采用 XDP™ 数字电源 XDPS2201 的混合反激式转换器设计

关于本文档

范围和目的

介绍混合反激式 (HFB) 转换器及其新型数字控制 IC XDP™ 数字电源 XDPS2201、转换器主级设计、经由 .dp version 工具的参数化和 PCB 布局提示。

目标受众

高性能和超高功率密度电源的设计工程师。

目录

关于本文档 **1**

目录 **1**

1 简介 **4**

2 HFB 拓扑和工作原理 **5**

2.1 混合反激式拓扑 5

2.2 工作原理 7

2.2.1 电压传递函数 8

2.2.2 电流传递函数 8

2.2.3 双谐振周期 9

3 HFB 控制 IC XDPS2201 ..... **11**

3.1 引脚配置 11

3.2 峰值电流控制和零电压开启 12

3.3 输出稳压和操作模式 13

3.4 频率抖动 16

3.5 保护 16

4 HFB 功率级设计 **19**

4.1 关键初始设计参数 19

4.2 变压器关键参数和谐振电容 19

4.2.1 变压器关键参数 19

4.2.2 谐振电容器 22

4.2.3 设计限制 23

4.3 连接至 IC 引脚的组件 25

4.3.1 CS 引脚：分流电阻器 25

4.3.2 VS 引脚：分压器 25

4.3.3 辅助绕组匝数比和分压器 26

4.3.4 高压引脚：HV 电阻 27

4.3.5 FB 引脚：滤波电容器 27

目录关于本文档

4.3.6 FMIO 引脚：外部热敏电阻器 27
4.3.7 LSGD 和 HSGD：栅极电阻和自举电路 28
4.3.8 VCC 电源：VCC 电容器 28
4.4 输出稳压器 28
5 参数化 29
5.1 所需硬件 29
5.2 .dp vision 工具 30
5.2.1 .dp vision GUI 30
5.2.2 参数值更改 31
5.2.3 测试配置集的程序 31
5.2.4 刻录配置集的程序 32
5.2.5 .csv 文件 33
5.3 可配置参数 34
5.3.1 系统设置 35
5.3.2 确定尺寸 36
5.3.3 HB 39
5.3.4 RVS/DCM 操作 42
5.3.5 突发 43
5.3.6 启动 46
5.3.7 保护 49
5.3.8 模式阈值 56
5.3.9 抖动 57
5.3.10 其他 57
6 PCB 设计提示 59
6.1 IC 封装和焊垫 59
6.2 PCB 布局考虑因素 60
7 其他信息 64
7.1 可实现良好 EMI 性能的设计 64
7.2 ZVS 参数调整 64
7.3 输出电容 65
7.4 谐振电容器 65
7.5 宽输出电压范围设计 65
7.6 探测演示板上的信号 65
8 总结 66
9 参考文献 66
10 相关链接和支持材料 66
11 变更历史 67

目录关于本文档

免责声明 **68**

1 简介

混合反激式 (HFB) 是用于超高功率密度和具有成本效益的开关模式电源 (SMPS) 最有希望的拓扑。在这种拓扑中，变压器和谐振电容器均在能量从初级侧传输到次级侧期间在中间存储能量。与反激式转换器及其变型相比，这可缩减必要的变压器尺寸。此外，由于谐振特性，这种拓扑在宽输入范围内运行良好，而开关频率限制在相对较小的范围内，这对 EMI 滤波器的设计十分有益。

XDPS2201 是用于这种 HFB 转换器的新型控制器 IC。IC 的主要特点和优势是：

- 集成 600 V 耗尽型 MOSFET 以支持 VCC 充电
- 集成高侧 (HS) 和低侧 (LS) MOSFET 驱动器，实现紧凑设计
- 零电压 (ZV) 开关无需额外组件，确保高效率、低系统成本和超高功率密度设计
- 多种操作模式可优化线路、负载电流和输出电压范围内的效率
- 完整的可配置参数集，通过 MFIO 引脚轻松配置，实现轻松设计和平台解决方法
- 通过全面的保护功能实现高系统稳健性
- 故障代码在 MFIO 引脚传达，以方便使用

本文档提供了有关控制 IC XDPS2201 的信息，HFB 设计介绍了以下主题：

- HFB 拓扑和工作原理（***第 2 章***）
- HFB 控制 IC XDPS2201（***第 3 章***）
- HFB 功率级设计（***第 4 章***）
- 参数化（***第 5 章***）
- PCB 设计提示（***第 6 章***）
- 其他信息（***第 7 章***）
- 总结（***第 8 章***）
- 参考文献（***第 9 章***）

2 HFB 拓扑和工作原理

2.1 混合反激式拓扑

图 1 显示了 HFB 转换器主级。

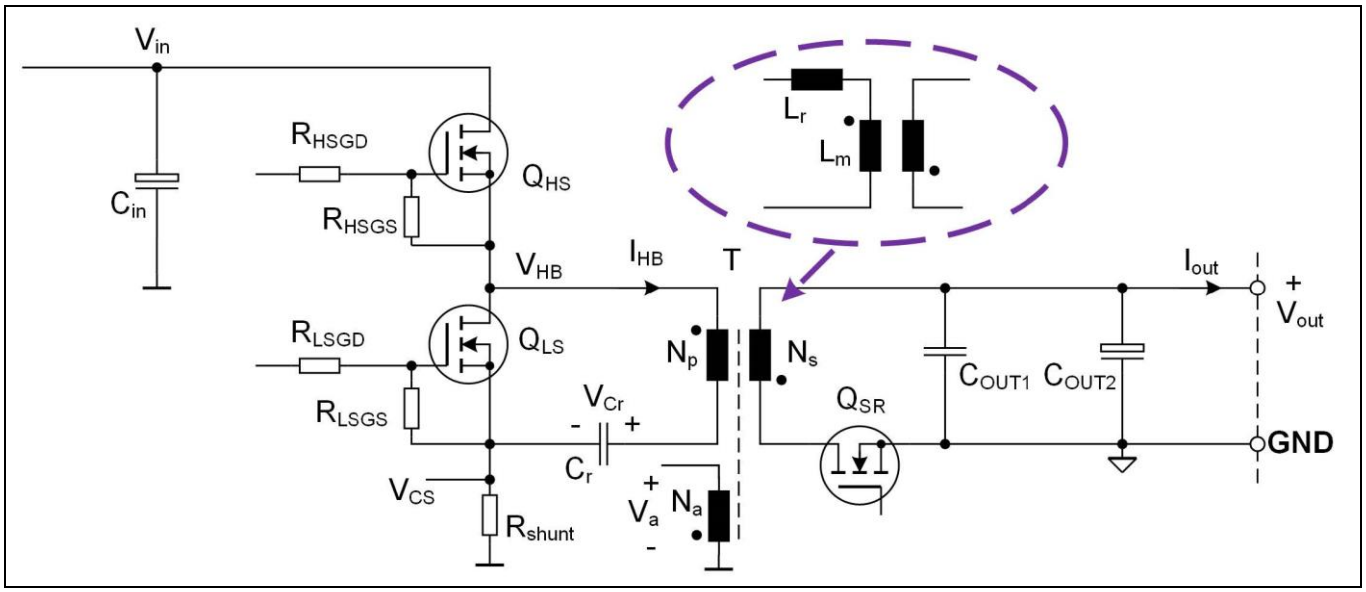


图 1 HFB 主级

HFB 转换器由 HS 开关 (Q_{HS}) 和 LS 开关 (Q_{LS})、变压器 T 和谐振电容器 C_r 中的能量传输元件以及同步整流器 (SR) MOSFET 和输出电容器中的输出级组成。在*图 2* 中，典型的操作波形在连续谐振模式 (CRM) 下在标称输出功率 P_{outnom} 下显示，定义如下：

$$P_{outnom} = V_{outnom} \cdot I_{outnom}$$

等式 1

其中

- V_{outnom} 为最大标称输出电压，
- I_{outnom} 为最大标称输出电流

在 CRM 操作中，初级电感在开关 Q_{HS} (t_{HSon}) 导通期间磁化，并在开关 Q_{LS} (t_{LSon}) 导通期间去磁。根据适当的时间控制，HFB 在两个 MOSFET 的 ZV 导通下运行。LS MOSFET 的 ZV 导通始终可以实现，因为那一刻的电流 i_{HB} 足以迫使 LS MOSFET 的体二极管在 LS MOSFET 导通之前导通。控制器 IC 控制 LS 栅极脉冲宽度以产生足够的负电流，使电压 V_{HB} 在 HS MOSFET 导通之前恢复为电压 V_{in}。通过这种方式，可确保两个 MOSFET 的 ZV 导通，从而无需额外组件即可保证高系统效率。因此，这种 HFB 拓扑非常适合用于具有成本效益和超高功率密度的转换器，如 USB-PD 快速充电器。这种应用的典型应用电路如*图 3* 所示。

2 HFB 拓扑和工作原理关于本文档

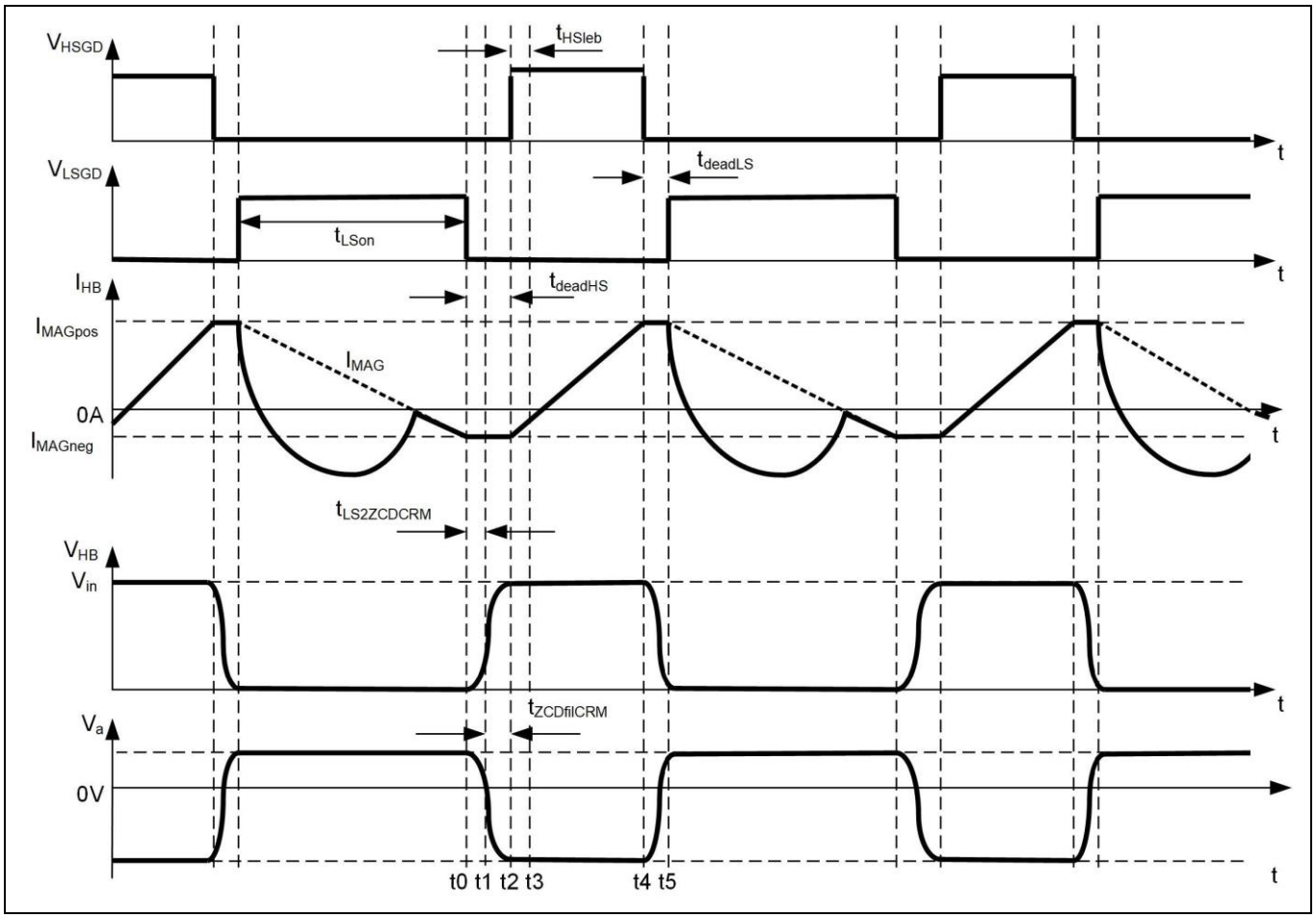


图 2　　CRM 操作中的典型波形

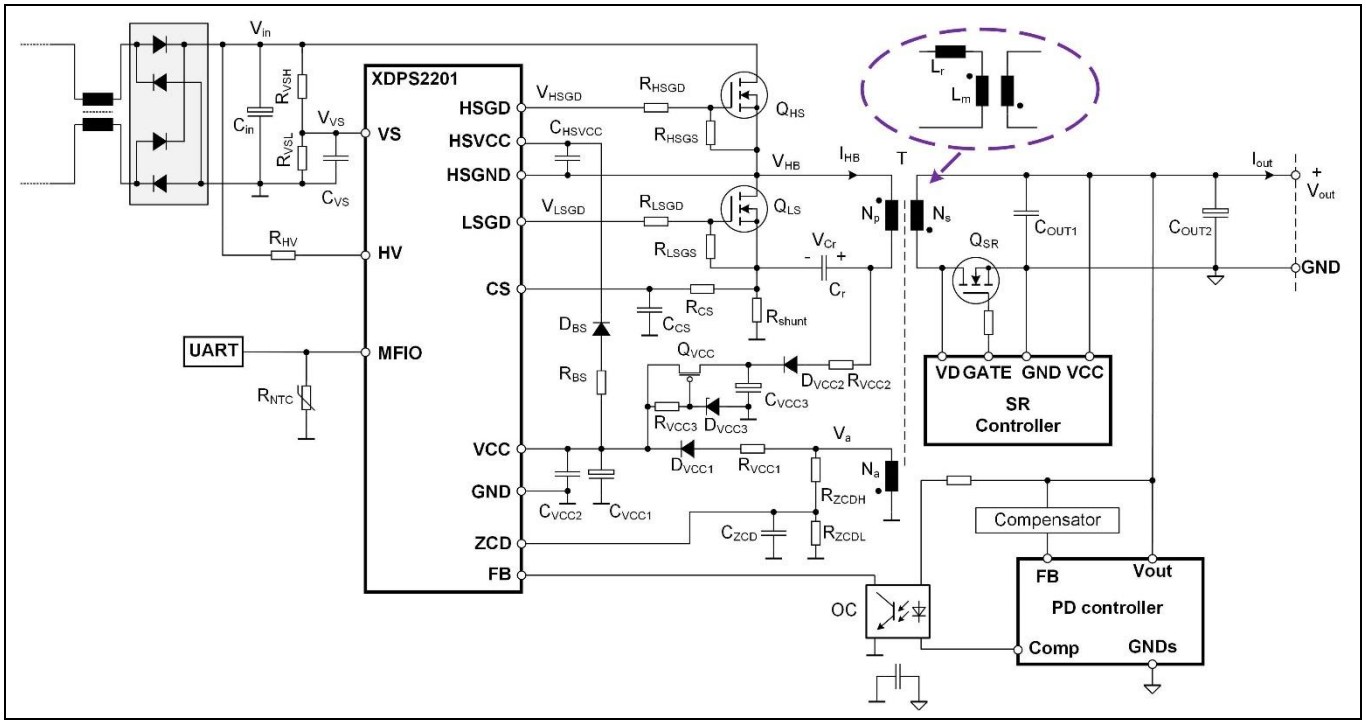


图 3　　USB-PD 应用中的 HFB

在这种应用中，PD 控制器感应输出电压并在 Comp 引脚发送反馈信号。通过光耦合器，在控制器 XDPS2201 的 FB 引脚产生信号 V_{FB}，用于调节输出电压。由于 USB-PD 应用的宽范围输出，控制器 XDPS2201 不能像只有一个输出电压电平的传统反激式那样仅通过辅助绕组 N_a 供电。还需要一个线性稳压器，以便在低输出电压下从谐振电容器产生 VCC 电源电压。

当然，HFB 不仅适用于这种 USB-PD 应用，而且由于性能突出，在传统 SMPS 中同样前景光明。*图 4* 显示了 SMPS 的一个典型应用电路。根据额定输出功率，可能适用 PFC 级，在此不作描述。

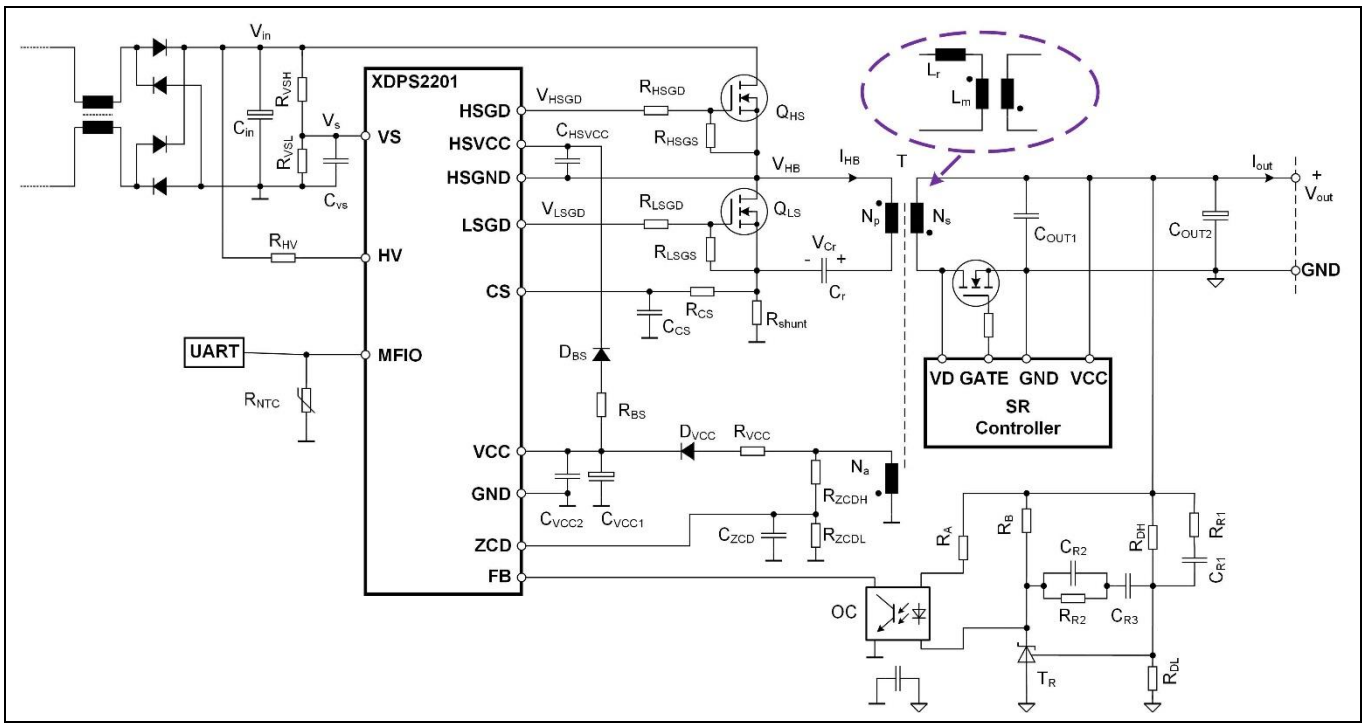


图 4　　传统 SMPS 应用中的 HFB

2.2　　工作原理

为简化分析，我们作出以下假设：

- CRM 操作处于标称负载下
- 已忽略 HS 和 LS 开关导通之前的死区时间 $t_{deadHSCRM}$ 和 t_{deadLS}（*图 2*）
- 纹波远低于谐振电容器两端电压的平均值
- 变压器磁化电感 L_m 远高于漏电感 L_r
- 基于初级磁化电感 L_p 和谐振电容 C_r，HS 开关的导通时间 t_{HSon} 比谐振周期 T_{r2} 短得多（*图 5*）
- 已忽略 SR MOSFET 的导通压降
- 已忽略所有损耗

HFB 的工作原理以及这些假设讨论如下：

- 电压传递函数（*章节 2.2.1*）
- 电流传递函数（*章节 2.2.2*）
- 双谐振周期（*章节 2.2.3*）

2.2.1 电压传递函数

如典型应用波形所示（*图 2*），在稳态操作期间，磁化电感通过电伏秒平衡定律调节，其结果是：

$$(V_{in} - V_{cr}) \cdot D = N \cdot V_{out} \cdot (1 - D)$$

等式 2

其中

- V_{in} 为输入电容器 C_{in} 两端的 HB 输入电压
- V_{cr} 谐振电容器 C_r 两端的平均电压
- D HS MOSFET Q_{HS} 导通时间占空比 $\frac{t_{HSon}}{T}$
- N 变压器匝数比 $\frac{N_p}{N_s}$,
- V_{out} 输出电压

在稳态操作中，HFB 谐振电容器两端的平均电压表示为：

$$V_{cr} = N \cdot V_{out}$$

等式 3

根据这些等式，电压传递函数 k_v 由下式给出：

$$k_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D}{N}$$

等式 4

这表明输出电压由 HS 开关 D 的导通时间占空比控制。

2.2.2 电流传递函数

在 CRM 的稳态操作期间，以下等式有效：

$$T = t_{HSon} + t_{LSon}$$

等式 5

$$t_{LSon} = \frac{(I_{MAGpos} - I_{MAGneg}) \cdot L_p}{N \cdot V_{out}}$$

等式 6

$$P_{in} = V_{in} \cdot \frac{1}{2} \cdot (I_{MAGpos} + I_{MAGneg}) \cdot D$$

等式 7

$$P_{out} = V_{out} \cdot I_{out}$$

等式 8

根据这些等式，输出电流可以表示为：

$$I_{out} = \frac{N}{2} \cdot (I_{MAGpos} + I_{MAGneg})$$

等式 9

该等式显示输出电流 I_{out} 完全取决于初级磁化电感器中的正负峰值电流。

基于电压和电流传递函数，输出电压可以通过峰值电流控制进行稳压，其中反馈信号 V_{FB} 设置正电流 I_{MAGpos} 的峰值。适当的 LS 栅极脉冲控制 HS 开关的 ZV 开关的负电流幅值。

2.2.3 双谐振周期

HFB 在 CRM 中的详细操作间隔在数据表 [2] 中说明，而不同开关时间阶段的等效电路和相关谐振周期在***图 5*** 中说明。

一旦 LS 开关导通，变压器漏电感 L_r 和谐振电容器 C_r 就会建立谐振电路，而整个次级侧电路则会充当与磁化电感并联的电压源，因为 SR MOSFET 二极管正向偏置。磁化电感 L_m 和电容器 C_r 中存储的能量为次级侧电容器充电。这种能量传输一直持续到时间达到周期 T_{r1} 的一半，这主要由谐振电感 L_r 和电容 C_r 定义：

$$T_{r1} = 2\pi\sqrt{L_r \cdot C_r}$$

等式 10

达到 $\frac{T_{r1}}{2}$ 时间后，次级侧整流器反向偏置并阻断，初级侧电路开始谐振，包括主磁化电感 L_m。谐振周期 T_{r2} 如下定义：

$$T_{r2} = 2\pi\sqrt{(L_r + L_m) \cdot C_r} = 2\pi\sqrt{L_p \cdot C_r}$$

等式 11

该等式在开关 Q_{HS} 关断之前一直有效。对于系统设计，必须考虑这两个不同的谐振周期，在***第 4 章***中将对此进行解释。

2 HFB 拓扑和工作原理关于本文档

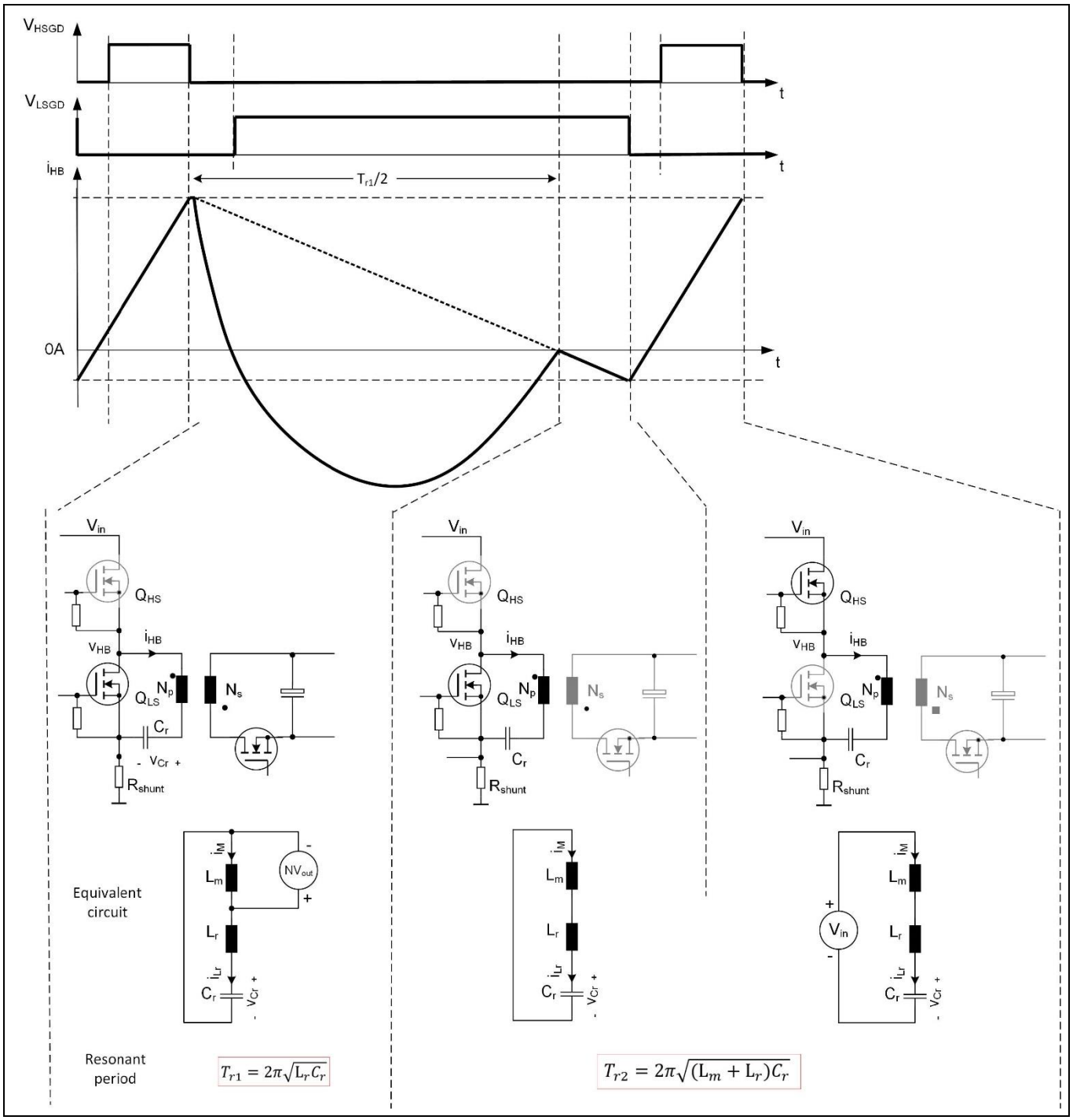


图 5　　不同间隔的等效电路和谐振周期

3 HFB 控制 IC XDPS2201

控制 IC XDPS2201 是 HFB 的数字控制 IC。基本工作原理在以下子章节中说明：

- 引脚配置（*章节 3.1*）
- 峰值电流控制和零电压开启（*章节 3.2*）
- 输出稳压和操作模式（*章节 3.3*）
- 频率抖动（*章节 3.4*）
- 保护（*章节 3.5*）

3.1 引脚配置

引脚配置在*图 6* 和*表 1* 中显示。引脚功能在后文介绍。

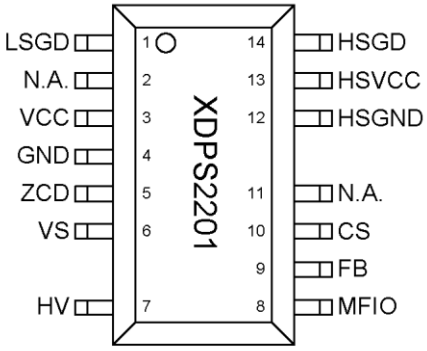


图 6 引脚配置

表 1 引脚定义和功能

符号	引脚	类型	功能
LSGD	1	O	**低侧栅极驱动器** 半桥驱动级的低侧栅极驱动器
不适用	2	—	**不适用** 该引脚内部连接但不使用，应连接至 GND
VCC	3	I	**正电压供应** IC 电源
接地	4	O	**接地** 组合电源和信号接地
ZCD	5	I	**过零检测** *ZCD* 引脚在低侧栅极驱动器关闭后，在跳跃周期和突发模式的暂停阶段用于过零检测。此外，还可以在低侧栅极驱动器开启阶段测量辅助绕组的反射输出电压
VS	6	I	**电压感应** 低漏电输入电压感应引脚，用于控制负磁化和实现保护。*VS* 引脚连接到电阻分压器，用于测量体电压

3 **HFB 控制 IC XDPS2201** 关于本文档

表 1　　引脚定义和功能

符号	引脚	类型	功能
HV	7	I	**高压输入** *高压*引脚通过外部电阻器和 2 个二极管连接到交流线路。内部连接的 600 V 高压启动单元用于初始 VCC 充电
MFIO	8	IO	**多功能输入输出** 该引脚可实现用于参数配置和故障模式报告的 UART 通信。另外还可以测量连接的 NTC
FB	9	I	**反馈** 接收来自光耦合器的反馈控制信号的输入引脚
CS	10	I	**电流感应** 用于在高侧栅极驱动器开启阶段感应电流的输入引脚
不适用	11	—	**不适用** 该引脚内部连接但不使用，应连接至 GND
HSGND	12	O	**高侧接地** 浮动驱动器域的接地参考节点
HSVCC	13	I	**高侧电源** 浮动驱动器域的电源输入
HSGD	14	O	**高侧栅极驱动器** 半桥驱动级的浮动高侧栅极驱动器

3.2　　峰值电流控制和零电压开启

在控制器 XDPS2201 中，对初级电感器电流（正峰值和负峰值）实施峰值电流控制。***图 7*** 显示了正峰值控制方案。

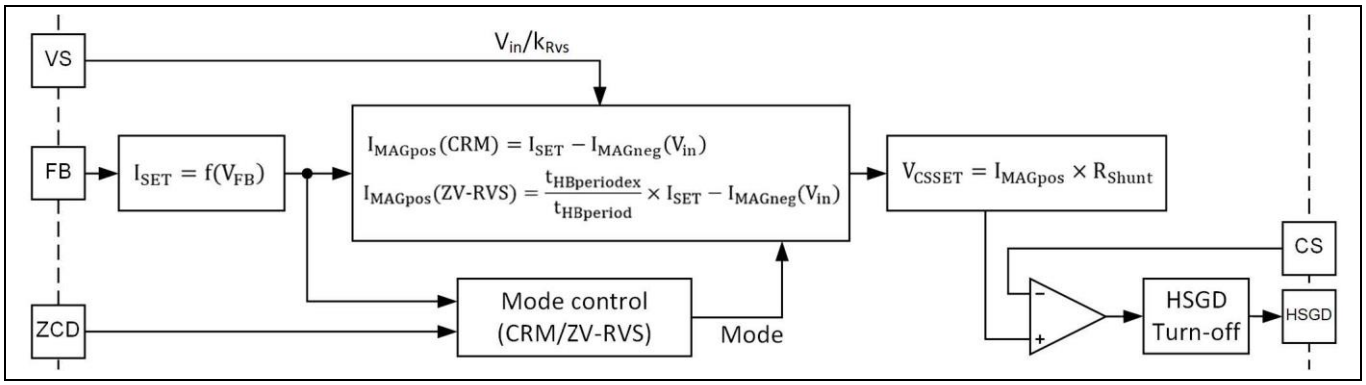


图 7　　正峰值电流设置

控制器根据反馈信号 V_{FB}、总线电压和输出电压电平设置目标峰值电流 I_{MAGpos}。然后计算目标电压 V_{CSSET}，并将其与 CS 引脚的电压 V_{CS} 进行比较。一旦电压 V_{CS} 超过目标值 V_{CSSET}，HS 开关 Q_{HS} 就会关断。这根据用于反馈信号、输入电压和输出电压稳压的输出电压电平定义了 HS 开关 Q_{HS} 的导通时间。

