

重庆大学

---

硕士学位论文

---

单相三电平功率因数校正变换器的数字控制研究

---

姓名：翟阳

---

申请学位级别：硕士

---

专业：电气工程

---

指导教师：陆治国

---

20060401

## 摘要

随着大量电力电子装置的普及使用,其对电网造成日益严重的谐波污染问题,各国都对电力电子装置的功率因数制定了严格的标准,因此,对功率因数校正(PFC)电路的拓扑结构和控制技术的研究,是近年来电力电子技术领域的研究热点。同时,人们对电力电子装置的电压等级和功率等级的要求不断提高,多电平变换器作为顺应这一潮流的一种解决方案,正受到越来越多的关注。

数字信号处理器(DSP)已经广泛应用于电机控制、开关电源等领域。与传统的模拟控制相比较,数字控制具有许多优势,随着数字控制技术的不断发展,使得越来越多的控制性能更优越的控制策略得以在DSP芯片上实现。

本文主要探讨基于DSP的三电平Boost PFC的数字控制技术,论文详细的分析了三电平Boost PFC的工作原理和控制策略,采用改进的预测控制算法实现PFC的双环控制。

论文在分析了三电平Boost PFC主电路的工作原理和控制策略的基础上,与单电平Boost PFC的工作特性进行比较,可知三电平Boost PFC具有低频开关控制高频电流、磁性器件的体积更小和电路的损耗更低的特点,论文建立了三电平Boost PFC的空间状态方程,分析了稳态工作过程。

在控制策略方面,采用改进的预测控制算法。论文详细分析了预测控制算法的原理并且对其进行了必要的改进。改进的预测控制算法消除了输出电压纹波对控制系统的影响,功率因数得到了进一步提高。这种数字控制算法还实现了输出电压不随负载变化而波动的控制效果,输出的电压稳定性更好。

论文对三电平Boost PFC的外围电路和数字控制芯片进行分析。数字控制芯片采用TI公司的TMS320LS2407,论文对数字控制系统的软起动、采样算法、电压环和电流环预测控制算法、系统的程序流程等方面进行了必要的研究和探讨。

在理论分析的基础上,设计了三电平Boost PFC主电路,并利用TMS320LS2407实验板进行软件调试,验证了理论与仿真分析的正确性。

**关键词:** 三电平, PFC, 数字控制, 预测控制算法, DSP

## ABSTRACT

With the broad use of power electronic equipment, electromagnetic pollution becomes a more and more serious problem. All the countries make the strict standard for the power factor of electronic equipment. Thus the power factor correction (PFC) techniques have been a hot point in the field of power electronics in recent years. Meanwhile, with the continuous increase of the requirement for voltage level and power level of the power electronic equipment, multilevel converters, as an interesting solution according with the trend, have drawn tremendous interest.

Digital signal processors (DSP) have been extensively used in areas of motor control and power switch supply control system. Compared to traditional analog control, DSP controllers have more advantage. With the rapidly improvement of DSP, more and more control schemas can be realize.

This paper mainly study three-level Boost PFC control by digital method, present a modified predictive algorithm for three-level power factor correction.

Based on analyzing operational principle and control strategy of three-level Boost PFC, we can obtain three-level Boost PFC possess more advantages in higher frequency smaller, volume of magnetic device and lower loss compared with one-level Boost PFC.

The paper adopt a novel a modified predictive algorithm in digital control strategy. Base on researching tradition predictive algorithm, the method improve the capability of system in a way. It only can achieve higher switch frequency which normal digital control scheme can not reach, but also eliminate affection of output voltage ripple to control loop system. With this digital control scheme we can realize the higher power factor and output voltage cannot be change when load changed.

Designed the digital signal processors and sideline circuits of three-level Boost PFC. Digital signal processors attach TMS320LS2407 of TI Company. The software system contained initialization module, PI algorithm module, digital accomplishment of voltage loop and current loop module, sampling algorithm module and program flow chart of whole system.

According to the theory analysis, design the whole system of three-level Boost PFC controlled by modified predictive algorithm. The application efficiency is proved by the experiment results.

**Keywords:** Three-level, PFC, Digital control, Predictive algorithm, DSP.

## 1 绪论

众所周知，从 220V 交流电网经整流供给直流是电力电子技术应用极为广泛的一种基本的变流方案。但是如果大量的应用整流电路，将会产生严重畸变的谐波电流对电网有危害作用，使得输入的功率因数下降。随着 IEC1000-3-2 等国际标准的颁布和强制执行，功率因数校正(PFC)技术已成为电力电子领域的一个研究热点。

### 1.1 功率因数和 THD

#### 1.1.1 功率因数的定义

功率因数可以用 PF(Power Factor)表示。

定义：PF = 有功功率/伏安 =  $P/VI$  (1.1)

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： $I = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_n^2 + \dots}$  (1.2)

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  $\alpha$ 。则有功功率和功率因数可表示为：

$$P = VI_1 \cos \alpha$$

$$PF = VI_1 \cos \alpha / VI = I_1 \cos \alpha / I \quad (1.3)$$

式中  $I_1 / I = I_1 / \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_n^2 + \dots}$  (1.4)

式(1.4)表示基波电流相对值(以非正弦电流有效值  $I$  为基值)，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。一般情况下，因为输入电压为标准正弦，如果能够控制输入电流同样为正弦并且和输入电压同相，如图 1.1 所示，那么我们可以认为功率因数  $PF \approx 1$ 。

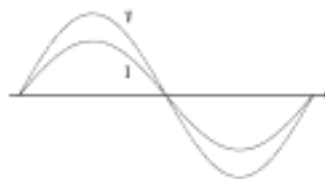


图 1.1 功率因数为 1 时，电压与电流的关系

Fig 1.1 Relation of input voltage and current when power factor is 1

### 1.1.2 输入功率因数与谐波的关系<sup>[1]</sup>

总谐波畸变的定义 (THD)

$$THD = I_h/I_1 = \sqrt{(I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_n^2 + \dots)}/I_1 \quad (1.5)$$

$I_h$  为所有谐波分量的总有效值。

由式 (1.5) (1.4) 可得畸变因数： $I_1/I = 1/\sqrt{1+THD^2}$

$$\text{当 } \alpha = 0 \text{ 时} \quad PF = I_1/I = 1/\sqrt{1+THD^2} \quad (1.6)$$

由式 (1.6) 可以看出功率因数与 THD 值有着密切的关系,能够通过计算 THD 值来反应功率因数的高低。

## 1.2 功率因数校正技术

### 1.2.1 功率因数校正的目的

功率因数校正的目的是要保持输出电压的稳定,又要令输入电流与输入电压保持相同相位。功率因数校正就是通过控制输入电流对输入电压的响应来完成这个任务。电压和电流的比值为常数时,输入呈现电阻性,功率因数为 1.0。如果该比值不是常数,它意味着输入包含有相移或谐波失真,或两者皆有。

### 1.2.2 拓扑结构的选择

Buck、Boost 和 Buck-Boost 是三种基本的功率变换器结构。Boost 电路因其输入电流连续,拓扑结构简单,效率高等特点,常被作为单相 PFC 电路拓扑的首选,但因 Boost 电路的升压特性,在 220 V 交流输入的情况下,输出电压通常控制在 400 V 左右。在升压比例不变的情况下,若输入电压进一步升高,相应的输出电压也会随之上升;或者在输入电压不变的情况下,希望有较高的输出电压。这都意味着 Boost 电路中的功率器件需要承受 400 V 以上的电压应力,这样,一方面增加了器件的开关损耗和通态损耗,另一方面,当电压升高到一定程度时,给器件的选择带来了困难,这在希望高压,高频运行的单相 PFC 电路中成了一个很难解决的矛盾。单相三电平 Boost 电路,为解决这一矛盾提供了一个很好的途径。

### 1.2.3 常用的控制方法

常用的控制 AC-DC 开关变换器实现功率因数校正的方法有三种,即电流峰值控制,电流滞环控制,平均电流控制<sup>[2]</sup>。

比较三种常用的控制方法,当采用峰值控制时,最主要的问题是电感电流的峰值  $i_p$  (它是控制的基准) 与高频状态空间平均值之间的误差,在一定条件下相当大,以至无法满足使 THD 很小的要求。此外电流峰值控制控制方法对噪声相

当敏感。

电流滞环控制法引入了电流滞环控制带 ( Hysteritic band ), 所检测的输入电压经分压后, 产生两个基准电流  $i_{\min}$  和  $i_{\max}$ 。当电感电流与参考电流比较后达到基准下限  $i_{\min}$  时, 开关导通, 电感电流上升; 当电感电流与参考电流比较后达到基准上限  $i_{\max}$  时, 开关关断, 电感电流下降。电流滞环宽度决定了电流纹波的大小, 可以是固定值, 也可以与瞬时平均电流成正比。电流滞环控制法的主要缺点是负载大小对开关频率影响很大, 由于开关频率变化幅度大, 设计输出滤波器时, 要按最低开关频率考虑。因此, 不可能得到体积和重量最小的设计。

平均电流控制方法是 PFC 经常用到的控制方法。它是以输入整流电压和输出电压误差放大信号的乘积为基准电流, 与电感电流检测值进行比较以及误差放大。放大后的平均电流误差与锯齿波斜坡比较后, 给开关送出 PWM 驱动信号。与上面所说的两种控制方法相比较, 平均电流控制方法具有 THD 值小, 对噪声不敏感, 可以应用于各种拓扑, 以及可以工作在 CCM 和 DCM 两种工作模式下的特点, 因此得到了广泛的应用。例如美国 Unitrode 集成电路公司生产的 UC3854 就是采用这种控制方式的功率因数校正控制器。

#### 1.2.4 功率因数校正技术 ( PFC ) 的发展方向

近年来, PFC 技术研究的热点问题集中在以下几个方面<sup>[3]</sup>:

- (1) 新型拓扑结构的提出。
- (2) 把 DC/DC 变换器中的新技术(如三电平技术、软开关技术)应用于 PFC 电路中。
- (3) 新的控制方法(基于已有控制结构的新控制方法), 以及基于新拓扑的特殊控制方法的研究。
- (4) 单级 PFC 变换器的研究。
- (5) PFC 技术的数字控制芯片的开发及基于数字芯片的新的数字控制方法的研究。

### 1.3 数字控制系统概述

#### 1.3.1 数字控制的意义<sup>[4]</sup>

传统的功率变换器采用的是模拟控制系统, 经过多年的研究, 模拟控制技术已经非常成熟。然而, 模拟控制系统的缺点是显而易见的。模拟控制系统需要大量的分立元件和电路板, 其元器件的数量很多, 制造成本也较高。大量的模拟元器件之间的连接相当复杂, 从而使系统的故障检测与维修比较困难。模拟元器件的老化问题和不可补偿的温漂问题, 以及易受环境(如电磁噪声, 工作环境度等)干扰等因素都会影响控制系统的长期稳定性。因此, 为了保持系统的稳定性, 采

用模拟控制系统的功率变换器对环境有较高要求。

专用模拟控制集成芯片的使用大大简化了控制系统，能方便的实现一些电路的控制，但其控制环路中的反馈控制网络仍需外接大量的电阻电容等模拟器件。这些元器件的误差会直接影响控制环路的性能，而且元器件老化等模拟控制系统的缺点依然存在。此外，由于模拟控制系统的功耗比较大，大规模集成比较困难。

专用模拟控制集成芯片的控制仍不够灵活，要实现复杂、先进的控制算法很困难。对于每一个采用模拟控制的功率变换装置，其控制系统都需要专门的设计。在不改变硬件的条件下，功率变换器想升级换代是几乎不可能的。每一次产品的更新换代，都需要重新设计、制造它们的控制系统。而且目前的模拟控制手段已经大大落后于控制理论的发展。目前大多数的模拟控制回路，仍采用传统的 PID 调节，而很少采用现代控制理论提供的新方案和新算法。对于模拟控制系统来说，监控性能也非常的差，只能通过模拟的测量以及光、声信号来显示、报警。因此，随着电力电子技术及其控制技术的不断发展，模拟控制的局限性已经越来越明显。

为了改善功率变换器的控制性能，设计者们在八十年代开始使用微处理器对功率变换器进行控制。通过 A/D 转换器将微处理器与系统相连，在微处理器中实现数字控制算法，然后通过 PWM(脉宽调制)发出开关控制信号。一些控制中所用到的参考值可以存储在微处理器的存储器中，并对功率变换器进行实时监控。微处理器的使用在很大程度上提高了功率变换器的性能，但由于微处理器的运算速度的限制，在许多情况下，这种微处理器辅助的功率变换器控制系统仍旧要用到运算放大器模拟控制元件。为了实现功率变换器的实时数字控制，高速的 DSP 逐渐开始应用于功率变换器的控制系统中。在基于 DSP 的功率变换器控制中，DSP 将功率变换器的反馈控制信号采样后与软件设定的参考信号比较，然后通过高速的运算产生出功率变换器的开关 PWM 信号。用软件的手段来实现反馈控制算法，能很好的解决控制系统由于元器件老化和温漂带来的问题，抗干扰能力也大大增强。此外，控制系统的升级可以通过改变软件来实现，在不改变硬件的条件下提高系统的性能。DSP 的控制软件还能提供给用户更完整的操作和历史数据，还能实现故障自诊断、系统自校正等功能。由于 DSP 芯片强大的运算能力，使很多复杂的、先进的控制理论如模糊控制、预测控制等在功率变换器中得以实现和应用。

虽然数字控制系统能给功率变换器带来诸多的好处，但在数字控制系统的设计中，有以下几个问题需要考虑：AD 转换的时间与精度，PWM 频率及精度，控制算法计算的延时，字长效应，计算精度，采样频率的选择等。这些因素都会影响控制系统的性能。功率变换器越来越高的开关频率要求控制芯片也有相应的高运算速度，而高运算速度的微处理器或 DSP 芯片的价格也相应较高。特别的，在

高频(几百千赫兹到几兆赫兹)功率变换器中,即使是最先进的 DSP 芯片也来不及处理。因此,在功率变换器控制中,数字控制要完全取代拟控制还需一段时间。

“数字电源”或“数字控制电源”有几种不同的含意。

最简单的定义是通过数字接口控制开关稳压器,这可能包括通过数字总线控制输出电压、开关频率或多通道电源的排序,启动、裕度控制、加电和断电排序等等都可以通过一个或多个数字信号控制。实际上,目前很多电源管理集成电路都以这种方式工作:通过数字接口控制模拟开关稳压器。

第二个是给前面定义加上所谓的“数字遥测”。在这种情况下,提供额外的控制功能以监视开关电源的状态,如温度、输出电流、输入电流、输入电压、输出电压等,并根据需求或周期性地向主机报告。ID 标记、故障状态信息甚至时间标记事件等其他信息也可以存储在片上非易失性存储器中,并在将来某个时间报告这些信息,具有大量数字集成电路的高端系统是这类数字电源的目标。

第三个也是最野心勃勃的数字电源的含义是,用数字电路彻底取代开关稳压器中的所有模拟电路。据说这样将使开关稳压器更容易设计、配置、稳定、调节和销售。更进一步的理由是,通过编写几行简单的代码,一个核心数字电源集成电路就可以配置成升压稳压器、降压稳压器、负输出、SEPIC、反激式或正激式变换器。

### 1.3.2 数字控制 PFC 的发展

数字控制 PFC 的发展从国内外研究的现状来看主要集中在两个方面:拓扑结构,控制算法。

#### 拓扑结构的研究现状

许多文献对数字控制 PFC 的研究都是以 Boost 变换器的主拓扑结构为基础的。但是 Boost 变换器并不是实现 PFC 的唯一途径,尤其近年来,针对单级 PFC 的研究使得许多基于 Boost 变换器拓扑的改进结构也越来越多。

三电平拓扑结构主要应用于电压较高的场合,三电平结构有两个开关管共同承受电压应力,可以解决高电压时电压应力过大的问题,使开关损耗更小,实现较高的功率密度。

#### 控制算法的研究

通常的数字控制策略仍然采用一般的电压环和电流环双闭环的控制结构,控制算法采用经典的 PI 控制策略。随着现代电力电子技术的不断发展。更多更新的更高级的算法不断涌现。例如模糊控制算法;预测控制算法;优化控制算法;滑模控制算法;自适应控制算法。各种控制算法都有它们的优缺点,多种控制算法结合使用,相互取长补短,将是 PFC 的数字控制算法研究的中心方向。



## 1.4 本文研究内容

论文集中探讨三电平 Boost PFC 的数字控制策略。Boost PFC 的主电路采用三电平结构，数字控制策略采用改进的预测控制算法。

论文第二章对三电平 Boost PFC 主电路进行的详细的分析，包括三电平电路工作方式的确定；系统损耗分析；通过状态方程对系统进行稳定性分析以及三电平 Boost PFC 的模拟控制策略。并且得出了三电平 PFC 拓扑结构相比与单电平 PFC 结构在较高电压及较高频率场合具有的较大优势。

论文第三章主要针对改进的预测控制算法进行探讨。首先分析了预测控制算法的原理及与传统的数字控制算法比较所具有的优势。论文把预测控制算法应用于三电平 Boost PFC 电路，并且对经典的预测控制算法进行了一定的改进，得到了比较理想控制的效果。

