摘要

Abstract

目录

1. **绪论**
   1. **研究背景**

随着社会发展的不断进步，电力电子设备得到了广泛的应用，其产生的谐波和电磁干扰对电力系统产生了巨大的影响，成为了电力系统的主要污染源。因为电力电子产品通常是将电网交流电压先整流，再经过滤波电容，接着通过直流变换器获得直流源。传统的整流和滤波电路通常采用四个整流二极管和滤波电容，使输入电流产生畸变，引入大量的谐波，产生大量无功功率，电能利用效率低，图1.1为传统的整流滤波电路。



图1-1 整流滤波电路

传统电力电子设备的整流部分普遍采用图1-1的电路结构，该结构由四个二极管D1、D2、D3、D4组成全桥不可控电路，由电容C作为输出滤波大电容，在滤波电容C的作用下，使得输出电压Vout趋于平稳。当系统带负载时，只有当输入交流电压Vac大于滤波电容电压Vout时，二极管才会有电流流过，导致输入电流产生严重畸变，呈现尖峰状，产生一系列奇次谐波，使功率因数较低，所以输入电流畸变是造成电路功率因数低的主要原因，如图1-2所示：



图1-2 输入电压、电流波形

为了较少对电网其对电网的危害，国际上已经颁布了一系列限制输入电流谐波的相应标准，包括IEEE519、IEC555-2、IEC1000-3-2等标准。这些标准目的是将电网输入电流的谐波分量控制在允许的范围内，从而减少输入电流谐波对电网的干扰。虽然不可控整流器电路简单可靠，但他们产生高峰值电流谐波，使输入端电流波形发生畸变，使交流电网一侧的功率因数下降到0.5~0.65，无功损耗过大，因此我们必须引入功率因数校正。

**1.1.1谐波的概念及危害**

谐波，是数学或物理学概念，是指周期函数或周期性的波形中能用常数、与原函数的最小正周期相同的正弦函数和余弦函数的线性组合表达的部分。从严格意义上讲，谐波是指电流中所含有的频率为基波的整数倍的电量，一般指对周期性的非正弦电量进行傅里叶级数分解，其余大于基波频率的电流产生的电量。

根据傅里叶变换原理，其瞬时输入电流可表示为：

式中，n是谐波次数。输入总电流的有效值可表示为：

上式中，I1为基波电流的有效值，其余I2、I3 …In分别代表2,3…n次谐波电流有效值。电流总谐波含量反应了电流波形的畸变特性，用基波电流百分比表示的电流总谐波含量叫总谐波失真THD，也叫总谐波畸变率，公式如下：

谐波电流会对电网与电气设置产生巨大的危害，主要包括以下几个方面：

1. 高次谐波会使电网电压与电流波形发生严重畸变，同频谐波电压和谐波电流会产生大量无功功率，从而降低电网电压，增加线路损耗，浪费电网容量。
2. 谐波电流使变压器的铜耗增加，引起局部过热，噪声增大，绕组附加发热等。谐波电压引起的附加损耗使变压器的磁滞及涡流损耗增加，对三角形连接的绕组，零序性谐波在绕组内形成换流，是绕组温度升高，增加系统损耗。
3. 谐波会造成异步电动机效率下降，噪声增大，使得低压设备产生误动作，对企业自动化的正常通讯造成干扰。
4. 谐波污染将会使电缆的介质损耗、输电损耗增大，泄露电流上升，温升增大及干式电缆的局部放电增加，引发单相接地故障的可能性增加。

因此，解决谐波问题对提高电网供电质量和提高系统功率因数等具有非常重要的意义。

**1.1.2功率因数定义**

功率因数(Power Factor，PF)的大小为有功功率与视在功率的比值。无功功率会引起电网中流动的功率增大，增大电网损耗，污染电网并破坏电网的稳定性。有功功率越大，功率因数PF值越高，PF值越趋近为1。因此，提高功率因素对电网的意义重大。

在交流电路中，功率因数PF是指交流输入的有功功率P与视在功率S的比值，其公式表达式为：

其中，P为有功功率，S为视在功率，为基波功率因数(相移因数)，它反映了基波电流与电压U的相位关系，是基波相位角，其中输入基波电流有效值与输入总电流有效值的百分比叫做输入电流失真系数。

上式表明，在非正弦的电路中，功率因素PF不仅与基波电流与电压的相位角有关，还与输入的电流失真系数有关。输入电流的失真系数就是基波电流相对电压滞后的情况，将(2)、(4)代入(5)中得到功率因数PF与总谐波失真THD的关系如下公式：

上式说明，在相移因数不变时，降低总谐波失真THD，可提高功率因数PF。反之，PF越高则THD越小。

**1.1.3 PFC技术的发展现状**

功率因素校正(Power Factor Correction，PFC)是指为了提高用电设备功率因数所采用的技术。目前，根据是否用有源器件将功率因数校正分为无源功率因数校正(Passive Power Factor Correction，PPFC)和有源功率因数校正(Active Power Factor Correction，APFC)两大类。

所谓的PPFC技术，通常采用无源元件电容和电感组成低通、带通滤波器，工作在输入市电工作频率(50~60Hz)，将输入电流波形进行移相和整形，如图1-3所示。PPFC的主要优点有：电路简单、安全可靠、成本较低。主要缺点有：通常滤波电感和滤波电容的值较大，导致尺寸大、重量重、工作性能与频率和输入电压有关，而且通常较难的到高的功率因数值，满载时PF值一般能达到0.9左右，但是轻载时PF值仍然较低，因此对谐波电流的抑制作用不是太好。所以PPFC一般适用于功率较小、对尺寸和重量要求不高、对价格敏感的场景。



