

英飞凌 XDP 混合式反激式控制器 XDPS2201

产品概述

产品亮点

- 采用 DSO-14 (150mil) 封装、集成半桥驱动器的数字混合式反激式控制器
- 600V 高压启动单元，可实现快速充电和低待机功耗
- 峰值电流模式控制，实现稳健、快速的线性与负载控制
- 基于输出电流估计的突发模式进入/退出操作
- 初级侧输出过压保护
- 支持最低空载待机功率<75mW
- 通过单引脚 UART 接口可配置广泛的参数
- 最低的物料清单成本

特性

- 可配置的输入启动电压和欠压跌落保护
- 可配置的内置软启动
- 可配置的突发模式进入和退出电流阈值，具有较小的滞后
- 可配置的过流保护，针对峰值和瞬态负载设有两级保护
- 可配置的输出过压保护
- 可配置的频率降低功能，支持跳过周期以提高低负载效率
- 可配置的开关频率抖动
- 可配置的传播延迟补偿，实现精确的峰值电流控制
- 无铅引脚镀层；符合 RoHS 标准
- 符合 IEC61249-2-21 标准的无卤设计

目标应用

- AC/DC 开关电源
- 超高功率密度适配器>20W/inch³
- 超高效率开关电源>93%

产品验证

符合 JEDEC47/20/22 相关测试，已通过工业应用认证

产品描述

XDPS2201 内置了一个基于非对称半桥控制的混合式反激式控制器。该半桥电路驱动一个传统的反激式变压器，并配合一个串联电容器工作。反激式变压器的主电感与串联电容器组成一个谐振电路，该电路不仅用于实现半桥功率开关的零电压开关（ZVS）特性，还在反激式变压器的常规退磁阶段提供谐振功率传输。在正常工作期间，充电时段及相关功率通过直接峰值电流控制进行调节，而退磁阶段则采用定时控制，以确保实现正确的负预磁化，这是半桥功率开关达到零电压开关（ZVS）状态所必需的。除了连续谐振模式（CRM）工作外，该 IC 还提供了先进的零电压谐振谷值开关（ZV-RVS）和突发模式，以在整个负载范围和宽输出电压范围内实现最高效率。

Sales Code	Package	SP-Ordering Code
XDPS2201	PG-DSO-14	SP005417712

本数据手册的原文使用英文撰写。为方便起见，英飞凌提供了译文；由于翻译过程中可能使用了自动化工具，英飞凌不保证译文的准确性。为确认准确性，请务必访问 infineon.com 参考最新的英文版本（控制文档）。

XDP 混合式反激式控制器 XDPS2201

典型应用

典型应用

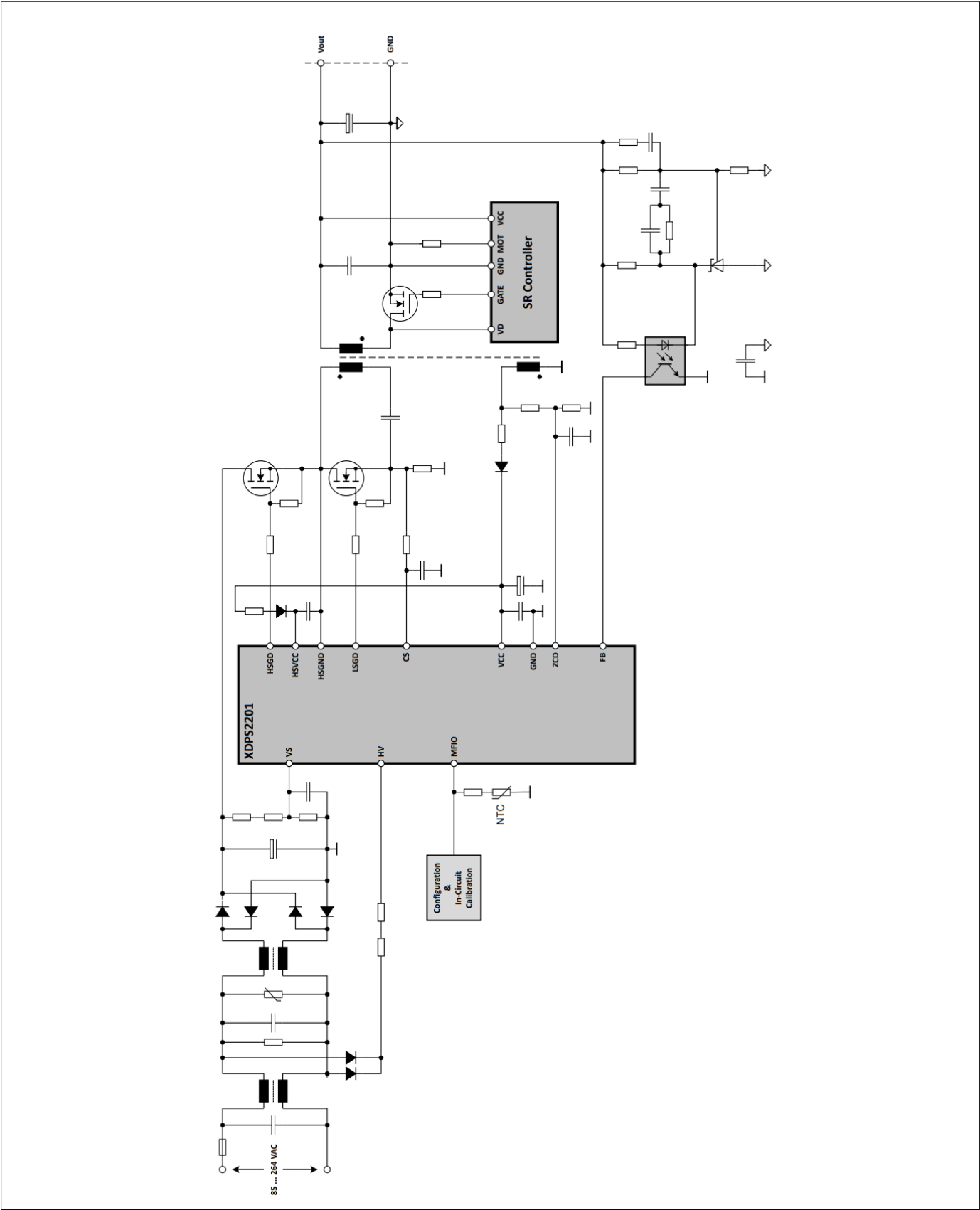


图 1 高密度适配器 < 75W

目录

目录

	产品概述	1
	产品验证	1
	产品描述	1
	典型应用	2
	目录	3
1	引脚配置	6
2	框图	8
3	功能描述	9
3.1	简介	9
3.1.1	连续谐振模式 (CRM)	10
3.1.2	零电压开关 (ZVS) 工作的边界条件	13
3.1.3	零电压谐振谷底切换模式 (ZV-RVS)	14
3.1.4	输出控制方法	16
3.2	电源管理	18
3.2.1	VCC电容充电和启动序列	18
3.2.2	启动电压阶段采用的“bang-bang”模式运行	19
3.2.3	保护模式运行期间的“bang-bang”模式	21
3.2.4	突发模式 (BM) 运行期间的VCC供电	22
3.3	控制功能	24
3.3.1	输出控制	24
3.3.1.1	在宽输入电压范围内保持零电压开关 (ZVS) 工作	25
3.3.1.2	在宽输出电压范围内保持零电压开关 (ZVS) 工作	26
3.3.1.2.1	在CRM工作模式下实现逐周期零电压开关 (ZVS) 工作	26
3.3.1.3	输出电流控制律	27
3.3.1.3.1	CRM期间的电流控制	30
3.3.1.3.2	ZV-RVS模式下的电流控制	31
3.3.1.4	传播延迟补偿 (PDC)	31
3.3.2	PWM 控制方案	32
3.3.2.1	CRM 控制方案	33
3.3.2.2	ZV-RVS 控制方案	34
3.3.2.2.1	跳谷数值控制	35
3.3.2.3	DCM控制方案	36
3.3.2.4	模式转换控制	37
3.3.2.5	过流控制	37
3.3.3	Vout 启动控制	37
3.3.4	突发模式控制	41
3.3.4.1	突发模式进入	41

目录

3.3.4.2	突发模式操作	42
3.3.4.3	突发模式自举预充电	43
3.3.4.4	突发模式退出控制	44
3.3.4.4.1	突发模式缓慢退出	45
3.3.4.4.2	突发模式快速退出	46
3.3.5	频率抖动	46
3.3.6	半桥栅极驱动器	47
3.4	保护功能	49
3.4.1	保护模式	50
3.4.2	VCC欠压锁定 (UVOFF)	50
3.4.3	HSVCC欠压锁定 (HSUVOFF)	50
3.4.4	输入电压 Vin 保护	50
3.4.4.1	启动电压保护 (BIP)	51
3.4.4.2	快速电压跌落保护 (FBOP)	51
3.4.4.3	慢速电压跌落保护 (SBOP)	51
3.4.4.4	Vin 过压保护 (VinOVP)	51
3.4.5	启动超时保护 (STTOP)	52
3.4.6	CS 引脚短路保护 (CSSCP)	52
3.4.7	过流保护	52
3.4.7.1	输出过流保护 OCP1 级别 1 (OCP1lev1)	53
3.4.7.2	输出过流保护 OCP1 级别 2 (OCP1lev2)	54
3.4.7.3	输出最大电流保护 (OCP1max)	54
3.4.7.4	初级峰值过流保护 OCP2 (OCP2)	55
3.4.8	Vout 电压保护	55
3.4.8.1	Vout 欠压保护 (VoutUVP)	55
3.4.8.2	Vout 过压保护 (VoutOVP)	56
3.4.8.3	Vout 短路保护 (VoutSCP)	56
3.4.9	外部过温保护 (extOTP)	56
3.4.10	看门狗定时器	56
4	配置	57
4.1	可配置参数与功能	57
4.1.1	系统设置	57
4.1.2	尺寸标注	57
4.1.3	半桥	58
4.1.4	ZV-RVS/DCM工作模式	59
4.1.5	突发	59
4.1.6	启动	59
4.1.7	保护功能	60
4.1.8	模式阈值	62
4.1.9	抖动	62
4.1.10	其他	62

目录

4.2	可配置参数的容差等级.....	63
5	电气特性	65
5.1	定义.....	65
5.2	绝对最大额定值.....	65
5.3	封装特性.....	67
5.4	工作范围.....	67
5.5	DC电气特性.....	68
6	封装尺寸	73
	修订记录	74
	免责声明	75

XDP 混合式反激式控制器 XDPS2201

引脚配置

1 引脚配置

引脚配置如图2和表1所示，引脚功能将在下文进行说明。

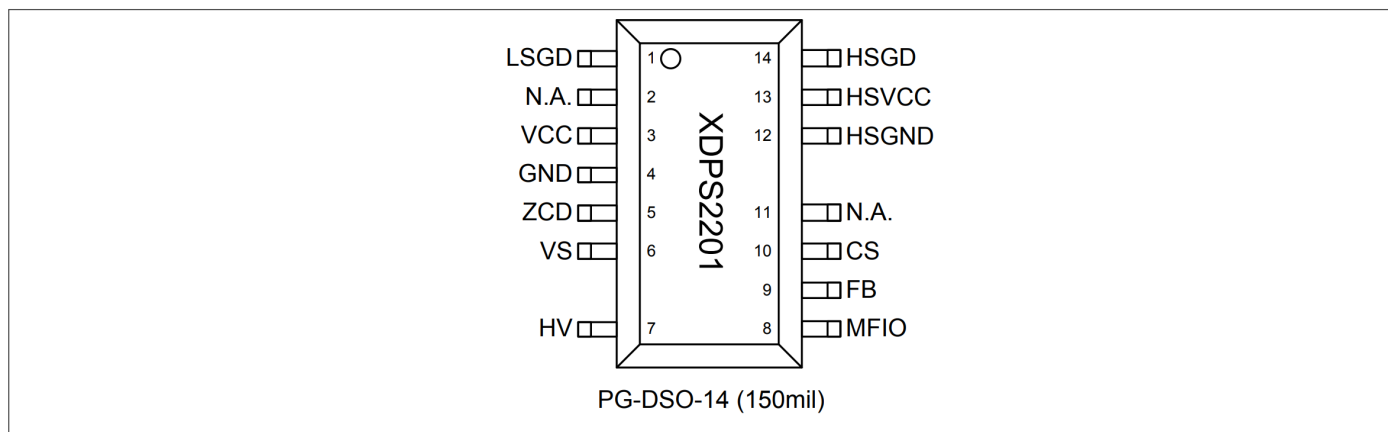


图 2 引脚配置

表 1 引脚定义及功能

Symbol	Pin	Type	Function
LSGD	1	O	Low-side gate driver Low-side gate driver of half-bridge driver stage
N.A.	2	—	Not available This pin is internally connected but not used, and should be connected to GND
VCC	3	I	Positive voltage supply IC power supply
GND	4	O	Ground Combined power and signal ground
ZCD	5	I	Zero-crossing detection ZCD pin provides zero-crossing detection after the low-side gate driver is turned off, during pause phase in skip cycle and burst mode. Furthermore, the reflected output voltage at auxiliary winding can be measured during the low-side gate driver turn-on phase
VS	6	I	Voltage sensing Low leakage input voltage sensing pin for controlling the negative magnetization and protections. VS pin is connected to a resistor divider for measuring the bulk voltage
HV	7	I	High-voltage input HV pin is connected to the AC line via external resistors and 2 diodes. An internally connected 600 V HV start-up cell is used for the initial VCC charge
MFIO	8	IO	Multi-functional input-output UART communication for parameter configuration and failure mode reporting is provided by this pin. In addition, a connected NTC can be measured
FB	9	I	Feedback Input pin receiving the feedback control signal from the optocoupler
CS	10	I	Current sensing

XDP 混合式反激式控制器 XDPS2201

引脚配置

表 1 引脚定义及功能 (续)

Symbol	Pin	Type	Function
			Input pin for current sensing during the high-side gate driver turn-on phase
N.A.	11	—	Not available This pin is internally connected but not used, and should be connected to GND
HSGND	12	O	High-side ground Ground reference node for floating driver domain
HSVCC	13	I	High-side power supply Power supply input for floating driver domain
HSGD	14	O	High-side gate driver Floating high-side gate driver of half-bridge driver stage

XDP 混合式反激式控制器 XDPS2201

框图

2 框图

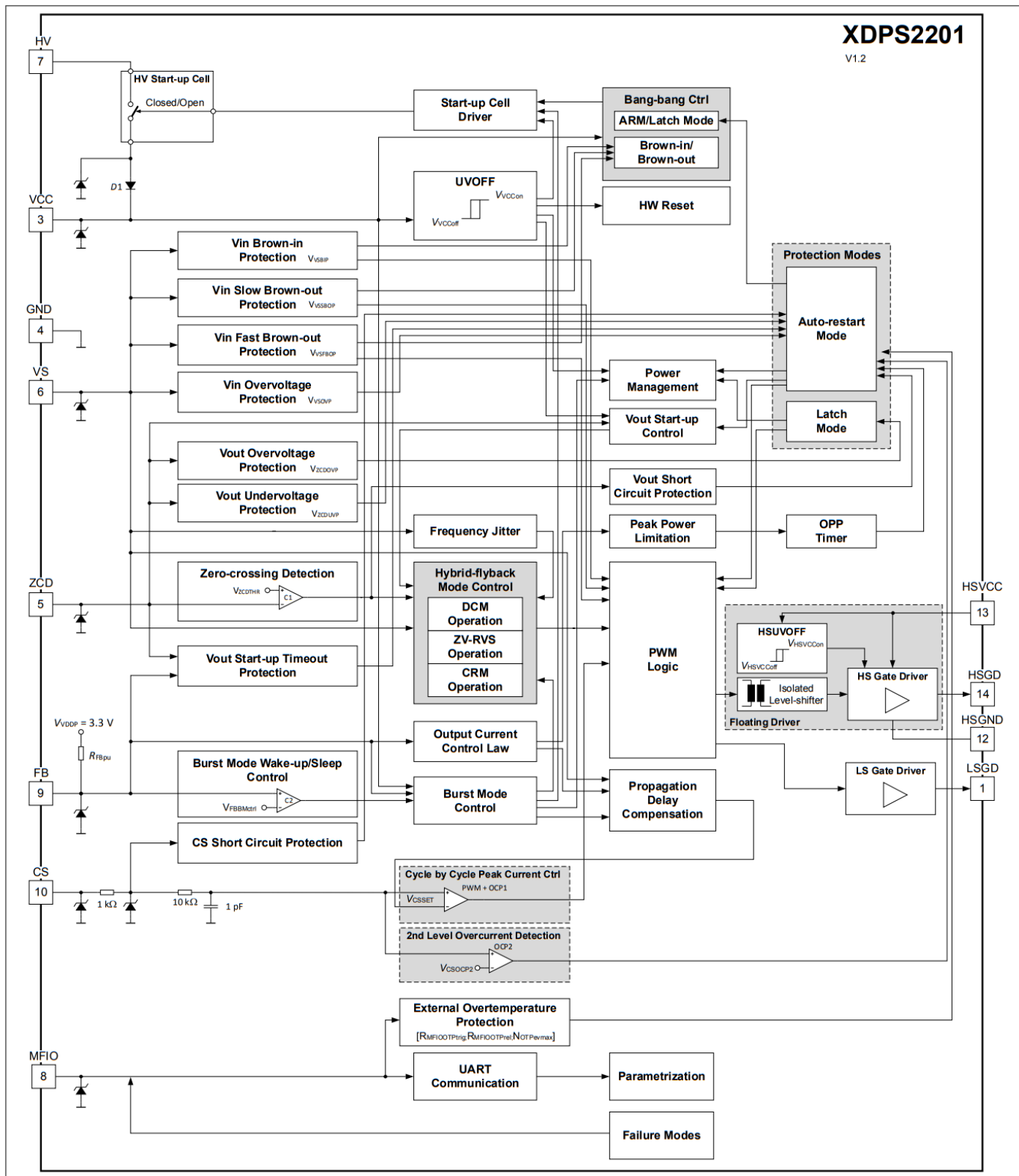


图 3 框图

3 功能描述

功能描述概述了集成功能和特性及其相互关系。其中提到的参数基于 [第 4.1 章](#) 中所示的可配置参数或 [第 5.5 章](#) 中所示的固定参数。

本章主要包含以下内容：

- 简介 ([第 3.1 章](#))
- 电源管理 ([第 3.2 章](#))
- 控制功能 ([第 3.3 章](#))
- 保护功能 ([第 3.4 章](#))

3.1 简介

下文将简要介绍混合式反激式转换器，该转换器基于 [图 4](#) 所示的谐振非对称半桥反激拓扑。

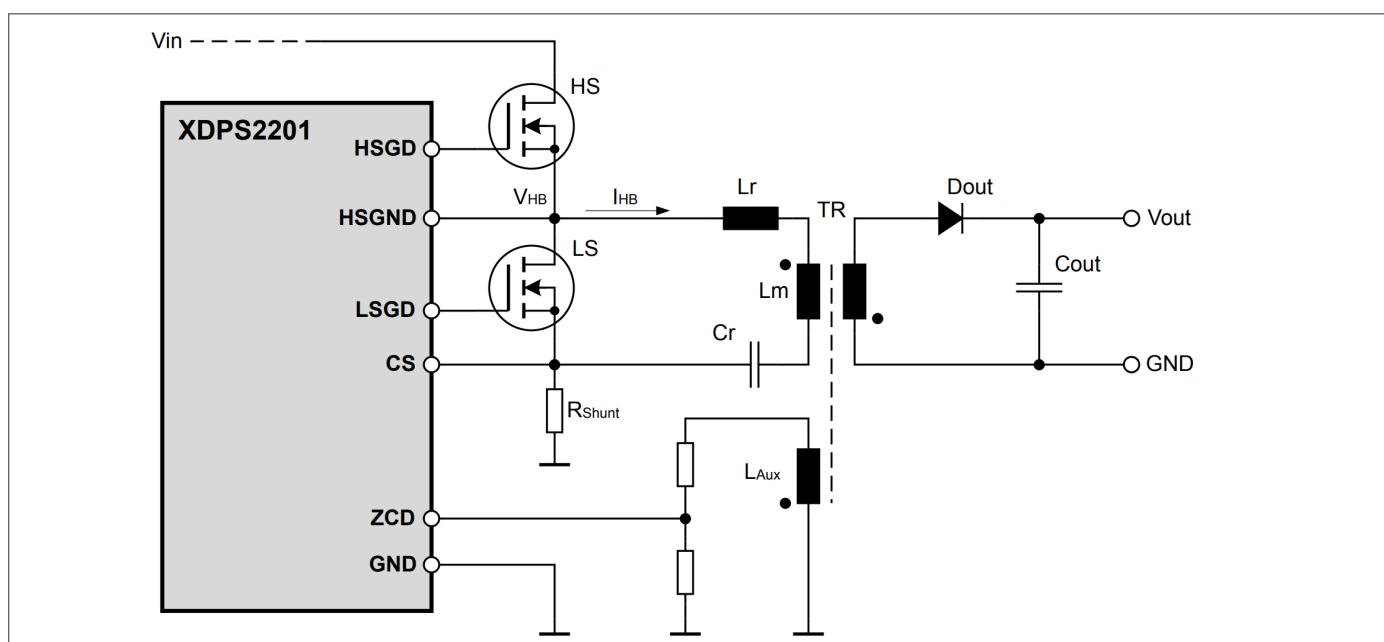


图 4 混合式反激式功率级

这种混合反激拓扑的主要优势在于其扩展的储能方案，与标准反激和有源钳位反激拓扑相比，在相同的开关频率下，它能够使用更小的变压器。在混合反激拓扑中，总能量不仅存储在变压器中，还有一部分能量存储在与变压器串联的外部电容器 C_r 中。变压器和电容器中存储的能量比例取决于输入电压。输入电压越低，存储在电容器中的能量就越多。与临界导通模式反激工作类似（见 [图 5](#)），开关频率也取决于输入电压。

功能描述

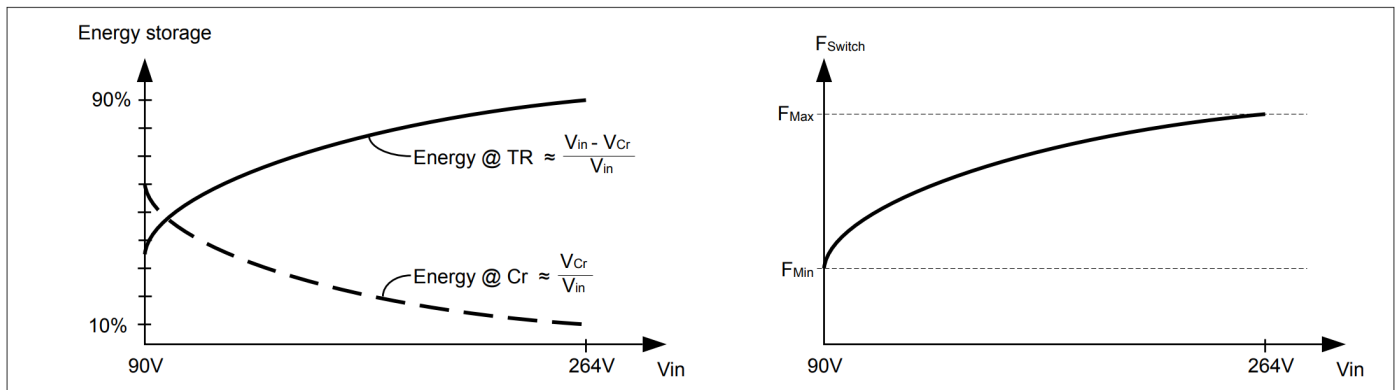


图 5 混合式反激式储能共享及其与开关频率的关系

该谐振非对称半桥反激式功率级可在所有输入电压 V_{in} 和输出电压 V_{out} 条件下，实现初级侧的零电压开关（ZVS）工作以及次级侧的零电流开关（ZCS）工作。初级侧的功率电路通过一个 LC 谐振电路实现，该电路由谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 构成，该电路由类似于 LLC 转换器的半桥电路驱动。 L_r 代表串联电感， L_r 可以仅为变压器的漏感，也可以是漏感加上一个可选的外部电感。通过这种配置，变压器的漏感能量得以回收利用，从而避免了传统单开关反激式转换器中的开关损耗。

为了通过零电压开关（ZVS）工作在整个负载范围内实现最低的开关损耗，采用了两种控制方法，以在宽输入电压 V_{in} 、宽输出电压 V_{out} 以及整个输出负载范围内保持最高效率。这些控制方法基于在分流电阻 R_{Shunt} 上测得的电流信号 V_{CS} 、辅助绕组 L_{Aux} 上的电压信号 V_{ZCD} 和谷值检测信号 N_{RVSval} ，以及输入电压 V_{in} 。这两种控制方法支持以下工作模式，以确保零电压开关（ZVS）操作：

- 连续谐振模式（CRM）工作模式（参见 [第 3.1.1 章](#)）
- 零电压谐振谷值开关（ZV-RVS）工作模式（参见 [第 3.1.3 章](#)）

3.1.1 连续谐振模式（CRM）

如 [图 6](#) 和 [图 7](#) 所示，谐振非对称反激式占空比的工作相位可分为 6 个阶段。在连续谐振模式（CRM）下，高侧开关 HS 和低侧开关 LS 以交替方式进行开关，且不存在消隐相。在半桥中间节点进行软谐振切换过程中，仅适用较短的死区时间：高侧开关导通死区时间 t_{deadHS} ，以及 LS 开关导通死区时间 t_{deadLS} 。

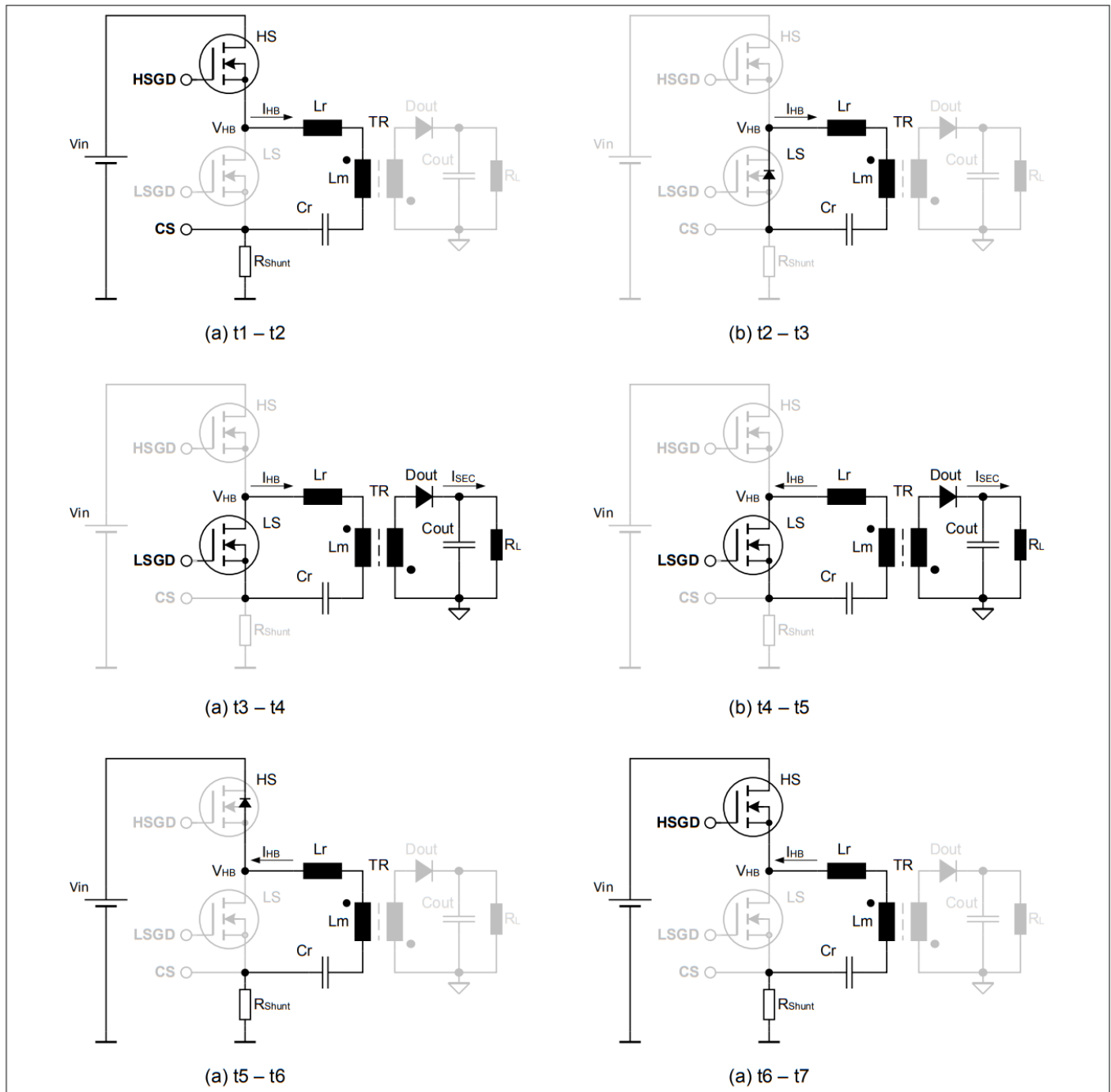


图 6 CRM中混合式反激式转换器的运行阶段

第 1 阶段，t1至t2：

第 1 阶段始于半桥电流 I_{HB} 的方向转变为正值之时。在此阶段，自时间 t_0 起， HS 开关导通， LS 开关关断。逐渐增大的正向电流 I_{HB} 对变压器 TR 进行励磁，并给谐振电容器 Cr 充电。输出二极管 $Dout$ 处于反向偏置状态，阻断了向次级侧的任何能量传输。 I_{HB} 的幅值通过分流电阻 R_{Shunt} 进行测量。一旦 I_{HB} 超过内部峰值电流设定点，第 1 阶段即告结束，此时 HS 开关将关闭。

第 2 阶段，t2 至 t3：

在时间 t_2 时， HS 开关也被关闭，从而切断了从 Vin 到充电路径的连接。变压器 TR 中的励磁电流 I_{HB} 继续流动，并迫使半桥节点 V_{HB} 的电压下降，直到 LS 开关的体二极管开始导通。此时 t_3 ，变压器 TR 的初级侧电压与电容器 Cr 的电压相同。

功能描述

第 3 阶段， t_3 至 t_4 ：

在第 3 阶段期间， HS 开关保持关闭状态。在时间 t_3 时， LS 开关在零电压开关（ZVS）条件下导通。此时，变压器 TR 的次级绕组电压等于谐振电容 Cr 两端的电压除以变压器的匝数比。次级侧电流 I_{SEC} 开始流过输出二极管 D_{out} 。 I_{SEC} 的谐振正弦波波形和周期由变压器漏感 Lr 与 Cr 构成的谐振电路决定。初级半桥电流 I_{HB} 等于变压器 TR 的励磁电流 I_{MAG} 与反射的次级电流 I_{SEC} 的总和。谐振 $LrCr$ 电路中的电流仍为正值，主要由变压器的励磁电感 Lm 驱动，从而进一步给谐振电容器 Cr 充电。通过这种方式，存储在变压器和 Cr 中的能量被传输到输出端。

第 4 阶段， t_4 至 t_5 ：

第 4 阶段始于初级侧半桥电流 I_{HB} 反向，该反向由谐振 $LrCr$ 谐振电路驱动。在此期间，能量仍在向次级侧传输。同时，只要 LS 开关保持导通，变压器励磁电流 I_{MAG} 也会被压低至与 I_{MAGneg} 等效的负值水平。

第 5 阶段， t_5 至 t_6 ：

在第 5 阶段开始时， LS 开关也被关闭。在前一阶段（第 4 阶段）期间在变压器 TR 中感应出的负电流 I_{MAGneg} 迫使半桥电压 V_{HB} 上升，直到 HS 开关的体二极管开始进行钳位。

第 6 阶段， t_6 至 t_7 ：

第 6 阶段始于在零电压开关（ZVS）条件下导通 HS 开关。由于变压器谐振电路 $LmCr$ 中的电流 I_{MAG} 仍为负值，电路中的多余能量被送回输入端。

功能描述

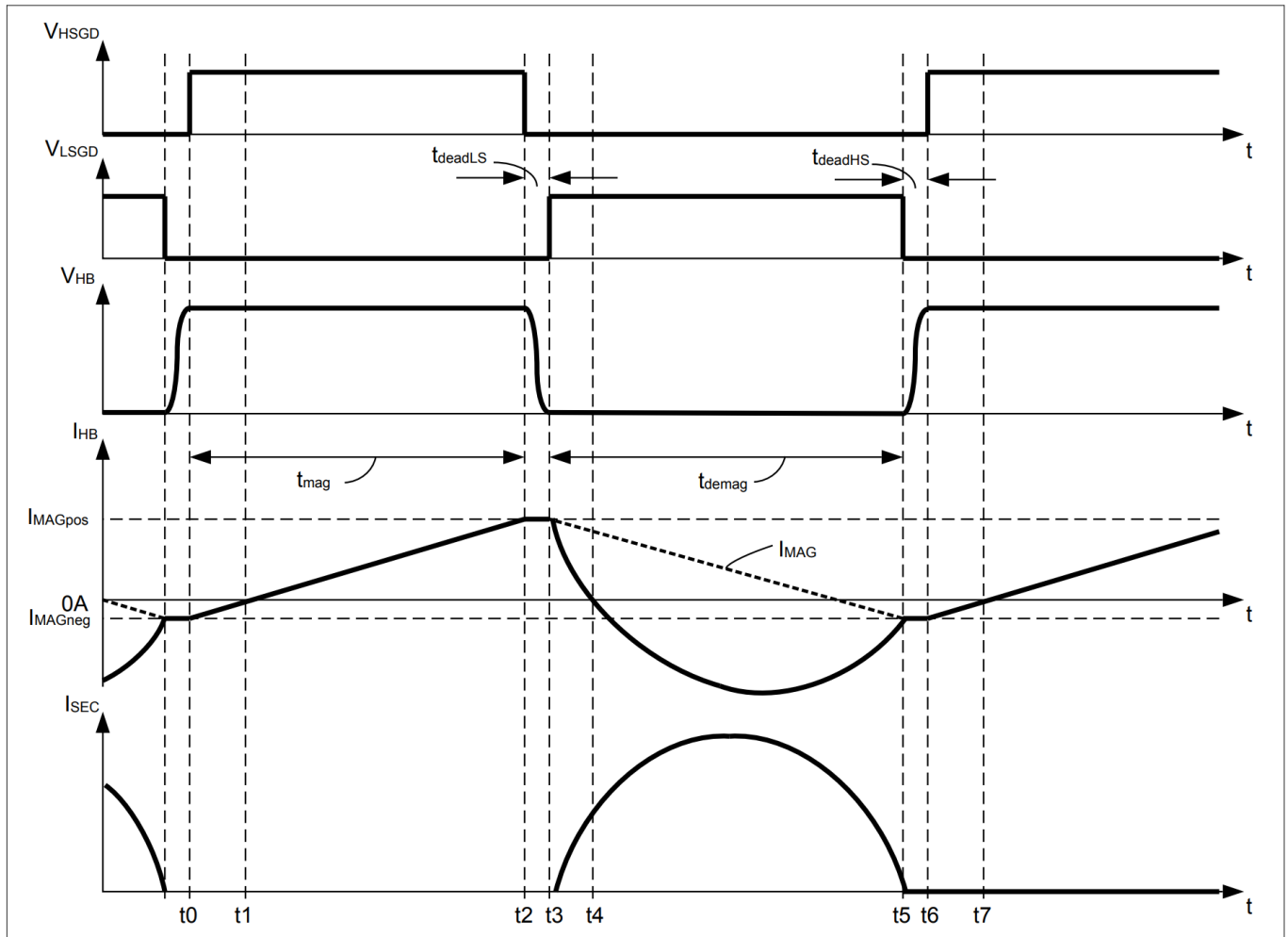


图 7 混合式反激式转换器信号

3.1.2 零电压开关 (ZVS) 工作的边界条件

要使高侧 (HS) 和低侧 (LS) 开关均达到零电压开关 (ZVS) 导通条件, 谐振电路 $LmCr$ 中的电流 I_{MAG} 必须具有正确的极性。此外, 谐振电路 $LmCr$ 中需要具备足够的能量水平, 才能在死区时间 t_{deadLS} 和 t_{deadHS} 期间切换半桥电压 V_{HB} 。通过确保零电压开关 (ZVS) 工作, 可以有效避免硬开关引起的振荡, 以及最坏情况下的体二极管的交叉导通。

