第五代固定频率技术设计指南

设计指南 —— ICE5xSAG 和 ICE5xRxxxxAG

关于本文档

范围和目的

本文档为固定频率反激式转换器设计指南，该转换器采用英飞凌最新推出的第五代固定频率 PWM 控制器（ICE5xSAG 和 CoolSET™ ICE5xRxxxxAG），效率高，待机功耗低，可选进入和退出待机功率模式。此外，控制器还具备较宽的 V_{CC} 工作范围和快速启动功能，线路保护可靠，支持输入线路过压保护 (LOVP) 等各种保护模式，可用于打造高度可靠的系统。

目标受众

本文档适用于希望使用英飞凌最新第五代固定频率 PWM 控制器、ICE5xSAG 及 CoolSET™ ICE5xRxxxxAG 以设计电源/应用的工程师、学生等人士。

目录

关于本文档 1
目录 1
1 简介 3
2 描述 4
2.1 主要特点 4
2.2 引脚配置和功能 4
3 固定频率反激式转换器概览 6
4 功能描述和元件设计 8
4.1 启动期间的 V_{CC} 预充电和典型 V_{CC} 电压 8
4.1.1 V_{CC} 电容器 9
4.2 软启动 9
4.3 正常工作 10
4.3.1 PWM 操作和峰值电流模式控制 10
4.3.1.1 接通确定 10
4.3.1.2 关断确定 10
4.3.2 电流感测 11
4.3.3 降频 12
4.3.4 斜坡补偿 12
4.3.5 振荡器和频率抖动 13
4.3.6 调制栅极驱动 14
4.4 峰值电流限制 (PCL) 14
4.4.1 传播延迟补偿 15
4.5 功率电平可选的主动突发模式 (ABM) 16
4.5.1 进入主动突发模式工作 16
4.5.2 主动突发模式工作期间 16
4.5.3 退出主动突发模式工作 17
4.5.4 主动突发模式配置 18

目录

4.6 非隔离/隔离配置 19
4.6.1 非隔离 反馈 19
4.6.2 隔离 反馈 20
4.7 保护功能 21
4.7.1 LOVP 21
4.7.2 V_{CC} 过压/欠压 22
4.7.3 过载/开路 22
4.7.4 过温 22
4.7.5 22
4.7.6 V_{CC} 短接接地端 22
4.7.7 保护模式 23
5 典型应用电路 25
6 PCB 布局建议 27
7 第五代固定频率 IC 的输出功率 28
8 第五代固定频率 FLYCAL 设计示例 32
8.1 预计算 32
8.2 输入整流桥 (BR1) 33
8.3 输入电容器 (C1) 33
8.4 变压器设计 (T1) 35
8.5 校验计算 37
8.6 变压器绕组设计 38
8.6.1 初级绕组 38
8.6.2 次级绕组 1 (V_{Out1}) 39
8.6.3 次级绕组 2 (V_{Out2}) 40
8.7 钳位网络 41
8.8 电流感测电阻器 42
8.9 输出整流器 42
8.9.1 输出 1 42
8.9.2 输出 2 43
8.10 V_{CC} 二极管和电容器 44
8.11 损耗计算 45
8.12 CoolSET™/MOSFET 温度 46
8.13 LOVP 46
8.14 输出调节（非隔离） 47
9 参考资料 48
修订记录 49

1 简介

本文为固定频率反激式转换器设计指南，该转换器采用了英飞凌最新推出的第五代固定频率 PWM 控制器 (ICE5xSAG) 及 CoolSET™ ICE5xRxxxxAG。

该 IC 针对离线开关模式电源 (SMPS) 应用进行了优化，其中包括家用电器/白色家电、电视、电脑、蓝光播放器、机顶盒和笔记本适配器等产品。器件通过软栅极驱动和频率抖动操作以降低频率，进而在轻负载和中等负载之间实现低 EMI 效果和高效率。产品支持主动突发模式 (ABM)，可选进入和退出待机功率，输出电压纹波小且可控，因此可在待机模式下具备较高的灵活性和低功耗。此外，还支持宽域 IC 电源工作范围 (10～25.5 V)，功耗较低。产品具备诸多保护功能，支持输入线路过压保护，可在故障情况下为供电系统提供全面防护。凭借上述特性，ICE5xSAG/ICE5xRxxxxAG 得以成为适用于固定频率反激式转换器的理想 PWM 控制器。

2 描述

2.1 主要特点

- 集成强雪崩能力的 700 V/800 V CoolMOS™
- 可选进入和退出待机功率的增强型主动突发模式
- 数字降频，提高整体系统效率
- 借助共源共栅配置实现快速启动
- 具备斜坡补偿的非连续导通模式 (DCM) 和连续导通模式 (CCM)
- 支持频率抖动和软栅极驱动，实现低 EMI
- 内置数字软启动
- 逐周期峰值电流限制 (PCL)
- 非隔离反激式转换器集成误差放大器，支持直接反馈 (FB)
- 具备输入线路过压保护 (LOVP)、V_{CC} 过压、V_{CC} 欠压 (UV)、过载/开路、过温等功能，提供全面保护
- 所有的保护功能均处于自动重启模式
- V_{CC} 短接至接地端的受限充电电流
- 无铅电镀、无卤模塑化合物，符合 RoHS 标准

2.2 引脚配置和功能

引脚配置如图 1 所示，功能见表 1。

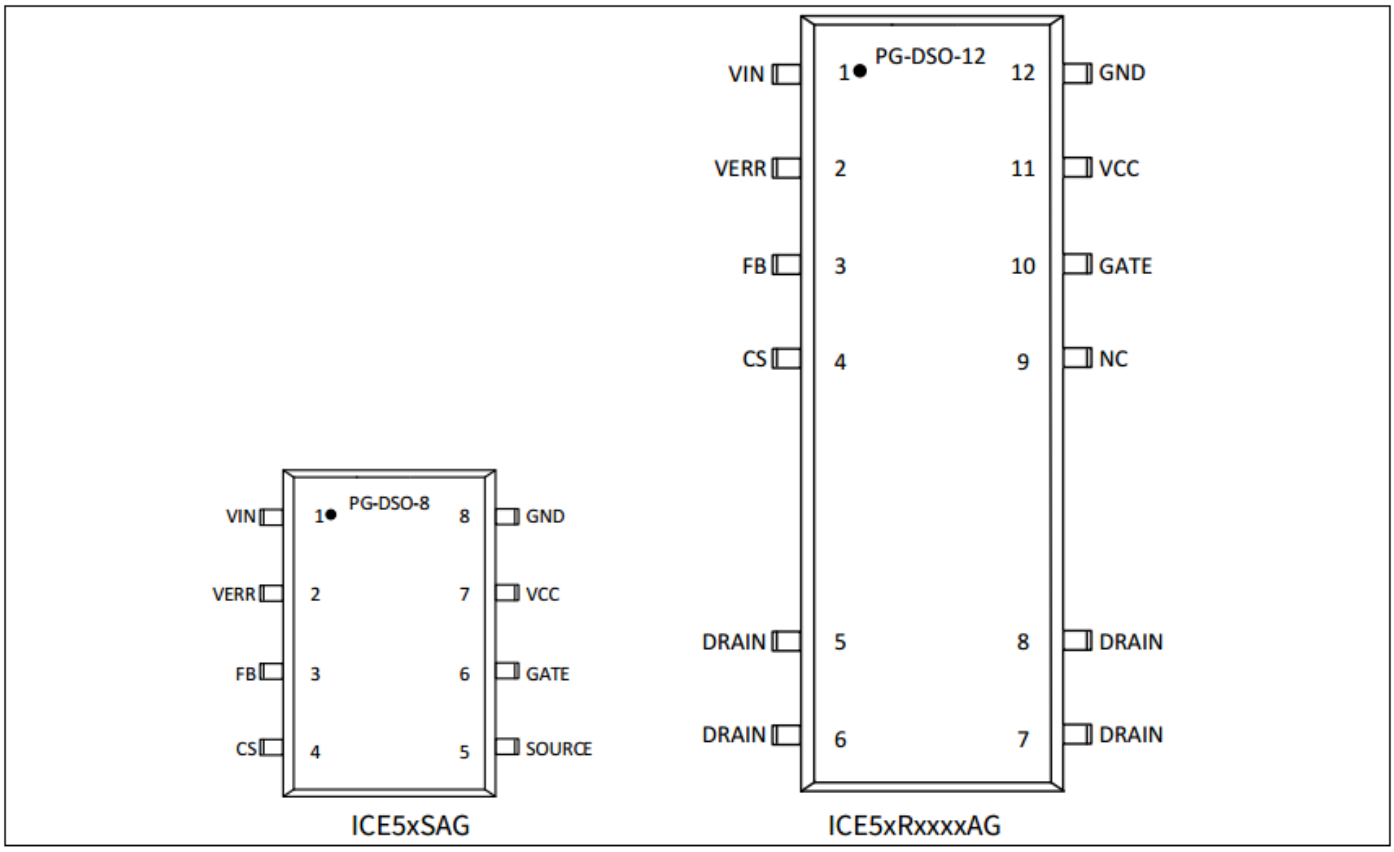

图 1 引脚配置

描述

表 1　　引脚定义和功能

引脚		符号	功能
ICE5xSAG	ICE5xRxxxxAG		
1	1	VIN	输入 LOVP VIN 引脚通过电阻分压器（见图 2）连接到总线，以便感测线路电压。另一方面，该引脚内接 LOV 比较器，当处于 LOVP 状态时将阻止开关操作。欲禁用 LOVP，请将此引脚连接到 GND。
2	2	VERR	误差放大器 VERR 引脚内接跨导误差放大器，适用于非隔离反激应用。若用于隔离反激式应用，请将引脚连接到 GND。
3	3	FB	反馈和主动突发模式的进入/退出控制 反馈 (FB) 引脚可结合反馈控制、可选突发进入/退出控制以及过载/开路保护功能。
4	4	CS	电流感测 (CS) CS 引脚外接用于感测初级电流的分流电阻器，内接用于确定关断状态（连同反馈电压）的 PWM 信号发生器模块。
5	-	SOURCE	源极 SOURCE 引脚连接至外部功率 MOSFET 的源极（见图 2），其与内部低边 MOSFET 及 V_{CC} 二极管 D 串联。
-	5、6、7、8	DRAIN	漏极（集成式 CoolMOS™ 的漏极） DRAIN 引脚连接至集成式 CoolMOS™ 的漏极上。
-	9	NC	空脚
6	10	GATE	栅极驱动器输出 GATE 引脚与功率 MOSFET 的栅极相连，并从总线电压连接上拉电阻以导通功率 MOSFET，从而在启动过程中为 V_{CC} 电容器充电。
7	11	V_{CC}	V_{CC}（正压电源） V_{CC} 引脚是连接 IC 的正压电源，其工作范围是 V_{VCC_OFF} 至 V_{VCC_OVP}。
8	12	GND	接地端 GND 引脚是控制器的公共接地端。

3 固定频率反激式转换器概览

图 2 和图 3 展示了 ICE5xSAG 与 ICE5xRxxxxAG 在采用 TL431 及光耦合器的隔离固定频率反激式转换器中的典型应用。

图 4 和图 5 展示了 ICE5xSAG 与 ICE5xRxxxxAG 在集成误差放大器的非隔离固定频率反激式转换器中的典型应用。

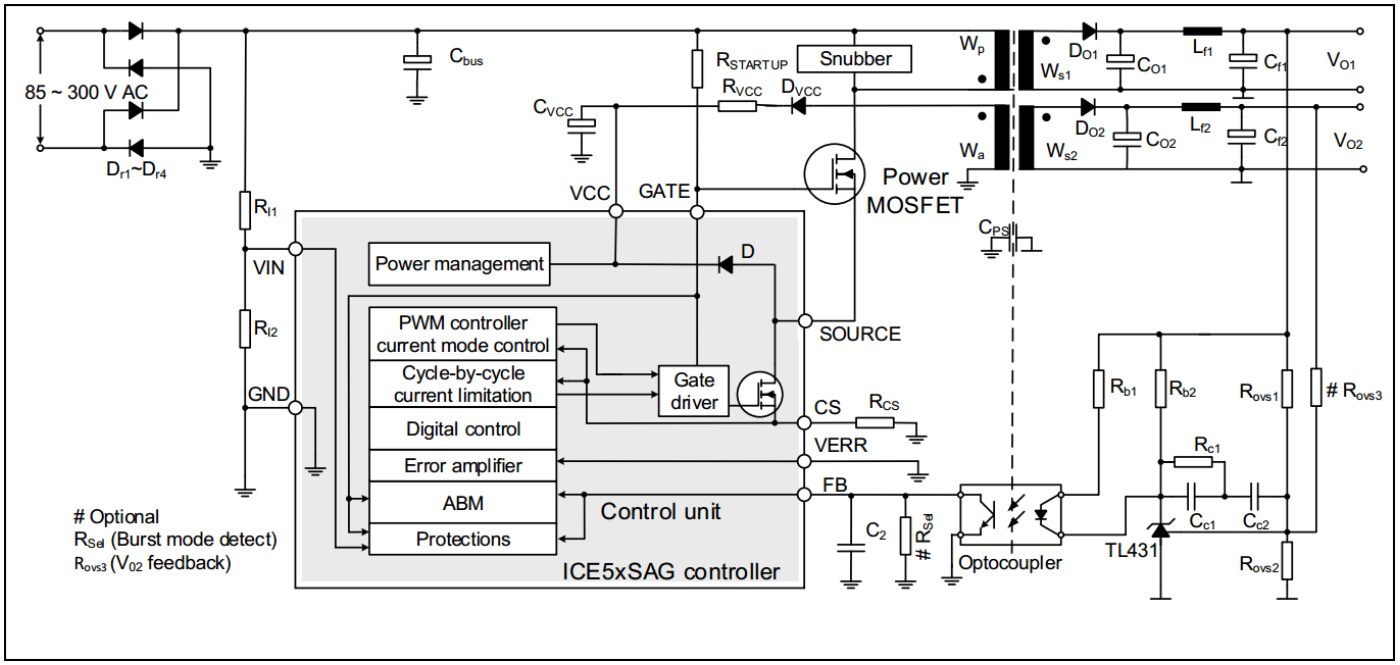

图 2 PWM 控制器在采用 TL431 及光耦合器的隔离固定频率反激式转换器中的典型应用

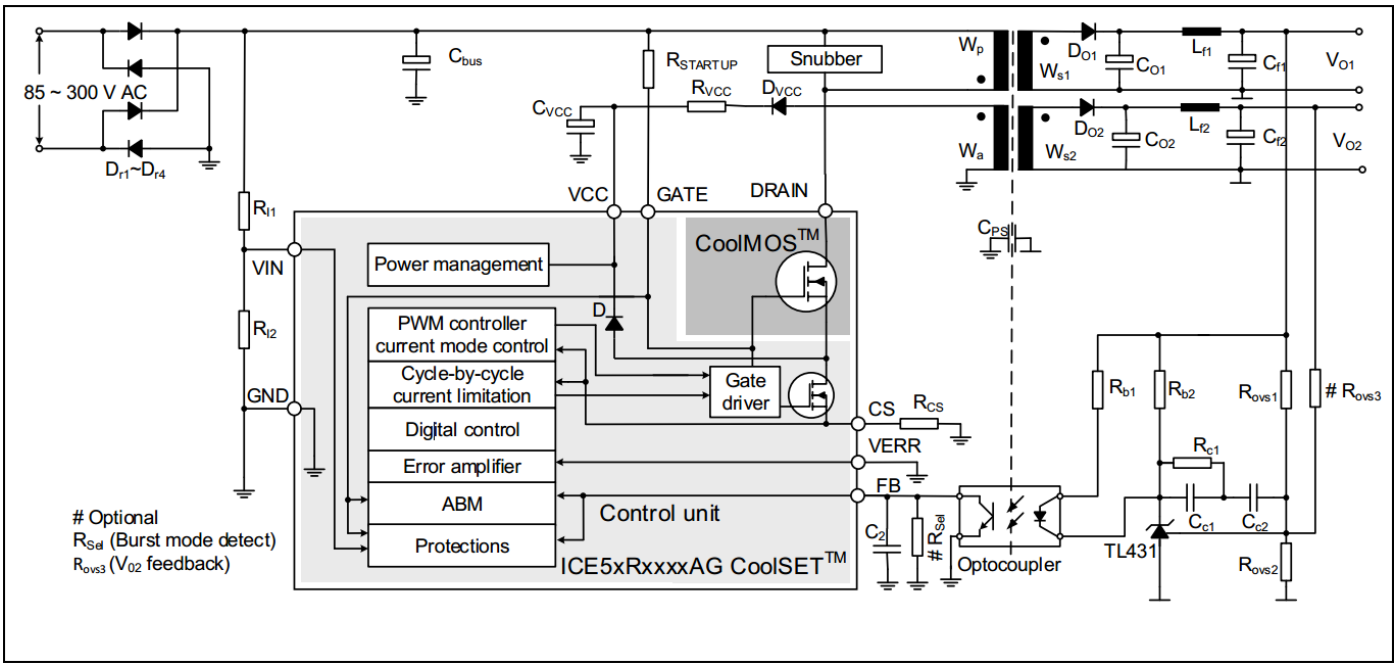

图 3 CoolSET™ 在采用 TL431 及光耦合器的隔离固定频率反激式转换器中的典型应用

固定频率反激式转换器概览

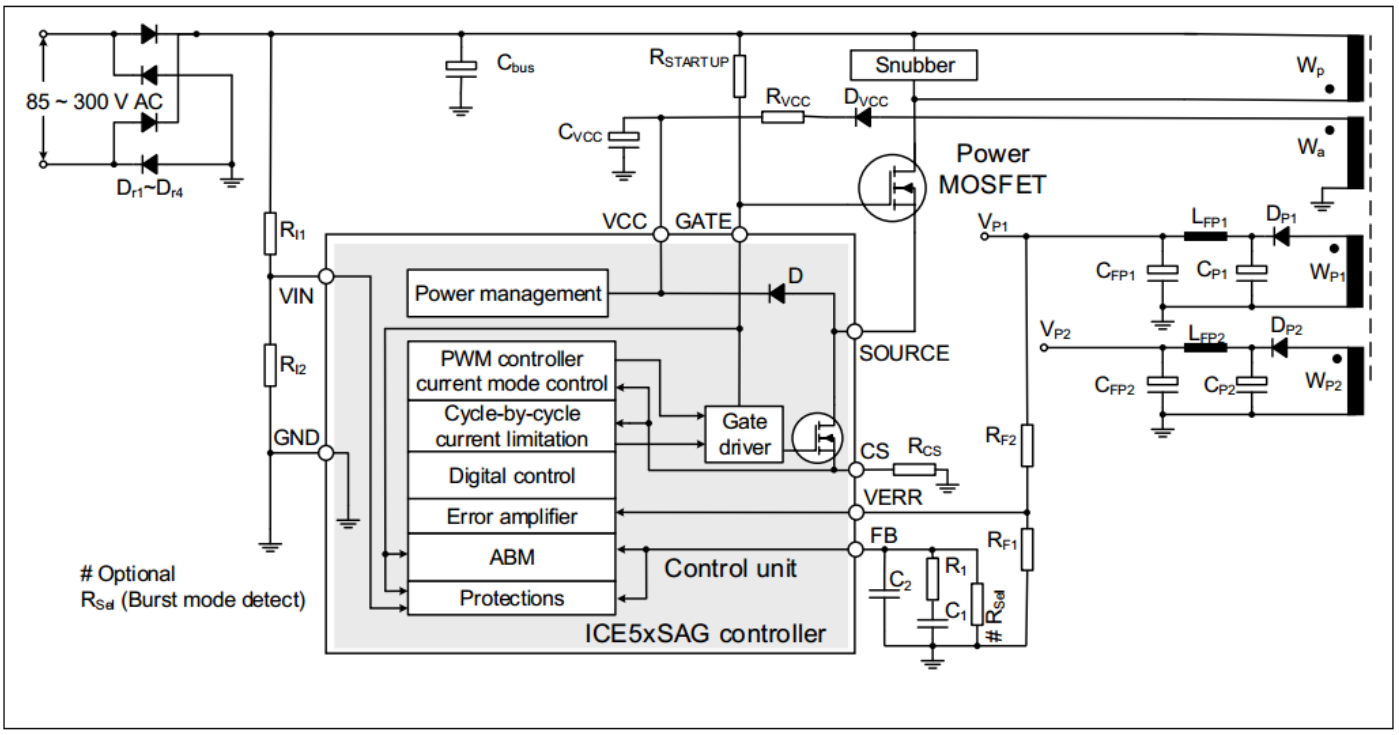

图 4　　PWM 控制器在采用集成式误差放大器的非隔离反激式转换器中的典型应用

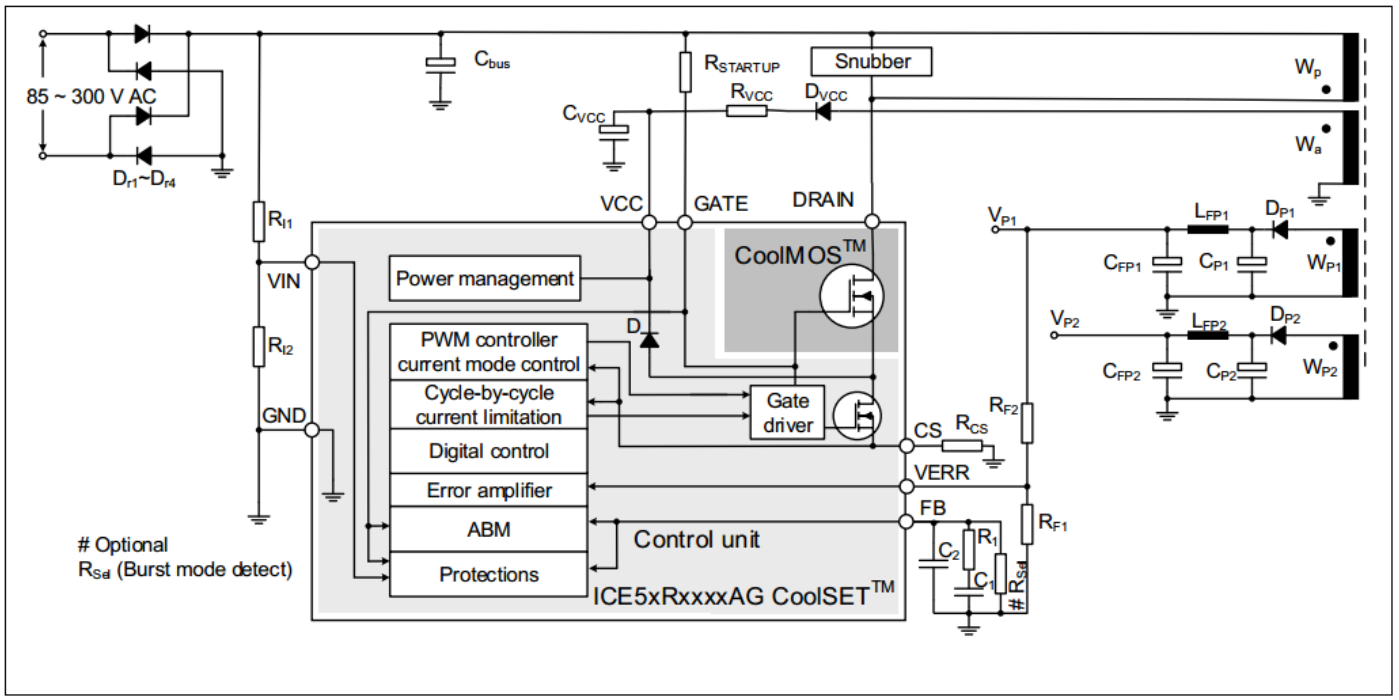

图 5　　CoolSET™ 在采用集成式误差放大器的非隔离反激式转换器中的典型应用

4 功能描述和元件设计

4.1 启动期间的 V_{CC} 预充电和典型 V_{CC} 电压

施加交流线路输入电压时，电容器 C_{bus} 两端会出现经整流的电压（见图 2）。上拉电阻 $R_{StartUp}$ 向功率 MOSFET 的 C_{iss}（输入电容）提供充电电流，并生成一个特定电压电平。若 C_{iss} 两端的电压足够高，则功率 MOSFET 导通，随后通过变压器 L_P 的初级电感、功率 MOSFET 和具备两级恒流源 $I_{VCC_Charge1}$[1] 及 $I_{VCC_Charge3}$[1] 的内部二极管对 V_{CC} 电容器进行充电。

