

应用说明，版本 1.4，2012 年 9 月

ICE3ARxx80CJZ

CoolSET[®] F3R80CCM (DIP-7) 掉电和
CCM 版设计指南

BDTIC

电源管理与供电



www.BDTIC.com/infineon

思想永不停歇

由 Infineon Technologies AG 出版
81726 Munich, Germany
© 2012 Infineon Technologies AG
保留所有权利

法律免责声明

在任何情况下均不得将本文件所提供的信息视为对条件或特征的担保。英飞凌科技公司特此声明，对本文中所提及的任何示例或提示、任何典型数值和/或任何与设备应用相关的信息，不作任何及所有形式的担保或承担任何及所有形式的责任（包括但不限于对不侵犯任何第三方知识产权的担保）。

为方便客户浏览，英飞凌以下所提供的将是有关英飞凌产品及服务资料的中文翻译版本。该中文翻译版本仅供参考，并不可作为任何论点之依据。虽然我们尽力提供与英文版本含义一样清楚的中文翻译版本，但因语言翻译和转换过程中的差异，可能存在不尽相同之处。因此，我们同时提供该中文翻译版本的英文版本供您阅读，请参见【[Coolset F3R80CCM DIP7 brownout & CCM version Design Guide V1.4](#)】。并且，我们在此提醒客户，针对同样的英飞凌产品及服务，我们提供更加丰富和详细的英文资料可供客户参考使用。请详见【[CoolSET™ F3](#)】

客户理解并且同意，英飞凌毋须为任何人士由于其在翻译原来的英文版本成为该等中文翻译版本的过程中可能存在的任何不完整或者不准确而产生的全部或者部分、任何直接或者间接损失或损害负责。英飞凌对于中文翻译版本之完整与正确性不担负任何责任。英文版本与中文翻译版本之间若有任何歧异，以英文版本为准，且仅认可英文版本为正式文件。

您如果使用以下提供的资料，则说明您同意并将遵循上述说明。如果您不同意上述说明，请不要使用本资料。

信息

有关技术、交货条款及条件和价格的更多信息，请与您最近的英飞凌科技公司办事处 (www.infineon.com) 联系。

警告

由于技术要求，元件可能含有危险物质。如需相关型号的信息，请与距离您最近的英飞凌科技公司办事处联系。

如果可能合理地预期此类元件的故障会导致生命支持设备或系统发生故障或影响该设备或系统的安全性或有效性，则英飞凌科技公司提供的元件仅可用于获得英飞凌科技公司明确书面批准的生命支持设备或系统。生命支持设备或系统的目的是植入人体或支持和/或保持并维持和/或保护生命。如果出现故障，则可能危及使用者或他人的健康。

ICE3ARxx80CJZ

修订历史:	2012-09	V1.4
先前版本:	1.3	
页码	变更内容（自上次修订后的主要变更）	
20	印刷错误	

CoolSET® F3R80CCM (DIP-7) 掉电和 CCM 版设计指南:

英飞凌科技亚太私人有限公司 (Infineon Technologies Asia Pacific Pte Ltd) 许可

AN-PS0070

Kyaw Zin Min

Wang Zan

Kok Siu Kam Eric

欢迎您提出宝贵意见

如果您认为本文档中有任何信息有误、模棱两可或完全缺失，请告知我们。您的反馈将帮助我们不断提高本文档的质量。请将您的建议（请注明在本文档中的出处）发送至：

ap-lab.admin@infineon.com



目录	Page
1 引言	5
2 特性一览	5
3 封装	5
4 框图	6
5 典型应用电路	7
6 功能说明和元件设计	8
6.1 启动时间	8
6.1.1 Vcc 电容器	8
6.2 软启动	9
6.3 待机功率小——主动突发模式	9
6.3.1 进入主动突发模式且突发进入电平可选	9
6.3.2 在主动突发模式中工作	11
6.3.3 离开主动突发模式	12
6.3.4 突发模式期间的最低 VCC 供电电压	13
6.3.5 关于选择进/出突发电平的注意事项	13
6.4 低 EMI 噪声	14
6.4.1 频率抖动	14
6.4.2 软栅极驱动和栅极导通电阻器	14
6.4.3 关于解决 EMI 问题的其它建议	14
6.5 严格控制最大功率——（结合 OPP 曲线并考虑传输延迟和斜率补偿）	15
6.6 保护功能	16
6.6.1 跳过奇数式自动重启保护模式	16
6.6.2 无开关自动重启模式	16
6.6.3 过载保护的消隐时间	17
6.6.4 掉电模式	17
6.6.5 通过锁存使能 (BRL) 引脚实现用户自定义保护功能	19
6.6.6 快速 AC 复位	20
7 输入功率曲线	21
8 布局建议	22
9 CoolSET [®] F3R80CCM (DIP-7) 掉电和 CCM 版的产品系列	22
10 SMPS 设计中可能用到的公式	23
11 设计计算示例	25
12 参考资料	28
13 附录 1——可通过外部电压短路解决输出 OVP 问题的参考电路	29

1 引言

CoolSET®-F3R80CCM, ICE3ARxx80CJZ 是 CoolSET® 在连续导通模式 (CCM) 工作方面的最新进展。它是一种包含电源 MOSFET 和启动元件且采用 DIP-7 封装的 PWM 控制器。它的开关频率为 100 kHz，目标应用是 DVD 播放机、机顶盒、便携式游戏机、白色家电、服务器/PC 的辅助电源等。

ICE3ARxx80CJZ 采用 BiCMOS 技术，Vcc 工作范围更广，最高可达 24.7V。它继承了 CoolSET® -F3R 的一些出色特性，例如主动突发模式、传输延迟补偿、软栅极驱动、严重故障自动重启保护（Vcc 过压、过载、开路、Vcc 欠压、光耦合器短路和过热），它还具有可选进出主动突发模式电平、掉电功能、内置软启动时间、内置短时峰值功率消隐时间、频率抖动功能、针对 CCM 工作的斜率补偿、外部锁存使能、快速 AC 复位等功能。需要强调的一些独特功能包括 800V MOSFET、CCM/DCM 工作、固定电压掉电检测/复位、快速 AC 复位、待机功率在同类产品中最低、良好的 EMI 性能。

2 特性一览

带启动元件的 800V 耐雪崩 CoolMOS®
通过主动突发模式实现最低待机功率
针对 CCM 工作的斜率补偿
可选进出主动突发模式电平
具有抖动功能的 100kHz 内部固定开关频率
过载、开路、VCC 欠压/过压、过热自动重启保护
外部锁存使能引脚和快速 AC 复位
通过 50°C 滞回实现过热保护
内置 10ms 软启动
内置短时峰值功率 40ms 消隐时间
针对最大负载和突发模式的传输延迟补偿
掉电功能
功耗低、VCC 电压范围宽的 BiCMOS 技术
带 50Ω 导通电阻器的软栅极驱动

3 封装

F3R80CCM ICE3ARxx80CJZ 掉电和频率抖动模式产品采用 DIP-7 封装。

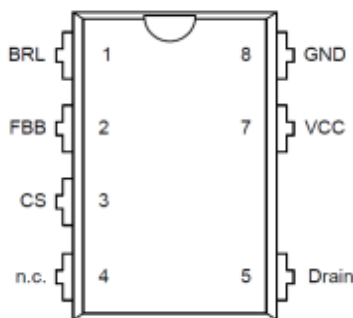
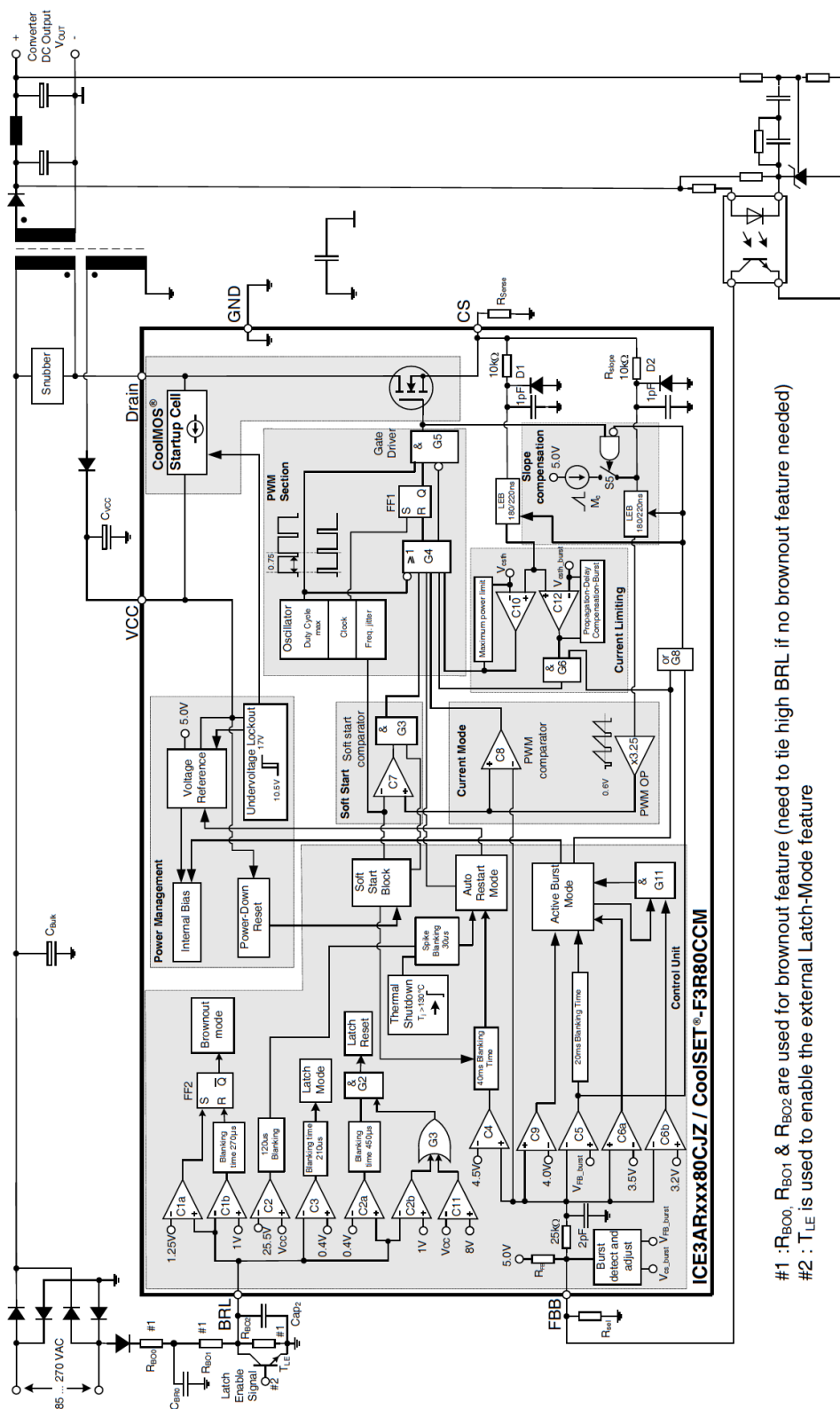


