

贵州大学

硕士学位论文

单相Boost型功率因数校正技术的研究

姓名：傅晓帆

申请学位级别：硕士

专业：电力电子与电力传动

指导教师：李瑞平

20060501

摘要

本文在前人研究功率因数校正技术的基础上,对Boost型功率因数校正技术进行了分析、设计和研究,归纳全文,本论文主要完成了以下工作:

详细分析了有源功率因数校正器的基本工作原理,通过比较几种不同拓扑的PFC变换器主电路及几种改进型PFC变换器的主电路的优缺点,和比较控制电路的几种不同控制方法的优缺点,明确本文所要研究的对象为平均电流控制(ACM)的Boost型功率因数校正器。

详细分析了Boost变换器的工作原理、电路稳态波形及一些主要概念和关系式;在此基础上,根据开关型电源变换器的特点,巧妙引入一个二进制变量,用0、1代表开关管导通、截止时的工作状态,推导了理想Boost变换器的状态方程;根据理想Boost变换器的状态方程,运用仿真软件MATLAB中的Simulink工具,建立了Boost主电路的Simulink仿真模型,并得出其仿真结果。

运用电感电流连续时的状态空间平均法,求取了PWM型变换器的通用传递函数;代入已建立的Boost变换器的状态方程,借助MATLAB中符号计算功能,推导出了Boost变换器的输入电流和输出电压受占空比控制的小信号传递函数;然后进行控制电路部分的电流环和电压环的设计。

介绍了美国德州仪器公司的平均电流型功率因数校正芯片UC3854的内部结构、功能;本文根据Boost变换器的特点和要求,设计了一个具体、实用的带PFC功能的开关电源,并给出了具体设计步骤和电路参数的计算。

平均电流控制的单相Boost功率因数校正电路,完全能够达到整流、高输入功率因数、升压、稳压、低纹波的目标,具有广阔的应用前景。如果再把软开关技术应用进来,其意义更大,可以以非常简洁、高效、高效率、高可靠性的方式实现电能的变换。

关键词: 功率因数校正; 总谐波畸变; Boost变换器; 仿真

图书分类号: TM46

Abstract

Based on the summary of the fruits of the research of the Active Power Factor Correction, the PFC system, which adopts Boost power converter circuit and Average Current Mode control scheme, is well studied in this thesis. The main job accomplished of this paper includes:

According to the principle and the discussion of the single-phase active power correction, the PFC system, which adopts Boost power converter circuit and Average Current Mode control scheme is indicated as the developing direction of PFC and regarded as PFC system structure.

The origin and evolvement of Boost converter are introduced and the voltage and current waveforms of every period are analyzed and presented. The State Differential Equations of ideal Boost converter are deduced and the Simulation models of ideal converter.

The general transfer functions of PWM converter are developed and the small-signal transfer functions controlled by the duty cycle are given using MATLAB. The voltage adjustor and the current regulator of the control circuit are designed.

The Boost converter is analyzed and the features and the description of the UC3854 are presented in detail. Based on the UC3854, a complete design procedure, experimental and waveforms are given.

In the end, the limitations and shortages are indicated and the work of sequel and other interrelated fields is pointed out.

Key words: PFC (power factor correction); Total Harmonic Distortion;
Boost converter; Simulation

第一章 绪论

从电网获取交流电经整流为各种电气设备提供直流电是一种常用的变流方案。但整流装置、电感、电容组成的滤波器中非线性元件和储能元件的存在使输入交流电流波形发生严重畸变,呈尖峰脉冲状,网侧输入功率因数降低。电网电流的畸变由于电网阻抗反过来影响电网电压,造成谐波污染。谐波的存在使电网中元件产生附加损耗,会降低用电设备的效率;会影响电器设备的正常工作及其寿命;会导致继电保护和自动装置误动作,并使电器测量仪表计量不准确;会降低电网功率因数等系列危害。由于电力电子装置是现在最主要的谐波污染源,这已经阻碍了电力电子技术的发展,它迫使电力电子领域的研究人员对谐波的污染问题要给出有效的解决方案。

为了解决电力电子装置的谐波污染问题,基本思路有两条:一是装设谐波补偿装置来补偿谐波;另一条是对电力电子装置本身进行改造,提高输入端的功率因数。对于新型的电力电子设备,多采用后一种思路,即加入功率因数校正器,它的原理就是在整流器与负载直接接入 DC-DC 开关变换器,应用电流反馈技术,使得输入端电流的波形跟踪交流输入正弦电压波形,可使得输入端电流接近正弦波,从而使得输入端的谐波畸变率 THD 小,功率因数提高。功率因数是电源对电网供电质量的一个重要的指标。

许多发达国家率先采用了多种功率因数校正(PFC)方法,来实现“绿色能源”革命,并强制推行了国际标准 IEC555-2、EN60555-2 等,限制了电子生产厂家入网电气设备的电流谐波值[7]。目前,有源功率因数校正(APFC)技术是解决谐波污染最有效的方法之一。

1.1 功率因数校正技术的发展概述

从 PFC 技术的发展历程来看,人们最早是采用电感和电容来构成无源网络来进行功率因数校正。但采用这种技术的电路体积庞大,对输入电流的谐波抑制效果并不理想。早期的有源功率因数校正电路是晶闸管电路。70 年代以后,随着功率半导体器件的发展,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状态,这种有源功率因数校正技术具有体积小、重量轻、效率高、功率因数可接近 1 等优点。这一时期是有源功率因数校正技术发展的初级阶段,期间提出的一些基本技术是有源功率因数校正技术的基础。当时的研究工作主要集中在工作于连续导电模式(CCM)下的升压变换器上,其控制方法一般用乘法器原理,这种模式下可以获得很大的功率转换能量,但这种控制方式的控制电路复杂,对于 200W 以下的功率容量场合并不适用。

80 年代末提出了工作在不连续导电模式 (DCM) 下的功率因数校正技术, 其输入电流自动跟随输入电压, 输入功率高。这种变换器控制简单, 在小功率场合备受青睐。90 年代以来, 有源功率因数校正技术取得了不少进展。提出了一些功率因数校正的软开关技术和新的控制方法。经过这一发展历程, 有源功率因数校正技术已具备高性能, 低成本的特性, 获得了广泛应用。

1.2 功率因数校正技术的分类[40]

功率因数校正技术 (PFC) 根据是否用有源器件可分为无源功率因数校正 (Passive Power Factor Correction, PFC) 技术和有源功率因数校正 (Active Power Factor Correction, APFC) 技术两大类:

一是无源 PFC 技术, 无源 PFC 技术通过在二极管整流电路中增加电感和电容等无源元件和二极管构成无源网络, 对电路中的电流脉冲进行抑制, 以降低电流谐波含量, 提高功率因数。这种方法的优点是: 控制简单, 高效, 高可靠性, EMI 小, 低价格。其缺点是: 增加的无源元件体积一般都很大, 重量重, 功率因数较低, 对输入电流波形中的谐波抑制效果也不够理想, 所以在有些场合无法满足现行谐波标准的限制要求。

二是有源 PFC 技术, APFC 技术是采用有源开关或 AC/DC 变换技术, 通过一定的控制策略使电网输入端的电流波形逼近正弦波, 并与输入的电网电压同相位。这种方法虽然电路复杂, 但可得到较高的功率因数, 总谐波畸变小, 体积小, 输出电压较稳定。

从不同的角度看, APFC 技术有多种分类方法。

按照控制模式来划分, APFC 可分为有两种基本的 PFC 技术, 其中一种是让变换器工作在连续导电模式下的乘法器型 PFC 技术, 另一种是让变换器工作在不连续导电模式下的电压跟踪器型 PFC 技术。

乘法器型 PFC 技术是根据输出电压反馈信号, 利用一个乘法器电路来控制正弦参考电流信号, 从而获得可调整的输出电压, 其电感电流(即输入电流)被采样并被控制, 使其幅值与输入电压同相位的正弦参考信号成正比, 从而获得了功率因数校正的目的。

电压跟踪器型 PFC 技术的一个显著优点是输入电流波形自然跟踪输入电压波形; 其缺点是其输入电流波形为脉动三角波, 因此其前端需添加一个小容量的滤波电容以滤除高频纹波, 并且其较高的开关峰值电流会带来较大的开关关断损耗。

按照电路结构来划分, APFC 技术可分为两级 PFC 电路和单级 PFC 电路。两级 PFC 电路由升压 PFC 和 DC/DC 变换器级联而成, 前级实现功率因数校正, 后级实现隔离和降压, 其优点是每级电路可单独分析、设计和控制, 特别适合作

为分布式电源系统的前置级。单级 PFC 电路集功率因数校正和输出隔离、电压稳定于一身，结构简单，效率高，但分析和控制较复杂，只适用于单一集中式电源系统。相对而言，两级 PFC 的校正效果比较理想。

按照电网供电方式来划分，APFC 技术可分为单相 PFC 技术和三相 PFC 技术。

按照开关模式来划分，APFC 技术可分为硬开关模式和软开关模式。软开关模式主要包括两类：零电流开关（Zero-Current-Switching, ZCS）PFC 技术和零电压开关（Zero-Voltage-Switching, ZVS）PFC 技术。

除了以上几种 PFC 技术还有磁放大 PFC 技术，三电平(Three-Level)PFC 技术，不连续电容电压模式(DCVM)PFC 技术等。

1.3 课题背景、目的、意义

自选题

随着电力电子技术的飞速发展，各种电力电子装置在电力系统、工业、交通和家庭中的应用日益广泛，而谐波所造成的危害也日益严重，这已经严重阻碍了电力电子技术的发展。

从220V交流电网经整流供给直流是电力电子技术及电子仪器中应用极为广泛的一种基本变流方案。在含有AC/DC变换器的电力电子装置中，DC/DC变换器或DC/AC变换器的供电电源一般是由交流市电经整流和大电容滤波后得到较为平直的直流电压。大家都知道整流器—电容滤波电路是一种非线性元件和储能元件的结合，因此，虽然输入交流电压是正弦波，而输入交流电流却是一个时间很短、峰值很高的周期性尖峰电流，波形严重畸变。对这种畸变的输入电流进行傅立叶分析，它除含有基波外，还含有丰富的高次谐波分量。这些高次谐波倒流入电网，引起严重的谐波“污染”，造成严重危害。其主要危害有：

(1) 产生“二次效应”。即谐波电流在输电线路阻抗上的压降会使电网电压（原来是正弦波）发生畸变，影响各种电气设备的正常工作。

(2) 谐波会造成输电线路故障，使变电设备损坏。例如，线路和配电变压器过热、过载。在高压远距离输电系统中，谐波电流会使变压器的感抗与系统的容抗发生LC谐振；在三相电路中，中线电流是三相三次谐波电流的叠加，因此，谐波电流会使中线电流过流而损坏，等等。

(3) 谐波影响用电设备。例如，谐波电流对电机除增加附加损耗外，还会产生附加谐波转矩、机械振动等，这些都严重影响电机的正常运行；谐波可能使白炽灯工作在较高的电压一下，这将导致灯丝工作温度过高，缩短灯丝的使用寿命，等等。

(4) 谐波会使测量仪器附加谐波误差。常规的测量仪表是设计并工作在正

弦电压、正弦电流波形的,因此,在测量正弦电压和电流时能保证其精度,但是,这些仪表用于测量非正弦量时,会产生附加误差,影响测量精度。

(5) 谐波会对通信电路造成干扰。电力线路谐波电流会通过电场耦合、磁场耦合和共地线耦合对通信电路造成影响。

有源功率因数校正技术是在整流器和滤波电容之间增加一个DC/DC开关变换器。其主要思想如下:选择输入电压为一个参考信号,使得输入电流跟踪参考信号,实现输入电流的低频分量与输入电压为一个近似同频同相的波形,以提高功率因数和抑制谐波;同时采用电压反馈,使输出电压为近似平滑的直流输出电压。简而言之,有源功率因数校正技术的目的是使输入电流跟踪输入电压,并使输出电压稳定。

近年来,高频开关电源在国民生活中的使用越来越广泛,特别是现在提倡“绿色电源”,要求装置对电网无污染,主要包括谐波含量、功率因数、波形畸变等。解决这个问题的积极办法就是采用功率因数校正(PFC)技术。因此本文对功率因数校正技术的研究具有一定的现实意义和实用价值。

1.4 本文所做的主要工作

本文在对国内外有源功率因数校正技术分析、研究的基础上,采用理论分析,仿真研究和设计实践的方法对 Boost 型有源功率因数校正器系统进行深入的研究。

论文主要从以下几个方面展开研究:

(1) 概述功率因数校正技术的发展状况及其分类,本课题的研究目的及意义。

(2) 在论述有源功率因数校正基本原理的基础上,对有源功率因数校正器几种主功率拓扑进行分析和比较,并总结各自的优缺点;指出几种改进型功率因数校正主电路拓扑;并说明改进后电路的特性;对有源功率因数校正电路的控制策略进行了详细的分类阐述,总结各自的优缺点及适合的应用场合。通过分析比较确定本文研究的对象——平均电流控制模式的 Boost 型功率因数校正技术。

(3) 分析 Boost 变换器各个环节的电压、电流的变化情况及电路波形;推导理想 Boost 变换器的状态方程;建立了 Boost 变换器的 MATLAB 仿真模型。

(4) 求取 PWM 型变换器通用传递函数;并代入 Boost 变换器的状态方程,借助 MATLAB 的符号计算功能,推导出了 Boost 变换电路的输入电流与输出电压受占空比控制的小信号传递函数;然后进行控制电路部分电流环和电压环的传递函数的求取,利用 MATLAB 编制程序对电流环电压环的幅频、相频进行分析。

(5) 通过前面的分析与仿真,利用 UC3854 控制芯片,设计一个的基于平均电流控制模式(ACM)的 PFC 实验装置,其容量为 500W;给出系统设计步骤和具体电路参数的计算。

(6) 对Boost型PFC系统进行了仿真，并比较分析系统在功率因数校正PFC正前后的输入电压电流波形和输出电压波形的变化，结果验证本文的方法设计Boost型PFC电路的各参数可获得满意得效果，说明这种设计方法的合理性。

第二章 单相 APFC 的主功率拓扑及其控制方法

本章主要包括如下内容：

- 有源功率因数校正
- APFC 的主功率拓扑结构及几种改进型拓扑结构
- APFC 的典型控制方案
- Boost 型 APFC 电路的主要优缺点

PFC的基本观点是利用高频开关模式的功率变换技术把输入电流尽量整形成接近正弦波。常用的一种方法是将一个与输入电压成正比的量作为电流的基准，这种方法假定输入电压的谐波小的不足以影响对电流谐波的控制效果。在大部分情况下，功率因数的校正由一个独立的环节来完成，我们称之为PFC(Power Factor Corrector)环节。PFC的输入通常是电网，输出通常是一个直流电压。这个直流电压会接到下面的DC/DC变换器，或是DC/AC变换器，以得到所需的输出形式。PFC环节主要完成两个作用，首先将输入电流尽量整形成接近正弦波，使其谐波尽可能的小；其次提供一个稳定的输出给下一级，使得下一级的DC/AC，或是DC/DC可以取得优化设计。

2.1 有源功率因数校正 (APFC)

2.1.1 AC-DC 电路输入功率因数的定义及其与谐波的关系[9]

线性电路的功率因数习惯上用 $\cos\varphi$ 表示， φ 为正弦电压与正弦电流的相位差。由于整流电路中二极管的非线性，虽然输入电压为正弦，但电流却为严重非正弦（如图 2-1 所示整流滤波电路与其输入电压电流波形），因此线性电路的功率因数计算不再适用于 AC-DC 变流电路，这里功率因数用 PF (Power Factor) 表示。

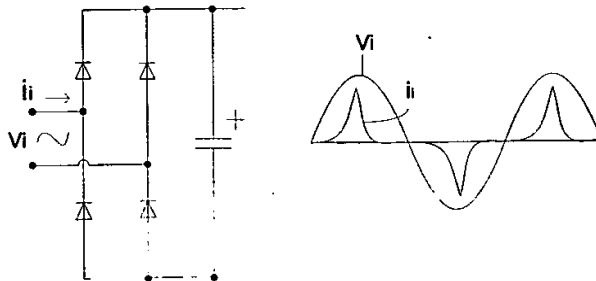


图 2-1 整流滤波电路与其输入电压电流波形

$$\text{定义 } PF = \text{有功功率} / \text{视在功率} = P / VI \quad (2.1)$$

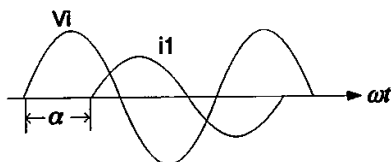
式中, V 、 I 分别为系统输入电压电流有效值。

设 AC-DC 变流电路的输入电压 v_i (有效值 V) 为正弦, 输入电流为非正弦, 其有效值为

$$I = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_n^2 + \dots} \quad (2.2)$$

式中, I_1, I_2, \dots, I_n 分别为电流基波分量、二次谐波、..... n 次谐波电流的有效值。

设基波电流 i_1 落后 v_i , 相位差为 α , 如图 2-2 所示, 则有功功率和功率因数可表示为



$$P = VI_1 \cos \alpha$$

图 2-2 v_i, i_1 波形

$$PF = VI_1 \cos \alpha / VI = I_1 \cos \alpha / I \quad (2.3)$$

$$\text{式中, } I_1 / I = I_1 / \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_n^2 + \dots} \quad (2.4)$$

式 (2.4) 表示基波电流相对值 (以非正弦电流有效值为 I 基值), 称为畸变因数, $\cos \alpha$ 称为位移因数, 即功率因数为畸变因数和位移因数的乘积。当 $\alpha = 0$ 时, $PF = I_1 / I$ 。

定义 总谐波畸变 (THD)

$$THD = I_h / I_1 = \sqrt{(I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2 + \dots) / I_1^2} \quad (2.5)$$

I_h 为所有谐波电流分量的总有效值。

由式 (2.5)、(2.4) 可得

$$\text{畸变因数 } I_1 / I = 1 / \sqrt{1 + THD^2}$$

$$\text{当 } \alpha = 0 \text{ 时 } PF = I_1 / I = 1 / \sqrt{1 + THD^2} \quad (2.6)$$

由式 (2.6) 所得计算值与实测值的对比如表 2-1。

表 2-1 已知 PF 值时 THD 计算结果举例 (计算时设 $\alpha = 0$)

PF	0.5812	0.9903	0.995	0.99875	0.99955
THD%(计算值)	140	14	10	5	3
THD%(实测值)		10	7	4.27	

2.1.2 APFC 的基本原理[9]

有源功率因数校正器(APFC)的基本电路由两部分组成：主电路和控制电路。以 Boost 型 PFC 电路为例来说明功率因数校正电路的基本原理，图 2-3 所示为一个 Boost 有源功率因数校正器的原理图。主电路由单相桥式整流器和 DC-DC 变换器组成，控制电路包括基准电压 V_{ref} 及电压误差放大器 VA，乘法器 M，电流误差放大器 CA，脉宽调制器和驱动器等组成，负载可以是一个开关电源。

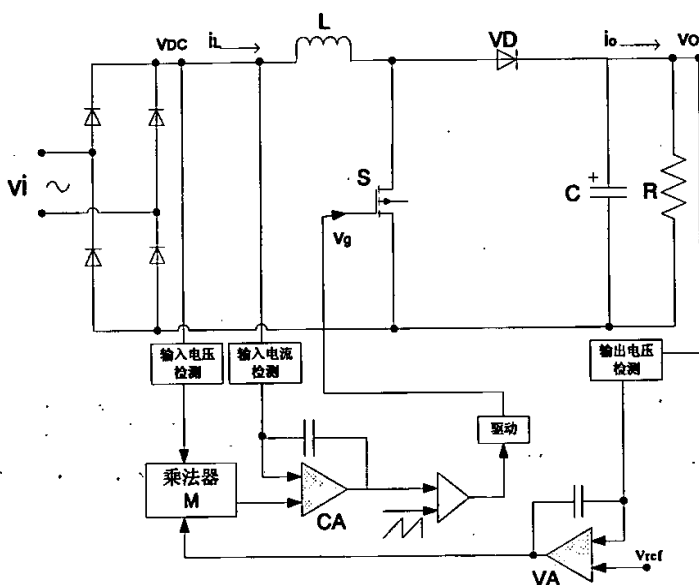


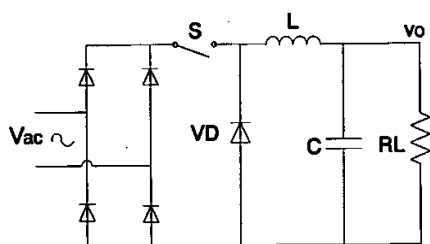
图 2-3 Boost 有源功率因数校正原理图

PFC 的工作原理如下：主电路的输出电压与基准电压值比较后，输入给电压误差放大器，电压误差放大器的输出和整流后的输入电压共同加到乘法器中，乘法器的输出作为电流反馈控制的基准值，与检测到的输入电流信号进行比较后，输入到电流误差放大器并加到 PWM 及驱动器，来控制开关 S 的通断，从而使输入电流(及电感电流)与整流输入电压波形基本同相，使电流谐波大为减少，提高了输入端功率因数，同时保持输出电压稳定。

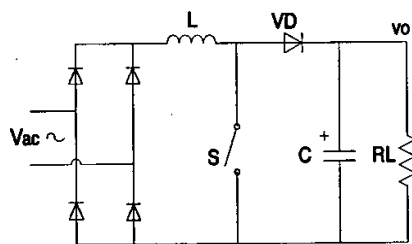
2.2 APFC 的主电路拓扑结构

2.2.1 几种常见的 APFC 主电路拓扑

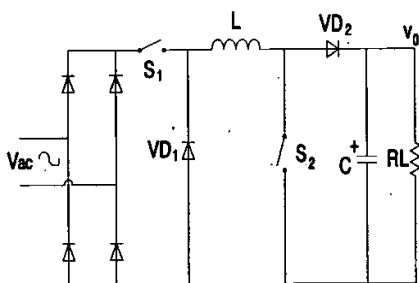
从原理上说,任何一种DC-DC变换器拓扑,都可作为PFC的主电路。常见的功率因数校正器的基本电路有: Buck (降压式)、Boost (升压式)、Buck - Boost (降/升压式)、Cuk、flyback (反激式)等变换器。其中Boost变换器具有独特的优点,因而在实际中应用最为广泛。从拓扑结构上来说, Buck, Boost两种变换器最为基本;而其它的变换器结构都是由这两种基本结构演变而来的。下面就 Buck、Boost、Buck-Boost和Cuk这四种基本主电路拓扑(如图2-4所示)的特点作简单地阐述。



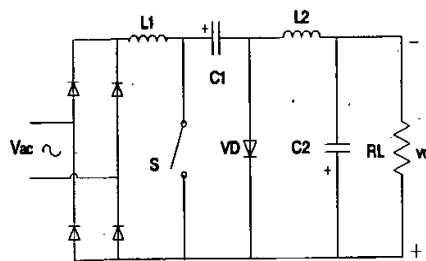
(a) Buck 型 PFC 电路



(b) Boost 型 PFC 电路



(c) Buck - Boost 型 PFC 电路



(d) Cuk 型 PFC 电路

图 2-4 几种常用 APFC 的主功率电路

● 降压型

(1) 该电路只能实现降压功能,因为当功率开关管 S 导通时,电感 L 和电容 C 处于串联的状态;

(2) 电源输入电流不连续,因为当功率开关管 S 关断时,电源 V_{AC} 与 LC 拓扑网络之间相互隔离。这一方面限制了变换器的转换功率,另一方面使得输入电流的纹波较大,在一定程度上增加了对滤波电路的要求。

