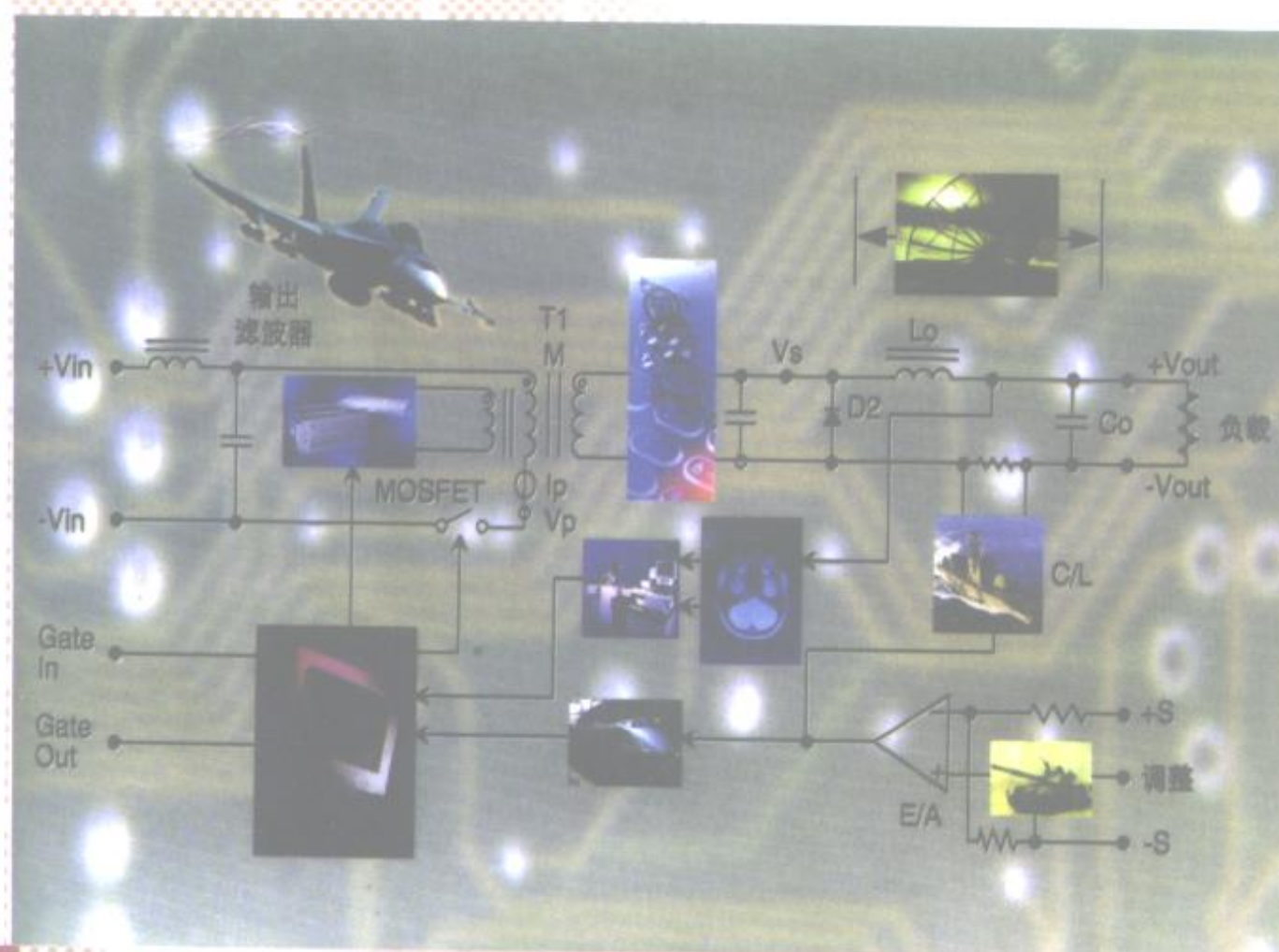


# 不连续导电模式 高功率因数开关电源

严百平 刘 健 程红丽 著



科学出版社

TN624

100

464057

实用电源技术丛书

# 不连续导电模式 高功率因数开关电源

严百平 刘 健 程红丽 著

国家自然科学基金和中国博士后研究基金资助



00464057

科学出版社

2000

## 内 容 简 介

DLV 60 / 11

本书系统地论述不连续导电模式(DCM)功率因数校正(PFC)开关变换器的组成、基本原理和分析方法,还讨论了这类变换器的稳定性以及软开关技术和开关电容功率变换技术在PFC电路中的应用等。本书共分九章,内容包括:绪论,基本电压跟随器功率因数校正电路及其临界条件,boost-buck组合功率因数校正电路,用开关电容网络改善传统DC-DC变换器的性能,开关电容boost-buck组合功率因数校正电路,单位功率因数单相开关变换器的输出电压纹波,PFC DCM组合开关变换器输出电压的稳定范围,零电压开关电压跟随器功率因数校正电路,不连续导电模式PFC开关电源的设计。

本书适合从事开关电源研究、开发、生产和使用的技术人员和管理人员阅读,也可供高等学校教师、研究生和高年级学生参考。

### 图书在版编目(CIP)数据

不连续导电模式高功率因数开关电源/严百平,刘健,程红丽著。-北京:科学出版社,2000

(实用电源技术丛书)

ISBN 7-03-008361-X

I. 不… II. ①严… ②刘… ③程… III. 开关-变换器 IV. TN624

中国版本图书馆CIP数据核字(2000)第09418号

科学出版社 出版

北京东黄城根北街16号  
邮政编码:100717

新蕾印刷厂印刷

科学出版社发行 各地新华书店经销

\*

2000年7月第 一 版 开本:787×1092 1/16

2000年7月第一次印刷 印张:10 1/4

印数:1—2 500 字数:221 000

定价:20.00元

(如有印装质量问题,我社负责调换(环伟))



## 序 言

什么是电源? 很难用一句话概括。但是, 现代人谁能离得开电源? 衣食住行离不开电源, 文化娱乐、办公学习、科学研究、工农业生产、国防建设、教育、环境保护、医疗卫生、交通运输、照明、通讯、宇宙探索等等, 哪一样能少得了电源? 只要用电就离不了电源。绝大部分的电是由发电厂生产发送的, 称为市电。白炽灯、电炉、交流电动机等只要接通市电就行; 计算机、电视机、X 光机等虽然也是打开开关就能工作, 但是这些机器里面都已经做了电能变换处理, 将正弦波的交流市电转换成各自需要的直流电、高压电、脉冲电; 在无法提供市电的岛屿、车船上, 可以用蓄电池经过电能变换获得跟市电一样的交流电, 让计算机、仪器设备等工作起来; 进入太空的卫星、飞行器, 把太阳能收集起来, 再经过电能变换, 获得需要的各种电能来维持长期运行; 电能是宝贵的资源, 需要珍惜和节约。绿色照明的节能荧光灯、高光效的 HID 灯电子镇流器, 是经过功率因数校正和高频化处理的电源装置, 既省电又净化了电网; 交流电动机经过频率变换即所谓变频调整速实现了电动机科学运转及电能的合理使用; 水力发电、火力发电、核电站是电的主要来源。太阳光、风力、沼气、潮汐、生物能、化学能等等在特定环境里也能发电, 作为电力的补充, 这些补充发电需要经过 DC/DC 和 DC/AC 电能变换使其便于储存, 并转换成与电网频率一致的正弦波。电网不稳定给用电设备带来许多麻烦, 甚至无法正常工作; 太阳、风力受四季和天气影响, 发出的电更是不稳, 很多场合需要稳压供电, 这有赖于电能变换加以调整。总括起来, 所谓电源乃是利用电能变换技术将市电或电池等一次电能转换成适合各种用电对象的二次电能的系统或装置。

上述电能变换主要体现在变压、调压, 整流、滤波, 稳定, 变换等。而这些基本的电能变换是通过一系列的技术方法实现的, 并且这些技术方法分别适用于不同的环境条件和要求。

**变压:** 变压器是交流变压最常用的装置, 相位控制也能完成交流变压, 线性补偿、频率变换、时间分割(脉冲宽度调制, 即著名的 PWM)等都能实现变压。直流变压最常用的手段就是 DC/DC 变换, 无源和有源分压器是小功率直流变压较简便的方法。

**调压:** 在变压的基础上加以步进和连续的设置就成为调压。根据需要可以手动、自动或遥控。

**整流:** 整流是最早使交流电转换成直流电的方法。利用单相性的无源器件来实现则最简单, 利用有源开关的同步整流器能将整流器的损耗减至极小。

**滤波:** 滤波为获得平滑的直流, 可以通过无源或有源的滤波电路来实现。

**稳定:** 将变压或调压引入自动负反馈控制, 就能使之稳定。若反馈量分别是电压、电流、功率、频率、相位, 则响应获得稳压、稳流、恒功率、稳频、稳相的稳定电源。

**变换:** 变换的特定含义是由一种状态转变到另一种状态。比如交流-直流之间的转换; 正弦波、方波、三角波、梯形波、脉冲波、特种波等波形转换; 低频-高频转换; 光、热、机械、风、磁、理化等能量与电能之间的转换。

电能变换涉及的技术非常多,常见的有参数稳压、线性反馈稳压、磁放大器技术、数控调压技术、相控技术、变频、PWM、SPWM、软开关 PWM、移相谐振、无功补偿、功率因数校正、裂相、电流均分、传感采样、驱动保护、储能、充电、抗干扰、电磁兼容等等。实际需要推动这些技术不断发展和进步,使电源装置能满足负载各种各样的需求。

造就这些电源装置还需要专用的元器件和材料。电能变换用到的器材有功率开关器件、专用的集成电路、软磁材料以及外围无器件等。由于很多电源装置结构相当复杂,为简化设计而出现的集功率开关、变换控制电路、传感保护电路为一体的智能功率集成模块受到欢迎。

厚膜集成的电源模块、积木式的功能模块,灵活机动,既能单独使用,又能相互组合成较大的电源系统。在这里器件和整机的界限已相当模糊。

不同的负载要求不同的电源装置,万能的电源至少今天还未出现。一个特定用途的电源装置,应当具有符合负载要求的性能参数和外特性,这是基本的要求。安全可靠是必须加以保证的。高效率、高功率因数、低噪音是普遍关注的品质。无电网污染、无电磁干扰、省电节能等绿色指标是全球范围的热门话题,并有相关的国际和国家标准规范进行约束。有时特定的使用环境又要求电源具备一些额外的适应性能力,比如高温、高寒、高湿、抗辐射、抗振动、防爆、体积小、重量轻、智能化等。

电源技术发展到今天,已融汇了电子、功率集成、自动控制、材料、传感、计算机、电磁兼容、热工等诸多技术领域的精华,已从多学科交叉的边沿学科成长为独树一帜的功率电子学。

电源技术又是实用性极强的技术,服务于各行各业、各个领域的各式各样的负载,它们的性能特点以及采用的技术方法千差万别,这就造就了电源技术的丰富内涵。

由中国电源学会和科学出版社联合组织出版的《实用电源技术丛书》将展示多彩的电源世界,帮助读者全面了解当今电源的方方面面,并希望读者能从这套丛书中获得启示,在实际工作中找到最佳的电源方案。为此,丛书的选题为求从实际需要出发,内容突出实用性、新颖性和广泛性,写作侧重于原理阐述、实例解剖和经验介绍。我们将尽力让《实用电源技术丛书》成为广大读者的良师益友,但是,电源技术浩若湮海,有限的书目实难尽述。另外,电源的新技术不断涌现,且成长周期相当短,作者的实践有限,谬误之处在所难免,敬请读者指正。

《实用电源技术丛书》编辑委员会

## 《实用电源技术丛书》编辑委员会

顾问:蔡宣三 丁道宏

主任:倪本来

副主任:王鸿麟 张建荣 侯振程

委员:马传添 马鹤亭 区键昌 刘凤君 庄蓄田

李厚福 李朔生 李宗光 陈 坚 严仰光

张 立 张广明 张志国 张 嵘 张承志

张占松 张卫平 陆 鸣 段军政 季幼章

周庭光 赵良炳 赵修科 徐德高 徐会明

徐泽玮 徐德洪 徐兰筠 袁维慈 黄济青

龚绍文 喻 翔 谭 信

## 前 言

谐波是电力系统的大敌。直接接入电网的开关电源的应用已经非常普遍,若不采取措施,其采用二极管整流、电容滤波的整流环节会使其输入电流严重畸变,不仅对电网产生严重的谐波污染而且造成开关电源的功率因数较低。对于数量多而且分散的中小功率单相电源系统,最理想的方法是在电源内部采取功率因数校正(PFC)措施,从根本上消除谐波源。随着 IEC 555-2 等国际标准的提出,对于接入电网的设备的功率因数和总谐波含量提出了很高的要求,因此更有必要研究电源内部的 PFC 技术,为设备的更新换代作好准备。

在不连续导电模式(DCM)下,通过恰当设计,几乎所有类型的开关变换器都可以实现功率因数补偿,并且具有控制简单、成本低廉和便于应用的优点。近年来提出的单级组合 PFC 变换器更加表现出其优越性。

但至今对于 PFC 开关变换器的临界条件、稳态特性以及输入电流畸变等的研究还很不深入。采用单级结构后,由于 PFC 和 DC-DC 变换部分存在不可避免的相互联系,因此有必要研究这类变换器的稳定性,以便设计出达到期望性能指标的开关电源。

随着软开关技术和开关电容功率变换技术的成熟和发展,在 DCM PFC 开关电源中运用这些新技术不仅可行而且还能带来显著的优良性能,如较高的转换效率、较低的应力和电磁干扰(EMI)以及较宽的输出电压稳定范围等。

作者对于上述问题进行了系统的研究,本书就是结合这些研究成果写成的。书中许多概念、拓扑结构和分析方法是首次提出的,难免存在不妥之处,望读者批评指正。

本工作得到国家自然科学基金和中国博士后研究基金资助;后期工作得到开曼迈瑞电子公司总裁李西廷先生的关心和支持,作者在此表示感谢。在成书过程中,杨耕教授、刘树林副教授、杜忠博士和杨旭博士给予大力支持和帮助,作者在此一并表示感谢。

谨以本书献给我们敬爱的老师陈治明教授、王兆安教授和钟颜儒教授。

作 者

1999 年 10 月

# 目 录

<b>第一章 绪论</b>	<b>1</b>
1.1 引言	1
1.2 PFC 技术的发展	2
1.3 PFC 技术的分类	3
1.4 基本 PFC 技术	4
1.4.1 乘法器 PFC 技术	4
1.4.2 电压跟随器 PFC 技术	5
1.4.3 新型无源 PFC 技术	6
1.4.4 PFC 中的软开关技术	6
1.4.5 其他 PFC 技术	7
1.5 PFC 技术的发展方向	7
1.6 本书研究的内容	8
1.7 一些基本定义	9
<b>第二章 基本电压跟随器功率因数校正(PFC)电路及其临界条件</b>	<b>10</b>
2.1 电压跟随器 PFC 电路的基本原理	10
2.2 基本 DC-DC 变换器的临界条件	12
2.3 PFC 电路与 DC-DC 变换器的区别	12
2.4 基本变换器构成的电压跟随器 PFC 电路及其临界条件	13
2.4.1 基于 buck 变换器的 PFC 电路	13
2.4.2 基于 boost 变换器的 PFC 电路	18
2.4.3 基于 buck-boost 变换器的 PFC 电路	23
2.4.4 基于 Zeta 变换器的 PFC 电路	26
2.4.5 基于 Cuk 和 Sepic 变换器的 PFC 电路	32
2.5 本章结论	37
<b>第三章 boost-buck 组合功率因数校正电路</b>	<b>38</b>
3.1 boost-buck 组合 DC-DC 变换器	38
3.1.1 boost-buck 组合 DC-DC 变换器的基本拓扑结构	38
3.1.2 boost-buck 组合 DC-DC 变换器的临界条件	39
3.1.3 boost-buck 组合 DC-DC 变换器的电压变比	41
3.1.4 实例与数字仿真结果	41
3.2 电压跟随器型 boost-buck 组合 PFC 电路	42
3.2.1 boost-buck 组合 PFC 电路的拓扑结构	42
3.2.2 电压跟随器型 boost-buck 组合 PFC 电路的电压变比	44



3.2.3	电压跟随器型 boost-buck 组合 PFC 电路的临界条件	44
3.2.4	电压跟随器型 boost-buck 组合 PFC 电路的输出特性	46
3.2.5	电压跟随器型 boost-buck 组合 PFC 电路的器件应力	46
3.3	隔离非耦合 Cuk PFC 电路	48
3.4	电压跟随器型 boost-buck 组合 PFC 电路的设计实例	49
3.5	仿真与实验研究	50
3.5.1	数字仿真结果	50
3.5.2	实验结果	51
3.6	本章结论	53
<b>第四章</b>	<b>用开关电容网络改善传统 DC-DC 变换器的性能</b>	<b>55</b>
4.1	引言	55
4.2	典型开关电容网络	55
4.2.1	串并电容组合结构	55
4.2.2	反转极性开关电容网络	56
4.2.3	推挽开关电容网络	56
4.3	开关电容 buck DC-DC 变换器	58
4.3.1	基本 buck DC-DC 变换器的组成和性能	58
4.3.2	开关电容 buck DC-DC 变换器	59
4.4	开关电容 boost DC-DC 变换器	62
4.4.1	基本 boost DC-DC 变换器的稳态特性	63
4.4.2	SP-SC boost DC-DC 变换器	64
4.4.3	RSC boost DC-DC 变换器	64
4.4.4	Push-Pull SC boost DC-DC 变换器	65
4.5	开关电容网络和其他 DC-DC 变换器的结合	67
4.5.1	SP-SC buck-boost DC-DC 变换器	67
4.5.2	SP-SC Cuk DC-DC 变换器	68
4.6	本章结论	69
<b>第五章</b>	<b>开关电容 boost-buck 组合功率因数校正电路</b>	<b>72</b>
5.1	开关电容 boost-buck DC-DC 变换器	72
5.1.1	开关电容 boost-buck DC-DC 变换器的拓扑结构	72
5.1.2	开关电容 boost-buck DC-DC 变换器的工作状态	72
5.1.3	开关电容 boost-buck 组合 DC-DC 变换器的临界条件	73
5.1.4	开关电容 boost-buck DC-DC 变换器的电压变比	75
5.1.5	开关电容 boost-buck DC-DC 变换器的实验结果	76
5.2	开关电容 boost-buck PFC 电路	79
5.2.1	开关电容 boost-buck PFC 电路的拓扑结构	79
5.2.2	开关电容 boost-buck PFC 电路的工作原理	79
5.2.3	开关电容 boost-buck PFC 电路的临界条件	80

5.2.4	电压跟随器型开关电容 boost-buck PFC 电路的元器件应力 .....	81
5.2.5	SC boost-buck PFC 电路的设计、仿真与实验研究 .....	82
5.3	本章结论 .....	86
<b>第六章</b>	<b>单位功率因数单相开关变换器的输出电压纹波 .....</b>	<b>87</b>
6.1	引言 .....	87
6.2	单位功率因数单相开关变换器的统一宏模型 .....	87
6.3	采用功率匹配法分析变换器的输出电压纹波 .....	88
6.4	采用等效电流源法分析变换器的输出电压纹波 .....	90
6.5	讨论 .....	91
6.6	实验验证 .....	92
6.7	本章结论 .....	93
<b>第七章</b>	<b>PFC DCM 组合开关变换器输出电压的稳定范围 .....</b>	<b>94</b>
7.1	引言 .....	94
7.2	单级 PFC DCM 组合变换器的稳定性 .....	94
7.3	PFC DCM boost 正激组合变换器的稳态特性 .....	96
7.3.1	PFC DCM boost 正激组合变换器的组成 .....	96
7.3.2	PFC DCM boost 正激组合变换器的稳态特性 .....	98
7.3.3	实验结果 .....	100
7.3.4	结 论 .....	101
7.4	PFC DCM 单级 boost 正激组合变换器的临界条件 .....	101
7.4.1	电感 $L_1$ 工作在 CCM 和 DCM 的临界条件 .....	101
7.4.2	电感 $L_2$ 工作在 CCM 和 DCM 的临界条件 .....	103
7.4.3	输入电流 .....	103
7.4.4	实验结果 .....	104
7.4.5	结 论 .....	104
7.5	PFC DCM boost-buck 组合变换器的稳定性 .....	104
7.5.1	基本原理 .....	104
7.5.2	实验研究 .....	107
7.5.3	结 论 .....	107
7.6	采用开关电容扩大 PFC DCM 组合开关变换器输出电压的稳定范围 .....	108
7.6.1	基于开关电容网络的 PFC DCM boost-buck 组合变换器 .....	108
7.6.2	开关电容 PFC DCM boost-buck 组合变换器的稳定性 .....	108
7.6.3	开关电容 PFC DCM boost-buck 组合变换器的稳定范围 .....	109
<b>第八章</b>	<b>零电压开关电压跟随器功率因数校正电路 .....</b>	<b>111</b>
8.1	ZVS DC-DC 变换器 .....	111
8.1.1	基本拓扑 .....	111
8.1.2	稳态工作模式 .....	112

8.2	ZVS PFC 电路 .....	115
8.2.1	拓扑结构 .....	115
8.2.2	临界条件 .....	115
8.2.3	电感 $L_z$ 的选择 .....	117
8.2.4	控制电路 .....	117
8.2.5	设计和模拟结果 .....	117
8.3	ZVS 谐振 PFC 电路 .....	118
8.3.1	拓扑结构描述 .....	118
8.3.2	基本工作模式 .....	119
8.3.3	临界条件 .....	121
8.3.4	电压变比 .....	122
8.3.5	仿真和实验结果 .....	123
8.4	本章结论 .....	126
第九章	不连续导电模式 PFC 开关电源的设计 .....	127
9.1	TOPswitch- II 简介 .....	127
9.2	主电路及其设计 .....	129
9.2.1	PFC 主电路拓扑结构 .....	129
9.2.2	主电路设计 .....	132
9.3	设计实例 .....	140
参考文献	.....	147

# 第一章 绪 论

## 1.1 引 言

在大部分用电设备中,工作电源直接来自交流电网,但是几乎所有的电子线路均必须采用直流供电,因此 AC-DC 变换器成为电子产品的必不可少的部分。最简单的 AC-DC 变换器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  $C_d$  用来滤除低频纹波(见图 1.1)。使用二极管整流桥作为电网与用电设备的接口时,由于二极管导通角很小,因此电网仅在每个工频周期的一小部分时间里给负载提供能量。其典型的输入电流波形如图 1.2 所示,这样的电流波形包含丰富的高次谐波。表 1.1 为单相整流环节输入电流波形谐波含量的典型值。

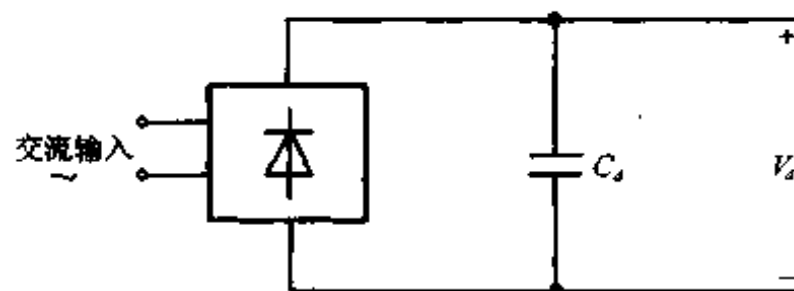


图 1.1 简单的二极管单相整流 AC-DC 变换器

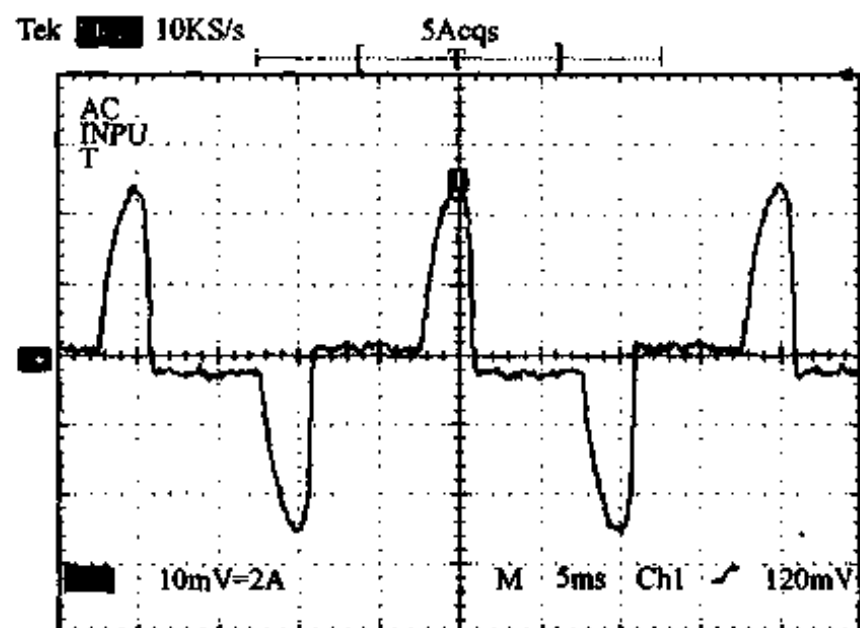


图 1.2 普通二极管单相整流桥对应的输入电流波形

表 1.1 单相整流 AC-DC 变换器输入电流谐波含量的典型值

谐波含量	3	5	7	9	11	13	15	17
$\left( \frac{I_h}{I_1} \right) \%$	73.2	36.6	8.1	5.7	4.1	2.9	0.8	0.4

为了说明谐波电流对电网的影响,考虑一个简单的例子,如图 1.3 所示,图中每一相电源的内阻抗等效为  $Z_s$ 。因此,谐波电流越大(或  $Z_s$  越大),公共点(PCC)的电压畸变就越明显。

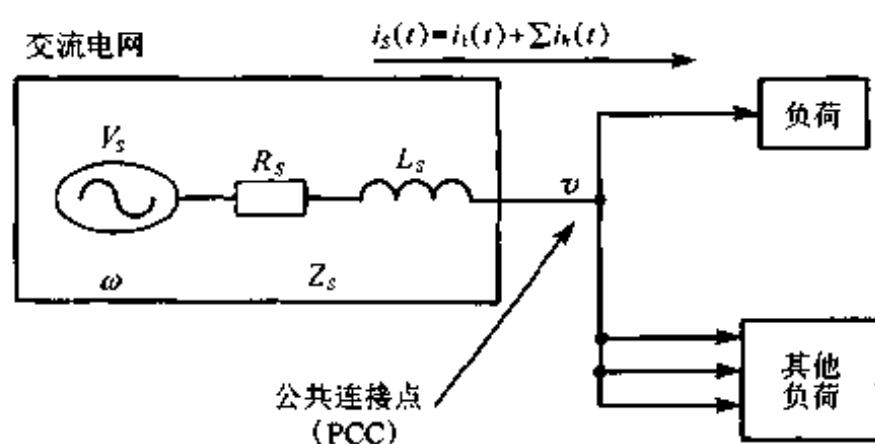


图 1.3 谐波电流对电网的影响

电流波形的畸变及因此产生的网侧电压波形的畸变给系统本身和周围的环境带来一系列的危害:对电力系统产生污染、对通信系统产生干扰,还可引起仪器仪表和保护装置的误测量、误动作。这就是通常所说的“谐波污染”。随着用电设备日益增多,谐波污染问题引起了越来越广泛的关注。显然,使用有效的校正技术把谐波污染控制在较小的范围已是当务之急。

基于限制电流波形畸变和谐波,使电磁环境更加干净的宗旨,一些世界性的学术组织提出了谐波限制标准,如 IEC555-2, IEEE519 等。其中 IEC555-2 标准自 1994 年起已在欧盟国家全面实施,所有在欧盟市场销售的用电装置都必须满足这一标准。采用现代高频功率变换技术的有源功率因数校正(PFC)技术是解决谐波污染最有效的手段。与传统的 PFC 电路相比,有源 PFC 电路的输入电流接近正弦波且与输入电压同相位,因此避免了对同一电网上其他用电设施的干扰。

## 1.2 PFC 技术的发展

回顾 PFC 技术的发展历程可以看出,人们最早是采用电感器和电容器构成的无源网络进行功率因数校正。最简单的无源功率因数校正电路是在二极管整流桥前添加一个电感器。进一步改善输入电流波形的无源功率因数校正电路如图 1.4 所示。图中  $C_{d1}$  与  $C_d$  相比是一个容量较小的电容器,因此其上的电压可以随着输入电压而波动,这使输入整流二极管的导通角增大,从而使输入电流波形得到明显改善。

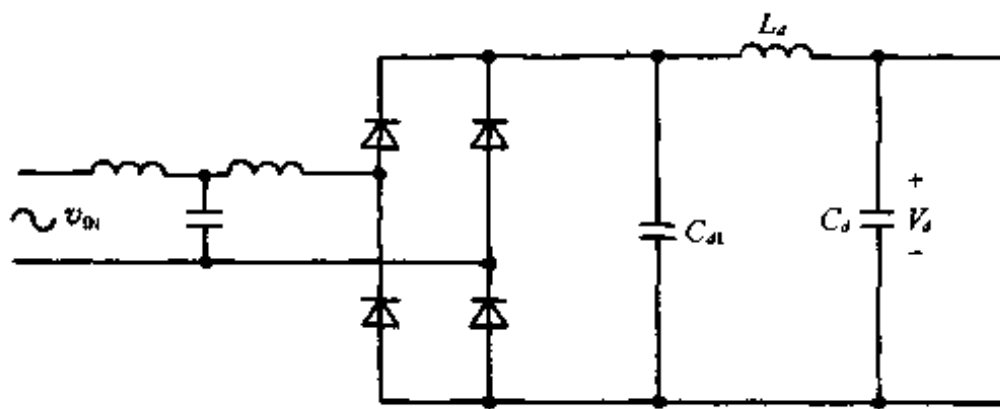


图 1.4 一种典型的无源功率因数校正(PFC)结构

作为无源功率因数校正电路的一个特例,一种利用电容器和二极管网络构成“串并电容组合结构”(又称“部分滤波器”)进行功率因数校正的填谷(Valley Fill)方式也应用于电子镇流器以及中小功率电源中。

采用无源功率因数校正技术,所需的滤波电容器和滤波电感器的取值较大,因此电路

往往较笨重;通过恰当地设计,采用填谷方式虽然能以较轻便的结构获得较高的输入功率因数,但是对于输入电流波形中的谐波电流的抑制效果却不是很好。

早期的有源功率因数校正电路是晶闸管电路<sup>[1,2]</sup>。进入70年代以后,随着功率半导体器件的发展,开关变换技术突飞猛进,到80年代,现代有源PFC技术应运而生。由于变换器工作在高频开关状态,这种有源功率因数校正技术具有体积小、重量轻、效率高、功率因数可接近1等优点。80年代的有源功率因数校正技术可以说是基于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<sup>[3,4]</sup>,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,却不是非常合适的,因为这种方式往往需要较复杂的控制方式和电路。80年代末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随输入电压,因而可实现接近1的输入功率因数<sup>[5,6]</sup>。这种PFC技术在文献中称为自动功率因数校正,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)而倍受青睐,但是一般不能应用于较大的功率变换中。80年代是现代有源功率因数校正技术发展的初级阶段,这一时期提出的一些基本技术是有源功率因数校正技术的基础。

90年代以来,有源功率因数校正技术取得了长足的进展。1992年以前的PESC Records(IEEE电力电子专家会议文集)上有关功率因数校正技术的报道很少。自1992年起,PESC设立了单相功率因数校正专题,这被看作是单相有源功率因数校正技术发展的里程碑。这次会议上,有关电压跟随器型功率因数校正技术的报道占了几乎一半,有关软开关功率因数校正技术也是这个专题的一项主要内容。到1994—1995年,PESC上有关功率因数校正技术报道的一个主要内容是把软开关技术和通常的功率因数校正技术结合以提高功率因数校正电路的性能。近年来,有关连续导电模式下功率因数校正的控制新方法的研究也有不少报道,主要有单周期(One Cycle)控制、滑模(Sliding Mode)控制以及其他新控制方法。同时,也提出了一些新颖的功率因数校正原理及拓扑结构。

### 1.3 PFC技术的分类

从不同的角度看,功率因数校正技术有多种分类方法。从电网供电方式可分为单相PFC电路和三相PFC电路。从电路构成来看可分为无源PFC电路和有源PFC电路。过去,有源PFC电路是借助于晶闸管电路实现的,如今这种电路只在变换功率很大时才使用。基于现代高速半导体开关器件的现代高频功率电子电路构成了现代有源功率因数校正电路的主流。为了对单相PFC技术有一个比较全面的了解,下面对其作一简单分类。

一般认为有两种基本的有源功率因数校正技术,一种是变换器工作在连续导电模式的“乘法器”型(Multiplier);另一种是变换器工作在不连续导电模式的“电压跟随器”型(Voltage Follower)。实际上,这两类技术并不能完全囊括有源功率因数校正的所有技术,比如还有磁放大PFC技术、三电平(Three-Level)PFC技术和不连续电容电压模式(DCVM)PFC技术等。



还可以从采用的软开关技术的角度进一步对上述两种方式的有源功率因数校正技术加以分类。

从软开关特性来划分,有源 PFC 电路可分为两类,第一类是零电流开关(Zero Current Switching, 简称为 ZCS) PFC 技术,第二类是零电压开关(Zero Voltage Switching, 简称为 ZVS) PFC 技术。按实现软开关的具体方法还可以进一步划分,有并联谐振型(Parallel Resonant Converter, 简称为 PRC)、串联谐振型(Serial Resonant Converter, 简称为 SRC)、串并联谐振型(Serial Parallel Resonant Converter, 简称为 SPRC;也叫 LCC)以及准谐振型(Quasi-Resonant Converter, 简称为 QRC)等软开关谐振有源功率因数校正技术。

从控制方法来分,有源功率因数校正电路可以采用脉宽调制(PWM)、频率调制(FM)、单环电压反馈控制、双环电流模式控制、数字控制、滑模(Sliding Mode)控制以及单周期(One Cycle)控制以及其他各种控制方法。

从拓扑结构上划分,有源功率因数校正电路可以分为预调整器型(Preregulator)PFC 电路以及单级组合 PFC 变换器两种形式,后者被认为是较理想的有源功率因数校正电路结构。

## 1.4 基本 PFC 技术

### 1.4.1 乘法器 PFC 技术

80 年代中期,有源功率因数校正技术的研究以乘法器方式为主,其基本原理如图 1.5 所示。图中 boost 变换器工作在连续导电模式,其电感电流就是输入电流。电感电流被采样并被控制,使其幅值与和输入电压同相位的正弦参考信号成正比,从而达到功率因数校正的目的;乘法器方式 PFC 电路还可以根据输出电压反馈信号,利用一个乘法器电路来控制正弦参考电流信号,从而获得可调整的输出电压。有关乘法器型 PFC 技术的控制方式可分为三种:即常频控制(Constant-frequency Control)、常误差带控制(Constant-tolerance-band Control)和变误差带控制(Variable-tolerance-band Control)。

目前,基于 boost 变换器的乘法器功率因数校正电路在工业上已得到广泛应用,其控

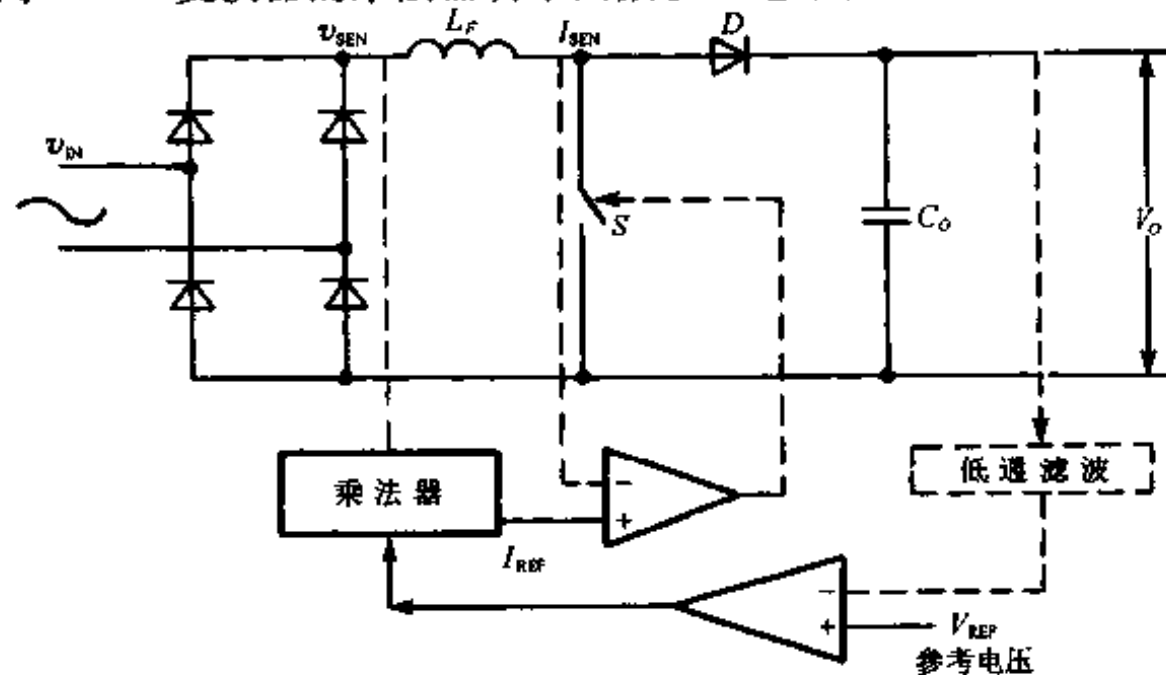


图 1.5 典型的乘法器方式 PFC 电路的组成

制电路已有单片集成电路实现,如 MC34262 等。

有关这一类有源功率因数校正电路的研究除了提出一些新的拓扑结构外,目前主要集中在各种新的控制技术的研究上,如滑模(Sliding Mode)控制以及单周期(One Cycle)控制等。

#### 1.4.2 电压跟随器 PFC 技术

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。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。

基本电压跟随器型 PFC 电路可用图 1.6 所示的 boost 变换器来说明。

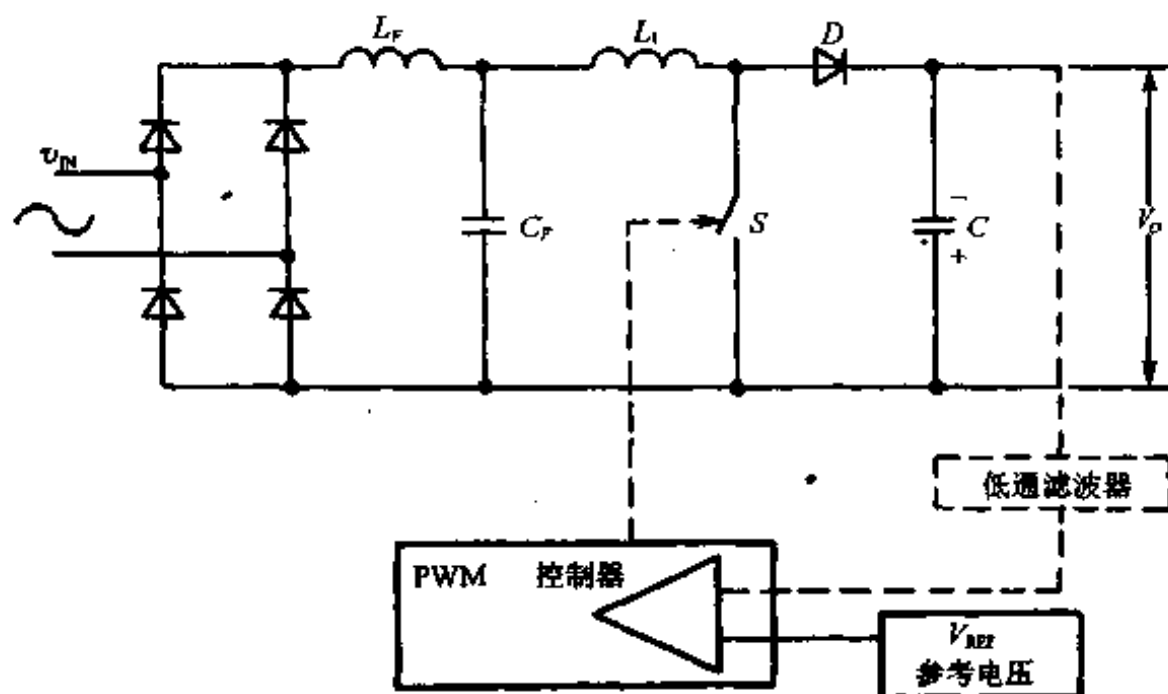


图 1.6 基于 boost 变换器的电压跟随器型 PFC 电路的组成

该变换器工作在不连续导电模式,开关  $S$  由输出电压误差信号控制,开关周期为常数。由于峰值电感电流基本上正比于输入电压,因此,输入电流波形自然地跟随输入电压波形。事实上,对不同的变换器结构,输入电流波形会出现不同程度的畸变,但这对输入功率因数的影响并不明显。与乘法器型 PFC 电路相比,电压跟随器型 PFC 电路的控制简单,仅需要一个输出电压控制开关。因此,多数现有的开关电源 PWM 控制用集成电路均可作为电压跟随器型 PFC 电路的控制器。而且,变换器工作在不连续导电模式下,就避免了 boost 变换器中因输出二极管反向恢复电流而带来的问题。

电压跟随器型 PFC 技术的一个缺点是其输入电流波形为脉动三角波。因此其前端需添加一个小容量的滤波电容以滤除高频纹波,实际上,一个  $LC$  低通滤波器会获得更为理想的滤波效果。这在一定程度上增加了电路的复杂性。另一个缺点是其较高的开关峰值电流会带来较大的开关关断损失。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。研究发现,所有基本变换器类型,如 buck、boost、buck-boost、Cuk、Sepic 和 Zeta 变换器等在不连续导电模式下都可用于构成电压跟随器方式的 PFC 电路,目前还在不断提出各种基于 DCM 的新的 PFC 电路。

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。

尽管早期提出的 boost 型电压跟随器功率因数校正电路存在这样那样的缺点,但这并没有阻挡其在工业上应用的步伐。最近,已有利用 boost 型电压跟随器进行功率因数校正的集成电路投放市场。

### 1.4.3 新型无源 PFC 技术

近年来,无源功率因数校正技术也有所发展,典型的新型无源 PFC 技术就是利用电容二极管网络构成的填谷(Valley Fill)方式 PFC 整流电路,其基本结构如图 1.7 所示。当输入电压高于电容  $C_1$  和  $C_2$  上的电压时,两个电容处于串联充电状态;当输入电压低于电容  $C_1$  和  $C_2$  上的电压时,两个电容处于并联放电状态。由于电容和二极管网络的串并联特性,因此这种结构增大了二极管的导通角,从而使输入电流的波形得到改善。在图 1.7 中,用一个电阻或电感与二极管  $D_2$  串联可进一步改善输入电流波形<sup>[7,8]</sup>,这种无源功率因数校正方法可使功率因数达到 0.9 以上。

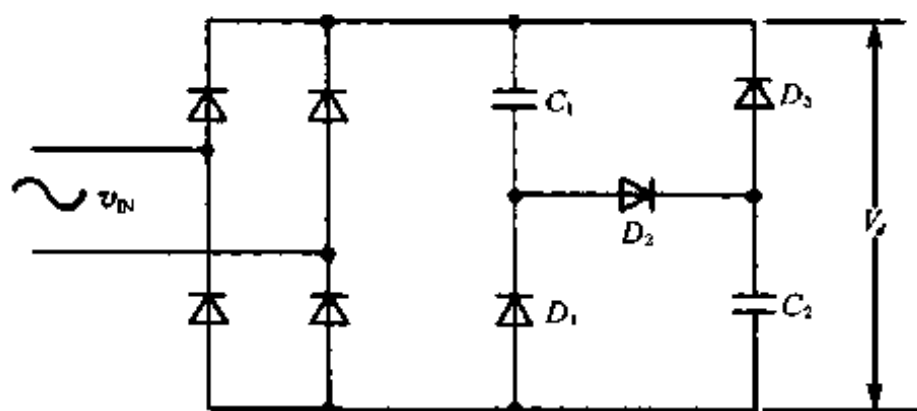


图 1.7 填谷方式 PFC 整流电路的组成

填谷方式 PFC 整流电路已应用于电子镇流器等小型电器设备,但是正如前文所述,这种方式虽然能够获得较高的输入功率因数,但是却不能很好地抑制输入电流中的谐波含量。

### 1.4.4 PFC 中的软开关技术

随着变换器开关频率的进一步提高,功率开关、二极管以及吸收电路(Snubbers)上的能量损失随开关频率增加,有源功率因数校正电路的效率将明显降低。这一点在电压跟随器方式的 PFC 电路中尤为突出。借助各种软开关技术进一步提高有源功率因数校正电路的性能是解决这一问题最有效的途径。

典型的零电流开关型(ZCS) PFC 电路的组成如图 1.8 所示。这个电路的基本结构和 PWM 型的 Sepic 变换器是一样的,然而它的功率开关是在零电流下开通和关断的。有两

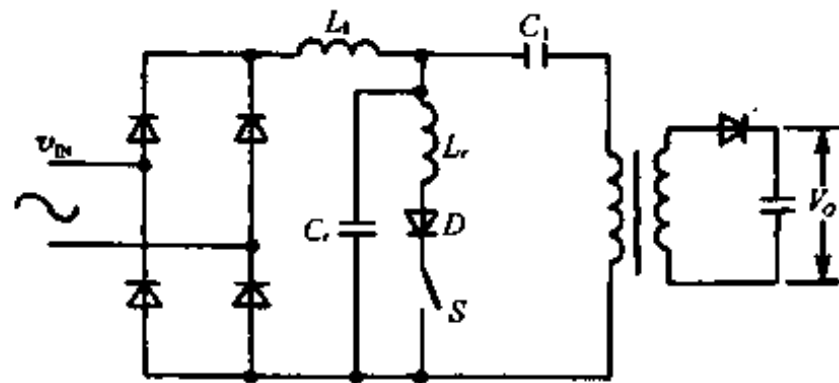


图 1.8 ZCS Sepic PFC 电路的组成

种谐振方式可实现零电流开关:一种是半波结构(half-wave),另一种是全波结构(full-wave)。在半波结构中,电流只能沿正向流过;而在全波结构中,电流可以双向流动。

在有源功率因数校正电路中引入零电压开关(ZVS)被认为是最好的软开关 PFC 技术。通常,可以利用一个与主开关并联的谐振网络来实现主电路中有源和无源开关的零电压工作,而辅助开关工作在硬开关状态下并处理一小部分谐振转换能量。图 1.9 给出了一种 ZVS boost PFC 电路结构,这个电路中的所有开关(包括辅助开关)全部工作在零电压开关状态。但是这个电路的缺点是使用了七个辅助元件,即两个辅助有源开关、两个辅助无源开关、两个辅助电容和一个电感,这使得主电路和控制电路明显复杂化。

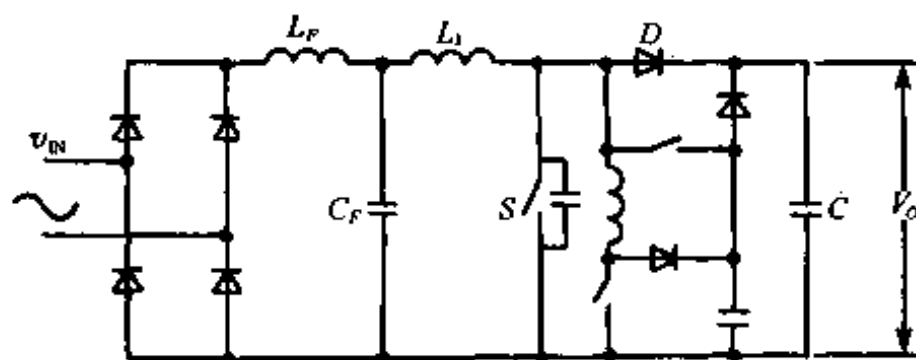


图 1.9 一种 ZVS PFC 电路的组成

#### 1.4.5 其他 PFC 技术

多数有源功率因数校正电路的功能只实现输入电流波形的整形,而不能同时实现输出电压的调节和稳压,这些 PFC 电路一般称为预调整器(Preregulators)。为了降低电子产品的成本,人们希望能在单级功率变换器(Single-power-stage)中既能实现输入电流波形的整形,又能获得所期望的输出电压,这就是单级功率因数校正技术。

近年来还提出了一些新颖的功率因数校正技术,比如三电平(Three-Level)PFC 技术、磁放大 PFC 技术和不连续电容电压模式(DCVM)PFC 技术等。

### 1.5 PFC 技术的发展方向

近年来,功率因数校正技术研究的热点问题集中在以下几个方面:

(1) 新拓扑结构的提出。基于已有的原理,或新原理下的新拓扑结构,比如磁放大 PFC 技术等。

(2) 把 DC-DC 变换器中的新技术(如软开关技术和开关电容功率网络等)应用于 PFC 电路中。

(3) 新控制方法(基于已有拓扑结构的新控制方法)以及基于新拓扑的特殊控制方法的研究。一般来说,目前控制技术的研究日趋复杂,广泛使用的中小功率用电设备难以承受随之带来的成本增加。因此,对中小功率电器设备来说,控制简单的低成本功率因数校正电源是比较受欢迎的。而大功率电器设备则需要采用优良的控制技术构成高性能功率因数校正电源。

(4) 单级 PFC 稳压开关变换器的稳定性的研究。采用单级结构后,由于 PFC 和 DC-DC 变换部分存在不可避免的相互联系,因此有必要研究这类变换器的稳定性,以便设计出达到期望性能指标的开关电源。

总之,成本低、结构简单、容易实现的,并且具有软开关性能、高响应速度、低输出纹波的单级隔离高功率因数变换器是研究人员追求的最终目标。

现有的有源功率因数校正技术给电器设备带来的附加成本及其复杂性极大地限制着这一技术的广泛应用,一个典型的例子就是高功率因数电子镇流器带来的过高的成本极大地妨碍了这个产品的推广应用。因此,高性能、低成本的功率因数校正技术具有极大的市场潜力和应用前景。这促使了各种高性能、低成本的 PFC 技术的研究。正是基于这种情况,一些研究人员对廉价的无源 PFC 技术又产生了兴趣。有理由相信,随着半导体技术和 PFC 技术的发展,有源 PFC 技术还将是人们最终的选择。

## 1.6 本书研究的内容

如前所述,电流波形的畸变及由此产生的电网电压波形的畸变给系统本身和周围的电磁环境带来一系列的危害。随着用电设备越来越多的应用,谐波污染问题引起了广泛的关注。即将实施的谐波限制标准进一步促进了高功率因数电源的研究。

在不连续导电模式下,采用电压跟随器方式进行功率因数校正,可以直接采用常规的脉冲宽度调节来控制输出电压同时获得接近 1 的输入功率因数,而工作在连续导电模式的乘法器方式的 PFC 电路却要引入多个反馈方式。因此前者具有控制简单、成本低廉和便于应用的优点。另外,由于在电压跟随器型 PFC 结构中,变换器工作在不连续导电模式,因此由二极管反向恢复电流引起的开关关断损失也较低。

综览近十年发表的文献,有关电压跟随器型功率因数校正技术的研究还存在以下问题:

(1) 在电压跟随器型 PFC 电路中,由于变换器工作在不连续导电模式,因此获得变换器具有功率因数校正功能的临界条件,对于设计电路是十分必要的。对 DC-DC 变换器来说,获得其临界条件是很容易的。然而,在 PFC 电路中获得其临界条件并不是一件容易的事。一些文献对这一问题进行了研究,然而研究的基础是假定功率因数为 1。但是事实上,对不同变换器结构,输入电流波形存在不同程度的畸变。

(2) 在电压跟随器型 PFC 电路中,由于变换器工作在不连续导电模式下,开关不仅要导通较大的通态电流,而且将关断更大的峰值电流并引起很大的关断损耗,同时还会产生严重的电磁干扰(EMI)。并且在已发表的电路中,由于开关内部的寄生电容引起的开通损耗仍不能避免,而且随着开关频率的提高,开关损耗会更加严重。这些问题限制了这类变换器性能的进一步提高。

(3) 为了降低开关损耗、抑制 EMI,采用零电压开关是最理想的选择。最近,已经提出了几种软开关变换器旨在解决 boost 变换器存在的问题。但是,这些变换器通常包含一个或几个辅助开关用以保证主开关在零电压或零电流下开通和(或)关断,其主电路及控制电路都比较复杂。

(4) 在应用最广泛的 boost 型电压跟随器型 PFC 电路中,输出电压只能高于输入电压,想要获得较低的输出电压则必须使开关工作在很小的导通比,这一方面会降低输入功率因数,也使变换器的动态特性和稳定性变差,影响变换器性能。

基于以上分析,本书将结合作者的研究工作,从以下几个方面对电压跟随器型 PFC

电路展开讨论:

(1) 考虑不同拓扑的输入电流波形畸变, 从一个新角度对所有基本变换器构成的电压跟随器型 PFC 电路的输入电流及其临界条件进行系统深入的研究。

(2) 对电压跟随器型 PFC 电路的拓扑结构进行深入研究, 提出一些新的多导电模式电压跟随器型 PFC 电路和 ZVS 电压跟随器 PFC 电路, 并对这些电路进行严密细致的理论分析研究, 寻找它们的临界条件; 在此基础上给出实际电路的设计原则和设计曲线。

(3) 研究单级 PFC 稳压开关变换器中, 由于 PFC 和 DC-DC 变换部分的相互联系造成的这类变换器的输出电压的稳定性问题。

(4) 研究将开关电容功率网络与 PFC 开关变换器相结合, 籍以改善 PFC 变换器性能的方法。

## 1.7 一些基本定义

### 1. 输入功率因数

输入功率因数 PF 定义为:

$$PF = \frac{P_{IN}}{I_{IN,rms} \cdot V_{IN,rms}} \quad (1.1)$$

其中  $P_{IN}$  为平均输入功率,  $I_{IN,rms}$ ,  $V_{IN,rms}$  分别为输入电流和输入电压的均方根值。对于输入电流为非正弦波的情形, 功率因数表示为:

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1+THD^2}} \cos \varphi \quad (1.2)$$

其中  $\varphi$  为输入电流基波与输入电压间的相角。总谐波含量 (THD) 定义为:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} \quad (1.3)$$

### 2. 无量纲参数 $K$

在 DC-DC 变换器中, 一个无量纲参数  $K$  定义为

$$K = \frac{2L}{R_L T_s} \quad (1.4)$$

其中,  $R_L$  为变换器的负载电阻 (或等效负载电阻),  $L$  为变换器的电感量 (或等效电感量),  $T_s$  为变换器的开关周期。



## 第二章 基本电压跟随器功率因数校正(PFC) 电路及其临界条件

研究表明,所有基本开关变换器,比如 buck,boost,buck-boost,Cuk,Sepic 及 Zeta 变换器都可用于功率因数校正<sup>[9]</sup>。这些变换器工作在不同的导电模式时,其功率因数校正的机理是完全不同的。因此,确定功率因数校正电路中变换器工作在连续导电模式(CCM)和不连续导电模式(DCM)的临界条件是非常重要的。

所谓连续导电模式和不连续导电模式一般是指在一个开关周期内,变换器的电感上流过的电流是否连续。变换器工作在 CCM 是指在主开关关断期间,续流二极管上一直有电流流过。对于单电感变换器,CCM 意味电感上的电流始终不会为零。变换器工作在 DCM 是指变换器中的开关和二极管在一个开关周期里有一段时间都不导通。对于单电感变换器来说,DCM 意味在一个开关周期里电感上的电流有一段时间为零。对于含有多个电感的变换器,各个电感可能分别工作在不同的导电模式。

对 DC-DC 变换器来说,获得其 DCM 和 CCM 临界条件是很容易的。然而,在 PFC 电路中获得其临界条件并不是一件容易的事。文献[10]对这一问题进行了研究,其研究的基础是假定输入功率因数为 1。假定功率因数为 1 给求解临界条件带来很大的方便,但得出的结论有很大的近似性。本章将利用线性化模型,从能量平衡的观点研究不同变换器用于功率因数校正时工作在 CCM 和 DCM 的临界条件。

### 2.1 电压跟随器 PFC 电路的基本原理

传统的 buck,boost,buck-boost 变换器中都包含一个电感,而在 Cuk,Sepic 及 Zeta 变换器中包含两个电感。Cuk,Sepic 及 Zeta 变换器在利用电压跟随器方式实现功率因数校正时其两个电感可等效为一个电感。一个采用电压跟随方式实现 PFC 的典型电路可用图 2.1(a)表示,流过其开关、二极管和电感的电流波形如图 2.1(b)所示。

在理想的电压跟随器 PFC 电路中,由于变换器工作在 DCM,开关导通时其输入电感的峰值电流可表示为:

$$i_L = \frac{v_{IN} d T_s}{L} \quad (2.1)$$

式中  $v_{IN}$  为变换器输入电压,  $d$  为开关的导通比,  $T_s$  为开关周期,  $L$  为变换器中电感量或等效电感量。

输入的正弦交流电压经二极管整流后可表示为:

$$v_{IN}(t) = V_{IN} \sin \omega t, \quad 0 < t < T/2 \quad 0 < \omega t < \pi \quad (2.2)$$

式中  $V_{IN}$  为输入峰值电压,  $\omega$  为输入交流电压的角频率。  $v_{IN}(t)$  为 PFC 电路中变换器的实际输入电压。结合式(2.1)和(2.2)可得任意时刻流过电感的电流为:

$$i_L(t) = \frac{V_{IN} d T_s}{L} \sin \omega t \quad (2.3)$$

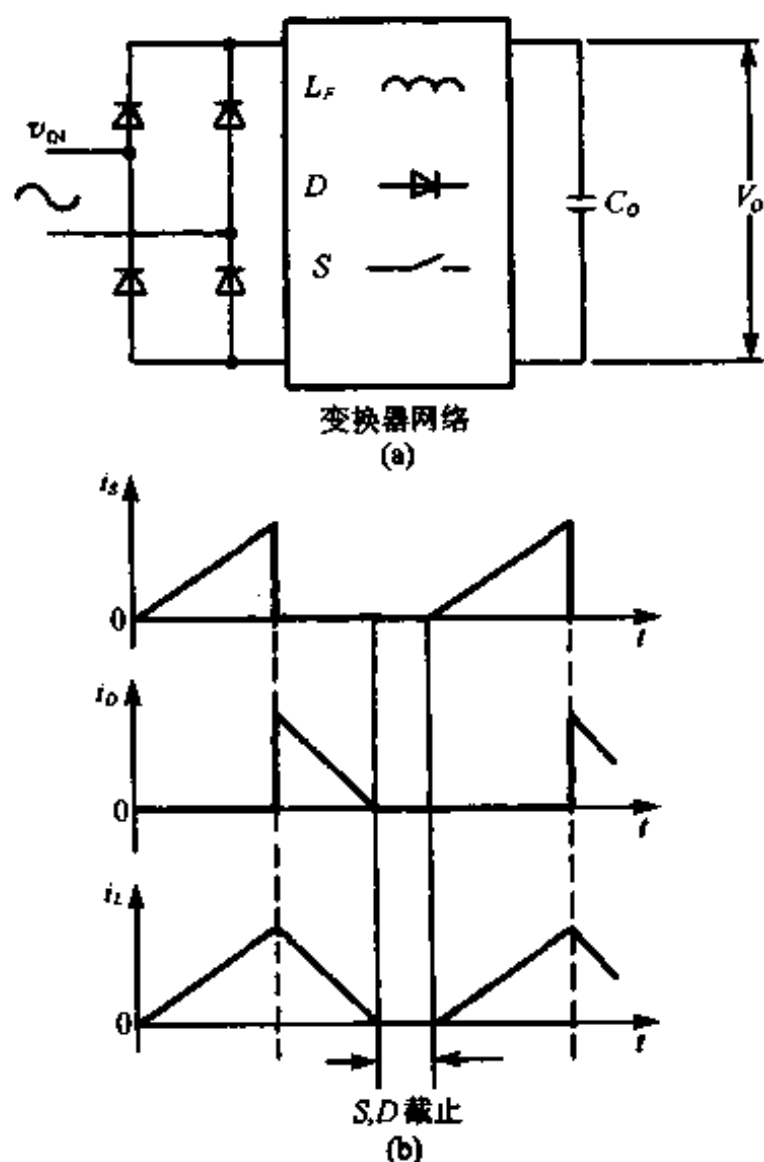


图 2.1 电压跟随器 PFC 电路(a)和主要电流波形(b)

在每一个开关周期内电感储存的能量可表示为:

$$W(t) = \frac{1}{2} L i_L^2(t) = \frac{V_{IN}^2 d^2 T_s^2}{2L} \sin^2 \omega t \quad (2.4)$$

由于变换器工作在 DCM, 电感在每一个开关周期内的储能将全部释放。因此一个开关周期内的平均输入功率为:

$$P_{IN}(t) = \frac{W(t)}{T_s} = \frac{V_{IN}^2 d^2 T_s}{2L} \sin^2 \omega t \quad (2.5)$$

平均输入电流为:

$$i_{IN}(t) = \frac{P_{IN}(t)}{v_{IN}(t)} = \frac{V_{IN} d^2 T_s}{2L} \sin \omega t \quad (2.6)$$

这个电流表达式类似于二极管整流桥的负载为纯阻性, 其输入电流与输入电压成正比, 且与输入电压同相位。因此, 在一些文献中也把这种 PFC 电路叫做 RE (Resistor Emulator) 电路。如果变换器工作在固定开关频率和固定导通比时, 变换器的等效输入阻抗为与变换器无关的纯电阻, 其大小可表示为:

$$R_E = \frac{2L}{d^2 T_s} \quad (2.7)$$

因此输入功率因数为 1。

可见变换器工作在固定开关频率和固定导通比便可实现功率因数校正。利用普通的 PWM 控制芯片就可以方便地实现功率因数校正。应该说明的是, 对不同的变换器结构, 式(2.1)会有一些变化。关于这一点, 下面将详细讨论。

在电压跟随器 PFC 电路中, 变换器的输入电感必须工作在 DCM, 因此必须确定变换

器工作在 CCM 和 DCM 的临界条件。为此,我们先简单回顾一下基本 DC-DC 变换器工作在 CCM 和 DCM 的临界条件。

## 2.2 基本 DC-DC 变换器的临界条件

DC-DC 变换器的临界条件是比较容易确定的,表 2.1 给出了几个基本变换器的临界条件及其在 DCM 下的输出输入电压变比  $M$ 。表 2.1 中,  $R$  是变换器负载电阻,  $L$  是变换器中的电感(或等效电感),  $T_s$  为开关周期,  $d$  为变换器的导通比,  $d_z$  为电感电流从其峰值降到零的时间与开关周期之比。  $K$  为无量纲的参数,  $K = \frac{2L}{RT_s}$ 。

$$M = \frac{V_O}{V_{IN}} \quad (2.8)$$

如果

$$K > K_{CRIT} \quad (2.9)$$

变换器工作在 CCM; 如果

$$K < K_{CRIT} \quad (2.10)$$

变换器工作在 DCM。

表 2.1 基本变换器的一些参数<sup>[10]</sup>

变换器	$K_{CRIT}$		$M$	$d_z$
buck	$1-M$	$1-d$	$\frac{2}{1+\sqrt{1+\frac{4K}{d^2}}}$	$\frac{K}{d} \cdot \frac{2}{1+\sqrt{1+\frac{4d^2}{K}}}$
boost	$\frac{M-1}{M^3}$	$d(1-d)^2$	$\frac{1+\sqrt{1+\frac{4d^2}{K}}}{2}$	$\frac{K}{d} \cdot \frac{1+\sqrt{1+\frac{4d^2}{K}}}{2}$
buck-boost, Sepic, Cuk, Zeta	$\frac{1}{(1+M)^2}$	$(1-d)^2$	$\frac{d}{\sqrt{K}}$	$\sqrt{K}$

例如,一个 boost 变换器的输入电压为 30V,其输出电压为 40V,  $L = 250\mu\text{H}$ ,  $R = 175\Omega$ ,  $T_s = 19.2\mu\text{s}$ 。因此,其临界条件为

$$K_{CRIT} = \frac{M-1}{M^3} = \frac{1.33-1}{1.33^3} = 0.14$$

而变换器的无量纲参数  $K$  为

$$K = \frac{2L}{RT_s} = 0.15$$

因此,变换器工作在 CCM。

## 2.3 PFC 电路与 DC-DC 变换器的区别

同样的变换器在构成 PFC 电路和用作 DC-DC 变换器时有以下几个不同之处:

第一,输入电压不同。用作 DC-DC 变换器时,变换器的输入为稳定的直流电压;而构

成 PFC 电路时,变换器的输入为经二极管整流后的脉动电压。

第二,输出输入电压变比不同。用作 DC-DC 变换器时,变换器的输出输入电压变比一般为不随时间变化的定值;而构成 PFC 电路时,变换器的输出电压近似不变,因此其输出输入电压变比为

$$m(\omega t) = \frac{V_o}{v_{IN}} = \frac{V_o}{V_{IN} |\sin \omega t|} = \frac{m_{\min}}{|\sin \omega t|} \quad (2.11)$$

式(2.11)表明,构成 PFC 电路的变换器的输出输入电压变比  $m(\omega t)$  在半个工频周期里随时间变化。当  $\omega t = \frac{\pi}{2}$  时,变换器输入电压为其峰值,电压变比为其最小值  $m_{\min} = \frac{V_o}{V_{IN}}$ ;当  $\omega t = 0$  或  $\pi$  时,电压变比趋于无穷大,我们称  $m_{\min}$  为该 PFC 电路的最小电压变比。

由于存在上述差异,构成 PFC 电路的变换器的分析比较复杂。从输入电压周期来看(即工频),变换器处于稳态;但从高频开关周期看,变换器工作在不稳定状态,即变换器中一些状态变量(如电感电流)在各个开关周期是不断变化的。由于变换器中的开关频率(通常为几十 kHz 到几百 kHz)远高于输入电压的频率,因此在以下的分析中,我们采用准静态的方法分析变换器的工作,这种分析方法是建立在小信号线性化近似的基础上的。

## 2.4 基本变换器构成的电压跟随器 PFC 电路及其临界条件

六种基本变换器都可用于构成电压跟随器型 PFC 电路。在本节中,我们分析它们工作在 DCM 和 CCM 的临界条件。

### 2.4.1 基于 buck 变换器的 PFC 电路

工作在 DCM 的 buck 变换器在进行 PFC 时,其输入电流波形有明显畸变<sup>[11]</sup>。下面我们来分析这种变换器工作在 DCM 和 CCM 的临界条件,以及基于 buck 变换器的 PFC 电路的输入功率因数。

#### 1. 拓扑结构和电路工作状态

图 2.2 为电压跟随器型 buck PFC 电路。 $L_f, C_f$  起高频滤波作用。

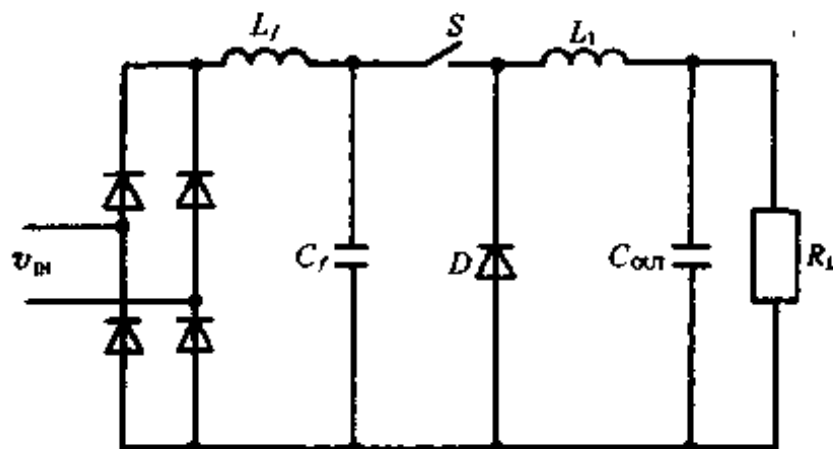


图 2.2 buck PFC 电路的组成

为了简化分析,我们假定:

- (a) 电路工作在稳定状态;
- (b) 所有元器件是理想的;

(c) 输出电容  $C_{OUT}$  足够大, 保证输出电压恒定;

(d) 开关频率较输入电压频率高得多, 因此在一个开关周期内输入电压是常数。

在每一个开关周期内, 电路可以看成 buck DC-DC 变换器, 如图 2.3(a) 所示。输入电压经整流后成为 100Hz(或 120Hz) 的脉动直流电压。当整流后的电压的瞬时值小于输出电压  $V_o$  时, 开关  $S$  总处于截止状态, 电感  $L$  上无电流; 而当整流后的电压的瞬时值大于  $V_o$  时, 变换器进入正常工作状态, 功率开关  $S$  频繁处于导通和截止的交替过程中, 此时电路可分为三个工作状态, 分别示于图 2.3(b), (c) 和 (d)。

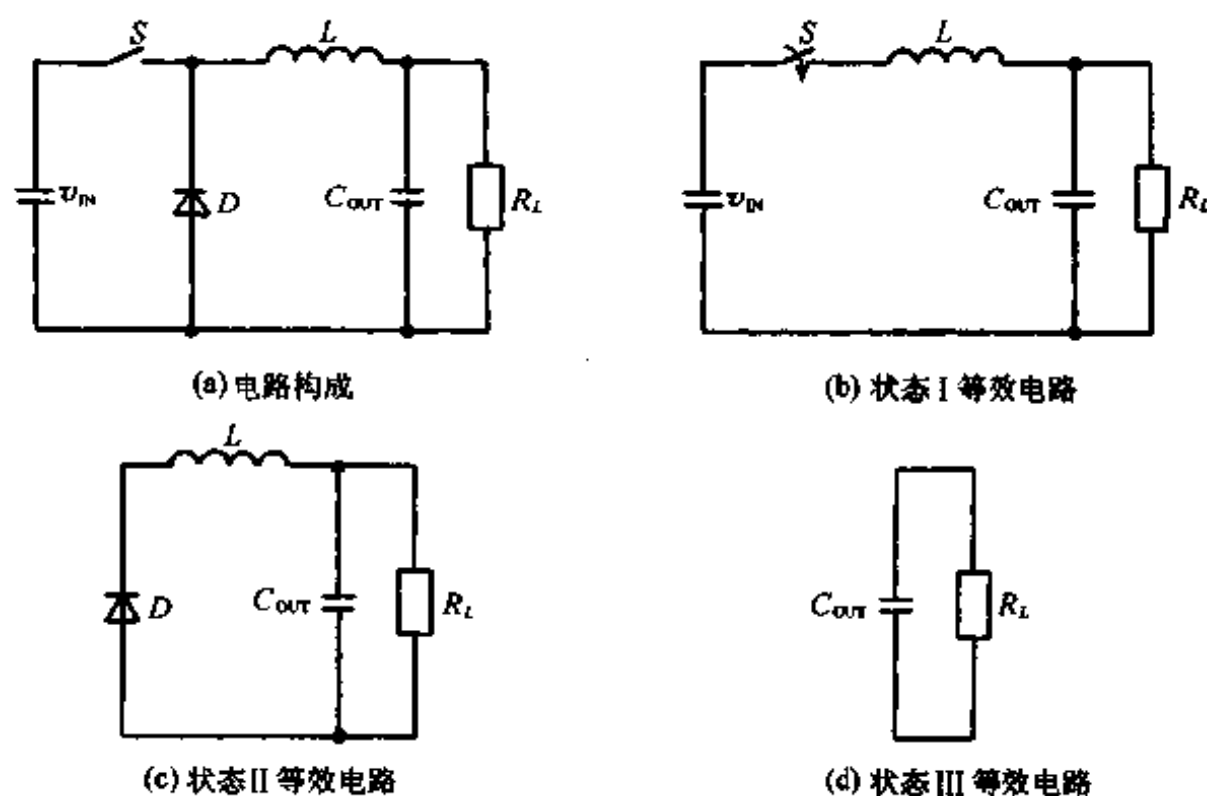


图 2.3 buck DC-DC 变换器和它的三个状态

在状态 I, 开关  $S$  导通, 电源给电感  $L$ , 电容  $C_{OUT}$ , 负载  $R_L$  提供能量。  $L$  上的电流  $i_L$  线性增加,  $C_{OUT}$  上的电压  $V_o$  保持不变。

在状态 II, 开关  $S$  断开, 电感  $L$  上存储的能量向负载释放, 电感电流  $i_L$  线性减小直到 0。

在状态 III, 负载仅由电容  $C_{OUT}$  提供能量。

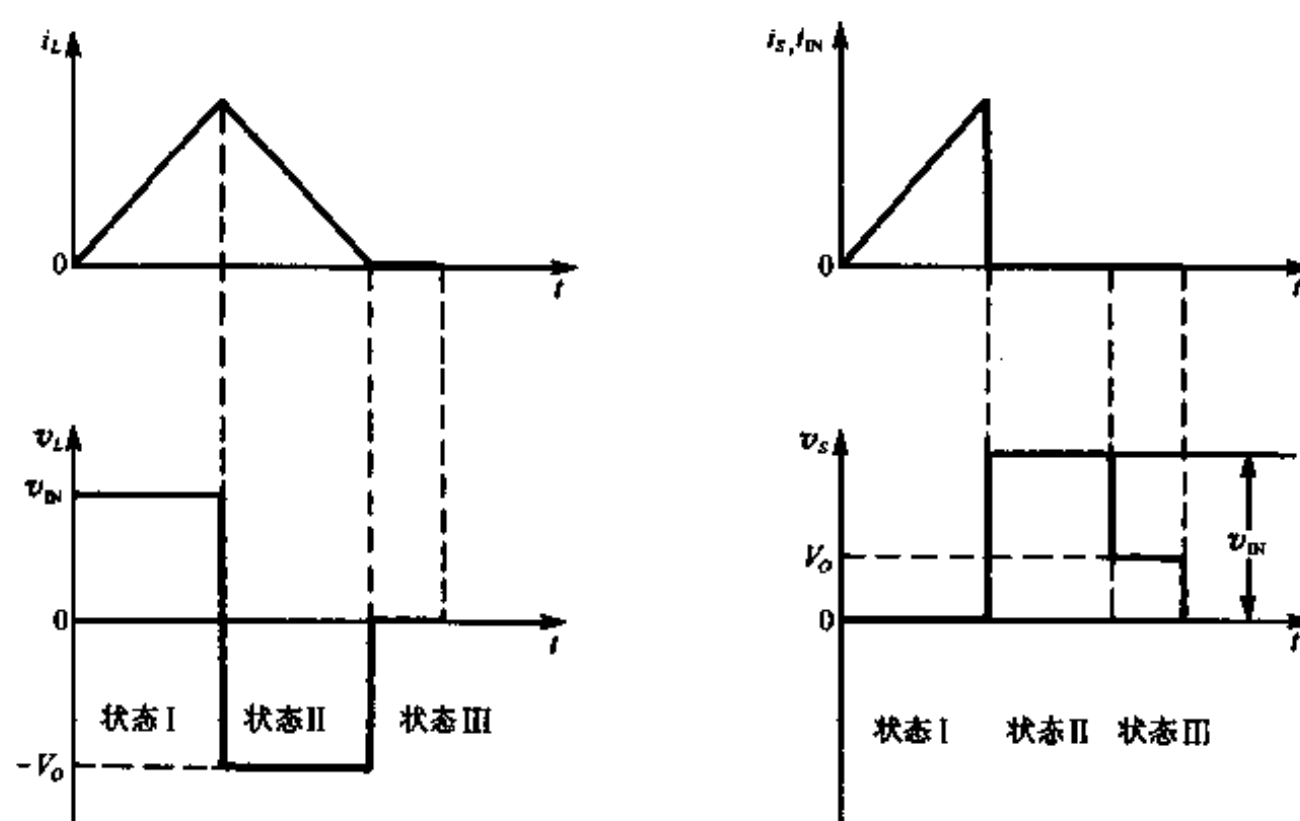


图 2.4 DCM buck 变换器中开关和电感上的电流和电压波形

在一个开关周期内,在上述三个状态下,流过开关  $S$  的电流  $i_s$  和流过电感  $L$  的电流  $i_L$  以及开关  $S$  两端的电压  $v_s$ ,和电感  $L$  两端的电压  $v_L$  的波形如图 2.4 所示。

## 2. 临界条件

buck 变换器在 DCM 方式下,当开关  $S$  导通时,流过开关  $S$  的电流  $i_s$  等于流过电感  $L$  的电流  $i_L$ ,即

$$i_s(t, t') = i_L(t, t') = \frac{[v_{IN}(t) - V_O]}{L} t', \quad 0 < t' < dT_s \quad (2.12)$$

式中,  $d$  为开关  $S$  的导通比,  $T_s$  为开关周期,  $t'$  为在每一个开关周期内开关导通的时间。在一个开关周期内,流过电感  $L$  的电流的峰值(即开关电流峰值)  $i_{L,P}(t)$  为

$$i_{L,P}(t) = i_{S,P}(t) = \frac{[v_{IN}(t) - V_O]dT_s}{L} \quad (2.13)$$

变换器在一个开关周期获得的输入能量  $W_{IN}(t)$  为

$$W_{IN}(t) = \frac{1}{2} L i_{L,P}^2 = \frac{[(v_{IN}(t) - V_O)dT_s]^2}{2L} \quad (2.14)$$

变换器在一个开关周期内的平均输入功率  $P_{IN}(t)$  为

$$P_{IN}(t) = \frac{W_{IN}(t)}{T_s} = \frac{1}{2} \frac{L i_{L,P}^2}{T_s} = \frac{[(v_{IN}(t) - V_O)dT_s]^2}{2LT_s} \quad (2.15)$$

变换器在半个工频周期内的平均输入能量  $W$  为

$$\begin{aligned} W &= \int_0^{\frac{T}{2}} P_{IN}(t) dt \\ &= \frac{d^2 T_s V_{IN}^2}{4L} \left\{ (1 + 2d^2) \cdot \left( \frac{\pi - 2\sin^{-1}d}{\omega} \right) - \frac{6d \cdot \cos(\sin^{-1}d)}{\omega} \right\} \end{aligned} \quad (2.16)$$

式中,  $\omega = 2\pi f$  为输入电压的角频率。

因此变换器在半个工频周期内从电网吸取的平均功率  $P_{IN}$  为

$$\begin{aligned} P_{IN} &= \frac{2}{T} W \\ &= \frac{d^2 T_s V_{IN}^2}{4\pi L} \{ (1 + 2d^2) \cdot (\pi - 2\sin^{-1}d) - 6d \cdot \cos(\sin^{-1}d) \} \end{aligned} \quad (2.17)$$

而变换器的平均输出功率  $P_{OUT}$  为

$$P_{OUT} = \frac{V_O^2}{R_L} \quad (2.18)$$

对于 buck 变换器,考虑到在临界条件下有:

$$V_O = d v_{IN} \quad (2.19)$$

因此有

$$P_{OUT} = \frac{d^2 v_{IN}^2}{R_L} \quad (2.20)$$

由于输入功率和输出功率应保持平衡,并假设变换器的转换效率为  $\eta$ ,则可以得出

$$\begin{aligned} P_{OUT} &= \eta P_{IN} \\ &= \frac{\eta d^2 T_s v_{IN}^2}{4\pi L} \{ (1 + 2d^2) \cdot (\pi - 2\sin^{-1}d) - 6d \cdot \cos(\sin^{-1}d) \} \end{aligned}$$



$$= \frac{d^2 v_{IN}^2}{R_L} \quad (2.21)$$

因此 buck 变换器处于 DCM 和 CCM 的临界条件为

$$\begin{aligned} K_{CRIT}^{PFC} &= \frac{2L_B}{T_s R_L} \\ &= \frac{\eta}{2\pi} \{ (1 + 2d^2) \cdot (\pi - 2\sin^{-1}d) - 6d \cdot \cos(\sin^{-1}d) \} \end{aligned} \quad (2.22)$$

式中,  $L_B$  为临界电感, 它可表示为

$$L_B = \frac{\eta T_s R_L}{4\pi} \{ (1 + 2d^2) \cdot (\pi - 2\sin^{-1}d) - 6d \cdot \cos(\sin^{-1}d) \} \quad (2.23)$$

### 3. 输入功率因数

由式(2.13)可以得出在每个开关周期内流过开关  $S$  的电流的平均值  $I_S(t)$  为

$$I_S(t) = I_{IN}(t) = \frac{V_{IN} d^2 T_s}{2L} (\sin \omega t - d), \quad \sin \omega t > d \quad (2.24)$$

这个平均作用是由图 2.2 中的电感  $L_f$  和电容  $C_f$  构成的低通滤波器实现的, 因此, 可以得出其输入功率因数为<sup>[12]</sup>

$$PF = \frac{1 - \frac{2}{\pi} \sin^{-1}d - \frac{2d \sqrt{1-d^2}}{\pi}}{\sqrt{(1 + 2d^2) \left( 1 - \frac{2}{\pi} \sin^{-1}d \right) - \frac{6d \sqrt{1-d^2}}{\pi}}} \quad (2.25)$$

可见, 对于电压跟随器型 buck PFC 电路, 其输入功率因数仅与开关的导通比  $d$  有关。

### 4. 设计、模拟与实验结果

根据式(2.22), 可以得出电压跟随器型 buck PFC 电路的临界条件  $K_{CRIT}^{PFC}$  与开关导通比之间的关系曲线, 如图 2.5 所示。

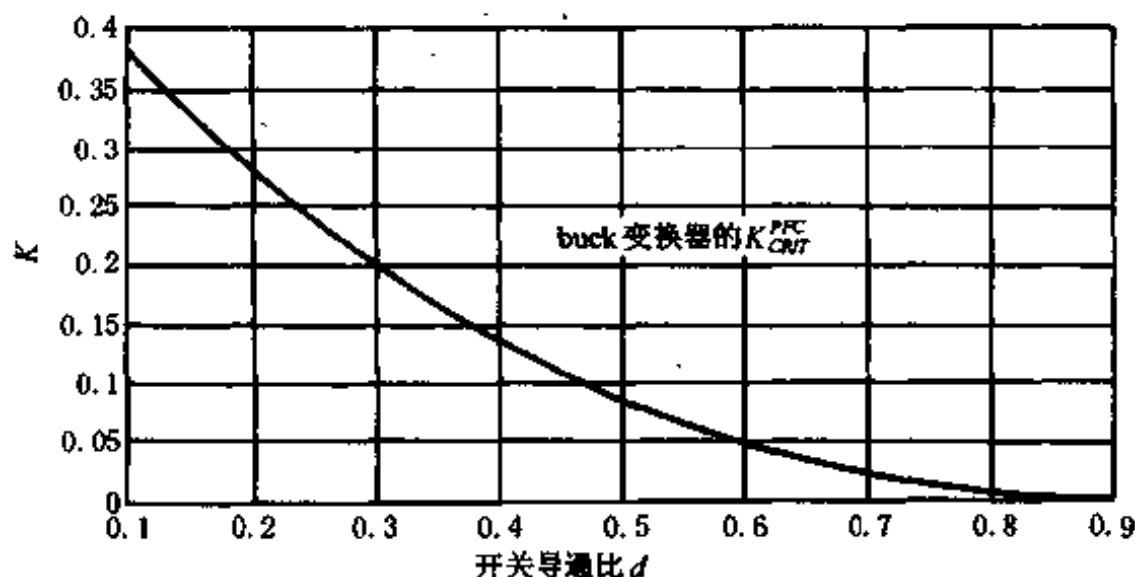


图 2.5 电压跟随器型 buck PFC 电路的  $K_{CRIT}^{PFC}$  与开关导通比间的关系曲线

#### (1) 设计实例

例如要利用 buck 变换器设计一个输入为 110V, 50Hz 交流电压, 输出为 30V 直流电压, 输出功率为 100W 的高功率因数电源, 可以取开关频率为 100kHz, 开关导通比为 0.2, 变换器效率  $\eta$  暂取为 0.9, 根据式(2.23)可得出  $L_B = 25\mu\text{H}$ 。在具体的实验电路中, 可

根据电路效率调整电感量以获得需要的输出电压。

## (2) 仿真结果

为了验证上述理论分析的正确性及电路的可行性,在各种设计参数下对电路进行了数字仿真,图 2.6 和图 2.7 分别给出了在上述设计参数下的基于 buck 变换器的 PFC 电路的数字仿真的结果。