论文第四章主要针对主电路和外围电路的设计与实现，系统软启动设计，采样算法和采样电路的选择，数字控制算法的实现，以及整个系统的软件设计。

论文第五章在理论分析和仿真研究的基础上，设计 Boost PFC 主电路，并且利用 TMS320LF2407 实验板进行软件调试，验证理论与仿真分析的正确性。

## 2.三电平 Boost PFC 的原理与控制研究

### 2.1 三电平 Boost 变换器的工作原理<sup>[5]</sup>

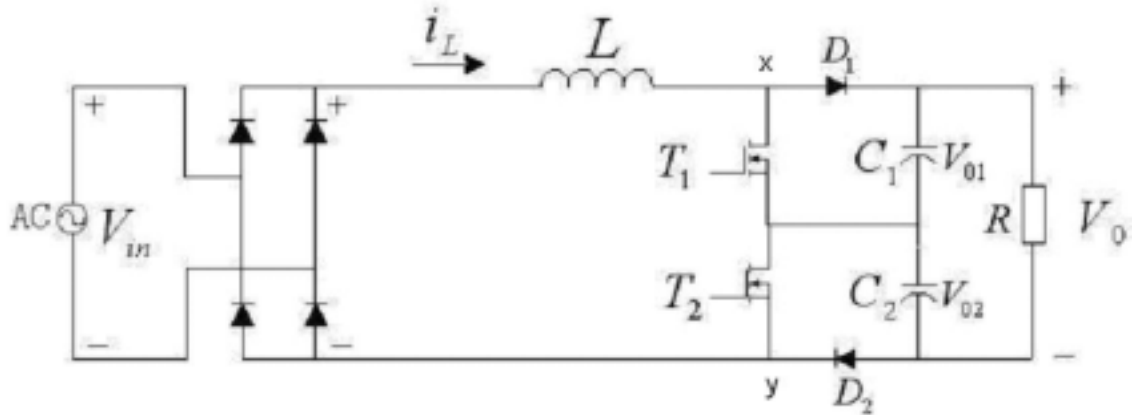


图 2.1 三电平 Boost 变换器拓扑结构

Fig 2.1 Three-level Boost PFC main circuit

功率因数校正电路的输入电压为工频 220V，输出电压通常为 400V。三电平 Boost 变换器的拓扑结构如图 2.1 所示，电容  $C_1 = C_2$ ， $V_{01} = V_{02} = \frac{V_0}{2}$ 。这样输入整流后的正弦电压存在小于  $\frac{V_0}{2}$  和大于  $\frac{V_0}{2}$  两种情况。三电平 Boost PFC 电路所谓的三电平指的是两个开关两端的电压  $V_{xy}$  为  $0, \frac{V_0}{2}, V_0$  三个电平，如图 2.2 所示。

由此，开关状态也分为两种不同的状态：

状态 1 ( $|v_{in}| < \frac{v_0}{2}$ )：在状态 1 时，当整流过后的输入电压从 0 开始正弦增加到  $\frac{v_0}{2}$ （或从  $\frac{v_0}{2}$  开始成正弦减少到 0）。如图 2.2 (a) 所示， $t_0$  时，两个开关  $T_1, T_2$  同时导通，电感两端电压为  $|v_{in}|$ ，电感电流上升。 $t_1$  时刻  $T_2$  关断，强迫电感电流从电容  $C_2$  和二极管  $D_2$  流过。此时电感两端的电压为  $|v_{in}| - \frac{v_0}{2}$ ，电感电流下降。由于

$|v_{in}|$  为整流后的正弦半波，当一个电源周期起始时， $|v_{in}|$  的电压值很低。这样就要求电感电流能够快速上升，同时电感电流下降速度不要太快，所以对于三电平结构来说，采用只关断一个开关的方法来减缓电感电流的下降速度。如图 2.2 (a)， $t_2$  时刻两个开关又再次同时导通， $t_3$  时  $T_1$  关闭  $T_2$  导通，如此循环。由此可见，状态 1 时，一直保持有一个开关处在开通阶段，可以认为电感电流处在持续增加的阶段。

状态 2 ( $|v_{in}| > \frac{v_0}{2}$ ): 此时输入电压升高。如图 2.2(b) 所示， $t_0$  时只有开关  $T_1$  导通，电感两端电压为  $|v_{in}| - \frac{v_0}{2}$ ，电感电流上升。  $t_1$  时开关  $T_1, T_2$  同时关断，电感两端电压为  $|v_{in}| - v_0$ ，电感电流减少。在状态 2 时，每个周期内当电感电流上升时仅有一个开关保持开通状态，电感电流下降时，两个开关同时关断。

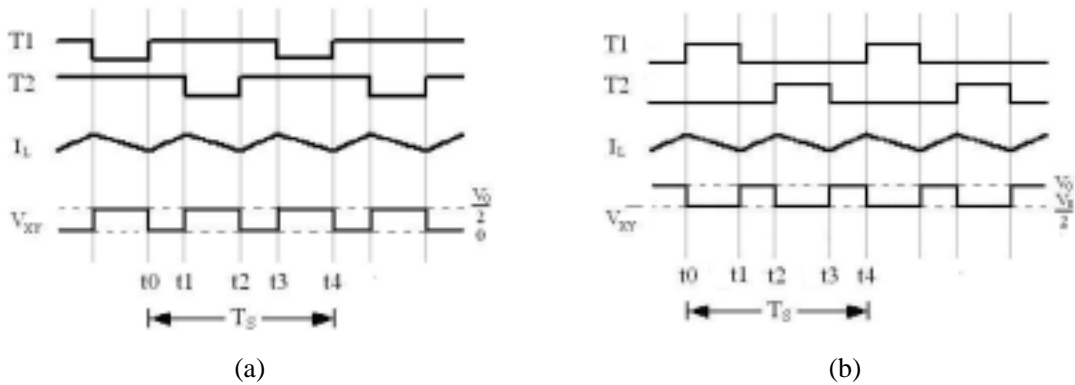


图 2.2 三电平 Boost 电路开关工作波形

Fig 2.2 Operation waveforms of a three-level Boost converter

## 2.2 三电平 Boost PFC 的工作特性研究

由于三电平变换器有两个开关共同作用的结果，可以应用较低耐压等级的开关来应用于高功率的场合。输出电压可以达到 400V 甚至更高，功率水平也可以达到千瓦级。

如图 2.3 所示，单相三电平 PFC 变换器的输入电压经过整流后得到的正弦电压峰值需要介于  $\frac{v_0}{2}$  和  $v_0$  之间，只有这样才能达到上述的工作状态。

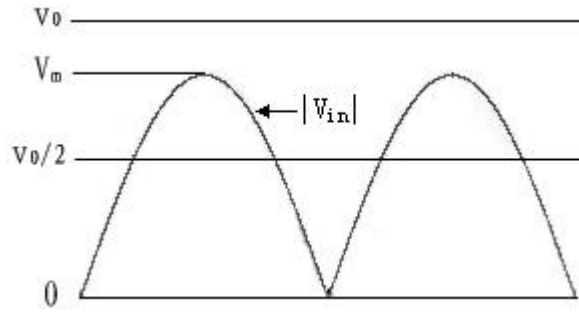


图 2.3 输入输出电压关系

Fig2.3 Input voltage of three-level boost PFC converter

### 2.2.1 电感电流纹波分析<sup>[6]</sup>

单相单电平的 Boost 的电感电流纹波为：

$$\Delta i_L = \frac{V_{in}}{L} DT_s = \frac{V_o T_s}{L} (1-D)D \quad (2.1)$$

由式 (2.1) 可以得出电感电流的纹波最大值出现在  $v_{in} = 0.5V_o$  的时刻，即

$$\Delta i_{\max} = \frac{v_{in}}{L} DT_s = \frac{V_o T_s}{4L} \quad (2.2)$$

状态 1 时，由于电感充电时电压为  $V_{in}$ ，放电是两端电压为  $\frac{V_o}{2} - v_{in}$ ，可得：

$$\Delta i_l = \frac{\frac{V_o}{2} - v_{in}}{L} D_{TL} T_s = \frac{V_o T_s}{2L} (2D_{TL} - 1)D_{TL} \quad (2.3)$$

式中  $D_{TL}$  为由三电平电感电流变化所对应的占空比。由式 (2.3) 可知在三电平 Boost 变换器中，状态 1 时的最大电流纹波出现在  $v_{in} = 0.25V_o$  时，即

$$\Delta i_{\max} = \frac{v_{in}}{L} D_{TL} T_s = \frac{V_o T_s}{16L} \quad (2.4)$$

同理可知当三电平 Boost 电路工作在状态 2 时，最大电流纹波电流

$$\Delta i_{\max} = \frac{V_o T_s}{16L}。$$

由 (2.2)(2.3) 和 (2.4) 可以得出三电平 Boost 电路的最大电感电流纹波是单电平 Boost 最大电感电流纹波的  $\frac{1}{4}$ 。如图 2.4 为仿真得到的单电平与三电平 Boost 电感电流纹波的比较。



(a)单电平 Boost PFC 的电感电流波形

(b) 三电平 Boost PFC 的电感电流波形

(a) Inductor current of one-level Boost PFC

(b) Inductor current of three-level Boost PFC

图 2.4 单电平与三电平 Boost 电感电流波形

Fig 2.4 One-level and Three-level Boost PFC inductance current

### 2.2.2 磁性元件的选择与系统损耗的分析<sup>[18]</sup>

根据式 (2.3) 可以得出三电平 Boost PFC 电路的电感电流的纹波为单电平 Boost PFC 电路的电感电流纹波的 1/4。电感电流纹波的大小直接决定了主电路电感器的设计, 包括电感的取值和体积的选择。一般的电感取值的计算公式为<sup>[6]</sup>:

$$L = \frac{V_{in} T_{on}}{\Delta I} = \frac{(V_0 - V_{in}) T_{off}}{\Delta I} \quad (2.5)$$

式中  $\Delta I$  即是电感电流纹波变化, 由上式可知在相同的输入输出的情况下, 三电平 Boost PFC 的电感取值大小为单电平电路的 1/4。

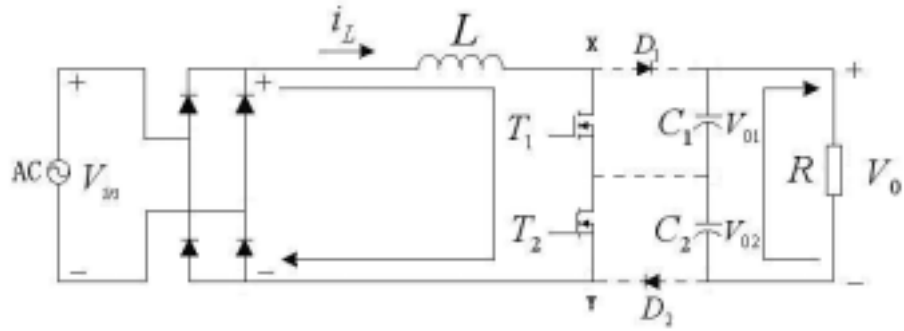
电感磁芯大小的选择主要是根据电感储能  $W = \frac{1}{2} LI^2$  来确定的。在相同的输入输出的情况下, 三电平 Boost PFC 的电感取值小, 因此电感储存的能量少, 那么三电平电路的电感体积要比单电平电感体积小得多, 同时产生的热量也少得多。

通过图 2.2 (a) 和 (b) 的波形分析我们可以得出三电平 PFC 是通过两个开关交替工作来实现对电感电流的控制, 它的开关频率为电流纹波频率的 1/2, 也就是说如果三电平 PFC 电路开关频率为 50kHz 时, 实际上电流纹波频率为 100kHz, 如果采用单电平电路的话开关频率应为 100kHz 才能达到三电平 PFC 开关频率为 50kHz 时的效果。这种用低频来控制高频的特性不但可以使电感的体积进一步的减小, 而且开关的损耗也得到了减小。

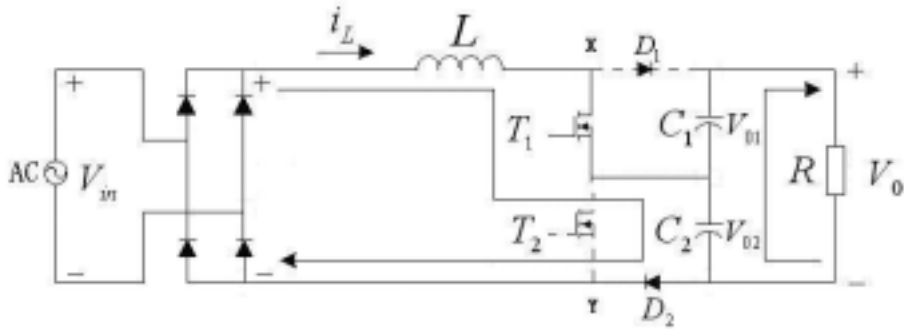
三电平 PFC 的总体损耗要比同等功率的单电平电路小很多。对于电感来说, 储能少损耗也相应的减少了。开关损耗是与开关频率和开关两端承受的电压成正比的, 三电平电路的开关频率与开关承受的电压都为单电平电路的一半, 而且在功率比较大时, 由于三电平采用两个开关管承受电压应力, 所以电路仍然可以采用 MOSFET 作为电路开关, 这就进一步减小了开关损耗。同时二极管承受的反向电压也是仅仅是输出电压的一半, 损耗也得到了减小。

### 2.3 模拟控制策略

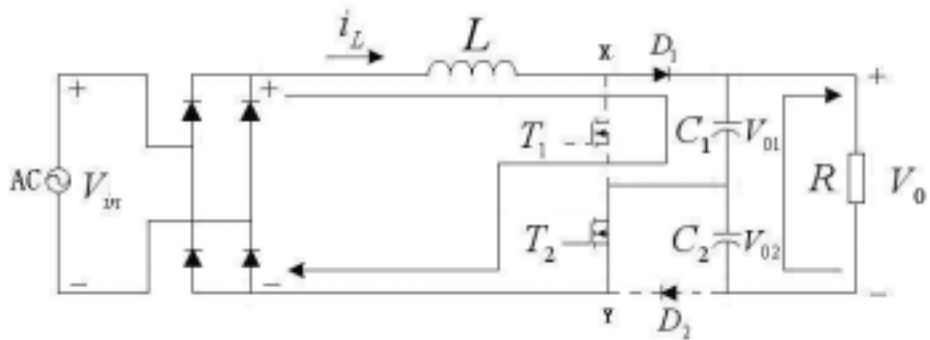
三电平 PFC 电路具有两个开关，三个电平的特性，所以控制方法比较复杂。下面分为四个阶段分析三电平 Boost PFC 的模拟控制<sup>[7]</sup>。



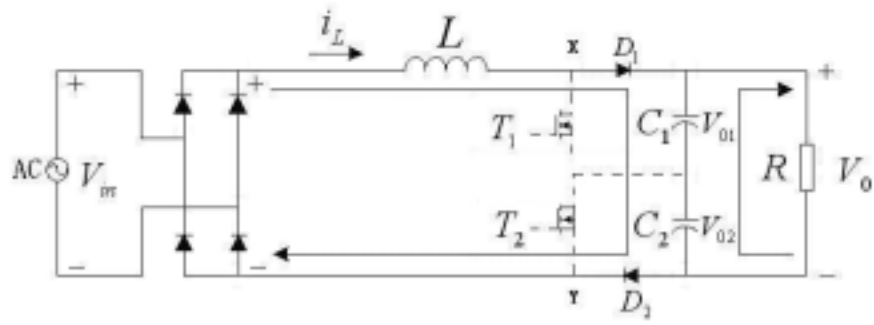
(a)



(b)



(c)



(d)

