

第五代准谐振反激式变换器设计指南

设计指南——ICE5QSxG 和 ICE5QRxxxxxx

关于本文档

范围和目的

本文档为准谐振反激式变换器设计指南，该变换器采用英飞凌最新推出的第五代准谐振控制器（ICE5QSxG 和 CoolSET™ ICE5QRxxxxxx），效率高，待机功耗低，可选进入和退出待机功率模式。此外，变换器还具备宽 V_{CC} 工作范围和快速启动功能，线路保护可靠，支持过压保护 (OVP)、欠压等各种保护模式，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第五代准谐振控制器、ICE5QSxG 和 CoolSET™ ICE5QRxxxxxx 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 引脚布局	4
2.2.1 反馈和突发的进入/退出控制	5
2.2.2 V_{IN} （输入线路过压保护和欠压）	5
2.2.3 电流感测 (CS)	5
2.2.4 过零检测 (ZCD)	5
2.2.5 栅极（栅极驱动输出，仅针对控制器）	5
2.2.6 源极（源极，仅针对控制器）	5
2.2.7 漏极（漏极，仅针对 CoolSET™）	5
2.2.8 V_{CC} （正压电源）	5
2.2.9 GND（接地）	5
3 准谐振反激式变换器概览	6
4 功能描述和元件设计	9
4.1 启动期间的 V_{CC} 预充电和典型 V_{CC} 电压	9
4.1.1 V_{CC} 电容器	10
4.2 软启动	10
4.3 正常工作	10
4.3.1 数字降频	11
4.3.1.1 最小过零计数确定	11
4.3.1.2 加减计数器	11
4.3.1.3 导通确定	12
4.3.2 关断确定	12

简介

4.4	功率电平可选的主动突发模式 (ABM)	13
4.4.1	进入主动突发模式工作.....	13
4.4.2	主动突发模式工作期间.....	14
4.4.3	退出主动突发模式工作.....	14
4.5	电流感测.....	16
4.6	反馈.....	16
4.7	过零检测	17
4.8	栅极驱动（仅针对 ICE5QSxG）	17
4.9	线路过压、欠压及选择.....	18
4.10	保护功能.....	19
4.11	其他.....	19
5	典型应用电路.....	21
6	PCB 布局建议.....	23
7	第五代准谐振 IC 的输出功率	24
8	第五代准谐振 FLYCAL 设计示例.....	29
8.1	输入整流桥 (BR1).....	29
8.2	输入电容器 (C13)	30
8.3	变压器设计 (TR1)	31
8.4	感测电阻器 (R14)	33
8.5	绕组设计.....	34
8.6	二极管反向电压 (D21、D22、D12)	36
8.7	钳位网络 (R11、C15、D11).....	37
8.8	输出电容器.....	38
8.8.1	输出电容器 1 (C22、C23)	38
8.8.2	输出电容器 2 (C28、C29)	38
8.9	输出滤波器.....	39
8.9.1	输出滤波器 1 (L21、C24)	39
8.9.2	输出滤波器 2 (L22、C210)	39
8.10	V _{CC} 电容器 (C16、C17)	40
8.11	损耗.....	40
8.12	散热片.....	42
8.13	调节回路.....	43
8.14	过零和输出过压保护	47
8.15	线路过压保护、欠压及选择.....	47
9	参考资料	49
	修订记录.....	50

简介

1 简介

本文为准谐振反激式转换器设计指南，该设计采用了英飞凌开发的第五代准谐振 PWM 控制器/CoolSET™——ICE5QSxG/ICE5QRxxxxxx。

该 IC 针对离线开关模式电源 (SMPS) 应用进行了优化，如家用电器/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。控制器采用经改善的数字降频技术并支持专有准谐振操作，因此通过降低高低压线路间的开关频率差，其可在较宽的交流电压范围内实现低 EMI 和高效率。增强型主动突发模式 (ABM) 电源不仅可灵活选择待机功率运行范围，还可在突发模式下灵活切换准谐振操作。本产品支持宽域 IC 电源工作范围 (10 V~25.5 V)，功耗较低。此外还具备诸多保护功能，如支持输入过压保护和欠压的可靠线路保护，可在故障情况下为供电系统提供全面保护。凭借上述特性，ICE5QSxG 得以成为准谐振反激式转换器市场上的优质控制器。

准谐振反激式转换器概览

2 描述

2.1 主要特点

- 集成雪崩能力强的 700 V/800 V CoolMOS™¹
- 新型准谐振操作与专有结构设计，实现低 EMI
- 可选进入和退出待机功率的增强型主动突发模式
- 主动突发模式的最低待机功率小于 100 mW
- 借助共源共栅配置实现快速启动
- 数字频率降低，提高整体系统效率
- 内置数字软启动
- 逐周期峰值电流限制 (PCL)
- 最大导通/关断时间限制，以避免在启动和断电时产生噪音
- 支持输入过压和欠压保护的可靠线路保护
- 针对 V_{CC} 过压 (OV)、V_{CC} 欠压 (UV)、过载/开路、输出过压及过热状况的自动重启模式保护
- 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

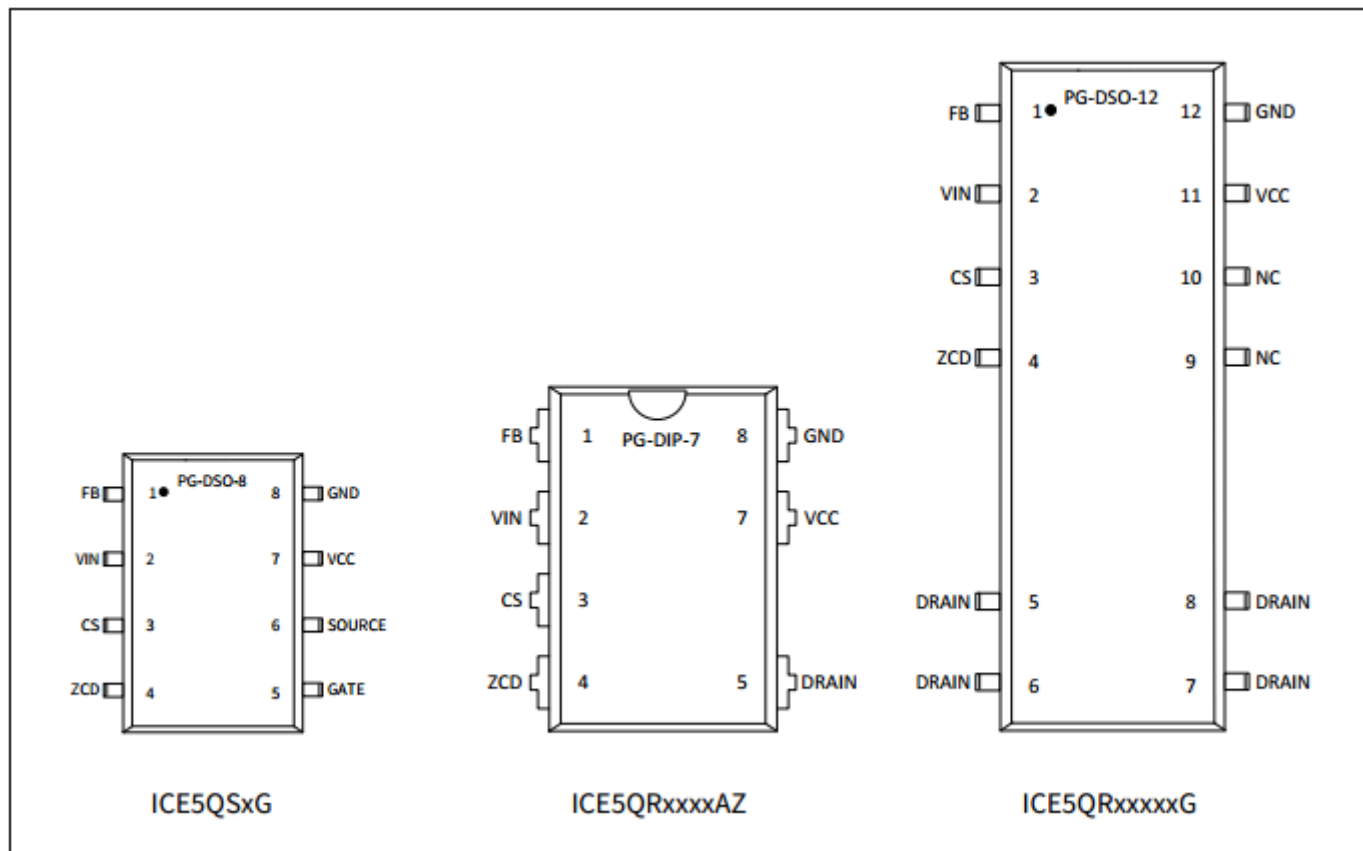


图 1 引脚配置

¹ 仅针对 CoolSET™
设计指南

准谐振反激式转换器概览

2.2.1 反馈和突发的进入/退出控制

反馈 (FB) 引脚可结合 FB 环路控制、可选突发进入/退出控制以及过载/开路保护功能。

2.2.2 V_{IN} (输入线路过压保护及欠压)

V_{IN} 引脚通过电阻分压器 (见图 2) 连接到母线, 以便感测线路电压。该引脚兼顾输入线路过压、欠压保护及用于高低压线路的最小过零 (ZC) 计数设置功能。

2.2.3 电流感测 (CS)

电流感测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。

2.2.4 过零检测 (ZCD)

ZCD 引脚结合了启动、ZCD 和输出过压保护功能。在启动过程中, 该引脚将向电源开关 CoolMOS™ 的栅极提供电压电平来为 V_{CC} 电容器充电。

2.2.5 栅极 (栅极驱动输出, 仅针对控制器)

栅极引脚是内部驱动器级的输出端, 驱动 1 nF 电容负载时, 其上升时间为 117 ns, 下降时间为 27 ns。

2.2.6 源极 (源极, 仅针对控制器)

源极引脚连接至外部电源开关 Q1 的源极 (见图 2), 该电源开关将与内部低边 MOSFET 及 V_{CC} 二极管 D 串联。

2.2.7 漏极 (漏极, 仅针对 CoolSET™)

漏极引脚连接至集成式 700 V/800 V CoolMOS™ 的漏极上。

2.2.8 V_{CC} (正压电源)

V_{CC} 引脚是连接 IC 的正压电源, 其工作范围为 10 V 至 25.5 V。

2.2.9 GND (接地端)

GND 引脚是控制器/CoolSET™ 的公共接地端。

准谐振反激式转换器概览

3 准谐振反激式转换器概览

图 2 与图 3 展示了 ICE5QSxG 及 ICE5QRxxxxxx 在准谐振反激式转换器中的典型应用。在该转换器中，市电输入电压由整流桥整流再经电容器 C_{bus} 进行平滑处理后得到母线电压 V_{bus} 。变压器则包含 1 个初级绕组 W_p 、1 个或多个次级绕组 W_{s1} 和 W_{s2} ，以及 1 个辅助绕组 W_a 。当反激式转换器采用准谐振控制时，其典型波形如图 4 所示。辅助绕组的电压可提供有关电源变压器退磁和输出电压的信息。

如图 4 所示，电源开关接通后，分流电阻器 R_{cs} 两端将出现因漏源电容器放电引起的尖峰电压。尖峰出现后，电压 V_{cs} 即可通过变压器 L_p 的主电感显示实际电流相关信息。一旦测得的电流信号 V_{cs} 超过最大值（取决于反馈电压 V_{FB} ），电源开关就会关断。在此导通期间，辅助绕组两端将生成与输入总线电压成比例的负电压。

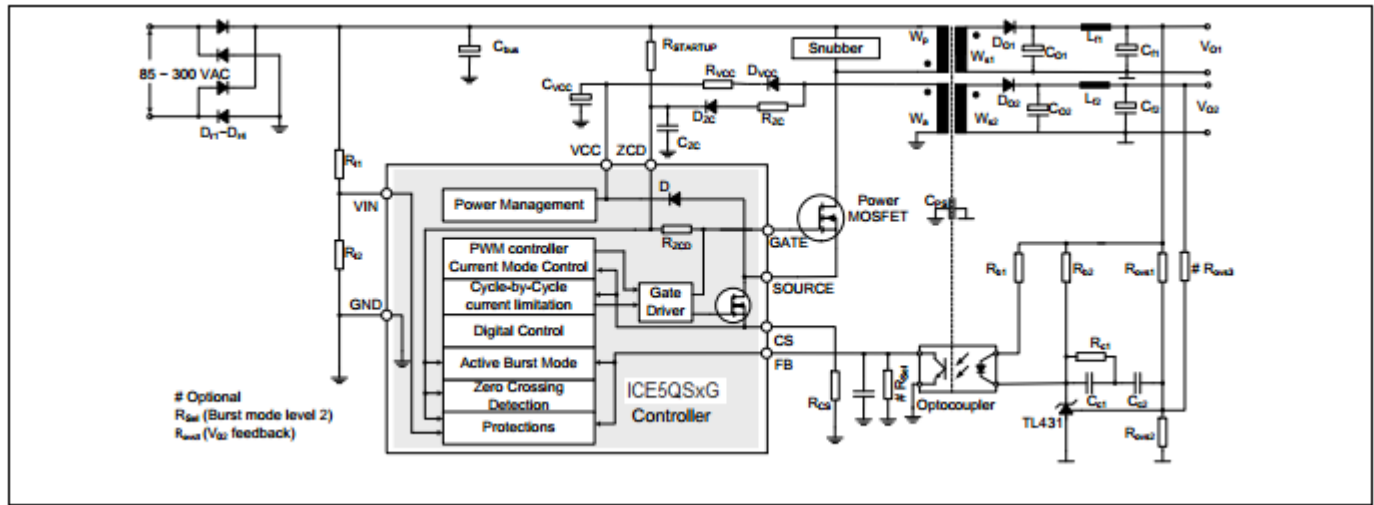


图 2 控制器的典型应用

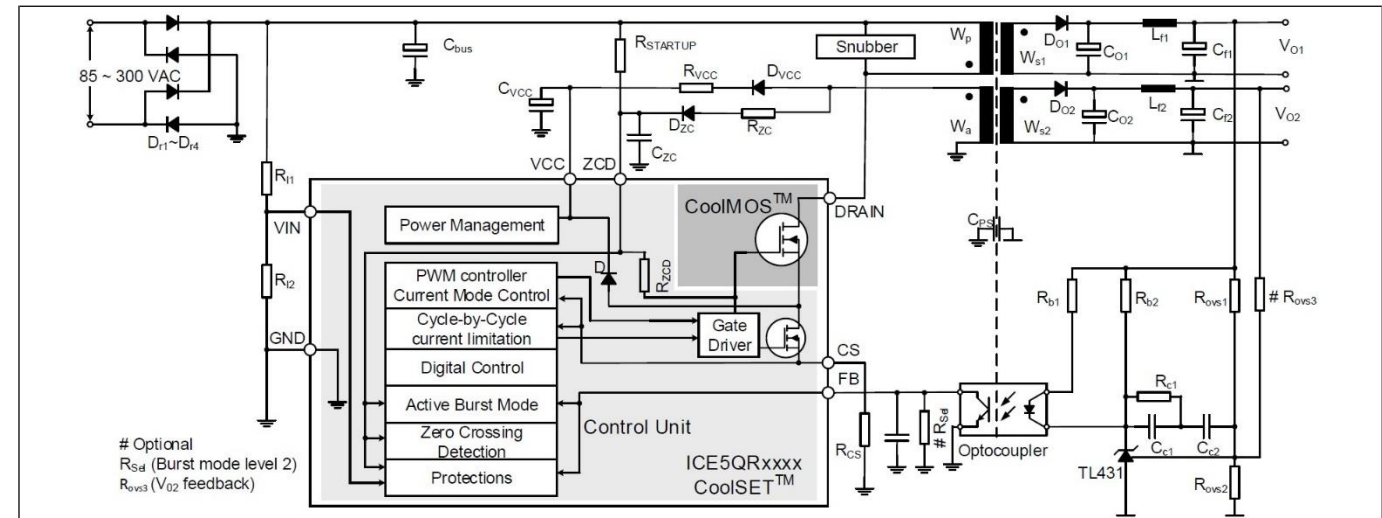


图 3 CoolSET™ 的典型应用

电源开关的漏源电压 V_{DS} 将在 MOSFET 关断后迅速上升。该现象是由变压器漏感中储存的能量造成的。在多数情况下，器件可使用缓冲电路 (RCD) 来限制最大漏源电压。在振荡 1 之后，漏源电压便会达到稳定状态。此时，电压 V_R 是变压器初级侧次级电压的反射值，计算公式如下：

准谐振反激式转换器概览

$$V_R = \frac{(V_{out} + V_{FOut}) \times N_P}{N_S} \quad 0 \quad (公式 23)^1$$

此公式中， V_R : 反射电压
 V_{out} : 输出电压
 V_{FOut} : 次级二极管的正向电压
 N_P : 变压器的初级匝数
 N_S : 变压器的次级匝数

振荡 1 衰减后，电源开关的漏极-源极电压表现为恒定值 $V_{bus} + V_R$ ，直至变压器完全退磁。该持续时间构成了关断时间 t_{off1} 的第一部分。

次级侧电流降至零后，电源开关的漏源电压会再次出现振荡（图 4 中的振荡 2；即本文档所提及的主振荡）。该振荡发生在由变压器 L_p 等效主电感和漏源（或漏极-GND）端子 C_{DS} 端子两端电容器组成的电路中，其中包括 MOSFET 的 $C_{o(er)}$ 。该振荡的频率计算公式如下：

$$f_{osc2} = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{L_p \times C_{DS}}} \quad (公式 109)$$

此公式中， f_{osc2} : 图 4 中的振荡 2
 L_p : 变压器的初级主电感
 C_{DS} : 电源开关漏源/GND 两端的电容

该振荡振幅始自 v_R 值，随着时间的推移呈指数下降，这是由谐振电路的损耗系数决定的。经过 t_4 时间后，漏极电压的第一个最小值出现在振荡周期半程处，可按以下公式计算近似值：

$$V_{DS_Min} = V_{bus} - V_R \quad (公式 110)$$

在准谐振控制中，电源开关在漏源电压处于最小值时接通。通过这种操作，可最大限度地降低导通损耗，且相较于正常硬开关反激式转换器，因 dV_{DS}/dt 而产生的开关噪声也得以减小。

¹ 第 8 节（第五代准谐振 FLYCAL 设计示例）中使用了该公式
设计指南

准谐振反激式转换器概览

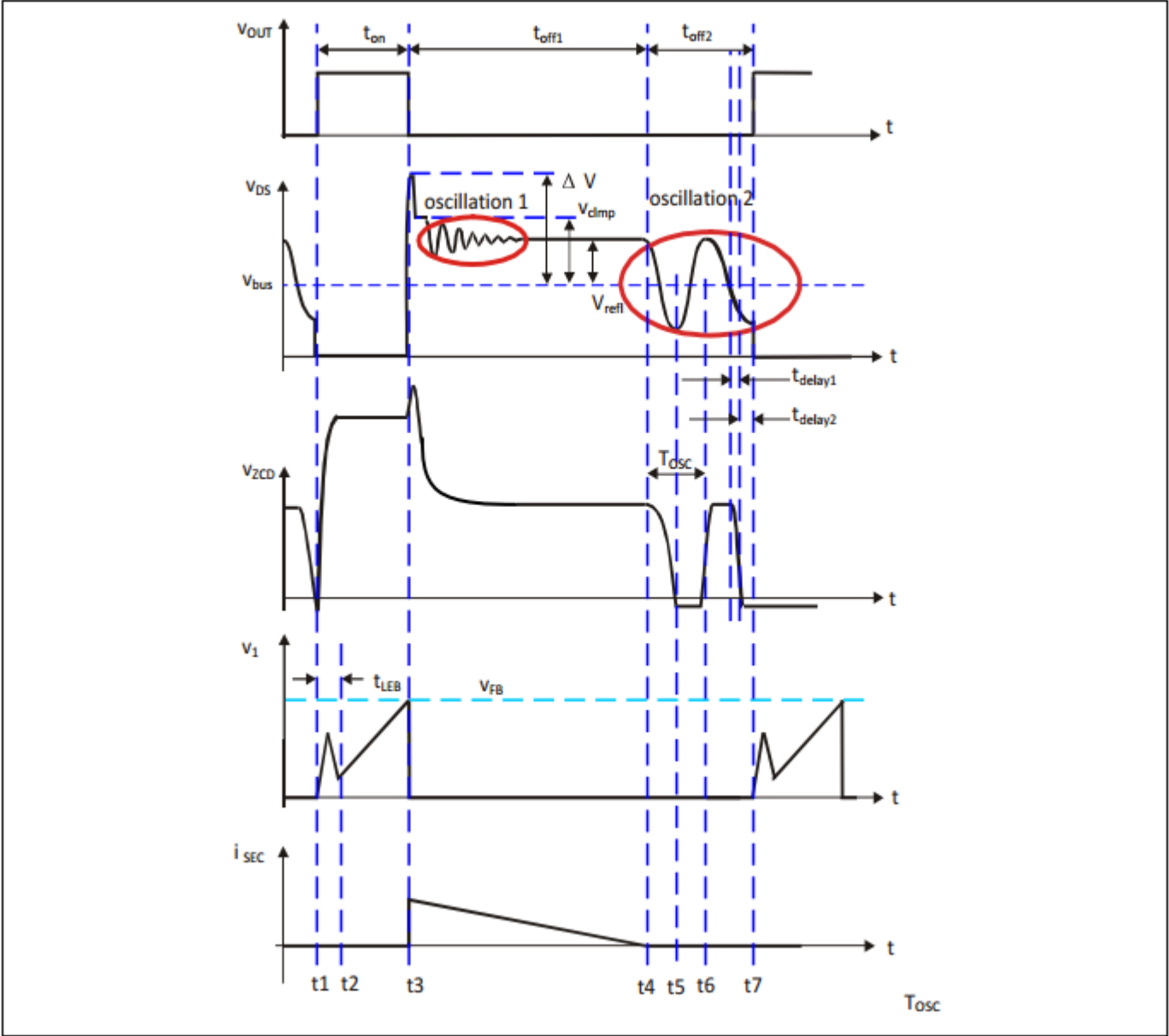


图 4 第五代准谐振反激式转换器的典型波形

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

当施加如图 2 及图 3 所示的交流线路输入电压时，一个经整流的电压就会出现在电容器 C_{bus} 两端。上拉电阻 $R_{START-UP}$ 向电源开关的 C_{iss} （输入电容）提供充电电流，并逐渐生成一个特定电压电平。若 C_{iss} 上的电压足够高，则电源开关便会接通，随后通过变压器 L_P 的初级电感、电源开关和具备两级恒流源 $I_{VCC_Charge1}^1$ 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_{CC_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振。在此之后，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} 电压超过导通阈值 V_{VCC_ON} 。如图 5 时间段 1 所示， V_{CC} 电压几乎以两阶段的形式呈线性上升。

