

厦门大学

硕士学位论文

一种新型DSP的PFC数字开关电源研究

姓名：罗松涛

申请学位级别：硕士

专业：控制理论与控制工程

指导教师：彭侠夫

20080501

摘 要

减小电力电子装置尤其是传统的 AC/DC 整流器对电网的谐波污染,提高装置的功率因数,日益受到国内外学者的密切关注。伴随着数字控制技术的不断发展,越来越多的 PFC 控制策略通过数字信号处理器(DSP)得以实现。数字化控制电源已成为当今开关电源产品设计的潮流。

本文在平均电流模式控制的有源功率因数校正技术的基础上,设计了一种主电路采用新型半桥变换器拓扑结构,控制电路基于数字信号处理器(DSP)的单相功率因数校正器。论文首先对新型单相半桥 PFC 电路的工作原理进行了系统的分析,对电路的小信号数学模型进行了研究,建立了系统的简化平均小信号数学模型。本文中控制策略采用电流环和电压环双闭环控制结构,控制算法采用传统的 PI 算法。在系统的简化平均小信号数学模型的基础上,本文详细研究了双闭环系统中 PI 调节器的设计方法,给出了控制系统主要的硬件设计、部分软件设计以及程序流程图。

最后,本文采用 TI 公司生产的 TMS320LF2407A 型号的 DSP 作为主控芯片,设计完成了一套平均电流控制的 PFC 数字化实验装置。最终使得整个系统具有输入功率因数接近于 1,低电流纹波以及输出电压稳定的特性。实验结果证实了理论分析的正确性和控制方案的可行性,取得了预期的效果。

关键词: 功率因数校正; 平均电流控制; PI 调节器; 数字信号处理器

Abstract

Reducing harmonic pollution especially conventional AC/DC rectifier generated and improving the power factor are hotspot in power electronics fields. With the development of digital technique, more and more PFC control algorithms can be implemented in power electronics by the digital signal processors(DSP). Nowadays it is popular to use digital control in power supply design.

Based on active power factor correction(APFC) of average current mode control, the paper introduces the design and implementation of a fully digital controlled single-phase novel half-bridge power factor corrector. The control method is realized using digital signal processor(DSP). At first, the basic working principle of novel single-phase half-bridge is studied. The paper researches small signal model of PFC circuit and builds the simplified average small signal model of the system. The double closed-loop framework is applied in the PFC control circuit and the PI algorithm is adopted. Based on simplified average small signal model, the paper develops design method of PI regulators which are applied in double closed-loop system. The hardware design and software design are presented. Furthermore, the main program flow chart are given.

At last, A power factor correction test system is introduced based on TMS320LF2407A. The whole system can achieve close to unity power factor, lower current harmonics and constant output voltage. Experimental results indicate the feasibility of control scheme and the validity of theory analysis. Anticipation is realized.

Keywords: Power factor correction; Average current control; PI regulator; DSP

厦门大学学位论文原创性声明

兹呈交的学位论文，是本人在导师指导下独立完成的研究成果。本人在论文写作中参考的其他个人或集体的研究成果，均在文中以明确方式标明。本人依法享有和承担由此论文产生的权利和责任。

声明人（签名）：罗松涛

2018 年 5 月 20 日

厦门大学学位论文著作权使用声明

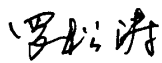
本人完全了解厦门大学有关保留、使用学位论文的规定。厦门大学有权保留并向国家主管部门或其指定机构送交论文的纸质版和电子版，有权将学位论文用于非赢利目的的少量复制并允许论文进入学校图书馆被查阅，有权将学位论文的内容编入有关数据库进行检索，有权将学位论文的标题和摘要汇编出版。保密的学位论文在解密后适用本规定。

本学位论文属于

1、保密（ ），在 年解密后适用本授权书。

2、不保密（☒）

（请在以上相应括号内打“√”）

作者签名：  日期： 2008 年 5 月 00 日

导师签名：  日期： 年 月 日

第一章 绪 论

1.1 引言

电子电源是对公用电网或某种电能进行变换和控制,并向各种用电负载提供优质电能的供电设备。它可分为线性电源和开关电源两种,应用大功率半导体器件,在一个电路中运行于“开关状态”,按一定规律控制开关,对电能进行处理变换而构成的电源,被称为“开关电源”。在实际应用中同时具备三个条件的电源可称之为开关电源,这三个条件就是:开关(电路中的电力电子器件工作在开关状态而不是线性状态),高频(电路中的电力电子器件工作在高频而不是接近工频的低频)和直流(电源输出是直流而不是交流)。广义地说,凡用半导体功率器件作为开关,将一种电源形态转变成另一形态的主电路都叫做开关变换电路,转变时用自动控制闭环稳定输出并有保护环节的则称开关电源(Switching Power Supply)^[1]。

1.2 开关电源的历史

随着电子技术的高速发展,电子系统的应用领域越来越广泛,电子设备的种类也越来越多。电子设备的小型化和低成本化使电源向轻、薄、小和高效率方向发展。开关电源的发展从来都是与半导体器件及磁性元件等的发展休戚相关,高频化的实现,需要相应的高速半导体器件和性能优良的高频电磁器件。因此开关电源可以按照作为开关元件的半导体功率器件分成几个阶段:最早的半导体功率器件,起始于1958年的晶闸管,又称SCR可控硅整流器,是第一个阶段;60年代出现快速晶闸管,到70年代又研制成功了高压大电流的门级可关断晶闸管(GTO)、电力巨型晶体管(GTR),它们都是双极型电力半导体器件,逐渐取代了传统的SCR。这些大功率器件与微处理机相互结合,开关电源进入了“自关断器件”的第二个阶段;由于微电子学科的高速发展,70年代中后期又出现了场效应晶体管,特别是80年代问世的功率场效应管VDMOS又称(功率“MOSFET”),以及派生的MOS型绝缘栅双极晶体管(IGBT),其特性和功能更新发展使功率变换和稳压技术发生了新的飞跃,使开关电源技术发生了高频化、智能化的第三阶段^[2]。

1.3 开关电源的现状和未来发展趋势

由于目前开关电源离人们的要求、应用价值还差得比较远，体积、重量、效率、抗干扰能力、电磁兼容性以及使用的安全性都不能说是十分完美。目前要解决的问题有：1、器件问题。电源控制集成度不高，这就影响了电源的稳定性和可靠性，同时对电源的体积和效率来说也是一个大问题。2、材料问题。开关电源使用的磁芯、电解电容及整流二极管都很笨重，也是耗能的主要根源。3、能源变换问题，按照习惯，交换有这样几个形式：AC/DC 变换、DC/AC 变换以及 DC/DC 变换。实现这些变换都是以频率为基础，以改变电压为目的的，工艺复杂，控制难度大，始终难以大规模生产。4、生产工艺问题。往往在实验室中能达到的技术标准，但在生产上会出现各种问题。

未来的开关电源体积很小，工作频率达到 1-10MHZ，效率达到 95%，功率密度为 $3-6\text{W}/\text{cm}^2$ ，功率因数高达 0.99，长期使用完好，寿命在 80000h 以上。这就是开关电源的发展趋势。所谓高标准就是对未来开关电源的挑战：第一，能不能全面通过电磁兼容性的各项技术标准；第二，在企业里面能不能大规模地、稳定地生产，或快捷地进行单项生产；第三，按照人们的需要，能不能组装大容量、高效率的电源；第四，能不能实现更小的电源模块^[3]。

1.4 有源功率因数校正技术（PFC）的现状与发展

最早采用电感器和电容器构成的无源网络进行功率因数校正。最简单的无源功率因数校正器是在二极管整流桥前添加一个电感器。进一步改善输入电流波形的无源功率因数校正电路如图 1-2 所示

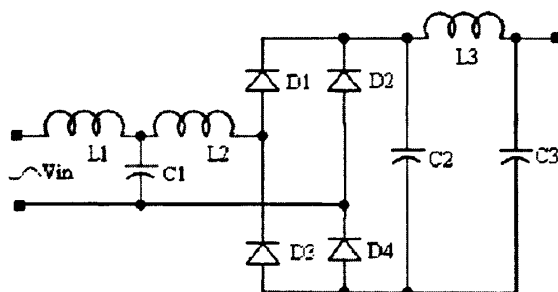


图 1-2 可获得较高功率因数的无源功率因数校正电路

70 年代以后,随着功率半导体器件的飞速发展,开关变换技术突飞猛进,到 80 年代,现代有源 PFC 技术应运而生。由于变换器工作在高频开关工作状态,这种有源功率技术具有体积小、重量轻、效率高、功率因数可接近 1 等优点。80 年代的有源功率因数校正可以说是基于 Boost 变换器的功率因数校正时代。在此期间的研究工作主要集中在对工作在连续导电模式 (CCM) 下的 Boost 变换器的研究上,这类变换器的工作控制模式主要基于所谓“乘法器 (Multiplier)”;连续导电模式功率因数可以获得很大的功率转换容量,但是由于往往需要较为复杂的控制电路,因而不适合 200W 以下的中小型功率应用;80 年代末期提出了利用工作在不连续导电模式 (DCM) 下的变换器进行功率因数校正技术,由于其输入电流自动跟随输入电压,因而可以实现接近 1 的功率因数。80 年代是现代有源功率因数校正技术发展的初级阶段,这一时期提出的一些基本技术是有源功率因数校正技术的基础^[4]。

90 年代以来,有源功率因数取得了长足发展。1992 年 PESC (IEEE Power Electronics Specialists Conference) 设立了单相功率因数专题,这被看作有源功率因数校正技术发展的里程碑。这次会议上,有关电压跟随型功率因数校正的技术报道占了几乎一半,有关软开关功率因数校正技术也是这个专题内用的一项主要内容。随后的几次会议报道的主要内容就是把软开关技术和通常的功率因数校正结合一条高功率因数校正电路的性能。

最近几年研究热点主要是两个:功率的进一步完善和控制的简化。有源功率因数校正的损耗主要集中在功率 MOSFET 的导通损耗和二极管反向恢复损耗上,因此最大的问题是如何减小或者消除这两个损耗。相应的就有许多软开关 Boost 变换器技术的研究,比较有代表性的就有两种技术:(1) 有源吸收技术。采用附加的一些有源开关,例如辅助 MOSFET 和一些无源 LC 和二极管元器件,通过控制开关的时序使得 Boost 变换器电路中的主开关和主二极管实现 ZVS 和 ZCS。这类技术已经得到应用,例如 ZCT-Boost 变换器、有源钳位 Boost 变换器以及 ZVZCS-Boost 变换器等。有源钳位技术虽然能比较好地解决主开关的软开关问题,但辅助开关往往自己是硬开关,仍然会产生很大的损耗。再加上复杂的时序控制,使得变换器成本增加、可靠性降低,实际的产品设计中并不经常采用这种技术;(2) 无源吸收技术。主要是采用由无源元件 LC 和二极管组成的网

络来减小 MOSFET 的 DV/DT 和二极管的 DI/DT , 从而减小开通损耗的反向恢复损耗。其成本低廉, 控制简单、可靠性高等优点, 获得飞速的发展^[5]。

在控制技术的研究上, 一方面在不断的完善目前最常用的三种技术: 电流峰值控制、平均电流、电流滞环控制。另一方面在不断的研究新型的控制模式(虽然这些模式可能很早就被提出来了), 比如预测电流控制、单周期控制、误差带控制, 滑模(Sliding Mode)变结构控制、占空比控制等。同时也不断的在提出新型的控制模式, 比如 2006 年 3 月在美国召开的 APFC 会议和中国上海召开的 PCIM 会议上, 工程师们提出了没有整流桥的 PFC 电路技术, 并且已经迅速的实际应用。预计, 最近功率因数校正研究热点集中在以下几个方面: (1) 新拓扑结构的提出。基于已经有的原理, 或者新原理下的拓扑结构, 比如磁放大 PFC 等; (2) 软开关技术和开关电容功率网络等技术应用到 PFC 电路中; (3) 新的控制方案(基与已有的拓扑结构的新控制方法), 大功率需要优良控制技术构成的高性能功率因数校正电源, 小功率电器来却更喜欢控制简单的低成本电路。特别是限制谐波标准的强制实施, 使得众多原来不需要功率因数校正小功率电路必须采用, 使得适合中小型功率引用的控制方案更加飞速的发展; (4) 单级 PFC 稳压开关变换器的研究, 采用单级机构后由于 PFC 和后级 PFC 不可避免的相互关系, 因此有必要研究这变换器的稳定性, 以便设计达到期望指标的开关电源^[6]。

总之, 成本低、结构简单、容易实现、并且具有软开关性能、高响应速度和低输出纹波的单级隔离功率因数校正器是研究人员的最终目标。

1.5 本课题的研究意义和主要内容

单相整流电路广泛用于单相变频器和其他电力电子装置中, 它是电源污染的一大来源。随着我国对“绿色”电网的要求日益严格, APFC 技术的应用越来越受到重视, PFC 技术已经成为电力电子学领域重要的研究课题。在各类电器装置的控制器由模拟控制转向数字控制的今天, 数字控制由于控制理论与实践手段的不断完善, 并且具备高度集成化控制电路、精确的控制精度、以及稳定的工作性能, 如今已经成为电力电子学的一个重要的研究方向, 而且数字控制也是最终实现电源模块化、集成化、数字化、绿色化的有效手段。

随着高速、廉价的数字信号处理器的问世, 高性能、低成本、数字控制的高

功率因数整流器将具有广阔的市场。因此，高功率因数整流器的研究具有重大的现实意义和经济意义。

主要内容：

- 1) 输入电压: $220\text{VAC} \pm 10\%$
- 2) 开关频率: 1M Hz
- 3) 功率: 300W
- 4) 以单个 DSP 为控制核心，集中实现 PWM 移相半桥逆变；
- 5) 高频软开关技术及主电路结构的参数优化问题；
- 6) 对电源电路电压、电流的检测，使电源具有过压、过流保护功能
- 7) 运用 HSPICE 仿真软件对子电路模块和整体电路进行典型模型情况下的仿真与分析。

第二章 开关电源的原理和拓扑结构

2.1 开关电源的原理

高频开关电源是将交流输入(单相或三相)电压变成所需的直流电压的装置。基本的隔离式高频开关电源的原理框图如图 2-1 频开关电源主要由输入电网滤波器、输入整流滤波器高频变换器、输出整流滤波器、控制电路、保护电路、辅助电源等几部分组成其基本原理是:交流输入电压经电网滤波、整流滤波得到一直流电压,过高频变换器将直流电压变换成高频交流电压,再经高频变压器隔离变换,输出所需的高频交流电压,最后经过输出整流滤波电路,将变换器输出的高频交流电压整流滤波得到需要的高质量、高品质的直流电压。

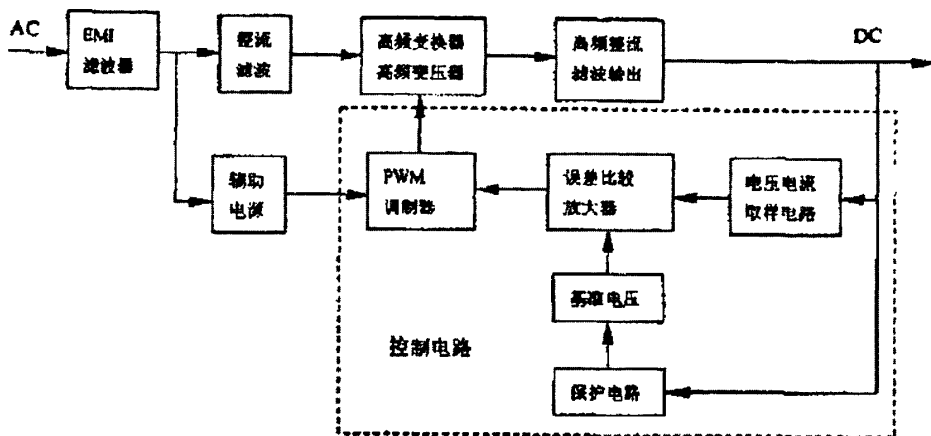


图 2-1 开关电源基本原理框图

下面就图 2-1 的每一部分的作用、原理分别简述如下:

- 1) 输入电网滤波器:消除来自电网的各种干扰,如电动机起动,电器开关的合闸与关断,雷击等产生的尖峰干扰。同时也防止开关电源产生的高频噪声向电网扩散而污染电网。
- 2) 输入整流滤波器:将电网输入的交流电进行整流滤波,为变换器提供波纹较小的直流电压。而且,当电网瞬时停电时,滤波电容器储存的能量尚能使开关电源输出维持一定的时间。
- 3) 高频开关变换器(DC/AC):它是开关电源的关键部分。它把直流电压变换成高频交流电,经过高频变压器再变成所需要的隔离输出交流电压。

- 4) 输出整流滤波:将变换器输出的高频交流电压滤波得到需要的直流电压。同时还防止高频噪音对负载的干扰。电路原理与输入滤波器相同。
- 5) 控制电路:检测输出直流电压,与基准电压比较,进行隔离放大,调制振荡器输出的脉冲宽度,从而控制变换器以保持输出电压的稳定。一般控制电路还包括启动及禁止电路。

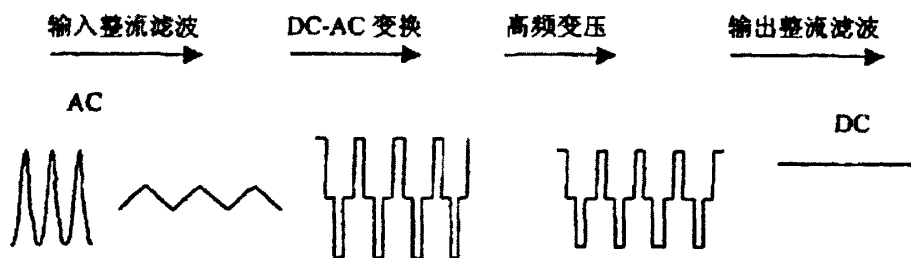


图 2-2 高频开关电源波形变化

以全桥式变换器高频开关电源为例,图 2-2 表示了交流输入电压到最后输出所需直流电压的各环节电压波形变换流程。

2.2 开关电源的拓扑结构

按电力电子技术的习惯称谓,AC-DC 称为整流,包括整流及离线式变换,输出质量较高的直流电。DC-AC 称为逆变,AC-AC 称为交-交变频(包括变压),DC-DC 称为直流-直流变换。所以,广义地说,凡用半导体功率器件作为开关,将一种电源形态转变成另一种形态的主电路叫作开关变换器电路。转变时用自动控制闭环稳定输出并有保护环节则称开关电源(Switching Power Supply)。开关电源的主要部分是 DC-DC 变换器,它是转换的核心,涉及频率变换。值得指出,常见到离线式开关变换器(off-line Switching Converter)名称,是 AC-DC 变换,也常称开关整流器,它不单是整流的意义,而巨整流后又作了 DC-DC 变换,离线是指变换器中有高频变压器隔离。无论是直流开关电源还是交流开关电源,电源拓扑结构的合理选择非常关键。由于本课题属于直流变换器的范畴,因此,有必要清楚直流变换器的分类,也就是 DC-DC 变换器的分类。直流变换器按输入与输出间是否有电气隔离可分为两类:没有电气隔离的称为不隔离的直流变换器;有电气隔离的称为隔离的直流变换器。不隔离的直流变换器按所用的有源功率器件的个数,可分为单管、双管和四管三类。单管的直流变换器有六种,即降压式(Buck)

