

应用说明

ANPS0045 - ICE2QS03G

基于准谐振 PWM 控制器 ICE2QS03G 的变换器设计

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【[ICE2QS03G 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【[ICE2QS03G](#)】

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: ICE2QS03G 设计指南

修订历史: 2010 年 4 月 7 日 V1.0

先前版本: 无

页码	变更内容 (自上次修订后的主要变更)


基于准谐振 PWM 控制器 ICE2QS03G 的变换器设计
英飞凌科技亚太私人有限公司(Infineon Technologies Asia Pacific Pte Ltd) 许可

AN-PS0045

Wang Zan
zan.wang@infineon.com

He Yi
Yi.he@infineon.com

Jeoh Meng Kiat
Mengkiat.jeoh@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	IC 说明	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 (电流检测)	6
2.3.4	栅极 (栅极驱动输出)	6
2.3.5	HV (高电压)	6
2.3.6	VCC (供电)	6
2.3.7	GND (接地)	6
3	准谐振反激式变换器概述	6
4	功能和应用概述	8
4.1	启动期间的 VCC 预充电和典型 VCC 电压	8
4.2	软启动	9
4.3	正常运行	9
4.3.1	接通确定	9
4.3.2	关断确定	10
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	11
4.4.3	离开主动突发模式	12
4.5	电流检测	12
4.6	反馈	12
4.7	过零	12
4.8	栅极驱动	13
4.9	其它	14
5	典型应用电路	14
6	参考资料	14

1 引言

本应用说明描述了如何使用英飞凌科技公司新开发的准谐振 PWM 控制器 ICE2QS03G 设计准谐振反激式变换器。

此应用说明首先描述了 IC 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，随后介绍了 ICE2QS03G 的功能和操作。本文档的最后一部分提供了一些应用实例和提示。

2 IC 说明

ICE2QS03G 是第二代准谐振 PWM 控制器，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。数字降频，频率随负载下降而下降，直到负载极低时仍可实现准谐振操作。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 ICE2QS03G 成为市场上出色的可用于准谐振反激式变换器的控制器。

此外，此 IC 中实施的许多保护功能可保护系统并针对所选应用对 IC 进行定制。所有这些特性使 ICE2QS03G 成为市场上出色的可用于真正的准谐振反激式变换器的产品。

2.1 主要特点

- 准谐振操作
- 取决于负载的数字降频频率
- 轻载采用运行主动突发模式
- 内置高电压启动单元
- 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
- 通过数字化的检测和控制电路校正折返点
- 自动重启模式 VCC 欠压和过压保护
- 自动重启模式过载/开环保护
- 自动重启模式内置过热保护
- 锁存模式可调节的输出过压保护
- 锁存模式短绕组保护
- 最长开通时间限制
- 最大开关周期限制

2.2 引脚布局

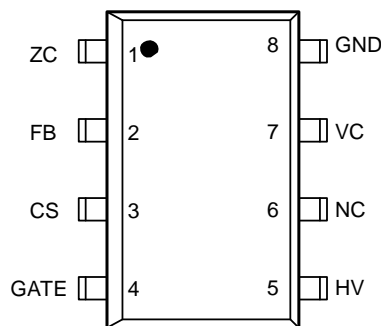


图 1 引脚配置（俯视图）

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) 以下时检测变压器的退磁被检测到。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。最后，在 MOSFET 的导通时间内，总线电压取决于该引脚电流流出。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用以平滑反馈电压。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)

此引脚在外部与电流采样电阻器相连，用于检测初级电流，在内部则与 PWM 信号发生器相连，用于（结合反馈电压）确定是否关断。此外，通过在主电源开关接通期间检测 V_{CS} 电压来实现绕组短路保护。

2.3.4 栅极 (栅极驱动输出)