注意： $R_{START-UP}$ 的建议典型值为 $50\text{ M}\Omega$ ($20\text{ M}\Omega \sim 100\text{ M}\Omega$)，其数值与 $t_{Start-up}$ 成正比，与空载待机功率成反比。

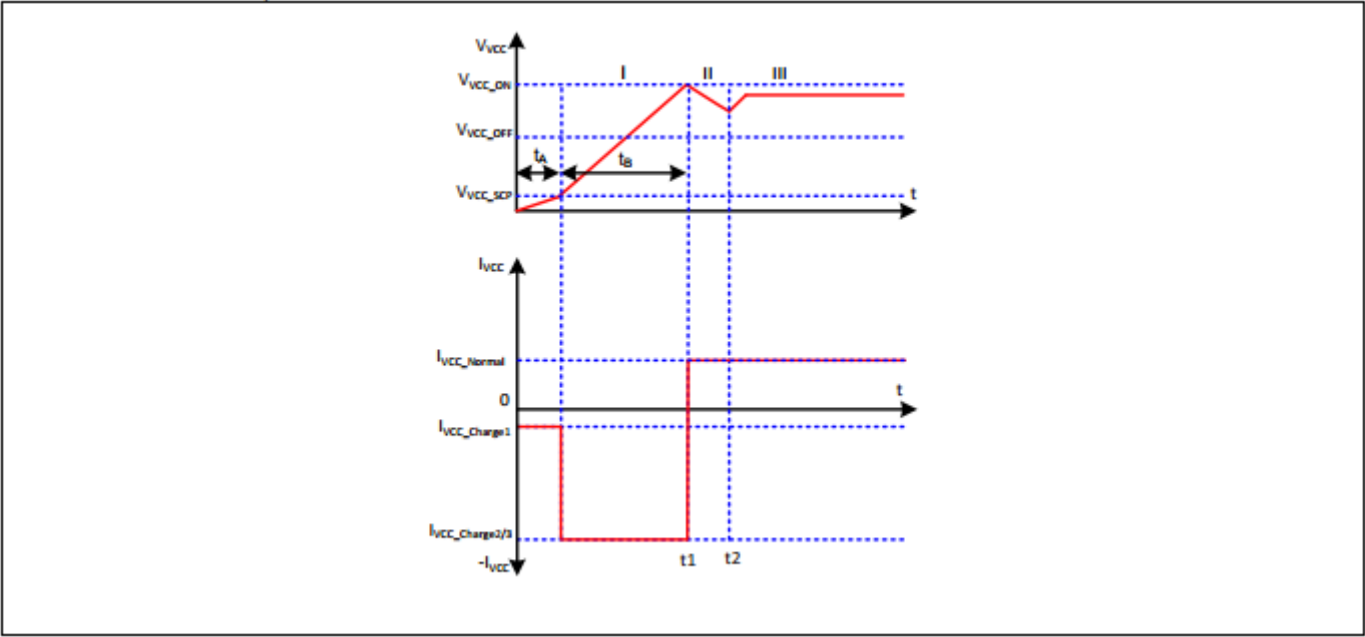


图 5 启动时的 V_{CC} 电压和电流

V_{CC} 预充电所需时间可按以下公式进行近似计算：

$$t_{StartUp} = t_A + t_B = \frac{V_{VCC_SCP} \cdot C_{VCC}}{I_{VCC_Charge1}} + \frac{(V_{VCC_ON} - V_{VCC_SCP}) \cdot C_{VCC}}{I_{VCC_Charge3}} \quad (\text{公式 56B})^2$$

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

¹ $I_{VCC_Charge1/2/3}$ 是启动过程中从控制器到 V_{CC} 电容器的充电电流

² 第 8 节（第五代准谐振 FLYCAL 设计示例）中使用了该公式
设计指南

功能描述和元件设计

当 V_{CC} 电压在时间 t_1 处超过 V_{CC} 导通阈值 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)。一旦输出电压足够高, V_{CC} 电容器即可从时间 t_2 处开始从辅助绕组接收能量, 并向控制器输送电流 I_{VCC_Normal} ¹¹。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 (UVP), 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, 进而让 V_{CC} 电压在输出电压升高前永远不会达到 V_{CC} 欠压保护阈值 V_{VCC_OFF} 。因此, 电容最小值应满足以下要求:

$$C_{VCC} > \frac{I_{VCC_Charge3} \times t_{ss}}{V_{VCC_ON} - V_{VCC_OFF}} \quad (\text{公式 56A})^2$$

此公式中, $I_{VCC_Charge3}$: V_{CC} 充电电流 3
 t_{ss} : 软启动时间

4.2 软启动

IC 电源电压超过 16 V 后 (图 5 中 t_1 处对应值), IC 将以软启动的方式启动。该软启动功能以数字方式内置于 IC 中。在软启动期间, 电源开关的峰值电流是通过内部基准电压控制, 而非 FB 引脚上的电压。电流感测引脚上用于控制峰值电流的最高电压将如图 6 所示逐步升高。软启动的持续时间最长为 12 ms, 每阶段 3 ms。在软启动期间, 过载保护功能将被禁用。

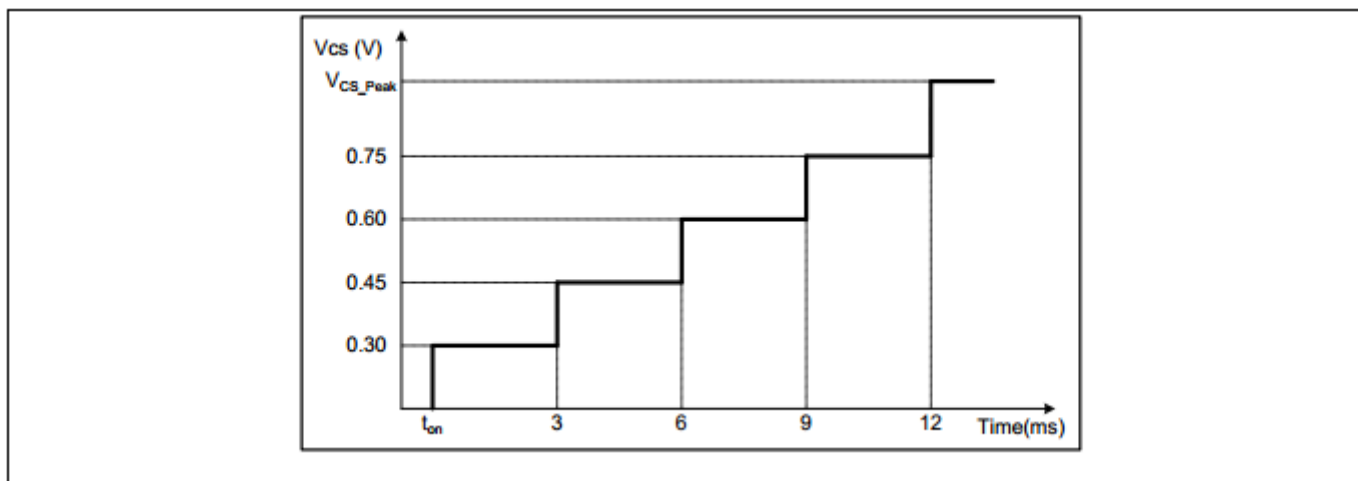


图 6 软启动期间的最高电流感测电压

4.3 正常工作

在正常工作期间, IC 由包含加减计数器、过零计数器和比较器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。而导通和关断时间点则分别由数字电路和模拟电路确定。

¹¹ I_{VCC_Normal} 是正常工作时从 VCC 电容器或辅助绕组输送至控制器的供电电流

² 第 8 节 (第五代准谐振 FLYCAL 设计示例) 中使用了该公式

功能描述和元件设计

为确定导通状态，需要过零输入信号和加减计数器值，同时反馈信号 V_{FB} 和电流感测信号 V_{CS} 也是确定关断的必要信息。以下各段将详细介绍控制器在正常工作时的全部操作情况。

4.3.1 数字频率降低

如上所述，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。这三个部件是通过负载减轻以实现数字降频的关键。此外，电路还采用了振铃抑制时间控制器，以避免在软启动期间或输出短路等低输出电压情况下因高频振荡而导致误触发。这些部件的功能如以下各段所述。

4.3.1.1 最小过零计数确定

为减小低压线路和高压线路之间的开关频率差，器件实施了最小过零计数确定操作。若 V_{IN} 低于代表低压线路的 V_{IN_REF} ，则最小过零计数设置为 1。对于高压线路，在 V_{IN} 高于 V_{IN_REF} 后，最小过零计数即可设置为 3。为在低压与高压线路之间选择稳定的交流线路，器件还存在具备一定消隐时间 t_{VIN_REF} 的迟滞 V_{IN_REF} 。

4.3.1.2 加减计数器

加减计数器可存储过零数量，该数量决定了变压器退磁后接通主 MOSFET 的谷值。此值是反馈电压 V_{FB} 的函数，包含输出功率的相关信息。在典型峰值电流模式控制这一实际情况下，高输出功率会导致高反馈电压，而低输出功率则会带来低反馈电压。因此，加减计数器值将随 V_{FB} 而变，进而根据输出功率的不同改变 MOSFET 关断时间。下文解释了加减计数器的值如何随反馈电压而变化。

在每个时长为 48 ms 的时钟周期内，计数器会在内部将反馈电压 V_{FB} 与三个阈值 V_{FB_LHC} 、 V_{FB_HLC} 及 V_{FB_R} 进行比较。如表 1 所示，计数器会根据比较结果向上计数、保持不变或向下计数。

表 1 加减计数器的操作

V_{FB}	加减计数器的动作
始终低于 V_{FB_LHC}	向上计数，直到 $n = 8/10^1$
一度高于 V_{FB_LHC} ，但始终低于 V_{FB_HLC}	停止计数，数值不变
一度高于 V_{FB_HLC} ，但始终低于 V_{FB_R}	向上计数，直到 $n = 1/3^2$
一度高于 V_{FB_R}	加减计数器设置为 $n = 1/3^2$

由于过零数量有限，因此计数器的变化范围是 1 至 8（针对低压线路）或 3 至 10（针对高压线路）之间，任何超出此范围的计数均将忽略不计。为确保系统对负载突增作出快速振应，当 V_{FB} 超过 V_{FB_R} 电压时，加减计数器将复位至 1（低压线路）和 3（高压线路）。此外，加减计数器在启动时也会复位为 1（低压线路）和 3（高压线路），确保高效启动最大负载。图 7 展示了加减计数器是如何根据反馈电压而随时间变化的一些示例。

为防止反馈电压接近阈值时出现频率抖动，计数器采用了两个不同阈值（ V_{FB_LHC} 和 V_{FB_HLC} ）来向上或向下计数。

¹ $n = 8$ （针对低压线路）， $n = 10$ （针对高压线路）

² $n = 1$ （针对低压线路）， $n = 3$ （针对高压线路）

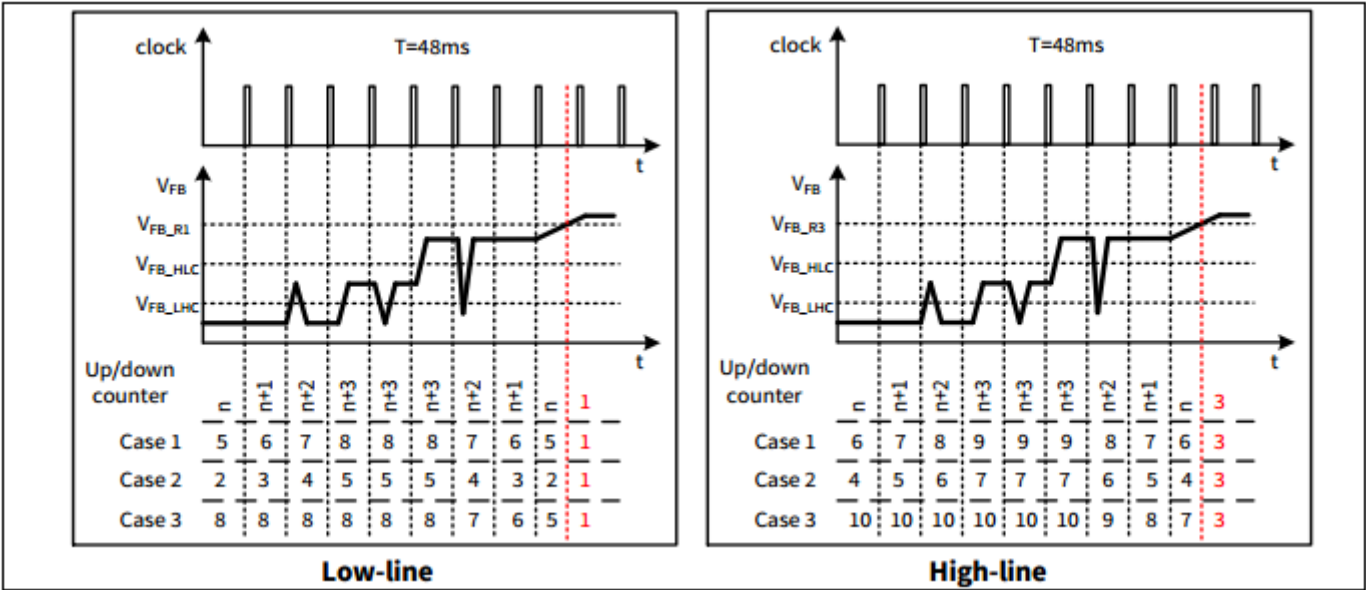


图 7 加减计数器的操作

4.3.1.3 导通确定

在栅极驱动变为低电平后，其在振铃抑制时间内将无法转变为高电平。经过振铃抑制时间后，若过零计数器值等于加减计数器值，则栅极驱动可以导通。

但是，也有可能出现另一情况，即因初级电感与漏源电容间的振荡衰减过快而导致 IC 无法检测到过零事件。在此情况下，系统可实现最长关断时间。在栅极驱动保持关断时间达 T_{OffMax} 之后，无论过零计数器值和 V_{ZCD} 如何，栅极驱动均将再次导通。该功能可有效防止开关频率低于 20 kHz，否则将会产生噪音。

4.3.2 关断确定

在此转换器系统中，初级电流是通过外部分流电阻器感测的，该电阻器连接在内部低边 MOSFET 的源极端子和共用接地端之间。将分流电阻器 V_{CS} 两端的感测电压施加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} ，输出触发器即会复位，主电源开关便随之关断。 V_1 与 V_{CS} 关系如下列公式所示：

$$V_1 = G_{PWM} \cdot V_{CS} + V_{PWM}$$
 (公式 111A)

- 在此公式中， V_1 ：比较器的输出电压
- G_{PWM} ：PWM 输出增益
- V_{CS} ：电流感测电阻器两端的电压
- V_{PWM} ：电压斜坡的偏移量

为避免在主电源开关导通后因分流电阻器两端的电压尖峰而导致误触发，系统将前沿消隐 (LEB) 时间 t_{LEB} 应用于比较器的输出端。换言之，一旦栅极驱动导通，其最小导通时间即为前沿消隐时间。此外，IC 还对最大导通时间 t_{OnMax} 进行了限制。只要栅极驱动处于高电平状态的时间长于最大导通时间，其即会关断，以防开关频率因长导通时间而变得过低。

功能描述和元件设计

4.4 功率电平可选的主动突发模式 (ABM)

在低负载情况下，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。

通过改变 FB 引脚上的不同电阻器 R_{Sel} ，系统即可选择所要进入的突发模式功率电平。这两类功率电平可通过两个不同电阻器加以实现，分别针对主动突发模式的低功率范围（电平 1）和高功率范围（电平 2）。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 进入和退出主动突发模式的两类功率电平

电平	R_{Sel}	V_{FB}	V_{CS}	进入电平	退出电平
				V_{FB_EBLX}	V_{FB_LB}
1	开路	$V_{FB} > V_{REF_B}$	$V_{CS_BL1} = 0.31\text{ V}$	0.90 V	2.75 V
2	580 k Ω ~670 k Ω	$V_{FB} < V_{REF_B}$	$V_{CS_BL2} = 0.35\text{ V}$	1.05 V	2.75 V

在 IC 启动过程中，当 V_{CC} 低于 4 V 时， Ref_{GOOD} 信号为逻辑低电平。而低电平 Ref_{GOOD} 信号将复位突发模式电平检测锁存器。在突发模式电平检测锁存器为低电平且 IC 处于关断状态时，反馈电阻器将与 FB 引脚隔离，而电流源 I_{sel} 则会导通。

从 $V_{CC} = 4\text{ V}$ 到 V_{CC} 导通阈值，FB 引脚将开始充电，其电压电平与 R_{Sel} 电阻器相关。当 V_{CC} 达到其导通阈值时，系统即可感测到反馈电压，随后即可根据反馈电压电平选择突发模式阈值。突发模式电平检测锁存器也随之设为高电平。一旦检测锁存器设为高电平，反馈电平的任何变化都不会改变阈值选择。在 V_{CC} 达到其导通阈值且 R_{FB} 电阻器重新连接至 FB 引脚后，电流源 I_{sel} 将在 2 μs 内关断（见图 8）。

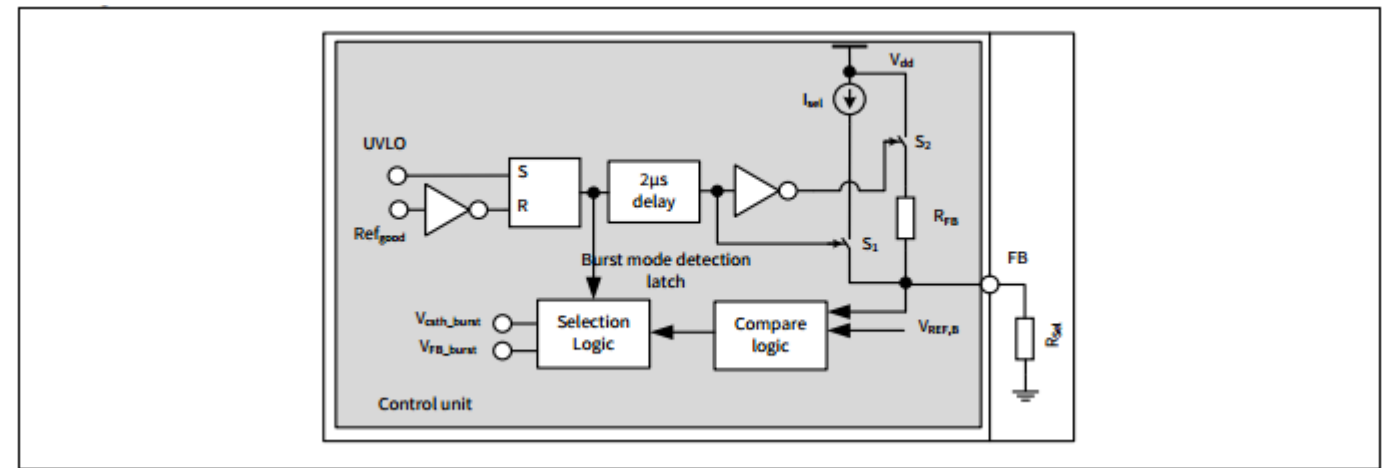


图 8 突发模式的检测与调整

4.4.1 进入主动突发模式 (ABM) 工作

为进入主动突发模式工作，必须满足以下三个条件：

- 反馈电压低于 V_{FB_EBLX} 的阈值
- 加减计数器的值必须为 8（低压线路）和 10（高压线路）
- 在一定消隐时间 t_{FB_BEB} (20 ms) 后依旧满足上述两个条件

