

浙江大学电气工程学院

硕士学位论文

交错并联Boost PFC变换器的研究

姓名：王山山

申请学位级别：硕士

专业：电力电子与电力传动

指导教师：胡长生;徐德鸿

20100301

## 摘要

随着电力电子装置在电网中的广泛应用, 电能质量问题引起了普遍的关注。功率因数校正(PFC)技术是从负载端改善电能质量的有效手段之一。提高单相 PFC 电源的功率容量和效率, 减小 PFC 电源的体积成为了目前的研究热点。交错并联技术是通过多个变换器并联实现功率变换, 减小了单个变换器的容量要求, 提升了电源的功率等级; 同时由于并联的各变换器是交错运行, 对电源的性能均有所改善, 本文选取了交错并联 Boost PFC 电源作为研究目标。

本文根据单相 PFC 电源研究现状和发展趋势, 针对千瓦级开关电源, 选择应用交错并联技术提高 PFC 电源的效率, 从理论角度分析了交错并联 Boost PFC 电源的工作原理和特性, 设计并实现了一台 1.2kW 交错并联 boost PFC 电源样机, 进行了实验验证。为了提高电源品质, 分析并实验验证应用新型开关器件对电源效率的改善。

论文主要有五章, 在第一章中介绍了功率因数校正技术的研究背景和发展趋势, 对本课题的研究内容和研究意义进行了阐述。论文在第二章中介绍了交错并联 Boost PFC 和传统的 Boost PFC 这两种电路的工作原理和分析了其特性。在理论分析的基础上论文第三章设计并实现了一台 400V/1200W 输出的实验样机进行了实验测试。为了提高电源效率, 论文在第四章分析并实验验证新型功率开关器件对电源的优化。最后在第五章中对全文进行了总结, 提出了有待进一步研究的设想。

论文通过理论和实验研究, 表明交错并联 Boost PFC 电路在千瓦级开关电源中能很好的校正功率因数, 减小电源的体积, 提高电源的效率。同时通过对 CoolMOS、SiC 二极管与常规 MOS、快恢复二极管的比较研究, 证实了应用这些新型器件对电源效率有着较大的提高。

**关键词:** 功率因数校正; 交错并联; 电流连续模式; 损耗分析

## Abstract

With the widely used of power electronic devices in the grid, power quality has being generally focused. Power Factor Correction (PFC) is one of the effective measure to improve the power quality from the load side. To enhance the power level of PFC circuit and to minish the volume of the converter have been widely researched recently. Based on the analysis of development of single phase power factor correction technique, a new interleaved continuous-current-mode Boost PFC converter has been researched in this paper. Compared with conventional Boost PFC circuit, interleaved application realizes AC/DC conversion through multiple converters, which can reduce switching stress, promote the power level of PFC converter and enlarge application area of PFC technique.

There are five chapters in this papers. Firstly, after a brief introduction of research background and review of present PFC techniques, the research purpose and content are given. Secondly, focused on interleaved Boost PFC and conventional Boost PFC, The characteristic of these two topologies will be analyzed. The interleaving technique can alleviates the ripple current effectively and reduces inductor volume. The detailed calculation of each part power losses in PFC converter is given. The loss breakdown of two topologies is shown in the paper. Thirdly, based on the above work, a 400V/1200W-output prototype is designed. Experiment results provided prove the performance. The application of new power electronic devices in the PFC circuit is also evaluated.

Through the study of this paper, the interleaved Boost PFC technology has made into practice. The circuit has a good effect on power factor correction and high power density. Through the comparison of CoolMOS, SiC diode with the conventional MOSFET, fast recovery diode, the application of these new devices on the power supply can improve its efficiency greatly.

**Key words:** PFC (power factor correction) ; Interleaved; Continue Current Mode; Loss breakdown

## 浙江大学研究生学位论文独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得 浙江大学 或其他教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示谢意。

学位论文作者签名：王山山 签字日期：2010 年 3 月 6 日

## 学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解 浙江大学 有权保留并向国家有关部门或机构送交本论文的复印件和磁盘，允许论文被查阅和借阅。本人授权 浙江大学 可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索和传播，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编学位论文。

（保密的学位论文在解密后适用本授权书）

学位论文作者签名：王山山 导师签名：胡长贵

签字日期：2010 年 3 月 6 日 签字日期：2010 年 3 月 8 日

# 第一章 绪论

## 1.1 功率因数校正技术的研究背景

随着科技和社会的飞速发展，人类对于电能的要求也越来越高。电源作为一种利用电能变换技术将市电或电池等一次能源转换成适合各种用电需求的二次电能的装置，越来越多的被应用电网中，由电源装置产生的谐波和无功功率对于电网供电质量的影响也越来越得到重视。

由于电力电子装置工作在线性状态会产生大量的谐波和无功功率污染电网<sup>[1]</sup>。例如图 1.1 所示传统的整流滤波电路，虽然输入电压  $V_{in}$  为正弦，但输入电流呈脉冲状，含有大量的谐波分量（如图 1.2(a)(b)所示），严重干扰了电网的正常工作。

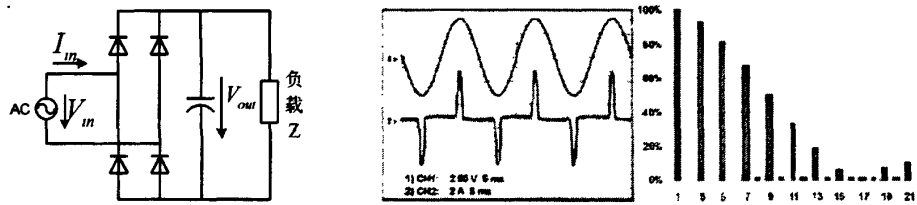


图 1.1 传统的整流电路      图 1.2(a)电路的输入特性      (b)电流波形的谐波成分

这些输入电网的大量谐波和无功功率，会引起严重的“污染”，主要表现为以下两方面<sup>[2][3]</sup>。

- 1、谐波电流产生“二次效应”造成供电质量下降。谐波电流在输电线阻抗上的压降会使电网电压发生畸变，影响输电线路其他电气设备的正常工作。
- 2、谐波电流造成电路故障，影响电网中变电设备的可靠性。谐波会导致继电保护和自动装置的误动作，减小输配电设备的有效容量，并会使电气测量仪表计量不准确。

### 1.1.1 功率因数校正（PFC）问题的提出

为了减少电子设备对交流电网的谐波污染，保证电网的供电质量，提高电网可靠性，越来越多的国家对用电设备的输入电流谐波含量加以限制，提出了相应的限制输出电流谐波的标准。国际电气工程师协会(IEEE)、国际电工委员会

(IEC)和国际大电网会议(CIGRE)都推出了各自建议的谐波标准,其中最有影响力的是 IEEE519-992<sup>[4]</sup>和 IEC61000-3-2<sup>[5]</sup>,我国国家技术监督局也在 1994 年颁布了《电能质量公用电网谐波》标准<sup>[6]</sup>(GB/T14549-93)。我国又于 1998 年 12 月 14 日发布了国家标准 GB17625.1-1998《低压电器及电子设备发出谐波电流限值(设备每项输入电流 $\leq 16\text{A}$ )》<sup>[7]</sup>,指标等效 IEC61000-3-2:1995,在技术内容上与该国际标准完全一致。在家电领域,为了控制产品在使用过程中的电流谐波和电磁辐射,确保公共财产安全和人体健康,中国电磁兼容认证中心宣布,从 2003 年 5 月 1 日起,家电行业全面推行 CCC(China Compulsory Certification)认证,即“中国国家强制性产品认证”,国内没有通过 3C 认证的企业的产品将不得出厂和销售,国外没有通过 3C 认证的产品也不得进入中国市场。

解决电网谐波污染的主要途径有两条,一种采用被动的方法,即装设滤波器来补偿谐波,常用的有无源滤波器(PFF)和有源滤波器(APF);另一种是主动法,从装置本身入手,利用电力电子技术,采用合适的开关策略,使得整个装置对电网呈单位功率因数,且网侧输入电流接近正弦。近年来这一技术得到很大发展,成为电力电子学中重要的研究方向之一。

### 1.1.2 功率因数的定义

功率因数校正电路的作用就是对开关电源的输入电流波形进行整形,以使从电源吸取的有功功率最大化。它包括两个方面:一方面使输入电压、输入电流同相位,另一方面,使输入电流正弦化。在理想情况下,负载应该表现为纯电阻,此时负载吸收的无功功率为零,不存在输入谐波电流。

电工理论中线性电路的功率因数习惯用  $\cos\varphi$  表示,  $\varphi$  为正弦电压与正弦电流间的相位差。用 PF(Power Factor)表示功率因数,它的计算可以简单定义为有功功率与视在功率之比。即:

$$PF = \frac{\text{有功功率}}{\text{视在功率}} \quad (1-1)$$

其中有功功率是一个周期内电流和电压瞬时值乘积的平均值,而视在功率是电流 rms 值与电压的 rms 值的乘积。如果电流和电压是正弦波而且同相,则功率因数是 1.0。如果两者是正弦波但不同相,则功率因数是相位角的余弦。

常见的开关电源等整流电路中含有二极管等非线性元件, 尽管输入电压为正弦, 电流却为严重的非正弦, 线性电路中功率因数计算不再适用。通常, 我们把功率因数表示成相移因数和畸变因数的乘积:

$$PF = \frac{I_1}{I} \cos \varphi = K_d K_\alpha \quad (1-2)$$

其中,  $I_1$  为基波电流有效值,  $I$  为输入电流有效值,  $\cos \varphi$  即为相移因数。

总谐波失真度 THD 可以表示为:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} = \sqrt{\frac{1}{K_d^2} - 1} \quad (1-3)$$

当输入电流的基波分量和输入电压同相, 即  $\cos \varphi = 1$  时, 则有:

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + (THD)^2}} \quad (1-4)$$

无论是从谐波电流的最小化还是减小对其他设备的干扰角度, 对每次谐波设定限制能够实现控制输入电流“污染”的任务。这个对输入电流进行整形的过程通常被称作功率因数校正。

## 1.2 功率因数校正技术的发展

PFC 技术按照是否采用有源器件可以分为无源 PFC 技术和有源 PFC 技术。采用无源器件, 如电感电容等组成谐波滤波器来实现 PFC 功能的被称作无源 PFC 技术; 如有开关管和相应控制电路参与的 PFC 则称为有源 PFC 技术。

### 1.2.1 无源功率因数校正技术

PFC 技术最早是从采用电感和电容构成的无源网络进行功率因数校正。图 1.3 就是这种形式, 在整流器和输出电容之间加入了一个滤波电感, 以使二极管导通角增大, 使输入波形得到改善。采用这种技术所需的滤波电容和滤波电感的体积和重量较大, 因此电路较笨重, 且对输入电流波形中的谐波电流的抑制效果并不理想。

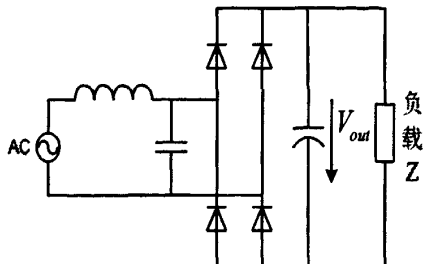


图 1.3 传统无源功率因数校正电路

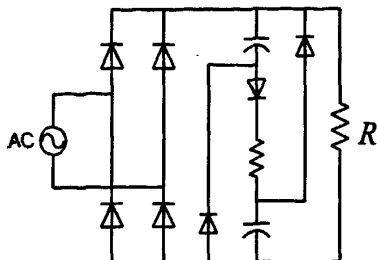


图 1.4 Valley-Fill 功率因数校正电路

另一些新型的无源 PFC 技术，如图 1.4 所示 Valley-Fill<sup>[8]</sup>法，通过额外增加电容和二极管，在一个半波周期中，随着输入电压的变化，储能电容充放电状态也随着变换，以达到 PFC 目的。该方法成本较低，PF 值高，但不能有效减少输入电流中的谐波含量。

## 1.2.2 有源功率因数校正技术

采用高频开关变换的有源 PFC 技术，具有体积小、重量轻、效率高、功率因数接近于 1 的优点，近些年来取得较大的发展。

### (1) 拓扑结构

从拓扑结构上看，有源 PFC 可分为单级 PFC 和两级 PFC 结构。图 1.5 是一典型的带有功率因数校正的两级变换器结构图。第一级是 PFC 级，目的在于提高输入的功率因数并抑制输入电流的高次谐波；第二级为 DC/DC 变换器，目的在于调节输出以便与负载匹配，也可以实现输入和输出的隔离。两级 PFC 能够达到非常优良的性能，如输入电流总谐波失真度(THD)一般小于 5%，容易达到很高的功率因数。但这种方案至少两个开关管和两套控制电路，增加了成本和复杂度，由此增加的损耗也降低了变换器的效率。

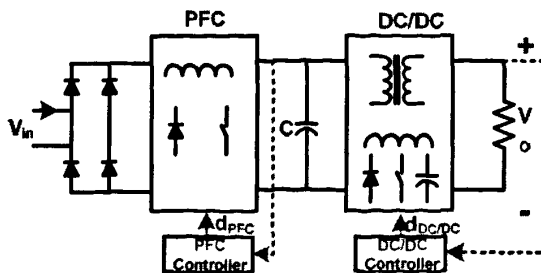


图 1.5 两级有源功率因数校正变换器方框图

为了适应中小功率场合，降低功率因数校正电路的成本，90 年代初有美国



教授提出了单级功率因数校正变换器的概念<sup>[9]</sup>, 单级 PFC 变换器的 PFC 级和 DC/DC 级共用一个开关管, 只有一套控制电路, 同时达到了功率因数校正和输出电压调节的目的。图 1.6 是单级变换器结构图。

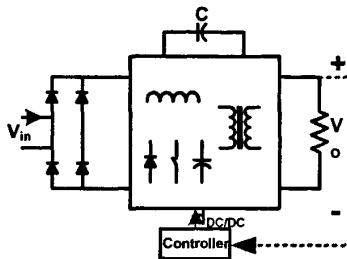


图 1.6 单级功率因数校正变换器结构图

### (2) 工作模式

功率因数校正电路的工作模式可根据电感电流特性分为: 电感电流连续模式 (Continue Current Mode, CCM)、电感电流断续模式 (Discontinue Current Mode, DCM) 和介于两者之间的电感电流临界连续模式 (Critical Mode, CRM)。CCM 下工作电路输入输出电流纹波小, 流过开关管的电流有效值小, 广泛的应用于中大功率场合, 但其在硬开关状态下, 开关损耗较高, 二极管也会产生很大的反向恢复损耗。工作在 DCM 状态下可以克服这种缺点, 开关管实现了零电流开通 (ZCS), 减小了开关损耗, 避免了因二极管关断时较高反向恢复电流引起的损耗对开关管的冲击。其缺点是断续的电流波形会带来更强的 EMI, 而开关管的电流有效值较大, 导通损耗增加。CRM 模式是一种特殊的断续模式控制, 具有断续模式下零电流开关的优点, 降低了电路损耗, 且相比较 DCM 使用电感值较小; 但电路频率不固定, 特别在轻载时开关频率变化范围很大, 不利于 EMI 滤波器的设计, 应用范围多在 200W 以下的 PFC 电路。

### (3) 控制方法

PFC 电路往往具备两个功能, 一是使输入电流跟随输入电压并使其正弦化, 整个电路对输入端呈纯阻性, 二是稳定输出电压, 作为整个电源装置的电压预调节器。传统的实现方法是采用电压电流双闭环控制, 即将输入电压信号和输出电压反馈信号相乘, 作为电流环基准信号, 与实际电路输入电流信号进行比较, 产生控制开关管开通关断的 PWM 逻辑。当电路工作在 CCM 模式下, 根据电流控制方式不同, 可分为三种控制方法:

①电流峰值控制法。所述系统有两种频率的电流，基准电流为工频，被控调节的输入电流为高频。此方法的特点是电流基准  $i_p$  为半波正弦电压，输入电感电流  $i_L$  的峰值包络线跟踪输入半波整流电压，如图 1.7 所示。采用恒频控制，每个开关周期之初，开关管导通，电感电流增加，当电流上升到基准电流时，开关管关断，电感电流下降，等待下一个开关周期到来。该控制方法原理简单易于实现，但存在峰值电流基准与电流平均值存在误差，在某些情况下误差会相当大，并且由于峰值电流对噪声敏感，占空比大于 0.5 时会产生次谐波振荡，所以必须在比较器输入端加入斜坡补偿环节。

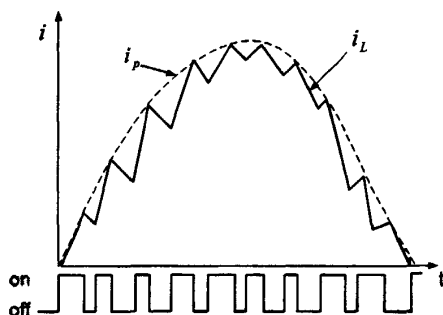


图 1.7 峰值控制法电感电路波形图

②电流滞环控制法。此方法比峰值控制法在控制电路中多加入了一级滞环逻辑控制，从而产生一个电流滞环带，即将检测到的电流基准  $i_p$  变换成基准电流的上限值  $i_{max}$  和  $i_{min}$ 。如图 1.8 所示，当开关管导通后，电感电流上升达到基准上限时，滞环比较器输出低电平，关断开关管，电感电流下降；下降至基准下限值  $i_{min}$  时，控制脉冲高电平，开关管导通，电感电流上升。如此周而复始工作。该控制方法的开关频率是变化的，它具有控制简单，动态性能好，带有内在的电流限制能力。但由于滞环宽度对系统性能影响较大，并且随负载不同时频率变化幅度较大，不易设计相应的 EMI 滤波器，体积和重量不能进行最优化选择。

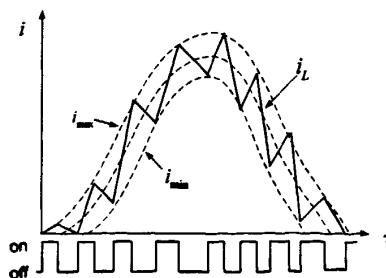


图 1.8 滞环控制法电感电路波形图

③平均电流控制法。是目前 PFC 应用中使用最多的控制方法，具有工作频率固定，开关管电流有效值小的特点。电路原理如图 1.9(a)所示，其主要特点是用电流误差放大器 CA 代替电流比较器。以输入半波整流电压和输出电压的误差放大信号乘积为电流基准，检测到的输入电流信号与基准电流进行比较，其高频分量的变化通过电流误差放大器做平均化处理，与锯齿波比较后产生开关管驱动占空比信号。由于电流环有较高地增益带宽，使跟踪误差产生地畸变小于 1%，容易实现较高功率因数和较小 THD。图 1.9(b)给出了平均电流控制时电感电流波形图，其中实线为实际电感电流，虚线为电流平均。

平均电流控制技术发展较为成熟，多采用集成芯片进行控制，目前最为常见的 UC3854 就是基于这种方法。

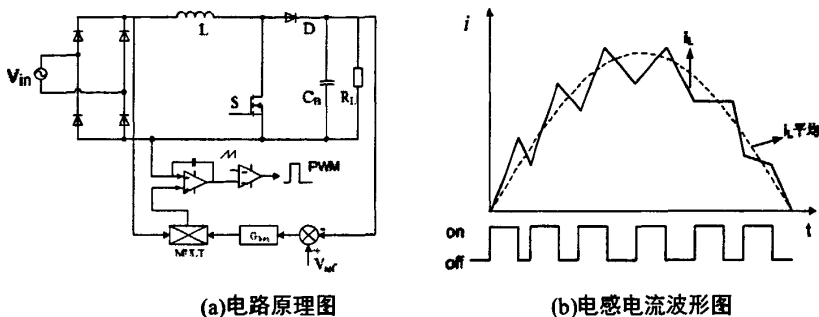


图 1.9 平均电流模式控制的 Boost PFC 变换器

### 1.2.3 交错并联 Boost PFC 技术

随着电力电子装置功率等级的提高，变换器对功率器件的电压电流应力提出了越来越高的要求，为了顺应这种趋势，功率半导体厂商向着大容量的方向发展，将大通态电流，低导通电阻的器件投放市场，如 CoolMOS。设备厂商在设计电路时应用几个低容量 MOSFET 并联使用的方式来扩充容量，但在工作中存在均流与可靠性的问题。另一种解决办法是通过电路拓扑的改进，来减小对于器件的应力要求，如交错并联控制方案(Interleaving Control Schemes)。

交错并联 PFC 电路是指由两个或两个以的基本变换器单元并联组成的 PFC 电路，每个变换器的开关管交错导通，即在开关周期内的开通时刻依次滞后一定时间，从而使每个变换器中流过的电流也呈现交错状态，这种方法的优点是可以减小输入电流纹波和输出电容纹波电流的有效值<sup>[11-13]</sup>，并提升电路的功率等级。

目前常用的交错并联 PFC，采用两个 Boost 电路组成，如图 1.10 所示。与传统的 PFC 电路相同，交错并联电路也可工作在电感电流连续、电感电流断续以及电感电流临界连续模式下<sup>[14]</sup>。目前国内外的研究多集中在对交错并联 Boost PFC 断续模式工作下的探索与改进。