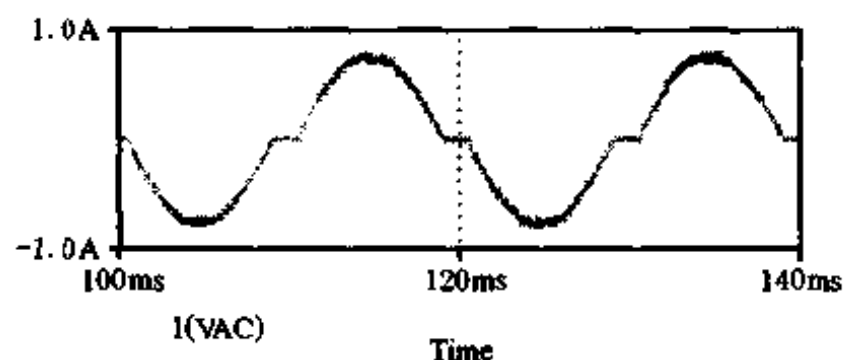


图 2.6 电压跟随器型 buck PFC 电路的输入电流的仿真结果

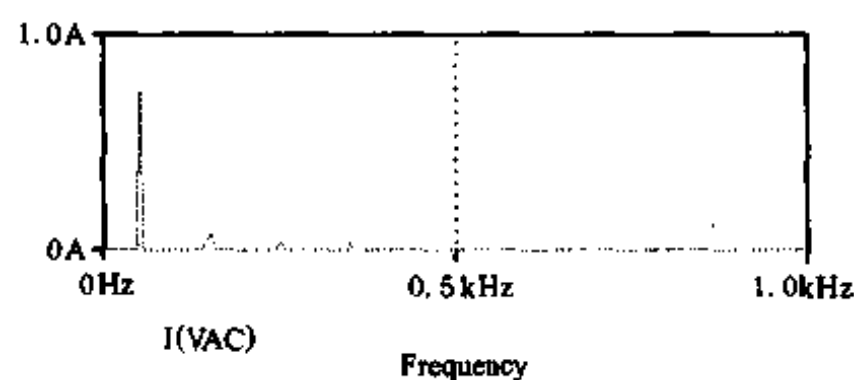


图 2.7 电压跟随器型 buck PFC 电路的输入电流  
频谱的仿真结果

从图 2.6 可以明显看出输入电流很接近于正弦波;从图 2.7 可以看出,输入电流的三次、五次及高次谐波含量很低,计算得到的功率因数为 0.98。将开关的导通比调整为 0.5 时的仿真结果表明,输入功率因数仍可以达到 0.95。

## (3) 实验结果

按设计参数制作的电压跟随器型 buck PFC 电路的实验结果示于图 2.8、图 2.9 和图 2.10。从图 2.8 可见,虽然输入电流波形出现轻微畸变,但与图 1.2 的波形相比输入电流

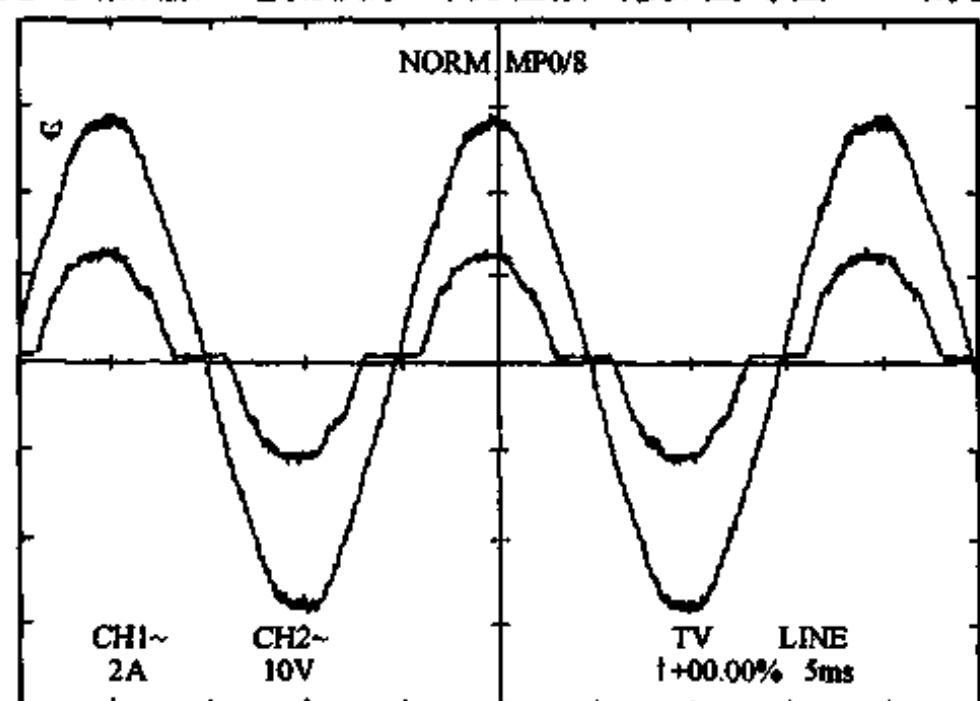


图 2.8 电压跟随器型 buck PFC 电路的输入电流和输入  
电压的实验结果

波形得到显著改善。从图 2.9 可以明显看出,在一个输入电压周期,电感电流在较小的时间里为零,这段时间与开关导通比有关。图 2.10 反映了电压跟随器型 buck PFC 电路的电感  $L$  上的电流波形的细节。上述实验结果与理论分析和仿真结果是一致的。

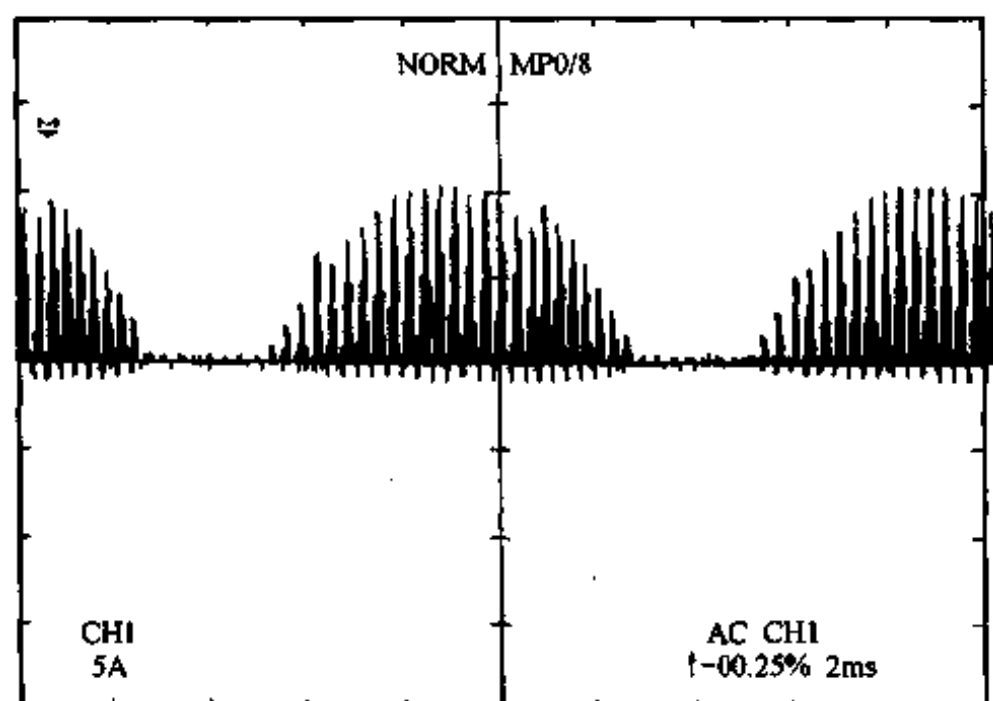


图 2.9 电压跟随器型 buck PFC 电路中流过电感  $L$  的电流的实验结果

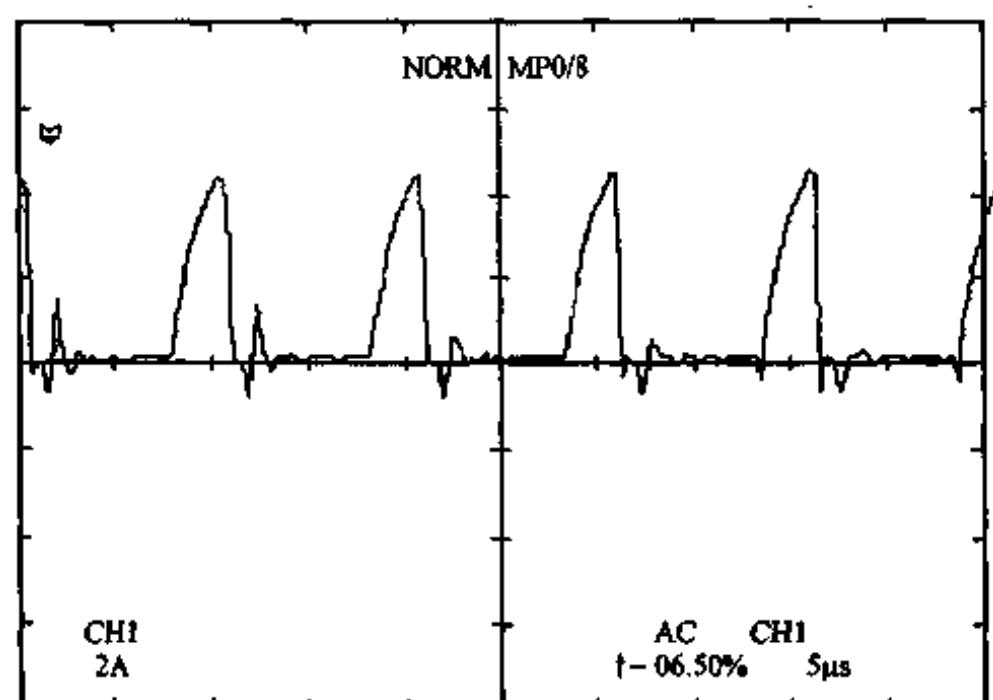


图 2.10 实验电压跟随器型 buck PFC 电路中流过电感  $L$  的电流的细节

## 2.4.2 基于 boost 变换器的 PFC 电路

在 PFC 电路中,boost 变换器是研究和应用得最多的一种变换器。尽管如此,有关电压跟随器型 boost PFC 电路的临界条件的严格的解析表达式仍没有获得。获得严格的解析表示式不仅具有理论意义,而且对进一步改进这种结构的电路也是十分重要的。本节研究该电路的临界条件的严格的解析表达式。

### 1. 拓扑结构和电路工作状态

图 2.11 为电压跟随器型 boost PFC 电路的组成,其中  $L_f, C_f$  起滤波作用。为了简化分析,我们仍然假定:

(a) 电路工作在稳定状态;

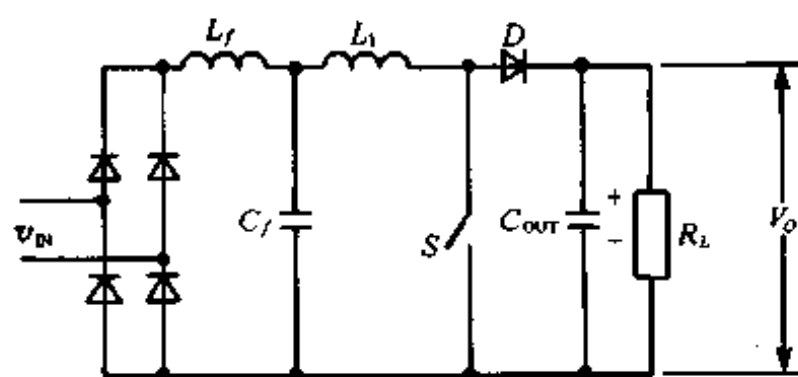


图 2.11 boost PFC 电路的组成

- (b) 所有元器件是理想的；
- (c) 电容  $C_{OUT}$  足够大, 保证输出电压恒定；
- (d) 在一个开关周期内输入电压是常数。

在每一个开关周期内, 基于 boost 的 PFC 电路可看作一个 boost DC-DC 变换器。当工作在 DCM 时, 变换器具有三个工作状态, 如图 2.12 所示。

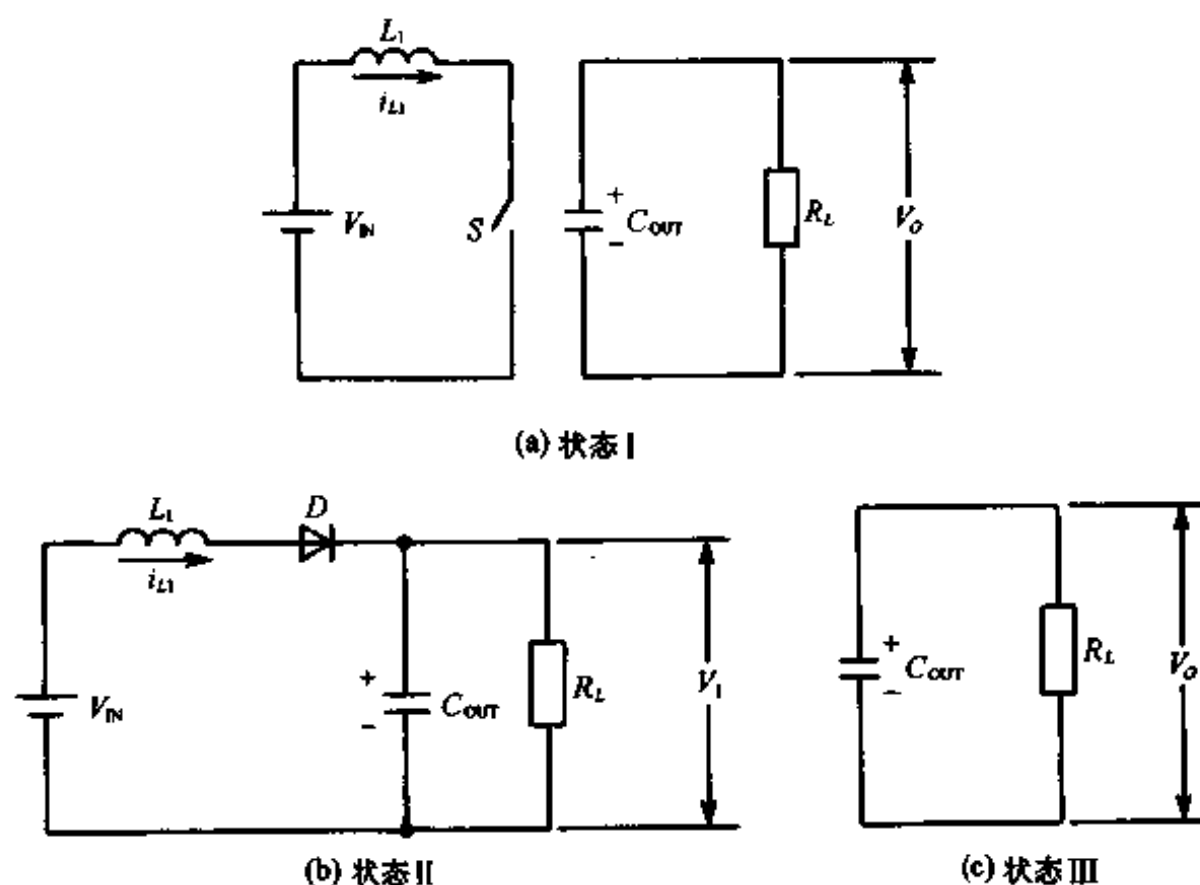


图 2.12 DCM boost DC-DC 变换器在三个工作状态的等效电路

在状态 I, 开关  $S$  导通, 二极管  $D$  关断, 电源  $v_{IN}$  向电感  $L_1$  充电, 同时  $C_{OUT}$  给负载电阻  $R_L$  提供能量, 如图 2.12(a) 所示；

在状态 II, 开关  $S$  关断, 二极管  $D$  导通, 电源  $v_{IN}$  和电感  $L_1$  经二极管  $D$  向  $C_{OUT}$  充电, 同时给负载电阻  $R_L$  提供能量, 如图 2.12(b) 所示；

在状态 III, 开关  $S$  关断, 二极管  $D$  关断, 电感  $L_1$  上的电流为零,  $C_{OUT}$  继续给负载电阻  $R_L$  提供能量, 如图 2.12(c) 所示。

当电感  $L_1$  工作在 DCM 时, 根据伏秒平衡原理可知电容器  $C_{OUT}$  上的电压 (也即输出电压) 为

$$V_O = \frac{d + d_2}{d_2} V_{IN} \quad (2.26)$$

所以, 输出输入电压变比为

$$M = \frac{V_o}{V_{IN}} = \frac{d + d_2}{d_2} \quad (2.27)$$

式中  $d_2$  的定义如图 2.13 所示。

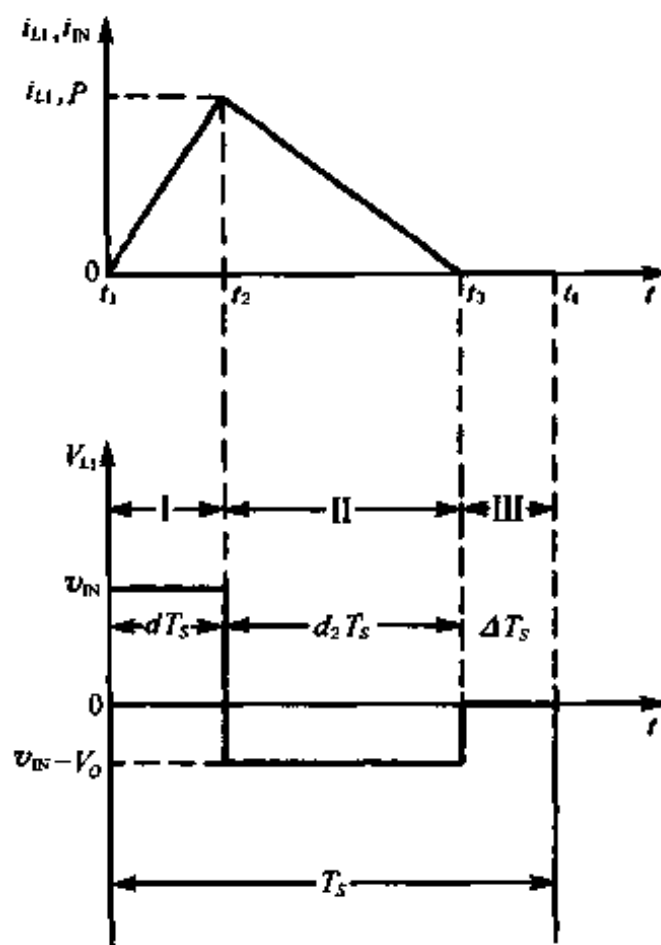


图 2.13 DCM boost 变换器中流过电感的电流和电感两端的电压波形

## 2. 输入功率因数

由于 boost PFC 电路的输入电压为全波整流波形, 因此在每一个开关周期, 通过 boost 电感的电流  $i_s$  为

$$i_s(t', t) = i_{L1}(t', t) = \frac{V_{IN}t'}{L_1} |\sin\omega t|, \quad 0 < t' < dT_s \quad (2.28)$$

对应的峰值电流  $i_{s,P}(t', t)$  为

$$i_{s,P}(t', t) = i_{L1,P}(t', t) = \frac{V_{IN}dT_s}{L_1} |\sin\omega t| \quad (2.29)$$

这里,  $T_s$  是开关周期,  $d$  是开关  $S$  的导通比,  $t'$  为一个开关周期中的导通时间。

为了求出一个开关周期内电流的平均值, 必须知道第三个状态的弛豫时间  $\Delta T_s$ , 根据伏秒平衡原理可知

$$v_{IN}d = (V_o - v_{IN})(1 - d - \Delta) \quad (2.30)$$

如果变换器的最小直流电压变比为  $m_{min}$ , 将  $v_{IN} = V_{IN}$  代入上式有

$$\Delta = 1 - d \frac{m_{min}}{m_{min} - |\sin\omega t|} \quad (2.31)$$

因此在一个开关周期内流过电感  $L_1$  的平均电流  $I_{L1}(t)$  可表示为

$$I_{L1}(t) = \frac{1}{2} i_{L1,P}(t', t) \times (1 - \Delta) = \frac{V_{IN}dT_s}{2L_1} (1 - \Delta) |\sin\omega t| \quad (2.32)$$

根据式(2.31)和(2.32)可得

$$I_{L1}(t) = \frac{V_{IN}d^2T_s}{2L_1} \cdot \frac{m_{\min} \cdot |\sin\omega t|}{(m_{\min} - |\sin\omega t|)} \quad (2.33)$$

这个电流正是输入电流  $I_{IN}$ , 其均方根值  $I_{rms}$  为

$$I_{rms} = \left\{ \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \left[ \frac{V_{IN}d^2T_s}{2L_1} \cdot \frac{m_{\min} \cdot |\sin\omega t|}{(m_{\min} - |\sin\omega t|)} \right]^2 d(\omega t) \right\}^{\frac{1}{2}} = \frac{d^2 \cdot T_s \cdot V_P}{2L_1} \frac{\sqrt{Z}}{\sqrt{\pi}} \quad (2.34)$$

式中

$$\begin{aligned} Z &= \int_0^\pi \left( \frac{|\sin\omega t|}{1 - \frac{1}{m_{\min}} |\sin\omega t|} \right)^2 d(\omega t) = \int_0^\pi \left( \frac{|\sin\omega t|}{1 - a \cdot |\sin\omega t|} \right)^2 d(\omega t) \\ &= \frac{2}{a \cdot (1 - a^2)} + \frac{2}{a^2} + \frac{2a^2}{a^2(1 - a^2)} \cdot \frac{2}{\sqrt{1 - a^2}} \cdot \left[ \frac{\pi}{2} - \arctg\left(\frac{-a}{\sqrt{1 - a^2}}\right) \right] \end{aligned} \quad (2.35)$$

其中  $a = \frac{1}{m_{\min}}$ 。

DCM boost PFC 电路在半个输入电压周期的平均输入功率  $P_{IN}$  为

$$P_{IN} = \frac{V_{IN}^2 d^2 T_s}{2\pi L_1} \int_0^\pi \frac{\sin^2\omega t}{1 - \frac{1}{m_{\min}} \sin\omega t} d(\omega t) = \frac{V_{IN}^2 d^2 T_s}{2\pi L_1} f(m_{\min}) \quad (2.36)$$

式中  $f(m_{\min}) = \int_0^\pi \frac{\sin^2\omega t}{1 - \frac{1}{m_{\min}} \sin\omega t} d(\omega t)$ , 证明过程从略。

因此, 在忽略输入电压畸变的情况下, 输入功率因数 PF 为

$$PF = \frac{P_{IN}}{I_{rms} \cdot V_{rms}} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{\pi}} \cdot \frac{f(m_{\min})}{\sqrt{Z}} \quad (2.37)$$

上式表明: 输入功率因数随最小电压变比  $m_{\min}$  变化。图 2.14 给出了输入功率因数的理论计算曲线。由图可见, 当最小电压变比大于 1.25 时, 输入功率因数优于 0.95; 当最小电压变比大于 1.7 时, 输入功率因数几乎为 1。

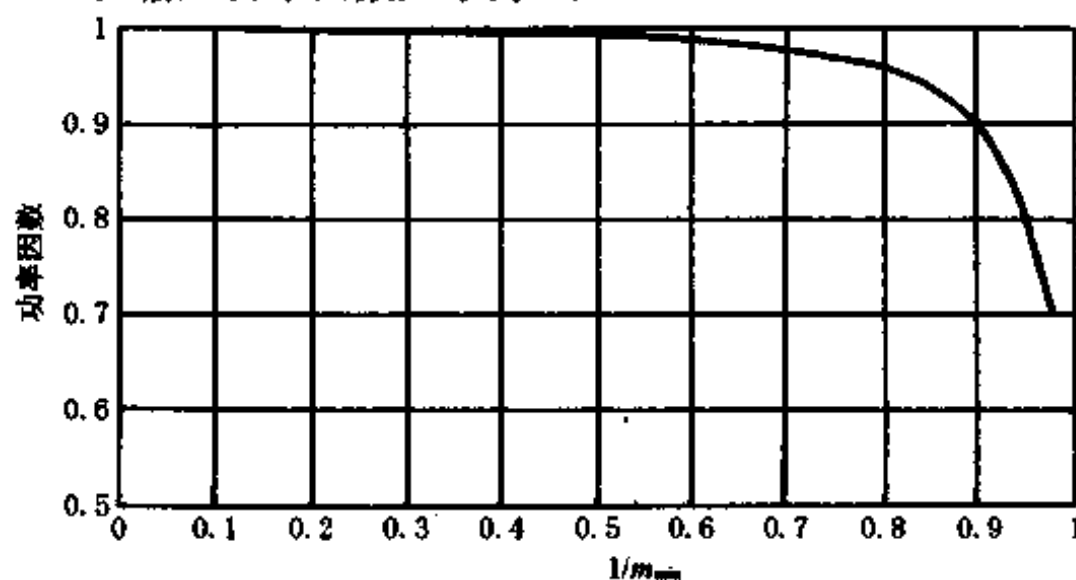


图 2.14 DCM boost PFC 电路的输入功率因数随最小电压变比的变化曲线



### 3. 临界条件

为了保证较高的功率因数,电压跟随器型 boost PFC 电路必须始终工作在不连续导电模式。本节将深入研究 boost PFC 电路的临界条件。

在固定导通比的情况下,随着输入电压的增高,流经 boost 变换器的电感  $L_1$  的电流逐渐趋于连续,因此能使电压跟随器型 boost PFC 电路在整个输入电压范围内都处于 DCM 方式的最起码条件是:当  $v_{IN} = V_{IN}$  时,让变换器恰好工作在 DCM 和 CCM 的边界,由式(2.26)可知这时的输出电压为

$$V_o = \frac{1}{1-d} V_{IN} \quad (2.38)$$

此时变换器的最小电压变比为

$$m_{\min} = \frac{1}{1-d} \quad (2.39)$$

将式(2.39)代入式(2.31)可得出在任意输入电压时,有

$$\Delta = (1-d) \left[ \frac{1 - |\sin \omega t|}{1 - (1-d)|\sin \omega t|} \right] \quad (2.40)$$

在半个输入电压周期内 DCM boost PFC 电路的平均输出功率为

$$P_{OUT} = \frac{V_o^2}{R_L} = \frac{V_{IN}^2}{R_L} m_{\min}^2 \quad (2.41)$$

假设变换器的转换效率为  $\eta$ ,并根据式(2.36)和式(2.41),有

$$P_{OUT} = \frac{V_{IN}^2}{R_L} m_{\min}^2 = \eta P_{IN} = \frac{\eta V_{IN}^2 d^2 T_s}{2\pi L_1} f(m_{\min}) \quad (2.42)$$

化简式(2.42)后可以得到

$$K_{L1} = \frac{\eta}{\pi} \frac{d^2}{m_{\min}} f(m_{\min}) \quad (2.43)$$

在临界条件下,变换器的最小电压变比  $m_{\min}$  满足式(2.39),因此可以得出 boost PFC 电路的临界无量纲参数  $K_{L1,B}^{PFC}$  为

$$K_{L1,B}^{PFC} = \frac{1}{\pi} d^2 (1-d)^2 f\left(\frac{1}{1-d}\right) \quad (2.44)$$

图 2.15 给出了电压跟随器 boost PFC 电路的临界无量纲参数  $K_{L1,B}^{PFC}$  与开关的导通比  $d$  的关系曲线。

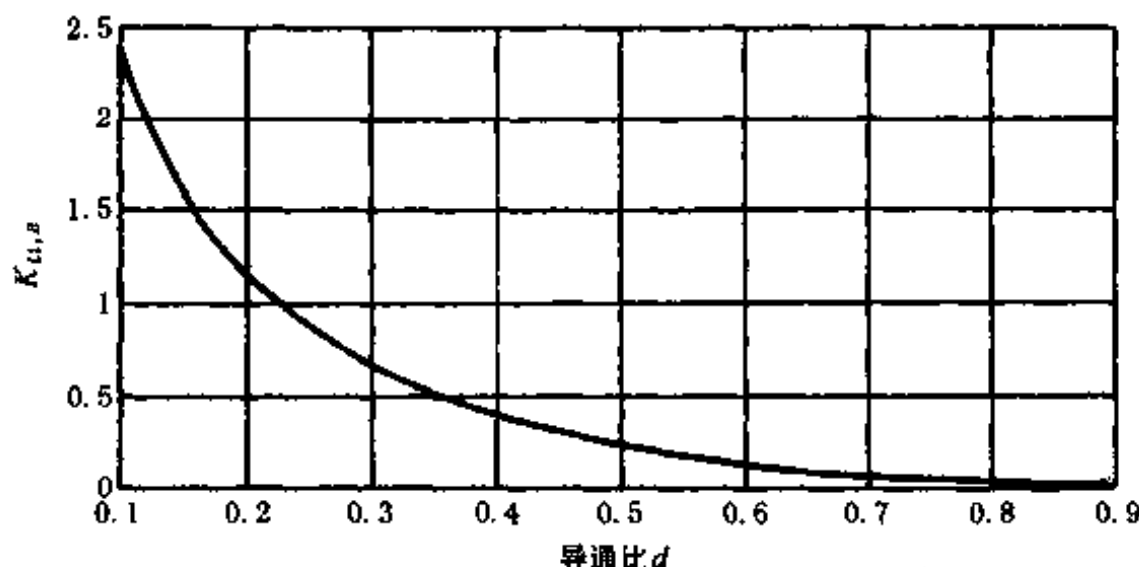


图 2.15 电压跟随器 boost PFC 电路的临界无量纲参数  $K_{L1,B}^{PFC}$  与开关导通比  $d$  的关系曲线

### 2.4.3 基于 buck-boost 变换器的 PFC 电路

buck-boost 变换器容易实现输入输出隔离,既可实现升压变换又可实现降压变换,并能限制输入电流和负载电流,它是 PFC 电路中比较好的一种结构。

#### 1. 拓扑结构和电路工作状态

图 2.16 为电压跟随器 buck-boost PFC 电路的组成,其中  $L_f, C_f$  起输入滤波作用。在以下的分析过程中,我们仍采取简化措施。

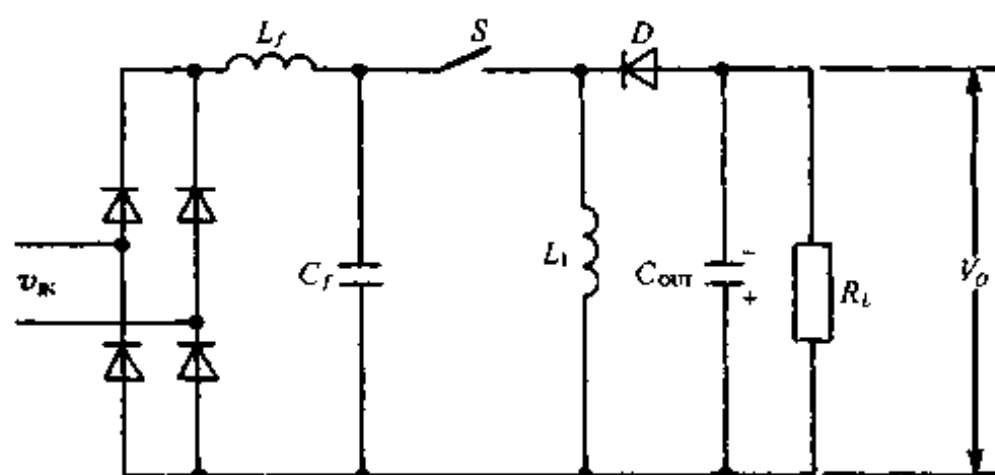


图 2.16 buck-boost PFC 电路的组成

在每一个开关周期内 buck-boost PFC 电路可以看作一个 buck-boost DC-DC 变换器。当工作在 DCM 时,变换器具有三个工作状态,如图 2.17 所示。

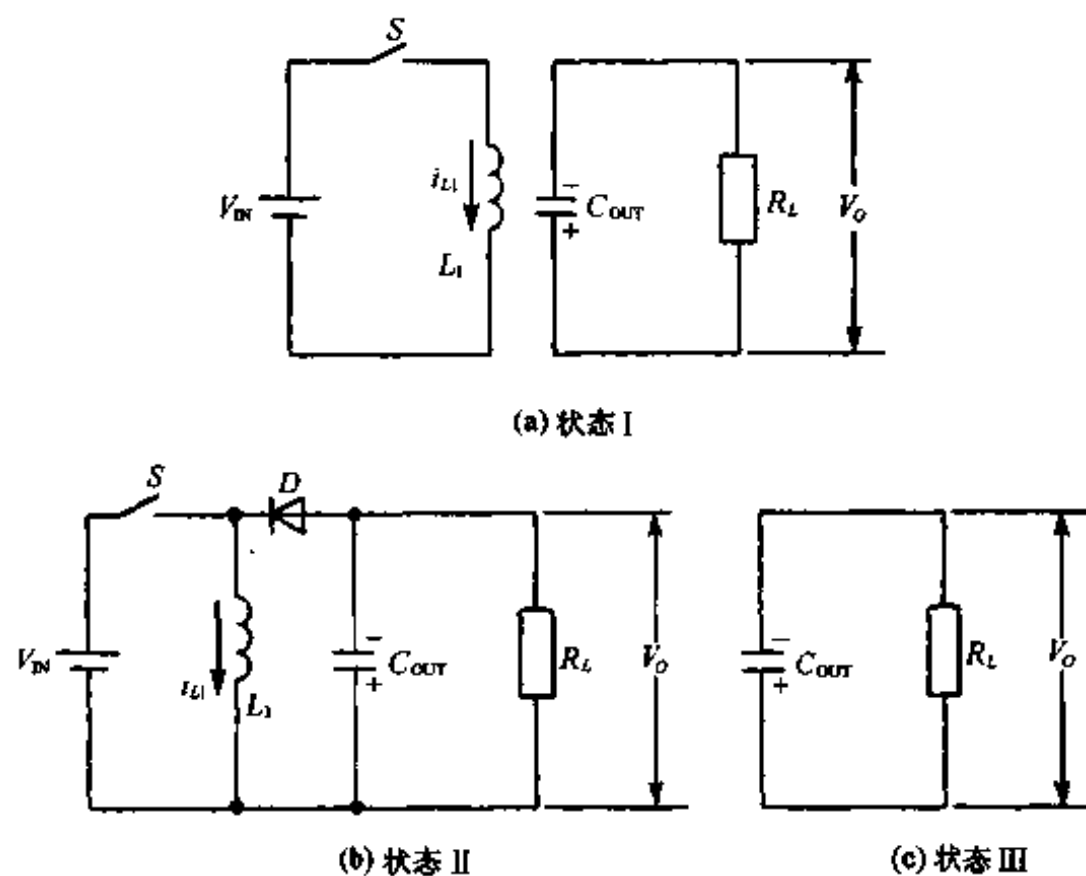


图 2.17 buck-boost DC-DC 变换器的三个工作状态的等效电路

在状态 I, 开关  $S$  导通, 二极管  $D$  关断, 电源  $V_{IN}$  向电感  $L_1$  注入电流, 同时  $C_{OUT}$  给负载电阻  $R_L$  提供能量, 如图 2.17(a) 所示;

在状态 II, 开关  $S$  关断, 二极管  $D$  导通, 电感  $L_1$  经二极管  $D$  向  $C_{OUT}$  充电, 同时给负载电阻  $R_L$  提供能量, 如图 2.17(b) 所示;

在状态 III, 开关  $S$  断, 二极管  $D$  关断, 流过电感  $L_1$  的电流为零,  $C_{OUT}$  继续给负载电阻

$R_L$ 提供能量,如图 2.17(c)所示。

当电感  $L_1$  工作在 DCM 时,根据伏秒平衡原理可知电容器  $C_{OUT}$  上的电压为

$$V_O = \frac{d}{d_2} V_{IN} \quad (2.45)$$

因此, buck-boost DC-DC 变换器在 DCM 时的输出输入电压变比为

$$M = \frac{V_O}{V_{IN}} \frac{d}{d_2} \quad (2.46)$$

式中  $d_2$  的定义如图 2.18 所示。

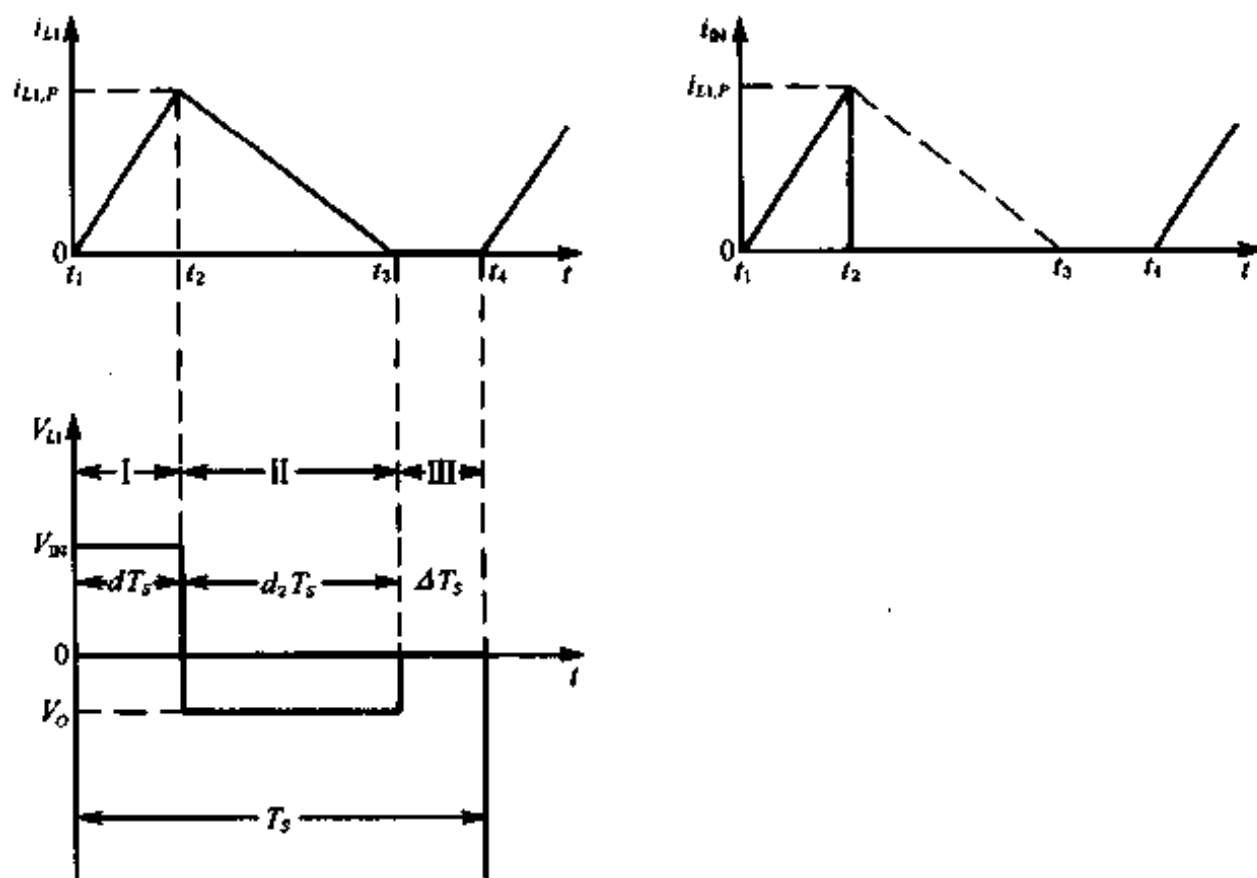


图 2-18 DCM buck-boost 变换器的部分电流和电压波形

## 2. 输入功率因数

与 boost 变换器类似,在一个开关周期内流过 buck-boost 变换器的电感  $L_1$  的电流  $i_S(t', t)$  及其峰值  $i_{S,P}(t', t)$  分别为

$$i_S(t', t) = i_{L1}(t', t) = \frac{V_{IN} t'}{L_1} |\sin \omega t|, \quad 0 < t' < dT_s \quad (2.47a)$$

和

$$i_{S,P}(t', t) = i_{L1,P}(t', t) = \frac{V_{IN} d T_s}{L_1} |\sin \omega t| \quad (2.47b)$$

显然输入电流  $I_{IN}(t)$  就是在一个开关周期内流过电感  $L_1$  的平均电流,  $I_{IN}(t)$  可表示为

$$I_{IN}(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{dT_s} i_S(t', t) dt' = \frac{V_{IN} d^2 T_s}{2L_1} |\sin \omega t| = I_{IN,P} |\sin \omega t| \quad (2.48)$$

式中,  $I_{IN,P} = \frac{V_{IN} d^2 T_s}{2L_1}$ 。

由式(2.47)可见,输入电流为纯正弦波,且与输入电压同相位。因此,输入功率因数理论上为 1。

值得注意的是,与电压跟随器型 buck PFC 电路和电压跟随器型 boost PFC 电路不同,电压跟随器型 buck-boost PFC 电路的输入功率因数与变换器的输出输入电压变比无关。

### 3. 临界条件

与电压跟随器型 boost PFC 电路类似,能使电压跟随器型 buck-boost PFC 电路在整个输入电压范围内都处于 DCM 方式的最起码条件是:当  $v_{\text{IN}} = V_{\text{IN}}$  时,让变换器恰好工作在 DCM 和 CCM 的边界,由式(2.44)可知这时的输出电压为

$$V_o = \frac{d}{1-d} V_{\text{IN}} \quad (2.49)$$

这时变换器的最小电压变比为

$$m_{\min} = \frac{d}{1-d} \quad (2.50)$$

在半个输入电压周期内的平均输入功率为

$$P_{\text{IN}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} v_{\text{IN}}(t) i_{\text{IN}}(t) d(\omega t) = \frac{I_{\text{IN},P}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_{\text{IN}}}{\sqrt{2}} \quad (2.51)$$

在半个输入电压周期内的平均输出功率为

$$P_{\text{OUT}} = \frac{V_o^2}{R_L} = \frac{V_{\text{IN}}^2}{R_L} \left( \frac{d}{1-d} \right)^2 \quad (2.52)$$

假定变换器效率为  $\eta$ ,结合式(2.51)和式(2.52),可得出 buck-boost 变换器的临界无量纲参数  $K_{L1,B}^{\text{PFC}}$  为

$$K_{L1,B}^{\text{PFC}} = \frac{1}{2} (1-d)^2 \quad (2.53)$$

### 4. 基于反激变换器的 PFC 电路

反激变换器(Flyback Converter)实际上就是采用脉冲变压器实现输出和输入电压隔离的 buck-boost 变换器,电压跟随器型反激 PFC 电路的组成如图 2.19 所示。电压跟随器型反激 PFC 电路的输入功率因数的表达式与电压跟随器型 buck-boost PFC 电路的相同,其临界条件仅有轻微差别。

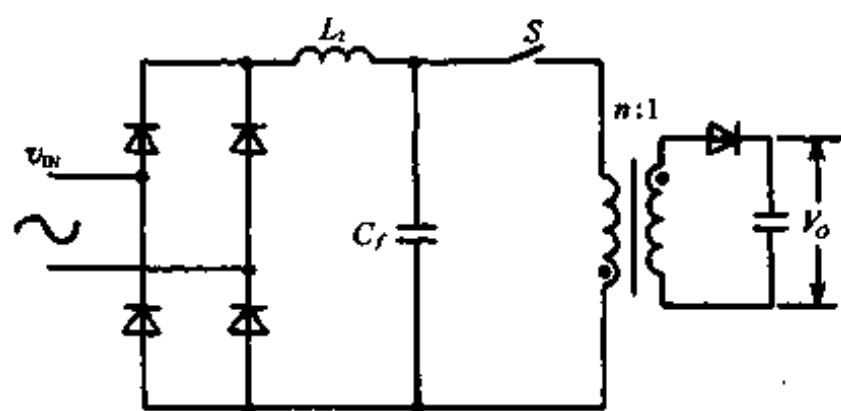


图 2.19 电压跟随器型反激 PFC 电路的组成

反激 PFC 电路的最小输入输出电压变比可表示为

$$m_{\min} = \frac{V_o}{V_p} = \frac{1}{n} \frac{d}{d_2} \quad (2.54)$$

式中  $n$  为变压器原副边匝比。

电压跟随器型反激 PFC 电路的临界无量纲参数  $K_{L1,B}^{PFC}$  为

$$K_{L1,B}^{PFC} = \frac{1}{2}n^2(1-d)^2 = K_{CRIT}^{DC} \cdot \frac{n^2}{2} \quad (2.55)$$

图 2.20 给出了电压跟随器型反激 PFC 电路的临界无量纲参数  $K_{L1,B}^{PFC}$  与开关导通比  $d$  和变压器匝比  $n$  的关系曲线。当匝比为 1 时,即对应为电压跟随器型 buck-boost PFC 电路的情形。

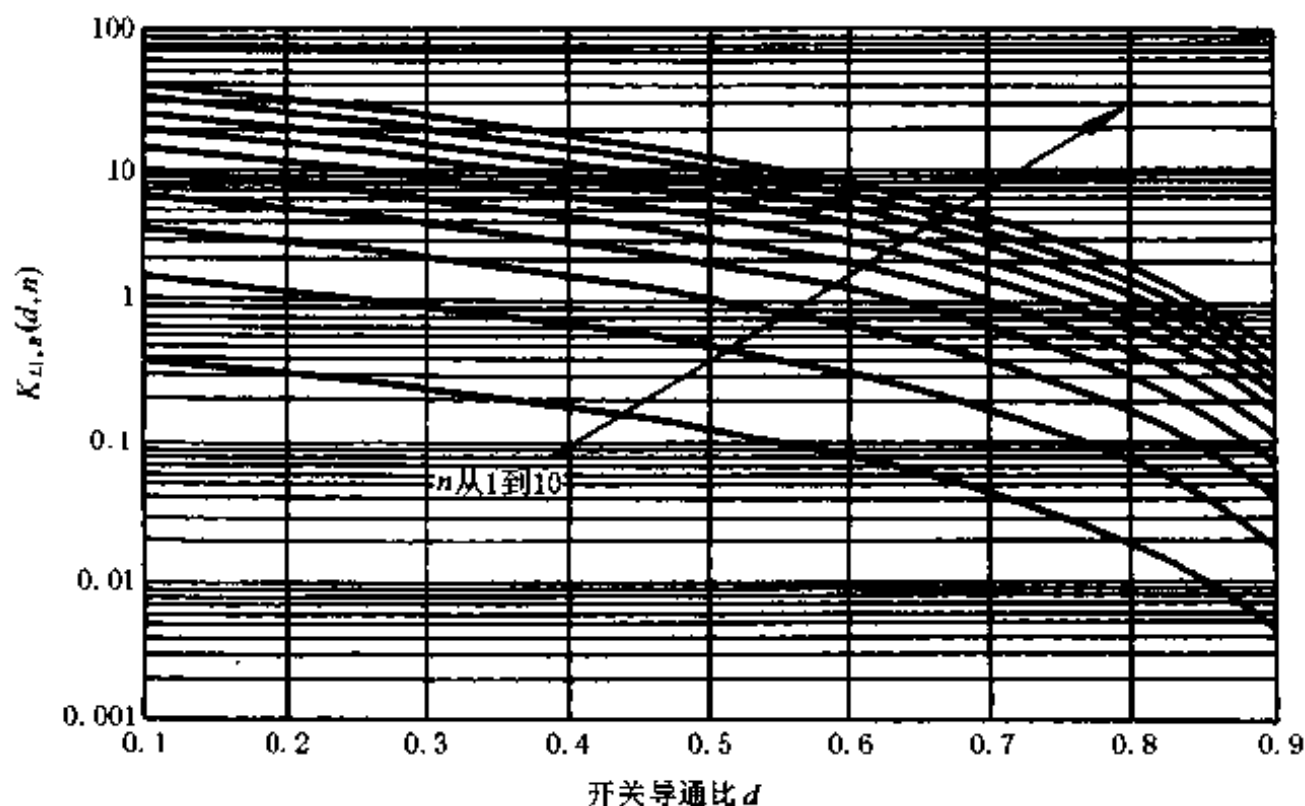


图 2.20 电压跟随器型反激 PFC 电路的临界无量纲参数  $K_{L1,B}^{PFC}$  与开关导通比  $d$  和变压器匝比  $n$  的关系曲线

#### 2.4.4 基于 Zeta 变换器的 PFC 电路<sup>[14]</sup>

1994 年,Peres 等人首次把 Zeta 变换器用于功率因数校正<sup>[7]</sup>,尽管临界条件对 PFC 电路的设计非常重要,但在文献[6]中对临界条件却未作报道。本节将分析基于 Zeta 变换器的 PFC 电路的临界条件。

##### 1. 拓扑结构和电路工作状态

图 2.21 为基于 Zeta 变换器的 PFC 电路的组成,该电路仅在 Zeta DC-DC 变换器前端添加了一个 LC 低通滤波器和全桥整流器。流经开关  $S$  的电流为高频三角波,其包络为输入交流电压的全波整流波形。由于开关周期远小于输入交流电压的周期,在下面的分析中可以认为在每个开关周期中输入交流电压近似恒定,并且假定在一个开关周期内,电容  $C_1$  和  $C_2$  足以维持其电压恒定。

工作在 DCM 方式的 Zeta 变换器具有如图 2.22 所示的三个工作状态。

在状态 I,开关  $S$  导通,二极管  $D$  关断,输入电源  $v_{IN}$  向电感  $L_1$  充电,同时  $v_{IN}$  和  $C_1$  给电感  $L_2$ 、负载电容  $C_2$  以及负载电阻  $R_L$  提供能量。

在状态 II,开关  $S$  截止,二极管  $D$  导通,电感  $L_1$  经二极管  $D$  向  $C_1$  充电,电感  $L_2$  给负载电容  $C_2$  以及负载电阻  $R_L$  提供能量。

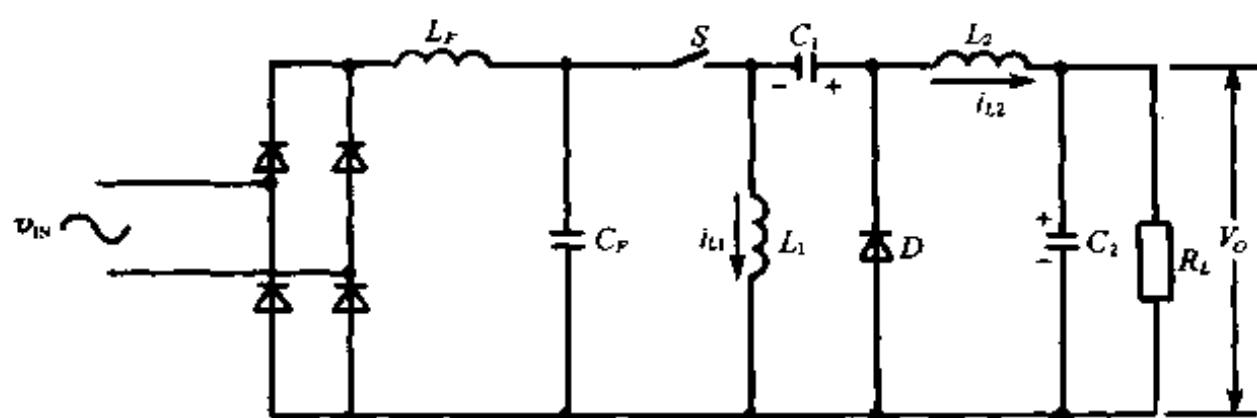


图 2.21 基于 Zeta 变换器的 PFC 电路的组成

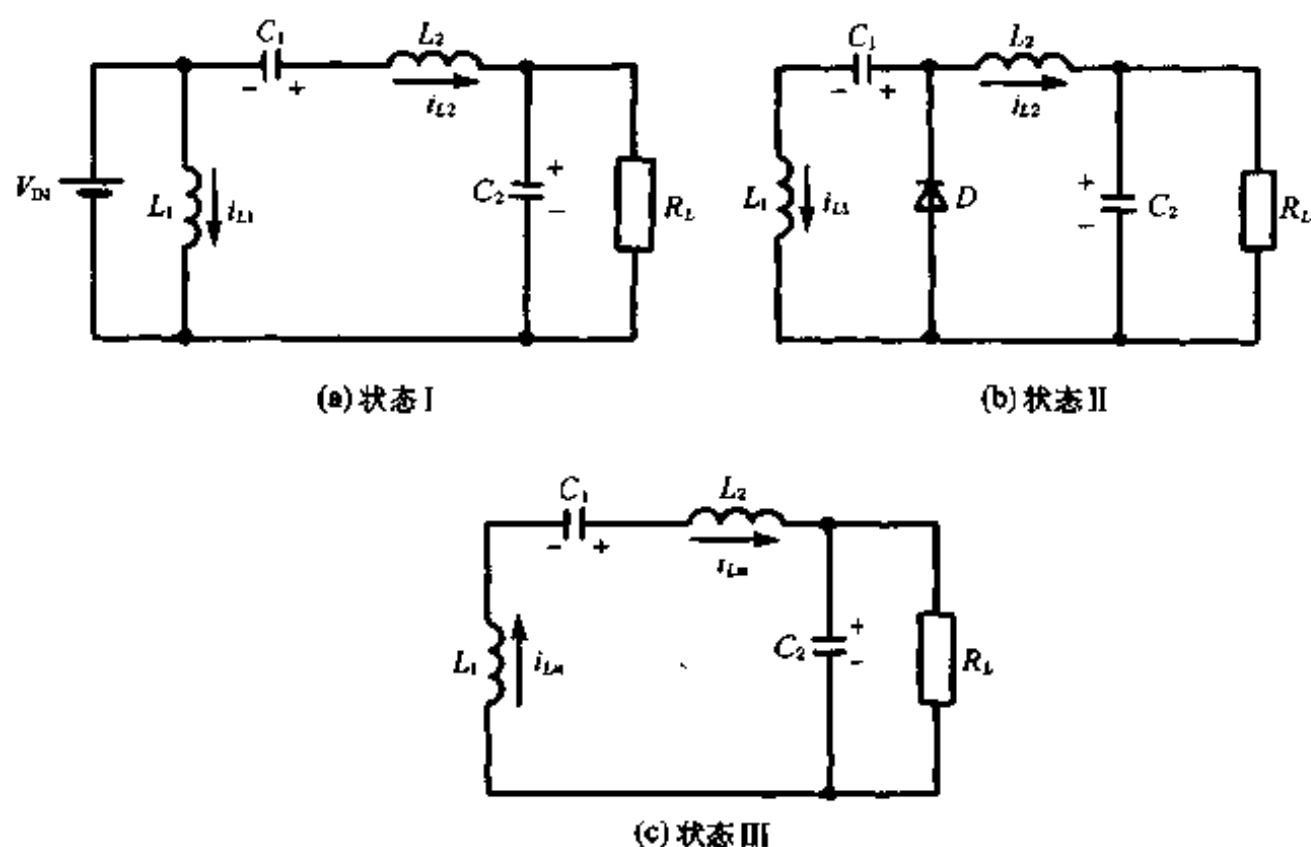


图 2.22 电压跟随器 Zeta PFC 电路的三个工作状态

在状态 III, 开关  $S$  和二极管  $D$  均截止, 该状态仅在 DCM 时存在。在这个状态下, 电容  $C_1$  和  $C_2$  给负载电阻  $R_L$  提供能量。这时流经二极管  $D$  的电流为零, 流过电感  $L_1$  和  $L_2$  的电流为  $i_{Lm}$ 。

图 2.23 给出了在 DCM 方式下 Zeta 变换器的电感  $L_1$  和  $L_2$  上的电流和电压的波形。当变换器工作在 CCM 和 DCM 的边界时, 图中第三个工作状态不存在。

对于 DCM 下的 Zeta DC-DC 变换器, 应用伏秒平衡可得出

$$\begin{aligned} V_{IN}d &= V_{C1}d_2 \\ V_{IN}d &= V_Od_2 \end{aligned} \quad (2.56)$$

式中  $d$  为开关  $S$  的导通比,  $d_2$  为二极管  $D$  的导通比。因此

$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{V_{C1}}{V_{IN}} = \frac{d}{d_2} = M \quad (2.57)$$

此处  $V_{IN}$  是电源电压,  $V_O$  是输出电压,  $M$  为输入输出电压变比。流过电感  $L_1$  和  $L_2$  上的电流分别为

$$i_{L1} = \frac{V_{IN}t'}{L_1} - i_{Lm}, \quad 0 < t' < dT_s \quad (2.58a)$$

和

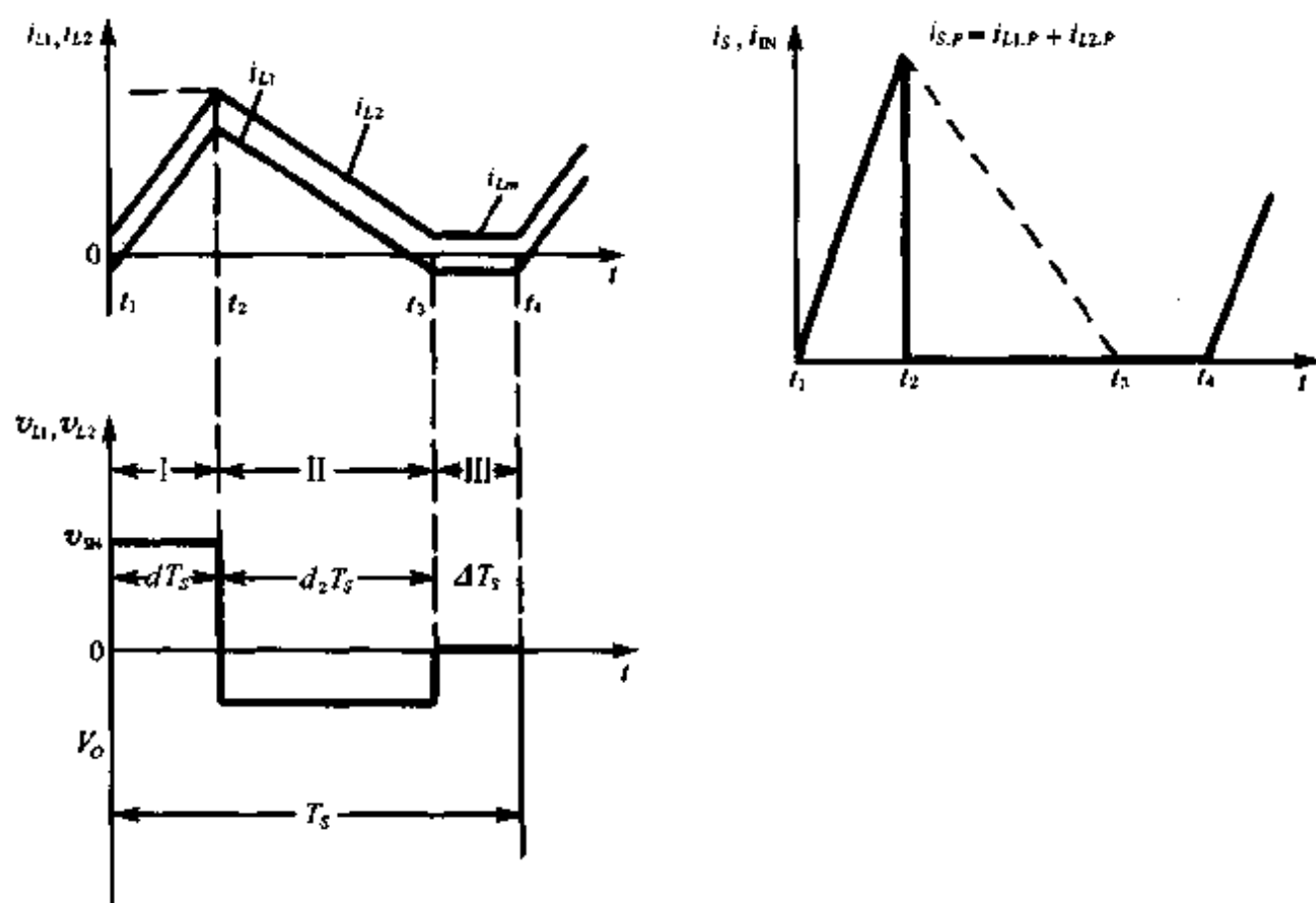


图 2.23 Zeta 变换器中的主要电流和电压波形

$$i_{L2} = \frac{V_{IN}t'}{L_2} + i_{Lm}, \quad 0 < t' < dT_s \quad (2.58b)$$

式中  $i_{Lm}$  为第三个状态下流过电感的电流。由此可得流过  $L_1$  和  $L_2$  上的平均电流  $I_{L1}$  和  $I_{L2}$  分别为

$$I_{L1} = \frac{1}{2}i_{L1,p}(d + d_2) - i_{Lm} \quad (2.59a)$$

和

$$I_{L2} = \frac{1}{2}i_{L2,p}(d + d_2) + i_{Lm} \quad (2.59b)$$

式中  $i_{L1,p}$  和  $i_{L2,p}$  分别为电感  $L_1$  和  $L_2$  上电流的最大变化量, 即

$$i_{L1,p} = \frac{V_{IN}dT_s}{L_1} \quad (2.60)$$

和

$$i_{L2,p} = \frac{V_{IN}dT_s}{L_2} \quad (2.61)$$

假定变换器效率为  $\eta$ , 则

$$\eta P_{IN} = P_{OUT} \quad (2.62)$$

因此

$$\frac{v_{IN}^2 d^2}{2L_e} \eta T_s = \frac{V_O^2}{R_L} \quad (2.63)$$

式中  $L_e$  为 Zeta 变换器等效电感, 其值为两个电感的并联值。所以

$$K_e = \frac{2L_e}{R_L T_s} = \frac{d^2}{M^2} = d_2^2 \quad (2.64)$$

因为

$$I_{L2}V_O = P_{OUT} \quad (2.65)$$

结合式(2.59), (2.63), (2.64)和(2.65)可得出

$$i_{Lm} = \frac{v_{IN}\eta d^2 T_s}{2M} \left( \frac{1}{L_e} - \frac{1+M}{L_2} \right) = \frac{v_{IN}\eta d^2 T_s}{2M} \left( \frac{1}{L_1} - \frac{M}{L_2} \right) \quad (2.66)$$

当

$$\begin{aligned} L_2 &= (1+M)L_e \\ L_1 &= \frac{L_2}{M} = \frac{1+M}{M}L_e \end{aligned} \quad (2.67)$$

时,  $i_{Lm}=0$ 。

如果变换器工作在 CCM 和 DCM 的边界, 则

$$d_2 = 1 - d \quad (2.68)$$

把式(2.68)代入式(2.64)可得 Zeta DC-DC 变换器的临界条件为

$$K_{CRIT} = (1-d)^2 \quad (2.69)$$

即如果  $K < K_{CRIT}$  时, 变换器工作在 DCM。

## 2. 输入功率因数

对于电压跟随器 Zeta PFC 电路, 在任意时刻其电感  $L_1$  和  $L_2$  上的电流可分别表示为

$$i_{L1}(t', t) = \frac{V_{Pt'}}{L_1} \sin \omega t - i_{Lm} \quad (2.70)$$

和

$$i_{L2}(t', t) = \frac{V_{Pt'}}{L_2} \sin \omega t + i_{Lm} \quad (2.71)$$

这里  $t'$  是一个开关周期内开关导通后的时间,  $t$  为输入交流周期的时间。因此, 输入电流可表示为

$$i_{IN}(t', t) = i_{L1}(t', t) + i_{L2}(t', t) = \frac{V_{Pt'}}{L_e} \sin \omega t \quad (2.72)$$

在一个开关周期, 流经开关  $S$  的峰值电流  $i_{S,P}(t)$ , 也即峰值输入电流  $i_{IN,P}(t)$  为

$$i_{S,P}(t) = i_{IN,P}(t) = \frac{V_P d T_s}{L_e} \sin \omega t \quad (2.73)$$

在一个开关周期平均输入电流  $I_{IN}(t)$  可表示为

$$I_{IN}(t) = \frac{i_{IN,P}(t) d T_s}{2T_s} = \frac{V_{IN} d^2}{R_L K_e} \sin \omega t = I_{IN,P} \sin \omega t \quad (2.74)$$

这里

$$I_{IN,P} = \frac{V_{IN} d^2}{R_L K_e} \quad (2.75)$$

输入电流的平均功能由  $L_F$  和  $C_F$  实现。

式(2.74)表明, DCM Zeta PFC 电路的输入交流电流为正弦波且与输入交流电压同相, 因此输入功率因数为 1。

## 3. 临界条件

如果在输入电压峰值时, Zeta 变换器能工作在 DCM, 则可以确保 PFC 电路在整个输



入电压动态范围内均能工作在 DCM, 因此 Zeta PFC 电路的临界条件是: 在输入电压峰值时, 变换器工作在 DCM 和 CCM 的边界, 定义这时的二极管的导通比为  $d_{2P}$ , 此时 PFC 电路的输出电压为

$$V_O = V_{C1} = V_{IN} \frac{d}{d_{2P}} \quad (2.76)$$

按照伏秒平衡原理, 当输入电压为任意值时, 二极管的导通比为

$$d_2 = d_{2P} \sin \omega t \quad (2.77)$$

平均负载电流为

$$I_{R_L} = \frac{V_O}{R_L} = \frac{d V_{IN}}{d_{2P}} \cdot \frac{1}{R_L} \quad (2.78)$$

输出功率为

$$P_{OUT} = V_O I_{R_L} = \frac{d^2 V_{IN}^2}{d_{2P}^2} \cdot \frac{1}{R_L} \quad (2.79)$$

平均输入功率为

$$P_{IN} = I_{IN,rms} \cdot V_{IN,rms} = \frac{I_{IN,P}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_{IN}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{IN}^2 d^2}{2 R_L K_e} \quad (2.80)$$

假定变换器效率为  $\eta$ , 结合式 (2.79) 和 (2.80) 可得出

$$K_e = \frac{2 L_e}{R_L T_s} = \frac{\eta d_{2P}^2}{2} \quad (2.81)$$

因为  $d_{2P}$  的最大值为

$$d_{2P,max} = 1 - d \quad (2.82)$$

因此, Zeta PFC 电路的临界条件为

$$K_{CRIT}^{PFC} = \frac{(1-d)^2}{2} \quad (2.83)$$

也即, 当  $L_e < L_{CRIT}^{PFC}$  时, 电路工作在 DCM; 当  $L_e > L_{CRIT}^{PFC}$  时, 电路工作在 CCM。

#### 4. 具有隔离变压器时的 Zeta PFC 电路

带隔离变压器的 Zeta PFC 电路如图 2.24 所示。

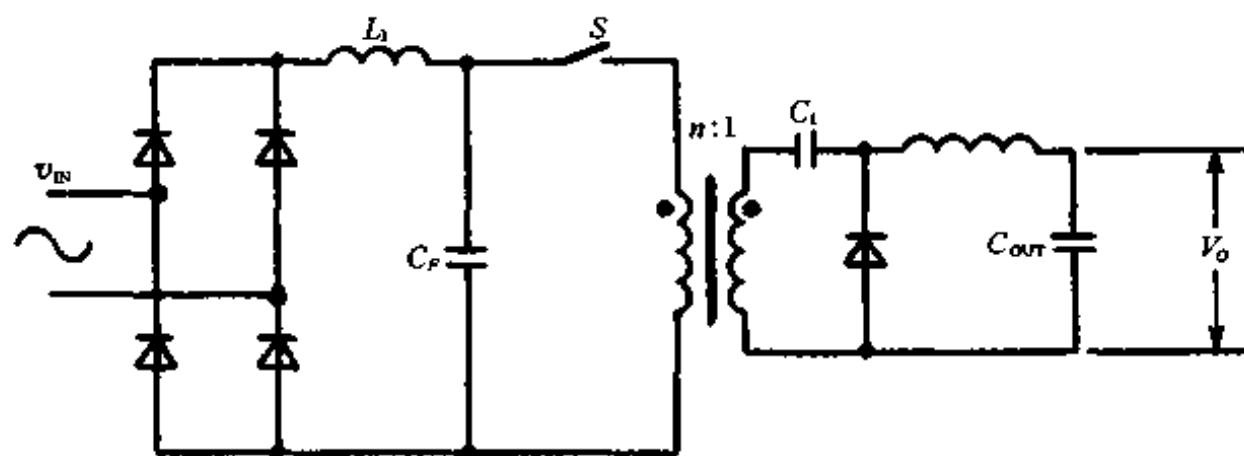


图 2.24 带隔离变压器的 Zeta PFC 电路

带隔离变压器的 Zeta PFC 电路的输入功率因数与不带隔离变压器的 Zeta PFC 电路相同, 其临界条件仅有轻微差别。

隔离 Zeta PFC 电路的最小输入输出电压变比为

$$m_{\min} = \frac{V_o}{V_p} = \frac{1}{n} \cdot \frac{d}{d_2} \quad (2.84)$$

式中  $n$  为变压器原副边匝比, 因此临界条件为

$$K_{L1,B}^{PFC} = \frac{1}{2} n^2 (1-d)^2 = K_{CRIT}^{DC} \cdot \frac{n^2}{2} \quad (2.85)$$

图 2.25 为 Zeta 变换器用于 PFC 时的临界条件与占空比  $d$  和变压器匝比  $n$  的关系曲线。

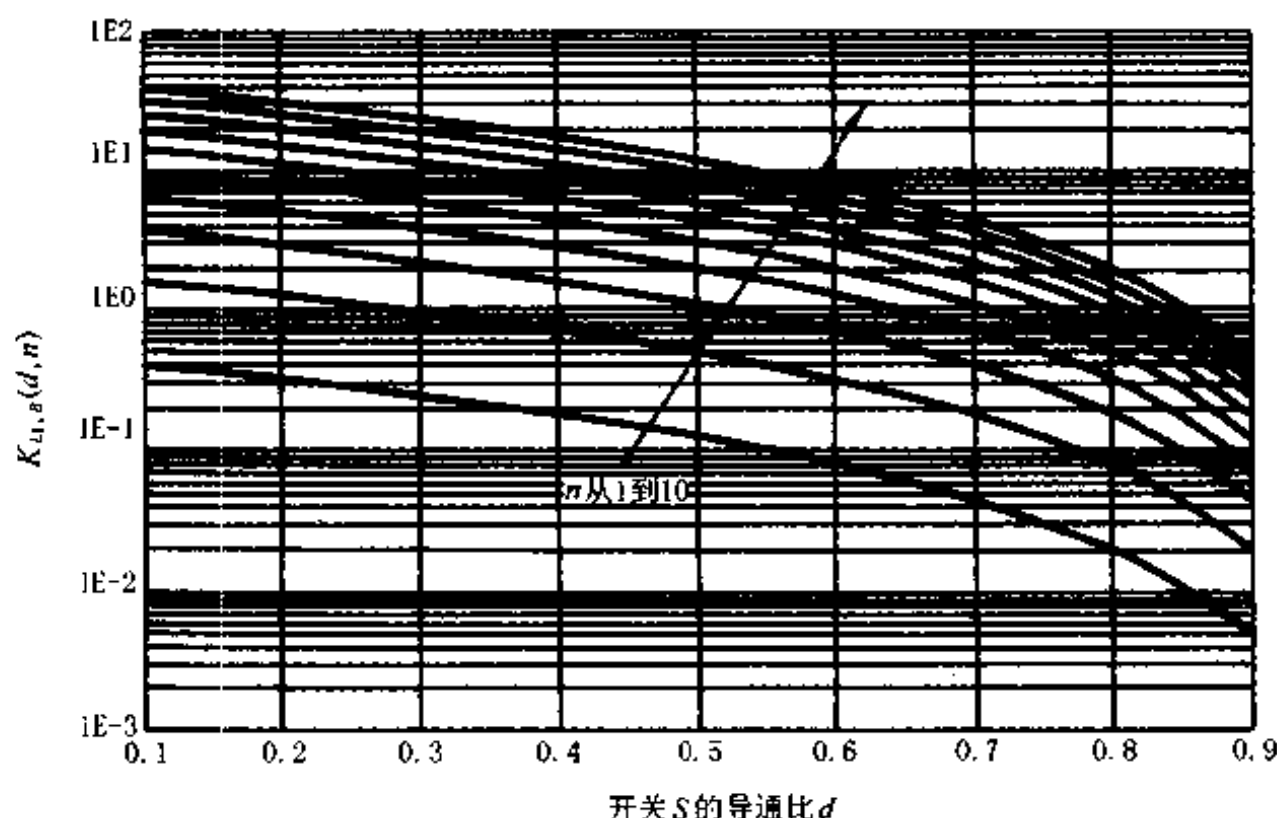


图 2.25 电压跟随器 Zeta PFC 电路的临界无量纲参数与开关的导通比  $d$  和变压器匝比  $n$  的关系曲线

## 5. 设计和仿真结果

### (1) 设计实例

为了证实分析的正确性, 这里给出一个设计实例:

输入电压  $v_{IN}(t) = 220 \sqrt{2} \sin 100\pi t$ ;

输出电压  $V_o = 200V$ ;

开关频率  $f_s = 100kHz$ ;

输出功率  $P_o = 200W (R_L = 200\Omega)$ 。

按照设计要求, 由式(2.76)可知, 最小电压变比  $m_{\min} = 0.645$ , 因此占空比  $d = 0.4$ , 根据式(2.83)或图 2.25 可得  $K_{CRIT}^{PFC} = 0.18$ 。为了保证 PFC 电路工作在 DCM, 根据式(2.81)可得  $L_e = 180\mu H$ 。我们选择  $L_1$  和  $L_2$  均为  $360\mu H$ 。

### (2) 仿真结果

图 2.26 为输入电流波形的仿真结果。为了便于比较, 图 2.26(b)给出了不能在整个输入电压范围内满足 DCM 条件时的输入电流的波形。可见, 当电路总能工作在 DCM 时, 输入电流为很好的正弦波; 而当 DCM 条件不总满足时, 输入电流波形出现明显畸变。比较图 2.26(a)和图 2.26(b)可以看出临界条件对于设计 PFC 电路是非常重要的。表 2.2

给出了仿真电路的输入电流中各次谐波电流的含量。由表 2.2 可计算得到输入电流的总谐波含量  $\text{THD}=3.36\%$ ,  $\text{PF}=0.999$ 。

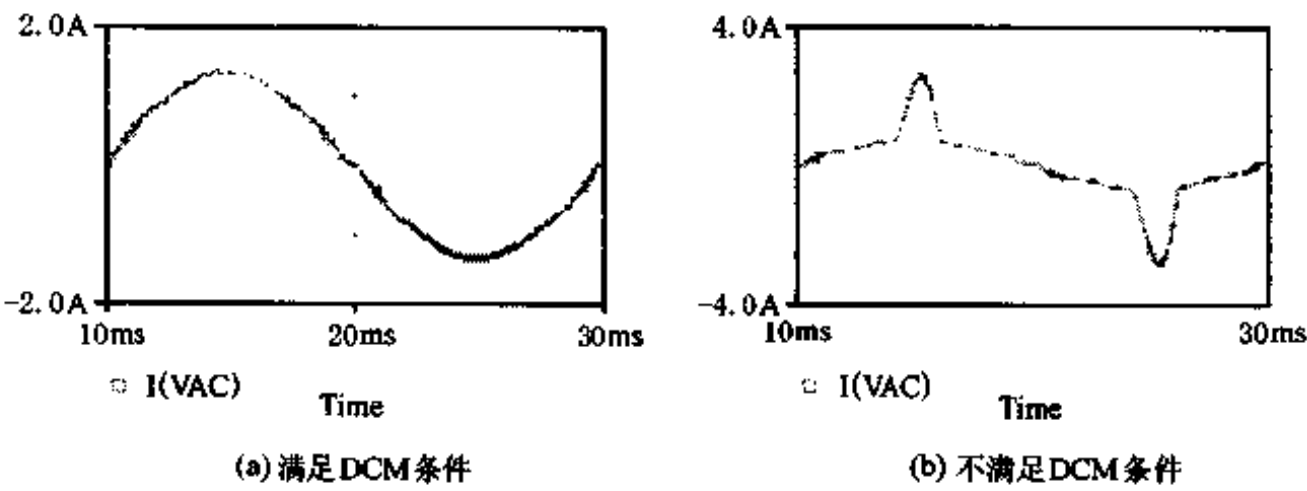


图 2.26 电压跟随器型 Zeta PFC 电路的输入电流的 PSPICE 仿真结果

表 2.2 输入电流中谐波电流含量的仿真结果

	$I_1$	$I_3$	$I_5$	$I_7$	$I_9$	$I_{11}$	$I_{13}$	$I_{15}$
$I_n(\text{mA})$	1750	15.02	40.51	10.14	26.92	15.32	18.01	12.63
$I_n/I_1(\%)$	100	0.86	2.34	0.58	1.54	0.87	1.03	0.72

图 2.27 给出了不同时刻下电感电流的波形。图 2.27(a)为电感电流的典型波形,图 2.27(b)是输入电压为其峰值时电感电流的波形。我们可以明显看出,在峰值输入电压下,变换器恰好工作在 DCM 和 CCM 的边界,这说明了理论分析是正确的。

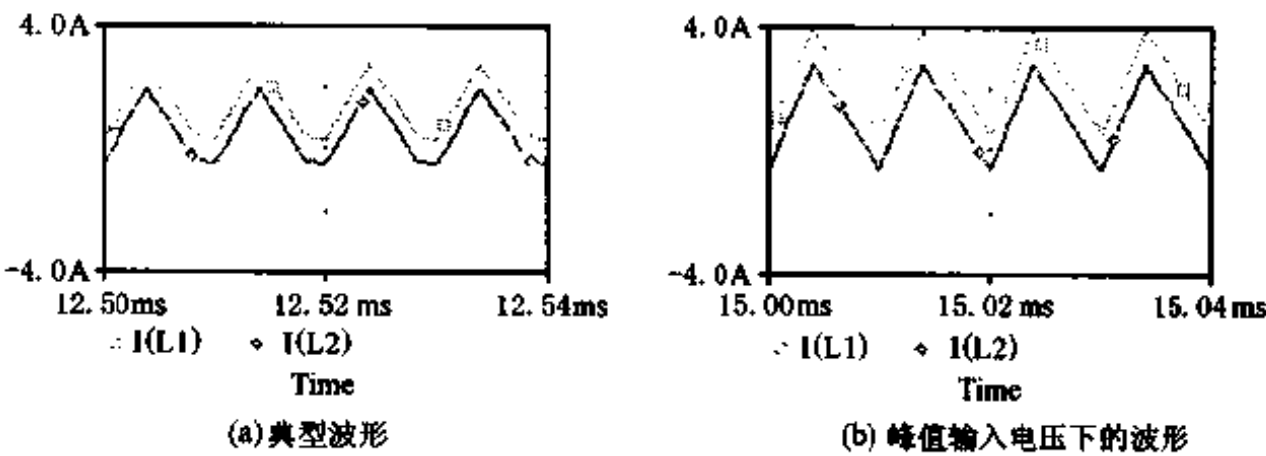


图 2.27 不同时刻电感  $L_1$  和  $L_2$  上的电流波形

在实际的变换器设计中还必须考虑变换器的效率,这时电感量应相应减小。

### 2.4.5 基于 Cuk 和 Sepic 变换器的 PFC 电路

#### 1. 基本拓扑和工作原理

基于 Cuk 和 Sepic 变换器的电压跟随器型 PFC 电路的组成分别如图 2.28(a)和(b)所示。

在 Cuk DC-DC 变换器中,如果变换器工作在 DCM,其电感  $L_1$  和  $L_2$  的电流电压波形如图 2.29 所示<sup>[16]</sup>,由图可见,此时变换器存在三个工作状态,对应的等效电路分别如图 2.30(a),(b),(c)所示。

在图 2.30 中

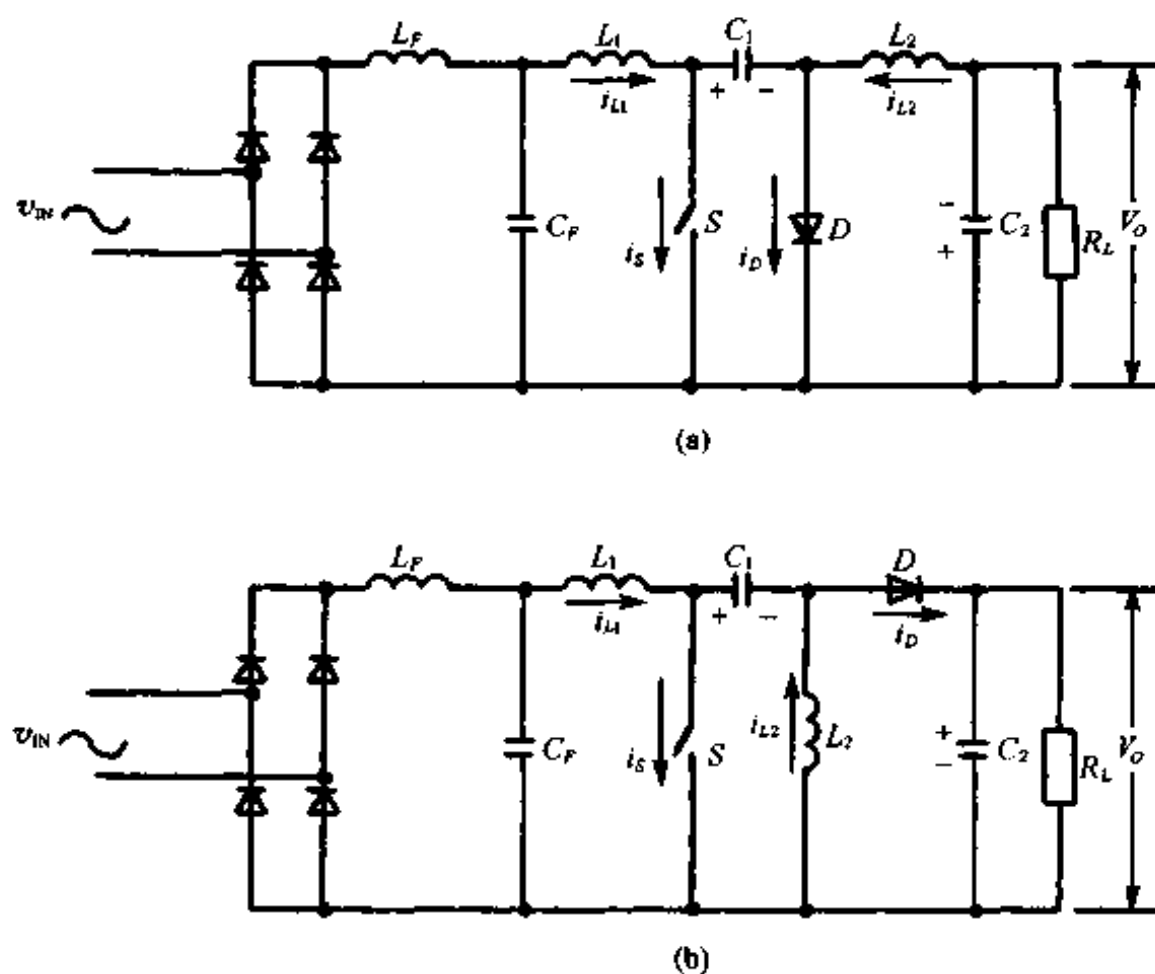


图 2.28 基于 Cuk 变换器的电压跟随器型 PFC 电路的组成 (a) 和基于 Sepic 变换器的电压跟随器型 PFC 电路的组成 (b)

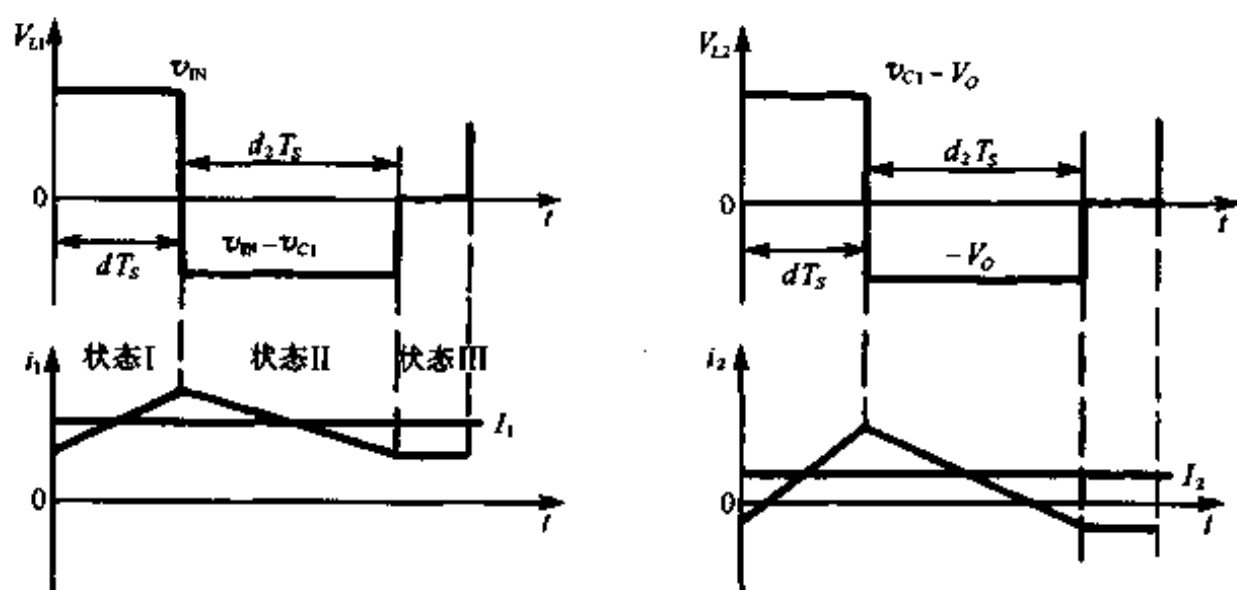


图 2.29 Cuk DC-DC 变换器中电感  $L_1$  和  $L_2$  的电流电压波形

$$I_1 = \frac{v_{IN} d T_s}{2L_1} (d + d_2) + i \quad (2.86a)$$

$$I_2 = \frac{v_{IN} d T_s}{2L_2} (d + d_2) - i \quad (2.86b)$$

其中,  $i$  为当变换器处于状态 III 时, 流过电感  $L_1$  和  $L_2$  的电流;  $I_1$  和  $I_2$  分别为在一个开关周期内流经  $L_1$  和  $L_2$  的平均电流。