栅极引脚是内部驱动级的输出端，在驱动 1nF 容性负载时，驱动级的上升时间为 117ns，下降时间为 27ns。

2.3.5 HV (高电压)

HV 引脚通过直接 with 高电压总线相连向 IC 提供启动电流。内部集成一个 500V 耗尽型启动元件，此元件通过省略外部启动电阻器从而实现低待机功耗。

2.3.6 VCC (电源)

VCC 引脚是正电源供电的 IC，应与主变压器的辅助绕组相连。

2.3.7 GND (接地)

这是此控制器的公共接地端。

3 准谐振反激式变换器概述

下图显示的是 ICE2QS03G 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，通过二极管整流桥对电源输入电压进行整流，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，电流采样电阻器两端的电压 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。

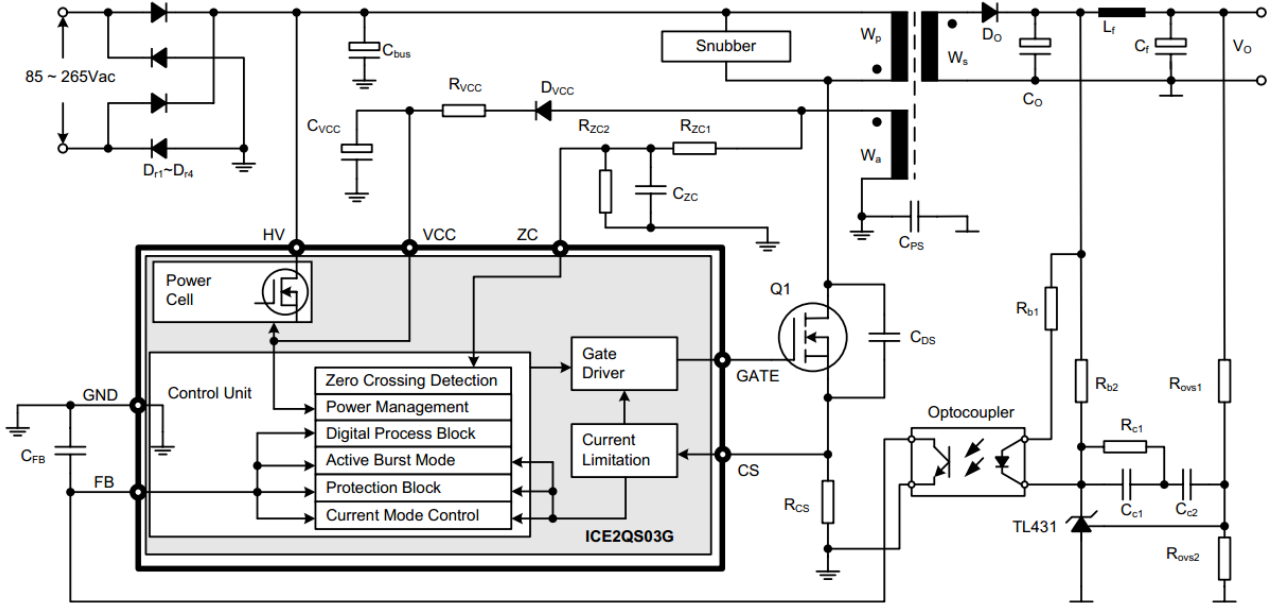


图 2 ICE2QS03G 的典型应用

MOSFET 关断后，电源开关的漏源电压 v_{ds} 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_{Ref1} 是变压器初级侧的次级电压的反射值，其计算公式如下：