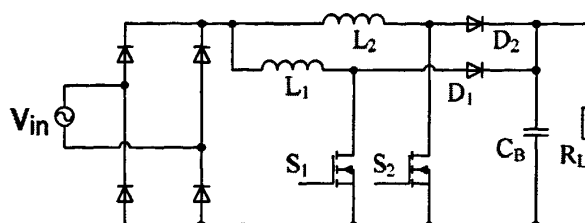


图 1.10 普通两单元交错并联 Boost PFC 主拓扑

工作在电感电流断续模式(DCM)下的 Boost PFC 变换器广泛应用于较低功率电力电子装置中，但在较高的功率场合则很少使用，最主要原因是这种方式会带来较高的电流谐波，难以设计相应的滤波器。而交错并联方案能够克服这一缺陷，有效的降低输入电流纹波的同时，提升了 PFC 电路的功率等级。

对图 1.10 两单元的交错并联 Boost PFC 进行控制，每相 Boost 变换器都工作在电感电流断续导通状态。交错并联技术将其中一路 Boost 单元的控制脉冲做一延迟，电流波形如图 1.11 所示，两个开关  $S_1$ 、 $S_2$  导通占空比相同，其中  $S_2$  的驱动波形滞后  $S_1$  半个开关周期。如图可见，虽然每个 Boost 变换器的电感电流是断续的，但合成后的 PFC 变换器输入电流却变成了连续，输入电流纹波减小，且纹波频率提高了一倍，有效降低了输入电流的高频谐波含量，有利于前级 EMI 滤波器尺寸的降低。

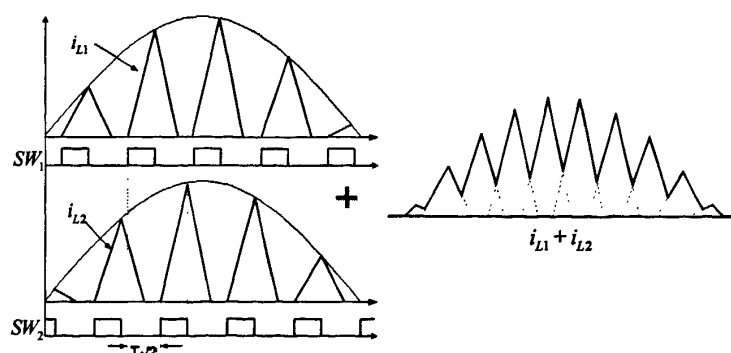


图 1.11 DCM 交错并联 Boost PFC 电流波形示意图

对于每一路工作在 DCM 模式下的 Boost 单元，控制电路以恒定的载波频率

和恒定占空比工作，即  $T_C = \text{const}$ ,  $D = \text{const}$ 。半个工频周期内的电感电流波形如图 1.12 所示。

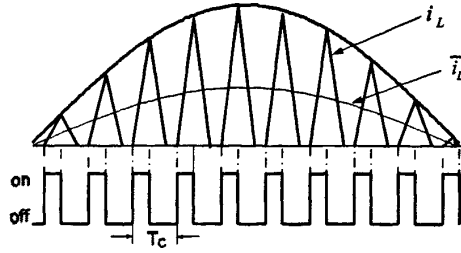


图 1.12 DCM 模式下的电路波形

从图中可以看出，电感电流波形呈一系列跟随输入电压包络线的三角脉冲。记电感电流  $i_L$  的幅值为  $i_{L\max}$ ，输入电压  $V_g = V_{in\max} |\sin \omega t|$  为理想正弦半波，当开关管 S 开通时，有：

$$i_{L\max} = \frac{v_g}{L} DT_C = \frac{DT_C V_{in\max}}{L} |\sin \omega t| = I_m |\sin \omega t| \quad (1-5)$$

式 1-5 表明，电感电流  $i_L$  的幅值按照电网频率做正弦变化，实现了输入电流自然跟踪输入电压，省去了电流环，从而简化了整个控制闭环的设计。

电感电流断续模式下，交错并联 Boost PFC 在一个开关周期内共有六种工作状态，工作状态如图 2.13 所示。

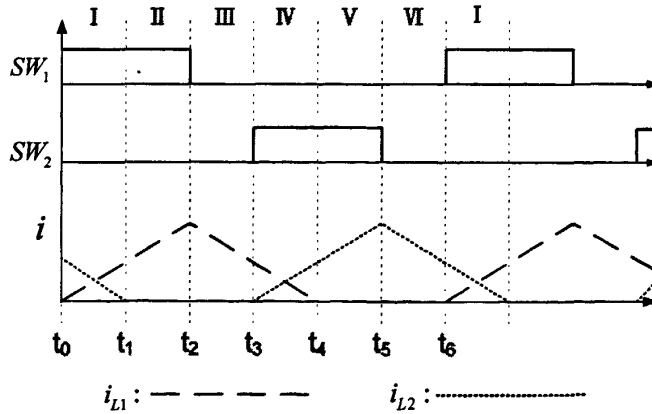


图 1.13 一个开关周期内的六种工作状态

可以看出，将交错并联技术引入到 DCM Boost PFC，使变换器既具有 DCM 模式下器件零电流开关(ZCS)的优势，又能因两相电感电流的交错叠加，电路输

入电流纹波变小, 呈现 CCM 模式的特性。

CCM 模式交错并联 Boost PFC 的每一路电感电流都处于连续状态, 通过多个交错控制的 Boost 变换器并联, 每一路开关器件通过电流仅为输入电流的一部分, 由多个开关管错时分担输入电流降低了开关管的容量要求, 提高了输入电流纹波频率, 减小了输入纹波电流幅值, 有利于滤波电路的设计和减小开关损耗。但与传统 Boost 电路相比, 其电路结构相对复杂, 控制难度较大, 同时由于拓扑中电感为独立两个, 元件参数难以一致, 在 CCM 模式下容易引起电感电流不均。

在基本的交错并联拓扑形式上进行一些变型, 也是近年来的研究热点。如采用耦合电感式的交错并联 PFC 电路<sup>[13]</sup>。主拓扑如图 1.14 所示, 该电路的控制信号交替地加到开关管  $Q_1$  和  $Q_2$  使其交错导通, 不存在同时导通的情况。

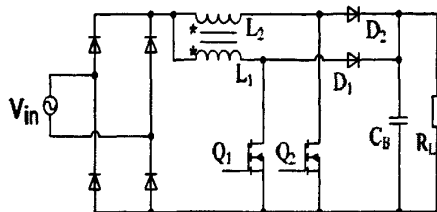


图 1.14 耦合电感式交错并联 PFC 电路

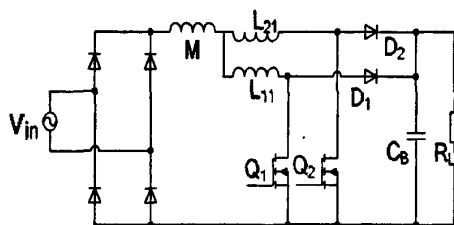


图 1.15 解耦后的等效电路

由于两个绕组耦合时, 必然会存在漏感, 解耦后形成了如图 1.15 中的三个等效的非耦合电感。 $Q_1$  开通瞬间, 由于漏感  $L_{11}$  的存在, 开关管的电流将从零开始上升, 减小了由于二极管反向恢复过程中引起的开关管开通损耗。该电路中电流纹波与动态响应是一对矛盾, 耦合系数越小, 输出电流纹波越小, 但动态响应越慢, 耦合电感交错并联 Boost 变换器对耦合电感的设计要根据变换器的输出性能综合考虑<sup>[15]</sup>。

图 1.16 中的电路采用三绕组形式的交错并联结构<sup>[16]</sup>, 第三绕组连接在两个开关管的漏极之间, 电感  $L_1$ 、 $L_2$  的电流工作在连续模式。

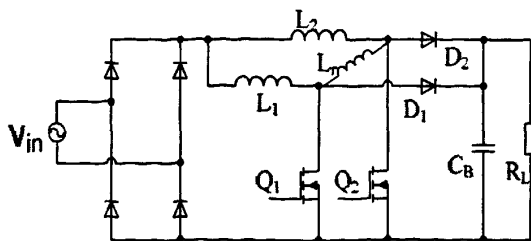


图 1.16 三绕组形式的交错并联 Boost PFC 电路

当每个开关管  $Q_1$  导通之前, 电感  $L_1$  中的电流分别流经电感  $L_r$  以及续流二极管  $D_1$ 。由于第三绕组  $L_r$  中也存在电流, 这样就使开关管  $Q_1$  导通的时候, 电流从二极管  $D_1$  续流的电流值开始上升。采用适当的移相方式, 可以使在开关管每次导通之前, 二极管电流下降到零, 实现开关管电流从零开始上升的状态。这样开关管的开通损耗将大大下降。

### 1.3 功率因数校正技术的发展方向

功率因数校正技术的研究热点主要集中在以下几个方面:

1、新拓扑的提出。在满足相应谐波标准的限制下, 或着眼于提高电路的功率密度, 如无桥 PFC; 或进一步提升电路的功率等级, 减小开关器件电压电流应力, 如倍压 PFC<sup>[22]</sup>, 交错并联 PFC 电路; 或者为了降低成本等。

2、新控制方法的应用。为降低 PFC 电路设计的复杂度, 提高控制效果, 针对 PFC 变换器提出一些新的控制方法, 如近年来受关注单周期控制(One Cycle Control, OCC)控制, 它通过带有复位积分环节来对开关管的占空比进行调制, 来达到输入电感的电流平均值跟踪输入电压。这种方法省去了乘法器, 简化了设计步骤, 所需元件少, 并已有相应的商用化 IC 应用到实际设计中, 代表有 Infineon 2003 年推出的 ICE1PCS01 和国际整流器公司的 IR1150S。

3、新型功率器件的应用。功率器件的发展方向是更接近于理想开关, 开通速度更快, 导通电阻更低。CoolMOS 可以降低 PFC 电路导通损耗, SiC 二极管的应用, 降低了 CCM PFC 电路中二极管反向恢复导致的开关损耗和高 EMI。这将极大地推动电力电子装置的高效节能。

4、软开关技术技术应用到 PFC 电路。为了降低开关损耗, 减小电路体积, 电力电子变换器中的软开关技术[24], 谐振技术等也可应用到 PFC 当中。

总之, 结构简单、易于实现, 在能实现较高功率因数的同时具有高功率密度是单相 PFC 技术的发展方向。因此, 基本 Boost 的交错并联 PFC 变换器具有很好的研究价值。

## 1.4 本文的研究意义和主要内容

### 1.4.1 本文的研究意义

Boost 电路拓扑结构简单、效率高、易于控制,被广泛的运用于中小功率 PFC 中。在高功率等级的场合,需要应用大容量的开关管,而目前现有的 MOSFET 难以满足用户要求。交错并联技术是一种较好的解决方案,它通过多个变换器交错并联,每一路开关器件通过电流仅为输入电流的一部分,降低了开关管的容量要求。在交错并联 Boost PFC 变换器中,由多个开关管错时分担输入电流,提高了输入电流纹波频率,减小了输入纹波电流幅值,有利于滤波电路的设计和减小开关损耗。交错并联技术应用于 Boost PFC 中可以提高电源效率和可靠性,减小电源体积,具有一定的研究价值。

### 1.4.2 本文的主要内容

本文根据单相 PFC 电源研究现状和发展趋势,对一种连续模式下的交错并联 Boost PFC 变换器进行了理论分析和实验对比,从理论角度分析了交错并联 Boost PFC 电源的工作原理和特性,设计并实现了一台 1.2kW 交错并联 boost PFC 电源样机,分析并实验验证应用新型开关器件对电源效率的改善。

第一章介绍了功率因数校正技术的研究背景和技术发展。首先对常规的单相功率因数校正技术进行了分类介绍和比较,然后对近年来比较热门的交错并联 Boost PFC 技术的研究成果作了简要归纳。最后分析了功率因数校正技术的发展方向,并对本课题的研究意义进行了阐述。

第二章对交错并联 Boost PFC 电路和传统 Boost PFC 技术进行了比较研究。首先分析两电路在 CCM 模式下的工作状态和电路特性,然后对 PFC 电路器件的损耗进行了详细推导,最后从高效节能的角度,对传统 Boost PFC 和交错并联 Boost PFC 电路做一全面比较。

第三章介绍了 1200W 交错并联 Boost PFC 电路的实现。详细介绍了 CCM 模式、宽输入电压范围的交错并联 Boost PFC 的设计与实现,按照同样方法和指标完成了一台传统的 Boost PFC 样机。最后对两台电路进行了一系列实验,并给出了实验结果和分析。



第四章介绍了新型电力电子器件在 PFC 电路中的应用。首先简介了在电力电子电路中应用广泛的 MOSFET 和二极管的发展,然后分析了最近非常热门的 CoolMOS 和 SiC 二极管技术对 PFC 电路性能的改善,最后通过实验验证了理论分析的正确性。

第五章对本文的工作进行了总结。

## 第二章 交错并联 Boost PFC 与传统 Boost PFC 比较研究

### 2.1 传统 Boost PFC 电路分析

理论上说任何一种 DC/DC 变换器拓扑, 如 Buck, Boost, Flyback 等都可以用作 PFC 的主电路, 但由于 Boost 变换器具有的诸多优点, 目前应用最广。图 2.1 为 Boost 有源功率因数校正器的主电路, 由单相桥式整流器和 DC-DC Boost 升压型变换器构成, 结构简单。针对此电路控制方法的研究较为完善, 可选择的控制芯片产品也比较丰富, 如采用平均电流模式控制 TI 公司 UC3854 和单周期控制芯片 Infineon ICE2PCS01。

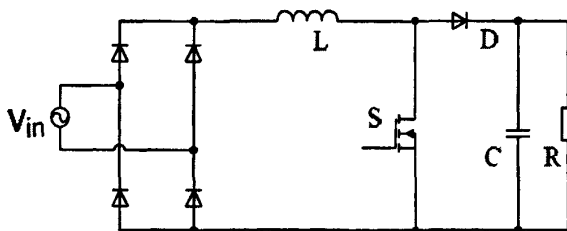


图 2.1 单相 Boost PFC 主电路

与其他拓扑相比, Boost APFC 具有以下主要优点:

- ①输出电压大于输入电压峰值, 使得电路能够在较宽的输入范围下工作。比如, 当输入交流电压在 85V~265V, 输出电压可维持在直流 400V。
- ②输入电感位于电路前端, 对输入电流起到滤波作用, 有利于 EMI 滤波器的设计和电路功率因数的提高。
- ③开关器件的源极作为参考端点, 电位为零, 易于设计驱动电路。
- ④开关器件的电压不超过输出电压值。
- ⑤能够达到较高的 PF 值, 接近于 1。

#### 2.1.1 电路工作模式

电路一个开关, 随着工作状态的更迭, 共有两种工作模式<sup>[25]</sup>, 如图 2.2 所示。

设电网输入电压  $v_m$  为:

$$v_{in}(t) = V_m \sin \omega t \quad (2-1)$$

不控整流桥的输出电压瞬时值可表示为：

$$v_g(t) = V_m |\sin \omega t| \quad (2-2)$$

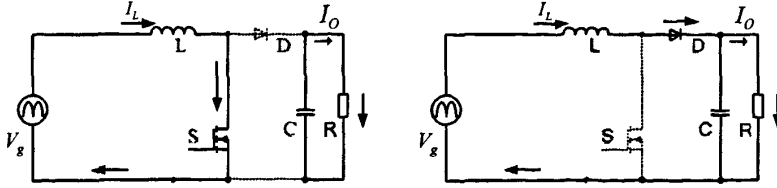


图 2.2 Boost PFC 的工作模式

(1) S 处于通态而 D 处于断态 由图可见直流电压沿着输入电感 L 短路，电感两端电压  $u_L$  可表示为：

$$u_L = L \frac{di_L}{dt} = V_m |\sin \omega t| \quad (2-3)$$

$i_L$  的变化率：

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_m |\sin \omega t|}{L} > 0 \quad (2-4)$$

从 2-4 可以看出，S 导通时电感电流处于上升状态，电感储存能量。输出电流依靠 C 放电维持。

(2) S 处于断态而 D 处于通态 由图可得：

$$u_L = L \frac{di_L}{dt} = V_m |\sin \omega t| - V_o \quad (2-5)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} (V_m |\sin \omega t| - V_o) < 0 \quad (2-6)$$

L 中储存的能量通过二极管 D 向负载放电，并对电容 C 充电，电感电流  $i_L$  处于下降状态，电容储能增加。

## 2.1.2 电路特性分析

PFC 电感 L 工作于连续模式，一个周期电感端压的平均值为零：

$$D \times v_g = (V_o - v_g) \times (1 - D) \quad (2-7)$$

得占空比表达式：

$$D = 1 - \frac{V_m |\sin \omega t|}{V_o} \quad (2-8)$$

从式 2-8 可以看出, 占空比  $D$  应随网侧电压按正弦规律变化。通常采用的控制方式是 SPWM 调制, 以保证  $S$  的开关角按正弦变化。

电感电流纹波大小可以表示为:

$$\Delta i_L = \frac{v_{in}(t)}{L} \times D \times T_s \quad (2-9)$$

PFC 控制电路通常的设计方法是设置一正弦给定信号  $i_R$ , 使开关  $S$  状态更迭中围绕  $i_R$  升降。当开关频率  $f_s$  远高于输入线电压工作频率  $f$  时, 电感电流  $i_L$  将近似按正弦变化。

## 2.2 CCM 交错并联 Boost PFC 电路分析

电感电流连续模式下的 Boost PFC 具有输入电流纹波小, 流过开关管的电流有效值小等特点, 广泛应用于中小功率场合。将交错并联控制技术引入到 CCM Boost PFC 当中, 不仅能够实现较高的功率因数, 还能利用交错控制 Boost 变换器并联, 有效实现高功率容量输出。降低了电路对开关管电流应力的要求, 有利于器件的选择。由多个开关管错时分担输入电流, 提高了输入电流纹波频率, 减小了输入纹波电流幅值, 有利于滤波电路的设计和减小开关损耗。

### 2.2.1 工作状态分析

图 2.3 示出了普通两单元的交错并联 Boost PFC 变换器。电路含有两个可控的 MOSFET 和两个不控整流二极管。

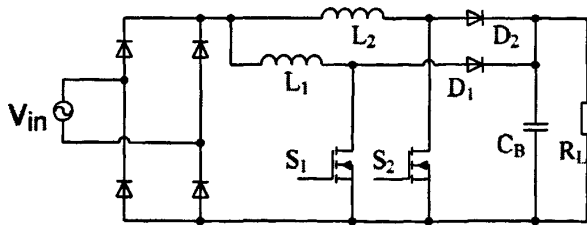


图 2.3 普通两单元交错并联 PFC 主拓扑

作如下假设: ①所有开关管、二极管均为理想器件; ② $L_1=L_2=L$ , 整流器输出半波正弦  $v_g = |v_{in}|$ ; ③输出滤波电容足够大, 输出电压恒定。因开关管  $S_1$  和  $S_2$  各有开、关两种状态, 则电感电流连续模式下, 电路可能出现四种工作状

态如图 2.4 所示，具体分析如下：

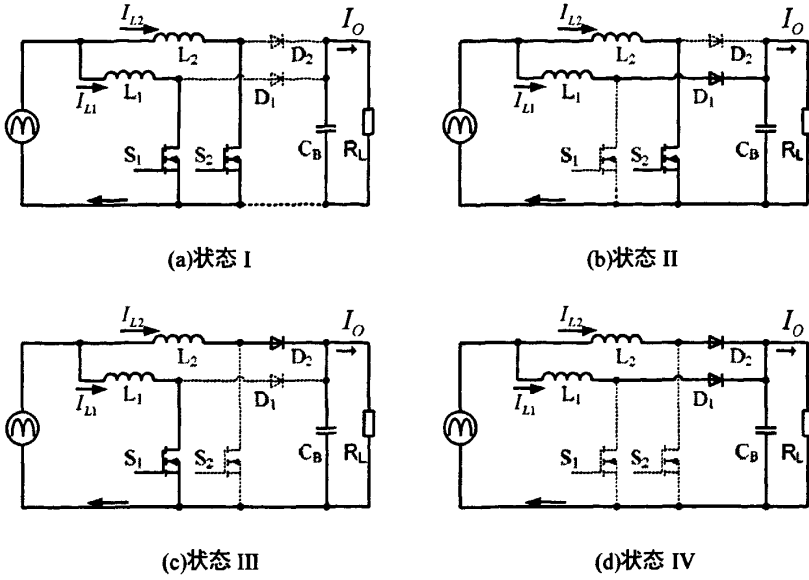


图 2.4 变换器在 CCM 模式下的四种工作状态

(1)状态 I 开关管  $S_1$  和  $S_2$  同时开通，电感电流  $I_{L1}$ 、 $I_{L2}$  均上升，输出电容  $C_B$  释放能量给负载供电。该阶段的电路状态方程表示为：

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_1 \\ 1/L_2 \\ 0 \end{bmatrix} \times V_g \quad (2-10)$$

