

上海交通大学

硕士学位论文

单相有源AC/DC变换器及高性能功率模块的研究与应用

姓名：邵明双

申请学位级别：硕士

专业：电子与通信工程

指导教师：孙军；杨喜军

20061001

单相有源 AC/DC 变换器 及高性能功率模块的研究与应用

摘 要

高功率因数、高效率、低噪音是电源装置和用电设备普遍追求的品质。本文以单相有源功率因数校正控制器和高性能功率模块的研制、开发为依托，对其从理论和应用开发两个方面进行了较为全面的研究和讨论。

电磁兼容标准的强制实施，使有源功率因数校正控制器在较大功率变速电器中的应用研究势在必行。结合有源功率因数校正控制器的应用开发，对 APFC 技术的实现进行了理论分析和仿真、实验验证，针对较大功率应用场合，采用了并联交错 APFC 拓扑结构。

(1) 对传统升压型 PFC 拓扑结构进行了理论分析，基于双闭环控制原理建立了 Pspice 仿真模型，进行了仿真分析，并给出了实验验证。

(2) 以传统升压型 PFC 拓扑来实现 APFC 控制器，分别用 UC3854N 和 L4981A/B 为控制芯片实现了单相 APFC 电路，并进行了比较，同时详细阐述了参数优化、器件选型、线路板布局等设计要点。对应用设计中如何提高 Boost PFC 的性能进行了较为详细的分析，并且针对在生产实际中出现的问题提出了切实可行的解决办法。

(3) 针对较大功率情况下功率器件电流应力很大的情况，对基本升压型方案做出了改进——两级并联交错升压型 PFC，结合不同电感绕

制方式、不同驱动方式作了仿真分析，并通过实验给予了验证。

叙述了具有集成驱动、保护和系统控制功能的智能功率模块FSBB20CH60，对其实施了隔离式的外驱动设计。实现了一种高性能功率模块。将其应用于变频空调，降低了成本，提高了可靠性。目前已投入批量生产，并取得了预期的效果。

关键词：有源功率因数校正，升压拓扑，串联交错结构，驱动方式，智能功率模块，门极驱动，电平移位

THE SURVEY AND APPLICATION OF SINGLE PHASE ACTIVE AC/DC CONVERTER & HIGH PERFORMANCE POWER MODULE

ABSTRACT

High power factor, high efficiency, low noise, is the character that power supply and electronic equipment pursuing. This paper is based on the research and development of single phase active power factor corrector and high quality power module. The paper has the fully research and discussion from theory and application development.

The mandatory implement of electromagnetic compatibility make it necessary for application research of active power factor corrector in higher power vary speed equipment. Combing the application development of active power factor corrector and the development in home and abroad, aiming at the application of the higher power, adopting the parallel interleaving active power factor correction topological structure.

(1) Make some theory analyses for the structure of traditional boost power factor corrector, set up Pspice simulation model basing on double closed loop control theory. Make some simulation analyses and get the experiment verification.

(2) Traditional boost power factor correction topology controller, for example, with UC3854N and/or L4981A/B control chip compared with each other, particular expatiate parameter optimize, component choice, printed circuit board design etc essential point, make detailed analysis about how to improve the capability of Boost PFC and give the proper way arising in the producing.

(3) As for the situation of high current stress under the circumstance of high power, make some improvement for the project of basic - two level parallel connection interleaving boost power factor corrector, make some

analysis combing the different inductor roll mode and different driving mode, make the validation through the experiment.

Recount the smart power module FSBB20CH60 bearing the function of integrated driving, protecting and system controlling, implement the isolation outside driving design, carry out a kind of high quality power module. Make the cost lower and enhance the reliability. At present it has put into batch production and gets the expectant purpose.

Keywords: active power factor correction (APFC), boost topology, parallel interleave structure, driving means, smart power module, gate driving, electronic level shift

上海交通大学 学位论文原创性声明

本人郑重声明：所呈交的学位论文，是本人在导师的指导下，独立进行研究工作所取得的成果。除文中已经注明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的作品成果。对本文的研究做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本人完全意识到本声明的法律结果由本人承担。

学位论文作者签名： 邵明双

日期： 2007 年 10 月 12 日

上海交通大学 学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解学校有关保留、使用学位论文的规定，同意学校保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许论文被查阅和借阅。本人授权上海交通大学可以将本学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编本学位论文。

保密，在____年解密后适用本授权书。

本学位论文属于

不保密。

(请在以上方框内打“ ”)

学位论文作者签名： 邵明双 指导教师签名：



日期：2007年10月12日

日期：2007年10月19日

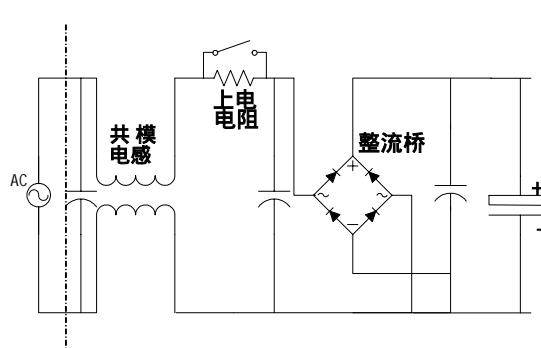
第一章 绪论

高功率因数、高效率、低噪音、符合电磁兼容（EMC）标准是电源装置和用电设备普遍追求的品质。单相有源 AC/DC 变换器可以很好的抑制不可控整流 AC/DC 变换器中输入电流的高次谐波，提高电源输入功率因数、减少无功功率和电源对电网的谐波污染，使电源满足相应的国际或国家标准；同时作为变频器中的逆变器核心功率级电路 - 高性能功率模块，它的优化设计，高可靠性和良好的一致性在大生产中也得到了越来越多的重视。本文就是基于单相有源功率因数校正（APFC）控制器及高性能功率模块的研制、开发为依托，对有源升压型 AC/DC 变换器技术和高性能功率模块进行了较为全面的讨论和研究。

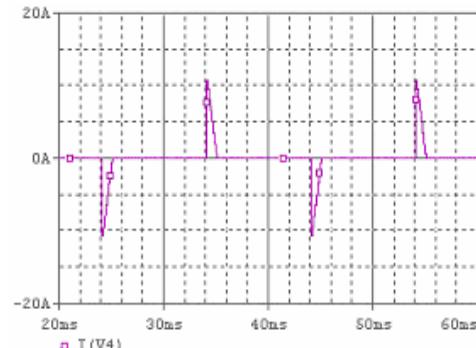
1.1 单相 APFC 的技术背景

“绿色电源”观念的日益深入人心，以及相关国际组织和部门制定的强制标准与法规，都迫使电力电子技术工作者研究高性能的电力电子装置。单相 APFC 技术正是适应了这种要求，达到抑制谐波、有效利用能源的目的。

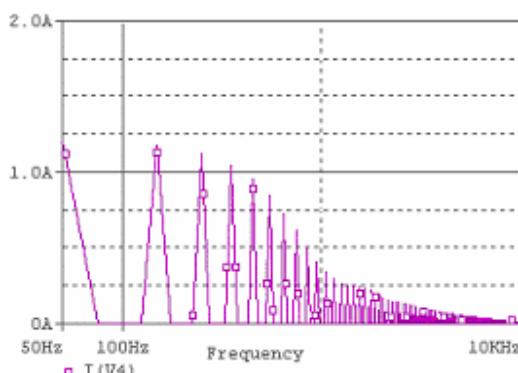
长期以来，在办公场所和家电中使用的电力电子装置，其 AC/DC 变换装置普遍采用二极管不可控整流加滤波电容的方式，整流过程中二极管的导通角很小，使输入交流电流为大幅度的尖脉冲，造成公共电网谐波污染严重，功率因数下降。图 1-1 给出了其基本拓扑结构、输入电流波形及傅立叶分析结果。虽然本身这类供电装置功率



(a) 拓扑结构



(b) 电网侧输入电流



(c) 输入电流各次谐波

图 1-1 不可控整流加滤波电容供电方式

不大，但由于这类装置使用量大面广，其规模污染能力极大。实际上，采用功率因数校正措施可以提高整个电源分配系统的经济性。因为它可以让电流形式更类似于简单的电阻电路，与未带功率因数校正的负载相比，能从电力线路中获取更多的有用电流，所以解决好它们造成的谐波污染对整个电网的安全运行至关重要。

国际电工委员会面对日益严重的谐波危害，分别制定了用电设备的相应准入标准，其中最有影响力的是 IEC 61000-3-2。中国政府也颁布了与之相应的国家标准并强制实施，表 1-1 给出了关于单相 16A 以下家用电器的谐波抑制标准。任何未通过此标准的产品不得出厂和销售。在这样一个大的应用需求前提下，谐波抑制技术的产

表 1-1 关于 16A 以下家用电器的谐波抑制标准

奇次谐波		偶次谐波	
谐波次数 (n)	允许最大谐波电流 (A)	谐波次数 (n)	允许最大谐波电流 (A)
3	2.30	2	1.08
5	1.14	4	0.43
7	0.77	6	0.30
9	0.40	$8 \leq n \leq 40$	$0.23 \times 8/n$
11	0.33		
13	0.21		
$15 \leq n \leq 39$	$0.15 \times 15/n$		

业应用是势在必行。

功率因数校正技术就是针对此类小容量 AC/DC 变换装置而言的。PFC 的基本原理 ,就是从电路上采取措施 ,使电源输入电流实现正弦化 ,并与输入电压保持同相位。PFC 包括无源 PFC (Passive PFC) 和有源 PFC (Active PFC) 两大类。

为了解决由此带来的电网可靠性问题 ,提高电网输入端功率因数 ,必须采取相应措施来限制 AC/DC 电路谐波电流分量 ,提高 AC/DC 开关变换器输入端功率因数 ,最简单的是采用无源功率因数校正 (PPFC) 技术 ,即在整流输出端加 LC 滤波器。这种方法由于结构简单、价格低廉、且功率因数可达到 0.9 左右 ,所以在小功率应用场合下应用较多 ,但它只能对某些指定的谐波进行抑制和基波相位补偿 ,且由于体积、重量、性能等原因 ,限制了它在实际中的应用。在较大功率直流电源应用中 ,多采用有源功率因数校正技术。APFC 就是在变流装置的整流电路与输出电容之间增加一个功率变换电路 ,实际上是一个特殊控制的 DC/DC 开关变换器 ,它利用输入电流和输出电压双闭环控制环路 ,使输入电流波形接近正弦波 ,并与输入端电压波形同相位 ,从而使输入端功率因数接近 1.0 ,且具有稳定的直流输出电压 ,拓扑结构见图 1-2。DC/DC 变换器可采用 Boost、Buck-boost、Flyback、SEPIC、Cuk 变换器 ,而最常用的 APFC 电路是升压型 (Boost) 开关变换器 ,相比之下它主要有以下优点 :

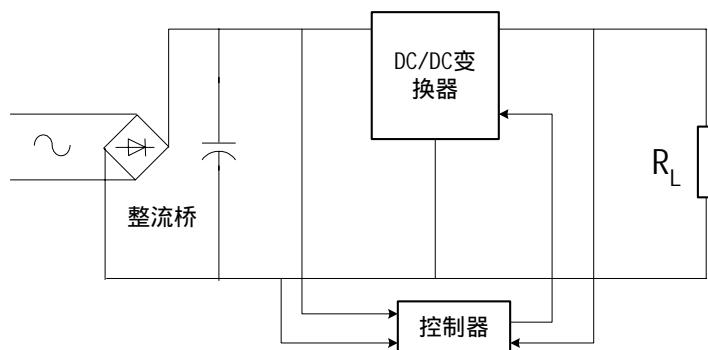


图 1-2 APFC 拓扑结构原理

- (1) 获得接近于 1.0 的功率因数 ; 谐波失真 (THD) 低 ;
- (2) 输入电压范围宽 (90V ~ 250V); 体积小、重量轻 ;
- (3) 输出功率大、带负载能力强、输出电压纹波低 ;
- (4) 共源极工作 , 驱动电路结构简单等。

1.2 单相 APFC 的应用前景

有源功率因数校正技术适应了“绿色电源”的市场需求，近年来得到广泛重视。上世纪九十年代，国内外在 PFC 控制技术、数学模型的建立、检测手段等方面作了大量的研究。目前，单相 APFC 技术侧重于新拓扑的发现及控制技术的实现研究。国际产业界在以往研究的基础上开发研制出许多专用 APFC 控制芯片，Unitrode、Microliner、Motorola、ST 等国际知名半导体公司开发生产了不同类型的 APFC 控制芯片，极大的简化了有源功率因数校正电路的设计，特别是最近日本三菱公司推出了 DIP-PFC 集成功率模块，该模块将 APFC 控制芯片、高速功率开关 IGBT、肖特基二极管、模块保护等集成在一起，大大简化了电路设计，而且由于结构紧凑，易于散热设计，自身功耗低，分布参数影响小等，提高了系统稳定性，这些都推动了 APFC 技术的发展。

尽管如此，该技术的产业应用却相对狭隘，主要集中在小功率应用场合（1kW 以下），诸如开关电源、电子镇流器等；而在较大功率场合应用较少，如变频空调、变速电机驱动、通信电源等。标准中关于 A 类电器的谐波限制标准，必将促进单相 APFC 向较大功率方向发展，而且由于此类电器的使用数量非常巨大，所以，APFC 控制器的应用具有非常广阔的市场前景。

1.3 高性能功率模块的现状

虽然现在高性能功率模块的种类繁多，使用面也越来越广，但由于在变频电器中的广泛应用，迫使人们对它的产品可靠性和性能的一致性及优良的性价比提出了更高的要求，所以有必要针对这种情况研制出一种具有更加普遍使用的产品，来满足广大用户的要求。

1.4 课题来源及意义

本文包括两个方面的内容，一是单相有源 AC/DC 变换器技术，二是高性能功率模块设计技术，二者皆为公司的预研项目。

1.4.1 APFC 控制器开发的意义

针对标准中对家电产品谐波的强制性规定，公司决定在较大功率变频设备中采用 APFC 技术。针对小功率变频家电，考虑到成本的因素，普遍采用无源 PFC 技术以满足要求，虽然这样导致电压利用率略有降低，但对整机系统性能影响不大，且不会增加额外的电磁干扰（EMI）。而对于较大功率变频家电，采用无源方案已不能满足认证要求，必须采用 APFC 技术。通过研究，将 APFC 技术应用于较大功率变频家电，使之能顺利地进入市场参与竞争，提高变频产品的竞争力；同时促进 APFC 技术的进一步研究、应用和推广，这正是本课题的意义所在。

1.4.2 高性能功率模块研发的意义

随着变频控制器的产品开发，市场占有率的不断壮大。作为变频电器的核心技术之一，高性能功率模块的设计，其高可靠性，低称本，产品的一致性，及优良的性能对于变频电器的整机开发周期的缩短，产品早日进入市场，产品的模块化设计等都具有重要的现实意义。

1.5 主要研究内容

本文的主要研究内容包括两部分，下面分别叙述：

I. 通过广泛调研和大量仿真实验，实现了单相有源功率因数校正电路。在此基础上，对功率电路做了适当的拓扑改进，使之能适应较大功率应用场合；对基本 Boost 方案做出了改进，提出了一种并联交错 Boost PFC，并进行了部分仿真和实验验证。现将所作工作概括如下：

(1) 对基本 Boost PFC 拓扑结构进行了理论分析，基于双闭环控制原理建立了 Pspice 仿真模型，进行了仿真分析，并给出了实验验证。

(2) 采用 UC3854N、L4981B 实现了单相功率因数校正电路，针对设计过程中的参数优化、器件选型、线路板设计等进行了详细的阐述；对如何提高其性能进行了分析，并且针对在生产实际中出现的问题提出了切实可行的解决办法。

(3) 针对较大功率情况下功率器件电流应力较大的情况，对基本 Boost 方案做出了改进—并联交错 Boost PFC，结合不同电感绕制方式、不同驱动方式作了仿真分析，并通过实验加以验证。

II. 通过对一般智能功率模块特点的了解，并针对一种智能功率模块的介绍，对智能功率模块电路进行了详细的设计，实现了一种具有广泛使用价值的，成本低廉的，具有高可靠性和广泛一致性的高性能功率模块。

这种模块电路的设计具有一般性，对其它型号的智能功率模块的设计也有一定的参考作用。在实际的产品应用中，具有很好的适应性。

1.6 本章小结

本章简要介绍了单相 APFC 及高性能功率模块的现状及研发的意义。

第二章 升压型 PFC 的原理、实验及性能分析研究

根据电感电流是否连续，有源功率因数电路有两种工作模式：连续导电模式（CCM）和不连续导电模式（DCM）。CCM 相对 DCM 具有如下优点：

- (1) 输入电流和输出电流纹波小、THD 和 EMI 小、EMI 滤波器的体积小；
- (2) 有效值电流小、器件导通损耗小；
- (3) 适用于功率较大的应用场合。

目前在 CCM 工作模式下，电流型控制应用相当广泛，其中尤以平均电流控制应用最为普遍。本文就是基于平均电流控制、CCM 工作模式对传统升压型 APFC 进行理论分析和仿真验证。

2.1 PFC 的工作原理

首先给出相关术语的基本定义：

功率因数（PF）是指交流输入有功功率（P）与输入视在功率（S）的比值。即

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{V_1 I_1 \cos \theta}{V_1 I_{rms}} = \frac{I_1 \cos \theta}{I_{rms}} = \gamma \cos \theta \quad (2-1)$$

式中： I_1 表示输入基波电流有效值

I_{rms} 表示输入电流有效值

$\gamma = \frac{I_1}{I_{rms}}$ 表示输入电流失真系数

$\cos \theta$ 表示基波电压与基波电流之间的相移因数

所以功率因数可以定义为输入电流失真系数 (γ) 与相移因数 ($\cos\theta$) 的乘积。

可见功率因数 (PF) 有电流失真系数 (γ) 和基波电压与基波电流之间的相移因数 ($\cos\theta$) 决定。 $\cos\theta$ 低，则表示用电电器设备的无功功率大，设备利用率低，导线、变压器绕组损耗大。同时，电流失真系数 γ 值低，则表示输入电流谐波分量大，将造成输入电流波形失真，对电网造成污染。

功率因数与总谐波失真系数 (THD) 的关系：

$$\text{由 } PF = \frac{P}{S} = \frac{V_1 I_1 \cos\theta}{V_1 I_{rms}} = \frac{I_1 \cos\theta}{I_{rms}} = \frac{I_1 \cos\theta}{\sqrt{\sum_1^{\infty} I_n^2}}$$

$$\text{及 } THD = \frac{\sqrt{\sum_2^{\infty} I_n^2}}{I_1}$$

$$\text{有 } \frac{I_1}{\sqrt{\sum_1^{\infty} I_n^2}} = \frac{1}{\sqrt{1+THD^2}}$$

$$\text{即 } PF = \frac{1}{\sqrt{1+THD^2}} \cos\theta \quad (2-2)$$

因此，提高功率因数可以大大减少输入线路的谐波失真，提高电源的利用率。

2.1.1 功率因数校正实现方法

由功率因数的定义， $PF = \gamma \cos\theta$ 可知，要提高功率因数，有两个途径：

1. 使输入电压、输入电流同相位。此时 $\cos\theta = 1$ ，所以 $PF = \gamma$ 。

2. 使输入电流正弦化。即 $I_{rms} = I_1$ (谐波为零), 有 $\frac{I_1}{I_{rms}} = 1$ 即: $PF = \gamma \cos \theta = 1$

从而实现功率因数校正。利用功率因数校正技术可以使交流输入电流波形完全跟踪交流输入电压波形, 使输入电流波形成正弦波, 并且和输入电压同相位。

2.1.2 升压型 PFC 的理论分析

升压型 APFC 电路的主要任务是: 在保证输出电压稳定的前提下, 使 AC/DC 变换器的输入电流和输入电压为同频同相的正弦波。采用平均电流控制模式具有谐波失真 THD 和电磁干扰 EMI 小、对噪声不敏感、适用于较大功率应用场合等优点, 在单相 Boost PFC 电路中得到了普遍的应用。图 2-1 为 Boost PFC 基本拓扑结构, 其中 L 为 Boost 电感, 实现输入电源正弦化的暂时能量存储; IGBT 为控制功率开关管, 通过调整占空比, 控制输出电压的稳定; D 为 Boost 二极管, 起到快速整流的作用; C 为输出电解电容, 起到平滑输出电压的作用, R_L 为负载电阻; 其控制电路原理框图是以 L4981A/B 为例, 见图 2-2。

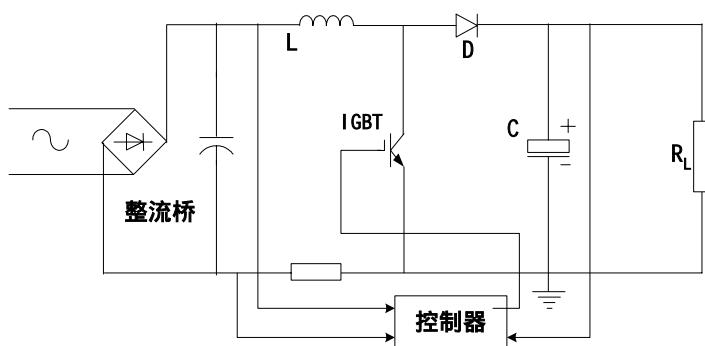


图 2-1 Boost PFC 基本拓扑结构

将图 2-1 主电路与图 1-1 (a) 进行比较, Boost PFC 基本拓扑增加了储能电感 L、功率开关器件 IGBT、功率二极管 D 三个功率器件。通过对这三个器件进行控制, Boost PFC 实现了整流和稳压两大功能。为了实现该功能, 引入了电压和电流双闭环反馈, 电压环(外环)稳定输出电压, 电流环(内环)使输入电流很好地跟踪输入电压波形, 控制电路原理框图见图 2-2。其原理描述如下:

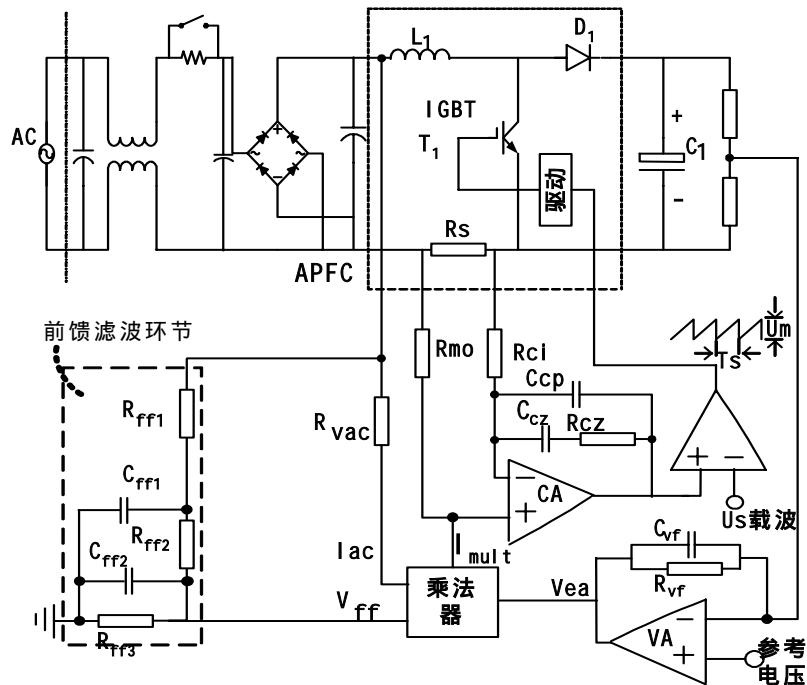


图 2-2 Boost 型 PFC 控制电路原理框图

通过检测整流后输入电压波形 (I_{ac} :以电流形式表达)与输出直流参考电压(V_{sense})来实时调整功率开关的占空比 ,使输出电压保持稳定 ;电流环的设计是 APFC 电路设计的核心 , 输入整流电流 (I_{ac}) 、输出电压误差放大器输出 (V_{ea}) 和前馈电压 (V_{ff}) 通过片内乘法器后形成基准电流信号 , 采样得到电感电流与该基准电流进行比较 , 其高频分量 (开关频率设为 20kHz) 进入电流误差放大器进行补偿、平均化处理和放大后 , 得到的平均电流与锯齿波相比较决定功率开关的占空比 , 使占空比的变化遵循正弦规律 , 结果电感电流能够跟随基准电流 , 使功率因数提高。

APFC 电路本质上是一个非线性—周期时变的开关系统。首先 , 它的输入是一个全波整流波形 ;其次 , 这种电路包含两种调制 , 一种是正弦脉宽调制 , 另一种是幅度调制 ,且这两种调制在负反馈作用下相互影响 ,因此分析 APFC 电路具有一定的难度 ,采用 APFC 电路的三频分析法可以很好的对其进行分析。下面给出利用该分析方法得到的关键点分析结果。

1. 电流基准信号

图 2-2 中的乘法器可以等效成为一个电压控制的电流源 , 输出电流的表达式为 :

$$i_{mult} = K_m \frac{(V_{ea} - 1)}{V_{ff}^2 R_{vac}} U_{in} |\sin \omega t| = I_m K_m |\sin \omega t| \quad (2-3)$$