$$V_{Ref1} = \frac{V_{out} + V_{do}}{n} \quad (1)$$

其中， n 为变压器匝数比，其在本文档中的定义如下：

$$n = N_S / N_P \quad (2)$$

N_p 和 N_s 分别为初级绕组和次级绕组的匝数。

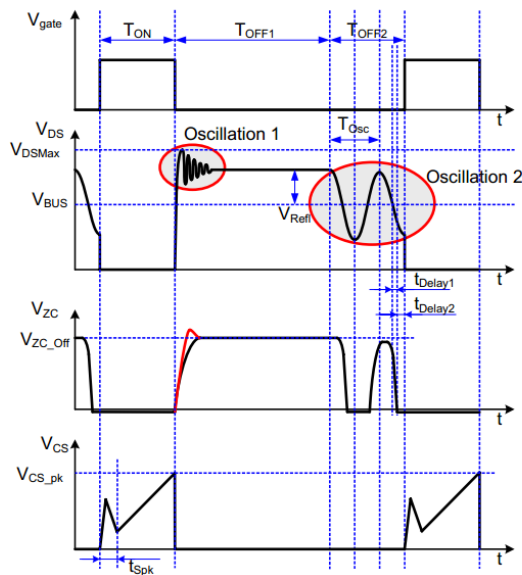


图 3 准谐振反激式变换器的关键波形

振荡 1 被抑制后，电源开关的漏源电压表现为恒定值 $V_{bus}+V_{Ref1}$ ，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} 组成。此振荡的频率计算公式如下：

$$f_{OSC} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_P \cdot C_{DS}}} \quad (3)$$

此振荡的振幅从 V_{Ref1} 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。漏极电压的第一个最小值出现在振荡周期的一半，时间 t_4 后，可以按如下公式计算出大概值。

$$V_{dsMin} = V_{bus} - V_{Ref1} \quad (4)$$

在准谐振控制中，电源开关在漏源电压最小值处开通。通过这种操作，可使导通损耗降至最低限度，并且因 dv_{ds}/dt 得到减小，所产生的开关噪音正常硬开关反激式变换器类似。

4 功能和应用概述

4.1 启动期间的 VCC 预充电和典型 VCC 电压

控制器 ICE2QS03G 中集成了一种启动单元，此单元由一个 500V 高电压装置和一个控制器组成，其中高电压装置由控制器控制。此启动单元可以对 VCC 电容器预充电，直到 VCC 电压达到 VCC 导通阈值 V_{VCCCon} 且 IC 开始运行，同时，当输出电压下降或来自辅助绕组的电压不够高，或者当 IC 在某种保护模式中被锁闭时，此启动单元可能使 VCC 电压在突发模式运行期间保持恒定。

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幅度仅取决于其沟道电阻，且最高可达数毫安。VCC 电压足够高后，此控制器控制高压设备，使其提供 1mA 左右的恒定电流，对 VCC 电容器进行进一步充电，直到 VCC 电压超过导通阈值 V_{VCCCon} 。如图 4 中的时间段 1 所示，VCC 电压几乎呈线性升高。

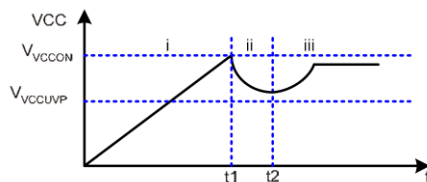


图 4 启动时的 VCC 电压

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：

$$t_1 = \frac{V_{VCCCon} \cdot \tilde{C}_{VCC}}{I_{VCCcharge2}} \quad [5]$$

其中 $I_{VCCcharge2}$ 是来自启动单元的充电电流，通常为 1.05mA。

当 VCC 电压在时间 t_1 处超过导通阈值 V_{VCCCon} 时，启动单元关断，IC 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 IC 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。

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 电压在输出电压建立前永远不会达到 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} 为控制器的工作电流。

4.2 软启动

IC 供电电压超过 18V (图 3 中的 t_1 对应的值) 后, IC 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 IC 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。