(2)状态 II 开关管  $S_1$  关断， $S_2$  开通，电感电流  $I_{L1}$  下降而  $I_{L2}$  上升。该阶段电路的状态方程：

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/L_1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1/C & 0 & -1/RC \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_1 \\ 1/L_2 \\ 0 \end{bmatrix} \times V_g \quad (2-11)$$

(3)状态 III 开关管  $S_1$  开通， $S_2$  关断，此时电感电流  $I_{L1}$  上升而  $I_{L2}$  下降。该阶段电路的状态方程：

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/L_2 \\ 0 & 1/C & -1/RC \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_1 \\ 1/L_2 \\ 0 \end{bmatrix} \times V_g \quad (2-12)$$

(4)状态 IV 开关管  $S_1$ 、 $S_2$  均关断，此时两电感电流都减小，输出电容  $C_B$  储存能量。该阶段电路的状态方程：

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/L_1 \\ 0 & 0 & -1/L_2 \\ 1/C & 1/C & -1/RC \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_1 \\ 1/L_2 \\ 0 \end{bmatrix} \times V_g \quad (2-13)$$

$V_g$  是按正弦半波变化，所以开关管的占空比工作在一很宽的范围。可以证明，以上四种开关状态不会在同一工作周期内出现。针对占空比是大于 0.5 还是小于 0.5，两相 PFC 电感电流的合成波形会有所不同。做如下假设：开关  $S_1$ ， $S_2$  以相同的占空比工作并且控制信号相位相差  $180^\circ$ ，输入电压  $V_g$  的大小在一个开关周期内近似不变。每一路 Boost 都遵循：

$$\frac{V_o}{V_g} = \frac{1}{1-D} \Rightarrow D = \frac{V_o - V_g}{V_o} \quad (2-14)$$

图 2.5 给出了当  $V_{in}(t) < V_o/2$ ，即占空比  $0.5 < D < 1$  时，两路电感  $L_1$ ， $L_2$  电流的变化波形，可以看出，只有状态 I、II 和 III 出现在这一开关周期内。

图 2.6 给出了当  $V_{in}(t) > V_o/2$ ，即占空比在  $0 < D < 0.5$  范围变化时，两路电感电流波形。在这一开关周期，只有状态 II、III 和 IV。

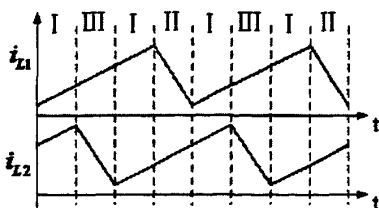


图 2.5 电感电流波形( $0.5 < D < 1$ )

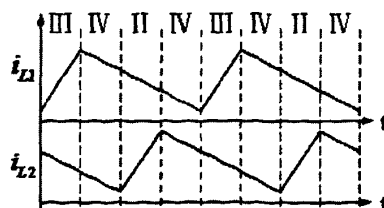


图 2.6 电感电流波形( $0 < D < 0.5$ )

## 2.2.2 电路特性分析

### (1) 减小输入电流纹波

电感电流连续模式(CCM)下, 交错并联 Boost PFC 变换器的两路控制信号交错开来, 相位相差  $180^\circ$ , 使得两相电感电流相位交错  $180^\circ$ , 电感电流纹波相互叠加抵消以后, 整个 PFC 电路的输入电流纹波可以大大减小<sup>[16][17]</sup>。

按上一节分析, 针对占空比大于 0.5 还是小于 0.5, 电路工作模型会有不同, 计算电流纹波也据此分成两种情况。具体分析如下:

(1)  $D > 0.5$  时, 电感电流合成波形如图 2.7(a)所示。可以看出, 合成后电感电流  $i_{L1} + i_{L2}$  的开关频率变为单路电感电流频率的 2 倍, 等效的占空比可以按图中时间宽度计算得:

$$DT_s - (1 - D)T_s = 2 \times D_i \frac{T_s}{2}$$

$$\therefore D_i = 2D - 1 \quad (2-15)$$

在两路电感电流合成纹波上升阶段, 即  $D_i$  对应段, 两路电感电流变化量分别为:

$$\Delta i_{L1} = \frac{v_m(t)}{L_1} \times D_i \frac{T_s}{2} \quad (2-16)$$

$$\Delta i_{L2} = \frac{v_m(t)}{L_2} \times D_i \frac{T_s}{2} \quad (2-17)$$

式(2-16)和(2-17)相加为合成电流的上升量, 即纹波电流大小可表示为:

$$\Delta i_m(t) = \Delta i_{L1} + \Delta i_{L2} = \frac{v_m(t)(2D(t)-1)}{L_1} \times \frac{T_s}{2} + \frac{v_m(t)(2D(t)-1)}{L_2} \times \frac{T_s}{2}$$

$$\text{当 } L_1 = L_2 \text{ 时, } \Delta i_m(t) = \frac{v_m(t)(2D(t)-1)}{L_1} \times T_s \quad (2-18)$$

(2)  $D < 0.5$  时, 电感电流合成波形如图 2.7(b)所示, 合成电流等效占空比为:

$$D_i \frac{T_s}{2} = DT_s \Rightarrow D_i = 2D \quad (2-19)$$

$D_i$  对应段, 电流  $i_{L1}$ 、 $i_{L2}$  变化趋势不一致, 假设  $i_{L1}$  上升而  $i_{L2}$  下降, 有:

$$\Delta i_{L1} = \frac{v_m(t)}{L_1} \times D_i \frac{T_s}{2} \quad (2-20)$$

$$\Delta i_{L2} = \frac{v_m(t) - V_o}{L_2} \times D_1 \frac{T_s}{2}, \text{ 其中 } V_o = \frac{v_m(t)}{1-D} \quad (2-21)$$

当  $L_1=L_2$  时, 两路电感电流叠加后纹波大小为:

$$\begin{aligned} \Delta i_{in}(t) &= \frac{v_m(t)D(t)T_s}{L_1} + \frac{(v_m(t) - V_o)D(t)T_s}{L_2} \\ &= \frac{v_m(t)}{L_1} \times (1-2D) \frac{D}{1-D} T_s \end{aligned} \quad (2-22)$$

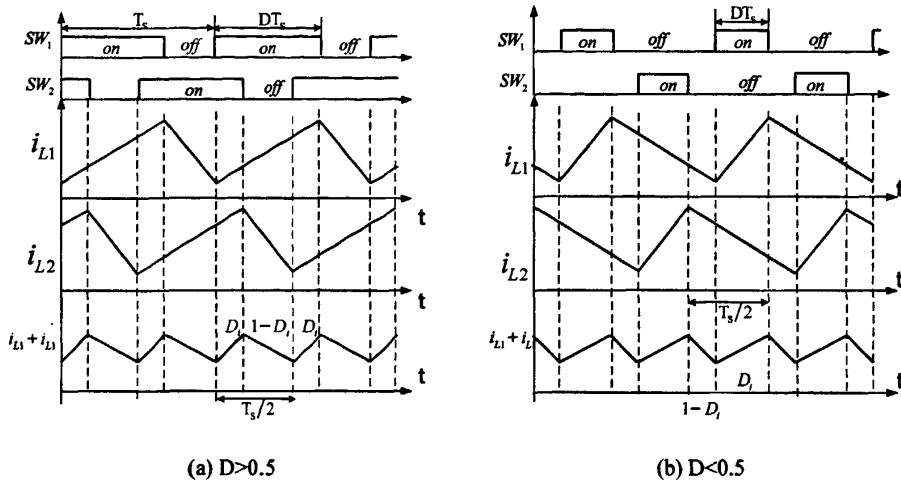


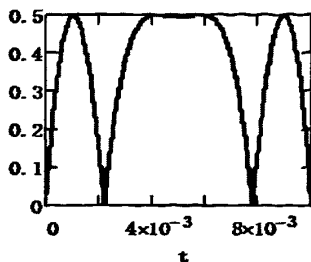
图 2.7 两相电感电流波形叠加示意图

两电感电流纹波相叠加后使得输入电流纹波减小。用比例系数  $K$  来表示合成电流纹波与一相纹波电流大小的比值, 则有:

$$K(t) = \begin{cases} \frac{2D-1}{D} & D \geq 0.5 \\ \frac{1-2D}{1-D} & D < 0.5 \end{cases} \quad (2-23)$$

从式 (2-23) 可得  $K < 1$ , 输入电流纹波总小于一路电感电流纹波。因输入电流纹波幅度取决于输入和输出电压, 设市电输入, 即  $v_m(t) = 220\sqrt{2} \sin(100\pi t)$  V, 输出  $V_o$  为直流 400V 时, 给出  $K(t)$  在半个工频周期内的变化曲线, 如图 2.8, 可以看出交错并联 Boost PFC 能够有效的降低输入电流纹波, 在部分时刻, 两电感纹波完全抵消, 输入电流纹波为零。



图 2.8 半个工频周期内  $K(t)$  变化曲线

## (2) 减小电感尺寸

交错并联 Boost 变换器的另一主要特性是,其单路电感体积只需传统的 Boost 变换器电感体积的四分之一<sup>[19-21]</sup>,这是由于,在 PFC 电路的功率、电感量相同的情况下,流经交错并联电路一相的电感电流仅为输入电流的一半,则有

$$E_{Boost} = \frac{1}{2} LI^2 \quad (2-24)$$

$$E_{Interleaved} = \frac{1}{2} L\left(\frac{I}{2}\right)^2 = \frac{1}{8} LI^2 \quad (2-25)$$

式中  $E_{Boost}$  为传统的 Boost PFC 电路中电感存储的能量,  $E_{Interleaved}$  为交错并联 Boost PFC 中一相电感存储的能量。在用面积乘积(AP)法设计电感器时,有公式:

$$A_w A_e = AP = \frac{LI^2}{B_w JK_0} \quad (2-26)$$

式中,  $A_w$ —磁芯窗口面积,  $A_e$ —磁芯截面积,  $B_w$ —工作磁感应强度,  $J$ —电流密度,  $K_0$ —窗口面积使用系数。从式 2-26 可以看出,乘积 AP 与电感可储能值的  $LI^2$  有正比关系,则:

$$(A_w A_e)_{Boost} = \frac{LI^2}{B_w JK_0} \quad (2-27)$$

$$(A_w A_e)_{Interleaved} = \frac{L\left(\frac{I}{2}\right)^2}{B_w JK_0} = \frac{1}{4} \frac{LI^2}{B_w JK_0} = \frac{1}{4} (A_w A_e)_{Boost} \quad (2-28)$$

交错并联 Boost PFC 两相电感所需磁芯的总面积乘积为  $2 \times (A_w A_e)_{Interleaved}$ , 只有单相 Boost PFC 变换器电感磁芯面积乘积的一半。经以上所证,交错并联 Boost 电路比传统 Boost 变换器的磁芯窗口面积  $A_w$  与磁芯截面积  $A_e$  的乘积降低 50%, 进而有效地减小了电感尺寸。

## 2.3 PFC 电源的损耗分析

根据前面章节对两种 PFC 电源工作状态的分析, 能够计算出系统的损耗。比较拓扑, 了解损耗的分布情况, 可以有效地指导变换器元件参数的设计与优化, 为热设计提供便利参考, 达到减少损耗, 提高效率的目的。PFC 电路的损耗来源主要有以下几个方面:

- 1、PFC 电感损耗
- 2、功率开关器件损耗
- 3、功率二极管损耗
- 4、整流桥损耗
- 5、其他损耗, 包括采样电阻损耗、输出电容阻性损耗、辅助电源等。

### 2.3.1 PFC 电感损耗

PFC 电感的损耗分为铜损和铁损两部分。其中, 铜损是指电流流过电感线圈产生的欧姆热, 实际就是电流有效值的平方乘以线圈的直流电阻得到的。计算公式为:

$$P_{cu} = \rho \frac{K_L}{A_{cu}} I_{L, rms}^2 \quad (2-29)$$

其中  $\rho$  是所用铜线的电阻率,  $K_L$  是绕制电感所需铜线长度,  $A_{cu}$  是铜线的截面积。铜损比较容易计算。

铁损又称磁芯损耗, 它是指铁磁类物质在交流磁化过程中, 因消耗能量而发热, 由磁滞损耗、涡流损耗和剩余损耗三部分组成, 即:  $P_{core} = P_h + P_e + P_r$ 。下面详细分析各个部分的算法。

①磁滞损耗, 占磁芯损耗的主要部分, 它是指当磁力线方向改变, 或磁动势发生变化时, 分子电流变化时消耗的能量。单位体积磁芯损耗的能量正比于磁滞回线包围的面积。如图 2.9 所示。可以看出电感电流纹波系数大, 磁感应线振幅增大, 磁滞损耗就大。

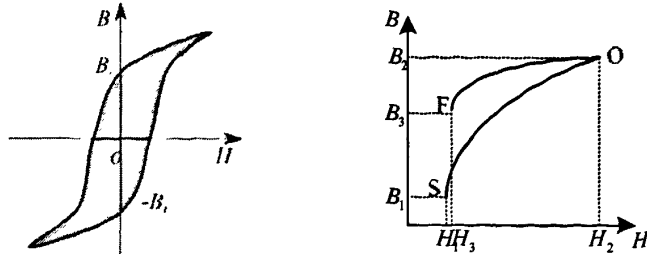


图 2.9 磁滞损耗示意图

变换器第  $i$  次开关过程中, 如图 2.9 右所示, 当开关管开通, 电感电流上升, BH 曲线沿 SO 段局部磁化曲线上升。开关管关断, 电流下降, 曲线沿 OF 下降。第  $i$  次开关过程头尾时刻  $i$  并不相同。磁滞损耗为:

$$P_h(i) = \int_{B_1}^{B_2} H dB - \int_{B_2}^{B_1} H dB \quad (2-30)$$

②涡流损耗 是由交变磁场在磁芯中产生环流引起的欧姆损耗。因磁芯材料的电阻不是无限大, 感应电流流过这个电阻引起损耗。 $d$  为密度, 即单位体积材料的重量。

$$P_e = \frac{1}{6\rho} \pi^2 d^2 B_m^2 f^2 \quad (2-31)$$

③剩余损耗 由磁化延迟及磁矩共振等造成的, 所占损耗比重很小。

以上这三种损耗在实际中并不方便直接计算, 通过磁芯手册给出了铁硅铝磁芯损耗的计算公式, 即 Steinmetz 方程:

$$P_{core} = f^{1.46} B_{pk}^2 V \quad (2-32)$$

其中,  $f$  为电感的实际频率,  $B_{pk}$  为磁芯的磁感应强度峰值,  $V$  为磁芯的体积。由于是 PFC 电感, 在半个工频周期内, 其磁感应强度峰值  $B_{pk}$  是变化的, 由

$$V_L = N \frac{\Delta B \times A_c}{\Delta t} \quad (2-33)$$

$$V_L(t) = V_m \sin \omega t \quad (2-34)$$

$$\Delta t = D(t) \times T_s = \left( 1 - \frac{V_m}{V_o} \sin \omega t \right) \times T_s \quad (2-35)$$

那么, 在半个工频周期内的磁芯损耗可以表示为:

$$P_{core} = \frac{2}{T_L} \int_0^{\frac{T_L}{2}} f^{1.46} B_{pk}^2 V dt = \frac{2}{T_L} \int_0^{\frac{T_L}{2}} f^{1.46} \left( \frac{1}{2} \Delta B \right)^2 V dt \quad (2-36)$$

$m = \frac{V_m}{V_o}$  代入，化简：

$$\Rightarrow P_{core} = \frac{\left( \frac{\pi}{2} - \frac{8}{3}m + \frac{3}{8}m^2\pi \right)}{2\pi} \frac{V_m^2}{f^{0.54} N^2 A_t^2} V \quad (2-37)$$

总的电感损耗  $P_L = P_{cu} + P_{core} \quad (2-38)$

## 2.3.2 MOSFET 损耗

MOSFET 损耗包括通态损耗、开关损耗和驱动损耗三部分，下面分别介绍三种损耗的产生原因及计算方法。

### (1) 通态损耗

MOSFET 在导通状态下的损耗。导通电阻  $R_{on}$  和通态损耗有很大关系，是因为通态损耗是由于在开关管导通时流经  $R_{on}$  的电流产生的。电感电流是随时间周期性变化的，在半个工频周期内呈现正弦半波状态，所以开关管内导通电流呈此状态，相应导通时间的导通损耗也发生变化。为简化计算，忽略电感电流开关纹波，且假定在一个开关周期内开关管的电流大小是不变的。工作波形变化周期为半个工频周期，假设开关频率为 130KHz，则在半个工频周期内含有  $N=1300$  个开关周期，第  $n$  个开关周期的占空比为：

$$D(n) = 1 - \frac{\sqrt{2}V_m \sin(n\frac{\pi}{N})}{V_o} \quad (2-39)$$

第  $n$  个周期电路的输入电流为：

$$i_m(n) = \sqrt{2} \frac{P_o}{\eta V_m} \sin(n\frac{\pi}{N}) \quad (2-40)$$

对于普通的 Boost PFC 电路，第  $n$  个开关周期开关管电流大小即可近似为输入电流。对于交错并联电路，假设两相 Boost 之间实现了较好的均流，则第  $n$  个周期流过开关管电流为：

$$i_{mos}(n) = i_L(n) = \frac{1}{2} i_m(n) \quad (2-41)$$

第  $n$  个开关周期的通态损耗可以为：

$$P_{mos\_con}(n) = \frac{2}{T_L} i_{mos}(n)^2 R_{DS(on)} D(n) T_s \quad (2-42)$$

半个工频周期内 MOSFET 的通态损耗变化趋势可以用图 2.10 表示。对半个工频周期损耗进行积分，可得：

$$P_{mos\_con} = \frac{2}{T_L} \sum_{n=1}^N i_{mos}(n)^2 \times R_{DS(on)} \times D(n) T_s \quad (2-43)$$

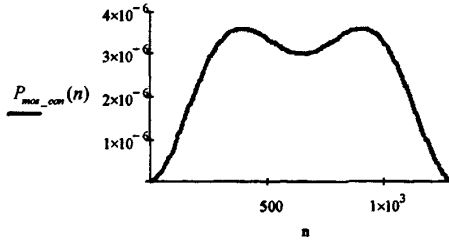


图 2.10 半个工频周期内通态损耗的变化趋势

## (2) 开关损耗

开关损耗包括 MOSFET 开通损耗和关断损耗。MOSFET 的开通损耗主要指开通瞬间与二极管换流过程中引起的开关损耗。关断损耗是 MOSFET 在关断瞬间与二极管环流过程引起的损耗。具体换流过程如图 2.11 所示。

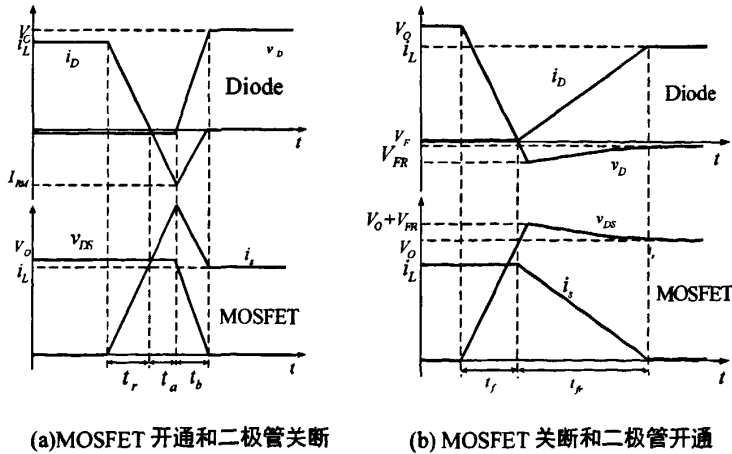


图 2.11 MOSFET 与二极管的换流过程

开通管开通过程对应着二极管关断，对于传统的 Si 二极管，由于在其关断过程会产生较大的反向恢复电流，而此时的二极管并未完全关断，开关管仍承受高压，二极管的反向恢复电流将流过开关管，由此带来很高的开关损耗。如图

2.11(a)中  $t_a$ 、 $t_b$  时间段就是反映的这一过程。通过对  $t_r$ - $t_b$  段电压电流积分，可以求得 MOSFET 的开通损耗：

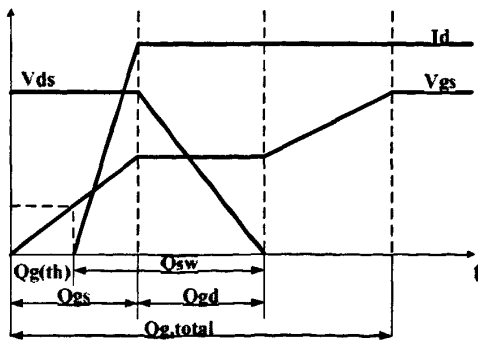
$$P_{m,on} = \frac{1}{2} U_o (i_L(n) + I_{RM}) (t_r + t_a) + \frac{1}{3} U_o I_{RM} t_b + \frac{1}{2} U_o i_L t_b \quad (2-44)$$