式中， $I_m = K_m \frac{(V_{ea} - 1)}{V_{ff}^2 R_{vac}} U_{in}$ ，当输出电压 V_{ea} 和输入电压 U_{in} 的幅值给定后， I_m 为一个常数。

V_{ea} 是电压放大器的输出电压；

V_{ff} 是正比于 $U_i(t)$ 平均值的直流电压；

K_m 为一比例常数，通常取1。

由式(2-3)可知，乘法器的输出电流 i_{mult} 和输入电压 $U_{in}(t)$ 是同频同相的电流信号。在APFC电路中， i_{mult} 作为基准电流信号(见附图)。

2. 电流误差放大器幅频特性

电流误差放大器CA对于输入误差信号的直流分量，具有无限大的增益，即较小的直流分量就能使CA输出的分量有足够大的幅度；对于低频分量，CA的增益较大，使得 $i_i(t)$ 中的低频分量非常接近 i_{mult} ；对高频分量，CA的增益很小，使得高频分量在CA的输出端几乎不存在，从而保证PWM方式为SPWM(正弦波脉宽调制)控制方式。

电流误差放大器CA的仿真输出波形见图2-3。实际实现中，由于功率开关T1的占空比不能为100%，(原因在于：若它的占空比为100%，将导致交流电源的输入端电流短路，输出电压变为0V)，所以电流误差放大器CA的最大值输出应稍小于载波最大值 U_{mo} 。

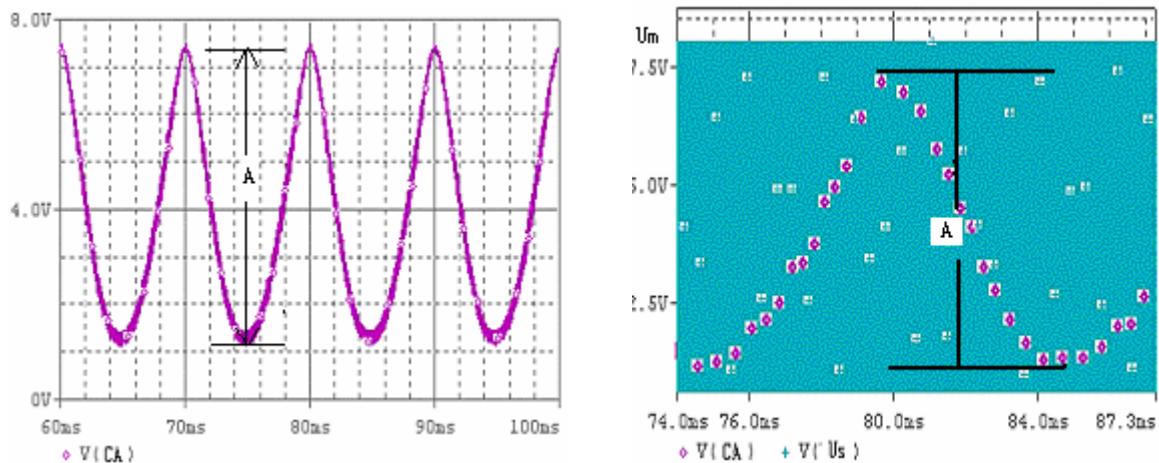


图 2-3 CA 放大器输出电压与 PWM 三角波

3. 占空比的瞬态表达式

工频（周期为 T ）电压相对于载波周期 T_s 而言，其变化非常缓慢，借用 Boost 型 DC/DC 变换器得直流变比公式近似计算出图 2-1 电路的瞬态占空比，可表示为：

$$D = 1 - \frac{U_{in}}{U_o} |\sin \omega t| \quad (2-4)$$

利用 $T_s \ll T$ 的条件，可推导得出下列等式

$$\frac{U_{in}}{U_o} = \frac{A}{U_m} \quad (2-5)$$

其中， A 表示为 CA 放大器输出电压的峰 - 峰值， U_m 为载波的峰 - 峰值（见图 2-3）。

结合式(2-4)和式(2-5)，可得出瞬态占空比的等价表达式：

$$D = 1 - \frac{A}{U_m} |\sin \omega t| \quad (2-6)$$

在 T_1 的第 n 个导通期间，即 $t \in (nT_s, nT_s + DnT_s)$ ，图 2-1 中主电路功率级的

等效电路见图 2-4 (a) , 此时成立 :

$$\frac{di_i(t)}{dt} = \frac{U_i(t)}{L} \quad (2-7)$$

T1 截止期间, $t \in (nT_s + DnT_s, nT_s + T_s)$, 其等效电路图见图 2-4 (b), 成立 :

$$\frac{di_i(t)}{dt} = \frac{U_i(t) - U_o}{L} \quad (2-8)$$

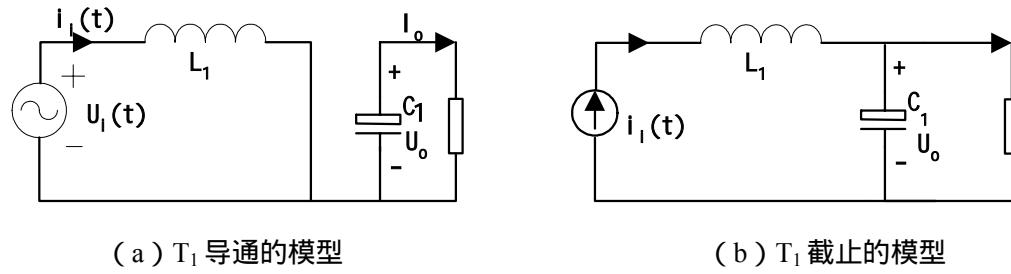


图 2-4 主电路功率级的等效电路

4. 电流交越失真的理论分析

在 $t \in (nT_s, nT_s + T_s)$ 期间 , 考虑到 T_s 很小 , 所以 $U_i(t)$ 用均值来代替瞬态值 , 可表示为 :

$$U_i(t) \approx U_{in} \sin n\omega T_s + \frac{U_{in}\omega T_s}{2} \cos n\omega T_s \quad (2-9)$$

在 T_1 导通期间 , 由式 (2-7) 得电感电流的表达式为 :

$$i_i(t) = \frac{U_i(t)}{L}(t - nT_s) + i_i(nT_s) \quad t \in (nT_s, nT_s + DnT_s) \quad (2-10)$$

当 $t = nT_s + DnT_s$ 时 , 由式(2-10)求得第 n 个开关周期电感电流的最大值为 :

$$i_{i\max} = \frac{U_i(t)}{L}D_nT_s + i_i(nT_s) \quad (2-11)$$

同理由式 (2-8) 得出 T_1 截止期间 , $t \in (nT_s + DnT_s, nT_s + T_s)$, 电感电流的表达式 :

$$i_i(t) = i_{i\max} + \frac{U_i(t) - U_o}{L}(t - nT_s - D^nT_s) \quad (2-12)$$

当 $t = (n+1)T_s$ 时 , 由上式得出第 n 个开关周期内电感电流的最小值 :

$$i_{i\min} = i_{i\max} + \frac{U_i(t) - U_o}{L} (1 - D_n) T_s \quad (2-13)$$

则由式 (2-11) 和式 (2-13) 得出电感电流的增量 Δi_n :

$$\Delta i_n = i_i((n+1)T_s) - i_i(nT_s) = \frac{U_i(t)}{L} T_s - \frac{U_o}{L} (1 - D^n) T_s \quad (2-14)$$

结合式 (2-5) 式 (2-6) 和式 (2-9) 得出 :

$$\Delta i_n = \frac{\omega T_s}{R_i} U_{in} \cos n\omega T_s \quad D^n = 1 \text{ 其中 } R_i = \frac{2L}{T_s} \quad (2-15)$$

由式 (2-15) 可知 , 在 Boost PFC 中 , 对于电网工频 , 电感电流增量的最大值发生在 $\omega t = 0$ 处 , 由式 (2-4) 知 , 当 $\omega t = 0$ 时 , $D^n = 1$ 。由此得到的控制规律为 :

为了实现 $PF = 1$, 在输入电压过零时刻 , 占空比的理想值为 100% , 这就是消除输入电流交越失真 (Cross Distortion) 的理论依据。图 2-5 ((a)-(f)) 分别给出了电感电压系列仿真波形 , 发现当过零时 , 占空比接近于 100% , 见图 2-5 (b) ; 随着电感电流的上升 , 占空比逐渐变小 , 由 73.3% 50% 33.3% 16.7% , 依次参见图 2-5 (c)-(f) 的波形。可见 , 当电感电流 (与电感电压同步) 达到峰值时 , 占空比最小 , 这就验证了上述理论分析的正确性。

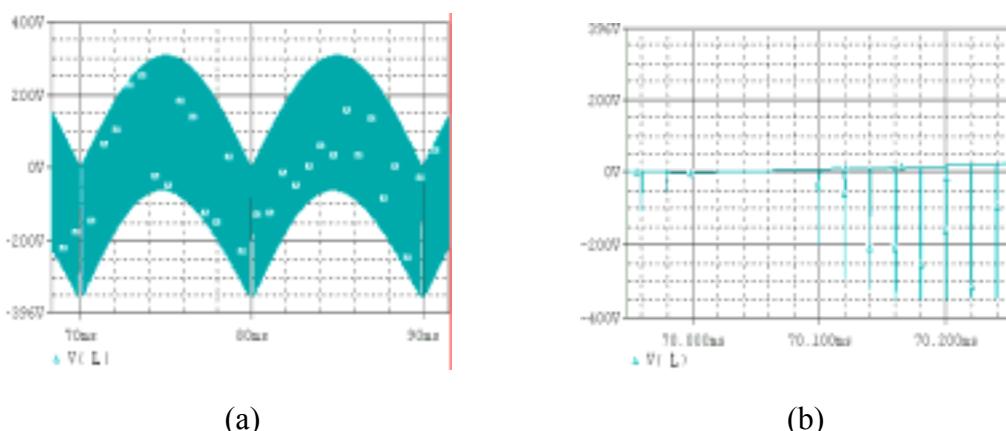


图 2-5 电感电压仿真波形

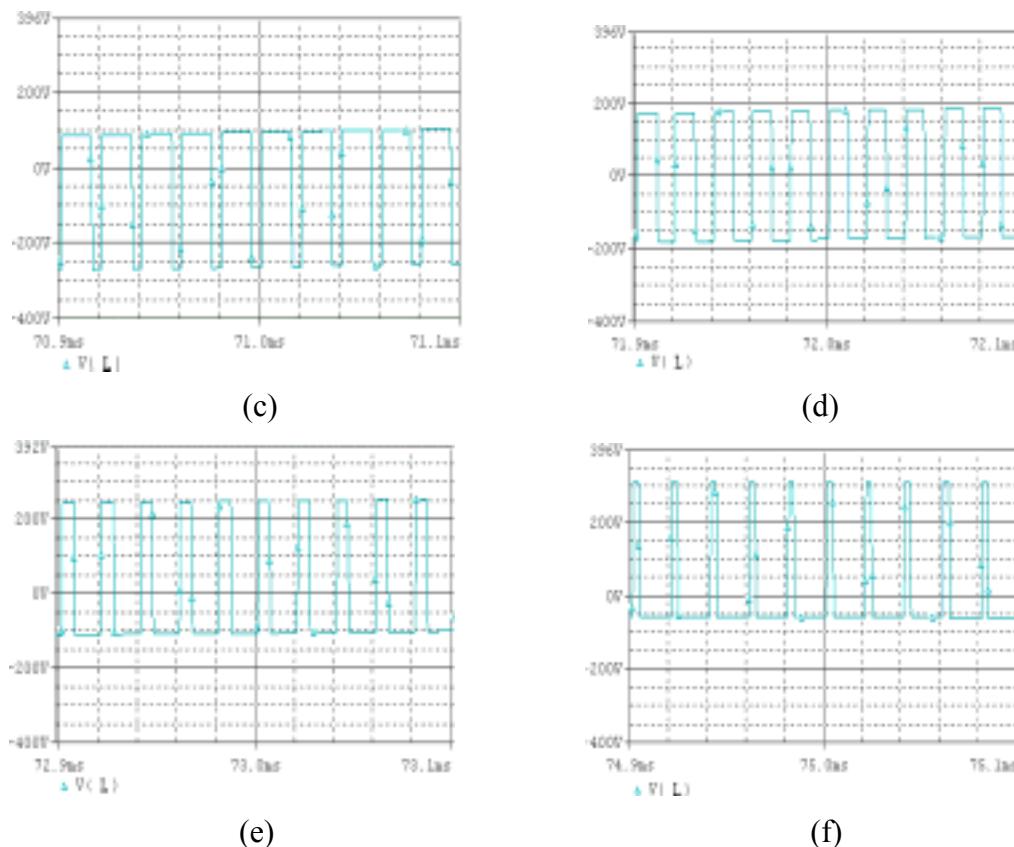


图 2-5 电感电压仿真波形

5. 电感电流瞬态表达

由于 T_s 很小, 可令 $T_s \rightarrow dt, \Delta i_n \rightarrow di_i(t)$, 则式(2-15)变为:

$$\frac{di_i(t)}{dt} = \frac{U_{in}\omega}{R_i} \cos \omega t \quad (2-16)$$

对上式两边进行积分可得：

$$i_i(t) = \frac{U_{in}}{R_i} \sin \omega t \quad (2-17)$$

当 $t=nT_s$, $i_i(nT_s)=\frac{U_{in}}{R_i} \sin \omega T_s$, 结合式(2-10)和式(2-12) , 得 $i_i(t)$ 的瞬态表达式 :

$$\text{T1 导通时} , i_i(t) = \frac{u_i(t)}{L}(t - nT_s) + \frac{U_{in}}{R_i} \sin n\omega T_s$$

$$\text{T1 截止时} , i_i(t) = i_{i\max} + \frac{u_i(t) - U_o}{L}[t - (nT_s + D^n T_s)] , \quad (2-18)$$

式中 $i_{i\max} = U_i(t)D^n T_s / L + i_i(nT_s)$

因此，电感电流是在工频电频率的正弦波上叠加一个锯齿波（锯齿波的频率为载波频率 f_s ）。也就是说，电感电流是一个高频锯齿波对具有工频电频率的正弦波进行幅度调制的结果。图 2-6 给出了电感电流仿真波形，其中(a)为电感电流，(b)为电感电流峰值时波形的展开。

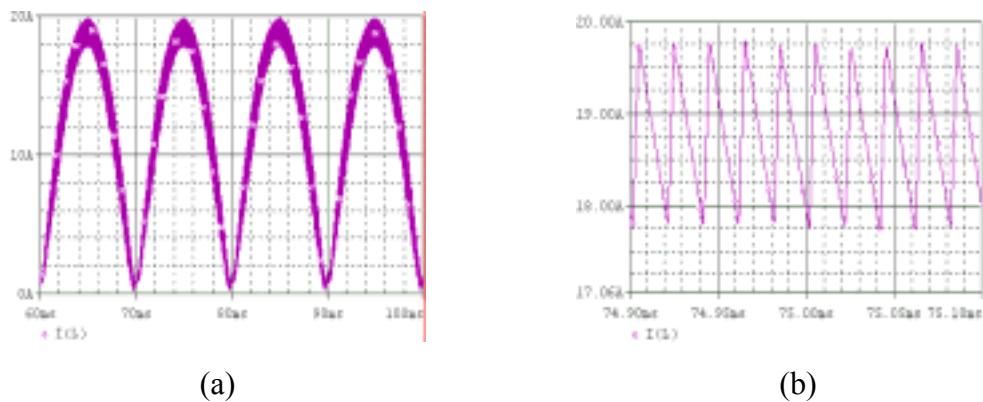


图 2-6 电感电流仿真波形

2.1.3 升压型 PFC 的仿真研究

利用 OrCAD Pspice 软件中丰富的计算功能，根据升压型 APFC 电路双闭环控制结构建立了基本的 Boost PFC 系统仿真模型，该模型与实际电路结构紧密结合，具有仿真效率高的特点。其仿真模型见图 2-7。

采用平均电流控制的 Boost PFC，其控制结构为双闭环结构。其中由电压外环决定电流内环参考信号，使电路输入输出功率保持平衡；通过电流内环控制开关通断，使输入电感电流实现对电流参考信号的精确跟踪。在实际电路中，电流内环参考信号根据 2.1 节中式(2-3)确定。

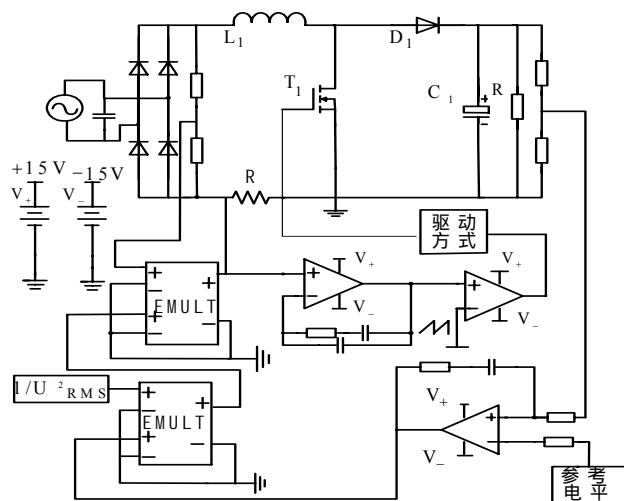


图 2-7 并联交错 Boost PFC 的 Pspice 仿真模型

在电路模型中，我们利用乘法器实现了上式。对于 $1/V_{ff}^2$ 项，电路需做一次平方运算和一次除法运算，这将使仿真模型的复杂性和仿真所占用的时间增加。为此，在建模中采用离线计算，然后将其作为式 (2-3) 的相乘因子。对于电压、电流调节器，模型与实际电路一致。在实际电路工作时，由电流调节器的输出与稳定的锯齿波进行比较来控制开关通断。

仿真条件：输入交流电压 220VAC

输入功率 3000W

输出直流电压 400VDC

输出滤波电容 820uF

开关频率 50kHz

升压电感 0.8mH

输出电压纹波 5%

THD 小于 3%

下面给出由该仿真模型所得到的系列仿真结果。

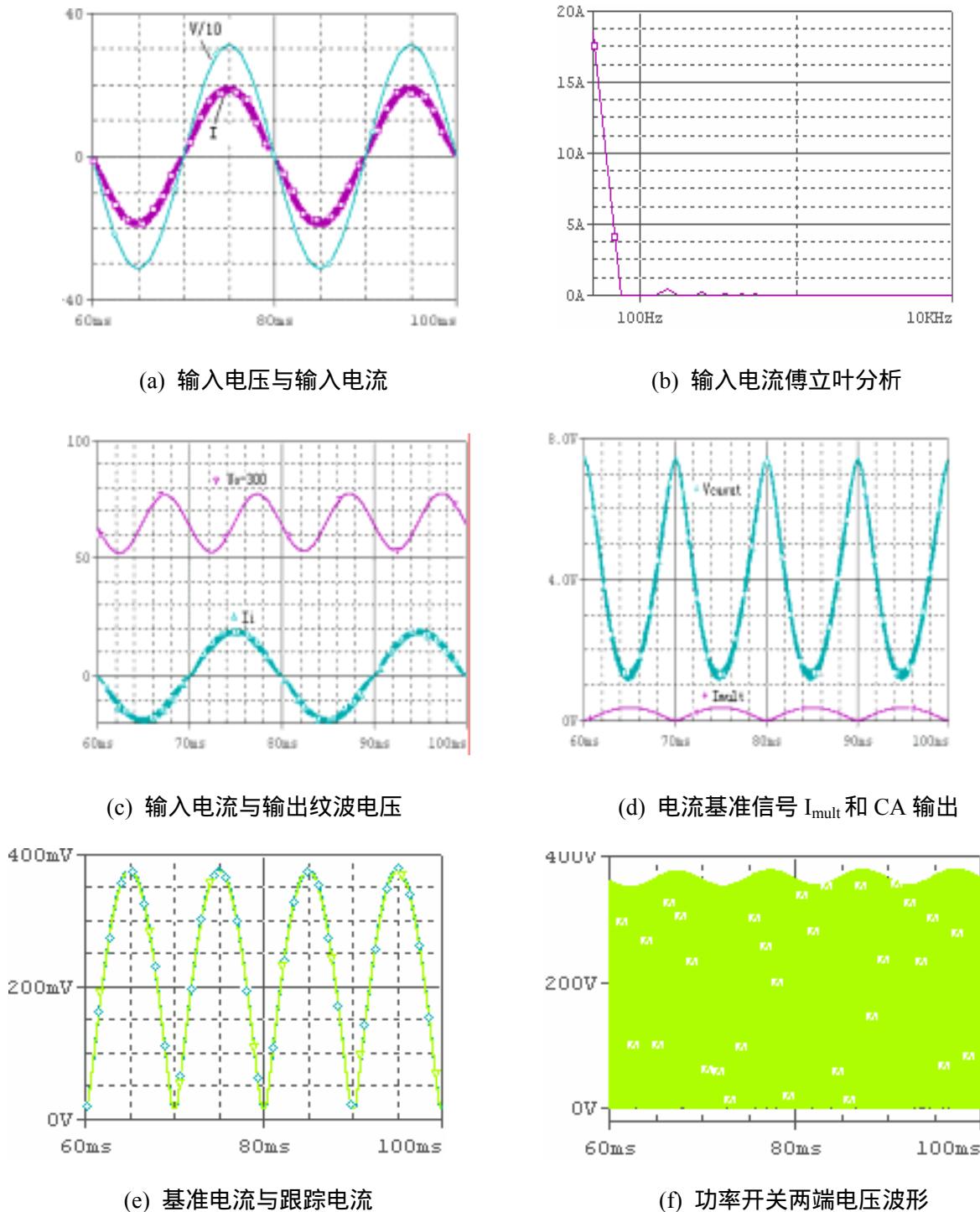


图 2-8 基本 Boost PFC 仿真波形

在图 2-8 中，由(a)、(b)可以看出，输入电压与输入电流保持同相位，且输入电

流各次谐波非常小；图(c)给出了输入电流与输出电压纹波波形，输出电压纹波以二倍工频波动，对于纯电阻负载，输入电流过零时刻输出纹波电压也正好过零点；图(d)给出了电流基准信号、电流放大器输出电压信号，验证了前面所作的分析；图(e)给出了电流基准信号与跟踪电流波形，可以看出二者严密吻合；图(f)显示功率开关两端电压不超过 400V，实际使用中，功率器件的选型应有 20% 左右的裕量。

输入电流纹波与升压电感值呈反比关系。如图 2-9，电感值小，电流纹波值大；如图 2-10：电感值变大，电流纹波值变小。从降低输入电流纹波的角度考虑，应选取较大的升压电感值，但是，如果升压电感值过大，即使不考虑材料、价格等因素，仅从系统性能上考虑，就会造成输入电流波形交越失真畸变的后果，见图 2-10。所以，在实际应用中，升压电感值的选取应谨慎。

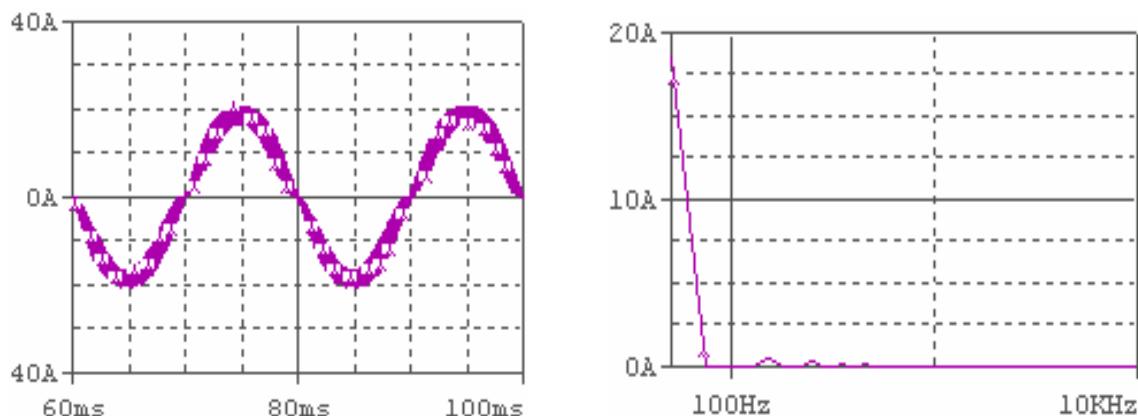


图 2-9 输入电流及其傅立叶分析 ($L = 0.25\text{mH}$)