在电压 V_{CC} 达到 V_{VCC_SCP} 之前，极低电流的恒流源 ($I_{VCC_Charge1}$) 将一直为 V_{CC} 电容器充电，以保护控制器在启动过程中不受 V_{CC} 引脚短接至接地端的影响。随后，第二阶段的恒流源 ($I_{VCC_Charge3}$) 将对 V_{CC} 电容器进一步充电，直至 V_{CC} 超过导通阈值 V_{VCC_ON}。如图 6 中时段 I 所示，V_{CC} 电压几乎以两阶段的形式呈线性上升。

注意： *$R_{StartUp}$ 的推荐典型值为50 MΩ (20 MΩ~100 MΩ)，其数值与 $t_{StartUp}$ 成正比，与空载待机功率成反比。*

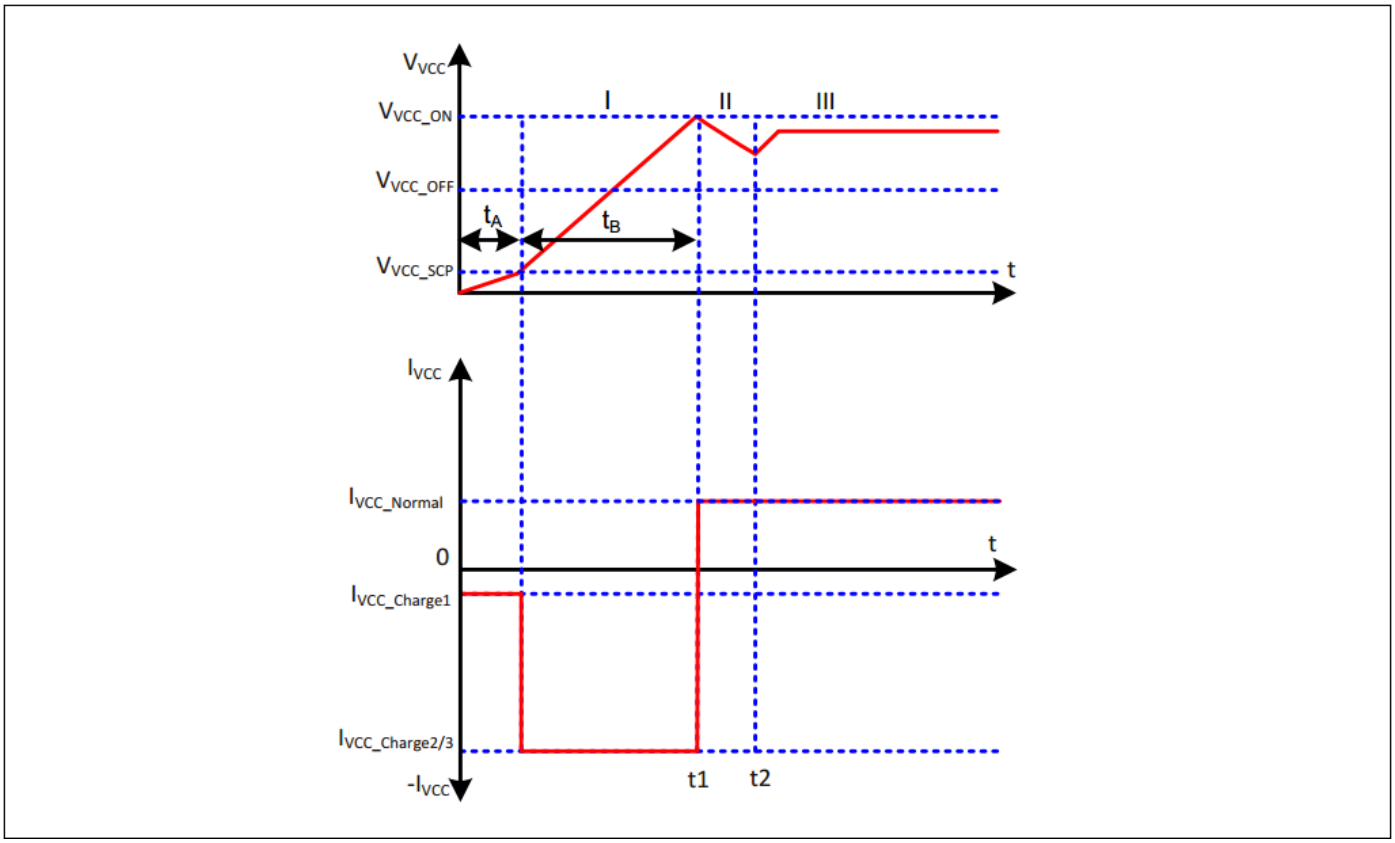

图 6 启动时的 V_{CC} 电压和电流

V_{CC} 预充电所需时间可按以下公式进行近似计算：

$$t_{StartUp} = t_A + t_B = \frac{V_{VCC_SCP} \cdot C_{VCC}}{I_{VCC_Charge1}} + \frac{(V_{VCC_ON} - V_{VCC_SCP}) \cdot C_{VCC}}{I_{VCC_Charge3}}$$ （公式 201）

此公式中，V_{VCC_SCP} ：V_{CC} 短路保护电压

C_{VCC} ：V_{CC} 电容器

V_{VCC_ON} ：V_{CC} 导通阈值电压

$I_{VCC_Charge1}$ ：V_{CC} 充电电流 1

$I_{VCC_Charge3}$ ：V_{CC} 充电电流 3

当 V_{CC} 电压在时间 t_1 处超过 V_{VCC_ON} 时，IC 通过软启动开始工作。在输出电压较低的情况下，由于 IC 存在功耗且来自辅助绕组的能量不足以为 V_{CC} 电容器充电，因此 V_{CC} 电压将会下降（时段 II）。一旦输出电压升高至调节值，辅助绕组即可从时间 t_2 处开始为 V_{CC} 电容器充电，并向 IC 输送电流。随后，V_{CC} 将会达到一个恒定值，具体数值取决于输出负载。

4.1.1 V_{CC} 电容器

由于存在 V_{CC} 欠压保护，因此应选用电容值足够大的 V_{CC} 电容器以确保其可存储充足能量，从而使 V_{CC} 电压在辅助电源启动前不会降到 V_{CC} 欠压保护阈值 V_{VCC_OFF} 以下。因此，最小电容值应满足以下要求：

$$C_{VCC} > \frac{I_{VCC_Charge3} \times t_{ss}}{V_{VCC_ON} - V_{VCC_OFF}}$$ （公式 202）

此公式中，C_{VCC} ：V_{CC} 电容器

$I_{VCC_Charge3}$ ：V_{CC} 充电电流 3

t_{ss} ：软启动时间

在主动突发模式运行期间，辅助绕组的能量会因突发开关操作不足以为 IC 供电，V_{CC} 可降至 V_{VCC_OFF} 以下。因此上述计算的结果可能过低，需增加电容值。

4.2 软启动

IC 电源电压超过 16 V 后（图 6 中 t_1 处对应值），IC 将以软启动的方式启动。软启动是一种基于时间的数字功能。系统预设的软启动时间为 t_{SS} (12 ms)，分四个阶段（见图 7）。如若不受其他功能限制，CS 引脚上的峰值电压将从 0.3 V 递增至 V_{CS_N} (0.8 V)。当输出电压达到其调节值时，正常反馈回路便会接管控制功能。

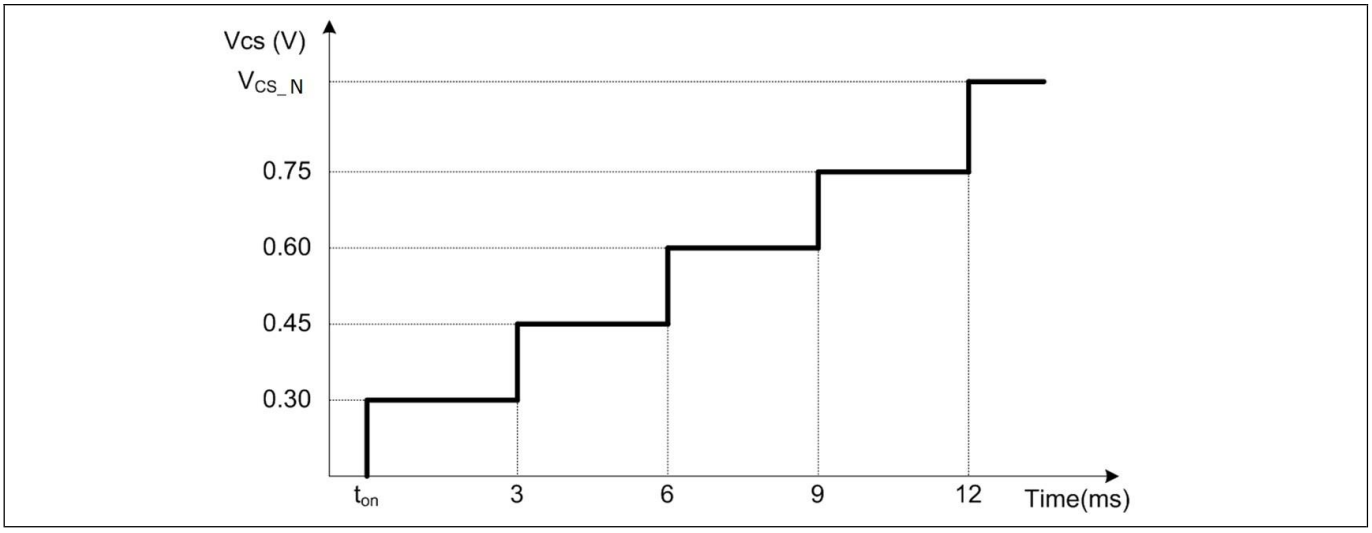

图 7　　软启动期间的最高电流感测电压

4.3　正常工作

在正常工作期间，PWM 控制器由包含调节控制装置的数字信号处理电路和包含电流测量单元和比较器的模拟电路组成。以下数段将详细介绍正常工作模式的情况。

4.3.1　PWM 操作和峰值电流模式控制

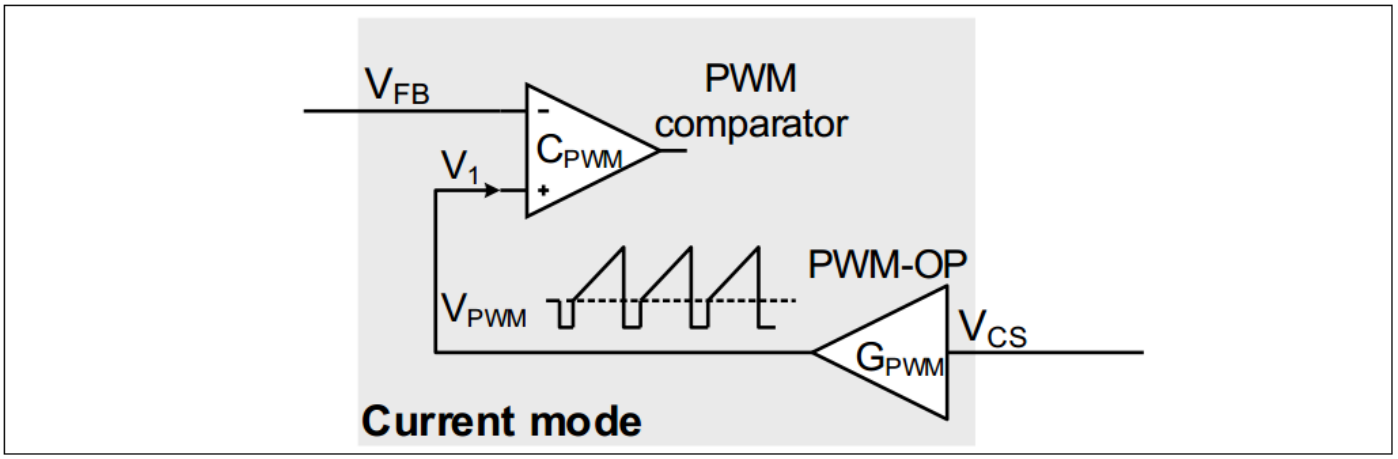

图 8　　PWM 模块

4.3.1.1　导通确定

功率 MOSFET 的导通与内部振荡器同步，其开关频率 f_{SW} 对应电压电平 V_{FB}（见图 10）。

4.3.1.2　关断确定

在峰值电流模式控制中，PWM 比较器将监测电压 V_1（见图 8），该值代表功率 MOSFET 的瞬时电流。当 V_1 超过 V_{FB} 时，PWM 比较器就会发送功率 MOSFET 栅极关断信号。因此，功率 MOSFET 的峰值电流由反馈电压 V_{FB} 控制。

在功率 MOSFET 的接通瞬间，R_{CS} 两端的电压尖峰将会导致 V_1 增高并超过 V_{FB}。为避免误关断，IC 在检测 R_{CS} 两端电压之前会有消隐时间 t_{CS_LEB}，以便屏蔽电压尖峰。因此，t_{CS_LEB} 即为 功率 MOSFET 的最短导通时间。

如果 V_1 处的电压电平需要较长时间才能超过 V_{FB}，IC 则将采用最大占空比控制，以迫使功率 MOSFET 在 D_{MAX} = 0.75 时关断。

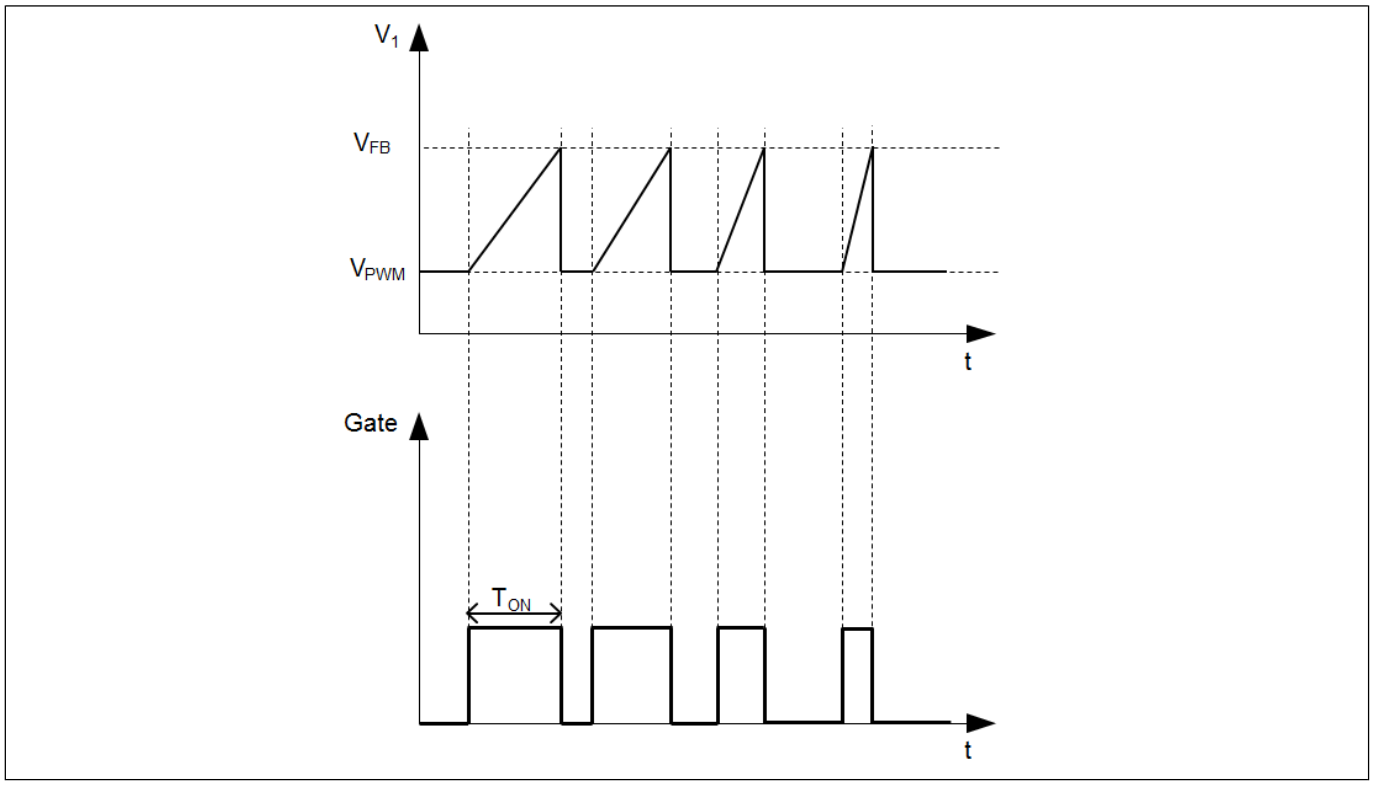

图 9　　PWM

4.3.2　　电流感测

功率 MOSFET 电流会在电流感测电阻器 R_{CS} 两端产生电压 V_{CS}，该电阻器接于 CS 引脚和 GND 引脚之间。V_{CS} 经增益 G_{PWM} 放大后会叠加偏移量 V_{PWM}，最后形成如下所述的 V_1。

$$V_{CS} = I_D \times R_{CS} \quad \text{(公式 203)}$$

$$V_1 = V_{CS} * G_{PWM} + V_{PWM} \quad \text{(公式 204)}$$

在此公式中，V_{CS} ： CS 引脚电压

I_D ： 功率 MOSFET 电流

R_{CS} ： 电流感测电阻器的电阻

V_1 ： 与第 4.3.1.2 节中所述 V_{FB} 相比较的电压电平

G_{PWM} ： PWM-OP 增益

V_{PWM} ： 电压斜坡的偏移量

4.3.3 降频

实施降频操作的目的在于获得更高的轻载效率。在轻载状态下，较低的开关频率 F_{SW} 通过减少开关损耗来提高效率。

当负载减小时，V_{FB} 也随之降低。F_{SW} 的具体数值取决于 V_{FB}，如图 10 所示。因此，F_{SW} 随负载减小而降低。

通常情况下，高负载时的 F_{SW} 为 100 kHz/125 kHz，在 V_{FB} = 1.7 V 时开始降低。一旦频率达到 f_{OSCx_MIN}，即使负载继续减小，频率也不会进一步降低。