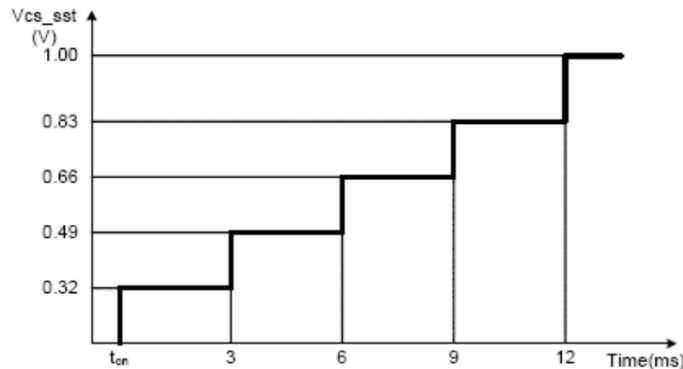


图 5 软启动期间的最高电流检测电压

4.3 正常运行

IC 的 PWM 部分可分为两个主要部分: PWM 控制器正常操作模式和突发操作模式。PWM 控制器正常操作模式将通过以下几段说明, 突发操作模式将在下一节说明。运行于正常工作的 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。分别通过此数字电路和模拟电路确定开通和关断时间点。作为确定开通所需的输入信息, 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_{REG} 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在主电源开关接通前要忽略的过零数量。此值是调节电压的函数, 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调节电压。根据此信息, 在高调节电压情况下, 加减计数器中的值会减小; 在低调节电压情况下, 该值会增大。在 ICE2QS03G 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调节电压 V_{REG} 而变。在内部比较调节电压 V_{REG} 和三个阈值 V_{RL} 、 V_{RH} 和 V_{RM} 。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，在调节电压 V_{REG} 超过阈值 V_{RM} 后的开关周期内，计数器被设定为 1。

表 1 加减计数器的操作

V_{REG}	加减计数器的动作
始终低于 V_{RL}	向上计数，直至达到 7
一度高于 V_{RL} ，但一直下始终低于 V_{RH}	不变
一度高于 V_{RH} ，但一直下始终低于 V_{RM}	向下计数，直至达到 1
一度高于 V_{RM}	计数器设定为 1

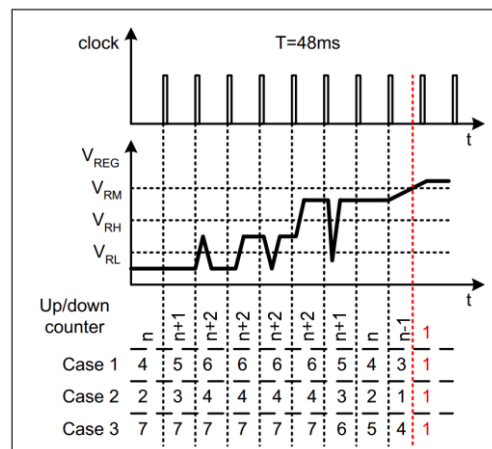


图 6 加减计数器的操作

4.3.1.2 开通确定

在此系统中，是否开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，通过外部检电阻器检测初级电流，此电阻器连接在主功率开关的低压侧端子和共用接地端之间。将分流电阻器 v_{CS} 两端的检测电压加载到内部电流测量单元上，并将其输出电压 v_1 与调节电压 v_{reg} 进行比较。一旦电压 v_1 超过电压 v_{REG} ，则使输出触发器重置。然后关断主功率开关。 v_1 与 v_{CS} 的关系如下式所示：

$$v_1 = 3.3 \cdot v_{CS} + 0.7 \quad [7]$$

为了避免在主功率开关开通后因检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，IC 进入主动突发模式运行，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：

- 调节电压低于 $V_{EB}(1.25V)$ 的阈值。相应地，检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；
- 上述两个条件必须满足一定时间 (24ms)

一旦满足这几个条件，则会设定主动突发模式触发器，且控制器进入突发模式工作，栅极将被关断直到 V_{REG} 升高到阈值 V_{BH} 。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，控制器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，调节电压在 V_{OUT} 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调节信号。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，功率 MOSFET 的开通。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）和一个模拟比较器。通过比较电压信号 v_1 和内部阈值实现关断，通过关断使检流电阻器的电压 V_{CSB} 变为 $0.34V$ 。还可以通过最大占空比控制器触发关断，该控制器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。

如果输出负载仍然偏低，调节信号下降由于 PWM 部分处于工作状态。当调节信号达到低阈值 $V_{BL}(3.0V)$ 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。如果在主动突发模式中工作，调节信号则在 3.0 V 至 3.6 V 之间呈锯齿形变化，如图 7 所示。