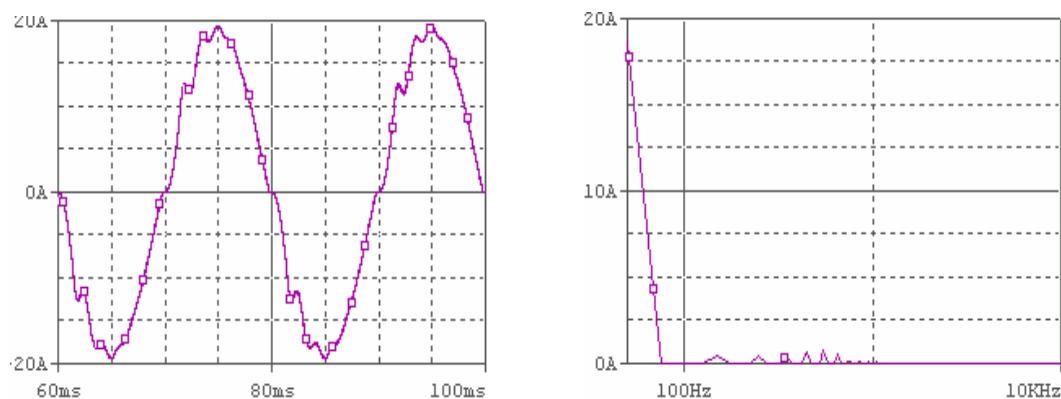


图 2-10 输入电流及其傅立叶分析 ($L = 1.8\text{mH}$)

2.2 升压型 APFC 的系统设计考虑

目前，市场上升压型 APFC 专用控制芯片很多，由于本次设计的目的是用于较大功率变频空调系统，所以芯片选型时首先考虑的是校正性能的优劣和驱动能力的大小。经过广泛调研和比较，选定了 L4981A/B、UC3854N 两款芯片，它们的性能优良，驱动峰值电流皆可达到 1.0A 以上。

传统升压型 APFC 控制系统在设计时需着重考虑以下问题：升压电感设计、功率器件选择、功率电路的设计等。

2.2.1 升压电感的选择

Boost PFC 电路中，升压电感磁芯是重要组成部分，它完成能量储存与转换、滤波等功能，从设计和制造方面看，它是影响开关变换器性能、体积、重量和成本的重要因素。因此在设计时，既要保证变换器的性能良好，又要尽量减小它的体积、重量和成本。

保持连续导电模式下工作的升压电感设计有两个原则：

(1) 保持电流连续原则。电感值必须满足如下公式

$$L > \frac{U_m^2 R_L T_s}{4U_o^2} , \text{ 其中 } U_m \text{ 为输入电压峰值, } R_L \text{ 为负载电阻; } T_s \text{ 为开关周期; } U_o$$

为直流输出电压。

(2) 限制电流脉冲最小原则。要求电流的脉动系数小于某一允许的最大值。

流过升压电感磁芯线圈的电流具有较大的直流分量，并叠加一交流分量，磁芯的磁化状态将沿局部磁滞回线变化，如图 2-11 所示。交变磁化分量较小，一般 $\Delta B \ll B_m - B_r$ ，故交流损耗较小；由于含有较大的直流分量，线圈电流最大值 I_m 较大，相应产生激磁磁场 $H_m = I_m N / l$ 较大，要使在 H_m 作用下磁芯不饱和——磁芯最坏情况发生在最大峰值电流时可能饱和；对于平均电流型，设计时应保证最坏情况——

低输入电压的输入电流峰值时磁芯不饱和。磁芯必须加适当气隙和采用宽恒导磁合金磁芯；希望磁芯最大储能 $LI_m^2/2$ 大，即希望饱和磁感应强度 B_s 大；连续工作模式下，线圈电流受开关控制导通和关断以传递能量，线圈损耗占主导地位，在输入电压 U_i 瞬时值等于输出电压 U_o 一半时 ΔI 最大，是磁芯和线圈损耗最坏情况。电感温升需要有一定的限制。

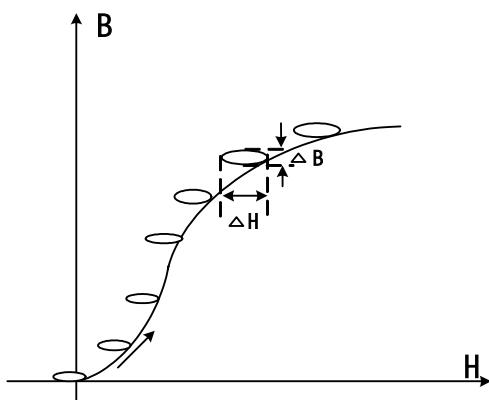


图 2-11 直流预磁化下的磁滞回线

根据上述分析，磁芯材料应选用高磁导率 μ_r 、高饱和磁感应强度 B_s 的软磁材料，在实验中，选取铁基非晶合金作为磁芯材料。

选择好磁芯材料后，就可以根据峰值电流、纹波电流、功率等级等要求来计算电感量、电感器磁芯尺寸、绕组匝数、绕组面积、气隙长度，使得电感量满足要求，在最大电感电流时磁芯不饱和，且线圈绕制合理。具体电感计算见相关文献。

2.2.2 功率开关管、快恢复二极管的选择

功率开关管（如：IGBT、MOSFET 等）在关断时要承受 400V 左右的阻断电压，所以选取时考虑 20% 的裕量，其阻断电压应为 500V；MOSFET 的导通电阻比较大，为了降低开关管的导通损耗，应尽量选取导通电阻小的功率 MOSFET；而对于 IGBT，则应选择集射极间导通饱和压降小，反向耐压高的功率 IGBT；电流容量应以输入电压最低、输出功率最大时电感峰值电流为准。

在含 Boost PFC 电路的电源中，功率二极管作用具有以下特点：

- (1) 二极管反向恢复电流，增加其关断损耗的同时，也增大了开关管的损耗；
- (2) 二极管的关断损耗占其总损耗的大部分；
- (3) 二极管反向恢复特性增加了系统的电磁干扰 EMI。

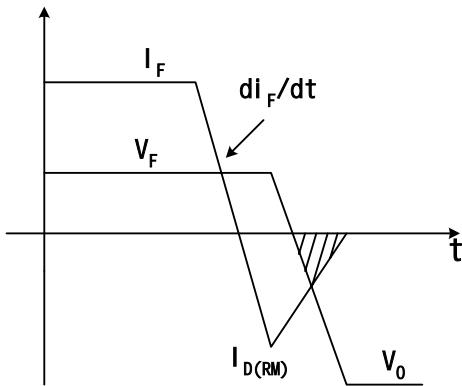


图 2-12 快恢复二极管的关断特性

图 2-12 为快恢复二极管的关断特性，图中的阴影部分即是关断损耗。除了考虑二极管的电流容量以外，还应考虑反向关断时间，二极管反向耐压。选取超快恢复二极管或肖特基二极管，以加快反向关断延迟时间，降低功率损耗、减小开关管额定电流容量。

2.2.3 功率电路设计

单相 Boost PFC 电路嵌入到变频空调中，尽管满足了电磁兼容标准的低频 EMC 标准 IEC 61000-3-2，但是，Boost 变换器高频斩波又导致高频传导干扰的增加，超过了电磁兼容标准的相应 EMC 标准（例如：欧洲的 EN 55014-1, EN 55014-2）。因此功率电路设计中要考虑 EMI 滤波器的设计和印制线路板的布局，以便使开关变换器的影响最小化。根据 EMC 标准 EN 55014-1 连续骚扰电压（Continuous Disturbance Voltage）的频谱范围是 148.5kHz-30MHz，标准 EN 55014-2 连续骚扰电压（Continuous Disturbance Power）的频谱范围是 30MHz-300MHz。通过输入滤波器的设计和 PCB 板的布局（走线方向、长度、宽度、接地及隔离措施等）来降低产生的差模和共模干扰。

显然，电磁干扰源是功率开关管和快恢复二极管，功率电路中 EMI 产生的关键点见图 2-13，基本的解决原则是：(1) 缩短电流流通路径；(2) 减少 dv/dt 传播路径；(3) 缩小 di/dt 回路面积。

这需要三方面的设计：(1) 主电路的布局设计；(2) 控制电路的布局设计；(3) PCB 板的布局设计。

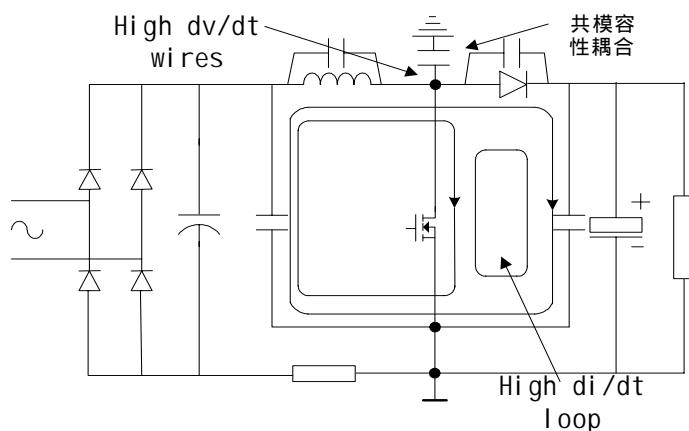


图 2-13 EMI 产生回路的关键点

主电路基本的布局设计见图 2-14，增加了两个高频旁路电容，滤除高频干扰，输入 EMI 滤波器（差模），以减小差模干扰，负载端 EMI 滤波器（应尽量靠近共模骚扰源），共模耦合电容，以减少共模失真等。

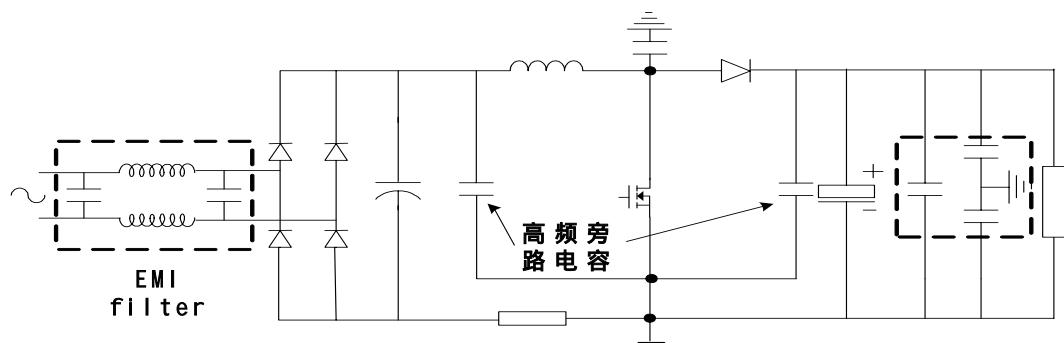


图 2-14 包括输入输出滤波器的主电路

控制电路的布局设计包括驱动电路缓冲设计（图 2-15），电压和电流反馈环节设计。当驱动电阻由小向大变化，例如由 33 欧姆到 80 欧姆变化，并加上 RC 并联吸收

回路的作用时，功率 MOS 管开通时间变长（降低了 dv/dt 变化率），且驱动信号没有了尖峰毛刺，提高了开关管的高频性能。

由实验波形图 2-16 可以看出，驱动信号的输入波形得到了明显改善。

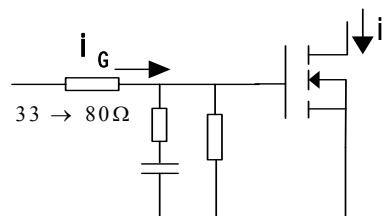


图 2-15 驱动电路（缓冲设计）

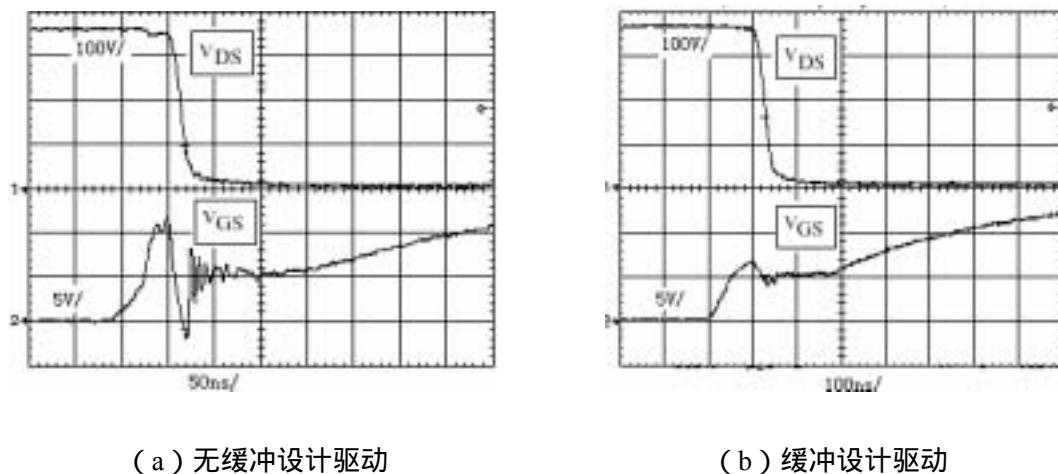


图 2-16 缓冲设计驱动对开启性能的影响

PCB 板布局设计包括，尽量缩短控制器的输出驱动线路引线，加宽功率器件引线，加宽关键部位连线，功率开关和快恢复二极管的有效隔离等。

此外，采用 L4981B 控制器芯片特有的的频率调制功能，也可以有效地将电磁干扰能量在较宽的频谱范围内平均化，从而更易于满足电磁兼容标准中的 EMC 部分的要求。

2.3 基于 UC3854N 的 APFC 实验研究

UC3854N 是 TI 公司生产的 Boost PFC 专用控制芯片，采用平均电流控制方式，

工作模式为连续导电模式 (CCM)，所实现的功能包括欠压闭锁，过压保护，过流保护，上电软启动，占空比调节范围宽，电压电流双闭环调节等。根据前面叙述设计了基于 UC3854N 的升压型 APFC 控制电路，见图 2-17。

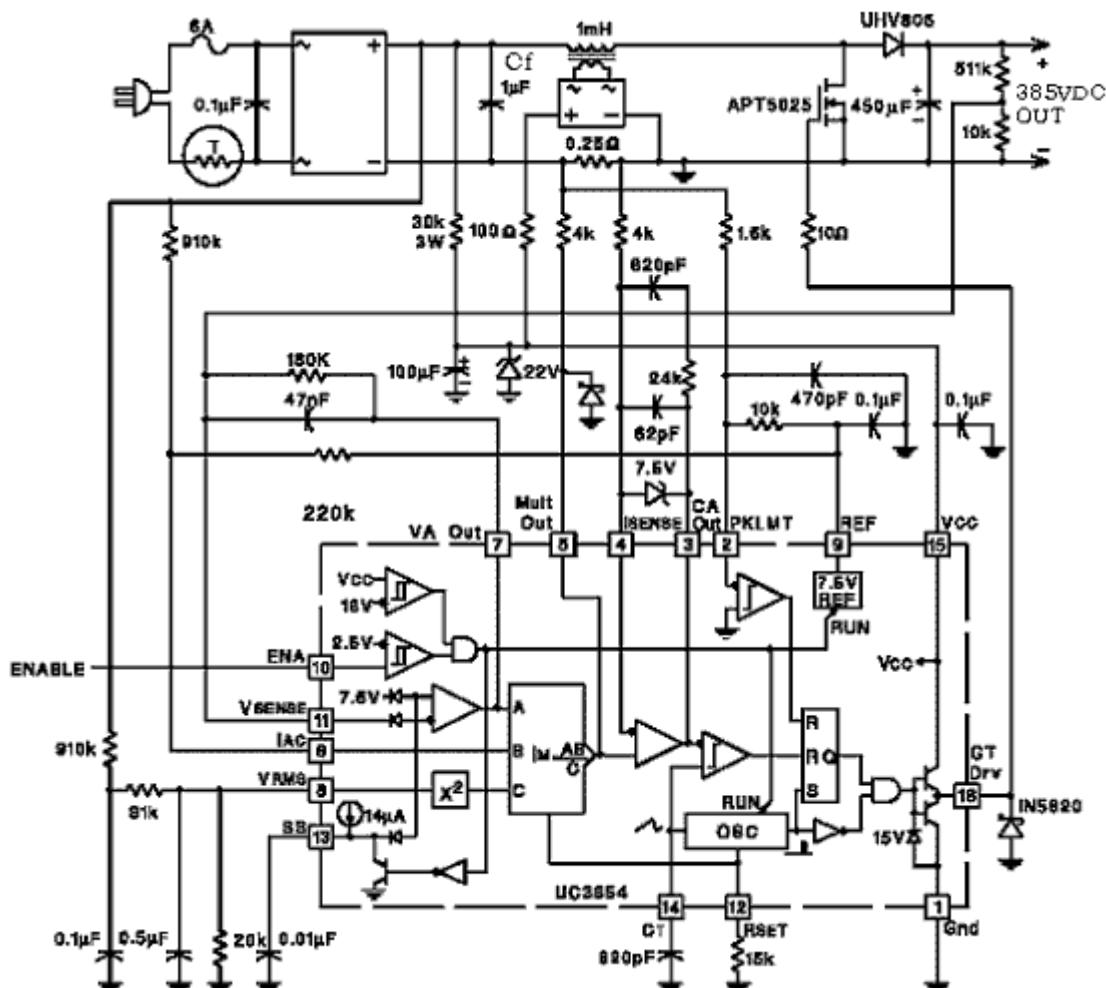


图 2-17 基于 UC3854N 的升压型 APFC 控制电路

下面给出该电路的设计要点。

2.3.1 电压环设计

(1) 前馈电压滤波环节设计

该环节如图 2-2 中所示。全桥整流后输出电压中含有约 66% 的二次谐波，且前馈电压滤波环节要求瞬态响应要快，故设计时二次谐波衰减和快速响应速度要综合考

虑。采用二阶滤波器(滤波器中两个极点的频率相同)正是折衷考虑了这二者的关系，另外这样设计使得输入电流与输入电压同相位。

(2) 电压误差放大器补偿网络参数设计

Boost 电路输出部分的低频响应表现为电流源驱动输出电容的一阶电路，其中该电流源由功率部分和电流反馈环组成。为使工作稳定，电压环必须进行补偿，其目的是保持输出电压高于输入电压峰值且稳定和减小输入电流畸变。为兼顾二者，必须综合考虑电压补偿的带宽与相位裕量。电压误差放大器采用 PI 调节方式(如图 2-2)，输出电压上的二次纹波经 PI 调节器后得到衰减，由此算出电压放大器的二次谐波增益，由该增益值再算出电压放大器的补偿电容 C_{vf} 。通过设定整个电压环增益为 1 来算出电压误差放大器的极点频率 f_p (f_p 是电压回路的单位增益频率)，再由该极点频率算出补偿网络的电阻 R_{vf} 。

2.3.2 电流环参数设计

电流环的设计是使平均电感电流有较好的动态跟踪能力。电流环一般由电流误差放大器 $G_i(s)$ 、PWM 调制器 $G_{pwm}(s)$ 和功率转换电路 $G_{ps}(s)$ 构成，其结构框图见图 2-18 所示。

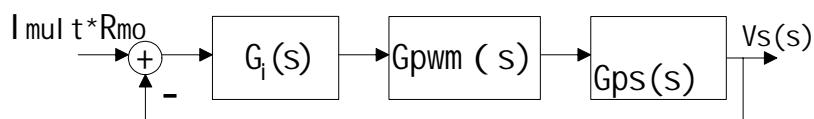


图 2-18 电流环结构

由电流误差放大器 CA 构成一个 PI 调节器(见图 2-2)，该电流调节器具有两个极点和一个零点的补偿网络，其传递函数为：

$$G_i(s) = [\omega_i(1 + S/\omega_p)] / (S(1 + S/\omega_p)) \quad (2-19)$$

其中 $\omega_i = 1/R_{ci}(C_{cz} + C_{cp})$ ， $\omega_z = 1/C_{cz}R_{cz}$ ， $\omega_p = (C_{cz} + C_{cp})/R_{cz}C_{cz}C_{cp}$ 。

APFC 芯片内部规定传递函数 $G_{pwm}(s)$ 和 $G_{ps}(s)$ ，则电流环总的开环传递函数

为：

$$G_{ik}(s) = G_i(s) \times G_{pwm}(s) \times G_{ps}(s) = [K_{pwm} V_o R_s (1+s/\omega_z)] / [s^2 L / \omega_i (1+s/\omega_p)] \quad (2-20)$$

可见，它是一个二阶无差系统，可以无差地跟踪正弦波输入函数，从而使输出电流 I_L 无差地跟踪 I_{mult} 的波形。为确保电流环具有较高的低频增益、较宽的中频带宽、合理的稳定裕量和较强的开关纹波抑制能力，设计中主要通过调整电流调节器的三个参数 ω_z ， ω_p ， ω_i 来实现。将补偿零点 ω_z 放在主电路的交越频率上或低于交越频率处，补偿极点 ω_p 放在高于二分之一开关频率处，这样可以尽量抑制开关电流纹波，增大相位裕量，增强系统的暂态性能；电流环的直流增益受 R_i 和 ω_i 控制。增大电流环的直流增益可以提高其穿越频率 ω_i ，但纹波会随着 ω_i 的提高增大，所以应限制在小于 1/2 开关频率附近。

2.3.3 参数优化设计

根据上述双闭环设计方法，以 UC3854N 为控制芯片设计了最大输出功率达 2.5kW 的 APFC 方案。下面给出以 UC3854N 为控制芯片的控制电路参数和实验分析，所分析的问题具有共性。

实验参数：输入交流电压： $V_{in}=150\sim265VAC$

输出直流电压： $V_o=400VDC$

开关频率： 22kHz

升压电感： $L_1 = 0.75mH$ ，磁芯材料：非晶体磁芯

输出端电容： $C_o=2*330uF$

电压环和电流环主要参数： $R_{ff1}=810k$ ， $R_{ff2}=43k$ ， $R_{ff3}=10k$ ， $C_{ff1}=22F$ ， $C_{ff2}=1uF$ ， $C_{vf}=36k$ ， $R_{vf}=0.33uF$ ， $R_{mo}=R_{ci}=810\Omega$ ， $R_{cz}=16k$ ， $C_{cz}=3000pF$ ， $C_{cp}=470pF$ 。

使用上述参数配置的双闭环进行试验时发现以下问题：(1)系统的带负载能力较差，表现为随着负载的增大，输出电压下降幅度过大，严重时使系统进入自然整流状态；(2)负载大时输入电流交越失真比较明显，波形正弦度降低，使得个别低次谐波电流含量增加。这说明原理性计算与实际参数配置存在着差距，必须进行某些参数调整，通过多次试验调整方法总结如下：

提高系统的带负载能力：一是在不改变前馈电压滤波效果的前提下，适当减小前馈分压值 V_{ff} ；二是适当减小输入电压采样电阻 R_{ac} 的取值。

减少输入电流交越失真：(1)适当减小 C_{cp} ，以增大相位裕量，提高穿越频率，但不宜过分减小，否则会导致系统抑制电流纹波的能力下降；(2)增大 R_{cz} 来提高相位裕量，增大穿越频率，但同时减小了增益裕量。 C_{cp} 的减小和 R_{cz} 的增大应综合考虑。

按上述方法重新调整元件参数，结果获得了更好的校正效果，降低了输出电压纹波，减小了输入电流交越失真，见图 2-19。

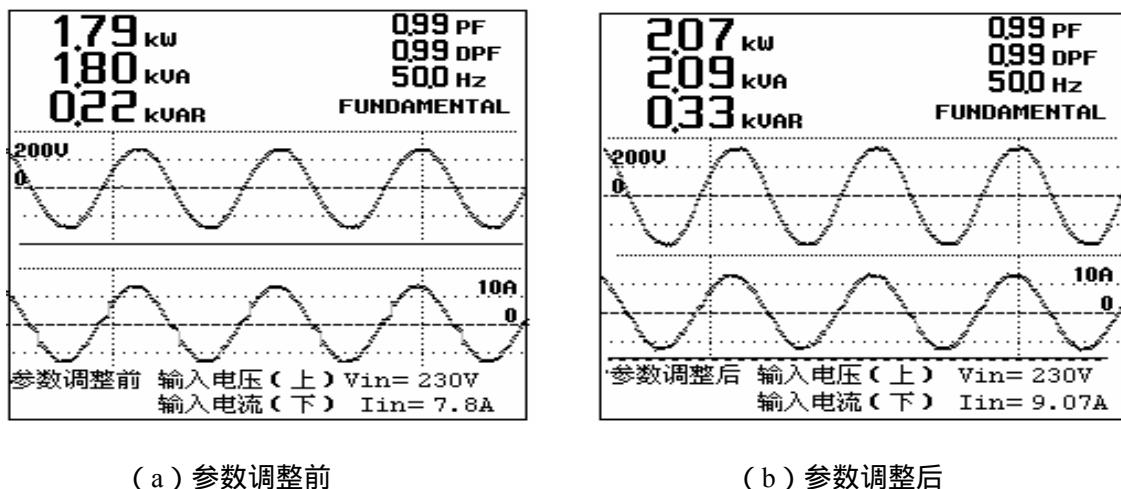


图 2-19 输入电压与输入电流波形

由图 2-19 (a)与图 2-19 (b)可以看出，参数调整后的输入电流波形较调整前交越失真得到了明显改善，总的谐波失真度也小于 5%，这说明参数调整的比较理想。

同时，图 2-20 为参数调整后，实际输入电压和输入电流分别为 230VAC 和 9.61A 时，输出平均电压 375VDC 上的最大纹波电压只有 16VDC，即纹波电压小于 5%；

相应地，图 2-21 为参数调整后输入电压 230VAC、输入电流 9.61A 时输入电流的频谱分析，输入电流谐波失真仅为 3.8%，各次谐波电流含量均符合 EMC 对各次谐波电流的认证要求，达到了预期的效果。