变换器、升压式(Boost)变换器、升降压式(Buck/Boost)变换器、Cuk 变换器、Zeta 变换器和 Sepic 变换器等。这六种单管变换器中降压式和升压式是最基础的,另外四种是派生的。双管直流变换器有双管串接的升降压式(Buck/Boost)。全桥直流变换器(Full-bridge Converter)是最常用的四管直流变换器。有隔离的直流变换器也可按所用的开关器件的数量分类。单管的有正激式(Forward)和反激式(Fly back)两种。双管有双管正激(Doublet ransistor forward converter)、双管反激(Double transistor fly back converter)、推挽式(Push-pull converter)和半桥(Half-bridge)四种。四管直流变换器就是全桥直流变换器(Full-bridge)。有隔离的直流变换器通常采用变压器实现输入和输出之间的电气隔离,变压器本身具有变压的功能,有利于扩大变换器的应用范围和便于实现多路不同电压或多路输出的目的。

2.3 开关电源的主电路工作原理

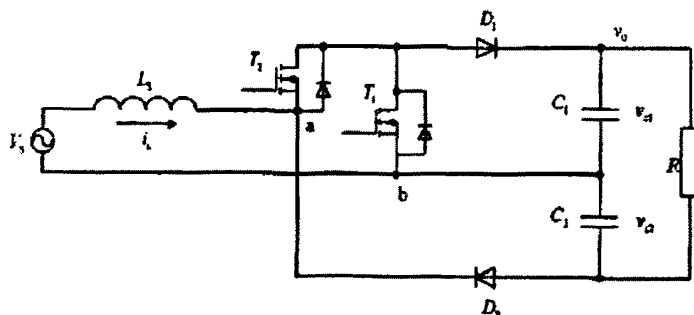


图 2-3 所示的新型单相半桥 PFC 的主电路

在本文采用的如图2-3所示的新型单相半桥PFC的主电路中,采用了两个开关器件,根据这两个开关器件的导通/关断状态,电路可工作在四种工作状态。在电源的正半周期,电路工作在状态1和状态2,此时 $i_s > 0$;在电源的负半周期,电路工作在状态3和状态4,此时 $i_s < 0$ 。通过对开关器件实施适当的PWM控制,可以实现输入侧的功率因数为1和输出侧直流电压的稳定。按照图2-2所示主电路的工作条件, $C_1 = C_2$, V_{c1} 、 V_{c2} 中的脉动分量小, $V_{c1} = V_{c2} = V_o / 2$,下面分析电路的工作原理:

(1) 工作状态1

在电源电压 V_s 处于正半周期时, T1和T2 均关断, 电源 V_s 通过电感 L_s 、二极管 D_1 给 C_1 充电, $i_s > 0$, 此时 $V_{ab} = V_0/2$

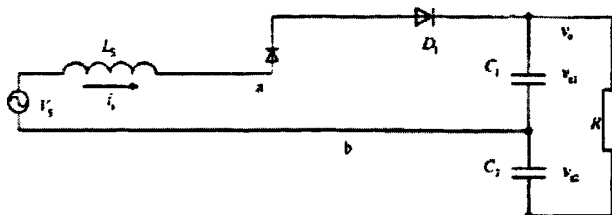


图2-4 工作状态1

(2) 工作状态2

在电源电压 V_s 的正半周期, 随着电容 C_1 两端电压的升高, 电源电流 i_s 下降。此时开通T1, 则电感 L_s 承受电源电压 V_s , 使得电感电流 i_s 线性增加, 此时 $V_{ab} = 0$, 电容 C_1 和 C_2 均放电以提供负载电流 i_L 。

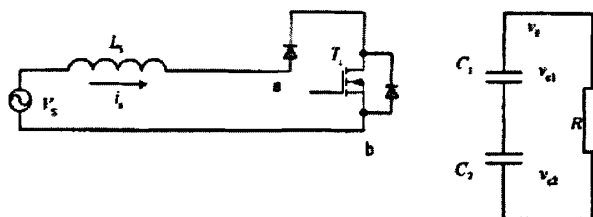


图2-5 工作状态2

(3) 工作状态3

在电源电压 V_s 处于负半周期时, T1和T2 均关断, 电源 V_s 通过电感 L_s 、二极管 D_2 给 C_2 充电, $i_s < 0$, 此时 $V_{ab} = -V_0/2$

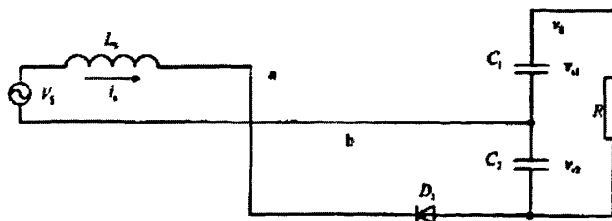


图2-6 工作状态3

(4) 工作状态4

在电源电压 V_s 的负半周期，随着电容 C_2 两端电压的升高，电源电流 i_s 下降。此时开通 T_2 ，则电感 L_s 承受电源电压 V_s ，使得电感电流 i_s 线性增加，此时 $V_{ab} = 0$ ，电容 C_1 和 C_2 均放电以提供负载电流 i_L 。

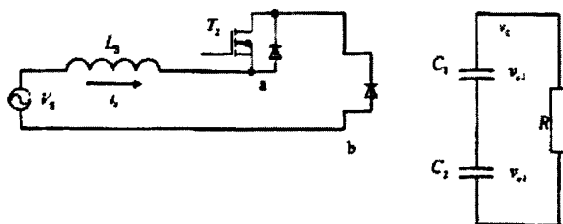


图2-7 工作状态4

由上面的分析可知，在电源电压的正半周期，当 T_1 导通时，则电感电流 i_s 增加，当 T_1 关断时，则电感电流 i_s 减小。在电源电压的负半周期，当 T_2 导通时，则电感电流 i_s 反向增加，当 T_2 关断时，电感电流 i_s 反向减小。这样就可以得到主电路的PWM调制方式：在电源电压的正半周期， T_2 始终关断；在电源电压的负半周期， T_1 始终关断。这种调制方式由于在电源电压的任意半周总有一个开关器件处于截止状态，很明显可以减小开关管的开关损耗^{[7][8]}。

2.4 开关电源的主电路数学模型分析

在PFC电路中，电压和电流变量是在两种不同的频率上变化：一方面按开关频率 f_s 高速切换，另一方面又按输入电压频率 f （工频）缓慢变化，从系统的角度来看这是一个复杂的时变系统。在对这样的复杂时变系统进行动态分析之前首先要解决好建立数学模型问题。而对一个强非线性系统来说，研究起来不太容易，所以一直吸引着人们的注意力。一般来讲，变换器的建模方法可分为两大类。一类称为数字仿真法，一类称为解析建模法^[9]。数字仿真法是指利用各种各样的算法以求得变换器某些特性数字解的方法。执行这类方法常常要利用数字计算机辅助来完成，如利用PSPICE软件，在计算机上仿真。这种方法优点是准确度和精确

度都高,可以得到小信号扰动和大信号激励时的完整波形;适用范围广,既可进行小信号分析,也可进行大信号分析,用起来方便;不足之处是物理意义不甚明确,对设计的指导意义不大。解析建模法,是指利用解析理论的方法以求得变换器运行特性的解析表达式,使之能对变换器进行定性和定量分析的建模方法。这种方法由于是用解析式表达,因此物理意义明确,设计时可据此来调整参数,控制特性的变化;缺点是使用不太方便。解析建模法也可进一步分为两种,一种是离散法,一种是连续法。连续法也称连续平均法,是指把本来是在一个周期有两个或三个不同电路拓扑的电路,经过某种意义的平均处理,变为只有一个电路拓扑连续工作的电路,即其工作可用一个连续的微分方程式或S域传递函数来描述。通过求解微分方程式或进行s域分析得到其稳态和动态小信号特性的解析解。这种方法的优点是简单,物理概念清楚,可以利用线性电路理论和控制理论来对变换器系统进行稳态和动态分析,对于变换器的设计有重要的指导意义。因此这种方法有重要的实用价值,是目前应用最广泛的,最基本的方法。连续平均法也可分为两种形式:一种是状态空间平均法,一种是平均值等效电路法。状态空间平均法是从变换器的不同拓扑下的状态空间方程出发,经过平均—小信号扰动—线性化处理,得到表征变换器稳态和动态小信号特性的数学模型,最后也给出一个统一的电路模型;平均值等效电路法是从原变换器出发进行电路处理,最后得出一个等效电路模型。其实,在推导平均值等效电路时只是处理电路中的开关元件如开关晶体管和二极管等非线性元件,对它们进行平均和线性化处理,而线性元件不变。在本文中主要是应用状态空间平均法对新型单相半桥PFC主电路进行小信号分析和研究。这种小信号模型的思想是:考虑到开关频率 f_s 远大于输入电压频率 f ,所以在当分析电流内环时,假定输入电压是不变的,得到基于 f_s 频率的电流环小信号模型;当分析电压外环时,假定电流理想地跟随输入电压变化,这样也可以得到基于 f 频率的电压环小信号模型。下面将推导出图2-2所示的新型单相半桥PFC电路在电流连续模式(CCM)下的小信号模型^[10]。

由图2-3 以及上面的分析可以得到主电路在以下假设条件下的状态方程。在电源电压的正半周期,定义开关函数

$$S = \begin{cases} 0 & \text{开关 } T_1 \text{ 关断} \\ 1 & \text{开关 } T_1 \text{ 导通} \end{cases} \quad (2-1)$$

在电源电压的负半周期，定义开关函数

$$S = \begin{cases} 0 & \text{开关 } T_2 \text{ 关断} \\ 1 & \text{开关 } T_2 \text{ 导通} \end{cases} \quad (2-2)$$

为了得到新型单相半桥PFC主电路的状态空间平均方程，需做如下四种假设：

- (1) 假设功率开关和二极管均为理想开关，即忽略它们的导通压降和截止电流，同时认为开关过程是瞬时完成的；
- (2) 假定开关频率 f_s 比变换器中低通滤波器的转折频率 f_c 大的多，即有 $f_s \gg f_c$ ；
- (3) 假定产生动态过程的扰动信号的频率 f_p 远远小于开关频率 f_s ，即有 $f_p \ll f_s$ ；
- (4) 假定扰动信号远远小于稳态值^[11]。

由于PFC电路是一个强非线性电路，对这样的电路进行精确的分析是很困难的。为简单起见，根据假设条件(1)，工作在连续导电模式下的单相半桥PFC主电路在电源电压的正半周期和电源电压的负半周期，分别可以用两个线性非时变电路来表示，分别与两种开关状态相对应。其状态方程分别为：

在电源电压的正半周期

$$\text{当 } T_1 \text{ 导通时,} \quad \begin{cases} L \frac{di_s}{dt} = v_s - ri_s \\ C_1 \frac{dv_{c1}}{dt} = -\frac{v_0}{R} \\ C_2 \frac{dv_{c2}}{dt} = -\frac{v_0}{R} \end{cases} \quad (2-3a)$$

$$v_0 = v_{c1} + v_{c2} \quad (2-3b)$$

$$\text{当 } T_1 \text{ 关断时,} \quad \begin{cases} L \frac{di_s}{dt} = v_s - ri_s - v_{c1} \\ C_1 \frac{dv_{c1}}{dt} = i_s - \frac{v_0}{R} \\ C_2 \frac{dv_{c2}}{dt} = -\frac{v_0}{R} \end{cases} \quad (2-4a)$$

$$v_0 = v_{c1} + v_{c2} \quad (2-4b)$$

在电源电压的负半周期

$$\text{当 } T_2 \text{ 导通时,} \quad \begin{cases} L \frac{di_s}{dt} = v_s - ri_s \\ C_1 \frac{dv_{c1}}{dt} = -\frac{v_0}{R} \\ C_2 \frac{dv_{c2}}{dt} = -\frac{v_0}{R} \end{cases} \quad (2-5a)$$

$$v_0 = v_{c1} + v_{c2} \quad (2-5b)$$

$$\text{当 } T_2 \text{ 关断时,} \quad \begin{cases} L \frac{di_s}{dt} = v_s + v_{c2} - ri_s \\ C_1 \frac{dv_{c1}}{dt} = -\frac{v_0}{R} \\ C_2 \frac{dv_{c2}}{dt} = -i_s - \frac{v_0}{R} \end{cases} \quad (2-6a)$$

$$v_0 = v_{c1} + v_{c2} \quad (2-6b)$$

式中 v_s 为电源电压, i_s 为输入电感电流, L 为输入电感, v_{c1} , v_{c2} 分别为电容 c_1 , c_2 上的电压, r 为输入电感内阻, v_0 为输出直流电压, R 为输出阻抗。式(2-3)、式(2-4)、式(2-5)、和式(2-6)所示的PFC主电路的分段线性方程是精确方程。再根据假设条件(2)、(3), 即可得到描述其稳态和动态小信号特性的基本的状态空间平均方程, 这需要以下几个步骤:

(1) 平均 状态空间平均法的第一步就是把分段线性的状态方程. 用一个平均值状态方程来代替。在电源电压的正半周期, 由式(2-3) $\times d$ + 式(2-4) $\times (1-d)$ 得:

$$\begin{cases} L \frac{di_s}{dt} = v_s - ri_s - (1-d)v_{c1} \\ C_1 \frac{dv_{c1}}{dt} = (1-d)i_s - \frac{(v_{c1} + v_{c2})}{R} \\ C_2 \frac{dv_{c2}}{dt} = -\frac{(v_{c1} + v_{c2})}{R} \end{cases} \quad (2-7a)$$

$$v_0 = v_{c1} + v_{c2} \quad (2-7b)$$

写成矩阵形式:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_s}{dt} \\ \frac{dv_{c1}}{dt} \\ \frac{dv_{c2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & \frac{d-1}{L} & 0 \\ \frac{1-d}{C} & -\frac{1}{RC} & -\frac{1}{RC} \\ 0 & -\frac{1}{RC} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_s \quad (2-8a)$$

$$v_0 = [0 \quad 1 \quad 1] \begin{bmatrix} i_s \\ v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix} \quad (2-8b)$$

简记为:

$$\dot{x} = A_1 x + B_1 v_s \quad (2-9a)$$

$$y = Cx \quad (2-9b)$$

$$\text{式中 } \dot{x} = \begin{bmatrix} \frac{di_s}{dt} \\ \frac{dv_{c1}}{dt} \\ \frac{dv_{c2}}{dt} \end{bmatrix}, \quad A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & \frac{d-1}{L} & 0 \\ \frac{1-d}{C} & -\frac{1}{RC} & -\frac{1}{RC} \\ 0 & -\frac{1}{RC} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C_1 = [0 \quad 1 \quad 1]$$

式中d 为开关量S 去除PWM高频分量后在时间上的平均值。式(2-7)是在电源电压的正半周期,得到的基本状态空间平均方程。

在电源电压的负半周期,由式(2-5)×d +式(2-6)×(1-d)得:

$$\begin{cases} L \frac{di_s}{dt} = v_s + (1-d)v_{c2} - ri_s \\ C \frac{dv_{c1}}{dt} = -\frac{(v_{c1} + v_{c2})}{R} \\ C \frac{dv_{c2}}{dt} = -(1-d)i_s - \frac{(v_{c1} + v_{c2})}{R} \end{cases} \quad (2-10a)$$

$$v_0 = v_{c1} + v_{c2} \quad (2-10b)$$

写成矩阵形式:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_s}{dt} \\ \frac{dv_{c1}}{dt} \\ \frac{dv_{c2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & 0 & \frac{1-d}{L} \\ 0 & -\frac{1}{RC} & -\frac{1}{RC} \\ \frac{d-1}{C} & -\frac{1}{RC} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_s \quad (2-11a)$$

$$v_0 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix} \quad (2-11b)$$

简记为:

$$\dot{x} = A_2 x + B_2 v_s \quad (2-12a)$$

$$y = Cx \quad (2-12b)$$

$$\text{式中 } \dot{x} = \begin{bmatrix} \frac{di_s}{dt} \\ \frac{dv_{c1}}{dt} \\ \frac{dv_{c2}}{dt} \end{bmatrix}, \quad A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & 0 & \frac{1-d}{L} \\ 0 & -\frac{1}{RC} & -\frac{1}{RC} \\ \frac{d-1}{C} & -\frac{1}{RC} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

式中d 为开关量S 去除PWM高频分量后在时间上的平均值。式(2-10)是在电源电压的负半周期, 得到的基本的状态空间平均方程。

(2) 扰动 扰动是在稳态量的基础上进行的。现在对基本的状态空间平均方

程(2-8)、(2-11), 在某一稳态条件下进行小信号扰动, 即令 $i_s = I_s + \hat{i}_s$,

$v_{c1} = V_{c1} + \hat{v}_{c1}$, $v_{c2} = V_{c2} + \hat{v}_{c2}$, $v_s = V_s + \hat{v}_s$, $v_0 = V_0 + \hat{v}_0$, $d = D + \hat{d}$, 式

中 $\hat{i}_s$, $\hat{v}_{c1}$, $\hat{v}_{c2}$, $\hat{v}_s$, $\hat{v}_0$, $\hat{d}$ 分别是 I_s , V_{c1} , V_{c2} , V_s , V_0 , D 的扰动量。将以上定义式分别代入式(2-8)和式(2-11), 将稳态分量与扰动分量分离得:

在电源电压的正半周期, 稳态方程的表达式为:

$$\begin{bmatrix} -r & D-1 & 0 \\ 1-D & -\frac{1}{R} & -\frac{1}{R} \\ 0 & -\frac{1}{R} & -\frac{1}{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ V_{c1} \\ V_{c2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_s = 0 \quad (2-13a)$$

$$V_0 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ V_{c1} \\ V_{c2} \end{bmatrix} \quad (2-13b)$$

简记为:

$$A_3 X + B_2 V_s = 0 \quad (2-14a)$$

$$Y = CX \quad (2-14b)$$

$$\text{式中式中 } A_3 = \begin{bmatrix} -r & D-1 & 0 \\ 1-D & -\frac{1}{R} & -\frac{1}{R} \\ 0 & -\frac{1}{R} & -\frac{1}{R} \end{bmatrix}, \quad X = \begin{bmatrix} I_s \\ V_{c1} \\ V_{c2} \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C = [0 \ 1 \ 1], \quad Y = V_0$$

扰动方程表达式为:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_s}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_{c1}}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_{c2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & \frac{D+\hat{d}-1}{L} & 0 \\ 1-D-\hat{d} & -\frac{1}{RC} & -\frac{1}{RC} \\ 0 & -\frac{1}{RC} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{v}_{c1} \\ \hat{v}_{c2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & \frac{\hat{d}}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{\hat{d}}{C} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_s \\ \hat{V}_{c1} \\ \hat{I}_s \end{bmatrix} \quad (2-15a)$$

$$\hat{v}_0 = [0 \ 1 \ 1] \begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{v}_{c1} \\ \hat{v}_{c2} \end{bmatrix} \quad (2-15b)$$

在电源电压的负半周期, 稳态方程的表达式为:

$$\begin{bmatrix} -r & 0 & 1-D \\ 0 & -\frac{1}{R} & -\frac{1}{R} \\ D-1 & -\frac{1}{R} & -\frac{1}{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ V_{c1} \\ V_{c2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_s = 0 \quad (2-16a)$$

$$V_0 = [0 \ 1 \ 1] \begin{bmatrix} I_s \\ V_{c1} \\ V_{c2} \end{bmatrix} \quad (2-16b)$$

