



SMPS 交流/直流参考设计 用户指南

请注意以下有关 Microchip 器件代码保护功能的要点:

- Microchip 的产品均达到 Microchip 数据手册中所述的技术指标。
- Microchip 确信: 在正常使用的情况下, Microchip 系列产品是当今市场上同类产品中更安全的产品之一。
- 目前, 仍存在着恶意、甚至是非法破坏代码保护功能的行为。就我们所知, 所有这些行为都不是以 Microchip 数据手册中规定的操作规范来使用 Microchip 产品的。这样做的人极可能侵犯了知识产权。
- Microchip 愿与那些注重代码完整性的客户合作。
- Microchip 或任何其他半导体厂商均无法保证其代码的安全性。代码保护并不意味着我们保证产品是“牢不可破”的。

代码保护功能处于持续发展中。Microchip 承诺将不断改进产品的代码保护功能。任何试图破坏 Microchip 代码保护功能的行为均可视为违反了《数字器件千年版权法案 (Digital Millennium Copyright Act)》。如果这种行为导致他人在未经授权的情况下, 能访问您的软件或其他受版权保护的成果, 您有权依据该法案提起诉讼, 从而制止这种行为。

提供本文档的中文版本仅为为了便于理解。请勿忽视文档中包含的英文部分, 因为其中提供了有关 Microchip 产品性能和使用情况的有用信息。Microchip Technology Inc. 及其分公司和相关公司、各级主管与员工及事务代理机构对译文中可能存在的任何差错不承担任何责任。建议参考 Microchip Technology Inc. 的英文原版文档。

本出版物中所述的器件应用信息及其他类似内容仅为为您提供便利, 它们可能由更新之信息所替代。确保应用符合技术规范, 是您自身应负的责任。Microchip 对这些信息不作任何明示或暗示、书面或口头、法定或其他形式的声明或担保, 包括但不限于针对其使用情况、质量、性能、适销性或特定用途的适用性的声明或担保。Microchip 对因这些信息及使用这些信息而引起的后果不承担任何责任。如果将 Microchip 器件用于生命维持和/或生命安全应用, 一切风险由买方自负。买方同意在由此引发任何一切伤害、索赔、诉讼或费用时, 会维护和保障 Microchip 免于承担法律责任, 并加以赔偿。在 Microchip 知识产权保护下, 不得暗中或以其他方式转让任何许可证。

商标

Microchip 的名称和徽标组合、Microchip 徽标、dsPIC、KEELOQ、KEELOQ 徽标、MPLAB、PIC、PICmicro、PICSTART、PIC³² 徽标、rfPIC 和 UNI/O 均为 Microchip Technology Inc. 在美国和其他国家或地区的注册商标。

FilterLab、Hampshire、HI-TECH C、Linear Active Thermistor、MXDEV、MXLAB、SEEVAL 和 The Embedded Control Solutions Company 均为 Microchip Technology Inc. 在美国的注册商标。

Analog-for-the-Digital Age、Application Maestro、chipKIT、chipKIT 徽标、CodeGuard、dsPICDEM、dsPICDEM.net、dsPICworks、dsSPEAK、ECAN、ECONOMONITOR、FanSense、HI-TIDE、In-Circuit Serial Programming、ICSP、Mindi、MiWi、MPASM、MPLAB Certified 徽标、MPLIB、MPLINK、mTouch、Omniscient Code Generation、PICC、PICC-18、PICDEM、PICDEM.net、PICkit、PICtail、REAL ICE、rfLAB、Select Mode、Total Endurance、TSHARC、UniWinDriver、WiperLock 和 ZENA 均为 Microchip Technology Inc. 在美国和其他国家或地区的商标。

SQTP 是 Microchip Technology Inc. 在美国的服务标记。

在此提及的所有其他商标均为各持有公司所有。

© 2011, Microchip Technology Inc. 版权所有。

ISBN: 978-1-61341-724-9

QUALITY MANAGEMENT SYSTEM
CERTIFIED BY DNV
== ISO/TS 16949:2002 ==

Microchip 位于美国亚利桑那州 Chandler 和 Tempe 与位于俄勒冈州 Gresham 的全球总部、设计和晶圆生产厂及位于美国加利福尼亚州和印度的设计中心均通过了 ISO/TS-16949:2009 认证。Microchip 的 PIC® MCU 与 dsPIC® DSC、KEELOQ® 跳码器件、串行 EEPROM、单片机外设、非易失性存储器和模拟产品严格遵守公司的质量体系流程。此外, Microchip 在开发系统的设计和生产方面的质量体系也已通过了 ISO 9001:2000 认证。

目录

前言	1
第 1 章 简介	7
1.1 系统规范	7
1.2 框图	8
1.3 多相同步降压转换器	19
1.4 每个模块的 I/O 信号列表、信号类型和预期信号电平	21
第 2 章 硬件设计	25
2.1 PFC 升压转换器	25
2.2 全桥 ZVT 转换器	30
2.3 单相同步降压转换器	41
2.4 三相同步降压转换器	43
2.5 辅助电源	45
第 3 章 软件设计	51
3.1 概述	51
3.2 控制软件的结构	52
3.3 初级侧控制软件 (PFC_ZVT)	54
3.4 次级侧控制软件 (DC_DC)	61
3.5 辅助软件程序	64
第 4 章 系统运行	67
4.1 系统设置	67
4.2 系统运行	72
附录 A 电路板布线和原理图	75
A.1 简介	75
A.2 SMPS 交流 / 直流参考设计布线	75
A.3 SMPS 交流 / 直流参考设计原理图	77

附录 B 测试结果.....93

 B.1 软启动和过冲 93

 B.2 动态负载响应 95

 B.3 输出电压纹波 99

 B.4 输入电流 101

 B.5 效率 103

 B.6 输入电流总谐波失真（ITHD） 103

 B.7 功率因数 103

 B.8 测试结果表 104

附录 C 参考资料.....109

索引111

全球销售及服务网点114

前言

客户须知

所有文档均会过时，本文档也不例外。Microchip 的工具和文档将不断演变以满足客户的需求，因此实际使用中有些对话框和 / 或工具说明可能与本文档所述之内容有所不同。请访问我们的网站 (www.microchip.com) 获取最新文档。

文档均标记有“DS”编号。该编号出现在每页底部的页码之前。DS 编号的命名约定为“DSXXXXXA_CN”，其中“XXXXX”为文档编号，“A”为文档版本。

欲了解开发工具的最新信息，请参考 MPLAB® IDE 在线帮助。从 Help（帮助）菜单选择 Topics（主题），打开现有在线帮助文件列表。

简介

本章包含使用 SMPS 交流 / 直流参考设计前需要了解的一般信息。内容包括：

- 文档编排
- 本指南使用的约定
- 保修登记
- 推荐读物
- Microchip 网站
- 开发系统变更通知客户服务
- 客户支持
- 文档版本历史

文档编排

本文档介绍了如何使用 SMPS 交流 / 直流参考设计开发工具在目标板上仿真和调试固件。本手册的内容编排如下：

- **第 1 章“简介”**——介绍了 SMPS 交流 / 直流参考设计并概述了其特性和背景信息。
- **第 2 章“硬件设计”**——提供了 SMPS 交流 / 直流参考设计的功能概述并标识了主要硬件元件。
- **第 3 章“软件设计”**——提供了硬件设计中使用的软件的功能概述并标识了主要软件组件。
- **第 4 章“系统运行”**——提供了有关 SMPS 交流 / 直流参考设计的系统运行和设置的信息。

SMPS 交流/直流参考设计用户指南

- **附录 A“ 电路板布线和原理图 ”**—— 提供了 SMPS 交流 / 直流参考设计的详细技术图纸（布线图）和原理图。
- **附录 B“ 测试结果 ”**—— 提供了有关获得本文档中引用的源代码的信息。
- **附录 C“ 参考资料 ”**—— 提供了有关本文档使用的所有外部参考资料的详细信息。

本指南使用的约定

本手册采用以下文档约定：

文档约定

说明	涵义	示例
Arial 字体：		
斜体字	参考书目	<i>MPLAB[®] IDE User's Guide</i>
	需强调的文字	 仅有的编译器
首字母大写	窗口	Output 窗口
	对话框	Settings 对话框
	菜单选择	选择 Enable Programmer
引用	窗口或对话框中的字段名	"Save project before build"
带右尖括号且有下划线的斜体文字	菜单路径	<i>File>Save</i>
粗体字	对话框按钮	单击 OK
	选项卡	单击 Power 选项卡
0xnnnn	十六进制数，n 是其中一位	0xFFFF, 0x007A
尖括号 < > 括起的文字	键盘上的按键	按 <Enter>, <F1>
Courier New 字体：		
常规 Courier New	源代码示例	#define START
	文件名	autoexec.bat
	文件路径	c:\mcc18\h
	关键字	_asm, _endasm, static
	命令行选项	-Opa+, -Opa-
	二进制位值	0, 1
	常量	0xFF, 'A'
'bnnnn	二进制数，n 是其中一位	'b00100', 'b10
斜体 Courier New	可变参数	<i>file.o</i> , 其中 <i>file</i> 可以是任一有效文件名
方括号 []	可选参数	mcc18 [选项] <i>file</i> [选项]
花括号和竖线: {}	选择互斥参数；“或”选择	errorlevel {0 1}
省略号 ...	代替重复文字	var_name [, var_name...]
	表示由用户提供的代码	void main (void) { ... }

保修登记

请填写随附的保修登记卡（Warranty Registration Card）并尽快寄出。寄出保修登记卡的用户将可收到新产品更新信息。可在 Microchip 网站上获得临时软件版本。

推荐读物

本用户指南介绍了如何使用 SMPS 交流 / 直流参考设计。下面列出了其他有用的文档。以下 Microchip 文档均已提供，并建议读者作为补充参考材料。

自述文件

有关使用其他工具的最新信息，请阅读相应工具的自述文件，自述文件位于 MPLAB® IDE 安装目录的 Readmes 子目录下。自述文件包含本用户指南中可能未提供的更新信息和已知问题。

应用笔记

下列 SMPS 相关的应用笔记可以从 Microchip 网站下载：

- AN1106 《用 dsPIC® DSC 实现能量转换应用中的功率因数校正》（DS01106A_CN）
- AN1114 《开关电源（SMPS）的拓扑结构（第一部分）》（DS01114A_CN）
- AN1207 《开关电源（SMPS）的拓扑结构（第二部分）》（DS01207A_CN）

MICROCHIP 网站

Microchip 网站（www.microchip.com）为客户提供在线支持。客户可通过该网站方便地获取文件和信息。只要使用常用的互联网浏览器即可访问。网站提供以下信息：

- **产品支持** —— 数据手册和勘误表、应用笔记和示例程序、设计资源、用户指南以及硬件支持文档、最新的软件版本以及归档软件
- **一般技术支持** —— 常见问题解答（FAQ）、技术支持请求、在线讨论组以及 Microchip 顾问计划成员名单
- **Microchip 业务** —— 产品选型和订购指南、最新 Microchip 新闻稿、研讨会和活动安排表、Microchip 销售办事处、代理商以及工厂代表列表

开发系统变更通知客户服务

Microchip 的客户通知服务有助于客户了解 Microchip 产品的最新信息。注册客户可在他们感兴趣的某个产品系列或开发工具发生变更、更新、发布新版本或勘误表时，收到电子邮件通知。

欲注册，请登录 Microchip 网站 www.microchip.com，点击“变更通知客户”（Customer Change Notification）服务并按照注册说明完成注册。

开发系统产品组的分类如下：

- **编译器**——Microchip C 编译器及其他语言工具的最新信息，包括 MPLAB C18 和 MPLAB C30 C 编译器、MPASM™ 和 MPLAB ASM30 汇编器、MPLINK™ 和 MPLAB LINK30 目标链接器，以及 MPLIB™ 和 MPLAB LIB30 目标库管理器。
- **仿真器**——Microchip 在线仿真器的最新信息，包括 MPLAB ICE 2000 和 MPLAB ICE 4000。
- **在线调试器**——Microchip 在线调试器 MPLAB ICD 2 的最新信息。
- **MPLAB® IDE**——关于开发系统工具的 Windows® 集成开发环境 Microchip MPLAB IDE 的最新信息，主要针对 MPLAB IDE、MPLAB SIM 模拟器、MPLAB IDE 项目管理器以及一般编辑和调试功能。
- **编程器**——Microchip 编程器的最新信息，包括 MPLAB PM3 和 PRO MATE II 器件编程器以及 PICSTART® Plus 和 PICKit™ 1 开发编程器。

客户支持

Microchip 产品的用户可通过以下渠道获得帮助：

- 代理商或代表
- 当地销售办事处
- 应用工程师（FAE）
- 技术支持

客户应联系其代理商、代表或应用工程师（FAE）寻求支持。当地销售办事处也可为客户提供帮助。本文档后附有销售办事处的联系方式。

也可通过 <http://support.microchip.com> 获得网上技术支持。

文档版本历史

版本 A（2008 年 2 月）

本文档的初始版本。

版本 B（2008 年 11 月）

此版本包括以下更新：

- 对整篇文档进行了大量更新，以反映软件和硬件为适应 3.3V SMPS dsPIC® DSC 器件（dsPIC33FJ16GS504）而进行的重新设计
- 修改了附录 B“测试结果”（先前名为“源代码”）的内容
- 更新了附录 A“电路板布线和原理图”中的所有电路板布线和原理图

注:

第 1 章 简介

本章介绍 SMPS 交流 / 直流参考设计，包括以下主题：

- 系统规范
- 框图
- 多相同步降压转换器
- 每个模块的 I/O 信号列表、信号类型和预期信号电平

1.1 系统规范

本参考设计描述了采用 SMPS dsPIC[®] DSC (dsPIC33FJ16GS504) 的离线式开关电源 (Switch Mode Power Supply, SMPS) 设计。

SMPS 交流 / 直流参考设计采用通用输入电压范围工作，产生三个输出电压 (12V、3.3V 和 5V)。参考设计的连续输出额定值为 300 瓦。本参考设计基于模块化结构，具有三个主要模块集，如图 1-1 所示。图 1-2 显示了更详细的框图，其中包含 SMPS 交流 / 直流参考设计上实现的所有功能模块。

功率因数校正 (Power Factor Correction, PFC) 电路将通用交流输入电压转换为恒定直流高压，并将正弦输入电流保持在高功率因数。相移零电压转换电路高效地将直流高压转换为与输入交流干线隔离的中间直流低压。多相同步和单相同步降压电路高效地将中间直流低压转换为高电流的极低直流电压。输入和输出规范如下：

- 输入：
 - 输入电压：85 VAC-265 VAC
 - 输入频率：45 Hz-65 Hz
- 输出 (单独加负载)：
 - 输出电压 1 (V_{o1}) = 12V
 - 输出负载 1 (I_{o1}) = 0A-30A
 - 输出电压 2 (V_{o2}) = 3.3V
 - 输出负载 2 (I_{o2}) = 0A-69A
 - 输出电压 3 (V_{o3}) = 5V
 - 输出负载 3 (I_{o3}) = 0A-23A
- 输出 (同时加负载)：
 - 输出电压 2 (V_{o2}) = 3.3V
 - 输出负载 2 (I_{o2}) = 0A-56A
 - 输出电压 3 (V_{o3}) = 5V
 - 输出负载 3 (I_{o3}) = 0A-23A

1.2 框图

如果传统 SMPS 从交流干线汲取的功率超过 75 瓦，则必须实现 PFC。PFC 电路汲取与输入电压同相的输入电流，满载时的输入电流总谐波失真（Total Harmonic Distortion, THD）应小于 5%。PFC 提供了固定的直流高输出电压，该电压需要转换为较低的直流（Direct Current, DC）输出电压并与输入干线隔离。图 1-1 显示了 SMPS 交流 / 直流参考设计高阶框图。图 1-2 显示了详细的框图。

SMPS 交流 / 直流参考设计工作在通用输入电压并产生多个直流输出电压。前端 PFC 升压电路将通用交流输入电压转换为 420V 直流母线电压。相移零电压转换（Zero Voltage Transition, ZVT）电路从 420V 直流母线产生 12V 直流输出电压。相移 ZVT 转换器还提供输出电压与输入交流干线之间的隔离。多相同步降压转换器从 12V 直流母线产生 3.3V 直流电压及 69A 电流。单相同步降压转换器从 12V 直流母线产生 5V 直流电压及 23A 电流。

本章接下来几节将提供 SMPS 交流 / 直流参考设计中实现的主要电源转换模块的概述和背景知识。

图 1-1: SMPS 交流 / 直流参考设计高阶框图

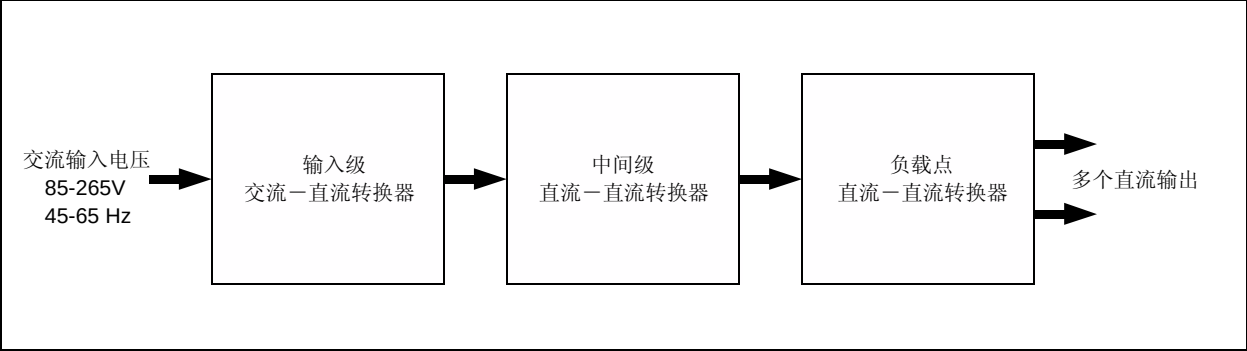
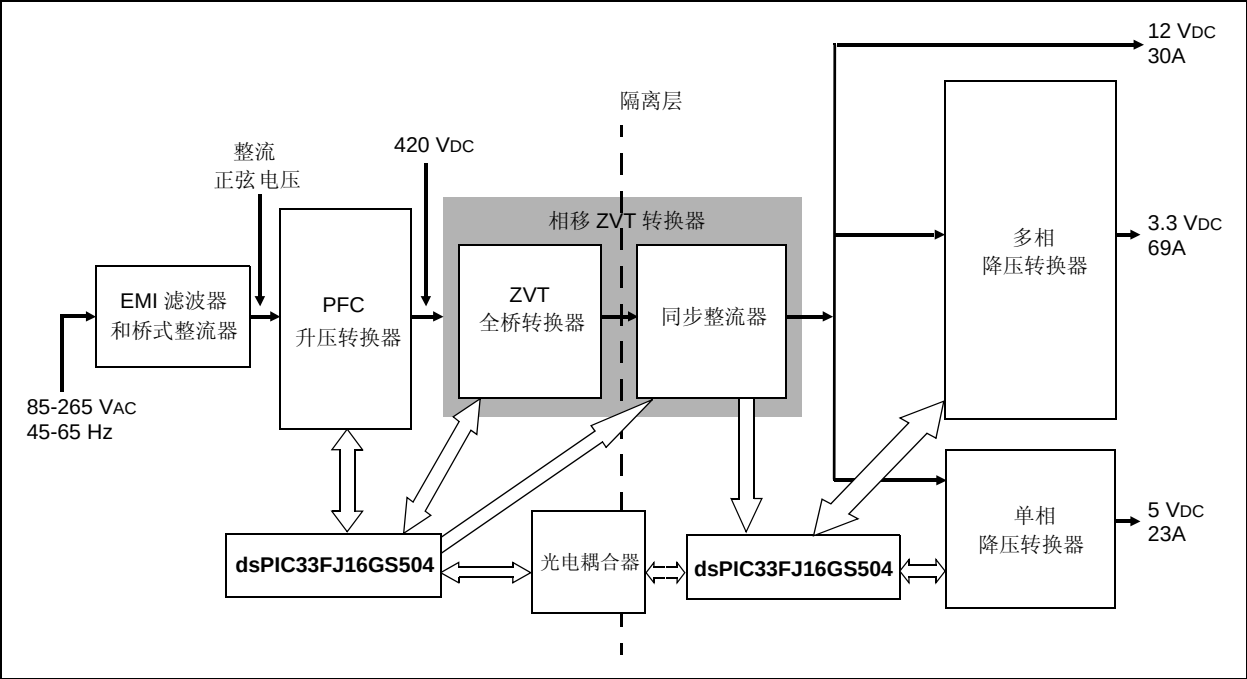


图 1-2: SMPS 交流 / 直流参考设计详细框图



1.2.1 功率因数校正 (PFC)

大多数电源转换应用都包含一个紧随交流电源的交流一直流转换级。整流后获得的直流输出随后用于更多级。具有高峰值振幅的电流脉冲从带有正弦波输入和电容滤波功能的整流电压源汲取。无论与系统连接的负载如何，所汲取的电流都不连续且持续时间较短。由于许多应用需要直流电压源，因此带电容滤波器的整流器是必需的。然而，这会导致不连续的短时电流尖峰。

1.2.1.1 概述和背景信息

在电气系统中，用于定量测量电源质量的两个因素是功率因数 (Power Factor, PF) 和总谐波失真 (THD)。电气系统消耗的有效功率主要由系统的 PF 决定。

为了理解 PF，非常有必要知道功率有以下两个分量：

- 工作功率 (或有功功率)

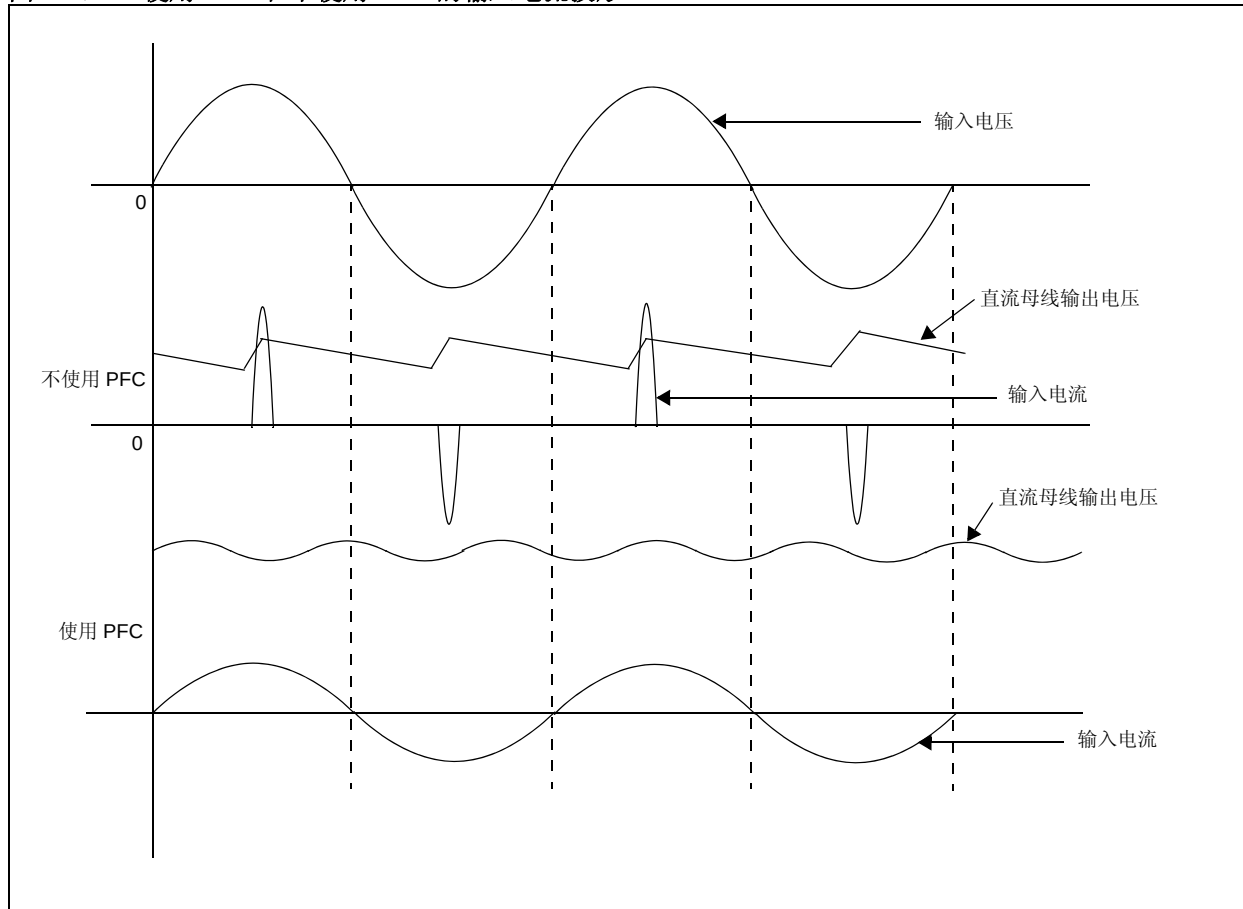
工作功率是在用户电表上记录的实际消耗的功率。工作功率以千瓦 (kW) 表示，在电表上以千瓦时 (kWh) 记录。

- 无功功率

无功功率是维持与工业感性负载 (如感应电机驱动泵或风扇、焊机等) 相关的电磁场所需的功率。无功功率的测量单位为千乏 (kVAR)。包括工作功率和无功功率在内的所需总功率称为视在功率，以千伏安 (kVA) 为单位表示。

功率因数是通过总视在功率计算任意系统所用工作功率大小时使用的一个参数。由于提高功率因数通常会带来明显的经济效益，因此它已成为一个重要的可测量量。图 1-3 显示了使用 PFC 和不使用 PFC 的典型电流波形。

图 1-3: 使用 PFC 和不使用 PFC 的输入电流波形



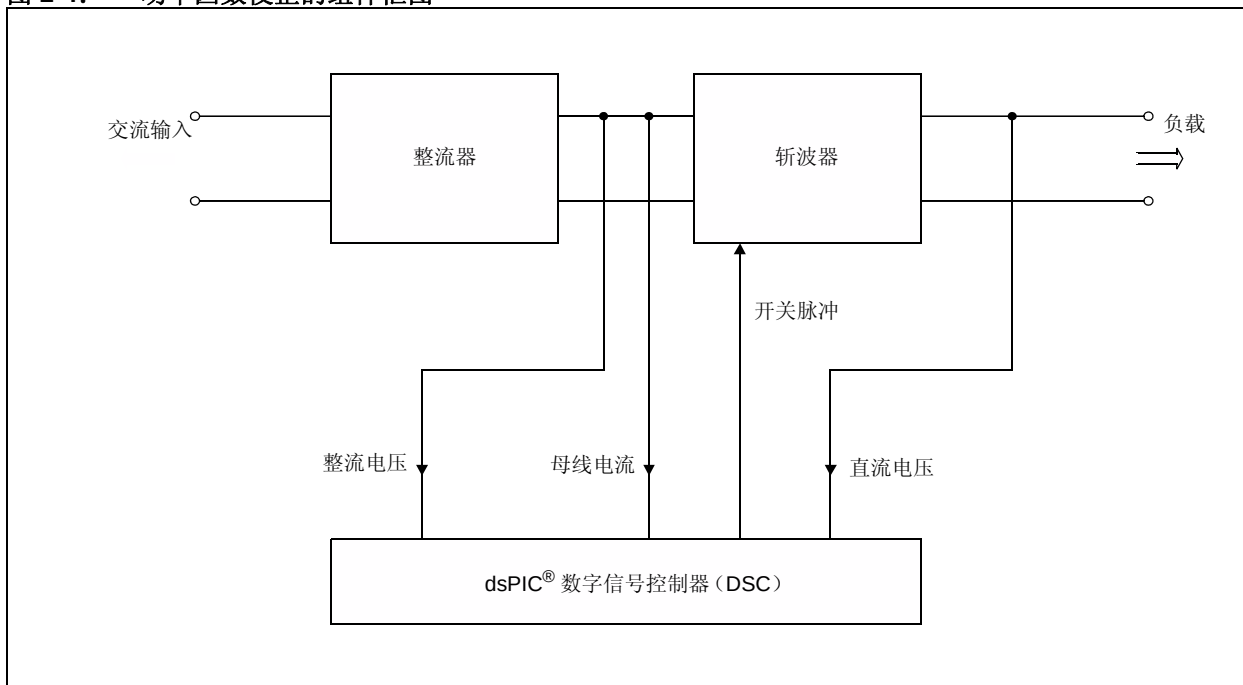
这些波形说明 PFC 可以改善从交流干线电源汲取的输入电流并减小直流母线电压纹波。PFC 的目的是使电源输入类似于简单的电阻。PFC 电路提供的功率因数近似等于 1，且电流 THD 极低 ($< 5\%$)。

图 1-4 显示了交流—直流转换器级的框图，该转换器级将交流输入电压转换为直流电压，并将正弦输入电流保持在高输入功率因数。

输入整流器将电源频率的交流电压转换为单向整流电压。整流后的电压送到斩波电路，在负载上产生一个平滑恒定的直流输出电压。斩波电路由 dsPIC DSC 器件根据以下三种测量反馈信号产生的 PWM 开关脉冲进行控制：

- 整流输入电压
- 直流母线电流
- 直流母线电压

图 1-4: 功率因数校正的组件框图



1.2.1.2 PFC 拓扑

功率因数可通过各种基本拓扑（例如降压、升压和降压 / 升压）实现。

1.2.1.2.1 降压 PFC 电路

在降压 PFC 电路中，输出直流电压低于输入整流电压。需要大过滤器抑制开关纹波，此电路可使功率因数显著增大。在这种情况下，开关（MOSFET）的额定值为 V_{IN} 。图 1-5 显示了降压 PFC 级的电路。图 1-6 显示了降压 PFC 输入电流波形。

图 1-5: 降压 PFC

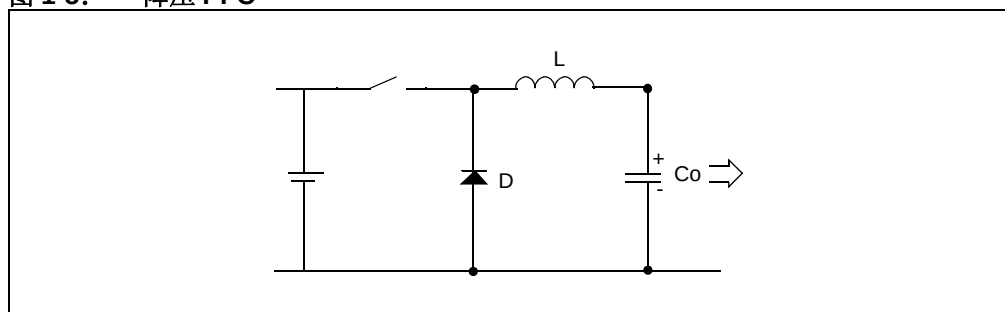


图 1-9: 降压 / 升压 PFC

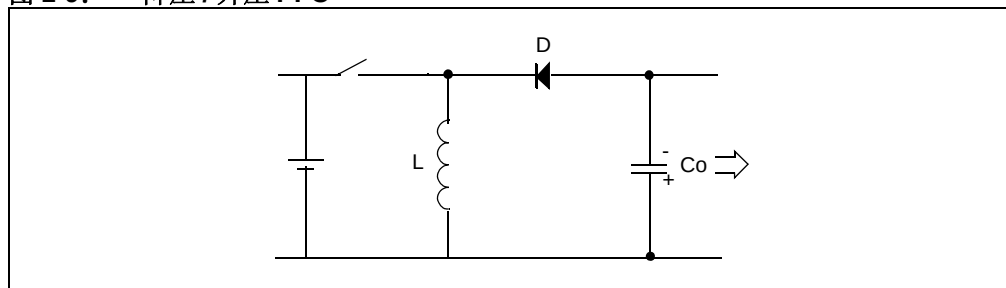
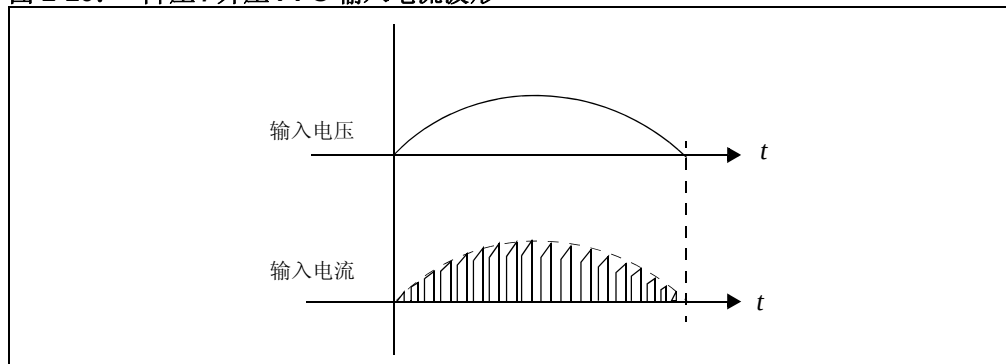


图 1-10: 降压 / 升压 PFC 输入电流波形

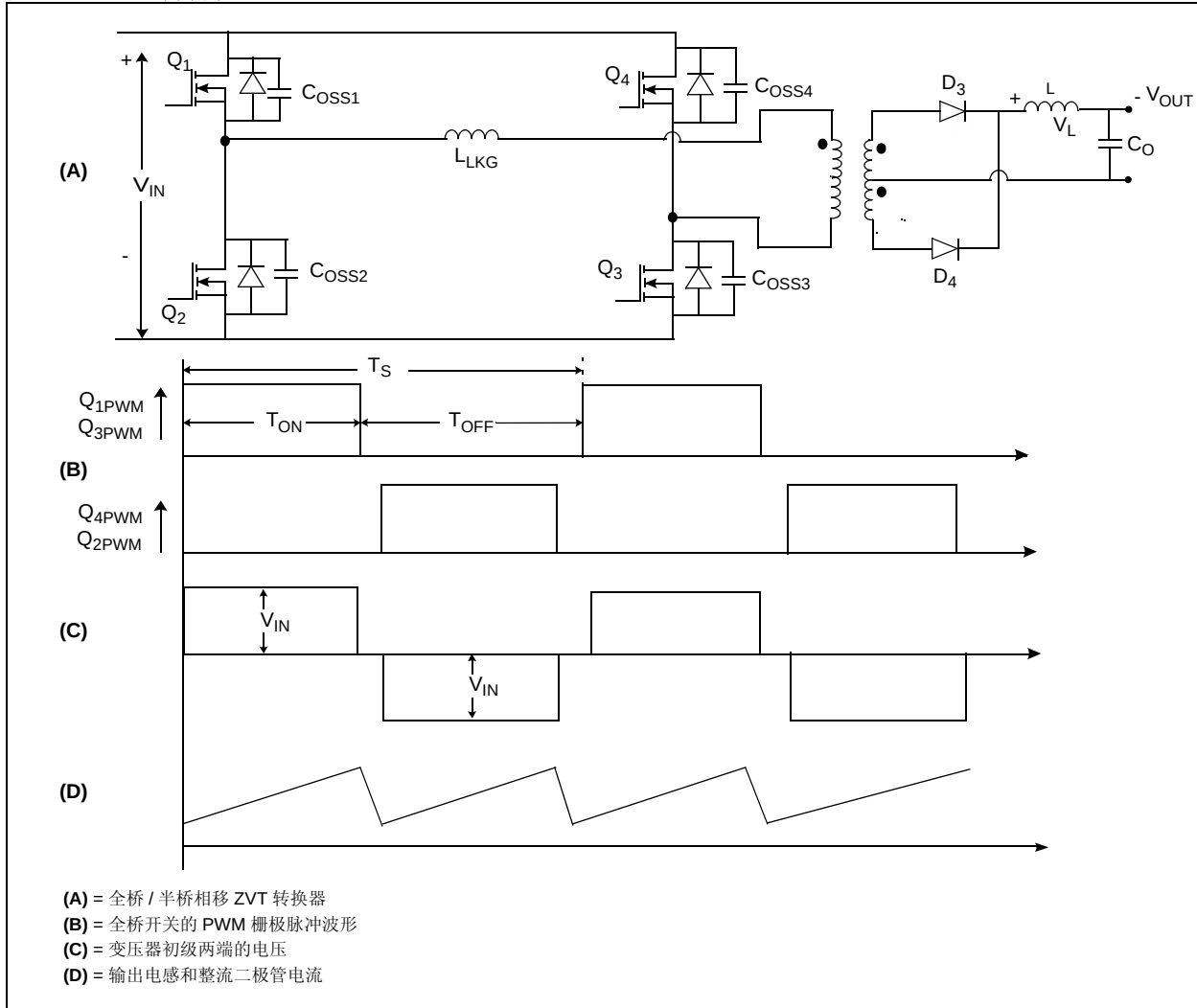


无论输入线路电压和输出负载变化如何，降压转换器和降压 / 升压转换器汲取的输入电流总是不连续的。但是，当升压转换器工作在连续导通模式时，从输入电压源汲取的电流总是连续且平滑的，如图 1-8 所示。此特性使升压转换器成为功率因数校正（PFC）应用的理想选择。在 PFC 中，转换器汲取的输入电流应该连续且足够平滑，以满足输入电流总谐波失真（ITHD）规范，以便使功率因数接近于 1。此外，输入电流应遵循输入正弦电压波形以满足位移因数，以便使功率因数接近于 1。

1.2.2 相移 ZVT 转换器

全桥转换器是变压器隔离的降压转换器。基本原理图和开关波形如图 1-11 所示。变压器初级连接在开关 Q1 和 Q2 以及 Q4 和 Q3 形成的两个桥臂之间。开关 Q1 和 Q2 以及 Q4 和 Q3 在变压器初级产生脉冲交流电压。变压器用于降低脉冲初级电压，同时在输入电压源与输出电压 V_{OUT} 之间提供隔离。全桥转换器配置保留了半桥拓扑的电压属性以及推挽式拓扑的电流属性。对角线开关对 Q1 和 Q3 以及 Q4 和 Q2 以所选开关周期交替切换。由于任何开关两端的最大电压极限值均为 V_{IN} ，在完全利用磁芯与铜箔的情况下，这一组合使全桥转换器成为高输入电压和高功率范围 SMPS 应用的理想选择。

图 1-11: 全桥转换器



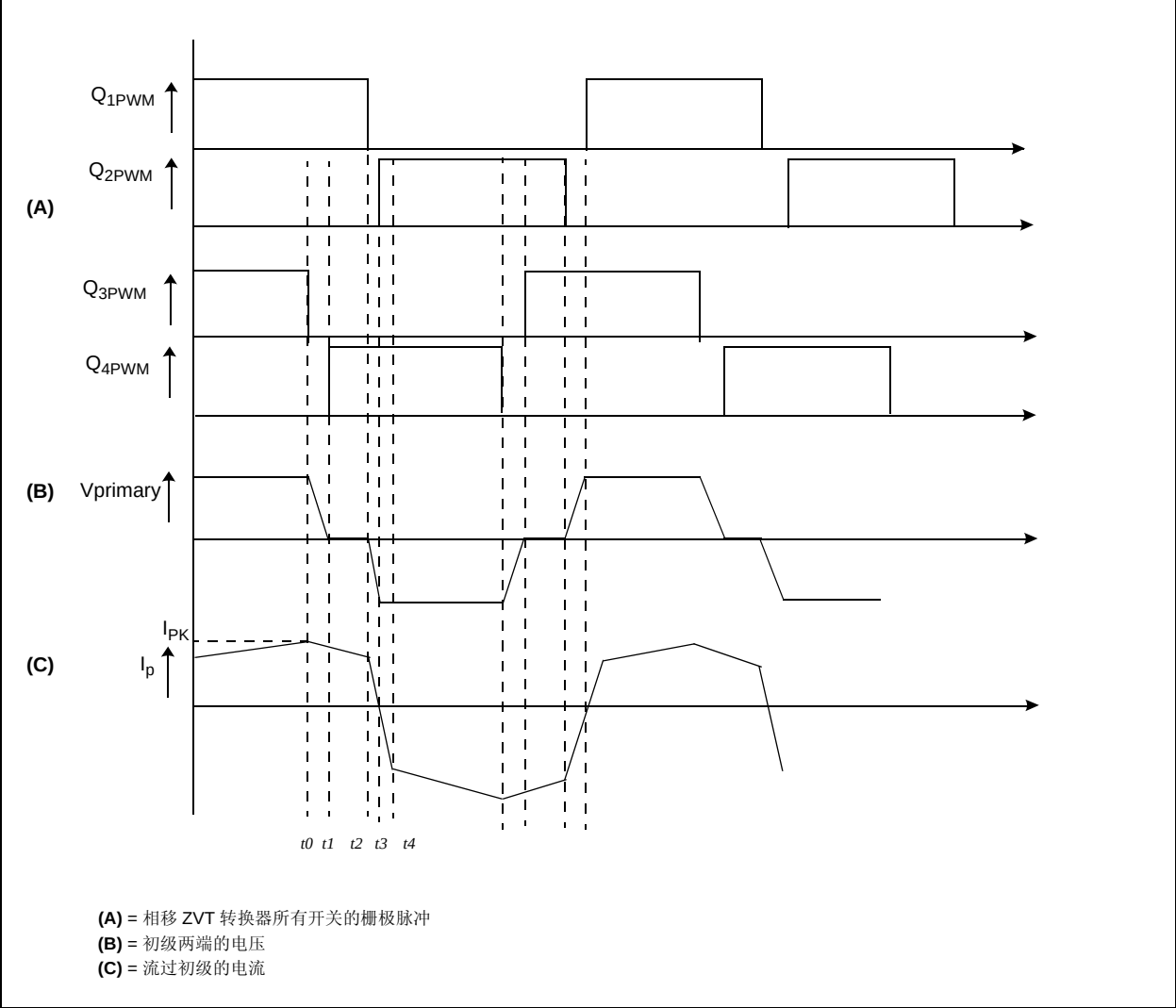
全桥转换器中使用了四个开关，因此增加了开关器件的损耗量。使用 $R_{DS(ON)}$ 较低的 MOSFET 可减少 MOSFET 的导通损耗。使用零电压转换（ZVT）技术、零电流开关（Zero Current Switching, ZCS）技术或者同时使用两种技术可减少开关损耗。在高功率输出和高输入电压的情况下，ZVT 技术更适合于 MOSFET。在相移 ZVT 转换器中，通过改变开关 Q4 相对于 Q1 的相位来控制输出。