一旦满足这几个条件，就会设置主动突发模式触发器，同时 IC 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多条件设置可避免误触发 ABM，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。

功能描述和元件设计

4.4.2 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，反馈电压在 V_o 开始下降时上升。如果超过电压电平 V_{FB_BOn} ，则一个比较器即可观测到反馈信号。在这种情况下，内部电路将借助开关操作上电并重启。电源开关的导通操作则是由过零计数器触发，其过零数量的固定值为 8（低压线路）和 10（高压线路）。若分流电阻器两端的电流感测引脚电压达到阈值 V_{CS_BL1}/V_{CS_BL2} ，则电源开关关断。如果输出负载仍然较低，反馈信号就会在 PWM 部分处于工作状态时下降。当反馈信号达到下限阈值 V_{FB_BOff} 时，内部电路将再次重置，同时 PWM 部分被禁用，直至下次 V_{FB} 信号增加并超过 V_{FB_BOn} 阈值之时。在主动突发模式下，反馈信号在 V_{FB_BOff} 至 V_{FB_BOn} 间呈锯齿形变化，（见图 9）。

4.4.3 退出主动突发模式工作

如果存在较高负载跳变，反馈电压会立即升高。比较器可通过阈值 V_{FB_LB} 观测到该现象。在主动突发模式中，电流限值为 V_{CS_BLX} （31% 或 35%），因此需要一定的负载才可使反馈电压超过 V_{FB_LB} 。退出主动突发模式后，系统便会重新激活通过 V_{FB} 控制正常峰值电流这一设置。此外，加减计数器将在退出主动突发模式后被立即设置为 1（低压线路）或 3（高压线路）。该设计有助于大幅降低输出电压欠冲。

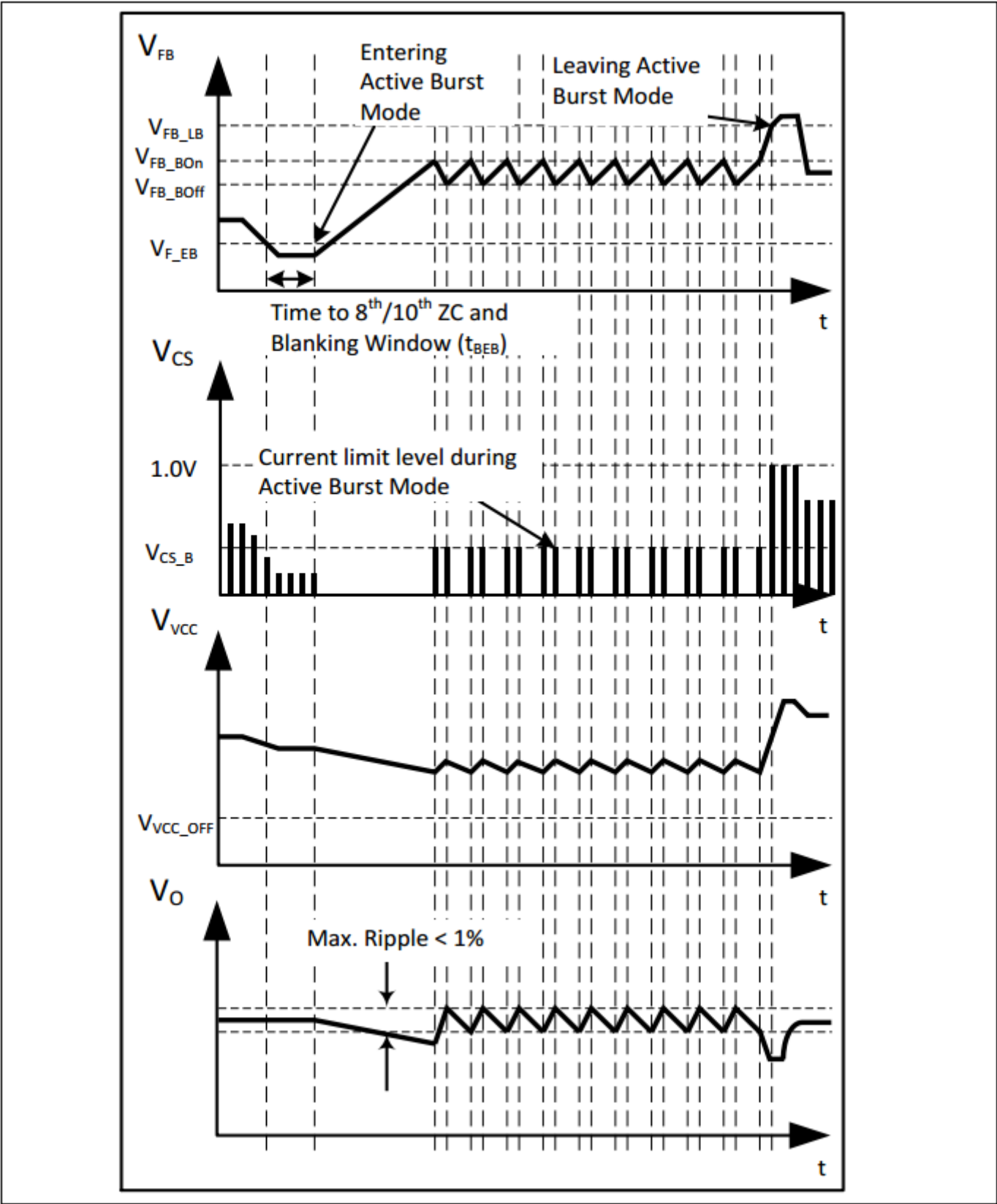


图9 主动突发模式中的信号

功能描述和元件设计

4.5 电流感测

IC 内的 PWM 比较器具备两个输入：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。在正常工作时，反馈电压与最高电流感测电压之间的关系可通过公式 10 确定。

$$V_{FB} = G_{PWM} \cdot V_{CS} + V_{PWM} \quad (\text{公式 111B})$$

在此公式中， V_{FB} ：FB 电压

V_{CS} ：电流感测电阻器两端的电压

G_{PWM} ：PWM 输出增益

V_{PWM} ：电压斜坡的偏移量

其中，绝对最高电流感测电压 V_{CS} 为 1V。因此，可根据变压器中的最大所需峰值电流选择电流感测电阻器，如公式 11 所示。

$$R_{Sense} = \frac{V_{CS_N}}{I_{PMax}} \quad (\text{公式 21})^1$$

此公式中， R_{Sense} ：电流感测电阻

V_{CS_N} ：正常工作状态下的峰值电流限制 (1V)

I_{PMax} ：初级电感的峰值电流

此外，电流感测引脚已内置前沿消隐 (LEB) 设计。前沿消隐时间的典型值为 220 ns，可充当最短导通时间。

注意：如果电流感测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低的情况下。为避免出现此现象，可加装滤噪陶瓷电容器 C112（如 100 pF~100 nF，见图 12）。

4.6 反馈

在 IC 内，反馈引脚通过上拉电阻器 R_{FB} 与 V_{REF} 3.3V 电压源相连。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，常见电容值如 1 nF 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两个功能：

- 用于确定最高电流感测电压，等效于变压器峰值电流。
- 用于根据负载状况确定过零计数器值。

采用双反馈计算的调节回路将在第 8.13 节中进行说明。TL431 单反馈回路分压器电阻的计算公式如下。

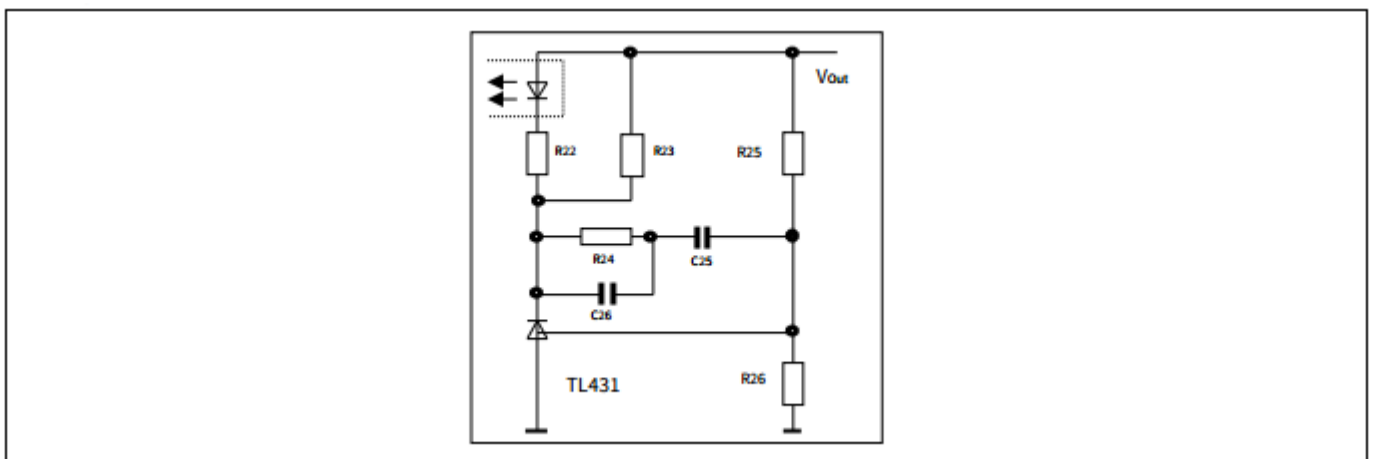


图 10 采用双反馈机制的调节回路

¹ 第 8 节（第五代准谐振 FLYCAL 设计示例）中使用了该公式
设计指南

$$R_{25} = R_{26} \cdot \left(\frac{V_{Out}}{V_{REF_TL}} - 1 \right) \quad (\text{公式 81})$$

1

在此公式中， V_{Out} : 输出电压
 V_{REF_TL} : TL431 基准电压

4.7 过零检测

与过零检测 (ZCD) 引脚相连的电路元件包括电阻器 R_{ZC} 、 R_{ZCD} 和电容器 C_{ZC} 。为了使此引脚兼顾的三项功能能够按设计执行，应慎重选择这三个元件的值。首先，请选择 R_{ZC} 与 R_{ZCD} 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_{Out_OVP} ，辅助绕组的匝数为 N_A ，次级输出绕组的匝数为 N_S ，那么该比值的计算公式如下：

$$\frac{R_{ZCD}}{R_{ZC} + R_{ZCD}} < \frac{V_{ZCD_OVP_Min} \times N_S}{V_{Out_OVP} \times N_A} \quad (\text{公式 113})$$

在此公式中， R_{ZCD} : 过零检测引脚的内部电阻
 R_{ZC} : 过零检测引脚的外部电阻
 $R_{ZCD_OVP_Min}$: 输出过压阈值的最低电压
 N_S : 变压器的次级匝数
 N_A : 变压器的辅助匝数
 V_{Out_OVP} : 输出过压的自定义阈值

其次，如图 4 所示，进行过零检测及电源开关导通时有两个延迟时间。延迟时间 t_{delay1} 是漏源电压与总线电压相交到过零检测电压降至 $V_{ZCD_CT_Typ}$ (100 mV) 以下的延迟时间。系统可通过改变 C_{ZC} 来调节此延迟时间。第二个延迟时间 t_{delay2} 是从过零电压降至 100 mV 以下到 MOSFET 导通的延迟时间。该延迟时间取决于内部电路，无法更改。因此，需选用合适的电容 C_{ZC} 以调节延迟时间 t_{delay1} ，并且电源开关应在漏源电压处于谷值时导通。该操作通常以实验方式完成。

此外，如图 4 所示，当电源开关关断时，过零检测电压可能会出现过冲。这是因漏极电压上的振荡¹（如图 4 所示）耦合至辅助绕组所致。因此，可通过调节电容 C_{ZC} 和比值以平衡输出过压保护精度与谷值的关系。

然而，如果过零检测引脚处的振铃振幅过小且无法检测到过零现象，则应增大电源开关的漏源电容 C_{DS} 。该电容会产生开关损耗，因此建议该值越小越好，最好小于 100 pF。

此外，为避免在电源开关刚关断后就误触发过零检测操作，系统设置了振铃抑制时间。如果 V_{ZCD} 高于 0.45 V，则振铃抑制时间的典型值为 2.5 μs；若 V_{ZCD} 低于 0.45 V，则其典型值为 25 μs。在振铃抑制时间内，IC 是无法再次导通的。因此，振铃抑制时间亦可作为最短关断时间。

4.8 栅极驱动（仅针对 ICE5QSxG）

栅极引脚内部集成了一个图腾柱驱动电路。该栅极驱动电压为 10 V，足以满足多数现有 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。在实际应用中，栅极电阻器可用于调节 MOSFET 的导通速度。此外，如欲加快关断速度，也可将栅极电阻器与 1N4148 等超快二极管反并联。

¹ 第 8 节（第五代准谐振 FLYCAL 设计示例）中使用了该公式
设计指南

功能描述和元件设计

为避免在 MOSFET 关断期间出现振荡，我们建议驱动器的回路面积，即通过栅极电容器和 MOSFET 栅极直到源极并返回 IC 接地端的面积应尽可能的小。

注意：由于栅极引脚通过 R_{ZCD} 内接至过零检测引脚，因此电源开关 Q1（见图 2）的栅极至源极放电电阻器无法置于 ICE5QSxG 上。若采用栅极至源极放电电阻器，则 Q1 栅极就会短接至源极，IC 完全无法启动，同时 V_{GS} （Q1 的栅极阈值电压）亦无法在首次启动期间上升。

4.9 线路过压、欠压保护及选择

通过大容量电容器的电阻分压器感测 V_{IN} 引脚的电压电平，即可检测到输入线路过压和欠压保护动作。一旦 V_{IN} 引脚的电压电平超过 2.9V，IC 即停止开关并进入线路过压保护模式。当 V_{IN} 引脚电压低于 2.9V 且 V_{CC} 达到 16V 时，系统便会退出线路过压保护模式。

如果 V_{IN} 引脚电压低于 0.4V，则 IC 将停止开关并进入欠压模式，仅当 V_{IN} 引脚电压高于 0.66V 时方可退出欠压模式。请注意，此处并不存在电源开关（见图 2/图 3）切换操作，但在线路过压或欠压保护模式期间，系统会始终检测每个重启周期中的 V_{IN} 电平。输入线路感测电阻（见图 2/图 3） R_{I1} 和 R_{I2} 的计算公式如下。

设 $R_{I1} = 9\text{ M}\Omega$ 。

案例 1：线路过压保护为第一要务，

$$R_{I2} = \frac{R_{I1} \times V_{VIN_LOVP}}{(V_{Line_OVP_AC} \times \sqrt{2}) - V_{VIN_OVP}} \quad (\text{公式 105A})^1$$

此公式中， R_{I1} ：高边线路输入感测电阻（典型值：9 M Ω ）

R_{I2} ：低边线路输入感测电阻

V_{VIN_LOVP} ：线路过压阈值（典型值：2.9 V）

$V_{LINE_OVP_AC}$ ：自定义的系统线路过压 (V AC)

$$V_{BrownIn_AC} = \frac{(V_{VIN_BI} \times \frac{R_{I1} + R_{I2}}{R_{I2}}) + V_{DC_Ripple}}{\sqrt{2}} \quad (\text{公式 106})^2$$

此公式中， V_{VIN_BI} ：过压保护阈值电压（典型值：0.66 V）

V_{DC_Ripple} ：总线电容器直流纹波电压，具体数值取决于交流线路频率和负载 (0~30 V)

$V_{BrownIn_AC}$ ：系统过压电压 (V AC)

$$V_{BrownOut_AC} = \frac{(V_{VIN_BO} \times \frac{R_{I1} + R_{I2}}{R_{I2}}) + V_{DC_Ripple}}{\sqrt{2}} \quad (\text{公式 107})^2$$

此公式中， V_{VIN_BO} ：欠压阈值电压（典型值：0.4 V）

$V_{Brown-out_AC}$ ：系统欠压保护电压 (V AC)

$$V_{LineSelection_AC} = \frac{(V_{VIN_REF} \times \frac{R_{I1} + R_{I2}}{R_{I2}}) + V_{DC_Ripple}}{\sqrt{2}} \quad (\text{公式 108})^1$$

此公式中， V_{VIN_REF} ：用于选择线路的 V_{IN} 电压阈值（典型值：1.52 V）

$V_{Brown-out_AC}$ ：系统欠压保护电压 (V AC)

案例 2：欠压保护为第一要务，

¹ 第 8 节（第五代准谐振 FLYCAL 设计示例）中使用了该公式

² 第 8 节（第五代准谐振 FLYCAL 设计示例）中使用了该公式

功能描述和元件设计

$$R_{I2} = \frac{V_{VIN_BI} \times R_{I1}}{(V_{LineBI_AC} \times \sqrt{2}) - V_{VIN_BI}}$$

(公式 105B) ¹

此公式中， V_{VIN_BI} ：过压保护阈值电压（典型值：0.66 V）
 V_{LineBI_AC} ：自定义的系统过压电压 (V AC)

$$V_{BrownOut_AC} = \frac{\left(V_{VIN_BO} \times \frac{R_{I1} + R_{I2}}{R_{I2}} \right) + V_{DC_Ripple}}{\sqrt{2}}$$

(公式 107) ¹

$$V_{LineOVP_AC} = \frac{\frac{R_{I1} \times V_{VIN_LOVP}}{R_{I2}} + V_{VIN_LOVP}}{\sqrt{2}}$$

(公式 114) ¹

此公式中， V_{VIN_LOVP} ：线路过压阈值（典型值：2.9 V）
 $V_{LineOVP_AC}$ ：系统线路过压 (V AC)

4.10 保护功能

保护功能是决定系统是否安全可靠的主要因素之一。因此，完善的保护措施必不可少。ICE5QSxG 和 ICE5QRxxxxxx 支持全面保护，可保障系统安全运行。这些保护功能涵盖线路过压、欠压、V_{CC} 过压和欠压、过载、输出过压、过热（控制器结点）和 V_{CC} 短接接地端。当发生这些故障时，系统便将进入保护模式，直至故障排除方可恢复正常运行。下表列出了相应保护措施和故障条件。

表 3 ICE5QSxG 和 ICE5QRxxxxxx 的保护功能

保护功能	失效条件	保护模式
线路过压	$V_{VIN} > 2.9\text{ V}$	无开关自动重启
欠压	$V_{VIN} < 0.4\text{ V}$	无开关自动重启
V _{CC} 过压	$V_{CC} > 25.5\text{ V}$	跳过奇数式自动重启
V _{CC} 欠压	$V_{CC} < 10\text{ V}$	自动重启
过载	$V_{FB} > 2.75\text{ V}$ 并持续 30 ms	跳过奇数式自动重启
输出过压	$V_{ZCD} > 2\text{ V}$ 并持续 10 个连续脉冲时间	跳过奇数式自动重启
过热（仅针对控制器芯片结温）	$T_J > 140^\circ\text{C}$ ，通过 40°C 迟滞复位	无开关自动重启
V _{CC} 短接接地端 ($V_{VCC} = 0\text{ V}$ ， $R_{StartUp} = 50\text{ M}\Omega$ ， $V_{DRAIN} = 90\text{ V}$)	$V_{VCC} < 1.1\text{ V}$ ， $I_{VCC_Charge1} \approx -0.2\text{ A}$	无法启动

4.11 其他

准谐振反激式转换器有一定几率出现工作频率过低的现象，这通常会导致噪音产生。为避免 IC 出现此种情况，系统将提供最长导通时间和关断时间。

最长导通时间通常为 35 μs。如果栅极持续导通 35 μs，那么无论电流感测电压为多少，IC 都将关断栅极。

当电源开关已关断，且 IC 无法检测到足以导通的过零次数，其将待最长导通时间结束后（通常为 42.5 μs）才导通电源开关。请注意，即使过零检测引脚的电压不为零，也无法阻止 IC 导通电源开关。因此在软启动期间，转换器可能会发生连续导通模式 (CCM) 操作。

功能描述和元件设计

就变压器设计而言，最小开关频率（在最低输入电压和最大负载时）应至少为 40 kHz。由于受前沿消隐时间和最短振铃抑制时间限制，在任何线路和负载条件下，最大开关频率不应高于 200 kHz。