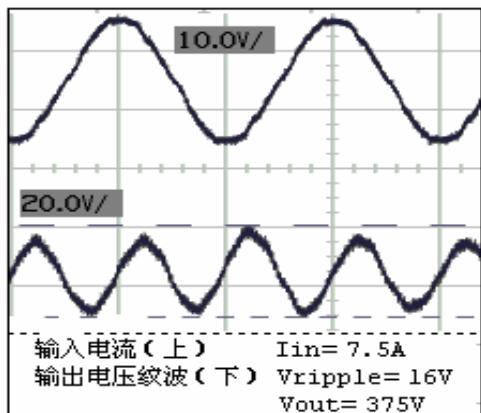


图 2-20 输入电流与输出纹波电压

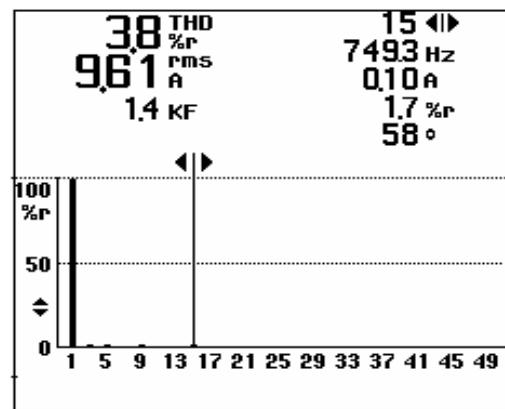


图 2-21 输入电流谐波分析

2.4 基于 L4981A/B 的 PFC 实验研究

L4981A/B 与 UC3854N 一样是采用平均电流模式、CCM 工作模式的升压型 APFC 控制芯片。唯一的不同之处在于 L4981B 增加了频率抖动调制功能，可根据整流后的单相电压正弦波的幅值大小进行斩波频率的浮动。下面主要讨论 L4981B 的开关频率调制：L4981B 采用引脚 16 FREQ-MOD 通过一个电阻 R_{fm} 连接到整流器正输出端，见

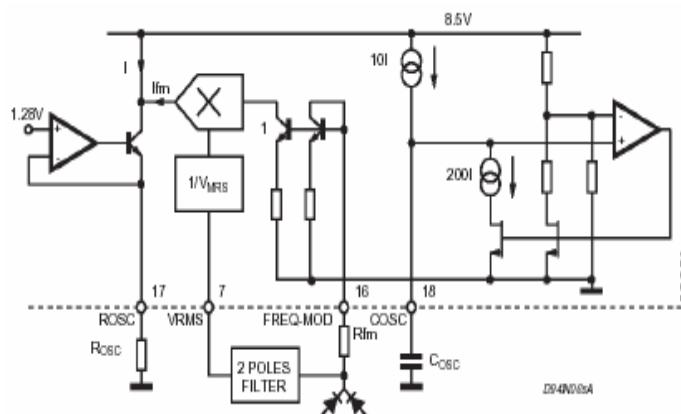


图 2-22 L4981B 的开关频率调制电路

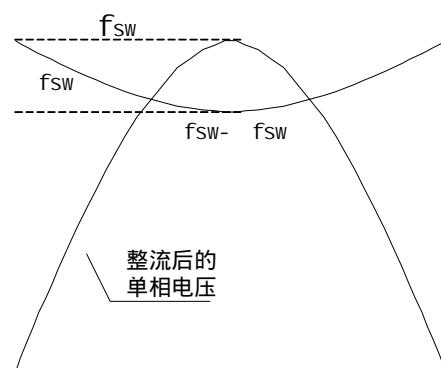


图 2-23 L4981B 的开关频率调制原理

图 2-22，根据整流电压的变化动态逐周期地改变振荡电容 C_{osc} 的冲、放电电流，使得振荡器三角波的斜率发生改变，结果开关频率得到调制。当整流后的电源电压最高时开关频率最小，电源电压最小时开关频率为最大标称值，见图 2-23。

开关频率调制的目的是使电源侧高频传导 EMI 在更宽的频谱范围内分散，从而 EMI 的连续骚扰电压/功率的平均值和准峰值降低，由此减轻 EMI 输入滤波器的设计。开关频率波动范围为：

$$\frac{\Delta f_{sw}}{f_{sw}} = K \frac{V_{ipk} \cdot R_{osc}}{V_{RMS} \cdot R_{fm}} \quad (2-21)$$

其中， Δf_{sw} 为开关频率变化量 (kHz)， V_{ipk} 为电源电压峰值(V)， f_{sw} 为开关频率标称值 (kHz)， R_{osc} 为振荡电阻 ($k\Omega$)， V_{RMS} 为电源电压有效值， R_{fm} 为可调电流电阻 ($k\Omega$)。因为 Δf_{sw} 过大会影响整个校正效果， Δf_{sw} 过小高频EMI降低效果差，所以折衷选择 $\Delta f_{sw} / f_{sw} = 20\%$ 左右。

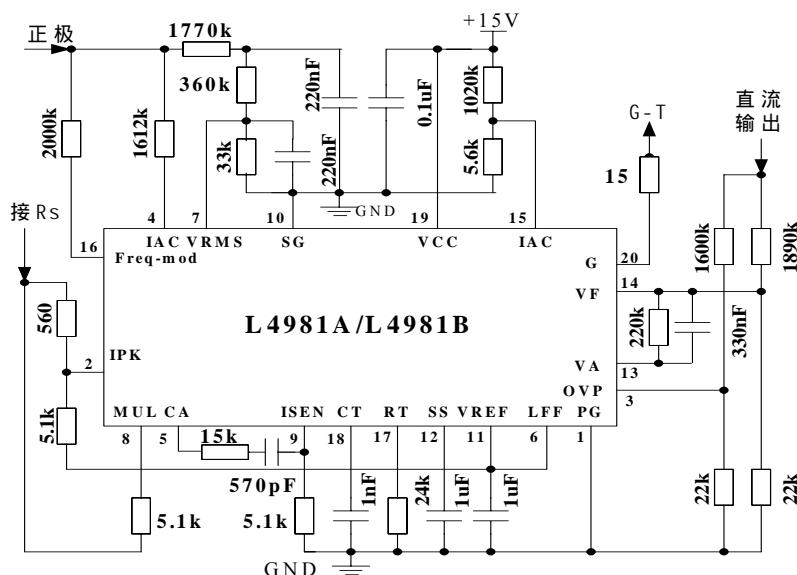


图 2-24 基于 L4981B 的 Boost PFC 控制电路

2.4.1 电路设计

以 L4981A/B 为控制核心的升压型 APFC 控制电路见图 2-24，其中第 4 脚、第 7 脚、第 13 脚对应图 2-2 中的信号 I_{ac} 、 V_{ff} 、 V_{ea} ，第 8 脚对应基准电流信号 I_{mult} ，第 5 脚对应调制信号 - CA 的输出信号，第 16 脚为频率调制引脚。另外还有的保护引脚如第 12 脚为软启动，第 3 脚为过压保护、第 2 脚为峰值电流检测等。其中，电路设计过程中需考虑的功率器件选型、电感设计、功率电路设计、双闭环参数设计等与前面所述类似，这里就不再过多描述。

2.4.2 实验结果分析

经过反复试验，下面给出用 UC3854N 与 L4981B 所得实验结果的对比，运行工况分别是(a)低压大电流、(b)高压大电流、(c)输入 2kW 以上功率，分别见图 2-25 和图 2-26。

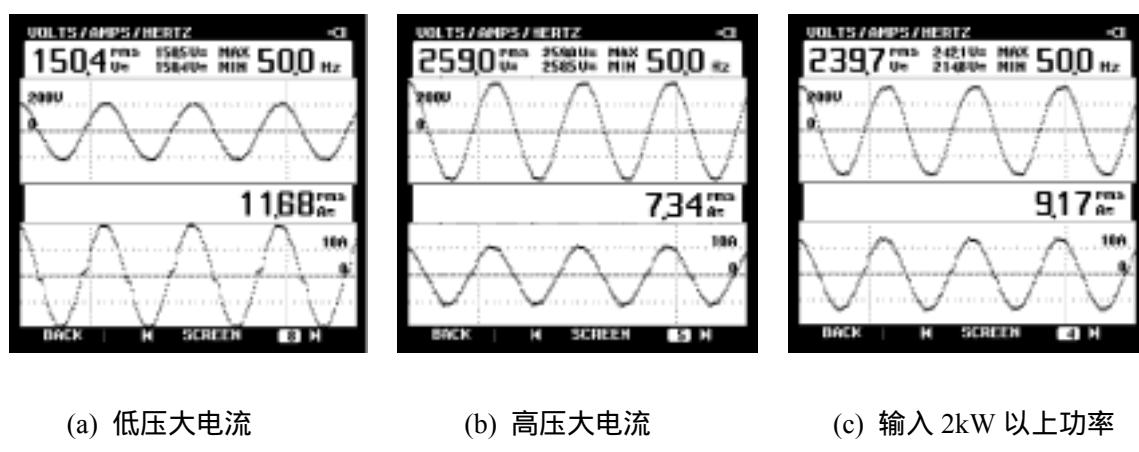


图 2-25 UC3854N 实验波形

经对比可以发现，在低压、高压情况下，UC3854N 的交越失真比较明显，而 L4981A/B 的校正效果很好；在带负载能力上，L4981A/B 较 UC3854N 的能力强，L4981A/B 可达到 2.5kW 以上，且输入电流正弦波形很好，而 UC3854N 当功率达到 2kW 以上时，电流交越失真开始变得明显。因此在以后的研究中，所作的实验都是在以 L4981A/B 为控制芯片的实验平台上展开的。下面给出该平台所作实验的结果分析。

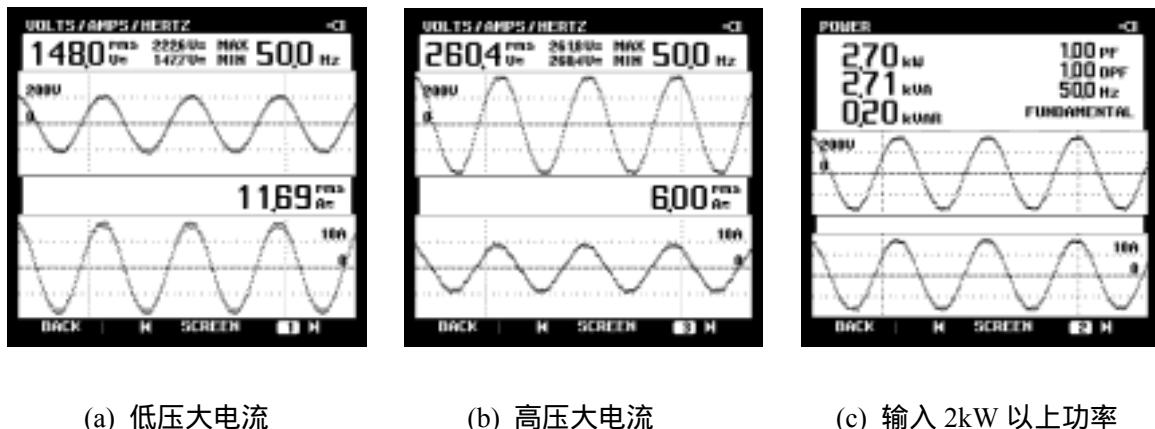


图 2-26 L4981B 实验波形

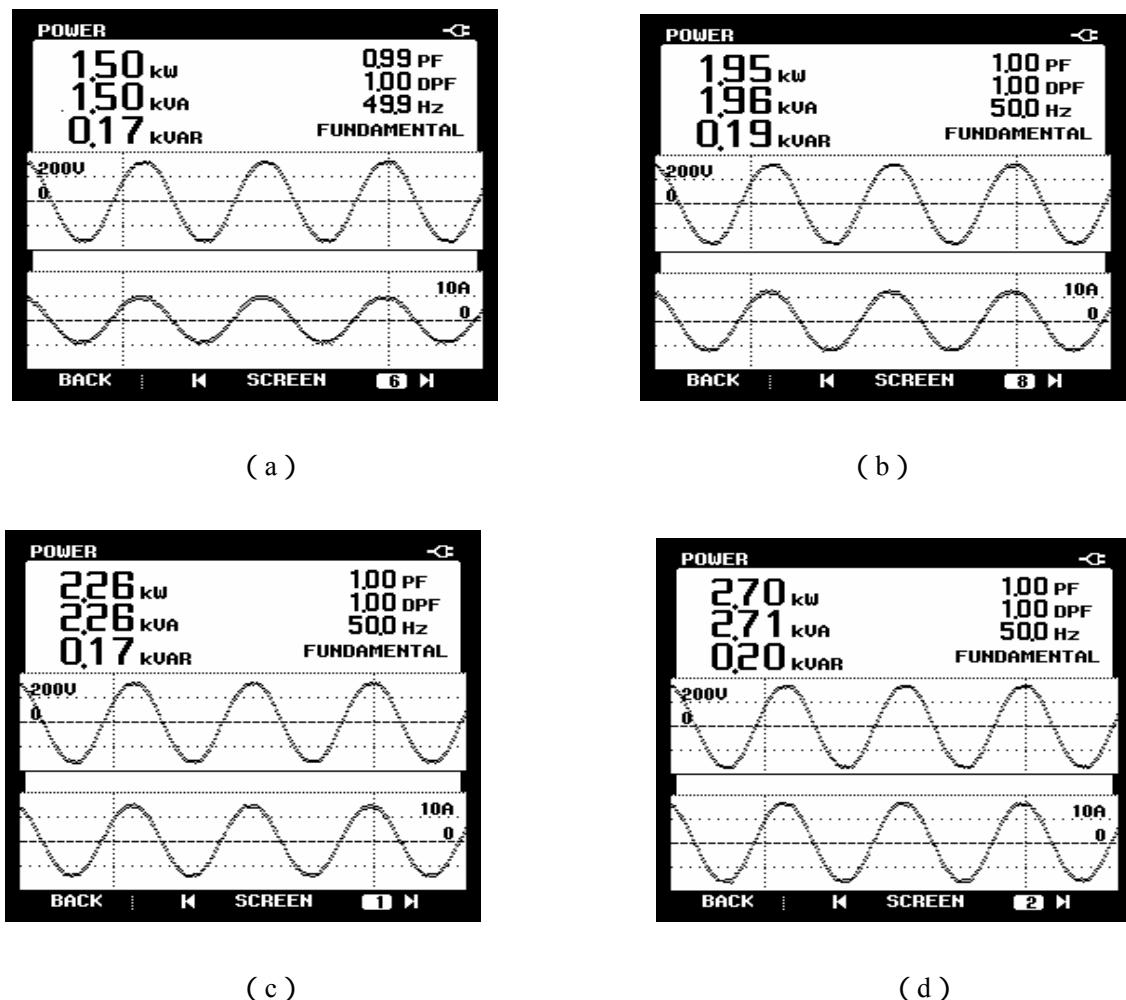


图 2-27 不同输入功率下的输入电压与输入电流波形

图 2-27 不同输入功率下的输入电压与输入电流波形。由图 2-27 可以看出，所实现的 APFC 电路具有很强的负载适应能力，很好地实现了输入电流的正弦化，且与输入电压严格保持同步。

图 2-28 相同负载下的不同输入电压与输入电流波形。图 2-28 表明所实现的 APFC 电路可以适应较宽的输入电压，且保持校正效果良好。

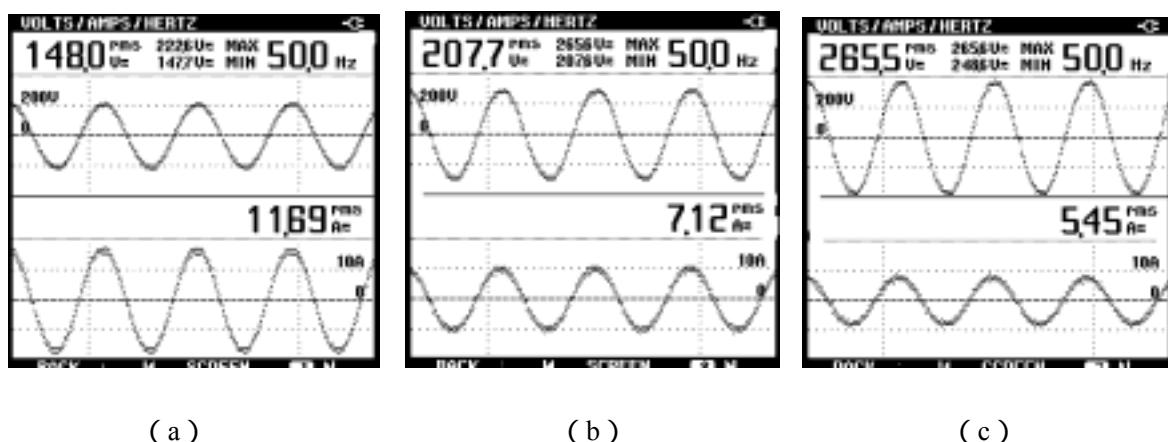


图 2-28 相同负载下的不同输入电压与输入电流波形

图 2-29 三角载波与电流误差放大器的输出电压波形。图 2-29 给出了三角载波和调制波（电流误差放大器的输出波形），驱动脉冲的占空比正是通过这二者的比较来确定的。

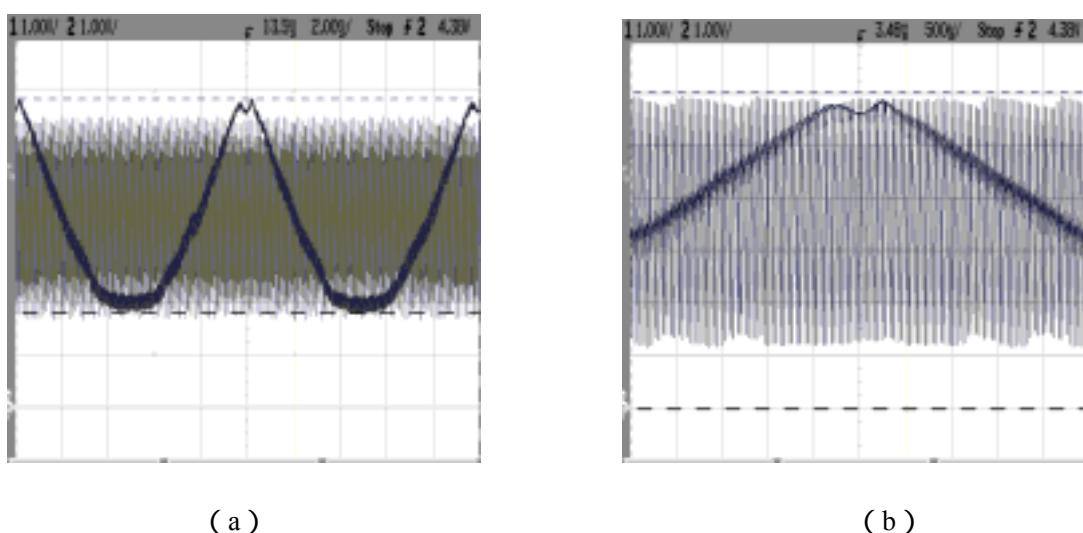


图 2-29 三角载波与电流误差放大器的输出电压波形

图 2-30 ((a) 轻载情况下 ,(b) 重载情况下) 输入电流与电流误差放大器的输出电压波形。由图 2-30 (a) 可以看出, 当负载较轻时, CA 输出电压与输入电流同步, 且变化趋势与输入电流绝对值的变化趋势正好相反, 当输入电流过零时, CA 输出电压取最大值, 当输入电流绝对值最大时, CA 输出取最小值。但当负载较重时, 由图 2-30 (b) 可知, CA 输出电压向上凸起呈 W 型, 这样就加大了单周期的平均占空比, 保证了输入、输出单周期内平均功率守恒, 使输出电压保持稳定。

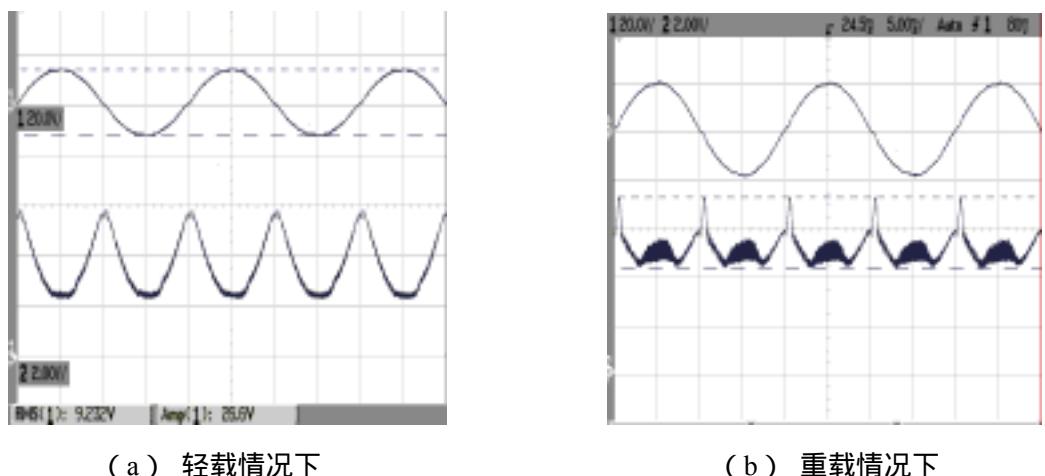


图 2-30 输入电流与电流误差放大器的输出电压波形

图 2-31 电感两端电压和电流波形。图 2-31 给出了电感电压和电流波形, 其包络线显示了正弦半波的变化趋势。

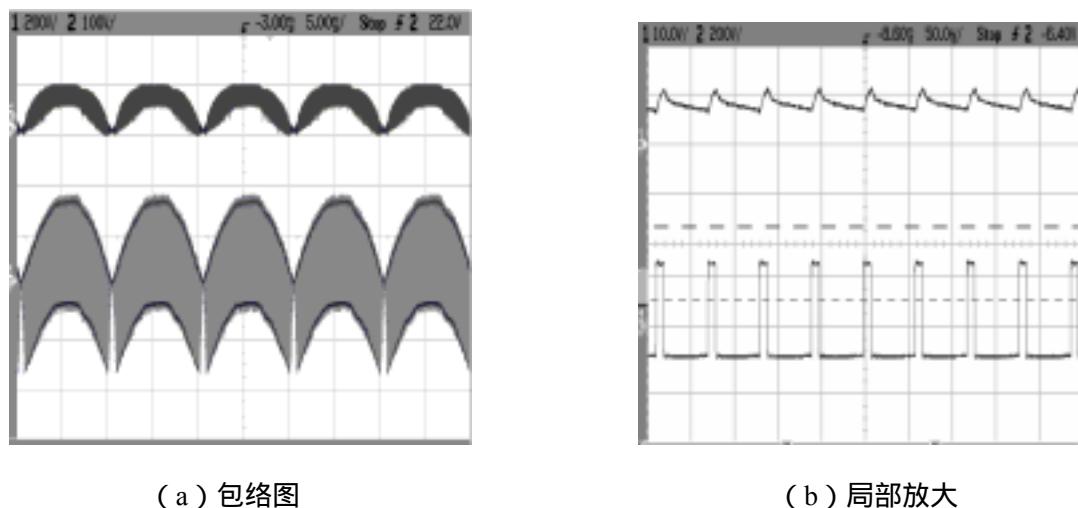


图 2-31 电感两端电压(下)和电流(上)波形

图 2-32 功率二极管两端电压和电流波形。从图 2-32 (a) 可以看出其电流包络为正弦半波；从(b)、(c)、(d)可以得知二极管两端端电压在 0V 到 400V 之间切换，电流变化范围宽，且其电流峰值很大，当负载很大时，器件所承受的电流应力较大，器件选取比较困难。同样地，功率开关器件（如 IGBT、MOSFET 等）也存在着类似的问题。