图1-3 传统PPFC电路图

而APFC技术主要采用的是电力电子变换器，使输入电流波形呈正弦，并且与输入电压相位相同，从而实现PFC。在APFC电路中，APFC电感位于交流输入市电供电整流电路和APFC滤波电容之间，而APFC输出负载端有一个大电容量的APFC滤波电容。有源功率因数校正能对变化的谐波进行迅速的动态跟踪补偿，而且补偿特性不受电网阻抗和负载阻抗的影响，所以和PPFC相比，具有补偿特性好、功率因数高等优点。

APFC按照拓扑结构可以分为Buck、Boost、Buck-Boost、Cuk、Flyback等变换器。其中前三种拓扑结构较为简单，如图1-4所示。



图1-4(a) Buck变换器



图1-4(b) Boost变换器



图1-4(c) Buck-Boost变换器

Buck PFC变换器拓扑如图1-4(a)所示，其主要的优点是电路控制简单，输出电压较低，可以用作降压功率因数校正。Buck变换器只有在输出电压低于输入电压时才能正常工作，因此Buck PFC在输入电压过零附近，输入电流为零，功率因数较低。所以Buck变化应用范围较窄。

Buck-Boost PFC变换器拓扑如图1-4(b)所示，其主要优点是电路简单，输入功率因数高，电压变比可由零到无穷大，即可升压又可降压。但是缺点也比较明显，该电路输入和输出电流都有脉动，使得对输入电源有电磁干扰且输出纹波较大，所以实际应用通常应加上输入输出滤波器。

Boost PFC变换器拓扑如图1-4(c)所示，其主要优点是电路结构简单，成本低，可靠性高。在全输入电压范围内可以获得较高的PF值。Boost变换器具有三种不同的工作方式，即电感电流连续模式、电感电流临界连续模式和电感电流断续模式，储能电感也可用作滤波电感来抑制RFI和EMI噪声，电流波形畸变小，输出功率大及APFC功率开关共源极工作和驱动电路简单。正是由于这些特性，使得Boost PFC变换器应用得最为广泛。

**1.1.4 Boost PFC的三种工作模式**

按有源功率因数校正电路输入电流检测和控制方式，升压型Boost型功率因数校正电路可分为三大类：

(1)电感电流连续模式(Continuous current mode，CCM)

(2)电感电流临界导通模式(Critical conduction mode，CRM)

(3)电感电流断续模式(Discontinuous current mode，DCM)

CCM Boost PFC控制电路通常采用固定频率平均电流模式控制，主要利用乘法器方法实现功率因数校正。它的主要优点是通过功率开关器件的电流峰值应力小，使得功率开关器件和有关元器件上的电应力小、输入纹波电流小。其缺点是开关管始终工作在硬开关状态，二极管存在反向恢复问题，开关损耗较大，控制电路较为复杂，成本较高，主要应用于大功率场合。

CRM Boost PFC控制电路通常采用变频的控制方法，随着输入电流的改变随时改变PWM占空比。它的主要优点是控制集成芯片造价较低，电路易于设计，开关管损耗较小，升压二极管也比较好选择，能实现开关管零电流开通、升压二极管零电流关断且无反向恢复问题。其缺点在于工作在变频方式，EMI干扰问题需引起重视，这样对有源功率因数校正输入滤波电路的设计要求较高，一般应用于中小功率场合。

DCM Boost PFC控制电路通常采用电压跟随器的方法来实现，它通常工作在固定频率下，在两个开关周期之间电感电流存在等于零的死区，不能连续流动。它保留了CRM开关管零电流开通和升压二极管无反向恢复的优点，而且控制电路简单、易于控制，成本低，有利于电感和EMI滤波器的设计。其缺点是在同样的平均电流下有较大的峰值电流，因而需要选用较大电流容量的开关管和升压二极管。所以，DCM Boost适用于较低功率的场合。

* 1. **本文的研究内容及意义**

**1.2.1 本文的研究内容**

本课题来源于实际研发项目，根据研发要求，本文以DCM Boost PFC变换器为基本拓扑，利用Boost交错并联的方式设计一款最大输出功率为1500W的功率因数校正电路。本文主要内容包括：

第一章介绍了PFC技术的背景和发展现状，重点讨论了几种不同拓扑PFC校正电路的拓扑及原理，分析了输入电流谐波对电网的干扰，介绍了功率因数的定义以及在PFC研究的重要意义。

第二章介绍Boost拓扑的基本工作原理，对Boost的工作过程进行了简要的分析。接着对Boost变换器的两种不同工作模式CCM和DCM进行了详细的分析，并对两种工作模式的控制策略进行了简要的介绍，分析了CCM和DCM两种工作模式的边界问题，对本课题的工作模式的确定提供了重要的参考意义。

第三章

第四章

第五章

第六章

1.2.2 本文的研究意义

1. **Boost PFC分析**

**2.1 Boost PFC变换器的工作原理**

DC-DC变换器典型的有Buck，Boost和Buck-Boost三种类型。Boost变换器为升压型，Buck变换器为降压型，Buck-Boost变换器为升降压型。由于Boost电路结构简单，成本低，可靠性高。在全输入电压范围内可以获得较高的PF值。Boost变换器具有三种不同的工作方式，即CCM、CRM、DCM，储能电感也可用作滤波电感来抑制RFI和EMI噪声，电流波形畸变小，输出功率大及APFC功率开关共源极工作和驱动电路简单。正是由于这些特性，使得Boost PFC变换器应用得最为广泛，本课题正是采用Boost电路作为基本拓扑。

