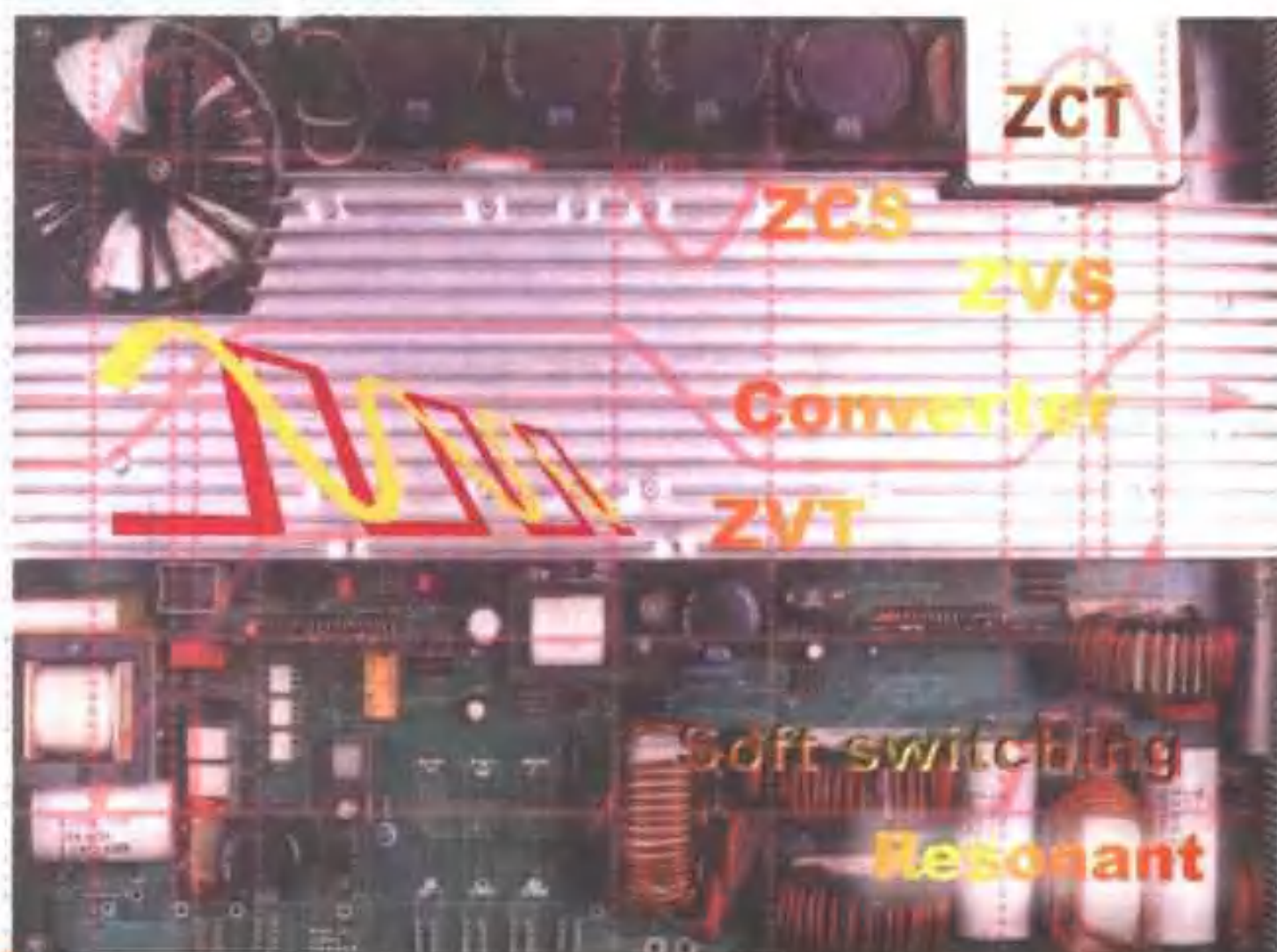


实用电源技术丛书

软开关功率变换器

及其应用

王 聪 编著



科学出版社

实用电源技术丛书

软开关功率变换器及其应用

王 聪 编著

科 学 出 版 社

2000

内 容 简 介

本书对软开关功率变换技术进行了较全面详细的讨论,阐述了软开关功率变换器发展过程中各阶段典型电路拓扑的工作原理,并对其工作过程作了详细的理论分析和讨论。本书内容包括:准谐振、多谐振 DC-DC 变换电路;准谐振 PWM DC-DC 变换电路;零转换 PWM DC-DC 变换电路;软开关正激与反激式 DC-DC 变换电路,软开关全桥 DC-DC 变换电路;各种直流环节谐振型逆变电路;各种极谐振型逆变电路等。本书对软开关功率变换电路在实际中的应用也进行了介绍。

