ICE2QRxx65/80x

准谐振 CoolSET 设计指南

AN-PS0053

电 源 管 理 与 供 电

思想永不停歇。

由 Infineon Technologies AG 出版
81726 Munich, Germany
© 2010 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【ICE2QRxx65/80x design guide】。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【Quasi QR CoolSET™】

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。

标题：ICE2QRxx65/80x 设计指南

修订历史：	**2011 年 8 月 8 日**	**V1.1**
先前版本：	V1.0	
页码Page	变更内容（自上次修订后的主要变更）	
	增加 ICE2QR0665Z、ICE2QR1065Z、ICE2QR1765Z、ICE2QR4765Z、	
	ICE2QR0665G、ICE2QR1765G 和 ICE2QR4765GZ	
23	修改类型	

ICE2QRxx65/80x 准谐振 CoolSET 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-PS0053

Winson Wong
Winson.wong@infineon.com

Eric Kok
Eric.kok@infineon.com

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：comments@infineon.com

目录

1 引言 5
2 CoolSET 简介 5
2.1 主要特点 5
2.2 引脚布局 5
2.3 引脚功能 6
2.3.1 ZC（过零） 6
2.3.2 FB（反馈） 6
2.3.3 CS（电流感测） 6
2.3.4 漏极 6
2.3.5 VCC（电源） 6
2.3.6 GND（接地） 6
3 准谐振反激式变换器概述 6
4 功能描述和元件设计 8
4.1 启动期间的 VCC 预充电和典型 VCC 电压 8
4.1.1 VCC 电容器 9
4.2 软启动 9
4.3 正常运行 10
4.3.1 接通确定 10
4.3.2 关断确定 11
4.4 主动突发模式下工作 11
4.4.1 进入主动突发模式工作 11
4.4.2 在突发模式工作期间 12
4.4.3 离开主动突发模式 13
4.5 电流感测 13
4.6 反馈 13
4.7 过零 13
4.8 保护 15
4.9 其它 15
5 典型应用电路 15
6 准谐振 Coolset 650V/800V 的输入功率曲线 16
7 PCB 布局建议 22
8 准谐振 CoolSET® 的产品系列 22
9 设计公式 23
10 参考资料 24

1 引言

本设计指南描述了如何使用英飞凌科技公司新开发的准谐振 PWM CoolSET， ICE2QRxx65/80x 来设计准谐振反激式变换器。
首先描述了CoolSET 的主要特点、引脚布局等基本信息。然后简要介绍了准谐振反激式变换器，随后介绍子ICE2QRxx65/80x 的功能和操作。本文档的最后一部分介绍了典型应用实例、输入功率曲线、PCB 布局建议、产品系列和设计方程式。

2 CoolSET 简介

ICE2QRxxxx 是第二代准谐振 PWM CoolSET，其功率 MOSFET 和启动元件封装在一起，并针对 LCD TV、笔记本电脑适配器等离线式电源应用进行了优化。数字频率随负载下降而下降，可在极低负载下实现准谐振操作。因此与传统解决方案相比，系统平均效率得到显著提高。主动突发操作模式可实现待机操作模式下的超低功耗，还可实现低输出电压纹波。多种保护功能可使电源系统在发生故障时得到全面保护。所有这些特性使 ICE2QRxx65/80x CoolSET 成为市场上出色的元件用于准谐振反激式变换器。
此外，CoolSET 具有许多保护功能可保护系统并针对所选应用对 CoolSET 进行定制。所有这些特性使 ICE2QRxx65/80x 成为市场上出色的用于真正的准谐振反激式变换器的产品。

2.1 主要特点

- 带启动元件的高压 (650V/800V) 耐雪崩 CoolMOS®
- 准谐振操作
- 根據负载变化数字频率下降
- 通过主动突发模式实现轻负载运行
- 内置高压启动元件
- 内置数字软启动
- 通过内置前沿消隐时间限制逐周期峰值电流
- 通过数字化的传感控制电路校正折返点
- 通过自动重启模式实现 VCC 欠压和过压保护
- 通过自动重启模式实现过载/开环保护
- 通过自动重启模式实现内置过热保护
- 通过锁存模式实现可调节的输出过压保护
- 通过锁存模式实现短绕组保护
- 最长接通时间限制
- 最大开关周期限制

2.2 引脚布局

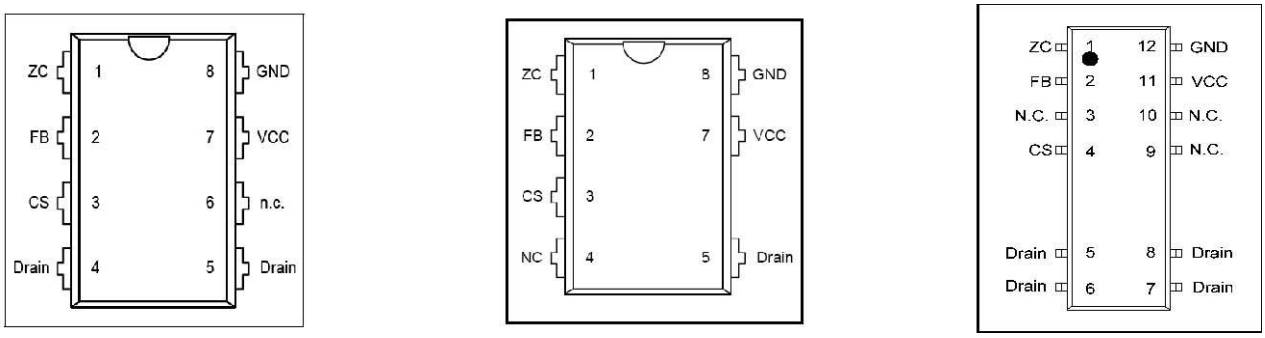


图 1 引脚配置（俯视图），DIP-8 版；DIP-7 (Z) 版；DSO-12 (G) 版；

2.3 引脚功能

2.3.1 ZC（过零）

ZC 引脚具有三种功能。第一，在 MOSFET 的关断时间内，当 ZC 电压下降至 V_{ZCCT} (100mv) 以下时会检测变压器的去磁化。第二，MOSFET 关断后，如果 V_{ZC} 高于 V_{ZCOVP} (3.7V)，则会认为存在输出过压故障。第三，在 MOSFET 的导通时间内，有电流流过此引脚，电流大小取决于总线电压。然后使用与此电流有关的信息调节最大电流极限。关于此功能的更多详细内容见第 4 节。

2.3.2 FB（反馈）

通常将外部电容器连接到此引脚，以使反馈电压平滑化。在内部，此引脚与 PWM 信号发生器相连，用于结合电流感测信号确定是否关断，此外还与数字信号处理元件相连，用于在正常运行期间随负载的减小而降低频率。此外，还通过监测此引脚处的电压来执行开环/过载保护。

2.3.3 CS（电流感测）

此引脚在外部与分流电阻器相连，用于感测初级电流，在内部则用于（结合反馈电压）确定是否关断 PWM 信号发生器。此外，通过在主电源开关接通期间监测 V_{CS} 电压来实现短绕组保护。

2.3.4 漏极

此引脚与 650V/800V CoolMOS® 的漏极相连。

2.3.5 VCC（电源）

VCC 引脚是 CoolSET 的正电源，应与主变压器的辅助绕组相连。

2.3.6 GND（接地）

这是 CoolSET 的共用接地端。请注意，电流感测电阻器接地端应与大容量电容器接地端相连，以免产生强噪声干扰。

3 准谐振反激式变换器概

图 2 显示的是 ICE2QRxx65/80x 在准谐振反激式变换器中的一种典型应用。在这种变换器中，通过橋式整流对电源输入电压进行整流轉換，然后通过电容器 C_{bus}（此处提供总线电压 V_{bus}）使其平滑化。变压器具有一个初级绕组 W_p，一个或多个次级绕组（此图中有一个次级绕组 W_s），以及一个辅助绕组 W_a。图 3 显示的是对反激式变换器采用准谐振控制时的典型波形。来自辅助绕组的电压提供了关于电源变压器去磁化的信息、输入电压和输出电压的信息。

如图 3 所示，接通电源开关时，分流电阻器两端的电压 V_{CS} 因漏源电容器放电而出现尖峰。尖峰过后，电压 V_{CS} 显示出关于流过变压器 L_p 主电感的实际电流的信息。一旦测得的电流信号 V_{CS} 超过通过反馈电压 V_{FB} 确定的最大值，电源开关就会关断。 在这段导通时间内，辅助绕组两端产生与输入总线电压成比例的负电压。

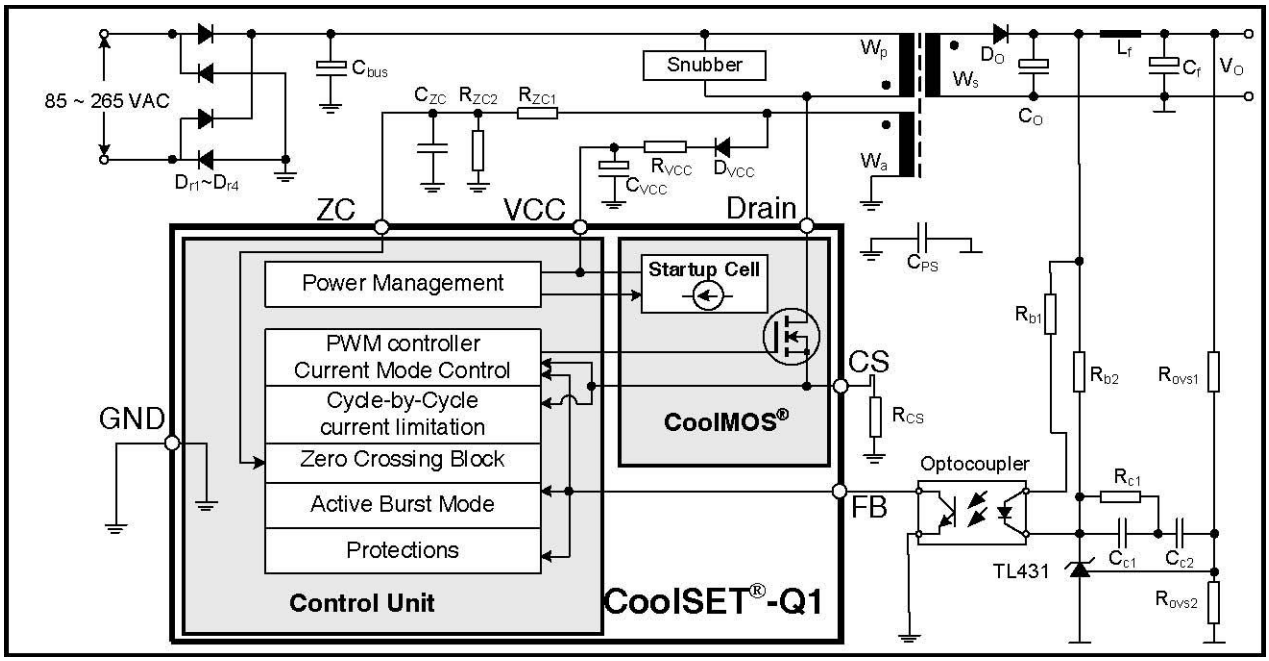


图 2 ICE2QRxx65/80x 的典型应用

MOSFET 关断后，电源开关的漏源电压 V_{ds} 的会非常迅速地升高。这是储存在变压器漏感内的能量造成的。在大多数情况下可以使用缓冲电路 RCD 限制这种能量所造成的最大漏源电压。经过振荡 1 后，漏源电压恢复稳定值。此处，电压 v_{Refl} 是变压器初级侧的次级电压的反射值，其计算公式如下：