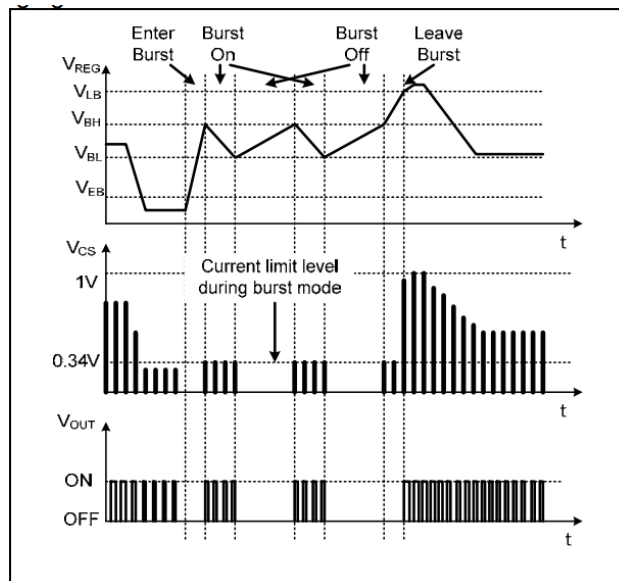


图 7 主动突发模式中的信号

4.4.3 离开主动突发模式

如果存在较重负载跳变，调节电压立即升高。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 25%，因此需要一定的负载才能使调节电压超过 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 VO。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 电流检测

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

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

绝对最高电流检测电压为 1V。因此，可以根据变压器中的最大所需峰值电流选择电流检测电阻器，如式 (9) 所示。

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

准谐振反激变压器的设计流程如 [2] 所示。此外，电流检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。在大多数情况下，MOSFET 导通，不需要用正常 RC 滤波器阻断尖峰。但是在一些应用中，增加 RC 滤波器有助于改进变换器的性能。

4.6 反馈

在 IC 内，通过上拉电阻器 R_{FB} 将反馈 (FB) 引脚与 5V 电压源相连。在 IC 外部，此引脚与光耦的集电极相连。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，置于此引脚和接地端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 N_a，且次级输出绕组的匝数为 N_s，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 (5) 中，V_{ZCOVP} 是输出过压保护的触发器电平，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 IC 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。

再则，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

$$V_{aux} = -V_{BUS} \frac{N_a}{N_p} \quad (11)$$

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

$$I_{ZC_ON} = \frac{V_{BUS} N_a}{R_{ZC1} N_p} \quad (12)$$

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

$$R_{ZC1} = \frac{V_{BUS_S} N_a}{0.5 \text{ mA} * N_p} \quad (13)$$

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检测电压如图 8 所示。

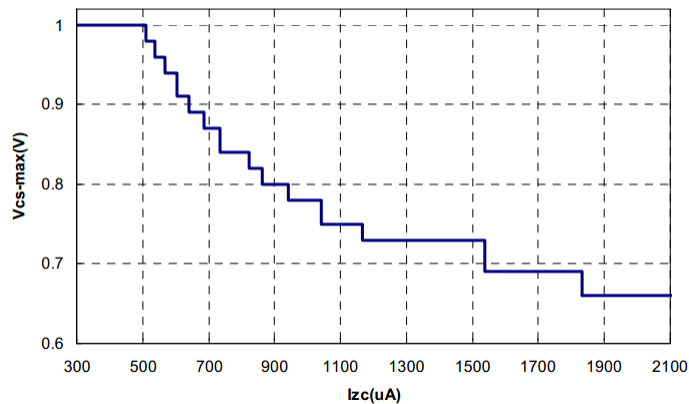


图 8 MOSFET 处于导通状态时最高电流检测极限与 ZC 电流的关系

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 可能与辅助绕组耦合。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底开关性能之间取得平衡。