图2.5 三电平Boost PFC 的分段工作原理

Fig 2.5 Operational principle of Three-level Boost PFC

阶段1：

如图2.5 ( a ) 所示，此时两个开关同时导通， $V_{xy} = 0$ 。状态方程为

$$|v_{in}| = L_1 \frac{di_L}{dt} \quad (2.6.1a)$$

$$C_1 \frac{dv_{01}}{dt} + \frac{v_{01} + v_{02}}{R} = 0 \quad (2.6.1b)$$

$$C_2 \frac{dv_{02}}{dt} + \frac{v_{01} + v_{02}}{R} = 0 \quad (2.6.1c)$$

阶段2：

此时开关  $T_1$  开通， $T_2$  断开。如图2.5(b)所示， $V_{xy} = \frac{V_0}{2}$ ，状态方程为：

$$|v_{in}| = L_1 \frac{di_L}{dt} + v_{02} \quad (2.6.2a)$$

$$C_1 \frac{dv_{01}}{dt} + \frac{v_{01} + v_{02}}{R} = 0 \quad (2.6.2b)$$

$$C_2 \frac{dv_{02}}{dt} + \frac{v_{01} + v_{02}}{R} = i_L \quad (2.6.2c)$$

阶段3：

此时开关  $T_2$  开通， $T_1$  断开。如图2.5(c)所示， $V_{xy} = \frac{V_0}{2}$ ，状态方程为：

$$|v_{in}| = L_1 \frac{di_L}{dt} + v_{02} \quad (2.6.3a)$$

$$C_1 \frac{dv_{01}}{dt} + \frac{v_{01} + v_{02}}{R} = i_L \quad (2.6.3b)$$

$$C_2 \frac{dv_{02}}{dt} + \frac{v_{01} + v_{02}}{R} = 0 \quad (2.6.3c)$$

阶段4：

此时两个开关同时断开，如图2.5 (d) 所示。此时  $V_{xy} = V_0$ ，状态方程为：

$$|v_{in}| = L_1 \frac{di_L}{dt} + v_{02} + v_{01} \quad (2.6.4a)$$

$$C_1 \frac{dv_{01}}{dt} + \frac{v_{01} + v_{02}}{R} = i_L \quad (2.6.4b)$$

$$C_2 \frac{dv_{02}}{dt} + \frac{v_{01} + v_{02}}{R} = i_L \quad (2.6.4c)$$

把上述四个阶段合并起来：

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{(T_1 - 1)}{L_1} v_{01} + \frac{(T_2 - 1)}{L_1} v_{02} + \frac{|v_{in}|}{L_1} \quad (2.6.5a)$$

$$\frac{dv_{01}}{dt} = \frac{(1 - T_1)}{C_1} i_L - \frac{v_{01} + v_{02}}{RC_1} \quad (2.6.5b)$$

$$\frac{dv_{02}}{dt} = \frac{(1 - T_2)}{C_2} i_L - \frac{v_{01} + v_{02}}{RC_2} \quad (2.6.5c)$$

$$v_{xy} = (1 - T_1)v_{01} + (1 - T_2)v_{02} \quad (2.6.5d)$$

上式中，当开关  $T_1$  导通时， $T_1 = 1$ ，否则  $T_1 = 0$ ； $T_2$  导通时， $T_2 = 1$ ，关断时  $T_2 = 0$ 。

总的状态方程如下<sup>[8]</sup>：

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ v_{01} \\ v_{02} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{T_1 - 1}{L_1} & \frac{T_2 - 1}{L_1} \\ \frac{1 - T_1}{C_1} & -\frac{1}{RC_1} & -\frac{1}{RC_1} \\ \frac{1 - T_1}{C_1} & -\frac{1}{RC_2} & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_{01} \\ v_{02} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} |v_{in}| = A \begin{bmatrix} i_L \\ v_{01} \\ v_{02} \end{bmatrix} + B |v_{in}| \quad (2.6)$$



$$y = v_0 = [0 \quad 1 \quad 1] \begin{bmatrix} i_L \\ v_{01} \\ v_{02} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

由式 (2.6) 可得：

$$\det(sI - A) = s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0 = 0 \quad (2.8)$$

这里

$$a_2 = \frac{1}{RC_2} + \frac{1}{RC_1} \quad (2.9)$$

$$a_1 = \frac{(1-T_2)^2}{L_1 C_2} + \frac{(1-T_1)^2}{L_1 C_1} \quad (2.10)$$

$$a_0 = \frac{(T_1 - T_2)^2}{RL_1 C_1 C_2} \quad (2.11)$$

根据Routh - Hurwitz稳定判据：

$$a_0 > 0, a_1 > 0, a_2 > 0 \text{ 且 } a_1 \cdot a_2 > 0 \quad (2.12)$$

因为  $L_1, C_1, C_2, R$  为给定值, 而  $(T_1 - T_2)^2, (1 - T_1)^2, (1 - T_2)^2$  为逻辑变量都为正, 所以式 (2.12) 成立, 系统一直是稳定的。

根据上述的分析与推导, 状态1时, 电感电流需要快速增加 (减少), 这样要采用阶段1 (4) 对电感电流充 (放) 电, 采用阶段2或3对使电感电流放 (充) 电。状态2时, 电感电流的充放电趋于平衡, 充电可用阶段2 (3), 放电可用3 (2)。为了得到比较简单的控制方式, 采用电流滞环控制<sup>[9]</sup>。电感电流的误差可以用下式表达：

$$\Delta i_L = i_{Lref} - i_L$$

设定滞环带宽为  $h = i_{max} - i_{min}$ , 当  $\Delta i_L > i_{min}$  时开关导通, 电感电流上升, 当  $\Delta i_L > i_{max}$  时开关关断, 电感电流下降。同时要保持两个电容的电压平衡, 因此需要引入逻辑控制环节。同时要对电路所处状态进行区分, 状态变化也要引入控制环节。因此采用下面三个逻辑信号来区分工作状态和所处的工作阶段：

表2.1 三电平PFC工作状态与阶段的区分

Tab 2.1 Operation mode of Three-level Boost PFC

$q_0 = 0$	$\Delta i_L > i_{\max}$
$q_0 = 1$	$\Delta i_L > i_{\min}$
$q_1 = 0$	$ v_{in}  < \frac{v_0}{2}$
$q_1 = 1$	$ v_{in}  > \frac{v_0}{2}$
$q_2 = 0$	$v_{01} < v_{02}$
$q_2 = 1$	$v_{01} > v_{02}$

这里， $q_0$  为滞环控制输出脉冲， $q_1$  用来判断工作状态， $q_2$  用来控制电容电压平衡。三个逻辑变量共同作用决定PFC 电路工作状态和阶段。例如如果  $(q_0 \ q_1 \ q_2) = (0 \ 0 \ 1)$ ，这种组合 ( $q_0 = 0$ ) 表示电感电流处于下降阶段，既是开关关断，( $q_1 = 0$ ) 表示要求电感电流快速增加，( $q_2 = 1$ ) 说明  $v_{01} > v_{02}$ ，需要导通  $T_1$  对  $C_2$  充电，说明变换器工作在状态1、阶段2。把所有的组合排列如表 2.2所示：

表2.2 开关变量的逻辑关系

Tab2.2 Logic relation of switch variable

$q_0$	$q_1$	$q_2$	$T_1$	$T_2$
0	0	0	0	1
1	0	0	1	1
0	1	0	1	0
1	1	0	1	1
0	0	1	0	0
1	0	1	0	1
0	1	1	0	0
1	1	1	1	0

由表2.2可得逻辑表达的关系式如下：

$$T_1 = \overline{q_2} \cdot q_1 + \overline{q_2} \cdot q_0 + q_1 \cdot q_0$$

$$T_2 = \overline{q_2} \cdot \overline{q_1} + \overline{q_2} \cdot q_0 + \overline{q_1} \cdot q_0$$

系统的控制框图如图2.6所示：

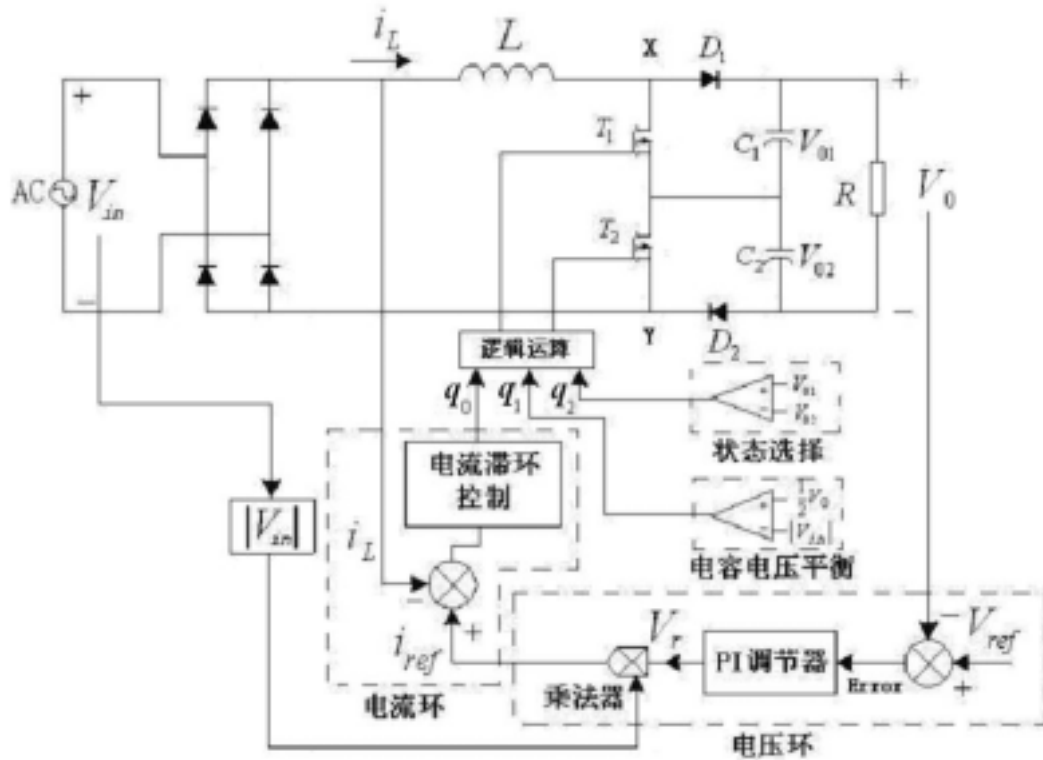


图 2.6 三电平 Boost PFC 的控制图

Fig 2.6 Control system of Three-level Boost PFC

### 3 三电平 Boost PFC 数字控制研究

Boost PFC 的数字控制算法很多，主要包括传统的 PI 控制算法；电流环占空比前馈控制算法；模糊控制算法；预测控制算法；优化控制算法；滑模控制算法；自适应控制算法等。无论采用什么控制算法，功率因数校正的目的是即要令输入电流与输入电压保持同相位，又要保持输出电压的稳定，这就决定了 PFC 需要采用电压外环，电流内环的校正方法来分别校正输出电压和输入电流。本章将集中探讨采用改进的预测控制算法控制的三电平 Boost 功率因数校正变换器。

#### 3.1 预测控制算法

##### 3.1.1 预测控制算法的原理<sup>[10][11]</sup>

传统的预测控制算法主要应用在单电平 Boost 的主电路拓扑方面。单电平 Boost 主电路如图 3.1 所示：

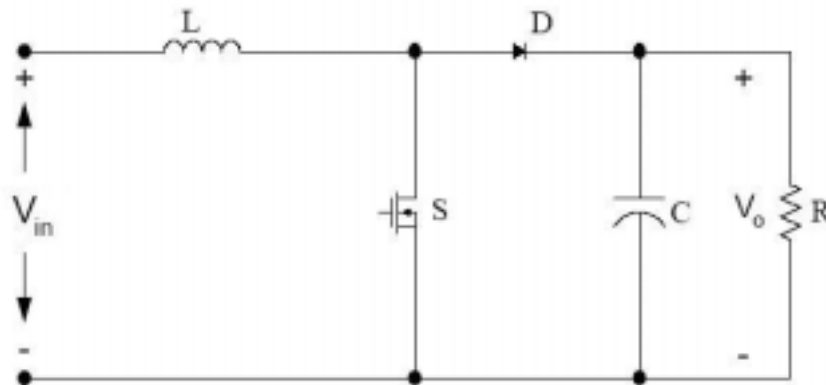


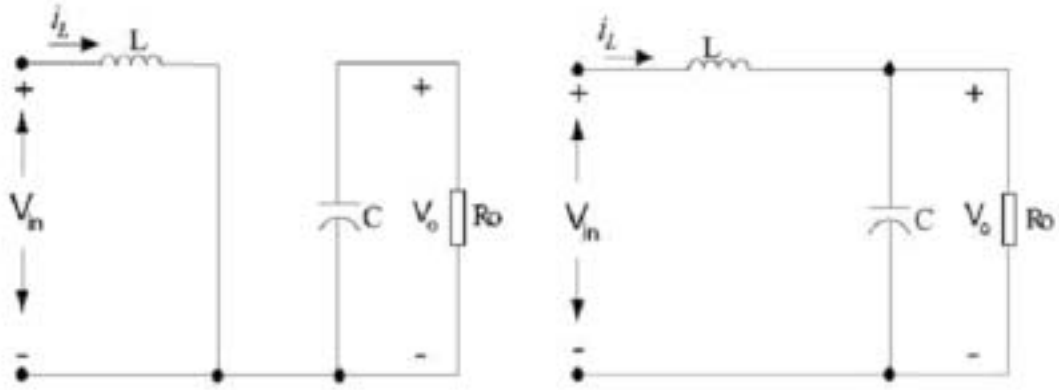
图 3.1 Boost 变换器主电路

Fig 3.1 Boost converter topology

预测控制算法的推导要基于下面的假设：

- (1) Boost 变换器工作在连续状态下。
- (2) 开关频率远远大于输入线电压的频率，这样可以认为输入电压  $V_{in}$  在每一个周期内为常数。

基于这些假设，Boost 变换器拓扑的等效电路如图 3.2 (1)(2) 所示：



(1) 开关导通时

(2) 开关关断时

(1) When switch is on

(2) When switch is off

图 3.2 Boost 变换器主电路的等效电路

Fig 3.2 Equivalent circuit of Boost topology

当开关  $S$  导通时：

$$L \frac{di}{dt} = V_{in} \quad , \quad t_k \leq t \leq t_k + d_k T_S \quad (3.1)$$

当开关  $S$  关断时：

$$L \frac{di}{dt} = V_{in} - V_0 \quad , \quad t_k + d_k T_S \leq t \leq t_{k+1} \quad (3.2)$$

由式 (3.1)(3.2) 可得  $k+1$  时刻的电感电流和  $k$  时刻电感电流的关系：

$$i_L(k+1) = i_L(k) + \frac{V_{in}(k) \cdot T_S}{L} - \frac{V_0(1-d(k)) \cdot T_S}{L} \quad (3.3)$$

这里  $d_k$  和  $T_S$  是占空比和开关周期,  $i_L(k), i_L(k+1)$  分别是  $k$  时刻和  $k+1$  时刻的电感电流。为了实现 PFC 控制效果, 电感电流  $i_L$  要跟随参考信号  $i_{ref}$  的变化而变化, 而输出电压  $V_0$  要跟随参考信号  $V_{ref}$ , 由此可得：

$$V_0 = V_{ref} \quad (3.4)$$

$$i_L(k+1) = i_{ref}(k+1) \quad (3.5)$$

$$i_L(k) = i_{ref}(k) \quad (3.6)$$

把式 (3.4)(3.5)(3.6) 带入式 (3.3) 可以得到：

$$d(k) = \frac{V_{ref} - V_{in}(k)}{V_{ref}} + \frac{[i_{ref}(k+1) - i_{ref}(k)] \cdot \frac{L}{T_S}}{V_{ref}} \quad (3.7)$$

式 (3.7) 中,  $V_{in}(k)$  可以通过对输入电压采样得到,  $i_{ref}(k)$  由两部分组成: PI 调节

器的输出  $V_r(k)$  和  $m|\sin \omega t|$  ( $m$  为比例系数)。式 (3.7) 即是预测控制算法的控制方程, 由此方程得到预测控制系统的控制回路如图 3.3 所示:

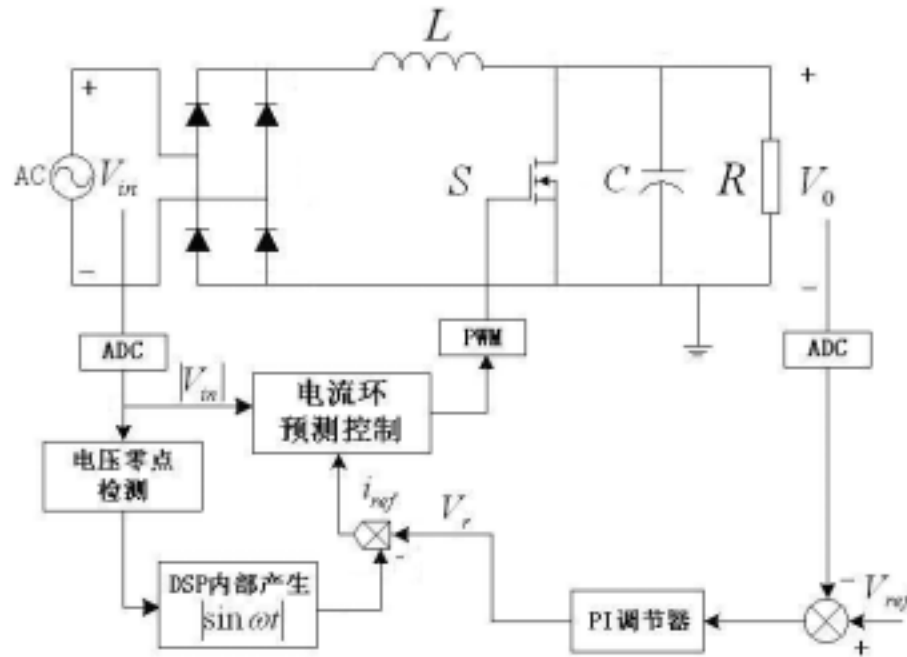


图 3.3. 预测控制结构

Fig 3.3 Digital predictive control for Boost PFC regulator

### 3.1.2 预测控制与传统的数字控制方法的比较

由于对高频信号的 AD 转换需要时间延迟, 再加上占空比计算的时间, 使得传统的数字控制 PFC 的开关频率受到一定的限制。传统的数字控制 PFC 一般采用平均电流控制方式<sup>[29]</sup>, 如图 3.4 所示。采用这种控制方法, 需要 DSP 在每个周期  $T_s$  中计算占空比  $d$ , 通过占空比计算开关  $S$  的导通与关断来实现功率因数校正的效果。所有的控制过程包括: (a) 电压和电流采样; (b) 电压误差计算; (c) 电压环 PI 放大计算; (d) 参考电流计算; (e) 电流误差计算; (f) 电流环 PI 放大计算; (g) 占空比计算。所有的这些计算过程都要在一个周期内完成。尤其是电感电流的变化频率与开关频率相同, 一直处在高频变化状态。因此在每个周期中至少要对电感电流进行一次采样。这样 DSP 的采样和计算的速度大大限制了开关频率的提高<sup>[28]</sup>。