$$V_{Refl} = \frac{V_{out} + V_{do}}{n} \quad (1)$$

其中，n 为变压器匝数比，其在本文档中的定义如下：

$$n = N_S / N_P$$

N_p 和 N_s 分别为初级绕组和次级绕组的匝数。

振荡 1 被抑制后，电源开关的漏源电压表现为恒定值 $V_{bus}+V_{Refl}$，直到变压器完全去磁。这段时间构成关断时间 t_{off1} 的第一部分。
次级侧电流下降至零后，电源开关的漏源电压表现为另一个振荡（图 3 中的振荡 2，即本文所述的主振荡）。发生此振荡的电路由变压器 L_p 的等效主电感和漏源（或漏极接地）端子两端的电容器 C_{DS}（包括 MOSFET 的 $C_{o(er)}$）组成。此振荡的频率计算公式如下：

$$f_{OSC2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_P \cdot C_{DS}}}$$

此振荡的振幅从 v_{Refl} 值开始，并随时间的延长而呈指数下降，这是由谐振电路的损耗因数决定的。经过 t_4 时间后，电压的第一个最小值出现在振荡周期的一半，可以按如下公式计算出大概值。

$$V_{dsMin} = V_{bus} - V_{Refl}$$

在准谐振控制中，电源开关在漏源电压最小值处接通。通过这种操作，可使接通损耗降至最低限度，与正常硬开关反激式变换器相比，因 dV_{ds}/dt 产生的开关噪声也得到减小。

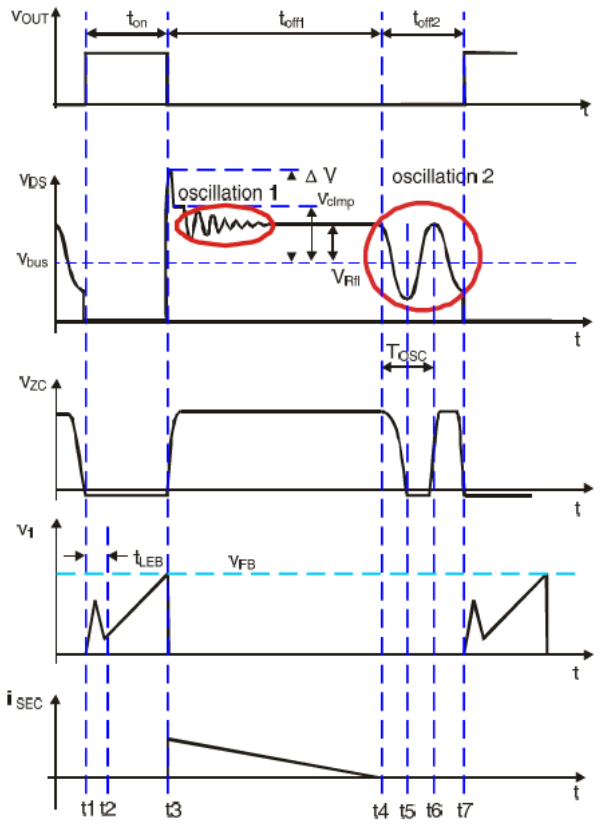


图 3 准谐振反激式变换器的关键波形

4 功能描述和元件设计

4.1 启动期间的 VCC 预充电和典型 VCC 电压

在 CoolSET ICE2QRxx65/80xx 中，CoolMOS 集成了一种启动元件。此启动元件可以对 VCC 电容器预充电，直到 VCC 电压达到 VCC 导通阈值 V_{VCCon}，且 CoolSET 开始运行。

一旦加载电源输入电压，一个经过整流的电压就会出现在电容器 C_{bus} 两端。此高压装置向 VCC 电容器 C_{vcc} 提供充电电流。在 VCC 电压达到某个值之前，流过此高压装置的电流振幅仅取决于其沟道电阻，且最高可达数毫安。VCC 电压达到某个水平后，CoolSET 控制启动元件，使其向 VCC 电容器提供约 1mA 的恒定充电电流。当 VCC 电压超过导通阈值 V_{VCCon} 时充电停止。如图 4 中的时间段 1 所示，VCC 电压几乎呈线性增加。

充电 VCC 达到导通阈值所需的时间可以按以下公式进行大致计算：

$$t_1 = \frac{V_{VCCon} \cdot C_{VCC}}{I_{VCCcharge2}}$$

其中 $I_{VCCcharge2}$ 是来自启动元件的充电电流，通常为 1.1 mA。

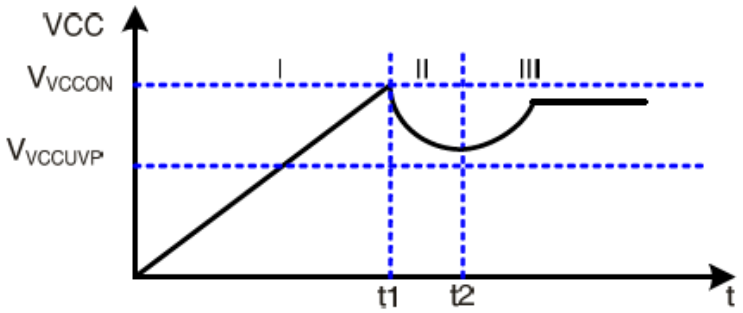


图 4 启动时的 VCC 电压

当 VCC 电压在时间 t_1 处超过导通阈值 V_{VCCon} 时，启动元件关断，CoolSET 通过软启动开始工作。在输出电压较低的情况下，来自辅助绕组的能量不足以为 CoolSET 的运行供电，于是 VCC 电压下降（时段 II）。一旦输出电压足够高，VCC 电容器便从时间点 t_2 开始从辅助绕组接收能量。然后 VCC 电压会达到一个恒定值，具体取决于输出负载。

注意：对于典型应用，启动时应是 VCC 先升高，其它引脚（例如 FB 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；BBA 和 CS）加载任何电压。

4.1.1 VCC 电容器

由于存在 VCC 欠压保护，应当选择电容值足够大的 VCC 电容器以确保 VCC 电容器中存储足够能量，使 VCC 电压在输出电压升高前永远不会达到 VCC 欠压保护阈值 V_{VCCUVP}。因此，电容值应满足以下要求：

$$C_{VCC} \geq \frac{I_{VCCop} \cdot (t_2 - t_1)}{V_{VCCon} - V_{VCCUVP}} \quad [6]$$

其中 I_{VCCop} 为 CoolSET 的工作电流。

4.2 软启动

CoolSET 电源电压超过 18V（图 4 中的 t1 对应的值）后，CoolSET 将通过软启动开始开关操作。软启动功能以数字方式内置于 CoolSET 内。在软启动过程中，通过内部基准电压而非 FB 引脚上的电压来控制 MOSFET 的峰值电流。CS 引脚上用于控制峰值电流的最高电压按图 5 所示的方式逐步升高。软启动的持续时间最长为 12 ms，每步 4 ms。
在软启动期间，过载保护功能被禁用。

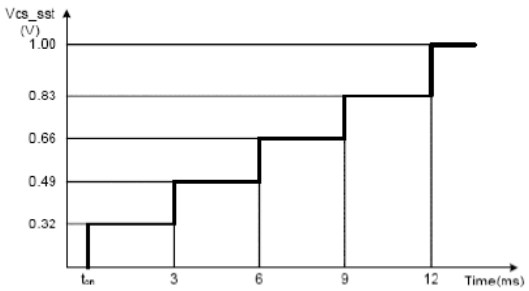


图 5 软启动期间的最高电流感测电压

4.3 正常运行

CoolSET 的 PWM 部分可分为两个主要部分：用于正常工作的 PWM 控制器和用于突发模式下工作的 PWM 控制器。用于正常工作的 PWM 控制器将通过以下几段说明，用于突发模式下工作的 PWM 控制器则将在下一节说明。

用于正常工作的 PWM 控制器由包含加减计数器、过零计数器 (ZC 计数器) 和比较器的数字信号处理电路以及包含电流测量单元和比较器的模拟电路组成。分别通过数字电路和模拟电路确定接通和关断时间点。作为确定接通所需的输入信息，过零输入信号和加减计数器的值必不可少，同时反馈信号 V_{FB} 和电流感测信号 V_{CS} 也是确定关断所必需的。以下几段详细说明了 PWM 控制器在正常工作时的工作情况。

4.3.1 接通确定

如上文所述，数字信号处理电路由加减计数器、过零计数器和比较器组成。通过实施响铃抑制时间控制器来避免 MOSFET 关断后因响铃导致误触发。这些部件的功能如下文所述。

4.3.1.1 加减计数器

加减计数器存储在变压器去磁后为接通主电源开关而检测的过零数量。此值是反馈电压 V_{FB} 的函数，此电压包含关于输出功率的信息。通常，高输出功率会导致高反馈电压 V_{FB}。根据此信息，在高反馈电压情况下，加减计数器中的值会减小；在低反馈电压情况下，该值会增大。在 ICE2QRxx65/80x 中，计数器的最小值为 1，最大值为 7。下文解释了加减计数器的值如何随反馈电压 V_{FB} 而变。在内部比较反馈电压 V_{FB} 和三个阈值 V_{FBZL}、V_{FBZH} 和 V_{FBR1}。加减计数器中的值根据比较结果而变，二者的对应关系汇总在表 1 和图 6 中。