(3) 在变换器工作时,功率开关管的源极(或双极晶体管的射极)电位是浮

动的（当功率开关管 S 导通时，源极电位为 V_d ，当开关管 S 关断时，源极电位为零），因此当输入电压较高时，功率管的控制需要专门的浮动驱动，增加了电路的复杂性。

(4) Buck 变换器只能实现降压功能，因此并不适宜于直接用作 APFC 变换级，这是因为电压 V_d 是通过全桥整流变换而得到半正弦波，则 V_d 将在一个大范围内变化（对于 220VAC 电源， V_d 的变化范围为 0—320V），当 V_d 小于输出电压 V_o 时，变换器不能够工作；这样，输入电流在电源低电压时会有一个“导通死角”存在，因此限制了功率因数地提高。

● 升压型

(1) Boost 变换器作为 PFC 主电路时，只能实现升压变换，这样保证了整个电路工作在一个平衡的稳定状态：即电感 L 在功率管 S 导通时充电，在功率管 S 关断时放电。

(2) 交流输入电流始终和电感电流相等，因此输入电源电流可以处于连续状态，这一点在实现大功率的 DC—DC 变换和 PFC 功能时，具有独特的优势。同时，由于输入电流可以处于连续状态，因此输入电流的纹波较小，降低了对滤波电路的要求。

(3) 由于功率开关管的源极（或双极晶体管的射极）电位始终为零（处于地电位），因此对功率管的控制很容易。

● 降/升型

(1) Buck-Boost 变换器作为 PFC 主电路时可以实现任意的降压—升压输出，也可以实现反极性输出，因此在应用中克服了单一的 Buck 或 Boost 变换器作为 PFC 主电路时只能降压或升压输出的缺点，在某些应用场合显得更为灵活。

(2) 电源输入电流是不连续的，其输入电流性质和 Buck 型 PFC 相似，在一定程度上增加了对滤波电路的要求，这是因为其输入端本身就是 Buck 变换器。

(3) 虽然其输入电流的性质和 Buck 变换器时相似，但是它克服了单一 Buck 变换器的输入电流在电源低电压时有“导通死角”存在的问题，因此可以用做 APFC 变换级。

(4) Buck-Boost 变换器作为 PFC 主电路时需要两个电子开关，用一个开关控制驱动，电路比较复杂，一般只应用在中小输出功率的场合。

● Cuk 型

Cuk 变换器的发展思路是把 Boost 和 Buck 变换器串联起来进行演变，因而 Cuk 变换器又名 Boost—Buck 串联变换器。

(1) 无论在功率开关管 S 导通还是关断时，可以知道电感 L1 和 L2 上的电流都可以保持连续，并且输入电源电流始终和流过电感 L1 的电流相等，这点与单

一的 Boost 变换器电路的电流输入特性是相同的。

(2) 通过增加电感 L_1 和 L_2 的值, 可以使得交流纹波电流的值很小, 这一特点使得它在应用中常常不需要附加抗电磁干扰 (EMI) 滤波器, 并使体积小量化。

(3) Cuk 型电路与 Buck-Boost 电路一样, 可以实现降压和升压。

2.2.2 几种改进型单相功率因数校正主电路拓扑

● 带中心抽头的三点式升压型电感电路

带中心抽头的三点式升压型电感电路结构如图 2-5 所示, 通过在升压电感的磁环上增加几匝线圈, 使得 MOSFET 的漏极不再直接和升压二极管相连, 这样便可利用电感中电流不能突变的特性来抑制升压二极管 D_1 的反向恢复所带来的开关管过大的开启瞬时电流及 di/dt 电流冲击, 还能抑制过大的开关管开启损耗引起的过热。此电路简单, 易于实现。它的主要问题是无法解决二极管 D_1 的反向恢复在输出电压上产生的较大尖刺纹波噪声, 因此须在输出端通过增加一级 LC 滤波器来消除纹波噪声。

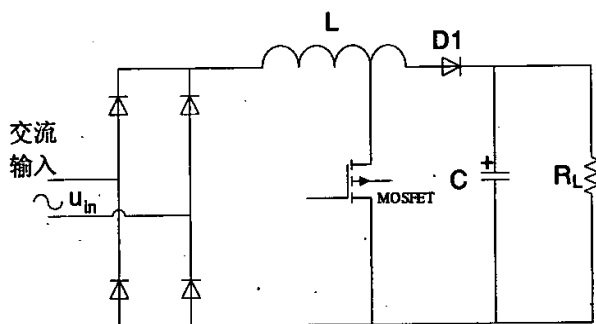


图 2-5 带中心抽头三点式升压电感电路

● 串联电感及 RCD 低损耗吸收电路和箝位电路

在图 2-6 和图 2-7 所示电路中, 通过增加电感 L_2 来抑制升压二极管 D_1 的反向恢复而产生的开关管冲击电流, 但当 MOSFET 关断时, L_2 在开关管上产生过电压须另外加以解决。

图 2-6 中用 D_2 、 C_2 、 R_1 构成 RCD 低损耗吸收 (SNUBBER) 电路。它利用电容两端电压不能突变的特性来抑制因 MOSFET 关断而由 L_2 产生的过电压, 二极管 D_2 将开关管结电容上的过电压释放到 400V 输出端, 有效的保护了开关管。

图 2-7 中 R_1 、 C_1 、 D_2 构成箝位电路。由于在功率因数校正电路中, 输出端用较大的电解电容滤波, 因此输出端的电压基本保持在 400V。这样就可以利用二极管导通时具有的箝位特性来将开关管两端电压箝位在开关管的耐压范围之内。

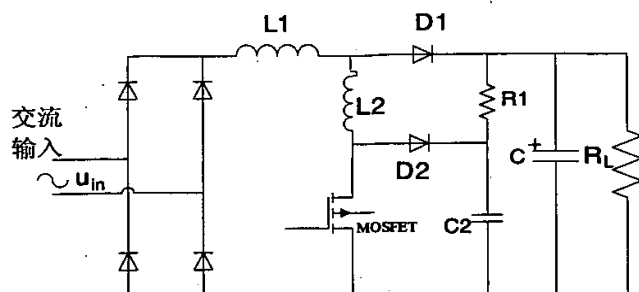


图 2-6 串联电感及 RCD 低损耗吸收电路

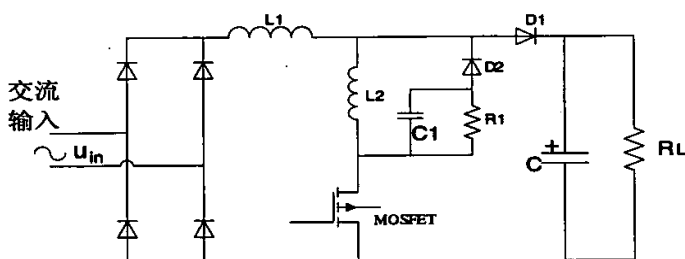


图 2-7 串联电感及 RCD 箝位电路

● 串联电感及无损 SNUBBER 电路

图 2-8 电路与图 2-6 电路相似，增加了 C1、D3 作为二极管 D1 的吸收电路。当开关管受控关断时，流过电感 L2 的电流向吸收电容 C2 及开关管的结电容充电，由于增加了吸收电容，所以开关管关断时电压上升的速度变慢，实现了关断缓冲。另外 D2、D、D3 的串联结构也有利于抑制开关管的开启冲击电流。

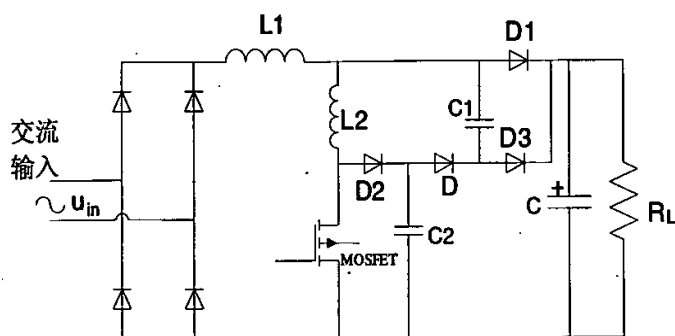


图 2-8 串联电感及无损 SNUBBER 电路

● 串联肖特基二极管电路

图 2-9 电路中的 D1、D2、D3 均为肖特基二极管，利用肖特基二极管反向恢复时间快（小于 10ns）的特点来抑制开关管的开启冲击电流。由于肖特基二极

管的耐压较小，所以采用 D1、D2、D3 的串联结构，这种结构也有利于减小开关管的开启冲击电流。但此电路对选用的肖特基二极管耐压及动静态特征的一致性要求较高。

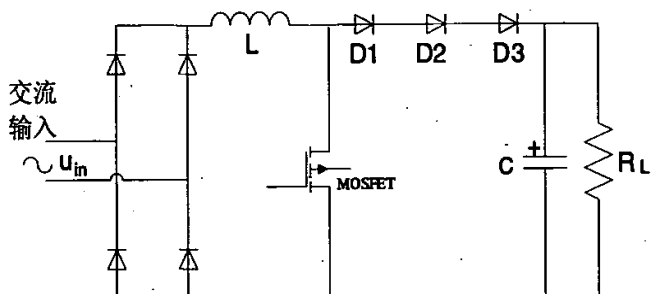


图 2-9 串联肖特基二极管型电路

以上介绍了几种主功率电路的拓扑，简单实用，可用于大功率功率因数校正的场合，也可应用于软开关电路对辅助换流电路进行再改进。

2.3 APFC 的典型控制方案

在实际应用中，针对不同的 APFC 主功率变换结构采用不同的控制方法。但无论采用哪一种结构，从实现 PFC 的目的来看，所需要控制的变量都有两个：

- (1) 输出电压，必须保证输出电压是一个(近似)恒定的直流电压。
- (2) 输入电流，必须控制输入电流跟踪输入电压，使之与输入电压同频同相，保证输入端口针对交流电网呈现“纯阻性”。

因此，APFC 电路在通常情况下需要用电压-电流的双环反馈来控制，这在一定的程度上会使 PFC 电路显得较为复杂。由于 Boost 变换器具有控制容易，输入电流可以连续且纹波电流较小等诸多优点，因而得到了广泛的应用，为了方便叙述，这里主要用 Boost 变换器作为描述和分析的对象。

有源功率因数校正的控制方法必须以稳压输出和单位输入功率因数为目标。为了达到以上目标，目前众多学者提出了多种不同的控制方案，以满足不同性质的整流器和不同应用场合的需要。根据电感电流是否连续，APFC 可分为不连续导电模式 DCM (Discontinuous Conduction Mode) 和连续导电模式 CCM (Continuous Conduction Mode) 两种控制[32][38]，在 CCM 下用乘法器实现 PFC，而在 DCM 下，则可用电压跟随器方法实现 PFC。其中，在 CCM 模式控制中，根据是否选取瞬态电感电流作为反馈量和被控制量，又可分为间接电流控制 (Indirect Current Control) 和直接电流控制 (Direct Current Control) 两大类：引入电流反馈的称为直接电流控制，没有引入电流反馈的称为间接电流控制[35]。

2.3.1 不连续导电控制模式 (DCM)

DCM 控制模式又称为电压跟踪控制 (Voltage-follower Control) 方式, 主要有恒频、变频方式等[2], 它是 APFC 控制中简单而实用的一种控制方式, 应用较广。为了获得理想的稳压输出, 需要输出电压闭环反馈控制环节, 开关由输出电压误差信号控制。在一个开关周期电感电流的平均值正比于输入电压, 因此输入电流波形自然跟踪输入电压波形。

● 恒频方式

图2-10给出了Boost电路的DCM控制原理图, 电压调节器E/A的频带宽度取 10-20Hz, 确保稳态时输出占空比在半个工频周期内保持不变。恒频控制时开关周期恒定, 电感电流不连续。电感电流在一个开关周期内的平均值为[30]

$$I_{avg} = \frac{V_d T_{on} (T_{on} + T_{don})}{2LT_s} \quad (2.7)$$

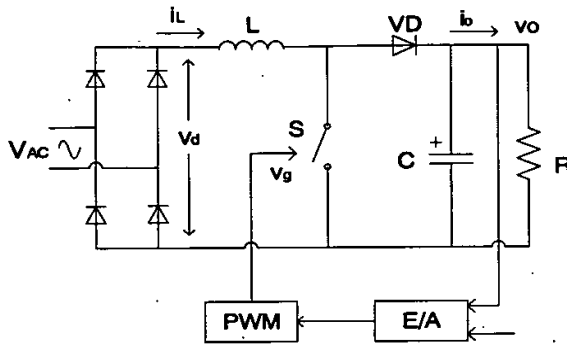


图2-10 Boost电路的DCM控制原理图

式中 V_d 为整流后的电压; T_{on} 为功率开关管S的导通时间; T_{don} 为二极管VD的续流时间; T_s 为开关周期。

式(2.7)中 T_{don} 恒定, DC/DC变换器输入侧等效为阻性负载, 整流器交流侧电压电流同相位。实际上, T_{don} 在半个工频周期内并不恒定, 导致输入平均电流有一定程度的畸变。输出电压与输入电压峰值的比值越大, 输入电流畸变程度越小。该方式下的电流THD可控制在10%以内[13]。

● 变频方式

式(2.7)中, 若 $T_s = T_{on} + T_{don}$, 则输入平均电流只与导通时间有关, 保持Ton

恒定, 输入电流理论上无畸变, 这就是变频控制原理。变频控制方式下电流工作于临界DCM状态, 集成控制器UC3852可实现上述功能。

当占空比和开关频率固定时, 输入电流的平均值正比于输入电压, 因此不再需要电流控制环输入电流的平均值就能自动跟踪输入电压呈正弦波形。

DCM 控制模式的优点是: ①电路简单, 不需要乘法器; ②输入电流自动跟踪输入电压; ③功率管实现零电流开通且不受二极管的反向恢复电流。其缺点是: ①由于电感电流不连续, 造成电流纹波较大[33], 对滤波电路要求高; ②输出含有二次谐波, 功率器件承受较大的电流应力。③单相 PFC 功率一般小于 200W。

2.3.2 连续导电控制模式 (CCM)

连续导电控制可分为间接电流控制和直接电流控制两种模式。

● 间接电流控制

间接电流控制又称为相位幅值控制, 是一种基于工频稳态的控制方法, 它通过控制整流器输入端电压, 使其与电源电压保持一定的相位和幅值关系, 从而控制交流输入电流呈正弦波形, 并与交流输入电压保持同相位, 使装置运行在单位功率因数状态。其优点是结构简单, 开关机理清晰[31]。它的缺点是: ①自身无限流功能, 需另外加过流保护电路; ②系统从一稳态到另一稳态过渡时电流会出现直流分量; ③系统动态响应慢。

● 直接电流控制[9]

直接电流控制其结构中含有乘法器, 所以也叫乘法器控制 (Multiplier approach control), 是目前应用最多的一种控制方式。其基本思想是将输入整流电压信号与输出电压信号送入乘法器, 乘法器的输出信号作为电流控制器的电流给定信号, 电流控制器控制输入电流按给定信号变化。它的缺点是电路较复杂, 有时需电流环补偿网络; 输出具有二次谐波, 动态响应慢; 乘法器的非线性失真也增加了输入电流的谐波含量。由于输入电流总带有一些开关频率纹波, 因此必须决定反馈哪一个电流, 由此产生了峰值电流控制、滞环电流控制和平均电流控制三种控制方式, 这也是 APFC 常用的三种控制方法。表 2-1 给出了这三种方法的基本特点。

表 2-1 三种常用的 PFC 控制方法

控制方法	检测电流	开关频率	工作模式	对噪声	适用拓扑	注
电流峰值	开关电流	恒定	CCM	敏感	Boost	需斜率补偿
电流滞环	电感电流	变频	CCM	敏感	Boost	需逻辑控制
平均电流	电感电流	恒定	任意	不敏感	任意	需电流误差放大

现以 Boost 型 PFC 电路为例来说明这三种控制方法的基本原理, 假设电路工作模式为 CCM (电感电流连续)。

(1) 峰值电流控制 (Peak Current Mode Control)

图2-11 (a) 是峰值电流控制模式PFC电路原理图。其中功率管的开关周期恒定不变为 T 。输入电压信号和输出电压的反馈信号相乘, 形成一个与输入电压同频同相的电流控制参考信号(基准电流环信号)。功率管 S 导通, 电感 L 充电时, 电感电流的检测信号和基准电流环信号相比较, 当电感电流上升到基准信号值时, 触发逻辑控制部分使功率管 S 关断, 电感开始放电, 当一个开关周期 T 结束时, 功率管重新导通。图2-11 (b) 是在半个工频周期内, 功率开关管的控制波形 V_g 和电感电流波形 i_L 的示意图。

当电感电流的峰值按工频变化, 从零变化到最大值时, 控制波形的占空比逐渐由大到小。即半个工频周期内, 占空比有时大于 0.5, 有时小于 0.5。当占空比大于 0.5 时, 外部的微扰可以被放大, 导致系统电流不收敛, 此时可能会产生次谐波振荡。为了防止这种情况的出现, 电路中须增加一个斜率补偿函数 (slope compensation) 或斜坡补偿 (ramp), 以便占空比在大范围内变化时, 电路能稳定工作[9][13]。

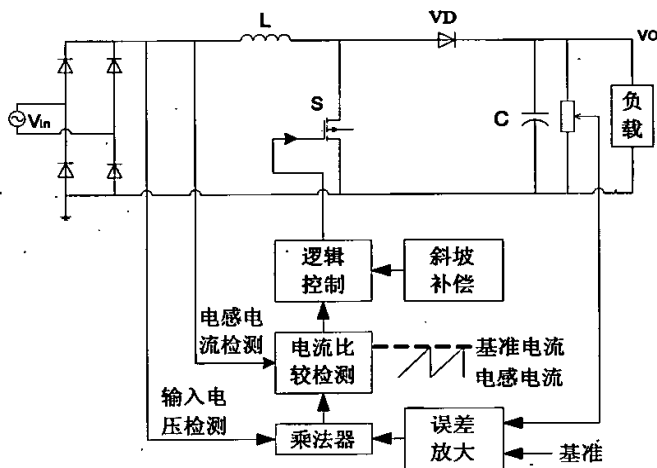


图 2-11 (a) 电流峰值控制模式 PFC 电路原理图

峰值电流控制法来实现Boost型PFC电路时的最主要问题是: 被控制量是电感电流的峰值, 因此并不能保证电感电流(即输入电流)平均值和输入电压完全成正比, 并且在一定条件下会有相当大的误差, 以至无法满足THD很小的要求。另外, 峰值电流对噪声也很敏感。因此在PFC电路中, 这种控制方法已经逐渐趋于淘汰。

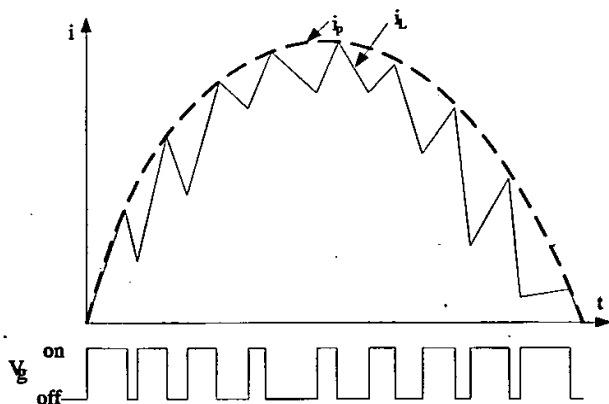


图 2-11 (b) 峰值法控制时电感电流波形图

(2) 滞环电流控制 (Hysteresis Current Control)

图2-12 (a)、(b) 是滞环电流控制法实现Boost型PFC电路的原理图和在半个工作频周期内, 功率开关管S的控制波形和电感电流波形的示意图。和峰值电流控制法不同的是, 被控制量是电感电流的变化范围。输入电压信号和输出电压的反馈信号相乘, 形成两个大小不同的与输入电压同频同相的电流控制参考信号即: 上限基准电流环信号和下限基准电流环信号。电感电流的检测信号需要和两个基准电流环信号相比较来产生对功率开关管的控制信号, 其控制步骤为:

① 当功率管S导通, 电感L充电时, 电感电流的检测信号和上限基准电流环信号相比较, 当电感电流上升到上限基准信号值时, 触发逻辑控制部分使功率管S关断, 电感开始放电;

② 当电感电流下降到下限基准信号值时, 触发逻辑控制部分使功率管S导通, 电感L重新充电。

这种控制模式下, 功率管的导通时间是恒定的, 而关断时间是变化的, 因此功率管的开关周期是变化的。图2-12 (b) 中实线为电感电流 i_L , i_{max} 为上限电流基准, i_{min} 为下限电流基准。电流滞环的宽带度决定了电流纹波的大小, 它可以是固定值, 也可以与瞬时平均电流成比例。

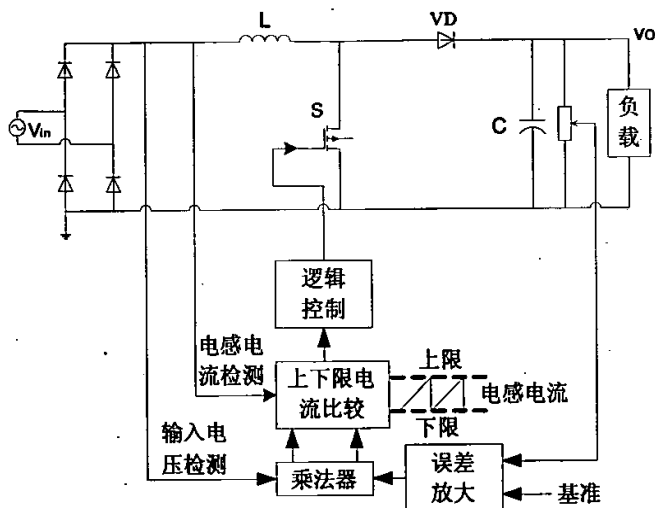


图 2-12 (a) 电流滞环控制模式 PFC 电路原理图

滞环电流控制法对 Boost 型 PFC 电路而言是一种较为简单的控制方式，由于控制中没有外加的调制信号，电流的反馈和调制集于一身，因而可以获得很宽的电频率带宽度，电流动态响应快，具有内在的电流限制能力等优点。它的主要缺点是：负载对开关频率影响很大，因此设计滤波器时，要按最低开关频率考虑；滞环宽度对开关频率和系统性能影响很大，需要合理选取；当输入电源电压近零时，两个基准信号的差值很小，由于比较器精度及延迟等因素，容易引起过零点电流死区问题，这一般需要对电路加以补偿来解决。

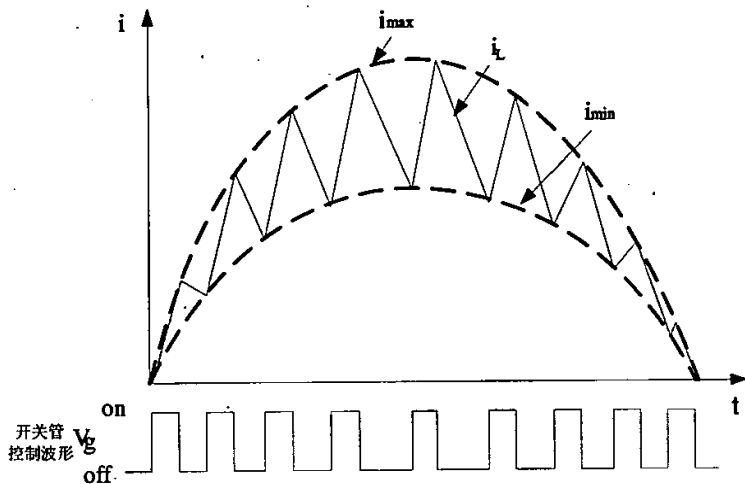


图 2-12 (b) 滞环法控制时电感电流波形图

(3) 平均电流控制 (Average Current Mode Control)