在此拓扑中，使用 MOSFET 的寄生输出电容和开关变压器的漏电感作为谐振回路，以在导通转换期间在 MOSFET 两端获得零电压。相移 ZVT 的运行与简单全桥拓扑的运行有两个主要区别。在相移 ZVT 转换器中，两个对角线开关的栅极驱动存在相移。此外，桥式开关网络的两个半桥通过占空比固定为 50% 的互补栅极脉冲驱动。两个半桥开关网络栅极驱动之间的相位差控制从初级到次级的功率流，这会实现有效的占空比。

仅当对角线开关导通时，功率才传送到次级。如果两个桥臂的上开关或下开关同时导通，则变压器初级的两端将施加零电压。因此，在此期间不会向次级传送功率。当相应的对角线开关关断后，初级电流流过各 MOSFET 的输出电容，从而导致开关漏极电压向相反的输入电压轨移动。这会在下一个要导通的 MOSFET 两端产生零电压，该 MOSFET 导通时将产生零电压开关。当电感存储的能量提供的环流足以对各 MOSFET 的输出电容进行充电和放电时，就可能出现这种情况。图 1-12 显示了所需的栅极脉冲以及开关和变压器两端的电压和电流波形。

相移 ZVT 的运行可分为不同的时间间隔。假设变压器正在向负载传送功率，流过初级的电流为 I_{PK} ，对角线开关 Q1 和 Q3 已经导通，在 $t = t_0$ 时，开关 Q3 关断，如图 1-12 所示。

图 1-12: 所需的栅极脉冲以及初级两端的电压和电流



1.2.2.1 时间间隔

- **间隔 1: $t_0 < t < t_1$**

开关 Q3 关断，右桥臂的谐振转换开始。初级电流通过谐振电感 LLK 保持恒定。初级电流将开关 Q3 的输出电容 (C_{oss3}) 充电至输入电压 V_{IN} ，这会使 Q4 的输出电容 (C_{oss4}) 放电至零电位。这样开关 Q4 的两端在其导通前会产生零电位，从而实现零电压开关。在此转换期间，变压器初级电压从 V_{IN} 降至零，初级不再向输出供电。输出电容中存储的电感能量以及初级两端的零电压使两个 MOSFET 平均分担负载电流。

- **间隔 2: $t_1 < t < t_2$**

将 C_{oss3} 充电至 V_{IN} 后，初级电流开始流过 Q4 的内部二极管。然后，Q4 可在 t_1 之后的任意时间导通并进行零电压导通转换。

- **间隔 3: $t_2 < t < t_3$**

在 $t = t_2$ 时，Q1 关断，初级电流通过谐振电感 LLK 保持。此外，在 $t = t_2$ 时，由于存在有限的损耗， I_P 略小于初级峰值电流 I_{PK} 。初级谐振电流将开关 Q1 的输出电容 (C_{oss1}) 充电至输入电压 V_{IN} ，这会使 Q2 的输出电容 (C_{oss2}) 放电至零电位，从而为开关 Q2 的零电压导通做准备。在此转换期间，初级电流衰减至零。左桥臂中开关的 ZVS 取决于谐振电感中存储的能量、初级开关的导通损耗和变压器绕组的损耗。由于左桥臂的换流取决于变压器中存储的泄漏能量，如果存储的泄漏能量不足以实现 ZVS，将需要外部串联电感。随后在下一个间隔中导通 Q2 时，电压 V_{IN} 会反向施加在初级两端。

- **间隔 4: $t_3 < t < t_4$**

两个对角线开关 Q4 和 Q2 导通，向初级两端施加整个输入电压。在此期间，磁化电流连同反射入初级的次级电流会流过开关。准确的对角线开关导通时间取决于输入电压、变压器匝数比和输出电压。在对角线开关的导通期间之后，Q4 关断。

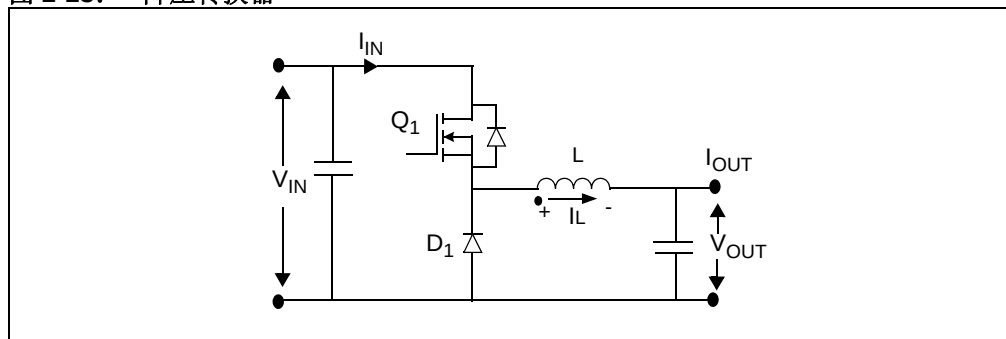
当开关 Q4 关断后，一个开关周期完成。初级电流将 C_{oss4} 充电至输入电压 V_{IN} ，并将 C_{oss3} 放电至零电位，从而实现开关 Q3 的 ZVS。对下半个周期需要进行相同的分析。

在图 1-11 所示的相移 ZVT 转换器中，当负载电流最小而输入电压最大时，左桥臂的换流时间最长，当负载电流最大而输入电压最小时，右桥臂的换流时间最短。因此，要实现所有开关的 ZVT，必须存储足够的电感能量以便在指定的分配时间内对 MOSFET 的输出电容进行充电和放电。电感中存储的能量必须大于换流所需的电容能量。MOSFET 输出电容随施加的漏源极电压的变化而变化。因此，应将 MOSFET 的输出电容乘以系数 4/3 来计算等效输出电容。

1.2.3 降压转换器的说明和背景知识

降压转换器，顾名思义只能产生低于输入电压的平均输出电压。降压转换器的基本原理图如图 1-13 所示。降压转换器的开关波形如图 1-14 所示。

图 1-13: 降压转换器

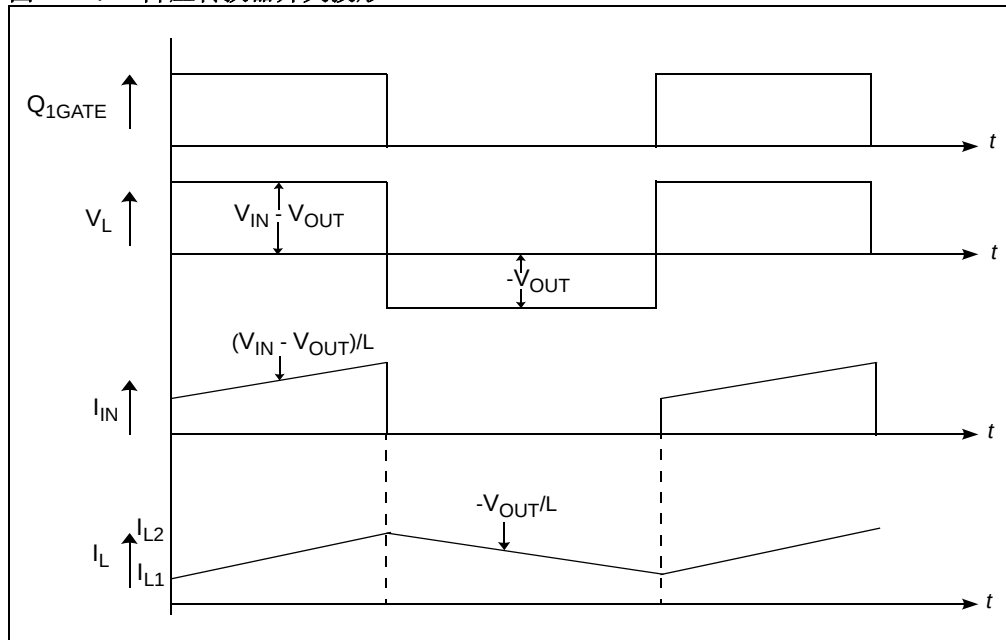


在降压转换器中，开关（Q1）与输入电压源 V_{IN} 串联。输入源 V_{IN} 通过开关以及由电容和电感实现的低通滤波器馈送输出。

在稳态工作时，如果开关持续导通 T_{ON} 的时间，则输入为输出以及电感（L）提供能量。在 T_{ON} 期间，电感电流流过开关， V_{IN} 与 V_{OUT} 之间的电压差值将正向施加到电感上，如图 1-13 所示。因此，电感电流 I_L 从当前值 I_{L1} 线性增大至 I_{L2} 。

在 T_{OFF} 期间，当开关关断时，电感电流继续按照电感中存储的能量的相同方向流动，这将继续提供负载电流。二极管 D1 在 Q1 关断期间（ T_{OFF} ）使电感电流路径保持完整；因此，将其称为续流二极管。在 T_{OFF} 期间，输出电压 V_{OUT} 反向施加到电感两端，如图 1-14 所示。因此，电感电流从当前值 I_{L2} 减小至 I_{L1} 。

图 1-14: 降压转换器开关波形



在一个开关周期（ T_S ）中，电感电流连续且不会达到零；因此，此工作模式称为连续导通模式。公式 1-1 给出了连续导通模式下输出电压和输入电压之间的关系。公式 1-2 给出了占空比。

公式 1-1:

$$V_{OUT} = D \cdot V_{IN}$$

其中， D 为占空比

公式 1-2:

$$D = \frac{t_{on}}{T_S}$$

其中， t_{on} 为导通时间， T_S 为开关时间周期

当需要高输出电流时，续流二极管 D1 中的过多功率损耗将限制可实现的最小输出电压。为减小高电流时的损耗并获得较低的输出电压，用具有极低导通状态电阻（ $R_{DS(ON)}$ ）的 MOSFET 替换续流二极管。此 MOSFET 与降压 MOSFET 同步导通和关断。因此，此拓扑称为同步降压转换器。此同步 MOSFET 需要一个栅极驱动信号，即降压开关栅极驱动信号的互补信号。

MOSFET 可在任一方向导通；这意味着如果电感中的电流由于轻载而达到零，则应立即关断同步 MOSFET。否则，电感电流将由于输出 LC 谐振而反向（达到零以后）。在这种情况下，同步 MOSFET 将成为输出电容的负载并在 MOSFET 的 $R_{DS(ON)}$ 上消耗能量，从而导致以不连续模式工作（电感电流在一个开关周期中达到零）时的功率损耗增加。如果降压转换器电感针对中等负载设计，但是需要工作在空载和 / 或轻载情况下，则可能发生这种情况。在这种情况下，如果在电感电流达到零之后未立即关断同步 MOSFET，输出电压可能会下降到稳压限制值以下。

1.3 多相同步降压转换器

如果要求负载电流大于 35-40A，则需要并联多个转换器以向负载提供功率。为优化输入和输出电容，所有并联的转换器都工作在同一时基，并且每个转换器的相邻两次开关操作之间的时间 / 相位都是固定的。此类转换器称为多相同步降压转换器，如图 1-15 所示。图 1-16 显示了各个桥臂与转换器汲取的电流之间的栅极脉冲时序关系。固定的时间 / 相位通过时间周期 / n （或 $360/n$ ）指定，其中“ n ”是并联的转换器数目。

输入和输出电容的设计基于每个转换器的开关频率与并联转换器数目的乘积。输出电容上可见的纹波电流将减少到“ $1/n$ ”。如图 1-16 所示，多相同步降压转换器汲取的输入电流是连续的，而且与单个转换器相比，纹波电流更小。因此，对于多相同步降压转换器来说，较小的输入电容就可满足设计要求。

图 1-15： 多相同步降压转换器

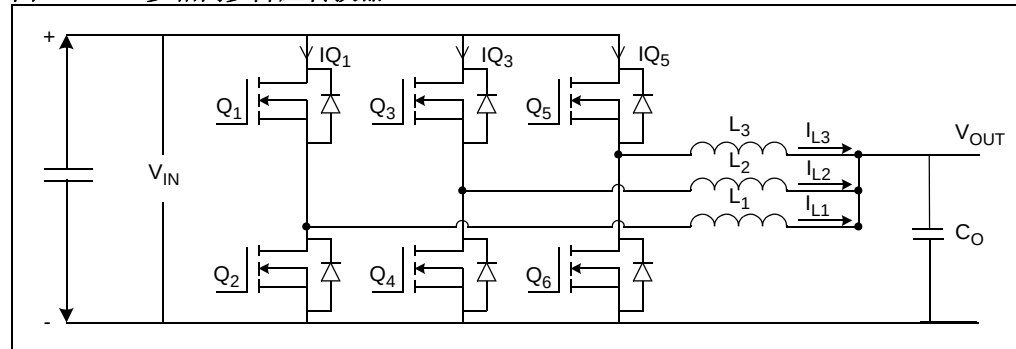
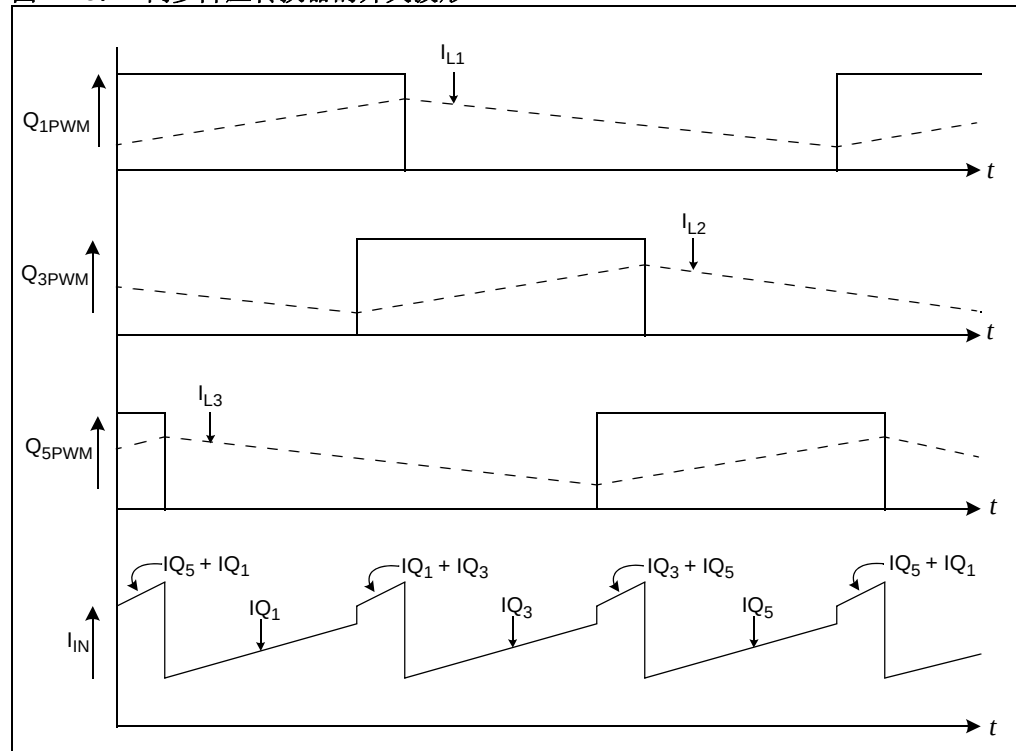


图 1-16： 同步降压转换器的开关波形

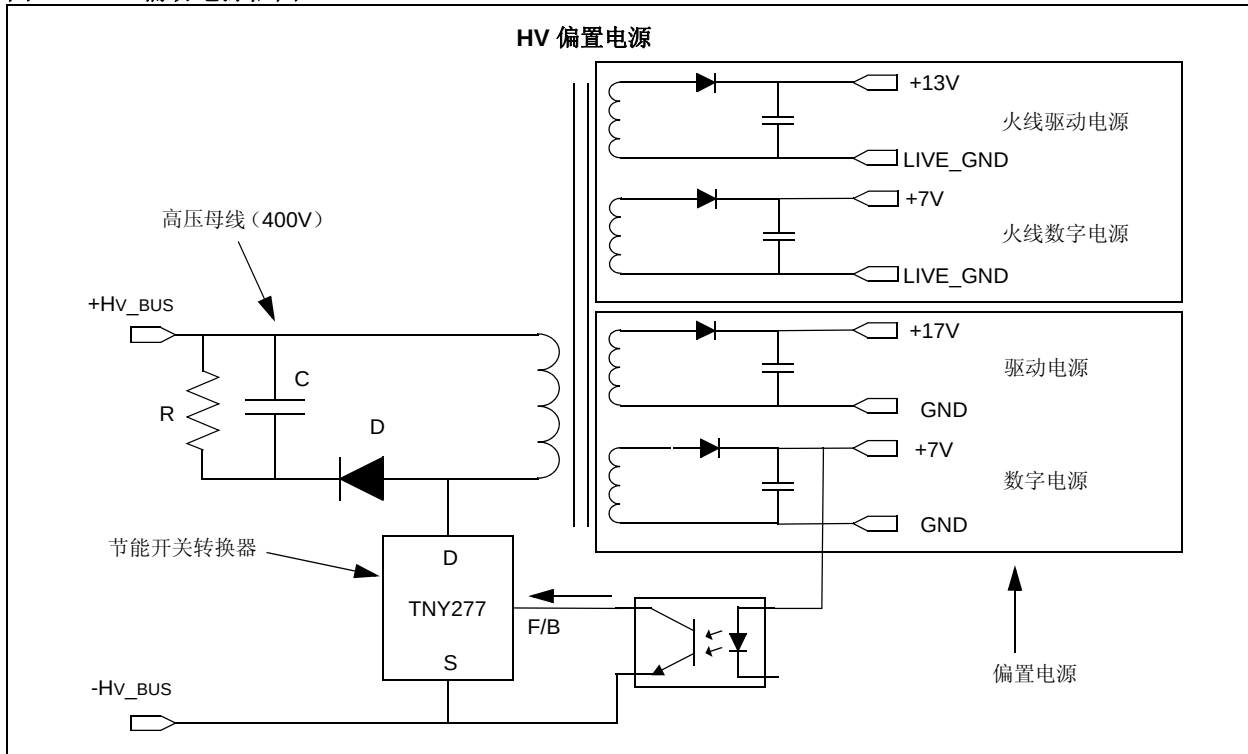


1.3.1 辅助电源说明

辅助电源基于反激拓扑，为隔离边界两侧的控制电路和 MOSFET 驱动器生成一个电压源。多输出反激转换器由 TNY277G 开关控制；框图如图 1-17 所示。辅助电源生成四个隔离输出，其中在隔离层的每一侧，辅助变压器都为 MOSFET 驱动器和控制电路各生成一个电压源。

反激转换器是基于基本降压拓扑的变压器隔离转换器。在反激转换器中，开关与变压器初级串联。变压器用于在开关导通期间存储能量，并在输入电压 V_{IN} 与输出电压 V_{OUT} 之间提供隔离。在 T_{OFF} 期间，存储在反激变压器初级中的能量通过反激操作传送到次级。存储的能量为负载提供能量，并对输出电容进行充电。由于变压器中的磁化电流无法瞬时改变，当开关关断时，初级电流传送到次级，次级电流的振幅将为初级电流与变压器匝数比的乘积。

图 1-17: 辅助电源框图



导通周期结束时，如果开关关断，则没有电流路径可用于消耗反激变压器磁芯中存储的泄漏能量。有多种方式可以消耗这种泄漏能量。一种方法是使用图 1-17 所示的包含 D、R 和 C 的缓冲电路。在此方法中，存储在磁芯中的泄露磁通在非点端初级绕组上感应出正电压，这会使二极管 D 正向偏置，提供到存储在磁芯中的泄漏能量的路径，并将初级绕组电压钳位在安全值。由于初级绕组上存在次级反射电压并且变压器磁芯中存储有泄漏能量，开关的最大电压极限值 V_{DS} 大约是输入电压的 1.6 倍（即， $400 \cdot 1.6 = 660V$ ）。

1.4 每个模块的 I/O 信号列表、信号类型和预期信号电平

1.4.1 PFC 升压转换器

如图 1-18 中的框图所示，需要三个输入信号来实现控制算法。dsPIC DSC 器件的唯一输出是升压转换器开关的启动脉冲，除了用于将阻性负载提供给交流线路，还可控制直流母线上的标称电压。表 1-1 显示了 PFC 应用所使用的 dsPIC DSC 资源。

图 1-18: 数字 PFC 所需的资源

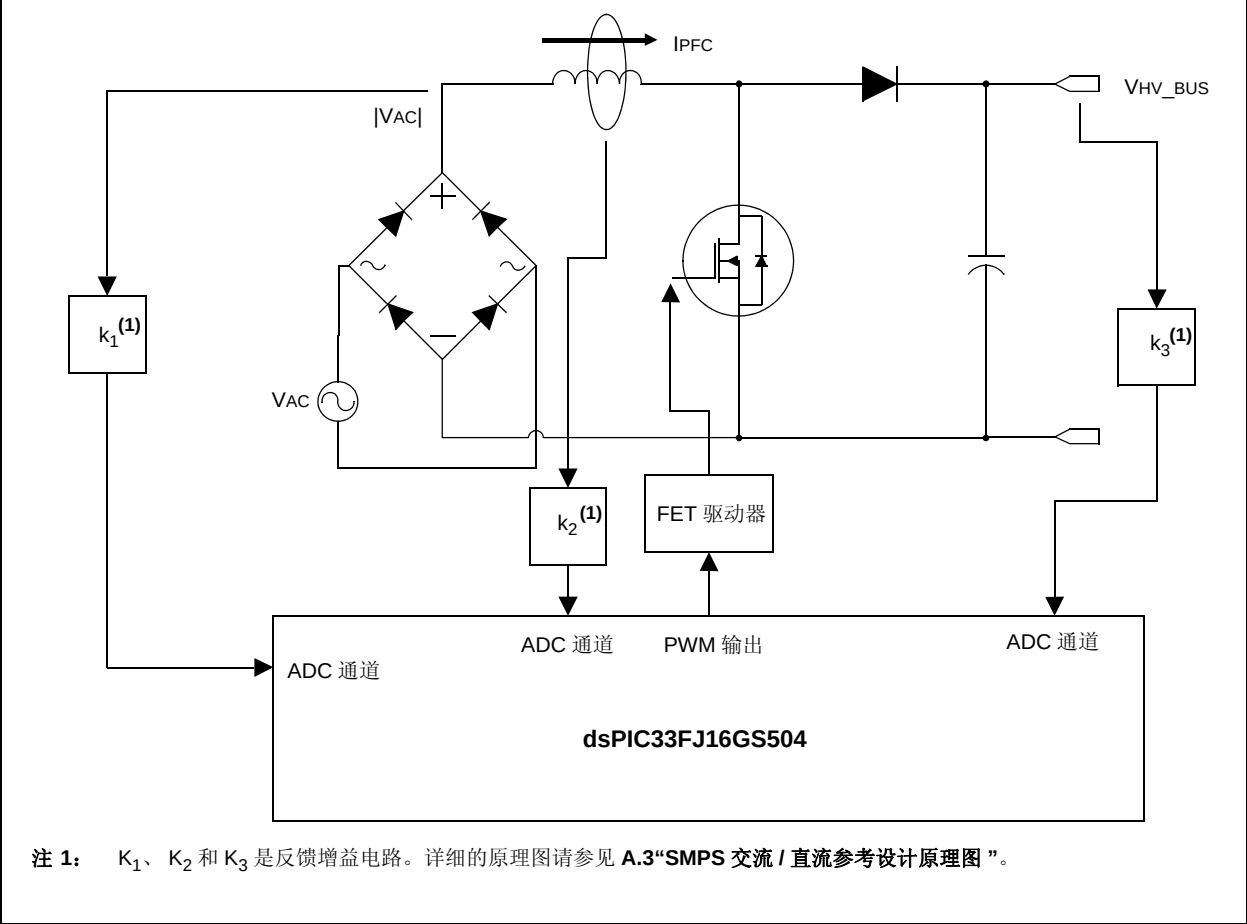


表 1-1: 数字 PFC 所需的资源

说明	信号类型	使用的 dsPIC® DSC 资源	预期信号电平
输出电压 (VHV_BUS)	模拟	AN5	3.01V (标称值)
PFC 电流 (IPFC)	模拟	AN4	2.5V (最大值)
交流输入电压 (VAC)	模拟	AN3	1.9V (最大值)
PFC 栅极驱动	PFC 驱动器输出, 数字	PWM4L	—

1.4.2 相移 ZVT 转换器

如图 1-19 中的框图所示，需要三个输入信号来实现控制算法。dsPIC DSC 器件的唯一输出是全桥相移 ZVT 和同步 MOSFET 的启动脉冲，用于控制 Vout 上的标称电压。

图 1-19： 数字相移 ZVT 转换器所需的资源

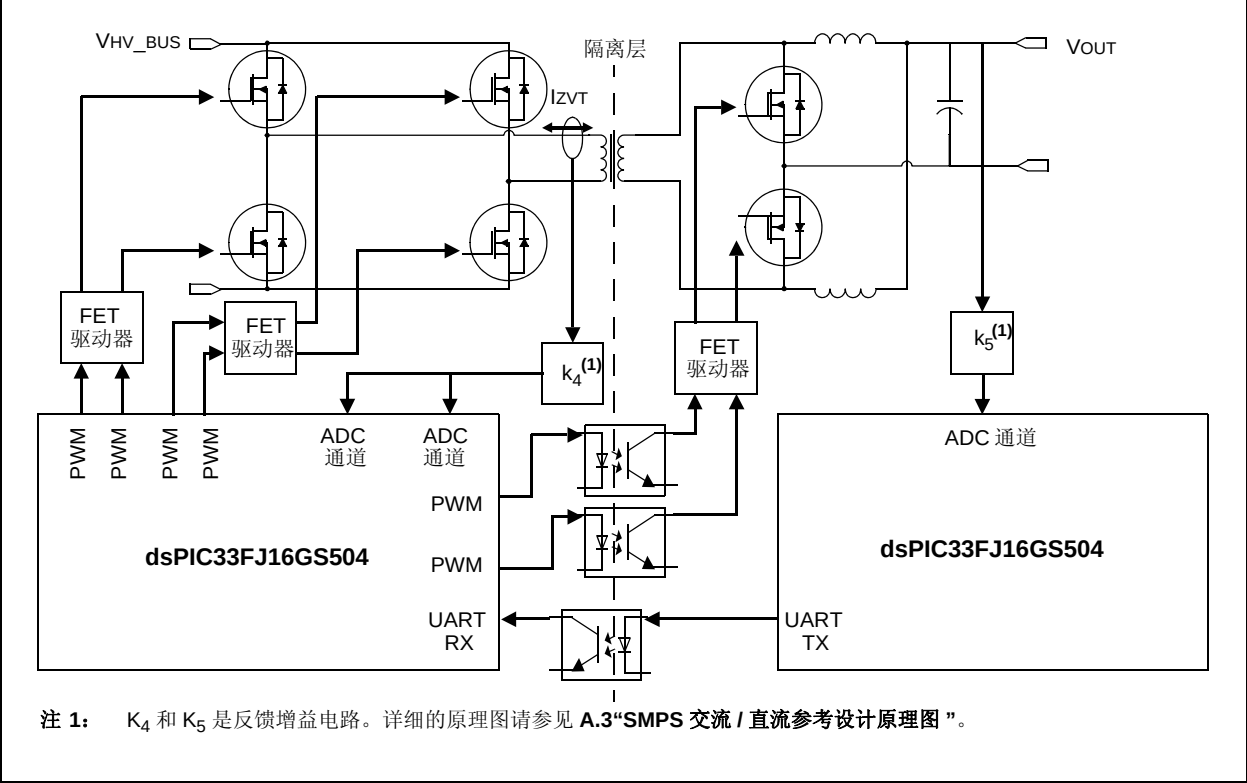


表 1-2 显示了相移 ZVT 应用所使用的 dsPIC DSC 资源。

表 1-2： 数字相移 ZVT 所需的资源

说明	信号类型	使用的 dsPIC® DSC 资源	预期信号电平
ZVT 电流 1 (I _{ZVT1})	模拟	AN0	1.5V (最大值)
ZVT 电流 2 (I _{ZVT2})	模拟	AN2	1.5V (最大值)
电压检测 (VOUT)	模拟	AN5 (次级侧)	2.79V (最大值)
ZVT 栅极驱动	全桥驱动输出，数字	PWM1H、PWM1L、PWM2H 和 PWM2L	—
同步整流器栅极驱动	同步 FET 驱动输出，数字	PWM3H 和 PWM3L	—

表 1-3 显示了初级侧使用的公用资源。

表 1-3: 初级公用资源

信号名称	信号类型	使用的 dsPIC® DSC 资源	预期信号电平
Live_MCLR	数字	MCLR	—
Live_PGC	数字	PGC	—
Live_PGD	数字	PGD	—
Live_Fault	数字	RC6	—
Live_RS232_TX	数字	UART1 发送	—
Live_RS232_RX	数字	UART1 接收	—
Live_Temp_Sense	模拟	AN10	1.4V

1.4.3 次级侧同步降压转换器

图 1-20 显示了实现同步降压转换器控制算法所需的输入信号。dsPIC DSC 器件的输出是多相以及单相同步降压转换器的启动脉冲。

图 1-20: 数字同步降压转换器所需的资源

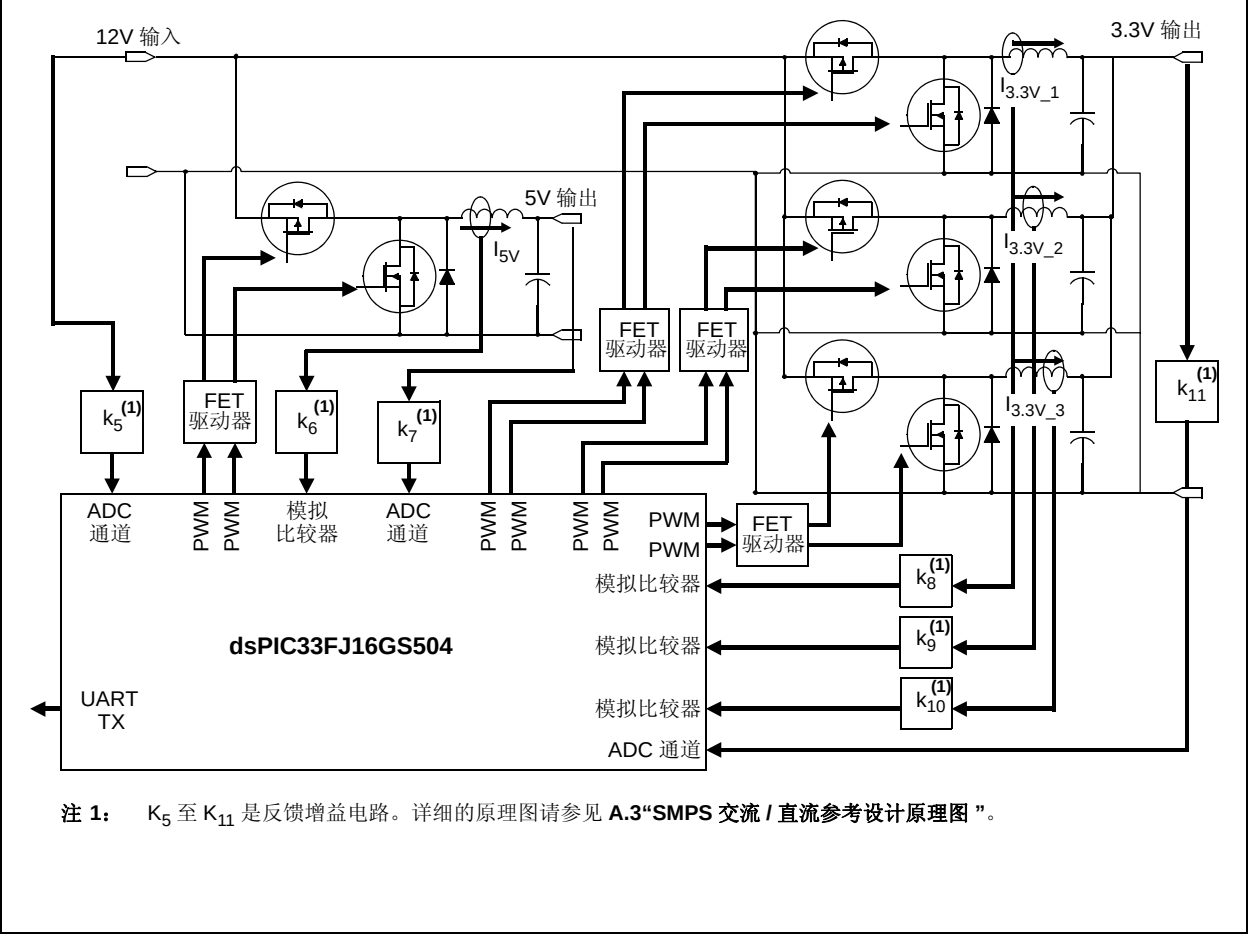


表 1-4 显示了多相以及单相同步降压转换器使用的 dsPIC DSC 资源。

表 1-4: 次级侧同步降压转换器所需的资源

说明 / 信号名称	信号类型	使用的 dsPIC® DSC 资源	预期信号电平
5V 降压电流	模拟	AN0, CMP1A	1.25V (最大值)
5V 降压输出	模拟	AN1	2.7V (标称值)
3.3V 降压电流 1	模拟	AN2, CMP2A	1V (最大值)
3.3V 降压电流 2	模拟	AN4, CMP3A	1V (最大值)
3.3V 降压电流 3	模拟	AN6, CMP4A	1V (最大值)
3.3V 降压输出	模拟	AN3	1.65V (标称值)
5V 降压栅极驱动	单相同步降压驱动	PWM4H 和 PWM4L	—
3.3V 降压栅极驱动	多相同步降压驱动	PWM1H、PWM1L、 PWM2H、PWM2L、 PWM3H 和 PWM3L	—
12V 母线检测	模拟	AN5	2.79V
12V 数字反馈	数字	UART1 发送	—
RS232_RX	数字	UART1 接收	—
温度检测	模拟	AN8	1.4V
MCLR	数字	MCLR	—
PGC	数字	PGC	—
PGD	数字	PGD	—
Fault_Reset	数字	RC6	—

第 2 章 硬件设计

本章提供 SMPS 交流 / 直流参考设计的功能概述并标识主要硬件元件。涵盖的主题包括：

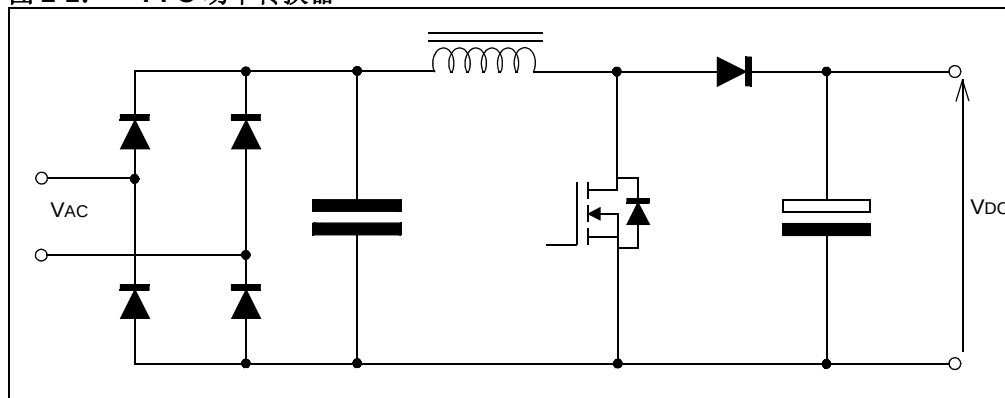
- PFC 升压转换器
- 全桥 ZVT 转换器
- 单相同步降压转换器
- 三相同步降压转换器
- 辅助电源

2.1 PFC 升压转换器

传统的单相功率因数校正电路为标准升压转换器拓扑，工作于经过全波整流的干线输入，如图 2-1 所示。

转换器控制器具有内层电流控制环和外层电压控制环。参考电流波形是输入整流干线电压，因此从干线汲取的电流基本上是正弦波且与干线电压同相。电流幅值由 MOSFET 的固定频率 PWM 的占空比控制，并由 PWM 参考控制，PWM 参考是参考电流与直流链路电压误差放大器输出的乘积。有关此转换器工作的详细信息，请参见第 1 章“简介”。

图 2-1: PFC 功率转换器



公式 2-1:

$$D(t) = 1 - \frac{V_{ac}(t)}{V_{dc}}$$

公式 2-2:

$$THD = 100 \frac{\sqrt{\tilde{I}_{ac}^2 - \tilde{I}_1^2}}{\tilde{I}_1}$$

2.1.1 功率传输电路设计

PFC 转换器的目标规范如下：

- 输入电压 $V_{IN} = 85\text{-}265 \text{ V}_{rms}$
- 输入频率 $f_{in} = 45\text{-}65 \text{ Hz}$
- 开关频率 $f_{sw} = 125 \text{ kHz}$
- 最大输出电压 $V_{OUT} = 420 \text{ V}_{DC}$
- 最大输出功率 $P_{OUT} = 450 \text{ W}$
- 电流 THD < 5%

传导、辐射和线路电流谐波的 EMC 标准：

- FCC B 类
- EN55022 (CISPR 22) B 类
- EN61000-3-2 A14 A 类
- EN61000-3-3
- IEEE519

2.1.1.1 MOSFET 和栅极驱动

由于工作频率高，MOSFET 成为升压转换器功率开关的首选技术。MOSFET 开关中的 RMS 电流可通过公式 2-3 近似得出。

公式 2-3:

$$\tilde{i}_{mos} = \frac{P_o}{V_{ac}\sqrt{2}} \sqrt{2 - \frac{16V_{ac}\sqrt{2}}{3\pi V_{dc}}}$$
$$P_{sw} = \frac{1}{2} C_{oss} V_{dc}^2 f_{sw}$$

干线电压最小时 RMS 电流最大，所以 MOSFET 最大正常工作电流为 4.6 Arms。因此，将两个 TO-220 Infineon CoolMOS™ SPP11N60CFD 500V、 0.44Ω MOSFET 并联，每个 MOSFET 产生 2.3W 的导通损耗。MOSFET 输出电容为 390 pF，因此可以估算出每个 MOSFET 的开关损耗约为 0.4W。在实践中，实际损耗将取决于布线，这可能要乘以大于 2 的系数，但仍然低到足以实现高系统效率。

栅极驱动电路是下桥臂 Microchip TC1412N 栅极驱动 IC，可直接驱动 MOSFET 栅极。单个 dsPIC DSC PWM 模块引脚通过一个反相集电极开路晶体管级与栅极驱动 IC 接口，该反相集电极开路晶体管级提供了对升压转换器公共端与 dsPIC DSC 信号公共端之间的噪声电压差（地弹反射）的抵抗能力。

2.1.1.2 输出二极管

输出二极管的额定电流必须为公式 2-4 给出的平均输出电流。

公式 2-4:

$$\bar{i}_{diode} = \frac{P_o}{V_{dc}}$$

在本设计中，二极管的额定电流必须为 **1.2A**，因此选择了 STMicroelectronics STTH5R06D 600V、5A TO-220 超快高压整流器。高结温时的典型正向压降为 **1.4V**，这意味着器件将冷运行，因为功率耗散仅为 **1.7 瓦**。由于高开关频率和二极管的恢复特性，还将产生额外的开关损耗。对于成本较低的解决方案，可以使用更小的轴向二极管。或者，如果开关损耗是一个问题，则最近推出的碳化硅肖特基二极管将是一个很有吸引力的选择。

2.1.1.3 PFC 扼流器

输入电流的目标 THD 为 **5%**，这意味着非基波（标称值为 **50 Hz**）RMS 电流分量必须只能是输入 RMS 电流的 **1%**。此分量是升压电感中的高频纹波电流且取决于电感。如果假设占空比平均为 **0.5**，公式 2-5 给出了三角波形的 RMS 纹波电流。

公式 2-5:

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{I_{pk-pk}^2}{12}}$$

因此，对于 **5.3 Arms** 的输入电流，只允许最大 **0.2A** 的峰-峰值，这将需要大尺寸电感。但是，放置在桥式整流器输出端子上的高频电容将分流大部分高频电流，这样在较小电感内可承受较大的纹波分量。请注意，电容过大会导致电流波形失真，因此设计时必须采用折衷方案。PFC 升压转换器中的电感电流峰-峰纹波在整个干线周期中不断变化并取决于输入电压，如公式 2-6 所示。

公式 2-6:

$$\hat{i}_{ripple} = \frac{D\hat{V}_{ac}}{Lf_{sw}}$$

但是，绝对最大值与输入电压无关，可根据公式 2-7 计算得出。

公式 2-7:

$$\hat{i}_{ripple} = \frac{V_{dc}}{4Lf_{sw}}$$

在本设计中，将纹波电流选择为最小电压峰值干线电流的 **25%**；因此，需要约 **400 μH** 的电感。升压扼流器使用外径为 **33 mm** 的 Kool Mu 77548 磁芯。此磁芯的 AL 值为 **127**。安装在磁芯上的单层 **58 匝** 的 **0.9 mm**（**19 AWG**）铜漆包线可提供 **427 μH** 的不饱和电感。根据 Magnetics Inc. 发布的线芯表，在 **100°C** 时预计产生 **77 mΩ** 的绕线电阻。一些输入电压的纹波电流变化如图 2-2 和图 2-3 所示。

