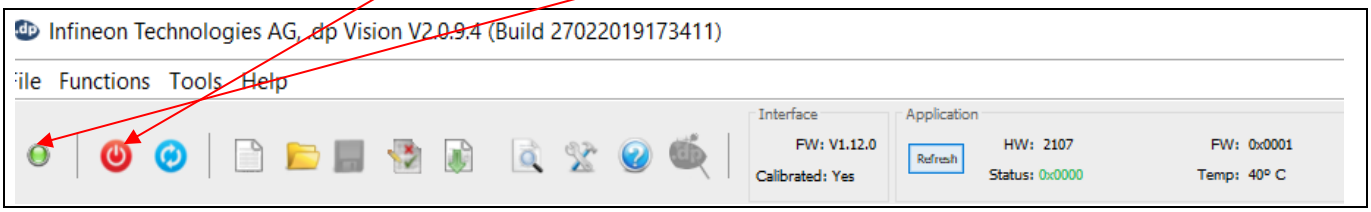
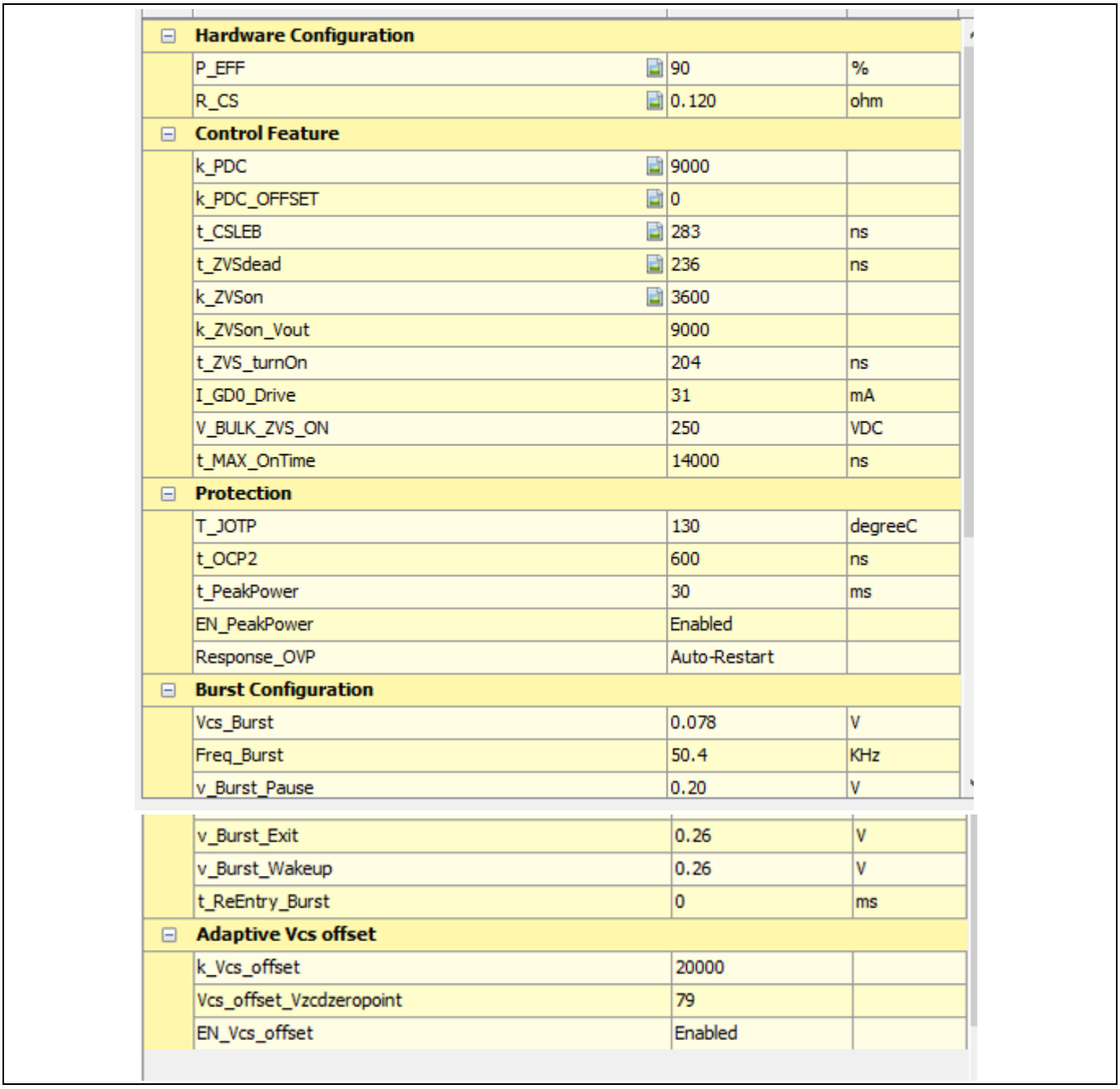