本书可作为高等院校电力电子或工业自动化类专业高年级学生及研究生的教学参考书,也可供从事电力电子技术研究的广大科技人员阅读。

图书在版编目 (CIP) 数据

软开关功率变换器及其应用/王聪编著.-北京:科学出版社,2000
(实用电源技术丛书)
ISBN 7-03-007901-9

I. 软… II. 王… III. 功率变换器,软开关 IV. TM761

中国版本图书馆 CIP 数据核字(1999)第 63484 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

新华书店北京发行所发行 各地新华书店经售

*

2000 年 1 月第 一 版 开本:787×1092 1/16
2000 年 1 月第 一 次印刷 印张:18
印数:1-4 000 字数:405 000

定价:27.00 元

(如有印装质量问题,我社负责调换〈坏伟〉)

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

电力电子技术从 60 年代诞生后, 经过近 40 年的发展, 已经形成较为完整的学科体系和理论, 成为相对独立的学科门类。近年来, 电力电子学更是获得了突飞猛进的发展, 并且这种发展被各国专家学者视为人类社会的第二次电子革命。本领域权威美国的 B. K. Bose 教授认为: “电力电子技术在世界范围的工业文明发展中所起的关键作用可能仅次于计算机”, 并且在 21 世纪“将对工业自动化、交通运输、城市供电、节能、环境污染控制等方面的发展产生巨大的推动作用”。

软开关电力电子变换技术是近年来电力电子学领域中的一个热门话题。对软开关 (soft switching) 理论的深入研究, 以及软开关技术的广泛应用, 使电力电子变换器的设计出现了革命性的变化。软开关技术的应用使电力电子变换器可以具有更高的效率——自身损耗大大降低, 更高的功率密度——自身体积、重量大大减小, 以及更高的可靠性; 并可有效地减小电能变换装置引起的电磁污染 (EMI) 和环境污染 (噪声等), 为在 21 世纪大力发展绿色 (无公害或低公害) 电力电子产品提供了有效的方式和方法。软开关技术的诸多显著优点使其理论从一出现就显示出了蓬勃的生命力, 并受到各国专家学者的广泛重视。现在每年在世界上都有大量的相关论文发表, 应用软开关技术的电力电子变换器也越来越多地推向市场。

本书主要讨论了软开关的直流-直流 PWM 变换电路及直流-交流 PWM 逆变电路在发展过程中的各典型电路拓扑及基本工作原理。作者希望本书的出版能对国内广大从事电力电子技术的科研人员和工程技术人员较为全面地了解这一领域的发展和概况有所帮助, 能对我国在这一研究领域的进步起到一点促进作用。

本书是作者在给本校研究生授课的讲义基础上编写的。第一章概述了电力电子变换器及软开关功率变换技术的基本概念; 第二章讨论了四种基本的 DC-DC 变换器的工作原理; 第三章讨论了准谐振与多谐振 DC-DC 变换器; 第四章讨论了零电压开关与零电流开关 PWM DC-DC 变换器; 第五章讨论了零电压转换与零电流转换 PWM DC-DC 变换器; 第六章讨论了零电压开关单端正激、反激以及正反激组合式变换器; 第七章讨论了软开关全桥 PWM DC-DC 变换器; 第八章简要介绍了电压型 PWM 逆变器的基本工作原理以及几种典型的 PWM 调制方式; 第九章讨论了直流环节谐振型逆变器的各种典型电路拓扑和基本工作原理; 第十章讨论了极谐振型逆变器的各种典型电路拓扑和基本工作原理; 第十一章给出了软开关功率变换器的一些应用实例。

在本书出版之际, 作者首先要感谢中国电源学会和科学出版社对作者编著此书的大力支持, 特别是科学出版社的张建荣和汤秀娟编辑对此书付出了大量心血, 使此书得以高质量顺利地出版。感谢作者的研究生们把一篇凌乱的讲义输入到计算机中变为整洁的书稿, 并完成了全书插图的绘制。另外, 本书第十一章第二节的内容由北京动力源公司