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 IC。因此，还可以将响铃抑制时间当作最短关断时间。

4.8 栅极驱动

内置栅极引脚集成了一个图腾式驱动电路。栅极驱动电压为 10V，对于大多数可用 MOSFET，此电压已足够。在 1nF 负载电容值下，上升时间和下降时间通常分别为 117ns 和 27ns。在实际应用中，可以使用栅极电阻器调节 MOSFET 的导通速度。此外，为了加快关断速度，栅极电阻器可以与 1N4148 之类的超快二极管反并联。为了避免在 MOSFET 的关断期间发生振荡，建议使驱动器的环路面积（穿过栅极电阻器和 MOSFET 栅极、源极再返回到 IC 接地端）尽可能地小。

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，ICE2QS03G 提供了最长导通时间和最长开关周期。

ICE2QS03G 中的最长导通时间通常为 30 μs 。如果栅极保持导通 30 μs ，不论电流检测电压为多少，IC 都将关断栅极。

当 MOSFET 被关断，且 IC 无法检测到足以导通 MOSFET 的过零次数，IC 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 IC 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

亦提供带 ICE2QS03G 的 36 W 评估板。详细信息见 [3]。应用电路如图 9 所示。

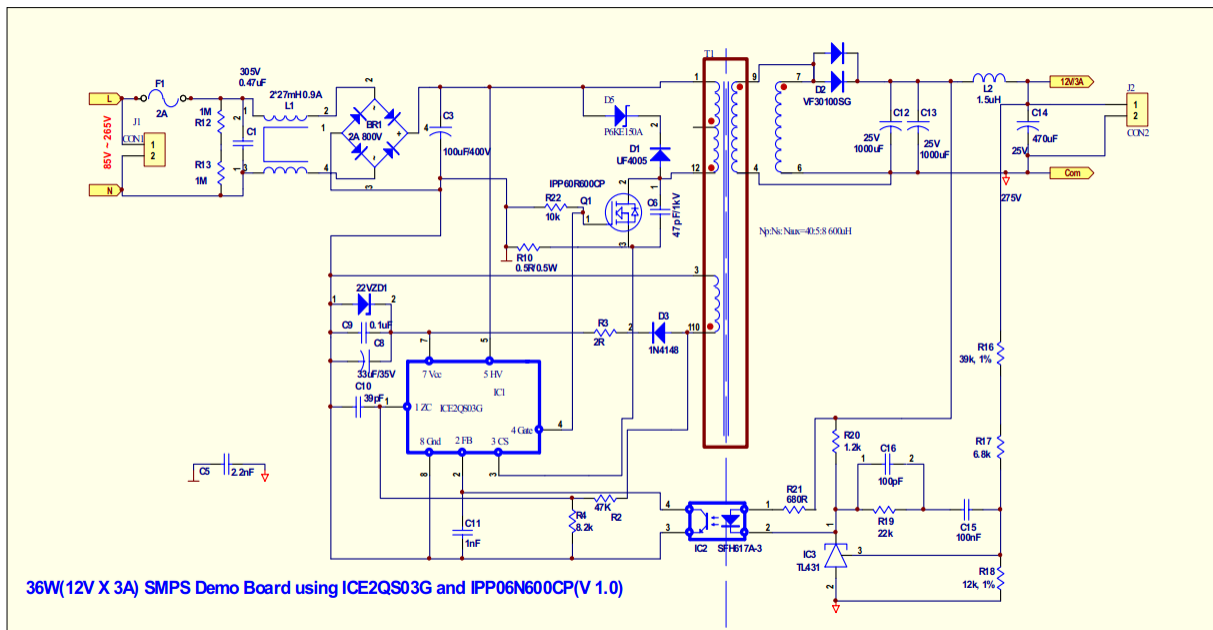


图 9 带 ICE2QS03G 的 36 W 评估板示意图

6 参考资料

- [1] ICE2QS03G, 产品数据手册, 英飞凌科技公司, 2009
- [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
- [3] 带准谐振 PWM 控制器 ICE2QS03G 的 36W 评估板, AN-EVALQRS-ICE2QS03G, 英飞凌科技公司, 2009