变换器的输出输入电压变比  $M$  为

$$M = \frac{V_o}{v_{IN}} = \frac{d}{d_2} \quad (2.87)$$

变换器的等效无量纲参数  $K$  定义为

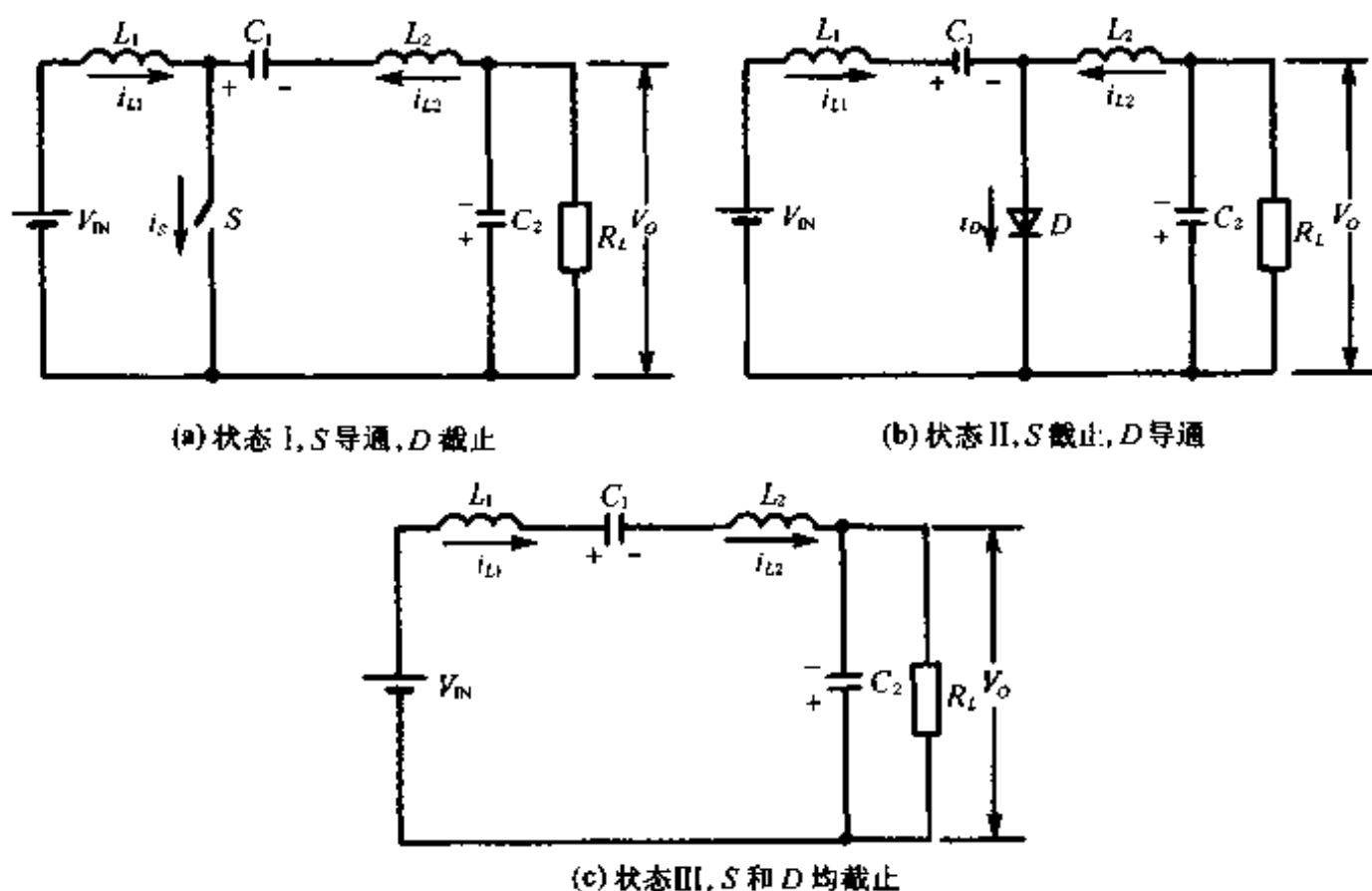


图 2.30 DCM Cuk DC-DC 变换器的三个工作状态的等效电路

$$K_c \equiv \frac{2L_c}{R_L T_s} \quad (2.88)$$

其中  $L_c$  为等效电感, 它与  $L_1$  和  $L_2$  的关系为

$$\frac{1}{L_c} \equiv \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \quad (2.89)$$

变换器的临界条件为

$$K_{CRIT} = (1 - d)^2 \quad (2.90)$$

必须注意, 在状态 III, 变换器的输入电压和电容电压之间存在下面的关系:

$$v_{IN} = v_{C1} - V_{C2} \quad (2.91)$$

这一点对下面的分析是十分重要的。

## 2. 电压跟随器型 Cuk PFC 电路的输入电流

对于电压跟随器 Cuk PFC 电路, 其输入电压波形为经二极管全波整流后的脉动电压。当开关  $S$  导通时, 流经两个电感的电流可分别表示为

$$i_{L1}(t, t') = \frac{v_{IN} t'}{L_1} + i(t) \quad (2.92)$$

$$i_{L2}(t, t') = \frac{(v_{C1} - V_O) t'}{L_2} - i(t) \quad (2.93)$$

为了使输出电压保持恒定, 根据式(2.91), 电容  $C_1$  上的电压应满足

$$v_{C1}(t) = v_{IN}(t) + V_O \quad (2.94)$$

把上式代入式(2.93)可得

$$i_{L2}(t, t') = \frac{v_{IN}(t) t'}{L_2} - i(t) \quad (2.95)$$

对于电感  $L_1$ , 根据伏秒平衡可知

$$v_{C1} = \frac{d + d_2(t)}{d_2(t)} v_{IN} \quad (2.96)$$

对于电感  $L_2$ , 根据伏秒平衡可知

$$V_o = \frac{dv_{C1}}{d_2(t) + d} \quad (2.97)$$

把式(2.93)代入式(2.94)可得

$$V_o = \frac{d}{d_2(t)} v_{IN} \quad (2.98)$$

因此, 在任意输入电压下, 输入输出电压变比  $m(t)$  为

$$m(t) = \frac{V_o}{v_{IN}} = \frac{V_o}{V_{IN} |\sin \omega t|} = \frac{d}{d_2(t)} \quad (2.99)$$

$$m_{\min} = \frac{V_o}{V_{IN}} \quad (2.100)$$

结合式(2.98)和式(2.99)可得

$$d_2(t) = d_{2,p} \cdot |\sin \omega t| \quad (2.101)$$

显然  $d_{2,p}$  对应为输入峰值电压时的  $d_2(t)$  值。

因此, 在一个开关周期内流经  $L_1$  的平均电流  $I_1(t)$  为

$$I_1(t) = \frac{V_{IN} d^2 T_s}{2L_1} |\sin \omega t| \cdot \left( 1 + \frac{|\sin \omega t|}{m_{\min}} \right) + i(t) \quad (2.102)$$

类似地可求得, 在一个开关周期内流经  $L_2$  的平均电流  $I_2(t)$  为

$$I_2(t) = \frac{V_{IN} d^2 T_s}{2L_2} \cdot \left( 1 + \frac{|\sin \omega t|}{m_{\min}} \right) - i(t) \quad (2.103)$$

联立式(2.102)和式(2.103)可得

$$i(t) = \frac{I_1(t)}{m(t)} \cdot \frac{m(t)L_1 - L_2}{L_1 + L_2} \quad (2.104)$$

把上式代入式(2.102)并整理后可得

$$I_1(t) = \frac{V_{IN} d^2 T_s}{2L_1} \sin \omega t \quad (2.105)$$

由图 2.28 可见,  $I_1(t)$  就是输入电流, 显然输入电流波形为正弦且与输入电压同相位, 因此输入功率因数为 1。再把式(2.105)代入式(2.104)可以得出

$$i(t) = \frac{V_{IN} d^2 T_s \sin \omega t}{2} \left( \frac{1}{L_2} - \frac{\sin \omega t}{m_{\min} L_1} \right) \quad (2.106)$$

这个结果与文献[12]的结果是一致的, 因为基于 Cuk 变换器的电压跟随器型 PFC 电路理论上可以获得没有畸变的输入电流波形, 因此符合文献[12]中的认为输入功率因数为 1 的假设, 但是与文献[12]不同的是, 本节的分析方法不需要输入功率因数为 1 的假设, 因此对于输入电流存在不可避免的畸变的 PFC 电路也是适用的。

把式(2.106)再分别代入式(2.99)和式(2.103)可得

$$i_{L2}(t, t') = \frac{V_{IN} t'}{L_2} - \frac{V_{IN} d^2 T_s}{2} \left( \frac{1}{L_2} - \frac{|\sin \omega t|}{m_{\min} L_1} \right) \quad (2.107)$$

$$I_2(t) = \frac{V_{IN} d^2 T_s}{2m_{\min} L_e} |\sin \omega t| \quad (2.108)$$

由式(2.108)可见,  $I_2(t)$  也即输出电流的纹波是很显著的。图 2.31 是一个 DCM Cuk PFC 电路的仿真结果, 从图中可以更直观地看出输出电流的波动。

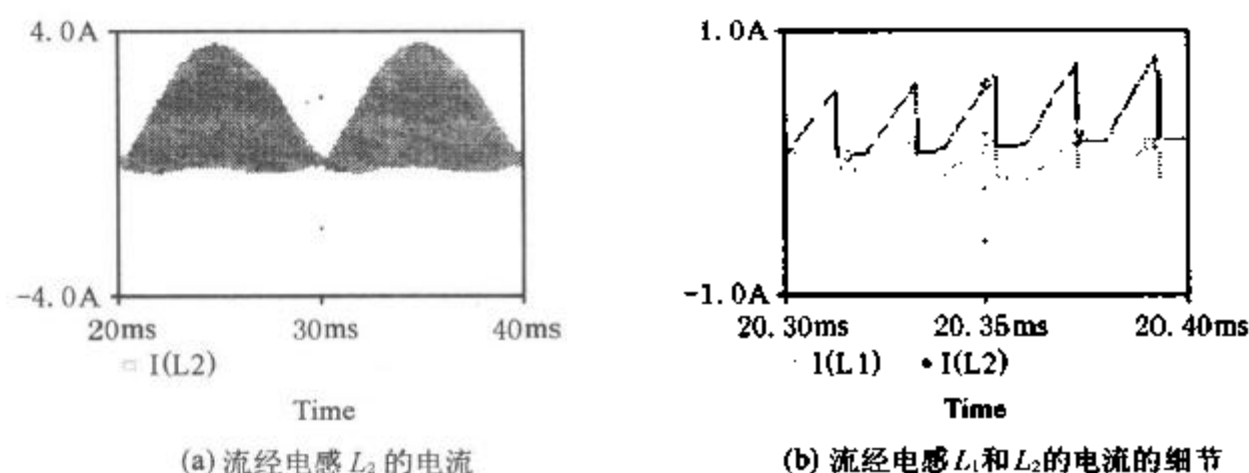


图 2.31 电压跟随器型 Cuk PFC 电路中电感的电流波形

### 3. 电压跟随器型 Cuk PFC 电路的临界条件

由于电压跟随器型 Cuk PFC 电路的输入功率因数为 1, 因此其平均输入功率  $P_{IN}$  为

$$P_{IN} = \frac{I_{IN}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_{IN}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{IN}^2 d^2}{2R_L K_e} \quad (2.109)$$

其输出功率  $P_{OUT}$  为

$$P_{OUT} = V_O I_{R_L} = \frac{d^2 V_{IN}^2}{d_{2P}^2} \cdot \frac{1}{R_L} \quad (2.110)$$

假定变换器效率为  $\eta$ , 结合式(2.109)和式(2.110)可得

$$K_e = \frac{2L_e \eta}{R_L T_s} = \frac{d_{2P}^2 \eta}{2} \quad (2.111)$$

$d_{2P}$  的最大值为

$$d_{2P, \max} = 1 - d \quad (2.112)$$

因此, 电压跟随器型 Cuk PFC 电路的临界条件为

$$K_{CRIT}^{PFC} = \frac{(1-d)^2}{2} \quad (2.113)$$

当  $L_e < L_{e,B}^{PFC}$  时, 电路工作在不连续导电模式; 当  $L_e > L_{e,B}^{PFC}$  时, 电路工作在连续导电模式。此外根据文献[13], 为了保证输入电流波形不畸变, 应保证

$$i(t) = \frac{V_{IN} d^2 T_s \sin \omega t}{2} \left( \frac{1}{L_2} - \frac{\sin \omega t}{m_{\min} L_1} \right) > 0 \quad (2.114)$$

所以

$$L_1 > \frac{L_2}{m_{\min}} \quad (2.115)$$

由于 Sepic 变换器的电路结构和工作原理与 Cuk 变换器相似, 因此其输入电流波形和临界条件也与 Cuk 变换器相同, 此处不在赘述。

在 Cuk 和 Sepic DC-DC 变换器中,  $C_1$  上的电压应是恒定的。但在电压跟随器 PFC 电路中, 为确保输入电流不发生畸变, 根据文献[13], 其电容  $C_1$  上的电压有两个限制:

- (1) 在一个开关周期基本保持恒定;
- (2) 以工频周期跟随输入电压变化,正如式(2.94)描述的那样。

因此,  $C_1$ ,  $L_1$  和  $L_2$  的谐振频率必须远高于工频, 否则上面两个限制条件就不能保证, 输入电流波形也将畸变。

## 2.5 本章结论

本章利用线性化模型, 从能量平衡的角度系统地研究了基于 buck, boost, buck-boost, Zeta, Cuk 和 Sepic 变换器的电压跟随器型 PFC 电路的输入电流和临界条件的解析表达式, 并分别给出了不同变换器的基本设计考虑及必要的仿真与实验结果。

表 2.3 给出了一些重要结论。当输入电流波形无畸变时(如 buck-boost, Sepic 和 Cuk 变换器), 所得出的临界条件与已发表文献的结论是一致的; 但是当输入电流波形存在失真时(如 buck 变换器和 boost 变换器), 与已发表文献的结论相比, 所得结论更加准确。此外, 本章对电压跟随器型 Zeta PFC 电路的临界条件进行了研究。

本章得出的这些结论为 PFC 电路的设计提供了理论依据。

表 2.3 基本变换器构成的电压跟随器 PFC 电路的一些参数

变换器原型	输入电流 $i_{IN}(t)$	$K_{CRIT}^{PFC}$
buck	$\frac{V_{IND}^2 T_s}{2L} (\sin\omega t - d)$	$\frac{1}{2\pi} \{ (1+2d^2) \cdot (\pi - 2\sin^{-1}d) - 6d \cdot \cos(\sin^{-1}d) \}$
boost	$\frac{V_{IND}^2 T_s}{2L} \sin\omega t \left( \frac{m_{min}  \sin\omega t }{m_{min} -  \sin\omega t } \right)$	$d(1-d)^2 \frac{1}{\pi} f\left(\frac{1}{1-d}\right)$
buck-boost	$\frac{V_{IND}^2 T_s}{2L} \sin\omega t$	$\frac{(1-d)^2}{2}$
Sepic, Cuk, Zeta	$\frac{V_{IND}^2 T_s}{2L_s} \sin\omega t$	$\frac{(1-d)^2}{2}$



### 第三章 boost-buck 组合功率因数校正电路

如第二章所述,各种基本变换器都可用于构成电压跟随器型 PFC 电路,但是它们各有优缺点。尽管基于 boost 变换器的电压跟随器型 PFC 电路在工业上已得到广泛应用,但其输出电压只能高于输入电压,这往往给后级的稳压调节器的功率开关造成很大的电压应力,甚至会因此影响该方案的可行性。从输入输出隔离的角度看,最简单的是基于 Flyback 变换器的 PFC 电路,但是其缺点是脉冲变压器的利用率低,这个问题在电压跟随器型 PFC 电路中尤为突出。Cuk 变换器可实现任意电压变比,并且其变压器的利用率也高,然而,如第二章所述,其输出电感电流伴随着较大的低频纹波,而且还包含着比平均输出电流高出几倍的高频纹波电流,因此其开关电应力也比较高。

为了进一步提高 Cuk PFC 电路的性能,本章通过对 Cuk PFC 电路的深入分析提出了 boost-buck 组合 PFC 电路,它实际上是一种非耦合的 Cuk PFC 电路。这种方案改变了普通 Cuk DC-DC 变换器中两个电感之间的相互依赖关系,使它们可以独立工作在不同的导电模式。因此在利用电压跟随方法进行功率因数校正时,可以使输出电感  $L_2$  工作在 CCM,而使输入电感  $L_1$  工作在 DCM,从而可大大降低输出纹波和变换器中开关器件的电流应力,显著地提高变换器的效率。

#### 3.1 boost-buck 组合 DC-DC 变换器

在传统的 Cuk DC-DC 变换器中,两个电感之间具有相互依赖关系<sup>[14]</sup>,即它们必须同时进入 DCM 或 CCM。在基本 Cuk DC-DC 变换器中引入一个二极管  $D_0$  可以解除这种相互依赖关系。

##### 3.1.1 boost-buck 组合 DC-DC 变换器的基本拓扑结构

图 3.1 为提出的 boost-buck 组合 DC-DC 变换器的基本拓扑结构,由图可见,这种 DC-DC 变换器实际上可以看作是一个 boost 变换器与一个 buck 变换器级联,变换器中电感  $L_1$  和  $L_2$  之间的相互依赖关系不再存在。

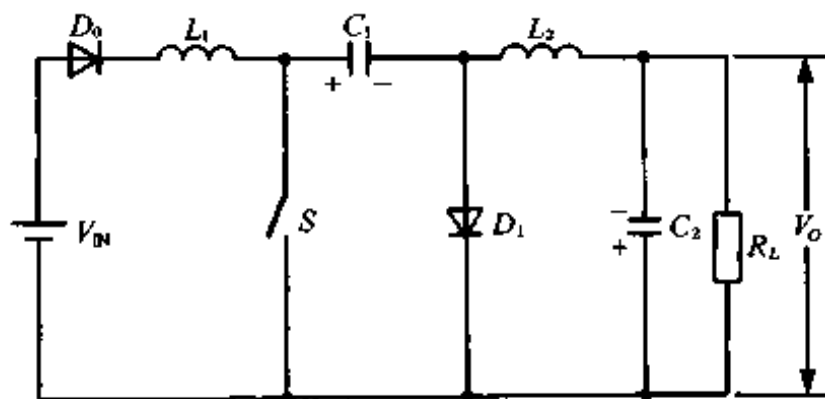


图 3.1 boost-buck 组合 DC-DC 变换器的组成

实际上,boost-buck 组合 DC-DC 变换器可以看作一种输出电感和输入电感解

除了耦合的 Cuk DC-DC 变换器,因此又可称为非耦合 Cuk DC-DC 变换器<sup>[19,20]</sup>。

在讨论提出的 PFC 电路以前,首先分析一下图 3.1 所示的 boost-buck 组合 DC-DC 变换器。为了简化分析,假定:

- (a) 电路工作进入稳态;
- (b) 所有元器件是理想的;
- (c) 开关频率足够高,在每个开关周期输入电压可认为是恒定的;
- (d) 电容  $C_1$  和  $C_2$  上的电压恒定不变。

boost-buck 组合 DC-DC 变换器中的两个电感可独立工作在不同的导电模式。即,电感  $L_2$  工作在 CCM 时,电感  $L_1$  可工作在 CCM 或 DCM;电感  $L_2$  工作在 DCM 时,电感  $L_1$  同样可工作在 CCM 或 DCM。在提出的 PFC 应用中,我们让电感  $L_1$  工作在 DCM 模式,而电感  $L_2$  工作在 CCM 模式。这时,变换器具有三个工作状态,其等效电路分别如图 3.2 (a), (b) 和 (c) 所示。

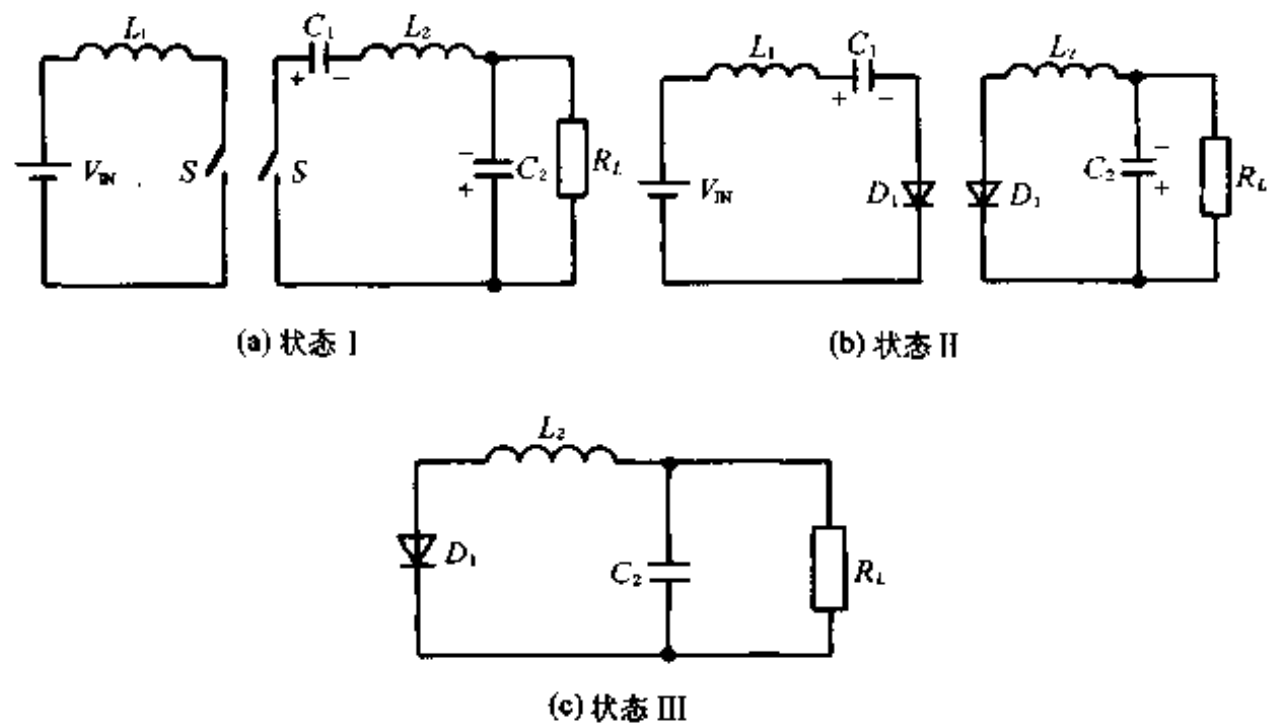


图 3.2 boost-buck 组合 DC-DC 变换器三个工作状态的等效电路

在状态 I,  $S$  导通,  $D_0$  导通,  $D_1$  关断, 电源  $v_{IN}$  向电感  $L_1$  注入电流;  $C_1$  给电感  $L_2$ 、负载电容  $C_2$  以及负载电阻  $R_L$  提供能量, 如图 3.2(a) 所示。

在状态 II,  $S$  关断,  $D_0$  和  $D_1$  导通, 电源  $v_{IN}$  和电感  $L_1$  经二极管  $D_0$  和  $D_1$  向  $C_1$  充电, 电感  $L_2$  经  $D_1$  给负载电容  $C_2$  及负载电阻  $R_L$  提供能量, 如图 3.2(b) 所示。

在状态 III,  $S$  关断,  $D_0$  关断,  $D_1$  导通, 电感  $L_2$  继续给负载电阻  $R_L$  提供能量, 如图 3.2(c) 所示。

### 3.1.2 boost-buck 组合 DC-DC 变换器的临界条件

当电感  $L_1$  工作在 DCM, 电感  $L_2$  工作在 CCM 时, boost-buck 组合 DC-DC 变换器中, 流经电感的电流和电感两端的电压的波形如图 3.3 所示。

根据伏秒平衡原理可知电容器  $C_1$  上的电压为

$$V_{C1} = \frac{d + d_{21}}{d_{21}} v_{IN} \quad (3.1)$$

输出电压为

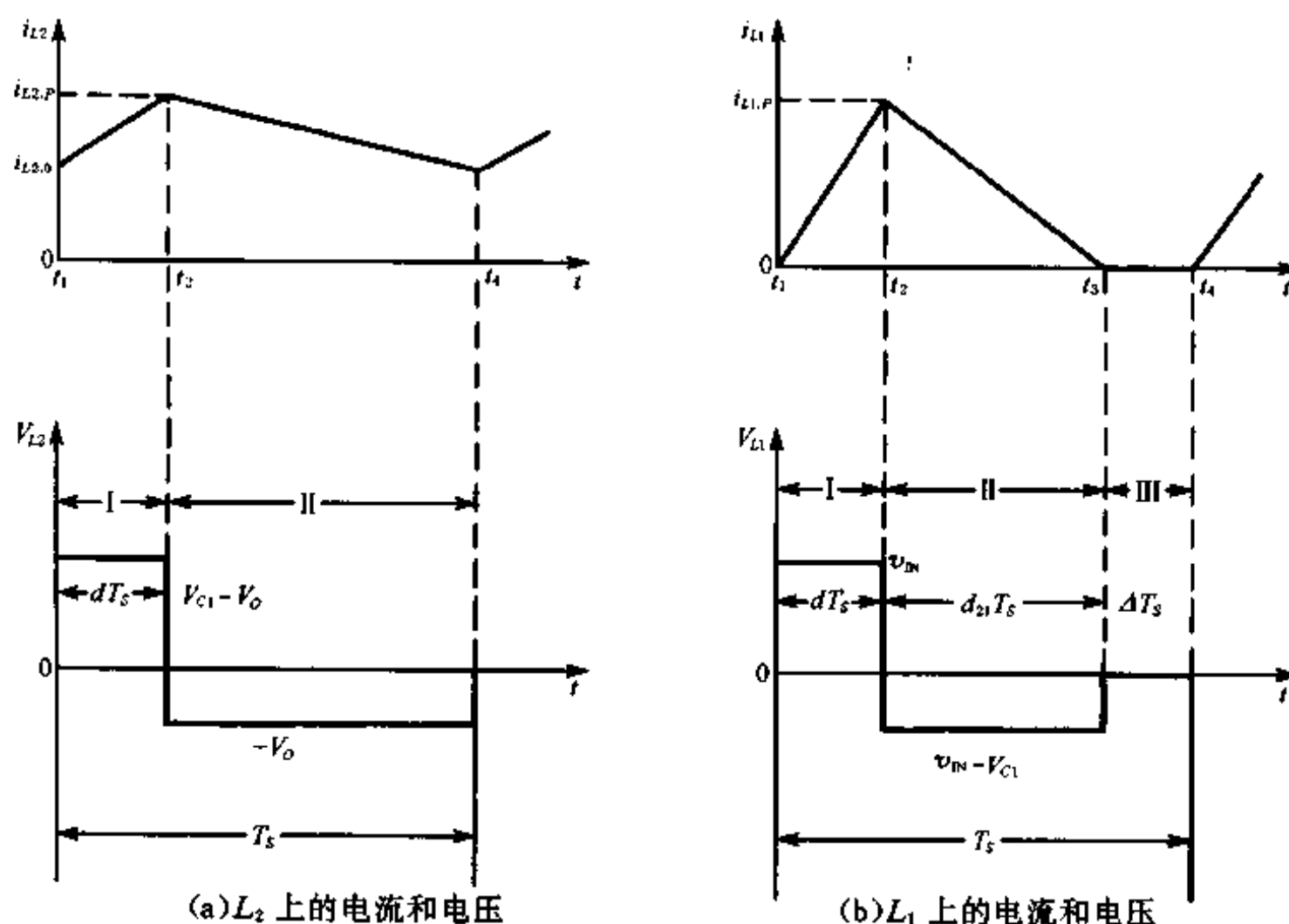


图 3.3 当  $L_2$  处于 CCM,  $L_1$  处于 DCM 时, boost-buck 组合 DC-DC 变换器中电感电流和电压波形

$$V_O = V_{C1}d \quad (3.2)$$

式中  $d_{21}$  表示  $L_1$  的电流从峰值到零的时间与开关周期之比, 如图 3.3(a) 所示。

首先考虑  $L_2$  的临界条件。当开关  $S$  导通时, 流过  $L_2$  的电流(参考图 3.3(b))为

$$i_{L2} = \frac{V_{C1} - V_O}{L_2} t' + i_{L2,0}, \quad 0 < t' < dT_s \quad (3.3)$$

式中  $t'$  为一个开关周期内开关导通后的时间,  $i_{L2,0}$  为  $t_1$  时刻流经  $L_2$  的电流, 也即一个开关周期内,  $L_2$  上电流的最小值。因此流过电感  $L_2$  的峰值电流为

$$i_{L2,P} = \frac{V_{C1} - V_O}{L_2} dT_s + i_{L2,0} \quad (3.4)$$

流过电感  $L_2$  的电流在一个开关周期内的平均值为

$$I_{L2} = I_{OUT} = \frac{V_{C1} - V_O}{2L_2} dT_s + i_{L2,0} \quad (3.5)$$

这个电流就是输出电流。输出电流又可表示为

$$I_{OUT} = \frac{V_O}{R_L} \quad (3.6)$$

根据式(3.5)和式(3.6), 并考虑到当电感  $L_2$  工作在 DCM 和 CCM 边界时  $i_{L2,0} = 0$ , 可以得出保证  $L_2$  工作在 CCM 的临界条件为

$$K_{2,CRT} = 1 - d \quad (3.7)$$

当  $K_2 > K_{2,CRT}$  时, 电感  $L_2$  工作在 CCM。

下面再考虑  $L_1$  的临界条件。在一个开关周期, 流过电感  $L_1$  的平均电流为

$$I_{L1} = \frac{v_{IN}d(d + d_{21})T_s}{2L_1} \quad (3.8)$$

忽略变换器的损耗时,有

$$\frac{I_{L1}}{I_{L2}} = \frac{V_O}{v_{IN}} = M \quad (3.9)$$

式中  $M$  为变换器电压变比。结合式(3.2),(3.6),(3.8)和(3.9)可得

$$K_1 = \frac{d_{21}^2}{d(d+d_{21})} = \frac{d(d+d_{21})}{M^2} \quad (3.10)$$

当  $d_{21}=1-d$  时电感  $L_1$  工作在 DCM 和 CCM 的临界状态,因此电感  $L_1$  工作在 DCM 的临界条件为

$$K_{1,CRIT} = \frac{(1-d)^2}{d} = \frac{d}{M^2} \quad (3.11)$$

当  $K_1 < K_{1,CRIT}$  时,电感  $L_1$  工作在 DCM。

### 3.1.3 boost-buck 组合 DC-DC 变换器的电压变比

根据式(3.10)可以得出

$$d_{21} = \frac{d^2}{M-d} \quad (3.12)$$

$$M = \frac{d^2}{d_{21}} + d \quad (3.13)$$

当变换器的  $L_1$  工作在 DCM 和 CCM 边界时,有

$$M_B = \frac{d}{1-d} \quad (3.14)$$

定义电容  $C_1$  上的电压与输入电压之比为中间电压变比  $M_m$ ,即

$$M_m = \frac{V_{C1}}{v_{IN}} \quad (3.15)$$

根据式(3.1)和式(3.12)可得

$$M_m = \frac{M}{d} \quad (3.16)$$

当变换器的  $L_1$  工作在 DCM 和 CCM 边界时,把式(3.14)代入式(3.16),可以得出此时的中间电压变比  $M_{m,B}$  为

$$M_{m,B} = \frac{1}{1-d} \quad (3.17)$$

### 3.1.4 实例与数字仿真结果

例如,一个  $L_1$  处于 CCM,  $L_2$  处于 DCM 的 boost-buck 组合 DC-DC 变换器,其输入电压为直流 48V,输出电压为直流 24V,输出电流为 2A,开关频率为 100kHz。

为了保证  $L_1$  工作在 DCM,由式(3.14)可知开关导通比  $d$  必须小于  $\frac{1}{3}$ ,取  $d=0.3$ ;把  $d$  代入式(3.11)可得  $K_{1,CRIT} = \frac{d}{M^2} = 12$ 。由式(3.12)可知  $d_{21}=0.45$ ,代入式(3.10)可得  $K_1=0.9$ 。因此,电感  $L_1=54\mu\text{H}$ 。由式(3.7)可得  $K_{2,CRIT}=0.7$ ,因此  $L_2$  应大于  $42\mu\text{H}$ ,实际取  $L_2=100\mu\text{H}$ 。

对采用上述参数的 boost-buck 组合 DC-DC 变换器的仿真结果示于图 3.4。从图中可以看

出,电感  $L_1$  工作在 DCM,而电感  $L_2$  工作在 CCM。仿真结果与设计所预测的结果完全符合。

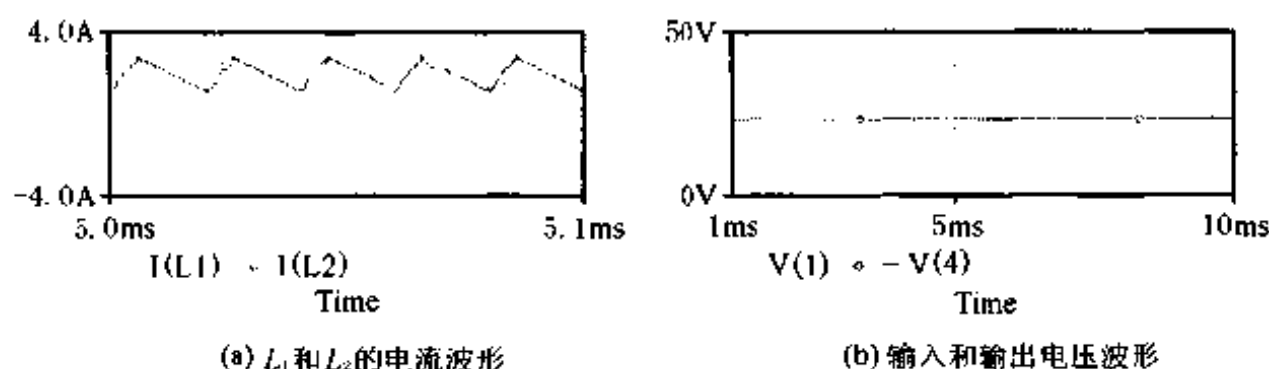


图 3.4 boost-buck 组合 DC-DC 变换器的仿真结果

## 3.2 电压跟随器型 boost-buck 组合 PFC 电路

为了进一步提高电压跟随器 PFC 电路的性能,提出了一种 boost-buck 组合 PFC 电路。

### 3.2.1 boost-buck 组合 PFC 电路的拓扑结构

图 3.5 为提出的 boost-buck 组合 PFC 电路。该电路在 boost-buck 组合 DC-DC 变换器前端添加了一个  $LC$  高频滤波网络和桥整流器。

由于开关周期远小于输入电压的周期,在下面的分析中可以认为在每个开关周期中输入交流电压近似恒定。这样,该 PFC 电路可等效为一个输入电压变化的 DC-DC 变换器。为了保证电路按照电压跟随器方式实现 PFC 功能,电感  $L_1$  必须始终工作在 DCM;而要使输出的性能得到改善,电感  $L_2$  应工作在 CCM。从而在每一个开关周期内存在如图 3.2 所示的三种工作状态。

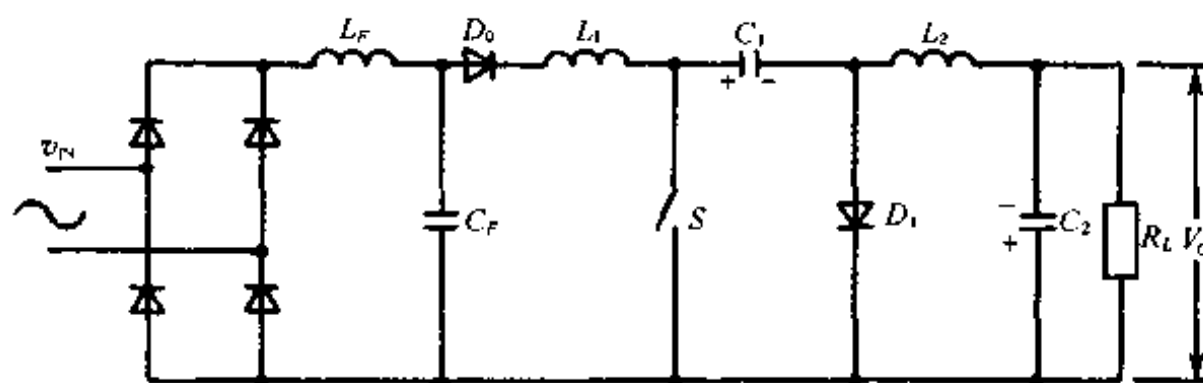


图 3.5 基于 boost-buck 组合变换器的 PFC 电路

定义 PFC 电路的电压变比  $m(t)$  为

$$m(t) \equiv \frac{V_o}{v_{IN}} = \frac{V_o}{V_{IN} |\sin \omega t|} = \frac{M}{|\sin \omega t|} \quad (3.18)$$

其中间电压变比  $m_m(t)$  为

$$m_m(t) \equiv \frac{V_{C1}}{v_{IN}} = \frac{V_{C1}}{V_{IN} |\sin \omega t|} = \frac{M'}{|\sin \omega t|} \quad (3.19)$$

式中  $M$  和  $M'$  分别为峰值输入电压  $V_{IN}$  时的电压变比和中间电压变比,也即最小电压变比和最小中间电压变比。

在第一个工作状态,通过  $L_1$  的电流可表示为

$$i_{L1}(t', t) = \frac{V_{IN} t'}{L_1} |\sin \omega t|, \quad 0 < t' < dT_s \quad (3.20)$$

在一个开关周期内流过  $L_1$  的峰值电流为

$$i_{L1,p}(t',t) = \frac{V_{IN}dT_s}{L_1} |\sin\omega t| \quad (3.21)$$

再考虑第二个状态的弛豫时间  $d_{21}(t)$ 。根据伏秒平衡原则可知

$$v_{IN}d = (V_{C1} - v_{IN})d_{21}(t) \quad (3.22)$$

此处  $d_{21}(t)$  随输入电压变化。由式(3.1)可知

$$V_{C1} = \frac{d + d_{21}(V_{IN})}{d_{21}(V_{IN})} V_{IN} = M' V_{IN} \quad (3.23)$$

$$V_o = V_{C1}d = \frac{d + d_{21}(V_{IN})}{d_{21}(V_{IN})} d V_{IN} = M V_{IN} \quad (3.24)$$

式中  $V_{C1}$  和  $V_o$  分别为电容  $C_1$  上的电压和输出电压,  $d_{21}(V_{IN})$  为峰值输入电压  $V_{IN}$  时对应的  $d_{21}$ 。把式(3.23)代入式(3.22)有

$$d_{21}(t) = \frac{d |\sin\omega t|}{M' - |\sin\omega t|} = \frac{d^2 |\sin\omega t|}{M - d |\sin\omega t|} \quad (3.25)$$

当  $\sin\omega t=1$  时,有

$$d_{21}(t) = d_{21}(V_{IN}) = \frac{d}{M' - 1} = \frac{d^2}{M - d} \quad (3.26)$$

在峰值输入电压下,如果  $L_1$  工作在 DCM 和 CCM 的边界,则  $d_{21}(t)$  为其最大值,即

$$d_{21,\max} = 1 - d \quad (3.27)$$

因此在一个开关周期内,流经电感  $L_1$  的电流的平均值可表示为

$$I_{L1}(t) = \frac{1}{2} i_{L1,p}(t',t) \cdot \left[ d + \frac{d |\sin\omega t|}{M' - |\sin\omega t|} \right] \quad (3.28)$$

把式(3.21)代入式(3.28)可得

$$I_{L1}(t) = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{IN}d^2T_s}{L_1} \cdot |\sin\omega t| \cdot \left[ \frac{M'}{M' - |\sin\omega t|} \right] \quad (3.29)$$

式(3.29)即是输入电流的表达式。显然,输入电流波形有畸变,如图 3.6 所示。必须注意,电压跟随器 boost-buck 组合 PFC 电路的输入电流表达式和电压跟随器 boost PFC 电路的电流表达式完全一样。所不同的是这里的电压变比是 Cuk PFC 电路的最小中间电压变比。因此,电路的输入功率因数由最小中间电压变比决定。在一般中间电压变比时,

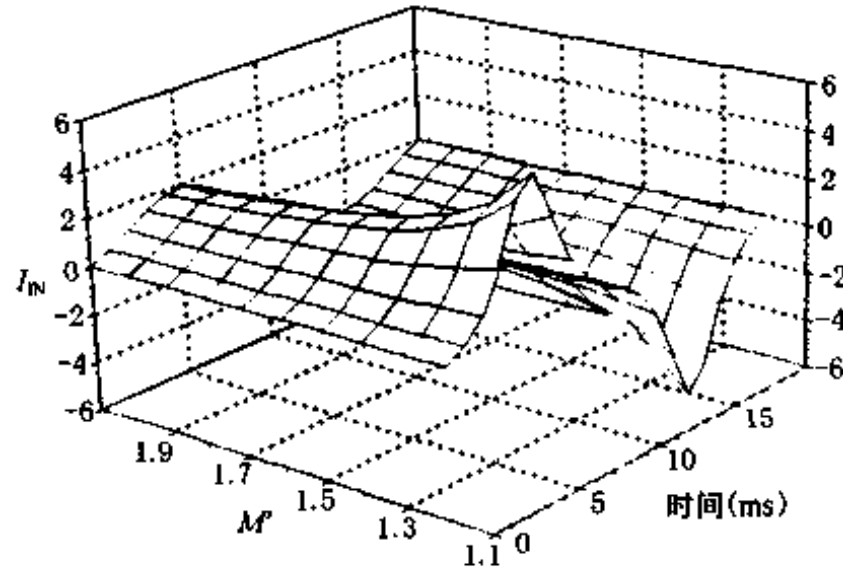


图 3.6 电压跟随器 boost-buck 组合 PFC 电路的输入电流与  $M'$  的关系曲线

电压跟随器 boost-buck 组合 PFC 电路可以获得足够高的输入功率因数,如图 3.7 所示。

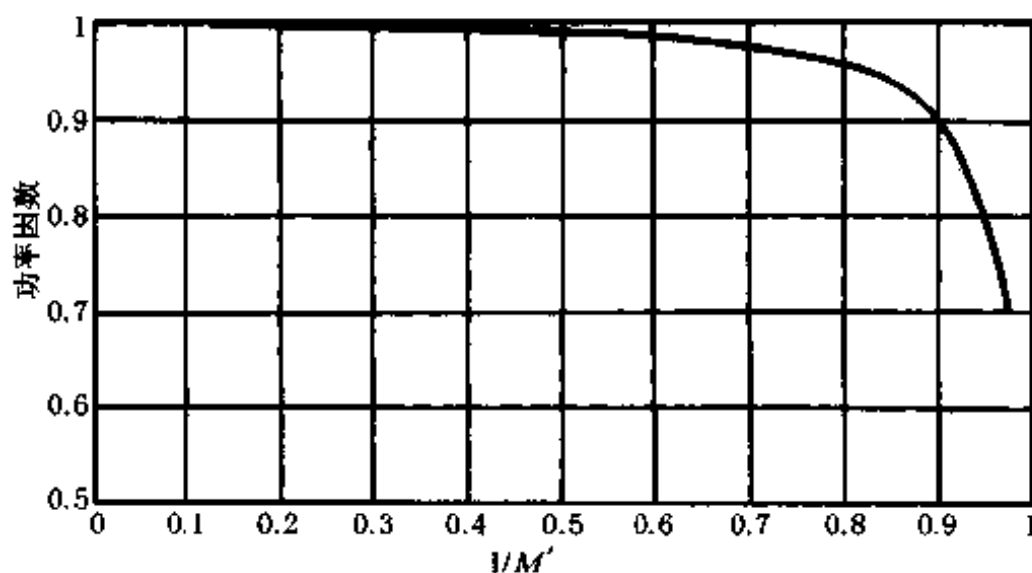


图 3.7 电压跟随器 boost-buck 组合 PFC 电路的输入功率因数与  $M'$  的关系

### 3.2.2 电压跟随器型 boost-buck 组合 PFC 电路的电压变比

由式(3.23)可知最小中间电压变比为

$$M' = \frac{d + d_{21}(V_{IN})}{d_{21}(V_{IN})} \quad (3.30)$$

当  $L_1$  工作在 DCM 和 CCM 边界时,  $d_{21}(V_{IN}) = 1 - d$ , 电路的输出电压最低, 并有

$$M'_B = \frac{1}{1 - d} \quad (3.31)$$

由式(3.24)可得最小电压变比为

$$M = \frac{d + d_{21}(V_{IN})}{d_{21}(V_{IN})} d \quad (3.32)$$

当  $L_1$  工作在 DCM 和 CCM 边界时, 有

$$M_B = \frac{d}{1 - d} \quad (3.33)$$

### 3.2.3 电压跟随器型 boost-buck 组合 PFC 电路的临界条件

在半个输入电压周期内, 变换器从电源获得的功率, 也即输入功率  $P_{IN}$  为

$$P_{IN} = \frac{V_{IN}^2 d^2 T_s}{2\pi L_1} \int_0^\pi \frac{\sin^2 \omega t}{1 - \frac{1}{M'} \sin \omega t} d(\omega t) = \frac{V_{IN}^2 d^2 T_s}{2\pi L_1} f(M') \quad (3.34)$$

式中  $f(M')$  为中间电压变比  $M'$  的函数。

变换器的平均输出功率  $P_{OUT}$  为

$$P_{OUT} = \frac{V_O^2}{R_L} = \frac{(MV_{IN})^2}{R_L} \quad (3.35)$$

结合式(3.34)和式(3.35), 并考虑变换器效率为  $\eta$ , 可得

$$K_1 = \frac{\eta}{\pi} \left( \frac{1}{M'} \right)^2 f(M') \quad (3.36)$$

图 3.8 给出了  $L_1$  的无量纲参数  $K_1$  与最小中间电压变比的关系曲线。

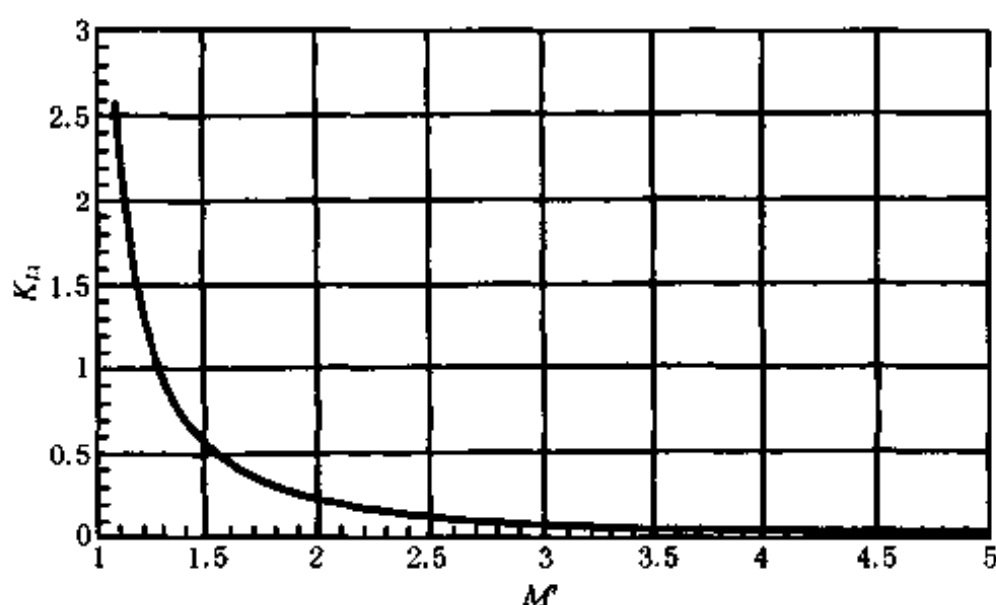


图 3.8 电压跟随器型 boost-buck 组合 PFC 电路的  $K_{L1}$  随  $M'$  的变化曲线

在峰值输入电压下,如果  $L_1$  工作在 DCM 和 CCM 的边界,把式(3.20)代入式(3.36)可得出  $L_1$  的临界条件为

$$K_{L1,B} = \frac{\eta}{\pi} \frac{1}{(M')^2} f(M') = \frac{\eta}{\pi} (1-d)^2 f\left(\frac{1}{1-d}\right) \quad (3.37)$$

图 3.9 给出了  $L_1$  的临界无量纲参数  $K_{L1,B}$  与开关  $S$  的导通比  $d$  的关系曲线。

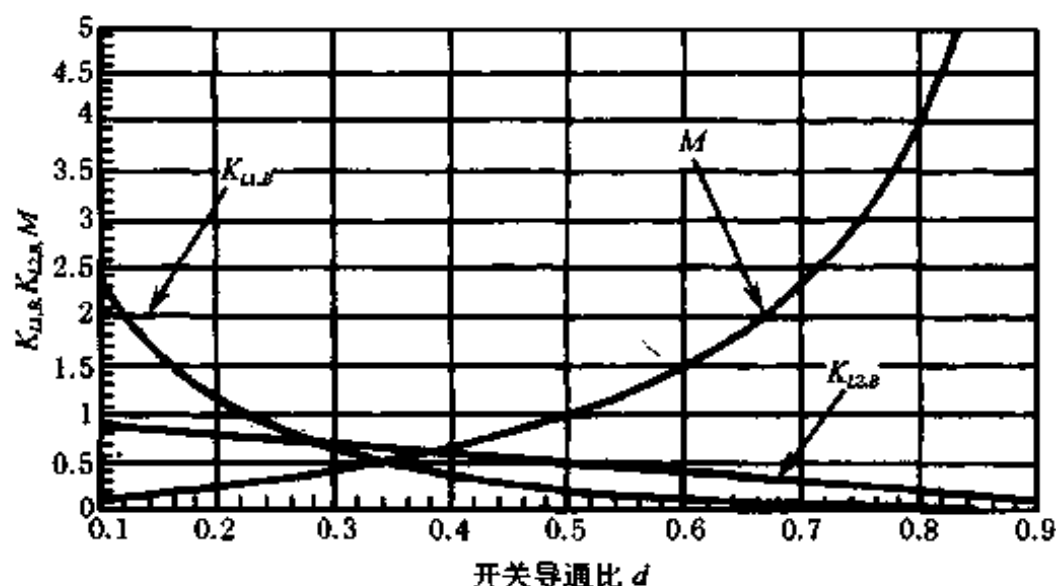


图 3.9 电压跟随器 boost-buck 组合 PFC 电路的  $M, K_{L1,B}^{PFC}$  和  $K_{L2,B}^{PFC}$  与开关的导通比  $d$  的关系曲线

下面再考虑电感  $L_2$  的临界条件。由于输出功率

$$P_{OUT} = I_{L2} V_O \quad (3.38)$$

当  $L_2$  工作在 CCM 时,在一个开关周期内,流经  $L_2$  的峰值电流为

$$i_{L2,P} = \frac{V_{C1} - V_O}{L_2} dT_s + i_{L2,0} \quad (3.39)$$

因此,在一个开关周期内流经  $L_2$  上的平均电流为

$$I_{L2} = \frac{1}{2} i_{L2,P} = \frac{V_{C1} - V_O}{2L_2} dT_s + i_{L2,0} \quad (3.40)$$

当  $L_2$  工作在 CCM 和 DCM 边界时,有

$$I_{L2} = \frac{1}{2} i_{L2,P} = \frac{V_{C1} - V_O}{2L_2} dT_s \quad (3.41)$$



而输出电流又可表示为

$$I_O = \frac{V_O}{R_L} \quad (3.42)$$

结合式(3.41)代入式(3.42)就可得出  $L_2$  的临界条件为

$$K_{L_2, B}^{PFC} = 1 - d \quad (3.43)$$

对应的  $L_2$  为  $L_{2, CRIT}$ 。图 3.9 也给出了  $L_2$  的临界无量纲参数  $K_{L_2, B}^{PFC}$  与开关  $S$  的导通比  $d$  之间的关系曲线。

### 3.2.4 电压跟随器型 boost-buck 组合 PFC 电路的输出特性

为了比较电压跟随器型 boost-buck 组合 PFC 电路与电压跟随器型 Cuk PFC 电路的输出电流,这里我们把电压跟随器型 Cuk PFC 电路的输出电流表达式重新给出

$$i_{L_2}(t, t') = \frac{V_{IN}t'}{L_2} - \frac{V_{IN}d^2T_S}{2} \left( \frac{1}{L_2} - \frac{|\sin\omega t|}{m_{\min}L_1} \right) \quad (3.44)$$

$$I_2(t) = \frac{V_{IN}d^2T_S}{2m_{\min}L_2} |\sin\omega t| \quad (3.45)$$

当输入为峰值电压时,在一个开关周期内  $L_2$  的峰值电流为

$$i_{L_2, \max} = \frac{V_{IN}dT_S}{L_2} - \frac{V_{IN}d^2T_S}{2L_2} \left( 1 - \frac{L_2}{m_{\min}L_1} \right) \approx \frac{V_{IN}dT_S}{L_2} \quad (3.46)$$

在电压跟随器型 boost-buck 组合 PFC 电路中,输出电感的最大纹波电流为

$$i_{L_2, \max} = \frac{V_{IN}}{L_{2, CRIT}} dT_S \quad (3.47)$$

比较式(3.41)和(3.45)可见,与电压跟随器型 Cuk PFC 电路不同,电压跟随器型 boost-buck 组合 PFC 电路的输出电流不受工频调制。比较式(3.46)和式(3.47)可见,电压跟随器型 boost-buck 组合 PFC 电路的输出电流纹波的最大值和电压跟随器型 Cuk PFC 电路是相同的。然而,在实际的电路设计中,  $L_2$  并不是工作在 DCM 和 CCM 边界,而是工作在 CCM,  $L_2$  远大于  $L_{2, CRIT}$ 。所以,电压跟随器型 boost-buck 组合 PFC 电路中输出电流纹波明显优于电压跟随器型 Cuk PFC 电路。

### 3.2.5 电压跟随器型 boost-buck 组合 PFC 电路的器件应力

#### 1. 二极管 $D_0$ 的应力

流过二极管  $D_0$  的峰值电流与流过电感  $L_1$  的峰值电流相等,因此由式(3.21)可得

$$i_{D_0, \max} = \frac{V_{IN}dT_S}{L_1} \quad (3.48)$$

二极管  $D_0$  承受的峰值电压即是电容  $C_1$  上的电压,由式(3.23)可得

$$V_{D_0, \max} = \frac{M}{d} V_{IN} \quad (3.49)$$

当  $L_1$  工作在 DCM 边界时,有

$$V_{D_0, \max} = \frac{1}{1-d} V_{IN} \quad (3.50)$$

## 2. 开关 $S$ 和二极管 $D_1$ 的应力

流过开关  $S$  和管  $D_1$  的电流为  $L_1$  和  $L_2$  上电流之和,其最大峰值电流为

$$I_{S,\max} = I_{D1,\max} = i_{L1,\max} + i_{L2,\max} = \left( \frac{1}{L_{1,\text{CRIT}}} + \frac{1}{L_{2,\text{CRIT}}} \right) V_{\text{IN}} dT_s \quad (3.51)$$

如果  $L_1$  工作在 DCM,  $L_2$  工作在 CCM, 则  $L_1, L_2, S$  以及  $D_1$  上的电流波形如图 3.10 所示。这时由式(3.40)可知

$$i_{L2}(0) = I_O - \frac{V_{\text{IN}} dT_s}{2L_2} \quad (3.52)$$

所以

$$i_{L2,P} = \frac{V_{\text{IN}} dT_s}{2L_2} + I_O \quad (3.53)$$

因此,  $S$  和  $D_1$  承受的最大电流为

$$I_{S,\max} = I_{D1,\max} = i_{L1,P} + i_{L2,P} = \left( \frac{1}{L_1} + \frac{1}{2L_2} \right) V_{\text{IN}} dT_s + I_O \quad (3.54)$$

$S$  和  $D_1$  承受的最大电压即是电容  $C_1$  上的电压,它与  $D_0$  承受的峰值电压一样,可由

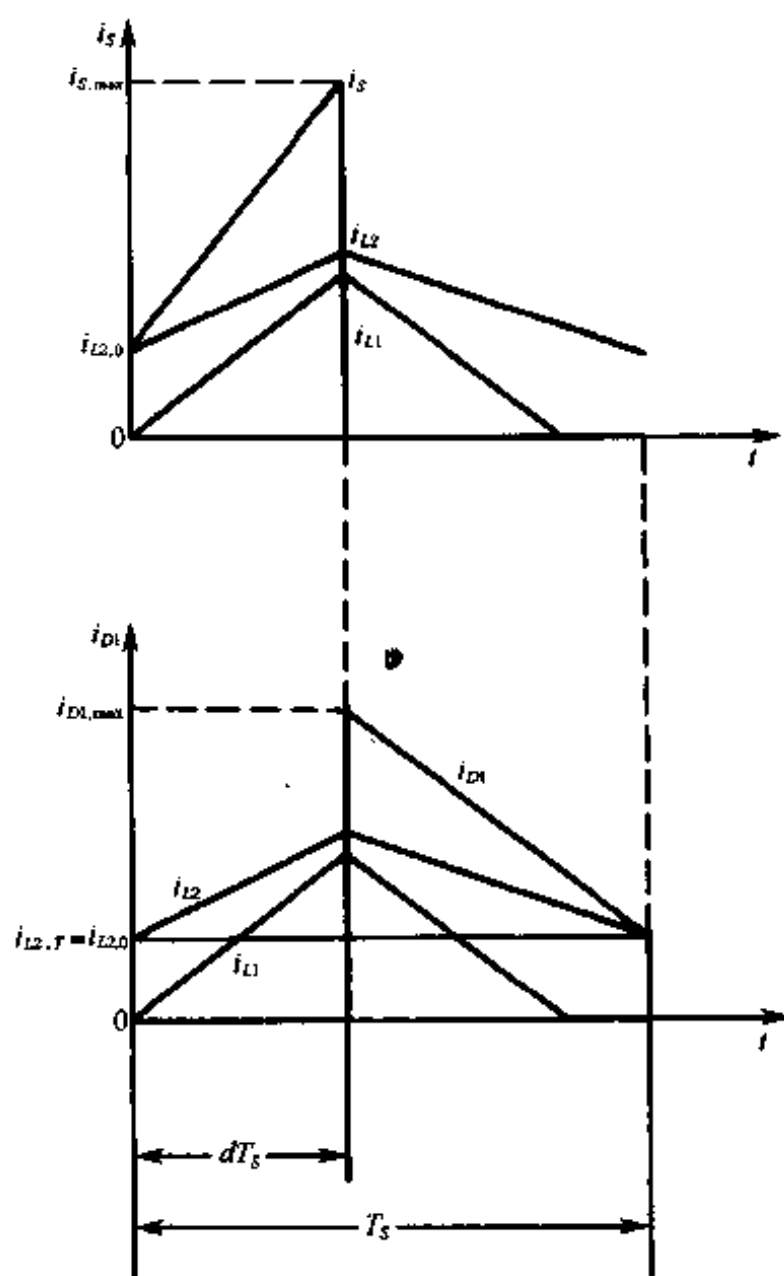


图 3.10 电压跟随器型 boost-buck 组合 PFC 电路中开关  $S$  和二极管  $D_1$  上的电流波形 ( $L_1$  工作在 DCM,  $L_2$  工作在 CCM)

式(3.49)描述。

### 3.3 隔离非耦合 Cuk PFC 电路

采用脉冲变压器进行输出输入隔离后,boost-buck 组合 PFC 电路就成为如图 3.11 所示的隔离非耦合 Cuk PFC 电路。

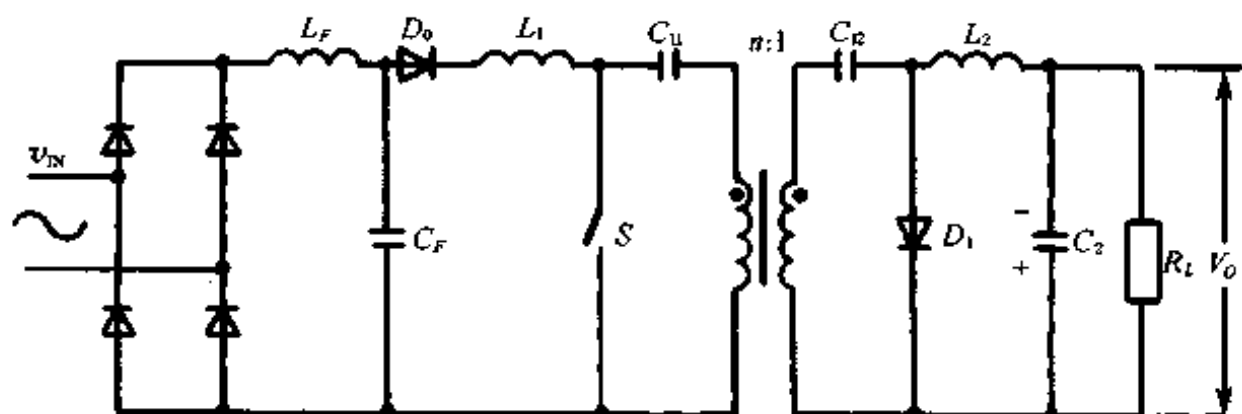


图 3.11 具有隔离变压器的非耦合 Cuk PFC 电路

非耦合 Cuk PFC 电路保留了一般 Cuk PFC 电路可实现多路隔离输出的优点。

#### 1. 隔离非耦合 Cuk PFC 电路的临界条件

当变压器的原副边匝比为  $n$  时,电感  $L_1$  的临界条件变为

$$K_{1,CRIT}^{PFC} = \eta \frac{n^2}{\pi} \left( \frac{1}{M'} \right)^2 f(M') \quad M' = \frac{1}{1-d} \quad (3.55)$$

电感  $L_2$  的临界条件仍为

$$K_{2,CRIT}^{PFC} = 1 - d \quad (3.56)$$

#### 2. 隔离非耦合 Cuk PFC 电路的电压变比

最小中间电压变比为

$$M' = \frac{d + d_{21}(V_{IN})}{d_{21}(V_{IN})} \quad (3.57)$$

当电感  $L_1$  工作在 DCM 和 CCM 的边界时,有

$$d_{21}(V_{IN}) = 1 - d$$

$$M'_B = \frac{1}{1-d} \quad (3.58)$$

最小输出输入电压变比为

$$M = \frac{1}{n} \cdot \frac{d + d_{21}(V_{IN})}{d_{21}(V_{IN})} d = \frac{1}{n} M' d \quad (3.59)$$

当  $L_1$  工作在 DCM 和 CCM 的边界时,有

$$M_B = \frac{1}{n} \cdot \frac{d}{1-d} \quad (3.60)$$

#### 3. 隔离非耦合 Cuk PFC 电路的器件应力

流过  $S$  和  $D_0$  的电流峰值不变,仍可根据式(3.54)计算; $S$  和  $D_0$  两端的峰值电压不

变,仍可根据式(3.49)计算,这时流过电感  $L_2$  的电流可表示为

$$i_{L2,P} = \frac{V_{IN}dT_S}{nL_2} + i_{L2,(0)} \quad (3.61)$$

所以

$$i_{L2,(0)} = I_O - \frac{V_{IN}dT_S}{2nL_2} \quad (3.62)$$

流过  $D_1$  的峰值电流  $I_{D1,P}$  为

$$I_{D1,P} = Pn i_{L1,P} + i_{L2,P} = \left( \frac{n}{L_1} + \frac{1}{2L_2} \right) V_{IN}dT_S + I_O \quad (3.63)$$

$D_1$  两端的峰值电压  $V_{D1,P}$  为

$$V_{D1,P} = \frac{V_{C1}}{n} = \frac{1}{n} \cdot \frac{M}{d} V_{IN} \quad (3.64)$$

### 3.4 电压跟随器型 boost-buck 组合 PFC 电路的设计实例

**实例 1:** 对于一个输入为交流 220V 的 boost-buck 组合 PFC 电源,设计要求如下:

输入电压  $v_{IN}(t) = 220 \sqrt{2} \sin \omega t$ ,  $\omega = 100\pi$ ; 直流输出电压  $V_O = -200V$ ; 输出功率  $P_O = 200W$  ( $R_L = 200\Omega$ ); 开关周期  $T_S = 10\mu s$ 。

由上述要求可知  $M = 0.667$ 。因此由式(3.33)可得开关  $S$  的最大导通比为  $d = 0.40$ 。为了验证临界条件,我们取  $d = 0.4$ 。所以,电容  $C_1$  上的电压为  $V_{C1} = 258V$ ,  $d_{21,P} = 0.6$ , 中间电压变比  $M' = 1.67$ , 由设计曲线(图 3.9)可知,  $K_{L1,B}^{PFC} = 0.34$ , 因此当  $L_1 = 340\mu H$ ,  $L_2 = 600\mu H$  时,  $L_1$  和  $L_2$  分别工作在其 DCM 和 CCM 的边界。

**实例 2:** 对于输入电压为交流 110V 的隔离非耦合 Cuk PFC 电源,设计要求如下:

输入电压  $v_{IN}(t) = 110 \sqrt{2} \sin \omega t$ ,  $\omega = 100\pi$ ; 直流输出电压  $V_O = -48V$ ; 输出功率  $P_O = 150W$  ( $R_L = 16\Omega$ ); 开关周期  $T_S = 10\mu s$ ; 变压器匝比  $n = 2$ 。

按照设计要求可知  $M = 0.32$ 。因此由式(3.60)可得开关  $S$  的最大导通比为  $d = 0.39$ , 由图 3.9 查得对应的电感  $L_1$  的临界无量纲参数为 0.38。为了确保电感  $L_1$  工作在 DCM, 可取  $d = 0.35$ , 由图 3.9 可查得此时对应的临界无量纲参数为 0.5。由式(3.57)可得最小中间电压变比  $M' = 2.14$ ; 再由图 3.8 查得  $K_{L1} = 0.2$ , 因此  $L_1$  的电感量为  $160\mu H$ 。由图 3.9 查得  $K_{L2} = 0.67$ , 可得  $L_2 = 52\mu H$ , 为了使  $L_2$  工作在 CCM, 取  $L_2 = 90\mu H$ 。

**实例 3:** 对于一个输入电压为交流 110V 的 boost-buck PFC 电源,设计要求如下:

输入电压  $v_{IN}(t) = 110 \sqrt{2} \sin \omega t$ ,  $\omega = 100\pi$ ;

输出电压  $V_O = -127V$ ;

输出功率  $P_O = 200W$  ( $R_L = 80\Omega$ );

开关周期  $T_S = 10\mu s$ 。

按照设计要求,由式(3.16)可得开关  $S$  的导通比  $d = 0.45$ , 这时电容器  $C_1$  上的电压为 282V。为了保证电感  $L_1$  工作在 DCM 而电感  $L_2$  工作在 CCM, 由式(3.23)可得  $L_{1,B}^{PFC} = 117\mu H$ , 考虑到变换器的损耗, 取  $L_1 = 105\mu H$ ; 由式(3.29)可得  $L_{2,B}^{PFC} = 221\mu H$ , 取  $L_2 =$

630 $\mu$ H。由式(3.33)可以确定流过  $D_0$  的峰值电流为 6.64A,由式(3.38)可以确定流过  $S$  和  $D_1$  的最大峰值电流为 8.8A, $S$  和  $D_0$  和  $D_1$  承受的峰值电压为 281V。按照由以上参数,可以选取  $D_0$  和  $D_1$  为 MUR1336, $S$  为 IRFP450。

### 3.5 仿真与实验研究

#### 3.5.1 数字仿真结果

对上节实例 3 中设计的 boost-buck 组合 PFC 电源进行了仿真研究,其结果分别如图 3.12~3.15 所示。

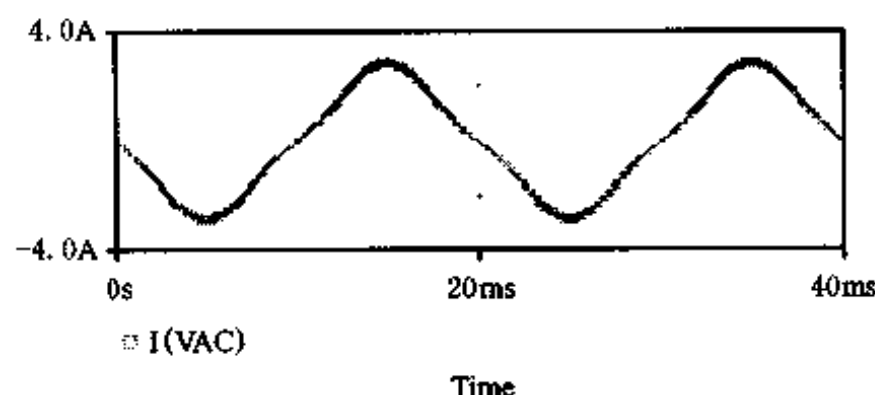


图 3.12 实例 3 中设计的 boost-buck 组合 PFC 电源的输入电流的仿真结果

由图 3.12 可以看出输入电流很好地跟随输入正弦电压;由图 3.13 可以看出该电路的输入电流频谱中仅包含较小的三次谐波,高次谐波含量很小,仿真得到的输入功率因数为 0.992。

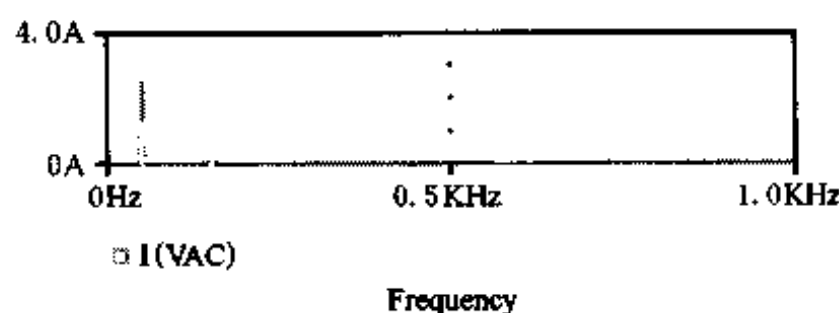


图 3.13 实例 3 中的 boost-buck 组合 PFC 电源的输入电流频谱的仿真结果

流经电感  $L_1$  的电流的仿真结果如图 3.14 所示。由图可见,在输入电压接近峰值时,电感  $L_1$  工作在 DCM 和 CCM 边界,在输入电压低于峰值时,电感  $L_1$  工作在 DCM,流经  $L_1$  的电流的包络为全波整流波形,表明输入电流的平均值的畸变很小。

流经电感  $L_2$  的电流和流经开关  $S$  的电流的仿真结果分别如图 3.15(a)和(b)所示。由图可见流经电感  $L_2$  的电流始终是连续的,这正是设计所期望的。由于  $L_2$  始终工作在 CCM,当开关  $S$  导通时,流经开关  $S$  的电流即为流经  $L_2$  的电流,并且流经开关  $S$  和  $D_1$  的峰值电流比电感  $L_2$  工作在 DCM 时的情形明显降低。

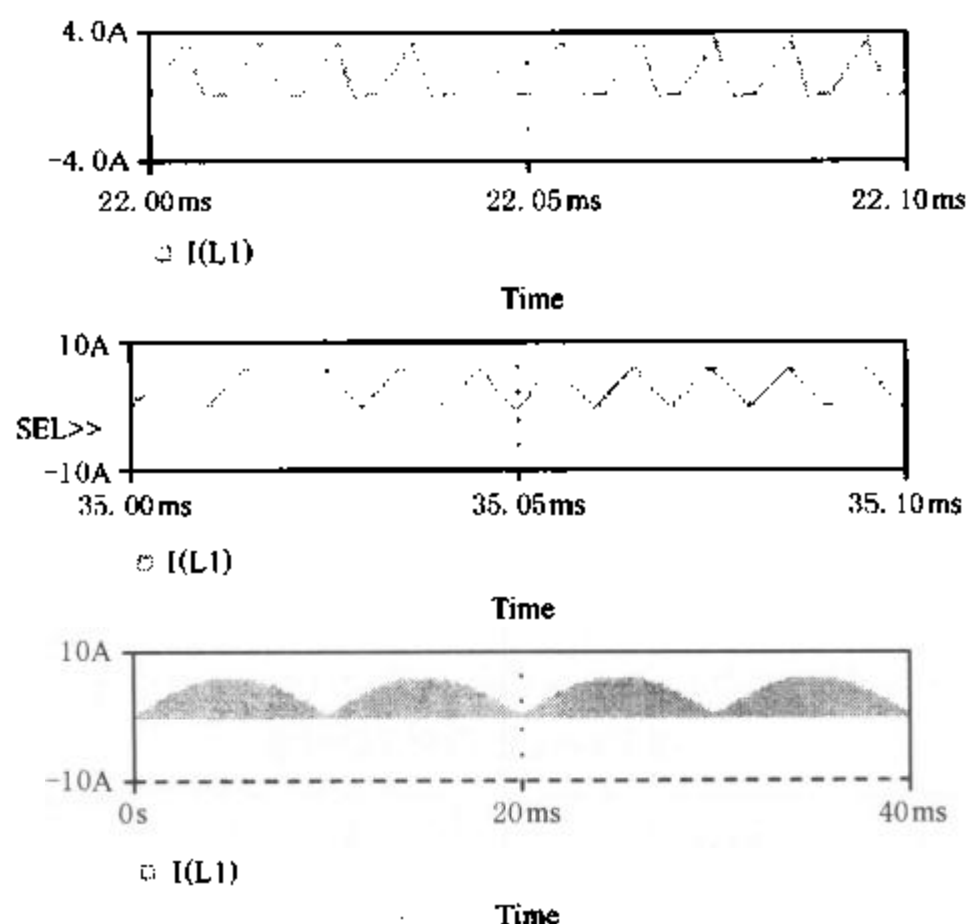


图 3.14 实例 3 中的 boost-buck 组合 PFC 电源的  $L_1$  上的电流的仿真结果

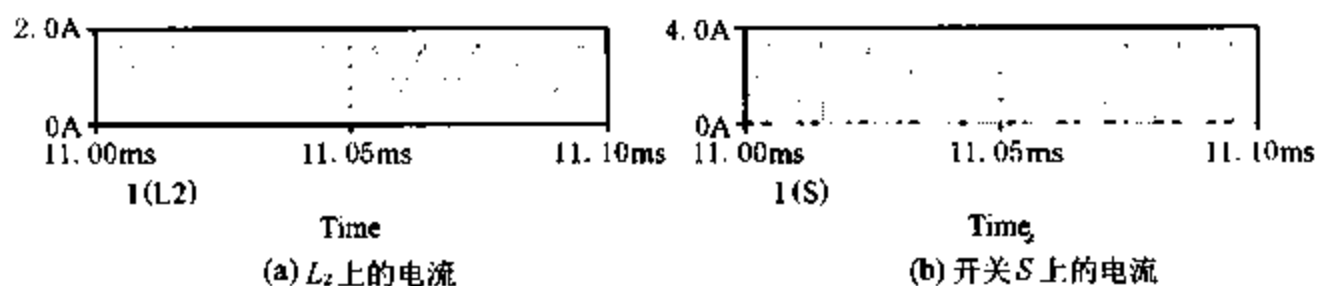


图 3.15 实例 3 中的 boost-buck 组合 PFC 电源的  $L_2$  上的电流和开关  $S$  上的电流的仿真结果

### 3.5.2 实验结果

对于上节实例 3 中所设计的 boost-buck 组合 PFC 电源进行了实验研究,其结果分别如图 3.16~3.20 所示。实验电路完全证实了理论分析和数字仿真结果。图 3.16 给出了输入电流和输入电压的实验结果,从图中可以明显看出输入电流跟随输入电压,但是输入电流波形存在一定程度的畸变,这和理论分析式(3.29)是一致的。图 3.17 给出了在输入电压周期内,流经电感  $L_1$  的电流的波形;图 3.18 给出了在开关周期内,流经电感  $L_1$  的电流的典型波形。显然,在每一个开关周期内流经电感  $L_1$  的电流的峰值随输入电压变化(跟随输入电压)。图 3.19 给出了在开关周期内,流经电感  $L_2$  的电流的典型波形,从图中可见,电感  $L_2$  的电流始终是连续的,因此使流经开关  $S$  的峰值电流得以降低。图 3.20 给出了在开关周期内,流经开关  $S$  的电流和开关两端电压的典型波形。

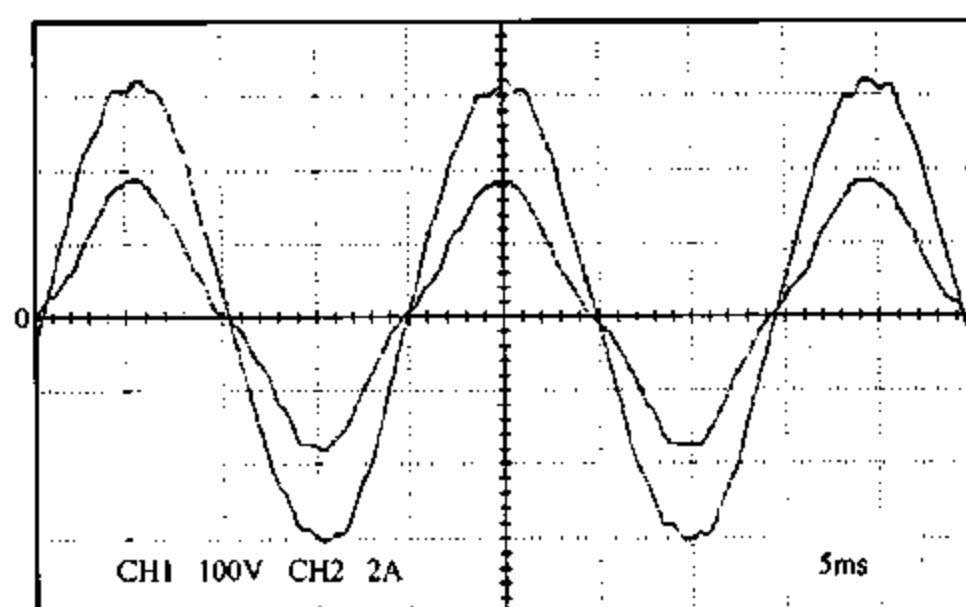


图 3.16 实例 3 中的 boost-buck 组合 PFC 电源的输入电流和输入电压的实验结果

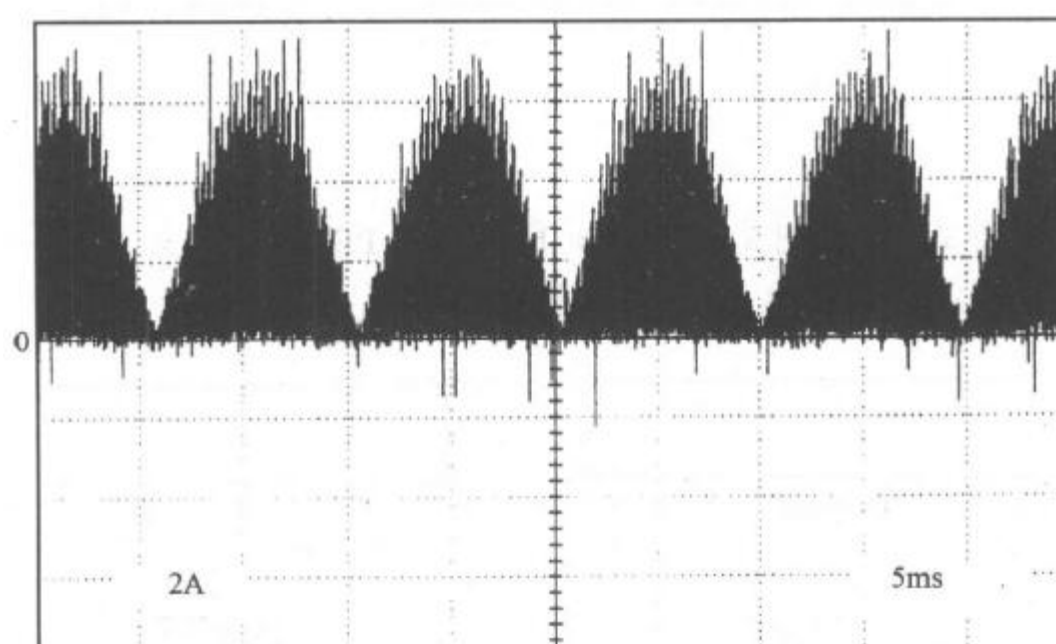


图 3.17 在输入电压周期内,实例 3 中的 boost-buck 组合 PFC 电源中流经  $L_1$  的电流实验结果

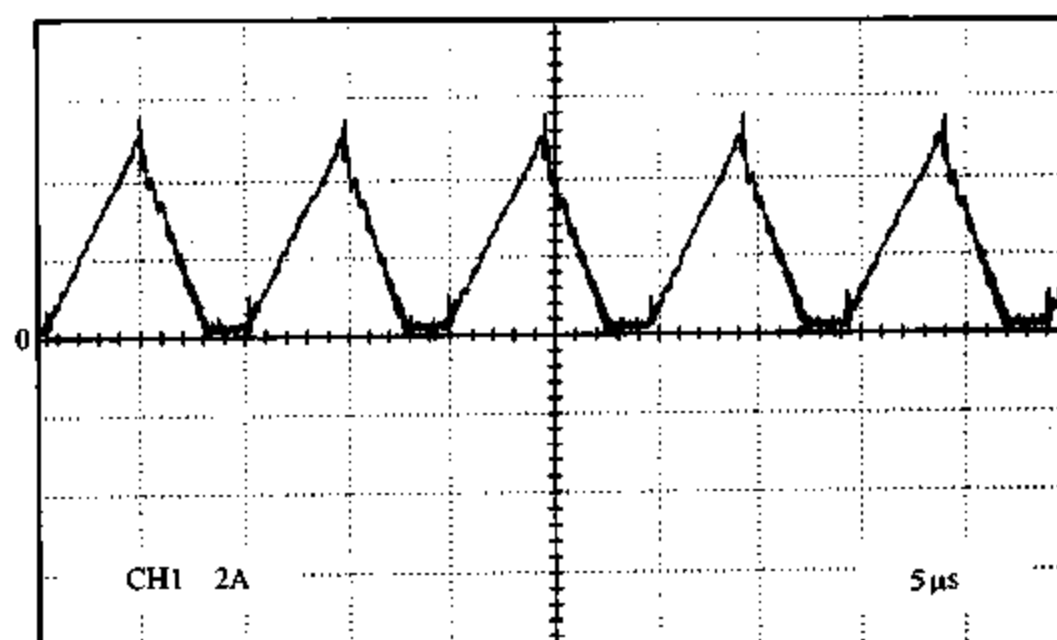


图 3.18 在开关周期内,实例 3 中的 boost-buck 组合 PFC 电源中流经  $L_1$  的电流实验结果

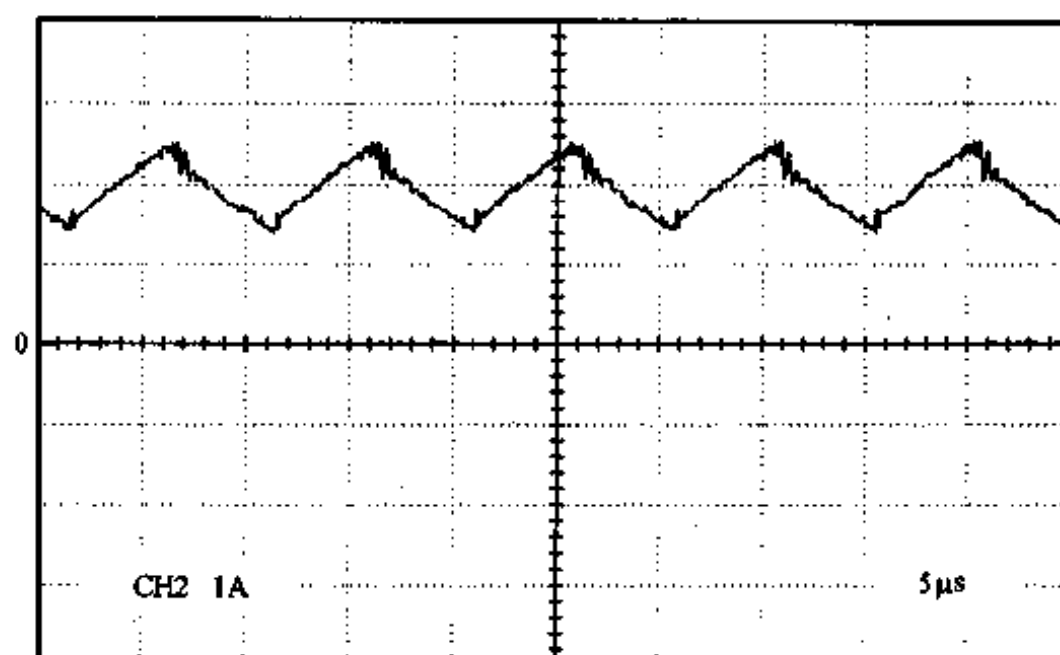


图 3.19 在开关周期内,实例 3 中的 boost-buck 组合 PFC 电源中流经  $L_2$  的电流实验结果

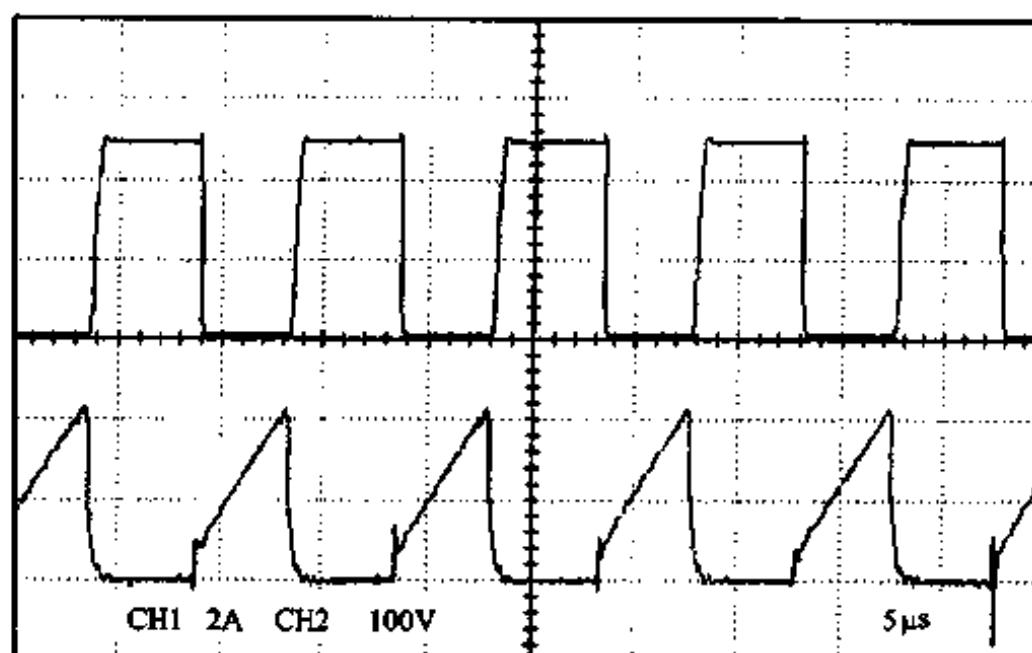


图 3.20 在开关周期内,实例 3 中的 boost-buck 组合 PFC 电源中流经开关  $S$  的电流和开关两端电压的实验结果

### 3.6 本章结论

在 Cuk 变换器中引入一个二极管可改变其两个电感的相互依赖关系。在此基础上提出了一种 boost-buck 组合 PFC 电路(即非耦合 Cuk PFC 电路)。电压跟随器型 boost-buck 组合 PFC 电路的输入电感  $L_1$  必须工作在 DCM,其临界条件为  $K_{1,B}^{PFC} = \eta \frac{n^2}{\pi} (1-d)^2 f(d)$ ;电感  $L_2$  的临界条件为  $K_{2,B}^{PFC} = 1-d$ ,为了降低输出电压纹波,减轻开关应力,通常使  $L_2$  工作在 CCM。由于开关峰值电流降低,进而使开关导通和关断损耗减小,变换器的效率得以提高。数字仿真和实验结果均证实了理论分析的正确性,选择合适的电路参数可以获得 0.99 以上的功率因数。