提供，在此一并表示感谢。

由于本书涉及的是一个发展很快的研究领域，因此作者在各个章节的论述都还很不深入、全面，加之作者的学识有限，本书肯定有值得讨论之处。敬请广大读者给予批评指正。

作 者

1999年10月

目 录

第一章 概述	1
1.1 功率变换电路的基本概念	1
1.2 硬开关功率变换电路及其局限性	2
1.3 软开关功率变换电路的提出及其发展	5
第二章 基本的 PWM DC-DC 开关变换器	10
2.1 Buck 变换器	11
2.2 Boost 变换器	13
2.3 Buck-Boost 变换器	15
2.4 Cuk 变换器	17
第三章 准谐振与多谐振 DC-DC 变换器	21
3.1 零电流与零电压型准谐振开关	21
3.2 零电流开关准谐振变换器(ZCS-QRCs)	23
3.2.1 基本工作原理	23
3.2.2 工作过程分析	24
3.2.3 对 ZCS-QRCs 变换电路的几点讨论	27
3.3 零电压开关准谐振变换器(ZVS-QRCs)	29
3.3.1 Boost ZVS-QRCs 变换电路的基本工作原理	30
3.3.2 Buck ZVS-QRCs 变换电路的基本工作原理	33
3.3.3 对 ZVS-QRCs 变换电路的几点讨论	34
3.4 零电压开关多谐振变换器(ZVS-MRCs)	38
3.4.1 Buck ZVS-MRCs 变换电路的基本工作原理	40
3.4.2 Buck ZVS-MRCs 变换电路工作过程分析	40
3.4.3 Buck ZVS-MRCs 变换电路的输出电压调节方式及变比特性	43
3.4.4 Buck ZVS MRCs 的优缺点分析	44
第四章 零电流开关(ZCS)与零电压开关(ZVS)PWM 变换器	45
4.1 零电流开关(ZCS)PWM 变换器	47
4.1.1 基本工作原理	47
4.1.2 工作过程分析	48
4.1.3 对 Buck ZCS-PWM 变换电路的几点讨论	51
4.2 零电压开关(ZVS) PWM 变换器	53
4.2.1 基本工作原理	53
4.2.2 工作过程分析	54

4.2.3	对 Buck ZVS-PWM 变换电路的几点讨论	57
第五章	零转换 PWM 变换器	60
5.1	基本的零电流转换(ZCT)PWM 变换器	60
5.1.1	ZCT-PWM 变换电路的拓扑结构及基本工作原理	60
5.1.2	Boost ZCT-PWM 变换电路的工作过程讨论与相平面分析	62
5.1.3	对 Boost ZCT-PWM 电路的几点讨论	65
5.2	基本的零电流转换(ZCT) PWM 变换电路控制方式的改进	68
5.3	基本的零电流转换(ZCT) PWM 变换电路拓扑结构的改进	74
5.4	基本的零电压转换(ZVT) PWM 变换电路	80
5.4.1	基本的 ZVT-PWM 电路的拓扑结构和工作原理	80
5.4.2	基本的 Boost ZVT-PWM 变换器的工作过程讨论	82
5.4.3	对基本的 Boost ZVT-PWM 电路的几点讨论	85
5.5	基本的零电压转换(ZVT)PWM 变换电路拓扑结构的改进	89
5.5.1	改进的 ZVT PWM 电路拓扑结构(一)	89
5.5.2	改进的 ZVT-PWM 电路拓扑结构(二)	93
第六章	有源箝位正激、反激、正-反激组合式软开关变换器	101
6.1	有源箝位零电压开关(ZVS)PWM 正激变换器	101
6.1.1	有源箝位正激变换器的基本结构	101
6.1.2	基本工作过程分析	102
6.1.3	几点讨论	108
6.2	有源箝位零电压开关(ZVS)PWM 反激变换器	111
6.2.1	基本工作过程分析	111
6.2.2	有关电路设计的几点讨论	117
6.3	有源箝位零电压零电流开关(ZVZCS)反激变换器	120
6.3.1	基本工作过程分析	120
6.3.2	软开关条件的讨论	123
6.4	有源箝位正-反激组合式 PWM 变换器	124
6.4.1	基本工作过程分析	125
6.4.2	几点讨论	134
第七章	软开关全桥(FB)PWM 变换器	137
7.1	基本的全桥 PWM 变换器	137
7.2	基本的移相控制 FB-ZVS-PWM 变换器	139
7.2.1	基本工作原理	139
7.2.2	运行过程分析	141
7.2.3	几点讨论	146
7.3	基本的移相控制 FB-ZVS-PWM 变换器的改进	148
7.3.1	利用饱和电感减小电压占空比丢失	149
7.3.2	利用变压器励磁电感扩大零电压开关负载范围	152
7.3.3	利用输出滤波电感扩大零电压开关负载范围	155