平均电流控制模式 PFC 电路原理图 2-13 (a) 所示，平均电流控制在功率因数校正中应用最为广泛，其输入电感电流波形如图 2-13 (b) 所示。它把输入

整流电压和输出电压误差放大信号的乘积作为基准电流，并且电流环调节输入电流平均值，使其与输入整流电压同相位，并接近正弦波形。输入电流被直接检测，与基准电流比较后，其高频分量的变化，通过电流误差放大器被平均化处理。放大后的平均电流误差与锯齿波斜坡比较后，给开关管驱动信号，并决定了其应有的占空比，于是电流误差被迅速而精确地校正。

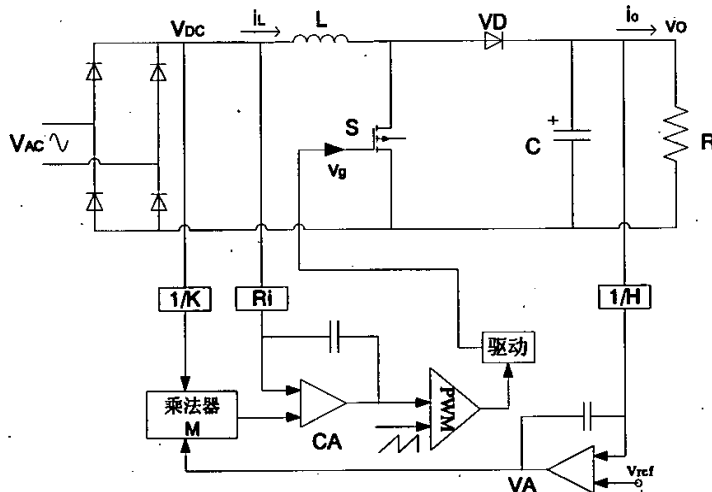


图 2-13 (a) 平均电流控制模式 PFC 电路原理图

平均电流控制的特点是被控制量是输入电流的平均值，因此 THD 和 EMI 都很小；对噪声不敏感；电感电流的峰值与平均值之间误差很小；原则上可以检测任意拓扑、任意支路的电流；可以工作在 CCM 或 DCM 模式；并且开关频率是固定的，适用于大功率的场合，是目前 PFC 中应用最多的一种控制方式。

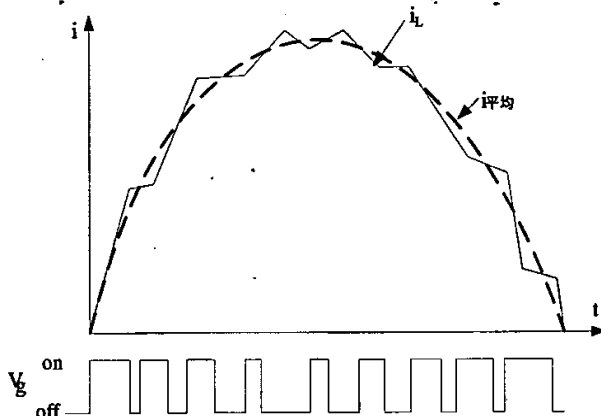


图 2-13 (b) 平均电流法控制时电感电流波形图

2.4 Boost 型 APFC 电路的主要优缺点

Boost 有源功率因数校正器原理图见图 2-3 所示, 其工作原理在前面已经阐述, 下面主要归纳一下其优点及存在的一些不足, 现将一些优点以及还存在的问题列举如下:

● 优点

(1)、输入电流连续, 电磁干扰 (EMI) 小, 总谐波失真小。

(2)、有输入电感, 可减少对输入滤波器的要求, 并可防止电网对主电路高频瞬态冲击。

(3)、输出电压大于输入电压峰值。例如, 输入交流电压 90~132V, 输出直流电压约为 200V; 若输入交流电压为 95~240V, 输出直流电压将为 400V。

(4)、开关器件 S 承受的电压不超过输出电压值。

(5)、容易驱动功率开关管, 其参考端点 (源极) 的电位为 0V。

(6)、可在国际标准规定的输入电压和频率广泛变化范围内保持正常工作。

● 存在的一些问题:

(1)、输入、输出间没有绝缘隔离。

(2)、在开关 S、二极管 D 和输出电容 C 形成的回路中若有杂散电感, 则在 25~100KHZ 的 PWM 频率下, 容易产生过电压, 对开关 S 的安全运行不利。

一般 Boost PFC 适用于 1KW 的负载, 常常作为开关电源或其它电力电子设备的预调节器 (Preregulator)。图 2-3 所示为硬开关 Boost 电路, 也可以用软开关 Boost 变换器构成 APFC, 以降低开关损耗, 提高 APFC 的效率。Boost 型 APFC 电路主要用于 200W 以上的中、大功率场合。

2.5 本章小结

本章首先对功率因数的定义及其与谐波的关系进行了简单的阐述; 列举了几种常见 APFC 主电路拓扑结构, 比较分析了各自的特点; 引入几种改进型单相功率因数校正主电路拓扑结构, 着重对改进部分的电路进行功能分析; 本章详细分析了功率因数校正技术的控制方法, 分析各自的工作原理, 并指出各自的优缺点及应用场合。最后归纳了 Boost 型 APFC 电路的优越性, 在后面几章中主要对 Boost 型 APFC 电路进行深入学习和研究。

第三章 Boost 型 PFC 系统的分析、研究与仿真

本章主要包括如下内容：

—Boost 变换器的简单分析

—Boost 主电路数学模型的推导、建立及仿真

—Boost 拓扑基本状态平均方程组的求取

—PWM 型变换器通用传递函数的求取

—状态平均方程的小信号动态解和静态解的求取

—Boost 电路输入电感电流 i_L 与输出电压 U_C 受占空比 d 控制的小信号传递函数的求取

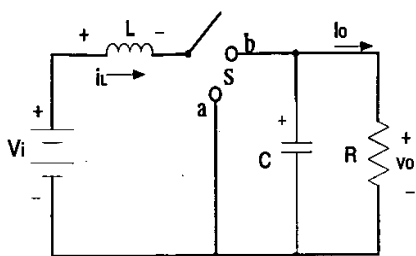
—电流、电压环传递函数的求取及幅、相频特性的分析与仿真

3.1 Boost 升压变换器[9][18]

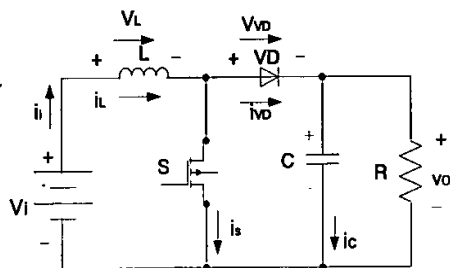
在上一章中已经介绍，常用的 PFC 电路有降压式 (Buck)、升压式 (Boost)、降/升压式 (Boost-buck)、反激式 (flyback)、Cuk 等可以作为 PFC 电路的主回路，鉴于升压式变换器的特殊优点，本设计采用 Boost 变换器，下面对 Boost 升压变换器的线路组成、工作原理、电路波形、主要概念与关系式进行具体分析。

3.1.1 线路组成

线路由开关 S、电感 L、电容 C 组成，如图 3-1 (b) 所示，完成把电压 V_i 升到 V_o 的功能。从结构上看，与 Buck 变换器的最大不同是，Boost 变换器的电感在输入端，而 Buck 变换器的电感在输出端。



3-1 (a) Boost 变换器电路原理图



3-2 (b) 由晶体管和二极管组成的 Boost 电路

3.1.2 工作原理

● 假设

为了分析稳态特性，简化推导公式的过程，特作以下几点假设：

(1) 开关管、二极管均为理想元件。也就是说瞬间的“导通”和“截止”，而且“导通”时电压为零，“截止”时电流为零。

(2) 电感、电容是理想元件。电感工作在线性区而未饱和，寄生电阻为零，电容的等效串联电阻为零。

(3) 输出电压中的纹波电压与输出电压的比值小到允许忽略。

● 工作过程

当开关管 S 导通时，如图 3-2 (a) 所示电流 i_L 流过电感线圈 L，电流线性增加，电能以磁能形式储在电感线圈 L 中；此时，电容 C 放电，R 上流过电流 I_0 ，R 两端为输出电压 V_0 ，极性上正下负；二极管阳极接 V_i 负极，二极管承受反向电压，所以电容不能通过开关管放电。当开关管 S 断开时，构成的电路如图 3-2 (b) 所示，由于线圈 L 中的磁场将改变线圈 L 两端的电压极性，以保持 i_L 不变。这样线圈 L 磁能转化成的电压 V_L 与电源电压 V_i 串联，以高于 V_0 电压向电容 C、负载 R 供电。高于 V_0 时，电容有充电电流；等于 V_0 时，充电电流为零；当 V_0 有降低趋势时，电容向负载 R 放电，维持 V_0 不变。

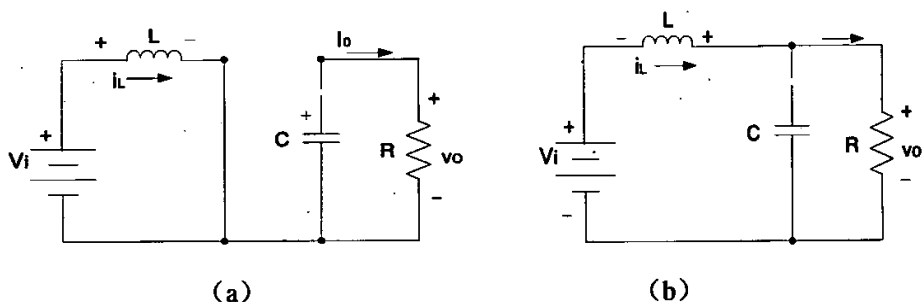


图 3-2 Boost 变换器电路工作过程

由于 $V_i + V_L$ 向负载 R 供电时， V_0 高于 V_i ，故称它为升压变换器。工作中电源输入电流等于流过电感的电流且是连续的。但流经二极管 VD 电流却是脉动的。由于有 C 的存在，负载 R 上仍有稳定、连续的负载电流 I_0 。

3.1.3 电路波形

按 i_L 在周期开始时是否从零开始，可分为连续工作模式 (CCM) 和不连续工作模式 (DCM)，波形分别如图 3-3 (a) (b) 所示。

在 i_L 连续工作状态，开关周期 T_s 最后的时刻电流 I_0 值，就是下一个 T_s 周期中电流 i_L 的开始值。但是，如果电感量太小，电流线性下降快，即在电感中能量

释放完时，尚未达到晶体管重新导通的时刻，因而能量得不到及时的补充，这样就出现了电流不连续的工作状态。在要求相同功率输出时，此时晶体管和二极管的最大瞬时电流比连续状态下要大，同时输出直流电压的纹波也增加。

在连续状态下，输入电流不是脉动的，纹波电流随 L 增大而减小。在不连续工作状态下，输入电流 i_L 是脉动的，晶体管输出电流 i_S ，不管连续或不连续工作方式却总是脉动的。而且，峰值电流比较大。另外，在不连续时， D_3T_s 的时间内， L 从输出端脱离，这时只有电容 C 向负载提供所需的能量。因此，要求比较大的电容 C ，才能适应输出电压、电流纹波小的要求。

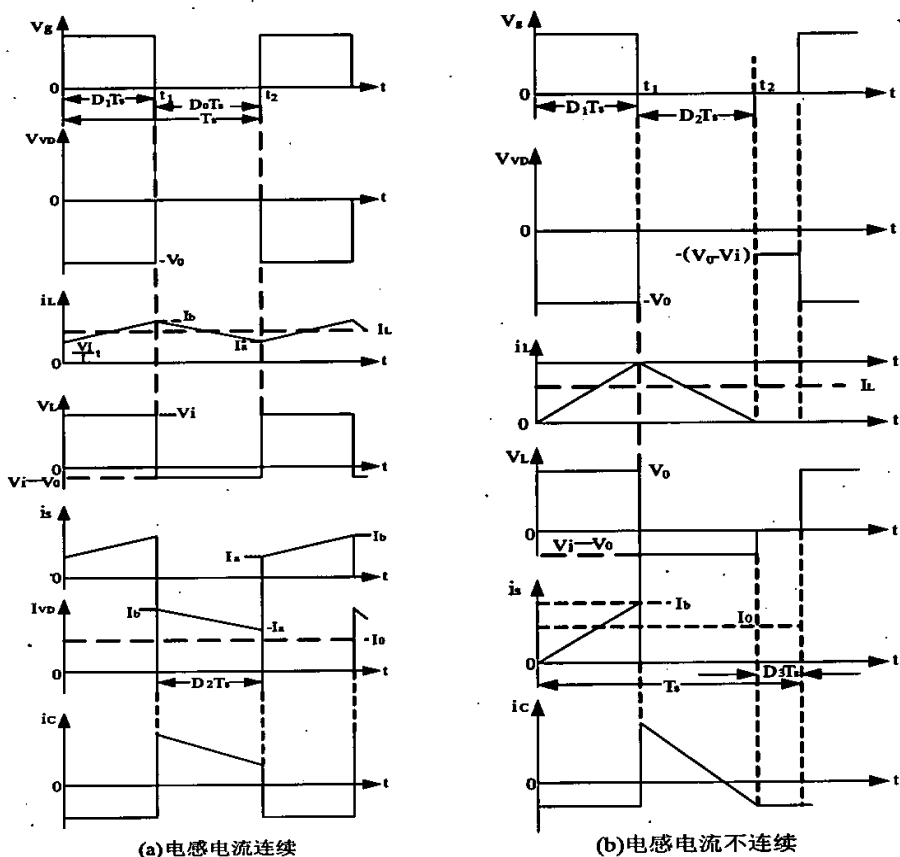


图 3-3 Boost 变换器的工作波形图

3.1.4 主要概念与关系式

设电路工作于 CCM 状态)

(1) 电压、电流增益 (A_V 、 I_V)

根据理想条件，电感 L 端压 V_L 的平均值为零，根据图 3-3 (a) V_L 波形有

$$V_i D_1 T_s = (V_o - V_i) D_0 T_s$$

$$\text{所以 } A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{D_0} \quad (3.1)$$

式中 $D_0 = t_{off}/T_s$ ，故 $D_0 < 1$ ，式 (3.1) 表明，升压型电路的电压增益 $A_v > 1$ ，根据理想条件，变换电路无内耗，即

$$P_i = P_o, V_i I_i = V_o I_o$$

$$\text{所以 } A_i = \frac{I_o}{I_i} = D_0 \quad (3.2)$$

上式表明升压型电路的电流增益 $A_i < 1$ 。

(2) 输入电流脉动

在 CCM 状态下，由图 3-3 (a) 有

$$I_{Lm} - I_{LM} = \Delta I_L = \frac{V_i D_1 T_s}{L} \quad (3.3)$$

$$I_{Lm} + I_{LM} = 2I_L \quad (3.4)$$

$$\text{所以 } I_{Lm} = I_L + \frac{1}{2} \Delta I_L = I_L + \frac{V_i D_1 T_s}{2L} \quad (3.5)$$

$$I_{LM} = I_L - \frac{1}{2} \Delta I_L = I_L - \frac{V_i D_1 T_s}{2L} \quad (3.6)$$

式中 I_{Lm} 是 i_L 的最大值， I_{LM} 是 i_L 的最小值，式 (3.3) 表明， i_L 的脉动量 ΔI_L 与 L 成反比例，并与占空比 D_1 值有关；式 (3.6) 表明， I_{LM} 与 i_L 和 ΔI_L 有关，由于 I_L 的减小和 ΔI_L 的增大，到一定程度有 $I_{LM} = 0$ ，此时输入电流 i_L 便处于临界连续状态，由式 (3.6) 有

$$I_L = I_{LC} = \frac{V_i D_1 T_s}{2L} \quad (3.7)$$

式中 I_{LC} 是 i_L 的连续临界值，由式 (3.2)，输出电流 I_o 的连续临界值可表示为

$$I_{oc1} = I_{LC}(1 - D_1) = \frac{V_i T_s}{2L} D_1(1 - D_1) \quad (3.8)$$

当 $D_1 = 0.5$ 时， I_{oc1} 有最大值且可表示为

$$I_{ocm1} = \frac{V_i T_s}{8L} \quad (3.9)$$

将式 (3.9) 代入式 (3.8) 有

$$I_{oc1} = \Delta I_{ocm1} D_1 (1 - D_1) \quad (3.10)$$

I_{oc1} 随 D_1 变化的关系曲线如图 3-4 所示。

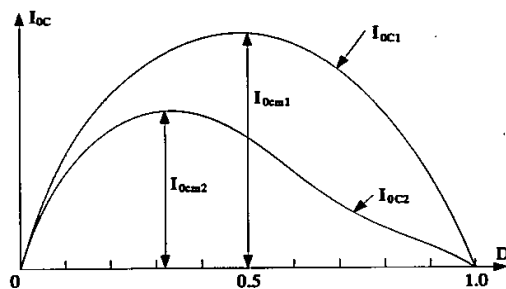


图 3-4 I_{oc} 与 D 的关系曲线

3.2 基于Simulink的主电路的仿真

前面我们对Boost变换电路的基本原理进行了详细得分析，接下来首先来推导Boost 电路数学模型

3.2.1 Boost 电路数学模型的推导

前面我们对Boost变换电路的基本原理进行了详细的分析，下面以此采用状态状态方程法来推导Boost 电路的数学模型。为了方便分析，现将基本Boost型变换器的主电路重画于图3-5，分析时仍作如前假设。

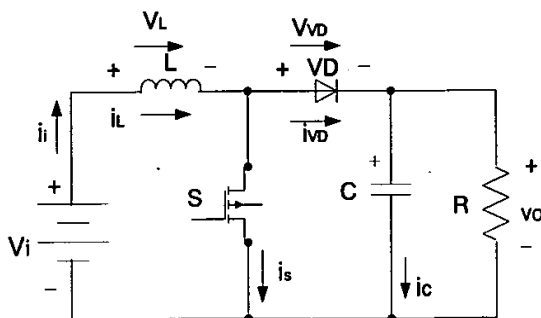


图3-5 基本Boost型变换器电路

为了确定开关管和二极管的工作状态，引入二进制变量 A ，当开关 S 导通时， $A=1$ ，当开关 S 截止时， $A=0$ 。这样，变量 A 就可以代表开关管和二极管的状态，它是二进制变量，取值 $\{0,1\}$ 。

当开关管 S 导通时, $A=1$, 如图 3-6 所示等效电路, 则

$$L \frac{di_L}{dt} = U_i, \text{ 即 } \frac{di_L}{dt} = \frac{U_i}{L} \quad (3.11)$$

$$u_c = -RC \frac{du_c}{dt}, \text{ 即 } \frac{du_c}{dt} = -\frac{u_c}{RC} \quad (3.12)$$

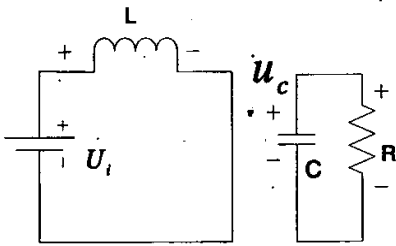


图3-6 S导通时的等效电路

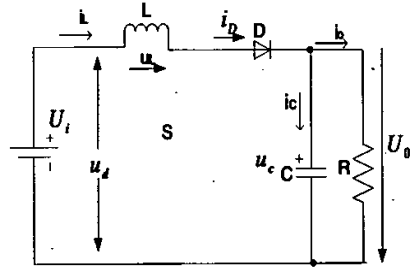


图3-7 S关断时的等效电路

当开关管 S 截止时, $A=0$, 如图 3-7 所示等效电路, 则有

$$u_c = U_i - L \frac{di_L}{dt}, \text{ 即 } \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(U_i - u_c) \quad (3.13)$$

$$i_L = i_D = C \frac{du_c}{dt} + \frac{u_c}{R}, \text{ 即 } \frac{du_c}{dt} = \frac{1}{C} \left(i_L - \frac{u_c}{R} \right) \quad (3.14)$$

将方程 (3.11~3.14) 联立, 运用二进制变量 A , 由逻辑代数运算规则, 可得到一个开关周期内的状态方程。

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{U_i}{L} A + \frac{1}{L} (U_i - u_c) \bar{A} \quad (3.15)$$

$$\frac{du_c}{dt} = -\frac{u_c}{RC} A + \frac{1}{C} \left(i_L - \frac{u_c}{R} \right) \bar{A} \quad (3.16)$$

即得到 Boost 主变换电路的状态方程:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} (U_i - u_c \bar{A}) \quad (3.17)$$

$$\frac{du_c}{dt} = \frac{1}{C} \left(i_L \bar{A} - \frac{u_c}{R} \right) \quad (3.18)$$

根据 (3.17)、(3.18) 运用 MATLAB 里的 Simulink 模块, 即可建立起 Boost 变换电路的仿真模型。这里输入变量是 U_i , A , R , 输出是 i_L , u_c 。

3.2.2 Boost 主电路的 Simulink 模型

根据式 (3.17)、(3.18) 运用 MATLAB 里的 Simulink 模块，即可建立起 Boost 主电路的 Simulink 仿真模型。

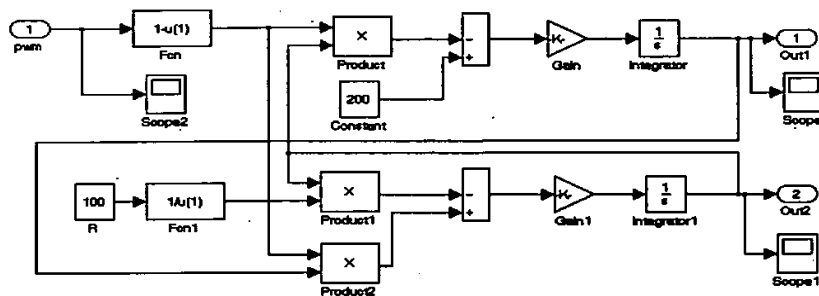


图 3-8 Boost 主电路的 Simulink 模型

3.2.3 主电路的仿真结果

仿真参数取电感 $L=0.5\text{mH}$ ，电容 $C=0.96\text{mF}$ ，负载电阻 $R=100\Omega$ 。当输入电压 $U_{in}=200\text{v}$ ，导通比为 $D=0.5$ 时，电感电流（输入电流）、电容电压（输出电压）的波形如图 3-10、3-12 所示。由此可见，当导通比 $D=0.5$ 时，输入输出电压关系式符合 (3.1) 式。纹波小于 0.5，完全超过一般电子设备的要求，只是响应时间稍长。电感电流波形为标准的锯齿波。这验证了仿真模型的正确性。