图 1 引脚配置

引脚	名称	说明
1	BRL	掉电、快速 AC 复位和锁存使能
2	FBB	反馈和突发进入/退出控制
3	CS	电流感测/800V CoolMOS® 源极
4	空脚	不连接
5	漏极	800V CoolMOS® 漏极
6	-	(无引脚)
7	VCC	控制器电源电压
8	GND	控制器接地

4 框图



#1 : R_{B00}, R_{B01} & R_{B02} are used for brownout feature (need to tie high BRL if no brownout feature needed)
 #2 : T_{LE} is used to enable the external Latch-Mode feature

图 2 ICE3ARxx80CJZ 框图

5 典型应用电路

(带输出 OVP 锁存、掉电、快速 AC 复位等功能的电路)

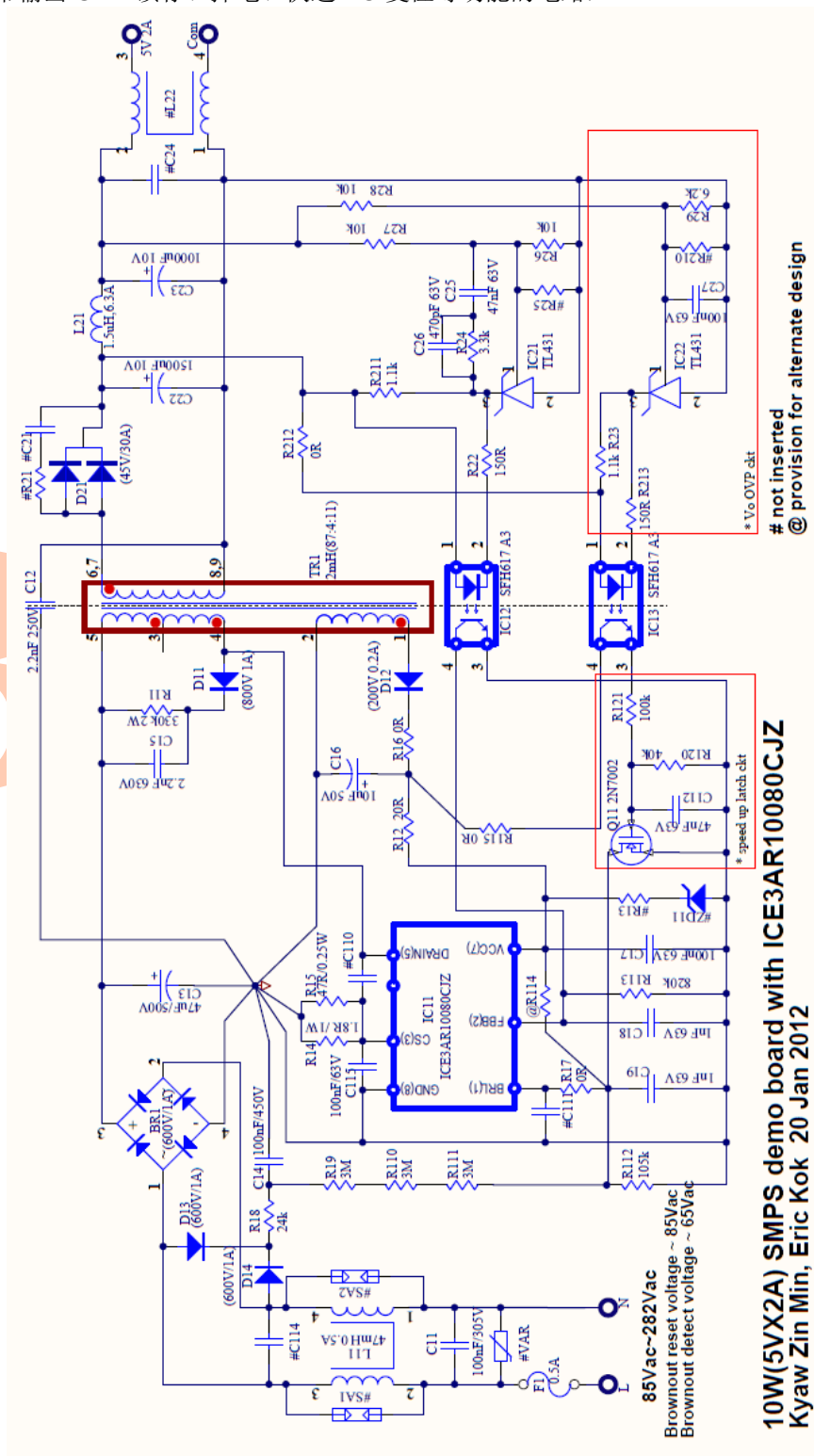


图 3 带 ICE3AR10080CJZ 10W 5V 的典型应用电路

6 功能说明和元件设计

6.1 启动时间

启动时间是指从加载输入电压开始到 IC 启动的时间。ICE3ARxx80CJZ 有一个与输入大容量电容器相连的启动元件。加载输入电压后，启动元件将作为恒流源向 Vcc 电容器充电并向 IC 提供能量。当 Vcc 电容器达到 Vcc_on 阈值 17V 时，IC 启动。然后启动元件关闭，由辅助绕组给 Vcc 供电。启动时间独立于交流电源输入电压，可以用公式 (1) 计算。图 4 显示了 85Vac 电源输入下的启动时间。

$$t_{StartUp} = \frac{V_{VCCon} \times C_{VCC}}{I_{VCCcharge}} \quad (1)$$

其中， $I_{VCCcharge}$: $I_{VCCcharge2}$ 和 $I_{VCCcharge3}$ 的平均电流 (0.875mA)，

V_{VCCon} : IC 启动阈值 (17V)，

C_{VCC} : Vcc 电容器

对于公式中使用的符号，请参考数据手册。

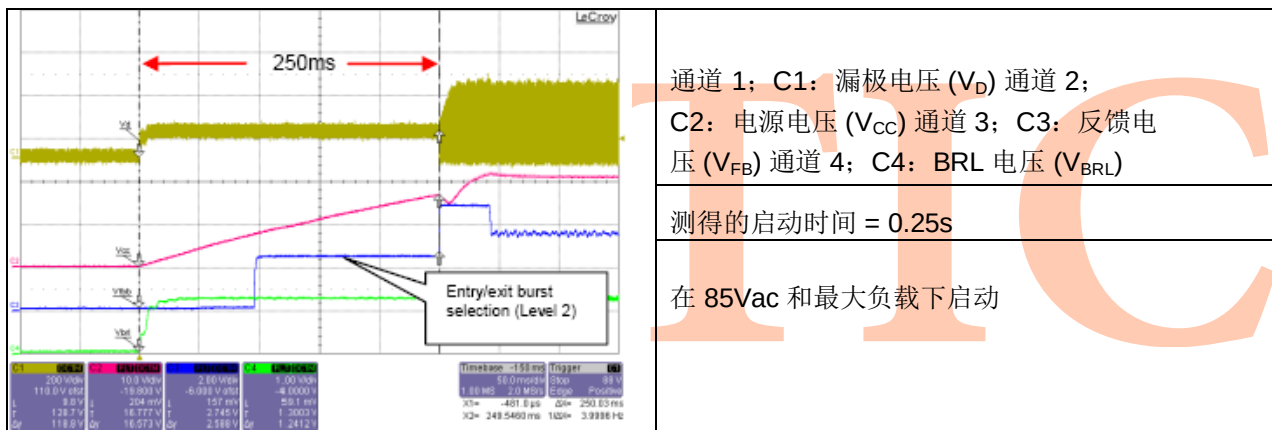


图 4 交流电源输入电压为 85Vac 时的启动延迟时间

请注意：对于典型应用，启动时应是 VCC 先升高，其它引脚（例如 FBB 引脚）电压将随着 VCC 电压而升高。建议在 VCC 升高前不要对其它引脚（例如 FBB; BRL 和 CS）加载任何电压。此外，Vcc 引脚处的假负载应大于 150KΩ。否则，会有延迟启动的风险。

6.1.1 Vcc 电容器

可以通过软启动期间的电压降确定 Vcc 电容器的最小值。计算公式如式 (2)。

$$C_{VCC} = \frac{I_{VCCsup2_max} \times t_{ss}}{V_{VCChvs}} \times \frac{2}{3} \quad (2)$$

其中， $I_{VCCsup2_max}$: 有源栅极的供电电流（对于 ICE3AR10080CJZ 为 4.8 mA）

t_{ss} : 软启动时间 (10ms)

C_{Chvs} : Vcc 导通/关断滞回电压 (6.5V)

因此，最小 V_{CC} 电容可以为 $4.9\mu F$ 。为了留出更多余量，设计时采用 $10\mu F$ 。所以启动时间 $t_{StartUp}$ 为 $0.19s$ 。测得的启动时间为 $0.25s$ （图 4）。必须在 V_{CC} 引脚附近（越近越好）增加一个 $0.1\mu F$ 滤波电容器以过滤高频噪声。

6.2 软启动

经过启动时间后，IC 启动，此时数字软启动电路被激活。数字软启动电路产生逐步增大（32 步）的软启动电压，此电压使占空比从零逐渐增大。占空比在软启动阶段结束时达到最大值（最大值受变压器设计的限制）。软启动结束时，IC 进入正常模式，占空比由 FB 信号控制。最大负载下的软启动时间设定为 10 ms 。软启动时间取决于负载；负载越小，软启动时间越短。

图 5 显示了 $85V_{AC}$ 输入和最大负载情况下的软启动行为。在软启动期间，初级峰值电流缓慢增加到最大值。

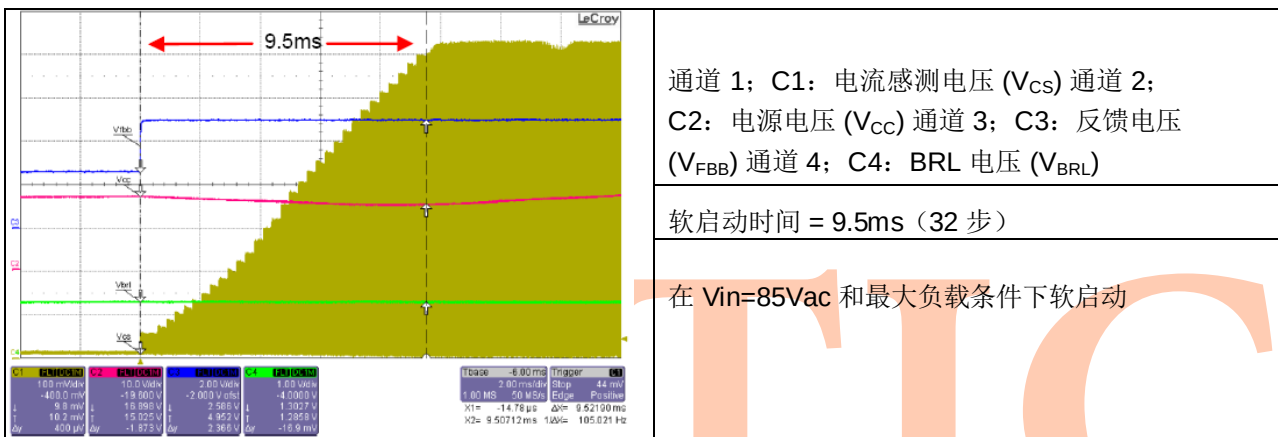


图 5 在交流电源电压为 85 Vac 和满载条件下软启动

6.3 待机功率小——主动突发模式

IC 将在轻载条件下进入主动突发模式功能，使系统满足低于 $100mW$ 的最小待机功率要求。主动突发模式意味着 IC 总是处于活跃状态因此可以立即对 FB 信号 V_{FB} 的任何变化做出响应。