7.3.4	通过增加辅助电路扩大零电压开关负载范围	158
7.4	移相控制全桥零电压、零电流开关(FB-ZVZCS)PWM 变换器	158
7.4.1	原边加隔直电容和饱和电感的全桥 ZVZCS-PWM 变换器	159
7.4.2	变压器副边采用有源箝位的 ZVZCS 全桥移相式 PWM 变换器	165
第八章	基本的 PWM 电压型逆变器	172
8.1	单相电压型逆变器	172
8.2	三相电压型逆变器	174
8.3	脉宽调制(PWM)控制技术在逆变器设计中的应用	175
8.3.1	SPWM 的自然采样法	177
8.3.2	SPWM 的规则采样法	177
8.3.3	滞环电流 PWM 控制法	178
8.3.4	谐波消除法	178
第九章	直流(DC)环节谐振型逆变器	181
9.1	谐振直流(DC)环节逆变器(RDCLI)	181
9.1.1	谐振 DC 环节的基本工作原理	182
9.1.2	RDCLI 的工作过程分析	184
9.1.3	对 RDCLI 的几点讨论	185
9.2	有源箝位谐振直流环节逆变器(ACRLI)	187
9.2.1	ACRLI 的基本工作原理	187
9.2.2	ACRLI 的工作过程分析	188
9.2.3	对 ACRLI 的几点讨论	191
9.3	直流(DC)环节并联谐振逆变器 I (PRDCLI1)	194
9.3.1	DC 环节并联谐振电路 PRDCLI1 的基本工作原理	194
9.3.2	PRDCLI1 的基本工作过程分析	195
9.3.3	对 PRDCLI1 电路的两点讨论	200
9.4	直流(DC)环节并联谐振逆变器 II (PRDCLI2)	201
9.4.1	基本工作过程分析	202
9.4.2	参数计算	206
9.5	直流(DC)环节谐振型逆变器的 PWM 控制策略	207
9.5.1	离散脉冲 PWM 调制策略	207
9.5.2	单相软开关换向技术及其与谐振的配合	208
第十章	极谐振型逆变器	211
10.1	准谐振电流模式逆变器(QRCMI)	211
10.1.1	QRCMI 电路的基本工作原理	211
10.1.2	QRCMI 的工作过程分析	212
10.1.3	QRCMI 电路与 DC 环节谐振型逆变电路的比较	216
10.2	辅助二极管谐振极 PWM 逆变器(ADRPI)	217
10.2.1	ADRPI 变换桥臂的拓扑结构及工作原理	217
10.2.2	结实型变换桥臂的工作过程讨论及相平面分析	220

10.2.3	零电压开关操作的限制	224
10.2.4	设计过程举例	226
10.3	辅助谐振变换极 PWM 逆变器(ARCPI)	229
10.3.1	ARCPI 变换桥臂的拓扑结构及工作原理	229
10.3.2	ARCPI 电路的作用方式一	230
10.3.3	ARCPI 电路的作用方式二	233
10.3.4	对 ARCPI 电路的几点讨论	235
10.4	其他类型的极谐振型逆变器	236
10.4.1	零电压转换三相 PWM 逆变器(ZVTI)	236
10.4.2	Y-Snubber 谐振极 PWM 逆变器(Y-RPI)	240
10.4.3	Δ -Snubber 谐振极 PWM 逆变器(Δ -RPI)	244
第十一章	软开关功率变换器的应用	248
11.1	AC/DC 变换器中采用 ZCT 技术的有源功率因数校正电路设计	248
11.1.1	功率因数的定义及问题的提出	248
11.1.2	功率因数校正的基本方式和方法	249
11.1.3	Boost ZCT-PFC 电路设计与实现	251
11.2	零电压零电流开关(ZVZCS)全桥 PWM 变换器在实际中的应用	254
11.2.1	问题的提出	255
11.2.2	电路的基本工作原理	256
11.2.3	暂态过渡过程分析	257
11.2.4	实用电路设计与参数选择	260
11.3	离散脉冲调制感应电机的直接转矩控制	260
11.3.1	引言	260
11.3.2	感应电机在两相静止坐标系上的空间复矢量模型	261
11.3.3	离散脉冲调制的 DSC 控制系统	265
11.3.4	定子电流空间复矢量 i_s 的估计	268
11.3.5	离散脉冲调制的 DSC 控制系统的实现	270
参考文献		271