根据比较结果，加减计数器向上计数、保持不变或向下计数。但是，加减计数器的值被限制在 1 至 7 之间。如果计数器计数后可能超过此范围，则忽略此次计数。

在正常情况下，加减计数器在 48ms 的时钟周期内，每次改变只能加一或减一。但是，为了确保对负载增加作出快速响应，在调节反馈 V_{FB} 超过阈值 V_{FBR1} 后的开关周期内，计数器被设定为 1。

V_{FB}	加减计数器的动作
始终低于 V_{FBZL}	向上计数，直至达到 7
一度高于 V_{FBZL}，但大多数情况下始终低于 V_{FBZH}	不变
一度高于 V_{FBZL}，但大多数情况下始终低于 V_{FBR1}	向下计数，直至达到 1
一度高于 V_{FBR1}	计数器设定为 1

表 1 加减计数器的操作

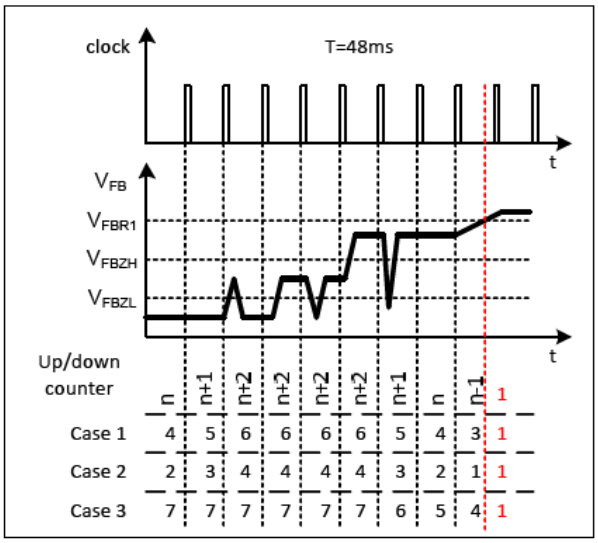


图 6 加减计数器的操作

4.3.1.2 接通确定

在此系统中，是否接通电源开关取决于加减计数器的值、过零计数器的值和 ZC 引脚处的电压 V_{ZC}。仅当两个计数器中的值相等，且 ZC 处的电压低于阈值 V_{ZCCT} 时才会接通。使用数字比较器来比较两个计数器的值。如果两个计数器的值相等，只有当电压 V_{ZC} 低于阈值 V_{ZCCT} 时，比较器才会生成一个信号，通过此信号设定触发器的开关。
另一个可能触发数字比较器的信号是 T_{sMax} 时钟输出信号，此信号用于限制关断时间的最大值，以避免低频工作。
在主动突发模式下工作时，数字比较器被禁用，且不产生脉冲。

4.3.2 关断确定

在此变换器系统中，通过外部分流电阻器感测初级电流，此电阻器连接在电流感测引脚和共用接地端之间。将分流电阻器 V_{CS} 两端的感测电压加载到内部电流测量单元上，并将其输出电压 V_1 与反馈电压 V_{FB} 进行比较。一旦电压 V_1 超过电压 V_{FB}，则使输出触发器重置。然后关断主电源开关。V_1 与 V_{CS} 的关系如下式所示：

$$V_1 = G_{PWM} \cdot V_{CS} + V_{PWM} \quad [7]$$

其中 G_{PWM}=3.3，V_{PWM}=0.7
为了避免在主电源开关接通后因分流电阻器两端的电压尖峰导致误触发，将 330 ns 的前沿消隐时间 (t_{LEB}) 运用到比较器的输出端。

4.4 主动突发模式下工作

在极低负载情况下，CoolSET 进入主动突发模式工作，使输入功率降至最小值。以下几段详细描述了在主动突发模式下的工作状况。

4.4.1 进入主动突发模式工作

为了确定是否进入主动突发模式工作，以下三个条件适用：

- 反馈电压低于 V_{EB}(1.25V) 的阈值。相应地，分流电阻器两端的峰值电压为 0.17V；
- 加减计数器达到最大值 7；
- 在一定消隐时间 t_{BEB} (30ms) 内必须满足上述两个条件

一旦满足这几个条件，则会设定主动突发模式触发器，且 CoolSET 进入突发模式工作，栅极将被关断直到 V_{FB} 升高到阈值 V_{BH}。进入主动突发模式的总消隐时间取决于向上计数时间和 30 ms 的额外消隐时间。

$$T_{totalblanking} = (7 - counter_value) \times 48ms + 30ms$$

例如，如果在负载变化之前，当前加减计数器的值为 3，则总消隐时间为：

(7-3) x 48ms + 30ms = 222ms.

用多个条件确定是否进入主动突发模式工作可防止因误触发进入主动突发模式工作，因此仅当输出功率在预设消隐时间内确实较低时，CoolSET 才会进入主动突发模式工作。

4.4.2 在突发模式工作期间

进入主动突发模式后，由于被动 PWM 部分，反馈电压在 V_O 开始下降时上升。如果超过电压等级 V_{BH} (3.6V)，一个比较器会观察到反馈信号。 在这种情况下，内部电路再次被内部偏置激活，并开始开关操作。通过计时器触发电源 MOSFET 的导通。用于突发模式下工作的 PWM 发生器包含一个计时器（通常为具有固定频率 52 kHZ 的计时器）和模拟比较器。通过比较电压信号 V_1 和内部阈值实现关断，通过关断使分流电阻器的电压 V_{csB} 相应变为 0.34V。还可以通过 CoolSET 的最大占空比触发关断，CoolSET 将最大占空比设定为 50%。在工作过程中，输出触发器将被这些信号中最先到达的信号重置。

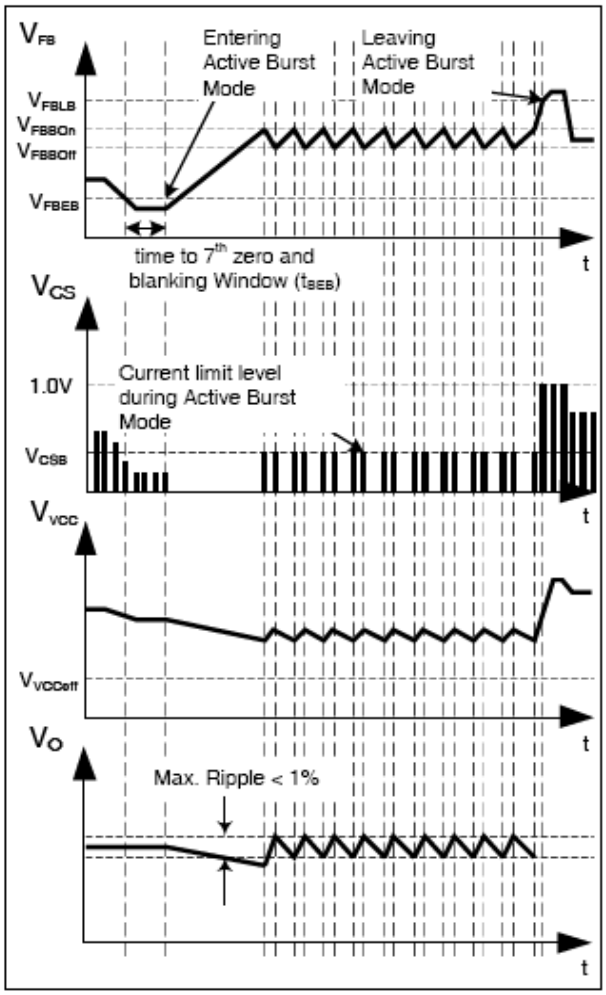


图 7 主动突发模式中的信号

如果输出负载仍然偏低，反馈信号会在 PWM 部分处于工作状态时下降。当反馈信号达到低阈值 V_{BL}(3.0V) 时，内部偏置再次被重置且 PWM 部分被禁用，直到调节信号下一次增加到 V_{BH} 阈值范围外。在主动突发模式中，反馈信号在 3.0 V 至 3.6 V 之间呈锯齿形变化，如图 7 所示。

4.4.3 离开主动突发模式

如果存在较高负载跳变，反馈电压立即升高。通过一个比较器可以观察到此现象。在主动突发模式中的电流限制为 34%，因此需要一定的负载才能使反馈电压超过 VLB (4.5V)。离开主动突发模式后，现在可以提供最大电流以稳定 V_O。此外，加减计数器将在离开主动突发模式后被立即设定为 1。这对降低输出电压欠冲很有帮助。

4.5 电流感测

CoolSET 内的 PWM 比较器具有两个输入：一个来自电流感测引脚，另一个来自反馈电压。在被发送至 PWM 比较器之前，电流感测电压上存在一个偏移和运行增益。在正常工作状态下，反馈电压和最高电流感测电压之间的关系可以通过下式 (8) 确定。

$$V_{FB} = G_{PWM} V_{CS_pk} + V_{PWM} \quad (8)$$

其中 G_{PWM}=3.3，V_{PWM}=0.7

绝对最高电流感测电压 V_{CS_PK} 为 1V。因此，可以根据变压器中的最大所需峰值电流选择电流感测电阻器，如式 (9) 所示。

$$R_{CS} = 1 / I_{pk_p} \quad (9)$$

准谐振反激式变压器的设计流程如 [2] 所示。此外，电流感测引脚内已建立前沿消隐 (LEB)。前沿消隐时间的典型值为 330 ns，可将其当作最短接通时间。

4.6 反馈

在 CoolSET 内，通过上拉电阻器 R_{FB} 将反馈 (FB) 引脚与 5V 电压源相连。在 CoolSET 外部，此引脚与光耦合器的集电极相连。正常情况下，可以将一个陶瓷电容器 C_{FB}，例如 1nF 的陶瓷电容器，置于此引脚和接地引脚之间以使信号平滑化。

反馈电压将被用于以下几个功能：

- 用于确定最高电流感测电压，相当于变压器峰值电流。
- 用于根据负载状况确定 ZC 计数器值。

4.7 过零

与过零 (ZC) 引脚相连的电路元件包括电阻器 R_{ZC1}、R_{ZC2} 和电容器 C_{ZC}。为了使与此引脚关联的三项功能能够按设计执行，应谨慎选择这三个元件的值。