6.3.1 进入主动突发模式且突发进入电平可选

由于电流模式控制方案，反馈电压 V_{FB} 实际上控制的是向输出端的功率输出。 V_{CS} 和 V_{FB} 间的重要关系如式 (3) 所示。

$$V_{FB} = (V_{Mc} + V_{cs}) \cdot A_v + V_{Offset - Ramp} = (M_C \cdot t_{on} + R_{cs} \cdot I_p) \cdot A_v + V_{Offset - Ramp} \quad (3)$$

其中，
 V_{cs} : 电流感测电压
 A_v : PWM OP 增益 (3.25)
 $V_{Offset-Ramp}$: 斜坡偏置电压 (0.6V)
 M_C : 斜率补偿率 (50mV/ μs)
 t_{on} : 开启时间
 R_{cs} : 电流感测电阻器
 I_p : 变压器初级电流

输出负载下降时, 反馈电压 V_{FB} 下降。如果 V_{FB} 低于 V_{FB_burst} 的状态维持了 20 ms, IC 则进入主动突发模式。进入突发模式的功率阈值可以用式 (4) 计算。

$$P_{burst_enter} = \frac{1}{2} \times L_P \times I_{P_burst}^2 \times f_s \quad (4)$$

其中, L_p : 变压器初级电感
 I_{p_burst} : 进入突发模式所需的变压器初级电流
 f_s : 开关频率

$$I_{P_burst} = \frac{\frac{V_{FB_burst} - V_{Offset-Ramp}}{A_V}}{(\frac{M_C \times L_P}{V_{DC}}) + R_{CS}} \quad (5)$$

其中, V_{dc} : 直流输入电压
 $V_{FB\ burst}$: 进入突发模式所需的反馈电平

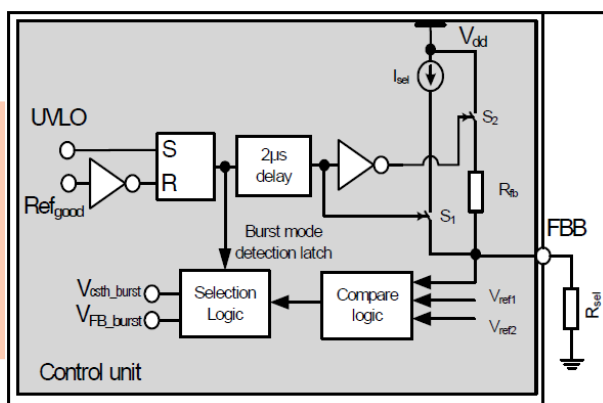


图 6 突发模式检测与调节

作为对 CoolSET® -F3R 的改进，用户可以根据应用通过在 FBB 引脚处增加不同大小的 R_{sel} (R113) 电阻器来选择 CoolSET® - F3R80CCM 中的突发模式进出电平。IC 将在 V_{CC} 从 8V 充电到 17V 的过程检测 FBB 引脚处的电压水平。在检测期间，电流源 I_{sel} (3.5 μ A) 电流将对 R_{sel} (R113) 电阻器充电。IC 将根据电压水平选择突发模式进出电平。提供三种不同的突发模式电平，下表是针对进出突发电平给出的 R_{sel} (R113) 电阻器建议阻值范围。

等级	R _{sel}	V _{FBB}	进入电平		退出电平	
			占 P _{in_max} 的百分比	V _{FB_burst}	占 P _{in_max} 的百分比	V _{csth_burst}
1	<405kΩ	V _{FBB} < V _{ref1} (1.8V)	5%	1.29V	11%	0.21V
2	685kΩ~900kΩ	V _{ref1} (1.8V) <V _{FBB} < V _{ref2} (4V)	10%	1.61V	20%	0.29V
3	>1530kΩ	V _{FBB} > V _{ref2} (4V)	15%	1.84V	27%	0.34V

图 7 显示的是负载从标称负载下降到轻载过程中的波形。经过 20ms 消隐时间后, IC 进入突发模式

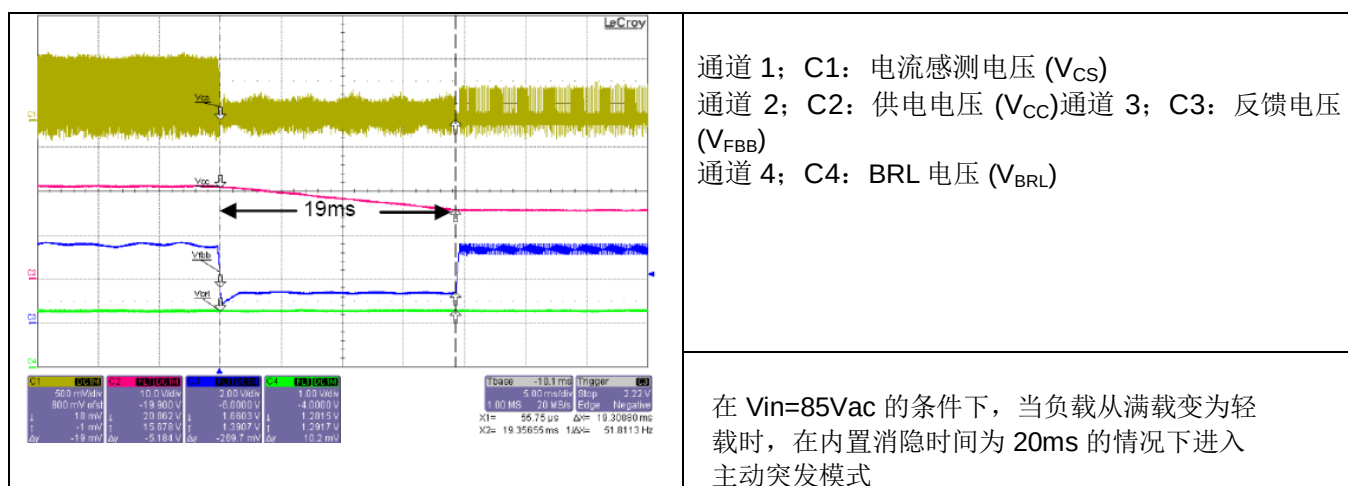


图 7 进入主动突发模式

6.3.2 在主动突发模式中工作

在主动突发模式中, IC 一直通过反馈引脚监测输出电压 V_{FBB} , 通过此电压控制突发占空比和突发频率。当 V_{FB} 达到 3.5V, 突发“开启”, 当 V_{FB} 降至 3.2V, 突发停止。在突发“开启”期间, 初级电流极限下降至 V_{csth_burst} (最大峰值电流的 27% ~ 44%), 以减小导通损耗并避免产生可听噪声。FB 电压呈锯齿状在 3.2V 和 3.5V 之间摆动。相应的次级输出纹波 (峰到峰) 被控制在较低水平。可以用式 (6) 计算。

$$V_{out_ripple_pp} = \frac{R_{opto} \times \Delta V_{fb}}{R_{fb} \times G_{opto} \times G_{TL431}} \quad (6)$$

其中, R_{opto} : 次级侧与光耦合器串联的电阻器 (例如 图 3 中的 R22)

R_{fb} : IC 内部与 FB 引脚相连的上拉电阻器 ($R_{fb}=15.4K\Omega$)

G_{opto} : 光耦合器的电流传输增益

G_{TL431} : 回路补偿网络的电压传输增益 (例如 图 3 中的 R22、R211、R24、R25、R26、R27、C25、C26)

ΔV_{fb} : 反馈电压的变化量(0.3V)

图 8 是 10W 5V 演示板的输出纹波波形。突发纹波电压约为19mV。

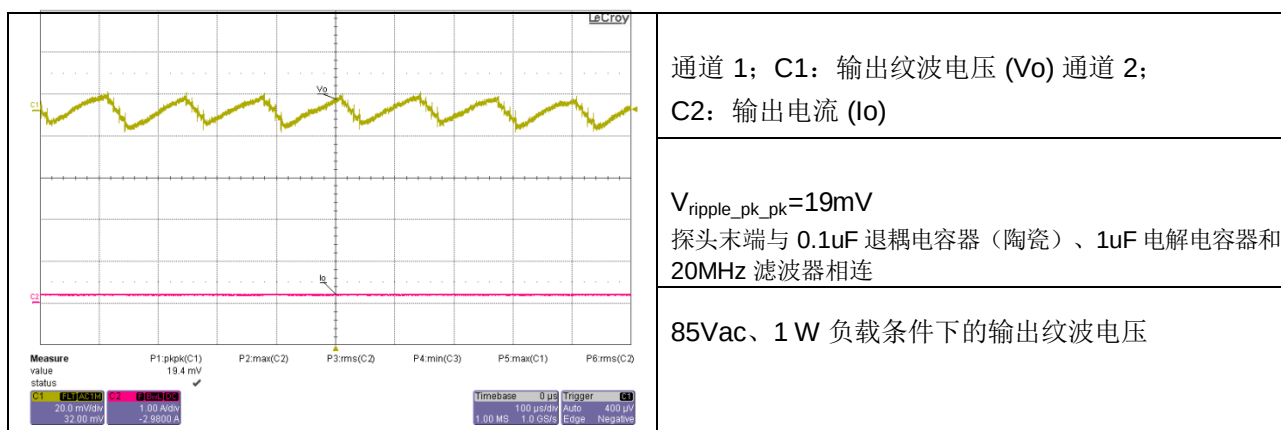


图 8 轻载情况下在主动突发模式期间的输出纹波

6.3.3 离开主动突发模式

当输出负载增大到高于突发模式的最高退出电平时， V_{out} 会略有下降， V_{FB} 会迅速升高到 4.0V 以上。当 V_{FB} 达到 4.0V 时，系统立即离开突发模式。系统一离开突发模式，就会根据输入交流电源电压将电流感测电压极限设定为 V_{csth1} 或 V_{csth2} ，反馈电压 V_{FBB} 恢复为正常控制水平。

离开突发模式的功率阈值（即，在突发工作期间要处理的最大功率）可以按式 (7) 计算。但是实际功率可能更高，因为它可能包含传输延迟时间。

$$\begin{aligned}
 P_{burst_leave} &= 0.5 \times L_p \times \left(\frac{V_{csth_burst}}{R_{CS}} \right)^2 \times f_s \\
 &= 0.5 \times L_p \times \left(\frac{V_{csth_burst}}{V_{csth}} \times \frac{V_{csth}}{R_{CS}} \right)^2 \times f_s \\
 &= \left(\frac{V_{csth_burst}}{V_{csth}} \right)^2 \times P_{in_max}
 \end{aligned} \tag{7}$$

其中， V_{csth_burst} : 突发模式下的峰值电流
 V_{cst} : CS 引脚处的最大电流极限阈值
 P_{in_max} : 最大输入功率
 R_{CS} : 电流感测电阻器
 L_p : 变压器的初级电感