简记为:

$$A_4 X + B_2 V_s = 0 \quad (2-17a)$$

$$Y = CX \quad (2-17b)$$

$$\text{式中 } A_4 = \begin{bmatrix} -r & 0 & 1-D \\ 0 & -\frac{1}{R} & -\frac{1}{R} \\ D-1 & -\frac{1}{R} & -\frac{1}{R} \end{bmatrix}, \quad X = \begin{bmatrix} I_s \\ V_{c1} \\ V_{c2} \end{bmatrix}, \quad B_2 =, \quad C = [0 \ 1 \ 1], \quad Y = V_0$$

扰动方程的表达式为:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_s}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_{c1}}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_{c2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & 0 & \frac{1-D-d}{L} \\ 0 & -\frac{1}{RC} & -\frac{1}{RC} \\ \frac{D+d-1}{C} & -\frac{1}{RC} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{v}_{c1} \\ \hat{v}_{c2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & \frac{d}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{d}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_s \\ \hat{V}_{c1} \\ \hat{I}_s \end{bmatrix} \quad (2-18a)$$

$$\hat{v}_0 = [0 \quad 1 \quad 1] \begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{v}_{c1} \\ \hat{v}_{c2} \end{bmatrix} \quad (2-18b)$$

(3)线性化 式(2-15a)和式(2-18a)中含有二阶微小量 $d\hat{v}_{c1}$ 、 $d\hat{i}_s$ 和 $d\hat{v}_{c2}$ ，故是非线性方程。为了获得描述PFC主电路动态行为的线性状态方程，我们根据假设条件(4)，即假定扰动信号比其稳态量小得多，称为小信号假定，亦即：

$$\frac{\hat{i}_s}{I_s} \ll 1, \quad \frac{\hat{v}_{c1}}{V_{c1}} \ll 1, \quad \frac{\hat{v}_{c2}}{V_{c2}} \ll 1, \quad \frac{\hat{v}_s}{V_s} \ll 1, \quad \frac{\hat{v}_0}{V_0} \ll 1, \quad \frac{d}{D} \ll 1$$

因此，由上式可知式(2-15a)和式(2-18a)中的二阶微小量 $d\hat{v}_{c1}$ 、 $d\hat{i}_s$ 、 $d\hat{v}_{c2}$ 可忽略，从而可得描述PFC主电路动态低频小信号行为的状态空间平均方程。在电源电压的正半周期，主电路动态低频小信号状态空间平均方程为：

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_s}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_{c1}}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_{c2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & \frac{D-1}{L} & 0 \\ \frac{1-D}{C} & -\frac{1}{RC} & -\frac{1}{RC} \\ 0 & -\frac{1}{RC} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{v}_{c1} \\ \hat{v}_{c2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & \frac{d}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{d}{C} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_s \\ \hat{V}_{c1} \\ \hat{I}_s \end{bmatrix} \quad (2-19a)$$

$$\hat{v}_0 = [0 \quad 1 \quad 1] \begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{v}_{c1} \\ \hat{v}_{c2} \end{bmatrix} \quad (2-19b)$$

在电源电压的负半周期，主电路动态低频小信号状态空间平均方程为：

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_s}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_{c1}}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_{c2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & 0 & \frac{1-D}{L} \\ 0 & -\frac{1}{RC} & -\frac{1}{RC} \\ \frac{D-1}{C} & -\frac{1}{RC} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{v}_{c1} \\ \hat{v}_{c2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & \frac{\hat{d}}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\hat{d}}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_s \\ V_{c1} \\ I_s \end{bmatrix} \quad (2-20a)$$

$$\hat{v}_0 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{v}_{c1} \\ \hat{v}_{c2} \end{bmatrix} \quad (2-20b)$$

式(2-19)和式(2-20)就是我们想要得到的描述PFC主电路动态低频小信号行为的状态空间平均方程。它们是线性非时变方程，由此可以求得PFC主电路的动态低频小信号特性。对式(2-19)和式(2-20)分别进行拉氏变换，可得各传递函数。

在电源电压的正半周期，对式(2-19)进行拉氏变换得到：

$$\begin{cases} sL\hat{i}_s = \hat{v}_s(s) - r\hat{i}_s(s) + (D-1)\hat{v}_{c1}(s) + \hat{d}(s)V_{c1} \\ sC\hat{v}_{c1}(s) = (1-D)\hat{i}_s(s) - \hat{d}(s)I_s - \frac{\hat{v}_0(s)}{R} \\ sC\hat{v}_{c2}(s) = -\frac{\hat{v}_0(s)}{R} \end{cases} \quad (2-21a)$$

$$\hat{v}_0(s) = \hat{v}_{c1}(s) + \hat{v}_{c2}(s) \quad (2-21b)$$

由此可得：

$$\begin{aligned} \left. \frac{\hat{i}_s(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_s(s)=\hat{v}_{c1}(s)=0} &= \frac{V_{c1}}{sL+r}, & \left. \frac{\hat{i}_s(s)}{\hat{v}_{c1}(s)} \right|_{\hat{v}_s(s)=\hat{v}_{c1}(s)=0} &= \frac{D-1}{sL+r} \\ \left. \frac{\hat{v}_{c1}(s)}{\hat{i}_s(s)} \right|_{\hat{d}(s)=0} &= \frac{1-D}{sC+2/R}, & \left. \frac{\hat{v}_{c1}(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{i}_s(s)=0} &= -\frac{I_s}{sC+2/R} \end{aligned} \quad (2-22)$$

在电源电压的负半周期，对式(2-20)进行拉氏变换得到：

$$\begin{cases} sL\hat{i}_s = \hat{v}_s(s) - r\hat{i}_s(s) + (1-D)\hat{v}_{c2}(s) + \hat{d}(s)V_{c2} \\ sC\hat{v}_{c2}(s) = (D-1)\hat{i}_s(s) + \hat{d}(s)I_s - \frac{\hat{v}_0(s)}{R} \\ sC\hat{v}_{c1}(s) = -\frac{\hat{v}_0(s)}{R} \end{cases} \quad (2-23a)$$

$$\hat{v}_0(s) = \hat{v}_{c1}(s) + \hat{v}_{c2}(s) \quad (2-23b)$$

由此可得到:

$$\begin{aligned} \left. \frac{\hat{i}_s(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_s(s)=\hat{v}_2(s)=0} &= \frac{V_{c2}}{sL+r}, & \left. \frac{\hat{i}_s(s)}{\hat{v}_{c2}(s)} \right|_{\hat{v}_s(s)=\hat{v}_{c2}(s)=0} &= \frac{1-D}{sL+r} \\ \left. \frac{\hat{v}_2(s)}{\hat{i}_s(s)} \right|_{\hat{d}(s)=0} &= \frac{D-1}{sC+2/R}, & \left. \frac{\hat{v}_2(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{i}_s(s)=0} &= \frac{I_s}{sC+2/R} \end{aligned} \quad (2-24)$$

通过以上分析可知,应用状态空间平均法,得到了新型单相半桥PFC电路在电流连续模式(CCM)下的小信号数学模型^[12]。

2.5 本章小结

本章在对单相半桥PFC电路进行分析研究的基础上,详细分析了电路的工作原理,并应用状态空间平均法,对单相半桥PFC电路的小信号数学模型进行了研究,为后文的控制器的设计提供了坚实的理论基础。

第三章 控制电路系统分析

3.1 单相半桥 PFC 电路及控制系统

本系统主电路采用的是单相半桥主拓扑结构，输入电流即电感电流采用平均电流的控制模式，通过对电感电流和输出电压的采样检测和调节，最终可以得到理想的正弦输入电流波形和平滑稳定的直流输出电压。图3-1为新型单相半桥有源功率因数校正主电路及控制系统原理图。

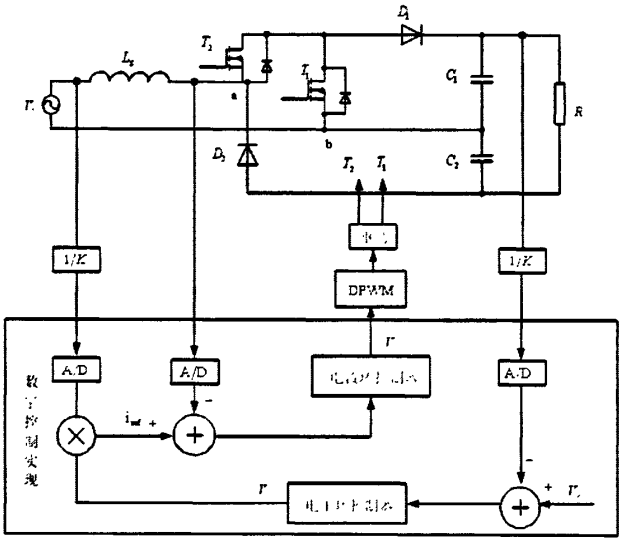


图3-1 平均电流控制的单相半桥PFC电路及控制系统原理图

工作原理：输出电压 V_0 经分压后与参考电压 V_{ref} 比较，然后经电压环控制器处理，得到电压环控制信号 V_c ， V_c 与和电源电压同相的正弦信号相乘，得到电流的基准信号 i_{ref} ，此基准电流信号 i_{ref} 中不仅包含了调节输出电压的信号成分，而且也包含了电流所要跟随的正弦信号成分，输入电流 i_L 与基准信号 i_{ref} 比较后输入电流环控制器，得到的输出为一个占空比电压信号 V_c ， V_c 然后通过PWM发生器产生驱动信号来控制开关管的通断。因此，当开关频率比输入电压频率高的多时，输入电流具有与输入电压相同的波形，从输入端来看，整个负载呈纯阻性，功率因数接近于1。

3.2 双闭环控制算法及 PI 控制算法

从系统角度来看,本文中单相半桥PFC主电路采用的是双闭环控制结构,即电流内环和电压外环控制,电流内环控制电感电流跟随输入电压的变化,使得从PFC主电路的输入端看进去,负载呈阻性。电压外环输出和电网电压同相的正弦波信号相乘,得到电流基准信号,通过调节电流基准信号的平均幅值,使得输出为恒定的直流电压。由此可知,电流内环控制器和电压外环控制器的设计对系统的稳定运行至关重要。随着现代电力电子技术的发展,在双闭环控制结构的基础上,人们提出了许多新的控制算法,如模糊控制算法、滑模控制算法等,这些算法虽然能够得到好的控制效果,但是比较复杂,不易于实现。这里仍采用经典的PI控制算法,它的结构简单,实现起来比较容易,加上软件系统的灵活性,PI算法还可以不断得到修正和完善,因而能够满足一般系统的设计要求。算法结构如图3-2所示。在本文中,电压环和电流环的调节器均采用PI调节器。PI调节在连续控制系统应用非常广泛,技术也相当成熟。其实质就是根据输入的偏差值,按照输入和输出之间的比例、积分的函数关系进行运算,其运算结果用于输出控制^[13]。连续域中,输入和误差之间的关系可以表示为:

$$u(t) = k_p [e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt] \quad (3-1)$$

若以传递函数的形式表示,可表示为:

$$G(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (3-2)$$

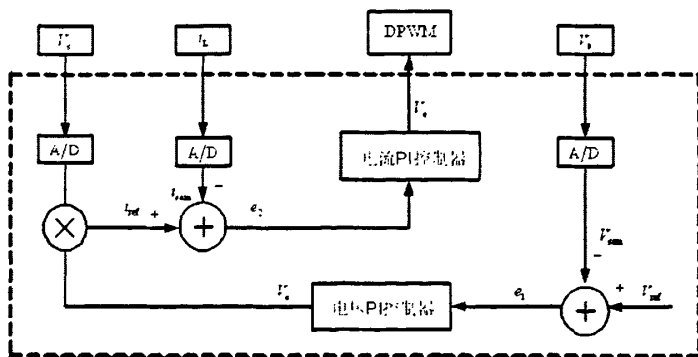


图3-2 控制算法框图

式中 $u(t)$ 为PI控制器的输出, $e(t)$ 为PI控制器的输入, k_p 为比例系数, T_i 为积分

时间常数。简单说来, PI 控制器各校正环节的作用如下:

- (1) 比例环节 及时成比例的反映控制系统的偏差信号 $e(t)$, 偏差一旦产生, 控制器就立即产生控制作用, 以减少偏差。通常随着 k_p 值的加大, 闭环系统的超调量加大, 系统响应速度加快, 但是当 k_p 增加到一定程度, 系统会变得不稳定。
- (2) 积分环节 主要用于消除静差, 提高系统的无差度。积分作用的强弱取决于积分常数 T_i , T_i 越大, 积分作用越弱, 反之越强。通常在 k_p 不变的情况下, T_i 越大, 即积分作用越弱, 闭环系统的超调量越小, 系统的响应速度变慢。

总之, PI 控制是技术最成熟的一种控制方法, 它控制原理简单、实现方便、并且适用性广、鲁棒性强、其控制品质对被控对象特性的变化不是很敏感。随着计算机技术的发展, 在 PI 控制的基础上, 出现了很多改进的数字 PI 控制方法, 如积分分离 PI 控制、带死区的 PI 控制等。对于数字 PI 控制方法, 又分为增量式 PI 控制算式和位置式 PI 控制算式, 本文采用的是增量式 PID 控制算法, 只输出增量, 而且不会产生积分失控^{[14][15]}。

3.3 电压环设计

3.3.1 设计目标

假设 PFC 电路的输入电压, 输入电流为同相位的理想正弦波, 则输入功率

$$P_{in} = v_{in} i_{in} = V_s \sin \omega_0 t I_s \sin \omega_0 t = \frac{V_s I_s - V_s I_s \cos 2\omega_0 t}{2} \quad (3-3)$$

中 v_{in} 、 i_{in} 表示输入电压, 电流的瞬时值, V_s 、 I_s 表示输入电压, 电流的峰值, ω_0 表示输入电压电流的角频率。

输出功率

$$P_0 = V_0 i_0 \quad (3-4)$$

中 V_0 表示输出电压, i_0 表示输出电流, 在不计损耗的情况下, $P_{in} = P_0$, 则

$$i_0 = \frac{V_s I_s}{2V_0} (1 - 2 \cos 2\omega_0 t) \quad (3-5)$$

由此可见，PFC的输出电流包括两个部分，一个直流电流再加上一个二次谐波电，该直流电流为输出平均负载电流，二次谐波电流为输出滤波电容的充电电流，在输出电压上也存在二次谐波的脉动。

电压环控制器的截止频率必须小于两倍的输入频率，这样才可以将输出电压上的次纹波衰减。如果输出电压的二次纹波被引入控制环，则将在电感电流上产生三次波。

在电流均值控制中，电流环的给定由乘法器给出

$$i_L^* = \frac{K_m v_{v0}}{V_{ff}^2} V_s |\sin \omega_0 t| \quad (3-6)$$

其中 K_m ，为比例常数， v_{v0} 为电压调节器的输出， V_s 为输入电压的峰值， V_{ff} 为前馈电，在数字控制中， V_{ff} 取为整流器后全波整流电压的平均值，用数字方法计算 V_{ff} 就不会引入二次纹波，可以认为 V_{ff} 是恒定值。所以只有电压控制环的输出 v_{v0} 有可能将三次谐波带入电流环的给定。

假设

$$\begin{cases} v_{v0} = V_{v0} + A \sin(2\omega_0 t + \theta) \\ 0 \leq \omega_0 t \leq \pi \end{cases} \quad (3-7)$$

将(3-7)代入(3-6)

$$i_L^* = \frac{K_m V_s}{V_{ff}^2} \sin \omega_0 t [V_{v0} + A \sin(2\omega_0 t + \theta)] \quad (3-8)$$

经积化和差等三角变换，得：

$$i_L^* = K_1 [V_{v0} \sin \omega_0 t + \frac{A}{2} \cos(\omega_0 t + \theta) - \frac{A}{2} \cos(3\omega_0 t + \theta)] \quad (3-9)$$

其中， $K_1 = \frac{K_m V_s}{V_{ff}^2}$ ，由此可见，如果电压调节器的输出含有1%的二次谐波，在电

流环给定中将含有0.5%的三次谐波。因此，电压调节器设计的目标就是：抑制输出电压的二次纹波，保证输入电流失真最小^[16]。

3.3.2 电压环功率级的数学模型

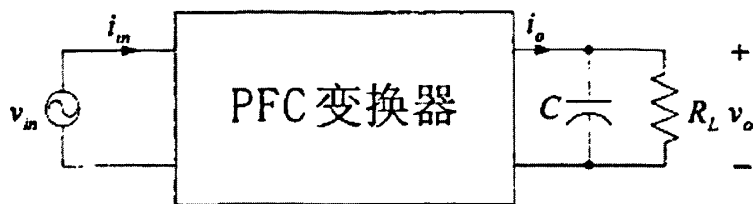


图3-3 PFC电路简化模型

为了简化下面的分析，做如下假设：

- (1) 输入电流完全跟踪电流给定，与输入电压呈比例关系；
- (2) 电路中没有损耗，效率为1；
- (3) 输出功率恒定不变；

根据假设(1)，输入电流与输入电压成正比，电感电流完全跟踪电流给定，即有：

$$i_L = i_L^* = K_m \frac{K_m (v_m) V_{v0}}{(K_{ff} V_{ff})^2} = \sqrt{2} \frac{K_m K_{in}}{K_{ff}^2 V_{ff}^2} V_{rms} V_{v0} |\sin \omega_0 t| \quad (3-10)$$

其中 K_{in} 为输入电压采样系数， K_{ff} 为前馈电压计算系数， K_m 为电流环给定的计算系数， V_{ff} 为前馈电压， V_{rms} 为输入电压有效值， V_{v0} 为电压环输出。另一方面，

$$i_L = K_i \frac{\sqrt{2} P_{in}}{V_{rms}} |\sin \omega_0 t| \quad (3-11)$$

式中 K_i 为输入电流采样系数， P_{in} 为输入的平均功率，根据假设(2)，电路中没有损耗，则输入功率等于输出功率，即

$$P_{in} = P_{out} = V_0 I_0 \quad (3-12)$$

其中 P_{out} 为输出平均功率， V_0 、 I_0 为输出电压电流的稳态分量。将式(3-11)，(3-12)代入式(3-10)得

$$V_0 I_0 = \frac{K_m K_{in}}{K_i K_{ff}^2} \left(\frac{V_{rms}}{V_{ff}} \right)^2 V_{v0} = K V_{v0} \quad (3-13)$$

其中 $K = \frac{K_m K_{in}}{K_i K_{ff}^2} \cdot \frac{V_{rms}^2}{V_{ff}^2}$ 是常数， (V_0, I_0, V_{v0}) 即为电压环的静态工作点。按照小

信号分析的方法，在电压环的静态工作点附近加入小信号扰动，即

$$(V_0 + \tilde{v}_0)(I_0 + \tilde{i}_0) = K(V_{v0} + \tilde{v}_{v0}) \quad (3-14)$$

其中 V_{v0} , V_0 , I_0 为稳态分量, $\tilde{v}_{v0}$, $\tilde{v}_0$, $\tilde{i}_0$ 为小信号扰动。经整理简化, 由式 (3-14) 得

$$\tilde{i}_0 = \frac{K}{V_0} \tilde{v}_{v0} - \frac{I_0}{V_0} \tilde{v}_0$$

另一方面, 从PFC电路的输出侧考虑可知:

$$i_0 = C \frac{dv_o}{dt} + \frac{P_{out}}{v_0} \quad (3-15)$$

根据假设 (3), PFC电路为恒功率输出, 因此, P_{out} 为常数^[17]。

对式 (3-15) 施加小信号扰动, V_0 , I_0 为稳态分量, $\tilde{v}_0$, $\tilde{i}_0$ 为小信号扰动, 得:

$$\tilde{i}_0 = C \frac{d\tilde{v}_o}{dt} - \frac{P_{out}}{V_0^2} \tilde{v}_0 \quad (3-16)$$