在零电压开关 (ZVS) 条件下, 从 HS 开关切换至 LS 开关的过程得到了正磁化电平的正确支持 (见 [图 7](#))。而强制在 ZVS 条件下从 LS 开关切换至 HS 开关, 则是通过根据输入电压 V_{in} 调节负磁化电平来实现的。

宽 V_{out} 电压范围工作

在采用可变输出电压工作时, 应用要求调整 HS 开关导通相位之间的时序, 以确保零电压开关 (ZVS) 条件。[图 8](#) 展示了一个示例: 当输出电压降低且 LS 开关导通相位 t_{Lson} 与 HS 开关导通起始时间未作相应调整时, 可能发生体二极管交叉导通。在时间 t_3 时, 由于 V_{out} 电平较低, 退磁电流 I_{MAG} 的斜率与 t_0 之前的时间段相比更为平缓。这导致变压器的退磁时间 t_{demag} 变长 (参见 [方程 7](#))。若将用于导通 LS 开关的脉冲波形 t_{Lson} 以及 HS 开关的死区时间 t_{deadHS} 保持不变, 则会在时间 t_5 导致 LS 开关的体二极管交叉导通 (参见 [图 8](#))。此时 I_{MAG} 仍为正值, 因此不会切换半桥节点, 也无法完成 LS 开关体二极管的导通。通过根据 V_{out} 调整脉冲波形, 可在所有输出电压和负载条件下实现零电压开关 (ZVS) (参见 [第 3.3.1.2.1 章](#))。

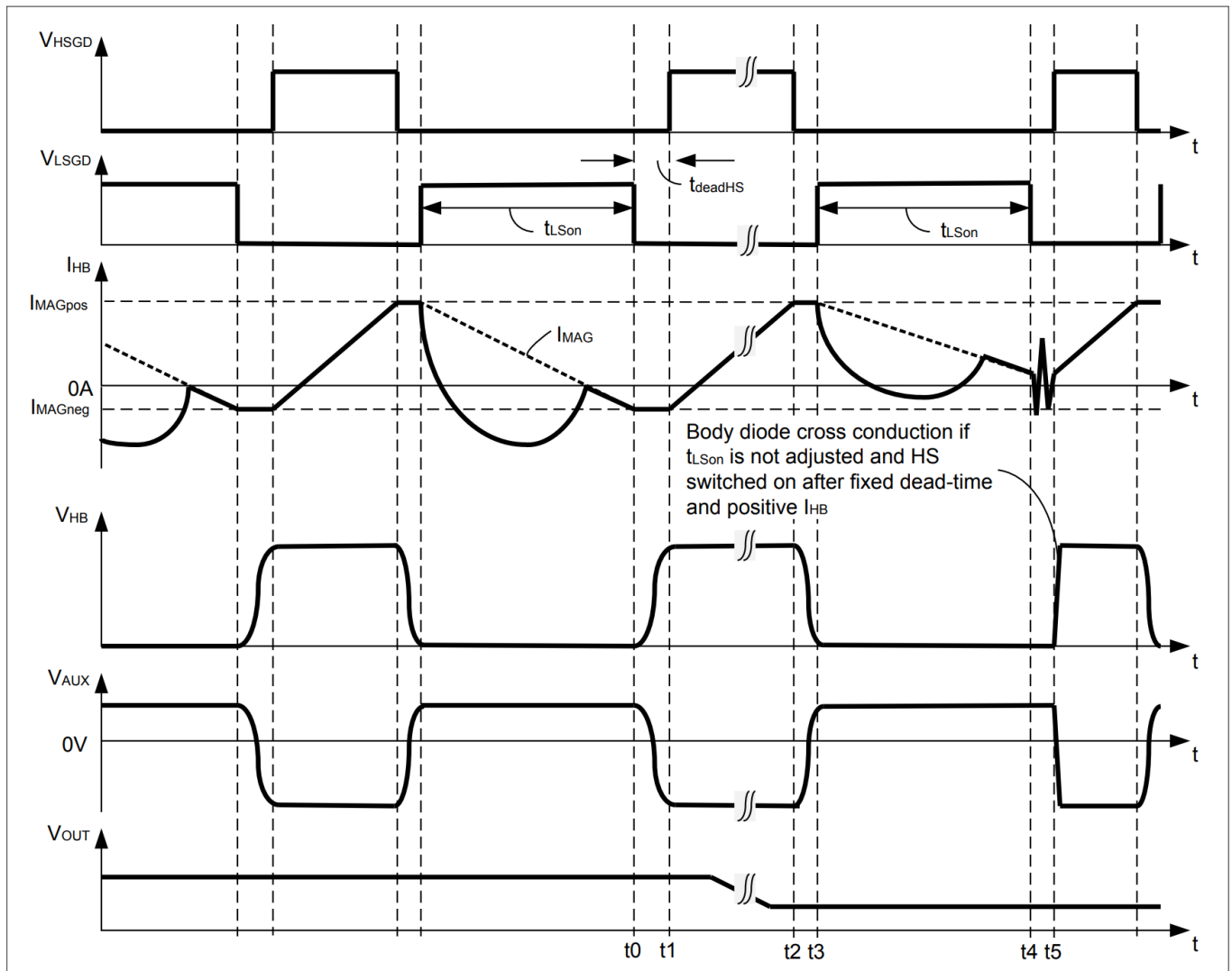


图 8 在低 V_{out} 和固定 L_S 开关导通时间下的体二极管交叉导通

3.1.3 零电压谐振谷底切换模式 (ZV-RVS)

在 CRM 工作模式下，当负载降低时，循环磁化能的量相对于传输能量呈比例增加。当 V_{out} 降低时，退磁时间会超过 $L_r C_r$ 谐振电路谐振周期的二分之一，这可能会导致进一步的谐振半桥振荡。在 I_{HB} 振荡进行期间关闭 L_S 开关，可能会因次级侧漏感而导致次级侧发生振荡。

在低输出负载下，较高的半桥循环电流限制了 CRM 工作模式下可达到的效率。

为克服上述问题，采用了零电压谐振谷底开关 (ZV-RVS) 模式，以固定峰峰值磁化电流，并支持频率折返操作，从而降低平均循环磁化电流。

ZV-RVS 模式基于通过 ZCD 引脚对辅助绕组 L_{AUX} 的信号进行谷值检测。在变压器消磁完成后观察到的自由振荡现象，与标准反激拓扑中观察到的现象相同。图 4 展示了用于过零检测所使用的辅助绕组 L_{AUX} ，其下降沿指示半桥电压 V_{HB} 上升，反之亦然。

为了实现最佳运行，在 HS 和 LS 开关周期之后引入了一个等待时间间隔 $t_{waitgap}$ ，这会延长相应的半桥开关周期。

功能描述

时间间隔 t_{waitgap} 取决于设定的用于跳过谷值检测的数值，直到检测到下一个零交叉上升沿，从而触发一个专门的零电压开关（ZVS）脉冲。随着输出负载的减小，被跳过的谷底数量会增加。在 ZVS 脉冲之后，仅执行一个包含 HS 和 LS 半桥的开关周期，随后是 t_{waitgap} 时间间隔。ZVS 脉冲通过在零电压开关（ZVS）条件下导通 LS 开关来产生，并强制产生负半桥电流 I_{MAGneg} ，以使变压器产生负磁化。这导致 HS 开关导通时同样处于零电压开关（ZVS）状态，与 CRM 工作模式类似（参见 [第 3.1.1 章](#)）。

该操作可分为 8 个阶段，如 [图 9](#) 所示。

第 1 阶段，t₀ 至 t₁：

第 1 阶段从完成变压器的消磁开始。在此阶段，两个开关均保持关断状态，半桥电流 I_{HB} 仅由连接至半桥节点的寄生电容和电感引起的自由振荡决定。第 1 阶段以零交叉上升沿检测结束，该检测取决于设定的谷跳过次数。通过 ZCD 引脚检测到零交叉上升沿，表明 V_{HB} 正在降至 0V，以此作为触发 LS 开关导通的零电压开关（ZVS）条件的基础。

第 2 阶段，t₁ 至 t₂：

第二阶段是在时间 t₁ 检测到零交叉上升沿后，开启 LS 开关的预设延迟时间。该预设延迟时间取决于自由振荡周期，并为 V_{HB} 提供零电压开关（ZVS）条件。

第 3 阶段，t₂ 至 t₃：

在时间 t₂ 时，LS 开关在 ZVS 条件下导通。HS 开关仍保持关断状态。谐振电容 C_r 上的电压施加到变压器的初级绕组，从而产生负向半桥电流 I_{HBneg} ，使变压器沿负方向磁化。在零电压开关（ZVS）脉冲导通时间 t_{ZVS} 期间注入的电流，需要提供足够的能量以实现半桥节点电压 V_{HB} 的切换。

注： 根据谐振电容 C_r 和输出电容 C_{out} 的电压，次级侧同步控制器 (SR) 可能会在生成零电压开关 (ZVS) 脉冲的同时被触发。为避免在随后导通 HS 开关时 SR 控制器处于导通状态而导致直通现象，SR 控制器的最小导通时间必须短于 ZVS 脉冲的最小脉宽 t_{ZVS} （参见 [图 29](#)）。

第 4 阶段，t₃ 至 t₄：

在时间 t₃ 时，LS 开关被关闭。负半桥电流继续流动，并拉高半桥节点电压。一旦半桥电压 V_{HB} 被 HS 开关的体二极管钳位，HS 开关的零电压开关（ZVS）条件即告达成。第 4 阶段与 [第 3.1.1 章](#) 中的第 5 阶段类似。

第 5 阶段，t₄ 至 t₅：

在时间 t₄ 时，HS 开关导通。一旦半桥电流 I_{HB} 极性发生变化，能量便从输入电容器中汲取能量，并将其储存在变压器和谐振电容器 C_r 中。 I_{HB} 呈上升趋势，从而提高 C_r 两端的电压。在此阶段，次级二极管处于反向偏置状态，阻断了电流的流动。

第 6 阶段，t₅ 至 t₆：

在时间 t₅ 时，HS 开关关断。半桥电流 I_{HB} 继续流动，并将半桥电压 V_{HB} 降至 0V，从而使 LS 开关达到零电压开关（ZVS）状态。

第 7 阶段，t₆ 至 t₇：

在第 7 阶段，主要能量传输至次级侧。一旦半桥电流 I_{HB} 开始减小，次级侧二极管 D_{out} 便进入正向偏置状态，并开始给输出电容 C_{out} 充电。随后， I_{MAG} 开始对变压器进行退磁。此外，还叠加了一路谐振电流，该电流由变压器的漏感与作为谐振谐振腔的谐振电容器 $L_r C_r$ 共同产生。由于 L_r 远小于 L_m ， $L_r C_r$ 谐振腔的谐振周期要短得多，因此表现为振荡。而 $L_m C_r$ 谐振腔的谐振周期非常长，因此在此相对较短的时间阶段内，励磁电流呈现线性衰减的趋势。

功能描述

第 8 阶段， t_7 至 t_8 ：

第 8 阶段展示了当 $LrCr$ 谐振电路的半谐振周期短于 LS 开关关断时的退磁相时，半桥电流信号的一个示例。这种电流波形取决于决定退磁周期和低侧导通时间的运行条件。在时间 t_8 时，变压器的消磁过程结束。次级侧二极管 D_{out} 再次处于反向偏置状态，半桥节点处的自由振荡开始。

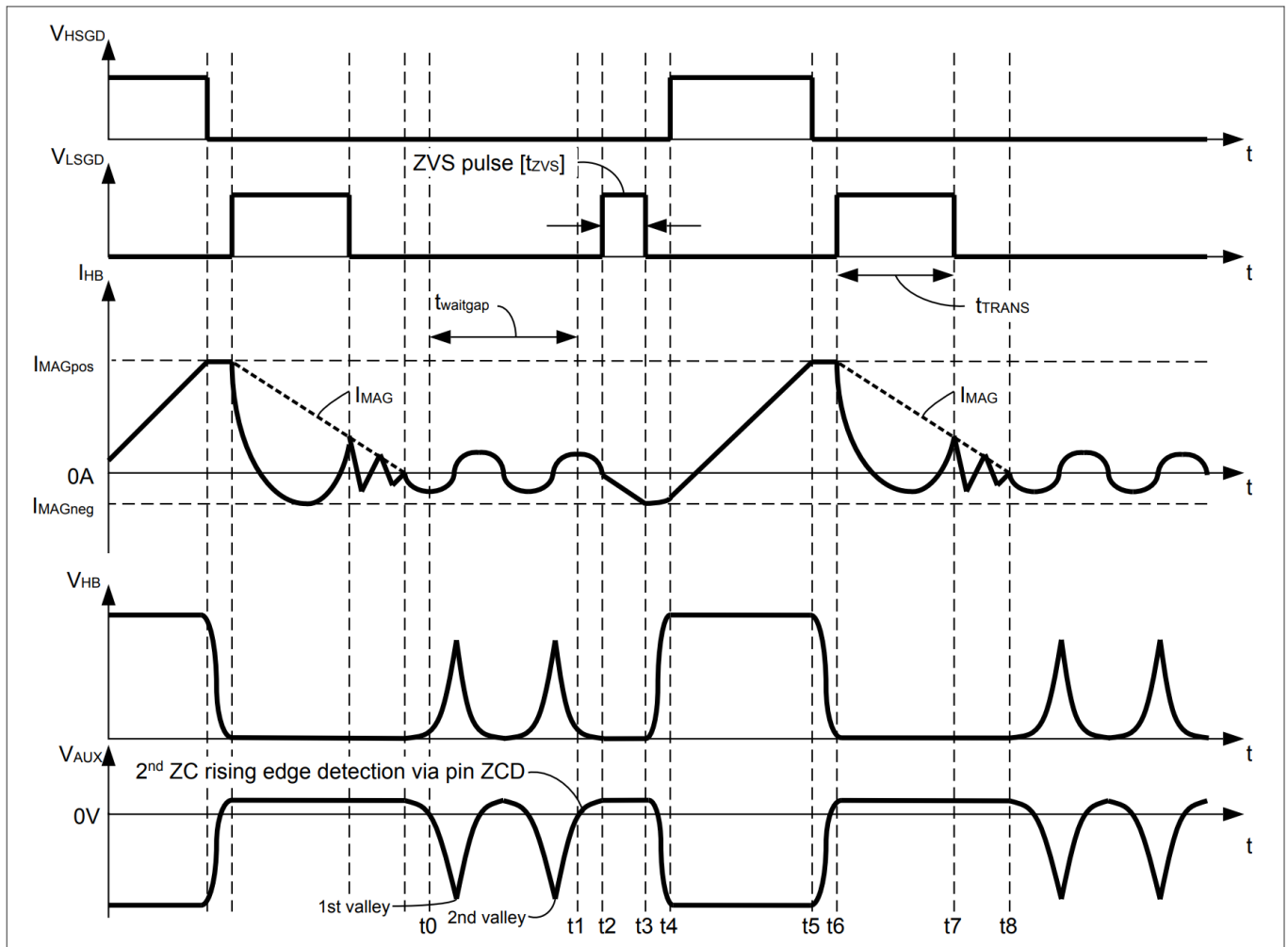


图 9 混合反激在零电压谐振谷底开关模式 (ZV-RVS) 下工作

3.1.4 输出控制方法

CRM中的输出电流控制

混合反激拓扑可通过占空比控制，或结合 HS 开关的峰值电流控制与 LS 开关的导通时间控制来实现。当采用 HS 开关的占空比控制时，输出电压 V_{out} 与输入电压 V_{in} 之间的关系如下式所示。下文中的所有方程均基于理想无损元件，且忽略任何死区时间。

$$V_{out} = D \times \frac{V_{in}}{N} \times \frac{L_m}{L_m + L_r}$$

方程 1

占空比 D 由下式确定

XDP 混合式反激式控制器 XDPS2201

功能描述

$$D = \frac{t_{\text{HSon}}}{t_{\text{HSon}} + t_{\text{LSon}}}$$

方程 2

其中 t_{HSon} 和 t_{LSon} 分别是 HS 和 LS 开关的导通时间。N 表示变压器初级与次级之间的匝数比。

方程 1 表明 V_{out} 与输出电流 I_{out} 无关。

与标准反激式控制器一样，采用初级峰值电流控制，以构建 1 阶系统，从而简化控制环路补偿。每个半桥开关周期内吸收的输入功率取决于谐振电容 C_r 上的电压，该电容在导通时间 t_{HSon} 内由半桥电流 I_{HB} 充电。输入功率可按下列方程计算：

$$P_{\text{in}} = \frac{1}{2} \times V_{\text{Cr_avg}} \times (I_{\text{MAGpos}} + I_{\text{MAGneg}})$$

方程 3

$V_{\text{Cr_avg}}$ 是谐振电容 C_r 上的平均电压，等于反射输出电压 V_{out} 与变压器匝数比的乘积。在 LS 开关导通期间，输出电压会在绕组 L_{AUX} 上产生反射。

$$V_{\text{Cr_avg}} = N \times V_{\text{out}}$$

方程 4

假设系统为无损耗的理想系统，则所取输出功率 P_{out} 可视为传输的输入功率 $P_{\text{in}} = P_{\text{out}}$ 。这两者均表明输入半桥电流 I_{HB} 与平均输出电流 I_{out} 之间存在直接关联，如下所示。

$$I_{\text{out}} = \frac{P_{\text{out}}}{V_{\text{out}}} = \frac{1}{2} \times N \times (I_{\text{MAGpos}} + I_{\text{MAGneg}})$$

方程 5

方程 5 表明， I_{out} 仅通过控制 I_{MAG} 即可实现，因此可独立于 V_{in} 和 V_{out} 。这与标准反激式控制器不同，后者通过峰值电流控制，使输出功率 P_{out} 独立于输出电压。

混合式反激式电源通过 2 种不同的方式控制磁化时间 t_{mag} 和退磁时间 t_{demag} （见 [图 7](#)）。 t_{mag} 主要通过 CS 引脚对分流电阻 R_{shunt} 进行峰值电流控制，从而控制正半桥电流电平 I_{MAGpos} 。而 t_{demag} 则是通过调整导通时间 t_{LSon} 来控制的。在保持 I_{MAGpos} 电平恒定的情况下，增加 t_{demag} 会增大负向磁化电流电平 I_{MAGneg} 。在输出过流条件下，由于需要等待， t_{demag} 可能会暂时长于 t_{LSon} 。在接通 HS 开关之前等待过零检测。 t_{mag} 、 t_{demag} 、 I_{MAGpos} 和 I_{MAGneg} 之间的相关关系如下式所示：

$$t_{\text{mag}} = \frac{L_m \times (I_{\text{MAGpos}} - I_{\text{MAGneg}})}{V_{\text{in}} - V_{\text{Cr_avg}}}$$

方程 6

$$t_{\text{demag}} = \frac{L_m \times (I_{\text{MAGpos}} - I_{\text{MAGneg}})}{N \times V_{\text{out}}}$$

方程 7

功能描述

ZV-RVS 模式下的输出电流控制

与 CRM 工作模式相比，ZV-RVS 模式增加了等待间隔时间 t_{waitgap} ，在此期间既不会从输入端汲取能量，也不会向输出端传输能量。这延长了由 LS 开关导通时间决定的最小关断时间。平均输出电流 I_{out} 随 t_{waitgap} 的增大而减小，这可通过图 10 中的下列方程推导得出。这提供了 2 个自由度，可通过调整半桥电流 I_{HB} 和扩展的半桥开关周期 $t_{\text{HBperiodex}}$ 来控制输出电流。

$$I_{\text{out}} = \frac{P_{\text{out}}}{V_{\text{out}}} = \frac{t_{\text{HBperiod}}}{t_{\text{HBperiodex}}} \times \frac{1}{2} \times N \times (I_{\text{MAGpos}} + I_{\text{MAGneg}})$$

方程 8

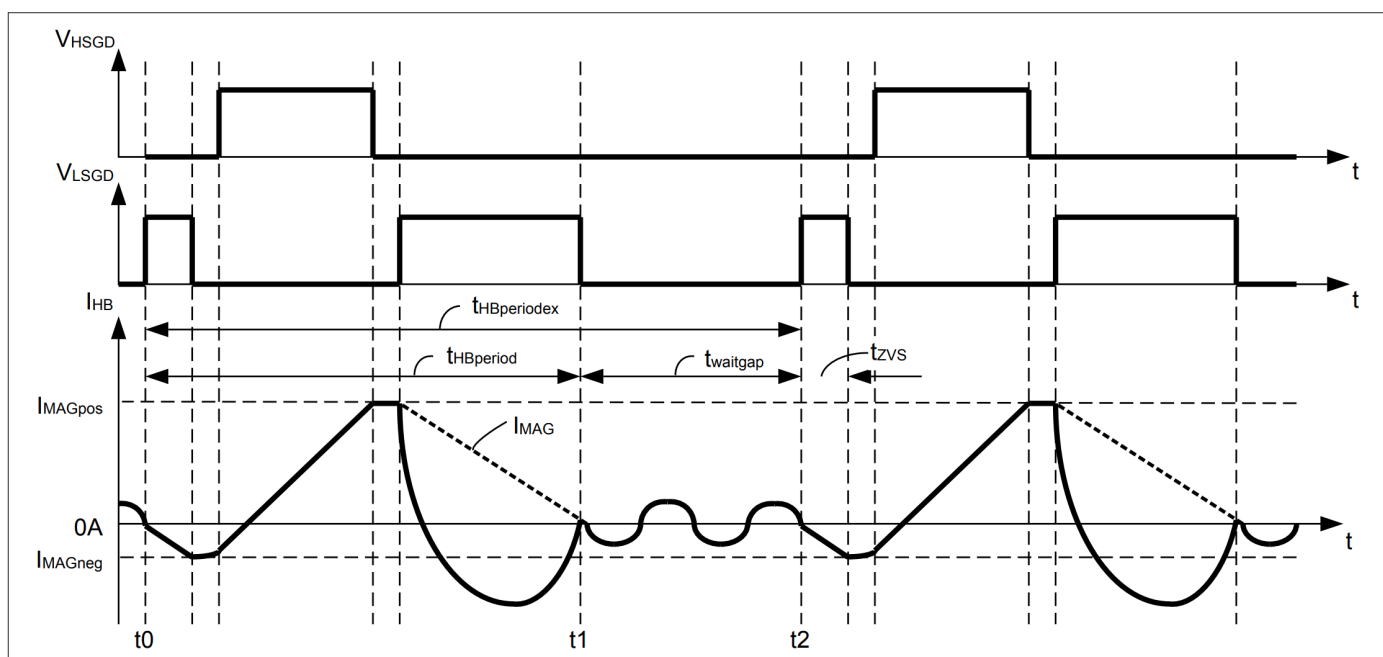


图 10 ZV-RVS 模式运行期间的 $LrCr$ 槽路电流和 I_{MAG} 电流

3.2 电源管理

电源管理可确保 IC 运行可靠且稳健。根据控制 IC 的工作模式不同，电源管理单元对 VCC 供电的运行方式也各不相同，具体如下所述。

- VCC 电容充电和启动序列 (第 3.2.1 章)
- 启动电压阶段的“Bang-Bang”模式运行 (第 3.2.1 章)
- 保护模式下的“Bang-bang”模式操作 (第 3.2.3 章)
- 突发模式 (BM) 操作期间的 VCC 电源 (第 3.2.4 章)

3.2.1 VCC 电容充电和启动序列

在 VCC 启动时，电容器 C_{VCC} 通过 HV 引脚由内部 HV 启动单元进行充电 (参见图 11)。高压 HV 引脚连接到外部电阻 R_{HV} ，该电阻与连接到 V_{AC} 的 2 个二极管串联。当 V_{VCC} 低于 IC 停用电压阈值 V_{VCCoff} 时，内部高压启动单元导通 (参见第 3.4.2 章)。一旦在时间 t_0 时 VCC 引脚上的电压超过阈值 V_{VCCon} ，高压启动单元即被关闭，IC 开始执行内部硬件初始化程序 (参见图 12)。

XDP 混合式反激式控制器 XDPS2201

功能描述

随后，在时间 t_2 达到启动电压状态后，IC 开始进行半桥栅极驱动器操作（参见第 3.4.4.1 章）。在此期间，VCC 电容器持续放电，直至时间 t_3 时由外部 VCC 自供电接管，并开始对 VCC 引脚的电压进行调节，使其达到 V_{VCCSSO}

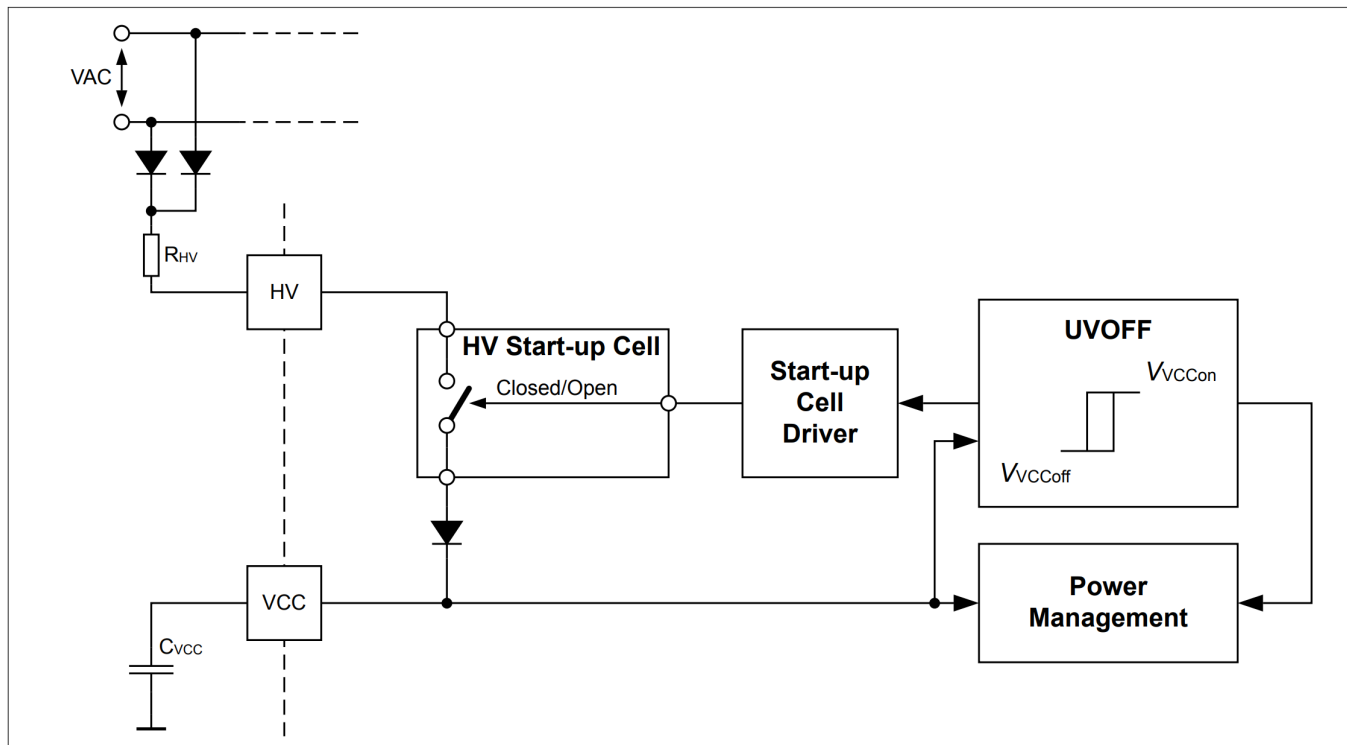


图 11 VCC 电容器充电控制

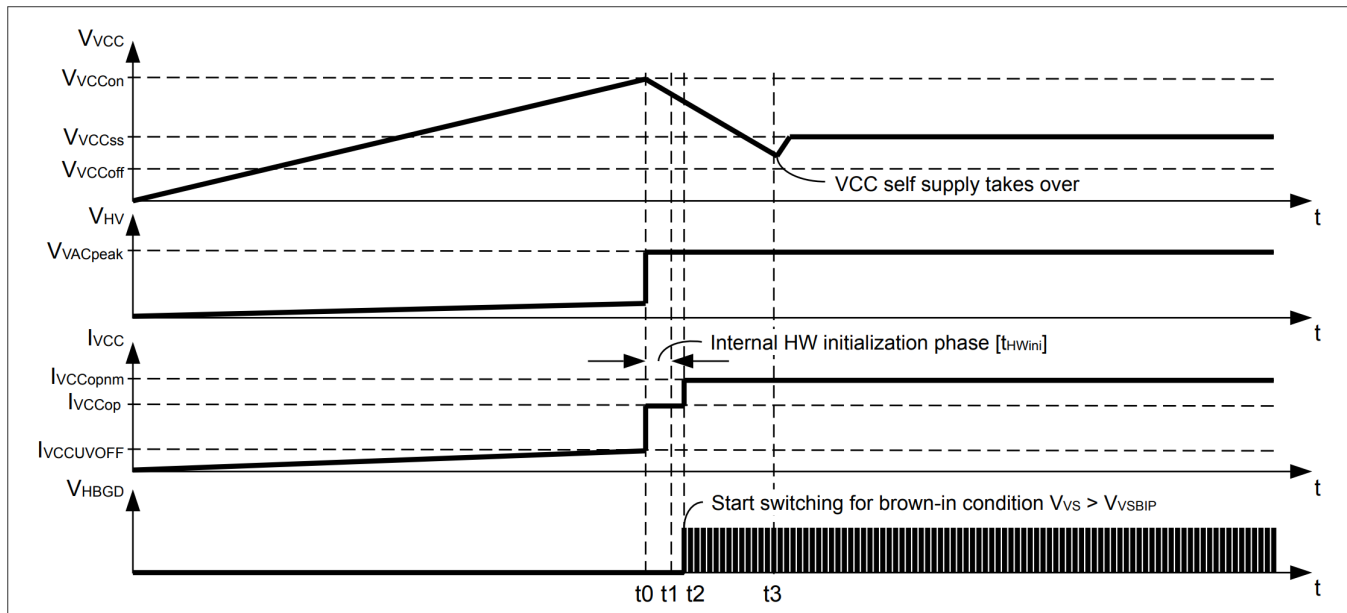


图 12 典型的启动序列

3.2.2 启动电压阶段采用“Bang-bang”模式运行

在启动电压阶段，IC 会监测 V_S 引脚的电压，以判断是否达到 V_{in} 启动电压条件。在此期间，VCC 尚未通过变压器实现自供电。为了在达到 V_{in} 启动电压条件时快速启动开关操作，需要将 VCC 电压保持在较高水平，以确保系统能够立即运行，同时为 VCC 自供电接管留出足够的时间。这种运行方式称为“bang-bang”模式。

功能说明

在 V_{in} 启动电压阶段，其功能是确保 VCC 电平处于较高水平，该电平可由 V_{in} 启动电压保护或快速和慢速 V_{in} 电压跌落保护触发（参见图13 和第3.4.4 章）。

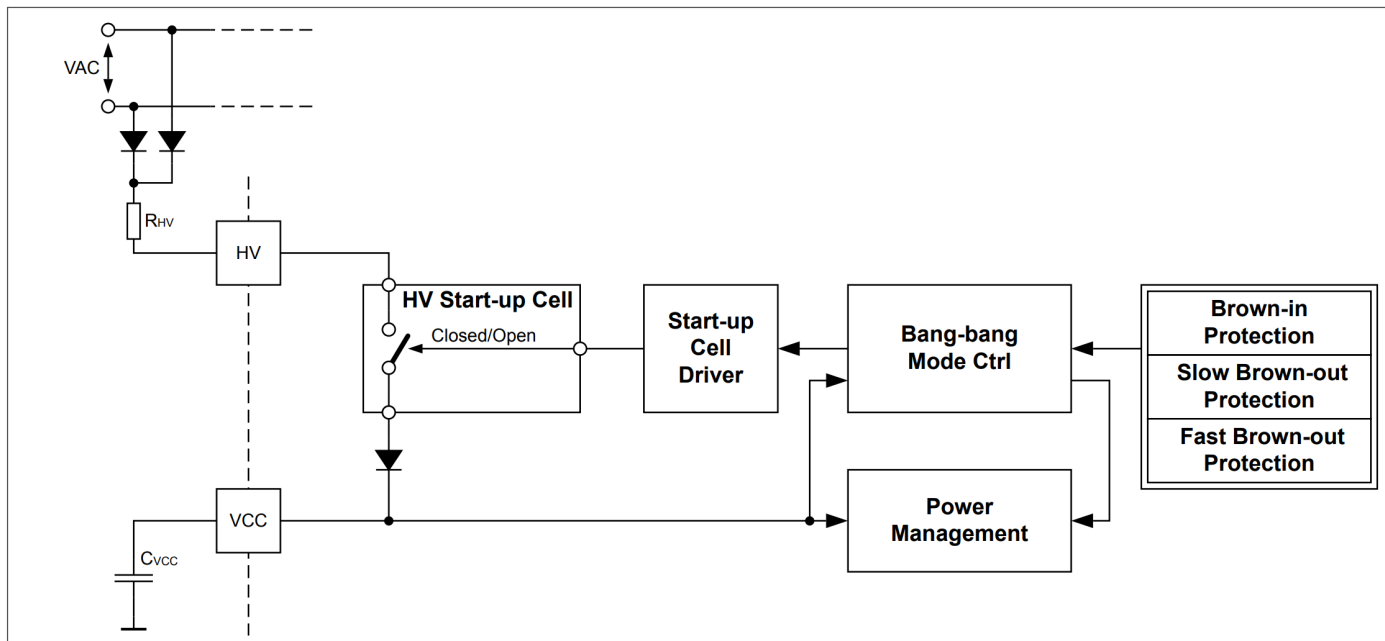


图 13 由启动电压和电压跌落触发的“Bang-bang”模式

图14 展示了检测到电压跌落事件后，系统进入“bang-bang”模式运行的情况。一旦在时间 t_0 检测到电压跌落，IC 立即进入睡眠模式，此时电流消耗降低至 I_{VCCBBo} 。高压启动单元导通，并将 VCC 电压充电至阈值 V_{VCCOno} 。随后，IC 被激活一段时间 $t_{VSBIdet}$ ，以检测 V_{in} 启动电压条件。此后，IC 再次进入睡眠模式。在时间点 t_1 ， V_{in} 达到启动电压条件，但 IC 仍处于非活动状态。在时间点 t_2 ，当 VCC 电压超过 V_{VCCOn} 时，IC 被激活并检测到 V_{in} 启动电压条件。