为保证 HS 开关的 ZV 导通，负电流需要一定的幅值。从 HFB 的主级（***图 1***）开始，LS 开关导通期间的负峰值电流无法通过分流电阻器感应到。针对电感器负峰值电流控制，已在控制器 XDPS2201 中实现自适应控制。

LS 开关的导通时间根据参数 t_{TRANS}、电压 V_{in} 以及 $t_{LS2ZCDnom}$ 和 $t_{LS2ZCDmin}$ 的时间设置计算得出。LS 开关关断后，根据测得的时间 $t_{LS2ZCDCRM}$ 调整下一个开关周期的 LS 栅极导通时间，确保 HS 开关 ZV 导通所需的负电流幅值。测得的时间 $t_{LS2ZCDCRM}$ 具有关于负电流幅值的信息：负电流幅值越高，测得的时间 $t_{LS2ZCDCRM}$ 越短。如果测得的时间 $t_{LS2ZCDCRM}$ 长于内部目标时间，则负峰值电流的幅值小于其目标值。在这种情况下，控制器将在下一个周期增加 LS 开关导通时间，反之亦然。通过这种方式，负电流的幅值得以控制在一定水平，以实现 HS 开关的 ZV 导通，并在尽可能低的水平下实现功率传输的高效率。

3.3 输出稳压和操作模式

控制 IC XDPS2201 采用多种操作模式，确保整个输入和输出范围内的高系统效率。

图 2 显示了标称输出条件下 CRM 中的波形。在接近标称输出功率的特定功率范围内，控制器仅修改正峰值电流的幅值进行输出电压稳压。负载水平越低，正电流的幅值越小，HS 开关的导通时间越短，而负峰值电流则根据 HFB 输入电压进行调整。在相同的电压 V_{in} 电平下，因此也在相同的负峰值电流电平下，更轻负载下的开关频率增加，系统效率降低。为避免这种情况，控制器 XDPS2201 会对具有典型开关波形的特定范围内的负载实施首次间歇操作——零电压谐振谷值开关 (ZV-RVS)，如***图 8*** 所示。

在这种操作模式下，一旦正电流的幅值降至低于 $I_{SETCRM2RVS}$ (I_{setnom} • $I_{SETCRM2RVS_perc}$) 的值，LS 开关在 t_{TRANS} 关断后就会增加等待时间 $t_{waitgap}$（***图 9***）。这样可以增加有效开关周期 $t_{HBperex}$ 并提高系统效率。在控制器 XDPS2201 中，增加的时间中断 $t_{waitgap}$ 取决于负载电流。负载电流越低，振铃周期数 N_{RVSval} 越高，因此等待时间 $t_{waitgap}$ 越长。

为了在下一个开关周期内为 HS 开关的 ZV 导通产生所需的负电流幅值，LS 开关在 ZCD 信号上升沿后的 $t_{ZCDrefilRVS}$ 时间导通，其中谷值 N_{RVSval} 在 LS 栅极关断后计数。此 LS 栅极脉冲称为 ZVS 脉冲，脉冲宽度为 t_{ZVS}。SR MOSFET 在 t_{zvs} 期间正向偏置并导通。这会导致能量从转换器的次级侧流向初级侧。反向能量传输对系统效率没有太大影响，因为能量不会作为功率损耗消耗，但它有助于在谐振电容器充电时在磁化电感中建立所需的负电流。

备注：　在实际应用中，t_{zvs} 的最短时间至少应等于或高于 SR 控制器的最短导通时间，以避免 HS 开关和 SR MOSFET 导通重叠。

如果系统在 ZV-RVS 模式下运行时负载电流增加，操作可能会恢复为 CRM，具体取决于负载电压和电流电平。该转换由可编程参数控制：$I_{SETCRM2RVS_perc}$、$I_{SETRVS2CRM_perc}$、$V_{out_CRM2RVS}$ 和 $V_{out_RVS2CRM}$。***图 9*** 显示了不同操作模式的概览。虽然可以通过这些参数设置 CRM 和 ZV-RVS 模式之间的边界，但时间 $t_{waitgap}$ 通过正确数量的 ZC N_{RVSval} 控制，如***图 10*** 所示。

3 HFB 控制 IC XDPS2201 关于本文档

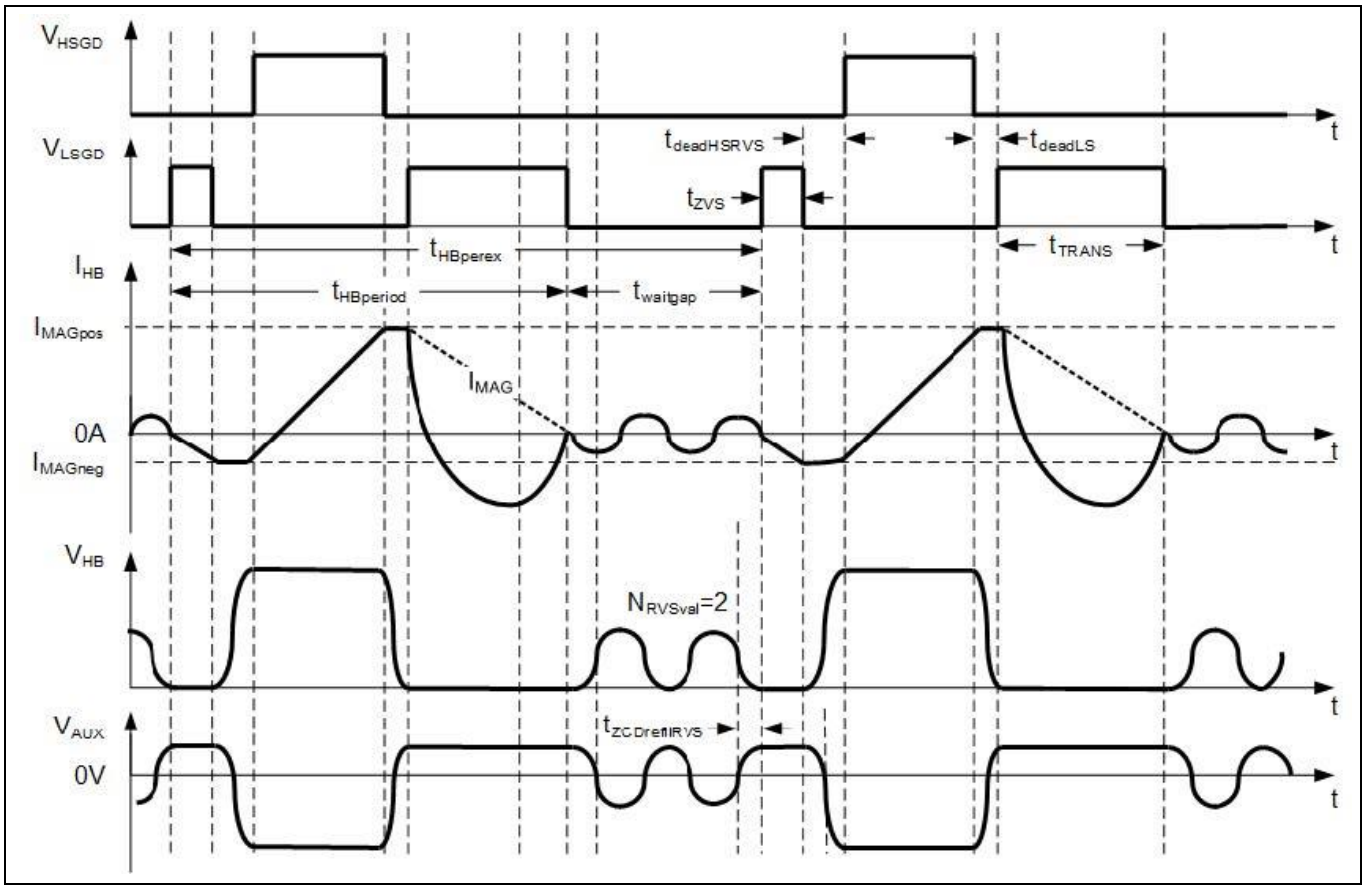


图 8　　间歇操作案例 1 - ZV-RVS

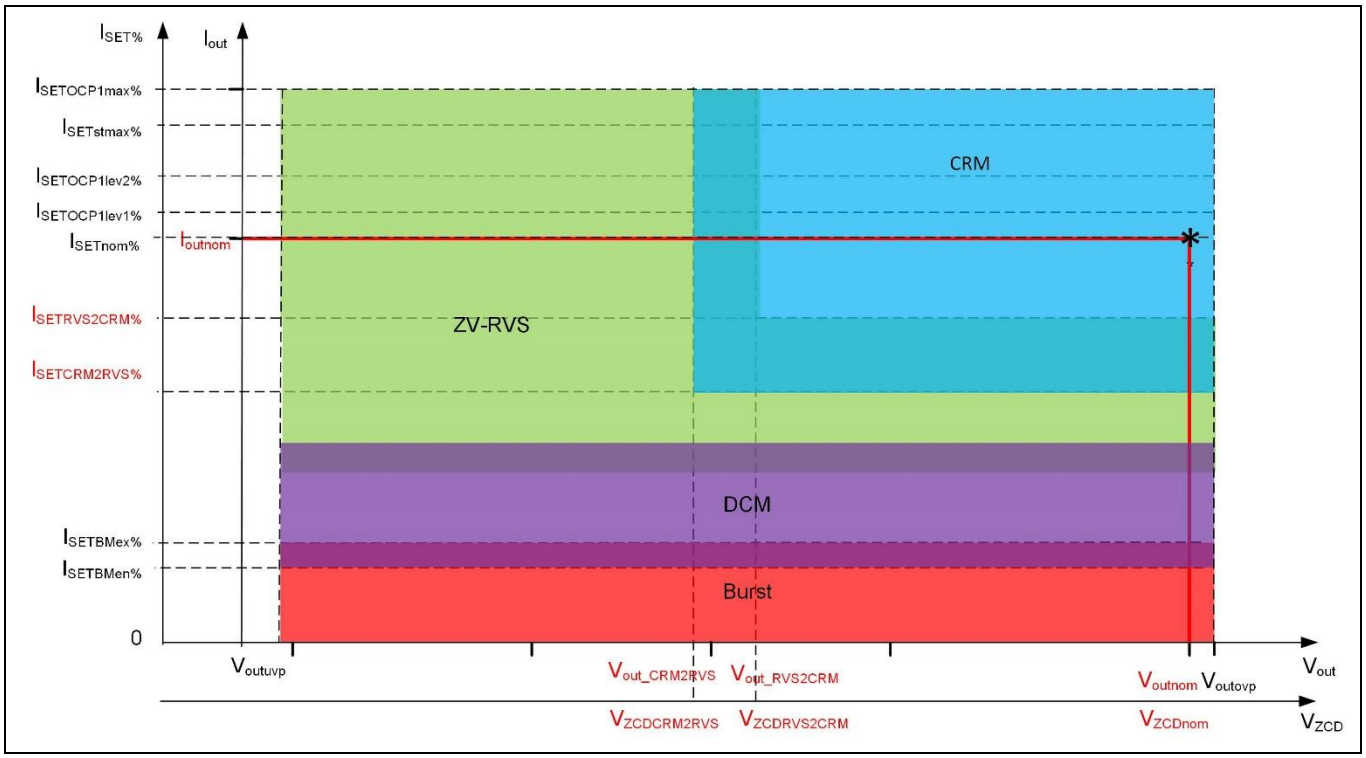


图 9　　操作模式

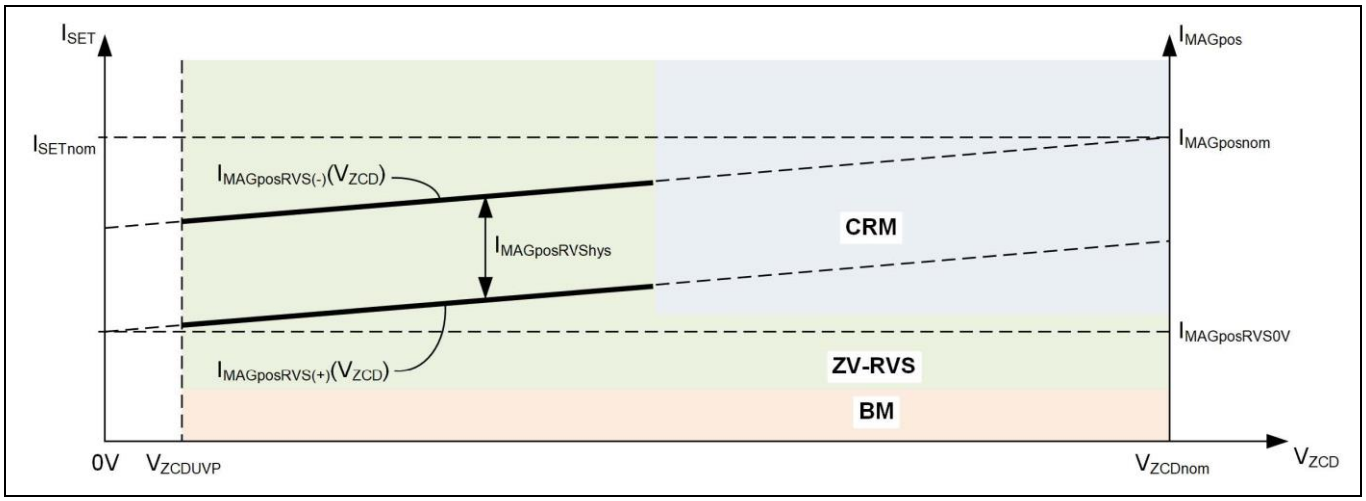


图 10　　ZV-RVS 等待时间控制

在 ZV-RVS 模式下，通过计算 ZC 谷值 N_{RVSval} 的数量实现中断时间 $t_{waitgap}$（*图 8*）。如果设定峰值电流高于设定输出电压电平的阈值 $I_{MAGposRVS}(-)$，则 ZC 谷值 N_{RVSval} 的目标数量将减少 1。另一方面，如果设定峰值电流低于设定输出电压电平的阈值 $I_{MAGposRVS}(+)$，则 ZC 谷值 N_{RVSval} 的目标数量将增加 1。通过下式确定滞后：

$$I_{MAGposRVShys} = \frac{1}{3} \cdot I_{MAGposnom}$$

等式 12

直线 $I_{MAGposRVS(+)}$ 由两个端点（0、$I_{MAGposRVS0V}$）和（V_{ZCDnom}、$I_{MAGposnom}$）确定。$I_{MAGposRVS0V}$ 值可通过参数 $I_{MAGposRVS0V_perc}$ 由 $I_{MAGposnom}$ • $I_{MAGposRVS0V_perc}$ 配置，而 $I_{MAGposnom}$ 值是恒定的。$I_{MAGposRVS}(-)$ 线路与 $I_{MAGposRVShys}$ 滞后一起确定。在实际系统中，$t_{waitgap}$ 时间内的振铃受到抑制，且振幅随时间减小。因此，此振铃的数量 N_{RVSval} 限于可配置的 $N_{RVSvalmax}$，以实现可靠的 ZC 检测。当计数的 ZC 数量达到 $N_{RVSvalmax}$ 的值时，系统可能在通过参数 EN_{DCM} 启用或停用的非连续导通模式 (DCM) 下运行。

就在系统进入 DCM 模式后，系统以略微增加的 125 % $I_{MAGposRVS}(+)$ 峰值电流运行，确保从 ZV-RVS 到 DCM 操作的稳定模式转换实现滞后。负载电流降低时，开关频率会随之下降，但受限于设定的 DCM 最低开关频率 F_{DCMmin}。负载电流进一步降低时，输出电压稳压的峰值电流也随之降低。

如果输出电流进一步下降并达到根据参数 $I_{SETBMen_perc}$，通过 I_{outnom} . $I_{SETBMen_perc}$ 配置的突发进入级别 $I_{outBMen}$，系统将进入另一种间歇操作——突发模式 (BM)，从而进一步降低等效开关频率并改善系统效率。突发模式操作在*图 11* 中说明。

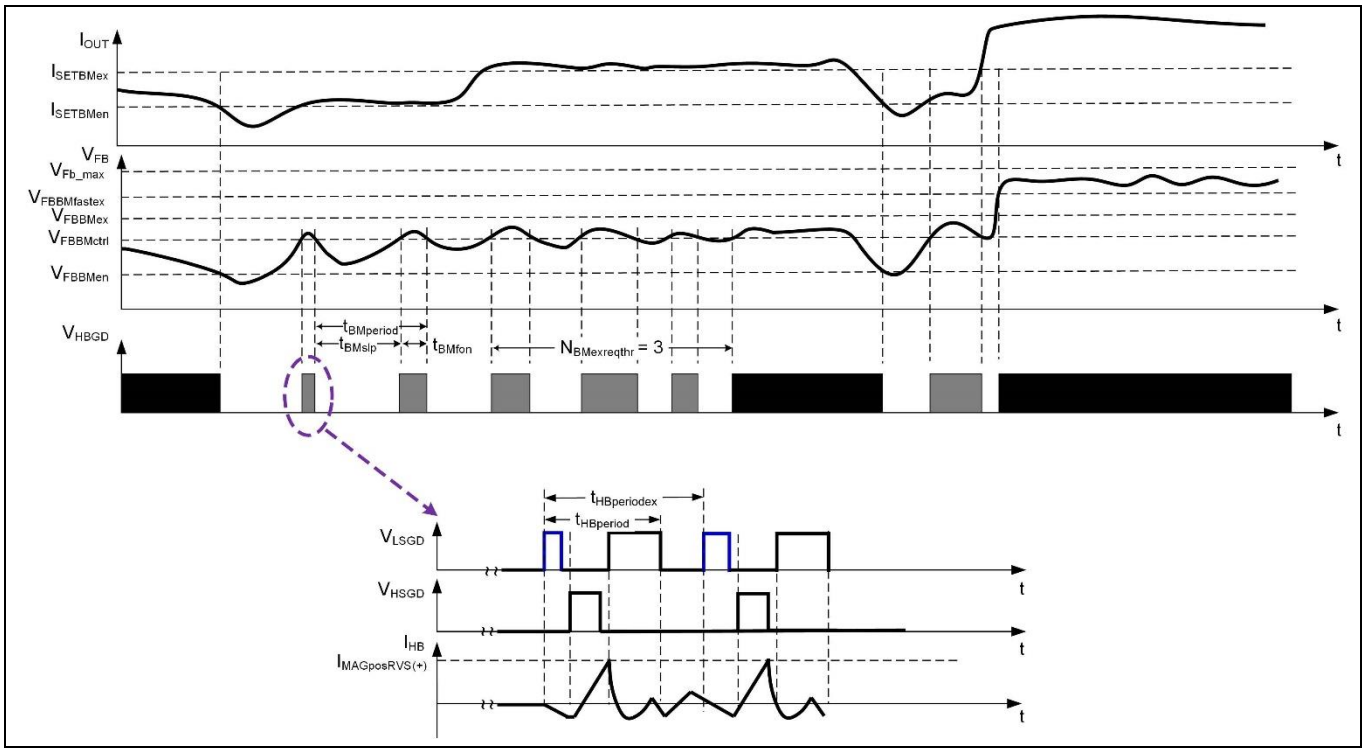


图 11　　间歇操作案例 2 - 突发模式操作

根据参数 $I_{SETBMen_perc}$，得出用于突发进入的 FB 引脚 V_{FBBMen} 的相关电压。一旦电压 V_{FB} 低于 V_{FBBMen} 的值，系统就会进入突发模式操作，从突发中断——突发帧关断时间开始。稍后，当反馈电压上升到阈值 $V_{FBBMctrl}$ 以上时，中断时间结束，下一个突发——突发帧导通时间——开始。在突发帧导通期间，反馈电压下降。当反馈电压下穿阈值 $V_{FBBMctrl}$ 时，下一个突发中断开始。在突发操作期间，峰值电流通过线路 $I_{MAGposRVS(+)}$，根据输出电压电平设定（*图 10*）。

一旦负载功率增加，系统就可能退出突发模式操作。有两种类型的突发退出：快速和慢速突发退出。在负载功率大幅跃升的情况下，反馈电压上升到设定阈值 $V_{FBBMfastex}$ 以上，系统退出突发模式操作，并开始在 CRM 或 ZV-RVS 模式下操作，由 $EN_{BMfastexCRM}$ 控制。这是快速突发退出方案。在另一种情况下，输出功率缓慢增加。在突发模式操作期间，根据峰值电流设定点 $I_{MAGposRVS(+)}$、突发帧导通时间 t_{BMfon} 和突发帧周期 $t_{BMperiod}$ 估算输出电流。一旦估算的输出电流在通过 $N_{BMexreqthr}$ 定义的连续突发周期内高于阈值 $I_{SETBMex}$（可根据参数 $I_{SETBMenx_perc}$，通过 $I_{outnom} \cdot I_{SETBMex_perc}$ 进行配置），系统就会退出突发模式操作。这是慢速突发退出方案。通过这种快速和慢速突发模式退出控制，控制器可确保良好稳压的输出电压和可靠的突发退出转换。

3.4　　频率抖动

开关频率抖动围绕其中心点扩散开关频谱，以达到较低的噪声水平，这有利于 EMI 滤波器设计。

必须满足两个条件才能激活抖动功能：系统处于 CRM 操作中且配置的瞬时输入电压 V_{in_jitter} 上升。每个频率抖动步长 $t_{Jitterstpdel}$ 的持续时间必须远长于调节环路的稳定时间。

3.5　　保护

IC 引脚 MFIO 是 IC 与用于参数化的计算机之间的通信接口。此外，一旦触发保护，就会从该引脚发出错误代码。下表显示了控制 IC 中实现的保护功能、故障代码、反应、评估标准和可能的根本原因。

表 2　　故障代码与保护功能

故障代码	故障	反应	评估标准	可能的根本原因

3 **HFB 控制 IC XDPS2201** 关于本文档

表 2　　故障代码与保护功能

1	慢速 BROWN_OUT 1	立即重启	V_{in} 平均值超过 25.6 ms，低于 $V_{brownout_avg}$[1)]	V_{in} 平均电压过低
2	慢速 BROWN_OUT 2	立即重启	V_{in} 峰值未达到 V_{in_SBOP} 的时间长于 44 ms	V_{in} 值过低超过 44 ms；VS 引脚的电容过高
3	START-UP_TONMAX	自动重启	对于第一个 $\frac{V_{outnom} \cdot N}{v_{VS} \cdot k_{RVS}}$，$t_{HSon} > t_{HSonmax}$ 且 $t_{HSonmax} = 2 \cdot t_{TRANSnom}$ HS 栅极脉冲	分流电阻短路；HS 栅极对 HS GND 短路；HS VCC 过低；CS 引脚或任何 HS 驱动器引脚连接不当
4	START-UP_TIMEOUT	自动重启	由于在 $t_{startto}$ 定义的超时阈值之前 VFB 信号无下降超时，启动失败	输出过载；输出短路；反馈电路或引脚断路
5	START-UP_NO_ZCD	自动重启	在启动时间阶段未检测到 ZCD	输出短路；ZCD 电压或 ZCD 分压器的尺寸错误；辅助绕组极性错误
6	VOUT_OVP	锁存/自动重启	$V_{ZCD} > V_{ZCDOVP}$，输出过压	输出过压；开环；ZCD 分压器分压比错误；ZCD 信号干扰
7	VOUT_UVP	自动重启	正常操作期间 $V_{out} < V_{out_uvp}$	输出过载；ZCD 分压器分压比错误；ZCD 信号干扰
8	OCP1max	自动重启	$I_{OUT} > I_{outnom} \cdot I_{SETOCP1max_perc}$ 的时间长于消隐时间 $t_{OCP1maxbl}$	输出短路；严重过载；FB 引号的信号干扰
9	OCP1lev1	自动重启	$I_{OUT} > I_{outnom} \cdot I_{SETOCP1lev1_perc}$ 的时间长于消隐时间 $t_{OCP1lev1bl}$	功率过大；分流电阻值错误
10	OCP1lev2	自动重启	$I_{OUT} > I_{outnom} \cdot I_{SETOCP1lev2_perc}$ 的时间长于消隐时间 $t_{OCP1lev2bl}$	功率过大；分流电阻值错误

1　FW 中的阈值设定为零 = 此保护已禁用。

3 **HFB 控制 IC XDPS2201** 关于本文档

表 2　　故障代码与保护功能

11	快速输入欠压保护 (VIN_UVP)	立即重启	正常操作期间 $V_{in} < V_{in_FBOp}$	V_{in} 过低；总线电容过小
12	VIN_OVP	自动重启	正常操作期间 $V_{in} > V_{in_OVP}$	V_{in} 过高；V_{VS} 的分压器分压比错误
13	OCP2	锁存	$V_{CS} > V_{CSOCP2}$	HS MOSFET 损坏；变压器初级绕组短路；自举电路的充电电流过高
14	START-UP_VFB_LOW	自动重启	启动前 $V_{FB} < V_{FBBMctrl}$	输出电容已充电；反馈信号错误
15	过载时出现 ZCD_ERROR	自动重启	正常操作期间缺少 ZCD	输出短路；过载；ZCD 信号错误
16	OTP	自动重启并锁存，或仅自动重启	$R_{NTC} < V_{MFIOOTPtrig}$	V_{MFIO} 下拉；过热
17	OTP_START-UP	自动重启	启动期间 $R_{NTC} < V_{MFIOOTPrel}$	启动时 V_{MFIO} 下拉；过热
18	VIN_OO_RANGE	立即重启	$V_{in} < V_{in_FBOP}$ 或 $V_{in} < V_{in_SBOP}$ 或 $V_{in} > V_{in_OVP}$	Vin 过高或过低；V_{VS} 分压器或设置错误
19	看门狗咬合	自动重启或锁存	重置超时	CPU 过载或运行定时

例如，***图 12*** 显示了触发输出过流保护 OCP1max（***图 46***）时 MFIO 上的信号。故障代码以 2 ps 的初始指示脉冲开始。初始脉冲后所有下降沿和上升沿的总数给出故障代码编号，如***表 2*** 所示。为轻松捕获故障代码，示波器触发可设定为*单次触发*，在 3 V 电平下脉冲宽度大于 1.5 µs。

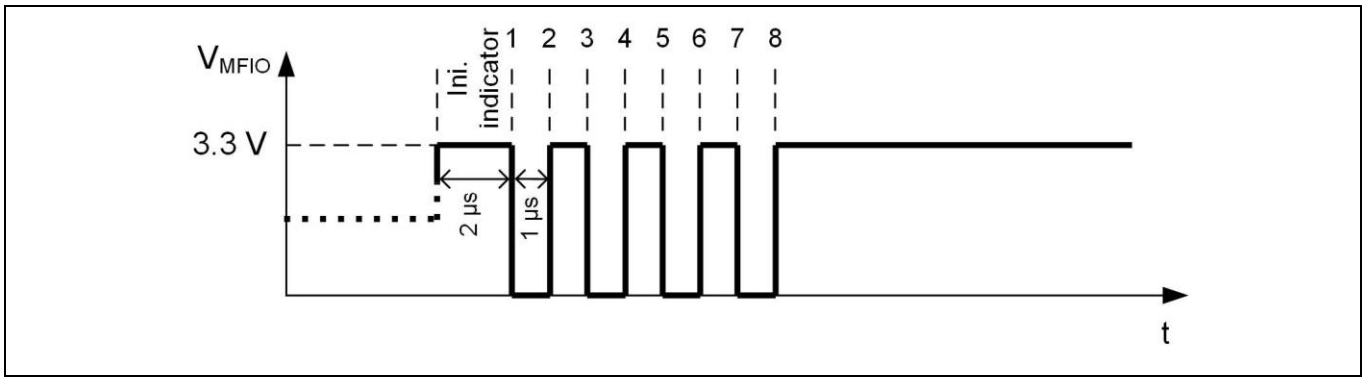


图 12　　触发 OCP1max 时的故障代码

4 HFB 功率级设计

本章重点介绍 HFB 功率转换器的一般设计流程和设计注意事项，包括：

- 关键初始设计参数（*章节 4.1*）
- 变压器关键参数和谐振电容（*章节 4.2*）
- 连接至 IC 引脚的组件（*章节 4.3*）
- 输出稳压器（*章节 4.4*）

4.1 关键初始设计参数

除了前面提到的参数（V_{outnom}、I_{outnom} 和 V_{in_OVP}），还定义了以下参数：

- 最低工作输入电压 V_{in_min}
- 次级侧整流二极管或同步整流器 (SR) MOSFET 的阻断电压，在此为 SR MOSFET V_{DS_SR}
- SR MOSFET 的电压降额系数 k_{VDS_SR}

4.2 变压器关键参数和谐振电容

在此讨论以下主题：

- 变压器关键参数（*章节 4.2.1*）
- 谐振电容器（*章节 4.2.2*）
- 设计限制（*章节 4.2.3*）

4.2.1 变压器关键参数

变压器匝数比 N 的确定

变压器匝数比与 SR MOSFET 阻断电压和开关 Q_{HS} 最大导通时间占空比选择有关。解释如下。

通常，HS 开关导通期间的 SR MOSFET 漏源极电压为：

$$V_{DS_SR_op} = \frac{v_{in} - v_{Cr}}{N} + v_{out}$$

等式 13

在这个等式中，电压 V_{Cr} 和 V_{out} 的值取决于操作条件，例如：

- 冷启动时的初始 LS 脉冲
- 在正常操作期间

HFB 系统操作从 LS 开关的导通开始，以便使 HS MOSFET Q_{HS} 驱动器的电容器 C_{HSVCC} 能够充电。在第一个 LS 栅极脉冲处，谐振电容器放电，其已由 HFB 输入电压通过由开关 Q_{HS} 和 Q_{LS} 的漏源极电容和谐振电容器 C_r 建立的电容分压器进行预充电。如*图 13* 所示。

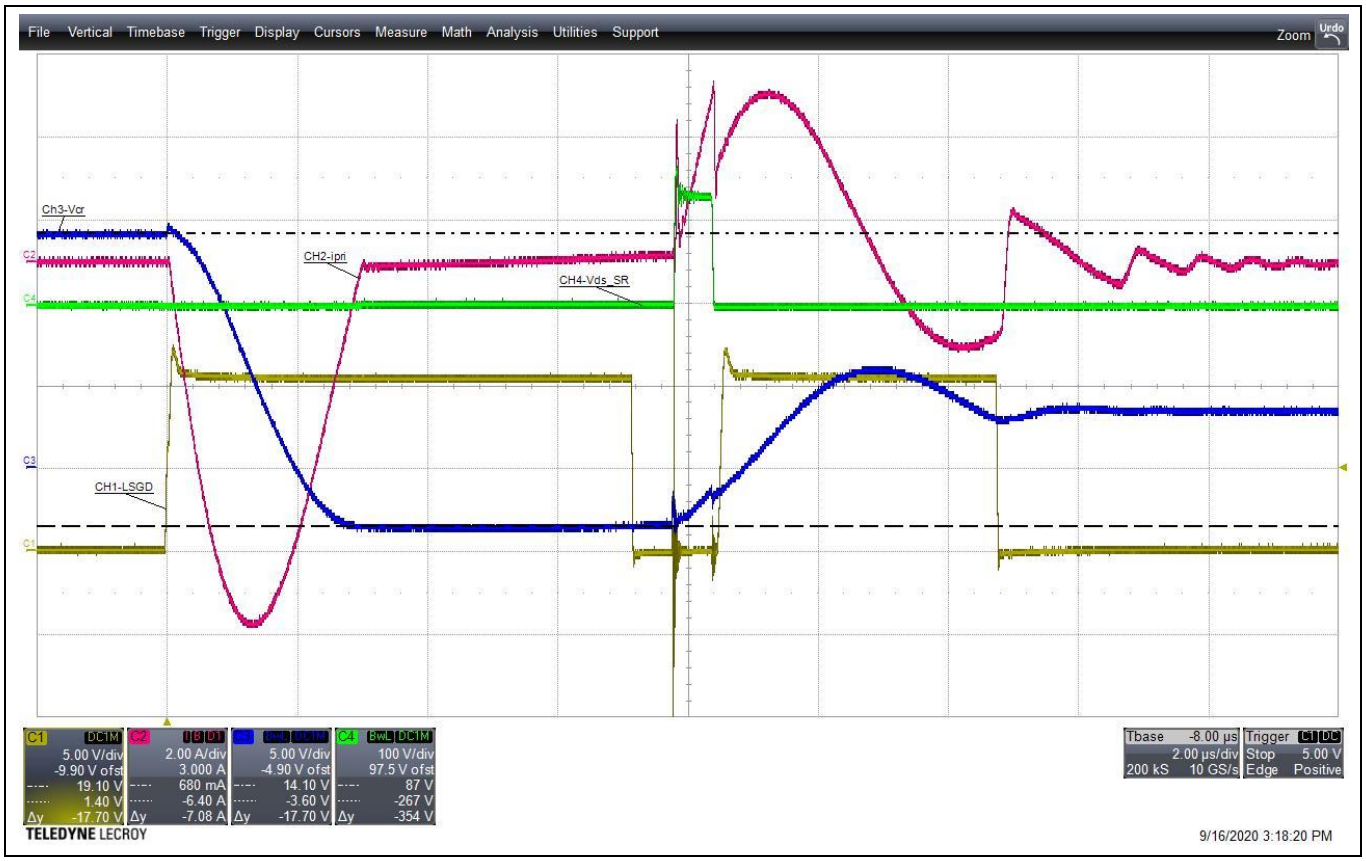


图 13　　冷启动时的电压 VCr

在此，蓝色曲线表示谐振电容器两端的电压，粉红色曲线表示谐振回路电流，绿色曲线表示 SR MOSFET 的漏源极电压。可以看出，在开关 Q_{HS} 导通时，谐振电容器两端的电压约为 -3.6 V。