典型应用电路

5 典型应用电路

下面两图显示了采用 ICE5QSBG 的 60 W 演示板及使用 ICE5QR4780AZ 的 16 W 演示板。

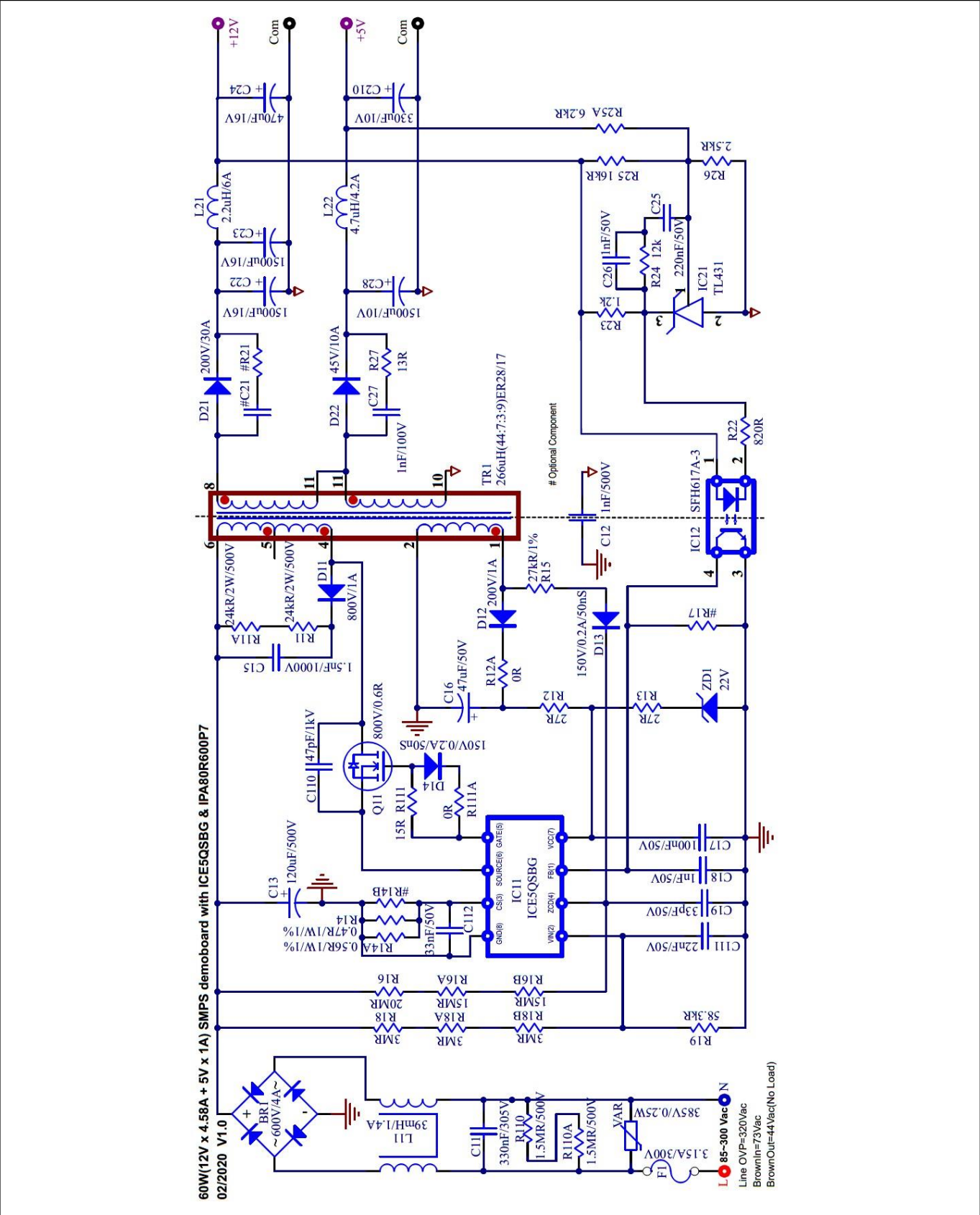


图 11 DEMO_5QSBG_60W1 原理图

典型应用电路

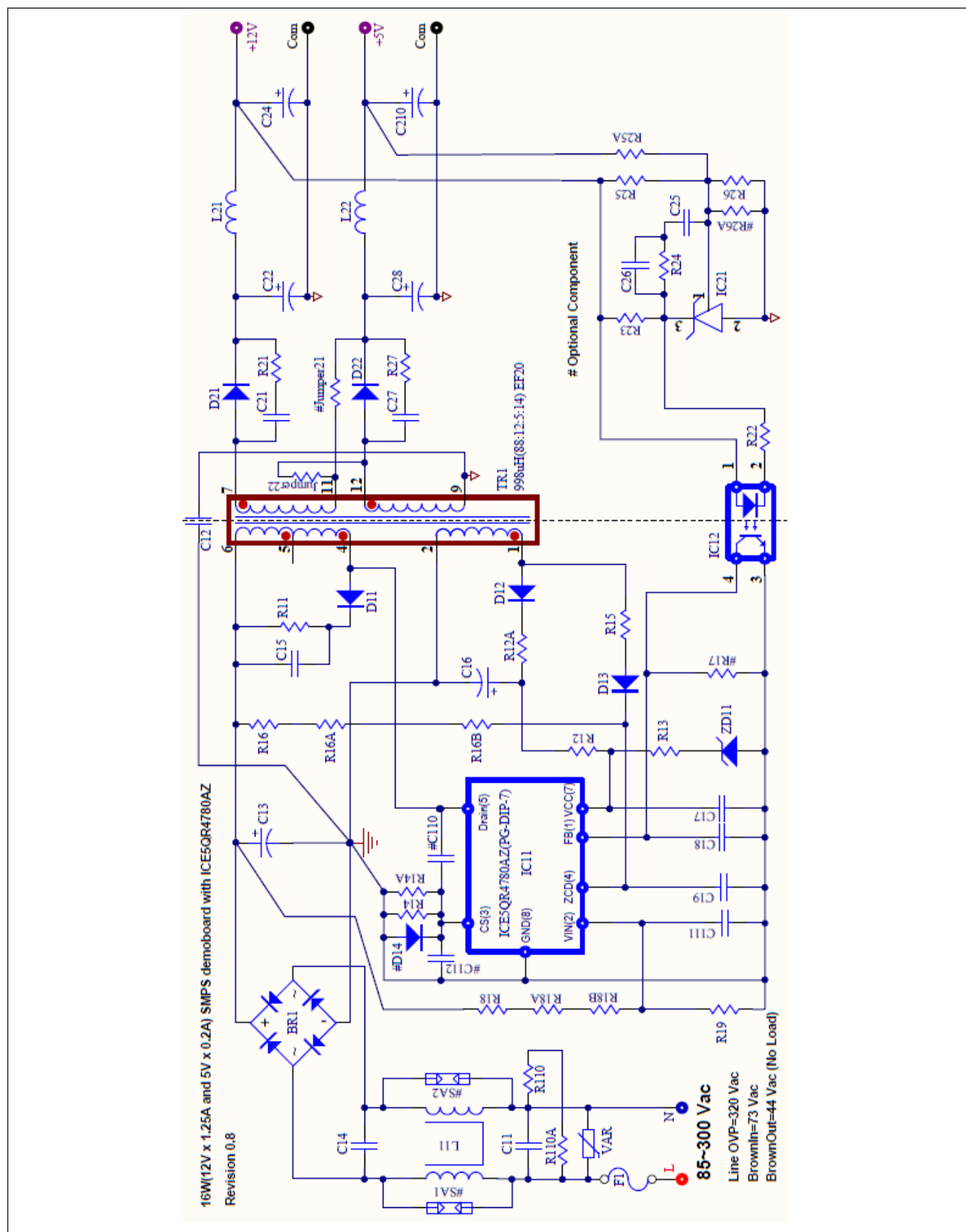


图 12 DEMO_5QR4780AZ_16W1 原理图

PCB 布局建议

6 PCB 布局建议

在电源系统中，PCB 布局是实现成功设计的关键。以下是就此方面所提出的一些建议（见图 11 和图 12）。

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「见图 11」和 IC 内置的 CoolSET™ 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 C13 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 C13 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 CoolSET™ 接地引脚的小信号接地端，如滤波电容器接地端 C17、C18、C19、C111、C112 和光耦合器接地端），以及电源接地端（电流感测电阻器 R14 和 R14A）。
 - ii. V_{CC} 接地端，包括 V_{CC} 电容器接地端 C16、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 C12。
 - 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 C17、C18、C19、C111 和 C112 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 C13 的正供电轨）至相邻走线：> 2.0 mm。
 - ii. 700 V/800 V 走线（控制器中电源开关 Q11 的漏极引脚「见图 11」和 CoolSET™ IC11 的漏极引脚「见图 12」）至相邻走线：> 3 mm。
5. 为改善 CoolSET™ 的散热性能，建议焊接至 PCB 的漏极引脚铜散热区面积应至少为 232 mm²（2 oz 铜厚）。

第五代准谐振 IC 的输出功率

7 第五代准谐振 IC 的输出功率

图 4 第五代准谐振控制器的输出功率

型号	封装	标记	220V AC ±20% ¹	85 – 300 V AC ¹
ICE5QSxG	PG-DSO-8	5QSAG	109 W	60 W
ICE5QSBG	PG-DSO-8	5QSBG	109 W	60 W

图 5 第五代准谐振 CoolSET™ 的输出功率

型号	封装	标记	V _{DS}	R _{DS(on)} ²	220V AC ±20% ³	85 – 300 V AC ³
ICE5QR4770AZ	PG-DIP-7	5QR4770AZ	700 V	4.73 Ω	27 W	15 W
ICE5QR4780AZ	PG-DIP-7	5QR4780AZ	800 V	4.13 Ω	28 W	15 W
ICE5QR2270AZ	PG-DIP-7	5QR2270AZ	700 V	2.13 Ω	41 W	22 W
ICE5QR2280AZ	PG-DIP-7	5QR2280AZ	800 V	2.13 Ω	41 W	22 W
ICE5QR1070AZ	PG-DIP-7	5QR1070AZ	700 V	1.15 Ω	58 W	32 W
ICE5QR0680AZ	PG-DIP-7	5QR0680AZ	800 V	0.71 Ω	74 W	41 W
ICE5QR4770AG	PG-DSO-12	5QR4770AG	700 V	4.73 Ω	27 W	15 W
ICE5QR1680AG	PG-DSO-12	5QR1680AG	800 V	1.53 Ω	50 W	27 W
ICE5QR0680AG	PG-DSO-12	5QR0680AG	800 V	0.71 Ω	77 W	42 W
ICE5QR0680BG	PG-DSO-12	5QR0680BG	800 V	0.71 Ω	77 W	42 W
ICE5QR1680BG	PG-DSO-12	5QR1680BG	800 V	1.53 Ω	50 W	27 W
ICE5QR2280BG	PG-DSO-12	5QR2280BG	800 V	2.13 Ω	42 W	23 W
ICE5QR4780BG	PG-DSO-12	5QR4780BG	800 V	4.13 Ω	28 W	15 W

典型输出功率与环境温度的计算输出功率关系曲线如下所示。此类曲线基于采用开放框架设计的典型非连续模式反激结构，其中 T_a = 50°C，T_J = 125°C（集成高压 MOSFET），所用单面 PCB 的漏极引脚采用了最小铜散热区面积，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的设计裕度）。输出功率数值仅供选型之用。实际功率因具体设计而异。

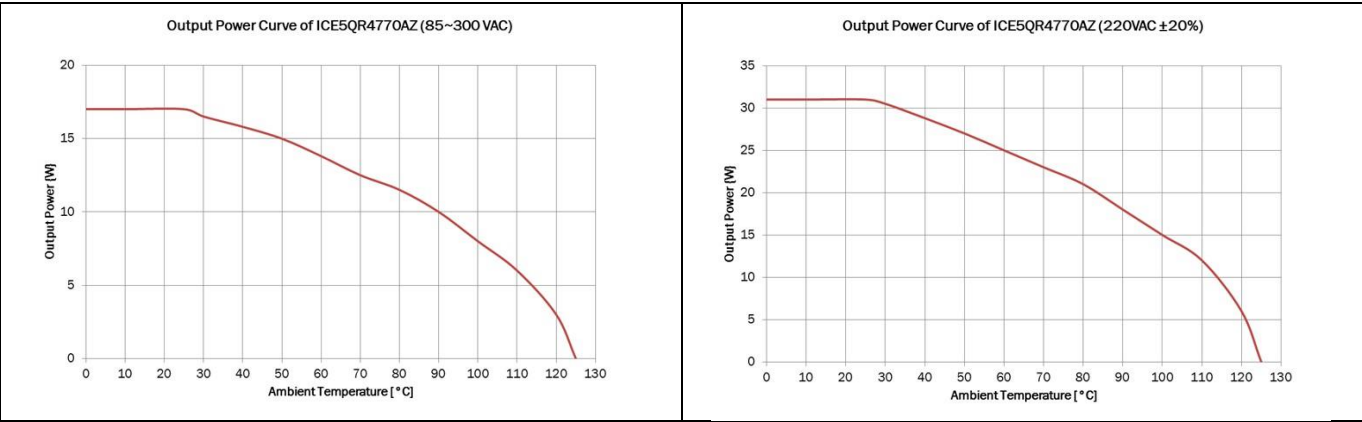


图 13 ICE5QR4770AZ 的输出功率曲线

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。输出功率数值仅供参考。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）

³ 在 T_a = 50° C、T_J = 125° C（集成高压 MOSFET）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 的漏极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。