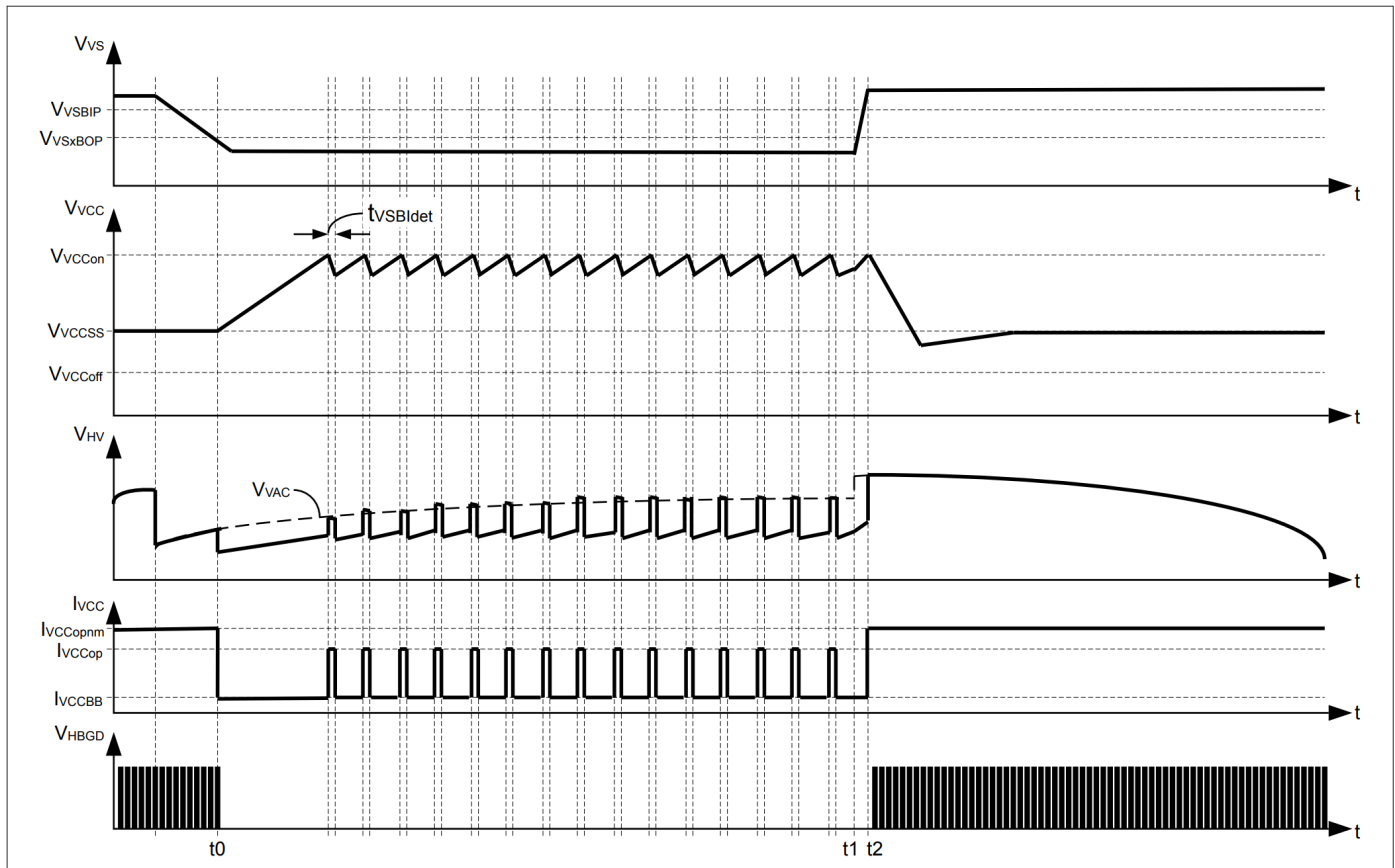


图 14 启动电压阶段的“Bang-Bang”模式运行

3.2.3 保护模式运行期间的“Bang-bang”模式

由自动重启模式或锁存模式触发的“bang-bang”模式，可在锁存和自动重启操作期间支持集成电路在无外部 VCC 供电的情况下工作（参见 [第3.4.1 章](#)）。该模式通过在 VCC 引脚阈值 V_{VCCon} 处关断，并在经过时间间隔 $t_{ARMbase}$ 后导通，直接控制高压启动单元（参见 [图15](#)）。在此“bang-bang”模式运行期间，VCC 被维持在高电压电平，以确保一旦触发即可正常重启。VCC 的电流消耗降至 I_{VCCBBo} 。

在自动重启模式下，还会额外激活一个计数器，该计数器会在达到设定的 $N_{ARMstep}$ 次高压启动单元充电循环后触发重启（参见 [图16](#)）。

在锁存操作中，只有断开AC电源线才能实现模式复位。一旦 VCC 电压降至阈值 V_{VCCoff} 以下，就会发生硬件复位。

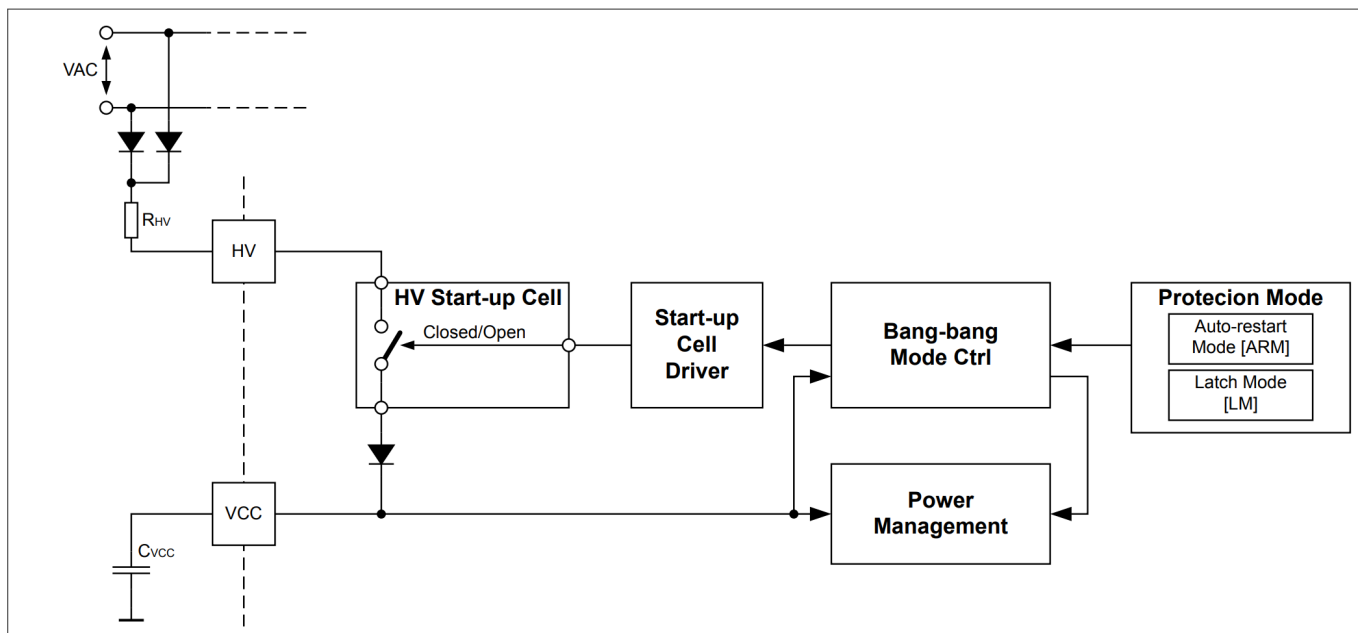


图 15 保护模式下的“Bang-bang”模式

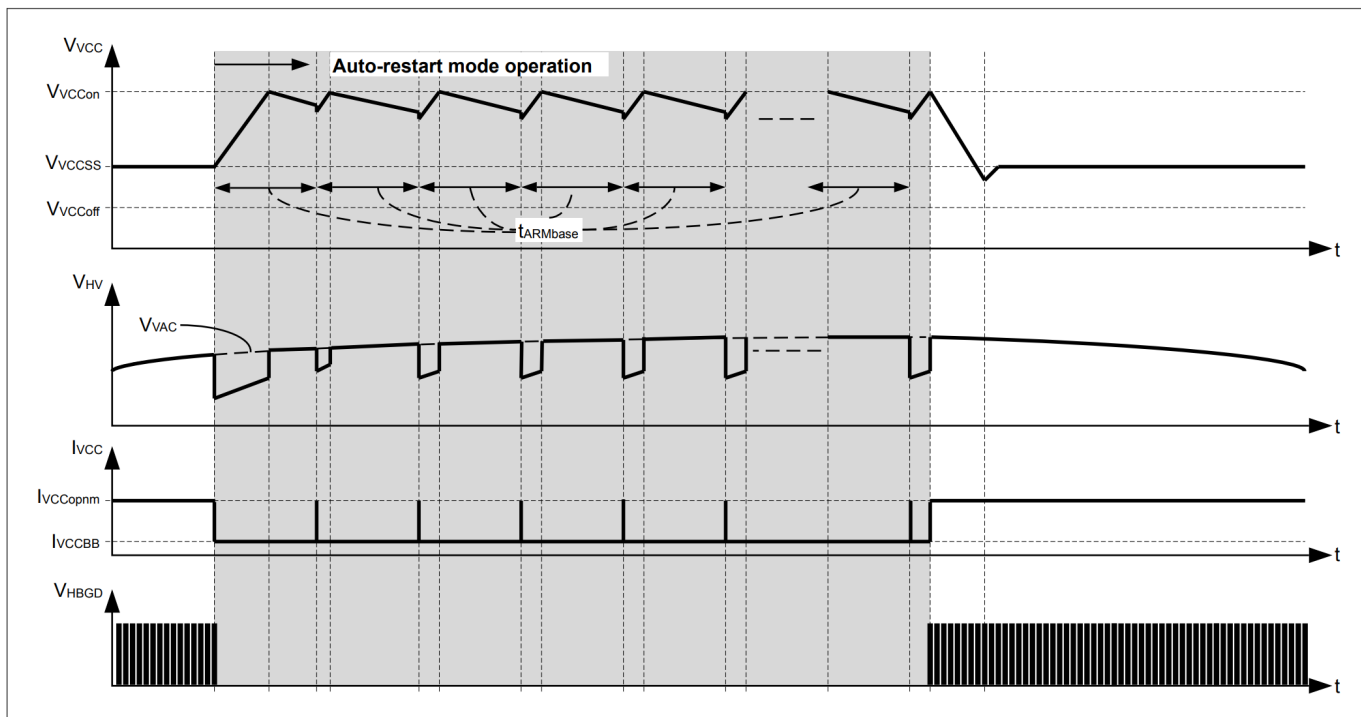


图 16 自动重启模式运行

3.2.4 突发模式 (BM) 运行期间的 VCC 供电

在突发模式下，该集成电路会反复进入节能模式，此时其电流消耗降至 $I_{VCCBMpsm}$ 。从该节能模式唤醒以及进入该模式，均由 FB 引脚处的反馈电压控制，具体是通过将该电压电平与唤醒和睡眠控制阈值 $V_{FBMctrl}$ 进行比较来实现的（参见第 3.3.4.2 章）。此外，在 VCC 引脚上启用了唤醒阈值 $V_{VCCslpHVon}$ ，当 V_{VCC} 降至 $V_{VCCslpHVon}$ 以下时，该阈值将开启高压启动单元。这将使 $HSVCC$ 引脚上的电压水平高于阈值 $V_{HSVCCcon}$ 。当 IC 通过 FB 引脚被唤醒，或者 V_{VCC} 超过了阈值 V_{VCCcon} ，高压启动单元将被关闭。

XDP 混合式反激式控制器 XDPS2201

功能说明

此外，一旦进入突发模式，始终仅会启动一个高压启动单元 VCC 的充电周期。

注： 系统设计应确保在稳态突发模式运行期间， V_{VCC} 始终保持在 VCC 唤醒阈值 $V_{VCCslpHVon}$ 之上，以避免因从输入高压为 VCC 电容器充电而导致偏置损耗增加。

图17 显示了稳态突发模式工作期间，当反馈电压降至突发模式进入阈值 V_{FBBMen} 以下时， V_{VCC} 的典型突发模式工作信号及其相关的电流消耗 I_{VCC} 。在时间 t_0 时，若输出负载突降，且光耦反馈网络因 V_{out} 过冲而进入饱和状态，则 V_{VCC} 可能会大幅下降。这会导致反馈电压 V_{FB} 的上升时间显著延长，直至时间 t_2 。在时间 t_1 时，VCC 电压降至阈值 $V_{VCCslpHVon}$ 以下，从而导通高压启动单元。流向 HV 引脚的平均电流 $I_{HV(avg)}$ 取决于 VAC，并通过 VCC 引脚以电流 $I_{VCCchrg(avg)}$ 对 VCC 处的电容器进行充电。在时间 t_2 时，IC 通过 FB 引脚被唤醒，HV 启动单元被关闭。当反馈电压在时间 t_3 时降至 $V_{FBBMctrl}$ 以下时，IC 进入省电模式。

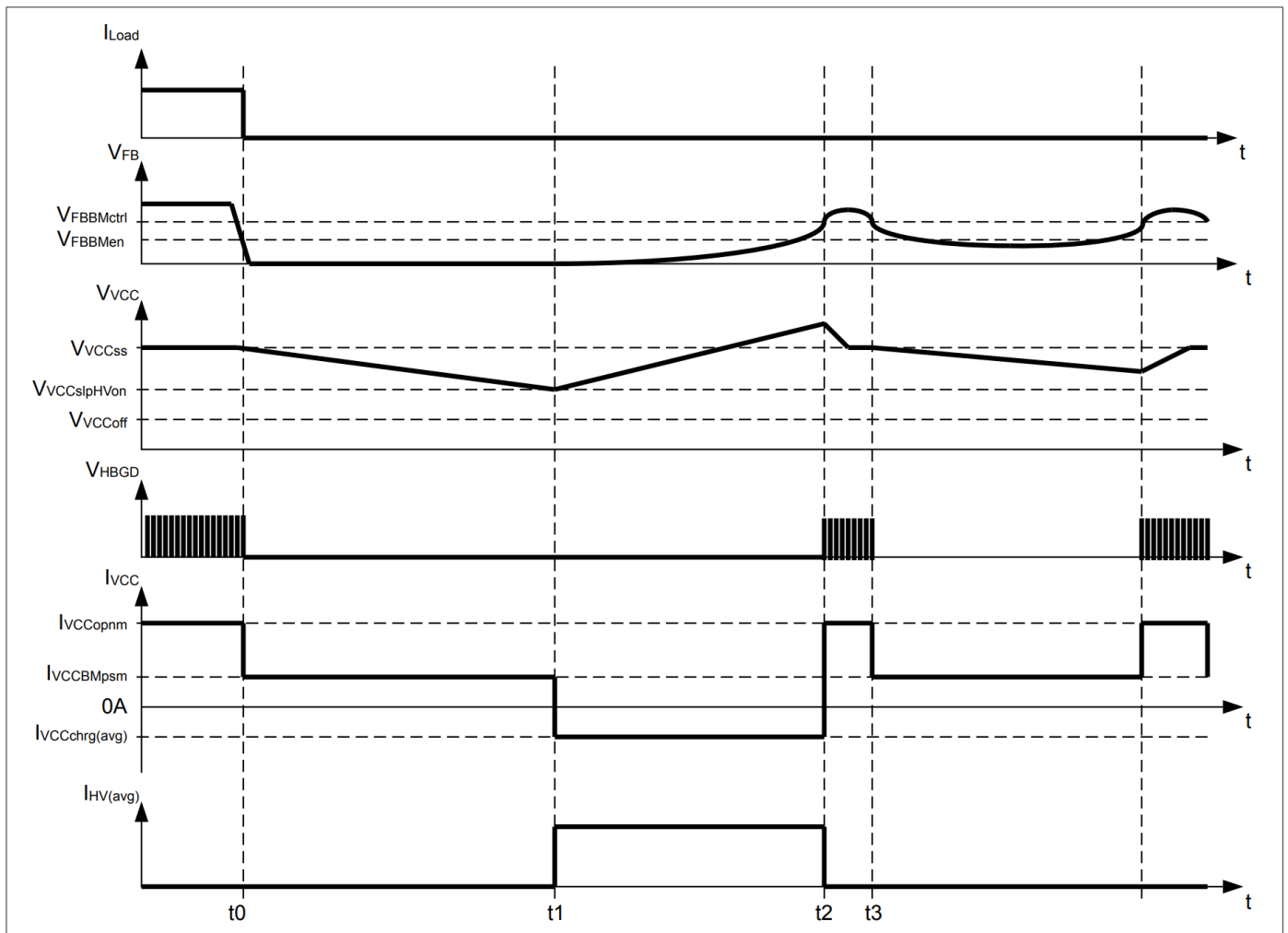


图 17 突发模式运行

3.3 控制功能

“控制功能”一章包含了表2中列出的所有用于混合式反激式 PWM 生成和半桥栅极驱动器的功能。混合式反激式 PWM 生成主要包括模式控制和输出电流控制。输出电流控制确定了 PWM 控制中在高侧开关导通时间 t_{HSon} 期间，通过峰值电流控制（参见图18）对正磁化电平 I_{MAGpos} 进行的控制部分。此外，它还负责在 ZV-RVS 工作模式下决定谷数的变化。PWM 控制确保了逐周期 ZVS 开关操作。模式控制功能侧重于直接控制与死区时间 t_{deadLS} 、 t_{deadHS} 以及低侧开关导通时间 t_{LSon} 相关的半桥 PWM 方案的时序，以确定 CRM、ZV-RVS 和 DCM 等不同工作模式下的负磁化电平 I_{MAGneg} 。

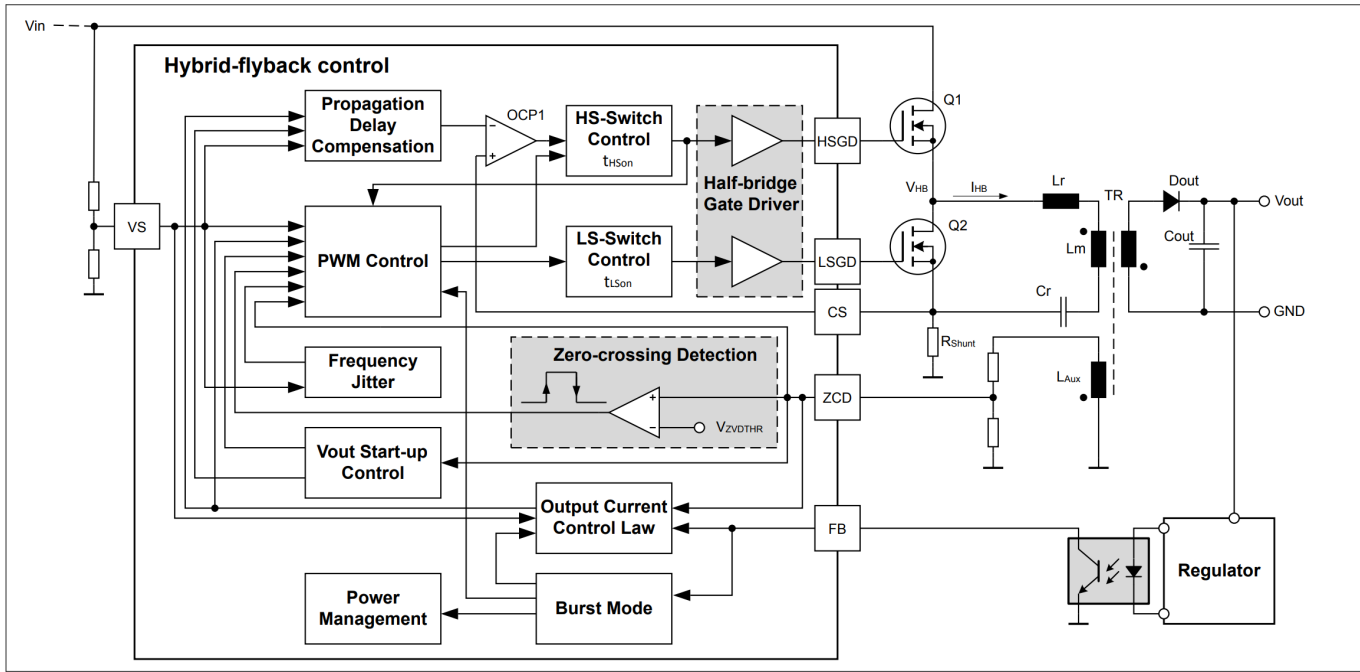


图 18 混合式反激式控制结构

表2 控制功能

Feature	Chapter
Output control	Chapter 3.3.1
Mode control	Chapter 3.3.2
Burst mode control	Chapter 3.3.4
Vout start-up control	Chapter 3.3.3
Frequency jitter	Chapter 3.3.5
Half-bridge gate driver	Chapter 3.3.6

3.3.1 输出控制

在连续开关工作模式下，输出电流仅通过符合方程5的正磁化电流 I_{MAGpos} 和负磁化电流 I_{MAGneg} 进行控制。在连续工作模式下，输出电流 I_{out} 通过 FB 引脚处的反馈电压与相应的内部电流设定点 I_{SET} 之间的线性关系进行控制，相关内容在 3.3.1.3 章中进行了描述。根据输入电压 V_{in} （参见 3.3.1.1 章）和输出电压 V_{out} （参见 3.3.1.2 章），利用 LS 开关导通时间 t_{LSon} ，逐周期调节 I_{MAGneg} ，从而实现线性关系。

功能说明

正磁化电平 I_{MAGpos} 等于通过 CS 引脚在分流电阻 R_{Shunt} 上控制的正半桥峰值电流（参见图19）：

$$V_{\text{CSpeak}} = I_{\text{HBpeak}} \times R_{\text{Shunt}} = I_{\text{MAGpos}} \times R_{\text{Shunt}}$$

方程 9

通过辅助绕组上的 ZCD 引脚测量输出电压，该电压用于保护功能（参见第3.4.8章）以及补偿峰峰值励磁电流 I_{MAGpp} ，以确保在宽输出电压范围内实现零电压开关（ZVS）工作（参见第3.3.1.2章）。

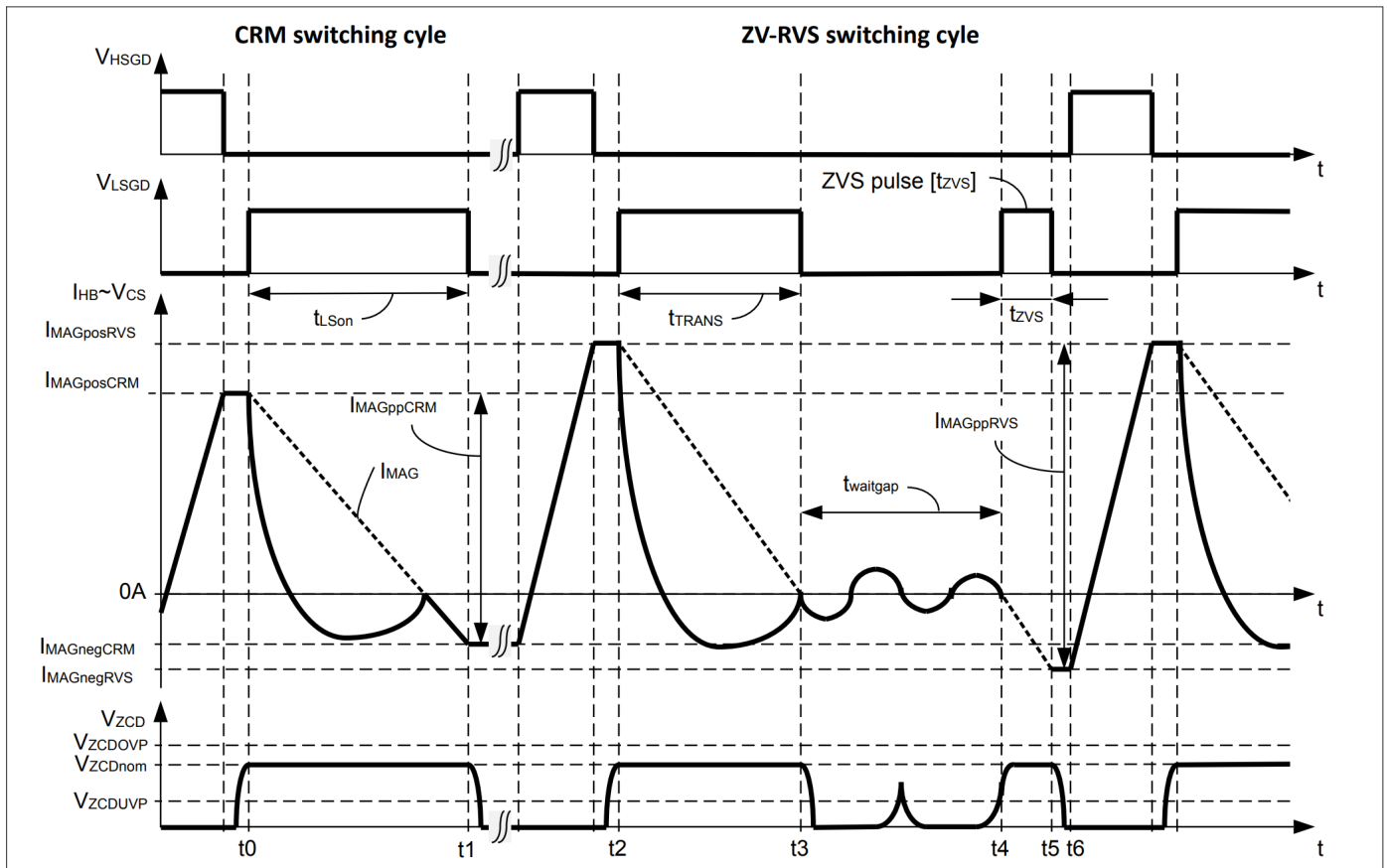


图 19 由低侧栅极驱动器控制的负磁化

3.3.1.1 在宽输入电压范围内保持零电压开关（ZVS）工作

通过在不同工作模式下对负磁化电流 I_{MAGneg} 进行 V_{in} 前馈补偿（参见第3.3.2章），实现了宽输入电压范围内的零电压开关（ZVS）工作。这得益于下文介绍的若干可配置参数。

所实现的输出电流控制基于对额定输出电流水平 I_{outnom} ¹ 按方程5进行选型：

$$I_{\text{outnom}} = \frac{N}{2} \times (I_{\text{MAGposnom}}(V_{\text{in}}; V_{\text{out}}; \text{Mode}) + I_{\text{MAGneg}}(V_{\text{in}}; \text{Mode}))$$

方程 10

因此，用于调节 I_{MAGpos} 的 CS 引脚处的峰值电流控制取决于输入电压、输出电压以及工作模式，这些因素直接影响负磁化水平 I_{MAGneg}

1 可配置，见表5

功能说明

I_{MAGneg} 已针对输出电压的变化进行了补偿（参见第3.3.1.2章）。因此，输入电压的补偿仅需设定 V_{in} 的最小值和最大值（参见图20）。

最小 V_{in}

对于最小 V_{in} ，由 $I_{\text{MAGnegnom}}$ ²⁾ 引起的自然续流振荡（参见图19）应支持半桥节点的完全切换。

最大 V_{in}

对于最大 V_{in} ，CRM 的额外所需负磁化由 $I_{\text{MAGnegmaxCRM}}$ ²⁾ 设定，而 ZV-RVS 的额外所需负磁化由 $I_{\text{MAGnegmaxRVS}}$ ²⁾ 设定，这两个值可能不同。

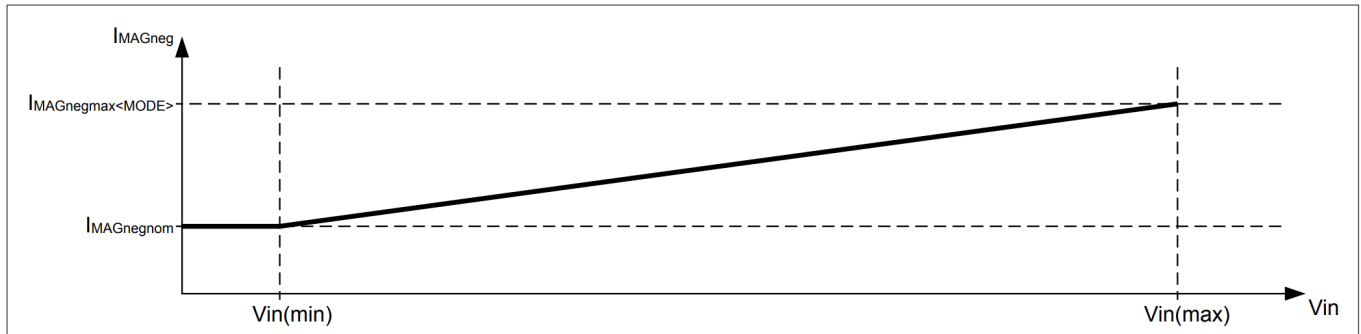


图 20 I_{MAGneg} 的 V_{in} 前馈补偿

3.3.1.2 在宽输出电压范围内保持零电压开关（zvs）工作

当输出电压 V_{out} 下降时，变压器的退磁时间 t_{demag} 会延长，从而导致时间间隔 t_{TRANS} 变长。通过调整 LS 开关的导通时间 t_{LSon} ，使其与 t_{TRANS} 的变化周期相匹配，从而确保零电压开关（ZVS）工作，以在恒定输出负载下保持相同的负磁化水平 I_{MAGneg} （参见图21）。 $t_{\text{TRANSRVS0V}}$ 表示 $V_{\text{out}} = 0\text{V}$ 时的周期，其值由 $t_{\text{TRANSRVS0V}\%}$ ³⁾ 可通过以下方程得到：

$$t_{\text{TRANSRVS0V}} = t_{\text{TRANSRVS0V}\%} \times t_{\text{TRANSnom}}$$

方程 11

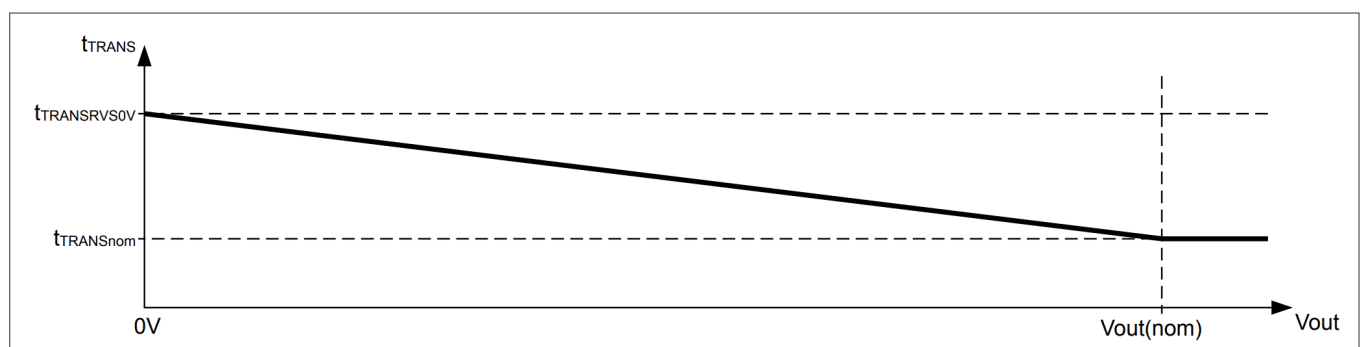


图 21 t_{TRANS} 的 V_{out} 补偿

3.3.1.2.1 在 CRM 工作模式下实现逐周期零电压开关（zvs）工作

当快速降低输出电压 V_{out} （参见图8）或快速提高正磁化电平 I_{MAGpos} （参见第3.3.2.5节）时，若采用固定的 LS 开关导通时间，变压器的退磁时间 t_{demag} 可能会过短。如果此时变压器仍处于正磁化状态，这可能会导致硬开关，甚至引发本体二极管交叉导通。

²⁾ 可配置，参见表6

³⁾ 可配置，参见表6

功能说明

为了确保每个周期都能满足零电压开关 (ZVS) 条件, 控制器仅在 ZCD 引脚 (见 [图18](#)) 的电压信号指示半桥电压 V_{HB} 发生变化时, 才激活 HS 开关。通过这种方式, 可以有效避免体二极管的交叉导通。这是通过调节 I_{MAGneg} 来实现的, 以在 LS 开关的下降沿与随后出现的 ZCD 引脚的下降沿之间保持目标延迟时间 t_{LS2ZCD} (参见 [图22](#))。

必须考虑变压器辅助绕组 L_{AUX} 的极性, 以确保当 V_{HB} 上升时, V_{ZCD} 会随之下降。需监测从关闭 LS 开关到检测到零交叉以开启高侧开关之间的时间 t_{LS2ZCD} , 并在必要时延长 LS 开关的下一次导通相位, 以确保可靠的零电压开关 (ZVS) 操作。

下图以阶段 t2-t3 与阶段 t6-t7 为例进行了说明。死区时间 $t_{deadHS1}$ 由负半桥电流 $I_{MAGneg1}$ 决定。由于 $I_{MAGneg1}$ 的电平较低, 导致 V_{HB} 的上升斜率相当缓慢。ZCD 引脚上的过零点检测被延迟, 因此 HS 开关在时间 t3 时未能满足完全零电压开关 (ZVS) 条件而导通。在关闭 LS 开关后, 过零的延迟增加, 这被用作间接提高负半桥电流水平至 $I_{MAGneg2}$ 的依据, 具体方法是延长 t5-t6 相位中 LS 开关的导通时间。通过合理设定死区时间 t_{deadLS} (参见 [第3.3.2.1 章](#)), 可满足 LS 开关导通时的零电压开关 (ZVS) 条件。

