

Abstract

Traditional diode or thyristor rectifiers draw harmonic current from the utility line, which pollutes utility system, disturbs appliances in the transmission capacity. So improving the traditional AC/DC converter, increasing the power factor and eliminating the current harmonics are very important to us. Power-Factor-correction (PFC) techniques have received great attention in recent years. Three-phase PFC rectifiers are preferred for high power applications. In this thesis, a One-Cycle controlled three-phase single-switch DCM boost rectifier is described.

At first, we reviewed the high power factor techniques around the world. Then, after introducing the operating principle of One-Cycle controlled three-phase single-switch DCM boost rectifier, the reason why the proposed circuit can reduce the input line current total-harmonic-distortion (THD), improving the power-factor and characteristics of the whole system is also given. The famous CAD simulation software toolkit PSPICE is used to simulate the propose circuit. Based on the simulation waveforms, an experimental installation is given. Finally, the experimental waveforms and results are given.

Converter controlled by One-Cycle control method operate at constant switching frequency, require no current sensing, have a simple control circuit, and exhibit resistive input impedance at the ac side, meanwhile a periodic voltage is injected in the control circuit to vary the duty cycle of the rectifier switch a line cycle so that 5th-order harmonic of the input current is reduced.

In conclusion, the correctness and feasibility of this One-Cycle controlled three-phase single-switch DCM boost rectifier are proved by our theoretical analyses, simulation research and experimental validation. The input power factor of the converter is very high, almost 1.

Keywords: **three-phase single-switch rectifier**
 DCM mode One-Cycle-Control
 Harmonic injection

Power-Factor-Correction
current harmonic

独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知，除文中已经标明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的研究成果。对本文的研究做出贡献的个人和集体，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效果由本人承担。

学位论文作者签名：蔡志平

日期：2004年5月7日

学位论文授权使用授权书

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

本论文属于 ☐ 保密，在_____年解密后适用本授权书。
☒ 不保密。

(请在以上方框内打“√”)

学位论文作者签名：蔡志平

日期：2004年5月7日

指导教师签名：李锐

日期：2004年5月7日

1 绪 言

1.1 电力电子技术的发展状况

在人类文明的整个历史中,能源和动力,尤其是电能的开发以及电力和电子技术的应用具有重要意义。随着 19 世纪初电磁学原理的发现,电力技术得到了很大地发展,各种电气设备如变压器、发电机、电动机相继出现,电能成为人们生活中不可缺少的部分。1957 年,美国通用电气公司在晶体三极管三端(集电极 C,发射极 E,基极 B)、三层半导体(N—P—N)结构的基础上发明了晶闸管(SCR)。晶闸管(SCR)的问世标志着电力电子技术的开端。电力电子技术诞生至今 50 多年,特别是近二十年来取得了迅速的发展。电力电子技术是二十一世纪的关键技术之一,它是集电力技术、微电子技术和信息控制技术于一体的一门新学科,广泛应用于机电一体化、电机传动、新能源、航天、核电、激光、材料等领域,现已成为各国竞相发展的一种高新技术。有关专家预言,在 21 世纪高度发展的自动化领域内,有两项重要的技术,那就是计算机技术与电力电子技术^[1]。然而,电力电子技术的发展离不开电力电子器件、电力电子新电路以及电力电子控制技术的发展。

首先,电力电子器件是发展电力电子技术的关键,电力电子技术的发展在很大程度上取决于电力电子器件的发展^{[2][3]}。自 50 年代末晶闸管问世以来,电力电子器件便登上了现代科技舞台。第一代电力电子器件主要是 SCR,但 SCR 是一种只能控制其导通而不能控制关断的半控型开关器件。70 年代以后陆续发明的功率晶体管(GTR)、门极可关断晶闸管(GTO)、功率 MOS 场效应管(POWERMOSFET)、绝缘栅极晶闸管(IGBT)、静电感应晶体管(SIT)和静电感应晶闸管(SITH)等,现在统称为第二代电力电子器件或功率集成器件,它们的共同特点是既控制其导通,又能控制其关断的全控制开关器件。第三代电力电子器件是问世于 80 年代中期的 SMART 功率集成电路(SPIC)和高压集成电路(HVIC),它们的特点是把功率控制与输出单元同逻辑控制、保护、传感、测量等多功能单元集成起来,逐步增加其智能程度与功率输出水平。至今,电力电子器件正朝着高频化、耐高压大电流和集成化的方向进一步发展。新一代器件的问世使电力电子变换电路及控制系统不断革新,使电力电子技术面目一新。

其次,对于电力电子电路来说按照电能的变换形式可以分为四大类^[4]。如图 1.1 所示:

1) 整流电路:由交流电能到直流电能的变换称为整流(或称 AC/DC 变换),凡能实现这一变换的电路泛称为整流电路;

2) 逆变电路：由直流到交流的变换称为逆变（或称 DC/AC 变换）凡能实现这一变换的电路称为逆变电路；

3) 直流变换电路：能将一种直流电压（电流）的幅值或极性加以改变的电路（或称 DC/DC 变换）；

4) 交流变换电路：能将一种交流电的电压（电流）或频率加以改变的电路（或称 AC/AC 变换）。前者称为交流调压电路，后者称为变频电路。

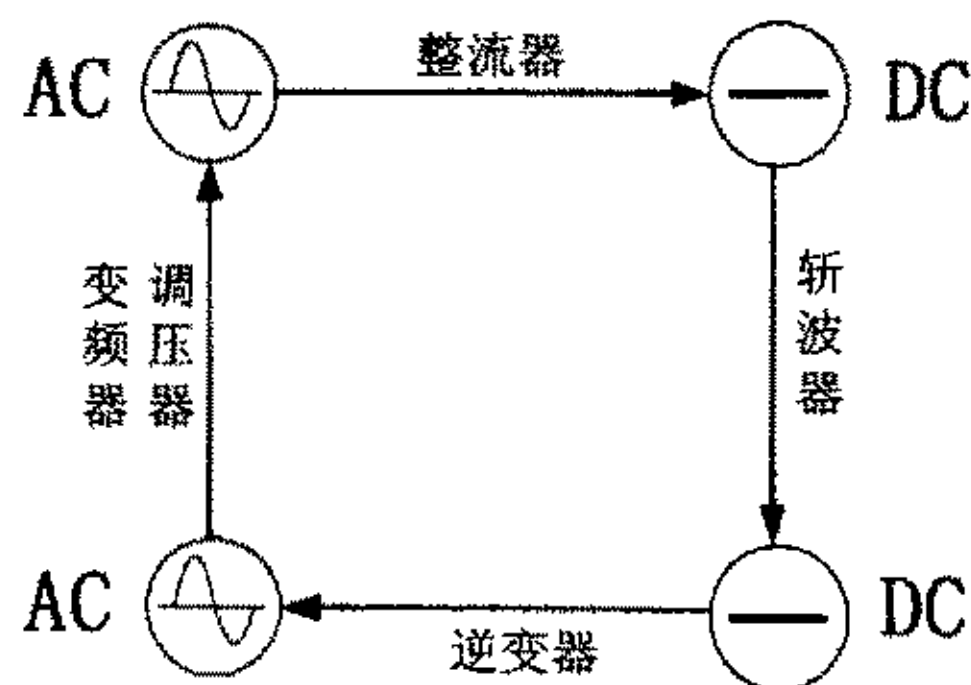


图 1.1 电力电子技术的分类

高频化是电力电子电路发展的重要趋势。提高器件的工作频率是电力电子装置减小体积及重量，降低成本的关键。然而，随着开关频率的提高，开关损耗成比例的增加。开关损耗是制约开关频率提高的重要原因，同时也成为器件能量损耗的主要部分，使电力电子电路效率降低。另外，随着电力电子电路的高频化，电磁干扰（EMI）问题也日益突出。软开关技术的采用，为电力电子装置的高频化提供了重要条件。所谓软开关指的是零电压开关（Zero-Voltage-Switching, 简称 ZVS）和零电流开关（Zero-Current-Switching, 简称 ZCS）。它是应用谐振原理，使变换器中开关器件的电流（或电压）按正弦或正弦规律变化，当电流自然过零时，使器件关断；当电压过零时，使器件开通。软开关的种类很多，主要有准谐振（QRC）或多谐振（MRC）软开关技术、零电流或零电压脉宽调制（ZCS or ZVS-PWM）技术和零电压或零电流转换（Zero-Voltage-Transition or Zero-Current-Transition）技术。

最后，电力电子技术的发展离不开电力电子控制技术的发展。新的高效率电力电子变流电路的实现还依赖于控制技术的发展。控制技术的发展主要体现在两方面：高性能的控制芯片和理想易于实现的控制策略^[5]。目前，美国 TI(Texas Instruments) 公司的 TMS320^{[6]~[11]} 系列 DSP 已成为中大功率电力电子应用场合的主流控制芯片；各种控制理论和控制思想的尝试和应用在 PFC 整流，逆变器波形控制方面都出现了许多令人满意的控制技术^{[12]~[16]}。

总之，电力电子器件、电力电子新电路以及新控制策略的发展都是相辅相成、相互促进的。新器件的产生使得新的电路和控制能够实现，同时一种新的电路和应用又反过来促进器件的发展。

1.2 电力电子技术与谐波抑制

随着电力电子技术的飞速发展，特别是 80 年代以来，现代电力电子技术的广泛

应用，标志着电力电子技术已迈入了一个新的阶段。目前，电力电子技术已广泛应用于生产和生活的各个领域。然而，像其他科学技术一样，电力电子技术也是一柄双刃剑，它在为人类造福的同时也在破坏人类的生存环境。例如，伴随着在电力系统、工业、交通及家庭生活中的应用日益广泛，电力电子装置产生的谐波污染所造成的危害也日趋严重。

1.2.1 传统整流电路是谐波源

谐波的危害十分严重。谐波使电能的生产、传输和利用的效率降低，使电气设备过热、产生振动和噪声，并使绝缘老化，使用寿命缩短，甚至发生故障或烧毁。谐波可引起电力系统局部并联谐振或串联谐振。使谐波含量放大，造成电容器等设备烧毁。对于电力系统外部，谐波对通信设备和电子设备会产生严重干扰。可以说，谐波是电力系统的大敌。

在大部分用电设备中，工作电源直接来自电网，但是几乎所有的电子线路均必须采用直流供电，因此 AC/DC 变换电路成为电子产品不可缺少的部分。如开关电源、通信电源、交-直-交变频电源、直流调速电源、不间断电源、弧焊电源和电镀电源等，AC/DC 变换电路是这些装置中的一个重要组成部分。

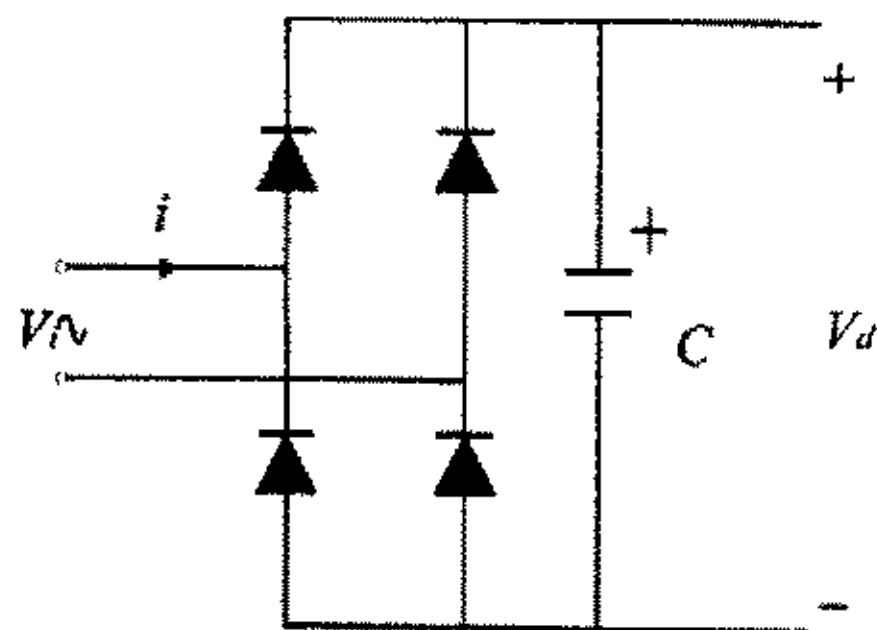


图 1.2 简单二极管单相
整流 AC-DC 变换器

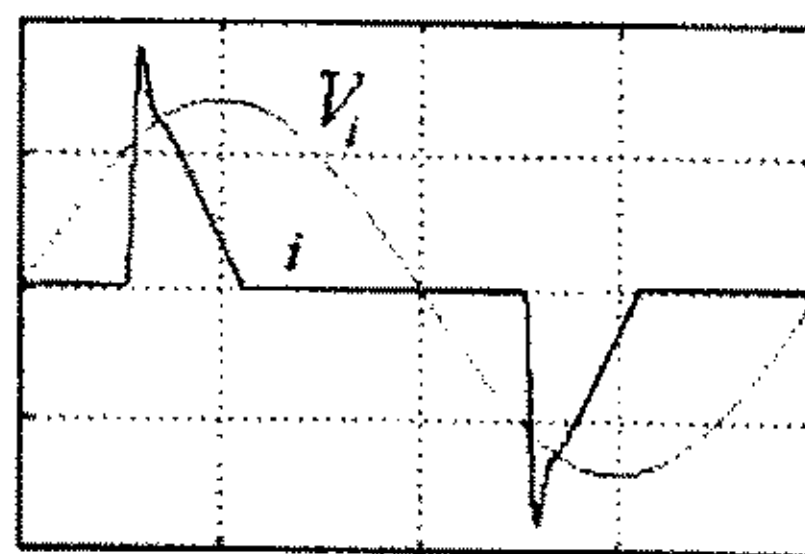


图 1.3 简单二极管单相整流桥
对应的输入电压、电流波形

传统的也是最简单的 AC/DC 变换器如图 1.2 所示，它由普通二极管整流桥实现，其输出是不可调节的直流电压 V_d ，一个大电容 C 用来滤除低频纹波。然而，由于这种直接整流+电容滤波电路是一种非线性元件和储能元件的组合，仅当电网侧输入正弦电压的瞬时值大于滤波电容器端电压及整流二极管正向压降之和时，才从电网抽取电流，故输入电流的导通时间相当短（一般不超过 4 ms），又因其系统输入阻抗小（仅等于电解电容器的等效串联电阻及整流二极管正向动态电阻之和），故输入电流的瞬时值相当高，其波形严重畸变，呈脉冲状，其典型的输入电流如图 1.3 所示，这样的电流包含丰富的谐波，尤其是三次谐波电流，功率因数也自然很低。表 1.1 为单

表 1.1 简单二极管单相整流桥输入电流谐波含量的典型值

谐波含量	3	5	7	9	11	13	15	17
$(I_h/I_1)\%$	72.2	36.6	8.1	5.7	4.4	2.9	0.8	0.4

相整流桥输入电流谐波含量的典型值^[6]。

中大功率的整流装置中通常采用三相全桥整流电路，并且在整流桥后接一个很大电感来平滑输入电流，可大大减小输入端电流谐波，提高功率因数。假设电感 L 无穷大，则输入相电流为正负 120° 方波电流，其幅值为 I_d 。以 a 相为例，将 a 相电流进行傅氏分解可得：

$$i_a = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left[\cos \omega t - \frac{1}{5} \cos 5\omega t + \frac{1}{7} \cos 7\omega t - \frac{1}{11} \cos 11\omega t + \dots \right] \quad (1.1)$$

输入谐波电流含量仍然非常丰富，功率因数较低。

传统晶闸管相控整流电路通过调整触发脉冲的相位角 α 来实现输出直流电压的调整。与不控整流电路相比，这时交流输入端电流功率因数 PF 不仅与畸变因子 γ 有关，还与基波相移因子 $\cos \phi_1$ 有关。当考虑输入电流连续，并忽略换流过程的影响时，位移因子与相控角近似有如下关系：

$$\cos \phi_1 = \cos \alpha \quad (1.2)$$

在 α 较大时，功率因数 PF 也将随着 $\cos \phi_1$ 的减小而降低。事实上，由于换相重叠的存在，使得畸变因子 γ 较不控整流电路进一步降低，从而导致更低的功率因数。

总之，传统的整流装置功率因数低，谐波含量大，是重要的谐波源。电力电子装置所产生的谐波污染已成为阻碍电力电子技术发展的重大障碍。为了减少开关型功率变换器输入端谐波电流造成的噪声和对电网侧产生的谐波污染，以保证电网供电质量，提高电网可靠性，许多国家都制定了相应的电力系统谐波管理的国家标准或电力部门的规定，如 MIL 2STD21399, Bel2core001089 以及 IEC55522 等标准，它们对电力电子装置的输入功率因数和谐波畸变率都作了具体的限制。因此，如何改善电力电子变换装置输入电流波形，进一步提高功率因数的研究，已成为当今国际电力电子技术中的一个重大课题，是目前国内外争相研究的热点。

1.2.2 功率因数校正是防治谐波的根本方法

抑制电力电子装置产生谐波、防止电网谐波污染的方法主要有两种：一是被动方法，即采用无源滤波或有源滤波电路来旁路或消除谐波；另一种是主动方法，设计新

一代的高性能整流器，它具有输入电流为正弦波、谐波含量低、功率因数高等特点，即具有功率因数校正功能。由于后一种方法在中小功率范围具有成本低，效率高，性能好等优点，并且符合新的谐波规定，因此近年来功率因数校正电路（PFC）得到了很大的发展，成为电力电子学研究的重要方向之一。

1.3 功率因数校正技术的发展动态

功率因数校正的概念起源于 1980 年，但被重视和推广则在上个世纪 80 年代末期和 90 年代。通常有两大类 PFC 技术：一类是无源 PFC 技术，另一类是有源 PFC 技术。前者采用无源元件来改善输入功率因数，减少电流谐波，以满足标准要求。其特点是简单，但体积庞大、笨重，有些场合则无法满足要求；后者是用一个变换器串入整流滤波与 DC/DC 变换器之间，通过特殊的控制，第一强迫输入电流跟随输入电压，从而实现单位功率因数，第二反馈输出电压使之稳定，从而使 DC/DC 变换器的输入实现预稳。这种方法的特点是控制复杂，但体积大大减少。另外，第二级的设计也易于优化，进一步提高性能。

早期的有源功率因数校正（APFC）电路是晶闸管电路，进入 70 年代以后，随着电力电子器件的发展，开关变换技术突飞猛进，到了 80 年代，现代有源 PFC 技术应运而生。80 年代的有源功率因数技术可以说是基于 Boost 变换器的功率因数校正的年代，在此期间的研究工作主要集中在对工作在连续导电模式（CCM）下的 Boost 变换器的研究上。这类变换器的各种控制方式一般是基于所谓“乘法器”（Multiplier）的原理；连续导电模式下的功率因数校正技术可以获得很大的功率和转换容量，但是对于大量应用的 200W 以下的中小功率容量的情形，却不是非常合适，因为这种方式往往需要较复杂的控制方式和电路，成本高。80 年代末期提出了利用工作在不连续导电模式（DCM）下的变换器进行功率因数校正的技术，由于其输入电流自动跟踪输入电压，因而也可实现接近 1 的输入功率因数。这种 PFC 技术在文献中被称为自动功率因数校正技术，也称为电压跟随器（Voltage Follower）。这种有源功率因数校正技术因其控制简单（仅采用一个控制量，即输出电压）而备受青睐，但是一般不能应用于较大功率的场合。80 年代是现代有源功率因数校正技术发展的初期阶段，这一时期提出的一些基本技术是有源功率因数校正技术的基础。从 90 年代至今，有源功率因数校正技术取得了长足的进步。目前，单相功率因数校正技术在电路拓扑和控制方面已日趋成熟，仍在发展；而三相整流器的功率大，对电网污染更大。因此，三相高功率因数技术的研究近年来成为研究热点。国外九十年代初开始涌现大量的有源功率因数校正的文献，国内在有源功率校正方面起步较晚，直到近年来才出现一些有关有源功率因数校正的

文献，其中关于三相的文章不多。

总之，应用现代高速开关器件及高频功率电子电路构成的功率因数校正电路已经成为 PFC 电路的主流。随着电力电子技术的发展，PFC 技术也在发展。从资料上看，近几年功率因数校正技术的研究热点集中在以下几个方面：

- 1) 新电路结构的提出；
- 2) 把 DC/DC 变换器中的新技术应用到 PFC 电路中（如软开关技术、开关电容功率网络等）
- 3) 新型控制方法以及基于新电路结构的特殊控制方法；
- 4) 单级 PFC 以及稳压开关变换器的稳定性研究。

现有的功率因数校正技术给整流设备带来的附加成本和其复杂性，极大的限制着这一技术的广泛应用，因此低成本、结构简单、容易实现、具有软开关性能、响应速度快、低输出纹波的单级隔离高功率因数变换器是目前科研人员追求的目标。

1.4 本文研究的主要内容

鉴于上文所述内容可知，由电力电子装置产生的大量谐波注入公共电网不仅严重影响了供电质量，增加了电网损耗，而且严重时还可能造成某些设备不能正常工作，甚至损坏。另外，许多电力电子装置的功率因数很低，也给电网带来额外负担。谐波污染问题已经引起越来越广泛的关注，而功率因数校正技术是防治谐波的根本方法。

本文将对目前应用最广泛的三相 PFC 电路进行一些有益的研究，并对存在的问题进行了分析研究。本文主要内容如下：

首先本文在第二章中简单回顾了功率因数校正技术的控制策略及三相功率因数校正技术的种类与原理，简要的概括了各自电路的优、缺点及应用范围等。

本文着重在第三章中介绍了基于单周期控制技术的三相单管 Boost 谐波注入式 PFC 电路的工作原理之后，在这基础上详细分析了单周期控制和谐波注入技术的机理，推导了电路有关参数的定性、定量表达式。最后利用 Pspice 仿真软件对电路进行了仿真分析，验证了理论分析和数学推导的合理性和正确性。

在第四章中，以实验装置为例，给出了实验电路的参数设计原理和方法，并在第五章中给出了实际的实验结果，以验证第三章所进行的理论研究和仿真分析的正确性。

在本文最后，对本文所介绍的基于单周期控制技术的三相单管 Boost 谐波注入式 PFC 电路进行的分析和总结。

2 功率因数校正技术

常规开关电源的功率因数低的根源是整流电路后的滤波电容使输出电压平滑，但却使输入电流变为尖脉冲（如图 1.2 所示），而整流电路后面不加滤波电路，仅为电阻性负载时，输入电流即为正弦波，并且与电源电压同相位，功率因数为 1。于是功率因数校正的基本思想是将整流器与滤波电容隔开，使整流电路由电容性负载变为电阻性负载。

2.1 功率因数的定义及高次谐波

首先假定交流输入电压为无畸变的标准正弦电压，即：

$$v_i = \sqrt{2}V \cos \omega t \quad (2.1)$$

这里所讲的功率因数（Power Factor, 简称 PF）是指被有效利用功率的百分比，它与电工理论中的 $\cos \phi$ 并非是一个概念，后者表示的正弦电压与基波电流之间的相角差，而 PF 的定义则为^{[17][18][19]}：

$$PF = \frac{\text{基波有功功率}}{\text{总视在功率}} = \frac{P_1}{V.I} \quad (2.2)$$

式中： P_1 为基波有功功率， V 、 I 分别为输入电压、电流有效值。

设输入电流表达式为：

$$\begin{aligned} i &= \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2}I_n \cos(n\omega t + \phi_n) \\ &= \sqrt{2}[I_1 \cos(\omega t + \phi_1) + I_2 \cos(2\omega t + \phi_2) + I_3 \cos(3\omega t + \phi_3) + \dots] \end{aligned} \quad (2.3)$$

$$\text{则输入电流有效值为: } I = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_n^2 + \dots} \quad (2.4)$$

式中： I_1 、 $I_2 \dots I_n$ 分别表示输入电流的基波分量和各次谐波分量。

将式（2.4）代入（2.2）式可得：

$$PF = \frac{VI_1 \cos \phi_1}{VI} = \frac{I_1}{I} \cos \phi_1 = \frac{I_1}{\sqrt{I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_3^2 + \dots}} \cos \phi_1 \quad (2.5)$$

定义： $\gamma = \frac{I_1}{\sqrt{I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_3^2 + \dots}}$ 为畸变因子（Distortion Factor）； $\cos \phi_1$ 为输入相电

压与基波相电流之间的位移因子。因此，功率因数的严格定义应为畸变因子与基波位

移因子的乘积，即：

$$PF = \gamma \cdot \cos \phi_1 \quad (2.6)$$

由式 (2.4) 可见，输入电流除了基波分量外，还含有大量的谐波。谐波电流使电力系统的电压波形发生畸变，我们将各次谐波有效值与基波有效值的比值称为总谐波畸变率 THD (Total Harmonic Distortion)，其定义为：

$$THD = \frac{I_h}{I_1} = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2 + \dots}}{I_1} \times 100\% \quad (2.7)$$

式中： I_h 为所有谐波电流分量的有效值。

THD 用来衡量电网的污染程度，是表征谐波电流含量多少的一个重要参数。由畸变因子 γ 的定义和式 (2.7) 可得：

$$\gamma = \frac{I_1}{\sqrt{I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_3^2 + \dots}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (THD)^2}} \quad (2.8)$$

所以功率因数 PF 又可写为：

$$PF = \gamma \cdot \cos \phi_1 = \frac{\cos \phi_1}{\sqrt{1 + (THD)^2}} \quad (2.9)$$

由式 (2.9) 可知，在 $\cos \phi_1$ 一定时，THD 越大，功率因数也就越低。因此，提高功率因数也就应该从减小基波电压、电流之间的相角差 ϕ_1 和总谐波畸变率 THD 两方面入手。从这个角度看，可以说谐波的抑制电路就是功率因数校正电路（实际上是有区别的）。

2.2 PFC 技术分类

功率因数校正技术有很多分类法^[18]，从市电电网输入方式可以分为单相 PFC 电路和三相 PFC 电路。就功率因数校正器本身的结构而言，功率因数校正器又可分为两级 PFC 和单级 PFC 两种。两级 PFC 技术一般由 PFC 级和 DC/DC 级组成，它们各自有自己的开关器件和控制电路。PFC 级主要作用是使输入电流跟踪输入电压，使输入电流正弦化，减少谐波对电网的污染，提高功率因数和实现 DC/DC 级输入的预稳，用作 PFC 电路的功率级基本上是 Boost 变换器，两级 PFC 技术一般用于较大功率输出的应用场合；另一种功率因数校正器是努力将 PFC 级与 DC/DC 功率级中的一些元器件共用，并实现统一的控制，通常共用的元器件是 MOSFET。目前，将这种方法称为单级 PFC 技术。这种技术由于控制简单，元器件少，因此小功率应用非常适合。但它的功率因数，谐波等指标与功率级效率、输入电压范围、负载范围等密切相关，因此设计

和优化显得尤为重要。

根据 PFC 与 DC/DC 电流的工作模态, 两级 PFC 又可以分为四种, 即:

CCM. PFC+DCM. DC/DC	CCM. PFC+CCM. DC/DC
DCM. PFC+CCM. DC/DC	DCM. PFC+DCM. DC/DC

根据控制方式, 两级 PFC 又可分为 PWM 控制和变频控制。

单级 PFC 主要分为 Boost 和 Buck-Boost 两种, Boost 又分为两端模式和三端模式。Boost PFC 的优点是输入电流应力小、效率高; 而 Buck-Boost 输入电流应力较大, 但储能电容电压较低, 功率因数也高一些。

从开关形式来分, PFC 电路又可分为硬开关和软开关电路 (ZCS 或 ZVS)。

2.3 功率因数校正技术的控制策略

不管是单相 PFC 或是三相 PFC 电路, 所有基本变换器类型, 如 Boost、Buck、Buck-Boost、Cuk、Sepic 和 Zeta 变换器等, 都可用于功率因数校正。这些变换器工作于不同的导电模式时, 其功率因数校正的机理也不相同。工作于连续导电模式时 (CCM), 应用乘法器 (Multiplier) 式控制电路, 其常用的控制策略有电流峰值控制、电流滞环控制、平均电流控制等; 工作于不连续导电模式时 (DCM), 应用电压跟随器 (Voltage Follower) 式控制电路。PFC 技术的每一种控制策略都有其优缺点。下文按照输入电感电流是否连续, 对 PFC 的控制策略进行分析比较^{[19][20][21]}。

2.3.1 不连续导电 (DCM) 控制模式

80 年代后期, Doc. S. D. Freeland 首先提出了利用不连续导电模式进行功率因数校正的概念, 有人称之为自动功率因数校正技术。K. H. Liu 首先应用“电压跟随器 (Voltage Follower)”这个词来描述这一类有源功率因数校正技术。因此, DCM 控制模式又称为电压跟踪方法。DCM 的控制可以采用恒频、变频、等面积等多种方式, 适用于单相或三相单开关电路。其优点: ①输入电流自动跟踪电压且保持较小的电流畸变率; ②功率管实现零电流开通 (ZCS) 且不承受二极管的反向恢复电流; 缺点: ①输入、输出电流纹波较大, 对滤波电路要求高; ②峰值电流远高于平均电流, 器件承受较大的应力; ③适用于小功率场合, 单相 PFC 功率一般小于 200 W, 三相 PFC 功率一般小于 10 kW。尽管如此, 由于这种 PFC 技术控制简单, 近年来对它的研究也最活跃。有关电压跟随器型 PFC 电路的研究主要集中在对其性能的改进方面, 如采用软开关技术, 多导电模式以及新的拓扑结构, 以提高其动态响应速度等。

1) 恒频控制

图 2.1 为 Boost 电路的 DCM 控制原理图, 电压调节器 A_1 的频带宽度取 10~20 Hz,

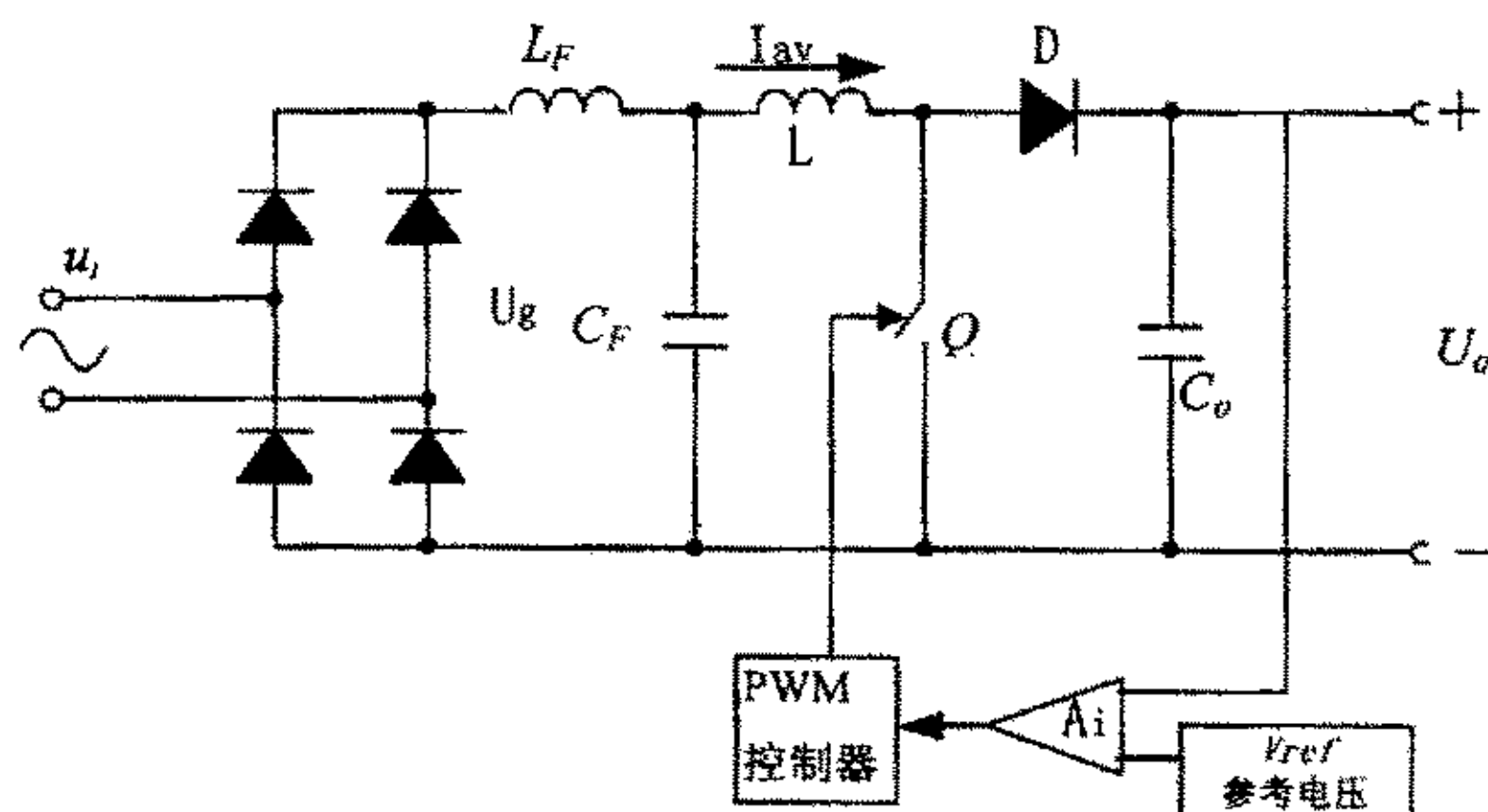


图 2.1 基于 Boost 变换器地电压跟随器型 PFC 电路

确保稳态时输出占空比在半个工频周期保持不变。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中的平均值为：

$$I_{av} = \frac{U_g T_{on} (T_{on} - T_{don})}{2T_s L} \quad (2.10)$$

式中， U_g 为整流后的脉动电压； T_{on} 为功率开关管 Q 的导通时间； T_{don} 为二极管 D 的续流时间； T_s 为开关周期。若 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} 在半个工频周期中并不恒定，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。

2) 变频控制

式(2.10) 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 T_{on} 恒定，输入电流理论上无畸变，这就是变频控制的原理。变频控制方式下电流工作于临界 DCM 状态，即 BCM 状态。但由于开关周期是变化的，不利于滤波器的优化设计。