**2.1.1 Boost变换器拓扑及工作过程分析**

Boost变换器为升压变换器，它主要由功率开关Q、升压电感L、升压二极管D以及滤波电容C组成，其结构如图2-1所示。



图2-1 Boost变换器拓扑

为了简化分析，将图2-1中的开关管Q、升压二极管、电感和电容均看做理想器件，理想情况下输出电压的纹波极小，可以忽略不计。电路可分为两种情况进行分析：

当开关管Q导通时，此时升压二极管D截止，电源向电感充电，电感电流线性上升，电能以磁场能的形式存储在电感L中，并且随电流的增大而增大，而此时储能电容通过向负载供电。在此种模态下，电感右侧接地，等效电路如图2-2(a)所示，此时电感电压和电容电流如下：

当开关管Q断开时，由于电感电流不能突变，故通过升压二极管D流向电容C，二极管导通，对电容进行充电。同时存储在电感中的能量开始释放并存储在输出大电容C上，使得电感电流线性减小。此种模态下，电感直接与负载相连，等效电路如图2-2(b)所示，此时电感电压和电容电流如下：

由等式(2-1)和(2-2)可以得出电感电压和电容电流的波形如图2-3所示：



(a) Q导通



(b) Q截止

图2-2 Boost的两种开关模态



图2-3 Boost变换器电感电压和电容电流波形

可以从图2-3推断出，在第一个区间，电感电压等于DC输入电压，此时电感电压为正。然而，在稳态条件下，电感两端总电压在一个开关周期内必须为零，所以在第二个区间内，电感电压()为负。因此输出电压大于输入电压。在一个开关周期内有如下等式：

等式左边为零，由等式2-3可得：

由此可得Boost变换器的输出电压为：

式2.7反应的是电压转换比M(D)，即Boost变换器输出电压和输入电压的比值。该值反映了变换器的升压比，输出电压随着占空比D的增加而增加，如图2-4所示，在理想条件下，变换器能产生任何大于输入电压的电压。



图2-4 电压转换比M(D)曲线

**2.1.2 CCM Boost PFC变换器工作原理及控制策略**

工作在CCM模式下的Boost PFC变换器。CCM模式下电流纹波最小，为其它两种模式的1/2，甚至更小。CCM的每个开关周期内电感电流均不为零，开关始终处于硬开关的状态，所以开关导通损耗和二极管反向恢复损耗均很大。在Boost变换器的一个开关周期内有两种开关模态，此时D1+D2=1，工作原理参见2.1.1节，CCM控制电路较为复杂，一般应用于大功率场合。

CCM Boost PFC变换器常用的控制策略包括峰值电流控制、滞环电流控制和平均电流控制。三种控制策略如下：

1. 峰值电流控制

峰值电流控制本质是使电感电流跟踪正弦给定值，功率开关管在恒定的时钟脉冲下周期性导通，当输入电流上升到基准电流峰值时开关管关断。电流基准值和电感电流的波形如图2-5所示：



图2-5 峰值电流基准值和电感电流波形

峰值电流控制的电路原理框图如图2-6所示，流过开关管的电流被监测到，经过电流比较器，以整流输出的电压和输出误差放大信号的乘积最为电流峰值基准信号。这两个输入信号经过电流比较器后，得到功率开关管的PWM驱动信号。当电感电流达到基准电流之前，开关管导通，一旦达到电流基准后，比较器就输出关断信号，使开关管截止。从而控制电感电流以其峰值为包络线跟踪输入电压整流后的半波，使得输入电流与输入电压同相位，并接近正弦波，实现对功率因数的校正。

峰值电流控制的优点是实现容易，缺点是当交流电网电压从零变化到峰值时，其占空比由最大值(通常为95%)变换到最小值(峰值电网电压附近)。在占空比大于50%时，电流环会产生次谐波振荡现象，这种现象常出现在恒频DC-DC变换器中。为克服这一现象，必须在比较器的输入端加一斜坡补偿函数，但有时也显得不是很理想。



图2-6 峰值电流控制PFC电路原理图

1. 滞环电流控制

滞环电流控制的本质是通过控制开关管的导通和关断，使电感电流在设定的滞环宽度内变化。滞环电流控制是最简单的电流控制方式，它没外加的调制信号，电流反馈控制和调制于一体，可以获得较宽的电流频带宽度，其电感电流和控制波形如图2-7所示：



图2-7 电感电流、电流最大和最小基准值波形

滞环电流控制的电路原理图如图2-8所示，它由一个比较器构成电流滞环带，所检测的输入电压经分压后产生两个基准电流：上限和下限值。当电感电流达到上限值时，功率开关管关断，此时电感电流下降，当电感电流达到基准下限时，开关管导通，电感电流上升。

滞环电流控制的优点是电流环带宽高，具有很强的鲁棒性和快速动态响应的能力，电流跟踪误差小，硬件上容易实现。缺点是负载的大小对开关频率影响较大，不利于设计输出滤波器的优化设计。目前，关于滞环电流控制的改进方案研究还很活跃，通过实现恒频控制将其他控制方法与滞环电流控制相结合是一个较热门的发展方向。



图2-8 滞环电流控制PFC电路原理图

1. 平均电流控制

平均电流控制的本质是通过控制平均电流值使其与输入的整流电压同相位以实现功率因数校正的，是目前PFC中应用最多的一种控制方法。



图2-9 电感电流和平均电流波形

平均电流控制法的控制原理图如图2-10所示，它有电压环和电流环两个控制环路，电压环保证变换器输出电压恒定，电流环保证变换器输入电流跟踪正弦基准平均电流。平均电流控制法与峰值电流控制法类似，通过输入半波与电压误差放大器相乘获得基准电流信号，与输入电流电流相比较后，通过误差放大器被平均化处理。输出电压与参考电压进行比较，并通过电压误差放大器获得误差信号经电压PI环计算后得到参考电流幅值。放大后的平均电流误差与斜波信号进行比较后得到驱动信号PWM，并控制其占空比，使电感电流逼近电感平均电流基准。