又因为

$$\frac{P_{out}}{V_0^2} = \frac{1}{R_L} = \frac{I_0}{V_0} \quad (3-17)$$

因此

$$\tilde{i}_0 = C \frac{d\tilde{v}_o}{dt} - \frac{I_0}{V_0} \tilde{v}_0 \quad (3-18)$$

$$\frac{K}{V_0} \tilde{v}_{v0} - \frac{I_0}{V_0} \tilde{v}_0 = C \frac{d\tilde{v}_o}{dt} - \frac{I_0}{V_0} \tilde{v}_0 \quad (3-19)$$

$$\frac{K}{V_0} \tilde{v}_{v0} = C \frac{d\tilde{v}_0}{dt} \quad (3-20)$$

对式 (3-20) 两边取拉氏变换即得到电压环功率级的传递函数:

$$G_v(s) = \frac{\tilde{v}_0}{\tilde{v}_{v0}} = \frac{K}{SCV_0}$$

3.3.3 电压环数学模型的离散化

本文是使用数字方法对PFC电路进行控制，因此必须在建立系统模型时考虑到采样保持以及计算延时对系统产生的影响，建立离散化的系统数学模型。前面已经推导出了PFC系统在连续状态下的数学模型，考虑到采样以及计算延时的影响，在连续系统中加入一个采样保持器，如图3-4所示。

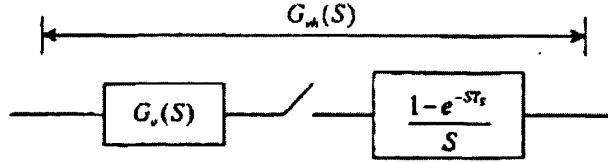


图3-4 加入采样保持器的电压环功率级结构

对 $G_v(S)$ 进行Z变换就可以得到电压环功率级的离散数学模型^[18]。

$$G_{vh}(z) = Z(G_{vh}(s)) = (1 - z^{-1})Z\left[\frac{G_v(S)}{S}\right] = \frac{KT_s}{CV_0(z-1)} \quad (3-21)$$

其中 T_s 表示电压环的采样周期。因此，离散化之后电压环的结构如图3-5所示，

K_{vs} 为输出电压采样系数。电压调节器采用PI调节器，则有

$$G_{VEA}(z) = K_{pv} + \frac{K_{iv}z}{z-1} = \frac{(K_{pv} + K_{iv})z - K_{pv}}{z-1} = K_p \frac{z - \xi}{z-1} \quad (3-22)$$

K_{pv} 为电压环的比例调节系数， K_{iv} 为电压环的积分调节系数， K_p 和 ξ 为两个临时变量

$$K_p = K_{pv} + K_{iv}, \quad \xi = \frac{K_{pv}}{K_{pv} + K_{iv}} \quad (3-23)$$

则电压开环的传递函数为

$$G_{vopen}(z) = K_{vs} G_{VEA}(z) G_{vh}(z) \quad (3-24)$$

其中

$$K = \frac{K_m K_{in} K_{rms}^2}{K_i K_{ff}^2 V_{ff}^2} = \frac{1 \times 1.11^2}{0.3 \times 1 / 450} = 1848.15 \quad (3-25)$$

$$K_{vs} = \frac{1}{450}$$

为了抑制输出电压上二次纹波对电流环的影响，电压环必须对100HZ—120HZ的纹

波有一定的抑制能力，取电压开环的截止频率为20HZ，相角裕度为45°，即

$$\begin{cases} |G_{vopen}(e^{j\omega_c T_s})| = 1 \\ \angle G_{vopen}(e^{j\omega_c T_s}) = -180^\circ + 45^\circ \end{cases} \quad (3-26)$$

其中

$$\omega_c = 2\pi f_c = 40\pi, \quad T_s = \frac{1}{20K} = 0.00005$$

由式(3-23)可以解出：

$$\begin{cases} K_p = 5.82276 \\ \xi = 0.99 \end{cases}$$

$$\begin{cases} K_{pv} = 5.7645324 \\ K_{iv} = 0.0582276 \end{cases}$$

3.4 电流环设计

电流控制环通过调节功率开关管的占空比，迫使输入电流跟踪输入电压波形，呈正弦波。由于输入电压是全波整流波形，含有丰富的谐波，因此电流控制环必须有足够的带宽，使输入电流跟踪全波整流电压基准。

3.4.1 电流环功率级数学模型

在进行电流环设计时，假设输出电压完全由跟踪电压给定，是一个恒定不变的值。在一个开关周期内，电感两端的电压可表示为：

$$L \frac{di_L}{dt} = V_{in}, \quad \text{当 } nT_s \leq t \leq nT_s + dT_s \text{ 时,}$$

$$L \frac{di_L}{dt} = V_{in} - V_0, \quad \text{当 } nT_s + dT_s \leq t \leq (n+1)T_s \text{ 时}$$

T_s 表示电流环的采样频率。按照平均值状态方程的方法，求得平均值状态方程为

$$L \frac{di_L}{dt} = dV_{in} + (1-d)(V_{in} - V_0) = V_{in} - (1-d)V_0 \quad (3-27)$$

由于开关频率远大于输入电压的频率，近似认为在一个开关周期内输入电压保持不变，对式(3-27)施加小信号扰动，得

$$L \frac{d\tilde{i}_L}{dt} = \tilde{d} V_0 \quad (3-28)$$

对式(3-28)进行拉氏变换, 即得到电流环功率级的传递函数为:

$$G_i(S) = \frac{\tilde{i}_L}{\tilde{d}} = \frac{V_0}{SL} \quad (3-29)$$

3.4.2 电流环数学模型的离散化

使用与电压环相同的方法就可以将电流控制环进行离散化, 得到电流环离散化的传递函数。 K_i 表示电流采样系数。

$$G_{ih} = Z(G_{ih}(S)) = (1 - z^{-1})Z\left[\frac{G_i(S)}{S}\right] = \frac{V_0 T_s}{L(z-1)} \quad (3-30)$$

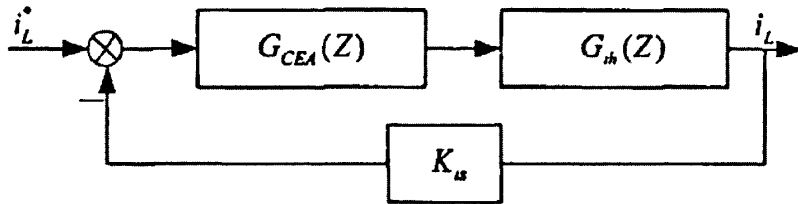


图3-5 离散化电流环结构

电流环调节器也选用PI调节器, 即

$$G_{CEA}(z) = \frac{(K_{pi} + K_{ii})z - K_{pi}}{z - 1} = K_p \frac{z - \xi}{z - 1} \quad (3-31)$$

电流环的开环传递函数为

$$G_{iopen}(z) = G_{CEA}(z)G_{ih}(z)K_{is} \quad (3-32)$$

其中

$$K_{is} = 0.35 \quad (3-33)$$

流环必须有足够的带宽使输入电流跟踪电流给定, 10KHZ, 相角裕度为45°, 即

取电流环的开环截止频率为^{[19][20]}

$$\begin{cases} |G_{iopen}(e^{j\omega_c T_s})| = 1 \\ \angle G_{iopen}(e^{j\omega_c T_s}) = -180^\circ + 45^\circ \end{cases} \quad (3-34)$$

其中

$$\omega_c = 2\pi f_c = 20000\pi \quad (3-35)$$

$$T_s = \frac{1}{50K} = 0.00002 \quad (3-36)$$

由式(3-33)即可算出电流控制环的控制参数为:

$$\begin{cases} K_p = 0.2158 \\ \xi = 0.6356 \end{cases} \quad (3-37)$$

$$\begin{cases} K_{pi} = 0.14 \\ K_{ii} = 0.0448 \end{cases} \quad (3-38)$$

3.4.3 数字 PI 调节器

正如上文所述,电压环电流环的调节器均采用数字PI调节器。这一部分将就PI调节器的参数对调节器性能的影响作详细分析说明。

PI调节器是一种线性控制器,它根据给定值 $r(t)$ 与实际输出值 $c(t)$ 构成控制偏差

$$e(t) = r(t) - c(t) \quad (3-39)$$

将偏差的比例(P)和积分(I)通过线性组合构成控制量,对被控对象进行控制,其控制规律为

$$u(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt \right] \quad (3-40)$$

其中 $u(t)$ 为PI控制器的输出, $e(t)$ 为PI调节器的输入, K_p 为比例系数, T_i 为积分时间常数^[21]。

简单说来,PI控制器各校正环节的作用如下:

1. 比例环节 即时成比例的反映控制系统的偏差信号 $e(t)$,偏差一旦产生,控制器立即产生控制作用,以减少偏差。通常随着 K_p 值的加大,闭环系统的超调量加大,系统响应速度加快,但是当 K_p 增加到一定程度,系统会变得不稳定。
2. 积分环节 主要用于消除静差,提高系统的无差度。积分作用的强弱取决于积分常数 T_i , T_i 越大,积分作用越弱,反之越强。通常在 K_p 不变的情况下, T_i 越

大,即积分作用越弱,闭环系统的超调量越小,系统的响应速度变慢。由于DSP的控制是一种采样控制,它只能根据采样时刻的偏差值计算控制量,因此必须对上式进行离散化处理,用一系列采样时刻 k 代表连续的时间 t ,离散的PI控制算法表达式为:

$$u(k) = K_p \left[e(k) + \frac{T_s}{T_i} \sum_{j=0}^k e(j) \right] = K_p e(k) + K_i \sum_{j=0}^k e(j) \quad (3-41)$$

其中 $k=0, 1, 2, \dots$ 表示采样序列, $u(k)$ 表示第 k 次采样时刻PI调节器的输出值, $e(k)$ 表示第 k 次采样时刻输入的偏差值, T_s 表示采样周期, K_p 为比例系数, K_i 为积分系数。

数字PI调节器可以分为位置式PI控制算法和增量式PI控制算法。如式(3-41)所表示的计算方法就是位置式PI控制算法,PI调节器的输出直接控制执行机构。这种算法的优点是计算精度比较高,缺点是每次都要对 $e(t)$ 进行累加,很容易出现积分饱和的情况,由于位置式PI调节器直接控制的是执行机构,积分一旦饱和就会引起执行机构位置的大幅度变化,造成控制对象的不稳定。增量式PI控制算法是在式(3-41)的基础上做了一些修改。根据式(3-41)可得

$$u(k-1) = K_p e(k-1) + K_i \sum_{j=0}^{k-1} e(j) \quad (3-42)$$

由式(3-40)和式(3-41)可得

$$\begin{aligned} u(k) &= K_p e(k-1) + K_i \sum_{j=0}^{k-1} e(j) + K_p [e(k) - e(k-1)] + K_i e(k) \\ &= u(k-1) + K_p [e(k) - e(k-1)] + K_i e(k) \end{aligned} \quad (3-43)$$

即

$$\Delta u(k) = u(k) - u(k-1) = K_p [e(k) - e(k-1)] + K_i e(k) \quad (3-44)$$

增量式PI算法与位置式PI算法并没有本质的区别,只是增量式PI算法控制的是执行机构的增量 $\Delta u(k)$,这种算法的优点在于:由于输出的是增量,因此计算错误时的产生的影响较小,这种算法的缺点在于:每次计算 $\Delta u(k)$ 再与前次的计算结果 $u(k-1)$ 相加得到本次的控制输出,即

$$u(k) = u(k-1) + \Delta u(k) \quad (3-45)$$

这就使得 $\Delta u(k)$ 的截断误差被逐次的累加起来，输出的误差加大。

假设

$$\Delta u(i) = \Delta u(i) + \Delta e_{\text{截面}}(i) 、$$

即

$$\Delta U(i) = \Delta u(i) - \Delta e_{\text{截面}}(i) \quad (3-46)$$

其中 $\Delta u(i)$ 表示第 i 次增量的准确值， $\Delta u(i)$ 表示经过定点运算后的实际计算结果。

本文使用的是16位定点DSP，在计算中不可避免会产生截断误差，为了防止截断误差的累积，本文采用位置式的PI算法，为了解决上文提到的积分饱和问题，本文采用抑制积分饱和的PI算法：

$$U(n) = K_p e(n) + I_n(n-1)$$

$$I_n(n) = K_i e(n) + I_n(n-1) + K_{sat} e_{pt}$$

$$e_{pt} = U_s - U(n)$$

其中，

$$\text{当 } U(n) \geq U_{\max} \text{ 时, } U_s = U_{\max} ;$$

$$\text{当 } U(n) \leq U_{\min} \text{ 时, } U_s = U_{\min}$$

否则

$$U_s = U(n)$$

式中， U_s 表示抑制积分饱和PI算法的输出， U_n 表示本次的PI调节器的计算结果， K_p 表示比例调节系数， K_i 表示积分系数， K_{sat} 表示抗饱和系数， $I_n(n)$ 为本次积分累加和， $U_{\max}$ ， $U_{\min}$ 分别表示PI调节器输出的最大值和最小值，用户可以根据控制量的特性，确定PI调节器输出的最大值和最小值，例如，当控制对象为占空比时， $U_{\max}$ 和 $U_{\min}$ 的值可分别设置为1和0。使用这种PI算法，可以将调节器的输出限定在需要的范围内，保证当计算出现错误时也不会使控制量出现不允许的数

值。PI调节器的输出具有饱和特性。图3-6表明了这种PI算法的流程图^{[22][23]}。

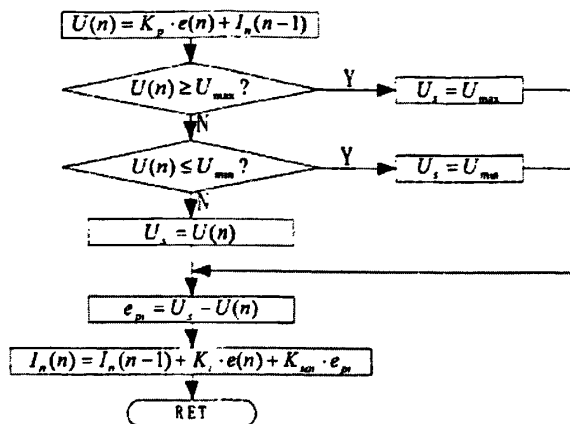


图3-6 抑制积分饱和的PI算法

3.5 PI 控制系统仿真

要验证一个新的电路结构或控制系统是不是可行，在建立实际系统之前，有必要对所提出的方案进行计算机仿真。目前关于电力方面的仿真工具很多，比较大众化的工具有MATLAB和PSPICE。MATLAB是一个比较优秀的仿真软件，它的仿真工具弥补了用传递函数和PSPICE的不足。Simulink软件包是MATLAB仿真软件的扩展，专门用于动态系统的仿真，具有很强的动态系统仿真的能力，仿真速度较快。同时在MATLAB中的SIMULINK软件包里提供了一个专门用于电力系统仿真的模块SimPowerSystems，其功能非常强大，可以用于电路、电力电子系统、电机系统、电力传输等过程的仿真，它提供了一种类似电路建模的方式进行模型绘制，在仿真前将自动将其变化成状态方程描述的形式，然后在SIMULINK下进行仿真。本文采用MATLAB6.5中的电力系统仿真模块SimPowerSystems，对平均电流控制的新型单相半桥PFC电路进行了仿真研究，针对上文所设计的PI控制器的控制参数进行了仿真分析，验证了电压环，电流环参数设计的正确性^[24]。

图3-7 给出了单相半桥PFC电路整个控制系统的仿真模型。该模型由主电路模型、电流闭环和电压闭环等部分组成。

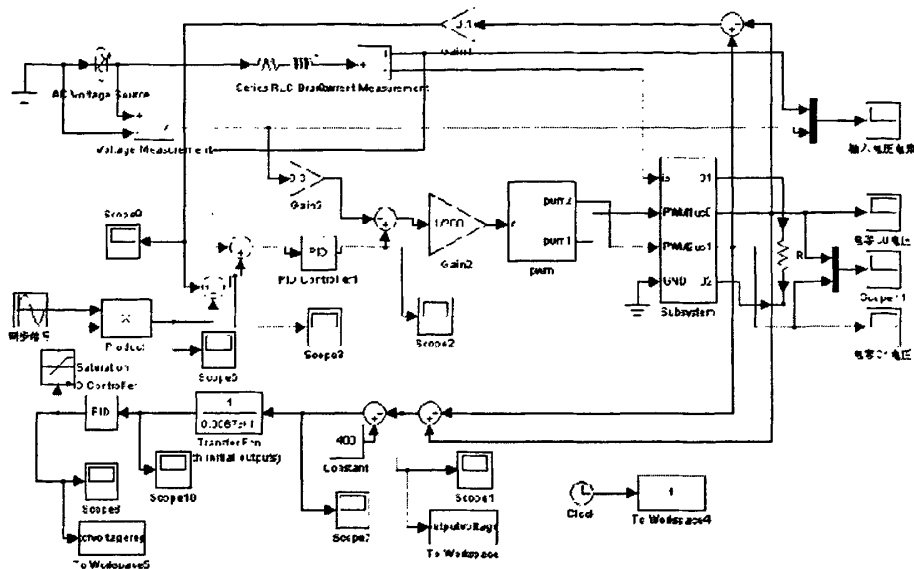


图3-7 单相半桥PFC系统的仿真模型

3.5.1 主电路模型

单相半桥PFC主电路模型根据图2-3，选用SimPower Systems里的IGBT和二极
管构成。在图3-7中，对主电路部分进行了封装，这个子系统包括了四个输入和
四个输出。输入为交流侧电压两个端子和两个PWM信号PWM1和PWM2。四个输出为
两个电容电压输出端子和两个接负载的端子。

3.5.2 滤波器和PI调节器

在输出电压中含有二次谐波电流，而且随着比例增益 K_p 的增大变得会更加严
重，导致输入电感电流畸变，因此减小了功率因数。所以在电压环中加入了一个
滤波器，以衰减输出电压中的二次谐波，其剪切频率要足够使它衰减，典型值大
约为25 Hz或更小，依赖于纹波的数量。本文仿真中取剪切频率为24 Hz，滤波器的
传递函数表示为：

$$G(s) = \frac{1}{0.0067s + 1}$$

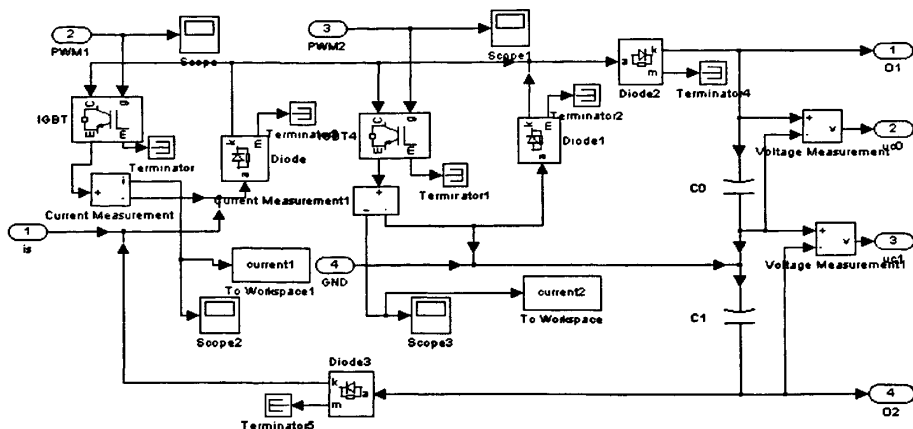


图3-8 主电路模型

电流闭环和电压闭环均采用PI调节器进行校正,积分环节主要作用是消除系统的稳态误差,使系统超调量变小,但却使相应速度变慢,而比例环节加快响应时间,减小稳态误差,增大超调量,所以二者结合起来使用,能达到最佳的控制效果。在Matlab的Simulink中有PID调节器模块,设置时只要设置一下比例系数P和积分系数I的参数即可。