第一章 概 述

1.1 功率变换电路的基本概念

通常从电网上直接得到的单相或三相固定幅值和频率的交流电能,或从蓄电池、太阳能电池等电源得到的直流电能可被称为原始电能(raw power),这种电能得到有效、合理的使用之前,一般需经过一定的转换和加工。能够应用电力半导体开关器件及电子技术对原始电能进行转换、加工、调节的电子设备就称为电力电子变换器(power electronic converters),或简称为功率变换器(power converters),以示与电子信号变换器的区别。原始电能经过加工后,可以广泛应用在电机传动、不间断电源、加热与照明、电化学、电弧焊、高压直流输电、有源滤波、无功补偿等等领域。按某些文献的估计,随着科学技术的进步,今后,所有原始电能都需经过加工后才可以使使用,而功率变换器将用在从发电、传输到配电的所有环节上。

功率变换器属于电力电子学(power electronics)范畴。所谓电力电子技术就是使用电力半导体器件及电子技术对电气设备的电功率进行变换和控制的技术。从60年代诞生后,经过近40年的发展,电力电子学已经形成较为完整的学科体系和理论,成为相对独立的学科门类。近年来,电力电子学更是获得了突飞猛进的发展,并且这种发展被各国专家学者称为人类社会的第二次电子学革命。本学科权威B. K. Bose教授预言:“在将来工业高度自动化情况下,计算机技术、电力电子技术及自动控制技术将成为三种最重要的技术。”^[1]

功率变换器根据能量转换形式的不同可以分为四大类,即:交流-直流变换 AC-DC(整流)、直流-交流变换 DC-AC(逆变)、直流-直流变换 DC-DC(斩波)、交流-交流变换 AC-AC(交-交变频)。图1.1为四种转换形式的说明。