首先，先选择 R_{ZC1} 和 R_{ZC2} 的比值以设置输出过压保护的触发器电平。假设输出电压的保护电平为 V_{O_OVP}，辅助绕组的匝数为 Na，且次级输出绕组的匝数为 Ns，该比值的计算公式如下

$$\frac{R_{ZC2}}{R_{ZC1} + R_{ZC2}} < V_{ZCOVP} \frac{N_S}{V_O N_a} \quad (10)$$

在 (10) 中，V_{ZCOVP} 是过压保护的输出电平，该值可以在产品数据手册中找到。

其次，如图 3 所示，进行过零检测及导通 MOSFET 时有两个延迟时间。延迟时间 t_{Delay1} 是从漏源电压与总线电压相交到 ZC 电压降至 100mV 以下的延迟时间。.可以通过改变 C_{ZC} 来调节此延迟时间。第二个延迟时间 t_{Delay2} 是从 ZC 电压下降至 100mV 以下到 MOSFET 导通的延迟时间。第二个延迟时间是由 CoolSET 内部电路决定的，无法更改。因此要选择合适的电容器 C_{ZC} 来调节延迟时间 t_{Delay1}，MOSFET 要在漏源电压的最低点导通。这通常是通过实验实现的。

此引脚集成了折返点校正功能。此功能可减小电流感测引脚上的峰值电流极限，因此当输入电压升高时，变换器的最大输出功率不会增大。这可以通过感测 MOSFET 导通时从 ZC 引脚流出的电流来实现。

当主电源开关接通时，辅助绕组上的负电压可以按下式计算

$$V_{aux} = -V_{BUS}\frac{N_a}{N_P} \tag{11}$$

在 ZC 引脚内侧存在一个钳位电路，此电路使 ZC 引脚电压保持在零附近。因此，此时从 ZC 引脚流出的电流为

$$I_{ZC_ON} = \frac{V_{BUS}N_a}{R_{ZC1}N_P} \tag{12}$$

ZC 引脚中用于启动折返点校正的阈值为 I_{ZC} = 0.5 mA。因此，可以按下式选择 R_{ZC1}

$$R_{ZC1} = \frac{V_{BUS_S}N_a}{0.5mA * N_P} \tag{13}$$

在 (13) 中，V_{BUS_S} 是用于维持恒定的最大输出功率的电压。与 ZC 电流对应的最高电流感测电压如图 8 所示。

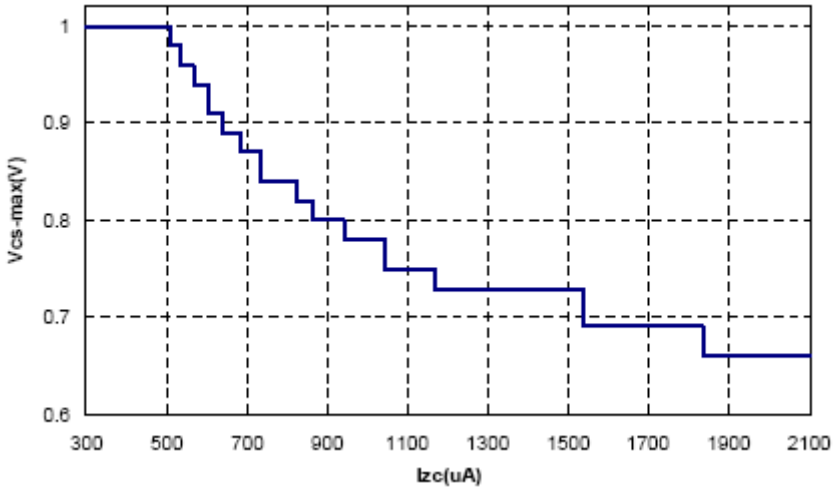


图 8 MOSFET 处于导通状态时最高电流感测极限与 ZC 电流的关系

此外，如图 3 所示，当 MOSFET 关断时 ZC 电压可能出现过冲。这是因为图 3 所示的漏极电压上的振荡 1 可能与辅助绕组相连。因此，可以调节电容器 C_{ZC} 和比值以在输出过压保护精度和谷值开关性能之间取得平衡。
但是，如果 ZC 引脚处的响铃振幅过小，且无法检测到过零，则建议增大 MOSFET 的漏源电容器 C_{DS}。但是此电容器可能引起开关损耗，建议选择尽可能小的电容值；最好小于 100pF。
此外，为了避免在 MOSFET 关断后误触发 ZC 检测，会提供响铃抑制时间。如果 V_{ZC} 高于 0.7V，响铃抑制时间通常为 2.5 µs，如果 V_{ZC} 低于 0.7V，则响铃抑制时间通常为 25 µs。在响铃抑制时间内，无法再次接通 CoolSET。因此，还可以将响铃抑制时间当作最短关断时间。

4.8 保护

ICE2QRxx65/80x CoolSET 提供完善的保护功能。下表对这些保护功能进行了概括。

VCC 过压	自动重启模式
VCC 欠压	自动重启模式
过载/开环	自动重启模式
过热	自动重启模式
输出过压	锁闭模式
短绕组	锁闭模式

在工作期间，VCC 过压被持续监测。在欠压或过压情况下，CoolSET 被重置，然后主电源开关保持关断。VCC 电压降至阈值 V_{VCCoff} 以下后，启动元件被激活。然后 VCC 电容器被充电。一旦电压超过阈值 V_{VCCon}，CoolSET 通过重新软启动开始工作。

在开环控制或输出过载的情况下，反馈电压将被拉高。经过 24ms 的消隐时间后，CoolSET 进入自动重启模式。如果因负载突然增大而使 V_{FB} 升高，此处的消隐时间可使变换器提供大功率。

在电源开关关断期间，对过零引脚处的电压进行监测以进行输出过压检测。如果此电压高于预设阈值 V_{ZCOVP}，CoolSET 则在预设消隐时间后锁闭。

如果 CoolSET 的结温超过 140°C，CoolSET 则进入自动重启模式。

如果在电压开关接通期间电流感测引脚处的电压高于预设阈值 V_{CSSW}，CoolSET 则锁闭。这就是短绕组保护。

在锁闭保护模式期间，当 VCC 降至 10.5V 时，启动元件被激活，VCC 电压被充电到 18V，然后启动元件再次被关闭，并重复先前的流程。仅当 VCC 电压小于 6.23V 时才能重置锁闭模式。

4.9 其它

对于准谐振反激式变换器，工作频率可能变得非常低，这通常会导致可听噪声。为了防止发生这种情况，ICE2QRxx65/80x 提供了最长接通时间和最长开关周期。

ICE2QRxx65/80x 中的最长接通时间通常为 30 µs。如果栅极保持导通 30 µs，不论电流感测电压为多少，CoolSET 都将关断栅极。
当 MOSFET 被关断，且 CoolSET 无法检测到足以使导通 MOSFET 的过零次数，CoolSET 将在达到最长开关周期（通常为 50 µs）时导通 MOSFET。请注意，即使 ZC 引脚电压不为零，也不能阻止 CoolSET 导通 MOSFET。因此，在软启动期间，变换器可能发生 CCM 操作。