2.3.2 连续导电 (CCM) 控制模式

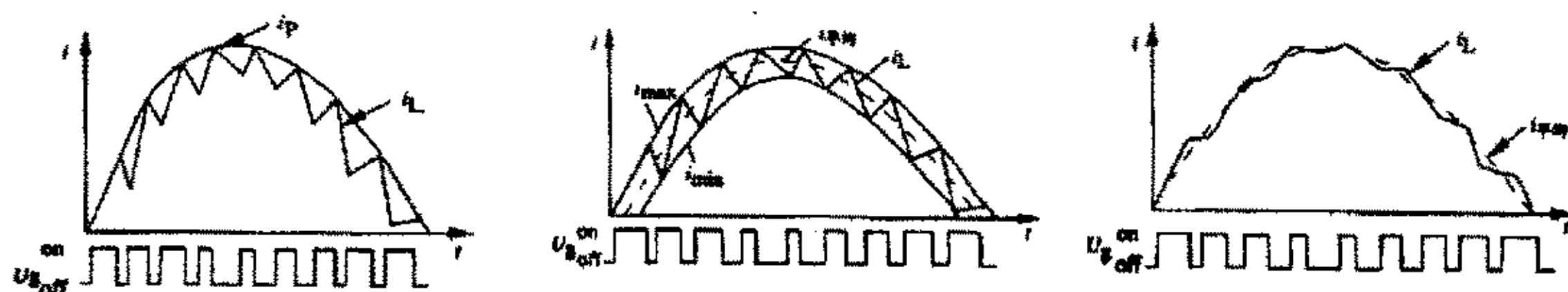
CCM 相对 DCM 其优点为：①输入和输出电流纹波小、THD 和 EMI 小、滤波容易；②RMS 电流小、器件导通损耗小；③适用于大功率应用场合。CCM 模式根据是否直接选取瞬态电感电流作为反馈量，分为直接电流控制和间接电流控制。

1) 间接电流控制

间接电流控制的基本思路是通过控制整流器输入电压基波的幅值和相位可以间接的控制输入电感的电流，使得电感电流与输入电压同相，因此又称为幅值相位控制或电压控制。电压型控制在形式上是开环控制，控制电路相当简单，但因其对参数的敏感性使其不实用。因此，目前直接电流控制用得最多。

2) 直接电流控制

直接电流控制检测整流器的输入电流作为反馈和被控量, 具有系统动态响应快、限流容易、电流控制精度高等优点。缺点是输入电流的检测需要宽频带的电流传感器, 成本较高。直接电流控制有峰值电流控制、滞环电流控制、平均电流控制、预测电流控制、无差拍控制、单周控制、状态反馈控制、滑模变结构控制、模糊控制等方式。



(a) 峰值电流控制的输入电 b) 滞环电流控制的输入电流 (c) 平均电流控制的输入电

图 2.2 三种电流控制的输入电流波形

峰值电流控制、滞环电流控制和平均电流控制的输入电流波形分别如图2.2(a)、(b)、(c)所示。图2.2(a)中, 开关管在恒定的时钟周期导通。当输入电流上升到基准电流时, 开关管关断。采样电流来自开关电流或电感电流。因为输入正弦电压从零变化到峰值, 占空比变化大, 峰值电流控制的次谐波振荡问题在功率因数校正上尤为突出, 即使斜率补偿后仍然不太理想。在PFC中, 这种控制方法趋于淘汰。滞环电流控制是一种简单的Bang-bang控制, 它将电流控制与PWM调制合为一体。结构简单, 实现容易, 且具有很强的鲁棒性和快速动态响应能力。但由于开关周期是变化的, 不利于滤波器的优化设计。平均电流控制将电感电流信号与锯齿波信号相加。当两信号之和超过基准电流时, 开关管关断, 当其与小于基准电流时, 开关管导通。取样电流来自实际输入电流而不是开关电流。由于电流环有较高的增益带宽、跟踪误差小、瞬态特性较好。THD(<5%)和EMI小、对噪声不敏感、开关频率固定、适用于大功率应用场合, 是目前PFC中应用最多的一种控制方式。其缺点: 参考电流与实际电流的误差随着占空比的变化而变化, 能够引起低次电流谐波。

近年来, 还出现了预测电流控制、无差拍控制、滑模变结构控制、占空比控制、基于Lyapunov' 非线性大信号方法控制, 与现代控制理论相关的控制方法如状态反馈控制(极点配置), 二次型最优控制, 非线性状态反馈, 模糊控制, 神经网络控制等, 都可以用在PFC电路中。但这些方法还不成熟, 处于积极的探索之中。基于大功率电子设备的要求, 目前多电平变换器和各种简单拓扑的串联、并联等拓扑相继提出, 对于这些电路的控制, 除采用现有的控制策略外, 还尝试发展更有针对性的控制技术。

这里还要介绍一种单周期控制技术。单周期控制(积分复位控制)是一种非线性控制,同时具有调制和控制的双重性。这种方法的基本思想是通过控制开关占空比,在每个周期内强迫开关变量的平均值与控制参考量相等或成一定比例,从而在一个周期内自动消除稳态、瞬态误差,前一周期的误差不会带到下一周期。单周控制能优化系统响应、减小畸变和抑制电源干扰,具有反应快、开关频率恒定、鲁棒性强、易于实现、抗电源干扰、控制电路简单等优点,是一种很有前途的控制方法。单周控制在DC/DC变换器中已经得到充分的研究。作为一种调制方式,该技术在PFC方面也有了广泛的应用^[22~25]。本文就是基于这种控制方式,尝试对三相单管Boost PFC电路进行控制,详细分析其工作过程。

2.4 三相整流器功率因数校正电路

根据电路输入电压的不同,功率因数校正电路主要分单相和三相两大类。其中单相功率因数校正电路目前在拓扑和控制方面已相当成熟。而三相功率因数校正电路由于应用极广泛,工作机理比较复杂而成为近年来的研究热点^[20]。

然而,三相PFC整流电路遇到一个很大的难题是三相之间的耦合。在单相不控整流电路中,如果负载等效为一个电阻,则输入功率因数为1,但在三相不控整流电路中,即使负载等效为一个电阻,也不可能获得满意的功率因数。原因在于三相不控整流电路中三相电压通过AC/DC的不控整流桥互相耦合,不可能同时兼顾三相输入电流,使任何一相输入电流都不能独立控制为正弦波形。为使三相输入电流都为正弦波形,必须对三相输入电压进行解耦。近年来,用来提高三相整流电路功率因数的许多新拓扑被提出,从解耦的观点来看,这些三相有源功率因数校正电路拓扑可分为不解耦三相PFC、部分解耦三相PFC和全解耦三相PFC。

2.4.1 基本三相PFC电路及问题

最早的三相PFC方案是六开关(见图2.3)和单开关(见图2.4)。三相六开关整流具有网侧输入电流波形好,并可实现直流和交流侧的四象限运行的优点,适用于大中功率,控制方式可采用PWM或Date方式。缺点是结构复杂,开关多,不易控制。因此三相六开关PWM PFC整流电路近年进展缓慢,距离实用化还较远。当多管三相PFC电路由于价高复杂而举步维艰时,三相单管PFC整流以其自身的优点获得推广应用。基本的三相单管PFC电路见图2.4。它基本上是单相Boost断续模式(DCM)PFC在三相上的延伸。由于三相单开关主电路含多个二极管,且工作于DCM模式,主电路得阶次为三阶,不便于建模分析,所以分析起来十分繁琐。文献[21][22]给出了三

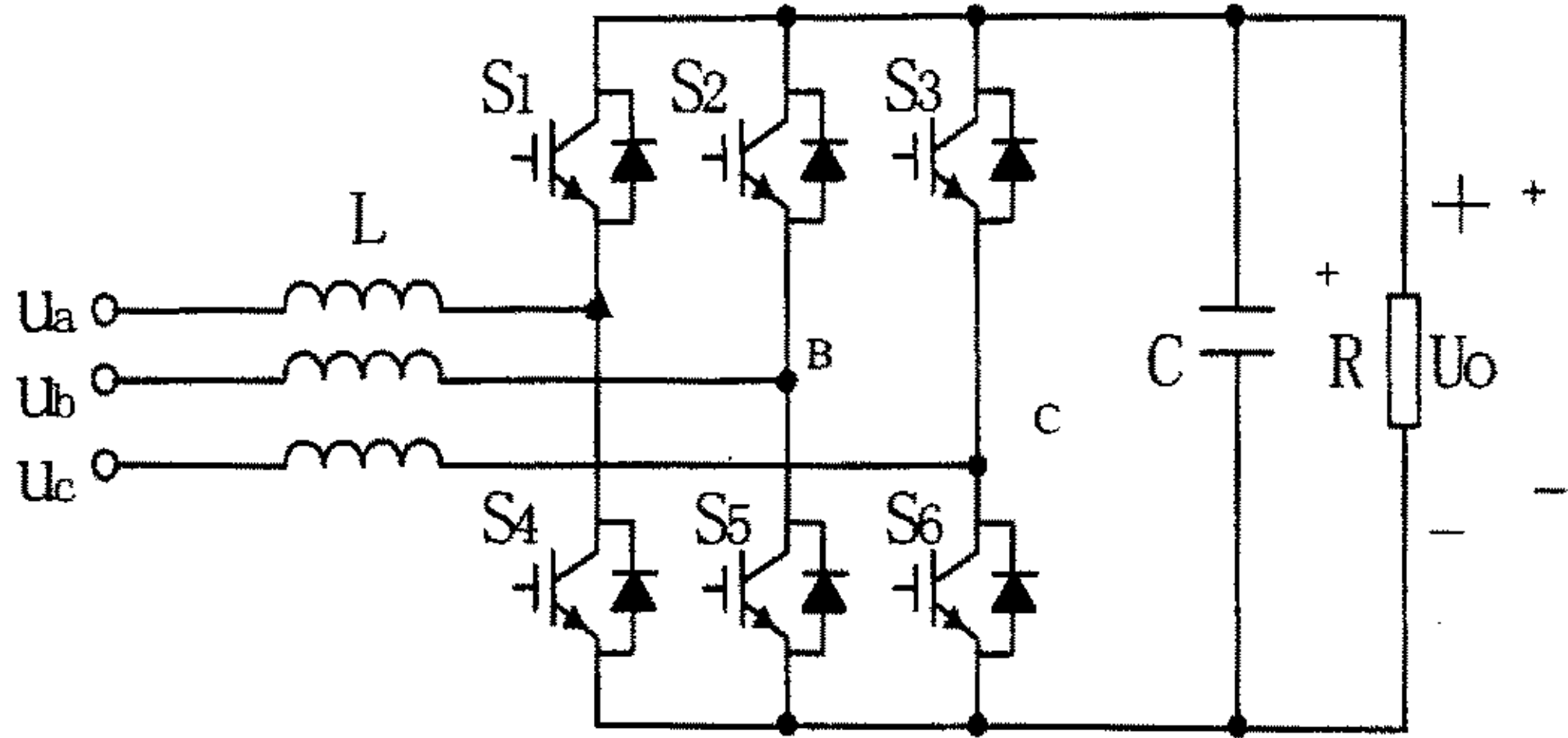


图 2.3 三相六开关 PFC 整流器

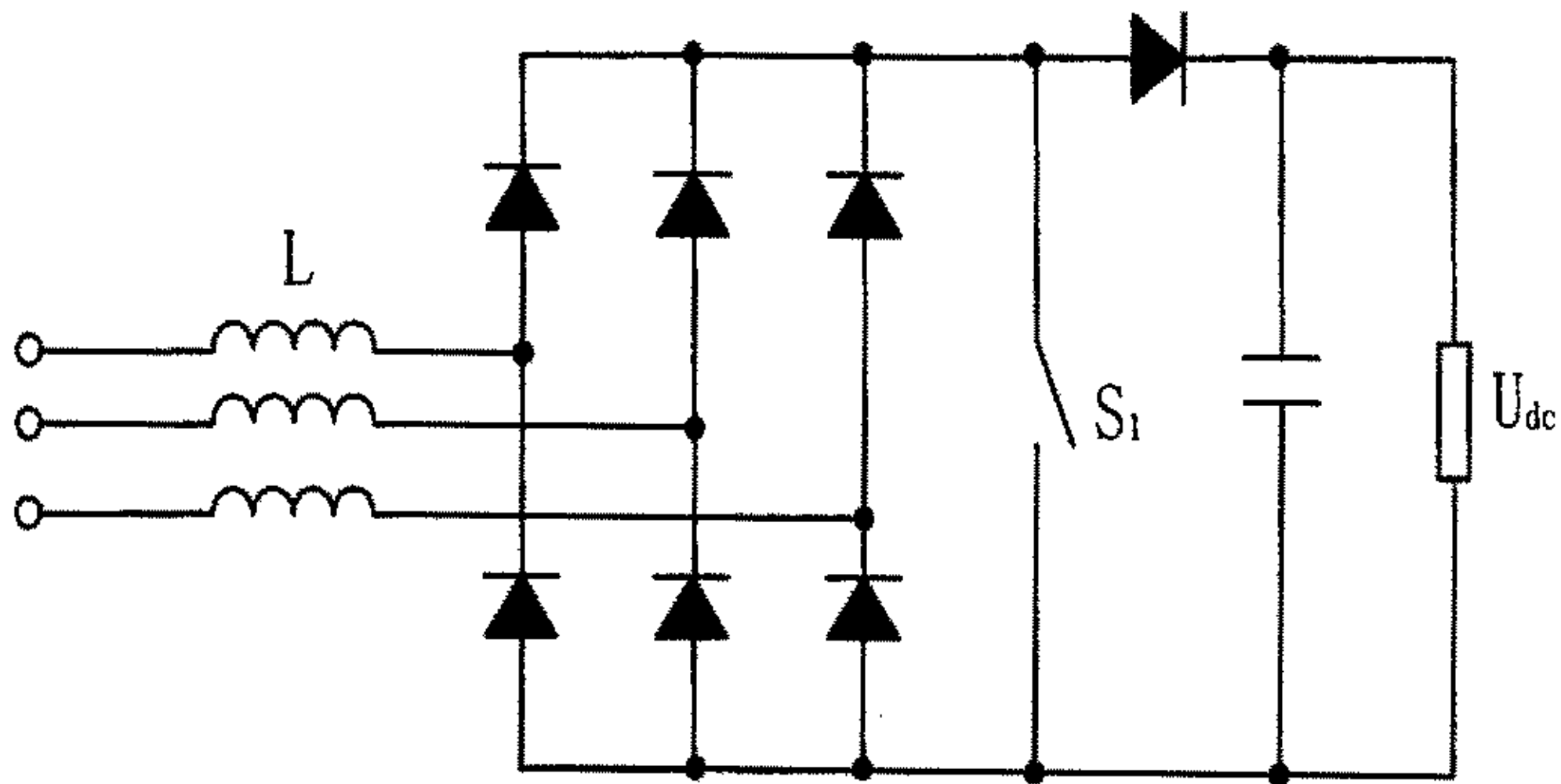


图 2.4 三相 Boost PFC 变换电路

相单管 Boost PFC 电路各相的相电流 平均值公式:

$$i_{u*avg} = \frac{U_{dc} D^2}{2LF_s} \cdot \frac{\sin(\omega t)}{\sqrt{3}M \cdot 3\sin(\omega t)} \quad 0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{6},$$

$$i_{u*avg} = \frac{U_{dc} D^2}{2LF_s} \cdot \frac{M \sin(\omega t) + \frac{1}{2} \sin(2\omega t - \frac{2}{3}\pi)}{[\sqrt{3}M - 3\sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi)] \cdot [M - \sin(\omega t + \frac{\pi}{6})]} \quad \frac{\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{\pi}{3},$$

$$i_{u,avg} = \frac{U_{dc} D^2}{2LF_s} \cdot \frac{M \sin(\omega t) + \sin(2\omega t + \frac{2}{3}\pi)}{[\sqrt{3}M + 3\sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi)] \cdot [M - \sin(\omega t + \frac{\pi}{6})]} \quad \frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{\pi}{2}, \quad (2.11)$$

式中: F_s —— S_1 的工作频率;

L ——Boost 电感

D ——占空比;

$$M \text{——电压增益, } M = \frac{U_{dc}}{\sqrt{3}U_m} \quad (2.12)$$

U_m ——输入相电压峰值。

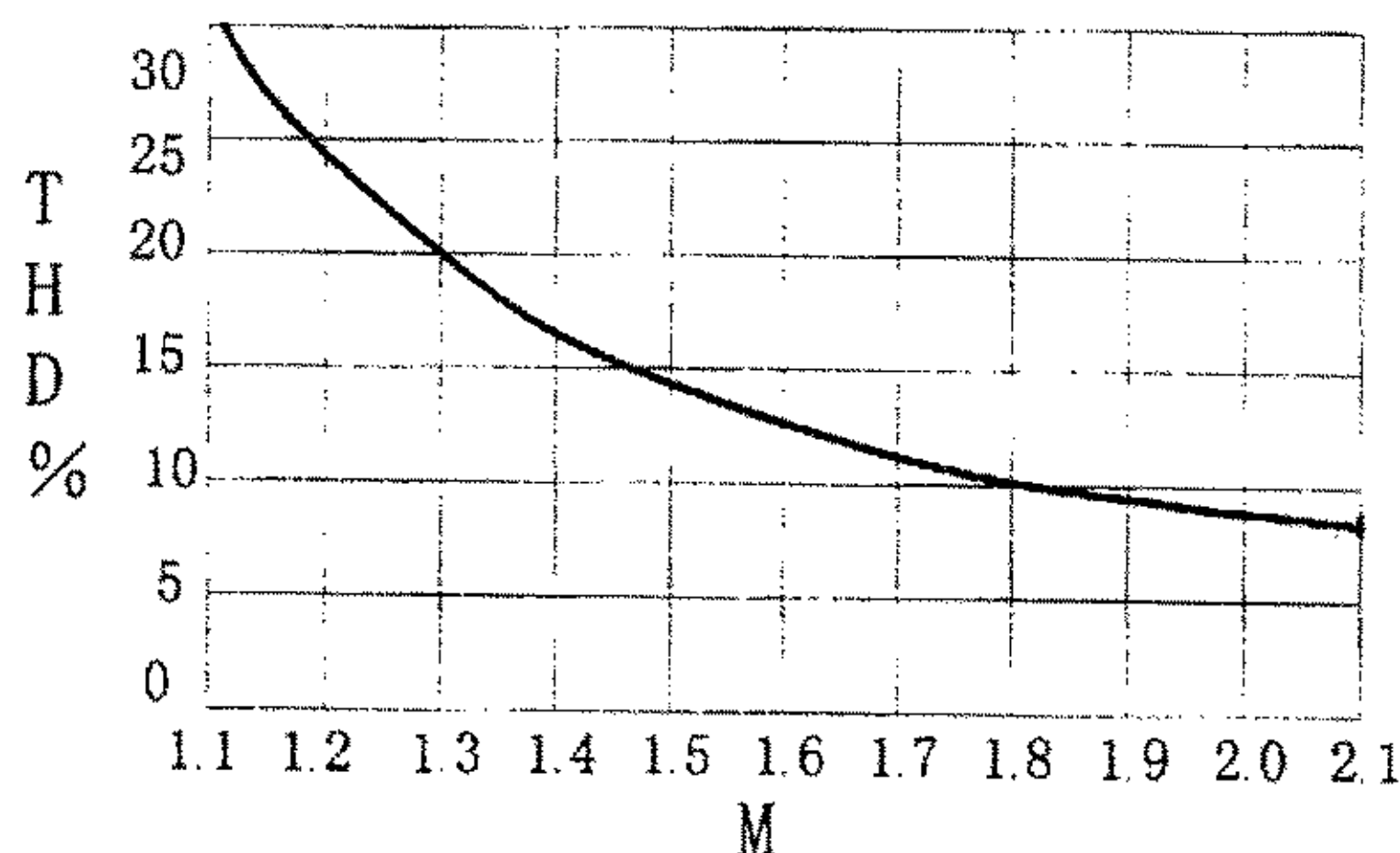


图 2.5 输入电流的 THD 与电压增益 M 的关系曲线

图 2.5 给出了 M 与输入电流 THD 的关系。图中, THD 为总谐波含量:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (2.13)$$

而功率因数 λ 为:

$$\lambda = \frac{1}{\sqrt{1+THD^2}} \cdot \cos \varphi \quad (2.14)$$

可见, 为了得到较高的功率因数, 需增大电压增益 M 。 M 越高, THD 越小, 即功率因数越大, 这一点也可以从物理上得到解释, M 越高, 开关关断后电流回到零的时间越短, 则开关导通这一平均电流跟随电压的时间的比例显得越大, 总的平均电流波形就越趋近与电压波形, THD 越小。但过高的 M , 使得 U_{dc} 太高, 导致输出滤波电容及 PFC 的负载 (变换器) 开关功率器的电压应力增大, 增加了整机的成本及降低了整机的工作可靠性。这也是三相整流器功率因数校正电路不能走向成熟的关键问题。

2.4.2 常见的几种三相 PFC

近几年来, 出现了很多三相 PFC, 大部分是针对上述问题提出的, 最常见的有:

1) **基本 PFC+波形控制**。在基本的 PFC 控制电路中加入调制信号, 在同一谐波含量下, 可以降低 M 值。本文就是按照这种思路, 采用注入六次谐波的方法, 在不增大电压增益 M 的情况下, 减少网侧输入电流的 THD 值。

2) **Buck 型 PFC**。图 2.6 是 Buck 型 PFC 电路。它是基本 Boost 电路的对偶电路, 可以使 $U_{dc} < 3U_{in}$ 。其缺点是: I_u (I_v , I_w) 的电流对称取决于负载。负载电流越大, 功率因数越高, THD 越小, 再者就是对无极性电容 C_u (C_v , C_w) 的要求较高, 其体积大, 价格高。

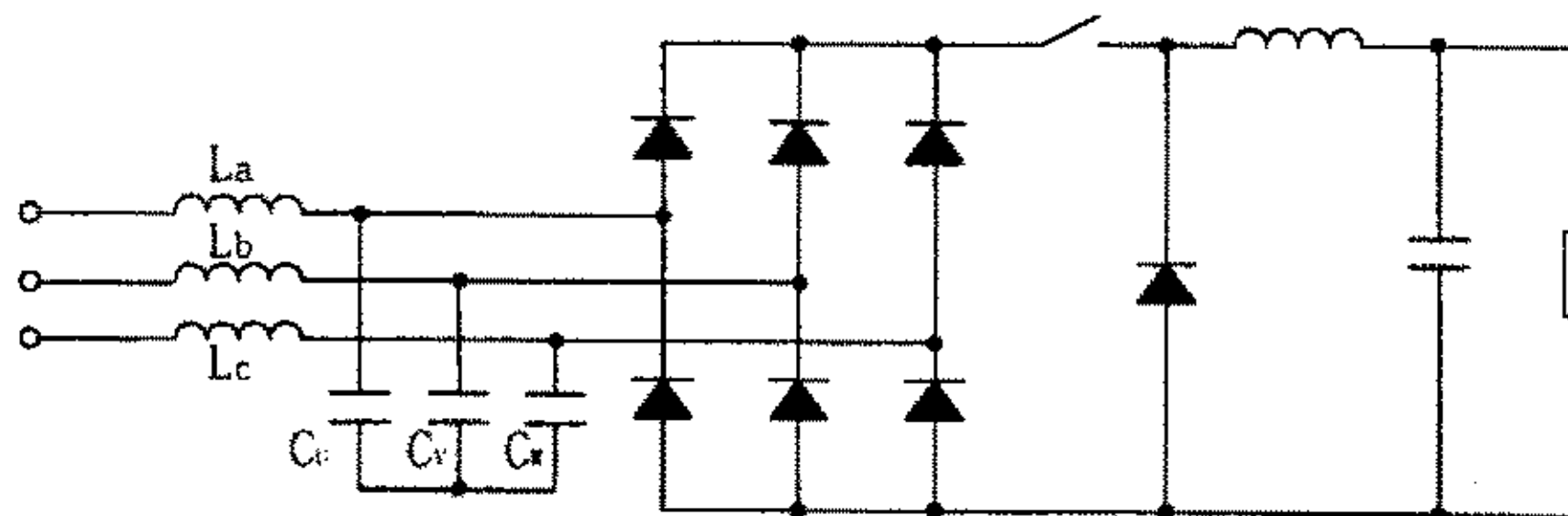


图 2.6 三相 BUCK PFC 电路

3) **双向开关型三相 PFC**。这是目前一种比较有发展前途的拓扑模型其拓扑如图 2.7 所示, 这种电路的优点是开关器件电压值小, 控制简单, 输入电流连续。其输出电压为: $U_{dc} = 1.3366U_u$, 其缺点是快速二极管使用较多, 直流侧电容需均压, 电感较大。

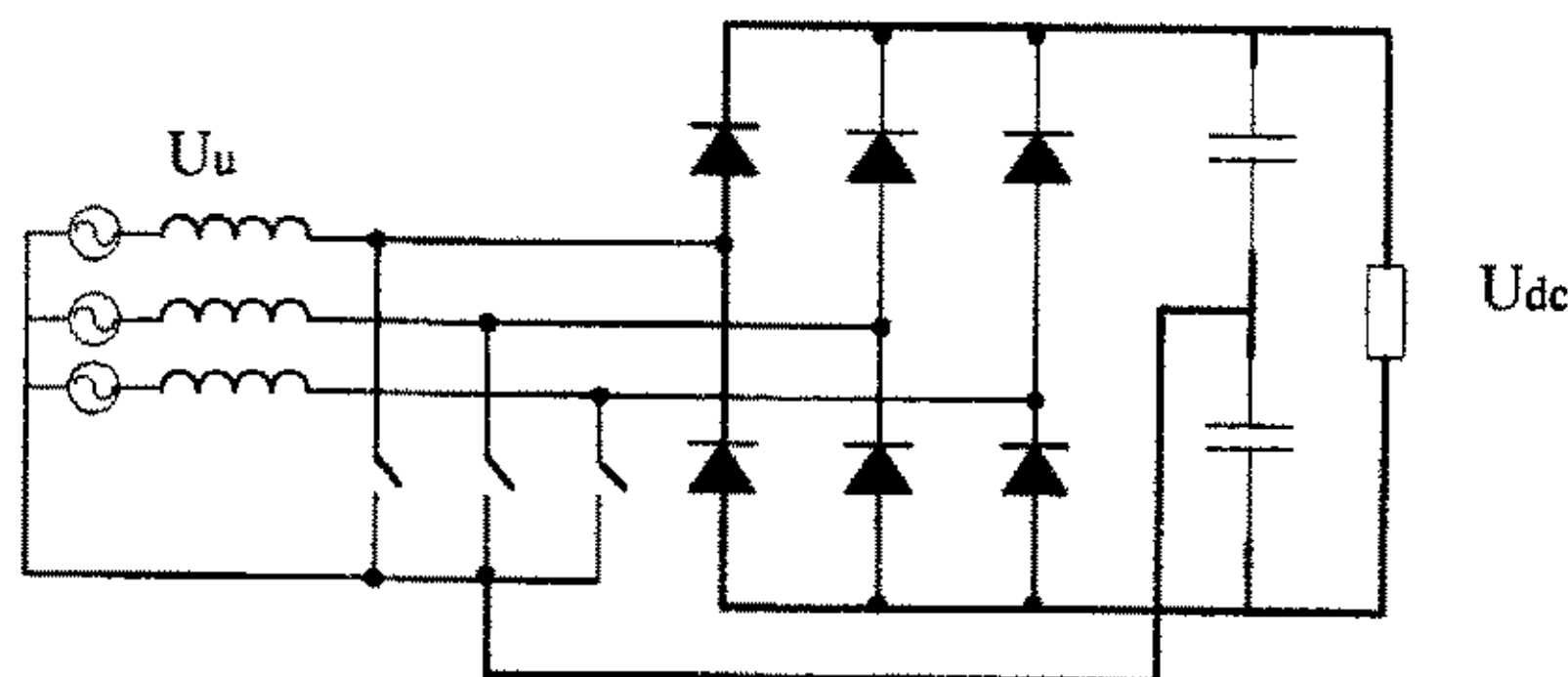


图 2.7 双向开关型三相 PFC

滤波电感由下式计算:

$$L = 3.8489 \times 10^2 \cdot \frac{U_u^2}{f \cdot P_0} \quad (2.15)$$

式中：f 为电源频率；P_o 为输出功率。

4) 软开关三相 PFC。将单相无损 PFC 软开关直接应用到三相 PFC 中仍有发展前景，因为这可大幅度减少开关损耗。

2.4.3 全解耦三相 PFC 电路

为了达到最好的功率因数校正效果，需要对三相电压解耦。三相 CCM-Boost 整流电路是该拓扑的典型电路，其电路拓扑也可用图 2.3 表示

采用空间电压矢量控制可以实现三相输入电压完全解耦，达到很高的性能。空间电压矢量控制原理是：用三相电压矢量去逼近矢量电压圆，则输入端会得到等效三相正弦波形。开关矢量由三个字母表示，三个字母从左到右分别代表 A、B、C 点是否与 P 或 N 相连。这样，共有 8 个开关矢量，包括两个零矢量，如图 2.8 所示：

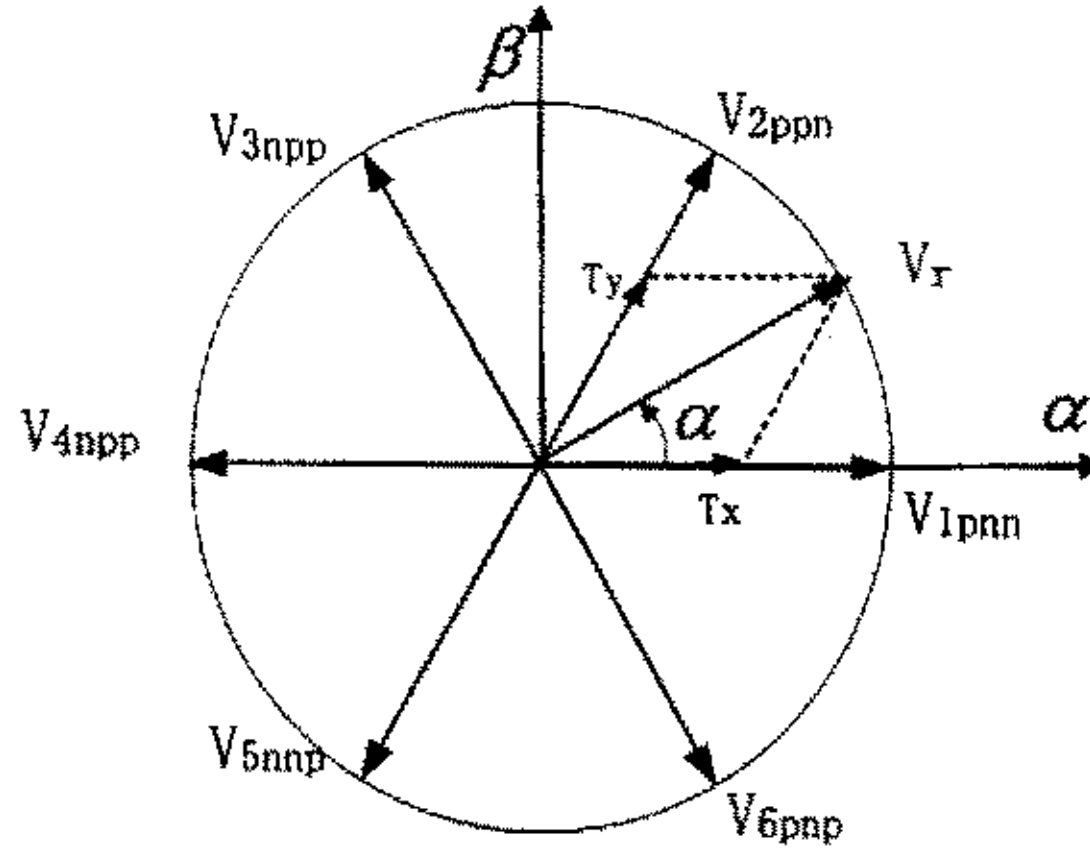


图 2.8 矢量与矢量合成

如果将电压圆分成 n 等分，则任一空间矢量 V 均可由其相邻两个开关矢量来等效，相应导通时间为：

$$t_1 = mT_0 \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_i\right) \quad (2.16)$$

$$t_2 = mT_0 \sin \theta_i \quad (2.17)$$

式中，m 为调制比

$$m = \frac{\sqrt{3}}{U_{\Delta}} |U_i| \quad (2.18)$$

$$\text{零矢量作用时间为: } t_0 = T_s - t_1 - t_2 \quad (2.19)$$

由于该电路连续的输入电流、高效率和高功率输出，它在中功率应用中是重要的高功率因数变换器。但该电路需要 6 个主开关管，因此开关管利用率低，控制复杂，成本高。

2.4.4 部分解耦三相 PFC 电路

选取三相四线伪桥式 PFC 整流电路和三电平 PFC 整流电路进行分析。

1) 三相四线伪桥式 PFC 整流电路

这种拓扑的典型电路如图 2.9 所示：由于中线的存在，该电路可以分为互相独立的上下两个半桥，达到部分解耦的目的。基于三相四线式的功率因数校正电路的控制策略有断续和连续两种模式。我们考虑使用临界断续模式控制，它实质上是变频恒导通时间。根据输出功率确定一个工频周期内的恒导通时间 t_{on} ，检测电感电流回零后开