可以根据完整干线周期内的平均磁通密度粗略估计磁芯损耗。最坏情况发生在大约 **180 Vrms** 时，此时的平均磁通密度为 **180 mT**。

图 2-2: 输入电压纹波电流变化

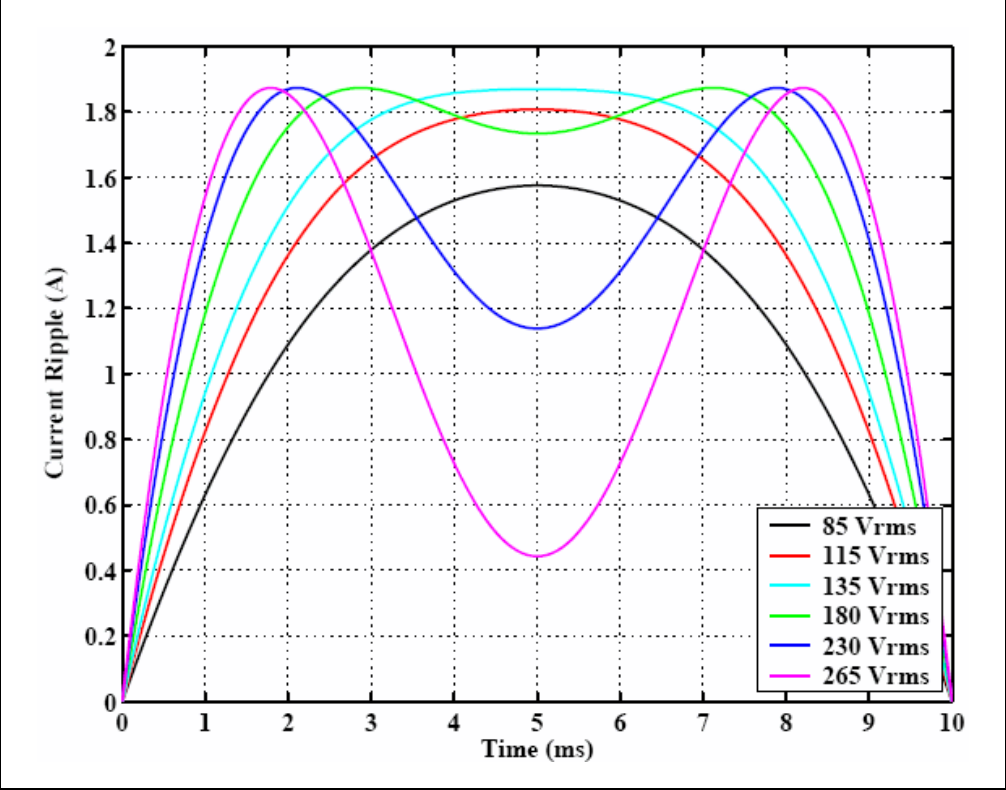
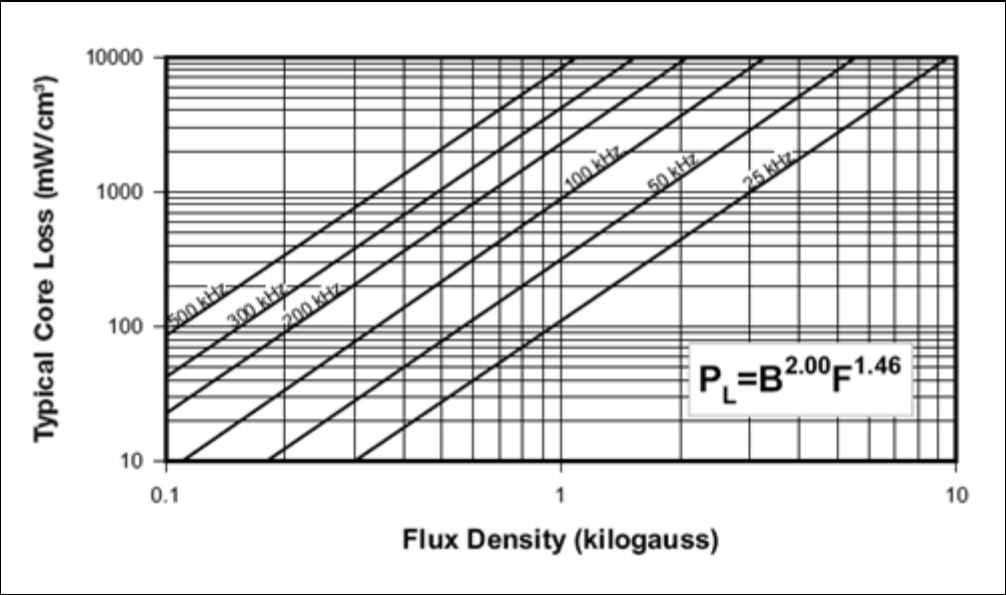


图 2-3: PFC 扼流器的磁芯损耗



2.1.1.4 PFC 输出电容

PFC 输出电容在 PFC 升压转换器的输出上提供了大电容，并使输入到 ZVT 全桥转换器的直流电压更为平滑。电容的尺寸取决于 SMPS 的保持要求、其交流纹波电流和正常工作条件下的热寿命。

电容必须足够大，以在正常峰值功率工作条件下以及发生干线掉电时将 PFC 输出电压保持在可接受的范围内。所需的保持时间 t_{hold} 在最小干线频率下为 22 ms，因此必须满足公式 2-8 的条件。

公式 2-8:

$$C > \frac{2t_{hold}P_o}{(V_{dc}^2 - V_{dc(min)}^2)}$$

对于 300V 的最小直流链路电压，需要 330 μ F。实际选择的电容是 Panasonic EET-ED2W331EA 35 x 40 mm 电解电容，额定值为 450 Vdc 和 105°C。其 20 kHz 时的 ESR 为 0.181 Ω ，105°C 时的最大纹波电流额定值为 2.64 Arms。

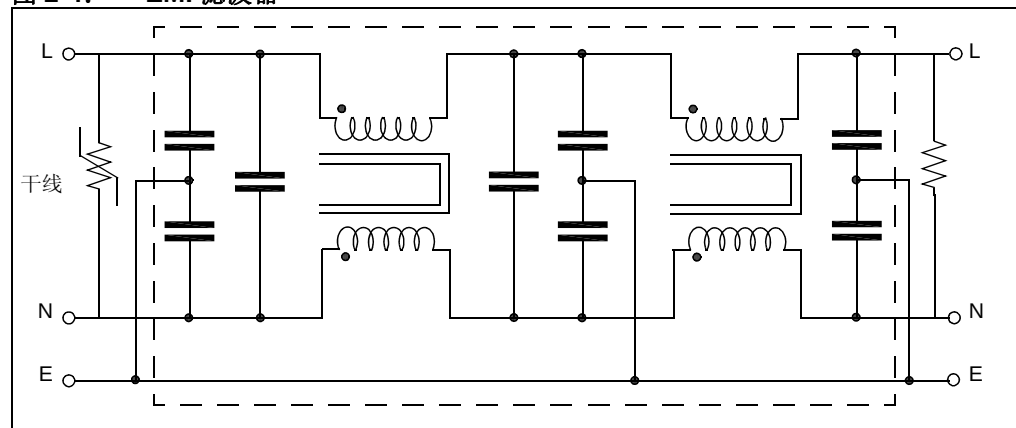
2.1.1.5 EMI 滤波器

SMPS 交流 / 直流参考设计已设计为满足传导 EMC 国际标准。由于 SMPS 中不同级的开关频率较高，因此干线输入端子和 PFC 之间的 EMI 滤波器为两级设计。电路如图 2-4 所示。两个共模扼流器的额定值为 6 Arms，2.2 mH 电感与接地电容一起形成滤波器抑制共模噪声。扼流器的泄漏电感连同连接到火线和中线端子之间的电容可滤除差模噪声。

六个接地电容都是满足 CATII 过压类别标准的 2.2 nF Y2 类电容。两个 X2 类电容为 220 nF。在干线输入两端还安装了一个瞬态峰值电压保护 MOV，并在 SMPS 的输入两端安装了一个 470 k Ω 的放电电阻，以确保滤波电容在一秒钟内放电。

注： EMI/EMC 滤波器值已基于系统中的开关频率和预期噪声等级预先选定。可根据 EMI/EMC 的最终测试结果更改该值。

图 2-4: EMI 滤波器



2.2 全桥 ZVT 转换器

ZVT 全桥转换器的主电源电路如图 2-5 所示。全桥 ZVT 转换器是标准全桥转换器，但是具有额外的串联谐振电感，该电感可限制开关转换时电流的上升速率并可消除 MOSFET 中的关断开关功率耗散。变压器的杂散泄漏电感构成了串联谐振电感的一部分，而且杂散泄漏电感在本特定参考设计中足够大，可确保在 80% 功率工作范围内的准谐振操作，无需额外电感。通常使用超快恢复整流器或肖特基二极管来完成次级侧高频整流。或者，通过将 MOSFET 用作与初级侧换向控制同步的整流器来实现较低的整流损耗，这是本参考设计的首选解决方案。

当电感中存储的能量传送到与 MOSFET 并联的电容时，ZVT 开始运行。在本设计中，MOSFET 的杂散输出电容足够大，不需要额外并联电容。根据参考 3（见附录 C“参考资料”），公式 2-9 给出了与用于 ZVT 运行的 MOSFET 输出电容和串联电感中的能量有关的公式。

公式 2-9:

$$\frac{1}{2}L_R I_{pri}^2 \geq \frac{4}{3}C_R V_{in}^2$$

这样可确保有足够的能量对 MOSFET 输出电容进行充电以及维持 ZVT 运行。请注意，在低输出功率时，谐振电感中存储的能量要少得多，ZVT 将无法运行。因此，请根据 ZVT 开关的最小工作输出功率选择电感。

全桥转换器的 ZVT 运行所需的调制控制方案是相移 PWM。理想的电路功率级波形如图 2-6 所示。与初级电流换流时间相比，开关中的 ZVT 换流时间较短。此时间 Δt 取决于谐振电感 L_R ，见公式 2-10。

公式 2-10:

$$\Delta t = 2 \frac{L_R I_{pri}}{V_{in}}$$

由于在开关转换期间电流上升/下降需要一定时间，因此控制占空比在 ZVT 中受限。公式 2-11 给出了在 ZVT 运行条件下可实现的最大占空比 D_{max} 。

公式 2-11:

$$D_{max} = 1 - \frac{2\Delta t}{T}$$

然后，可以使用下面公式 2-12 中所示的理想关系为所需的工作输入和输出电压选择倍流同步整流器拓扑的变压器匝数比 n 。

公式 2-12:

$$n = D_{\max} \frac{V_{in}}{2V_o}$$

之前控制 ZVT 运行和谐振电路分量选择的公式还取决于峰值初级电流。如果忽略输出电感磁化电流，则初级峰值电流由公式 2-13 给出。

公式 2-13:

$$I_{pri} = \frac{I_o V_{in}}{n^2 V_o}$$

图 2-5: 带同步整流的 ZVT 全桥电源转换器

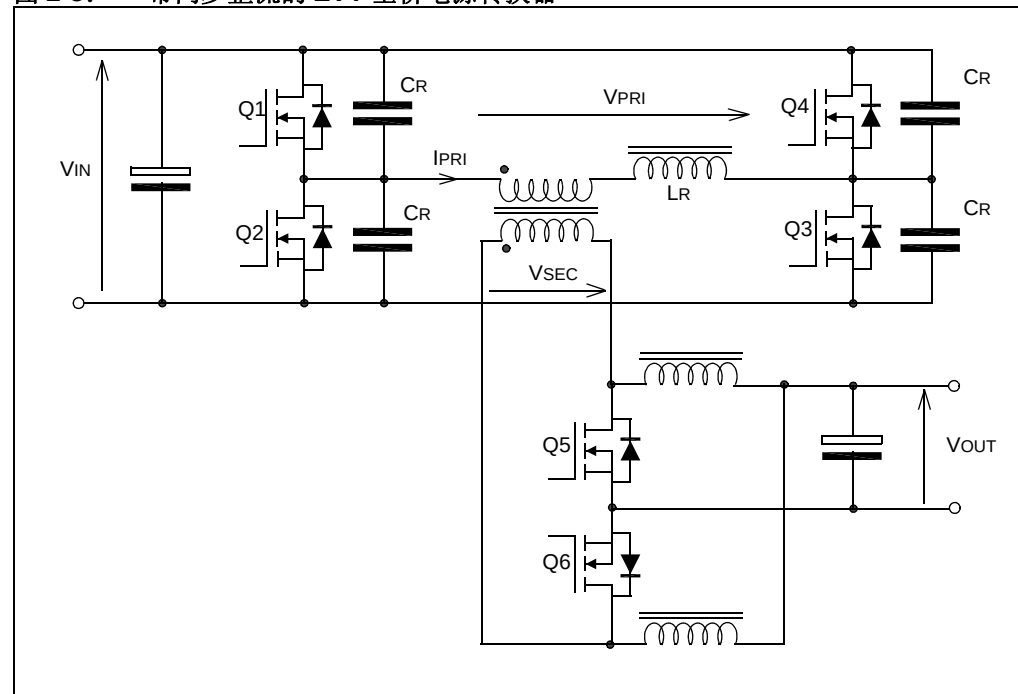
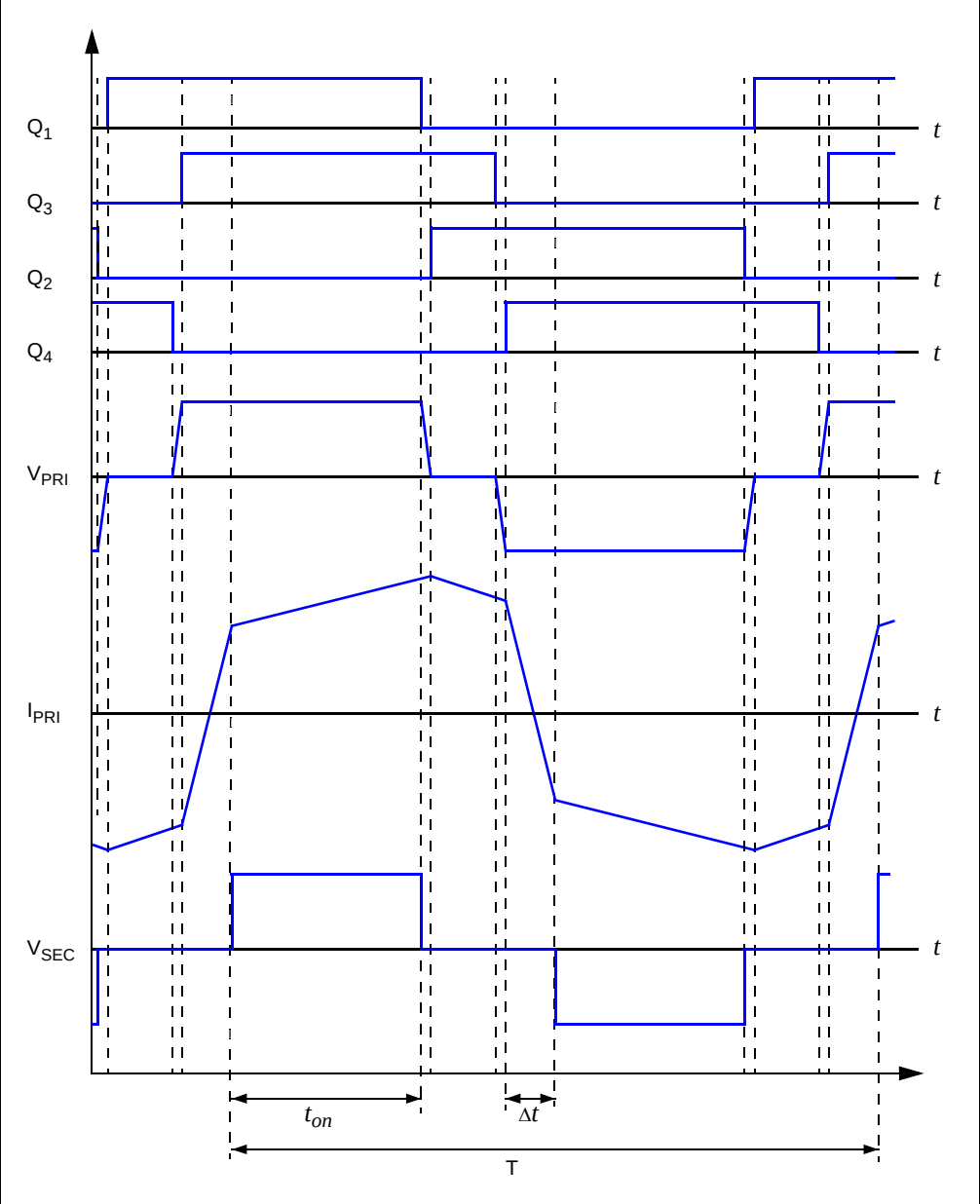


图 2-6: ZVT 波形



2.2.1 全桥 ZVT 功率传输电路设计

ZVT 全桥转换器的目标规范如下：

- 输入电压 $V_{IN} = 390\text{-}420\text{V}$
- 开关频率 $f_{sw} = 250\text{ kHz}$
- 最大输出电压 $V_{OUT} = 12\text{V}$
- 最大输出电流 $I_{OUT} = 33\text{A}$

2.2.1.1 MOSFET 和栅极驱动

为 ZVT 全桥选择 MOSFET 开关时必须要小心，因为可能存在与轻载时的二极管特性和时序控制相关的故障模式（见附录 C“参考资料”中的参考 4）。对于本参考设计，选择了 Infineon CoolMOS CFD 器件，因为其二极管特性经过优化。SPA11N60CFD 是采用 TO-220 封装的 600V、 0.44Ω MOSFET，对于此输出功率额定值，可在成本和效率之间取得良好平衡。输出电容 C_{oss} 为 45 pF，将形成用于 ZVT 运行的谐振电容。

通常使用专用上桥臂和下桥臂高压驱动 IC 或者小型变压器来实现栅极驱动。这些电路技术提供 dsPIC DSC 栅极驱动信号的电平位移。布线中保持了足够的电压蠕变和间隙距离。考虑到本应用中的高开关频率，采用了变压器隔离的栅极驱动方法。这是因为标准栅极驱动 IC 中存在发热问题，尽管市场上有多个制造商的产品可选。

对于每个半桥臂，采用 Sirio Elettronica 生产的具有两个次级绕组的单驱动变压器，导通开关时间由每个 MOSFET 栅极中的单个电阻控制。由于栅极电阻两端连接有二极管，关断速度快得多。每个变压器初级的驱动由 Microchip TC1404 提供，该器件是双高速 CMOS 驱动 IC。每个 MOSFET 半桥臂的死区由 dsPIC DSC PWM 外设模块插入，所选死区基于变压器栅极驱动电路的固有延时，以避免出现任何可能的直通情况。

2.2.1.2 变压器

下一节将介绍设计 ZVT 全桥变压器的基本过程。铁氧体磁芯和绕组匝数 / 构造的最优选择取决于整个转换器中的多种因素，很可能涉及多个设计优化迭代。

必须选择变压器匝数比以确保在最大占空比限制时保持稳压。开始时，假设 D_{max} 为 0.85，因此对于最小直流链路电压（390V）和输出电压（12.5V）（其中包括同步整流器和输出扼流器两端的压降），所需的变压器匝数比为 13.3 或更少（见公式 2-12）。

为变压器选择了无间隙 ETD29 铁氧体磁芯对。表 2-1 列出了由 N87 材料制成的 ETD29 磁芯的各种参数。

表 2-1: 变压器磁芯数据

	A_L (nH/匝 ²)	A_e (mm ²)	V_e (mm ³)	w (mm)	h (mm)	l_m (mm)	R_{th} (°C/W)
ETD29	2200	76	5350	19.4	4.85	52.8	28

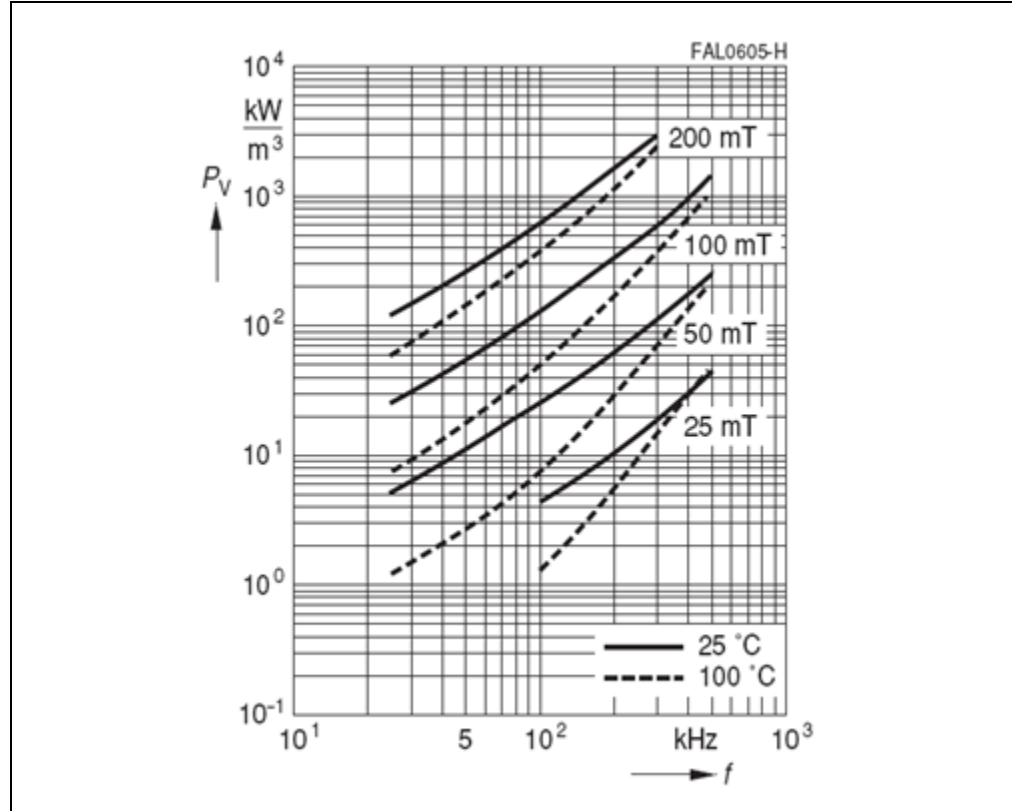
为计算工作磁通密度及决定匝数，假设最大允许变压器温升为 80°C。电源转换器将使用带盖风扇进行强制风冷，这样实际热阻将减少约三分之一，大约为 10°C/W。这意味着总功率耗散可达 8W，损耗将均分到铜箔绕组和铁氧体磁芯。根据图 2-7 所示的磁芯损耗曲线，工作交流峰-峰磁通密度可高达 150 mT。公式 2-14 给出了在给定最大工作占空比时的最小匝数。

公式 2-14:

$$N_{\min} = \frac{V_{in} D_{\max} T}{2A_e B_{\max}}$$

因此， $N_{\min}$ 为 58，这意味着次级绕组必须有四匝或五匝才能给出上面计算出的所需匝数比。根据此结果，好的解决方案是初级 64 匝，次级 5 匝，匝数比 n 为 12.8。

图 2-7: N87 功率损耗曲线



对于根据公式 2-12 选择的匝数比，实际工作占空比 D 为 0.82。因此，250 kHz 时的工作峰-峰磁通密度为 130 mT。N87 磁芯中的磁芯损耗可通过公式 2-15 计算。

公式 2-15:

$$P_{core} = 1.36 \times 10^{-4} f_{sw}^{1.59} B^{2.74} V_e$$

其中， f_{sw} 的单位为 kHz， B 的单位为 mT。

因此，预测的磁芯损耗实际为 2.9W。下一步是优化绕组设计以最大程度地降低损耗，尤其是由于多层绕组中的集肤效应和邻近效应而产生的高频交流损耗（见附录 C“参考资料”中的参考 5 和参考 6）。必须减小可用绕组宽度 b_w 以容纳骨架每一侧上的 3 mm 蠕变边界，留下约 13 mm 供绕组使用。两个绕组的总高度必须小于 4.5 mm，其中考虑了多层 0.05 mm 绕组间胶带。

倍流同步整流器的次级变压器绕组 RMS 电流（忽略电感纹波电流）由公式 2-16 所示的关系给出。

公式 2-16:

$$\tilde{I}_{\text{sec}} = \frac{I_o}{2}$$

因此，次级 RMS 电流为 16.5A，但是在实践中会因为输出电感中电流的磁化斜坡分量而略微变大。对于高电流绕组，铜箔能更好地利用可用绕组面积并使交流铜箔损耗最小。次级绕组为 5 匝铜带，公式 2-17 给出了理想的铜箔高度 h_{id} （以毫米为单位）。

公式 2-17:

$$h_{id} = \sqrt{\frac{9.74 \times 10^3}{N_s f_{sw}}}$$

因此，250 kHz 时的 h_{id} 为 0.088 mm。公式 2-18 给出了阻抗系数 F_R 。

公式 2-18:

$$\text{当 } \frac{h}{h_{id}} < 1.4 \text{ 时,}$$

$$F_R = 1 + \frac{1}{3} \left(\frac{h}{h_{id}} \right)^4$$

因此，对于实际为 0.1 mm 的铜箔厚度 h ， $F_R = 1.56$ 。公式 2-19 给出了包含交流效应的总电阻。

公式 2-19:

$$r = \frac{F_R l_m}{45 \times 10^6 b_w h}$$

其中， l_m 为平均匝长度，
 b_w 为铜箔宽度。

ETD29 的实际铜箔宽度为 13.0 mm。这意味着次级电阻为 1.4 mΩ，从而产生大约 0.5W 的次级绕组铜箔损耗。电流密度实际为 14A/mm²，尽管功率损耗很高，但还是可以接受的。

在变压器设计中不需要减小泄漏电感，因此初级绕组可以是单个绕组块。这还可能减小初级和次级之间的绕组间电容并对 EMC 产生影响。如果初级电流低且匝数大，优先使用圆导线。公式 2-20 可用于确定工作频率下的理想线径，该公式考虑了集肤效应和邻近效应，通过 Dowell 在二十世纪六十年代进行的实验工作导出（见附录 C“参考资料”中的参考 7）。

公式 2-20:

$$d_{id} = 1.01 \left(\frac{17.1b_w}{SNf_{sw}} \right)^{\frac{1}{3}}$$

其中， S 为绕组部分的股数， N 为绕组部分的匝数。

圆导线的阻抗系数可通过公式 2-21 计算。

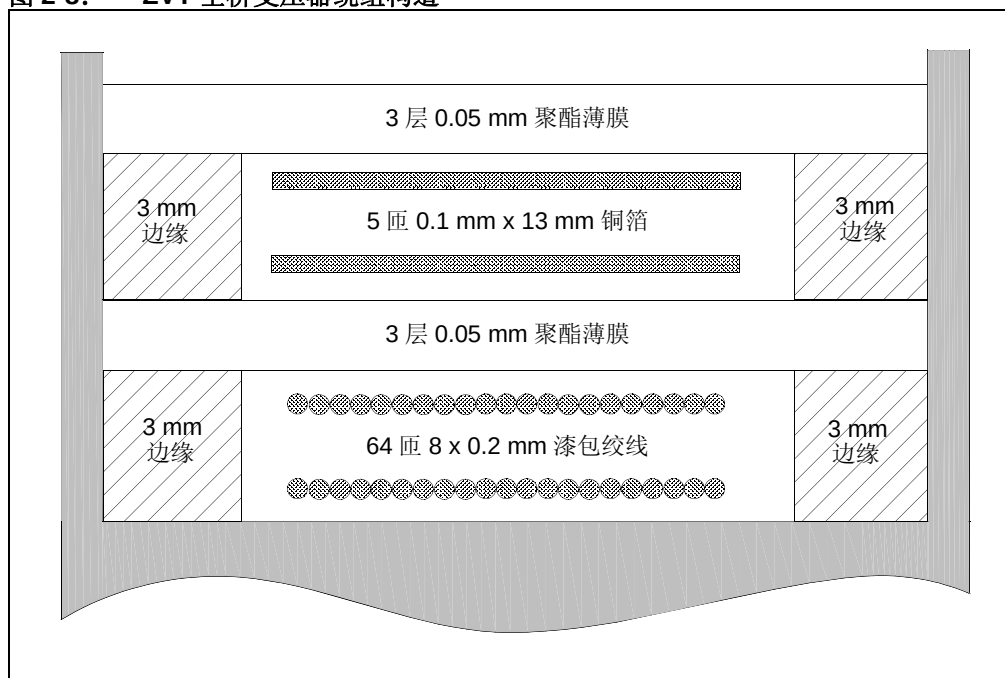
公式 2-21:

$$F_R = 1 + \frac{1}{2} \left(\frac{d}{d_{id}} \right)^6$$

使用七股漆包绞线可得到最佳填充系数，因此以此为起点。同时，以四层作为初始起点，每层 16 匝。因此，理想的最优线径为 0.2 mm（32 AWG），阻抗系数为 1.5。市售的漆包绞线含有八股 0.2 mm 导线，外径为 0.75 mm。单股 0.2 mm 导线在 100°C 时每米的直流电阻为 0.7074 Ω/m，所以八股导线平均一匝的电阻为 4.7 mΩ。因此，初级绕组的总调整交流电阻为 0.45Ω。对于估计的次级电流和所选变压器匝数比，初级电流为 1.3 Arms，这会产生 0.8W 的初级绕组损耗。因此，ETD29 变压器中的总变压器损耗估计为 4.2W，并通过强制风冷将总温升限制为低于 80°C。

初级漆包绞线的总外径约为 0.7 mm，因此四层初级绕组的高度约为 3 mm。次级五层铜箔高度（包括匝间绝缘体）约为 0.75 mm，此设计可轻松适应提供的 4.85 mm 最大绕组窗口高度。最终绕组构造如图 2-8 所示。初级绕组的起点和终点都端接到骨架引脚，而次级绕组具有直接焊接到 PCB 上的飞线。

图 2-8: ZVT 全桥变压器绕组构造



最后的检查是评估 ZVT 运行是否需要额外电感。公式 2-22 给出了标准构造变压器的泄漏电感（见附录 C“参考资料”中的参考 8）。

公式 2-22:

$$L_L = \frac{4\pi \times 10^{-4} l_m N_p^2}{b_w} \left(c + \frac{h_p + h_s}{3} \right) \mu\text{H}$$

其中, c 是初级和次级之间的间隔。
所有尺寸的单位均为 mm。

计算出的泄漏电感理想值为 32 μH , 这可满足公式 2-9 及 MOSFET 输出电容的条件, 无需额外谐振电感。此外, 参考设计 PCB 的设计考虑到了当需要调整 ZVT 运行时, 需要连接外部电感的情况。

2.2.2 同步整流器设计

同步整流是用于减小开关电源输出级功率损耗的技术（见附录 C“参考资料”中的参考 9）。传统二极管已替换为 MOSFET 并受到控制, 以便在等效 $R_{DS(ON)}$ 压降低于二极管固有压降时, 电流将以源-漏极方向流入第三象限。这意味着使用 $R_{DS(ON)}$ 极低的 MOSFET, 就可以显著提高电源效率。在低输出电压电源中尤其如此。

在推挽式电源转换器中，存在大量同步整流器拓扑。在本特定参考设计中，使用了倍流形式（见附录 C“参考资料”中的参考 10）。图 2-9 说明了整流器四种工作模式的电流路径。MOSFET 换流与 ZVT 全桥开关同步，栅极控制信号由初级侧 dsPIC DSC 器件产生并通过高速光电耦合隔离器馈送至次级侧。

同步整流器的工作波形如图 2-10 所示。如图中所示，当初级电流为正时，开关 Q6 导通，这与开关 Q2 的导通同时发生，Q5 与初级桥 MOSFET Q4 栅极信号同步。

图 2-9： 倍流同步整流器工作模式

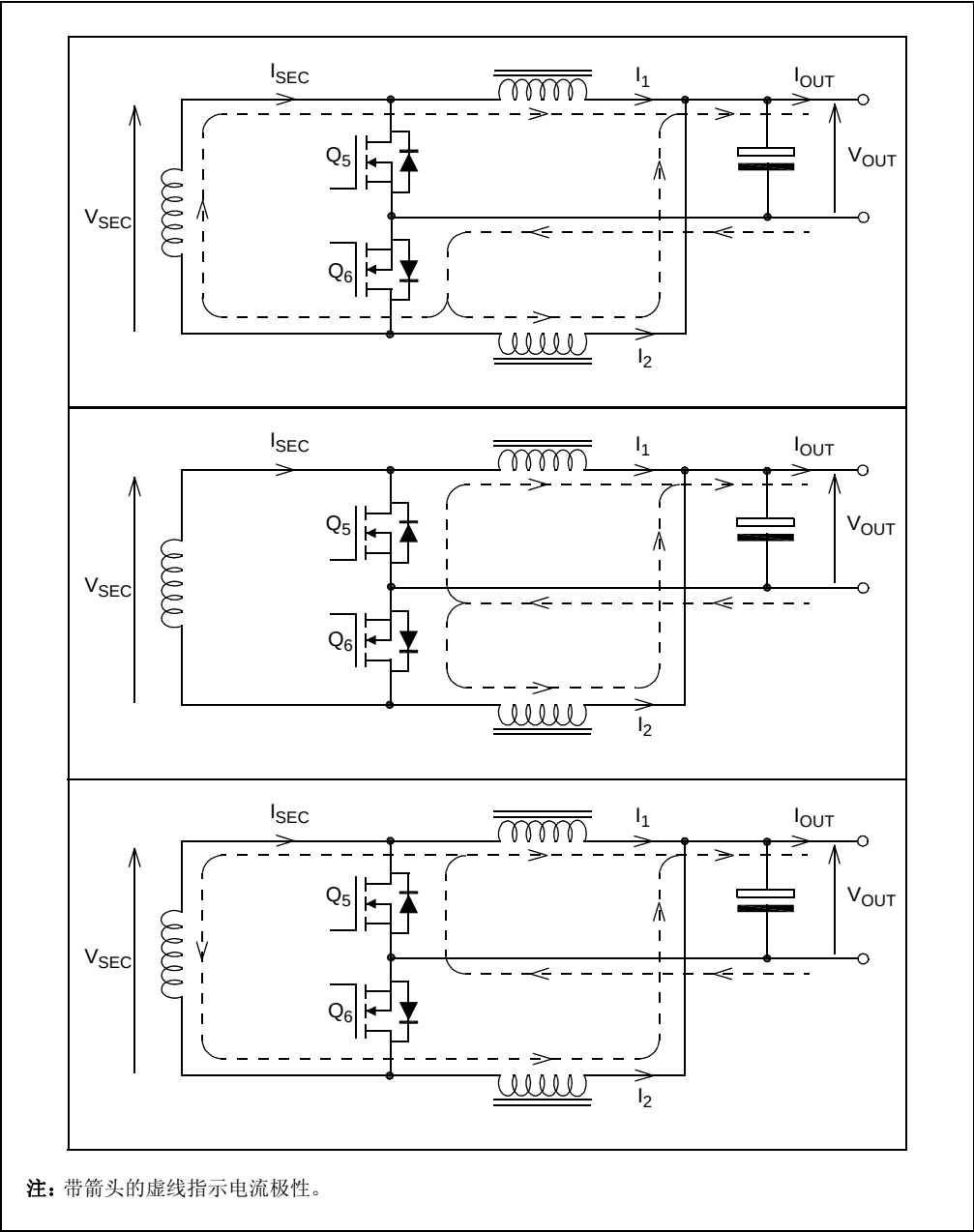
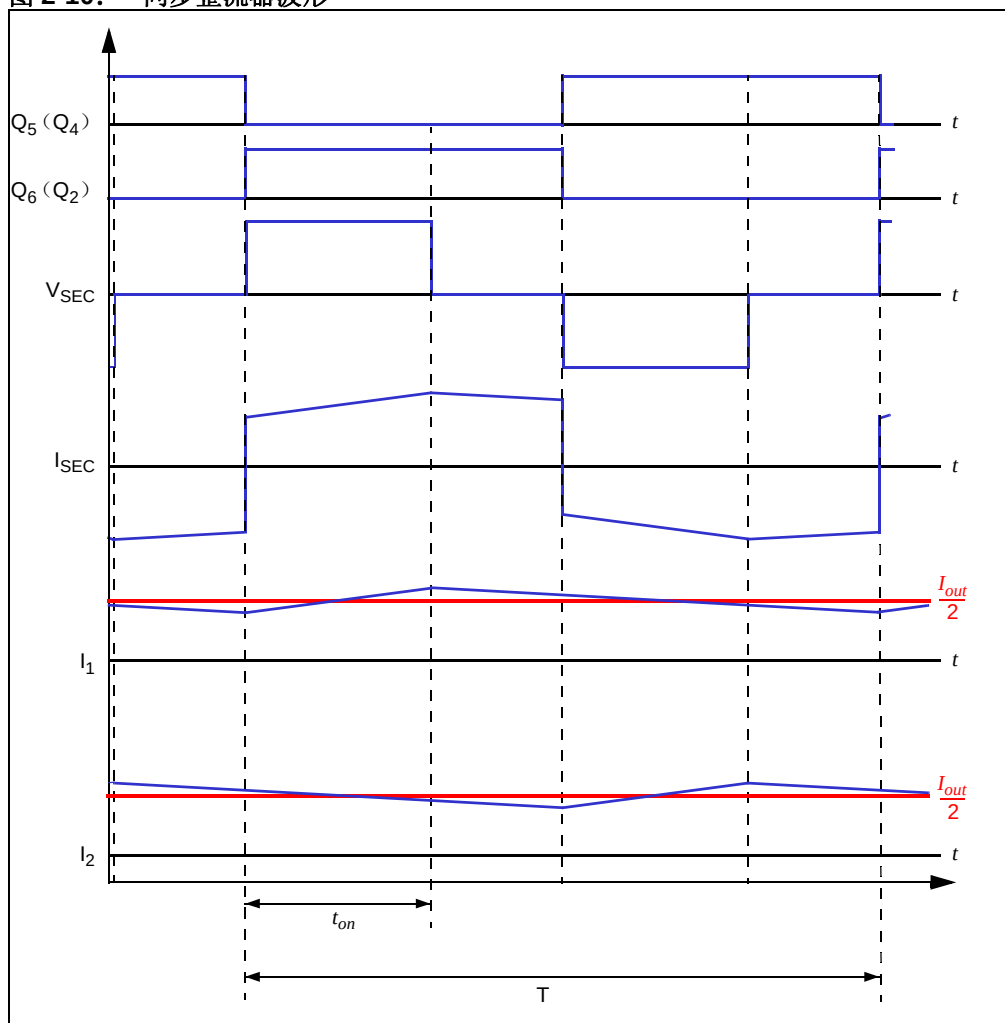


图 2-10: 同步整流器波形



2.2.2.1 MOSFET 同步整流器和栅极驱动

为同步整流器选择的 MOSFET 整流器是 International Rectifier IRF2804SPBF 40V、2 mΩ 器件。这些器件采用 D²PAK 封装，直接安装到 PCB 上。所需的最小阻断电压等于施加的变压器次级电压峰值。当匝数比为 12:8 且输入电压为最大值 410V 时，最小阻断电压为 32V。由于通过安装到 PCB 板上实现了紧凑布线并且次级绕组两端具有 RC 缓冲电路，因此过冲电压微乎其微。当安装到 25.4 mm² (1 英寸²) PCB 铜焊盘上时，结点至环境的热阻为 40°C/W（见附录 C“参考资料”中的参考 11）。

按照 MOSFET 的内部二极管电压特性，在 30A、175°C 时电压为 0.6V，明显高于 2 mΩ 导通状态电阻上的压降，并且同步整流的好处会在整个工作功率区域内保持。

栅极驱动电路采用 Microchip MCP1403 栅极驱动器。栅极控制信号由初级侧 dsPIC DSC 器件生成，以便与 ZVT 全桥换流同步。隔离由高速光电耦合隔离器实现。

2.2.2.2 输出扼流器

倍流同步整流器中有两个输出扼流器。每个电感的平均电流是输出电流的一半，励磁电压阶段仅在半个周期出现。因此，纹波电流由公式 2-23 给出。

公式 2-23:

$$I_{\text{ripple}} = \frac{DT}{2L} \left(\frac{V_{\text{in}}}{n} - V_o \right)$$

扼流器设计为拥有 20% 电流纹波分量，电感选择为在 400V 标称输入电压时提供 3.3A 电流。因此，电感需为 9 μH ，绕组的额定电流约为 18A。

Magnetics Kool Mu 磁芯铁损耗可通过公式 2-24 计算。

公式 2-24:

$$P_c = \left(\frac{DT}{2NA_e} \left(\frac{V_{\text{in}}}{n} - V_o \right) \right)^2 f_{\text{sw}}^{1.46} \quad \text{W/m}^3$$

峰值磁通密度通过公式 2-25 计算。

公式 2-25:

$$B_{\text{pk}} = \frac{LI_{\text{pk}}}{NA_e} \quad \text{T}$$

采用外径为 20.3 mm、编号为 77848 的磁芯， $A_L = 32$ ， $A_e = 22.6 \text{ mm}^2$ ，所需匝数 N 为 17。因此，峰-峰交流磁通密度为 77 mT，磁芯损耗为 0.5W。根据单层绕组数据，1.6 mm 外径的导线（14 AWG）可安装到磁芯上，因此 13 x 0.315 mm 也将适合。铜箔横截面面积为 1.01 mm^2 ，因此电流密度为 17.7A/ mm^2 。电阻估计为 7 $\text{m}\Omega$ （为 14 AWG 电阻的 2 倍），因此铜箔损耗为 2.2W。在使用强制风冷的情况下，这是可以接受的。

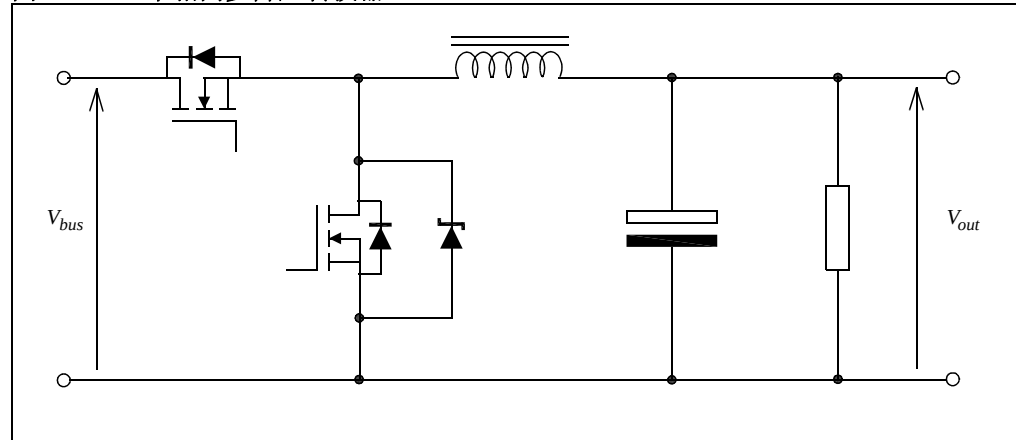
2.2.2.3 输出电容

主输出电容为 2200 μF 、25V 电解电容，与两个 10 μF 、25V 多层陶瓷电容并联。较大的大电容提供主要能量存储，而具有极低 ESR 的小陶瓷电容提供高频纹波电流去耦功能。电容纹波电流等于两个输出电感的组合交流分量加上同步大负载的交流分量。至于电感电流，由于其中存在 50% 相移，因此要低于传统输出整流器的电流，而且由提供给同步降压稳压器的电流主导控制。电容还必须在阶跃负载瞬变期间提供足够能量，以在所需稳压限制内维持 12V 输出电压。

2.3 单相同步降压转换器

单相同步降压转换器使用相同的基本拓扑作为标准降压转换器，但是用 MOSFET 替换了续流二极管。图 2-11 显示了主电源电路。两个开关以互补对的方式工作，由 PWM 控制器插入一个死区以避免直通。当电流需要续流时，下桥臂 MOSFET 工作在第三象限，电流从源极流到漏极，而且由于 MOSFET 的导通状态电阻极低，与传统肖特基二极管相比可实现更高的效率。