5 典型应用电路

下图显示了一个带 ICE2QR4780z 的 12W 评估板作为示例。详细信息见 [5]。此应用电路如图 9 所示。

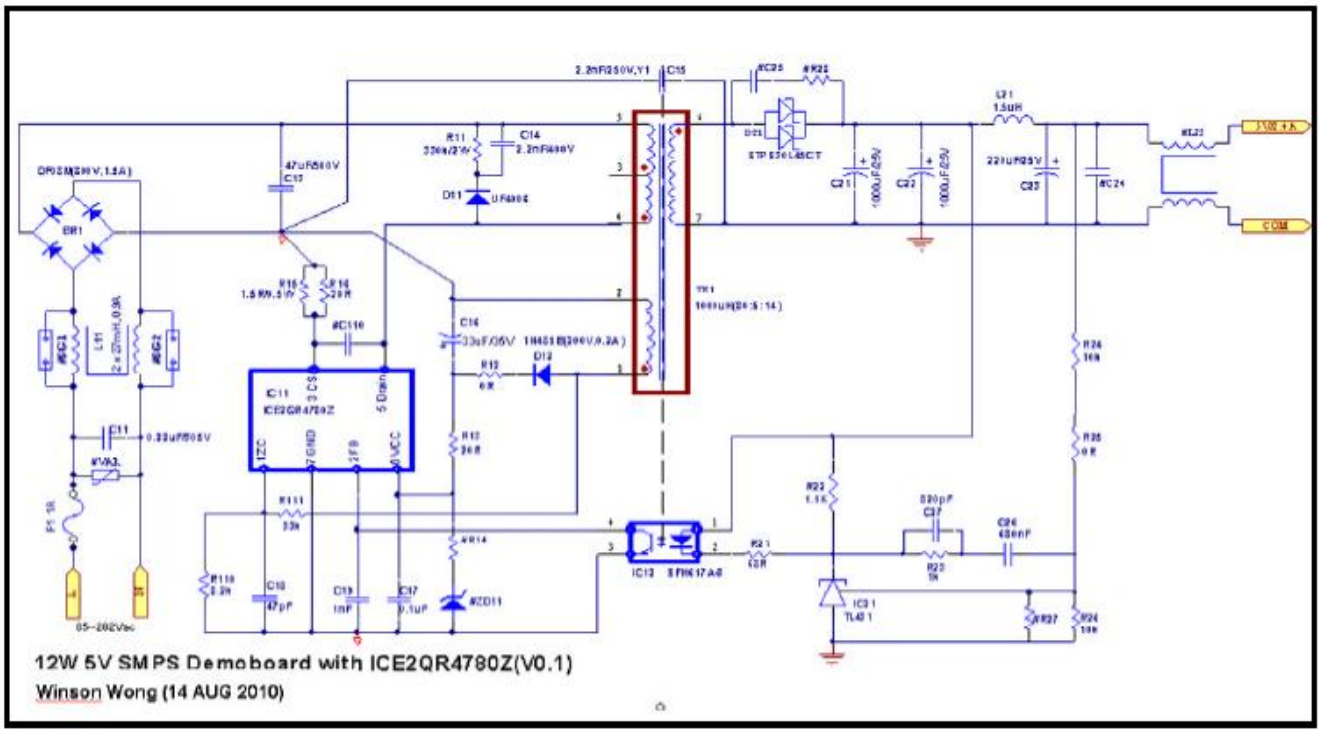


图 9 带 ICE2QR4780Z 的 12W 5V 演示板示意图

6 准谐振 Coolset 650V/800V 的输入功率曲线

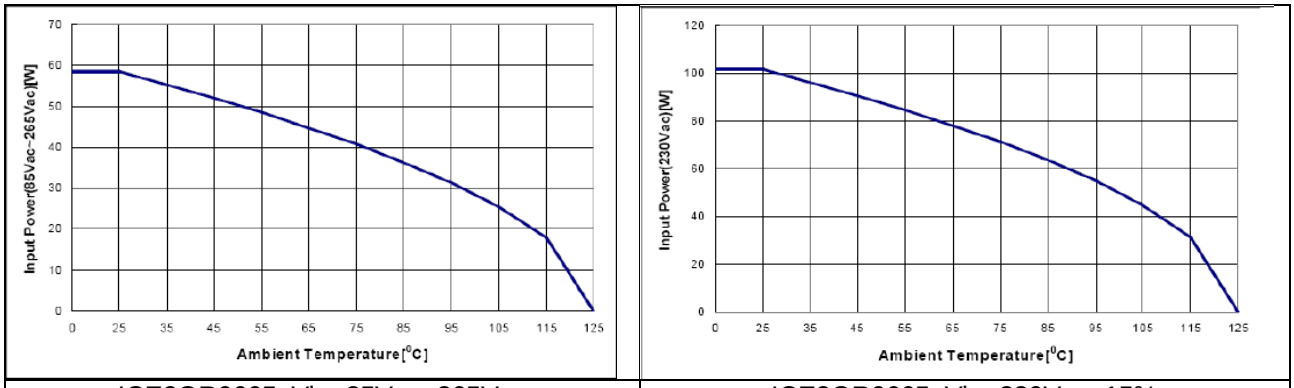
此输入功率曲线的目的是简化 CoolSET® 装置的选择过程。此曲线是环境温度对系统输入功率的函数，此曲线考虑了输入滤波器损耗、桥式整流器损耗和 MOSFET 的功率损耗。唯一需要的信息是输出功率、输入电压范围、工作环境温度和系统效率。然后可以按下式计算所需输入功率 (14)。