设计指南

第五代准谐振 IC 的输出功率

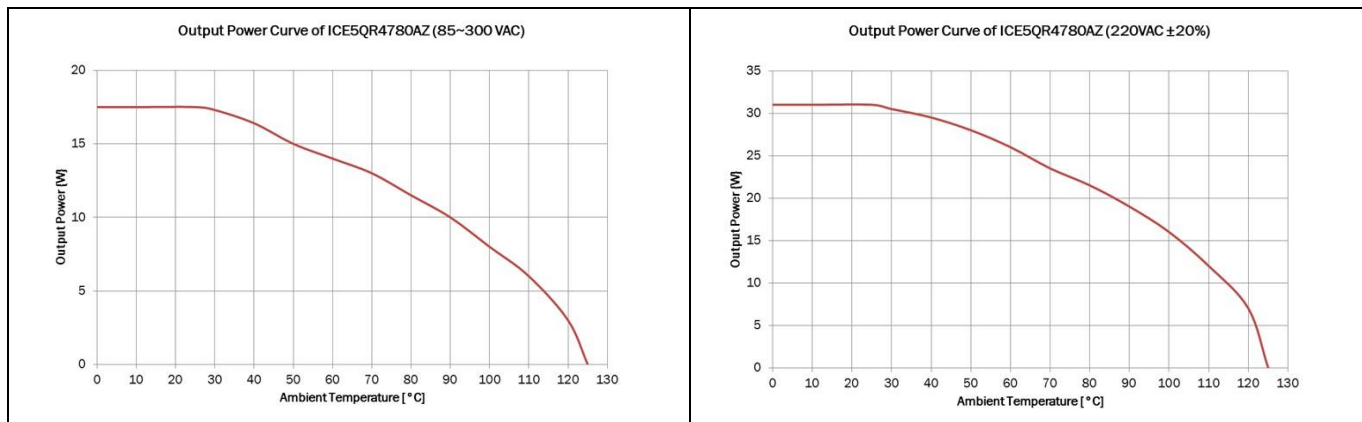


图 14 ICE5QR4780AZ 的输出功率曲线

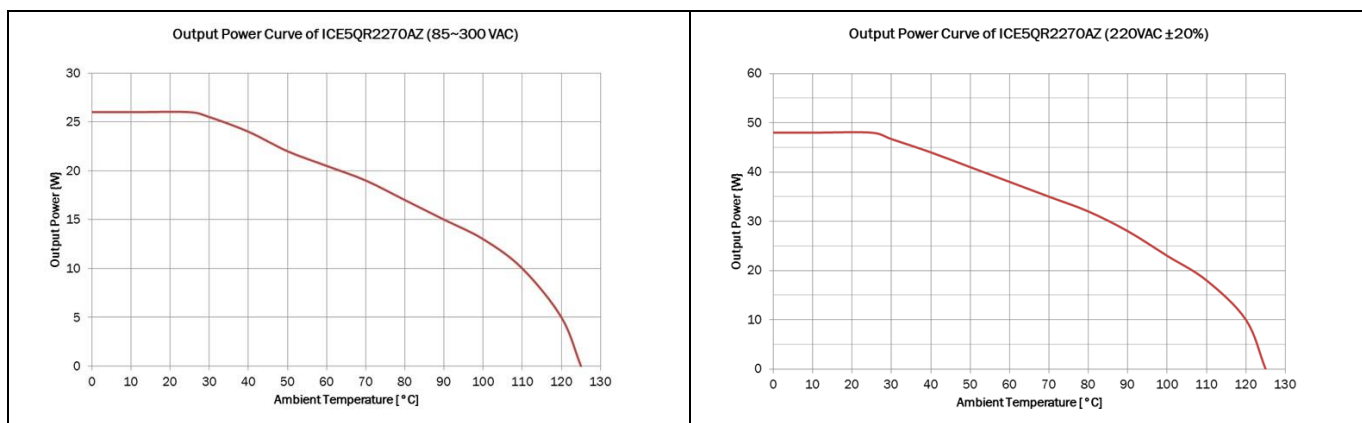


图 15 ICE5QR2270AZ 的输出功率曲线

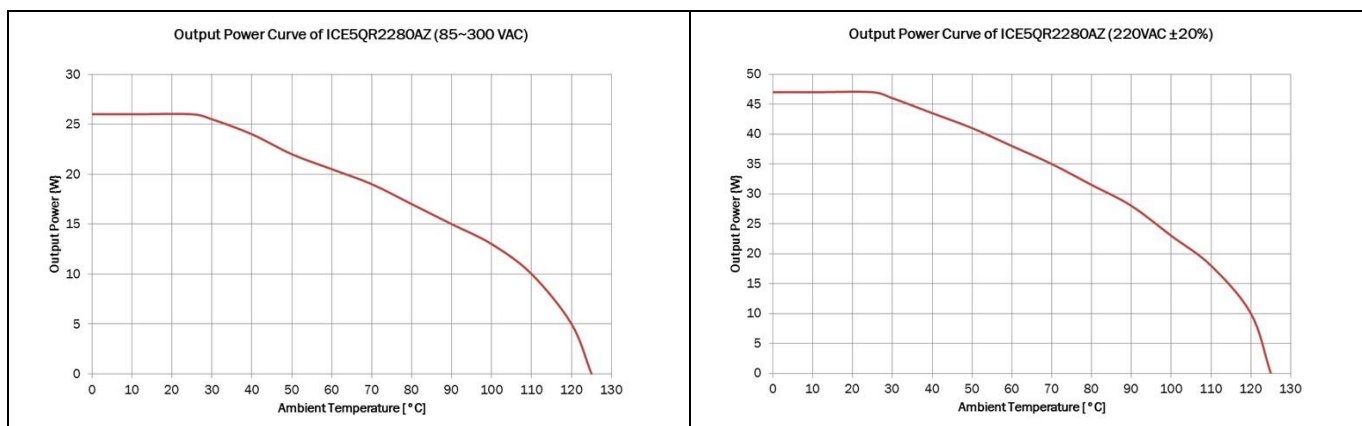


图 16 ICE5QR2280AZ 的输出功率曲线

第五代准谐振 IC 的输出功率

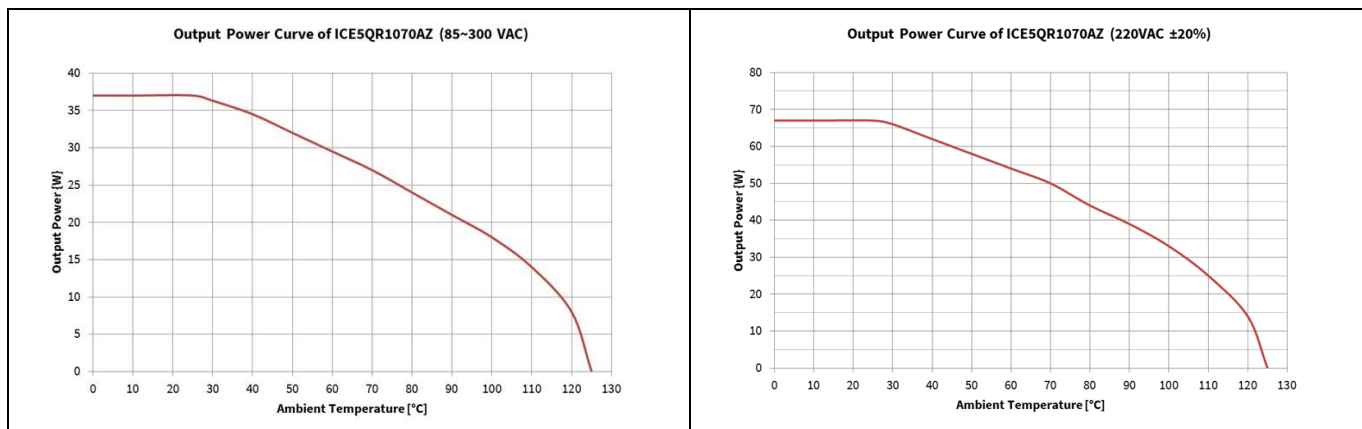


图 17 ICE5QR1070AZ 的输出功率曲线

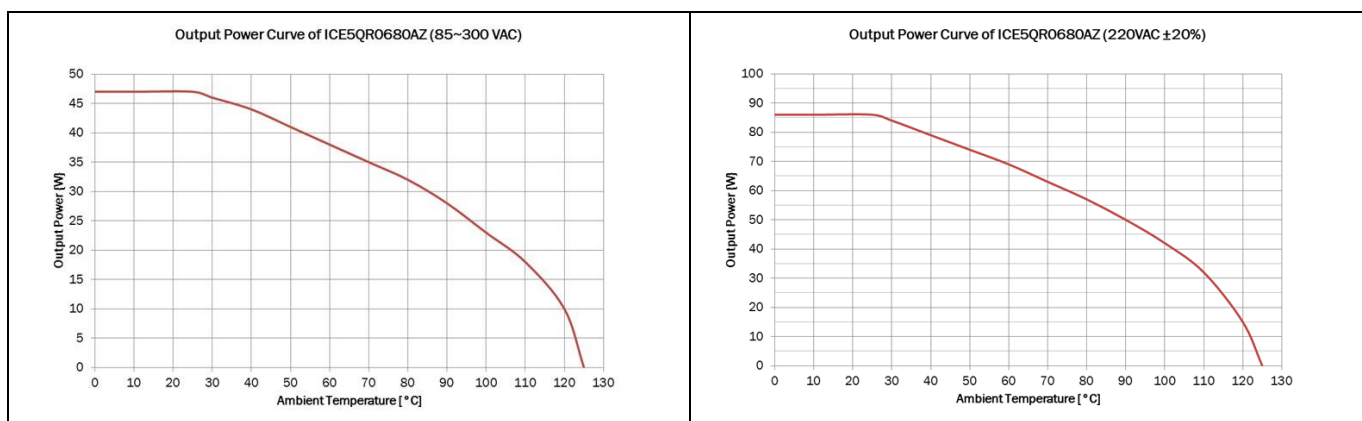


图 18 ICE5QR0680AZ 的输出功率曲线

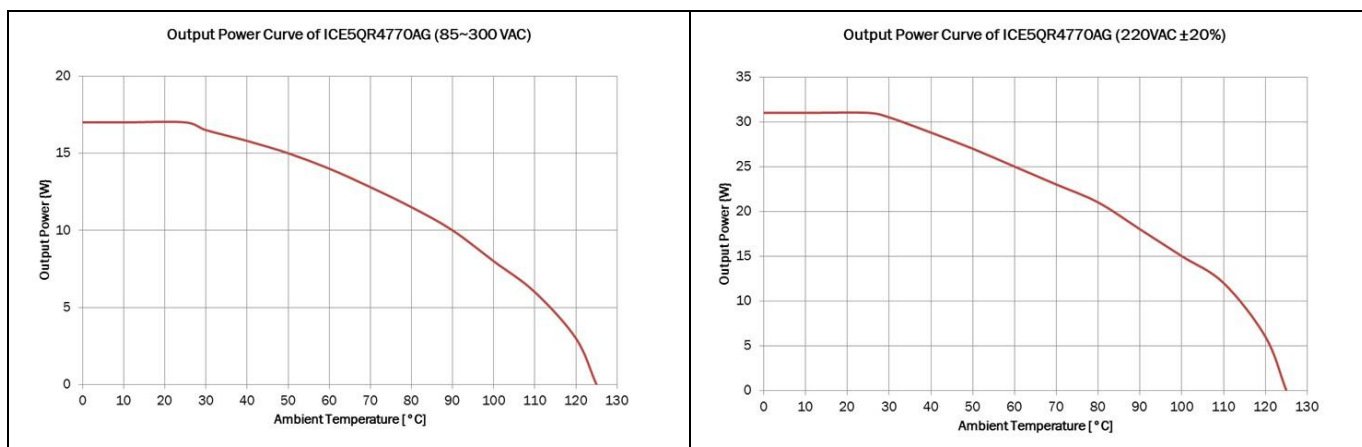


图 19 ICE5QR4770AG 的输出功率曲线

第五代准谐振 IC 的输出功率

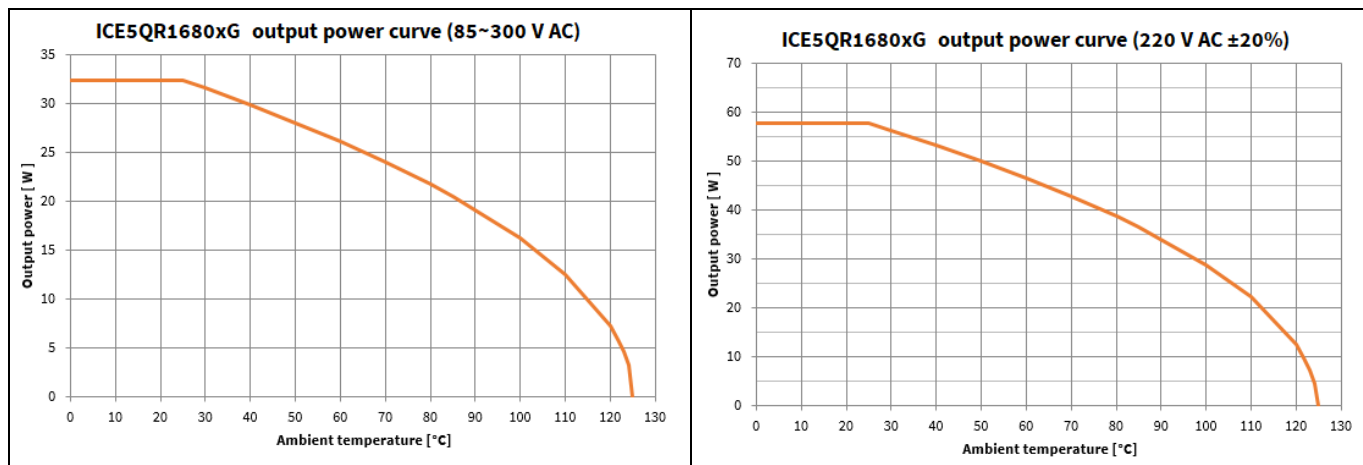


图 20 ICE5QR1680xG 的输出功率曲线

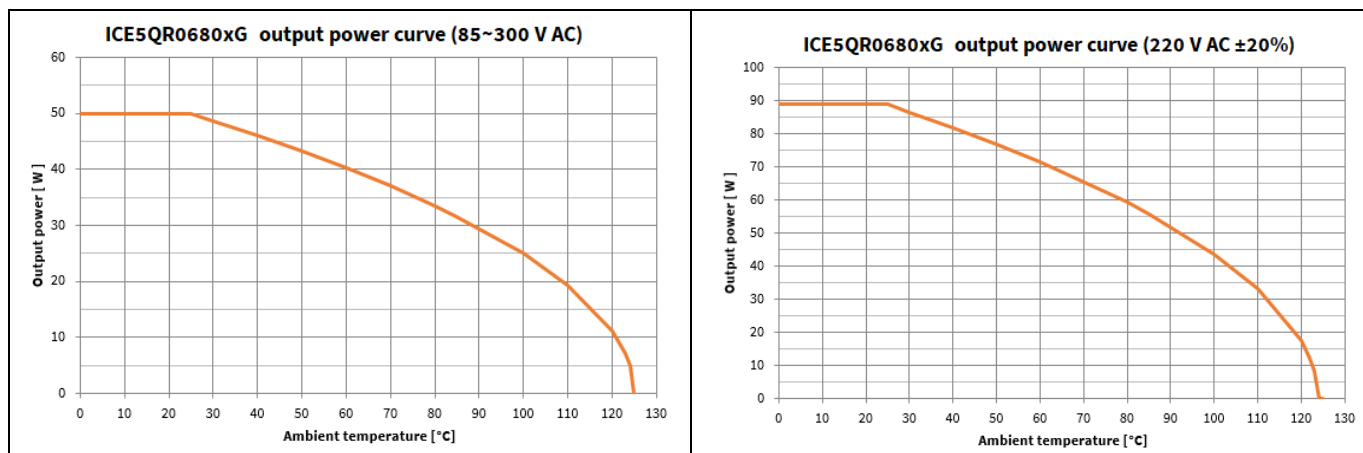


图 21 ICE5QR0680xG 的输出功率曲线

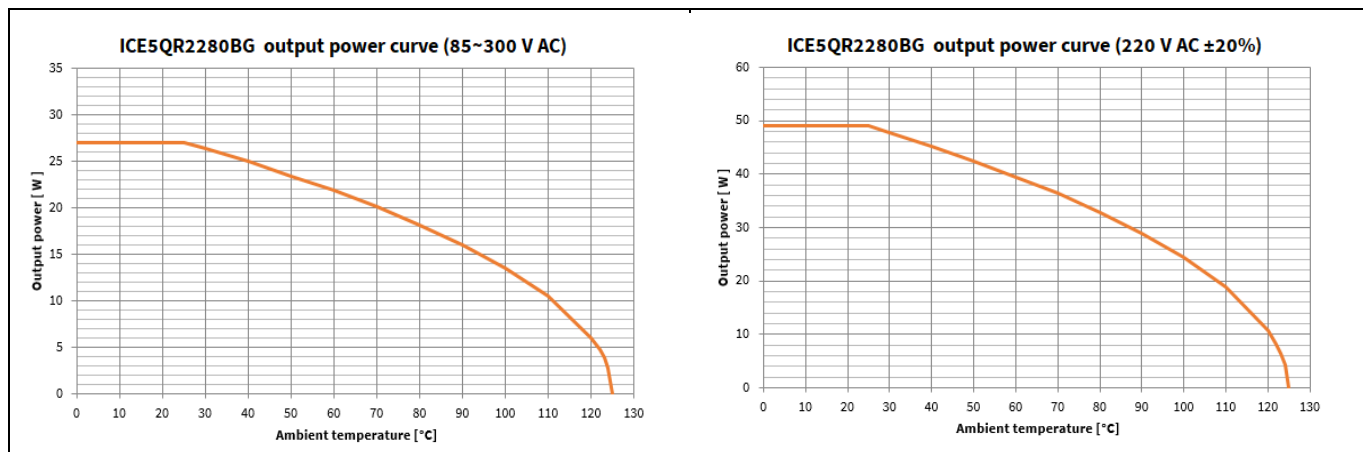


图 22 ICE5QR2280BG 的输出功率曲线

第五代准谐振 IC 的输出功率

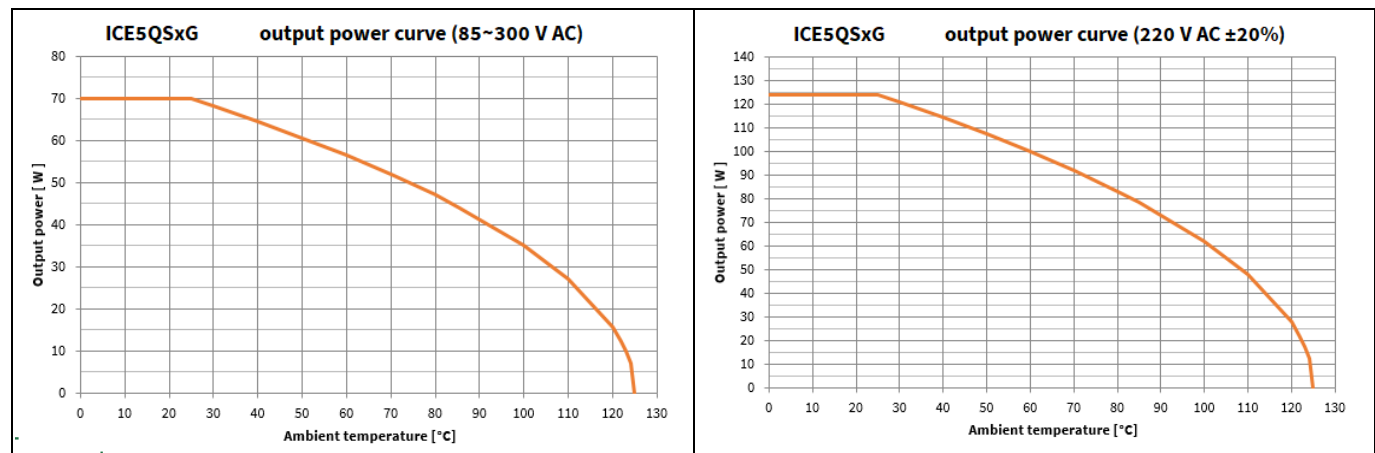


图 23 ICE5QSxG 的输出功率曲线

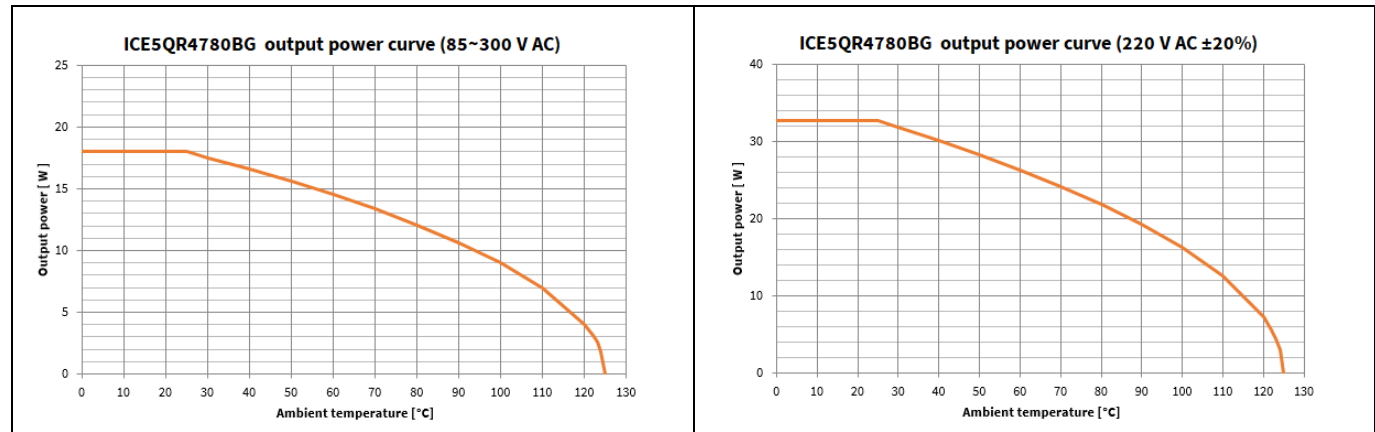


图 24 ICE5QR4780BG 的输出功率曲线

第五代准谐振 FLYCAL 设计示例

8 第五代准谐振 FLYCAL 设计示例

采用 ICE5QR4780AZ 的 16 W 双输出（12 V 和 5 V）准谐振反激式转换器的设计示例如下所示。

步骤	示例
定义输入参数:	
最小交流输入电压:	$V_{AC\ Min}$ 85 V
最大交流输入电压:	$V_{AC\ Max}$ 320 V
线路频率:	f_{AC} 60 Hz
大容量电容器 (C13) 直流纹波电压:	$V_{DC\ Ripple}$ 24.5 V
输出电压 1:	V_{Out1} 12 V
输出二极管 1 的正向电压:	$V_{FDiode1}$ 0.3 V
输出电流 1:	I_{Out1} 1.25 A
输出电压 2:	V_{Out2} 5 V
输出二极管 2 的正向电压:	$V_{FDiode2}$ 0.3 V
输出电流 2:	I_{Out2} 0.2 A
最大输出功率:	$P_{Out\ Max}$ 16 W
最小输出功率:	$P_{Out\ Min}$ 3.2 W
效率:	η 85 %
反射电压:	V_R 90 V
V_{CC} 电压:	V_{Vcc} 14 V
V_{CC} 二极管 (D12) 的正向电压:	$V_{FDiodeVcc}$ 0.6 V
第五代准谐振 CoolSET™:	CoolSET™ ICE5QR4780AZ
在 $V_{AC\ Min}$ 与 $P_{Out\ Max}$ 条件下的开关频率:	f_s 55 kHz
目标最大漏源电压:	$V_{DS\ Max}$ 600 V
MOSFET 的漏源电容（包括 MOSFET 的 $C_{o(er)}$ ）:	C_{DS} 7 pF
最高环境温度:	T_a 50°C

8.1 输入整流桥 (BR1)

反激式转换器对其输入整流器和储能电容器无特殊要求。所选元器件应满足额定功率和保持要求。

最大输入功率:

$$P_{InMax} = \frac{P_{OutMax}}{\eta} \quad (\text{公式 1})$$

$$P_{InMax} = \frac{16W}{0.85} = 18.82W$$

功率因数

$\cos\phi$

0.6

输入 RMS 电流:

$$I_{ACRMS} = \frac{P_{InMax}}{V_{ACMin} \cdot \cos\phi} \quad (\text{公式 2})$$

$$I_{ACRMS} = \frac{18.82W}{85V \cdot 0.6} = 0.369A$$

最大直流输入电压:

第五代准谐振 FLYCAL 设计示例

$V_{DC\max PK} = V_{ACMax} \cdot \sqrt{2}$	(公式 3)	$V_{DCMaxPk} = 320V \cdot \sqrt{2} = 452.55V$
8.2 输入电容器 (C13)		
空载状态下的最小峰值输入电压:		
$V_{DCMinPk} = V_{ACMin} \cdot \sqrt{2}$	(公式 4)	$V_{DCMinPk} = 85V \cdot \sqrt{2} = 120.2V$
$V_{DCMin} = V_{DCMinPk} - V_{DCRipple}$	(公式 5)	$V_{DCMin} = 120.2V - 24.5V = 95.69V$
每个交流输入半周期的放电时间:		
$T_D = \frac{1}{4 \cdot f_{AC}} \cdot \left(1 + \frac{\sin^{-1} \frac{V_{DCMin}}{V_{DCMinPk}}}{90} \right)$	(公式 6)	$T_D = \frac{1}{4 \cdot 60Hz} \cdot \left(1 + \frac{\sin^{-1} \frac{95.69V}{120.2V}}{90} \right) = 6.61ms$
输入电容器放电时所需能量:		
$W_{IN} = P_{INMax} \cdot T_D$	(公式 7)	$W_{IN} = 18.82W \cdot 6.61ms = 0.12W \cdot s$
输入电容 (计算值):		
$C_{IN} = \frac{2 \cdot W_{IN}}{V_{DCMinPk}^2 - V_{DCMin}^2}$	(公式 8)	$C_{IN} = \frac{2 \cdot 0.12W \cdot s}{(120.2V)^2 - (95.69V)^2} = 47.04\mu F$
亦可根据实际经验选用输入电容器:		
<u>输入电压</u>	<u>系数</u>	
115 V	2 μF/W	
230 V	1 μF/W	
85 V - 265 V	2-3 μF/W	
$C_{IN} = P_{INMax} \cdot \text{系数}$	(公式 9)	$C_{IN} = 18.82 \cdot 2.5\mu = 47.05\mu F$
选用爱普科斯 (Epcos) 铝电解电容器 数据手册中的电容器		
以下为首选型号:		
针对 85°C 的应用:		
B43303 系列:	2000 小时使用寿命	
命 B43501:	10000 小时使用寿命	
寿命		
针对 105°C 的应用:		
B43504 系列:	2000 小时使用寿命	
B43505:	5000 小时使用寿命	
选择大于或等于 $V_{DCMaxPk}$ 计算值的额定电压		
所选电容应大于或等于		
用公式 8 计算出的 C_{IN}		
输入电容器 (C13):	C_{IN}	47 μF
在选择输入电容器后进行重新计算:		

第五代准谐振 FLYCAL 设计示例

8.2.1.1.1

请注意，此时还应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时间的因素。

8.3 变压器设计 (TR1)