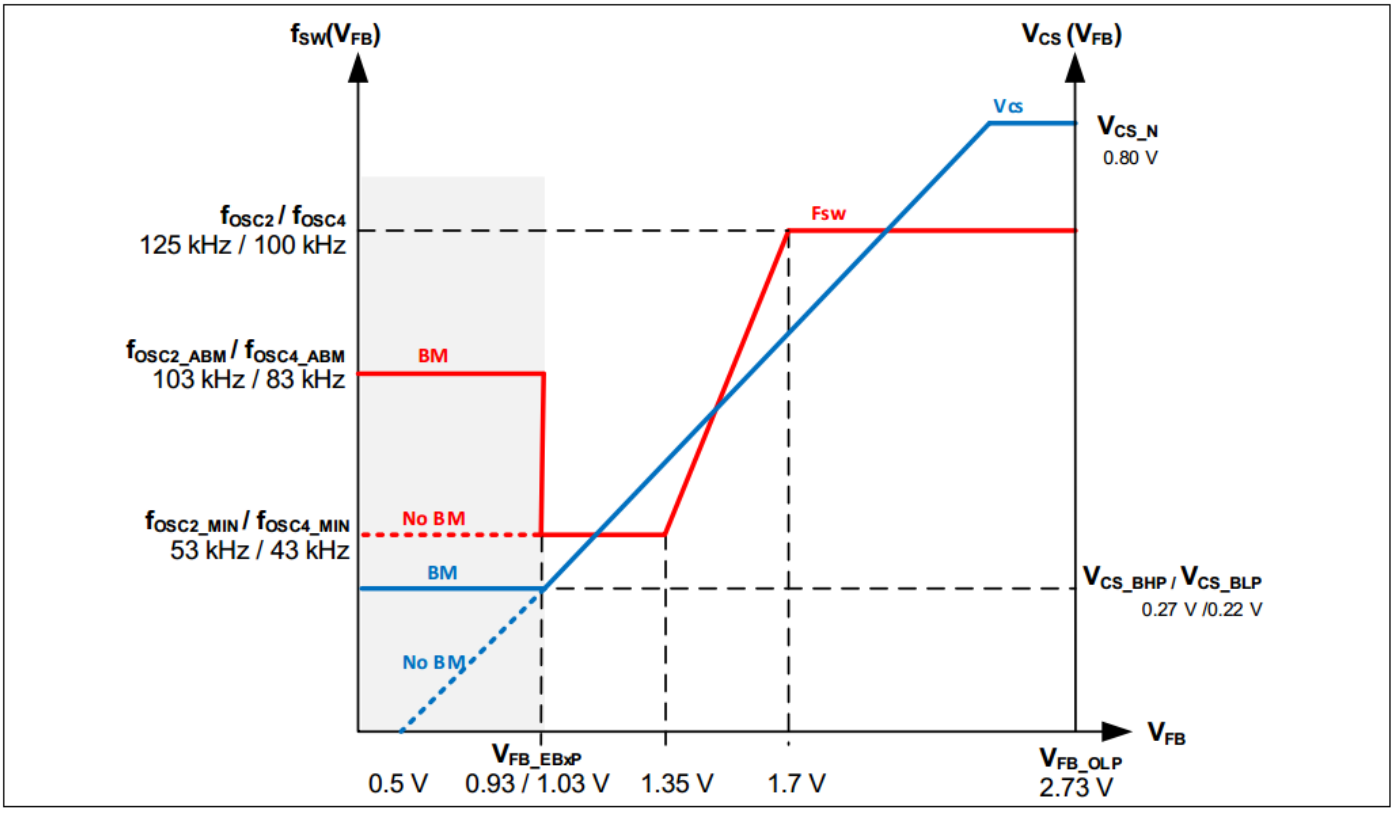

图 10 频率降低曲线

4.3.4 斜坡补偿

在连续导通模式 (CCM) 操作中，大于 50% 的占空比可产生次谐波振荡。变压器磁通量 φ 上的微小扰动都会导致回路不稳定，系统自身无法自动校正，情况如右下图所示，其中 Δφ2 大于 Δφ1。如欲稳定系统，则 Δφ2 应小于 Δφ1（左下图）。相比之下，非连续导通模式 (DCM) 操作更为稳定，因为此操作中的变压器磁通变量最终为零。

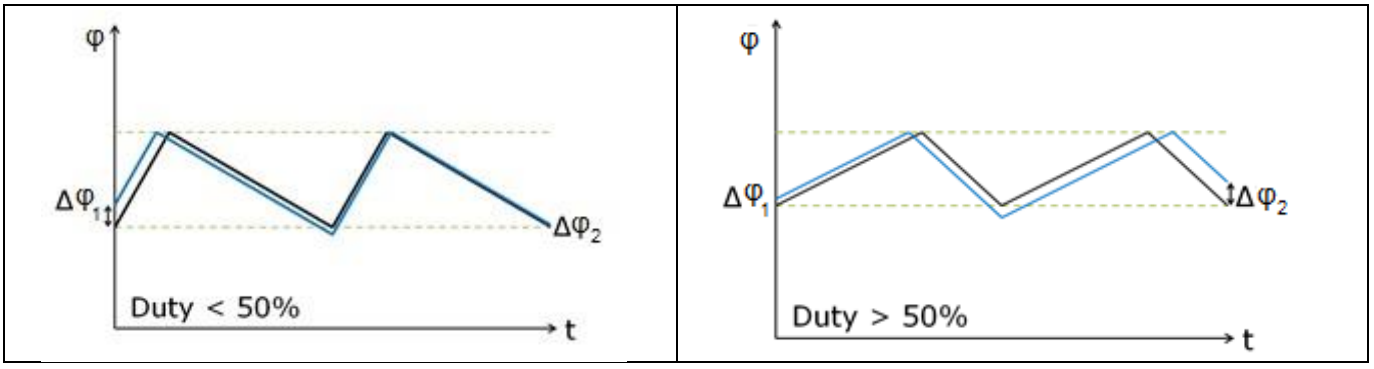

图 11　　受扰动的变压器充放电磁通（黑线为变压器稳定磁通）

ICE5xSAG/ICE5xRxxxxAG 可采用 CCM 进行工作。为避免出现次谐波振荡，当功率 MOSFET 栅极导通时间超过开关周期的 40% 时，就会对 V_{CS} 增加斜坡补偿。在 CCM 操作中，V_{FB} 与 V_{CS} 的关系如下式所示：

$$V_{FB} = V_{CS} * G_{PWM} + V_{PWM} + M_{COMP} * (T_{ON} - 40\% * T_{PERIOD}) \quad \text{(公式 205)}$$

此公式中，T_{ON}　：功率 MOSFET 栅极导通时间

M_{COMP}　：斜坡补偿斜率

T_{PERIOD}　：开关周期时长

施加斜坡补偿后，$\Delta\varphi_2$ 将减小到 $\Delta\varphi_1$ 以下，因此系统便可稳定自身，情况如下图所示。

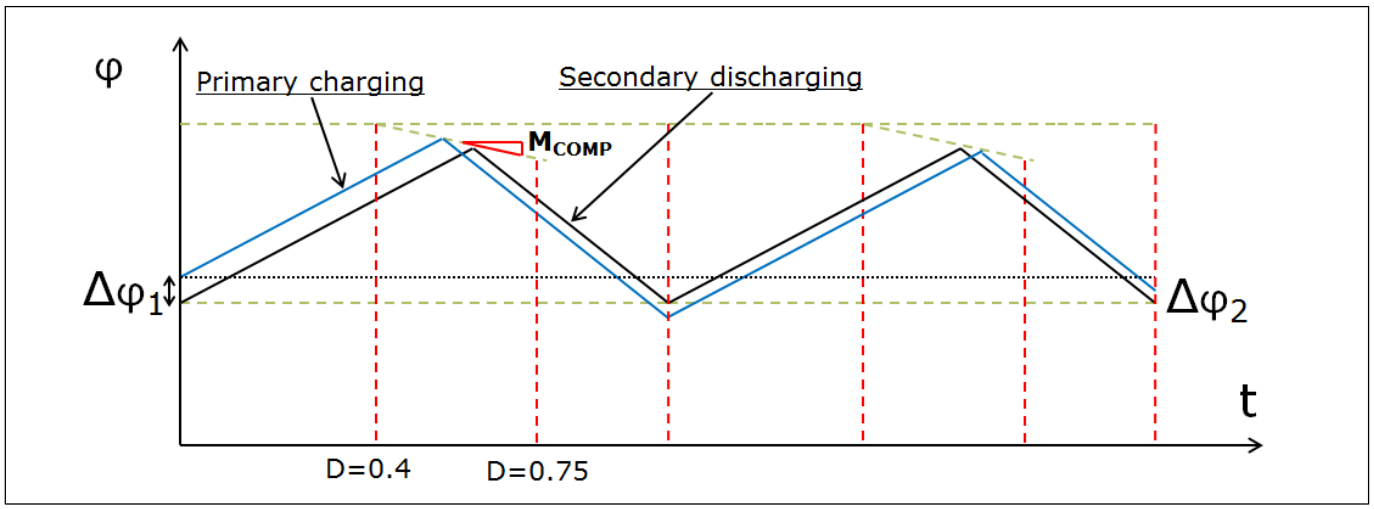

图 12　　采用斜坡补偿的受扰动变压器电流

在处于主动突发模式 (ABM) 期间，系统会禁用斜坡补偿电路，同时 V_{CS} 引脚也不会增加斜坡补偿，以节省功耗。

4.3.5　振荡器和频率抖动

振荡器产生的频率为 100 kHz/125 kHz，频率抖动幅度为 ±4%，抖动周期为 T_{JITTER} (4 ms)。频率抖动技术有助于降低传导电磁干扰。

振荡器中集成了电容器、电流源和可决定频率的电流接收器。为实现高精度开关频率，所用振荡器电容的充放电电流已经过内部修整。

软启动周期结束后，当 IC 进入正常工作模式时就会启用频率抖动功能。此外，在降频期间也会使用此功能。

4.3.6 调制栅极驱动

驱动级针对电磁干扰现象进行了优化。在达到功率 MOSFET 的导通阈值前，系统会减慢其接通速度。驱动器输出端采用上升沿斜坡控制（见图 13），从而最大限度地减小导通期间的前沿开关尖峰。

该栅极驱动电压为 10 V (V_{GATE_HIGH})，足以满足多数现有功率 MOSFET 的要求。在负载电容为 1nF 的情况下，上升时间和下降时间的典型值分别为 117 ns 和 27 ns。

栅极电阻器可用于调节 MOSFET 的导通速度。欲加快关断速度，可将栅极电阻器与超快二极管反并联。为避免功率 MOSFET 上出现栅极驱动振荡，我们建议应尽量缩小 PCB 回路的面积。但上述建议并不适用于 CoolSET™，因为功率 MOSFET 已集成控制器，并进行了操作优化调整。

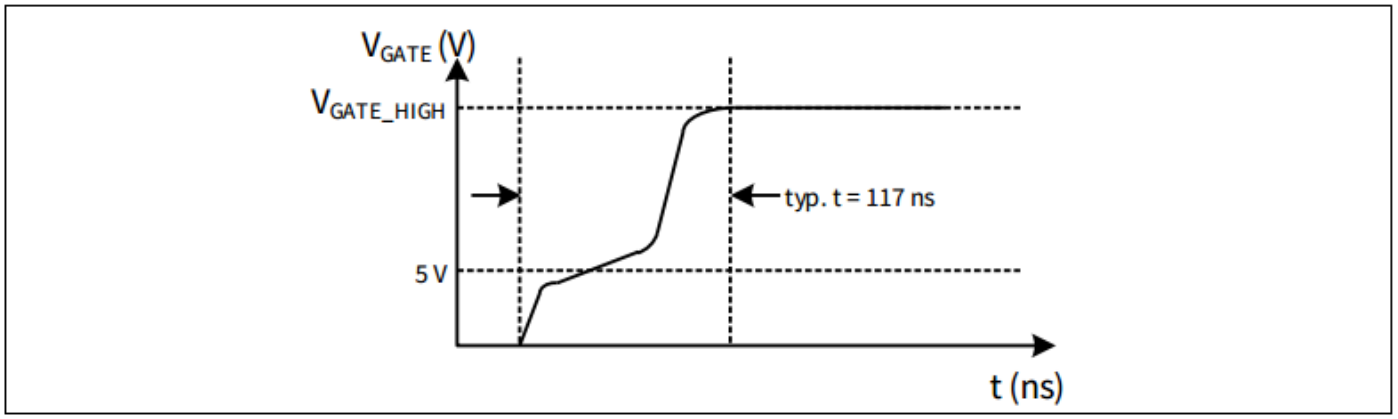

图 13 栅极 – 上升波形

注意： ***在 ICE5xSAG/ICE5xRxxxxAG 应用中，请勿在其功率 MOSFET 的栅极或 GATE 引脚上加装栅极放电电阻器。放电电阻器将与 $R_{StartUp}$ 一同构成分压器。在 $R_{StartUp}$ 相对放电电阻的比值较高时，功率 MOSFET 的栅极电压将不足以使其导通，亦无法将 V_{CC} 充电至超过 V_{VCC_ON}。同样，即使用 CoolSET™ 将电压探针连接在 GATE 引脚上，也有可能导致无法启动或启动时间较长，具体情况取决于探针电阻。***

4.4 峰值电流限制 (PCL)

系统通过限流比较器实现逐周期峰值电流限制 (PCL)，以便提供初级过流保护 (OCP)。初级电流会在电流感测电阻器 R_{CS} 两端产生电压 V_{CS}，该电阻器接于 CS 引脚和 GND 引脚之间。如果电压 V_{CS} 超过内部电压限值 V_{CS_N}，比较器将立即关断栅极驱动。

初级峰值电流 I_{PEAK_PRI} 的计算公式如下：

$$I_{PEAK_PRI} = V_{CS_N} / R_{CS} \quad \text{(公式 206)}$$

此公式中，I_{PEAK_PRI}：初级侧的最大峰值电流

V_{CS_N} ：PCL 的阈值电压

R_{CS} ：电流感测电阻器的电阻

为避免因 MOSFET 接通瞬态电压尖峰引起误触发，电流感测路径中集成了前沿消隐 (LEB) 时间 (t_{CS_LEB})。

注意：　如果CS 引脚处的开关噪声较高，则IC 可能在前沿消隐时间结束后立即关断，尤其是在高压线路负载较轻的情况下。为避免出现此现象，可在CS 引脚和GND 引脚之间加装滤噪陶瓷电容器（例如电容值为100 pF~100 nF）。

4.4.1 传播延迟补偿

在进行过流 (OC) 检测时，从感测 V_{CS} 到关断功率 MOSFET 的过程中始终存在传播延迟。因延迟引起的峰值电流 I_{peak} 过冲值取决于初级电流的 dI/dt 比值（见图 14）。

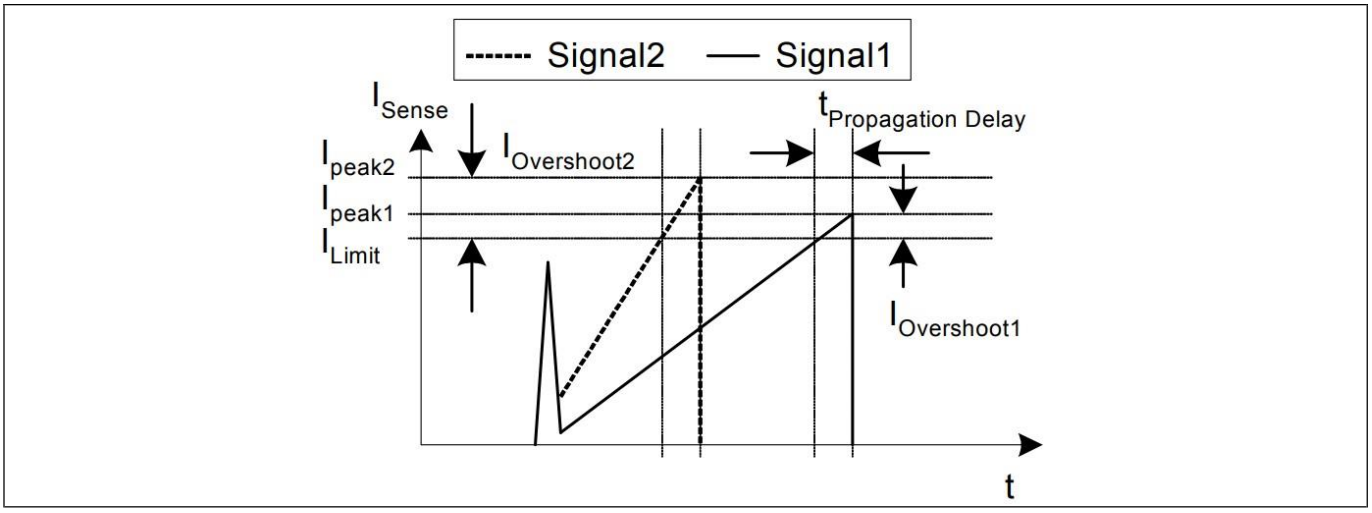

图 14　限流

由于上升波形更陡，Signal2 的过冲值大于 Signal1 的相应值。而该斜率的变化则取决于交流输入电压。为降低因初级电流上升率 (dI/dt) 引起的过冲，系统采用了传播延迟补偿。因此，在较宽的总线电压范围内，系统得以补偿从超出电流感测阈值 V_{CS_N} 到关断功率 MOSFET 之间的传播延迟时间。该设计可提高限流精度，进而最大限度地减小交流线路输入高低压间过载保护触发功率的差值。

使用 CCM 操作时，相同的 V_{CS} 不会产生相同的功率。为接近 CCM 的过载触发电平，ICE5xSAG/ICE5xRxxxxAG 采用双曲线补偿设计，如图 15 所示。其中一条曲线应用于大于 0.40 占空比的 T_{ON}，另一条则用于低于 0.40 占空比的 T_{ON}。

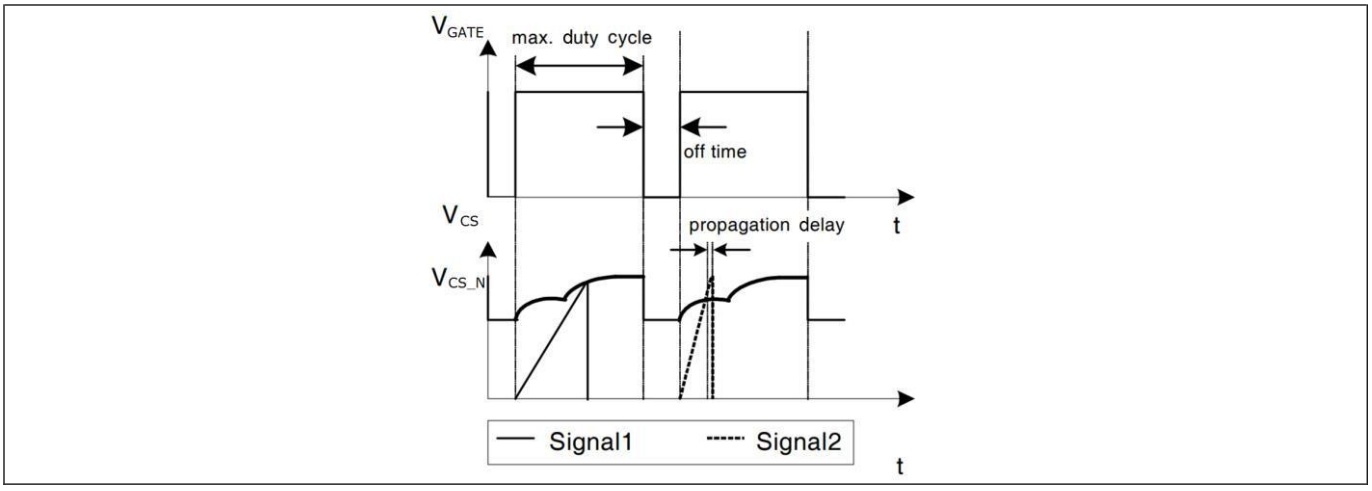

图 15　动态电压阈值 V_{CS_N}

同理，主动突发模式也采用了相同的传播延迟补偿方案，但在电平上有所降低。凭借此设计，交流线路输入高低压间的突发模式进入和退出功率便可保持一致。

4.5 功率电平可选的主动突发模式 (ABM)

在低负载条件下，IC 可进入主动突发模式工作以最大限度地降低功耗。以下数段将详细介绍进入主动突发模式的工作情况。

4.5.1 进入主动突发模式 (ABM) 工作

系统进入主动突发模式 (ABM) 工作需满足两个条件：

- 反馈电压低于 V_{FB_EBLP}/V_{FB_EBHP} 的阈值，具体数值依突发配置选项设置而定；
- 具备一定的消隐时间 t_{FB_BEB}。

一旦满足这两个条件，就会设置主动突发模式触发器，同时控制器进入主动突发模式工作。此种用于确定进入主动突发模式工作的双重条件设置可避免误触发 ABM，因此仅当输出功率确实较低时，控制器才会进入主动突发模式工作。

进入突发模式的阈值功率可通过下式确定。

$$P_{\text{enter_burst}} = \frac{1}{2} \cdot L_p \cdot f_{OSCx_MIN} \cdot \left(\frac{V_{FB_EBxP} - V_{PWM}}{R_{CS} \cdot G_{PWM}} \right)^2 \quad \text{(公式 207)}$$

此公式中，L_P ：初级电感

f_{OSCx_MIN}：最低开关频率

V_{FB_EBxP}：进入主动突发模式的 V_{FB}

突发功率与最大输入功率 P_{IN_Max} 之比可用下式表示。

$$\frac{P_{enter_burst}}{P_{IN_Max}} = \frac{f_{OSCx_MIN}}{f_{OSCx}} \cdot \left(\frac{V_{FB_EBxP} - V_{PWM}}{V_{CS_N} \cdot G_{PWM}} \right)^2 \quad \text{(公式 208)}$$

4.5.2 主动突发模式工作期间

进入主动突发模式后，由于 PWM 部分停止工作，V_{OUT} 开始下降，而 V_{FB} 则随之上升。一旦 V_{FB} 超过 V_{FB_BOn}，内部偏置便将再次激活内部电路以启动开关操作。

如果 PWM 仍在进行且输出负载依旧较低，V_{OUT} 就会升高，同时 V_{FB} 信号开始降低。当 V_{FB} 达到下限阈值 V_{FB_BOff} 时，内部电路将再次重置，同时 PWM 部分被禁用并停止开关操作，直至下次 V_{FB} 增加并超过 V_{FB_BOn} 阈值之时。

在主动突发模式中，V_{FB} 在 V_{FB_BOff} 与 V_{FB_BOn} 之间波动，呈锯齿波形，如图 16。

在主动突发模式期间，100 kHz 型号的 IC 开关频率 f_{OSCx_ABM} 为 83 kHz，125 kHz 型号的开关频率则为 103 kHz。功率 MOSFET 的峰值电流 I_{PEAK_ABM} 的定义式如下：

$$I_{\text{PEAK_ABM}} = V_{\text{CS_BxP}} / R_{\text{CS}} \quad \text{(公式 209)}$$