图 2-11： 单相同步降压转换器



2.3.1 单相降压转换器功率传输电路设计

单相降压转换器的目标规范如下：

- 输入电压 $V_{IN} = 12 \text{ VDC}$
- 开关频率 $f_{sw} = 500 \text{ kHz}$
- 输出电压 $V_{OUT} = 5 \text{ VDC}$
- 输出电流 $I_{OUT} = 23\text{A}$
- 电压纹波 $< 2\%$
- 输出压摆率 $> 5 \text{ A}/\mu\text{s}$

2.3.1.1 MOSFET 和栅极驱动

控制降压转换器占空比的公式如公式 2-26 所示。

公式 2-26:

$$D = \frac{V_o}{V_{bus}}$$

上桥臂和下桥臂 MOSFET 中的 RMS 电流（假设电感纹波电流较低）如下面的公式 2-27 和公式 2-28 所示。

公式 2-27:

$$\tilde{i}_{high} = I_o \sqrt{D}$$

公式 2-28:

$$\tilde{i}_{low} = I_o \sqrt{1-D}$$

忽略杂散压降和电感电流纹波时，标称占空比为 0.42。这相当于上桥臂 MOSFET 的导通时间 t_{on} 为 840 ns。因此，上桥臂 MOSFET 的额定值为 14.9 Arms，下桥臂 MOSFET 的额定值为 17.5A。

所选 MOSFET 为采用 DPAK 封装的 International Rectifier IRLR7833PBF、30V、4.5 mΩ 器件，并直接安装到 PCB 上。MOSFET 的固有反向二极管的开关操作相对较慢，因此将一个快速肖特基二极管并联在 MOSFET 两端以减小开关损耗。上桥臂和下桥臂 MOSFET 的导通损耗估计分别为 0.85W 和 1.2W。在某些设计中可以通过为上桥臂和下桥臂开关选择不同器件来优化效率。

假定线性开关转换为理想状态，使用公式 2-29 可估算出 MOSFET 中的开关损耗。

公式 2-29:

$$P_{sw} = \frac{1}{6} V_{bus} I_o t_r f_{sw}$$

估算的开关转换时间为 50 ns，因此每个器件的开关损耗为 2.4W。

栅极驱动电路是 Microchip MCP1404 双栅极驱动 IC，可直接驱动 MOSFET 栅极。每个 MOSFET 的最大栅极阈值为 4V，因此上桥臂 MOSFET 的驱动电路由辅助 SMPS 电源轨提供，其电压高于栅极阈值和源极电压的组合。dsPIC DSC 器件的 PWM 模块引脚通过一个反相集电极开路晶体管级与栅极驱动 IC 接口，该反相集电极开路晶体管级提供了对地弹反射的抵抗能力。

2.3.1.2 输出扼流器

纹波电流由公式 2-30 中所示的关系给出。

公式 2-30:

$$\Delta i = \frac{t_{on} (V_{bus} - V_o)}{L}$$

纹波电流需要小于输出电流的 25%，因此每个输出扼流器均为 1 μH Coilcraft SER1360-102KL 表面贴装电感。较小的电感可提高输出瞬态响应，但代价是纹波电流较高，进而导致输出电压纹波较高。直流电阻为 2.5 mΩ，输出电流为最大值 23A 时的功率损耗为 1.3W。峰 - 峰纹波电流为 5.9A。

2.3.1.3 输出电容

由于存在连续的电感电流，降压转换器中的输出电容纹波电流相当低，并且仅取决于电感中纹波电流的幅值。公式 2-31 给出了电容 RMS 电流的关系。

公式 2-31:

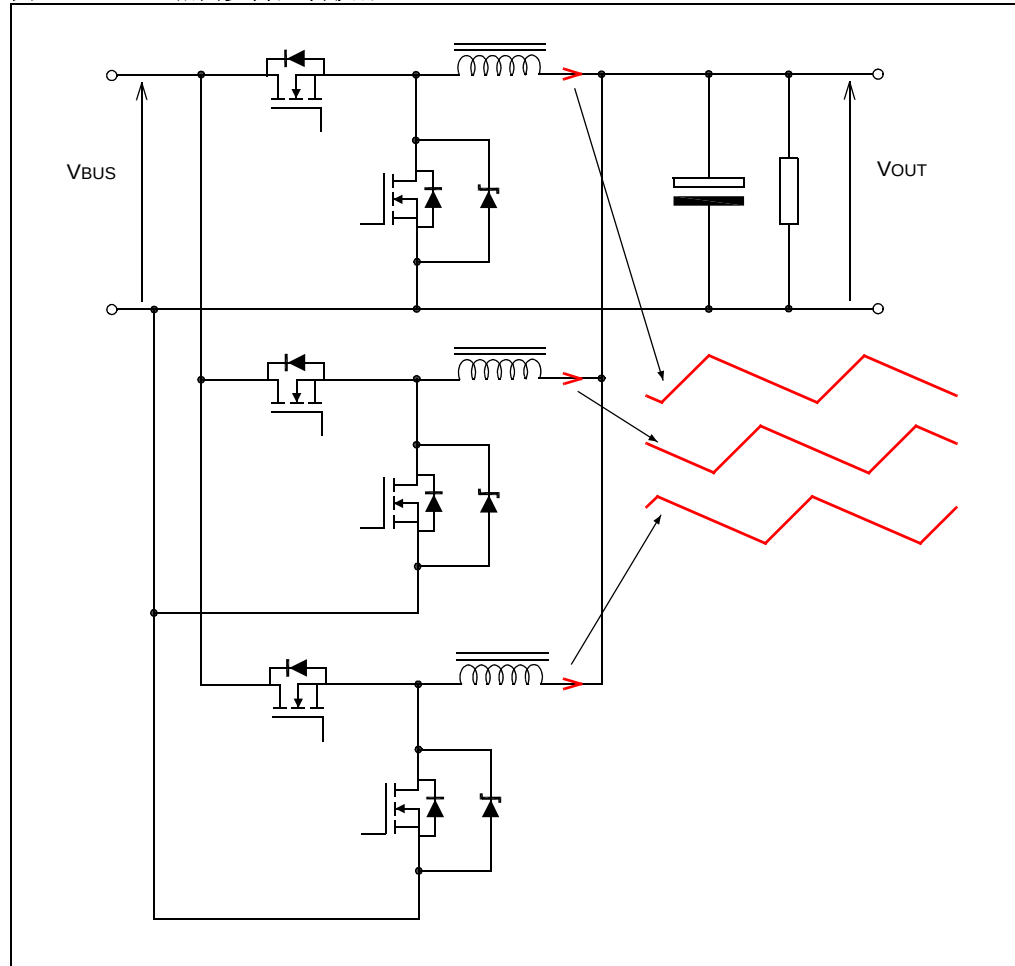
$$\tilde{i}_{cap} = \frac{\Delta i}{\sqrt{12}}$$

因此，总电容纹波电流为 1.7 Arms。大电容的另一个重要设计注意事项是瞬态负载要求，因此需要 ESR/ESL 较低的部件以满足规范（见附录 C“参考资料”中的参考 12）。选择了两个 Rubycon 10ZL1500M10X23 1500 μ F、10V 电解电容，且并联四个 10 μ F、16V 多层陶瓷电容。每个电解电容在 105°C 时的额定值为 2.15 Arms，电解电容自身可轻松处理纹波电流。

2.4 三相同步降压转换器

可将多个同步降压转换器并联以提高降压级的功率处理能力。可通过对每一级的 PWM 调制进行相移来提高性能和减小输出电容体积。在本参考设计中，设计了三相同步降压转换器。电源电路如图 2-12 所示，展示了输出扼流器电流中的开关周期 120 度 PWM 相移。

图 2-12: 三相同步降压转换器



2.4.1 多相降压转换器功率传输电路设计

多相降压转换器的目标规范如下：

- 输入电压 $V_{IN} = 12 \text{ V}_{DC}$
- 开关频率 $f_{sw} = 500 \text{ kHz}$
- 输出电压 $V_{OUT} = 3.3 \text{ V}_{DC}$
- 输出电流 $I_{OUT} = 69 \text{ A}$
- 电压纹波 $< 2\%$
- 输出压摆率 $> 50 \text{ A}/\mu\text{s}$

2.4.1.1 MOSFET 和栅极驱动

每相降压级的输出电流为 23A，忽略杂散压降和电感电流纹波时，标称占空比为 0.275。这相当于上桥臂 MOSFET 的导通时间 t_{on} 为 550 ns。因此，上桥臂 MOSFET 的额定值为 12 Arms，下桥臂 MOSFET 的额定值为 19.6A。

所选 MOSFET 为采用 DPAK 封装的 International Rectifier IRLR7833PBF、30 V、4.5 mΩ 器件，并直接安装到 PCB 上。上桥臂和下桥臂 MOSFET 的导通损耗分别估算为 0.55W 和 1.5W。估算的开关转换时间为 50 ns，因此每个器件的开关损耗为 1.2W。

栅极驱动电路是 Microchip MCP1404 双栅极驱动 IC，可直接驱动 MOSFET 栅极。每个 MOSFET 的最大栅极阈值为 4V，因此上桥臂 MOSFET 的驱动电路由辅助 SMPS 电源轨提供，其电压高于栅极阈值和源极电压的组合。dsPIC DSC 器件的 PWM 模块引脚通过一个反相集电极开路晶体管级与栅极驱动 IC 接口，该反相集电极开路晶体管级提供了对地弹反射的抵抗能力。

公式 2-32:

$$\begin{aligned} D &= \frac{V_o}{V_{bus}} \\ i_{high} &= I_o \sqrt{D} \\ i_{low} &= I_o \sqrt{1-D} \\ P_{sw} &= \frac{1}{6} V_{bus} I_o t_r f_{sw} \end{aligned}$$

2.4.1.2 输出扼流器

每个电感中的纹波电流由公式 2-33 中所示的关系给出。

公式 2-33:

$$\Delta i = \frac{t_{on} (V_{bus} - V_o)}{L}$$

纹波电流需要为输出电流的大约 20%，因此，每个输出扼流器均为 1 μH Coilcraft SER1360-102KL 表面贴装电感。直流电阻为 2.5 mΩ，功率损耗为 1.3W。峰 - 峰纹波电流为 4.8A。

2.4.1.3 输出电容

由于存在带相移的连续电感电流，输出电容纹波电流非常低。公式 2-34 给出了电容 RMS 电流的关系。

公式 2-34:

$$\tilde{i}_{cap} = \frac{\Delta i}{\sqrt{3}\sqrt{12}}$$

因此，总电容纹波电流为 1.0 Arms。输出电容由三个 Rubycon 6.3ZL1500M10X20 1500 μ F、6.3V 电解电容与三个 10 μ F、16V 多层陶瓷电容并联组成。每个电解电容在 105°C 时的额定值为 1.82 Arms，电解电容自身可轻松处理纹波电流。

2.5 辅助电源

初级侧和次级侧 dsPIC DSC 器件以及栅极驱动电路的电源电压由简单的低功耗反激 SMPS 生成。图 2-13 展示了设计中的主要元件。集成高电压专有控制开关为高频变压器馈电，多个次级绕组通过二极管 / 电容电路分接。SMPS 工作在不连续反激模式，以便能量在导通期间存储到变压器的磁化电感中，而在关断期间传送到次级电路。在变压器初级的两端需要放置缓冲电路，以消耗变压器的寄生泄漏能量并确保开关电压不会超过其最大额定值。典型的反激 MOSFET 波形如图 2-14 所示。

图 2-13: 辅助反激 SMPS

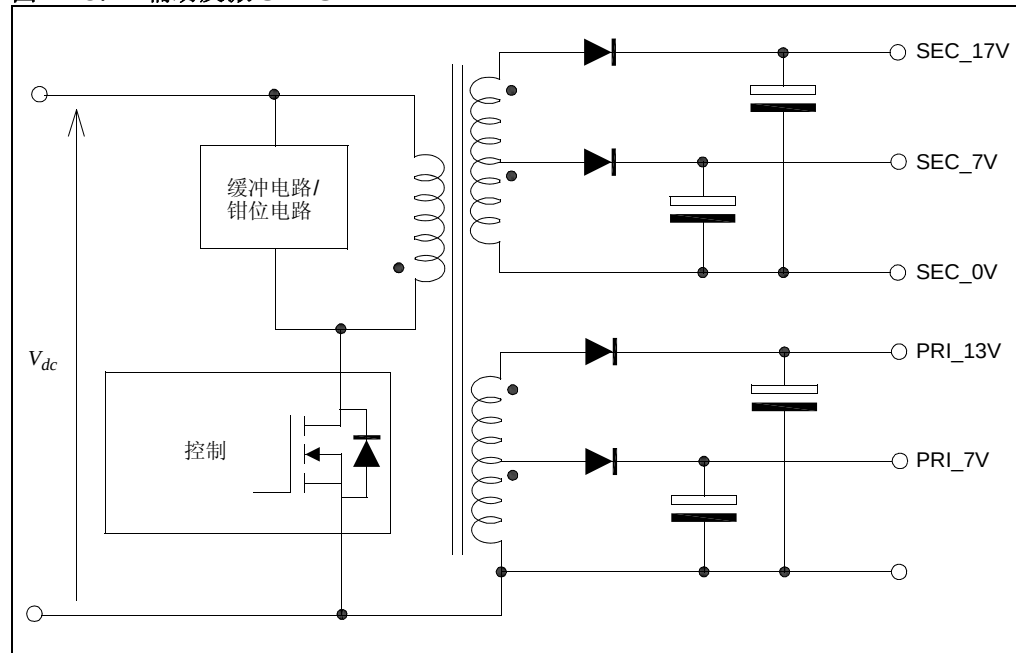
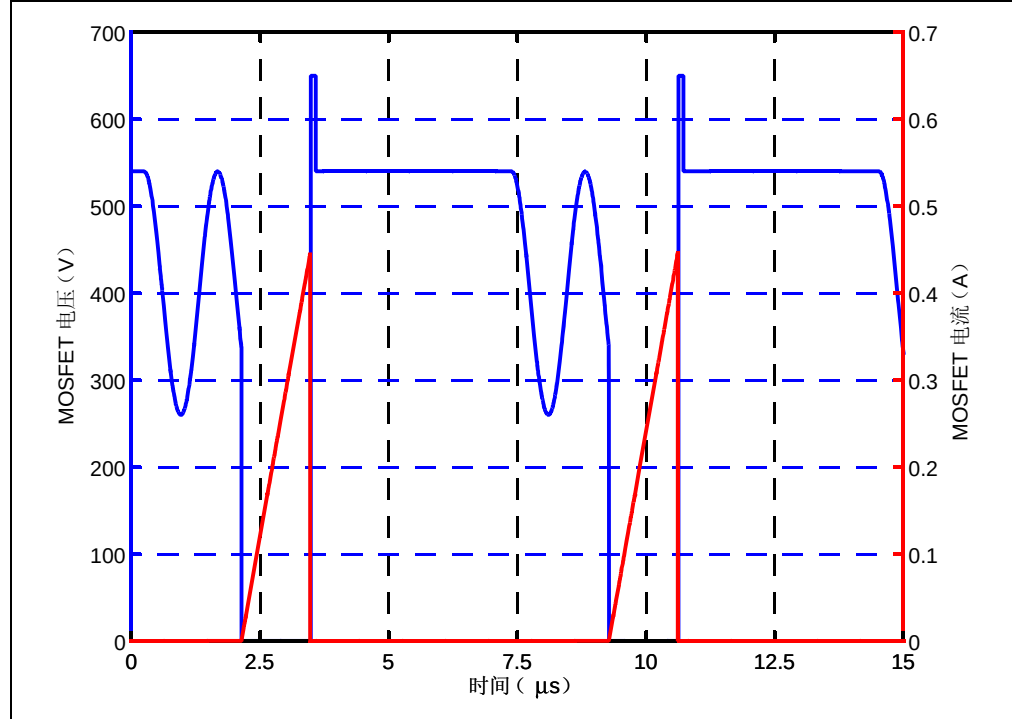


图 2-14: 反激 SMPS MOSFET 波形



2.5.1 基本设计方法

辅助反激 SMPS 的目标规范如下：

- 输入电压 $V_{IN} = 120\text{-}400\text{ V}_{DC}$
- 初级输出轨 1 = $7\text{V @ } 0.3\text{A}$
- 初级输出轨 2 = $13\text{V @ } 0.15\text{A}$
- 次级输出轨 1 = $7\text{V @ } 0.3\text{A}$
- 次级输出轨 2 = $17\text{V @ } 0.45\text{A}$

2.5.1.1 HVIC 技术

辅助电源的总输出功率额定值为 13.8W ，因此，为主电源开关选择了 Power Integrations TinySwitch（见附录 C“参考资料”中的参考 13）。这些器件专用于低成本高效率设计，只需简单的开/关控制即可工作，而不需要常用于高功率 SMPS 的较复杂的 PWM。TNY277G 是额定值适合此宽输入电压应用的器件，可以直接安装到 PCB 上，没有任何附加的散热要求。

2.5.1.2 变压器

根据工作频率和功率吞吐量要求，为变压器设计选择了 EF20 铁氧体磁芯对。设计的第一步是选择初级匝数和变压器气隙。不连续反激 SMPS 输出功率取决于变压器的初级磁化电感中存储的能量和开关频率。忽略损耗时的基本公式如公式 2-35 所示。

公式 2-35:

$$P_o = \frac{1}{2} L_p I_p^2 f_{sw}$$

对于给定的输出功率，初级中的峰值电流是固定的，开关导通时间的变化与直流输入电压成函数关系，如公式 2-36 所示。

公式 2-36:

$$t_{on} = \frac{L_p I_p}{V_{DC}}$$

根据 TNY277 数据手册，最大开关频率为 140 kHz，合理的最大导通时间为 4.5 μs。最小直流电压为 120V，变压器初级的功率为 17W（假定效率约为 80%）。值得注意的是，这只是瞬态要求，因为建立 dsPIC DSC 器件轨之后，PFC 会将直流输入电压升高至 400V。可以重新整理公式 2-35 和公式 2-36 以找到所需的变压器初级磁化电感，如公式 2-37 所示。

公式 2-37:

$$L_p = \frac{t_{on}^2 V_{DC}^2 f_{sw}}{2P_o}$$

因此，目标初级电感为 1.2 mH，峰值初级电流为 0.45A。必须选择初级匝数以确保铁氧体磁芯的热损耗约为 0.5W。EF20 磁芯的横截面积为 32 mm²，体积为 1490 mm³。磁芯损耗可通过公式 2-38 计算。

公式 2-38:

$$B = \left(\frac{P_{core}}{1.36 \times 10^{-4} f_{sw}^{1.59} V_e} \right)^{0.365}$$

其中， f_{sw} 的单位为 kHz， B 的单位为 mT。

因此，峰值磁通密度约为 150 mT。所需初级匝数可通过公式 2-39 进行计算。

公式 2-39:

$$B = \frac{L_p I_p}{N_p A_e}$$

使用以上公式， N_p 设置为 110 匝，这要求 EF20 磁芯中具有 0.5 mm 的气隙以提供 1.2 mH 的电感。为尽可能减少变压器的泄漏电感，从而减少缓冲电路 / 钳位电路的损耗，将初级绕组分成两层，每层 55 匝。公式 2-40 给出了初级中的 RMS 电流。

公式 2-40:

$$\tilde{i}_p = \sqrt{\frac{D}{3}} I_p$$

根据公式 2-36，400V 时的开关导通时间为 1.35 μs ，占空比为 0.19。因此，初级中的 RMS 电流为 0.11 Arms。合适的绕组线径为 0.16 mm，5.5 Amm^2 。此导线在 100°C 时的电阻为 1.1 Ωm^{-1} ，根据骨架的平均匝长度（41.2 mm），预计初级电阻为 5 Ω 。因此，初级铜箔损耗为 60 mW。

必须选择次级匝数以确保 TNY277 两端的参考电压不会超过其最大阻断电压额定值，并且在给定工作占空比的情况下适用于不连续电流操作。公式 2-41 给出了当能量传送到次级时，TNY277 两端的峰值电压。

公式 2-41:

$$V_p = V_{DC} + \frac{N_p}{N_s} V_o$$

最大开关电压的合理限制为 540V，因此对于主 17V 次级输出（包括 0.8V 二极管正向压降），所需匝数比为 7.86。因此，17V 绕组上的次级匝数为 14。在此绕组上的一个 6 匝单独分接可用于 7V 次级。使用 TEX-E 导线构造次级绕组以提供所需的 2500 Vrms 电压隔离。

公式 2-42 给出了要去磁的反激变压器所占用的时间。

公式 2-42:

$$t_{off} = \frac{N_s L_p I_p}{N_p V_o}$$

因此，关断期间为 3.9 μs ，低于最大可用周期，可确保在正常工作条件下不连续工作。下面的公式 2-43 和公式 2-44 给出了绕组中的次级峰值电流和 RMS 电流。

公式 2-43:

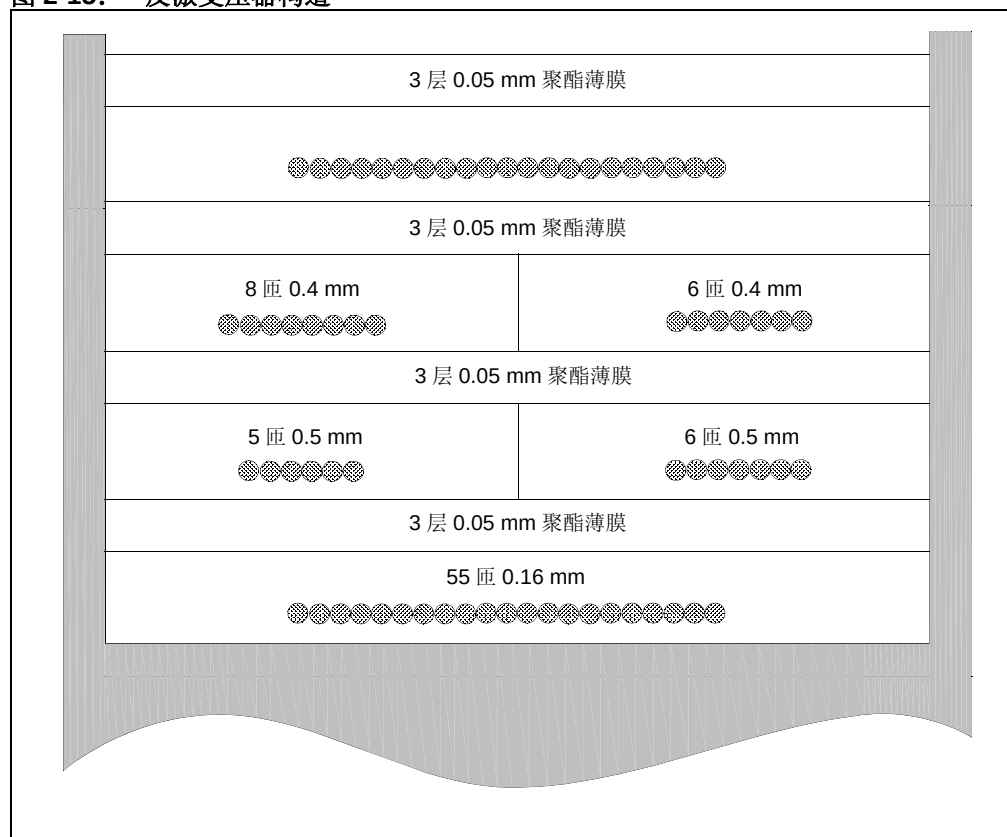
$$I_s = \frac{2T I_o}{t_{off}}$$

公式 2-44:

$$\tilde{i}_s = 2 \sqrt{\frac{T}{3t_{off}}} I_o$$

因此，主 17V 输出中的次级电流为 0.7 Arms。次级绕组电阻为 0.1 Ω ，次级绕组中的总铜箔损耗估计为 50 mW。保持与初级相似的绕组电流密度意味着可以为次级绕组选择 0.4 mm 线规。初级侧的两个辅助电源绕组直接取决于所选变压器匝数比。总变压器功耗主要由铁损耗决定，约为 0.8W。根据已发布的 EF20 变压器热特性，这会导致 40°C 的温升。图 2-15 展示了反激变压器构造。

图 2-15: 反激变压器构造



2.5.1.3 输出电容

对于栅极驱动电压轨和dsPIC DSC 器件电压轨，为输出选择的电容分别为 100 μ F、25V 和 470 μ F、10V。United Chemi-Con 电解电容的纹波电流额定值分别为 0.34 Arms 和 0.64 Arms。

注:

第 3 章 软件设计

3.1 概述

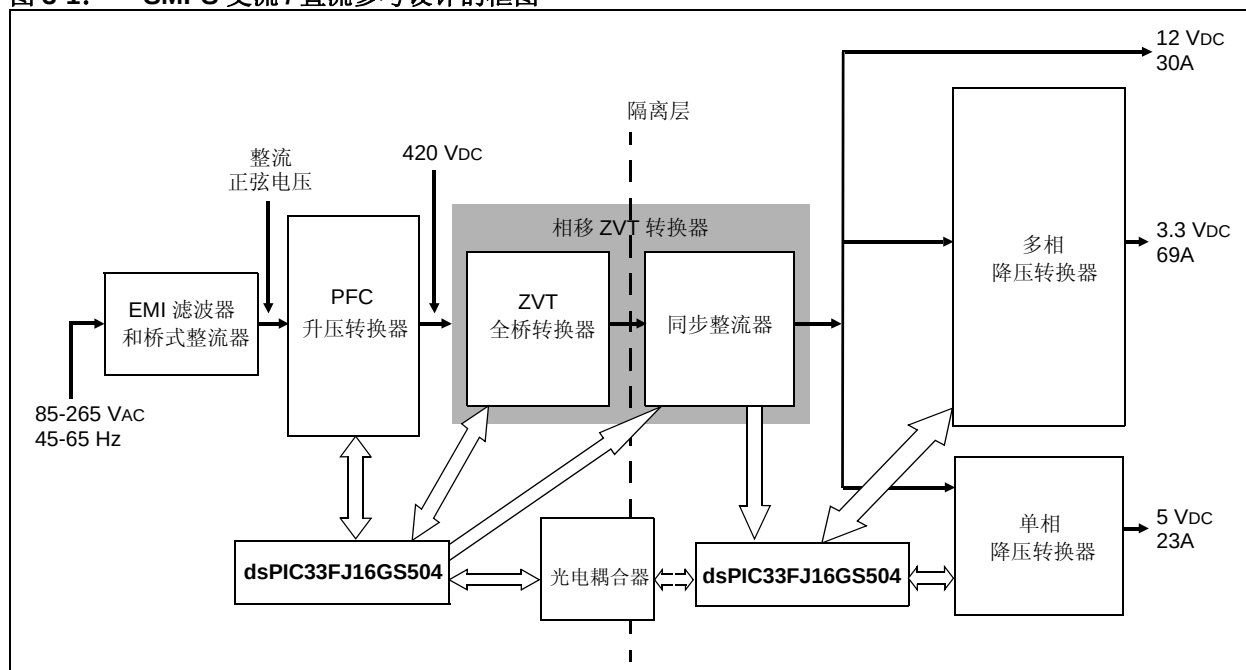
注： 与 SMPS 交流 / 直流参考设计相关的所有函数库和源文件均可以从当地 Microchip 销售办事处获取。请参见 Microchip 网站或本文档的最后一页获得联系信息。

SMPS 交流 / 直流参考设计通过两个 dsPIC DSC 进行控制，如图 3-1 中的框图所示。

初级侧（图 3-1 中隔离层的左侧）的 dsPIC DSC 控制 PFC 升压转换器和相移 ZVT 转换器。次级侧（图 3-1 中隔离层的右侧）的 dsPIC DSC 控制多相降压转换器和单相降压转换器。

次级侧 dsPIC DSC 还执行测量相移 ZVT 转换器的输出电压以及将数字反馈信号反馈到初级侧 dsPIC DSC 的功能。

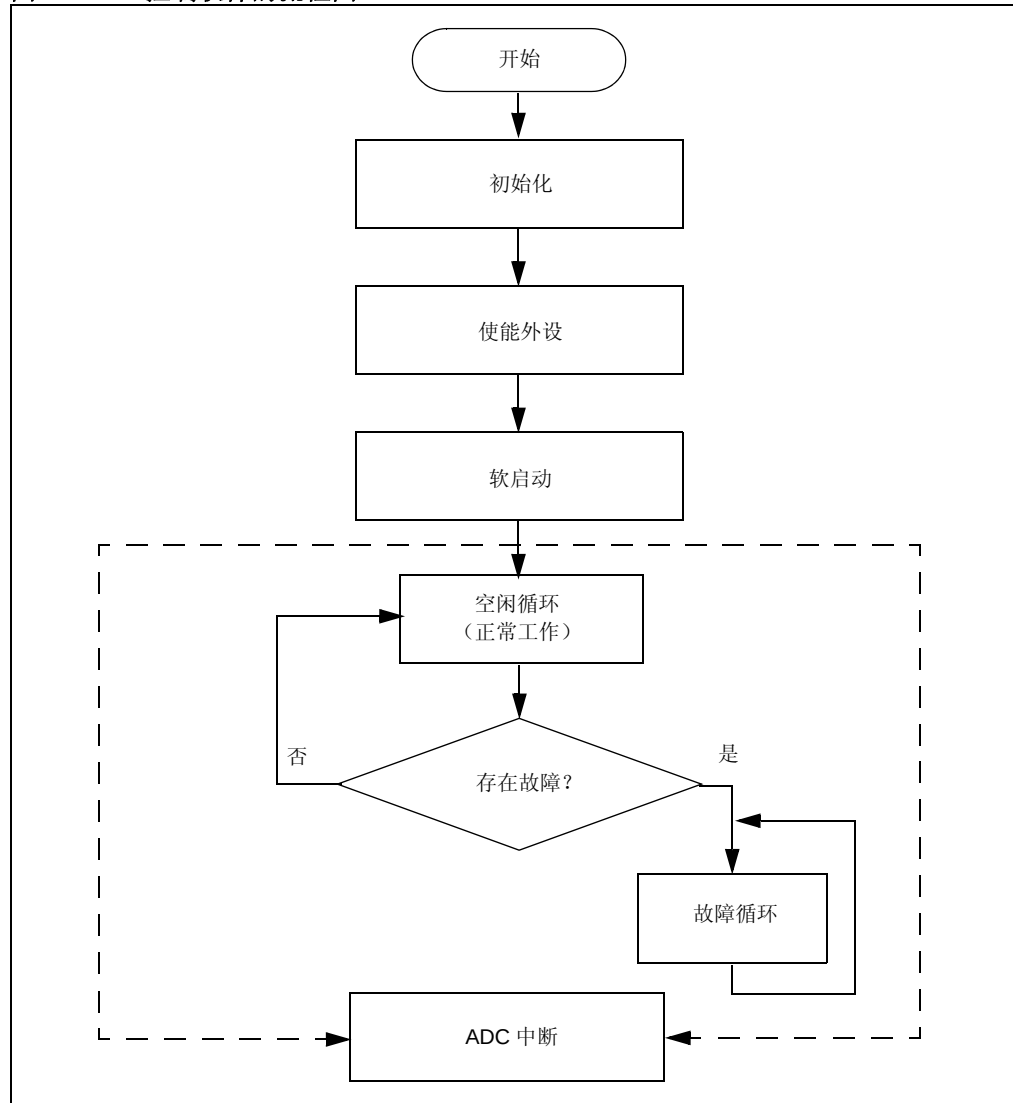
图 3-1: SMPS 交流 / 直流参考设计的框图



3.2 控制软件的结构

SMPS 交流 / 直流参考设计的控制软件基本上遵从图 3-2 中所示的单一基本结构。

图 3-2: 控制软件的流程图



控制软件使用C语言和汇编语言混合编程。所有时间关键型函数均使用汇编语言编写。主循环、外设设置程序、初始化程序和非时间关键函数均使用 C 语言编写。

SMPS 交流 / 直流参考设计包含两个独立的项目，即：

- **初级：**此项目包含 SMPS 交流 / 直流参考设计初级侧的完整代码。其中包括 PFC 升压转换器和相移 ZVT 转换器的控制软件。
- **次级：**此项目包含 SMPS 交流 / 直流参考设计次级侧的完整代码。其中包括单相降压转换器和多相降压转换器的控制软件，还包括 ZVT 输出电压测量和数字电压反馈的代码。

图 3-2 中所示的所有功能模块是两个项目共有的。后面几节将简要介绍各个功能模块。

3.2.1 初始化程序

开始执行时，从主程序调用初始化程序。包括 PWM、ADC、模拟比较器、UART、I²C™ 和定时器在内的所有外设均在此步骤中配置。在完成整个外设配置之前不要使能任何外设，这一点非常重要。

除了配置外设，在初始化步骤中还将配置所有需要的中断和中断优先级。控制环变量的存储器分配也在初始化阶段进行。

3.2.2 外设使能程序

配置完项目中使用的的所有外设模块之后，按照正确的顺序使能这些外设模块。由于 PWM 输出直接影响系统的输出，因此在使能所有其他外设之后再使能 PWM 是很重要的。

3.2.3 软启动程序

SMPS 交流 / 直流参考设计的每个级都会执行一个受控的软启动程序。该程序会将各输出级电压升高至所需的输出电压。

3.2.4 故障检查程序

故障检查程序用于检查系统中是否已发生故障。如果发生故障，则必须关闭系统。为此，需要调用故障循环，并利用其禁止所有活动的模块（如 ADC 和 PWM）以及通过 LED 直观地显示故障。

dsPIC33FJ16GS504 上的 PWM 模块具有内置故障输入，可确保 PWM 快速关断，以防止对系统和下游电子元件造成损坏。关断 PWM 之后，程序执行跳转到故障循环。

3.2.5 ADC 中断服务程序

ADC 中断服务程序（Interrupt Service Routine, ISR）是控制软件的核心。所有控制环均在 ISR 中执行。由于需要更快地执行控制环以实现最佳的系统性能，此程序中执行的函数使用汇编语言编写。ADC ISR 的执行优先级最高。

ADC 模块配置为生成交错的中断请求，以在同一个 ISR 中执行多个控制环。

SMPS 交流 / 直流参考设计的每个级的控制软件实现均包含上述所有模块。但是，各个级的实现之间具有微小差异。

本用户指南的后面几节将介绍设计中每个级的特定详细信息。

3.3 初级侧控制软件 (PFC_ZVT)

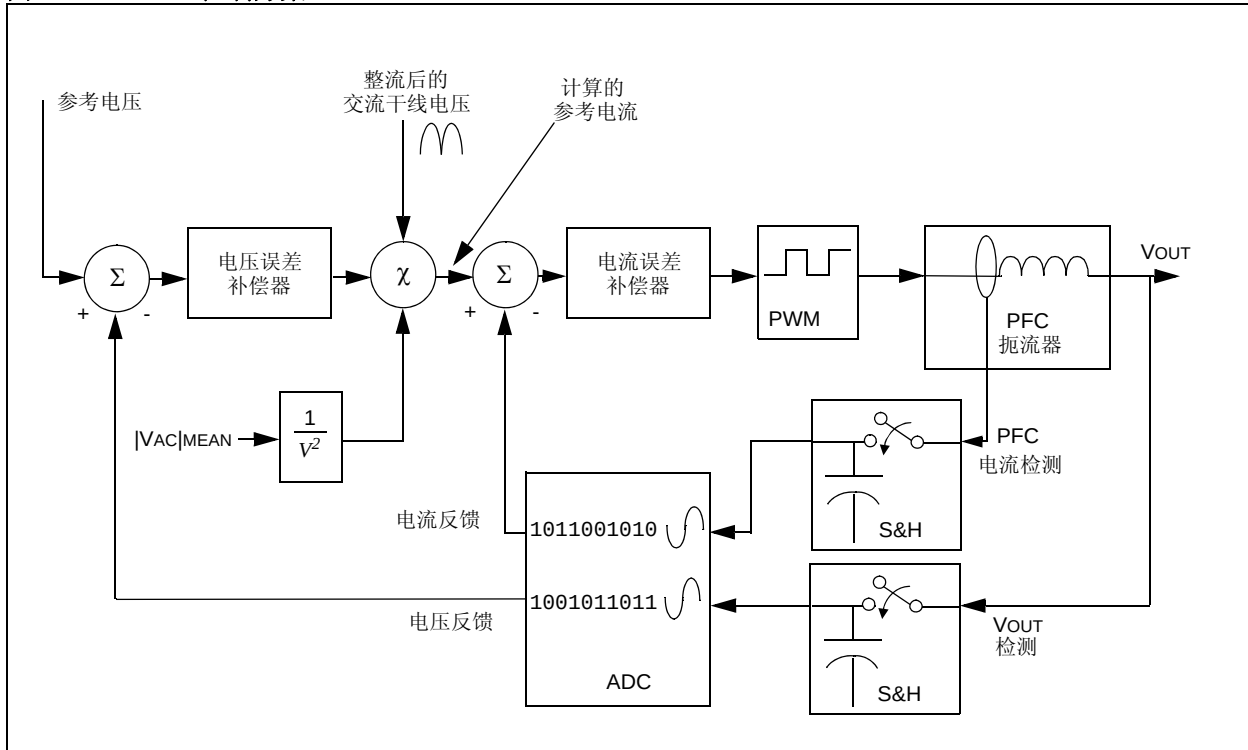
PFC 升压转换器和相移 ZVT 转换器采用相似的控制方案。但是，这两种转换器的工作方式具有明显差异。这些差异将在每种转换器的控制软件的说明中进行介绍。

3.3.1 PFC 升压转换器控制软件

3.3.1.1 PFC 控制方案

针对 PFC 升压转换器实现的控制方案如图 3-3 所示。

图 3-3: PFC 控制方案



PFC 升压转换器使用外层电压控制环和内层电流控制环控制方案。电压误差补偿器的输出乘以整流后的交流干线电压函数可生成正弦参考电流。

在电压误差补偿器的输出中引入了一个附加的前馈项 $|V_{AC}|_{MEAN}$ ，其作用是使控制环不受交流输入电压波动的影响。该前馈项确保 PFC 升压转换器在整个输入电压范围内始终提供正确的输出功率。

PFC 电压和电流误差补偿器均以具有误差补偿的比例积分 (Proportional-Integral, PI) 系统的形式实现。补偿器函数是数学计算密集的程序，将利用 dsPIC DSC 的 DSP 引擎。PFC 电流补偿器的输出会修改 PWM 占空比，以保持恒定输出电压以及正弦输入电流波形。

电流和电压补偿器都在 ADC ISR 中执行。与电压控制环相比，电流控制环的执行速度要快得多。

3.3.1.1.1 使用 dsPIC DSC 的数字 PFC 实现

图 3-4 显示了用于功率因数校正的初级侧 dsPIC DSC 利用的硬件资源。

图 3-4: PFC 升压转换器的 dsPIC® DSC 资源分配

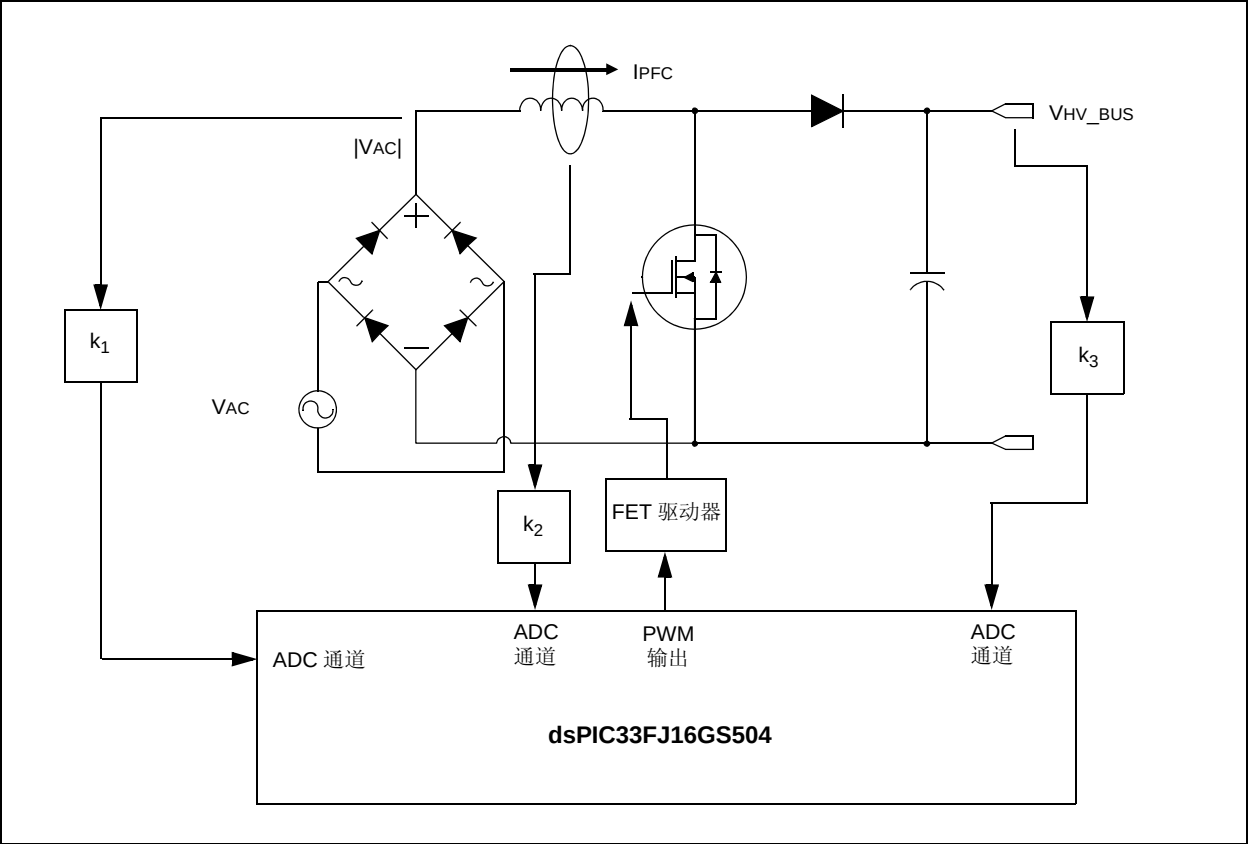


表 3-1 列出了为实现图 3-3 中所示的 PFC 控制方案而使用的 dsPIC DSC 资源。

表 3-1: PFC 升压转换器的 dsPIC® DSC 资源

说明	信号类型	使用的 dsPIC® DSC 资源
VHV_BUS	模拟输入	AN5
PFC 电流 (IPFC)	模拟输入	AN4
VAC 检测	模拟输入	AN3
MOSFET 栅极驱动	驱动输出	PWM4L