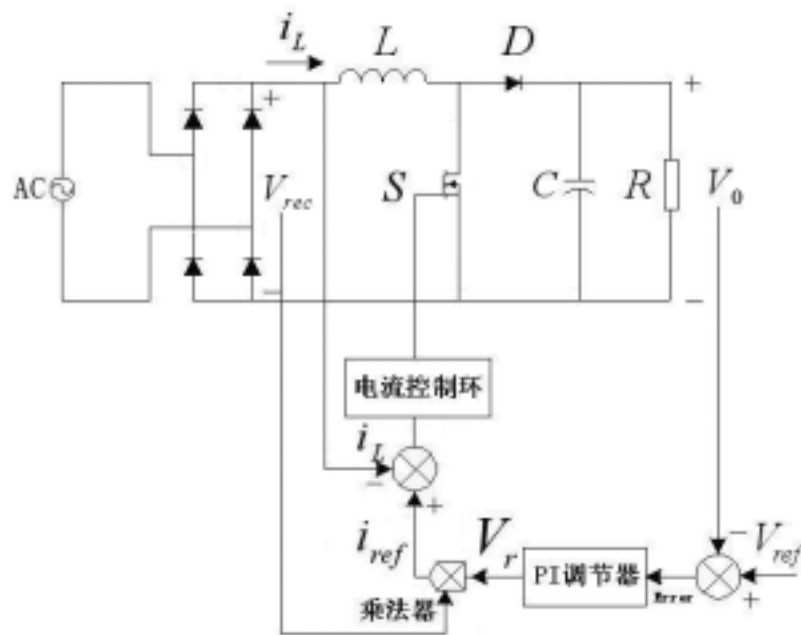


图 3.4 平均电流控制方式实现的功率因数校正

Fig 3.4 Average current control of the Boost PFC

基于上面提出的问题，很多文献也探讨了很多解决的途径。文献[12]提出为了压缩计算和采样时间提高开关频率，采用每几秒或者几十秒内刷新一次开关频率。但是这种方法提高了电感电流的谐波含量，功率因数不理想。文献[13]还提出了采用 DSP 和模拟控制芯片 UC3854 联合起来协同控制，DSP 芯片控制低频电压环和电压的前馈环节，UC3854 控制高频电流环。虽然这种控制方法可以很好的实现 PFC 的效果，而且也能提高开关频率，但是 DSP 价格较高，这种控制方法性价比不高。由于高频电流采样直接影响了数字 PFC 的开关频率，文献[14][15]还提出了几种高效的采样算法，例如 SSOP 算法，以及改进的 SSOP 算法和交替边缘采样。但是这些采样算法同样在每个周期中对电感电流最少要进行一次采样，它们只是提高了采样时间点的计算速度。但是仍然要使用上一个周期计算出的占空比触发 PWM，无法实现实时控制。

综上所述，现有的一些数字控制 PFC 受到了一些限制，首先，采样速度和复杂的过程计算限制了开关的高频化。其次，若要实现高频采样和控制，需要更高频率的 DSP 芯片，这样也就提高了设计成本。

预测控制可以较好的解决上述问题。首先，预测控制算法不需要对高频电感电流采样，如果可以认为输入工频电压为比较理想的正弦波，没有过大的谐波分量和持续的工频电压幅值变化。那么预测控制只需要对输入电压和输出电压进行低频采样。其次，预测算法可以预先计算出一个电源周期中的占空比，实现开关的高频化。第三，由于不需要进行高频采样，这样可以选用低价位的 DSP 来实现

控制算法<sup>[30]</sup>。

### 3.2 三电平 Boost PFC 预测控制算法的实现

三电平 Boost PFC 的拓扑结构比较复杂，工作方式分为两个状态，四个阶段。控制方程的计算分别在两个状态下讨论：

开关工作在状态 1 时，电感电流上升，两个开关同时打开，电感两端的电压为  $|V_{in}|$ ，电感下降时两个开关一个导通，一个关断，此时电感两端的电压为  $|V_{in}| - \frac{1}{2}V_0$ 。

因此当两个开关同时打开时：

$$L \frac{di}{dt} = |V_{in}| \quad , \quad t_k \leq t \leq t_k + d_k T_S \quad (3.8)$$

有一个开关关断时：

$$L \frac{di}{dt} = |V_{in}| - \frac{1}{2}V_0 \quad , \quad t_k + d_k T_S \leq t \leq t_{k+1} \quad (3.9)$$

由式 (3.8)(3.9) 得：

$$i_L(k+1) = i_L(k) + \frac{|V_{in}(k)| \cdot T_S}{L} - \frac{V_0(1-d_1(k)) \cdot T_S}{2L} \quad (3.10)$$

得到的控制方程为

$$d_1(k) = \frac{V_{ref} - 2|V_{in}(k)|}{V_{ref}} + \frac{[i_{ref}(k+1) - i_{ref}(k)] \cdot \frac{2L}{T_S}}{V_{ref}} \quad (3.11)$$

在状态 2 时：电感电流上升，仅有一个开关打开，电感两端的电压为  $|V_{in}| - \frac{1}{2}V_0$ ，电感电流下降时两个开关同时关断，此时电感两端的电压为  $|V_{in}| - V_0$ 。

因此当仅有一个开关打开时：

$$L \frac{di}{dt} = |V_{in}| - \frac{1}{2}V_0 \quad , \quad t_k \leq t \leq t_k + d_k T_S \quad (3.12)$$

两个开关同时关断时：

$$L \frac{di}{dt} = |V_{in}| - V_0 \quad , \quad t_k + d_k T_S \leq t \leq t_{k+1} \quad (3.13)$$

由式 (3.12)(3.13) 得：



$$i_L(k+1) = i_L(k) + \frac{|V_{in}(k)| \cdot T_s}{L} - \frac{V_0(1 - \frac{1}{2}d_2(k)) \cdot T_s}{L} \quad (3.14)$$

得到的控制方程为

$$d_2(k) = \frac{2(V_{ref} - |V_{in}(k)|)}{V_{ref}} + \frac{[i_{ref}(k+1) - i_{ref}(k)] \cdot \frac{2L}{T_s}}{V_{ref}} \quad (3.15)$$

(3.11) 和 (3.15) 为三电平 Boost PFC 的预测控制方程,  $d_1(k)$  为电路处在状态 1 时的控制方程得到的  $k$  时刻的占空比,  $d_2(k)$  为电路处在状态 2 时的控制方程得到的占空比。 $d_1(k)$ ,  $d_2(k)$  代表在每一个开关周期内高电平持续的时间与开关周期的比值。同时  $d_1(k)$ ,  $d_2(k)$  为两个在 0 和 1 之间变化的逻辑变量。三电平 Boost PFC 的控制还需要对占空比信号进行逻辑组合, 设当的  $d_1(k)$  为高电平时,  $q_1(k) = 1$ , 当  $d_1(k)$  为低电平时,  $q_1(k) = 0$ 。同理  $d_2(k)$  对应的逻辑变量为  $q_2(k)$ 。根据上一章的分析三电平控制环还需要引入电容平衡的逻辑判断变量  $q_3(k)$ 。 $q_1(k)$ 、 $q_2(k)$ 、 $q_3(k)$  可以决定电路处在什么工作状态和工作阶段, 如表 3.1 所示:

表 3.1 预测控制三电平 PFC 工作状态与阶段的区分

Tab 3.1 Operation mode segment of predictive control Three-level Boost PFC

$q_1(k) = 0$	$ v_{in}  < \frac{v_0}{2}$ , 电感电流下降
$q_1(k) = 1$	$ v_{in}  < \frac{v_0}{2}$ , 电感电流上升
$q_2(k) = 0$	$ v_{in}  > \frac{v_0}{2}$ , 电感电流下降
$q_2(k) = 1$	$ v_{in}  > \frac{v_0}{2}$ , 电感电流上升
$q_3(k) = 0$	$v_{01} < v_{02}$
$q_3(k) = 1$	$v_{01} > v_{02}$

当工作在状态 1 时,  $T_1(k)$  与  $T_2(k)$  与  $q_1(k)$ 、 $q_3(k)$  的关系如表 3.2:

表 3.2 开关变量  $T_1(k)$ 、 $T_2(k)$  与  $q_1(k)$ 、 $q_3(k)$  的逻辑关系

Tab 3.2 Logic relation of switch variable  $T_1(k)$ ,  $T_2(k)$  and  $q_1(k)$ ,  $q_3(k)$

$q_1(k)$	$q_3(k)$	$T_1(k)$	$T_2(k)$
0	0	0	1
0	1	1	0
1	0	1	1
1	1	1	1

此时的逻辑表达式为：

$$T_1(k) = q_1(k) + q_3(k) \quad (3.16)$$

$$T_2(k) = q_1(k) + \overline{q_3(k)} \quad (3.17)$$

当工作在状态2时， $T_1(k)$ 与 $T_2(k)$ 与 $q_2(k)$ 、 $q_3(k)$ 的关系如表3.3：

表3.3 开关变量 $T_1(k)$ 与 $T_2(k)$ 与 $q_2(k)$ 、 $q_3(k)$ 的逻辑关系

Tab 3.3 Logic relation of switch variable  $T_1(k), T_2(k)$  and  $q_2(k), q_3(k)$

$q_2(k)$	$q_3(k)$	$T_1(k)$	$T_2(k)$
0	0	0	0
0	1	0	0
1	0	0	1
1	1	1	0

此时的逻辑表达式为：

$$T_1(k) = q_2(k) \cdot q_3(k) \quad (3.18)$$

$$T_2(k) = q_2(k) \cdot \overline{q_3(k)} \quad (3.19)$$

由上面的控制方程得到的整体控制框图如图 3.5 所示：

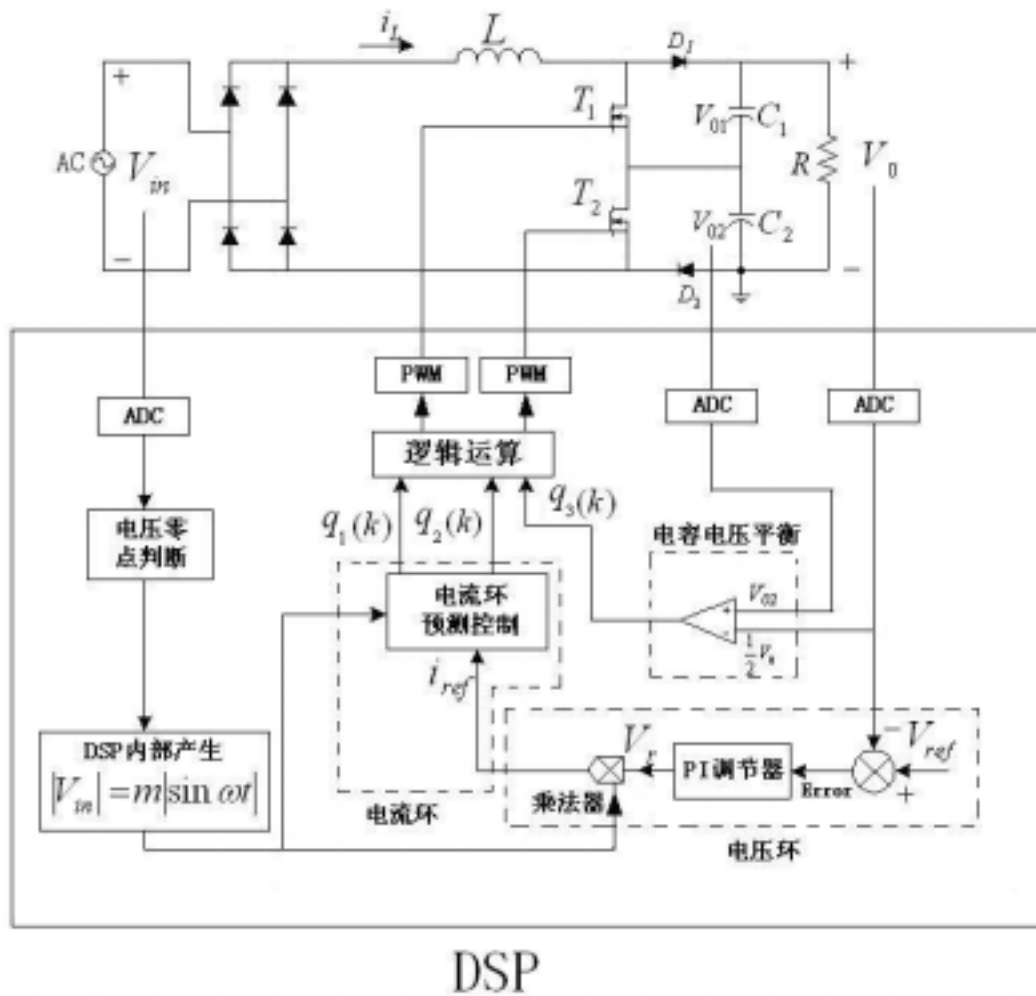


图 3.5 三电平 Boost PFC 预测控制框图

Fig 3.5 Digital predictive control for Three-level Boost PFC regulator

### 3.3 三电平 Boost PFC 预测控制算法的改进

从单电平的 Boost PFC 的预测控制方程 (3.7) 和三电平的预测控制方程 (3.11) (3.15) 可以看出, 他们都是由两部分组成。第一部分由输入电压和参考电压构成。

第二部分由参考电流构成。控制方程 (3.7) 的第一部分为  $\frac{V_{ref} - V_{in}(k)}{V_{ref}}$ , 此式可以

看成是当输出为  $V_0 = V_{ref}$ , 输入为  $V_{in}(k)$  时系统要求的占空比。同样控制方程 (3.11)

的第一部分可以看成是当输出为  $\frac{1}{2}V_0 = \frac{1}{2}V_{ref}$ , 输入为  $V_{in}(k)$  时系统要求的占空比。

但是输出电压由于主电路的结构不可避免的要产生纹波, 由文献[16]知单电平

Boost PFC 的输出电压:  $V_0 = V_{ref} - \frac{I_0}{2\omega C} \sin 2\omega t$ , 式中  $I_0$  为输出电流。输出电压的

纹波： $u_r = -\frac{I_0}{2\omega C_0} \sin 2\omega t$ 。图 3.6 为输出电压纹波的波形：

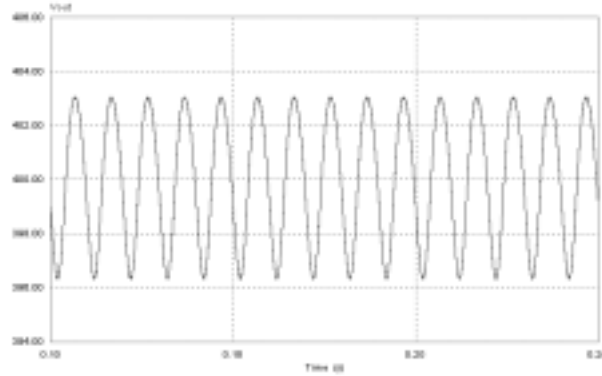


图 3.6 单电平 Boost PFC 输出电压波形

Fig 3.6 Output voltage of One-level Boost PFC

如图 3.6 可知输出电压  $V_0$  是在 400V 成小幅振荡。控制方程 (3.7) 的第二部分

$$\frac{[i_{ref}(k+1) - i_{ref}(k)] \cdot \frac{L}{T_s}}{V_{ref}}$$
 是用来控制输出电压的纹波。而且因为  $i_{ref}$  与电压环联系紧密，所以包含了对输出电压的控制信息<sup>[33]</sup>。

由于控制方程 (3.7)(3.11)(3.15) 的形式相同，可进行统一分析。控制方程 (3.11) 中， $V_{ref}$ 、 $L$ 、 $T_s$  都是恒定的，变化量为  $|V_{in}(k)|$  和  $i_{ref}(k)$ 。因此  $i_{ref}(k)$  和  $|V_{in}(k)|$  成为系统稳定与快速反应的关键因素。