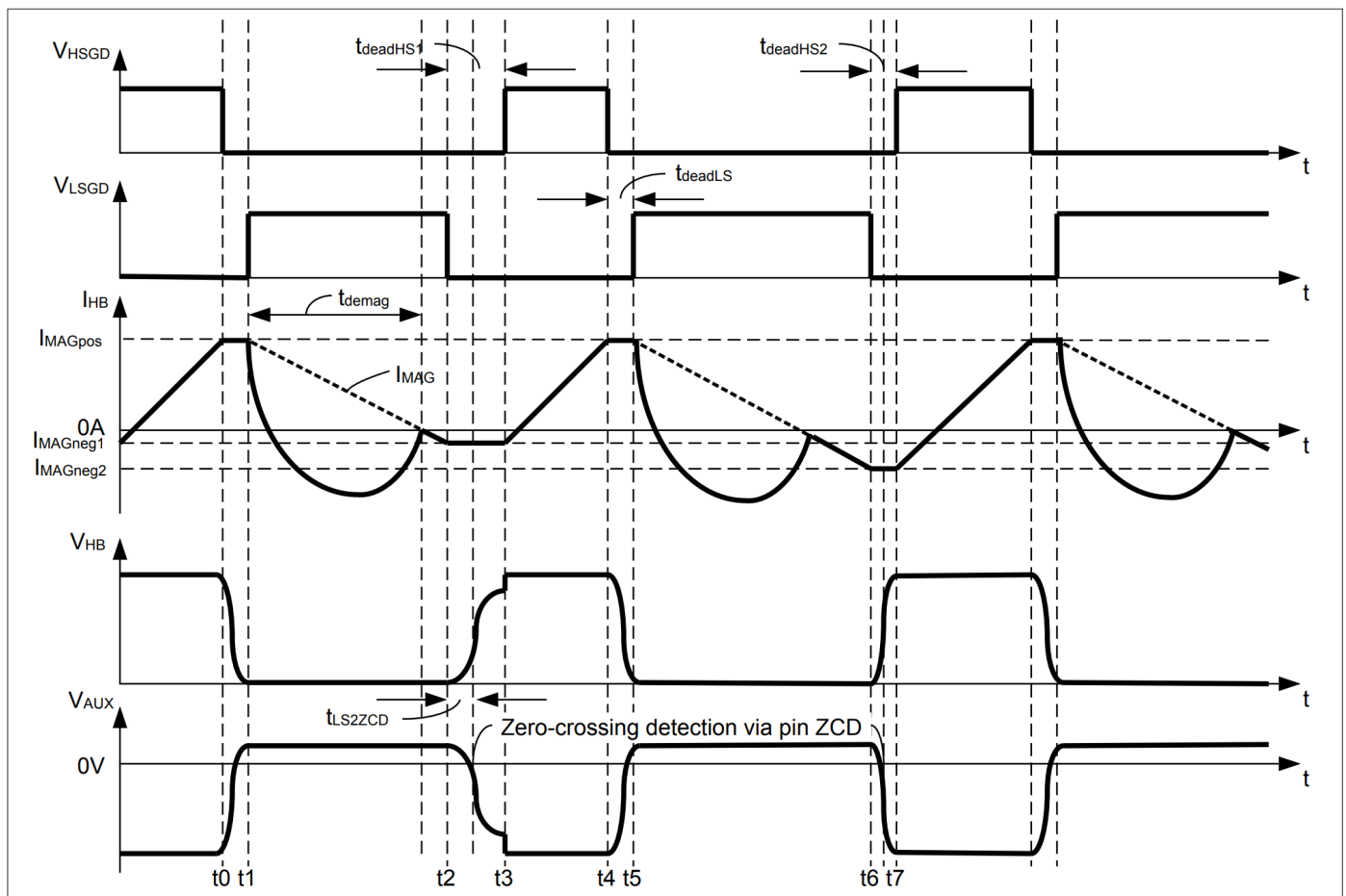


图 22 使用 L_{AUX} 处的过零检测来确保 ZVS 操作

仅在 DCM 工作模式下, 当负载非常轻时, 首个 LS 开关周期的导通阶段可能会发生部分硬开关。这种情况仅在经过较长时间的等待、且变压器消磁完成后才会发生, 因此不会导致本体二极管导通问题 (参见 [第 3.3.2.3 章](#))。

3.3.1.3 输出电流控制律

[图23](#) 显示了从 FB 引脚的反馈信号输入到 CS 引脚的峰值电流设定值的控制路径。请求的输出电流等于对反馈信号的内部 I_{SET} 值。随后, 根据 V_{in} 测量值和工作模式计算出所需的峰值电流设定值。

XDP 混合式反激式控制器 XDPS2201

功能说明

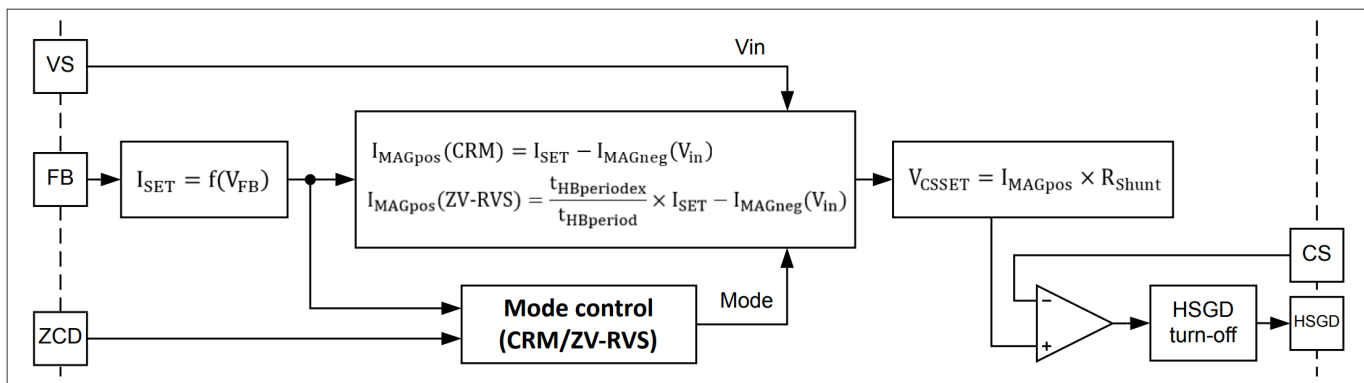


图 23 从反馈输入到峰值电流设定值的控制路径

在最大输出电流 $I_{outOCP1max}$ 与突发模式进入电流电平 $I_{outBMen}$ 之间，反馈电压 V_{FB} 与输出电流 I_{out} 呈线性相关。

图 24 展示了各种功能下的输出电流电平。

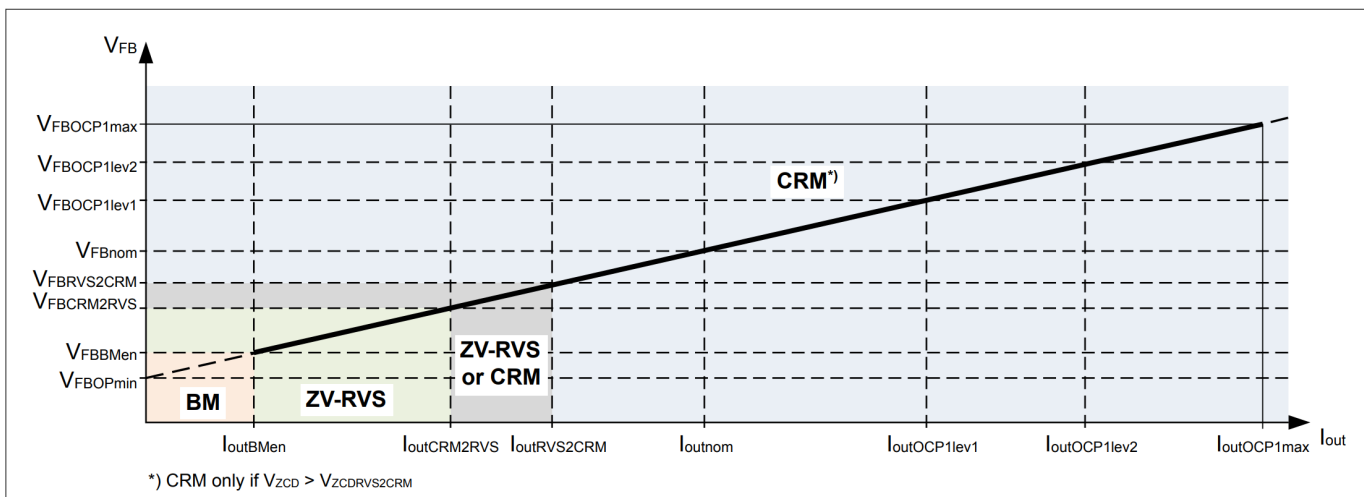


图 24 FB 引脚反馈电压控制规律

输出电流 I_{out} 的控制由等效内部电流设定值 I_{SET} 决定，该设定值随后被用作 CS 引脚的峰值电流设定值，以调节正磁化电平 I_{MAGpos} 。为了确保 CRM 模式与 ZV-RVS 模式之间的平滑过渡，CRM 模式（参见第 3.3.1.3.1 章）和 ZV-RVS 模式（参见第 3.3.1.3.2 章）中 I_{SET} 与 I_{MAGpos} 之间的关联关系有所不同。图 25 显示了各种功能的可配置电流设定点及其与反馈电压的关联关系。

可配置的电流设定点 $I_{SETxxx\%}$ 以额定电流设定点 $I_{SETnom\%}$ ，该设定点以百分比形式确定 FB 引脚工作电压范围 $V_{FBOPmax}$ 内相应的电压电平 V_{FBnom} 。此处 $I_{SETnom\%}$ 被设置为 50%，用作无单位的系数。

$$V_{FBnom} = (I_{SETnom\%} \times V_{FBOPmax}) + V_{FBOPmin}$$

方程 12

注：突发模式退出阈值 $I_{SETBMex\%}$ 的当前设定值仅在突发模式运行期间有效，且仅用作内部比较参数，与反馈电压电平无关（参见第 3.3.4.4.1 章）。同样， $I_{SETstmax\%}$ 仅在 V_{out} 启动控制期间（参见第 3.3.3 章）生效，用于提供额外的输出充电电流。

功能说明

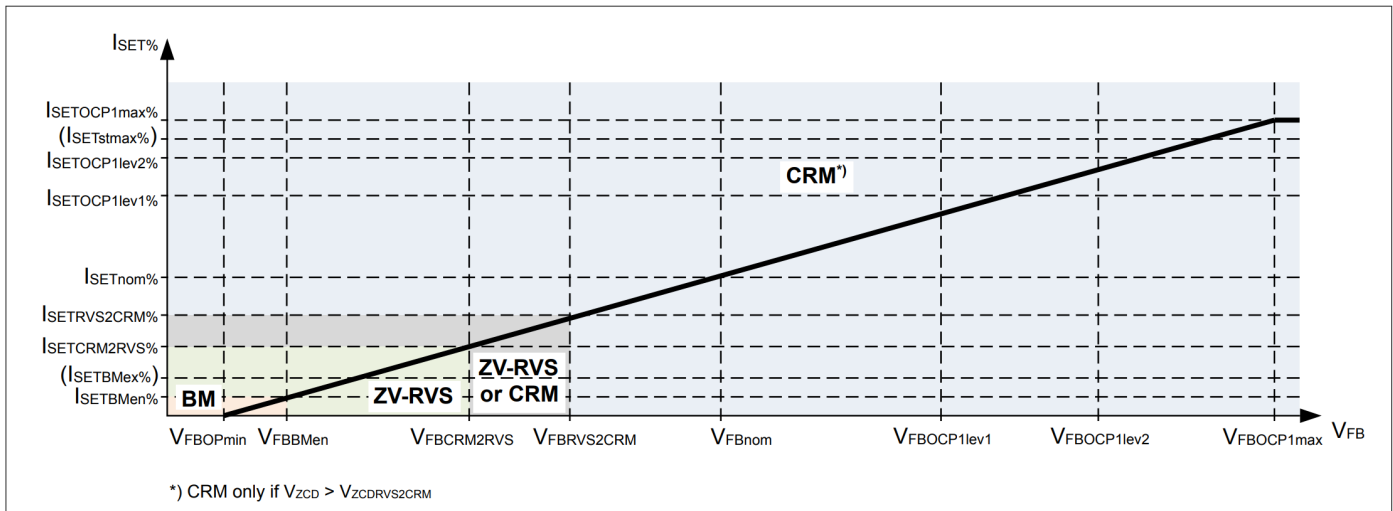


图 25 可配置的内部电流设定点 $I_{SETxxx\%}$ 及其与 V_{FB} 的关联

对于所有其他电流设定点 $I_{SETxxx\%}$ ，相应的反馈电压 V_{FBxxx} 可按以下方程计算：

$$V_{FBxxx} = (I_{SETxxx\%} \times I_{SETnom\%} \times V_{FBOPmax}) + V_{FBOPmin}$$

方程 13

偏移电压 $V_{FBOPmin}$ 考虑了光耦合器输出在进入饱和状态前的最小工作电压水平。

CS 引脚的峰值电流设置是通过将分流电阻 R_{Shunt} 上的电压与内部推导出的阈值 V_{CSxxx} 进行比较来实现的：

$$I_{MAGxxx} = \frac{V_{CSxxx}}{R_{Shunt}}$$

方程 14

V_{CSxxx} 除了取决于 $I_{SET\%}$ 之外，还取决于 V_{in} 和工作模式（参见第 3.3.1.1 章），其关系如下所示：

CRM 工作模式

$$V_{CSxxx} = (I_{SETxxx\%} \times I_{SETnom\%} \times V_{CSOPmax}) + (I_{MAGneg}(V_{in}) \times R_{Shunt})$$

方程 15

ZV-RVS 工作模式

$$V_{CSxxx} = \frac{t_{HBperiodx}}{t_{HBperiod}} \times [(I_{SETxxx\%} \times I_{SETnom\%} \times V_{CSOPmax}) + (I_{MAGneg}(V_{in}) \times R_{Shunt})]$$

方程 16

此处， $V_{CSOPmax}$ 是 CS 引脚的最大工作电压范围。 R_{Shunt} 的尺寸设计基于额定电流设定点 $I_{SETnom\%}$ 下的额定输出电流 I_{outnom} ，其中 $I_{SETnom\%}$ 还决定了 CS 引脚上 $V_{CSOPmax}$ 的百分比以及相应的电压水平 $V_{CSOPnom}$ 。

$$R_{Shunt} = \frac{N}{2} \times \frac{I_{SETnom\%} \times V_{CSOPmax}}{I_{Outnom}}$$

方程 17

XDP 混合式反激式控制器 XDPS2201

功能说明

在 $V_{in(min)}$ 和 $V_{in(max)}$ 的拐点处, 标称电流设定值 $I_{SETnom\%}$ 的预期峰值电流设定值可通过以下方程计算:

在 $V_{in(min)}$ 条件下, 额定负载的最小峰值电流设定值 $V_{CSnom(min)}$

CRM 工作模式

$$V_{CSnom(min)} = (I_{SETnom\%} \times V_{CSOPmax}) + \left((I_{MAGnegnom\%} \times \frac{2 \times I_{Outnom}}{N}) \times R_{Shunt} \right)$$

方程 18

ZV-RVS 工作模式

$$V_{CSnom(min)} = \frac{t_{HBperiodex}}{t_{HBperiod}} \times \left((I_{SETnom\%} \times V_{CSOPmax}) + \left((I_{MAGnegnom\%} \times \frac{2 \times I_{Outnom}}{N}) \times R_{Shunt} \right) \right)$$

方程 19

在 $V_{in(max)}$ 下的额定负载最大峰值电流设定值 $V_{CSnom(max)}$

CRM 工作模式

$$V_{CSnom(max)} = (I_{SETnom\%} \times V_{CSOPmax}) + \left((I_{MAGnegmaxCRM\%} \times \frac{2 \times I_{Outnom}}{N}) \times R_{Shunt} \right)$$

方程 20

ZV-RVS 工作模式

$$V_{CSnom(max)} = \frac{t_{HBperiodex}}{t_{HBperiod}} \times \left((I_{SETnom\%} \times V_{CSOPmax}) + \left((I_{MAGnegmaxRVS\%} \times \frac{2 \times I_{Outnom}}{N}) \times R_{Shunt} \right) \right)$$

方程 21

3.3.1.3.1 CRM 期间的电流控制

在 CRM 期间, 负磁化电流 I_{MAGneg} 仅根据输入电压 V_{in} (参见 [第 3.3.1.1 章](#)) 进行目标值控制。此时, 通过调节导通时间 t_{Lson} 来控制负磁化电流 I_{MAGneg} , 从而使 I_{out} 与设定正磁化电平 I_{MAGpos} 之间呈线性关系:

$$I_{out} = \frac{N}{2} \times (I_{MAGpos}(V_{in}) + I_{MAGneg}(V_{in}))$$

方程 22

随后, I_{MAGpos} 由 CS 引脚处的峰值电流控制根据其与内部目标电流设定点 I_{SET} 的相关性进行控制, 而其为输出电流 I_{out} 的比例表示:

$$I_{SET} = \frac{2}{N} \times I_{out}$$

方程 23

$$I_{MAGpos}(I_{SET}; V_{in}) = I_{SET} - I_{MAGneg}(V_{in})$$

方程 24

当降低负载时, LS 开关的导通时间会逐渐缩短, 直至达到最小时间间隔 $t_{TRANSnom}$ 。若进一步降低负载, LS 的导通时间将保持恒定, 从而导致峰峰值磁化电流 I_{MAGpp} 保持恒定 (参见 [图 19](#)) :

功能说明

$$I_{\text{MAGpp}} = I_{\text{MAGpos}} - I_{\text{MAGneg}}$$

方程 25

3.3.1.3.2 ZV-RVS 模式下的电流控制

与 ZV-RVS 模式类似，应将 I_{MAGpos} 的峰值电流控制保持在几乎恒定的水平（参见第 3.3.2.2.1 章），以确保退磁时间长于 $LrCr$ 谐振电路谐振周期的二分之一；因此在 t_{TRANSnom} 周期结束之后直接引入一个等待时间间隔 t_{waitgap} （参见图 19），从而将半桥周期延长至 $t_{\text{HBperiodex}}$ 。这导致输出电流 I_{out} 减小，可表示为：

$$I_{\text{out}} = \frac{t_{\text{HBperiod}}}{t_{\text{HBperiodex}}} \times \frac{N}{2} \times (I_{\text{MAGpos}} + I_{\text{MAGneg}})$$

方程 26

$t_{\text{HBperiodex}}$ 的控制是通过谷跳控制（参见第 3.3.2.2.1 章）根据 I_{SET} 和 V_{in} 进行的：

$$t_{\text{HBperiodex}}(I_{\text{SET}}, V_{\text{in}}) = t_{\text{HBperiod}} \times \frac{(I_{\text{MAGpos}} + I_{\text{MAGneg}}(V_{\text{in}}))}{I_{\text{SET}}}$$

方程 27

3.3.1.4 传播延迟补偿（PDC）

在峰值电流控制过程中，传播延迟会影响最终的峰值电流限制（参见图 26）。随后，闭环应用控制回路通过 FB 引脚的反馈信号，将达到的较高峰值电流补偿至较低水平。 I_{MAGpos} 过冲的幅度取决于变压器输入绕组 L_m 上的电压，而该电压又取决于输入电压 V_{in} 以及谐振电容器上的反射输出电压 V_{Cr} 。变压器输入绕组上的电压幅值越高， I_{MAGpos} 的上升斜率就越陡，反之亦然。总延迟 t_{PDCOPC1} 进而导致 $\Delta I_{\text{MAGposcomp}}$ 的超调量：

$$\Delta I_{\text{MAGposcomp}} = \frac{(V_{\text{in}} - V_{\text{Cr}})}{L_m} \times t_{\text{PDCOPC1}}$$

方程 28

t_{PDCOPC1} 由 OCP1 比较器、栅极驱动器引起的内部延迟 t_{PDint} 以及由功率开关关断和连接到半桥节点的寄生电容引起的外部延迟 t_{PDext} 组成。

$$t_{\text{PDCOPC1}} = t_{\text{PDint}} + t_{\text{PDext}}$$

方程 29

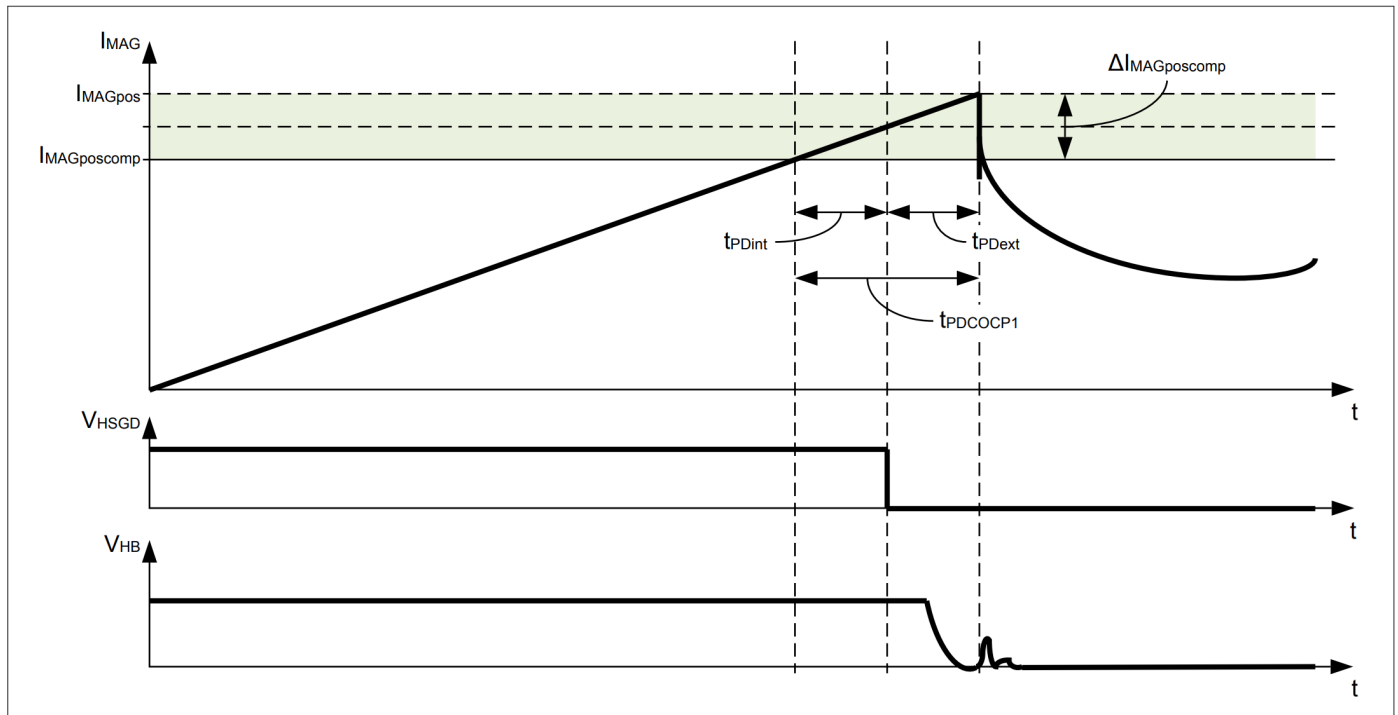


图 26 I_{MAGpos} 峰值电流控制的传播延迟补偿

这种对 V_{in} 和 V_{Cr} 的依赖性会影响应用中电流设定点阈值的精度，因此需要进行补偿，以避免反馈信号 V_{FB} 出现误差。

传播延迟补偿使用 [方程 28](#)，根据参数 t_{PDCOP1} ⁴⁾ 计算 $\Delta I_{MAGposcomp}$ ，即在 VS 引脚测得的输入电压以及在 ZCD 引脚测得的反射输出电压。 Lm 可从其他可配置参数中按如下方式提取：

$$Lm = \frac{V_{VSVCrnom} \times t_{TRANSnom}}{I_{MAGpp}}$$

方程 30

通过将内部目标峰值电流设定点 I_{MAGpos} 减去 $\Delta I_{MAGposcomp}$ ，对峰值电流设定值进行补偿。

$$I_{MAGposcomp} = I_{MAGpos} - \Delta I_{MAGposcomp}$$

方程 31

3.3.2 PWM 控制方案

[表 3](#) 列出了描述不同控制模式及其相关模式转换的脉冲宽度调制（PWM）控制方法的特征列表。根据负载、输出电压和输入电压（参见 [第 3.3.1 章](#)），控制方案会进行调整，以确保低侧和高侧开关均能实现零电压开关（ZVS）操作。

4 可配置，[见表 21](#)

表 3 **PWM控制**

Feature	Chapter
CRM control scheme	Chapter 3.3.2.1
ZV-RVS mode control scheme	Chapter 3.3.2.2
DCM control scheme	Chapter 3.3.2.3
Mode transition control	Chapter 3.3.2.4
Overcurrent control	Chapter 3.3.2.5

3.3.2.1 CRM控制方案

PWM 控制通过调节负电流水平 I_{MAGneg} （参见图27），旨在使每个半桥开关周期均实现零电压开关（ZVS）操作。由于峰值电流足够高，足以确保 LS 开关实现正确的 ZVS 操作，因此 HS 与 LS 开关之间的死区时间 t_{deadLS} ⁵⁾ 被固定。

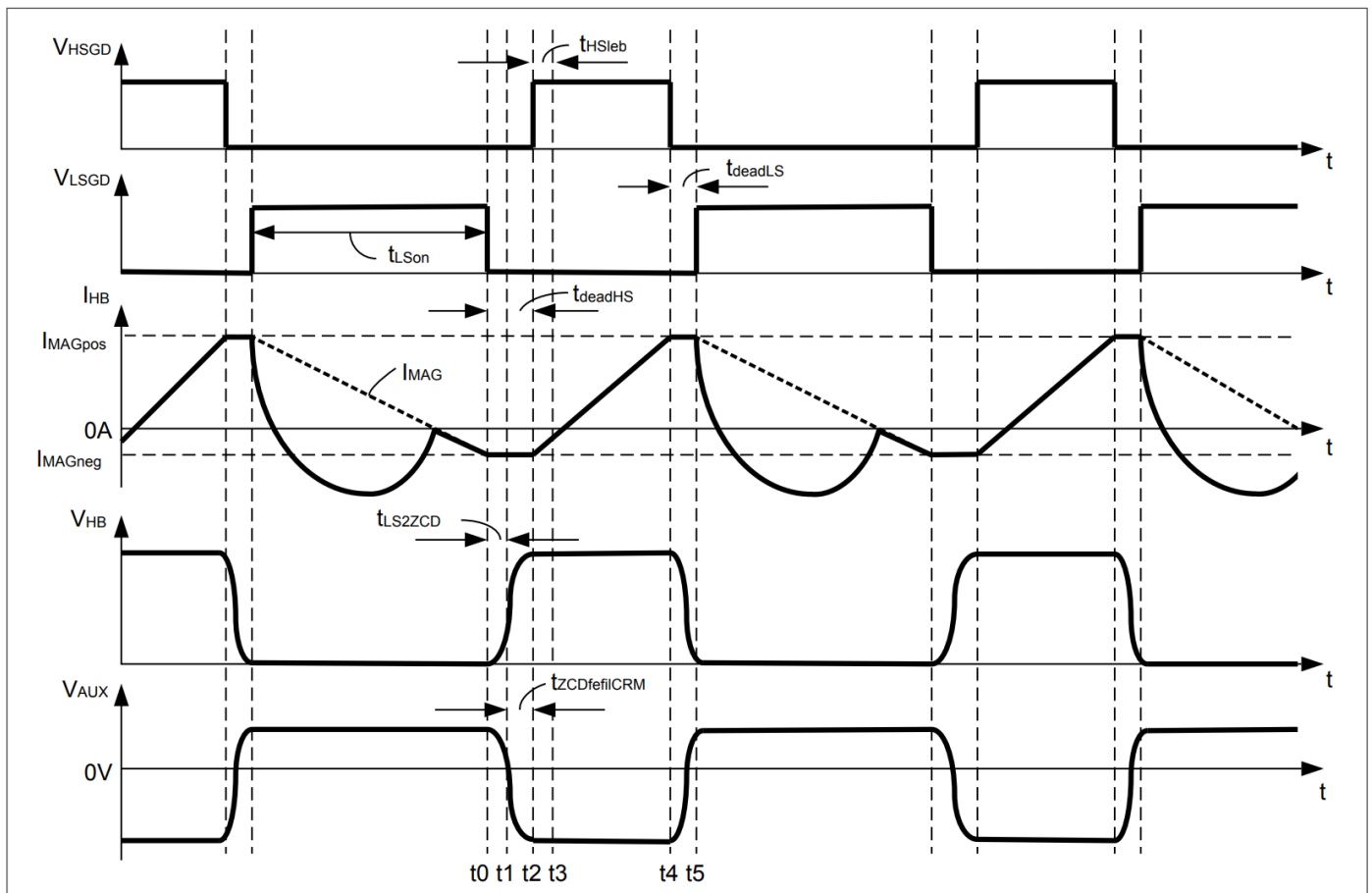


图 27 **CRM 工作模式下的半桥时序**

死区时间 t_{deadHS} 取决于输入电压和工作模式。在 CRM 工作模式下，它由以下两个时间段组成：

⁵⁾ 可配置，[见表 7](#)

$$t_{\text{deadHS}}(\text{Vin}; \text{CRM}) = t_{\text{LS2ZCD}}(\text{Vin}) + t_{\text{ZCDfefilCRM}}$$

方程 32

时间段 t_{LS2ZCD} 是指从时间 t_0 关闭 LS 开关开始，直至时间 t_1 检测到零交叉点为止的时间段，并与基于 V_{in} 的目标值进行比较。最短时间段 $t_{\text{LS2ZCDmin}}$ ⁵⁾ 出现在输入最大电压时，最长时间段 $t_{\text{LS2ZCDnom}}$ ⁵⁾ 则与最小输入电压相关（参见图28）。

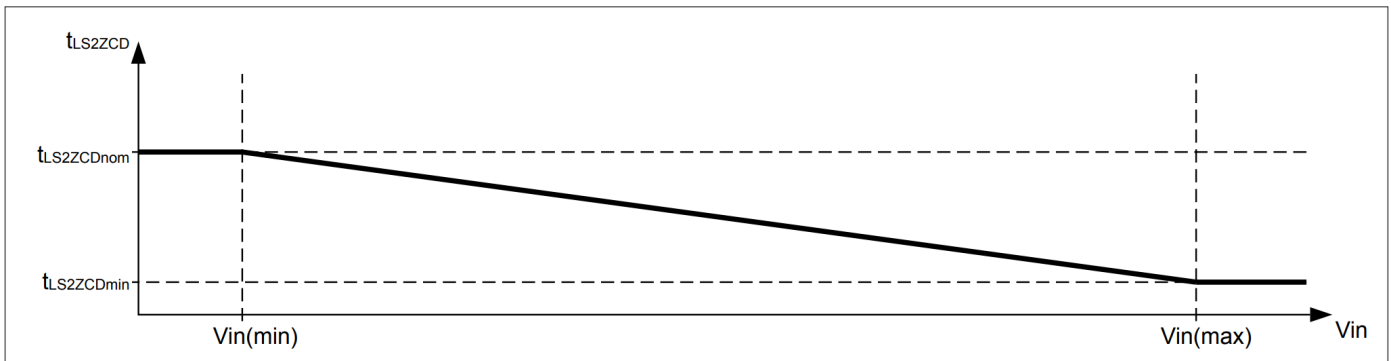


图 28 t_{LS2ZCD} 的自适应目标时间周期

在随后的半桥开关周期中， LS 开关导通时间 t_{LSon} 通过 Δt_{LSon} 进行调整

$$\Delta t_{\text{LSon}} = t_{\text{LS2ZCD}}(\text{Vin}) - t_{\text{LS2ZCDcap}}$$

方程 33

其中 $t_{\text{LS2ZCDcap}}$ 为捕获时间段。

延长 t_{LSon} 会增加负磁化水平 I_{MAGneg} ，从而缩短半桥节点的切换时间。通过这种方式，负磁化会自动调整至第3.3.1.1章所示的预定目标值，并支持针对 CS 引脚峰值电流设置的内部精确输出电流估算。

当缩短 t_{LSon} 时，其最小值由最大输出电压水平下的 t_{TRANSnom} ⁵⁾ 决定。

t_{deadHS} 的第 2 部分由固定时间段 $t_{\text{ZCDfefilCRM}}$ ⁵⁾ 所确定的，该时间段将延迟 HS 开关的导通时间至 t_1 时刻检测到零交叉后延迟 t_2 时间（参见图27）。

HS 开关导通后，峰值电流限制仅在经过上升沿尖峰消隐周期 t_{HSleb} ⁵⁾ 之后才开始，这同时也决定了 HS 开关工作的最小导通时间。

3.3.2.2 ZV-RVS控制方案

图29显示了带零电压开关（ZVS）脉冲生成的 ZV-RVS 模式运行的相关时序。在 ZV-RVS 模式下，为控制输出电流，在 HS 和 LS 开关完成半桥周期后的时间 t_0 处插入一个等待时间间隔 t_{waitgap} （参见第3.3.1.3.2章）。ZVS 脉冲 t_{ZVS} 在时刻 t_1 检测到目标次数的上升沿零交叉后，经延迟时间 $t_{\text{ZCDrefilRVS}}$ ⁶⁾ 后通过导通 LS 开关触发。ZVS 脉冲后 HS 开关导通的死区时间固定为 $t_{\text{deadHSRVS}}$ ⁶⁾，随后的死区时间 t_{deadLS} 与 CRM 工作模式中的相同。所需的零电压开关（ZVS）脉冲宽度 t_{ZVS} 由目标负磁化水平 I_{MAGneg} 、变压器的励磁电感 L_m 以及输出电压 V_{out} 共同决定：

⁵⁾ 可配置，见表7

⁶⁾ 可配置，见表8

$$t_{ZVS} = \frac{I_{MAGneg} \times L_m}{N \times V_{OUT}}$$

方程 34

I_{MAGneg} 会根据输入电压的变化进行调整 (参见 [第3.3.1.1 章](#))。ZVS 脉冲的最小长度出现在输入电压为最低值且输出电压为最高值时。此时, 参数 t_{ZVSmi} ⁷⁾ 限制了最小可调零电压开关 (ZVS) 脉冲长度。