$$P_{in} = \frac{P_o}{\eta} \tag{14}$$

其中 P_{in}：输入功率，P_o：输出功率，η：效率

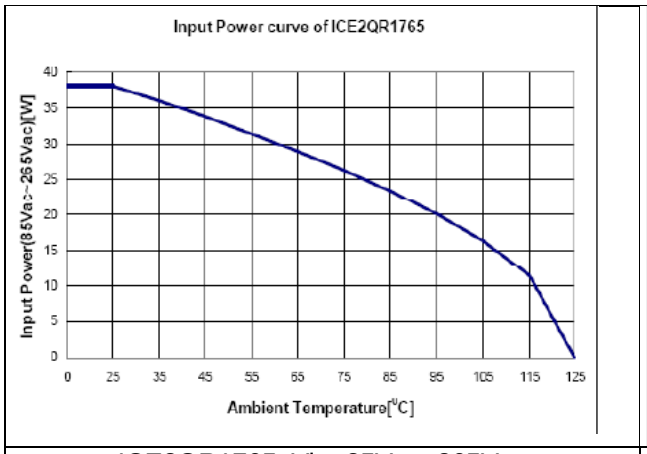
然后从输入功率曲线中查找所需环境温度对应的闭环输入功率。

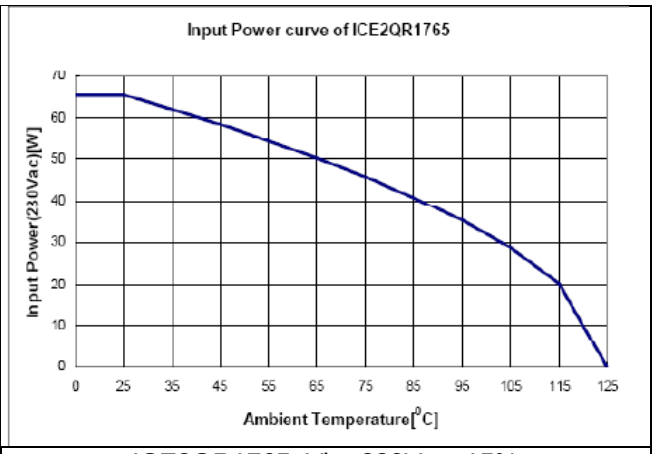
准谐振 CoolSET 系列的输入功率曲线如下所示。



ICE2QR0665: Vin=85Vac~265Vac	ICE2QR0665: Vin=230Vac±15%

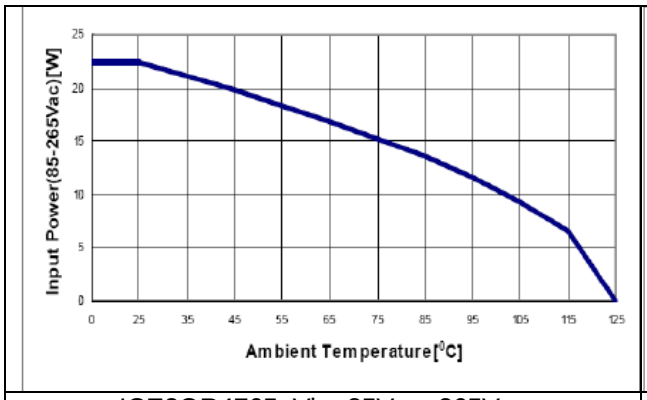
图 10 ICE2QR0665 的输入功率曲线

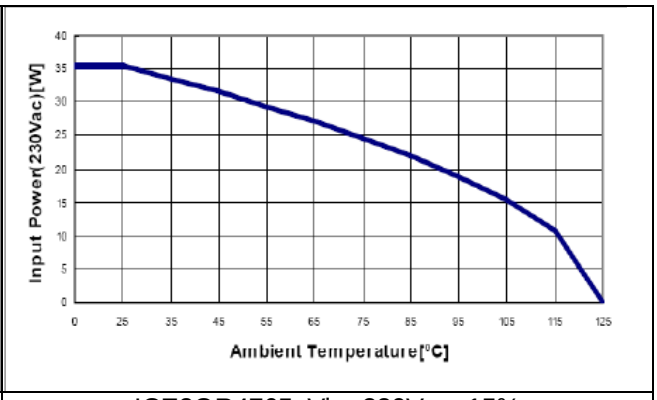




ICE2QR1765: Vin=85Vac~265Vac	ICE2QR1765: Vin=230Vac±15%

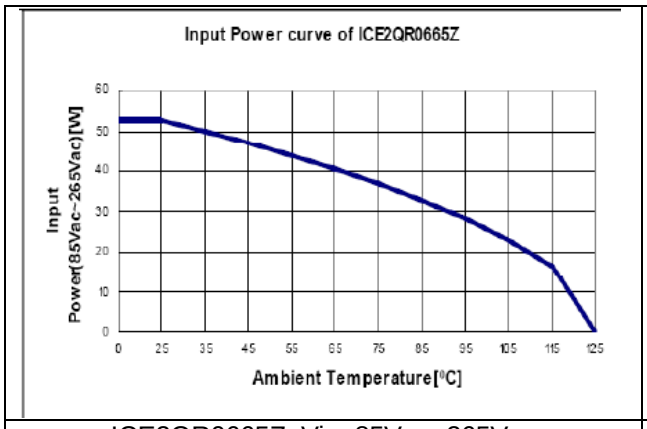
图 11 ICE2QR1765 的输入功率曲线

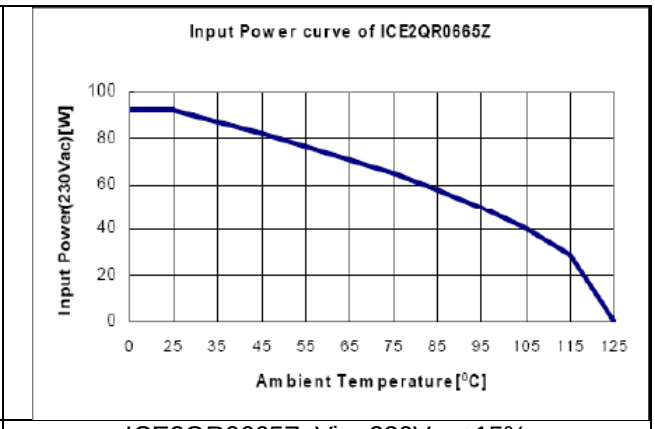




ICE2QR4765: Vin=85Vac~265Vac	ICE2QR4765: Vin=230Vac±15%

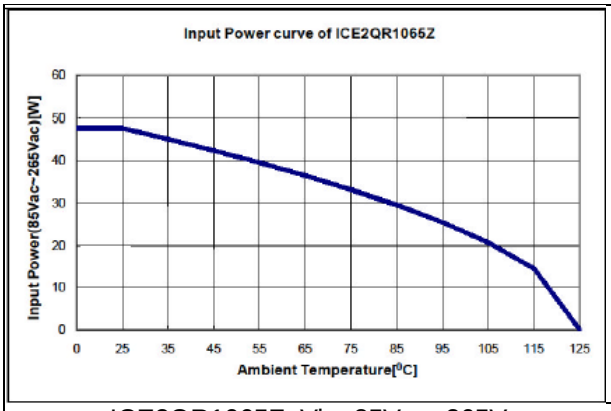
图 12 ICE2QR4765 的输入功率曲线



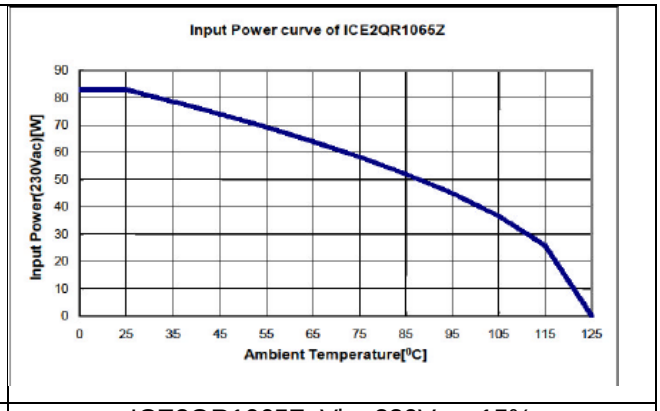


ICE2QR0665Z: Vin=85Vac~265Vac	ICE2QR0665Z: Vin=230Vac±15%

图 13 ICE2QR0665Z 的输入功率曲线

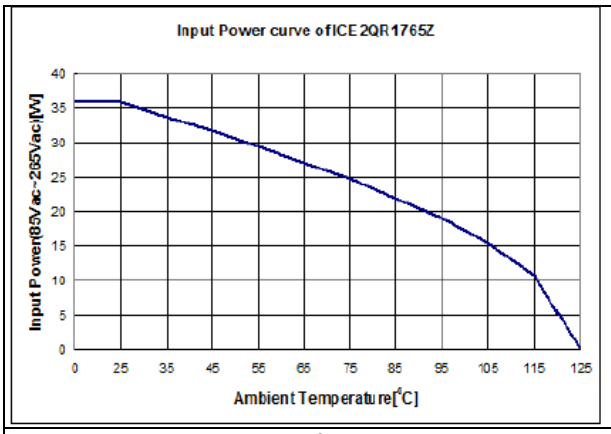


ICE2QR1065Z: Vin=85Vac~265Vac

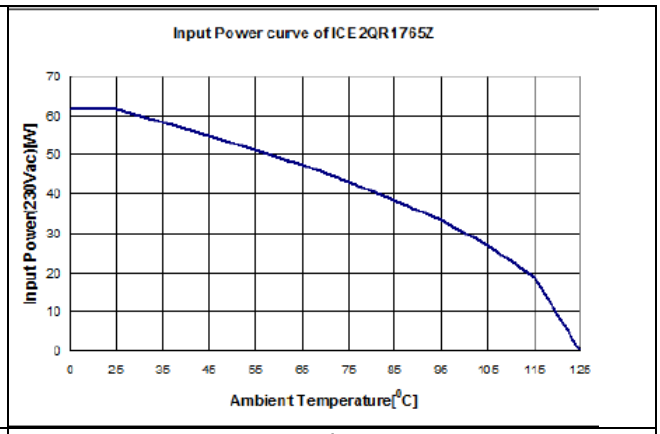


ICE2QR1065Z: Vin=230Vac±15%

图 14 ICE2QR1065Z 的输入功率曲线

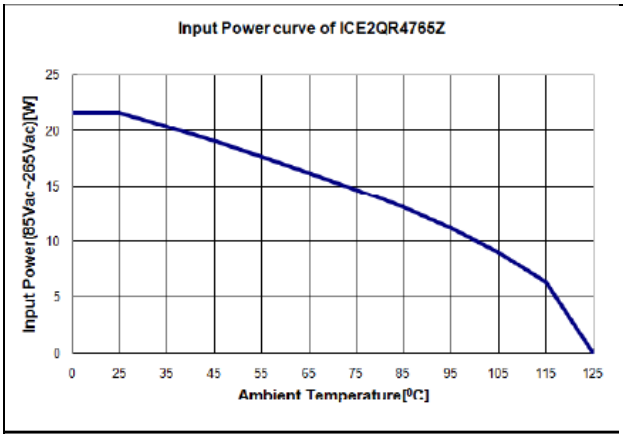


ICE2QR1765Z: Vin=85Vac~265Vac

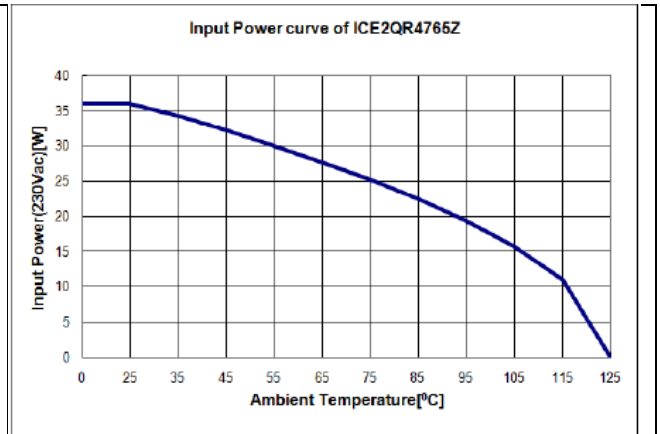


ICE2QR175Z: Vin=230Vac±15%

图 15 ICE2QR1765Z 的输入功率曲线

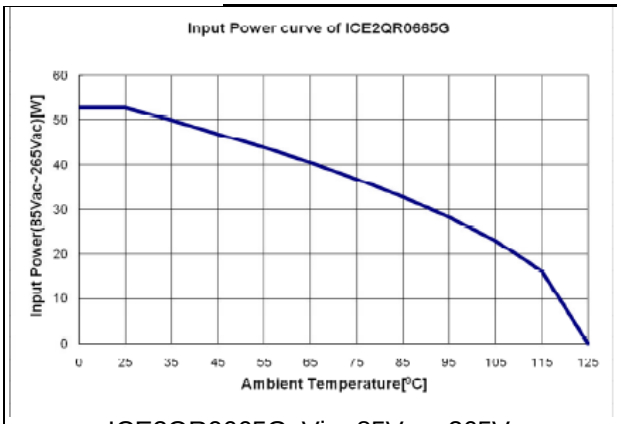


ICE2QR4765Z: Vin=85Vac~265Vac

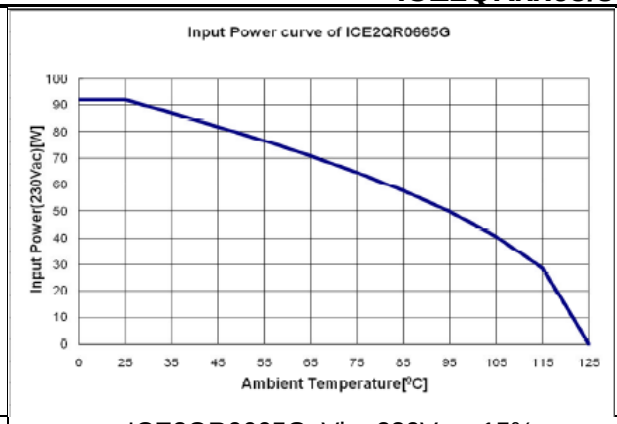


ICE2QR4765Z: Vin=230Vac±15%

图 16 ICE2QR4765Z 的输入功率曲线

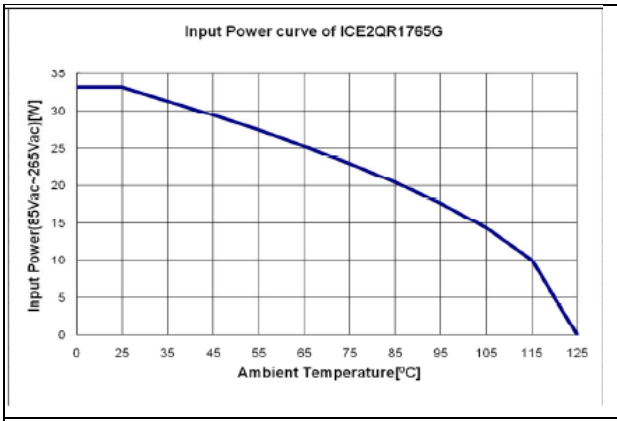


ICE2QR0665G: Vin=85Vac~265Vac

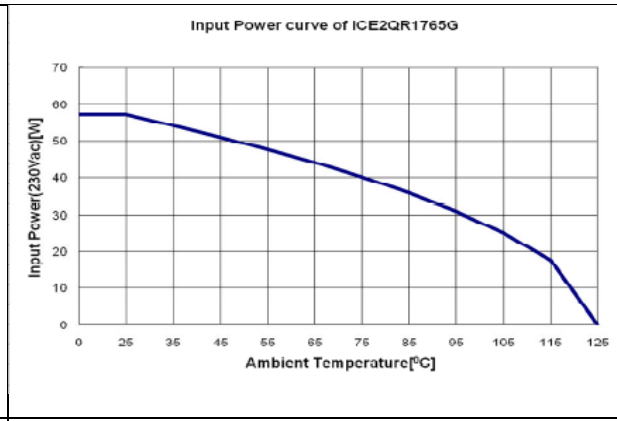


ICE2QR0665G: Vin=230Vac±15%

图 17 ICE2QR0665G 的输入功率曲线

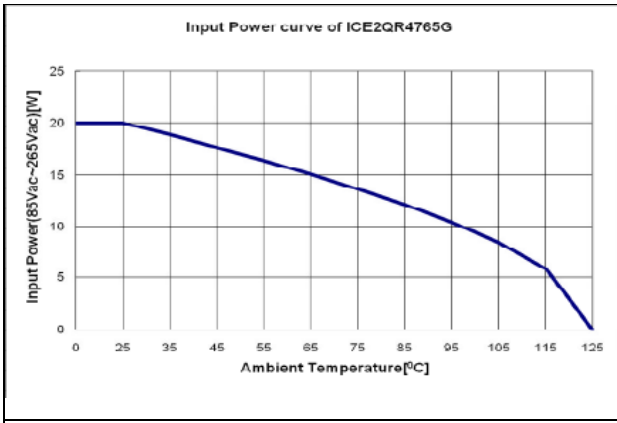


ICE2QR1765G: Vin=85Vac~265Vac

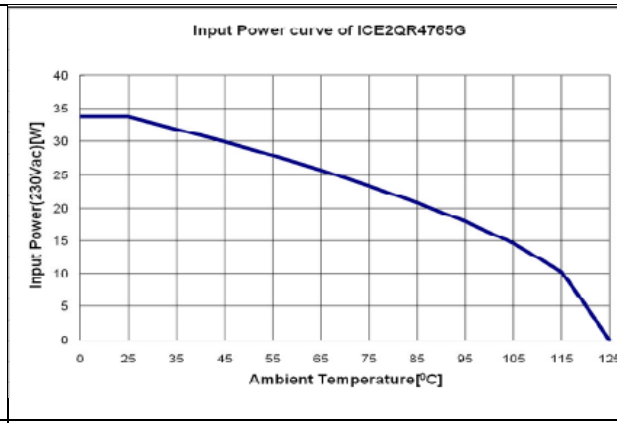


ICE2QR1765G: Vin=230Vac±15%

图 18 ICE2QR1765G 的输入功率曲线

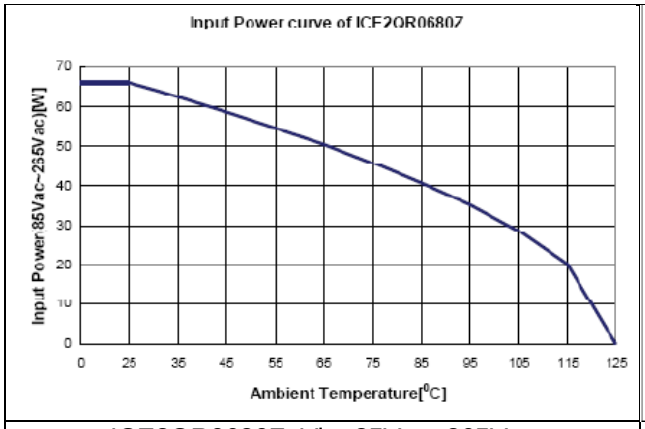


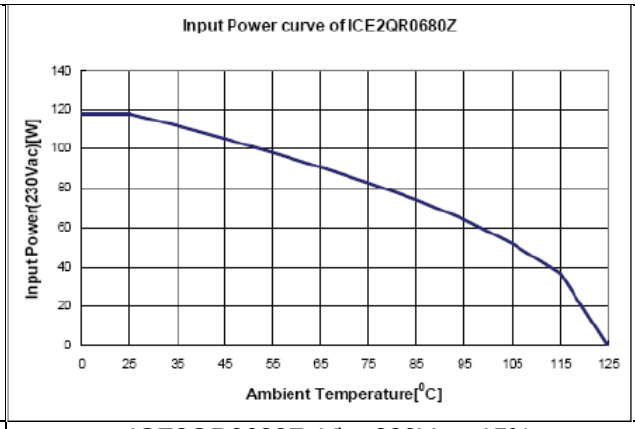
ICE2QR4765G: Vin=85Vac~265Vac



ICE2QR4765G: Vin=230Vac±15%

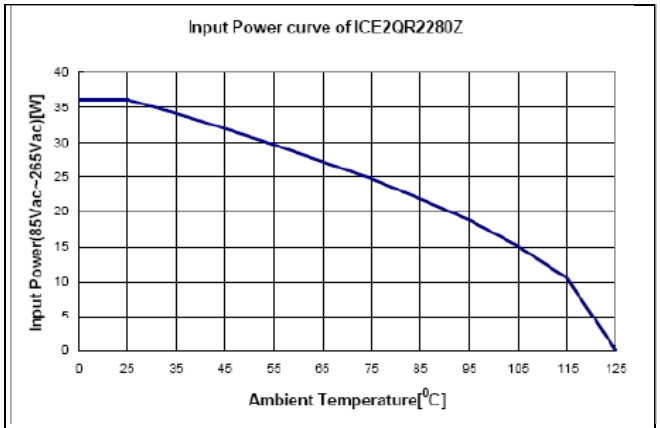
图 19 ICE2QR4765G 的输入功率曲线

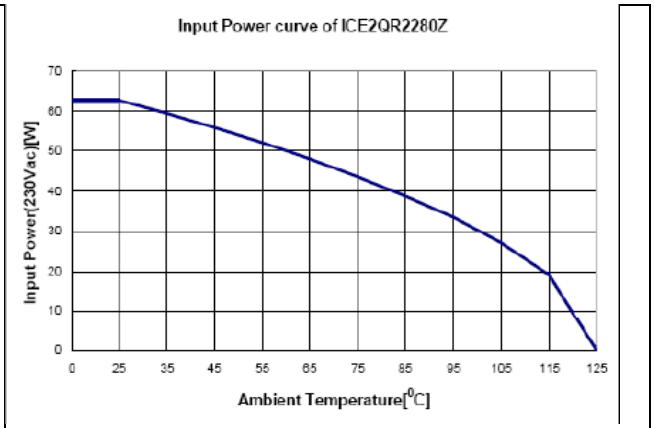




ICE2QR0680Z: Vin=85Vac~265Vac	ICE2QR0680Z: Vin=230Vac±15%