最大占空比：

$$D_{Max} = \frac{V_R}{V_R + V_{DCMin}} \quad \text{(公式 11)}$$

$$V_{DCMin} = \sqrt{(120.2)^2 - \frac{2 \cdot 0.12}{47\mu}} = 95.69V$$

$$D_{Max} = \frac{90}{90 + 95.69} = 0.48$$

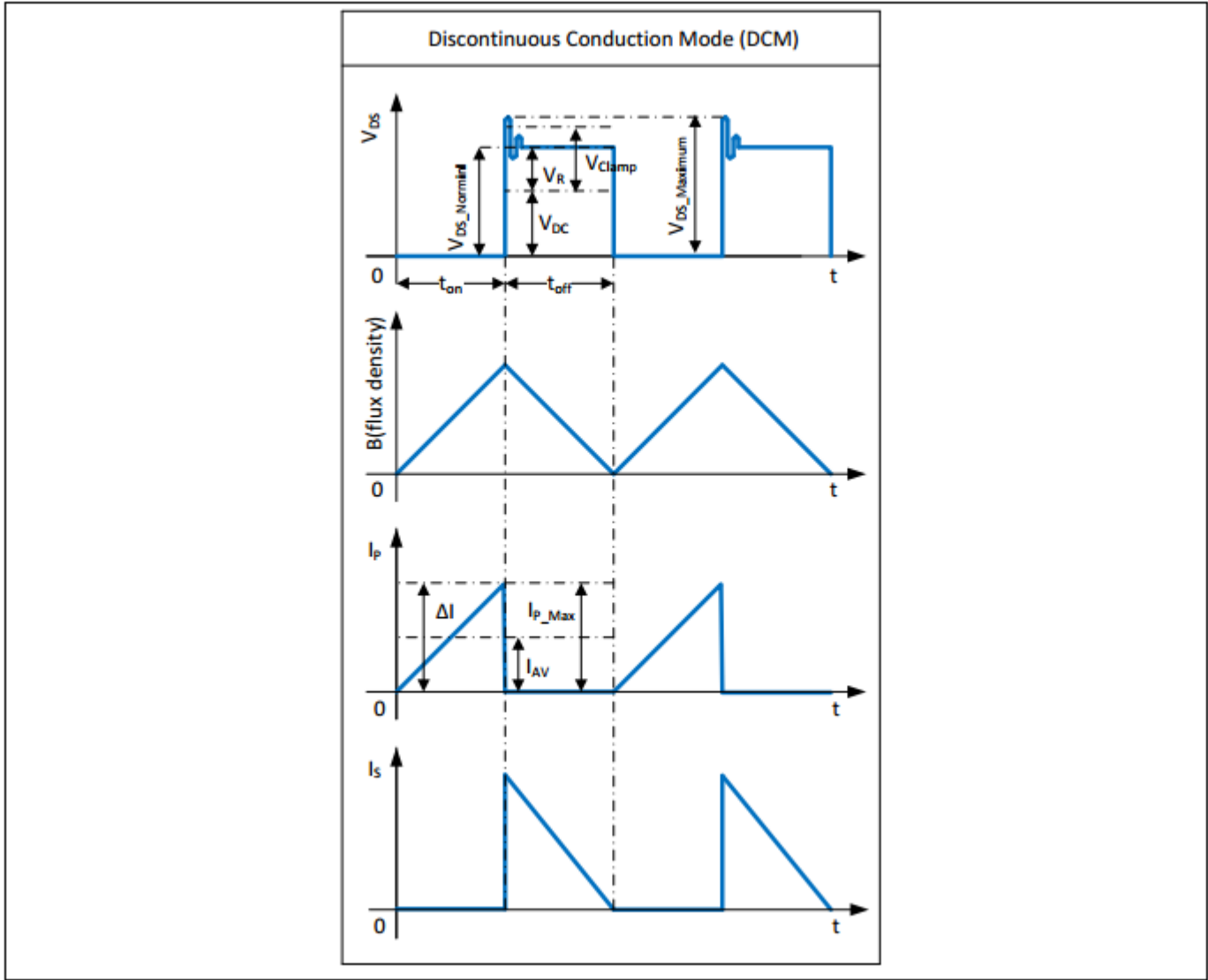


图 25 非连续导通模式 (DCM) 运行的典型波形

第五代准谐振 FLYCAL 设计示例

$L_P = \frac{1}{\left[\frac{1}{V_{DCMin}} \times \sqrt{2 \times f_s \times P_{InMax}} \times \left(\frac{V_{DCMin}}{V_R} + 1\right) + (\pi \times f_s \times \sqrt{C_{DS}})\right]^2}$ (公式 12)	$L_P = \frac{1}{\left[\frac{1}{95.69} \times \sqrt{2 \times 55 \times 18.82} \times \left(\frac{95.69}{90} + 1\right) + (\pi \times 55 \times \sqrt{7p})\right]^2}$
$I_{AV} = \frac{P_{InMax}}{V_{DCMin} \times D_{Max}}$ (公式 13)	$I_{AV} = \frac{18.82}{95.69 \times 0.48} = 0.41A$
$\Delta I = \frac{V_{DCMin} \times D_{Max}}{L_P \times f_s}$ (公式 14)	$\Delta I = \frac{95.69 \times 0.48}{1 \times 10^{-3} \times 55 \times 10^3} = 0.82A$
初级电感的最大电流:	
$I_{PMax} = I_{AV} + \frac{\Delta I}{2}$ (公式 15)	$I_{PMax} = 0.41 + \frac{0.84}{2} = 0.82A$
$I_{Valley} = I_{PMax} - \Delta I$ (公式 16)	$I_{Valley} = 0.82 - 0.82 = 0A$
初级电感的 RMS 电流:	
$I_{PRMS} = \sqrt{\left[3 \times (I_{AV})^2 + \left(\frac{\Delta I}{2}\right)^2\right] \times \frac{D_{max}}{3}}$ (公式 17)	$I_{PRMS} = \sqrt{\left[3 \times (0.41)^2 + \left(\frac{0.82}{2}\right)^2\right] \times \frac{0.48}{3}} = 0.33A$
选择爱普科斯 (Epcos) “铁氧体磁铁设计工具” 或 “数据表” 中的磁芯型号和数据。	选择磁芯: E 20/10/6
固定最大磁通密度:	材料 = N87
通常情况下, 铁氧体磁通密度 $B_{Max} \approx 0.2T - 0.4T$, 具体数值取决于磁芯材料。	$B_S = 390\text{ mT @ } 100^\circ\text{C}$
我们选用磁通密度为 300 mT 的 N87 型材料。	$A_e = 32\text{ mm}^2$
最大磁通密度 B_{Max}	300 mT
初级绕组电感匝数 (计算值):	
$N_P \geq \frac{I_{PMax} \cdot L_P}{B_{Max} \cdot A_e}$ (公式 18)	$N_P \geq \frac{0.82 \times 1 \times 10^{-3}}{0.3 \times 32 \times 10^{-6}} = 86.57 Turns$
初级绕组匝数: N_P	88 匝
次级绕组 1 的匝数 (计算值):	
$N_{S1} = \frac{N_P \cdot (V_{OUT1} + V_{FDiode1})}{V_R}$ (公式 19)	$N_{S1_cal} = \frac{88 \times (12 + 0.3)}{90} = 12.03 Turns$
次级绕组匝数: N_{S1}	12 匝
次级绕组 2 的匝数 (计算值):	
$N_{S2} = \frac{N_P \cdot (V_{OUT2} + V_{FDiode2})}{V_R}$ (公式 19a)	$N_{S2_cal} = \frac{88 \times (5 + 0.3)}{90} = 5.18 Turns$
次级绕组匝数: N_{S2}	5 匝
V_{CC} 匝数 (计算值):	

第五代准谐振 FLYCAL 设计示例

$$N_{Vcc} = \frac{N_P \cdot (V_{Vcc} + V_{FDiodeVcc})}{V_R} \quad (\text{公式 20})$$

$$N_{Aux_cal} = \frac{88 \times (14 + 0.6)}{90} = 14.27 \text{ Turns}$$

V_{CC} 匝数

N_{Vcc}

14 匝

8.4 感测电阻 (R14)

感测电阻可用于单独定义最大峰值电流，进而定义最大传输功率。

注意事项：

在计算最大峰值电流时，还必须考虑到输出功率的短期峰值。

感测电阻 (R14)：

$$R_{Sense} = \frac{V_{csth}}{I_{PMax}} \quad (\text{公式 21})$$

$$R_{Sense} = \frac{1}{0.82} = 1.21 \Omega$$

感测电阻的额定功率：

$$P_{SR} = I_{PRMS}^2 \times R_{Sense} \quad (\text{公式 22})$$

$$P_{SR} = (0.33)^2 \times 1.21 = 0.13 \text{ W}$$

验证反射电压、占空比和最大磁通密度：

反射电压：

$$V_R = \frac{(V_{OUT1} + V_{FDiode1}) \cdot N_P}{N_{S1}} \quad (\text{公式 23})$$

$$V_R = \frac{(12 + 0.3) \cdot 88}{12} = 90.20 \text{ V}$$

最大导通占空比：

$$D_{max} = \frac{L_P \cdot (I_{PMax} - I_{Valley}) \cdot f_S}{V_{DCmin}} \quad (\text{公式 24})$$

$$D_{max} = \frac{1 \times 10^{-3} \times (0.82 \text{ A} - 0 \text{ A}) \times 55 \times 10^3}{95.69} = 0.48$$

最大关断占空比：

$$D'_{max} = \frac{L_P \cdot (I_{PMax} - I_{Valley}) \cdot f_S}{V_R} \quad (\text{公式 25})$$

$$D'_{max} = \frac{1 \times 10^{-3} \times (0.82 \text{ A} - 0 \text{ A}) \times 55 \times 10^3}{90.2} = 0.51$$

最大磁通密度：

$$B_{max} = \frac{L_P \cdot I_{PMax}}{N_P \cdot A_e} \quad (\text{公式 26})$$

$$B_{max} = \frac{1 \times 10^{-3} \times 0.82}{88 \times 32 \times 10^{-6}} = 295 \text{ mT}$$

次级绕组 1 的最大电流和负载系数：

$$K_{L(n)} = \frac{P_{O(n)}}{P_O} \quad (\text{公式 27})$$

$$K_{L(1)} = \frac{15}{16} = 0.94$$

$$I_{SMax} = K_{L(n)} \times I_{PMax} \times \frac{N_P}{N_S} \quad (\text{公式 28})$$

$$I_{SMax1} = 0.94 \times 0.82 \times \frac{88}{12} = 5.66 \text{ A}$$

$$I_{SRMS} = I_{PRMS} \times \sqrt{\frac{1 - D_{Max}}{D_{Max}}} \times \frac{V_R}{V_{Out} + V_{FOut}} \quad (\text{公式 29})$$

$$I_{SRMS1} = 0.33 \times \sqrt{\frac{1 - 0.48}{0.48}} \times \frac{90.2}{12 + 0.3} = 2.33 \text{ A}$$

次级绕组 RMS 1 电流：

第五代准谐振 FLYCAL 设计示例

$$I_{SMax} = K_{L(n)} \times I_{PMax} \times \frac{N_P}{N_S} \quad (\text{公式 28})$$

次级绕组 2 的最大电流和负载系数:

$$K_{L(n)} = \frac{P_{O(n)}}{P_O} \quad (\text{公式 27})$$

$$I_{SMax} = K_{L(n)} \times I_{PMax} \times \frac{N_P}{N_S} \quad (\text{公式 28})$$

次级绕组 RMS 2 电流:

$$I_{SRMS} = I_{PRMS} \times \sqrt{\frac{1-D_{Max}}{D_{Max}}} \times \frac{V_R}{V_{Out} + V_{FOut}} \quad (\text{公式 29})$$

8.5 绕组设计

安全标准裕度:

M = 4 mm, 适用于欧洲安全标准

M = 3.2 mm, 适用于 UL1950 标准

M = 0, 适用于三重绝缘导线

安全标准裕度:

M

铜线间距系数:

f_{Cu}

有效骨架宽度:

$$BW_e = BW - (2 \times M) \quad (\text{公式 30})$$

有效绕组截面积:

$$A_{Ne} = \frac{A_N \times BW_e}{BW} \quad (\text{公式 31})$$

绕组截面积 A_N 必须根据绕组数量进行再分:

初级绕组 0.5

次级绕组 0.45

辅助绕组 0.05

初级绕组的铜线面积:

$$A_P = \frac{0.5 \times f_{Cu} \times A_{Ne}}{N_P} \quad (\text{公式 32})$$

次级绕组的铜线面积:

$$A_S = \frac{0.45 \cdot f_{Cu} \cdot A_{Ne}}{N_S} \quad (\text{公式 33})$$

辅助绕组的铜线面积:

$$A_{Vcc} = \frac{0.05 \cdot f_{Cu} \cdot A_{Ne}}{N_{Aux}} \quad (\text{公式 34})$$

导线尺寸可按 AWG 单位计算:

$$AWG = 9.97 \cdot (1.8277 - (2 \cdot \log(d))) \quad (\text{公式 35})$$

$$I_{SMax1} = 0.94 \times 0.82 \times \frac{88}{12} = 5.66A$$

$$K_{L(2)} = \frac{1}{16} = 0.06$$

$$I_{SMax2} = 0.06 \times 0.82 \times \frac{88}{5} = 0.91A$$

$$I_{SRMS2} = 0.33 \times \sqrt{\frac{1-0.48}{0.48}} \times \frac{90.2}{5+0.3} = 0.36A$$

0 mm

0.3 (范围为 0.2 - 0.4)

$$BW_e = 11 - 0 = 11mm$$

$$A_{Ne} = \frac{34 \times 11}{11} = 34mm^2$$

$$A_P = \frac{0.5 \times 0.3 \times 34}{88} = 0.06mm^2$$

$$A_S = \frac{0.45 \cdot 0.3 \cdot 34mm^2}{12} = 0.38mm^2$$

$$A_{Vcc} = \frac{0.05 \cdot 0.3 \cdot 34mm^2}{14} = 0.03mm^2$$

第五代准谐振 FLYCAL 设计示例

铜线直径:

$$d = 2 \cdot \sqrt{\frac{A}{\pi}} \quad (\text{公式 36})$$

按 AWG 单位计算的导线直径:

$$d = 10^{\left(\frac{1.8277 - \text{AWG}}{2 - 2.997}\right)} \quad (\text{公式 37})$$

结合公式 35 和 36 即得出 AWG 为单位的导线尺寸:

$$\text{AWG}_{Pc} = 9.97 \cdot \left(1.8277 - \left(2 \cdot \log \left(2 \cdot \sqrt{\frac{A_p}{\pi}} \right) \right) \right)$$

$$\text{AWG}_{Sc} = 9.97 \cdot \left(1.8277 - \left(2 \cdot \log \left(2 \cdot \sqrt{\frac{A_s}{\pi}} \right) \right) \right)$$

$$\text{AWG}_{Vcc} = 9.97 \cdot \left(1.8277 - \left(2 \cdot \log \left(2 \cdot \sqrt{\frac{A_{aux}}{\pi}} \right) \right) \right)$$

$$\text{AWG}_{Pc} = 9.97 \cdot \left(1.8277 - \left(2 \cdot \log \left(2 \cdot \sqrt{\frac{0.06 \text{mm}^2}{\pi}} \right) \right) \right)$$

$$\text{AWG}_{Pc} = 30$$

$$\text{AWG}_{Sc} = 9.97 \cdot \left(1.8277 - \left(2 \cdot \log \left(2 \cdot \sqrt{\frac{0.38 \text{mm}^2}{\pi}} \right) \right) \right)$$

$$\text{AWG}_{Sc} = 21$$

$$\text{AWG}_{Vcc} = 9.97 \cdot \left(1.8277 - \left(2 \cdot \log \left(2 \cdot \sqrt{\frac{0.03 \text{mm}^2}{\pi}} \right) \right) \right)$$

$$\text{AWG}_{Vcc} = 32$$

宜并联多根小线径导线，而非使用单根大线径导线。但是，在选择导线尺寸及其并联数量时应满足以下条件:

- EffCuArea_x (公式 40) $\leq A_x$ (公式 34/35)
- S_x (公式 41) $\leq 8 \text{ A/mm}^2$
- $\text{NP}_x \leq 10$
- $0.18 \text{ mm} \leq \text{线径} \leq 0.6 \text{ mm}$

注意: $X = P/\text{初级或 } S/\text{次级绕组}$

采用 AWG 规格的初级绕组导线尺寸:	AWG _P	30
初级绕组并联导线数量:	NP _P	1
初级绕组导线绝缘层厚度:	INS _P	0.02 mm
采用 AWG 规格的次级绕组导线尺寸:	AWG _S	21
次级绕组并联导线数量:	NP _S	1
次级绕组导线绝缘层厚度:	INS _S	0.1 mm

通常情况下，辅助绕组仅由一根导线组成，由于其电流较小，因此尺寸可忽略不计。

使用公式 37 重新计算线径:

$$d_p = 10^{\left(\frac{1.8277 - \text{AWG}_P}{2 - 2.997}\right)}$$

$$d_s = 10^{\left(\frac{1.8277 - \text{AWG}_S}{2 - 2.997}\right)}$$

$$d_p = 10^{\left(\frac{1.8277 - 30}{2 - 2.997}\right)} = 0.25 \text{mm}$$

$$d_s = 10^{\left(\frac{1.8277 - 21}{2 - 2.997}\right)} = 0.72 \text{mm}$$

有效铜线面积:

第五代准谐振 FLYCAL 设计示例

$$EffCuArea = \left(\frac{d}{2}\right)^2 \cdot \pi \cdot NP \quad (\text{公式 38})$$

$$EffCuArea_p = \left(\frac{d_p}{2}\right)^2 \cdot \pi \cdot NP_p$$

$$EffCuArea_s = \left(\frac{d_s}{2}\right)^2 \cdot \pi \cdot NP_s$$

电流密度:

$$S = \frac{I_{RMS}}{EffCuArea} \quad (\text{公式 39})$$

$$S_p = \frac{I_{PRMS}}{EffCuArea_p}$$

$$S_s = \frac{I_{SRMS}}{EffCuArea_s}$$

导线外径, 包括绝缘层:

$$Od = d + (2 \cdot INS) \quad (\text{公式 40})$$

$$Od_p = d_p + (2 \cdot INS_p)$$

$$Od_s = d_s + (2 \cdot INS_s)$$

每层最大匝数:

$$NL = \left\lfloor \frac{BW_e}{Od \cdot NP} \right\rfloor \quad (\text{公式 41})$$

$$NL_p = \left\lfloor \frac{BW_e}{Od_p \cdot NP_p} \right\rfloor$$

$$NL_s = \left\lfloor \frac{BW_e}{Od_s \cdot NP_s} \right\rfloor$$

最小层数:

$$Ln = \left\lceil \frac{N}{NL} \right\rceil \quad (\text{公式 42})$$

$$Ln_p = \left\lceil \frac{N_p}{NL_p} \right\rceil$$

$$Ln_s = \left\lceil \frac{N_s}{NL_s} \right\rceil$$

$$EffCuArea_p = \left(\frac{0.25}{2}\right)^2 \cdot \pi \cdot 88 = 0.05 \text{ mm}^2$$

$$EffCuArea_s = \left(\frac{0.72 \text{ mm}}{2}\right)^2 \cdot \pi \cdot 12 = 0.41 \text{ mm}^2$$

$$S_p = \frac{0.33}{0.05} = 6.35 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$$

$$S_s = \frac{2.49}{0.41} = 6.01 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$$

$$Od_p = 0.25 + (2 \times 0.02) = 0.29 \text{ mm}$$

$$Od_s = 0.72 + (2 \times 0.1) = 0.92 \text{ mm}$$

$$NL_p = \left\lfloor \frac{11}{0.29 \times 1} \right\rfloor = 37 \text{ 匝/层}$$

$$NL_s = \left\lfloor \frac{11}{0.92 \times 1} \right\rfloor = 12 \text{ 匝/层}$$

$$Ln_p = \left\lceil \frac{88}{37} \right\rceil = 3 \text{ 层}$$

$$Ln_s = \left\lceil \frac{12}{12} \right\rceil = 1 \text{ 层}$$

8.6 二极管反向电压 (D21、D22、D12)

反激式转换器的输出整流二极管需承受较大的峰值和 RMS 电流应力。其具体数值取决于负载和运行模式。而对电压的要求则取决于输出电压和变压器绕组匝数比。

第五代准谐振 FLYCAL 设计示例

输出二极管 1 的最大反向电压:

$$V_{RDiode} = V_{OUT} + \left(V_{DCMaxPk} \cdot \frac{N_S}{N_P} \right) \quad (\text{公式 43A})$$

$$V_{RDiode1} = 12 + \left(452.54 \times \frac{12}{88} \right) = 73.71V$$

输出二极管 2 的最大反向电压:

$$V_{RDiode} = V_{OUT} + \left(V_{DCMaxPk} \cdot \frac{N_S}{N_P} \right) \quad (\text{公式 43A})$$

$$V_{RDiode2} = 12 + \left(452.54 \times \frac{5}{88} \right) = 30.71V$$

V_{CC} 二极管的最大反向电压:

$$V_{RDiode} = V_{VCC} + \left(V_{DCMaxPk} \cdot \frac{N_{VCC}}{N_P} \right) \quad (\text{公式 43B})$$

$$V_{RDiode} = 14 + \left(452.54 \times \frac{14}{88} \right) = 86.00V$$

8.7 钳位网络 (R11、C15、D11)