### 3.3.1 对参考电流的 $i_{ref}(k)$ 改进

由控制框图 3.5 可知， $V_r(k)$  为电压环输出信号， $i_{ref}(k)$  为电感电流的参考信号。由自动控制原理知，电感电流  $i_L$  要跟随参考信号  $i_{ref}(k)$  的变化而变化。电流参考值  $i_{ref}(k) = V_r(k) \cdot m|\sin \omega t|$  (式中  $m$  为比例系数)。  $V_r(k)$  用来确定  $i_{ref}(k)$  的幅值， $m|\sin \omega t|$  是用来确定  $i_{ref}(k)$  的相位。因为  $m|\sin \omega t|$  由 DSP 内部的正弦向量表查表产生，由此可知  $V_r(k)$  的波动直接影响  $i_{ref}(k)$  的变化<sup>[32]</sup>，下面从两个方面分析采用数字控制的方法灵活的控制  $V_r(k)$  来优化预测控制系统。

#### (a) 输出电压纹波对 PFC 系统的影响<sup>[17]</sup>

无论是单电平还是三电平 Boost PFC 电路的电压纹波是由主电路的参数决定的与控制回路无关，传统的 PID 控制必然引入电压纹波使得电流的参考信号受到影响<sup>[22]</sup>。  $V_r(k)$  为电压环反馈输出信号，波形如图 3.7：

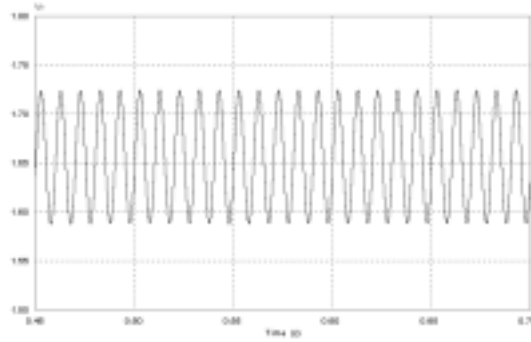


图 3.7 三电平 Boost PFC 电压环输出信号

Fig 3.7 Output voltage loop of Three-level Boost PFC

可以看到  $V_r(k)$  在系统稳定后大致在某个电压范围成正弦波震荡。这样模拟控制得出的电流参考信号  $i_{ref}(k)$  并不是完全的正弦信号，而是超前于标准正弦信号，如图 3.8 所示。

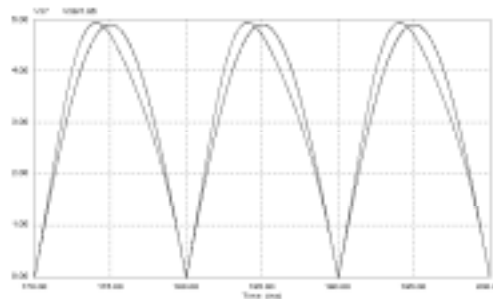


图 3.8 电流参考信号  $i_{ref}(k)$  与标准正弦信号的比较

Fig 3.8 Compare current reference  $i_{ref}(k)$  with standard sine signal

当电流参考信号不为完全的正弦信号时，经过校正后的电感电流波形当然也不能达到正弦。为了使  $i_{ref}(k)$  为标准正弦，必须消除输出电压纹波的影响，三电平 Boost PFC 的纹波电压可用下式表达：

$$u_r = -\frac{I_0}{2\omega(C_1 + C_2)} \sin 2\omega t \quad (3.20)$$

由式 (3.20) 可知纹波电压的频率为 100Hz。如果在 PI 环节的输入端引入一个定时采样算法，把采样频率设为 100Hz，在每个纹波中点进行采样，这样得到的  $V_r(k)$  为一条直线。由  $i_{ref} = V_r \cdot m |\sin \omega t|$  可知，当  $V_r(k)$  为一恒定的值时，可以完全

避免电流参考信号  $i_{ref}(k)$  的非正弦畸变。

### (b) 负载变化对 $V_r(k)$ 的影响分析

应用传统的数字控制方法，负载的变化对输出电压的影响比较大。图 3.9 所示为负载减半时，输出电压的变化波形<sup>[19]</sup>：

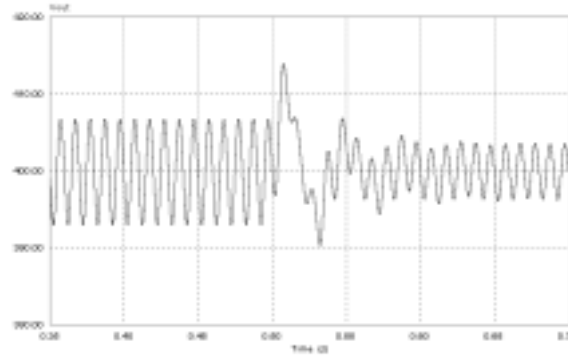


图 3.9 采用传统的数字控制算法，当负载减半时输出电压的变化情况

Fig 3.9 With tradition control algorithm, affection of output voltage when load changed

输出电压波动的产生主要是由输出滤波电容和电感引起，当负载变化时，输出电流会发生突变，输出功率也要发生突变，但是由于滤波电容的存在使得输出电压无法突变，而电感又使输入电流不能突变。这样造成输出功率和输入功率不平衡，从而系统要产生一段时间的振荡<sup>[26]</sup>。

输出电压的变化必然导致电压环输出  $V_r(k)$  的波动。 $V_r(k)$  是电感电流参考值  $i_{ref}(k)$  的决定因素。如果由于负载突变造成  $V_r(k)$  的一段时间的不稳定，也直接影响了预测控制系统的稳定。

根据功率平衡原理，电感电流与输出电流存在着直接的关系。当负载电流突变的时候，可以采用数字的方法瞬时的改变  $V_r(k)$  的值来使得  $i_{ref}(k)$  发生突变，系统可以在瞬间完成输入功率和输出功率的平衡，而不需要再经过一小段时间的调整直接达到稳定状态，同时也可以保证输出电压不会受到负载变化的任何影响<sup>[20]</sup>。

应用如上所说的控制方法，首先要计算  $V_r$  的值。 $I_L = I_{ref} = \sqrt{2}I_{Lrms} |\sin \omega t|$ 。根据功率平衡原理，电感电流的有效值：

$$I_{Lrms} = \frac{V_0^2}{R \cdot V_{INrms}} \quad (3.21)$$

$$I_{ref} = V_r \cdot m \cdot |\sin \omega t| \quad (3.22)$$

由  $I_L = I_{ref} = \sqrt{2}I_{Lrms} |\sin \omega t|$  和式 (3.21), (3.22)

$$V_r = \frac{\sqrt{2}V_0^2}{R \cdot m \cdot V_{INrms}} \quad (3.23)$$

$$V_r = \frac{K}{R} \quad (3.24)$$

式 (3.24) 中,  $K = \frac{\sqrt{2}V_0^2}{m \cdot V_{INrms}}$

由式 (3.24) 可以看出在输入电压不变的前提下  $R$  对  $V_r$  具有直接的控制作用。对于数字控制系统可以通过同时对输出电压和电流进行低频采样来检测负载的变化情况。当负载变化较大时, 可以通过 DSP 系统内部产生中断, 直接对  $V_r(k)$  赋值改变  $V_r(k)$  的值来改变参考电流  $i_{ref}(k)$ , 使系统快速的达到稳定。图 3.10 所示为负载减半时, 通过瞬间改变  $V_r$  的值控制输出电压得到的输出电压的波形。

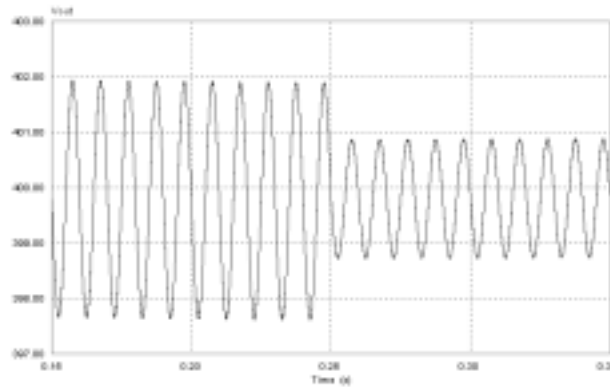


图 3.10 负载减半时, 通过瞬间改变  $V_r(k)$  的值来控制输出电压的波形图

Fig 3.10 When load reduce by one half, wave of output voltage with changed value of  $V_r(k)$  instantly

### 3.3.2 对 $|V_{in}(k)|$ 的控制策略的改进

由控制方程 (3.11) 和 (3.15) 知,  $|V_{in}(k)|$  是方程第一部分的关键变量。如果认为工频输入电压没有严重的高次谐波分量和频繁的幅值改变, 那么可以采用 DSP 内部产生标准正弦向量来代替  $|V_{in}(k)|$ , 这样只需要在每几个电源周期对电压零点进行一次采样即可, 但是这样忽略的输入电压的扰动因素, 会导致系统稳定性和快速性不理想。

为了消除工频输入电压的扰动, 本设计中仍然对输入电压  $|V_{in}(k)|$  进行高频采样。通过对上一章的分析知, 三电平两个开关共同作用实现了低频控制高频的效果。就是说如果三电平 PFC 电路开关频率为 100kHz 时, 实际上电感电流纹波频率为 200kHz, 如果采用传统的控制方法, 电感电流的采样频率要达到 200kHz。这样对  $|V_{in}(k)|$  进行 100kHz 的高频采样实现的是单电平 Boost PFC 开关频率为 200kHz

的效果。而且通过对  $i_{ref}(k)$  的改进可以知道，在每半个电源周期中控制方程 (3.11) 和 (3.15) 的第二部分已经提前计算出来。控制方程 (3.11) 和 (3.15) 的第一部分形式非常简单，这样对  $|V_{in}(k)|$  采样之后进行简单的计算就可以触发 PWM。仍然可以实现实时控制。

三电平 Boost PFC 改进的预测控制整体框图如图 3.11：

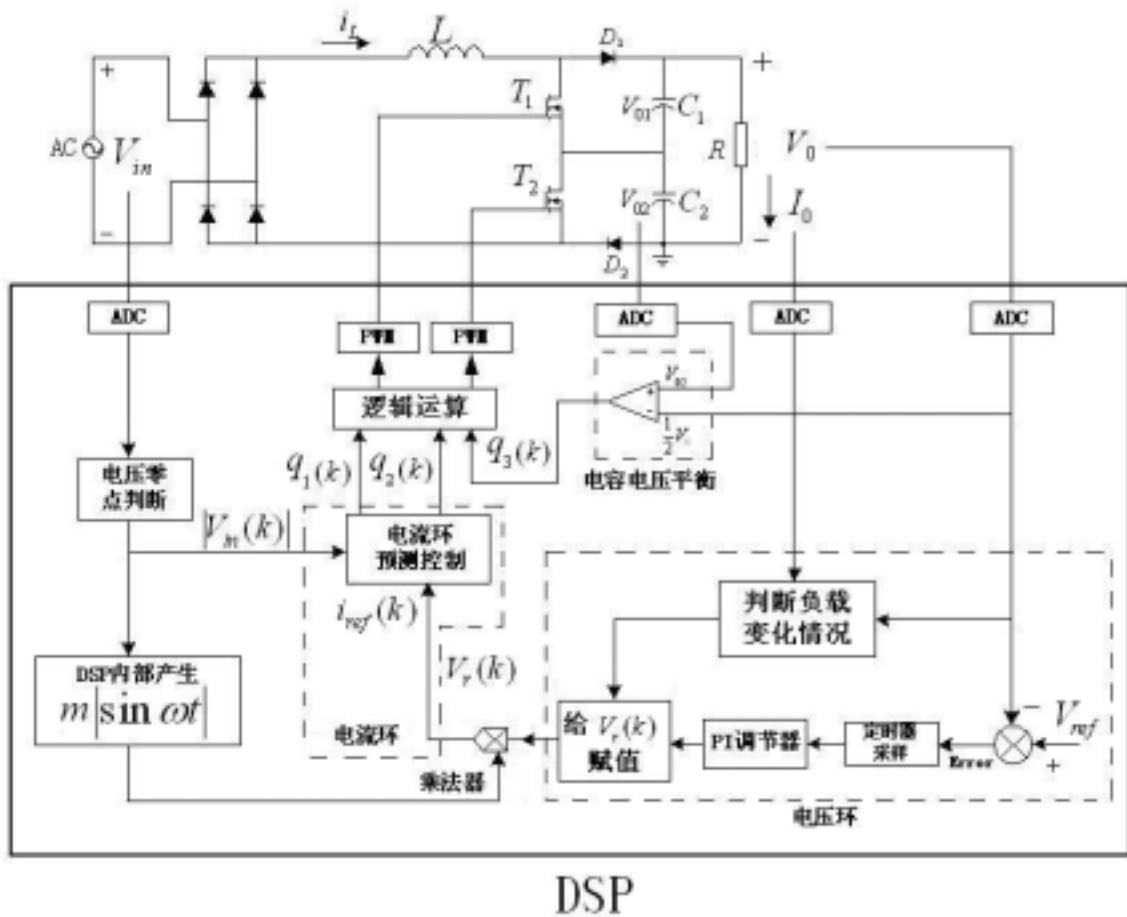


图 3.11 三电平 Boost PFC 改进的预测控制整体框图

Fig 3.11 Modified predictive control Three-level Boost PFC system



## 4 三电平 Boost PFC 数字控制的设计与实现

### 4.1 主电路的设计

主电路设计主要是涉及到主电路元件的选取和元件参数的确定。三电平 Boost PFC 的工作原理已经在第二章进行了分析，元件的选取和取值主要包括电感、电容、MOSFET 和 MOS 管的驱动芯片。主电路的输入为工频交流电压  $V_{in} = 220\sqrt{2} \sin \omega t$ ，输出  $V_0 = 400$ ，负载  $R = 200\Omega$ ，开关频率 100kHz。

#### (a) 电感参数的确定

根据式 (2.4)，三电平 Boost PFC 的最大纹波电流为：

$$\Delta i_{\max} = \frac{V_0 T_s}{16L}$$

对于  $\Delta i_{\max}$  的取值很多资料和文献上是根据一定的条件来设定的。通常是以输入电流平均值的 20% 即 0.2 倍来设定的<sup>[21]</sup>。

$$I_{in} = \frac{V_0 I_0}{V_{in}} = \frac{400 \times 2}{220} = 3.64A$$

$$\Delta i_{\max} = 0.2 I_{in} = 0.2 \times 3.64 = 0.728A$$

由式 (2.4) 得

$$L_{\min} = \frac{V_0 T_s}{16 \cdot \Delta i_{\max}} = \frac{400 \times 10^{-5}}{16 \times 0.728} = 0.34mH$$

设计中取  $L = 1mH$ 。

#### (b) 电容参数的确定

三电平 Boost PFC 主电路由两个滤波电容串联来保持输出电压的稳定。电容两端承受的电压为输出电压的一半 200V。输出电容的选择一般根据输出功率选取，通常每瓦  $1 \sim 2\mu F$ ，设计的输出功率为 800W，则两个串联的电容的取值同为 2000 $\mu F$ 。

#### (c) 主电路 MOS 管选取

三电平 Boost PFC 主电路由两个 MOS 管共同作用。它们的选取主要根据导通时承受的电流以及关断时承受的电压决定。设计中当 MOS 管导通时：

$$I_S = I_{in} + \Delta i_{\max} = 3.64 + 0.728 \approx 5A$$

两个 MOS 承受的反相电压为 200V，可选用 IRFPE40。

#### (d) 续流二极管的选择

主电路中存在两个续流二极管，它们承受的最大反相电压为 200V。流过的最大峰值电流为流过电感的最大电流为 5A，选择快恢复二极管 10ETF10。

## 4.2 DSP 芯片外围电路设计

本设计中需要对主电路电压电流等多个模拟量进行 AD 采样，而 DSP 最大采样电压为 3.3V，因此要对需要采样的电压进行分压处理，同样对输出电流的采样也要进行相应的分压处理。

DSP 的 PWM 脉冲输出电压为 3.3V，不能直接驱动 MOS 管，要选择相应的驱动芯片放大脉冲信号来驱动 MOS 管。由于三电平的电路结构特殊要同时驱动两个 MOS 管，设计中选择 MC34152 双 MOS 高速驱动芯片<sup>[25]</sup>。

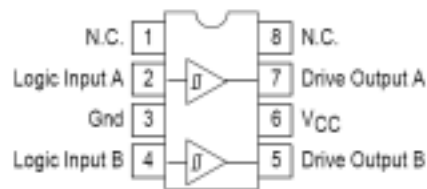


图 4.1 MC34152 引脚图

Fig4.1 pins arrangement of MC34152

如图 4.1 为 MC34152 的引脚图，引脚功能说明如下表 4.1 所示：

表 4.1 MC34152 的引脚功能说明

Tab 4.1 The use of pins in MC34152

引脚号	符号	名称	功能
1, 8	N.C.	空脚	使用中悬空
2	Logic Input A	逻辑输入 A 端	作为用户的一个逻辑输入端
3	GND	参考地端	系统工作地端
4	Logic Input B	逻辑输入 B 端	作为用户的一个逻辑输入端
5	Driver Output B	对应 Input B 输出端	经放大后接相应的 MOS 管栅极
6	VCC	电源端	提供供电电源
7	Driver Output A	对应 Input A 输出端	经放大后接相应的 MOS 管栅极