通过改变 PWM 信号的占空比对 PFC 升压转换器进行控制。PFC 控制方案只使用 PWM 的一个引脚，因此将 PWM 模块配置为独立输出模式。PWM 的频率由硬件设计决定。其配置为大约 125 kHz。

模拟输入 AN4 和 AN5 配置为同时采样。每三个 PWM 周期在 AN4 和 AN5 上触发一次转换，每次转换时均执行电流控制环。每执行 15 次电流控制环才执行一次电压控制环。

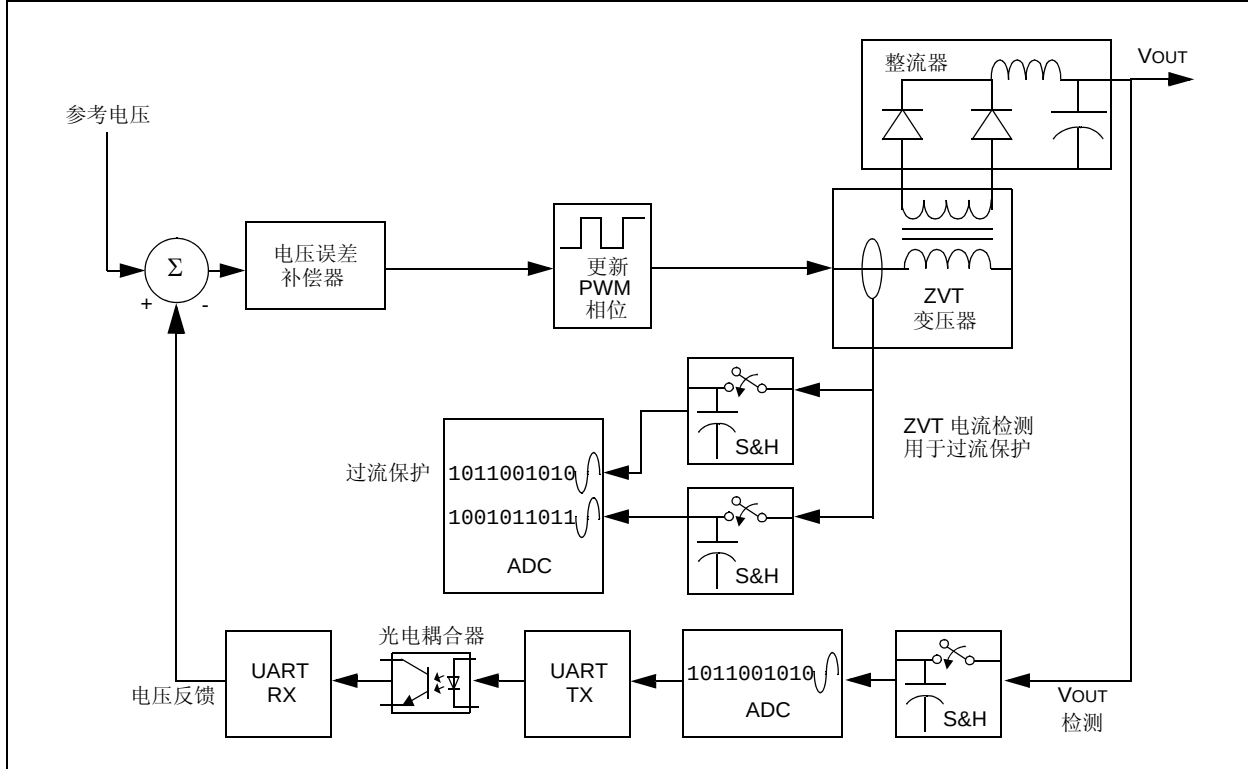
模拟输入 AN3 用于测量交流输入电压，该电压用于生成正弦参考电流。在 SMPS 交流 / 直流参考设计中，当执行电流控制环时计算参考电流值。

3.3.2 相移 ZVT 控制方案

3.3.2.1 ZVT 资源分配

相移 ZVT 转换器的控制方案如图 3-5 所示。相移 ZVT 转换器的原理图如图 3-6 所示。

图 3-5: 相移 ZVT 转换器控制方案



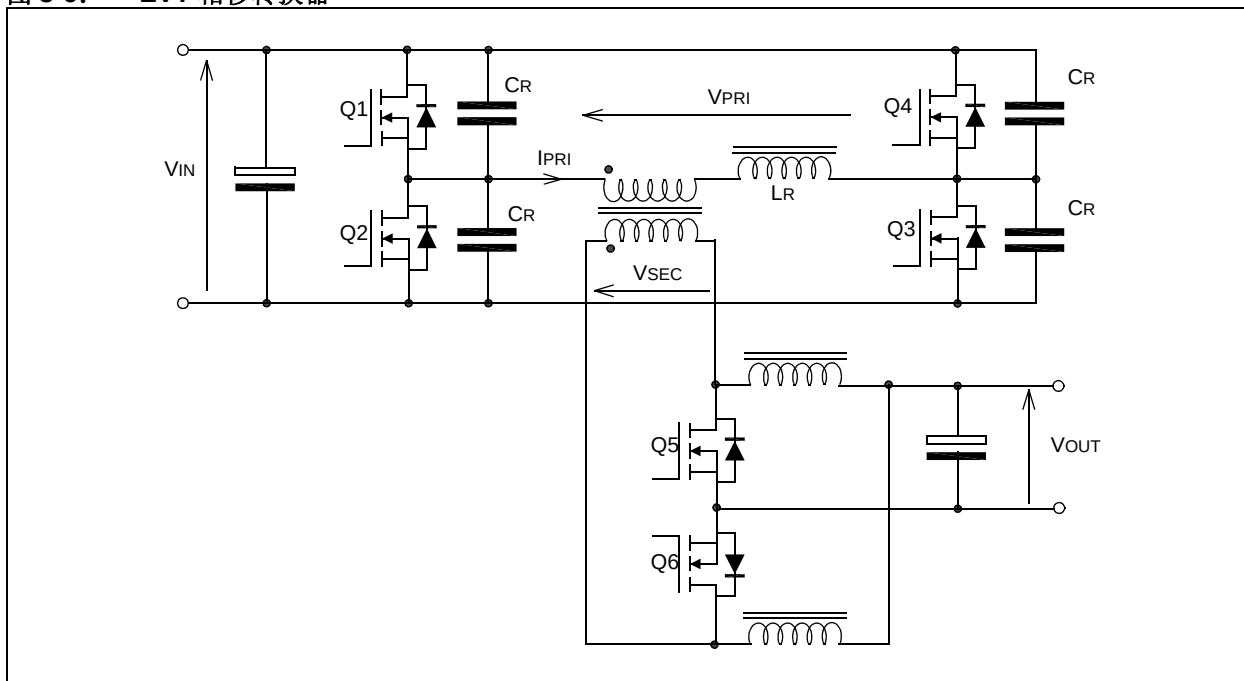
ZVT 转换器使用电压模式控制来保持恒定输出电压。在隔离层的次级侧，ZVT 转换器的电路配置具有输出电压（要控制的参数）（见图 3-8）。

SMPS 交流 / 直流参考设计通过使用次级侧 dsPIC DSC 测量输出电压来实现 ZVT 电压反馈。数据的最高 8 位通过 UART 通信通道传送回初级侧 dsPIC DSC。

初级侧 dsPIC DSC 收到的数据右移两位（对于 10 位数据）并与参考电压进行比较以生成电压误差。然后在 ADC ISR 中执行电压误差补偿器。

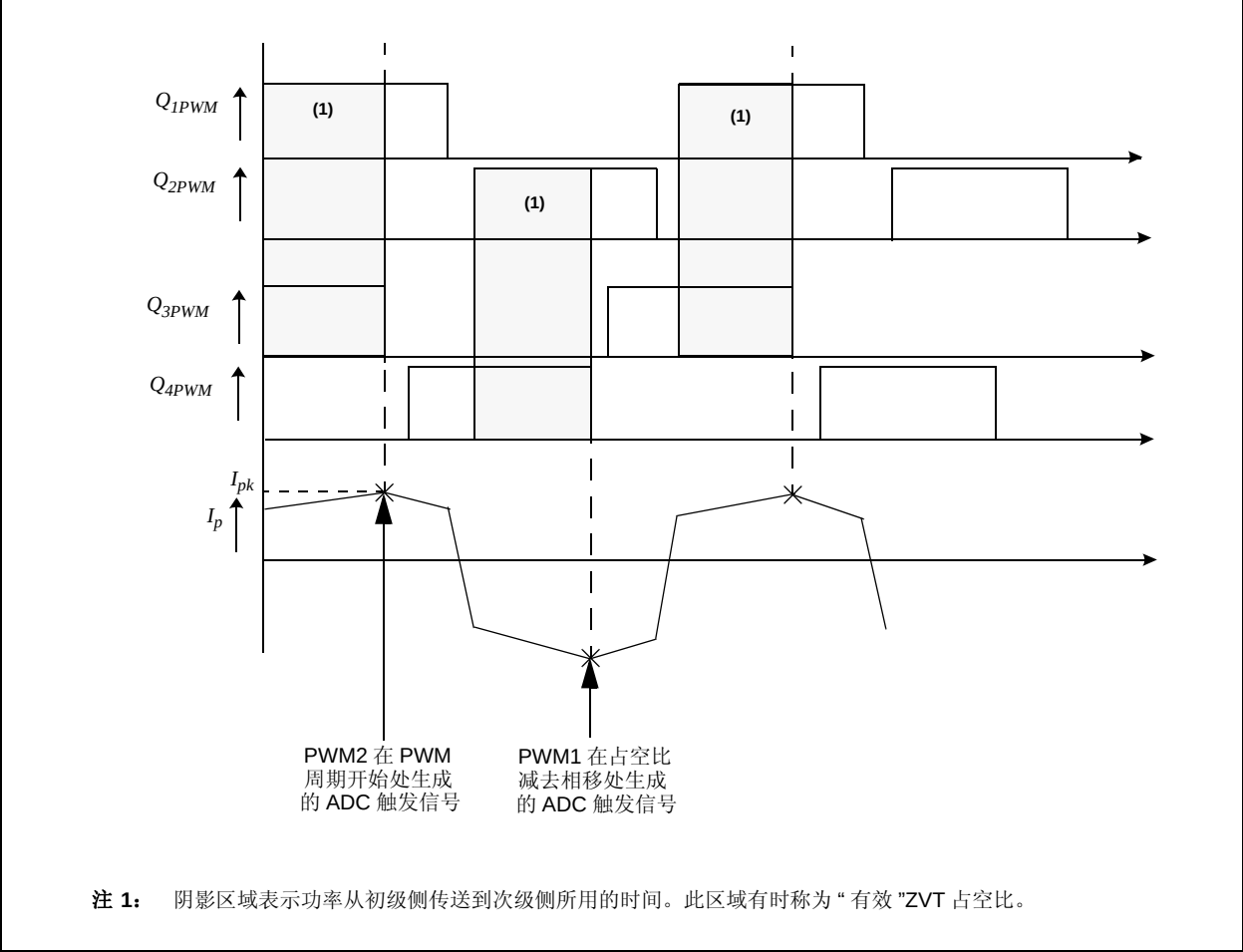
电压误差补偿器的输出将馈入相移 PWM。相移 ZVT 转换器使用 dsPIC33FJ16GS504 中的 PWM 模块特有的相移功能。只需向 PWM 模块中相应的特殊功能寄存器写入新值即可修改 PWM 信号的相位。

图 3-6: ZVT 相移转换器



相移 ZVT 转换器的电流检测功能使用两个专用模拟输入来测量两个方向的初级变压器电流。两个模拟输入连接到同一个电流信号，但是在相反的电流峰值进行采样。图 3-7 中显示了精确的触发时刻以及预期的电流波形。必须测量正向和负向电流并检查是否存在失衡。如果两个方向的电流不平衡，可能会导致 ZVT 变压器中出现所谓的“磁通走漏”现象。必须防止磁通走漏，因为它可能导致变压器饱和，进而损坏系统硬件。

图 3-7: ZVT 电流采样时刻



电压补偿器以比例 - 积分 - 微分（Proportional-Integral-Derivative，PID）函数的形式实现。电压补偿器在 ADC ISR 中执行。

3.3.2.2 使用 dsPIC DSC 的相移 ZVT 实现

图 3-8: 相移 ZVT 转换器的 dsPIC® DSC 资源分配

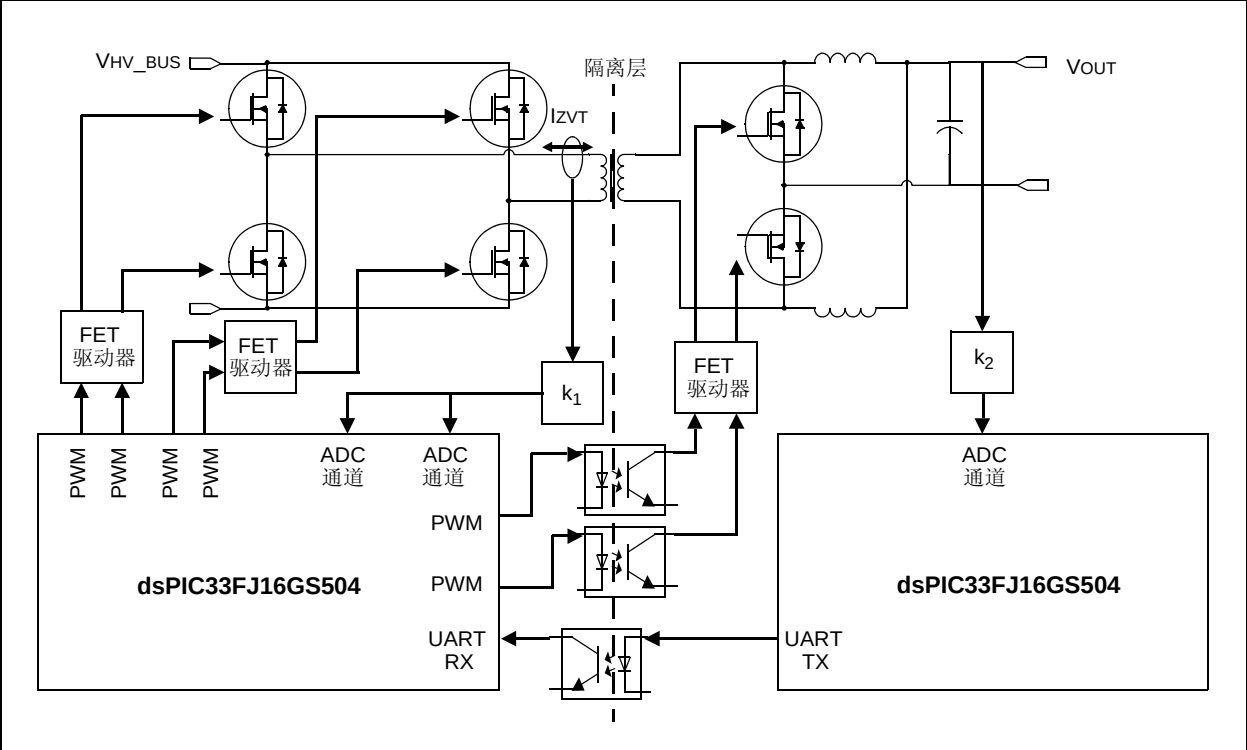


表 3-2 列出了相移 ZVT 转换器控制方案所需的不同反馈和控制信号使用的初级侧 dsPIC DSC 资源。表 3-3 列出了相移 ZVT 转换器控制方案所需的次级侧 dsPIC DSC 资源。

表 3-2: 相移 ZVT 转换器所需的初级侧 dsPIC® DSC 资源

说明	信号类型	使用的 dsPIC® DSC 资源
ZVT 电流 1 (IzVT1)	模拟输入	AN0
ZVT 电流 2 (IzVT2)	模拟输入	AN2
Vout 反馈	UART 输入	U1RX
全桥栅极驱动	驱动输出	PWM1H、PWM1L、PWM2H 和 PWM2L
同步整流器栅极驱动	驱动输出	PWM3H 和 PWM3L

表 3-3: 相移 ZVT 转换器所需的次级侧 dsPIC® DSC 资源

说明	信号类型	使用的 dsPIC® DSC 资源
电压检测 (Vout)	模拟输入	AN5
Vout 反馈	UART 输出	U1TX

通过修改全桥一个桥臂的 PWM 驱动信号相对于全桥另一个桥臂的驱动信号的相位来控制相移 ZVT 转换器。

如表 3-2 中所述，PWM1H、PWM1L、PWM2H 和 PWM2L 是用于开关全桥 MOSFET 的 PWM 信号。PWM1H 和 PWM1L 控制全桥的一个桥臂，PWM2H 和 PWM2L 控制全桥的另一个桥臂。

PWM1 和 PWM2 配置为在互补 PWM 模式下工作，开关频率约为 250 kHz。这些 PWM 信号的占空比固定为 50%。还插入了死区以防止直通。

PWM3 用于驱动 ZVT 变压器次级侧的同步整流器 MOSFET。PWM3 也配置为具有死区的互补模式 PWM 信号。PWM3 信号的配置与 PWM1 的配置相同。控制环的输出直接修改 PWM2 的相位以实现输出的控制。

AN0 和 AN2 均用于测量 ZVT 电流，但是在电流信号的相反峰值对各个输入进行采样。AN0 的转换结果用于 ZVT 过流故障保护。在初级侧 dsPIC DSC 的 U1RX 引脚上接收电压反馈。

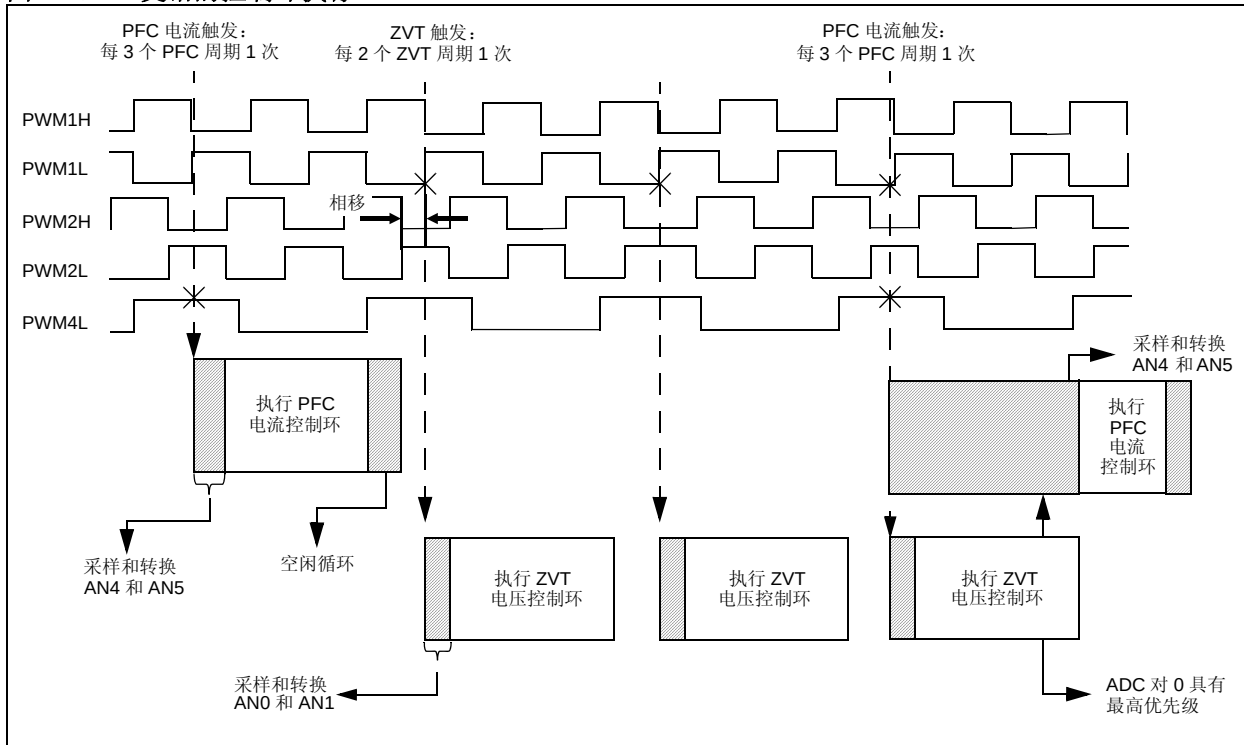
电压控制环每两个 PWM 周期执行一次，但仅在 UART 接收到数据时才更新测量的电压。UART 的数据接收与 PWM 驱动信号异步。

3.3.3 初级侧软件时间管理

PFC 和 ZVT 转换器均使用单个 dsPIC DSC 进行控制。应仔细选择执行速率，以便有效利用 dsPIC DSC 的可用处理带宽。dsPIC33FJ16GS504 具有灵活的 PWM-ADC 触发特性，可实现对模拟信号的精确采样以及交错的控制环执行。

图 3-9 显示了 SMPS 交流/直流参考设计上的初级侧控制软件实现的交错控制环执行。

图 3-9: 交错的控制环执行



3.4 次级侧控制软件（DC_DC）

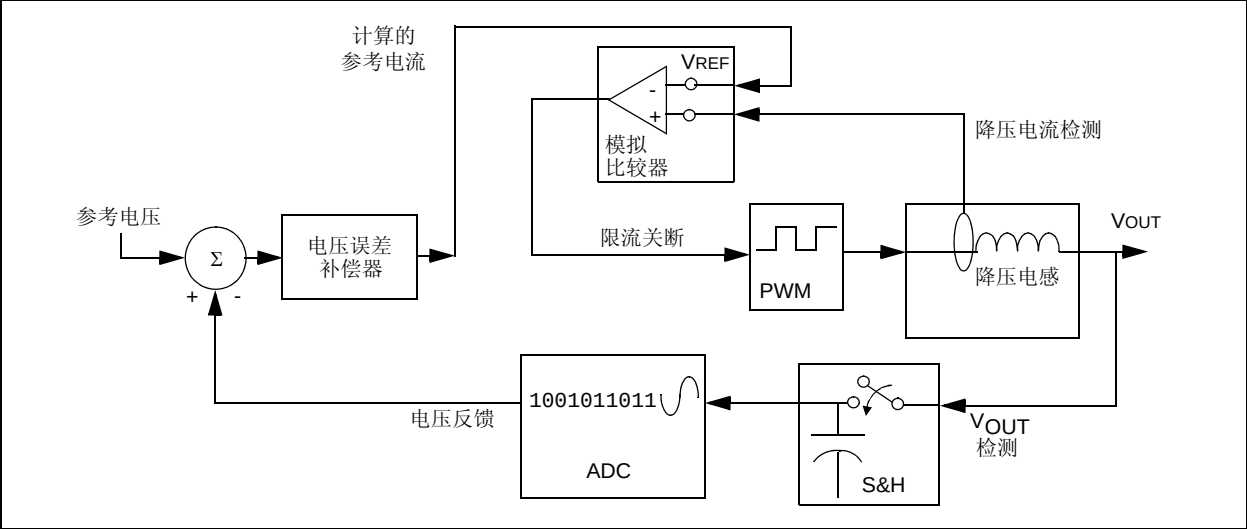
3.4.1 单相降压转换器

3.4.1.1 单相降压转换器控制方案

SMPS 交流 / 直流参考设计上的单相降压转换器使用峰值电流模式控制。控制方案如图 3-10 所示。

利用模拟比较器模块实现控制环。降压 MOSFET 电流使用电流互感器进行检测，并直接馈入模拟比较器输入。

图 3-10： 单相降压转换器控制方案



将测量的输出电压与参考电压进行比较以生成电压误差。然后执行电压误差补偿器，获得参考电流值。通过在软件中改变可编程阈值，使用模拟比较器在 dsPIC DSC 上实现电流控制环。

dsPIC33FJ16GS504 上的模拟比较器具有内置可编程数模转换器（Digital-to-Analog Converters, DAC），该转换器可确定比较器阈值。计算出的参考电流用于设置模拟比较器的新阈值。

当电感电流信号超过编程阈值时，比较器将终止 PWM 脉冲。终止 PWM 脉冲可有效修改 PWM 信号的导通时间以控制输出电压。

在 ADC ISR 中，电压误差补偿器以 PI 函数的形式实现。

3.4.1.2 使用 dsPIC DSC 的单相降压转换器实现

表 3-4 中汇总了单相降压转换器使用的次级侧 dsPIC DSC 资源。

表 3-4： 单相降压转换器的 dsPIC® DSC 资源分配

说明	信号类型	使用的 dsPIC® DSC 资源
降压电流	模拟比较器输入	CMP1A 和 AN0
降压电压（VOUT）	模拟输入	AN1
单相同步降压栅极驱动	驱动输出	PWM4H 和 PWM4L

通过模拟输入 AN1 测量输出电压。将模拟比较器的输入 CMP1A 连接到电流互感器的输出。通过改变 PWM4 的占空比控制输出电压。

PWM4 对工作在具有死区的互补模式下。开关频率约为 500 kHz。占空比由内置逐周期限流模式和模拟比较器直接控制。

当模拟比较器输入端的电流检测信号超过编程的比较器阈值时，PWM 输出将立即终止，直到 PWM 周期结束。

单相降压转换器电路设计为工作在连续导通模式下，且负载电流大于 3A。如果单相降压转换器工作在不连续导通模式下，则通过软件禁止续流 MOSFET。

在空载和轻载电流 ($< 3A$) 时，PWM 输出可能会进入“突发”模式。这是由于转换器在此负载电流范围内对负载电流的需求低而引起的。

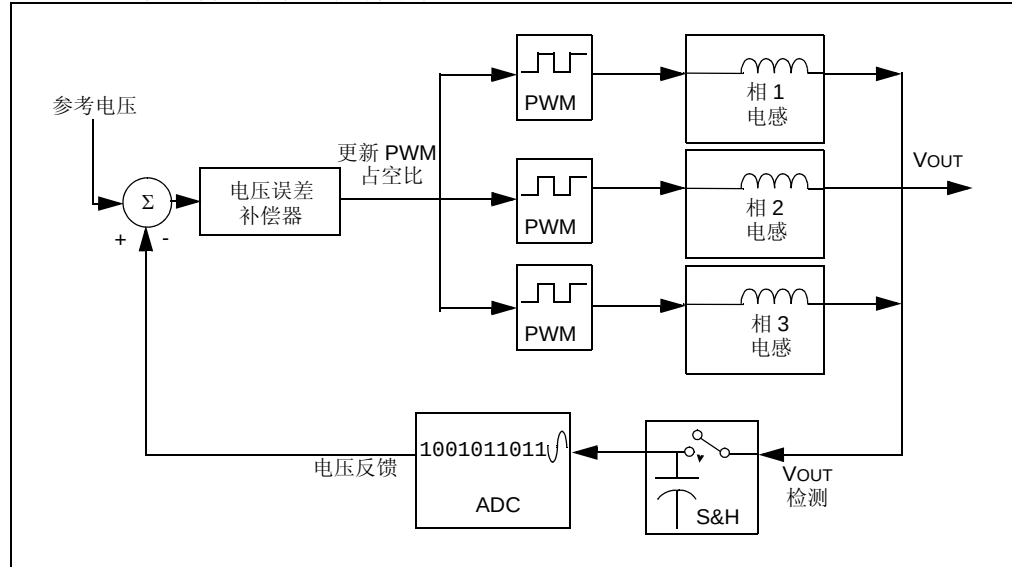
在 ADC ISR 中，每两个 PWM 周期执行一次电压控制环。

3.4.2 多相降压转换器

3.4.2.1 多相降压转换器控制方案

电压模式控制用于控制 SMPS 交流 / 直流参考设计的多相降压转换器输出。如图 3-11 所示，该控制方案只实现单个控制环。

图 3-11: 多相降压转换器控制方案

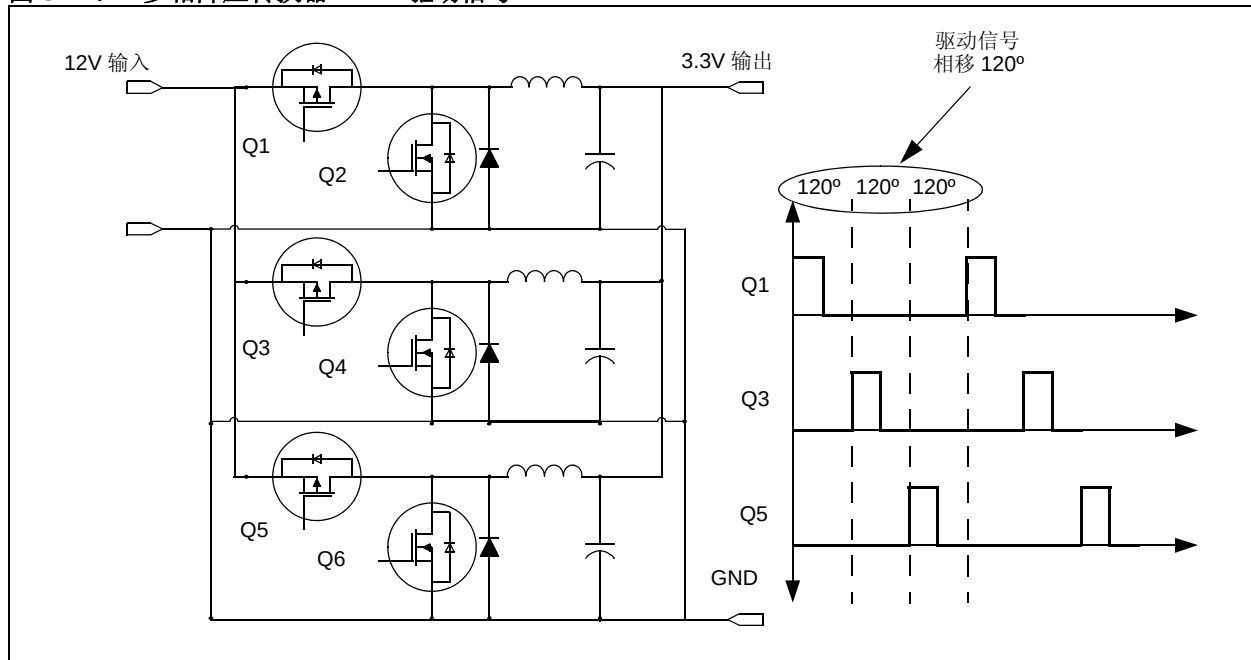


将输出电压与参考电压进行比较并生成电压误差，作为输入馈送至电压误差补偿器。电压误差补偿器的输出将修改多相降压转换器所有相的占空比。

在 ADC ISR 中，电压误差补偿器以 PID 函数的形式实现。

多相转换器包含三个独立相，但输出由统一驱动三个相的单个占空比控制。使用 dsPIC33FJ16GS504 提供的内置 PWM 相移功能将每个相的 PWM 驱动信号移相 120 度。多相降压转换器的 PWM 驱动信号如图 3-12 所示。

图 3-12: 多相降压转换器 PWM 驱动信号



3.4.2.2 使用 dsPIC DSC 的多相降压转换器实现

表 3-5 汇总了多相降压转换器的资源分配。

表 3-5: 多相降压转换器的 dsPIC® DSC 资源分配

说明	信号类型	使用的 dsPIC® DSC 资源
降压 1 电流	模拟比较器输入	CMP2A
降压 2 电流	模拟比较器输入	CMP3A
降压 3 电流	模拟比较器输入	CMP4A
降压电压	模拟输入	AN3
多相同步栅极驱动	驱动输出	PWM1H、PWM1L、 PWM2H、PWM2L、 PWM3H 和 PWM3L

通过模拟输入 AN3 测量输出电压。由于此转换器使用电压控制模式，因此无需进行电流测量。但是，必须为每个相提供过流保护。使用 dsPIC33FJ16GS504 上的模拟比较器实现过流保护。CMP2A、CMP3A 和 CMP4A 用于多相降压转换器的过流检测。

三个相中的每一相均由一对互补 PWM 信号驱动。dsPIC33FJ16GS504 上的 PWM 模块提供了内置模式来生成一对插入了死区的互补 PWM 输出。PWM 模块还能够为多个输出生成主周期和主占空比。PWM1、PWM2 和 PWM3 均配置为大约 500 kHz 的 PWM 开关频率以及具有死区的互补模式操作。

PWM2 的相位比 PWM1 的相位领先 120 度，PWM3 的相位比 PWM2 的相位领先 120 度（或比 PWM1 的相位领先 240 度）。每两个 PWM 周期执行一次电压控制环。从 ADC ISR 调用控制环。

电压控制环的输出用于直接修改 PWM 主占空比以控制输出电压。

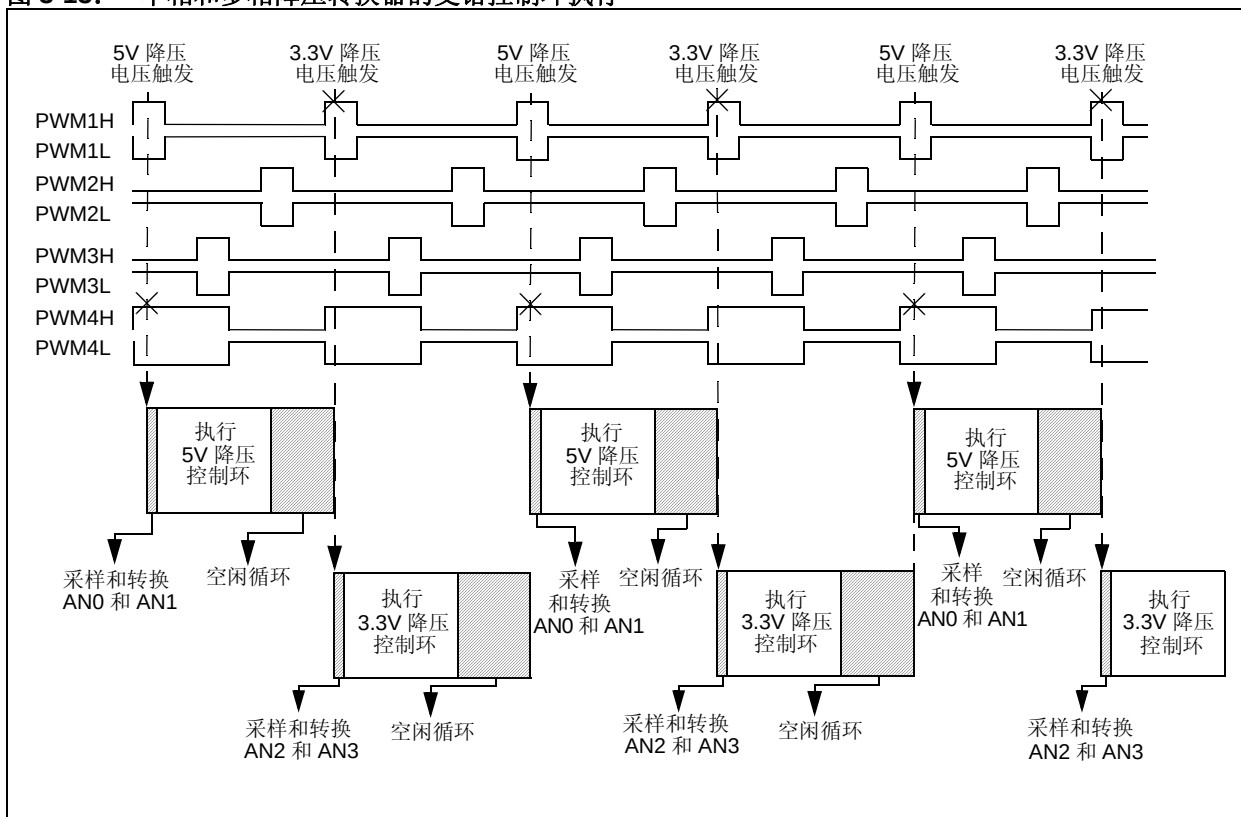
3.4.3 次级侧软件时间管理

单相降压转换器和多相降压转换器均由同一个 dsPIC DSC 进行数字控制。两个转换器工作在同一开关频率。

两个控制环以交错方式执行，如图 3-13 所示。每个控制环的执行速率为每两个 PWM 周期执行一次。执行速率由每个控制环的执行时间决定。

ADC ISR 在所有用户软件中具有最高优先级。分配给其他中断的优先级均低于 ADC 中断，所有辅助软件功能均在“空闲循环”（不在处理 ADC 中断时）中执行。

图 3-13: 单相和多相降压转换器的交错控制环执行



3.5 辅助软件程序

3.5.1 输出排序

许多应用要求特定的电源导通和关断顺序，以确保下游电子元件正常工作。SMPS 交流 / 直流参考设计按照以下顺序上电：

1. 初始启动延时（使所有电路在上电后达到稳定状态）。
2. PFC 转换器斜升至约 420V。
3. 相移 ZVT 转换器斜升至 12V。
4. 单相降压转换器斜升至 5V。
5. 多相降压转换器斜升至 3.3V。

3.5.2 软启动程序

SMPS 交流 / 直流参考设计的每个级都会执行一个受控的软启动程序。上电时，所有参考设定点均配置为产生 0V 输出。经过上电延时后，输出开始其软启动，在软启动过程中递增参考设定点，直到达到所需的输出电压为止。

3.5.3 过热保护

SMPS 交流 / 直流参考设计在两个位置提供了温度传感器。必须启用过热保护，以防止出现以下情况时对系统造成损坏：

- 冷却风扇故障导致系统中气流不足
- 系统工作在高环境温度下

后面几节将介绍各个传感器的实现细节。

3.5.3.1 PCB 过热保护

PCB 温度传感器的其中一个位于四个降压相中间的次级侧。另一个温度传感器位于升压电感 (L4) 下面的初级侧。选择一个模拟温度传感器，该传感器输出与测量温度成正比的模拟电压。

温度传感器的输出与次级侧 dsPIC DSC 的模拟输入 AN8 以及初级侧 dsPIC DSC 的 AN10 相连接。在 ADC ISR 中测量 PCB 温度，在故障循环中检查是否需要过热保护。最大温度设定点配置为大约 90°C。如果测量温度超过最大设定点，则产生故障并关断 PWM 输出。

3.5.4 输入交流欠压 / 过压保护

PFC 升压转换器设计为在 85V–265V 的输入电压范围内正常工作。如果出现欠压情况，电路元件将承受过多压力，因为系统会汲取额外电流来提供最大输出功率。因此，必须实现欠压和过压故障保护以防止对系统和负载造成损坏。如果出现过压情况，输入电压可能会超过器件额定值。

在某些情况下，电网可能会出现瞬时电压波动，系统必须忽略这些波动。

通过在 ADC ISR 中计算平均输入电压，在软件中实现输入交流电压保护。平均输入电压作为 PFC 控制方案的一部分进行计算，在故障循环中检查平均输入电压以检测持续的欠压 / 过压情况。

首次检测到欠压 / 过压情况时，计数器将递增 1。如果欠压 / 过压情况持续很长时间，则产生故障并关断输出。

3.5.5 故障源标识

如果检测到故障情况，通常需要关断系统以防止造成损坏。dsPIC33FJ16GS504 上的 PWM 模块具有内置的锁定故障模式。利用锁定故障模式，发生某些故障时将立即禁止 PWM 输出，而不会产生任何软件开销。

每个故障均分配给一个故障 ID，用于指示最近发生的故障的源。还通过 SMPS 交流 / 直流参考设计初级侧和次级侧上的 LED 提供直观指示。

LED 闪烁的次数与故障源的故障 ID 相同。可使用表 3-6 和表 3-7 中的值对故障源进行解码。

表 3-6: 初级侧的故障源指示

故障 ID	故障源
1	PCB 过热
2	PFC 输出过压
3	ZVT 过流
4	交流过压
5	交流欠压
6	次级 UART 故障
7	系统过载

表 3-7: 次级侧的故障源指示

故障 ID	故障源
1	12V 降压过压
2	12V 降压欠压
3	多相过流
4	PCB 过热
5	单相过流

第 4 章 系统运行

本章介绍 SMPS 交流 / 直流参考设计的系统设置和运行。

4.1 系统设置

4.1.1 推荐的测试设备

建议使用下面列出的测试设备进行 SMPS 交流 / 直流参考设计的全面评估和 / 或软件开发。

- 示波器
- 高压探头（衰减比为 100:1）或差分探头
- 10A 交流电流探头
- 电源质量监测仪
- 直流电子负载（350W 或更高，并且至少能同时加载两路输出）
- 0V-265V 自耦变压器或可编程交流电源（500W 或更高）
- 两个数字万用表

4.1.2 系统的功能模块

图 4-1 显示了 SMPS 交流 / 直流参考设计的框图。表 4-1 介绍了系统的输入和输出，还显示了隔离层的位置。为帮助识别 SMPS 交流 / 直流参考设计上的各个功能模块，图 4-2 显示了系统的俯视图，并用虚线标出了系统的各个模块。