电压跟随器型 boost-buck 组合 PFC 电路与电压跟随器型 boost PFC 电路相比,具有输出电压既可高于输入电压又可低于输入电压的优点;与电压跟随器型 Cuk PFC 电路相比,当  $L_2$  工作在 CCM 时,电压跟随器型 boost-buck 组合 PFC 电路的输出性能得到明显



改善,也降低了开关的电流应力,同时它保留了 Cuk 变换器的主要优点,比如单开关、可实现隔离多路输出、变压器工作在全磁通范围等。

## 第四章 用开关电容网络改善传统 DC-DC 变换器的性能

### 4.1 引言

传统 DC-DC 变换器,如 buck,boost,buck-boost 和 Cuk 型 DC-DC 变换器,仍存在许多不理想之处。比如,当进行具有悬殊电压变比的降压变换时,上述变换器中的功率开关往往工作在很低的导通比下,限制了工作频率和动态响应的进一步提高。此外,buck 型 DC-DC 变换器无法实现升压和反转极性变换;boost 和 Cuk 变换器在进行较高电压变比的升压变换时,功率开关又工作在很大的导通比下,变换器的效率受到影响,并且由于电感的铜损和铁损以及电容器的 ESR 的影响,变换器往往达不到很高的电压变比。将开关电容网络与传统的开关 DC-DC 变换器相结合,利用开关电容网络对电压进行预变换,可以解决上述问题,从而得到一系列新型功率变换电路结构。

### 4.2 典型开关电容网络

开关电容网络是仅含有电容器和功率开关的电路单元,功率开关一般分作交替导通的量组。能够直接用于开关 DC-DC 变换器以改善其性能的开关电容网络有以下几种。

#### 4.2.1 串并电容组合结构

图 4.1(a)和图 4.1(b)为两个典型的串并电容组合结构(Series-parallel capacitor group, 简称为 SP)<sup>[22~25]</sup>。一般情况下构成串并电容组合结构的各个电容器取值均相等。我们定义一个串并电容组合结构中所含独立电容的个数为该串并电容组合结构的阶(order),用  $N$  表示。这样图 4.1(a)和图 4.1(b)所示分别为二阶和三阶串并电容组合结构,注意: $S_1$  和  $S_2$  交替导通。

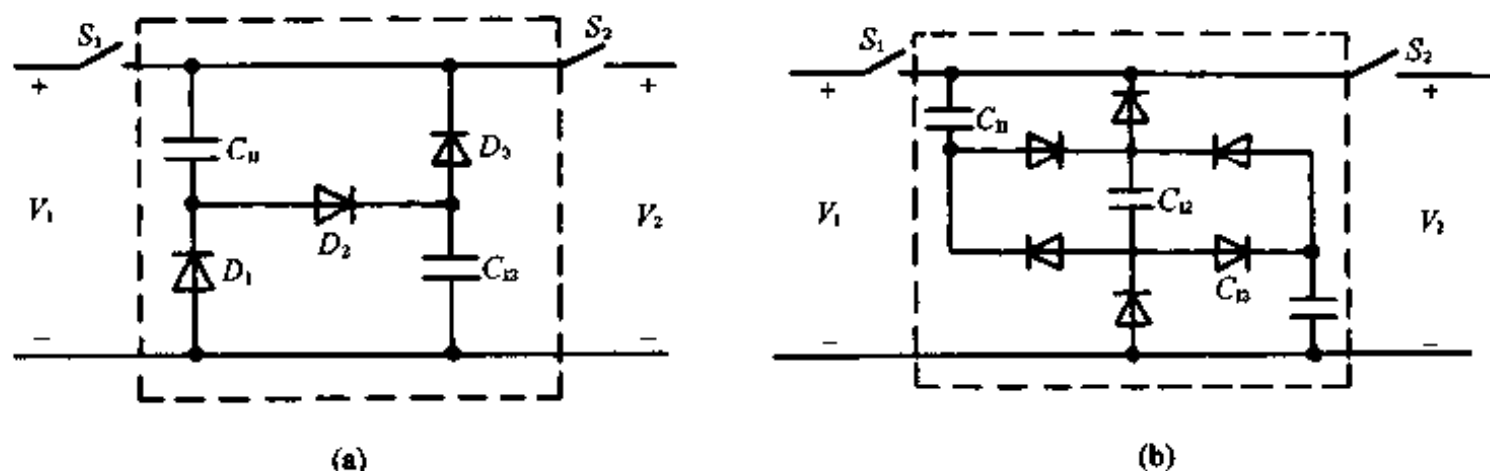


图 4.1 二阶串并电容组合结构 (a) 和三阶串并电容组合结构 (b)

串并电容组合结构具有这样的特点:当外部给它充电时(即开关  $S_1$  导通, $S_2$  断开时),组成串并电容组合结构的各个电容  $C_i$  相互串联;而当串并电容组合结构放电时(即

$S_2$  导通,  $S_1$  断开时), 组成串并电容组合结构的各个电容  $C_i$  相互并联。因此, 假如对串并电容组合结构的充电状态的持续时间和放电状态的持续时间分别大于其充电状态时间常数和放电状态时间常数的话, 则在稳态下  $N$  阶串并电容组合结构可以看作一个  $N:1$  的降压器, 即

$$V_2 = \frac{V_1}{N} \quad (4.1)$$

因此采用串并电容组合结构代替 DC-DC 变换器中的单个电容器, 能起到预降压变换的作用。

#### 4.2.2 反转极性开关电容网络

极性反转的开关电容网络 (Reversed Switched Capacitor Network, 简称为 RSC) 可以获得负的电压变换关系<sup>[26~29]</sup>, 其结构如图 4.2 所示。

当  $S_1$  导通、 $S_2$  断开时,  $V_1$  通过  $D_1$  对电容  $C_1$  充电, 极性如图所示; 而当  $S_2$  导通、 $S_1$  断开时, 电容  $C_1$  通过  $D_2$  放电, 从而达到极性反转的目的。因此, 假如对电容  $C_1$  的充电状态的持续时间和放电状态的持续时间分别大于其充电状态时间常数和放电状态时间常数的

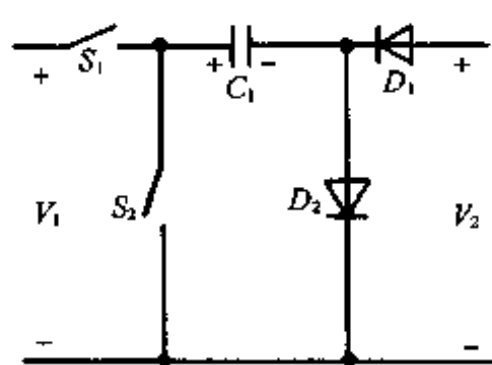


图 4.2 极性反转的开关电容网络的组成

话, 则在稳态下有:

$$V_2 = -V_1 \quad (4.2)$$

如果用上节讨论的串并电容组合结构代替单独的电容  $C_1$ , 则可构成极性反转的串并电容组合结构开关电容网络 (简称为 RSP-SC), 在稳态下有:

$$V_2 = -\frac{V_1}{N} \quad (4.3)$$

因此采用极性反转的开关电容网络代替 DC-DC 变换器中的单个电容器, 能起到电压反转变换的作用; 采用极性反转的串并电容组合结构开关电容网络代替 DC-DC 变换器中的单个电容器, 既能起到电压反转变换的作用, 还能实现降压预变换。

#### 4.2.3 推挽开关电容网络

推挽开关电容网络 (Push-Pull Switched Capacitor Network, 简称为 Push-Pull SC) 的组成如图 4.3 所示<sup>[23,29,30]</sup>。图中  $C_1, C_2, \dots, C_i$  等既可以是单独的电容, 也可以采用串并电容组合结构构成,  $C_i^*$  称为中间电容, 采用固定电容器构成。在  $S_1$  导通、 $S_2$  截止时 (称为状态

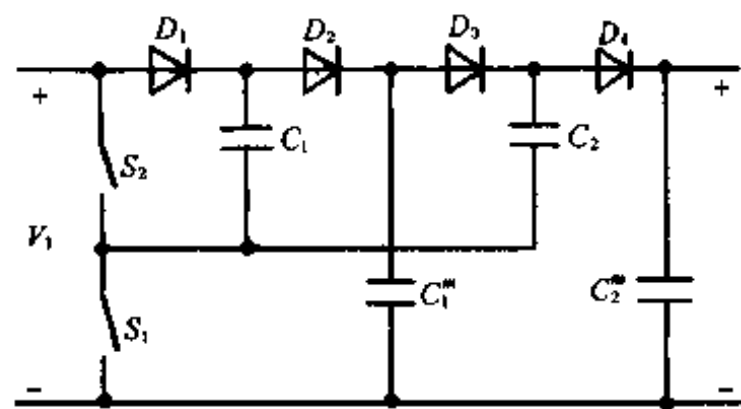


图 4.3 推挽两级开关电容网络的组成

I),  $V_1$  经  $S_1$  和  $D_1$  对  $C_1$  充电, 中间电容  $C_i^m$  也经二极管对  $C_{i+1}$  充电; 在  $S_2$  导通、 $S_1$  截止时 (称为状态 II),  $V_1$  与  $C_i$  串联后经  $S_2$  和二极管对中间电容  $C_i^m$  充电, 从而实现升压作用。

推挽开关电容网络中, 在  $S_1$  导通、 $S_2$  截止时, 相互串联产生升压效果的串并电容组合结构的个数, 我们称为该推挽开关电容网络的级数, 则图 4.3 为推挽两级开关电容网络。一般地, 推挽  $m$  级开关电容网络, 具有  $m$  个中间电容。

设  $C_{i1}$  为构成串并电容组合结构  $C_i$  的各个电容的取值, 在  $S_1$  导通、 $S_2$  截止时,  $V_1$  以及中间电容通过二极管和  $S_1$  分别对串并电容组合结构  $C_i$  充电, 设充电电量为  $Q_{Ci}$ , 则

$$Q_{Ci} = Q_{ij} \quad (4.4)$$

在  $S_2$  导通、 $S_1$  截止时,  $V_1$  通过  $S_2$  与  $C_i$  串联并经二极管向中间电容以及  $R_L$  和  $C_L$  放电, 设  $C_i$  的放电电量为  $Q_{di}$ , 为满足稳态条件, 应有:

$$Q_{di} = N_i Q_{Ci} \quad (4.5)$$

则在一个工作周期内  $V_1$  提供的总电量  $Q_S$  为:

$$Q_S = \sum_{i=1}^m Q_{di} + Q_{C1} = \sum_{i=1}^m N_i Q_{Ci} + Q_{C1} \quad (4.6)$$

在一个工作周期内流过输出负载的总电量  $Q_L$  为:

$$Q_L = Q_{dm} = N_m Q_{Cm} \quad (4.7)$$

对于  $m$  级推挽升压开关电容 DC-DC 变换器, 在第  $k$  级和第  $k+1$  级串并电容组合结构之间, 必存在一个中间电容器  $C_i^m$ , 在状态 II, 由  $V_1$  和第  $k$  级串并电容组合结构串联对  $C_i^m$  充电。而在状态 I,  $C_i^m$  对第  $k+1$  级串并电容组合结构充电。并且在稳态条件下, 在一个周期内, 中间电容上的电量也必须平衡。于是存在以下关系:

$$Q_{C(k)}^m = Q_{di} = N_k Q_{Ck} \text{ 和 } Q_{d(k)}^m = Q_{C(k+1)} \quad (4.8)$$

其中,  $Q_{C(k)}^m$  和  $Q_{d(k)}^m$  分别为第  $k$  个中间电容的充电电量和放电电量, 而  $Q_{C(k)}^m = Q_{d(k)}^m$ , 则有:

$$N_k Q_{Ck} = Q_{C(k+1)} \quad (4.9)$$

由式(4.9)可以得出:

$$Q_{Cm} = N_{m-1} N_{m-2} \cdots N_1 Q_{C1} = Q_{C1} \prod_{i=1}^{m-1} N_i \quad (4.10)$$

将式(4.9)和(4.10)代入式(4.6)和(4.7), 有:

$$Q_S = Q_{C1} + \sum_{i=1}^m Q_{di} = Q_{C1} + \sum_{i=1}^m N_i \prod_{j=1}^{i-1} N_j Q_{C1} = Q_{C1} + \sum_{i=1}^m \prod_{j=1}^i N_j Q_{C1} \quad (4.11)$$

$$Q_L = Q_{dm} = N_m Q_{Cm} = N_m \prod_{i=1}^{m-1} N_i Q_{C1} = Q_{C1} \prod_{i=1}^m N_i \quad (4.12)$$

假如状态 I 的持续时间和状态 II 的持续时间分别大于相应时间常数的话, 则在稳态下有:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{Q_S}{Q_L} = \frac{1 + \sum_{i=1}^m \prod_{j=1}^i N_j}{\prod_{i=1}^m N_i} \quad (4.13)$$

如果图 4.3 所示的网络中的电容均采用单独的电容器构成, 则有

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{Q_S}{Q_L} = \frac{1 + 1 + 1}{1} = 3$$

可见采用推挽开关电容网络代替 DC-DC 变换器中的单个电容器,一般能起到升压预变换的作用。

### 4.3 开关电容 buck DC-DC 变换器

#### 4.3.1 基本 buck DC-DC 变换器的组成和性能

buck DC-DC 变换器是传统的 DC-DC 变换器中最简单的一种,也是最基本的一种,其电路结构如图 4.4 所示。假设开关  $S$  的导通比为  $D$ ,即  $D = \frac{T_{on}}{T_s}$ ,则在连续导电模式和不

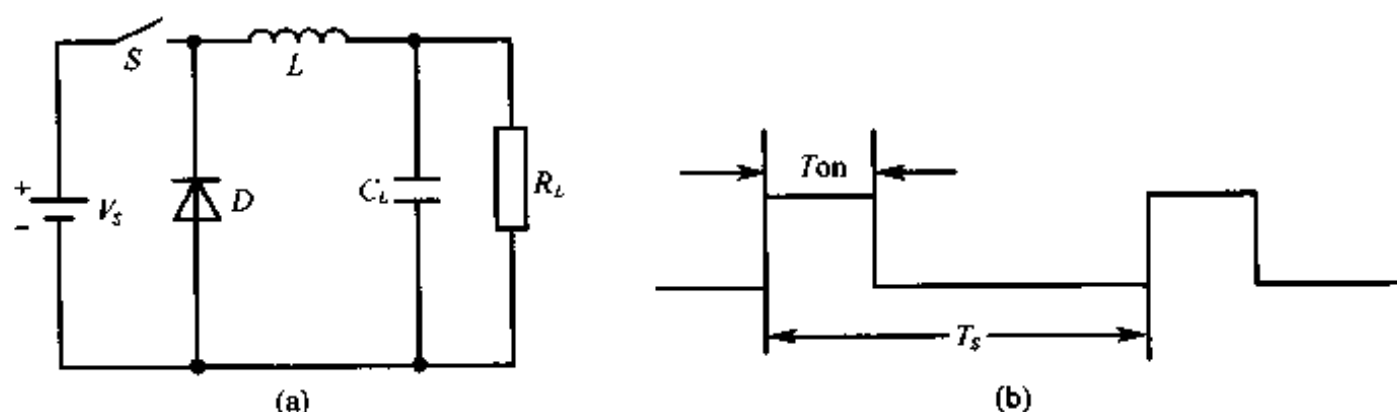


图 4.4 buck DC-DC 变换器的组成(a)和控制时序(b)

连续导电模式下,buck DC-DC 变换器的稳态电压变比  $M$  与  $D$  的关系分别为  
在连续导电模式下

$$M = \frac{V_o}{V_s} = D \quad (4.14)$$

在不连续导电模式下

$$M = \frac{V_o}{V_s} = \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{4K}{D^2}}} \quad (4.15)$$

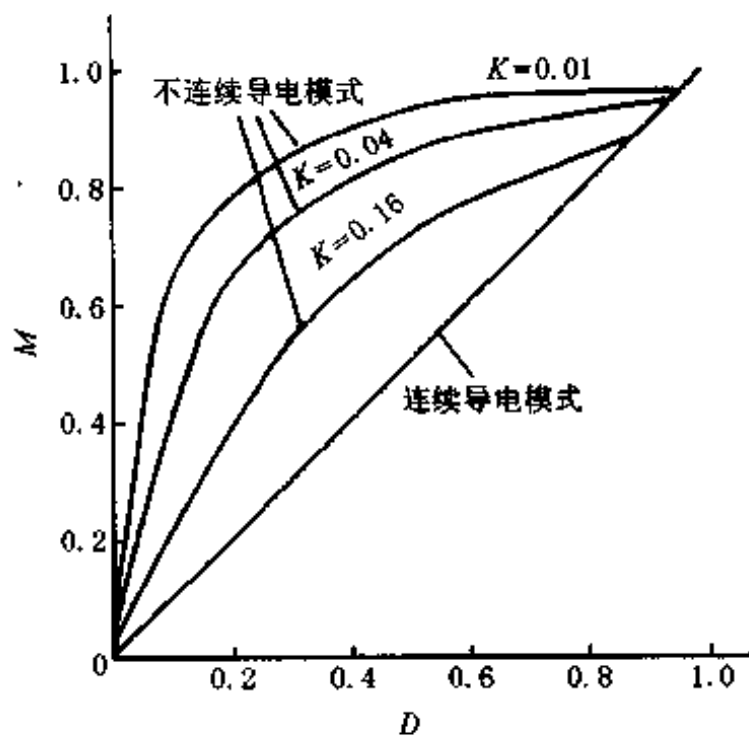


图 4.5 buck 变换器在连续导电模式和不连续导电模式下的  $M$  与  $D$  的关系

其中,  $K = \frac{2L}{R_L T_s}$ 。

可见,buck DC-DC 变换器的电压变比  $M$  的范围是:  $0 < M < 1$ 。

buck DC-DC 变换器的输出输入电压变比  $M$  与导通比  $D$  的关系可由图 4.5 更清楚地看出。

由图可以看出,对于 buck DC-DC 变换器,当进行较悬殊电压变比的降压变换时,所需要的导通比  $D$  很小(比如小于 0.1),影响工作频率的提高,并且动态响应较差。这个问题对不连续导电模式更为突出,因为导通比的较小变化会引起电压变比的较大改变。另外,buck DC-DC 变换器不能实现升压和反极性变换。

### 4.3.2 开关电容 buck DC-DC 变换器

采用适当的开关电容网络与基本的 buck DC-DC 变换器相结合,构成的开关电容 buck DC-DC 变换器,可改善 buck DC-DC 变换器的性能。

图 4.6(a), (b), (c) 分别示出三种典型的开关电容 buck DC-DC 变换器的拓扑结构。

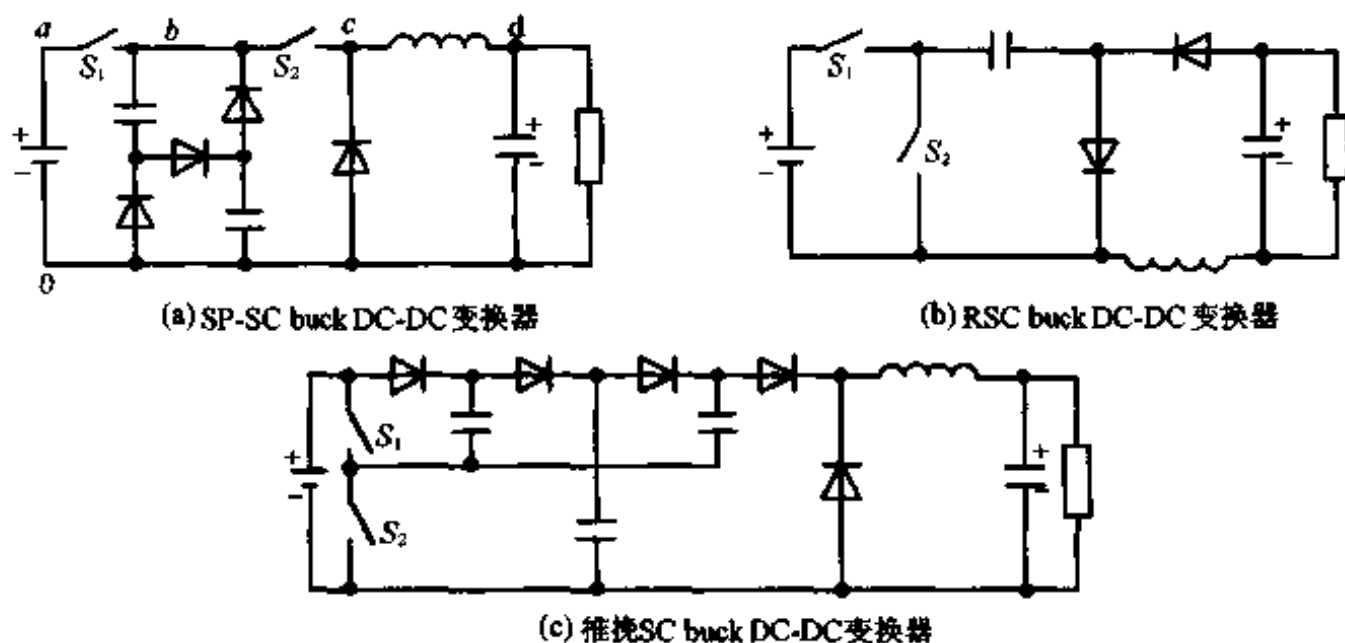


图 4.6 典型的开关电容 buck DC-DC 变换器的组成

#### 1. SP-SC buck DC-DC 变换器

对于 SP-SC buck DC-DC 变换器,假设  $V_{a0} = V_s$ ,  $V_{b0} = V'_s$ ,  $D_2$  为  $S_2$  的导通比,则从  $b0$  端向右看过去,就是一个基本 buck DC-DC 变换器,于是有:

连续导电模式

$$M' = \frac{V_o}{V'_s} = D_2 \quad (4.16a)$$

不连续导电模式

$$M' = \frac{V_o}{V'_s} = \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{4K}{D_2^2}}} \quad (4.16b)$$

从  $a0$  到  $b0$  这部分,为串并电容组合结构构成的开关电容网络,一般令其工作在本征电压变比附近,假设  $N$  为串并电容组合结构的阶数,则有:

$$V'_s = \frac{V_s}{N} \quad (4.17)$$

于是,整个 SP-SC buck DC-DC 变换器的稳态电压变比为:

连续导电模式

$$M = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{V'_s} \cdot \frac{V'_s}{V_s} = \frac{D_2}{N}, \quad M < \frac{1}{N} \quad (4.18a)$$

不连续导电模式

$$M = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{V'_s} \cdot \frac{V'_s}{V_s} = \frac{2}{\left[1 + \sqrt{1 + \frac{4K}{D_2^2}}\right]^N}, \quad M < \frac{1}{N} \quad (4.18b)$$

可见, SP-SC buck DC-DC 变换器的稳态电压变比, 在开关  $S_2$  的导通比相同的情况下, 较基本 buck DC-DC 变换器的稳态电压变比低了  $N$  倍。

在设计中, 可以令  $S_1$  和  $S_2$  交替导通, 这样

$$D_1 = 1 - D_2 \quad (4.19)$$

其中,  $D_1$  为功率开关  $S_1$  的导通比。由式(4.18)还可以得出为了实现给定的悬殊电压变比  $M$ ,  $S_2$  开关所需的导通比  $D_2$  为:

连续导电模式

$$D_2 = NM \quad (4.20a)$$

不连续导电模式

$$D_2 = 2 \sqrt{\frac{K}{\left(\frac{2-MN}{MN}\right)^2 - 1}} \quad (4.20b)$$

式(4.20a)表明, 为了实现同样的电压变比, SP-SC buck DC-DC 变换器所需的  $S_2$  的导通比较基本 buck DC-DC 变换器的大。比如要实现  $+50V/+5V$  的电压变换,  $M=0.1$ , 采用传统 buck DC-DC 变换器, 若工作在连续导电模式下, 需要  $D_2=0.1$ ; 若工作在不连续导电模式下, 需要  $D_2<0.1$ ; 大多数 PWM 调节器在这个区段的性能都不是很好。而采用三阶串并电容组合结构构成的 SP-SC buck DC-DC 变换器, 若工作在连续导电模式下, 需要  $D_2=0.3$ ; 若工作在不连续导电模式下, 需要导通比  $D_2<0.3$ ; 大多数 PWM 调节器在这个范围都具有较好的调节特性。

在连续导电模式下 SP-SC buck DC-DC 变换器的  $M$  与  $D_2$  的关系如图 4.7 所示。

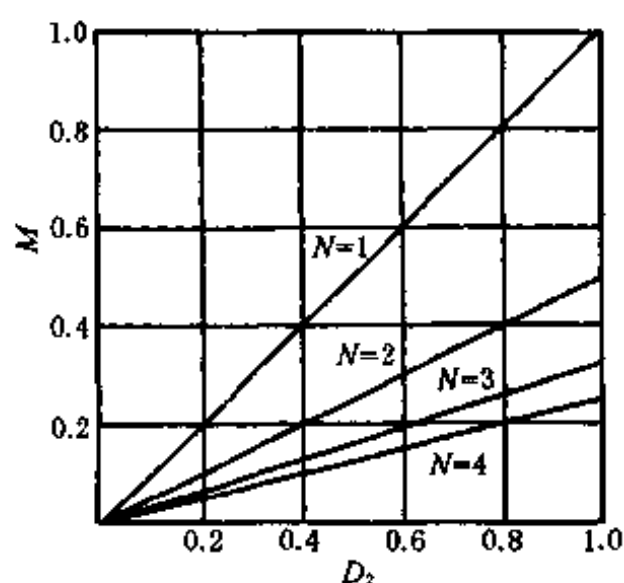


图 4.7 连续导电模式下, SP-SC buck DC-DC 变换器的  $M$  与  $D$  的关系

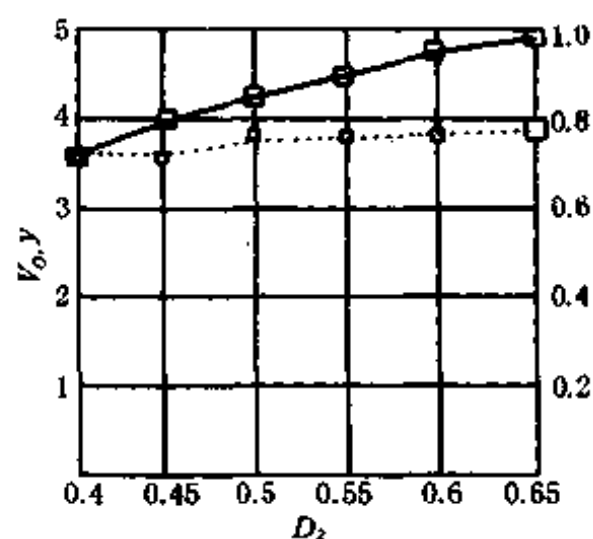


图 4.8 二阶 SP-SC buck DC-DC 变换器的实验结果 ( $V_s=18V$ ,  $R_L=10\Omega$ )  
——输出电压  
-----转换效率

SP-SC buck DC-DC 变换器的连续导电模式和不连续导电模式的分界线为:

连续导电模式

$$K > 1 - D_2 \quad (4.21a)$$

不连续导电模式

$$K < 1 - D_2 \quad (4.21b)$$

写成  $M$  的形式,则为:

连续导电模式

$$K > 1 - NM \quad (4.22a)$$

不连续导电模式

$$K < 1 - NM \quad (4.22b)$$

在开关电容 buck DC-DC 变换器中,一般令开关电容网络工作在其本征电压变比附近,既能起到电压预变换的作用,又能降低功耗;而将电压的调节功能交由 buck DC-DC 变换器部分完成。因此开关电容 buck DC-DC 变换器的整体效率可以保证足够高。

图 4.8 为一个二阶 SP-SC buck DC-DC 变换器的实验结果。其中,  $S_1$  采用 N 型 MOSFET IRF9530,  $S_2$  采用 P 型 MOSFET IRF540,肖特基二极管采用 SR150,  $L$  为  $32\mu\text{H}$ ,串并电容组合结构中的电容器均为片状钽电容,电容值均为  $33\mu\text{F}$ ,  $\text{ESR} = 0.1\Omega$ ,输出电容也为钽电容,电容值为  $100\mu\text{F}$ ,  $\text{ESR} = 0.06\Omega$ ,工作频率为  $60\text{kHz}$ 。

## 2. RSC buck DC-DC 变换器

采用和 SP-SC buck DC-DC 变换器相似的方法,可以得出 RSP buck DC-DC 变换器的稳态特性:

连续导电模式

$$M = -D_2, \quad -1 < M < 0 \quad (4.23a)$$

不连续导电模式

$$M = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{V_s'} \frac{V_s'}{V_s} = \frac{-2}{1 + \sqrt{1 + \frac{4K}{D_2^2}}}, \quad -1 < M < 0 \quad (4.23b)$$

可见,RSP-SC buck DC-DC 变换器可以实现极性反转的电压变换。由式(4.23)还可以得出为了实现给定的电压变比  $M$  所需的  $S_2$  的导通比  $D_2$ :

连续导电模式

$$D_2 = -M \quad (4.24a)$$

不连续导电模式

$$D_2 = 2 \sqrt{\frac{K}{\left(\frac{2+M}{M}\right)^2 - 1}} \quad (4.24b)$$

RSC buck DC-DC 变换器的连续导电模式和不连续导电模式的分界线为:

连续导电模式

$$K > 1 - D_2 \quad (4.25a)$$

不连续导电模式

$$K < 1 - D_2 \quad (4.25b)$$

写成  $M$  的形式,则为:

连续导电模式

$$K > 1 + M \quad (4.26a)$$

不连续导电模式



$$K < 1 + M \quad (4.26b)$$

### 3. Push-Pull SC buck DC-DC 变换器

假设  $m$  为推挽开关电容网络的级数,且推挽开关电容网络中的电容均为独立的电容,采用类似的方法,可得出 Push-Pull SC buck DC-DC 变换器的稳态特性:

连续导电模式

$$M = (m + 1)D_2, \quad 0 < M < m + 1 \quad (4.27a)$$

不连续导电模式

$$M = \frac{V_o}{V_s} = \frac{2m + 2}{1 + \sqrt{1 + \frac{4K}{D_2^2}}}, \quad 0 < M < m + 1 \quad (4.27b)$$

可见,Push-Pull SC buck DC-DC 变换器可以实现升压变换,使得 buck DC-DC 变换器在输入电压低于期望输出电压时,以及输入电压高于期望输出电压时,均可以工作。

由式(4.27)还可以得出为了实现给定的电压变比  $M$ ,所需的  $S_2$  开关的导通比  $D_2$ :

连续导电模式

$$D_2 = \frac{M}{m + 1} \quad (4.28a)$$

不连续导电模式

$$D_2 = 2 \sqrt{\frac{K}{\left(\frac{2m + 2 - M}{M}\right)^2 - 1}} \quad (4.28b)$$

Push-Pull SC buck DC-DC 变换器工作在连续导电模式和不连续导电模式的分界线为:

连续导电模式

$$K > 1 - D_2 \quad (4.29a)$$

不连续导电模式

$$K < 1 - D_2 \quad (4.29b)$$

写成  $M$  的形式,则为:

连续导电模式

$$K > \frac{1 - M}{m + 1} \quad (4.30a)$$

不连续导电模式

$$K < \frac{1 - M}{m + 1} \quad (4.30b)$$

## 4.4 开关电容 boost DC-DC 变换器

采用适当的开关电容网络与基本的 boost DC-DC 变换器相结合,构成开关电容的 boost DC-DC 变换器,可改善 boost DC-DC 变换器的性能。

图 4.9(a)为基本的 boost DC-DC 变换器的拓扑结构,图(b),(c),(d)分别示出三种典型的开关电容 boost DC-DC 变换器的拓扑结构。

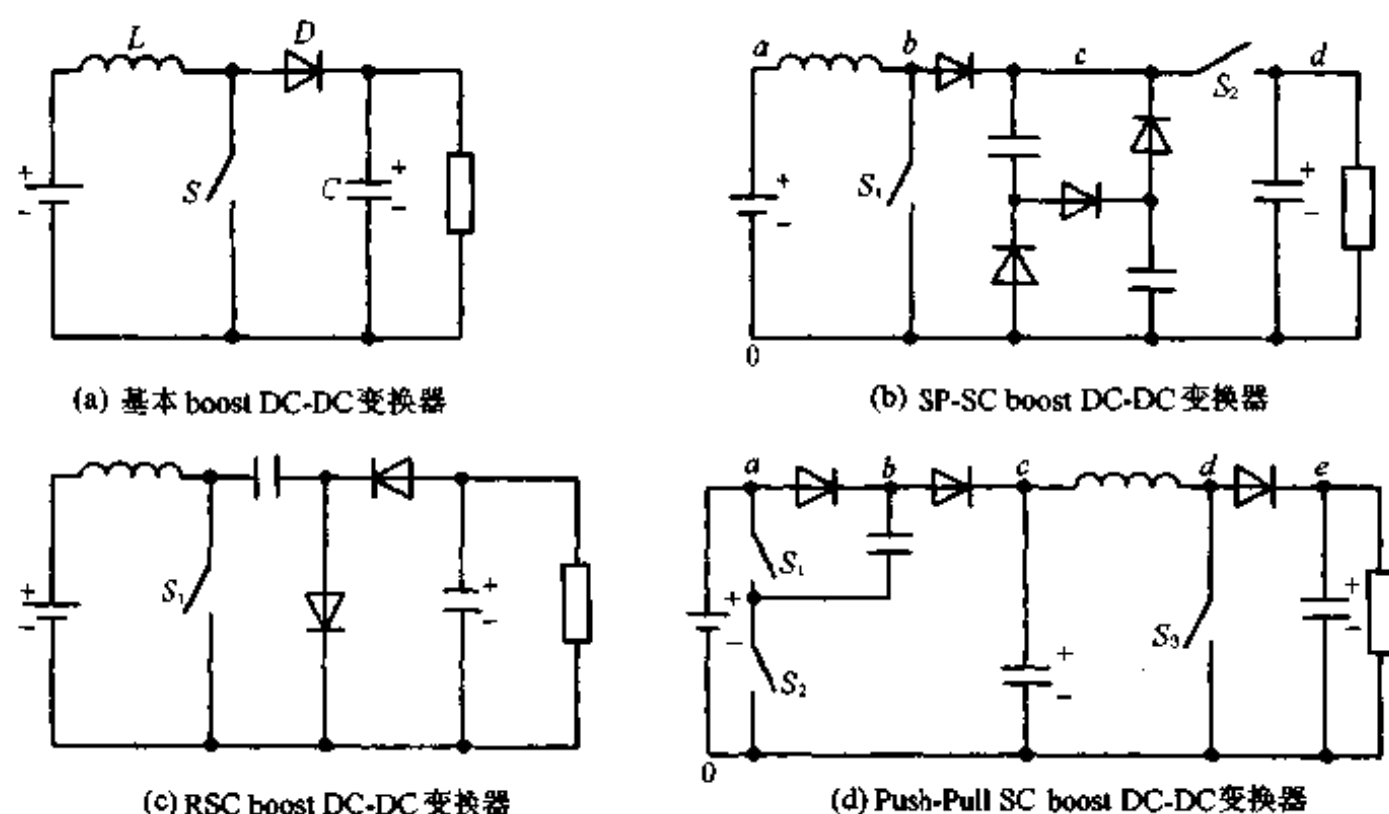


图 4.9 基本 boost DC-DC 变换器和三种典型的开关电容 boost DC-DC 变换器

#### 4.4.1 基本 boost DC-DC 变换器的稳态特性

连续导电模式

$$M = \frac{1}{1-D} \quad (4.31a)$$

不连续导电模式

$$M = \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4D^2}{K}}}{2} \quad (4.31b)$$

其中,  $D$  为  $S$  的导通比,  $K = \frac{2L}{R_L T}$ 。

可见对于 boost 变换器,  $M > 1$ , boost 变换器的  $M$  与  $D$  的关系如图 4.10 所示。

由图可见,基本 boost 变换器在连续导电模式时  $M$  与  $D$  的特性为非线性,  $M$  随  $D$  的

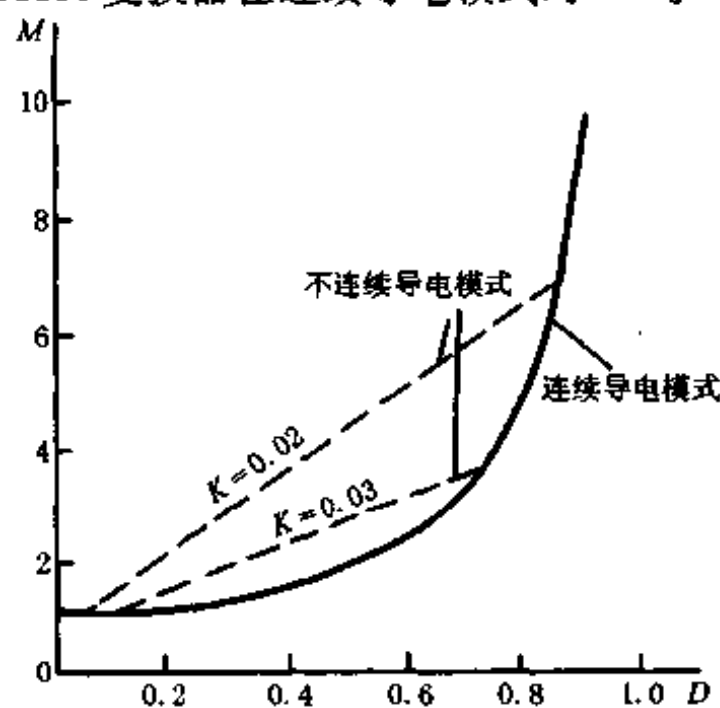


图 4.10 基本 boost DC-DC 变换器的  $M$  与  $D$  的关系

增加而迅速增大;且基本 boost 变换器不能实现降压变换和反极性电压变换。

#### 4.4.2 SP-SC boost DC-DC 变换器

对于 SP-SC boost DC-DC 变换器,假设  $V_{a0}=V_s, V_{b0}=V_s', D_1$  为  $S_1$  的导通比,则从  $a0$  到  $c0$  的一段,可以看作一个基本 boost DC-DC 变换器,于是

连续导电模式

$$M' = \frac{V_s'}{V_s} = \frac{1}{1-D_1} \quad (4.32a)$$

不连续导电模式

$$M' = \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4D_1^2}{K}}}{2} \quad (4.32b)$$

从  $c0$  以后的部分,可看作 SP-SC DC-DC 变换器,于是有:

$$\frac{V_o}{V_s'} = \frac{1}{N} \quad (4.33)$$

于是,整个 SP-SC boost DC-DC 变换器的稳态特性为:

连续导电模式

$$M = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_s'}{V_s} \frac{V_o}{V_s'} = \frac{1}{N(1-D_1)}, \quad \frac{1}{N} < M \quad (4.34a)$$

不连续导电模式

$$M = \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4D_1^2}{K}}}{2N}, \quad \frac{1}{N} < M \quad (4.34b)$$

可见,SP-SC boost DC-DC 变换器的稳态电压变比,在开关  $S_1$  的导通比相同的情况下,较基本 boost DC-DC 变换器的稳态电压变比低了  $N$  倍。

在设计中,可以令  $S_1$  和  $S_2$  交替导通,这样

$$D_2 = 1 - D_1 \quad (4.35)$$

由式(4.35)还可得出为了实现给定的电压变比  $M$ ,所需的  $S_1$  开关的导通比  $D_1$  为:

连续导电模式

$$D_1 = 1 - \frac{1}{MN} \quad (4.36a)$$

不连续导电模式

$$D_1 = \sqrt{KMN(MN-1)} \quad (4.36b)$$

可见,采用 SP-SC boost DC-DC 变换器可以实现降压变换,使得 SP-SC boost DC-DC 变换器在输入电压高于期望输出电压时,也能完成电压变换。

#### 4.4.3 RSC boost DC-DC 变换器

采用相似的方法,可以得出 RSC boost DC-DC 变换器的稳态特性:

连续导电模式

$$M = -\frac{1}{1-D_1}, \quad M < -1 \quad (4.37a)$$

不连续导电模式

$$M = -\frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4D_1^2}{K}}}{2}, \quad M < -1 \quad (4.37b)$$

可见, RSC boost DC-DC 变换器可以实现极性反转的电压变换。由式(4.37)还可以得出为了实现给定的电压变比  $M$  所需的  $S_1$  开关的导通比  $D_1$ :

连续导电模式

$$D_1 = 1 + \frac{1}{M} \quad (4.38a)$$

不连续导电模式

$$D_1 = \sqrt{KM(M+1)} \quad (4.38b)$$

#### 4.4.4 Push-Pull SC boost DC-DC 变换器

图 4.9(d)所示的 Push-Pull SC boost DC-DC 变换器中的  $S_1$  和  $S_2$  采用固定导通比交替导通和截止,  $S_3$  以受 PWM 控制的可调导通比  $D_3$  工作。因此, 从  $a0$  到  $c0$  的一段可以看作是一个  $m$  级 Push-Pull SC DC-DC 变换器, 其电压变比为:

$$M' = \frac{V'_s}{V_s} = m + 1 \quad (4.39)$$

而从  $c0$  向右的一段为基本 boost DC-DC 变换器, 其稳态电压变比为:

连续导电模式

$$M'' = \frac{V_o}{V'_s} = \frac{1}{1-D_3} \quad (4.40a)$$

不连续导电模式

$$M'' = \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4D_3^2}{K}}}{2} \quad (4.40b)$$

整个 Push-Pull SC boost DC-DC 变换器的稳态特性为:

连续导电模式

$$M = M' M'' = \frac{m+1}{1-D_3}, \quad m+1 < M \quad (4.41a)$$

不连续导电模式

$$M = \frac{m+1}{2} \left[ 1 + \sqrt{1 + \frac{4D_3^2}{K}} \right], \quad m+1 < M \quad (4.41b)$$

可见, 在相同导通比下,  $m$  级 Push-Pull SC boost DC-DC 变换器的稳态电压变比为基本 boost DC-DC 变换器的  $m+1$  倍。为达到指定的电压变比  $M$ ,  $m$  级 Push-Pull SC boost DC-DC 变换器所需的导通比  $D_3$  为:

连续导电模式

$$D_3 = 1 - \frac{m+1}{M} \quad (4.42a)$$

不连续导电模式

$$D_3 = \sqrt{K \frac{M}{m+1} \left( \frac{M}{m+1} - 1 \right)} \quad (4.42b)$$

可见,为了达到相同的电压变比, $m$ 级 Push-Pull SC boost DC-DC 变换器所需的导通比较基本 boost DC-DC 变换器低,这个特性很有意义,现说明如下:

从图 4.10 可以看出,在连续导电模式下, $M$  与  $D$  是非线性的, $D$  越大,  $\frac{\partial M}{\partial D}$  越大,也即  $D$  的稍许变化就会引起  $M$  的较大改变,所以通过 Push-Pull SC boost DC-DC 变换器,可以降低导通比,是比较有利的。

在连续导电模式下,考虑电感的铁损和铜损后的实际 boost DC-DC 变换器的电压变比  $M_r$  与导通比  $D$  的关系如式(4.43)和图 4.11 所示。

$$M_r = \frac{1}{1-D} \frac{1}{1 + \frac{R_L}{(1-D)^2 R}} \quad (4.43)$$

图中, $R_L$  为考虑  $L$  的铁损和铜损后的等效电阻。

由图 4.11 可见,如果  $L$  的铁损和铜损较大,当负荷电流较大时,基本 boost DC-DC 变换器达不到很高的电压变比。Push-Pull SC boost DC-DC 变换器却能利用开关电容网络实现升压作用,较好地解决了这个问题。

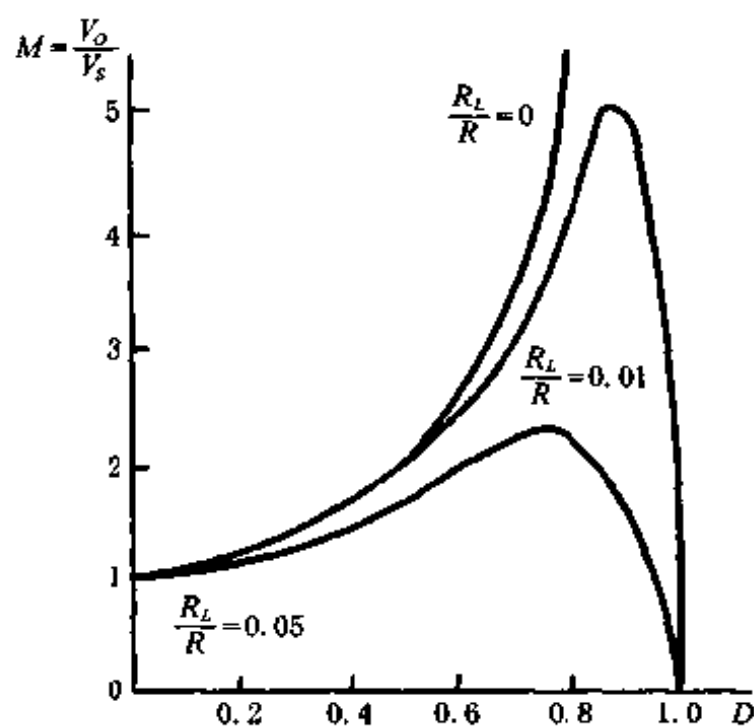


图 4.11 考虑  $L$  的铁损和铜损后,boost DC-DC 变换器的  $M$  与  $D$  的关系

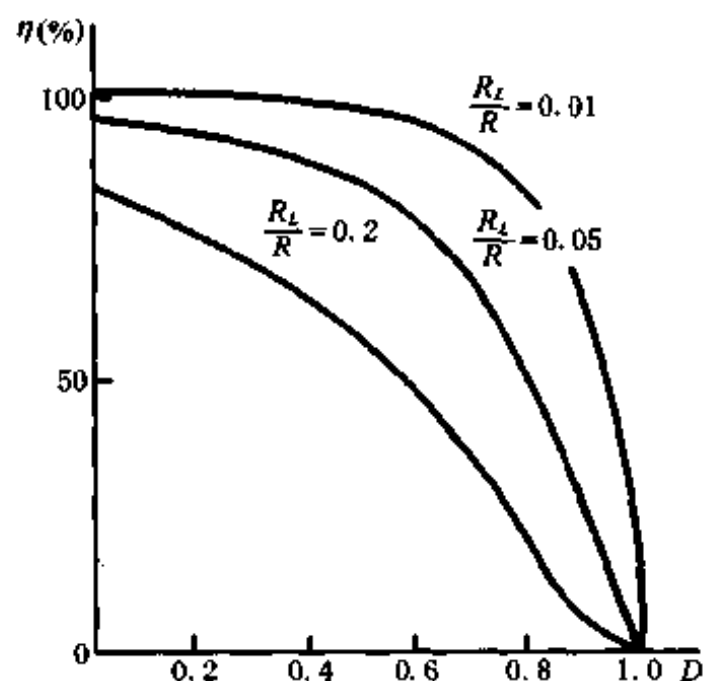


图 4.12 考虑  $L$  的铁损和铜损后,boost DC-DC 变换器的效率和导通比的关系

从效率的角度,boost DC-DC 变换器的效率和导通比的关系如式(4.44)和图 4.12 所示。

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{R_L}{(1-D)^2 R}} \quad (4.44)$$

由图 4.12 可见,boost DC-DC 变换器的效率随导通比  $D$  的增大而降低。

采用 Push-Pull SC boost DC-DC 变换器,为达到同样的电压变比,可以工作在较低的导通比下,因而有助于改善效率,虽然开关电容前级会有一定的损耗,但若令前级工作在本征电压变比附近,在进行较大电压变比的升压变换时,总的效率还是能有所改善的。

## 4.5 开关电容网络和其他 DC-DC 变换器的结合

开关电容网络还可以与其他的 DC-DC 变换器相结合,起到改善 DC-DC 变换器的性能的作用。通常,SP-SC 网络可用来作为具有悬殊电压变比的降压 DC-DC 变换器进行电压预变换,使得变换器能够以合适的导通比工作。RSC 网络可用来得到反极性电压。Push-Pull SC 网络可用来进行预升压变换,使得变换器能够以合适的导通比工作。

### 4.5.1 SP-SC buck-boost DC-DC 变换器

图 4.13(a)为基本的 buck-boost DC-DC 变换器的拓扑结构,图(b)为 SP-SC buck-boost DC-DC 变换器的拓扑结构。

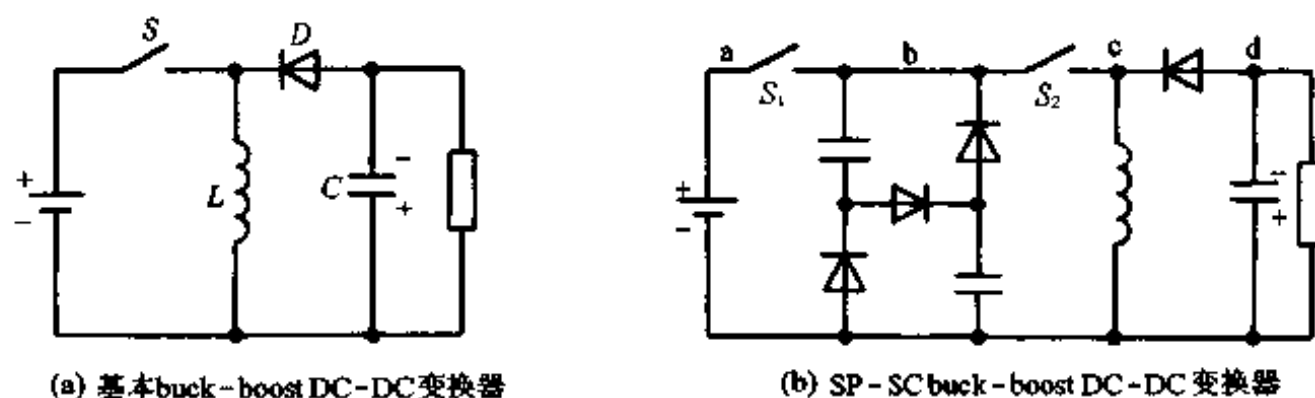


图 4.13 两种 buck-boost DC-DC 变换器

采用相似的方法,可得到 SP-SC buck-boost DC-DC 变换器的性能。

连续导电模式

$$M = \frac{D_2}{N(1 - D_2)} \quad (4.45a)$$

不连续导电模式

$$M = \frac{D_2}{N \sqrt{K}} \quad (4.45b)$$

可见,对于 SP-SC buck-boost 变换器,在  $S_2$  的导通比相同的情况下,变换器的稳态电压变比为基本 buck-boost 变换器的  $\frac{1}{N}$ 。

为了达到指定的电压变比  $M$ ,所需要的导通比为:

连续导电模式

$$D_2 = \frac{MN}{1 + MN} \quad (4.46a)$$

不连续导电模式

$$D_2 = MN \sqrt{K} \quad (4.46b)$$

#### 4.5.2 SP-SC Cuk DC-DC 变换器

图 4.14(a)为基本的 Cuk DC-DC 变换器的拓扑结构,图(b)示出 SP-SC Cuk DC-DC 变换器的拓扑结构,与 R. D. Middelbrook 在文献[36]中报道的不同,整个 SP-SC Cuk DC-DC 变换器的结构中仅包含一个 MOSFET 开关,其余均采用二极管,这样使得控制简单化。

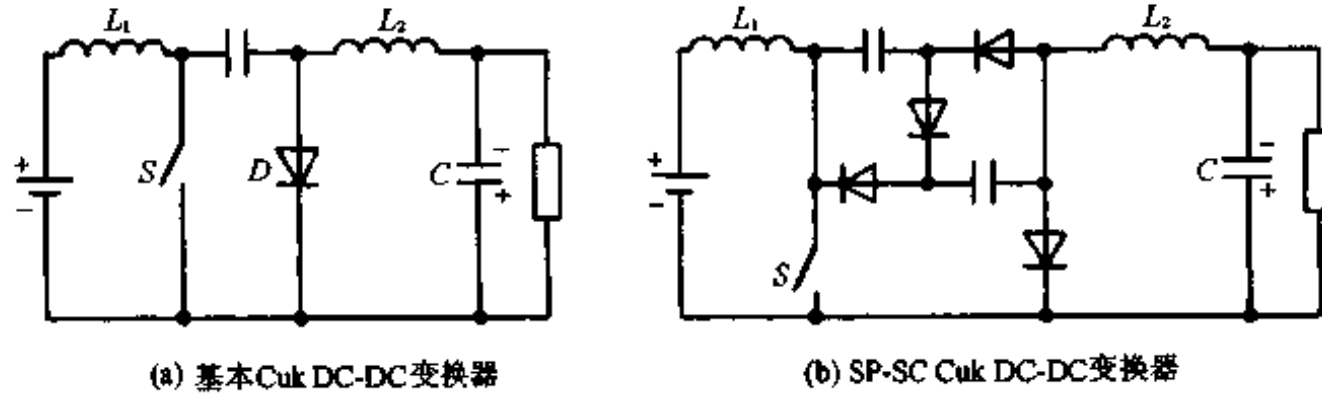


图 4.14 两种 Cuk DC-DC 变换器

采用相似的方法,可得到 SP-SC Cuk DC-DC 变换器的性能。

连续导电模式

$$M = \frac{D}{N(1-D)} \quad (4.47a)$$

不连续导电模式

$$M = \frac{D}{N\sqrt{K_r}} \quad (4.47b)$$

其中,  $D$  为  $S$  的导通比,  $K_r = \frac{2L_1L_2}{(L_1+L_2)R_LT}$ 。

为了达到指定的电压变比  $M$ , 所需要的导通比为:

连续导电模式

$$D = \frac{MN}{1+MN} \quad (4.48a)$$

不连续导电模式

$$D = MN\sqrt{K_r} \quad (4.48b)$$

可见, 对于 SP-SC Cuk DC-DC 变换器, 在  $S$  的导通比相同的情况下, 其稳态电压变比为基本 Cuk DC-DC 变换器的  $N$  分之一。因此, SP-SC Cuk DC-DC 变换器在进行悬殊电压变比的降压变换时, 较基本 Cuk DC-DC 变换器具有更大的导通比, 使变换器的工作频率和动态调节性能得以提高, 也便于降低其峰值电流。

图 4.15 为一个输入电压为  $-48.8V$  的二阶 SP-SC Cuk DC-DC 变换器的仿真结果。其中,  $S$  采用 N 型 MOSFET,  $R_{on} = 0.085\Omega$ ,  $L_1$  为  $360\mu H$ , 等效串联电阻为  $0.48\Omega$ ,  $L_2$  为  $128\mu H$ , 等效串联电阻为  $0.2\Omega$ , 串并电容组合结构中的电容器均为片状钽电容, 电容值均为  $47\mu F$ ,  $ESR = 0.1\Omega$ , 输出电容也为多个片状钽电容的并联, 总电容值为  $100\mu F$ ,  $ESR = 0.06\Omega$ , 工作频率为  $100kHz$ 。

图 4.16 分别为采用三阶 SP 结构和二阶 SP 结构代替传统 Cuk DC-DC 变换器中的

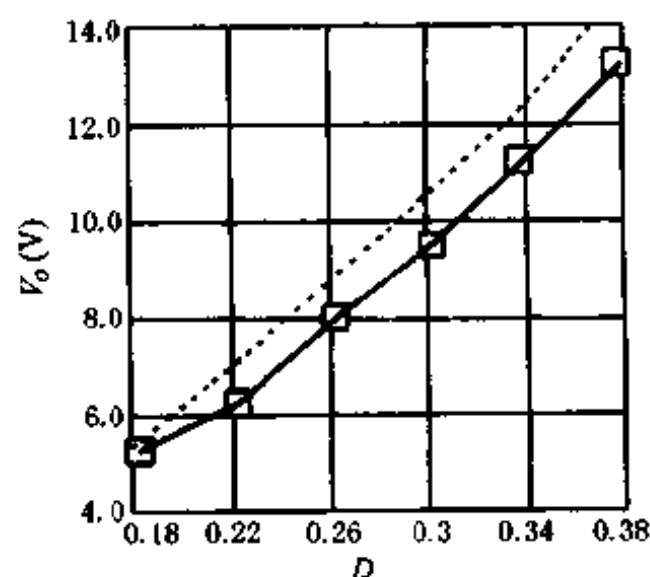


图 4.15 二阶 SP-SC Cuk DC-DC 变换器输出电压  
与导通比的关系 ( $V_s = -48.8V$ ,  $R_L = 10\Omega$ ) 的仿  
真结果

——仿真值 ———理论值

单独电容器后,从而构成开关电容 Cuk DC-DC 变换器的实验结果。其中,  $S$  采用 N 型 MOSFET IRF540, 二极管采用肖特基势垒二极管 1N5822 (40V, 3A); SP 结构中的电容器均采用  $100\mu F$  固态钽电容, 且分别并联两个  $0.1\mu F$  的陶瓷电容;  $L_1$  为  $124\mu H$ ,  $56m\Omega$ ,  $L_2$  为  $5\mu H$ ,  $3m\Omega$ ;  $C_L$  采用  $100\mu F$  固态钽电容, 且并联一个  $1\mu F$  的陶瓷电容器。开关频率为  $500kHz$ , 通过 PWM 调节将输出电压调整在  $5V$ , 输出电流为  $10A$ 。由图可见, 在完成悬殊电压变比的降压变换时, 开关电容 Cuk DC-DC 变换器能较明显改善变换器的转换效率, 这与理论分析一致。

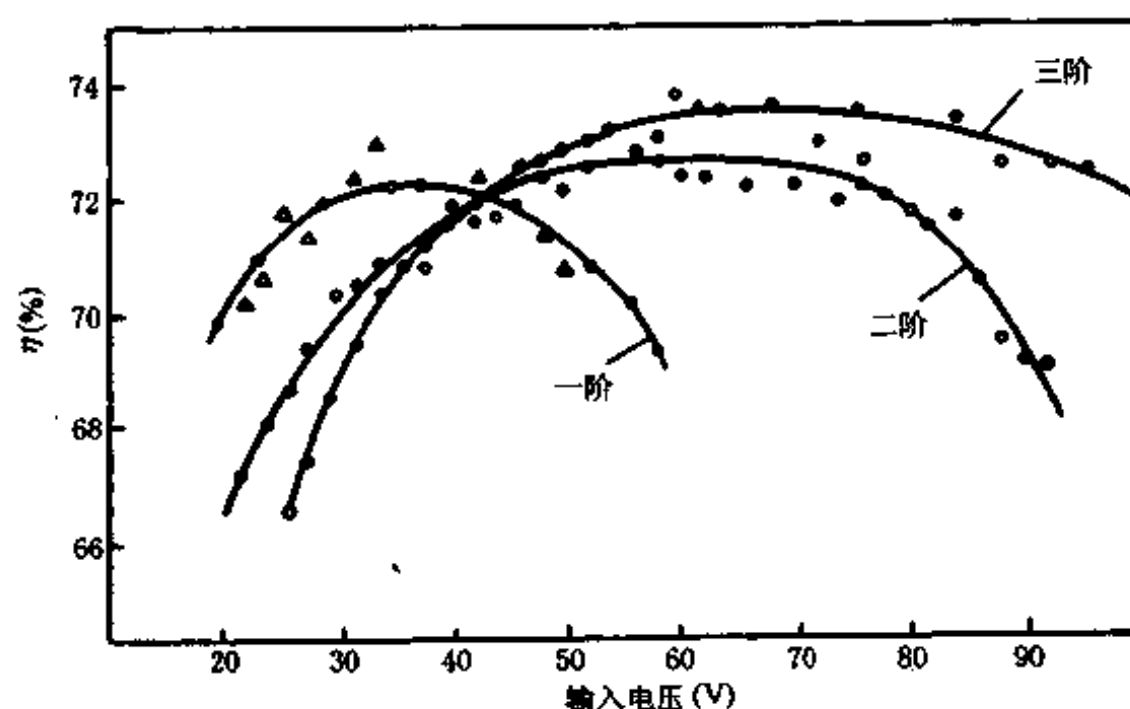


图 4.16 开关电容 Cuk DC-DC 变换器的效率与输入电压的关系的  
实验结果 ( $V_L = 5V$ ,  $I_L = 10A$ ,  $f = 500kHz$ )

## 4.6 本章结论

采用开关电容网络与 buck, boost, buck-boost 和 Cuk DC-DC 变换器相结合, 可起到改善 DC-DC 变换器的性能的作用。



(1) 当进行具有悬殊电压变比的降压 DC-DC 变换时,采用 SP-SC 网络,可避免变换器的功率开关工作在很小的导通比下,从而有利于提高其工作频率和动态响应,降低峰值电流。

(2) 当进行具有较大电压变比的升压 DC-DC 变换时,采用 Push-Pull SC 网络,可使变换器的功率开关工作在较合适的导通比下,从而有利于提高其动态响应,降低损耗,而且便于实现较高的电压变比。

(3) RSC 网络有助于改变传统 DC-DC 变换器的电压极性。

表 4.1 结合开关电容网络的传统 DC-DC 变换器的稳态特性<sup>[23,28]</sup>

变换器类型		$M = \frac{V_o}{V_s}$	开关导通比	导电模式
buck 原型	buck	$D$	$D = M$	CCM
		$\frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{4K}{D^2}}}$	$D = 2 \sqrt{\frac{K}{\left(\frac{2-M}{M}\right)^2 - 1}}$	DCM
	SP-buck	$\frac{D_2}{N}$	$D_2 = NM$	CCM
		$\frac{2}{\left[1 + \sqrt{1 + \frac{4K}{D_2^2}}\right]N}$	$D_2 = 2 \sqrt{\frac{K}{\left(\frac{2-MN}{MN}\right)^2 - 1}}$	DCM
	RSC-buck	$-D_2$	$D_2 = -M$	CCM
		$\frac{-2}{1 + \sqrt{1 + \frac{4K}{D_2^2}}}$	$D_2 = 2 \sqrt{\frac{K}{\left(\frac{2+M}{M}\right)^2 - 1}}$	DCM
	Push-Pull buck	$(m+1)D_2$	$D_2 = \frac{M}{(m+1)}$	CCM
		$\frac{2m+2}{1 + \sqrt{1 + \frac{4K}{D_2^2}}}$	$D_2 = 2 \sqrt{\frac{K}{\left(\frac{2m+2-M}{M}\right)^2 - 1}}$	DCM
boost 原型	boost	$\frac{1}{1-D}$	$D = 1 - \frac{1}{M}$	CCM
		$\frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4D^2}{K}}}{2}$	$D = \sqrt{KM(M-1)}$	DCM
	SP-boost	$\frac{1}{N(1-D_1)}$	$D_1 = 1 - \frac{1}{MN}$	CCM
		$\frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4D_1^2}{K}}}{2N}$	$D_1 = \sqrt{KMN(MN-1)}$	DCM
	RSC-boost	$-\frac{1}{1-D_1}$	$D_1 = 1 + \frac{1}{M}$	CCM
		$\frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4D_1^2}{K}}}{2}$	$D_1 = \sqrt{KM(M+1)}$	DCM
	Push-Pull boost	$\frac{m+1}{1-D_3}$	$D_3 = 1 - \frac{m+1}{M}$	CCM
		$(m+1) \left( \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4D_3^2}{K}}}{2} \right)$	$D_3 = \sqrt{K \frac{M}{m+1} \left( \frac{M}{m+1} - 1 \right)}$	DCM

续表

变换器类型		$M = \frac{V_O}{V_S}$	开关导通比	导电模式
buck-boost 原型	buck-boost	$\frac{D}{1-D}$	$D_2 = \frac{M}{1+M}$	CCM
		$\frac{D}{\sqrt{K}}$	$D_2 = M \sqrt{K}$	DCM
	SP buck-boost	$\frac{D_2}{N(1-D_2)}$	$D_2 = \frac{MN}{1+MN}$	CCM
		$\frac{D_2}{N \sqrt{K}}$	$D_2 = MN \sqrt{K}$	DCM
Cuk 原型	Cuk	$\frac{D}{1-D}$	$D = \frac{M}{1+M}$	CCM
		$\frac{D}{\sqrt{K_c}}$	$D = M \sqrt{K_c}$	DCM
	SP-Cuk	$\frac{D}{N(1-D)}$	$D = \frac{MN}{1+MN}$	CCM
		$\frac{D}{N \sqrt{K_c}}$	$D = MN \sqrt{K_c}$	DCM

注:  $D$  为相应开关的导通比,  $K = \frac{2L}{R_L T_s}$ ,  $K_c = 2 \frac{2L_1 L_2}{(L_1 + L_2) R_L T}$

## 第五章 开关电容 boost-buck 组合功率因数校正电路

开关变换器在实现悬殊输入输出电压变比的变换时,开关导通比会变得很小,这限制了开关频率的提高及变换器的动态范围,同时也会给开关带来大的电流应力,对外产生严重的电磁干扰。利用脉冲变压器可以解决这一问题,脉冲变压器的作用表现在两个方面:电压预变换和输出输入隔离。随着开关频率进一步提高,变压器和电感的尺寸可以减小,但是随之而来的是变压器分布参数(如漏电感)对电路的危害更加突出,因此采用变压器不利于变换器进一步向高频化和小型化发展<sup>[6]</sup>。

如第四章所述,在一些输出输入不需要隔离的情形,采用开关电容网络代替脉冲变压器实现电压预变换,可以较好地改善变换器的性能。本章讨论开关电容 boost-buck 组合变换器及以此为基础构成的开关电容 boost-buck 组合 PFC 电路。

### 5.1 开关电容 boost-buck DC-DC 变换器

#### 5.1.1 开关电容 boost-buck DC-DC 变换器的拓扑结构

开关电容 boost-buck DC-DC 变换器如图 5.1 所示,图中 SC 表示一个  $N$  阶串并电容组合结构开关电容网络,正是这个开关电容网络使得变换器的开关在较大的导通比时,也可以获得悬殊的输出输入电压变比。

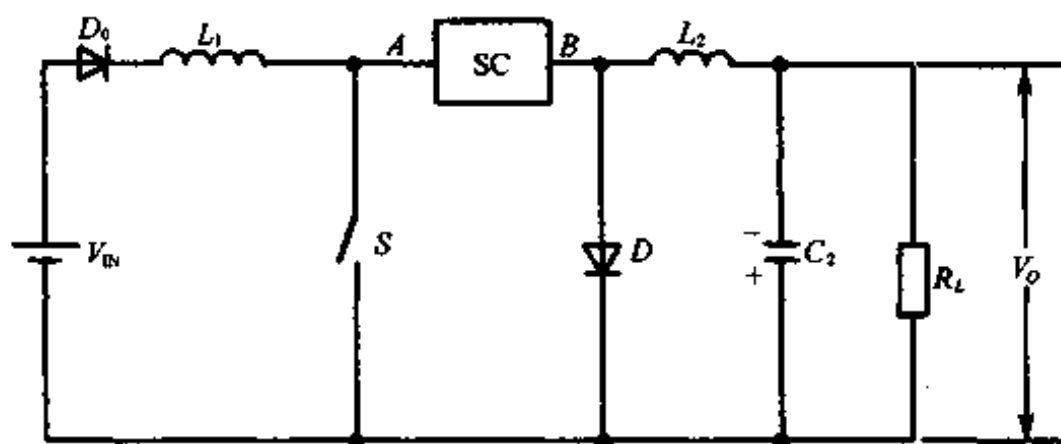


图 5.1 开关电容 boost-buck DC-DC 变换器的组成

#### 5.1.2 开关电容 boost-buck DC-DC 变换器的工作状态

为了使分析简单具体,我们以图 5.2 所示的二阶串并电容组合结构开关电容(2-SP SC)boost-buck 组合 DC-DC 变换器为例展开讨论。在分析过程中,假定

- (1) 电路处于稳态;
- (2) 所有元器件是理想的;
- (3) 开关频率足够高,在每个开关周期输入电压可认为恒定;
- (4) 电容  $C_1$  和  $C_2$  两端电压恒定。

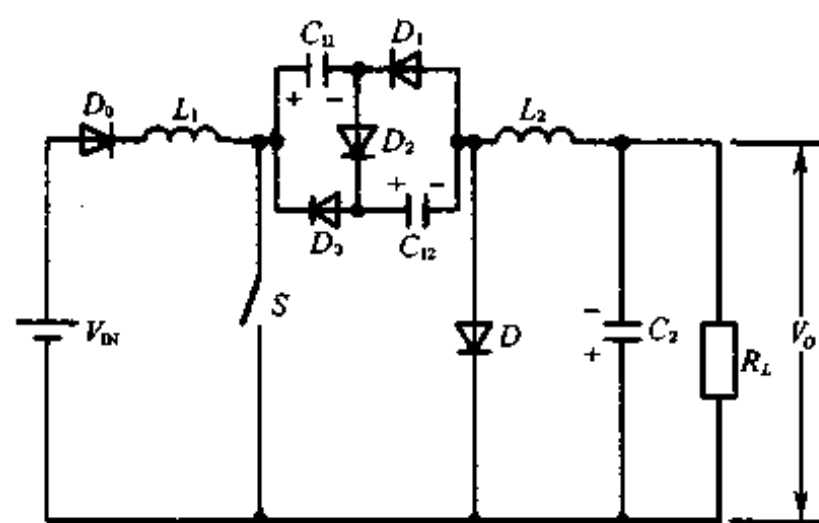


图 5.2 2-SP SC boost-buck 组合 DC-DC 变换器的组成

当  $L_1$  工作在 DCM,  $L_2$  工作在 CCM 时, 2-SP SC boost-buck 组合 DC-DC 变换器有三个工作状态, 其等效电路分别如图 5.3(a), (b) 和 (c) 所示。图中  $SC_1$  和  $SC_2$  分别表示 SC 网络处于串联充电状态和并联放电状态。

在第一个工作状态 ( $S$  导通), 电源  $V_{IN}$  给  $L_1$  充电; 串并电容组合结构开关电容网络中的各电容器呈并联方式给  $L_2$ 、负载电容  $C_2$  以及负载电阻  $R_L$  提供能量。

在第二个工作状态 (开关  $S$  关断),  $V_{IN}$  和  $L_1$  给 SC 网络充电 (这时串并电容组合结构开关电容网络中的各电容器呈串联充电方式), 电感  $L_2$  给负载电容  $C_2$  及负载电阻  $R_L$  提供能量。

在第三个工作状态 (开关  $S$  关断), 流经  $L_1$  的电流为零。这时,  $L_2$  和  $C_2$  给  $R_L$  提供能量。

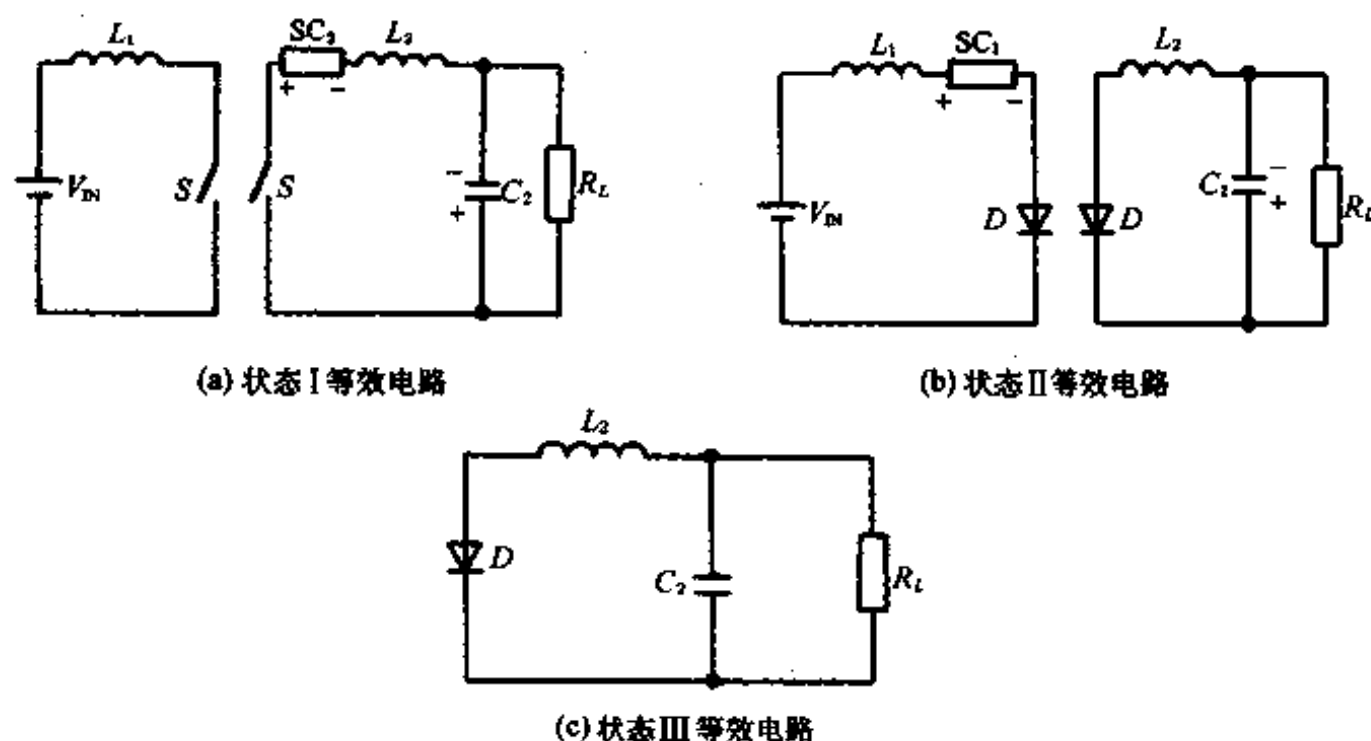


图 5.3 2-SP SC boost-buck 组合 DC-DC 变换器的三个工作状态的等效电路

### 5.1.3 开关电容 boost-buck 组合 DC-DC 变换器的临界条件

开关电容 boost-buck 组合 DC-DC 变换器中的两个电感都工作在 DCM 时,  $L_1$  和  $L_2$  上的电流和电压波形如图 5.4 所示。当变换器工作在 CCM 和 DCM 边界时, 图 5.4 中的第三个工作状态不存在, 即  $\Delta_1 = \Delta_2 = 0$ 。根据伏秒平衡原理可得:

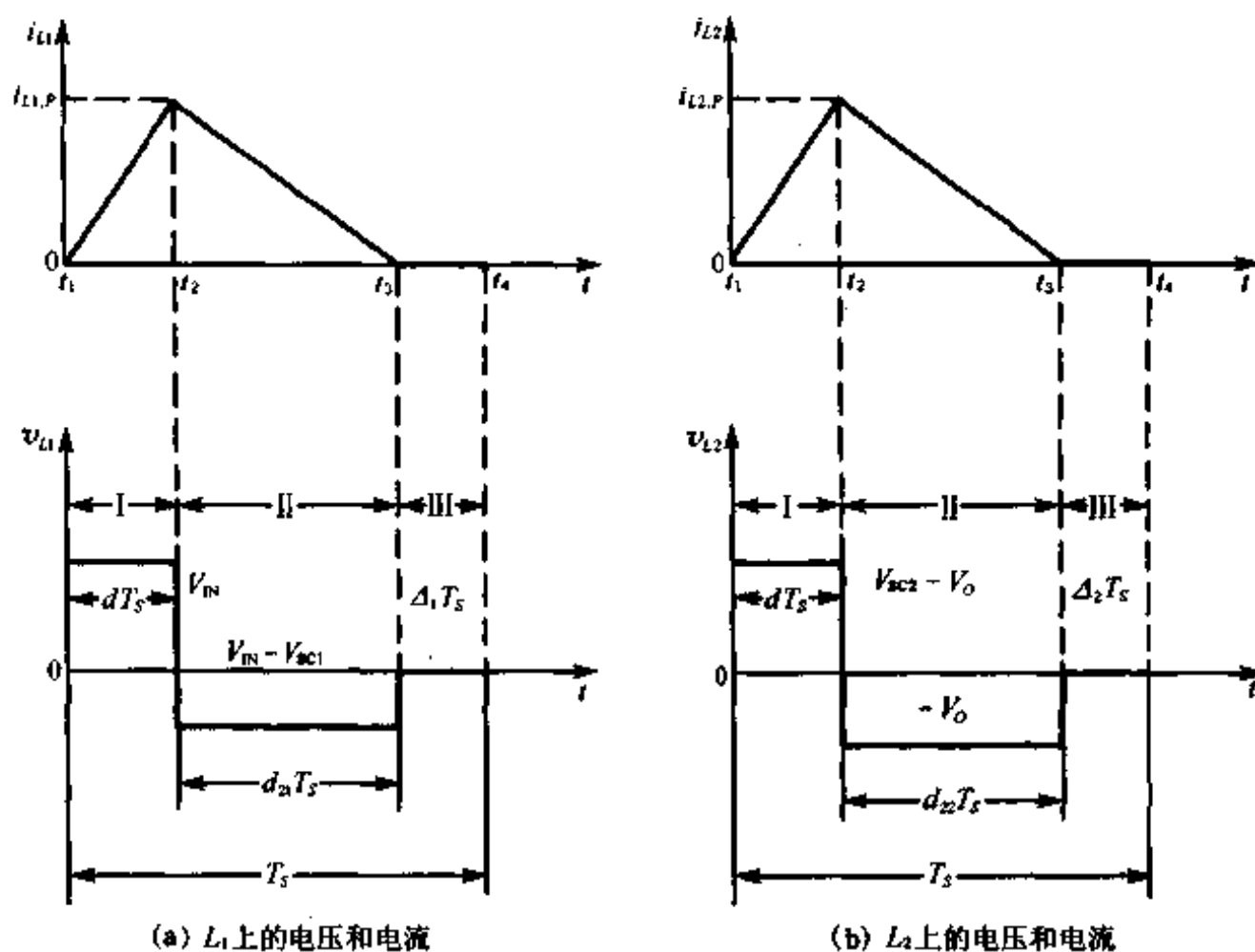


图 5.4  $L_1$  和  $L_2$  均处于 DCM 时, 开关电容 boost-buck 组合 DC-DC 变换器中电感电流和电压波形

$$V_{SC1} = \frac{d + d_{21}}{d_{21}} V_{IN} = M_1 V_{IN} \quad (5.1)$$

其中,  $M_1$  为串并电容组合结构开关电容网络中的各电容器处于串联充电状态时, 整个开关电容网络对外表现的电压  $V_{SC1}$  (也即各电容器电压之和) 与输入电压之比, 实际上  $M_1$  为前级 boost 变换器的电压变比。而开关电容 boost-buck DC-DC 变换器的输出电压为

$$V_O = \frac{V_{SC2} d}{d + d_{22}} = M_2 V_{SC2} \quad (5.2)$$

其中,  $M_2$  为输出电压与串并电容组合结构开关电容网络中的各电容器处于并联放电状态时, 整个开关电容网络对外表现的电压  $V_{SC2}$  (也即各电容器电压) 之比, 实际上  $M_2$  为后级 buck 变换器的电压变比。式 (5.1) 和 (5.2) 中  $d$  为开关  $S$  的导通比,  $d_{21}$  和  $d_{22}$  的含义如图 5.4 所示。根据第四章所述串并电容组合结构开关电容网络的特性, 有

$$V_{SC1} = N V_{SC2} \quad (5.3)$$

此处  $N$  是串并联网络的阶数。因此, 有

$$V_O = \frac{1}{N} M_1 M_2 V_{IN} \quad (5.4)$$

假定变换器效率为  $\eta$ , 则

$$\frac{I_O}{I_{IN}} = \eta \frac{V_{IN}}{V_O} = \frac{\eta N}{M_1 M_2} \quad (5.5)$$

此处  $I_O$  和  $I_{IN}$  分别是输出电流和输入电流。

当变换器中  $L_1$  工作在 DCM 时, 输入电流可表示为

$$I_{IN} = \frac{1}{2} i_{L1,P} (d + d_{21}) = \frac{V_{IN} d T_S}{2 L_1} (d + d_{21}) \quad (5.6)$$

当  $L_2$  工作在 DCM 和 CCM 的边界时,有  $d_{22}=1-d$ ,则输出电流可表示为

$$I_o = \frac{1}{2}i_{L2,P} = \frac{1}{2}(V_{sc2} - V_o) \frac{dT_s}{L_2} = \frac{V_o}{R_L} \quad (5.7)$$

此处  $i_{L1,P}$  和  $i_{L2,P}$  分别是一个开关周期内  $L_1$  和  $L_2$  上的峰值电流,结合式(5.6), (5.7)可得:

$$K_{E,1} = K_1 \left( \frac{M_2}{N} \right)^2 = \frac{d_{21}^2 d}{d + d_{21}} \quad (5.8)$$

式中  $K_{E,1}$  为  $L_1$  的等效无量纲参数。由上式可得:

$$d_{21} = \frac{K_{E,1} \left[ 1 + \sqrt{1 + \frac{4d^2}{K_{E,1}}} \right]}{2d} \quad (5.9)$$

当  $L_1$  工作在 DCM 和 CCM 的边界时,有  $d_{21}=1-d$ ,因此,串并电容组合结构开关电容 boost-buck 组合 DC-DC 变换器中  $L_1$  的临界条件为

$$K_{E,1,B} = d(1-d)^2 \quad (5.10)$$

根据式(5.8)和(5.10)可以得出:

$$K_{1,B} = \frac{N^2(1-d)^2}{d} \quad (5.11)$$

和

$$L_{1,B} = \frac{N^2(1-d)^2 R_L T_s}{2d} \quad (5.12)$$

下面再研究  $L_2$  的临界条件。把式(5.6)和式(5.7)代入式(5.5)可得:

$$\frac{L_1}{L_2} = \left( \frac{N}{M_1 M_2} \right)^2 (d + d_{21}) \frac{M_2}{(1 - M_2)} \quad (5.13)$$

在 DCM 和 CCM 的边界条件下有

$$\frac{L_1}{L_2} = N^2 \frac{1-d}{d} \quad (5.14)$$

把式(5.12)代入式(5.14)可得出  $L_2$  的临界条件为

$$K_{2,B} = 1 - d \quad (5.15)$$

也即

$$L_{2,B} = \frac{(1-d)R_L T_s}{2} \quad (5.16)$$

当  $K_1 < K_{1,B}$  时,电感  $L_1$  工作在 DCM;当  $K_2 > K_{2,B}$  时,电感  $L_2$  工作在 CCM。