注: 为确保正常工作, 最小 t_{ZVSmin} 值应等于或长于 SR 控制器的最小导通时间。

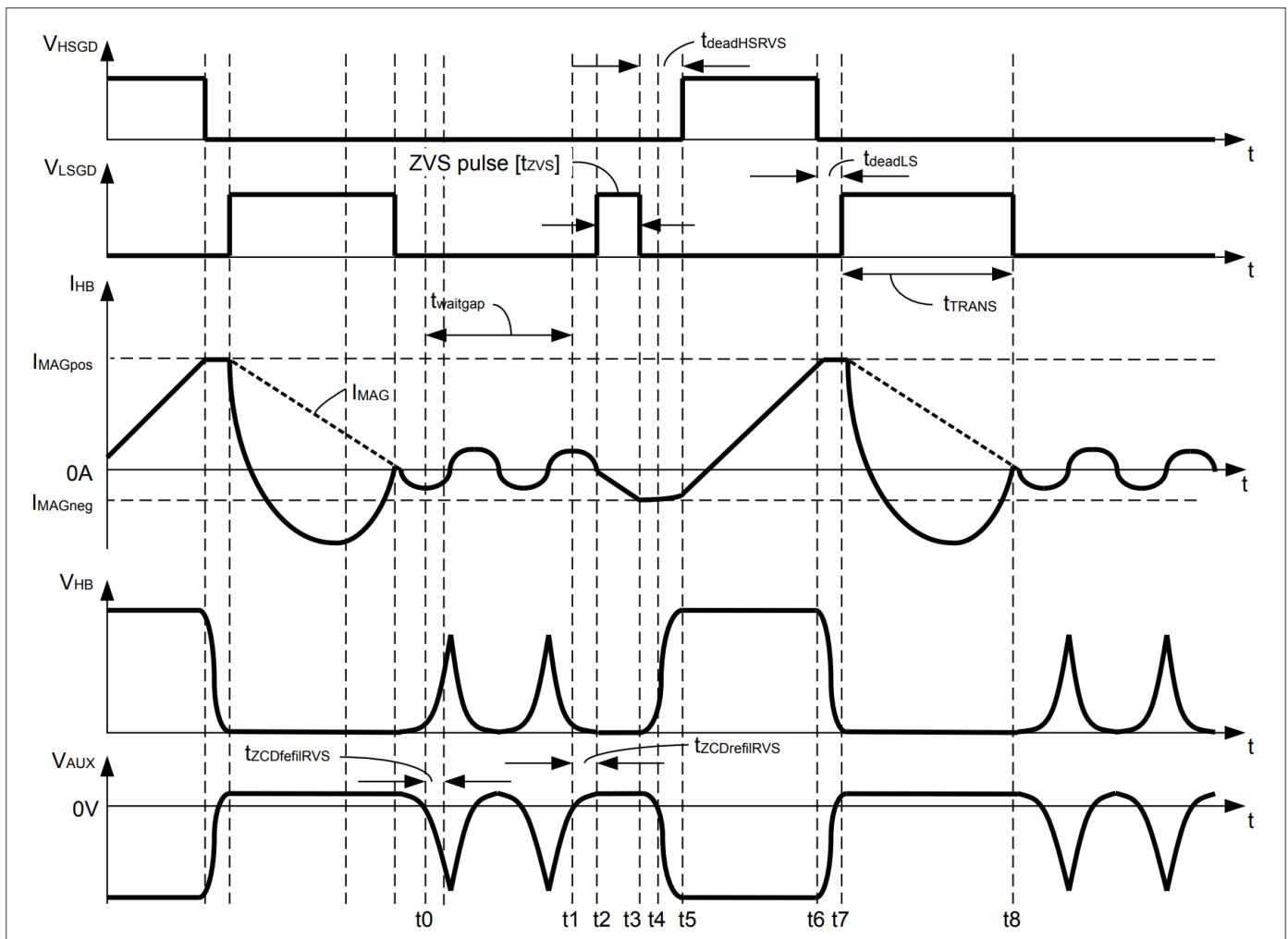


图 29 ZV-RVS 模式运行的半桥时序

3.3.2.2.1 跳谷数值控制

在 ZV-RVS 模式下运行时, 会进行谷值检测以确定 ZVS 脉冲的导通时间 (参见 [图29](#))。变压器退磁后的等待时间 $t_{waitgap}$ 根据目标谷值检测数量进行控制。当经过滤波器 $t_{ZCDrefilRVS}$ ⁸⁾ 后检测到 ZCD 信号的下降沿时, 即计数一个谷值。谷值检测的目标数量在每个半桥开关周期内进行调整。决于是否超过阈值 $I_{MAGposRVS(+)}$ 或 $I_{MAGposRVS(-)}$ 。

7 可配置, [见表8](#)

8 可配置, [见表8](#)

功能说明

当内部推导出的峰值电流设定值 I_{MAGpos} 低于 $I_{\text{MAGposRVS}(+)}$ 时，目标谷值会增加；当超过 $I_{\text{MAGposRVS}(-)}$ 时，目标谷值会减少。因此，为避免稳态运行期间数值突变，系统内置了滞后特性。滞后幅值可通过以下公式计算：

$$I_{\text{MAGposRVShys}} = \frac{1}{3} \times I_{\text{MAGposnom}}$$

方程 35

这两个阈值均取决于通过 ZCD 引脚测得的输出电压。如 [图30](#) 所示，该值会随着输出电压的降低而减小。因此，对于给定的输出电压，CS 引脚处的峰值电流设定值在两个阈值 $I_{\text{MAGposRVS}(-)}$ 和 $I_{\text{MAGposRVS}(+)}$ 之间基本保持恒定。阈值 $I_{\text{MAGposRVS}(+)}$ 由两个点确定：一个是标称输出电压下的 $I_{\text{MAGposnom}}$ ，另一个是 $I_{\text{MAGposRVS0V}}$ ($V_{\text{out}} = 0\text{V}$ 时)。 $I_{\text{MAGposRVS0V}}$ 由 $I_{\text{MAGposRVS0V}\%}$ ⁹⁾ 定义，方程如下：

$$I_{\text{MAGposRVS0V}} = I_{\text{MAGposRVS0V}\%} \times I_{\text{MAGposnom}}$$

方程 36

请求的目标谷的最大数量是有限的，超过该限制会将模式切换到 DCM（参见 [第3.3.2.4 章](#)）。

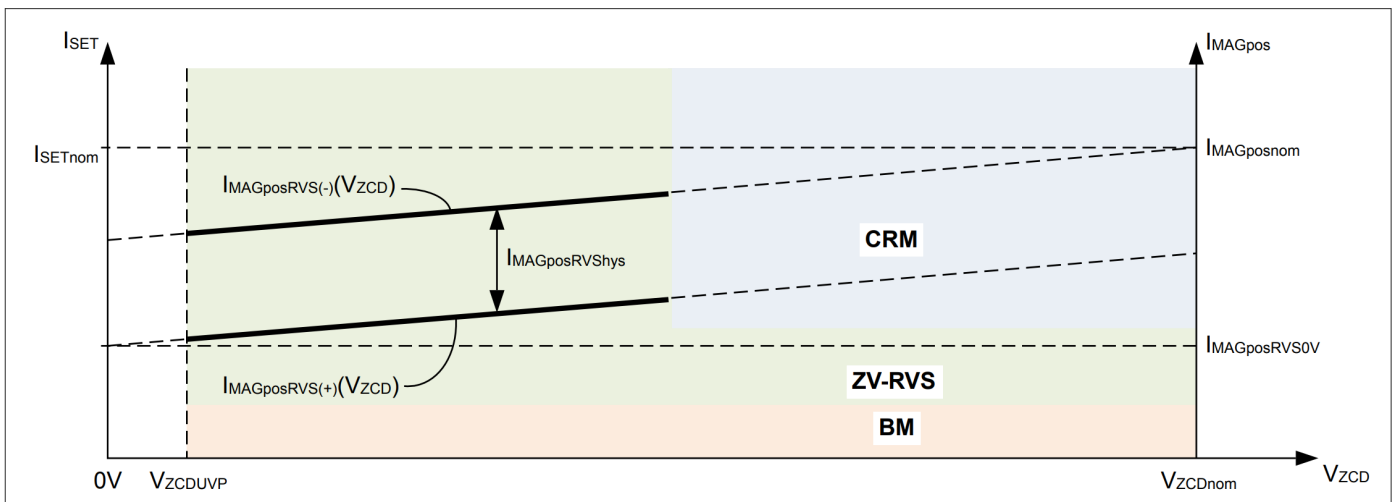


图 30 用于调整 t_{waitgap} 的谷跳过控制

3.3.2.3 DCM控制方案

DCM 控制与 ZV-RVS 模式下 ZVS 脉冲的触发相关。在轻载条件下，ZV-RVS 模式的运行受 ZCD 处可检测零交叉次数上限的限制，这是因为随着插入的等待时间间隔 t_{waitgap} 的延长，振荡幅度会逐渐减小（参见 [图10](#)）。当进一步降低输出电流时，等待时间间隔 t_{waitgap} 会进一步增大，直至在未检测到零交叉的情况下触发 ZVS 脉冲。随后，半桥周期将再次在 ZVS 条件下进行（参见 [第3.3.2.2 章](#)）。

t_{waitgap} 的增加仅持续到扩展半桥周期 $t_{\text{HBperiodex}}$ （参见 [第3.3.2.2 章](#)）达到相应的最小半桥开关频率 F_{DCMmin} ¹⁰⁾ 为止。当输出电流进一步减小时，反馈电压 V_{FB} 会下降，直到其超过突发模式进入阈值（参见 [第3.3.4.1 章](#)）。可以通过 EN_{DCM} ¹⁰⁾ 禁用 DCM 工作模式。

⁹⁾ 可配置，见 [表6](#)

¹⁰⁾ 可配置，见 [表9](#)

功能说明

3.3.2.4 模式转换控制

CRM 模式和 ZV-RVS 模式之间的模式转换

模式切换控制通过监测 FB 和 ZCD 引脚的信号电平，判断其是否超过定义从 CRM 模式切换至 ZV-RVS 模式（反之亦然）的阈值。反馈信号 V_{FB} 决定内部电流设定点 $I_{SET\%}$ ，并与电流设定点阈值进行比较（参见第 3.3.1.3 章）。在 CRM 模式下运行时， ZCD 引脚的阈值 $I_{SETCRM2RVS\%}^{11)}$ 和 $V_{ZCDCRM2RVS}^{11)}$ 决定是否切换至 ZV-RVS 模式。在 ZV-RVS 模式下运行时， ZCD 引脚上的阈值 $I_{SETRVS2CRM\%}^{11)}$ 和 $V_{ZCDRVS2CRM}^{11)}$ 决定是否切换至 CRM 模式。

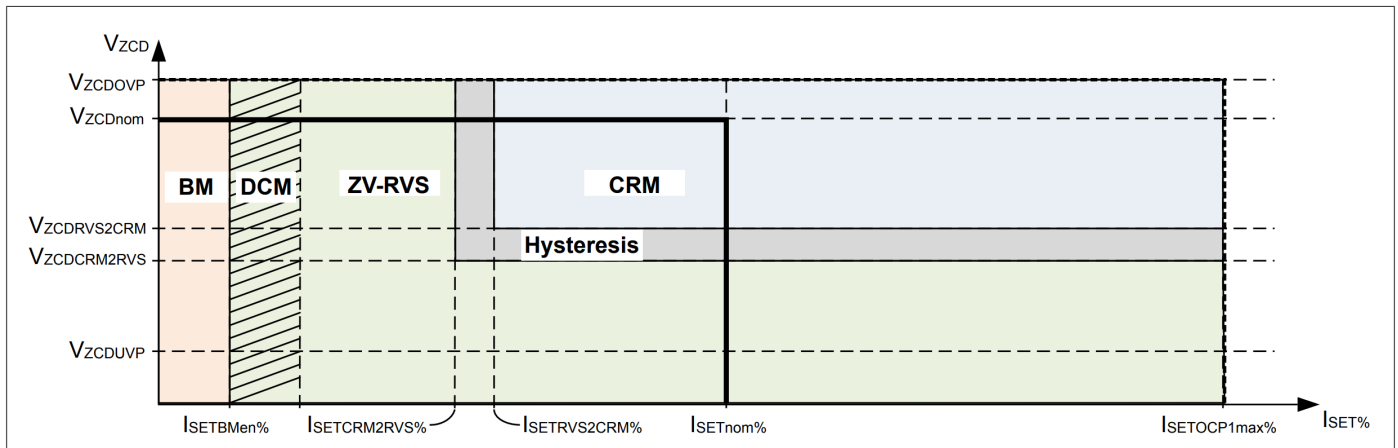


图 31 CRM 模式与 ZV-RVS 模式之间的模式转换

ZV-RVS 模式与 DCM 模式之间的模式转换

一旦控制回路请求超出最大数量进行操作，DCM 操作随即启动谷值切换 $N_{RVSvalmax}^{12)}$ （参见第 3.3.2.2.1 章）。进入 DCM 工作模式后，通过添加相当于设定值 $I_{MAGposRVS(+)} 25\%$ 的偏移量，将峰值电流设定值略微提高。在 DCM 工作期间，会监测出现的谷值数量。当在谷数少于 $N_{RVSvalmax}$ 的时间段内触发 ZVS 脉冲时，系统将切换至谷同步 ZV-RVS 模式运行。退出 DCM 运行后，将再次移除 25% 的偏移量。这确保了进入和退出 DCM 运行之间存在滞后效应。

3.3.2.5 过流控制

混合式反激拓扑支持高效率的高电平过流工作。在此情况下，CRM 工作基于第 3.3.1.3.1 章中给出的方程进行。此外还需根据 FB 引脚上的反馈信号要求，对于高于 I_{SETnom} 的电流设定点，通过提高峰值电流设定值来实现循环电流。由此，能量传输时间 t_{TRANS} 得以延长，以提供更高的负磁化水平 I_{MAGneg} ，从而达到开启 HS 开关的 ZVS 条件（参见第 3.3.1.2.1 章）。如果估计的过电流在规定的时间内超过过电流设定点，则进入保护模式（参见第 3.4.7 章）。

3.3.3 Vout 启动控制

该 IC 通过观察 ZCD 引脚上的反射电压来实现 V_{out} 启动控制，如图 34 所示。

¹¹⁾ 可配置，见表 19

¹²⁾ 可配置，见表 9

功能说明

在 IC 硬件复位或进入自动重启模式后，当 VCC 充电完成并超过阈值 V_{VCCon} 时，将触发启动请求（参见第 3.2.1 章）。此时，将检查以下 4 个条件是否成立：

1. 满足启动电压条件，即 $V_{VS} > V_{VSBIP}$ （参见第 3.4.4.1 章）
2. 无输入过压，且 $V_{VS} < V_{VSOVP}$ （参见第 3.4.4.4 章）
3. 反馈信号超出调节范围 $V_{FB} > V_{FBBMctrl}$
4. 无过温条件： $R_{MFIO} > R_{MFIOOTPreI}$ （参见第 3.4.9 章）

条件 1-3 必须在时间段 $t_{stupcheck}$ 内成立。一旦条件 1-3 成立，则检查条件 4。

如果上述条件中有任何一项未满足，则 IC 在启动电压阶段进入“bang-bang”状态（参见第 3.2.2 章）。当所有 4 个条件均成立后，IC 开始为第一个 HS 开关脉冲做准备。此时，系统会根据 V_{in} 计算最大导通时间 $t_{Hsonmax}$ ，以便在导通时检查 CS 引脚（CSSCP，参见第 3.4.6 章）是否发生 R_{shunt} 短路，即开启 HS 开关时。但在开启 HS 开关之前，会先产生一个初始 LS 开关脉冲 $t_{ZVSst1st}$ ¹³⁾，对 HSVCC 引脚处的自举电容进行预充电。随后，ZVS 脉冲的持续时间固定为时间段 $t_{ZVSstup}$ ，直到 ZCD 引脚上的电压超过阈值 $V_{ZCDtZVSstup0}$

$$t_{ZVSstup} = \frac{I_{MAGneg} \times L_m}{k \times V_{ZCDtZVSstup}}$$

方程 37

此时， t_{ZVS} 会随着 V_{ZCD} 的增加而减小（参见图 32）。

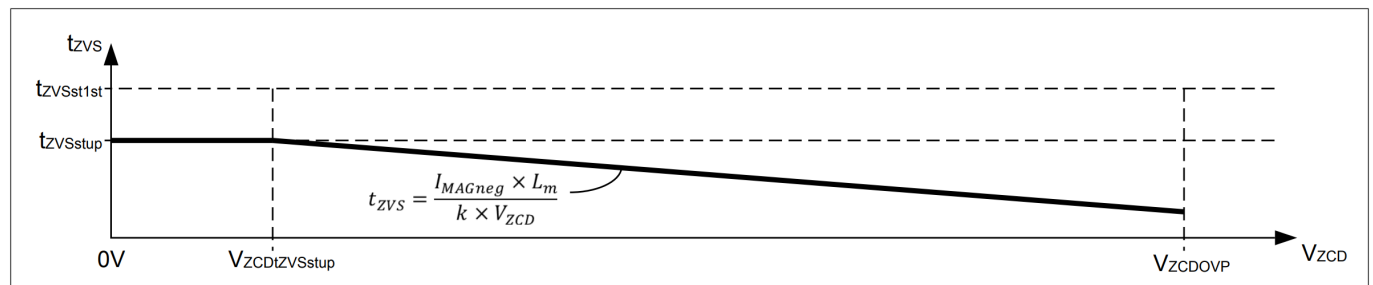


图 32 自适应 t_{ZVS} 取决于 V_{ZCD}

在 ZCD 搜索阶段，会统计生成的半桥开关周期数量。如果 HS 开关关断后未检测到零交叉，则在经过时间段 $t_{startzcdto}$ ¹³⁾ 后生成下一个 ZVS 脉冲。当 ZCD 信号缺失时，计数的半桥开关周期数超过 $N_{HBcyclemax}$ ¹³⁾ 时，将进入 V_{out} 短路检测保护模式（ V_{outSCP} ，参见第 3.4.8.3 章）。

进入 ZCD 搜索阶段后，CS 引脚上的首个峰值电流设定将根据过流设定值 $I_{SETOCP1lev1\%}$ 开始。随后的峰值电流设定将保持恒定，直至 V_{ZCD} 超过阈值 $V_{ZCDtZVSstup0}$ 。随后， V_{out} 启动控制会通过将 ZCD 引脚处的测量电压与目标电压设定值 $V_{ZCDtarget}$ 进行比较，来确定峰值电流控制设定值。峰值电流控制会逐个周期线性增加 V_{CS} ，直到达到 ZCD 引脚的目标电压水平；若 V_{ZCD} 超过 ZCD 引脚的目标电压水平，则线性减少 V_{CS} 。此时，IC 会在时间间隔 $t_{SLWTASK}$ 之后，逐步增加增量目标值 $V_{ZVDtarget}$ （参见图 33）。在启动期间，电流设定点的最大控制范围受 $I_{SETstmax\%}$ ¹³⁾ 限制。

增量电压步长 $\Delta V_{ZCDstinc}$ 由上升时间 $t_{starttramp}$ ¹³⁾ 决定：

13 可配置，见表 11

功能说明

$$\Delta V_{ZCDstinc} = \frac{V_{ZCDnom} \times t_{SLWTASK}}{t_{startramp}}$$

方程 38

通过这种方式，IC 以初级侧控制的方式将输出电压逐渐升至设定值。当 ZCD 引脚上的电压超过阈值 $V_{ZCDRVS2CRM}$ 时，PWM 工作模式将切换为 CRM 方案。

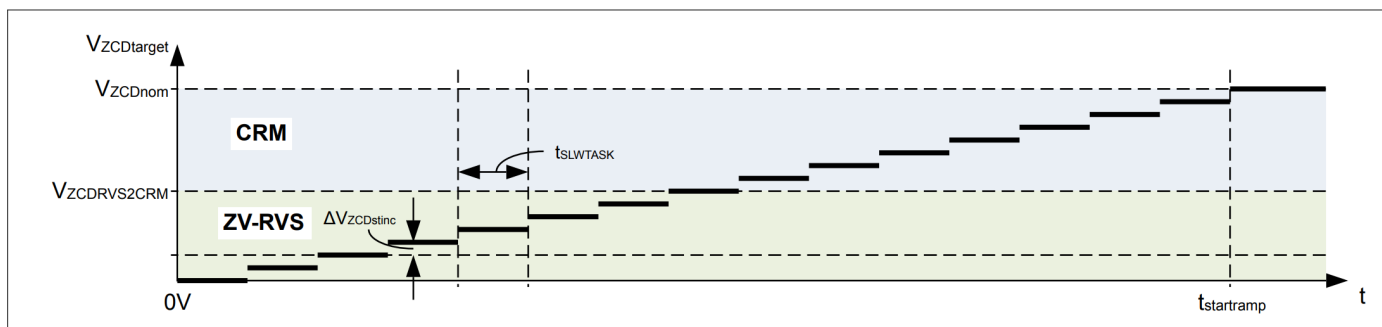


图 33 $V_{ZCDtarget}$ 启动阶段的控制

一旦 V_{FB} 引脚上的反馈回路接管峰值电流控制，启动阶段即告结束。当由 V_{FB} 确定的 V_{CS} 引脚上的峰值电流设定值低于由 V_{ZCD} 上升控制确定的峰值电流设定值时，就会发生这种情况。启动阶段的最长时限由定时器限制，一旦超过 $t_{startto}$ ，就会导致启动超时（STTOP，参见第3.4.5章）。

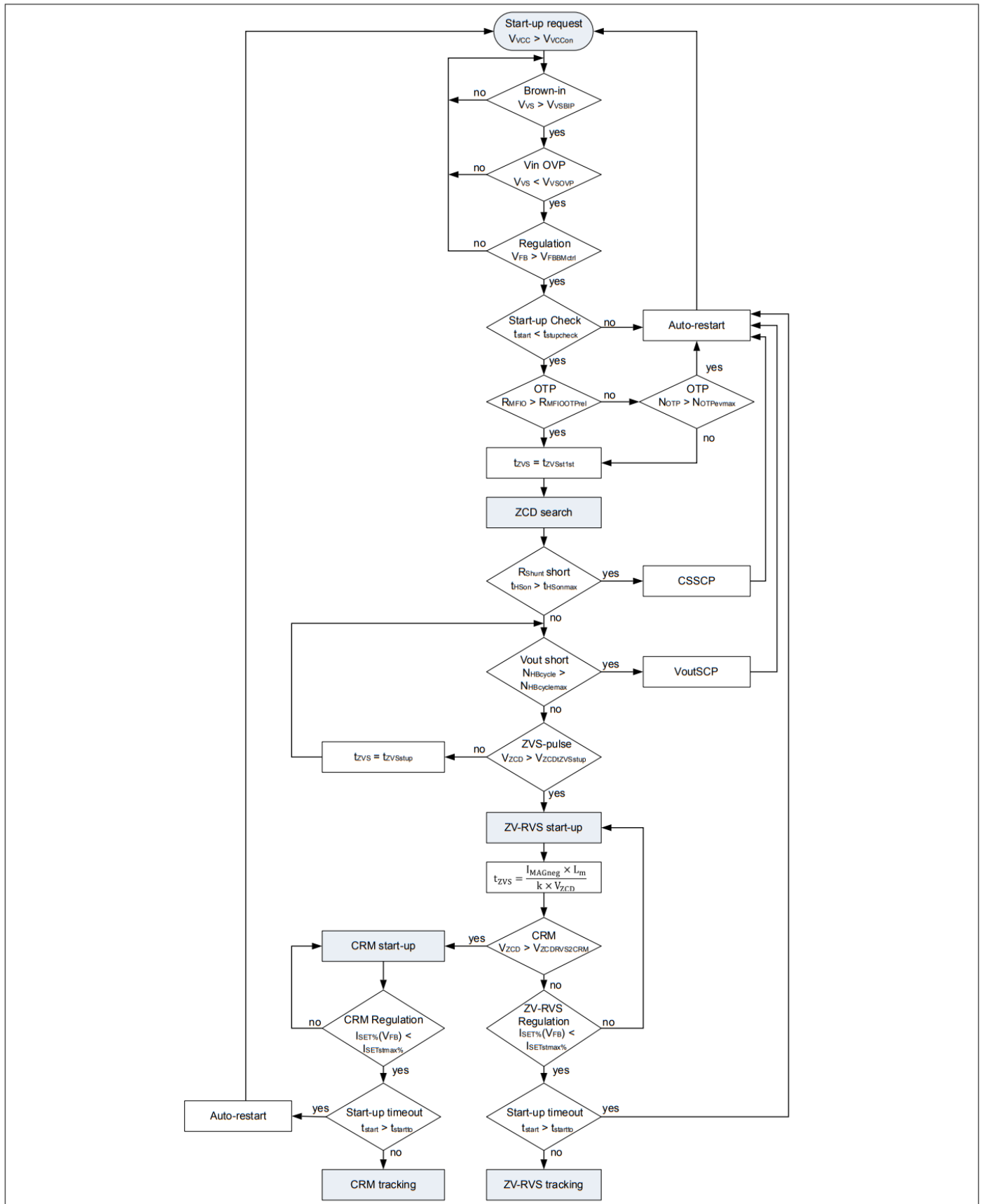


图 34

启动顺序

3.3.4 突发模式控制

该 IC 内置了突发模式控制模块，可在轻载条件下进入高效率工作模式。通过引入更长的非开关阶段（此时 IC 进入睡眠模式），可在突发模式运行期间降低平均开关损耗和偏置损耗。该 IC 支持慢速和快速两种突发模式退出方式，以便在从滞后式突发帧开/关控制切换回线性反馈环路控制时，实现反馈电压调节的平滑过渡。[图35](#) 展示了突发模式控制的主要功能，具体列表及说明如下：

- 突发模式进入（参见[第3.3.4.1 章](#)）
- 突发模式工作（参见[第3.3.4.2 章](#)）
- 突发模式自举预充电（参见[第3.3.4.3 章](#)）
- 突发模式退出控制（参见[第3.3.4.4 章](#)）

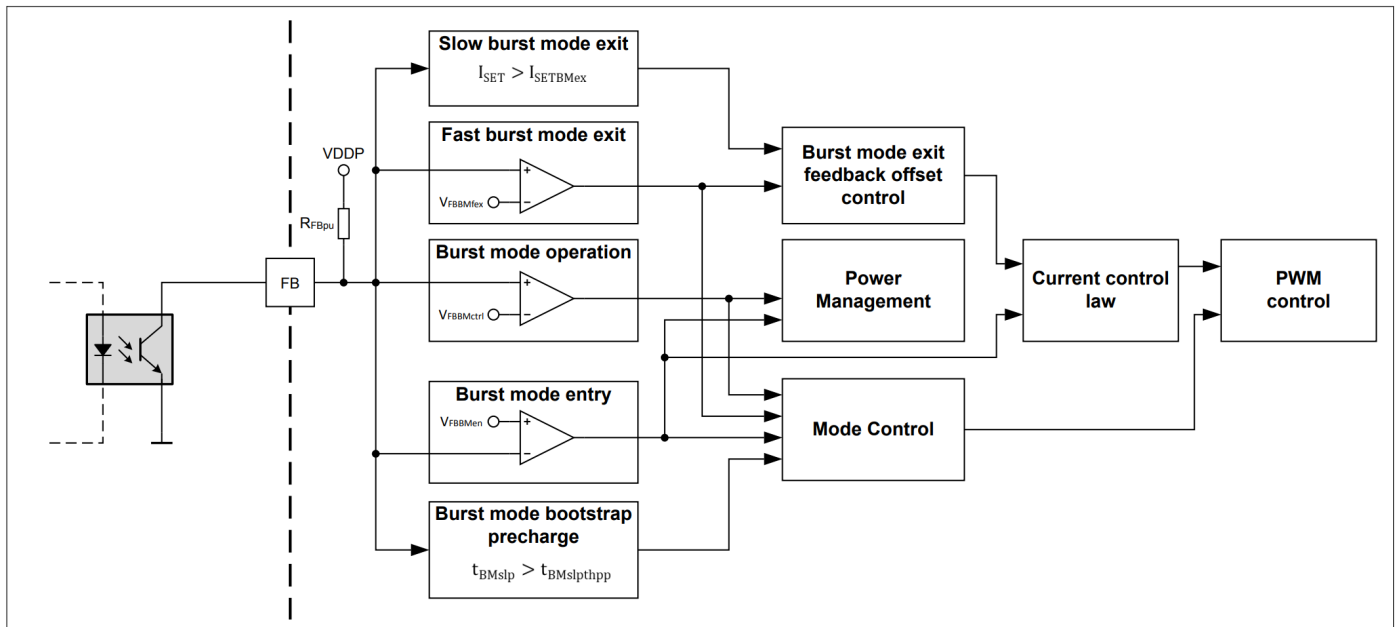


图 35 突发模式控制模块

3.3.4.1 突发模式进入

进入突发模式是基于将 FB 引脚上的电压与阈值 V_{FBBMen} 进行比较。一旦 V_{FB} 降至 V_{FBBMen} 以下时，将停止生成下一个开关脉冲，并通过进入睡眠模式（此时电流消耗降至 $I_{VCCBMpsm}$ ）来启用突发模式。 V_{FBBMen} 与电流设定点 $I_{SETBMen\%}$ ¹⁴⁾ 相关，该值由输出电流控制律定义（参见[第3.3.1.3 章](#)）。

$$V_{FBBMen} = (I_{SETBMen\%} \times I_{SETnom\%} \times V_{FBOPmax}) + V_{FBOPmin}$$

方程 39

一旦进入突发模式，电流控制律将切换为引脚 CS 处的最小固定峰值电流设置，该引脚的电流值基于 $I_{MAGposRVS(+)} + I_{MAGneg}$ （参见[图30](#)）。

进入突发模式时，高压启动单元将使用一次为 VCC 充电，而在睡眠阶段，VCC 的电流消耗会降低（参见[第3.2.4 章](#)）。

14 可配置，参见[表10](#)

3.3.4.2 突发模式操作

稳态突发模式工作基于突发帧的开启/关闭控制，具体通过将 FB 引脚上的电压与反馈突发模式控制阈值 $V_{FBMctrl}$ 进行比较来实现。该阈值决定了 IC 在活动相中产生至少一个开关脉冲后，何时进入睡眠相（下降沿）。在睡眠阶段，该比较器还用于通过触发突发开启帧模式 t_{BMfon} 来唤醒器件（上升沿）（参见图 36）。在睡眠阶段， $V_{FBMctrl}$ 可能略低于活动阶段的值。在此情况下，突发帧的占空比和突发模式频率完全由 V_{FB} 控制。

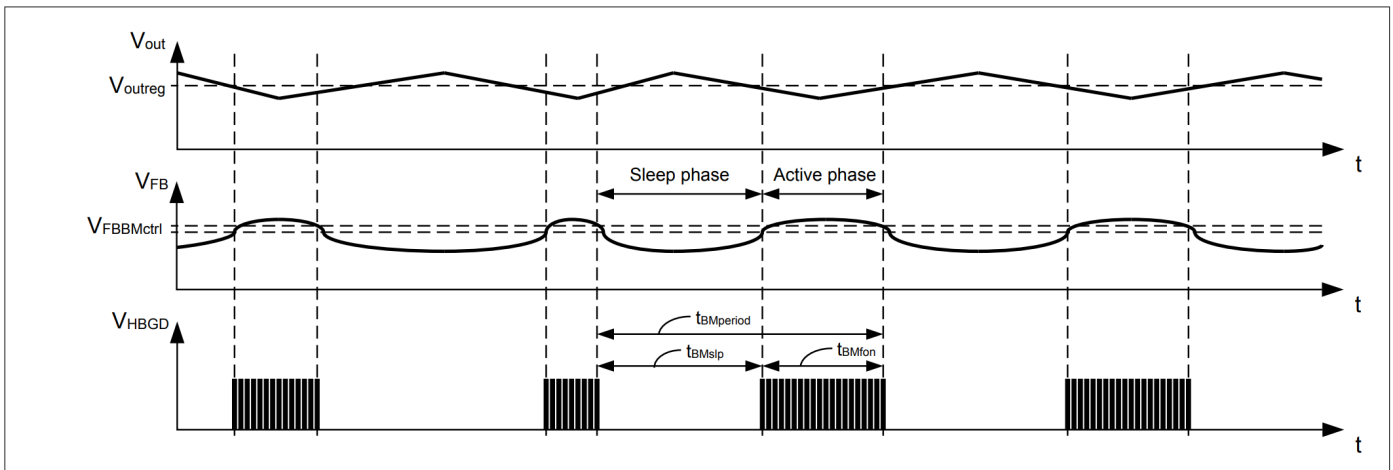


图 36 突发模式工作期间的脉冲模式

在突发帧导通时间 t_{BMfon} 期间，传输的能量基于 ZV-RVS 模式切换周期（参见第 3.3.1.3.2 章），CS 引脚上的峰值电流设置仅取决于 V_{out} ，并以第一个谷值作为触发 ZVS 脉冲的基准。

在突发模式下，峰值电流设置 I_{MAGpos} 固定为 $I_{MAGposRVS(+)} + I_{MAGneg}$ （参见图 30）。这导致在突发导通帧阶段的输出电流 I_{outBM} 受到限制：

$$I_{outBM} = \frac{t_{HBperiod}}{t_{HBperiodex}} \times \frac{1}{2} \times N \times (I_{MAGposRVS(+)} + I_{MAGneg})$$

方程 40

此时，平均输出电流取决于突发导通帧占空比（参见图 37）：

$$I_{out} = \frac{t_{BMfon}}{t_{BMperiod}} \times I_{outBM}$$

方程 41

功能说明

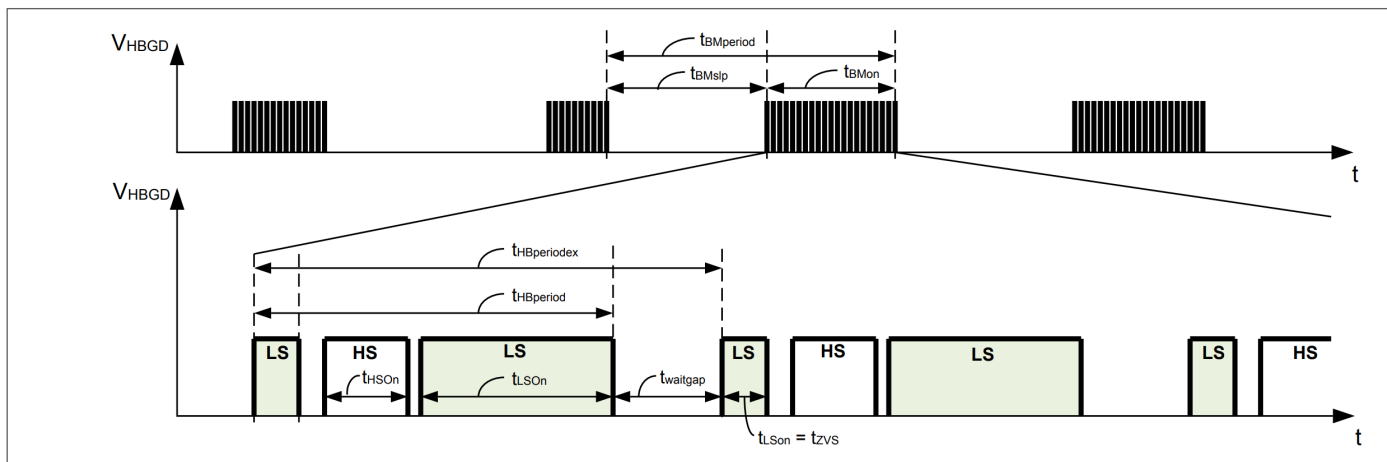


图 37 用于计算平均电流设定点的突发模式时序

3.3.4.3 突发模式自举预充电

在极轻负载下以突发模式运行会导致 IC 进入长时间的睡眠阶段，期间无开关活动。在此睡眠时间 t_{BMslp} 内（参见图36），HSVCC 电压会降至关断阈值 $V_{HSVCCoff}$ 以下，从而使浮空的 HS 栅极驱动器失效（HSUVOFF，参见第3.4.3章）。当 HSVCC 超过导通阈值 $V_{HSVCCon}$ 时，HS 栅极驱动器将在延迟 $t_{HSGDdelen}$ 之后被启用以导通功率开关（参见第3.3.6章）。为了确保在长时间的 IC 睡眠阶段结束后，HSVCC 电源能够正常为 HS 开关的导通提供支持，在执行 ZV-RVS 波形之前，会先引入一个预充电脉冲（参见图38）。预充电脉冲仅应将 HSVCC 充电至高于 $V_{HSVCCon}$ 的水平，以使 HS 栅极驱动器提前使能。确定该预充电脉冲的时长 $t_{BMprepulse}$ ¹⁵⁾ 时，需要考虑 HSVCC 电压超过 $V_{HSVCCon}$ 阈值后，使 HS 栅极驱动器启用所需的延迟时间 $t_{HSGDdendelo}$ 。在此延迟时间内，还会发生一个半桥振荡周期和一个零电压开关（ZVS）脉冲周期。预充电脉冲仅在突发模式导通帧的开始时引入，当捕获的突发模式睡眠时间周期超过阈值 $t_{BMslpthrpp}$ ¹⁵⁾，以便随后进行 ZV-RVS 开关周期。