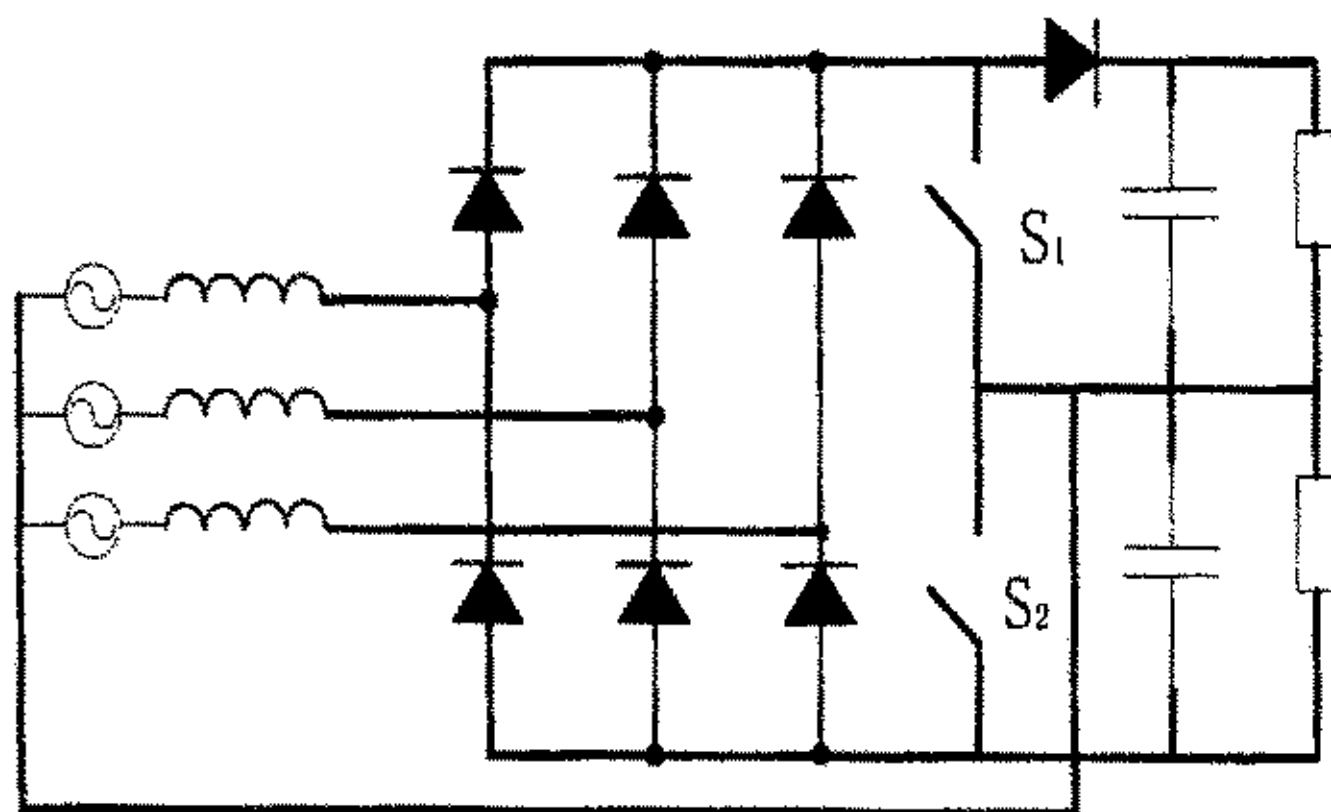


图 2.9 三相四线伪桥式 PFC 整流电路

通开关管（导通时间 t_{on} ），然后关断开关，让电感电流回零。相对恒频恒占空比的控制方式，其电流畸变要小得多。以上半桥 A 相为例，在 $\pi/6 \sim 5\pi/6$ ($7\pi/6 \sim 11\pi/6$) 时间区间，开关 S_1 (S_2) 的关断时间仅由相电压 U_a 决定。因此在一个开关周期内 I_{la} 的平均电流取决于它的相电压， U_b 和 U_c 对它无影响。而在 $0 \sim \pi/6$ ($\pi \sim 7\pi/6$)、 $5\pi/6 \sim \pi$ ($11\pi/6 \sim 2\pi$) 时间区间，开关 S_1 (S_2) 的关断时间则分别由 U_c 和 U_b 决定，因此在这些时间区间 I_{la} 的平均电流受到 C 相和 B 相相电压的干扰。因此该拓扑实际上是一种部分解耦三相 PFC。

该电路运行于恒导通时间临界 DCM 模式下时，在 $0 \sim \pi/6$ 时间区间，第 n 个开关周期内的 A 相相电流平均值为：

$$L_{la}^{av}(n) = \frac{u_a T_{on}}{2L_a} \cdot \frac{[U_{o1} - u_c(n)]}{[U_{o1} - u_a(n)]} \quad (2.20)$$

在 $\pi/6 \sim 5\pi/6$ 时间区间，有：

$$L_{la}^{av}(n) = \frac{u_c T_{on}}{2L_a} \quad (2.21)$$

$$\text{在 } \pi/6 \sim \pi \text{ 时间区间, 有: } L_{La}^{\alpha T}(n) = \frac{u_a T_{on}}{2L_a} \cdot \frac{[U_{o1} - u_b(n)]}{[U_{o1} - u_a(n)]} \quad (2.22)$$

式中, T_{on} 是开关恒导通时间, U_{o1} 是 C_1 两端输出电压, L_a 是 A 相输入电感。

该电路上下半桥独立, 实现部分解耦, 比不解耦的三相单开关 PFC 整流电路能实现更小的输入电流 THD 和更高的功率因数; 跟全解耦 PFC 电路相比, 开关元件少, 控制简单; 开关管电压应力低, 仅为三相单开关 PFC 整流电路的一半, 但是该电路需要中线, 有三次谐波流过。

2) 三电平 PFC 整流电路

该拓扑典型电路如图 2.10 (a) 所示

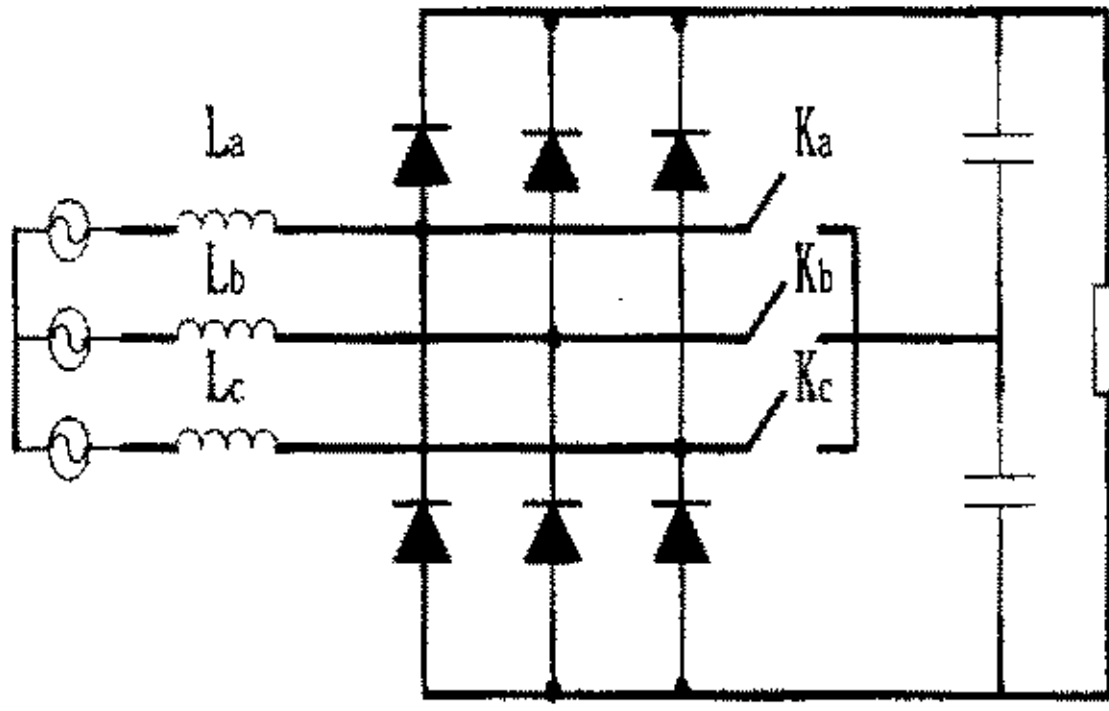


图 2.10 (a) 三电平 PFC 整流电路

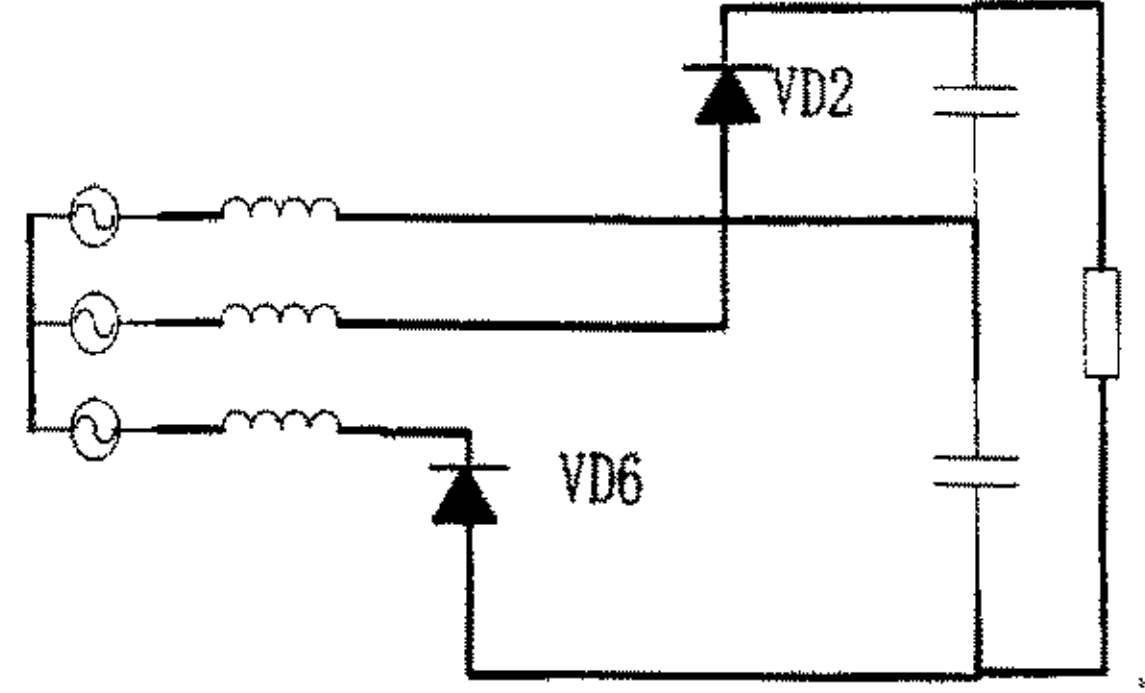


图 2.10 (b) 工作过程

该电路利用三个低功率双向开关 K_a 、 K_b 、 K_c 运行于工频下, 当输入交流电压过零时做开关运行, 从而在耦合区间将电流引入零电位, 达到部分解耦的目的。

在 $0 \sim \pi/6$ 时间区间, 开关 K_A 导通, 电路运行模式如图所示。设 U_{in} 为输入相电压有效值。以 A 相分析为例, 有:

$$i_{a(t)} = \frac{\sqrt{2}U_{in}}{2\pi f L_a} (1 - \cos \omega t) \quad (2.23)$$

在 $\pi/6 \sim 2\pi/6$ 时间区间, 开关都不导通, 该电路运行模式与三相不控整流电路相

$$\text{同, 对 } i_s \text{ 有: } \frac{d}{dt} i_{a(t-t_0)} = \frac{u_{a(t-t_0)}}{L_a} - \frac{U_0}{3L_a} \quad (2.24)$$

同理可推出其他时间区间表达式。输入电感需要满足下式:

$$L = 3.8489 \times 10^2 \times \frac{(\sqrt{3}U_{in})^2}{fP_0} \quad (2.25)$$

该电路显著特点是：工作于低频下，无需快速器件，低成本；不需要中线，无三次谐波，满载时功率因数很高；开关应力小，关断压降低；但轻载时特性差。所以特别适合于对设备体积要求不高、负载变化不大的场合。

2.4.5 不解耦三相 PFC 电路

三相单开关 PFC 整流电路是最典型的不解耦三相 PFC 电路，其电路如图 2.4 所示。这种拓扑是一种低成本的三相 PFC 方案，由于其线路简单且具有相对好的性能，所以十分流行。本文将在下面的章节详细的介绍该电路的工作原理和过程。该拓扑也可以采用 ZCT、ZVT 软开关技术以减少开关损耗。但三相单开关 PFC 整流电路存在着固有的问题。为了得到较低的 THD，输出电压必须达到一定的幅值，这就对后级的元器件耐压量要求比较高，同时为了后级变换带来困难。为了既保证输入电感上的电流断续，又能得到最大的输出功率，电感的设计比较困难。上述三相单开关 PFC 整流电路固有问题的根本原因是三相电压之间的耦合。因此为了达到最好的功率因数校正效果，需要对三相电压解耦。

如何寻求三相 PFC 整流电路性能和价格之间的平衡是该技术发展中的一个永恒的课题。从以上三相 PFC 电路的分析比较可以看出，部分解耦三相 PFC 可以认为是完全解耦三相 PFC 和不解耦三相 PFC 的折衷。总之，成本低廉，结构简单，控制方便，具有软开关性能，响应速度快，低直流输出电压的三相 PFC 整流器是研究人员追求的目标。

2.5 本章小结

本章首先给出了功率因数的定义和相关的概念，然后总结了 PFC 技术的控制策略。在这基础上，我们还介绍了几种常见的三相 PFC 电路，分析了其工作原理，并比较各种电路的特点。考虑了三相 PFC 整流电路性能和价格之间的平衡，本文采用了成本低廉，结构简单，控制方便的三相单管 Boost PFC 电路作为研究对象，并采用了非线性的单周期控制技术进行控制，具体论述见下文。

3 单周期控制的三相单管 Boost PFC 整流电路

随着开关电源功率的增大,三相 PFC 逐渐成为研究与应用的重点。对于三相单管 PFC 电路来说,它一般要工作在 DCM 才能完成 PFC。这类 PFC 电路在结构上由不控整流桥后接 Buck、Boost、Buck-Boost、Cuk、SEPIC 和 Zeta 等基本电路构成,理论上,任何一种 DC/DC 变换电路都适用于这类 PFC 电路。

本章给出了一种基于单周期控制技术的三相单管 Boost 型 PFC 电路。此电路具有①输入电流自动跟踪输入电压;②输入电感电流工作在不连续(DCM)模式下,开关管工作在零电流开通(ZVS)状态,且不承受二极管的反向恢复电流,开关损耗小;③开关少,元件少,成本低等优点。本章将首先分析这种电路的工作过程,然后阐述了单周期控制技术的工作原理,最后研究了改善输入电流的办法,采用谐波注入的方法来降低输入电流的 THD。

3.1 三相单管 Boost PFC 主电路

3.1.1 三相单管 Boost 型 PFC 主电路结构

三相单管 Boost 型 PFC 电路原理图如图 3.1 所示:

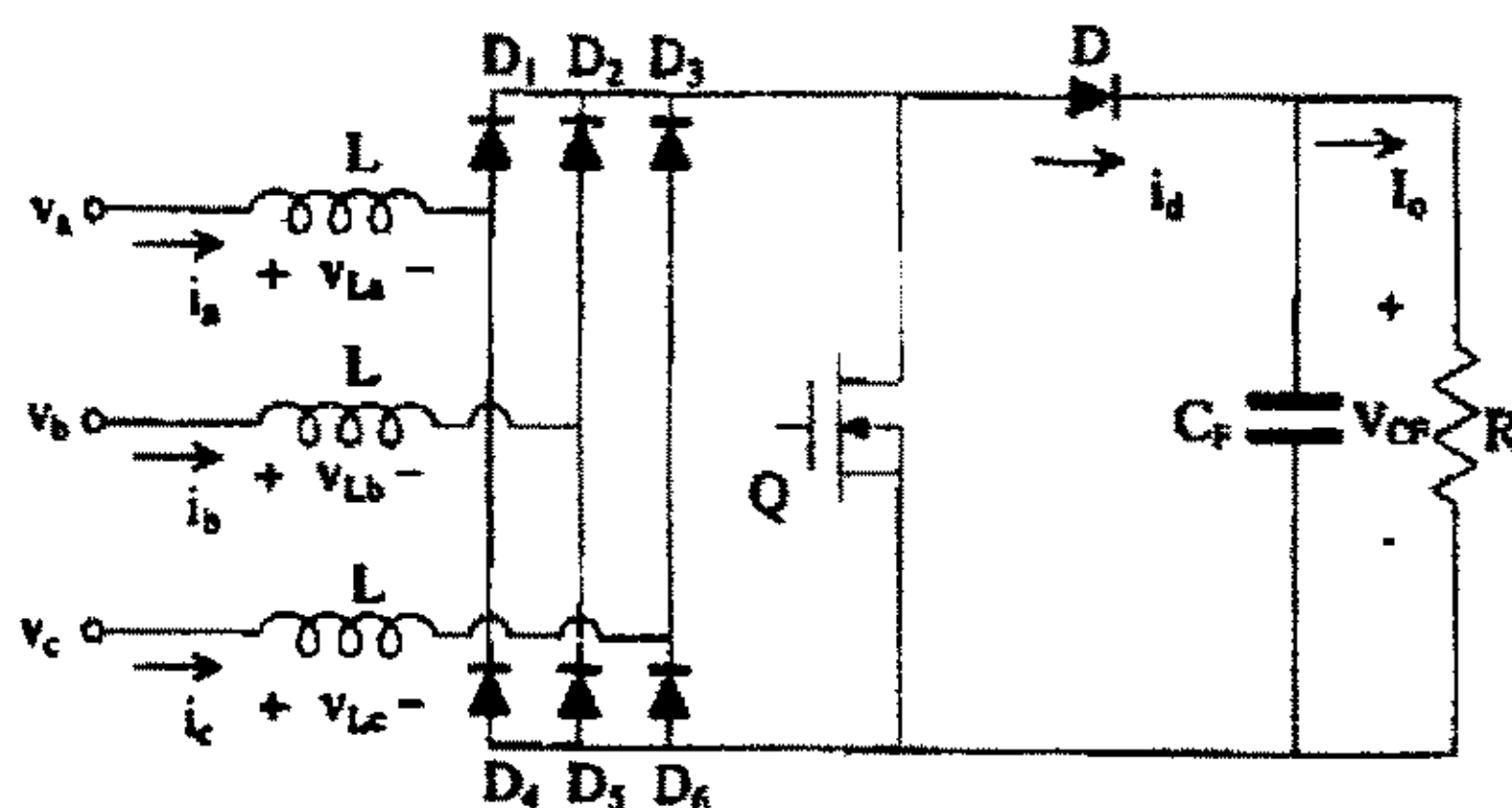


图 3.1 三相单管 Boost PFC 电路

3.1.2 三相单管 Boost PFC 的原理分析

三相单开关 PFC 拓扑最初是由参考文献[21]提出的,最近几年由于功率器件的发展与开关电源功率的增加,吸引了许多研究者,见参考文献[24]、[25]、[26]、[27]。这种三相单管 PFC 工作于不连续导通模式(DCM)下,当开关 Q 闭合时,电感电流得绝对值从零线性上升电流峰值与开关时刻对应的输入相电压成正比;当 Q 关断时,

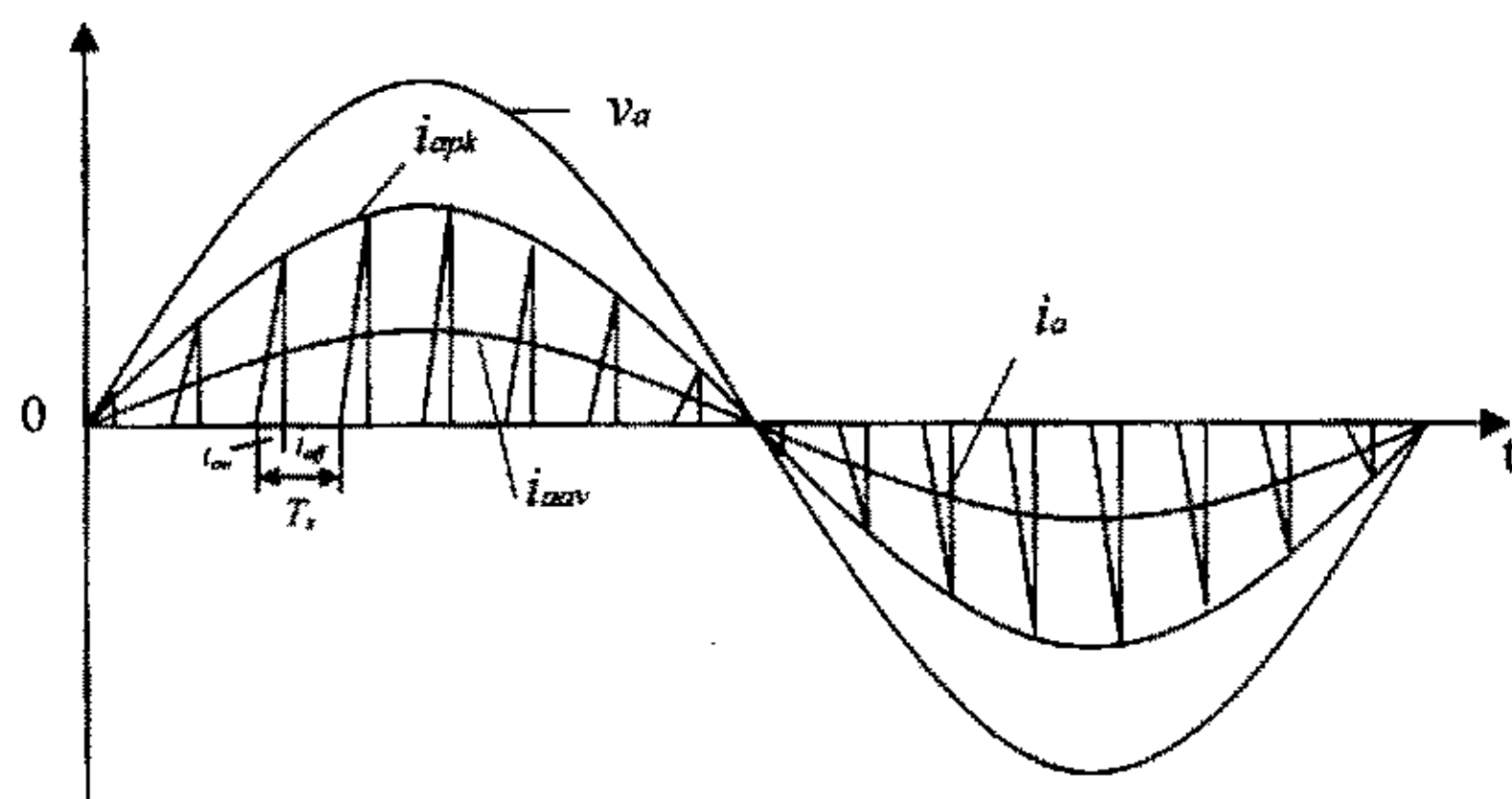


图 3.2 DCM 输入电压电流波形

电感电流下降到零，等候下一个周期 Q 再次开通。在整个电网周期内，各相电流峰值自动按相电压正弦规律变化，如图 3.2 所示。各相平均电流与输入电压近似成正比，即近似跟踪输入电压，这样无需附加任何电流检测环节或控制环节便可以实现网侧电流正弦化，达到功率因数校正的作用。至于输出直流电压的调节则可以通过调节占空比 D 来实现。为了分析电路工作过程中各个变量的关系，我们假设：

- 1) 输出滤波电容上的纹波很小，可以忽略，认为输出为直流电压。
- 2) 输出电压在滤波器上的压降可以忽略。
- 3) 各元器件均为理想器件。
- 4) 开关频率远大于市电频率，在一个开关周期内，认为以市电周期变化的各个量保持不变。
- 5) 图 3.3 中输入三相电压输入电压为纯净无畸变的正弦波，其表达式如下：

$$\begin{aligned} v_a &= V_m \cos(\omega t) \\ v_b &= V_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_c &= V_m \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \quad (3.1)$$

式中， V_m 为相电压幅值。

因为三相对称，我们可以把每一个市电周期分成 6 个不同区间（如图 3.3），每个区间为 60° ，另外，在每个 60° 区间内又可分为左右两个对称的子区间，所以只需要分析 30° 的区间就足以反映电路运行的全过程。这里我们讨论 $90^\circ \sim 120^\circ$ 区间，假定此时有 $V_a > 0$ ， $V_c < V_b < 0$ ，因此图 3.1 中的二极管 D_1 、 D_5 和 D_6 导通，由于开关频率很高，我们可以认为在开关周期 T_s 内各相电压保持不变，每个开关周期有四个工作模式，分别是：电流上升模式、电流下降第一模式、电流下降第二模式和断流模式。各模式

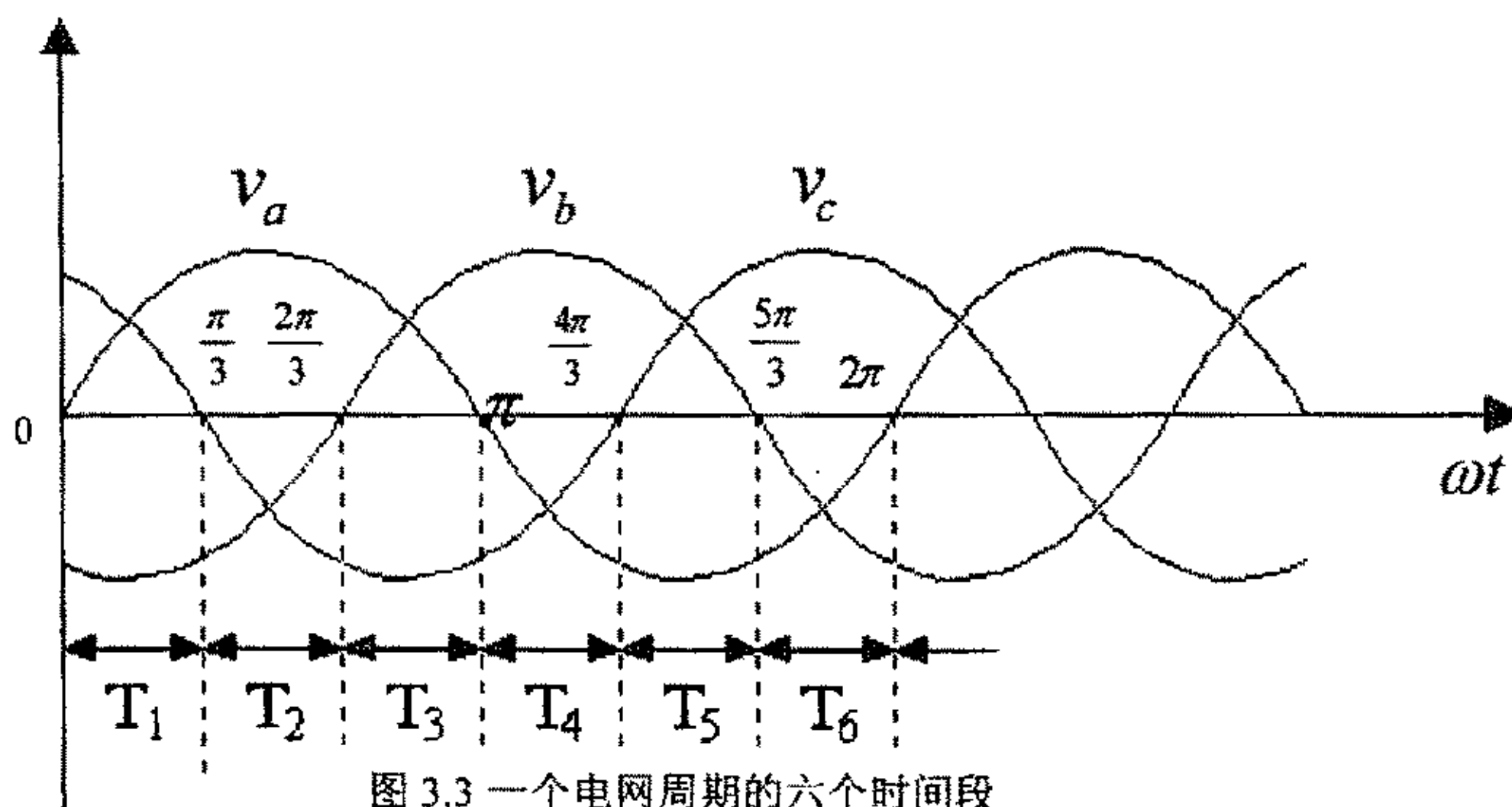


图 3.3 一个电网周期的六个时间段

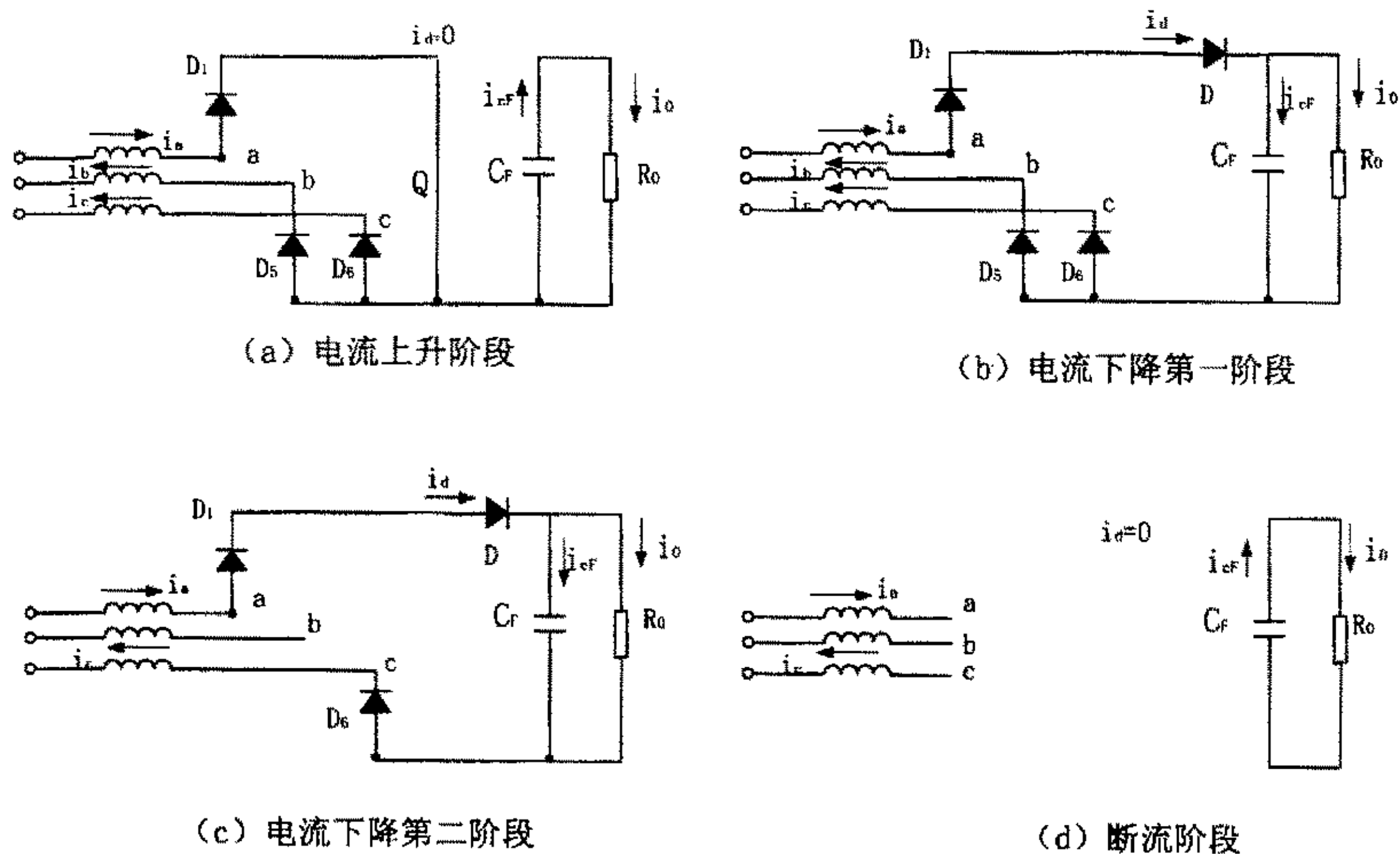


图 3.4 DCM 模式下工作的等效电路

的电路工作等效图和电流波形分别如图 3.4 和图 3.5 所示

1) 电流上升模式: $t_0 < t < t_1$

开关 Q 导通, 续流二极管 D 关断。此时三相桥中有 D_1 、 D_5 和 D_6 导通。于是三相电源经输入电感 L 短路, 等效电路如图 3.4 (a)。电感电流为:

$$i_{\phi}(t-t_0) = \frac{v_{\phi}}{L}(t-t_0) \quad \phi = a, b, c \quad (3.2)$$

可见, 各相电感电流从零且与各相相电压成比例线性增加, 在开关关断时各相电流 i_b 、 i_a 、 i_c 中的电感电流 i_{la} 、 i_{lb} 、 i_{lc} 达到峰值;

$$\begin{aligned} i_a(t_1) &= v_a DT_s / L \\ i_b(t_1) &= v_b DT_s / L \\ i_c(t_1) &= v_c DT_s / L \end{aligned} \quad (3.3)$$

其中 D 为占空比。

2) 电流下降第一模式: $t_1 < t < t_2$

开关 Q 关断, 为保持输入电感电流连续, L 端电压反向, 续流二极管 D 导通。等效电路如图 3.4 (b)。L 中的储能释放, 和电网一道向负载输送。当开关 Q 关断后, 由于在 a 相电感与 b 、 c 相电感之间接入了较高的