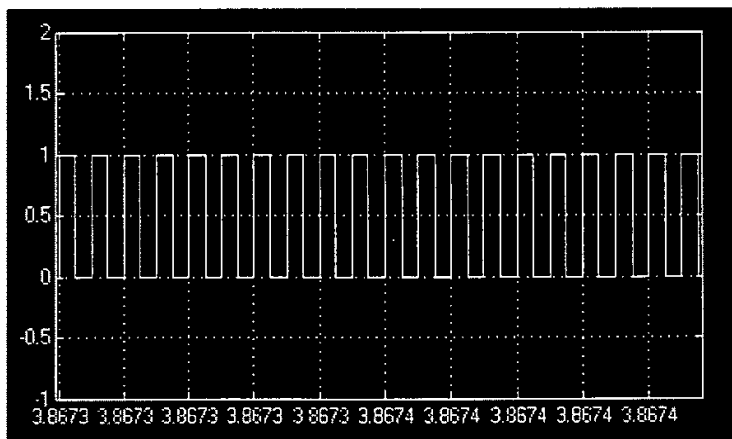


图 3-9 $D=0.5$ 时的控制波形

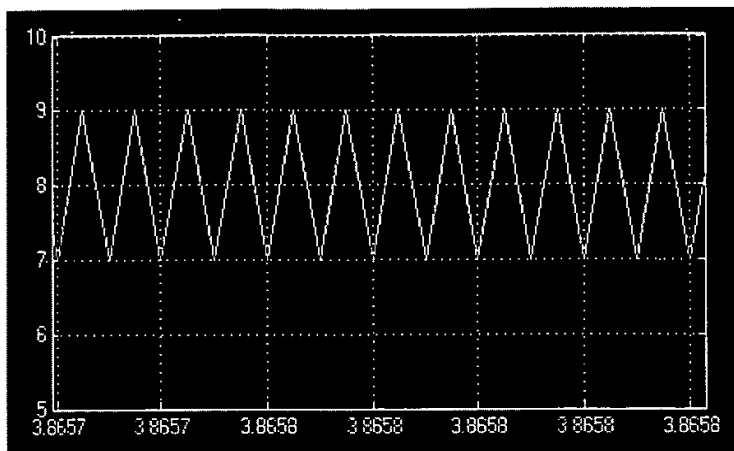


图 3-10 电感电流波形(即输入电流波形)

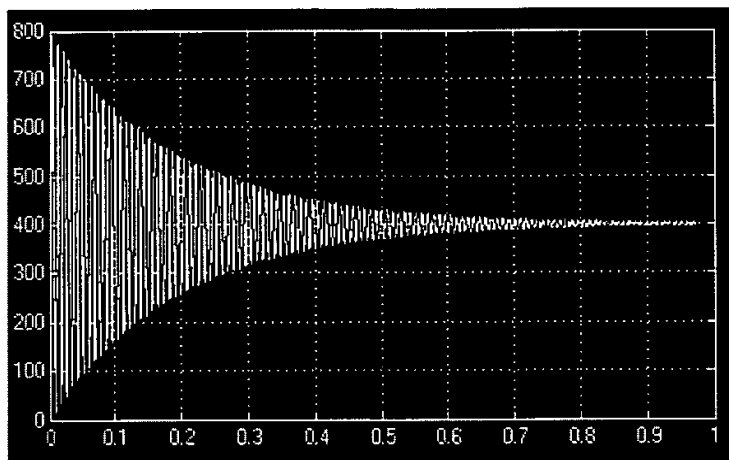


图 3-11 电容两端电压启动波形

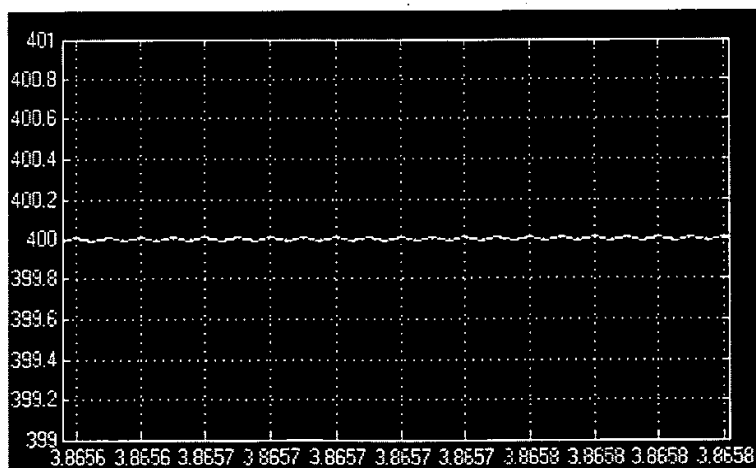


图 3-12 电容两端电压稳态波形 (即输出电压稳态波形)

3.3 控制电路的分析、设计与仿真

上一节中虽然给出了 Boost 主电路的 Simulink 模型, 但只能得到在特定情况下的一组数值解, 无法进行电流调节器和电压调节器的设计。所以, 要想实现功率因数校正与稳压功能, 还需要知道输入电流 (即电感电流) 和输出电压 (即电容 C 两端的电压) 受占空比 (导通比) D 控制的传递函数, 以便进行电流调节器和电压调节器的设计。

3.3.1 Boost 拓扑的基本状态平均方程组

Boost 变换器中的开关管、二极管工作在导通与截止两个状态时, 是一个时变、离散的强非线性系统。为简单起见, 我们仍作前面的理想假设。则在电感电流连续的 Boost PWM 型变换器中, 设开关管导通占空比为 D 时, 可用下列微分方程组来描述其导通、截止两种状态。由于在动态过程中开关管 S 导通占空比是变化的, 特用小写字母 d 来表示。

如图 3-5 所示, 在 $0 \leq t \leq dT_s$ 期间, 开关管 S 导通, 二极管 VD 截止, 则有

$$L \frac{di_L}{dt} = U_i, \text{ 即 } \frac{di_L}{dt} = \frac{U_i}{L} \quad (3.19)$$

$$u_c = -RC \frac{du_c}{dt}, \text{ 即 } \frac{du_c}{dt} = -\frac{u_c}{RC} \quad (3.20)$$

把 (3.19)、(3.20) 两式用一个矩阵方程表示, 得到

$$\begin{pmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{du_c}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L \\ u_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} U_i \quad (3.21)$$

$$\text{令 } A_1 = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix}, \quad B_1 = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix}, \quad x = \begin{pmatrix} i_L \\ u_c \end{pmatrix}, \quad C_1 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

$$\text{则有 } \begin{cases} \dot{x} = A_1 x + B_1 u_i \\ y = C_1^T x \end{cases} \quad (3.22)$$

在 $dT_s \leq t \leq T_s$ 期间, 开关管 S 截止, 二极管 VD 导通, 则有

$$u_c = U_i - L \frac{di_L}{dt}, \text{ 即 } \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(U_i - u_c) \quad (3.23)$$

$$i_L = i_D = C \frac{du_c}{dt} + \frac{u_c}{R}, \text{ 即 } \frac{du_c}{dt} = \frac{1}{C} \left(i_L - \frac{u_c}{R} \right) \quad (3.24)$$

把 (3.23)、(3.24) 两式用一个矩阵方程表示, 得到

$$\begin{pmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{du_c}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L \\ u_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} U_i \quad (3.25)$$

$$\text{令 } A_2 = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix}, \quad B_2 = B_1 = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix}, \quad x = \begin{pmatrix} i_L \\ u_c \end{pmatrix}, \quad C_2 = C_1 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

$$\text{则有 } \begin{cases} \dot{x} = A_2 x + B_2 u_i \\ y = C_2^T x \end{cases} \quad (3.26)$$

式 (3.22) 和式 (3.26) 所示的变换器的分段线性方程是精确方程。x 为状态变量 (电感电流 i_L 和电容电压 u_c)， U_i 为输入电源电压，y 为输出变量 (输出电压和输入电流，在这里即为电容电压和电感电流)。 A_1 、 B_1 、 A_2 、 B_2 、 C_1^T 和 C_2^T 为相应的系数矩阵，由电路的结构和参数决定。

考虑到开关管 S 导通占空比为 d，二极管 D 导通占空比为 d' ，其中 $d+d'=1$ ，按占空比不同影响这两组方程。由此得到基本的状态平均方程组：

$$\begin{cases} \dot{x} = (dA_1 + d'A_2)x + (dB_1 + d'B_2)u_i \\ y = (dC_1^T x) + (d'C_2^T x) \end{cases} \quad (3.27)$$

式中 $d' = 1-d$,

x 为依赖于占空比的状态变量平均值。

3.3.2 PWM 型变换器通用传递函数的求取

现在对基本状态空间平均方程组施加扰动，令瞬时值：

$$\left. \begin{aligned} u_i &= U_i + \hat{u}_i \\ d &= D + \hat{d} \\ d' &= D' - \hat{d} \\ x &= X + \hat{x} \\ y &= Y + \hat{y} \end{aligned} \right\} \quad (3.28)$$

\hat{u}_i 、 \hat{d} 、 \hat{x} 、 \hat{y} 是相应 U_i 、D、X、Y 的扰动量。

将式 (3.28) 代入式 (3.27)，得：

$$\left. \begin{aligned} \frac{d}{dt}(X + \hat{x}) &= AX + BU_i + A\hat{x} + B\hat{u}_i + [(A_1 - A_2)X \\ &\quad + (B_1 - B_2)U_i] \hat{d} + (A_1 - A_2)\hat{x} + (B_1 - B_2)\hat{d}\hat{u}_i \\ Y + \hat{y} &= C^T X + C^T \hat{x} + (C_1^T - C_2^T)X\hat{d} + (C_1^T - C_2^T)\hat{x} \end{aligned} \right\} \quad (3.29)$$

将稳态分量与扰动分量分离成二组方程：

$$\text{稳态方程} \quad \begin{cases} AX + BU_I = 0 \\ Y = C^T X \end{cases} \quad (3.30)$$

$$\text{扰动方程} \quad \begin{cases} \frac{d\hat{x}}{dt} = A\hat{x} + B\hat{u}_i + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U_I]\hat{d} \\ \quad + (A_1 - A_2)\hat{x}\hat{x} + (B_1 - B_2)\hat{d}\hat{u}_i \\ \hat{y} = C^T \hat{x} + (C_1^T - C_2^T)X\hat{d} + (C_1^T - C_2^T)\hat{x}\hat{x} \end{cases} \quad (3.31)$$

$$\begin{aligned} \text{式中} \quad A &= DA_1 + D'A_2 \\ B &= DB_1 + D'B_2 \\ C^T &= DC_1^T + D'C_2^T \end{aligned}$$

式 (3.31) 中有 $\hat{d}\hat{u}_i$ 和 $\hat{x}\hat{x}$ 项, 故是非线性方程。为了线性化, 假设动态分量远小于稳态分量, 即 $\frac{\hat{U}_I}{U_I} \ll 1$, $\frac{\hat{d}}{D} \ll 1$, $\frac{\hat{x}}{X} \ll 1$, 则 $\hat{x}\hat{x}$ 、 $\hat{d}\hat{u}_i$ 可以忽略, 因此, 式 (3.31) 简化为:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{x}}{dt} = A\hat{x} + B\hat{u}_i + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U_I]\hat{d} \\ \hat{y} = C^T \hat{x} + (C_1^T - C_2^T)X\hat{d} \end{cases} \quad (3.32)$$

式 (3.32) 即为我们想要得到的描述变换器动态低频小信号状态空间平均方程, 是一个线性非时变方程。

将它转至 s 域, 得到:

$$\begin{cases} s\hat{x}(s) = A\hat{x}(s) + B\hat{u}_i(s) + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U_I]\hat{d}(s) \\ \hat{y}(s) = C^T \hat{x}(s) + (C_1^T - C_2^T)X\hat{d}(s) \end{cases} \quad (3.33)$$

解式 (3.33), 得:

$$\begin{cases} \hat{x}(s) = (sI - A)^{-1} B\hat{u}_i(s) + (sI - A)^{-1} [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U_I]\hat{d}(s) \\ \hat{y}(s) = C^T \left\{ (sI - A)^{-1} B\hat{u}_i(s) + (sI - A)^{-1} [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U_I]\hat{d}(s) \right\} \\ \quad + (C_1^T - C_2^T)X\hat{d}(s) \end{cases} \quad (3.34)$$

式中, I 为单位矩阵

由式 (3.34) 可得各传递函数:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\hat{x}(s)}{\hat{u}_i(s)} \Big|_{\hat{d}(s)=0} &= (sI - A)^{-1} B \\ \frac{\hat{x}(s)}{\hat{d}(s)} \Big|_{\hat{u}_i(s)=0} &= (sI - A)^{-1} [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U_I] \\ \frac{\hat{y}(s)}{\hat{u}_i(s)} \Big|_{\hat{d}(s)=0} &= C^T (sI - A)^{-1} B \\ \frac{\hat{y}(s)}{\hat{d}(s)} \Big|_{\hat{u}_i(s)=0} &= C^T (sI - A)^{-1} [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U_I] + (C_1^T - C_2^T)X \end{aligned} \right\} \quad (3.35)$$

据此，可以绘出伯德图，进行校正分析设计。

另外，从式 (3.30) 的稳态方程可解得：

$$\left. \begin{aligned} X &= -A^{-1} B U_I \\ Y &= -C^T A^{-1} B U_I \end{aligned} \right\} \quad (3.36)$$

式 (3.34) 与式 (3.36) 就是状态空间平均方程的小信号动态解和静态解。它以解析式的形式描述了低频小信号扰动下的特性。

3.3.3 Boost 电路输入电感电流 i_L 与输出电压 U_c 受占空比 d 控制的小信号传递函数的求取

由式 (3.35) 可知，要求取所需的传递函数，需要确定当变换器电路为 Boost 型时的下列矩阵：

A、 $(sI - A)^{-1}$ 、B、 $A_1 - A_2$ 、 $B_1 - B_2$ 、 $C_1^T - C_2^T$ ，由前面结论，可得

$$A = D A_1 + D' A_2 = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{D'}{L} \\ \frac{D'}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix}$$

$$B = D B_1 + D' B_2 = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix}$$

由于 $B_1 = B_2$ ， $C_1 = C_2$ ，所以 $B_1 - B_2 = C_1^T - C_2^T = 0$ ，于是有

$$\frac{\hat{x}(s)}{\hat{d}(s)} \Big|_{\hat{u}_i(s)=0} = (sI - A)^{-1} (A_1 - A_2) X$$

接下来是 $A_1 - A_2$ 、 $(sI - A)^{-1}$ 的求取：

$$A_1 - A_2 = \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{pmatrix}, \quad sI - A = \begin{pmatrix} s & \frac{D'}{L} \\ -\frac{D'}{C} & s + \frac{1}{RC} \end{pmatrix}$$

$(sI - A)^{-1}$ 的求取稍繁一点，我们可以进行符号运算的 MATLAB，就可以编程求取，再求取所需要的传递函数。整个传递函数的求取过程编程如下：

```
clear all;          %清除历史遗留变量
close all;         %关闭历史遗留窗口

syms s L C R D D' IL UC Ui; %设置符号变量

A1=[0 0; 0 -1/RC];          %输入相关矩阵

A2=[0 -1/L; 1/C -1/RC];

A=[0 -D'/L; D'/C -1/RC];

B=[1/L; 0];

X=[IL; UC];          %状态变量

I=eye(2);          %产生单位矩阵

Temp1=s*I - A      %输出中间结果，查看程序运行情况
Temp2=inv(Temp1)   %求逆阵，查看中间结果

TF=inv(s*I-A)*( A1 - A2)*X %求传递函数

X=-simplify(simple(inv(A)*B*Ui)) %求静态解

TF=inv(s*I - A)*( A1 - A2)*X %求最终传递函数

TF=simple(TF)      %化简结果
TF=simplify(TF)    %化简结果
```

计算机执行的解析结果见附录 1，取状态变量的第一分量和第二分量，即可得到要求取的解析传递函数，再经手工化简，可得电感电流 i_L 受占空比 d 控制的小信号传递函数与输出电压 U_C 受占空比 d 控制的小信号传递函数，如下式 (3.37)、(3.38) 所示：

$$G_{id}(s) = U_i \frac{\frac{1}{(1-D)L} s + \frac{2}{(1-D)RLC}}{s^2 + \frac{1}{RC} s + \frac{(1-D)^2}{LC}} \quad (3.37)$$

$$G_{ud}(s) = U_i \frac{\frac{1}{(1-D)^2 RC} s + \frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{1}{RC} s + \frac{(1-D)^2}{LC}} \quad (3.38)$$

代入前面仿真调试好的电感、电容值，就可得到具体的传递函数，并可根据此进行电流调节器和电压调节器的设计。

3.3.4 Boost PFC 控制电路的拓扑结构

PFC 电路同时具有整流和稳压功能，即整流要求输入功率因数为 1，稳压要求输出电压稳定。为此，PFC 电路必须同时引入电压和电流反馈构成一个双环控制系统，外环实现输出电压稳定，内环实现输入电流整形，使之成为与输入电压同相位的标准正弦波。

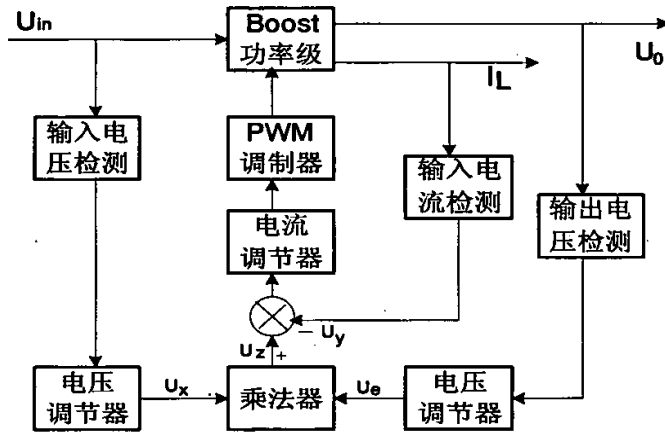


图 3-13 PFC 电路的控制结构框图

依据上述思想设计 PFC 的控制电路，可画出如图 3-13 所示控制结构框图。图中 Boost 功率级代表 PFC 的主电路 Boost 变换器，其功率器件 S 受电流控制器输出信号导通比 D 的控制，工作在开关状态，实现输入电流的整形和输出电压的稳定。电压调节器用来改善 PFC 输出电压的动态特性，它的输出信号 U_e 经乘法器与瞬时输入电压检测信号相乘，再除以输入电压有效值的平方，构成基准电流信号，再与瞬时输入电流检测信号比较，送入 PWM 技术实现输入电流控制器，去驱动开关管 S。

3.3.5 PFC 电路的电流控制环的分析和设计

PFC 电路是一个双闭环控制系统。内环是一个电流环，它使输入电流呈正弦波形。外环是一个电压环，它使输出电压高于输入电压的峰值且保持稳定。

电流控制环通过调节功率级 MOSFET 的占空比，迫使输入电流跟踪输入电压呈正弦波形变化。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直流电压基准。

(1) 电流环结构及传递函数[7]

根据图 3-13，我们可以画出 ACM 控制的电流控制环结构图如图 3-14 所示，它由电流误差放大器、脉冲宽度调制器 PWM 和功率级组成。图中 $G_{CA}(s)$ 是电流误差放大器的传递函数； $G_{PWM}(s)$ 是脉冲宽度调制器 PWM 的传递函数； $G_{PS}(s)$ 表示主电路上 R_s 两端电压受占空比 d 控制的小信号传递函数。

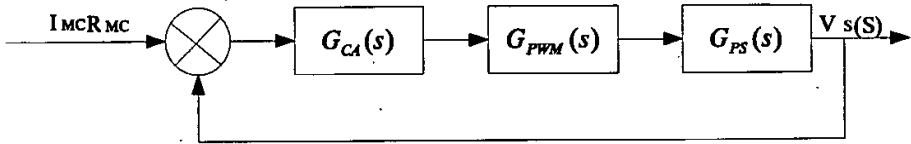


图 3-14 电流控制环结构

① 功率级

功率级电路如图 3-15 所示，其传递函数电阻 R_s 上的电压 $V_s(s)$ 与 PWM 比较器输出的占空比信号 $D_{ON}(s)$ 之比。为：

$$G_{PS}(s) = \frac{V_s(s)}{D_{ON}(s)}$$

假定输出电压恒定，采用状态空间平均技术得到功率级的响应为

$$I_L(s) = \frac{V_0 \times D_{ON}(s)}{sL}, \text{ 因为 } V_s(s) = R_s I_L(s), \text{ 所以:}$$

$$G_{PS}(s) = \frac{V_0 \times R_s}{sL}$$

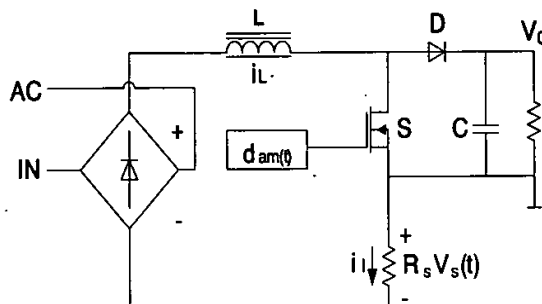


图 3-15 功率级电路

② 脉冲宽度调制器 (PWM)

PWM 比较器的原理如图 3-16 所示，其传递函数为，

$$G_{PWM}(S) = \frac{\Delta D_{ON}}{\Delta V_-} = \frac{1}{V_S}$$

其中， V_S 为振荡器斜坡电压的峰—峰值。UC3854 中 V_S 为 5.2V。

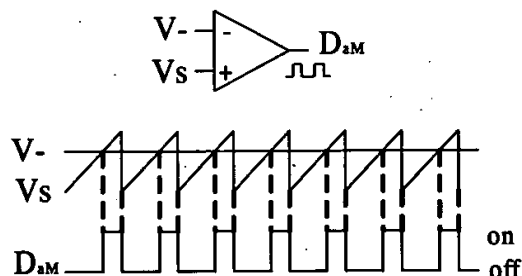


图 3-16 脉冲宽度调制器 (PWM)

将 PWM 级与功率级增益结合起来，得到：

$$G_{PST}(S) = \frac{V_S(S)}{V_-(S)} = \frac{V_0 \times R_S}{V_S \times SL} = \frac{K_1}{S}$$

式中， $K_1 = \frac{V_0 \times R_S}{V_S \times L}$

③ 电流误差放大器

电流误差放大器及补偿网络的结构如图 3-17 所示，根据虚短和虚断的原理可求出其传递函数为：

$$G_{CA}(S) = \frac{1}{R_{C1} C_{CZ} S} \times \frac{C_{CZ} R_{CZ} S + 1}{C_{CP} R_{CZ} S + 1} = \frac{K_2}{S} \times \frac{T_1 S + 1}{T_2 S + 1}$$

式中， $K_2 = \frac{1}{R_{C1} C_{CZ}}$ ， $T_1 = C_{CZ} R_{CZ}$ ， $T_2 = C_{CP} R_{CZ}$

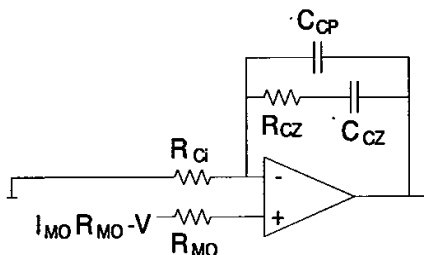


图 3-17 电流误差放大器

④ 电流控制环开环传递函数

电流控制环开环传递函数为：

$$G_1(S) = G_{CA}(S) \times G_{PST}(S) = \frac{K_3}{S^2} \times \frac{T_1 S + 1}{T_2 S + 1}$$

式中, $K_3 = K_1 \times K_2$

(2) 电流环频率特性

① 功率级

功率级的对数频率特性函数为:

$$\begin{cases} L(G) = 20 \lg |G_{PST}(j\omega)| = 20 \lg \frac{K_1}{\omega} \\ \theta(G) = -\frac{\pi}{2} \end{cases}$$