#### 5.1.4 开关电容 boost-buck DC-DC 变换器的电压变比

由式(5.4)可以看出  $N$  阶串并电容组合结构开关电容 boost-buck DC-DC 变换器的总的电压变比  $M$  为

$$M = \frac{1}{N} M_1 M_2 \quad (5.17)$$

假设变换器的效率为 1,因此

$$I_{L1} V_{IN} = \frac{V_{IN}^2 d(d + d_{21}) T_s}{2L_1} = \frac{V_o^2}{R_L} \quad (5.18)$$

由此可得:

$$M^2 = \left( \frac{1}{n} M_1 M_2 \right)^2 = \frac{d(d+d_{21})}{K_{E,1}} \quad (5.19)$$

将式(5.8)代入式(5.19)可得出:

$$M_1^2 = \frac{d(d+d_{21})}{K_{E,1}} \quad (5.20)$$

联立式(5.20)和式(5.8)可得:

$$M_1 = \frac{dd_{21}}{K_{E,1}} \quad (5.21)$$

把式(5.9)代入式(5.21)可得:

$$M_1 = \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4d^2}{K_{E,1}}}}{2} \quad (5.22)$$

可见,  $M_1$  就是工作在 DCM 的 boost 变换器的电压变比。

当电感  $L_2$  工作 CCM 时, 显然

$$M_2 = d \quad (5.23)$$

可见,  $M_2$  就是工作在 CCM 的 buck 变换器的电压变比。

把式(5.22)和式(5.23)代入式(5.17), 可以得出  $L_1$  工作在 DCM,  $L_2$  工作在 CCM 时, 变换器的输出输入电压变比为

$$M = \frac{1}{N} \frac{\left[ 1 + \sqrt{1 + \frac{4d^2}{K_{E,1}}} \right]}{2} d \quad (5.24)$$

$N$  阶串并电容组合结构开关电容 boost-buck DC-DC 变换器的 boost 前级的等效负载为

$$R_{E,1} = \left( \frac{N}{M_2} \right)^2 R_L = \frac{N^2 R_L}{d^2} \quad (5.25)$$

其 buck 后级的负载即为电路实际负载。

$N$  阶串并电容组合结构开关电容网络则类似于原副边匝比为  $N$  的脉冲变压器, 因此  $N$  阶串并电容组合结构开关电容 boost-buck DC-DC 变换器不仅能使电路中的两个电感工作在各自独立的导电模式, 而且由于不需要变压器, 电路可实现大的电压变比, 因而开关频率可以大大提高, 电路中电感器和电容器的体积可显著减小, 这为 DC-DC 变换器的进一步小型化开辟了新途径。

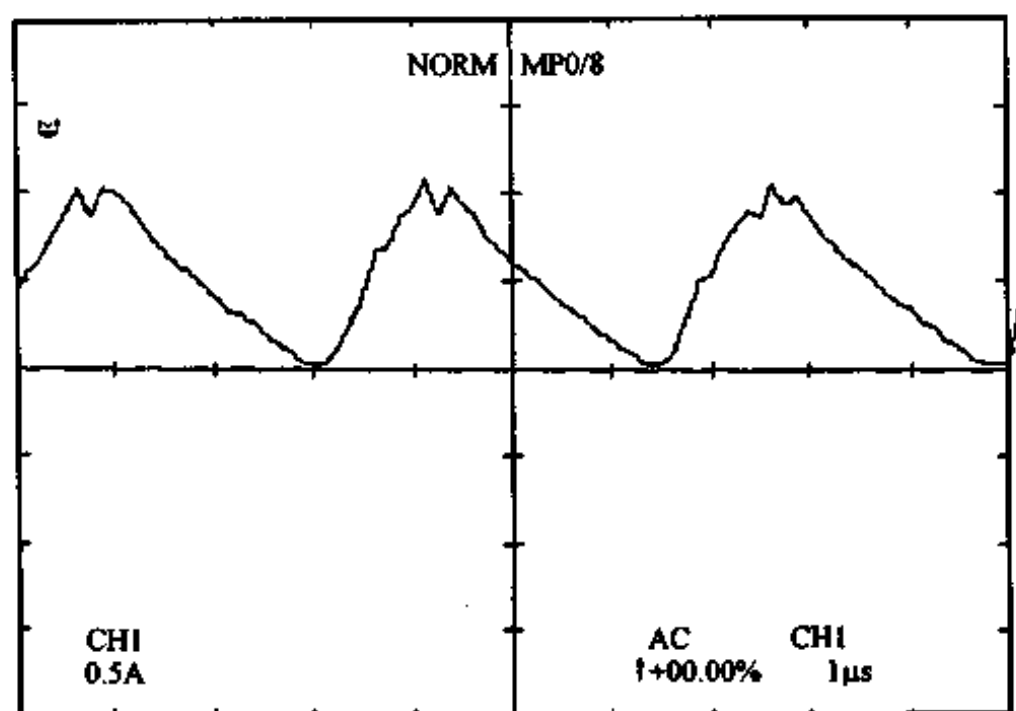
### 5.1.5 开关电容 boost-buck DC-DC 变换器的实验结果

为了证实理论分析的正确性, 对一个二阶串并电容组合结构开关电容 boost-buck DC-DC 变换器进行了实验研究, 实验电路的具体参数如下:

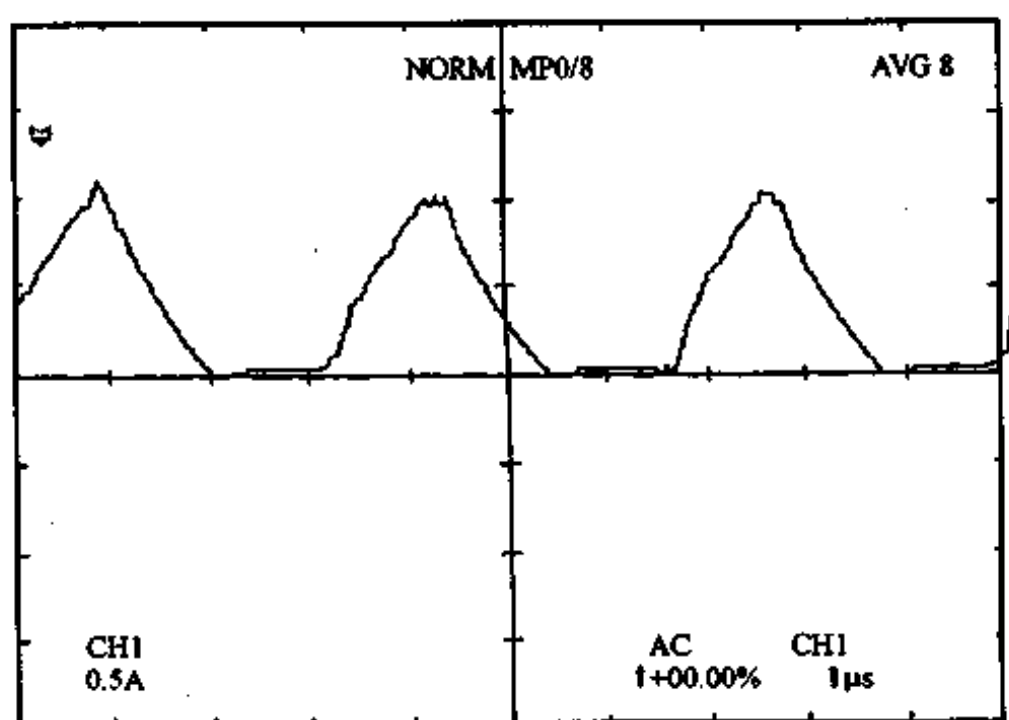
输入电压  $V_{IN}=48V$ , 输出电压  $V_O=12V$ , 负载电阻  $R_L=5\Omega$ , 开关频率为  $300kHz$ 。开关  $S$  的导通比  $d$  取为  $0.33$ 。由式(5.12)可得  $L_{1,B}=45\mu H$ , 由式(5.16)可得  $L_{2,B}=5.5\mu H$ 。根据式(5.24)可得  $K_{E,1}=0.14$ , 因此  $L_1=42.8\mu H$ 。考虑变换器的效率, 取  $L_1=38\mu H$ 。为了降低开关的电流应力, 并获得较低的输出电压纹波, 取  $L_2$  为  $200\mu H$ 。实验结果如图 5.5、图 5.6 和图 5.7 所示。

从图 5.5(a)中可以看出,当负载电阻为  $5\Omega$  时,电感  $L_1$  工作在 DCM,但已接近 DCM 和 CCM 的边界;当负载电阻增大到  $15\Omega$  时,电感  $L_1$  工作在 DCM,并且远离 DCM 和 CCM 的边界,这和理论预测是一致的。

从图 5.6(b)可以看出,当开关  $S$  关断时,其两端的电压有两个状态。在电感  $L_1$  上的电流逐渐减小的过程中,这时串并电容组合结构开关电容网络中的各电容器处于串联充电状态,开关电容网络表现出来的电压为各电容器上电压之和(即  $V_{SC1}$ );当电感  $L_1$  上的电流逐渐减小到 0 时,串并电容组合结构开关电容网络中的各电容器处于并联放电状态,开关电容网络表现出来的电压为各电容器上的电压(即  $V_{SC2}$ )。如果电感  $L_1$  工作在 DCM 和 CCM 的边界时,由于串并电容组合结构开关电容网络中的各电容器始终处于串联充电状态,因此开关两端的电压一直为  $V_{SC1}$ ,如图 5.6(a)所示。流经开关  $S$  的电流为电感  $L_1$  与  $L_2$  上电流之和,这也能从图 5.6 中看出。



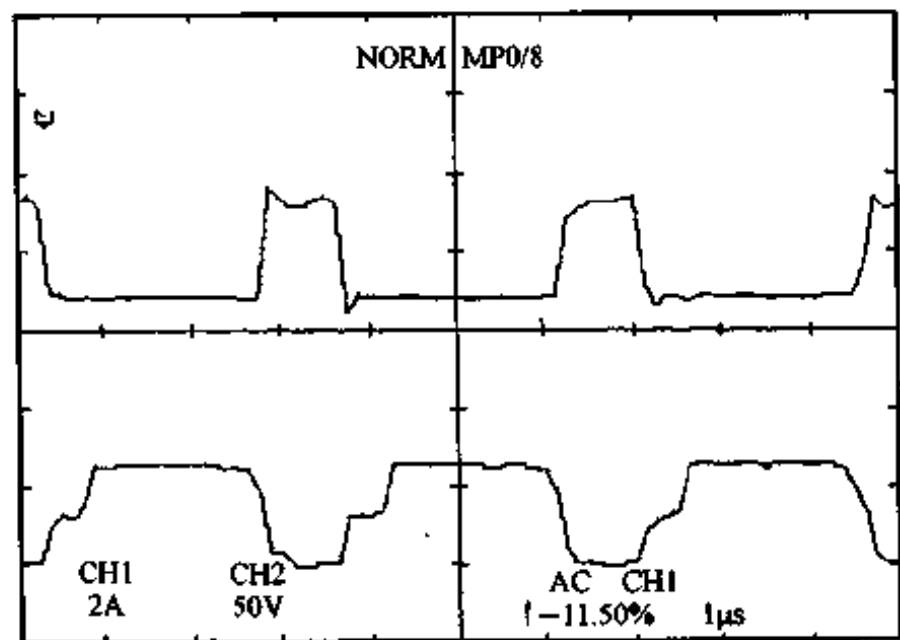
(a) 负载电阻  $5\Omega$



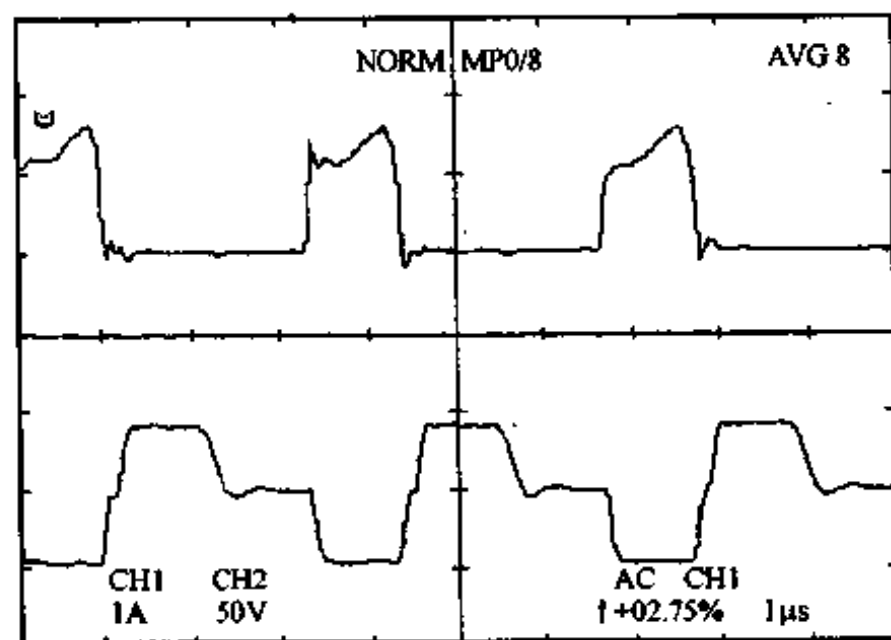
(b) 负载电阻  $15\Omega$

图 5.5 一个 2-SP SC boost-buck DC-DC 变换器中流经电感  $L_1$  上的电流的实验结果





(a) 负载电阻 $5\Omega$



(b) 负载电阻 $15\Omega$

图 5.6 一个 2-SP SC boost-buck DC-DC 变换器中流经开关  $S$  的电流和其两端电压的实验结果

当电感  $L_1$  工作在 DCM, 电感  $L_2$  工作在 CCM 时, 电感  $L_2$  上的电流如图 5.7 所示。

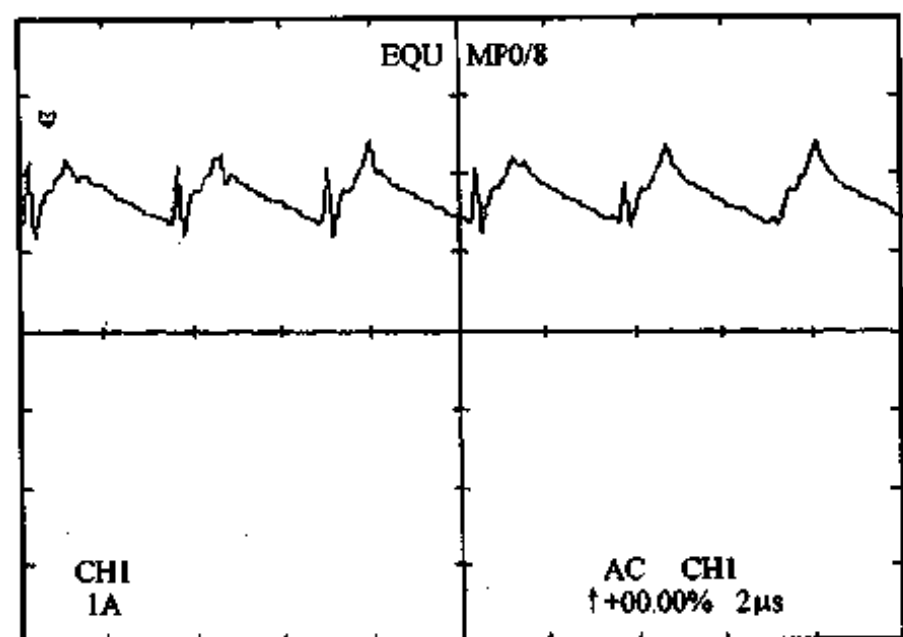


图 5.7 一个 2-SP SC boost-buck DC-DC 变换器中流经电感  $L_2$  的电流的实验结果 ( $R_L = 10\Omega$ )

## 5.2 开关电容 boost-buck PFC 电路

在开关电容 boost-buck DC-DC 变换器的基础上,提出了开关电容 boost-buck PFC 电路。

### 5.2.1 开关电容 boost-buck PFC 电路的拓扑结构

图 5.8 为开关电容 boost-buck PFC 电路,图中 SC 为一个开关电容网络。该电路是在开关电容 boost-buck DC-DC 变换器前端添加了一个 LC 高频滤波器和桥整流器,二极管  $D_0$  的作用是阻挡流过电感  $L_1$  的反向电流。

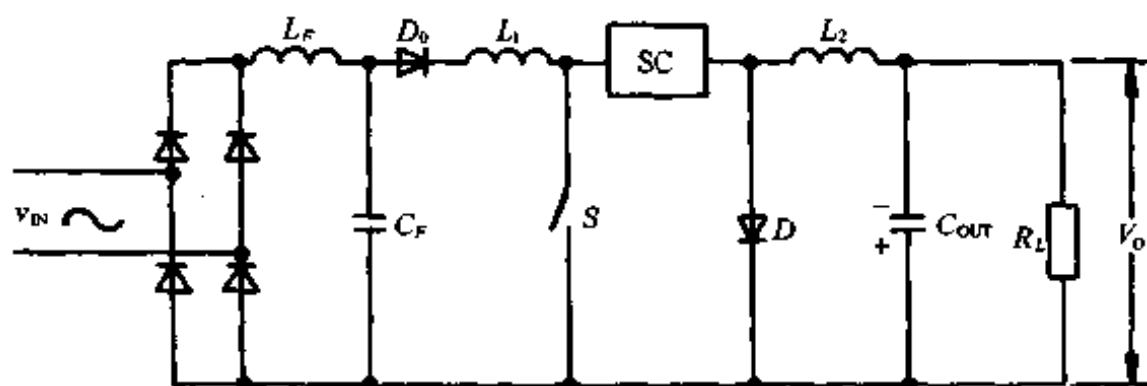


图 5.8 开关电容 boost-buck PFC 电路的组成

由于输入为工频交流电压,因此不同开关周期对应的电感电流和  $d_2$  时不同的。流经电感  $L_1$  的电流为高频三角波,其包络为输入交流电压的全波整流波形。在每个开关周期内,PFC 电路可以对应为一个 DC-DC 变换器。由于开关周期远小于输入交流电压的周期,在下面的分析中可以认为在每个开关周期中输入交流电压近似恒定。

当用于 PFC 时,我们让  $L_1$  工作在 DCM,  $L_2$  工作在 CCM。这时开关电容 boost-buck PFC 电路有三个与开关电容 boost-buck DC-DC 变换器相类似的工作状态,如图 5.4 所示。

### 5.2.2 开关电容 boost-buck PFC 电路的工作原理

参照图 5.4,在第一个工作状态流过  $L_1$  的电流可表示为

$$i_{L1}(t', t) = \frac{V_{IN} t'}{L_1} |\sin \omega t|, \quad 0 < t' < dT_s \quad (5.26)$$

在第一个工作状态流过  $L_1$  的峰值电流为

$$i_{L1,P}(t', t) = \frac{V_{IN} d T_s}{L_1} |\sin \omega t| \quad (5.27)$$

根据伏秒平衡原则,有

$$V_{IN} d = (V_{SC1} - V_{IN}) d_2(t) \quad (5.28)$$

因此,

$$\frac{V_{SC1}}{V_{IN}} = \frac{d + d_{2,P}}{d_{2,P}} V_{IN} = M' \quad (5.29)$$

这里  $d_{2,P}$  和  $M'_1$  分别为峰值输入电压时的  $d_2(t)$  和  $M_1$ 。实际上,  $d_{2,P}$  为  $d_2(t)$  的最大值,而  $M'_1$  为  $M_1$  的最小值。将式(5.29)代入式(5.28)可得:

$$d_2(t) = \frac{|\sin\omega t|d}{M'_1 - |\sin\omega t|} \quad (5.30)$$

所以在输入电压周期内,流经  $L_1$  的平均输入电流为

$$I_{L1}(t) = I_{IN}(t) = \frac{1}{2} \frac{V_{IN}d^2T_s}{L_1} |\sin\omega t| \cdot \frac{M'_1}{M'_1 - |\sin\omega t|} \quad (5.31)$$

式(5.31)即是开关电容 boost-buck PFC 电路的输入电流的表达式。显然,电压跟随器型开关电容 boost-buck PFC 电路的输入电流表达式和电压跟随器型 boost PFC 电路的输入电流的表达式相似,所不同的是前者采用  $M'_1$  代替了后者的电压变比  $M$ 。因此,开关电容 boost-buck PFC 电路的输入功率因数由  $M'_1$  决定,在一般情况下,电压跟随器型开关电容 boost-buck PFC 电路可以获得足够高的输入功率因数,这与电压跟随器型 boost-buck PFC 电路是一样的。

由于电感  $L_2$  总是工作在 CCM,所以

$$V_O = V_{SC2}M_2 = \frac{1}{N}V_{SC1}d \quad (5.32)$$

整个电路的电压变比为

$$M = \frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{1}{N}M'_1d \quad (5.33a)$$

在峰值输入电压下,如果  $L_1$  工作在 DCM 和 CCM 的边界,则电压变比  $M$  由开关  $S$  的导通比  $d$  和开关串并电容组合结构开关电容网络的阶数确定,即

$$M = \frac{1}{N} \cdot \frac{d}{1-d} \quad (5.33b)$$

显然,选择合适的开关电容网络的阶数,该电路并不需要使开关  $S$  的导通比很小就能实现悬殊输入输出电压变换。

### 5.2.3 开关电容 boost-buck PFC 电路的临界条件

在输入电压周期内电源的平均输出功率为

$$P_{IN} = \frac{V_{IN}^2d^2T_s}{2\pi L_1} \int_0^{\pi} \frac{\sin^2\omega t}{1 - \frac{1}{M'_1}\sin\omega t} d(\omega t) = \frac{V_{IN}^2d^2T_s}{2\pi L_1} f(M'_1) \quad (5.34)$$

式中  $f(M'_1)$  为中间电压变比  $M'_1$  的函数。

PFC 电路的平均输出功率为

$$P_{OUT} = \frac{V_O^2}{R_L} = \frac{(M'_1M_2V_{IN})^2}{N^2R_L} \quad (5.35)$$

结合式(5.34)和式(5.35)得:

$$K_{L1} = \frac{N^2}{\pi} \cdot \frac{1}{(M'_1)^2} f(M'_1) \quad (5.36)$$

在峰值输入电压下,如果  $L_1$  工作在 DCM 和 CCM 的边界,上式对应的无量纲参数就是  $L_1$  的临界条件,即

$$K_{L1,B}^{PFC} = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{1}{(M'_1)^2} f(M'_1) = \frac{1}{\pi} (1-d)^2 f\left(\frac{1}{1-d}\right) \quad (5.37)$$

在实际设计中应考虑变换器的效率  $\eta$ , 这时有

$$K_{L1,B}^{PFC} = \eta \frac{1}{\pi} (1-d)^2 f \left( \frac{1}{1-d} \right) \quad (5.38)$$

下面分析  $L_2$  的临界条件。由于输出功率

$$P_{OUT} = I_{L2} V_O \quad (5.39)$$

当  $L_2$  工作在 CCM 时, 在一个开关周期内  $L_2$  上的峰值电流为

$$i_{L2,P} = \frac{V_{C1} - V_O}{L_2} d T_s + i_{L2,0} \quad (5.40)$$

因此, 在一个开关周期内  $L_2$  上的平均电流为

$$I_{L2} = \frac{1}{2} i_{L2,P} = \frac{V_{C1} - V_O}{2L_2} d T_s + i_{L2,0} \quad (5.41)$$

当  $L_2$  工作在 DCM 和 CCM 的边界时,

$$I_{L2} = \frac{1}{2} i_{L2,P} = \frac{V_{C1} - V_O}{2L_2} d T_s \quad (5.42)$$

而 PFC 电路的输出电流又可表示为

$$I_O = \frac{V_O}{R_L} \quad (5.43)$$

将式(3.42)代入式(3.43)可得出  $L_2$  的临界条件为

$$K_{L2,CRT}^{PFC} = 1 - d \quad (5.44)$$

对应的  $L_2$  为  $L_{2,CRT}$ 。

可见, 开关电容 boost-buck PFC 电路的临界条件与 boost-buck PFC 电路的临界条件完全一样。因此, 这里不再给出设计曲线。

#### 5.2.4 电压跟随器型开关电容 boost-buck PFC 电路的元器件应力

当开关  $S$  关断时, 其两端的电压有两个状态分别对应电路状态 II 和 III。在状态 II 时, 开关上的电压为  $V_{SC1}$  (式(5.29)); 在状态 III 时为  $V_{SC2} = V_{SC1}/N$ 。这对于降低开关的关断损耗是有好处的。二极管  $D_0$  与开关  $S$  具有相同的电压应力。由式(5.29)可见, 当  $L_2$  始终工作在 CCM, 而  $L_1$  工作在 DCM 和 CCM 边界时, 开关  $S$  的电压应力最小, 即

$$V_{S,max} = V_{SC1} = \frac{d + d_{2,p}}{d_{2,p}} V_{IN} = \frac{V_{IN}}{1-d} \quad (5.45)$$

流过开关  $S$  的最大电流为

$$I_{S,max} = i_{L1,max} + i_{L2,max} = \left( \frac{1}{L_1} + \frac{1}{2NL_2} \right) V_{IN} d T_s + \frac{V_O}{R_L} \quad (5.46)$$

由式(5.45)和式(5.46)可见,  $L_1$  应尽量选择稍小于其临界电感值, 而  $L_2$  应尽量比其临界电感值大。这样, 开关  $S$  的电压和电流应力最小。

二极管  $D_0$  的最大电流应力即是流过电感  $L_1$  的最大电流, 即

$$i_{D0,P} = \frac{V_{IN} d T_s}{L_1} \quad (5.47)$$

二极管  $D$  的最大峰值电流与开关  $S$  的最大峰值电流一样, 这与具有隔离变压器的非耦合 Cuk PFC 电路是不同的。二极管  $D$  的最大电压应力为

$$V_{D,\max} = \frac{1}{N}V_{SC1} \quad (5.48)$$

由于可以使电感  $L_2$  始终工作在 CCM, 因此与电压跟随器型 Cuk PFC 电路相比, 电压跟随器型开关电容 boost-buck PFC 电路的峰值电流明显减小, 这有利于降低输出电流高频纹波。这一点与电压跟随器型 boost-buck PFC 电路是相同的。电压跟随器型开关电容 boost-buck PFC 电路的输出峰值电流的最大值和最小值分别为

$$i_{L2,\max} = \frac{V_O}{R_L} + \frac{M'_1 d(1-d)V_{IN}T_S}{2NL_2} \quad (5.49)$$

和

$$i_{L2,\min} = \frac{V_O}{R_L} - \frac{M'_1 d(1-d)V_{IN}T_S}{2NL_2} \quad (5.50)$$

当  $L_1$  工作在 DCM 和 CCM 边界时, 式(5.49)和式(5.50)变为

$$i_{L2,\max} = \frac{V_O}{R_L} + \frac{dV_{IN}T_S}{2NL_2} \quad (5.51)$$

和

$$i_{L2,\min} = \frac{V_O}{R_L} - \frac{dV_{IN}T_S}{2NL_2} \quad (5.52)$$

串并电容组合结构开关电容网络中各电容器和二极管的最大电压应力为  $V_{SC2}$ , 即

$$V_{SC2} = \frac{1}{N}V_{SC1} \quad (5.53)$$

其最大电流应力为

$$i_{D,i}(SC) = i_{L1,\max} = \frac{1}{L_1}V_{IN}dT_S, \quad i = 1, 2, \dots, N-1 \quad (5.54)$$

$$i_{D,ij}(SC) = \frac{1}{N}i_{L2,\max} = \frac{dV_{IN}T_S}{2N^2L_2} + \frac{V_O}{NR_L}, \quad \begin{matrix} i = 1, 2, \dots, N-1 \\ j = 1, 2 \end{matrix} \quad (5.55)$$

这里  $D_i$  和  $D_{ij}$  分别表示 SP SC 网络中的二极管, 如图 5.9 所示。

### 5.2.5 SC boost-buck PFC 电路的设计、仿真与实验研究

为了证实电压跟随器型 SC boost-buck PFC 电路的可行性和理论分析的正确性, 研究一个设计实例。

输入电压  $v_{IN} = 155\sin\omega t$ ,  $\omega = 100\pi$ ; 输出电压  $V_O = 50V$ ; 串并电容组合结构开关电容网络的阶数  $N = 2$ ; 开关频率  $f_s = 250kHz$ ; 输出功率  $P_O = 100W$  ( $R_L = 25\Omega$ )。

按照设计要求可知  $M = 0.32$ 。因此由式(5.33b)可得出开关  $S$  的最大导通比为 0.39, 由图 3.8 可查得对应的临界无量纲参数为 0.38。为了保证电感  $L_1$  工作在 DCM, 同时希望电路中元器件的应力最小, 选择无量纲参数为 0.37, 略小于其临界值即可满足要求。因此  $L_1$  的电感量为  $74\mu H$ , 考虑变换器的效率取  $L_1$  为  $60\mu H$ 。由图 3.8 查得  $K_{L2} = 0.6$ , 由此可得  $L_2 = 30\mu H$ , 为了使  $L_2$  工作在 CCM, 取  $L_2 = 220\mu H$ 。

设计出的实际电路的组成如图 5.9 所示。其中  $D_0$ ,  $D_{11}$  和  $D_{12}$  为 MUR860,  $D$  和  $D_1$  为 MUR1560, 开关  $S$  为 IRF450。对设计电路进行了数字仿真, 其结果如图 5.10 所示, 图 5.11 为设计电路输入电流对应的频谱。

实验电路完全证实了理论分析及数字仿真结果。图 5.12(a)给出了输入电流和电压的实验结果, 从图中可以明显看出输入电流跟随输入电压, 但是输入电流波形有一定程度

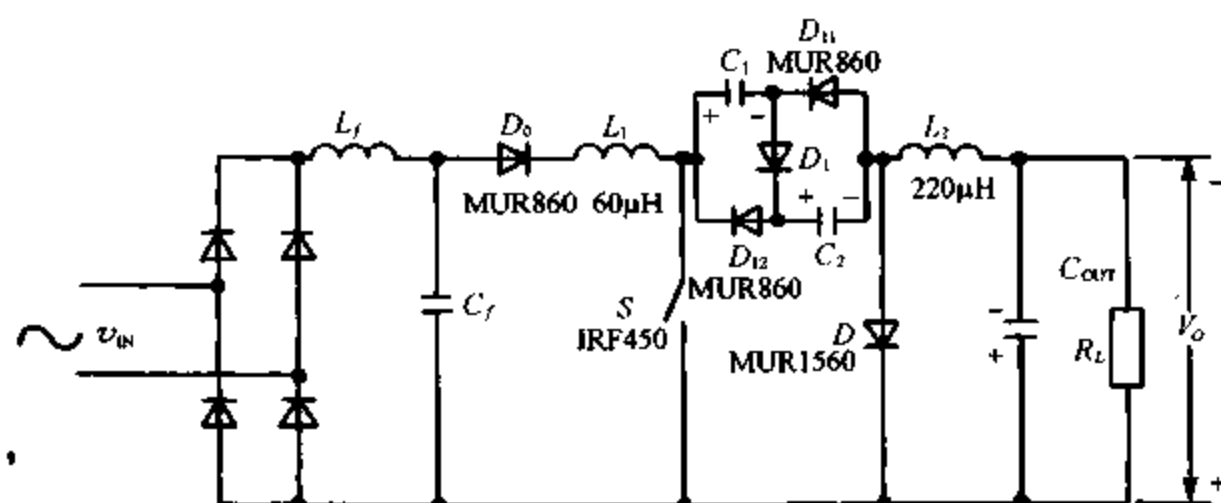


图 5.9 一个 2-SP SC boost-buck 组合 PFC 电路实例

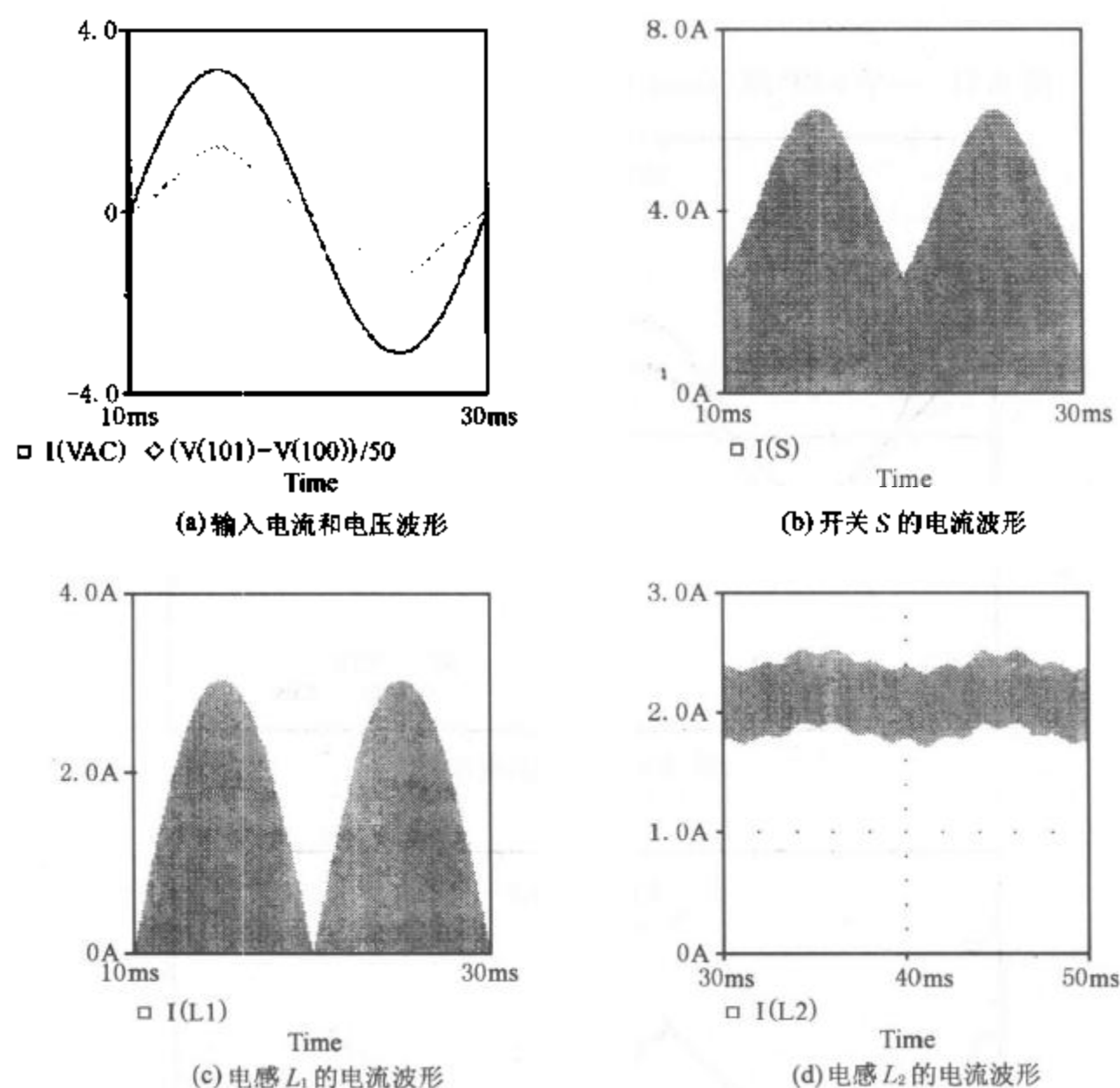


图 5.10 一个 2-SP SC boost-buck 组合 PFC 电路的数字仿真结果

的畸变,这和理论分析(式(5.31))是完全一致的。图 5.12(b) 给出了在开关周期内,流经电感  $L_1$  的电流的典型波形,可见在每一个开关周期内,流经电感  $L_1$  的电流的峰值随输入电压变化(跟随输入电压)。从图 5.12(c)可见,流经电感  $L_2$  的电流始终是连续的,因此流经开关  $S$  的峰值电流得以降低。这些结果和第三章中电压跟随器型 boost-buck PFC 电路是一样的。图 5.12(d)给出了在开关周期内,流经开关  $S$  的电流和开关两端电压的典型波形,图 5.12(e)给出了在临界条件下,开关电流和电压的典型波形。从图 5.12(d)可以看出,当开关  $S$  关断时,其两端电压的两个状态。在电感  $L_1$  工作在 DCM 和 CCM 的边界时,开关两端的电压只有第一个状态,如图 5.12(e)所示。

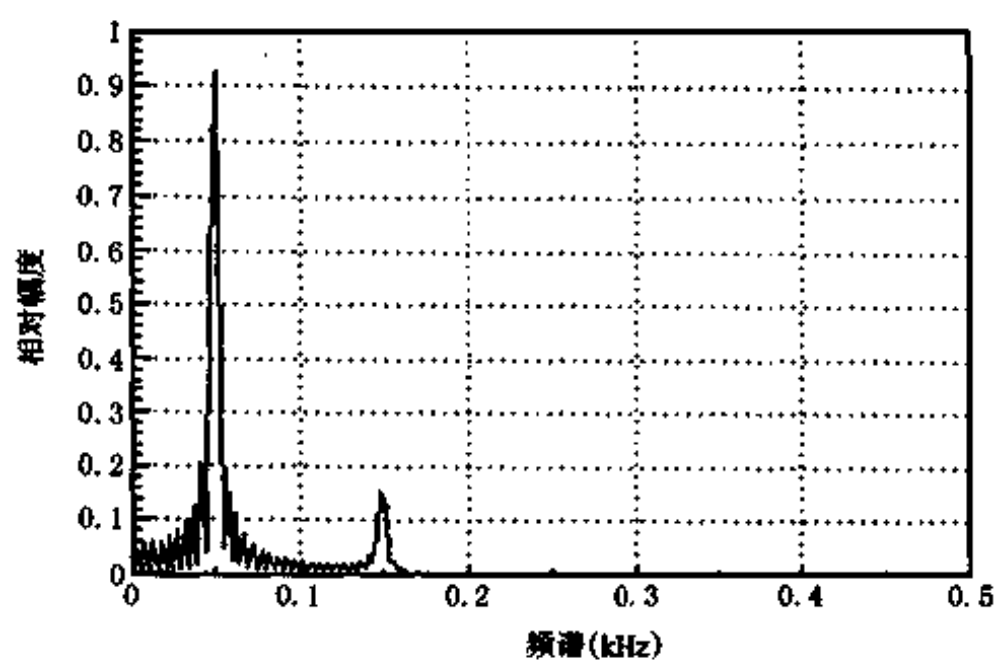
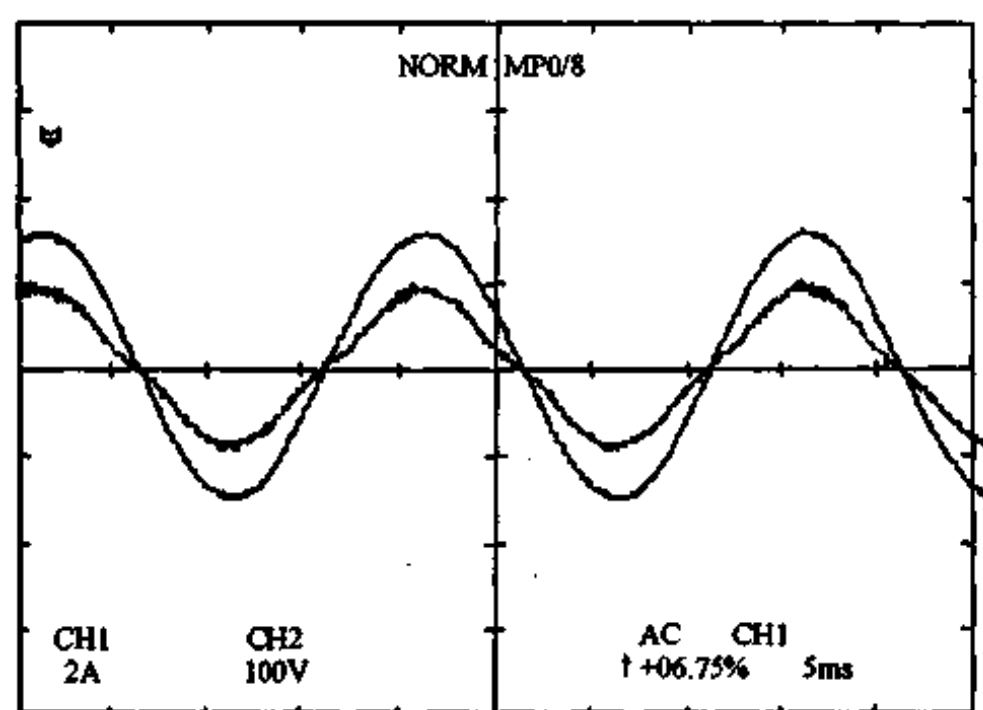
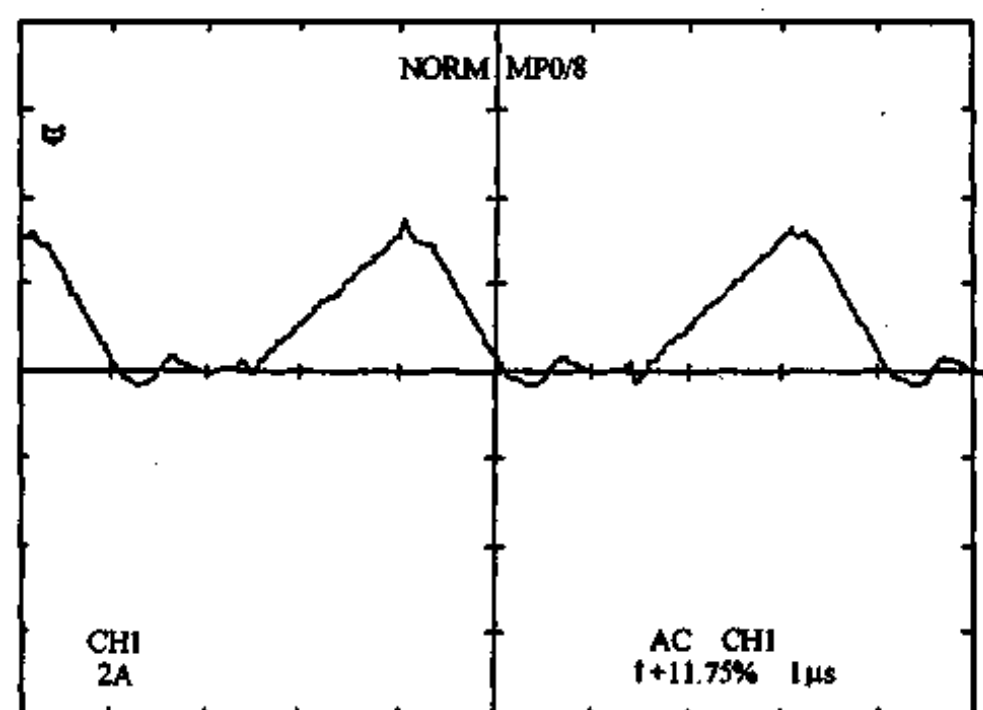


图 5.11 一个 2-SP SC boost-buck 组合 PFC 电路的输入电流的频谱

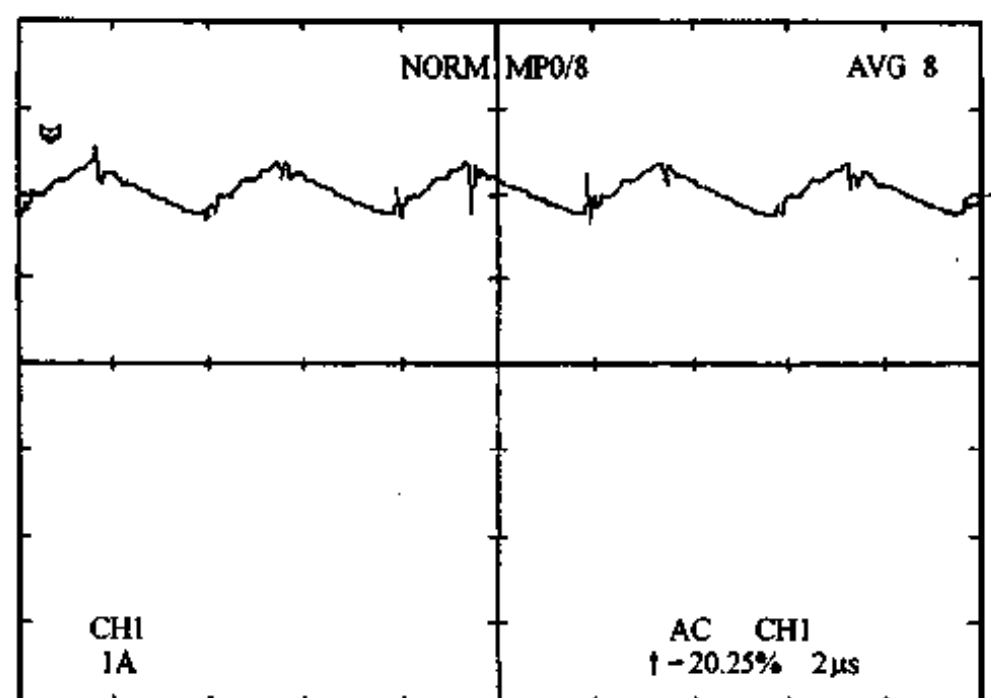


(a) 输入电流和电压波形

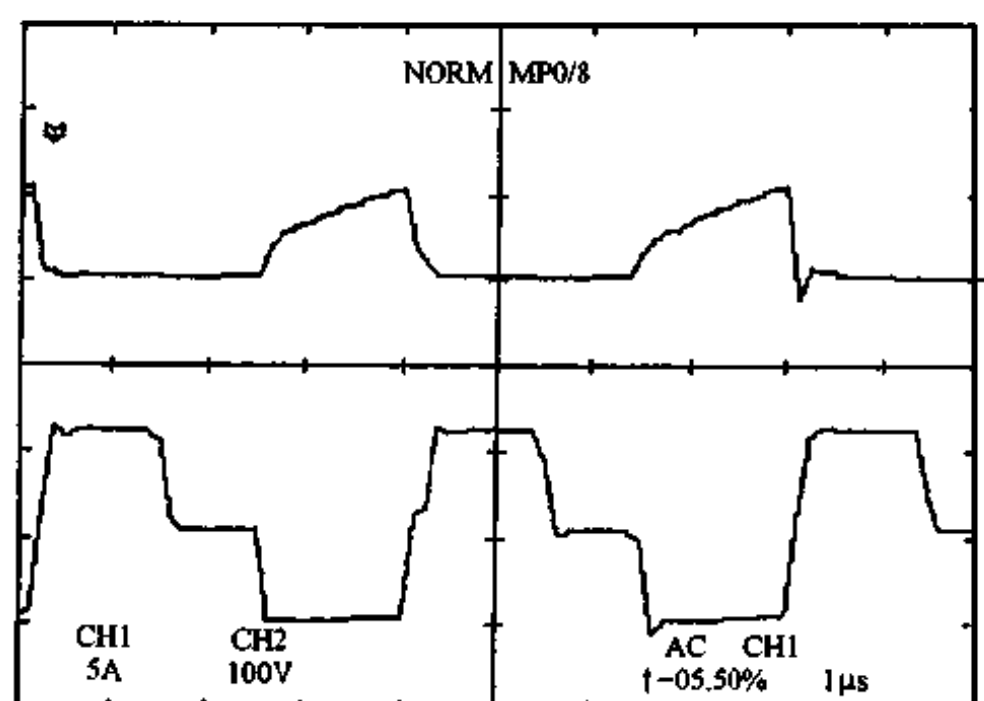


(b) 流经  $L_1$  的电流的典型波形

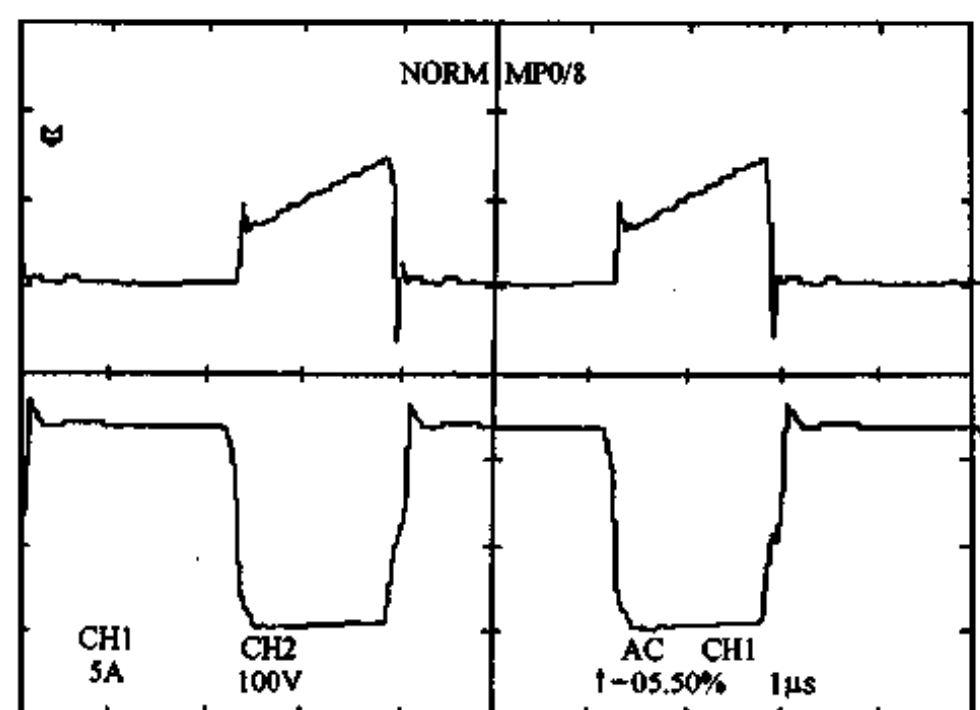
图 5.12 一个 2-SP SC boost-buck 组合 PFC 电路的实验结果



(b) 流经  $L_2$  的电流的典型波形



(d) 流经开关的典型电流和电压波形



(e)  $L_1$  工作在 DCM 和 CCM 的临界状态时开关上的电流和电压波形

图 5.12(续)



### 5.3 本章结论

在输出和输入不需要隔离的情况下,将开关电容网络引入电压跟随器 PFC 电路后,不需变压器也可以用较大的开关导通比实现悬殊的输入输出电压变换,脉冲变压器的匝比可由恰当设计的串并电容组合结构开关电容网络来等效实现。串并电容组合结构开关电容 boost-buck 组合 PFC 电路的电感  $L_1$  的临界条件为  $K_{L1,B}^{PFC} = \eta \frac{1}{\pi} (1-d)^2 f \left( \frac{1}{1-d} \right)$ ,电感  $L_2$  的临界条件为  $K_{L2,B}^{PFC} = 1-d$ 。这种电路仍能具有 boost-buck 组合 PFC 电路的优良性能,并可使开关应力进一步降低。

## 第六章 单位功率因数单相开关变换器的输出电压纹波

### 6.1 引言

采用二极管整流、电容滤波的整流环节会使其输入电流严重畸变,对电网产生严重的谐波污染而且功率因数较低。对于数量多而且分散的中小功率单相电源系统,最理想的方法是在电源内部采取功率因数校正(PFC)措施,从根本上消除谐波源。随着 IEC 555-2 等国际标准的提出,对于接入电网的设备的功率因数和总谐波含量提出了很高的要求,因此更有必要研究电源内部的 PFC 技术,为设备的更新换代作好准备。

有源功率因数校正技术已被认为是开关电源的最合适选择,研究者们提出了大量的拓扑结构和控制方法。通过恰当设计,几乎所有类型的开关变换器都可以实现功率因数补偿<sup>[49]</sup>,但是采取 PFC 措施实现单位输入功率因数后,往往会增大开关变换器的输出电压纹波电平,并且输出电压纹波的大小在设计中是不能忽视的关键问题之一,而对此的研究却很少报道。

文献[50]根据 boost 型 PFC 开关变换器的拓扑结构,得出了这类变换器的输出电压的纹波电平,但在分析过程中,由于过分依赖 boost 型拓扑结构和乘法器(Multiplier)控制方式,并且采取了多次近似,使所得结果仅近似适用于在连续导电模式(CCM)下,采用乘法器控制方式的 boost 型 PFC 开关变换器。因此,该方法既不严格又具有很大的局限性。

本章分别采用功率匹配的方法和等效电流源的方法,对单位功率因数单相开关变换器的输出电压纹波进行了深入分析,得出了对于各种类型的单相 PFC 开关变换器普遍适用的更严格的统一表达式,它既适用于采用连续导电模式(CCM)的控制方法,又适用于采用不连续导电模式(DCM)的控制方法。

### 6.2 单位功率因数单相开关变换器的统一宏模型

在合适的控制方式下,所有的开关变换器(例如 boost, buck, SEPIC, ZATA, Cuk, 正激, 反激和桥式等)都能完成输入功率因数校正功能,并且也能引入零电压或零电流开关机制。图 6.1 列举了几种 PFC 开关变换器的拓扑结构,实际上这类变换器的种类远不只这些。

对于各类 PFC 开关变换器,可采用乘法器(Multiplier)控制方式,使变换器的输入电感工作在连续导电模式(CCM)下;或采用电压跟随器(Voltage Follower)控制方式,使变换器的输入电感工作在不连续导电模式(DCM)下。反馈调节可以采用脉宽调制(PWM)、频率调制(FM)、滑模控制和单周期控制(One Cycle Control)等。

在分析高功率因数开关变换器时,因为其输入电压和输出电压纹波的频率一般较开

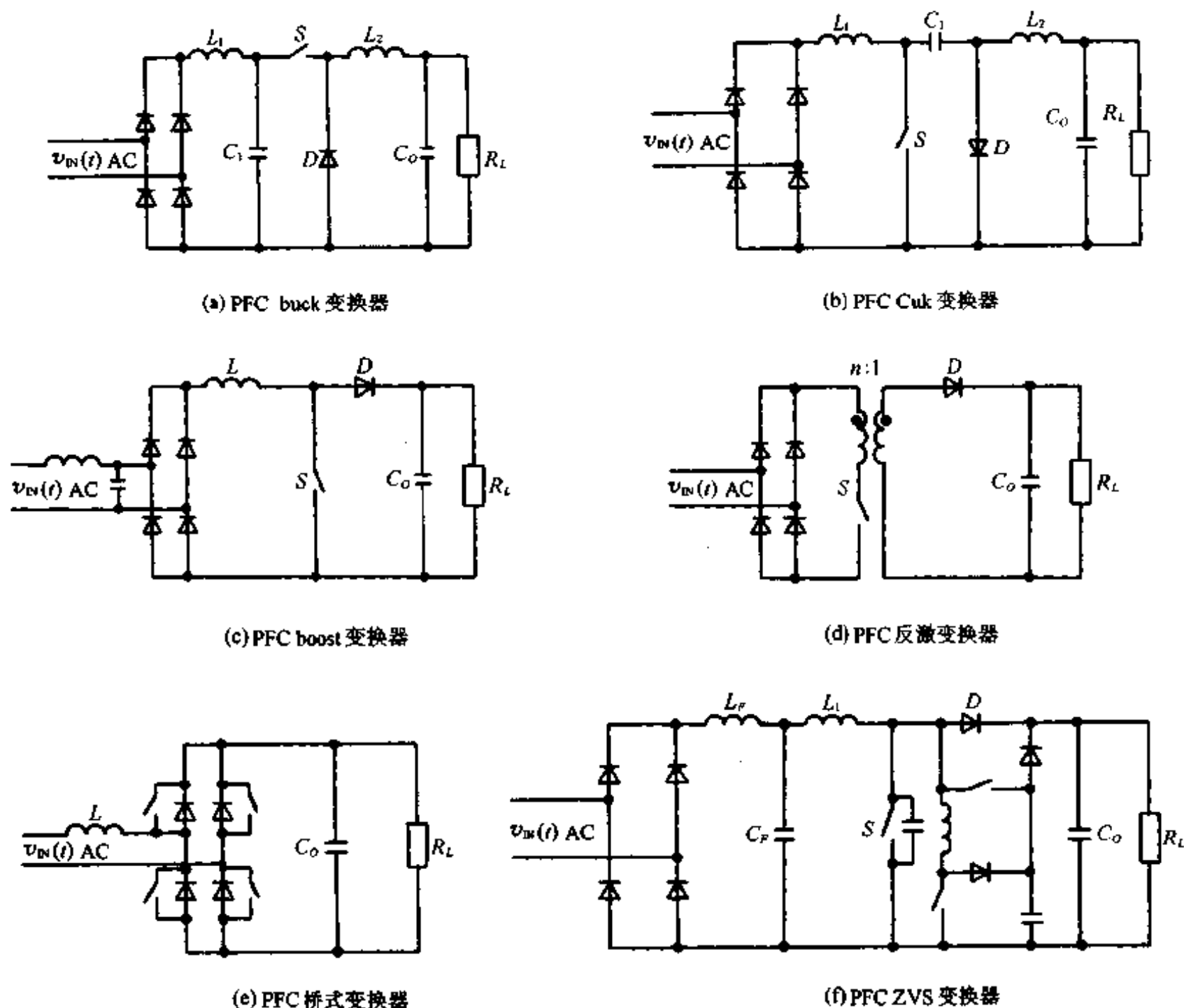


图 6.1 几种典型 PFC 开关变换器的拓扑结构

关频率低得多(开关频率一般在几十 kHz~几百 kHz,而输入电压频率为 50~60Hz,经桥式整流后的脉动电压频率一般为 100~120Hz),并且在输入端,所有的 PFC 变换器都级联一个阻高频、通低频的滤波器(或变换器结构中含有输入电感,起到滤波器作用),因此在研究输入电流畸变和输出电压纹波时,应是建立在“二级效应”的基础上,即研究变换器随低频输入电压的波动的行为时,相当于对于高频开关过程取了平均处理。在本章中,我们采用的输入、输出瞬时功率的概念实际上是指经平均后随低频输入电压而缓慢波动的瞬时值,而不是指高频开关过程中的瞬时值,在此特别加以说明。

### 6.3 采用功率匹配法分析变换器的输出电压纹波

从能量的角度,采用各种控制方法的各类单位功率因数开关变换器可以采用如图 6.2 所示的宏模型来等效。

图中, $v_{in}(t)$ 和 $i_{in}(t)$ 分别表示输入电压和输入电流的瞬时值, $v_o(t)$ 和 $i_o(t)$ 分别表示输出电压和输出电流的瞬时值。

参照图 6.2 所示的宏模型,假设 PFC 开关变换器的输入功率因数为 1,则输入电压和

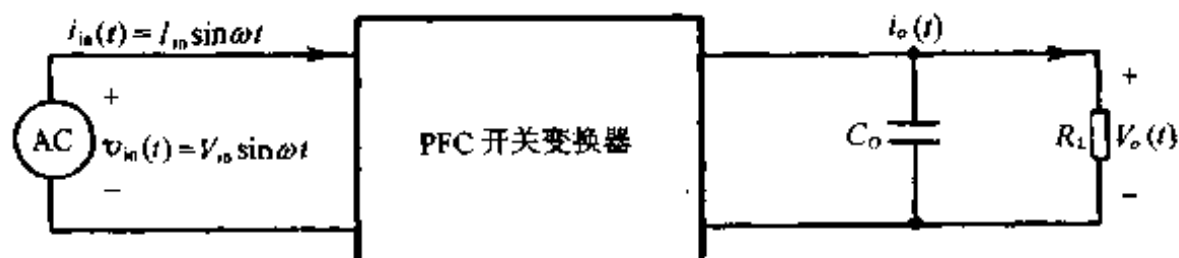


图 6.2 单位功率因数单相开关变换器的宏模型

输入电流可分别表示为:

$$v_{in}(t) = V_{in} \sin \omega t \quad (6.1)$$

和

$$i_{in}(t) = I_{in} \sin \omega t \quad (6.2)$$

其中,  $V_{in}$  和  $I_{in}$  分别为输入电压和输入电流的振幅,  $\omega$  为输入电压的角频率。

由式(6.1)和式(6.2)可得出输入瞬时功率  $p_{in}(t)$  为:

$$\begin{aligned} p_{in}(t) &= v_{in}(t) i_{in}(t) = V_{in} I_{in} \sin^2 \omega t \\ &= P_{in} - P_{in} \cos 2\omega t = P_{in} + p_{inr}(t) \end{aligned} \quad (6.3)$$

其中,  $P_{in} = 0.5 V_{in} I_{in}$ , 由式(6.3)可以看出, 输入功率由平均输入功率  $P_{in}$  和频率为  $2\omega$  的波动项  $p_{inr}(t)$  组成, 将波动项表示成相量形式后, 则有:

$$p_{inr} = -p_{in} \angle 90^\circ = -j p_{in} \quad (6.4)$$

而变换器的输出瞬时功率  $p_o(t)$  为:

$$p_o(t) = \frac{v_o^2(t)}{R_L} + p_{C_o}(t) \quad (6.5)$$

其中,  $p_{C_o}(t)$  为电容  $C_o$  上的瞬时功率。令  $P_o$  代表平均输出功率, 并忽略  $R_L$  上的脉动功率后, 式(6.5)成为:

$$p_o(t) = P_o + C_o v_o(t) \frac{dv_o(t)}{dt} \quad (6.6)$$

而输出电压  $v_o(t)$  可表示为:

$$v_o(t) = V_{oDC} + v_r(t) \quad (6.7)$$

其中,  $V_{oDC}$  为输出电压中的直流分量, 即平均输出电压;  $v_r(t)$  为输出电压纹波。则式(6.6)成为:

$$\begin{aligned} p_o(t) &= P_o + C_o [V_{oDC} + v_r(t)] \frac{d}{dt} [V_{oDC} + v_r(t)] \\ &= P_o + C_o [V_{oDC} + v_r(t)] \frac{d}{dt} v_r(t) = P_o + p_{or}(t) \end{aligned} \quad (6.8)$$

由式(6.8)可以看出, 输出功率由平均输出功率  $P_o$  和波动项  $p_{or}(t)$  组成。一般地, 输出电压纹波电平远低于平均输出电压, 因此式(6.8)近似为:

$$p_o(t) = P_o + p_{or}(t) \approx P_o + C_o V_{oDC} \frac{d}{dt} v_r(t) \quad (6.9)$$

由于变换器中的储能元件(如  $L_1, L_2, L$  和电容等)均根据开关频率设计, 其取值较小, 因此在考虑低频纹波时, 它们瞬时功率可以忽略, 因此有:

$$p_o(t) = p_{in}(t) \text{ 即 } P_o = P_{in} \text{ 和 } p_{inr}(t) = p_{or}(t) \quad (6.10)$$

对比式(6.9)和式(6.3)可见,单位功率因数单相开关变换器输出电压纹波的频率为  $2\omega$ 。于是将式(6.9)中的波动项  $p_{or}(t)$  表示成相量形式为:

$$\dot{P}_{or} \approx j2\omega C_o V_{oDC} \dot{V}_r \quad (6.11)$$

根据式(6.4),(6.10)和(6.11)可得到:

$$2\omega C_o V_{oDC} \dot{V}_r = -P_{in} = -P_o \quad (6.12)$$

也即

$$\dot{V}_r = -\frac{P_o}{2\omega C_o V_{oDC}} \quad (6.13)$$

将输出电压纹波还原成瞬时值表达后,有:

$$v_r(t) = -\frac{P_o}{2\omega C_o V_{oDC}} \sin 2\omega t \quad (6.14)$$

也即

$$v_r(t) = -\frac{I_o}{2\omega C_o} \sin 2\omega t \quad (6.15)$$

其中,  $I_o$  为变换器的平均输出电流,即  $I_o = \frac{V_{oDC}}{R_L} = \frac{P_o}{V_{oDC}}$ 。

式(6.15)即为单位功率因数单相开关变换器的输出电压纹波的表达式。

#### 6.4 采用等效电流源法分析变换器的输出电压纹波

单位功率因数单相开关变换器还可以采用如图 6.3 所示的等效电流源电路模型来等效。

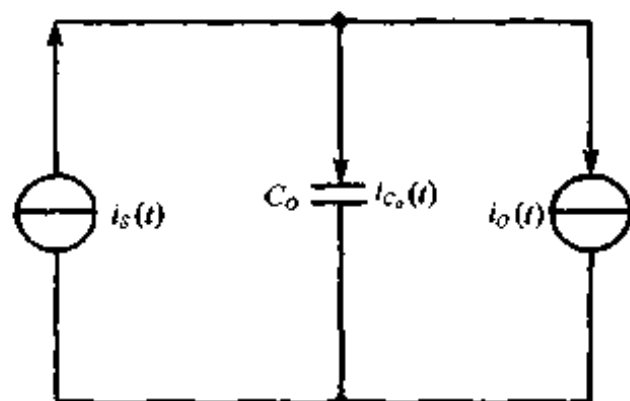


图 6.3 单位功率因数单相开关变换器的等效电流源电路模型

根据式(6.3)并忽略  $v_r(t)$ , 则有:

$$i_s(t) = \frac{P_{in} - P_{in} \cos 2\omega t}{V_{oDC} + v_r(t)} \approx \frac{P_{in} - P_{in} \cos 2\omega t}{V_{oDC}} \quad (6.16)$$

和

$$i_o(t) = \frac{V_{oDC} + v_r(t)}{R_L} \approx \frac{V_{oDC}}{R_L} = I_o \quad (6.17)$$

流入电容器  $C_o$  的电流  $i_{C_o}(t)$  为:

$$\begin{aligned} i_{C_o}(t) &= i_s(t) - i_o(t) \approx i_s(t) - I_o \\ &= \left( \frac{P_{in}}{V_{oDC}} - I_o \right) - \frac{P_{in} \cos 2\omega t}{V_{oDC}} \end{aligned} \quad (6.18)$$

由式(6.18)可见,在稳态下 $\frac{P_{in}}{V_{oDC}}$ 必须与 $I_o$ 相等,否则电容器 $C_o$ 上的电压将会持续上升 $\left(\frac{P_{in}}{V_{oDC}} > I_o\right)$ 或持续下降 $\left(\frac{P_{in}}{V_{oDC}} < I_o\right)$ 。因此式(6.18)成为:

$$i_{C_o}(t) = -\frac{P_{in}\cos 2\omega t}{V_{oDC}} = -I_o\cos 2\omega t = C_o \frac{dv_o(t)}{dt} \quad (6.19)$$

于是

$$\begin{aligned} v_o(t) &= V_{oDC} + v_r(t) = -\int \frac{I_o}{C_o} \cos 2\omega t dt \\ &= -\frac{I_o}{2\omega C_o} \sin 2\omega t + K \end{aligned} \quad (6.20)$$

显然, $K=V_{oDC}$ ,  $v_r(t) = -\frac{I_o}{2\omega C_o} \sin 2\omega t$ , 可见得出的结果与上节相同。

## 6.5 讨 论

式(6.15)的得出,不依赖于任何特定的拓扑结构和控制方法,因此是普遍适用的。分析过程中,仅忽略了 $v_r(t)$ 项,这符合纹波相对平均电压很小的实际情况,因此比文献[50]中采取多次近似的方法更严格。由式(6.15)可以看出,在单位输入功率因数的情况下,PFC 开关变换器存在频率为输入电压的频率的两倍的输出电压纹波,其振幅正比于变换器的输出电流,反比于输入电压频率和输出平滑电容的大小,其初始相位与输入电压的初始相位相差 $180^\circ$ 。若要降低输出电压纹波振幅,可以加大输出平滑电容的容量。在输入电压频率为 $50\text{Hz}$ 时,输出电压纹波振幅与变换器的输出电流和输出平滑电容的容量的关系如图 6.4 所示。

式(6.15)表明,无论采取什么拓扑结构,也无论采取什么控制方法,若要将输入电流整形为与输入电压同相位的无畸变的正弦波(即输入功率因数为 1,总谐波含量为零),必然会在变换器的输出端引入电压纹波。

实际上,在 DCM 下采用电压跟随器方式的 PFC 开关变换器,在输入电压的一个周期之内,只有采用恒定导通比才能令输入电流完全跟随输入电压;在 CCM 下采用乘法器方式的 PFC 开关变换器,在输出电压反馈中,只能采集输出电压的直流分量参与反馈控制才能获得单位输入功率因数。而在这两种情形下,输出电压是得不到调节的,而变换器的输入是正弦波整流后的波形,因此输出端必然会存在频率为输入电压的频率的两倍的电压纹波。对于采取其他控制方式,如频率调制、滑模控制、单周期控制、三电平控制、磁放大 PFC 技术和不连续电容电压模式(DCVM)等也存在类似的情形。

在上述各种控制当中,若增大输出电压反馈的带宽,也即将输出电压纹波引入控制系

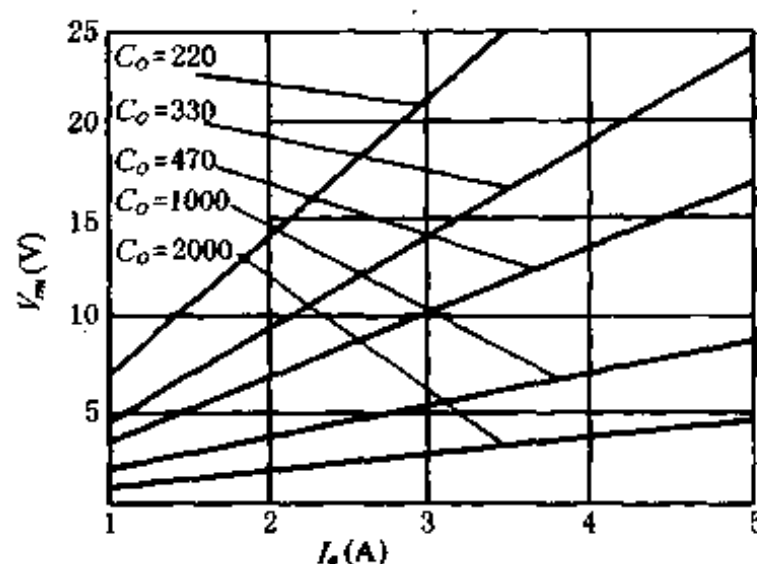


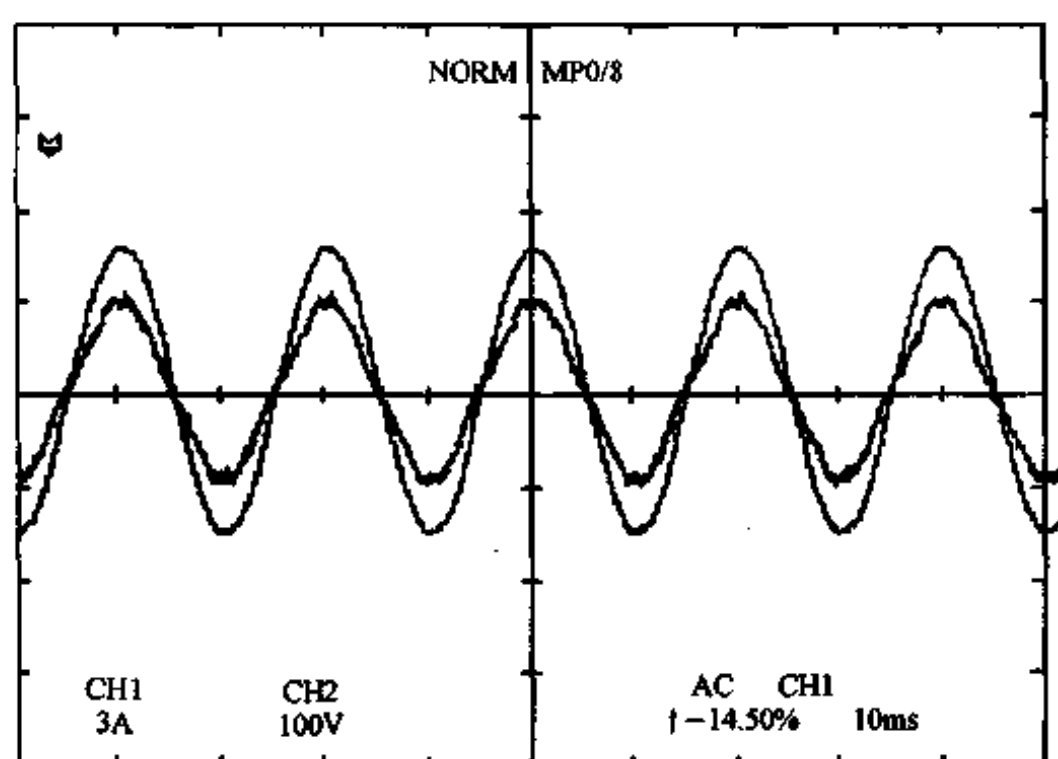
图 6.4 输出电压纹波振幅与输出电流和输出平滑电容的容量的关系( $\omega=314\text{rad/s}$ )

统中,虽然可以改善输出电压质量,但是会导致输入电流畸变,增大总谐波含量和降低功率因数,这已被大量实践证实<sup>[50]</sup>。

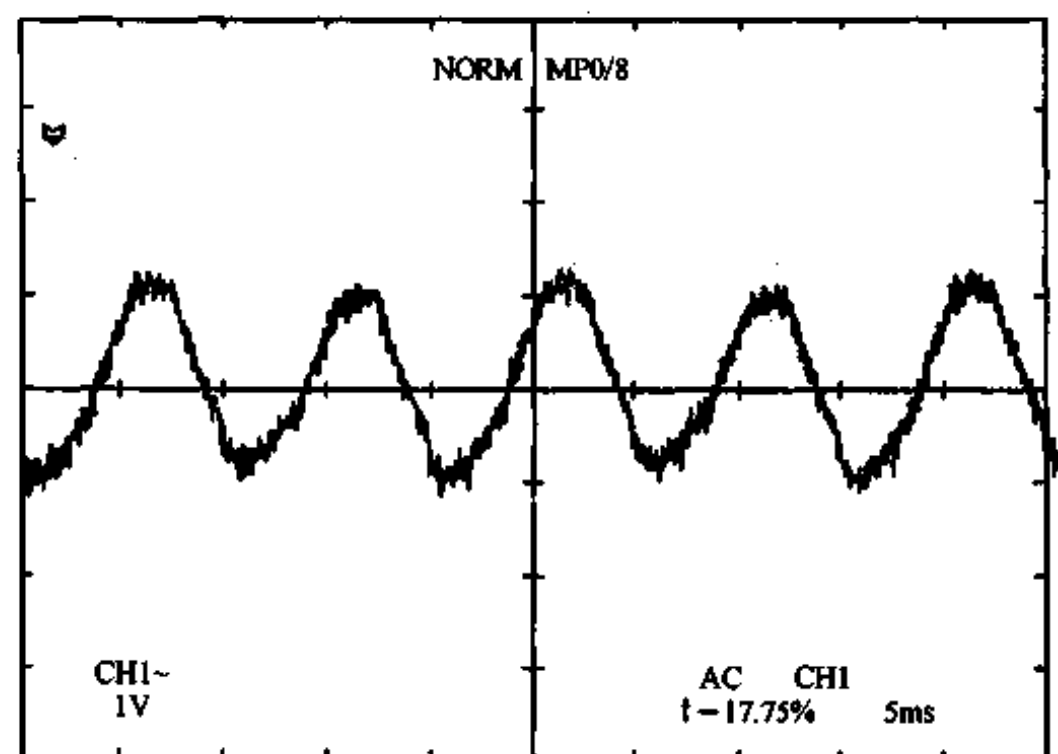
因此,对于单级 PFC 开关变换器,输入功率因数与输出电压纹波是一对矛盾,无论在拓扑结构和控制方法上采取什么努力,都不可能同时实现单位输入功率因数和零输出电压纹波。对于要求较高的输出电压质量的情形,单级 PFC 开关变换器只能作为预调整器,用于实现单位输入功率因数,而在其后通过级联 DC-DC 变换器的方式降低输出电压纹波电平。

## 6.6 实验验证

作者对工作在 DCM 的 PFC boost 变换器进行了实验研究,输入电流和电压以及输



(a) 输入电流和输入电压



(b) 输出电压纹波

图 6.5 PFC boost 变换器的实验波形

出电压纹波示于图 6.5(a) 和图 6.5(b)。实验电路中,二极管采用 MUR1560, MOSFET 开关采用 IRFP450, 输入电压为 110V/AC, 50Hz, 开关频率为 100kHz,  $C_{out} = 4 \times 330\mu\text{F}$ ,  $R_L = 300\Omega$ 。由图 6.5 可见,  $V_o = 248\text{V}$ ,  $V_{rm} = 1.05\text{V}$ , 由式(6.15)可计算出输出电压纹波的理论值为 0.997V。可见理论计算和实验结果符合得很好。

作者还对工作在 DCM 的 PFC Cuk 变换器进行了仿真, 输入电流和电压以及输出电压纹波如图 6.6(a) 和图 6.6(b) 所示。仿真电路中, 输入电压为 110V/AC, 50Hz, 开关频率为 100kHz,  $C_{out} = 1000\mu\text{F}$ ,  $R_L = 155\Omega$ 。由图 6.6 可见,  $V_o = 155.6\text{V}$ ,  $V_{rm} = 1.66\text{V}$ , 由式(6.15)可计算出输出电压纹波的理论值为 1.59V。可见理论计算和仿真结果符合得很好。

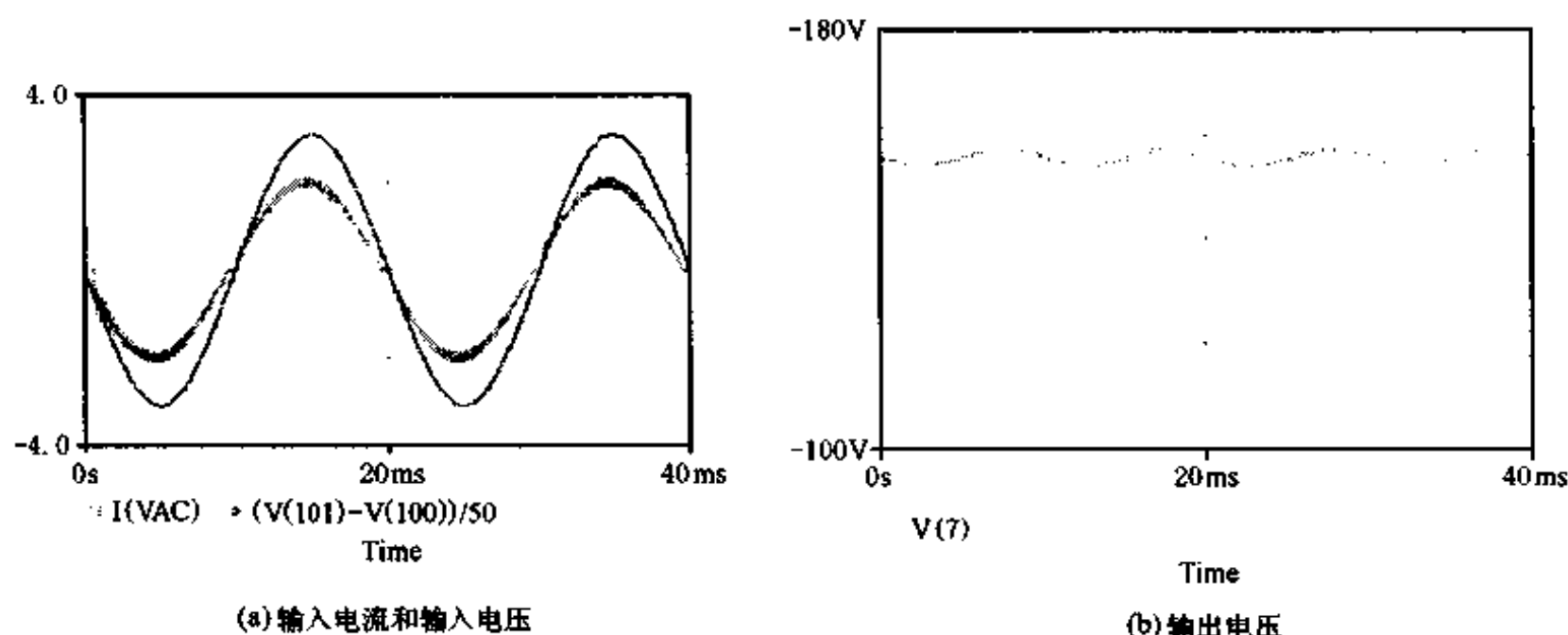


图 6.6 PFC Cuk 变换器的仿真波形

文献[51]实验研究了 CCM 下无电流环控制的单位功率因数全桥开关整流器, 其参数为:  $P_o = 1\text{kW}$ ,  $V_{in} = 110\sqrt{2}\sin 314t$ ,  $\omega C_o = 0.43777\Omega^{-1}$ ,  $V_{oDC} = 200\text{V}$ , 开关频率为 50kHz, 由式(6.14)得出输出电压纹波幅值的理论值  $= \frac{1000}{2 \times 0.43777 \times 200} = 5.7\text{V}$ , 实验结果为 5.9V, 可见理论值符合实验结果。

文献[49]实验研究了 DCM 下单位功率因数隔离 Sepic 变换器, 其参数为: 输出隔离变压器匝比  $= 1:1$ ,  $P_o = 100\text{W}$ ,  $V_{in} = 180\sin 314t$ ,  $C_o = 500\mu\text{F}$ ,  $V_{oDC} = 100\text{V}$ , 开关频率为 50kHz, 由式(6.14)得出输出电压纹波幅值的理论值  $= \frac{100 \times 10^6}{2 \times 314 \times 500 \times 100} = 3.18\text{V}$ , 实验结果为 3.3V, 可见理论值符合实验结果。

## 6.7 本章结论

本章从能量的角度, 对 PFC 开关变换器的输出电压纹波进行了深入分析, 得出描述单位功率因数开关变换器的输出电压纹波的统一表达式。结果表明: 输入功率因数与输出电压纹波是一对矛盾, 无论在拓扑结构和控制方法上采取什么努力, 都不可能同时实现单位输入功率因数和零输出电压纹波。实验结果验证了理论分析的正确性, 并表明本章得到的理论分析结果对于各种拓扑结构和控制方法都是普遍适用的<sup>[48]</sup>。



## 第七章 PFC DCM 组合开关变换器输出电压的稳定范围

### 7.1 引言

输入 boost 环节工作在 DCM 下的变换器具有对输入电流波形的自动整形功能,因此具有控制简单和成本低廉的优点。近年来提出的单级组合 PFC 组合变换器,仅采用一级功率变换环节,就能既具有输入功率因数校正功能,又能实现输出电压的调节,因此不仅降低了成本,也能减少变换器的损耗。

第六章论述了 PFC 组合开关变换器输出电压的稳定性,本章以 PFC DCM boost-buck 组合变换器为例,讨论通过引入开关电容网络扩大这类变换器的输出电压的稳定范围的方法。

### 7.2 单级 PFC DCM 组合变换器的稳定性

闭环反馈控制的目的在于通过对导通比的调节使变换器的输出电压在一定的输入电压动态范围和一定的负载变化范围内能够维持在期望的电压范围之内。我们分别用  $V_{IN,min}$  和  $V_{IN,max}$  代表最低输入电压幅值和最高输入电压幅值;分别用  $R_{L,min}$  和  $R_{L,max}$  代表最重负载值和最轻负载值;用  $V_L$  代表期望输出电压,用  $V_e$  代表输出电压的最大允许偏差电压。变换器的输出电压应满足

$$V_L - V_e < V_O < V_L + V_e \quad (7.1)$$

此时,我们说该 PFC 组合变换器的输出电压是稳定的。

为了在负载最重的情况下,也能使输入电感  $L_{IN}$  工作在 DCM 从而实现输入功率因数校正,变换器的导通比存在上限  $D_{max}$ ,并且  $D_{max}$  通常与输入电感  $L_{IN}$ 、负载  $R_L$ 、开关周期  $T_s$  和变换器的效率  $\eta$  有关,即

$$D_{max} = D_1(L_{IN}, R_L, T_s, \eta) \quad (7.2)$$

另一方面,为了使变换器能够可靠工作并且避免过大的输入峰值电流,以及其他一些考虑,导通比也不能过小,因此存在导通比的下限  $D_{min}$ ,并且  $D_{min}$  往往也与输入电感  $L_{IN}$ 、负载  $R_L$ 、开关周期  $T_s$  和变换器的效率  $\eta$  有关,即

$$D_{min} = D_2(L_{IN}, R_L, T_s, \eta) \quad (7.3)$$

显然若使变换器实现输入功率因数校正则必须始终满足

$$D_{min} < D_{max} \quad (7.4)$$

假设单级 PFC DCM 组合变换器的稳态输出输入电压峰值  $V_{IN}$  的关系为

$$V_{O,max}(R_L, V_{IN}) = M[R_L, D(L_{IN}, R_L, T_s, \eta)] V_{IN} \quad (7.5)$$

根据式(7.2)和式(7.3),单级 PFC DCM 组合变换器在输入电压最低并且负载最重时所能达到的最高输出电压  $V_{O,max}(R_{L,min}, V_{IN,min})$  为

$$V_{O,\max}(R_{L,\min}, V_{IN,\min}) = M[R_{L,\min}, D_{\max}(L_{IN}, R_{L,\min}, T_S, \eta)] V_{IN,\min} \quad (7.6a)$$

类似地,单级 PFC DCM 组合变换器在输入电压最高并且负载最轻时所能达到的最低输出电压  $V_{O,\min}(R_{L,\max}, V_{IN,\max})$  为

$$V_{O,\min}(R_{L,\max}, V_{IN,\max}) = M[R_{L,\max}, D_{\min}(L_{IN}, R_{L,\max}, T_S, \eta)] V_{IN,\max} \quad (7.6b)$$