输出电压, 各相电流下降且下降斜率跟输出电压成比例, 其中 i_b 最先在 t_2 到零, D_5 关断,

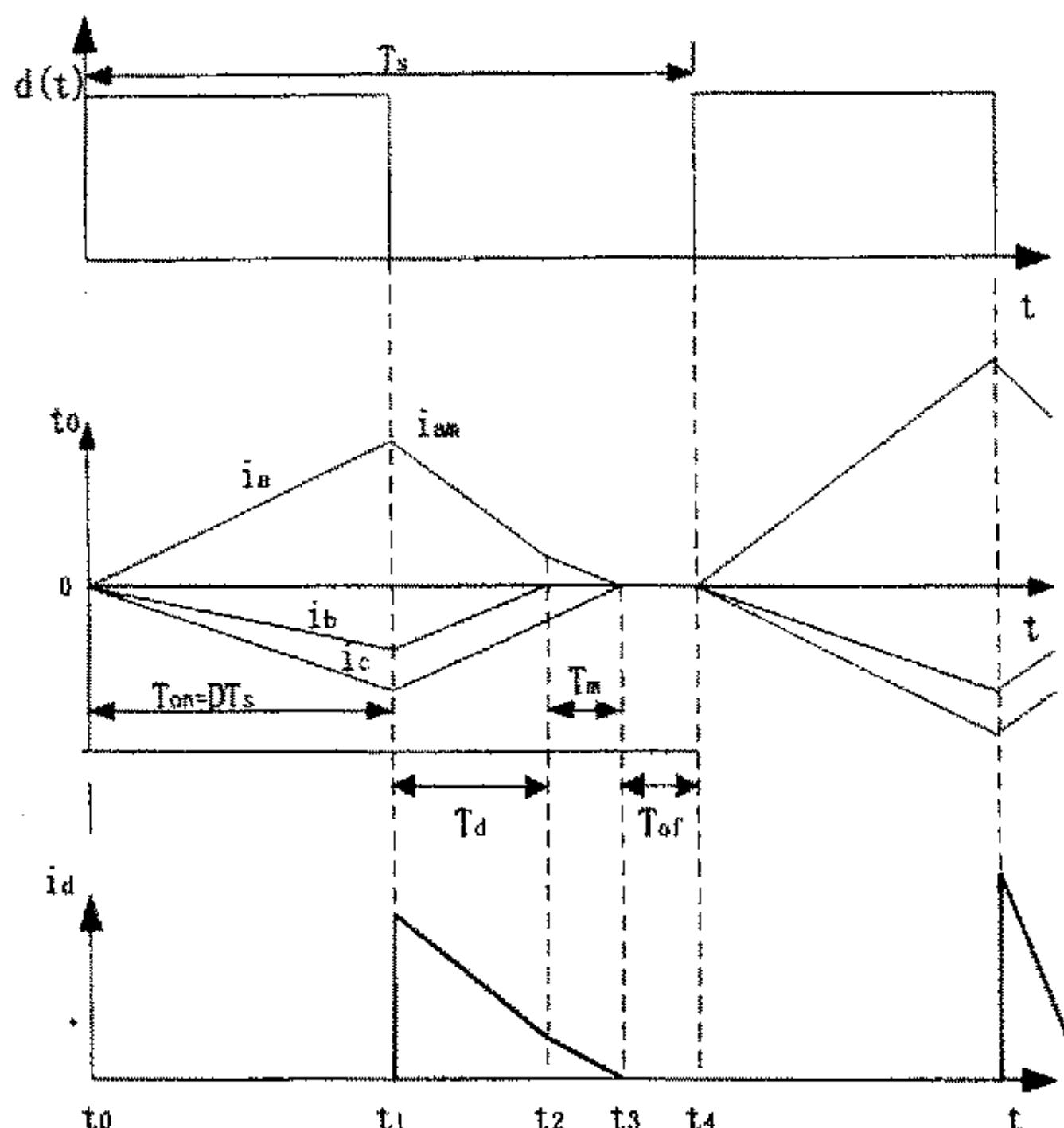


图 3.5 一个开关周期内电流工作波形

$$\begin{aligned} v_{La} &= v_a - \frac{2V_{CF}}{3} \\ v_{Lb} &= v_b + \frac{V_{CF}}{3} \\ v_{Lc} &= v_c + \frac{V_{CF}}{3} \end{aligned} \quad (3.4)$$

此时电流的表达式为:

$$\begin{aligned} i_a &= \frac{v_a}{L_a} t + \frac{2V_{CF}}{3L_a} (t-t_1) \\ i_b &= \frac{v_b}{L_b} t + \frac{2V_{CF}}{3L_b} (t-t_1) \end{aligned} \quad (3.5)$$

$$i_c = \frac{v_c}{L_c}t + \frac{2V_{CF}}{3L_c}(t - t_1)$$

t_2 时刻, 原来 t_1 时刻三相电感电流中绝对值最小的一相先下降为零, 即 $i_b = 0A$ 。直到 t_3 时刻, 三相电感电流都为零。

3) 电流下降第二模式: $t_2 < t < t_3$

开关 Q 关断, 续流二极管 D 导通。由于各相电压初值不同, 短路末期各相电流峰值也大小各异, 因此在到达电流下降第一模式的 t_2 时刻时, 必有一相电流先下降为零, 电路进入电流下降第二模式, 其等效电路如图 3.4 (c) 所示。由图可见, i_b 到零后, 电路中只有 D_1 和 D_6 继续导通, 其它两相电流直到 t_3 达到零, D_1 和 D_6 关断,

$$\begin{aligned} v_{Lb} &= 0 \\ v_{La} &= -v_{Lc} = -\frac{1}{2}(v_a - v_c - v_{CF}) \end{aligned} \quad (3.6)$$

4) 断流模式: $t_3 < t < t_4$

由于在电流下降第二模式中, 两相电流在数值上相等, 必然同时下降为零。此时三相的所有二极管均截止, Q 和 D 也相应关断, 等效电路如图 3.4 (d), 负载与电源脱离, 电感电流保持为零直到开关周期结束, 注意在 t_3 以后另两相电流斜率的变化。

$$i_0 = -i_{cF}, v_{cF} = V_0 \quad (3.7)$$

上式表明, 负载电流由 C_F 放电电流维持。

从以上分析可以知道, 在开关开通时, 各相电流与各相电压成正比例地线性上升, 故峰值电流与各相电压成比例, 而当开关关断后, 各相电流的线性下降并不与各相电压成比例, 故在整个开关周期内的各相电流的平均值并不完全跟随各相电压变化。在图 3.5 中, 时间间隔 $[t_0, t_1]$ 和 $[t_3, T_s]$ 是可控的, 而 $[t_1, t_2]$ 和 $[t_2, t_3]$ 是不可控的。

3.1.3 平均输入电流表达式

因此本电路与单位功率因数 PFC 不同, 理论上也只能接近功率因数为 1。根据上面的工作情况分析可知, a 相电流在一个开关周期的平均值为:

$$i_{a,avg} = \frac{1}{T_s} \left\{ \frac{1}{2} i_{am} \cdot T_{on} + \frac{1}{2} [i_{am} + i_a(t_2)] \cdot T_d + \frac{1}{2} i_a(t_2) \cdot T_m \right\} \quad (3.8)$$

经计算, a 相电流的四分之一一个电网周期的平均值如下:

$$i_{a,avg} = \frac{V_{CF} D^2}{2LF_s} \cdot \frac{\sin(\omega t)}{\sqrt{3}M \cdot 3 \sin(\omega t)} \quad 0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{6},$$

$$i_{a*avg} = \frac{V_{CF} D^2}{2LF_s} \cdot \frac{M \sin(\omega t) + \frac{1}{2} \sin(2\omega t - \frac{2}{3}\pi)}{[\sqrt{3}M - 3 \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi)] \cdot [M - \sin(\omega t + \frac{\pi}{6})]} \quad \frac{\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{\pi}{3},$$

$$i_{a*avg} = \frac{V_{CF} D^2}{2LF_s} \cdot \frac{M \sin(\omega t) + \sin(2\omega t + \frac{2}{3}\pi)}{[\sqrt{3}M + 3 \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi)] \cdot [M - \sin(\omega t + \frac{\pi}{6})]} \quad \frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{\pi}{2} \quad (3.9)$$

式中：Fs——开关工作频率；

L——Boost 电感；

D——占空比；

M——电压增益。

$$M = \frac{V_{CF}}{\sqrt{3}V_m} \quad (3.10)$$

则由三相对称性我们可以得到 a 相电流在整个周期内的表达式。输入电流的 THD 依赖于输出电压的增益，当 M=1.5 时，THD 可达 10%左右。图 3.6 给出了输入电流波形与 M 的关系图。

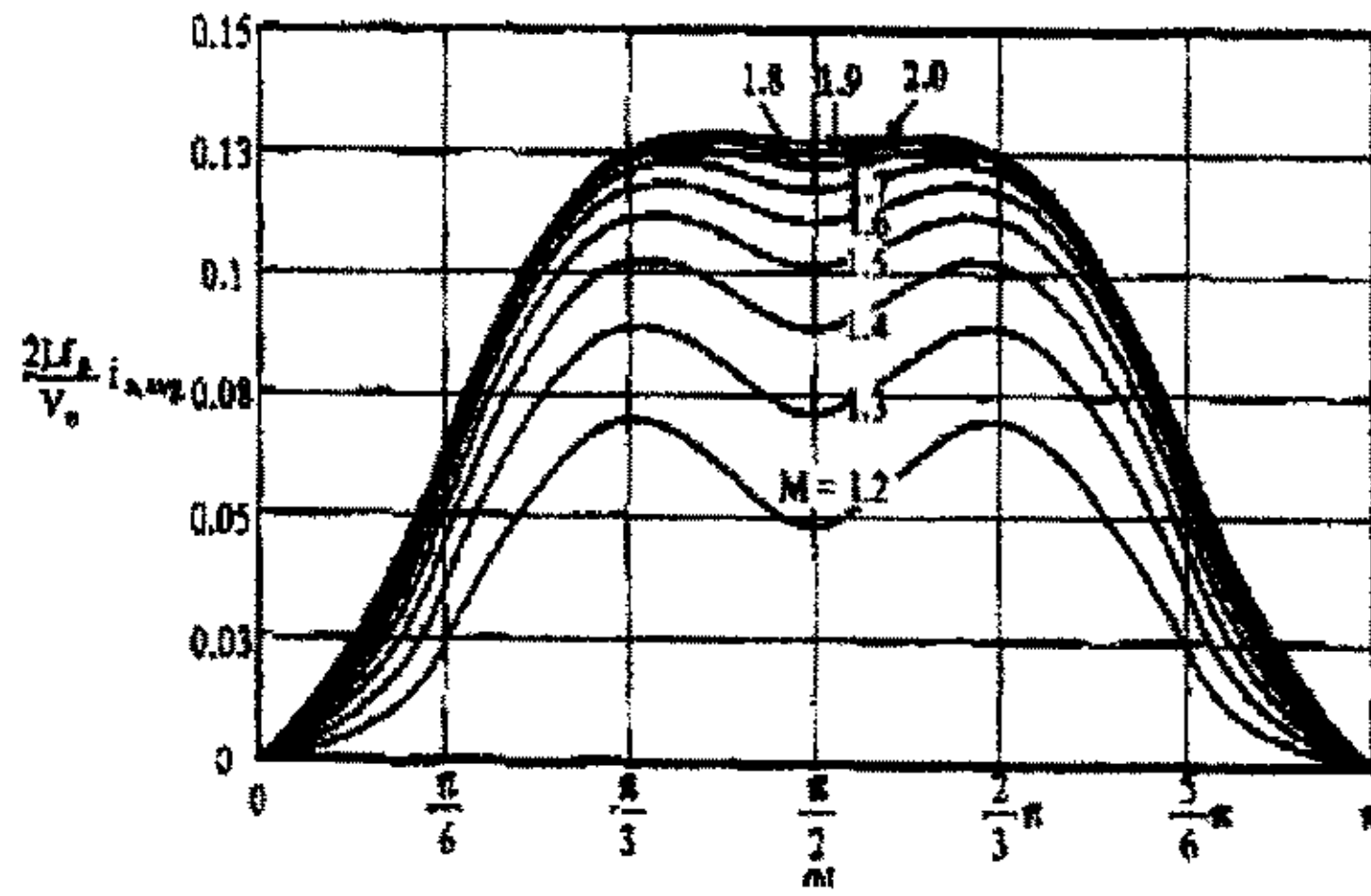


图 3.6 输入电流波形与 M 关系

3.1.4 工作于 DCM 临界条件

由图 3.5 可见，当载波周期 T_s 为恒定时，占空比 D 越大，则断流时间 T_{of} 便越短，DCM 状态的临界条件即对应于 $T_{of}=0$ ，其含义是若 D 进一步增大，电路便进入 CCM 模式。根据以上叙述的三相 PFC 单管的工作原理可知，工作于 DCM 状态是进行功率

因数校正的必要条件，以下将对电路进行数学分析，以期得到保证电路工作于 DCM 状态的条件。

由图 3.5 可以看出电感电流下降持续时间为 T_d+T_m ，根据伏秒平衡可得 T_d 为：

$$T_d = \frac{v_a DT_c}{\frac{1}{3}V_{CF} - v_a} \quad (3.11)$$

此时 T_m ：

$$T_m = \frac{2v_a DT_c}{V_{CF} - v_a + v_b} - \frac{2v_c (\frac{1}{3}V_{CF} - v_a) DT_c}{(V_{CF} - v_a + v_b)(\frac{1}{3}V_{CF} - v_c)} \quad (3.12)$$

若在临界条件下，有 $T_{of}=0$ 时，即：

$$T_d + T_m = (1-D)T_s \quad (3.13)$$

假定在 $90^\circ \sim 120^\circ$ 区间中，将公式 (3.11) 和公式 (3.12) 代入 (3.13) 可得：

$$D \leq 1 - \frac{v_{ab}}{V_{CF}} \quad (3.14)$$

式 (3.15) 表明，为维持 DCM 模式，占空比 D 与直流输出电压 V_{CF} 和输入交流线电压有关。由于各时区对称，对于其它时区，式 (3.14) 可写成：

$$D \leq 1 - \frac{v_l}{V_{CF}} \quad (3.15)$$

其中 v_l 是每个时区中处于最高值的线电压。由式 (3.15) 可知，由于输入电压按正弦规律变化， D 也为时间函数，但当 v_l 到达其峰值时，占空比为 D_m ，即：

$$D_m \leq 1 - \frac{\sqrt{3}V_m}{V_{CF}} \quad (3.16)$$

将式 (3.16) 改写成：

$$D_m \leq \frac{M-1}{M} \quad (3.17)$$

上式表明，为保证电路工作于 DCM 状态，占空比受输出电压增益 M 的限制。

3.2 单周期控制技术

3.2.1 单周期控制思想

单周期控制是一种非线性控制技术。它是通过实时地控制开关的占空比，从而使

得在每一开关周期中,被控量(通常为斩波波形)的平均值都完全等于给定值^[25]。实际上,这种理论适用于任何形式的开关,比如恒频开关、恒导通时间开关、恒关断时间开关和变导通、关断时间开关等。

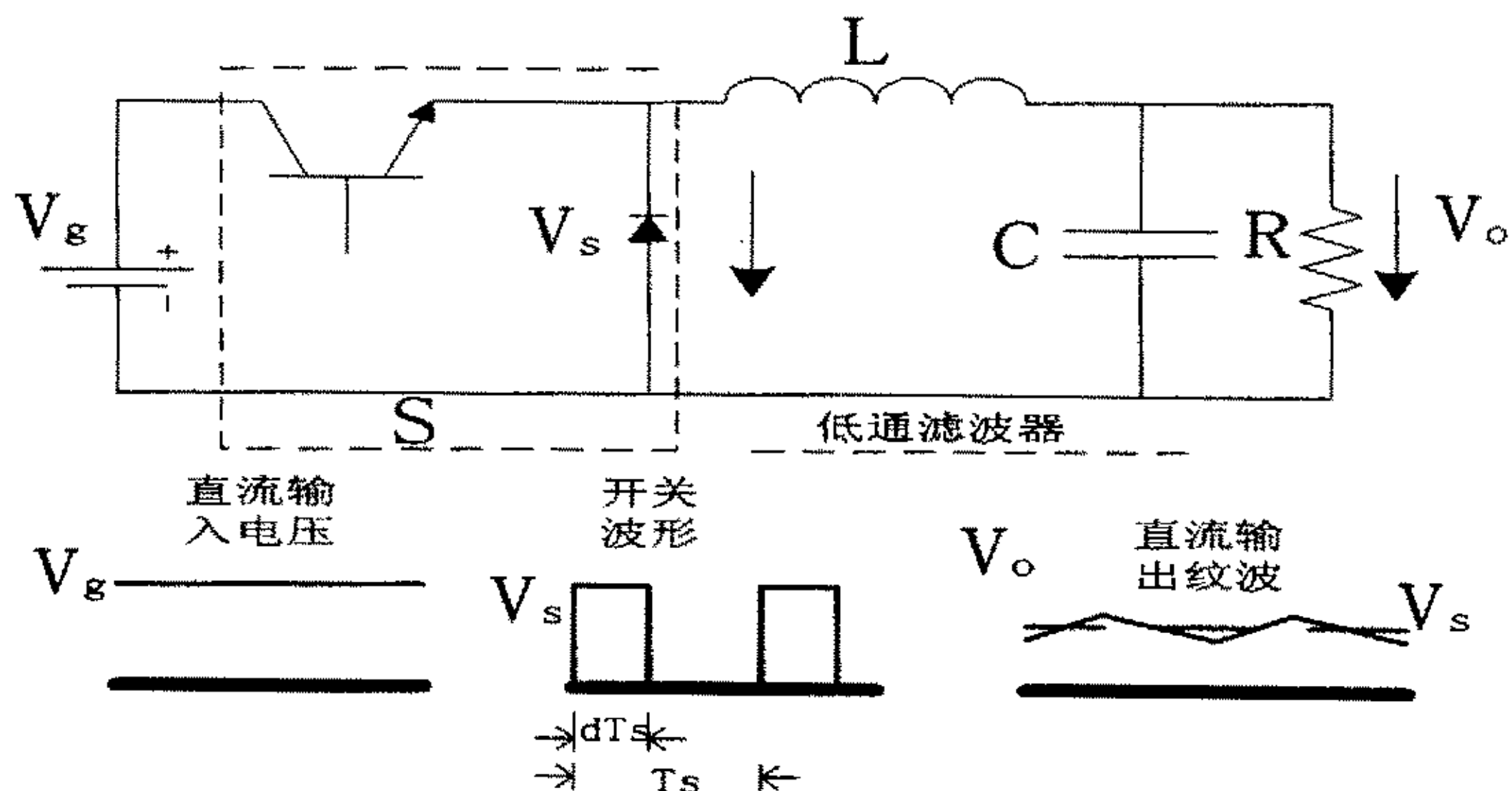


图 3.7 Buck 变换器原理框图

现以 Buck 变换器为例说明单周期控制技术的原理。如图 3.7 所示,假设 Buck 变换器的输入直流电压为 v_g , 开关频率 $f_s=1/T_s$ 为常数。当开关 S 开通时,二极管关断,二极管电压 $v_s=v_g$; 当开关 S 关断时,续流二极管 D 导通, $v_s=0$; 因此 v_s 的电压波形为斩波波形,其平均电压,即直流电压 V_s 为:

$$V_s = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_s dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{dT_s} v_g dt = d \cdot v_g \quad (3.18)$$

式中 d 为占空比: $d=T_{on}/T_s$ (3.19)

由 L, C 组成的低通滤波器将 v_s 滤成稳态直流电压。由于电感 L 没有稳态直流压降,因此输出电压 V_o 的平均值等于 v_s 的平均值,通过调节占空比 d 就可调节输出电压的大小。

在电压反馈型 Buck 变换电路中,传统的控制思想是将输出电压 V_o 与给定电压 V_{ref} 相比,产生误差信号 V_{err} ,再将 V_{err} 与锯齿波相比较产生驱动脉冲来控制开关的通断。这种线性的控制方法最大的缺点就是动态响应慢,特别是当输入电压 v_g 波动时,系统先要经过 LC 滤波环节使输出电压 V_o 产生变化,然后再经过缓慢的反馈控制环节去调节占空比变化,从而抵消输入电压变化的影响,这一过程通常需要持续数个开关周期。可以说输入电压的波动一定会影响到输出电压,严重时可能导致系统不稳定。

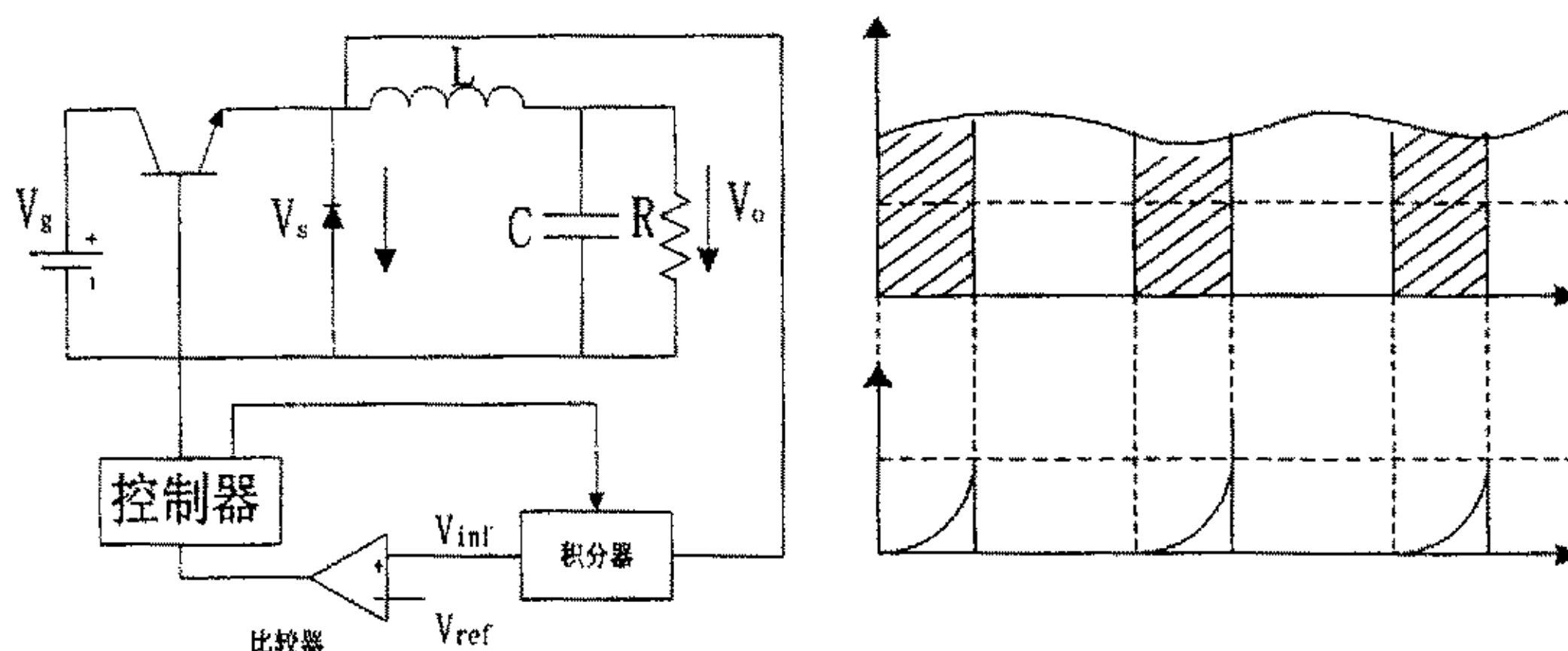


图 3.8 单周期控制的调节过程

如果采用单周期控制技术,便可有效地克服传统电压反馈控制的这些缺陷。图 3.8 给出了采用单周期控制的 Buck 变换器原理框图。假定开关频率为 $f_s=1/T_s$ 为常数。电路工作时,由控制器以恒定频率产生开通脉冲,开通开关 S ,二极管 D 的电压 v_s 经积分器(初始状态为零),当积分器输出电压 V_{inf} 达到给定电压 V_{ref} 时,比较器输出翻转,控制器发出关断信号关断开关 S ,与此同时,控制器发出的复位信号使实时积分器复位至零,为下一周期做好准备。由上面分析,我们不难得出下式:

$$V_s = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_s dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_g dt = V_{ref} \quad (3.20)$$

如果给定信号 V_{ref} 为常数,二极管的平均电压 V_s 就为常数,从而输出电压就为常数。

如图 3.8(b) 所示,积分器输出电压 V_{inf} 的斜率直接反映了输入电压变化情况。当输入电压高, V_{inf} 的上升斜率就陡,这样 V_{inf} 达到给定电压 V_{ref} 的时间就短,从而占空比也就小。反之,当输入电压低时,占空比就大。应用单周期控制技术不仅可以消除输入电压的低频脉动,而且对于输入电压的高频脉动(可以高于开关频率),甚至是输入电压的瞬间干扰都可以完全抑制。按照同样的分析方法,我们不难推知,若采用单周期控制,当给定电压 V_{ref} 变化时,二极管的平均电压也会实时跟踪,特别是当 V_{ref} 以正弦规律变化时, V_s 也将得到同频的正弦电压。因此,单周期控制技术还适用于逆变电路。

在单周期控制中,占空比由下式决定:

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_g dt = V_{ref} \quad (3.21)$$

可见,占空比 d 是输入电压 v_g 和给定电压 V_{ref} 的非线性函数。因此这种控制方式属非线性控制。由于这种非线性控制,使得 v_s 处电压平均值在每一开关周期内都与 V_{ref}

完全相同。并且与输入电压 v_g 大小无关。这样，输出电压 V_o 便是给定电压 V_{ref} 的线性函数：

$$V_o = \frac{1}{1 + \frac{L}{R}s + LCS^2} \cdot V_{ref} \quad (3.22)$$

如果这种控制方法能够实现的话，那么 V_o 的过度过程将在一个开关周期中完成。因此定义这种控制方法为单周期控制 (One-Cycle-Control)。

3.2.2 单周期控制技术的一般理论

以上讨论的单周期控制技术是基于恒定开关频率下推导出来的。实际上，这种理论适用于任何形式的开关，包括：恒频开关、恒导通时间开关、恒关断时间和变导通、关断时间开关。下面就讨论一下单周期控制的一般理论。

假定开关 S 的工作频率为 $f_s = 1/T_s$ ，开关函数 $k(t)$ 为：

$$k(t) = \begin{cases} 1 & 0 < t < T_{on} \\ 0 & T_{on} < t < T_s \end{cases} \quad (3.23)$$

在每一开关周期中，开关开通时间为 T_{on} ，占空比 $d = T_{on}/T_s$ ，给定信号为 $V_{ref}(t)$ ，开关输入信号为 $x(t)$ ，输出信号为 $y(t)$ ， $y(t)$ 与 $x(t)$ 之间的关系如图 3.9 所示；并有： $y(t) = k(t)x(t)$ ，假设开关频率远远高于输入信号 $x(t)$ 及给定信号 $V_{ref}(t)$ 的频带，

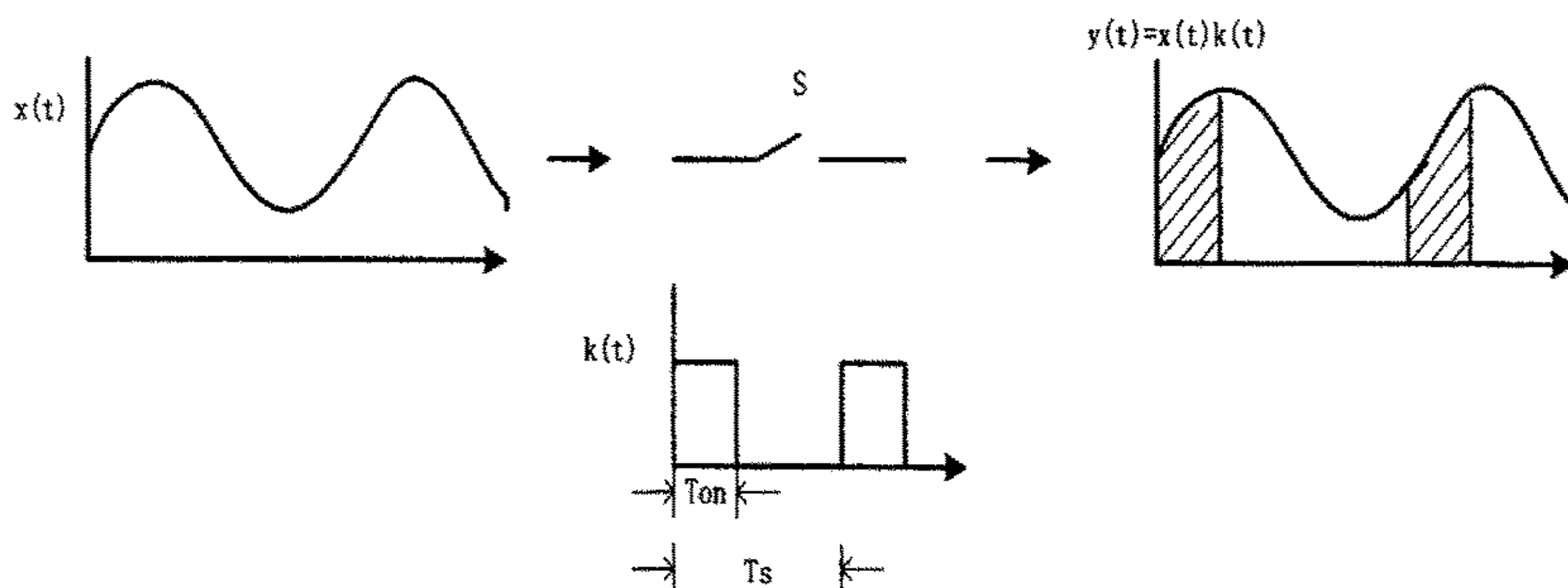


图 3.9 单周期控制的开关函数

即 $x(t)$ 和 $V_{ref}(t)$ 均视为缓变信号。对于传统控制而言，占空比 $d(t)$ 由 $V_{ref}(t)$ 线性调制而成，可写成：

$$d(t) = V_{ref}(t) \quad (3.24)$$

所以有：

$$y(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{on}} x(t) dt \approx x(t) \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{on}} dt = x(t) \cdot d(t) = x(t) \cdot V_{ref}(t) \quad (3.25)$$

因此，当应用传统的电压反馈控制，开关输出信号 $y(t)$ 为输出信号 $x(t)$ 与给定信号 $V_{ref}(t)$

的乘积，输入信号 $x(t)$ 的变化，必然导致 $y(t)$ 的变化。如果采用占空比的非线性调制，其原则是保证在每一开关周期内，开关输出信号 $y(t)$ 的积分值与给定信号 $V_{ref}(t)$ 的积分值相同，即：

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_{on}} x(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_{ref}(t) dt \quad (3.26)$$

上式的物理意义是在一个周期内，开关输出信号 $y(t)$ 的平均值与参考信号 $V_{ref}(t)$ 的平均值相同。因此开关输出信号 $y(t)$ 只需在一个开关周期内便可跟踪给定信号 $V_{ref}(t)$ ，即：

$$y(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{on}} x(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_{ref}(t) dt = V_{ref}(t) \quad (3.27)$$

这种非线性的控制技术称为单周期控制技术。在这种控制思想下，开关输入信号的平均值只与给定信号有关，即：

$$y(t) = V_{ref}(t) \quad (3.28)$$

开关输出信号 $y(t)$ 完全抑制了输入信号的影响，线性的再现了给定信号 $V_{ref}(t)$ 。因此，通过单周期控制，将一个非线性开关变成一个线性开关。

通过以上分析可见，采用单周期控制时，系统完全抑制了输入电压的干扰，具有很好的直流电压调节特性，当开关频率足够高时，系统可以得到了很高质量的直流输出电压。此外，整个系统被 $y(t)$ 信号分离成前后两个子系统，后级为线性二阶系统，具有绝对的稳定性。前级为非线性二阶系统，实际应用时，由于给定范围内的输入、输出电压来说，稳定性问题可不予考虑，因此，整个系统同时具有很好的闭环稳定性。

3.2.3 单周期控制技术三相单管 Boost PFC 电路中的应用

由上文讨论我们知道，单周期控制技术的特点就是要保证变换器的输出电压在每一个开关周期内都等于给定参考电压。当给定参考电压为常数时，变换器输出也等效成稳定的直流电源。因此单周期控制技术具有直流输出电压调节性能好的优点。与传统电压反馈控制相比，单周期控制的动态响应快，抗电源干扰能力强，鲁棒性强，适用于恒频恒宽控制，在整流器 PFC 校正电路中有广泛应用。文献[28][29]介绍了单周期控制技术在单相 Boost PFC 和三相 Buck PFC 的应用。本文把单周期控制技术应用到三相单管 Boost PFC 电路中。通过分析，单周期控制器虽然不能完全消除输入电流的 THD，但可以很好的调节输出直流电压。

我们知道，任何周期性波形都可以傅氏分解为一个直流分量和高次谐波分量，即：

$$i(t) = I_{dc} + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos(n\omega t + \theta_n) \quad (3.29)$$

在三相整流系统中，我们假定三相电压为标准正弦，每相互差 120°

$$\begin{aligned}
 v_a &= V_m \cos(\omega t) \\
 v_b &= V_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\
 v_c &= V_m \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3})
 \end{aligned} \tag{3.30}$$

三相输入电流为：

$$\begin{aligned}
 i_a(t) &= \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos(n\omega t + \theta_n) \\
 i_b(t) &= \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos[n(\omega t - 120^\circ) + \theta_n] \\
 i_c(t) &= \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos[n(\omega t + 120^\circ) + \theta_n]
 \end{aligned} \tag{3.31}$$

由上式我们推出如下结论：

1. 基波及 $(3n+1)$ 次谐波为正序分量；
2. $(3n-1)$ 次谐波为负序分量；
3. $3n$ 次谐波为零序分量。

因为三相线电压是奇函数，不含偶次谐波，因此线电流中不包含偶次谐波电流。同时在三相无中线系统中， $3n$ 次谐波也是不存在的，所以上式可简化为：

$$\begin{aligned}
 i_a(t) &= \sum_{n=1,5,7,\dots}^{\infty} I_n \cos(n\omega t + \theta_n) \\
 i_b(t) &= \sum_{n=1,5,7,\dots}^{\infty} I_n \cos[n(\omega t - 120^\circ) + \theta_n] \\
 i_c(t) &= \sum_{n=1,5,7,\dots}^{\infty} I_n \cos[n(\omega t + 120^\circ) + \theta_n]
 \end{aligned} \tag{3.32}$$

在输入电压平衡的三相系统中，输入端的瞬时功率由下式给出：

$$P_m = P_a + P_b + P_c \tag{3.33}$$

式中：

$$\begin{aligned}
 P_a &= v_{an}(t)i_a(t) \\
 P_b &= v_{bn}(t)i_b(t)
 \end{aligned} \tag{3.34}$$

$$P_c = v_{cn}(t)i_c(t)$$

将式 (3.30)、(3.32)、(3.33) 代入上式, 可得系统总的瞬时输入功率, 结果见表 3.1:

表 3.1 三相整流器的谐波功率 ($\text{Re}[x]$ 为 x 的实部)

	P_0	P_2	P_4	P_6	P_8	...
P_a	P_0	$\frac{V_m I_1}{2} \text{Re} [e^{j(2\omega t + \theta_1)}]$	$\frac{V_m I_5}{2} \text{Re} [e^{j(4\omega t + \theta_5)}]$	P_6	$\frac{V_m I_7}{2} \text{Re} [e^{j(8\omega t + \theta_7)}]$	...
P_b	P_0	$\frac{V_m I_1}{2} \text{Re} [a e^{j(2\omega t + \theta_1)}]$	$\frac{V_m I_5}{2} \text{Re} [a^2 e^{j(4\omega t + \theta_5)}]$	P_6	$\frac{V_m I_7}{2} \text{Re} [a e^{j(8\omega t + \theta_7)}]$	...
P_c	P_0	$\frac{V_m I_1}{2} \text{Re} [a^2 e^{j(2\omega t + \theta_1)}]$	$\frac{V_m I_5}{2} \text{Re} [a e^{j(4\omega t + \theta_5)}]$	P_6	$\frac{V_m I_7}{2} \text{Re} [a^2 e^{j(8\omega t + \theta_7)}]$	...
$P_{in} = P_a + P_b + P_c$	$3P_0$	0	0	$3P_6$	0	...