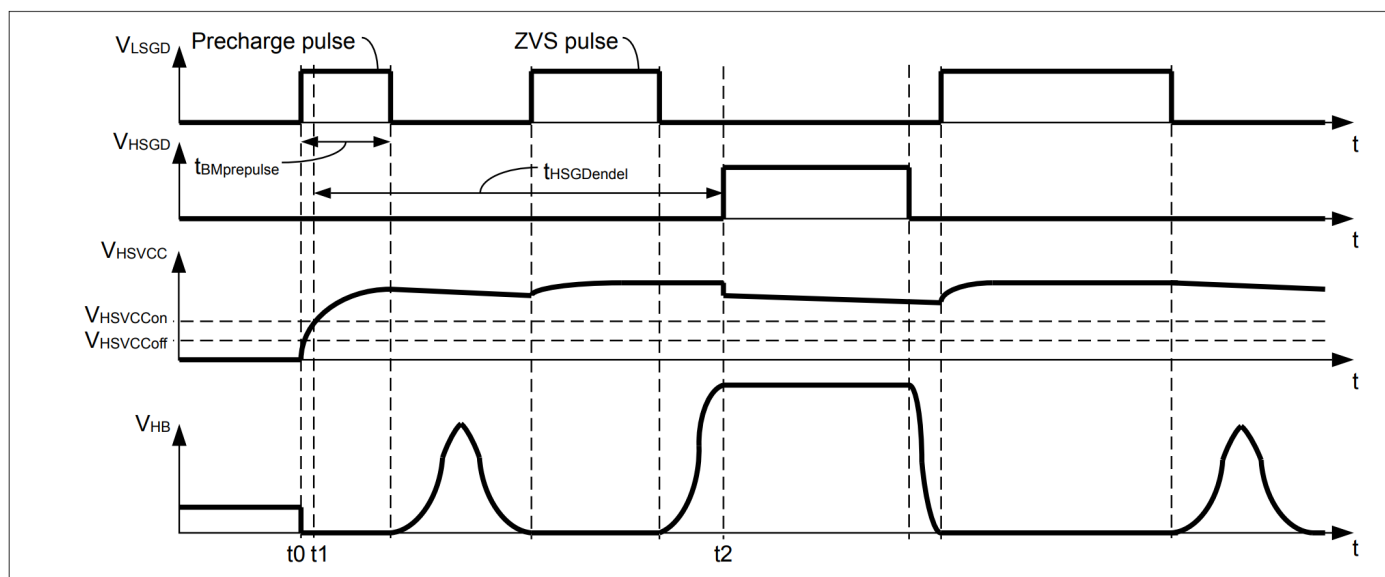


图 38 预充电脉冲波形

3.3.4.4 突发模式退出控制

突发模式退出控制可在因负载突变或负载缓慢上升超过突发模式退出电流设定阈值而退出突发模式时，确保闭环反馈控制实现平滑切换。该功能支持两种突发模式退出路径。剧烈的负载突变需要快速退出突发模式（参见第3.3.4.4.2章）并立即提供全功率；而对于轻微增加的负载，则应通过反馈电压控制进行平滑切换（参见第3.3.4.4.1章），以避免输出端出现振荡。导致快速退出突发模式的较小负载突变，同样不会导致输出端出现振荡。

在根据输出电流控制律（参见第3.3.1.3章）确定相关内部电流设定点 $I_{SET\%}$ 时，通过对测量到的反馈电压 V_{FB} 引入偏移量 $\Delta V_{FBBM<X>exoffs}$ ，即可满足这两项要求。一旦进入跟踪模式（CRM 或连续 ZV-RVS 模式运行）， $\Delta V_{FBBM<X>exoffs}$ 会随着每个半桥开关周期的进行而线性减小（参见图39）。

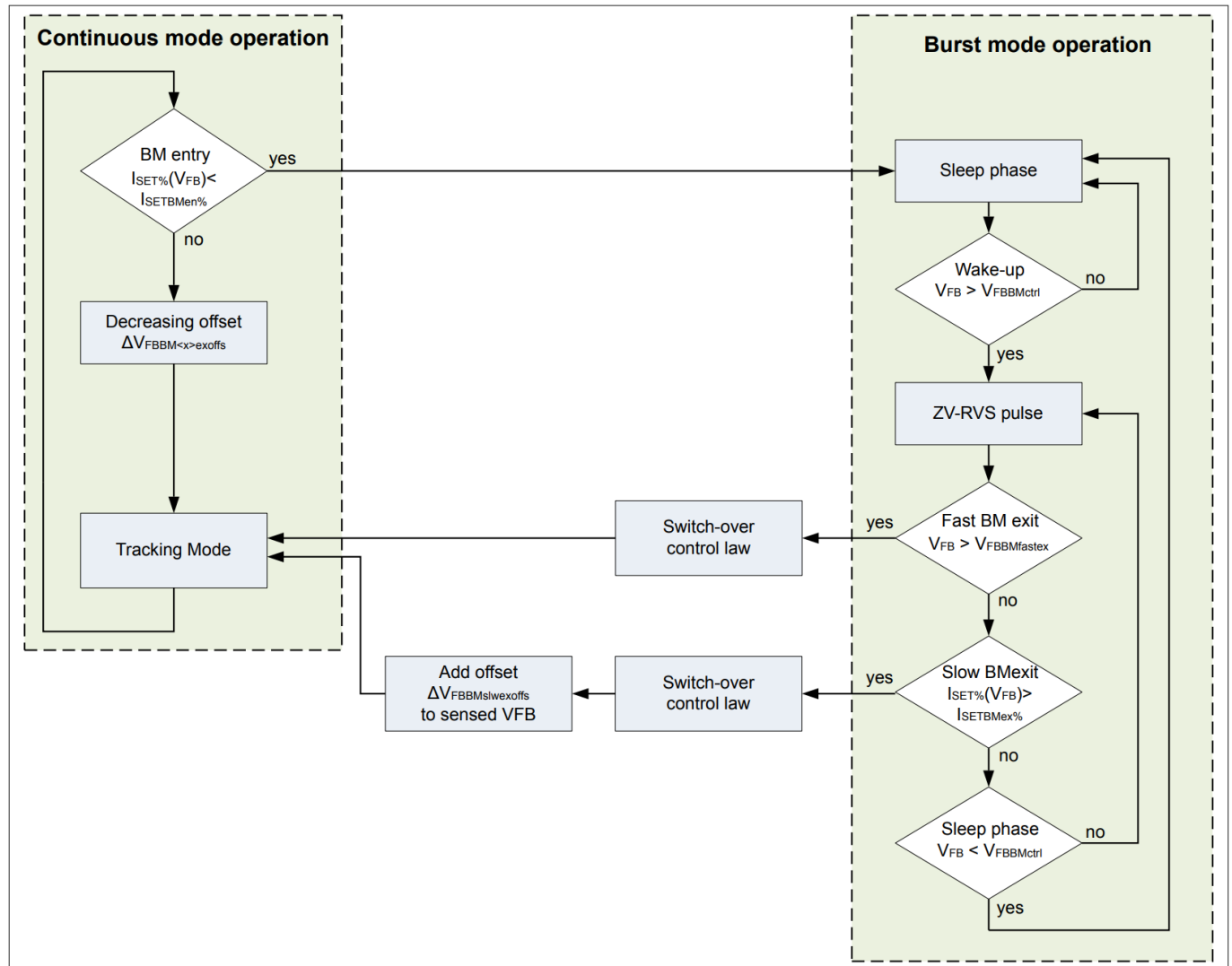


图 39 突发模式退出流程图

在突发模式运行期间，反馈控制律仅包含 FB 引脚上的两个阈值以及一个内部电流设定点 $I_{SET\%}$ 的阈值（参见图40）：

- $V_{FBBMctrl}$ 用于控制突发帧和睡眠阶段
- $V_{FBBMfastex}$ 用于立即退出突发模式
- $I_{SETBMex\%}$ 基于输出电流估计值，用于缓慢退出突发模式

当满足突发模式退出条件时，输出电流控制律会发生切换。此时的反馈电压水平所对应的电流设定点与稳态连续运行时不同。

功能说明

例如，如果发生缓慢的突发模式退出，且 $I_{SET\%}(V_{FB}) > I_{SETBMex\%}$ ，则反馈电压约为 $V_{FBBMctrl}$ ，此时接近额定电流设定点 $I_{SETnom\%}$ 。通常所需的 $I_{SETBMex\%}$ 及相关 V_{FBBMex} 水平要低得多，这可能会导致输出电压过冲，具体取决于外部控制环路将 V_{FB} 调整至所需较低水平的速度。对测量到的 V_{FB} 添加的偏移量可立即确保 CS 引脚处峰值电流控制所需的正确内部电流设定点。随后，通过在每个半桥开关周期中线性减小该偏移量，可帮助稳压器平稳地稳定在目标反馈点，该点与控制律定义的所需内部电流设定点相匹配。突发模式缓慢退出后的目标反馈点可通过 [方程 13](#) 计算：

$$V_{FBBMex} = (I_{SETBMex\%} \times I_{SETnom\%} \times V_{FBOPmax}) + V_{FBOPmin}$$

方程 42

因此，突发模式缓慢退出后的附加偏移量为：

$$\Delta V_{FBBMslwexoffs} = V_{FBBMex} - V_{FBBMctrl}$$

方程 43

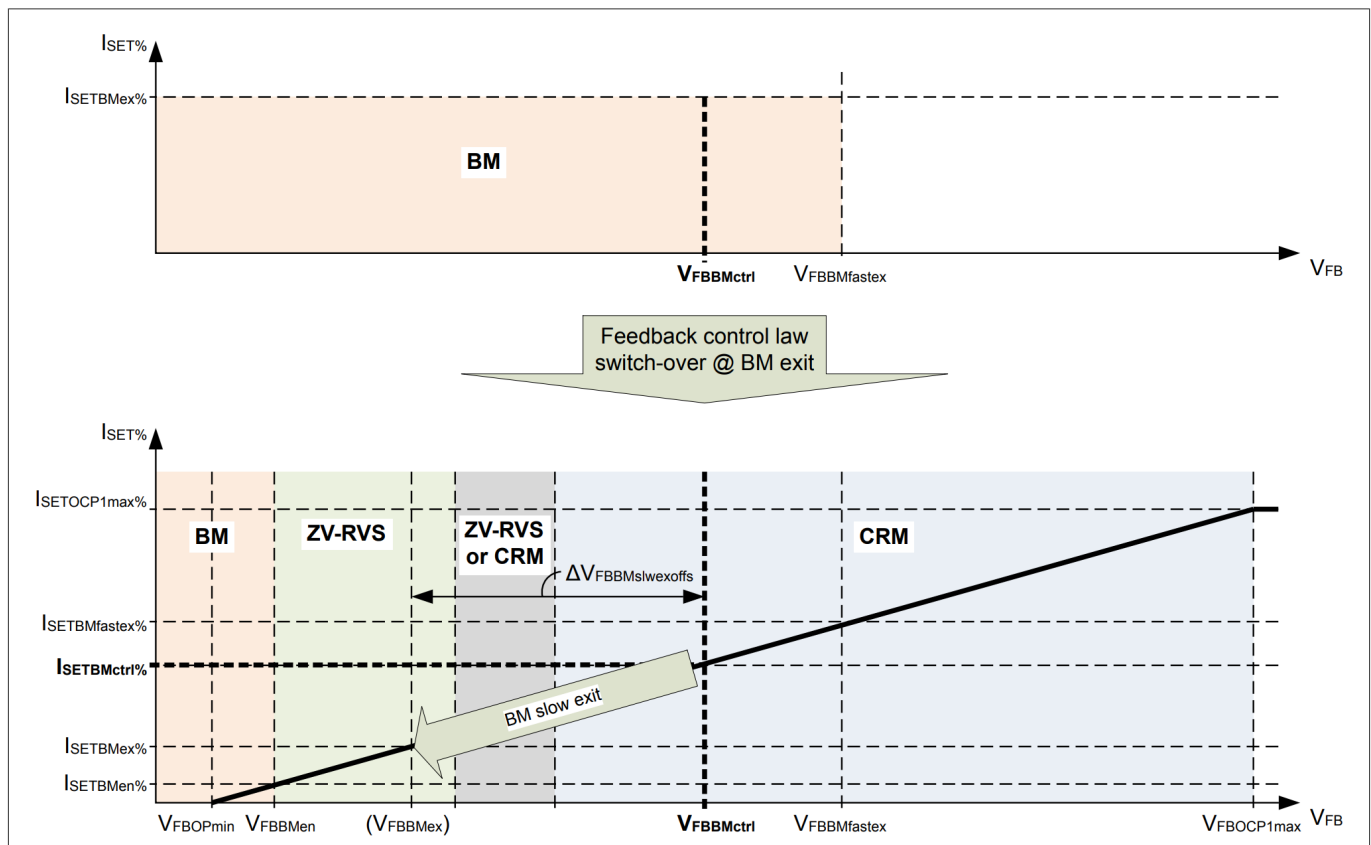


图 40 控制律从突发模式切换至连续模式运行

3.3.4.4.1 突发模式缓慢退出

突发模式缓慢退出是基于在突发模式运行期间捕获突发帧占空比来估算输出电流（参见 [方程 41](#)）。当估算电流超过电流设定点 $I_{SETBMex\%}$ ¹⁶⁾，且持续时间达到 $N_{BMexreqthr}$ ¹⁶⁾ 个突发帧周期时，将控制律切换至连续运行模式，激活偏移量 $\Delta V_{FBBMslwexoffs}$ ，并进入基于 ZV-RVS 模式的跟踪模式。

¹⁶⁾ 可配置，参见 [表 10](#)

功能说明

3.3.4.4.2 突发模式快速退出

一旦负载跳变超过在突发导通期间设定的固定能量传输阈值，反馈电压将进一步升高。若未减速，则快速突发模式退出阈值 $V_{FBBMfastex}$ ¹⁷⁾ 阈值，除非慢速突发模式已触发。随后，控制律发生切换。如果 V_{ZCD} 高于阈值 $V_{ZCDRVS2CRM}$ ，则 IC 在前几个半桥开关周期内将进入 CRM 工作模式。这可以通过 $EN_{BMfastexCRM}$ ¹⁸⁾ 禁用的。

3.3.5 频率抖动

抖动功能仅在 CRM 工作模式下有效。此外，该功能还取决于 VS 引脚的电压。当 VS 引脚上的电压超过阈值 $V_{VSJitteren}$ ¹⁹⁾ 时，抖动功能即被启用。频率抖动的生成方式是通过调制 I_{MAGpos} 和 I_{MAGneg} 的励磁电流，使两者的和 I_{MAGtot} 保持恒定。此时， I_{out} 也会保持恒定，不受开关周期调制的影响（参见 [方程 5](#)）。

$$I_{MAGtot} = I_{MAGpos} + I_{MAGneg}$$

方程 44

峰峰值磁化电流 I_{MAGpp} 的调制是通过直接调整 CS 引脚上的峰值电流阈值来实现正向磁化电流 I_{MAGpos} ，并通过改变导通时间 t_{Lson} 间接调整负向磁化电流 I_{MAGneg} （参见 [第 3.1.1 章](#)）。

$$I_{MAGpp} = I_{MAGpos} - I_{MAGneg}$$

方程 45

一旦负磁化电流发生变化，闭环控制系统就会相应地调整 I_{MAGpos} 。半桥开关频率变化量 ΔF_{HBsw} 由目标抖动扩展值 $d_{Jitterspread\%}$ ¹⁹⁾ 对应的常数设定，该值基于无抖动开关频率的百分比。

$$\Delta F_{HBsw} = F_{HBsw} \times d_{Jitterspread\%}$$

方程 46

$$\Delta t_{HBsw} = \frac{1}{\Delta F_{HBsw}}$$

方程 47

更改目标切换周期的增量步长为一个主时钟周期 t_{MCLKo} 。该调整在延迟时间 $t_{Jitterstpdcl}$ ¹⁹⁾ 之后进行，以便为控制环路提供足够的时间，使其稳定在 I_{MAGneg} 的更改值上。抖动功能首先逐步增加 I_{MAGneg} ，直到相关切换周期超过目标最大抖动切换周期 $t_{Jitterpermaxo}$ 。

$$t_{Jitterpermax} = t_{HBper} + \Delta t_{HBsw}$$

方程 48

¹⁷⁾可配置，参见 [表 10](#)

¹⁸⁾可配置，参见 [表 10](#)

¹⁹⁾可配置，参见 [表 20](#)

功能说明

随后， I_{MAGneg} 在开关周期 t_{HBper} 内逐步调整回初始水平（参见图41）

注：增加负磁化量 I_{MAGneg} 会缩短高侧开关的导通死区时间 t_{deadHS} 。因此，开关周期扩展 $d_{jitterspread\%}$ 的潜在目标值受以下因素限制：LS 开关的下降沿与随后过零检测之间的时间延迟 $t_{LSdelZCDmin}$ 。

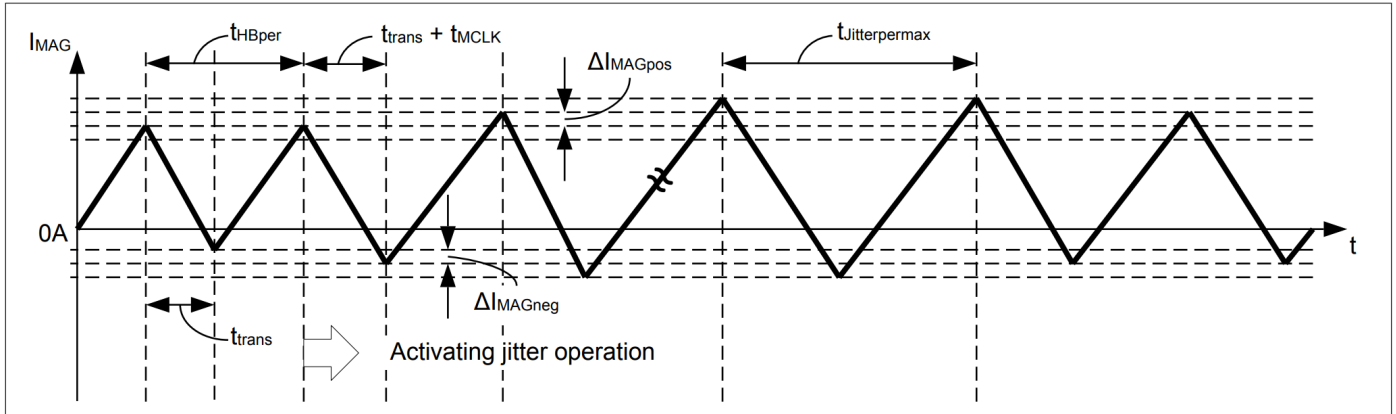


图 41 I_{MAG} 调制用于频率抖动

3.3.6 半桥栅极驱动器

半桥栅极驱动器由两部分组成：低侧栅极驱动器，由 V_{CC} 和 GND 引脚供电，用于驱动 LS 开关；浮地高侧栅极驱动器，由 $HSVCC$ 和 $HSGND$ 供电，用于驱动 HS 开关。该浮地 HS 域采用电隔离设计，并通过无铁芯脉冲变压器进行控制。 LS 和 HS 栅极驱动器的启用/禁用基于相应的欠压锁定阈值 (V_{VCCCon} , V_{VCCOff}) 和 ($V_{HSVCCCon}$, $V_{HSVCCOff}$)（参见第3.4.2章和第3.4.3章）。两个驱动器都将栅极驱动器的最大输出电压钳位在 $V_{LSGDhigh}$ ； $V_{HSGDhigh}$ 。如果禁用，栅极驱动器的输出将被主动保持在关闭状态。当 $HSVCC$ 超过阈值 $V_{HSVCCCon}$ 时，高侧栅极驱动器将在时间间隔 $t_{HSGDendel}$ 后使能。

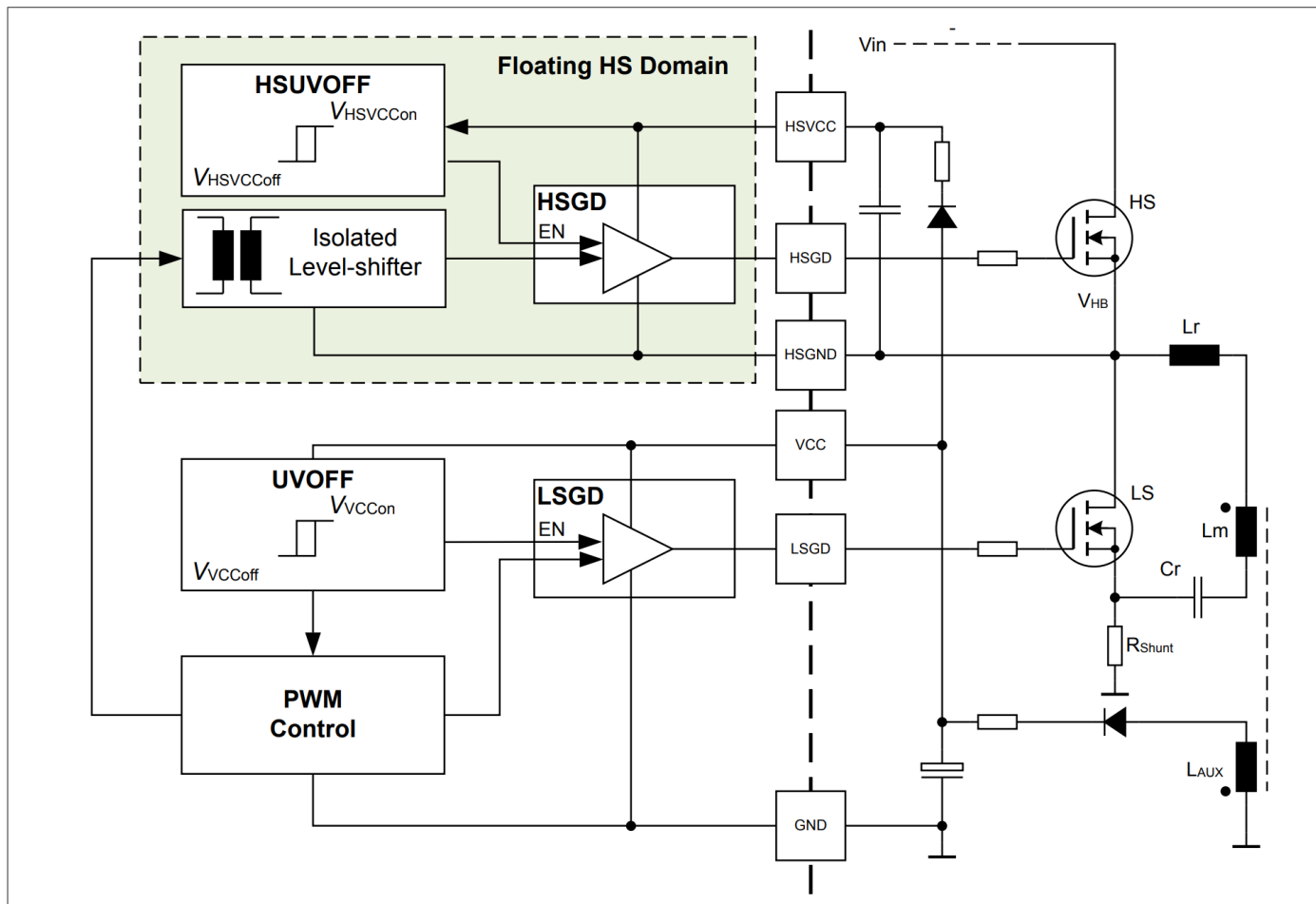


图 42 半桥栅极驱动器

功能说明

3.4 保护功能

表 4 列出了保护功能及其相应的默认响应。实现了两种保护模式（自动重启模式和锁存模式）以及 UVOFF 硬件复位（由 VCC 欠压锁定导致的 IC 停用）。

注： 除 UVOFF 和 HSUVOFF 之外的所有保护功能仅在正常运行期间生效。在睡眠阶段（处于突发模式或保护模式时），所有引脚保护功能均处于非活动状态。

表 4 保护功能

Feature	Symbol	Default reaction	Description
VCC undervoltage lockout	UVOFF	HW reset and restart	Chapter 3.4.2
HSVCC undervoltage lockout	HSUVOFF	Disable HS gate driver	Chapter 3.4.3
Brown-in protection	BIP	Bang-bang mode without start-up request	Chapter 3.4.4.1
Slow brown-out protection	SBOP	Stop operation and enter bang-bang mode for brown-in phase	Chapter 3.4.4.3
Fast brown-out protection	FBOP	Stop operation and enter bang-bang mode for brown-in phase	Chapter 3.4.4.2
Vin overvoltage protection	VinOVP	Auto-restart mode	Chapter 3.4.4.4
Start-up timeout protection	STTOP	Auto-restart mode	Chapter 3.4.5
CS pin short circuit protection	CSSCP	Auto-restart mode	Chapter 3.4.6
Output overcurrent protection OCP1 level 1	OCP1lev1	Auto-restart mode	Chapter 3.4.7.1
Output overcurrent protection OCP1 level 2	OCP1lev2	Auto-restart mode	Chapter 3.4.7.2
Output maximum current protection	OCP1max	Auto-restart mode	Chapter 3.4.7.3
Peak overcurrent protection OCP2	OCP2	Latch mode ²⁰⁾	Chapter 3.4.7.4
Vout overvoltage protection	VoutOVP	Latch mode ²¹⁾	Chapter 3.4.8.2
Vout undervoltage protection	VoutUVP	Auto-restart mode	Chapter 3.4.8.1
Vout short circuit protection	VoutSCP	Auto-restart mode ²²⁾	Chapter 3.4.8.3
External overtemperature protection	extOTP	Auto-restart mode & Latch mode	Chapter 3.4.9
Watchdog timer	WDOG	Auto-restart	Chapter 3.4.10

²⁰ 可通过 EV_{CSOCP2} 配置，参见 [表 16](#)

²¹ 可通过 EV_{ZCDOVP} 配置，参见 [表 15](#)

²² 仅在启动阶段有效

功能说明

3.4.1 保护模式

一旦进入保护模式，IC 将停止 LSGD 和 HSGD 引脚上的栅极驱动器开关操作，并进入待机模式。在待机模式下，高压启动单元以“bang-bang”模式（参见第 3.2.3 章）运行，以将 VCC 电压维持在较高水平，确保 VCC 电容器中储存有足够的能量以供系统启动。如后文所述，支持两种保护模式。

锁存模式（LM）

在锁存运行模式下，系统将持续处于待机状态，不会尝试重启。只有当 VCC 电压降至 UVOFF 硬件复位阈值 V_{VCCoff} 以下时，才能复位锁存运行模式。

注： 锁存模式的复位是通过断开 AC 电源线实现的。通过在整流器前端连接二极管将高压启动单元接入，复位时间主要由 VCC 引脚处的电容器容量决定。

自动重启模式（ARM）

在自动重启模式操作中，IC 在近似的自动重启睡眠时间 t_{ARMslp} ²³⁾ 后触发重启。在 VCC 电容器充电完毕且 VCC 电压达到其导通阈值 V_{VCCon} 后，控制 IC 将通过软启动恢复工作。 t_{ARMslp} 决定了设定的睡眠周期数 $N_{ARMstep}$ ，该周期数基于时间间隔 $t_{ARMbase}$ （参见第 3.2.3 章）。

$$t_{ARMslp} = N_{ARMstep} \times t_{ARMbase}$$

方程 49

3.4.2 VCC 欠压锁定（UVOFF）

已实现的 VCC 欠压锁定（UVOFF）功能可根据 VCC 引脚处的供电电压，确保 IC 的启用和停用按规定进行。UVOFF 包含一个具有上电压阈值 V_{VCCon} 的滞后特性，用于启用 IC。在正常工作期间，当 VCC 电压水平降至下限阈值 V_{VCCoff} 以下时，IC 将复位并停用。在复位状态下，高压启动单元被激活，从而启动下一个 VCC 充电周期，直至 VCC 电压超过 V_{VCCon} （参见第 3.2.1 章）。

3.4.3 HSVCC 欠压锁定（HSUVOFF）

已实现的 HSVCC 欠压锁定（UVOFF）功能可确保浮地式高侧驱动器的启用和停用符合规定。HSUVOFF 包含一个具有上电压阈值 $V_{HSVCCon}$ 的滞后特性，用于激活高侧栅极驱动器。当 HSVCC 电压水平降至下阈值 $V_{HSVCCoff}$ 以下时，高侧驱动器将立即关闭并失效。在失效阶段，高侧驱动器的电流消耗将降至 $I_{HSVCCUVOFFo}$ 。

3.4.4 输入电压 Vin 保护

该 IC 在 VS 引脚上设有 4 个检测阈值，用于输入电压 V_{in} 的保护，以确保在可靠的输入电压范围内安全工作（参见图 43）。提供了以下 V_{in} 保护功能：

- V_{in} 启动电压保护（BIP，参见第 3.4.4.1 章）
- V_{in} 慢速电压跌落保护（SBOP，参见第 3.4.4.3 章）
- V_{in} 快速电压跌落保护（FBOP，参见第 3.4.4.2 章）
- V_{in} 过压保护（VinOVP，参见第 3.4.4.4 章）

23 可配置，见表 12

功能说明

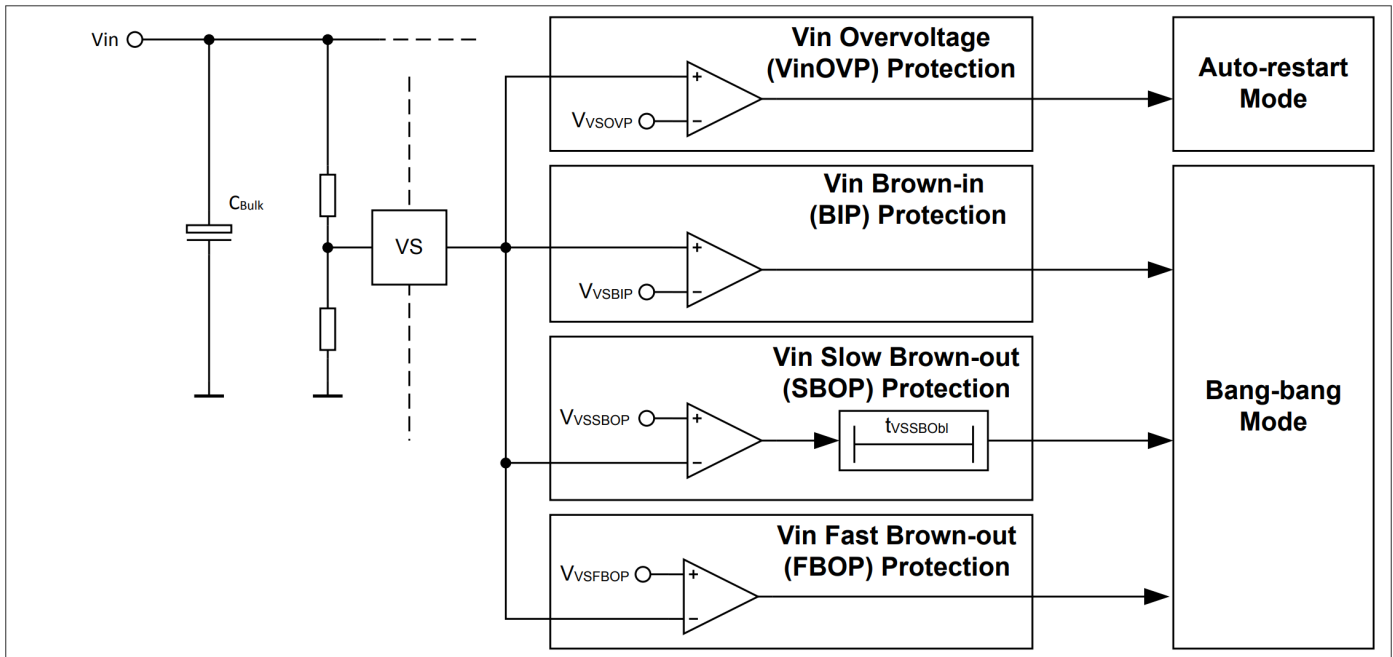


图 43 输入电压 V_{in} 保护

3.4.4.1 启动电压保护 (BIP)

在首次上电或自动重启时，必须满足 V_S 引脚的启动电压条件，才能启动开关启动程序。当 V_S 引脚的电压在启动期间的时长 $t_{stupcheck}$ 内超过阈值 $V_{VSBIP}^{24)}$ 时，即满足启动电压条件（参见第 3.3.3 章）。如果 IC 已激活但未达到 V_{in} 启动电压条件，则 IC 将进入“bang-bang”模式，以保持 IC 处于活动状态，并确保一旦检测到 V_{in} 启动电压条件时，VCC 电平处于高电平状态以便立即启动（参见第 3.2.2 章）。

3.4.4.2 快速电压跌落保护 (FBOP)

FBOP 通过将 V_S 引脚的电压与阈值 $V_{VSFBOP}^{24)}$ 比较实现，该阈值设定在慢速电压跌落保护阈值 V_{VSSBOP} （参见第 3.4.4.3 章）以下。快速电压跌落保护事件不会被消隐，并以时间间隔 t_{sample} 进行采样。

3.4.4.3 慢速电压跌落保护 (SBOP)

SBOP 通过将 V_S 引脚的电压与阈值 $V_{VSSBOP}^{24)}$ 进行比较，并设置持续消隐时间 $t_{VSSBOPbl}$ 实现。一旦触发，即进入 V_{in} 启动电压检测的“bang-bang”模式（参见第 3.2.2 章）。

3.4.4.4 V_{in} 过压保护 (VinOVP)

VinOVP 通过将 V_S 引脚上的电压与阈值 $V_{VSOVP}^{25)}$ 比较实现。结果以时间周期 t_{sample} 进行采样。一旦触发 VinOVP，即进入自动重启模式（参见第 3.4.1 章）。在 V_{out} 启动时，将同时检查 VinOVP 和启动电压保护 (BIP)（参见第 3.3.3 章）。当超过时间间隔 $t_{stupcheck}$ 且 V_{in} 电压水平仍不在目标范围内时，将进入启动电压阶段的“bang-bang”模式（参见第 3.3.3 章）。

²⁴ 可配置，见表 11

²⁵ 可配置，见表 13

功能说明

此外，在突发模式运行期间的唤醒过程中，只有在唤醒时未检测到 V_{inOVP} 时，才会启动突发导通帧。

3.4.5 启动超时保护 (STTOP)

如果在启动过程中发生过载，输出电压 V_{out} 可能无法达到稳压标称电压目标 V_{outnom} ，从而导致系统无法进入稳压状态，并长期处于启动状态。为避免这种情况，在收到启动请求时，系统会从第一个开关脉冲开始启动一个定时器，以监测持续的启动时间 t_{starto} 。当超过最大时间间隔 $t_{startto}$ ²⁶⁾ 时，电流设定由 V_{FB} 确定，该电流仍未降至由 V_{out} 启动控制（参见第3.3.3章）确定的当前设定以下，则判定为超时。

3.4.6 CS引脚短路保护 (CSSCP)

在 V_{out} 启动期间，针对第一个 HS 开关脉冲，CS 引脚上的短路检测功能会被激活，以保护在 R_{shunt} 变小的情况下运行的应用。因此， HS 开关的最大导通时间被限制在预先计算的时间段 $t_{Hsonmax}$ 内：

$$t_{Hsonmax} = 2 \times t_{TRANSnom} \times \left(\frac{(V_{outnom} \times N) / k_{Rvs}}{V_{VS}} \right)$$