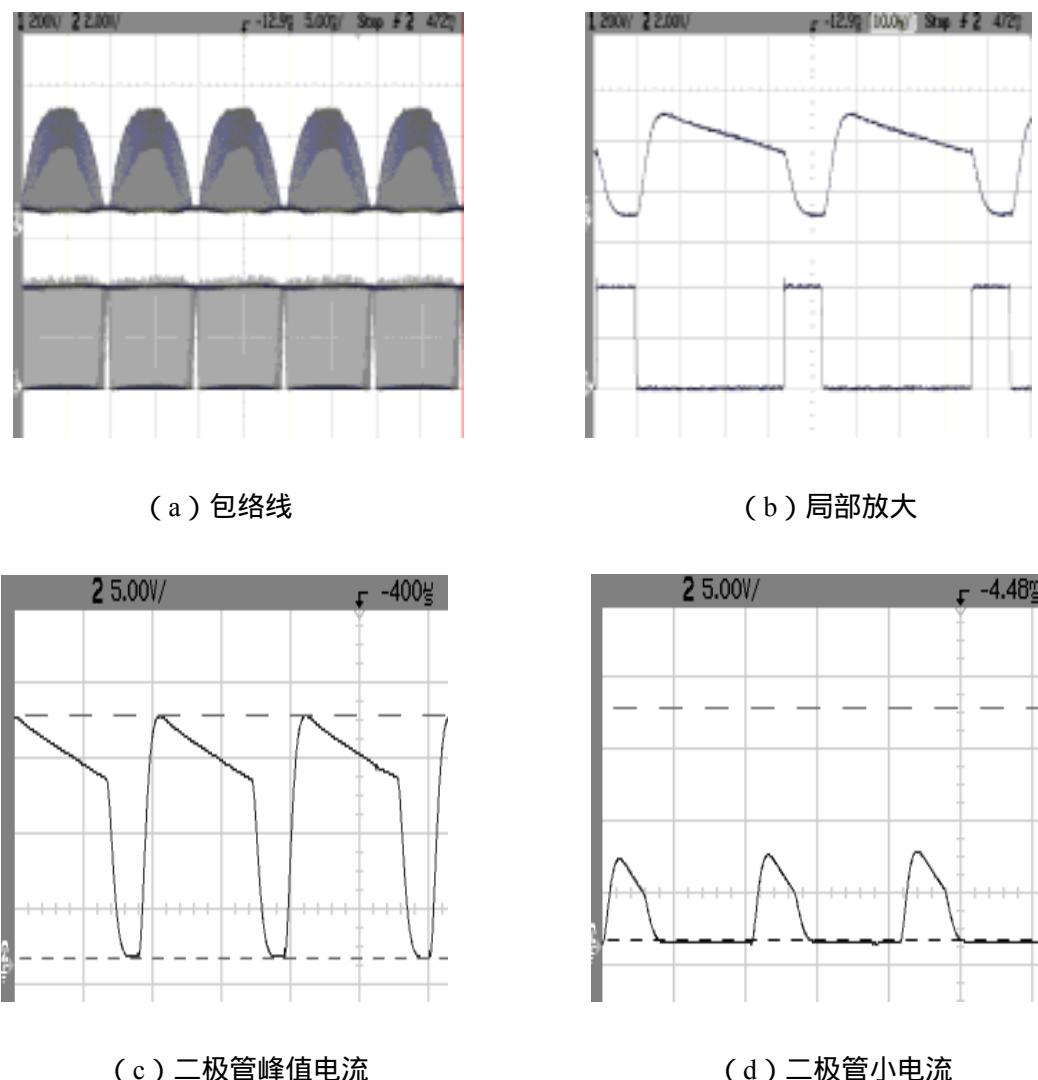


图 2-32 功率二极管两端电压(下)和电流波形(上)

图 2-33 采用频率调制功能后的输入电流和驱动脉冲波形。从图 2-33 可以看出，当输入电流过零时，驱动脉冲频率为 24.15kHz，当输入电流峰值时，驱动脉冲频率为 19.63kHz，与前面所描述的一致。

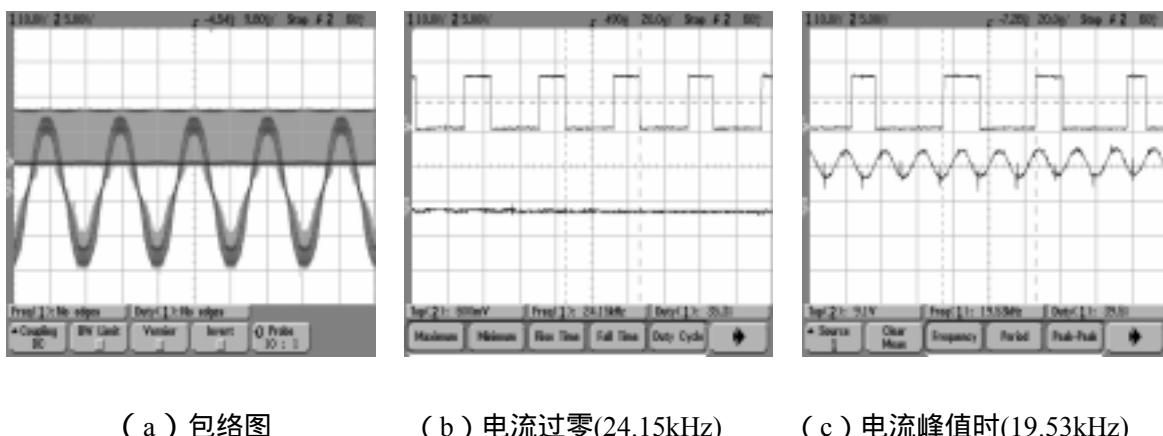


图 2-33 采用频率调制功能后的输入电流和驱动脉冲波形

2.5 基于 L4981B 的较大功率实用 PFC 电路性能分析研究

基于以上仿真和试验结果的分析，我们用 L4981B 设计了一款实用 APFC 电路，其基本技术参数及主要技术性能指标为：

满足 EMC 认证要求：主要指 EMI、同时注意 EMI 与 EMS 的相互关联

宽的单相交流输入电源：单相 150VAC-265VAC

输入电压频率范围：45Hz-65Hz

宽的输出功率范围：空载-制热最大功率（不小于 4.0kW）

输出电压跌落：满载时输出电压跌落小于空载电压的 3%

较高的系统效率：大于 90.0%

APFC 控制芯片供电电压：+15VDC;

APFC 控制输入：+15VDC 开通、0VDC 关断

APFC 故障输出：电平由高到低，下降沿有效

直流侧：空载电压 390V，负载电压 380VDC

在实际中尤其需要解决的是：1.效率；2.稳定性；3.电磁兼容性；4.电路保护；5.性价比和可靠性；6.实现电气安规要求等。如何解决这些问题是一个产品能否推向市场的重要标志。

2.5.1 如何提高效率

现代技术的发展要求电器设备，既要小巧，又要高效，还要求输入电压具有更广泛的通用性。一个完整的 Boost PFC 包括全波整流和升压型 DC/DC 转换，这种配置的 PFC 具有许多优点：连续输入电流和容易提高功率因数。升压型拓扑结构通过限制输入电压也可以获得很高的效率，但当输入电压范围变宽后，要维持同样的高效率就变得有点困难。

为此在实际的应用产品中，我们采用了电路简单、可靠性较高的三种方法：一是减小半导体二极管的反向恢复损耗；二是用 IGBT 代替 MOSFET，以减小开通损耗。再就是减小交流损耗。

首先，我们选用一种 SiC 肖特基二极管，它具有高的温度特性（最高允许工作温度达到 300），高的反向耐压，低的导通电阻和高的开关频率等。以上特点使得开关器件体积缩小，开关频率的提高也使得 Boost PFC 的体积进一步减小。同时它还具有正的温度系数，便于在大电流时采用多个二极管并联使用，不会造成二极管之间的电流出现不均衡的现象。再有这种二极管的反向恢复时间及反向电流都非常小，并且有非常好的温度特性，其反向恢复时间不会随着温度升高而变化。用它就会减小开关管导通时的开关损耗，从而提高效率。

其次，用 IGBT 代替 MOSFET，一个主要的原因是：MOSFET 开关在低输入电压时，由于导通器件的漏源极间为导通电阻，使得其导通损耗快速增加，即随着电流的增大而与电流的平方成正比。而 IGBT 则是集射极间的几乎是相同的电压饱和压降，因此，其导通损耗相对增加较慢，只与输入电流成线性关系。这就减小了在宽范围输入电压下的损耗，提高了系统效率。

最后，减小交流损耗，交流损耗的产生主要是由电感的纹波电流造成的。绝大部分的损耗来自于磁心本身，并且严重依赖于磁心材料本身，为此我们采用了非晶铁心材料绕制的电感，因为它具有优良的恒电感特性和抗直流偏磁能力，且损耗小。不过

成本稍贵，但对提高 Boost PFC 效率效果明显。

经过调整后带整流桥后的 Boost PFC 的效率与输入功率的关系，如下图 2-34 所示：

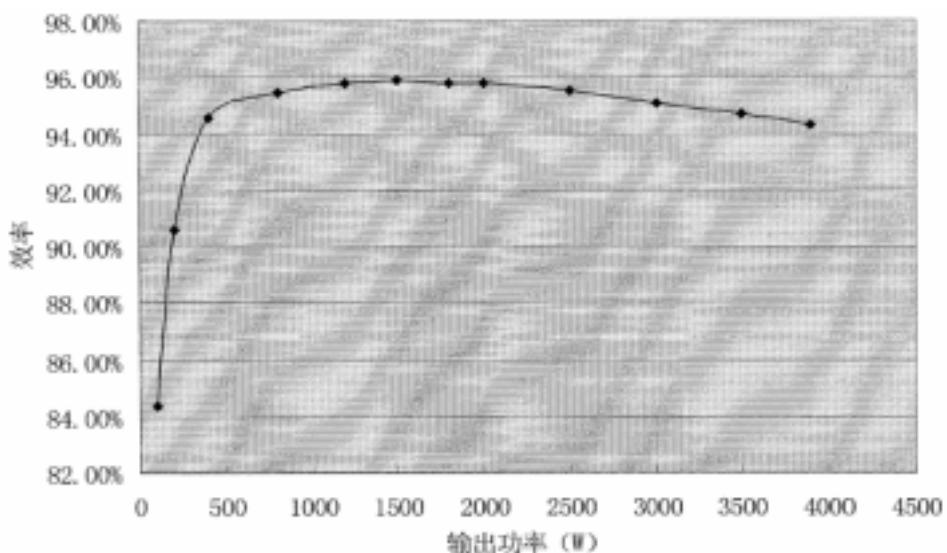


图 2-34 Boost PFC 的效率与输入功率的关系

2.5.2 如何提高稳定性

平均电流控制技术是在峰值电流控制技术的基础上发展起来的。在这种控制方式中，乘法器与比较器之间增加了一个电流调节器。该电流调节器控制输入电流的平均值，使其与编程信号波形相同，由于电流环具有较高的增益带宽，跟踪误差小，因此瞬态特性较好。是目前应用最广泛的一种控制技术。

这种技术的电压环带宽控制在 20Hz 以下，电流环则要求足够快以满足不失真和低谐波的要求。

事实是，在实际产品的设计过程中，经由理论分析设计的电路在带阻性负载或者交流变频压缩机测试时，工作一切正常。但当带直流变频压缩机这类感性负载工作时，就出现新的不稳定现象见图 2-35，即遇到双周期分叉现象，见下图。

原因分析：由于在整个的设计过程中，存在许多理想假设。例如：假设变换器的输出纹波很小；假设当通过较大输出电容时可被忽略，而大电容因其成本高，体积大，

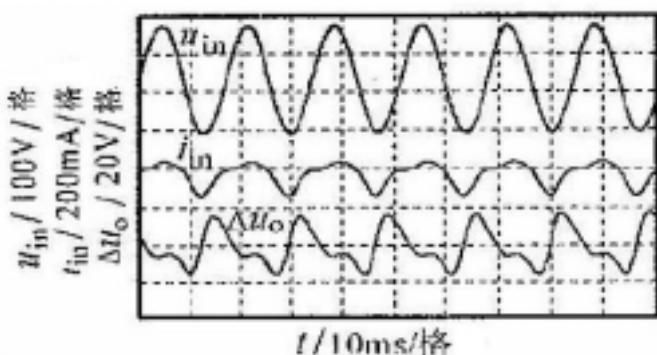


图 2-35 双周期分叉现象

在实际中使用中并没有那么大；假设用输入电压有效值代替时变值，忽略其时变的影响等。另外由于 PFC 的固有属性，PFC 动态环路总是用低带宽进行补偿，目的是不对频率 $2xf_L$ 的纹波产生响应，这里 f_L 指的是交流电源线的频率。因此，当负载突变时，调整电路不能作出快速响应，从而引起输出电压波动过大。而稳定系统自身可以调节扰动，使其重新进入稳定运行状态；不稳定系统无法控制扰动，从而进入不稳定运行状态。结果出现上述的双周期现象。

变换器输出电容上的电压是由输入功率与输出功率的差所形成的，输入功率由乘法器的输出电流控制，而乘法器的输出电流又是由前馈电流环及反馈电压环共同决定的。电压前馈可用于补偿输入电压引起的增益变化，提高回路的稳定性和对交流电压瞬变的瞬间响应性。同时，应有尽可能高的穿越频率，以实现快速跟踪性能。应有足够的稳定裕量，使系统有强的鲁棒性。

为了解决这个问题，在芯片的外围设计中采用了增强动态响应功能。使用高纹波、低等效串联电阻（ESR）的电容，重新设计和调整电压环、电流环网络参数，反复试验，最后得出结论。即：仔细调节输出电压误差放大器的输出，即图 2-2 中的 R_{vf} 和 C_{vf} ，使设计的电流环的瞬变跟踪特性变强，变换器在大电流和感性或阻性负载的情况下，皆具有更好的稳定输出电压的能力，消除了双周期现象的发生。功率因数和其他性能指标正常，未有不良结果产生，得到了预期的目的。

2.5.3 如何提高电磁兼容性

电磁兼容性是指在同一电磁环境中，设备能够不因为其它设备的影响正常工作，

同时也不对其他设备产生影响工作的干扰。正基于此，干扰造成的原因有内外两种，内部干扰主要是主电路开关过程对控制电路及外部电路造成的影响，外部干扰是电网的纹波和周围用电设备对 Boost PFC 造成的干扰。针对干扰问题的三要素：干扰源、耦合途径和敏感的接收设备，采用了以下措施：

合理的布局和布线 干扰强度是随着导线和干扰源距离的平方而减小。所以，在电路元件的布局和布线上，尽量使交流输入和直流输出分开并远离。布线要严格分开，简化电流通路的途径，减少相互交叉干扰。

主电路和控制电路本身抗干扰措施 在主电路方面，单相整流桥输入和输出端都应接高频电容，以阻断电网的高频干扰。控制电路芯片的参考基准电压要稳定，也应接一个高频去耦电容到地。

此外，振荡器定时电容到地的引线要尽可能短。开关管的驱动输入端到控制芯片的输出连线要尽可能短，以减小外界的杂散干扰。尽可能减小 IGBT 和 FRD 二极管连线的阻抗，即减小长度，增加宽度。还有，IGBT 与平滑电容之间的配线距离尽可能短。整个系统的强电部分要遵循进出有序的原则，不能来回走线。Boost PFC 控制器的输出电容也要并联一个小的高压电容，滤除高频杂波。还有要减少芯片供电电源的干扰，例如可在电源输出端接一高频去耦电容到地，这样就可以提高供电电源的品质。降低外界干扰和内部的相互影响，提高系统的电磁兼容性设计水平。

使用 L4981B 的这种平均电流的升压型模式制作的功率因数校正电路，输入电流连续，并且在 Boost PFC 开关瞬间输入电流小，这本身就易于电磁干扰滤波。

原则 1：减少 PFC 电路自身产生的干扰 控制开关管的开关速度(dv/dt)；减小高 di/dt 通路的寄生电感，避免电路中产生不必要的谐振；降低开关频率。

原则 2：尽量阻止干扰传递到外界 减少高 dv/dt 节点（例如：IGBT 的集电极）与外界的电容耦合；减小高 di/dt 通路形成的回路面积，避免天线效应；增加电源输入端的滤波。

散热片的接法：散热片尽量与地断开；PFC 的散热片应该和 PFC 电路的冷点之间有低阻抗的交流通路，该通路可以通过直接连接或者串联一个几 nF 的 Y 电容。Y 电容的取值应考虑电路中 dv/dt 器件与散热片之间的寄生电容，如果电 Y 电容比寄生电容大 n 倍，通过散热片耦合到外界的共模干扰也将减小 n 倍。

PFC 电感对电磁兼容的影响：在电感与开关管相连一端的导线，尽量靠近 PFC 电路的地方，串联一个磁环；尽量使用环形的电感材料以减少漏磁。

控制芯片 L4981B 所特有的频率抖动的调制方式，使得原本单一的开关信号频率在某个范围抖动，形成连续的频谱，最终降低频谱峰值，减小电磁干扰。

开关频率抖动控制方法通过调整抖动开关频率，把集中在开关频率及其谐波上的能量分散到它们周围的变频带上（见图 2-36），由此降低各个频点上的电磁干扰幅值，以达到低于电磁干扰标准规定的限值。

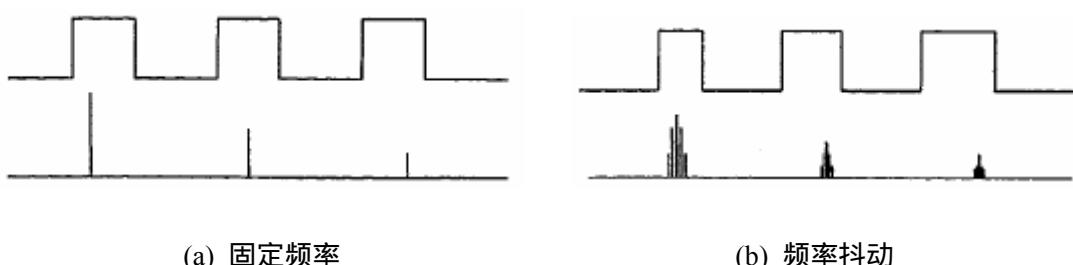


图 2-36 固定频率及频率抖动控制频谱分析

这种方法虽然不能使总的干扰能量降低，但它把干扰能量分散到较宽的频带，从而使 Boost PFC 更容易达到低于电磁干扰标准规定的限值。

从实际意义上讲，干扰能量被分散在一定频带带宽，与能量集中的点频脉冲干扰相比，电磁干扰对环境的危害有所降低。频率抖动控制在改变频率的同时，不会对占空比产生影响，也就不会影响输出电压。

试验表明，频率抖动控制通过把集中在开关频率及其倍数频率点上的干扰能量分散到其附近的频带上，使得最大干扰幅值及其它谐波点幅值都得到明显降低；同时该控制方法保持输出电压不变，对输出电压的电磁干扰也同样起到了抑制作用。

2.5.4 如何实现电路保护

有些保护是芯片本身就带有的，例如：输入欠压保护、输入过流保护、输出过压保护等。这只要按照芯片的功能，对电路进行合理的设计，进行参数配置即可，这里就不再详述。而有些保护是芯片本身没有的，而是系统所必须的，这样就得根据具

体情况进行具体分析，设计出适合系统所需要的保护电路，即故障保护电路，也即输出电压出现低电压时，确保后面的变频系统能够迅速响应，以免造成不必要的损失。本设计采用的是如图 2-37 所示的设计方法。

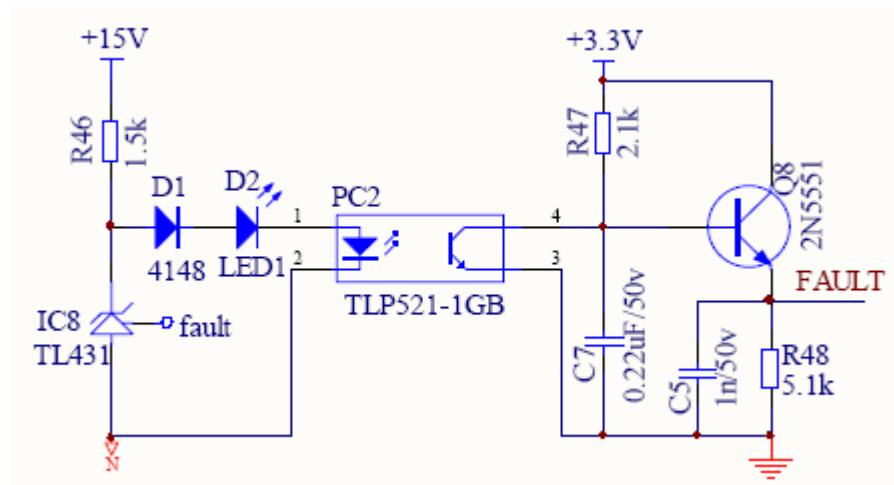


图 2-37 保护电路的设计

图中 fault 为通过电阻分压后的待测电压。本设计巧妙的利用了低成本可调分流基准源 TL431 的基准电压特性，和外围元件组成的具有温度补偿门限的单电源比较器。具体原理为：在参考端加上一可变电压后，会在阴极与阳极之间输出高 +15V 或低 +2.5V 电平的电压，再通过发光二极管和二极管的降压作用到光耦等，在 FAULT 输出高低电平，反馈回主控制器，从而起到故障检测的作用。这种电路的优点在于，电路成本低，且简单可靠。在试验中，性能表现良好。

另外，为防止上电过程中的瞬间大电流损坏 PFC 中的二极管，必须在电源输入端设有浪涌保护电路，例如，PTC 电阻加继电器。这样确保了输入电流的最大瞬时值在可控的范围内，不致对电路造成损害。

2.5.5 如何提高性价比和可靠性

元器件数量的减少，线路设计的简单化，都使得整个系统的性能价格比提高，而且电路中的升压电感 L 还能阻止快速的电压、电流瞬变，提高了整个电路工作的可靠性。

近年来经济科技的高速发展，使得对各类电器设备功率因数的要求越来越高，提高功率因数校正电路的性能成了一个既有理论价值又有现实意义的课题。提高是无止境的，随着电力电子技术和相关学科的发展，提高 PFC 性能的方法必将越来越多。

2.5.6 如何实现电气安规要求

作为一类设备，应满足基本绝缘和接地的要求。这就要求：

首先，接地良好，满足接地点的电位差要求，要用防脱落垫圈，接地线要足够粗，满足接地连续性要求，同时在接地端要有接地符号，在上电的时候，先于电源线 L、N 接通，在断电的时候，后于电源线 L、N 断开。

其次，电源初级强电部分与次级弱电部分的电气间隙和爬电距离要满足电源电压或/和变压器等相关初、次级间器件电压的要求，这里面包括：开关电源的变压器内部结构，跨接在电源强电部分与次级弱电部分的光耦的内部和外部的电气间隙和爬电距离符合要求，跨接电容采用 Y 电容，工作电压要满足要求，并通过相应的认证，还有电源初、次级间还得满足相应高电压的耐压的要求。

再次，装置内部的电源线的布局要符合安规的要求。做到主、次级间的连接线不能相互接触或交叉，这既不利于安规要求，对电磁干扰也有负面影响。

最后，在与其它电路的配合上，也要遵循同样的要求。要考虑全局而不是部分的要求，这样才能事半功倍。

2.6 实际应用的意义

使用 L4981B 设计的平均电流模式的 Boost PFC 控制器。使变频系统的输入功率因数接近于 1.0（典型值为 0.998），从而彻底消除了传统变频系统由于采用全桥加滤波电容而产生的电流污染。并且由于变频空调允许输入电压范围为 150~265VAC，为了满足电磁兼容标准要求，就需要在输入端添加滤波器以消除干扰，这样又造成了另一方面的后果—可利用的输出电压降低，采用 L4981B 实现的升压型 PFC 控制器，不但可以满足认证要求，而且还可以对变频系统的整机带来以下好处：

输入电流谐波成分的减小，使得输入电流的有效值减小，从而降低了二极管整流桥的损耗和配电输入线的损耗，消除了用电装置的谐波分量对电网的污染，提高了可靠性。

输入电流波形的改善使滤波电解电容的容量可以减小。与不采用 PFC 的系统相比，在相同输出功率情况下，达到相同纹波电压的要求，滤波电解电容只需 $1/4$ ，实际使用中可以减小约 $2/3$ 。

采用 Boost PFC 升压电路，输出电压不受输入影响，使变频部分的电流减小，从而提高了变频部分的效率。

提高了整机的输出能力，尤其在低输入电压情况下的输出能力。

使整机的输入电压范围变宽，增加了变频电器对电网的适应能力。

直流输出电压波动较小，使后级逆变器的输出性能和效率得以提高。

同时，Boost PFC 控制器输出的高电压的特点，对于交流变频空调而言，由于提高了输出直流电压，大大拓宽了恒转矩调速范围；对于直流变频空调，由于提高了电压利用率，使得直流压缩机的调速范围拓宽，大大提高了电网利用率和变频空调的运行效率。

2.7 本章小结

本章对传统升压型 APFC 拓扑进行了理论分析，并对其双闭环控制策略进行仿真验证，明晰了在实际电路设计中应着重考虑的部分，如电感选型、功率器件选型、消除输入电流交越失真、降低输出电压纹波等；仿真结果同时给实际电路调试时提供了参考依据，为参数优化指明了方向。

根据双闭环控制原理设计了基于 UC3854N、L4981A/B 的 APFC 控制电路，针对功率器件的选型和设计、功率电路的布局设计分别进行了详细的阐述。对实验过程中所遇到的问题给予了分析和解决。从实验波形可以看出，达到了预期目标。

同时对应用设计中如何提高 Boost PFC 的性能进行了较为详细的分析，并且针对在生产实际中出现的问题提出了切实可行的解决办法。

显然 ,采用升压型 APFC 大大提高了输入电流的功率因数 ,提高了电网的利用率 ,同时 ,由于谐波电流的降低 ,使得输入 EMI 滤波器的体积变小 ,器件的额定容量变小。

但当功率较大时 ,功率器件承受较大的电流应力 ,造成器件选型上的困难 ,而且影响系统的稳定性。所以 ,在所作实验平台的基础上 ,对基本 Boost PFC 电路作出了改进——并联交错 Boost PFC 结构 ,在下一章将给予详细的阐述。