其理想对数幅频特性如图 3-18 所示。

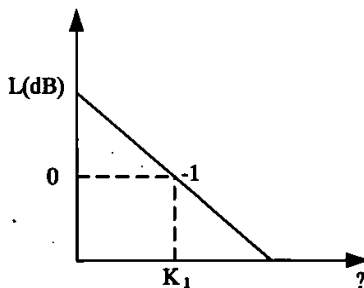


图3-18 功率级理想对数幅频特性

② 电流误差放大器

电流误差放大器的对数频率特性函数为:

$$\begin{cases} L(G) = 20 \lg |G_{CA}(j\omega)| = 20 \lg \left(\frac{K_2}{\omega} \times \frac{\sqrt{\omega^2 T_1^2 + 1}}{\sqrt{\omega^2 T_2^2 + 1}} \right) \\ \theta(G) = -\frac{\pi}{2} + \arctg \omega T_1 - \arctg \omega T_2 \end{cases}$$

其理想对数幅频特性如图 3-19 所示。

③ 电流控制环开环频率特性

电流控制环开环对数频率特性函数为:

$$\begin{cases} L(G) = 20 \lg |G_1(j\omega)| = 20 \lg \left(\frac{K^3}{\omega^2} \times \frac{\sqrt{\omega^2 T_1^2 + 1}}{\sqrt{\omega^2 T_2^2 + 1}} \right) \\ \theta(G) = -\pi + \arctg \omega T_1 - \arctg \omega T_2 \end{cases}$$

其理想对数幅频特性如图 3-20 所示。

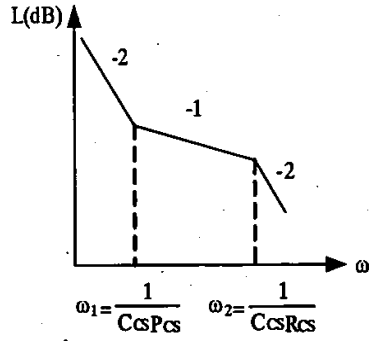
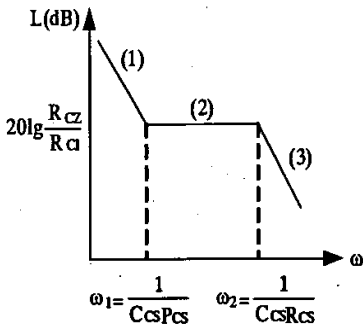


图 3-19 电流误差放大器理想对数幅频特性 图 3-20 电流控制环理想开环对数幅频特性

(3) 电流控制环的稳定性分析

用 MATLAB 编制程序对电流环进行稳定性分析，其仿真参数如下（参数的具体设计及求取过程在第四章中有详细叙述）：

$$V_0 = 400V, f_s = 100KHZ, L = 0.5mH, R_s = 0.15\Omega, R_{Cl} = 4K\Omega,$$

$$C_{CZ} = 620pF, C_{CP} = 92pF, R_{CZ} = 17.2K\Omega$$

功率级、电流误差放大器、电流环的幅频、相频特性曲线如图 3-21、图 3-22、图 3-23 所示。

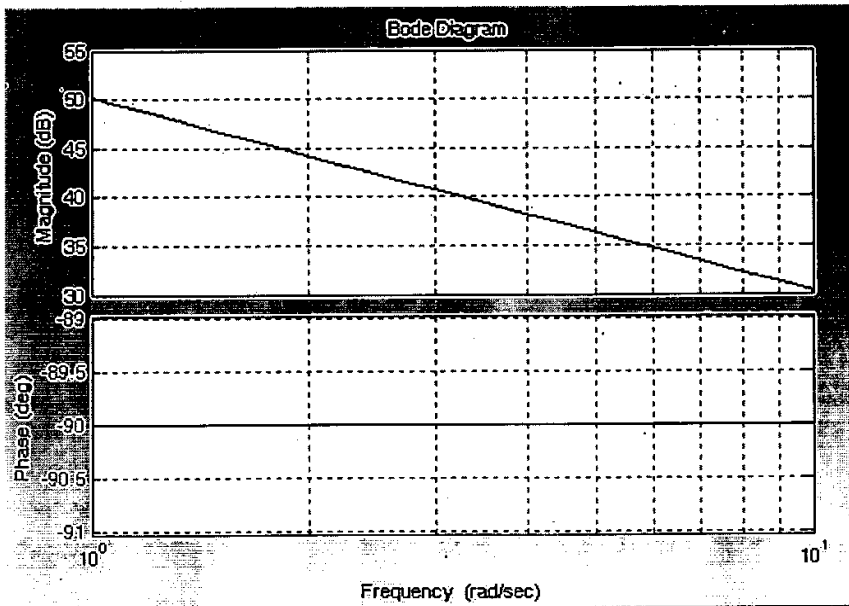


图 3-21 功率级的幅频、相频特性曲线

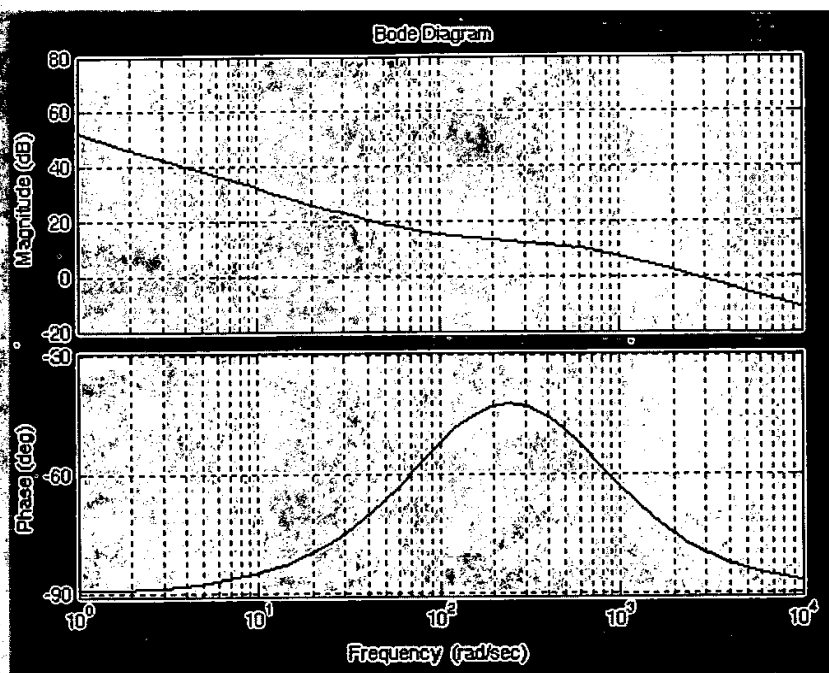


图 3-22 电流误差放大器的幅频、相频特性曲线

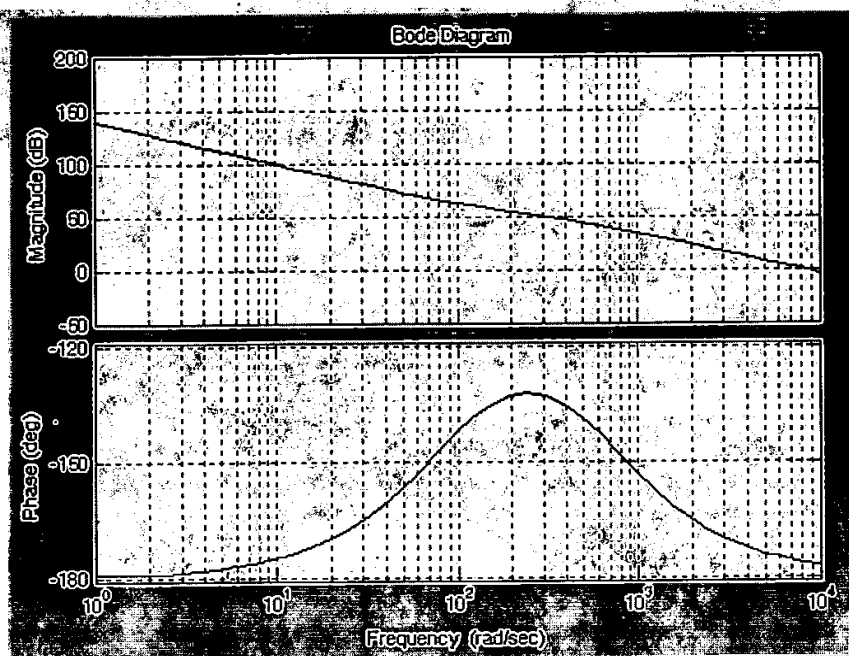


图 3-23 电流环开环的幅频、相频特性曲线

从图可知，在低频段，零点电容和极点电容相当于开路，闭环网络（由补偿网络和运放组成的闭环网络）与运放具有相同的特性。

从仿真结果可知，当 $L(G)=0$ ，得功率级的交越频率为 $f_0 = \frac{K_1}{2\pi} = 3.67\text{KHZ}$ 。可见，功率级的带宽很小，必须被补偿，使整个电流环的带宽增加到大约 16KHZ（即开关频率的 1/6）。功率级增益 $L(G)|_{f=15.8\text{KHZ}} = -12.67\text{dB}$ ，因此，电流误差放大器的中频段增益必须为 +12.67dB。实际电流误差放大器中频段增益为 $20\lg \frac{R_{CZ}}{R_{CI}} = 12.67\text{dB}$ ，完全满足补偿要求，系统稳定。

3.3.6 PFC 电路的电压控制环分析和设计

(1) 电压环结构及传递函数

电压控制环由电压误差放大器和升压级组成，电压环结构图如图 3-24 所示。

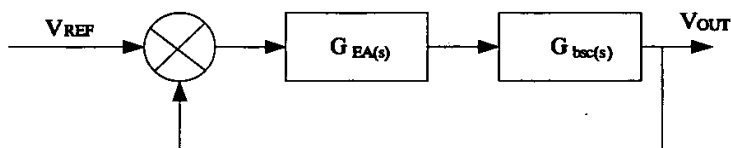


图 3-24 电压环结构

① 升压级

按照输入功率表示的升压级传递函数为

$$G_{bst}(S) = \frac{P_{IN}}{SC_0 \times V_0 \times \Delta V_{VEA}} = \frac{K_4}{S}$$

式中， $G_{bst}(S)$ 是包括乘法器、除法器、平方器在内的升压级增益， P_{IN} 为平均输入功率， C_0 为输出电容， ΔV_{VEA} 是电压误差放大器的输出电压范围（ $\Delta V_{VEA} = 4\text{V}$ ），

V_0 是输出直流电压， $K_4 = \frac{P_{IN}}{C_0 \times V_0 \times \Delta V_{VEA}}$

② 电压误差放大器

电压误差放大器结构如图 3-25 所示，其传递函数为

$$G_{EA}(S) = \frac{R_{VF}}{R_V \times I} \times \frac{1}{C_{VF} R_{VF} S + 1} = \frac{K_5}{T_3 S + 1}$$

式中, $K_5 = \frac{R_{VF}}{R_{V1}}$, $T_3 = C_{VF} R_{VF}$ 。

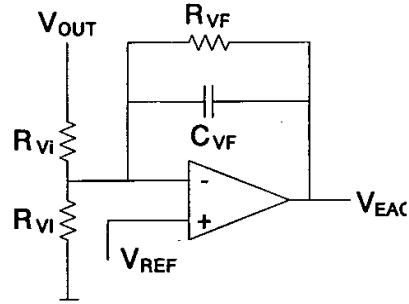


图 3-25 电压误差放大器

③ 电压控制环开环传递函数

电压控制环开环传递函数为

$$G_V(S) = G_{EA}(S) \times G_{bst}(S) = \frac{K_6}{S(T_3 S + 1)}$$

式中, $K_6 = K_4 \times K_5$

(2) 电压环频率特

① 升压级

其理想对数幅频特性如图 3-26 所示。

升压级的对数频率特性函数为

$$\begin{cases} L(G) = 20 \lg |G_{bst}(j\omega)| = 20 \lg \frac{K_4}{\omega} \\ \theta(G) = -\frac{\pi}{2} \end{cases}$$

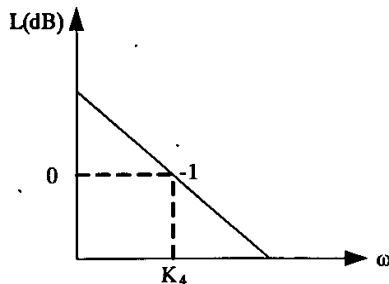


图 3-26 升压级理想对数幅频特性

② 电压误差放大器

电压误差放大器的对数频率特性函数为

$$\begin{cases} L(G)=20\lg|G_{EA}(j\omega)|=20\lg\left(\frac{K_5}{\sqrt{\omega^2T_3^2+1}}\right) \\ \theta(G)=-\arctg\omega T_3 \end{cases}$$

其理想对数幅频特性如图 3-27 所示。

③ 电压控制环开环对数频率特性

电压控制环开环对数频率特性函数为

$$\begin{cases} L(G)=20\lg|\dot{G}_{EA}(j\omega)|=20\lg\left(\frac{K_5}{\sqrt{\omega^2T_3^2+1}}\right) \\ \theta(G)=-\frac{\pi}{2}\arctg\omega T_3 \end{cases}$$

其理想对数幅频特性如图 3-28 所示。

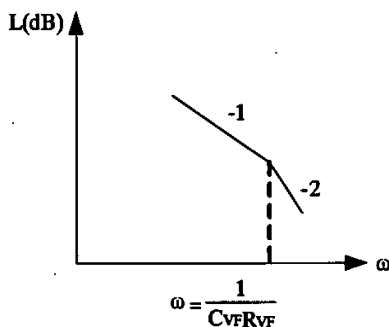
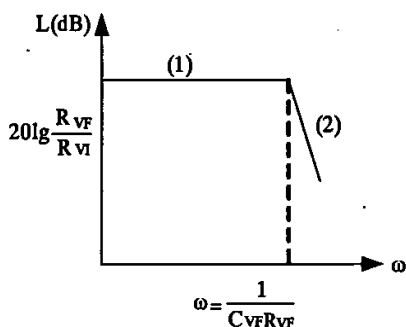


图 3-27 电压误差放大器理想对数幅频特性

图 3-28 电压控制环理想开环对数幅频特性

(3) 电压控制环稳定性分析

通过分析电压环，可看出输出级的基本模型是电流源驱动一个电容，功率级和内部电流反馈环组成电流源，电容是输出电容，这构成了一个积分器，其对数幅频特性的斜率为 $-20\text{dB}/十倍频$ 。如果电压误差放大器增益不变，尽管电压环稳定，但是输出电压二次谐波使输入电流发生较大的失真，因此，必须在误差放大器响应中加入一个极点，减少纹波电压的幅值并移相 90° 。由于电压环带宽与开关频率相比非常小，因此保持输入电流失真最小成为设计电压环时考虑的最要因素[34]。电压环带宽的典型值为 $10\sim 20\text{Hz}$ 。

用 MATLAB 编制程序对电流环进行稳定性分析，其仿真参数如下（参数的具体设计及求取过程在第四章中有详细叙述）：

$$P_{IV} = 500W, V_0 = 400V, R_{VF} = 511K\Omega, C_{VF} = 0.103\mu F, R_{VF} = 124K\Omega$$

$$C_0 = 960\mu F, \Delta V_{VEA} = 4V$$

升压级、电压误差放大器、电压环的幅频、相频特性曲线如图 3-29、图 3-30、图 3-31 所示。

由图可知：当 $L(G)=0$ 时，升压级的交越频率为 $f_0 = 51.8HZ$ 。可见，电压环必须被补偿，使宽带减小到大约 $10Hz \sim 20Hz$ 。电压环的穿越频率为 $12.5Hz$ ，升压级在穿越频率附近的增益为 $L(G)_{f=12.5} = +12.35dB$ 。因此，为使系统稳定，电压误差放大器的低频段增益必须为 $-12.35dB$ 。实际电压误差放大器的低频段增益为 $20\lg \frac{R_{VF}}{R_V} = -12.3dB$ ，由图 3-31 可知系统满足相位裕度大于 45° ，幅度裕度大于 $6dB$ 的稳定性条件[26]。

以上分别对电流环和电压环进行了分析与仿真，在实际设计中应不断优化其参数，使得变换器有良好的动态特性和稳定性。

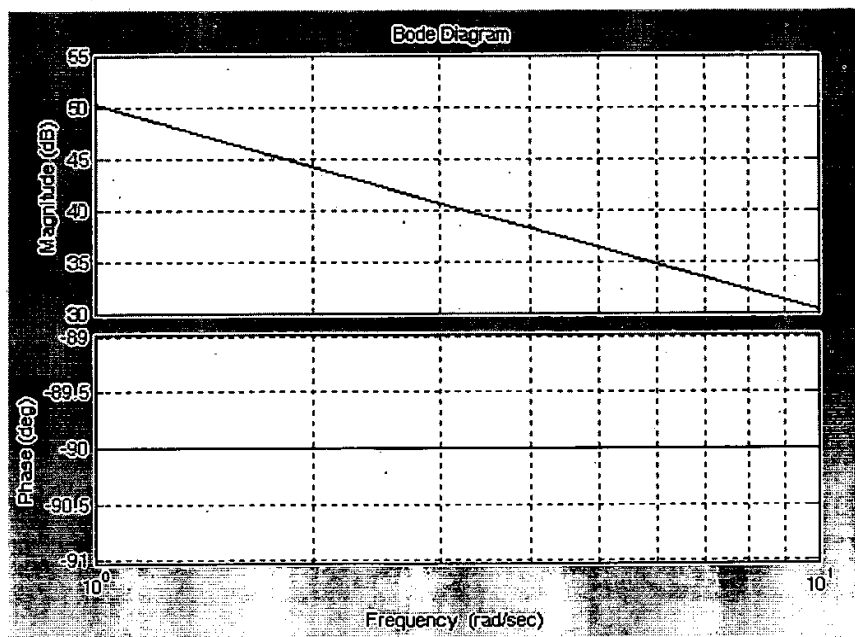


图 3-29 升压级的幅频、相频特性曲线

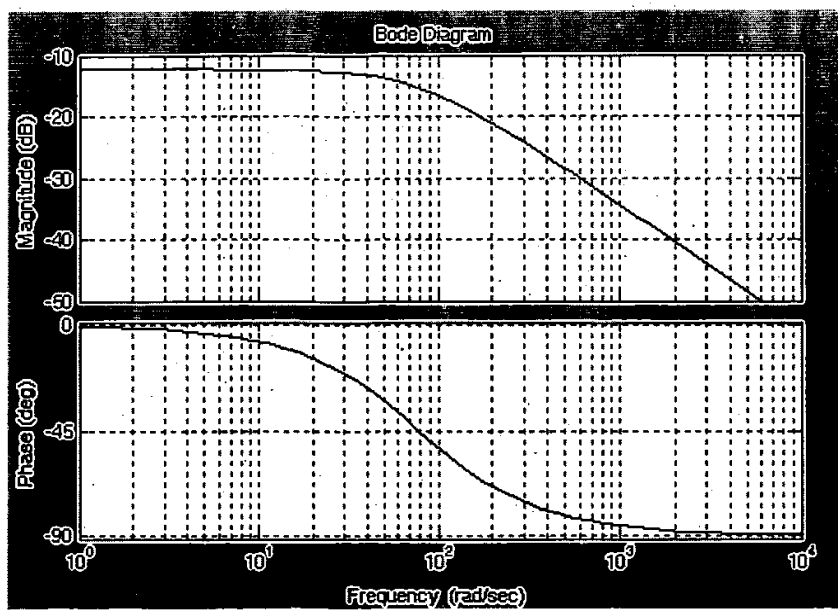


图 3-30 电压误差放大器的幅频、相频特性曲线

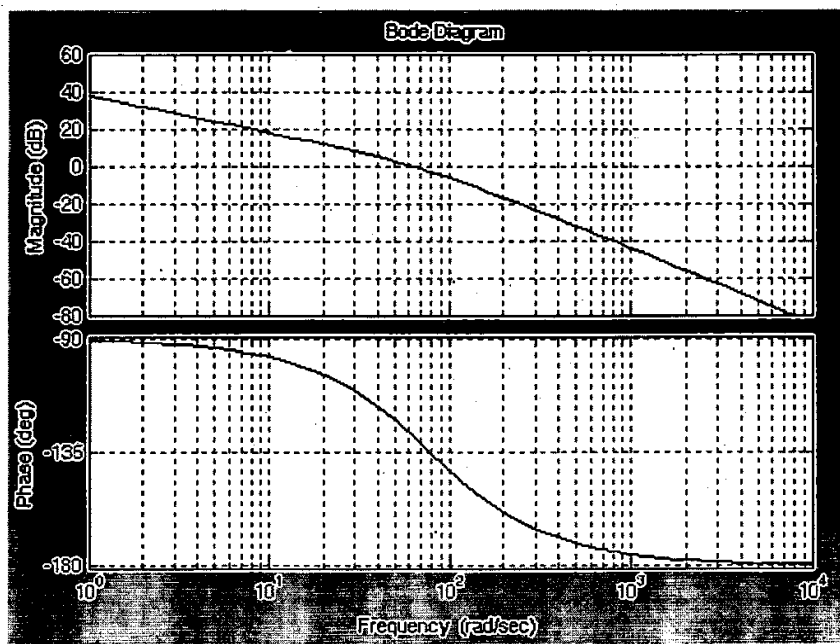


图 3-31 电压环开环的幅频、相频特性曲线

3.4 本章小结

本章首先分析了 Boost 升压变换器的线路组成、工作原理、电路波形及主要概念与关系式，然后推导各个工作期间的数学方程，并引入一个二进制变量 A，运用状态方程法，建立了 Boost 主电路的 Simulink 仿真模型，仿真结果初步确定

该模型的正确性,然后推导出 Boost 主电路的输出电压与输入电流受占空比 D 控制的传递函数,进而对电流环和电压环传递函数的求取,画出各自理想的对数幅频特性,利用 MATLAB 编制程序对电流环和电压环进行幅频、相频特性分析,其结果表明所设计模型的正确性。

第四章 500W Boost 型 PFC 实验电路的设计及优化

本章主要包括如下内容：

- UC3854 功能介绍
- Boost 型 PFC 实验电路的技术指标及 PFC 目的
- 系统主电路的设计
- 基于 UC3854 芯片系统控制电路的设计
- 给出了实验装置的原理图
- 系统仿真及结果分析
- 主电路和控制电路的优化设计初步探讨

4.1 功率因数校正芯片 UC3854[7]

4.1.1 UC3854 简介

UC3854 单片集成电路的内部结构如图 4-1 所示，它为电源提供有源功率因数校正，还按正弦的电网电压来牵制非正弦的电流变化，能最佳的利用供电电流使电网电流失真最小。UC3854 主要包含了一个电压放大器、一个模拟乘法器、一个电流放大器、一个恒频脉宽调制器（PWM）。另外，UC3854 还包含了一个功率兼容的栅极驱动器、7.5V 参考电压、电网预置器、负载变化比较器、低电源检测器和过流比较器。

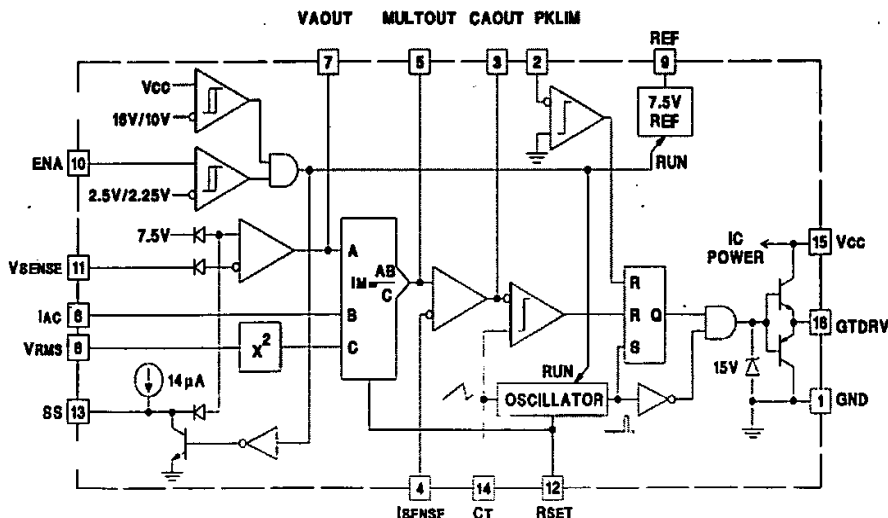


图 4-1 UC3854 内部结构图

UC3854 采用平均电流型方式实现定频电流控制，故稳定性高，失真小，且

无需对电流进行谐波补偿就能精确维持输入电流的正弦化,这是因为期间的内部基准电压(7.5V)及内部振荡器的幅度(5.6V)都比较高,从而提高了抗噪容限的缘故。UC3854可在交流电压从75V到275V、频率从工频50HZ到400HZ的整个范围内均能使用。为了减少偏置电路的损耗,UC3854还具有启动电流低的特点。该器件可封装在16脚的塑料或陶瓷双列直插式外壳里,也可作一种表面安装封壳。