Figure 19 电源设备开/关按钮和设备状态

6) 按下“测试配置集”按钮，参数值加载到 XDPS21081 样品中，应用程序固件开始运行。

.dp Vision 的使用

7) 更改“值”字段下的参数。



Hardware Configuration			
	P_EFF	90	%
	R_CS	0.120	ohm
Control Feature			
	k_PDC	9000	
	k_PDC_OFFSET	0	
	t_CSLEB	283	ns
	t_ZVSdead	236	ns
	k_ZVSon	3600	
	k_ZVSon_Vout	9000	
	t_ZVS_turnOn	204	ns
	I_GD0_Drive	31	mA
	V_BULK_ZVS_ON	250	VDC
	t_MAX_OnTime	14000	ns
Protection			
	T_JOTP	130	degreeC
	t_OCP2	600	ns
	t_PeakPower	30	ms
	EN_PeakPower	Enabled	
	Response_OVP	Auto-Restart	
Burst Configuration			
	Vcs_Burst	0.078	V
	Freq_Burst	50.4	KHz
	v_Burst_Pause	0.20	V
	v_Burst_Exit	0.26	V
	v_Burst_Wakeup	0.26	V
	t_ReEntry_Burst	0	ms
Adaptive Vcs offset			
	k_Vcs_offset	20000	
	Vcs_offset_Vzcdzeropoint	79	
	EN_Vcs_offset	Enabled	

Figure 20 值字段

.dp Vision 的使用

8) 更改参数将激活“保存配置集”按钮。保存配置，再次按下电源开/关按钮并点击“测试配置集”，这将把新的配置集加载到芯片的 RAM 区域。点击“功能/刻录配置集”，将新的配置集刻录到 OTP 内存中。