可以用式 (8) 估算跳变期间的最大输出电压降。

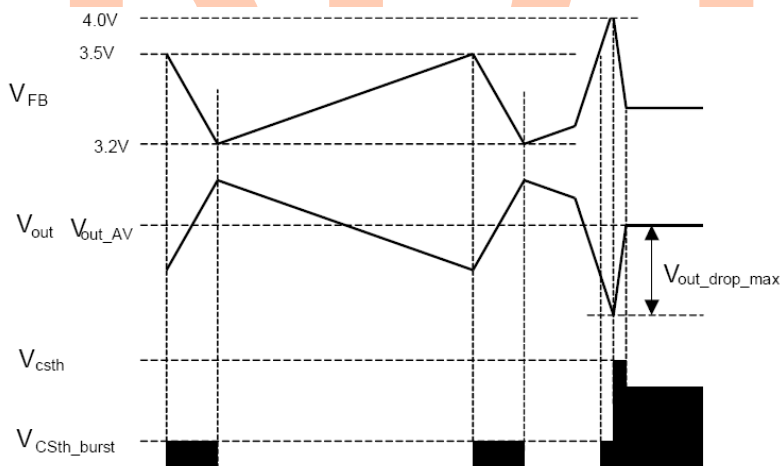
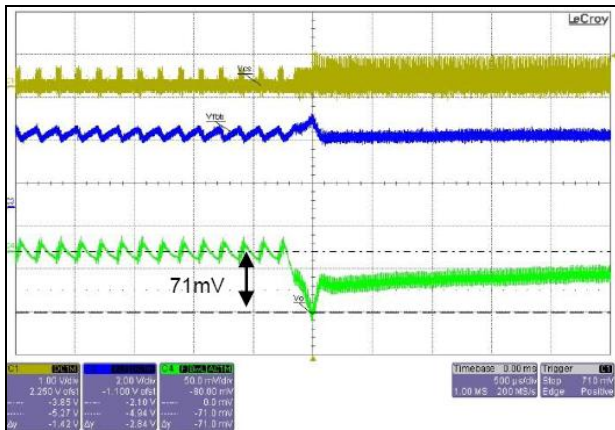


图 9 离开突变模式时的 V_{out_drop}

可以用式 (8) 估算跳变期间的最大输出电压降。

$$V_{out_drop_max} = \frac{R_{opto}}{R_{fb} \times G_{opto} \times G_{TL431}} \times \left(4 - \frac{3.2 + 3.5}{2} \right) = \frac{0.65 \times R_{opto}}{R_{fb} \times G_{opto} \times G_{TL431}} \tag{8}$$

图 10 是当负载从轻载跳变到满载时捕获的波形。跳变期间的输出纹波电压降约为 71mV。



通道 1; C1: 电流感测电压 (VCS)

通道 3; C3: FB 电压 (V_{FBB})

通道 4; C4: 输出纹波电压 (V_o)

在 $V_{in}=85V_{ac}$ 的条件下, 当负载从轻载变为满载时离开主动突发模式

图 10 离开突发模式波形

6.3.4 突发模式期间的最低 V_{CC} 供电电压

V_{CC} 电压必须始终高于 V_{CCoff} (即 10.5V), 这一点非常重要。否则无法实现期望的低待机功率。且 IC 会进入自动重启模式。图 3 显示了一种 V_{CC} 电路供参考。这种电路适合变压器耦合不良的低成本变压器设计。因此增加 R13 和 ZD11, 以防 V_{CC} 电压在高负载以及触发 V_{CC} OVP 保护等极端情况下超过 25.5 V。如果变压器耦合良好, 则不需要此电路。

6.3.5 关于选择进/出突发电平的注意事项

如何选择进/出突发电平取决于实际应用。下表是关于选择的注意事项。

R_{sel}	注意事项
<405k Ω	最低进/出突发电平: 对待机负载极小的情况有益。需要注意的是, CS 引脚噪声应尽可能地小, 因为它可能造成突发模式不稳定 (快速进出突发模式)。如果不稳定, 最好在 CS (引脚 3) 和 Gnd (引脚 8) 之间增加噪声过滤电容器 (例如 100 nF 陶瓷电容器) 但是, 增加滤波电容器可能使最大过载功率和突发模式进出功率增大。此外, 还可以通过增大光耦合器偏压电阻器 R22 来减小回路增益, 从而改善噪声问题。但是, 如果增益过低, 则可能导致更高输出纹波。
685k Ω <900k Ω	第二高进/出突发电平: 对一般应用有益。需要注意的是, CS 引脚噪声应尽可能地小, 因为它可能造成突发模式不稳定 (快速进出突发模式)。如果不稳定, 最好在 CS (引脚 3) 和 Gnd (引脚 8) 之间增加噪声过滤电容器 (例如 100 nF 陶瓷电容器) 但是, 增加滤波电容器可能使最大过载功率和突发模式进出功率增大。此外, 还可以通过增大光耦合器偏压电阻器 R22 来减小回路增益, 从而改善噪声问题。但是, 如果增益过低, 则可能导致更高输出纹波。
>1530k Ω	最高进/出突发电平: 最高突发功率对待机负载更高的情况有益。需要注意的是, 不要使回路增益过高, 因为它可能造成突发模式不稳定 (快速进出突发模式)。如果不稳定, 最简单的方法是通过增加光耦合器偏压电阻器 R22 减小回路增益。但是, 回路增益过低会导致输出纹波升高。

6.4 低 EMI 噪声

6.4.1 频率抖动

IC 以 100kHz 的固定频率运行，它在 4ms 的开关调制周期内的抖动频率为 $\pm 4\%$ 。这种频率调制可以有效地帮助获得低 EMI 噪声水平，特别是对传导型 EMI。测得的 ICE3AR10080CJZ 抖动频率为 96 KHz 至 104 KHz（请参考图 11）

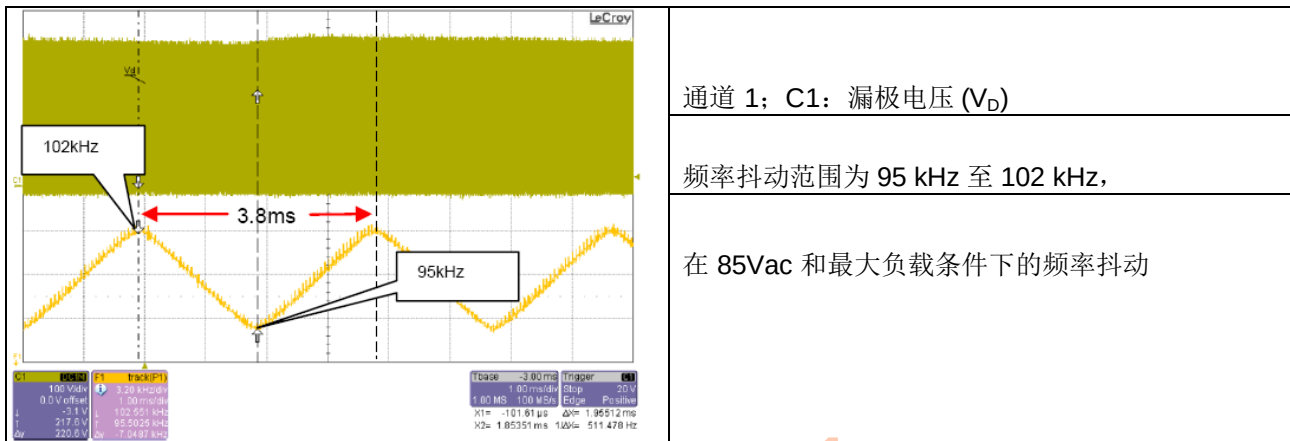


图 11 开关频率抖动

6.4.2 软栅极驱动和栅极导通电阻器

栅极软驱动的目的是将栅极驱动斜率分为两部分，这样可以使 CoolMOS® 的启动速度比单一斜率驱动的启动速度慢（见图 12）。除了软栅极启动，还采用了 50Ω 栅极导通电阻器。通过这种方式可以大大减小高 $\Delta I/\Delta t$ 噪声以及体现在 EMI 频谱中的噪声信号。

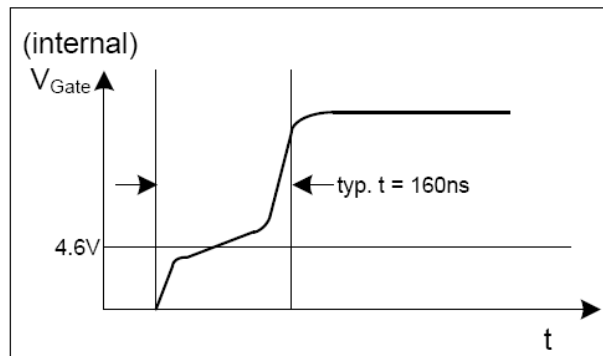


图 12 软栅极驱动波形

6.4.3 关于解决 EMI 问题的其它建议

下方列出了关于提高 EMI 性能的更多建议。

1. 向变压器的初级绕组增加 RCD 钳位电路：由于 MOSFET 关断期间变压器的漏电感，RCD 钳位电路（D11、R11 和 C15）可以吸收电流，从而使漏极的电压尖峰下降到所需电压水平，并抑制 EMI 噪声（参考图 3）。
2. 在漏源引脚处增加电容器 (C_{DS})： C_{DS} (C110) 可以减缓 MOSFET 的关断速度及降低高 $\Delta V/\Delta t$ 噪声，从而减小 EMI 噪声。但是由于 MOSFET 的关断速度减缓，也会浪费更多能量（参考图 3）。
3. 向输出整流器增加缓冲电路：大多数辐射型 EMI 噪声来自系统输出端，特别是具有输出线缆的系统。向输出整流器增加缓冲电路（R21 和 C21）可以更直接地抑制 EMI 噪声（参考图 3）。

4. 降低反射电压：如果从次级到初级的反射电压下降，漏极处的开关电压也会下降。从而减小电压开关噪声和 EMI 噪声。缺点是次级整流器的反向电压会升高。

6.5 严格控制最大功率——（结合 OPP 曲线并考虑传输延迟和斜率补偿）

通过不同的交流电源输入电压可以改变系统最大功率，交流电源输入电压越高，最大功率越大，反之亦然。这是 DCM 变换器的 IC 传输延迟和 CCM 变换器的传输延迟及 CCM 特性造成的。ICE3ARxx80CJZ 中实施了两种不同类型的补偿来减小高压线路和低压线路间的最大功率差。一种补偿适用于开启时间低于 $4\mu\text{s}$ (DCM) 的情况，另一种补偿适用于开启时间高于 $4\mu\text{s}$ (CCM) 的情况。通过动态阈值电压实现传输延迟补偿。如果斜率很大，驱动器会更早关断，进行延迟补偿。