同理，由 2.11(b)，对  $t_r$ - $t_{ff}$  段电压电流积分求得 MOSFET 的关断损耗：

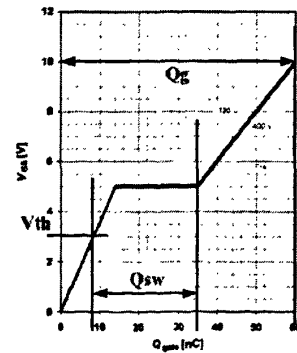
$$P_{m,off}(n) = \frac{1}{2} U_o i_L(n) \frac{t_{ff}^2(n)}{t_{ff}(n) + t_f(n)} \quad (2-45)$$

与传统的 Si 材料二极管相比，新型的 SiC 二极管则没有这么严重的反向恢复问题，在其反向截止转变过程中，阴阳极寄生电容充电电流带来的反向电流幅值很小，几乎可以消除。所以在对 MOSFET 进行开关损耗分析时，忽略反向电流的影响以简化分析过程。

图 2.12(a)为在应用了 SiC 二极管的 PFC 电路中开关管开通过程简化波形，根据 MOSFET 的开通原理，器件开通过程实际上是与极间电容充电的过程相对应，电路开关时间数值和极间电容有关，为了方便设计，生产厂家给出了 MOSFET 的栅级电荷特性，利用它来计算损耗所得结果比以时间为基础的计算更加简便准确。图 2.12(b)为 IPW60R099 的栅级电荷特性图，每个阶段的开关换流时间也能由此计算。



(a) 开关管开通过程电压电流关系



(b) 栅级电荷特性曲线

图 2.12 开关管开通过程简化波形

栅荷特性中关键的数据均可以从器件的数据手册中得到，利用栅级电荷法计算得到的 MOSFET 在半个工频周期内的开关损耗为：

$$P_{mos-s} = \frac{2}{T_L} \sum_{n=1}^N i_{mos}(n) \frac{Q_{sw}}{I_g} V_o \quad (2-46)$$

### (3) 驱动损耗

通过开关管的栅级电荷特性,也可以求出驱动损耗。栅级充电总电荷可以从数据手册中得到。不同驱动电压对应的  $Q_g$  不同,如图 2.12(b)所示,当 MOS 管驱动电压为 10V 时,  $Q_g=60\text{nC}$ 。

$$P_{\text{mos\_drive}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_{gs} i_g dt = V_{gs} \frac{\int_0^{T_s} i_g dt}{T_s} = V_{gs} Q_g f_s \quad (2-47)$$

综上所述, MOSFET 在半个工频周期的总损耗为:

$$P_{\text{mos}} = P_{\text{mos\_con}} + P_{\text{mos\_s}} + P_{\text{mos\_drive}} \quad (2-48)$$

## 2.3.3 功率二极管损耗

### (1) 通态损耗

开关周期  $T_s$  相比较工频周期  $T_L$  来说非常小,为简化计算可以做如下假定:开关管关断二极管导通时,流过二极管的电流不变,且等于此刻的输入电流;输入电流遵循正弦规律变化。在半个工频周期内有 1300 个开关周期,在第  $n$  次开关周期中,对应占空比为  $D(n)$ ,流经二极管的导通电流  $i_D(n)=i_L(n)$ ,二极管通态压降  $V_F$  可以从器件数据手册上查到,二极管导通损耗可以表示为:

$$P_{D\_con}(n) = i_D(n) V_F (1 - D(n)) T_s \quad (2-49)$$

在半个工频周期内积分,可得:

$$P_{D\_con} = \frac{2}{T_L} \sum_{n=1}^N i_D(n) V_F (1 - D(n)) T_s \quad (2-50)$$

### (2) 开关损耗

二极管的开通损耗 从图 2.11(b)二极管开通过程可以看出,二极管电压下降为零以后,由于二极管和 MOSFET 换流过程引起的振荡会产生短暂时间的过压  $V_{FR}$ ,继而又降低到正向导通电压  $V_F$ ,这一过程会带来一定开通损耗,但由于  $V_{FR}$  相比较输出电压非常小,并且此过程持续时间短暂,由此产生的二极管的开通损耗可以忽略不计。

二极管的关断损耗 从图 2.11(a)可以看出,二极管的关断损耗主要是由二极管的反向恢复电流引起的。为了降低二极管反向恢复带来的影响,本文采用了具有较低的反向充电电荷的英飞凌 SiC 二极管。二极管的关断损耗可以表示为:

$$P_{D\_off} = Q_r V_o f_s \quad (2-51)$$

### 2.3.4 整流桥损耗

整流桥损耗主要来源是内部二极管的导通损耗, 损耗大小取决于内部二极管的正向导通压降。如图 2.13 所示, 50Hz 的输入电流经整流桥输出, 成为 100Hz 的正弦半波, 需要通过内部两个二极管。半个工频周期的损耗可以表示为:

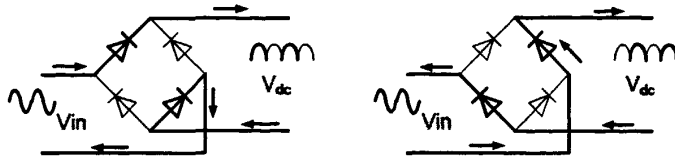


图 2.13 整流桥工作状态

$$P_{bridge} = 2 \times \frac{2}{T_L} \int_0^{T_L/2} V_{DB} I_{in,peak} \sin \omega t dt = \frac{4}{\pi} V_{DB} I_{in,peak} \quad (2-52)$$

式中,  $V_{DB}$  为内部二极管的正向导通压降,  $I_{in,peak}$  为峰值电流, 从公式中可以看出, 整流桥损耗主要取决于导通压降的大小。

### 2.3.5 其他损耗

#### (1) 输出电容阻性损耗

电容的功率损耗主要与电容寄生的等效串联电阻 (ESR) 有关, 这是因为输出电流  $i_o(t)$  的交流分量将流过输出电容 C, 这个交流分量频率为输入线电压的两倍, 由此产生的电阻损耗可以表示为:

$$P_{C\_ESR} = \frac{2}{T_L} \int_0^{T_L/2} R_{ESR} (I_O \cos 2\omega t)^2 dt = \frac{I_O^2 R_{ESR}}{2} \quad (2-53)$$

#### (2) 采样电阻损耗

流经采样电阻的电流为经整流桥的正弦半波, 其有效值即为输入电流有效值, 可得损耗计算公式:

$$P_{Rsense} = I_{Rsense(rms)}^2 \times R_{sense} = I_{in}^2 R_{sense} \quad (2-54)$$

#### (3) 辅助电源

辅助电源负责给系统各类逻辑芯片、驱动提供工作电压, 为散热所用的风扇



提供能量支持，除此之外，辅助电源电路中所用的采用电阻、变压器等也会带来一定损耗。此处损耗也包括系统寄生参数等功耗。

2.3.6 损耗分析结果对比

按照以上损耗分析的原则对三个电路进行了损耗分布的计算，包括传统 Boost PFC 单 MOS 管工作、传统 Boost PFC 双 MOS 管并联工作和交错并联 Boost PFC 变换器，各个电路的器件选择如表 2.1、表 2.2、表 2.3 所示。

表 2.1 传统 Boost PFC 电路（MOSFET×1）及其选型参数

	器件类型	型号	参数
	电感	420μL	18 股，50 匝
	整流桥	KBJ2510	25A1000V, $V_F=1V$
	MOSFET	IPW60R099CP	650V, 19A(100°C), $R_{on}=99m\Omega$
	二极管	IDT12S60C	600V,12A, $V_F=1.7$ $Q_c=30nc$
	电容	400V,470uF	ESR=300mΩ

表 2.2 传统 Boost PFC 电路（MOSFET×2）及其选型参数

	器件类型	型号	参数
	电感	420μL	18 股，50 匝
	整流桥	KBJ2510	25A1000V, $V_F=1V$
	MOSFET	IPW60R099CP 两只	650V, 19A(100°C), $R_{on}=99m\Omega$
	二极管	IDT12S60C	600V,12A, $V_F=1.7$ $Q_c=30nc$
	电容	400V, 470uF	ESR=300mΩ

表 2.3 交错并联 Boost PFC 及其选型参数

	器件类型	型号	参数
	电感	360μL 两只	12 股，60 匝
	整流桥	KBJ2510	25A1000V, $V_F=1V$
	MOSFET	IPW60R099CP 两只	650V, 19A(100°C) $R_{on}=99m\Omega$
	二极管	IDT06S60C 两只	600V,6A, $V_F=1.7$ $Q_c=15nc$
	电容	400V, 470uF	ESR=300mΩ

三个电路均工作在 CCM 模式下，电路的输入输出条件为：

输入电压：AC85V~265V，50Hz

输出电压：DC400V

输出满载功率：1200W（400V/3A）

开关频率：传统 Boost PFC 130kHz

交错并联 Boost PFC 65kHz（两相电流合成纹波加倍）

电感选取均遵循输入电流纹波 10%的限制。

(1) 输入 230V 满载工作损耗特性对比

假设均工作在稳定状态，针对输入电压交流 230V、输出功率 1200W 的条件对电路进行损耗计算。表 2.4 分别给出了传统 Boost PFC 单 MOS 管工作（简称单管）、传统 Boost PFC 双 MOS 管并联工作（简称双管）和交错并联 Boost PFC 变换器（简称交错并联）各部分损耗的大小（理论值）。

表 2.4 输入 230V 电路满载工作损耗分布理论值（单位 W）

	整流桥	电感	MOSFET	二极管	电容 ESR	采样电阻	辅助电源	总损耗	效率
单管	9.889	0.801	7.776	6.928	1.35	0.603	3	30.347	97.47%
双管	9.889	0.801	7.479	6.928	1.35	0.603	3	30.05	97.50%
交错 并联	9.889	0.721	3.971	6.148	1.35	0.603	3	25.682	97.86%

由表 2.4 可以看出，交错并联 Boost PFC 效率最高，达 97.86%，比传统 Boost PFC 效率提升约 0.4%。而对于传统的 Boost PFC 电路来说，两个 MOSFET 并联也能提升电路的效率，但效果不明显，其余部分损耗则不受影响。从损耗分析的结果来看，三个电路只有电感、MOSFET、二极管的损耗有区别，图 2.14 给出了三种损耗在不同电路中的对比。

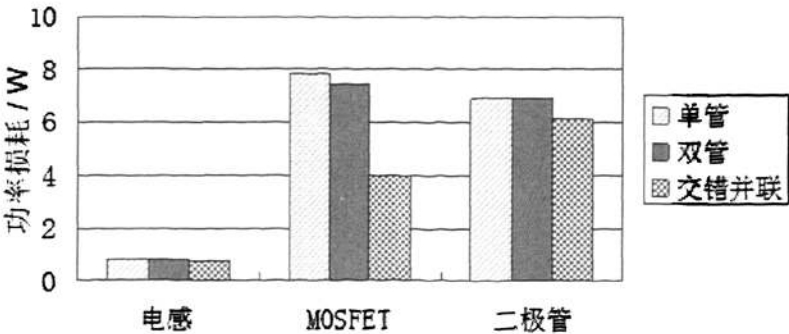


图 2.14 不同器件损耗对比

从图 2.14 可以看出, 交错并联电路中, 电感、MOSFET、二极管损耗均小于普通 Boost 电路, 其中 MOSFET 对电路效率的提升最为明显。而对于传统 Boost PFC, 双管并联能够有效的降低 MOSFET 的导通损耗, 但并不降低器件的开关损耗, 驱动损耗会由于同时驱动两个 MOS 反而有所增加, 最后加起来的总损耗, 与单管工作时相差不大。

相对于传统的 BoostPFC 电路, 交错并联方案中二极管损耗有所降低(主要降低的部分是由二极管反向充电电荷所带来的关断损耗), 但是由于比较拓扑中所采用的都是几乎无反向恢复问题的 SiC 二极管, 开关损耗本身所占的比例就很小, 对整体效率的提升也影响有限。如果电路中采用普通快恢复的 Si 材料二极管, 则二极管的开关损耗会减少得更为显著, 交错并联整体效率的优势将会更加明显。

图 2.15 分别给出了每个电路在输入 230V 满载工作下的损耗构成图, 可以看出, 整流桥损耗最大, 选择导通压降低的整流桥对 PFC 电路效率的提升有较大帮助。在常规 Boost PFC 电路当中, MOSFET 和二极管损耗所占比重相当, 都在四分之一左右。而在交错并联 Boost PFC 电路中, MOSFET 损耗比重大大降低了。

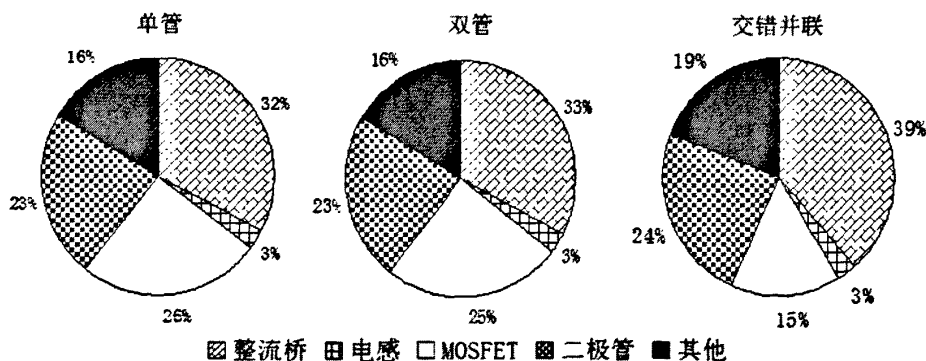


图 2.15 损耗构成图(理论值)

## (2) 电路输入输出条件变化对效率的影响

### (a) 负载变化

PFC 变换器在负载发生变化时, 各个器件的损耗和所占比重会发生相应的变化, 效率也会有所改变。图 2.16 给出了当输入电压 230V, 输出从轻载到满载时, 理论计算下三个变换器效率的变化曲线。从中可以看出, 交错并联 Boost PFC 在

各个负载情况下, 效率均优于传统 Boost PFC 电路。传统 Boost PFC 电路单 MOSFET 工作和双 MOSFET 工作下, 效率曲线非常接近, 只是在重载时双管并联略微高于单管, 在轻载时略微低于单管 (如 1200W 时,  $\eta_{\text{双管}}=97.496\%$ ,  $\eta_{\text{单管}}=97.471\%$ ; 100W 时,  $\eta_{\text{双管}}=93.258\%$ ,  $\eta_{\text{单管}}=93.42\%$ ), 这可以说明, 在重载时, 输入电流比较大, 双管并联可以有效的降低 MOSFET 的导通损耗 (导通损耗比重较大); 而轻载时, 输入电流变小, 这种优势也就不再明显, 反而由于开关和驱动损耗的增加, 效率变低 (开关损耗比重较大)。

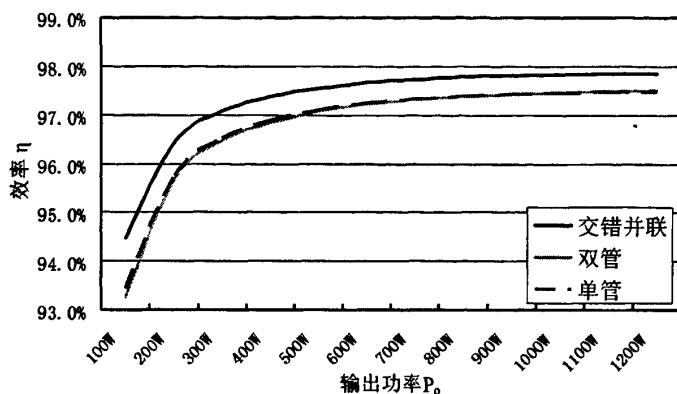


图 2.16 输入 230V 变换器效率曲线(理论值)

图 2.17 为输入 85V 时, 三个变换器从轻载到满载的效率变化曲线。轻载时, 三电路的效率比较接近; 随着负载的加重, 效率差异逐渐扩大, 且三个变换器的效率均有先升后降的趋势。

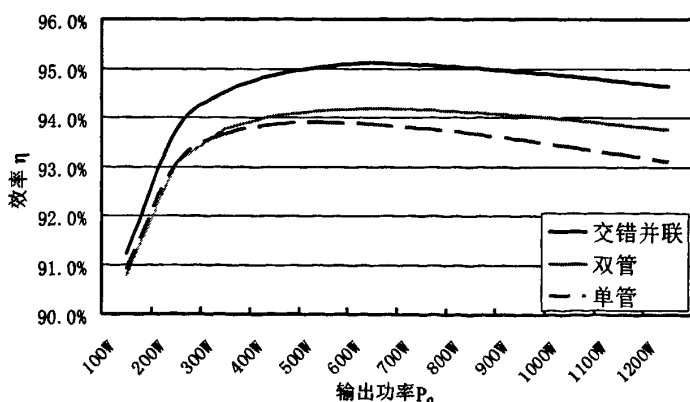


图 2.17 输入 85V 变换器效率曲线(理论值)

#### (b) 输入电压变化

图 2.18 给出了电路在全电压范围下满载工作时的效率变化曲线。三变换器

的效率均随着输入电压的增加而提高。

变换器低压工作时，理论计算所得效率比实际值偏高，且输入电压越低，这个偏差值越大，这是因为低压工作时电路损耗增加温度升高，功率器件的参数会随着温度的升高而改变，例如 MOSFET 具有电阻正温度系数，IPW60R099CP 的导通电阻  $R_{on}$  会在结温  $150^{\circ}\text{C}$  时增加到  $240\text{m}\Omega$ （如图 2.19），这将会带来通态损耗的成倍增长。较为精确的变换器损耗分析，应该是器件参数随着电路运行条件的改变而进行相应的修正。

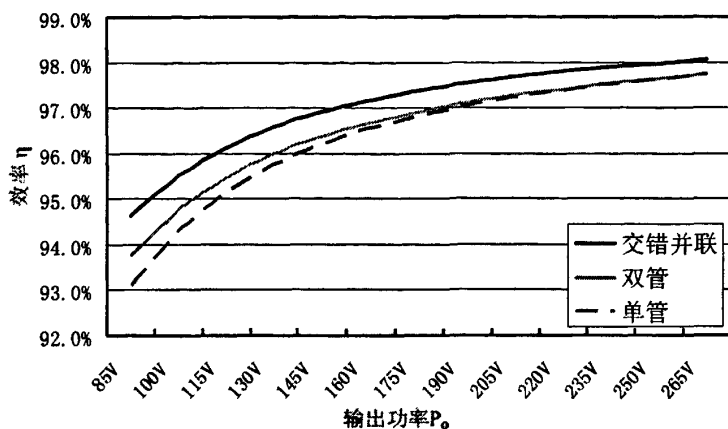


图 2.18 满载工作时效率随输入电压变化曲线(理论值)

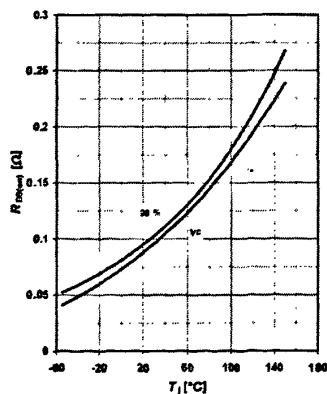


图 2.19 IPW60R099CP 导通电阻  $R_{on}$  温度特性曲线

## 2.4 本章小结

首先通过理论分析在电感电流连续模式下，传统 Boost PFC 变换器和交错并联 Boost PFC 变换器的工作状态和电路特性，得出了交错并联电路具有降低输入

电流纹波和减小电感磁芯尺寸的优势。然后对 PFC 电路器件损耗的计算公式给出详细推导，最后利用损耗分析结果，对传统 Boost PFC 和交错并联 Boost PFC 电路的损耗分布、效率做一全面的比较。

### 第三章 CCM 交错并联 Boost PFC 的设计

在 kW 级的中小功率应用场合，往往采用 CCM 控制方式。本章设计了一种能够适应较宽输入电压范围，具有较高功率密度的 CCM 交错并联 Boost PFC 变换器。设计指标如下：

输入电压：AC85V~265V，50Hz

输出电压：DC400V

输出满载功率：1200W（400V/3A）

保持时间：20ms

纹波电流：10%

输入电流谐波含量满足相关限制标准

#### 3.1 总体设计方案

如图 3.1 所示，整个 PFC 电路包括 EMI 滤波器、PFC 主电路、保护电路、控制电路和驱动电路，以及给整个系统控制、驱动提供相应工作电压的辅助电源。其中，辅助电源采用英飞凌公司的 CoolSET™—ICE2B265 芯片，内部集成有 CoolMOS，也不需要额外的启动电路，整个外围设计非常简便，稳定性极佳。

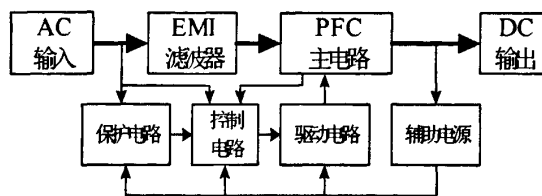


图 3.1 系统结构框图

PFC 主电路及其控制如图 3.2 所示，采用双环控制结构。其中，电压外环着重于输出端电容电压的反馈和调节，电流内环则控制输入电流跟踪输入电压变化，实现对输入电流波形的校正。主控制器采用峰值控制方案。峰值控制方法简单，具有良好的线性调整率和快速的动态响应，与其他控制方式相比，其针对逐个脉冲电流控制，能较易的实现对于开关管的限流保护<sup>[28]</sup>。控制方法分析如下：