因此变换器的输出电压的稳定条件为:

$$V_L + V_e \geq V_{O,\min}(R_{L,\max}, V_{IN,\max}) \quad (7.7a)$$

和

$$V_L - V_e \leq V_{O,\max}(R_{L,\min}, V_{IN,\min}) \quad (7.7b)$$

假如上述条件不满足,则该变换器不能在给定的输入电压和负载电阻范围内处处稳定。此时可将式(7.5)、(7.6)和(7.7)中的  $R_{L,\max}$  和  $R_{L,\min}$  换成  $R_L$ , 将  $V_{IN,\max}$  和  $V_{IN,\min}$  换成  $V_{IN}$ , 从而在  $R_L$ - $V_{IN}$  平面上作出变换器的稳定区域。

根据变换器在  $R_L$ - $V_{IN}$  平面上的稳定区域,可以估计出在给定负载电阻范围内,变换器能够稳定的输入电压范围。我们将能使变换器稳定的最高输入电压和最低输入电压分别表示为  $V_{\max}$  和  $V_{\min}$ 。

利用式(7.5)和(7.6)可以求出变换器在输入电压最低,并且负载最重时,达到最低允许输出电压所对应的导通比  $D_a$

$$D_a = D(V_L - V_e, R_{\min}, V_{\min}) \quad (7.8a)$$

以及变换器在输入电压最高并且负载最轻时,达到最高允许输出电压所对应的导通比  $D_b$

$$D_b = D(V_L + V_e, R_{\max}, V_{\max}) \quad (7.8b)$$

综上所述,在设计闭环反馈控制时,只需满足

$$\begin{cases} D > D_a, & \text{当 } V_o < V_L - V_e \text{ 时} \\ D < D_b, & \text{当 } V_o > V_L + V_e \text{ 时} \end{cases} \quad (7.9)$$

就一定能满足变换器稳定性的要求,这可以通过改变输出电压反馈环节的增益来实现。

图 7.1 所示为 PWM 调节器的等效电路,假设其中三角波的幅值为  $V_T$ , 比较电压为  $V_{ref}$ , 放大器增益为  $G$ , 工作点偏置电压为  $V_b$ , 反馈电压和输出电压  $v_o(t)$  成比例,比例系数为  $1/N$ ,则在输出电压反馈情况下 PWM 控制信号的导通比  $d$  为

$$d = 1 - \frac{V_b + G \left[ \frac{v_o(t)}{N} - V_{ref} \right]}{V_T} \quad (7.10)$$

一般情况下,基准电压可设计为

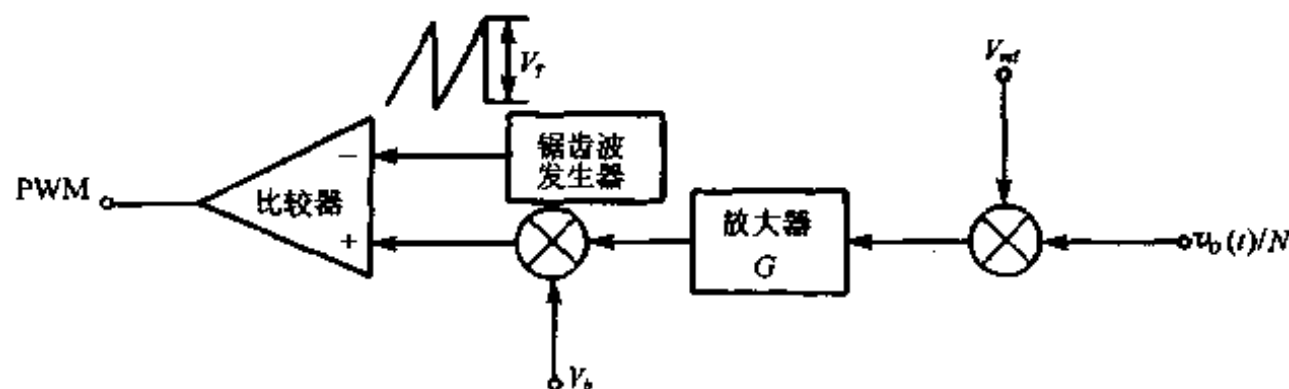


图 7.1 PWM 控制器的等效电路

$$V_{\text{ref}} = \frac{V_L}{N} \quad (7.11)$$

在输出电压完全达到设计值(即  $v_o(t) = NV_{\text{ref}}$ )时,一般应令导通比处在允许范围的中点,即

$$\frac{D_{\max} + D_{\min}}{2} = 1 - \frac{V_b}{V_T} \quad (7.12)$$

因此,工作点偏置电压  $V_b$  可按下式设计

$$V_b = V_T \left( 1 - \frac{D_{\max} + D_{\min}}{2} \right) \quad (7.13)$$

根据式(7.10)可以求出在输入电压最低并且负载最重时,在最大导通比  $D_{\max}$  下输出电压能够达到最低允许下限  $V_L - V_s$  时所需的放大器的最小增益  $G_1$  为

$$G_1 = \frac{N[V_b - (1 - D_{\max})V_T]}{V_s} \quad (7.14)$$

还可以求出在输入电压最高并且负载最轻时,在最小导通比  $D_{\min}$  下输出电压能够达到最高允许上限  $V_L + V_s$  时所需的放大器的最小增益  $G_2$  为

$$G_2 = \frac{N[(1 - D_{\min})V_T - V_b]}{V_s} \quad (7.15)$$

因此能使输出电压稳定所需的最低增益  $G_{\min}$  为

$$G_{\min} = \begin{cases} G_1, & \text{当 } G_1 > G_2 \text{ 时} \\ G_2, & \text{当 } G_1 < G_2 \text{ 时} \end{cases} \quad (7.16)$$

在按上述参数设计的 PWM 控制方式下,变换器的稳态导通比  $D_{\infty}$  为

$$D_{\infty} = 1 - \frac{V_b + G \left[ \frac{V_{O,\infty}}{N} - V_{\text{ref}} \right]}{V_T} \quad (7.17)$$

其中,  $V_{O,\infty}$  为变换器的稳态输出电压,  $G$  为放大器的实际增益 ( $G > G_{\min}$ )。假设将  $D_{\infty}$  和  $V_{\infty}$  看作未知变量,则根据式(7.5)和(7.17)两个方程可将它们分别求解出来,即

$$V_{O,\infty} = M_{\infty}(L_{\text{IN}}, R_L, T_s) V_{\text{IN}} \quad (7.18a)$$

和

$$D_{\infty} = D_{\infty}(L_{\text{IN}}, R_L, T_s) \quad (7.18b)$$

由式(7.18a)可以求出实际的输出电压最大值  $V_{O,\infty,\max}$  和实际的输出电压最小值  $V_{O,\infty,\min}$ 。

当输出电压反馈环节的增益非常大时,控制具有较强的鲁棒特性,即

$$\begin{cases} D \approx D_{\max}, & \text{当 } V_O < V_L - V_s \text{ 时} \\ D \approx D_{\min}, & \text{当 } V_O > V_L + V_s \text{ 时} \end{cases} \quad (7.19)$$

## 7.3 PFC DCM boost 正激组合变换器的稳态特性

### 7.3.1 PFC DCM boost 正激组合变换器的组成

具有变压器隔离的单级 boost 正激组合变换器的组成如图 7.2(a)所示,令其 boost 前级工作在 DCM 就可以具有输入电流自动整形功能。假设  $n$  为隔离变压器的匝比,将 boost 正激组合变换器的次级部分等效到变压器原边,就得到如图 7.2(b)所示的去耦等

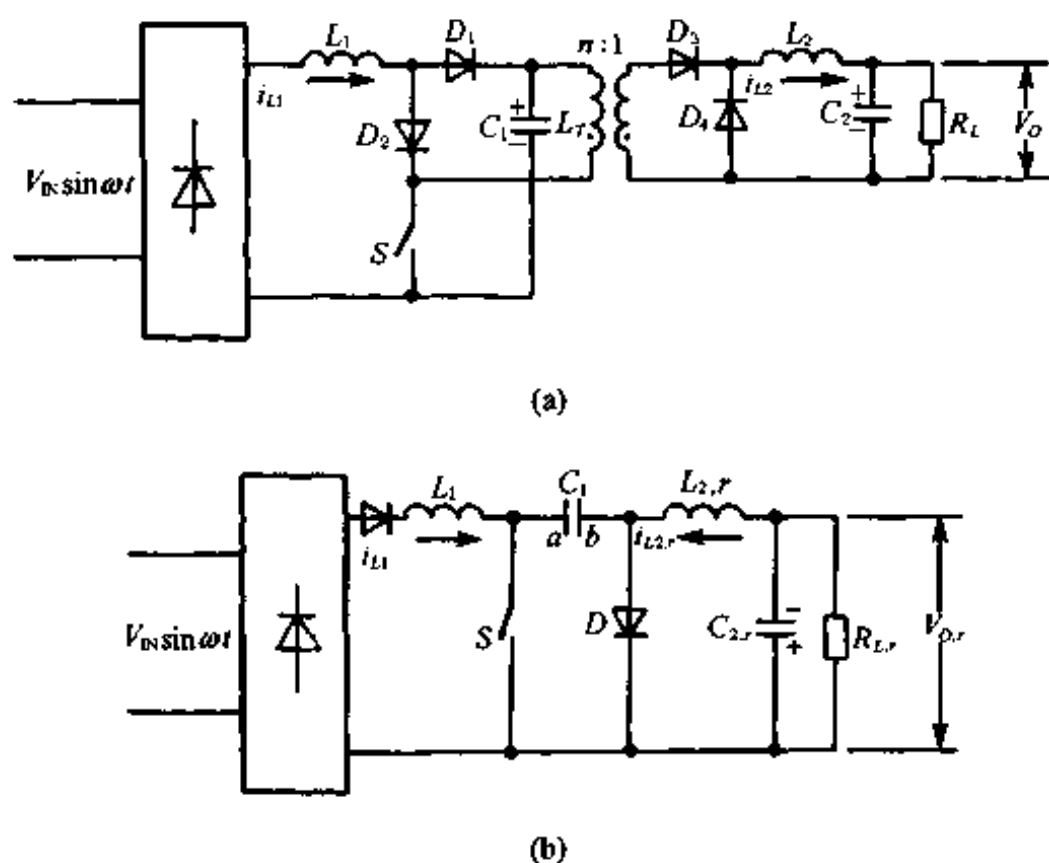


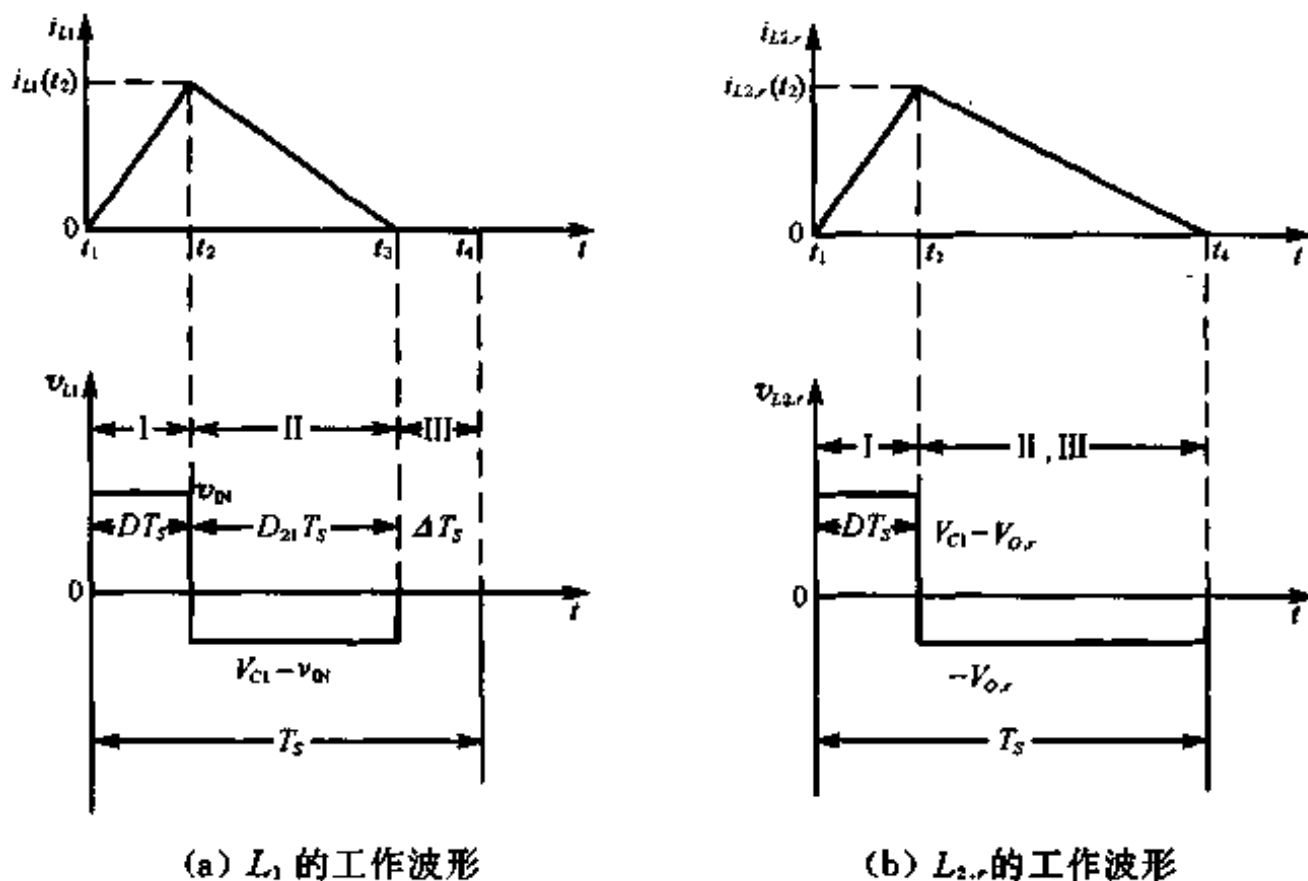
图 7.2 单级 boost 正激组合变换器(a)及其去耦等效电路(b)

效电路(未示出变压器磁通复原电路),实际上这是一个 PFC DCM boost-buck 组合变换器。也即 PFC DCM boost-buck 组合变换器可以看作是 PFC DCM boost 正激组合变换器在  $n=1$  时的一个特例。通过对 PFC DCM boost 正激组合变换器的分析就可以得出 PFC DCM boost-buck 组合变换器的结果。

图 7.2(b)中  $L_{2,r}$ ,  $C_{2,r}$ ,  $R_{L,r}$  和  $V_{O,r}$  和图 7.2(a)中参数的对应关系分别为

$$L_{2,r} = n^2 L_2, C_{2,r} = \frac{C_2}{n^2}, R_{L,r} = n^2 R_L \text{ 和 } V_{O,r} = n V_O \quad (7.20)$$

令  $L_1$  工作在 DCM 以实现输入电流整形功能,而  $L_2$  既可以工作在 CCM,又可以工作在 DCM。当  $L_1$  工作在 DCM,  $L_2$  工作在 CCM 时,  $L_1$  和  $L_{2,r}$  的工作波形分别如图 7.3(a)和(b)所示。变换器存在三个工作状态:在状态 I,  $S$ ,  $D_2$  和  $D_3$  导通,其余开关截止,电源  $v_{IN}$  向



(a)  $L_1$  的工作波形

(b)  $L_{2,r}$  的工作波形

图 7.3 当  $L_1$  工作在 DCM,  $L_2$  工作在 CCM 时, boost 正激组合变换器中的工作波形

电感  $L_1$  注入电流,  $C_1$  向  $L_2$ ,  $C_2$  和  $R_L$  放电; 在状态 II,  $S$ ,  $D_2$  和  $D_3$  截止,  $D_1$  和  $D_4$  导通,  $v_{IN}$  和  $L_1$  通过  $D_1$  给  $C_1$  充电, 负载  $R_L$  两端电压由  $L_2$  和  $C_2$  的储能维持; 在状态 III,  $S$ ,  $D_2$  和  $D_3$  截止, 由于存在  $D_1$ ,  $L_1$  上电流因不能反向而为零, 即  $D_1$  也截止,  $D_4$  仍导通, 负载  $R_L$  两端电压由  $L_2$  和  $C_2$  的储能维持。

### 7.3.2 PFC DCM boost 正激组合变换器的稳态特性

一般情况下, PFC 开关变换器的开关频率较输入电压频率要高得多, 因此可以近似认为在一个开关周期内输入电压保持不变。当  $C_1$  较大时, 可以认为其两端的电压  $V_{C1}$  在一个输入电压周期内保持不变。

当状态 I 结束时, 电感  $L_1$  的电流  $i_{L1}(t_2)$  为

$$i_{L1}(t_2) = \frac{v_{IN}(t)DT_s}{L_1} \quad (7.21)$$

在状态 II 期间, 电容器  $C_1$  得到的充电电量  $Q_1$  为

$$Q_1 = \frac{v_{IN}(t)DD_{21}T_s^2}{2L_1} \quad (7.22)$$

因此在状态 II 结束时, 电容器  $C_1$  两端电压的增加  $\Delta V_{C1}$  为

$$\Delta V_{C1} = \frac{Q_1}{C_1} = \frac{v_{IN}(t)DD_{21}T_s^2}{2L_1C_1} \quad (7.23)$$

在一个开关周期内, 电容器  $C_1$  的平均转换功率  $p_{C1}$  为

$$p_{C1} = \frac{0.5C_1(V_{C1} + \Delta V_{C1})^2 - 0.5V_{C1}^2}{T_s} \approx \frac{v_{IN}(t)V_{C1}DD_{21}T_s}{2L_1} \quad (7.24)$$

在一个输入电压周期内, 电容器  $C_1$  的总转换能量  $W_{C1}$  为

$$\begin{aligned} W_{C1} &= \int_0^T p_{C1}(t)dt \approx \int_0^T \frac{v_{IN}(t)V_{C1}DD_{21}T_s}{2L_1} dt \\ &= \frac{V_{C1}D}{2L_1} \int_0^T v_{IN}(t)D_{21}T_s dt \end{aligned} \quad (7.25)$$

在状态 II 期间, 电感  $L_1$  上的伏安关系为

$$v_{L1}(t) = -L_1 \frac{di_{L1}(t)}{dt}$$

即

$$V_{C1} - v_{IN}(t) = \frac{i_{L1}(t_2)}{D_{21}T_s} L_1 \quad (7.26)$$

于是  $D_{21}$  可表示为

$$D_{21}T_s = \frac{L_1 i_{L1}(t_2)}{V_{C1} - v_{IN}(t)} = \frac{v_{IN}(t)DT_s}{V_{C1} - v_{IN}(t)} \quad (7.27)$$

将式(7.27)代入式(7.25), 有

$$\begin{aligned} W_{C1} &= \frac{V_{C1}D}{2L_1} \int_0^T v_{IN}(t)D_{21}T_s dt \\ &= \frac{D^2T_sV_{IN}^2}{2\omega L_1} \int_0^\pi \frac{\sin^2 x}{1 - \frac{1}{m_1}\sin x} dx = m_1^2 f_2(m_1) \frac{D^2T_sV_{IN}^2}{2\omega L_1} \end{aligned} \quad (7.28)$$

其中,  $f_2(m_1) = \frac{1}{m_1^2} \int_0^{\pi} \frac{\sin^2 x}{1 - \frac{1}{m_1} \sin x} dx$ ,  $m_1 = \frac{V_{C1}}{V_{IN}}$ 。

$f_2(m_1)$ 可化简为

$$f_2(m_1) = \frac{2m_1}{\sqrt{m_1^2 - 1}} \left[ \frac{\pi}{2} + \operatorname{arctg} \frac{1}{\sqrt{m_1^2 - 1}} \right] - \pi - \frac{2}{m_1} \quad (7.29)$$

$m_1$  和  $f_2(m_1)$  的关系如图 7.4 所示。考虑到  $f_2(m_1)$  的表达式较复杂, 不便于求解  $m_1$ , 我们采用一个简单的近似表达式来代替它, 即

$$f_2(m_1) \approx \frac{\exp \left[ \frac{1.96}{\sqrt{M_1^2 - 1}} \right] - 1}{1.6} \quad (7.30)$$

在图 7.4 中同时示出了由式(7.29)和(7.30)计算出的  $m_1$  和  $f_2(m_1)$  的关系, 可见它们是很接近的。由图 7.4 还可看出,  $f_2(m_1)$  随着  $m_1$  的增加而单调下降, 并且在  $m_1 < 1.5$  的区段  $f_2(m_1)$  随着  $m_1$  的增加而急剧下降, 在  $m_1 > 2$  的区段  $f_2(m_1)$  随着  $m_1$  的增加而缓慢下降。

在稳态条件下, 电容器  $C_1$  的总转换能量  $W_{C1}$  最终要消耗在负载电阻  $R_L$  (也即  $R_{L,r}$ ) 上, 假设变换器效率为  $\eta$ , 则有

$$\frac{TV_o^2}{2R_L} = \eta W_{C1} = m_1^2 f_2(m_1) \frac{\eta D^2 T_s V_{IN}^2}{2\omega L_1} \quad (7.31)$$

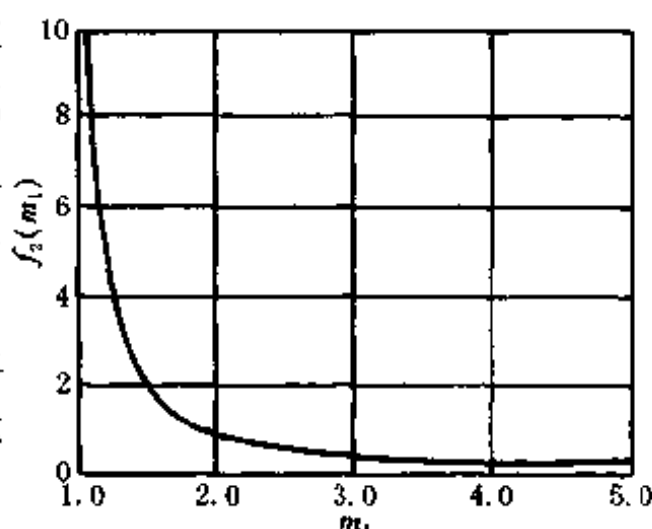


图 7.4  $f_2(m_1)$  和  $m_1$  的关系曲线

化简式(7.31)可以得出:

$$m_1^2 f_2(m_1) = \frac{\pi n^2 K_1 V_o^2}{\eta D^2 V_{IN}^2} \quad (7.32)$$

式中,  $K_1 = \frac{2L_1}{n^2 R_L T_s}$ 。实际上,  $C_1, S, D, L_{2,r}, C_{2,r}$  和  $R_{L,r}$  构成了一个 buck DC-DC 变换器, 其输入电压为  $V_{C1}$ , 输出电压为  $V_{O,r}$ , 开关的导通比为  $D$ , 此时存在两种情形:

第一种情形:  $L_{2,r}$  工作在 CCM, 则  $m_2 = D$ , 因此有

$$\frac{\pi K_1}{\eta} = \frac{2\pi L_1}{\eta T_s R_L n^2} = f_2(m_1) \quad (7.33)$$

由式(7.30)和(7.33)可求解出  $m_1$  为

$$m_1 \approx \left\{ \left[ \frac{1.96}{\ln \left( \frac{1.6\pi K_1}{\eta} + 1 \right)} \right]^2 + 1 \right\}^{\frac{1}{3}} \quad (7.34)$$

从而  $V_{C1}$  和  $V_o$  分别为  $V_{C1} = m_1 V_{IN}$  和  $V_o = M V_{IN} = \frac{m_1 D}{n} V_{IN}$ , 其中,  $M$  可看作变换器的稳态输出输入传递函数, 显然  $M$  随  $D$  的增加而单调上升。

第二种情形:  $L_2$  工作在 DCM, 根据文献[44]则有

$$m_2 = \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{4K_2}{D^2}}} > D \quad (7.35)$$

其中  $K_2 = \frac{2L_2}{R_L T_s}$ 。可见在  $L_2$  处于 DCM 时的  $m_2$  总大于  $L_2$  处于 CCM 时的值。类似地,可求解出  $m_1$ ,从而得出  $V_{C1} = m_1 V_{IN}$  和  $V_O = M V_{IN} = \frac{m_1 m_2 V_{IN}}{n}$ 。

$$m_1 \approx \left\{ \left[ \frac{1.96}{\ln \left( \frac{1.6\pi K_1 m_2^2}{\eta D^2} + 1 \right)} \right]^2 + 1 \right\}^{\frac{1}{3}} \quad (7.36)$$

由于  $L_2$  处于 DCM 时有  $K_2 < 1-D$ , 根据式(7.35)有  $m_2 > D$ 。因此在  $K_1$  相同时,为了获得相同的输出电压,当  $L_2$  工作在 DCM 时的  $m_1$  值较  $L_2$  工作在 CCM 时的值小,也即当  $L_2$  工作在 DCM 时的  $V_{C1}$  较  $L_2$  工作在 CCM 时的值低。利用这个特性可以通过设计使当变换器的输出电流较低时  $L_2$  进入 DCM,从而有效地抑制  $C_1$  两端的电压,降低开关器件的电压应力。

显然,令  $n=1$  就可以得出 PFC DCM boost-buck 组合变换器的稳态特性。

### 7.3.3 实验结果

采用实验的方法研究了单级 boost 正激组合变换器的稳态特性,并和理论结果进行了比较,结果分别如图 7.5(a)和(b)所示。实验中,  $L_1 = 40\mu\text{H}$ ,  $L_2 = 300\mu\text{H}$ ,  $D = 0.3$ , 开关频率为  $100\text{kHz}$ ,  $n=2$ ,  $V_{IN} = 100\text{V}$ , 理论分析时假设变换器效率为  $70\%$ 。

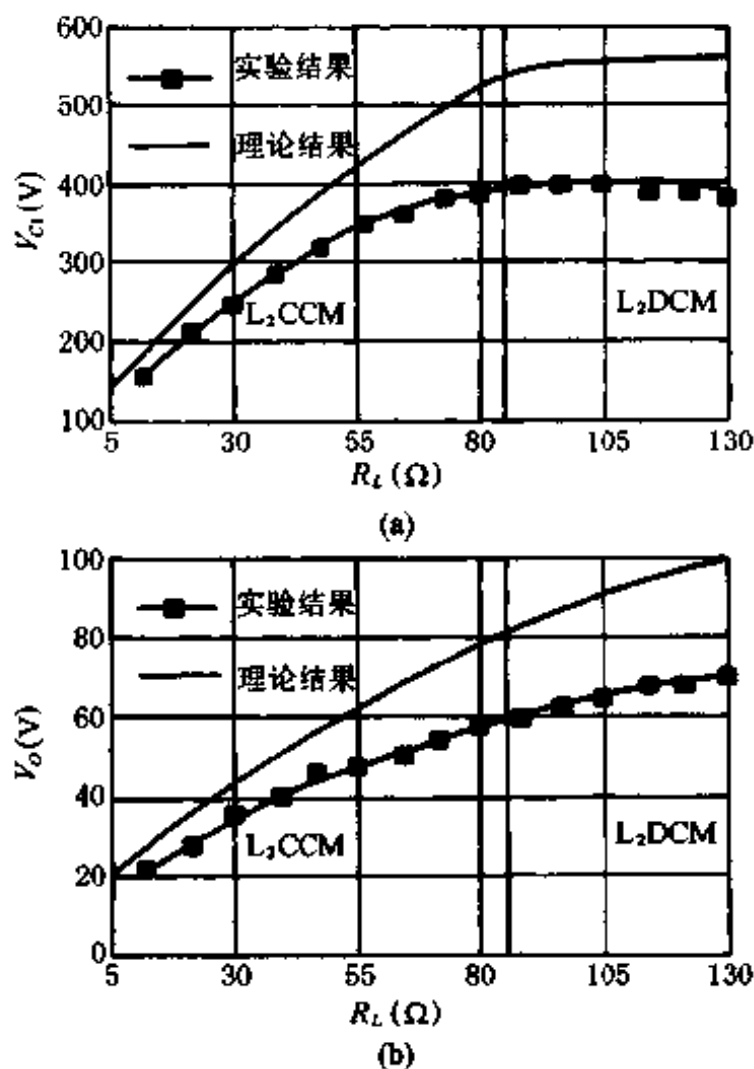


图 7.5 负载  $R_L$  和  $V_{C1}$  的关系曲线(a)及负载  $R_L$  和  $V_O$  的关系曲线(b)

实验结果表明,当负载  $R_L > 91\Omega$  时,  $L_2$  进入不连续导电模式,当负载  $R_L < 5.5\Omega$  时,  $L_2$  进入连续导电模式;在  $L_2$  处于连续导电模式时,  $C_1$  两端的电压  $V_{C1}$  随负载减轻而急剧上升,而当  $L_2$  进入不连续导电模式后,负载减轻并不再使  $V_{C1}$  上升,这也符合分析的结

果。由图中还可见,随着负载的减轻, $V_{C1}$ 的实验结果与理论计算结果的偏差越来越大,这是由于在理论计算中,假设变换器的效率恒为 70% 所致,实际上由于存在磁通复原电路,变换器的损耗较大,因此随着负载的减轻,变换器的效率明显降低,从而使理论计算结果偏离实际情况。

### 7.3.4 结 论

$L_1$  工作在 DCM 的单级 boost 正激组合变换器和 boost-buck 组合变换器具有输入电流波形的整形功能,其输出电压和电容器  $C_1$  两端电压  $V_{C1}$  的稳态值与  $L_2$  的工作方式有关;当  $L_2$  工作在 CCM 时, $V_{C1}$  与导通比  $D$  无关,而当  $L_2$  工作在 DCM 时, $V_{C1}$  随着导通比  $D$  的增大而增大;输出电压则随着导通比  $D$  的增大而增大。当  $L_2$  工作在 DCM 时,电容器  $C_1$  两端的电压  $V_{C1}$  较  $L_2$  工作在 CCM 时的值低,因此可以在变换器的输出电流较低时,让  $L_2$  进入 DCM,从而能够有效地抑制电容器  $C_1$  两端的电压,降低开关器件的电压应力。

## 7.4 PFC DCM 单级 boost 正激组合变换器的临界条件

### 7.4.1 电感 $L_1$ 工作在 CCM 和 DCM 的临界条件

由式(7.21)可以得出当状态 I 结束时,电感  $L_1$  的电流  $i_{L1}(t_2)$  为

$$i_{L1}(t_2) = \frac{v_{IN}(t)DT_s}{L_1} = \frac{V_{IN}\sin\omega t DT_s}{L_1} \quad (7.37)$$

其中, $\omega$  为输入电压的角频率。因此在一个开关周期内的平均输入电流  $i_{IN}(t)$  为

$$i_{IN}(t) = \frac{1}{2}i_{L1}(t_2)(D + D_{21}) \quad (7.38)$$

在状态 II 期间有

$$nV_O - v_{IN}(t) = L_1 \frac{i_{IN}(t_2)}{D_{21}T_s} \quad (7.39)$$

由式(7.37)和(7.39)可以得出

$$D_{21} = \frac{v_{IN}(t)D}{nV_O - v_{IN}(t)} \quad (7.40)$$

将式(7.37)和(7.40)代入式(7.38)后得到

$$i_{IN}(t) = \frac{v_{IN}(t)DT_s}{2L_1} \left( D + \frac{v_{IN}(t)D}{nV_O - v_{IN}(t)} \right) = \frac{D^2T_s nV_O v_{IN}(t)}{2L_1 [nV_O - v_{IN}(t)]} \quad (7.41)$$

变换器的平均输入功率  $P_{IN}$  为

$$P_{IN} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi v_{IN}(t) i_{IN}(t) d(\omega t) = \frac{D^2 T_s V_{IN}^2}{2\pi L_1} \int_0^\pi \frac{\sin^2 \omega t}{1 - \frac{V_{IN}}{nV_O} \sin \omega t} d(\omega t) \quad (7.42)$$

在电感  $L_1$  处于临界条件时, $D_{21}=1-D$ ,因此根据式(7.40)有

$$\frac{nV_O}{V_{IN}} = \frac{1}{1-D} \quad (7.43)$$

则式(7.42)成为



$$P_{\text{IN}} = \frac{D^2 T_s V_{\text{IN}}^2}{2\pi L_1} \int_0^{\pi} \frac{\sin^2 \omega t}{1 - (1-D)\sin \omega t} d(\omega t) = \frac{D^2 T_s V_{\text{IN}}^2}{2\pi L_1} \left[ \frac{1}{(1-D)^2} f_2(D) \right] \quad (7.44)$$

其中  $f_2(D)$  可化简为

$$\begin{aligned} f_2(D) &= (1-D)^2 f_1(D) \\ &= \left[ \frac{2}{\sqrt{D(2-D)}} \left( \frac{\pi}{2} + \arctg \frac{1-D}{\sqrt{D(2-D)}} \right) - \pi \right] - 2(1-D) \end{aligned} \quad (7.45)$$

采用和上节类似的方法,将式(7.45)化简为

$$f_2(D) \approx \frac{\exp \left[ \frac{1.96}{\sqrt{\left( \frac{1}{1-D} \right)^3 - 1}} \right] - 1}{1.6} \quad (7.46)$$

由图 7.2 可见,  $L_1, S, C_1$  和  $D$  构成 boost 变换器,因此根据文献[44],在电感  $L_1$  处于临界条件时,有  $m_1 = \frac{V_{C1}}{V_{\text{IN}}} = \frac{1}{1-D}$ ,此时变换器的平均输出功率为

$$P_{\text{OUT}} = \frac{V_o^2}{R_L} = \frac{V_{\text{IN}}^2}{n^2 R_L} \left( \frac{m_2}{1-D} \right)^2 \quad (7.47)$$

其中,  $m_2 = \frac{V_{o,r}}{V_{C1}}$ 。由式(7.44)和(7.47),并假设变换器的效率为  $\eta$ ,则可以得出电感  $L_1$  工作在 DCM 和 CCM 的临界条件为

$$K_{\text{CRIT},1} = \frac{\eta D^2}{\pi m_2^2} f_2(D) \quad (7.48)$$

当  $K_1 > K_{\text{CRIT},1}$  时,  $L_1$  工作在 CCM,当  $K_1 < K_{\text{CRIT},1}$  时,  $L_1$  工作在 DCM,其中  $K_1 = \frac{2L_1}{n^2 R_L T_s}$ 。

由图 7.2 可见,  $C_1, S, D, L_{2,r}, C_{2,r}$  和  $R_{L,r}$  实际上构成了一个 buck DC-DC 变换器,其输入电压为  $V_{C1}$ ,输出电压为  $V_{o,r}$ ,开关的导通比为  $D$ ,根据文献[44],在  $L_2$  处于 CCM 时,有

$$m_2 = D \quad (7.49)$$

因此有

$$K_{\text{CRIT},1} = \frac{\eta}{\pi} f_2(D) \approx \frac{\eta \left\{ \exp \left[ \frac{1.96}{\sqrt{\left( \frac{1}{1-D} \right)^3 - 1}} \right] - 1 \right\}}{1.6\pi} \quad (7.50)$$

显然,在  $L_2$  处于 CCM 时,  $K_{\text{CRIT},1}(D)$  是单调减函数。

当  $L_2$  处于 DCM 时,根据文献[44]有

$$m_2 = \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{4K_2}{D^2}}} \quad (7.51)$$

式中,  $K_2 = \frac{2L_{2,r}}{R_{L,r} T_s} = \frac{2n^2 L_2}{n^2 R_L T_s} = \frac{2L_2}{R_L T_s}$ 。因此有

$$K_{\text{CRIT},1} = \frac{\eta D^2 f_2(D)}{\pi m_2^2(D)} = \frac{\eta D^2 \left[ 1 + \sqrt{1 + \frac{4K_2}{D^2}} \right]^2 f_2(D)}{4\pi}$$

$$\approx \frac{\eta D^2 \left( 1 + \sqrt{1 + \frac{4K_2}{D^2}} \right)^2 \left\{ \exp \left[ \frac{1.96}{\sqrt{\left( \frac{1}{1-D} \right)^3 - 1}} \right] - 1 \right\}}{6.4\pi} \quad (7.52)$$

由于  $\frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{4K_2}{D^2}}} > D$ , 因此  $K_{CRIT,1}(D)$  也是单调减函数。

#### 7.4.2 电感 $L_2$ 工作在 CCM 和 DCM 的临界条件

在电感  $L_{2,r}$  处于临界条件时, 每个开关周期流过  $L_{2,r}$  的平均电流  $I_{L2,r}$  为

$$I_{L2,r} = \frac{V_{C1} - V_{O,r}}{2L_{2,r}} DT_s \quad (7.53)$$

考虑到

$$I_{L2,r} = \frac{I_O}{n} = \frac{V_O}{nR_L} = \frac{\frac{V_{O,r}}{n}}{n \frac{R_{L,r}}{n^2}} = \frac{V_{O,r}}{R_{L,r}} \quad (7.54)$$

和在电感  $L_2$  处于临界条件时,  $V_{O,r}$  和  $V_{C1}$  间满足  $V_{O,r} = DV_{C1}$ , 可以得出电感  $L_2$  工作在 DCM 和 CCM 的临界条件为

$$K_{CRIT,2} = 1 - D \quad (7.55)$$

也即当  $K_2 > K_{CRIT,2}$  时,  $L_2$  工作在 CCM, 当  $K_2 < K_{CRIT,2}$  时,  $L_2$  工作在 DCM, 其中,

$$K_2 = \frac{2L_2}{R_L T_s}.$$

#### 7.4.3 输入电流

为方便起见, 考察  $v_{IN}$  正半周期的情形, 在状态 I 期间流过电感  $L_1$  的平均电流  $i_{L1,av,D}$  为

$$i_{L1,av,D} = \frac{i_{L1}(t_2)}{2} \quad (7.56)$$

在状态 II 和状态 III 期间流过电感  $L_1$  的平均电流  $i_{L1,av,(1-D)}$  为

$$i_{L1,av,(1-D)} = \frac{i_{L1}(t_2) D_{21} T_s}{2(1-D) T_s} \quad (7.57)$$

因此流过电感  $L_1$  的平均电流, 也即变换器的输入电流  $i_{IN}$  为

$$i_{IN} = i_{L1,av,D} D + i_{L1,av,(1-D)} (1-D) = 0.5 i_{L1}(t_2) (D + D_{21}) \quad (7.58)$$

由式(7.37)和(7.44), 并考察  $v_{IN}$  的一个完整周期, 则有

$$i_{IN} = \frac{D^2 T_s V_{IN} \sin \alpha}{2L_1 \left[ 1 - \frac{|\sin \alpha|}{m_1} \right]} = \frac{T_s V_{IN} \sin \alpha}{2L_1} \xi(m_1) \quad (7.59)$$

和

$$\xi = \frac{D^2}{1 - \frac{|\sin \alpha|}{m_1}} \quad (7.60)$$

其中,  $\xi$  称为输入电流的畸变因数, 它反映输入电流的畸变程度。当  $L_1$  处于 CCM 和 DCM 的边界时,  $m_1 = \frac{1}{1-D}$ , 于是式(7.59)成为

$$i_{IN} = \frac{V_{IN} D^2 T_s}{2L_1} \sin \omega t \frac{1}{1 - (1-D)|\sin \omega t|} \quad (7.61)$$

和

$$\xi = \frac{D^2}{1 - (1-D)|\sin \omega t|} \quad (7.62)$$

#### 7.4.4 实验结果

采用实验的方法研究了单级 boost 正激组合变换器的临界条件, 其中,  $L_1 = 40\mu\text{H}$ ,  $L_2 = 300\mu\text{H}$ ,  $D = 0.3$ , 开关频率为  $100\text{kHz}$ ,  $n = 2$ ,  $V_{IN} = 100\text{V}$ , 并和理论结果进行了比较, 理论分析时假设变换器效率为  $70\%$ 。

实验表明, 当负载  $R_L > 92\Omega$  时,  $L_2$  进入不连续导电模式, 这与理论计算的结果(临界负载为  $85.7\Omega$ )接近; 当负载  $R_L < 5.5\Omega$  时,  $L_1$  进入连续导电模式, 这与理论计算的结果(临界负载为  $4.6\Omega$ )接近。实验结果与理论结果偏差是由于变换器的效率在轻载时明显降低的缘故。

图 7.6 为实验变换器的输入电流和输入电压的波形。可见, 当  $L_1$  处于 DCM 时, 输入电流是非常接近正弦波的, 并且和输入电压同相位。

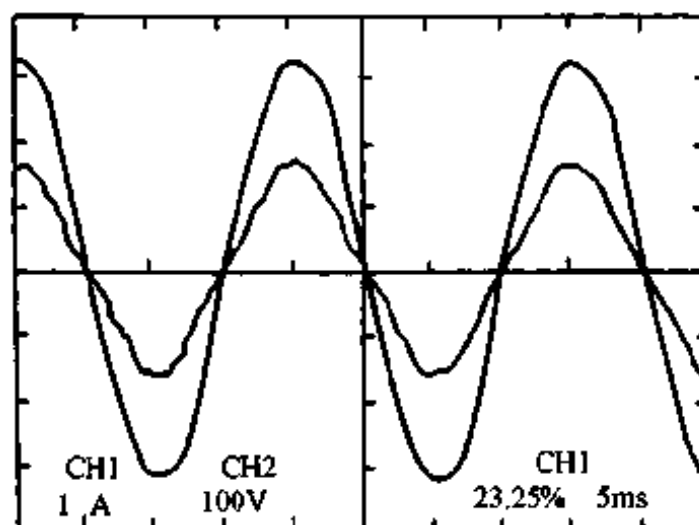


图 7.6 输入电压和输入电流波形  
( $L_1 = 40\mu\text{H}$ ,  $L_2 = 300\mu\text{H}$ ,  $D = 0.3$ ,  
开关频率为  $100\text{kHz}$ ,  $n = 2$ ,  $V_{IN} = 155\text{V}$ )

#### 7.4.5 结 论

$L_1$  工作在 DCM 的单级 boost 正激组合变换器具有输入电流波形的整形功能, 从能量的角度, 可以获得这种变换器的输入电流以及临界条件等的严格解析表达式, 采用指数函数近似的方法, 可以将上述表达式大为简化。实验结果验证了理论分析的正确性。

### 7.5 PFC DCM boost-buck 组合变换器的稳定性

#### 7.5.1 基本原理

本节以  $L_2$  始终工作在 CCM 的方式为例分析 PFC DCM boost-buck 组合变换器稳定性, 根据式(7.55)可以得出使  $L_2$  工作在 CCM 的最小导通比  $D_{min}$  为

$$D_{min} = 1 - K_{2,min} \quad (7.63)$$

根据式(7.34)和(7.48)可以得出使  $L_1$  工作在 DCM 的最大导通比  $D_{max}$  为

$$D_{max} = 1 - \left\{ \left[ \frac{1.96}{\ln\left(\frac{1.6\pi K_{1,max}}{\eta}\right) + 1} \right]^2 + 1 \right\}^{-\frac{1}{3}} \quad (7.64)$$

式中,  $\eta$  为变换器的转换效率。

根据式(7.34), 变换器在输入电压最低, 且负载最重时所能达到的最高输出电压为

$$V_{O,\max}(R_{L,\min}, V_{IN,\min}) \approx \left\{ \left[ \frac{1.96}{\ln\left(\frac{3.2\pi L_1}{R_{L,\min} T_s} + 1\right)} \right]^2 + 1 \right\}^{\frac{1}{3}} D_{\max} V_{IN,\min} \quad (7.65)$$

类似地, 变换器在输入电压最高并且负载最轻时所能达到的最低输出电压为

$$V_{O,\min}(R_{L,\max}, V_{IN,\max}) \approx \left\{ \left[ \frac{1.96}{\ln\left(\frac{3.2\pi L_1}{R_{L,\max} T_s} + 1\right)} \right]^2 + 1 \right\}^{\frac{1}{3}} D_{\min} V_{IN,\max} \quad (7.66)$$

因此变换器当  $L_2$  工作在 CCM 时, 输出电压的稳定条件为:

$$V_L + V_e \geq V_{O,\min}(R_{L,\max}, V_{IN,\max}) \quad (7.67a)$$

和

$$V_L - V_e \leq V_{O,\max}(R_{L,\min}, V_{IN,\min}) \quad (7.67b)$$

由式(7.66)和(7.67)可以在  $R_L$ - $V_{IN}$  平面上作出变换器的稳定区域。

例如当  $L_1 = 40\mu\text{H}$ ,  $L_2 = 1200\mu\text{H}$ , 开关频率为  $100\text{kHz}$ ,  $R_{L,\max} = 140\Omega$ ,  $R_{L,\min} = 40\Omega$ ,  $V_L = 40\text{V}$ ,  $V_e = 1.0\text{V}$ ,  $\eta = 0.8$  时, 可以计算出  $D_{\min} = 0.0$ ,  $D_{\max} = 0.472$ , 但为了避免因导通比过小造成太高的峰值电流, 应规定最小导通比为  $0.10$ , 即  $D_{\min} = 0.10$ , 实际当中取  $D_{\max} = 0.40$ 。于是根据式(7.65)、(7.66)和(7.67), 变换器的稳定条件为

$$41 \geq 0.10 \times \left\{ \left[ \frac{1.96}{\ln\left(\frac{40.2}{R_L} + 1\right)} \right]^2 + 1 \right\}^{\frac{1}{3}} V_{IN}$$

和

$$39 \leq 0.40 \times \left\{ \left[ \frac{1.96}{\ln\left(\frac{40.2}{R_L} + 1\right)} \right]^2 + 1 \right\}^{\frac{1}{3}} V_{IN}$$

反映在  $R_L$ - $V_{IN}$  平面上如图 7.7 所示。

由图 7.7 可以看出, 若期望在负载电阻处于  $20 \sim 140\Omega$  之间变换器能够具有满足设计规定的输出电压, 则其输入电压峰值必须限制在  $72 \sim 150\text{V}$  的范围内, 为了安全起见而留有余量后, 我们取  $V_{\max} = 136\text{V}$ ,  $V_{\min} = 80\text{V}$ 。

利用式(7.66)还可以求出变换器在输入电压最高并且负载最轻时, 达到最高允许输出电压所对应的导通比  $D(V_L + V_e, R_{\max}, V_{\max})$  为

$$D(V_L + V_e, R_{\max}, V_{\max}) \approx \frac{V_L + V_e}{V_{\max}} \left\{ \left[ \frac{1.96}{\ln\left(\frac{3.2\pi L_1}{R_{\max} T_s} + 1\right)} \right]^2 + 1 \right\}^{-\frac{1}{3}} \quad (7.68a)$$

还可以求出变换器在输入电压最低, 并且负载最重时, 达到最低允许输出电压所对应的导通比  $D(V_L - V_e, R_{\min}, V_{\min})$  为

$$D(V_L - V_e, R_{\min}, V_{\min}) \approx \frac{V_L - V_e}{V_{\min}} \left\{ \left[ \frac{1.96}{\ln\left(\frac{3.2\pi L_1}{R_{\min} T_s} + 1\right)} \right]^2 + 1 \right\}^{-\frac{1}{3}} \quad (7.68b)$$

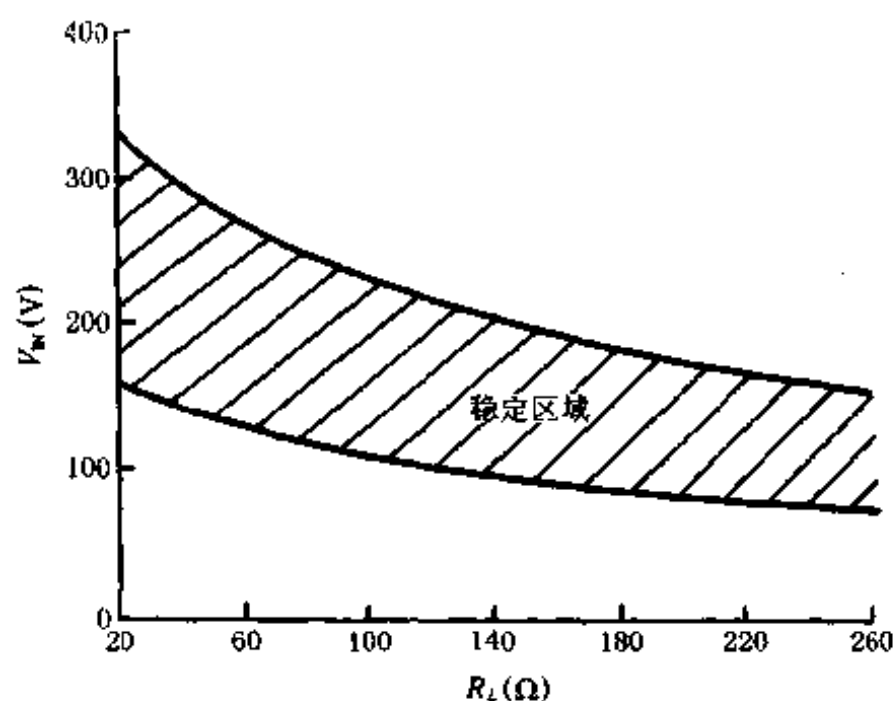


图 7.7 PFC DCM boost-buck 组合变换器的稳定区域

( $L_1$  工作在 DCM,  $L_2$  工作在 CCM,  $L_1 = 40\mu\text{H}$ ,  
 $L_2 = 1200\mu\text{H}$ , 开关频率为  $100\text{kHz}$ ,  $R_{L\max} = 140\Omega$ ,  
 $R_{L\min} = 40\Omega$ ,  $V_L = 40\text{V}$ ,  $V_s = 1.0\text{V}$ ,  $\eta = 0.8$ )

在本例中,可计算出  $D(V_L + V_s, R_{\max}, V_{\max}) \approx 0.077$  和  $D(V_L - V_s, R_{\min}, V_{\min}) \approx 0.303$ 。由计算结果可见,  $D(V_L + V_s, R_{\max}, V_{\max})$  已很接近  $D_{\min}$ ,  $D(V_L - V_s, R_{\min}, V_{\min})$  已很接近  $D_{\max}$ , 因此控制具有很强的鲁棒特性。

由式(7.18)和(7.34)还可以得出

$$V_{O,\infty} = m_1 D_{\infty} V_{IN} \approx \left\{ \left[ \frac{1.96}{\ln(1.6\pi K_1 + 1)} \right]^2 + 1 \right\}^{\frac{1}{3}} D_{\infty} V_{IN} \quad (7.69)$$

将式(7.17)代入式(7.69)后得出

$$V_{O,\infty} \approx \frac{N(V_T + V_{ref}G - V_b)}{G + \frac{NV_T n}{\left\{ \left[ \frac{1.96}{\ln(1.6\pi K_1 + 1)} \right]^2 + 1 \right\}^{\frac{1}{3}} V_{IN}}} \quad (7.70)$$

还可以得出

$$V_{O,\infty,\max} \approx \frac{N(V_T + V_{ref}G - V_b)}{G + \frac{NV_T n}{\left\{ \left[ \frac{1.96}{\ln\left(\frac{3.2\pi L_1}{T_s R_{\max}} + 1\right)} \right]^2 + 1 \right\}^{\frac{1}{3}} V_{\max}}} \quad (7.71a)$$

和

$$V_{O,\infty,\min} \approx \frac{N(V_T + V_{ref}G - V_b)}{G + \frac{NV_T n}{\left\{ \left[ \frac{1.96}{\ln\left(\frac{3.2\pi L_1}{T_s R_{\min}} + 1\right)} \right]^2 + 1 \right\}^{\frac{1}{3}} V_{\min}}} \quad (7.71b)$$

对于本例,假设  $N=10$ ,  $V_T=15\text{V}$ , 则有  $V_b=11.95\text{V}$ ,  $V_{ref}=4\text{V}$ ;  $G_1=20.1$ ,  $G_2=20.0$ 。因此取  $G=25$ ,  $V_{O,\infty,\max} \approx 40.76\text{V}$ ,  $V_{O,\infty,\min} \approx 39.38\text{V}$ 。

采取类似的方法,还可以得出  $L_2$  工作在 DCM 方式下, PFC DCM boost-buck 组合变

换器的稳定性。

### 7.5.2 实验研究

作者采用实验的方法研究了前面例子中所述的 PFC DCM boost-buck 组合变换器的性能,为了确保  $L_1$  在负载较重并且输入电压较低时能可靠地工作在 DCM,实验中将  $D_{\max}$  定为 0.31,为了避免因导通比过小造成太高的峰值电流,将  $D_{\min}$  定为 0.07。变换器的输出电压和负载电阻以及输入电压的关系的实验结果如图 7.8 所示。由图可见,当负载电阻在  $20\sim 140\Omega$ 、输入峰值电压在  $80\sim 140\text{V}$  之间时,通过闭环反馈控制能够将输出电压控制在  $40.0\pm 1.0\text{V}$  的范围内;而当输入峰值电压大于  $140\text{V}$  时,在负载电阻大于  $140\Omega$  时,输出电压大于期望值,当输入峰值电压低于  $80\text{V}$  时,在负载电阻小于  $20\Omega$  时,输出电压小于期望值。这与理论分析的结果十分接近。

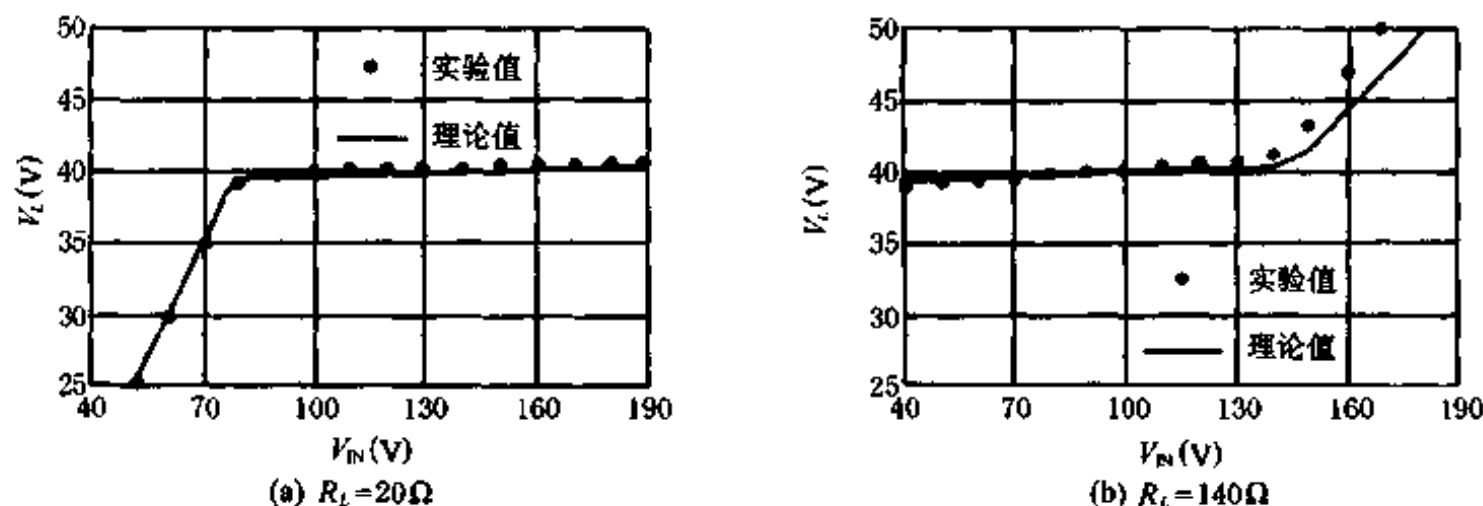


图 7.8 输出电压与输入峰值电压的关系的实验结果 ( $L_1 = 40\mu\text{H}$ ,  $L_2 = 1200\mu\text{H}$ , 开关频率为  $100\text{kHz}$ ,  $D_{\max} = 0.31$ ,  $D_{\min} = 0.07$ ,  $V_L = 40.0\text{V}$ ,  $V_s = 1.0\text{V}$ ,  $N = 10.0$ ,  $V_{ref} = 4.0\text{V}$ ,  $G = 35.0$ ,  $V_b = 12.15\text{V}$ ,  $V_T = 15.0\text{V}$ ,  $C_1 = C_2 = 220\mu\text{F}$ )

在实验中,变换器的输入电感  $L_1$  始终处于不连续导电模式,输入电流波形始终保持和输入电压同相位的近似正弦波,从而达到了输入功率因数校正的目的。

### 7.5.3 结论

通过对导通比的闭环反馈调节可以使变换器的输出电压在一定的输入电压动态范围和一定的负载变化范围内维持在期望的电压范围之内,此时称该 PFC 开关变换器的输出电压是稳定的。

为了使 boost 环节工作在 DCM 从而实现输入功率因数校正,又能使变换器可靠工作并且避免过大的输入峰值电流,对变换器的导通比的范围要有所约束,本节得出了在这个约束下变换器的稳定范围的分析方法。通过对一个 boost-buck 变换器实例的稳定范围的分析 and 实验研究,证实了理论方法的正确性。

## 7.6 采用开关电容扩大 PFC DCM 组合 开关变换器输出电压的稳定范围

### 7.6.1 基于开关电容网络的 PFC DCM boost-buck 组合变换器

将图 7.2 中的  $C_1$  用如图 7.9 所示的串并电容组合结构开关电容 (SP-SC) 网络取代, 就构成了开关电容 PFC boost-buck 组合变换器。

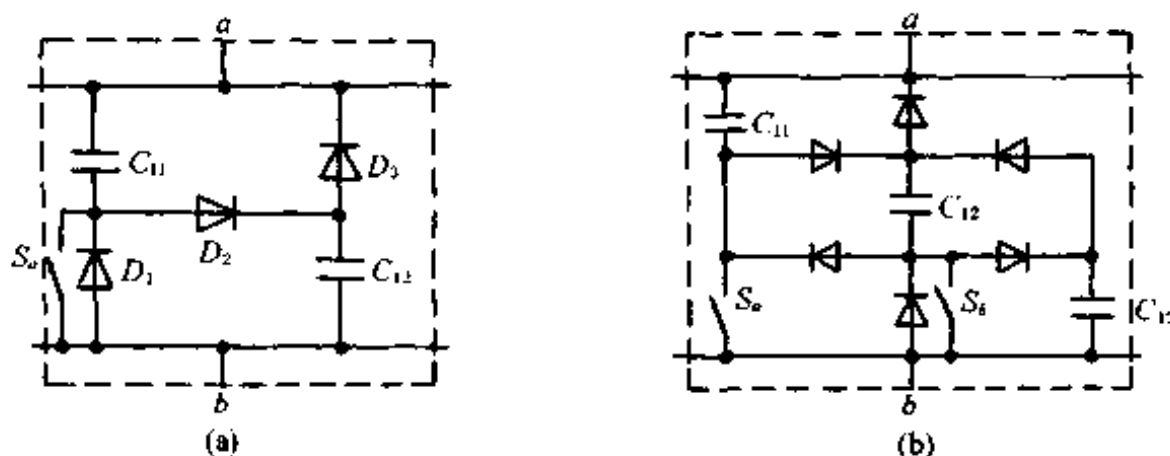


图 7.9 含有降阶开关的二阶串并电容组合结构(a)和三阶串并电容组合结构(b)的组成

$S_a$  和  $S_b$  为降阶开关。当  $S_a$  导通时, 图 7.9(a) 和图 7.9(b) 分别变为单个电容结构和二阶串并电容组合结构; 当  $S_a$  和  $S_b$  均导通时, 图 7.9(b) 就变为单个电容结构。

因此,  $n$  阶 SP-SC PFC DCM boost-buck 组合变换器的稳态特性修正为

$$V_O = \frac{m_2 m_1 V_{IN}}{n} \quad (7.72)$$

其余参数的关系式与 PFC DCM boost-buck 组合变换器的相应表达式相同。

### 7.6.2 开关电容 PFC DCM boost-buck 组合变换器的稳定性

令  $L_2$  始终工作在 CCM 时, 开关电容 PFC DCM boost-buck 组合变换器的最小导通比  $D_{min}$  和最大导通比  $D_{max}$ , 仍如式 (7.63) 和 (7.64) 描述。

变换器在输入电压最低, 并且负载最重时的最大输出电压为

$$V_{O,max}(R_{Lmin}, V_{IN,min}) \approx \left\{ \left[ \frac{1.96}{\ln\left(\frac{3.2\pi L_1}{R_{Lmin} T_s} + 1\right)} \right]^2 + 1 \right\}^{\frac{1}{3}} \frac{D_{max} V_{IN,min}}{n} \quad (7.73)$$

类似地, 变换器在输入电压最高并且负载最轻时的最低输出电压为

$$V_{O,min}(R_{Lmax}, V_{IN,max}) \approx \left\{ \left[ \frac{1.96}{\ln\left(\frac{3.2\pi L_1}{R_{Lmax} T_s} + 1\right)} \right]^2 + 1 \right\}^{\frac{1}{3}} \frac{D_{min} V_{IN,max}}{n} \quad (7.74)$$

因此变换器当  $L_2$  工作在 CCM 时, 输出电压的稳定条件仍可用式 (7.67) 描述。

变换器在输入电压最高并且负载最轻时, 达到最高允许输出电压所对应的导通比  $D(V_L + V_s, R_{Lmax}, V_{IN,max})$  为

$$D(V_L + V_s, R_{Lmax}, V_{IN,max}) \approx \frac{n(V_L + V_s)}{V_{IN,max}} \left\{ \left[ \frac{1.96}{\ln\left(\frac{3.2\pi L_1}{R_{Lmax} T_s} + 1\right)} \right]^2 + 1 \right\}^{-\frac{1}{3}} \quad (7.75a)$$

变换器在输入电压最低,并且负载最重时,达到最低允许输出电压所对应的导通比  $D(V_L - V_s, R_{Lmin}, V_{IN,min})$  为

$$D(V_L - V_s, R_{Lmin}, V_{IN,min}) \approx \frac{n(V_L - V_s)}{V_{IN,min}} \left\{ \left[ \frac{1.96}{\ln\left(\frac{3.2\pi L_1}{R_{Lmin} T_s} + 1\right)} \right]^2 + 1 \right\}^{-\frac{1}{3}} \quad (7.75b)$$

控制电路的参数仍可由式(7.9)~(7.18)描述,但是式(7.70)成为

$$V_{O,\infty} = \frac{N(V_T + V_{ref}G - V_s)}{G + \frac{NV_T n}{m_1 V_{IN}}} \approx \frac{N(V_T + V_{ref}G - V_s)}{G + \frac{NV_T n}{\left\{ \left[ \frac{1.96}{\ln(1.6\pi K_1 + 1)} \right]^2 + 1 \right\}^{\frac{1}{3}} V_{IN}}} \quad (7.76)$$

### 7.6.3 开关电容 PFC DCM boost-buck 组合变换器的稳定范围

采用开关电容网络并根据输入电压范围,恰当地控制辅助开关  $S_a$  和  $S_b$  等导通或者截止,可以显著地扩大 PFC DCM boost-buck 组合变换器的稳定范围,对于 7.5.2 节中的实例,如果将  $C_1$  换成二阶串并电容组合结构,于是根据 7.6.2 节中的内容,变换器的稳定条件为

$$41 \geq 0.10 \times 0.5 \times \left\{ \left[ \frac{1.96}{\ln\left(\frac{40.2}{R_L} + 1\right)} \right]^2 + 1 \right\}^{\frac{1}{3}} V_{IN}$$

和

$$39 \leq 0.40 \times 0.5 \times \left\{ \left[ \frac{1.96}{\ln\left(\frac{40.2}{R_L} + 1\right)} \right]^2 + 1 \right\}^{\frac{1}{3}} V_{IN}$$

反映在  $R_L - V_{IN}$  平面上如图 7.10 所示。

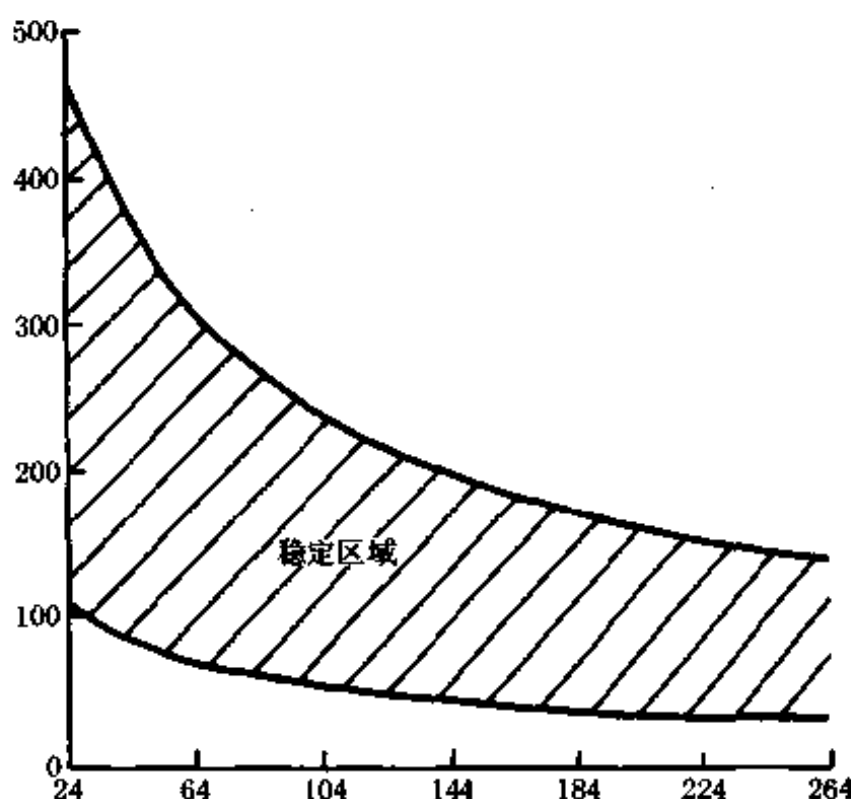


图 7.10 二阶串并电容组合结构(2SP-SC)PFC DCM boost-buck 组合变换器的稳定区域  
( $L_1$  工作在 DCM,  $L_2$  工作在 CCM,  $L_1 = 40\mu\text{H}$ ,  $L_2 = 1200\mu\text{H}$ , 开关频率为  $100\text{kHz}$ ,  $R_{Lmax} = 140\Omega$ ,  $R_{Lmin} = 40\Omega$ ,  $V_L = 40\text{V}$ ,  $V_s = 1.0\text{V}$ ,  $\eta = 0.8$ )



对比图 7.10 和图 7.7 可见,当  $C_1$  为单独电容器(可视为一阶串并电容组合结构)时,能使变换器在给定负载范围内稳定的输入电压范围为 50~105V;当  $C_1$  为二阶串并电容组合结构(2SP)时,能使变换器在给定负载范围内稳定的输入电压范围为 95~210V。因此,只要在输入电压峰值大于 100V 时,令辅助开关  $S_0$  截止,而在输入电压峰值低于 100V 时,令辅助开关  $S_0$  导通,就能使变换器在输入电压为 50~210V 的动态范围内稳定。

显然,能够使变结构开关电容 PFC DCM boost-buck 组合变换器的稳定区域得以扩展的条件为:

$$V_{IN}(R_{Lmin}, V_O - V_s, n) < V_{IN}(R_{Lmin}, V_O + V_s, n - 1) \quad (7.77)$$

利用式(7.75b)可以求出变换器在输入电压最低,并且负载最重时,达到最低允许输出电压所对应的导通比为

$$D(V_L - V_s, R_{Lmin}, V_{IN,min}) \approx \frac{V_L - V_s}{V_{IN,min}} \left\{ \left[ \frac{1.96}{\ln \left( \frac{3.2\pi L_1}{R_{Lmin} T_s} + 1 \right)} \right]^2 + 1 \right\}^{-\frac{1}{3}} \quad (7.78)$$

在本例中,可计算出  $D(V_L + V_s, R_{Lmax}, V_{IN,max}) \approx 0.077$  和  $D(V_L - V_s, R_{Lmin}, V_{IN,min}) \approx 0.303$ 。由计算结果可见,  $D(V_L + V_s, R_{Lmax}, V_{IN,max})$  已很接近  $D_{min}$ ,  $D(V_L - V_s, R_{Lmin}, V_{IN,min})$  已很接近  $D_{max}$ , 因此控制具有很强的鲁棒特性。

采取类似的方法,还可以得出  $L_2$  工作在 DCM 方式下,开关电容 PFC DCM boost-buck 组合变换器的稳定性。

## 第八章 零电压开关电压跟随器功率因数校正电路

利用电压跟随器进行功率因数校正(PFC)具有控制简单、成本低廉和便于应用的优点。另外,工作在DCM的boost变换器具有自然的零电流开通特性,且由二极管反向恢复电流引起的开关关断损失也较低。但是在不连续导电模式下,开关将关断更大的峰值电流并引起很大的关断损耗,同时还会产生严重的电磁干扰(EMI)。并且在已发表的电路中,由于开关内部的寄生电容引起的开通损耗仍不能避免,而且随着开关频率的提高,开通损耗会更加严重。这些问题限制了这类变换器性能的进一步提高。

为了降低开关损耗、抑制EMI,采用零电压开关(ZVS)是最理想的选择。最近,已经提出了几种软开关变换器<sup>[61-64]</sup>旨在解决boost变换器存在的问题。但是,这些变换器通常包含一个或几个辅助开关用以保证主开关在零电压或零电流下开通和(或)关断,其主电路及控制电路都比较复杂。

本章提出了一种新颖的利用工作在DCM的boost变换器实现PFC的PWM ZVS AC-DC变换器,谐振元件由boost环节的输入电感和整个变换器的输出滤波电感与辅助谐振电容构成。与boost变换器相比,提出的电路仅添加了一个开关、一个二极管和一个电感。本章还提出了一种工作原理与之类似的单级ZVS谐振PFC电路。

### 8.1 ZVS DC-DC 变换器

#### 8.1.1 基本拓扑

图8.1为提出的ZVS DC-DC变换器的拓扑结构。由图可见,电感 $L_1$ 、二极管 $D$ 和 $D_1$ 以及开关 $S_1$ 构成一个boost变换器,而开关 $S_1, S_2, D_1, D_2$ 以及电感 $L_2$ 构成一个buck变换器; $C_1$ 和 $C_2$ 为谐振电容。 $C_M$ 相当于boost变换器中的负载电容,它同时也可看作是buck变换器的等效电源。开关 $S_1$ 和 $S_2$ 交替导通,其驱动信号时序为如图8.2所示的留有死区的互补脉冲。

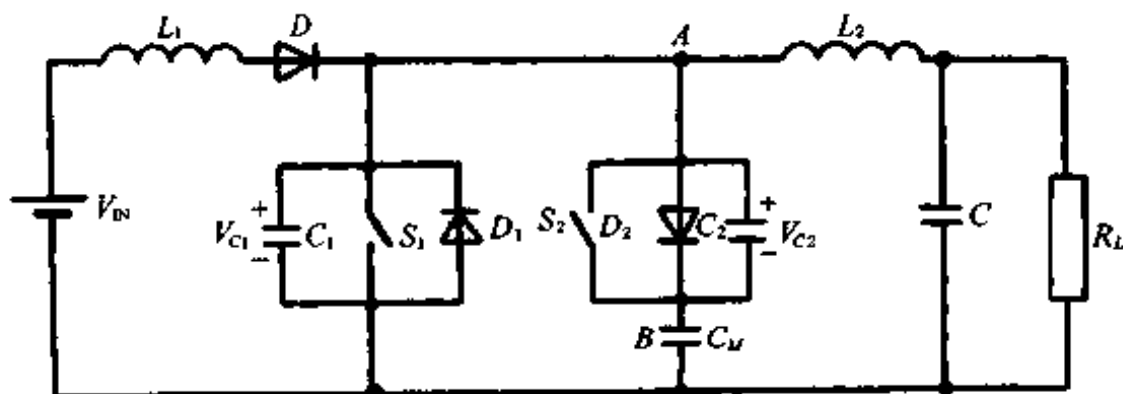


图 8.1 提出的 PWM ZVS DC-DC 变换器

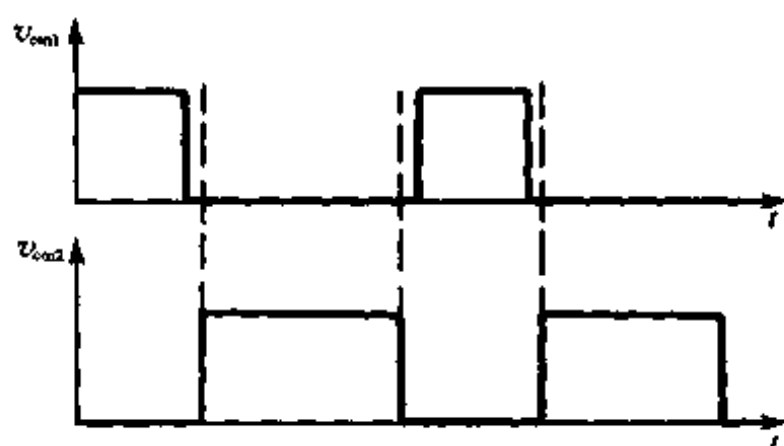


图 8.2 开关驱动信号时序

### 8.1.2 稳态工作模式

进入稳态后,图 8.1 所示的电路有以下几个工作状态,如图 8.3 所示。

为了简化分析,假设  $C_M$  和  $C$  足够大,在一个开关周期内其上电压可以认为不变;由于开关频率很高,因此流过  $L_1$  和  $L_2$  的电流近似线性变化。

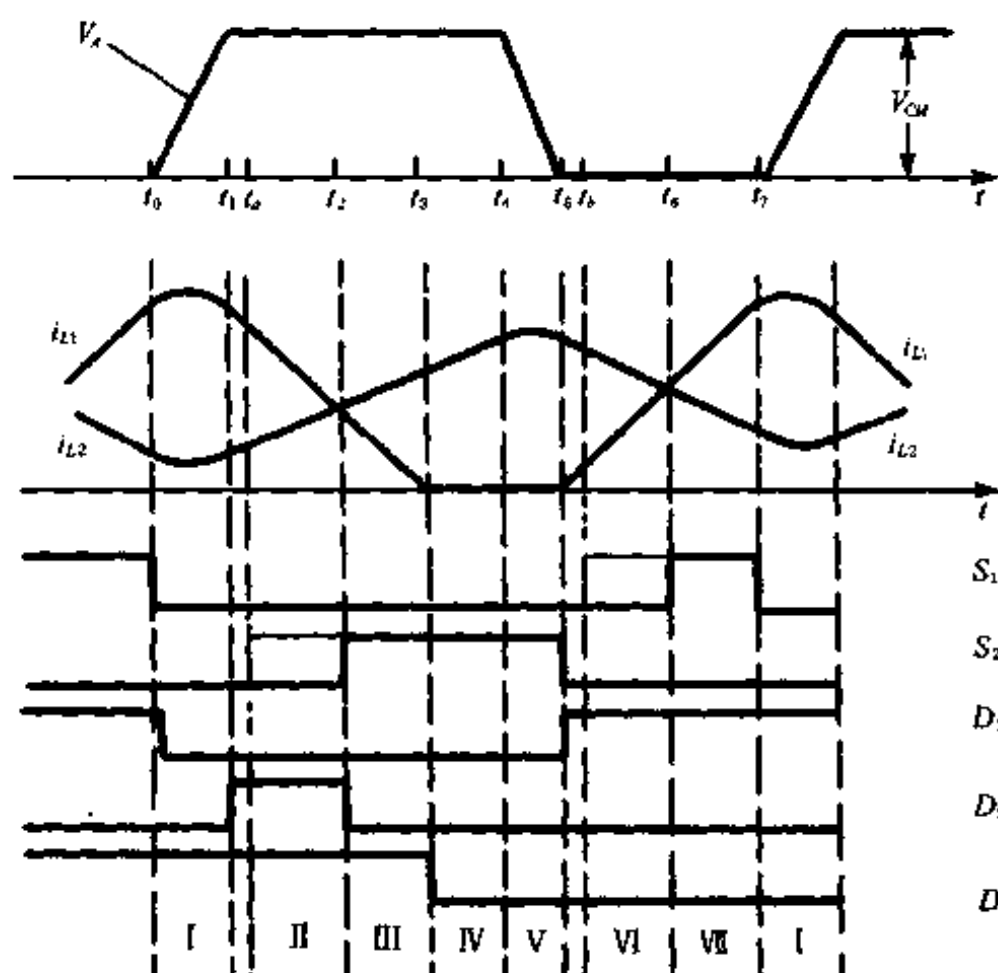
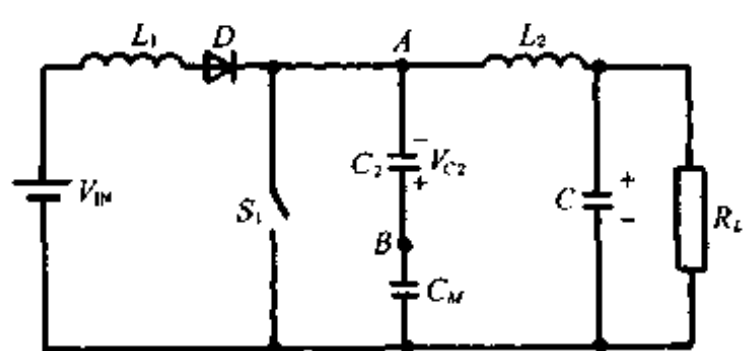


图 8.3 提出的 ZVS DC-DC 变换器的几个重要的波形

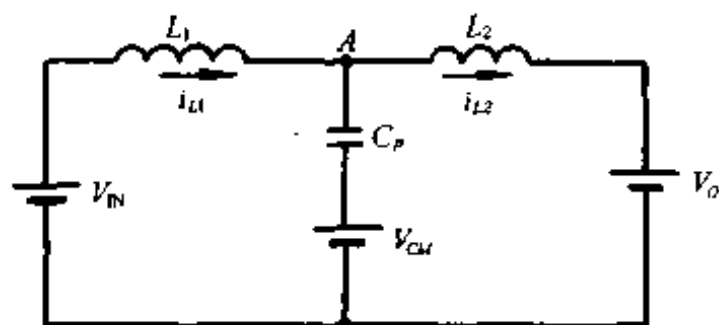
在  $t_0$  时刻以前,开关  $S_1$  和二极管  $D$  导通, $S_2$ ,  $D_1$  和  $D_2$  截止。这时,电源  $V_{IN}$  通过  $D$  和  $S_1$  向电感  $L_1$  储能,因此流过  $L_1$  的电流近似线性增加,而电感  $L_2$  的电流近似线性减小,这时图 8.1 中  $A$  点的电位为零,实际上这时变换器工作在状态 VII,如图 8.4(a)所示。

状态 I ( $t_0 \sim t_1$ ): 在  $t_0$  时刻,关断  $S_1$ ,由于与  $S_1$  并联的电容  $C_1$  上电压建立过程需要一定时间,通过设计很容易使这个时间间隔大于开关关断时间,因此可实现零电压关断。另一方面,在  $C_1$  上电压尚未达到  $C_M$  上电压时, $C_2$  上的电压(即  $U_{AB}$ )逐渐由负向正发展, $D_2$  因反偏而不导通。直至  $t_1$  时刻, $C_1$  上的电压达到  $C_M$  上电压, $D_2$  在零电压条件下导通并箝位  $C_1$  上的电压为  $V_{CM}$ 。这时变换器的等效电路如图 8.4(b)所示。图中  $V_O$  为输出电压,

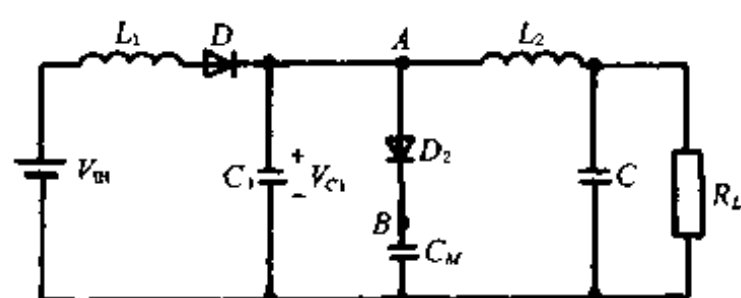
$V_{CM}$ 为电容  $C_M$  上的电压,  $C_p$  为等效电容, 其大小为电容  $C_1$  与  $C_2$  的并联值<sup>[65]</sup>。状态 I 期间所有开关元件都不导通。



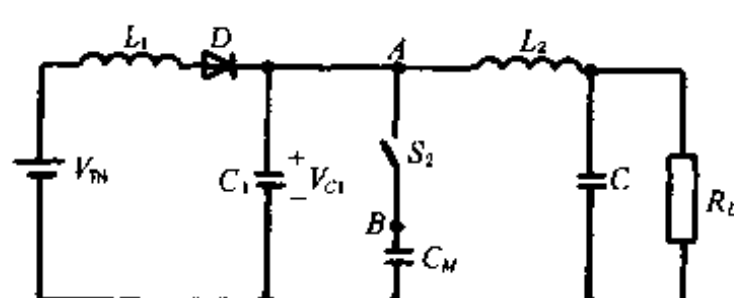
(a) 状态 VII



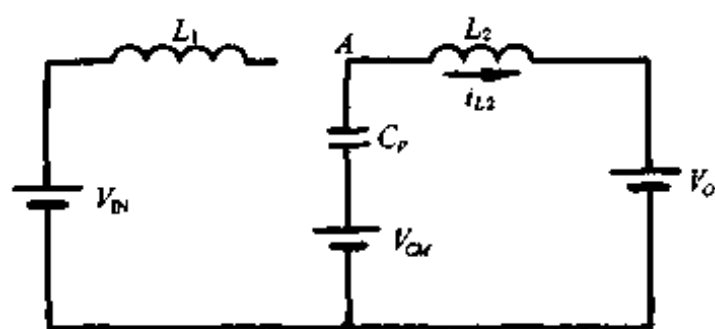
(b) 状态 I



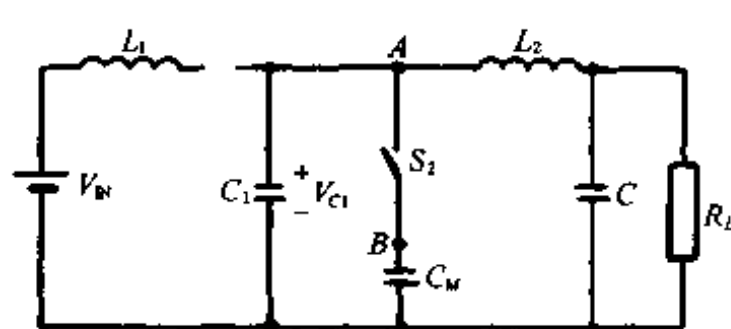
(c) 状态 II



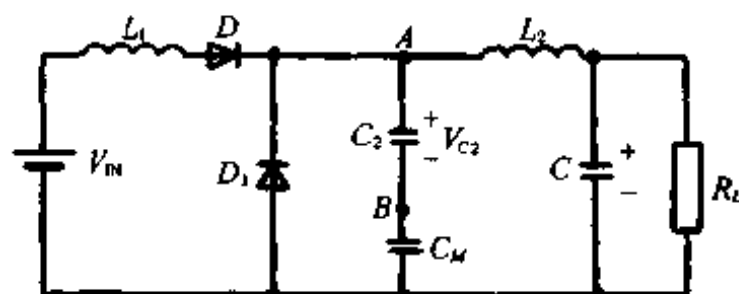
(d) 状态 III



(e) 状态 IV



(f) 状态 V



(g) 状态 VI

图 8.4 ZVS DC-DC 变换器的状态

状态 II ( $t_1 \sim t_2$ ): 电容  $C_2$  上的电压为零, 由于二极管  $D_2$  的作用,  $C_2$  上的电压不会反向。这时, 电感  $L_1$  处于储能释放过程, 因此其上的电流开始线性减小, 而电感  $L_2$  处于增加储能状态, 因此其上的电流线性增加。在  $t_e$  时刻  $D_2$  导通, 此时开启开关  $S_2$ , 虽然  $S_2$  已开启, 但是由于  $i_{L1} > i_{L2}$ ,  $S_2$  上尚无导通电流通过。在  $t_2$  时刻  $L_1$  的电流小于  $L_2$  的电流, 导致二极管  $D_2$  在零电流条件下自然关断,  $S_2$  在零电压条件下开始真正导通。注意,  $D_2$  是在零电压条件下导通, 在零电流条件下自然关断。如图 8.4(c) 所示。

状态 III ( $t_2 \sim t_3$ ): 开关  $S_2$  导通, 二极管  $D_2$  关断。电感  $L_1$  上的电流继续线性减小, 而电感  $L_2$  上的电流继续线性增加。到  $t_3$  时刻, 流过  $L_1$  的电流为零, 由于二极管  $D$  与  $L_1$  串联,

因此  $L_1$  上的电流不会反向。如图 8.4(d) 所示。

状态 IV ( $t_3 \sim t_4$ ): 这时二极管  $D$  关断,  $S_2$  继续导通给电感  $L_2$  以及负载提供能量。如图 8.4(e) 所示。