平均电流控制法的优点是电压环有较高的增益带宽，跟踪误差小，瞬态特性较好，它的谐波畸变率THD通常小于5%且电磁干扰EMI很小。缺点是当负载较轻时，电感电流在输入电压过零点附近可能会出现较长的断续状态，此时变换器会工作在混合的工作模式，使得变换器输入电流失真。因此平均电流控制法主要应用在中、大功率场合中。



图2-10 平均电流控制PFC电路原理图

**2.1.3 DCM Boost PFC变换器工作原理及控制策略**

当电感值过小或者外接大负载或者放电时间过长时，在单个开关周期内，有一段时间电感电流持续为零，则Boost PFC变换器则进入DCM模式。此时Boost变换器中D1+D2<1。

当工作于DCM时，Boost PFC变换器在一个开关周期内有三个开关模态，其等效电路如图2-11所示。当开关管Q导通时，二极管D截止，如图2-11(a)所示，当Q关断时，通过二极管D续流，如图2-11(b)所示，前面这两种模态和CCM模式下的原理一样，详见2.1.1节。当电感电流下降到零后，负载由电容供电，如图2-11(c)所示。其一个开关周期内开关驱动信号和电感电流波形如图2-12所示。



1. Q导通



1. Q关断



1. Q截止，等于零

图2-11 DCM Boost PFC一个开关周期的三个模态

  
图2-12 一个开关周期开关驱动信号和电感电流波形

假设交流输入电压为标准正弦，其表达为：

其中和为输入交流电压的幅值和角频率。

输入电压经整流后的电压为：

在一个开关周期内，电感电流峰值为：

其中为占空比，为开关周期。

根据功率守恒，在每个开关周期内，升压电感L两端的伏秒面积平衡，即有如下式子：

其中为负载输出电压，为电感下降为零这段区间对应的占空比。

由式(2.10)和式(2.11)得：

二极管的直流成分电流<>为：

将式(2.13)代入<>=V/R得：

将上式代入式(2.12)中，并化成二次项格式得：

解二次方程得：

二次方程的解有两个，一正一负。由于输出电压和输入电压均为正，且占空比和也均为正，所以二次方程的解只能是：

其中，K会在2.1.4小节进行详细介绍。

由式(2.7)和式(2.17)可得，Boost PFC变换器在CCM和DCM工作模式下电压的转换比为：

由上式可得电压转换比M关于K的曲线关系如图2-13所示：



图2-13 电压转换比与K的关系曲线

我们进一步的对一个工频周期的电感电流进行分析，由式(2.10)和(2.12)，可以得到一个开关周期内流过电感电流的平均值为：

其中为开关频率，。

那么，输入电流为：

当占空比固定时，根据(2.10)和(2.19)可以得到电感电流、峰值电流包络线和平局电流包络线的波形，如图2-13所示。我们可以看到，电感峰值电流的包络线为正弦，但是平均电流的包络线已不再是正弦，已经发生了畸变。



图2-13 DCM Boost变换器电感电流波形

将输入电流进行标幺化，基准值为 。根据式(2.20)可以得到标幺化后的输入电流表达式为：

根据式(2.21)可以看出，输入电流的形状只与有关，越小，波形越趋近与正弦。这是由于电感上升阶段，其平均值为正弦，而电感下降的阶段，下降的斜率与有关，如果越小，电感电流则下降的越快，所以如果越趋近与零，整个开关周期内的电感电流平均值越趋近于正弦。图2-14为电感电流平均值波形与的关系图。



图2-14 电感电流平均值波形与关系图

由式(2.8)和(2.20)可得出Boost变换器在半个正弦周期内输入功率的平均值为：

式中为输入电压的周期。

设Boost变换器的转换效率为100%，那么输入功率等于输出功率。由式(2.22)可得占空比:

由式(220)和式(2.22)可以求出功率因数PF的表达式为：

其中为输入电流的有效值。

**2.2 Boost PFC变换器工作模式的分界**

电感电流连续模式CCM和电感电流断续模式DCM的工作原理我们已经在2.1.1和2.1.2小节进行了详细得讨论。Boost变换器的工作模式存在明显的分界。在二极管导通的子区间的二极管的电流大小为()，如果二极管的最小电流为正数时，此时二极管在整个子区间正向导通，则变换器工作在连续模式CCM，反之，则变换器工作在断续模式DCM。所以变换器连续和断续模式的条件为：

其中为电感电流的直流分量，为电感电流变化量的一半：

由式(2.19)和式(2.20)得CCM的条件为：

将式(2.22)写成标准格式：

其中K=，。

上式中是一个关于占空比的函数，由该函数可以得到关于占空比D的关系图，如图2-15所示。当占空比D=0和D=1时，值为零，当占空比D=1/3时，有最大值0.15。因此，如果K>0.15时，对于所有的占空比D，都有，此时变换器始终工作在CCM。当时，对于不同的占空比D，变换器有不同的工作模式，不同工作模式与K、的关系如图2-16所示。在这种情况下，当占空比D在1/3附近时，Boost变换器工作在DCM模式;当占空比D在0或者1附近时，Boost变换器工作在CCM模式。