图1.2为一假想的通用功率变换器原理图。虽然它并不是一个实用的设备,但作为一

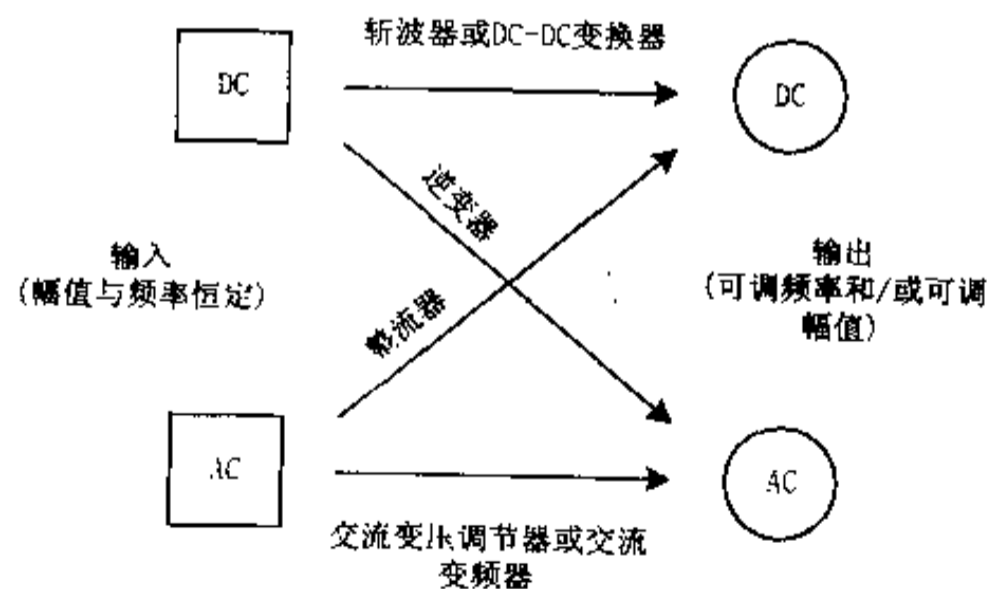


图 1.1 功率变换器四种转换形式的说明

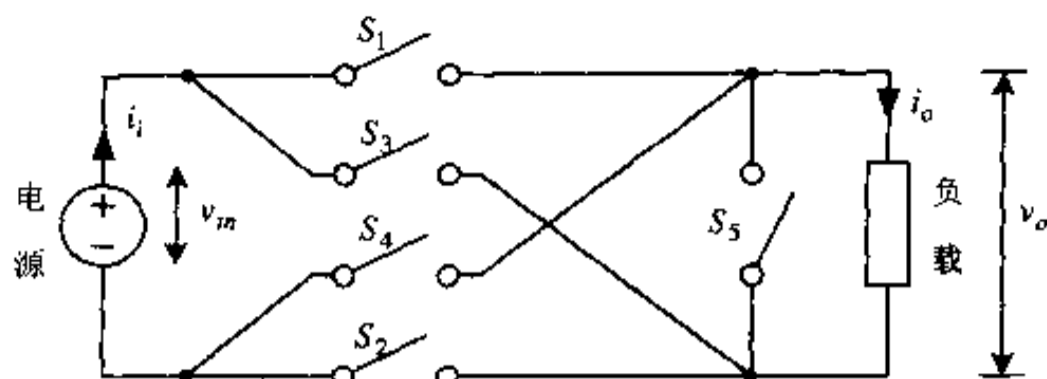


图 1.2 通用功率变换器

个工具,利用它可以很好地说明功率变换器转换和控制电能的原理。图 1.2 所示电路为一 5 开关双端口网络。 S_1 、 S_2 将输入端直接连接到输出端, S_3 、 S_4 将输入端与输出端交叉连接。电源假设为电压源(当然也可以为电流源),负载假定为由电阻和电感构成的感性负载。为了使负载可以有续流通路,增设开关 S_5 ,当 $S_1 \sim S_4$ 都打开时, S_5 闭合。这里假设开关的动作是同时完成的。由于假设电源为理想电压源,因此它不可以被短路,负载为感性负载,因此它不可以被开路,否则磁场能的突然释放,将产生高电压,造成电路的损坏。因此图 1.2 所示电路只可能有三种有效状态:

状态 0:开关 $S_1 \sim S_4$ 都打开, S_5 闭合。这时输出端被短路,输出电流通过 S_5 续流,输出电压 v_o 等于零。

状态 1:开关 S_1 、 S_2 闭合,其他开关打开。这时输出电压、输出电流分别等于输入电压、输入电流。

状态 2:开关 S_3 、 S_4 闭合,其他开关打开。这时输出电压、输出电流与输入电压、输入电流数值相同,极性相反。

设输入电压 $v_{in} = V_p \sin \omega t$,如果让图 1.2 所示电路在输入电压的前半个周期工作于状态 1,后半个周期工作于状态 2,则有输出电压 $v_o = V_p |\sin \omega t|$ 。这时图 1.2 所示电路实现了整流器的功能。

设输入电压 $v_{in} = V_m$ 恒定不变,让图 1.2 所示电路的工作状态按上述同样规律变化,则在输出端可以得到一个周期为 $T = 2\pi/\omega$ 的交流方波电压。这时图 1.2 所示电路实现了逆变器的功能。

如果输入端电压为三相交流,或要求输出电压为三相交流,只要将图 1.2 所示电路拓扑加以适当扩展,就可以实现要求的电能转换功能。

在图 1.2 所示电路中,根据输入电能的不同形式,通过让电路以不同的时间顺序工作于不同的状态,可以同样实现直流-直流变换及交流-交流变换的功能。

本书将重点讨论直流-直流变换电路及直流-交流逆变电路。这两种变换电路在现代电力电子学领域中占据着重要的地位,并在实际生活中得到了广泛的应用。

1.2 硬开关功率变换电路及其局限性

60 年代开始得到发展并应用的 DC-DC PWM(脉宽调制)功率变换技术使直流变换器的设计出现了很大的变化,对常用的线性调节电源(本质上为一可控电阻)提出了挑战。它去掉了庞大笨重的工频变压器,提高了电源的功率密度(单位体积所能得到的最大功

率),减小了装置的体积重量,提高了变换器的整体效率。随着功率半导体元器件的发展,它可以工作于越来越高的开关频率,因而具有越来越小的体积、重量和越来越高的功率密度。在70年代,其工作频率已从最初60年代几kHz上升到20kHz,并在当时被称为20kHz革命。目前DC-DC PWM变换器可以以最佳的重量、尺寸、效率、可靠性及价格工作在50~200kHz频率范围内^[2]。近些年来,随着个人电子计算机(笔记本电脑)、通信设备、微小型电器设备的发展,以及空间技术实际应用的需求,要求DC-DC PWM变换器具有更小的体积、重量和更高的功率密度,这就要求DC-DC PWM变换器要具有更高的开关频率,例如几MHz或几十MHz。

然而,对于常规的DC-DC PWM变换器,进一步提高开关频率会面临许多实际的问题。在常规的DC-DC PWM变换器中,功率开关管在电压不为零时导通,在电流不为零时关断,处于强迫开关过程,这种开关过程又称为硬开关(hard switching)过程。在硬开关状态下工作的DC-DC PWM变换器,随着开关频率的上升,一方面开关管的开关损耗会成正比地上升,使电路的效率大大降低,处理功率的能力大幅度减小;另一方面,会产生严重的电磁干扰(EMI)噪声。