第三章 单相并联交错 APFC 的研究

为了满足电磁兼容标准中的低频 EMC 标准，采用 Boost 功率因数校正（PFC）的预调节器应用于许多工业开关电源与家电中，取得了很好的低频谐波控制效果。但是，随着功率等级的进一步提高，采用单重 Boost PFC 方案，其功率器件（功率开关、升压二极管、升压电感）承受的电压和电流应力变大，不仅使得元器件的选择出现困难，成本大大增加，而且使得电路中某些关键点的 dv/dt 和 di/dt 大大增加，造成传导 EMI 即连续骚扰电压和辐射 EMI 即连续骚扰功率增强，不利于系统的稳定运行。因此，必须对拓扑结构加以改进。

3.1 单相大功率 APFC 的应用设想

对于高压大功率应用，可以采用图 3-1：单相大功率 Boost PFC 拓扑中的图 3-1(a) 三电平 Boost PFC，此时功率开关器件的端电压可以控制在输出电压的一半。对于大电流大功率应用，可以采用两级或多级并联交错 Boost PFC，三级以上并联交错意义不大，多采用图 3-1(b) 两级并联交错 Boost PFC 结构。此时理论上，单个电感容量可以减少到原来的四分之一，开关器件的电流应力下降一半，且输入电流纹波可以下降一半。目前对于大电流大功率场合，常用的就是两级并联交错 Boost PFC。

本章着重介绍两级并联交错 Boost PFC 的几种驱动技术，设计了三种驱动电路并

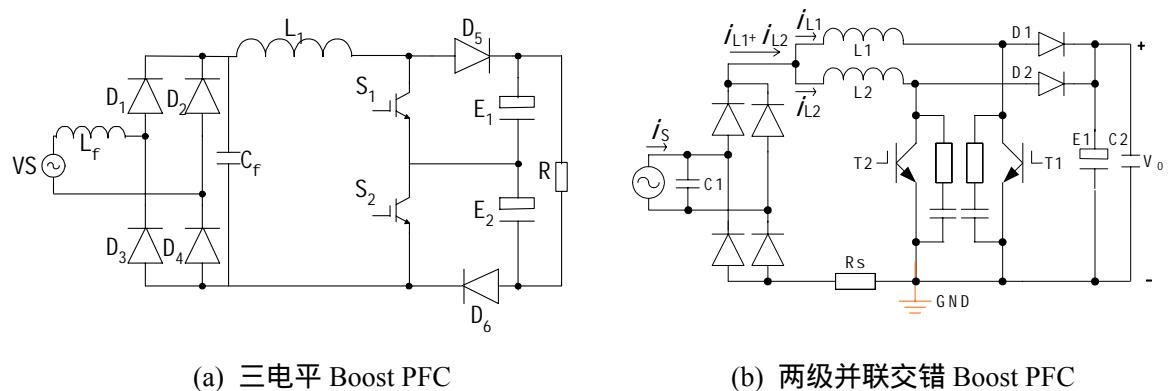


图 3-1 单相大功率 Boost PFC 拓扑

进行了仿真和试验研究，两只升压电感分别采用分立和耦合方式，并采用了开关频率调制（抖动频率）功能，以降低高频 EMI 即连续骚扰电压和连续骚扰功率。

3.1.1 拓扑结构分析

图 3-1(b)给出了典型的两级交错 Boost PFC 拓扑，它由单相不控整流桥和两个并联的单端 Boost 变换器组成，其中电感 L1、功率开关 T1、二极管 D1 和电感 L2、功率开关 T2、二极管 D2 组成对应的单端 Boost 变换器。

两级并联交错 Boost PFC 大致分为四种工作模式：(1) T₁、T₂ 同时导通 此时 i_{L1}、i_{L2} 皆上升，负载电流由储能电容 E₁ 供给；(2) T₁ 关断、T₂ 开通 此时储能电感 L₁ 通过 D₁ 给电容 E₁ 充电，同时向负载提供能量，i_{L1} 下降，而 i_{L2} 上升，电感 L₂ 存储能量；(3) T₁ 开通、T₂ 关断，该模式与模式(2)呈对偶关系。(4) T₁、T₂ 都关断 该情况下电感电流变化率 di_{L1}/dt、di_{L2}/dt 皆为负，储能电感 L₁、L₂ 分别通过 D₁、D₂ 给电容 E₁ 充电，并向负载提供能量。在实际模拟器件实现中，仅出现四种工作模式中的其中几种，这取决于驱动技术及升压电感的选择。

3.1.2 升压电感绕制方式

在两级并联 Boost PFC 中，采用分立电感方式，在获得相同的输出功率时，虽然每只电感量可以减少为原来单重 Boost PFC 单只电感的四分之一左右，但是仍然需要两只磁芯，使得磁芯的利用率下降。在 Boost PFC 电路中，升压电感的损耗（体现为温升）和功率器件的损耗对系统的可靠性和效率影响很大，在大电流应用场合尤其明显。在功率器件总损耗中二极管关断损耗占大部分，二极管在关断时产生的反向恢复电流不但造成二极管本身损耗，同时也增加了开关管的开通损耗，并产生较大的 EMI 干扰。Boost 升压电感的正常工作取决于磁芯的最大磁通密度和最大磁通摆幅，在连续电流工作（CCM）模式下，即取决于电流的直流和交流脉动分量。在并联交错 Boost PFC 中，采用如图 3-2 耦合电感的绕制方式，耦合系数为 1，可以减小磁芯磁通摆幅（即电流的交流脉动分量），降低磁芯损耗，提高磁芯利用率。耦合电感可

以用在整流器的直流侧，其绕线方式见图 3-2 (a)，也可以用在交流侧，其绕线方式见图 3-2 (b)。

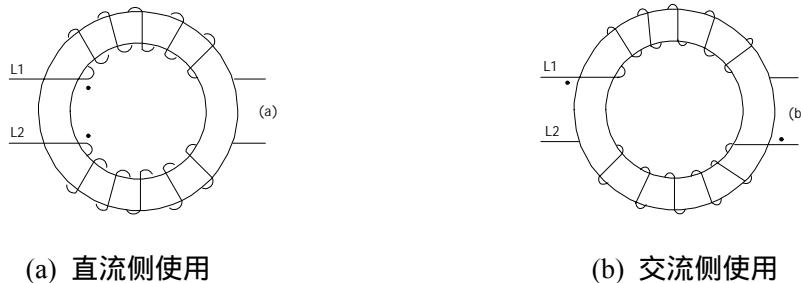


图 3-2 耦合电感的绕制方式

3.2 并联交错 APFC 的驱动技术

两级交错 Boost PFC 在工作过程中，需对单端变换器交错瞬间进行精确控制，以保证变换器之间的电流均衡。因此对驱动技术的研究很有必要。基于实际实现的可能性，图 3-3 PWM 驱动脉冲信号采用了三种驱动方式：(a)同步驱动 (b)分频驱动 (c)移相驱动（见图 3-3）。鉴于 (2) (3) 实际效果的类似性，下面仅就同步驱动（功率开关 T_1 、 T_2 同时导通和关断）和分频驱动（ T_1 、 T_2 交叉开通、关断）两种驱动技术进行分析。

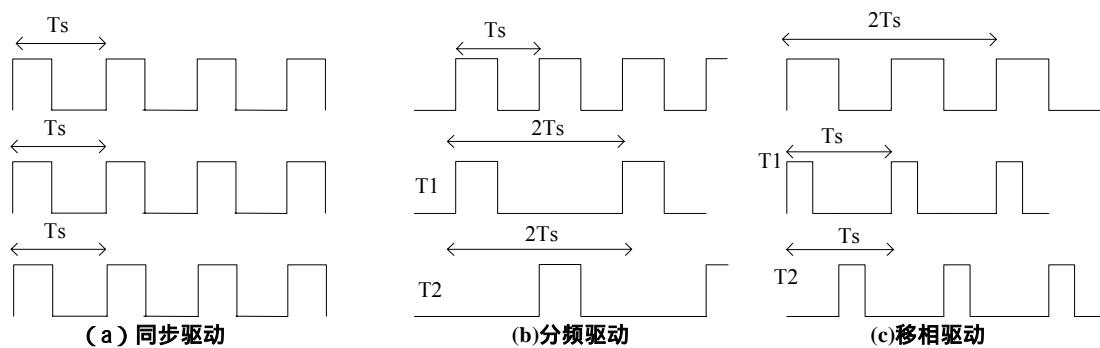


图 3-3 PWM 驱动脉冲信号

3.2.1 同步驱动方式

在大电流应用情况下，采用同步驱动方式可以达到降低输入电流纹波，减轻功率

器件电流应力的目的，其 PWM 信号见图 3-3 (a)。在实际应用中，由于器件参数的差异，需要考虑两变换器的均流问题。假设图 3-1 中同类元件的特性参数完全相同，且 $L_1=L_2=M=L$ (M 表示耦合电感的互感)。在同步驱动方式下，电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 变化趋势一致，即 $di_{L1}/dt=di_{L2}/dt$ ，该驱动方式下包含工作模式 (1) 和工作模式 (4)。

$T_1 T_2$ 同时开通，此时 L_1 、 L_2 上电压满足

$$V_{in} - (L di_{L1}/dt + MK di_{L2}/dt) = 0 \quad (3-1)$$

$T_1 T_2$ 同时关断，此时电压关系满足

$$V_{in} - (L di_{L1}/dt + MK di_{L2}/dt) = V_o \quad (3-2)$$

其中耦合电感时 $K=1$ ，分立电感时 $K=0$

令 (1) 式中 $dt=DT$ ，(4.2) 式中 $dt=(1-D)T$ 则 (3-1)(3-2) 式变为：

$$di_{L1} = di_{L2} = V_{in} DT / (L + MK) \quad (3-3)$$

$$di_{L1} = di_{L2} = [(V_{in} - V_o)(1 - D)T] / (L + MK) \quad (3-4)$$

由于功率开关器件频率较高，同一工作周期内，电感电流上升量等于电感电流下降量， V_{in} ， V_o 一定的情况下，由式 (3-3) (3-4) 可得出耦合电感时电流纹波要小于分立电感时电流纹波；且得到同样大小的纹波电流采用耦合电感时的电感量可降为分立电感时的电感量的一半。

3.2.2 分频驱动方式

分频驱动是使 T_1 、 T_2 的 PWM 驱动信号有 180° 的相位差，也就是严格同步交叉开通、关断，其 PWM 信号见图 3-3 (b)。在开关频率恒定情况下，分频驱动方式易于实现，除了具有电流纹波低、电流应力小等优点外，变换器间的均流问题容易得到解决。该驱动方式下包含工作模式 (2) (3) (4)。

升压电感 L_1 、 L_2 磁芯相互独立， i_{L1} 、 i_{L2} 互不影响，交替上升和下降， L_1 、 L_2 上电压满足式(3-1)和(3-2)，其中 $K=0$ ；升压电感 L_1 、 L_2 磁芯相互耦合情况下，由于互感作用， i_{L1} 、 i_{L2} 相互影响，假设现在系统工作状态为 T_1 、 T_2 皆关断，下一工作状态为 T_1 开通、 T_2 关断。当 T_1 开通瞬间， L_1 、 L_2 上电压满足：

$$V_{in} - (Ldi_{L1}/dt + Mdi_{L2}/dt) = 0 \quad (3-5)$$

$$V_{in} - (Ldi_{L2}/dt + Mdi_{L1}/dt) = V_0 \quad (3-6)$$

由于 L_1 、 L_2 一端共用，则 L_2 2' 端电压被强制为零，即 T_1 开通后， D_2 被迫关断， i_{L1} 迅速升高而 i_{L2} 迅降为零，此时 L_1 、 L_2 上电压变为：

$$V_{in} = Ldi_{L1}/dt \quad (3-7)$$

T_1 关断瞬间 (T_2 关断)， L_1 1' 端、 L_2 2' 端的电压被强制为 V_0 ，此时 L_1 、 L_2 上电压满足式：

$$V_{in} - (Ldi_{L1}/dt + Mdi_{L2}/dt) = V_0 \quad (3-8)$$

$$V_{in} - (Ldi_{L2}/dt + Mdi_{L1}/dt) = V_0 \quad (3-9)$$

此时 D_1 、 D_2 同时导通， L_1 、 L_2 上储能开始通过 D_1 、 D_2 向电容 E_1 充电，同时给负载供电。 T_2 开通瞬间的分析与 T_1 开通瞬间的分析类似，故不再介绍。

在两级并联 Boost PFC 中，虽然采用固定开关频率控制电路比较容易实现，但是不利于高频 EMI 即连续骚扰电压和连续骚扰功率指标中的平均 EMI 和准峰值 EMI 的测试通过，为此可以采用开关频率调制技术，使在电源电压的半个周期中随着整流后电压取值的变化动态改变开关频率，这样可以将高频 EMI 能量在宽的频谱范围内分散，有利于降低平均 EMI 和准峰值 EMI。开关频率调制原理详见前面 2.4 节：基于 L4981A/B 的 PFC 实验研究。

以上两种驱动方式不能改变 Boost PFC 的基本工作原理，仍然可以采用原有的工

作模式。由于采用并联结构，载荷分配近似平均，因此当实际输出功率较小时，原有工作在 CCM 模式下的状态将会变为 DCM 模式状态，而当实际输出功率大时，仍可工作在 CCM 模式下。

3.3 并联交错 APFC 的仿真分析

类似基本 Boost PFC 的仿真模型，图 3-4 并联交错 Boost PFC 的 Pspice 仿真模型。在仿真过程中，结合使用耦合电感和分立电感两种绕制方法，对上述两种驱动方式进行了仿真，并与单重 Boost 方案进行了比较。

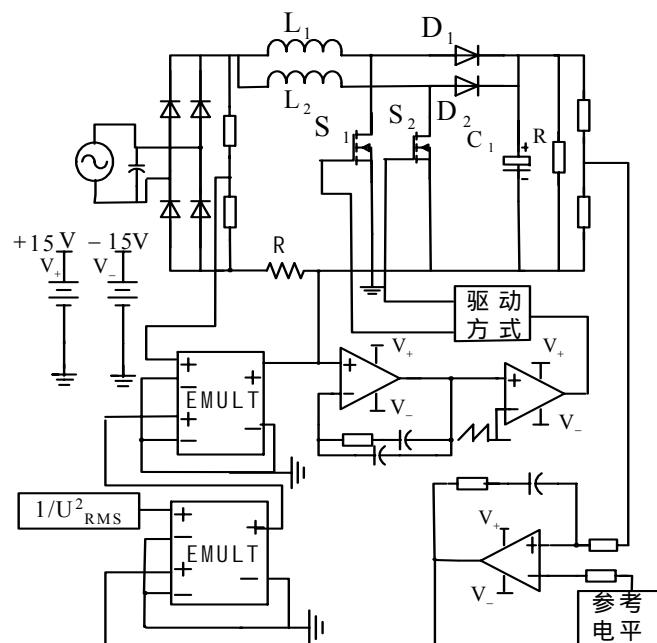


图 3-4 并联交错 Boost PFC 的 Pspice 仿真模型

仿真条件：输入交流电压	220VAC
输出直流电压	400VDC
输出滤波电容	1000uF
开关频率	50kHz
升压电感量	单重 Boost PFC 为 1mH， 两级交错 Boost PFC 为 0.3mH

以下给出仿真结果：

图 3-5 为单重 Boost PFC 的输入电流和电感电流波形，在大电流情况下，单个器件所承受的电流较大，由此引起功率器件损耗加大，特别是快恢复二极管反向恢复电流加大引起很强的 EMI 干扰，不利于整个系统的工作稳定和效率提高。

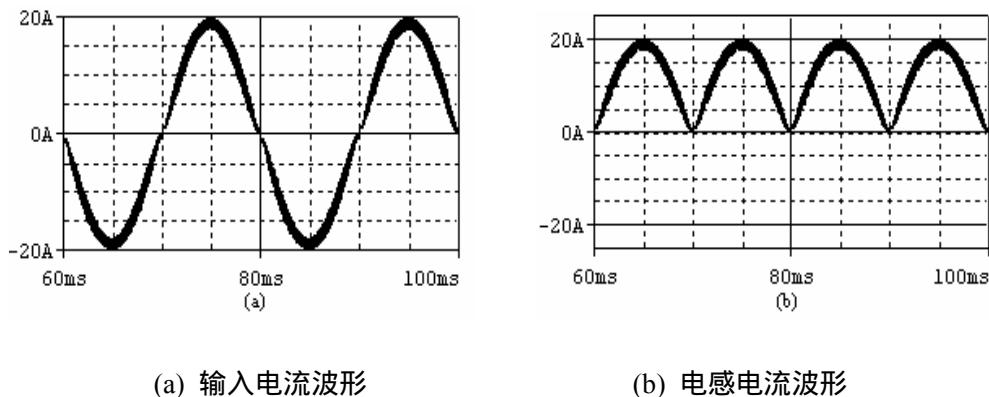
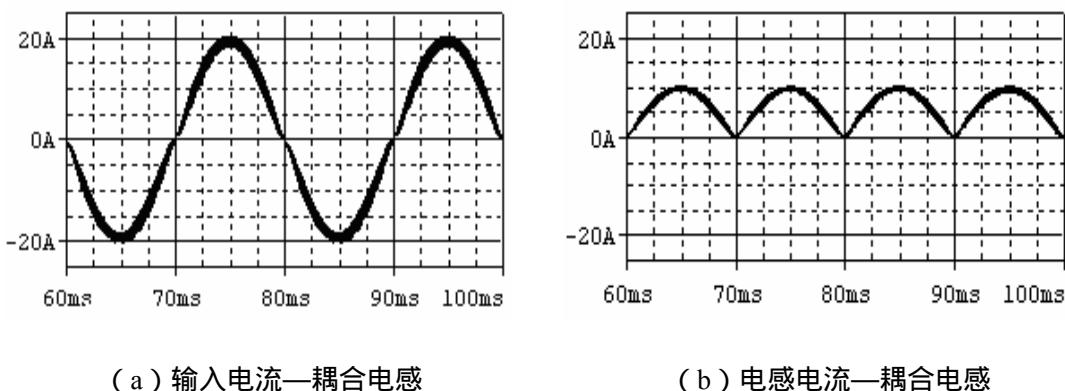


图 3-5 单重 Boost PFC 的电流波形

3.3.1 采用同步驱动技术的两级并联交错 Boost PFC

图 3-6 为采用同步驱动技术的两级并联交错 Boost PFC 的输入电流和电感电流波形，其中 (a)、(b) 为耦合电感同步驱动方式时的波形，(c)、(d) 为分立电感同步驱动方式时的波形。通过对比发现，功率器件上所分配电流均降低了一半，电流应力得到降低；且如等式 (3-3) (3-4) 所述，采用耦合电感对降低输入电流纹波效果更佳。采用同步驱动技术的两级并联交错 Boost PFC 在实际应用中需要考虑器件间的均流问题，而采用分频驱动技术的两级交错 Boost PFC 则无需考虑此问题。



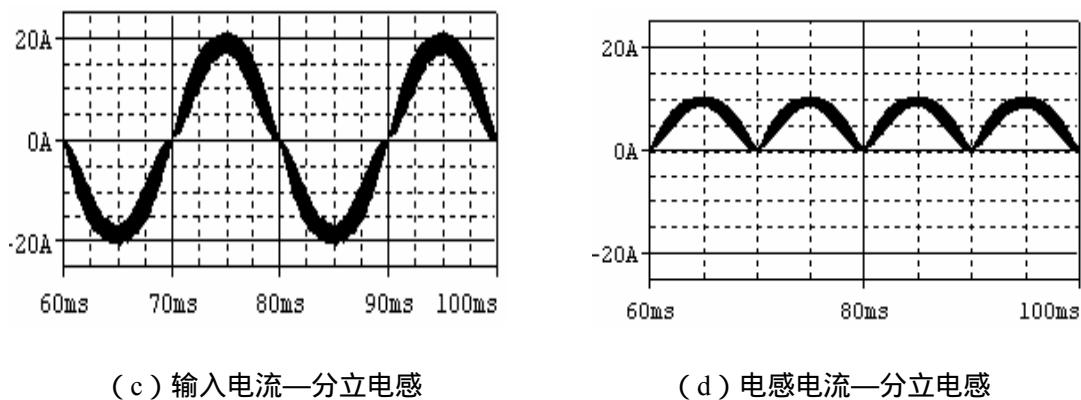
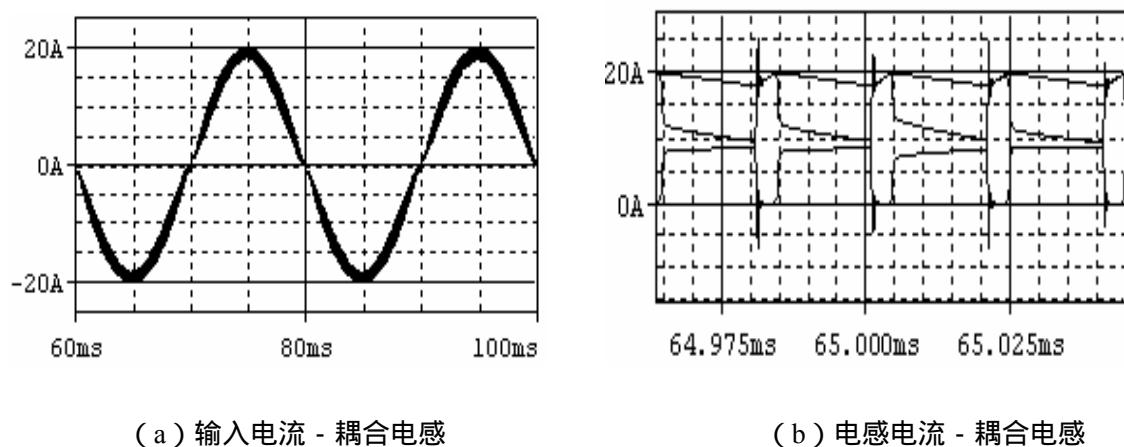


图 3-6 采用同步驱动技术的两级并联交错 Boost PFC

3.3.2 采用分频驱动技术的两级并联交错 Boost PFC

图 3-7 为采用分频驱动技术的两级交错 Boost PFC 的输入电流和电感电流波形，其中 (a)、(b) 为耦合电感分频驱动方式时的波形，(c)、(d) 为分立电感分频驱动方式时的波形，结合前述等式 (3-5) — (3-9) 分析仿真波形。由图 3-7 (a)、(b) 可以看出耦合电感分频驱动方式输入纹波电流较单重 Boost 方案低，两个电感电流均工作在断续状态，所分配的电流峰值并未减小。当一电感电流为峰值时另一电感电流为零，两电感电流变化率相反使得二者之和即输入电流的纹波得到很大降低，这是由于共用一个磁芯，磁芯的磁通摆幅得到降低的缘故；从图 3-7 (c)、(d) 发现分离电感分频驱动方式输入纹波较大，但功率器件上分配的电流峰值降低为一半，电流应力得到降低。