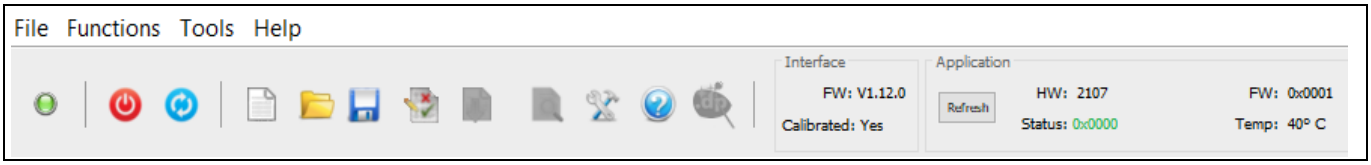


Figure 21 “保存配置集”按钮

9) 有关 .dp Vision 参数设置的详细信息，请按 .dp Vision 用户手册的“帮助”。

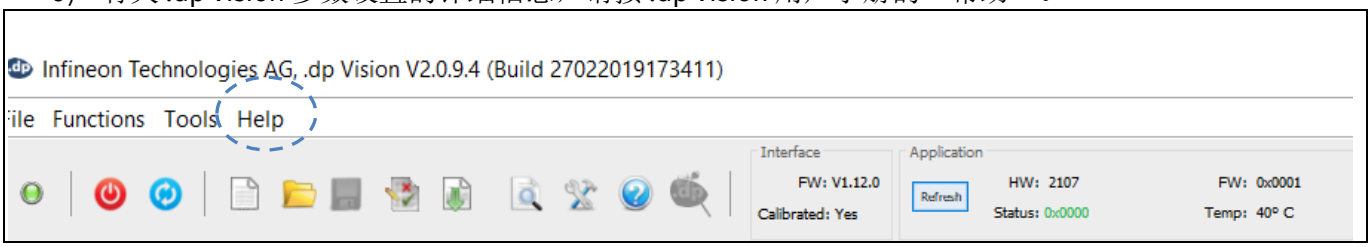


Figure 22 “帮助”按钮

8.2 .dp Vision 参数设置

表 10 列出了客户通过 .dp Vision 可配置的所有参数。主要参数的设置已在本设计指南中详细解释。点击每个参数名称，将显示每个参数的说明和解释图。另外，还可通过“帮助”按钮获得用户手册。

.dp Vision 的使用

Table 10　可配置参数

特点	参数	默认	说明
用于峰值电流控制的传播延迟补偿	k_PDC	9000 d	传播延迟补偿系数
	k_PDC_OFFSET	0 d	传播延迟补偿偏移
LEB	t_{CSLEB}	283 ns	CS 引脚的消隐滤波器，用于避免 GD0 开启时的前沿尖峰导致 GD0 错误关闭
ZVS 死区时间	$t_{ZVSdead}$	236 ns	GD1 的 ZVS 脉冲结束与 GD0 开始之间的死区时间
ZVS 脉冲长度因子	k_{ZVSon}	3600	每个体电压的 ZVS 脉冲长度因子
	k_{ZVSon_vout}	9000	每个输出电压的 ZVS 脉冲长度因子
ZVS 栅极导通点	T_{zvs_turnon}	204 ns	检测到过零后 ZVS 栅极导通
栅极驱动能力	$I_{_GD0_drive}$	35 mA	栅极驱动器 0 的源电流
ZVS 启用电压	$V_{BULK_ZVS_ON}$	250 V DC	超过此电压则允许 ZVS 栅极导通
	t_{MAX_OnTime}	140000 ns	
保护	T_{JOTP}	130° C	内部过温检测电平
	t_{ocp2}	600 ns	V_{CS} 信号 OCP2 的消隐时间
	$t_{peakpower}$	30 ms	OLP 的消隐时间
	En_OLP	启用	启用或禁用 OLP
	Response_OVP	自动重启	OVP 保护模式，可配置为 AR 或闩锁
突发模式参数	*Vcs_bst*	0.078 V	突发模式电流限制
	Freq_bst	50.4 kHz	突发模式频率
	V_bst_pause	0.2 V	在突发模式操作的开启阶段 MFIO 引脚的暂停阈值
	V_bst_exit	0.26 V	MFIO 引脚的突发模式退出电压
	V_bst_wakeup	0.26 V	MFIO 引脚的突发模式唤醒电压
	T_reentry_bst	0 ms	重新进入突发模式的最短时间
自适应 V_{CS} 偏移	$K_V_{CS_offset}$	20000	补偿曲线的梯度
	$V_{CS_offset}_V_{zcdzeropoint}$	79	无 V_{CS} 偏移的 ZCD 电压电平（数字值）
	$En_V_{CS_offset}$	启用	启用或禁用 V_{CS_offset} 补偿

9 参考文献

[1] XDPS21081 1.0 数据表

[2] 使用准谐振 PWM 控制器 ICE2QS01 的反激式转换器设计提示，
http://www.infineon.com/dgdl/ANPS0005-ICE2QS01-V11-14122011.pdf?fileId=db3a30432f91014f012fb9a251d750c4

[3] Robert W. Erickson，*《电力电子基础》*，第二版，Springer，2001 年

修订历史

文件版本	发布日期	变更说明
V 1.0	2020-10-14	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 2020-10-14
发布方
英飞凌科技股份公司
81726 Munich，德国

© 2021 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_2010_PL21_2010_034005

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。