其中，V_{CS_BxP} 是主动突发模式中的峰值电流限制

4.5.3 退出主动突发模式工作

如果输出负载突然增加，反馈电压将立即升高。当 V_{FB} 超过 V_{FB_LB} 时，系统会退出主动突发模式，同时 PCL 阈值电压将立即恢复至 V_{CS_N}。

退出主动突发模式的功率可通过下式确定。

$$P_{\text{leave_burst}} = \frac{1}{2} \cdot L_p \cdot f_{OSCx_ABM} \cdot \left(\frac{V_{CS_BxP}}{R_{CS}}\right)^2 \quad \text{(公式 210)}$$

此公式中，f_{OSCx_ABM}：主动突发模式开关频率

V_{CS_BxP}：主动突发模式中的峰值电流限制

因此，退出主动突发模式的功率与最大输入功率之比可通过下式确定。

$$\frac{P_{leave_burst}}{P_{IN_Max}} = \frac{f_{OSCx_ABM}}{f_{OSCx}} \cdot \left(\frac{V_{CS_BxP}}{V_{CS_N}}\right)^2 \quad \text{(公式 211)}$$

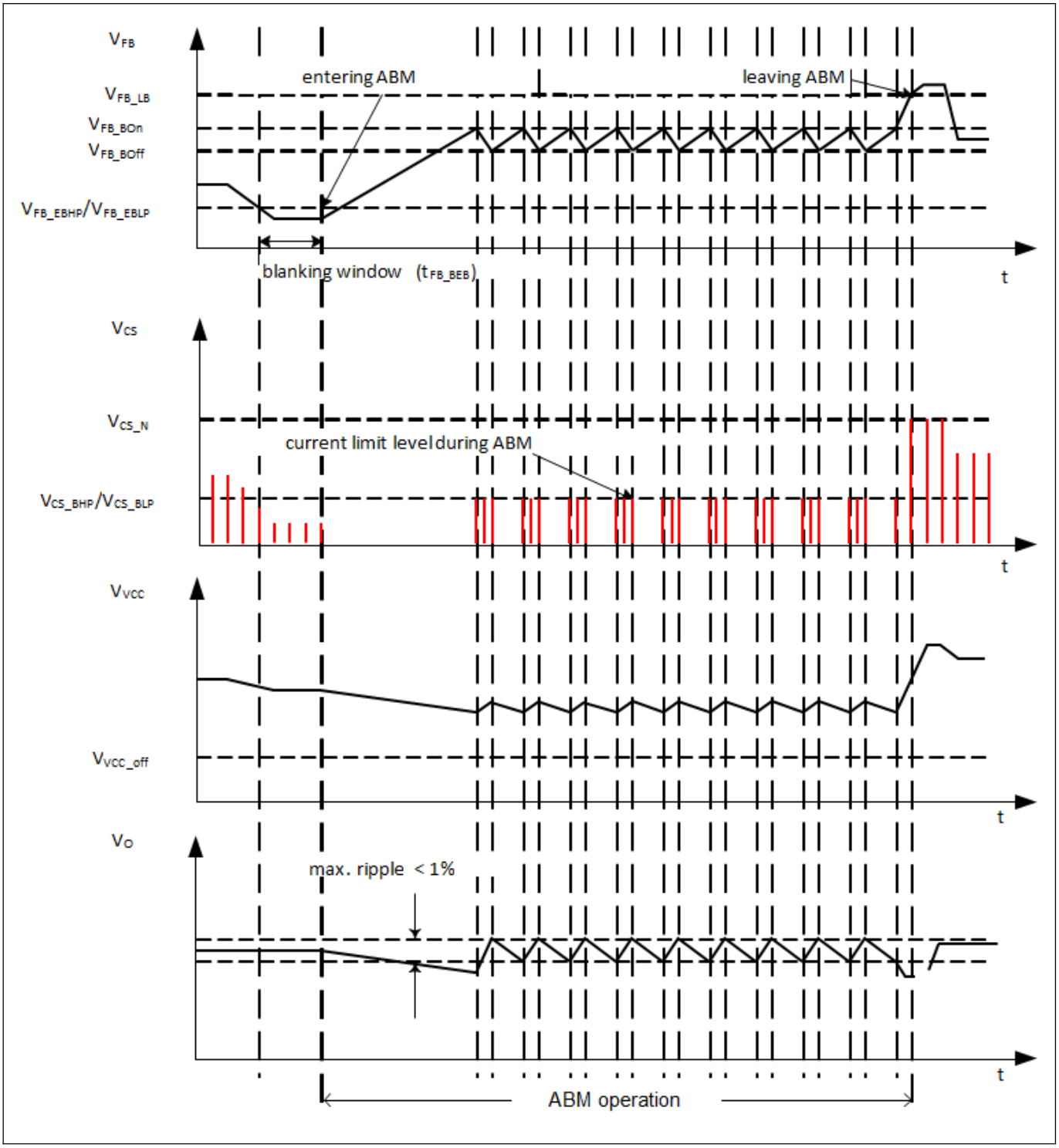

图 16 主动突发模式中的信号

4.5.4 主动突发模式 (ABM) 配置

通过改变 FB 引脚上的电阻 R_{Sel}，系统即可选择所要进入的突发模式电平。根据 R_{Sel} 的不同，系统可实施三种配置方案，分别对应无主动突发模式（方案 1）、主动突发模式低功率范围（方案 2）以及主动突发模式高功率范围（方案 3）.下表显示了根据反馈电压以确定进入和退出电平的控制逻辑。

表 2　　主动突发模式配置选项设置

方案	R_{Sel}	V_{FB}	V_{CS_BxP}	进入电平		退出电平	
				V_{FB_EBxP}	P_{IN_Max} 的百分比	V_{FB_LB}	P_{IN_Max} 的百分比
1	< 470 kΩ	$V_{FB} < V_{FB_P_BIAS1}$	–	–	无 ABM	–	无 ABM
2	720～790 kΩ	$V_{FB_P_BIAS1} < V_{FB} < V_{FB_P_BIAS2}$	0.22 V	0.93 V	～3 %	2.73 V	～6.2 %
3（默认）	> 1210 kΩ	$V_{FB} > V_{FB_P_BIAS2}$	0.27 V	1.03 V	～4.5 %	2.73 V	～9.4 %

P_{IN_Max} 是触发过载保护前的输入功率。

在 IC 启动期间，控制器会将主动突发模式预设为方案 3，内部开关 S2（见图 17）断开反馈电阻器 (R_{FB})，并改为导通电流源 I_{sel}。在 V_{CC} = 4.44 V 到 V_{CC} 导通阈值期间，FB 引脚将开始以电流 I_{sel} 为电阻器 R_{Sel} 充电，直至达到特定电压电平。当 V_{CC} 达到其导通阈值时，系统即可感测到反馈电压，然后便可根据反馈电压电平选择突发模式方案。完成选择后，突发模式方案将不会因反馈电平的任何变化而改变，并且当反馈电阻器 (R_{FB}) 再次连接至电路时，电流源 (I_{sel}) 便会断开。

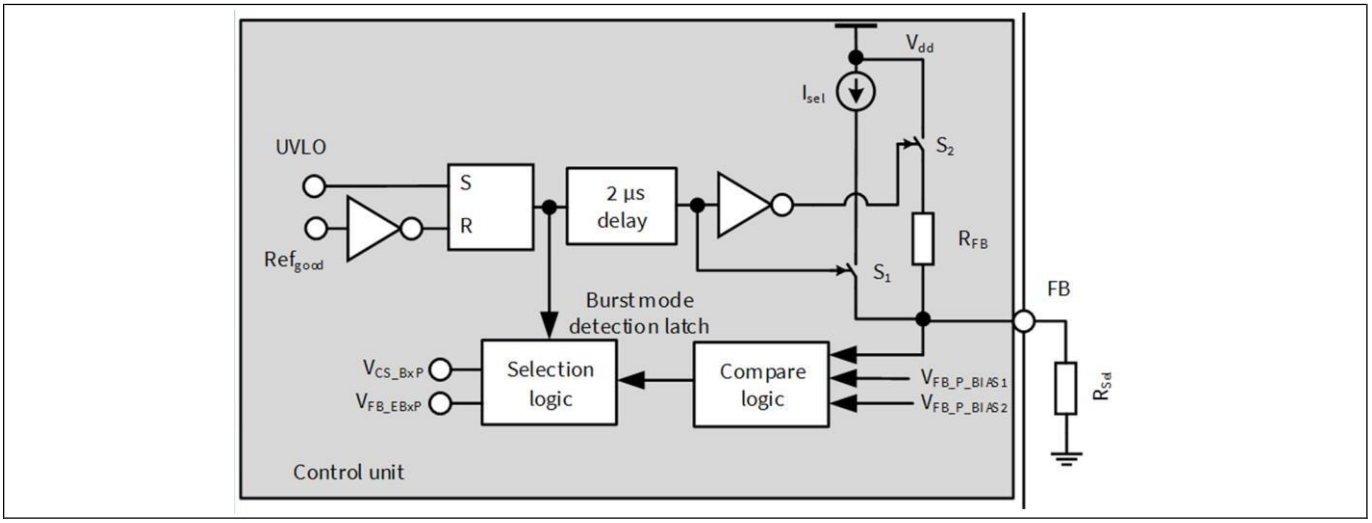

图 17　　主动突发模式的检测与调整

4.6　非隔离/隔离配置

ICE5xSAG/ICE5xRxxxxAG 配有一个 VERR 引脚，该引脚连接到集成式误差放大器的输入端，以支持非隔离反激式应用（见图 4 和 图 5）。在 V_{CC} 充电至其导通阈值前时，来自 VERR 引脚的电流源 $I_{ERR_P_BIAS}$ 将连同 R_{F1} 和 R_{F2} 在 VERR 端生成电压。如果 VERR 电压大于 $V_{ERR_P_BIAS}$ (0.2 V)，则选用非隔离配置；否则，将选择隔离配置。在隔离配置中，误差放大器输出端将与 FB 引脚断开。

若未使用误差放大器或选择隔离配置，请将 VERR 引脚连接到 GND。

4.6.1　非隔离 反馈

在非隔离配置下，（参考图 4 和图 5），分压器 R_{F1} 及 R_{F2} 用于感测输出电压，并将其与内部基准电压 V_{ERR_REF} 进行比较。随后，误差放大器将感测电压与基准电压的差值转换为输出电流。输出电流将对连接在 FB 引脚上的电阻器和电容器网络进行充电/放电，以实现回路补偿。

为正确检测非隔离配置，R_{F1} 与 R_{F2} 的最小并联组合电阻可按下式计算：

$$R_{F1//F2} \geqslant V_{ERR_P_BIAS_max} / I_{ERR_P_BIAS_min} = 0.24\ V / 9.5\ \mu A = 25.3\ k\Omega$$ （公式 212）

在此公式中，$R_{F1//F2}$：R_{F1} 与 R_{F2} 的并联组合

$V_{ERR_P_BIAS_max}$：误差放大器模式的最大电压

$I_{ERR_P_BIAS_min}$：误差放大器模式的最小偏置电流

输出电压 Vp1（见 $_{P1}$（见图 4）可由 R_{F1} 与 R_{F2} 通过下式设置：

$$R_{F2} = R_{F1} \cdot \left(\frac{V_{P1}}{V_{ERR_REF}} - 1 \right)$$ （公式 213）

在此公式中，R_{F1} 和 R_{F2} ：分压器电阻器

V_{P1}：输出电压

V_{ERR_REF}：误差放大器基准电压

4.6.2 隔离 反馈

在隔离配置中，输出通常由 TL431 感测，并借助光耦合器馈入 FB 引脚（见图 18）在 IC 内，FB 引脚通过内部上拉电阻器 R_{FB} 与 (V_{REF}) 3.3 V 基准电压相连。而在 IC 外部，该引脚则与光耦合器的集电极相连。正常情况下，可将一个陶瓷电容器 C_{FB}（常见值 1nF）置于此引脚和接地引脚之间以过滤噪声。

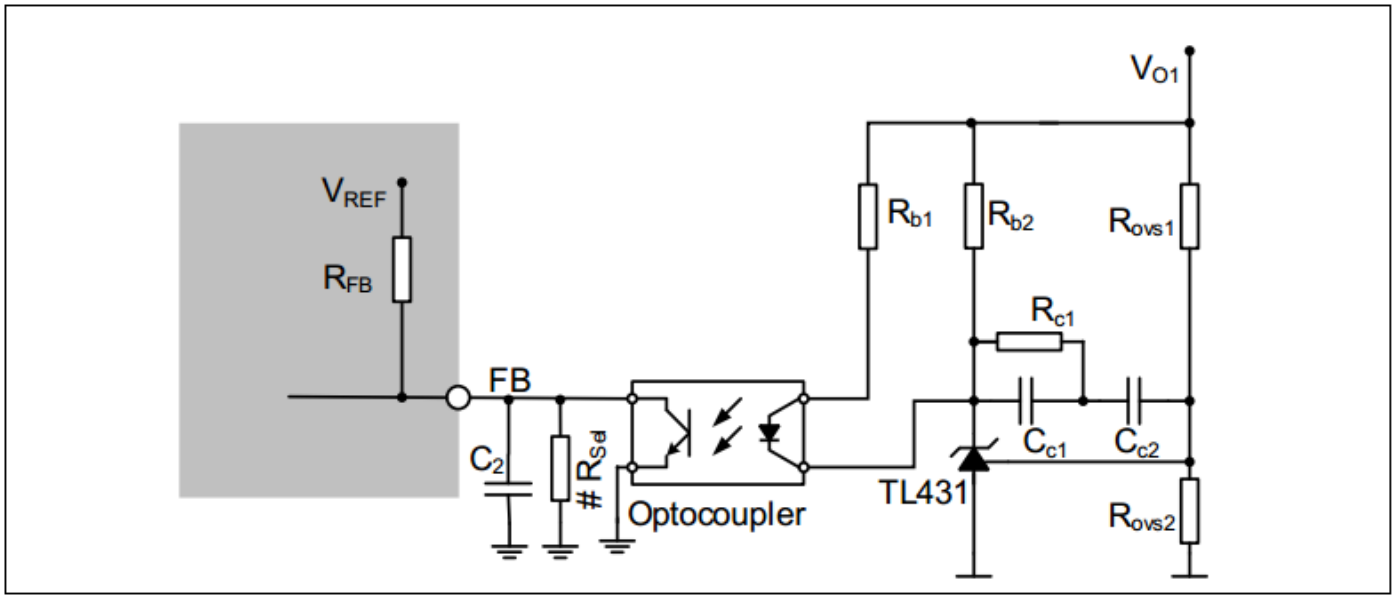

图 18 用于隔离配置的反馈电路

输出电压 V_{o1}（见图 18）可由 R_{OVS1} 与 R_{OVS2} 通过下式设置：

$$R_{OVS1} = R_{OVS2} \left(\frac{V_{O1}}{V_{REF_TL}} - 1 \right)$$ （公式 214）

在此公式中，R_{OVS1} 和 R_{OVS2} ：分压器电阻器

V_{O1} ：输出电压

V_{REF_TL} ：TL431 基准电压

4.7 保护功能

ICE5xSAG/ICE5xRxxxxAG 具备诸多保护功能，可显著增强电源系统的稳健性、安全性和可靠性。下表总结了这些保护功能和相应保护模式，无开关自动重启、自动重启及跳过奇数式自动重启等模式均有涉及。保护模式的波形图请参见图 19、图 20 和图 21。

表 3 保护功能

保护功能	正常模式	突发模式		保护模式
		突发模式开启	突发模式关闭	
LOVP	√	√	√	无开关自动重启
V_{CC} 过压	√	√	NA[1]	跳过奇数式自动重启
V_{CC} 欠压	√	√	√	自动重启
过载/开路	√	NA[1]	NA[1]	跳过奇数式自动重启
过热	√	√	√	无开关自动重启
V_{CC} 短接接地端	√	√	√	不启动

4.7.1 线路过压保护 (LOVP)

系统使用分压器电阻 R_{I1} 及 R_{I2}（图 2）感测 VIN 引脚上的总线电容器电压，以此检测输入线路过压保护 (LOVP)。一旦 V_{VIN} 电压高于线路过压 (LOV) 阈值 (V_{VIN_LOVP})，控制器即进入保护模式，直到 V_{VIN} 低于 V_{VIN_LOVP}。如欲禁用此保护，请将 VIN 引脚连接到 GND。

在线路过压保护期间，MOSFET 停止开关操作，V_{VIN} 在每个重启周期中均始终受到监控。感测电阻器（见图 2、图 3、图 4 和图 5）R_{I1} 及 R_{I2} 的计算公式如下。

$$R_{I2} = \frac{R_{I1} \times V_{VIN_LOVP}}{(V_{Line_OVP_AC} \times \sqrt{2}) - V_{VIN_LOVP}}$$ （公式 215）

在此公式中，R_{I1} ：高边线路输入感测电阻（典型值：9 MΩ）

R_{I2} ：低边线路输入感测电阻

V_{VIN_LOVP} ：线路过压阈值（典型值：2.85 V）

$V_{LINE_OVP_AC}$ ：自定义的系统线路过压 (V_{AC})

4.7.2 V_{cc} 过压/欠压

V_{CC} 电压在运行过程中会受到持续监测。如果 V_{CC} 持续低于 V_{VCC_OFF} 达 50 µs ($t_{VCC_OFF_B}$) 或持续高于 V_{VCC_OVP} 达 55 µs ($t_{VCC_OVP_B}$)，则功率 MOSFET 将保持关断状态。在 V_{CC} 电压降至阈值 V_{VCCoff} 以下后，系统便会激活新的启动序列，然后对 V_{CC} 电容器进行充电。一旦电压超过阈值 V_{VCC_ON}，IC 即通过新一轮软启动开始工作。

4.7.3 过载/开路

如果控制回路开路或输出过载，反馈电压就会被拉高。当 V_{FB} 在经过消隐时间 $t_{FB_OLP_B}$ 后仍超过 V_{FB_OLP}，IC 进入跳过奇数式自动重启模式。借助消隐时间，转换器得以在 V_{FB} 因负载突然增加而升高的情况下提供峰值功率。

4.7.4 过温

如果控制器结温高于 T_{jcon_OTP}，IC 将在自动重启模式下进入过热保护 (OTP)。此外，该 IC 还具备 40°C 的迟滞设置。这意味着只有当控制器结温低于 触发点 40°C 温差 时，IC 方可从过温保护中恢复。

4.7.5 CS 引脚短接接地端

在电源开关接通期间，如果 CS 引脚处的电压在经过特定消隐时间 $t_{CS_STG_B}$ 后低于预设阈值 V_{CS_STG}，并持续 3 个连续脉冲时间，IC 即进入 CS 引脚短接接地端保护模式。

当 CS 引脚短接接地端时，漏极峰值电流 I_D 将取决于总线电压和变压器初级电感。在触发 CS 引脚短接接地端保护前，如果漏极峰值电流超过 CoolSET™ 的最大脉冲漏极电流限值 I_{D_Pulse}，或超过数据表中绝对最大额定值下独立型转换器 SOURCE 引脚的最大单脉冲拉电流 I_{s_pulse}，则 IC 可能会受损。

4.7.6 V_{CC} 短接接地端

为限制启动电路在 V_{CC} 短接接地端时的功率损耗，V_{CC} 充电电流被限制为 $I_{VCC_Charge1}$ 的最低电平。这一低电流足以限制 IC 功率损耗，以防过热。