PI调节器的一般表达式为:

$$G(s) = K_p + \frac{K_i}{s}$$

本文中电流环PI调节器参数:

$K_{pi} = 50$, $K_{ii} = 2500$, $K = 2500$ 。电压环PI调节器参 $K_{pv} = 0.11$; $K_{iv} = 1.4$

3.5.3 仿真结果

由图3-9可以看出,在给定电压400V的情况下,电感电流基波是一个正弦波。利用Matlab中的傅立叶分解工具Fourier可以分析其基波幅值为14.92 A,相角 $\Phi \approx 0$,利用Total Harmonic Distortion工具分析其总谐波畸变THD=13.7%。此时,经分析可知,此时功率因数低的原因是在电网电压的过零点处,电感电流波形产生了较为严重的失真,成为“交越失真”,见图3-10所示。正是由于电感电流的失真,使得输入侧功率因数降低,因此为了提高输入侧的功率因数,必须解决这种“交越失真”现象。经过交越失真补偿后,输入电感电流波形有了明显改善,经过分析此时THD=2.27%。

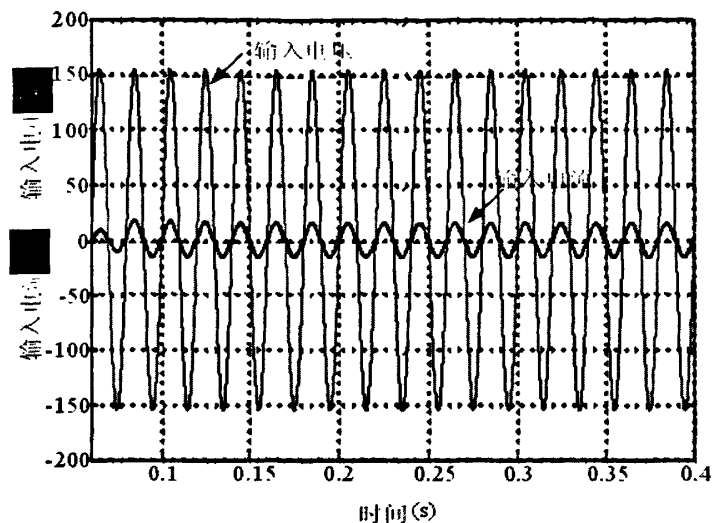


图3-9 输入电流和输入电压波形

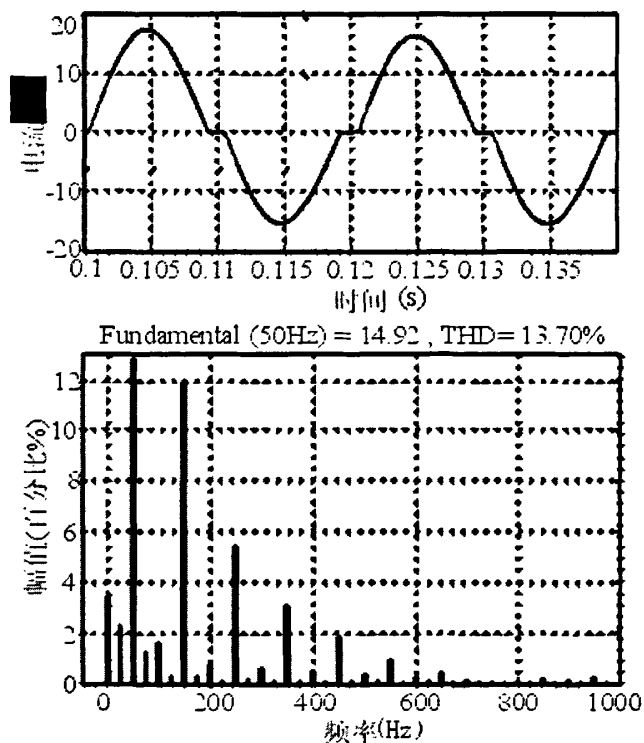


图3-10 输入电流的“交越失真”

因此，在对电感电流补偿后，电感电流不仅与电网电压同相位，而且电感电流波形为标准的正弦波形，单相半桥PFC电路实现了接近单位功率因数运行。

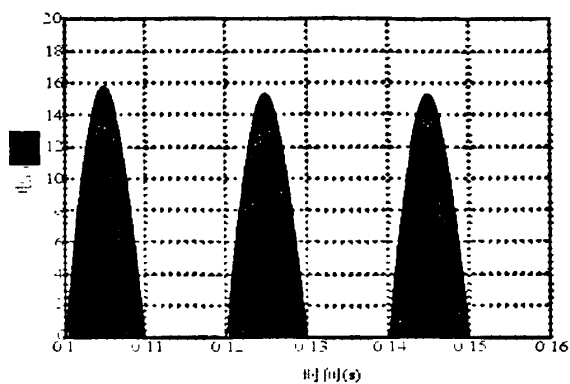


图3-11 开关管 T_1 电流波形

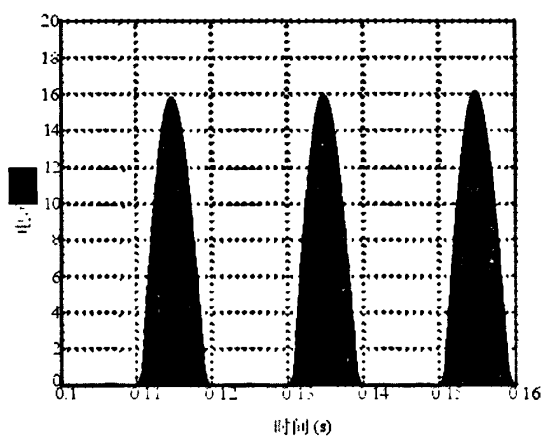


图3-12 开关管 T_2 电流波形

在图3-11 图3-12中，分别给出了流过开关管 T_1 和开关管 T_2 的电流波形图。

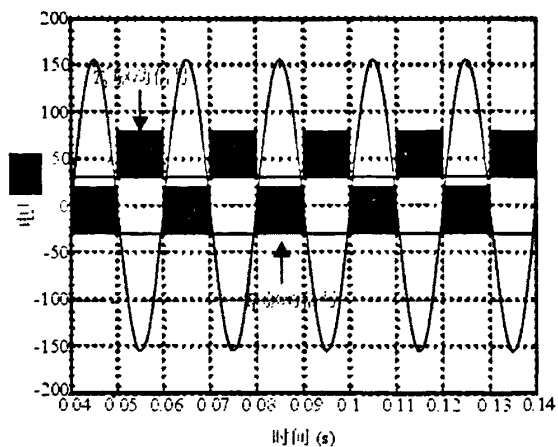


图3-13 输入电压与开关管驱动信号

在图3-11 和图3-12中,为了能更清楚了解开关管在工频周期的工作情况,给出了输入电压和开关管的驱动信号波形图。图中开关管 T_1 和开关管 T_2 的驱动信号均放大80倍。由图可知,在电网电压的正半周期,开关管 T_2 一直处于关断状态,而开关管 T_1 在导通与关断之间切换;在电网电压的负半周期,开关管 T_1 一直处于关断状态,而开关管 T_2 在导通与关断之间切换。而且,由于本文单相半桥PFC电路的拓扑结构,并不需要考虑驱动信号的死区问题,使得在设计PWM脉冲发生电路和软件控制程序时更加简单。由第2章的分析可知,在半桥PFC电路工作时, T_1 和 D_1 、 T_2 和 D_2 总是配对运行,即 T_1 关断之后, D_1 续流; T_2 关断之后, D_2 续流。在它们转换的瞬间,电压极性也发生变化。以 T_1 和 D_1 之间的切换运行为例,在电网电压的正半周期, T_1 导通时,电流由电网电压、电感 L_s 、 T_2 的体内二极管回到电源的负极,如果忽略 T_1 和体内二极管的压降, v_{ab} 为0;当 T_1 关断时, D_1 续流导通,此时电流由电容 C_1 的负极经电源、电感 L_s 、 T_1 的体内二极管、 D_1 最后回到电容 C_1 的正极, v_{ab} 为正电压,大小为 $v_0/2$ 。同理,在电网电压的负半周期, u_{ab} 的电压在0和 $-v_0/2$ 之间切换。这样交流侧电压 v_{ab} ,就可以得到三种电压电平: $v_0/2$ 、0和 $-v_0/2$ 。如此循环往复,就形成PWM调制波形,其基波为正弦波形。

3.6 本章小结

在第二章建立的新型单相半桥PFC电路小信号模型的基础上,对本文采用的双闭环控制算法进行了阐述,设计了电流内环PI调节器和电压外环PI调节器,并通过理论验证和仿真分析证实了参数设计的合理性和控制方案的可行性,解决了仿真分析中遇到的问题,实现了输入侧高功率因数和输出端电压稳定。

第四章 系统的软硬件设计

4.1 引言

单相半桥PFC电路的设计分两大部分：硬件部分和软件部分。硬件部分包括主电路和控制电路。主电路主要是完成升压电感和输出电容的设计，控制电路主要包括电流电压采样电路、交流电源电压过零点捕获电路和保护电路等。软件设计主要是采用DSP的汇编语言开发控制整个系统的软件程序，以实现平均电流控制的功能。整个系统的设计框图见图4-1所示。

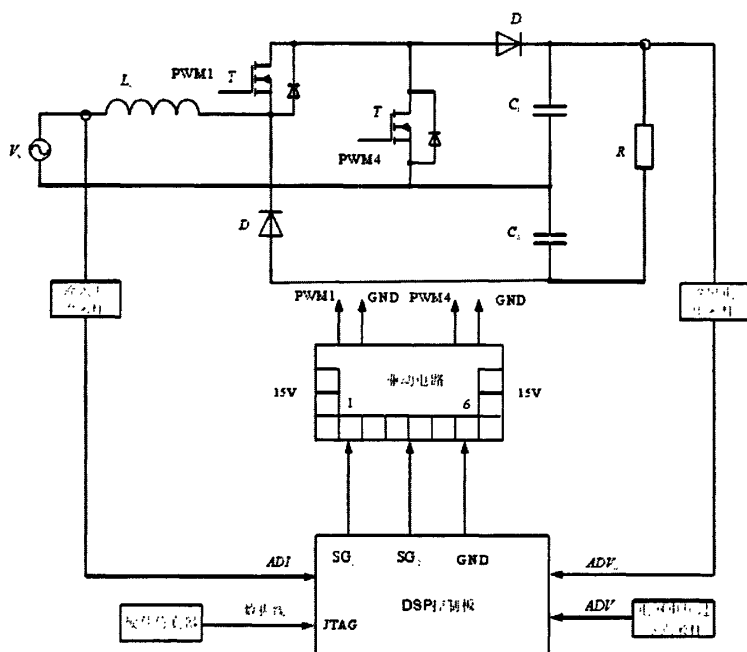


图4-1 平均电流控制单相半桥PFC系统框图

4.2 系统的硬件设计

本文研究的新型单相半桥PFC电路拓扑结构简单，所用器件较少，主电路设计部分相对简单，主要是完成升压电感的设计和输出电容的设计。控制电路选择速度快、功能强大、具有丰富外设的TMS320LF2407A DSP做控制器。下面就这几部分分别进行介绍。

4.2.1 主电路的设计

电感 L_s 的大小一方面对输入电流的开关纹波有影响；另一方面也影响着实际电流的跟踪速度，所以它的选择直接影响着系统的工作性能，因此它的设计尤为重要。原理上， L_s 越大，电流的纹波越小，从而功率因数越接近于1；但是 L_s 的取值也不能太大， L_s 的取值应使实际电流跟随上参考电流的最大变换率。

(1) 电感设计 升压电感值的大小决定了输入端的高频纹波电流总量。因此按照限制电流脉动的要求进行升压电感的设计。

当开关管导通时：

$$L \frac{\Delta I_L}{DT_s} = V_s \quad (4-1)$$

即

$$L = \frac{V_s DT_s}{\Delta I_L} \quad (4-2)$$

式中 T_s 表示开关周期。

① 确定输入电流的峰值：当输入电压为220 V时，输入电流为

$$I_{pk(max)} = \frac{\sqrt{2}P_0}{\eta V_s} = \frac{\sqrt{2} \times 300}{0.9 \times 220} = 2.14A \quad (4-3)$$

式中 η 表示电路效率，取为90%。

② 设定允许的电感电流最大纹波：一般输入电流最大纹波取电流最大值的20%。

$$\Delta I_L = 20\% I_{pk(max)} \times 2.14 = 0.43A$$

③ 计算占空比：当输入电压达到峰值的时候，输入电流也应该达到峰值，此时的电流纹波最大，因此，应在输入电压的峰值点处计算占空比。

$$D = \frac{V_0 - V_{i0}}{V_0} = \frac{400 - \sqrt{2} \times 220}{400} = 0.22 \quad (4-4)$$

④ 计算电感量

$$L = \frac{V_s - DT_s}{\Delta I_L} = \frac{\sqrt{2} \times 220 \times 0.22 \times 40 \times 10^{-6}}{0.43} = 6.33mH \quad (4-5)$$

取电感为6mH。

(2) 输出电容选择涉及输出电容选择的因素有：开关频率纹波电流、二次谐波纹波电流、直流输出电压、输出纹波电压和维持时间。通过输出电压的纹波大小，输出功率，以及输出电压的维持时间可以确定计算电容的公式为：

$$C = \frac{2 \times P_0 \times \Delta t}{V_{0(max)}^2 - V_{0(min)}^2} \quad (4-6)$$

式中 P_0 为输出功率， Δt 为设定的维持时间， $V_{0(max)}^2$ 、 $V_{0(min)}^2$ 分别为输出电压的最大值和最小值。本文中输出功率 P_0 为300 W，维持时间 Δt 取60ms，输出电压的纹波取为输出电压的±10%，即 $V_{0(max)} = 400 \times (1 + 10\%) = 440$ V， $V_{0(min)} = 400 \times (1 - 10\%) = 360$ V，将以上各值代入(4-6)，得输出电容值应为875 μ F，本文取电容值为1200 μ F。

4.2.2 控制电路的设计

要实现本课题的设计要求，控制系统必须是双闭环系统，包括电压外环和电流内环，所以控制电路都围绕这两个环节来设计。而系统采用TMS320LF2407A DSP作控制器，首先要设计电压、电流两个模拟量的测量和采样电路，把电压或电流转化成DSP可以直接进行采样的量。因为在本课题中，电感电流的参考信号是通过软件程序查表得到的，所以控制电路中需要检测交流电网电压过零点，所以要设计一个电网电压过零捕获电路。

4.2.2.1 A/D 采样电路

电压或电流等模拟量通过传感器测量后必须将其转变为数字量才能被处理器接受。F2407A集成有一片16路的ADC，本文要利用这片ADC将连续的电流和电压量转化为离散的数字量，然后由DSP控制器进行数据处理。

在以DSP作为控制器的单相半桥PFC系统中，必须实时对电感电流和输出直流电压进行采样，而且其精度直接影响着控制效果，所以设计一个高精度的采样电路是非常必要的。

在控制系统的设计中，每个A/D采样电路包括传感器、A/D调理电路和片内A/D

转换器。直流母线两端的电压和交流侧输入电流分别经过霍尔电压、电流传感器，转换为可测量的电压，得到满足片内A/D转换要求的被测信号，送入片内A/D转换器^{[25][26]}。

本文中，测量电流电压采用的是霍尔传感器。霍尔电流传感器采用的LEM为LA28—NP多量程传感器，测量电流可以达到25 A。LEM传感器具有线性度好、低温漂、反应时间快和无插入损失等特点，因而能够测量的精度非常高。霍尔电压传感器采用的CSB2-5 mA，额定电流为±5 mA，最大可达10 mA。电压传感器和电流传感器输出信号均为电流形式，而采样的量要求为电压形式，所以要在输出端M端和电源零点之间串联一只采样电阻。本文中电流采样电阻为 $100\ \Omega$ ，电压采样电阻为 $50\ \Omega$ 。

LF2407A内部的A/D转换器，输入信号范围为 $0\sim 3.3\text{ V}$ 。但实际在本系统中对交流侧输入电流进行采样时，有正有负，所以仅是采用调整输入模拟量幅值的调理电路不能满足要求，解决的办法是在输入端的信号调理电路中加入信号抬升电路，使输入到ADC的信号电压在 $0\sim 3.3\text{ V}$ 之间。

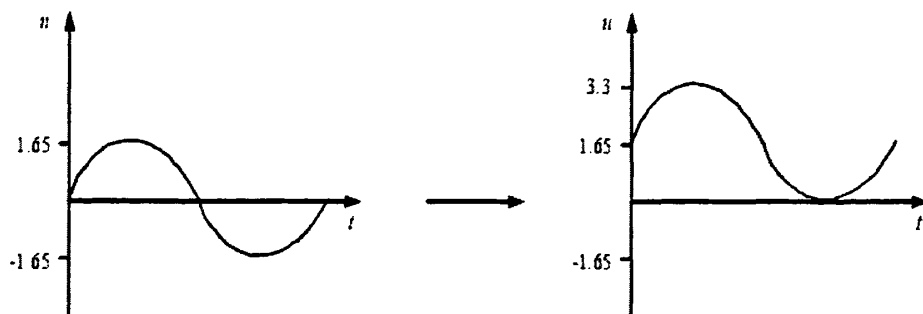


图4-2 信号波形变换图

图4-2 为电流信号调理电路的原理图，假设经电流传感器测量后的电压范围为 $-1.65\text{ V}\sim 1.65\text{ V}$ ，那么经抬升电路调理后，电压范围为 $0\sim 3.3\text{ V}$ ，在ADC的测量范围内。所以软件编程时，必须从A/D转换的结果中减去1.65V，它对应的数字量512，这样才能得到模拟量对应的实际数字量，此时要求电流传感器的测量输出必须在 $-1.65\text{ V}\sim 1.65\text{ V}$ 之间。

电压或电流采样电路设计如图4-3所示，采用的是电压跟随电路，其中运算放大器选用LF356N。图4-3中 $R_1=R_2=150\text{ k}\Omega$ ， $R_3=100\ \Omega$ ， $R_4=50\ \Omega$ ， $C=4\text{ nF}$ ， v_{in} 为

霍尔输出电流经过采样电阻 R_3 转化的电压量, v_{ad} 为 DSP 中 ADC 模块的输入电压。

根据跟随电路特性很容易得到:

$$v_{ad} = \frac{3.3 + v_{in}}{2}$$

根据系统容量设计, 选取合适的电压霍尔测量电阻, 即可保证 v_{in} 在 $0 \sim 3.3V$ 之间,

即可保证进入 DSP 的信号 v_{ad} 范围在 $0 \sim 3.3V$ 之间。

在 AD 采样电路中, 若所需的 $3.3V$ 直流偏置电压按常规的电阻分压电路接入主电路后, 给定电压 $3.3V$ 会受到高频噪声的干扰, 甚至发生严重偏移。为保证直流偏置电路给定电压的稳定性, 系统设计由芯片 REF3033 提供给定电压 $3.3V$ [27]。