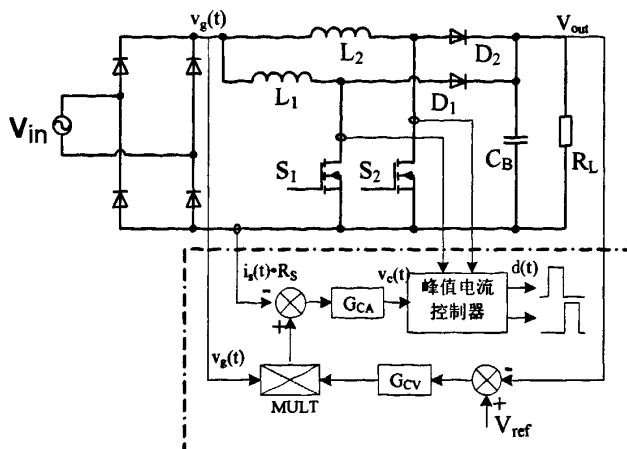


图 3.2 交错并联 Boost PFC 主电路及其控制结构图

电网电压  $V_{in}$  经整流桥后输出频率为 100Hz 的全波整流电压  $V_g(t)$ , 和输出电压的误差放大信号相乘, 结果再与输入电流  $i_s(t)$  进行比较, 经电流补偿环节形成峰值电流基准信号  $V_c(t)$ 。峰值电流控制器通过互感器采样两相开关管电流波形, 与基准信号进行比较处理后, 输出两路相位相差  $180^\circ$  的控制信号  $d(t)$ 。由于电流基准是由全波整流电压的采样值与电压环误差放大器的输出相乘共同决定的, 则能实现电感电流峰值包络线跟踪  $V_g(t)$ , 使输入电流与输入电压同相位并接近正弦。

## 3.2 主电路参数设计

### 3.2.1 开关频率 $f_s$ 的选取

开关频率几乎决定了电路所有参数的选择, 对变换器的性能有很大影响。一般来说, 开关频率高可以减小磁性元器件的尺寸, 提高系统的动态响应。但随着开关频率的提高, 开关管的开关损耗和驱动损耗、二极管的反向恢复损耗以及磁性元器件的涡流损耗都会迅速上升, 寄生参数对电路的影响也会越来越大。因此, 开关频率必须限定在一个最佳范围内, 常用的 PFC 电源大多选在 100kHz 左右。

本 CCM 交错并联 Boost PFC 电路将开关频率设定为 65kHz, 两路电感电流交错以后, 实际输入的电流纹波频率加倍, 达到 130kHz。



### 3.2.2 PFC 电感参数计算

两电感参数相同,按照设计指标要求,输入电流纹波为电感电流的 10% (纹波大小的计算皆依据第二章 CCM 交错并联 Boost PFC 的电路特性分析)。每一相的开关频率为 65kHz,那么两相合成以后的纹波频率为 130kHz。对应于 130kHz 的开关频率,电流上升的占空比可以表示为:

$$D_i = \begin{cases} 2D & D \leq 0.5 \\ 2D-1 & D > 0.5 \end{cases} \quad (3-1)$$

PFC 电感 L 工作于连续模式,根据 Boost 电路输入输出电压与占空比的关系,在最低电压峰值处进行计算  $V_{in\min} = 85V$ , 满足如下的关系:

$$D_{\max} \times \sqrt{2} \times V_{in\min} = (V_o - \sqrt{2} \times V_{in\min}) \times (1 - D_{\max}) \quad (3-2)$$

$$D_{\max} = \frac{V_o - \sqrt{2} \times V_{in\min}}{V_o} = \frac{400 - \sqrt{2} \times 85}{400} \approx 0.70 \quad (3-3)$$

$$D_{1\max} = D_{2\max} = D_{\max} = 0.70 \quad (3-4)$$

由于占空比大于 0.5,两相合成电流纹波可以在电流上升的  $D_i$  阶段内进行计算。图 3.3 为  $D > 0.5$  时两相电感电流波形叠加示意图:

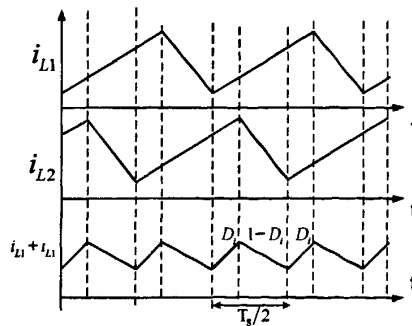


图 3.3  $D > 0.5$  时两相电感电流波形叠加示意图

每一相的纹波电流可以表示为:

$$\Delta I_{L1} = \frac{\sqrt{2}V_{in\min}}{L_1} \times D_i \times \frac{T_s}{2} = \frac{\sqrt{2}V_{in\min}}{L_1} \times (2D-1) \times \frac{T_s}{2} \quad (3-5)$$

$$\Delta I_{L2} = \frac{\sqrt{2}V_{in\min}}{L_2} \times D_i \times \frac{T_s}{2} = \frac{\sqrt{2}V_{in\min}}{L_2} \times (2D-1) \times \frac{T_s}{2} \quad (3-6)$$

经过叠加以后的纹波电流为 ( $L_1=L_2$ ) :

$$\Delta i_m = \Delta I_{L1} + \Delta I_{L2} = \frac{\sqrt{2}V_{inmin}}{L_1} \times (2D-1) \times T_s \quad (3-7)$$

由纹波与输入电流的限定关系可知:

$$\Delta i_m \leq 10\% \times I_{inmax} \quad (3-8)$$

$I_{inmax}$  为 PFC 变换器输入电流的最大值。假设变换器效率  $\eta=95\%$ ，在最低电压输入条件下，电感电流的最大值可以通过输入与输出的功率平衡关系来进行计算:

$$I_{inmax} = \sqrt{2} \times \frac{P_o}{V_{inmin} \times \eta} = \sqrt{2} \times \frac{1200}{85 \times 0.95} \approx 21.01A \quad (3-9)$$

由 3-7、3-8 和 3-9 三式可得:

$$L_1 = L_2 \geq 341\mu H \quad (3-10)$$

每一相电感电流有效值为:

$$I_{L1(rms)} = I_{L2(rms)} = \frac{1}{2} I_{L(rms)} = \frac{1}{2} \frac{P_o}{V_{inmin} \times \eta} = \frac{1}{2} \frac{1200}{85 \times 0.95} \approx 7.43A \quad (3-11)$$

考虑到电感电流纹波，每一相电感电流的最大值为

$$I_{Lmax} = \sqrt{2} I_{L(rms)} + \frac{V_{inmin}}{L_1} \times D_{max} \times T = 14.19A \quad (3-12)$$

本文采用电感  $L_1=L_2=360\mu H$ 。

### 3.2.3 开关管和二极管的选取

#### (1) 开关管 MOSFET 的选取

开关管的电压峰值理论上是 400V，电流峰值可以用电感电流的峰值表示。考虑到电压可能出现的尖刺以及电流纹波的影响，留有一定裕量可选择 500V 或者 600V 耐压，17A 以上的 MOSFET。本文选择英飞凌公司的 IPW60R099。

#### (2) 功率二极管的选择

与输出端相连两路二极管，二极管电流平均值应为输出电流的一半，即:

$$I_{diode1} = I_{diode2} = \frac{1}{2} \times \frac{P_o}{V_o \times \eta} \approx 1.58A \quad (3-13)$$

二极管电流峰值可以认为是 PFC 电感电流的峰值，

$$I_{diode}(peak) = I_{diode}(peak) = I_{L}(peak) = 14.19A \quad (3-14)$$

由于在半个工频周期内，占空比以及二极管电流都在变化，二极管电流的有效值比较难计算。简单地，可以认为电感电流在一半的开关周期内流过二极管，于是可以通过电感电流的有效值来计算二极管的有效值。

$$I_{diode}(rms) = I_{diode}(rms) = \sqrt{\frac{1}{2}} \times I_{L}(rms) = \sqrt{\frac{1}{2}} \times 7.43 = 5.25A \quad (3-15)$$

可以按照以上平均电流、有效值和峰值电流来选择二极管的电流容量。理论上二极管的最大反向电压是 400V，考虑到开关过程中的噪声，并留有一定裕量，可以选择 600V 耐压的二极管。本文选择英飞凌公司的 SiC 二极管 IDT06S60C。

### 3.2.4 输出储能电容的选取

输出电容的选取主要应满足两方面的要求：保持时间和输出电压纹波的大小。假设保持时间指的是从正常关机到输出电压跌落到正常电压的  $a\%$ ，那么根据能量的关系，可以得到：

$$\frac{1}{2} \times C \times V_o^2 - \frac{1}{2} \times C \times (a\% \times V_o)^2 = P_o \times T_{hold} \quad (3-16)$$

如果  $T_{hold} = 20ms$ ， $a\% = 75\%$

$$C \geq \frac{2P_o \times T_{hold}}{V_o^2 - (a\% \times V_o)^2} = \frac{2 \times 1200 \times 20 \times 10^{-3}}{400^2 - 300^2} = 685\mu F \quad (3-17)$$

如果  $T_{hold} = 20ms$ ， $a\% = 90\%$

$$C \geq \frac{2P_o \times T_{hold}}{V_o^2 - (a\% \times V_o)^2} = \frac{2 \times 1200 \times 20 \times 10^{-3}}{400^2 - (0.9 \times 400)^2} = 1578\mu F \quad (3-18)$$

本系统暂时按照  $a\% = 75\%$  计算。

对于输出电压纹波的计算，可假设输入电压  $v_m(t) = \sqrt{2}V_m \sin \omega t$ ，电流  $i_m(t) = \sqrt{2}I_m \sin \omega t$ ，则输出电流  $i_o(t)$  可以表示为：

$$i_o(t) = \frac{v_m(t)i_m(t)}{V_o} = \frac{\sqrt{2}V_m \sin \omega t \times \sqrt{2}I_m \sin \omega t}{V_o} = I_o(1 - \cos(2\omega t)) \quad (3-19)$$

$I_o$  在系统满载输出时为  $1200\text{W}/400\text{V}=3\text{A}$ 。输出电流  $i_o(t)$  中的交流分量在流经电容时会产生电压波动，这一波动就是电容纹波。可得纹波大小：

$$\Delta u_o = \frac{1}{C} \int_{\theta}^{\pi-\theta} I_o \cos(2\omega t) dt = \frac{I_o}{2\omega C} \sin(2\omega t) \quad (3-20)$$

若限定输出的低频纹波为输出电压的 5%

$$\Delta u_{o,\max} \leq \Delta V = V_o \times 5\% = 400 \times 5\% = 20\text{V} \quad (3-21)$$

可以求得：

$$C \geq \frac{I_o}{2\pi f 0.05 V_o} = 478\mu\text{H} \quad (3-22)$$

输出储能电容的取值按照以上所计算的取最大值，且要考虑一定的电容容值的偏差以及不同温度下的容值变化，一般我们选取较大的输出电容，且为了减小其等效串联电阻(ESR)，可采取几个电容并联的方式。本文采用两个  $470\mu\text{F}/450\text{V}$  的电容并联的结构。

### 3.2.5 其他参数的选取

#### (1) 输入的整流桥

考虑到电路中可能出现的最大峰值电压和峰值电流，可以选择电流容量 30A 以上，耐压 600V，低导通压降的整流桥。

#### (2) 保险丝

选择 25A。

## 3.3 控制电路设计

### 3.3.1 控制芯片选取

控制环节采用传统的 PFC 控制芯片 UC3854 和交错并联控制芯片 UCC28220 共同组成。电网电压  $V_{in}$  经整流桥后输出频率为 100Hz 的全波整流电压  $V_g(t)$ ，这个电压被采样提供给 UC3854 作为正弦波的基准信号；输出电压  $V_{out}$  经分压采样后提供给 UC3854 内部的电压误差放大器，用来提供电压环的基准信号。两信号经内部乘法器相乘后，与变换器的输入电流采样信号  $i_s(t) \cdot R_{sense}$  比较，得到的误差信号经过补偿网络后，产生电感电流峰值控制所需要的给定值，由 CAOUT 输

出, 提供给交错控制芯片。UCC28220 通过外部两路电流互感器采样开关管电流, 与同一给定信号进行比较, 则保证了电感电流峰值包络线跟踪  $V_g(t)$ , 比较结果产生 PWM 控制信号。由于 UCC28220 内部有分频器来决定两路开关管开通时间不一致, 相差半个周期, 则输出控制信号也是相位相差  $180^\circ$  的两路 PWM 控制信号。

### 3.3.2 开关频率设定

对于每一相的控制, 要求的开关频率是 65kHz, 按照 UCC28220 的 Datasheet, 可以采用其中的计算公式进行计算。已知  $K_{OSC} = 2.04 \times 10^{10} \Omega / s$  UCC28220 振荡器的常数。

$$f_{OSC} = 2f_s \quad (3-23)$$

$$D_{\max(OSC)} = 1 - 2(1 - D_{\max}) \quad (3-24)$$

$$R_{CHG} = K_{OSC} \times \frac{D_{\max(OSC)}}{f_{OSC}} \quad (3-25)$$

$$R_{DISCHG} = K_{OSC} \times \frac{1 - D_{\max(OSC)}}{f_{OSC}} \quad (3-26)$$

其中,  $f_{OSC}$  是芯片内部振荡器的频率,  $f_s = 65kHz$  是每一相的开关频率,  $D_{\max} = 0.95$  是每一相驱动信号的最大占空比,  $D_{\max(OSC)}$  是所对应的振荡信号的最大占空比。 $R_{CHG}$  和  $R_{DISCHG}$  分别是所对应的频率设定电阻。

由以上公式, 可以求得

$$D_{\max(OSC)} = 1 - 2(1 - D_{\max}) = 1 - 2(1 - 0.95) = 0.9 \quad (3-27)$$

$$f_{OSC} = 2f_s = 2 \times 65 = 130kHz \quad (3-28)$$

$$R_{CHG} = K_{OSC} \times \frac{D_{\max(OSC)}}{f_{OSC}} = 2.04 \times 10^{10} \times \frac{0.9}{130000} = 141.23k\Omega \quad (3-29)$$

$$R_{DISCHG} = K_{OSC} \times \frac{1 - D_{\max(OSC)}}{f_{OSC}} = 2.04 \times 10^{10} \times \frac{1 - 0.9}{130000} = 15.69k\Omega \quad (3-30)$$

取  $R_{CHG} = 133k\Omega$ ,  $R_{DISCHG} = 15k\Omega$

将所取的实际电阻值带回到上面的公式中, 可以计算得到实际的频率值和最大占空比的限制。

$$D_{\max(OSC)} = 0.90, \quad D_{\max} = 0.95, \quad f_{OSC} = 138kHz, \quad f_s = 69kHz。$$

### 3.3.3 MOSFET 峰值电流检测环节

峰值检测环节采用电流互感器来获得开关管电流的峰值。根据前面的计算, 每个 MOSFET 的峰值电流为:

$$I_{FET1(peak)} = I_{FET2(peak)} = I_{L(peak)} = 14.19A \quad (3-31)$$

本文中电流互感器采用 1: 50 的取值。那么电流互感器采样得到的电流峰值是:

$$I_{sense(peak)} = \frac{I_{FET(peak)}}{50} = 0.284A \quad (3-32)$$

UCC28220 的 CTRL 脚最大的输入电压是 3V, 其所对应的最大控制电压是 1.8V, 考虑到峰值控制斜坡补偿部分以及保留一定的裕量, Datasheet 中建议采用 0.9V 作为相应 MOSFET 的最大检测电流。

这样, 采样电阻就可以按照以上限定关系求出:

$$R_{SENSE1} = R_{SENSE2} = \frac{0.9}{0.284} \approx 3.17\Omega \quad (3-33)$$

可以选择  $R_{SENSE1} = R_{SENSE2} = 3.3\Omega$

这个电阻上的损耗可以简单地计算为:

$$P_{RSENSE1} = P_{RSENSE2} = \frac{1}{2} \times \left( \frac{I_{L(rms)}}{50} \right)^2 \times R_{SENSE1} = 0.036W \quad (3-34)$$

电流互感器磁复位电阻的取值可以根据 DATASHEET 中的计算公式

$$R_{RESET1} = R_{RESET2} = \frac{\frac{V_c - 0.5}{2}}{I_{sense(peak)} \times (1 - D_{\max})} = \frac{\frac{1.8 - 0.5}{2}}{0.284 \times (1 - 0.7)} = 7.63\Omega \quad (3-35)$$

取  $R_{RESET1} = R_{RESET2} = 8.2\Omega$

### 3.3.4 峰值电流内环控制系统设计

为了获得较高功率因数，提高系统的输出精度和动态特性，需要对电流闭环设计良好的补偿网络。整个电流闭环结构如图 3.4 所示。 $G_0(s)=F_m(s)G_{cd}(s) \cdot Kr$  为未加补偿网络  $G_c(s)$  的回路增益函数，称为原始增益函数。

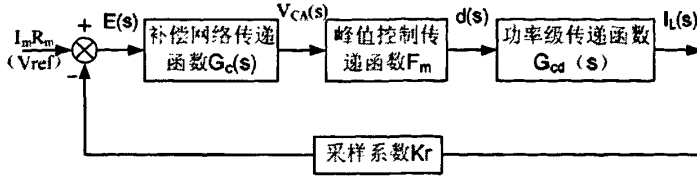


图 3.4 电流闭环结构

#### (1) 功率级传递函数的计算

功率级的传递函数可采用简化的小信号模型。因开关频率远大于工频，可根据状态平均法忽略电感电流纹波，对于每一路 Boost 建立其小信号等效电路<sup>[30]</sup>。如图 3.5 所示。

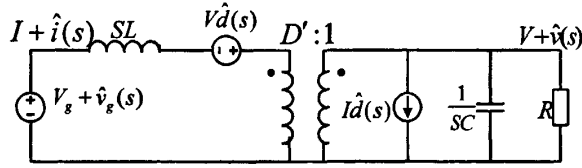


图 3.5 Boost 小信号等效电路

$L$  为 Boost 电路电感， $C$  为 Boost 电路输出滤波电容， $R$  为输出负载电阻。考虑到占空比对输出电压的影响，进而输出电压又会影响到电流。将理想变压器副边部分等效到原边，则有图 3.6 等效电路。

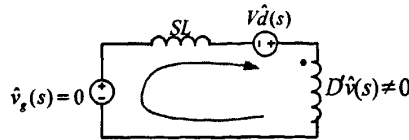


图 3.6 等效电路

由电路知识可得：

$$\hat{v}(s) = \frac{D'V(1 - \frac{sL}{D'^2R})}{LCs^2 + \frac{L}{s} + D'^2} \cdot \hat{d}(s) \quad (3-36)$$

因  $\hat{v}(s)$  很复杂, 在求功率级传递函数时会给后继计算带来不便, 所以我们先分析它的特性。设  $\hat{v}(s)$  给系统传递级带来的影响用  $H1(s)$  来表示, 由图 3.6 可得:

$$H1(s) = \frac{\hat{i}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{L \cdot C \cdot s^2 + \frac{2L}{R} \cdot s}{L \cdot C \cdot s^2 + \frac{L}{R} \cdot s + D^2} \quad (3-37)$$

得  $H1(s)$  的幅频特性如图 3.7 所示:

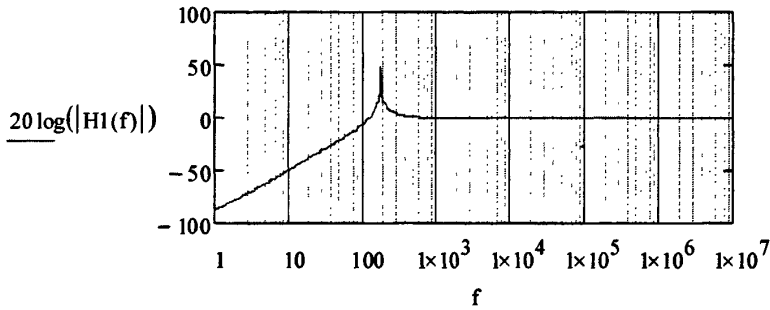


图 3.7  $H1(s)$  幅频特性

Boost 电路的共振频率  $f_0$  为:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}} = 250.088 \text{ Hz} \quad (3-38)$$

从  $H1(f)$  的幅频特性曲线可以看出, 共振频率  $f_0$  后,  $H1$  的增益为 1。由于我们所计算得系统闭环都工作在 kHz 的级别上, 所以  $H1$  对系统传递函数的影响可以忽略, 进而为简化功率级的传递函数计算, 令  $\hat{v}(s) = 0$ 。得图 3.8 简化的等效电路:

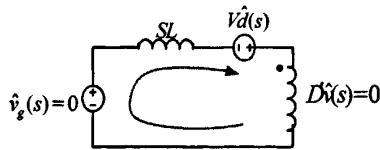


图 3.8 进一步简化的等效电路

由图可得系统的功率级传递函数:

$$\hat{i}(s) \times SL = V_d(s) \Rightarrow G_{ca}(s) = \frac{\hat{i}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V}{SL} \quad (3-39)$$