钳位电压:

$$V_{Clamp} = V_{DSMax} - V_{DCMaxPk} - V_R \quad (\text{公式 44})$$

$$V_{Clamp} = 600 - 452.54 - 90.2 = 57.25V$$

为计算钳位网络,漏感信息必不可少。最常用的方法是使用一定百分比的初级电感作为漏感值。

若已得知变压器采用一致结构,则可短接次级绕组以测量初级漏感,进而得出准确数值(假设可使用性能优良的 LCR 分析仪)。

以 L_p 百分比形式显示的漏感:

$$L_{LK\%} \quad 1.06\%$$

漏感:

$$L_{LK} = L_{LK\%} \cdot L_P \quad (\text{公式 45})$$

$$L_{LK} = 1.06\% \times 1 \times 10^{-3} = 10.7 \mu H$$

钳位电容:

$$C_{Clamp} = \frac{I_{PMax}^2 \cdot L_{LK}}{(V_R + V_{Clamp}) \cdot V_{Clamp}} \quad (\text{公式 46})$$

$$C_{Clamp} = \frac{(0.82)^2 \times 10.7 \times 10^{-6}}{(90.2 + 57.25) \times 57.25} = 0.9 nF$$

钳位电容:

$$C_{Clamp} \quad 1 nF$$

钳位电阻:

$$R_{Clamp} = \frac{(V_{Clamp} + V_R)^2 - V_R^2}{0.5 \cdot L_{LK} \cdot I_{PMax}^2 \cdot f_S} \quad (\text{公式 47})$$

$$R_{Clamp} = \frac{(57.25 + 90.2)^2 - (90.2)^2}{0.5 \times 10.7 \times 10^{-6} \times (0.82 A)^2 \times 55 \times 10^3} = 68.2 k\Omega$$

钳位电阻:

$$R_{Clamp} \quad 68 k\Omega$$

第五代准谐振 FLYCAL 设计示例

8.8 输出电容器

反激式转换器中的输出电容器需承受较大应力。通常情况下，电容器的选用基于三个主要参数：电容、低等效串联电阻 (ESR) 和额定纹波电流。

欲计算输出电容器，就必须设置在最大负载条件下关断的最大电压过冲值。

8.8.1 输出电容器 1 (C22、C23)

最大电压过冲值:	ΔV_{OUT1}	0.5 V
负载关断后，控制回路需要约 10 至 20 个内部时钟周期以降低占空比。		
时钟周期数:	n_{CP}	20
波纹电流:		
$I_{Ripple1} = \sqrt{(I_{SRMS1})^2 - (I_{Out1})^2}$	(公式 49)	$I_{Ripple1} = \sqrt{(2.33)^2 - (1.25)^2} = 1.97 A$
输出电容 (计算值):		
$C_{Out1} = \frac{I_{OUT1} \cdot n_{CP}}{\Delta V_{OUT1} \cdot f}$	(公式 50)	$C_{Out1} = \frac{1.25 \times 20}{0.5 \times 55 \times 10^3} = 909 \mu F$
输出电容器的选择条件可归纳如下:		
- 电容器的额定电压 $\geq (1.45 V_{Out})$		
- $(I_{acR}nc)$ 接近 I_{Ripple}		
- $(C_{OUT}nc)$ 接近 C_{OUT_cal}		
- $nc \leq 5$		
输出电容器:	C_{Out1}	1000 μF
并联电容器数量:	nc	1

我们选用 Rubycon 公司的 ZLH 系列电容器 (低阻抗)

1000 μF 16 V ($R_{ESR1} = 0.028 \Omega$, $I_{acR} = 1.76 A @ 100 kHz$ 105°C)

8.8.2 输出电容器 2 (C28、C29)

最大电压过冲值:	ΔV_{OUT2}	0.25 V
负载关断后，控制回路需要约 10 至 20 个内部时钟周期以降低占空比。		
时钟周期数:	n_{CP}	20
波纹电流:		
$I_{Ripple2} = \sqrt{(I_{SRMS2})^2 - (I_{Out2})^2}$	(公式 49)	$I_{Ripple2} = \sqrt{(0.36)^2 - (0.2)^2} = 0.30 A$
输出电容 (计算值):		
$C_{Out2} = \frac{I_{OUT2} \cdot n_{CP}}{\Delta V_{OUT2} \cdot f}$	(公式 50)	$C_{Out2} = \frac{0.2 \times 20}{0.25 \times 55 \times 10^3} = 291 \mu F$

第五代准谐振 FLYCAL 设计示例

输出电容器的选择条件可归纳如下：

- - 电容器的额定电压 $\geq (1.45 V_{Out})$
- - (I_{acRnc}) 接近 I_{Ripple}
- - (C_{OUTnc}) 接近 C_{OUT_cal}
- - $nc \leq 5$

输出电容器：	C_{Out2}	330 μF
并联电容器数量：	nc	1

8.9 输出滤波器

在 L-C 滤波器拓扑结构中，输出滤波器由一个电容器和一个电感组成。

输出电容器的零点频率和相关 ESR：

8.9.1 输出滤波器 1 (L21、C24)

$$f_{ZCOut1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{ESR1} \cdot C_{Out1}} \quad (\text{公式 51})$$

该等式建立在所有输出电容器均具备相同电容和 ESR 的假设基础上。

第一阶段的纹波电压：

$$V_{Ripple1} = \frac{I_{SMax1} \cdot R_{ESR1}}{nc} \quad (\text{公式 52})$$

为补偿因输出电容器

而引起的零点频率，需配置电感：

L-C 滤波器电感：	L_{OUT1}	2.2 μH
------------	------------	-------------

L-C 电容器（计算值）：

$$C_{LC1} = \frac{(C_{Out1} \cdot R_{ESR1})^2}{L_{Out1}} \quad (\text{公式 53})$$

L-C 电容器：	C_{LC1}	470 μF
----------	-----------	-------------

L-C 滤波器频率

$$f_{LC1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{C_{LC1} \cdot L_{OUT1}}} \quad (\text{公式 54})$$

第二阶段的纹波电压：

$$V_{Ripple2} = V_{Ripple1} \cdot \frac{\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{LC1}}}{\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{LC1}} + (2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_{OUT1})} \quad (\text{公式 55})$$

8.9.2 输出滤波器 2 (L22、C210)

$$f_{ZCOut2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{ESR2} \cdot C_{Out2}} \quad (\text{公式 51})$$

我们选用 Rubycon 公司的 ZLH 系列电容器（低阻抗）
330 μF 10 V ($R_{ESR2} = 0.094 \Omega$, $I_{acR} = 0.54 A @ 100 kHz$ 105°C)

$$f_{ZCOut1} = \frac{1}{2 \times \pi \times 0.028 \times 1000 \times 10^{-6}} = 5.68 kHz$$

$$V_{Ripple1} = \frac{5.66 \times 0.028}{1} = 0.16 V$$

$$C_{LC1} = \frac{(1000 \times 10^{-6} \times 0.028)^2}{2.2 \times 10^{-6}} = 356 \mu F$$

$$f_{LC1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{470 \times 10^{-6} \times 2.2 \times 10^{-6}}} = 4.95 kHz$$

$$V_{Ripple2} = 0.16 \times \frac{\frac{1}{2 \times \pi \times 55 \times 10^3 \times 470 \times 10^{-6}}}{\frac{1}{2 \times \pi \times 55 \times 10^3 \times 470 \times 10^{-6}} + (2 \times \pi \times 55 \times 10^3 \times 2.2 \times 10^{-6})} = 1.27 mV$$

$$f_{ZCOut2} = \frac{1}{2 \times \pi \times 0.094 \times 330 \times 10^{-6}} = 5.13 kHz$$

第五代准谐振 FLYCAL 设计示例

该等式建立在所有输出电容器均具备相同电容和 ESR 的假设基础上。

第一阶段的纹波电压：

$$V_{Ripple1} = \frac{I_{SMax2} \cdot R_{ESR2}}{nC} \quad (\text{公式 52})$$

$$V_{Ripple1} = \frac{0.91 \times 0.094}{1} = 0.09V$$

用于补偿因输出电容器

而引起的零点频率，需配置电感：

L-C 滤波器电感： L_{OUT2}

4.7 μH

L-C 电容器（计算值）：

$$C_{LC2} = \frac{(C_{Out2} \cdot R_{ESR2})^2}{L_{Out2}} \quad (\text{公式 53})$$

$$C_{LC1} = \frac{(330 \times 10^{-6} \times 0.094)^2}{4.7 \times 10^{-6}} = 205 \mu F$$

L-C 电容器： C_{LC2}

330 μF

L-C 滤波器频率

$$f_{LC2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{C_{LC2} \cdot L_{OUT2}}} \quad (\text{公式 54})$$

$$f_{LC1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{330 \times 10^{-6} \times 4.7 \times 10^{-6}}} = 4.04 kHz$$

第二阶段的纹波电压：

$$V_{Ripple2} = V_{Ripple1} \cdot \frac{\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{LC2}}}{\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{LC2}} + (2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_{OUT2})} \quad (\text{公式 55})$$

$$V_{Ripple2} = 0.09 \times \frac{\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 55 \times 10^3 \times 330 \times 10^{-6}}}{\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 55 \times 10^3 \times 330 \times 10^{-6}} + (2 \cdot \pi \cdot 55 \times 10^3 \times 4.7 \times 10^{-6})} = 0.46 mV$$

8.10 V_{CC} 电容器 (C16、C17)

V_{CC} 电容器需确保 IC 供电正常，直到可通过 V_{CC} 绕组供电为止。此外，我们建议在接近引脚 7 和引脚 8 之间的位置加装 1 个 100 nF 的陶瓷电容器，并与 V_{CC} 电容器并联。您亦可使用具备低 ESR 和低等效串联电感 (ESL) 的高压电解电容。

V_{CC} 电容器：

数据表中的 $I_{VCC_Charge3}$ ： $I_{VCC_Charge3}$

3 mA

数据表中的 t_{SS} ： t_{SS}

12 ms

$$C_{VCC} > \frac{I_{VCC_Charge3} \times t_{SS}}{V_{VCC_ON} - V_{VCC_OFF}} \quad (\text{公式 56A})$$

$$C_{VCC} > \frac{3 \times 10^{-3} \times 12 \times 10^{-3}}{16 - 10} = 6 \mu F$$

V_{CC} 电容器： C_{VCC}

22 μF

启动时间：

数据表中的 V_{VCC_SCP} ： V_{VCC_SCP}

1.1 V

$$t_{Start-up} = \frac{V_{VCC_SCP} \cdot C_{VCC}}{I_{VCC_Charge1}} + \frac{(V_{VCC_ON} - V_{VCC_SCP}) \cdot C_{VCC}}{I_{VCC_Charge3}} \quad (\text{公式 56B})$$

$$t_{Start-up} = \frac{1.1 \times 22 \times 10^{-6}}{0.2 \times 10^{-3}} + \frac{(16 - 1.1) \cdot 22 \times 10^{-6}}{3 \times 10^{-3}} = 238 ms$$

8.11 损耗

整流桥正向电压： V_F

1 V

输入二极管桥损耗：

第五代准谐振 FLYCAL 设计示例

$P_{DIN} = 2 \cdot I_{ACRMS} \cdot V_F$	(公式 57)	$P_{DIN} = 2 \times 0.36 \times 1 = 0.74W$
100°C 下的铜电阻率:	ρ_{100}	0.0172 $\Omega \cdot mm^2/m$
铜电阻:		
$R_{Cu} = \frac{I_N \cdot N \cdot \rho_{100}}{EffCuArea}$	(公式 58)	
$R_{PCu} = \frac{I_N \cdot N_P \cdot \rho_{100}}{EffCuArea_P}$		$R_{PCu} = \frac{41.2mm \times 88 \times 0.0172 \frac{\Omega \cdot mm^2}{m}}{0.05mm^2} = 1205.44m\Omega$
$R_{SCu1} = \frac{I_N \cdot N_{S1} \cdot \rho_{100}}{EffCuArea_S}$		$R_{SCu1} = \frac{41.2mm \times 12 \times 0.0172 \frac{\Omega \cdot mm^2}{m}}{0.41mm^2} = 20.57m\Omega$
$R_{SCu2} = \frac{I_N \cdot N_{S2} \cdot \rho_{100}}{EffCuArea_S}$		$R_{SCu2} = \frac{41.2mm \times 5 \times 0.0172 \frac{\Omega \cdot mm^2}{m}}{0.41mm^2} = 8.57m\Omega$
初级侧的铜电阻损耗:		
$P_{PCu} = I_{PRMS}^2 \cdot R_{PCu}$	(公式 59)	$P_{PCu} = (0.33)^2 \times 1205.44 = 130.26mW$
次级侧的铜电阻损耗:		
$P_{SCu1} = I_{SRMS1}^2 \cdot R_{SCu1}$	(公式 60)	$P_{SCu1} = (2.33)^2 \times 20.57 = 111.68mW$
$P_{SCu2} = I_{SRMS2}^2 \cdot R_{SCu2}$	(公式 60)	$P_{SCu2} = (0.36)^2 \times 8.57 = 1.11mW$
总铜电阻损耗:		
$P_{Cu} = P_{PCu} + P_{SCu1} + P_{SCu2}$	(公式 61)	$P_{Cu} = 130.26 + 111.68 + 1.11 = 243.10mW$
输出整流二极管损耗:		
$P_{DOut1} = I_{SRMS1} \cdot V_{FOut1}$	(公式 62)	$P_{DOut1} = 2.33 \times 0.3 = 0.70W$
$P_{DOut2} = I_{SRMS2} \cdot V_{FOut2}$	(公式 62)	$P_{DOut2} = 0.36 \times 0.3 = 0.11W$
钳位网络损耗:		
$P_{Clamper} = \frac{1}{2} \cdot L_{LK} \cdot I_{PMax}^2 \cdot f_S \cdot \frac{V_{Clamp} + V_R}{V_{Clamp}}$	(公式 63)	$P_{Clamper} = \frac{1}{2} \times 10.7 \times 10^{-6} \times (0.82)^2 \times 55 \times 10^3 \times \frac{57.25 + 90.2}{57.25} = 0.51W$
结温:	T_j	125°C
结温条件下的导通电阻:		
$R_{DSon@T_j} = R_{DSon@25^\circ C} \cdot \left(1 + \frac{\alpha}{100}\right)^{(T_j - 25^\circ C)}$	(公式 64)	$R_{DSon@T_j} = 4.03 \cdot \left(1 + \frac{0.8}{100}\right)^{(125 - 25)} = 8.59\Omega$
处于 V_{ACmin} 情况下的 MOSFET 损耗:		
处于 V_{ACmin} 情况下的开关损耗:		
$P_{SQN1} = \frac{1}{2} \cdot (C_{o(er)} + C_{DS}) \cdot (V_{DCMin} - V_R)^2 \cdot f_S$	(公式 65)	$P_{SQN1} = \frac{1}{2} \times (3 + 4) \times 10^{-12} \times (95.69 - 90.2)^2 \times 55 \times 10^3 = 5.792\mu W$
处于 V_{ACmin} 情况下的导通损耗:		
$P_{D1} = I_{PRMS}^2 \cdot R_{DSon@T_j}$	(公式 66)	$P_{D1} = (0.33)^2 \cdot 8.59 = 928.3mW$

第五代准谐振 FLYCAL 设计示例

处于 V_{ACmin} 情况下的总 MOSFET 损耗:

$$P_{MOSFET1} = P_{SON1} + P_{D1} \quad (\text{公式 67})$$

$$P_{MOSFET1} = 5.792 \mu W + 928.3 mW = 928.3 mW$$

处于 V_{ACmax} 情况下的 MOSFET 损耗:

处于 V_{ACmax} 情况下的开关损耗:

$$P_{SON2} = \frac{1}{2} \cdot (C_{o(er)} + C_{DS}) \cdot (V_{DCMaxPk} - V_R)^2 \cdot f_S \quad (\text{公式 68})$$

$$P_{SON1} = \frac{1}{2} \times (3+4) \times 10^{-12} \times (424.26 - 90.2)^2 \times 72 \times 10^3 = 32.9 mW$$

处于 V_{ACmax} 情况下的导通损耗:

$$P_{D2} = \frac{1}{3} \cdot R_{DS(on) @ T_J} \cdot I_{PMAX}^2 \cdot \left(\frac{L_P \cdot I_{PMAX} \cdot f_S}{V_{DCMaxPk}} \right) \quad (\text{公式 69})$$

$$P_{D2} = \frac{1}{3} \times 8.59 \times (0.82)^2 \times \left(\frac{1 \times 10^{-3} \times 0.82 \times 72 \times 10^3}{424.26} \right) = 255.15 mW$$

处于 V_{ACmax} 情况下的总 MOSFET 损耗:

$$P_{MOSFET2} = P_{SON2} + P_{D2} \quad (\text{公式 70})$$

$$P_{MOSFET2} = 32.86 mW + 255.15 mW = 288 mW$$

MOSFET 损耗:

$$P_{MOSFET} = \max(P_{MOSFET1}, P_{MOSFET2}) \quad (\text{公式 71})$$

$$P_{MOSFET} = \max(928.3 mW, 288 mW) = 928.3 mW$$

8.12 散热片

采用 DSO/DIP 封装的 CoolSET™ 虽无法装配散热片, 但可使用铜散热区设计。不过, CoolMOS™ 在一般情况下是可以使用散热片的。

热阻:

无散热片的情况下 (针对 CoolSET™)

热阻典型值 [K/W]:

$R_{thJA} = 96 \text{ K/W (DIP-7)}$

$R_{thJA} = 110 \text{ K/W (DSO-12)}$

$R_{thJA} = 185 \text{ K/W (DSO-8)}$

$$R_{th} = R_{thJA} \quad (\text{公式 72})$$

$$R_{th} = 96 \text{ K/W}$$

配有散热片的情况下 (针对控制器)

$$R_{th} = R_{thJC} + R_{thHT} + R_{thHS} \quad (\text{公式 73})$$

其中, R_{thJC} : 结壳热阻

R_{thHT} : 外壳至散热片的热阻

R_{thHS} : 散热片至环境的热阻

由 MOSFET 损耗产生的温度增量

$$\Delta T = P_{MOSFET} \cdot R_{th} \quad (\text{公式 74})$$

$$\Delta T = 928.3 mW \cdot 96 \text{ K/W} = 89.1 \text{ K}$$

最高结温:

$$T_{jmax} = T_a + \Delta T \quad (\text{公式 75})$$

$$T_{jmax} = 50^\circ\text{C} + 89.1 = 139.1^\circ\text{C}$$

最高结温不得超过数据表中规定的限值, 典型值为 150°C 。

控制器损耗:

$$P_{Controller} = V_{VCC} \cdot I_{VCC_Normal} \quad (\text{公式 76})$$

$$P_{Controller} = 13.75 \times 0.9 \times 10^{-3} = 12.4 mW$$

总损耗:

参见 CoolMOS™/电源开关数据表
典型值为 1 K/W
具体数值取决于散热片

第五代准谐振 FLYCAL 设计示例

$$P_{Losses} = P_{DIN} + P_{Cu} + P_{DOut1} + P_{DOut2} + P_{Clamp} + P_{MOSFET} + P_{Controller}$$

(公式 77)

发生损耗后的效率考虑:

$$\eta_L = \frac{P_{OutMax}}{P_{OutMax} + P_{Losses}}$$

(公式 78)

请注意，以上效率数据是基于**最差情况**计算得出的，即出现最大损耗现象。

$$P_{Losses} = 0.74 + 0.24 + 0.70 + 0.11 + 0.51 + 0.9283 + 0.0124 = 3.13W$$
$$\eta_L = \frac{16}{16 + 3.13} = 83.62\%$$