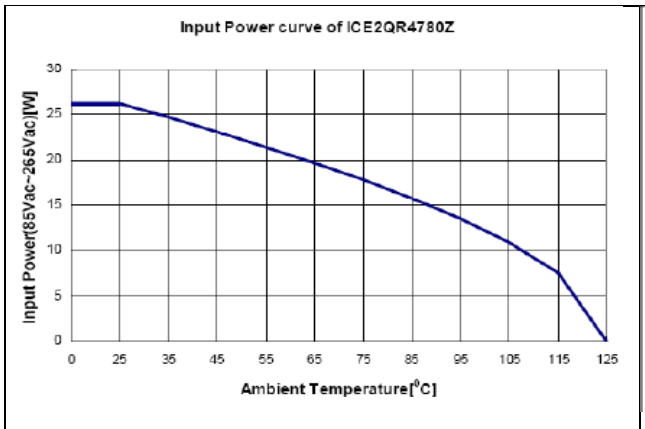
图 20 ICE2QR0680Z 的输入功率曲线

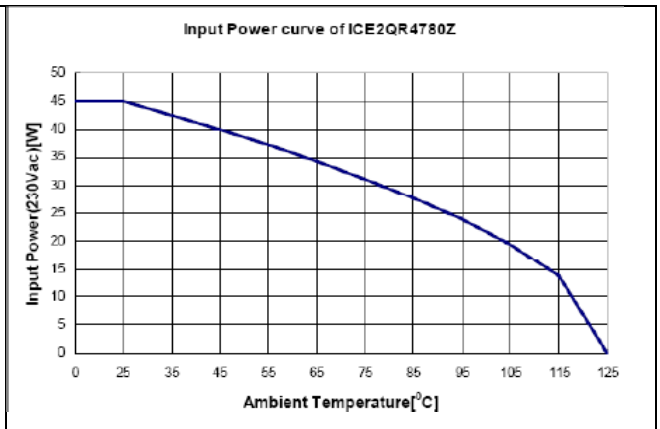




ICE2QR2280Z: Vin=85Vac~265Vac	ICE2QR2280Z: Vin=230Vac±15%

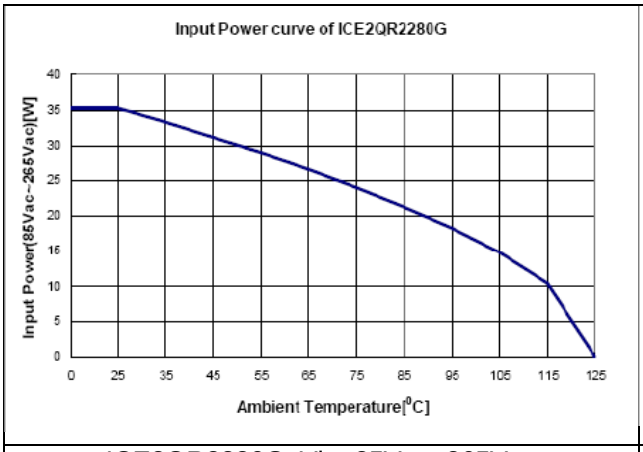
图 21 ICE2QR2280Z 的输入功率曲线



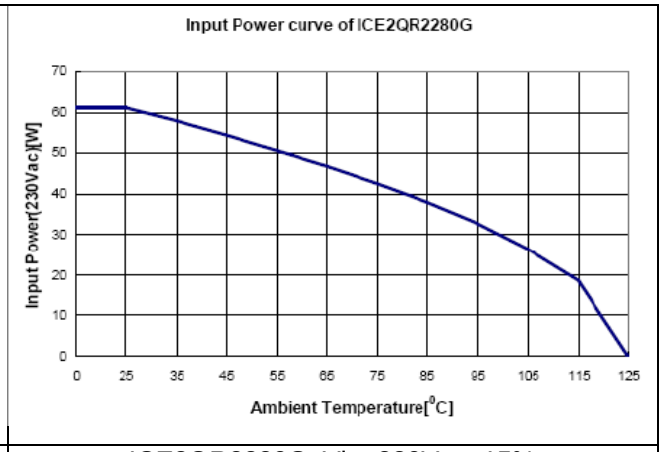


ICE2QR4780Z: Vin=85Vac~265Vac	ICE2QR4780Z: Vin=230Vac±15%

图 22 ICE2QR4780Z 的输入功率曲线



ICE2QR2280G: Vin=85Vac~265Vac



ICE2QR2280G: Vin=230Vac±15%

图 23 ICE2QR2280G 的输入功率曲线

计算时所作的主要假设如下。

1. 对于 650V CoolSET 和 800V CoolSET，从次级侧到初级侧的反射电压分别为 115V 和 150V。
2. 此装置的最大功率假定为集成的 CoolMOS® 的结温达到 125°C 时的功率（距达到此装置的过热保护 (130°C) 有一定裕量）。计算时采用此装置在 125°C 的最大 R_{dson}。
3. 对于 650V DIP-8 CoolSET，没有铜散热区且 R_{thja}=90K/W；对于 650V DIP-7 CoolSET，没有铜散热区且 R_{thja}=96K/W；对于 650V DSO-12 CoolSET，没有铜散热区且 R_{thja}=110K/W；对于 800V DIP-7 CoolSET，在漏极引脚处有 232mm^2 的 2oz PCB 铜散热区且 R_{thja}=80K/W；对于 800V DSO12 CoolSET，在漏极引脚处有 232mm^2 的 2oz PCB 铜散热区且 R_{thja}=85K/W。
4. 按下表所示考虑 MOSFET 的饱和电流 (I_{d_max} @ 125°C)。
5. EMI 滤波器的典型电阻值如下表所示。
6. 桥式整流器的压降假定为 1V。

	Rdson_125°C (Ω)	I_{d_max} @125°C (A)	R_{EMI_filter} (Ω)	V_{F_bridge} (V)
ICE2QR0665x	1.58	9.95	2 * 0.56	2 * 1
ICE2QR1065x	2.22	6.47	2 * 0.56	2 * 1
ICE2QR1765x	4.12	4.03	2 * 1	2 * 1
ICE2QR4765x	12.5	1.67	2 * 3	2 * 1
ICE2QR0680x	1.58	12.60	2 * 0.56	2 * 1
ICE2QR2280x	5.80	2.87	2 * 2	2 * 1
ICE2QR4780x	11.50	1.45	2 * 3	2 * 1

7 PCB 布局建议

在电源系统中，PCB 布局是实现成功设计的关键。以下是对此提出的一些建议（参考图 9 中的应用电路）。

- 通过脉冲均流或均压尽量减小回路；例如通过总线电压源、初级绕组、主开关和电流感测电阻器形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 VCC 电源回路。
- 使 CoolSET 接地良好；因为 CoolSET 会以 CoolSET 的接地端为参照点来检查每一个信号，此接地端也是 VCC 电源的接地端，建议通过一种短而粗的星形结构的 PCB 走线将 CoolSET 的接地端与总线电压接地端相连。注意将 CoolSET 的接地端当作小信号接地端对待，将 R_{CS} 电阻器接地端和变压器辅助绕组的初级接地端当作电源回路接地端对待。在与大容量电阻器接地端相连之前需要与其分离。
- 使其它部件/功能接地良好。这包括 CoolSET 接地端、FB 回路接地端、ZC 回路接地端和 VCC 回路接地端。建议将上述所有接地端与 CoolSET 接地端相连，然后使用星形结构连接到总线电压接地端。
- 电源回路接地端可以直接单独连接到大容量电容器接地端；例如 EMI 滤波器回路接地端 Y 电容器、C15、变压器辅助绕组接地端和 R_{CS} 电阻器。
- 在典型应用中，高压引脚与总线电压相连。在雷电冲击测试中，总线电压上的噪声较高。建议使与高压引脚相连的走线远离其它小信号走线。此距离最好超过 3mm。