MC34152 具有如下工作特点：

- (1) 具有 1.5A 推挽电路输出的两独立通道；
- (2) 兼容 CMOS/TTL 电平输入；
- (3) 带有迟滞欠压保护；
- (4) 低待机损耗；
- (5) 适用于高频驱动。

整体驱动电路如图 4.2 所示：

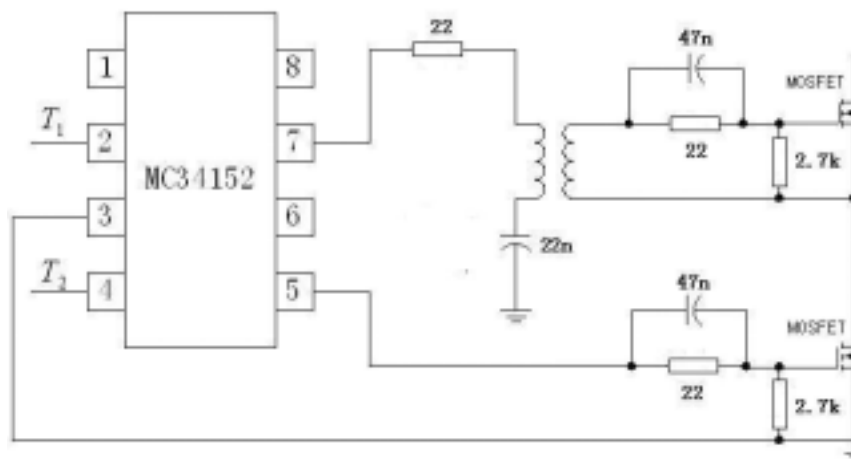


图 4.2 MOS 管驱动电路

Fig 4.2 MOSFET driver circuit

### 4.3 数字控制芯片设计

#### 4.3.1 TMS320LS2407 芯片概述<sup>[23]</sup>

TMS320C2407 DSP 处理器具有和微控制器一样的优点，同时具有更快的速度，有能力实现高密度计算控制算法，这样就可以降低系统的成本。芯片的高速运算能力归功于双总线的哈佛结构和单周期的乘法指令。一条总线用于数据，另一条用于程序指令，双总线结构可以大大的提高 CPU 运算速度。

数字信号处理器(DSP)TMS320LF240x 系列的产品是美国德州仪器 (TI) 公司为应用于数字电机控制(DMC)而设计生产的。由于它集成的外设电路如 A/D 转换，PWM 发生器等，再加上高速的运算特性，使 TMS320LF2407 也非常适合应用于高频开关电源的控制。

TMS320LF240x 系列 DSP 控制器不仅集成了高性能的 DSP 内核，还集成了一些片内外设，在设计控制系统时达到单片解决方案。这个优点使其正在逐步取代传统的微控制器和昂贵的多片设计。每秒 3000 万条指令(30MIPS)的执行速度。C240x 系列的 DSP 控制器可以得到比传统的 16 位微处理器或微控制器更好的性能。

C240x 的 16 位定点 DSP 内核，使其在用数字方法实现模拟设计时不会牺牲系统的精确度和性能。相反，通过使用先进的控制算法，如自适应控制、卜尔曼滤波、状态控制等，还能进一步提高系统的性能。C240x 系列 DSP 控制器还能提高系统的可靠性以及可编程性。

高速的中央处理单元 (CPU) 可以实时的实现处理算法使得计算结果更精确。C240x 的指令集中还加入了信号处理指令和普通的控制功能指令。此外，TI 公司还为 C240x 系列芯片的开发使用提供了广泛的技术支持，使其与传统的 8 位，16

位微控制器一样容易，并能缩短开发周期。C240x 的指令集还向下兼容其他 TMS320 定点 DSP 芯片的指令，很容易移植其他定点 DSP 芯片的程序。

作为系统管理器，DSP 必须具备强大的片内 IO 和其它外设功能。C2407 片内的事件管理器与其它任何一种 DSP 都不同。两个事件管理器模块 EVA 和 EVB，包括了两个 16 位通用定时器；8 个 16 位的脉宽调制 (PWM) 通道，它们能够实现：三相反相控制器、PWM 的对称和非对称波形；可编程的 PWM 死区控制；三个捕获单元；片内光电编码器接口电路；16 通道 A/D 转换器。

同时 TMS320C2407 还拥有可扩展的外部存储器共 192K 字节空间；64K 字节程序存储器空间；64K 字数据存储空间；64K 字 I/O 寻址空间；看门狗定时器模块 (WTD)；10 位 A/D 转换器最小转换时间为 500ns，可选择由两个时间管理器来触发两个 8 通道输入 A/D 转换器或一个 16 通道输入的 A/D 转换器；高达 40 个可单独编程或复用的通用数字 I/O；它的 SCI 和 SPI 可以用来进行和计算机的通讯，实现电源模块间的通信，遥测，遥调，遥控；五个外部中断（两个功率驱动保护、复位和两个可屏蔽中断）。

通过上面的分析 TMS320LS2407 内部资源足以满足本设计的需要。资源应用情况如 4.2 表所示：

表 4.2 DSP 资源使用情况

Tab4.2 The use of source in DSP for this design

占用的 DSP 资源	引脚用途
PWM1	输出 $T_1$ 的驱动信号
PWM2	输出 $T_2$ 的驱动信号
ADC1	对输入电压 $V_{in}$ 采样
ADC2	对输出电压 $V_0$ 采样
ADC3	对输出电流 $I_0$ 采样
ADC4	对电容平衡电压 $V_{02}$ 采样

同时，设计还需要占用多个定时器来完成相应的控制环节。

#### 4.3.2 软启动设计

电容电压的初始值为零，工频输入电压的最大值为 310V，如果直接上电会产生很大的冲击电流，这对电路及电网来说都是很危险的。为了减少电路初始状态的冲击电流，有必要在电路启动时加入软启动<sup>[24]</sup>。

系统刚刚开始启动时的电容电压为零，而参考电压  $V_r = 400V$ 。电容电压和参

考电压相差很大，必然造成 MOS 管的开关占空比很大，会导致开关管过流。因此在软启动阶段，可考虑使参考电压从零开始增加，缓慢上升到 400V。这种方法限制了输出电压的值，同时也就限制了开机瞬间的电流值。此时两个开关同时工作，

$$\text{占空比 } T_1 = T_2 = 1 - \frac{220}{V_{ref}}, (0 < T_1, T_2 < 1)$$

#### 4.3.3 正弦基准信号的生成<sup>[35]</sup>

在预测数字控制中，正弦参考信号是以数字方式给定的，故必须实时得到当前采样周期的正弦函数值。TMS320LF2407 的编译环境提供了一系列的可以直接调用的常用数学函数，其中就有正弦函数，但我们不能够使用提供的函数来实现本设计的信号电源。这是因为通过该函数得出一个正弦量需要经过复杂的计算，消耗了大量的机器周期。

在本设计中正弦基准信号是通过一个正弦向量表来实现的，因为采样频率即在  $0^\circ \sim 360^\circ$  的正弦值中采样  $n$  个点，将这  $n$  个值存放在存储器中以供调用，这一步可由 C 语言来完成，数据表格中数据的点数  $n$  是需要事先确定的。确定数据点数的依据主要是开关频率，本系统中功率开关管的开关频率为 100 kHz，正弦馒头波的频率为 100 Hz， $n = 100000 / 100 = 1000$ 。这样正弦向量表中数据点数选为 1000。将其数值放在程序存储器中，程序初始化的时候将之从程序存储器中读出，放入数据存储器中以便查询。

#### 4.3.4 采样算法和采样电路设计

设计中需要对多个模拟量进行采样。现存的一些采样算法如 SSOP (single sampling in one period) 采样算法、改进的 SSOP 采样算法和交替边沿采样算法通常都是针对电感电流的采样而言。主要原因是由于电感电流的变化频率与开关频率相同，在开关导通与关断瞬间存在电流尖峰，所以需要谨慎的选取采样点。

本设计中不需要对电感电流采样，只对输入电压  $V_{in}$  进行 100kHz 的高频采样。其他三路采样频率仅为 5kHz 就可以满足系统设计的要求。所以对采样算法没有特殊的要求。

三路电压采样电路的设计如图 4.3，这部分电路的输入阻抗应较大，以减小对设备信号的影响，输出阻抗应同 DSP 的 ADC 转换通道的输入阻抗相匹配。输出的电平信号应该在 DSP 的 ADC 转换所需的 0 ~ 3.3 伏之间，而输入电压为双极性正弦信号，需要引入加法器把双极性正弦信号转化成单极性。各个工作环节的电压、电流检测电路都相似，下面以输入电压采样的检测为例介绍本系统所采用的采样电路的设计原理。

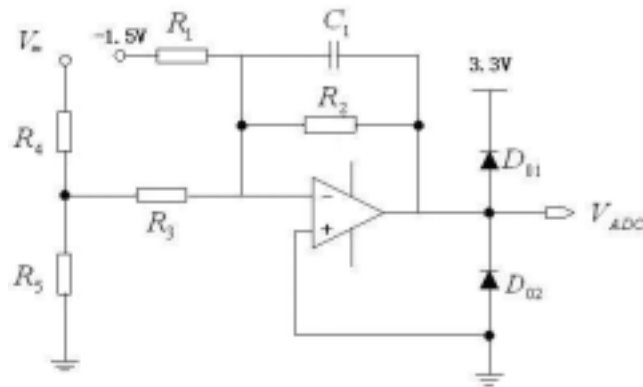


图 4.3 输入电压采样电路

Fig 4.3 Input voltage sample circuit

如图 4.3 所示，取  $R_1 = R_2 = R_3$ ，则：

$$V_{ADC} = 1.5 - \frac{V_{in} \cdot R_k}{R_4 + R_k} \quad (4.1)$$

$$\text{其中 } R_k = \frac{R_3 \cdot R_5}{R_3 + R_5}$$

由于 DSP 只能测得 0 ~ 3.3V 的电压，在放大电路的输出端有两个箝位二极管，保证  $V_{ADC}$  在 0 至 5V 之内。 $V_{in}$  正常情况下峰值为  $\pm 220\sqrt{2}V$ ，将  $\pm 220\sqrt{2}$  带入 (4.1)

可计算出  $\frac{R_k}{R_4}$  的取值范围。

输出电流的采样电路设计如同 4.4：

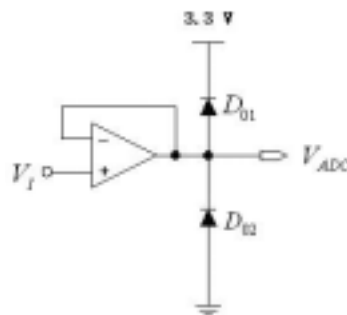


图 4.4 电流采样电路

Fig 4.4 Current sample circuit

$V_I$  为电流采样功率电阻的输出，功率电阻的阻值设定为  $0.5\Omega$ ， $V_I$  端接入电压跟随器来消除后级电路阻抗的影响。

#### 4.3.5 电压环数字控制设计<sup>[31]</sup>

由控制框图 3.9 知，电压环的设计由两部分组成，电压环 PI 调节器和对负载

变化的判断及对  $V_r$  赋值。

(a) 电压环 PI 调节器设计<sup>[33]</sup>

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

$$e(t) = r(t) - c(t) \quad (4.1)$$

通过比例和积分环节得到的传递函数为：

$$u(t) = K_p \left[ e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt \right] \quad (4.2)$$

式 (4.2) 中， $u(t)$  为 PI 调节器的输出， $e(t)$  为 PI 调节器的输入， $K_p$  为比例系数， $T_i$  为积分时间常数。把式 (4.2) 写成离散形式：

$$U(k) = K_p E(k) + K_i \sum_{i=0}^k E(i) \quad (4.3)$$

式 (4.3) 中  $K_i$  为积分常数，对上式进行简化写成增量形式为：

$$U(k-1) = K_p E(k-1) + K_i \sum_{i=0}^{k-1} E(i)$$

则有： $\Delta U(k) = U(k) - U(k-1) = K_p [E(k) - E(k-1)] + K_i E(k)$

应用到设计中为：

$$\Delta V_r(k) = K_p [E(k) - E(k-1)] + K_i E(k) \quad (4.4)$$

式 (4.4) 中  $E(k) = V_{ref}(k) - V_0(k)$ 。则 PI 调节器的输出  $V_r$  为：

$$V_r(k) = V_r(k-1) + K_p [E(k) - E(k-1)] + K_i E(k) \quad (4.5)$$

设计中采用常用的电压环比例和积分常数： $K_p = 2$ ， $K_i = 0.01$ 。

(b) 负载变化的判断

对输出电压和电流的低频采样可以得到负载的变化情况：

$$R(k) = \frac{V_0(k)}{I_0(k)} \quad (4.6)$$

本设计中当负载的变化超过 5% 时，对电压环输出  $V_r$  重新赋值。此环节输出一个百分比与  $V_r$  相乘。

$$W\% = \frac{R(k-1)}{R(k)} \quad (4.7)$$

当  $W\% > 1.05$  或者  $W\% < 0.95$  时,系统中断并对  $V_r$  赋值 :

$$V_r(k) = V_r(k-1) \cdot W\% \quad (4.8)$$

#### 4.3.6 电流环数字控制设计

根据第三章对三电平 Boost PFC 的分析,当系统处在状态 1 时 :

$$d_1(k) = \frac{V_{ref} - 2|V_{in}(k)|}{V_{ref}} + \frac{[i_{ref}(k+1) - i_{ref}(k)] \cdot \frac{2L}{T_s}}{V_{ref}}$$

此时 :

$$T_1(k) = q_1(k) + q_3(k) \quad (4.9)$$

$$T_2(k) = q_1(k) + \overline{q_3(k)} \quad (4.10)$$

式(4.9)(4.10)中,  $q_1(k)$  和  $q_3(k)$  为逻辑变量,逻辑变量  $q_1(k)$  保持高电平的时间和开关周期的比值为  $d_1(k)$ 。 $V_{ref}$ 、 $T_s$ 、 $L$  为常数,  $|V_{in}|$  可由采样得到,  $d_3(k)$  为对  $V_{o2}(k)$  采样后与  $V_0(k) - V_{o2}(k)$  比较得到的逻辑输出 ( $V_0(k)$  为采样得到输出电压)

$$[i_{ref}(k+1) - i_{ref}(k)] = m \cdot V_r(k) \cdot [|\sin(\omega(k+1))| - |\sin(\omega k)|] \quad (4.11)$$

式(4.11)中,  $|\sin(\omega(k+1))| - |\sin(\omega k)|$  可通过 DSP 查表得到。 $V_r(k)$  为电压环输出。式中的  $m$  的计算由式(3.23)得到 :

$$V_r = \frac{\sqrt{2}V_0^2}{R \cdot m \cdot V_{INrms}}$$

本设计中  $V_r(k)$  的稳定值为 0.9,此时 :

$$m = \frac{\sqrt{2}V_0^2}{R \cdot V_r \cdot V_{INrms}} = 5.7 \quad (4.12)$$

同理可得当三电平 Boost PFC 处在状态 2 时的控制方程 :

$$d_2(k) = \frac{2(V_{ref} - |V_{in}(k)|)}{V_{ref}} + \frac{[i_{ref}(k+1) - i_{ref}(k)] \cdot \frac{2L}{T_s}}{V_{ref}}$$

$$T_1(k) = q_2(k) \cdot q_3(k) \quad (4.13)$$

$$T_2(k) = q_2(k) \cdot \overline{q_3(k)} \quad (4.14)$$

式(4.13)和(4.14)中各项的取值与状态 1 相同。



两种工作状态的判断通过对查表得到的 $|\sin(\omega k)|$ 来判断,当 $|\sin(\omega k)| < 0.643$ 时,工作在状态 1;当 $|\sin(\omega k)| > 0.643$ 时,工作在状态 2。

#### 4.4 系统软件设计

##### 4.4.1 程序流程

对于三电平 Boost PFC 改进的预测控制的软件部分设计主要通过对主电路电压电流信号采样后,进行分析处理,并触发 PWM 脉冲来控制主电路 MOS 管的导通与关断。程序控制主要由两个部分实现,一个是针对电压环的计算,一个是针对电流环的计算以及触发 PWM 脉冲信号<sup>[32][27]</sup>。

需要进行采样的变量为: $V_{in}$  (频率为 100kHz),  $V_0$ 、 $V_{02}$ 、 $I_0$  (频率为 5kHz), 两路 PWM 脉冲信号为: $T_1$ 和 $T_2$ 。

系统的程序流程如图 4.5 所示:

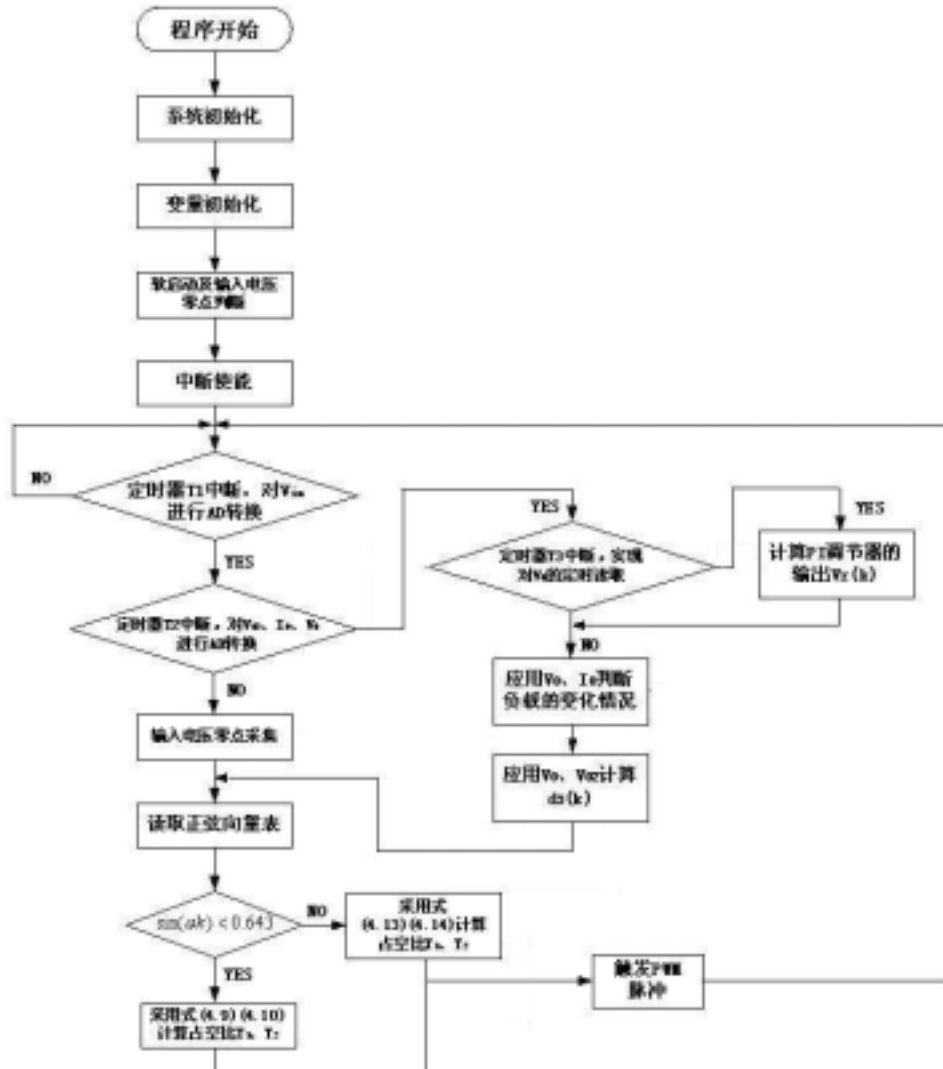


图 4.5 三电平 Boost PFC 改进的预测控制系统的程序流程图

Fig 4.5 Main program flow chat of modified predictive control Three-level Boost PFC

4.4.2 软启动及电压零点检测程序流程设计<sup>[34]</sup>

软启动是为了减小启动时的冲击电流而采取的措施。设电压参考的初始值为  $V_{ref} = 50V$ ，此后每  $2ms$ ,  $V_{ref}$  增加  $1V$ ，直到  $V_{ref} = 400V$ ，软启动时间约为  $0.7s$ 。

零点检测是为给 DSP 内部的产生的标准正弦向量表提供启动基准。图 4.5 中的输入电压零点采集是为了避免工频正弦电压频率变化的干扰，采用软件的方法，每隔几秒重新装载正弦向量表，使 DSP 内部标准正弦向量与输入电压频率同步。

图 4.6 为软启动及电压零点检测程序流程图。

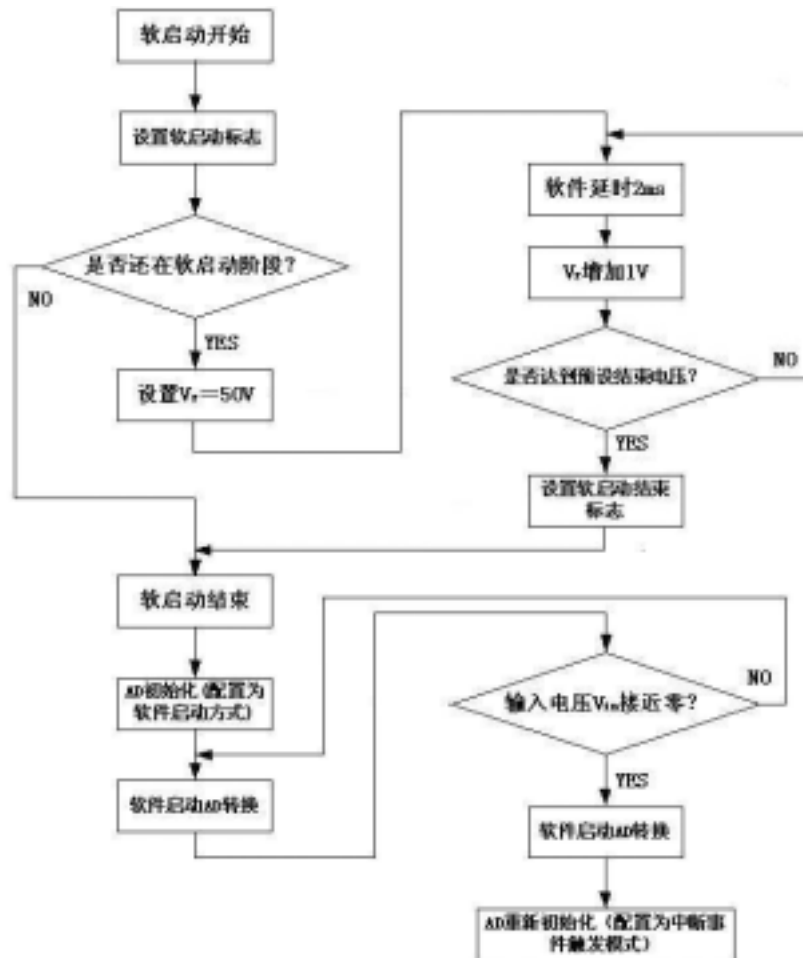


图 4.6 软启动及电压零点检测程序流程图

Fig4.6 Flow chat of soft start part and the input voltage zero estimate program

## 5 仿真与实验研究

### 5.1 系统仿真研究

设计采用 MATLAB/Simulink 进行仿真实验。根据第四章对于主电路参数的设计，仿真参数如下：

输入电压： $V_{in} = 220V$

输出负载： $R = 100\Omega$

电感： $L = 1mL$

输出电容： $C_1 = C_2 = 2000\mu F$

开关频率： $T_1 = T_2 = 20kHz$

交流输入电压频率： $f_s = 50Hz$

由上述参数及控制策略，建立的系统仿真模型如图 5.1 所示<sup>[36][37]</sup>：

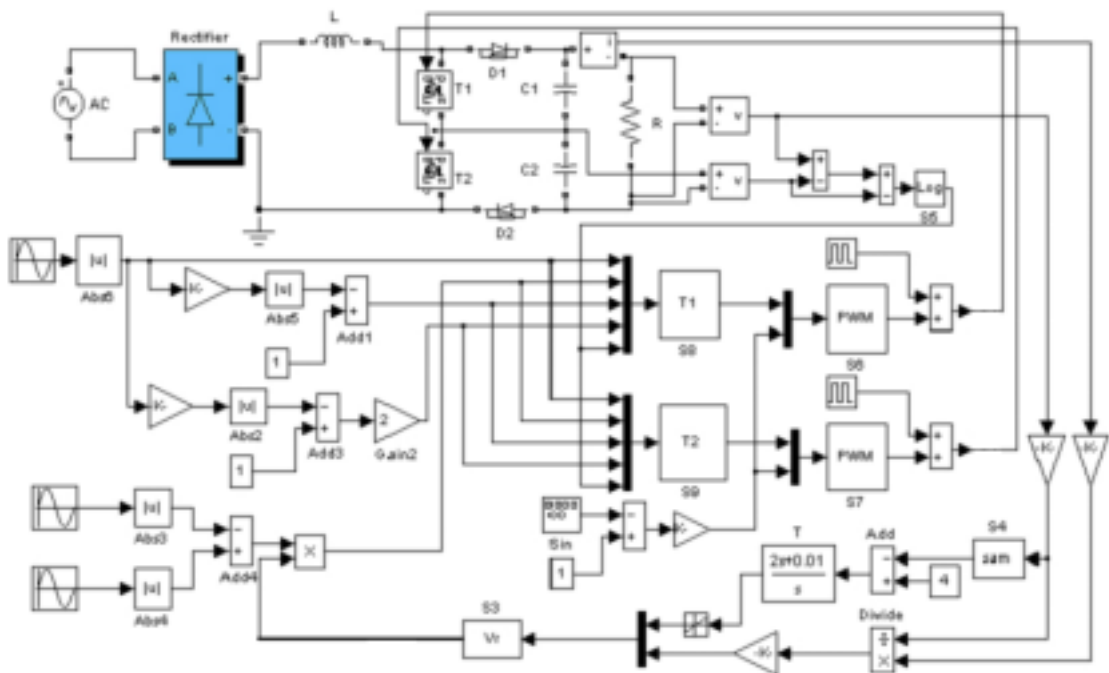


图 5.1 三电平 Boost PFC 的改进预测控制系统仿真模型图

Fig 5.1 The simulation structure of modified predictive control Three-level Boost PFC

仿真模型中 S3 - S9 为用 MATLAB 语言编写的 S 函数，本设计中的 S 函数主要是对信号进行离散并完成相应的运算。由仿真模型得到的仿真结果如图 5.2 ,5.3 , 5.4 所示：