由于功率开关管并不是理想开关,开和关不能瞬时完成,需要一定时间。在这段时间里,在开关管两端电压(或通过电流)减小的同时其上通过的电流(或两端的电压)同时上升,形成电压和电流波形的交叠,从而产生了开关损耗。根据电力电子学教科书,开关管的开通损耗和关断损耗分别等于在开通和关断时间里开关管两端电压 v_s 和通过电流 i_s 乘积的积分,即

$$W_{on} = \int_0^{t_{on}} v_s i_s dt, \quad W_{off} = \int_0^{t_{off}} v_s i_s dt$$

则一周开通和关断的总损耗分别为:

$$P_{on} = f_s W_{on}, \quad P_{off} = f_s W_{off}$$

式中, t_{on} 为开通时间, t_{off} 为关断时间, f_s 为开关频率。显然,随着开关频率的提高,开关损耗将成正比线性上升。

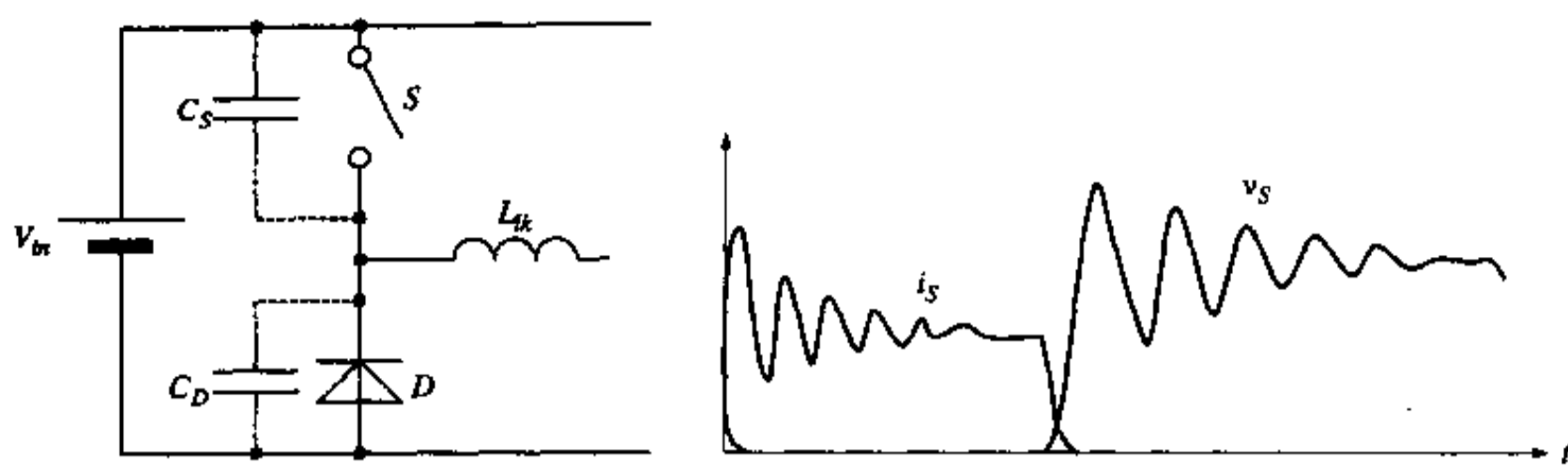
电路中寄生参数的影响以及寄生参数之间的振荡,使开关管在硬开关状态下的开关环境进一步恶化^[3]。图1.3给出考虑了寄生参数的变换器局部电路,及在寄生参数影响下开关管电压电流波形在开关周期中的变化。由图1.3可看出:

- 当开关管 S 导通时,其输出电容 C 上的储能 $CV_o^2/2$ 将通过 S 释放,一方面增大了开关损耗,一方面在开关管 S 中产生巨大的电流尖峰;另外,极高的 di/dt 将产生严重的电磁干扰噪声,该噪声会通过Miller电容耦合到驱动电路和控制电路,造成系统工作的不稳定。

- 开关管 S 导通瞬间,由于二极管 D 反向恢复特性造成电压源短路,增大了 S 和 D 的开关损耗,在 S 和 D 中同时产生巨大的电流尖峰,影响开关管和二极管的安全运行;另外,同样会产生很大的 di/dt ,形成严重的电磁干扰噪声。