图2-15 关于占空比D的曲线关系



图2-16 不同工作模式与K、的关系

**2.3 本章小结**

本章主要介绍Boost拓扑的基本工作原理，对Boost的工作过程进行了简要的分析。接着对Boost变换器的两种不同工作模式CCM和DCM进行了详细的分析，并对两种工作模式的控制策略进行了简要的介绍，分析了CCM和DCM两种工作模式的边界问题，对本课题的工作模式的确定提供了重要的参考意义。

**第三章 交错并联Boost PFC分析**

**3.1交错并联Boost PFC提出的意义**

传统的Boost PFC变换器由于其升压电路简单，效率高，工作性能稳定等优点被广泛应用于各种功率因数校正电路中。但随着PFC技术日趋成熟和功率等级进一步提高，传统的单重Boost PFC电路已经不能满足目前功率等级增加的需要，并且会造成电路的开关器件承受过高的电压和电流应力，带来巨大的功率损耗以及产生严重的电磁干扰。为了解决这种问题，需要对Boost拓扑进行改进，采用交错并联的方案。采用该方案后，当输入电流很大的时候，并联的Boost PFC的每个支路分配到的电流只是总电流的几分之一。而且，交错并联的方案减少了输入电流纹波，降低了功率开关管损耗，提高了变换器的效率。CCM模式下的Boost PFC变换器具有导通损耗小，输入电流的纹波小等优点，但是CCM模式下输出整流二极管的反向恢复损耗严重；而DCM模式下开关损耗小，输出整流二极管不会产生反向恢复损耗，但输入电流纹波较大，前级EMI滤波器的设计尺寸也相应增大，增加了电路的体积，同时流过开关管的电流较大，使功率开关管具有很高的导通损耗，从而降低了变换器的效率。综合上述优缺点，引入了交错并联技术，因此本课题采用交错并联的Boost PFC作为基本拓扑，并使两路工作在DCM模式下，以下对该拓扑进行详细得分析。

**3.2 交错并联Boost PFC的工作原理**

**3.2.1 基本拓扑**

两相交错并联Boost PFC变换器的基本拓扑如图3-1所示，变换器由两个基本的Boost电路并联而成，其中L1，D1，Q1为第一条支路，L2，D2，Q2为第二条支路。图中变换器工作在电感电流断续模式（DCM），两个功率开关管Q1和Q2的占空比均相同，其中开关管Q2的相位滞后Q1半个开关周期。该变换器输入电流和两路电感电流如图3-2所示，虽然每一路都工作在断续模式，但是经过电流叠加使得输入电流变成了连续，而且输入电流纹波的频率也变成了每一路的两倍，有效的降低了输入电流高次谐波含量。通过交错并联拓扑使得每一路的电感电流得到有效的减少，为输入电流的一半，降低了功率开关管损耗，有效提高了变换器的效率。图3-2为输入电流及两支路电感电流的波形。



图3-1 交错并联Boost PFC基本拓扑



(a)



(b)



(c)

图3-2 输入电流及两路电感电流波形

**3.2.2 基本工作过程分析**

采用DCM模式的PFC通常采用恒定占空比的控制策略。开关Q1和Q2的PWM信号交错并留有一定的死区时间，为了减少死区时间对功率的影响，所以占空比越大越好。变换器为升压电路，所以电压转换比M(D)为输出电压与输入电压的比值，必大于1，电压转换比的公式如下：

由上式得占空比，当D=0.5时，交错并联Boost PFC变换器的功率因数最佳。

本文重点分析电路在DCM模式的工作过程，现做几点假设：

1. 电路工作在理想状态下，开关Q1与Q2实现交错导通，相位相差180，电路中的元器件均为理想元器件；
2. 两并联Boost支路均工作在DCM模式；
3. 占空比;
4. 输出电容电压为定值。

此时交错并联Boost PFC变换器一个开关周期内有6个工作模态，如图3-3所示。



图3-3 PFC电感电流波形

模态(a)，阶段。如图3-4(a)所示，开关Q1导通，Q2断开，此时，电感的电流从零开始线性上升。而电感中储存的能量通过二级管D2想负载R放电。这个阶段的状态方程为：

式中和为两支路电感电流，为输出电压的状态变量，为输入电压的状态变量。

模态(b)，阶段。如图3-4(b)所示，开关Q1持续导通，Q2持续断开，此时，电感的电流持续线性上升。而电感中电流下降到零，而输出滤波电容向负载R提供能量。这个阶段的状态方程为：

模态(c)，阶段。如图3-4(c)所示，开关Q1断开，Q2也断开，此时，电感的存储的能量通过二级管D1向负载R提供能量。而电感中电流仍为零。这个阶段的状态方程为：

模态(d)，阶段。如图3-4(d)所示，开关Q1断开，Q2导通，此时，电感的电流持续线性下降。而电感中电流从零开始线性上升。这个阶段的状态方程为：

模态(e)，阶段。如图3-4(e)所示，开关Q1持续断开，Q2持续导通，此时，电感的电流下降到零。电感中电流持续线性上升，而输出滤波电容向负载R提供能量。这个阶段的状态方程为：

模态(f)，阶段。如图3-4(f)所示，开关Q1断开，Q2也断开，此时，电感的电流仍为零。而电感的电流也开始线性下降。这个阶段的状态方程为：



1. 阶段



1. 阶段



1. 阶段



1. 阶段



1. 阶段



1. 阶段

图3-4 变换器一个开关周期内的6个工作模态及电流流向

**3.3 交错并联Boost PFC特性分析**

**3.3.1 输入电流纹波分析**

交错并联Boost PFC变换器总的输入电流为各并联支路电感电流的总和，各支路电感电流的纹波相互叠加可得输入电流纹波，控制各支路的相位关系能有效的减少输入电流纹波的大小。输入电流纹波的大小程度与开关占空比D和并联支路数有关，Boost变换器的输入纹波与支路的电感电流纹波之比是随着开关占空比变化而变化的，其比值用比例系数K来表示。当变换器采用采用两路交错并联时，开关占空比与电流纹波比值K的关系为：