图 4-1: SMPS 交流 / 直流参考设计框图

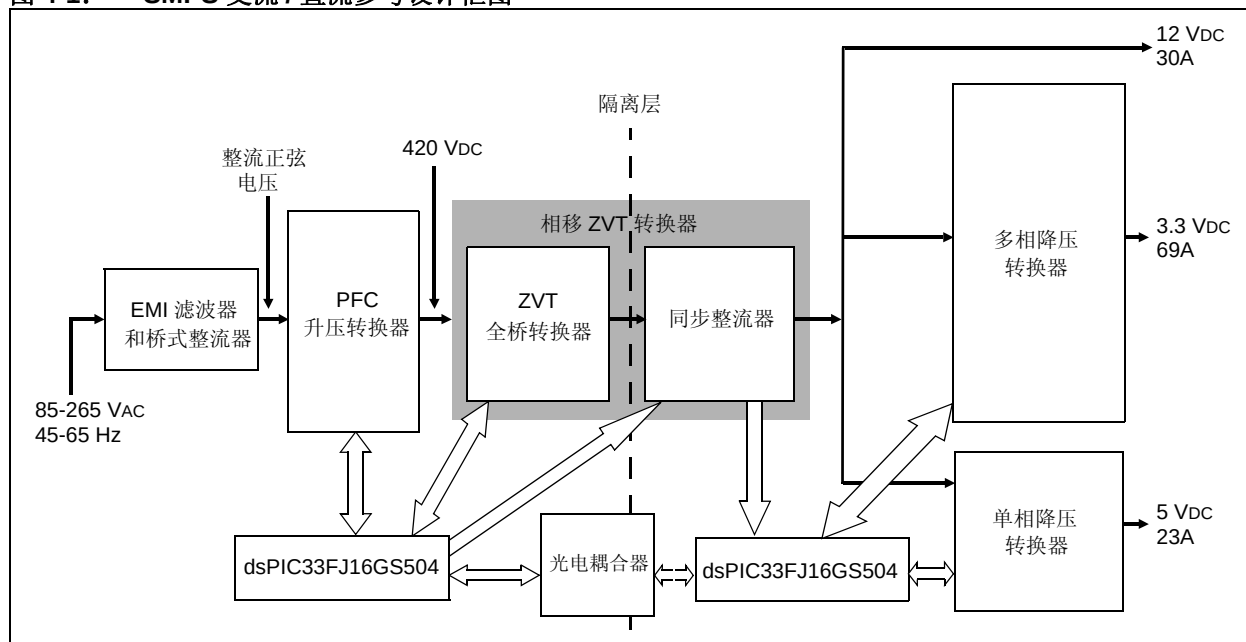


图 4-2: SMPS 交流 / 直流参考设计的功能模块

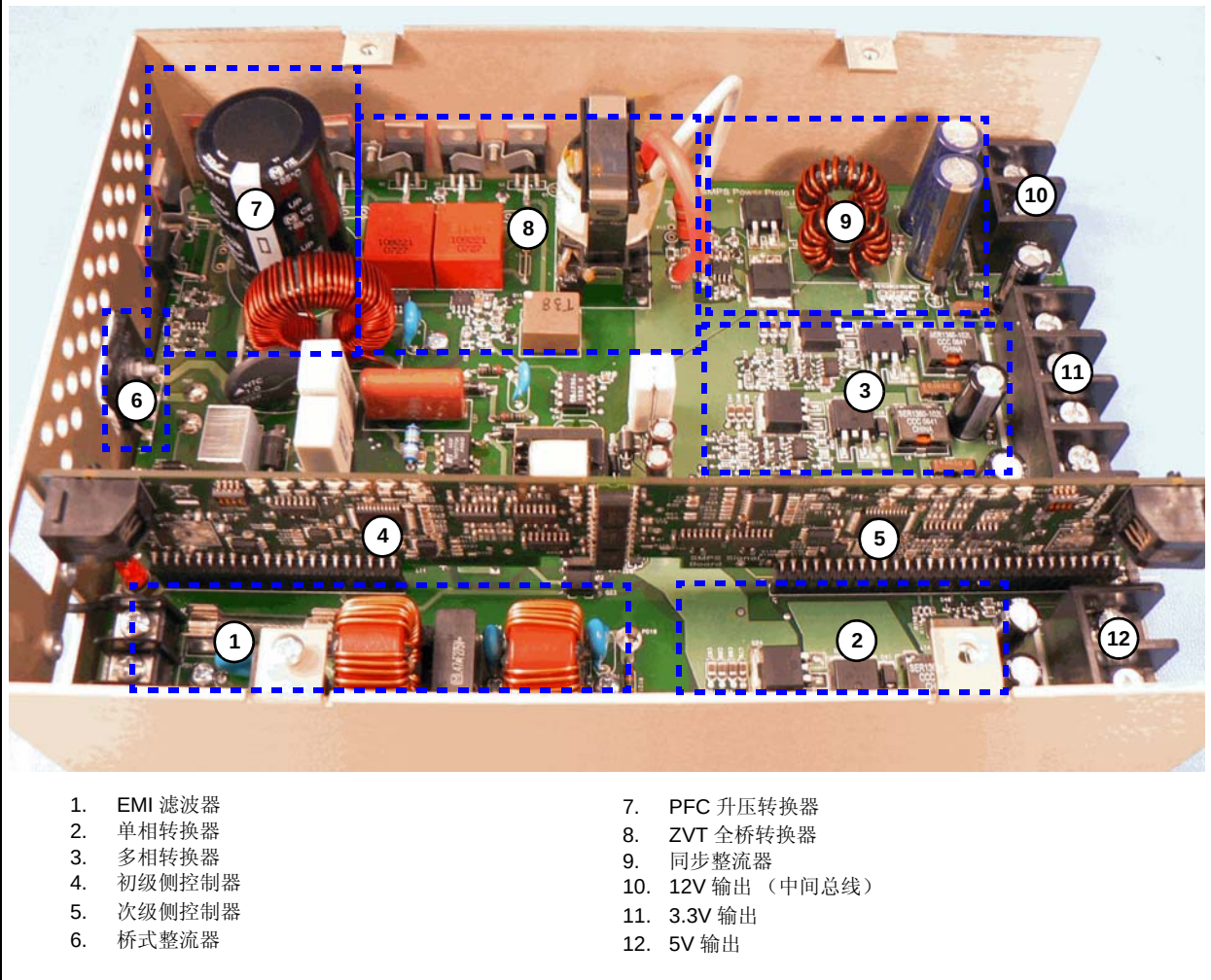


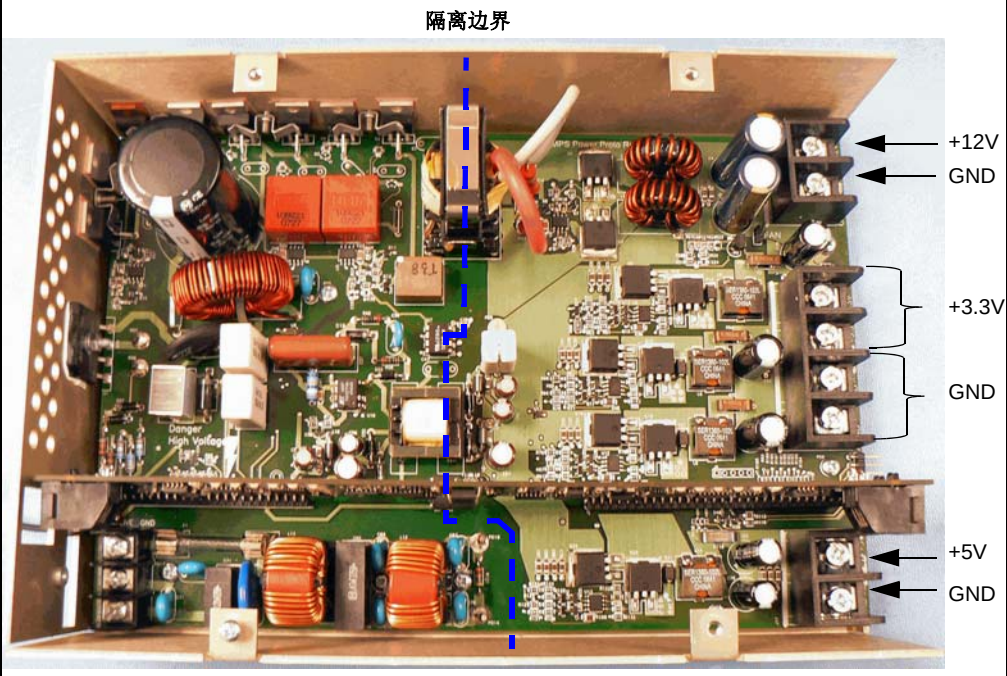
表 4-1: 输入和输出电气规范

功能模块	输入	输出
EMI 滤波器	85-265V 交流, 45-65 Hz	85-265V 交流, 45-65 Hz
桥式整流器	85-265V 交流, 45-65 Hz	120-374V 直流 (未稳压)
PFC 升压转换器	120-374V 直流 (未稳压)	420V 直流
全桥转换器	420V 直流	N/A
同步整流器	N/A	12V 直流
多相降压转换器	12V 直流	3.3V 直流
单相降压转换器	12V 直流	5V 直流

4.1.3 安全隔离信息

SMPS 交流 / 直流参考设计提供了安全隔离功能, 将用户和下游电子元件与输入交流干线电压隔离。图 4-3 中用虚线显示了 SMPS 交流 / 直流参考设计上的隔离边界的位置。

图 4-3: SMPS 交流 / 直流参考设计上的隔离边界



注意

在 SMPS 交流 / 直流参考设计的测试和评估期间，不得跨越隔离边界连接任何设备。这一点适用于示波器探头、万用表和编程器 / 调试器。在任何情况下都不应将 Live_GND（在初级或“火线”侧）和 GND（在次级或“隔离”侧）连接在一起。

一般来说，初级（火线）侧和次级（隔离）侧应始终单独进行测试，且不得跨越隔离边界进行任何连接。

将示波器探头连接到 SMPS 交流 / 直流参考设计之前，应确保示波器与 SMPS 交流 / 直流参考设计隔离。

表 4-2 列出了各个功能模块相对于隔离层所在的位置。

表 4-2: 功能模块相对于隔离层的位置

功能模块	火线侧还是隔离侧？	
	电源电路	控制电路
EMI 滤波器	初级（火线）	N/A
桥式整流器	初级（火线）	N/A
PFC 升压转换器	初级（火线）	初级（火线）
全桥转换器	初级（火线）	初级（火线）
同步整流器	次级（隔离）	初级（火线）
多相降压转换器	次级（隔离）	次级（隔离）
单相降压转换器	次级（隔离）	次级（隔离）

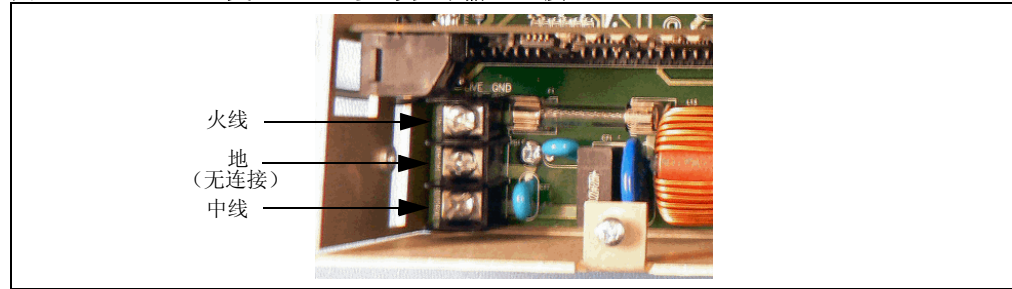
4.1.4 系统连接

4.1.4.1 输入连接

图 4-4 中显示了交流输入连接器（J16）。SMPS 交流 / 直流参考设计具有一个透明盖（图中未显示），盖上安装了一个 12V 风扇。盖上有三个孔，用于固定交流输入连接器（J16）上的连接螺钉。

确保电源线未连接到自耦变压器或可编程交流电源（或交流干线）。将带有接线片的交流电源线连接到图 4-4 所示配置中的交流输入连接器。

图 4-4: SMPS 交流 / 直流参考设计输入连接

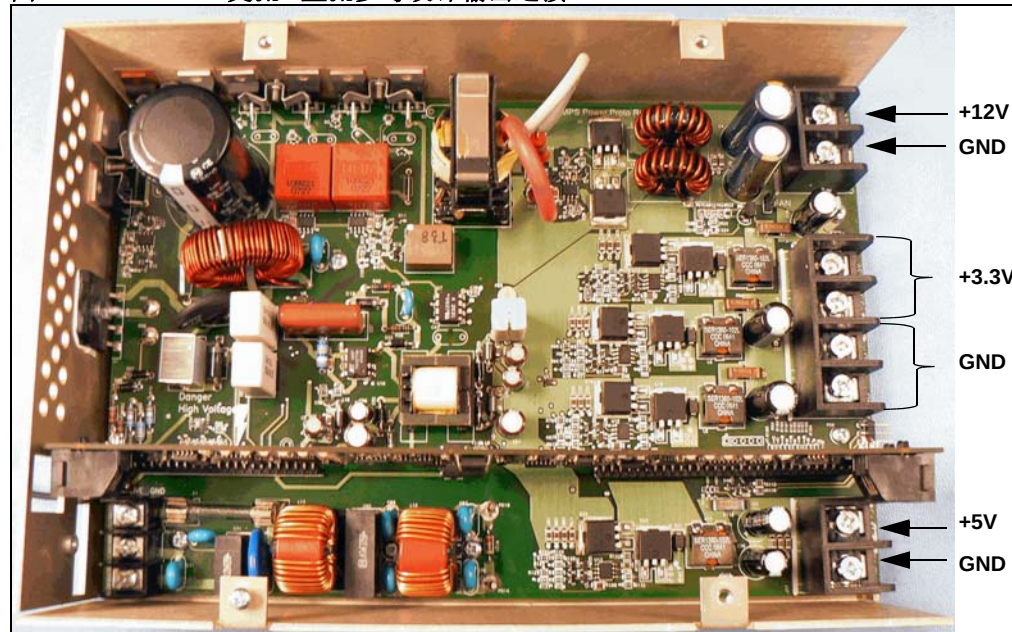


这是 SMPS 交流 / 直流参考设计上电的最低连接要求。但是，如果要对系统进行详细的测试和评估，建议采用其他连接。

4.1.4.2 输出连接

确保 SMPS 交流 / 直流参考设计未上电。将直流电子负载（如果可用）连接到图 4-5 所示的 5V 和 3.3V 输出端子。

图 4-5: SMPS 交流 / 直流参考设计输出连接



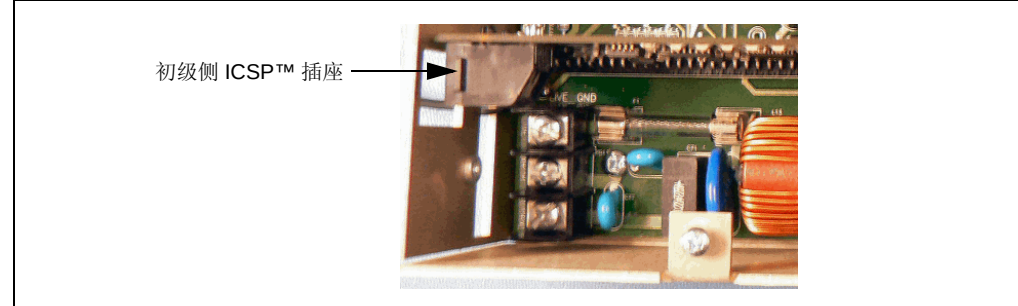
直流电子负载可用于调整 SMPS 交流 / 直流参考设计的输出功率。如果直流电子负载不可用，也可以使用额定功率足够大的变阻器或电阻作为 SMPS 交流 / 直流参考设计的负载。

4.1.4.3 编程连接

SMPS 交流 / 直流参考设计预编程有控制软件，不需要将编程器连接到系统。但初级侧和次级侧仍提供了 ICSP™ 插座，用于软件开发和测试。

图 4-6 显示了初级侧编程插座（控制板上的 J2）的位置。

图 4-6: 初级侧编程插座

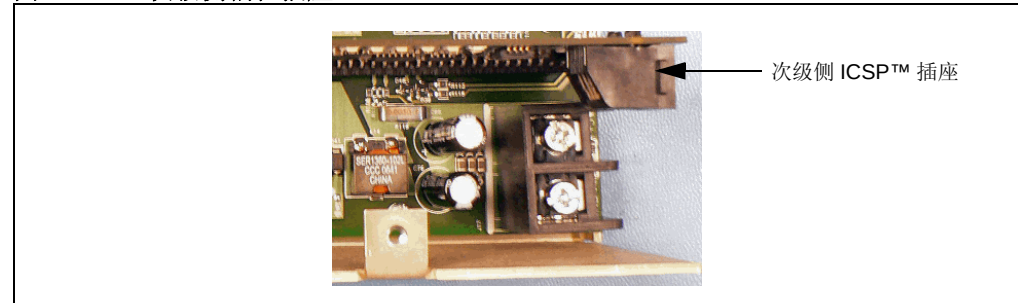


小心

初级侧 ICSP 插座（J2）未与交流干线隔离。必须使用隔离的 USB 集线器将编程器连接到计算机的 USB 端口。如果对器件进行编程之前 SMPS 交流 / 直流参考设计的电源未隔离，则应确保将计算机隔离或从电网中移除。

图 4-7 显示了次级侧编程插座（控制板上的 J1）的位置。

图 4-7: 次级侧编程插座



次级侧 ICSP 插座与交流干线隔离，因此对器件进行编程时没有需要特别注意的事项。

4.2 系统运行

4.2.1 系统上电

完成第 4.1.4 节“系统连接”中所述的输入和输出连接后，可以向 SMPS 交流 / 直流参考设计施加交流干线电压。

系统上有三个上电 LED 指示灯。一个 LED（D38）在交流输入端子附近的电源板上，另外两个在控制板上（一个在初级侧（LED1），一个在次级侧（LED2））。

由于在 SMPS 交流 / 直流参考设计的每个级都会执行软启动程序和输出排序方案，因此在 12V、5V 和 3.3V 输出接通之前会有短暂延时。第 3 章“软件设计”中介绍了软启动程序和输出排序的详细信息。

只要 12V 输出接通，安装在盖上的冷却风扇就会开始运行。每个输出端子旁边都提供了 LED，用于指示输出是否接通。

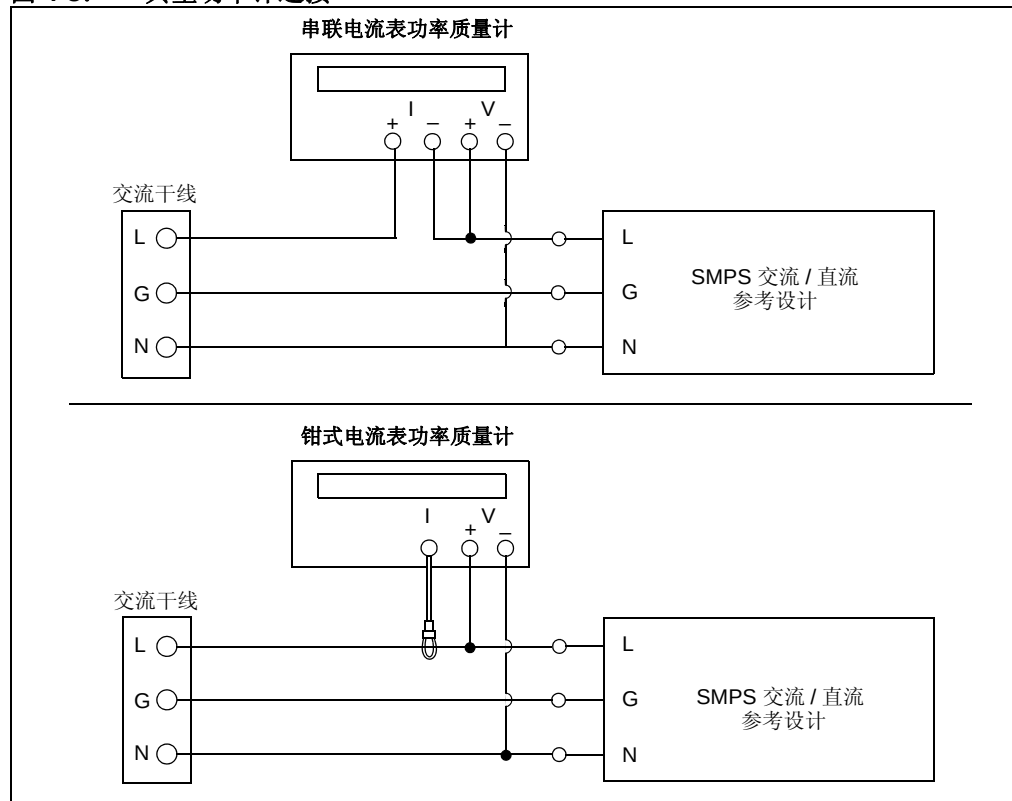
通过控制板上的两个 LED（一个在初级侧（D34），另一个在次级侧（D33））来指示故障。第 3 章“软件设计”中介绍了故障的详细信息。

4.2.2 系统评估和测试

4.2.2.1 输入性能测试

可以使用功率计测试 SMPS 交流 / 直流参考设计的输入指标。通过 SMPS 交流 / 直流参考设计上的火线和中线端子直接测量电压。通过检测经过火线或中线的电流来测量输入电流。图 4-8 显示了两个单独的取决于所使用功率计类型的功率计连接。

图 4-8： 典型功率计连接



功率计能够测量 **SMPS** 交流 / 直流参考设计的输入功率因数，还能测量系统消耗的电流的总谐波失真（THD）。

使用可编程交流电源将使用户可以在整个输入电压范围（85V-265V，45 Hz-65 Hz）中评估系统性能。

4.2.2.2 输出性能测试

可以使用直流电子负载作为 **SMPS** 交流 / 直流参考设计的负载。可通过将示波器探头连接到输出端子来测试大量输出参数。一些可测试的参数包括：

- 输出电压纹波
- 负载调整度
- 瞬态响应
- 阶跃负载响应
- 故障关断延迟

注:

附录 A 电路板布线和原理图

A.1 简介

本附录包含 SMPS 交流 / 直流参考设计（电源板和信号板）的原理图和布线。

A.2 SMPS 交流 / 直流参考设计布线

图 A-1: SMPS 交流 / 直流参考设计布线（功率板）

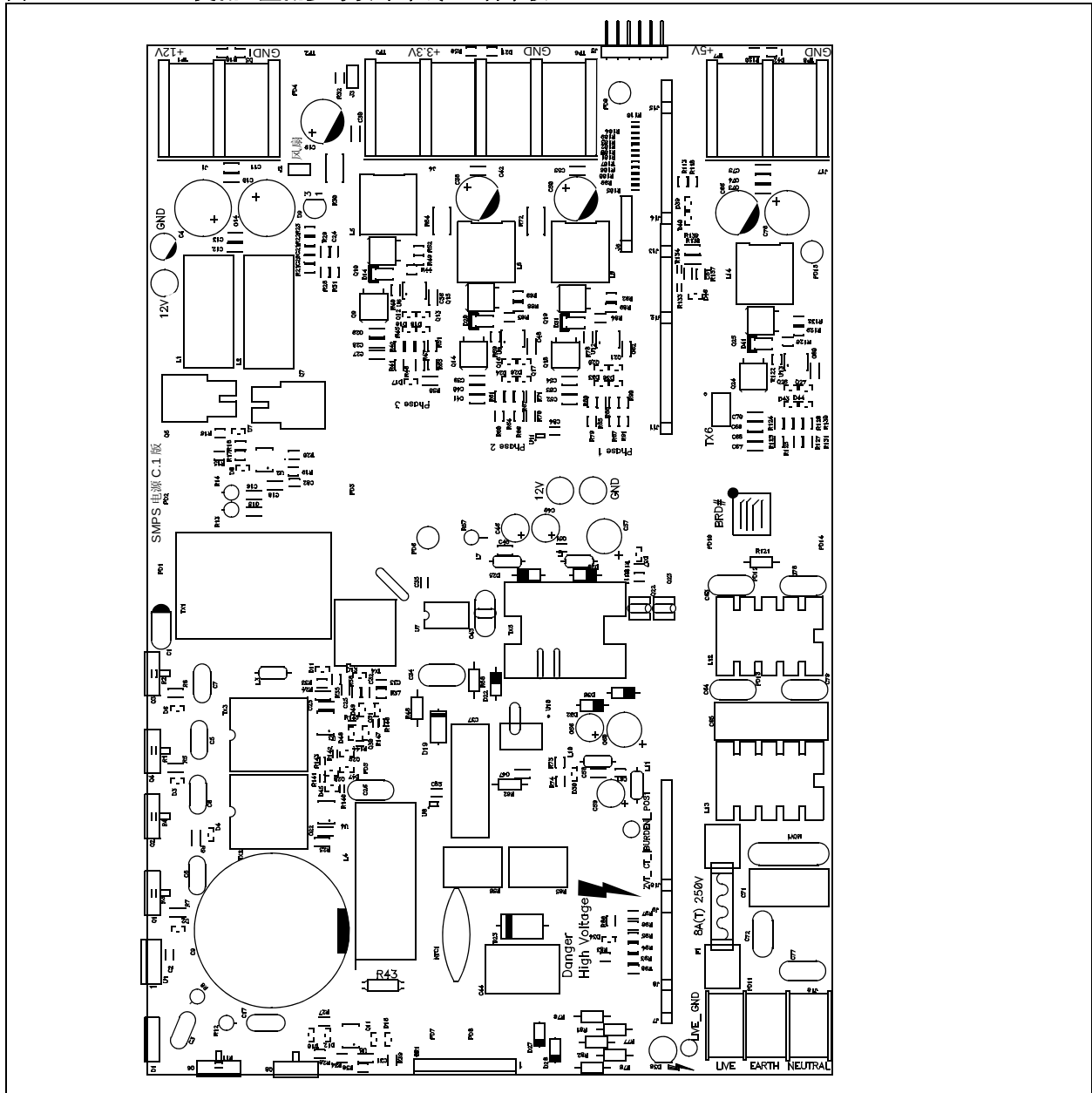
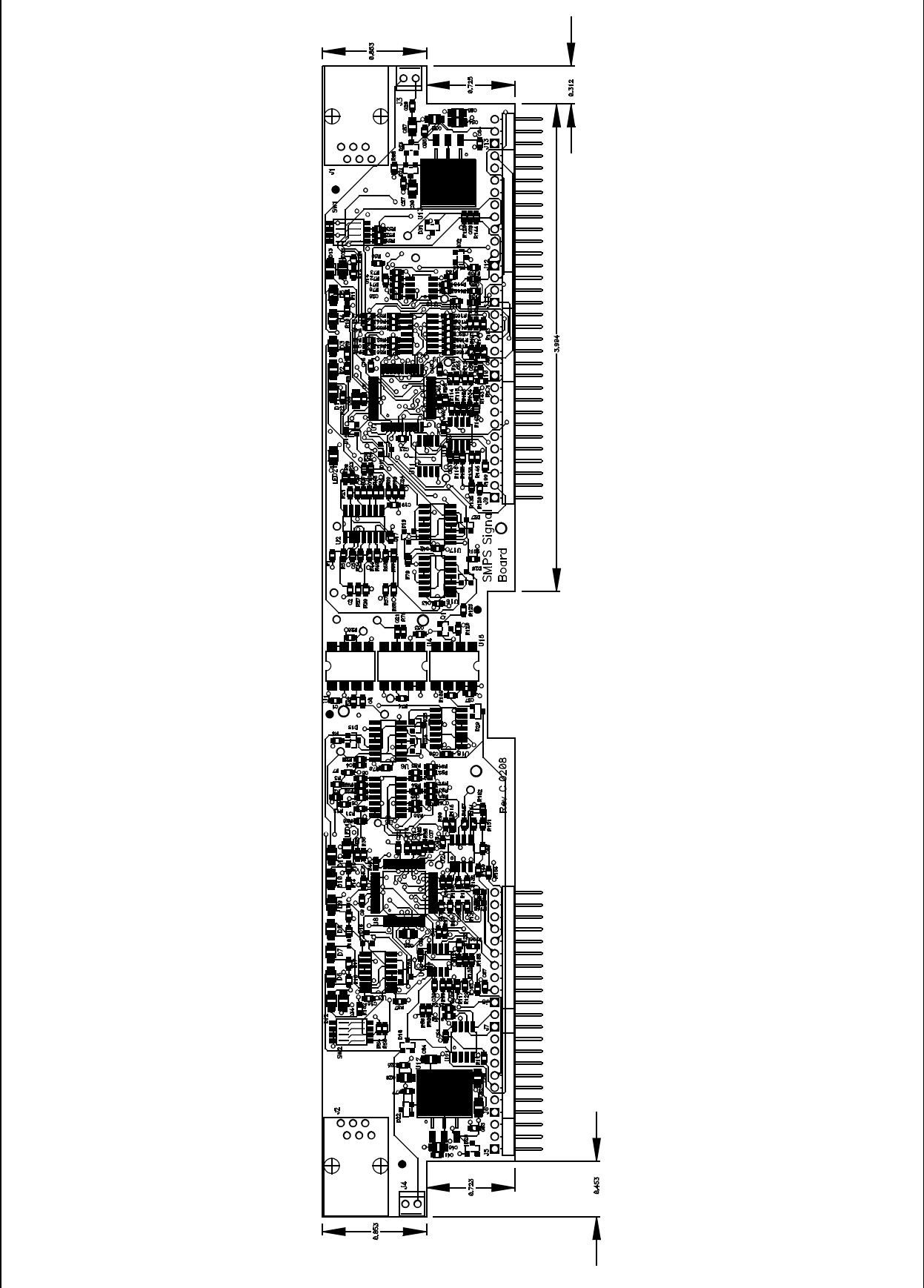


图 A-2: SMPS 交流 / 直流参考设计布线 (信号板)



A.3 SMPS 交流 / 直流参考设计原理图

图 A-3: EMI 滤波器原理图

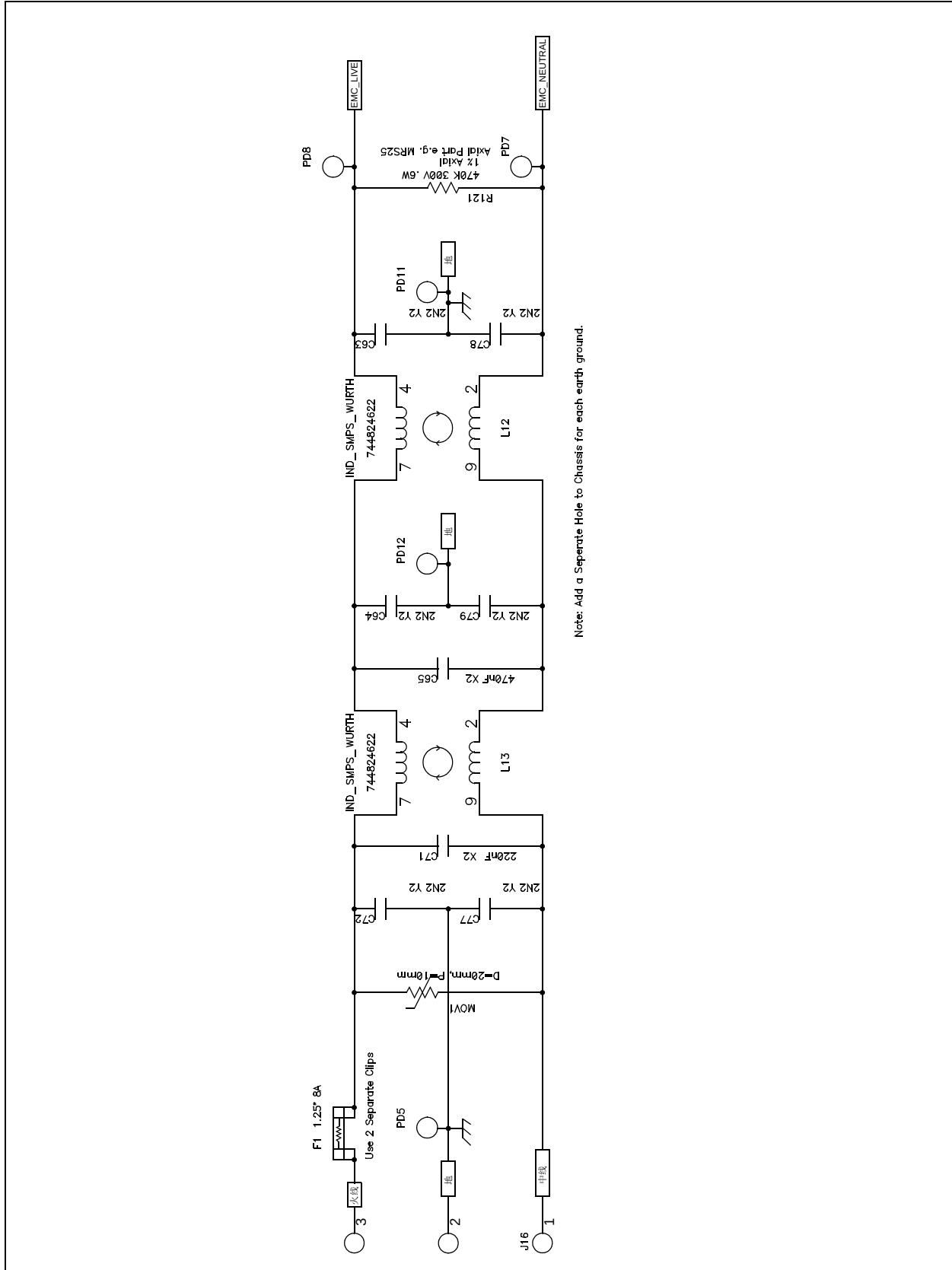


图 A-4: PFC 电路原理图

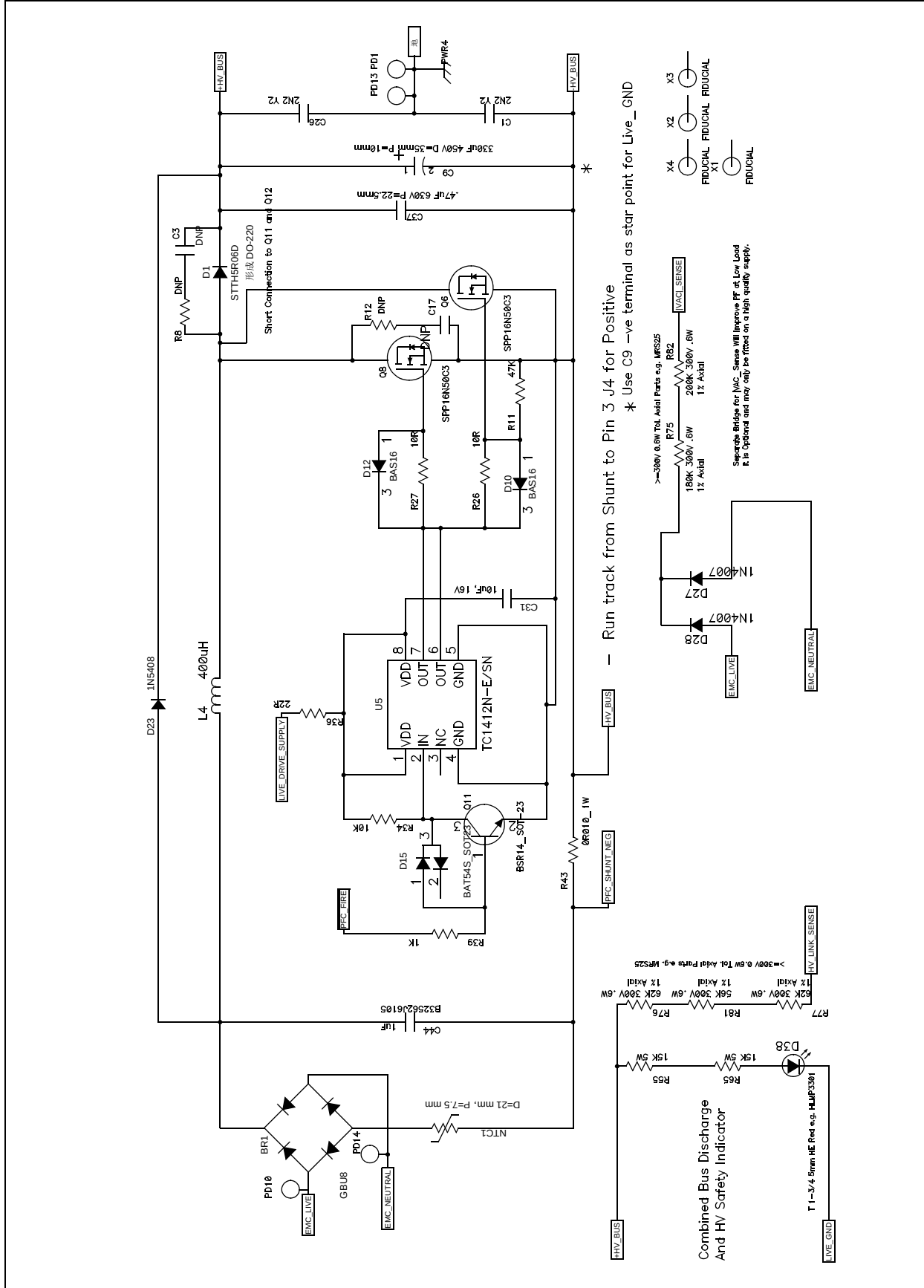
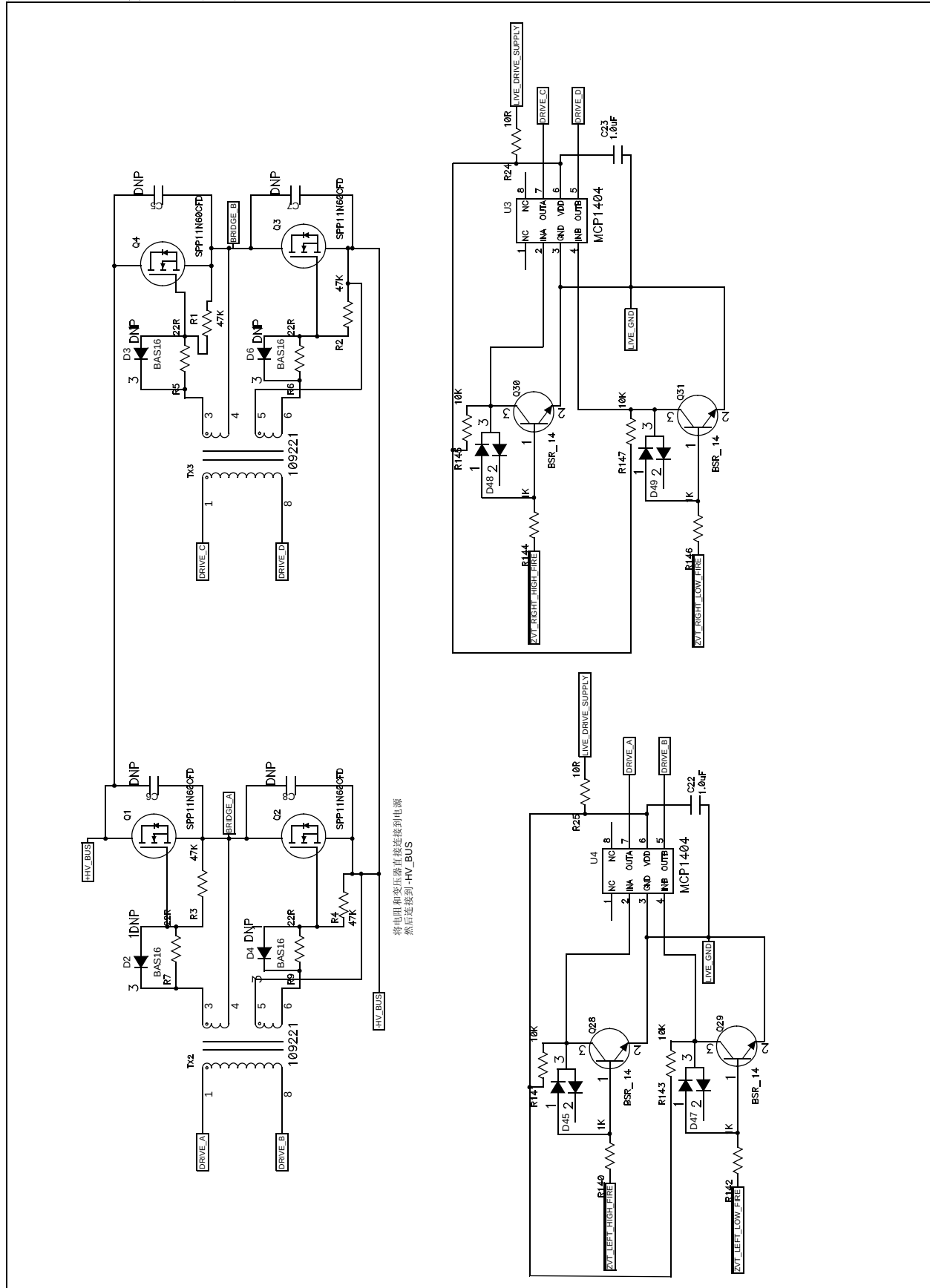


图 A-5: 全桥 ZVT 原理图



[illegible]