状态 V ( $t_4 \sim t_5$ ): 在时刻  $t_4$ , 通过控制信号关断  $S_2$ , 由于电容  $C_2$  上的电压建立过程需要一定的时间, 并且这段电压建立的时间间隔很容易设计为大于开关的关断时间, 因此  $S_2$  在零电压下关断。 $S_2$  关断后,  $C_1$  上的电压  $V_{C1}$  为正,  $D_1$  截止;  $L_2$  的电流对  $C_1$  反向充电, 到  $t_5$  时刻, 电容  $C_1$  上的电压过零, 导致二极管  $D_1$  导通并将其箝位为零(二极管压降)。这时, 由于电感  $L_1$  的电流为零, 因此  $D_1$  是在零电压条件下导通电感  $L_2$  上的电流; 电感  $L_2$  因处于释能状态, 其上的电流开始线性减小; 而电感  $L_1$  因处于储能状态, 其上的电流线性增加。这个过程持续到时刻  $t_5$  结束, 其等效电路如图 8.4(f) 所示。

状态 VI ( $t_5 \sim t_6$ ): 由于  $D_1$  导通, 因此可以在  $t_6$  时刻开启开关  $S_1$ 。与状态 I 类似, 虽然此时  $S_1$  已开启, 但是由于  $i_{L2} > i_{L1}$ ,  $S_1$  上尚无导通电流通过。电感  $L_2$  上的电流继续线性减小, 而电感  $L_1$  上的电流继续线性增加。到  $t_6$  时刻  $L_2$  的电流小于  $L_1$  的电流, 导致二极管  $D_1$  在零电流条件下自然关断,  $S_1$  在零电压条件下真正开始导通。如图 8.4(g) 所示。

状态 VII ( $t_6 \sim t_7$ ): 电感  $L_2$  上的电流继续线性减小, 而电感  $L_1$  上的电流继续线性增加。在  $t_7$  时刻关断  $S_1$ , 又相当于新的开关周期从  $t_0$  开始重复进行。

由以上分析可以看出:

(1) 由于电容  $C_1, C_2$  上电压的建立(上升或下降)时间与开关周期相比很小, 因此提出的 boost-ZVS 拓扑为 PWM 模式, 理想的常频控制可以实现。

(2)  $D_1$  和  $D_2$  在零电压条件下导通, 在零电流条件下自然关断。由于二极管  $D_1$  和  $D_2$  是自然关断的, 因此 MOSFET 的寄生二极管可充当此任, 这使电路明显简化。

(3) 如果电感  $L_2$  的电流大于  $L_1$  上的电流(这种情况仅可能在本章后面论述的 PFC 电路中输入交流电压接近零时出现), 开关  $S_2$  不能保证在零电压条件下导通, 因此必须避免这种情况出现。

(4) 电感  $L_1$  的工作与 boost 变换器中电感的工作模式完全一致, 这一点对实现 PFC 是很重要的。

根据伏秒平衡原理可得

$$V_{C_M} = \frac{d+d'}{d'} V_{IN} \quad (8.1)$$

输出电压为

$$V_O = V_{C_M}(1-d) = (1-d) \frac{d+d'}{d'} V_{IN} \quad (8.2)$$

boost 变换器的等效负载电阻为

$$R_E = \frac{R_L}{(1-d)^2} \quad (8.3)$$

式中  $d$  为开关  $S_1$  及二极管  $D_1$  导通时间之和与开关周期  $T_s$  之比,  $d'$  为二极管  $D$  的电流从其峰值下降到零的时间与  $T_s$  之比。

## 8.2 ZVS PFC 电路

### 8.2.1 拓扑结构

提出的含 PFC 的 ZVS AC-DC 变换器如图 8.5 所示,一个普通整流桥直接添加在上述 ZVS DC-DC 电路前端作为输入级,  $L_f$  和  $C_f$  为低通滤波器。这种结构相当于一个输入电压随时间变化的 DC-DC 变换器,其每一个开关周期可按 DC-DC 变换器进行分析。

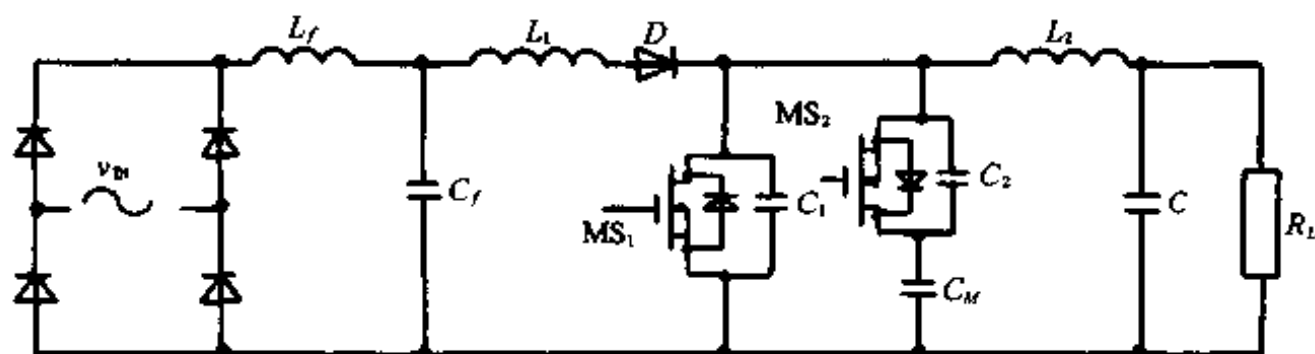


图 8.5 提出的含 PFC 的 ZVS AC-DC 变换器

### 8.2.2 临界条件

为了利用 DCM boost 变换器进行功率因数功率因数校正,必须得到图 8.5 所示变换器中电感  $L_1$  工作在 DCM 的临界条件。下面来分析这种变换器的临界条件,在半个输入电压周期内电源输出功率为

$$P_{IN} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_{IN}(t) I_{IN}(t) d(\omega t) = \frac{V_p^2 d^2 T_s}{2\pi L_1} f(M') \quad (8.4)$$

式中  $f(M')$  为中间电压变比  $M'$  的函数。

平均输出功率为

$$P_{OUT} = \frac{V_o^2}{R_L} = \frac{[M'(1-d)V_p]^2}{R_L} \quad (8.5)$$

结合式(8.4)和(8.5)得

$$K_{L1} = \frac{1}{\pi} \frac{d^2}{(1-d)^2} \frac{1}{(M')^2} f(M') \quad (8.6)$$

图 8.6 给出了  $K_{L1}$  与  $M'$  和  $d$  的关系曲线。

当输入电压为峰值时,如果电感  $L_1$  工作在 DCM 的边界,上式对应的无量纲参数就是电感  $L_1$  的临界条件,即

$$K_{L1,B}^{PFC} = \frac{1}{\pi} \frac{d^2}{(1-d)^2} \frac{1}{(M')^2} f(M') = \frac{1}{\pi} d^2 f\left(\frac{1}{1-d}\right) \quad (8.7)$$

在实际设计中应考虑变换器的效率,这时可得:

$$K_{L1,B}^{PFC} = \eta \frac{1}{\pi} d^2 f\left(\frac{1}{1-d}\right) \quad (8.8)$$

这里  $\eta$  是变换器效率。其中

$$M' = \frac{V_{CM}}{V_p} \quad (8.9)$$

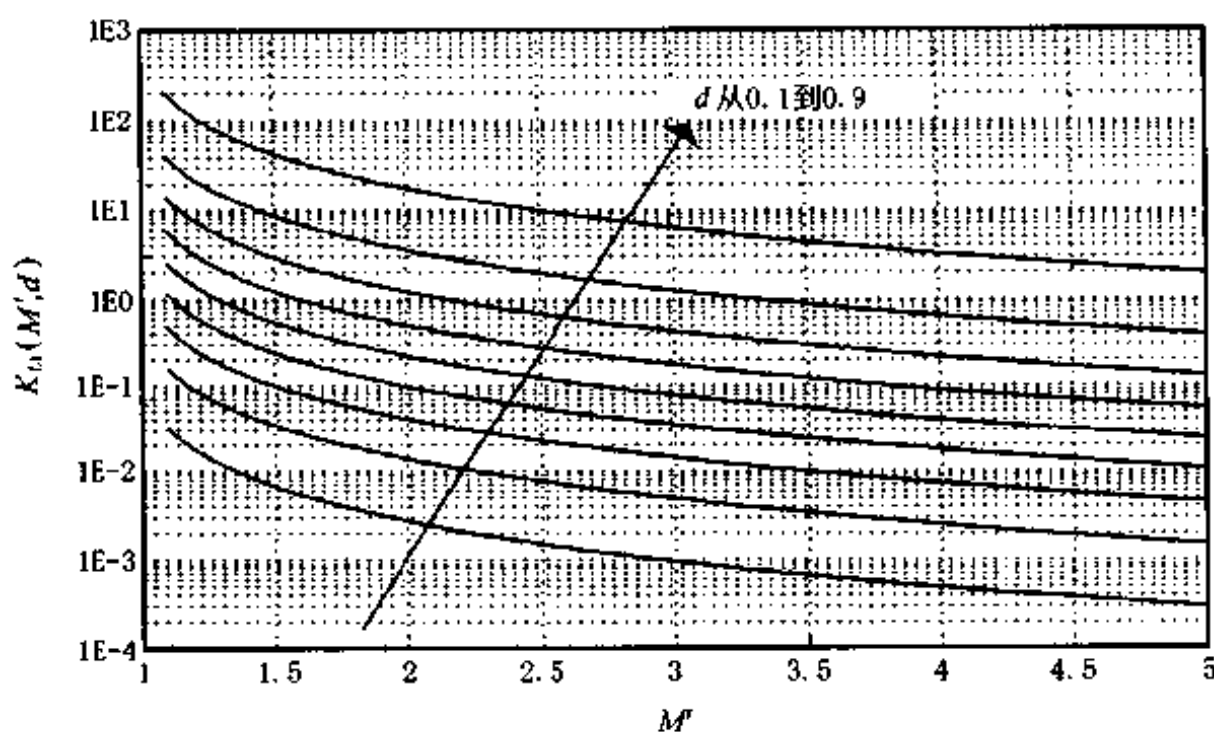


图 8.6  $K_{L1}$  与  $M'$  和  $d$  的关系曲线

当  $K < K_{L1,B}$  时, 电感  $L_1$  工作在 DCM。图 8.7 给出了  $K_{L1,B}^{PFC}$  的理论曲线, 这个曲线对变换器中元器件的参数设计是很重要的。

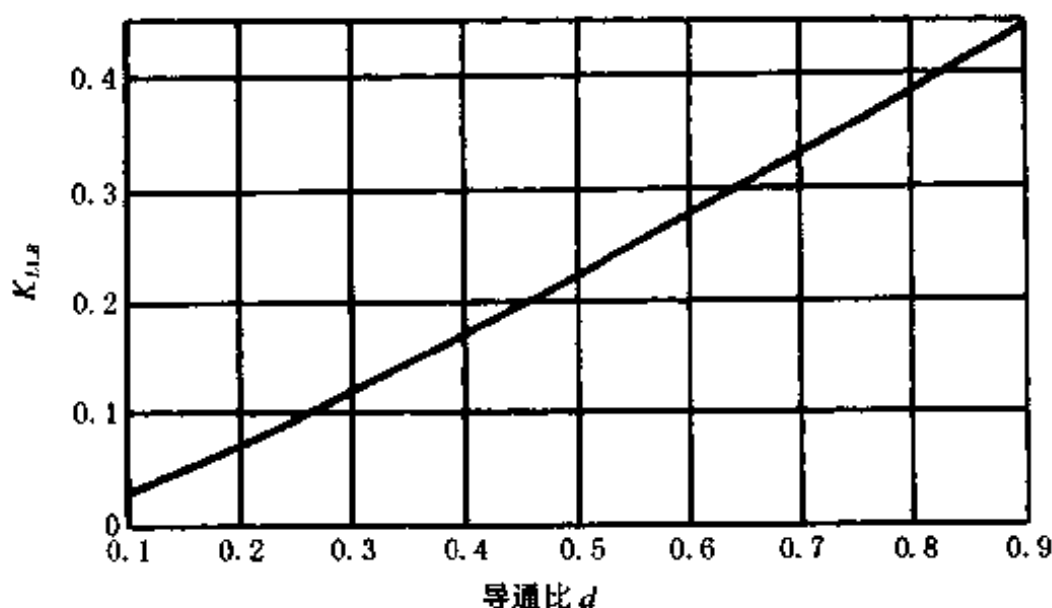


图 8.7  $K_{L1,B}^{PFC}$  和  $d$  的关系的理论曲线

由于依赖等效 boost 变换器中的电感  $L_1$  实现 PFC, 因此我们可以把  $L_1$  的临界条件用等效无量纲参数表示。定义无量纲参数

$$K_{L1E} = \frac{2L_1}{R_E T_S} \quad (8.10)$$

其中  $R_E$  为等效 boost 变换器的等效负载电阻, 表达式与式(8.3)相同。把式(8.3)代入上式可得:

$$K_{L1E} = \frac{2L_1}{R_E T_S} = \frac{2L_1}{R_L T_S} (1-d)^2 \quad (8.11)$$

因此等效无量纲参数为

$$K_{L1E} = \frac{1}{\pi} \frac{d^2}{(M')^2} f(M') \quad (8.12)$$

相应的临界条件为

$$K_{L1E,B}^{PFC} = \frac{1}{\pi} d^2 (1-d)^2 f\left(\frac{1}{1-d}\right) \quad (8.13)$$

### 8.2.3 电感 $L_1$ 的选择

开关  $S_1$  关断时, 电感  $L_1$  的电流为

$$i_{L1}(t) = \frac{V_{IN}dT_S}{L_1} \quad (8.14)$$

显然, 当输入交流电压接近零时这个电流很小。现在考虑当  $S_1$  关断时, 假定这时电感  $L_2$  的电流大于电感  $L_1$  的电流, 因此  $A$  点的电位不能变化, 这时开关  $S_2$  不仅不能在零电压下导通而且必须在瞬间对电容  $C_2$  放电, 从而导致很大的导通尖峰电流, 开关损失增大。由于电感  $L_1$  的电流很小, 为了保证在零电压条件下关断  $S_1$ 、开通  $S_2$ ,  $L_2$  的电流必须接近零点或反向, 由此得出  $L_2$  的设计条件

$$L_2 \leq \frac{V_o d T_S}{i_{L2,P}} \quad (8.15)$$

式中  $i_{L2,P}$  为电感  $L_2$  上的峰值电流。

### 8.2.4 控制电路

由于电路中两个开关的控制信号为留有死区的互补脉冲, 即两个开关的导通比之和近似为 1, 利用传统的 PWM 控制器 (例如 UC3842, TL494 等) 结合 IR2110 或其他相当的隔离驱动器可以很方便地实现这种驱动, 图 8.8 为控制电路框图。与一般开关变换器的控制电路相比, 这个控制电路仅增加了两个简单的单元。

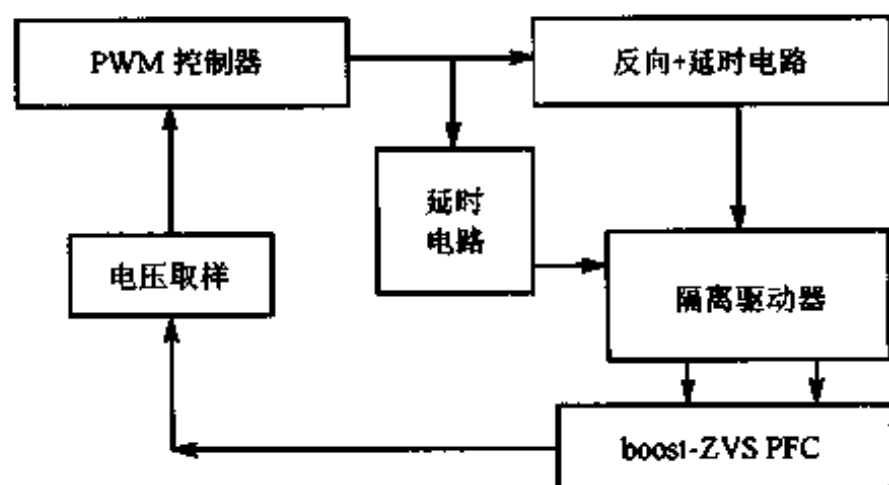


图 8.8 控制电路框图

### 8.2.5 设计和模拟结果

为了验证提出的含 PFC 功能的 ZVS AC-DC 变换器, 设计并实现了一个 150W 的实验电路。其输入交流电压为 110V/50Hz, 输出电压为 180V, 开关工作频率为 50kHz。

要保证输入功率因数接近 1,  $M'$  应大于 1.7<sup>[66]</sup>, 这里选其为 2。由式 (8.9) 可得  $V_{CM}$  约为 310V; 再由式 (8.2) 可得  $d=0.4$ , 由图 8.7 得  $K_{L1,B}^{PFC}=0.17$ , 再由图 8.6 查得  $K_{L1}=0.1<0.17$ , 因此电感  $L_1$  工作在 DCM。稍作变化可得  $L_1$  对应的电感量为 216μH, 在实际电路中考虑到变换器效率取其为 200μH。按照电感  $L_2$  的选择原则, 由式 (8.15) 可得  $L_2$  应小于 864μH, 取其为 800μH。

利用 PSPICE 对按上面的设计参数构成的电路的仿真表明, 设计原则是准确无误的。由于在 PFC 电路中开关电流随输入交流电压周期性变化, 利用计算机仿真可以清晰获得



任意时刻开关电压和电流的波形。电路中一些主要波形的仿真示于图 8.9。

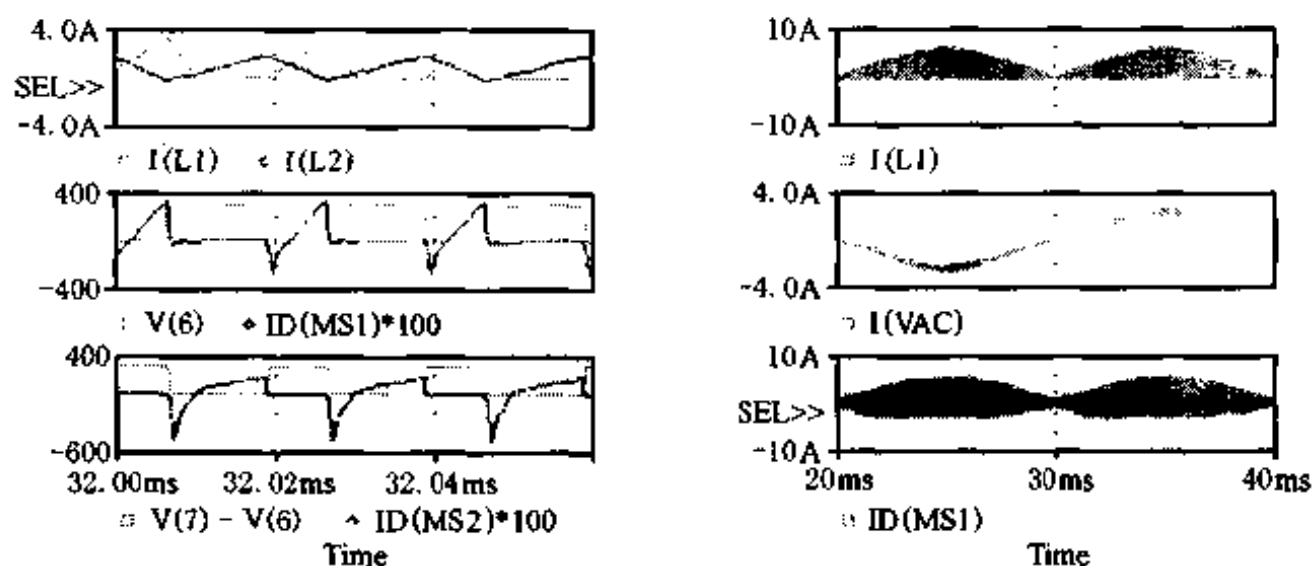


图 8.9 提出的 PFC ZVS AC-DC 变换器的 SPICE 仿真结果

### 8.3 ZVS 谐振 PFC 电路

考虑到成本和效率,人们希望在一个功率变换级中既实现 PFC,又能获得需要的隔离输出电压,这个功率变换级最好具有软开关性质。在前面提出的 ZVS DC-DC 变换器的基础上,又提出了一种具有上述性能的 ZVS 谐振 PFC 的电路。

#### 8.3.1 拓扑结构描述

图 8.10 为提出的 ZVS 谐振 PFC 电路的拓扑结构,其输入部分由一个全桥整流器和一个低通滤波网络(图中未画出)构成,整流滤波后的电压进入变换器级在 A 点形成一个受占空比控制的方波电压,它经 LCC( $L_1$ ,  $C_s$  和  $C_p$ )带通网络使  $BB'$  的电压为高频正弦波,再经二极管整流,最后经  $L_2$ ,  $C_2$  低通滤波成为直流电压。在  $BB'$  插入变压器可实现隔离输出并得到希望获得的电压。

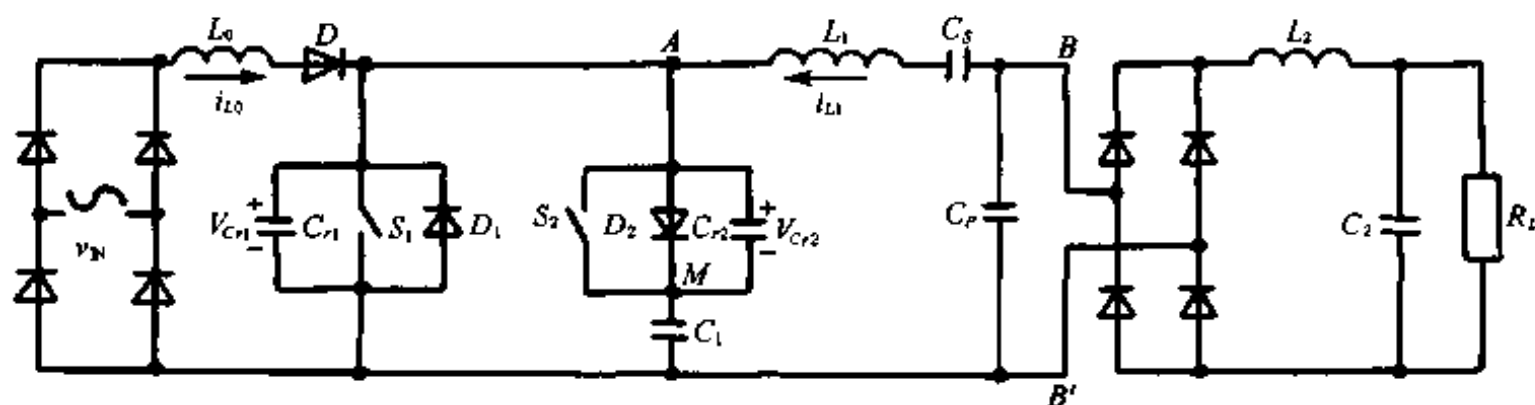


图 8.10 提出的 ZVS 谐振 PFC 电路

如 8.1 节所述,图 8.10 中电感  $L_0$ 、二极管  $D$  和  $D_2$  以及开关  $S_1$  构成一个 boost 变换器,而开关  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $D_1$ ,  $D_2$  以及电感  $L_2$  构成一个 buck 变换器; $C_1$  和  $C_2$  为谐振电容。 $C_1$  相当于 boost 变换器中的负载电容,它同时也可看作是 buck 变换器的等效电源。开关  $S_1$  和  $S_2$  交替导通,其驱动信号时序为如图 8.2 所示的留有死区的互补脉冲。

电路利用工作在 DCM 的 boost 变换器实现 PFC,这与上节描述的过程是一样的。ZVS 的实现也与上节描述的一样。

图 8.10 的输出整流滤波网络重画于图 8.11,根据文献[67]可知  $BB'$  端的等效交流电阻

为

$$R_{ac} = \frac{\pi^2}{8} R_L \quad (8.16)$$

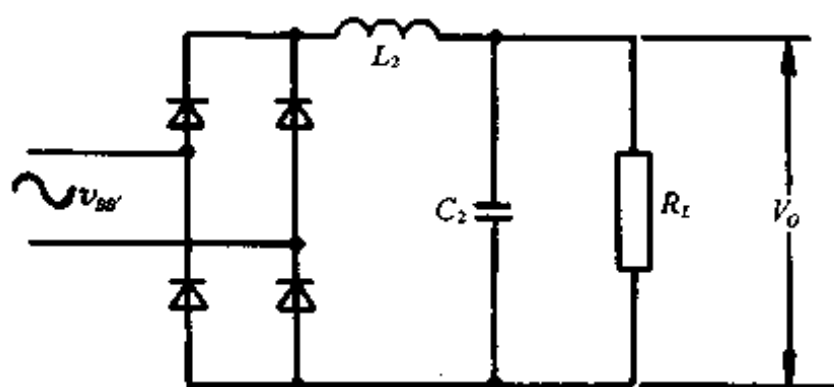


图 8.11 提出的 ZVS PFC 谐振变换器的输出整流滤波网络

### 8.3.2 基本工作模式

进入稳态后,电路可分为如图 8.12 所示的几个工作模式。

在  $t_0$  时刻以前,开关  $S_1$  和二极管  $D$  导通,  $S_2, D_1$  和  $D_2$  截止。电源  $V_{in}$  通过  $D$  和  $S_1$  向电感  $L_0$  储能,流过  $L_0$  的电流近似线性增加。LCC 网络振荡,电感  $L_1$  的电流减小。这时,电容  $C_2$  上的电压与  $C_1$  上的电压方向相反、大小相等,图 8.10 中 A 点的电位为零,其等效电路如图 8.13(a)所示,实际上此时变换器工作在状态 VII。

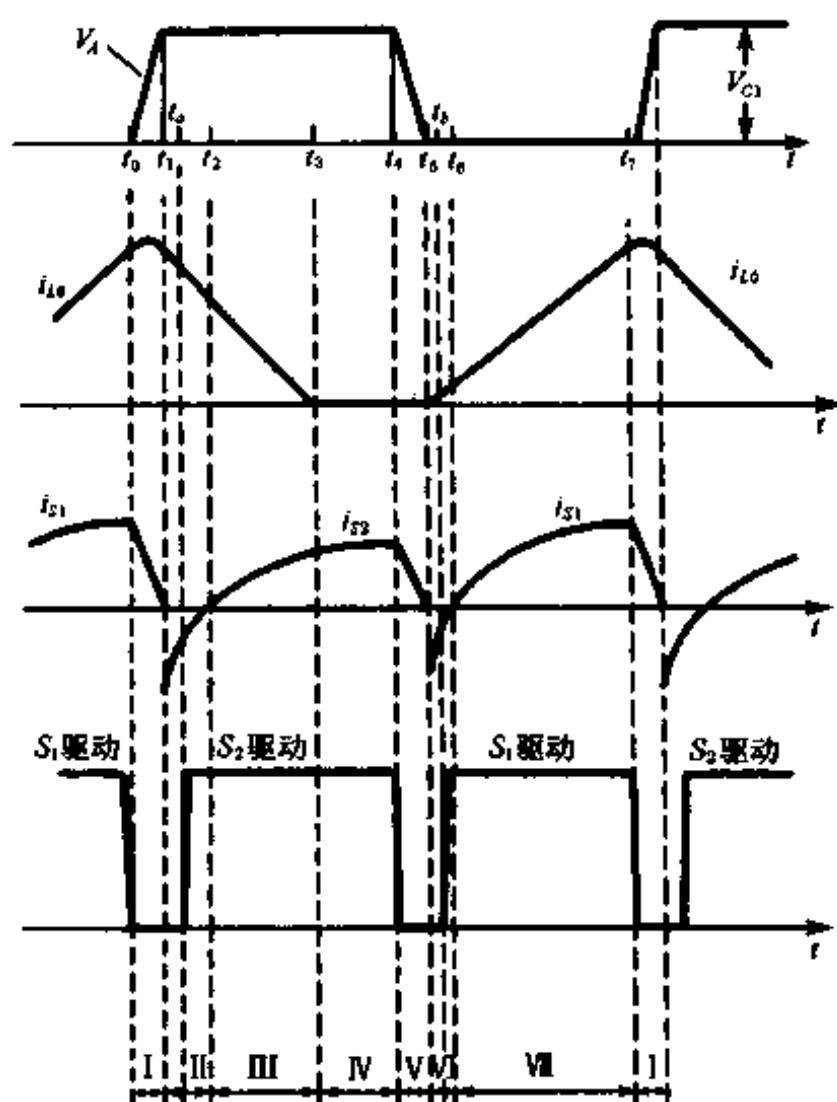


图 8.12 稳态工作模式下的主要波形

状态 I ( $t_0 \sim t_1$ ): 在  $t_0$  时刻,关断  $S_1$ ,由于与  $S_1$  并联的电容  $C_1$  上电压建立过程需要一定时间,通过设计很容易使这个时间间隔大于开关关断时间,因此可实现零电压关断。另

一方面,在  $C_{r1}$  上电压尚未达到  $C_1$  上电压时,  $C_{r2}$  上的电压(即  $U_{AM}$ )逐渐由负向正发展,  $D_2$  因反偏而不导通。  $A$  点电压上升,直至  $t_1$  时刻,  $C_{r1}$  上的电压达到  $C_1$  上电压,  $D_2$  在零电压条件下导通并箝位  $C_{r1}$  上的电压为  $V_{C1}$ 。这时变换器的等效电路如图 8.13(b)所示。图中  $V_{C1}$  为电容  $C_1$  上的电压,  $C_{p12}$  为等效电容,其大小为电容  $C_{r1}$  与  $C_{r2}$  的并联值<sup>[65]</sup>, 它的数值小于  $C_s$  或  $C_p$ , 因此这个过程持续时间很短,其间可认为电感  $L_0$  和  $L_1$  的电流不变。状态 I 期间所有开关元件都不导通。

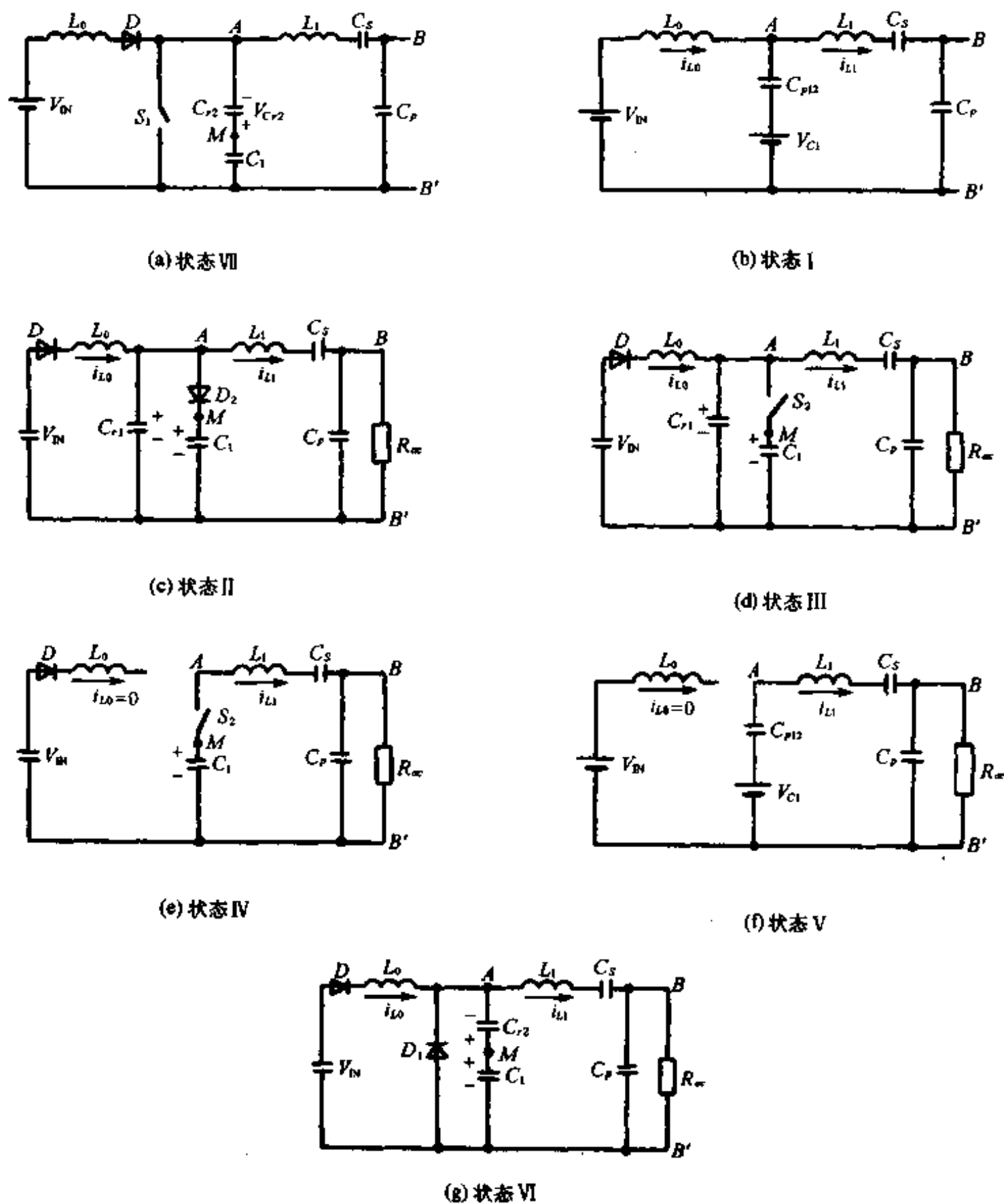


图 8.13 ZVS 谐振 PFC 电路的状态

状态 II( $t_1 \sim t_2$ ):  $D_2$  导通, 电容  $C_{r2}$  上的电压为零, 由于二极管  $D_2$  的作用,  $C_{r2}$  上的电压不会反向。这时, 电感  $L_0$  处于储能释放过程, 因此其上的电流开始线性减小, 而 LCC 网络振荡。由于  $D_2$  导通, 因此可以在  $t_s$  时刻开启开关  $S_2$ , 此时虽然  $S_2$  已开启, 但是由于  $i_{L0} > i_{L1}$ ,  $S_2$  上尚无导通电流通过。在  $t_2$  时刻  $L_0$  的电流小于  $L_1$  的电流, 导致二极管  $D_2$  在零电

流条件下自然关断,  $S_2$  在零电压条件下开始真正导通。注意,  $D_2$  是在零电压条件下导通, 在零电流条件下自然关断。如图 8.13(c)所示。

状态 III( $t_2 \sim t_3$ ): 开关  $S_2$  导通, 二极管  $D_2$  关断。电感  $L_0$  上的电流继续线性减小, 而电感  $L_1$  上的电流继续增加。到  $t_3$  时刻, 流过  $L_0$  的电流为零, 由于二极管  $D$  与  $L_0$  串联, 因此其电流不会反向。如图 8.13(d)所示。

状态 IV( $t_3 \sim t_4$ ): 这时二极管  $D$  关断,  $S_2$  继续导通给电感  $L_2$  以及负载提供能量。如图 8.13(e)所示。

状态 V( $t_4 \sim t_5$ ): 在时刻  $t_4$ , 控制信号关断  $S_2$ , 由于电容  $C_{r2}$  上的电压建立过程需要一定的时间, 这个时间间隔很容易设计为大于开关的关断时间, 因此  $S_2$  在零电压下关断。 $S_2$  关断后,  $C_{r1}$  上的电压  $V_{Cr1}$  为正,  $D_1$  截止;  $L_1$  的电流对  $C_{r1}$  反向充电, 到  $t_5$  时刻, 电容  $C_{r1}$  上的电压过零, 导致二极管  $D_1$  导通并将其箝位为零(二极管压降)。这时, 由于电感  $L_0$  的电流为零, 因此  $D_1$  是在零电压条件下导通电感  $L_1$  上的电流; 电感  $L_1$  上的电流开始减小, 而电感  $L_0$  的电流则线性增加(因处于增加储能状态)。这个过程持续到时刻  $t_5$  结束, 其等效电路如图 8.13(f)所示。

状态 VI( $t_5 \sim t_6$ ): 由于  $D_1$  导通, 因此  $S_1$  在时刻  $t_6$  开启。与状态 I 类似, 虽然此时  $S_1$  已开启, 但是由于  $i_{L1} > i_{L0}$ ,  $S_1$  上尚无导通电流通过。电感  $L_2$  上的电流继续线性减小, 而电感  $L_1$  上的电流继续线性增加。到  $t_6$  时刻  $L_1$  的电流小于  $L_0$  的电流, 导致二极管  $D_1$  在零电流条件下自然关断,  $S_1$  在零电压条件下真正开始导通。如图 8.13(g)所示。

状态 VII( $t_6 \sim t_7$ ): 电感  $L_1$  上的电流继续减小, 而电感  $L_0$  上的电流继续线性增加。在  $t_7$  时刻关断  $S_1$ , 又相当于新的开关周期从  $t_0$  开始重复进行。如图 8.13(a)所示。

从以上说明可见, 实现 ZVS 的关键, 在于图 8.14 所示的 LCC 网络的电流滞后效应要能保证与其反并联的二极管在开关导通之前首先导通。为此, 通常设计开关频率高于 LCC 网络的谐振频率。

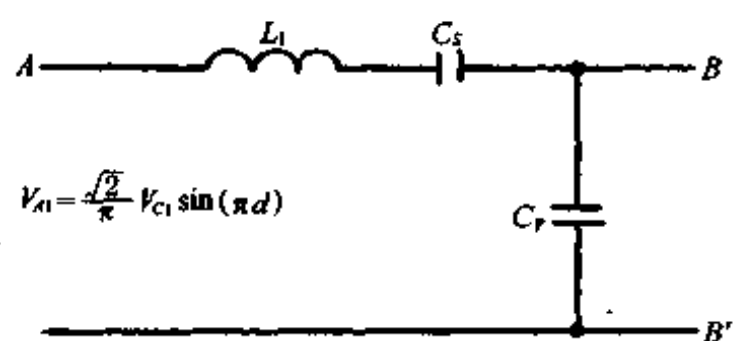


图 8.14 LCC 网络

### 8.3.3 临界条件

对 A 点的方波电压进行傅里叶分解可得:

$$V_A = V_{C1} \left[ a_0 + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega t) \right] \quad (8.17)$$

其中,  $a_0 = 1 - d$ ,  $a_n = \frac{\sin[n(1-d)\pi]}{n}$ 。因此, A 点电压基频分量的有效值为

$$V_{A1} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{C1} \sin(\pi d) \quad (8.18)$$

由于 LCC 为一带通滤波网络, 在下面的分析中我们只考虑基频分量。图 8.14 中

$$\frac{V_{BB'}}{V_{A1}} = \left[ 1 + \frac{C_P}{C_S} - \omega^2 L_1 C_P + \frac{8jQ_S}{\pi^2} \left( 1 - \frac{\omega_s^2}{\omega^2} \right) \right]^{-1} \quad (8.19)$$

式中,  $Q_S = \frac{\omega L_1}{R_L}$ ,  $\omega_s = (L_1 C_S)^{-0.5}$ 。

由交流电阻  $R_{ac}$  反映到 A 点对应的等效电阻为

$$R_E = \frac{V_{C1}^2}{V_{BB'}^2} (1-d)^2 R_{ac} \quad (8.20)$$

把式(8.16)和(8.18)代入上式整理可得:

$$R_E = \frac{(1-d)^2}{(\sin \pi d)^2} \left[ \frac{\pi^2}{16} \left( 1 + \frac{C_P}{C_S} - \omega^2 L_1 C_P \right)^2 - \frac{1}{4} Q_S^2 \left( 1 - \frac{\omega_S^2}{\omega^2} \right)^2 \right] R_L \quad (8.21)$$

当存在匝比为  $n$  的变压器时, 式(8.21)的等效电阻变为

$$R_E = n^2 \frac{(1-d)^2}{(\sin \pi d)^2} \left[ \frac{\pi^2}{16} \left( 1 + \frac{C_P}{C_S} - \omega^2 L_1 C_P \right)^2 - \frac{1}{4} Q_S^2 \left( 1 - \frac{\omega_S^2}{\omega^2} \right)^2 \right] R_L \quad (8.22)$$

因此, 由式(8.12)可知等效无量纲参数为

$$K_{LoE} = \frac{1}{\pi} \frac{d^2}{(M')^2} f(M') \quad (8.23)$$

由式(8.13)可知相应的临界条件为

$$K_{LoE,B}^{PFC} = \frac{1}{\pi} d^2 (1-d)^2 f\left(\frac{1}{1-d}\right) \quad (8.24)$$

当  $K_{LoE} < K_{LoE,B}^{PFC}$  时, 电感  $L_0$  工作在 DCM, 以保证实现输入电流整形。

图 8.15 给出了等效临界无量纲参数与导通比  $d$  的关系曲线。

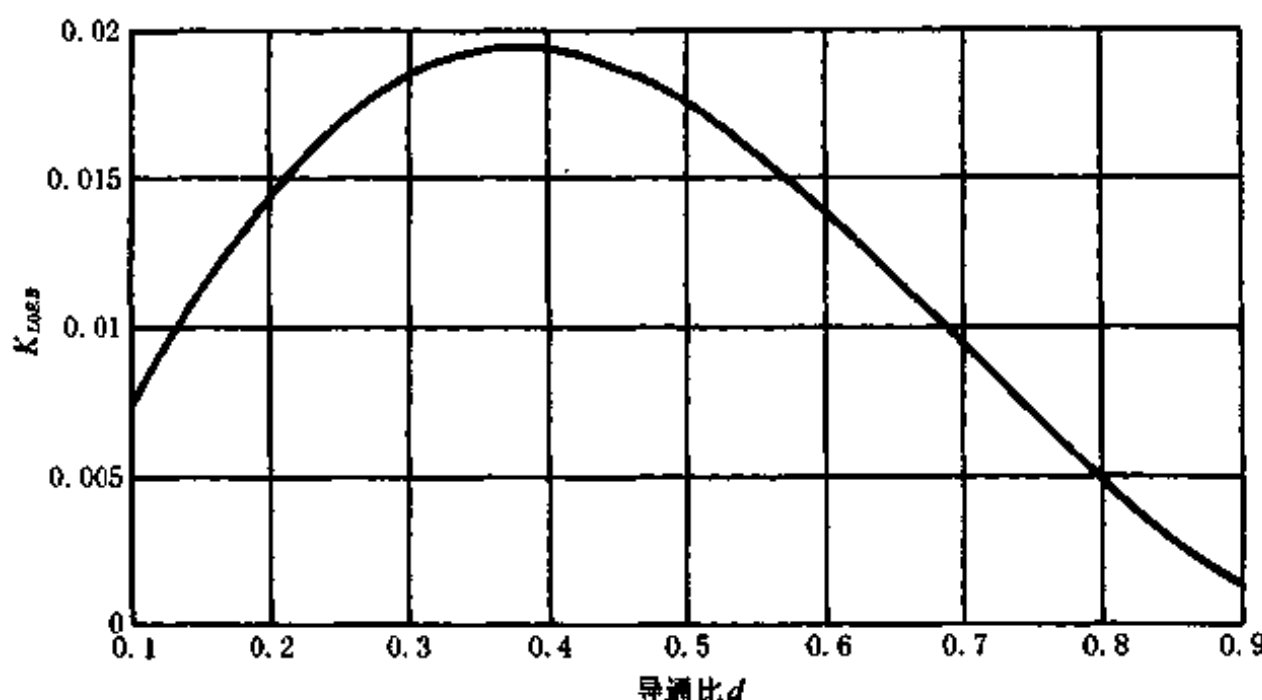


图 8.15  $K_{LoE,B}^{PFC}$  与  $d$  的关系曲线

### 8.3.4 电压变比

把式(8.20)代入式(8.21)可得:

$$\frac{V_{BB'}}{V_{C1}} = \frac{\frac{\sqrt{2}}{\pi} \sin(\pi d)}{1 + \frac{C_P}{C_S} - \omega^2 L_1 C_P + j \frac{8}{\pi^2} Q_S \left[ 1 - \frac{\omega_S^2}{\omega^2} \right]} \quad (8.25)$$

根据文献[67]可知

$$V_O = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{BB'} \quad (8.26)$$

把式(8.30)代入式(8.29)并考虑到  $V_{C1} = M' V_P$  可得:

$$\frac{V_o}{V_P} = \frac{M' \sin(\pi d)}{\frac{4}{\pi^2} \left( 1 + \frac{C_P}{C_S} - \omega^2 L_1 C_P \right) + j2Q_S \left[ 1 - \frac{\omega_s^2}{\omega^2} \right]} \quad (8.27)$$

由上式可见,当电路参数给定时,输出电压可通过导通比变化来调节。这一点是提出的 PFC 电路与一般 LCC 谐振变换器频率调节的重要区别。当然,在提出的电路中,通过频率调节也能实现对输出电压的控制。

### 8.3.5 仿真和实验结果

设计要求输入电压 AC 110V/50Hz,输出为 100V/1A,开关频率为 50kHz。

为了保证较高的输入功率因数,选择  $M' = 1.8$ ,电容  $C_1$  上的电压约为 280V;为保证电感  $L_0$  工作在 DCM,  $d$  须小于 0.64,因而选  $d = 0.4$ 。关于 LCC 网络的设计已有详细报道<sup>[67,68]</sup>,设计结果: $L_1 = 700\mu\text{H}$ ,  $C_S = 1.5C_P = 30\text{nF}$ 。由此可得  $L_0 = 560\mu\text{H}$ 。该设计的数字仿真结果如图 8.16 所示,实验结果如图 8.17~8.23 所示。

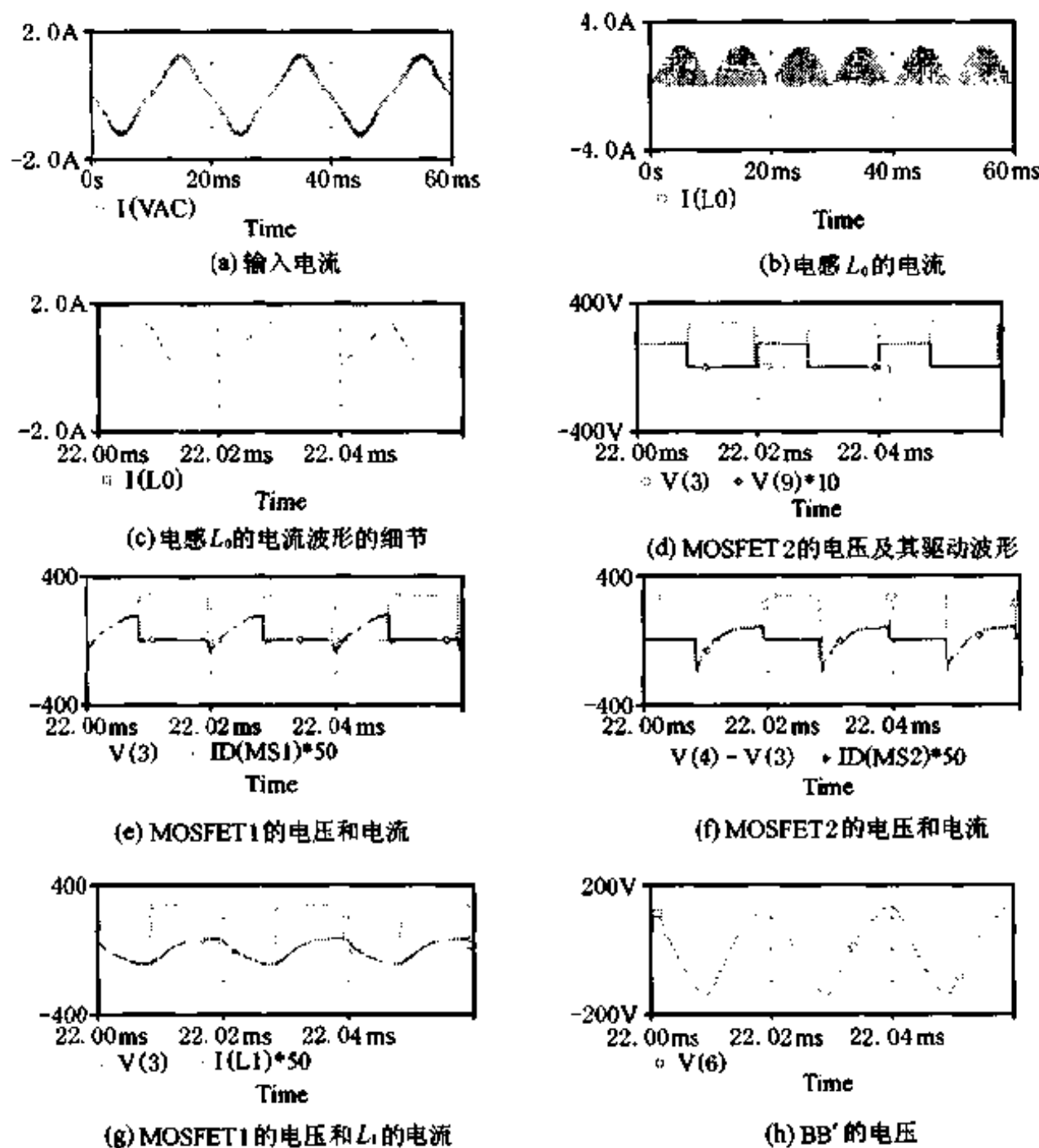


图 8.16 ZVS PFC 谐振变换器的数字仿真结果

从图 8.17 可见输入电流跟随输入电压,但输入电流波形有一定程度畸变。

图 8.18 给出了电感  $L_0$  上电流的典型波形(开关周期),显示出不连续性。在每一个开关周期内,电感  $L_1$  上电流的峰值跟随输入电压变化,其平均值即是对应时刻输入电流的

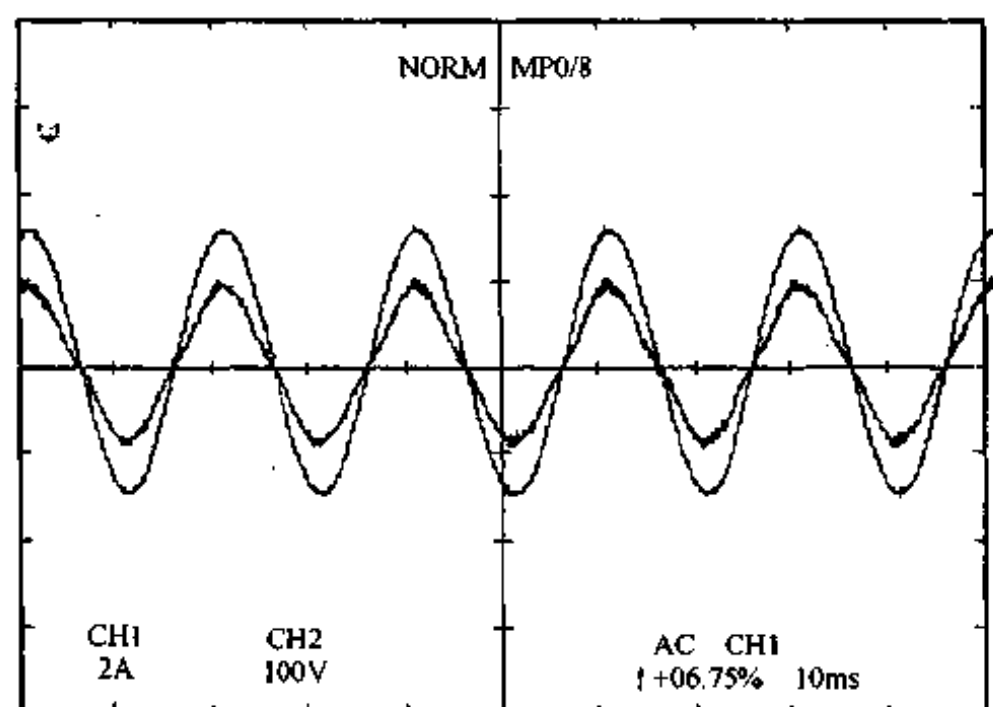


图 8.17 输入电流和电压波形

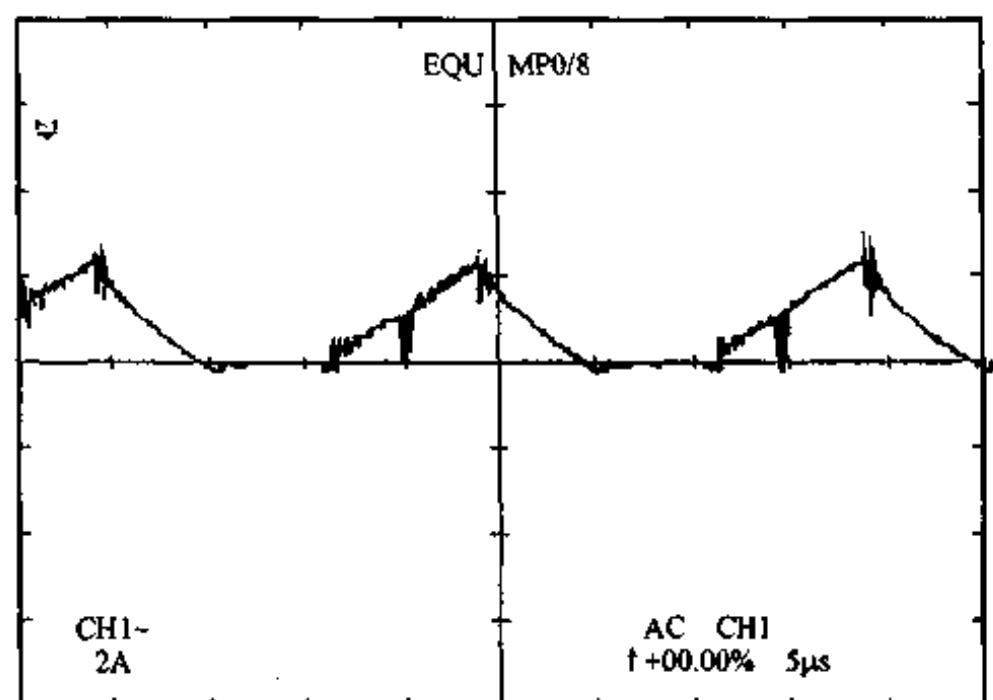


图 8.18 流经电感  $L_0$  的电流的典型波形

大小。由于功率因数校正立足于电压跟随器 boost PFC 电路, 这些结果和 boost-buck (非耦合 Cuk) PFC 电路以及开关电容 boost-buck PFC 电路是一样的。

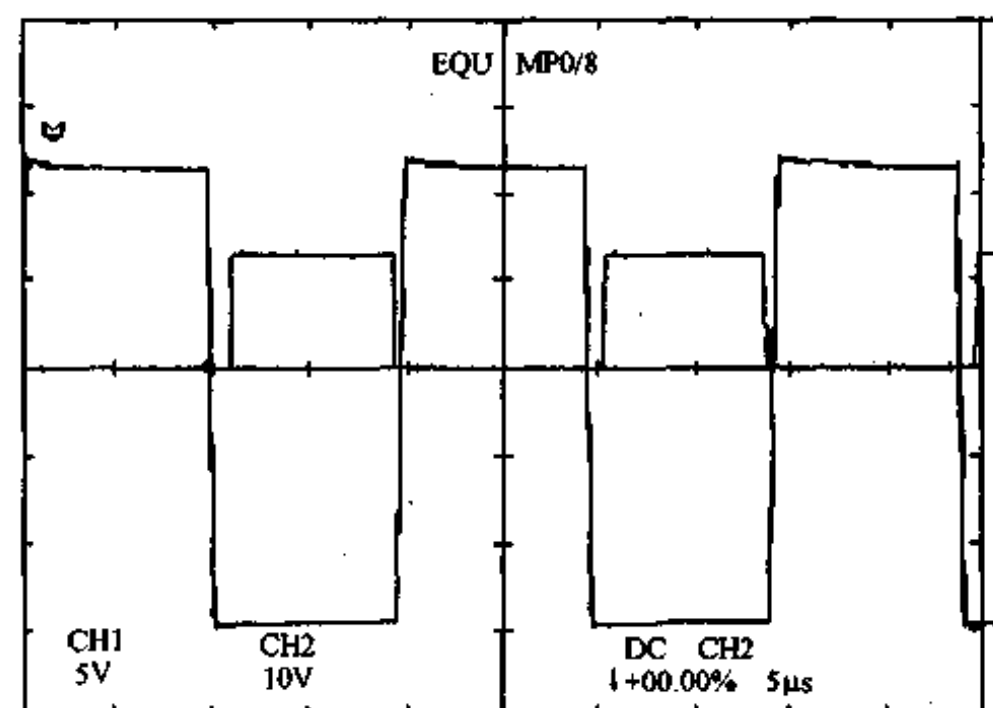


图 8.19 AB 间电压波形和 MOSFET1 驱动信号波形

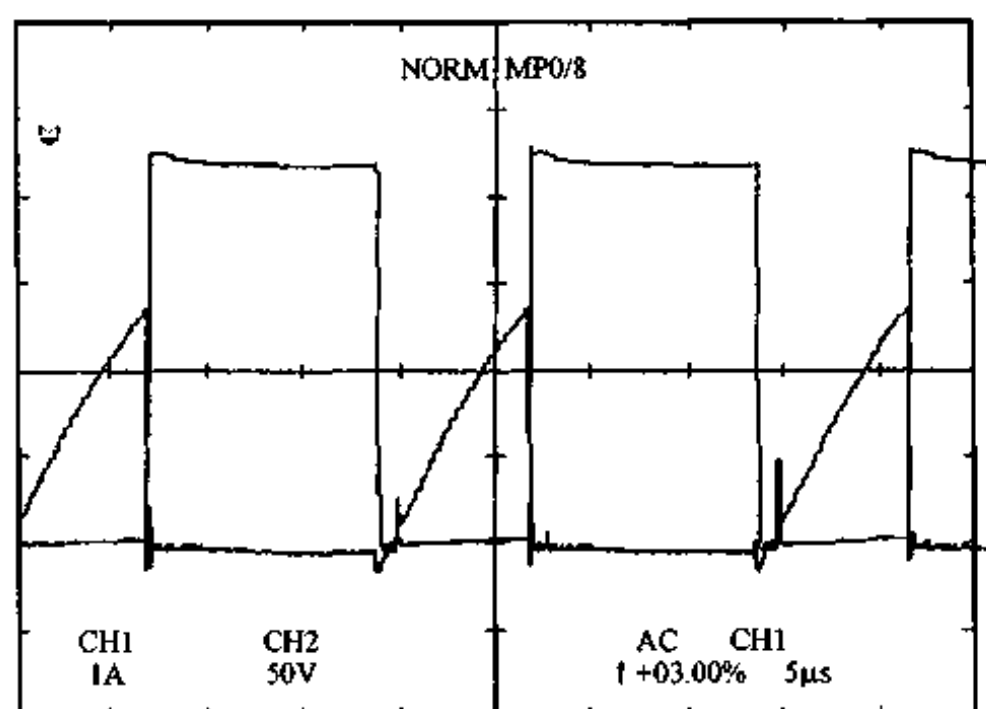


图 8.20 MOSFET1 电流和电压的典型波形

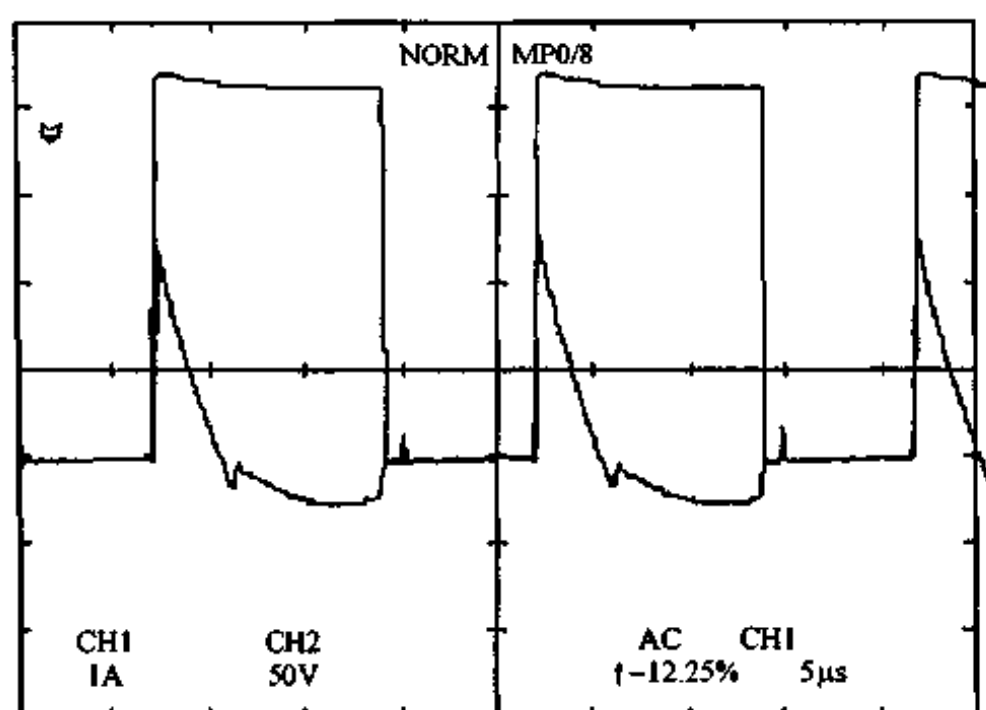


图 8.21 MOSFET2 电流和 MOSFET1 电压的典型波形

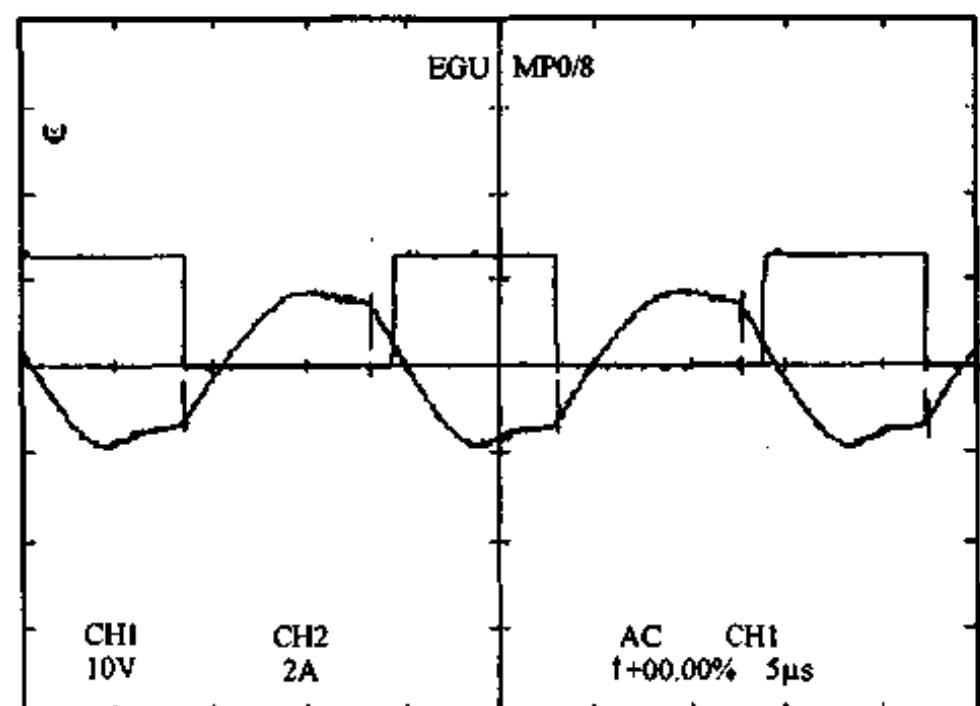


图 8.22 电感  $L_1$  的电流和 MOSFET1 的驱动电压波形

从图 8.19 可见,即使在驱动波形的死区(即无驱动信号),开关仍处于导通状态,这是



因为与之反并联的二极管(MOSFET 寄生二极管)先于开关导通。这一点从图 8.20 和图 8.21 的 MOSFET 电流波形也可以明显看出,图中 MOSFET 寄生二极管导通电流与开关电流方向相反。图 8.22 给出的电感  $L_1$  的电流波形滞后于加在 LCC 网络的电压。这正如 8.3.2 节的分析中指出的,实现 ZVS 的关键在于 LCC 网络的电流滞后电压,保证在开关导通之前与其并联的反向二极管首先导通。图 8.23 的电压经过图 8.11 的输出整流滤波网络后即为想要获得的直流电压。

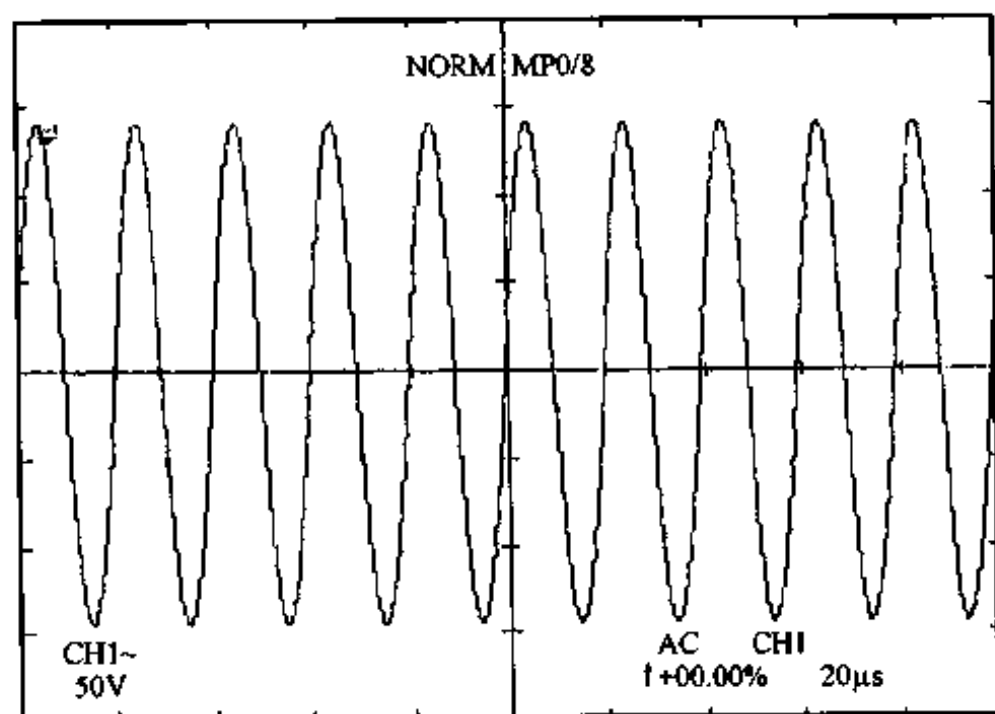


图 8.23  $V_{BB'}$  端的电压波形

## 8.4 本章结论

本章提出了一种新的 ZVS DC-DC 变换电路。在此基础上,还提出了一种含 PFC 功能的 ZVS PFC 电路,其实现 PFC 的原理与电压跟随器 boost PFC 电路一样;主电路的所有有源和无源开关可工作在无损耗开关状态。

在这一章,还提出了一种工作原理与上述电路类似的 ZVS 谐振 PFC 电路。与一般的谐振 DC-DC 变换器不同,其输出电压既可通过导通比调节也可通过频率调节来控制。

提出的电路解决了 DCM 下因开关关断大的峰值电流引起的关断损耗高、EMI 严重的问题,同时还消除了由于开关的寄生电容引起的开通损耗。此外,提出的电路结构简单,其控制可以采用通用控制芯片,容易实现,并工作在 PWM 模式。模拟和实验结果证明了这些电路是可行的。

## 第九章 不连续导电模式 PFC 开关电源的设计

功率因数校正(PFC)是电源制造商和设计工程师们所面临的最重要的课题之一。由于技术和成本的限制,许多人认为 300W 到 400W 以上的开关电源才有必要考虑 PFC 功能。然而,关于输入谐波电流辐射的欧洲标准 EN61000-3-2 现在适用于所有家用电器的电源,甚至小到 50W 的电源(比如显示器电源、电子镇流器等)也要求具有 PFC 功能。具有 PFC 功能的开关电源的成本下降是 PFC 技术应用于较小功率电源的基本保证。由于技术的新进展及现有技术的创新应用,功率因数校正技术正在向一度认为得不偿失的低端电源走进。

在本书前面的章节中已经提到 DCM PFC 技术的优势在于其低廉的成本和简单的控制方法,这为 DCM PFC 技术的应用提供了根本的保证。本章通过实际的设计展示 DCM PFC 技术在较小功率电源中应用的优势。

和普通开关电源的设计步骤相同,设计一个 DCM PFC 开关电源可分为以下几个步骤:

- (1) 把用户的要求转化为设计技术指标;
- (2) 选择 PFC 拓扑结构;
- (3) 进行设计计算;
- (4) 获得设计结果;
- (5) 调试、修改,进一步完善。

和设计普通开关电源不同的是,在 PFC 开关电源中,功率元器件上的电参数(如电流、开关占空比等)随输入电压变化。这使 PFC 开关电源的设计较普通开关电源的设计复杂一些。在这一部分,我们给出一个利用功率集成公司(Power Integrations Inc.)推出的系列功率集成开关 TOPswitch 实现功率因数校正电路的设计实例。

### 9.1 TOPswitch-Ⅰ简介<sup>[69]</sup>

TOPswitch 器件是 Power Integrations Inc. 推出的系列功率集成开关。目前市面上常用的是第二代 TOPswitch-Ⅰ(TOP221-227 系列)。TOPswitch 器件的主要性能特点为:

- 成本低、元件数目少
- AC/DC 损耗低
- 高压启动
- 片内设有自动重新启动和逐周期限流电路
- 采用闩锁过热关断电路提供系统级保护
- 以初级或光耦反馈方式工作
- 片上散热器与源级连接以降低 EMI

TOPswitch 是具有自偏置和自保护的、电流线性控制占空比的变换器,漏极开路输出。通过使用 CMOS 集成尽可能多的功能来实现高效率。与双极型器件或分立元器件方

式相比,CMOS 大大减少了偏置电流。实现集成化后不再需要外接大功率电阻来进行电流检测和提供初始启动偏置电流。其引脚和原理方框图如图 9.1 所示。

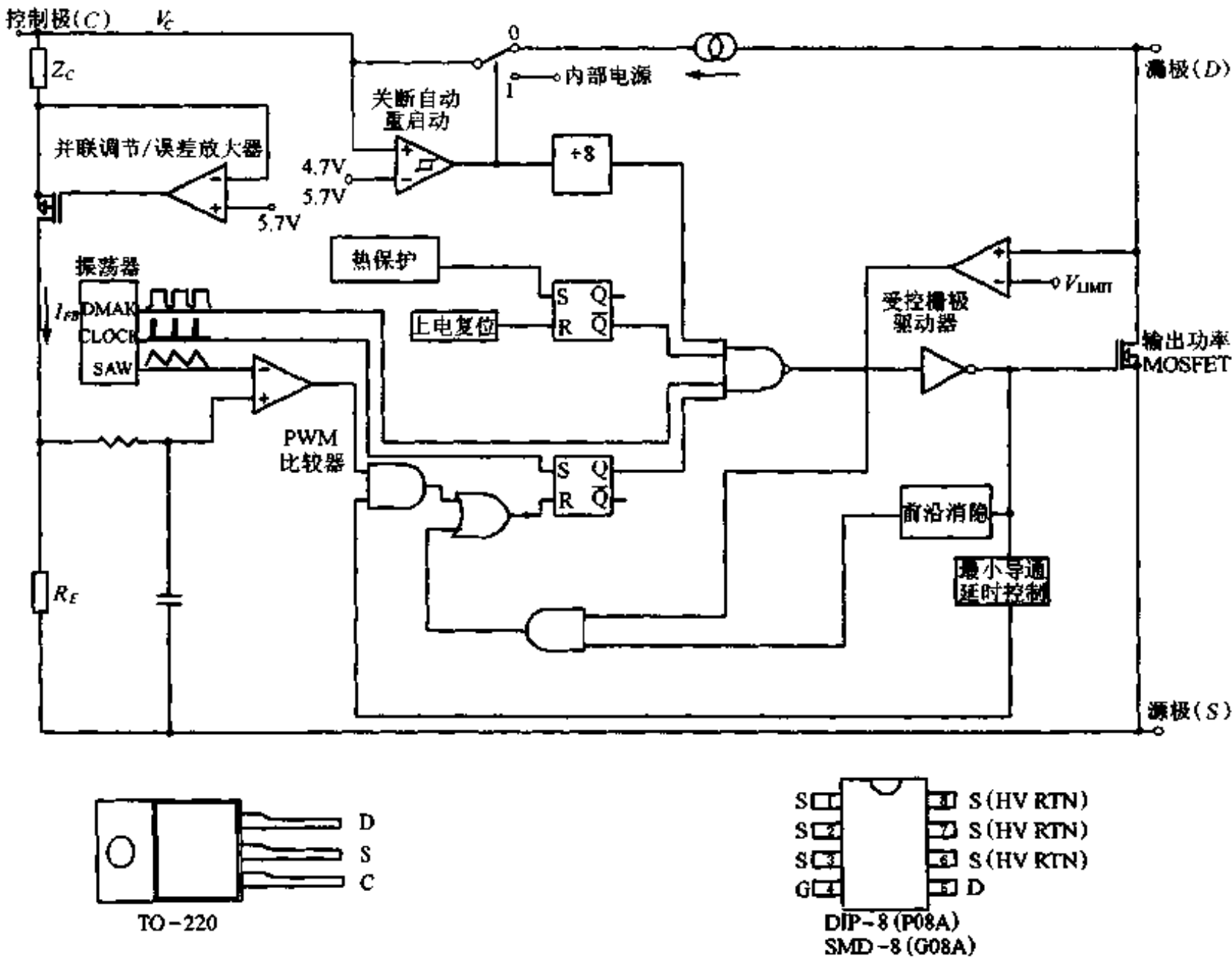


图 9.1 TOPswitch 引脚和功能框图

在正常工作情况下,内部输出 MOSFET 的占空比随控制脚电流的增长而线性减小。为了实现所有要求的控制、偏置和保护功能,漏极脚和控制脚都要完成几种功能。

**漏极引脚:**MOSFET 漏极引脚的输出。启动工作状态下通过内部的开关式高压电流源提供内部偏置电流。内设电流检测。

**控制引脚:**用于占空比控制的误差放大器和反馈电流的输入脚。与内部并联稳压器相连接,提供正常工作时的内部偏置电流,也用作电源旁路和自动重启/补偿电容的连接点。

**源极引脚:**与高压功率回路连接的 MOSFET 源极引脚的输出,兼初级电路的公共点和参考点。

TOPswitch 内部所有的关键电压均来自于一个具有温度补偿的带隙基准。此基准电压还产生一个具有温度补偿的电流源,此电流源经调整,能精确设定振荡器振荡频率和 MOSFET 的门限驱动电流。

内部振荡器使内部的电容在两个设定的电压值之间线性地充放电,以产生脉宽调制器所需要的锯齿波电压。在每个周期的起点,振荡器将脉宽调制器/电流门限的门限电路置位。振荡器频率选定为 100kHz,以使 EMI 最小且在电源应用中的效率最高。可以通过调节基准电流来改善振荡器的频率精度。

脉宽调制器驱动功率 MOSFET,其占空比反比于流入控制脚的电流。控制脚的电流在  $R_E$  两端形成误差信号,该误差信号通过一个截止频率典型值为 7.5kHz 的 RC 电路进行滤波以降低开关噪声的影响。经滤波的误差信号与内部振荡器产生的锯齿波信号进行比较,产生相应的 MOSFET 驱动方波。控制电流增大时,占空比减小。由振荡器产生的时钟信号将一个门限电路置位从而使输出功率 MOSFET 导通。最大占空比由内部振荡器的对称性决定。调制器有一个最小导通时间以保证 TOPswitch 器件的消耗电流与误差信号无关。在占空比开始变化之前必须有一个最小电流注入控制脚。

MOSFET 栅极驱动器的设计使输出 MOSFET 以一个受控的速率导通,从而使共模 EMI 减至最小。

在初级反馈形式的电路中,并联调节器也可起到误差放大器的作用。由具有温度补偿的带隙基准得到精确的并联调节器电压。误差放大器的增益由控制脚的动态阻抗决定。控制脚将外部电路信号箝位到  $V_C$  电压的水平。控制脚上超过供给电流的那部分电流将由并联调节器分流并流过  $R_E$  形成误差信号。

逐周期的峰值电流限制电路利用输出功率 MOSFET 的导通电阻作为检测电阻。限流比较器将输出功率 MOSFET 导通状态下漏极和源极间的电压与一个阈值电压进行比较,漏极电流太大将使漏极和源极间的电压超过阈值电压并使输出功率 MOSFET 关断直到下一个周期开始。限流比较器的阈值电压有温度补偿,这样可将输出功率 MOSFET 的通态电阻随温度变化引起的有效峰值电流的变化减至最小。

TOPswitch 中还集成了前沿消隐电路,这使限流比较器在输出功率 MOSFET 刚导通的一段很短的时间内不工作,从而避免了因初级电容和次级整流器反向恢复时间产生的电流尖峰引起开关脉冲提前结束。

为了使 TOPswitch 器件的功率损耗减至最小,关断/重启动电路在输出调节失控的情况下,使电源按典型值为 5% 的自动重启动占空比接通和断开。

TOPswitch 的过热保护由一个精密的模拟电路实现。当输出功率 MOSFET 的结温超过关断结温(典型值为 135℃)时,该电路使输出功率 MOSFET 关断。当过热保护出现后,只有重新启动复位电路使 TOPswitch 器件恢复正常工作。重新启动复位电路需要断开并再接通电源,或瞬时地将控制脚电压拉到启动复位门限电压以下,使门限电路复位。当电源门限电路关断后, $V_C$  的调节进入滞后模式,控制脚上的波形为 4.7V 到 5.7V 间的锯齿波。

在启动或滞后工作模式时,高压偏置电流源从漏极引脚输入,为 TOPswitch 器件提供偏置电压,并对控制脚的外部电容充电。在自动重启动和过热门限电路关断器件输出的情况下,进入滞后工作模式。高压偏置电流源通断的有效占空比为 35%。输出功率 MOSFET 导通正常的情况下高压偏置电流源关断。

## 9.2 主电路及其设计

### 9.2.1 PFC 主电路拓扑结构

根据设计技术指标的要求,选择 boost 变换器作为功率因数校正的主电路。在最高输入电压 265V 时,变换器的最小电压变比  $M_{\min}$  为 1.12。

由图 2.14 可得变换器的最小电压变比  $M_{\min}$  为 1.12 时, 如果导通比固定, 则功率因数仅为 0.7。

为了降低 THD, 提高功率因数以满足设计要求, 必须在每一个工频周期对开关导通比进行适当控制, 即确定开关导通比与输入交流电压瞬时值。在每半个工频周期中, 第  $N$  个开关周期内, 平均开关电流  $I_T(\text{avg})$  由下式决定:

$$I_T(\text{avg}) = I_{PK} \cdot \frac{D}{2} \quad (9.1)$$

式中  $D$  为开关导通比。峰值开关电流  $I_{PK}$  由下式决定:

$$I_{PK} = \frac{V_{IN} \cdot D}{f_s \cdot L_p} \quad (9.2)$$

式中,  $V_{IN}$  为输入交流电压瞬时值;  $f_s$  为开关频率;  $L_p$  为 boost 电感量。而流过 boost 二极管上的平均电流  $I_D(\text{avg})$  由下式决定:

$$I_D(\text{avg}) = \frac{I_{PK}^2 \cdot L_p \cdot f_s}{2 \cdot (V_o - V_{IN})} \quad (9.3)$$

在每一个开关周期, 二极管上的平均电流与开关上平均电流之和便是流过电感的平均电流  $I_L(\text{avg})$

$$I_L(\text{avg}) = I_D(\text{avg}) + I_T(\text{avg}) \quad (9.4)$$

由上式结合前面的方程可得:

$$D = \sqrt{\frac{2 \cdot f_s \cdot L_p \cdot I_L(\text{avg}) \cdot (V_o - V_{IN})}{V_o \cdot V_{IN}}} \quad (9.5)$$

稍加整理可得在半个工频周期内, 开关导通比随时间的变化由下式决定:

$$D = \sqrt{\frac{2 \times f_s \cdot L_p \cdot I_L(\text{avg})}{V_{IN}}} \times \sqrt{1 - \frac{\sin \omega t}{M_{\min}}} \quad (9.6)$$

当交流输入电压为 265V, 输出功率为 65W, boost 电感为 541 $\mu$ H, TOPswitch 内置开关频率为 100kHz, 这时, 对应不同的输出电压, 开关导通比随时间的变化关系如图 9.2 所示。

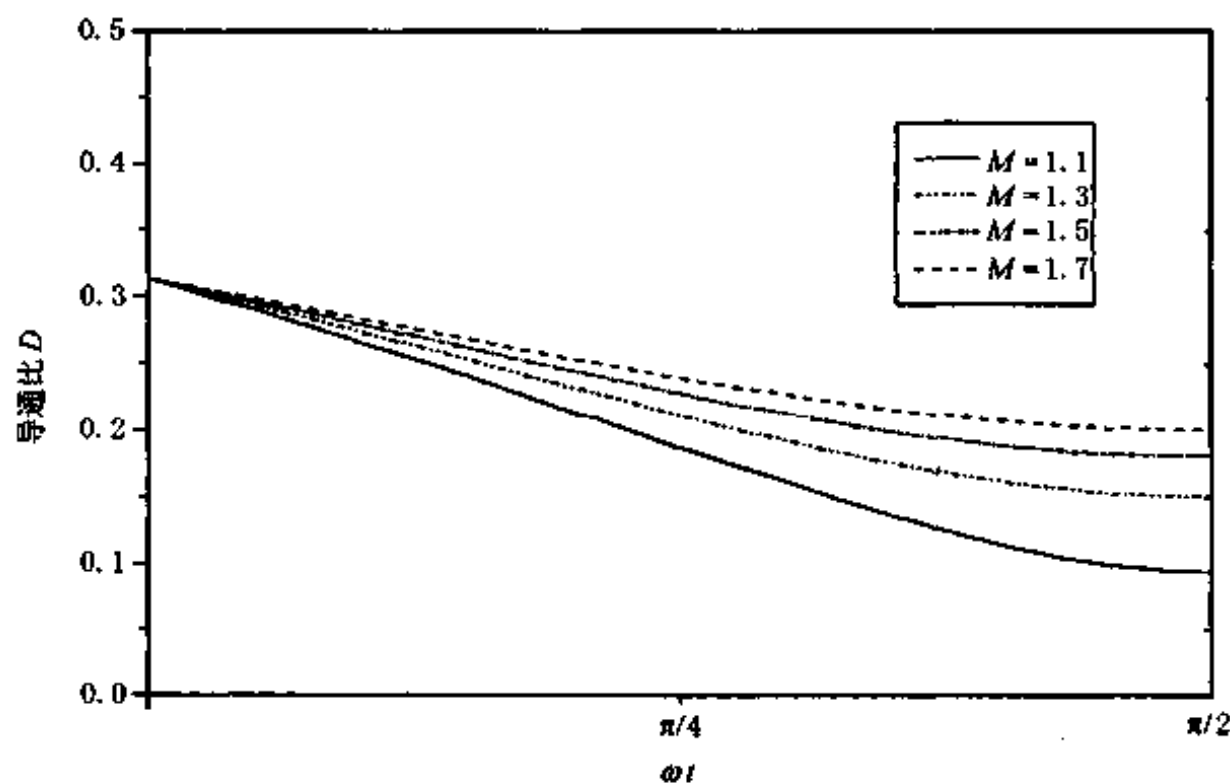


图 9.2 开关导通比与时间的关系

为了获得高功率因数、低 THD, 在  $1/4$  个工频周期中开关导通比应按照上述规律变化。由于 TOPswitch 开关导通比随控制脚电流的增大而减小, 因此, 开关导通比的控制可以通过一个连接于整流器输出端和控制端的电阻实现<sup>[69]</sup>。图 9.3 给出了一个 PFC 的实用电路。