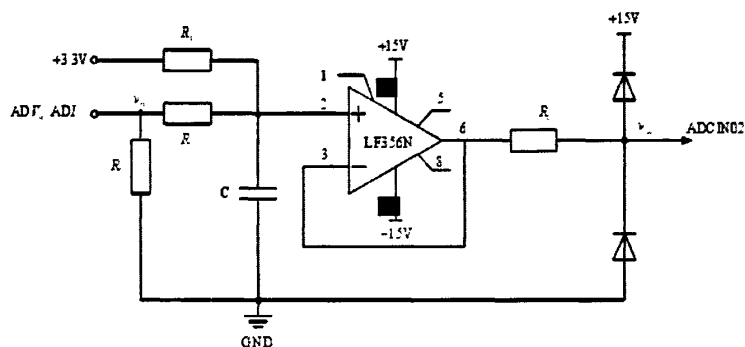


图4-3 A/D采样电路图

4.2.2.2 同步信号获取电路

平均电流控制策略中, 参考电流的幅值是通过电压环得到的。要实现高功率因数运行, 必须保证参考电流与电源电压同相位, 而其相位角则是通过电网电压同步信号间接得到的。在本文所设计的控制系统中, 采用了一个电网电压过零捕获电路, 其原理是把电源正弦信号调理成同频率的方波信号, 然后根据这个方波信号, 通过事件管理器的捕获单元, 捕获电网电压每个工频周期的上升沿过零点, 从而在软件程序里获得与电网电压同相的参考电流的初始相位, 为实现输入侧高功率因数提供前提条件。

如图4-4所示, 电网电压经采样后, 进入电压比较器 LM339。LM339 的反相输入端加参考电压 $3.3V$, 同相输入端加待比较的电网采样电压。当 LM339 的同相输入端电压高于反相输入端电压时, 输出端为高电平; 当 LM339 的同相输入端电压

低于反相输入端电压时，输出端为低电平。然后把LM339的输出方波信号作为DSP的捕获中断源。

在图4-4中， $R_5 = R_6 = 20\text{k}\Omega$ ， $R_7 = 200\Omega$ ， $R_8 = 5\Omega$ ， $C = 5\text{nF}$ ， ADU_s 为电网电压经变压器降压后，输入DSP控制板的采样电压，选择合适的分压电阻，使电压 ADU_s 在 $0 \sim 3.3\text{V}$ 之间^{[28][29]}。

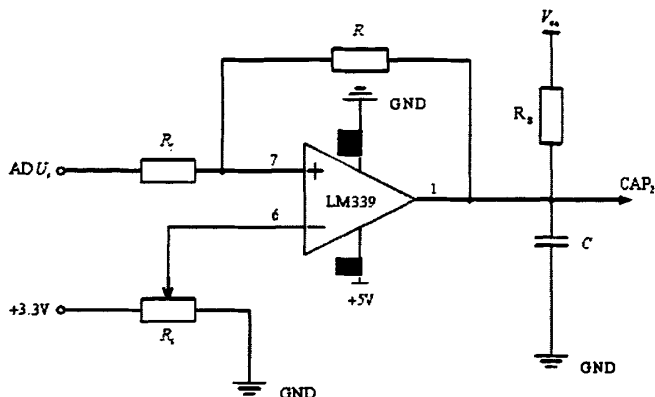


图4-4 电网电压过零捕获电路

4.3 高频变压器的设计

4.3.1 高频变压器的概述

变压器是开关电源的核心，其质量的优劣直接影响到开关电源的性能，特别是高频开关电源中，变压器受更多寄生参数的影响，对开关电源的影响也越来越大。因此，高频开关电源设计时，高频变压器的设计是重中之重。本章对高频变压器进行了分析，优化选择了磁芯，设计了高频变压器。高频变压器的设计是变换器设计中的一个难点。因为高频变压器不但参数多，如输入电压、输入电流、输出电压、频率、温升、漏感、磁性元件参数、铜损、铁损等等。而且高频变压器还有其高频工作产生的高频特性，主要有涡流效应、高频铁损、瞬态饱和等。高频变压器在电路中，主要起隔离和降压的作用。理想的变压隔离器有如下的特征：

1) 从输入到输出能够通过所有的信号的频率，即从理想的直流到不理想的直流都能变换；

- 3) 能使输入输出之间完全隔离;
- 4) 变换中, 无论从原边到副边, 或副边到原边, 都是一样方便有效。

4.3.2 高频变压器的设计步骤

4.3.2.1 高频变压器设计分析

在开关电源中, 常用的软磁材料有铁氧体、铁粉芯、恒导合金、非晶态合金及硅钢片等。应用得最多是软磁铁氧体材料。主要有两类: 锰锌铁氧体材料和镍锌铁氧体材料^[30]。开关电源变压器磁芯多是低磁场下使用的软磁材料, 它有较强的磁导率、低的矫顽力和高的电阻率。磁导率高, 在一定线圈匝数时, 通过不大的激磁电流就能有较高的磁感应强度, 线圈就能承受较高的外加电压, 因此在输出一定功率要求下, 可减小磁芯体积。磁芯矫顽力低, 磁滞回环面积小, 则铁耗也小。高的电阻率, 则涡流小, 铁耗小。铁氧体是深灰色或黑色陶瓷材料, 质地既硬又脆, 化学稳定性好。最常用的铁氧体组合是锰锌和镍锌, 再加入其它金属, 达到所希望的磁特性。铁氧体可以做成各种所需形状的磁芯, 在居里温度 T_c 下, 表现出良好的磁特性。锰锌铁氧体电阻率较低, 通常工作在1MHz以下; 镍锌铁氧体具有更高的电阻率, 适合工作在1MHz以上。铁氧体磁芯根据不同的原料的配比, 可以获得不同的性能: 如电阻率, 起始磁导率, 饱和磁感应强度, 居里温度, 磁感应强度的温度特性, 损耗的温度特性, 剩磁特性等^[31]。

4.3.2.2 变压器线圈绕组的设计

变压器的设计不仅包括磁芯的设计, 也包括绕组的设计。磁性器件的特性为磁芯和绕组的综合特性。在低频时, 寄生参数如漏感和激磁电感对变压器影响较小, 主要根据线圈的直流电阻引起的允许损耗设计线圈。在高频开关电源中, 损耗仍然是高频磁性元件设计的重要依据。随着频率增加, 高频电流在线圈中产生严重的高频效应, 加之寄生电感、电容和影响大大地影响了开关电源电路的性能, 降低效率、产生电压尖峰、寄生振荡和电磁干扰等。因此, 要正确地确定绕组结构、绕组的匝数、导线的种类和直径、绕制方式以及安装方法等。

绕组的面积是由磁芯的窗口面积确定的。当绕组面积确定后, 就可进一步确定绕组的匝数, 该匝数不仅决定于选用导线的直径, 而且与下列因素有关^[32]:

- (1) 线圈的绕组方式
- (2) 每层线圈之间的隔离介质膜
- (3) 绕制线圈过程中的张力
- (4) 各个绕组线圈的独立线圈数目以及它们之间的连接方式

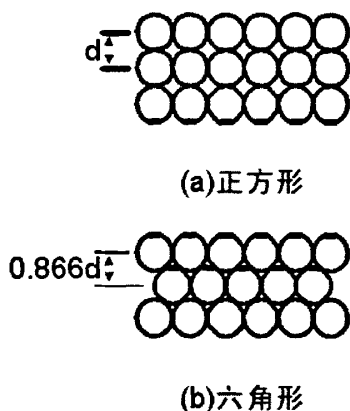


图4-6 导线理想排列形状

图4-6是绕组中的导线理想排列形状。(a)为正方形排列方式；(b)为六角形排列方式。 d 为导线的直径(包括绝缘层)。正方形排列方式是一种相当密集的

排列方式，绕组面积为 A_w 时得到的线圈匝数为：
$$N = \frac{A_w}{d^2}$$

绕组中导线的占空因子为 F_w ，表示绕组中导线的总面积与绕组的实际截面积的比值，则：

$$F_w = \frac{\text{绕组中导线的总面积}}{\text{绕组的实际面积}}$$

理想的正方形排列时：
$$F_w = \frac{\pi}{4} \left(\frac{d_0}{d} \right)^2$$

d_0 为裸导线的直径，当 $\frac{d_0}{d} \rightarrow 1$ 时， $F_w \rightarrow 0.785$ 。

六角形排列方式，其占空因子为：
$$F_w = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} \left(\frac{d_0}{d} \right)^2$$

当 $\frac{d_0}{d} \rightarrow 1$ 时， $F_w \rightarrow 0.907$ 。

以上可知，六角形排列比正方形排列更为密集。实际绕组中，很难排列成理想的的正方形排列方式和六角形排列方式，但是如果在线圈绕制过程中，操作仔细，而且线圈层间没有其他绝缘体，则可以绕制成六角形的排列方式。

本文按六角形排列绕制绕组，为了把漏电感、集肤效应和邻近效应减到尽可能小的程度，变压器线圈采用“三明治”绕法结构，如图4-7所示。此绕法可以减小变压器初级与次级绕组形成的磁动势，从而减小了变压器漏感、集肤效应及邻近效应，同时也减小了铜损。

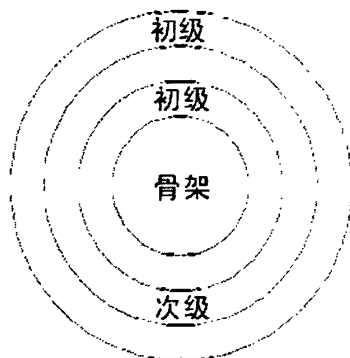


图4-7 线圈“三明治”绕制图

4.3.3 变压器的设计

设计功率变压器时，首先应当知道电路拓扑结构，工作频率、输入输出电压、输出功率或输出电流及环境条件等。同时，变压器的损耗也应知道。在设计变压器时，总是以满足最坏情况下设计，以保证设计的变压器在规定的任何情况下都能正常工作。文献^[33]介绍了一种专业的变压器设计系统，主要考虑的电路拓扑结构、磁芯形状、磁芯材料等方面的影响。本文变压器设计的参数：

电路拓扑：推挽式结构

变压器初级电压 U_i ：311V ($\pm 10\%$)

输出最大功率 P_o ：300W

输出电压 U_o ：6端输出，每端口独立12V

输出电流 I_o ：2~4A

转换频率 f ：1MHz

4.3.3.1 磁性材料的选择

功率铁氧体材料，在高频下具有很高的电阻率，所以涡流损耗低、价格低，是高频变压器的首选材料。然而，在高频下，可选用的铁氧体材料十分有限，只限于少量公司的少量型号。如TDK公司的PC40、PC44、PC50和Philips公司的3f3、3f4等材料。本文转换频率为500kHz，根据实际情况，选用的磁芯是自制的磁芯，其性能相当于PC50。其特性曲线见图4-10^[34]。

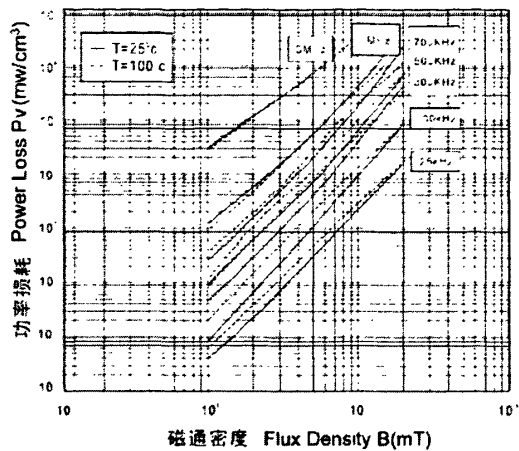


图4-10 磁通密度与功率损耗图

4.3.3.2 磁芯形状

磁芯窗口应尽可能的宽，加大线圈的宽度可以减少线圈的层数，使交流电阻和漏感都减少。铁氧体磁芯形状各异，有罐形、PM、RM、PQ、EE、EC、EP、ETD、RC、UU和UI，以及新近研发的平面磁芯等，各种磁芯因形状不同，各有各的优点，部分磁芯的外形见图4-11所示。

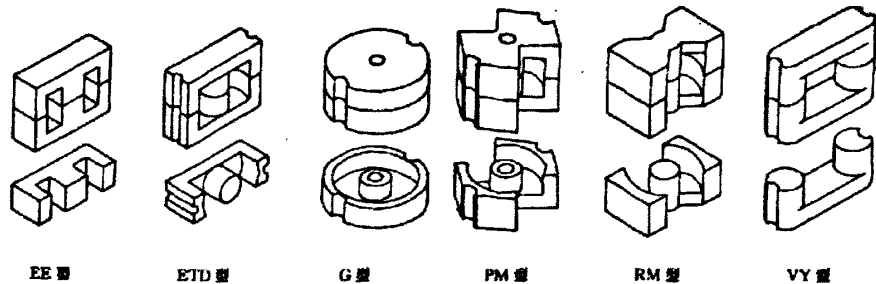


图4-11 部分磁芯元件外形

本文由于开关频率很高，而且开关电源功率不大，为了减小电磁干扰，所以选用罐型磁芯，如图4-12。它具有很小的窗口面积，优点是骨架中心柱上线圈几乎完全被铁氧体材料包围，从而有效地减小了辐射磁场，减小了EMI传播。

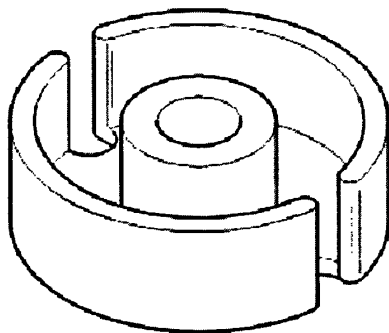


图4-12 罐型磁芯

4.3.3.3 变压器设计

本设计选择的推挽拓扑如图2-3所示，它是由带两个初级绕组及两个次级绕组的变压器构成，使用两个幅值相等、脉宽可调、相位相差 180° 的脉冲驱动开关管来控制变压器初级绕组的导通与关断。

(1) 变压器次级绕组电压

U_s ：整流二极管选用肖特基二极管6N80，其最大正向压降为0.85V，考虑滤波电感及变压器次级绕组的压降约为0.15V，所以变压器次级绕组电压

$$U_s = U_0 + 0.85 + 0.15 = 13V$$

(2) 计算变压器的输入功率

P_{in} ：令变压器的转换效率 $\eta = 98\%$ ，将各参数代入下式中可得

$$\begin{aligned} P_{in} &= \frac{1}{\eta} P_0 = \frac{1}{\eta} U_s \times I_0 \\ &= \frac{1}{0.98} \times 13 \times 4 \\ &= 53.1 \text{ (W)} \end{aligned}$$

(3) 磁芯大小的选择：

高频变压器最常用的设计方法有两种：面积乘法（AP法）和几何参数法（Kg

法)。AP法是先求出磁芯窗口面积 A_w 与磁芯有效截面积 A_e 的乘积AP, 再根据AP值, 查表得出所需要的磁性材料。Kg法是先求出几何参数, 查表得出磁芯编号, 再进行设计。本设计选用AP法进行变压器设计, 其计算公式如下^{[36][37]}:

$$AP = A_e A_w = \left[\frac{P_{in} \times 10^4}{240 K f} \right]^{-5s} \times (K_h f + K_e f^2)^{0.66} \quad (4-8)$$

其中:

A_e —磁芯有效截面积 (cm^2)

A_w —磁芯窗口面积 (cm^2)

K—绕制系数, 推挽式拓扑约为0.14

f—变压器工作频率 (Hz)

K_h —磁滞损耗系数, 推挽拓扑约为10

K_e —涡流损耗系数, 取值 4×10

P_{in} —变压器的输入功率

将各已知参数代入(4-8)式中, 得

$$AP = \left[\frac{51.4 \times 10^4}{240 \times 0.14 \times 500 \times 10^3} \right]^{-1.58} \times (10^{-5} \times 500 \times 10^3 + 4 \times 10^{-10} \times (500 \times 10^3)^2)^{0.66}$$

$$= 0.0874 cm^4 = 874 mm^4$$

根据计算结果可以选择型号为G22/13磁芯。其有效截面积、窗口面积、面积乘积及体积分别为:

$$A_e = 63.5 (mm^2) \quad A_w = 29.5 (mm^2) \quad AP = 1890 (mm^2) \quad V_e = 2000 (mm^2)$$

$$\text{则 } L_e = \frac{V_e}{A_e} = 31.5 (mm)$$

从图3-7中可得, 工作磁通密度B在0.1T时, 频率为500KHz时, 其损耗约为600mW/cm³, 则磁芯的损耗为:

$$P_{fe} = 600 mW / cm^3 \times 2000 \times 10 = 1.2 (W)$$

(4) 变压器初次级绕组匝数比N:

$$N = 2D \frac{U_{in}}{U_s}$$

其中，D为单个开关管的占空比，是功率开关导通时间 T_{on} 与开关周期T的比值：

$D = T_{on} / T$ 。在推挽变换器中，在开关管转换时，关断延时使得两晶体管共同导通，所以必须设置死区，让整个占空比小于1，即每个开关管的占空比应小于0.5。本设计取占空比 $D=0.35$ ，按最坏条件下设计，即在输入电压最大情况下设计，所以匝比

$$N = 2 \times 0.35 \times \frac{371}{12.6} = 21:1$$

由于此时匝比是按最坏情况条件下设计的，所以初级实际匝数由磁芯的性能决定。

(5) 初级绕组电流 I_p ：取变压器效率 $\eta=98\%$ ，按变压器最坏情况设计，所以

$$I_p = \frac{P'_0}{U_{pmin}\eta} = 0.24 \text{ (A)}$$

(6) 确定初次级绕组匝数 N_p ：

根据法拉弟定律： $U_p = K_f f_s N_p B_w A_e$

式中，

K_f —波形系数，有效值与平均值之比，正弦波时为4.44，方波时为4；

B_w —工作磁通密度 (T)；

N_p —初级绕组匝数；

A_e —磁芯有效截面积 (m)；

f_s —开关工作频率 (Hz)。

所以

$$N_p = \frac{U_p}{K_f f_s B_w A_e} \quad (4-9)$$

本文工作磁通密度 B_w 取0.1T，将各参数代入(4-9)式中，可得

$N_p=38.8$ 匝，取整数39匝。

(7) 计算电流密度J:

$$J = K_j (A_w A_e)^X \tag{4-10}$$

式中，

K_j —电流密度比例系数；

X—常数，由磁芯决定。

从表4-1中可查得，罐型磁芯在常温时，

$$K_j = 433, X = -0.17, J = 433 \times (0.189)^{-0.17} = 575 \text{ (A/cm}^2\text{)}$$

8) 计算初级绕组裸线的截面积 A_{xp} ：

$$A_{xp} = \frac{I}{J}$$

表4-1 各种磁芯结构常数

铁芯种类	损耗	K_j (允许温升 25°C)	K_j (允许温升 50°C)	X	K_e	K_w	K_r
罐型磁芯	$P_{cu}=P_{fe}$	433	632	-0.17	33.8	48	14.5
铁粉磁芯	$P_{cu}>P_{fe}$	403	590	-0.12	32.5	58.8	13.1
金属叠片	$P_{cu}=P_{fe}$	366	534	-0.12	41.3	68.2	19.7
C型铁芯	$P_{cu}=P_{fe}$	323	468	-0.14	39.2	66.6	17.9
单线圈	$P_{cu}>P_{fe}$	395	569	-0.14	44.5	76.6	25.6
带绕铁芯	$P_{cu}=P_{fe}$	250	365	-0.13	50.9	82.3	25