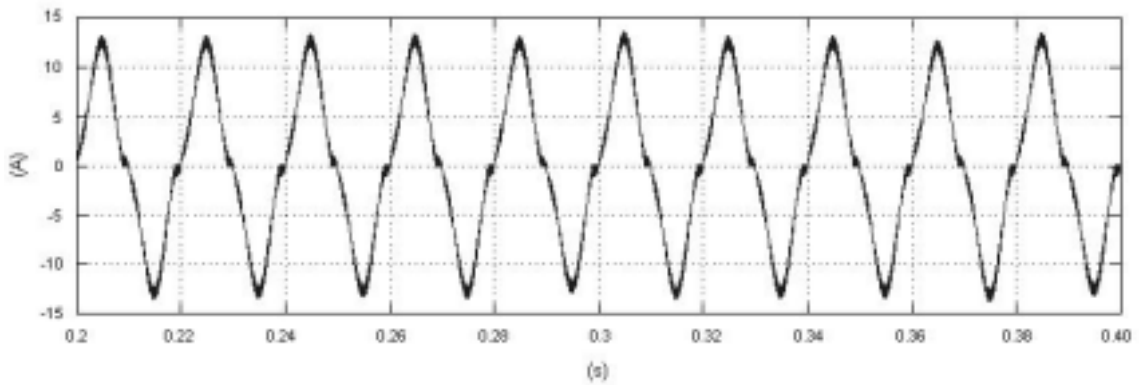


图 5.2 输入电流波形图

Fig 5.2 Input current from simulation

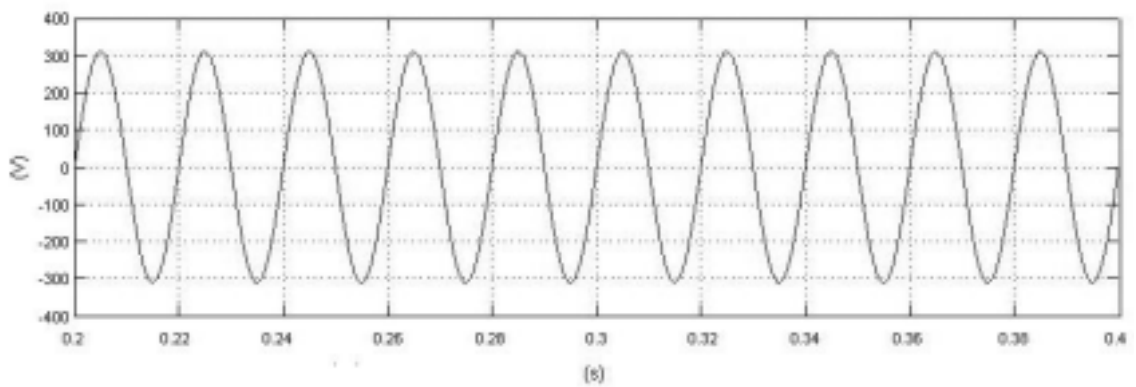


图 5.3 输入电压波形图

Fig 5.3 Input voltage from simulation

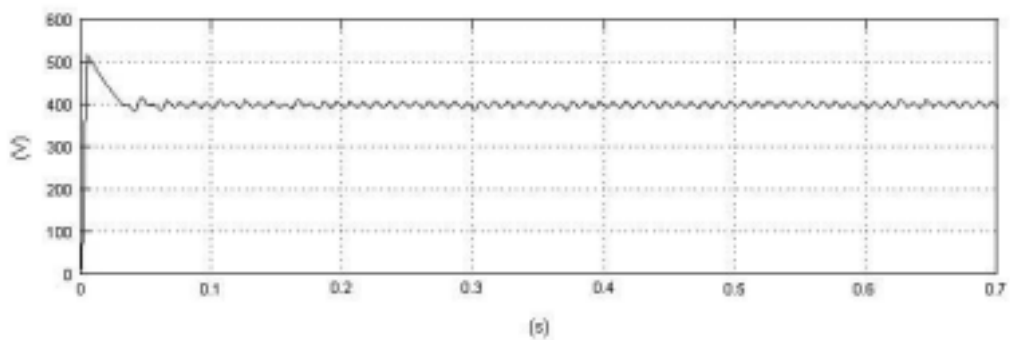


图 5.4 输出电压波形图

Fig 5.4 Output voltage from simulation

由输入电压和电感电流的波形图可知，输入电流与输入电压基本保持同相位，实现了功率因数校正的效果。

为了检验改进的预测控制的性能，在 0.3 秒时，令负载由  $100\Omega$  增加到  $200\Omega$ 。

得到的仿真波形如图 5.5，5.6 所示：

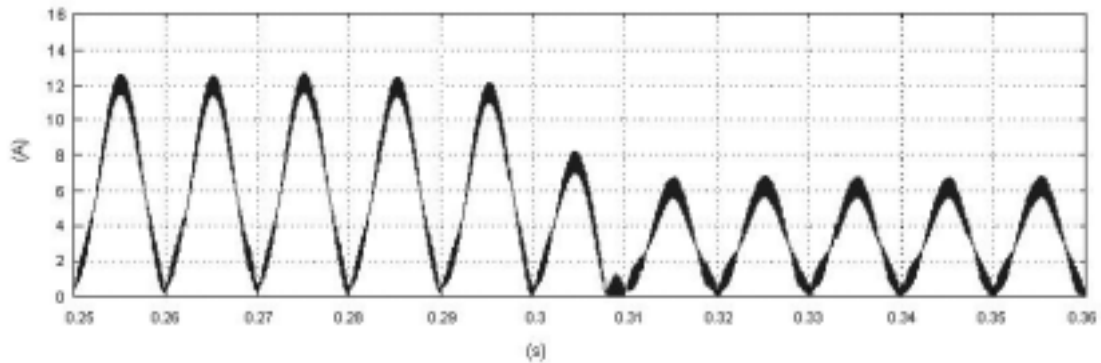


图 5.5 负载变化时，电感电流的变化情况

Fig 5.5 inductor current when load changed

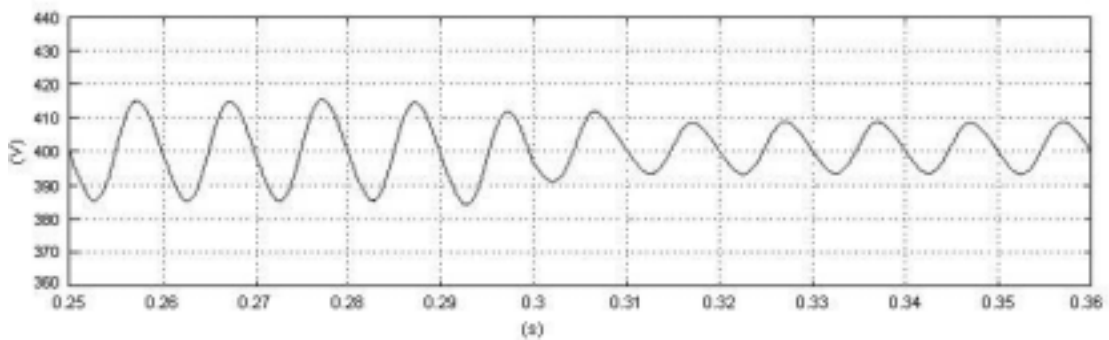


图 5.6 负载变化时输出电压的变化情况

Fig 5.6 Output voltage when load changed

由图 5.5，5.6 可知，改进的预测控制系统实现了当负载变化时，输出电压基本不受负载变化影响的效果，证明了理论研究的正确性。

## 5.2 实验结果

结合前面章节的理论分析和仿真，利用 TMS32LF2407 实验板进行了程序调试实验，实验中输入电压交流有效值为 30V，输出电压为直流 50V。实验结果如下：

图 5.7 和 5.8 为 DSP 输出的 PWM 脉冲波形和经过功率放大后的驱动 MOS 管的 PWM 信号：

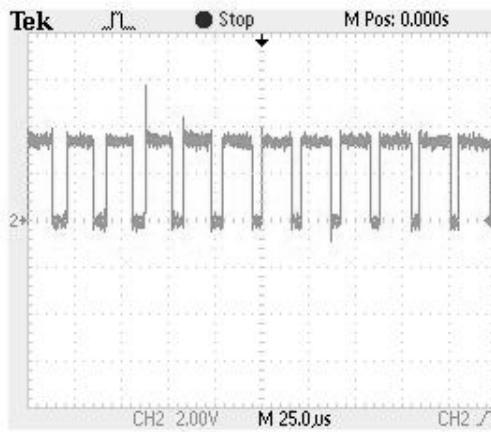


图 5.7 DSP 输出的 PWM 波形

Fig 5.7 PWM shape from DSP

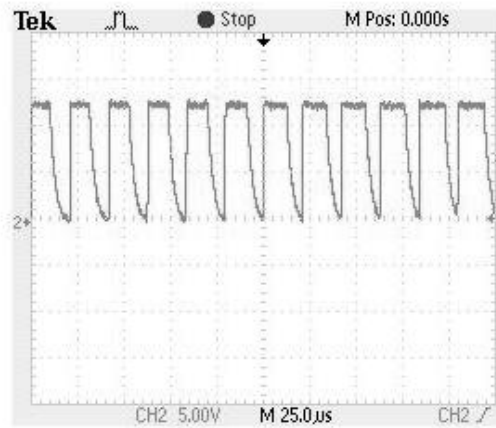


图 5.8 MOS 管的驱动信号波形

Fig 5.8 Drive signal of MOSFET

图 5.9 为输入电压波形，图 5.10 为电感电流的波形，图 5.11 为输出电压的波形图。

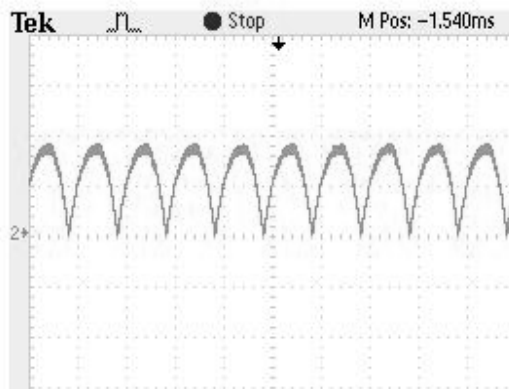


图 5.9 整流后的输入电压波形

Fig 5.9 Wave of rectified input voltage

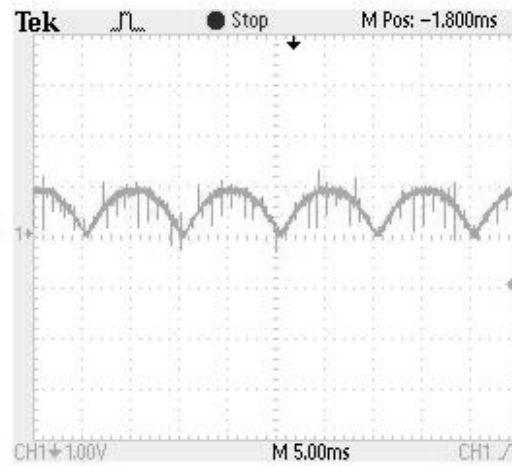


图 5.10 电感电流波形

Fig 5.10 Wave of inductor current

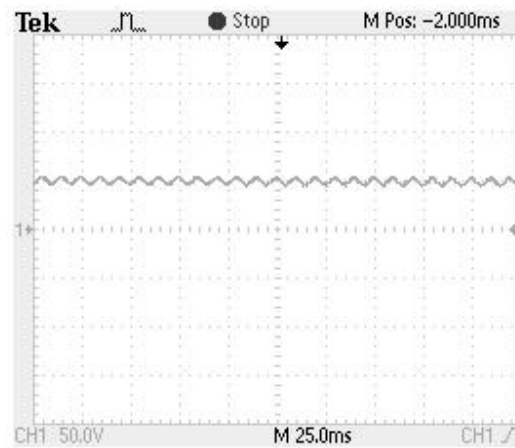


图 5.11 输出电压波形

Fig5.11 Wave of output voltage

由实验结果可以看出，整流后的输入电压和电感电流都成正弦规律变化，输出电压稳定，实现了功率因数校正的实验效果。

## 6 结论

由于各种电力电子产品的大量应用，给电力系统带来了严重的谐波污染，使得输入的功率因数下降，这样功率因数校正(PFC)技术已成为电力电子领域的一个研究热点。但是专用模拟控制集成芯片的使用虽然大大简化了控制系统，能方便的实现一些电路的控制，但其控制环路中的反馈控制网络仍需外接大量的电阻电容等模拟器件。这些元器件的误差会直接影响控制环路的性能，而且元器件老化等模拟控制的缺点依然存在。此外，由于模拟控制系统的功耗比较大，大规模集成比较困难。元件的老化和热漂移问题也限制了模拟 IC 的性能。

随着现代电力电子技术的发展，以 DSP 技术为核心的数字控制系统已经广泛应用于开关电源领域。DSP 技术不仅能克服了模拟电路的诸多缺陷，而且能够实现复杂的控制策略，提高电源系统的性能。随着数字控制技术应用的日益成熟，数字控制必将取代模拟控制。

数字控制 PFC 的方展主要集中在两个方面：拓扑结构，控制算法。本文提出的三电平拓扑结构主要应用于电压和频率较高的场合，三电平结构有两个开关管共同承受电压应力，可以解决高电压时开关的电压应力过大的问题。低频开关控制高频电流的特性能够实现较高的功率密度。

在数字控制算法方面通常的数字控制策略仍然采用一般的电压环和电流环双闭环的控制结构，控制算法采用经典的 PI 控制策略。随着现代电力电子技术的不断发展。更多更新的更高级的算法不断涌现。本文采用改进的预测控制算法不仅解决了数字控制系统难于实现高频化的问题，而且消除了输出电压纹波对控制系统性能的影响，使得系统的功率因数得到了进一步改善，采用这种控制策略，还可令系统的输出电压基本不受到负载变化的影响，输出电压的稳定性更好。

本文所取得的主要结论和成果有：

(1)详细的分析了三电平 Boost PFC 电路的工作原理和控制策略。三电平 PFC 是通过两个开关交替工作来实现对电感电流的控制，它的开关频率为电流纹波频率的 1/2，这种用低频来控制高频的特性不但可以使电感的体积进一步的减小，而且开关的损耗也得到了减小。

(2)传统的数字控制 PFC 一般采用平均电流控制方式控制。采用这种控制方法。由于对高频信号的 AD 转换需要时间延迟，再加上占空比计算的时间，使得传统的数字控制 PFC 的开关频率受到一定的限制。尤其是电感电流的变化频率与开关频率相同，一直处在高频变化状态。因此在每个周期中至少要对电感电流进行一次采样。这样 DSP 的采样和计算的速度限制了 PFC 电路的开关频率的提高。



论文采用改进的预测控制算法，这种算法最突出的特点是不需要对电感电流进行采样，大大的提高了开关频率，能够实现占空比实时计算并且触发 PWM 脉冲的功能。同时，改进的预测控制算法消除了输出电压纹波对控制系统的影响，功率因数得到了进一步提高。这种算法还实现了输出电压不随负载变化而波动的控制效果，输出的电压稳定性更好。

(3) 论文对三电平 Boost PFC 的外围电路和数字控制芯片进行分析，编程实现了改进的预测控制算法。数字控制芯片采用 TI 公司的 TMS320LS2407，论文对数字控制系统的软起动、采样算法、电压环和电流环预测控制算法、系统的程序流程等方面进行了必要的研究和探讨。

(4) 在理论分析和仿真研究的基础上，设计了三电平 Boost PFC 主电路，并利用 TMS320LS2407 进行软件调试，证实了理论与仿真分析的正确性。

理论和实验研究证明采用改进的预测控制算法，不仅解决了数字控制高频化的问题，而且得到更加理想的控制效果，仿真实验验证了改进的预测控制算法的可行性。实现了输入电流与输入电压保持同相位，输出电压基本不随负载变化的功能。

## 致谢

三年时光，转瞬即逝。三年来，诸多老师和同学对我生活上、学业上的关心和帮助，在此学业即将完成之际献上我诚挚的谢意。

本文是在陆治国教授的悉心指导下完成的。这几年来，陆老师的渊博的知识、丰富的实践经验、严谨的治学态度、认真的工作作风、正直的为人，给我留下了深刻的印象，陆老师对本文课题的研究和论文撰写进行了多方面的指导，花费了大量的时间和精力，在此向陆老师致以衷心的感谢。

还要感谢电力电子系所有给予过我教导和帮助的老师，他们严谨的治学态度和正直热情的人品都给我留下了深刻的印象。

此外，硕士论文的完成，要感谢很多帮助和鼓励我的同学，在我论文完成过程中与他们的讨论和交流使我受益非浅。

特别要感谢我的家人，多年来的照顾让我终生难忘。我将以实事求是的态度做一个优秀的电气工程师来报答他们对我的恩情。

最后，向评阅老师以及参加论文答辩的专家和老师致以崇高的敬意！

## 参考文献

- [1] 张占松, 蔡宣三. 开关电源的原理与设计. 修订版. 北京. 电子出版社. 2004.
- [2] 朱方明, 余建刚. 有源功率因数校正技术原理及应用. 现代电子技术, 2002 年第 10 期.
- [3] 杨怡, 许化民. 功率因数校正技术. 采矿技术, 第 2 卷, 第 3 期. 2002 年 9 月.
- [4] 张明丹. 单相功率因数校正的数字控制. 重庆大学硕士学位论文. 2005 年 5 月.
- [5] Bor Ren Lin, Hsin Hung Lu, Yei Lang Hou. Single-phase power factor correction circuit with three-level Boost converter. Industrial Electronics, 1999. Proceedings of the IEEE International Symposium. Vol 2, 12-16. July 1999.
- [6] M. T. Zhang ,Y. Jiang , F. C. Lee and M. M. Jovanovic, Single-phase Three-Level Boost Power Factor Correction Converter, IEEE Applied Power Electron(APEC): 434-439,1995.
- [7] Bor Ren Lin, Tsung Liang Hung, A single-phase three-level Boost type rectifier, Circuits and Systems, 2002. ISCAS 2002. IEEE International Symposium on Volume 4, 26-29. May 2002.
- [8] Manjing Xie. Digital Control For Power Factor Correction. Thesis submitted to the faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University in partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science in Electrical Engineering. June 2003.
- [9] Bor Ren Lin, HSIN HUNG LU. Single-Phase Power-Factor-Correction AC/DC Converters with Three PWM Control Schemes. IEEE Transactions On Aerospace And Electronic Systems. Vol. 36, No.1. Jan 2000.
- [10] Wanfeng Zhang, Guang Feng, Yan-Fei Liu, Bin Wu. A new predictive control strategy for power factor correction[J]. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03, Eighteenth Annual IEEE. Volume 1, 9-13 Feb. 2003 Page: 403 – 409, vol.1
- [11] Wanfeng Zhang, Guang Feng, Yan-Fei Liu, Bin Wu. DSP Implementation of Predictive Control Strategy for Power Factor Correction (PFC). 2004 IEEE: 64-73.
- [12] Stephane Bibian, Hua Jin, Digital Control with Improved Performance for Boost Power Factor Correction Circuits, Applied Power Electronics Conference and Exposition 2001, Sixteenth Annual IEEE: 137 –143.
- [13] Ahmed H. Mitwalli, Steven B. Leeb, George C. Verghese, V. Joseph Thottuvelil, An Adaptive Digital Controller for a Unity Power Factor Converter, IEEE Transaction on Power Electronics, Vol.11, No.2, March 1996, pp. 374-382.
- [14] Jinghai Zhou, Zhengyu lin, Yuancheng Ren, Zhaoming Qian, Yousheng Wang. A Novel DSP Controlled 2Kw PFC Converter with a Simple Sampling Algorithm, IEEE, 2000:434-437.

- [15] David Van de Sype, Koen De Gussemme, Alex P. Van den Bossche, Jan A .A. Melkebeek, A Sampling Algorithm for Digitally Controlled Boost PFC Converters, IEEE Trans. Power Electr, 2004.19 ( 3 ) : 649-657.
- [16] 刘健, 严百平等. 单位功率因数单相开关变换器的输出电压纹波[J]. 电力电子技术, 1998 ( 4 ) : 1-4.
- [17] J. Rajagopalan, J. G. Cho, B. H. Cho, and F. C. Lee, "High Performance Control of Single-phase Power Factor Correction Circuits Using A Discrete Time Domain Control Method", VPEC, pp.647-653, 1998.
- [18] 曹建安, 裴云庆, 王兆安. Boost PFC 电路中开关器件的损耗分析与计算[J]. 电工电能新技术, Vol. 21, No.1, pp.41-44, 2002.
- [19] S. Wall and R. Jackson. Fast controller design for single-phase power-factor correction systems. IEEE Trans. Ind. Electron, vol. 44, pp. 654-660, Oct. 1997.
- [20] Z. Yang and P. C. Sen. A novel technique to achieve unity power factor an fast transient response in AC to DC converters. IEEE Trans. Power Electron, Vol. 16, pp. 764775, Nov. 2001.
- [21] 穆斯塔法·克契卡兹, 康勇, 刘平, 陈坚. 单相 BOOST 功率因数校正电路的参数设计. 《电力电子技术》, 1998 年第 4 期.
- [22] M. R. P. Kumar and J. M . S. Kim. Deadbeat control of hybrid multilevel switching converter. IEEE Power Electron. Spec. Conf., pp.782-788, Jan.1996.
- [23] 刘和平, 王维俊, 江渝, 邓力. TMS320LS240x DSP C 语言的开发应用. 北京航空航天大学出版社. 2003 年 1 月.
- [24] 李定宣, 罗四平. 开关电源的软起动电路. 《电源技术应用》, 2001 年 7 月, 第 7 期.
- [25] 李宏. MC34151/MC33151/mc34152/MC33152 高速双 MOSFET 驱动器集成电路. 电子质量, 2001 年 01 期.
- [26] A. Prodic, J. Chen, R.W. Erickson and D. Maksimovic. Digitally controlled low-harmonic rectifier having fast dynamic responses. IEEE Applied Power Electronics Conference, 2002, vol. 1, pp. 476 -482.
- [27] Average Current Mode Controlled Power Factor Correction Converter. TMS320LF2407A, Application Report, SPRA902. Texas Instruments. April. 2003.
- [28] M. Fu, Q. Chen. A DSP based Controller for Power Factor Correction (PFC) in a Rectifier Circuit. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), 2000.
- [29] B.J. Patella, A. Prodic, A. Zirger, D. Maksimovic. High-frequency Digital Controller IC for dc/dc Converters. IEEE Applied Power Electronics (APEC), Dallas, March 2002, pp. 374-380.
- [30] Wanfeng Zhang, Guang Feng, Yan-Fei Liu, Bin Wu. A New Power Factor Correction (PFC) Control Method Suitable for Low Cost DSP. Intelec2002, Montreal, Canada, pp.407-414.

- [31] 董绍平, 陈世耕, 王洋. 数字信号处理基础. 哈尔滨工业大学出版社, 1996 年 9 月.
- [32] Jingquan Chen, Aleksandar Prodic, Robert W.Erickson. Predictive Digital Current Programmed Control. IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 18, No.1, Jan. 2003. (411-419)
- [33] 应蔚蔚. 基于 DSP 控制的 PFC 电路研究. 浙江大学硕士学位论文. 2004 年 3 月.
- [34] 林征宇. 基于 DSP 的功率变换器控制的研究. 浙江大学硕士学位论文. 2000 年 12 月.
- [35] 李春燕. 基于 DSP 的电源数字控制研究. 南京航空航天大学硕士学位论文. 2004 年 2 月.
- [36] 陆治国. 电源的计算机仿真技术. 科学出版社, 2001.
- [37] 薛定宇, 陈阳泉. 基于 MATLAB/Simulink 的系统仿真技术与应用. 清华大学出版社, 2004 年 4 月.

## 附录：在攻读硕士期间发表的论文

- [1] 单相功率因数校正的改进预测控制算法的研究，计算机仿真，已录用待发表。

# 单相三电平功率因数校正变换器的数字控制研究

作者：[翟阳](#)  
学位授予单位：[重庆大学](#)

本文链接：[http://d.g.wanfangdata.com.cn/Thesis\\_D020060.aspx](http://d.g.wanfangdata.com.cn/Thesis_D020060.aspx)