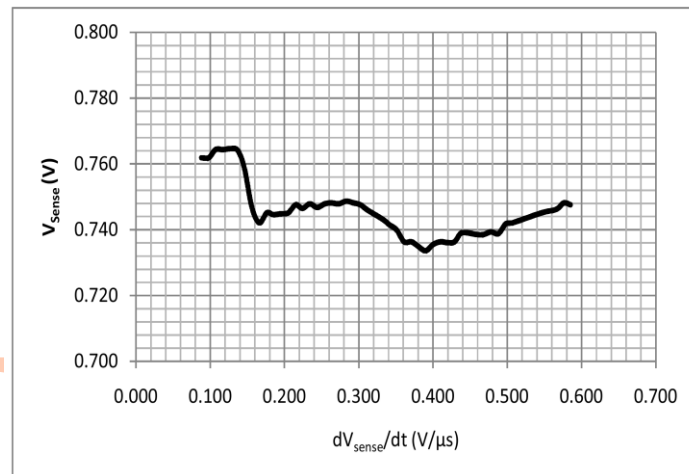


图 13 传输延迟补偿曲线

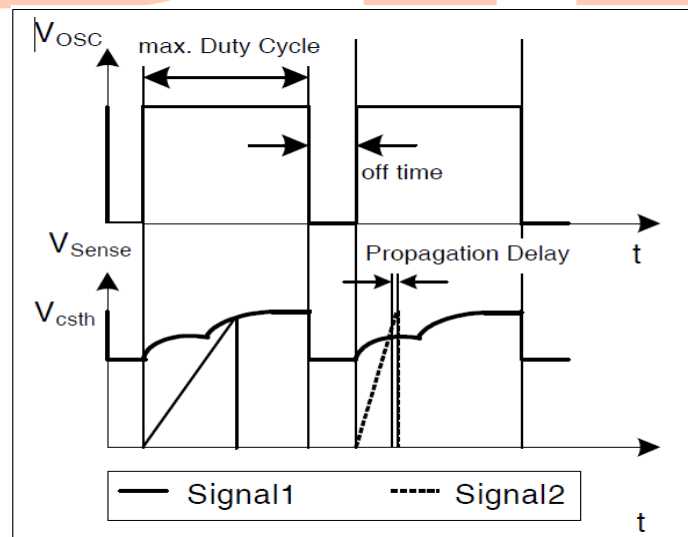


图 14 动态电压阈值

6.6 保护功能

保护能力是确定系统是否安全可靠的重要因素之一。因此足够的保护必不可少。ICE3ARxx80CJZ 提供两种保护模式：跳过奇数式自动重启模式和无开关自动重启模式下表列出了各种保护功能和失效条件。

保护功能	失效条件	保护模式
VCC 过压	$V_{CC} > 25.5V$ 并持续 $120\mu s$	跳过奇数式自动重启
过载	$V_{FBB} > 4.5V$ 且消隐时间为 $40ms$	跳过奇数式自动重启
开环	和过载保护的失效条件相同	跳过奇数式自动重启
VCC 欠压	$V_{CC} < 10.5V$	正常自动重启
光耦合器短路	$\rightarrow V_{CC}$ 欠压	正常自动重启
过热（控制器连接处）	$T_J > 130^\circ C$ （通过 $50^\circ C$ 滞回恢复）	无开关自动重启
外部保护使能	$V_{BRL} < 0.4V$ 并持续 $210\mu s$	锁存

6.6.1 跳过奇数式自动重启保护模式

当失效条件与跳过奇数式自动重启保护模式相符时，IC 将进入跳过奇数式自动重启。开关脉冲将停止。然后 V_{CC} 电压下降。当 V_{CC} 电压降至 $10.5V$ 时，启动元件将再次导通。然后 V_{CC} 电压被充电到 $17V$ 。和自动重启模式不同的是，跳过奇数式自动重启模式的第一个（奇数）重启周期中没有故障检测和开关脉冲。第二个（偶数）自动重启周期中有故障检测和软启动开关脉冲。如果故障仍然存在，则继续这种自动重启模式。但是如果消除了故障，则只能在偶数自动重启周期中恢复到正常工作状态。

跳过奇数式自动重启的主要目的是延长重启时间，这样可减少自动重启保护过程中的功率损耗。这种特性允许使用容量更小的 V_{CC} 电容器，这种电容器会使重启时间缩短。

图 15 显示的是 V_{CC} 和 V_{CS} 的跳过奇数式自动重启开关波形。在第一个和奇数个重启周期中没有故障检测和开关脉冲，在第二个和偶数个重启周期中有故障检测和开关脉冲。

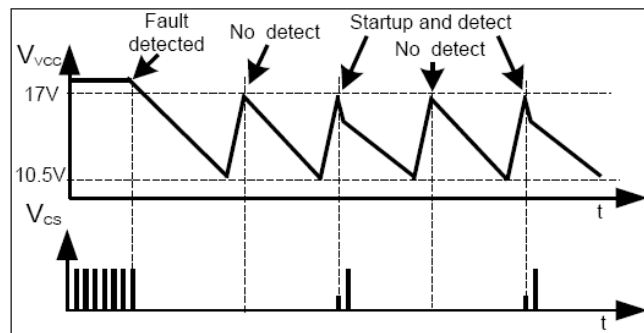


图 15 跳过奇数式自动重启模式

6.6.2 无开关自动重启模式

无开关自动重启模式与跳过奇数式自动重启模式很相似，只是前者在偶数个重启周期中仍抑制启动开关脉冲。在偶数个重启周期中仍然有故障检测。消除故障后，IC 将在偶数个重启周期中恢复正常工作状态（图 16）。

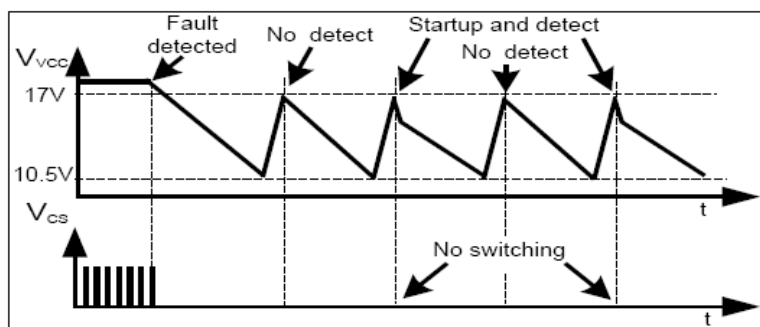


图 16 无开关自动重启模式

6.6.3 过载保护的消隐时间

发生输出过载/短路时，IC 控制器会在进入跳过奇数式自动重启模式前提供一段消隐时间。其目的在于确保系统不会因意外进入保护模式。内置消隐时间的设定值为 40ms。

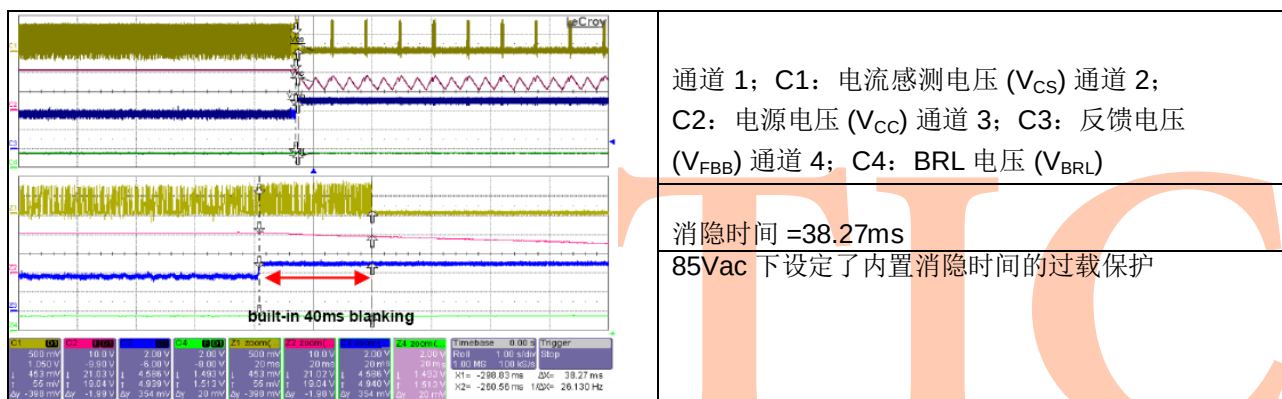


图 17 过载保护的消隐时间

6.6.4 掉电模式

当交流电源输入电压低于设计电压范围时，则通过单独的交流保持电路中的分压器电阻器感测 BRL 引脚处的电压水平，通过这种方式来检测掉电模式（为了在 BRL 引脚处获得稳定电压，不应直接从大容量电容器获得掉电感测电压，因为大容量电容器的纹波电压较高，且会随负载而变）。一旦 BRL 引脚处的电压水平降至 1V 以下并维持 270μs，控制器则停止开关并进入掉电模式。直到输入交流电压水平升高到设计电压范围，BRL 电压高于 1.25V 且 Vcc 达到 17V，才会脱离掉电模式。DCM CoolSET® ICE3xRXX80JZ 感测的是滞回电压和滞回充电电流，而 CCM CoolSET® ICE3ARXX80CJZ 只感测电压水平。因此，可以使用阻值更大的掉电电阻器，从而减小待机功率，尤其是高压线路的待机功率。请注意，虽然不存在 MOSFET 开关，但在掉电模式下的每个重启周期中会一直检测掉电电压（图 18）。

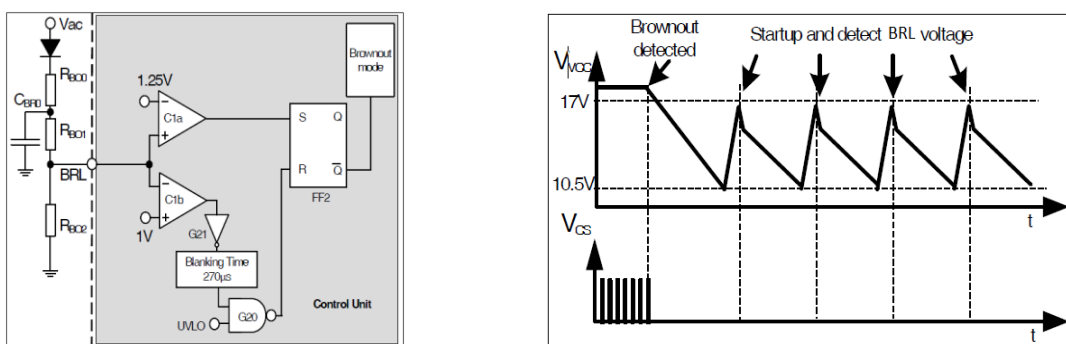


图 18 掉电检测电路和波形

掉电感测电阻器 R_{R01} 可以固定为 $9M\Omega$, R_{R02} 的阻值可以按下式计算。

$$R_{BO2} \geq \frac{\frac{V_{BO_L_max}}{V_{BO_L_DC}} \times R_{BO1}}{1 - \frac{V_{BO_L_max}}{V_{BO_L_DC}}} \quad (9)$$

其中 $V_{BO\ L\ max} = 1.36V$ (离开/重置掉电)：比较器 C1a 的掉电基准电压

$V_{BO\ E\ max} = 1.09V$ (进入/检测掉电): 比较器 C1b 的掉电基准电压

V_{BO L DC}: 离开/重置掉电所需的输入直流电压（高点）

V_{BO E DC}: 进入/检测掉电所需的输入直流电压（低点）

R_{BO1} 和 R_{BO2}: 从输入电压到 BRL 引脚的掉电电阻分压器

例如，如果掉电离开/复位电压为 85 Vac，并假设保持电容器 C14 处没有纹波电压（请参考图 3）。

$$V_{B0, L, DC} = 85 \times \sqrt{2} = 120Vdc$$

$$R_{B02} \geq \frac{\frac{1.36}{120} \times 9 \times 10^6}{1 - \frac{1.36}{120}} = 103k\Omega \quad (\text{choose } R_{B02} = 105k\Omega)$$