表中 P_n 为 n 次谐波功率。由表中可得:

$$P_0 = \frac{1}{2} V_m I_1 \cos \theta_1 \quad (3.35)$$

$$P_n = \frac{1}{2} V_m [I_{n+1} \cos(n\omega t + \theta_{n+1}) - I_{n-1} \cos(n\omega t + \theta_{n-1})] \quad (3.36)$$

式中 $n=6k$ (k 为整数)

从表 1 中可以看出, 2、8、14 等次谐波功率为负序; 4、10、16 等次谐波功率为正序, 因为它们三相之和为零, 因此这些谐波功率对平均功率没贡献。只有 $6n$ 次谐波功率为零序, 产生总功率, 因此式 (3.33) 可写成:

$$P_{in} = P_{dc} + P_h \quad (3.37)$$

式中:

$$P_{dc} = 3P_0 = \frac{3}{2} V_m I_1 \cos \theta_1 \quad (3.38)$$

$$P_h = \frac{3}{2} V_m \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} [I_{6n+1} \cos(6n\omega t + \theta_{6n+1}) + I_{6n-1} \cos(6n\omega t + \theta_{6n-1})] \right\} \quad (3.39)$$

从上式可见, 在三相系统的输入端出现了谐波功率是由于输入电流存在谐波分量。因此, 即使是瞬时功率恒定, 谐波功率还是可以在整流器交流侧流动。

我们通过以上的傅氏分解, 由公式 (3.39) 可以看出各相电流的谐波成分只含 5、7、11、13……次谐波, 其中 5 次谐波占主要, 其余谐波很小。

3.3 高次谐波消除

3.3.1 谐波注入法:

由第二章我们知道输入电流的 THD 是取决于三相单管 PFC 的升压比 M ，而与占空比 D 无关。当 M 增大时，谐波会减少。图 3.10 是各次谐波幅值和整流输出电压增益 M 的关系。

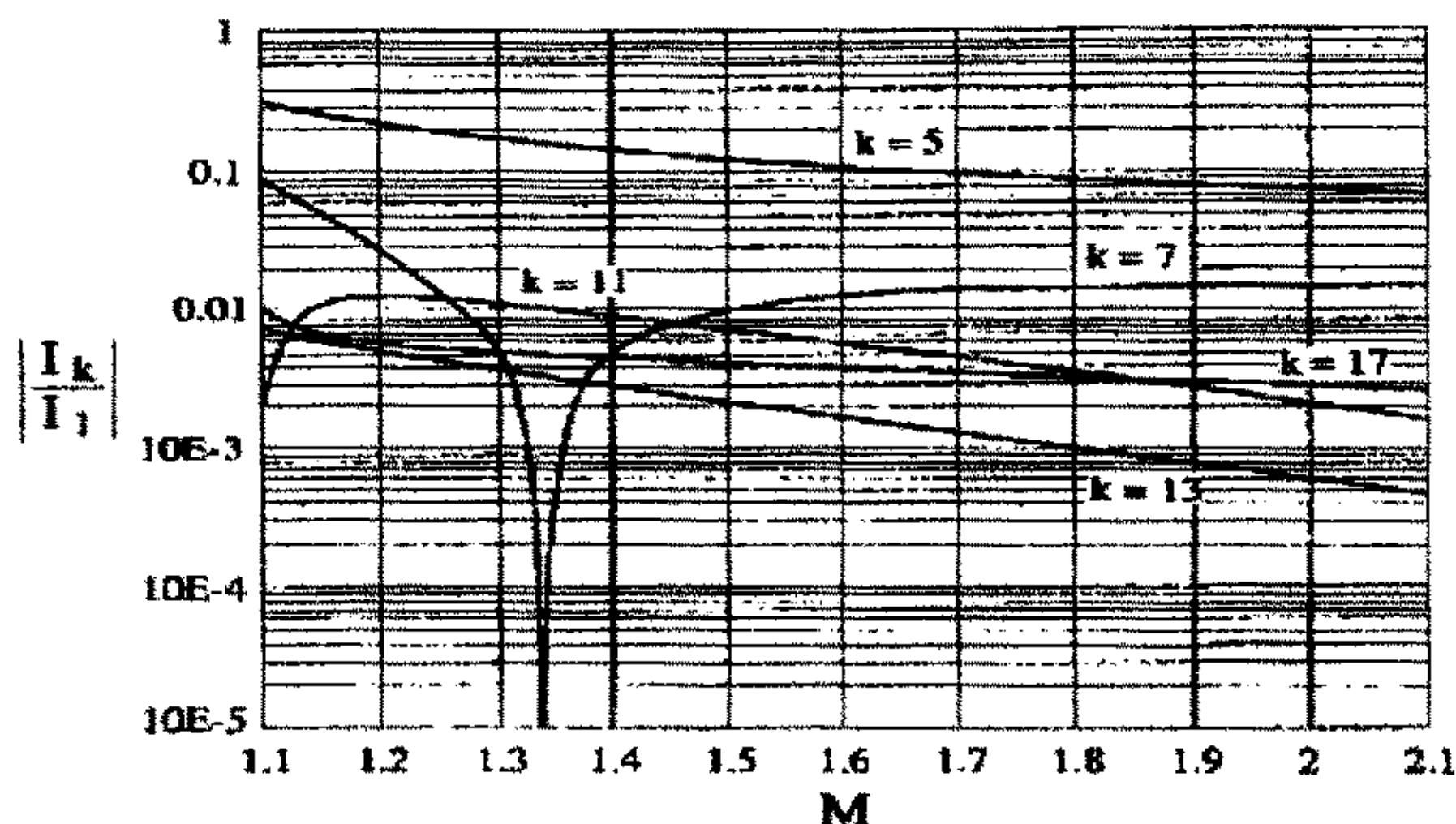


图 3.10 各次谐波幅值与 M 的关系

从图 2.7 和图 3.10 可以看到 M 越高，输入电流各次谐波和 THD 越小，即功率因数越大。然而过高的 M ，会使得输出直流电压远高于输入电压峰值，需要使用更高耐压的开关器件，导致功率器件电压应力增大，成本高、损耗大，降低整机的可靠性。为了解决这个问题，有多种调制技术用来减少输入电流的 5 次谐波和改善 THD，使得满足 IEC555-2 输入电流谐波成分要求的变换器的功率级别得以提高。如 6 次谐波注入方法：通过注入六次谐波信号来调制变换器开关的占空比，使输入电流的 5 次谐波和总的 THD 降低以符合 IEC555-2 的要求。往占空比注入 6 的整倍数次谐波能有效的减少电流谐波，称此法为谐波注入法^[23]。通过此法，可以在一定程度上降低 M 的取值，同时还能得到满意的输入电流 THD。然而，注入的 6 次谐波的相位如果不能很好的与输入电流的 5 次谐波同步，就不能达到预期的 5 次谐波的降低和 THD 改善。

为降低变换器的输入电流的 5 次谐波和改善 THD，本设计采用了一个简单低成本的谐波注入方法。注入周期性的电压信号，正比于整流后的三相线电压的反相交流分量，结果使注入信号自然的与三相输入相电压同步，而且由于谐波的注入系数不大，谐波注入对输出电压影响不大。

3.3.2 输入电流分析和谐波注入:

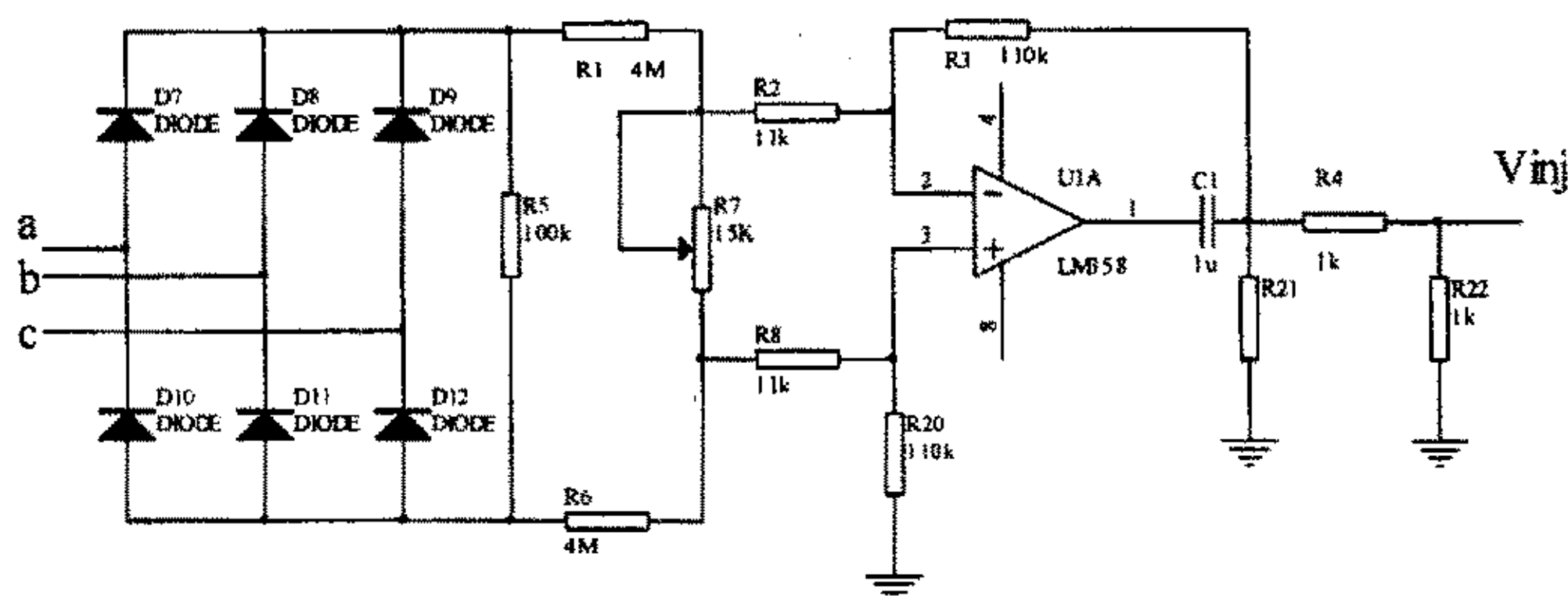


图 3.11 谐波注入电路

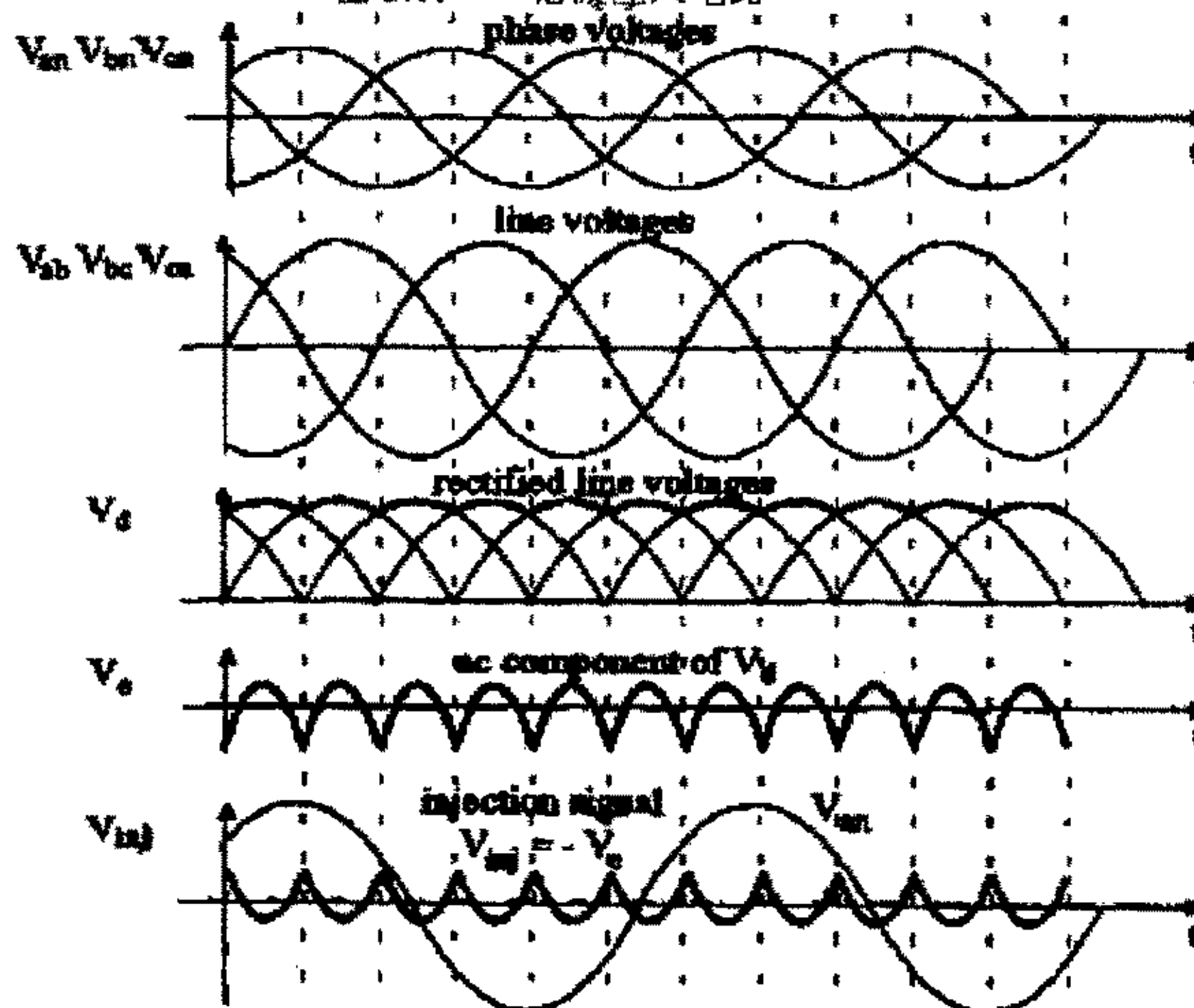


图 3.12 谐波注入电压波形图

上文提到的方法可用如图 3.11 所示方法来实现。图中，注入的信号通过 R_4 、 R_{22} 接入单周期控制电路实现相加，得到的结果送入比较器与锯齿波信号比较产生开关管的栅极驱动信号。

图 3.11 的电路中，三相交流电压经过三相二极管整流桥整流，得到六波头脉动的直流，再经过电阻分压后，电压信号 V_c 的极性被运算放大器反相。为得到需要的注入信号 V_{inj} ，采用了一个运算放大器，注入信号是通过高阻来实现两个地之间的电压隔离，而用一个电阻网络加运算放大器来实现采样，如图 3.12 所示。

由于注入信号发生器没有包含带通滤波器，只有一个比例环节，这使的注入信号 V_{inj} 的相位能非常好的与输入电流和电压保持同步，而且这个相位同步不跟随时间漂移，它对器件值的离散性也不敏感。

当图 3.11 中的信号 V_{inj} 在单周期积分器的输出端注入后，它改变占空比以减少输入电流的 5 次谐波和改进 THD。因为占空比的相对改变量 $d(t)$ 与注入信号直接成正比，则在市电周期中对占空比的调制可用下式描述：

$$D_{MOD}(t) = D[1 + d(t)] \quad (3.40)$$

式中 D_{mod} 是被调制后的占空比， D 是调制前的占空比， $d(t)$ 是占空比的调制分量。由于 $d(t)$ 正比于整流后的输入三相线电压的反相交流分量，则在半个市电周期中占空比调制量 $d(t)$ 可与输入相电压的相位关系如图 3.13 所示。

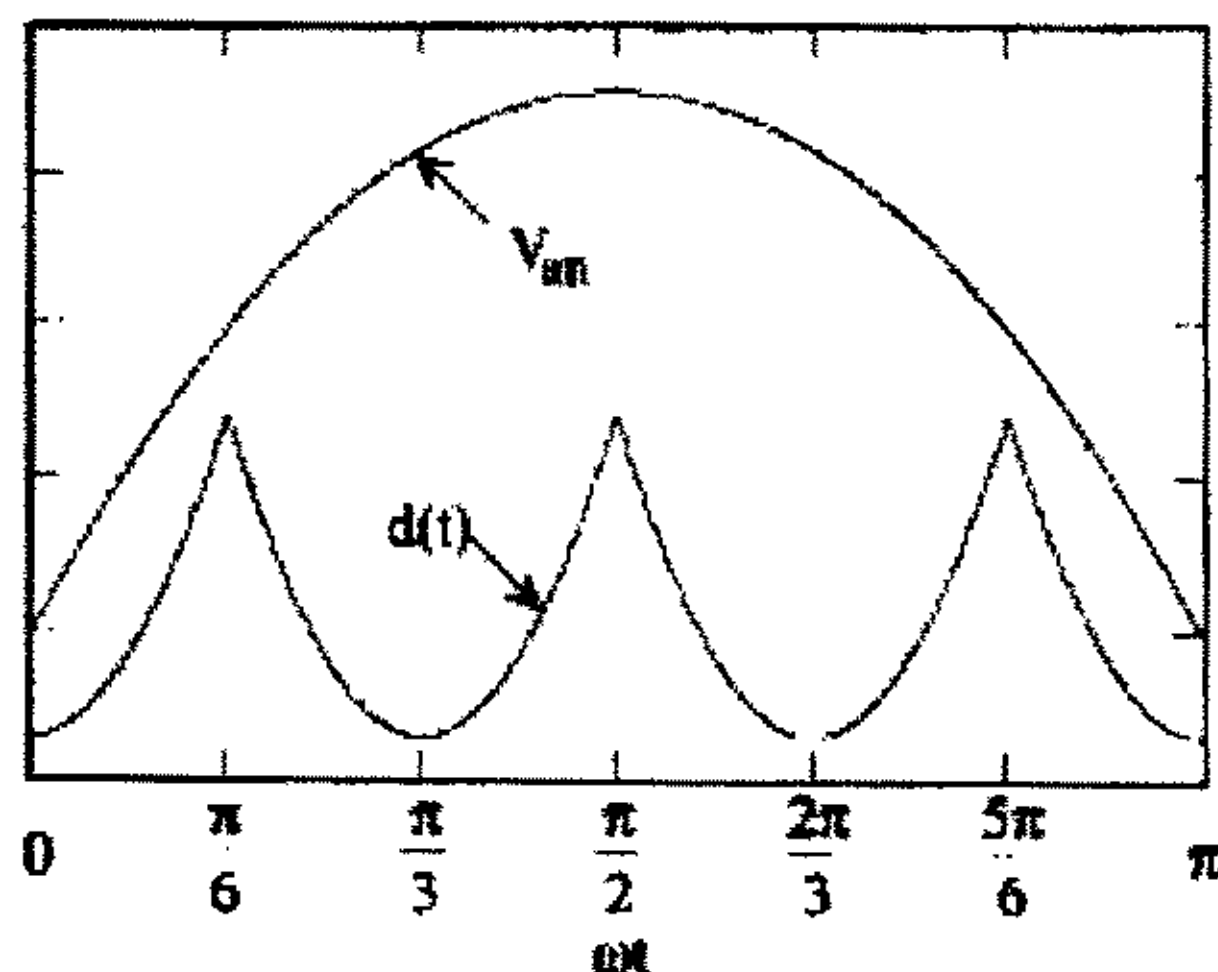


图 3.13 半个电网周期内占空比调节变化

$d(t)$ 可以表示为调制因子 m 和市电角频率 ωt 的函数

$$d(t) = -m \left[\cos(\omega t) - \frac{6}{\pi} \cos \frac{\pi}{3} \right] \quad (3.41)$$

$$d(t) = -m \left[\cos(\omega t - \frac{\pi}{3}) - \frac{6}{\pi} \cos \frac{\pi}{3} \right] \quad (3.42)$$

此处， m 为调制因子。

式中 (3.41)、(3.42) 的周期函数可以用傅立叶级数表示为：

$$d(t) = \frac{m}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n 6}{(6n)^2 - 1} \cos(6n\omega t) \quad (3.43)$$

用式 (3.40) 定义的调制后的占空比的 D_{mod} 来代替公式 (3.11) 中的占空比 D ，则注入信号后的平均输入电流 $i_{inja,avg}$ 表示为：

$$i_{inj.a.avg} = i_{a.avg} (1 + d(t))^2 = i_{a.avg} (1 + 2d(t)) \quad (3.44)$$

因为它远小于整体， $d(t)^2$ 项可以忽略。

因为本电路中主要的谐波成分为5次谐波，因此可以将各相电流用下式表示：

$$\begin{aligned} i_{a.avg} &= I_1 \sin(\omega t) - I_5 \sin(5\omega t) \\ i_{b.avg} &= I_1 \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) - I_5 \sin(5\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ i_{c.avg} &= I_1 \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) - I_5 \sin(5\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \quad (3.45)$$

利用式(3.45)、(3.43)可将式(3.44)表示为：

$$\begin{aligned} i_{inj.a.avg} &= (I_1 - qI_5) \sin(\omega t) - (I_5 - qI_1) \sin(5\omega t) - [qI_1 - \frac{35}{143}qI_5] \sin(7\omega t) + (qI_5 - \frac{35}{143}qI_1) \sin(11\omega t) \\ &\quad + (\frac{35}{143}qI_1 - \frac{35}{323}qI_5) \sin(13\omega t) + \dots \end{aligned} \quad (3.46)$$

其 q 定义为：

$$q = \frac{6}{35}m \quad (3.47)$$

它与调制系数 m 成正比例。类似地，输入电流 $i_{injbavg}$ 、 i_{injbav} 可由下式计算：

$$\begin{aligned} i_{inj.a.avg} &= (I_1 - qI_5) \sin(\omega t) - (I_5 - qI_1) \sin(5\omega t) - [qI_1 - \frac{35}{143}qI_5] \sin(7\omega t) \\ &\quad + (qI_5 - \frac{35}{143}qI_1) \sin(11\omega t) \end{aligned} \quad (3.48)$$

因此，从式(3.48)和(3.49)可得出采用这种高次谐波注入方法时的输入电流的THD表达式为：

$$THD = \frac{\sqrt{(I_5 - qI_1)^2 + (qI_1 - \frac{35}{143}qI_5)^2 + (qI_5 - \frac{35}{143}qI_1)^2 + \dots}}{I_1 - qI_5} \quad (3.49)$$

由式(3.46)到(3.49)可以得出，对于给定电压变化，THD是调制系数 m 的函数。对任意给定升压比 M ，产生最小THD的最优化调制系数 m 可由式(3.47)和(3.49)决定。

图3.14给出无/有高次谐波注入的三相单管PFC变换器的THD比较。可以看出，当 $M < 1.4$ 时，具有高次谐波注入技术的THD的下降非常明显，THD至少降低了5%，对于较大的 M ，注入的方法效果不大，如 $M = 2$ 时，具有谐波注入的电路的THD比不具有的至少1%。

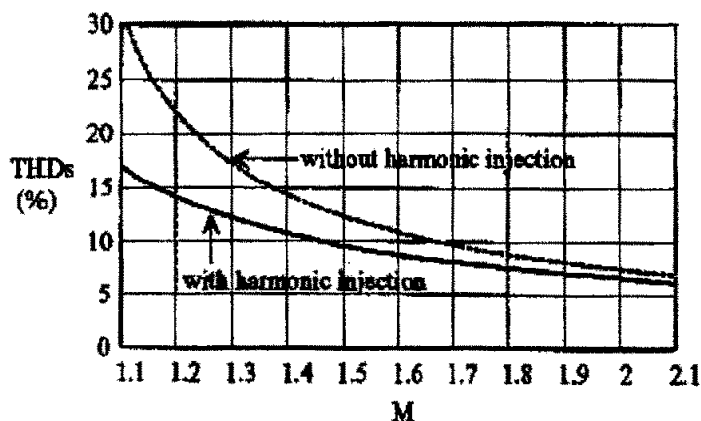


图 3.14 谐波注入与输入电流 THD 关

3.4 电路的仿真^[48]

PSPICE 软件是由 SPICE 软件发展而来的用于微机系列的通用电路分析软件。SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) 是由美国加州大学伯克利分校于 1972 年开发的电路仿真程序。随后, 版本不断地升级, 功能不断地增加和完善。目前广泛使用的是 1998 年 11 月推出的 ORCAD/PSPICE 9。它能对模拟电路、数字电路、模拟数字混和电路进行直流特性、交流特性、瞬态特性、参数扫描、蒙特卡罗等多种分析。

为了验证上述理论分析的效果和正确性, 我们用 PSPICE 软件对变换器进行了主电路原理级及控制电路仿真。其中主电路仿真系统框图如图 3.15 所示。

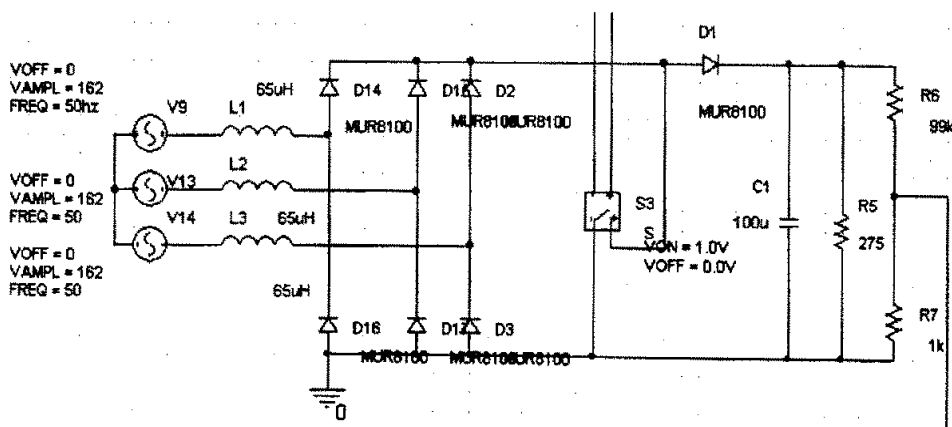
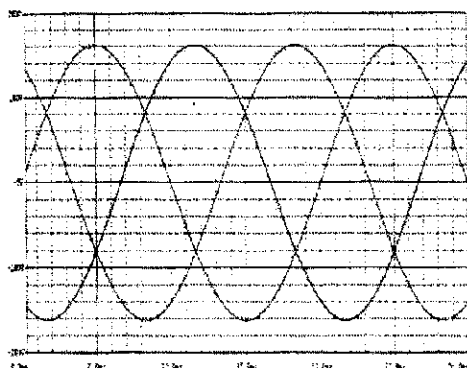


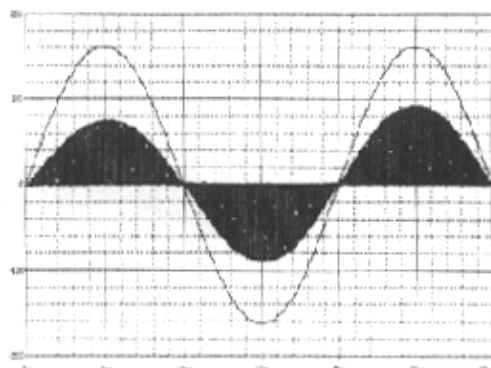
图 3.15 主电路仿真框图

电路的仿真参数如下：

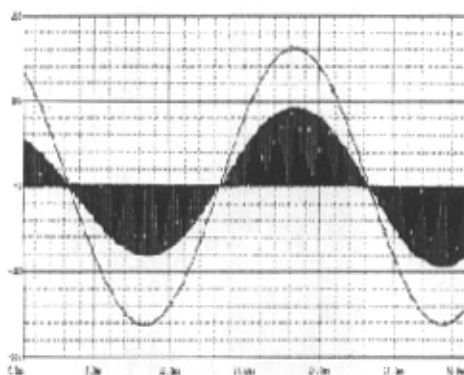
输入交流电压（有效值）：115V
输入电压频率：50Hz
开关频率：40KHz
输出直流电压：375v
Boost 电感值：65uH
升压比 M：1.4
输出滤波电容：100μF
负载电阻：275Ω
仿真结果如图 3.16~3.19 所示：



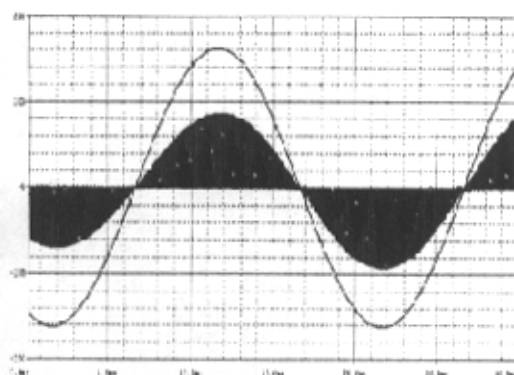
(a) 三相输入电压波形



(b) A 相输入电压、电流波形



(c) B 相输入电压、电流波形

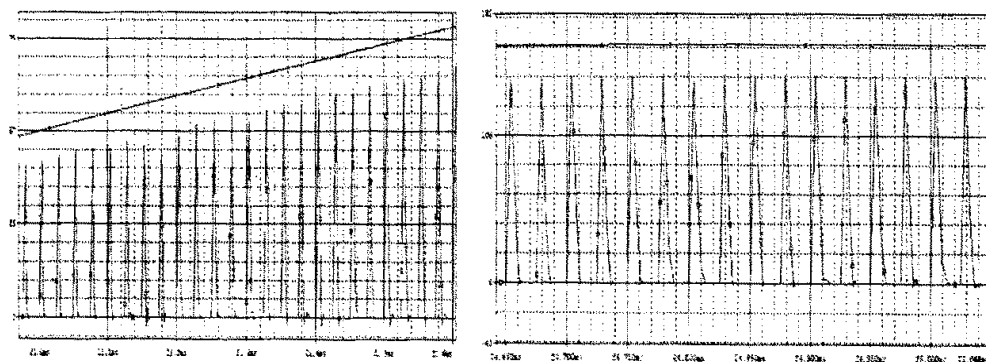


(d) C 相输入电压、电流波形

图 3.16 变换器输入电压、电流的仿真波形

图 3.16 (a) 给出了电路的三相输入电压波形, 图 3.16 (b) ~ 图 3.16 (c) 分别给出了每一相的输入电压、电流波形, 从图中我们可以看出输入相电流的峰值包络线是与输入电压波形相同, 相位一致, 均为正弦, 与理论分析结果一致。

图 3.17 给出了展开后的 A 相输入电压、电流的波形细节。其中, 图 3.17 (a) 是输入电压为 60° 时的输入电压、电流的波形细节; 图 3.17 (b) 是输入电压为 90° 时, 即输入电压为最大值时的输入电压、电流的波形细节。我们可以清楚地看到每个开关周期里电流的上升过程和下降回零过程, 电感电流的峰值跟踪输入电压, 与输入电压变化保持一致, 并且当输入电压达到最大值时, 电感电流仍工作在不连续导电 (DCM) 模式下。



(a) 输入电压、电流的仿真波形

(b) 输入电压最大时、电流的仿真波形细节

图 3.17 A 相输入电压、电流的仿真波形细节

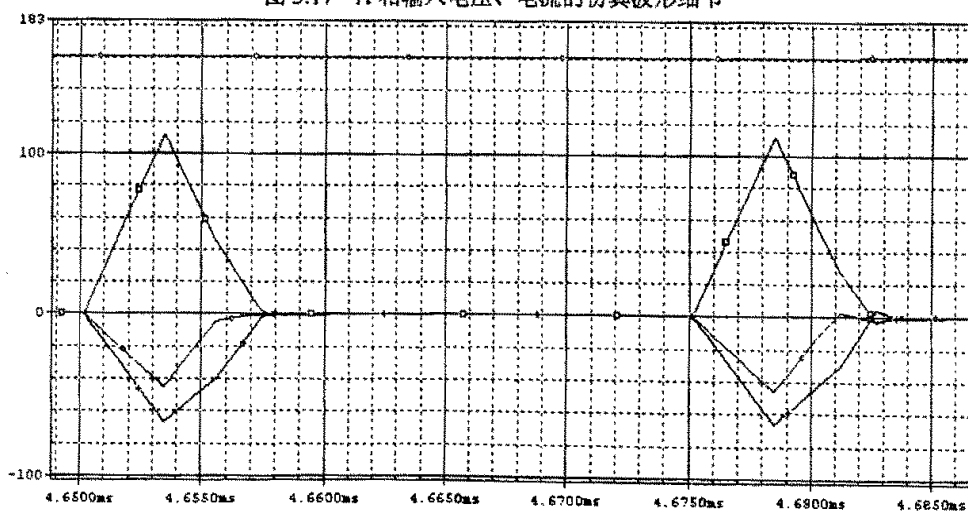


图 3.18 开关周期内三相电流细节

图 3.18 中各相电流峰值与输入电压成正比，反映了三相单管 Boost PFC 电路的工作细节。图 3.19 和图 3.20 是经过滤波后的输出电压波形，输出电压含有 6 倍工频的纹波，由于输出滤波电容可以看作一个低通滤波器，所以等于或高于开关频率附近的交流分量可以忽略。