4.1.2 引脚功能概述

1脚(Gnd):所有的电压测量都以地电平Gnd脚为参考基准。供电脚VCC和基准电压脚REF均应接一只 $0.1\mu\text{F}$ 或更大的陶瓷电容器直接到1脚(Gnd)作为旁路电容。定时电容器的放电电流,也应返回到该脚,从振荡器定时电容器到Gnd脚的引线,也应尽可能短。

2脚(PKLMT):即峰值电流限制脚。它的门限电平应为零值(0.01V)。经该脚接入的负电压加到图中电流检测电阻器上。用一个电阻器由2脚接REF脚,以补偿负极性电流检测信号,使之升到(Gnd)地电平。

3脚(CA Out):电流放大输出脚。该脚是宽频带工作放大器的输出端,它检测电网电流,并控制脉宽调制器PWM来校正电流波形。该输出脚的振幅可接近地电平,必要时允许PWM实现零占空比。即使IC无效,电流放大器仍能维持活性。该电流放大器输出级是一个NPN射极跟随器,并接一只 $8\text{k}\Omega$ 电阻器接地。

4脚(ISENSE):即电流检测负号端。该脚是电流放大器的反相输入端。该脚同非反相输入的乘法器输出,维持功能直到零值或低于地电平。应避免两输入电平不低於 -0.5V ,由于它们发生短路时经二极管接地。

5脚(Mult Out):即乘法器输出端和电流检测器正输入端。模拟乘法器的输出端和电流放大器的非反相输入端,被连接在一起作为Mult Out脚。特别注意的是ISENSE脚在低於 -0.5V 时也会加到Mult Out脚。由于乘法器的输出是一个电流值,它作为一个高阻抗输入与ISENSE脚相似,所以电流放大器构成差分放大器以抑制地线噪声。

6脚(IAC):交流电流输入端。该脚输入到模拟乘法器的是一个电流。从该电流IAC脚输入到Mult Out端,乘法器被制成很低的失真,所以该脚只是乘法器的输入端,应用时检测电网电压。IAC脚的标称电压值为6V,所以除了从IAC脚到整流端由一只电阻器之外,又接一只电阻器在IAC脚和REF脚之间。若接REF的电阻器阻值,是接整流器电阻值的四分之一,那么6V的失调电压将被消去,电网电流将具有最小的交越失真。

7脚(VA Out):电压放大器输出。该脚是调节输出电压的工作放大器输出

端。像电流放大器那样，若 IC 因 ENA 或 VCC 失效，电压放大器将停止工作。也就是说，由于瞬时的失效周期，跨接在放大器的大反馈电容器将停止充电。电压放大器的输出电平低于 1V 时，将禁止乘法器输出。

电压放大器的输出端在 IC 内部被限制在 5.8V 左右，以防止过冲。电压放大器的输出级是一个 NPN 射极跟随器负载，并接一只 8kΩ 电阻器接地。

8 脚 (V_{RMS}): 电网电压有效值。升压 PWM 的输出值是与输入电压成比例的。所以当输入低带宽升压 PWM 电压调节器的电网电压变化时，其输出将立刻变化，并缓慢的恢复到调节电平。若器件接的电压与输入的电网电压有效值成正比，那么 V_{RMS} 输入就能补偿电网电压的变化。当最佳控制时，V_{RMS} 应停留在 1.5~3.5V 之间。

9 脚 (VREF): 电压基准输出。VREF 是一个精确值为 7.5V 的电压基准输出。该输出脚能提供 10mA 给外围电路，并在 IC 内部受短路电流的限制。当 VCC 是低电平或者当 ENA 为低电平时，VREF 则失效，并维持在 0V 值。为了有良好的稳定性，应当用一只 0.1μF 或更大的陶瓷电容将 VREF 对地旁路。

10 脚 (ENA): 使能控制端。ENA 是一个逻辑输入，为 PWM 输出、电压基准和振荡器的使能控制端。ENA 还能解除软启动箝位，允许 SS 脚升高电压。当该脚不用时，应把 ENA 接到 +5V 电源上，或者用一只 22kΩ 电阻器拉高其电位。ENA 并非指定用于高速关闭去 PWM 输出。

11 脚 (VSENSE): 是电压放大器的反相输入端。该脚通常接反馈网路，并经一个分压器网络接到升压变换器的输出。

12 脚 (RSET): 是振荡器充电电流和乘法器限制设置端。将一只电阻器从 RSET 接到地，将调节振荡器的充电电流，并让乘法器输出为最大。乘法器输出电流在 RSET 接地的电阻分压器上的电压值不会超过 3.75V。

13 脚 (SS): 软启动。当 IC 无效或 VCC 太低时，SS 将维持在地电平。当 VCC 和 IC 均正常有效时，SS 脚电压将被 IC 内部一个 14μA 电流源提高超过 8V。若 SS 低于 REF，SS 将充当电压放大器的基准输入。用一只大电容器接 SS 脚到地，电压调节放大器大的基准电压将缓慢升高，并将缓慢地减小 PWM 的占空比。万一发出禁止指令或电源跌落，SS 将快速放电到地并使 PWM 无效。

14 脚 (CT): 振荡器定时电容器。从 CT 脚接地的电容器将设置振荡器的频率，它按如下关系式计算：

$$f = \frac{1.25}{R_{SET} * C_T}$$

15 脚 (VCC): 正极性电源电压。在正常工作时，接电源 VCC 的稳定电流至少为 20mA，高于 17V。在 VCC 脚也接旁路电容接地，用于吸收对外部

MOSFET 栅极电容充电时产生的电源电流尖峰。为了防止不适当的栅极驱动信号, IC 将阻断输出, 直到 V_{CC} 高于欠压锁定门限并维持在高于较低的门限电平。

16 脚 ($GT D_{rv}$): PWM 输出是一个图腾柱式 MOSFET 栅极驱动器 ($GT D_{rv}$) 信号。该输出被 IC 内部箝位在 15V, 所以 IC 可工作在 V_{CC} 高于 35V 电压值。采用最小为 5Ω 的栅极串联电阻器, 可防止栅极阻抗与 $GT D_{rv}$ 栅极驱动器输出之间的互相作用影响, 它会引起 $GT D_{rv}$ 输出过冲太大。当驱动容性负载时, 某些 $GT D_{rv}$ 输出的过冲总是会出现的。

4.1.3 UC3854 保护功能[7]

(1) 欠压保护: 比较器 C_1 为监控直流控制电压 $V_{CC} \geq 17V$; 比较器 C_2 为监控电网电压有效值 $V_N \geq 80V$, 当 V_{CC} 或 V_N 低于所设定下限时, 比较器 C_1 或比较器 C_2 动作, 使开关管 S 正偏导通, V_{C1} 迅速下降为零, 使电路中止工作。

(2) 过载保护: 当主电路流过过载电流并使比较器 C_4 的反向端电压为零时, C_4 动作使锁存器 F 复位, 停止工作。

4.2 Boost 型 PFC 实验电路的技术指标及 PFC 目的

4.2.1 系统的主要技术指标

本文所研究的单相 Boost 有源功率因数校正电路, 其技术指标如下:

- (1) 输入交流电压 V_{in} : $80\sim 270V_{AC}$
- (2) 输入频率 f : $50\pm 1HZ$
- (3) 输出直流电压 V_o : $400V$
- (4) 输出功率: $500W$
- (5) 开关频率 f_s : $100KHZ$
- (6) 功率因数 PF: >0.99
- (7) 总谐波畸变 THD $<10\%$

4.2.2 PFC 的目的

功率因数校正主要实现两个目的:

- (1) 控制电感电流波形, 使它能跟踪输入电压的波形, 从而得到高功率因数;
- (2) 为后一级电路提供平滑的直流电压。

4.3 系统主电路的设计

Boost变换器因其具有特殊优点(在第二章中已作详细介绍),在有源功率因数校正中应用最多。所以,考虑到电路的实用性,本文设计了采用Boost变换器作为PFC的主电路拓扑。整个APFC主电路的结构如图4-2所示,由EMI滤波器和Boost变换器组成。

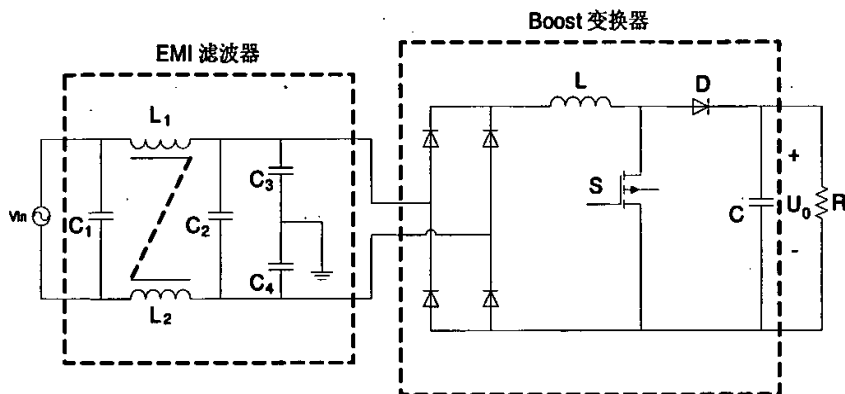


图4-2 APFC主电路的结构图

主电路的结构确定之后,接下来就要根据电路的技术指标对主电路进行设计,其主要设计步骤如下:

4.3.1 EMI滤波器的设计

从频率选择的角度看,EMI滤波器属于低通滤波器。它能毫无衰减的把直流电和工频交流电传输到开关电源,不但可以衰减从电网引入的外部电磁干扰;同时,它还可以避免开关电源设备本身向外部发出干扰,以免影响其它电子设备的正常工作。

本设计中采用的EMI滤波器基本结构如图3-1所示,它由 L_1 、 L_2 、 C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_4 组成。其中, L_1 、 L_2 表示绕在同一铁心上共模电感,两者匝数相等,绕向相同; $C_1 \sim C_4$ 为滤波电容, L_1 与 C_3 、 L_2 与 C_4 分别构成共模噪声滤波器,滤除电源线上的共模噪声。由于电感器的绕制工艺不可能保证 L_1 、 L_2 完全相等,所以两者之差就形成了差模电感。差模电感与 C_1 、 C_2 构成差模噪声滤波器,滤除差模噪声。 L_1 、 L_2 电感量通常为几十毫亨,差模电感一般为 L_1 或 L_2 的1.5%~2%(与结构及绕制工艺有关)[29]。通常, C_1 和 C_2 选用陶瓷电容或聚乙烯薄膜电容器,电容量一般选 $0.01 \mu F \sim 0.47 \mu F$; C_3 和 C_4 选用陶瓷电容,电容量一般选 $2200 pF \sim 0.1 \mu F$ 。 $C_1 \sim C_4$ 的耐压值均为630VDC。

4.3.2 Boost 变换器的设计

(1) 升压电感L[7]

电感器在线路中起着能量的传递、储存和滤波等作用，并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最小的原则来确定电感值。考虑最差的情况：输出功率最大，输入电压最低。此时，输入电流最大，纹波也最大，为了保证在这种情况下输入电流的纹波仍然满足要求，电感的设计应该在输入电压最低的点进行计算。

由前面分析知，当开关管S导通时有

$$L \frac{\Delta I_L}{DT_S} = V_{in} \quad \text{即: } L = \frac{V_{in} DT_S}{\Delta I_L} = \frac{V_{in} D}{f_S \Delta I_L}$$

式中， T_S 表示开关周期， f_S 表示开关频率。

① 确定输入电流的最大峰值：当输入电压最小时，输入电流最大，有

$$I_{PK} = \frac{\sqrt{2}P_{IN}}{V_{IN(\min)}} = \frac{\sqrt{2} \times 500}{80} = 8.84(A)$$

式中，令： $P_{IN} \approx P_0$ 。

② 设定允许的电感电流的最大纹波 ΔI_L ，通常选择在最大峰值线路电流的20%左右，即允许电感电流有20%的波动，有

$$\Delta I_L = 0.2I_{PK} = 0.2 \times 8.84 = 1.8(A_{p-p})$$

③ 确定电感电流出现最大峰值时的占空比，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，应在最小输入电压的峰值点处计算占空比，有

$$D = \frac{V_0 - \sqrt{2}V_{IN(\min)}}{V_0} = \frac{400 - \sqrt{2} \times 80}{400} = 0.71$$

④ 计算升压电感值为：

$$L = \frac{\sqrt{2}V_{IN(\min)} \times D}{f_S \times \Delta I_L} = \frac{\sqrt{2} \times 80 \times 0.71}{100000 \times 1.8} = 0.45(mH)$$

本设计中L实取值为0.5 mH。

(2) 输出电容C

选择输出电容时要考虑到的因素有：开关频率纹波电流、二次谐波纹波电流、直流输出电压、输出电压纹波、维持时间、流过输出电容器的总电流是开关频率纹波电流的有效值和线路电流的二次谐波；通常选择长寿命、低漏阻、能耐较大纹波电流，且工作范围较宽的铝电解电容，并且耐压的选择应留有充分的余量，以避免超负荷工作。对输出电容的计算有以下两种方法：

① 按输出电压的纹波要求计算[18]

由于输出电容C中将流过 i_o 的交流分量,在C端压将产生脉动,该脉动量与C的数值有关。一般输出电压纹波要求为 $\sigma_v \leq 2\%$,设输出电压脉动量为 Δu_o ,则

$$\Delta u_o = \frac{1}{C} \int_0^T i_c dt = \frac{I_o}{2\omega C} \sin 2\omega t$$

记 Δu_o 的峰—峰值为 $\Delta u_{o(p-p)}$,

$$\Delta u_{o(p-p)} = \frac{I_o}{\omega C}$$

$$\sigma_v \geq \frac{\Delta u_{o(p-p)}}{U_o} = \frac{I_o}{\omega C U_o}$$

$$\therefore C \geq \frac{I_o}{\omega \sigma_v U_o}$$

根据本电路给出的技术指标,为使输出电容足够大,式中 U_o 取最小输出电压为 $U_{o(\min)} = \sqrt{2}U_{in(\max)} = 1.414 * 270 = 382V$,则

$$C \geq \frac{I_o}{\omega \sigma_v U_{o(\min)}} = \frac{500/382}{314 * 2\% * 382} = 546\mu F,$$

② 按维持时间计算

维持时间是指在输入电源被关闭之后,输出电压仍然保持在规定范围内的时间长度。维持时间是以下电参量的函数:储存在输出电容器中的能量总和、负载功率、输出电压及能使负载工作的最小电压。所以用维持时间 Δt 来确定输出电容值的计算公式为

$$C = \frac{2P_o * \Delta t}{U_o^2 - U_{o(\min)}^2}, \quad \text{取 } \Delta t \text{ 为 } 36\text{ms}$$

$$C = \frac{2 * 500 * 0.036}{400^2 - 350^2} = 960\mu F$$

本设计以满足维持时间要求为准则,故采用第二种计算方法。电容C取值 $960\mu F$ 。

(3) 电流取样电阻

通常有两种电流传感检测方法,即在变换器接地线返回端串联一个取样电阻

来检测输入电流或用两个电流互感器。采用取样电阻检测输入电流要比电流互感器成本低，它主要用于功率和输入电流较小的场合。故本设计选择取样电阻来检测输入电流的方法。电流取样电阻 R_s 上的压降 V_s 作为输入电流取样信号，通过电流环的调节作用，使输入电流呈正弦波形。电流取样电阻 R_s 上的电压的典型值为 $V_s = 1.0V$ 。

① 求出 $I_{PK(max)} = I_{PK} + \Delta I/2 = 8.84 + 0.9 = 9.74(A)$

② 计算电流取样电阻值 $R_s = 1/I_{PK(max)} = 1/9.74 = 0.1(\Omega)$ 选取 $0.15(\Omega)$

③ 计算峰值检测电压的实际值 $V_{RS(PK)} = I_{PK} \times R_s = 8.84 \times 0.15 = 1.3(V)$

(4) 功率开关管和二极管

当功率开关管导通时，二极管反向截止，流经开关管的电流为电感电流，二极管上的反向电压为输出电压；当功率开关管关断时，二极管正向导通，开关管上的电压为输出电压，流经二极管的电流为电感电流。因此在选择功率开关管和二极管时，其额定电压必须大于输出电压，额定电流必须大于电感电流的最大值。电压考虑1.2倍的安全裕量，电流考虑1.5倍的安全裕量，则

$$V_{CEM(S)} > 1.2V_0 = 1.2 \times 400 = 480V$$

$$I_{CEM(S)} > 1.5I_{L(max)} = 1.5 \times 8.84 = 13.26A$$

根据上述额定电压，额定电流，功率开关管选取Intersil公司的IRFP460为功率MOSFET，其额定电压为500V，额定电流为20A；续流二极管选用IXYS公司的快恢复二极管DES130-06，其额定电压为600V，额定电流为30A，反向恢复时间为35ns。

4.4 基于 UC3854 芯片系统控制电路的设计

4.4.1 外围电路的设计

(1) 峰值电流限流电阻 R_{PK1} 和 R_{PK2}

UC3854具有峰值电流限制的功能，当输入电流瞬时值超过最大电流限时，使开关管关断。这个功能由 R_{PK1} 和 R_{PK2} 组成的分压网络和峰值限制比较器来完成[29]。

R_{PK1} 和 R_{PK2} 的选取，一般要考虑到峰值电流的过载量，如设过载量为 0.6A，则：

① 峰值电流过载值： $I_{PK(OV)} = 9.74 + 0.6 = 10.4 \text{ (A)}$ 。

② 检测电压过载值： $V_{RS(OV)} = I_{PK(OV)} \times R_S = 10.4 \times 0.15 = 1.56 \text{ (V)}$ 。

③ 通常 R_{PK1} 选为定值，典型值为 $10 \text{ K}\Omega$ ，又由于基准电压 $V_{REF} = 7.5 \text{ V}$ ，则可由分压网络得 R_{PK2} ： $R_{PK2} = V_{RS(OV)} \times R_{PK1} / V_{REF} = 1.56 \times 10000 / 7.5 = 2.08 \text{ (K}\Omega)$ ，取 $R_{PK2} = 2 \text{ K}\Omega$ 。

(2) 前馈分压电路

分压电路结构如图 4-3 所示，由 R_{FF1} 、 R_{FF2} 、 R_{FF3} 、 C_{FF1} 、 C_{FF2} 组成的一个二阶 RC 低通滤波器。

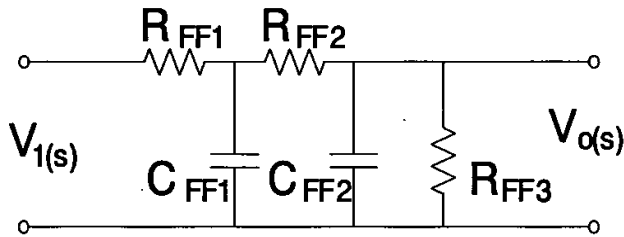


图 4-3 前馈电压电路

电路的传递函数为：

$$G(s) = \frac{V_0}{V_1} = \frac{D}{AS^2 + BS + C}$$

其中， $A = R_{FF1}R_{FF2}R_{FF3}C_{FF1}C_{FF2}$

$$B = R_{FF1}C_{FF1}(R_{FF2} + R_{FF3}) + R_{FF3}C_{FF2}(R_{FF1} + R_{FF2})$$

$$C = R_{FF1} + R_{FF2} + R_{FF3}$$

$$D = R_{FF3}$$

可见，由 R_{FF1} 、 R_{FF2} 、 R_{FF3} 、 C_{FF1} 、 C_{FF2} 组成了一个二阶 RC 低通滤波器，

其中阻尼比： $\xi = \frac{B}{2\sqrt{AC}}$ ， $\omega_n = \sqrt{\frac{C}{A}}$

由于 $B > 0$ ，所以阻尼比大于 0，此系统稳定。

① 前馈分压电阻的确定

全波整流电压的有效值等于输入正弦电压的有效值，其平均值正比于有效值，有如下关系[19]：

$$V_{AVG} = \frac{2\sqrt{2}V_{INRMS}}{\pi}$$

故前馈电压的平均值为：

$$V_{FF} = \frac{R_{FF3}}{R_{FF1} + R_{FF2} + R_{FF3}} \times V_{AVG}$$

前馈电压分压网络在最低输入交流时应确保管脚8处的电压不低于1.414V，电容 C_{FF1} 端的电压不低于7.5V[37]，故有如下联立方程

$$1.414 = \frac{V_{IN(AVG)} \times R_{FF3}}{R_{FF1} + R_{FF2} + R_{FF3}} = V_{FF} \quad ; \quad 7.5 = \frac{V_{IN(AVG)} (R_{FF2} + R_{FF3})}{R_{FF1} + R_{FF2} + R_{FF3}} = V_{NODE}$$

常选 R_{FF1} 为定值，一般取 $R_{FF1} = 910K\Omega$ ，可解得： $R_{FF1} = 910K\Omega$ ， $R_{FF2} = 86K\Omega$ ，

$$R_{FF3} = 20K\Omega$$

② 计算滤波电容值

为计算出滤波电容，限定前馈电路对总谐波畸变的贡献为1.5%，全波整流电路中二次谐波含量大约为66.2%。因此输入谐波失真预算百分比（滤波衰减值）为： $G_{ff} = \%THD/66.2\% = 1.5\%/66.2\% = 0.0227$ 。由此可得滤波电容参数[37]：

$$C_{FF1} = \frac{1}{2\pi \times f_r \times R_{FF2} \sqrt{G_{ff}}} = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 86k \times \sqrt{0.0227}} = 0.1\mu F$$

$$C_{FF2} = \frac{1}{2\pi \times f_r \times R_{FF3} \sqrt{G_{ff}}} = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 20k \times \sqrt{0.0227}} = 0.53\mu F$$

其中 f_r 为输入的二次谐波，及 $f_r = 2 \times 50 = 100\text{HZ}$ 。

(3) 乘法器

乘法器是 PFC 电路的核心，其输出电流是电流环的基准信号，用来校正输入电流，提高功率因数。乘法器的工作可由下式描述：

$$I_{mo} = \frac{K_m \times I_{AC} \times (V_{VEA} - 1)}{V_{FF}^2}$$

式中, I_{mo} 是乘法器的输出电流, $K_m = 1$, I_{AC} 是基准电压取样信号 (乘法器的输入电流), 其最大为 $600 \mu A$ 。 V_{FF} 是前馈电压, V_{VEA} 是电压误差放大器的输出信号。