通过使用上述掉电电阻器 $R_{BQ1}=9M\Omega$ 和 $R_{BQ2}=105k\Omega$, 可以按以下方法计算掉电进入/检测电压。

$$V_{BO_E_DC} = \frac{V_{BO_E_max}}{\frac{R_{BO2}}{R_{BO2} + R_{BO1}}} = \frac{1.09}{\frac{105 \times 10^3}{105 \times 10^3 + 9 \times 10^6}} = 94.51V \quad (10)$$

所以, 进入/检测掉电交流电压为

$$\frac{94.51}{\sqrt{2}} = 66.83 \text{ Vac}$$

注: R_{BO1} 处的最小电流应高于 BRL 引脚漏电流 (0.5 μ A) 的 10 倍, 以免发生故障。例如, $R_{BO1}=9\text{M}\Omega$, $R_{BO2}=105\text{k}\Omega$, 流过 R_{BO1} 的最小电流为

$$I_{RBO1} = \frac{V_{BO_E_DC}}{R_{R01} + R_{R02}} = \frac{94.51}{105 \times 10^3 + 9 \times 10^6} = 10.38 \mu A,$$

该值是 BRL 引脚处的漏电流 20 倍。

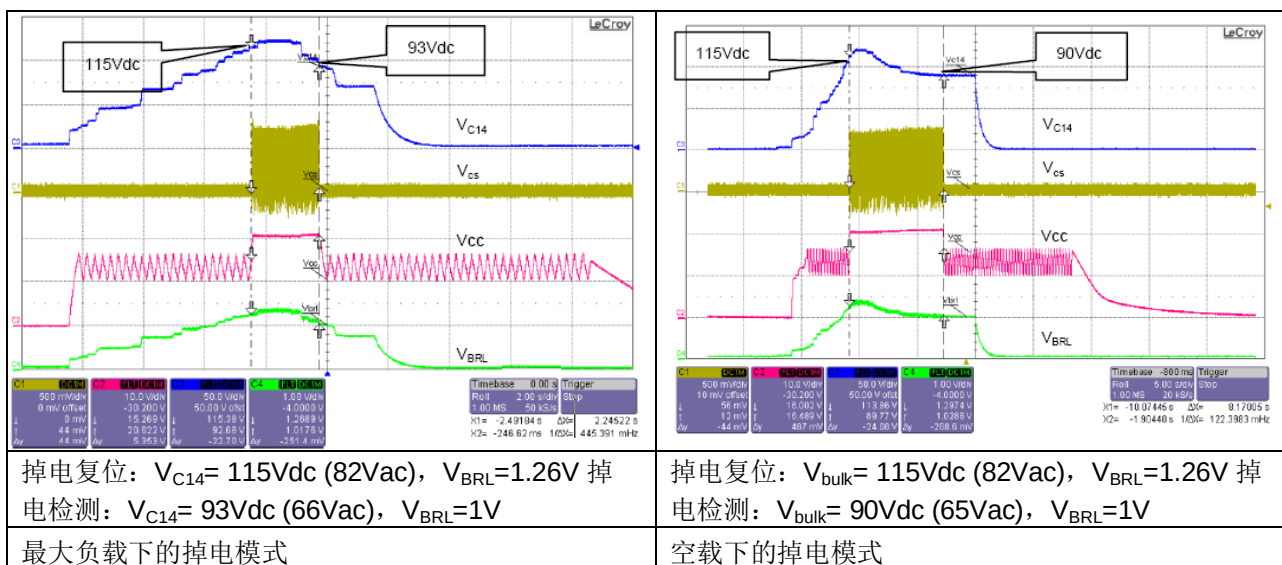


图 19 掉电模式波形

如果不需要掉电功能，则需通过 5 M Ω 至 10 M Ω 的电流限制电阻器 (R114) 连接 BRL 引脚和 Vcc 引脚。BRL 引脚不能悬空。

或者可以如图 20 所示实现一种更低成本的掉电电路连接。C1 和 C2 电容器可以为低电压电容器，因为电阻分压器 R1、R2、R3 处于高阻抗状态。但是 IC 的掉电窗口较窄，所以需要通过另一个 RC 滤波器 R4、R5 和 C2 来降低纹波电压。以下为此设计的一个示例。

离开掉电电压 = 70Vac，进入掉电电压 = 55~60Vac

R1=3.9M Ω ，R2=1.5M Ω ，R3=3M Ω ，R4=215k Ω ，R5=140k Ω ，C1=47nF，C2=1nF

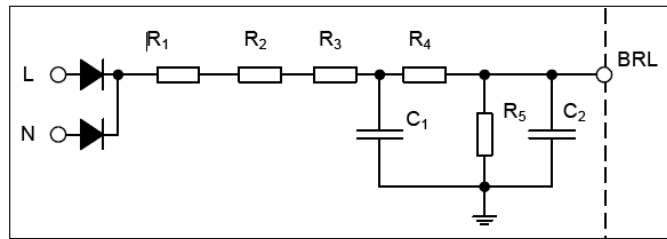


图 20 可选掉电电路连接

6.6.5 通过锁存使能 (BRL) 引脚实现用户自定义保护功能

虽然 IC 中部署了许多预定义的自动重启保护功能，客户仍可以通过将 BRL 引脚拉低到 0.4 V 以下并持续 210 μ s 来针对应用需求自定义保护功能。BRL 引脚电压低于 0.4V 时，栅极驱动开关将停止，IC 将进入锁存模式。

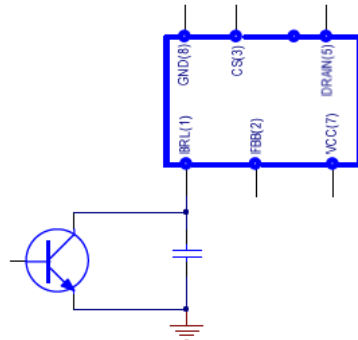


图 21 用户自定义外部锁存使能电路

图 22 显示的是一个简单的输出 OVP 电路。通过辅助绕组感测输出电压。达到预设的 OVP 电压时，齐纳二极管 Z1 被触发，晶体管 T1 导通。BRL 引脚被拉低并锁闭。

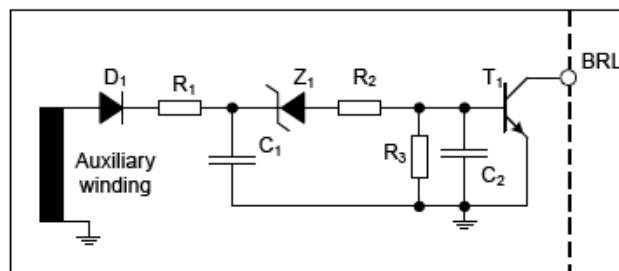


图22 通过辅助绕组感测的输出 OVP 电路

6.6.6 快速 AC 复位

在正常工作时，可以通过拉低 BRL 电压（如 6.6.5 节所述）锁存 ICE3ARxx80CJZ，并可通过 AC 再循环使锁存模式复位。对于普通 AC 再循环，关断主交流电源直到 V_{CC} 电压低于 8 V，这段时间很长，具体取决于 V_{CC} 电容器的大小。为了避免这种长时间的复位锁存，在 ICE3ARxx80CJZ 设计了“快速 AC 复位”功能，即在 IC 进入锁存模式后感测 BRL 电压从 0.4 V 升高到 1 V 所用的时间，并持续至少 450 μ s。

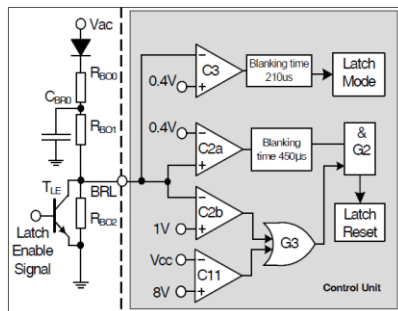


图 23 锁存和快速 AC 复位

例 a: 未锁存（实线）；低于 0.4 V 的时间为 150 μ s，不到 210 μ s。

例 b: 锁存（短划线）；低于 0.4 V 的时间为 450 μ s，超过 210 μ s。无锁存复位，因为从 0.4 V 升高到 1 V 所用的时间为 300 μ s，不到 450 μ s。

例 c: 锁存并复位（点线）；低于 0.4V 的时间为 710 μ s，超过 210 μ s。但是从 0.4 V 升高到 1 V 所用的时间为 560 μ s，超过了 450 μ s 的锁存复位消隐时间。

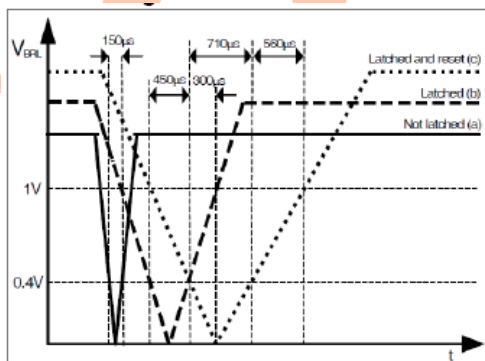


图 24 锁存和快速 AC 复位示例

请注意：在雷电冲击测试中，如果雷电冲击噪声过大且过强，可能误触发 BRL 引脚处的锁存保护电压，并可能使系统进入保护模式。为了避免这种风险，可以选择 R17 和 C19（请参考图 3）来降低风险。通常可以采用以下设计。

更大的 C19 电容、更长的 V_{BRL} 瞬降可能使系统进入保护模式（C19 的建议值为 100pF 至 1nF）

更小的 R17 电阻、更大的负尖峰可能使控制器发生故障。另一方面，R17 电阻不能过大，否则很容易与噪声耦联，并可能使掉电/锁存功能在正常工作中无法正确起作用（R17 的建议值为 0 Ω ~2k Ω ）。