方程 50

V_{VS} 是测得于 VS 引脚的瞬时输入电压。一旦 HS 开关的导通时间超过 $t_{Hsonmax}$ ，便进入自动重启模式。

3.4.7 过流保护

过流保护包含多种检测功能，当初级侧峰值电流超过阈值或处于输出过流工况时，这些功能可保护应用（参见图44）。

- 输出过流保护 OCP1 级别 1 (OCP1lev1, 参见第3.4.7.1章)
- 输出过流保护 OCP1 级别 2 (OCP1lev2, 参见第3.4.7.2章)
- 输出最大电流保护 (OCP1max, 参见第3.4.7.3章)
- 初级侧峰值过流保护 OCP2 (OCP2, 参见第3.4.7.4章)

26 可配置，见表14

功能说明

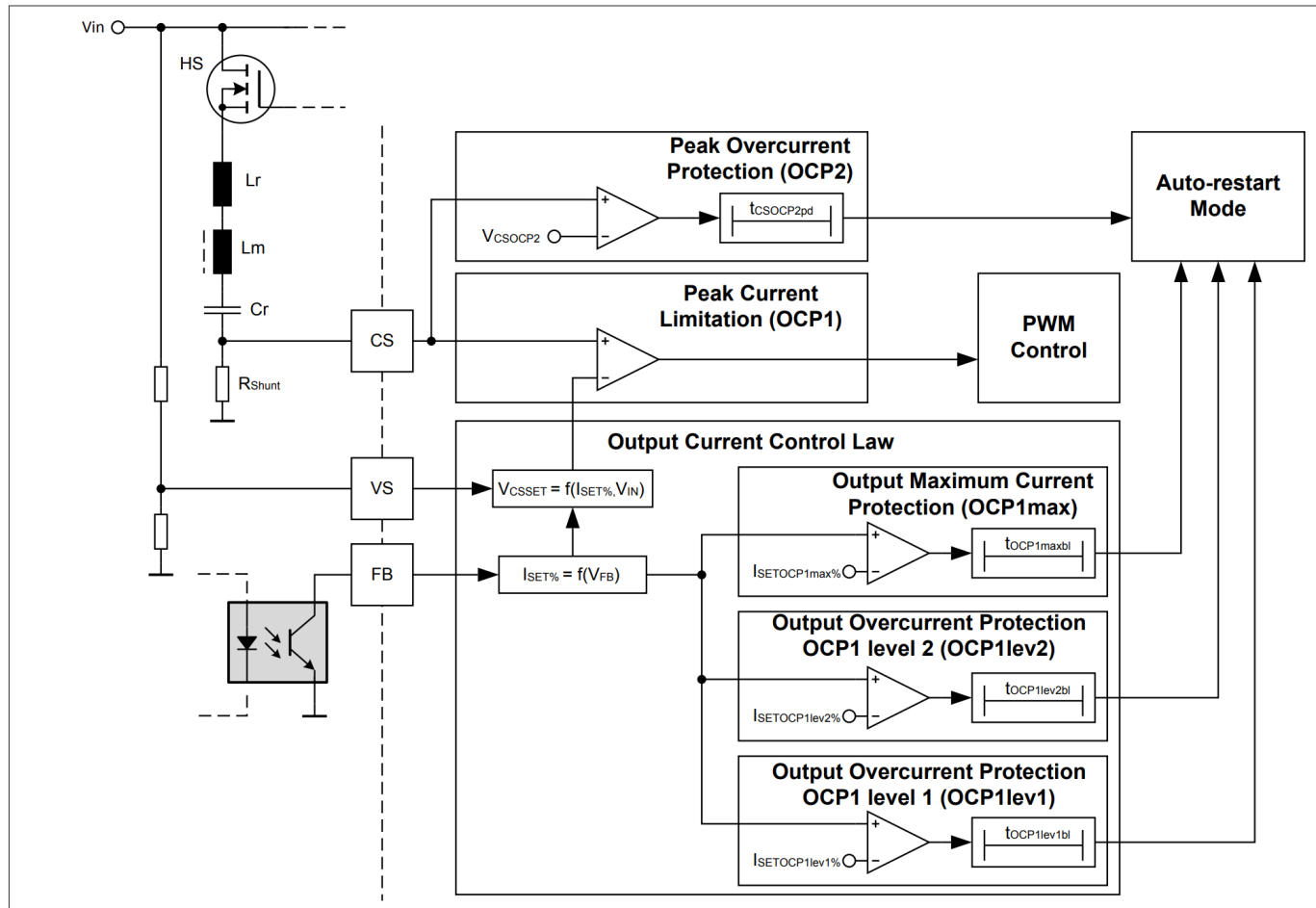


图 44 过流保护概述

3.4.7.1 输出过流保护OCP1级别1 (OCP1lev1)

输出过流保护水平 $I_{SETOCP1lev1\%}$ ²⁷⁾ 由输出电流控制律定义 (参见图25)。一旦电流设定点 $I_{SET\%}$ 超过阈值 $I_{SETOCP1lev1\%}$, 计时器即开始计时, 当计时器达到阈值 $t_{OCP1lev1bl\%}$ 时触发自动重启模式。当 $I_{SET\%}$ 回落至 $I_{SETOCP1lev1\%}$ 以下, 计时器即被复位。

CS 引脚对应的峰值电流设定值可通过 方程15 和 方程16 计算得出:

CRM 工作模式

$$V_{CSOCP1lev1} = (I_{SETOCP1lev1\%} \times I_{SETnom\%} \times V_{CSOPmax}) + (I_{MAGneg}(Vin) \times R_{Shunt})$$

方程 51

ZV-RVS 工作模式

$$V_{CSOCP1lev1} = \frac{t_{HBperiodex}}{t_{HBperiod}} \times [(I_{SETOCP1lev1\%} \times I_{SETnom\%} \times V_{CSOPmax}) + (I_{MAGneg}(Vin) \times R_{Shunt})]$$

方程 52

FB 引脚上的相关反馈电压可通过 方程13 计算:

27 可配置, 见表16

功能描述

$$V_{\text{FBOCP1lev1}} = (I_{\text{SETOCP1lev1}} \% \times I_{\text{SETnom}} \% \times V_{\text{FBOPmax}}) + V_{\text{FBOPmin}}$$

方程 53

3.4.7.2 输出过流保护OCP1级别2 (OCP1lev2)

阈值 $I_{\text{SETOCP1lev2}}^{28)}$ 提供第 2 级输出过流保护。一旦电流设定点 $I_{\text{SET}}\%$ 超过阈值 $I_{\text{SETOCP1lev2}}\%$ 时, OCP1lev2 计时器即开始计时。当计时器达到阈值 $t_{\text{OCP1lev2bl}}^{28)}$ 时, 即触发自动重启模式。当 I_{SET} 回落至 $I_{\text{SETOCP1lev2}}\%$ 以下时, 计时器也会复位。

CS 引脚对应的峰值电流设定值可通过 [方程 15](#) 和 [方程 16](#) 计算得出:

CRM 工作模式

$$V_{\text{CSOCP1lev2}} = (I_{\text{SETOCP1lev2}} \% \times I_{\text{SETnom}} \% \times V_{\text{CSOPmax}}) + (I_{\text{MAGneg}}(\text{Vin}) \times R_{\text{Shunt}})$$

方程 54

ZV-RVS 工作模式

$$V_{\text{CSOCP1lev2}} = \frac{t_{\text{HBperiodx}}}{t_{\text{HBperiod}}} \times [(I_{\text{SETOCP1lev2}} \% \times I_{\text{SETnom}} \% \times V_{\text{CSOPmax}}) + (I_{\text{MAGneg}}(\text{Vin}) \times R_{\text{Shunt}})]$$

方程 55

FB 引脚上的相关反馈电压可通过 [方程 13](#) 计算:

$$V_{\text{FBOCP1lev2}} = (I_{\text{SETOCP1lev2}} \% \times I_{\text{SETnom}} \% \times V_{\text{FBOPmax}}) + V_{\text{FBOPmin}}$$

方程 56

3.4.7.3 输出最大电流保护 (OCP1max)

阈值 $I_{\text{SETOCP1max}}^{29)}$ 定义了输出电流控制的最大输出电流水平。一旦出现更高的通过 V_{FB} 控制的请求输出电流时, 输出电流保持限制, 并启动 I_{outMaxP} 计时器。在此阶段, 输出电压下降, 因为输出电流高于转换器 ($I_{\text{SETOCP1max}}$) 所能提供的值。当计时器达到阈值 $t_{\text{OCP1maxbl}}^{29)}$ 时, 进入自动重启模式。当进入自动重启模式或 I_{SET} 降至 $t_{\text{OCP1maxbl}}$ 以下时, 计时器将被复位。

CS 引脚对应的峰值电流设定值可通过 [方程 15](#) 和 [方程 16](#) 计算得出:

CRM 工作模式

$$V_{\text{CSOCP1max}} = I_{\text{SETOCP1max}} \% \times I_{\text{SETnom}} \% \times V_{\text{CSOPmax}} + (I_{\text{MAGneg}}(\text{Vin}) \times R_{\text{Shunt}})$$

方程 57

ZV-RVS 工作模式

²⁸ 可配置, 参见 [表 16](#)

²⁹ 可配置, 参见 [表 16](#)

$$V_{CSOCP1max} = \frac{t_{HBperiodex}}{t_{HBperiod}} \times [I_{SETOCP1max\%} \times I_{SETnom\%} \times V_{CSOPmax} + (I_{MAGneg}(V_{in}) \times R_{Shunt})]$$

方程 58

FB 引脚上的相关反馈电压可通过 [方程 13](#) 计算得出：

$$V_{FBOCP1max} = I_{SETOCP1max\%} \times I_{SETnom\%} \times V_{FBOPmax} + V_{FBOPmin}$$

方程 59

3.4.7.4 初级峰值过流保护 OCP2 (OCP2)

V_{CSOCP2} 是 CS 引脚上的固定阈值，该阈值超出最大工作范围 $V_{CSOPmax}$ 。在上升沿消隐时间 t_{HSlebb} 期间，OCP2 功能不受消隐影响。一旦超过该阈值，系统将默认进入锁存模式。

3.4.8 Vout 电压保护

该 IC 提供了 2 个输出电压 V_{out} 保护阈值： V_{ZCDOVP} (V_{outOVP} ，参见 [第 3.4.8.1 节](#)) 和 V_{ZCDUVP} (V_{outUVP} ，参见 [第 3.4.8.2 节](#))，以确保在规定的 V_{out} 工作范围内可靠运行。测量是通过在 LS 开关导通时的消磁阶段，通过变压器辅助绕组上的反射电压来完成的（参见 [图 19](#)）。此外，还观察启动阶段的过零检测，以检测输出端的短路状况 (V_{outSCP} ，参见 [第 3.4.8.3 章](#))。

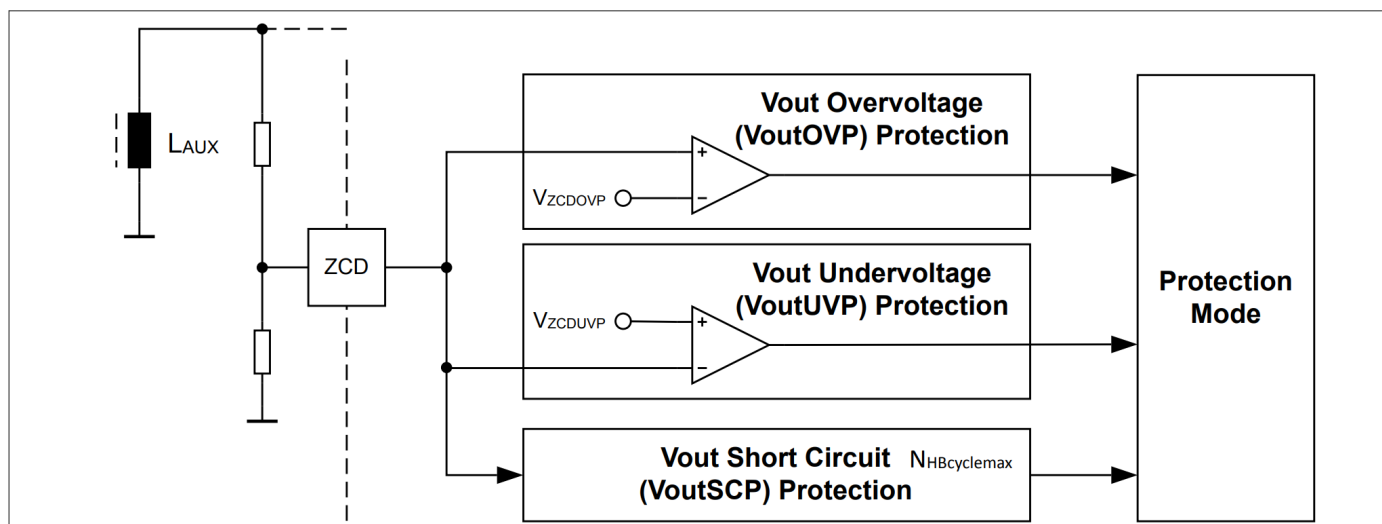


图 45

3.4.8.1 Vout 欠压保护 (VoutUVP)

当通过 ZCD 引脚测得的反射输出电压低于阈值 V_{ZCDUVP} ³⁰⁾ 时，检测到 V_{out} 欠压。一旦检测到，将立即触发自动重启模式。 V_{outUVP} 可以在突发模式操作期间通过 $EN_{BMVoutUVP}$ ³⁰⁾ 禁用。

³⁰⁾ 可配置，参见 [表 15](#)

3.4.8.2 Vout过压保护 (VoutOVP)

当通过 ZCD 引脚测得的反射输出电压超过阈值 $V_{ZCD OVP}$ ³¹⁾ 时，检测到 V_{out} 过压。一旦检测到，立即触发保护模式。默认反应设置为锁存模式，并可通过 $EV_{ZCD OVP}$ ³¹⁾ 将其更改为自动重启模式。

3.4.8.3 Vout短路保护 (VoutSCP)

V_{out} 短路保护仅在启动阶段生效，目的是限制自动重启期间半桥开关周期的数量。当输出端处于短路状态时，反射电压的幅值过低，这会阻碍 ZCD 引脚进行正确的过零检测。在收到启动请求后，仅允许最多 $N_{HBcyclemax}$ ³²⁾ 个连续的半桥开关周期在未检测到过零点的情况下进行。如果超过 $N_{HBcyclemax}$ ，则重启阶段将停止，并提前进入自动重启模式的休眠阶段。

3.4.9 外部过温保护 (extOTP)

外部过温保护基于对外部 NTC 电阻的测量。外部 NTC 通过内部上拉电阻 R_{MFIOpu} 由内部 V_{REF} 电源提供偏置电压。测量 $MFIO$ 引脚上的电压，并据此计算连接至 $MFIO$ 引脚的外部电阻值。随后将计算出的电阻值与 2 个电阻阈值进行比较。当外部电阻 R_{EXT} 低于阈值 $R_{MFIOOTPrig}$ ³³⁾ 时进入自动重启模式。自动重启周期仅在 R_{EXT} 的值超过阈值 $R_{MFIOOTPreI}$ 时才能执行。系统会统计因外部过温事件触发后的自动重启循环次数。当外部 OTP 事件的次数超过阈值 $N_{OTPeVmax}$ ³³⁾ 时，将进入锁存模式，该模式仅当 V_{CC} 降至 V_{VCCoff} 以下时才能解除。

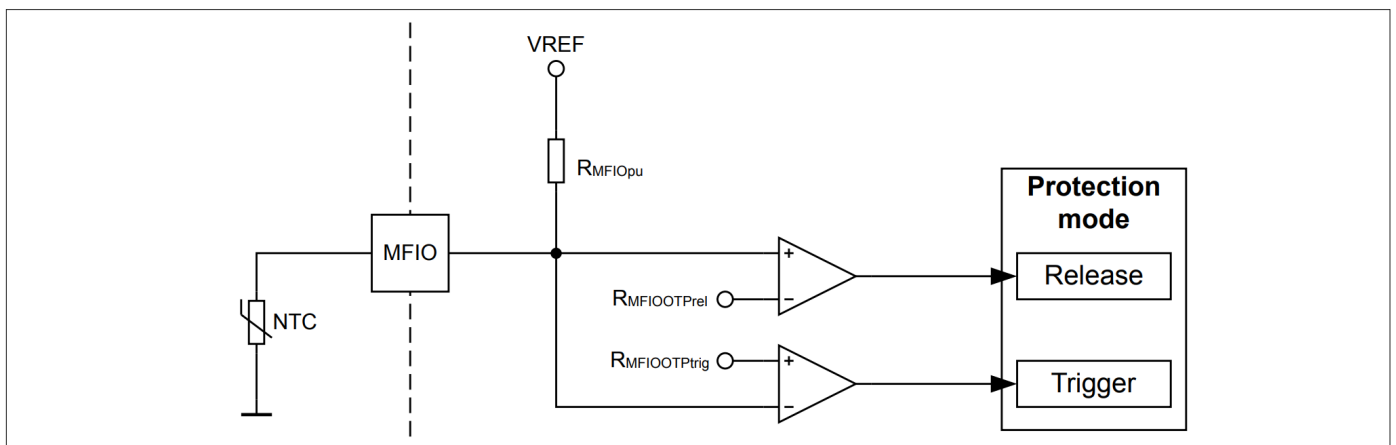


图 46

3.4.10 看门狗定时器

看门狗定时器通过在设定时间段内持续复位来监控内部控制流程。一旦定时器未能及时复位，系统将进入保护模式，该模式由参数 EV_{WDOG} ³⁴⁾ 所决定。

31 可配置，参见 表15

32 可配置，参见 表11

33 可配置，参见 表17

34 可配置，参见 表18

XDP 混合式反激式控制器 XDPS2201

配置

4 配置

XDPS2201 的配置由英飞凌提供的 .dp Vision 图形用户界面 (GUI) 工具支持。本章概述了可通过 MFIO 引脚上的 UART 接口进行编程的可配置参数。第 4.1 章展示了功能描述中所述的参数符号与 .dp Vision GUI 工具中显示的参数名称之间的对应关系。此外，第 4.2 章还为可配置的典型参数分配了相应的容差等级。

4.1 可配置参数与功能

下表列出了 IC 的可配置参数及其默认编程值，其中部分参数源自 XDP™Vision 工具中定义的系统参数，或可作为该工具中的可配置系统参数进行设置。

4.1.1 系统设置

表 5 系统设置

Symbol	Description	Value	Unit	Tol.- Class	Chapter
N	Transformer turns ratio of primary winding N_p and secondary winding N_s , defined by N_p/N_s	2.83	—	—	Chapter 3.4.6
k_{RVS}	Ratio of resistor divider connected at VS pin and bulk voltage	168.25	—	—	
V_{outnom}	Maximal nominal regulated output voltage	20	V	—	
I_{outnom}	Maximal nominal output current without over-current condition	3.25	A	—	

4.1.2 尺寸标注

表 6 输出电流控制的尺寸设计参数

Symbol	Description	Value	Unit	Tol.- Class	Chapter
$I_{MAGnegnom}\%$	Nominal negative magnetizing current level in percentage in relation to $I_{outnom} \times 2/N$	17.4	%	—	Chapter 3.3.1
$I_{MAGnegmaxCRM}\%$	Maximum negative magnetizing current level in percentage in relation to $I_{outnom} \times 2/N$ required to achieve ZVS at maximum input voltage V_{in} during CRM operation	31.6	%	—	
$I_{MAGnegmaxRVS}\%$	Maximum negative magnetizing current level in percentage in relation to $I_{outnom} \times 2/N$ required to achieve ZVS at maximum input voltage V_{in} during ZV-RVS mode operation	39.5	%	—	
$I_{MAGposRVS0V}\%$	Minimum peak current setting determined by $I_{MAGposRVS}$ for $V_{out} = 0V$ in percentage in relation to $I_{MAGposnom}$	75	%	—	Chapter 3.3.2.1
V_{ZCDnom}	ZCD pin nominal voltage during LS switch turn-on at V_{outnom} 35	1.3984	V	TC_V3a	Chapter 3.3.1.2

XDP 混合式反激式控制器 XDPS2201

配置

表 6 输出电流控制的尺寸设计参数 (续)

Symbol	Description	Value	Unit	Tol.-Class	Chapter
t_{TRANSnom}	Minimum <i>LS</i> switch on-time during energy transfer at V_{outnom}	2.8	μs	TC_T1	
$t_{\text{TRANSRVS0V\%}}$	Representing the value t_{TRANS} in RVS mode for $V_{\text{out}} = 0\text{V}$ in percentage in relation to t_{TRANSnom} for t_{TRANS} modulation depending on output voltage measured via <i>ZCD</i> pin.	166	%	—	

4.1.3 半桥

表 7 半桥时序

Symbol	Description	Value	Unit	Tol.-Class	Chapter
$t_{\text{LS2ZCDnom}}$	Target time delay target for <i>LS</i> pulse falling edge to <i>ZCD</i> pulse falling edge at minimum V_{in}	650	ns	TC_T1	Chapter 3.3.2.1
$t_{\text{LS2ZCDmin}}$	Target time delay target for <i>LS</i> pulse falling edge to <i>ZCD</i> pulse falling edge at maximum V_{in}	234	ns	—	
t_{deadLS}	Dead-time between <i>HS</i> pulse falling edge and <i>LS</i> pulse rising edge	150	ns	TC_T1	
$t_{\text{ZCDfeilCRM}}$	Time delay between falling edge <i>ZCD</i> and <i>HS</i> pulse rising edge in CRM operation	172	ns	TC_T1	
t_{HSleab}	<i>HS</i> switch leading edge blanking (LEB) determining minimum on-time	300	ns	TC_T1	

表 8 仅适用于 ZV-RVS 模式的半桥时序

Symbol	Description	Value	Unit	Tol.-Class	Chapter
$t_{\text{deadHSRVS}}$	Dead-time between <i>LS</i> (ZVS pulse) falling edge and <i>HS</i> pulse rising edge in ZV-RVS mode	400	ns	TC_T1	Chapter 3.3.2.2
t_{ZVSmin}	Minimum ZVS pulse width during ZV-RVS mode operation	600	ns	TC_T1	
$t_{\text{ZCDrefilRVS}}$	Filtering time between <i>ZCD</i> pulse rising edge and <i>HS</i> pulse rising edge in ZV-RVS mode operation	410	ns	TC_T1	
$t_{\text{ZCDfeilRVS}}$	Filtering time for <i>ZCD</i> pulse falling edge for valley detection in ZV-RVS mode operation	210	ns	TC_T1	Chapter 3.3.2.2.1

XDP 混合式反激式控制器 XDPS2201

配置

4.1.4 ZV-RVS/DCM 工作模式

表 9 ZV-RVS 工作模式和 DCM 工作模式之间的转换

Symbol	Description	Value	Unit	Tol.-Class	Chapter
EN_{DCM}	Enable for DCM operation (when maximum valley in RVS operation is reached)	Enabled	—	n.a.	Chapter 3.3.2.3
F_{DCMmin}	Minimum switching frequency limit during DCM operation	20	kHz	TC_T1	
$N_{RVSvalmax}$	Maximum number of valleys during ZV-RVS operation	10	—	n.a.	Chapter 3.3.2.4

4.1.5 突发

表 10 突发模式操作

Symbol	Description	Value	Unit	Tol.-Class	Chapter
$I_{SETBMen\%}$	Burst mode entry current set-point in percentage of nominal set-point	4	%	—	Chapter 3.3.4.1
$I_{SETBMex\%}$	Burst mode exit current set-point in percentage of nominal set-point	15	%	—	
$N_{BMexreqthr}$	Number of burst frames with average current level higher than $I_{SETBMex\%}$ to leave burst mode	3	—	—	
$V_{FBMfastex}$	FB pin fast burst mode exit threshold	1.82	V	TC_V4	Chapter 3.3.4.2
$EN_{BMfastexCRM}$	Allow for CRM operation directly after burst mode fast exit. If disabled, ZV-RVS mode is first used after burst mode fast exit.	Enabled	—	—	
$t_{BMprepulse}$	Pulse width to precharge the bootstrap capacitor after a pause longer than $t_{BMslpthrpp}$	1.3	μs	TC_T1	Chapter 3.3.4.3
$t_{BMslpthrpp}$	Burst pause time threshold for enabling precharge pulse	1.0	ms	TC_T2	

4.1.6 启动

表 11 启动操作

Symbol	Description	Value	Unit	Tol.-Class	Chapter
V_{VSBIP}	VS pin threshold for input voltage V_{in} brown-in protection	0.737	V	TC_V1b	Chapter 3.4.4.1
$I_{SETstmax\%}$	Maximum target current set-point during start-up phase in percentage of nominal set-point	140	%	—	Chapter 3.3.3
$t_{startramp}$	Output voltage ramp-up target time period during start-up phase ³⁶⁾	12	ms	TC_T1	

XDP 混合式反激式控制器 XDPS2201

配置

表 11 启动操作 (续)

Symbol	Description	Value	Unit	Tol.-Class	Chapter
$N_{HBcyclemax}$	Maximum number of allowed half-bridge switching cycles without subsequent zero-crossing detection (ZCD) during ZCD search phase at V_{out} start-up	150	—	—	
$t_{startzcdto}$	Maximum time period without zero-crossing detection for generating next pulse ³⁷⁾ only during ZCD search phase	70	μs	TC_T1	
$t_{ZVSst1st}$	Very first ZVS pulse initial length at to precharge the HS bootstrap capacitor	7	μs	TC_T1	

4.1.7 保护功能

表 12 自动重启模式 [ARM]

Symbol	Description	Value	Unit	Tol.-Class	Chapter
t_{ARMslp}	Approximated auto-restart mode sleep time period ³⁸⁾	3.0	s	TC_T2	Chapter 3.4.1

表 13 VS 引脚的输入电压 V_{in} 保护

Symbol	Description	Value	Unit	Tol.-Class	Chapter
V_{SSBOP}	VS pin threshold for input voltage V_{in} slow brown-out protection	0.713	V	TC_V1b	Chapter 3.4.4.3
V_{SFBOP}	VS pin threshold for input voltage V_{in} fast brown-out protection	0.392	V	TC_V1b	Chapter 3.4.4.2
V_{SOVP}	VS pin threshold for input voltage V_{in} overvoltage protection	2.270	V	TC_V1b	Chapter 3.4.4.4

表 14 启动超时保护

Symbol	Description	Value	Unit	Tol.-Class	Chapter
$t_{startto}$	Maximum allowed start-up time until start drop of feedback voltage ³⁶⁾	48	ms	TC_T3	Chapter 3.3.3

36 基于 $t_{SLWTASK}$, 参见 [表 35](#)

37 基于 t_{MCLK} , 参见 [表 35](#)

38 基于 $t_{ARMbase}$, 参见 [表 35](#)

XDP 混合式反激式控制器 XDPS2201

配置

表 15 **Vout 电压保护**

Symbol	Description	Value	Unit	Tol.-Class	Chapter
VZCDUVP	ZCD pin undervoltage protection threshold for output voltage	0.220	V	TC_V3b	Chapter 3.4.8.1
ENBMVoutUVP	Activation of Vout UVP in burst mode operation	Enable	—	—	
EVZCDOVP	Reaction event for ZCD pin overvoltage detection	Latch	—	—	Chapter 3.4.8.2

表 16 **过流保护**

Symbol	Description	Value	Unit	Tol.-Class	Chapter
/SETOCP1lev1%	Current set-point threshold in percentage of nominal set-point for OCP1 overcurrent protection level 1	125	%	—	Chapter 3.4.7.1
tOCP1lev1bl	OCP1 overcurrent protection level 1 blanking time ³⁹⁾	12	s	TC_T4	
/SETOCP1lev2%	Current set-point threshold in percentage of nominal set-point for OCP1 overcurrent protection level 2	140	%	—	Chapter 3.4.7.2
tOCP1lev2bl	OCP1 overcurrent protection level 2 blanking time ³⁶⁾	1000	ms	TC_T3	
/SETOCP1max%	Current set-point in percentage of nominal set-point for OCP1 maximum current limitation	160	%	—	Chapter 3.4.7.3
tOCP1maxbl	OCP1 maximum current limitation blanking time ³⁶⁾	6	ms	TC_T3	
EVCSOCP2	Reaction on exceeding OCP2 overcurrent threshold	Latch	—	—	

表 17 **过温保护**

Symbol	Description	Value	Unit	Tol.-Class	Chapter
RMFIOOTptrig	MFIO pin external overtemperature protection trigger resistor threshold	7.7	kΩ	TC_R1	Chapter 3.4.9
RMFIOOTprel	MFIO pin external overtemperature protection release resistor threshold	51.4	kΩ	TC_R2	
NOTPevmax	MFIO pin external overtemperature protection number of allowed triggered events before entering latch mode	2	—	—	

³⁹⁾ 基于 $t_{\text{SLW}}\text{TASK}$ ，参见 [表 35](#)

³⁶⁾ 基于 $t_{\text{SLW}}\text{TASK}$ ，参见 [表 35](#)

XDP 混合式反激式控制器 XDPS2201

配置

表 18 看门狗计时器

Symbol	Description	Value	Unit	Tol.-Class	Chapter
EVWDOG	Reaction if watchdog timer is not reset in time	Auto-restart	—	—	Chapter 3.4.10

4.1.8 模式阈值

表 19 CRM 和 ZV-RVS 模式阈值

Symbol	Description	Value	Unit	Tol.-Class	Chapter
/SETRVS2CRM%	Current set-point threshold in percentage of nominal set-point for switching over from ZV-RVS mode to CRM	70	%	—	Chapter 3.3.2.4
/SETCRM2RVS%	Current set-point threshold in percentage of nominal set-point for switching over from CRM to ZV-RVS mode	50	%	—	
VZCDRVS2CRM	ZCD pin threshold for switching over from ZV-RVS mode to CRM	0.81	V	TC_V3a	
VZCDCRM2RVS	ZCD pin threshold for switching over from CRM to ZV-RVS mode	0.74	V	TC_V3a	

4.1.9 抖动

表 20 频率抖动

Symbol	Description	Value	Unit	Tol.-Class	Chapter
V _{VS} Jitteren	VS pin Input voltage Vin jitter enable threshold	1.486	V	TC_V1a	Chapter 3.3.5
dJitterspread%	Frequency jitter spread on a percentage base of switching frequency	10	%	TC_T1	
tJitterstpdcl	Time delay for next frequency jitter step based on time period ³⁶⁾	1.3	ms	TC_T1	

4.1.10 其他

表 21 传播延迟补偿 (PDC)

Symbol	Description	Value	Unit	Tol.-Class	Chapter
t _{PDC}	Total propagation delay period to compensate OCP1 peak current control	200	ns	—	Chapter 3.3.1.4

³⁶⁾ 基于 $t_{SLWTASK}$ ，参见 [表 35](#)

配置

4.2 可配置参数的容差等级

针对电压、电流、时序、频率和温度，提供了若干可配置参数，这些参数与不同的容差范围相关联。可配置参数可根据关联的硬件外设进行分组。这种分组是通过容差类实现的，每个可配置参数都会被分配一个容差类。定义事件、配置寄存器、数字或常量的参数不被分配容差范围。

可用的容差类以 TC_xxx 命名，并在下文的 [表 22](#) 中列出。该表描述了如何根据可配置参数的典型值 X_{typ} 推导出最小和最大容差值。

表 22 容差类

Tol.-Class	Description	Min. value	Max. value
TC_T1	Timing parameter below 1215ns 40)	$t_{typ} \times 0.95 - 15.8ns$	$t_{typ} \times 1.05 + 15.8ns$
	Timing parameter above 1215ns 40)	$t_{typ} \times 0.937$	$t_{typ} \times 1.063$
	Frequency parameter below 500kHz 40)	$F_{typ} \times 0.937$	$F_{typ} \times 1.063$
TC_T2	Timing parameter based on stand-by clock 41)	$t_{typ} \times 0.90$	$t_{typ} \times 1.12$
TC_T3	Timing parameter (integer multiple of 0.1ms) based on slow task period 42)	$t_{typ} \times 0.937 - 0.11ms$	$t_{typ} \times 1.063 + 0.11ms$
TC_T4	Timing parameter (integer multiple of 5ms) based on very slow task period 43)	$t_{typ} \times 0.937 - 5.5ms$	$t_{typ} \times 1.063 + 5.5ms$
TC_V1a	Voltage threshold at pin VS	$(V_{VStyp} \times 0.994) - 0.099V$	$(V_{VStyp} \times 1.006) + 0.099V$
TC_V1b	Voltage threshold at pin VS	$(V_{VStyp} \times 0.994) - 0.040V$	$(V_{VStyp} \times 1.006) + 0.040V$
TC_V2	Voltage threshold for OCP1 comparator at pin CS	$V_{CSOCP1typ} - 0.034V$	$V_{CSOCP1typ} + 0.034V$
TC_V3a	Voltage threshold at pin ZCD	$(V_{ZCDtyp} \times 0.995) - 0.091V$	$(V_{ZCDtyp} \times 1.005) + 0.091V$
TC_V3b	Voltage threshold at pin ZCD	$(V_{ZCDtyp} \times 0.995) - 0.024V$	$(V_{ZCDtyp} \times 1.005) + 0.024V$
TC_V4	Voltage threshold at pin FB	$(V_{FBtyp} \times 0.984) - 0.084V$	$(V_{FBtyp} \times 1.016) + 0.084V$
TC_R1	Range 1 for resistor threshold at pin MFIO	see Figure 47	see Figure 47
TC_R2	Range 2 for resistor threshold at pin MFIO	see Figure 48	see Figure 48

40 基于主时钟 $t_{MCLK} = 15.8 ns$ (典型值)

41 $t_{STBCLK} = 10\mu s$ (典型值)

42 $t_{SLWTASK} = 0.1ms$ (典型值)

43 $t_{VSLWTASK} = 5ms$ (典型值)