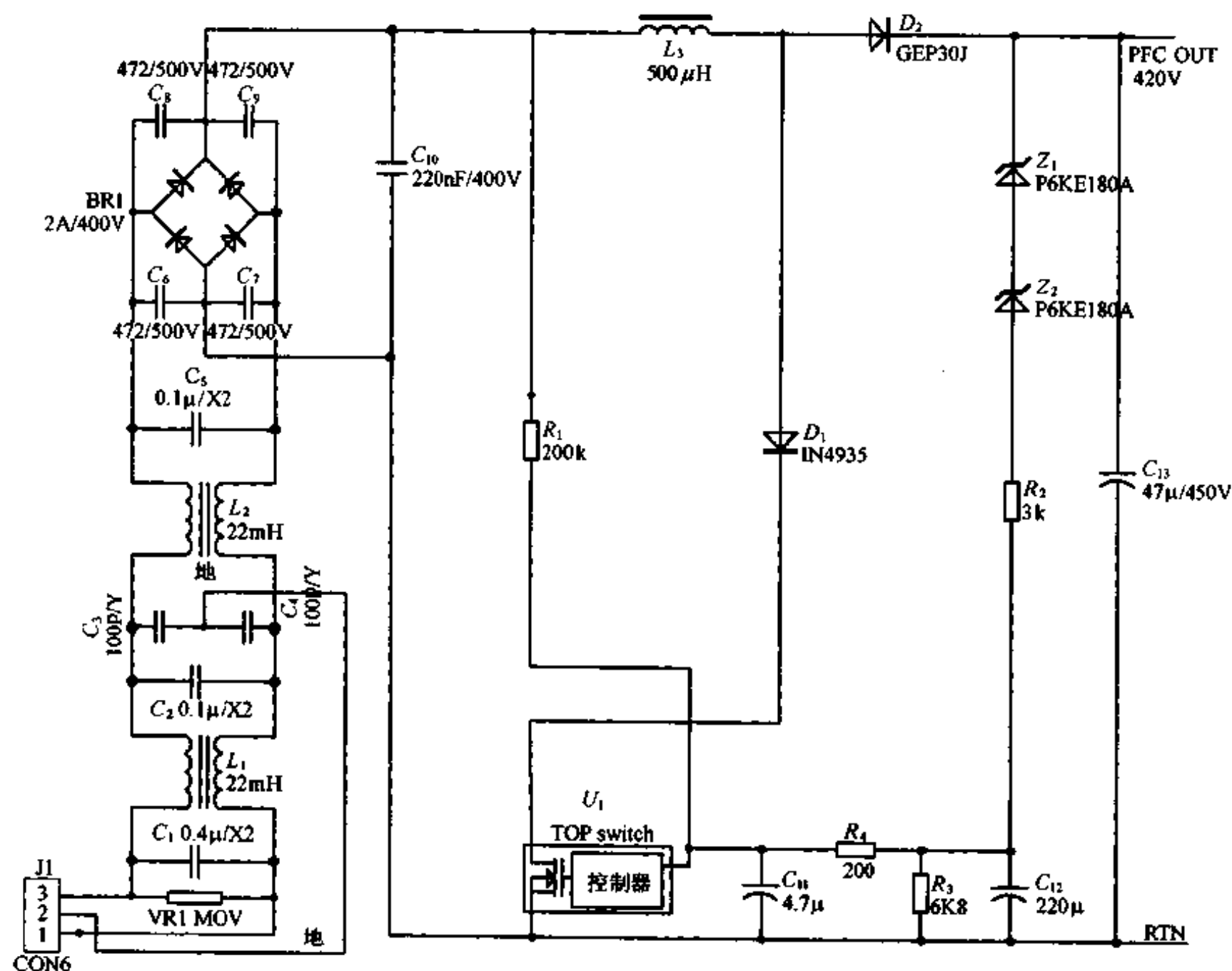


图 9.3 一种由 TOPswitch 构成的 PFC 电路原理图

图中,  $C_1$ ,  $C_2$  以及  $L_1$ ,  $L_2$  和  $C_{10}$  构成了 EMI 滤波器。滤波器的作用之一就是电感  $L_1$  上的高频电流进行平均, 以获得平整的正弦输入电流波形。boost 级由电感  $L_3$ 、二极管  $D_2$ 、输出滤波电容  $C_{13}$  和 TOPswitch 构成。boost 级从全波整流级输出吸收能量, 把能量存储在 boost 级的输出电容, 同时向负载提供能量。当输入电压为 110V AC 时, 典型的输出电压为 225V 到 275V; 当输入电压为 220V AC 时, 典型的输出电压为 400V。由于 boost 整流二极管反向恢复尖峰电流会引起振荡, 二极管  $D_1$  用于阻断 TOPswitch 寄生二极管有电流流过。为了保证高功率因数、低 THD, 合理控制开关导通比是很重要的。电阻  $R_1$  产生一个补偿电流, 这个电流随输入电压增大而增大。相应地, 开关导通比随输入电压增大而减小。电容  $C_{11}$  滤除高频纹波, 而对补偿电流的影响不明显。电阻  $R_4$  解除补偿电流和  $C_{12}$  间的耦合作用, 避免了 THD 的增加。

## 9.2.2 主电路设计

### 1. 输入滤波电容的设计

由于 boost 电感上的电流为高频纹波电流,它是交流输入电流的两倍。最坏情况出现在额定最小交流输入电压时。输入高频滤波电容必须能抑制由于电感上高频纹波电流引起的高频开关噪声。高频电压纹波比  $r$  定义为<sup>[74]</sup>:

$$r = \frac{\Delta V_{IN}}{V_{IN}} \quad (9.7)$$

输入滤波电容  $C_{IN}$  可由下式决定:

$$C_{IN} = \frac{I_{RMS}}{2\pi r f_s V_{RMS}} \quad (9.8)$$

式中  $f_s$  为开关频率。

### 2. boost 电感的选择

在全电压范围和负载范围,电感电流应为不连续。最佳的电感值应使变换器在最大输入电压和最重负载时工作在连续和不连续的边界。这时,峰值电流最小,效率最高,并且 EMI 最小。电感可通过以下几个步骤迭代获得:

- 通过输入功率和最大输入交流电压求出峰值正弦电流
- 选择一个初始电感值计算相应的导通比
- 计算流过 TOPswitch 的峰值电流
- 检查是否工作在连续和不连续的临界状态
- 如果不满足条件,用新的电感值重复以上步骤

峰值正弦输入电流  $I_{IN(pk)}$  可通过下式计算:

$$I_{IN(pk)} = \frac{P_o \times \sqrt{2}}{V_{max} \cdot \eta} \quad (9.9)$$

式中,  $V_{max}$  是最大交流输入电压有效值;  $\eta$  是变换器的预期效率;  $P_o$  是输出功率。

如果知道开关频率  $f_s$ , DC 输出电压  $V_o$  以及初始电感值  $L_p$ , 对应峰值交流输入电压时的开关导通比可通过下式求得:

$$D(V_{in-peak}) = \sqrt{\frac{2 \times f_s \cdot L_p \cdot I_{IN(pk)} \cdot (V_o - V_{IN(pk)})}{V_o \cdot V_{IN(pk)}}} \quad (9.10)$$

其中,

$$V_{IN(pk)} = V_{max} \times \sqrt{2} \quad (9.11)$$

因此,流过 TOPswitch 的峰值电流  $I_T(pk)$  为

$$I_T(pk) = \frac{V_{IN(pk)} \cdot D(V_{in-peak})}{L_p \cdot f_s} \quad (9.12)$$

电感电流是否为不连续可通过下式确定:

$$\frac{f_s \cdot L_p}{V_o - V_{IN(pk)}} \cdot I_T(pk) + D(V_{in-peak}) \leq 1 \quad (9.13)$$

不等式左边称为电感因子。如果电感因子大于 1, 电感电流为连续, 必须选择较小的电感值重复计算。如果电感因子明显小于 1, 必须选择较大的电感值重复计算。合适的结果是电感因子小于但接近 1。考虑到加工工艺的限制, 最终的电感量应该减小 10%。

图 9.4, 9.5, 9.6 给出了一些设计中有用的曲线。这些曲线基于假定变换器效率为 0.93, 输入交流电压的范围为  $\pm 15\%$ 。

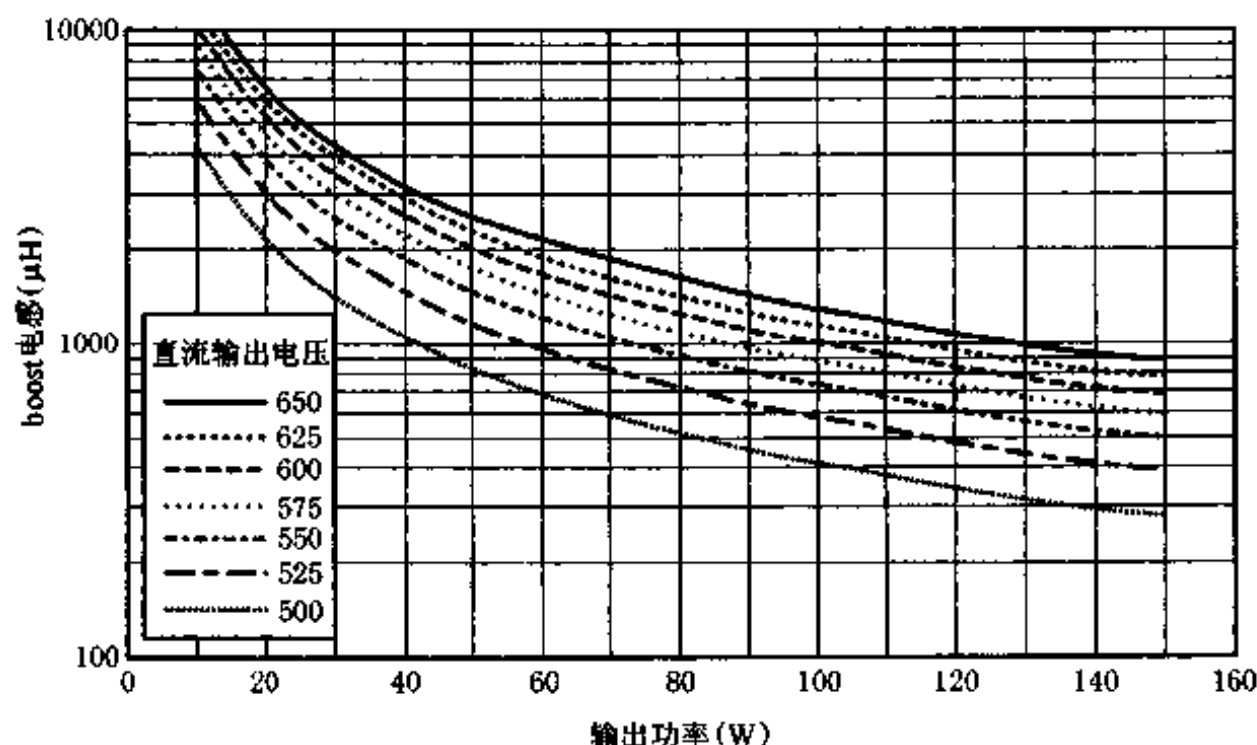


图 9.4 boost 电感与输出功率的关系(输入为 277V AC)

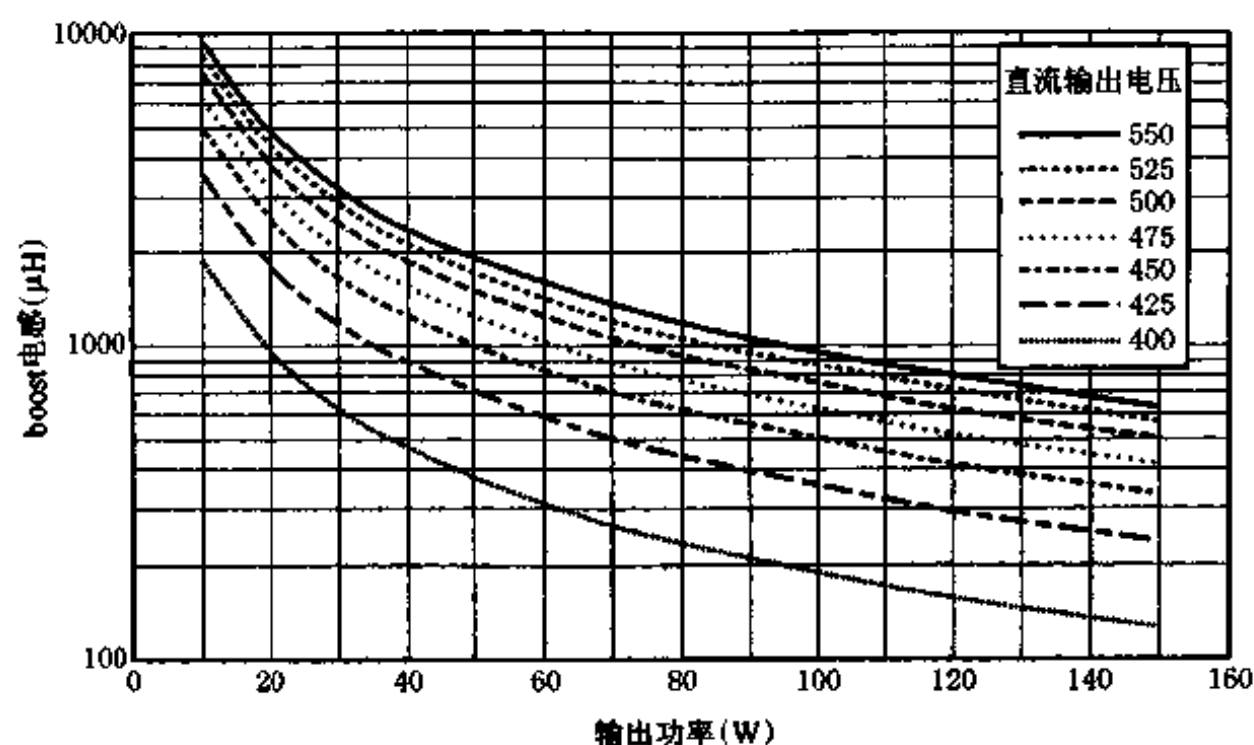


图 9.5 boost 电感与输出功率的关系(输入为 230V AC)

### 3. boost 电感的设计

一般用于 boost 电感的磁芯有 E 型、PQ 型、环型等。设计电感时应根据电路工作频率选择合适的磁性材料, 对工作在 100kHz 左右的变换器来说, 一般推荐 Magnetics 公司的 F 和 P 材料<sup>[71]</sup>, TDK 公司的 PC40<sup>[72]</sup>或 Tokin 公司的 BH2<sup>[73]</sup>, 以及与之性能相当的材料。电感设计的方法有多种, 充分利用磁芯生产厂家提供的数据手册可使电感设计变得简便快捷, 一般有以下五个步骤:



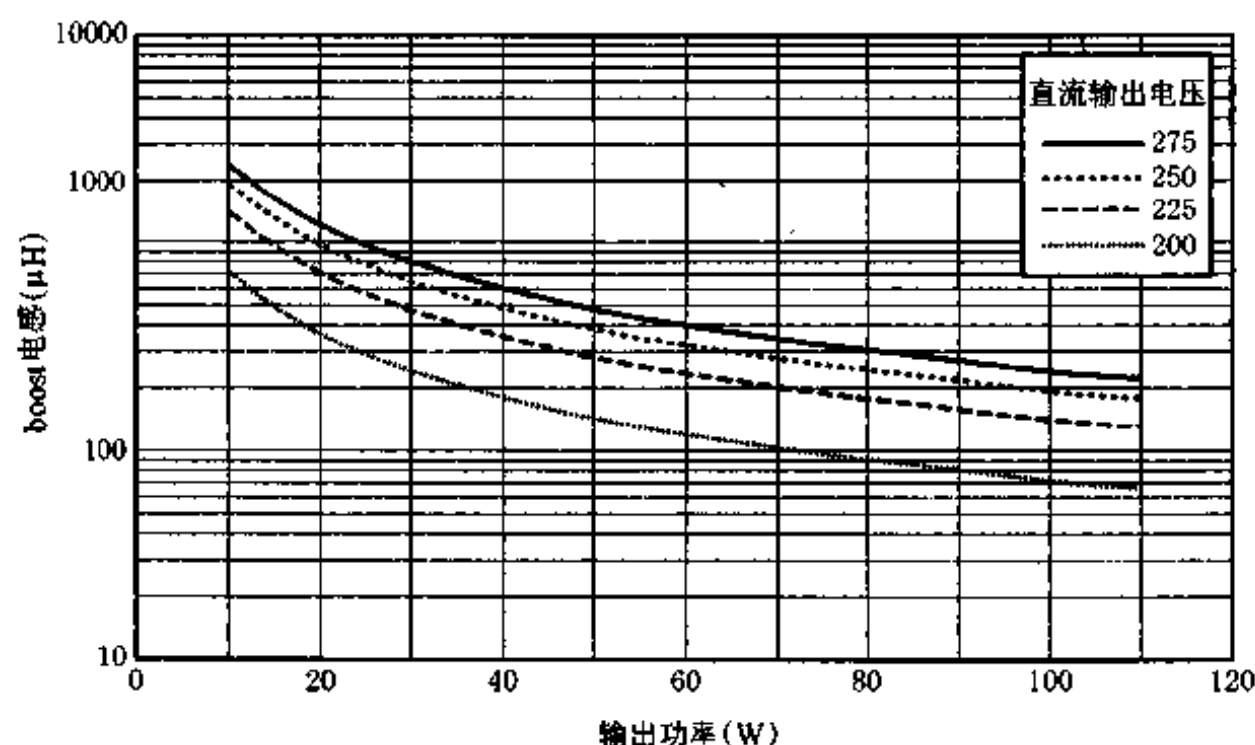


图 9.6 boost 电感与输出功率的关系(输入为 110V AC)

(1) 计算  $LI^2$ , 其中, 电感  $L$  的单位为 mH,  $I$  为流过电感的最大峰值电流, 由下式决定:

$$I_L(\text{pk}) = 2 \times \frac{P_o \times \sqrt{2}}{V_{\max} \cdot \eta} \quad (9.14)$$

为了避免电感饱和, 设计上应留一定裕量。计算  $LI^2$  的电流值取为式(9.14)计算结果的 1.2 倍。

(2) 根据上述计算结果, 利用图 9.7 到图 9.10 选择磁芯尺寸。纵轴与  $LI^2$  相对应的最大  $A_L$  值所对应的磁芯便是可选用的磁芯尺寸。当然, 比最大  $A_L$  值小的磁芯也可以使用。

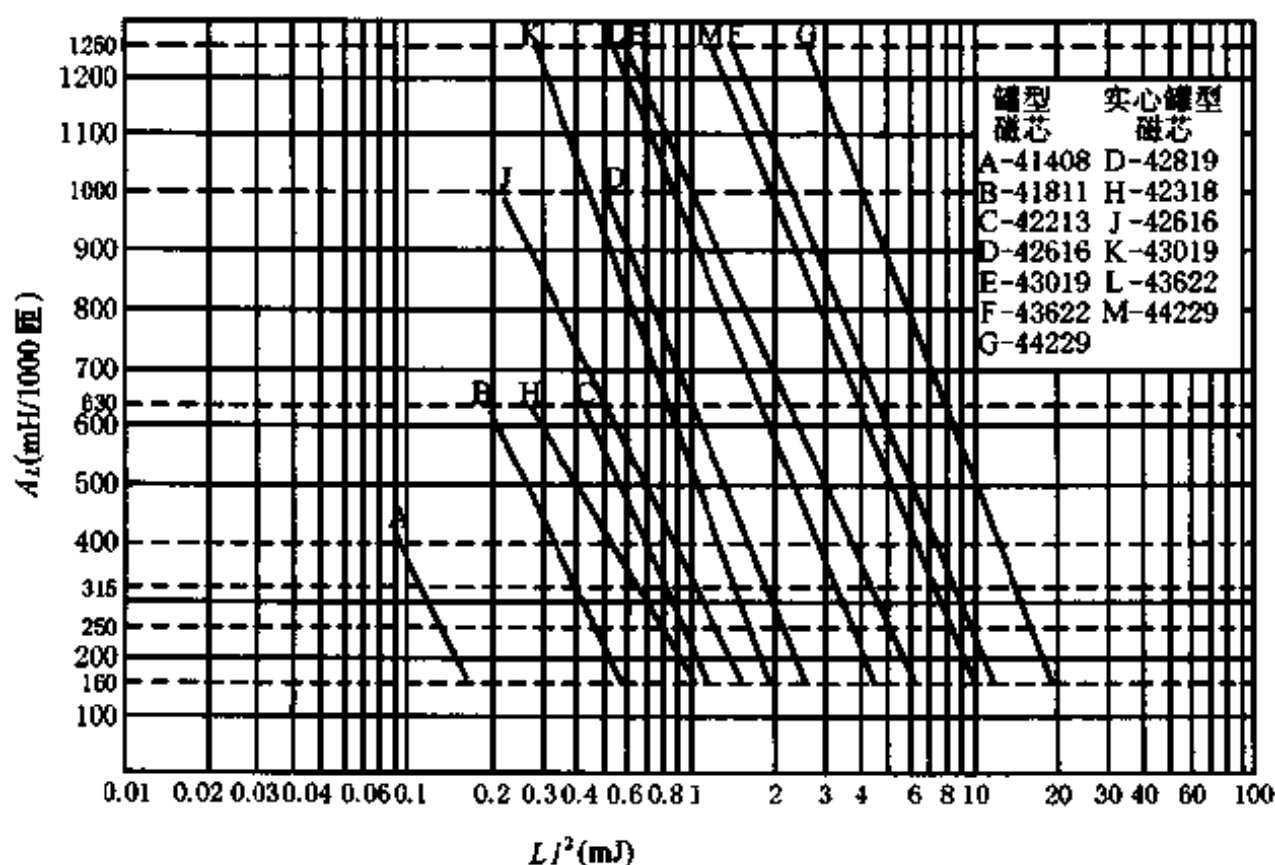


图 9.7 罐型磁芯和实心罐型磁芯选择图

(3) 根据相应磁芯气隙与  $A_L$  值的关系决定磁芯气隙。

(4) 根据下式计算绕线匝数:

$$N = 10^3 \sqrt{\frac{L}{A_L}} \quad (9.15)$$

(5) 根据表 9.1 选择铜线。

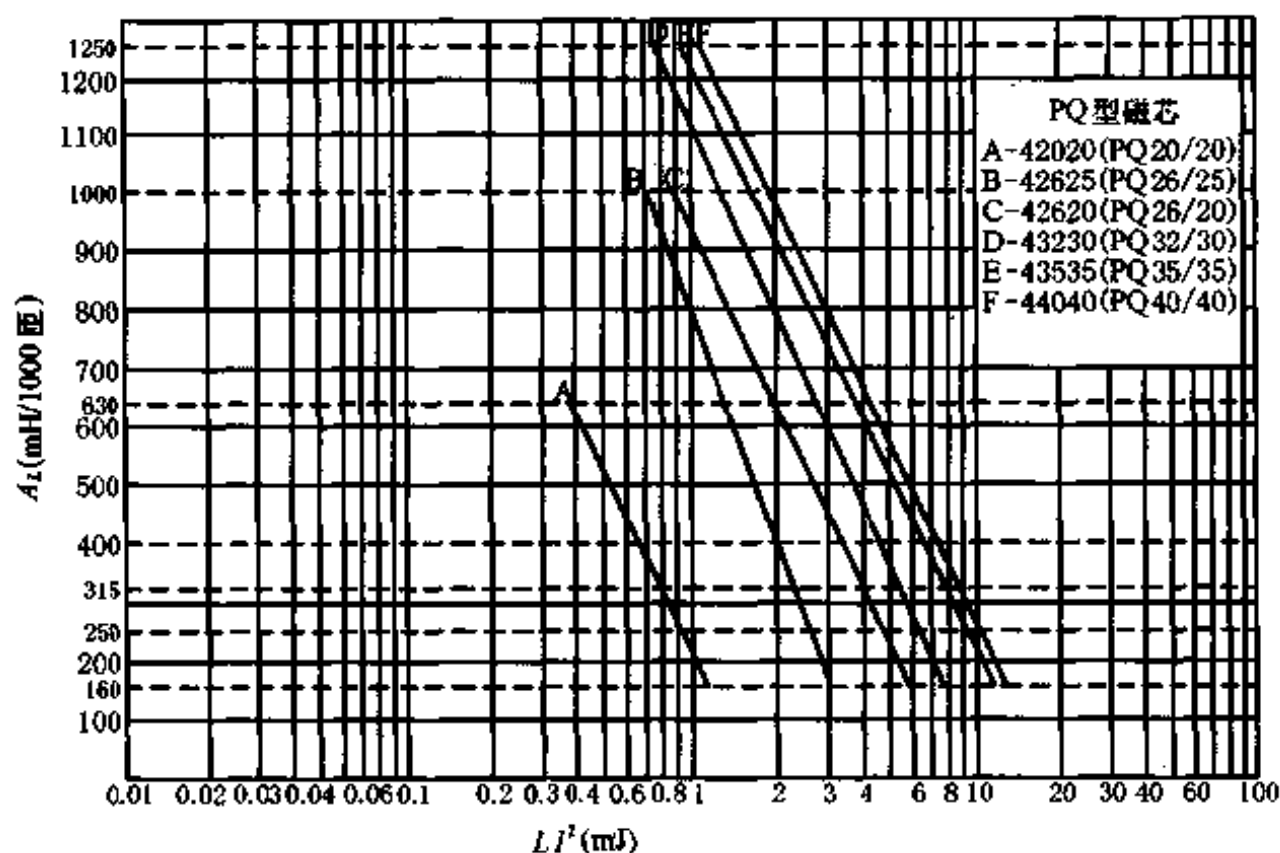


图 9.8 PQ 型磁芯选择图

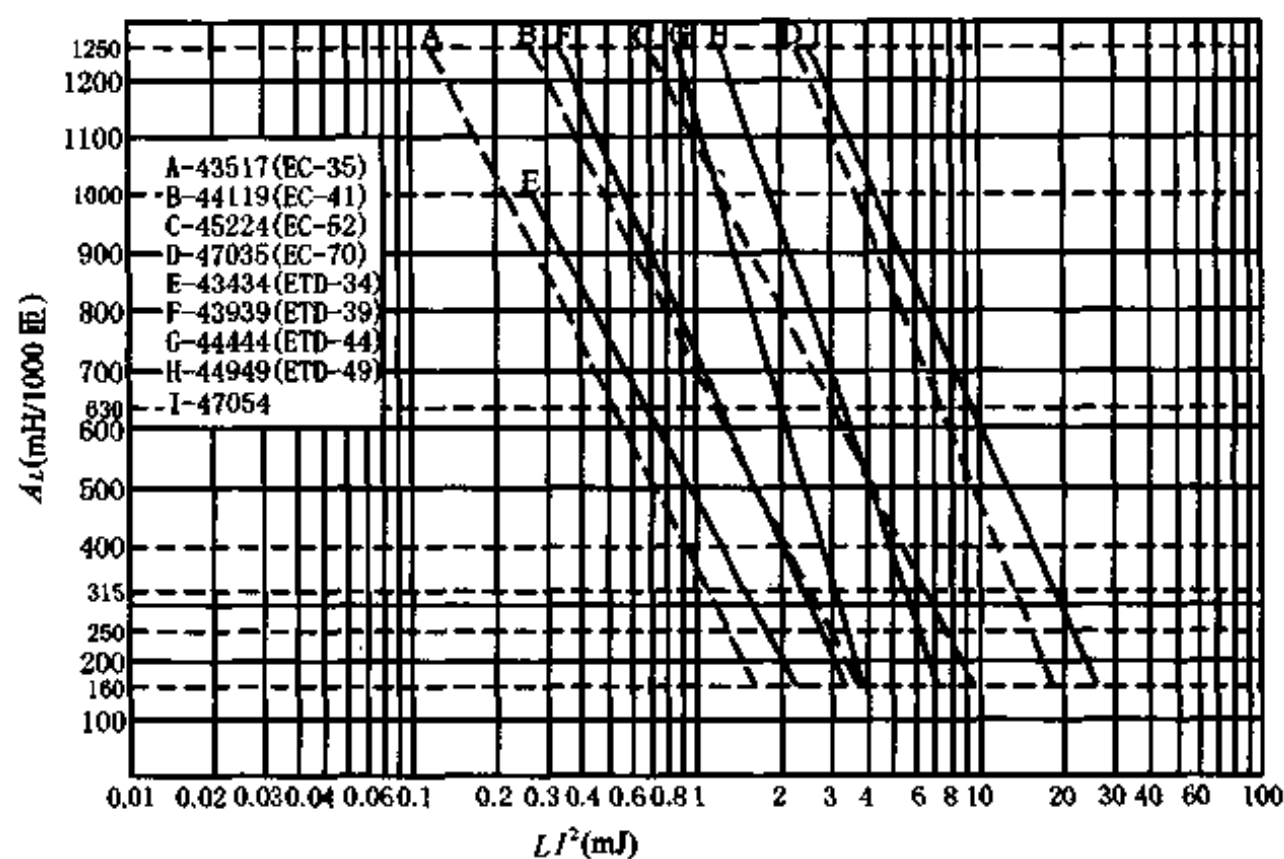


图 9.9 EC 和 ETD 型磁芯选择图

#### 4. TOPswitch 选择和热设计

新一代 TOPswitch 的击穿电压是 700V, 从 TOP221Y 到 TOP227Y, 器件的自保护电流从 0.25A 到 3.0A。因此, TOPswitch 的选择主要是电流的选择。流过 TOPswitch 的

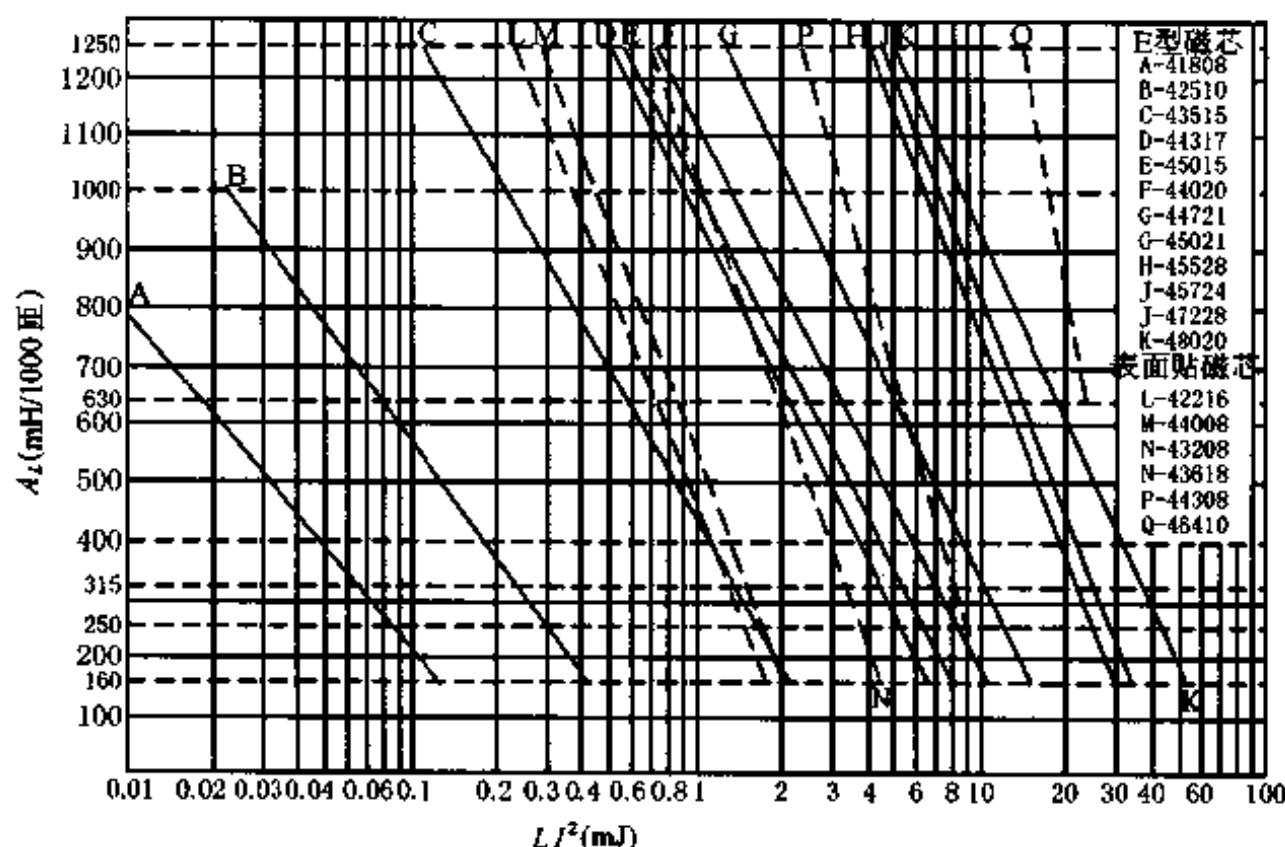


图 9.10 E 型和表面贴磁芯选择图

峰值电流可由下式计算:

$$I_T(\text{pk}) = 2 \times \frac{P_o \times \sqrt{2}}{V_{\max} \cdot \eta} \quad (9.16)$$

所选器件的自保护电流不应低于上述计算结果。由于 TOPswitch 器件击穿电压的限制, 利用 TOPswitch 构成的功率因数校正电路的输出电压一般应在 600V 以内, 否则可能引起器件损坏。

全部开关损耗  $P_{\text{loss}}(S)$  包括开关通态损耗、开关转换损耗、源漏寄生电容损耗、开关反向损耗、开关栅电容损耗五部分, 即

$$P_{\text{loss}}(S) = P_{\text{on}}(S) + P_s(S) + p_{\text{cap}}(S) + P_L(S) + P_G(S) \quad (9.17)$$

在功率因数校正应用中, TOPswitch 的功率损耗还应包括控制器损耗。实际上, 由于开关反向漏电流很小, 在 TOPswitch 中最大值为  $250\mu\text{A}$ , 开关反向损耗通常为几到几十毫瓦。开关栅电容损耗对应的是低电压下电容电荷引起的能量损耗, 通常不做考虑, 而 TOPswitch 控制器损耗通常也可以忽略。因此, 全部开关损耗  $P_{\text{loss}}$  主要由开关通态损耗、开关转换损耗、源漏寄生电容损耗三部分构成:

$$P_{\text{loss}}(S) = P_{\text{on}}(S) + P_s(S) + P_{\text{cap}}(S) \quad (9.18)$$

(1) 开关通态损耗  $P_{\text{on}}(S)$

在功率因数校正电路中, 从式(9.2)中可以看出, 开关上的电流随输入电压变化, 这和非功率因数校正电路是不同的。开关通态损耗  $P_{\text{on}}(S)$  为

$$P_{\text{on}}(S) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi [I_T(\text{avg})]^2 \cdot R_{\text{DS(on)}} \cdot d(\omega t) \quad (9.19)$$

式中,  $R_{\text{DS(on)}}$  是开关通态电阻。把式(9.1)和式(9.2)代入可得:

$$P_{\text{on}}(S) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \left[ \frac{V_{\text{IN}} \cdot D}{f_s \cdot L_p} \cdot \frac{D}{2} \right]^2 \cdot R_{\text{DS(on)}} d(\omega t) \quad (9.20)$$

再把式(9.6)代入上式整理可得:

$$P_{on}(S) = \frac{1}{\pi} \cdot (I_{IN(pk)})^2 \cdot R_{DS(on)} \int_0^\pi \left[ \sin \omega t \cdot \left( 1 - \frac{\sin \omega t}{M_{min}} \right) \right]^2 d(\omega t) \quad (9.21)$$

对上式积分可得:

$$P_{on}(S) = (I_{IN(pk)})^2 \cdot R_{DS(on)} \cdot \left[ \frac{2}{\pi} - \frac{1}{M_{min}} + \frac{1}{\pi} \times \frac{4}{3} \times \left( \frac{1}{M_{min}} \right)^2 \right] \quad (9.22)$$

### (2) 开关转换损耗 $P_S(S)$

开关转换损耗包括开关从通态到关态转换时的损耗  $P_{on-off}(S)$  和从关态到通态转换时的损耗  $P_{off-on}(S)$  两部分。由于变换器工作在不连续导电模式,开关在零电流状态下开通,因此仅在开关关断时存在开关转换损耗。

$$P_S(S) = P_{on-off}(S) = \frac{1}{3} \times \frac{1}{\pi} \times \int_0^\pi V_O \cdot I_{IN} \cdot t_f \cdot f_s d(\omega t) \quad (9.23)$$

积分可得:

$$P_S(S) = \frac{1}{3} \times \frac{\sqrt{2}}{\pi} \times V_O \cdot I_{IN(pk)} \cdot t_f \cdot f_s \quad (9.24)$$

式中,  $t_f$  是开关关断时间。把式(9.9)代入上式可得:

$$P_S(S) = \frac{1}{3} \times \frac{2}{\pi} \times \frac{P_O \cdot V_O}{V_{max} \cdot \eta} \cdot t_f \cdot f_s \quad (9.25)$$

### (3) 开关漏源寄生电容损耗 $P_{cap}(S)$

当开关由关断状态转入开通状态时,开关漏源等效电容上存储的能量损耗在开关上。这部分能量损耗由下式给出:

$$P_{cap}(S) = \frac{1}{2} C_d \cdot V_O^2 \cdot f_s \quad (9.26)$$

式中,  $C_d$  是开关漏源之间的等效电容。

从开关通态损耗来看,最小电压变比越大,即输出电压越高,开关通态损耗越小。然而,从开关转换损耗和漏源寄生电容损耗来看,输出电压越高,开关损耗越大。在确定的拓扑结构下,如何使开关损耗最小依赖于所选开关的通态电阻、漏源寄生电容等器件参数。一般情况下,如果选择通态电阻较小的开关,开关通态损耗可显著减小。如果可能,尽量选用通态电阻较小的开关,这样,输出电压越低,开关整体损耗越小。

通常, TOPswitch 沟道温度  $T_{ch}$  可以表示为

$$T_{ch} = T_a + R_{th(ch-a)} \cdot P_{loss}(S) \quad (9.27)$$

式中,  $T_a$  为环境温度;  $R_{th(ch-a)}$  为沟道和环境间的热阻;  $P_{loss}(S)$  为 TOPswitch 上总的功耗。而沟道和环境间的热阻可进一步表示为

$$R_{th(ch-a)} = R_{th(ch-c)} + R_{th(c-f)} + R_{th(f-a)} \quad (9.28)$$

式中,  $R_{th(ch-c)}$  为沟道到器件表面的热阻;  $R_{th(c-f)}$  为器件表面到散热器间的热阻;  $R_{th(f-a)}$  为散热器到环境之间的热阻。

在允许电源工作的最高环境温度下,为了使器件工作在合适的温度范围,由方程(9.27)可得:

$$R_{th(ch-a)} = \frac{T_{ch} - T_a}{P_{loss}(S)} \quad (9.29)$$

一般情况下,沟道到器件表面的热阻  $R_{th(ch-c)}$  和器件表面到散热器间的热阻  $R_{th(c-f)}$  都是已知的,因此所选散热器的热阻为

$$R_{th(f-a)} = \frac{T_{ch} - T_a}{P_{loss}(S)} - R_{th(ch-c)} - R_{th(c-f)} \quad (9.30)$$

## 5. 输出电容的设计

输出滤波电容的选择依赖于电路参数和设计指标。在所有应用中,直流输出电压值、输出功率以及输出电压纹波是最重要的参数。低频(典型的 100~120Hz)电压纹波是电容阻抗和峰值电容电流的函数,峰值电容电流即为输出电流  $I_o$ 。因此,低频电压纹波为<sup>[74]</sup>:

$$\Delta V_o = 2I_o \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{2\pi \cdot 2f \cdot C_o}\right)^2 + ESR^2} \quad (9.31)$$

式中,  $f$  为输入交流电压的频率。与电容阻抗相比,等效串联电阻 ESR 很小,上式可简化为:

$$C_o = \frac{I_o}{2\pi \cdot f \cdot \Delta V_o} \quad (9.32)$$

实际选择输出电容时可按照下式:

$$C_o \geq \frac{P_o}{2\pi \cdot f \cdot V_o \cdot \Delta V_o} \quad (9.33)$$

虽然 ESR 对低频电压纹波参数的影响不大,但是在电路设计时必须考虑 ESR 在低频和高频下的功耗。电容上电流的有效值为:

$$I_c(2f)_{RMS} = \frac{I_o}{\sqrt{2}} \quad (9.34)$$

在一些要求维持时间的电源应用中,电容可能需要调整以满足维持时间的要求。这时,  $C_o$  由下式决定:

$$C_o = \frac{2 \times P_o \cdot t}{V_o^2(\min) - V_{op}^2(\min)} \quad (9.35)$$

式中,  $t$  是要求的维持时间;  $V_o(\min)$  是正常工作时最大负载下的最小电压;  $V_{op}(\min)$  是在电源故障被检测到前允许输出电压的最小值。

## 6. boost 二极管的选择

boost 二极管为快恢复二极管,其反向击穿电压由输出电压决定。选择 boost 二极管额定反向击穿电压应有一定裕量,一般情况下为输出电压的 1.2~1.5 倍。boost 二极管的电流参数由下式确定:

$$I_D(pk) = 2 \times \frac{P_o \times \sqrt{2}}{V_{max} \cdot \eta} \quad (9.36)$$

二极管上的功率损耗主要有导通损耗、关断损耗、反向恢复损耗和寄生电容损耗。其中导通损耗是主要的损耗,关断损耗、反向恢复损耗和寄生电容损耗是比较小的。

### (1) 二极管导通损耗 $P_{on}(D)$

在功率因数校正电路中,二极管上的电流随输入电压变化,这一点在式(9.3)中已经

明确,这和非功率因数校正电路是不同的。这时,二极管导通损耗为

$$P_{on}(D) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_f \cdot I_D(\text{avg}) d(\omega t) \quad (9.37)$$

式中,  $V_f$  为二极管的正向电压。虽然正向电压随器件工作温度和正向工作电流变化,实际计算时可以取器件工作在最高温度峰值电流下对应的正向电压。即把二极管正向电压始终看作一个常数处理。把式(9.3)和式(9.2)代入上式可得:

$$P_{on}(D) = V_f \cdot \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{(V_{IN} \cdot D)^2}{2 \times (V_O - V_{IN}) \cdot L_P \cdot f_s} d(\omega t) \quad (9.38)$$

再把式(9.10)代入上式,得:

$$P_{on}(D) = V_f \cdot \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_{IN} \cdot \frac{I_L(\text{avg})}{V_O} d(\omega t) \quad (9.39a)$$

整理可得:

$$P_{on}(D) = V_f \cdot \frac{P_O}{V_O \cdot \eta} \quad (9.39b)$$

## (2) 二极管关断损耗 $P_{off}(D)$

在一个开关周期内,二极管关断时间随输入交流电压变化。对应的二极管关断损耗  $P_{off}(D)$  由下式决定:

$$P_{off}(D) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_{rd} \cdot I_r \cdot \frac{((1-D)T - t_{rr})}{T} d(\omega t) \quad (9.40)$$

式中,  $V_{rd}$  为二极管承受的反向电压,即输出电压;  $I_r$  为二极管反向漏电流;  $t_{rr}$  为二极管反向恢复时间,它远小于二极管关断时间  $(1-D)T$ 。忽略二极管反向恢复时间并把式(9.6)代入上式可得:

$$P_{off}(D) = V_{rd} \cdot I_r - V_{rd} \cdot I_r \cdot D(\text{avg}) \quad (9.41)$$

式中,  $D(\text{avg})$  为开关占空比平均值。

$$D(\text{avg}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{\frac{2 \times f_s \cdot L_P \cdot I_L(\text{avg})}{V_{IN}}} \cdot \sqrt{1 - \frac{\sin \omega t}{M_{\min}}} d(\omega t) \quad (9.42)$$

从图 9.3 可以看出,开关导通比  $D$  随输入电压的变化近似为线性,其平均值可近似表示为

$$D(\text{avg}) = \frac{\sqrt{2 \times f_s \cdot L_P \cdot I_{IN}(\text{RMS}) \cdot (V_O - V_{IN}(\text{RMS}))}}{V_O \cdot V_{IN}(\text{RMS})} \quad (9.43)$$

式中,  $I_{IN}(\text{RMS})$  为额定输入电流的有效值;  $V_{IN}(\text{RMS})$  为额定输入电压的有效值。

## (3) 二极管反向恢复损耗 $P_{rr}(D)$

二极管反向恢复损耗  $P_{rr}(D)$  可由下式表示:

$$P_{rr}(D) = \frac{1}{T} \int_0^{t_{rr}} V_{rd} \cdot I_{rr}(t) dt \quad (9.44)$$

实际计算时  $P_{rr}(D)$  可近似为

$$P_{rr}(D) = \frac{t_{rr}}{T} \cdot V_{rd} \cdot I_{rr} \quad (9.45)$$

式中,  $t_{rr}$  和  $I_{rr}$  由器件手册提供。

(4) 二极管寄生电容损耗  $P_{D-cap}$

当二极管由关断状态转入开通状态时, 二极管等效电容上存储的能量损耗在二极管上。这部分能量损耗由下式给出:

$$P_{D-cap} = \frac{1}{2} C_{AK} \cdot V_O^2 \cdot f_S \quad (9.46)$$

式中,  $C_{AK}$  是二极管的等效电容。

二极管上总的功率损耗  $P_{loss}(D)$  是以上四部分之和:

$$P_{loss}(D) = P_{on}(D) + P_{off}(D) + P_{rr}(D) + P_{D-cap} \quad (9.47)$$

二极管结温度  $T_j$  可以表示为

$$T_j = T_a + R_{ja} \cdot P_{loss}(D) \quad (9.48)$$

式中,  $T_a$  为环境温度;  $R_{ja}$  为结和环境间的热阻。而结和环境间的热阻可进一步表示为

$$R_{ja} = R_{jc} + R_{cf} + R_{fa} \quad (9.49)$$

其中,  $R_{jc}$  为结到器件表面的热阻;  $R_{cf}$  为器件表面到散热器间的热阻;  $R_{fa}$  为散热器到环境之间的热阻。在允许电源工作的最高环境温度下, 为了使器件工作在合适的温度范围, 由方程(9.48)可得:

$$R_{ja} = \frac{T_{ch} - T_a}{P_{loss}(D)} \quad (9.50)$$

一般情况下, 结到器件表面的热阻  $R_{jc}$  和器件表面到散热器间的热阻  $R_{cf}$  都是已知的, 因此所选散热器的热阻为

$$R_{fa} = \frac{T_{ch} - T_a}{P_{loss}(D)} - R_{jc} - R_{cf} \quad (9.51)$$

## 9.3 设计实例

### 1. 设计技术指标

输入电压: 单相, 交流 220V $\pm$ 20%, 频率为 49~60Hz

输出电压: 420V

输出电压纹波: 小于 5V

输出功率: 65W

开关频率: 100kHz

工作最高环境温度: 60℃

### 2. 主电路设计计算

#### (1) 输入滤波电容的设计

假定输入电容上由于高频纹波电流产生的纹波电压为 500mV, 由式(9.7)和式(9.8)可知  $C_{IN} = 0.21\mu\text{F}$ 。实际取 220nF/400V 电容。

#### (2) boost 电感的选择

选择初始电感量为  $350\mu\text{H}$ , 迭代计算结果如下:

迭代号	0	1	2
$L(\mu\text{H})$	350	650	541
$D$	0.087	0.118	0.108
$I_T(\text{pk})(\text{mA})$	928	681	746
电感因子	0.80	1.10	1.00

考虑到加工工艺的限制, 最终的电感量取为  $492\mu\text{H}$ 。按照上一节电感设计步骤可进行电感设计。电感指标为电感量  $492\mu\text{H}$ , 额定直流电流  $1.2 \times 746\text{mA} = 917\text{mA}$ 。

1)  $LI^2 = 0.394(\text{mJ})$

2) 实际上, 很多磁芯都可以满足设计要求。以 Magnetics 公司的磁性材料为例, 下面是几种可供选择的磁芯。其满足条件的  $A_L$  值如下, 对应的气隙可由表 9.2 和图 9.11 至 9.13 得到如下结果:

(a)	41811(POT18×11)	$A_L = 315$	Gap = 0.006(in)
(b)	43517(EC35)	$A_L = 740$	Gap = 0.0038(in)
(c)	43434(ETD34)	$A_L = 840$	Gap = 0.0044(in)
(d)	42510(EE25/19/6)	$A_L = 170$	Gap = 0.0135(in)

3) 相应的绕组匝数可由式(9.15)求得。分别为:

$A_L$	170	315	740	840
匝数	54	40	26	25

4) 由表 9.1 可知对应 AWG28 线。

从图 9.14 和图 9.15 可以看出, Magnetics 的 P 型材料比 F 型材料的高温性能好。以上四个尺寸的磁芯, 罐型磁芯 POT 18×11 的尺寸最小, 而且罐型磁芯的漏磁也小。因此选择 Magnetics 的 P-41811 磁芯, 气隙为 0.006 英寸, 用 AWG28 线密绕 40 匝。

### (3) TOPswitch 选择和热设计

流过 TOPswitch 的峰值电流由式(9.16)得  $I_T(\text{pk}) = 0.746\text{A}$ , 由 TOPswitch 器件手册可知 TOP223Y 的自保护电流最小为 0.9A, 满足要求。

开关通态损耗可由式(9.22)求得, 由 TOPswitch 器件手册可知 TOP223Y 在  $100^\circ\text{C}$  下的最大通态电阻为  $15\Omega$ 。因此,  $P_m(S) = 2.18\text{W}$ 。TOP227Y 在  $100^\circ\text{C}$  下的最大通态电阻为  $5\Omega$ , 对应  $P_m(S) = 0.727\text{W}$ 。

由 TOPswitch 器件手册可知 TOP223Y 开关关断时间  $t_f = 50\text{ns}$ , 开关转换损耗可由式(9.25)求得,  $P_s(S) = 0.118\text{W}$ 。

由 TOPswitch 器件手册可知 TOP223Y 开关漏源寄生电容  $C_d$  为  $22\text{pF}$ , 因此, 由式(9.26)可得源漏寄生电容损耗  $P_{cap}(S) = 0.194\text{W}$ 。

因此, TOPswitch 上总的损耗  $P_{loss}(S) = 2.5\text{W}$  (TOP223),  $1.04\text{W}$  (TOP227)。实际设计时, TOPswitch 上总的损耗应取 1.5 倍的安全系数。由器件手册可知, TOPswitch 不带散热器时  $R_{th(ch-a)} = 70^\circ\text{C}/\text{W}$ ;  $R_{th(ch-r)} = 2^\circ\text{C}/\text{W}$ 。从以上计算可知, TOPswitch 必须带散热器



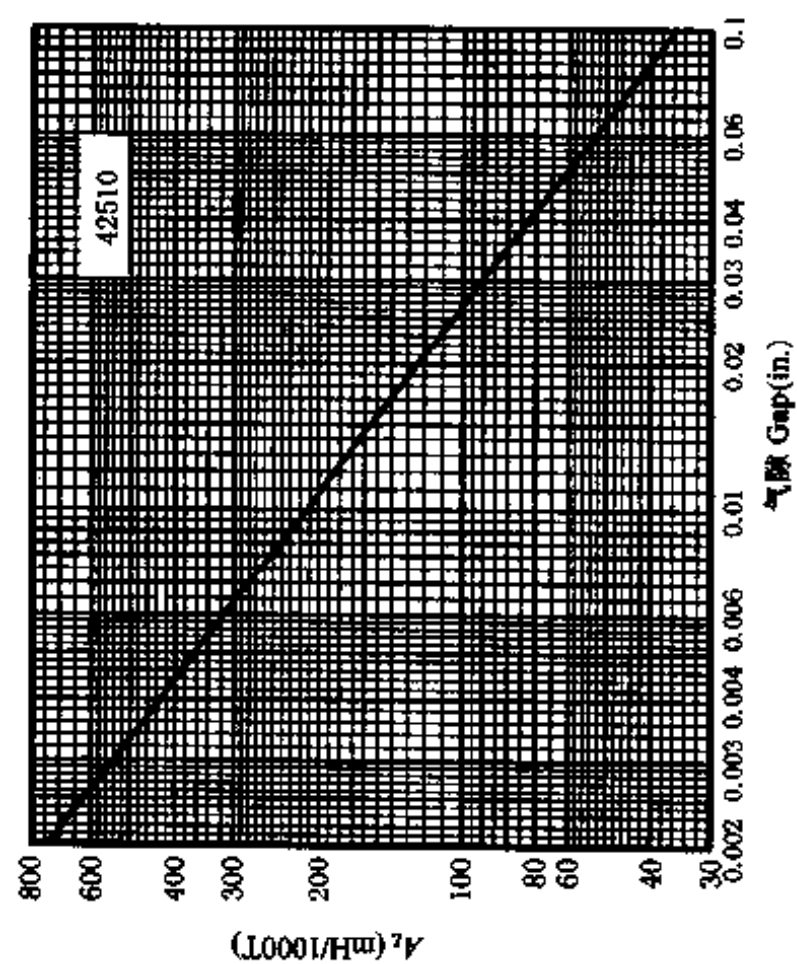


图 9.11 Magnetics E 型磁芯  $A_L$  值与空气隙的关系

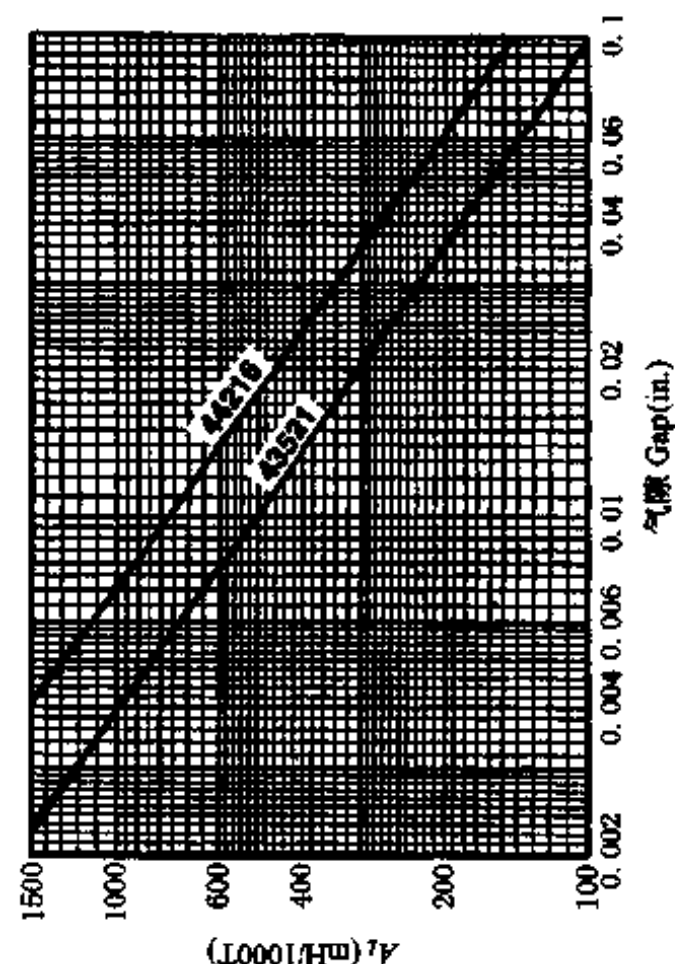


图 9.13 Magnetics ETD 型磁芯  $A_L$  值与空气隙的关系

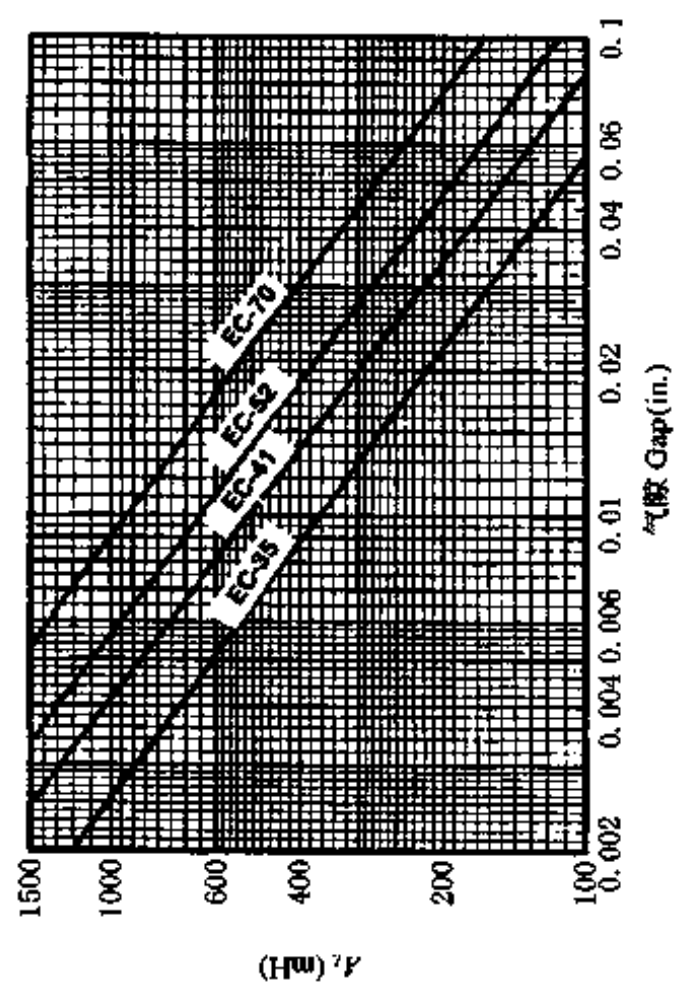
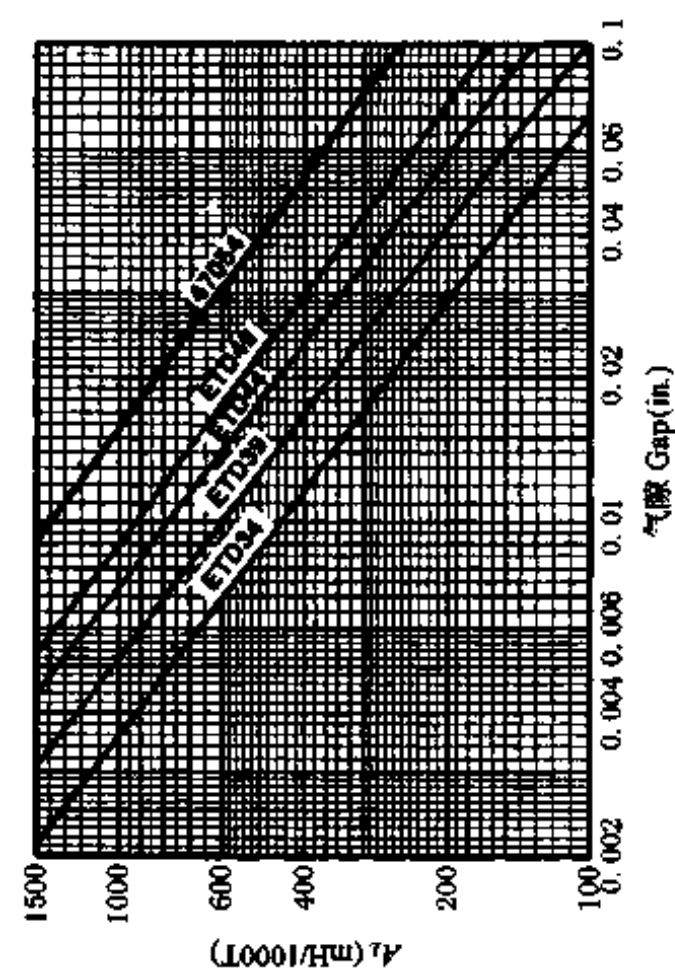


图 9.12 Magnetics EC 型磁芯  $A_L$  值与空气隙的关系



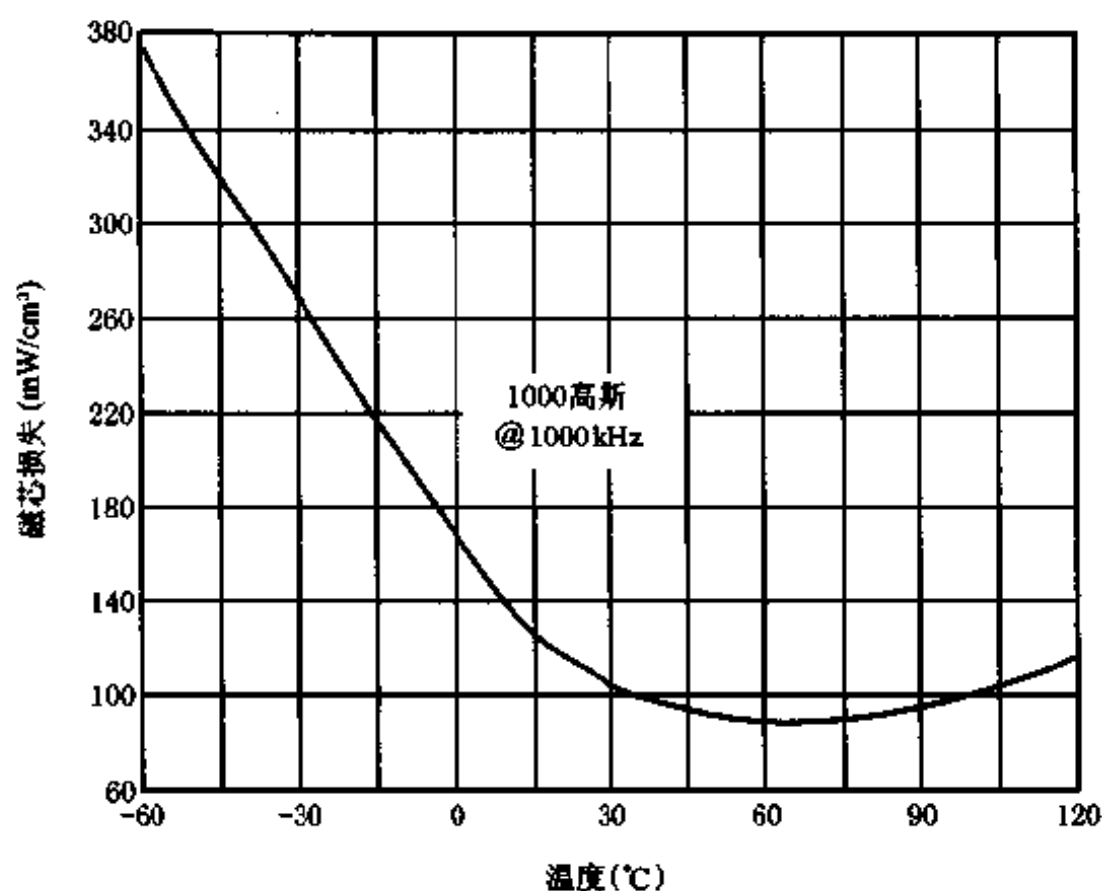


图 9.14 Magnetics P 材料的一些特性

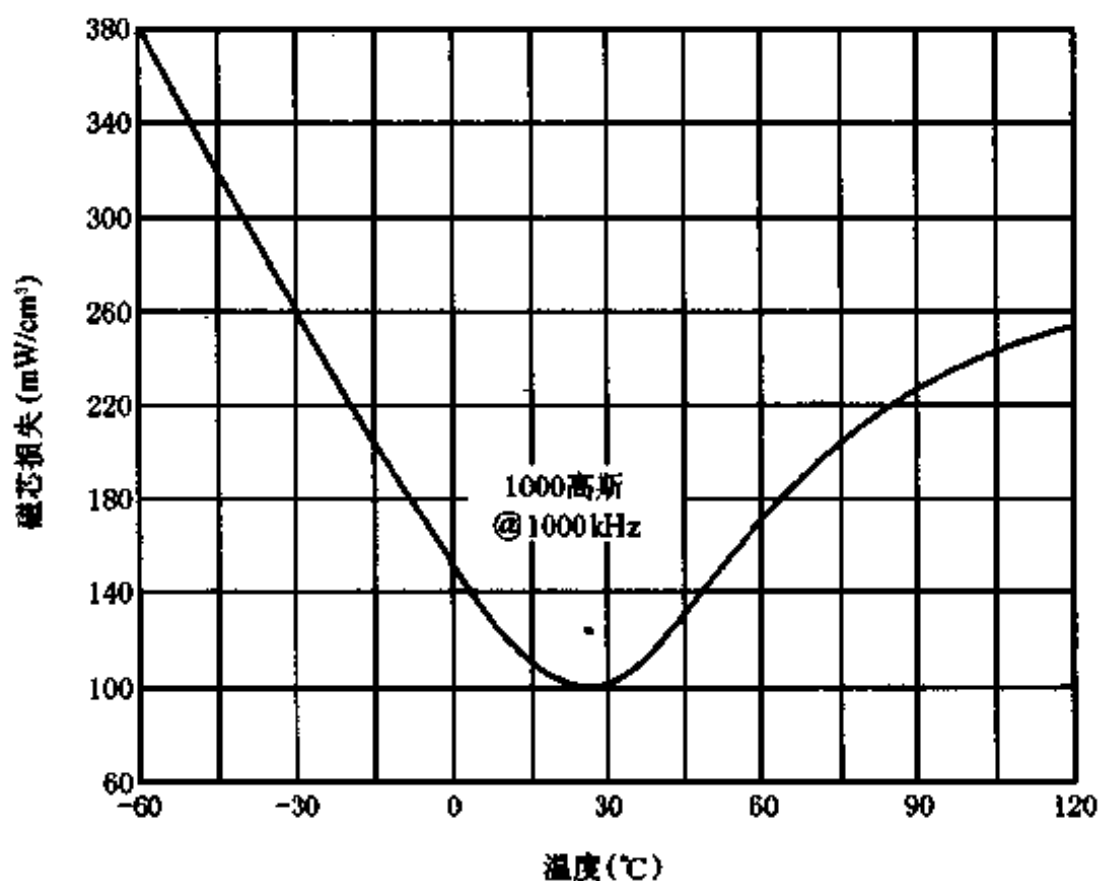


图 9.15 Magnetics F 材料的一些特性

才能正常工作。一般地,绝缘垫片的热阻  $R_{th(c-f)}$  取为  $1.3^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。

假定允许电源工作的最高环境温度为  $60^{\circ}\text{C}$ , TOPswitch 器件保护温度为  $125^{\circ}\text{C}$ , 由方程(9.30)可得散热器的热阻为  $R_{th(f-a)}=14^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。

#### (4) 输出电容的设计

输出电容可由式(9.33)计算,  $C_o \geq 98\mu\text{F}$ 。实际选用  $100\mu\text{F}/450\text{V}$  低 ESR 电解电容。

#### (5) boost 二极管的选择

boost 二极管为快恢复二极管,其反向击穿电压为输出电压的  $1.2\sim 1.5$  倍。因此,应

选反向击穿电压为 600V 的二极管。boost 二极管的电流参数由式(9.36)确定,  $I_D(pk)=746mA$ 。Fairchild 的超快恢复二极管 EGP10J 的反向击穿电压为 600V, 正向平均电流为 1A。选用 EGP10J 可满足电性能的要求。

二极管导通损耗可由式(9.40)计算。EGP10J 的最大正向电压  $V_f=1.7V$ , 因此  $P_{on}(D)=0.283W$ 。

开关导通比  $D$  的平均值由式(9.43)可知  $D(avg)=0.19$ , 二极管 EGP10J 的反向漏电流为  $100\mu A$ 。二极管关断损耗可由式(9.41)求得,  $P_{off}(D)=34mW$ 。

二极管 EGP10J 的反向恢复电流为  $I_r=0.25A$ , 反向恢复时间  $t_{rr}=75ns$ 。二极管反向恢复损耗可由式(9.45)求出,  $P_r(D)=0.788W$ 。

二极管寄生电容  $C_{AK}$  为 15pF, 其损耗由式(9.46)可知  $P_{D-cap}=0.132W$ 。

二极管上总的功率损耗  $P_{loss}(D)$  是以上四部分之和,  $P_{loss}(D)=1.24W$ 。实际计算时可考虑 1.5 倍的裕量。因此, 如果没有散热器, 要求结到环境的热阻由式(9.50)决定,  $R_{ja}=48.4^{\circ}C/W$ 。这个结果小于 EGP10J 结到环境的热阻  $50^{\circ}C/W$ 。

可见 EGP10J 不能满足热性能的要求。如果选择 Firechild 的超快恢复二极管 EGP30J, 其反向击穿电压为 600V, 正向平均电流为 3A, 其电性能可以满足要求。EGP30J 和 EGP10J 除了电流额定值和结到环境热阻不同以外, 另一不同之处在于二极管结寄生电容。EGP30J 结到环境的热阻为  $20^{\circ}C/W$ , 结寄生电容  $C_{AK}$  为 75pF。这时由式(9.46)可知  $P_{D-cap}=0.66W$ , EGP30J 上的总损耗为  $P_{loss}(D)=1.77W$ 。由式(9.50)可得  $R_{ja}=33.9^{\circ}C/W$ 。这个结果大于 EGP30J 结到环境的热阻  $20^{\circ}C/W$ 。所以, EGP30J 不仅能满足电性能的要求, 同时也能满足热性能的要求。

### 3. 设计结果

在图 9.3 所示的不连续导电模式 boost 型功率因数校正电路中, 几个主要的元器件设计结果如下:

TOPswitch:	TOP223Y+14 $^{\circ}C/W$ 散热器
boost 二极管:	EGP30J(Firechild)
输入滤波电容:	220nF/400V
输出滤波电容:	100 $\mu F$ /450V
boost 电感:	492 $\mu H$ , 磁芯为 Magnetics 的 P-41811, 气隙 0.006 英寸, 绕组为 AWG28 线 40 匝

在实际电路调试时, 应根据具体情况进行适当调节 1W 确保电源满足用户要求, 并且工作在最佳工作状态。

表 9.1 AWG 导线规格表

线大小 AWG	裸线直径 (cm)	截面积		绕线匝数		单位长度 电阻(20℃)	电容容量(mA) 500 圈密耳/安
		圈密耳	$\text{cm}^2 \times 10^{-3}$	per in <sup>2</sup>	per cm <sup>2</sup>	$\mu\Omega/\text{cm}$	
10	0.267	11470	58.13	89	13.8	32.70	20768
11	0.238	9158	46.42	112	17.4	41.37	16452
12	0.213	7310	37.05	140	21.7	52.09	13058
13	0.190	5852	29.66	176	27.3	65.64	10368
14	0.171	4679	23.72	220	34.1	82.80	8220
15	0.153	3758	19.05	260	40.3	104.3	6520
16	0.137	3003	15.22	330	51.2	131.8	5160
17	0.122	2421	12.27	410	63.6	165.8	4100
18	0.109	1936	9.812	510	79.1	209.5	3250
19	0.0980	1560	7.907	635	98.4	263.9	2580
20	0.0879	1246	6.315	800	124	332.3	2050
21	0.0785	1005	5.094	1000	155	418.9	1630
22	0.0701	807	4.090	1200	186	531.4	1280
23	0.0632	650	3.294	1500	232	666.0	1020
24	0.0556	524	2.656	1900	294	842.1	808
25	0.0505	424	2.149	2400	372	1062.0	641
26	0.0452	342	1.733	3000	465	1345.0	506
27	0.0409	272	1.379	3600	558	1687.6	403
28	0.0366	219	1.110	4700	728	2142.7	318
29	0.0330	180	0.9123	5600	868	2664.3	255
30	0.0294	144	0.7298	7000	1085	3402.2	200
31	0.0267	117	0.5930	8500	1317	4294.6	158
32	0.0241	96.0	0.4866	10500	1628	5314.9	128
33	0.0216	77.4	0.3923	13000	2015	6748.6	101
34	0.0191	60.8	0.3082	16000	2480	8572.8	79
35	0.0170	49.0	0.2484	20000	3100	10849	63
36	0.0152	39.7	0.2012	25000	3876	13608	50
37	0.0140	32.5	0.1647	32000	4961	16801	41
38	0.0124	26.0	0.1318	37000	5736	21266	32
39	0.0109	20.2	0.1024	50000	7752	27775	25
40	0.0096	16.0	0.0811	65000	10077	35400	19
41	0.00863	13.0	0.0659	80000	12403	43405	16
42	0.00762	10.2	0.0517	100000	15504	54429	13
43	0.00685	8.40	0.0426	125000	19380	70308	10
44	0.00635	7.30	0.0370	150000	23256	85072	8

表 9.2 Magnetics 的 P-41811 磁芯  $A_L$  值与气隙 Gap

$A_L$ (mH/1000T)	磁导率 $\mu_r$	Gap(in)
2500	2500	0
630	302	0.003
400	192	0.005
315	151	0.006
250	120	0.008
160	76.7	0.015
100	48	0.026
63	30.2	0.046
40	19.2	0.08

## 参考文献

- [1] G. Olivier and V. R. Stefanovic. Thyristor Current Source with an Improved Power Factor. IEEE PESC Records, 1980, pp. 346—356
- [2] S. B. Dewan and W. G. Dunford. Improved Power Factor Operation of A Single Phase controlled Rectifier Bridge Through Modified Gating. IEEE PESC Records, 1980, pp. 357—365
- [3] C. P. Henze and N. Mohan. A Digitally Controlled AC to DC Power Conditioner That Draws Sinusoidal Input Current. IEEE PESC Records, 1986, pp. 531—540
- [4] K. K. Sen and A. E. Emanuel. Unity Power Factor Single Phase Power Conditioning. IEEE PESC Records, 1987, pp. 516—524
- [5] Kwang-Hua Liu and Yung-Lin Lin. Current Waveform Distortion in Power Factor Correction Circuits Employing Discontinuous-Mode Boost Converters. IEEE PESC Records, 1989, pp. 825—829
- [6] D. S. L. Simonetti, J. Sebastian, F. S. dos Reis and J. Uceda. Design Criteria for Sepic and Cuk Converters as Power Factor Preregulators in Discontinuous Conduction Mode. IECON'92, pp. 283—288
- [7] Liu Jian, Chen Zhiming and Du Zhong. A Switched Capacitor Harmonic Compensation Part for Switching Supplies. Journal of Computer Science and Technology, Vol. 12, No. 2, 1997, pp. 189—192
- [8] 刘健, 杨克强, 严百平. 开关电源的功率因数补偿模块及其仿真研究. 微电子学与计算机, Vol. 15, No. 2, 1998, pp. 42—45
- [9] A. Peres, D. C. Martins and I. Barbi. Zeta Converter Applied in Power Factor Correction. IEEE PESC Records, 1994, pp. 1152—1157
- [10] J. Sebastian, J. A. Cobos, J. M. Lopera and J. Uceda. The Determination of the Boundaries Between Continuous and Discontinuous Conduction Modes in PWM DC-DC Converter Used as Power Factor Preregulators. IEEE Trans on PE, 1995, Vol. 10, pp. 574—582
- [11] 严百平, 刘树林. buck 变换器实现 PFC 的机理及其仿真. 电气传动与自动化, 1998 年, 第 4 期, pp. 32—36
- [12] H. Endo, T. Yamashita and T. Sugiura. A High Power Factor Buck Converter. IEEE PESC Records, 1992, pp. 1017—1076
- [13] D. S. L. Simonetti, J. Sebastian, F. S. dos Reis and J. Uceda. Design Criteria for Sepic and Cuk Converters as Power Factor Preregulators in Discontinuous Conduction Mode. IECON'92, pp. 283—288
- [14] 严百平, 陈治明, 刘健. Zeta PFC 电路临界条件的分析和模拟. 微电子学, 1998, Vol. 28, No. 3, pp. 167—171
- [15] D. S. L. Simonetti, J. Sebastian, and J. Uceda. Control Conditions to Improving Conducted EMI by Switching Frequency Modulation of Basic Discontinuous PWM Preregulators. IEEE PESC Records, 1994, pp. 1180—1187
- [16] S. Cuk. Discontinuous Inductor Current Mode in the Optimum Topology Switching Converter. PESC'78, pp. 105—123
- [17] 刘树林, 严百平. 基于 Zeta 变换器的单相 PFC 电路. 电力电子技术, 1998, No. 3, pp. 28—31
- [18] 严百平, 陈治明, 刘健. 改进的电压跟随器型 PFC Cuk AC—DC 变换器. 电工技术学报, 1999, Vol. 14, No. 2, pp. 25—29
- [19] 严百平, 陈治明, 刘健. 非耦合 SC Cuk DC-DC 变换器的临界条件. 电力电子技术, 1998, No. 2, pp. 25—28
- [20] 严百平, 陈治明, 刘健. 非耦合开关电容 Cuk DC-DC 变换器. 西安理工大学学报, 1998, Vol. 14, No. 3, pp. 236—241
- [21] 刘健, 陈治明等. 提高低电压 DC-DC 变换器效率的同步整流技术. 微电子学, Vol. 25, No. 6, 1995, pp. 43—48
- [22] Jian Liu and Zhiming Chen. Compact DC-DC Converter for Pocket Microcontroller Systems. Journal of Computer Science and Technology, Vol. 11, No. 6, 1996, pp. 607—614
- [23] Jian Liu, Zhiming Chen and Yanru Zhong. An improved circuit for high performance DC-DC/AC converters. in

- [24] 刘健, 陈治明, 杜忠. 开关电容 DC-DC 变换器的稳态分析. 电工电能新技术, No. 1, 1997, pp. 11-15
- [25] 刘健著. 开关电容功率变换器. 陕西科学技术出版社, 1998 年
- [26] 刘健, 陈治明等. DC-DC 变换器的 SPICE 仿真. 微机发展, Vol. 6, No. 1, 1996, pp. 36-39
- [27] 刘健, 陈治明等. 开关电容 DC-DC 变换器的效率. 微电子学, Vol. 27, No. 1, 1997, pp. 26-31
- [28] Liu Jian, Chen Zhiming and Yan Baiping. Improvements of Switched-Capacitor Networks to The Performance of Switching DC-DC Converters. in Proc. of ICPE'95, Seoul, 1998
- [29] 刘健, 开关电容 DC-DC 变换器研究. 西安理工大学博士学位论文, 1997 年 5 月
- [30] 刘健, 陈治明. 开关电容推挽升压 DC-DC 变换器. 电工电能新技术, No. 1, 1998, pp. 41-46
- [31] K. D. T. Ngo and R. Webster. Steady-state Analysis and Design of A Switched Capacitor DC-DC Converter. In Proc. IEEE PESC'92 Rec. 1992, pp. 378-385
- [32] D. S. L. Simonetti, J. Sebastian, F. S. dos Reis and J. Uceda. Design Criteria for Sepic and Cuk Converters as Power Factor Preregulators in Discontinuous Conduction Mode. IECON'92, pp. 283-286
- [33] 严百平, 陈治明, 刘健. 基于非耦合开关电容 Cuk 变换器的单相 PFC 电路. 电工电能新技术, Vol. 17, No. 4, 1998, pp. 41-44
- [34] 严百平, 陈治明, 刘健. 非耦合 SC Cuk DC-DC 变换器的边界条件. 电力电子技术, No. 2, 1998, pp. 25-28
- [35] 严百平, 陈治明, 刘健. 非耦合开关电容 Cuk DC-DC 变换器. 西安理工大学学报, Vol. 14, No. 3, 1998, pp. 236-242
- [36] R. D. Middelbrook. Transformerless DC-to-DC Converters with large Conversion Ratios. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 3, No. 4, Oct. 1988, pp. 484-487
- [37] Slobodan Cuk and R. D. Middelbrook. A General Unified Approach to Modelling Switching DC-DC Converters in Discontinuous Mode. IEEE Power Electronics Specialists Conference, Record, 1977, pp. 36-57
- [38] R. D. Middelbrook and Slobodan Cuk. A New Optimum Topology Switching DC-DC Converter. IEEE Power Electronics Specialists Conference, Record. 1977, pp. 160-179
- [39] V. Vorperian. Simplified Analysis of PWM Converters Using the PWM Switch. IEEE trans. on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 26 No. 2, 1990, pp. 497-505
- [40] B. K. Bose. Modern Power Electronics—Evolution, Technology, and Applications. IEEE Press, 1992, pp. 263-314
- [41] J. C. Salmon. Circuit Topologies for Single-phase Voltage Doubler Boost Rectifiers. IEEE. Trans. on Power Elect. Vol. 8, No. 4, Oct. 1993, pp. 521-529
- [42] 刘健, 刘树林, 王兆安. 高功率因数 DCM 单级 boost 正激组合变换器的稳态分析. 电力电子技术, No. 4, 1998, pp. 18-21
- [43] Richard Redl and Laszlo Balogh. Design Considerations for Single-stage Isolated Power-factor-corrected Power Supplies with Fast Regulation of the Output Voltage. in proc. of APEC'95, Dallas, Vol. 1, 1995, pp. 454-458
- [44] 蔡宣三, 龚绍文著. 高频功率电子学——直流-直流变换部分. 科学出版社, 1993, pp. 40-121
- [45] G. Arun, W. Shireen and P. Enjeti. Improving Active Power Factor Correction Circuit Using a Zero Voltage Switching Boost Converter. IEEE PESC 1995 records, pp. 701-706
- [46] 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. in proc. of APEC'95, Dallas, Vol. 1, 1995, pp. 647-653
- [47] Richard Redl and Laszlo Balogh. Design Considerations for Single-stage Isolated Power-factor-corrected Power Supplies with Fast Regulation of the Output Voltage. in Proc. of APEC'95, Dallas, Vol. 1, 1995, pp. 454-458
- [48] 刘健, 杨旭, 王兆安等. 单位功率因数单相开关变换器的输出电压纹波. 电力电子技术, Vol. 33, No. 4, 1999, pp. 1-4
- [49] Domingos Savio Lyrio Simonetti, Javier Sebastian, and Javier Uceda. The Discontinuous Conduction Mode Sepic and Cuk Power Factor Preregulators; Analysis and Design. IEEE Trans on Industrial Electronics, Vol. 44, No.

- 5, Oct. 1997, pp. 630—637
- [50] 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. IEEE. PESC Records, 1995, pp. 647—653
- [51] Yu-Kang Lo, Rong-Jie Tu and Chern-Lin Chen. Control without Current Sensing for Unity-power-factor Switching-mode Rectifier. in Proc. of IPEMC'94, Beijing, Jun. 1994, pp. 957—962
- [52] 刘健, 陈治明, 钟彦儒. 开关电容 DC-DC 变换器的分析. 电子学报, No. 2, 1997, pp. 88—90
- [53] 刘健, 严百平, 王兆安. 高功率因数 DCM 单级 boost 正激组合变换器的临界条件. 微电子学, 1999, Vol. 29, No. 2, pp. 101—105
- [54] 严百平, 陈治明, 刘健. 基于非关联开关电容 Cuk 变换器的单相 PFC 电路. 电工电能新技术, Vol. 17, No. 4, 1998, pp. 41—44
- [55] 刘健, 陈治明等. 适合航天电子系统应用的 DC-DC 变换器. 微电子学, Vol. 26, No. 2, 1996, pp. 97—102
- [56] Jian Liu, Zhiming Chen and Yanru Zhong. A Switched Capacitor Converter with High Performance. in Proc. of Intern. Conf. Power Electronics, Seoul, Oct. 1995, pp. 116—119
- [57] Jian Liu, Zhiming Chen and Zhong Du. Switched Capacitor DC-DC Converters Enable Electronic Products to be More Compact. in Proc. of 1996 IEEE. Intern. Conf. Semiconductor Electronics, Penang, Malaysia, Nov., 1996, pp. 307—314
- [58] Jian Liu and Zhiming Chen. Efficiency of Switched Capacitor DC-DC Converters and Its Improvement. Journal of Xi'an University of Technology, No. 4, 1996
- [59] 刘健, 陈治明等. 集成开关电容 DC-DC 变换器. 微处理机, No. 1, 1996, pp. 47—50
- [60] 刘健, 陈治明, 钟彦儒. 新型集成开关电容 DC-DC 变换器及其计算机仿真. 微电子学与计算机, Vol. 13, No. 1, 1996, pp. 53—56
- [61] G. Arun, W. Shireen and P. Enjeti. Improving Active Power Factor Correction Circuit Using A Zero Voltage Switching Boost Converter. IEEE PESC 1995 records, pp. 701—706
- [62] J. Sebastian, J. A. Martinez, J. M. Alonso and J. A. Cobos. Voltage-Follower Control in Zero-Switched Quasi-resonant Power Factor Preregulators. IEEE PESC 1995 records, pp. 901—907
- [63] K. Siri, I. Batarseh, V. Caliskan and P. Konetzky. PWM Zero Voltage Switching Boost-Derived Converters with Output Isolation. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 11, No. 3, 1996, pp. 448—459
- [64] K. M. Smith, Jr. Student and K. M. Smedley. A Comparison of Voltage-Mode Soft-Switching Methods for PWM Converter. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 12, No. 2, 1997, pp. 376—386
- [65] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins. Power Electronics. 2nd edition, 1995, John Wiley & Sons, Inc.
- [66] 刘健, 严百平, 王兆安. 开关电容网络改善单级功率因数校正 DCM 组合变换器的稳定范围. 西安交通大学学报, Vol. 33, No. 8, 1999, pp. 5—10
- [67] R. L. Steigerwald. A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies. IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 3, No. 2, 1988, pp. 174—182
- [68] A. S. K. Bhat. A Unified Approach for the Steady-state Analysis of Resonant Converters. IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 38, No. 4, 1991, pp. 251—259
- [69] Power Integrations, INC. Data Book and Design Guide, 1996—1997
- [70] Power Integrations, INC. Supplemental Data Book and Design Guide, 1998
- [71] Magnetics Ferrites-Ferrite Cores, 1997
- [72] TDK Ferrite Cores for Power Supply and EMI/RFI Filter, 1998
- [73] Tokin Ferrite Cores, 1997—1998
- [74] Dae Bong, Kim. High Efficiency Power Factor Controller Design for Ballast, 1999, Fairchildsemi, CO.
- [75] 刘健, 陈治明, 严百平. 开关电容 DC-DC 变换器的设计方法. 电子学报, Vol. 27, No. 4, 1999, pp. 102—106
- [76] 刘健, 刘树林, 王兆安. 单级功率因数校正 DCM 组合变换器的稳定性. 电子学报, Vol. 27, No. 10, 1999, pp. 88—92
- [77] 严百平, 陈治明, 刘健. 新颖的含 PFC 的 PWM 2VS AC-AC 变换器. 电子学报, Vol. 27, No. 8, 1999, pp. 123—125
- [78] 刘健. 单相不连续导电模式单位功率因数开关变换器研究. 西安交通大学博士后研究报告, 2000 年 3 月



[ G e n e r a l I n f o r m a t i o n ]

书名= 实用电源技术丛书 不连续导电模式高功率因数开关电源

作者= B E X P

页数= 1 4 9

下载位置= <http://202.118.180.121/ebook/sjy01/diskdv/dv60/11/!00001.pdg>