7 输入功率曲线

输入功率曲线的目的是简化 CoolSET[®] 器件的选择过程。该曲线是系统输入功率对环境温度的函数，该函数考虑了输入滤波器损耗、桥式整流器损耗和 MOSFET 功率损耗。所需的信息仅包括要求的输出功率、输入电压范围、工作环境温度和系统效率。然后可以用式 (11) 计算所需输入功率。

$$P_{in} = \frac{P_o}{\eta} \quad (11)$$

其中 P_{in} : 输入功率, P_o : 输出功率, η : 效率

然后只需从输入功率曲线中查找所需环境温度对应的闭环输入功率。

CoolSET-F3R80CCM (DIP-7) 系列的输入功率曲线如下所示。

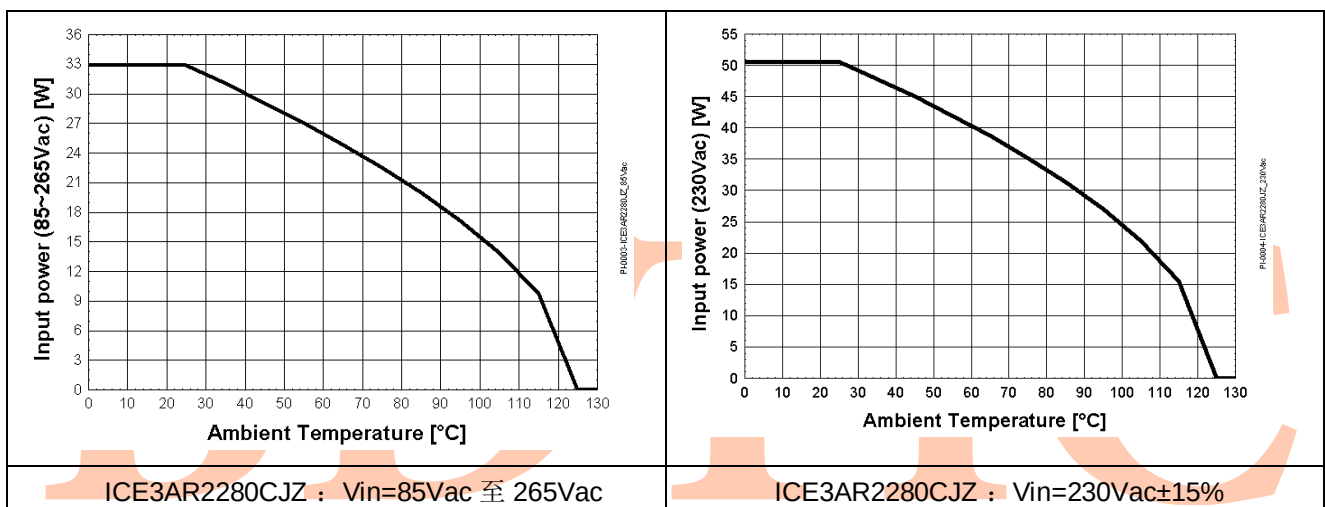


图 25 ICE3AR2280CJZ 的输入功率曲线

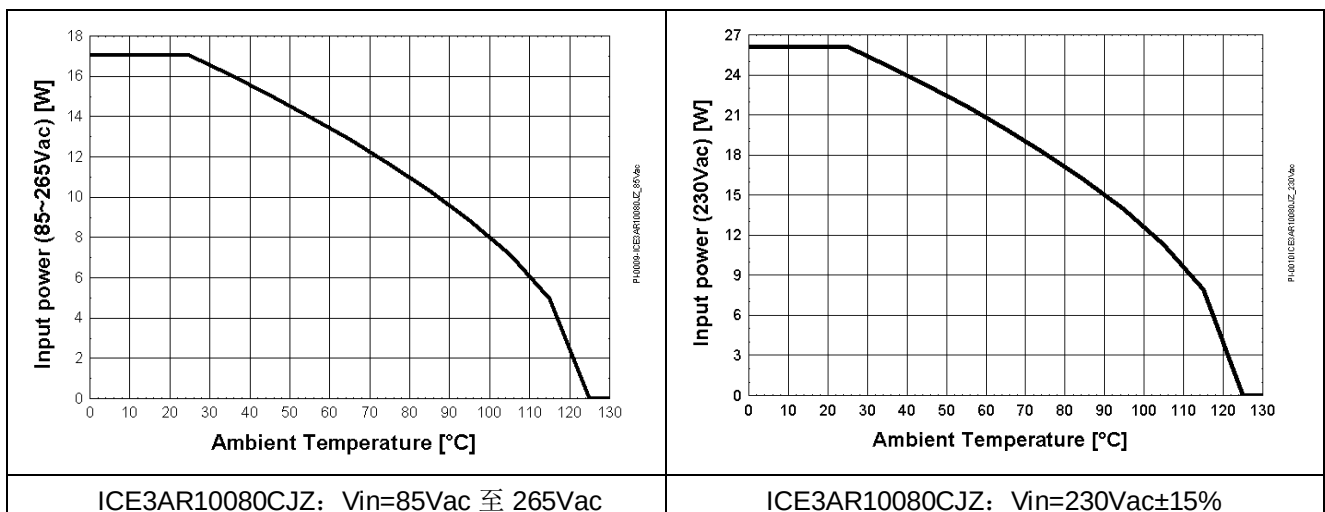


图 26 ICE3AR10080CJZ 的输入功率曲线

计算中的主要假设如下：

1. 从次级侧到初级侧的反射电压为 150V。
2. 器件的最大功率假设为集成的 CoolMOS® 的结温达到 125°C 时的功率（距达到器件的过热保护温度 130°C 有一定余量）。计算中采用器件在 125°C 时的最大 $R_{ds(on)}$ 。
3. 没有铜散热区， $R_{thja}=96K/W$ (DIP-7)
4. 考虑下表所示的 MOSFET 饱和电流（125°C 时的 I_{d_max} ）。
5. EMI 滤波器的典型电阻如下表所示。
6. 桥式整流器的电压降假设为 1V。

	$R_{ds(on)}_{125^{\circ}C}$ (Ω)	125°C 时的 I_{d_max} (A)	R_{EMI_filter} (Ω)	V_{F_bridge} (V)
ICE3AR2280CJZ	5.80	2.87	2 * 2	2 * 1
ICE3AR10080CJZ	24.6	0.675	2 * 3	2 * 1

8 布局建议

为了优化 IC 在 ESD、雷电冲击测试等瞬态浪涌事件中的可靠性，必须谨慎考虑 PCB 布局的接地。图 3 中的电路图表明，控制器的接地可以分为几组，即信号接地、Vcc 接地、电流感测电阻器接地和 EMI 回路接地。所有分接地均应以星形结构直接与大容量电容器接地相连。对各个分接地的说明如下。

- ☐ 信号接地包含所有与控制器 GND 引脚相连的小信号接地，例如滤波器电容器接地、C17、C18、C19、C111、C115 和光耦合器接地。
- ☐ Vcc 接地包括 Vcc 电容器接地、C16 和辅助绕组接地，及电源变压器的引脚 2。
- ☐ 电流感测电阻器接地包括电流感测电阻器 R14 和 R15。
- ☐ EMI 回路接地包括 Y 电容器，C12。

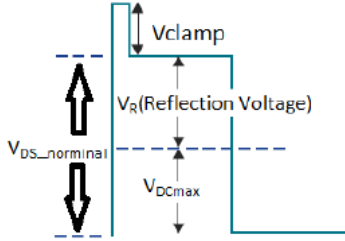
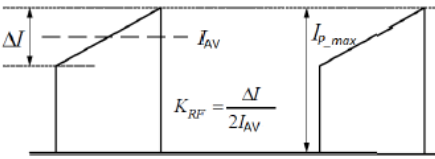
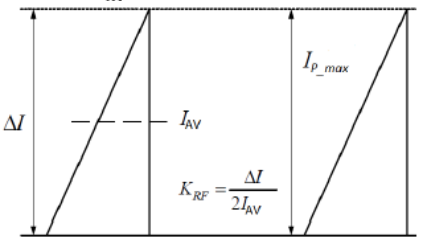
9 CoolSET® F3R80CCM (DIP-7) 掉电和 CCM 版的产品系列

器件	封装	V_{DS}	频率/kHz	$R_{ds(on)}$ / Ω ¹	230Vac±15% ²	85-265Vax±15% ²
ICE3AR10080CJZ	PG-DIP-7	800V	100	10.0	22W	15W
ICE3AR2280CJZ	PG-DIP-7	800V	100	2.26	43W	28W

¹ 25°C 时的典型值

² 在 $T_a=50^{\circ}C$ 、 $T_j=125^{\circ}C$ 且没有铜散热区的条件下计算得出的最大额定输入功率。对于其它 T_a 的输入功率曲线，请参考数据手册

10 SMPS 设计中可能用到的公式

变压器 (ccm 反激式)							
输入数据	$V_{DC_min} = 92V$ $V_{DC_max} = 400V$ $V_{DS_normal} = 520V$ for 800V Mosfet (Reflection voltage, $V_R = V_{DS_normal} - V_{DC_max}$) $D_{max} < 0.65(65\%)$  <table border="1" data-bbox="475 779 1460 884"> <tr> <td>For 800V Mosfet(Reflection voltage)</td><td>适用于 800V Mosfet (反射电压)</td></tr> <tr> <td>Vclamp</td><td>Vclamp</td></tr> <tr> <td>Reflection voltage</td><td>反射电压</td></tr> </table>	For 800V Mosfet(Reflection voltage)	适用于 800V Mosfet (反射电压)	Vclamp	Vclamp	Reflection voltage	反射电压
For 800V Mosfet(Reflection voltage)	适用于 800V Mosfet (反射电压)						
Vclamp	Vclamp						
Reflection voltage	反射电压						
匝数比	$N_{ratio} = \frac{V_{DS_normal} - V_{DC_max}}{V_{out} + V_{FDiode}} = \frac{V_R}{V_{out} + V_{FDiode}}$						
最大占空比	$D_{max} = \frac{V_R}{V_R + V_{DC_min}}$						
初级电感	$L_P = \frac{(V_{DC_min} \times D_{max})^2}{2 \times P_{in} \times f_s \times K_{RF}}$ (where, $K_{RF} = 0.25 \sim 0.5$ for universal input range, $K_{RF} = 0.4 \sim 0.8$ for European input range) <table border="1" data-bbox="475 1153 1460 1258"> <tr> <td>Where, $K_{RF} = 0.25 \sim 0.5$ for universal input range, $K_{RF} = 0.4 \sim 0.8$ for European input range</td><td>其中, 对于通用输入范围, $K_{RF} = 0.25 \sim 0.5$, 对于欧洲输入范围, $K_{RF} = 0.4 \sim 0.8$</td></tr> </table>	Where, $K_{RF} = 0.25 \sim 0.5$ for universal input range, $K_{RF} = 0.4 \sim 0.8$ for European input range	其中, 对于通用输入范围, $K_{RF} = 0.25 \sim 0.5$, 对于欧洲输入范围, $K_{RF} = 0.4 \sim 0.8$				
Where, $K_{RF} = 0.25 \sim 0.5$ for universal input range, $K_{RF} = 0.4 \sim 0.8$ for European input range	其中, 对于通用输入范围, $K_{RF} = 0.25 \sim 0.5$, 对于欧洲输入范围, $K_{RF} = 0.4 \sim 0.8$						
初级峰值电流	$I_{P_max} = I_{AV} + \frac{\Delta I}{2} \text{ (where, } I_{AV} = \frac{P_{in}}{V_{DC_min} \times D_{max}}, \Delta I = \frac{V_{DC_min} \times D_{max}}{L_P \times f_s} \text{)}$ $K_{RF} < 1$ for CCM  $K_{RF} = \frac{\Delta I}{2I_{AV}}$ $K_{RF} = 1$ for DCM  $K_{RF} = \frac{\Delta I}{2I_{AV}}$						
CCM 满载时的最高直流电压	$V_{DC_max_CCM} = \left(\frac{1}{\sqrt{2 \times P_{in} \times L_P \times f_s}} - \frac{1}{V_R} \right)^{-1}$						
初级均方根电流	$I_{P_rms} = \sqrt{\left[3(I_{AV})^2 + \left(\frac{\Delta I}{2} \right)^2 \right] \times \frac{D_{max}}{3}}$						
初级绕组匝数	$N_P \geq \frac{I_{P_max} \times L_P}{B_{max} \times A_e}$						
次级绕组匝数	$N_S = \frac{N_P}{N_{ratio}}$						
辅助绕组匝数	$N_{aux} = \frac{V_{cc} + V_{FDiode}}{V_{out} + V_{FDiode}} \times N_S$						