① 选择 R_{VAC}

乘法器的基准信号由整流电压经电阻 R_{VAC} 转化而来, 所以 R_{VAC} 的选取按最大输入线电压的峰值除以乘法器的最大输入电流来计算。最大输入电压的峰值 $V_{PK(max)} = \sqrt{2}V_{IN(max)} = \sqrt{2} \times 270 = 382V$, 乘法器的最大输入电流 $I_{AC(max)}$ 为 $600 \mu A$, 故 $R_{VAC} = 382/0.0006 = 637(K\Omega)$, 取 $R_{VAC} = 620 K\Omega$ 。

② 选择 R_{B1}

这是一个偏置电阻, 作为 V_{REF} 和 R_{VAC} 的分压器处理。 R_{B1} 一般为 $0.25 R_{VAC}$, 故 $R_{B1} = 0.25 R_{VAC} = 155(K\Omega)$, 取 $150 K\Omega$ 。

③ 选择 R_{SET}

因为需要考虑 R_{mo} 不能大于流过电阻 R_{SET} 两倍的电流, 故先求最低交流电压状态下乘法器的输入电流 $I_{AC(min)} = \sqrt{2}V_{IN(min)}/R_{VAC} = \sqrt{2} \times 80/620000 = 182(\mu A)$, 则有 $R_{SET} = 3.75/(2 \times I_{AC(min)}) = 3.75V/(2 \times 182\mu A) = 10.3K\Omega$, 取 $10 K\Omega$ 。

④ 选择 R_{mo}

R_{mo} 上的电压必须等于低电网线路输入电压峰值电流限制时 R_s 上的电压:

$$R_{mo} = V_{PK(OV)}/(2 \times I_{AC(min)}) = 1.56V/(2 \times 182\mu A) = 4K\Omega。$$

(4) 振荡器的设计

振荡器的充电电流 I_{SET} 值由 R_{SET} 值决定, 而 PWM 振荡器频率即由定时电容与充电电流设置, 可表示为[37]:

$$f_s = \frac{1.25}{C_T R_{SET}}$$

式中, C_T 为定时电容, f_s 为开关频率, R_{SET} 是定时电阻, PWM 频率与定时电阻的关系曲线如图 4-4 所示。

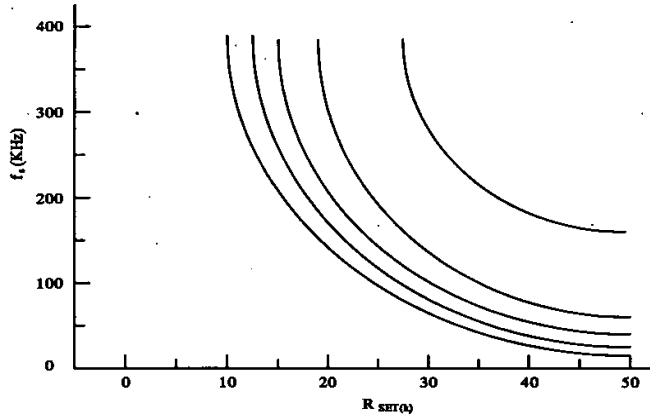


图4-4 振荡器频率与定时电阻关系曲线

所以振荡器的定时电容为:

$$C_T = 1.25 / (R_{SET} \times f_s) = 1.25V / (10K\Omega \times 100KHZ) = 1.25nF$$

4.4.2 电流误差放大器补偿网络的设计

① 开关频率点的电流误差放大器增益

计算因电感电流下斜在检测电阻上的电压, 然后除以开关频率, 用 R_s 代替电流互感器 (R_s/N), 方程式为:

$$\Delta V_{RS} = \frac{V_0 \times R_s}{L \times f_s}, \text{ 即 } \Delta V_{RS} = (400 \times 0.15) / (0.0005 \times 100,000) = 1.2(V_{PP})$$

该电压必须等于 V_s 的峰-峰值, 即定时电容上的电压 (5.2V)。则误差放大器的增益为: $G_{CA} = V_s / \Delta V_{RS} = 5.2 / 1.2 = 4.3$

② 反馈电阻器, 设 R_{CI} 等于 R_{mo} : $R_{CI} = R_{mo} = 4K\Omega$,

$$R_{CZ} = G_{CA} \times R_{CI} = 4.3 \times 4K\Omega = 17.2K\Omega。$$

③ 电流环穿越频率 f_{CI} : $f_{CI} = \frac{V_0 \times R_s \times R_{CZ}}{V_s \times 2\pi L \times R_{CI}}$, 代入数值得 $f_{CI} = 15.8kHz$

④ 零点补偿电容 C_{CZ} :

考虑到电流环路的截止频率设在15.8kHz, 相位容限等于 45° , 零点频率等于截止频率, 即在环路的截止频率设零点, 则零点补偿电容:

$$C_{CZ} = \frac{1}{2\pi \times f_{CI} \times R_{CZ}} = \frac{1}{2\pi \times 15.8k \times 17.2k} = 586pF, \text{ 取 } 620pF$$

⑤ 极点补偿电容 C_{CP} :

极点频率至少高于功率开关切换频率的一半, 即极点必须在 $f_s/2$ 以上, 则

$$\text{极点补偿电容为: } C_{CP} = \frac{1}{2\pi \times f_s \times R_{CZ}} = \frac{1}{2\pi \times 100k \times 17.2k} = 92pF$$

4.4.3 电压误差放大器补偿网络的设计

① 输出纹波电压

主电路的输出纹波电压由下式给定, 式中 f_R 是二次谐波纹波的频率:

$$\Delta V_{OPK} = \frac{P_{IN}}{2\pi f_R \times C_0 \times V_0} = \frac{500}{2\pi \times 100 \times 960E - 6 \times 400} = 2(V)$$

② 放大器的输出纹波电压和增益

为了使 ΔV_{OPK} 减小到电压误差放大器输出所允许的纹波电压, 应按如下关系设置电压误差放大器在二次谐波频率点上的增益值:

$$G_{VA} = \frac{\Delta V_{VAO} \times \% \text{纹波}}{\Delta V_{OPK}}$$

按规定取交流输入电流的三次谐波为3%, 管脚7处占1.5%, 且该端口的电位对于UC3854而言, $\Delta V_{VAO} = 5 - 1 = 4$, 故 $G_{VA} = 4 \times 0.015 / 2 = 0.03$ 。

③ 反馈网络的数值

已知 G_{VA} , 可求出电压误差放大器反馈回路中的元件 C_{VF} 值,

$$C_{VF} = \frac{1}{2\pi f_R \times R_{Vf} \times G_{VA}} = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 511k \times 0.03} = 0.103\mu F$$

式中 f_R 为工频的二次谐波频率, R_{Vf} 的值是一个适当的任意值, 一般取

$$R_{Vf} = 511 K\Omega [37]。$$

④ 设置直流输出电压, 利用 $R_{VD}(V_0 - V_{REF}) = R_{VI}V_{REF}$, 可得

$$R_{VD} = R_{VI}V_{REF} / (V_0 - V_{REF}) = 511k \times 7.5 / (400 - 7.5) = 9.8k\Omega, \quad \text{取} 10K\Omega。$$

⑤ 求出极点频率, $f_{VI}^2 = \frac{P_{IN}}{\Delta V_{VAO} \times V_0 \times R_{VI} \times C_0 \times C_{VF} \times (2\pi)^2}$

$$f_{VI} = \sqrt{\frac{500}{4 \times 400 \times 511k \times 960E - 6 \times 103E - 9 \times 39.5}} = 12.5\text{HZ}$$

⑥ 求 R_{VF}

$$R_{VF} = \frac{1}{2\pi \times f_{VI} \times C_{VF}} = \frac{1}{2\pi \times 12.5 \times 103E - 9} = 124K\Omega$$

这就完成了基于UC3854控制芯片Boost型 PFC系统主电路、控制电路及外围电路的设计。系统实验装置原理图如4-5图所示。

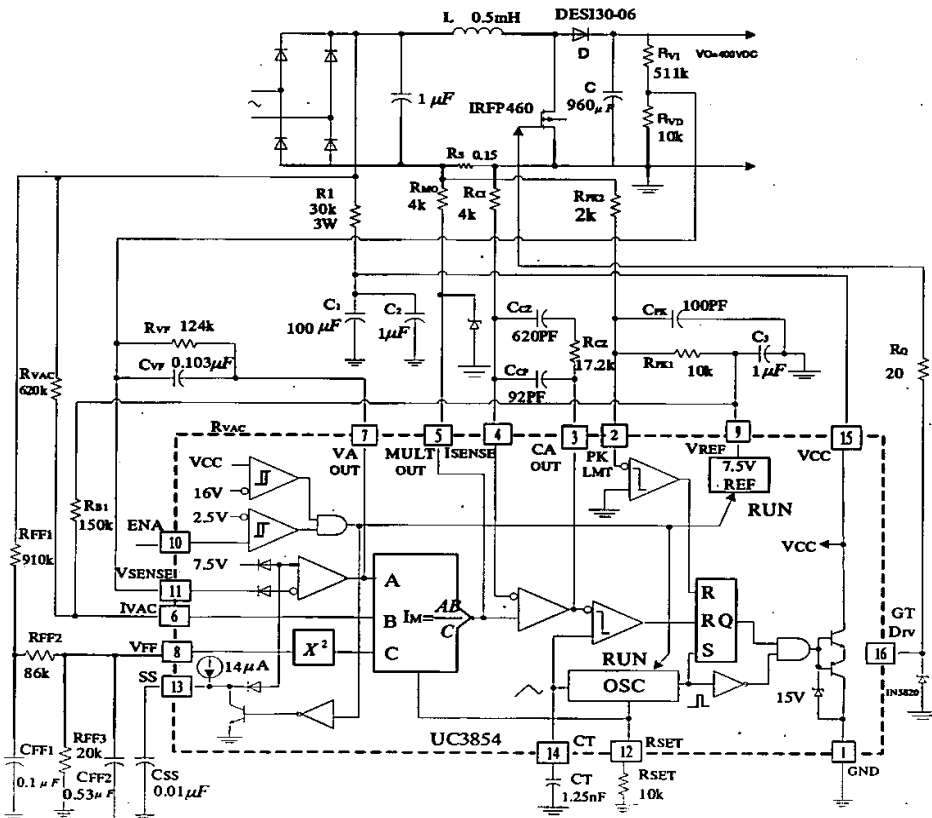


图4-5 Boost PFC实验装置原理图

4.5 系统仿真实践及结果分析

UC3854几乎包含了平均电流模式控制PFC电路所需的全部控制功能，但是调节器的参数必须外接，不同的电路必须采用不同的调节参数，才能获得比较好的调节特性。试验装置中调节参数都是按本文及UC3854芯片手册中的方法设计。根据前面分析与计算电流调节器的参数选定为 $R_{CI} = 4k\Omega$ ， $R_{CZ} = 17.2k\Omega$ ，

$C_{CZ} = 620pF$ ， $C_{CP} = 92pF$ 。电压调节器的参数选定为 $R_{VF} = 124k\Omega$ ，

$C_{VF} = 0.103\mu F$ 。

仿真所用的电路参数为：电感 $L=0.5mH$ ，输出电容 $C=0.96mF$ ，开关频率 $f_s=100kHz$ ，电网频率 $f=50Hz$ ， $R_L = 320\Omega$ ，其它具体参数值见前面计算。对功率因数校正前后的系统进行仿真，图 4-6 为 Boost 型 PFC 系统仿真电路。

下面就对功率因数校正前后的系统进行仿真结果分析及验证前面的各项技术指标。

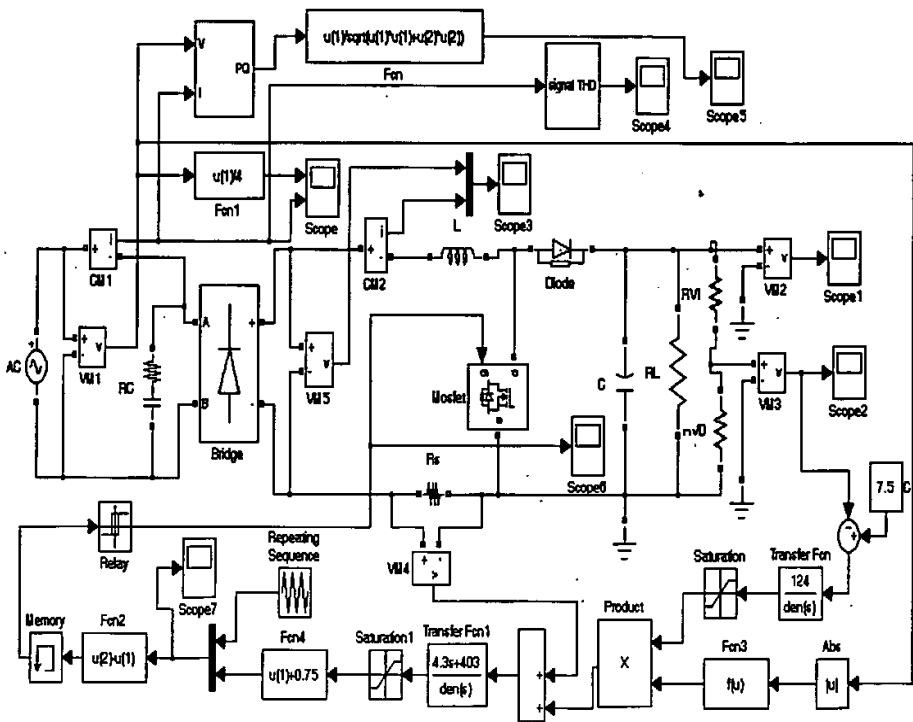


图 4-6 Boost PFC 系统仿真电路

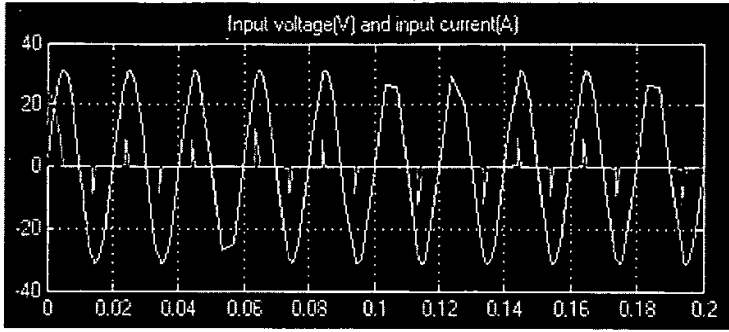
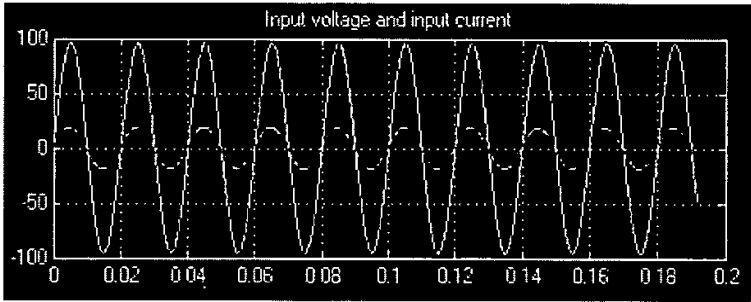
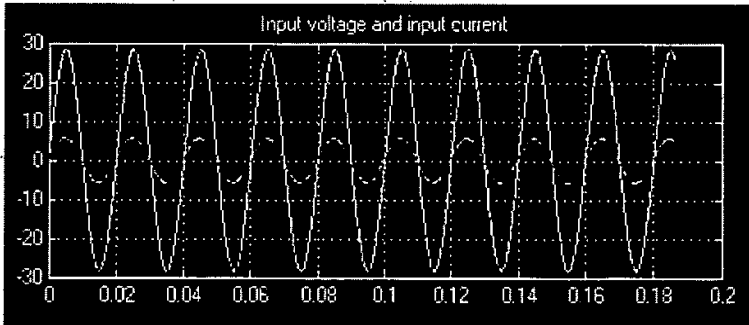


图4-7 未加PFC时输入电压、电流波形

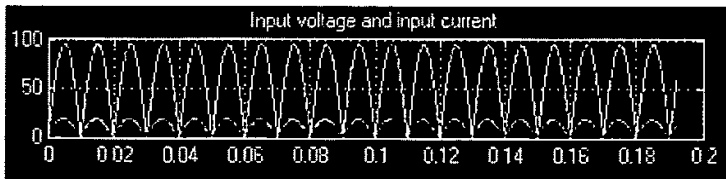


(a) 交流输入电压为270V时

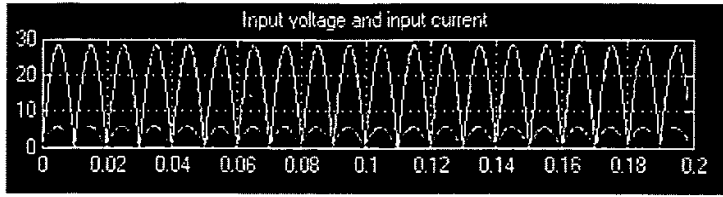


(b) 交流输入电压为80V时

图4-8 加PFC后输入电压、电流波形



(a) 交流输入电压为270V时



(b) 交流输入电压为80V时

图4-9 加PFC整流后输入电压、电流波形

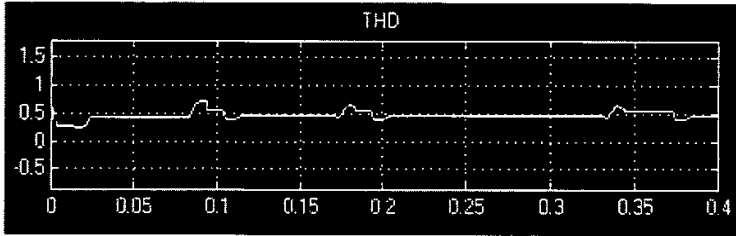
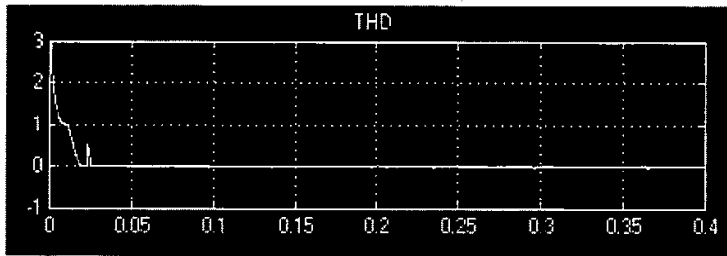
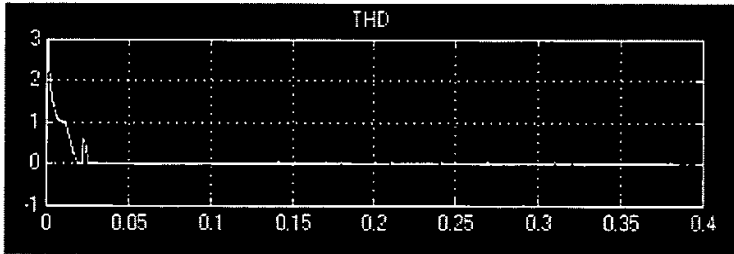


图4-10 未加PFC时输入电流的总谐波畸变率



(a) 交流输入电压为270V时



(b) 交流输入电压为80V时

图4-11 加PFC后输入电流的总谐波畸变率波形

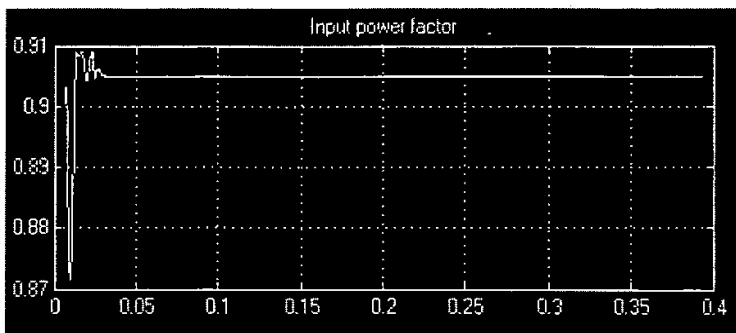
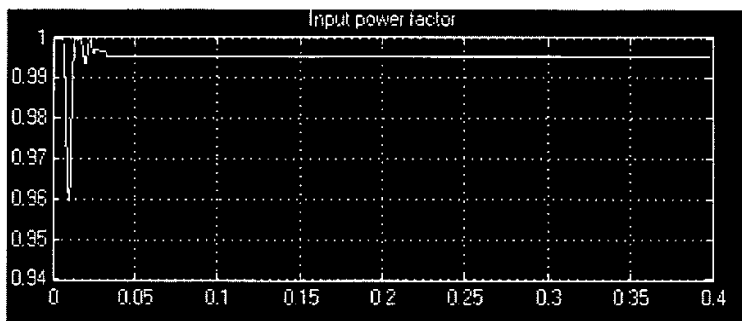
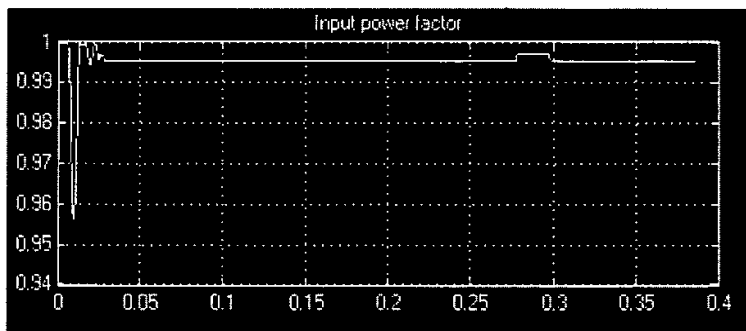


图4-12 未加PFC时的输入功率因数波形

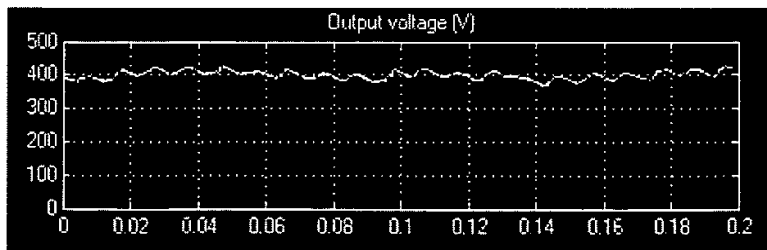


(a) 交流输入电压为270V时

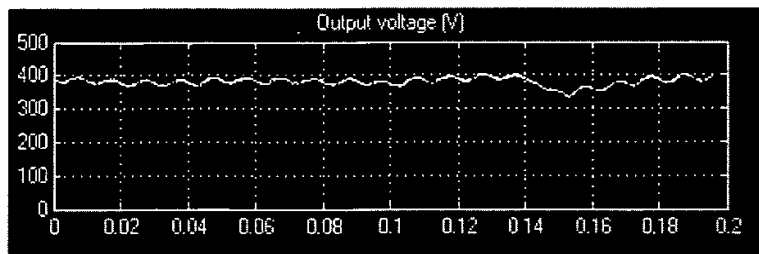


(b) 交流输入电压为80V时

图4-13 加PFC后的输入功率因数波形



(a) 交流输入电压为270V时



(b) 交流输入电压为80V时

图4-14 PFC电路的输出电压波形

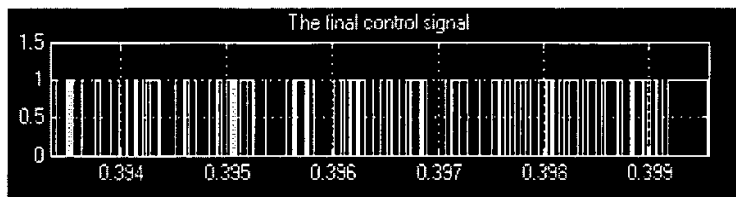


图5-15为PFC时的控制信号波形。

图4-7为未经PFC时系统网侧输入电压和输入电流波形，很显然，其输入电流发生严重畸变，呈窄脉冲状，电流的畸变由于电网阻抗反过来影响电网电压，造成总谐波畸变增大，输入功率因数低。可以看出，与图4-8系统加PFC电路时相比，网侧输入电流由窄脉冲波形变成严格的正弦电流波形，且与输入电压同相位。