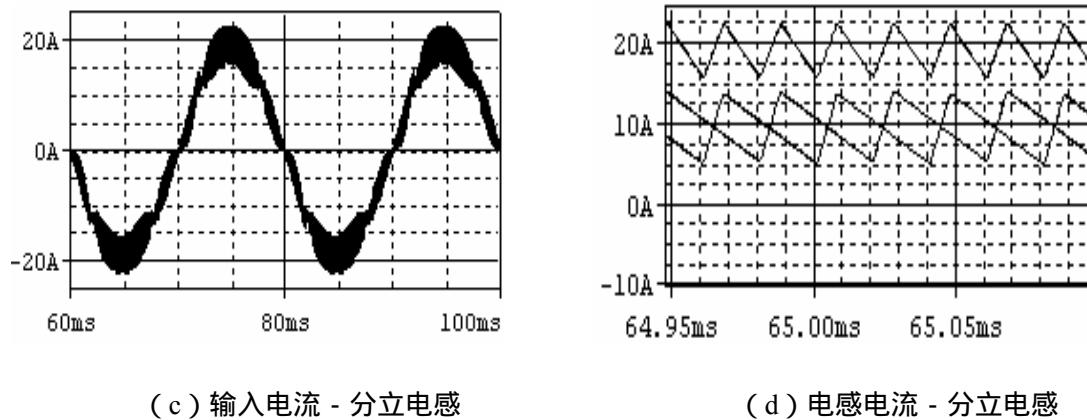


图 3-7 采用分频驱动技术的两级并联交错 Boost PFC

3.4 并联交错 Boost PFC 试验分析

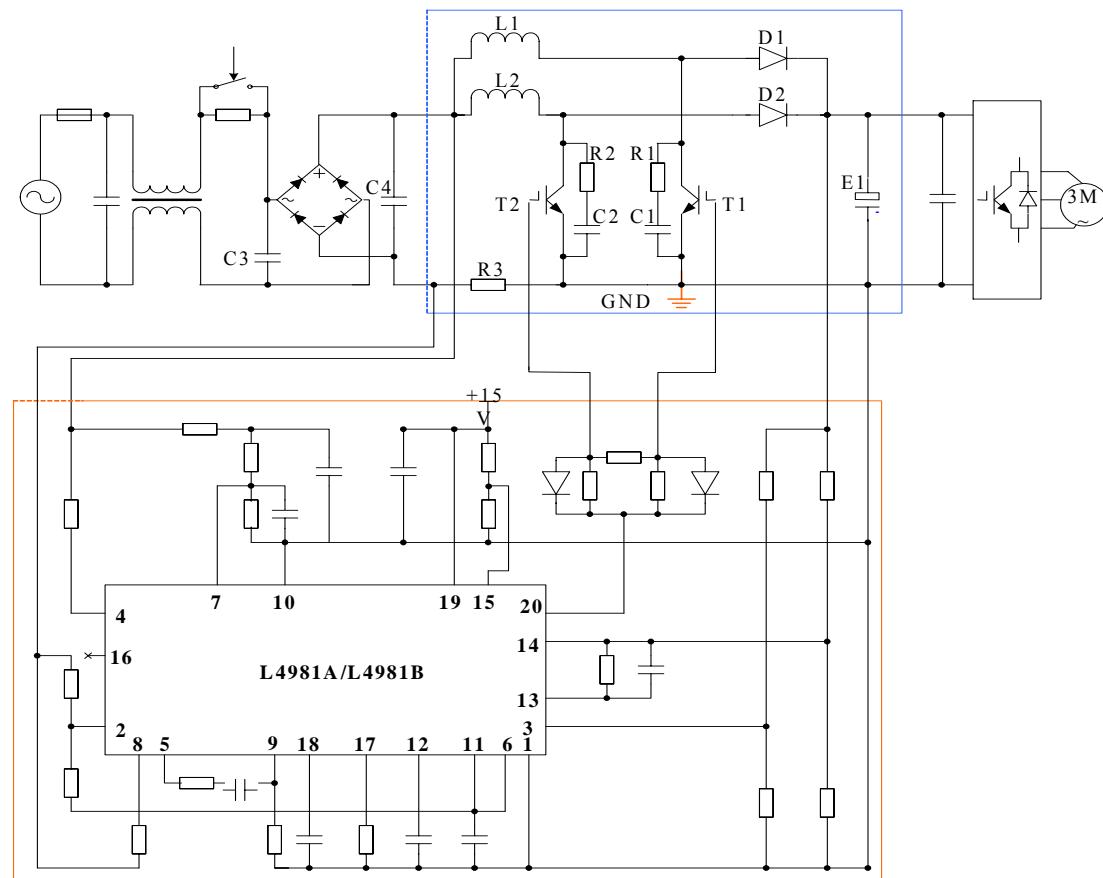


图 3-8 基于 L4981A/L4981B 的同步驱动

实验室建立了各种不同驱动方式和电感方式的并联交错 Boost PFC 实验平台，对相关性能指标进行了测试。分频驱动 Boost PFC 采用基于 L4981A/L4981B 和逻辑电路的控制电路，产生的驱动信号见图 3-3 (b)。同步驱动 BOOST PFC 采用基于 L4981A/L4981B 的控制电路，见图 3-8。移相驱动 Boost PFC 采用基于 L4981A 和 SG3525 的控制电路，见图 3-9，产生的驱动信号见图 3-3 (c)，该方案不能实现开关频率调制功能。

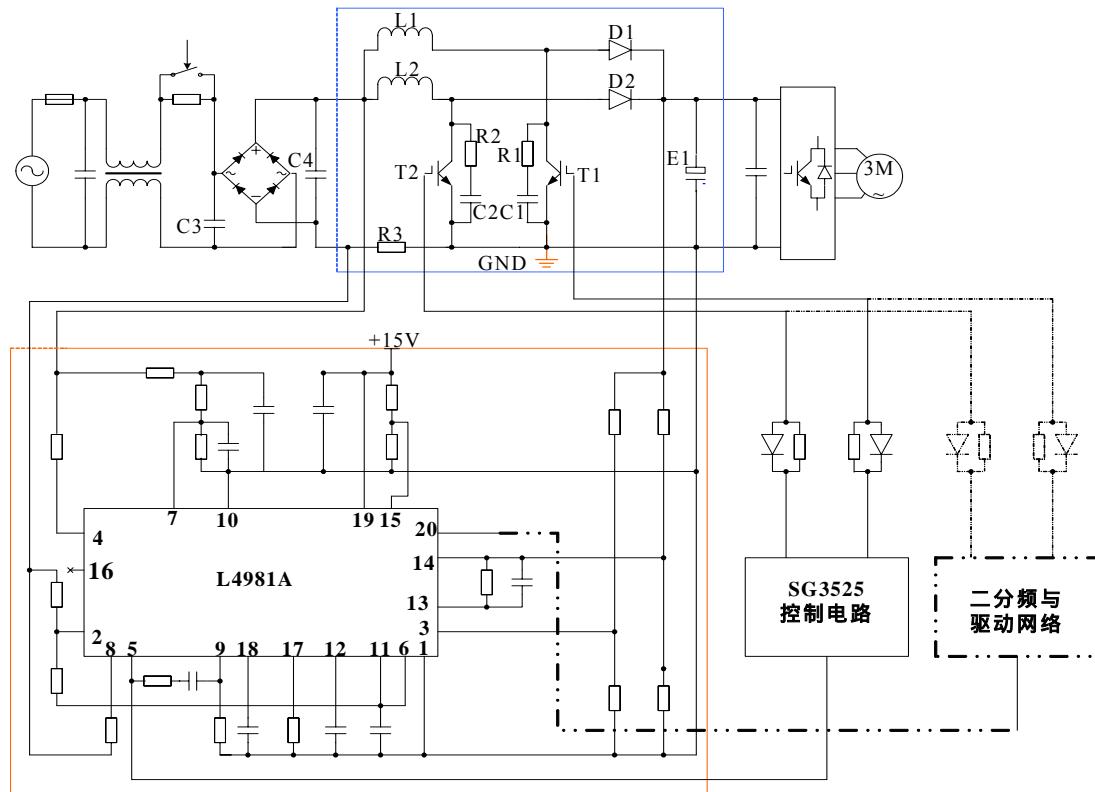
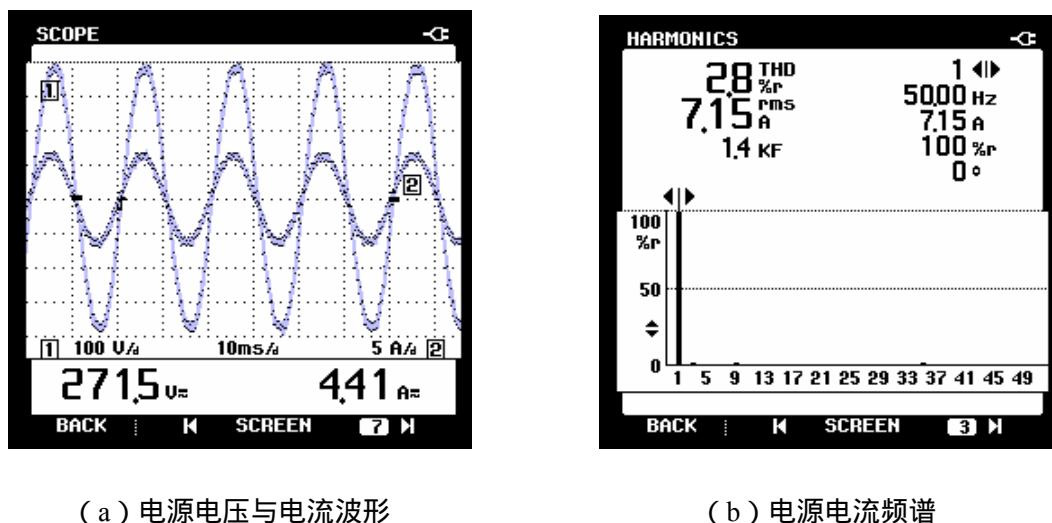


图 3-9 基于 L4981A 和 SG3525 的移相驱动

为了降低开关损耗，实验中基本开关频率均为 23.8kHz。从低频 EMI 有关的各项性能指标来看，各种组合方案的输入电压范围宽为 85VAC~265VAC。输入电流最大达到 20A，其 THD 一般小于 3.0%。输出电压空载 390VDC，重载 375VDC 左右。输出功率范围可达 3.5kW。实验中也将两级交错 PFC 与单重 PFC 进行了比较，在同样电感量、开关频率与输出功率下，交错 PFC 的输入电流纹波大大降低，升压二极管辐射干扰强度降低，进线线路的高频传导 EMI 降低，尤其采用开关频率调制功能后高频传导 EMI 降低幅度明显增加。在同样输出功率与开关频率下，分立电感和耦合

电感的电感量降低为单重 Boost PFC 的四分之一左右，由原来的 1mH 左右降至 0.25mH 。当采用耦合电感时，磁芯的磁化能量和磁滞损耗降低，可以克服单重 Boost PFC 功率大时所需磁芯体积大和温升过高的缺陷。

下面给出部分有关低频 EMI 的实验波形。图 3-10 (a) 与 (b) 分别为同步驱动、分立电感时电源电压与电流波形和电源电流频谱。

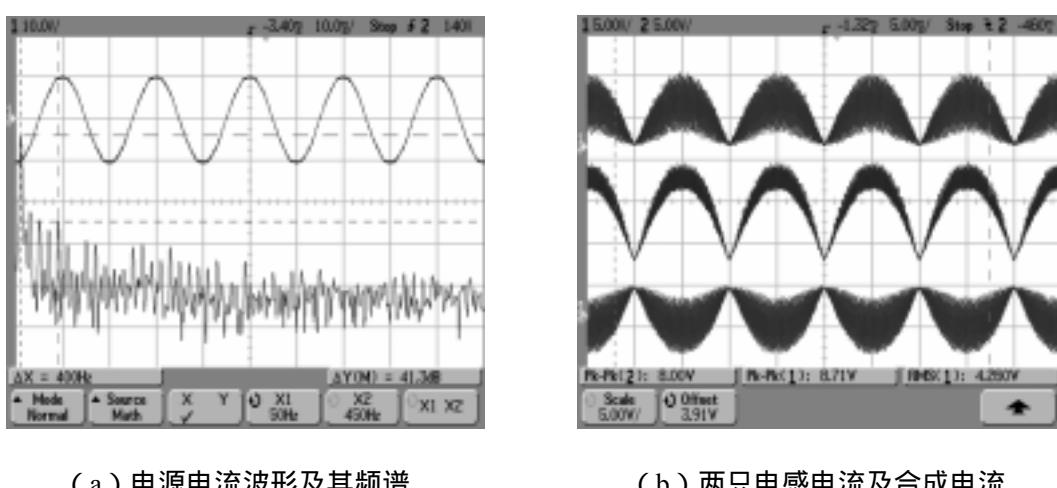


(a) 电源电压与电流波形

(b) 电源电流频谱

图 3-10 同步驱动、分立电感

图 3-11 (a) 为移相驱动、耦合电感时电源电流波形及其频谱。图 3-11 (b) 为移相驱动、耦合电感时两只电感电流及其合成电流。



(a) 电源电流波形及其频谱

(b) 两只电感电流及合成电流

图 3-11 移相驱动、耦合电感

图 3-12 为分频驱动、耦合电感时电源电压与电流波形及电源电流频谱，此时两只电感电流及其合成电流波形类似图 3-11 (b)。

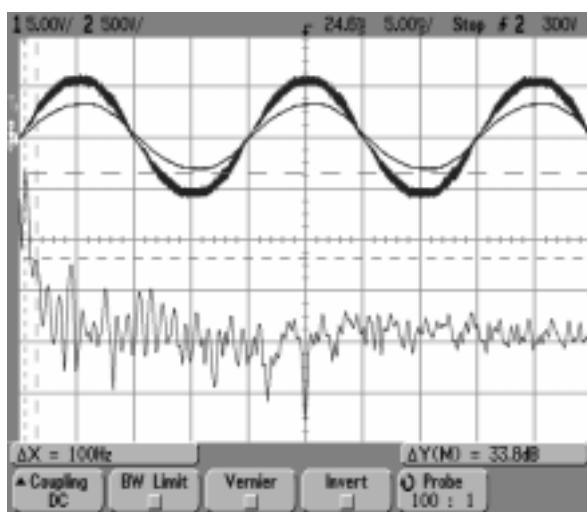


图 3-12 电源电压与电流波形及电源电流频谱—分频驱动、耦合电感

值得说明的是，在进行移相驱动交错 Boost PFC 设计时，应该注意以下几点：

(1) L4981A 电流误差放大器输出信号(引脚 5)传输至 SG3525 的 PWM 发生器补偿端子(引脚 9)时应进行比例调节，匹配好两个芯片的时钟信号幅值。方法是合理调节 L4981A 的电流误差放大器的放大倍数，一般地输出功率大时应该减少放大倍数；

(2)为了提高输出直流电压的稳定度，可以适当地减少 L4981A 引脚 7(VRMS) 的电压。方法是适度增加电阻 R21 或 R47 的取值；

(3) SG3525 具有移相触发能力，驱动能力为 500mA，如果驱动能力不足可以额外增加驱动器。建议在两级并联 Boost PFC 中采用耦合电感。

3.5 本章小结

针对较大功率应用的拓扑分析，两级并联交错拓扑结构可以适应大电流大功率应用场合。采用不同驱动技术、结合电感绕制，两级并联交错拓扑在保证功率因数校正性能不变的基础上，可以大大减轻功率器件的电流应力。

同步驱动交错 Boost PFC 的控制简单，移相驱动交错 Boost PFC 需要增加移相电路，分频驱动交错 Boost PFC 需要增加逻辑电路。两级并联交错 Boost PFC 控制器可以采用现有成熟的控制芯片，也可以使用微处理器。并联交错 Boost PFC 能够降低功率器件的电气应力和输入电流纹波，输出功率等级可以成倍增加。如果采用开关频率调制功能，输入高频 EMI 强度将会有所下降，有利于通过 EMC 标准。另外，升压电感可以采用分立电感，也可以采用耦合电感，单个电感容量可以减少到原来单重 Boost PFC 的四分之一。

显然，在具有良好校正效果的前提下，整个功率电路的成本将会大大下降，因此交错 Boost PFC 非常适合于用在大电流高功率应用领域，如别墅空调、一拖多空调、列车空调、较大功率开关电源等场合。

第四章 基于 FSBB20CH60 的高性能功率模块设计

国内电力需求的紧张，正使得变频空调以其节能、舒适、高可靠性，得到了越来越多的消费者的青睐，市场占有率不断提高。而作为变频空调的逆变器核心功率级电路——智能功率模块的性能也就格外引人注目。在变频空调中，智能功率模块虽然成本相对较高，但仍以其高可靠性和良好的一致性在大生产中获到了广泛的应用。

4.1 FSBB20CH60 的特点

智能功率模块是随着现代工业的发展和制造工艺的进步而产生的一种体积小、性能高、一致性优良的电力集成电路。它为我们进行相关电力电子产品的开发提供了一条捷径，缩短了相关产品的开发周期，减少了元器件数量、简化了电路结构；更重要的是它减小了对周围电路的电磁干扰，增强了对外部电磁干扰环境的适应能力，提高了整个产品的安全性能和可靠性，使我们的产品具有更高的竞争性，同时又具有更好的实际应用价值，使用前景广阔。而采用它设计的高性能功率模块产品的优劣，又直接关系到我们整机产品的成败。因此，设计一款性能优良的高性能功率模块非常具有现实意义。

智能功率模块的一般特点

智能功率模块集功率器件（IGBT）驱动电路和保护功能于一体，内部含有门极驱动控制、故障检测和多种保护电路，其核心器件是性能、一致性都很好的六个 IGBT 控制管。

智能功率模块与以往 IGBT 模块及驱动电路的组件相比具有许多优点：(1) 内含驱动电路，保证 IGBT 最佳驱动条件；(2) 内含过流保护（OC）电路、短路保护（SC）电路；(3) 内含驱动电源欠压保护（UV）；(4) 内含低损耗 IGBT 和续流二极管；(5) 控制信号输入端兼容 3.3V/5V CMOS/LSTTL 电平；(6) 宽的输入电压范围；(7) 内含过热保护电路；(8) 内含故障输出（Fo），向外部输出故障信号，当下桥臂过流（OC）欠压（UV）保护动作时，通过向控制智能功率模块的微处理器输出故障信号，实现整个系统保护，从而提高产品的安全和可靠性能。以上是智能功率模块的一般特点，对于具体不同型号的智能功率模块，其内部所集成的功能可能有所差异，

但一般都具有上述特点。

FSBB20CH60 的特点

为满足人们对日益增长的低噪声、高性能、小型化、轻量化的要求及花最小的代价获得最佳的性能和精确的控制。飞兆半导体公司推出了新一代的智能功率模块 FSBB20CH60，它除了具有上述一般智能功率模块的优点外，还具有下列特点：

(1) 上桥臂驱动器电源使用自举 (Bootstrap) 电源技术，全部驱动共用一个电源，减少了元器件数量；(2) 内含隔离高压的快速电平移位电路 (level shifter)；(3) 由于采用了 DBC 技术，因而热阻极小，减小了体积，提高了效率；(4) 输出三相分开接地，可实现三相电流单独检测；(5) 输入端信号高电平有效，更有利于与 CPU 的控制连接；(6) 控制信号不需要光耦隔离；(7) 内部 IGBT 驱动电阻外接，可根据具体情况进行调节，从而有效减少 dv/dt 而造成的 EMI 噪声。FSBB20CH60 的内部电路如图 4-1 所示。

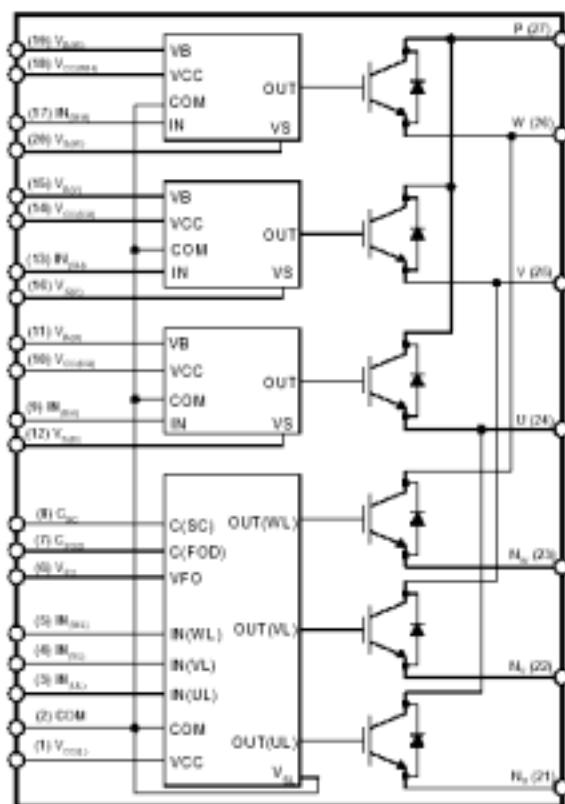


图 4-1 IPM 内部电路

在图 4-1 中，上面的 3 个高压集成电路 HVIC1 ~ HVIC3 驱动三相桥臂的上管，下面的 LVIC 驱动三相桥臂的下管。其中，HVIC1 ~ HVIC3 中集成了输入 PWM 信号整形电路、电平移位电路、欠压保护电路、IGBT 驱动电路，其结构示意图如 4-2 所示。

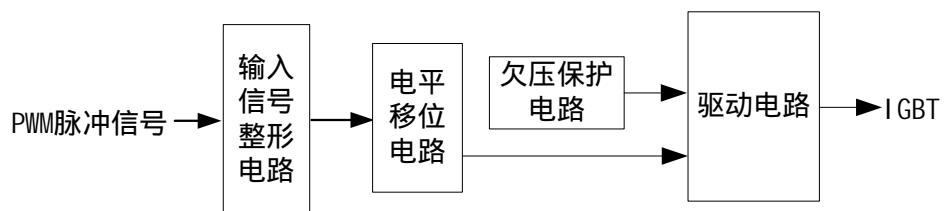


图 4-2 HVIC 内部结构示意图

新一代智能功率模块的最大特点就是实现了单电源驱动，其核心技术就是驱动电源采用自举电源技术和电平移位电路。由于 SPM 内部建立起了电平移位电路，从而省去了光耦，并且允许 6 个输入控制端直接连接 CPU/DSP。其原理示意图如图 4-3 所示，工作原理分析如下：

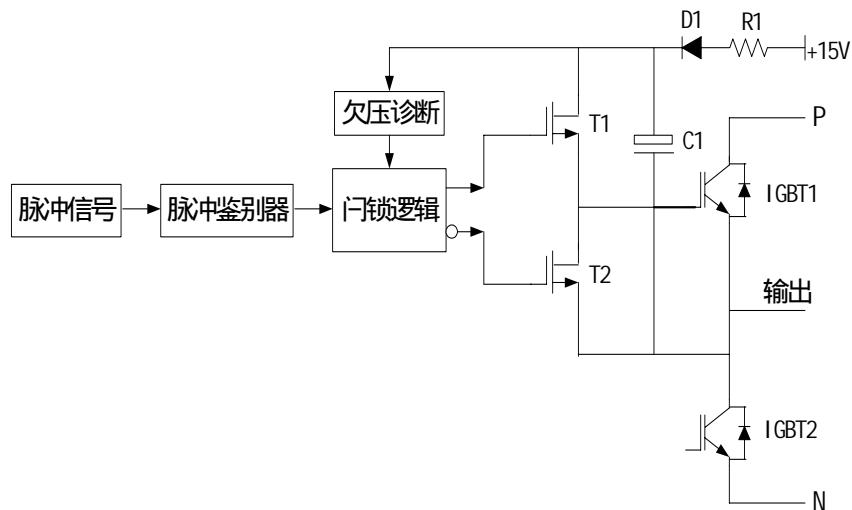


图 4-3 自举电源和电平移位电路原理

当输入脉冲信号为“1”时，经过脉冲鉴别器确认，且此时无欠压发生，门锁逻辑电路上端输出为“1”，下端输出为“0”，此时，T1 管导通，T2 管关断，IGBT1 的门极驱动电压为+15V，IGBT1 导通，IGBT2 关断；反之，当输入脉冲信号为“0”时，

IGBT1 关断 , IGBT2 导通。自举电源由图 5-3 中的电阻 R1、自举二极管 D1 和自举电容 C1 组成 , 当下桥臂 IGBT2 导通时 , 自举电容 C1 通过 R1 和 D1 充电 , 这里必须保证 C1 首次充电时 , IGBT2 导通一定的时间 , 使得 C1 充电充分 , 这样 C1 两端的电压保持为 +15V , 足够驱动上桥臂的 IGBT1 , 通过这种自举电源技术 , 允许 IGBT1 的源端在 P 、 N 之间浮动。

智能功率模块外围电路的设计同以往非单电源智能功率模块的外围电路的设计有所不同 , 由于采用单电源模块实现共地系统 , MCU 发出的六路 PWM 脉冲信号都不需要经过光耦隔离就可以直接连接到 SPM 相应的引脚。另外 , 智能功率模块需要有自举电源电路 , 其中自举二极管需要选择反向恢复时间短的快速二极管 , 自举电容需要选择容量在 $10\mu F$ 以上的电解电容 , 以保证自举电源有效可靠地工作。

在变频空调中由于强弱电的存在 , 考虑到安全性 , 现在仍普遍采用隔离方案。正基于此 , 本次设计采用光耦隔离方式 , 设计出了一种高性能功率模块。这种模块化的设计 , 有利于整个系统的稳定。

4.2 高性能功率模块的设计

在高性能功率模块的设计过程中有几个需要注意的关键问题 : 首先在模块设计时就要考虑其安全性 , 即模块单独供电时 , 其自身的安全。由于模块为输入高电平有效 , 因此 , 常态下应确保模块输入端为低电平。其次要注意印制电路板的线间电气间隙和爬电距离。还有注意模块的整体布局 , 确保电路板在正常工作环境下的安全和抗 EMI 的能力。最后还要考虑与整个系统之间的配合要简单可靠。

4.2.1 故障输出电路的设计

功率级电路中 , 高性能功率模块自身保护是很重要的 , 尤其是短路保护。因此用于短路电流检测的功率电阻的选择就至关重要 , 其大小选择主要是依据模块内部保护电流值的大小进行选择。SPM 短路触发电平为 0.5V 左右 , 这里设定瞬时电流保护值为 34A , 经计算选择阻值为 0.015Ω , 功率为 10W 的无感电阻。之所以选择无感电阻是考虑到检测的精确性和防止外部电路干扰的作用。

为使功率模块安全工作还需要设计辅助的保护电路 , 如过 / 欠压保护电路 , 过载保护电路等。SPM 模块自身具有短路 , 过流、过热、欠压保护等功能 , 一旦 SPM 受

损自身实行保护，则通过其 F_o 口输出保护信号，并由 C_8 作保持保护信号的脉宽设定。具体关系为 $t_{FOD} = C_{FOD}/18.3 \times 10^{-6}$ 秒，SPM 输出的保护信号经 IC_7 光耦隔离、再经三级管 Q_1 跟随后输出到室外板 CPU 的模块保护输入口，最终实施 SPM 模块保护，即起到了保护整个高性能模块的作用。模块过流保护外置限流电阻为 R_{21} 。 R_{22} 、 C_9 构成 R-C 滤波取样，故障相应速度的快慢即由其组成的 RC 时间常数决定。