ICE3ARxx80CJZ 其它元件	
电流感测电阻器	$R_{CS} \leq \frac{V_{csth2_min}}{I_{P_max}}$
软启动时间:	$t_{SS} = 10ms$
Vcc 电容器	$C_{VCC} = \frac{I_{VCCsup2_max} \times t_{SS}}{V_{VCCchys}} \times \frac{2}{3}$
Startup time	$t_{StartUp} = \frac{V_{VCCon} \times C_{VCC}}{I_{VCCcharge}}$ (其中 $I_{VCCcharge}$ 是 $I_{VCCcharge2}$ 和 $I_{VCCcharge3}$ 的平均电流)
进入突发模式功率	$P_{burst_enter} = \frac{1}{2} \times L_P \times (I_{P_burst})^2 \times f_s$ where, $I_{P_burst} = \frac{\frac{V_{FB_burst} - V_{Offset-Ramp}}{A_V}}{(\frac{M_C \times L_P}{V_{DC}}) + R_{CS}}$ Where: 其中
突发模式中的输出纹波	$V_{out_ripple_pp} = \frac{R_{opto} \times \Delta V_{fb}}{R_{fb} \times G_{opto} \times G_{TL431}}$
离开突发模式功率	$P_{burst_leave} = 0.5 \times L_P \times \left(\frac{V_{csth_burst}}{R_{CS}} \right)^2 \times f_s$
过载保护的内置消隐时间	$t_{BK} = 40ms$
掉电电阻器 R_{BO1} 和 R_{BO2}	Choose $R_{BO1} = 9M\Omega$, $R_{BO2} \geq \frac{\frac{V_{BO_L_max}}{V_{BO_L_DC}} \times R_{BO1}}{1 - \frac{V_{BO_L_max}}{V_{BO_L_DC}}}$ Choose:选择 注: R_{BO1} 处的最小电流应高于 BRL 引脚漏电流 (0.5 μA) 的 10 倍, 以免发生故障
进入掉电模式所需的输入直流电压	$V_{BO_E_DC} = \frac{V_{BO_E_max}}{\frac{R_{BO2}}{R_{BO2} + R_{BO1}}}$

11 设计计算示例

Design calculation for CCM Transformer(5VX2A=10W)

$$V_{DC_min} := 104V$$

$$V_{DC_max} := 399V$$

$$V_{out} := 5V$$

$$I_{out} := 2A$$

$$V_{cc} := 15V$$

$$B_{max} := 0.3T$$

$$A_e := 32.1mm^2 \quad (\text{From Epcos datasheet, E20/10/6 (N87)})$$

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

$$\eta := 0.8$$

$$P_{in} := \frac{P_{out}}{\eta} \quad P_{in} = 12.5W$$

$$f_s := 100kHz$$

$$K_{RF} := 0.5$$

$$V_{DS_normal} := 480V$$

$$V_{F_Diode} := 0.6V$$

$$V_{F_Diode_aux} := 1V$$

$$V_R := V_{DS_normal} - V_{DC_max} \quad V_R = 81V$$

1.1 Turn ratio(N_{ratio})

$$N_{ratio} := \frac{V_R}{V_{out} + V_{F_Diode}} \quad N_{ratio} = 14.464$$

1.2 Maximum duty cycle(D_{max})

$$D_{max} := \frac{V_R}{V_R + V_{DC_min}} \quad D_{max} = 0.438 \quad \text{Choose} \quad D_{max} := 0.438$$

1.3 Primary inductance(L_p)

$$L_p := \frac{(V_{DC_min} \cdot D_{max})^2}{2 \cdot P_{in} \cdot f_s \cdot K_{RF}} \quad L_p = 1.66 \times 10^{-3}H \quad \text{Choose} \quad L_p := 1.6mH$$

1.4 Primary current(I_{P_max} , I_{P_rms})

$$\Delta I := \frac{V_{DC_min} \cdot D_{max}}{L_p \cdot f_s} \quad \Delta I = 0.285 \text{ A}$$

$$I_{av} := \frac{P_{in}}{V_{DC_min} \cdot D_{max}} \quad I_{av} = 0.274 \text{ A}$$

$$I_{P_max} := I_{av} + \frac{\Delta I}{2} \quad I_{P_max} = 0.417 \text{ A}$$

$$I_{P_rms} := \sqrt{\left[3 \cdot I_{av}^2 + \left(\frac{\Delta I}{2} \right)^2 \right] \cdot \frac{D_{max}}{3}} \quad I_{P_rms} = 0.19 \text{ A}$$

1.5 Primary, secondary and auxiliary turns (N_P , N_S and N_{aux})

$$N_p := \frac{I_{P_max} \cdot L_p}{B_{max} \cdot A_e} \quad N_p = 69.244$$

$$N_s := \frac{N_p}{N_{ratio}} \quad N_s = 4.787 \quad \text{Choose} \quad N_s := 5$$

$$N_p := N_{ratio} \cdot N_s \quad N_p = 72.321 \quad \text{Choose} \quad N_p := 72$$

$$N_{aux} := N_s \cdot \frac{V_{cc} + V_{F_Diode_aux}}{V_{out} + V_{F_Diode}} \quad N_{aux} = 14.286 \quad \text{Choose} \quad N_{aux} := 14$$

1.6 Maximum DC voltage for CCM full load ($V_{DC_max_CCM}$)

$$V_{dc_max_CCM} := \left(\frac{1}{\sqrt{2P_{in} \cdot L_p \cdot f_s}} - \frac{1}{V_R} \right)^{-1} \quad V_{dc_max_CCM} = 288.541 \text{ V}$$

Design calculation for other components

2.1 Current sense resistor (R_{CS})

$$V_{csth2_min} := 0.72 \text{ V}$$

$$R_{cs} := \frac{V_{csth2_min}}{I_{P_max}} \quad R_{cs} = 1.728 \Omega \quad \text{Choose lower value} \quad R_{cs} := 1.7 \Omega$$

2.2 Vcc capacitor (C_{Vcc})

$$I_{vccsup2_max} := 4.8\text{mA}$$

$$t_{ss} := 10\text{ms}$$

$$V_{vchys} := 6.5\text{V}$$

$$C_{vcc} := \frac{I_{vccsup2_max} \cdot t_{ss} \cdot 2}{V_{vchys} \cdot 3} \quad C_{vcc} = 4.923 \times 10^{-6}\text{F} \quad (\text{Choose higher value, } C_{vcc}=10\mu\text{F})$$

2.3 Startup time (t_{StartUp})

$$V_{vcon} := 17\text{V}$$

$$C_{vcc} := 10\mu\text{F}$$

$$I_{vcccharge2} := 1\text{mA}$$

$$I_{vcccharge3} := 0.75\text{mA}$$

$$I_{vcccharge} := \frac{(I_{vcccharge2} + I_{vcccharge3})}{2} \quad I_{vcccharge} = 8.75 \times 10^{-4}\text{A}$$

$$t_{startup} := \frac{C_{vcc} \cdot V_{vcon}}{I_{vcccharge}} \quad t_{startup} = 0.194\text{s}$$

2.4 Enter burst mode power (P_{burst_enter})

$$V_{fb_burst} := 1.61\text{V} \quad (\text{choose according the the user design, } V_{FB_burst1} / V_{FB_burst2} / V_{FB_burst3})$$

$$V_{offset_ramp} := 0.6\text{V}$$

$$A_v := 3.25$$

$$M_c := 50 \frac{\text{mV}}{\mu\text{s}}$$

$$L_p = 1.6 \times 10^{-3}\text{H}$$

$$V_{dc} := 120\text{V}$$

$$I_{p_burst} := \frac{\frac{V_{fb_burst} - V_{offset_ramp}}{A_v}}{\left(\frac{M_c \cdot L_p}{V_{dc}} \right) + R_{cs}}$$

$$P_{burst_enter} := \frac{1}{2} \cdot L_p \cdot I_{p_burst}^2 \cdot f_s \quad P_{burst_enter} = 1.379\text{W}$$

2.5 Leave burst mode power (P_{burst_leave})

$V_{csth_burst} := 0.2$ (choose according the the user design, $V_{Csth_burst1} / V_{Csth_burst2} / V_{Csth_burst3}$)

$$P_{burst_leave} := \frac{1}{2} \cdot L_p \cdot \left(\frac{V_{csth_burst}}{R_{cs}} \right)^2 \cdot f_s \quad P_{burst_leave} = 2.328 \text{ W}$$

2.6 Brownout resistor (R_{BO1} & R_{BO2})

Choose $R_{bo1} := 9 \text{ M}\Omega$

$V_{bo_L_max} := 1.36 \text{ V}$ <(leave/reset brownout):brownout reference voltage for comparator C1a>

$V_{bo_L_DC} := 120 \text{ V}$ <input DC voltage to leave/reset brownout(high point)>

$$R_{bo2} := \frac{\frac{V_{bo_L_max}}{V_{bo_L_DC}} \cdot R_{bo1}}{1 - \frac{V_{bo_L_max}}{V_{bo_L_DC}}} \quad R_{bo2} = 1.032 \times 10^5 \Omega \quad (\text{choose higher vlaue}) \quad R_{bo2} := 105 \text{ k}\Omega$$

Input DC voltage to enter/detect brownout mode(low point) ($V_{BO_E_DC}$)

$V_{bo_E_max} := 1.09 \text{ V}$ <(enter/detect brownout):brownout reference voltage for comparator C1b>

$$V_{bo_E_DC} := \frac{\frac{V_{bo_E_max}}{R_{bo2}}}{\frac{V_{bo_E_max}}{R_{bo2}} + \frac{V_{bo_E_max}}{R_{bo1}}} \quad V_{bo_E_DC} = 94.519 \text{ V}$$

12 参考资料

- [1] 英飞凌科技公司, 数据手册“带集成式 800V CoolMOS[®] 和启动元件 (掉电和 CCM) 的 DIP-7 封装 CoolSET[®]-F3R80 ICE3AR2280CJZ 离线 SMPS 电流模式控制器”
- [2] 英飞凌科技公司, 数据手册“带集成式 800V CoolMOS[®] 和启动元件 (掉电和 CCM) 的 DIP-7 封装 CoolSET[®]-F3R80 ICE3AR10080CJZ 离线 SMPS 电流模式控制器”
- [3] Kyaw Zin Min, Kok Siu Kam Eric, 英飞凌科技公司, 应用说明“带 CoolSET[®]-F3R80CCM ICE3AR2280CJZ 的 AN-EVAL3AR2280CJZ, 20W 5V SMPS 评估板”
- [4] Kyaw Zin Min, Kok Siu Kam Eric, 英飞凌科技公司, 应用说明“带 CoolSET[®]-F3R80CCM ICE3AR10080CJZ 的 AN-EVALICE3AR10080CJZ, 10W 5V SMPS 评估板”

13 附录 1——可通过外部电压短路解决输出 OVP 问题的参考电路

如果存在一个对 5V 输出短路的外部高输出电压，图 3 所示电路可能无法对 OVP 保护作出反应。需要其它电路来实现此保护功能。

1. D22 和 C28: 用于维持 Vo OVP 电路的附加电源，因为开关将停止。
2. Q12、Q13、R117、R118、R119 和 C113: 如果在轻载下发生 OVP（突发模式），此附加电路可以打开控制回路并离开主动突发模式，恢复正常负载。