4.7.7 保护模式

所有保护功能均具备自动重启模式，采用全新的软启动序列。三种自动重启模式如下数图所示。

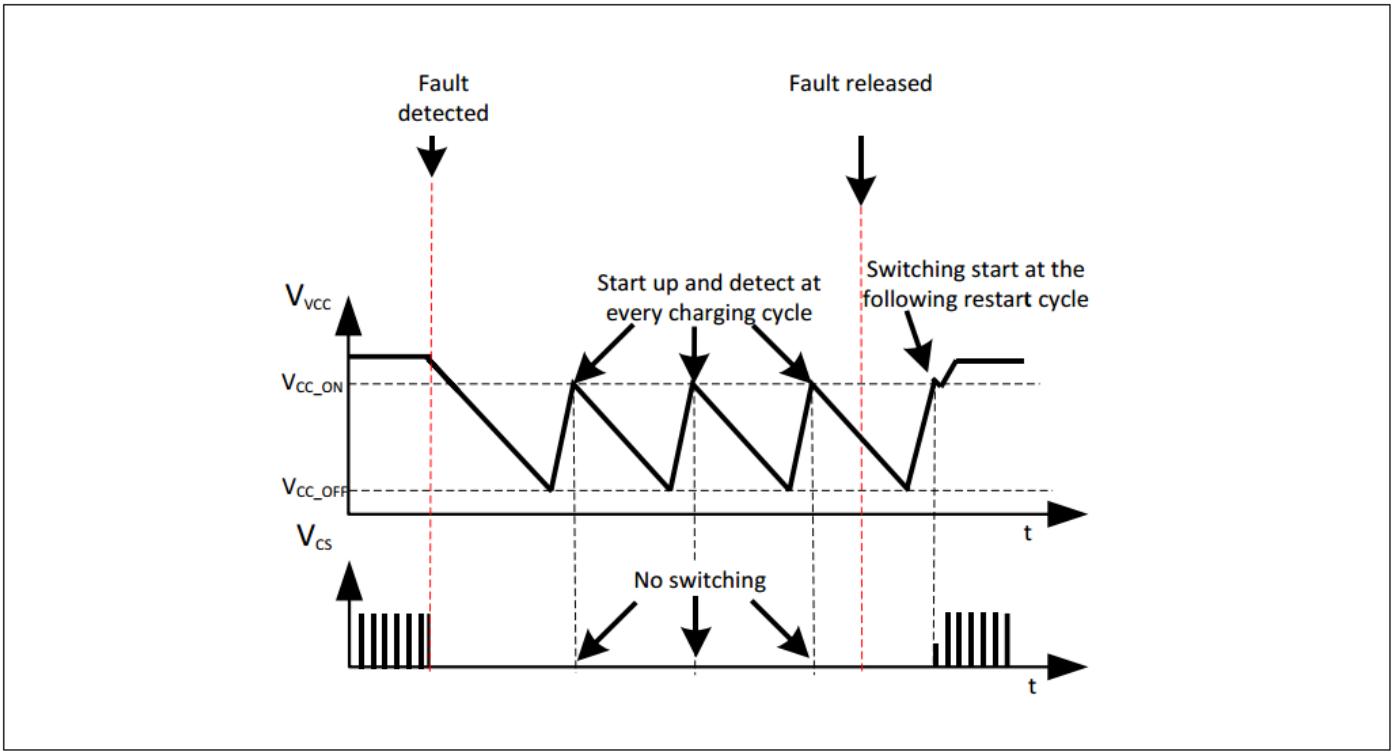

图 19 无开关自动重启模式

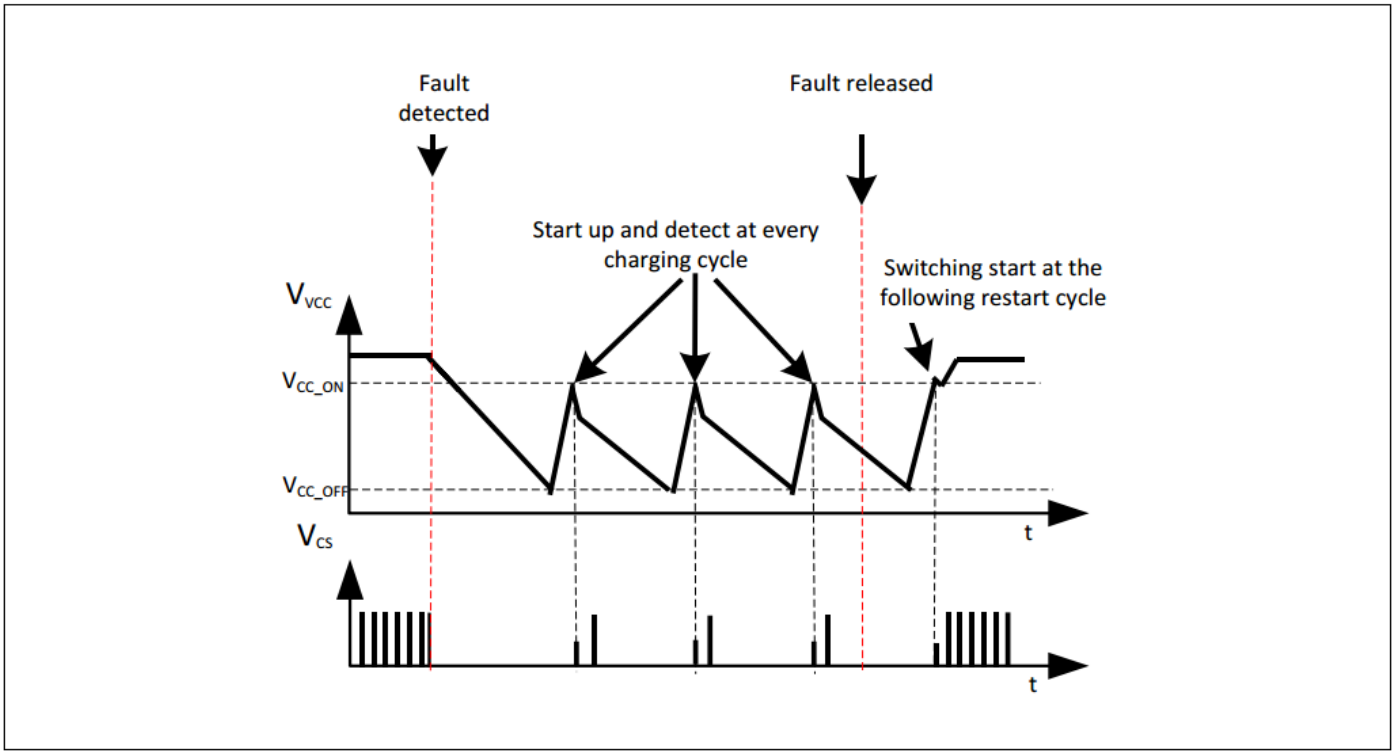

图 20 自动重启模式

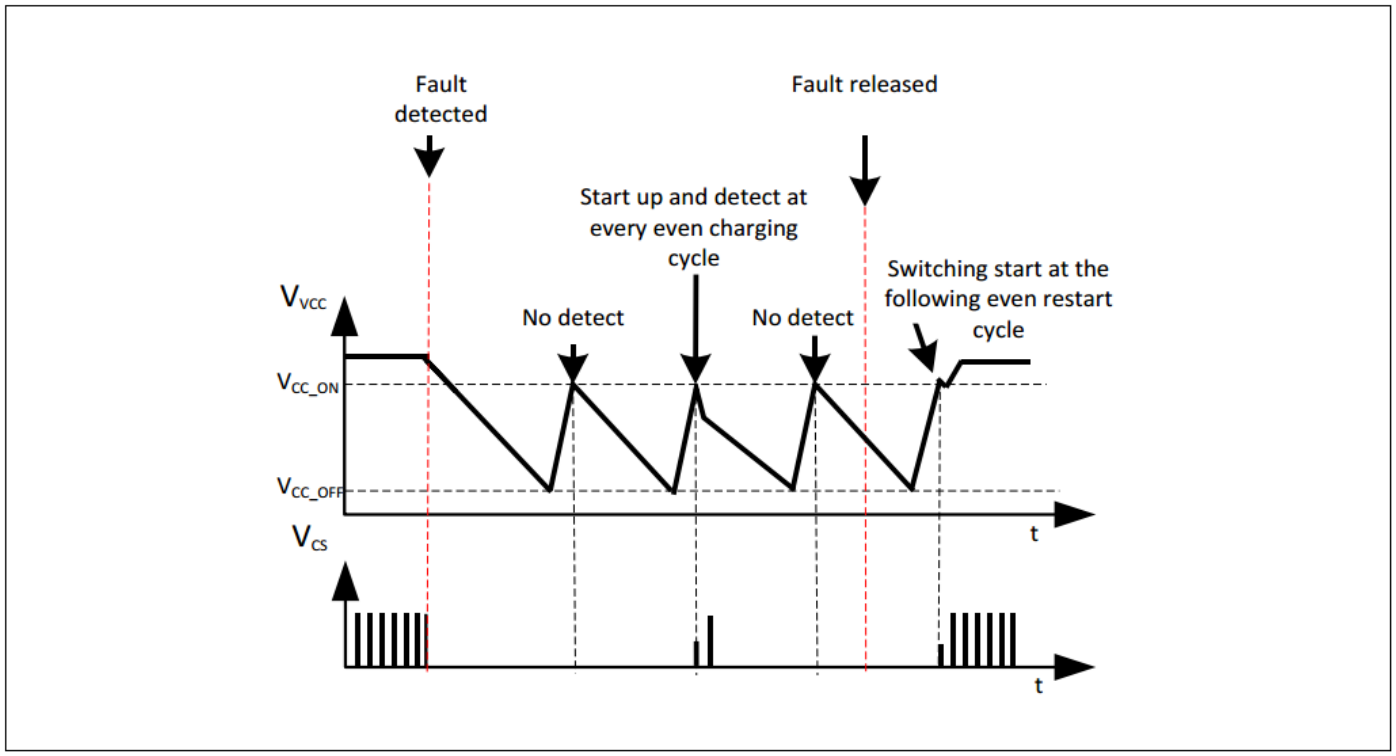

图 21　　跳过奇数式自动重启

5 典型应用电路

下面两图显示了采用 ICE5GSAG 的单输出演示板及使用 ICE5AR4770AG 的 14.5 W 演示板。

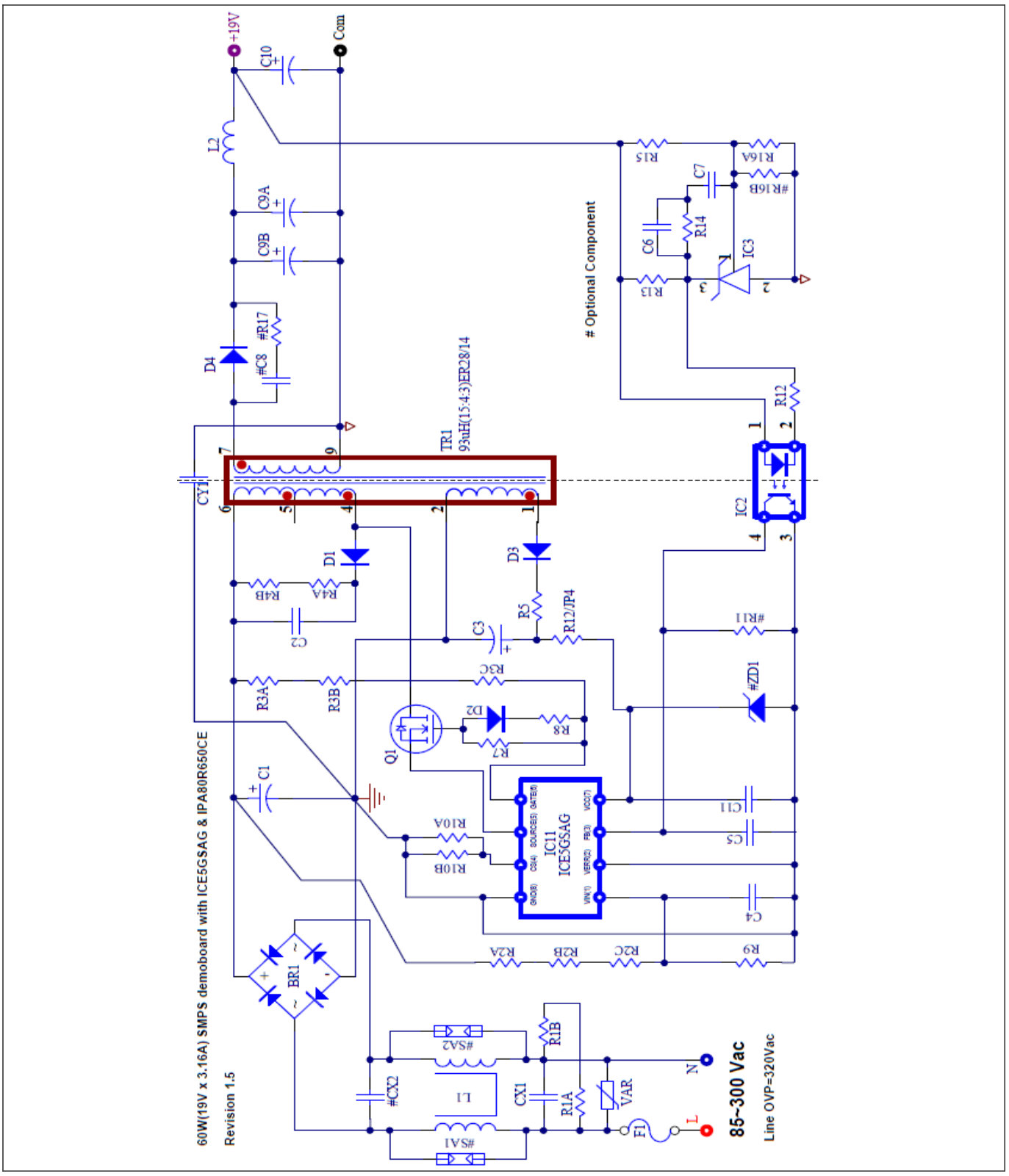

图 22 DEMO_5GSAG_60W1 原理图

典型应用电路

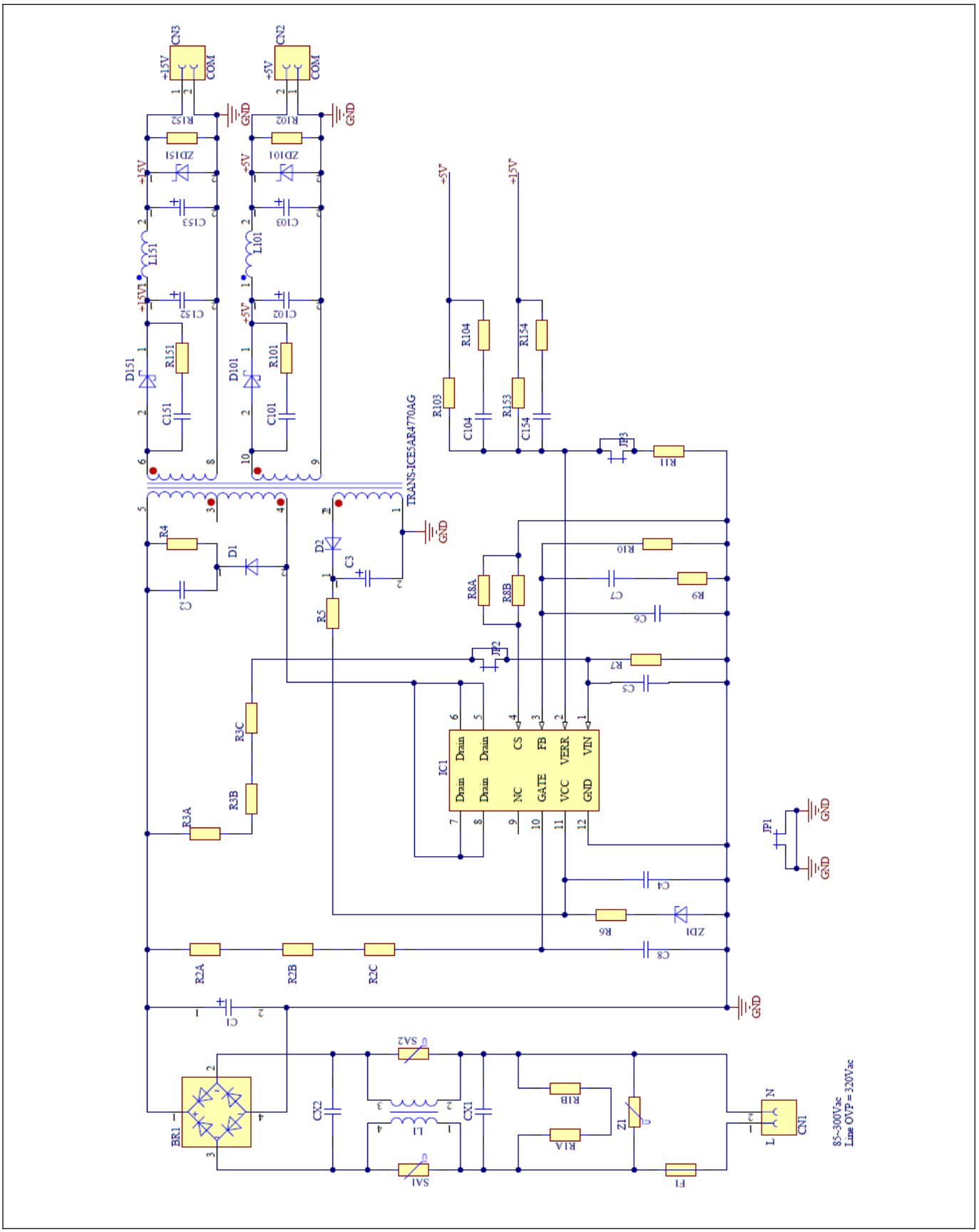

图 23　　DEMO_5AR4770AG_14W1 原理图

6 PCB 布局建议

在开关模式电源 (SMPS) 中，PCB 布局是实现成功设计的关键。以下是一些相关建议（见图 22）。

1. 通过脉冲均流或均压尽量缩减回路面积；例如通过总线电压源、初级绕组、主电源开关（控制器内的 Q11 和 CoolSET™ 内置的电源开关 CoolMOS™）和电流感测电阻器构成的回路或者由次级绕组、输出二极管和输出电容器组成的回路，或者 V_{CC} 电源回路。
2. 在大容量电容器 C1 处采用星型接地结构：所有初级接地端应分别与大容量电容器 C1 的接地端进行单点连接。该设计可有效减少传输至 CoolSET™ 器件敏感引脚的开关噪声。初级星型接地端可分为以下四类：
   i. 连接信号（所有连接至控制器/CoolSET™ GND 引脚的小信号接地端，如滤波电容器接地端 C4、C5、C11 和光耦合器接地端）与电源接地端（电流感测电阻器 R10A 和 R10B）。
   ii. V_{CC} 接地端，包括 V_{CC} 电容器 C3 接地端、辅助绕组接地端、电源变压器的引脚 2。
   iii. EMI 回路接地端，包括 Y 电容器 CY1。
   iv. 桥式整流器 BR1 的直流接地端。
3. 滤波电容器应尽量靠近控制器接地端：滤波电容器 C4、C5 和 C11 应尽量近置于控制器接地端和引脚，以便减少耦合至控制器的开关噪声。
4. 高压走线电气间隙：高压走线应与相邻走线保持足够间距，否则，可能会产生电弧。
   i. 400 V 走线（大容量电容器 C1 的正供电轨）至相邻走线：> 2.0 mm
   ii. 700/800 V 走线{电源开关的漏极引脚（控制器 Q1 和 CoolSET™ IC1 的 DRAIN 引脚 [见图 23]）}至相邻走线：> 3 mm
5. 为改善 CoolSET™ 的散热性能，建议焊接至 PCB 的 DRAIN 引脚铜散热区面积应至少为 232 mm^2。

7 第五代固定频率 IC 的输出功率

图 4 第五代固定频率控制器的输出功率

型号	封装	标记	F_{sw}	220 V AC ±20% 并处于 DCM[1]	85 – 300 V AC 并处于 DCM[1]	85 – 300 V AC 并处于 CCM[1]
ICE5ASAG	PG-DSO-8	5ASAG	100 kHz	108 W	60 W	66 W
ICE5GSAG	PG-DSO-8	5GSAG	125 kHz	108 W	60 W	66 W

图 5 第五代固定频率 CoolSET™ 的输出功率

型号	封装	标记	V_{DS}	F_{sw}	R_{DSon}[2]	220 V AC ±20% 并处于 DCM[1]	85 – 300 V AC 并处于 DCM[1]	85 – 300 V AC 并处于 CCM[1]
ICE5AR4770AG	PG-DSO-12	5AR4770AG	700 V	100 kHz	4.73 Ω	27 W	15 W	16 W
ICE5GR4780AG	PG-DSO-12	5GR4780AG	800 V	125 kHz	4.13 Ω	27.5 W	15 W	16 W
ICE5GR2280AG	PG-DSO-12	5GR2280AG	800 V	125 kHz	2.13 Ω	41 W	23 W	24 W
ICE5GR1680AG	PG-DSO-12	5GR1680AG	800 V	125 kHz	1.53 Ω	48 W	27 W	28 W
ICE5AR0680AG	PG-DSO-12	5AR0680AG	800 V	100 kHz	0.71 Ω	68 W	40 W	42 W

典型输出功率与环境温度关系的计算输出功率关系曲线如下所示。此类曲线由基于开放框架设计的计算得出，其中 T_a = 50°C，T_J = 125°C（CoolSET™ 集成高压 MOSFET），所用单面 PCB 的漏极引脚铜散热区采用了最小面积，铜厚为 2 oz，仅适用于稳态工作状态（不包括用于异常工作模式设计裕度）。输出功率数值仅供选型之用。实际功率因具体设计而异。

[1] 在 T_a = 50° C、T_J = 125° C 时，以开放框架设计所计算出的最大额定输出功率，该设计所用单面 PCB 的引脚铜散热区采用了最小面积，铜厚为 2 oz。输出功率数值仅供选型之用。实际功率因具体设计而异。如需了解更多信息，请联系英飞凌技术专家。