J为电流密度，等于575A/cm²；在中心抽头电路中，取 $I=0.707I_p$ 。将各参数代

入上式，得： $A_{xp} = 0.000202 \text{ (cm}^2\text{)}$

考虑到集肤效应的影响，本设计选用的导线是多股漆包线并绕，漆包线的直径 $d=0.15\text{mm}$ ，查附录1得，选用漆包线的截面积 $S_p=0.0177\text{mm}^2$ ，电阻系数 $\Omega/\text{m}=0.988$ 。

初级漆包线的股数 $\eta_1 = \frac{A_{xp}}{S_p} = 1.1$ 股，取整2股。

在常温20C时， $f=500\text{kHz}$ 的穿透深度为：

$$\Delta = \frac{6.6}{\sqrt{f}} = 0.99 \text{ (mm)}$$

由于 $\Delta < d < 2\Delta$ ，所以可以使用单股导线。

(9) 初级绕组线圈平均每匝长度 MLT:

罐型磁芯 22/13 的外形图如图 4-13 所示，其中 $A=17.9\text{mm}$ ， $C=9.4\text{mm}$ 。绕组线圈每匝的长度按图中虚线圆周长计算，其直径为 B ，则

$$MLT = \pi B = \pi \frac{A+C}{2} = 4.3 \text{ (cm)}$$

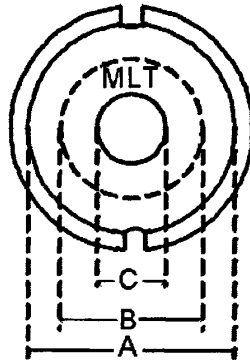


图4-13 罐型磁芯外形图

(10) 计算初级绕组电阻 R_p :

$$\begin{aligned} R_p &= (MLT)N_p \frac{\mu\Omega}{cm} \times 10^{-6} \\ &= 4.3 \times 39 \times 0.988 \times 10^{-2} \\ &= 1.66 \text{ (}\Omega\text{)} \end{aligned}$$

(11) 计算初级绕组线圈铜损:

$$P_{pcu} = I_p^2 R_p = 0.1 \text{ (w)}$$

(12) 计算次级绕组匝数 N_s (中心抽头至两端):

$$\begin{aligned} N_s &= 2D \frac{N_p U_s}{U_{pmin}} \\ &= 2 \times 0.35 \times \frac{39 \times 13}{247} \\ &= 1.4 \text{ 匝, 取整数 } 2 \text{ 匝} \end{aligned}$$

(13) 计算次级绕组裸线面积 A_{xs} :

$$A_{xs} = \frac{I'}{J}$$

式中, $I' = 0.707I$, $J = 575A/cm^2$, 所以

$$A_{xs} = \frac{0.707 \times 4}{575} = 0.00492 \text{ (cm}^2\text{)}$$

与初级一样, 考虑到集肤效应, 实验所选用的导线是多股漆包线并绕而成, 漆包线的直径 $d = 0.15mm$, 查附录1得, 选用漆包线的截面积 $S_s = 0.0177mm^2$, 电阻系数 $\Omega/m = 0.988$ 。

次级漆包线的股数

$$n_2 = \frac{A_{xs}}{S_s} = 27.8 \text{ 股, 取整28股。}$$

(14) 次级绕组电阻 R_s :

$$R_s = (MLT)N_s \frac{\mu\Omega}{cm} \times 10^{-6}$$

$$= 4.3 \times 2 \times 0.988 \times 10^{-2}$$

$$= 0.08 \Omega$$

(15) 次级绕组铜耗

$$P_{scu} = I_0^2 R_s = 1.28 \text{ (W)}$$

(16) 所以变压器铜耗(初次级)

$$P_{cu} = P_{pcu} + P_{scu} = 1.38 \text{ (W)}$$

(17) 变压器总损耗 P_Σ :

由于高频中绕组线圈还会有交流损耗, 如涡流损耗、寄生参数引起的损耗等, 本文交流损耗的大小考虑为直流损耗的一半, 即为0.69W。所以

$$P_\Sigma = \left(1 + \frac{1}{2}\right) P_{cu} + P_{fe} = 3.27 \text{ (W)} \quad (4-11)$$

(18) 计算辅助绕组

辅助绕组的作用是为控制芯片提供电压。由于控制芯片UC3825的启动电压大于9V便可启动, 所以本文设计的辅助绕组与次级一样, 辅助绕组输出电压约为13V。辅助绕组的电流非常小, 所以本文只选用了两股0.15mm的导线并绕而成。

4.3.4 小结

变压器的设计是高频开关电源设计的难点。本章在设计过程中，制作了大量的高频变压器，并且进行了测试，将测试结果进行对比，择优选取了性能最为优越的变压器供实验所用。

4.4 系统的软件设计

基于DSP的PFC电路系统的软件程序设计的最终目的是产生两路能够控制管导通/关断的PWM脉冲信号。软件程序主要包括主程序和中断服务子程序。主程序主要完成一些系统初始化工作，中断服务子程序主要完成采样以及数据处理工作。当一个中断发生时，主程序就跳出等待状态，去执行相应的中断服务子程序，执行完后，主程序返回等待状态。一个循环体完成后，进行新一轮的循环运行。在中断服务子程序中，首先对电压和电流进行采样，采样结束后对数据进行处理，把数据转化成一定的格式。接着查表计算电源相角的正弦值，从而计算出电流参考值。采样来的数据经过处理后，依次进入电压PI调节部分和电流PI调节部分，最后更新比较寄存器，得到新的占空比，从而得到两路PWM脉冲信号。

4.4.1 主程序设计

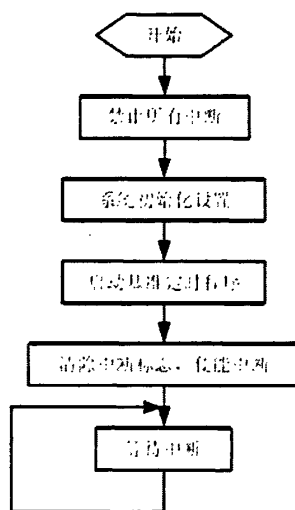


图4-14 主程序流程图

主程序在开机或复位后，首先要进行系统的初始化，包括系统初始化、EVA模块初始化、AD初始化、变量初始化以及对定时器的设置。至此，系统就完成了前期的工作，为后续程序运行做好了准备。然后系统就进入了一个以开关周期为循环体的执行过程，等待中断的发生^[34]。

4.4.2 中断程序设计

本程序设计三个中断程序，其中两个是定时器周期中断程序和捕获中断程序，另一个为优先级最高的外部中断程序，前者控制系统运行，后者主要功能为监测系统的运行，当出现故障时让DSP作出动作，即封锁PWM脉冲信号的输出。定时器周期中断里完成A/D采样、数据处理、查正弦表、电压和电流的PI调节和更新占空比等环节。在捕获中断程序里，把查表计数器和正弦表指针均置零，因为其每一次中断，都意味着新的一个周期的开始，从而参考电流值也相应置为零。

事件管理器中断事件分为三组：事件管理器中断组A、B和C，分别由INT2、INT3和INT4送至内核。因为每组中均有多个中断源，所以CPU中断请求外设中断扩展控制器(PIE)模块来处理。每一个组都有各自不同的中断标志、中断屏蔽寄存器和一些外设事件中断请求。LF240X中断请求有如下几个响应阶段：

(1) 中断源如果外设中断发生了，EVXIFRA、EVXIFRB、EVXIFRC (X=A或B) 相应的标志位被设置，一旦标志位被设置，这些标志位将保持，直到用软件来清除。

(2) 中断使能事件管理器中断可以分别由寄存器EVXIFRA、EVXIFRB、EVXIFRC (X=A或B) 来使能或禁止。每位设置为1可使能中断，设置为0则屏蔽中断。

(3) PIE请求如果中断标志位和中断屏蔽位被置1，那么外设会向PIE模块发送一个外设中断请求。PIE逻辑记录所有中断请求，并根据预先设置的中断优先级产生相应的CPU中断(INT2, 3或4)。

(4) CPU响应一个INT2, 3或4中断接受到后，CPU中断标志寄存器(IFR)相应位被置1，并且INTM被清除，然后CPU识别中断并向PIE产生一个中断应答。接下来，CPU执行当前的指令并跳转到与INT2, 3或4相应的中断向量。此时，相应的IFR位被清除并且INTM位被设置为禁止后面的中断识别。中断向量为中断服务程序包含一个跳转指令，CPU响应中断后，中断响应被软件控制。

(5) 中断软件中断软件有两级响应。级别1(GISR)保存上下文，从PIE模块读取PIVR

寄存器以决定哪个中断组产生了中断。级别2(SISR)是可选的，并且处于级别1的内部。这一阶段中断软件有明确的响应，执行完规定的程序后，子程序将清除EVXIFRA、EVXIFRB、EVXIFRC(X=A或B)的中断标志位，程序使能CPU全局中断位INTM后，返回中断的指令处^[39]。

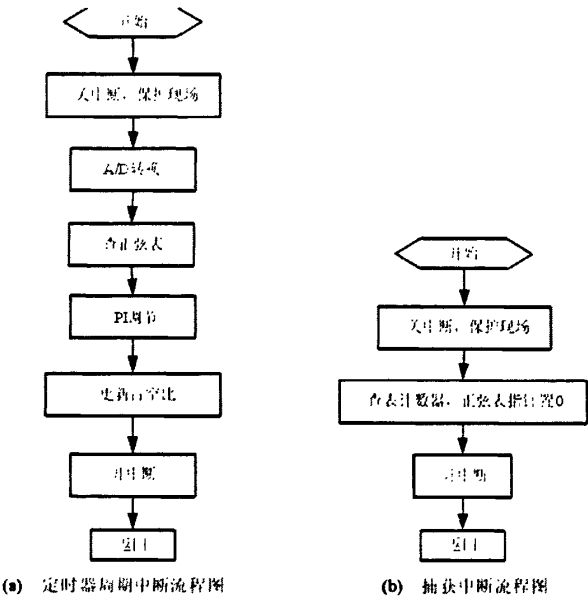


图4-15 中断程序流程图

4.4.2.1 A/D转换

A/D转换主要完成对输入电感电流、输出直流电压的采样，其中输出电压是直流量，可以直接采样，但是输入电感电流(转化成电压信号)是交流量，因此程序中必须减去提升的值，本文提升1.65 V，对应数字量512。A/D转换靠定时器1周期中断来启动，在周期中断程序里读取采样结果在读取结果前必须保证采样结束，否则读不到正确结果，为此程序里加了判断语句，利用ADC控制寄存器2的第12位来判断转换是否结束，语句如下：

```
CHECK    BIT    ADCTRL2, 3
          BCND   CHECK, TC
```

A/D采样部分的程序流程图4-7，模数转换结果保存在对应的结果寄存器里的高10位，大小可由以下等式近似给出：

数字结果=1023×(输入电压/基准电压)

对于电流采样，LEM转换率选择2:1000量程，额定值为12 A，测量电阻为100

Ω ，所以实际输入的电流值与10位采样值之间的对应关系为：

实际值 = (采样值 - 512) $\times$ 0.0323；取电流采样系数 $K_c = 0.0323$

对电压采样，LEM转换率为2500:1000，外部电阻为100K Ω ，测量电阻为50 Ω ，所以实际输入电压值与10位采样值之间的对应关系为：实际值 = 采样值 $\times$ 0.7875

取电压采样系数 $K_v = 0.7875$

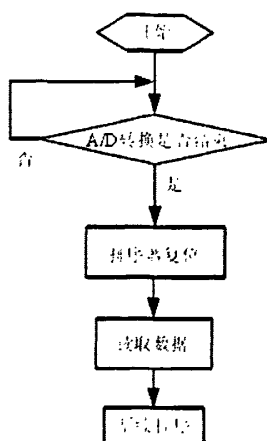


图4-16 AD采样流程图

4.4.2.2 查正弦表程序

由于在捕获中断程序里捕获的是电网电压信号的上升沿，所以需要计算采样点相位的正弦值。计算正弦值可以采用实时计算，也可以采用查表计算，不过前种方法需要花费大量的时钟周期，所以本设计中采用查表算法。设电压的采样频率为25 kHz，即一个周期采样500次，40 μ s采样一次，需要500个正弦值，如果把500个正弦值都作成表格，这需要消耗很多内存。由数学知识我们知道在坐标轴的四个象限中，其它三个象限的值可由第一象限的值来得到，只不过变化一下符号而已，第一和第二象限符号为正，第三和第四象限符号为负，所以为了节省存储空间，只存储第一象限的125个值，即每0.72一个查表值。程序中提供的正弦表是一组各离散角度对应的正弦值，设其表首位置是sintab。

由于查表计数器count值在每个电网电压工频周期开始时，都被置为零，因此根据count值的大小即可判断采样点的相位。当 $0 \leq \text{count} \leq 125$ 时，说明采样点在第一象限；当 $125 < \text{count} \leq 250$ 时，说明采样点在第二象限；当 $251 < \text{count}$

≤ 375 时,说明采样点在第三象限;当 $376 < \text{count} \leq 500$ 时,说明采样点在第四象限。

求一角度的正弦值时,先要根据count值判断采样点的相位,然后转到相应象限的处理程序中,在每个象限都调用查表程序SIN,根据正弦表指针的值再加上表首地址#sintab,就可查到当前采样点的正弦值。查完表后,count值加1,执行后续程序。要注意在第一、二象限,正弦值为正;在第三、四象限,正弦值为负^[40]。

4.4.2.2 电流环和电压环的PI调节

PI调节器是一种线性控制器,它根据定值 $r(t)$ 与实际输出值 $c(t)$ 构成控制偏差

$$e(t) = r(t) - c(t) \quad (4-12)$$

将偏差的比例(P)和积分(I)通过线性组合构成控制量,对被控对象进行控制,其控制规律为

$$u(t) = k_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt \right] \quad (4-13)$$

式中 $u(t)$ 为PI控制器的输出, $e(t)$ 为PI控制器的输入, k_p 为比例系数, T_i 为积分时间常数。

由于DSP的控制是一种采样控制,它只能根据采样时刻的偏差值计算控制量,因此必须对上式进行离散化处理,用一系列采样时刻点 k 代表连续的时间 t ,离散的PI控制算法表达式为:

$$u(k) = K_p \left[e(k) + \frac{T_s}{T_i} \sum_{j=0}^k e(j) \right] = K_p e(k) + K_i \sum_{j=0}^k e(j) \quad (4-14)$$

式中 $k=0, 1, 2, 3, \dots$ 表示采样序列, $u(k)$ 表示第 k 次采样时刻PI调节器的输出值, $e(k)$ 表示第 k 次采样时刻输入的偏差值, T_s 表示采样周期, K_p 为比例系数, K_i 为积分系数。数字PI调节器可分为位置式PI控制算法和增量式PI控制算法。如(4-14)所表示的计算方法就是位置式PI控制算法,PI调节器的输出直接控制执行机构。这种算法的优点是计算精度比较高,缺点是每次都要对 $e(k)$ 进行累加,很容易出现积分饱和的情况,由于位置式PI调节器直接控制的是执行机构,积分一旦饱和就会引起执行机构位置的大幅度变化,造成控制对

象的不稳定。增量式PI算法与位置式PI算法并没有本质的区别，只是增量式PI算法控制的是执行机构的增量 $\Delta u(k)$ ，这种算法的优点在于：由于输出的是增量，因此减少了DSP误操作时对控制系统的影响，而且不会产生积分失控。在实际使用中，为了防止过高的误差输出，本文对控制量 $u(k)$ 加上了限幅控制，即当控制量超出限制范围时，控制量实际上只能取限幅值。增量式PI控制算法是在(4-14)的基础上做了一些修改。根据式(4-14)可得：

$$u(k-1) = K_p e(k-1) + K_i \sum_{j=0}^k e(j) \quad (4-15)$$

由式(4-14)和式(4-15)可得

$$\begin{aligned} u(k) &= K_p e(k-1) + K_i \sum_{j=0}^{k-1} e(j) + K_p [e(k) - e(k-1)] + K_i e(k) \\ &= u(k-1) + K_p [e(k) - e(k-1)] + K_i e(k) \\ &= u(k-1) + K_0 e(k) - K_1 e(k-1) \end{aligned} \quad (4-16)$$

其中 $K_0 = K_p + K_i$, $K_1 = K_p$;

$$\Delta u(k) = u(k) - u(k-1) = k_0 e(k) - k_1 e(k-1) \quad (4-17)$$

控制算法就是实现电压环与电流环中的两个PI调节器。即根据前面推导出的算式(4-16)和对控制量的限幅要求，编写出PI控制程序。电压环PI调节的流程图见图

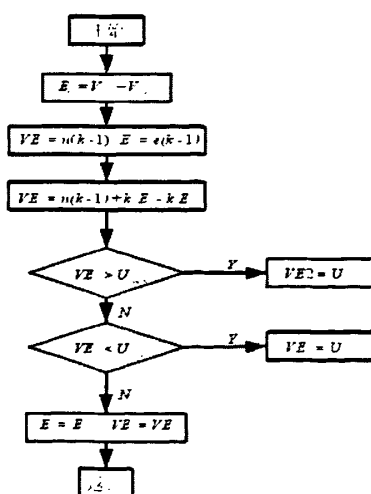


图4-17 电压环PI算法流程图

4.5 本章小结

本章主要进行了实验研究所必须的硬件设计和软件设计。硬件设计主要包括主电路电感、电容参数设计、控制电路的部分设计等；系统所有软件控制均在DSP中实现，对本课题采用的增量式数字PI控制算法进行了分析，列举了部分软件流程图，为下一章的实验验证做好了充足的准备。

第五章 实验结果

为了验证原理分析的正确性和控制方案的可行性，通过制作实验室样机对单相半桥PFC主电路的工作过程及控制策略进行了实验研究，并给出了实验结果。

5.1 单相半桥 PFC 电路的实验框图 and 主电路参数

为了验证单相半桥PFC电路的工作原理和控制策略，在实验室完成了样机一台，整个系统的结构框图，见图5-1所示

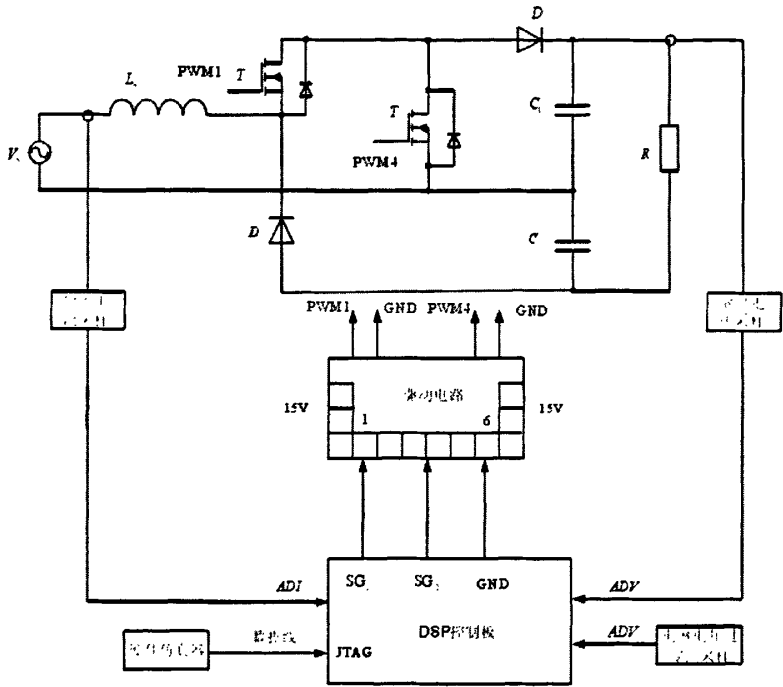


图5-1 单相半桥PFC实验框图

5.2 实验结果

输入电压和输入电流的波形如图5-2所示，由图可见，在电网电压过零点处，电感电流波形产生了较为严重的失真，称之为“交越失真”（Crip-distortion）。此时对电感电流进行谐波分析，见图5-3所示，电感电流的THD值为15.44%。经分析，造成这种失真的原因是：在电网电压过零处，当开关管导通时，电感两端电压低，因而电流不能快速上升，电流变化量非常小，使得输入电流不能及时跟踪