图4-9表示Boost变换器输入电压与输入电流波形。其中，上面波形为变换器输入电压波形，即交流输入电压经全波整流的输出电压。下面波形为变换器输入电流波形，即升压电感电流波形。由图可知，电压、电流波形为严格的正弦波形，且为同频同相。PFC使用时，Boost变换器可看作一个纯电阻。

将图4-10与图4-11相比较，可看出输入电流的总谐波畸变率由原来的约45%左右降为接近为零。将图4-12与图4-13比较，明显可看出功率因数校正前后系统输入功率因数平均值约由0.905提高到0.997左右。输入端总谐波畸变率明显的减小，输入功率因数明显的提高，实现能源的“绿色化”。达到了技术指标要求。

从图4-14可看出输出直流平均电压为400V左右，输出电压较稳定，实现400V直流输出的要求，达到较为满意的效果。

图4-8、4-9、4-11、4-13、4-14中所有的(a)图与其对应的所有(b)图相比较，可看出，它们的波形基本一致，从而验证了输入交流电压范围从80VAC到270VAC的要求。

仿真结果证明

(1) Boost型PFC实验装置可以达到预期效果，实现输入电流的整形，输出电压稳定，保证输入功率因数 $PF \approx 1$ 。

(2) 按本文的方法设计Boost型PFC变换器的调节参数可获得满意得效果，说明这种设计方法的合理性。

4.6 优化设计

4.6.1 主电路优化设计

(1) 传统校正电路及其存在问题

图 4-15 示出了传统 Boost PFC 电路的原理图。基本 PFC 电路的核心是电流调节器，它由线性乘法器、电流误差放大器和 PWM 比较器组成。

在电流调节器作用下，输入电流 i_{in} 跟踪输入电压 u_{in} 呈正弦波形，且与 u_{in} 同相。当开关管 S 导通时，电感 L 储能；当 S 关断时，电感 L 将储存的能量通过二极管 VD 释放到输出电容 C 上。对于传统的 Boost PFC 电路，其 C 两端的电压很高，由于电感 L 工作于电流连续模式，所以当 S 导通时，VD 处于反向恢复状态，在反向恢复时间内，高电压通过接近短路状态的 VD 直接加于 S 的两端，使得 S 开通瞬间有一个较大的峰值电流。

对于小功率 PFC，VD 的结温和反向恢复时间的增加均不多，而对于大功率的 PFC，VD 的结温很容易升高。当 VD 结温升高时，反向恢复时间增加，峰值电流持续时间增长，若结温进一步上升，则进入恶性循环，最终使 S 开通瞬间电流增至较大值，且持续时间不断增长，因而 S、VD 极易损坏，这说明传统的 PFC 主电路不适用于较大的功率。另外，VD 的反向恢复还会在 i_{in} 和 u_{in} 上引入尖刺纹波噪声，从而带来电磁干扰问题，影响其它用电设备正常工作。

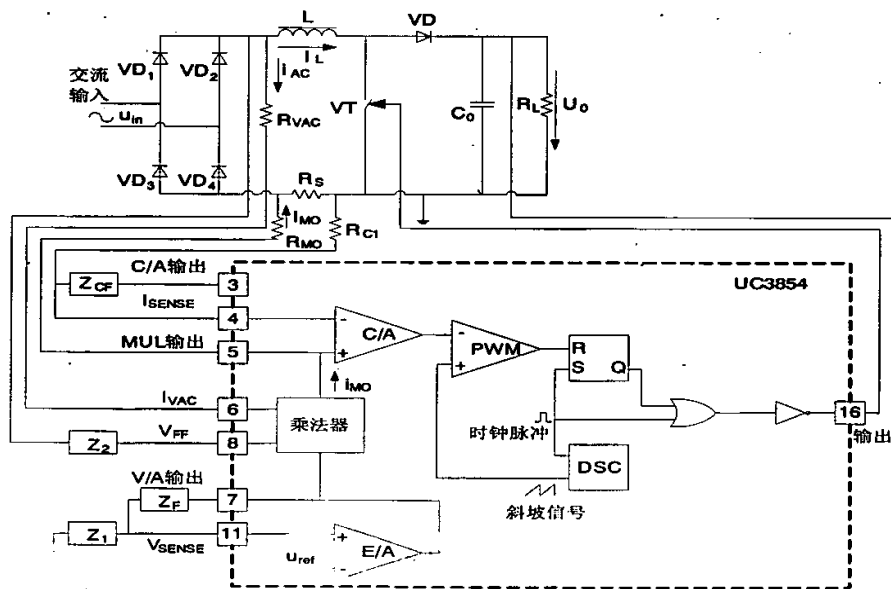


图 4-15 传统 Boost PFC 电路的原理图

(2) 主电路性能优化设计

由于 VD 反向恢复过程中会产生的过大的 di/dt 和寄生引线电感造成尖刺纹波噪声, 所以只要解决其反向恢复产生的电流冲击问题, 尖刺纹波噪声就能迎刃而解。为此, 人们提出了许多 Boost PFC 主电路的改进方案。图 4-16 示出了一种带中心抽头的三点式电感 Boost 主电路 PFC 拓扑结构, 它仅需在斩波电感磁环上增加几匝线圈就能有效抑制 VD 反向恢复带来的过大开通瞬时电流和 di/dt 电流的冲击, 以及过大开通损耗引起的过热。改进的主电路 PFC 拓扑结构采用了常用的 UC3854 系列集成电路, 控制电路参数与图 4-15 电路完全相同, 控制电路各点的接法与图 4-15 的接法完全相同。

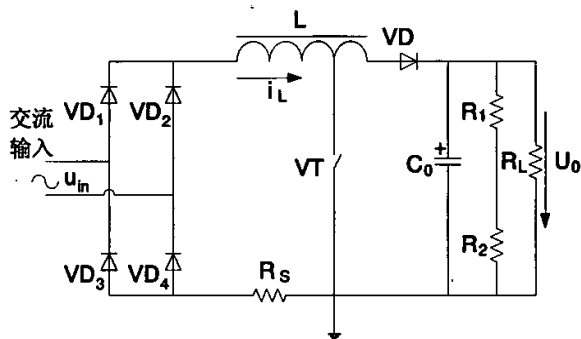


图 4-16 带中心抽头的三点式电感 Boost 主电路 PFC 拓扑结构

4.6.2 控制电路优化设计

(1) 电流放大器的箝位与 UC3854 引脚的保护

电流放大器的输出应设置一个箝位电路, 以限制输出电压的振幅, 避免引起电流环过冲, 并防止该放大器饱和。如果没有箝位电路可能会引起电流环过冲, 从而无法实现性能的优化。电流放大器可由一只 7.5V 的齐纳二极管箝位, 它从输出脚 3 回到反相输入脚 4。UC3854 的引脚中有 3 个脚需要外部保护肖特基二极管: ①MOSFET 栅极驱动输出脚 16 需要加设一只 1N5820 (3A) 肖特基二极管, 以保护因高速开关产生的反向寄生电感效应; ②乘法器输出 5 脚和峰值电流限制 2 脚也需要肖特基二极管保护, 以防止在异常过电流条件下和启动浪涌电流时引起过功率管损坏, 通常采用一只 1N5817 肖特基二极管就能提供足够的箝位。

(2) 尖端失真问题

尖端失真波形如图 4-17 所示, 它正好出

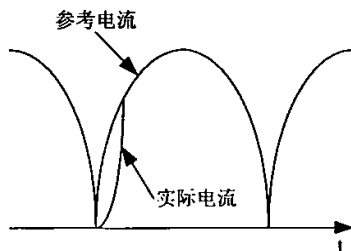


图4-17 尖端失真波形

现在交流线路输入过零以后,在该点上,调整信号所需要的电流总量,超过了可能的电流转换速率。当输入电压接近零时,电感器上的电压也很低,此时开关闭合。因此,电流上升的速率不会很快,能得到的转换速率太低,在短时间内输入电流也将滞后于预期值。一旦输入电流与调节相配,则控制环返回工作,输入电流将跟随调节信号。电流不跟踪调整值的时间长度是电感值的函数,电感值越小,跟踪越好,失真也越小,但较小的电感值会有较高的纹波。由该条件产生的失真总量通常很小,而且大多数是更高次的谐波。要解决该问题,则要求有足够高的开关频率。

(3) 电压飘升问题的解决方案

在实际应用中,当轻载或空载时,变换器的输出电压往往会缓慢飘升,如果没有过压保护电路,输出电压可飘升至相当高的水平,甚至击穿开关管。发生这一现象的基本原因在于电流运放的输入电压失调所致,因为该正电压可能造成 UC3854 系列 IC 输出脉冲宽度不能为零。另外,由于布线方面的原因,UC3854 的地与 Boost 功率电路的地之间难免存在着微小的电位差,其效果也相当于电压失调;如果功率地的位置选择不当,就会产生等效正失调电压,那么即便 UC3854 不产生失调电压,也可能产生空载电压飘升问题。解决该问题的电路如图 4-18 所示,电路中 R_1 为兆欧级

电阻, R_2 可根据情况适当调整,通过分压电路给反相端脚 4 加一个固定的偏置。

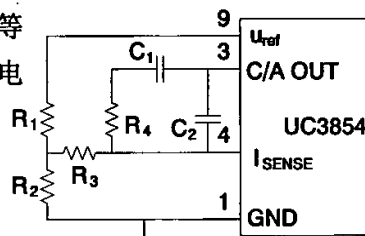


图4-18 电流误差放大器的附加偏置

4.7 本章小结

本章首先对功率因数校正芯片 UC3854 进行简单的介绍和分析,接着设计了一个 500W Boost 型 PFC 实验电路的设计,包括主电路元件参数设计、计算及选择,控制电路部分的设计包括:基于 UC3854 芯片的外围电路的设计、电流误差放大器补偿网络的设计、电压误差放大器补偿网络的设计,给出了具体的实验装置图。对该系统进行仿真分析,其结果表明设计的正确性,达到了技术指标要求。最后对功率因数校正系统进行主电路和控制电路的优化设计。

第五章 结束语

5.1 总结

电力电子装置输入端功率因数和谐波污染对电网的影响以成为一个日益突出的问题。对于电力电子装置的研究和设计,从开始单纯考虑系统的输出特性,已经越来越多的把注意力集中到系统的整体运行特性。作为系统的设计者,不仅仅要考虑装置的输出电压,电流特性和对负载的适应性,同时还要兼顾装置的输入端特性,以减小它对电网的影响。对于绝大部分电力电子装置,尤其是那些具有整流前端的设备,它们对电网的影响主要表现为谐波污染和低输入端功率因数。为了改善输入端功率因数低、谐波严重等问题,从不同角度提出了种种解决方案,其中,有源功率因数校正是一种有效的解决方法。有源功率因数校正技术始于八十年代,到了九十年代,出现了有源功率因数校正热,有关研究成果和文献不断出现。尽管如此,这项工作仍方兴未艾,有关有源功率因数校正的研究呈上升趋势。

本文在前人研究功率因数校正技术的基础上,对升压型(Boost)功率因数校正技术进行了分析和研究,总结全文,本论文主要做了以下工作:

▲ 详细分析了有源功率因数校正器的基本工作原理,通过比较几种不同拓扑的PFC变换器主电路及几种改进型PFC变换器的主电路的优缺点,和比较控制电路的几种不同控制方法的优缺点,明确本文所要研究的对象为平均电流控制(ACM)的Boost型功率因数校正器。

▲ 详细分析了Boost变换器的工作原理、电路稳态波形及一些主要概念和关系式;在此基础上,根据开关型电源变换器的特点,巧妙引入一个二进制变量,用0、1代表开关管导通。截止时的工作状态,推导了理想Boost变换器的状态方程;根据理想Boost变换器的状态方程,运用仿真软件MATLAB中的Simulink工具,建立了Boost主电路的Simulink仿真模型,并得出其仿真结果。

▲ 运用电感电流连续时的状态空间平均法,求取了PWM型变换器的通用传递函数;代入已建立的Boost变换器的状态方程,借助MATLAB中符号计算功能,推导出了Boost变换器的输入电流和输出电压受占空比控制的小信号传递函数;进而求出电流环和电压环传递函数,并画出各自理想的对数幅频特;利用MATLAB编制程序对电流环和电压环进行幅频、相频特性分析,其结果表明所设计模型的正确性。

▲ 首先介绍了美国德州仪器公司的平均电流型功率因数校正芯片UC3854的结构、功能;本文根据Boost变换器的特点和要求,设计了一个具体、实用的带PFC功能的开关电源,并给出了具体电路参数的计算值。

通过研究，主要得出以下结论：

▲ 本文利用MATLAB的Simulink仿真模块建立的Boost主电路仿真模型是完全正确的，具有广泛的代表性；根据引入二进制变量建立开关变换器Simulink仿真模型这一思想可以进一步考虑电感串联等效电阻、开关管的导通、截止电阻以及反应时间等因素，建立更加精确、更加符合实际情况的仿真模型。

▲ 运用电感电流连续时的状态空间平均法，借助MATLAB的符号计算和数值计算功能，求出了Boost变换电路的输入电流和输出电压受占空比控制的小信号传递函数解析表达式，进而进行电压环和电流环的分析和设计。仿真结果实现了预期目标。

▲ 根据本文设计的单相Boost型功率因数校正电路，完全能够达到整流、高输入功率因数、升压、稳压、低纹波的目标，具有广阔的应用前景。如果再把软开关技术应用进来，其意义更大，可以以非常简洁、高效、高效率、高可靠性的方式实现电能的变换。

5.2 展望

本文研究的PFC技术仅限于Boost升压电路，功率器件的电压应力均较高，有必要将三电平技术与PFC技术结合起来。另外，本文的方案一般是作为预调整器使用的，后级还通常有DC-DC或DC-AC变换器，这降低了系统的可靠性，增加了系统的复杂性，有必要将前后级合并起来构成单级PFC变换器。

由于时间的限制，本文的研究并未涉及三相Boost PFC技术。在工业应用中，三相用电设备占很大比例，对于这一方面的研究有很大的现实意义，可以在本文的基础上将各种方案分别进一步推广至三相用电设备中。

参考文献

- [1] 孔凡东, 易传说. UC3854 在有源功率因数校正电路中的研究. 国外电子元件, 1998 年第 9 期
- [2] 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 年第 2 期: 58~61
- [3] 王玉峰, 肖永江. 单相 Boost 功率因数校正主电路模型的建立. 电气传动自动化, 2002 年第 24 卷第 1 期: 34~36
- [4] 王兆安, 黄俊. 电力电子技术. 北京: 机械工业出版社, 2000
- [5] 邓超平等. 新型的单相 Buck 电路实现功率因数校正. 上海交通大学学报, 2004. 8: 1298~1299
- [6] 刘建. Cuk 型单相有源功率因数校正技术的研究. 哈尔滨工程大学硕士学位论文, 2003: 31~39 页
- [7] 刘胜利. 现代高频开关电源实用技术. 北京: 电子工业出版社, 2001: 384~459
- [8] 朱方明, 余建刚. 有源功率因数校正技术及应用. 现代电子技术, 2000 年第 10 期: 40~42
- [9] 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, 2004: 27~31, 186~196
- [10] 张忠权, 汤钰鹏, 华伟. 大功率单相有源功率因数校正主电路的研究. 电源世界, 2004 年第 5 期: 32~35
- [11] 张厚升, 张晓斌, 吴小华. 单相 Boost 功率因数校正器的优化设计. 电力电子技术, 2005 年 6 月第 39 卷第 3 期: 36~37
- [12] 李玉玲等. 功率因数校正技术的控制策略综述. 通信电源技术, 2003, 12: 24~27
- [13] 李爱文, 张承慧. 现代逆变技术及其应用. 北京: 科学出版社, 2002
- [14] 杨玉岗. 现代电力电子的磁技术. 科学出版社, 2003. 8
- [15] 杨旭, 裴云庆, 王兆安. 开关电源技术. 北京: 机械工业出版社, 2004: 253~264
- [16] 杨自厚. 自动控制原理. 北京: 冶金工业出版社. 1994.
- [17] 陈永春. MATLAB M 语言高级编程. 北京: 清华大学出版社. 2003.
- [18] 林渭勋. 现代电力电子电路. 杭州: 浙江大学出版社, 2002. 7
- [19] 林雯, 齐长远. “功率因数校正技术”. 电源技术应用, 1998 年 2、3、4、5 期, 1999 年第 1 期.
- [20] 洪乃刚 等编著. 电力电子和电力拖动控制系统的 MATLAB 仿真. 北京: 机械工业出版社, 2006: 240~244
- [21] 胡寿松. 自动控制原理(3 版). 北京: 国防工业出版社, 1994
- [22] 郇强等. 不同控制策略的小功率 Boost-APFC 性能研究. 电力电子技术, 2005, 12: 27~29
- [23] 曹建安, 裴云庆, 王兆安. Boost PFC 电路中开关器件的损耗分析和计算. 电工电能新技术, 2002 年 1 月第 21 卷第 1 期: 41~42
- [24] 雄健等. 一种改进的间接电流控制方案仿真. 电工技术学报, 2003, 2: 56~63

- [25] 蔡昆等. 单相 Boost 型功率因数校正电路的开环特性. 电力电子技术, 2003, 2: 41~43
- [26] 蔡宣三, 龚绍文. 高频功率电子学. 北京: 科学出版社, 1993
- [27] 穆斯塔法. 克契卡兹等. 单相 BOOST 功率因数校正电路的参数设计. 电力电子技术, 1998, 11: 37~40
- [28] 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. 11
- [29] Bill Andreycak, "OPTIMIZING PERFORMANCE IN UC3854 POWER FACTOR CORRECTION APPLICATION", Unitrode-Linear Integrated Circuit Product & Applications Handbook, 1995-96
- [30] Domingo, S. L. Simonetti, Javier Sebastian and Javier Uceda. Control Conditions to Improve Conducted EMI by Switching Frequency Modulation of Basic Discontinuous PWM Preregulator. PESC'94, 1994: 1180~1187
- [31] H. Kragh, F. Blaabjerg, and Y. Marechal. An advanced tool for optimized design of power electronics circuits. IEEE IAS'98, 1998, Vol 2: 991~998
- [32] Hassan Benqassmi, Jean-Christophe Crebier, Jean-Paul Ferrieux. Comparison Between Current-Driven Resonant Converters Used for Single-Stage Isolated Power-Factor-Correction. IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 47, NO. 3, Jun. 2000: 518-524
- [33] J.W. Dixom, B.T. Ooi. Indirect Current Control of a Unity Power Factor Sinusoidal Current Boost Type 3-Phase Rectifier. IEEE Trans. on Power Electronics, 1998, 35(4): 508-515
- [34] James P.N, "UC3855A/B HIGH PERFORMANCE POWER FACTOR PREREGULATOR", Unitrode Application Note, U-153.
- [35] K.H. Liu, Y.L. Lin. Current Waveform Distortion in Power Correction Circuits Employing Discontinuous-Mode Boost Converters. PESC, 1989: 825-829
- [36] Manias S, et al. An AC to DC Converter with Improved Input Power Factor and High Power Density, IEEE Trans. IA-22(6), 1986
- [37] Philip C. Todd. UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design. Unitrode Linear Integrated Circuit Product & Application Handbook, 1995-96.
- [38] Souvik Chattopadhyay, V. Ramanarayanan, V. Jayashankar. A Predictive Switching Modulator for current Mode Control of High Power Factor Boost Rectifier. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 18, NO. 1, Jan. 2003: 114-123
- [39] Unitrode Integrated Circuit Corp, Product and Applications Handbook, 1995~1996
- [40] Zheren Lai, Keyue Ma Smedley. A Family of Continuous-Conduction-Mode Power-Factor-Correction Controllers Based on the General Pulse-Width Modulator. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 13, NO. 3, May. 1998: 501-510

致谢

本论文的选题、课题的研究及撰写工作是在我的导师李瑞平副教授的悉心指导下完成的。在攻读硕士学位期间，李瑞平老师谦虚严谨的治学态度、诲人不倦的工作热情和求真务实的敬业精神，都深深的影响和激励着我。两年多来，在李老师的指导下，我不仅在学术上有所收获，而且逐步培养了自己独立分析问题和解决问题的能力。在此，我由衷的感谢李老师。我在学习过程中还得到电信教研室、控制教研室的许多老师和同学的指导和帮助，在此，向他们表示崇高的敬意和衷心的感谢！

在论文的完成过程中，还得到了许多老师和同学的热情帮助，在此向他们表示诚挚的谢意。谢谢你们！

最后，感谢我的家人对我的支持和鼓励！

附录一

Temp1 =

$$\begin{bmatrix} s, D0/L \\ -D0/C, s+1/(R*C) \end{bmatrix}$$

Temp2 =

$$\begin{bmatrix} [(s*R*C+1)*L/(s^2*L*R*C+s*L+D0^2*R), -D0/(s^2*L*R*C+s*L+D0^2*R)*R*C] \\ [D0/(s^2*L*R*C+s*L+D0^2*R)*R*L, s/(s^2*L*R*C+s*L+D0^2*R)*R*C*L] \end{bmatrix}$$

TF =

$$\begin{bmatrix} [D0/(s^2*L*R*C+s*L+D0^2*R)*R*IL+(s*R*C+1)/(s^2*L*R*C+s*L+D0^2*R)*UC] \\ [-s/(s^2*L*R*C+s*L+D0^2*R)*R*L*IL+D0/(s^2*L*R*C+s*L+D0^2*R)*R*UC] \end{bmatrix}$$

X =

$$\begin{bmatrix} [Ui/R/D0^2] \\ [Ui/D0] \end{bmatrix}$$

TF =

$$\begin{bmatrix} [1/D0/(s^2*L*R*C+s*L+D0^2*R)*Ui+(s*R*C+1)/(s^2*L*R*C+s*L+D0^2*R)*Ui/D0] \\ [-s/(s^2*L*R*C+s*L+D0^2*R)*L*Ui/D0^2+1/(s^2*L*R*C+s*L+D0^2*R)*R*Ui] \end{bmatrix}$$

TF =

$$\begin{bmatrix} [Ui*(2+s*R*C)/D0/(s^2*L*R*C+s*L+D0^2*R)] \\ [-Ui*(s*L-D0^2*R)/(s^2*L*R*C+s*L+D0^2*R)/D0^2] \end{bmatrix}$$

TF =

$$\begin{bmatrix} [Ui*(2+s*R*C)/D0/(s^2*L*R*C+s*L+D0^2*R)] \\ [-Ui*(s*L-D0^2*R)/(s^2*L*R*C+s*L+D0^2*R)/D0^2] \end{bmatrix}$$

攻读硕士研究生期间发表论文

1. 基于软开关技术的三相功率因数校正拓扑分析（第一作者）
贵州工业大学学报 2005 年 5 月 第 34 卷 第 5 期
2. YTO-101 总线网络在武器装备中的应用探讨
四川兵工学报 2006 年 2 月 第 27 卷 第 2 期

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科研成果。对本文的研究曾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责任由本人承担。

论文作者签名：傅晓帆 日期：2006年6月

关于学位论文使用授权的声明

本人完全了解贵州大学有关保留、使用学位论文的规定，同意学校保留或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；本人授权贵州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、缩印或其他复制手段保存论文和汇编本学位论文。

(保密论文在解密后应遵守此规定)

论文作者签名：傅晓帆 导师签名：李岩 日期：2006年6月