4.2.2 外部隔离驱动设计

在驱动电路的设计中，为达到降低成本和提高效益的目的。在具体的设计调试过程中，可先就单个 IGBT 驱动进行调试，然后再对上下管进行配对调试，最后进行整

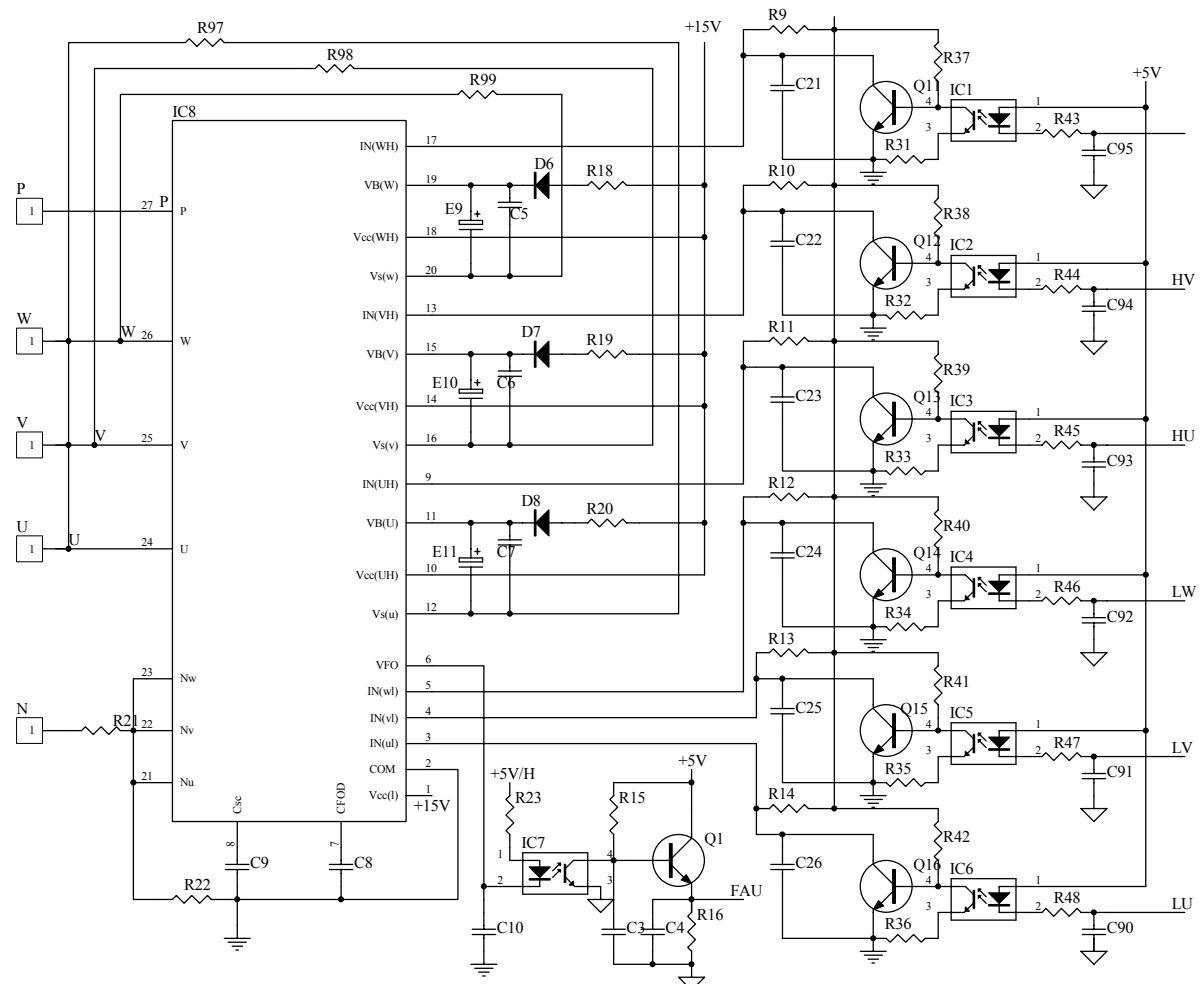


图 4-4 FSBB20CH60 外围电路的设计

体的调试。具体的 SPM 模块采用的是飞兆单电源模块 FSBB20CH60，电路如图 4-4 所示。其驱动信号由室外板 CPU 输出，经 IC1~IC6 光耦隔离，由 Q11-Q16 三极管反相后输入到 SPM 模块 U_P、V_P、W_P、U_n、V_n、W_n 控制端。每一路都使用了一个普通三极管和一个普通光耦相连接，代替一高速光耦；同时为达到提高响应速度的目的，平常使三极管工作在临界饱和状态，以补偿由于光耦开通和关断时间的离散性而导致的六路驱动信号之间的不平衡；减小光耦的输入端电阻，以达到提高光耦的响应速度。R43-R48 分别为光耦 IC1-IC6 输入控制端的限流电阻，R31-R36 分别为光耦 IC1-IC3 输出端的偏置电阻，R37-R42 分别为三极管反相器 Q11-Q16 的偏置电阻，C21-C26 为高频噪声吸收电容。SPM 内部由六只 IGBT 构成的具有上下桥臂的三相桥式电路，根据 CPU 的驱动信号按顺序和时序轮流导通，实行对直流线电压 V_{pn} 进行斩波，调制成压缩机运转所需的电源，再经 SPM 的 U、V、W 三相输出端输出加到压缩机电动机端子上，使压缩机按照设定要求进行变频调速。

在设计中要注意单独一路信号的驱动延时限制在适当的范围，以利于程序的控制。同时注意上下管的信号驱动之间要有合适的死区时间，防止在程序运行过程中其上下管出现短路现象。

外接的 IGBT 内部驱动电阻的选择，如图 4-4 中 R97、R98、R99，适当增大它们的阻值可以有效减少 dv/dt，从而减小由此造成的 EMI 噪声。但也应考虑驱动能力的要求。本次设计电阻选用 5.6 欧姆。

4.2.3 与压缩机控制电路的接口设计

SPM 模块驱动及压缩机控制信号有六相，分别由 CPU 的 6 个脚单独输出，经 R43-R48 限流输至 SPM 模块的外围电路驱动控制端。室外机 CPU 根据系统需求输出作用于 SPM 模块调制的 SPWM 驱动信号，以满足给压缩机提供的变频电源，实现调速。如果 SPM 六相驱动信号发生某相丢失，会造成压缩机启动困难或缺相运行，从而导致压缩机因电流增大而产生过热。这时，SPM 模块自身具有的过流等保护功能立即动作，并输出负脉冲，然后经由光耦的隔离作用和三极管的跟随放大，并通过专用口反馈到 CPU 的指定中断脚。CPU 即发出指令对整个系统进行关断，而防止高性能功率模块和压缩机的损毁。其中，C10 为高频噪声吸收电容，R23 为光耦的输入偏置电阻。

注意故障信号和控制部分的信号之间的连接，以确保在连线不良和正常出现故障

时都能及时报警，防止模块的损坏。

4.2.4 电源组件

为保证高低压工作的正常隔离，高性能功率模块的电源采用一般的反激式开关电源，分别为 SPM 提供一路+15V 和两路+5V 的隔离直流输出电压，同时要注意电源的电流供电能力，保证电路在比较恶劣的环境中能够正常的工作。电源组件的设计此处略，具体可参见其它有关资料。

4.2.5 电源自举电路的设计

高性能功率模块属于单电源模块，即 SPM 模块所用工作电源共用一路+15V 电源，并由外加的三路自举电路来实现 SPW 模块内 IGBT 上桥臂的高压绝缘与高速的电平转换，三路自举电路分别有 D6、E9、C5、R18，D7、E10、C6、R19，D8、E11、C7、R20 组成。在设计过程中，要考虑到电解电容的选取与程序控制算法的配合。使设计得到最优。

4.3 参数优化及试验结果

根据以上设计了最大输出功率达 2.4kW 的高性能功率模块。其中，输入电压范围 $V_{in}=150\sim250VAC$ ，输出相电流 12A。

在进行试验时发现以下问题：(1) 将其应用于直流变转速空调，模块工作正常，而将其应用于交流变频空调则会出现开机保护的现象；(2) 做高温高湿（温度 55%，湿度 95%）满负载试验时，出现模块温升过高的现象。

这说明原理性计算与实际参数配置存在着差距，必须进行某些参数调整，通过多次试验，调整方法总结如下：

消除开机时的瞬时电流保护：一是在电流检测电阻 R2 上并联一个小电容；二是适当延长故障保护的响应速度即加大 R22·C9 的时间常数。但以上措施的采取会增大模块自身损坏的风险，应综合考虑。

减小模块温升过高：适当减小来自控制输入端的消噪电容 C91-C95；适当减小输入到模块的高频噪声吸收电容 C21-C26。但上述电容不宜过分减小，否则会导致模块的抗干扰能力下降，要权衡利弊。

按上述方法重新调整个别元件参数，结果获得了更好的效果，消除了开机时的瞬时电流保护，降低了模块的温升。

下面给出参数调整前后输入到 SPW 的驱动电压波形。

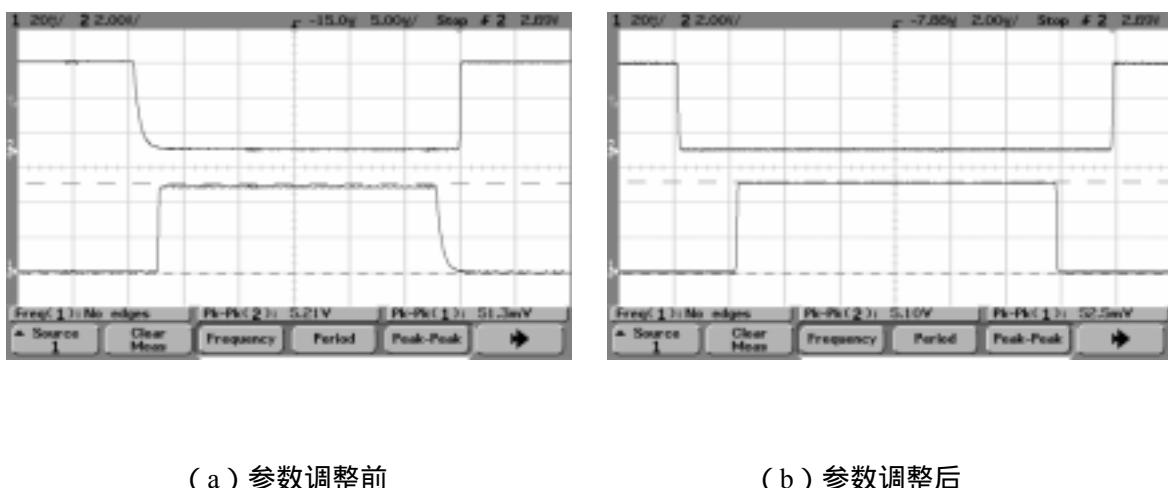


图 4-5 输入到 SPW 的驱动电压波形

由图 4-5(a)与图 4-5(b)可以看出，参数调整后的输入电压较调整前失真得到明显改善，脉冲上升/下降沿更陡峭，这说明参数调整比较理想。

试验还就由高性能模块组成的整机的连续骚扰电压、连续骚扰功率、谐波电流、电快速脉冲群、防静电等进行了测试，各项性能指标符合设计要求。

目前，该高性能功率模块应用于交、直流流变频空调，且已经投入批量生产，随着它的优良性能进一步被市场检验，必将得到越来越广泛的应用。

4.4 本章小节

通过对一般智能功率模块的特点的了解，结合飞兆半导体公司 FSBB20CH60 模块的特点，并基于变频空调等变频电器在实际生产中的迫切需要，对 FSBB20CH60 模块进行了系统的分析和详细的电路设计，实现了一种可靠性高，适应性好，有着市场推广价值和实际可应用的，各项指标符合设计要求的高性能模块。并在实际的产品中进行了检验和修正，使得它更具有生命力。

本设计的思路、步骤、调试等，具有普遍性，对其它类似模块的设计也有一定的

借鉴作用。随着科技的进步和生产力的发展，更新功能和更高可靠性的智能功率模块将会不断涌现，但该高性能功率模块的设计仍将具有指导意义。

第五章 全文总结

5.1 主要结论

本文主要就传统升压型有源功率因数校正的工作原理进行了理论分析和仿真研究，就传统升压性 PFC 的一般系统设计如升压电感器、功率开关管、快恢复二极管的设计选择等关键技术进行了阐述，并基于 UC3854N 和 L4981A/B 控制芯片设计的 APFC 进行了一系列实验研究和参数优化设计，综合比较两种方案，选择以功率因数控制芯片 L4981A/B 为核心，设计了一种宽电压输入范围，固定升压输出的较大功率 Boost PFC 有源功率因数控制器，作为最后的生产应用。

由于理论、实验与最后的投入生产之间存在着一定的差距。因此在最后的整机产品中，对应用设计中如何提高 Boost PFC 的性能做了详细分析，并且针对在生产实践中出现的诸多问题提出了切实可行的解决办法，做到了理论与实践相结合。使这种产品的开发研究具有较好的实际应用价值。

试验结果表明，设计的以 L4981 为核心的变换器，能在宽输入电压范围内得到稳定直流电压输出，具有电路简单，效率高，供电侧功率因数接近 1，总谐波失真及成本低等优点。而且将其应用于整机，效率也较高。此外，所需的差模 EMI 滤波电感量也较小，取得了预期的效果，证明试验是成功的。

对整个系统而言，当从输入端看，采用了 APFC 后，用电设备相当于一个线性电阻负载，达到了抑制谐波污染、提高电网效率、改善用电设备运行工况的目的。

针对较大功率情况下功率器件电流应力很大的情况，对基本升压型方案做出了改进——两级并联交错升压型 PFC，结合不同电感绕制方式、不同驱动方式作了仿真分析，并通过实验给予了验证。

另外，叙述了具有集成驱动、保护和系统控制功能的智能功率模块 FSBB20CH60，利用此功率模块详细设计的高性能模块具有先进性，并且在现实的生产中得到了实践的检验。将它应用于变频空调或其它变频电器的开发，会明显缩短新产品的开发周期，

简化电路结构；更重要的是它会减小对其周围电路的电磁干扰，提高整机产品的可靠性，使得它具有更高的竞争性和美好的实际应用前景。

同时，该高性能功率模块的设计过程对采用其它控制芯片的开发有指导意义，也即该开发过程具普遍性。

希望以上这些总结能够给电力电子电路设计、开发以有益的参考。

5.2 研究展望

随着现代技术的发展和现代工艺水平的提高，人们对赖以生存的生产和生活环境必将有更高的要求，如何在更小的空间内，更宽的使用环境下，用最少的元件实现可靠性更高的产品，始终将是我们不懈的追求。

具体表现在功率因数校正器和高性能模块，更深入的研究必将围绕着如何进一步提高电路的效率，减少元器件数量，减小电路的体积，降低系统的成本，提高产品的性能来实现。

参 考 文 献

- [1] 路秋生. 功率因数-校正技术与应用. 北京: 机械工业出版社, 2006
- [2] Unitrode Products from Texas Instruments. High Performance Power Factor Preregulator Application INFO available. 2004
- [3] 倪海东, 蒋玉萍. 高频开关电源集成控制器. 北京: 机械工业出版社, 2005
- [4] Boost Circuit With Lossless Current Snubber [P]. Patent WO94/23448, March, 1994.
- [5] 周志敏, 周纪海等. 开关电源功率因数校正电路设计与应用. 北京: 人民邮电出版社 2004
- [6] 张延鹏等 通信用高频开关电源 人民邮电出版社
- [7] M Orabi, T Ninomiya, C Jin. New Practical Issue for PFC Converter Stability [A]. Euro PES,'02[C]. 2002
- [8] Ugo Moriconi. AN1606_A "BRIDGELESS P.F.C. CONFIGURATION" BASED ON L4981 P.F.C. CONTROLLER. www.st.com
- [9] L. Wuidart. AN824_UNDERSTANDING POWER FACTOR www.st.com
- [10] J. M. Borgeous. AN829_SEMICONDUCTOR KIT FOR POWER FACTOR CORRECTOR www.st.com
- [11] SGS THOMSON AN828_1500W-440V POWER FACTOR CORRECTOR PREREGULATOR www.st.com
- [12] Ugo Moriconi. AN628_DESIGNING A HIGH POWER FACTOR SWITCHING PREREGULATOR WITH THE L4981 CONTINUOUS MODE www.st.com
- [13] James P. Noon. A 250kHz, 500W Power Factor Correction Circuit Employing Zero Voltage Transitions. Unitrode Corporation
- [14] 罗有纲. 升压型功率因数修正器操作在不连续电流模式下的大信号分析(上). 数位控制. 2002(2)
- [15] 罗有纲. 升压型功率因数修正器操作在不连续电流模式下的大信号分析(下). 数位控制. 2002(3)
- [16] 黄俊来, 林维明. 一种零电压转换有源功率因数校正电路的研究. 通信电源技术. 2006(6)
- [17] 翁征明, 陈承志. 多相交叉升压电路及其在有源功率因数校正技术中的应用. 电源技术应用. 2006(6)
- [18] 严百平, 刘健等. 不连续导电模式高功率因数开关电源. 北京: 科学出版社, 2000
- [19] 张艳红, 阮立飞等. 175W 单位功率因数 AC/DC 变换器设计. 电力电子技术. 2001, 35(2)

- [20] 崔翠, 邹金惠. 变频空调有源功率因数校正技术研究. 工业控制技术. 2007(1)
- [21] 毛鸿, 吴兆麟. 有源功率因数校正器的控制策略综述. 电力电子技术. 2000(1)
- [22] 朱方明, 余建刚. 有源功率因数校正技术原理及应用. 现代电子技术. 2002(10)
- [23] IEC 61000-3-2: Electromagnetic compatibility (EMC) –Part 3-2: Limits –Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase) 2005
- [24] 张占松, 蔡宣三. 开关电源的原理和设计. 北京: 电子工业出版社, 2000
- [25] 屈莉莉, 陈文彬等. 基于 NC1653 的 300W 功率因数校正器研制. 电力电子技术. 2005(6)
- [26] 邓甫华, 谢少军. 开关频率抖动控制对 DC/DC 变换器 EMI 抑制研究. 电气应用. 2007(2)
- [27] 杜忠, 陈治明. 一种新颖的 PFC 无损吸收方法. 电力电子技术. 2003(10)

致 谢

本文需要感谢的首先是我的导师孙军教授，他渊博的科学知识、敏锐的学习眼光、严谨的治学态度、勤奋的工作精神令作者深为敬佩。在此，向导师致以诚挚的谢意。作者还要感谢周源华教授、余松煜教授给予我的启发和指导；还特别感谢我的导师杨喜军博士的热情鼓励和耐心帮助……

感谢陶玉群老师，周燕老师和支峥老师给予的支持与鼓励，还感谢我的家人，是她给了我更多的时间，让我投身于学习和工作。

最后，感谢所有三年多来帮助我的同事、亲人和朋友。

攻读硕士学位期间已发表或录用的论文

- [1] 变频空调中基于 FSBB20CH60 的高性能功率模块设计 邵明双 , 孙军. 自动化技术与应用. 2006 (1)
- [2] 基于 FSBB20CH60 的高性能功率模块设计 邵明双 孙军. 电源技术应用. 2006 (6)

作者：

邵明双

学位授予单位：

上海交通大学

相似文献(2条)

1. 学位论文 苗海亮 单相升压AC/DC变换器的共性研究及直流变速空调控制系统的实现 2004

高功率因数、高效率、低噪音是电源装置和用电设备普遍追求的品质。本文以单相电源装置有源功率因数校正(APFC)控制器和高性价比全直流数字变转速空调系统的研制、开发为依托,对单相升压型AC/DC变换器和直接反电动势零检测技术从理论和应用开发两个方面进行了较为全面的研究和讨论。“3C”认证的强制实施,使APFC控制器在较大功率变速空调中的应用研究势在必行。结合APFC控制器的应用开发,系统研究了APFC技术的实现;针对较大功率应用场合,采用了并联交错APFC拓扑结构;综合国内外的发展现状,对APFC应用场合下的单相升压型AC/DC变换器的拓扑结构进行了归纳总结,部分仿真和实验验证了该类拓扑所具有的功率因数校正功能。(1)对传统升压型APFC拓扑结构进行了理论分析,基于双闭环控制原理建立了Pspice仿真模型,对理论分析给予了验证;针对传统升压型APFC控制器,详细阐述了参数优化、器件选型、PCB设计等设计要点;分别以UC3854BN和L4981A/B为控制芯片实现了单相APFC电路,并进行了性能比较;较UC3854BN而言,以L4981A/B实现的APFC控制器具有更宽的电压适应范围、更小的电流交越失真、更强的带负载能力等优点。(2)结合电感绕制(分立、耦合)和驱动方式(同步、分频和移相)的不同组合,将两级并联交错APFC拓扑与传统升压型APFC拓扑进行了仿真分析和性能比较,并通过实验给予了验证。(3)基于单相APFC实现的基本思想,对单相升压型AC/DC变换器进行了一般性归纳,总结了三类拓扑结构。直接反电动势检测技术的应用降低了无位置传感器无刷直流电动机(BLDCM)电控系统的复杂性,具有较高的性价比。结合直流变速空调外机电控系统的开发,从理论上对反电动势过零直接检测技术进行了分析,并就实际应用中所遇到的问题进行了探讨。(1)从理论上对间接反电动势检测原理和直接反电动势检测原理进行了分析;针对间接反电动势检测方案的不足,介绍了直接反电动势检测的优点;针对无位置传感器BLDCM系统的预定位,介绍了一种新的转子预定位方法——“一次一三相导通”预定位方式。(2)描述了无刷直流电动机专用控制MCUST72141对直接反电动势检测方案给予的硬件实现;采用ST72141实现了低成本、高性能直流变转速空调外机控制最小化系统,着重介绍其硬件、软件设计;通过实验分析,验证了直接反电动势检测方案对PWM斩波频率的依赖及相电感续流对反电动势过零检测的不利影响。(3)结合直接反电动势检测的实现特点,选择了适当的PWM斩波方式—H_PWM_L_ON;针对相电感续流对反电动势过零时刻检测的影响问题,采用了加速退磁技术,并从理论上分析了加速退磁的有效性,由实验结果给予了验证。

2. 学位论文 李华乐 高效率低电磁污染的Boost APFC开关电源的设计与实验研究 2006

随着电子信息产业和电力电子技术的飞速发展,开关电源装置得到了广泛的应用,同时这种传统开关电源也对电网造成了电磁污染,因此具有功率因数校正(Power Factor Correction, PFC)功能和高效率开关稳压电源也就应运而生。随着人们对电源质量的更高要求,高效型、小体积和低电磁污染的开关电源已成为研发的主流技术。因此利用先进的控制芯片,配以合适的外围电路,以尽可能地提高AC/DC变换器和DC/DC变换器的效率,这一设计思路已成为一大研发方向。本文设计出一款高功率因数、高效率、低性能一价格比的开关电源,为32寸LCD电视作稳压电源用。设计出的开关电源既有较高的功率因数,降低了对电网的电磁污染,又确保了高效率,且控制简单,稳定可靠,因而具有一定的工程实用价值。

本文首先阐述了开关电源技术、开关电源功率因数和PFC技术的发展及现状;其次制定了整个系统的设计方案,包括各项技术指标以及保护功能;接着对几种常见的PFC拓扑电路进行了分析对比,从中选择了升压型(Boost)电路,对工作在连续状况下的电路进行了分析,并采用先进的控制芯片ML4800,减小了电感体积,同时降低了开关管的电压压降,既简单又有效地实现了PFC;在二次DC/DC变换器中,12V输出与24V输出端口分别选择不同的拓扑结构,其中12V输出端口采用带先进控制芯片FSCM0565的反激式电路,减少了外围器件,简化了电路;而24V输出端口为减小开关管的电压降,采用了双管正激式电路,并由ML4800驱动并控制电路中开关管的通断。

本文对开关电源的各个子系统建立了小信号模型,进行了系统稳定性能的分析,证明了电路系统的稳定性。同时利用MATLAB软件,对各个子系统的效率曲线进行了仿真预测。文中利用实验仪器观察各关键点的波形,分析实验波形数据并与制定的设计方案相核对,实验结果令人满意,实现了高功率因数、高效率的开关电源。文末提出了下一步工作的方向和目标。

随着社会的发展及需求,新一代功率变换器必将向大功率、高功率因数、高效率、低损耗、低电磁污染、小体积的方向发展。通过本文的理论分析、电路设计、电路仿真和硬件电路实验的研究,结果表明:采用先进的控制芯片和合适的电路拓扑结构,能够较好地满足上述性能要求。所以本研究工作既具有理论指导意义又极具推广应用价值。

本文链接: http://d.g.wanfangdata.com.cn/Thesis_D057430.aspx

授权使用: 辽宁工程技术大学(lngecjsdx), 授权号: 9fb170d4-b4f0-4ecf-be08-9e08009ce43a

下载时间: 2010年10月7日