## (2) 峰值控制环节



交错并联峰值电流控制器的电路原理如图 3.9 所示。经分频的两路时钟脉冲 CLK1 和 CLK2 相位相差  $180^\circ$ ，保证了 RS 触发器置位时间相差半个周期，实现交错控制。每个开关周期之初，时钟脉冲置位触发器，开关管开通，电感电流逐渐增加。当检测到经斜坡补偿后的开关电流大于基准电流  $i_c$  时，比较器反转并复位 RS 触发器，开关截止，等待定频时钟再次触发。斜坡补偿提高了峰值电流控制的稳定性。

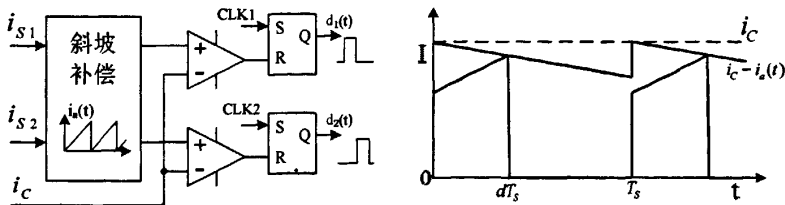


图 3.9 交错并联峰值控制器原理图及其主要波形

考虑了斜坡补偿的峰值电流控制传递函数为：

$$F_m(s) = \frac{d(s)}{v_{CA}(s)} = \frac{1}{M_a T_s R_f} \quad (3-40)$$

$M_a$  为斜坡补偿电流斜率， $T_s$  为开关周期， $R_f$  为斜坡补偿信号转换电阻。

### (3) 补偿网络设计要求

补偿网络需要具有较高的低频增益、较宽的中频宽度和高频时较快的下降速度，这样可以较好的跟踪参考正弦波并对开关纹波具有一定抑制能力。利用图 3.10 所示电路。

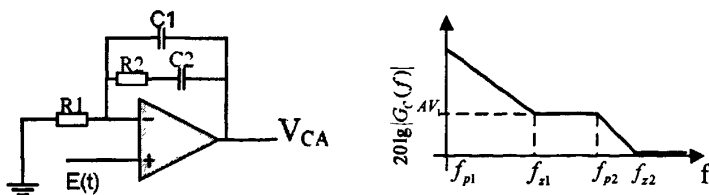


图 3.10 补偿网络及其幅频特性

补偿网络的传递函数为：

$$G_c(s) = \frac{s^2 R_1 R_2 C_1 C_2 + s(R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_1 C_2) + 1}{s^2 R_1 R_2 C_1 C_2 + s R_1 (C_1 + C_2)} \quad (3-41)$$

由传递函数可求得零点  $f_{z1} \approx \frac{1}{2\pi R_2 C_2}$ ，极点  $f_{p2} = \frac{C_1 + C_2}{2\pi R_2 C_1 C_2}$ ，在频率  $f_{z1}$  与  $f_{p2}$  之

间的增益可近似为  $AV_1 = \frac{R_o + R_i}{R_i}$ 。补偿网络的设计要求是：系统回路函数  $G_c(s) \cdot G_0(s)$  的增益交越频率  $f_g$  设定为开关频率的  $1/10 \sim 1/5$ ，回路增益函数以  $-20\text{dB/dec}$  斜率通过  $0\text{dB}$  线。为减小输出高频开关纹波，可将极点  $f_{p2}$  设定在开关频率。为满足稳定性要求，系统相位裕量选择在  $60^\circ$  左右。

#### (4) 电流内环反馈控制系统设计结果

通过设置合适的补偿网络参数，得出了补偿后的系统回路函数频率特性，由图 3.11 可知增益交越频率  $f_g = 8\text{kHz}$ ，相位裕量  $PM = 62^\circ$ ，满足系统稳定性要求。

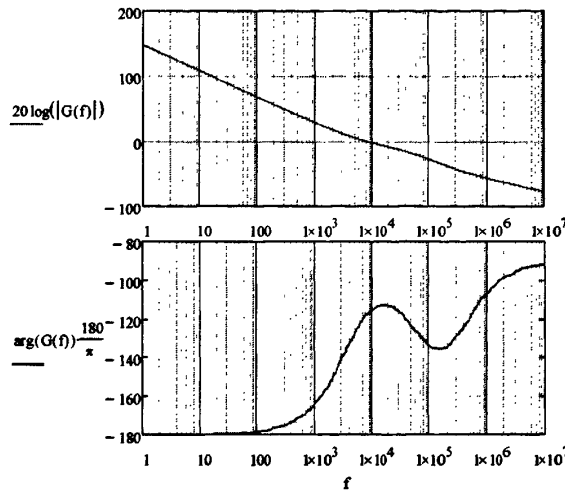


图 3.11 补偿后的回路函数频率特性

### 3.4 实验结果分析

#### 3.4.1 样机的实现

按本章所做的设计分析，实现了一台  $1200\text{W}$  交错并联 Boost PFC 实验样机。为了综合比较交错并联 Boost 电路与传统 Boost 电路的异同，也研制了一台传统 Boost PFC 实验样机，变换器的设计指标和系统结构与 CCM 交错并联 Boost PFC 实验样机完全相同，设计方法均遵循同样的计算过程。两电路具有相同的 EMI 滤波器、输入整流桥、输出储能电容、保护电路。

传统 Boost PFC 样机的控制应用英飞凌连续导通模式功率因数校正控制器 ICE2PCS01，该芯片采用类似于单周期控制的方式，外围电路简单，只有八个管

脚,进一步简化了电流连续模式 PFC 电路的控制。图 3.12 给出了传统 Boost PFC 主电路及其控制结构图。为了使电路的比较更为合理,采用了双 MOS 管并联工作的形式。

两台样机的主要器件选取介绍如下:

交错并联 Boost PFC 变换器: 每个电感大小为  $360\mu\text{H}$ ; MOSFET 选用英飞凌 CoolMOS<sup>TM</sup>IPW60R099CP; 二极管选用英飞凌公司第二代 ThinQ!<sup>TM</sup>SiC 二极管 IDT06S60C; 控制芯片为 TI 公司的 UC3854BDW 和 UCC28220。

传统 Boost PFC 变换器: 电感量为  $420\mu\text{H}$ ; MOSFET 选用英飞凌 CoolMOS<sup>TM</sup>IPW60R099CP 两只并联; 二极管选用英飞凌公司第二代 ThinQ!<sup>TM</sup>SiC 二极管 IDT12S60C; 控制芯片为英飞凌公司的 ICE2PCS01。

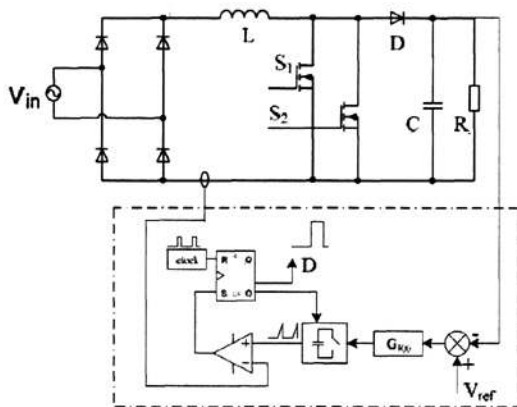


图 3.12 传统 Boost PFC 主电路及其控制结构图

图 3.13(a)给出了交错并联 Boost PFC 样机俯视图,图 3.13(b)显示了传统 Boost PFC 样机的俯视图。两样机高度都限制在 40mm, 装置在按规格定制的机壳中。为保证电路的正常工作, 均安装了风扇, 由辅助电源电路供电。

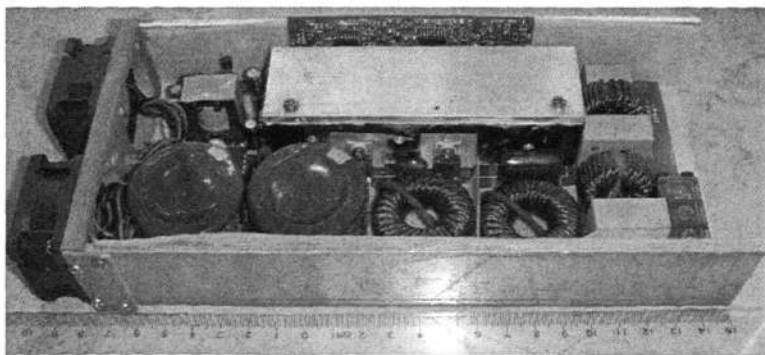


图 3.13(a) 1.2kW 交错并联 Boost PFC 样机

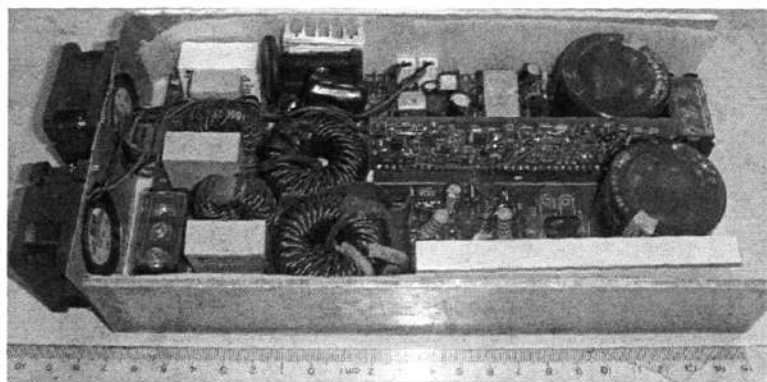


图 3.13(b) 1.2kW 传统 Boost PFC 样机

### 3.4.2 实验波形与数据分析

分别对 1.2kW 交错并联 Boost PFC 样机和传统 Boost PFC 样机的特性进行了一系列实验验证:

图 3.14 为稳定工作时, 交错并联 Boost PFC 和传统 Boost PFC 的驱动波形。

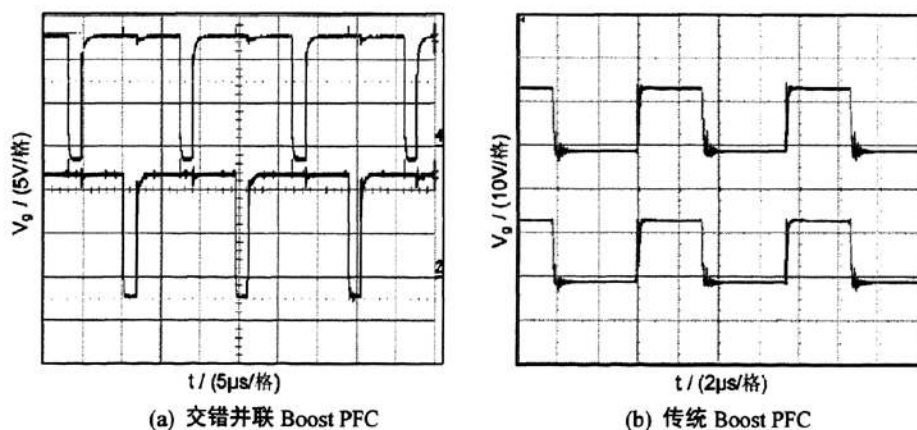


图 3.14 双管驱动波形

图 3.14(a)为交错并联 Boost PFC 的驱动波形, 两路 MOSFET 的驱动控制信号较好的实现了交错, 相位相差  $180^\circ$ 。为使 MOSFET 更加可靠关断驱动电路加入了 3V 负压。图 3.14(b)为传统 Boost PFC 双管的驱动波形, 由于来自于同一控制信号, 两路波形没有相位差, 两个 MOSFET 的开通关断特性基本相同。

对于 1200W PFC 硬开关电路来说, 交错并联 Boost PFC 方案, 每一路采用一个开关管且控制脉冲交错, 相对于传统 Boost 中采用直接并联方式, 具有更高的可靠性, 这个可以从驱动波形的对比中可以看出, 传统 Boost PFC 样机的

MOSFET 开通关断都略有震荡，两路 MOSFET 寄生参数不同使器件开关速度有细微差别，双管并联不稳定性增强。

图 3.15(a)(b)分别显示了输入电压 110V 时两个变换器的启动过程。

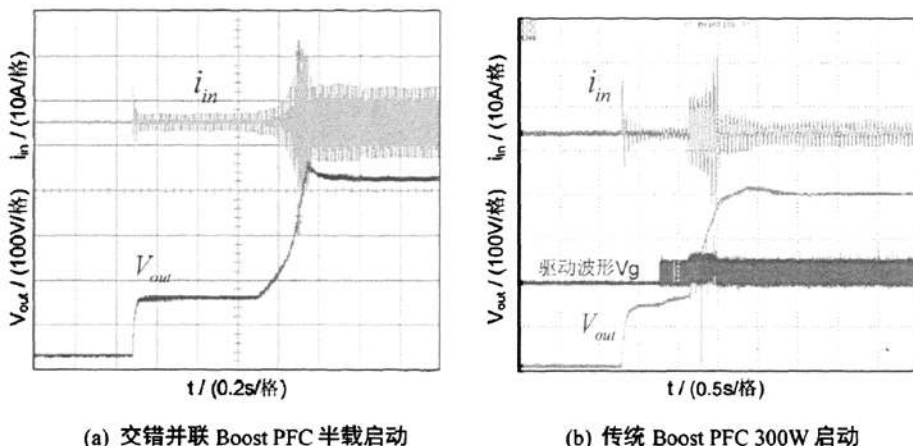


图 3.15 输入电压 110V 时变换器的启动过程

在启动过程中，如果输出电压还没有达到 400V，驱动控制的占空会逐渐增加到最大值（一般 0.9 左右），这会造成输入电流的过冲，所以必须设置有足够的软启动时间。

当辅助电源建立以后，芯片开始工作，软启动过程开始，输入电流逐渐增大。两电路的输入电流都存在一定的过冲（输出电压略微超过 400V）。为了保护电路，交错并联电路半载启动，传统 Boost PFC300W 启动。如果 PFC 电路直接满载启动，则启动时输入电流过冲将更大。在部分高端电源中，通常设置 PFC 电路空载启动，等待输出电压达到额定值后再逐渐加载。

图 3.16 为两变换器在输入电压 230V 满载稳定工作时输入电压和电流波形，图 3.17 为两变换器在 110V 满载工作时输入电压电流波形。

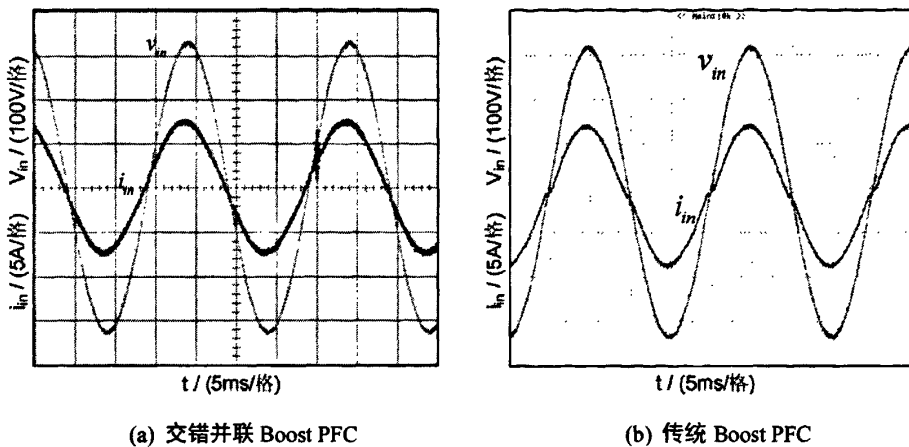


图 3.16 230V 输入满载工作时输入电压电流波形

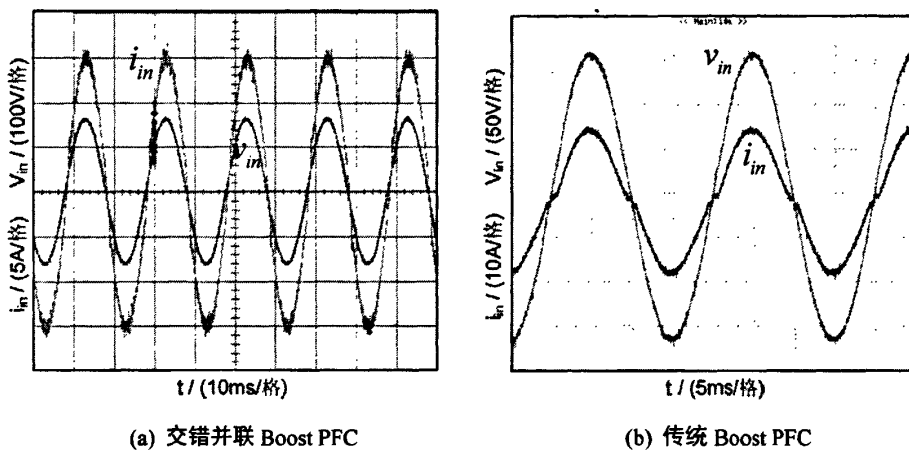
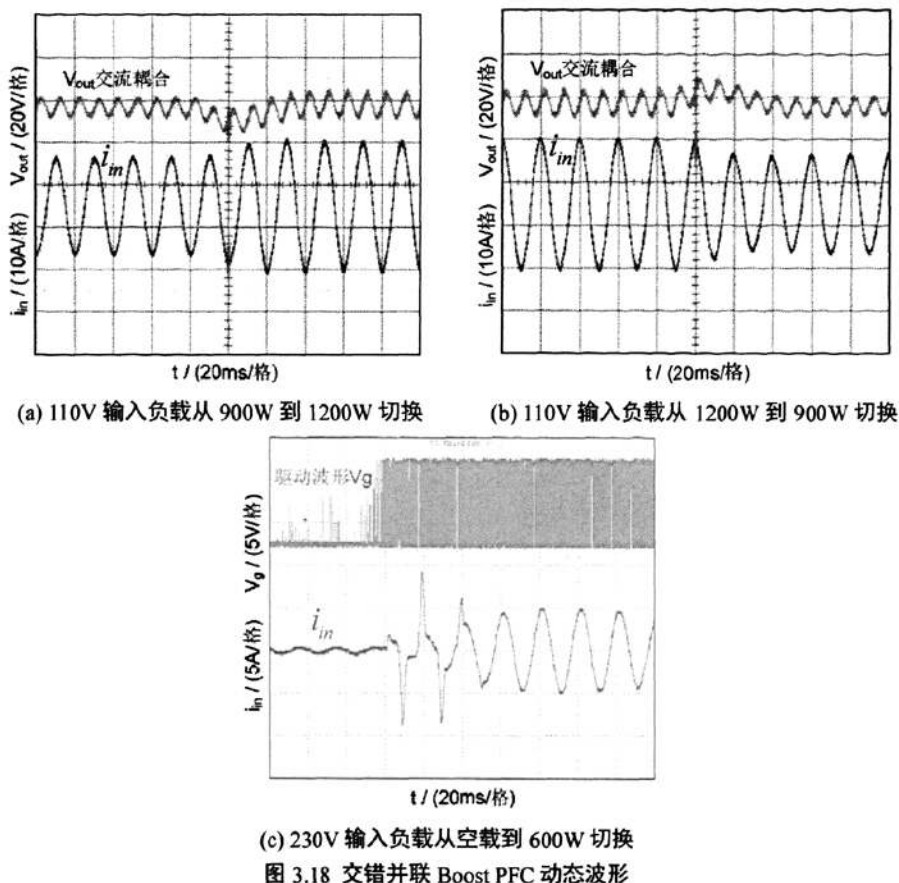


图 3.17 110V 输入满载工作时输入电压电流波形

两电路的输入电流与输入电压同向，且波形近似正弦，都较好的实现了功率因数校正功能。过零点的畸变比较明显，这是因为输入电压过低时，开关管的占空比被最大占空比所限制，电感电流的变率较低，有部分失调。

下图 3.18、3.19 为交错并联 Boost PFC 样机和传统的 Boost PFC 样机的动态性能对比。



从图 3.18 可以看出交错并联 Boost PFC 样机的动态性能较好。图(a)(b)显示了输入 110V 时负载在 900W 和 1200W 之间切换，输入电流能在两个工频周期内达到稳定，输出电压波动在 10V 左右。图(c)为输入电压 230V，变换器从空载突然加至半载时输入电流的变化，可以看出系统能在 3 个工频周期内调至稳态。