在正常操作情况下，电压 $V_{ds_SR_op}$ 可以简化，将***等式 3*** 纳入考虑，如：

$$V_{DS_SR_op} = \frac{V_{IN}}{N}$$

等式 14

考虑到这两种情况，过压保护电平 V_{in_OVP} 定义了所需的变压器最小匝数比 N_{min}：

$$N_{min} = \frac{V_{in_OVP}}{V_{DS_SR} \cdot k_{VDS_SR}}$$

等式 15

对于传统的反激式转换器，k_{VDS_SR} 的值通常为 80% 左右。为了确定匝数比 N_{max} 的最大值，必须考虑最低工作总线电压 V_{in_min} 的值和 HS 开关的最大占空比 D_{max}。从伏秒平衡中，可以得出：

$$N_{max} = D_{max} \cdot \frac{V_{in_min}}{V_{outnom}}$$

等 16

在此，N_{max} 取决于 D_{max} 和 V_{in_min} 的值。尽管在***章节 4.2.3*** 中讨论了最大值 D_{max} 对变压器电感比的依赖性，最低工作电压 V_{in_min} 的决定因素仍会在下文中讨论。

对于没有 PFC 级的 AC-DC 转换器，输入电流仅在 AC 半周期 t_{cond} 的部分期间导通，如*图 14* 所示，并可由下式表示：

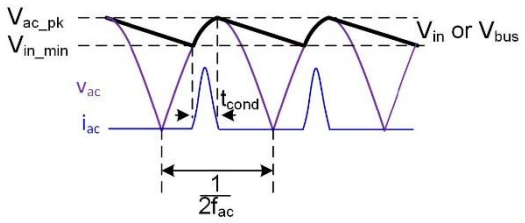


图 14　　AC 输入电流导通期 t_{cond}

$$t_{cond} = \frac{1}{2 \cdot f_{ac}} \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{\sin^{-1}\left(\frac{V_{in_min}}{\sqrt{2} \cdot V_{ac_minRMS}} \right)}{\pi} \right)$$

等式 17

最低电压 V_{in_min} 与诸多因素有关：系统最大输出功率 P_{out_max}、系统效率 η、所选总线电容 C_{in}、最低输入电压 V_{ac_minRMS} 和线路频率 f_{ac}，由以下等式表示。

交流电压半周期内电容器 C_{in} 的能量变化为：

$$\Delta E_{Cin} = \frac{1}{2} \cdot C_{in} \cdot (2 \cdot V_{ac_minRMS}^2 - V_{in_min}^2)$$

等式 18

被输出淹没的能量：

$$\Delta E_{Cin} = \frac{P_{out_max}}{\eta} \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot f_{ac}} - t_{cond} \right)$$

等式 19

基于这些等式，电容 C_{in} 和相关的 V_{in_min} 可以表示为：

$$Cin = \left(\frac{1}{2} + \frac{\sin^{-1}\left(\frac{V_{in_min}}{\sqrt{2} \cdot V_{ac_minRMS}} \right)}{\pi} \right) \cdot \frac{P_{out_cont}}{\eta} \cdot \frac{1}{f_{ac}} \cdot \frac{1}{(2 \cdot V_{ac_minRMS}^2 - V_{in_min}^2)}$$

等式 20

在此，P_{out_cont} 是最大连续输出功率。

确定匝数比的另一个因素是变压器构造，如使用的磁芯、骨架和线材。根据此信息，变压器的理想匝数比可以确定为 N。

变压器电感的确定

在标称输出条件下操作时，HS 开关导通时间占空比 D 为 50%，输入电压 V_{in_OpC1}（OpC1 = 操作条件案例 1，用于区分此条件与其他条件）为：

$$V_{in_OpC1} = 2 \cdot N \cdot V_{outnom}$$

等式 21

根据 HFB 的电流传递函数，正峰值电流为：

$$I_{MAGposnom} = 2 \cdot (1 + I_{MAGnegnom_perc}) \cdot \frac{I_{outnom}}{N}$$

等式 22

在此，参数 $I_{MAGnegnom_perc}$ 是负峰值电流 I_{MAGneg}（*图 2*）与用于开关 Q_{HS} 的 ZV 开关的电流 $2 \cdot \frac{I_{outnom}}{N}$ 的系数，并设定为 15% 作为起点。

磁化电感中的峰峰值电流为：

$$I_{MAGpkpknom} = 2 \cdot (1 + 2 \cdot I_{MAGnegnom_perc}) \cdot \frac{I_{outnom}}{N}$$

等式 23

通过在条件 OpC1 下给出所需的开关频率 f_{des}，通过以下等式计算出 LS 开关的导通时间 t_{LSon_OpC1}：

$$T_{Lson_OpC1} = \frac{1}{f_{des}} \cdot \frac{V_{in_OpC1} - N \cdot V_{outnom}}{V_{in_OpC1}}$$

等式 24

现在，可以根据以下等式计算所需的磁化电感 L_p：

$$L_p = \frac{t_{LSon_OpC1} - N \cdot V_{outnom}}{I_{MAGpkpknom}}$$

等式 25

根据给定的匝数比和磁芯形状确定磁化电感 L_p。可根据磁芯形状和绕组结构估算漏感系数 k_{Lr}。由此可根据以下等式计算漏电感 L_r：

$$L_r = k_{Lr} \cdot L_p$$

等式 26

当然，如果变压器可用，则可以测量该漏电感。

4.2.2 谐振电容器

谐振电容器值的确定

可通过以下等式计算谐振电容 C_r：

$$C_r = \left(\frac{t_{LSon_OpC1}}{\pi}\right)^2 \cdot \frac{1}{L_r}$$

等 27

至此，已介绍主电路的设计流程并计算出主级参数的取值。

4.2.3 设计限制

对于具有成本效益的设计，谐振电容应尽可能低，并使用尽可能少的电容器，以防许多电容器并联而达到特定值。但对于特定的 t_{TRANS} 值，选择 C_r 和 L_r 的值时存在一些设计限制。

开关 Q_{HS} 的最大占空比 D_{max}

图 5 显示了 HFB 转换器中的两个谐振周期。这些谐振周期和峰值电流控制方法为 HS 开关的最大导通时间占空比 D_{max} 设置了限制。

HFB 采用峰值电流控制。通常，开关 Q_{HS} 的导通时间是谐振周期 T_{r2}（*图 15* 中的 t_{HSon}）的一小部分，初级电流在该导通期间 t_{HSon} 几乎呈线性上升。考虑到极端情况，开关 Q_{HS} 可能的最大导通时间 t_{HSon_max} 是峰值电流控制谐振周期 T_{r2} 的 ¼。

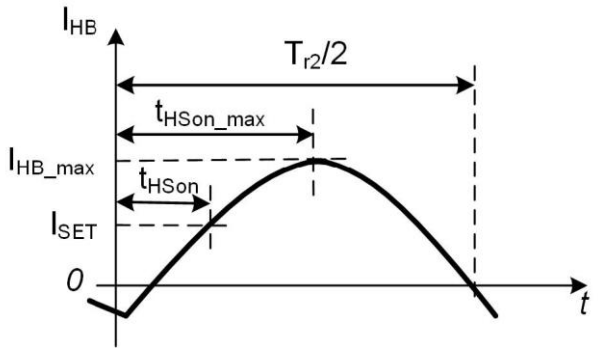


图 15　　HS 导通期间可能的谐振电流和可能的最大 HS 导通时间

$$T_{Hson_max} = \frac{T_{r2}}{4}$$

等式 28

忽略两个开关的死区时间和负电流的时间，完整的开关周期为：

$$T_1 = t_{HSon_max} + \frac{T_{r1}}{2} = \frac{T_{r2}}{4} + \frac{T_{r1}}{2}$$

等式 29

根据这个等式，最大占空比 D_{max} 与变压器电感比的关系为：

$$D_{max} = \frac{\frac{T_{r2}}{4}}{\frac{T_{r2}}{4}+\frac{T_{r1}}{2}}$$

等式 30

运用 *等式 10* 和 *等式 11*，可以得出：

4 **HFB 功率级设计**关于本文档

$$\frac{L_r}{L_p} = \frac{1}{4} \cdot \left(\frac{1}{D_{max}} - 1\right)^2$$

等式 31

根据这个等式，开关 Q_{HS} 的最大占空比 D_{max} 受通过变压器结构和技术定义的变压器电感比 $\frac{L_r}{L_p}$ 限制。D_{max} 为 55%、70% 和 75% 时，比率 $\frac{L_r}{L_p}$ 分别为 16.7%、4.59% 和 2.78%。

备注：　　高 D_{max} 意味着次级侧 RMS 电流高，这对系统效率曲线具有负面影响。

谐振电容 C_r 的选择

USB-PD 应用具有广泛的输出电压范围。对于这种应用，谐振电容器对工作电压的依赖性较小，例如薄膜电容器。对于具有成本效益和超高功率密度的设计，谐振电容器值必须尽可能低。然而，使用小谐振电容存在一些物理限制。这一点已根据 CRM 操作的仿真波形进行了讨论，如*图 16* 所示。

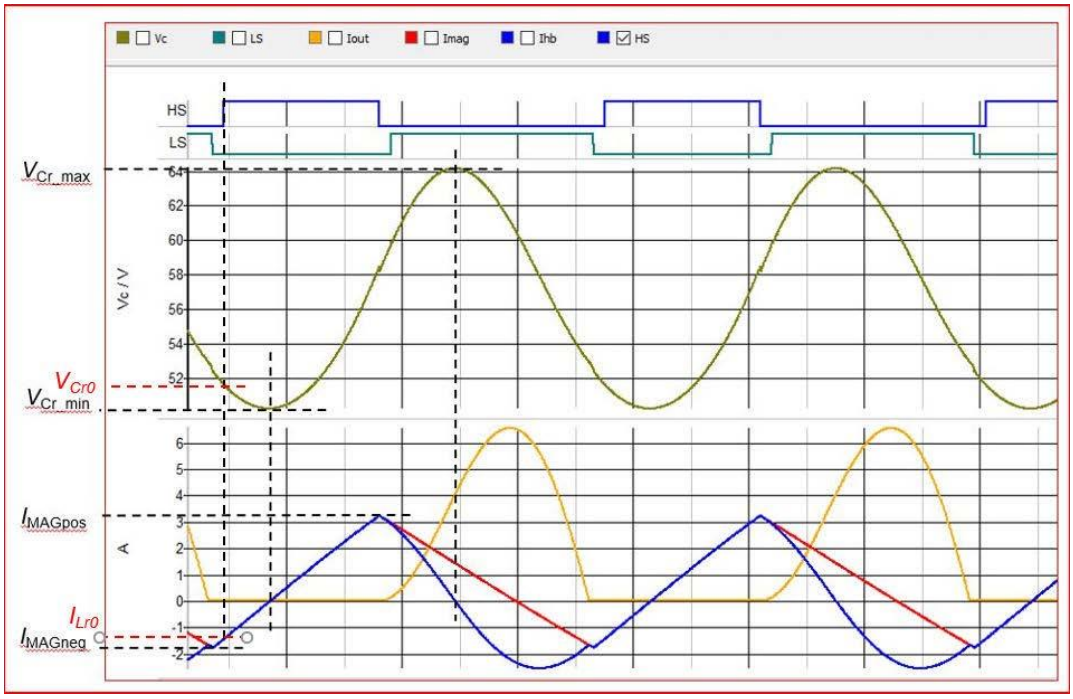


图 16　　每次仿真的关键波形

在开关 Q_{HS} 导通期间，通过变压器初级绕组的电流（底部蓝色曲线）可如下表示：

$$i_{Lp}(t) = i_{Lr0} \cdot \cos(w_{r2}t) + \frac{V_{in} - V_{Cr0}}{Z_{r2}} \cdot \sin(w_{r2}t)$$

等式 32

谐振电容器两端的电压（黄色曲线）为：

$$U_{Cr}(t) = V_{in} - (V_{in} - V_{Cr0}) \cdot \cos(w_{r2}t) + Z_{r2} \cdot i_{Lr0} \cdot \sin(w_{r2}t)$$

等式 33

其中

$$w_{r2} = \frac{2\pi}{T_{r2}}$$

等式 34

$$Z_{r2} = \sqrt{\frac{L_P}{c_r}}$$

等式 35

根据这些等式，可实现的最大初级侧电流受参数 Z_{r2} 限制。保持 L_p 和 V_{in} 恒定，电容 C_r 越低，最大峰值电流越小，可提供的功率越小。因此，对于特定的最大可传送功率，电容 C_r 是有限的。此外，通过使用小电容 C_r，电压 V_{in_min} 在特定峰值电流下必须增加，这需要更高的电容器 C_{in} 值。由于大小限制，这可能非常关键。另外，电容 C_r 越低，谐振电容器 C_r 两端的电压纹波越高。因此，谐振电容器 C_r 需要更高的额定电压。这会导致成本升高，与通过更小的电容 C_r 降低系统成本的初衷相悖。

对于系统的优化，建议遵循提供的设计流程，并根据该设计和测量结果优化系统。

4.3 连接至 IC 引脚的组件

以*图 3* 中所示的电路图为例，介绍了连接至 IC 引脚的组件的设计。

4.3.1 CS 引脚：分流电阻器

通过 CS 引脚 ($V_{CSOCP1max}$) 的峰值电流控制的最大值通常为 0.437 V。分流值由下式给出：

$$R_{shunt} = \frac{V_{CSOCP1max} \cdot I_{setnom_perc}}{\frac{2 \cdot I_{outnom}}{N}}$$

等式 36

I_{setnom_perc} 设定为 50%，以获得良好的超功率能力。

对于演示板上的分流电阻，其值必须接近这个计算值。一旦确定了分流电阻器的值，就可以通过下面的等式计算最坏情况下的峰值电流：

$$I_{HB_pk_wc} = \frac{V_{CSOCO2}}{R_{shunt}} + \frac{V_{in_OVP} - N \cdot V_{outnom}}{L_p} \cdot t_{CSOCP2pd}$$

等式 37

其中，等式的第二部分来自 HS 开关关断时的传播延迟。

4.3.2 VS 引脚：分压器

VS 引脚用于通过电阻器 R_{VSH} 和 R_{VSL} 的分压器感应 HFB 输入电压 V_{in}。以下是选择这些电阻值的三个主要因素：

- 引脚 VS 的测量范围
- 引脚漏电流
- 这些电阻器的功率损耗

相应地，分压电阻器需要满足以下条件：

$$k_{R_VS} = \frac{R_{VSL}}{R_{VSL}+R_{VSH}} \leqslant \frac{V_{VSmax}}{V_{in_max}}$$

等式 38

$$\frac{V_{in_min}}{R_{VSL}+R_{VSH}} \geqslant k_{I_vs} \cdot I_{VSIkmax}$$

等式 39

其中

- V_{VSmax} 为 VS 引脚的最高可测量电压
- V_{in_max} 为最高总线电压
- $I_{VSIkmax}$ 为 VS 引脚最大漏电流，
- K_{I_vs} 为通过分压电阻器的电流与引脚漏电流的比率，通常为 10

一旦满足这些要求，电阻值必须尽可能高，才能尽量减少这些电阻器的功率损耗。

对于该引脚，可能需要电容较小的电容器过滤开关噪声。它通常高达数百 pF，而大电容会导致更大的时间延迟，因此，在可能会触发快速输入欠压保护的交流电谷值下，信号 V_{VS} 值较低。

4.3.3 辅助绕组匝数比和分压器

通常情况下，辅助绕组电压 V_a 用于为控制 IC 和 ZCD 供电。在控制器 XDPS2201 中，该电压还额外用于输出电压电平测量。为了正确测量输出电压，必须正确设计辅助绕组 N_a 与次级侧绕组 N_S ($\frac{N_a}{N_s}$) 的匝数比值和电阻分压器分压比 $\frac{R_{ZCDL}}{R_{ZCDH}+R_{ZCDL}}$ 值。

对于匝数比 $\frac{N_a}{N_s}$，主要因素是最大输出电压电平 V_{out_OVP} 和 IC 最大工作电压 V_{VCCmax}。该匝数比 $\frac{N_a}{N_s}$ 必须满足以下要求，而其值应尽可能高：

$$\frac{N_a}{N_s} \leqslant \frac{V_{VCCmax}}{V_{out_OVP}}$$

等式 40

一旦确定该匝数比，即可根据以下条件计算分压器分压比：

- 输出过压电平设置 V_{out_OVP}
- 引脚漏电流

该 IC 通过将开关 Q_{LS} 导通期间 ZCD 引脚的电压与固定的过压保护阈值 V_{ZCDOVP} 进行比较来提供输出过压保护。基于这个因素，ZCD 引脚电阻的分压器分压比由下式定义：

$$kRzcd = \frac{R_{ZCDL}}{R_{ZCDL}+R_{ZCDH}} = \frac{V_{ZCDOVP}}{V_{out_OVP}} \cdot \frac{N_S}{N_a}$$

等式 41

如果满足该电阻比，可以通过将引脚漏电流纳入考虑进一步计算电阻值。要最大限度减小测量输出电压误差，需要通过分压器电阻器的电流最小，正如 VS 引脚的分压器电阻器一样。

备注：　数据表中给出的 ZCD 引脚漏电流为钳位电流，远高于 ZCD 引脚电压较低时用于 ZC 检测和输出电压测量的漏电流。以该漏电流作为设计参考，通过电阻分压器的电流与漏电流的系数无需像平常那么高，例

如 VS 引脚分压器的系数 10，而是 2 或 3 的系数就已足够。

已尽量降低开关噪声的 ZCD 信号可能需要电容器 C_{ZCD}。但其电容必须尽可能低，以尽量减小 ZCD 信号相比电压 V_{HB} 的时间延迟。出于与 ZCD 信号的低时间延迟相同的原因，电阻分压器的值不应太高，因为这些电阻器中的功率损耗通常不构成问题。

对于宽输出电压范围和在谐振回路中使用陶瓷电容器的应用，谐振电容往往根据输出电压而变化。如果参数 $t_{TRANSRVS0V_perc}$ 没有很好地补偿这种依赖性，并且开关 Q_{LS} 的导通时间短于低输出电压下的 $\frac{T_{r1}}{2}$，ZCD 信号会出现毛刺，ZC 检测会受到干扰。这种干扰只能通过参数 $t_{TransRVS0V_perc}$ 的适当值，而不能通过更大的 C_{ZCD} 解决。

4.3.4 高压引脚：HV 电阻

高压引脚具有外部电阻器，用于限制 VCC 充电期间 IC 内部的功率损耗。电阻值主要受电容器 C_{VCC} 充电时间的限制，如下所示：

$$RHV \leqslant \frac{V_{in_min} \cdot t_{VCC_changeup}}{C_{VCC} \cdot V_{VCCon}}$$

等式 42

其中，$t_{VCC_chargeup}$ 是将 VCC 电容器充电至 IC VCC 开启阈值 V_{VCCon} 的目标时间。以下是连接高压引脚电阻器进行 VCC 充电的两个选项：

- 连接至输入电容器 C_{in}，如***图 3*** 所示
- 通过两个高压二极管连接至电源端子的交流线和零线，如数据表所示

这两种选项均有各自的优点和缺点。第一种选项不需要高压二极管，因此更具成本效益。但系统解除锁存需要的时间比第二种选项更长，因为只有在电容器 C_{in} 放电到低于 $V_{VCC-UVLO}$ 电平后才可解除锁存。实际解除锁存时间取决于 C_{in} 的值和瞬时输入电压 V_{in}。C_{in} 和 V_{in} 的值越高，解除锁存时间越长。

4.3.5 FB 引脚：滤波电容器

FB 引脚具有内部上拉电阻器 R_{FBpu}。在应用中，该引脚连接到反馈光耦合器，而小电容 C_{FB} 则有助于过滤高频开关噪声，从而实现稳定运行。通常，该电容器的值为 100 pF 左右。

4.3.6 FMIO 引脚：外部热敏电阻器

以下是通过 MFIO 引脚集成的三项功能：

- 用于参数化的 UART 通信
- 使用外部 NTC 电阻器的外部温度检测
- 用于调试目的的故障代码输出

对于 UART 通信，必要的硬件和软件在***章节 5.1*** 和***章节 5.2*** 中介绍。

MFIO 引脚具有内部电阻器 R_{MFIOpu}。控制 IC 配合外部 NTC 电阻器，通过测量 MFIO 引脚的电压电平和间接测量 NTC 电阻来检查 NTC 温度，并将其与过热保护 (OTP) 触发和释放阈值 $R_{MFIOOTPtrig}$ 和 $R_{MFIOOTPrel}$ 进行比较，以实现 OTP 保护。

备注：　在 MFIO 引脚开路的情况下，引脚被内部电阻上拉到参考电压 V_{REF}，该电压远高于默认的等效 OTP 触发电压阈值，并且 OTP 被禁用。

此外，如果触发保护，该引脚用于故障代码输出。有关故障代码的详细信息在***章节 3.5*** 中讨论。

4.3.7 LSGD 和 HSGD：栅极电阻和自举电路

半桥配置的驱动器集成在 IC 内部。对于典型的 USB-PD 应用（*图 3*）和低于数百瓦的其他 SMPS（*图 4*），出于热量考虑（R_{HSGD} 和 R_{LSGD}），驱动器输出只需一个约 10 Ω 的电阻器即可连接到每个 MOSFET，而 MOSFET 栅极和源极（R_{HSGS} 和 R_{LSGS}）之间照常需要约 10 kΩ 的电阻器。

HS 驱动器需要一个自举电路。自举电路 (R_{BS}) 中的电阻器不应过小。否则，它可能因流经分流电阻器的充电电流过高而误触发保护 OCP2。相反，非常高的电阻会导致 HS 驱动器电容器无效充电。通常情况下，使用 2 至 5.1 Ω 的电阻，对于 HS 栅极驱动器 (C_{HSVCC})，约 100 nF 的电容器就会满足应用。

4.3.8 VCC 电源：VCC 电容器

以下是 VCC 电源三种可能的来源：

- 启动单元，主要用于冷启动时和保护期间的 VCC 充电
- 在相对较高的输出电压下运行期间的辅助绕组
- 低输出电压下的谐振电容器

正常操作（包括突发模式操作）期间的 VCC 电源应由辅助绕组和谐振电容器产生。在突发模式操作期间可能会开启启动单元以维持 VCC 电压，以防 VCC 电容器电压在非常长的突发中断期间降至电平 $V_{VCCslpHVon}$ 以下。然而，在突发模式操作期间应避免启动单元的这种开启，以便在轻负载条件下保持高系统效率。为此，相对较高的 VCC 电容值有助于连接到 VCC 引脚的电容器 C_{VCC1} 或缓冲电容器 C_{VCC3}，如*图 3* 所示。

对于 VCC 电容，其总值主要取决于 VCC 充电时间、系统启动时间要求和突发中断时间。对于较长的突发中断时间，该电容器的值必须高。通常情况下，47 到 100 pF 之间的值应满足大部分应用情况。

4.4 输出稳压器

HFB 通过具有宽带宽的反馈信号支持快速线路和负载响应。这需要 III 型（*图 17*）或类似的补偿器。这种补偿器的特性和参数设计在文献 [3] 中进行了详细解释。对于 USB-PD 应用，HFB 控制器根据速度或输出纹波对电压稳压的反馈信号作出反应，而输出电压偏移或精度则由次级侧 PD 器件控制。

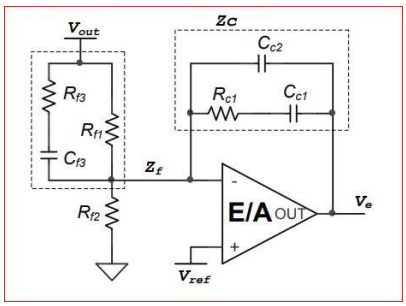


图 17 III 型补偿器

5 参数化

控制器 IC 提供灵活的参数配置，以方便使用。参数配置需要特定的辅助软件和硬件。这些说明如下：

- 所需硬件（*章节 5.1*）
- .dp version 工具（*章节 5.2*）
- 可配置参数（*章节 5.3*）

5.1 所需硬件

要与控制 IC 通信，需要使用 dp 接口板 Gen 2，如*图 18* 所示。



图 18 dp 接口板

dp 接口板通过板左侧的 mini-B USB 端口连接到计算机。与计算机成功通信后，LED USB 亮起。在接口板右端，可使用 8 针连接器与控制 IC XDPS2201（*图 19*）通信，其中 VCC、Comm 和 GND 引脚必须分别连接到 IC VCC、MFIO 和接地脚。



图 19 连接到目标控制 IC 的 8 针连接器

备注： *与计算机和应用 IC 的连接电缆都必须尽可能短。例如，连接到计算机的 USB 线缆不得超过 1 m，以免沿该电缆出现电压降，这对于将参数刻录到控制 IC XDPS2201 至关重要。*

接口板需要 2.5 (dpIfGen2_V2.5.0_2017_6_27) 或更高的固件版本才能与控制 IC XDPS2201 通信。可在 **Tools\DpifGen2 firmware update** 下的 .dp version 工具中对此进行验证。

5.2 .dp vision 工具

本章提供有关 .dp version 工具、测试和刻录配置集的程序以及 .csv 文件的信息。

5.2.1 .dp vision GUI

除了 dp 接口板，还需要 .dp version 工具。为支持控制 IC XDPS2201，需要使用 .dp version 版本 2.1.0.0 或更高版本。该工具的图形用户界面 (GUI) 如*图 20* 所示。

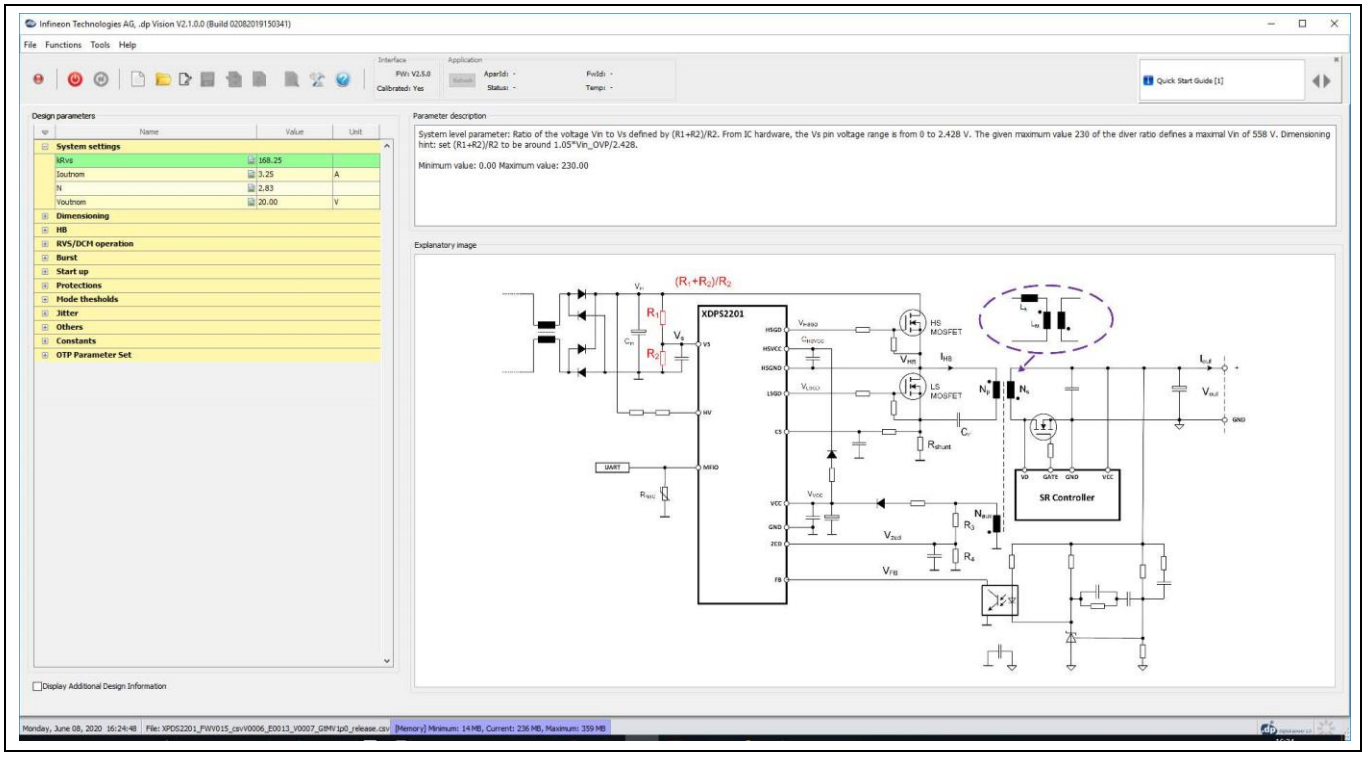


图 20 .dp vision GUI

.dp version 的版本号在 GUI 的左上角显示。通过命令图标可以快速访问功能，也可以通过主窗口顶部的命令访问功能。对于参数，可使用三个子窗口：设计参数、参数说明和解释图。这些窗口的使用简单易懂，而有关 .dp version 的用户手册可在**帮助**菜单下找到。一旦成功加载 .csv 文件，加载的 .csv 文件名就会在 GUI 的左下角显示。

备注： *如果安装包中不包含解释图，则必须将包含所有图像的 zip 文件解压并保存到 .dp version 下的* ***images*** *文件夹中，如*图 21 *所示。* ***Infineon Technologies AG*** *文件夹可在* ***user folder*** *窗口下找到。*

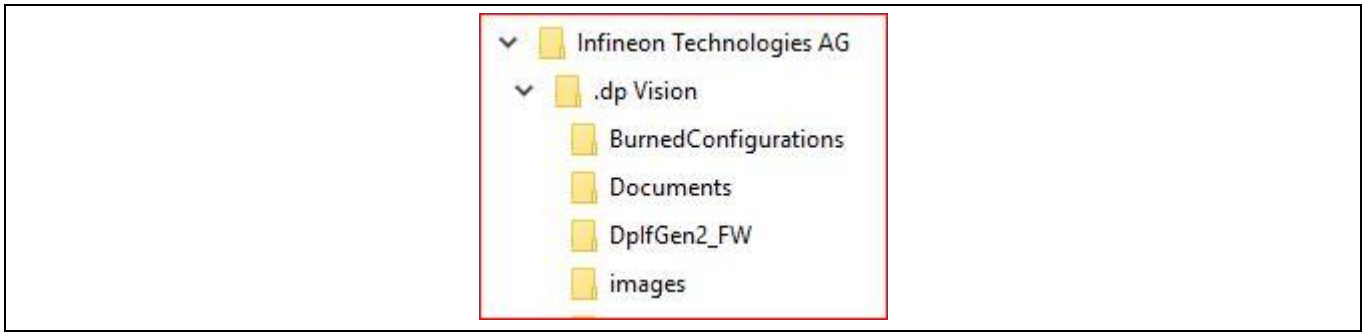


图 21 Images 文件夹

.dp vision GUI 左下角具有复选框“**显示额外设计信息**”。一旦选中，就会显示一些衍生参数，这些参数具有系统设置的重要信息，如“系统设置”组中的分流电阻 R_{shunt}。

5.2.2 参数值更改

在 .dp version GUI 中可以更改所有输入参数的值。在更改值时，强烈建议阅读该参数及其限制的说明。一旦按回车键确认参数值更改，.dp version 就会检查参数值的合理性。如果输入值违反任何限制，.dp version 会将该值变为红色，发出警告声音，然后在右上角的子窗口中显示错误（*图 22*）。如果一个参数值与其他参数相关，则该参数的更改可能导致其他参数值无效。在保存配置、测试或刻录配置集之前必须纠正无效值。