其中，电流纹波比。

根据式(3.2)可得两路交错并联Boost PFC电流纹波比值随开关占空比变换的曲线图，如图3-5所示。从图中可以发现占空比D对电流纹波比影响显著。当占空比为0.5时，两路电感电流纹波相互抵消，输入电流纹波幅值为零。当占空比D<0.5时，电流纹波比K随着占空比减小二增大，而当占空比D>0.5时，电流纹波比K随着占空比增大而增大。



图3-5 电流纹波比K与占空比D的关系图

当交错并联Boost PFC的并联支路数分别为三路和四路时，对应的电流纹波比与占空比的关系分别为：

对于Boost PFC变换器而言，占空比D并不是恒定的，而会随着输入电压的变化而变化。我们假设输入电压有效值的表达式为：

其中为输入电压峰值，输入正弦电压的相位。

由式(3.6)可得，开关占空比的表达式为：

其中为输出电压。

由式(3.6)可以看出，占空比时随着输入电压的大小和相位的变化而变化的，不是一个恒定不变的值。所以，如果变换器的输入电压从0变化到220V的过程中，占空比的变化范围也很大。当变换器输入电压较低时，占空比较大，当输入电压较高时，占空比较小。虽然采用交错并联拓扑的PFC变换器不能完全消除输入电流纹波，但比传统的Boost PFC变换器对减小输入电流纹波的效果更为显著。

**3.3.2 交错并联Boost PFC拓扑对升压电感的影响**

采用交错并联Boost PFC拓扑的变换器对电感的影响也较为显著，传统的Boost PFC变换器的输入电流就是流过升压电感的电流，而采用交错并联结构的输入电流则为各支路电感电流之和。在相同的输入功率等级下，如果变换器的输入电流大小为，则流过传统Boost PFC变换器升压电感的电流也为，而流过交错并联Boost PFC变换器各支路升压电感的电流为，其中为变换器的支路数。所以交错并联Boost PFC变换器在相同功率等级下，能有效减少流过电流的大小及电感的尺寸。

我们假设变换器升压电感的电感值都相同，则储能电感所存储的能量为：

如果采用两路交错并联拓扑，则流过每个支路电感的电流为，每个电感的储能为：

如果采用N路交错并联拓扑，则流过每个支路电感的电流为，每个电感的储能为：

由式(3.9)可得，相同的功率等级，N条支路交错并联Boost PFC拓扑每个电感所需要储存的能量仅仅为传统Boost PFC拓扑的。

在设计电感时，如果采用AP法来确定磁芯规格，则磁芯的有效横截面积与窗口面积的乘积AP为：

其中： ——电感储能

——窗口有效利用系数

——电流密度系数

——磁芯磁感应强度

——常数，由磁芯决定

由式(3.10)可知，磁芯的有效横截面积与窗口面积的乘积与电感的能量成正比。将式(3.7)与式(3.9)分别代入式(3.10)得：

由式(3.12)可得，N路交错并联Boost PFC变换器中升压电感所需的磁芯面积与窗口面积的乘积AP为传统Boost PFC变换器AP的。所以采用多路交错并联拓扑的变换器能有效减小磁芯的尺寸，有助于功率密度的提高。

**3.3.3 输出电容的电流纹波分析**

采用交错并联Boost PFC拓扑除了可以减少输入电流纹波，还可以有效的降低输出滤波电容的电流的有效值。传统的Boost PFC变换器拓扑输出电容的电流有效值与占空比D的关系为：

在两路交错并联Boost PFC变换器拓扑中，输出电容的电流有效值与占空比D的关系为：

而在多路交错并联Boost PFC变换器拓扑中，输出电容的电流有效值与占空比D的关系为：

由式(3.13)和式(3.14)做出两路交错并联Boost PFC变换器拓扑和传统Boost PFC变换器拓扑的输出电容有效值随占空比变化而变化的曲线图，如图3-6所示。从图中可得，两路交错并联Boost PFC变换器拓扑的最大输出电容电流有效值为传统Boost PFC变换器拓扑的最大输出电容的电流有效值的一半。所以，采用交错并联拓扑能够有效降低输出电容的电流有效值，减小较大电流应力对电容的影响，降低输出电容的损耗，提高变换器的稳定性。



图3-6 输出电容有效值与占空比关系曲线

**3.4 交错并联Boost PFC数字控制器研究**

在交错并联Boost PFC变换器拓扑中，实现交错并联控制的主要方法有两种：模拟控制和数字控制。其中采用模拟控制方法的有源PFC已使用许多年，迄今仍处于主导地位，模拟控制的实现主要是采用专用的控制芯片实现PFC控制。模拟控制的方法目前已经非常成熟，而且实现简单。目前，主流的PFC集成控制芯片主要有L4981，UC3854，NCP1601等，我们只需为集成控制芯片搭建相应的外围电路即可实现PFC的模拟控制。随着数字信号处理芯片(DSP)的出现，因其具有处理速度快、灵活、精确、可靠性高等优点，已逐渐取代了模拟控制，并广泛应用于通信、智能控制等领域，而且开始应用于有源功率因数校正(APFC)和开关电源中。