[2] 在 T_J = 25° C 时的典型值（包括低边 MOSFET）

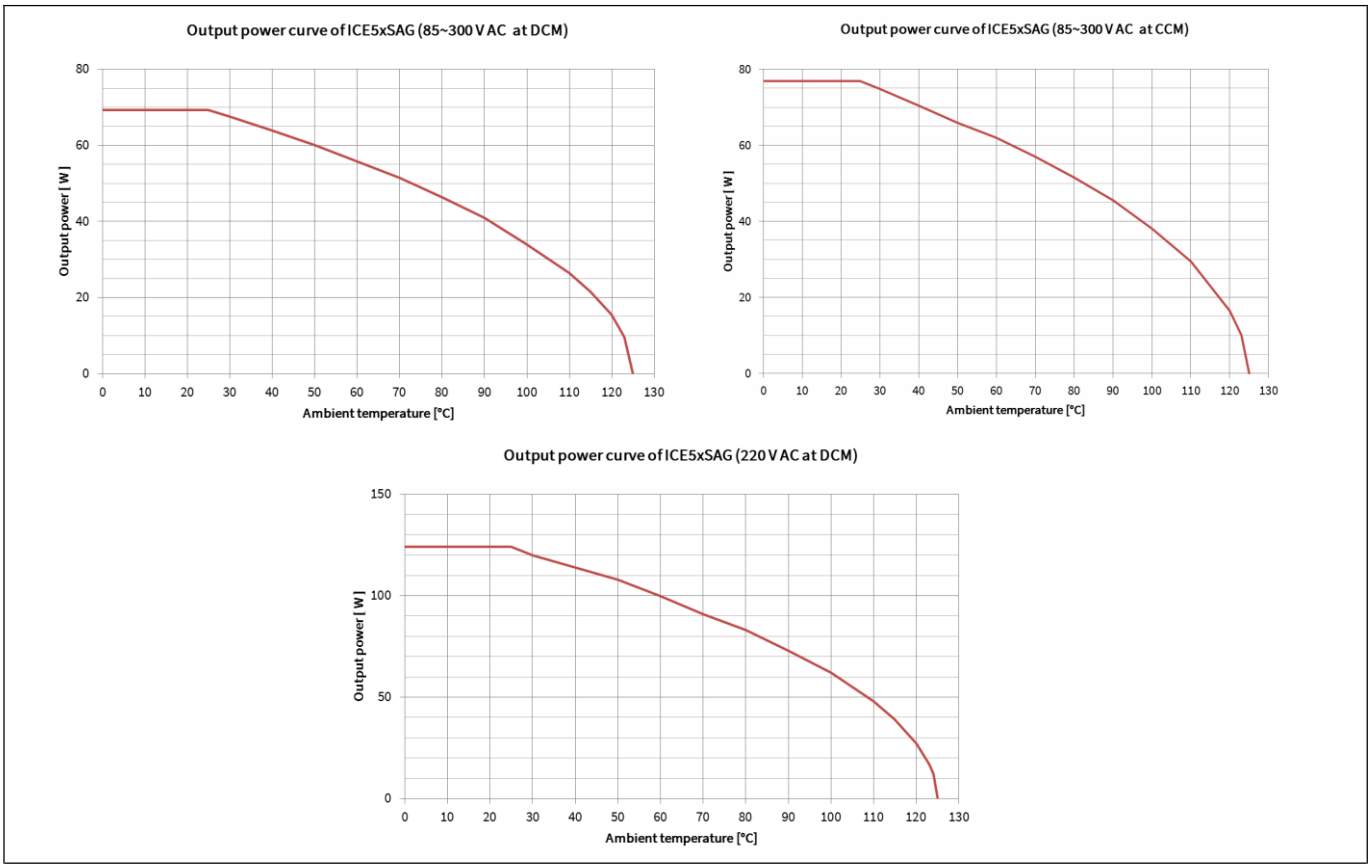

图 24　　ICE5xSAG 的输出功率曲线

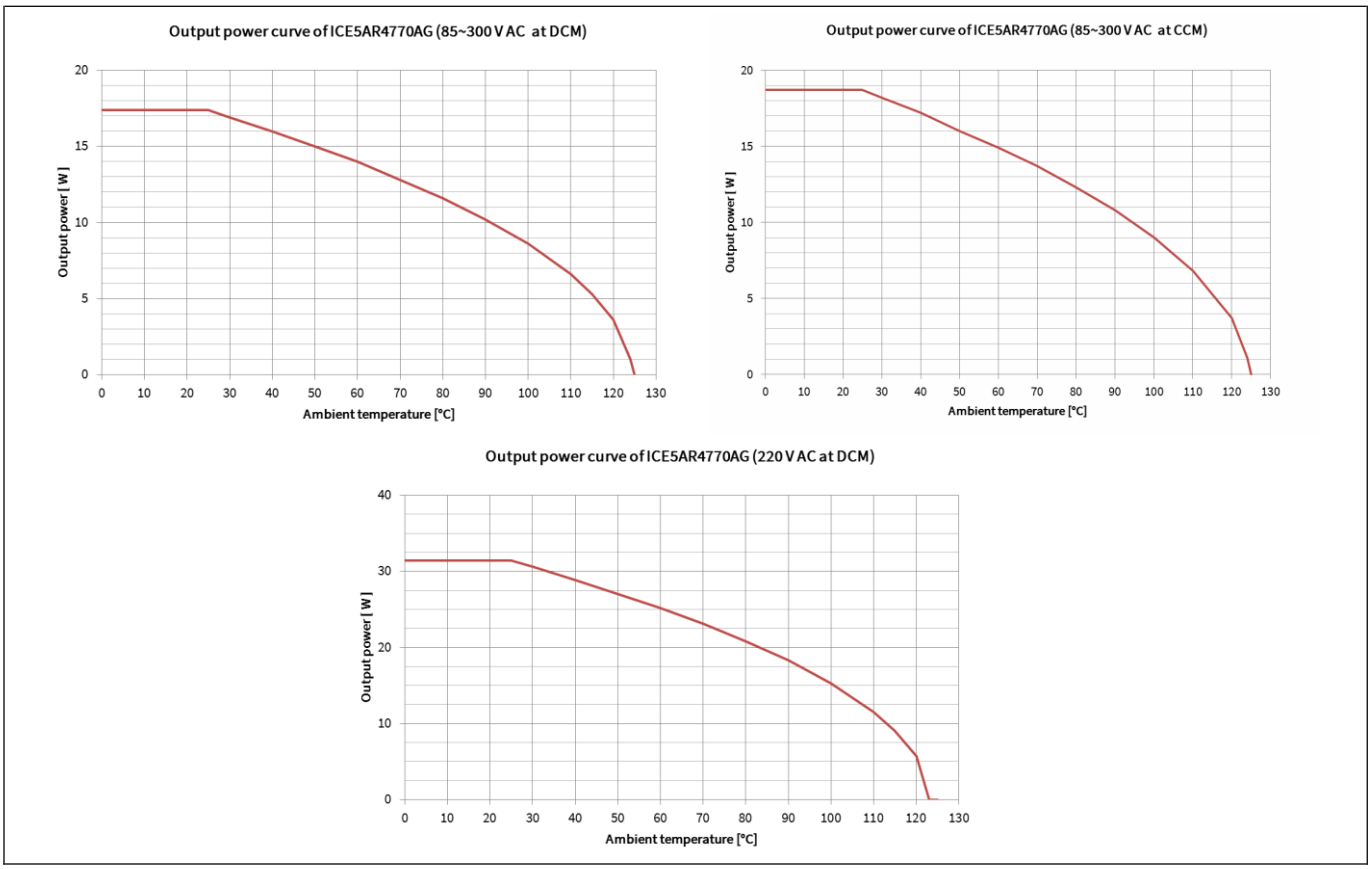

图 25　　ICE5AR4770AG 的输出功率曲线

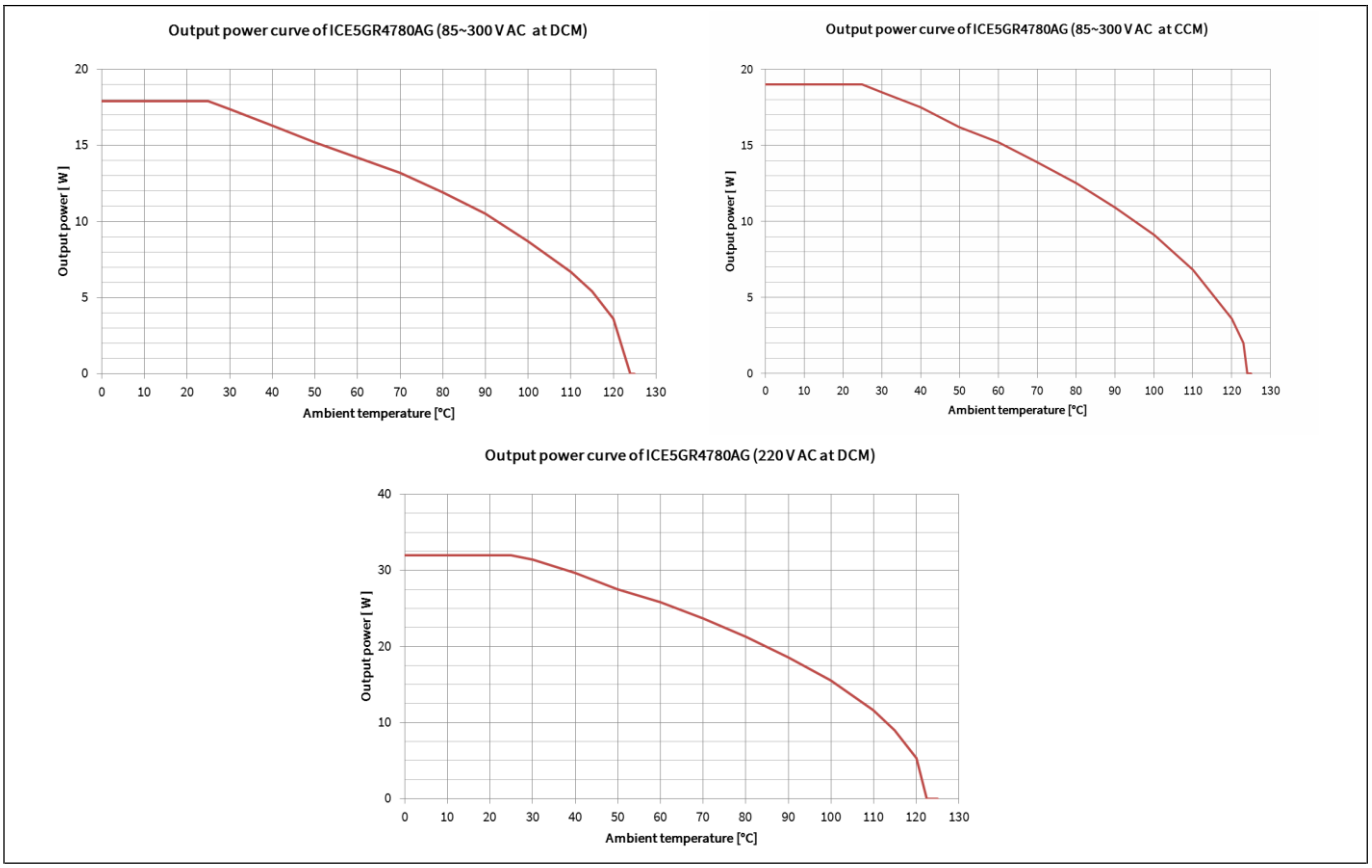

图 26　　ICE5GR4780AG 的输出功率曲线

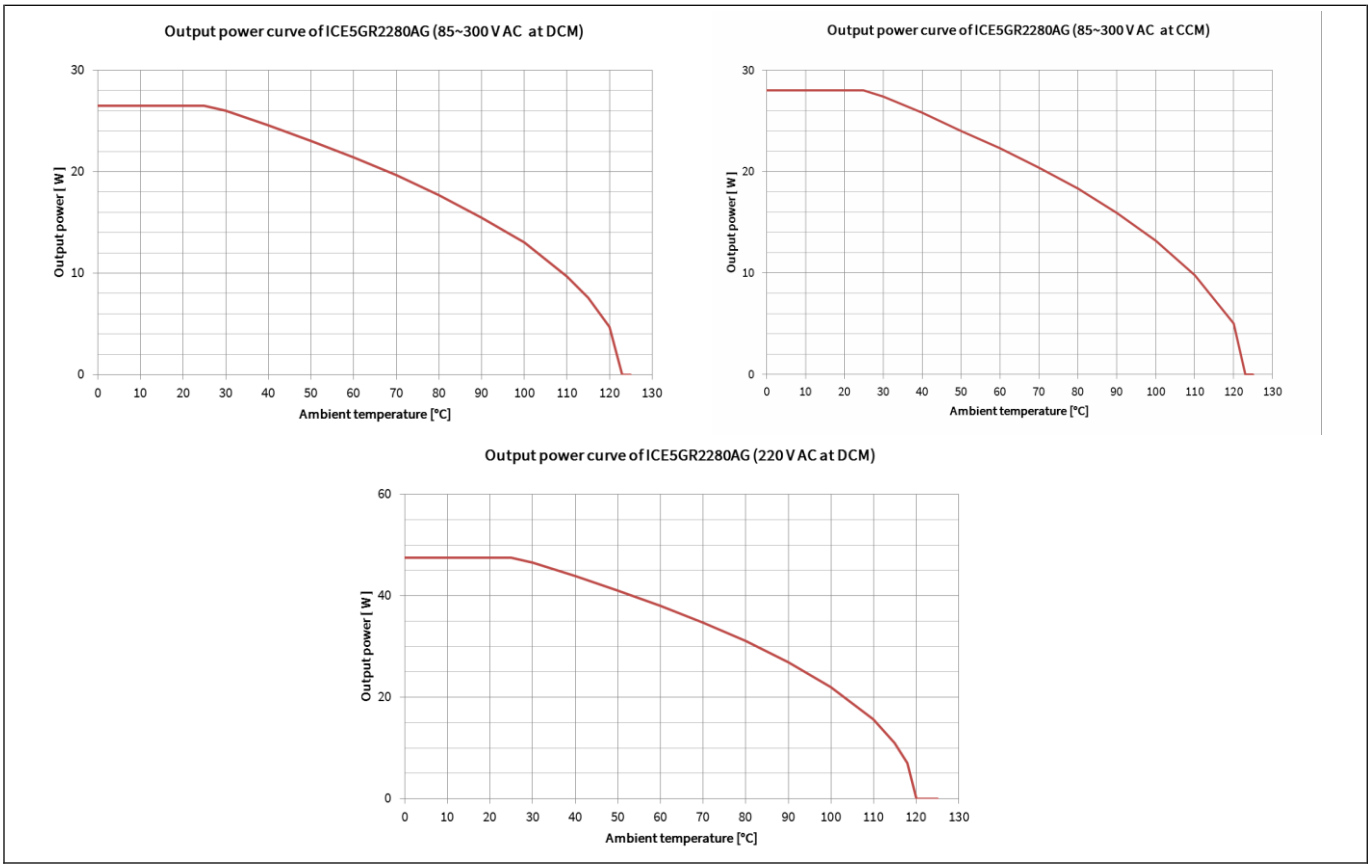

图 27　　ICE5GR2280AG 的输出功率曲线

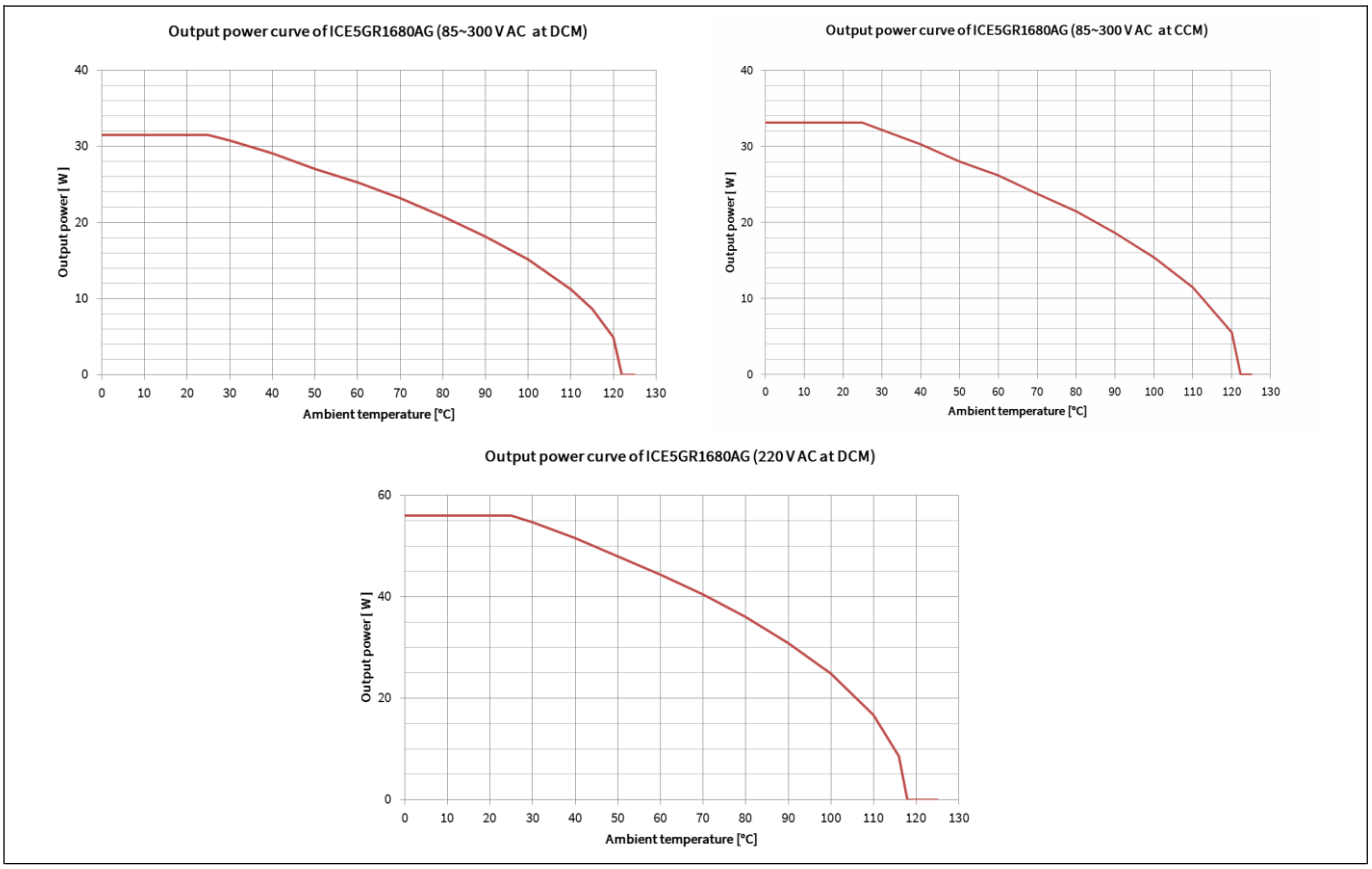

图 28　　ICE5GR1680AG 的输出功率曲线

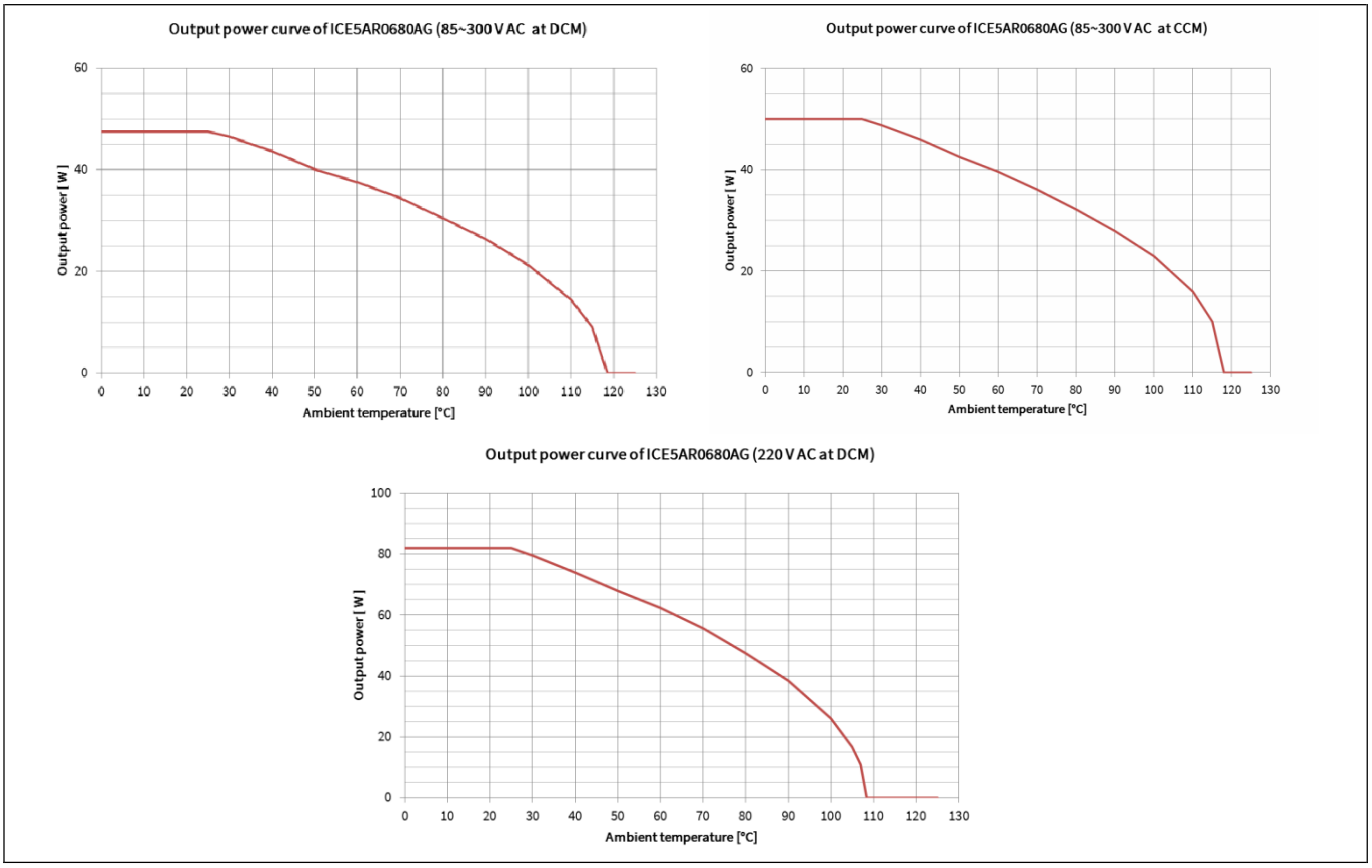

图 29　　ICE5AR0680AG 的输出功率曲线

8 第五代固定频率 FLYCAL 设计示例

采用 ICE5AR4770AG 的固定频率非隔离 DCM 反激式转换器（14.5 W 15 V 5 V）的设计示例如下所示。

定义输入参数：		
最小交流输入电压：	V_{ACMin}	85 V AC
最大交流输入电压：	V_{ACMax}	330 V AC
线路频率：	f_{AC}	60 Hz
大容量电容器直流纹波电压：	$V_{DCRipple}$	27 V
输出电压 1：	V_{Out1}	15 V
输出电流 1：	I_{Out1}	0.83 A
输出二极管 2 的正向电压：	V_{FOut1}	0.6 V
输出纹波电压 1：	$V_{OutRipple1}$	0.2 V
输出电压 2：	V_{Out2}	5 V
输出电流 2：	I_{Out2}	0.4 A
输出二极管 2 的正向电压：	V_{FOut2}	0.2 V
输出纹波电压 2：	$V_{OutRipple2}$	0.2 V
最大输出功率：	P_{OutMax}	17 W
最小输出功率：	P_{OutMin}	1 W
V_{ACMin} 和 P_{OutMax} 下的效率：	η	83 %
反射电压：	V_{RSET}	97.5 V
V_{CC} 电压：	V_{Vcc}	14 V
V_{CC} 二极管 (D2) 的正向电压：	V_{FVcc}	0.6 V
第五代固定频率 CoolSET™：	CoolSET™	ICE5AR4770AG
开关频率：	f_s	100 kHz
击穿电压：	V_{DSMax}	700 V
MOSFET 的漏源电容（包括 MOSFET 的 $C_{o(er)}$）：	C_{DS}	7 pF
MOSFET 的有效输出电容：	$C_{O(er)}$	3.4 pF
启动电阻器 $R_{StartUp}$ (R2A、R2B、R2C)：	$R_{StartUp}$	45 MΩ
最高环境温度：	T_a	50 °C