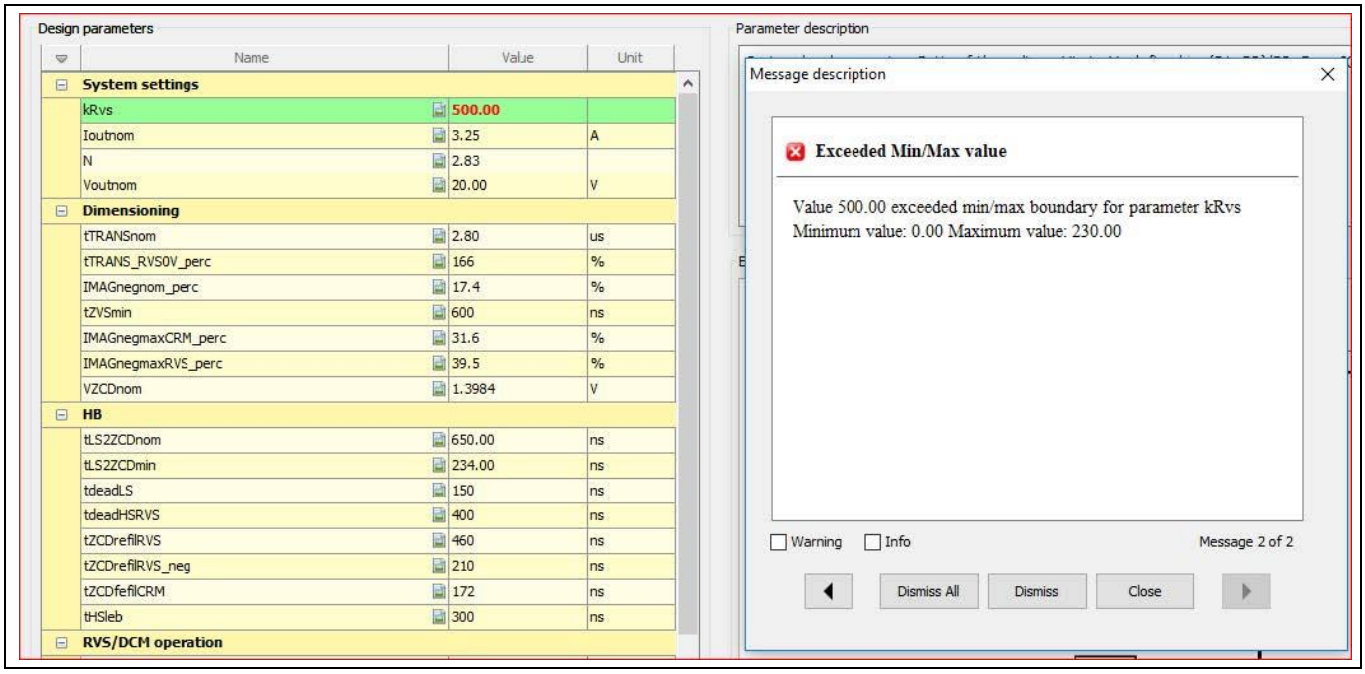


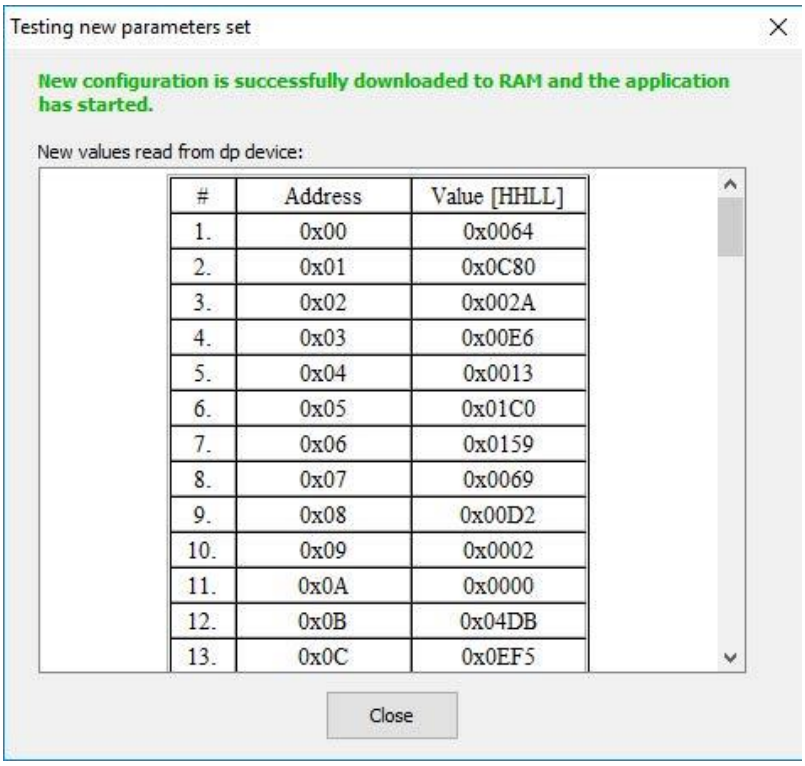
图 22 来自 .dp vision 的错误消息

5.2.3 测试配置集的程序

根据应用，默认参数值集可能需要一些微调以获得更好的性能。在调试新参数集时，利用 .dp version，无需将参数集刻录到控制 IC 的存储单元即可对其进行测试。这就是**测试配置集**功能，需要执行以下后续步骤：

1. 加载 .csv 文件
2. 正确设置值
3. 保存 .csv 文件
4. 打开设备电源
5. 开启交流电源
6. **测试配置集**

完成这些步骤后，将显示以下消息窗口（*图 23*），同时应用程序将使用新配置的参数集自动启动。



#	Address	Value [HHLL]
1.	0x00	0x0064
2.	0x01	0x0C80
3.	0x02	0x002A
4.	0x03	0x00E6
5.	0x04	0x0013
6.	0x05	0x01C0
7.	0x06	0x0159
8.	0x07	0x0069
9.	0x08	0x00D2
10.	0x09	0x0002
11.	0x0A	0x0000
12.	0x0B	0x04DB
13.	0x0C	0x0EF5

图 23　　测试配置集的消息

*备注：　　如果在第 5 步“开启交流电源”之前执行了第 6 步**“测试配置集”**，则使用最新存储的参数集而非新配置的参数集。*

图 23 中的消息仅显示了受影响的固件应用程序参数 (APARAM)：地址和相应值，但不显示原始输入参数。事实上，输入参数值必须根据加载的 .csv 文件进行计算，转换为定义的格式并由 .dp version 工具分别按照正确的顺序排列。只有这样，控制 IC 才能接收到 APARAM 值并相应地运行。

5.2.4　　刻录配置集的程序

参数集经过测试并固定后，可以将参数刻录到内存单元中，以免通过**测试配置集**重复上述步骤。单击**刻录配置集**图标，将显示以下消息窗口：

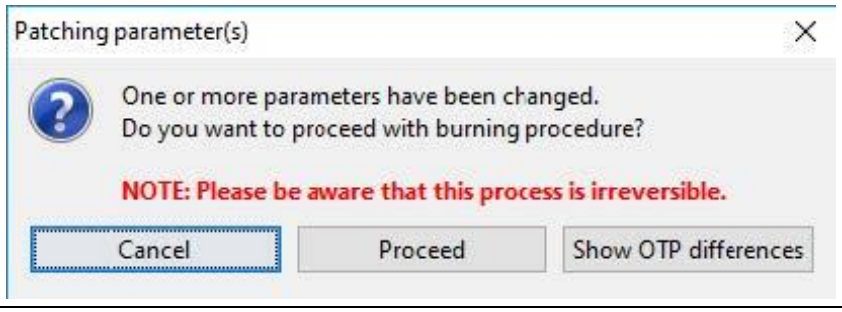
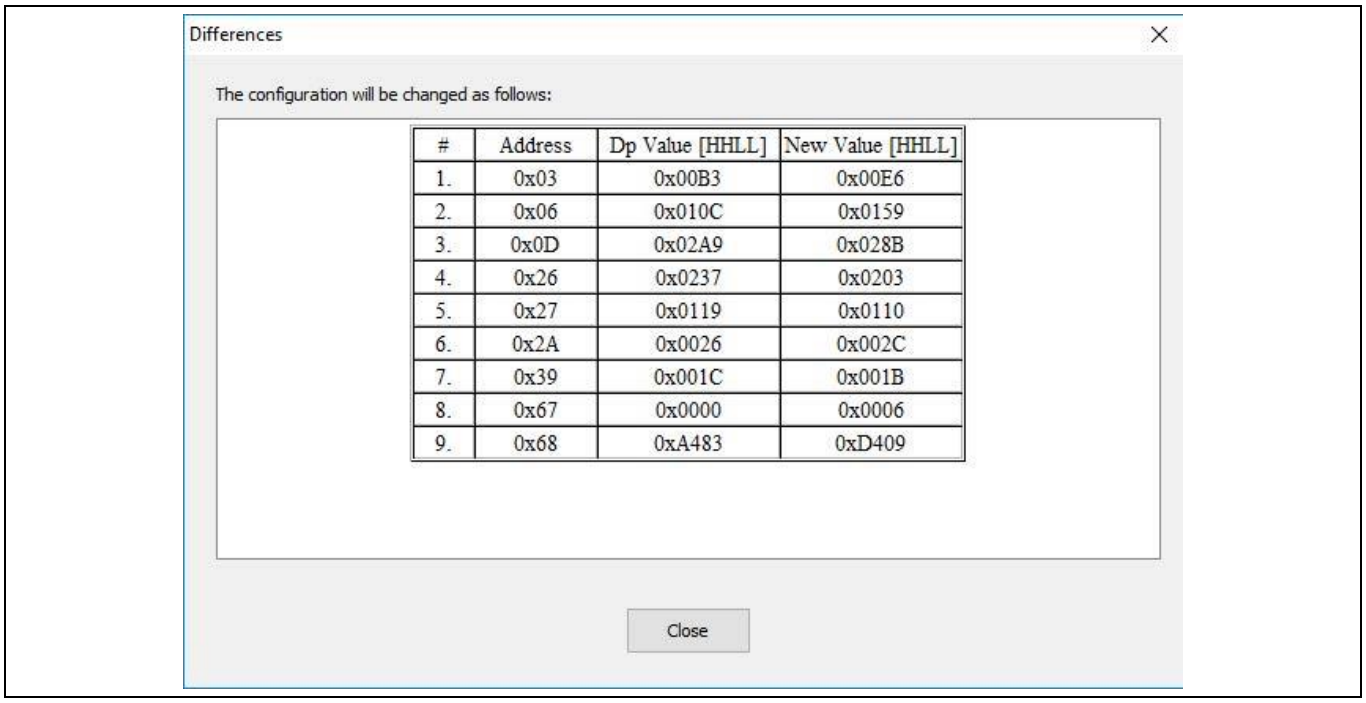


图 24　　刻录配置集的消息

正如消息窗口的标题“修补参数”所示，**刻录配置集**仅更改与存储在控制 IC XDPS2201 中的 APARAM 值不同的 APARAM 值，而非整个 APARAM 集。使用**显示 OTP 差异**按钮，将显示具有不同值的参数，如*图 25* 所示，其中仅更改了输入参数 I_{outnom}。



#	Address	Dp Value [HHLL]	New Value [HHLL]
1.	0x03	0x00B3	0x00E6
2.	0x06	0x010C	0x0159
3.	0x0D	0x02A9	0x028B
4.	0x26	0x0237	0x0203
5.	0x27	0x0119	0x0110
6.	0x2A	0x0026	0x002C
7.	0x39	0x001C	0x001B
8.	0x67	0x0000	0x0006
9.	0x68	0xA483	0xD409

图 25　　显示 OTP 差异的消息

如图所示，即使仅更改了输入参数 I_{outnom}，几个参数的值也不同。在此例中，前七次更改取决于该输入参数。地址 0x67 处的项目编号 8 与 .csv 文件版本号相关。出厂 IC 已刻录某个固件 .ahex 文件，其中包含默认的 .csv 文件版本号，在此为 0x0000，但目前加载的 .csv 文件具有另一个版本号，在此为 0x0006。此 .csv 文件版本号仅用于跟踪目的，对系统性能没有影响。地址 0x68 处的项目编号 9 是参数值的 CRC 校验和，根据值设置而变化。如果默认参数集满足应用程序，则不必**刻录配置集**。但如果已执行此操作，则由于不同的 .csv 文件版本号和 CRC 校验和结果，该窗口将仅显示地址 0x67 和 0x68 处的项目更改。

刻录配置集的程序如下：

1. 加载 .csv 文件
2. 设置合适的参数值
3. 保存 .csv 文件
4. ***刻录配置集***

在第 4 步后，IC 准备好使用新刻录的参数集用于应用。

5.2.5　　.csv 文件

参数值的调整需要 .csv 文件。.csv 文件只是为 IC 操作获取正确 APARAM 的中间手段，它采用客户**设计参数**，计算客户信息的一些重要派生参数和 IC 的 APARAM。因此，如果应用程序参数值与默认设置不同，则需要 .csv 文件。

此外，.csv 文件包含有关固件版本号的信息。存储在 IC 中的固件版本号和加载的 .csv 文件必须匹配。如果不匹配，则无法使用该 .csv 文件更改 IC APARAM。

通常情况下，同一 IC 可以多次刻录 APARAM，因为每次只有具有新值的参数才会刻录到 IC 中。根据所更改值的参数数量，参数重新刻录的次数不同。一般而言，内存大小对于设计阶段足够大。如果剩余的空闲存储单元不够大，则需要新的 IC 进行新的参数化。

备注：　任何参数值的更改都只能在基于签名的 .csv 文件的 .dp version 工具中完成。使用任何编辑器修改而未经英飞凌签名的 .csv 文件均不受 .dp version 工具支持。如果尝试加载未签名的 .csv 文件，.dp version 将显示以下错误消息。

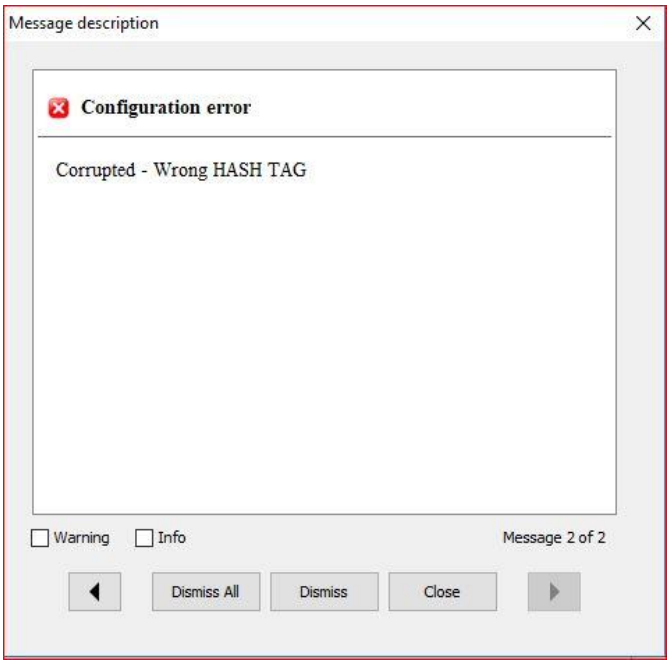


图 26　　显示 OTP 差异的消息

另外，对于所有正在开发的项目，应使用包含可实现最佳性能的最新改进的最新固件和 .csv 文件。

5.3　　可配置参数

对于可配置参数集的正式发布，以下规则适用：

- 参数集必须经过全面评估，并且只能由控制 IC 的最终用户——我们的客户正式发布
- 确保参数集满足应用的需要和要求，包括系统技术性能和安全规范
- 确保包括编程/OTP 刻录硬件在内的整个硬件设置经过全面测试并正常工作
- 每个参数集仅对经过评估的专用 SMPS 硬件有效，包括 PCB 布局和所有使用的电子元件，如 MOSFET、变压器等。

本章介绍了固件版本 1.2.0 中的参数集，它们在 .dp version GUI 中分组如下：

- 系统设置（***章节 5.3.1***）
- 确定尺寸（***章节 5.3.2***）
- HB（***章节 5.3.3***）
- RVS/DCM 操作（***章节 5.3.4***）
- 突发（***章节 5.3.5***）
- 启动（***章节 5.3.6***）
- 保护（***章节 5.3.7***）
- 模式阈值（***章节 5.3.8***）
- 抖动（***章节 5.3.9***）
- 其他（***章节 5.3.10***）

5 **参数化**关于本文档

5.3.1 系统设置

该组中的输入参数为：k_{Rvs}、I_{outnom}、N 和 V_{outnom}。一旦在 .dp vision GUI 中选中**显示额外设计信息**选项，就可以在该组中找到两个重要衍生参数 R_{shunt} 和 V_{crnom}。

输入参数 k_{Rvs}（*图 27*）

它是由 $\frac{R_{VSH}+R_{VSL}}{R_{VSL}}$ 定义的电压 V_{in} 与 V_s 的比率。从 IC 硬件来看，VS 引脚的工作电压范围是 0 到 V_{VREF}。通常情况下，驱动比的给定最大值 230 定义了 558 V 的最大 V_{in}。一般而言，$\frac{R_{VSH}+R_{VSL}}{R_{VSL}}$ 比率设定在 $\frac{1.05 \cdot V_{in_OVP}}{R_{REF}}$ 左右，其中 V_{in_OVP} 为 HFB 输入过压保护电平。

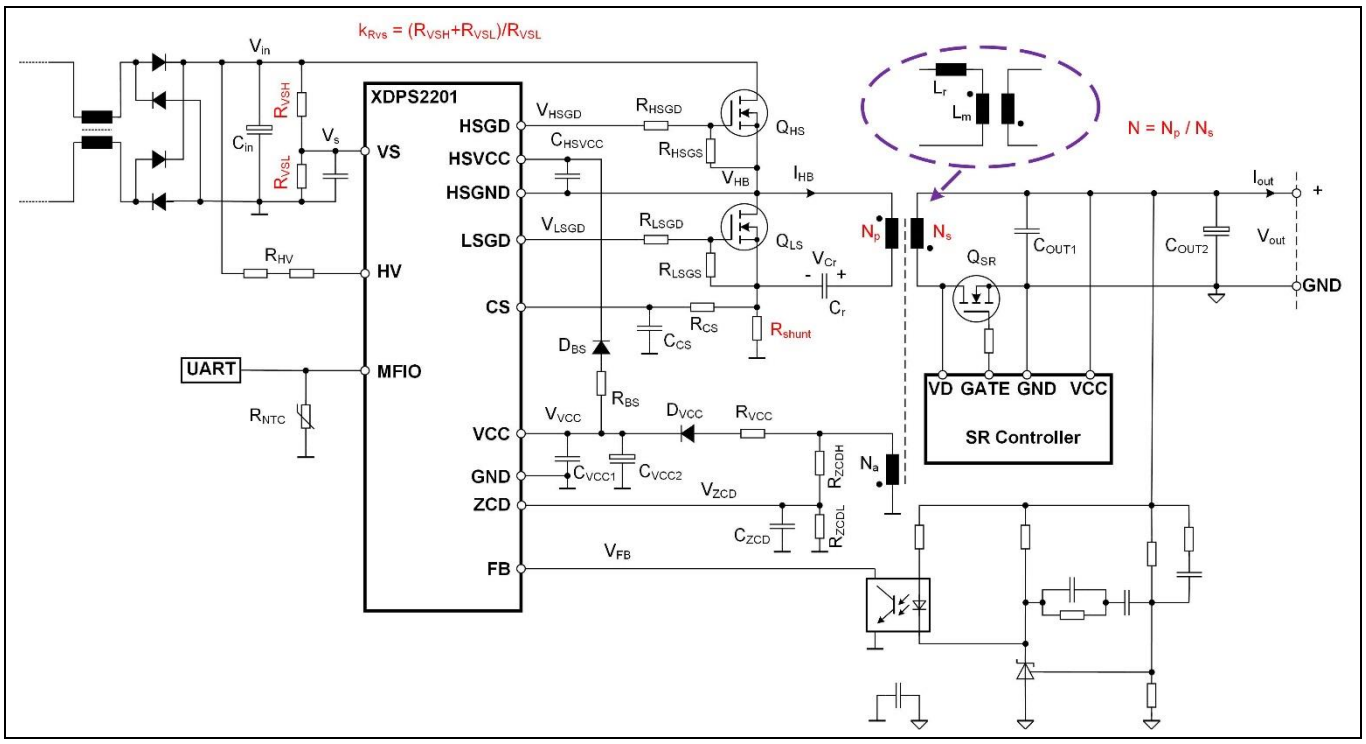


图 27 系统硬件参数

输入参数 N（*图 27*）

它是初级绕组 N_p 与次级绕组 N_s 的变压器匝数比，由 $\frac{N_p}{N_s}$ 定义。

重要衍生参数 R_{shunt}（*图 27*）

它是给定标称输出电流所需的分流电阻值，根据 $\frac{V_{CSOPmax} \cdot I_{SETNom_perc}}{2 \cdot \frac{I_{outnom}}{N}}$ [2] 计算得出，其中 $V_{CSOPmax}$ 通常为 0.437 V。如果演示板上的标称输出电流或变压器匝数比发生变化，则必须相应地更改分流电阻值，以保持固件和硬件匹配，确保系统正常运行。

[2] The **%** symbol is reserved in the .dp vision tool, and the parameter name of this **%** symbol is replaced with **_perc** in the Design Guide and the .csv file.

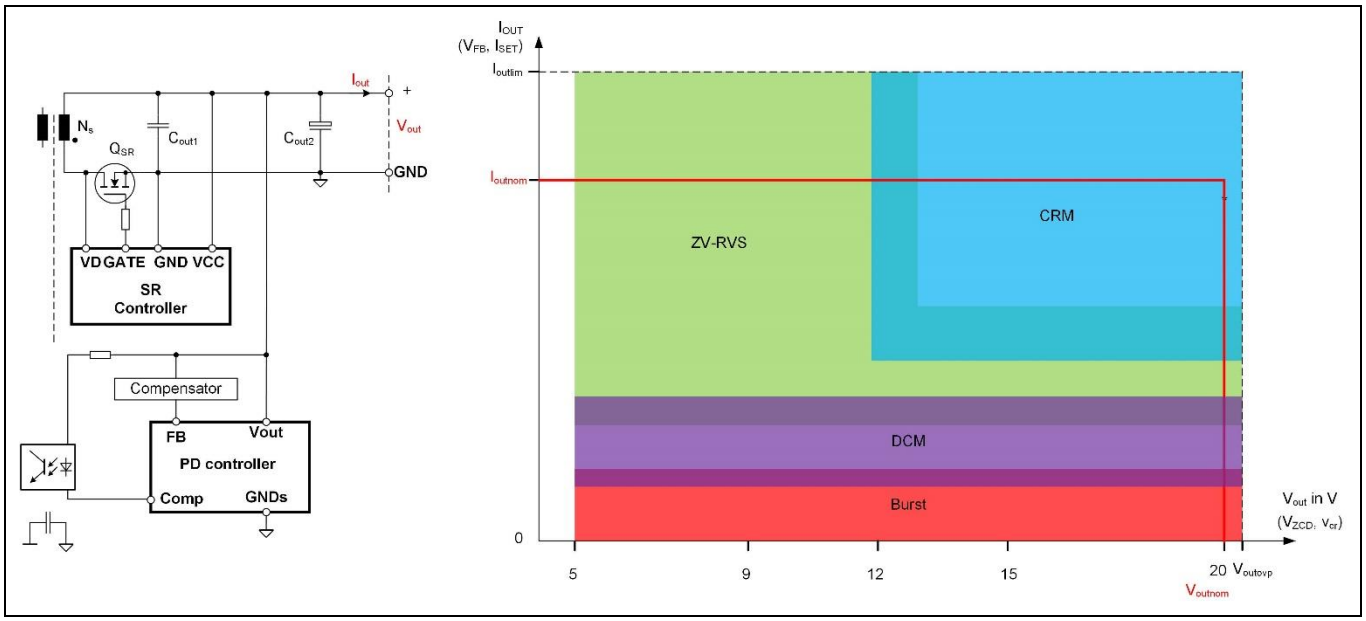


图 28　　USB-PD 的标称输出电流和电压

输入参数 I_{outnom}（*图 28*）

它是标称输出功率下的标称最大连续输出电流，以及 USB-PD 应用的最大标称输出电压或传统 SMPS 的额定输出电压。该电流被定义为该控制器的标称输出电流。

输入参数 V_{outnom}（*图 28*）

它是标称最大稳压输出电压，如 20 V，适用于输出电压电平为 5 V、9 V、12 V、15 V 和 20 V 的 USB-PD 应用。对于传统 SMPS，它是额定输出电压。该电压被定义为该控制器的标称输出电压。

5.3.2　　确定尺寸

该组中的输入参数为：$t_{TRANSnom}$、$t_{TRANSRVS0V_perc}$、$I_{MAGnegnom_perc}$、t_{ZVSmin}、$I_{MAGnegmaxCRM_perc}$、$I_{MAGnegmaxRVS_perc}$ 和 V_{ZCDnom}。

输入参数 $t_{TRANSnom}$（*图 29*）

它是能量传输时间，应等于 $\frac{T_{r1}}{2}$（*图 5*）。必须在真实演示板上，在标称输出电压和电流下以及在与 $N \cdot V_{out}$ 相近的输入电压下检查此时间。

输入参数 V_{ZCDnom}（*图 29*）

它是在标称输出电压 V_{outnom} 下 LS 开关导通期间测得的 ZCD 引脚电压。

备注：　　在 ZCD 引脚 (V_{zcdovp}) 上感应到的输出 OVP 电平通常为 1.62 V，在该控制器中为固定值。

5 参数化关于本文档

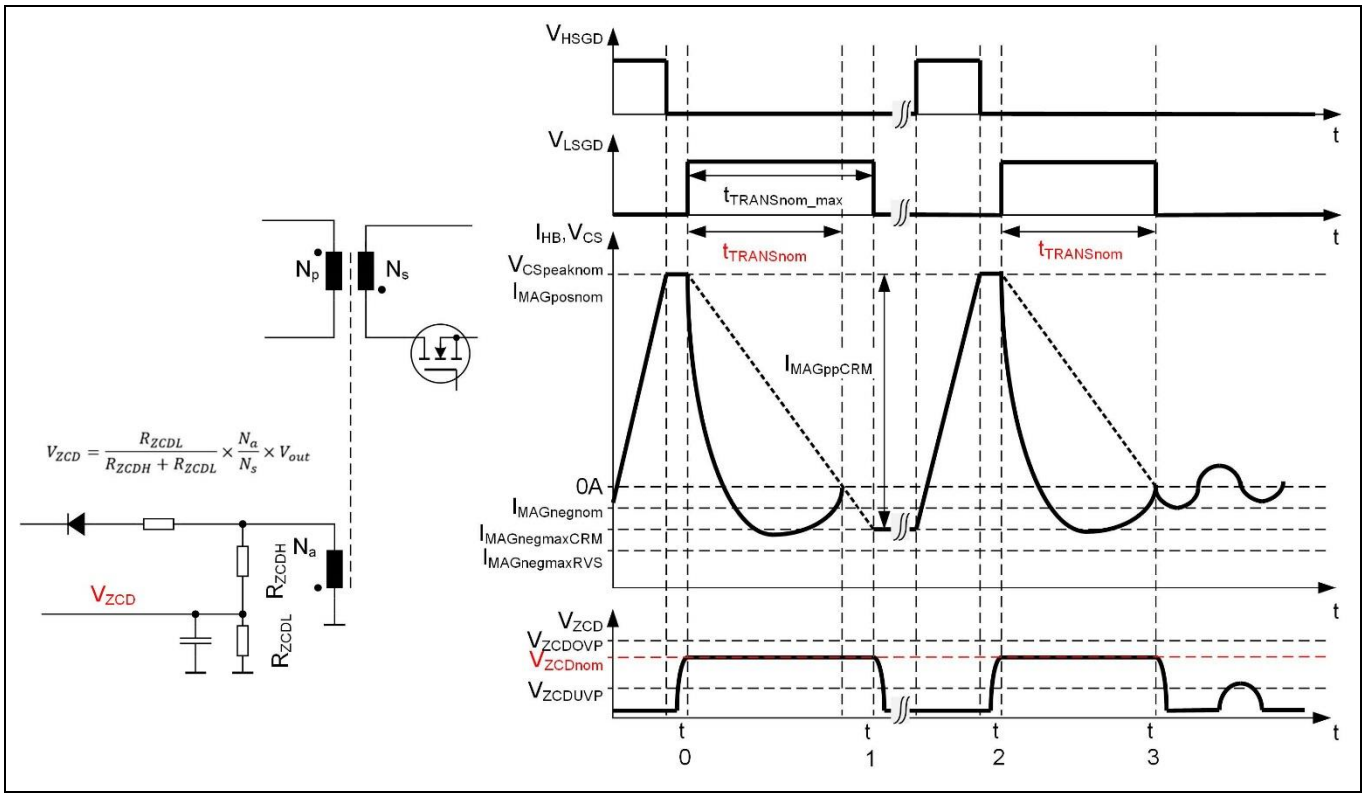


图 29　　能量传输时间 $t_{TRANSnom}$

输入参数 $t_{TRANSRVS0V_perc}$（*图 30*）

实际持续时间 t_{TRANS} 随输出电压电平 V_{out} 而改变。此输入参数 $t_{TRANSRVS0V_perc}$ 表示 $\frac{t_{TRANS0V}}{t_{TRANSnom}}$ 的比率，其中 $t_{TRANS0V}$ 为最低工作输出电压下的能量传输时间。

该值取决于谐振回路中使用的电容器类型。薄膜电容器的值对偏置电压的依赖性很小，甚至可以忽略不计，而陶瓷电容器的电容则严重依赖于偏置电压、封装和材料。*图 30* 仅用于说明目的。最终用户必须检查所用谐振电容的相关性，并在演示板上相应地配置参数 $t_{TRANSRVS0V_perc}$，以确保最低输出电压下的时间 t_{LSon} 足够长，并且在 ZCD 引脚上看不到毛刺。