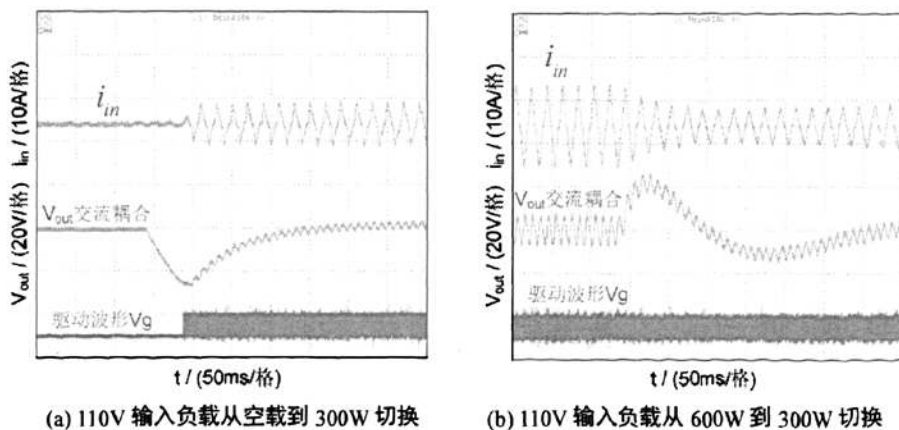
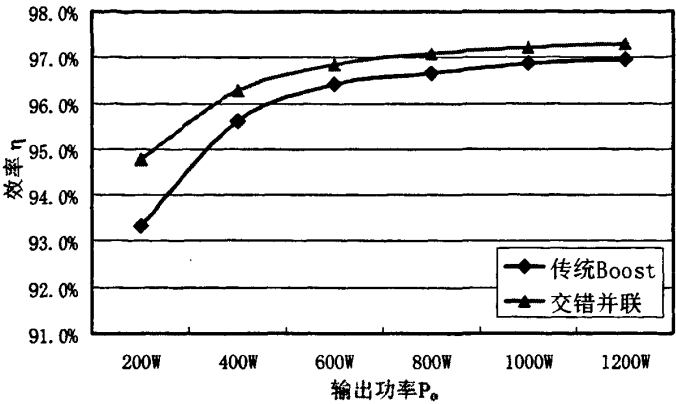
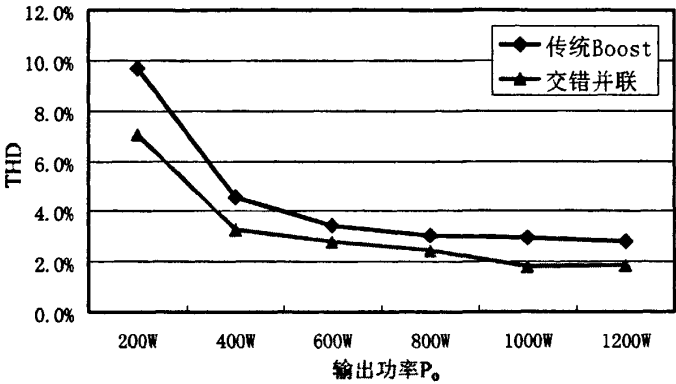


图 3.19 显示了传统 Boost PFC 样机的动态波形。在动态性能方面，本样机与交错并联相比略差。

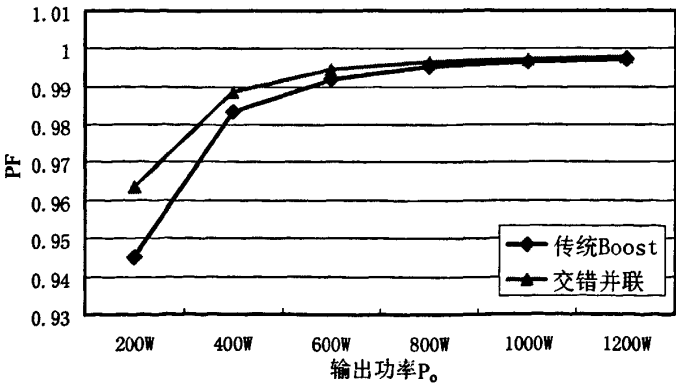
下面为两变换器效率、输入电流 THD、PF 的对比，数据的具体分析见后。



(a) 变换器效率对比



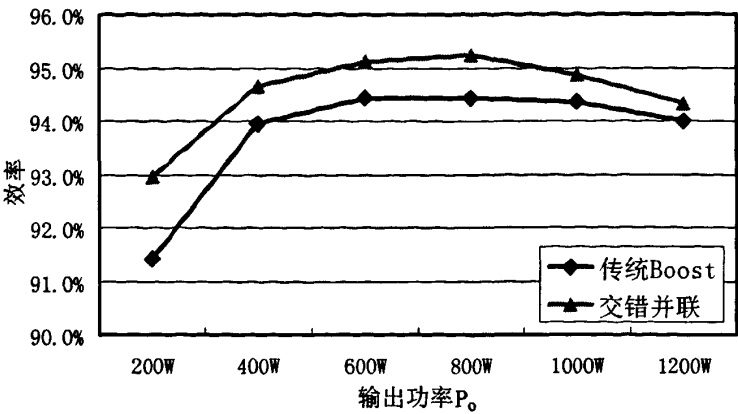
(b) 变换器输入电流 THD 对比



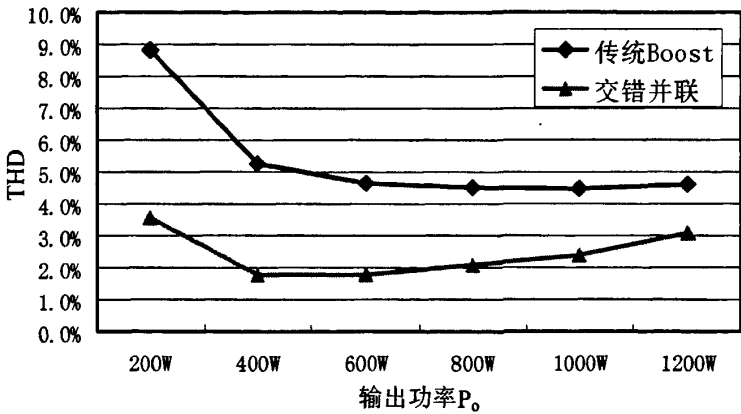
(c) 变换器输入电流 PF 对比

图 3.20 230V 输入 PFC 变换器输入输出特性

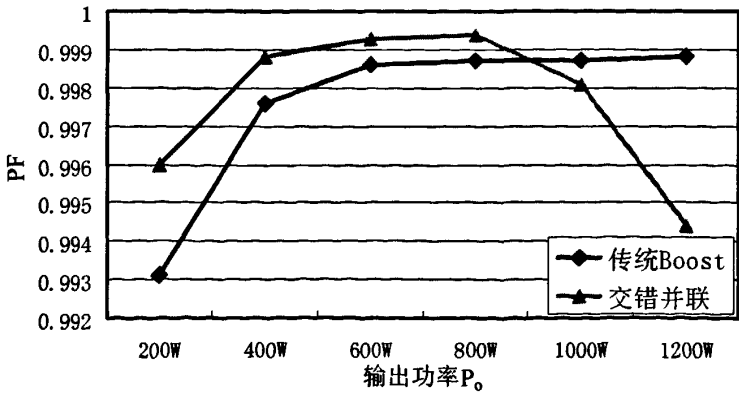




(a) 变换器效率对比



(b) 变换器输入电流 THD 对比



(c) 变换器输入电流 PF 对比

图 3.21 110V 输入 PFC 变换器输入输出特性

图 3.20 为两变换器输入电压 230V 时的输入输出特性。

(a)显示了整机的效率曲线，当负载增加时效率会升高，交错并联 Boost PFC 样机最大可以达到 97.31%，传统 Boost PFC 样机最大可以达到 96.96%。

(b)(c)分别显示了两电路输入电流的 THD 和 PF。在 400W 以上工作点，两样机的 THD 均在 5%以下，满足了 IEC61000-3-2 CLASS D 谐波标准。输入电流的功率因数在 600W 以上工作时均在 0.99 以上，且随着负载的增加，两电路 PF 接近。

图 3.21 为两变换器输入电压 110V 时的输入输出特性。

(a)显示了整机的效率曲线，当负载增加时效率会先升后降，这与损耗分析结果具有同样变化趋势。其中交错并联 Boost PFC 样机在负载 800W 时达到大值 95.24%，传统 Boost PFC 样机效率在 700W 时达到最大值 94.43%。

(b)显示了两电路输入电流的 THD。交错并联样机在此状况下略显优势。

(c)给出了两电路输入电流 PF 值对比，在全功率范围内，两样机均都较好表现，PF 在 0.99 以上。

### 3.5 结论

详细介绍了 CCM 交错并联 Boost PFC 的设计并制作了一台实验样机，按照同样指标实现了一台传统 Boost PFC 样机。通过一系列实验可以看出，交错并联 Boost PFC 电路在千瓦级的开关电源中能够很好实现功率因数校正，减小电源的体积，提高电源的效率。

第四章 新型电力电子器件在 PFC 电路中的应用

随着 PFC 变换器向着输出功率密度高，结构紧凑、可靠性强的方向发展，CoolMOS 技术和碳化硅（SiC）二极管已成为近些年的研究热点<sup>[31]</sup>。只需更换器件就能减小损耗，而不用考虑软开关或无损吸收技术，会大大缩短了变换器的开发周期、简化了电路结构，减少了元件数量。本章将对这两种器件做一概述，并通过理论分析和实验的对比，来验证新型电力电子器件对 PFC 电路性能的改善。

4.1 CoolMOS

在功率半导体器件中，MOSFET 因其开关速度快，开关损耗低等特点而在各种功率变换，特别是高频功率变换中起着重要作用。传统的 VDMOSFET 会随着其耐压的提高，导通电阻  $R_{on}$  以 2.4~2.6 次方增长<sup>[32]</sup>。而 PFC 电源的常规使用输出电压都在 400V 左右，这需要至少 500V 高耐压的开关器件。常规的解决办法通过增加管芯面积来降低通态电阻，却降低了其开关速度，增加了开关损耗。

CoolMOS 的产生，打破了这一发展瓶颈。通过提高了 N-漂移区的掺杂浓度，并在 N-漂移区旁加入一个 P 型柱来补偿过剩的载流子，使得 CoolMOS 处于阻断状态时能够内建横向电场<sup>[33][34]</sup>。这样做不需要以降低 N-漂移区掺杂浓度就能实现更高阻断电压。与传统的 MOSFET 相比，相同的管芯面积，导通电阻只有传统的 1/5~1/10；相同的额定电流，导通电阻只有传统的 1/2~1/3。表 4.1 为 CoolMOS 与传统 VDMOSFET 的一些特性参数的比较。较低的导通电阻会减少器件的发热量，带来 PFC 变换器效率的提高和稳定性增强。

表 4.1 CoolMOS 与传统 MOSFET 通态电阻比较

参数名称	符号	器件名称	
		CoolMOS (IPW60R165CP)	传统 MOSFET (IRFP460)
漏-源电压	$V_{DS}$	650V	500V
漏极电流(25℃)	$I_D$	21A	20A
漏极电流(100℃)	$I_D$	13A	13A
通态电阻	$R_{DS(on)}$	165mΩ	270mΩ

衡量 MOSFET 性能的另一重要指标是开关速度。CoolMOS 的栅极电荷及开

关特性相关参数均优于传统 MOSFET，如表 4.2 所示。由于栅极电荷  $Q_g$  特别是  $Q_{gd}$  的减少使够提高开关速度，开关损耗也会相应降低。关断速度的提高也与其内部低栅极电阻有关。

表 4.2 CoolMOS 与传统 MOSFET 的栅极电荷及寄生电容比较

参数名称	符号	器件名称	
		CoolMOS (IPW60R165CP)	传统 MOSFET (IRFP460)
栅极总电荷	$Q_g$	52nC	210nC
栅-源电荷	$Q_{gs}$	9nC	29nC
栅-漏电荷	$Q_{gd}$	13nC	110nC
输入电容	$C_{iss}$	2000pF	4200pF
输出电容	$C_{oss}$	100pF	870pF
转移电容	$C_{rss}$	83pF	350pF

MOSFET 的开关损耗与开关过程换流时间有很大关系，如图 4.1 为 MOSFET 的开通过程波形图。

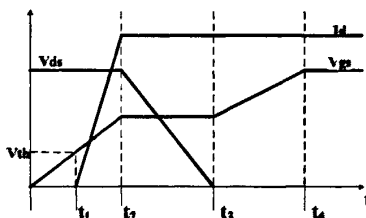


图 4.1 MOSFET 的开通过程

电路处于初态时，开关管关断，漏源极承受输出电压。当控制信号为高电平，栅原极电压  $u_{gs}$  开始上升，在没有达到门限电压  $V_{th}$  这段时间，处于开通延迟区。因 MOSFET 的驱动电流大小与驱动电压  $V_{gs}$  和驱动电阻  $R_g$  有关，可以表示为：

$$I_{drive} = \frac{V_{gs}}{R_g} \quad (4-1)$$

此过程所需充电电荷为  $Q_{th}$ ，则充电时间可以表示为：

$$t_1 = \frac{Q_{th}}{I_{drive}} \quad (4-2)$$

$t_1$  以后，开关管开始导通，电路  $i_D$  从零开始增加， $u_{gs}$  继续上升：

$$t_2 = \frac{Q_{gs}}{I_{drive}} \quad (4-3)$$

$t_2 \sim t_3$  器件，MOSFET 处于漏源极电压  $u_{ds}$  下降区，而栅原极电压  $u_{gs}$  保持近

似恒定，此过程所需充电电荷大小为  $Q_{gd}$ ，所需时间为：

$$t_3 - t_2 = \frac{Q_{gd}}{I_{drive}} \quad (4-4)$$

$t_3$  时，漏源极电压  $u_{ds}$  下降为零，开关处于导通状态。MOSFET 的导通损耗产生在从  $i_D$  开始上升，到  $u_{ds}$  下降为零阶段，即  $t_1 \sim t_3$  换流阶段。根据这一时期的波形进行积分，可以求出 MOSFET 的开通损耗，表示为：

$$\begin{aligned} P_{mos\_on} &= \frac{2}{T_L} \sum_{n=1}^N \frac{1}{2} i_D(n) V_o (t_3 - t_1) \\ &= \frac{2}{T_L} \sum_{n=1}^N \frac{1}{2} i_D(n) V_o \left( \frac{Q_{gd} + Q_{gs} - Q_{th}}{I_{drive}} \right) \end{aligned} \quad (4-5)$$

由式 4-5 可以看出； $Q_{gs}$  和  $Q_{gd}$  的大小对 MOSFET 的开通损耗影响很大，较小的  $Q_{gs}$  和  $Q_{ds}$  能够降低 MOSFET 开通损耗。同理可以得到开关管的关断和驱动损耗与栅极电荷大小具有同样关系。CoolMOS 的栅极电荷均小于同容量的普通 MOSFET，能够有效的降低 PFC 电路中 MOSFET 损耗。

式 4-1 和 4-5 可以看出，驱动电阻的大小与 MOSFET 的开关速度有直接关系，进而影响开关损耗。对于极间电容较大的传统 MOSFET，应选择较小的驱动电阻  $R_g$ 。

## 4.2 SiC 二极管

根据反向恢复时间来分，开关电源中所用功率二极管可分为普通二极管（PN 结双极二极管）、快恢复二极管、超快恢复二极管和肖特基二极管<sup>[35]</sup>。普通二极管多用于 1kHz 以下的整流电路，反向恢复时间在 25μs 左右。快恢复二极管反向恢复一般在 5μs 以下，工艺上多用掺金属杂质扩散法制造。超快恢复二极管反向恢复时间更短，一般为 100ns 以下，多工作在高频开关状态，正向导通损耗小。

为了进一步缩短反向恢复过程，利用金属和半导体面接触产生的势垒整流作用，研制成功了肖特基二极管（Schottky Barrier Diode）。由于肖特基二极管正向电流是由多数载流子传导的，不存在少数载流子寿命和电荷存储问题，反向恢复时间很短，在 10ns 数量级<sup>[36]</sup>。由于肖特基二极管的反向势垒较薄，极易发生击穿，所以反向击穿电压较低，更容易受热击穿，耐压在 200V 以下，无法在 PFC 电源中使用。

SiC 二极管 (SiC Schottky Diode) 的出现, 为 PFC 电源的高频化创造了新的空间。碳化硅为宽禁带半导体材料, 其击穿电场强度约是硅材料的 10 倍, 适合高压应用<sup>[37]</sup>。用这种材料制成了高耐压的肖特基二极管。碳化硅肖特基二极管是一种多子器件, 它的主要优点在于结电容电荷  $Q_c$  很小, 开关损耗很低, 能够快速开关(<50ns), 频率可高达 500kHz, 有助于减小 EMI 滤波器的尺寸, 从而降低了 PFC 变换器的体积和重量<sup>[38]</sup>。

图 4.2 是 Cree 公司 10A/600V 的碳化硅肖特基二极管与硅快恢复二极管的关断特性比较。从图中可以看出, SiC 二极管的另一优点是特性比较稳定。随着温度升高, 硅快恢复二极管关断情况变的恶劣, 反向恢复时间增加, 反向恢复电流峰值显著增大。而 SiC 二极管的关断特性基本不受温度影响。

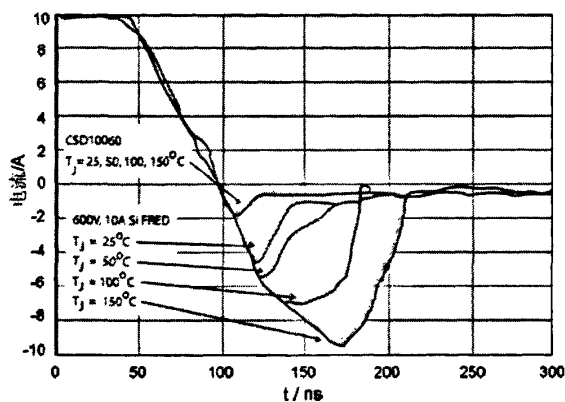


图 4.2 SiC 二极管与硅快恢复二极管关断特性比较

二极管因反向恢复问题所产生的损耗可以表示为:

$$P_{D\_off} = Q_{rr} V_o f_s \quad (4-6)$$

二极管开关损耗与反向恢复电荷的大小有直接关系。并且随着 PFC 变换器温度的升高, 普通快恢复二极管的反向恢复问题急剧恶化, 反向恢复时间变长, 流过开关管的反向恢复电流变大, 由此产生更大的 MOSFET 损耗。

### 4.3 实验结果对比分析

应用图 3.13 的 1.2kW 交错并联 Boost PFC 样机, 对 CoolMOS 和 SiC 的性能分别做了对比试验, 对照组为普通的 MOSFET 和 Si 材料超快恢复二极管, 主要针对新型电力电子器件对于 PFC 变换器的效率影响。

4.3.1 CoolMOS 对电路性能的改善

二极管都选取英飞凌 SiC 二极管 IDT06S60C（各两只）。CoolMOS 选取英飞凌 IPW60R165CP，普通 MOSFET 选取 IRFP460。参数见表 4.3。

表 4.3 IPW60R165CP 和 IRFP460

参数名称	符号	器件名称	
		IPW60R165CP	IRFP460
漏-源电压	$V_{DS}$	650V	500V
漏极电流(25℃)	$I_D$	21A	20A
通态电阻	$R_{DS(on)}$	165mΩ	270 mΩ
栅极总电荷	$Q_g$	52nC	210 nC

(1) 理论计算

按照第二章 MOSFET 损耗计算的原则，对两个电路 MOSFET 损耗进行了比较。结果见表 4.4。

表 4.4 CoolMOS 和普通 MOSFET 损耗分析结果

工作条件	230V 输入满载 1.2kW 输出		工作条件	110V 输入满载 1.2kW 输出	
器件	IPW60R165CP	IRFP460	器件	IPW60R165CP	IRFP460
通态损耗/W	0.771×2	1.262×2	通态损耗/W	7.95×2	11.93×2
开关损耗/W	1.632×2	2.552×2	开关损耗/W	3.412×2	5.335×2
驱动损耗/W	0.084×2	0.27×2	驱动损耗/W	0.084×2	0.27×2
总损耗/W	4.973	8.165	总损耗/W	22.892	35.06
对效率的影响	(8.165-4.973)/1200×100% =0.266%		对效率的影响	(35.06-22.892)/1200×100% =1.014%	

(2) 实验验证

图 4.3 为 CoolMOS-IPW60R165CP 的驱动波形，驱动电阻 15 Ω；图 4.4 为普通 MOSFET- IRFP460 的驱动波形，驱动电阻 3 Ω。驱动电压都是 15V。