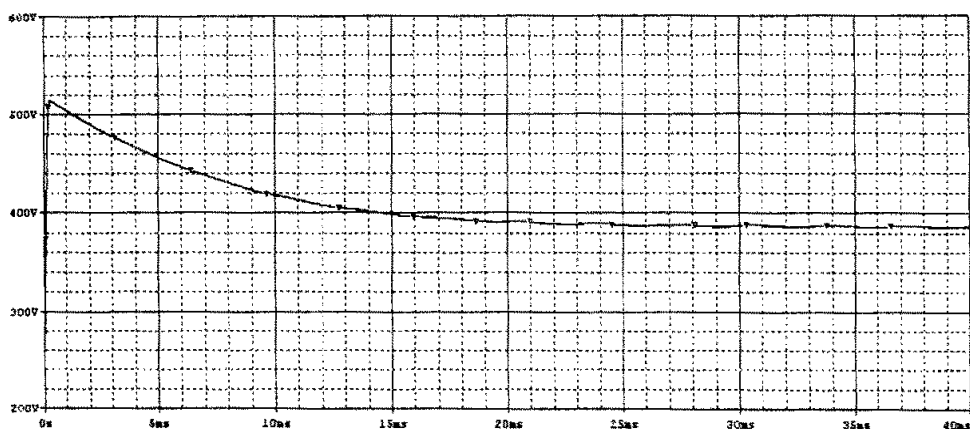


图 3.19 输出直流电压仿真波形

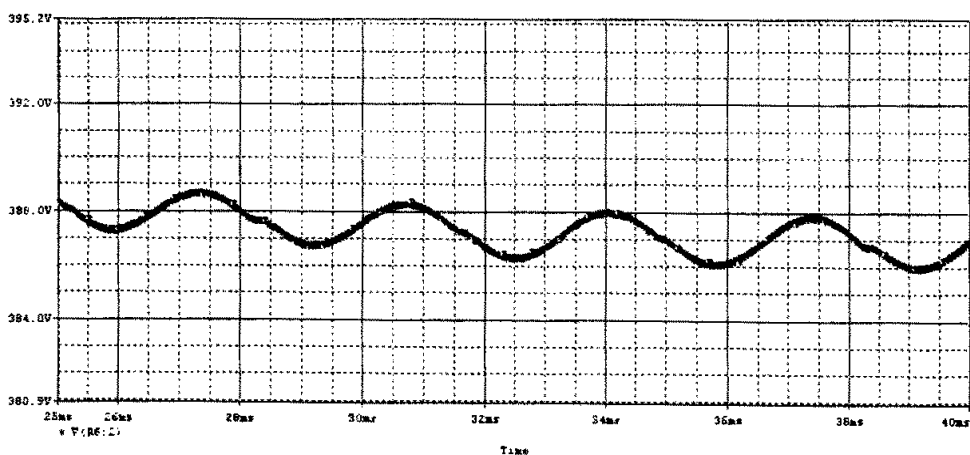


图 3.20 输出直流纹波电压仿真波形

图 3.21 是对输入电感电流进行傅氏分析的结果图，图中可见，电流主要包含 5 次、7 次、11 次、13 次谐波。图 3.22 单周期控制的仿真电路，图 3.23 是图 3.22 仿真电路图中的各点电压波形图。其中，图 3.23a 中是时钟发生器发出的脉冲方波，图 3.23b 中是积分器的电容电压，图 3.23c 是比较器输出电压脉冲，图 3.23d 是比较器输出的驱动信号。

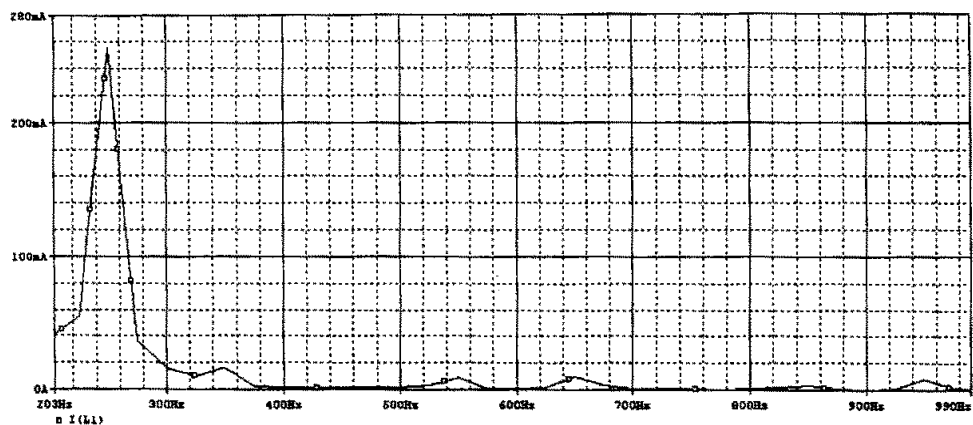


图 3.21 输入电感电流谐波分析

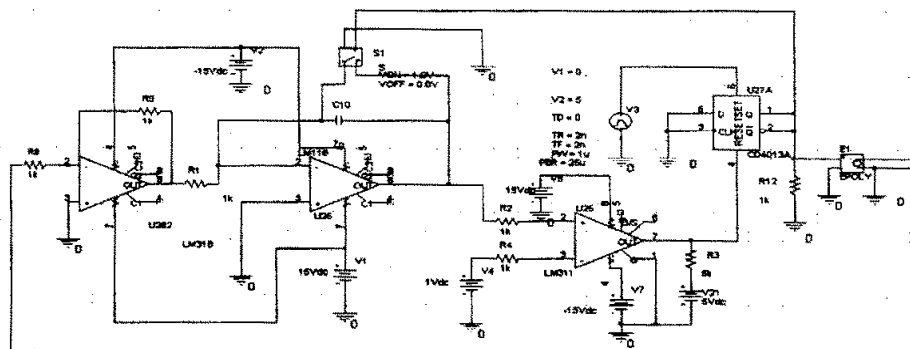


图 3.22 单周期控制电路仿真框图

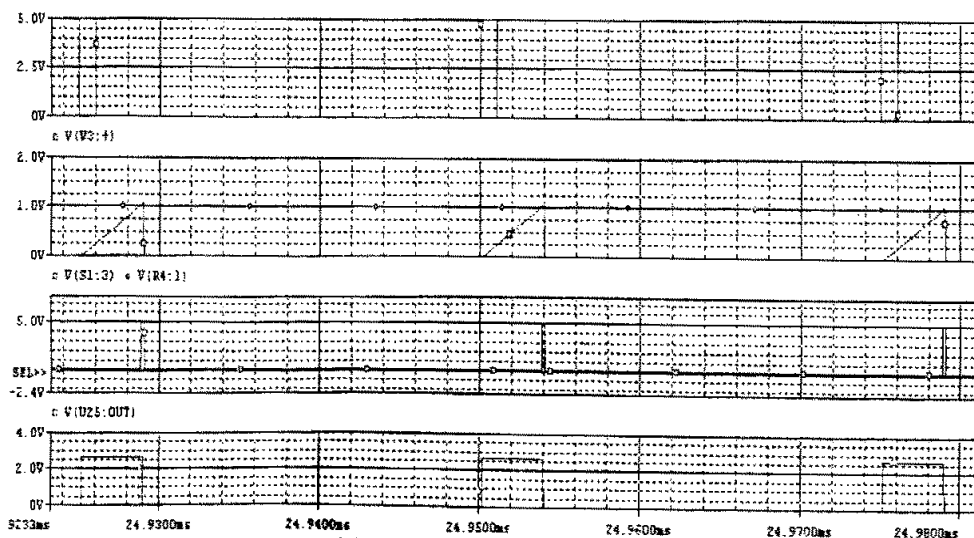


图 3.23 单周期仿真电压波形

3.5 本章小结

本章首先分析了三相单管 Boost PFC 电路的基本工作原理和功率因数校正原理，然后介绍了一种单周期控制技术，该控制方法应用于三相单管 PFC 电路，可以在不检测输入电流的情况下，使输入电流峰值包络线自动跟踪输入电压，同时可以对 PFC 电路的输出直流电压进行控制，是一种单级 PFC 电路。由于三相单开关 Boost PFC 输入侧电流的 THD 值与升压比 M 有关，为了减少输出电压值和输入电流的 THD 值，可以使用注入谐波的方法来实现开关管的脉宽微调，从而减少电流 THD 值。谐波注入法主要是通过注入六次谐波来抑制输入电流谐波。注入六次谐波可以减少五次谐波，但同时也增大了七次谐波。最后利用 PSPICE 软件仿真验证了理论分析的正确性和合理性。

4 试验电路参数的设计

本文在前面的章节中通过理论分析和仿真分析对三相单管 Boost 整流电路的工作原理进行了深入的研究，同时对单周期控制技术及其应用也有系统的阐述。本章将从实验的角度，具体介绍采用单周期控制技术的三相单管 Boost 型整流电路的设计思路与设计过程。

4.1 主电路设计：

4.1.1 样机装置的主要技术参数：

该样机装置研制的主要目的是验证前文理论分析与仿真的正确性，其主要技术参数为：

输出功率：1000w
 输出额定电压：375V
 输出额定电流：3A
 输入电压：交流相电压有效值 110V
 交流侧功率因数：>95%
 开关频率为：40kHz

4.1.2 主电路结构

基于单周期控制的三相单管 Boost PFC 整流器的主电路如图 4.1 所示。

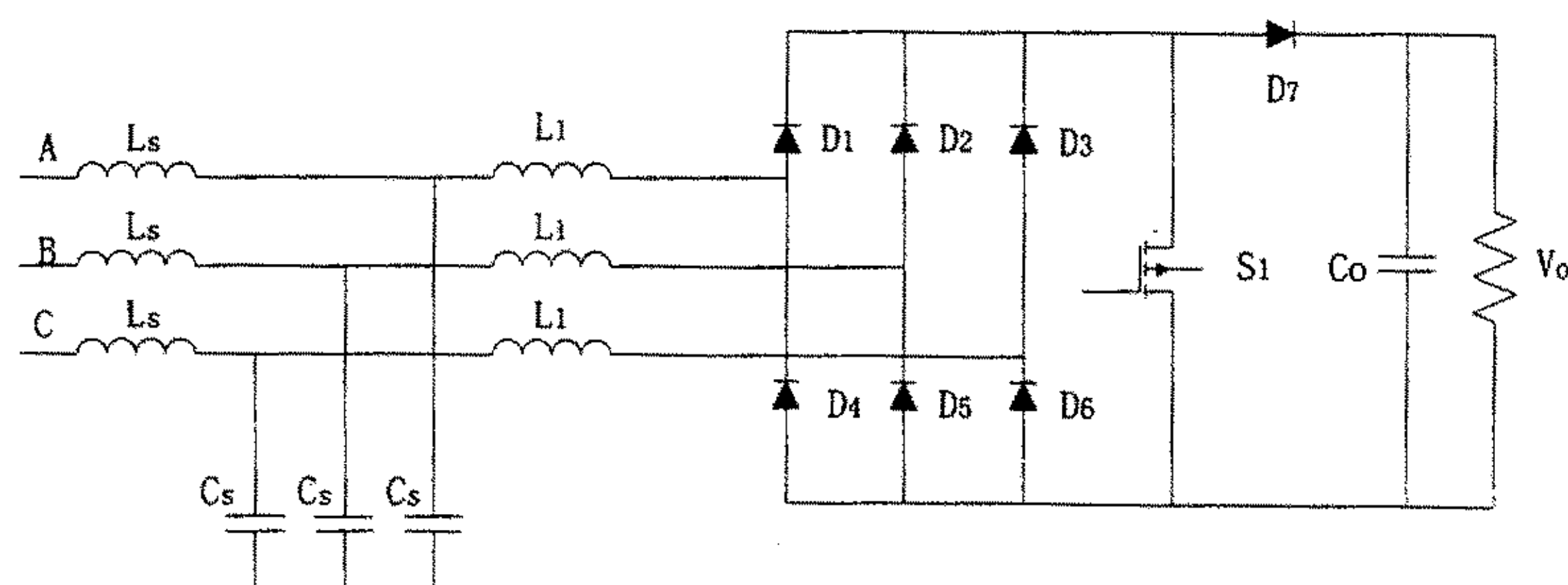


图 4.1 三相单管 PFC 主电路

储能电感：

额定输入电压的升压比：

$$M = \frac{V_0}{\sqrt{3}V} = \frac{375}{\sqrt{3} \cdot 110 \cdot \sqrt{2}} = 1.4 \quad (4.1)$$

由一个开关周期的输入电流波形可知，每一个周期内各相输入电流的最大值分别是：

$$\begin{cases} i_a(t_{on}) = u_A T_{on} / L \\ i_b(t_{on}) = u_B T_{on} / L \\ i_c(t_{on}) = u_C T_{on} / L \end{cases} \quad (4.2)$$

对于电流不连续工作模式 DCM，由公式 (3.17) 得 D 的最大值，在设计时要留有充分的余地，可以取最大值的 80%，即在额定输出电压时有：

$$D = 0.8 \frac{M-1}{M} = 0.22 \quad (4.3)$$

直流输出电流 $I_d = \frac{\text{直流输出功率 } P_o}{\text{直流输出电压 } U_o}$ ，而 $M = \frac{U_o}{\sqrt{3}U_m}$ 所以：

$$I_d = \frac{P_o}{\sqrt{3}MU_m} \quad (4.4)$$

在图 3.5 中， $t_1 \sim t_2$ 之间的 i_d 在整个周期中平均，再考虑到 $0 \leq \omega t \leq \pi/6$ 区间上的平均效应可知， I_d 是输入储能电感 L 的函数，然后利用上式可得到： $L/(U_m^2 T_s / P_o)$ 与

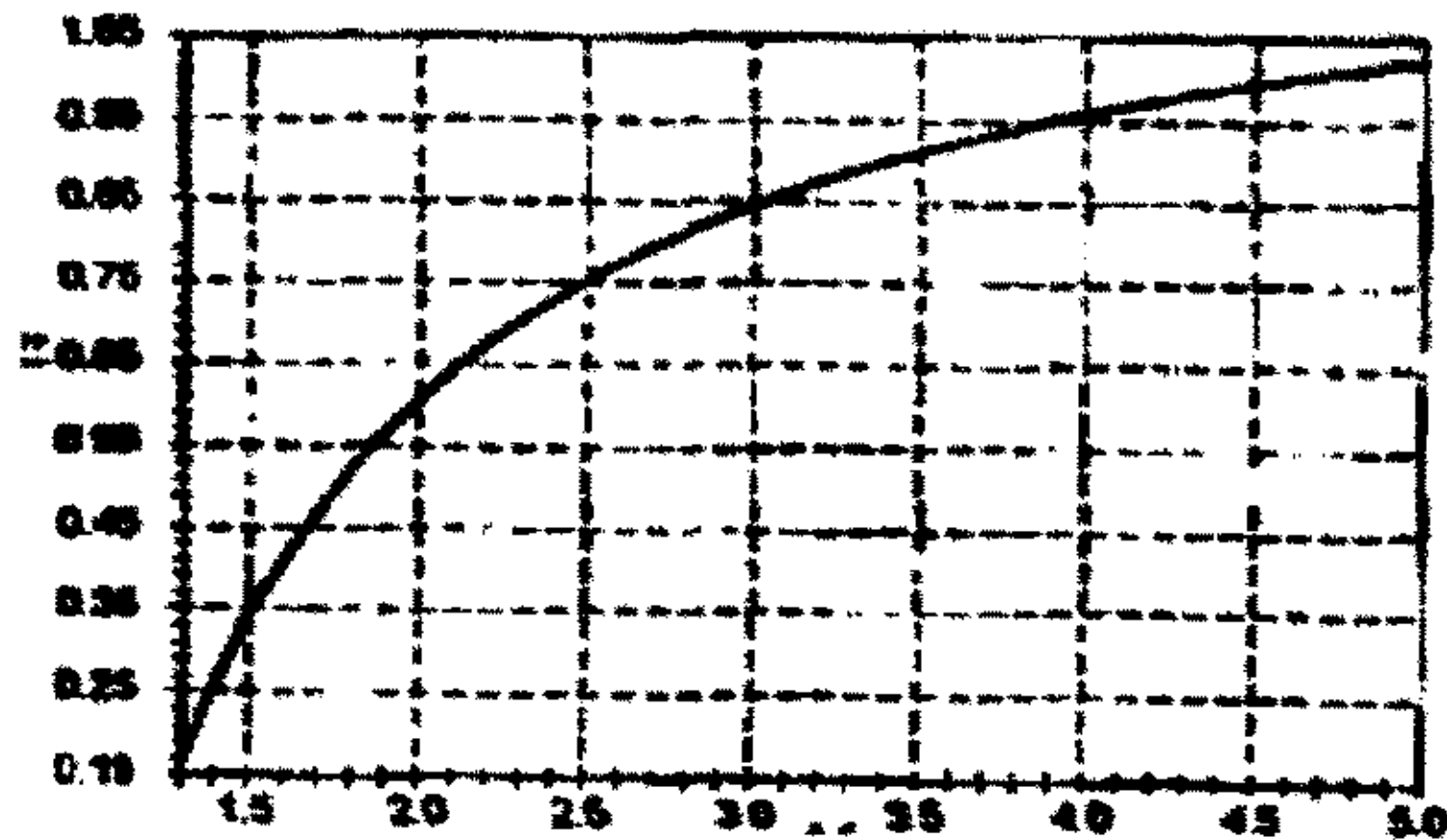


图 4.2 $L/(U_m^2 T_s / P_o)$ 与 M 的关系曲线图

M 的关系曲线图如图 4.2 所示：

由图 4.2 选择储能电感的值：

$$\frac{L}{T_s V_m^2 / P_o} = 0.115 \quad M=1.4 \quad (4.5)$$

得: $L=66\mu\text{H}$

为防止电感的饱和, 需要计算峰值电感电流。

$$i_{L\text{peak}} = \frac{V_{\text{peak}}}{L} T_s D = \frac{110\sqrt{2}}{66 \times 10^{-6}} \times 25 \times 10^{-6} \times 0.22 = 13\text{A} \quad (4.6)$$

主开关管:

通过开关管 S 的平均电流 I_s , 可以由 i_a 在 $T_{\text{on}}=t_1-t_0$ 之间的平均电流得到。从上面 T_{on} 、 T_d 的方程式及 $L/(U_m^2 T_s / P_o)$ 与 M 的关系可以求出 I_s 是 P_o 、 M 和 U_m 的函数, 其关系曲线如图 4.3 所示。

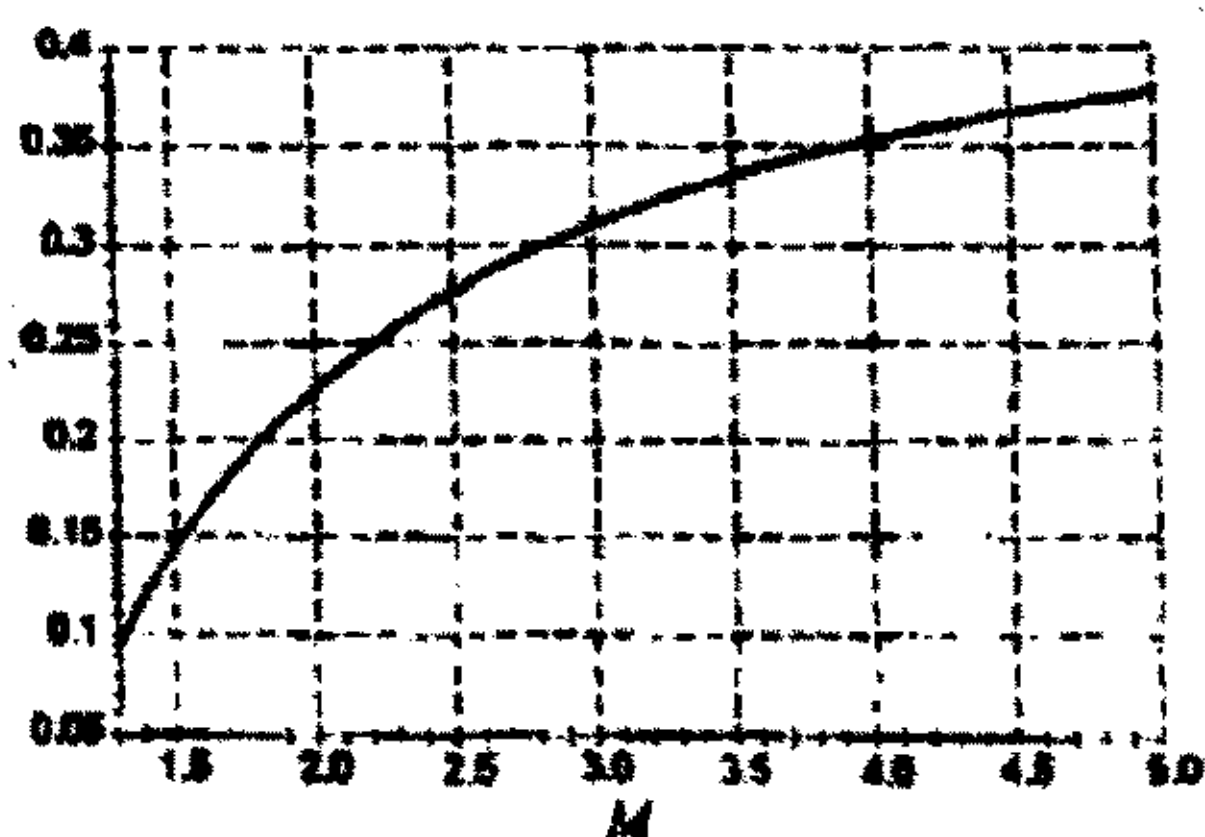


图 4.3 M 和 U_m 关系曲线

由图查得

$$\frac{I_s}{P_o / V} = 0.25 \quad M=1.4 \quad (4.7)$$

得: $I_{\text{sav}} = 0.25 \frac{P_o}{V} = 0.75\text{A}$

当输入电压最低时, 流过主开关管的平均电流最大。

开关管承受得最大电压为输出电压 375V。开关管 S 选用 MOSFET, 其额定电流应大于由图 4.4 查处的 I_s 值的 30%, 额定电压应大于 U_o , 本文选取 IR 公司得 IRFP460, 主要参数为: 耐压: 500V、最大电流 20A、导通电阻 0.27 欧。

三相桥:

整流桥上的二极管, 只在半个市电周期的时间内导通, 流过的电流也可由上图 4.3 中的电流取平均得到, 它近似与升压比无关。

$$I_D \approx 0.21 \frac{P_o}{V} \quad (4.8)$$

因此:

$$I_o \approx 0.21 \frac{P_o}{V} = 0.21 \frac{1000}{110\sqrt{2}} = 1.33A \quad (4.9)$$

峰值电流同电感电流为 13A, 承受的反向电压为输出电压 375V。这里选用 RHRG30120 超速整流器, 其主要参数是:

耐压 1200V
最大正向电流 30A
方向恢复时间为: 65ns

流过主续流二极管的平均电流等于负载电流, 峰值电流同电感 13A, 最大反向电压为输出电压 375V, 选用 IXYS 公司的 DSEI 30-06A。主要参数为:

最大正向电流: 30A
最大反向电压: 600V
反向恢复时间 39ns

输出滤波电路:

输出滤波电容的大小决定了输出纹波大小。由于在主电路上, 采用了三相 PFC 技术, 在一个市电周期内输入功率恒定, 因此其输出滤波电容比相应功率级的单相电路要小, 但由于输入电压是经三相不控整流桥整流过的, 还存在 300Hz 纹波需要考虑。这里用六个耐压 400V 的 220uF 电解电容, 每两个串联后再三组并联。

4.2 控制电路的设计

本实验中采用的单周期控制电路如图 6 所示。这个电路包括了一个时钟发生器 U_4 , 一个 RS 触发器 U_3 , 一个 LM311 比较器 U_3 , 一个积分器, 一个比例环节和一个复位开关。电路的工作波形如图 7 所示。开关频率是由时钟发生器 8038 产生的恒定频率来决定的。当时钟脉冲的上升沿到来时, Q 为“1”, 开关管导通, 同时复位开关 S1 关断, 对于一个反馈控制电压 V_o , 比例环节输出为:

$$v_i = -\frac{R_2}{R_1} v_o \quad (4.10)$$

积分器输出为:

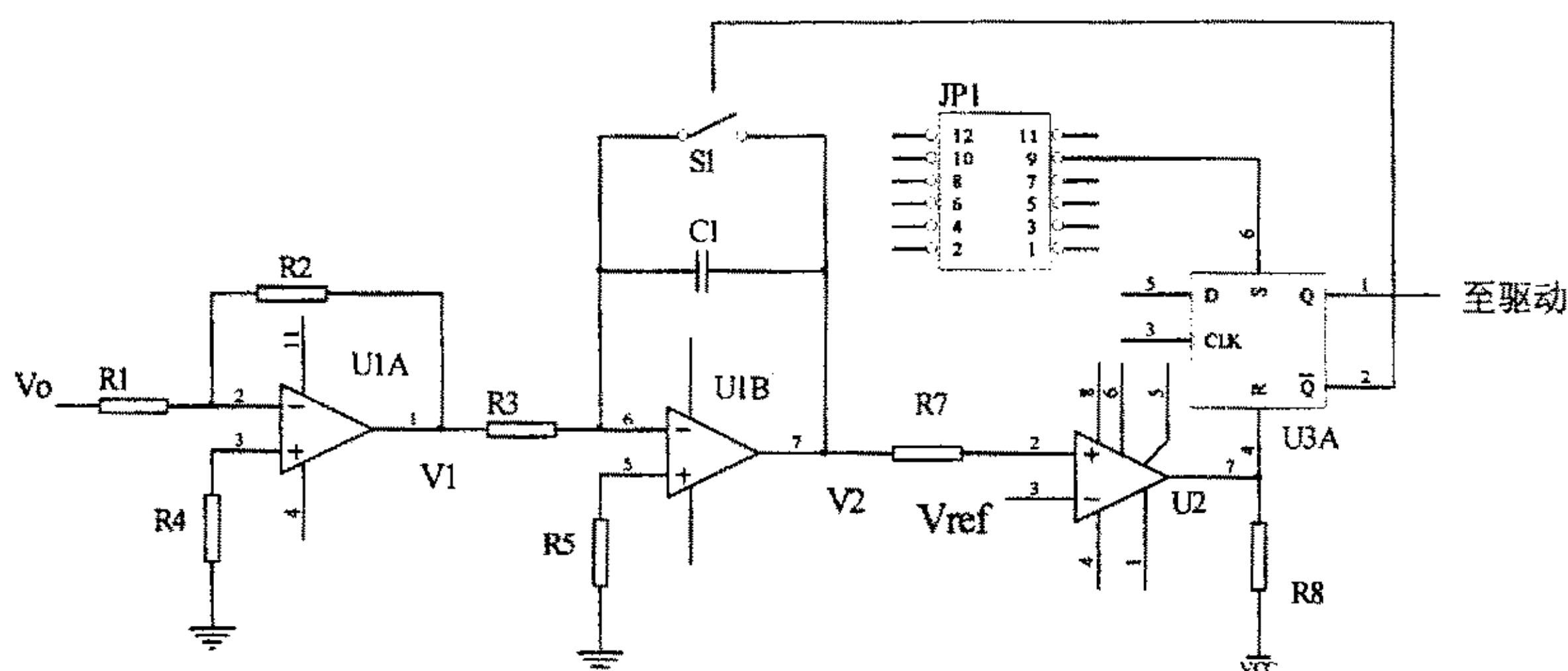


图 4.4 单周期控制电路原理图

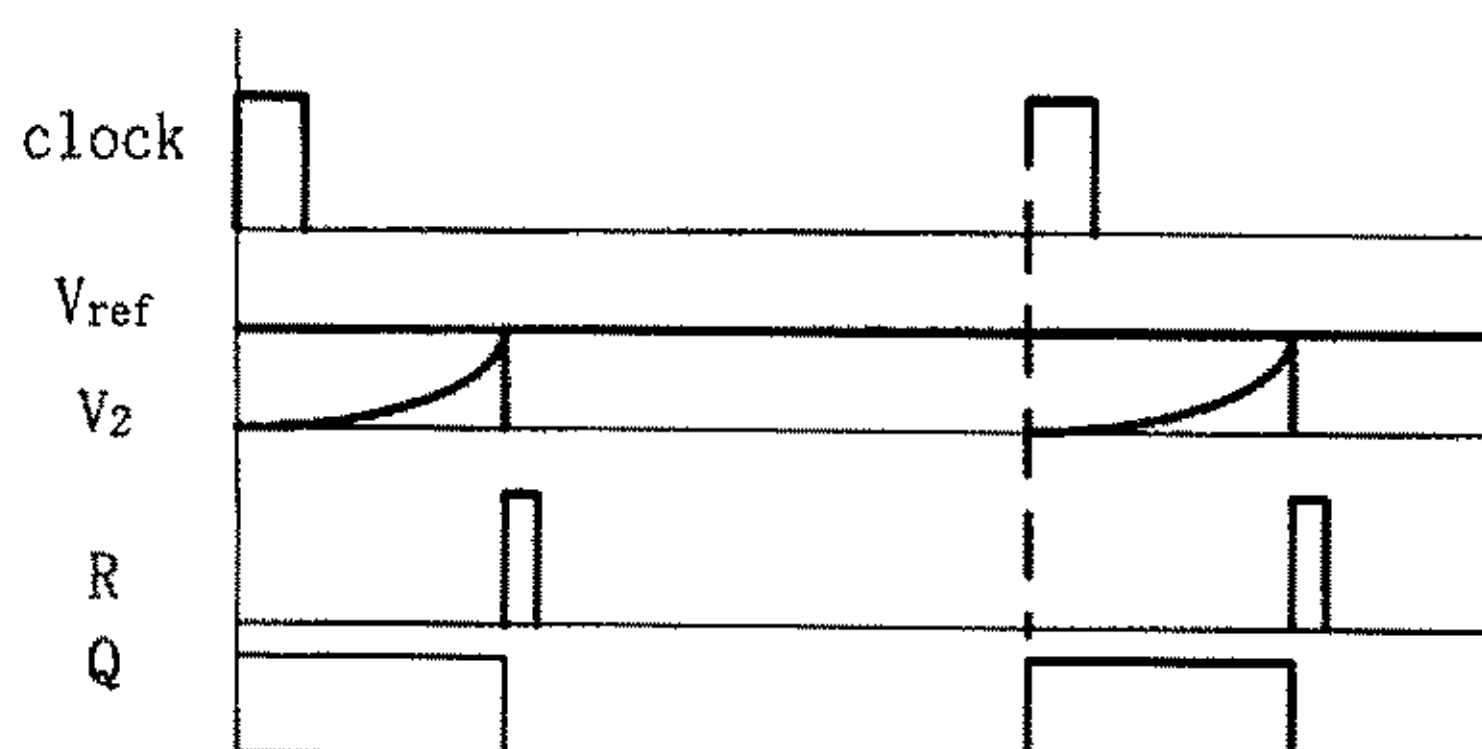


图 4.5 控制电路工作波形

$$v_2 = \frac{R_2 v_o}{R_1 R_3 C_1} t \quad (0 \leq t \leq T_s) \quad (4.11)$$

当 v_2 到达 v_{ref} ，比较器输出一个高电平脉冲使触发器复位，Q 变为“0”，开关管关断、复位开关开通。积分电容放电， $v_2 = 0$ ，为下一个开关周期作好准备。图 4.6 给出了上述电路的工作仿真波形，控制电路原理图详见附录 2。

4.3 谐波注入电路设计

本设计采用使用一个运算放大器的方法，见图 3.11。为便于分析，可改画成图 4.6。由图 4.6 可知注入的波形为反相后的三相整流电压的交流成分，注入电路先用三相桥对三相电进行整流，同一时刻，只有电压最大与最小的两相导通，这两相分别对应电压源 E_1 、 E_2 ，有 $E_2 > 0$ 、 $E_1 < 0$ 电压， E_n 则代表信号地相对于电力地的电位差，我们可

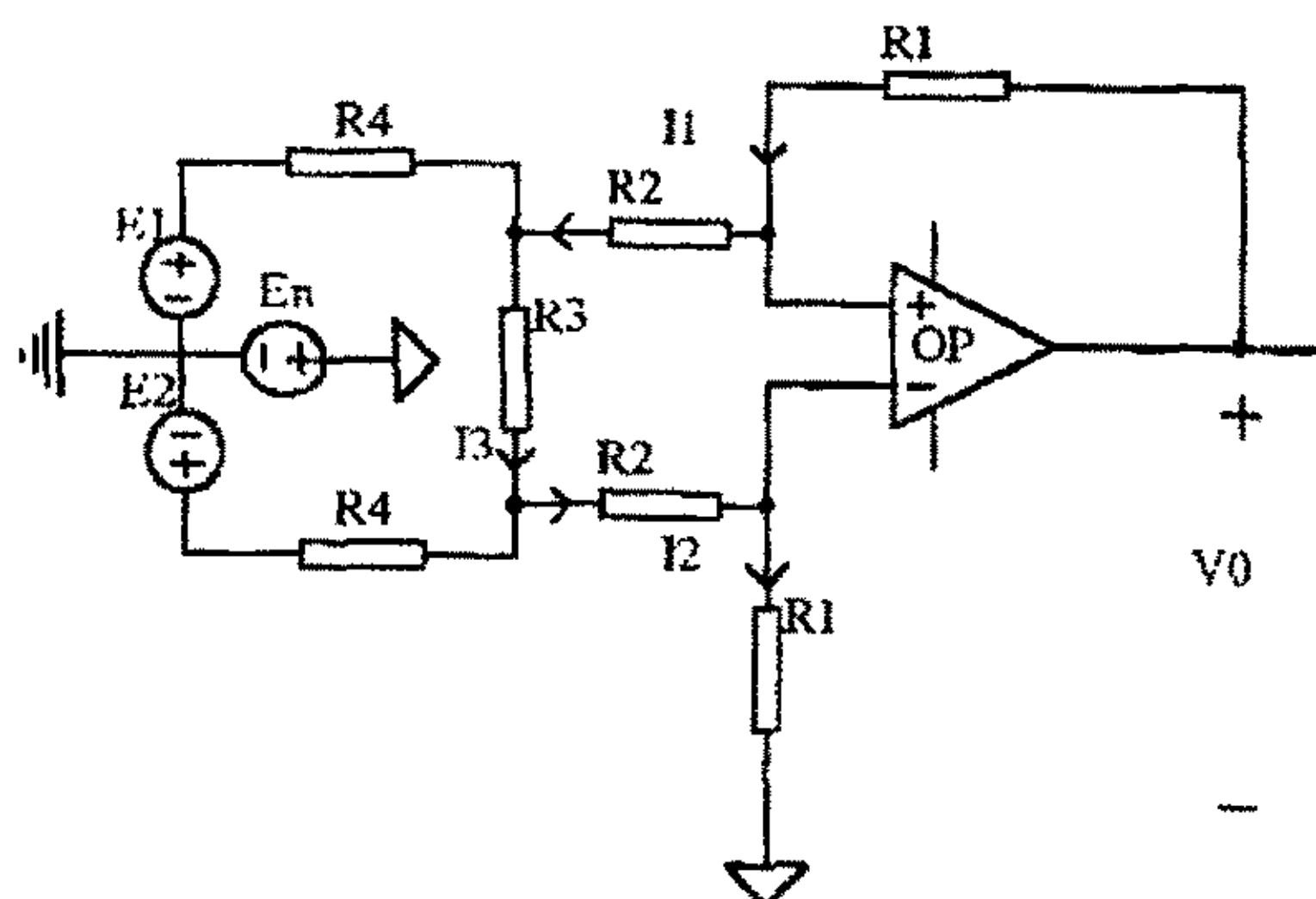


图 4.6 谐波注入电路等效图

根据叠加原理，分别计算 E_1 、 E_2 与 E_n 在运放输出端地响应。

计算 E_n 的响应时，认为 $E_1 = E_2 = 0$ ，则对 Z_1 、 Z_2 、 Z_3 、 V_0 四个变量列如下方程组

$$\begin{cases} R_1(I_1 + I_2) = V_0 \\ (I_1 + I_2)R_2 + I_3R_3 = 0 \\ I_3(2R_4 + R_3) - (I_3 + I_2)R_4 = 0 \\ I_2(R_1 + R_2) - (I_3 - I_2)R_4 = E_n \end{cases} \quad (4.12)$$