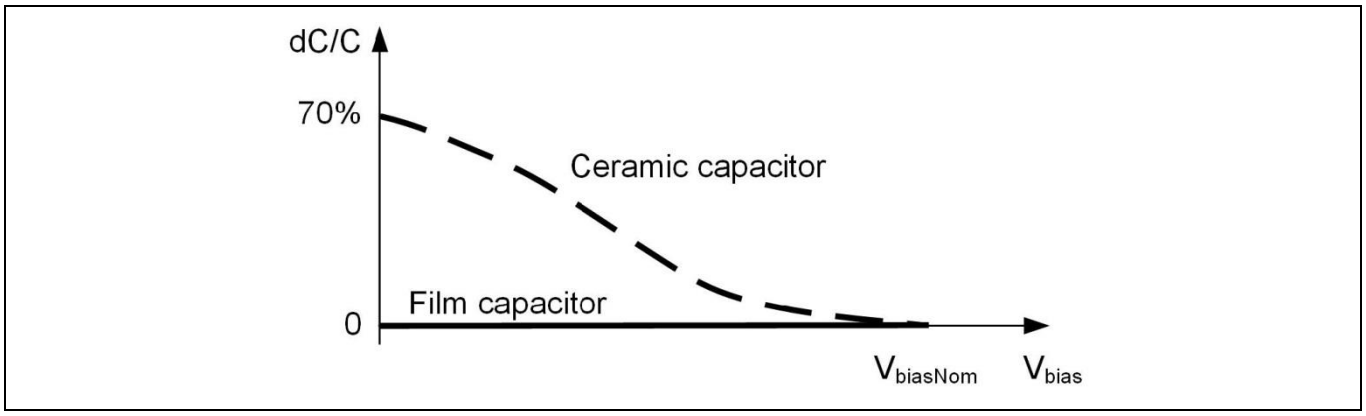


图 30　　电容对偏置电压的依赖性

5 参数化关于本文档

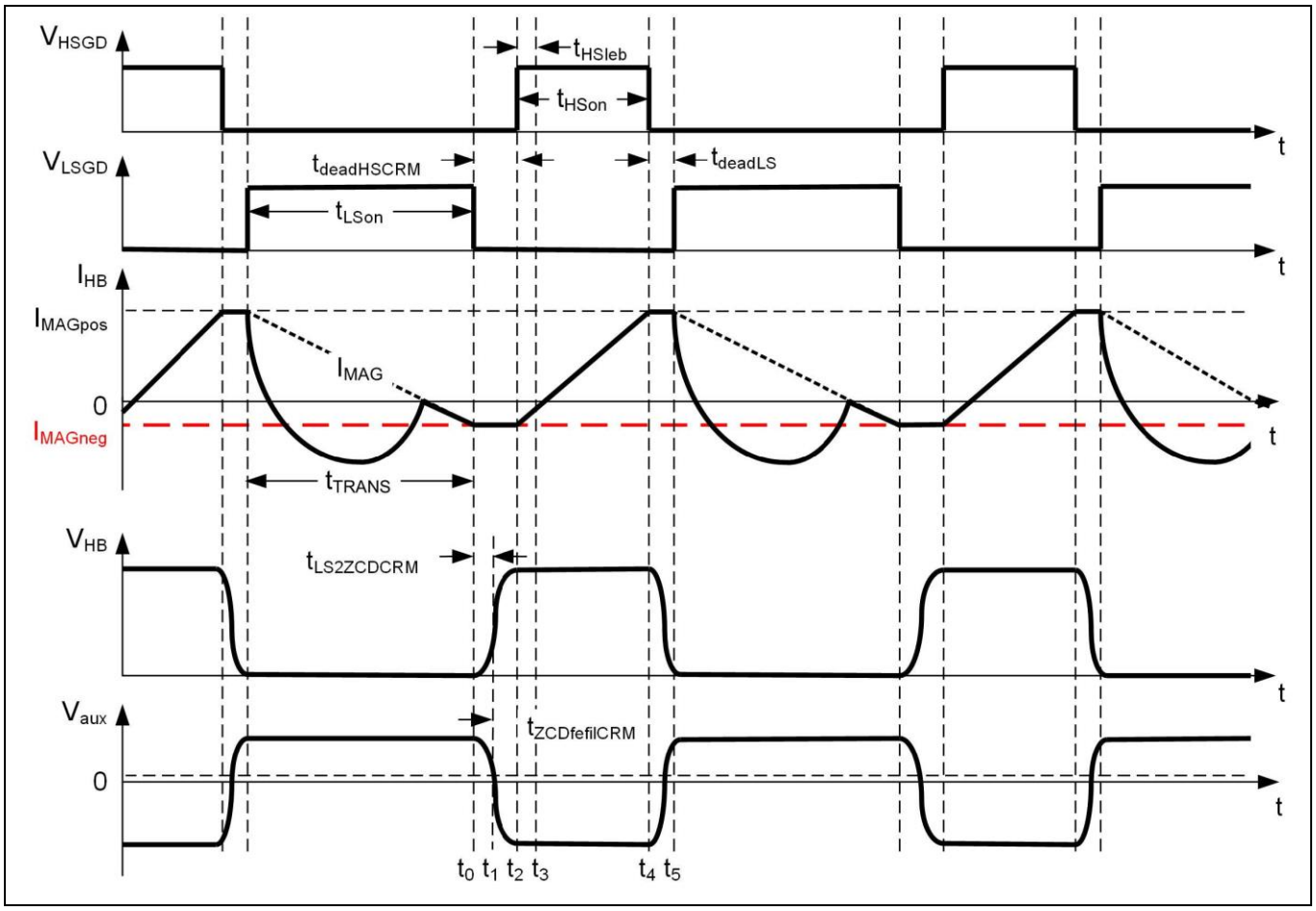


图 31　　CRM 操作中负电流的大小

输入参数 $I_{MAGnegnom_perc}$（*图 31*）

它是 $\frac{I_{MAGneg}}{2.\frac{I_{outnom}}{N}}$ 的比率，其中 I_{MAGneg} 是在 $V_{in} \leqslant 2 \cdot V_{Cr}$ 的情况下和在 CRM 操作中实现 HS 开关 ZV 导通的负磁化电流的幅值。该负电流 I_{MAGneg} 将通过正峰值电流设定点 I_{MAGpos} 进行补偿，以实现输出电压稳压。用于此参数计算的负电流 I_{MAGneg} 的幅值应等于自由 HB 振荡期间的负电流幅值。

输入参数 $I_{MAGnegmaxCRM_perc}$（*图 31*）

它是 $\frac{I_{MAGneg}}{2.\frac{I_{outnom}}{N}}$ 的比率，其中 I_{MAGneg} 是在 $V_{in} = V_{in_OVP}$ 的情况下和在 CRM 操作中实现 HS 开关 ZV 导通的负磁化电流的幅值。该负电流 I_{MAGneg} 将通过正峰值电流设定点 I_{MAGpos} 进行补偿，以实现输出电压稳压。

输入参数 $I_{MAGnegmaxRVS_perc}$（*图 32*）

它是 $\frac{I_{MAGneg}}{2.\frac{I_{outnom}}{N}}$ 的比率，其中 I_{MAGneg} 是在 $V_{in} = V_{in_OVP}$ 的情况下和在 ZV-RVS 操作中实现 HS 开关 ZV 导通的负磁化电流的幅值。该负电流 I_{MAGneg} 将通过正峰值电流设定点 I_{MAGpos} 进行补偿，以实现输出电压稳压。

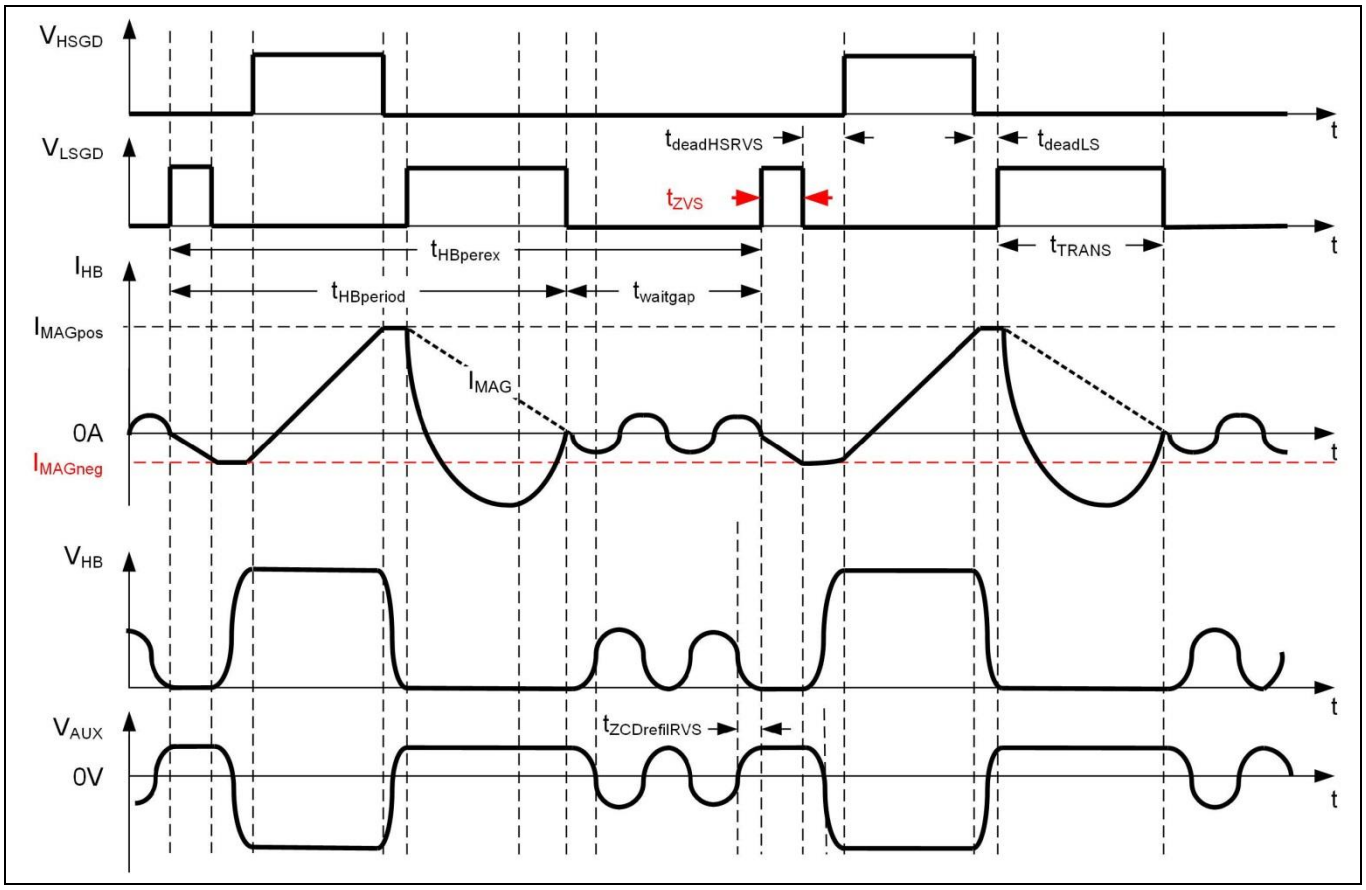


图 32　　ZV-RVS 操作参数

输入参数 t_{ZVSmin}（*图 32*）

它是 ZV-RVS 模式操作期间的最小 ZVS 脉冲宽度。

备注：　它由 HS 开关 ZV 导通所需的负电流定义。此外，时间 t_{ZVSmin} 必须等于或长于 SR 控制器的最短导通时间才能正常运行，以免 HS MOSFET 和 SR MOSFET 同时导通。

5.3.3　　HB

该组中的输入参数为：$t_{LS2ZCDnom}$、$t_{LS2ZCDmin}$、t_{deadLS}、$t_{deadHSRVS}$、$t_{ZCDrefilRVS}$、$t_{ZCDfefilRVS}$、$t_{ZCDfefilCRM}$ 和 t_{HSleb}。

输入参数 $t_{LS2ZCDnom}$（*图 33*）

它是在 $V_{in} \leqslant 2 \cdot N \cdot V_{outnom}$ 的情况下和在 CRM 操作中从 LSGD 下降沿到下一个 ZCD 下降沿的目标时间延迟，如图中 $t_{LS2ZCDCRM}$ 所示。该时间对负磁化电流的幅值具有影响，这会进一步影响 HS 开关的 ZV 导通。时间越短，所需的负磁化电流的幅值越大。

输入参数 $t_{LS2ZCDmin}$（*图 33*）

它是在 $V_{in} = V_{in_OVP}$ 的情况下和在 CRM 操作中从 LSGD 下降沿到下一个 ZCD 下降沿的目标时间延迟，如图中 $t_{LS2ZCDCRM}$ 所示。该时间对负磁化电流的幅值具有影响，这会进一步影响 HS 开关的 ZVS 导通。时间越短，所需的负磁化电流的幅值越大。

5 参数化关于本文档

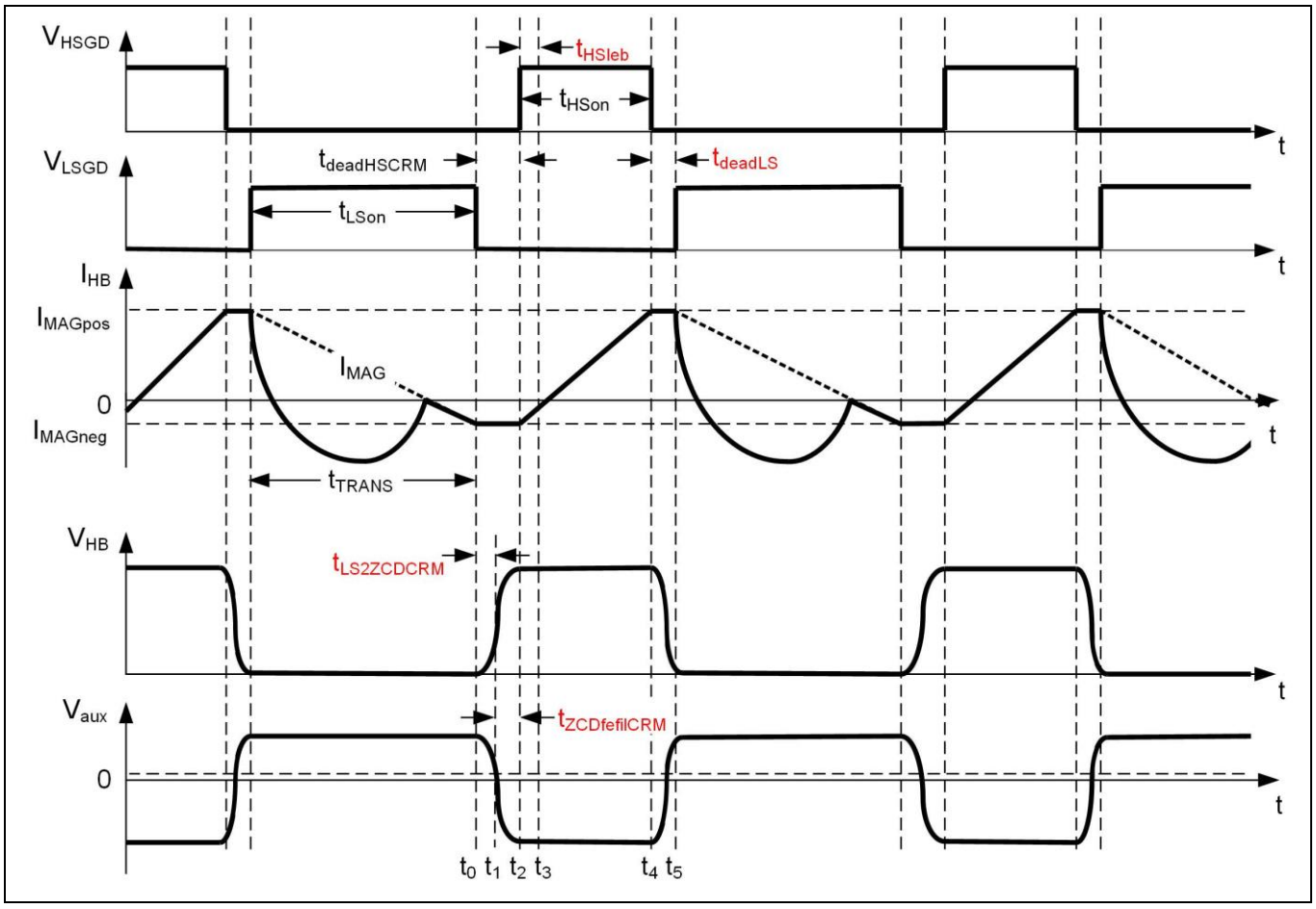


图 33　　CRM 操作参数

输入参数 t_{deadLS}（*图 33*）

它是 CRM 和 ZV-RVS 模式操作中 HS 栅极下降沿和随后的 LS 栅极上升沿之间的死区时间。

输入参数 $t_{ZCDfefilCRM}$（*图 33*）

它是 CRM 模式下 ZCD 信号下降沿的滤波和延迟时间。它决定了 ZCD 信号下降沿和随后的 HS 栅极脉冲（上升沿）之间的延迟，确保 V_{HB} 在 HS 开关导通之前达到 V_{in}。它与参数 $t_{LS2ZCDCRM}$ 一起通过 $t_{HSdeadCRM} = t_{LS2ZCDCRM} + t_{ZCDfefilCRM}$ 定义 HS 死区时间 $t_{HSdeadCRM}$ 的值。

输入参数 t_{HSleb}（*图 33*）

它是 HS 开关前沿消隐 (LEB) 时间，即 HS 开关在正常操作期间的最短导通时间。该消隐时间用于避免 CS 引脚的开关噪声导致 HS 开关过早关断。如果 OCP2 在 t_{HSleb} 时间内被触发，HS 栅极将由 OCP2 事件关断。

5 参数化关于本文档

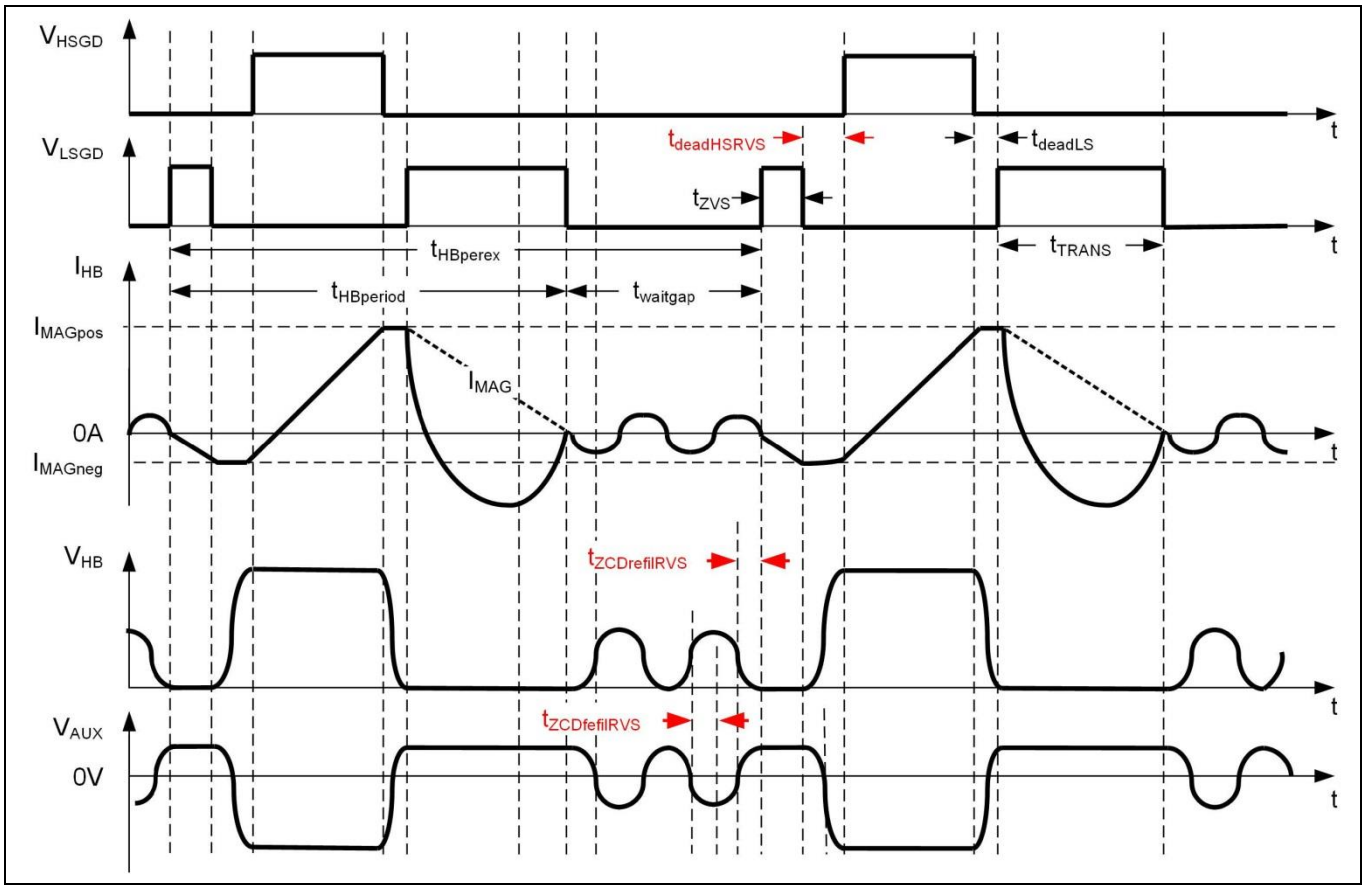


图 34　　ZV-RVS 操作案例 1 参数

输入参数 $t_{deadHSRVS}$（*图 34*）

它是 ZV-RVS 操作中 LS ZVS 脉冲和下一个 HS 栅极脉冲之间的死区时间。

输入参数 $t_{ZCDrefilRVS}$（*图 34*）

它是 ZV-RVS 模式下 ZCD 信号上升沿的滤波和延迟时间。它决定了 ZCD 信号上升沿和 ZVS 脉冲上升沿之间的延迟，确保开关节点 V_{hb} 的电压达到谷值，从而尽量减少 LS 开关导通损耗。

输入参数 $t_{ZCDfefilRVS}$（*图 34*）

它是 ZV-RVS 模式下 ZCD 信号下降沿的滤波和延迟时间。它低于 $t_{ZCDrefiiRVS}$ 和测得的辅助绕组 V_{aux} 两端负电压持续时间的 ¼，这是参数化的良好起点。

图 34 显示了开关 Q_{HS} 和 Q_{LS} 的情况，其电容 C_{oss} 具有相比漏源极电压更小的非线性。对于现代快速 MOSFET，C_{oss} 具有更强的漏源极电压非线性。在这种情况下，HB 开关节点的电压和电压 V_{aux} 如*图 35* 所示。

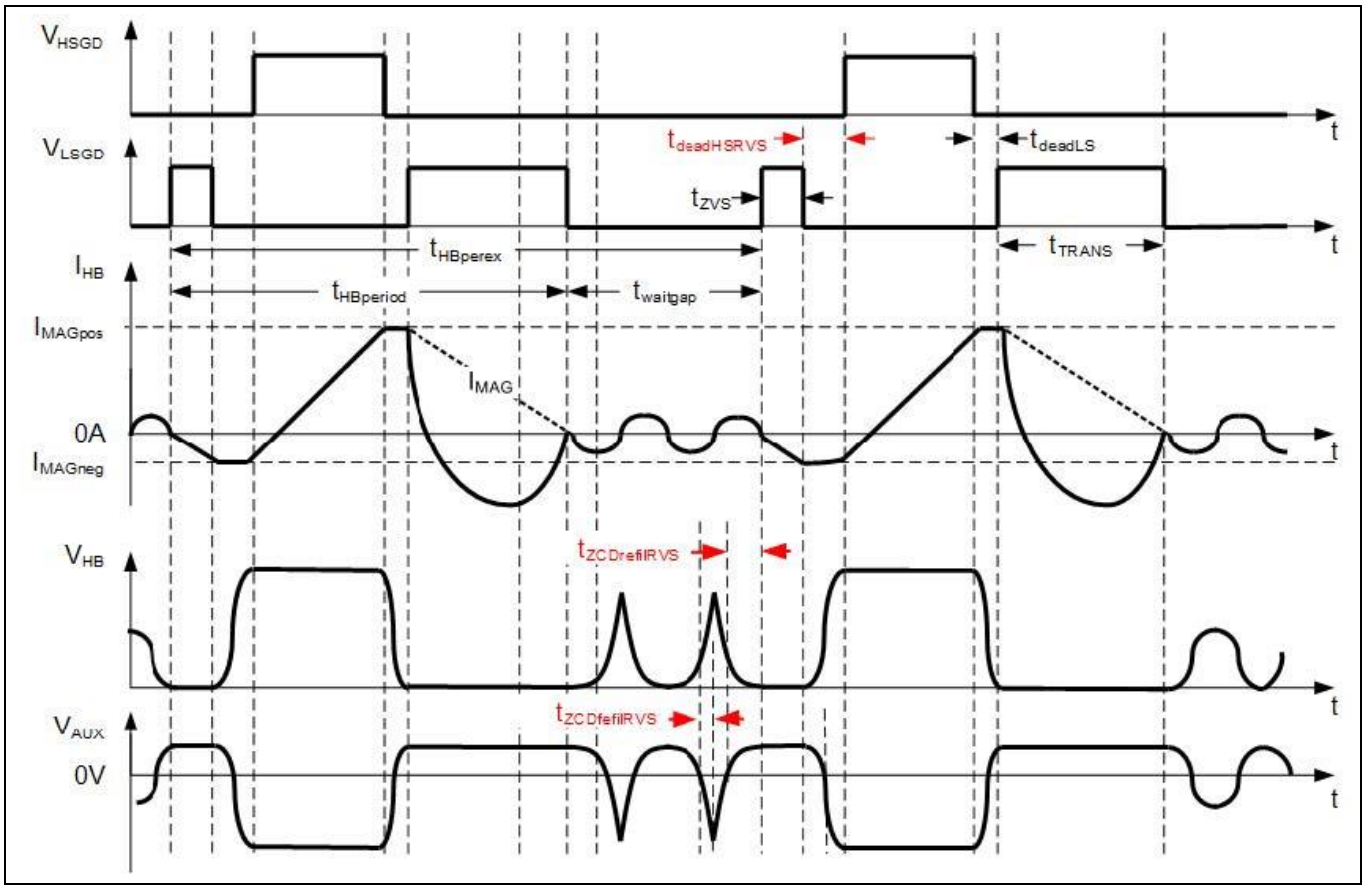


图 35　　ZV-RVS 操作案例 2 参数

5.3.4　　RVS/DCM 操作

该组中的输入参数为：EN_{DCM}、F_{DCMmin} 和 $N_{RVSvalmax}$。

输入参数 EN_{DCM}（*图 36*）

此参数在进入突发模式之前启用或禁用低负载级别的 DCM 操作。一旦启用 DCM，系统就会在达到 ZV-RVS 操作的最大谷值 $N_{RVSvalmax}$ 时进入 DCM 操作。在 DCM 操作中，ZVS 脉冲的上升沿与电压 V_{HB} 的谐振谷值无关。

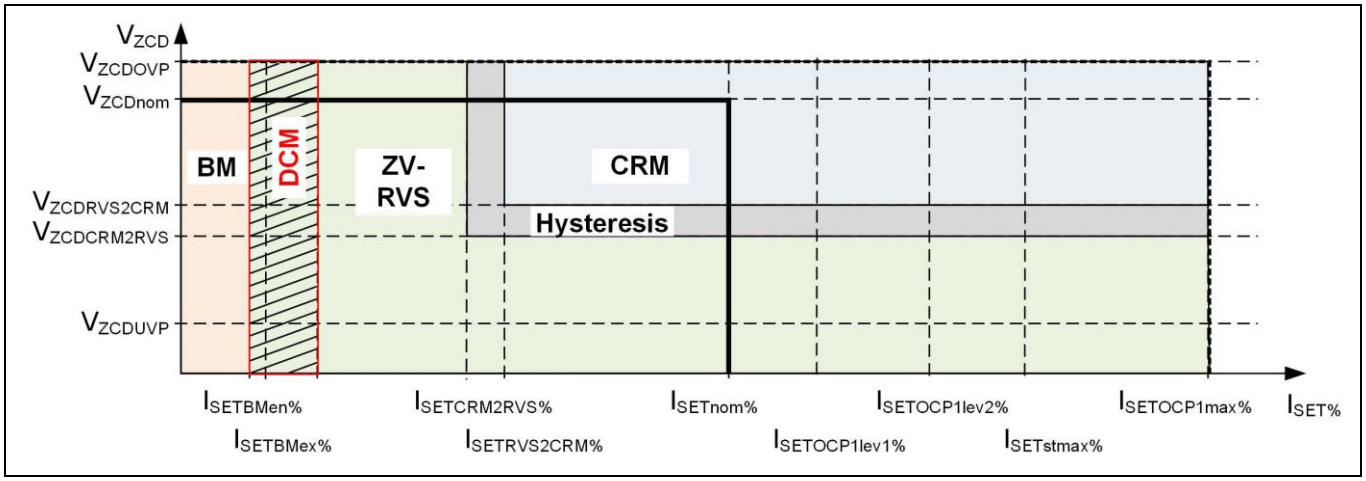


图 36　　启用或停用 DCM 操作

输入参数 F_{DCMmin}

它决定了 DCM 操作的最小开关频率限制。

输入参数 $N_{RVSvalmax}$（*图 37*）

它定义了 ZV-RVS 操作的最大谷值数。在下图中，以输入参数值设定为 4 为例。

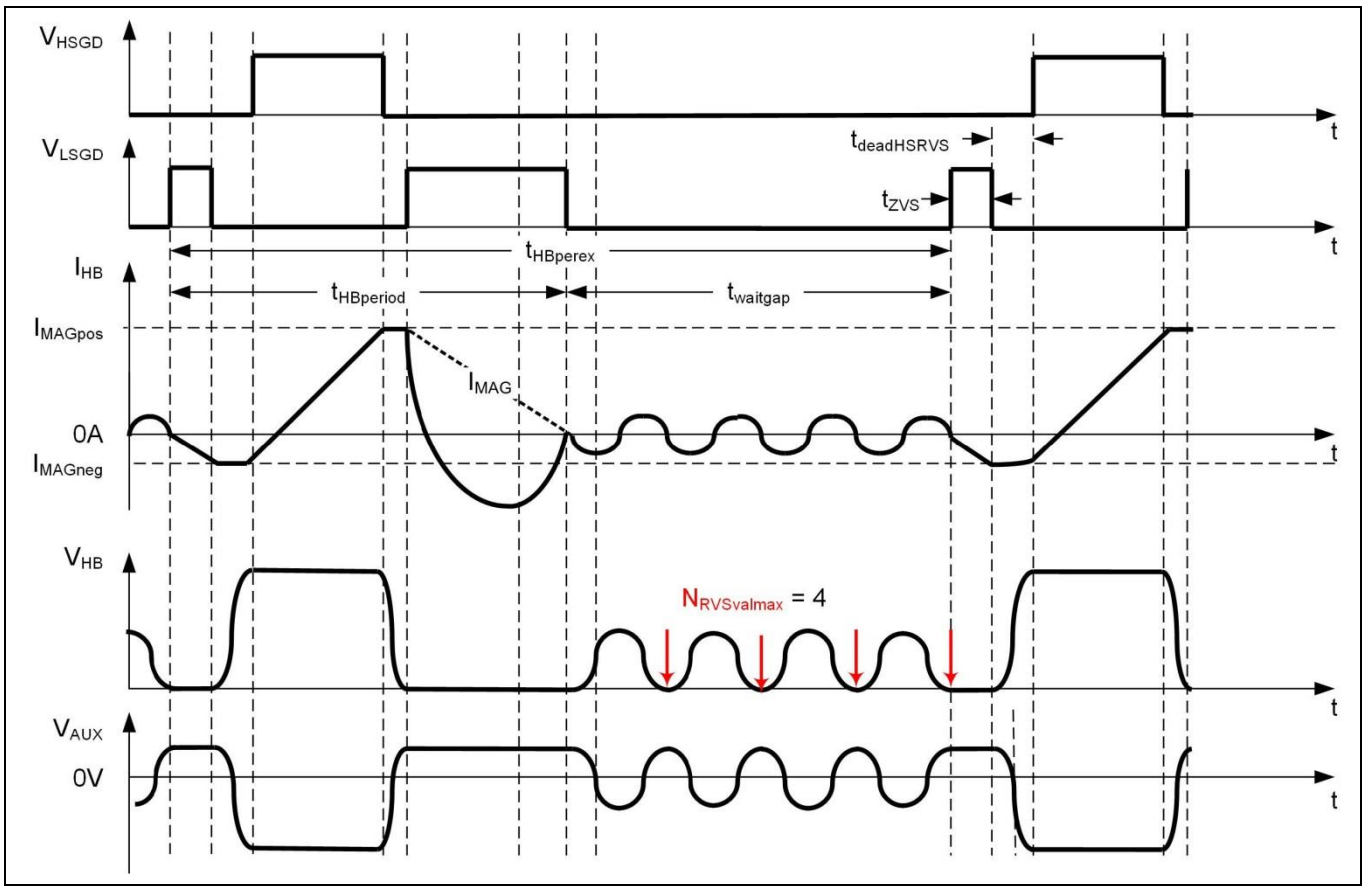


图 37　　ZV-RVS 模式下的最大谷值

5.3.5　　突发

该组中的输入参数为：$I_{SETBMen_perc}$、$I_{SETBMex_perc}$、$t_{BMprepulse}$、$t_{BMslpthrpp}$、$N_{BMexreqthr}$、$N_{BMexreqthr}$、$EN_{BMfastexCRM}$ 和 $V_{FBBMfastex}$。