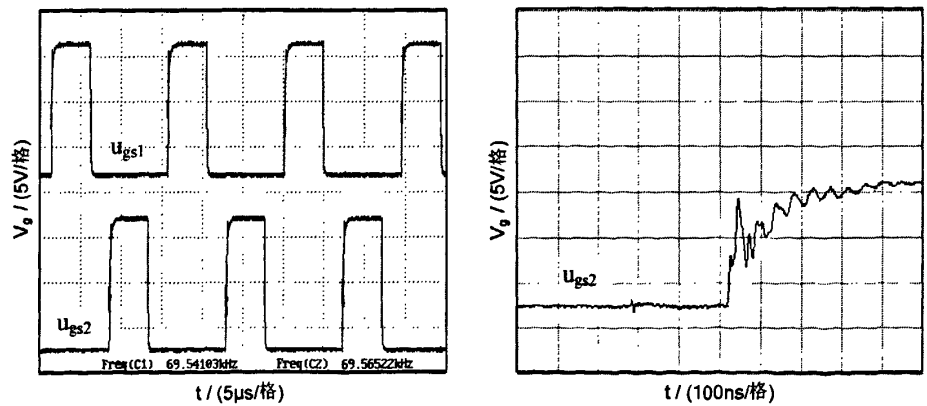


图 4.3 CoolMOS-IPW60R165CP 驱动波形

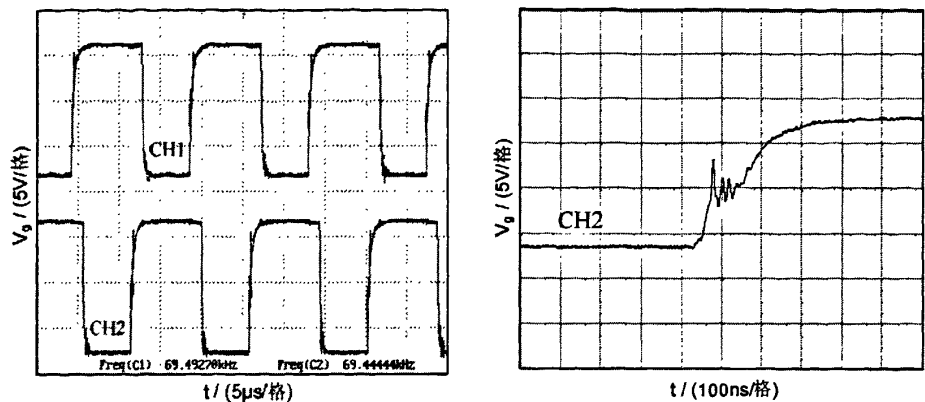


图 4.4 普通 MOSFET-IRFP460 驱动波形

CoolMOS 的开关速度很快，但也容易发生震荡，在两个 CoolMOS 直接并联使用时这种现象更加严重，所以驱动电阻适当大些。相比较而言，普通 MOSFET 选取的驱动电阻比较小，以加快开关速度，因为 IRFP460 的  $Q_{gd}$  很大，所以上升过程中的米勒平台较为明显。

图 4.5 给出了在输入电压 230V 时，分别应用两种 MOSFET 的电路随负载变化的效率曲线。随着负载的增加，电路的效率逐渐增高，在输出功率 1200W 时，使用 CoolMOS-IPW60R165CP 的电路效率达到最大值 97.14%，使用普通 MOSFET-IRFP460 的电路效率达到 96.77%。由于使用了 CoolMOS 器件，能够使样机效率提高 0.37%。

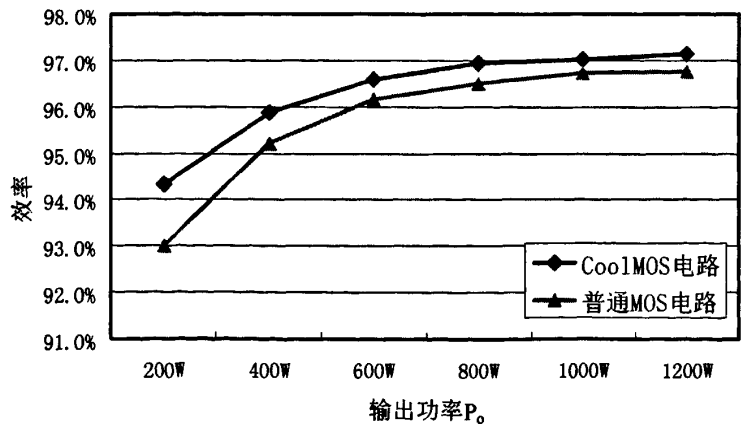


图 4.5 230V 输入变换器效率对比

图 4.6 给出了在输入电压 110V 时，分别应用两种 MOSFET 的电路随负载变化的效率曲线。随着输出功率的增加，电路的效率先增后减，在输出功率 1200W



时，使用 CoolMOS-IPW60R165CP 的电路效率为 93.40%，使用普通 MOSFET-IRFP460 的电路效率达到 92.47%。由于使用了 CoolMOS 器件，能够使样机效率提高 0.93%，这与理论计算结果是相近的。

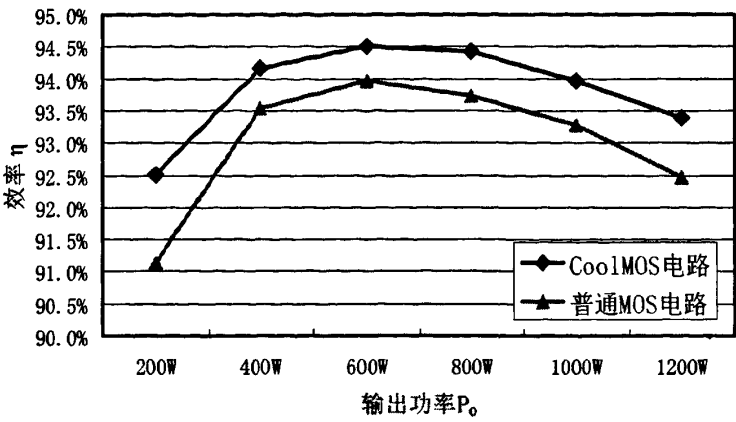


图 4.6 110V 输入变换器效率对比

4.3.2 SiC 二极管对电路性能的改善

MOSFET 都选取英飞凌 IPW60R099CP（各两只）。SiC 二极管选取英飞凌第二代 ThinQ!™SiC 二极管 IDT06S60C，对照组超快恢复二极管为 FAIRCHILD 公司的 FFPF08S60S， $t_{rr}<30\text{ns}$ 。参数见表 4.5

表 4.5 IDT06S60C 和 FFPF08S60S

参数名称	符号	器件名称	
		IDT06S60C	FFPF08S60S
正向平均电流	$I_F$	6A	8A
反向峰值电压	$V_{RRM}$	600V	600V
正向平均电压	$V_F$	1.7V	2.1V
结电容电荷	$Q_c$	15nC	—
反向恢复电荷	$Q_{rr}$	—	40nC (50℃)

(1) 理论计算

按照第二章功率二极管损耗计算的原则，对两个电路二极管损耗进行了比较。结果见表 4.6。

表 4.6 IDT06S60C 和 FFPF08S60S 损耗分析结果

工作条件	230V 输入满载 1.2kW 输出		工作条件	110V 输入满载 1.2kW 输出	
器件	IDT06S60C	FFPF08S60S	器件	IDT06S60C	FFPF08S60S
通态损耗/W	2.684×2	3.361×2	通态损耗/W	3.361×2	4.105×2
开关损耗/W	0.39×2	0.78×2	开关损耗/W	0.39×2	1.3×2

总损耗/W	6.148	8.192	总损耗/W	7.412	10.811
对效率的影响	$(8.192-6.148)/1200 \times 100\% = 0.17\%$		对效率的影响	$(10.811-7.412)/1200 \times 100\% = 0.28\%$	

采用传统的 Si 快恢复二极管, 二极管在关断过程中导通电流逐渐下降, 这个过程中二极管仍呈现微导通状态, 开关管将承受高压, 二极管反向恢复电流流过开关管, 这会造成开关管额外的开通损耗。负载越重、反向恢复电流越大这个损耗越明显。更为精确地计算快恢复二极管损耗时需要考虑这点。

## (2) 实验验证

图 4.7 给出了在输入电压 230V 时, 分别应用两种二极管的电路随负载变化的效率曲线。随着负载的增加, 电路的效率逐渐增高, 在输出功率 1200W 时, 使用 SiC 二极管 IDT06S60C 的电路效率达到最大值 97.31%, 使用 Si 超快恢复二极管 FFPF08S60S 的电路效率达到 97.23%。由于使用了 SiC 器件, 能够使样机效率提高 0.08%。

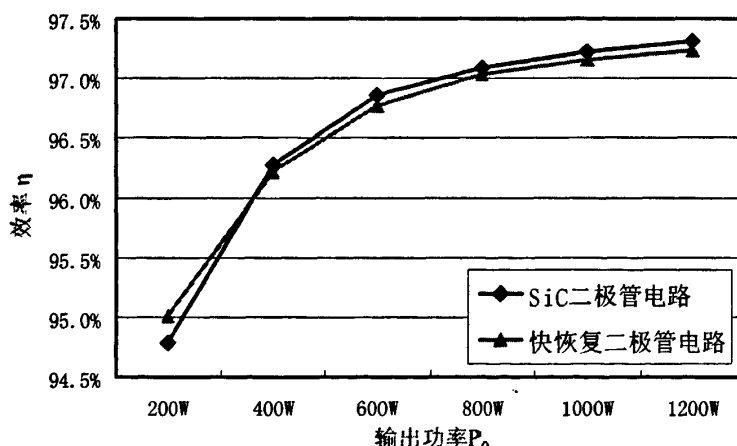


图 4.7 230V 输入变换器效率对比

图 4.8 给出了在输入电压 110V 时, 分别应用两种二极管的电路随负载变化的效率曲线。随着输出功率的增加, 电路的效率先升后降, 在输出功率 1200W 时, 使用 SiC 二极管 IDT06S60C 的电路效率达到最大值 94.33%, 使用 Si 超快恢复二极管 FFPF08S60S 的电路效率达到 94.02%。由于使用了 SiC 器件, 能够使样机效率提高 0.31%。

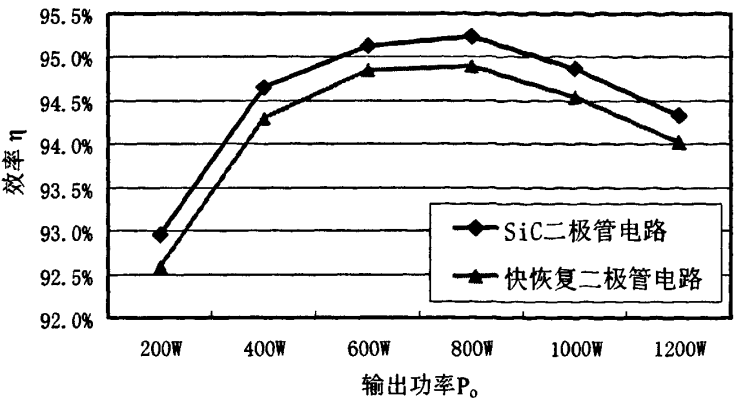


图 4.8 110V 输入变换器效率对比

4.4 结论

通过损耗计算和实验验证可以看出,CoolMOS 和 SiC 二极管新型器件对 PFC 变换器的效率提升是显而易见的。与传统的软开关电路相比,二者配合使用的硬开关电路具有更简单的电路结构。

## 第五章 总结与展望

随着电力电子技术的飞速发展,电网系统中电力电子负载急剧增加,谐波污染日益严重。功率因数校正(PFC)电路是改善电网供电质量的一种有效办法。Boost 电路因其拓扑结构简单、效率高、易于控制等特点而广泛运用于 PFC 技术中。

交错并联 Boost PFC 电路在较大功率容量的场合具有较强的优势,其通过多个交错控制的 Boost 变换器并联,有效地实现较高功率容量输出,避免开关管直接并联引起的电流不均,降低了开关管的容量要求。在交错并联 Boost PFC 变换器中,由多个开关管错时分担输入电流,提高了输入电流纹波频率,减小了输入纹波电流幅值,有利于滤波电路的设计和减小开关损耗。

本文通过理论分析和实验对比了交错并联 Boost PFC 电路和传统 Boost PFC 电路。得出了交错并联电路可以有效的降低输入电流纹波,减小了电路对电网的谐波污染。在同样的性能指标下,交错并联方案能够显著提升电路效率,对高功率密度的 PFC 变换器发展有促进作用。

本文还对电力电子新器件 CoolMOS 和 SiC 二极管的性能进行了评估。理论和实验的结果表明,两器件的配合使用可以显著提升变换器效率,简化了电路结构,进而提高了系统的功率密度。

同时,课题研究中仍然存在一些不足,交错并联电路的控制方法有待优化。交错并联电路的 EMI 特性需要进行更深入评估,合理设计 EMI 滤波器能够进一步提升电路的功率密度,这些都是在后继的研究中需要加强的。

## 参考文献

- [1] 裴云庆,倪嘉,王兆安.一种新型单级 PFC 拓扑及控制方式研究[J]电力电子技术, 2005,(06)
- [2] W. F. Ray; R. M. Davis; The definition and importance of power factor for power electronics converters, Proc European conference on Power Electronics and Applications (EPE), 1998, pp. 799-805.
- [3] Richard. Redl, Paolo Tenti, J.Daan Van Wyk, Combating the pollution of the power distribution system by electronic equipment, IEEE APEC'97, pp:42-48,1997.
- [4] IEEE Std.519-1992: IEEE recommended Practices and requirements for harmonic control in electric power system.1993
- [5] IEC Sub-committee 77A report: Disturbances caused by equipment connected to the public low-voltage supply system. Part2: Harmonics. 1995.
- [6] 中国国家标准 GB/T14549-93: 电能质量公共电网谐波。北京: 中国标准出版社, 1994.
- [7] 中国国家标准 GB17625.1-1998: 《低压电气及电子设备发出的谐波电流限值 (设备每项输入电流 $\leq 16A$ )》。北京: 中国标准出版社, 1998
- [8] Spangler, J., Proc. Sixth Annual Applied Power Electronics Conf., Dallas, March 10-15, 1991.
- [9] R.Erickson. M.Madigan and S.Singer; Design of a Simple High-Power-Factor Rectifier Based on the Flyback Converter, IEEE APEC1990, pp: 792-801.
- [10] Zheren Lai, and Keyue Ma Smedley, A Family of Continuous-Conduction- Mode Power-Factor-Correction Controllers Based on the General Pulse-Width Modulator IEEE Trans.Power Electron., Vol.13, NO.3, MAY 1998.
- [11] Jindong Zhang, Jianwen Shao, Peng Xu and Fred C.Lee, Milan M. Jovanovic. Evaluation of input current in the critical mode boost PFC converter for distributed power systems. Proceedings of IEEE APEC 2001, Volume: 1 .130-136.
- [12] C.H.Chan, M.H.Pong. Input current analysis of interleaved boost converters operating in discontinuous-inductor-current mode. Proceedings of IEEE PESC'97,

Volume:1 .392-398.

- [13] 姚刚,邓焰,何湘宁.零反向恢复损耗的交错并联单相 PFC 电路.电力电子技术, 2006,(02):23-24
- [14] Pinheiro, J.R.Grundling,H.A.Vidor, D.L.R.Baggio, J.E. Control strategy of an interleaved boost power factor correction converter. In: Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99. 30th Annual IEEE.Vol.1,pp:137-142
- [15] 李季,李洪珠.耦合电感在交错并联 Boost 变换器中的应用研究. 长春工业大学学报, 2007,(12):383-386
- [16] Pit-Leong Wong and Lee,F.C. Interleaving to reduce reverse recovery loss in power factor correction circuits. In: Proceedings of Industry Applications Conference, 2000, volume:4.2311-2316
- [17] Wang, Chuanyun, Xu Ming, Lu Bing, Lee, Fred C. New Architecture for MHz Switching Frequency PFC. Proceedings of IEEE APEC 2007, Volume: 1.179-185.
- [18] B.A.Miwa, D.M.Otten and M.F.Schlecht. High efficiency power factor correction using interleaving techniques. Proceedings of APEC'92, pp: 557-568, 1992.
- [19] L.Balogh and R.Redl. Power-factor correction with interleaved boost converts in Continuous-Inductor-Current Mode. Proceedings of APEC'93, pp: 168-174, 1993.
- [20] J.W.Kolar, G.R.Kamath, N.Mohan and F.C.Tach. Self Adjusting Input Current Ripple Cancellation of Coupled parallel connected Hysteresis-Controlled Boost Power Factor Converters. PESC'95 RECORD, pp: 164-173, 1995.
- [21] M.T.Zhang, Y.Jiang, F.C.Lee and M.M.Jovanovic. Single-phase Three-Level Boost Power Factor correction converter. Proceedings of APEC'95, pp: 434-439, 1995.
- [22] 汪东,赵一,石健将,何湘宁.具有开关电容的隔离型交错并联 Boost 变换器.中国电机工程学报,2009,(7):14-20
- [23] 冯波,徐德鸿.1kW 复合有源箝位功率因数校正变换器.中国电机工程学报, 2005,(03):33-37
- [24] 姚刚,沈燕群,李武华,何湘宁.一种新型的有源交错并联 Boost 软开关电路.中国电机工程学报, 2005,(10):65-69.

- [25] 林渭勋.现代电力电子技术.杭州:浙江大学出版社.2006.
- [26] 奚轶芳,钱照明,杨水涛,彭方正.光伏发电系统交错并联 BOOST 的研究.机电工程,2008,(10):49-51
- [27] de Oliveira Stein, C.M.Pinheiro, J.R.Hey, H.L. A ZCT auxiliary commutation circuit for interleaved boost converters operating in critical conduction mode. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002,17(6):954-962
- [28] 何亮,方宇,李吉,邢岩.峰值电流控制 DC/DC 变换器的恒值限流方法[J].电工技术学报, 2006,(10):86-89
- [29] 姚建红,张艳红,李冬梅,任爽.基于 UC3854 的 Boost 型 APFC 电路优化设计.电力电子技术, 2003,(05):11-12.
- [30] 徐德鸿.电力电子系统建模及控制.北京:机械工业出版社.2005.
- [31] 徐德鸿.现代电力电子器件原理与应用技术.北京:机械工业出版社.2008
- [32] 王文倩.400kHz 复合有源箝位 Boost 型功率因数校正变换器的设计.浙江大学硕士学位论文.浙江大学,2006,pp:42-44
- [33] 李志江,王峰,方资端.采用 CoolMOS 和 SiC 二极管的高频 Boost PFC 变换器.电力电子技术, 2005,(06):25-29
- [34] 吴志红,李逾晖译.半导体技术.慕尼黑:英飞凌科技公司.2004
- [35] 楼俊山. ZVS 三电平双管正激变换器的研究.浙江大学硕士学位论文.浙江大学, 2003,pp:44-47
- [36] 罗小榕. 6H-SiC 肖特基二极管的特性研究.四川大学硕士学位论文.四川大学, 2001,pp:13-15
- [37] 向晋星,张涛,关键铭.SiC 肖特基势垒二极管在 PFC 电路中的应用.通信电源技术, 2006,(02):48-50
- [38] 郑欣,潘振国,秦明,陈妮.SiC 肖特基二极管在开关电源中的应用.长江大学学报(自科版), 2006,(07)
- [39] 谷景旭.一种交错并联断续模式单级 PFC 变换器的研究.浙江大学硕士学位论文.浙江大学,2006
- [40] 徐晔.单相功率因数校正电路的拓扑与控制研究.浙江大学硕士学位论文.浙江大学,2008

## 攻读硕士期间发表的论文

- [1] 王山山,胡长生.功率器件与 PFC 电源损耗的分析,浙江省电源学会学术年会. 2008,(10):76-79
- [2] 王山山,柳绪丹,胡长生.峰值控制交错并联 Boost PFC 的设计.机电工程,已录用
- [3] 翁炳文,王山山,胡长生等.全桥直流变换器在 MPPT 中的应用.机电工程. 2008, (9):8-10



## 致谢

本论文是在徐德鸿教授的亲切关怀和悉心指导下完成的。在研究生两年半的科研过程中，徐教授给予了我极大地鼓励和帮助，也付出了大量的心血和汗水。徐教授治学严谨、学识渊博、胸怀宽广，给我留下深刻的印象

衷心感谢导师胡长生副教授，在课题研究的过程中，始终得到胡老师的指导和鼓励。我所取得的一点一滴都来自于胡老师的辛勤栽培，倾注了大量的心血。无数次与胡老师的探讨，使我对电力电子这个领域真正有了了解和热爱。胡老师和蔼，善良、随和的个性，真可谓是学生的良师益友。

马皓老师、陈敏老师、湛平平老师、李玉玲老师、林平老师、沈国桥老师在我攻读硕士学位期间的科研、学习和生活方面也给予了热心的指导和无私的帮助。在此向你们表示由衷的感谢。

已毕业的徐晔师兄在项目的进展过程中给予了很大的帮助，实验样机制作过程中的工程工艺问题是在陈斌老师的帮助下解决的。还要特别感谢柳绪丹、张文平、周东、翁炳文、吴奎华等硕士。科研的道路上一路同行，你们教会了我很多。

感谢实验室的所有兄弟姐妹，于玮、李睿、朱选才、徐君、刘昌金、苏娜、李奇南、伍晓峰、张龙龙、李霄、邓成、何国锋、张涛、杜成瑞、黄晓波、何宁、陈文杰、董德智等博士，马柯、温志伟、马奎安、施玉祥、周导、陶钧炳、李敏、姜鑫、马智远、张俊、吕栋、岳衡、申斐斐、吴小田、邹庆玉、边晓光、许明夏、孙文、陈谦等硕士，是你们给我热情的帮助，温暖的关怀，陪我经历挫折，分享喜悦，让我感受实验室这个大家庭的温暖，为我的研究生生活妆点了绚丽的光彩，也令我不舍和留恋。

在论文的写作过程中，一直得到好友于博，许琰丹，马仲婷的鼓励。

也谢谢女友胡俊贤和其他深爱着我的亲人，正是您们无怨无悔的付出使我能够永远充满对生活的热爱，对美好生活的向往，永葆一颗进取之心。

王山山

2010年3月于求是园