图 A-8： 降压转换器级原理图

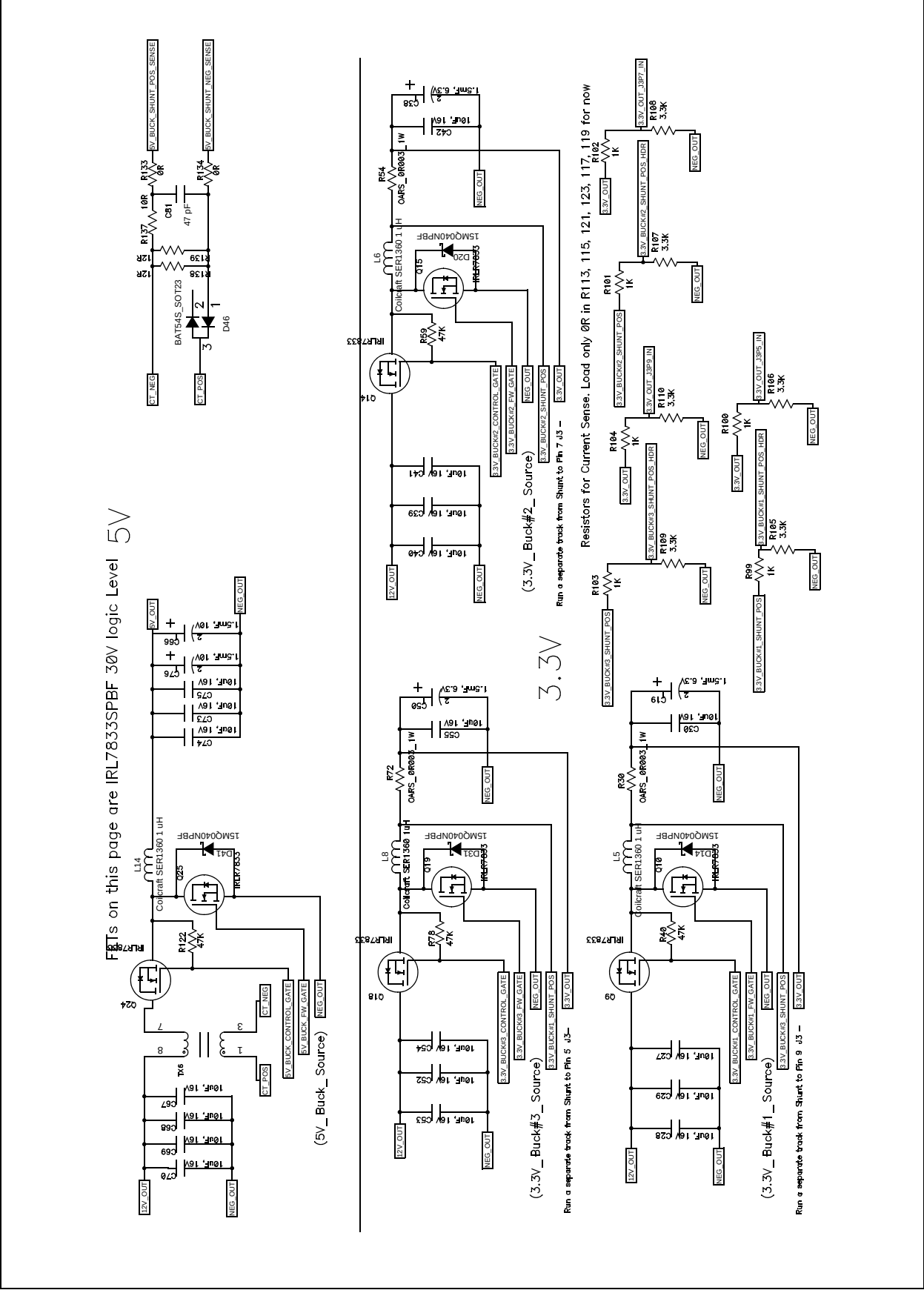


图 A-9: 降压转换器栅极驱动原理图

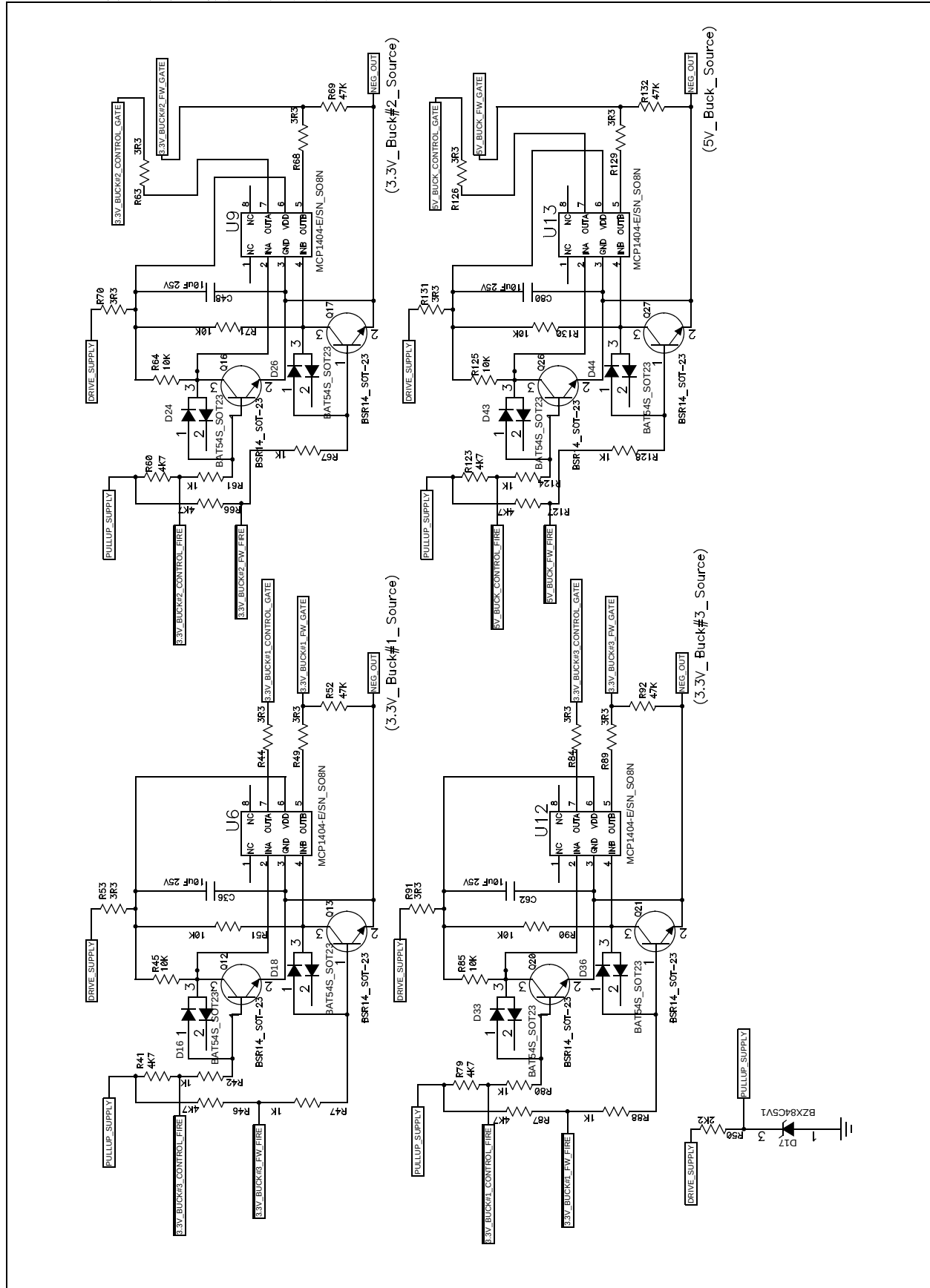


图 A-11: 初级侧控制器原理图

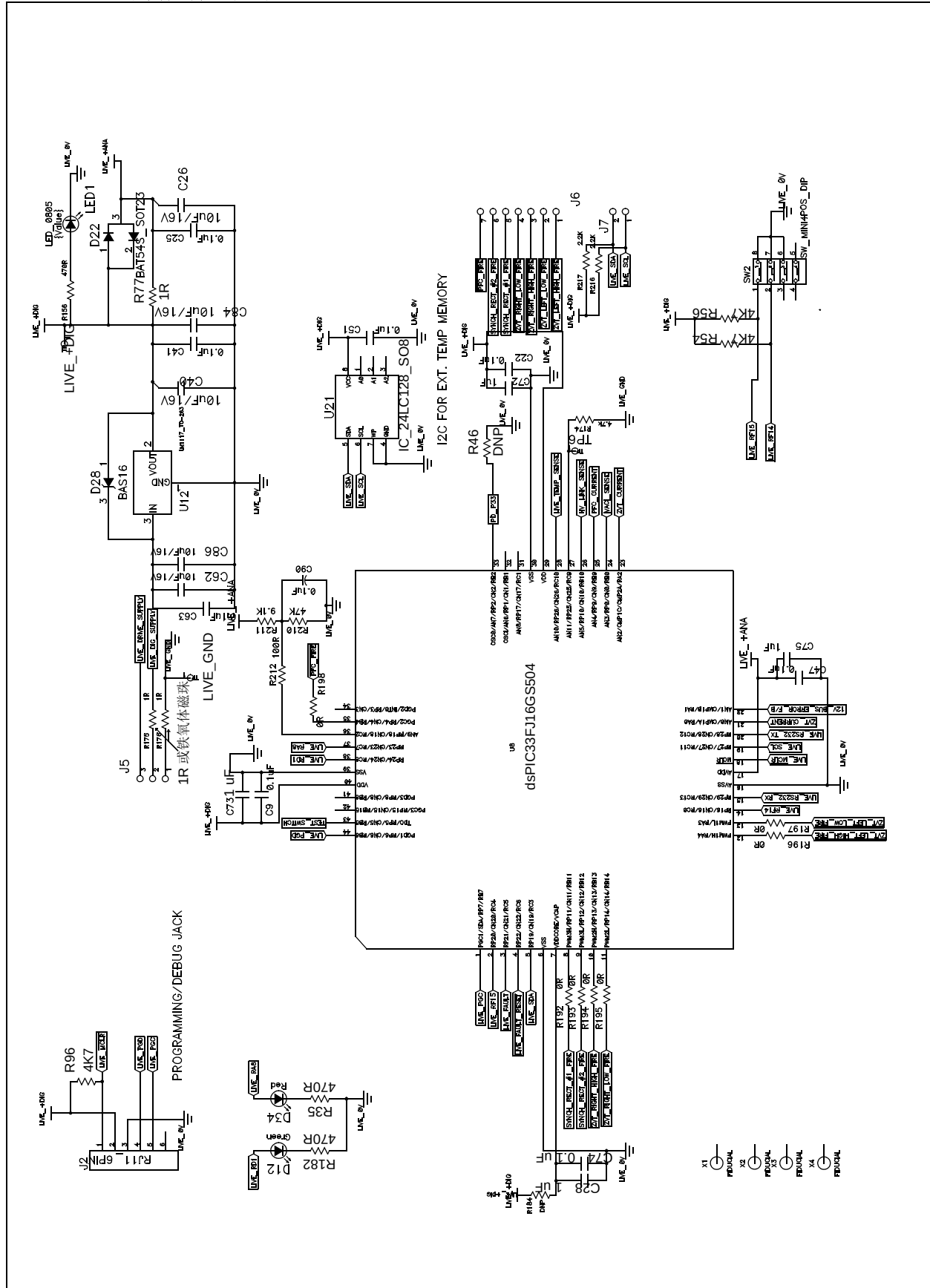


图 A-12： 初级 ↔ 次级通信原理图

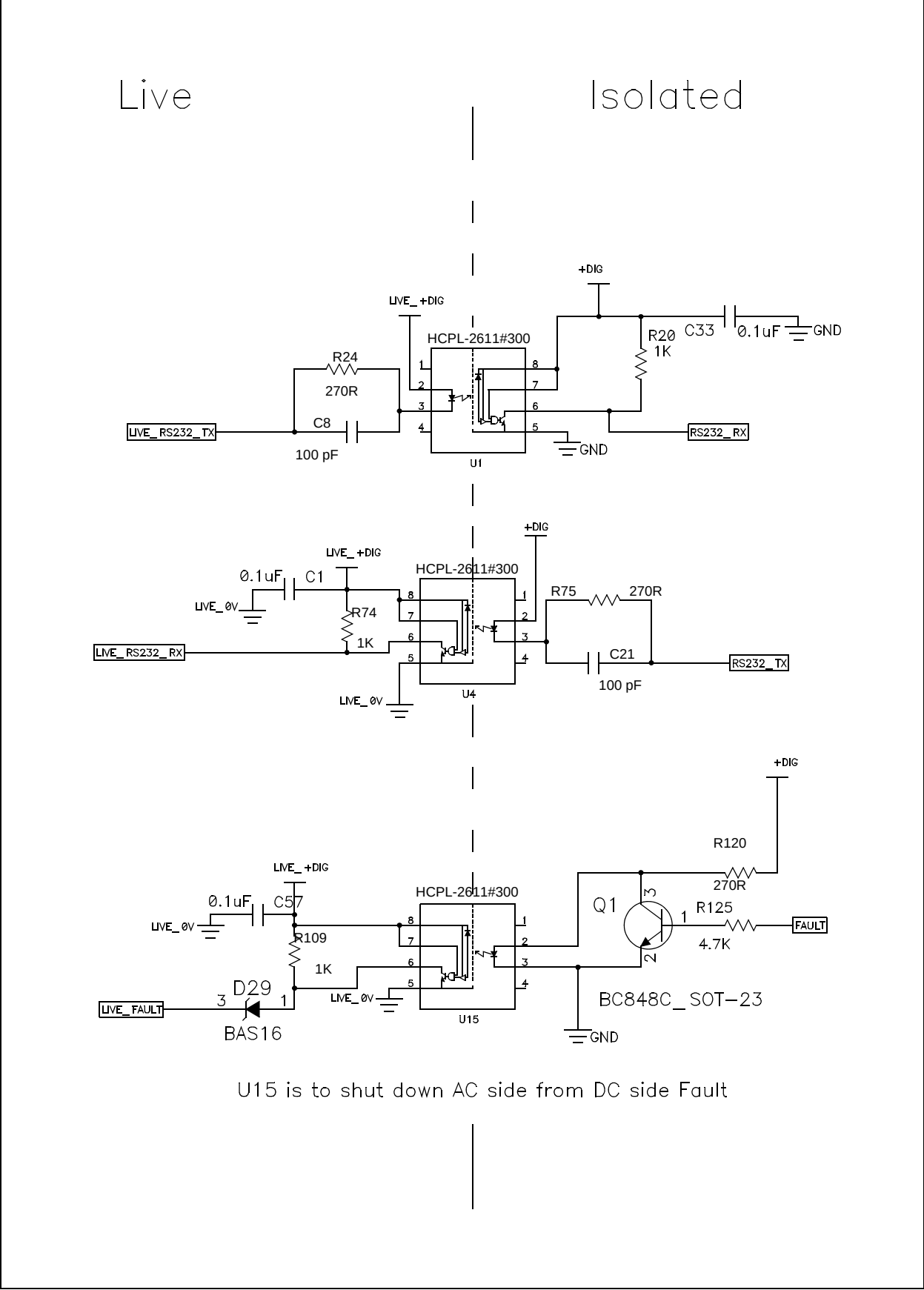


图 A-14： 初级侧硬件故障电路原理图

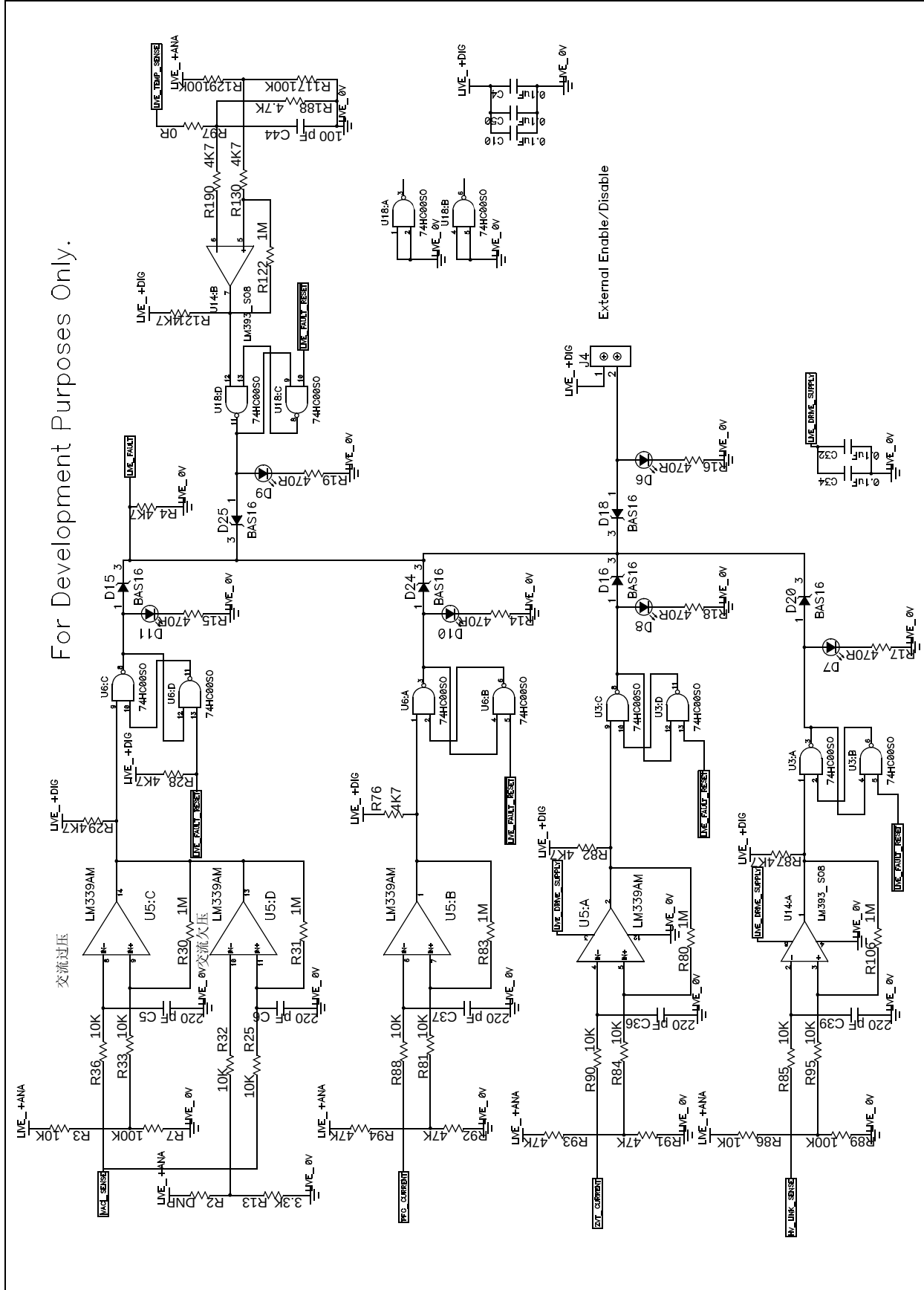
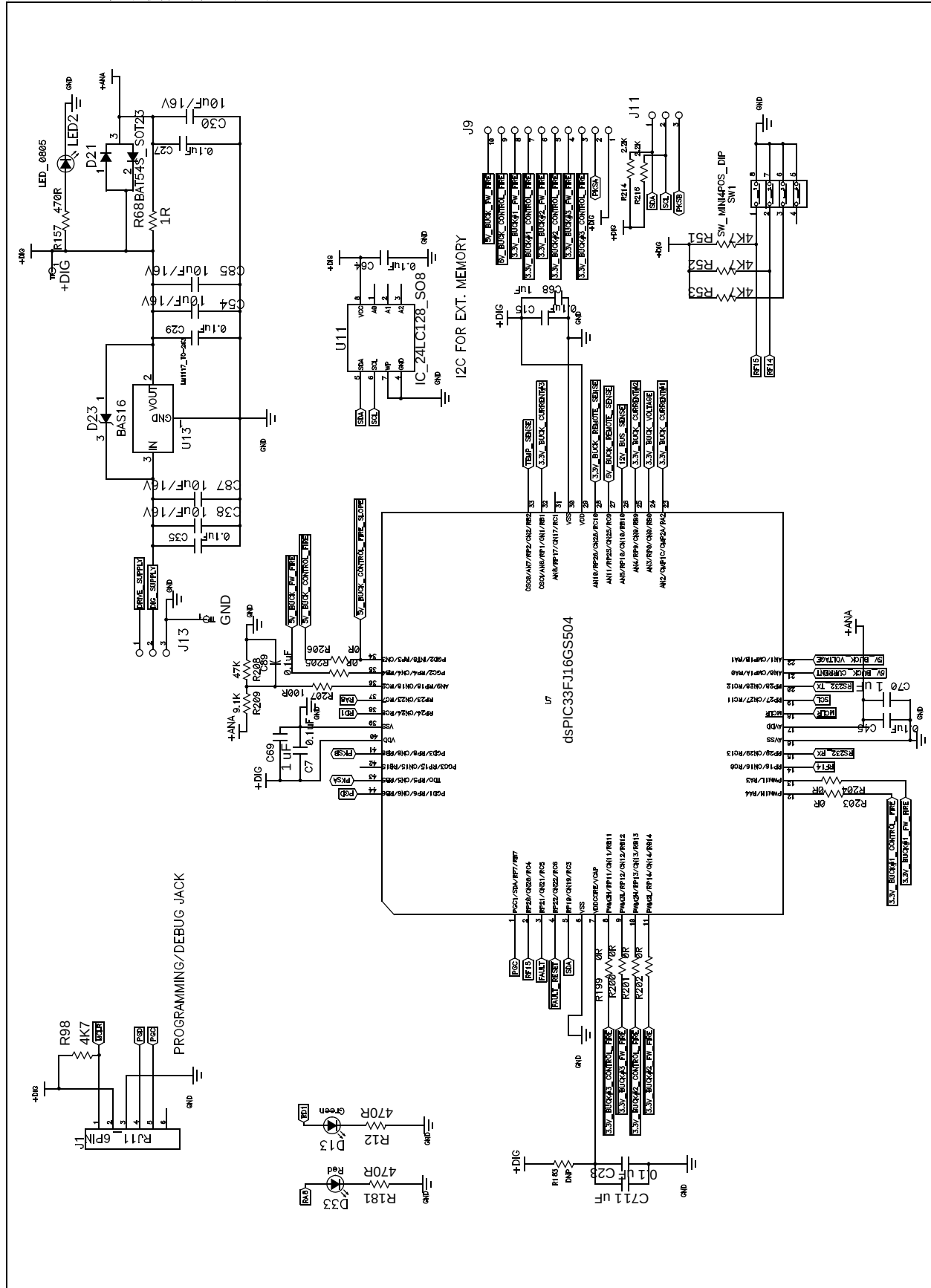
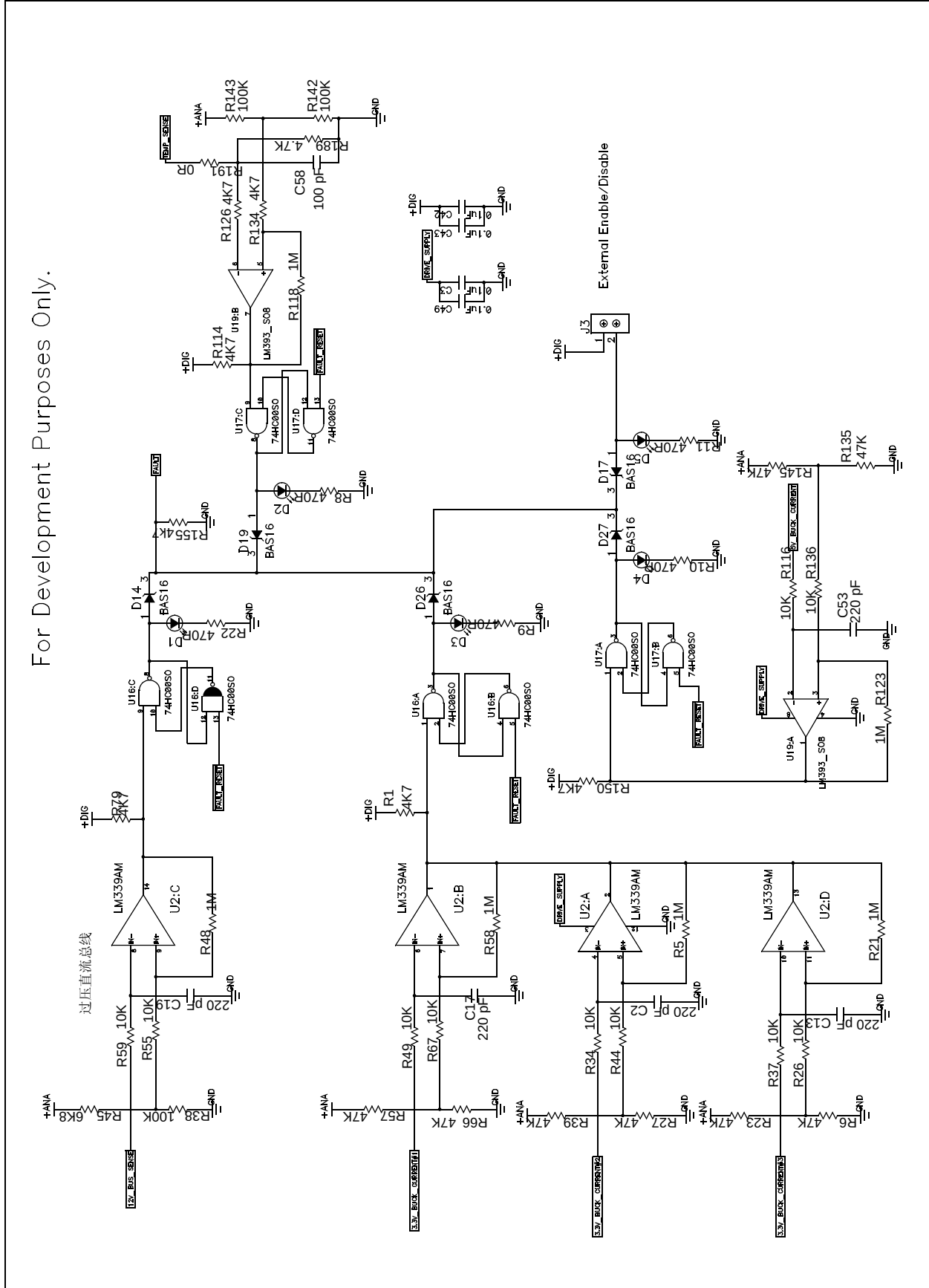


图 A-15: 次级侧控制器原理图



[illegible]

图 A-17: 次级侧硬件故障电路原理图



注:

附录 B 测试结果

本附录提供有关 SMPS 交流 / 直流参考设计的测试步骤和结果的信息。

使用以下设备测试 SMPS 交流 / 直流参考设计：

- 可编程直流负载（或阻性负载）
- 双通道或四通道示波器（100 MHz 或更高）
- 电流探头和差分探头
- 可编程交流电源、自耦变压器或交流电源线
- 功率计
- 真 RMS 值万用表

B.1 软启动和过冲

SMPS 交流 / 直流参考设计具有针对 PFC 升压转换器、ZVT 转换器、单相降压转换器和多相降压转换器实现的软启动程序。这些软启动程序可消除浪涌电流、消除过冲并在启动期间对输出电压进行控制。软启动方案的顺序如下：

- PFC 升压转换器斜升至 420V，
- ZVT 转换器斜升至 12V，
- 单相降压转换器斜升至 5V，
- 多相转换器斜升至 3.3V。

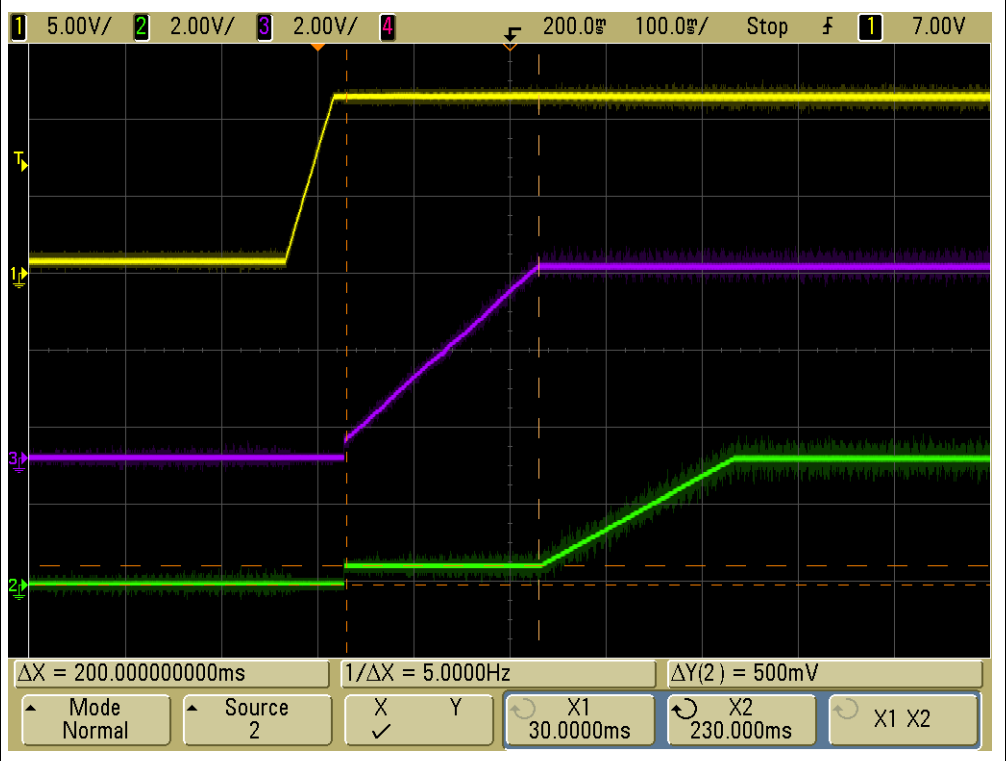
B.1.1 测试步骤

1. 确保系统处于关断状态，并且所有探头均已断开连接。
2. 将示波器探头连接到输出端子（J2、J4 和 J17）。
3. 将示波器设置为正常触发模式，将与 J2 连接的波形的上升沿设置为触发条件，时间刻度等于或大于 100 ms。将触发起点移至 200 ms。
4. 给参考设计设备上电并观察软启动。
5. 关断系统并将可编程直流负载连接到任意单个输出或同时连接到 5V 和 3.3V 输出。
6. 给参考设计设备上电并观察软启动。
7. 关断系统并断开所有探头的连接。

图 B-1 演示了 ZVT 转换器以及单相和多相转换器的软启动顺序。

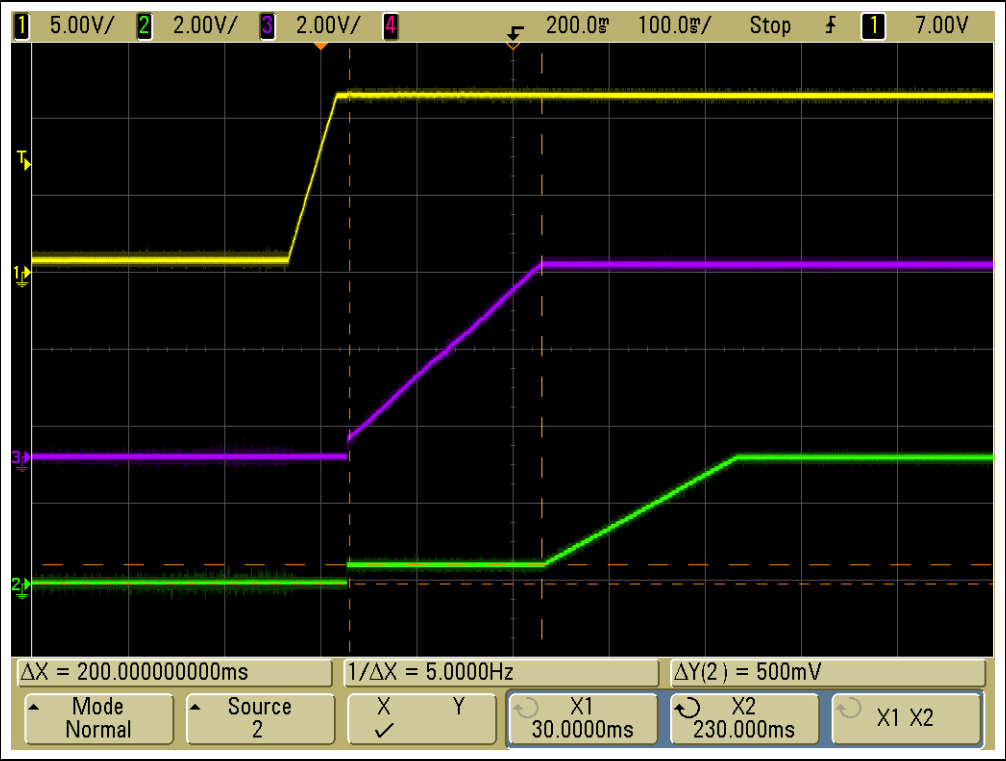
图 B-2 演示了带负载时单相和多相输出的软启动顺序（5V @ 23A，3.3V @ 35A）。

图 B-1: 空载时的软启动



注： 不应同时观察 PFC 软启动（图 B-1 和图 B-2 中未显示）与次级侧输出。

图 B-2: 带负载时的软启动



B.2 动态负载响应

执行负载阶跃时，利用动态负载响应可测量下冲 / 过冲电压和输出电压的稳定时间。输出带独立负载时，SMPS 交流 / 直流参考设计具有以下负载阶跃参数：

- 12V 满载阶跃为 30A
- 5V 满载阶跃为 23A
- 3.3V 满载阶跃为 69A

单相和多相转换器同时带负载时，最大负载阶跃如下：

- 5V 满载阶跃为 23A
- 3.3V 满载阶跃为 56A

每个设备的负载响应是在最大压摆率 1A/us 时采用以下负载阶跃测试的：

- 0-15A 和 15-0A（对于 12V 输出）
- 0-35A 和 35-0A（对于 3.3V 输出）
- 0-12A 和 12-0A（对于 5V 输出）

B.2.1 测试步骤

1. 确保系统处于关断状态，并且所有探头均已断开连接。
2. 将可编程直流负载连接到三个输出中的任一个。
3. 将示波器探头连接到与直流负载连接的输出端子。
4. 将电流探头连接到其中一条负载电缆，确保电流方向正确。
5. 将示波器设置为单次捕获并在电流探头处于任一边沿时触发，此外，还要将示波器通道设置为交流耦合。
6. 执行负载阶跃并测量稳定时间和下冲 / 过冲电压。
7. 关断系统并断开所有探头的连接。

图 B-3 到图 B-8 显示了负载阶跃为 50% 时的动态负载响应和稳定时间。

图 B-3: 12V 负载响应 0-15A

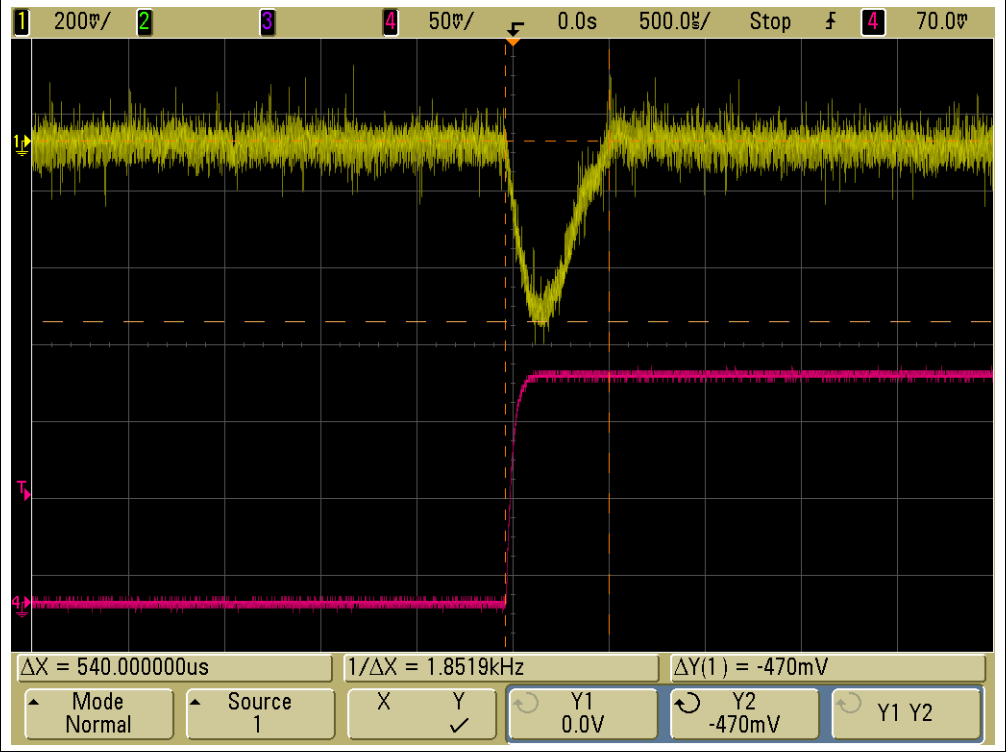


图 B-4: 12V 负载响应 15-0A

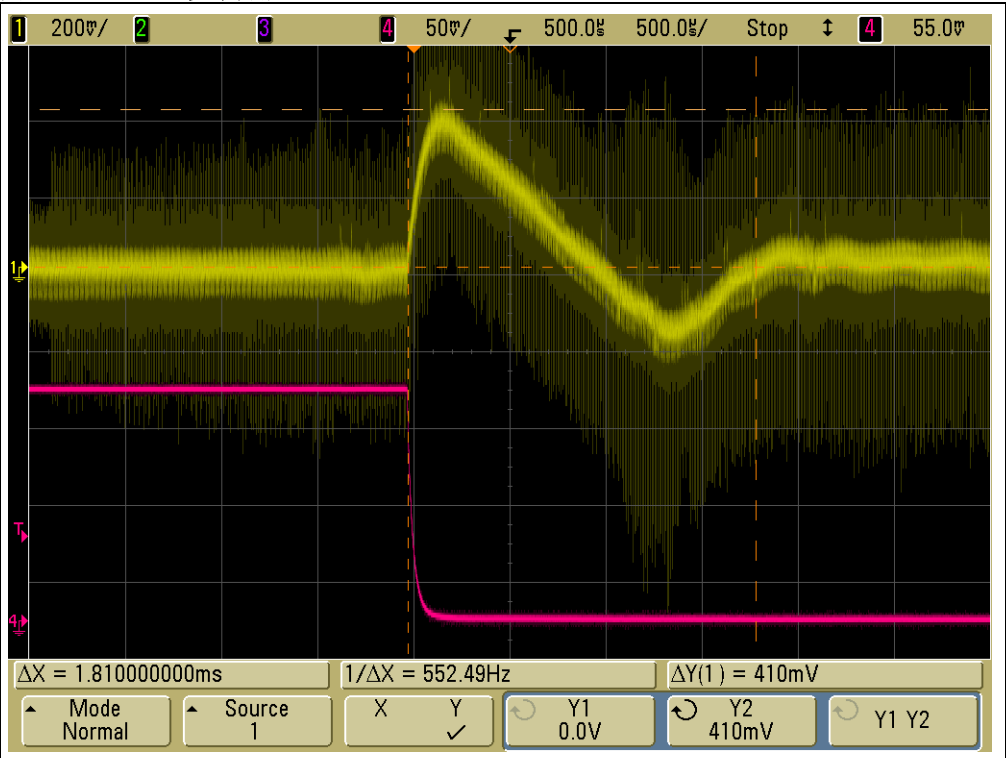


图 B-5: 3.3V 负载响应 0-35A

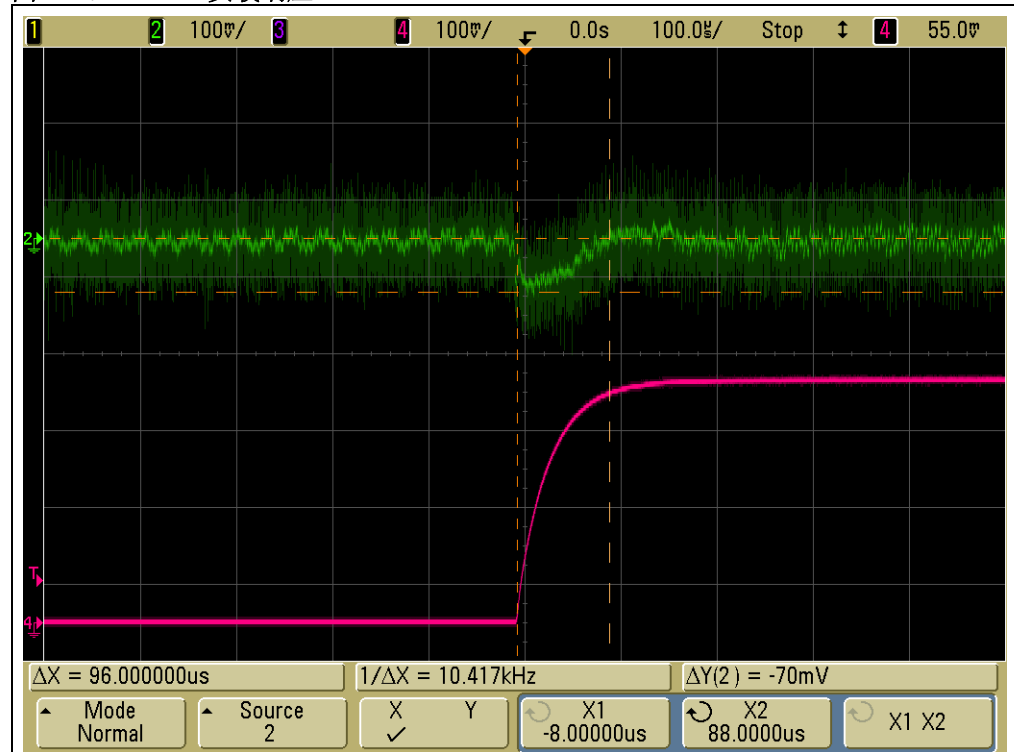


图 B-6: 3.3V 负载响应 35-0A

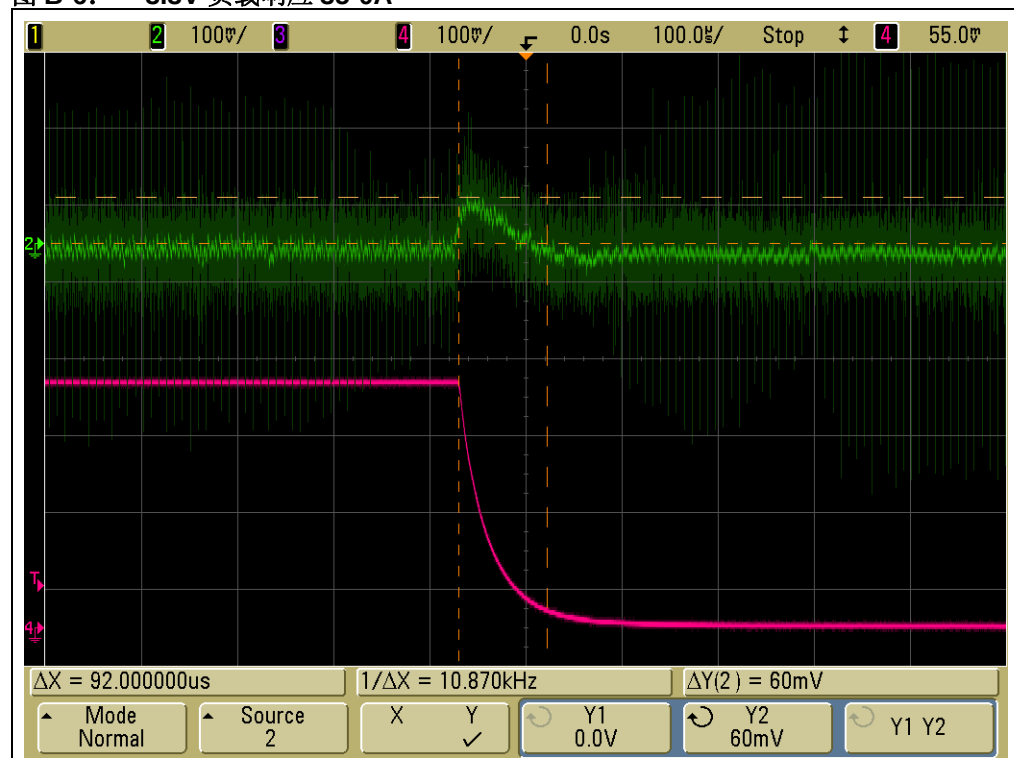


图 B-7: 5V 负载响应 0-12A

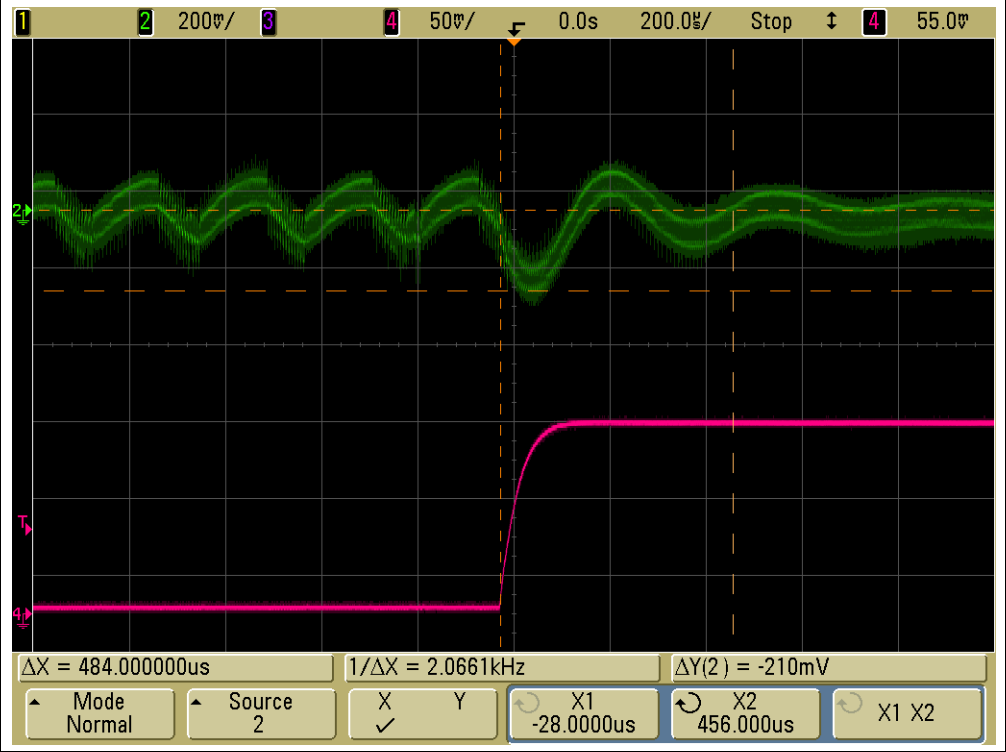
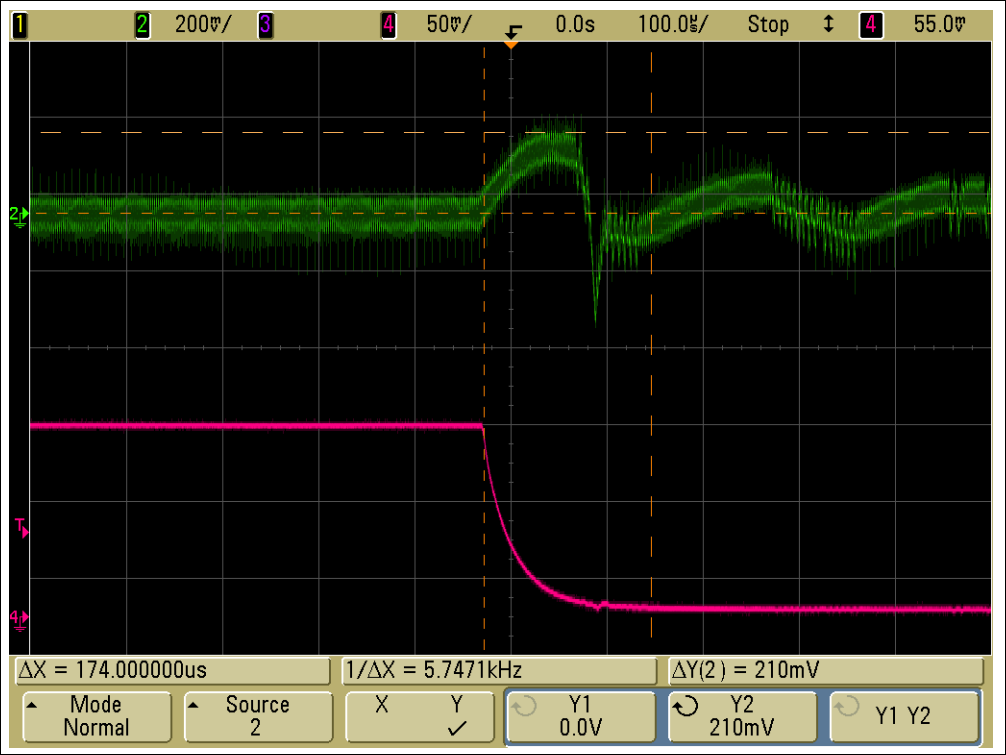