输入参数 $I_{SETBMen_perc}$（*图 38*）

它是 $\frac{I_{outBMen}}{I_{outnom}}$ 的比率，其中电流 $I_{outBMen}$ 是突发模式进入的输出电流。

5 参数化关于本文档

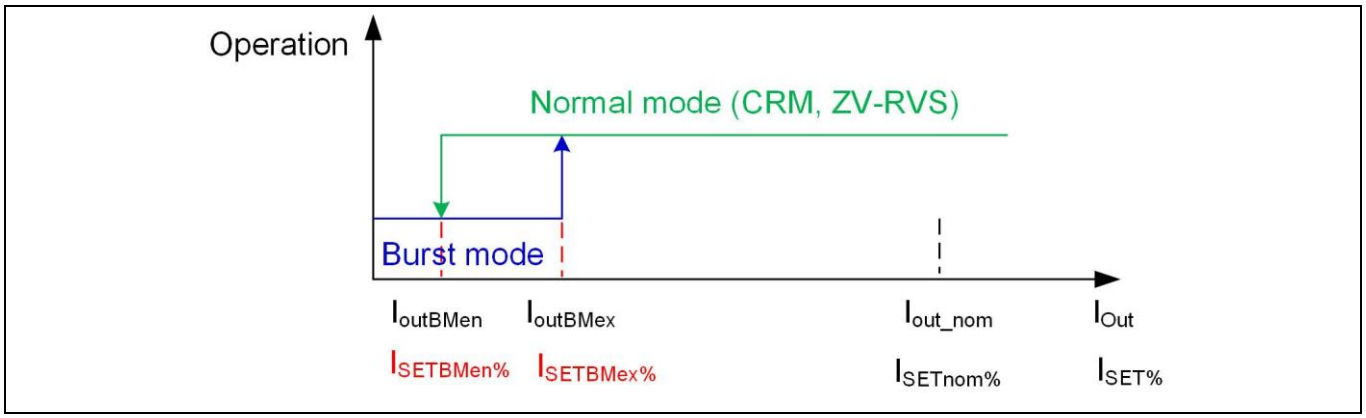


图 38　　突发进入和退出参数

输入参数 $I_{SETBMex_perc}$（*图 38*）

它是 $\frac{I_{outBMex}}{I_{outnom}}$ 的比率，其中电流 $I_{outBMex}$ 是慢速突发模式退出的输出电流。

输入参数 $t_{BMprepulse}$（*图 39*）

此参数提供 LS 栅极脉冲宽度，用于在突发暂停时间长于参数 $t_{BMslpthrpp}$ 定义的值后对自举电容器进行预充电。

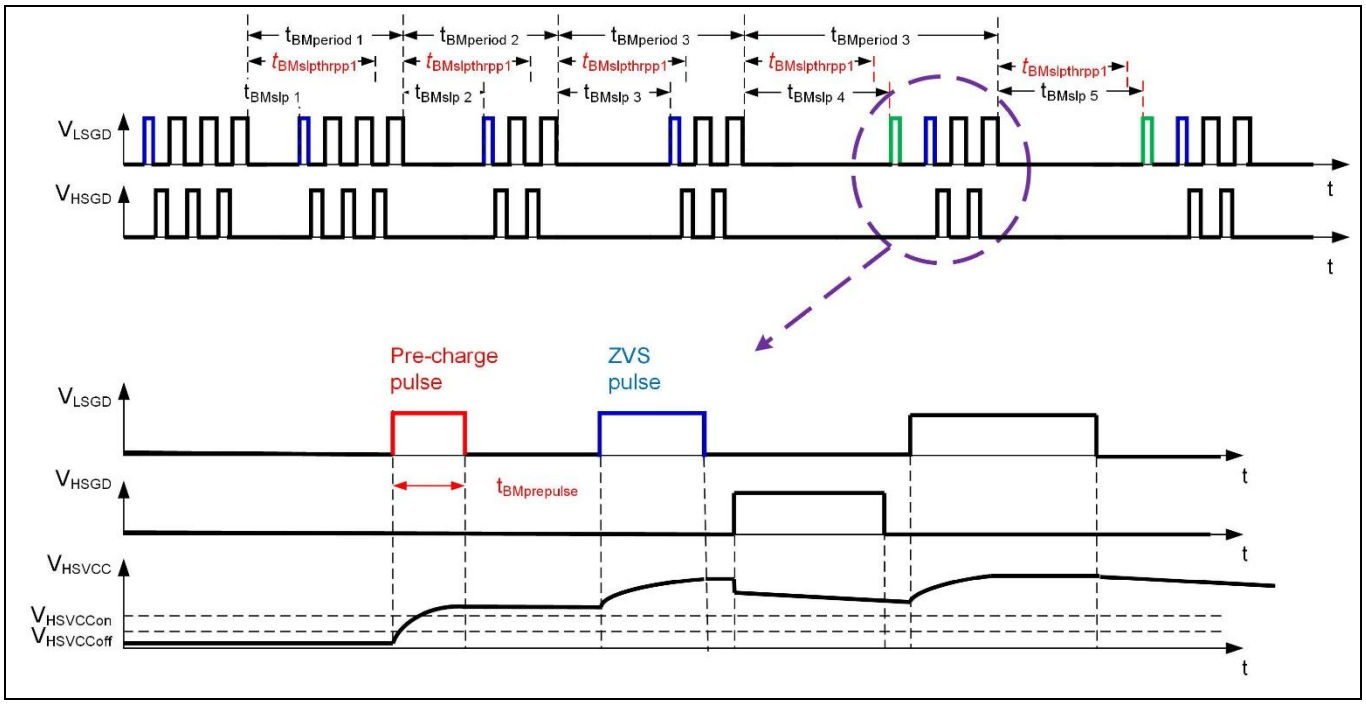


图 39　　突发操作参数

输入参数 $t_{BMslpthrpp}$（*图 39*）

它是启用自举预充电脉冲的时间阈值，由 $t_{BMprepulse}$ 定义。如果突发暂停时间长于该阈值 $t_{BMslpthrpp}$，则预充电脉冲将在 ZVS 脉冲之前的突发开始时应用。

输入参数 $N_{BMexreqthr}$（*图 40*）

它是慢速突发模式退出的突发帧数阈值，定义为平均输出电流电平高于参数 $I_{SETBMex_perc}$ 定义值的突发帧数。

5 参数化关于本文档

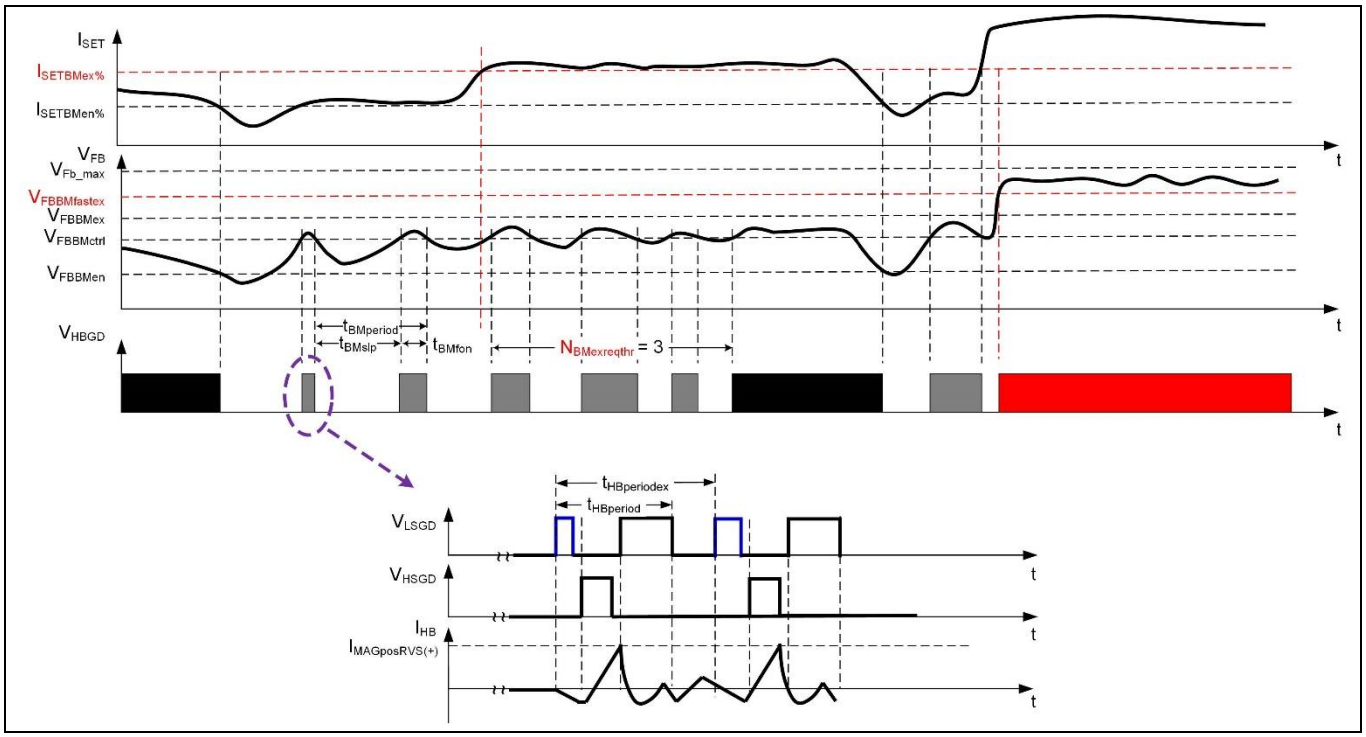


图 40　　突发退出参数

输入参数 *EN*$_{BMfastexCRM}$（*图 40*）

此开关在快速突发模式退出后直接启用或禁用 CRM 操作。如果 CRM 操作已启用并且通过信号 V_{zcd} 测量的输出电压电平允许此操作（*图 9*），则系统会在突发模式退出时以 CRM 操作运行。如果禁用，则首先应用 ZV-RVS 模式控制。

输入参数 *V*$_{FBBMfastex}$（*图 40*）

它是快速突发模式退出的电压阈值，基于反馈电压 V_{fb}。

5.3.6 启动

该组中的输入参数为：V_{in_BIP}、$t_{ZVSst1st}$、$I_{SETstmax_perc}$、$t_{startramp}$、$N_{HBcyclemax}$ and $t_{startzcdto}$。

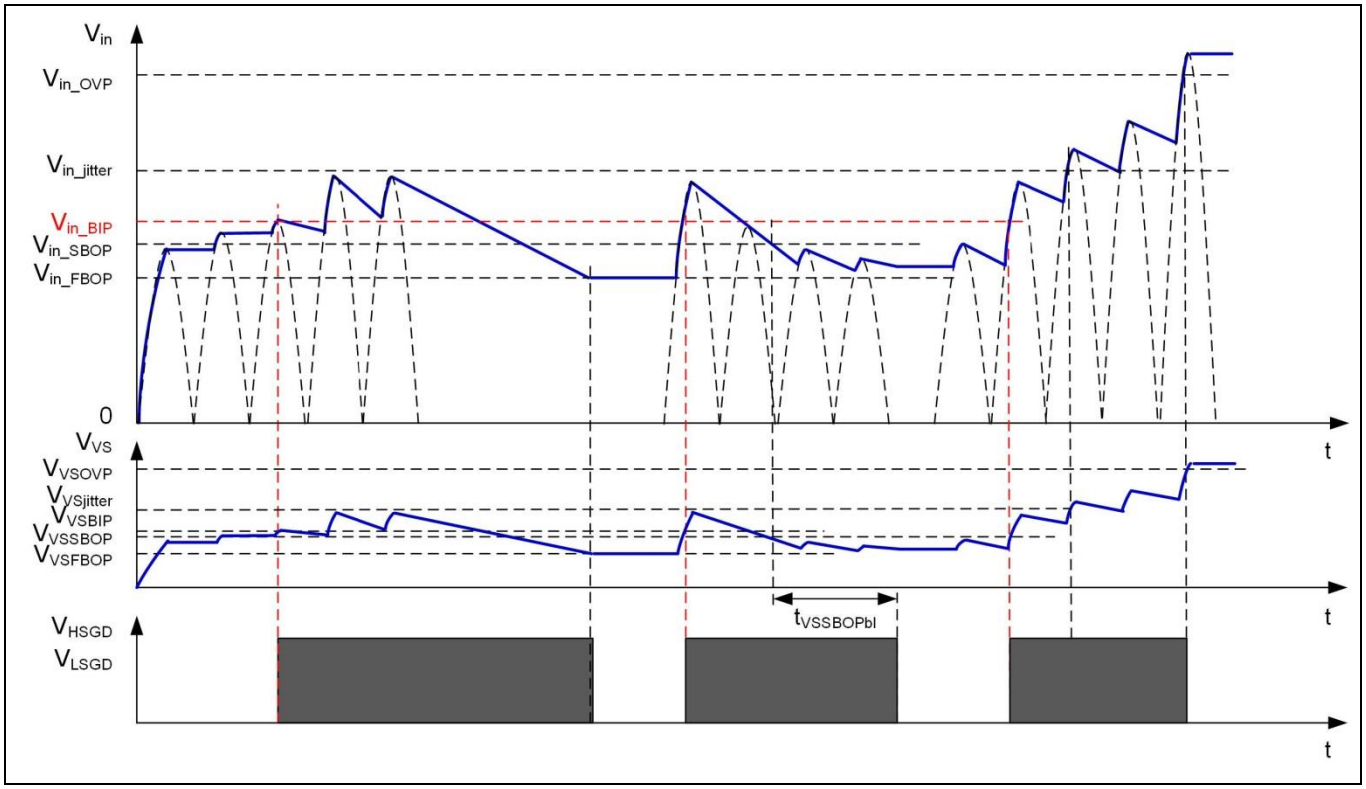


图 41 输入过压保护

输入参数 V_{in_BIP}（*图 41*）

它是基于测得的瞬时（峰值）输入电压 V_{in}的输入过压保护检测电压阈值。

一旦电压 V_{VCC} 达到 IC 开启阈值 V_{VCCon}，系统启动时就会验证以下条件：

- Vin 处于 V_{in_BIP} 和 V_{in_OVP} 之间
- 反馈引脚高于 $V_{FBBMctrl}$ 的固定电平
- 外部 NTC 电阻超过释放阈值 $R_{MFIOOTPrel}$

只有当满足所有这些条件时，系统才会启动。

5 参数化关于本文档

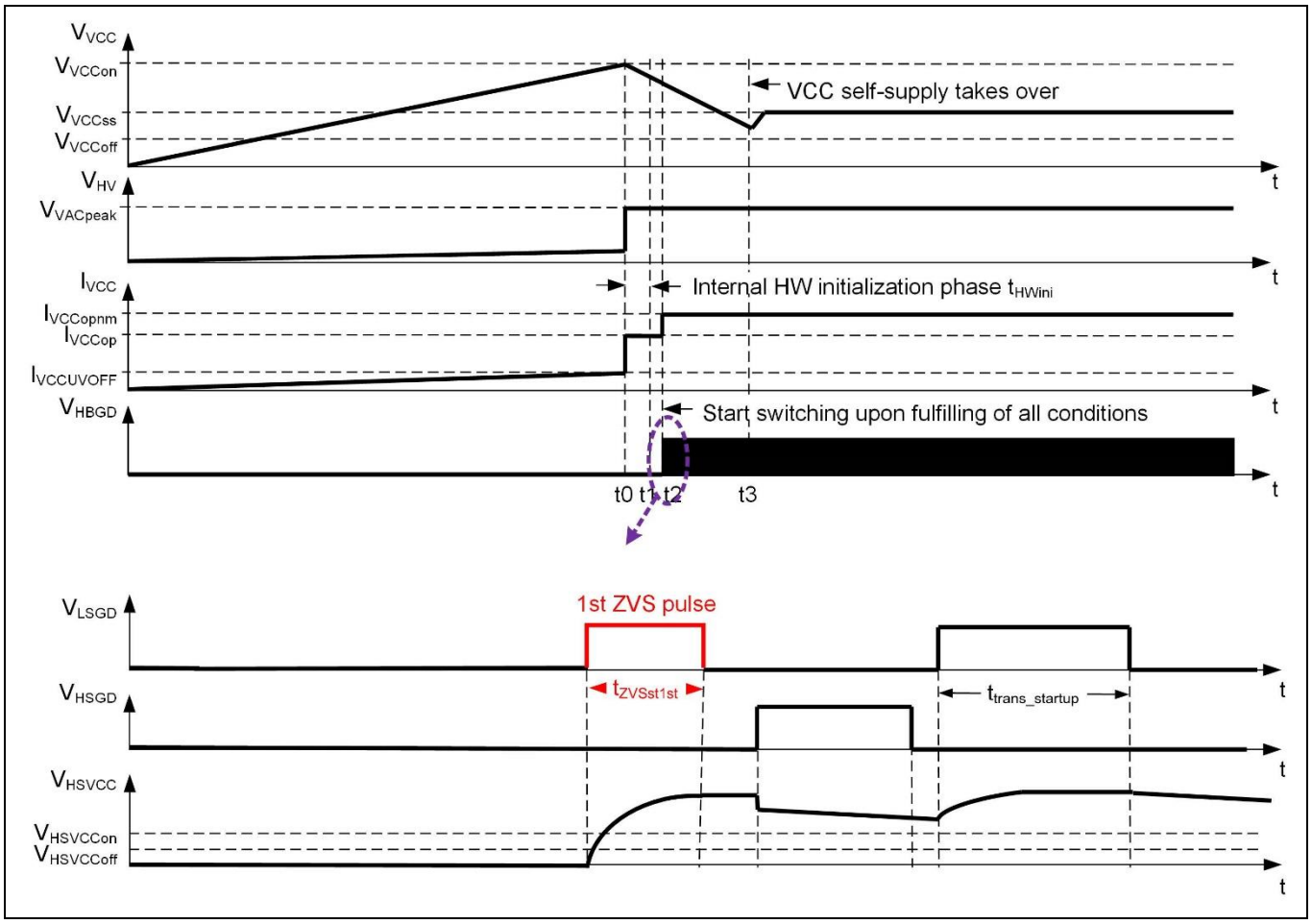


图 42　　HS VCC 预充电的初始 LS 栅极脉冲宽度

输入参数 $t_{ZVSst1st}$（*图 42*）

它定义了初始 LS 栅极脉冲的宽度，用于在系统冷启动和自动重启中断后对 HS 自举电容器进行预充电。

5 参数化关于本文档

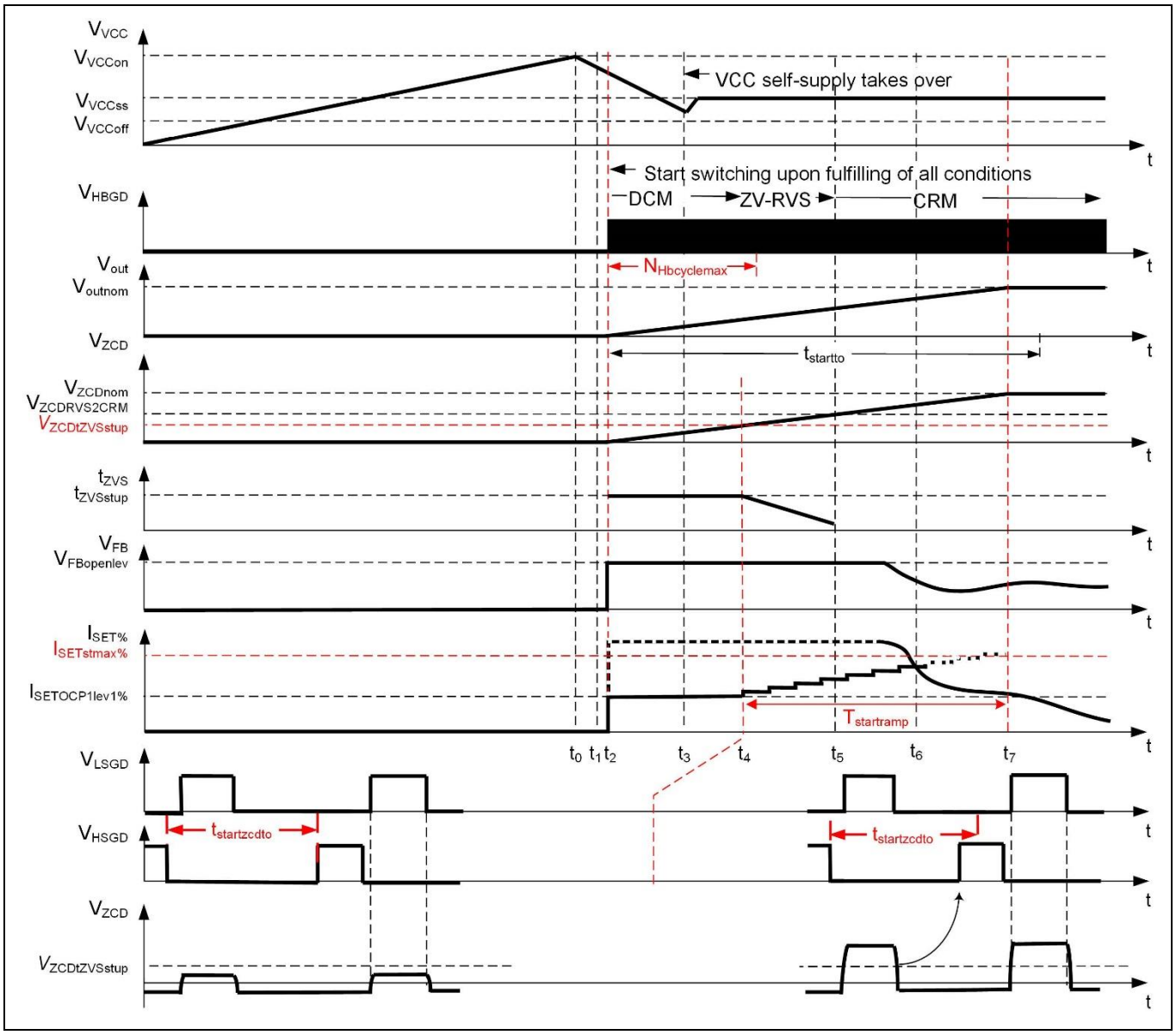


图 43　　启动参数

输入参数 $I_{SETstmax_perc}$（*图 43*）

它是 $\frac{I_{SETstmax}}{I_{outnom}}$ 的比率，其中电流 $I_{SETstmax}$ 是启动阶段的最大电流。在系统启动期间，输出电容器需要充电，同时可能适用标称输出电流。因此，该参数的值必须大于 100%。当反馈引脚电压开始控制正峰值电流时，启动阶段结束。

输入参数 $t_{startramp}$（*图 43*）

它是在启动阶段输出电压上升到其目标值的时间阈值。ZCD 引脚上的正电压 (V_{zcd}) 用于在反馈信号接管峰值电流设置之前在启动期间进行峰值电流控制。它的目标是在启动时间 $t_{startramp}$ 内具有线性上升信号 V_{ZCD}。如果测得的 V_{ZCD} 低于目标值，则增加初级电流，否则减少。

输入参数 $N_{HBcyclemax}$（*图 43*）

它是系统启动时在 ZCD 搜索阶段没有检测到后续 ZC 时允许的最大开关周期数的阈值。如果在系统启动期间，从第一个开关周期开始没有检测到 ZC 时计数开关周期达到该阈值，则系统停止开关，报告 FAIL_start-up_TIMEOUT 错误并进入自动重启状态。

输入参数 $t_{startzcdto}$（*图 43*）

它是在 ZCD 搜索阶段进行 ZCD 信号监控（ZCD 超时）的最长时间段。在系统启动之初，没有可用的 ZCD 信号。

一旦在 LS 栅极信号之后经过此时间，就会触发新的 HB 周期。之后，在这段时间内有效的 ZCD 信号将可用，新的 HB 周期由 ZCD 信号触发。

5.3.7 保护

该组中的输入参数为：V_{in_SBOP}、V_{in_FBOP}、V_{in_OVP}、EV_{ZCDOVP}、$EN_{BMVoutUVP}$、V_{out_UVP}、$t_{startto}$、$I_{SETOCP1lev1_perc}$、$t_{OCP1lev1bl}$、$I_{SETOCP1lev2_perc}$、$I_{OCP1lev2bl}$、$I_{SETOCP1max_perc}$、$t_{OCP1maxbl}$、EV_{CSOCP2}、t_{ARMslp}、$R_{MFIOOTPtrig}$、$R_{MFIOOTPrel}$、$N_{OTPevmax}$ 和 EV_{WDOG}。

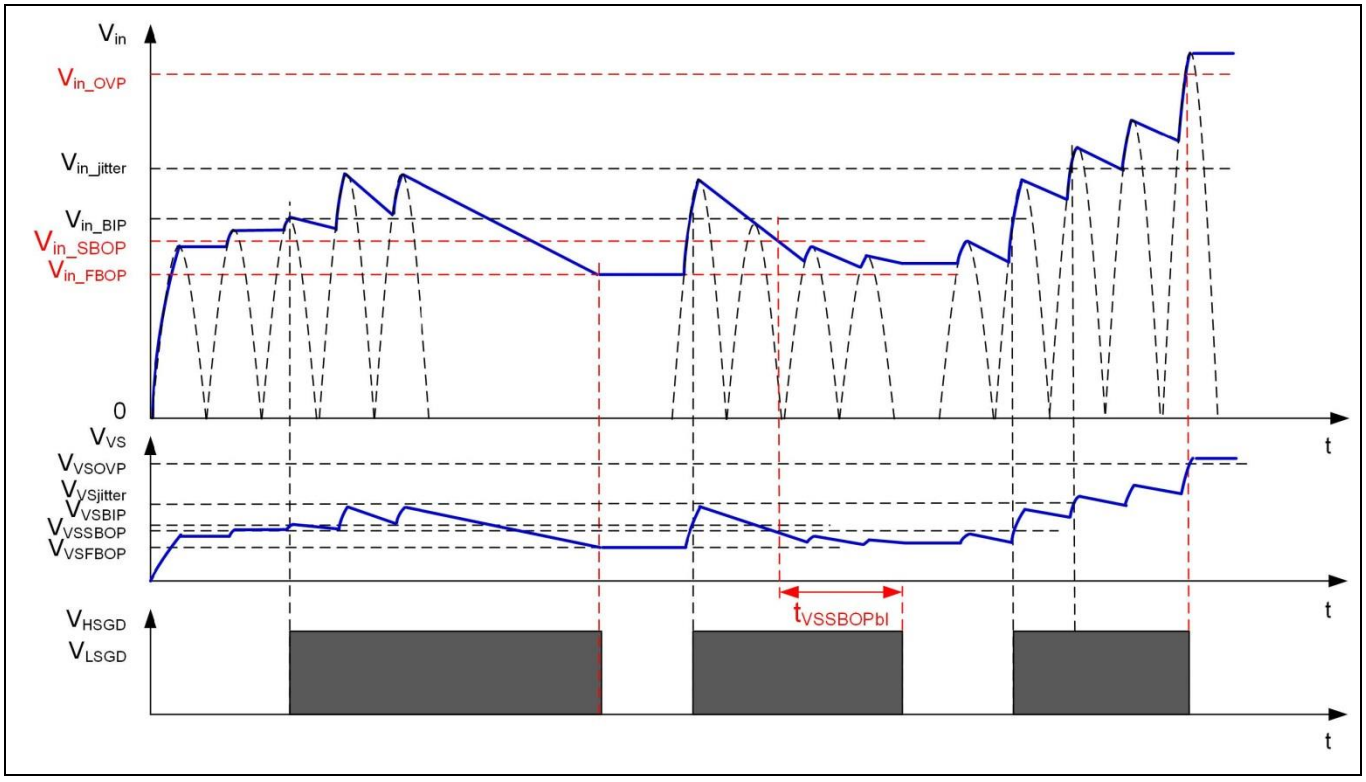


图 44 输入欠压保护和 OVP 参数

输入参数 V_{in_SBOP}（*图 44*）

它是慢速输入欠压保护的阈值。如果输入电压 V_{in} 的平均值低于该值超过 44 ms，则会触发慢速输入欠压保护，系统停止开关，报告 BROWN_OUT_AVG 2 错误并进入中间重启状态。

输入参数 V_{in_FBOP}（*图 44*）

它是定义为最低工作输入电压的快速输入欠压保护阈值。该电压每 100 µs 采样一次，采样值将与阈值进行比较。如果采样电压 V_{in} 低于该值，则会触发快速输入欠压保护，系统停止开关，报告快速输入欠压错误并进入中间重启状态。

输入参数 V_{in_OVP}（*图 44*）

它是定义为最高工作输入电压的 V_{in} 过压保护阈值。该电压每 100 µs 采样一次。如果输入电压 V_{in} 高于此阈值，则触发输入过压保护，系统停止切开关，报告 FAIL_VIN_OVP 错误并进入自动重启状态。

5 参数化关于本文档

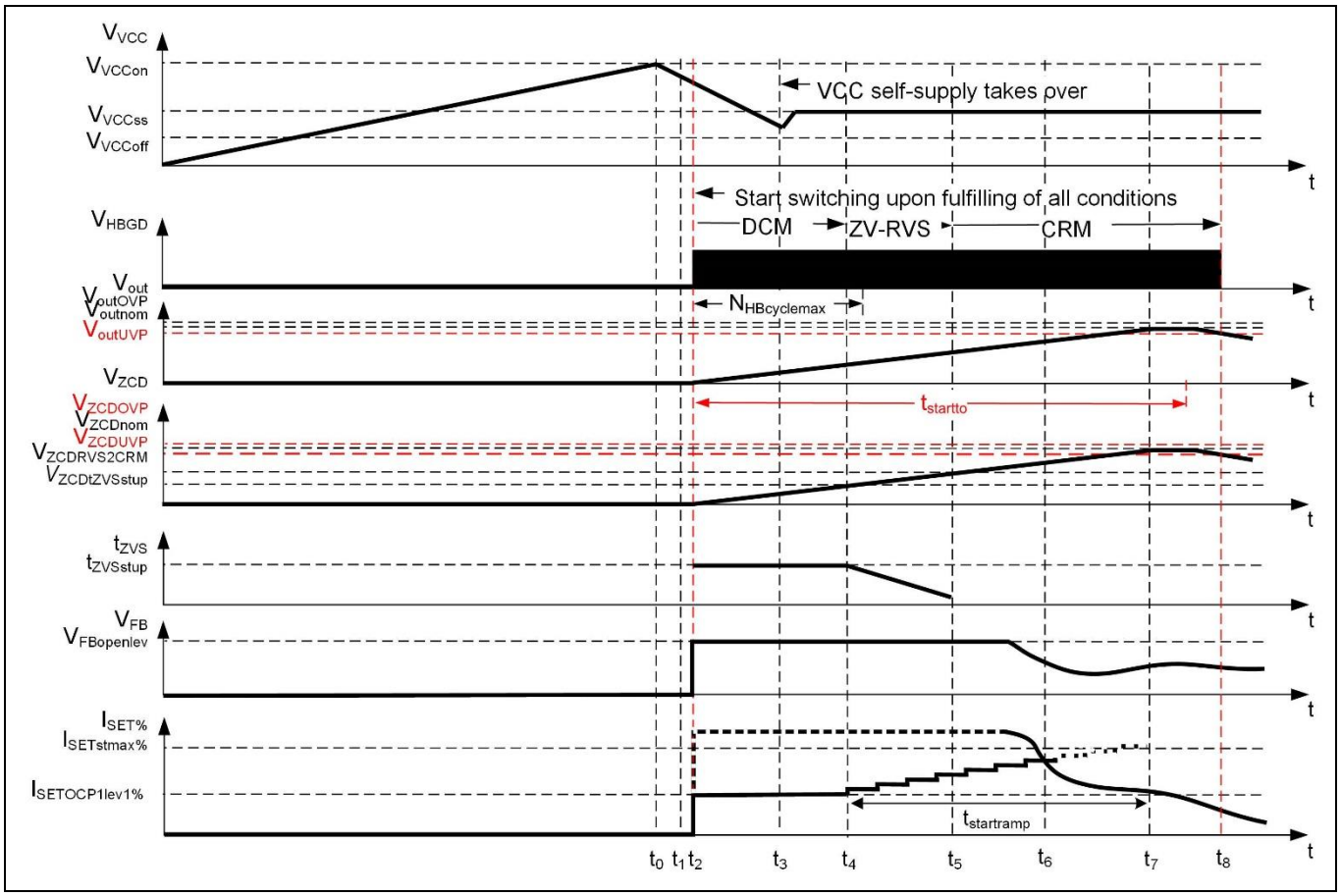


图 45　　输出电压相关保护参数

输入参数 *EV*$_{ZCDOVP}$（*图 45*）

它是基于 ZCD 引脚电压评估（自动重启或锁存）对检测到的输出过压事件作出反应的开关。

输入参数 *EN*$_{BMVoutUVP}$（*图 45*）

它在突发模式操作期间启用或禁用输出欠压保护。它有助于在深度突发模式操作中捕获低 V_{VCC} 电平的故障。

输入参数 *V*$_{out_UVP}$（*图 45*）

它是基于 ZCD 引脚电压的输出欠压保护电压阈值。此保护仅在 $t_{startto}$ 时间之后启用。如果电压 V_{zcd} 的平均值低于该值，则触发输出欠压保护，系统停止开关，报告 FAIL_VOUT_UVP 错误并进入自动重启状态。

输入参数 *t*$_{startto}$（*图 45*）

它是启动超时监控的时间阈值。它是允许的最长启动时间，从第一个 LS 栅极脉冲到反馈电压从其开环电平下降测得。如果在这段时间内反馈电压没有下降，则触发启动超时保护，系统停止开关，报告 FAIL_start-up_TIMEOUT 错误并进入自动重启状态。