8.1 预计算

输出 1 的输出功率：

$$P_{Out1} = V_{Out1} \cdot I_{Out1} \quad \text{（公式 001）} \quad P_{Out1} = 15V \cdot 0.83A = 12.45W$$

输出 2 的输出功率：

$$P_{Out2} = V_{Out2} \cdot I_{Out2} \quad \text{（公式 002）} \quad P_{Out2} = 5V \cdot 0.4A = 2W$$

正常输出功率：

$$P_{OutNom} = P_{Out1} + P_{Out2} \quad \text{（公式 003）} \quad P_{OutNom} = 12.45W + 2W = 14.45W$$

输出功率 1 负载权重

$K_{L1} = P_{Out1}/P_{OutNom}$ （公式 004） $K_{L1} = 12.45W/14.45W = 0.86$

输出功率 2 负载权重

$K_{L2} = P_{Out2}/P_{OutNom}$ （公式 005） $K_{L1} = 2W/14.45W = 0.14$

最大输入功率：

$$P_{InMax} = \frac{P_{OutMax}}{\eta}$$ （公式 006） $$P_{InMax} = \frac{17W}{0.83} = 20.48W$$

8.2 输入整流桥 (BR1)

输入 RMS 电流：

功率因数 cosφ 0.6

$$I_{ACRMS} = \frac{P_{InMax}}{V_{ACMin} \cdot \cos\varphi}$$ （公式 007） $$I_{ACRMS} = \frac{20.48W}{85V \cdot 0.6} = 0.402A$$

最大直流输入电压：

$$V_{DC\,max\,PK} = V_{ACMax} \cdot \sqrt{2}$$ （公式 008） $$V_{DCMaxPk} = 330V \cdot \sqrt{2} = 466.7V$$

8.3 输入电容器 (C1)

最小交流输入下的峰值电压：

$$V_{DCMinPk} = V_{ACMin} \cdot \sqrt{2}$$ （公式 009） $$V_{DCMinPk} = 85V \cdot \sqrt{2} = 120.2V$$

基于最小直流输入电压的纹波电压设置：

$$V_{DCMinSet} = V_{DCMinPk} - |V_{DCRipple}$$ （公式 010） $V_{DCMin\,Set} = 120.2V - 27V = 93.2V$

每个交流输入半周期的放电时间：

$$T_D = \frac{1}{4 \cdot f_{AC}} \cdot \left(1 + \frac{\sin^{-1}\frac{V_{DCMinSet}}{V_{DCMinPk}}}{90}\right)$$ （公式 011） $$T_D = \frac{1}{4 \cdot 60Hz} \cdot \left(1 + \frac{\sin^{-1}\frac{93.2V}{120.2V}}{90}\right) = 6.52ms$$

输入电容器放电时所需能量：

$W_{IN} = P_{INMax} \cdot T_D$ （公式 012） $W_{IN} = 20.48W \cdot 6.52ms = 0.13W \cdot s$

计算得出的输入电容：

$$C_{INCal} = \frac{2 \cdot W_{IN}}{V_{DCMinPk}^2 - V_{DCMinSet}^2}$$ （公式 013） $$C_{INCal} = \frac{2 \cdot 0.13W \cdot s}{(120.2V)^2 - (93.2V)^2} = 46.35\mu F$$

第五代固定频率 FLYCAL 设计示例

亦可根据实际经验及最大输入功率估算输入电容，如下所示：

输入电压	系数
115 V AC	2 µF/W
230 V AC	1 µF/W
85 – 265 V AC	2 – 3 µF/W

根据实际经验，使用 2 µF/W 系数：

$C_{INEst} = P_{INMax} \cdot 系数$ （公式 014） $C_{INEst} = 20.48 \cdot 2 \ \cdot = 41 \ \cdot F$

选用大于或等于计算值（公式 013）或估算值（公式 014）的电容值，以较大者为准。额定电压应大于或等于最大直流输入电压。

输入电容器	C_{IN}	47 µF/500 V

在选择输入电容器后进行重新计算：

$$V_{DCMin} = \sqrt{V_{DCMinPk}^2 - \frac{2 \cdot W_{IN}}{C_{IN}}}$$ （公式 015） $$V_{DCMin} = \sqrt{(120.2V)^2 - \frac{2 \cdot 0.13W \cdot s}{47\mu F}} = 93.63V$$

注意： *以上计算均未考虑到对输出保持时间的特殊要求，包括周期跳过/压降，或其他会影响到最终最小直流输入电压和电容器放电时间的因素。*

8.4 变压器设计 (T1)

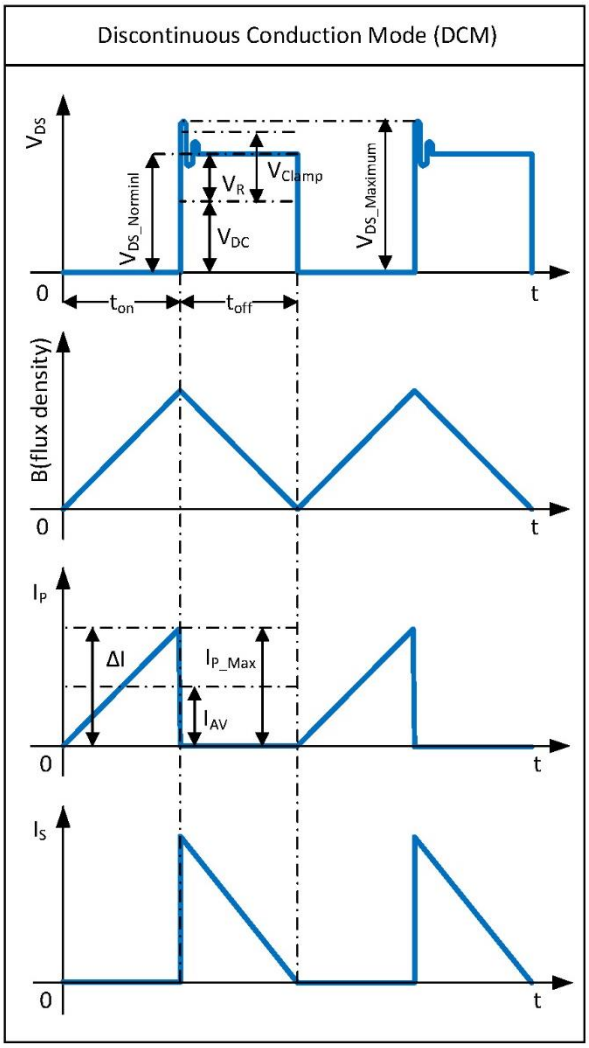

图 30 非连续导通模式 (DCM) 运行的典型波形

最大占空比：

$$D_{Max} = \frac{V_{RSET}}{V_{RSET} + V_{DCMin}} \quad \text{（公式 016）} \quad D_{Max} = \frac{97.5V}{97.5V + 93.63V} = 0.51$$

初级电感：

$$L_P = \frac{(V_{DCMin} \times D_{Max})^2}{2 \times P_{InMax} \times f_s \times K_{RF}} \quad \text{（公式 017）} \quad L_P = \frac{(93.63V \times 0.51)^2}{2 \times 20.48W \times 100kHz \times 1} = 556.7\mu H$$

导通期间的初级平均电流：

$$I_{AV} = \frac{P_{InMax}}{V_{DCMin} \times D_{Max}} \quad \text{（公式 018）} \quad I_{AV} = \frac{20.48W}{93.63V \times 0.51} = 0.43A$$

第五代固定频率 FLYCAL 设计示例

初级峰峰值电流：

$$\Delta I = \frac{V_{DCMin} \times D_{Max}}{L_P \times f_s}$$ （公式 019） $$\Delta I = \frac{93.63V \times 0.51}{556.7\mu H \times 100kHz} = 0.86A$$

初级峰值电流：

$$I_{PMax} = I_{AV} + \frac{\Delta I}{2}$$ （公式 020） $$I_{PMax} = 0.43A + \frac{0.86A}{2} = 0.86A$$

初级谷底电流：

$$I_{Valley} = I_{PMax} - \Delta I$$ （公式 021） $$I_{Valley} = 0.86A - 0.86A = 0A$$

初级 RMS 电流：

$$I_{PRMS} = \sqrt{[3 \times (I_{AV})^2 + (\frac{\Delta I}{2})^2] \times \frac{D\max}{3}}$$ （公式 022） $$I_{PRMS} = \sqrt{[3 \times (0.43)^2 + (\frac{0.86A}{2})^2] \times \frac{0.51}{3}} = 0.35A$$

请从可支持所需功率的磁性材料供应商处选择磁芯型号和骨架。最大磁通密度（通常在 200 mT 至 400 mT 之间）取决于铁氧体材料的类型。以下是所选用的变压器材料：

磁芯型号	：	E 20/10/6
磁芯材料	：	N87
最大磁通密度 (B_S)	：	100°C 下为 390 mT
截面积(A_e)	：	32 mm^2
骨架宽度 (BW)	：	11 mm
绕组截面积 (A_N)	：	34 mm^2
绕组周长 (l_N)	：	41.2 mm

设定最大磁通密度 B_{Max} 200 mT

计算初级绕组最小匝数：

$$N_{PCal} \geq \frac{I_{PMax} \cdot L_p}{B_{Max} \cdot A_e}$$ （公式 023） $$N_{PCal} \geq \frac{0.86A \times 556.7\mu H}{200mT \times 32mm^2} = 74.6Turns$$

初级绕组匝数 N_P 78 匝

计算 V_{Out1} 的次级绕组匝数：

$$N_{S1Cal} = \frac{N_P \cdot (V_{Out1} + V_{FOut1})}{V_R}$$ （公式 024） $$N_{S1Cal} = \frac{78Turns \times (15V + 0.6V)}{97.5V} = 12.48Turns$$

次级绕组 1 匝数 N_{S1} 12 匝

计算 V_{Out2} 的次级绕组匝数：

$$N_{S2Cal} = \frac{N_P \cdot (V_{Out2} + V_{FOut2})}{V_R}$$ （公式 025） $$N_{S2Cal} = \frac{78Turns \times (5V + 0.2V)}{97.5V} = 4.16Turns$$

次级绕组 2 匝数 N_{S2} 4 匝

第五代固定频率 FLYCAL 设计示例

计算 V_{CC} 的次级绕组匝数：

$$N_{VccCal} = \frac{N_P \cdot (V_{Vcc} + V_{FVcc})}{V_R}$$ （公式 026）

$$N_{VccCal} = \frac{78Turns \times (14V + 0.6V)}{97.5V} = 11.7Turns$$

辅助绕组匝数 N_{Vcc} 11 匝

辅助电源电压：

$$V_{VccCal} = (V_{Out1} + V_{FOut1}) \cdot N_{Vcc}/N_{S1} - V_{FVcc}$$ （公式 027）

$$V_{VccCal} = (15V + 0.6V) \cdot 11/12 - 0.6V = 13.7V$$

8.5 校验计算

初级绕组与次级绕组 1 匝数比：

$$N_{PS1} = N_P/N_{S1}$$ （公式 028）

$$N_{PS1} = 78\ 匝/12\ 匝 = 6.5$$

初级绕组与次级绕组 2 匝数比：

$$N_{PS2} = N_P/N_{S2}$$ （公式 029）

$$N_{PS2} = 78\ 匝/4\ 匝 = 19.5$$

事后计算出的反射电压：

$$V_{RPost} = (V_{Out1} + V_{FOut1}) \cdot N_P/N_{S1}$$ （公式 030）

$$V_{RPost} = (15V + 0.6V) \cdot 78/12 = 101.4V$$

事后计算出的最大占空比：

$$D_{MaxPost} = \frac{V_{RPost}}{V_{RPost} + V_{DCMin}}$$ （公式 031）

$$D_{MaxPost} = \frac{101.4V}{101.4V + 93.63V} = 0.52$$

占空比极值：

$$D'_{Max} = \frac{L_P \cdot f_s \cdot (I_{PMax} - I_{Valley})}{V_{RPost}}$$ （公式 032）

$$D'_{Max} = \frac{556.7\mu H \cdot 100kHz \cdot (0.86A - 0A)}{101.4V} = 0.47$$

实际磁通密度：

$$B_{MaxAct} = \frac{L_P \cdot I_{PMax}}{N_P \cdot A_e}$$ （公式 033）

$$B_{MaxAct} = \frac{556.7\mu H \cdot 0.86A}{78 \cdot 32mm^2} = 191mT$$

CCM 运行的最大直流输入电压：

$$V_{DC\,max\,CCM} = \left(\frac{1}{\sqrt{2 \cdot P_{InMax} \cdot L_P \cdot f_s}} - \frac{1}{V_{RPost}} \right)^{-1}$$ （公式 034）

$$V_{DC\,max\,CCM} = \left(\frac{1}{\sqrt{2 \cdot 20.48W \cdot 557\mu H \cdot 100kHz}} - \frac{1}{101.4V} \right)^{-1} = 90.3V$$

8.6 变压器绕组设计

变压器设计对效率而言至关重要。交错绕制初级和输出绕组即可降低漏感，也是提高效率的方法之一。这对于安全问题而言十分重要，尤其是在隔离型应用中。因此，设计者应着重考虑爬电距离和电气间隙因素。

初级和次级绕组间的标准安全间距：

M = 4 mm，适用于欧洲安全标准
M = 3.2 mm，适用于 UL1950 标准
M = 0 mm，适用于三重绝缘导线或次级绕组

标准安全间距	M	0 mm
铜线间距系数	f_{Cu}	0.4 (0.2 – 0.4)

有效骨架宽度：

$$BW_E = BW - (2 \times M)$$ （公式 035） $BW_E = 11mm - (2 \times 0) = 11mm$

有效绕组截面积：

$$A_{Ne} = \frac{A_N \times BW_e}{BW}$$ （公式 036） $A_{Ne} = \frac{34mm^2 \times 11mm}{11mm} = 34m$

有效绕组截面积必须划分为初级和次级绕组。设计示例划分如下：

绕组	系数
初级绕组 (AF_{NP})	50 %
次级绕组 1 (AF_{NS1})	30 %
次级绕组 2 (AF_{NS2})	15 %
辅助绕组 (AF_{NVcc})	5 %

8.6.1 初级绕组

计算铜线截面积：

$$A_{PCal} = \frac{AF_{NP} \times f_{Cu} \times A_{Ne}}{N_P}$$ （公式 037） $A_{PCal} = \frac{0.5 \times 0.4 \times 34mm^2}{78} = 0.087mm^2$

计算导线最大尺寸：

$$AWG_{PCal} = 9.97 \cdot \left(1.8277 - \left(2 \cdot \log\left(2 \cdot \sqrt{\frac{A_{PCal}}{\pi}}\right)\right)\right)$$ （公式 038） $AWG_{PCal} = 9.97 \cdot \left(1.8277 - \left(2 \cdot \log\left(2 \cdot \sqrt{\frac{0.087}{\pi}}\right)\right)\right) = 28$

所选导线尺寸	AWG_P	30
并联导线数量	n_P	1

铜线线径：

$$d_P = 10^{\left(\frac{1.8277}{2} - \frac{AWG_P}{2 \cdot 9.97}\right)}$$ （公式 039） $d_P = 10^{\left(\frac{1.8277}{2} - \frac{30}{2 \cdot 9.97}\right)} = 0.26mm$

铜线截面积：

$$A_P = \frac{\pi}{4} \cdot d_P^{\,2} \cdot n_p \qquad \text{（公式 040）}$$

导线电流密度：

$$S_P = \frac{I_{PRMS}}{A_P} \qquad \text{（公式 041）}$$

注意：　我们建议导线电流密度应小于 8 A/mm²。

INS = 0.01 mm 时的每层匝数：

$$NL_P = \frac{BW_E}{n_P \cdot (d_P + 2 \cdot INS)} \qquad \text{（公式 042）}$$

注意：　单、双、三层绝缘导线的绝缘层厚度 (INS) 分别 0.01、0.02、0.04 mm。实际绝缘层厚度请咨询磁性材料供应商.

层数：

$Ln_P = N_p / NL_P$ NL_P （公式 043） $Ln_P = 78$ 匝/（39 匝/层）= 2 层

8.6.2 次级绕组 1 (V_{out1})

计算铜线截面积：

$$A_{NS1Cal} = \frac{AF_{NS1} \times f_{Cu} \times A_{Ne}}{N_{S1}} \qquad \text{（公式 044）} \qquad A_{NS1Cal} = \frac{0.30 \times 0.4 \times 34 mm^2}{12} = 0.34 mm^2$$

计算导线最大尺寸：

$$AWG_{NS1Cal} = 9.97 \cdot \left(1.8277 - \left(2 \cdot \log\left(2 \cdot \sqrt{\frac{A_{NS1Cal}}{\pi}}\right)\right)\right) \qquad \text{（公式 045）}$$

$$AWG_{NS1Cal} = 9.97 \cdot \left(1.8277 - \left(2 \cdot \log\left(2 \cdot \sqrt{\frac{0.34 mm^2}{\pi}}\right)\right)\right) = 22$$

所选导线尺寸	AWG_{S1}	26
并联导线数量	n_{S1}	2

铜线线径：

$$d_{S1} = 10^{\left(\frac{1.8277}{2} - \frac{AWG_{S1}}{2 \cdot 9.97}\right)} \qquad \text{（公式 046）} \qquad d_{S1} = 10^{\left(\frac{1.8277}{2} - \frac{26}{2 \cdot 9.97}\right)} = 0.407 mm$$

铜线截面积：

$$A_{S1} = \frac{\pi}{4} \cdot d_{S1}^{\,2} \cdot n_{S1} \qquad \text{（公式 047）} \qquad A_{S1} = \frac{\pi}{4} \cdot (0.407)^2 \cdot 2 = 0.261 mm^2$$

峰值电流：

$I_{S1Max} = I_{PMax} \cdot K_{L1} \cdot N_{PS1}$ （公式 048） $I_{S1Max} = 0.86A \cdot 0.86 \cdot 6.5 = 4.8A$

RMS 电流：

$$I_{S1RMS} = I_{PRMS} \cdot K_{L1} \cdot \sqrt{\frac{1-D_{MaxPost}}{D_{MaxPost}}} \cdot N_{PS1}$$ （公式 049） $$I_{S1RMS} = 0.35A \cdot 0.86 \cdot \sqrt{\frac{1-0.52}{0.52}} \cdot 6.5 = 1.9A$$

导线电流密度：

$$S_{S1} = \frac{I_{S1RMS}}{A_{S1}}$$ （公式 050） $$S_{S1} = \frac{1.9A}{0.261mm^2} = 7.3A/mm^2$$

INS = 0.01 mm 时的每层匝数（非隔离设计无需三重绝缘导线）：

$$NL_{S1} = \left\lfloor \frac{BW_E}{nw_{S1} \cdot (d_{S1} + 2 \cdot INS_{S1})} \right\rfloor$$ （公式 051） $$NL_{S1} = \left\lfloor \frac{11mm}{2 \cdot (0.407mm + 2 \cdot 0.01mm)} \right\rfloor = 12Turns/layer$$

次级绕组 1 层数：

$Ln_{S1} = \cdot \ N_{S1}/NL_{S1} \cdot$ （公式 052） $Ln_{S1} = \cdot$ 12 匝/（12 匝/层）$\cdot = 1$ 层

8.6.3 次级绕组 2 (V_{out2})

计算铜线截面积：

$$A_{NS2Cal} = \frac{AF_{NS2} \times f_{Cu} \times A_{Ne}}{N_{S2}}$$ （公式 053） $$A_{NS2Cal} = \frac{0.15 \times 0.4 \times 34mm^2}{4} = 0.51mm^2$$

计算导线最大尺寸：

$$AWG_{NS2Cal} = 9.97 \cdot \left(1.8277 - \left(2 \cdot \log\left(2 \cdot \sqrt{\frac{A_{NS2Cal}}{\pi}}\right)\right)\right)$$ （公式 054） $$AWG_{NS2Cal} = 9.97 \cdot \left(1.8277 - \left(2 \cdot \log\left(2 \cdot \sqrt{\frac{0.34}{\pi}}\right)\right)\right) = 20$$

所选导线尺寸	AWG_{S2}	26
并联导线数量	n_{S2}	1

铜线线径：

$$d_{S2} = 10^{\left(\frac{1.8277}{2} - \frac{AWG_{S2}}{2 \cdot 9.97}\right)}$$ （公式 055） $$d_{S2} = 10^{\left(\frac{1.8277}{2} - \frac{26}{2 \cdot 9.97}\right)} = 0.407mm$$

铜线面积：

$$A_{S2} = \frac{\pi}{4} \cdot {d_{S2}}^2 \cdot n_{S2}$$ （公式 056） $$A_{S2} = \frac{\pi}{4} \cdot (0.407)^2 \cdot 1 = 0.13mm^2$$

峰值电流：

$I_{S2Max} = I_{PMax} \cdot K_{L2} \cdot N_{PS2}$ （公式 057） $I_{S2Max} = 0.86A \cdot 0.14 \cdot 19.5 = 2.3A$

RMS 电流：

$$I_{S2RMS} = I_{PRMS} \cdot K_{L2} \cdot \sqrt{\frac{1-D_{MaxPost}}{D_{MaxPost}}} \cdot N_{PS2}$$ （公式 058）

$$I_{S2RMS} = 0.35A \cdot 0.14 \cdot \sqrt{\frac{1-0.52}{0.52}} \cdot 19.5 = 0.9A$$