8 准谐振 CoolSET® 的产品系列

类型	封装	MOSFET V_{DS}	R_{DSon}[1]	输入功率 230 V_{AC}	输入功率 (85-265) V_{AC}	特性
ICE2QR0665	DIP-8	650V[3]	0.65 Ω	88W[4]	50W[4]	DFR, PPL
ICE2QR1765	DIP-8	650V[3]	1.7 Ω	56W[4]	33W[4]	DFR, PPL
ICE2QR4765	DIP-8	650V[3]	4.7 Ω	30W[4]	19W[4]	DFR, PPL
ICE2QR0665Z	DIP-7	650V[3]	0.65 Ω	79W[4]	45W[4]	DFR, PPL
ICE2QR1065Z	DIP-7	650V[3]	0.92Ω	71.6W[4]	41.0W[4]	DFR, PPL
ICE2QR1765Z	DIP-7	650V[3]	1.7 Ω	54.8W[4]	30.6W[4]	DFR, PPL
ICE2QR4765Z	DIP-7	650V[3]	4.7 Ω	31W[4]	18W[4]	DFR, PPL
ICE2QR0665G	DSO-12	650V[5]	0.65 Ω	79W[6]	45W[4]	DFR, PPL
ICE2QR1765G	DSO-12	650V[3]	1.7 Ω	49W[4]	28W[4]	DFR, PPL
ICE2QR4765G	DSO-12	650V[3]	4.7 Ω	29W[4]	17W[4]	DFR, PPL
ICE2QR0680Z	DIP-7	800V	0.65 Ω	102W[7]	57W[5]	DFR, PPL, 800V
ICE2QR2280Z	DIP-7	800V	2.2 Ω	53W[5]	30W[5]	DFR, PPL, 800V
ICE2QR4780Z	DIP-7	800V	4.7 Ω	39W[5]	22W[5]	DFR, PPL, 800V
ICE2QR2280G	DSO-12	800V	2.2 Ω	51W[5]	30W[5]	DFR, PPL, 800V

[1] @ T_j=25°C 时的典型值
[2] DFR=数字频率降低；PPL= 峰值功率极限
[3] T_j=110°C
[4] 在 T_a=50°C、T_j=125°C 且没有铜散热区时在开放框架设计中计算的最大输入功率。
[5] T_j=110°C
[6] 在 T_a=50°C、T_j=125°C 且没有铜散热区时在开放框架设计中计算的最大输入功率。
[7] 在 T_a=50°C、T_j=125°C 且具有 232mm2 2 oz 铜散热区时在开放框架设计中计算的最大输入功率。

9 设计公式

参考图 2 中的典型应用图，将一些有用的设计公式汇总在下表中（参照数据手册中的符号）：

变压器计算（准谐振反激式）	
输入数据	Vin_min=85Vdc, Vin_max=400Vdc, Vdc_max=515V（650V MOSFET），550V（800V MOSFET）
匝数比	$n = \frac{V_{ds_max} - V_{in_max}}{V_{out} + V_{diode}}$
初级电感	$L_p \le \frac{1}{\left[\left(\frac{1}{V_{in_min}} + \frac{1}{n \times V_{out}}\right) \times \sqrt{\frac{f_{sw_LF} \times P_{out}}{\eta \times 0.5}} + \pi \times f_{sw_LF} \times \sqrt{C_{DS}}\right]^2}$ f_{sw_LF} =在低电源电压全负载下的建议开关频率： 40~65kHz C_{DS} = MOSFET 的漏源电容（包括 MOSFET 的 $C_{o(er)}$）
初级峰值电流	$I_{pk_P} = \sqrt{\frac{P_{out}}{\eta \times 0.5 \times L_p \times f_{sw_LF}}}$
初级绕组匝数	$N_p \ge \frac{L_p \times I_{p_max}}{B_{max} \times A_{min}}$
次级绕组匝数	$N_s = \frac{N_p}{n}$
辅助绕组匝数	$N_{aux} = \frac{V_{cc} + V_{diode}}{V_{out} + V_{diode}} \times N_s$
ICE2QRxx65/80x 外围元件设计	
电流感测电阻器	$R_{CS} \le \frac{V_{CSth}}{I_{pk_P}}$
VCC 电容器	$C_{VCC} = \frac{t_{startup} \times I_{VCCcharge2}}{V_{VCCon}}$ $t_{startup}$ = 系统启动时间；建议 $C_{VCC} \ge 22\mu F$
ZC 电阻器	$R_{ZC1} = \frac{V_{BUS_S} \times N_{aux}}{0.5mA \times N_p}$；$R_{ZC2} = \frac{R_{ZC1}}{\frac{N_{aux}}{N_s} \times \frac{V_{out_OVP} + V_{diode}}{V_{ZCOVP}} - 1}$ V_{out_OVP} =输出 OVP 电压；V_{BUS_S}=用于维持最大输出功率的大容量电容器电压
ZC 电容器	$C_{ZC} = \tan\left[2\pi \cdot \left(\frac{1}{4} - t_{delay} \cdot f_{osc2}\right)\right] \cdot \frac{R_{ZC1} + R_{ZC2}}{R_{ZC1} \cdot R_{ZC2}} \cdot \frac{1}{2\pi \cdot f_{osc2}}$ t_{delay} 可以取 100ns； f_{osc2} = 次级侧电流降至 0A 后测得的漏极振荡频率（参考图 3）
进入突发模式的功率	$P_{Burst_enter} = 0.5 \times L_P \times \left(\frac{V_{FBEB} - V_{PWM}}{R_{CS} \times G_{PWM}}\right)^2 \times f_{sw_bb}$ f_{sw_bb} = 进入突发模式前的开关频率
离开突发模式的功率	$P_{Burst_leave} = 0.5 \times L_P \times \left(\frac{V_{CSB}}{R_{CS}}\right)^2 \times f_{sB}$ f_{sB} = 突发模式中的开关频率

请参考以下资料，了解更多有用的计算公式。

10 参考资料

[1] 使用准谐振 PWM 控制器 ICE2QS01 的反激式变换器设计技巧，英飞凌科技公司， 2006。 [ANPS0005]

[2] 使用准谐振 PWM 控制器 ICE2QS01 设计变换器，应用说明，英飞凌科技公司，2006。[ANPS0003]

[3] 确定用 ICE2QS01 设计的准谐振反激式变换器的开关频率，英飞凌科技公司，2006。[ANPS0004]

[4] 带准谐振 PWM 控制器 ICE2QR4780Z 的 12W 5V 评估板，应用说明，英飞凌科技公司 2011。

[5] 带准谐振 PWM 控制器 ICE2QR4765 的 12W 5V 评估板，应用说明，英飞凌科技公司 2010。

[6] 带准谐振 PWM 控制器 ICE2QR0665 的 20V 40W 评估板，应用说明，英飞凌科技公司 2009。

[7] 带准谐振 PWM 控制器 ICE2QR2280G 的 20W 5V 评估板，应用说明，英飞凌科技公司 2011。

[8] 带准谐振 PWM 控制器 ICE2QS03G 的 36W 12V 评估板 AN-EVALQRS – ICE2QS03G ，应用说明，英飞凌科技公司， 2009

[9] 数据手册，ICE2QR0665，“带集成式 650V 启动元件/耗尽型 CoolMOS® 的 DIP8 封装离线 SMPS 准谐振 PWM 控制器”，英飞凌科技公司

[10] 数据手册，ICE2QR1765，“带集成式 650V 启动元件/耗尽型 CoolMOS® 的 DIP8 封装离线 SMPS 准谐振 PWM 控制器”，英飞凌科技公司

[11] 数据手册，ICE2QR4765，“带集成式 650V 启动元件/耗尽型 CoolMOS® 的 DIP8 封装离线 SMPS 准谐振 PWM 控制器”，英飞凌科技公司

[12] 数据手册，ICE2QR0680Z，“带集成式 800V 启动元件/耗尽型 CoolMOS® 的 DIP7 封装离线 SMPS 准谐振 PWM 控制器”，英飞凌科技公司

[13] 数据手册，ICE2QR2280Z，“带集成式 800V 启动元件/耗尽型 CoolMOS® 的 DIP7 封装离线 SMPS 准谐振 PWM 控制器”，英飞凌科技公司

[14] 数据手册，ICE2QR4780Z，“带集成式 800V 启动元件/耗尽型 CoolMOS® 的 DIP7 封装离线 SMPS 准谐振 PWM 控制器”，英飞凌科技公司

[15] 数据手册，ICE2QR0665Z，“带集成式 650V 启动元件/耗尽型 CoolMOS® 的 DIP7 封装离线 SMPS 准谐振 PWM 控制器”，英飞凌科技公司

[16] 数据手册，ICE2QR1065Z，“带集成式 650V 启动元件/耗尽型 CoolMOS® 的 DIP7 封装离线 SMPS 准谐振 PWM 控制器”，英飞凌科技公司

[17] 数据手册，ICE2QR1765Z，“带集成式 650V 启动元件/耗尽型 CoolMOS® 的 DIP7 封装离线 SMPS 准谐振 PWM 控制器”，英飞凌科技公司

[18] 数据手册，ICE2QR4765Z，“带集成式 650V 启动元件/耗尽型 CoolMOS® 的 DIP7 封装离线 SMPS 准谐振 PWM 控制器”，英飞凌科技公司

[19] 数据手册，ICE2QR0665G，“带集成式 650V 启动元件/耗尽型 CoolMOS® 的 DSO12 封装离线 SMPS 准谐振 PWM 控制器”，英飞凌科技公司

[20] 数据手册，ICE2QR1765G，“带集成式 650V 启动元件/耗尽型 CoolMOS® 的 DSO12 封装离线 SMPS 准谐振 PWM 控制器”，英飞凌科技公司

[21] 数据手册，ICE2QR4765G，“带集成式 650V 启动元件/耗尽型 CoolMOS® 的 DSO12 封装离线 SMPS 准谐振 PWM 控制器”，英飞凌科技公司

[22] 数据手册，ICE2QR2280G，“带集成式 800V 启动元件/耗尽型 CoolMOS® 的 DSO12 封装离线 SMPS 准谐振 PWM 控制器”，英飞凌科技公司