5 参数化关于本文档

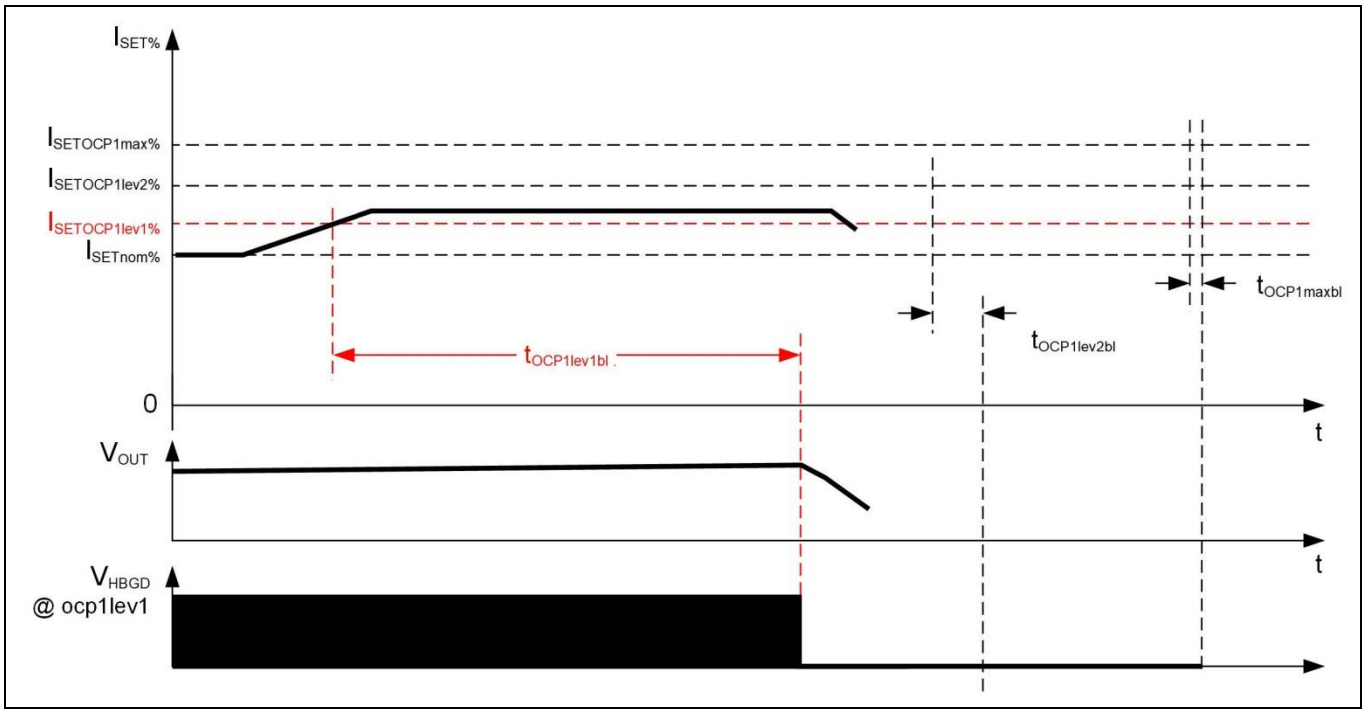


图 46　　OCP1 1 级保护参数

输入参数 $I_{SETOCP1lev1_perc}$（*图 46*）

它是 $\frac{I_{outOCP1lev1}}{I_{outnom}}$ 的比率，其中电流 $I_{outOCP1lev1}$ 为第一级输出过流保护（OCP1，1 级，即最低 OCP 级别）的输出电流阈值。如果输出电流高于 $I_{outOCP1lev1}$ 的时间超过监控时间窗 $t_{OCP1lev1bl}$，且输出过流保护 OCP1lev2 和 OCP1max 均未触发，则触发输出过流保护 OCP1lev1，系统停止开关，报告 FAIL_OCP_TH1 错误并进入自动重启状态。

输入参数 $t_{OCP1lev1bl}$（*图 46*）

它是输出过流保护 OCP1lev1 的监控/消隐时间窗。

5 参数化关于本文档

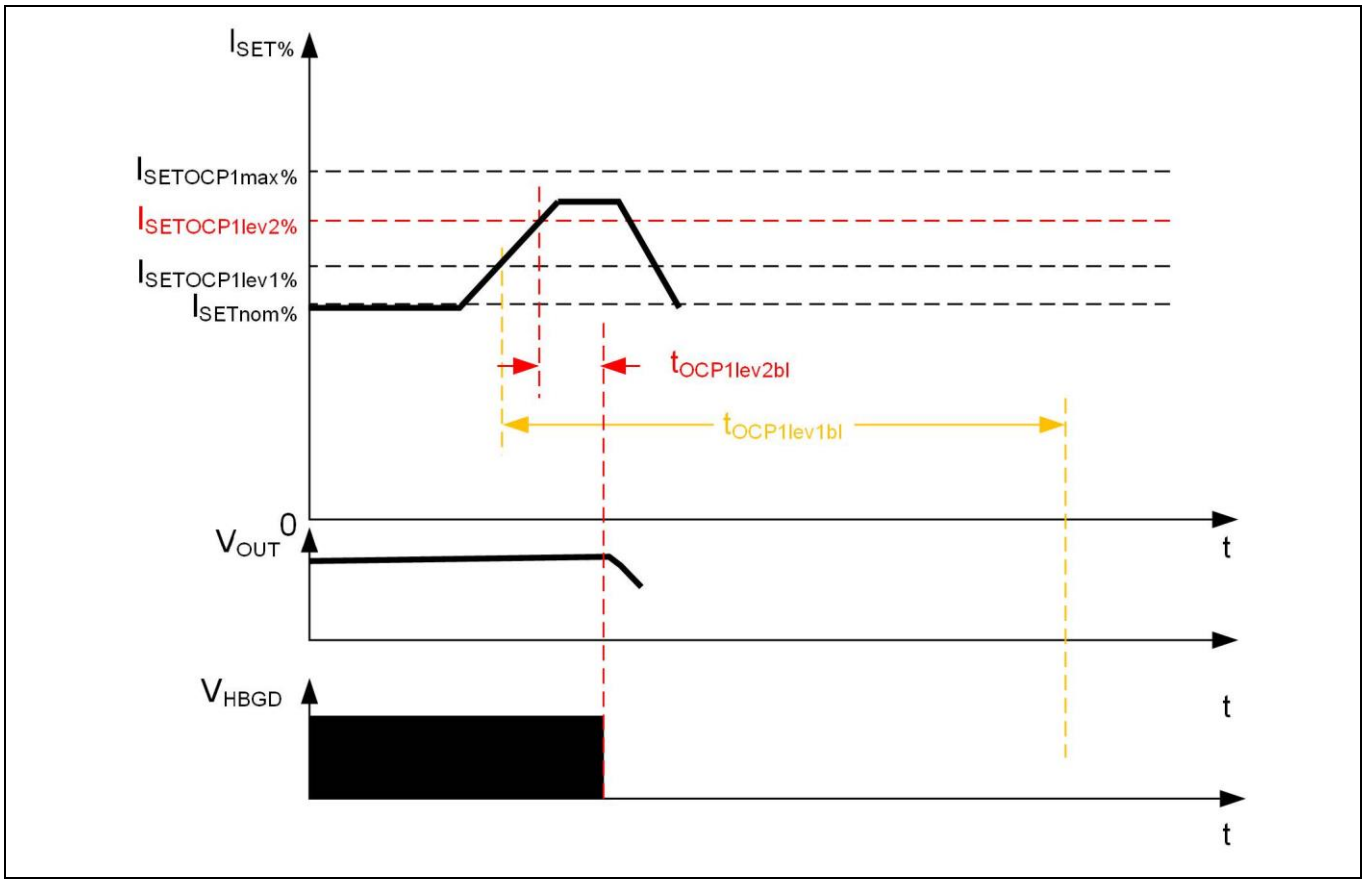


图 47　　OCP1 2 级保护参数

输入参数 $I_{SETOCP1lev2_perc}$（*图 47*）

它是 $\frac{I_{outOCP1lev2}}{I_{outnom}}$ 的比率，其中电流 $I_{outOCP1lev2}$ 为第二级输出过流保护（OCP1，2 级）的输出电流阈值。如果输出电流高于 $I_{outOCP1lev2}$ 的时间超过监控时间窗 $t_{OCP1lev2bl}$ 且输出过流保护 OCP1max 尚未触发，则触发输出过流保护 OCP1lev2，系统停止开关，报告 FAIL_OCP_TH2 错误并进入自动重启状态。

输入参数 $t_{OCP1lev2bl}$（*图 47*）

它是输出过流保护 OCP1lev2 的监控/消隐时间窗。

5 参数化关于本文档

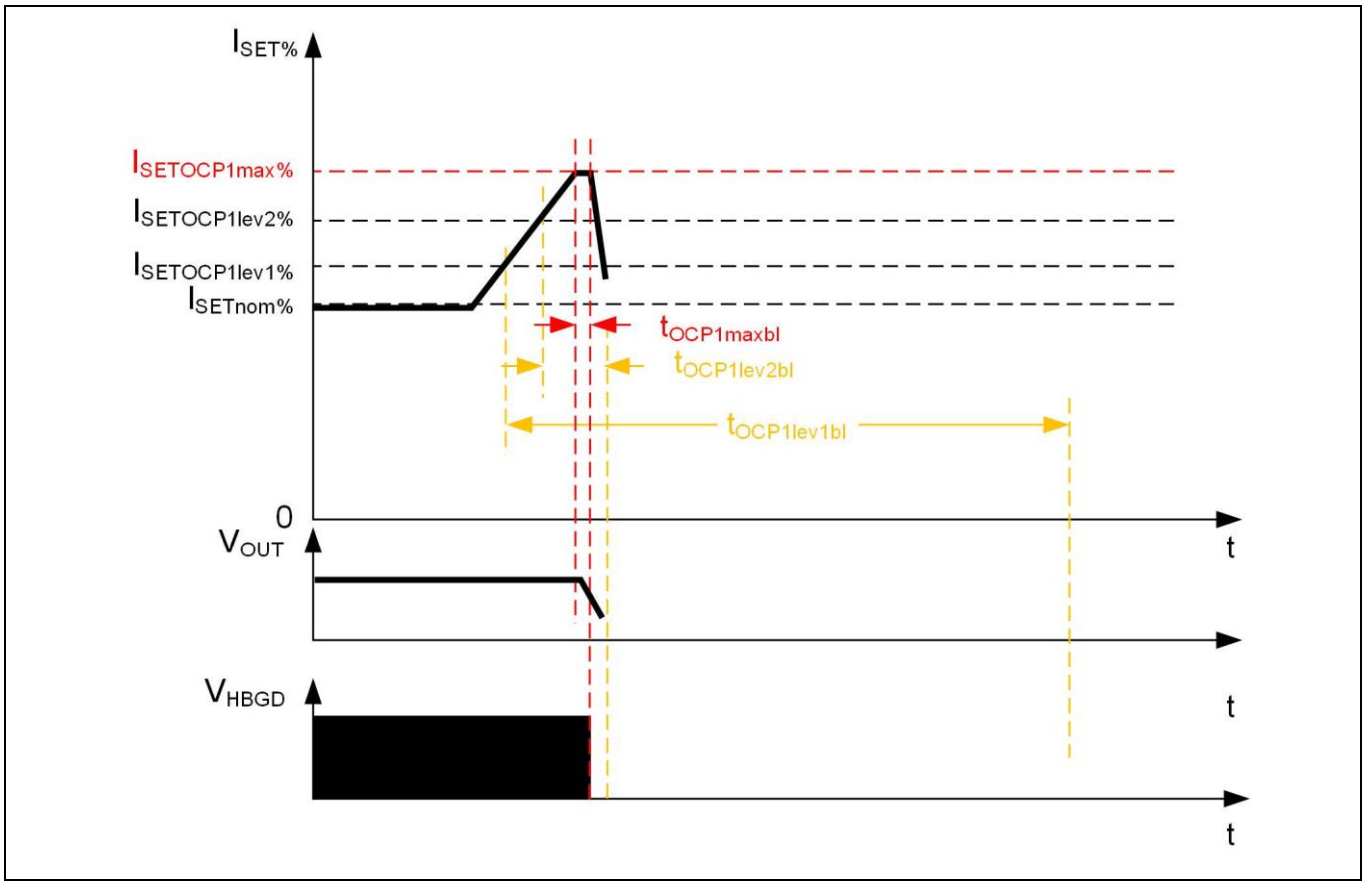


图 48　　OCP1 最高保护参数

输入参数 $I_{SETOCP1max_perc}$（*图 48*）

它是 $\frac{I_{outOCP1max}}{I_{outnom}}$ 的比率，其中电流 $I_{outOCP1max}$ 为最高级过流保护 (OCP1max) 的输出电流阈值。如果输出电流高于 $I_{outOCP1max}$ 的时间超过监控时间窗 $t_{OCP1max}$，则触发输出过流保护 OCP1max，系统停止开关，报告 FAIL_OCP1_max 错误并进入自动重启状态。

输入参数 $t_{OCP1maxbl}$（*图 48*）

它是 OCP1max 保护的监控/消隐时间窗。

5 参数化关于本文档

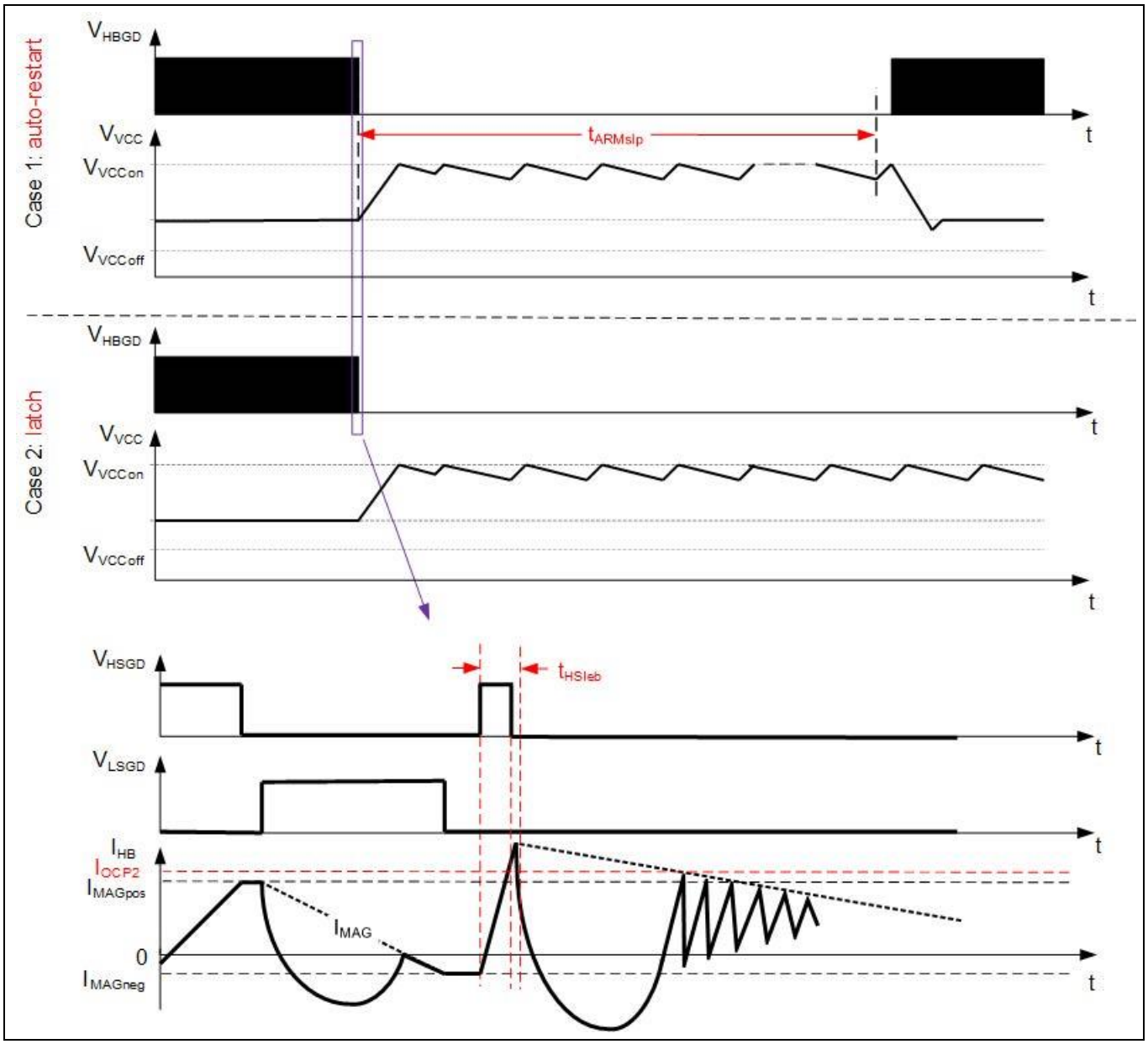


图 49　　对 OCP2 的反应

输入参数 *EV*$_{CSOCP2}$（*图 49*）

它是过流保护 2 (OCP2) 的反应开关（自动重启或闭锁）。

虽然输出过流保护 OCP1lev1、OCP1lev2 和 OCP1max 具有可配置的阈值和比开关周期更长的监控时间，但保护 OCP2 具有固定阈值 V_{CSOCP2}，并且在每个开关周期中均启用。一旦分流电阻器两端电压高于阈值 V_{CSOCP2}，就会触发 OCP2 保护，并在该开关周期内停止开关。

备注：　对于 OCP2 保护，前沿消隐时间 t_{HSleb} 不适用于电流感应信号。如图 49 所示，一旦电流感应信号 V_{CS} 高于阈值 V_{CSOCP2}，即使在 t_{HSleb} 时间内，也会关断 HS 栅极。

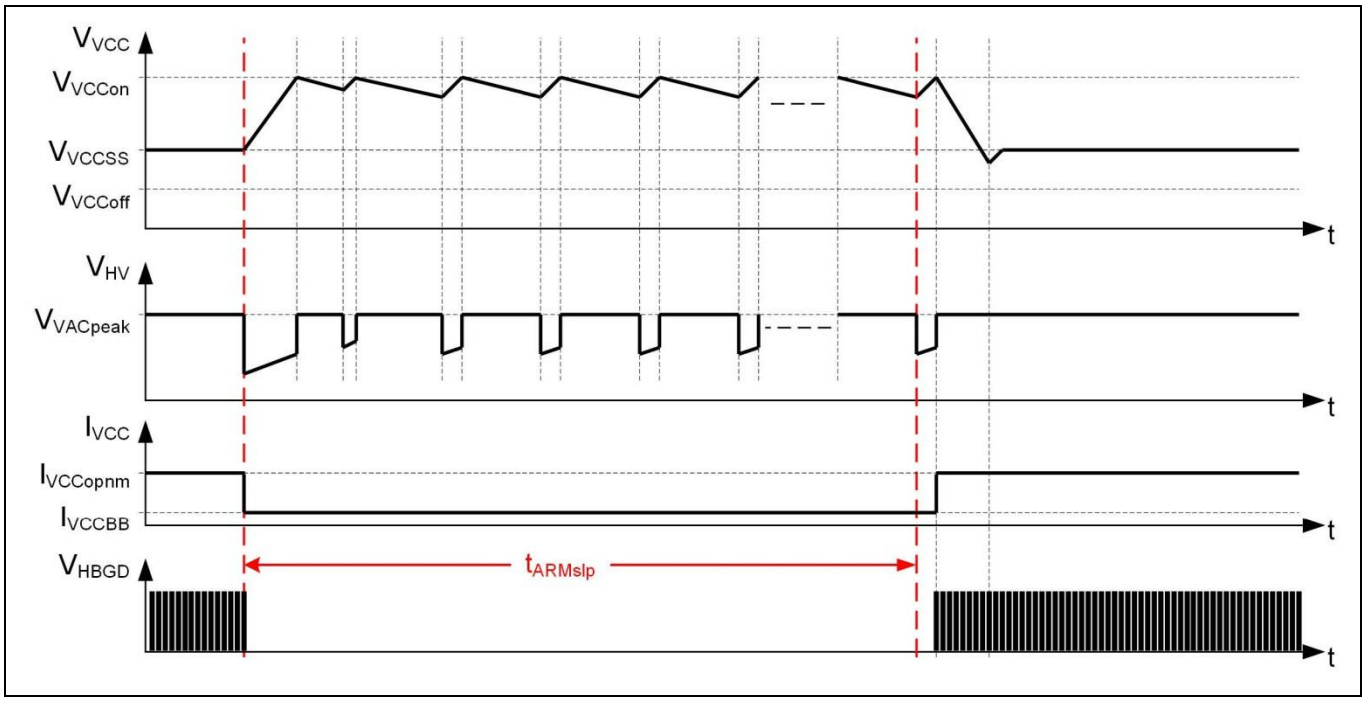


图 50　　自动重启时间中断

输入参数 t_{ARMslp}（图 50）

它是检测到故障后的自动重启时间中断。中断时间以 $t_{ARMbase}$ 定义的时间步长进行计数。

输入参数 $R_{MFIOOTPtrig}$（图 51）

如果在 MFIO 引脚和用于外部 OTP 的 IC 地之间连接了 NTC 电阻器，则它是在 MFIO 引脚触发外部 OTP 的电阻阈值。如果测得的电阻降至低于此阈值 $R_{MFIOOTPtrig}$，则触发外部 OTP 并停止应用程序。如果在正常操作期间触发 OTP，则报告 FAIL_OTP 错误，如果在启动时触发 OTP，则报告 FAIL_OTP_start-up 错误。

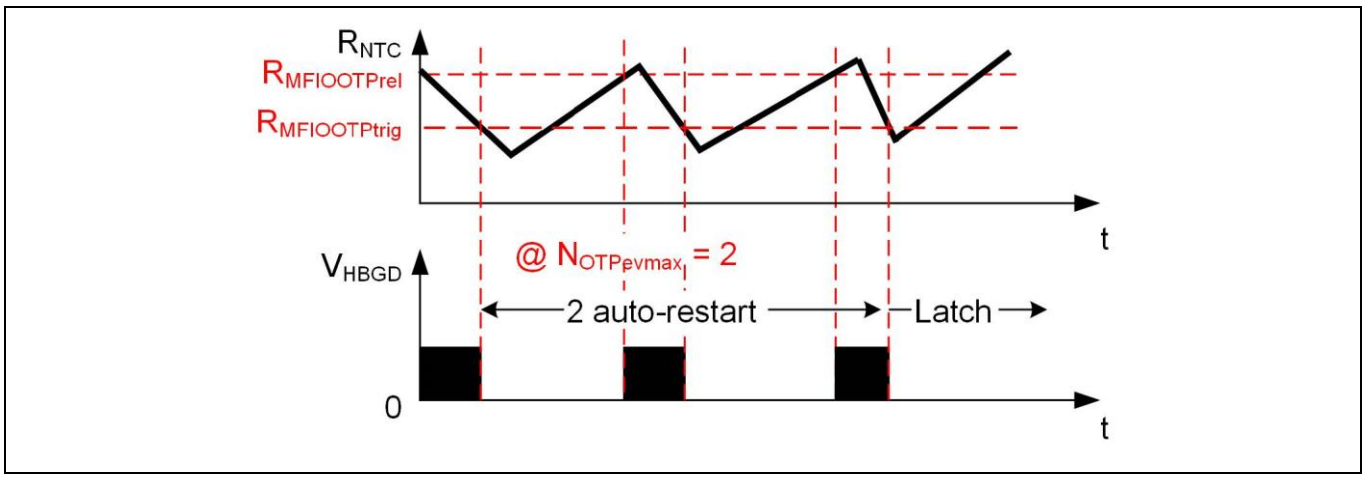


图 51　　OTP 参数

输入参数 $R_{MFIOOTPrel}$（图 51）

它是在 MFIO 引脚外部 OTP 释放的电阻阈值。随着温度降低，NTC 电阻再次增加。一旦该值上升到阈值 $R_{MFIOOTPrel}$ 以上，系统就可以根据为 $N_{OTPevmax}$ 设定的值通过启动过程或锁存恢复其操作。

输入参数 $N_{OTPevmax}$（图 51）

有关对 OTP 的反应，可能有两种情况。在第一种情况下，$N_{OTPevmax}$ 的值低于给定的最大值。在这种情况下，系统将自动重启，直到达到给定的 $N_{OTPevmax}$ 数量。在此之后，系统进入锁存状态，只有 VCC 断电才能将系统解除锁存，

并且每次 OTP 事件都会报告 FAIL_OTP 错误。在另一种情况下，当该值设定为给定的最大值 (65535) 时，系统将*始终*在温度降低且 NTC 值增加到阈值 $R_{MFIOOTPrel}$ 以上后自动重启，同时在每个 OTP 事件均报告 FAIL_OTP 错误。

输入参数 *EV*$_{WDOG}$

该参数定义了看门狗因任何原因没有及时复位时的反应，无论是自动重启还是锁存。

5.3.8 模式阈值

该组中的五个输入参数为：$I_{SETRVS2CRM_perc}$、$I_{SETCRM2RVS_perc}$、$V_{out_RVS2CRM}$、$V_{out_CRM2RVS}$ 和 $I_{MAGposRVS0V_perc}$。

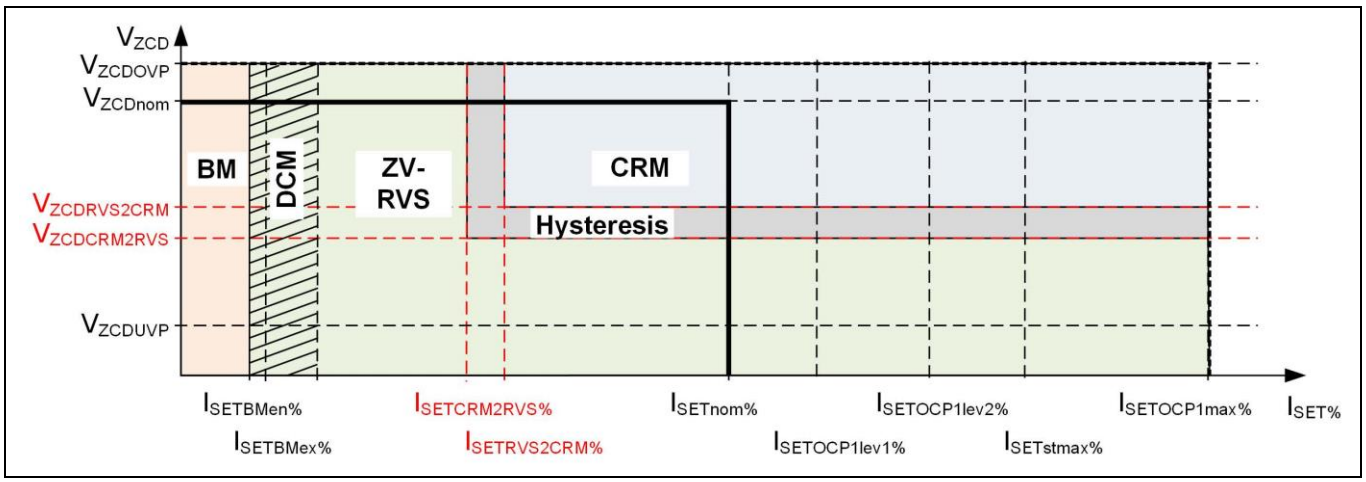


图 52 ZV-RVS 和 CRM 转换参数

输入参数 *I*$_{SETRVS2CRM_perc}$（*图 52*）

它是 $\frac{I_{outRVS2CRM}}{I_{outnom}}$ 的比率，其中电流 $I_{outRVS2CRM}$ 是从 ZV-RVS 模式切换到 CRM 的输出电流阈值。

输入参数 *I*$_{SETCRM2RVS_perc}$（*图 52*）

它是 $\frac{I_{outCRM2RVS}}{I_{outnom}}$ 的比率，其中电流 $I_{outCRM2RVS}$ 是从 CRM 切换到 ZV-RVS 模式的输出电流阈值。

输入参数 *V*$_{out_RVS2CRM}$（*图 52*）

它是 $\frac{V_{outRVS2CRM}}{V_{outnom}}$ 的比率，其中电压 $I_{outRVS2CRM}$ 是从 ZV-RVS 模式转换到 CRM 的输出电压阈值。

输入参数 *V*$_{out_CRM2RVS}$（*图 52*）

它是 $\frac{V_{outCRM2RVS}}{V_{outnom}}$ 的比率，其中电压 $I_{outCRM2RVS}$ 是从 CRM 转换到 ZV-RVS 模式的输出电压阈值。

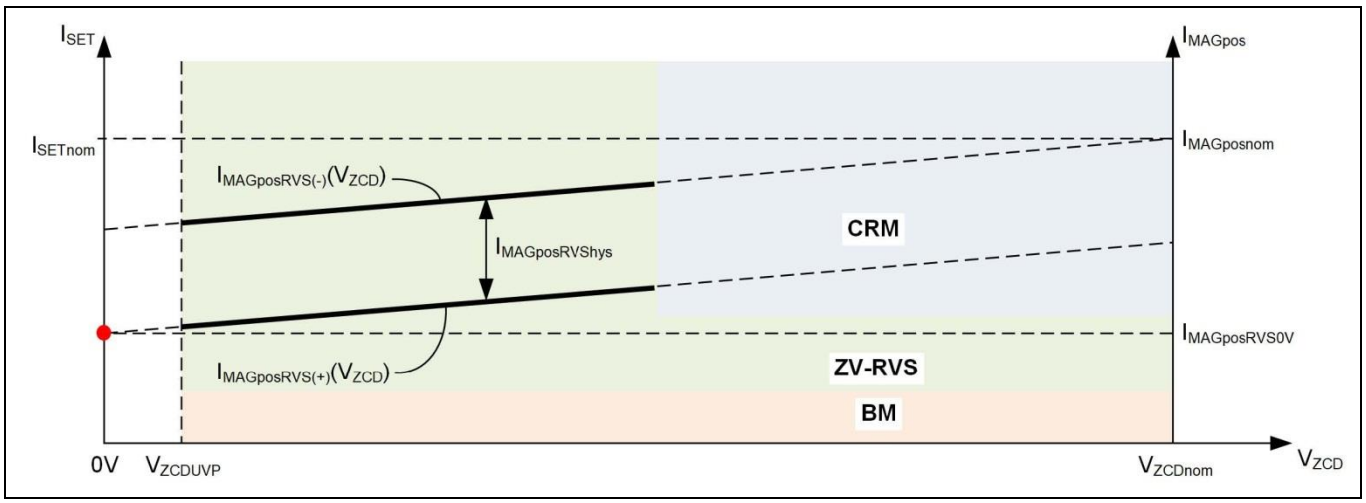


图 53　　谷值控制起点

输入参数 $I_{MAGposRVS0V_perc}$（*图 53*）

它是 $\frac{I_{MAGposRVS0V}}{2\cdot\frac{I_{outnom}}{N}}$ 的比率，其中电流 $_{MAGposRVS0V}$ 是输出电压 V_{out} 为 0 V 时的电流正峰值。该参数的值定义了线路 $I_{MAGposRVS}(+)$，这进一步确定了谷值变化的阈值和 ZV-RVS 模式操作中的时间 $t_{waitgap}$。此外，线路 $I_{MAGosRVS}(+)$ 根据输出电压电平定义了突发模式操作期间的正峰值电流。

5.3.9　　抖动

该组中的输入参数为：V_{in_jitter}、$d_{Jitterspread_perc}$ 和 $t_{Jitterstpdel}$。

输入参数 V_{in_jitter}（*图 54*）

它是用于激活和停用开关频率抖动功能的电压阈值。如果测得的输入电压高于该阈值，则激活开关频率抖动，否则停用。

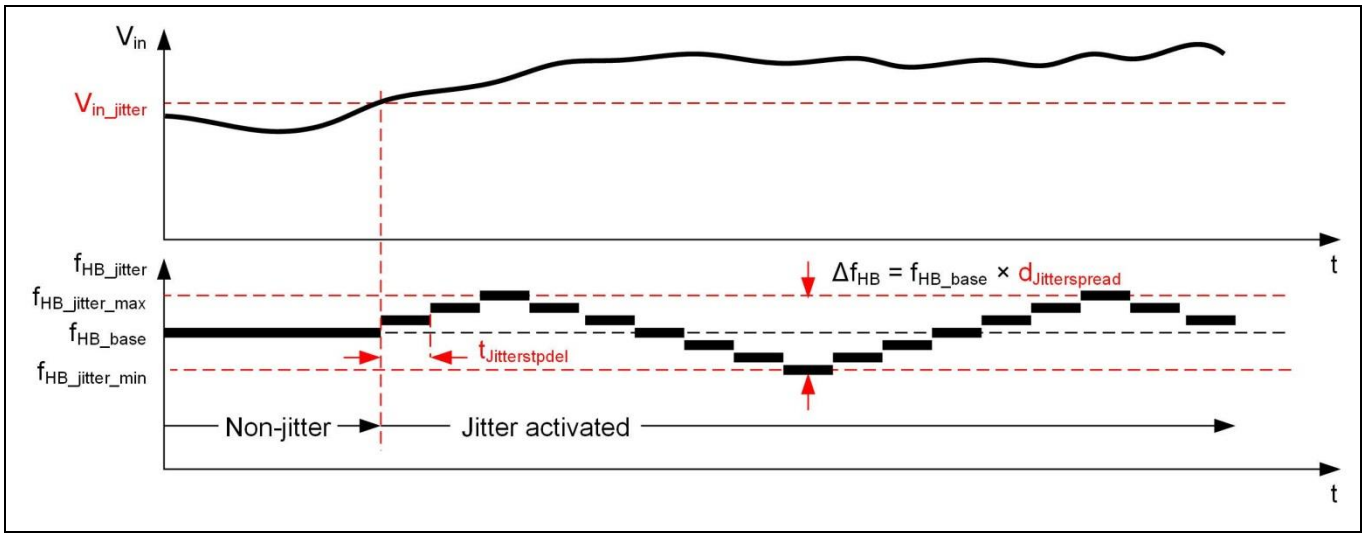


图 54　　开关频率抖动参数

输入参数 $d_{Jitterspread_perc}$（*图 54*）

它是以基本开关频率的百分比为单位的频率抖动扩散设置。在基本开关频率为 200 kHz 且此参数设定为 10% 时，开关频率在 180 kHz 至 220 kHz 的范围内。