得：

$$\begin{cases} I_1 = \frac{E_n}{R_1 + R_2 + R_4} \\ I_2 = \frac{-E_n}{R_1 + R_2 + R_4} \\ I_3 = 0 \\ V_0 = 0 \end{cases} \quad (4.13)$$

计算 E_1 、 E_2 的响应时认为 $E_n = 0$ ，则以上 4 个方程变为：

$$\begin{cases} R_1(I_1 + I_2) = V_0 \\ (I_1 + I_2)R_2 + I_3R_3 = 0 \\ I_3(2R_4 + R_3) - (I_3 + I_2)R_4 = E_1 - E_2 \\ I_2(R_1 + R_2) - (I_3 - I_2)R_4 = 0 \end{cases} \quad (4.14)$$

得:

$$\begin{cases} I_1 = \frac{(E_2 - E_1)(R_3 R_1 + R_3 R_2 + R_3 R_4 + R_2 R_4)}{(2R_2 R_4 + R_2 R_3 + R_3 R_4)(R_1 + R_2 + R)} \\ I_2 = \frac{(E_1 - E_2)R_2 R_4}{(2R_2 R_4 + R_2 R_3 + R_3 R_4)(R_1 + R_2 + R)} \\ I_3 = \frac{(E_1 - E_2)R_2}{(2R_2 R_4 + R_2 R_3 + R_3 R_4)} \\ V_o = \frac{(E_2 - E_1)R_3 R_1}{(2R_2 R_4 + R_2 R_3 + R_3 R_4)} \end{cases} \quad (4.15)$$

各点电压与电流应是以上响应之和。

对以上结果进行讨论, E_n 在运放正相输入端的电压响应为:

$$V_n = I_2 R_1 = \frac{-E_n R_1}{R_1 + R_2 + R_3} \quad (4.16)$$

由分析可知 E_n 值在 T_d 与 T_m 分别为 $-V_n/3$ 、 $-(V_n + V_b)/2$, 因此, 我们应取 $R_1, R_2 \ll R_4$ 以避免在运放的输入端有很大的干扰电压。使之不能正常工作。 R_4 在此实际上起着两个地之间高阻隔离的作用, 并将较高的市电电压通过分压得到注入所需的小电压信号。

噪声电压源在运放输出端的响应为 $V_o = 0$, 这是由上下支路对称得出的结果, 实际上由于电阻的阻值的离散性, 输出端仍会由开关频率的噪声电压输出, 需要采用电容滤波。

将 $R_1, R_2 \ll R_4$ 代入公式 (4.15), 化简可得

$$\begin{cases} I_1 = \frac{(E_2 - E_1)R_3 R_1}{(2R_2 + R_3)R_4} \\ I_2 = \frac{(E_1 - E_2)R_2}{(2R_2 + R_3)R_4} \\ V_o = \frac{(E_2 - E_1)R_3 R_1}{(2R_2 + R_3)R_4} \end{cases} \quad (4.17)$$

运放正相输入端对 E_1, E_2 的电压响应为:

$$V_n = I_2 R_1 = \frac{(E_1 - E_2)R_2 R_1}{(2R_2 + R_3)R_4} \quad (4.18)$$

由于 $E_2, E_1 > 0$, 则 $U_o = V_o < 0$, 在电路中采用的运放是双电源运放。由前面关于 M 与最佳注入值 m 可得 $M=1.4$ 时, $m=0.4\pi$, 由实际电路测得 $M=1.4$ 时, 电压误差放大器的输出在相加点上的电压约为 3V, 则经内部反相跟随器后, 输出应为 2V, 则

注入电路输出（不考虑隔直电容）在相加点的分压值应为 $5 - 2 \times 0.4 \pi = 5 - 0.8 \pi = 2.5V$ 。实际电路还要不断的调试注入谐波的大小，故图中的 R_3 采用电位器。

电路中 R_4 取 $5M$ ， R_1 取 $110k$ ， R_2 取 $11k$ ，则：

$$V_0 = \frac{(E_2 - E_1)R_3R_1}{(2R_2 + R_3)R_4} = 539 \frac{110}{5000} \cdot \frac{R_3}{2 \times 11 + R_3} = 5 \quad (4.19)$$

得 $R_3 = 15k \quad (4.20)$

此时 E_n 在运放输入端的响应为：

$$V_{n+} = V_{n-} = \frac{-E_n}{R_1 + R_2 + R_4} \approx -E_n \frac{R_1}{R_4} = 8.25V \quad (4.21)$$

由注入原理，在运放的输出端用电容 C 隔直，经 R_{21} ， R_{16} 分压，实现了注入的谐波与反馈信号的相加。

4.4 驱动电路的设计

本实验中，功率管的驱动电路采用了 TOSHIBA 公司的专用驱动模块 TLP250，它集光电隔离和快速驱动为一体，可简化电路设计。其电路如图 4.7 所示。

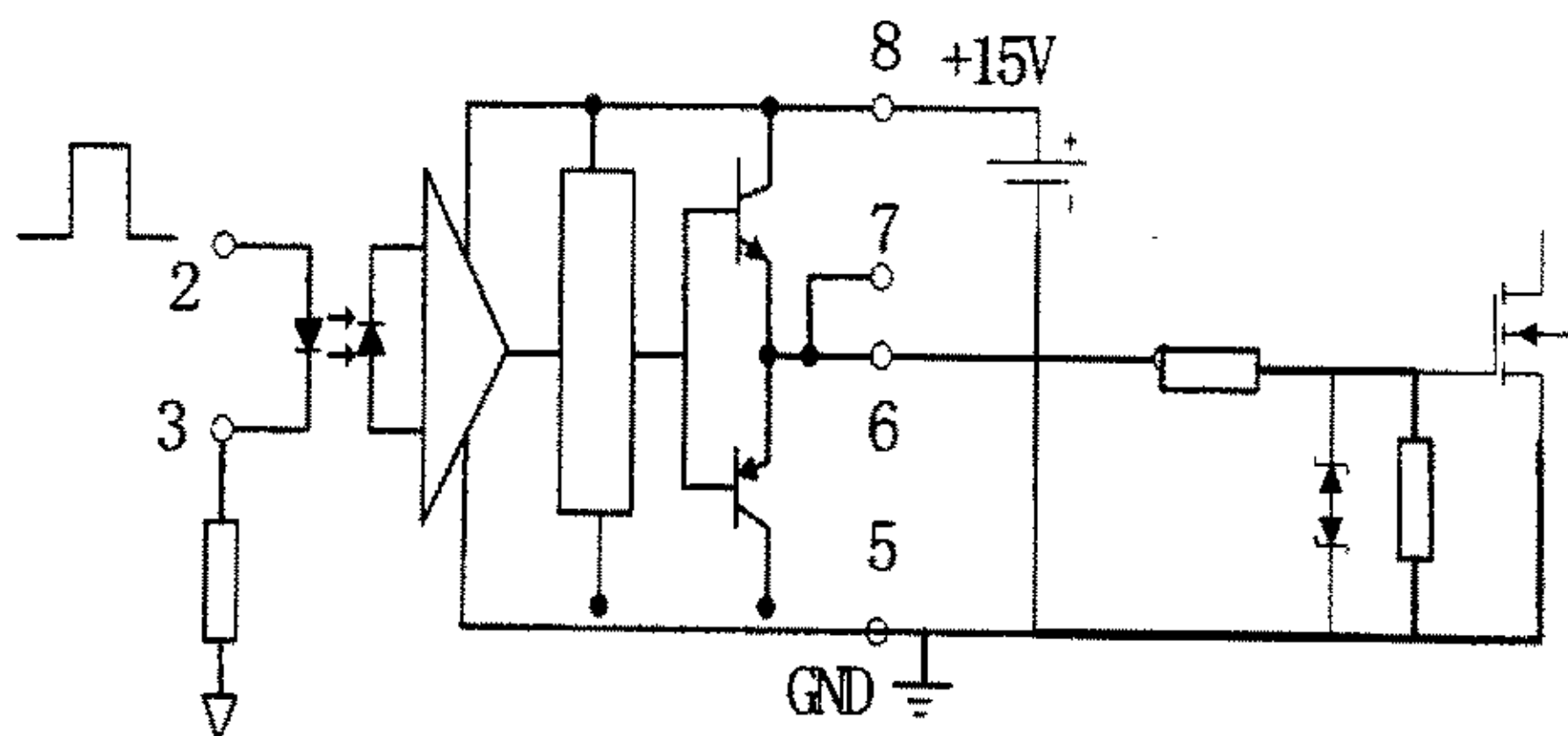


图 4.7 驱动电路结构

TLP250 为高速光电耦合器。它的内部在 2 脚和 3 脚之间包含有一个发光二极管和一个集成的光电探测器；它的输出端是由三极管构成的互补导通的功率放大电路，6 脚或 7 脚为驱动信号输出；8 脚和 5 脚是独立的 $10 \sim 35V$ 供电电源，使得驱动电路和控制电路完全隔离。它的主要性能参数有：供电电压 $10 \sim 35V$ ；最大可以输出 $\pm 1.5A$ 的峰值电流；最大开关时间 $1.5 \mu s$ ；绝缘电压可达 $2500V_{rms}$ ；可以直接驱动 MOSFET 和 IGBT。

4.5 本章小结

为了验证本文理论分析的正确性和可行性，我们在本章给出了具体的实验装置的设计原理和方法，主要包括主电路设计、单周期控制电路、谐波注入电路和驱动电路。

5 实验结果及分析

本文在前面的章节中通过理论分析和仿真分析和参数设计。本章将从实验的角度，对采用单周期控制技术的三相单管 boost 型整流电路的进行了实验研究。并对结果进行分析。具体的实验参数如下：

输入相电压（有效值）：	110V
输入电压频率：	50Hz
输出滤波电容：	100 μ F
输出电压：	375V
负载：	275 欧

5.1 实验结果

实验波形是用 Tektronix 公司生产的 TDS1002 型数字示波器记录的。

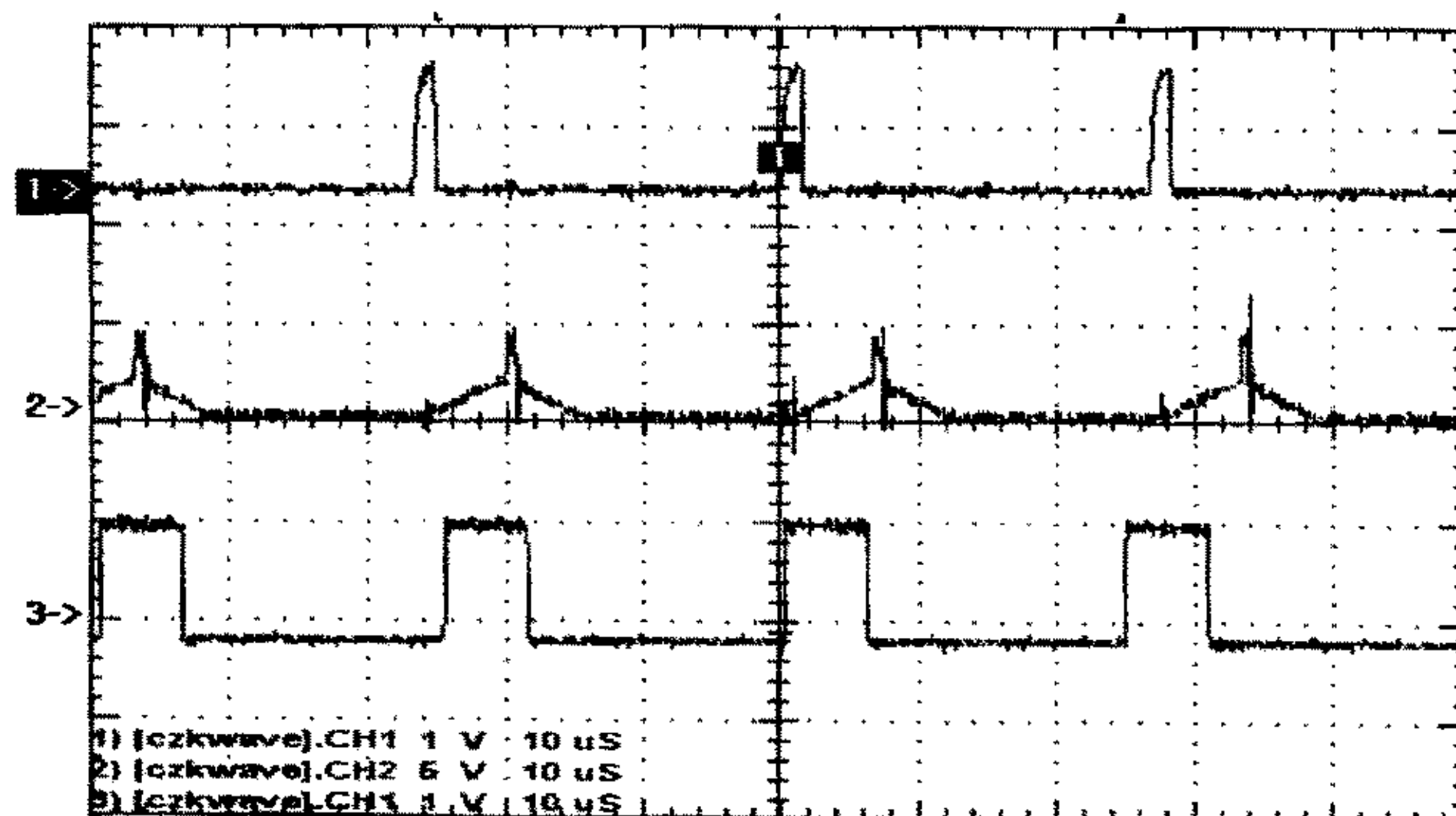


图 5.1 单周期驱动波形

1: 时钟信号, 2: 积分电容电压, 3: 开关控制信号

图 5.1 是单周期控制实验波形。图中波形 1 是时钟发生器产生的频率为 40KHz 的脉冲波，波形 2 是积分器上电容电压波形，波形 3 是 RS 触发器 Q 引脚的输出电压信号，该信号控制开关管的开通和关断。从图中可以清楚的看到，当时钟发生器发出脉冲时，开关管开通，当积分电容电压上升到给定电压时，开关管关断，积分电容电压回零，可见单周期控制电路的实验波形与理论分析的工作过程是一致的。

图 5.2 是 A 相的输入电压和输入电感电流实验波形。图中波形 1 是输入电流波形，波形 2 是输入电压波形。由图可见，输入电感电流的峰值包络线为正弦，它与输入电

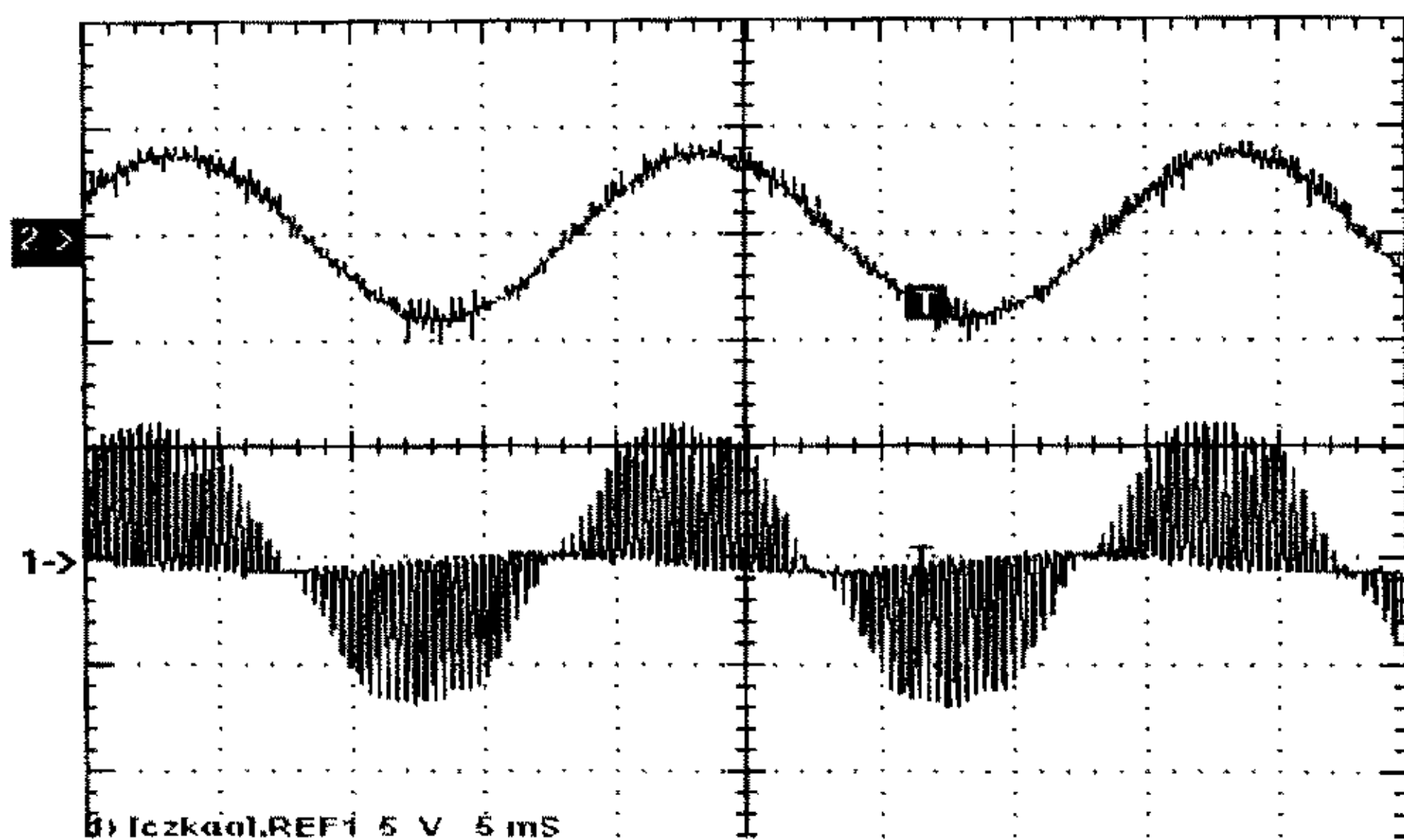


图 5.2 $M=1.4$ 时的输入电压电流波形
(电压: 200V/div, 电流: 5V/div, 时间: 5ms/div)
1: 输入电电流波形, 2: 输入电压波形

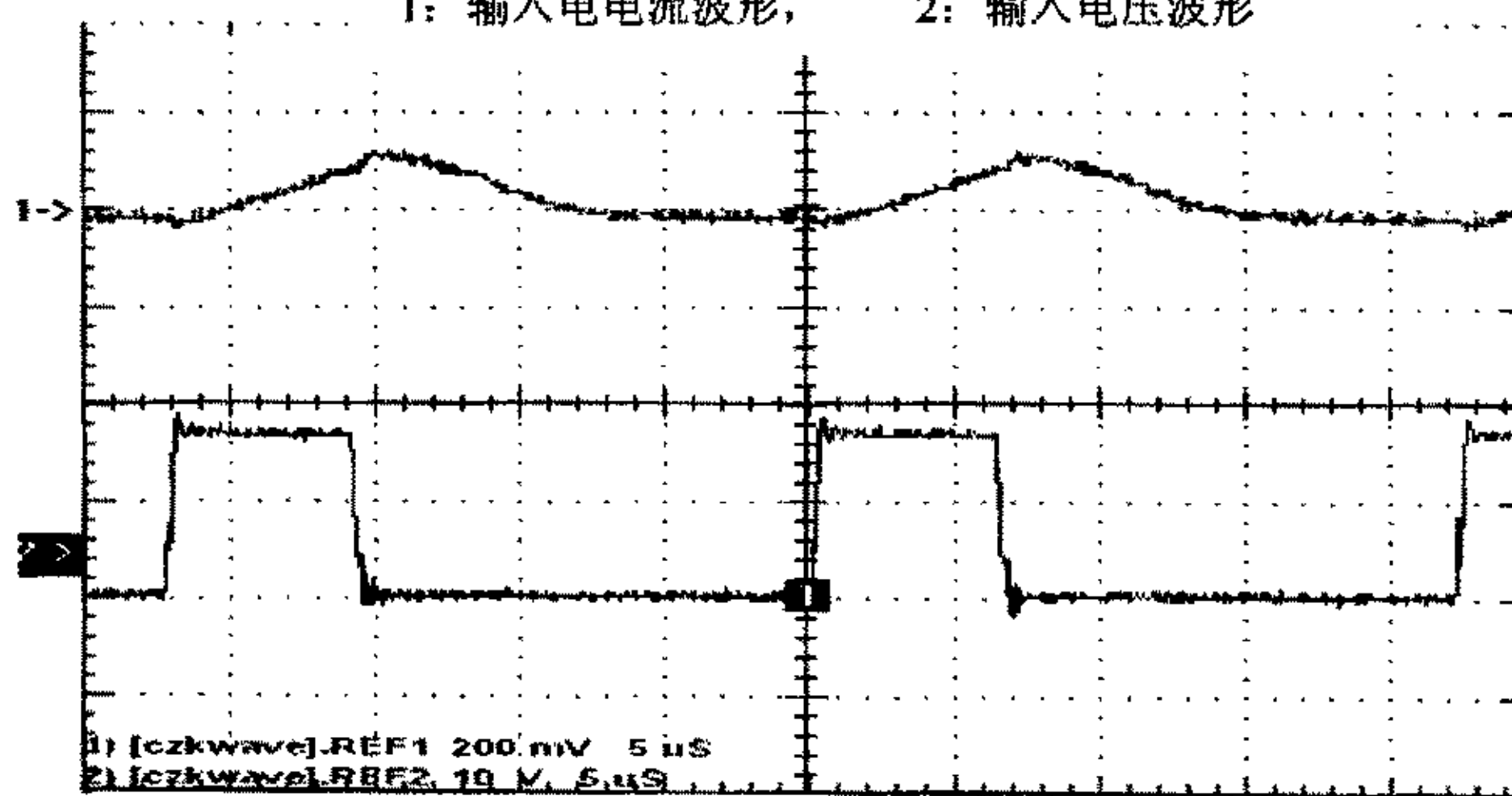


图 5.3 输入电感电流细节波形
1: 输入电流波形, 2: 驱动信号

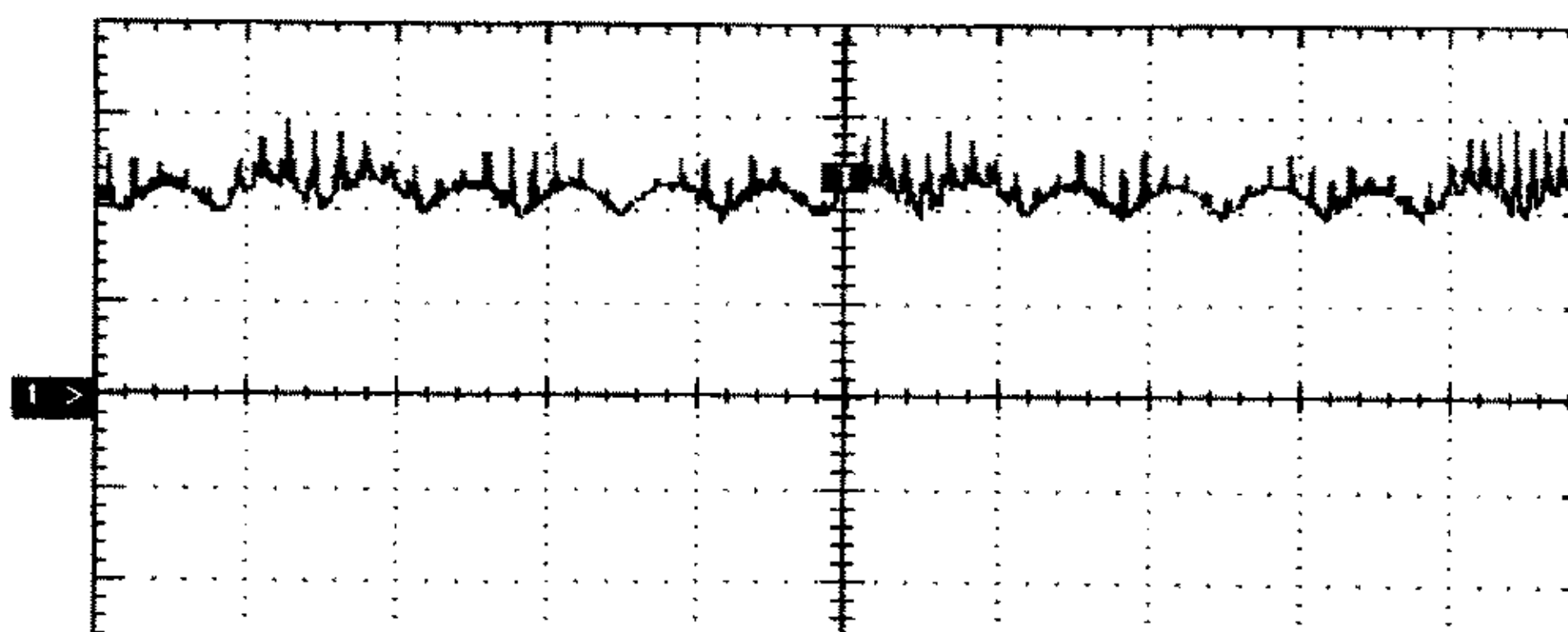


图 5.4 注入谐波

压波形相同且相位一致，很好的实现了三相功率因数校正（PFC），经过功率表测试，功率因数近乎为 1。

图 5.3 给出了图 5.2 中电感电流在一个开关周期内的电流细节情况。图中的波形 1 是电感电流，波形 2 是经过驱动电路后的开关管驱动波形。当驱动信号为高时，开关管开通，电感电流线性上升，直到开关管关断，在驱动信号由高转低的时刻，电感电流到达最大值，并开始线性下降直到回零，等待下一个开关周期的到来。这于上文的理论分析是相吻合的。

图 5.4 是注入的谐波为六次谐波信号。

为了对比三相单管 Boost PFC 电路在不同升压比 M 下的输入电感电流 THD 值，我们选取了两组工况进行输入电感电流谐波分析研究，结果由图 5.5～图 5.8 给出。其中图 5.5 和图 5.6 分别是升压比 $M=1.1$ 时输入电压、输入电感电流波形和输入电感电流的谐波分析结果，具体的实验参数为：

开关频率	$f_s=40\text{kHz}$
输入电感	$L=66\mu\text{h}$
输出直流电压	$V_{\text{out}}=302\text{V}$
输入相电压	$V_{\text{in}}=110\text{V}$
占空比	$D=10\%$
负载	$R=269.7\ \Omega$
输入电感电流	$\text{THD}=32.87\%$

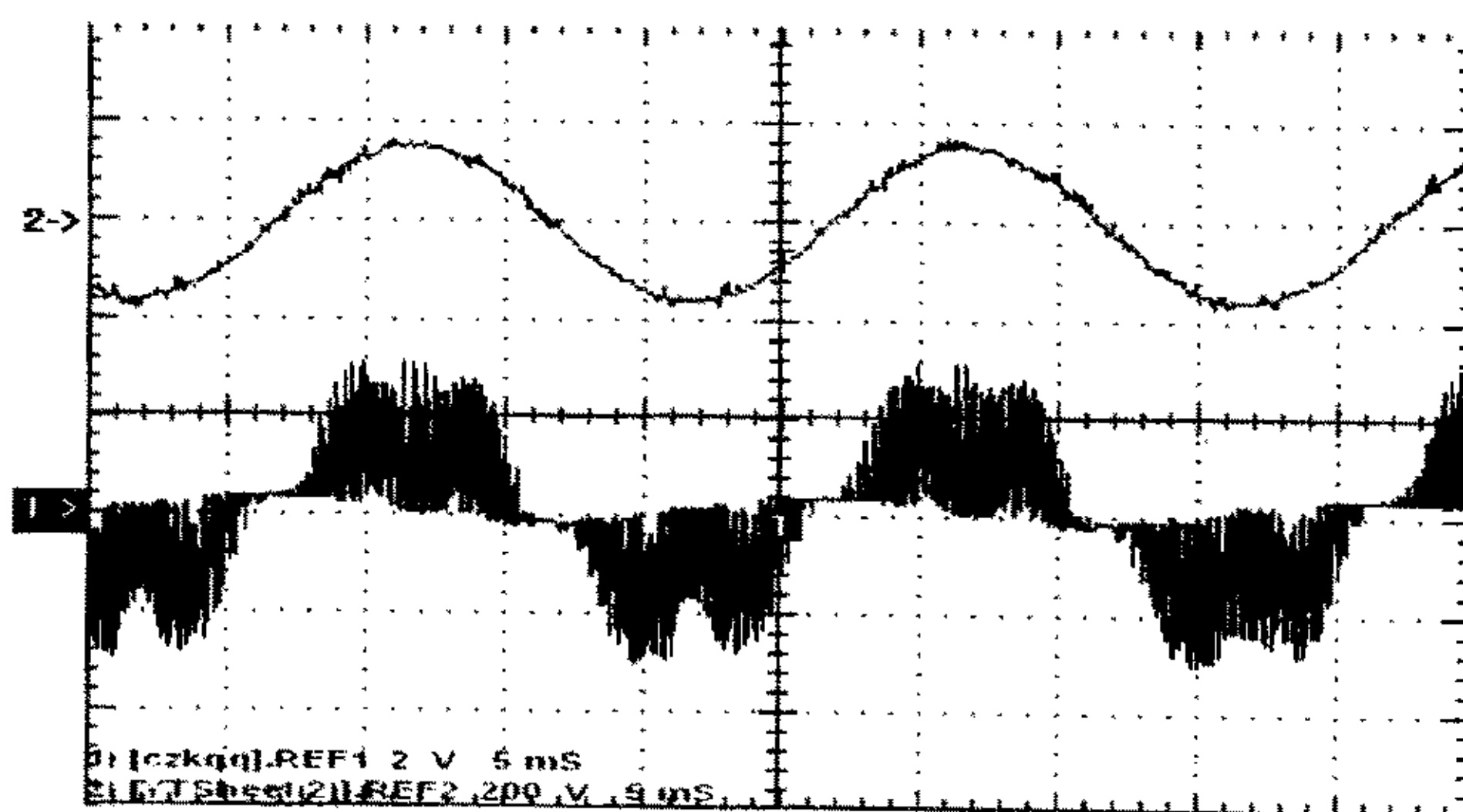


图 5.5 $M=1.1$ 时的输入电压电流波形
(电压：200V/div，电流：2V/div，时间：5ms/div)
1：输入电流波形，2：输入电压波形

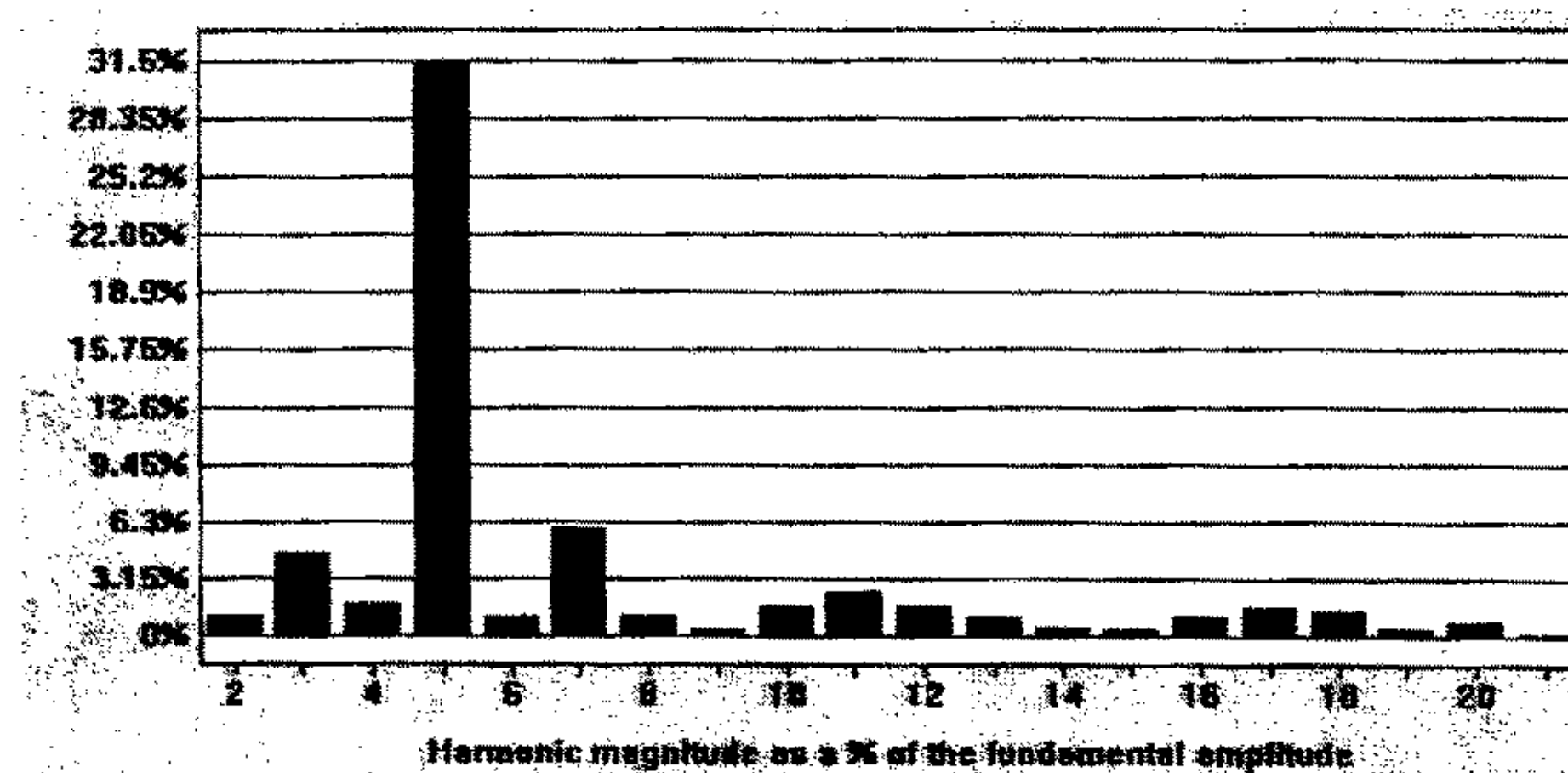


图 5.6 $M=1.1$ 时输入电感电流谐波分析

由实验结果看，输入电流的各次谐波中，以 5 次谐波为主，这与上文的理论分析和数学推导是相符合的。图 5.7 和图 5.8 分别是升压比 $M=1.4$ 时输入电压、输入电感电流波形和输入电感电流的谐波分析结果，具体的实验参数为：