数字控制实现是主要通过向DSP等数字信号处理芯片写入程序，并产生相应的开关管驱动信号来实现PFC的数字控制。传统的PFC模拟控制方法虽然比较简单直接，但是控制电路使用的元器件比较多，电路的整体适应性差，容易受到噪声干扰，并且难以调试。与传统的模拟控制方法相比，数字控制PFC方法具有以下几方面的优点：

1. 控制通过单片机或者数字控制器实现，可以实现模拟控制难以 做到的复杂控制算法。
2. 可以利用软件调整控制参数，系统调试方便。
3. 用户可根据系统的需要方便的修改控制参数，即使控制对象发生了变化也无需修改硬件，只需修改软件即可，大大增强了系统的硬件兼容性。
4. 数字控制不易受外界环境的干扰和影响，避免采用模拟控制传递过程的失真，提高了系统的可靠性。
5. 采用数字控制大大减少了电路中元器件数量，减小了材料成本及尺寸。

**3.4.1 PFC数字控制的基本原理及实现**

与模拟控制方法类似，PFC数字控制策略通常采用两个控制环路，即采用电压环和电流环，如图3-7所示。其中电压环卫外环，采用输出电压并经过电压调节，控制输出电压保持恒定；电流环为内环，通过对电感电流进行采样，经过电流调节器调节，控制使输入电流跟踪输入电压。整个控制过程通过数字控制器来完成，通过软件实现电压调节和电流调节。



图3-7 Boost PFC数字控制电路框图

**3.5 本章小结**

本章首先介绍了交错并联Boost PFC的基本拓扑和工作原理，并介绍了DCM模式下的六种工作状态。然后对交错并联Boost PFC变换器的特性做了分析，得出与传统Boost PFC相比，采用交错并联的一些优势。最后分析了交错并联Boost PFC的两种控制策略，包括模拟控制和数字控制，列举了数字控制的一些优点，为后面的电路设计打下了基础。

**第四章 交错并联Boost PFC硬件电路的设计**

本章以第三章的的理论分析为基础，对交错并联Boost PFC变化器的电路参数进行了设计，控制电路以AVR单片机进行控制。基本的电路拓扑如图3-1所示，硬件电路包括：桥式整流电路、Boost变换电路、滤波电路及控制电路组成。为实现本课题提出的DCM 模式下的交错并联Boost PFC变换器设计，在实验室完成了一台测试样机，设计指标为：

• 输入交流电压：220VAC/50Hz

* 输出电压：400VDC
* 输出功率：1400W
* 开关频率：40kHz
* 最差状态下满载功率因数PF：0.95

下面详细介绍该变换器的主要参数设计及器件选择。

**4.1 主电路的设计**

**4.1.1 输入整流桥的选择**

整流桥在PFC电流的作用是将市电输入的正弦交流信号通过二极管的单向导通原理整流成Boost PFC电路所需的半波正弦，即所谓的“整流”。整流桥中二极管的电压应力为：

整流桥中二极管的电流应力为：

考虑到裕量，选用GBJ2510，其最大正向平均电流，可承受峰值电压，完全满足样机要求。

**4.1.2 升压电感的设计**

升压电感在Boost PFC中起着能量传递、储存能量以及滤波的作用，是功率因数校正系统中最为关键的器件之一。电感的设计对整个PFC电路的性能、效率及工作模态起到决定性的作用。

1. 电感量的设计

升压电感设计的基本要求：必须保证Boost电路在一个工作周期内工作在电感电流断续模式(DCM)。因此本文按照电感电流断续对电感量进行计算，对于Boost电路，当开关闭合是，电感电流与输入电压的关系如下：

其中为电感电流的瞬时值，为输入电压的瞬时值。

由式(4.3)可得，电感电流的纹波表达式为：

其中为开关导通时间，D为开关占空比，为开关周期。

由于两支路Boost电路都工作在电感电流断续模式(DCM)，假设Boost变换器工作在电感电流临界连续状态时，有如下表达式：

其中为电感电流的平均值。

如果忽略Boost电流的损耗，则有输入功率等于输出功率：

由式(4.7)可得，平均电流的表达式为：

联立式(4.5)、(4.6)、(4.8)可得，临界电感的表达式为：

由于Boost电路工作在电感电流断续模式(DCM)，可得占空比的表达式为：

根据输入输出要求，可以确定占空比的最小值为：

根据输出功率要求，可以算出最小负载为：

联立式(4.9)、(4.11)、(4.12)可得临界电感值为：

综上所述，为了使电路工作在电感电流断续状态(DCM)下，升压电感L的最大值为。

1. 电感磁芯的选择

目前适用于做高频电感的磁芯材料主要有：金属磁粉芯、功率铁氧体以及非晶/微晶合金磁芯。在以上几种磁芯中，金属磁粉芯的磁导率较低且饱和磁感应强度较高，当升压电感电流很大时磁芯不容易饱和，而且这种磁芯的气息均匀、无磁漏、电磁干扰小。因此本设计选用金属磁粉芯作为变换器的升压电感的磁芯。我们可以通过AP法来确定磁芯的具体规格。

由式(4.4)得，在最大输入电压下电感电流纹波峰-峰值为：

各支路电感电流的最大峰值为：

各支路电感存储的最大能量为：

磁芯的有效横截面积与窗口面积的乘积AP为：

其中： ——电感储能

——窗口有效利用系数，环形磁芯一般取0.3~0.5，这里取0.5

——电流密度系数，取403

——磁芯磁感应强度，取0.5T

——常数，由磁芯决定，环形磁芯为-0.12

根据式(4.16)所得的AP值，查找《Magnetics磁芯手册》选择型号为77093的铁硅铝磁芯粉作为升压电感的磁芯，它的主要参数有：最大外径，磁导率，电感系数，磁芯窗口面积，磁芯横截面积，所以磁芯的有效横截面积与窗口面积的乘积AP为：