参考电流波形的变化,这就造成了电流的畸变。本文中,采用恒最大占空比法[40]来解决这种“交越失真”现象,即在电网电压过零点附近,一直给定输出占空比为最大值,让电感在这段时间内的每个周期内,大部分时间在储存能量,从而使系统工作在连续电流模式,减小失真。

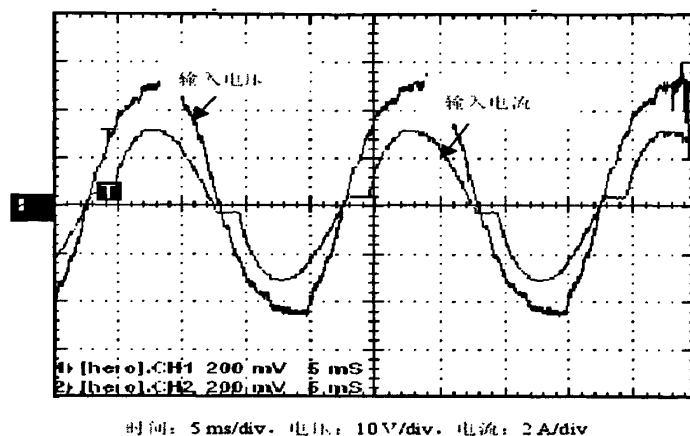


图5-2 补偿前输入电压 v_i 和输入电流 i_i 波形

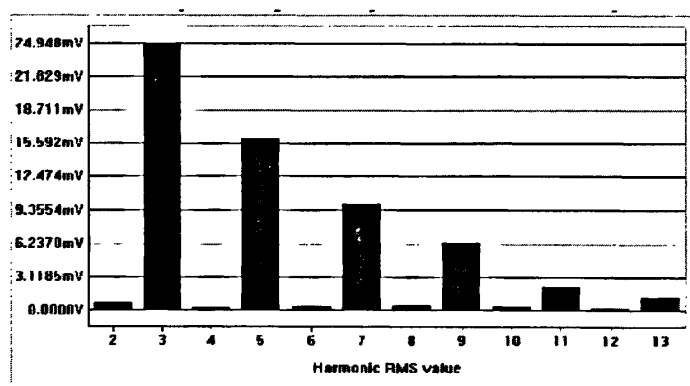
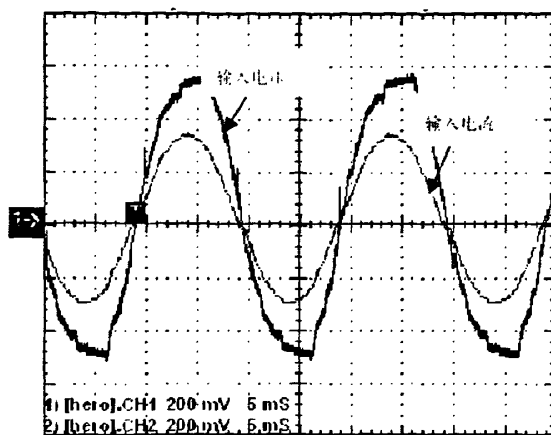


图5-3补偿前电感电流 i_i 谐波分析

图5-4和图5-5分别为经过补偿后输入电压和输入电流的波形和补偿后的电感电流谐波分析。由图可见,经过电压过零点附近电感电流处理之后,电流谐波含量大为减小,波形为较为理想的正弦波,且与电网电压相位保持一致,实现高功率因数,此时电流的THD值为3.036%。



时间: 5 ms/div. 电压: 10 V/div. 电流: 2 A/div

图5-4 补偿后输入电压 v_s 和输入电流 i_s 波形

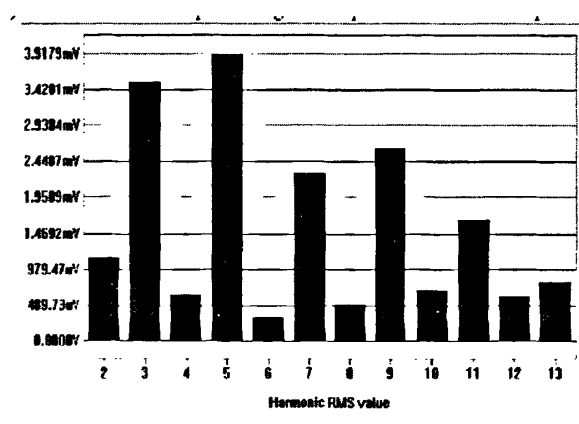


图5-5 补偿后电感电流 i_s 谐波分析

图5-6为过零比较波形, 正弦波为电网电压波形, 方波为比较器LM339N的方波信号波形。在实验中, 220 V电网电压经过变压器降压后, 再经过分压电阻分压, 得到适于DSP采样的电压, 输入到电网电压捕获通道。比较器LM339N的输出在电网电压正弦波过零处发生上升沿跳变, 在程序中利用事件管理器捕获中断获得方波信号的上升沿, 从而可以得到电网电压的零相位。在捕获中断子程序中, 置正弦表查表计数器count值和正弦表指针index值均为0, 此刻即为参考电流的零相位, 从而可以得到与电网电压同相的电流参考信号, 这样就具备了实现高功率因数的前提条件。方波信号的高低电平分别为3.3 V和0 V, 适于DSP捕获采样。

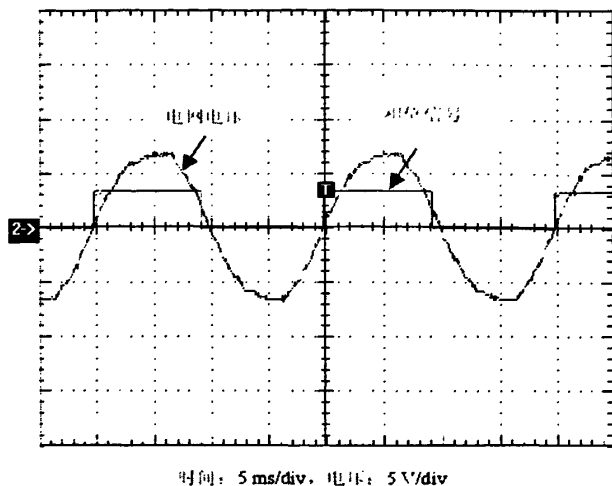


图5-6 过零比较波形

图5-7为电感电流与 T_1 驱动信号波形图，由图可知在电网电压的正半周期， T_1 一直处于导通-关断-导通状态，从而控制电感电流 i_L 跟踪参考电流的变化；在电网电压的负半周期， T_1 一直处于关断状态，与理论分析一致。同理可知，在电网电压的负半周期， T_2 一直处于导通-关断-导通状态，在电网电压的正半周期， T_2 一直处于关断状态。

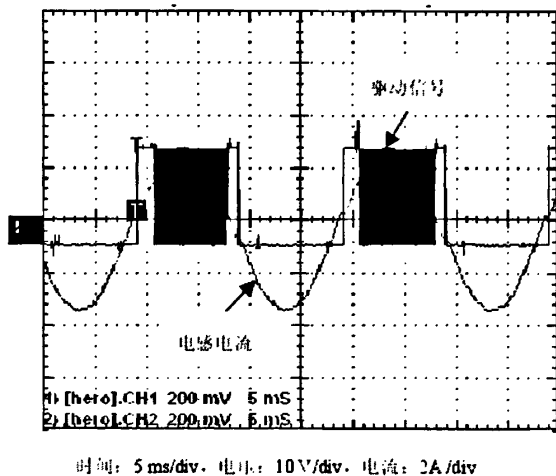
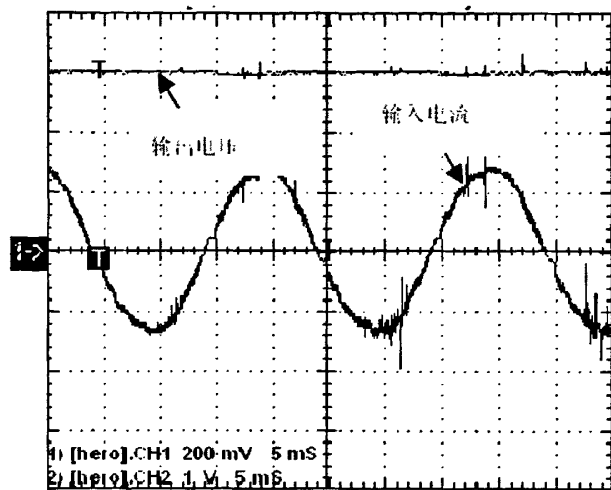


图5-7 电感电流 i_L 与 T_1 驱动信号

图5-8为输入电流和输出电压波形，可见实现了输入电流正弦度好，而且输出电压稳定，达到了预期效果。



时间: 5 ms/div. 电压: 50 V/div. 电流: 2 A/div

图5-8 输入电流与输出电压波形

5.3 本章小结

本章针对前面章节的理论分析和参数设计, 制作了数字控制的新型单相半桥PFC的实验样机。通过实验研究, 验证了前面章节理论分析的正确性和控制方案的可行性, 可实现输入侧功率因数校正和输出侧直流电压稳定。在额定负载时输入电流正弦度好, 总谐波畸变THD=3.036%, 实现高功率因数运行, 负载突变时, 输入电流和输出电压具有良好的动态响应。

结 论

本文对新型单相半桥PFC电路的工作原理、控制方法进行了深入的分析 and 研究,并结合当今的数字控制技术,以TMS320LF2407A DSP为核心控制芯片,实现了数字化的平均电流控制,使整个PFC系统取得了良好的动、静态特性。本文所做的在有源功率因数校正技术领域的研究工作总结如下:

(1)首先,介绍了有源功率因数校正器(APFC)的基本拓扑结构和工作模式,并对APFC的模拟控制和数字控制进行了比较,阐述了当前有源功率因数校正领域的概况。

(2)其次,对新型单相半桥PFC电路的基本工作原理进行了研究,并且应用状态空间平均法,建立了系统的小信号数学模型。在此基础上,文中还对控制算法进行了研究,设计了电流环和电压环调节器,并且首先通过仿真验证了控制方案的可行性和调节器设计的正确性。

(3)在已有模型和算法的基础上,以TMS320LF2407A DSP为主控芯片,设计开发了一套平均电流控制的功率因数校正的数字化实验装置。实验结果验证了这种控制方案具有很好的控制效果,得到了良好的实验参数和实验波形。

在本课题研究的基础上,还有以下工作需要继续完成:

- (1)采取有效措施,解决电容中性点电压的不平衡问题。
- (2)对系统进行进一步的优化,包括优化软件设计,提高开关频率等。
- (3)针对平均电流控制方案中开关频率与DSP处理速度之间的矛盾,考虑采用新的控制策略,以达到更好的控制效果。

致 谢

本文是在导师彭侠夫教授的悉心指导下完成的。从论文的选题一直到论文的完成，彭侠夫导师在论文研究进行的各个阶段都给予了认真关注和悉心教诲，提出了许多具有启发性的建议。导师的悉心培养使笔者在三年的研究生求学生涯中获益匪浅，在学业和综合素质等方面都获得了很大提高。导师严谨的治学态度，正直的为人作风将对我今后的学习、工作和生活产生巨大的影响。

在厦门品欣电子有限公司完成毕业设计期间，公司领导张国川副总经理给了我极大的支持和帮助，为我提供了宽松的环境，良好的条件。整个设计过程，他的帮助和指导，是我设计能够完成的重要基础。胡明工程师，李超工程师在我的设计当中也给予了我极大的关心和帮助，在此，我向他们表示我深深的感谢！

感谢厦门大学工业自动化研究所的全体同学，感谢他们在学习上和生活上给我莫大的支持和帮助，在此祝他们学业有成，生活愉快。也感谢所有曾给予我关心、帮助和照顾的老师、同学、家人和朋友。

最后，我要深深的感谢我的父母和妻子，他们对我的学业付出了无数的心血。是他们的鼓励，让我能够克服困难，一路向前。

罗松涛

2008-3

在校期间发表论文情况

- [1] 《基于 SIP 的 Asterisk 嵌入式系统的 VOIP 应用》，《西南交通大学学报》，2006 年第 41 期；第 40--43 页。刊号：CN 51-1277/U
- [2] 《基于 MSP430 在三相交流电监测系统中的应用》，《电气开关》，2007 年第 1 期；第 46-48 页；刊号：CN 21-1279/TM

参考文献

- [1] 张占松,蔡宣三. 开关电源的原理与设计.北京:电子工业出版社,2000:186
- [2] 张立, 赵永健, 现代电力电子技术, 北京:科学出版社, 1992
- [3] 丁道宏, 国内外开关电源的发展展望,《中兴通讯技术》第 72 期
- [4] 沙占友. 单片开关电源最新应用技术[M]. 北京. 机械工业出版社. 2000.
- [5] 周志敏. 开关电源功率因素校正电路设计与应用[M]. 人民邮电出版社.2004.
- [6] 徐德鸿, 沈旭, 杨成林, 周邓燕. 开关电源设计指南[M]. 机械工业出版社. 2004.
- [7] 张卫平, 吴兆麟, PFC电路的分析, 北方工业大学学报, VOL10, No.1, 1998
- [8] A. Prodic, Jingquan Chen , D. Maksimovic etc. Digitally Controlled Low Harmonic Rectifier Having Fast Dynamic Responses. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition,2002(1):476-482
- [9] S.Busso, P. Mattavelli, L.Rossetto etc. Simple Digital Control Improving Dynamic Performance of Power Factor Preregulator.IEEE Transactions on Power Electronics,1997,3(5):814-823
- [10] 周志敏,周纪海,纪爱华.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,2004:4-9 138-144
- [11] 刘红萍.有源电力滤波器的正弦滞环控制法研究.四川联合大学学报,19993,(4):103-110
- [12] 戴瑜兴.有源电力滤波器逆变电路的滞环比较控制策略.湖南师范大学自然科学学报,2003,26(3):79-83
- [13] 曾江,焦连伟.有源滤波器定频滞环电流控制新方法.电网技术,2000,(6):1-8
- [14] 黄凤英, DSP 原理与应用, 南京:东南大学出版社, 1997
- [15] Y.Duan,H.Jin. Digital Controller Design for Switch Mode Power Converters.IEEE Applied Power Electronics Conference and exposition(APEC),1999(2):480-484
- [16] Teruo Kataoka. A Pulse-Width Controlled AC/DC Converter to Improved Power Factor and Waveform of AC Line Current. IEEE Transactions on Industrial Application,1979,15(6):670-675
- [17] DaFengWeng,S.Yuvarajan.Constant-Switching-Frequency AC/DC Converter Using Second-Harmonic-Injection PWM.IEEE Transactions on Power Electronics,1996,11(1):115-12118
- [18] B.R.Lin,T.L.Hung,C.H.Huang.Bi-Directional Single-Phase Half-Bridge Rectifier for Power Quality Compensation.IEE Proceedings on Electric Power Applications,2003,150(4):397-406
- [19] B.R.Lin,T.L.Hung.Single-Phase Half-Bridge Converter Topology for Power Quality

- Cmpensation.IEE Proceedings on Electric Power Applications,2002,149(5):351-359
- [20] B.R.Lin,T.Y.Yang.Single-Phase Half-Bridge Rectifier with Power Factor Correction.IEE Proceedings Electric Power Applications,2004,151(4):443-450
- [21] Hengchun Mao.Review of Power Factor Correction Techniques.IPEMC Records,1999:9-20
- [22] Hengchun Mao,C.Y.Lee,D.Boroyevich,etc.Review of High-Performance Three-Phase Power Factor Correction Circuits.IEEE Transactions on Industrial Electronics,1997,44(4):437-446
- [23] 张雄伟, DsP 芯片的原理与开发应用(第 2 版), 北京:电子工业出版社, 2001
- [24] DSP5680016-BitDigitalSignalProeessorFamilyManual.Rev.2.0
- [25] 刘和平,严利平,张学锋等.TMS320LF240x DSP结构、设计及应用.北京:北京航空航天大学出版社,2002:1-2 113-188
- [26] 江思敏.TMS320LF2407xDSP硬件开发教程.北京:机械工业出版社,2003:177
- [27] 江安民,程昱.DSP应用开发实用子程序.北京:人民邮电出版社,2005:362-375
- [28] 李玉玲,吴健儿,张仲超.功率因数校正技术的控制策略综述.通信电源技术,2003,6:24-28
- [29] 李明军,张万峰,叶梵生.升降压型整流器功率因数的校正.上海交通大学学报,1999
- [30] C.Zhou, R.B.Ridley, F.C.Lee. Design and Analysis of a Hysteretic Boost Power Factor Correction Circuit. IEEE Power Electronics Specialists Conference,1990: 800-807
- [31] Wanfeng Zhang,Guang Feng,Yanfei Liu,etc. A Digital Power Factor Correction(PFC) Control Strategy Optimized for DSP.IEEE Transactions on Power Electronics,2004,19(6):1474-1485
- [32] B.R.Lin, T.L.Hung. Single-Phase Half-Bridge Converter Topology for Power QualityCmpensation. IEEE Proceedings on Electric Power Applications,2002,149(5):351-359
- [33] Hengchun Mao. Review of Power Factor Correction Techniques. IPEMC Records,1999:9-20
- [34] Hengchun Mao,C.Y.Lee,D.Boroyevich,etc. Review of High-Performance Three-Phase Power Factor Correction Circuits. IEEE Transactions on Industrial Electronics,1997,44(4):437-446
- [35] 张恩利,侯振义.一种升压型扩展周期准谐振 PFC 电路的研究.技术研究,2005,8:32-35
- [36] D.Shmilovitz,D.Czarkowski,Z.Zabar,etc.A Simplified Controller for a Half-Bridge Boost Rectifier.IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition,2000,1(6):452-455
- [37] 沈安文,万淑云,王离九,等.单相倍压PWM AC-DC整流器中的电流控制方法.电力电子技术,1997,4:79-81
- [38] Bor-Ren Lin,Tsung-Yu Yang,Kai-Tsang Yang.Single-Phase Unidirectional Half-Bridge Converter with Power Factor Correction.TENCON 2004.IEEE Region 10 Conference,2004:49-52

- [39] 陈桂明.应用MATLAB建模与仿真.北京:科学出版社,2001:128-191
- [40] 王晴.单相高功率因数可逆整流器的研究.[福州大学硕士学位论文].2004:40-57

一种新型DSP的PFC数字开关电源研究

作者: [罗松涛](#)
学位授予单位: [厦门大学](#)

本文读者也读过(4条)

1. [陆成海](#) [基于TMS320F280X DSP的数字单相APFC的控制研究与设计](#)[学位论文]2009
2. [黄燕](#) [数字化电源的功率因数校正器的设计](#)[学位论文]2006
3. [应蔚蔚](#) [基于DSP控制的PFC电路研究](#)[学位论文]2004
4. [李杭军](#) [基于DSP控制的功率因数校正研究](#)[学位论文]2008

本文链接: http://d.g.wanfangdata.com.cn/Thesis_Y1442272.aspx