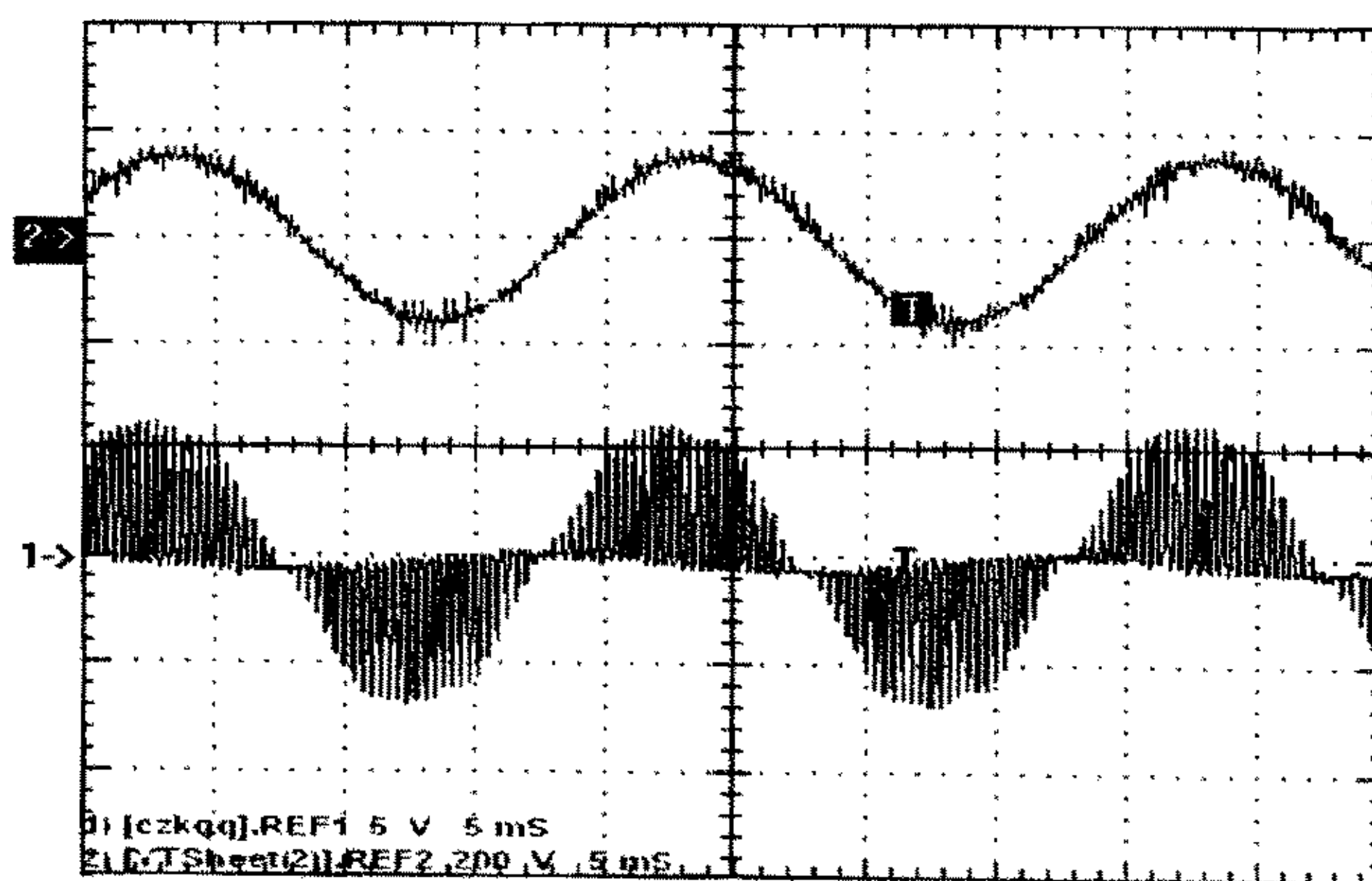


图 5.7 $M=1.4$ 时的输入电压电流波形
 (电压：200V/div，电流：5V/div，时间：5ms/div)

1: 输入电流 2: 输入电压

开关频率 $f_s=40\text{kHz}$

输入电感 $L=66\mu\text{H}$

输出直流电压 $V_{\text{out}}=368\text{V}$

输入相电压	$V_{in}=110\text{V}$
占空比	$D=16\%$
负载	$R=269.7\ \Omega$
输入电感电流	$\text{THD}=15.19\%$

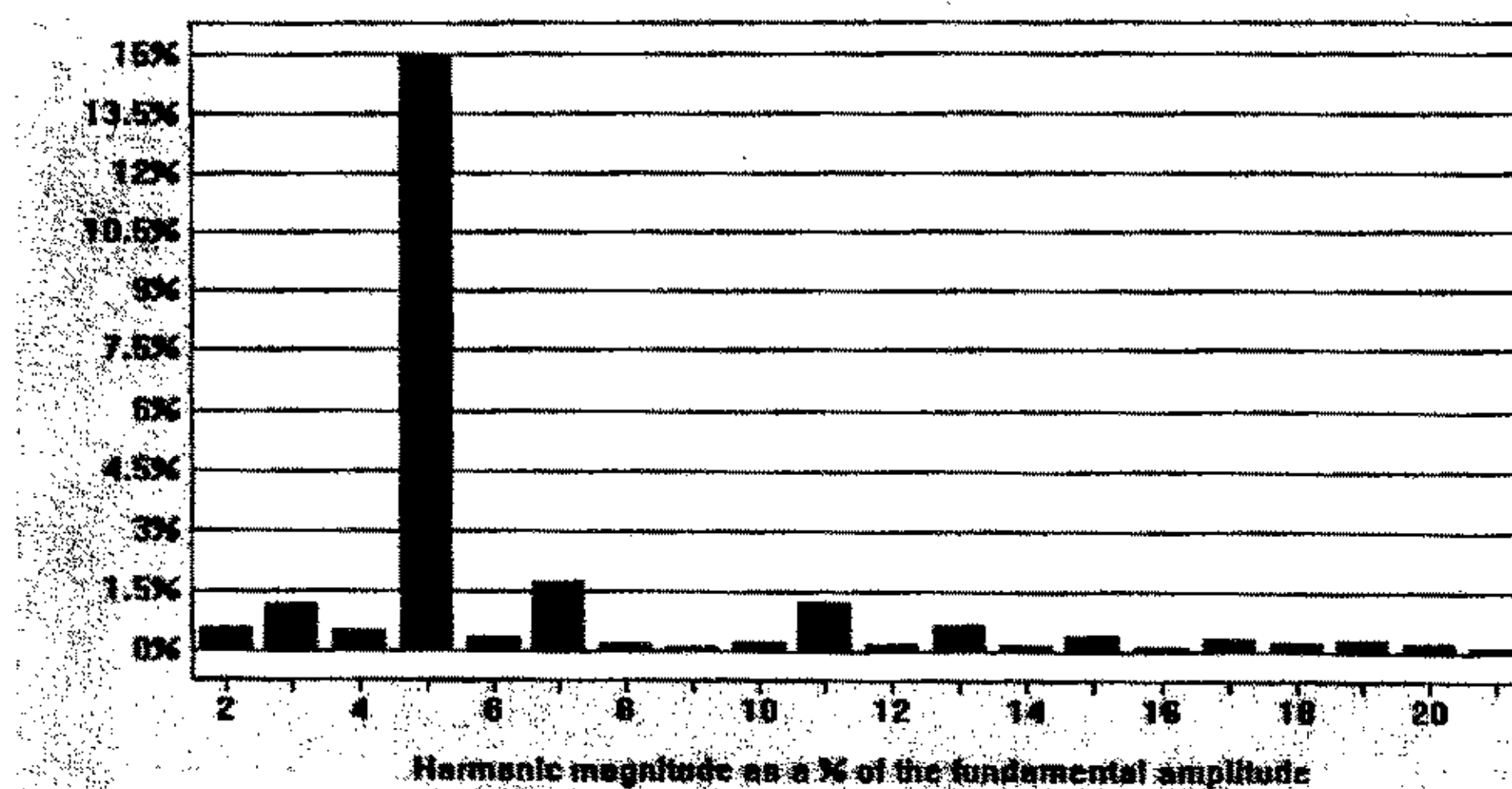


图 5.8 $M=1.4$ 时输入电感电流谐波分析

从实验结果可见，升压比 M 越大，输入电流的 THD 越小，具体实验结果与理论保持一致。

由前面分析可知，输入电流主要包括 5 次、7 次等奇次谐波。本文利用谐波注入的方法注入了六次谐波来抑制输入电流谐波，使得在相同升压比 M 的情况下，减少输入电流的 THD 值。图 5.9 和图 5.10 为 $M=1.0$ 时的输入电压电流波形和输入电流谐

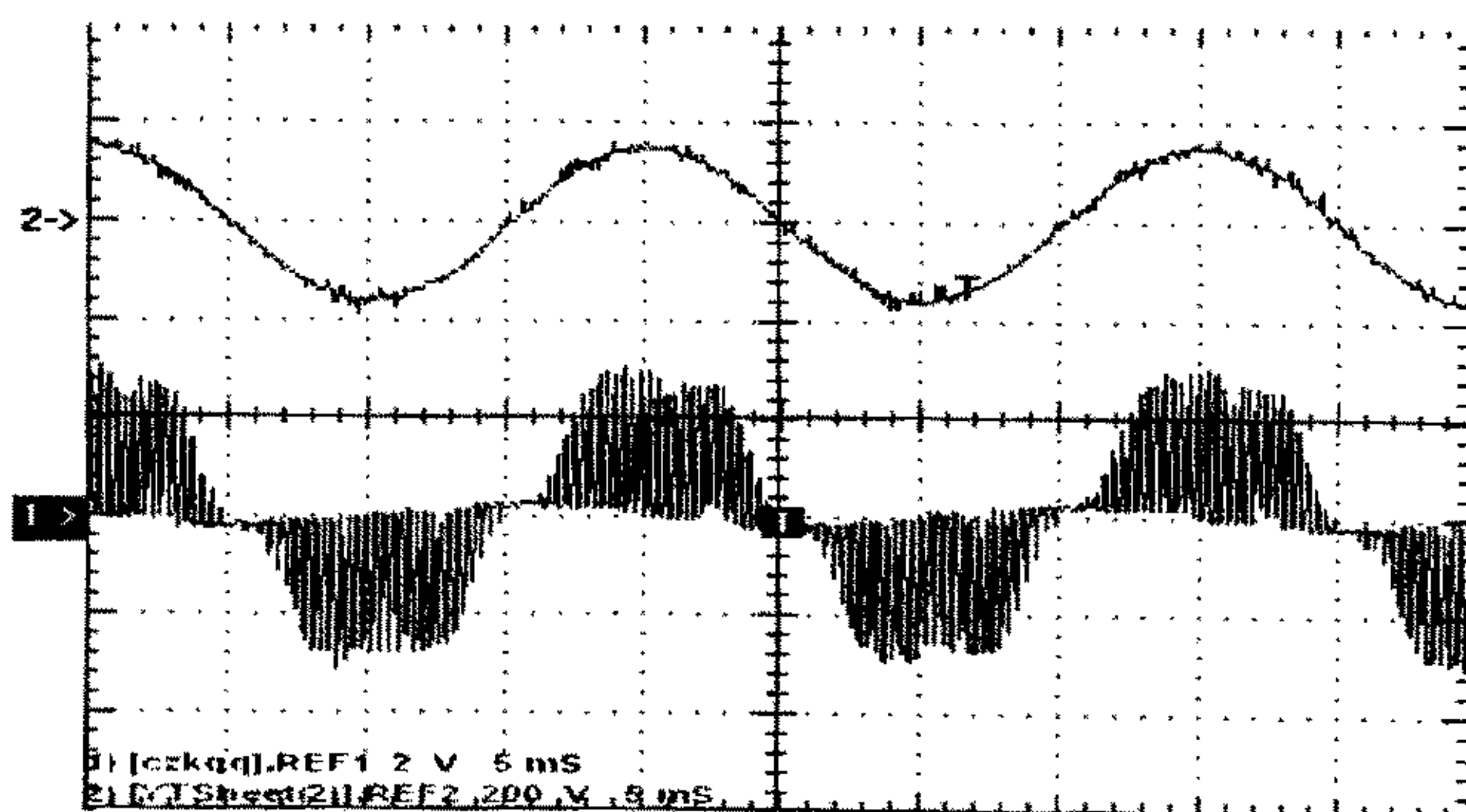


图 5.9 $M=1.0$ 时注入谐波后的输入电压电流

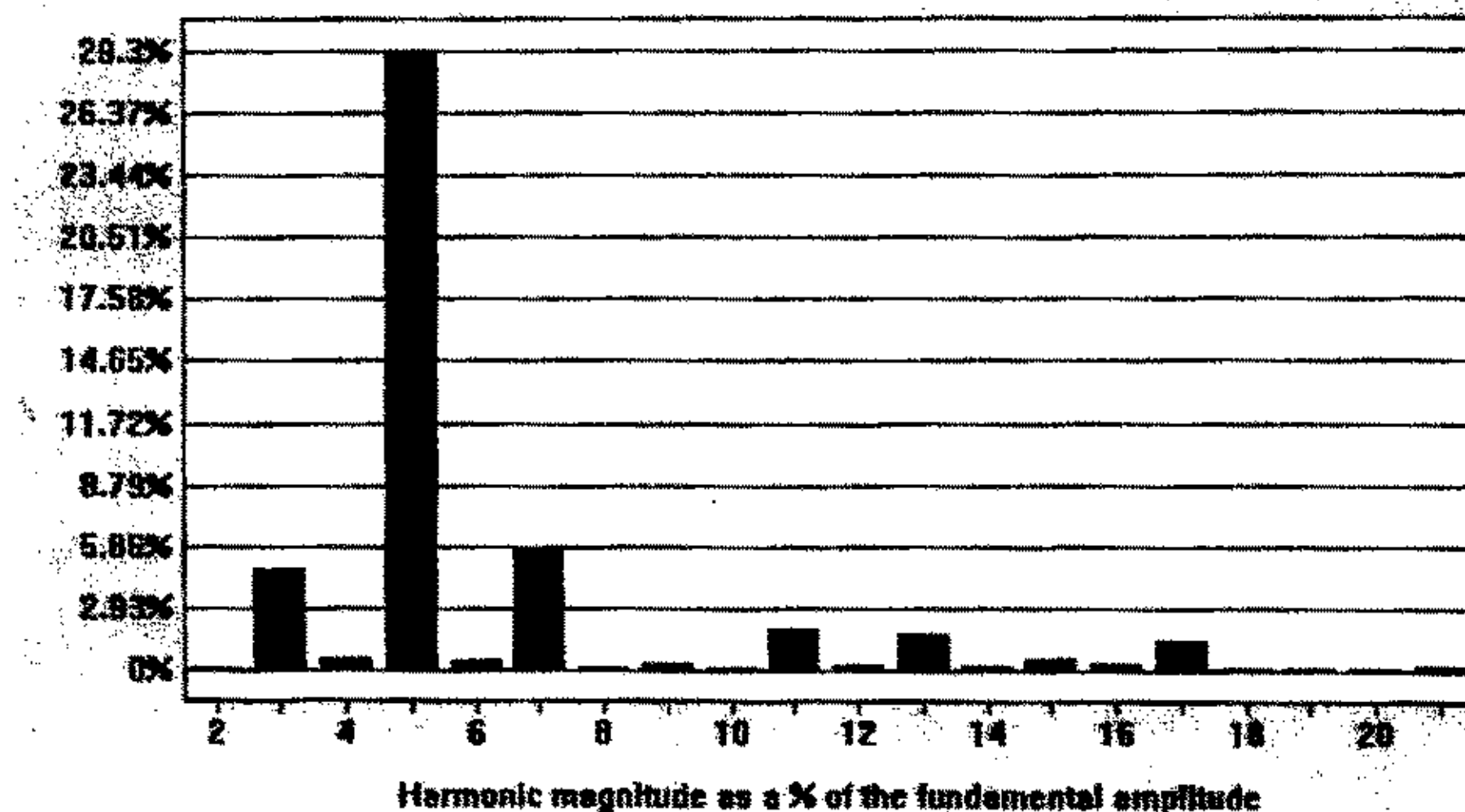


图 5.10 $M=1.0$ 时注入谐波后输入电感电流谐波分析

波分析。与 $M=1.1$ 时的电流 THD 相比, 加入了谐波注入的输入电流 THD 由 32.873% 下降到 30.393%。可见采用谐波注入的方法可以在一定程度上减少输入电流的 THD。但是由实验结果看, 单单注入六次谐波效果还是不是很理想, 如果除了注入 6 次谐波外, 还注入 12 次、18 次…等高次谐波, 比起单独注入 6 次谐波来说更能帮助改善 THD。但是由于三相单管 PFC 电路只有一个可控开关, 而三相电流有三个变量, 如果谐波注入系数不恰当, 占空比的微调只是某一相电流无失真, 却使其他两相的失真加剧, 导致三相波形不对称。由此看来, 三相电流都不失真是不可能的, 需要找到优化的谐波调制比, 使得失真最小。实验过程中, 调节效果与理论分析还是存在一定差别。

5.2 本章小结

在本章中, 通过具体的实验装置和实际波形图, 验证了前面的理论分析和仿真结果的正确性, 达到了实验目的。基于单周期控制技术的方法应用于三相单管 PFC 电路, 可以在不检测输入电流的情况下, 是的输入电流峰值包络线自动跟踪输入电压, 同时可以对 PFC 电路的输出直流电压进行控制, 是一种单级 PFC 电路。由于三相单开关 Boost PFC 输入侧电流的 THD 值与升压比 M 有关, 为了减少输出电压值和输入电流的 THD 值, 可以使用注入谐波的方法来实现开关管的脉宽微调, 从而减少电流 THD 值。谐波注入法主要是通过注入六次谐波来抑制输入电流谐波。

全文总结

谐波是电力系统中的主要污染源。为了解决传统整流设备输入电流谐波含量高、功率因数较低的问题,抑制谐波的方法主要有两种:一是被动方法,即采用无源滤波或有源滤波电路来旁路或滤除谐波;另一种是主动式的方法,设计新一代高性能整流器,它具有输入电流为正弦波、谐波含量低、功率因数低等特点,即具有功率因数校正功能。PFC 技术不仅可以降低线路损耗、节约能源、还可以减小电网的谐波污染,提高电网供电质量,因此,研究整流设备的 PFC 技术具有重要的现实意义。目前,单相 PFC 技术已趋成熟,而三相 PFC 技术正成为国内外研究的热点。

依据目前三相 PFC 的发展情况,寻求三相 PFC 整流电路性能和价格之间的平衡是该技术发展过程中一个永恒的课题。三相六开关 PFC 虽然可以达到很高的性能,但是该电路开关管利用低,控制复杂,成本比较高,所以人们一直在寻找更简单有效的三相 PFC 拓扑。本论文介绍了一种基于单周期控制技术的三相单管 Boost 谐波注入 PFC 变换电路。文中首先简单总结了目前常见的单相和三相功率因数校正(PFC)技术研究,然后分析了三相单管 Boost PFC 电路的基本工作原理和功率因数校正原理,介绍了一种单周期控制技术,该控制方法应用于三相单管 PFC 电路,可以在不检测输入电流的情况下,使得输入电流峰值包络线自动跟踪输入电压,同时可以对 PFC 电路的输出直流电压进行控制,是一种单级 PFC 电路。由于三相单开关 Boost PFC 输入侧电流的 THD 值与升压比 M 有关,为了减少输出电压值和输入电流的 THD 值,可以使用注入谐波的方法来实现开关管的脉宽微调,从而减少电流 THD 值。谐波注入法主要是通过注入六次谐波来抑制输入电流谐波。注入六次谐波可以减少五次谐波,但同时也增大了七次谐波。最后利 PSPICE 软件仿真验证了理论分析的正确性和合理性。在理论分析、仿真研究的基础上,本文介绍了基于单周期控制技术的三相单管 Boost 谐波注入 PFC 电路的设计方法并给出了实验结果。实验结果验证了理论分析和仿真研究的正确性和可行性,该变换器功率因数非常高,达到 0.99。

这种电路虽然工作在 DCM 下,输入侧的电流 THD 值相对于三相六开关 PFC 电路来说较大,并需要较大的 EMI 滤波器,但这种电路的优势是:电路简单,仅使用一个开关管,控制容易;不需要电流检测器件就能实现 PFC 校正和输出电压控制的单级 PFC 功能;由于电路工作在 DCM 下,Boost 二极管 D 不存在反向恢复问题;开关在零电流下导通,开关损耗小;系统成本低。同时由于采用了谐波注入的方法,使得

Boost PFC 电路在相同的输出电压下, 减少输入电流 THD。总的来说, 该电路仍是一种不错的 PFC 电路, 具有一定的实用价值。该电路还有需要研究的地方, 采用软开关技术可以减少开关损耗, 参考文献[18]已经提出了采用单周期控制的软开关单相 Boost PFC 电路, 可以实现主开关管和辅助开关管同步导通和关断, 经仿真研究, 该电路也可用于三相 PFC 电路。

致谢

本文是在导师李晓帆教授的悉心指导下完成的。三年来，无论是在学习上还是生活中李老师都给予了我莫大的帮助和关心。李老师为我们创造了一个良好的学习和科研环境，给我们的学习和科研以最大的支持；同时，李老师渊博的理论知识、丰富的实践经验、严谨的治学态度、乐观的生活态度以及热情待人的优秀品格都深深地影响和教育了我，使我受益匪浅。感谢导师三年来为我付出的巨大心血，在此向李老师表示最衷心的感谢和最诚挚的敬意！

同时我还要衷心感谢应用电子技术教研室的多位老师多年来对我的关心和帮助，他们是：陈坚教授、邹云屏教授、徐至新教授、康勇教授、熊蕊教授、杨荫福教授、段善旭副教授、彭力副教授、林桦副教授、赵华明老师、杨莉莎老师、邹涛敏老师、吴燕红老师、马东卉老师等。

我还要感谢给予我帮助的师兄弟们和各位同窗好友，他们是：白丹硕士、高奇峰硕士、龙飞硕士、李俊林硕士、仇志凌硕士、林磊硕士、刘飞硕士、刘邦银硕士、田斌硕士、邹丽霞硕士、还芳硕士、陈警硕士、王新硕士、谢红胜硕士、何必硕士、胡文刚硕士、张景锦硕士、焦少光硕士、朱鹏程博士、孔雪娟博士、魏炜硕士、曹承洁硕士等，祝大家前程似锦，愿我们友谊长存。

最后我要深深感谢我的父母和妹妹，是他们多年来无私的关心、支持、理解和爱才使我顺利完成了学业。祝他们身体健康、万事如意。

时光飞逝，在华工七年的学习生活就要结束了，在这里我渡过了人生中非常关键的一段时光，离别之际，谨以此文献给所有关心、帮助、支持过我的人们。

蔡志开

2004年4月

参考文献

- [1] 陈坚. 电力电子学—电力电子变换和控制技术. 第一版. 北京: 高等教育出版社, 2002
- [2] 王兆安. 电力电子技术的发展动向. 电力电子技术, 1995, (4): 80~85
- [3] 唐苏亚. 电力电子器件的现状与将来动向. 微电机, 2000, 33 (5): 32~34
- [4] 李鹤轩. 电力电子技术的发展动向. 新技术新工艺, 1997, (6): 10~12
- [5] 张凯. 基于重复控制原理的 CVCF-PWM 逆变器波形控制技术研究[博士学位论文]. 武汉: 华中科技大学, 2000
- [6] TMS320C24X DSP 控制器参考手册—第一卷: CPU、系统和指令集. 武汉力源电子股份有限公司, 1998
- [7] TMS320C24X DSP 控制器参考手册—第二卷: 外设模块. 武汉力源电子股份有限公司, 1998
- [8] TMS320C240/F240 数字信号处理数据手册. 武汉力源电子股份有限公司, 1998
- [9] TMS320C24X DSP Controllers Reference Set Volume 1: CPU, System and Instruction Set. Texas Instruments, 1997
- [10] TMS320C24X DSP Controllers Reference Set Volume 1: Peripheral Library and Special Device. Texas Instruments, 1997
- [11] TMS320C1X/C2X/C24X/C5X Assembly Language Tools User's Guide. Texas Instruments, 1997
- [12] Ying-Yu Tzou, Rong-Shyang Ou, Shi-Liang Jun, et al. High performance programmable Ac power source with low harmonic distortion using DSP-based repetitive control technique. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 12, no. 4, July 1997: 715-725.
- [13] Ying-Yu Tzou, Shi-Liang Jung, Hsin-Chung Yeh, et al. Adaptive repetitive control of PWM inverters for very low THD AC-voltage regulation with unknow loads. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 14, no. 5, Sep 1999: 973-981
- [14] K. P. Gokhale, A. Kawamura, R. G. Hoft. Deadbeat microprocessor control of PWM inverter for sinusoidal output waveform synthesis. IEEE Transactionson Industry Applications, vol. 22, no. 3, 1998: 901-910.
- [15] Jung Shih-Liang, Huang Hsiang-Sung, Chang Meng-Yueh et al. Digital

- multiple-loop control technique for the PWM inverters used in uninterruptible power supplies. Proceedings of the National Science Council. Taiwan, Part A: Physical Science and Engineering vol.21, no.5, Sep 1997: 485-492.
- [16] 严百平, 刘健, 程红丽. 不连续导电模式高功率因数开关电源. 北京: 科学出版社, 2000
- [17] 周志敏, 周纪海. 开关电源实用技术设计与应用. 北京: 人民邮电出版社, 2003.8
- [18] 刘凤君. 逆变器用整流电源. 北京: 机械工业出版社, 2004.2
- [19] 陈卫昀, 严仰光. 单级功率因数校正及变换技术的发展. 电工技术杂志, 1998, (1): 10~12
- [20] 杨成林, 陈敏, 徐德鸿. 三相功率因数校正(PFC)技术的综述. 第十五届全国电源技术年会论文集: 221~231
- [21] A. R. Prasad, P. D. Ziogas, and S. Manias. An Active Power Factor Correction Technique for Three-Phase Diode Rectifiers. IEEE PESC' 92: 1341~1351
- [22] J. W. Kolar, H. Ertl, and F. C. Zach. Space Vector-Based Analytical Analysis of the Input Current Distortion of A Three-Phase Discontinuous-Mode Boost Rectifier System. IEEE PESC' 93: 696~703
- [23] Esam H. Ismail, Robert W. Erickson. Application Of One-Cycle Control To Three-Phase High Quality Resonant Rectifier. IEEE PESC' 1995:1183~1190
- [24] Esam Ismail, Robert W. Erickson. A Single Transistor Three Phase Resonant Switch for High Quality Rectification. IEEE PESC' 92, 1992: 1340~1351
- [25] Keyue M. Smedley. One-Cycle Control of Switching Converters. IEEE Trans on Power Electronics, 1995, 10 (6): 625~633
- [26] J. Pforr, L. Hobson. A Novel Power Factor Corrected Single Ended Resonant Converter With Three Phase Supply. IEEE PESC' 92, 1992: 1368~1375
- [27] Toshiya Ohnuki, Osamu Miyashita, Toshimasa Haneyoshi et al. High Power Factor Rectifier With an Analog Pulsewidth Prediction Controller. IEEE Trans on Power Electronics, 1996, 11 (3): 460~465
- [28] Yungtaek Jang, Milan M. Jovanovic. A Comparative Study of Single-Switch Three-Phase High-Power-Factor Rectifiers. . IEEE Trans on Power Electronics, 1998, 34 (6): 1327~1333
- [29] Yungtaek Jang, Milan M. Jovanovic. A Novel, Robust, Harmonic Injection

- Method For Single-Switch, Three-Phase, Discontinuous-Conduction-Mode Boost Rectifiers. IEEE PESC' 1997, 469~475
- [30] Qihong Huang, Fred C. Lee. Harmonic Reduction In A Single-Switch, Three-Phase Boost Rectifier With High Order Harmonic Inject PWM. PESC 1996
- [31] Fu-Sheng Tsai, Peter Markowski, Eugene Whitcomb. Off-line Flyback Converter With Input Harmonic Current Correction. IEEE INTELEC' 96, 1996: 120~124
- [32] Franz Störgerer, Johann Miniböck, Johann W. Kolar. Design and Experimental Verification of a Novel 1.2KW 480V_{ac}/48V_{dc} Two-Switch Three-Phase DCM Flyback-Type Unity Power Factor Rectifier. IEEE PESC' 01, 2001: 914~919
- [33] Robert Erickson, Michael Madigan. Design of a Simple High-Power-Factor Rectifier Based on Flyback Converter. IEEE, APEC' 90, 1990: 792~801
- [34] 姚为正, 王兆安. 三相大功率 PWM 整流电路的研究. 湖南工程学院学报, 2001, 11 (1): 1~4
- [35] 熊健, 康勇, 段善旭等. 三相电压型 PWM 整流器控制技术研究. 电力电子技术, 1999, (2): 5~8
- [36] 阮新波, 严仰光. 直流开关电源的阮开关技术. 北京: 科学出版社, 2000
- [37] 侯振义, 侯传教. 开关电源功率因数校正技术及功率级设计. 国外电子元件, 1998, (6): 42~45
- [38] 王兆安, 杨君, 刘进军. 谐波抑制与无功功率补偿. 北京: 机械工业出版社, 1998.
- [39] 王兆安, 黄俊. 电力电子技术 (第四版). 北京: 机械工业出版社, 2000
- [40] 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, 1998
- [41] 王聪. 软开关功率变换器及其应用. 北京: 科学出版社, 2000
- [42] 辛伊波, 张松兰, 钱伟. AC-DC 有源功率因数校正技术研究. 洛阳工业高等专科学校学报, 2001, 11 (1): 14~16
- [43] 于相旭, 侯振程. 三相功率因数校正技术 (PFC) 综述. 电工技术杂志, 2000, (3): 1~3
- [44] 易映萍, 秦祖泽. 三相整流电路有源功率因数校正技术. 电气传动自动化, 1998, 20 (4): 64~67
- [45] 于相旭, 侯振程, 叶一麟等. 三相单开关 boost 型功率因数校正器的设计. 电力电子技术, 2001, (1): 8~10
- [46] 徐德鸿. 三相高功率因数整流器的发展与现状. 江苏机械制造与自动化, 2000,

(4): 6~10

- [47] 邹旭东, 徐至新, 李建飞. 三相单管 ZCS buck 型 PFC 电路研究. 华中理工大学学报, 2000, 28 (9): 40~42
- [48] Hernan Emilio Tacca. Poert Factor Correction Using Merged Flyback-Forward Converter. IEEE Trans on Power Electronics, 2000, 15 (4): 585~594
- [49] R. Watson, G. Hua, F. Lee. Characterization of an Active Clamp Flyback Topology for DC/DC Conversion and Power Factor Correction Application. VPEC Seminar Proceedings, 1993: 133~143
- [50] Madigan. R. Erickson, E. Ismail. Integrated High-Quality Rectifier-Regulators. IEEE PESC' 92, 1992: 1043~1051
- [51] Redl. L. Balogh, N. Sokal. A New Family of Single-stage Isolated Power Factor Correctors with Fast Regulation of the Output Voltage. IEEE PESC' 94, 1994: 1137~1144
- [52] H. Tacca. Single-Switch Two-output Flyback-Forward Converter Operation. IEEE Trans on Power Electronics, 1998, 13 (3): 903~909
- [53] Kolar J.W., Ertl H., Zach F.C. A Novel Single-Switch Three-phase AC/DC Buck-Boost Converter with High-Quality Input Current Waveforms and Isolated DC Output. IEEE ITEC' 93, , 1993: 407~414
- [54] Kocher M.J., Steigerwald R.L. An AC/DC Converter with Quality Input Waveforms. IEEE Trans on Industrial Application, 1983, 19 (4):
- [55] Noon J.P., Dalal D. Practical Design Issues for PFC Circuits. IEEE APEC' 97, 1997: 51~58
- [56] J. Sebastian, J.A. cobos. The Determination of the Bounderies between Continuous and Discontinuous Conduction Modes in PWM DC-DC Converters Used as Power Factor Preregulators. IEEE Trans on Power Electronics, 1995, 10 (3): 574~584
- [57] 贾新章. OrCAD/Pspice 9 实用教程. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2000
- [58] 胡寿松. 自动控制原理(第三版). 北京: 国防工业出版社, 1994

附录 1 攻读硕士学位期间发表的论文目录

- [1] 蔡志开, 李晓帆, 高奇峰, 龙飞. 一种非线性控制的 PFC Cuk AC/DC 变换器. 通信电源技术. 2004, 1: 25~27.

署名单位: 华中科技大学



附录 3 基于单周期控制的三相单管 Boost 型谐波注入式 PFC 电路的仿真框图