因此，型号77093的铁硅铝磁芯符合要求。

1. 升压电感线圈匝数的计算以及漆包线的选择

根据电感量以及磁芯电感系数可算出电感线圈的匝数：

漆包线的电流密度的取值范围一般为300~500，取电感线圈的电流密度，由式(4.14)可知电感电流的最大值为7.85A，则此时所需漆包线的横截面积S为：

因此选用导线横截面积为，即直径。

**4.1.3 功率开关管以及驱动电路的选择**

(1) 功率开关管的选择

在选择开关管时主要需要考虑的是电压应力和电流应力。设定变换器的输出电压为400V，所以开关管的耐压值必须高于400V，考虑到功率开关管导通时的寄生电容和电容谐振可能引起较大的尖峰电压，尖峰电压可能达到600V。综合考虑，我们选择IGBT作为我们的功率开关管，虽然普通的MOSFET场效应管可以满足要求，它仅需要微弱的驱动电压即可工作，但是长期工作在高电压和大电流状态时，因其内阻较大，开关管发热严重，难以长时间工作。IGBT具有如下几方面的优势：

1. IGBT正常工作时，导通电阻低，增大了器件的电流容量。
2. IGBT的输出电流和跨导都大于相同尺寸的MOSFET。
3. 较宽的低掺杂区能够承受很高的电压，因而可以实现高耐压器件。
4. IGBT具有很大的输入电阻和较小的输入电容，驱动功率低，开关速度高。

综上所述的优缺点，并且考虑到安全裕量，我们选择Fairchild半导体公司的FGA25N120型号的IGBT。其最大漏源极电压为1200V，最大漏极平均电流为25A。

(2) IGBT驱动电路的设计

功率开关管IGBT导通需要在栅极-源极(GS)间施加正向偏置电压，一般为12V~15V，使IGBT截止需要在栅极-源极(GS)间施加反向偏置电压，一般为-5V~10V。同时，由于GS间存在较大的寄生电容，为保证IGBT可迅速导通和关断，需要驱动电路有瞬时大电流对寄生电容进行充放电，因此必须设计专门的驱动电路来驱动IGBT。驱动电路直接影响IGBT的开关时间、 开关损耗以及导通压降等，因此IGBT对驱动电路有较高的要求。

设计驱动电路应该考虑导通特性、承受短路能力以及误触发等问题。主要应该满足以下几点要求：

1) 动态驱动能力强，IGBT的驱动电压脉冲需具有足够陡的前后沿，且具有足够的瞬时大电流对寄生电容充放电，使得IGBT开关响应速度快、开关损耗小。

2) IGBT关断时为了能尽快释放PNP管中的电荷，需施加反向偏置电压(-)，因GS间存在最大反向耐压，所以我们取-。

3) IGBT长期工作于高电压环境，为防止主电路影响到控制电路，因此驱动电路必须具有输出、输入隔离能力。

4) 当IGBT出现负载短路或过流时，驱动电路应该能在IGBT允许的时间内自动抑制故障电流，实现软关断，同时具有欠压保护的能力。

根据以上要求，本课题采用IGBT门驱动光电耦合器HCPL-316J芯片设计驱动电路。输出电压采用推挽电路进行推挽输出，以实现大电流对寄生电容进行快速充放电，从而提高IGBT开关响应速度。

HCPL-316J是Aglient公司推出的一款性价比很高的IGBT门极驱动光耦合器，具有丰富的IGBT检测和保护功能，比如集成的欠压保护电路、检测电路和故障状态反馈电路等，使得设计出的驱动电路更加安全可靠。

**4.1.4 续流二极管的选择**

在开关管关断时，二极管的电流为电感电流，其在输入电压和输出电压的作用下线性下降，如图4-1所示。所以二极管的电流的表达式为：



图4-1 一个开关周期内的二极管电流波形

二极管电流在一个开关周期内的有效值为：

因此，可以计算工频周期内二极管电流的有效值为：

流过二极管电流的最大峰值等于电感电流的最大峰值。由4.1.2小节计算所得电感值代入式(4.22)可得电流的最大峰值，二极管承受的最大反向电压。考虑到裕量，我们的二极管选用超快恢复二极管RHRP1560，其主要参数为：可承受最大方向电压，可承受的平均正向电流，恢复时间。

**4.1.5 输出滤波电容的选择**

选取输出电容时主要考虑的因素有额定功率、输出的直流电压、纹波电流、纹波电压以及电压维持时间等因素。其中最主要的选取原则是：第一，有足够的维持时间，使电容两端电压维持在一定范围内；第二，要考虑到输出电压纹波的大小，因为输出二次纹波会反馈回控制电路，从而影响芯片的电流给定信号，导致功率因数下降。

根据能力守恒的原理可得：

式中：为输出电压维持系数，为维持时间。

实验取，，根据第一条原则并将式(4.23)进行转换得：

根据第二条原则，考虑输出电容纹波大小。假设输入电压为，输入总电流为，则输出电流可表示为：

由式(4.25)可知输出电流中包括交流电流和直流电流两种成分，当电路正常工作时，交流分量是导致电容纹波的主要原因，输出电容的纹波大小为：

我们取纹波电压小于输出电压的，即纹波电压为10V。将式(4.26)进行转换，计算出满足此纹波的电容下限值：

综上所述，选取的电容必须满足条件，并考虑一定的裕量，本文选取的电解电容。

**4.2 控制电路的设计**