导线电流密度：

$$S_{S2} = \frac{I_{S2RMS}}{A_{S2}}$$ （公式 059）

$$S_{S2} = \frac{0.9A}{0.130mm^2} = 7A/mm^2$$

INS = 0.01 mm 时的每层匝数（非隔离设计无需三重绝缘导线）：

$$NL_{S2} = \left\lfloor \frac{BW_E}{nw_{S2} \cdot (d_{S2} + 2 \cdot INS_{S2})} \right\rfloor$$ （公式 060）

$$NL_{S2} = \left\lfloor \frac{11mm}{1 \cdot (0.407mm + 2 \cdot 0.01mm)} \right\rfloor = 25Turns/layer$$

层数：

$Ln_{S2} = \cdot \ N_{S2}/NL_{S2} \ \cdot$ （公式 061）

$Ln_{S2} = \cdot$ 4 匝/25 匝/层 $\cdot = 1$ 层

8.7 钳位网络

为计算钳位网络，漏感信息 L_{LK} 必不可少。最常用的方法是取一定百分比的 L_p 作为 L_{LK} 值。若已得知变压器采用一致结构，则可短接次级绕组以测量 L_{LK}（假设可使用性能优良的 LCR 分析仪）。

漏感：

漏感百分比 $L_{LK\%}$

$L_{LK} = L_{LK\%} \cdot L_P$ （公式 062）

$L_{LK} = 2.5\% \times 556.7 \ \cdot H = 13.9 \ \cdot H$

钳位电压：

$$V_{Clamp} = V_{DSMax} - V_{DCMaxPk} - V_{RPost}$$ （公式 063）

$$V_{Clamp} = 700V - 466.7V - 101.4V = 131.9V$$

计算钳位电容器：

$$C_{ClampCal} = \frac{I_{PMax}^2 \cdot L_{LK}}{(V_{RPost} + V_{Clamp}) \cdot V_{Clamp}}$$ （公式 064）

$$C_{ClampCal} = \frac{(0.86A)^2 \times 13.9\mu H}{(101.4V + 131.9V) \times 131.9V} = 334pF$$

钳位电容器：C_{Clamp} 1 nF

计算钳位电阻器：

$$R_{ClampCal} = \frac{(V_{Clamp} + V_{RPost})^2 - V_{RPost}^2}{0.5 \cdot L_{LK} \cdot I_{PMax}^2 \cdot f_S}$$ （公式 065）

$$R_{ClampCal} = \frac{(131.9V + 101.4V)^2 - (101.4V)^2}{0.5 \times 13.9\mu H \times (0.86A)^2 \times 100kHz} = 86k\Omega$$

钳位电阻器：R_{Clamp} 68 kΩ

8.8 电流感测电阻器

电流感测电阻值定义了功率 MOSFET 的峰值电流。因此，变压器设计应避免在此峰值电流值下出现饱和。该电阻器定义了 IC 逐周期峰值电流限制 (PCL)，因此也确定了可提供的最大输出功率。

电流感测电阻器：

PCL 阈值	V_{CS_N}	0.8 V
$R_{Sense} = \frac{V_{CS_N}}{I_{PMax}}$	（公式 066）	$R_{Sense} = \frac{0.8V}{0.86A} = 0.93\Omega$

8.9 输出整流器

我们建议采用低正向电压和超快二极管（如肖特基二极管）来打造高效设计。此类二极管需承受较大的峰值和 RMS 电流应力。下文将计算最小额定电压（不包括电压尖峰）和最小额定电流（不包括峰值功率瞬变）。

为尽可能消除输出纹波，输出电容器必不可少。此电容器可在高负载跳变时存储必要的能量。因此，输出电容器应具备有足够的电容量和低等效串联电阻 (ESR)，还需支持额定纹波电流。

若需进一步减少输出纹波，还可加装 LC 滤波器。

8.9.1 输出 1

二极管反向电压：

$V_{RDiode1} = V_{Out1} + \left(\frac{V_{DCMaxPK}}{N_{PS1}} \right)$	（公式 067）	$V_{RDiode1} = 15V + \left(\frac{466.7V}{6.5} \right) = 86.8V$
二极管 RMS 电流	I_{S1RMS}	1.9 A

输出电容器纹波电流：

最大电压欠冲	ΔV_{Out1}	0.3 V
时钟周期数：	n_{CP1}	20
$I_{Ripple1} = \sqrt{(I_{S1RMS})^2 - (I_{Out1})^2}$	（公式 068）	$I_{Ripple1} = \sqrt{(1.9A)^2 - (0.83A)^2} = 1.71A$

计算出的输出电容：

$C_{Out1Cal} = \frac{I_{Out1} \cdot n_{CP1}}{\Delta V_{OUT1} \cdot f_S}$	（公式 069）	$C_{Out1Cal} = \frac{0.83A \cdot 20}{0.3V \cdot 100kHz} = 553\mu F$
输出电容器	C_{Out1}	680 µF
ESR	R_{ESR1}	32 mΩ
并联输出电容器的数量	nc_{COut1}	1

零频率输出电容器：

$$f_{ZCOut1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{ESR1} \cdot C_{Out1}}$$ （公式 070） $$f_{ZCOut1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 32m\Omega \cdot 680\mu F} = 7.3kHz$$

第一阶段的纹波电压：

$$V_{Ripple1} = \frac{I_{S1Max} \cdot R_{ESR1}}{nc_{Cout1}}$$ （公式 071） $$V_{Ripple1} = \frac{4.8A \cdot 32m\Omega}{1} = 0.15V$$

计算得出的 LC 滤波电容器：

选择 LC 滤波器电感 L_{Out1} 2.2 µH

$$C_{LCCal1} = \frac{(C_{Out1} \cdot R_{ESR1})^2}{L_{out1}}$$ （公式 072） $$C_{LCCal1} = \frac{(680\mu F \cdot 32m\Omega)^2}{2.2\mu H} = 215\mu F$$

LC 滤波电容器 C_{LC1} 680 µF

LC 滤波器频率：

$$f_{LC1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{C_{LC1} \cdot L_{OUT1}}}$$ （公式 073） $$f_{LC1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{680\mu F \cdot 2.2\mu H}} = 4.1kHz$$

第二阶段的纹波电压：

$$V_{2ndRipple1} = V_{Ripple1} \cdot \frac{\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot C_{LC1}}}{\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot C_{LC1}} + (2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_{OUT1})}$$ （公式 074） $$V_{2ndRipple1} = 0.15V \cdot \frac{\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 100kHz \cdot 680\mu F}}{\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 100kHz \cdot 680\mu F} + (2 \cdot \pi \cdot 100kHz \cdot 2.2\mu H)} = 0.26mV$$

8.9.2 输出 2

二极管反向电压：

$$V_{RDiode2} = V_{Out2} + \left(\frac{V_{DCMaxPk}}{N_{PS2}} \right)$$ （公式 075） $$V_{RDiode2} = 5V + \left(\frac{466.7V}{19.5} \right) = 28.9V$$

二极管 RMS 电流 I_{S2RMS} 0.92 A

V_{Out2} 的输出电容器纹波电流：

最大电压欠冲 (V_{Out2}) ΔV_{Out2} 0.15 V

时钟周期数： n_{CP2} 20

$$I_{Ripple2} = \sqrt{(I_{S2RMS})^2 - (I_{Out2})^2}$$ （公式 076） $$I_{Ripple2} = \sqrt{(0.92A)^2 - (0.4A)^2} = 0.83A$$

计算出的输出电容：

$$C_{Out2} = \frac{I_{Out2} \cdot n_{CP2}}{\Delta V_{OUT2} \cdot f_S}$$ （公式 077） $$C_{Out2} = \frac{0.4A \cdot 20}{0.15V \cdot 100kHz} = 533\mu F$$

输出电容器 C_{Out2} 680 µF

ESR R_{ESR2} 32 mΩ

并联输出电容器的数量 nc_{COut2} 1

零频率输出电容器：

$$f_{ZCOut2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{ESR2} \cdot C_{Out2}}$$ （公式 078） $$f_{ZCOut2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 32m\Omega \cdot 680\mu F} = 7.3kHz$$

第一阶段的纹波电压：

$$V_{Ripple2} = \frac{I_{S2Max} \cdot R_{ESR2}}{nc_{Cout2}}$$ （公式 079） $$V_{Ripple2} = \frac{2.31A \cdot 32m\Omega}{1} = 0.07V$$

计算得出的 LC 滤波电容器：

选择 LC 滤波器电感 L_{Out2} 2.2 µH

$$C_{LCCal2} = \frac{(C_{Out2} \cdot R_{ESR2})^2}{L_{out2}}$$ （公式 080） $$C_{LCCal2} = \frac{(680\mu F \cdot 32m\Omega)^2}{2.2\mu H} = 215\mu F$$

LC 滤波电容器 C_{LC2} 330 µF

LC 滤波器频率：

$$f_{LC2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{C_{LC2} \cdot L_{OUT2}}}$$ （公式 081） $$f_{LC2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{330\mu F \cdot 2.2\mu H}} = 5.9kHz$$

第二阶段的纹波电压：

$$V_{2ndRipple2} = V_{Ripple2} \cdot \frac{\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot C_{LC2}}}{\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot C_{LC2}} + (2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_{OUT2})}$$ （公式 082） $$V_{2ndRipple2} = 0.07V \cdot \frac{\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 100kHz \cdot 330\mu F}}{\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 100kHz \cdot 330\mu F} + (2 \cdot \pi \cdot 100kHz \cdot 2.2\mu H)} = 0.26mV$$

8.10 V_{CC} 二极管和电容器

辅助二极管反向电压：

$$V_{RDiodeVCC} = V_{VccCal} + \left(V_{DCMaxPk} \cdot \frac{N_{Vcc}}{N_P} \right)$$ （公式 083） $$V_{RDiodeVCC} = 13.7V + \left(466.7 \times \frac{11}{78} \right) = 79.5V$$

计算最小 V_{CC} 电容器：

数据表中的软启动时间 t_{ss} 12 ms
数据表中的 $I_{VCC_Charge3}$ $I_{VCC_Charge3}$ 3 mA
数据表中的 V_{VCC_ON} V_{VCC_ON} 16 V
数据表中的 V_{VCC_OFF} V_{VCC_OFF} 10 V

$$C_{VccCal} > \frac{I_{VCC_Charge3} \cdot t_{SS}}{V_{VCC_ON} - V_{VCC_OFF}}$$ （公式 084） $$C_{VccCal} > \frac{3mA \cdot 12ms}{16V - 10V} = 6\mu F$$

所选 V_{CC} 电容器 C_{VCC} 22 µF

启动时间：

数据表中的 V_{CC} 短路阈值 V_{VCC_SCP} 1.1 V
数据表中的 $I_{VCC_Charge1}$ $I_{VCC_Charge1}$ 0.2 mA

$$t_{StartUp}=\frac{V_{VCC_SCP}\cdot C_{VCC}}{I_{VCC_Charge1}}+\frac{(V_{VCC_ON}-V_{VCC_SCP})\cdot C_{VCC}}{I_{VCC_Charge3}}$$ （公式 085）

$$t_{StartUp}=\frac{1.1V\cdot 22\mu F}{0.2mA}+\frac{(16V-1.1V)\cdot 22\mu F}{3mA}=230ms$$

8.11 损耗计算

输入整流桥损耗：

二极管桥正向电压 V_{FBR} 1 V

$P_{DIN}=I_{ACRMS}\cdot V_{FBR}\cdot 2$ （公式 086） $P_{DIN}=0.4A\cdot 1V\cdot 2=0.8W$

变压器铜损：

100°C 下的铜电阻率 ρ_{100} 0.0172 Ω mm²/m

$$R_{PCu}=\frac{l_N\cdot N_P\cdot \rho_{100}}{A_P}$$ （公式 087） $$R_{PCu}=\frac{41.2mm\cdot 78\cdot 0.0172\Omega\cdot mm^2/m}{0.052mm^2}=1068.5m\Omega$$

$$R_{S1Cu}=\frac{l_N\cdot N_{S1}\cdot \rho_{100}}{A_{S1}}$$ （公式 088） $$R_{S1Cu}=\frac{41.2mm\cdot 12\cdot 0.0172\Omega\cdot mm^2/m}{0.2602mm^2}=32.6m\Omega$$

$$R_{S2Cu}=\frac{l_N\cdot N_{S2}\cdot \rho_{100}}{A_{S2}}$$ （公式 089） $$R_{S1Cu}=\frac{41.2mm\cdot 4\cdot 0.0172\Omega\cdot mm^2/m}{0.13mm^2}=21.8m\Omega$$

$P_{PCu}=I_{PRMS}^2\cdot R_{PCU}$ （公式 090） $P_{PCu}=(0.35A)^2\cdot 1068.5m\ \cdot =133.63mW$

$P_{S1Cu}=I_{S1RMS}^2\cdot R_{S1CU}$ （公式 091） $P_{S1Cu}=(1.9A)^2\cdot 32.6m\ \cdot =118mW$

2 （公式 092） $P_{S2Cu}=(0.92A)^2\cdot 21.8m\ \cdot =18mW$

$P_{S2Cu}=I_{S2RMS}^2\cdot R_{S2CU}$

$P_{Cu}=P_{PCu}\cdot P_{S1CU}\cdot P_{S2Cu}$ （公式 093） $P_{Cu}=133mW+118mW+18mW=270mW$

输出整流二极管损耗：

$P_{Diode1}=I_{S1RMS}\cdot V_{FOut1}$ （公式 094） $P_{Diode1}=1.9A\cdot 0.6V=1.14W$

$P_{Diode2}=I_{S2RMS}\cdot V_{FOut2}$ （公式 095） $P_{Diode2}=0.92A\cdot 0.2V=0.18W$

RCD 钳位电路损耗：

$$P_{Clamper}=\frac{1}{2}\cdot L_{LK}\cdot I_{PMax}^2\cdot f_S\cdot\frac{V_{Clamp}+V_{RPost}}{V_{Clamp}}$$ （公式 096） $$P_{Clamper}=\frac{1}{2}\cdot 13.9\mu H\cdot(0.86A)^2\cdot 100kHz\cdot\frac{132V+101.4V}{132V}=0.91W$$

电流感测电阻器损耗：

$P_{CS}=(I_{PRMS})^2\cdot R_{CS}$ （公式 097） $P_{CS}=(0.35A)^2\cdot 0.93\ \cdot =0.12W$

MOSFET 损耗：

数据表中 T_J= 125°C 时的 R_{DSON}	R_{DSON}	8.73 Ω
数据表中的 $C_{o(er)}$	$C_{o(er)}$	3.4 pF
外部漏源电容	C_{DS}	0 pF
$P_{SONMinAC} = 1/2 \cdot (C_{o(er)} + C_{DS}) \cdot (V_{DCMin} - V_{RPost})^2 \cdot f_S$	（公式 **098**）	$P_{SONMinAC} = 1/2 \cdot (3.4pF + 0pF) \cdot (93.6V + 101.4V)^2 \cdot 100kHz = 6.5mW$
$P_{condMinAC} = I_{PRMS}^2 \cdot R_{DSON}$	（公式 **099**）	$P_{condMinAC} = (0.35A)^2 \cdot 8.73 \cdot = 1.092W$
$P_{MOSMinAC} = P_{SONMinAC} + P_{condMinAC}$	（公式 **100**）	$P_{MOSMinAC} = 6.5mW + 1.092W = 1.098W$
$P_{SONMaxAC} = 1/2 \cdot (C_{o(er)} + C_{DS}) \cdot (V_{DCMaxPk} - V_{RPost})^2 \cdot f_S$	（公式 **101**）	$P_{SONMaxAC} = 1/2 \cdot (3.4pF + 0pF) \cdot (466.7V + 101.4V)^2 \cdot 100kHz =$
$P_{condMaxAC} = \frac{1}{3} \cdot R_{DSON} \cdot I_{PMax}^2 \cdot \left(\frac{L_P \cdot I_{PMax} \cdot f_S}{V_{DCMaxPk}} \right)$	（公式 **102**）	$P_{condMaxAC} = \frac{1}{3} \cdot 8.73\Omega \cdot (0.86A)^2 \cdot \left(\frac{557\mu H \cdot 0.86A \cdot 100kHz}{466.7V} \right) = 0.22W$
$P_{MOSMaxAC} = P_{SONMaxAC} + P_{condMaxAC}$	（公式 **103**）	$P_{MOSMaxAC} = 54.9mW + 0.22W = 0.27W$

控制器损耗：

控制器电流消耗	I_{VCC_Normal}	0.9 mA
$P_{Ctrl} = V_{VCCCal} \cdot I_{VCC_Normal}$	（公式 **104**）	$P_{Ctrl} = 13.7V \cdot 0.9mA = 12.3mW$

总功率损耗：

$P_{losses} = P_{DIN} + P_{Cu} + P_{Diode1} + P_{Diode2} + P_{Clamper} + P_{CS} + P_{MOS} + P_{Ctrl}$	（公式 **105**）	$P_{losses} = 0.8 + 0.27 + 1.14 + 0.18 + 0.91 + + 0.12 + 1.1 + 0.01 = 4.53W$

损耗后的效率：

$\eta_{Post} = P_{OutMax}/(P_{OutMax} + P_{losses})$	（公式 **106**）	$\eta_{Post} = 17W/(17W + 4.53W) = 78.95\%$

8.12 CoolSET™/MOSFET 温度

CoolSET™/MOSFET 温度：

假定的结点到环境热阻（包括覆铜）	R_{thJA_As}	65 K/W
$\Delta T = R_{thJA_As} \cdot P_{MOS}$	（公式 **107**）	$\Delta T = 65K/W \cdot 1.098W = 71.4°K$
$T_{j\,max} = \Delta T + T_{a\,max}$	（公式 **108**）	$T_{j\,max} = 71.4 + 50 = 121.4°C$

8.13 线路过压保护 (LOVP)

LOVP：

所选的交流输入 LOVP：	V_{OVP_AC}	330 V AC
高边直流输入分压器电阻器 (R3A、R3B、R3C)	R_{I1}	9 MΩ
控制器 LOVP 阈值	V_{VIN_LOVP}	2.85 V

$$R_{I2Cal} = \frac{R_{I1} \cdot V_{VIN_LOVP}}{\left(V_{OVP_AC} \cdot \sqrt{2} - V_{VIN_LOVP}\right)}$$ （公式 109）

$$R_{I2Cal} = \frac{9M\Omega \cdot 2.85V}{\left(330V_{AC} \cdot \sqrt{2} - 2.85V\right)} = 55.3\Omega$$

选择低边直流输入分压器电阻器 R_{I2} 56 kΩ

$$V_{OVP_ACPost} = \frac{V_{VIN_LOVP}}{R_{I2}} \cdot \frac{R_{I1} + R_{I2}}{\sqrt{2}}$$ （公式 110）

$$V_{OVP_ACPost} = \frac{2.85V}{56k\Omega} \cdot \frac{9M\Omega + 56k\Omega}{\sqrt{2}} = 326V_{AC}$$

8.14 输调调节（非隔离）

设置电阻分压器，实现两个非隔离输出：

误差放大器基准电压	V_{ERR_REF}	1.8 V
V_{Out1} 的加权调节系数	W_1	31 %
选择分压器 RO1	R_{O1}	39 kΩ

$$R_{O2Cal} = \frac{V_{Out1} - V_{ERR_REF}}{W_1 \cdot V_{ERR_REF} / R_{O1}}$$ （公式 125）

$$R_{O2Cal} = \frac{15V - 1.8V}{31\% \cdot 1.8V / 39k\Omega} = 922k\Omega$$

选择分压器 RO2 R_{O2} 910 kΩ

$$R_{O3Cal} = \frac{V_{Out2} - V_{ERR_REF}}{\frac{V_{ERR_REF}}{R_{O1}} - \frac{V_{Out1} - V_{ERR_REF}}{R_{O2}}}$$ （公式 126）

$$R_{O3Cal} = \frac{5V - 1.8V}{\frac{1.8V}{39k\Omega} - \frac{15V - 1.8V}{910k\Omega}} = 101k\Omega$$

选择分压器 RO3 R_{O3} 100 kΩ

9 参考资料

[1] ICE5xSAG 数据表，英飞凌科技股份公司

[2] ICE5xRxxxxAG 数据表，英飞凌科技股份公司

[3] AN_201702_PL83_005 60W 19V SMPS， 采用 ICE5GSAG 和 IPA80R600P7 的参考设计报告，

[4] ER_201708_PL83_016 14 W 15 V 5 V SMPS， 采用 ICE5AR4770AG 的演示板工程报告

[5] Flycal_FF_F5 CoolSET

修订记录

文档版本	发布日期	变更说明
V 2.1	2019 年 7 月 24 日	第 22 页，第 4.7.5 节 增加当 CS 引脚短接到 GND 时的说明
V 2.0	2017 年 12 月 7 日	第一版

商标
所有提及的产品或服务名称和商标均为其各自所有者的财产。

版本 2019-07-24

发布者

英飞凌科技股份公司

81726，德国慕尼黑

© 2019 英飞凌科技股份公司保留所有权利。

您对本文档是否有疑问呢？

请发送邮件至：
erratum@infineon.com

文档索引号
DG_201705_PL83_012

重要声明

本应用说明中给出的信息仅作为产品使用建议，不得被视为就产品特定功能、条件或质量作出的任何说明或保证。在使用产品前，本应用说明的使用者必须在实际应用中验证本文档描述的任何功能和其他技术信息。对于本应用说明中给出的任何及所有信息，英飞凌科技股份公司特此声明不作任何及所有保证，亦不承担任何形式的责任（包括但不限于对不侵犯任何第三方知识产权的保证）。

本文档所含数据仅供受过技术培训的人员使用。客户的技术部门应负责评估该产品是否适合目标应用，以及本文档中给出的产品信息就该应用而言是否完整。

若需获得有关我司产品、技术、交付条款和条件、价格的更多信息，请联系距离您最近的英飞凌办事处(**www.infineon.com**)。

警告

由于技术需要，我司产品可能包含有害物质。若需了解相关物质的类型，请联系距离您最近的英飞凌办事处。

除非由英飞凌科技授权代表签署的书面文件中另有明确批准，否则不得将我司产品用于任何产品失效或产品使用据合理预计可能导致人身伤害的应用。