输入参数 $t_{Jitterstpdel}$（*图 54*）

它是频率变化步骤之间的时间延迟。该参数的值必须长于系统调节稳定时间。

5.3.10　　其他

输入参数 t_{PDC}

它是峰值电流比较器传播延迟补偿的时间段。

对于 HFB，获取正确值的一种简单方法是根据参数 $I_{SETOCP1lev1_perc}$ 验证真实和目标 $I_{OCP1lev1}$。如果两个值相互匹配，则 t_{PDC} 的参数值正确。否则，如果测得的 $I_{OCP1lev1}$ 低于设定的目标电平，则必须减小参数 t_{PDC} 的值，反之亦然。

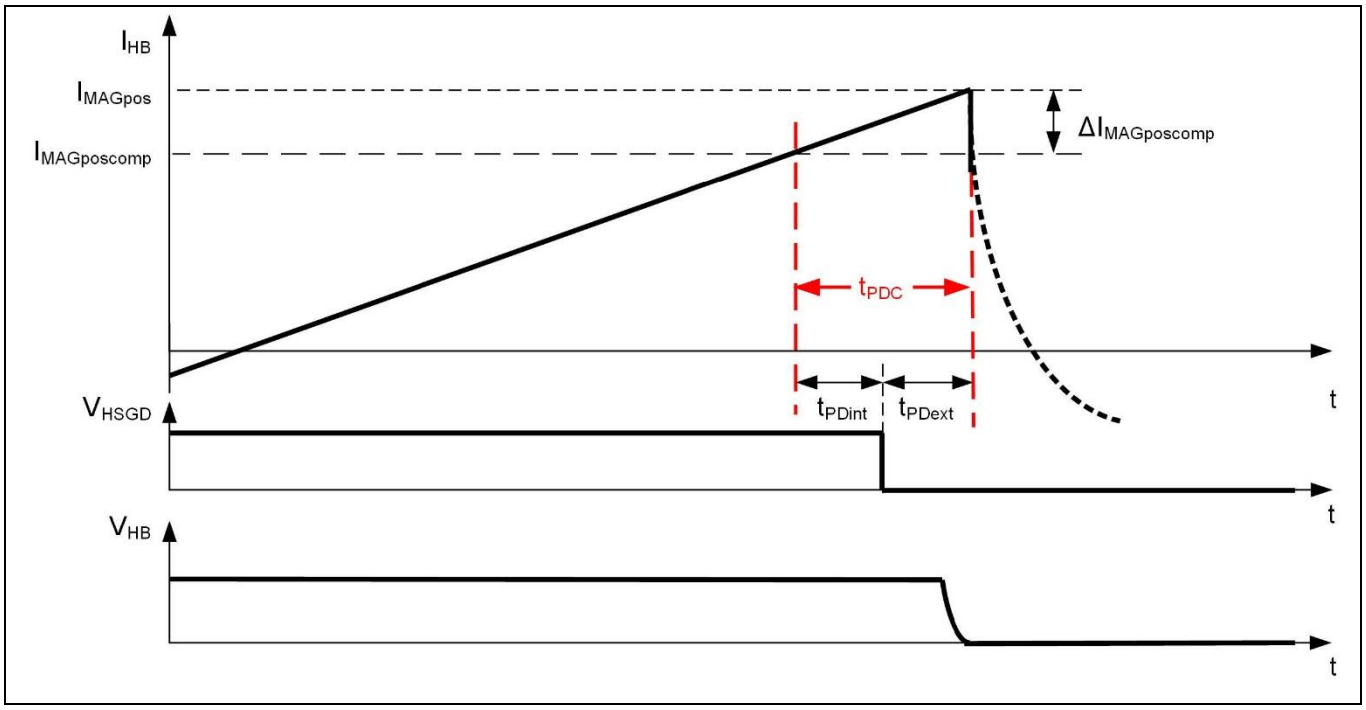


图 55　　传播延迟补偿时间

6 PCB 设计提示

PCB 布局有一些通用规则。本子章节给出了一些实用的 PCB 布局提示，以确保良好的系统性能，包括 IC 焊垫、PCB 走线布局的考虑因素以及可实现良好 EMI 性能的设计。包括以下几点：

- IC 封装和焊垫（*章节 6.1*）
- PCB 布局考虑因素（*章节 6.2*）

6.1 IC 封装和焊垫

IC 采用具有 14 个接合引脚的焊垫 PG-DSO-14，但有两个引脚（2 和 11）并未主动用于 HFB 控制器。

备注：　建议将这些引脚连接到 IC 地，避免通过未使用的引脚吸收任何噪声。该焊垫具有传统 DSO-16 封装的外形尺寸，如图 56 所示。

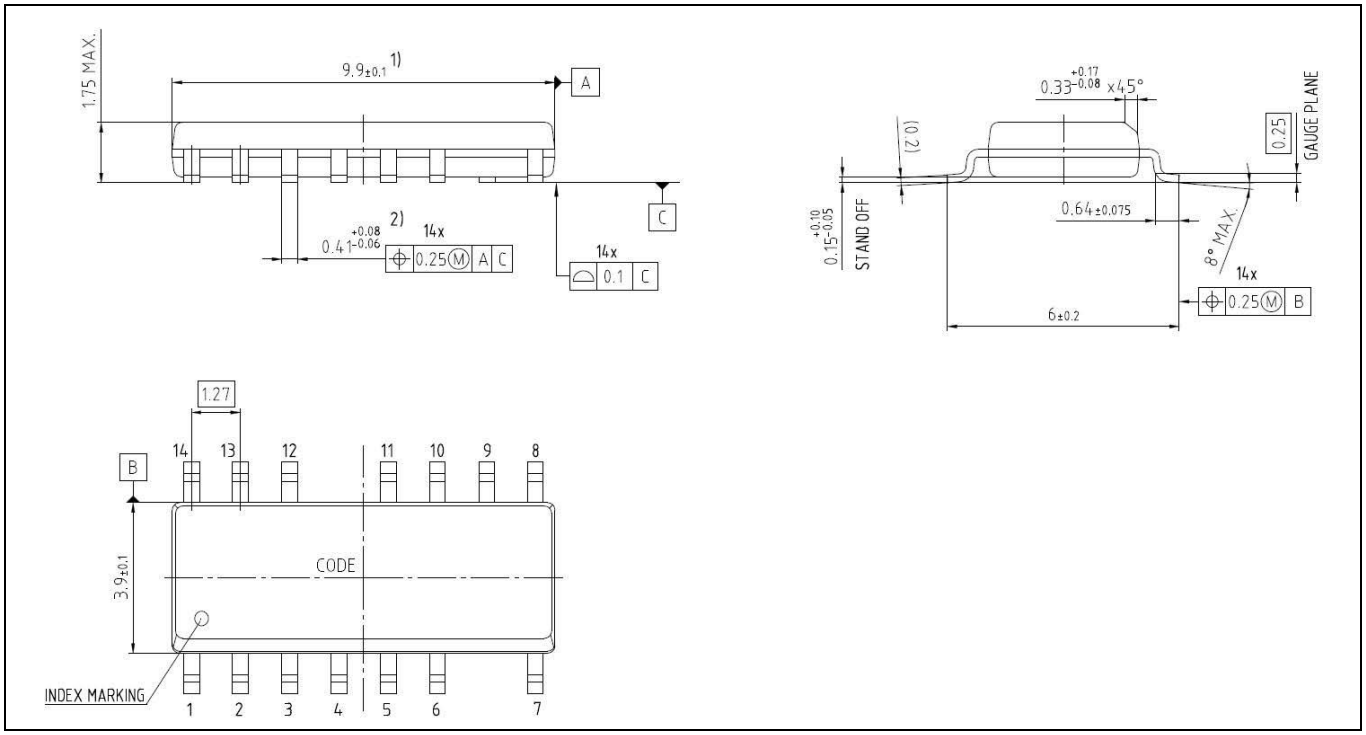


图 56　PG-DSO-14 外形

6 **PCB 设计提示**关于本文档

6.2 PCB 布局考虑因素

对于 PCB 布局，必须注意具有高 dt 和高 |t 的路径和环路、接地和 PCB 走线阻抗。这一点将如下进行图形说明。

敏感信号

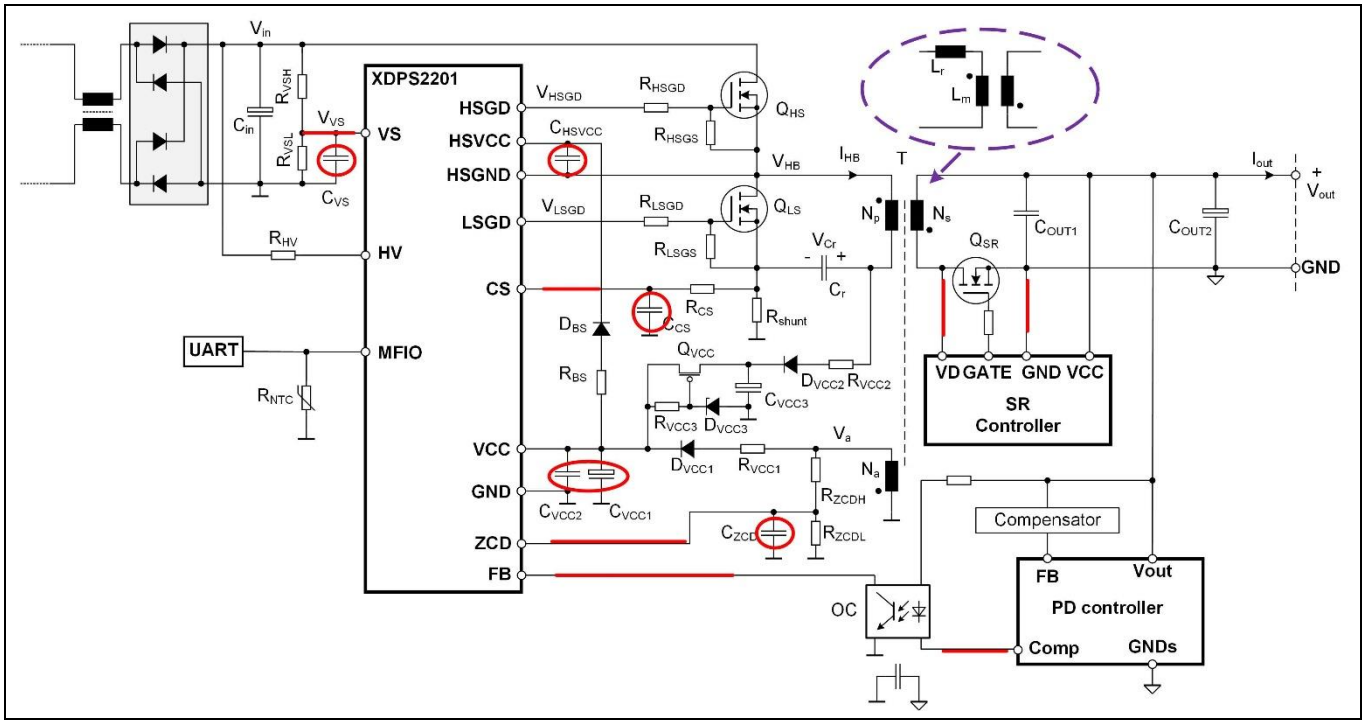


图 57 敏感信号和滤波电容器

对于这种敏感信号，至关重要的是 PCB 走线应尽可能短，而滤波电容器必须靠近 IC 放置。对于 VS 引脚分压器，电阻器也应靠近 IC 放置。由于电阻器 R_{VSH} 和 R_{VSL} 之间的 PCB 走线非常长，信号 V_{VS} 可能易受干扰。

6 PCB 设计提示关于本文档

高 $\frac{dv}{dt}$ 的 PCB 走线

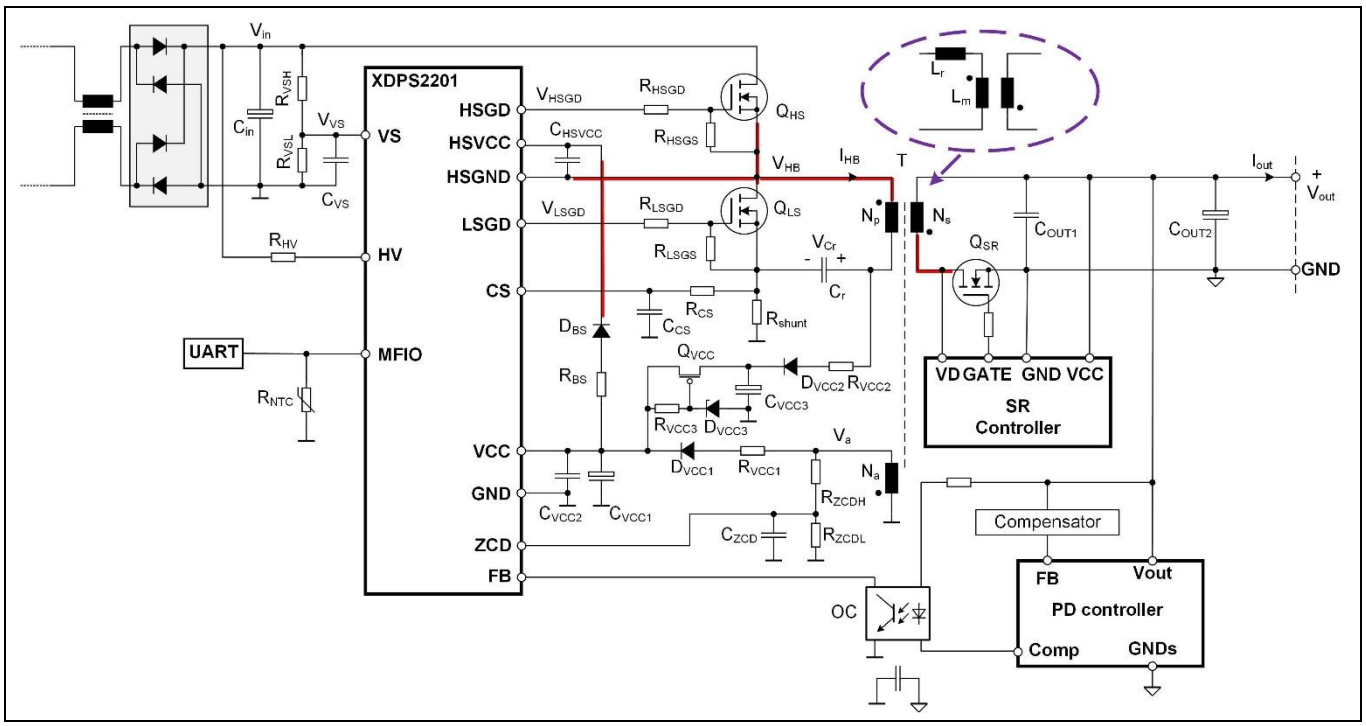


图 58 高 $\frac{dv}{dt}$ 的 PCB 走线

对于高 $\frac{dv}{dt}$ 的 PCB 走线（最常见的噪声源之一），它应当尽可能短，并与敏感信号保持足够的距离，以最大限度地减少耦合噪声。

6 **PCB 设计提示**关于本文档

高 $\frac{di}{dt}$ 的 PCB 走线

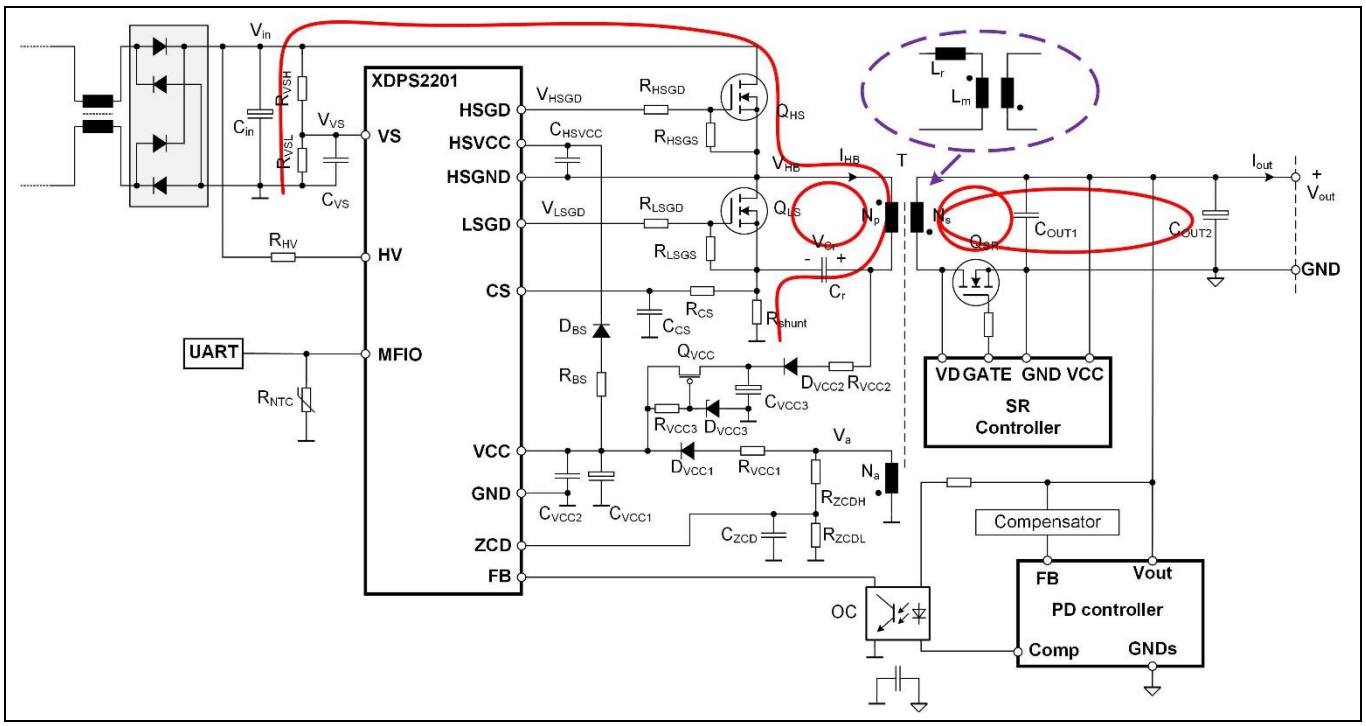


图 59　　高 $\frac{di}{dt}$ 的 PCB 走线

此类信号的 PCB 走线应为低阻抗，包括走线电阻和电感，并且环路尺寸必须小。对于多层 PCB 设计，可以使用重叠层尽量减小环路。

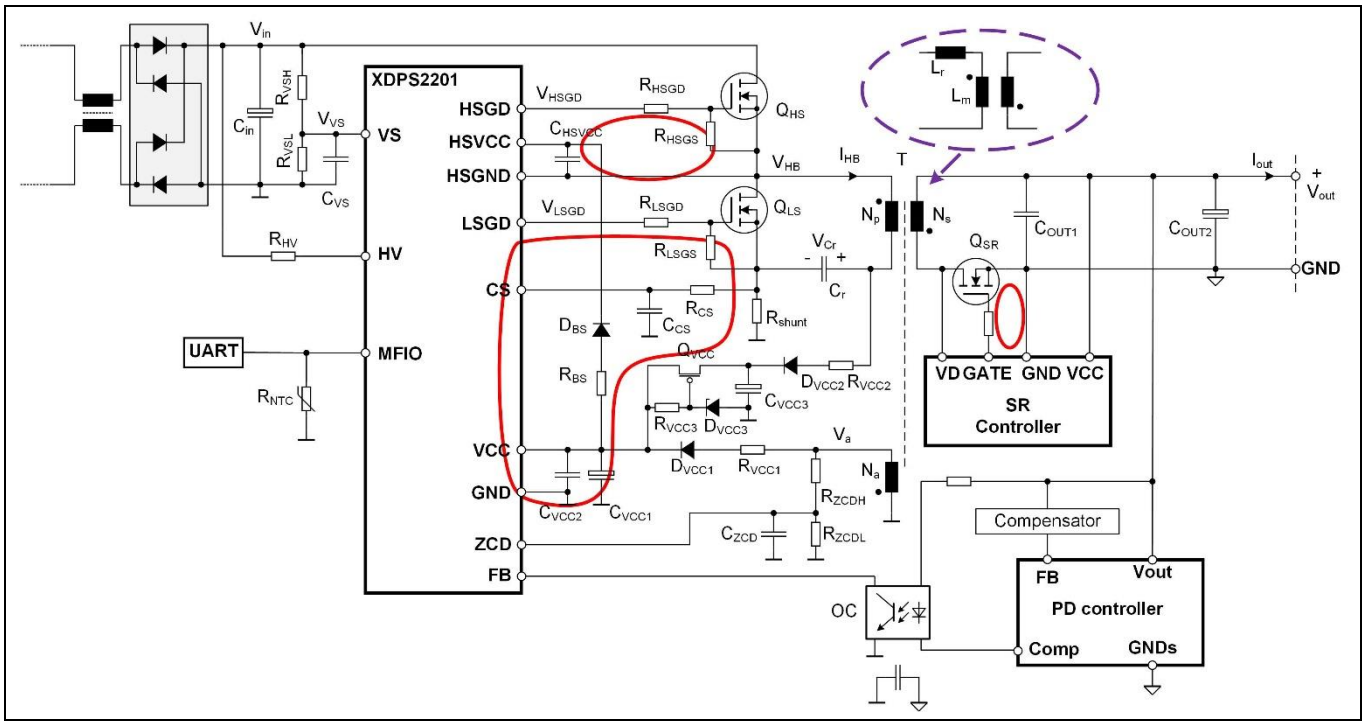


图 60　　栅极驱动器环路

栅极驱动器环路尺寸必须尽可能小。

6 **PCB 设计提示**关于本文档

接地

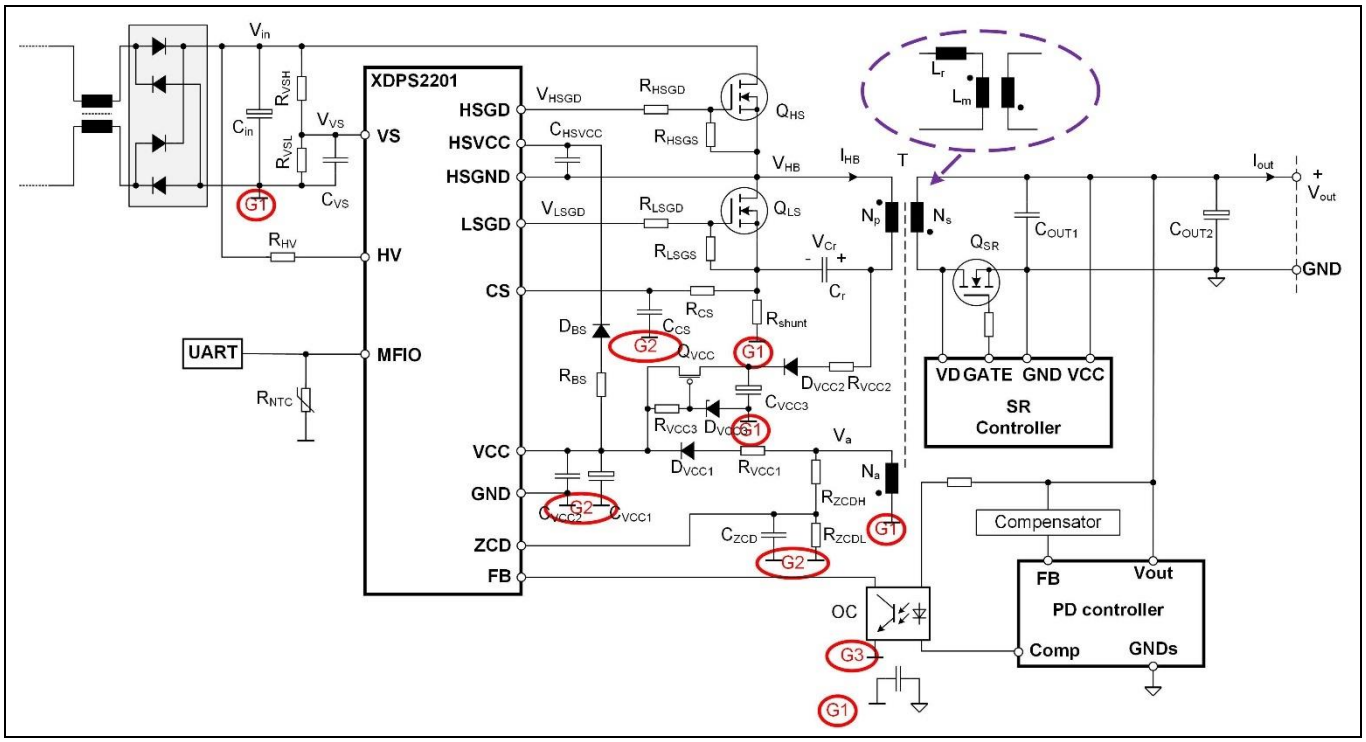


图 61　　接地方案

基本接地类型有 G1 到 G3 三种，其中 G1 为电源地，G2 为 IC 地，G3 为特殊地，它属于 G1 还是 G2 主要取决于光耦合器的耦合电容。耦合电容小，可用作 G2，反之，则用作 G1 为佳。

不同的接地组应通过短接触连接在一起。之后，不同的接地组必须连接到母线电容地，形成星形接地连接。

获得良好 EMI 的 PCB 布局提示

精心设计的 PCB 有助于提高板级的 EMI 性能，包括：

- EMI 滤波器的小型环路
- EMI 滤波器元件和开关元件之间以及高 $\frac{dv}{dt}$ 和 $\frac{di}{dt}$ PCB 走线之间具有充足的空间
- 具有低 ESR 的母线电容器
- 初级侧和次级侧 Y 电容的正确连接。正常情况下，Y 电容连接到无噪声点，如电源地或稳压

7 其他信息

还有一些其他有关良好设计和简化设计的一般提示。下面列出了这些提示：

- 可实现良好 EMI 性能的设计（*章节 7.1*）
- ZVS 参数调整（*章节 7.2*）
- 输出电容（*章节 7.3*）
- 谐振电容器（*章节 7.4*）
- 宽输出电压范围设计（*章节 7.5*）
- 探测演示板上的信号（*章节 7.6*）

7.1 可实现良好 EMI 性能的设计

系统的 EMI 性能取决于若干因素。除了 PCB 设计部分提到的那些因素之外，以下几点可能有助于实现良好的 EMI 性能。

开关频率选择

一般而言，低于 EMI 规则的起始频率的开关频率越低，EMI 滤波器设计就越容易。然而，这可能会受其他因素限制，例如所需的变压器尺寸。

另一方面，由于与栅极脉冲宽度、信号感应和处理相关的特定时间限制，开关频率不应高于 300 kHz。

共模扼流圈

对于共模扼流圈，绕组结构起着重要作用。环形磁芯上的双线并联绕组可将开关噪声吸收降至最低，这对于紧凑型设计至关重要。

变压器构造

通过一些措施，可以将变压器耦合噪声发射降至最低，例如，在初级侧和次级侧绕组之间使用内部屏蔽层。从一些测试中可以看出，屏蔽层最好采用多股利兹线，确保具有足够的噪声衰减且对系统效率产生较小影响。

7.2 ZVS 参数调整

只能通过正确设置 $t_{LS2ZCDnom}$、$t_{LS2ZCDmin}$、$I_{MAGnegnom_perc}$、$I_{MAGnegmaxCRM_perc}$ 和 $I_{MAGnegmaxRVS_perc}$ 的值确保开关 Q_{HS} 和 Q_{LS} 的 ZVS。在这些参数中，$t_{LS2ZCDnom}$ 和 $I_{MAGnegnom_perc}$ 在标称输出电压和电流以及 V_{in_OpC1} 左右的输入电压下工作时有效，而其他参数则适用于最高工作输入电压 V_{in_OVP}。$t_{LS2ZCD*}$[3] 的值根据输入电压 V_{in} 进行调整，使开关 Q_{HS} 实现 ZV 导通，并测量负电流幅值 $I_{MAGneg*}$。然后根据以下等式计算参数 $I_{MAGnegnom_perc}$、$I_{MAGnegmaxCRM_perc}$ 和 $I_{MAGnegmaxRVS_perc}$ 的值：

$$I_{MAGneg*_perc} = \frac{I_{MAGneg*}}{\frac{2 \cdot I_{outnom}}{N}} \cdot 100$$

等式 43

对于宽输入范围设计，将 $I_{MAGnegnom_perc}$ 的加倍值作为 $I_{MAGnegmaxCRM_perc}$ 和 $I_{MAGnegmaxRVS_perc}$ 的值是良好的起点。

3 * 代表不同的情况：nom、maxCRM 和 maxRVS

7.3 输出电容

输出电容由以下三个主要因素决定：

- 指定最大负载阶跃下对纹波的要求
- 突发模式操作期间对输出电压纹波的要求
- 突发进入和退出时稳定顺滑的过渡

选定的输出电容由这些要求中的最大值定义。

7.4 谐振电容器

对于谐振电容器，可以使用陶瓷或薄膜电容器。为实现具有成本效益的设计，通常使用陶瓷电容器。相比薄膜电容器，陶瓷电容器具有更高的电压系数，并且必须针对宽输出电压范围设计进行补偿。在 XDPS2201 中，这种补偿的参数为 $t_{TRANRVS0V_perc}$（*图 30*）。尽管控制 IC 具有这种补偿能力，但由于谐振电容器两端的电压纹波和所需的额定电压，建议不要为谐振电容器使用太小的电容。

7.5 宽输出电压范围设计

对于 USB-PD 应用，输出电压在不同电平之间变化。在低输出电压下，信号 V_{ZCD} 在时间 t_{LSon} 期间也具有小幅值。根据适当的系统尺寸，t_{LSon} 期间的电压 V_{ZCD} 必须远高于阈值 V_{ZCDTHR}，才能进行可靠的过零检测。

7.6 探测演示板上的信号

直接探测演示板上的信号十分必要。但是普通的示波器探头具有非常长的接地连接和延长的尖端。这种探头不适合直接用于在功率转换器上进行测量，特别是采用高度紧凑设计的功率转换器，它会从长尖端和接地连接吸收大环路的噪声。为实现高质量的信号探测，强烈建议采用小型接地环路，直接接入信号和在演示板上垂直定位探头，如*图 62* 所示。



图 62 演示板上的信号探测

8 总结

HFB 拓扑结构简单，具有一些谐振特性。由于以下事实，它是在宽输入和输出电压范围应用中高效率实现超高功率密度设计的最佳选择：

- 变压器和谐振电容器均有助于中间能量存储以尽量减小组件尺寸
- 初级侧的两个 MOSFET 可实现零电压开关，效率高
- SR MOSFET 可实现零电流关断，效率高
- 支持宽输入电压范围，无需任何额外的组件
- 在宽输出电压和电流范围内进行多模式操作，效率高
- IC 深度睡眠模式支持轻负载下的低输入功耗
- 完整的可配置参数集使控制器能够用于平台解决方法

本文档描述了控制器 IC 功能和设计提示，包括可配置参数。

9 参考文献

1. USB-PD：***https://www.usb.org/usb-charger-pd***
2. 数据表“XDP 混合反激式控制器 XDPS2201”
3. III 型补偿器：***https://www.infineon.com/dgdl/an-1162.pdf?fileId=5546d462533600a40153559a8e17111a***

10 相关链接和支持材料

有用互联网快捷方式的集合。

- 电源管理选择指南
  - ***http://www.infineon.com/powermanagement-selectionguide***
- 搜索视频
  - - ***http://www.infineon.com/mediacenter***
- 购买渠道
  - - ***http://www.infineon.com/wheretobuy***
- 交叉参照搜索
  - - ***http://www.infineon.com/crossreference***
- 评估板
  - - ***http://www.infineon.com/evaluationboards***
- 封装信息
  - - ***http://www.infineon.com/packages***
- 联系和支持
  - - ***http://www.infineon.com/support***

11 变更历史

表 3 变更历史

日期	修订版	主要变更
2020.03.01	V1.0	首次发行

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。

2021/3/1 版本

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。

您对本文档的任何方面有疑问？

电子邮箱：erratum@infineon.com

文档参考
IFX-svs1584626679042

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。

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。