XDP 混合式反激式控制器 XDPS2201

配置

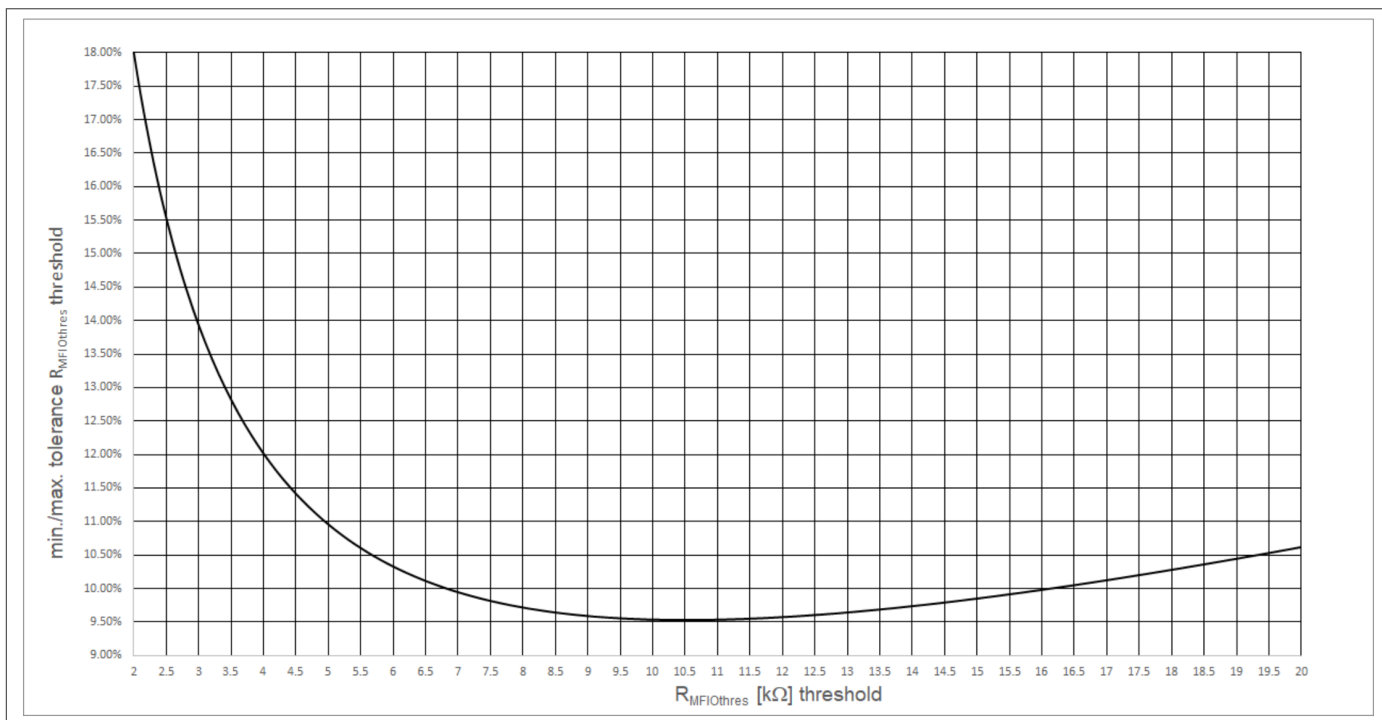


图 47 引脚 MFIO 上的电阻阈值 $R_{MFIOthres}$ 的容差等级 TC_R1

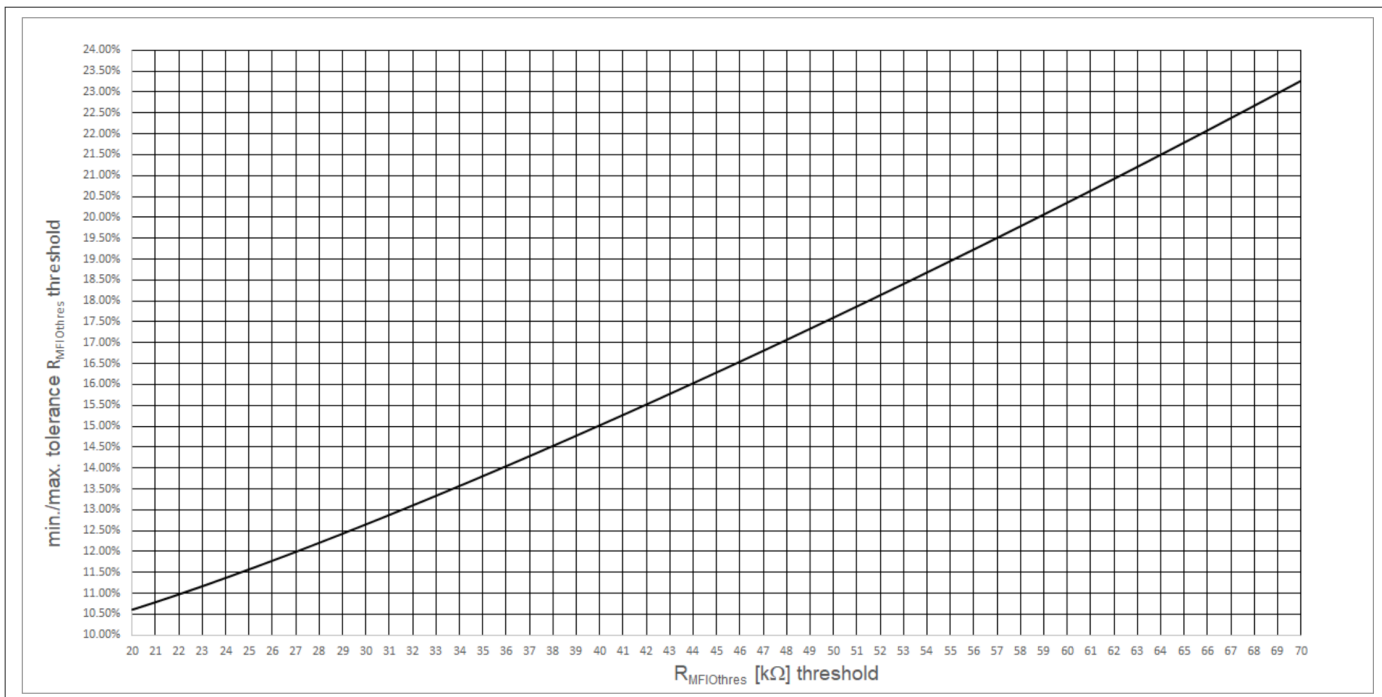


图 48 引脚 MFIO 上的电阻阈值 $R_{MFIOthres}$ 的容差等级 TC_R2

XDP 混合式反激式控制器 XDPS2201

电气特性

5 电气特性

所有信号均相对于接地引脚 GND 进行测量，但引脚 $HSVCC$ 和 $HS GD$ 上的高侧信号除外，这些信号相对于引脚 $HS GND$ 进行测量。只要未违反其他额定值，这些电压电平即为有效。

5.1 定义

图 49 说明了本数据手册中使用的电压和电流参数的定义。

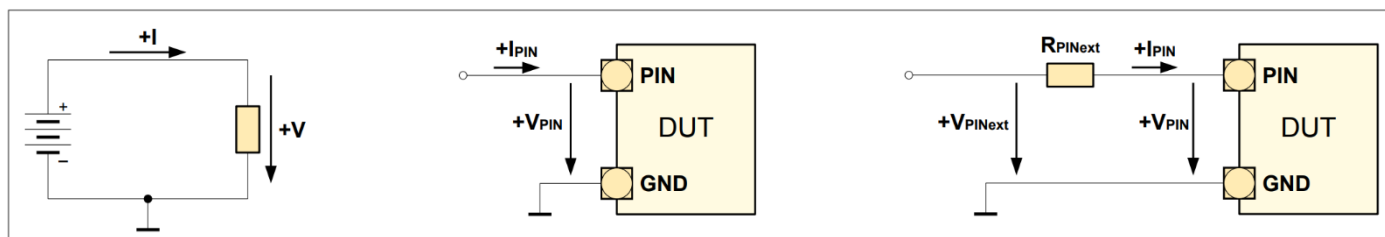


图 49 电压和电流定义

“绝对最大额定值”下所列的数值不得超过。

如果该参数有相应的明确“绝对最大额定值”，则可以超过“工作条件”下所示的数值，但无法保证器件的相关功能。

5.2 绝对最大额定值

注意： 超过下表所列值的应力可能会对器件造成永久性损坏。长期处于绝对最大额定值条件下可能会影响器件的可靠性。
最大额定值均为绝对值；只要超过其中任何一个值，都可能导致集成电路发生不可逆损坏。生产测试中不会对这些值进行测试。出于同样的原因，请确保在组装应用电路之前，将连接至 VCC 和 $HSVCC$ 引脚的任何电容器放电。

表 23 绝对最大额定值

Parameter	Symbol	Limit values		Unit	Remarks
		Min.	Max.		
Voltage at pin HV	V_{HV}	-0.3	600	V	44)
Current into pin HV	I_{HV}	—	10	mA	44)
Voltage at pin VCC	V_{VCC}	-0.5	26	V	44)
Voltage at pin $MFIO$	V_{MFIO}	-0.5	3.6	V	44)
Voltage at pin VS	V_{VS}	-0.5	3.6	V	44)
Voltage at pin FB	V_{FB}	-0.5	3.6	V	44)
Voltage at pin ZCD	V_{ZCD}	-0.5	3.6	V	44)
Maximum negative transient voltage at pin ZCD	$-V_{ZCDN_TR}$	—	1.5	V	pulse < 500ns
Maximum permanent negative clamping current for pin ZCD	$-I_{ZCDCLN_DC}$	—	2.5	mA	RMS

44 作为DC值永久施加。

XDP 混合式反激式控制器 XDPS2201

电气特性

表 23 绝对最大额定值 (续)

Parameter	Symbol	Limit values		Unit	Remarks
		Min.	Max.		
Maximum transient negative clamping current for pin ZCD	$-I_{ZCDCLN_TR}$	—	10	mA	pulse < 500ns
Voltage at pin CS	V_{CS}	-0.5	3.6	V	44)
Maximum negative transient voltage at pin CS	$-V_{CSN_TR}$	—	3.0	V	pulse < 500ns
Maximum permanent negative clamping current for pin CS	$-I_{CSCLN_DC}$	—	2.5	mA	RMS
Maximum transient negative clamping current for pin CS	$-I_{CSCLN_TR}$	—	10	mA	pulse < 500ns
Maximum permanent positive clamping current for pin CS	I_{CSCLP_DC}	—	2.5	mA	RMS
Maximum transient positive clamping current for pin CS	I_{CSCLP_TR}	—	10	mA	pulse < 500ns
Voltage at pin LSGD	V_{LSGD}	-0.5	$V_{VCC}+0.3$	V	Limited by internal clamping
Voltage at pin HSGND	V_{HSGND}	-650	650	V	referred to GND
Voltage at pin HSVCC	V_{HSVCC}	-0.5	26	V	referred to HSGND
Voltage at pin HSGD	V_{HSGD}	-0.5	$V_{HSVCC}+0.3$	V	referred to HSGND
Slew-rate for floating high-side domain	dV_{HS}/dt	-50	50	V/ns	
Junction operation temperature	T_J	-40	125	°C	
Storage temperature	T_S	-55	150	°C	
Maximum power dissipation	P_{TOT}	—	0.63	W	$T_A = 50\text{ °C}$, $T_J = 125\text{ °C}$, $R_{thJA} = 119\text{ K/W}$
Soldering temperature	T_{SOLD}	—	260	°C	45) Wave soldering
ESD capability	V_{HBM}	—	1500	V	46) Human body model
	V_{CDM}	—	500	V	47) Charged device model
Latch-up capability	I_{LU}	—	150	mA	48) Pin voltages acc. to abs. max. ratings

44 作为DC值永久施加。

45 根据 JESD22-A111 标准

46 根据 ANSI/ESDA/JEDEC JS-001 标准

47 根据 JESD22-C101 标准

48 根据 JESD78标准, 85 °C (II类) 温度

XDP 混合式反激式控制器 XDPS2201

电气特性

5.3 封装特性

表 24 封装特性

Parameter	Symbol	Values		Unit	Remarks
		Min.	Max.		
Thermal resistance from junction to ambient	R_{thJA}	—	119	K/W	PG-DSO-14, JEDEC 1s0p
Creepage distance between HV and HSxxx pins vs. GND-related pins	D_{CR}	2.1	—	mm	

5.4 工作范围

表 25 给出了推荐的工作范围。

表 25 工作条件

Parameter	Symbol	Limit values		Unit	Remarks
		Min.	Max.		
Junction operation temperature	T_J	-25	125	°C	
Voltage at pin HV	V_{HV}	-0.3	600	V	
External voltage at pin VCC	V_{VCC}	11	24	V	Max. value needs to consider internal power losses
Voltage at pin MFIO	V_{MFIO}	-0.3	3.3	V	
Voltage at pin FB	V_{FB}	-0.3	3.3	V	
Voltage at pin ZCD	V_{ZCD}	-0.3	3.3	V	
Voltage at pin CS	V_{CS}	-0.3	3.3	V	
Voltage at pin LSGD	V_{LSGD}	-0.3	$V_{VCC} + 0.3$	V	Internally clamped at $V_{LSGDhigh}$
Low state output reverse current at pin LSGD	$-I_{LSGDLREV}$	—	100	mA	49) Applies if $V_{LSGD} < 0\text{ V}$ and driver at low state
Voltage at pin HSGD	V_{HSGD}	-0.3	$V_{HSVCC} + 0.3$	V	Internally clamped at $V_{HSGDhigh}$
Low state output reverse current at pin HSGD	$-I_{HSGDLREV}$	—	100	mA	49) Applies if $V_{HSGD} < 0\text{ V}$ and driver at low state
Voltage at pin HSVCC	V_{HSVCC}	10	24	V	Referred to HSGND
Voltage at pin HSGND	V_{HSGND}	-0.3	600	V	
UART Baudrate at pin MFIO	t_{BD}	10k	115k	Bd	

49 设计保障。

XDP 混合式反激式控制器 XDPS2201

电气特性

5.5 DC电气特性

电气特性涉及在规定的供电电压和结温范围 T_J (–25 °C 至 125 °C) 内给出的数值分布。典型值代表 $T_J = 25$ °C 时的中位数值。除非另有说明，所有电压均相对于 *GND* 和 *HS**GND* 测量，且假定供电电压为 $V_{VCC} = 12$ V 和 $V_{HSVCC} = 12$ V。

规定了以下特性：

- 引脚 *HV* (表 26)
- 引脚 *VCC* (表 27)
- 浮动 *HS* 域 (表 28)
- 引脚 *LSGD* (表 29)
- 引脚 *VS* (表 30)
- 引脚 *CS* (表 31)
- 引脚 *FB* (表 32)
- 引脚 *MFIO* (表 33)
- 引脚 *ZCD* (表 34)
- 中央控制功能 (表 35)

表 26 引脚 *HV* 的电气特性

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note or test condition
		Min.	Typ.	Max.		
HV peak VCC charge current capability	$I_{HVchargeVCC}$	2.4	5.0	7.5	mA	50) $V_{VCC} = 1$ V, $V_{HV} = 30$ V
Leakage current at HV pin	I_{HVLK}	—	—	10	μA	$V_{HV} = 600$ V, HV start-up cell disabled

表 27 引脚 *VCC* 的电气特性

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note or test condition
		Min.	Typ.	Max.		
VCC turn-on threshold	V_{VCCon}	19.0	20.5	22.0	V	Rising slope
VCC turn-off threshold	V_{VCCoff}	7.98	8.40	8.82	V	Falling slope
VCC threshold for turning on the HV start-up cell during sleep mode	$V_{VCCslpHVon}$	9.97	10.50	11.03	V	Falling slope
VCC UVOFF current	$I_{VCCUVOFF}$	—	20	40	μA	$V_{VCC} < V_{VCCoff(min)} - 0.3$ V
VCC operating current	I_{VCCop}	—	11.0	14.5	mA	Without gate driver gate charge losses and during brown-in phase
VCC quiescent current during burst mode power saving-phase	$I_{VCCBpsm0}$	—	0.7	3.4	mA	Burst mode entered; pin <i>MFIO</i> and <i>FB</i> open
		—	—	1.5	mA	as for $I_{VCCBpsm0}$, $T_J = 85$ °C

50 在实际应用中，最大峰值充电电流将由连接至 *HV* 引脚的外部电阻进行限制。

XDP 混合式反激式控制器 XDPS2201

电气特性

表 27 引脚 VCC 的电气特性 (续)

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note or test condition
		Min.	Typ.	Max.		
VCC quiescent current during bang-bang mode	I_{VCCBB}	—	0.32	0.58	mA	Protection mode entered; pin MFIO and FB open

表 28 浮动 HS 域的电气特性

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note or test condition
		Min.	Typ.	Max.		
HSVCC turn-on threshold	$V_{HSVCCon}$	8.7	9.2	9.7	V	Rising slope
HSVCC turn-off threshold	$V_{HSVCCoff}$	6.2	6.7	7.2	V	Falling slope
HSVCC idle current	$I_{HSVCCidle}$	—	0.3	0.8	mA	Without gate driver gate charge losses, $V_{HSVCC} = 14$ V
HSGD enabling delay time after HSVCC voltage is exceeding $V_{HSVCCon(max)}$	$t_{HSGDendel}$	—	2.3	4.1	μs	$V_{HSVCC} = 11$ V
HSGD voltage at high state	$V_{HSGDhigh}$	10	11	12	V	$I_{HSGD} = -20$ mA
		7	—	—	V	$I_{HSGD} = -20$ mA, $V_{HSVCC} = 8$ V
HSGD voltage at active shutdown	$V_{HSGDaSD}$	—	25	200	mV	$I_{HSGD} = 20$ mA, $V_{HSVCC} = 5$ V
HSGD peak source current	$-I_{HSGDpksrc}$	130	—	—	mA	
HSGD peak sink current	$I_{HSGDpksnk}$	450	—	—	mA	

表 29 引脚 LSGD 的电气特性

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note or test condition
		Min.	Typ.	Max.		
LSGD voltage at high state	$V_{LSGDhigh}$	9.9	10.5	11.1	V	$I_{LSGD} = -20$ mA
		7.5	—	—	V	$I_{LSGD} = -20$ mA, $V_{VCC} = 8$ V
LSGD voltage at active shutdown	$V_{LSGDaSD}$	—	—	1.6	V	$I_{LSGD} = 5$ mA, $V_{VCC} = 5$ V
LSGD peak source current	$-I_{LSGDpksrc}$	—	360	—	mA	
LSGD peak sink current	$I_{LSGDpksnk}$	800	—	—	mA	

表 30 引脚 VS 的电气特性

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note or test condition
		Min.	Typ.	Max.		
VS leakage current	I_{VSIk}	-0.2	—	0.2	μA	$0\text{ V} < V_{VS} < 2.9\text{ V}$
VS dynamic voltage range	V_{VS}	0	—	V_{REF}	V	
VS brown-in detection time period	$t_{VSBldet}$	—	5.2	—	ms	Brown-in phase

XDP 混合式反激式控制器 XDPS2201

电气特性

表 30 引脚 VS 的电气特性 (续)

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note or test condition
		Min.	Typ.	Max.		
VS pin blanking time for input voltage V_{in} slow brown-out protection	$t_{VSSBOPbl}$	41.1	44.0	46.9	ms	$V_{VS} < V_{SSBOP}$

表 31 引脚 CS 的电气特性

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note or test condition
		Min.	Typ.	Max.		
CS leakage current	I_{CSlk}	-10	—	10	μA	$0 V < V_{CS} < 2.8 V$
CS OCP1 maximum operating current range	$V_{CSOPmax}$	405	437	469	mV	
CS OCP1 propagation delay	$t_{CSOCP1pd}$	121	213	305	ns	input signal slope, $dV_{CS}/dt = 150 mV/\mu s$
CS OCP2 threshold	V_{CSOCP2}	550	600	650	mV	
CS OCP2 propagation delay	$t_{CSOCP2pd}$	125	135	190	ns	$dV_{CS}/dt = 100 V/\mu s$

表 32 引脚 FB 的电气特性

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note or test condition
		Min.	Typ.	Max.		
FB open circuit output voltage	V_{FBoc}	3.04	3.20	3.36	V	
FB pull-up resistor	R_{FBpu}	24	30	36	k Ω	
FB minimum operating range	$V_{FBOPmin}$	0.309	0.400	0.491	V	
FB threshold maximum usable range	$V_{FBOPmax}$	—	—	2.428	V	
FB burst mode wake-up and sleep control threshold	$V_{FBMctrl}$	1.48	1.60	1.72	V	During active phase in burst mode
		1.36	1.55	1.61	V	During sleep phase in burst mode
FB burst mode wake-up delay	$t_{FBBMWKdel}$	—	25	31	μs	Burst mode, rising slope

表 33 引脚 MFIO 的电气特性

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note or test condition
		Min.	Typ.	Max.		
MFIO open circuit output voltage	V_{MFIOoc}	—	V_{REF}	—	V	During active phase
MFIO pull-up resistor	R_{MFIOpu}	—	11	—	k Ω	Active phase, internally calibrated for OTP resistor thresholds $R_{MFIOOTPx}$
MFIO input capacitance	C_{MFIOIN}	—	—	10	pF	

XDP 混合式反激式控制器 XDPS2201

电气特性

表 33 引脚 MFIO 的电气特性 (续)

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note or test condition
		Min.	Typ.	Max.		
MFIO input threshold for logic “0”	V_{MFIOIL}	—	—	1.0	V	
MFIO input threshold for logic “1”	V_{MFIOIH}	2.0	—	—	V	
MFIO output voltage for logic “0”	V_{MFIOOL}	—	—	0.8	V	$I_{MFIOOL} = 2 \text{ mA}$
MFIO output voltage for logic “1”	V_{MFIOOH}	2.2	—	—	V	$I_{MFIOOH} = -2 \text{ mA}$
MFIO output sink current	I_{MFIOOL}	—	—	2	mA	
MFIO output source current	$-I_{MFIOOH}$	—	—	2	mA	
Output rise time (0 → 1)	$t_{MFIOrise}$	—	—	25	ns	20 pF load
Output fall time (1 → 0)	$t_{MFIOfall}$	—	—	25	ns	20 pF load

表 34 引脚 ZCD 的电气特性

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note or test condition
		Min.	Typ.	Max.		
ZCD leakage current	I_{ZCDIk}	-10	—	10	μA	$V_{ZCD} = 0 \text{ V} / 3.0 \text{ V}$
		-1	—	1	μA	$T_J = 85^\circ\text{C}$ $V_{ZCD} = 0 \text{ V} / 3.0 \text{ V}$
ZCD threshold for Vout overvoltage protection	V_{ZCDOVP}	1.511	1.600	1.632	V	
ZCD voltage threshold for determining ZVS pulse length based on V_{ZCD}	$V_{ZCDtZVSstap}$	0.194	0.220	0.246	V	Start-up phase, rising slope
ZCD zero-crossing detection threshold	V_{ZCDTHR}	15	40	70	mV	Falling slope
ZCD input voltage negative clamping	$-V_{ZCDCLN}$	140	180	220	mV	

表 35 中央控制功能的电气特性

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note or test condition
		Min.	Typ.	Max.		
VDDP power supply	V_{DDP}	3.04	3.20	3.36	V	
VREF reference voltage	V_{REF}	2.391	2.428	2.465	V	
Main clock oscillation period time base	t_{MCLK}	15.0	15.8	16.6	ns	
Stand-by clock oscillation period time base	t_{STBCLK}	9.0	10.0	11.2	μs	
Slow task period time base	$t_{SLWTASK}$	93	100	107	μs	
Very slow task period time base	$t_{VSLWTASK}$	4.68	5.00	5.32	ms	
Sampling time period	t_{sample}	93	100	107	μs	
Restart step time base for auto-restart mode	$t_{ARMbase}$	270	300	336	ms	Base for configurable auto-restart time t_{ARMslp} when auto-restart mode entered

XDP 混合式反激式控制器 XDPS2201

电气特性

表 35 中央控制功能的电气特性 (续)

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note or test condition
		Min.	Typ.	Max.		
HW initialization time period after IC activation for VCC turn-on	t_{HWini}	—	3.2	—	ms	$V_{CC} > V_{CCcon}$ after UVOFF
Time period for initial start-up conditions check	$t_{stupcheck}$	1.80	—	2.13	ms	Start-up after $V_{CC} > V_{CCcon}$
Limited maximum change in on-time control for HS switch during CRM operation	$\Delta t_{HsonmaxCRM}$	75	80	85	ns	CRM operation, t_{Hson} not limited by V_{CSSET}

封装尺寸

6 封装尺寸

您可以在英飞凌网站“产品”页面 (<http://www.infineon.com/products>) 上查阅我们所有的封装类型、包装方式及其他信息。

PG-DSO-14 封装外形和焊盘布局

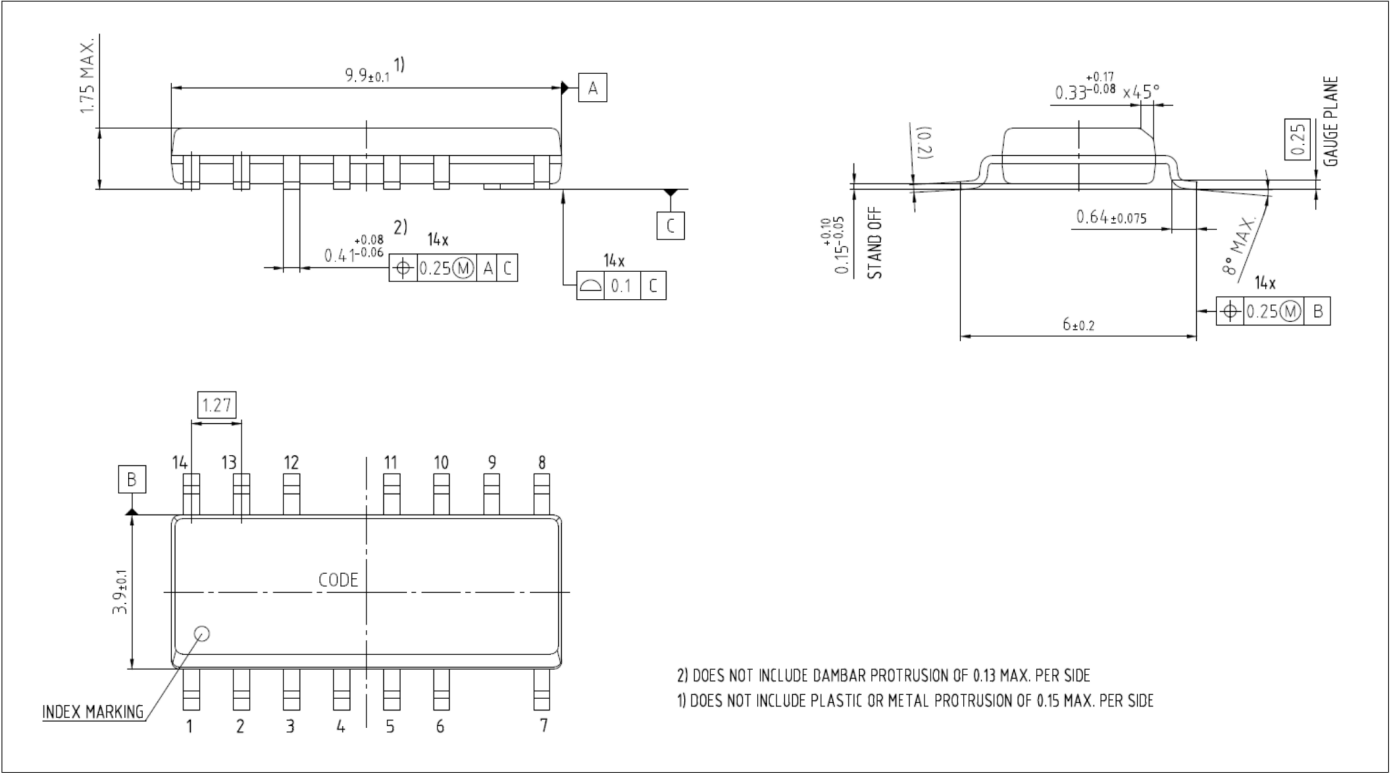


图 50 封装外形

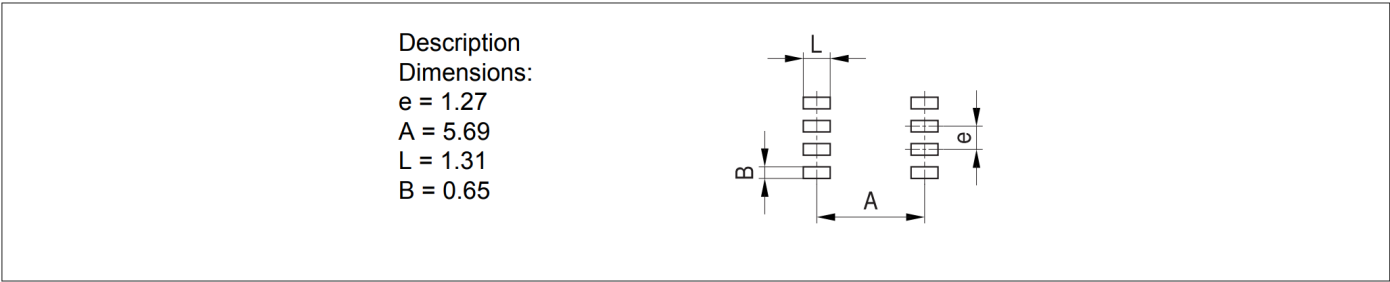


图 51 封装尺寸

修订记录

修订记录

Document version	Date of release	Description of changes
R1.0	30.10.20	Release of final datasheet
R1.1	20.01.21	- Corrected default value for V_{ZCDUVP} in table 15 - Added specification for I_{ZCDIK} in table 34 - Corrected tolerances for $V_{ZCDtZVSstap}$ in table 34 - Corrected TC_V3a and TC_V3b in table 22
R1.2	10.06.21	- Editorial corrections in Table 1 - Corrected "mode transmission" to "mode transition" in Chapter 3.3.2 - Corrected parameter names in Figure 19 - Corrected default values of N in Table 5 - Corrected default values of V_{ZCDnom} and $t_{Transnom}$ in Table 6 - Corrected default value and description of $t_{LS2ZCDnom}$, description and tolerance class of $t_{LS2ZCDmin}$ in Table 7 - Corrected description of $t_{ZCDrefILRVS}$ and $t_{ZCDrefILRVS}$ in Table 8 - Corrected default value of $N_{RVSvalmax}$ in Table 9 - Corrected default value of $I_{SETBMen\%}$, $I_{SETBMex\%}$, and $V_{FBBMfastex}$ in Table 10 - Corrected default value of $N_{HBcyclemax}$ in Table 11 - Corrected default value of V_{VSFBOP} in Table 13 - Corrected tolerance class of $t_{startto}$ in Table 14 - Corrected tolerance classes of $t_{OCP1lev1bl}$, $t_{OCP1lev2bl}$, and $t_{OCP1maxbl}$ in Table 16 - Corrected default values of $I_{SETRVS2CRM\%}$ and $I_{SETCRM2RVS\%}$ in Table 19 - Corrected default value of $d_{Jitterspread\%}$ in Table 20 - Corrected default value of t_{PDC} in Table 21 - Corrected LSGD peak source current $-I_{LSGDpksrc}$ in Table 29 - Corrected VS pin blanking time for input voltage V_{in} slow brown-out protection $t_{VSSBOPbl}$ in Table 30 - Corrected tolerance classes TC_T1 and TC_T2, added tolerance classes TC_T3 and TC_T4 in Table 22 - Corrected Slow task period time base $t_{SLWTASK}$, Very slow task period time base $t_{VSLWTASK}$, Sampling time period t_{sample}, Time period for initial start-up conditions check $t_{stupcheck}$, in Table 35 - Removed Minimum HS switch on-time $t_{HSonmin}$ from Table 35 which is configurable and duplicates t_{HSlebl} in Table 7 (refer to errata sheet ES_2105_PL21_2105_051535)

Trademarks

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

Edition 2021-06-10

Published by

Infineon Technologies AG

81726 Munich, Germany

© 2021 Infineon Technologies AG

All Rights Reserved.

Do you have a question about any aspect of this document?

Email: erratum@infineon.com

Document reference

IFX-mwt1553183552776

IMPORTANT NOTICE

The information given in this document shall in no event be regarded as a guarantee of conditions or characteristics ("Beschaffenhheitsgarantie").

With respect to any examples, hints or any typical values stated herein and/or any information regarding the application of the product, Infineon Technologies hereby disclaims any and all warranties and liabilities of any kind, including without limitation warranties of non-infringement of intellectual property rights of any third party.

In addition, any information given in this document is subject to customer's compliance with its obligations stated in this document and any applicable legal requirements, norms and standards concerning customer's products and any use of the product of Infineon Technologies in customer's applications.

The data contained in this document is exclusively intended for technically trained staff. It is the responsibility of customer's technical departments to evaluate the suitability of the product for the intended application and the completeness of the product information given in this document with respect to such application.

WARNINGS

Due to technical requirements products may contain dangerous substances. For information on the types in question please contact your nearest Infineon Technologies office.

Except as otherwise explicitly approved by Infineon Technologies in a written document signed by authorized representatives of Infineon Technologies, Infineon Technologies' products may not be used in any applications where a failure of the product or any consequences of the use thereof can reasonably be expected to result in personal injury.



免责声明

请注意，本文件的原文使用英文撰写，为方便客户浏览英飞凌提供了中文译文。该中文译文仅供参考，并不可作为任何论点之依据。

由于翻译过程中可能使用了自动化程序，以及语言翻译和转换过程中的差异，最后的中文译文与最新的英文版本原文含义可能存在不尽相同之处。

因此，我们同时提供该中文译文版本的最新英文原文供您阅读，请参见 <http://www.infineon.com>

英文原文和中文译文版本之间若存有任何歧异，以最新的英文版本为准，并且仅认可英文版本为正式文件。

您如果使用本文件，即表示您同意并理解上述说明。英飞凌不对因翻译过程中可能存在的任何不完整或不准确信息而产生的任何直接或间接损失或损害负责。英飞凌不承担中文译文版本的完整性和准确性责任。如果您不同意上述说明，请不要使用本文件。

Trademarks

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

重要通知

版本 2026-08-20

Infineon Technologies AG 出版，
德国 Neubiberg 85579

版权 © 2026 Infineon Technologies AG
及其关联公司。
保留所有权利。

**Do you have a question about this
document?**

Email:

erratum@infineon.com

Infineon Technologies AG 及其关联公司（以下简称“英飞凌”）销售或提供和交付的产品（可能也包括样品，且可能由硬件或软件或两者组成）（以下简称“产品”），应遵守客户与英飞凌签订的框架供应合同或其他书面协议的条款和条件，如无上述合同或其他书面协议，则应遵守适用的英飞凌销售条件。只有在英飞凌明确书面同意的情况下，客户的一般条款和条件或对适用的英飞凌销售条件的偏离才对英飞凌具有约束力。

为避免疑义，英飞凌不承担侵犯第三方权利的所有保证和默示保证，例如对特定用途/目的的适用性或适销性的保证。

英飞凌对与样品、应用或客户对任何产品的具体使用有关的任何信息或本文件中给出的任何示例或典型值概不负责。

本文件中包含的数据仅供具有技术资格和技能的客户代表使用。客户有责任评估产品对预期应用和客户特定用途的适用性，并在预期应用和客户特定用途中验证本文件中包含的所有相关技术数据。客户有责任正确设计、编程和测试预期应用的功能性和安全性，并遵守与其使用相关的法律要求。

除非英飞凌另行明确批准，否则产品不得用于任何因产品故障或使用产品的任何后果可合理预期会导致人身伤害的应用。但是，上述规定并不妨碍客户在英飞凌明确设计和销售的使用领域中使用任何产品，但是客户对应用负有全部责任。

英飞凌明确保留根据适用法律，如《德国版权法》（UrhG）第 44b 条，将其内容用于商业资料和数据探勘（TDM）的权利。

如果产品包含安全功能：

由于任何计算设备都不可能绝对安全，尽管产品采取了安全措施，但英飞凌不保证产品不会被入侵、数据不会被盗或遗失，或不会发生其他漏洞（以下简称“安全漏洞”），英飞凌对任何安全漏洞不承担任何责任。

如果本文件包含或引用软件：

根据美国、德国和世界其他国家的知识产权法律和条约，该软件归英飞凌所有。英飞凌保留所有权利。因此，您只能按照软件附带的软件授权协议的规定使用本软件。

如果没有适用的软件授权协议，英飞凌特此授予您个人的、非排他性的、不可转让的软件知识产权授权（无权转授权）：(a) 对于以源代码形式提供的软件，仅在贵组织内部修改和复制该软件用于英飞凌硬件产品；及 (b) 对于以二进制代码 (binary code) 形式对外向终端用户分发该软件，仅得用于英飞凌硬件产品。禁止对本软件进行任何其他使用、复制、修改、翻译或编译。有关产品、技术、交货条款和条件以及价格的详细信息，请联系离您最近的英飞凌办公室或访问 <https://www.infineon.com>。