8.13 调节回路

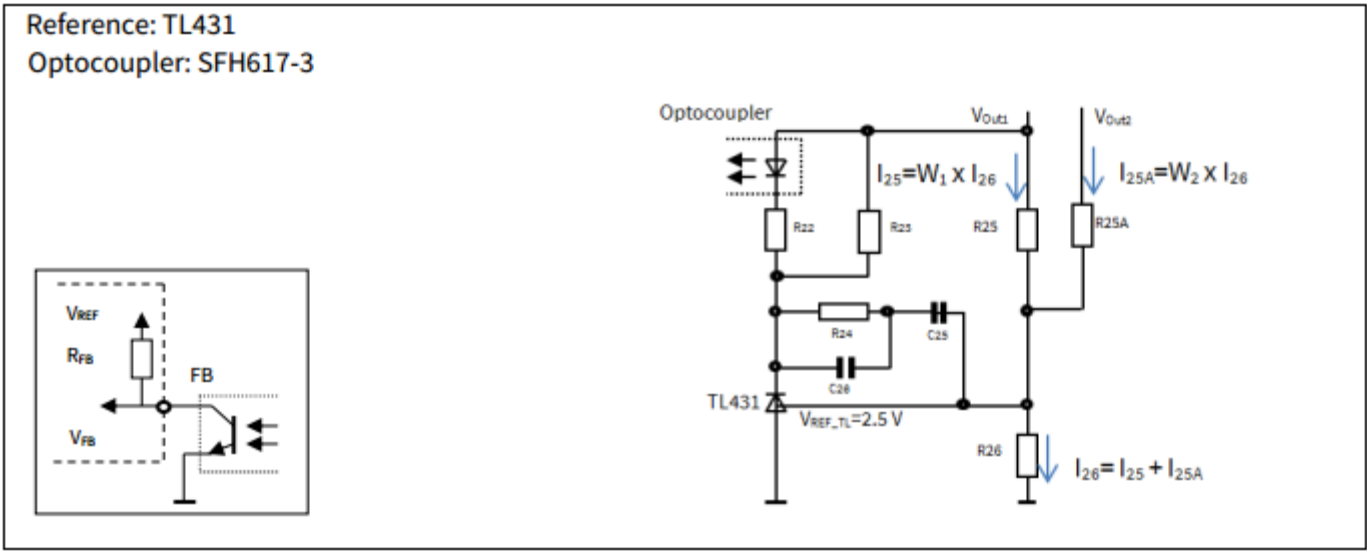


图 26 调节回路

TL431 基准电压:	V _{REF_TL}	2.5 V
TL431 二极管的最小电流:	I _{KAmin}	1 mA
SFH617-3 二极管的最大电流:	I _{Fmax}	10 mA
光耦合器二极管的正向电压:	V _{FOpto}	1.25 V
光耦合器增益	G _C (150%)	1.5
经过修整的 CoolSET™ 基准电压:	V _{REF}	3.3 V
PWM-OP 增益	G _{PWM}	2.05
CoolSET™	V _{FBmax}	2.75 V
V _{Out1} 的加权系数	W ₁	0.6
V _{Out2} 的加权系数	W ₂	0.4
反馈电阻器 R26 的电流	I _{R26}	1 mA
R _{FB} (反馈上拉电阻器)	R _{FB}	15 kΩ

第五代准谐振 FLYCAL 设计示例

初级侧:

最大反馈电流:

$$I_{FB\max} = \frac{V_{REF}}{R_{FB}} \quad (\text{公式 79}) \quad I_{FB\max} = \frac{3.3}{15 \times 10^3} = 0.22\text{mA}$$

最小反馈电流:

$$I_{FB\min} = \frac{V_{REF} - V_{FB\max}}{R_{FB}} \quad (\text{公式 80}) \quad I_{FB\min} = \frac{3.3 - 2.75}{15 \times 10^3} = 0.036\text{mA}$$

次级侧:

分压器的 R26 值:

$$R_{26} = \left(\frac{V_{REF_TL}}{I_{26}} \right) \quad (\text{公式 112}) \quad R_{25} = \left(\frac{2.5}{1 \times 10^3} \right) = 2.5\text{k}\Omega$$

分压器的 R26 值:	R26	2.5	kΩ
-------------	-----	-----	----

分压器的 R25 值:

$$R_{25} = \left(\frac{V_{Out1} - V_{REF_TL}}{W_1 \times I_{26}} \right) \quad (\text{公式 112A}) \quad R_{25} = \left(\frac{12 - 2.5}{0.6 \times 1 \times 10^3} \right) = 15.83\text{k}\Omega$$

分压器的 R25 值:	R25	16	kΩ
-------------	-----	----	----

分压器的 R25A 值:

$$R_{25A} = \left(\frac{V_{Out2} - V_{REF_TL}}{W_2 \times I_{26}} \right) \quad (\text{公式 112B}) \quad R_{25A} = \left(\frac{5 - 2.5}{0.4 \times 1 \times 10^3} \right) = 6.25\text{k}\Omega$$

分压器的 R25A 值:	R25A	6.2	kΩ
--------------	------	-----	----

为光耦合器二极管供电的 R22 值

$$R_{22} \geq \frac{V_{Out1} - (V_{FOpto} + V_{REF_TL})}{I_{F\max}} \quad (\text{公式 82}) \quad R_{22} \geq \frac{12 - (1.25 + 2.5)}{10 \times 10^3} = 825\Omega$$

为光耦合器二极管供电的 R22 值	R22	820	Ω
-------------------	-----	-----	---

为 TL431 二极管供电的 R23 值

$$R_{23} \leq \frac{V_{FOpto} + \left(R_{22} \cdot \frac{I_{FB\min}}{G_c} \right)}{I_{KA\min}} \quad (\text{公式 83}) \quad R_{23} \leq \frac{1.25 + \left(820 \times \frac{0.036 \times 10^{-3}}{2} \right)}{1 \times 10^{-3}} = 1.27\text{k}\Omega$$

为 TL431 二极管供电的 R23 值	R23	1.2	kΩ
----------------------	-----	-----	----

来自调节回路的输出电压:

$$V_{OUT1_RL} = (R_{25} \times W_1 \times I_{26}) + V_{REF_TL} \quad (\text{公式 112A}) \quad V_{OUT_RL} = (16 \times 10^3 \times 0.6 \times 1 \times 10^{-3}) + 2.5 = 12.1\text{V}$$

$$V_{OUT1_RL} = (R_{25A} \times W_2 \times I_{26}) + V_{REF_TL} \quad (\text{公式 112B}) \quad V_{OUT_RL} = (6.2 \times 10^3 \times 0.4 \times 1 \times 10^{-3}) + 2.5 = 4.98\text{V}$$

第五代准谐振 FLYCAL 设计示例

调节回路元件:

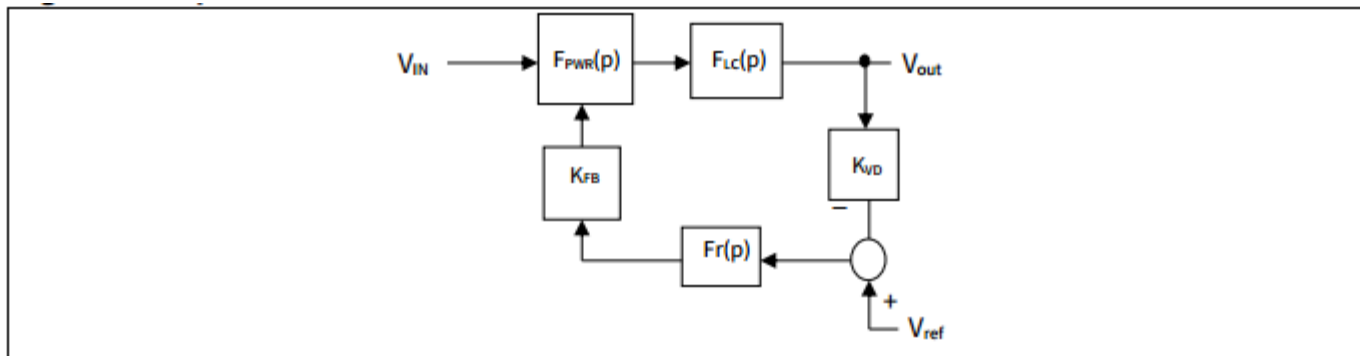


图 27 调节回路示意框图

反馈传递参数:

反馈传递参数:

$$K_{FB} = \frac{G_c \cdot R_{FB}}{R22} \quad (\text{公式 85})$$

反馈传递参数增益:

$$G_{FB} = 20 \cdot \log(K_{FB}) \quad (\text{公式 86})$$

分压器传递参数:

$$K_{VD} = \frac{V_{REF_TL}}{V_{OUT_RL}} = \frac{R26}{R25 + R26} \quad (\text{公式 87})$$

分压器传递参数增益:

$$G_{VD} = 20 \cdot \log(K_{VD}) \quad (\text{公式 88})$$

传递参数的零点和极点:

最大负载极点处的电阻:

$$R_{LH} = \frac{V_{OUT_RL}^2}{P_{OutMax}} \quad (\text{公式 89})$$

最小负载极点处的电阻:

$$R_{LL} = \frac{V_{OUT_RL}^2}{P_{OutMin}} \quad (\text{公式 90})$$

最大负载极点处功率级的极点:

$$f_{OH} = \frac{1}{\pi \cdot R_{LH} \cdot (nc \cdot C_{OUT})} \quad (\text{公式 91})$$

最小负载极点处功率级的极点:

$$f_{OL} = \frac{1}{\pi \cdot R_{LL} \cdot (nc \cdot C_{OUT})} \quad (\text{公式 92})$$

为了在低负载条件下具备充足的相位裕度, 我们所选补偿网络的零点频率位于功率级最小与最大负载极点之间的中间位置。

补偿网络的零点频率:

$$K_{FB} = \frac{1.5 \times 15 \times 10^3}{820} = 27.44$$

$$G_{FB} = 20 \times \log 27.44 = 28.77 \text{ dB}$$

$$K_{VD} = \frac{2.5 \times 10^3}{16 \times 10^3 + 2.5 \times 10^3} = 0.14$$

$$G_{VD} = 20 \times \log(0.14) = -17.38 \text{ dB}$$

$$R_{LH} = \frac{12^2}{16} = 9 \Omega$$

$$R_{LL} = \frac{12^2}{3.2} = 45 \Omega$$

$$f_{OH} = \frac{1}{\pi \times 9 \times (1 \times 1000 \times 10^6)} = 35.37 \text{ Hz}$$

$$f_{OL} = \frac{1}{\pi \times 45 \times (1 \times 1000 \times 10^6)} = 7.07 \text{ Hz}$$

第五代准谐振 FLYCAL 设计示例

$$f_{OM} = f_{OH} \cdot 10^{0.5 \cdot \log\left(\frac{f_{OL}}{f_{OH}}\right)} \quad (\text{公式 93})$$

$$f_{OM} = 35.37 \times 10^{0.5 \cdot \log\left(\frac{7.07}{35.37}\right)} = 15.82 \text{ Hz}$$

我们的目标是通过调节稳压器的传递参数，以在工作范围内获得同等增益，并补偿功率级 $F_{PWR}(\omega)$ 的极点 f_o 。由于输出电容器已获得零点补偿（公式 53），可与 LC 滤波器极点（公式 56）一同忽略不计。由此，功率级的传递参数即可简化为单极点振应。为计算开环增益，必须选择穿越频率。随后即可在选定穿越频率下，以最大输出功率计算功率级的增益。

0 dB 穿越频率: f_g 3 kHz

瞬态阻抗计算:

瞬态阻抗定义了峰值电流水平与反馈引脚电压间的正比关系，是计算功率级放大的必要条件。

瞬态阻抗:

$$Z_{PWM} = \frac{\Delta V_{FB}}{\Delta I_{PK}} = G_{PWM} \cdot \frac{R_{Sense}}{V_{Csth}} \quad (\text{公式 94})$$

$$Z_{PWM} = 2.05 \times \frac{1.214}{1} = 2.49 \frac{V}{A}$$

穿越频率处的功率级:

$$|F_{PWR}(f_g)| = \frac{1}{Z_{PWM}} \cdot \sqrt{\frac{R_{LH} \cdot L_P \cdot f \cdot \eta_P}{2}} \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_g}{f_{OM}}\right)^2}} \right) \quad (\text{公式 95})$$

$$|F_{PWR}(f_g)| = \frac{1}{2.49} \times \sqrt{\frac{9 \times 10^{-3} \times 55 \times 10^{-3} \times 0.85}{2}} \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{3 \times 10^3}{35.37}\right)^2}} \right) = 0.069$$

穿越频率处功率级的增益:

$$G_{PWR}(f_g) = 20 \cdot \log(|F_{PWR}(f_g)|) \quad (\text{公式 96})$$

$$G_{PWR}(3 \text{ kHz}) = 20 \times \log(0.069) = -23.22 \text{ dB}$$

计算穿越频率 (f_g) 处的开环增益:

$$G_{OL}(\omega) = G_s(\omega) + G_r(\omega) = 0 \quad (\text{公式 97})$$

利用传递参数公式，计算 f_g 处的调节回路增益:

$$G_s(\omega) = G_{FB} + G_{PWR} + G_{VD} \quad (\text{公式 98})$$

$$G_s(\omega) = 28.77 - 23.22 - 17.38 = -11.839 \text{ dB}$$

稳压器各元件:

$$G_r(\omega) = 0 - G_s(\omega) \quad (\text{公式 99})$$

$$G_r(\omega) = 0 - (-11.839 \text{ dB}) = 11.839 \text{ dB}$$

补偿网络的 R24 值:

$$R24 = 10^{\frac{G_r}{20}} \cdot \frac{R25 \cdot R26}{R25 + R26} \quad (\text{公式 100})$$

$$R24 = 10^{\frac{11.83}{20}} \times \frac{2.5 \times 10^3 \times 16 \times 10^3}{2.5 \times 10^3 + 16 \times 10^3} = 8.45 \text{ k}\Omega$$

补偿网络的 R24 值: R24 12 kΩ

第五代准谐振 FLYCAL 设计示例

8.13.1.1.1 补偿网络的 C26 值:

$$C_{26} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{24} \cdot f_g} \quad (\text{公式 101}) \quad C_{26} = \frac{1}{2 \times \pi \times 12 \times 10^3 \times 3 \times 10^3} = 4.4 \text{ nF}$$

使用表 E12, 查找最近的较高值:

补偿网络的 C26 值:	C26	4.7	nF
补偿网络的 C25 值:			

$$C_{25} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{24} \cdot f_{OM}} - C_{26} \quad (\text{公式 102}) \quad C_{25} = \frac{1}{2 \times \pi \times 12 \times 10^3 \times 15.82} - 4.7 \times 10^{-9} = 833 \text{ nF}$$

补偿网络的 C25 值:	C25	820	nF
--------------	-----	-----	----

8.14 过零和输出过压保护

过零和输出过压保护的 $R_{ZC}(R_{15})$ 值:

V_{Out_OVP} 自定义值:	V_{Out_OVP}	16	V
数据表中的 R_{ZCD} 值:	R_{ZCD}	3	k Ω

$$R_{15} = R_{ZCD} \times \left[\left(\frac{N_{VCC}}{N_{S1}} \times \frac{V_{Out_OVP} + V_{FOut}}{V_{ZCD_OVP_Min}} \right) - 1 \right] \quad (\text{公式 103}) \quad R_{15} = 3 \times 10^3 \times \left[\left(\frac{14}{12} \times \frac{16 + 0.3}{1.9} \right) - 1 \right] = 27.03 \text{ k}\Omega$$

过零和输出过压保护的 R_{15} 值:	R_{15}	27	k Ω
------------------------	----------	----	------------

过零和输出过压保护的 C_{19} 值:

测得的 f_{osc2} (见图 4):	f_{osc2}	820	kHz
控制器延迟时间:	t_{delay}	100	ns

$$C_{19} = \tan \left[2 \times \pi \times \left(\frac{1}{4} - t_{delay} \times f_{osc2} \right) \right] \times \frac{R_{15} + R_{ZCD}}{R_{15} \times R_{ZCD}} \times \frac{1}{2 \times \pi \times f_{osc2}} \quad (\text{公式 104}) \quad C_{19} = \tan \left[2 \times \pi \times \left(\frac{1}{4} - 100 \times 10^{-9} \times 820 \times 10^3 \right) \right] \times \frac{27 \times 10^3 + 3 \times 10^3}{27 \times 10^3 \times 3 \times 10^3} \times \frac{1}{2 \times \pi \times 820 \times 10^3} = 127 \text{ pF}$$

过零和输出过压保护的 C_{19} 值:	C_{19}	120	pF
------------------------	----------	-----	----

8.15 线路过压保护、欠压及选择

分压器电阻 R_{11} ($R_{18} + R_{18A} + R_{18B}$) 和 R_{12} (R_{19}) 可用于定义系统的线路过压保护和欠压。

线路过压保护和欠压的 R_{19} 值:

$V_{Line_OVP_AC}$ 自定义值:	$V_{Line_OVP_AC}$	320	V
数据表的 V_{VIN_LOVP} 值:	V_{VIN_LOVP}	2.9	V
数据表的 V_{VIN_BO} 值:	V_{VIN_BO}	0.4	V
数据表的 V_{VIN_LOVP} 值:	V_{VIN_BI}	0.66	V
数据表的 V_{VIN_REF} 值:	V_{VIN_REF}	1.52	V
选定的 R_{11} ($R_{18} + R_{18A} + R_{18B}$) 值:	R_{11}	9	M Ω

$$R_{19} > \frac{R_{11} \times V_{VIN_LOVP}}{(V_{Line_OVP_AC} \times \sqrt{2}) - V_{VIN_LOVP}} \quad (\text{公式 105A}) \quad R_{19} > \frac{9 \times 10^6 \times 2.9}{(320 \times \sqrt{2}) - 2.9} = 58.04 \text{ k}\Omega$$

第五代准谐振 FLYCAL 设计示例

线路过压保护和欠压的 R _{I2} (R _{I9}) 值:	R _{I9}	58.3	kΩ
使用所选 R _{I9} 的 V _{BrownIn_AC} 值: $V_{BrownIn_AC} = \frac{\left(V_{VIN_BI} \times \frac{R_{I1} + R_{I2}}{R_{I2}} \right) + V_{DC\ Ripple}}{\sqrt{2}} \quad \text{(公式 106)}$		$V_{BrownOut_AC} = \frac{\left(0.66 \times \frac{9 \times 10^6 + 58.3 \times 10^3}{58.3 \times 10^3} \right)}{\sqrt{2}} = 73V$	
使用所选 R _{I9} 和 V _{DC Ripple} (针对满载状态) 的 V _{Brown-out_AC} 值: $V_{BrownOut_AC} = \frac{\left(V_{VIN_BO} \times \frac{R_{I1} + R_{I2}}{R_{I2}} \right) + V_{DC\ Ripple}}{\sqrt{2}} \quad \text{(公式 107)}$		$V_{BrownOut_AC} = \frac{\left(0.4 \times \frac{9 \times 10^6 + 58.3 \times 10^3}{58.3 \times 10^3} \right) + 24.5}{\sqrt{2}} = 61V$	
使用所选 R _{I9} 并忽略 V _{DC Ripple} (针对满载状态) 的 V _{Brown-out_AC} 值:		$V_{BrownOut_AC} = \frac{\left(0.4 \times \frac{9 \times 10^6 + 58.3 \times 10^3}{58.3 \times 10^3} \right)}{\sqrt{2}} = 44V$	
使用所选 R _{I9} 和 V _{DC Ripple} (针对满载状态) 的 V _{LineSelection_AC} 值: $V_{LineSelection_AC} = \frac{\left(V_{VIN_REF} \times \frac{R_{I1} + R_{I2}}{R_{I2}} \right) + V_{DC\ Ripple}}{\sqrt{2}} \quad \text{(公式 108)}$		$V_{LineSelection_AC} = \frac{\left(1.52 \times \frac{9 \times 10^6 + 58.3 \times 10^3}{58.3 \times 10^3} \right) + 24.5}{\sqrt{2}} = 184V$	
使用所选 R _{I9} 并忽略 V _{DC Ripple} (针对满载状态) 的 V _{LineSelection_AC} 值:		$V_{LineSelection_AC} = \frac{\left(1.52 \times \frac{9 \times 10^6 + 58.3 \times 10^3}{58.3 \times 10^3} \right)}{\sqrt{2}} = 167V$	

9 参考资料

- [1] [ICE5QSAG 数据表, 英飞凌科技股份有限公司](#)
- [2] [ICE5QSBG 数据表, 英飞凌科技股份有限公司](#)
- [3] [ICE5QRxxxxBG 数据表, 英飞凌科技股份有限公司](#)
- [4] [ICE5QRxxxxAx 数据表, 英飞凌科技股份有限公司](#)
- [5] [采用 ICE5QSBG 和 IPA80R600P7G 的 60W 12V 5V SMPS 演示板](#)
- [6] [采用 ICE5QR4780AZ 的 AN-201609_PL83_025-16W 12V 5V SMPS 演示板](#)
- [7] [FlyCal_QR_Q5 CoolSET_V1.0](#)

修订记录

修订记录

文档版本	发布日期	变更说明
V 1.3	2020 年 3 月 23 日	第 19 页，第 4.10 节 更新保护功能 第 21 页，典型应用电路 更新原理图 第 24 页，第五代准谐振 IC 的输出功率 更新模型和输出功率曲线 第 35 页，绝缘层厚度 更新厚度与计算 第 49 页，参考资料 更新链接
V 1.2	2019 年 7 月 24 日	第 19 页，第 4.10 节 更新保护功能
V 1.1	2017 年 9 月 18 日	第 25 和 27 页 增加 ICE5QR1070AZ 第 29 至 48 页 双输出设计示例
V 1.0	2017 年 3 月 10 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 2020-03-23

发布者

英飞凌科技股份有限公司

81726, 德国慕尼黑

© 2020 英飞凌科技股份有限公司

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_201609_PL83_026

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，英飞凌科技股份有限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。