图 B-8: 5V 负载响应 12-0A



B.3 输出电压纹波

在输出电容两端使用尽可能短的探头接地线测量输出电压纹波。对于生产测试，输出电压纹波是在接线端子处测得的。有关用于测量输出电压纹波的示波器探头连接位置的信息，请参见图 B-9。

图 B-9: 示波器探头连接示例



B.3.1 测试步骤

1. 确保系统处于关断状态，并且所有探头均已断开连接。
2. 将示波器探头连接到要测量的输出电容，如图 B-9 所示。

注： 测量纹波电压时，示波器探头的接地线应尽可能短，以消除噪声。

3. 将示波器的时间刻度设置为 $2\mu\text{s}$ ，并将示波器通道设置为交流耦合和每刻度 50 mV 。
4. 测量峰-峰电压。
5. 要通过负载测试输出电压纹波，请将可编程直流负载连接到输出端子并重新测量电压纹波。
6. 关断系统并断开所有探头的连接。

图 B-10 到图 B-12 显示了每个级空载时的输出电压纹波。

图 B-10: 3.3V 输出电压纹波

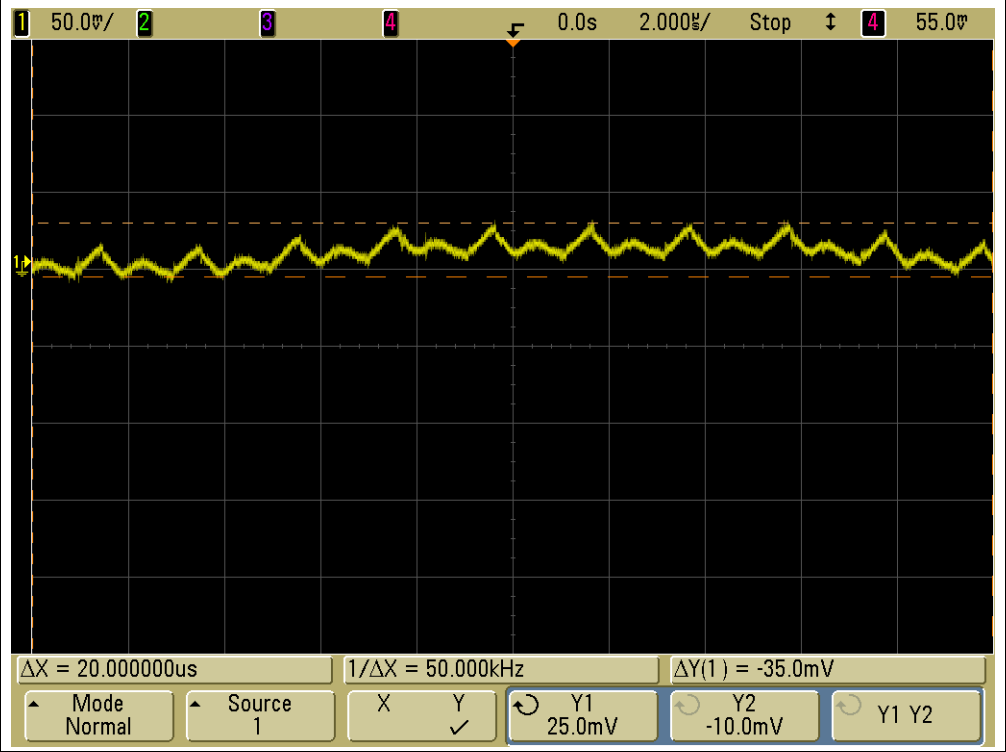


图 B-11: 5V 输出电压纹波

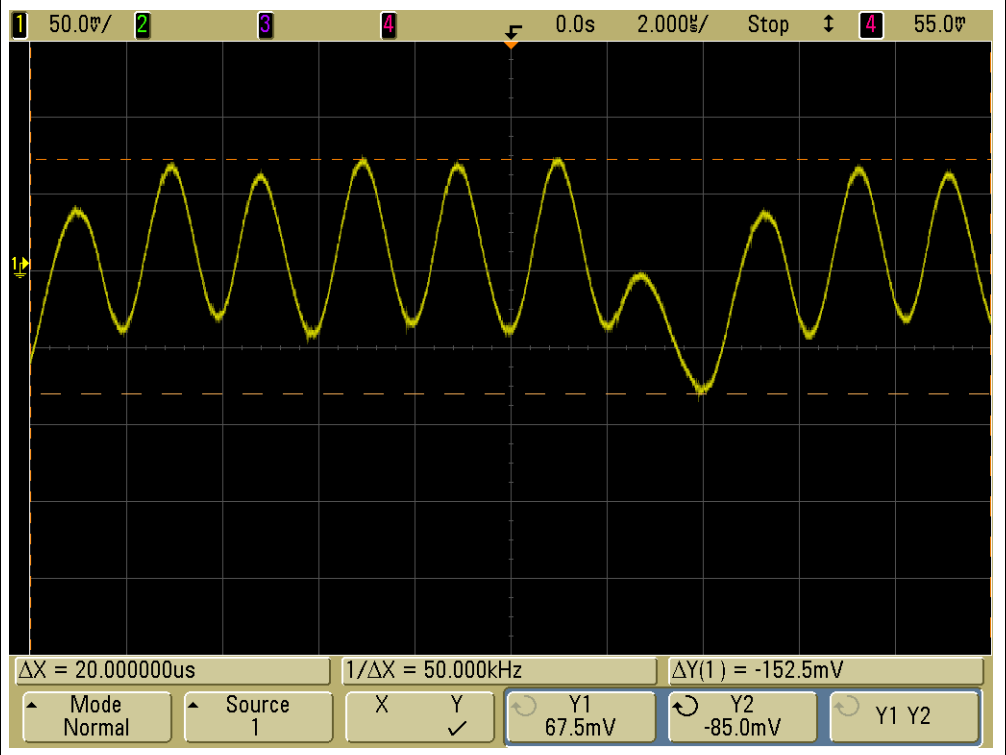
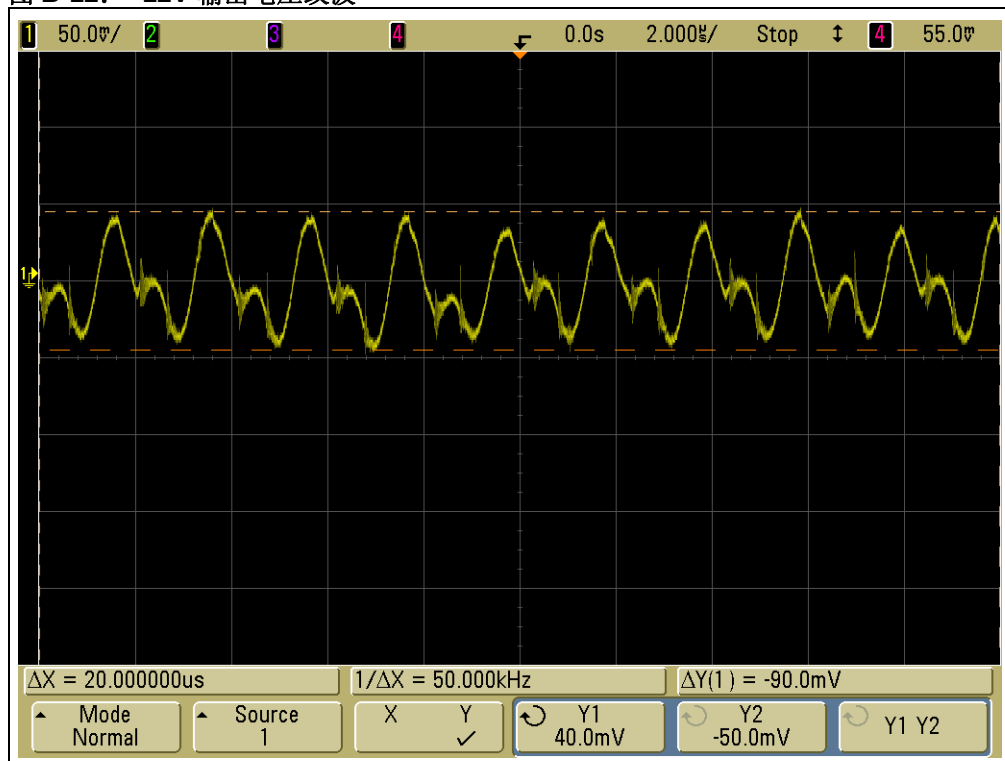


图 B-12: 12V 输出电压纹波



B.4 输入电流

SMPS 交流 / 直流参考设计可实现功率因数校正 (PFC)，其中电流与输入电压同相。

B.4.1 测试步骤:

1. 确保系统处于关断状态，并且所有探头均已断开连接。
2. 将差分探头连接到输入端子 (J16)。连接“中线”和“火线”端子。

警告

不要将标准探头连接到交流端子。必须使用差分探头。未注意本警告可能会造成人身伤害，并对示波器和 / 或 SMPS 交流 / 直流参考设计造成损坏。

3. 将电流探头连接到火线或中线电源线，确保电流流动方向正确。
4. 将电流探头设置为 100 mV/A，并将示波器通道设置为 1:1 的比率。
5. 将负载电缆连接到 12V 输出 (J1)。
6. 检验连接并接通系统。您应该能观察到正弦输入电压和电流。如果没有，则将电流探头连接到另一个输入。
7. 对输出施加负载，验证电流和电压是否仍是正弦波且同相。
8. 关断系统并断开所有探头的连接。

图 B-13 和图 B-14 演示了在 110 VAC 和 220 VAC 下满载运行的输入电流和输入电压。

图 B-13: 110 VAC 下满载的输入电流和输入电压

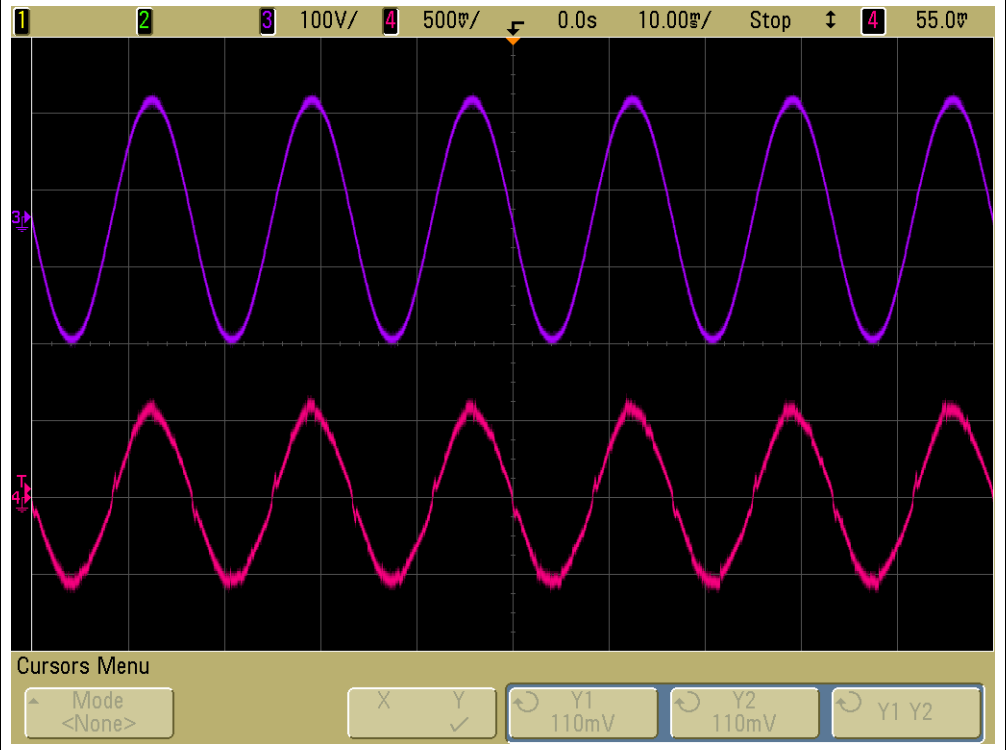
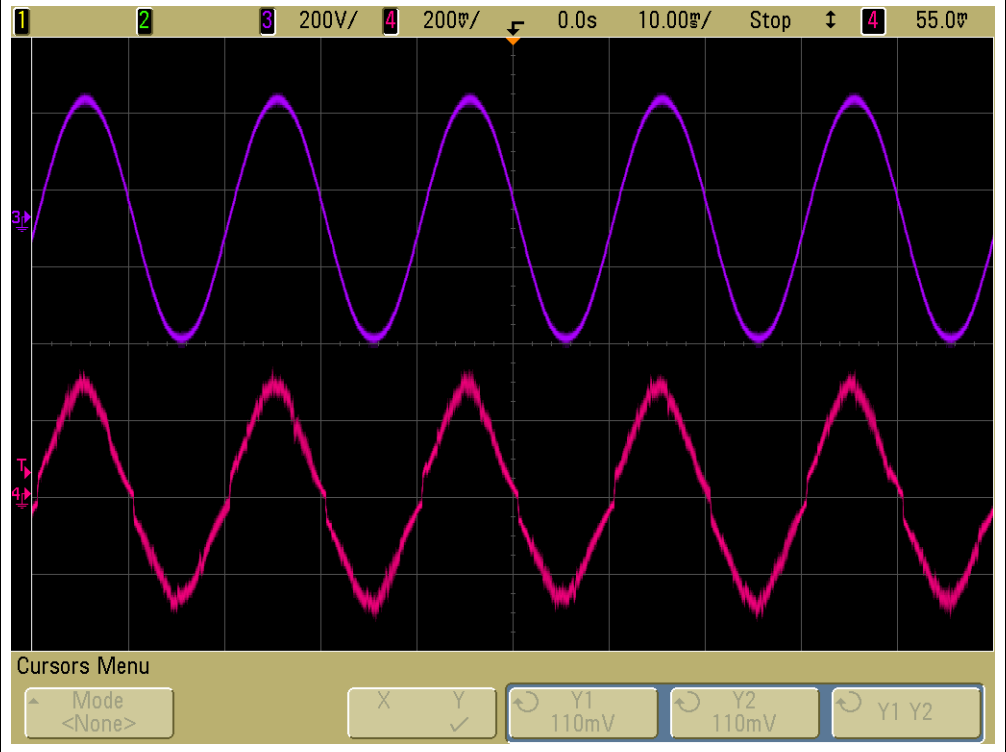


图 B-14: 220 VAC 下满载的输入电流和输入电压



B.5 效率

在 12V 输出 (Vout1) 施加负载时, 效率约为 82%。如果在 3.3V 和 5V 输出 (Vout2 和 Vout3) 同时施加负载, 则输出为 300W 时, 效率约为 74%。效率等于输出功率除以输入功率。功率等于电流 (负载) 乘以输出电压。例如, 12V 输出满载的功率为 360W ($12V \times 30A = 360W$)。

如果使用交流电源线, 请将真 RMS 值万用表与电源线串联来测量 RMS 输入电流, 并将另一个万用表与电源线并联来测量 RMS 输入电压。要计算输入功率, 请将输入 RMS 电流与输入 RMS 电压相乘。要计算百分比效率, 请将输出功率除以输入功率, 然后将结果乘以 100。

例 B-1:

IOUT1	= 0A @ 12V
IOUT2	= 56A @ 3.3V
IOUT3	= 23A @ 5V
VIN = 110V	
IIN	= 3.7A
P _{OUT}	$= (V_{OUT1} \times I_{OUT1}) + (V_{OUT2} \times I_{OUT2}) + (V_{OUT3} \times I_{OUT3})$ $= (56A \times 3.3V) + (23A \times 5V)$ $= 299.8W$
P _{IN}	$= V_{IN} \times I_{IN}$ $= 407W$
效率 (%)	$= P_{OUT} / P_{IN}$ $= (299.8 / 407) \times 100$ $= 73.7\%$

B.6 输入电流总谐波失真 (ITHD)

使用 Voltech PM100 或类似功率计测量 ITHD。在以下条件下测试 ITHD:

- VIN = 110V @ 60 Hz (满载)
- VIN = 220V @ 50 Hz (满载)

SMPS 交流 / 直流参考设计的电流 ITHD 测量值在 110 VAC 大约为 4.8%, 在 220 VAC 大约为 6%。

B.7 功率因数

使用 Voltech PM100 或类似功率计测量功率因数。在以下条件下测试每种参考设计的功率因数:

- VIN = 110V @ 60 Hz (满载)
- VIN = 220V @ 50 Hz (满载)
- VIN = 110V @ 60 Hz (空载)
- VIN = 220V @ 50 Hz (空载)

SMPS 交流 / 直流参考设计在 110V 满载时的电流功率因数为 0.998, 在 220V 满载时的功率因数为 0.99。

SMPS 交流 / 直流参考设计用户指南

B.8 测试结果表

每个 SMPS 交流 / 直流参考设计都经过大量测试，从空载 / 满载开始到最大电流阶跃，跨越整个通用输入电压范围。此外，每个设备都通过了 12 小时满载（300W）老化测试。下表给出了设备出货前对 SMPS 交流 / 直流参考设计执行的测试的完整列表。

表 B-1: 测试结果表

测试	最小值	最大值	单位	结果	备注
输入电流					
110 VAC 时的最大输入电流	—	5	A	3.75	在 VOUT2 施加 56A 负载，在 VOUT3 施加 23A 负载
220 VAC 时的最大输入电流	—	1.8	A	1.73	在 VOUT2 施加 56A 负载，在 VOUT3 施加 23A 负载
220 VAC 空载时 VIN 的最大浪涌电流	—	35	A	27	

启动时的输出过冲					
VIN = 110 VAC					
VOUT1 @ 0A	—	12.48	V	12	
VOUT2 @ 0A	—	3.432	V	3.3	
VOUT3 @ 0A	—	5.2	V	5	
VIN = 220 VAC					
VOUT1 @ 0A	—	12.48	V	12	
VOUT2 @ 0A	—	3.432	V	3.3	
VOUT3 @ 0A	—	5.2	V	5	

功率因数					
VIN = 110 VAC @ 空载 @ 60Hz	0.9	—	—	0.974	
VIN = 220 VAC @ 空载 @ 50Hz	0.8	—	—	0.855	
VIN = 110 VAC @ 满载 @ 60Hz	0.98	—	—	0.997	
VIN = 220 VAC @ 满载 @ 50Hz	0.97	—	—	0.989	

输入电流 THD @ VTHD @ 2%					通过功率计测得
VIN = 110 VAC @ 满载 @ 60Hz	—	5	%	4.9	
VIN = 220 VAC @ 满载 @ 50Hz	—	7	%	6	

输入功率					
VOUT1 @ 30 A, VIN @ 110 VAC	—	—	W	445	
VOUT1 @ 0A, VOUT2 @ 56A, VOUT3 @ 23A, VIN @ 110 VAC	—	—	W	415	
VOUT1 @ 30 A, VIN @ 220 VAC	—	—	W	431	
VOUT1 @ 0A, VOUT2 @ 56A, VOUT3 @ 23A, VIN @ 220 VAC	—	—	W	400	

表 B-1: 测试结果表 (续)

测试	最小值	最大值	单位	结果	备注
设定值电压 (110 VAC 时)					
12V 设定值电压 (Vout1) @ 15A	11.94	12.06	V	11.97	
3.3V 设定值电压 (Vout2) @ 35A	3.2835	3.3165	V	3.31	
5V 设定值电压 (Vout3) @ 12A	4.98	5.02	V	4.98	

线路和负载调整度					使用万用表测量输出电压
VIN = 110 VAC					
Vout1 @ 0A	11.94	12.06	V	11.98	
Vout1 @ 30A	11.88	12.12	V	11.97	
Vout2 @ 0A	3.2835	3.3165	V	3.32	
Vout2 @ 69A	3.2835	3.3165	V	3.3	
Vout3 @ 0A	4.98	5.02	V	5.01	
Vout3 @ 23A	4.98	5.02	V	4.98	
VIN = 220 VAC					
Vout1 @ 0A	11.94	12.06	V	11.98	
Vout1 @ 30A	11.88	12.12	V	11.96	
Vout2 @ 0A	3.2835	3.3165	V	3.32	
Vout2 @ 69A	3.2835	3.3165	V	3.3	
Vout3 @ 0A	4.98	5.02	V	5.01	
Vout3 @ 23A	4.98	5.02	V	4.98	

输出电压纹波					
VIN = 110 VAC					
Vout1 @ 0A	—	—	mV	130	在输出端子处测得 (1)
Vout1 @ 30A	—	—	mV	160	在输出端子处测得 (1)
Vout2 @ 0A	—	—	mV	90	在输出端子处测得 (1)
Vout2 @ 69A	—	—	mV	90	在输出端子处测得 (1)
Vout3 @ 0A	—	—	mV	160	在输出端子处测得 (1)
Vout3 @ 23A	—	—	mV	130	在输出端子处测得 (1)

注 1: 有关如何测量输出电压波纹的详细信息, 请参见第 B.3 节“输出电压纹波”。

动态负载响应压摆率 = 1A/μs (110 VAC 时测试)					
Vout2 = 0A, Vout3 = 0A, Vout1 = 0A-15A	—	—	mV	470	
Vout2 = 0A, Vout3 = 0A, Vout1 = 15A-0A	—	—	mV	380	
Vout1 = 0A, Vout3 = 0A, Vout2 = 0A-35A	—	—	mV	100	
Vout1 = 0A, Vout3 = 0A, Vout2 = 35A-0A	—	—	mV	100	
Vout1 = 0A, Vout2 = 0A, Vout3 = 0A-12A	—	—	mV	190	
Vout1 = 0A, Vout2 = 0A, Vout3 = 12A-0A	—	—	mV	210	

SMPS 交流/直流参考设计用户指南

表 B-1: 测试结果表 (续)

测试	最小值	最大值	单位	结果	备注
稳定时间 (110 VAC 时)					
VOUT2 = 0A, VOUT3 = 0A, VOUT1 = 0A-15A	—	—	us	656	
VOUT2 = 0A, VOUT3 = 0A, VOUT1 = 15A-0A	—	—	us	1976	
VOUT1 = 0A, VOUT3 = 0A, VOUT2 = 0A-35A	—	—	us	120	
VOUT1 = 0A, VOUT3 = 0A, VOUT2 = 35A-0A	—	—	us	88	
VOUT1 = 0A, VOUT2 = 0A, VOUT3 = 0A-12A	—	—	us	528	
VOUT1 = 0A, VOUT2 = 0A, VOUT3 = 12A-0A	—	—	us	225	

效率 (110 VAC 时)					
12V@30A 时的效率	—	—	%	81	
3.3V@56A 和 5V@23A 时的效率	—	—	%	72	

设定值限制					
输入欠压锁定 (空载)	75	—	VAC	76.3	
输入过压锁定 (空载)	—	270	VAC	269	
5V 过流限制	—	27	A	25.4	
3.3V 过流限制	—	75	A	74	

满载启动 (通过还是失败)					
VOUT1= 0A, VOUT2 = 56A, VOUT3 = 23A (85 VAC 时)	—	—	—	通过	
VOUT1= 0A, VOUT2 = 56A, VOUT3 = 23A (110 VAC 时)	—	—	—	通过	
VOUT1= 0A, VOUT2 = 56A, VOUT3 = 23A (220 VAC 时)	—	—	—	通过	
VOUT1= 0A, VOUT2 = 56A, VOUT3 = 23A (265 VAC 时)	—	—	—	通过	

VOUT1= 0A, VOUT2 = 69A, VOUT3 = 0A (85 VAC 时)	—	—	—	通过	
VOUT1= 0A, VOUT2 = 69A, VOUT3 = 0A (110 VAC 时)	—	—	—	通过	
VOUT1= 0A, VOUT2 = 69A, VOUT3 = 0A (220 VAC 时)	—	—	—	通过	
VOUT1= 0A, VOUT2 = 69A, VOUT3 = 0A (265 VAC 时)	—	—	—	通过	

VOUT1= 30A, VOUT2 = 0A, VOUT3 = 0A (85 VAC 时)	—	—	—	通过	
VOUT1= 30A, VOUT2 = 0A, VOUT3 = 0A (110 VAC 时)	—	—	—	通过	
VOUT1= 30A, VOUT2 = 0A, VOUT3 = 0A (220 VAC 时)	—	—	—	通过	
VOUT1= 30A, VOUT2 = 0A, VOUT3 = 0A (265 VAC 时)	—	—	—	通过	

空载启动					
VOUT1= 0A, VOUT2 = 0A, VOUT3 = 0A (85 VAC 时)	—	—	—	通过	
VOUT1= 0A, VOUT2 = 0A, VOUT3 = 0A (110 VAC 时)	—	—	—	通过	
VOUT1= 0A, VOUT2 = 0A, VOUT3 = 0A (220 VAC 时)	—	—	—	通过	
VOUT1= 0A, VOUT2 = 0A, VOUT3 = 0A (265 VAC 时)	—	—	—	通过	

表 B-1: 测试结果表 (续)

测试	最小值	最大值	单位	结果	备注
最大电流阶跃					通过还是失败 (如果失败, 最大 电流阶跃为多少)
Vout1 (0-30A, 30-0A) (85 VAC 时)	—	—	—	通过	
Vout1 (0-30A, 30-0A) (110 VAC 时)	—	—	—	通过	
Vout1 (0-30A, 30-0A) (220 VAC 时)	—	—	—	通过	
Vout1 (0-30A, 30-0A) (265 VAC 时)	—	—	—	通过	
					未使用时间测量 (已完成 56A 下的 12 小时老化测试)
Vout2 (0-69A, 69-0A) (85 VAC 时)	—	—	—	通过	
Vout2 (0-69A, 69-0A) (110 VAC 时)	—	—	—	通过	
Vout2 (0-69A, 69-0A) (220 VAC 时)	—	—	—	通过	
Vout2 (0-69A, 69-0A) (265 VAC 时)	—	—	—	通过	
Vout3 (0-23A, 23-0A) (85 VAC 时)	—	—	—	通过	
Vout3 (0-23A, 23-0A) (110 VAC 时)	—	—	—	通过	
Vout3 (0-23A, 23-0A) (220 VAC 时)	—	—	—	通过	
Vout3 (0-23A, 23-0A) (265 VAC 时)	—	—	—	通过	
					Vout3 施加负载时 Vout2 的满载阶跃
Vout2 (0-56A, 56-0A) Vout3 @ 23A @ 85 VAC	—	—	—	通过	
Vout2 (0-56A, 56-0A) Vout3 @ 23A @ 110 VAC	—	—	—	通过	
Vout2 (0-56A, 56-0A) Vout3 @ 23A @ 220 VAC	—	—	—	通过	
Vout2 (0-56A, 56-0A) Vout3 @ 23A @ 265 VAC	—	—	—	通过	
					Vout2 施加负载时 Vout3 的满载阶跃
Vout2 @ 56A, Vout3 (0-23A, 23-0A) @ 85 VAC	—	—	—	通过	
Vout2 @ 56A, Vout3 (0-23A, 23-0A) @ 110 VAC	—	—	—	通过	
Vout2 @ 56A, Vout3 (0-23A, 23-0A) @ 220 VAC	—	—	—	通过	
Vout2 @ 56A, Vout3 (0-23A, 23-0A) @ 265 VAC	—	—	—	通过	

300W 下连续 12 小时老化测试, Vout2 @ 56A, Vout3 @ 23A					
Vout1	11.94	12.06	V	通过	测量值 11.95
Vout2	3.2835	3.3165	V	通过	测量值 3.3
Vout3	4.98	5.02	V	通过	测量值 4.98

扩展温度测试 (225W, 50°C 时)					
Vout2 @ 42A, Vout3 @ 17A			通过	并非所有设备都具有此特性	

注:

附录 C 参考资料

本部分列出了本文档中使用的参考资料。

- ¹Herfurth, M., “*Active Harmonic Filtering for Line Rectifiers of Higher Output Power*”, Siemens Components XXI (1986), No. 1, pp.9 - 13.
- ²Zhou, C. and Jovanovic, M.M., “*Design Trade-offs in Continuous Current-Mode Controlled Boost Power-Factor Correction Circuits*”, Proceedings of HFPC '92, May 1992, pp.209 - 219.
- ³Chen, W, Lee, F. C., Jovanovic, M. M., and Sabate, J. A., “*A Comparative Study of a Class of Full Bridge Zero-Voltage-Switched PWM Converters*”, Proceedings of APEC '95, pp.893 - 899.
- ⁴Frank, W., Dahlquist, F., Kapels, H., Schmitt, M., and Deboy, G., “*Compensation MOSFETs with Fast Body Diode - Benefits in Performance and Reliability in ZVS Applications*”. Proceedings of IPECSA, the International Power Electronics Component Systems Applications Conference, San Francisco, CA, USA, March 29 - April 1, 2004.
- ⁵Snelling, E.C., “*Soft Ferrites. Properties and Applications*”, 2nd Edition, Butterworths, London, UK, 1988.
- ⁶Jongsma, J., “*High-Frequency Ferrite Power Transformer and Choke Design - Part 3 Transformer Winding Design*”, N. V. Philips, September 1982.
- ⁷Dowell, P. L., “*Effects of Eddy Currents in Transformer Windings*”, Proceedings of the IEE, Vol. 113, No. 8, August 1966, pp.1387 - 1394.
- ⁸McLyman, C. W. T., “*Transformer and Inductor Design Handbook*”, 3rd edition, Marcel Dekker Inc., New York, USA, 2004.
- ⁹“*MOSFETs Move in on Low Voltage Rectification*”, MOSPOWER Applications Handbook, Siliconix, 1984, pp.5-69 - 5-86.
- ¹⁰Kutkut, N. H., Divan, D. M., and Gascoigne, R. W., “*An Improved Full-Bridge Zero-Voltage-Switching PWM Converter Using a Two-Inductor Rectifier*”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No. 1, January/February 1995, pp. 119 - 126
- ¹¹Alivio, G., Ambrus, J., McDonald, T., and Dowling, R., “*Maximizing the Effectiveness of your SMD Assemblies*”, Application Note AN-994, International Rectifier.
- ¹²Wei, J. and Lee, F. C., “*An Output Impedance-based Design of Voltage Regulator Output Capacitors for High Slew-rate Load Current Transients*”, Proceedings of IEEE APEC 2004, pp.304 - 310.
- ¹³“*12 W Input Universal CV Adapter*”, Power Integrations Design Idea DI-91, January 2006.

注:

索引

A

安全隔离信息 68

B

保修登记 4

D

单相同步降压转换器 41
典型功率计连接 72
多相同步降压转换器 19

F

反激转换器 20
辅助电源 45
辅助软件 64
 故障源标识 65
 过热保护 65
 软启动和软关断 65
 输出排序 64
 输入交流欠压保护 65

G

工作功率 9
功率因数 (PF) 9
功率因数校正 (PFC) 8

H

互联网地址 4

J

降压 / 升压 PFC 电路 12
降压 PFC 电路 11
降压转换器 17

K

客户通知服务 5
客户支持 5
控制方案
 相移 ZVT 56
控制软件 52
 ADC 中断服务程序 53
 初始化程序 53
 次级侧 (DC_DC) 61
 故障循环 53
 空闲循环 (正常工作) 53
 PFC 升压转换器 54
 外设使能程序 53

L

连续输出额定值 7
零电流开关 (ZCS) 14
零电压转换 (ZVT) 14

M

Microchip 互联网网站 4

P

PCB 布线
 电源板 75
 信号板 76
PFC 升压转换器 21, 25

Q

全桥 ZVT 转换器 30
全桥转换器 13

S

三相同步降压转换器 43
升压 PFC 电路 12
时间间隔
 $t_0 < t < t_1$ 16
 $t_1 < t < t_2$ 16
 $t_2 < t < t_3$ 16
 $t_3 < t < t_4$ 16
输出性能测试 73
输入和输出电气规范 68
输入和输出规范 7
数字 PFC 所需的资源 21
数字相移 ZVT 转换器所需的资源 22

T

同步降压转换器 23
同步降压转换器所需的资源 24
同步整流器设计 37
推荐的测试设备 67
推荐读物 4

W

WWW 地址 4
文档
 编排 1
 约定 3
无功功率 9

X

系统连接 70
 编程 71
 输出 70
 输入 70
系统评估和测试 72
系统上电 72

Y

用于 PFC 和相移 ZVT 转换器的公用资源.....23

原理图

- 功率板 (第 1 页, 共 8 页)77
- 功率板 (第 2 页, 共 8 页)78
- 功率板 (第 3 页, 共 8 页)79
- 功率板 (第 4 页, 共 8 页)80
- 功率板 (第 5 页, 共 8 页)81
- 功率板 (第 6 页, 共 8 页)82
- 功率板 (第 7 页, 共 8 页)83
- 功率板 (第 8 页, 共 8 页)84
- 信号板 (第 1 页, 共 7 页)85
- 信号板 (第 2 页, 共 7 页)86
- 信号板 (第 3 页, 共 7 页)87
- 信号板 (第 4 页, 共 7 页)88
- 信号板 (第 5 页, 共 7 页)89
- 信号板 (第 6 页, 共 7 页)90
- 信号板 (第 7 页, 共 7 页)91

Z

总谐波失真 (THD)9

注:

全球销售及服务中心

美洲

公司总部 Corporate Office
2355 West Chandler Blvd.
Chandler, AZ 85224-6199
Tel: 1-480-792-7200
Fax: 1-480-792-7277
技术支持:
<http://www.microchip.com/support>
网址: www.microchip.com

亚特兰大 Atlanta
Duluth, GA
Tel: 1-678-957-9614
Fax: 1-678-957-1455

波士顿 Boston
Westborough, MA
Tel: 1-774-760-0087
Fax: 1-774-760-0088

芝加哥 Chicago
Itasca, IL
Tel: 1-630-285-0071
Fax: 1-630-285-0075

克里夫兰 Cleveland
Independence, OH
Tel: 1-216-447-0464
Fax: 1-216-447-0643

达拉斯 Dallas
Addison, TX
Tel: 1-972-818-7423
Fax: 1-972-818-2924

底特律 Detroit
Farmington Hills, MI
Tel: 1-248-538-2250
Fax: 1-248-538-2260

印第安纳波利斯 Indianapolis
Noblesville, IN
Tel: 1-317-773-8323
Fax: 1-317-773-5453

洛杉矶 Los Angeles
Mission Viejo, CA
Tel: 1-949-462-9523
Fax: 1-949-462-9608

圣克拉拉 Santa Clara
Santa Clara, CA
Tel: 1-408-961-6444
Fax: 1-408-961-6445

加拿大多伦多 Toronto
Mississauga, Ontario,
Canada
Tel: 1-905-673-0699
Fax: 1-905-673-6509

亚太地区

亚太总部 Asia Pacific Office
Suites 3707-14, 37th Floor
Tower 6, The Gateway
Harbour City, Kowloon
Hong Kong
Tel: 852-2401-1200
Fax: 852-2401-3431

中国 - 北京
Tel: 86-10-8569-7000
Fax: 86-10-8528-2104
中国 - 成都
Tel: 86-28-8665-5511
Fax: 86-28-8665-7889

中国 - 重庆
Tel: 86-23-8980-9588
Fax: 86-23-8980-9500

中国 - 杭州
Tel: 86-571-2819-3187
Fax: 86-571-2819-3189

中国 - 香港特别行政区
Tel: 852-2401-1200
Fax: 852-2401-3431

中国 - 南京
Tel: 86-25-8473-2460
Fax: 86-25-8473-2470

中国 - 青岛
Tel: 86-532-8502-7355
Fax: 86-532-8502-7205

中国 - 上海
Tel: 86-21-5407-5533
Fax: 86-21-5407-5066

中国 - 沈阳
Tel: 86-24-2334-2829
Fax: 86-24-2334-2393

中国 - 深圳
Tel: 86-755-8203-2660
Fax: 86-755-8203-1760

中国 - 武汉
Tel: 86-27-5980-5300
Fax: 86-27-5980-5118

中国 - 西安
Tel: 86-29-8833-7252
Fax: 86-29-8833-7256

中国 - 厦门
Tel: 86-592-238-8138
Fax: 86-592-238-8130

中国 - 珠海
Tel: 86-756-321-0040
Fax: 86-756-321-0049

亚太地区

台湾地区 - 高雄
Tel: 886-7-536-4818
Fax: 886-7-330-9305

台湾地区 - 台北
Tel: 886-2-2500-6610
Fax: 886-2-2508-0102

台湾地区 - 新竹
Tel: 886-3-5778-366
Fax: 886-3-5770-955

澳大利亚 Australia - Sydney
Tel: 61-2-9868-6733
Fax: 61-2-9868-6755

印度 India - Bangalore
Tel: 91-80-3090-4444
Fax: 91-80-3090-4123

印度 India - New Delhi
Tel: 91-11-4160-8631
Fax: 91-11-4160-8632

印度 India - Pune
Tel: 91-20-2566-1512
Fax: 91-20-2566-1513

日本 Japan - Osaka
Tel: 81-66-152-7160
Fax: 81-66-152-9310

日本 Japan - Yokohama
Tel: 81-45-471- 6166
Fax: 81-45-471-6122

韩国 Korea - Daegu
Tel: 82-53-744-4301
Fax: 82-53-744-4302

韩国 Korea - Seoul
Tel: 82-2-554-7200
Fax: 82-2-558-5932 或
82-2-558-5934

马来西亚 Malaysia - Kuala Lumpur
Tel: 60-3-6201-9857
Fax: 60-3-6201-9859

马来西亚 Malaysia - Penang
Tel: 60-4-227-8870
Fax: 60-4-227-4068

菲律宾 Philippines - Manila
Tel: 63-2-634-9065
Fax: 63-2-634-9069

新加坡 Singapore
Tel: 65-6334-8870
Fax: 65-6334-8850

泰国 Thailand - Bangkok
Tel: 66-2-694-1351
Fax: 66-2-694-1350

欧洲

奥地利 Austria - Wels
Tel: 43-7242-2244-39
Fax: 43-7242-2244-393

丹麦 Denmark-Copenhagen
Tel: 45-4450-2828
Fax: 45-4485-2829

法国 France - Paris
Tel: 33-1-69-53-63-20
Fax: 33-1-69-30-90-79

德国 Germany - Munich
Tel: 49-89-627-144-0
Fax: 49-89-627-144-44

意大利 Italy - Milan
Tel: 39-0331-742611
Fax: 39-0331-466781

荷兰 Netherlands - Druenen
Tel: 31-416-690399
Fax: 31-416-690340

西班牙 Spain - Madrid
Tel: 34-91-708-08-90
Fax: 34-91-708-08-91

英国 UK - Wokingham
Tel: 44-118-921-5869
Fax: 44-118-921-5820