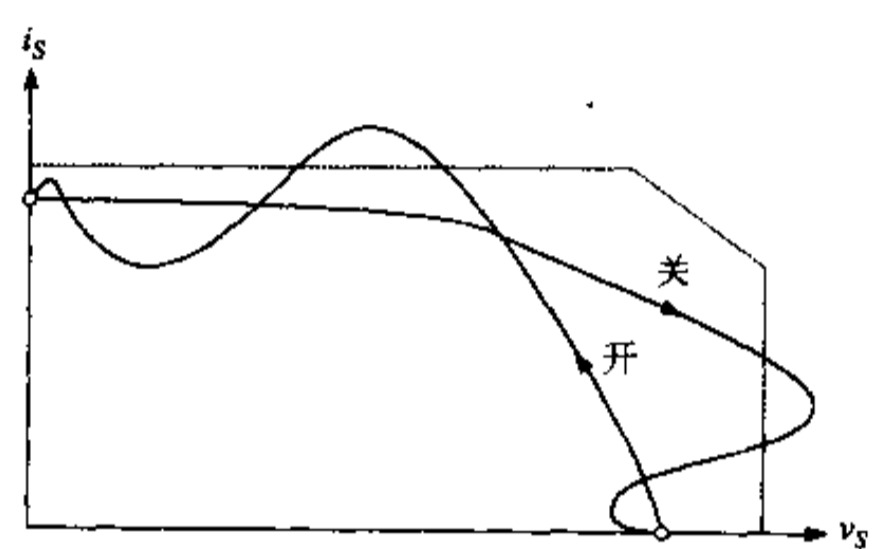
- 开关管 S 关断时,寄生电感与寄生电容产生谐振,一方面产生一高电压加在开关管 S 上,影响 S 的安全运行,另一方面加大了 S 的关断损耗。另外,很大的 dv/dt 会产生严重的电磁干扰噪声。

同样是在60年代,德国的A. Shnong等人将脉宽调制(PWM)技术从通信领域引入



(a) 考虑了寄生参数的变换器局部电路

(b) 开关过程中开关管 \$S\$ 电压、电流波形



(c) 开关过程中开关管 \$S\$ 电压、电流开关轨迹

图 1.3 考虑了寄生参数的变换器局部电路及开关管电压电流变化波形

到 DC-AC 逆变电路的设计中,这个引入对近代交流调速系统的发展起到了极大的促进作用。与常规的六阶梯波逆变器相比,PWM 逆变器具有很显著的优点。如:主电路结构简单,一个功率控制级既用来控制逆变器输出交流基波电压幅值,又可控制其输出频率;使用了不可控整流桥,使系统对电网的功率因数与逆变器输出电压值无关而接近于 1;逆变器在调频时同时实现了调压,而与中间直流环节的元件参数无关,加快了系统的动态响应;可获得比常规六阶梯波好得多的输出电压波形,能有效消除与抑制低次谐波,使负载电机可在近似正弦的交变电压下运行,转矩脉动小,从而大大地扩展了拖动系统的调速范围。正是这些优点,使 PWM 的电压型逆变器在当今 DC-AC 转换领域里占据了绝对的统治地位。

然而常规的 PWM 逆变器也远不是最优的,很长时间以来人们就认识到,在 PWM 逆变电路中,如果能将开关频率在原有基础上进一步提高,将会带来一系列好处。如,低次谐波会被更有效地抑制;输出将具有更标准的正弦波形;滤波器尺寸将大大减小;特别当开关频率在 18kHz 以上时,噪声将已超出人类听觉范围,即已超出临界噪声,使无噪声传动系统成为可能。

同样,对于工作在硬开关状态下的常规的 PWM 逆变器,进一步提高运行的开关频率,将受到与直流-直流 PWM 变换器类似的限制^[4],如:

- 在开通和关断瞬间产生的电压和电流尖峰将可能使开关器件的状态运行轨迹超出安全工作区(SOA),影响开关的可靠运行。

- 开关损耗将随开关频率成正比上升。
- 过高的 $dv/dt, di/dt$ 将产生严重的电磁干扰(EMI)。

由上述可知,不论是直流-直流 PWM 变换电路还是直流-交流 PWM 逆变电路,虽然它们应用的功率范围及频率范围在概念上有很大不同,但当工作在硬开关状态下且希望进一步提高开关频率时,将面临着近乎完全相同的问题。

1.3 软开关功率变换电路的提出及其发展

为了克服前述 DC-DC PWM 变换器和 DC-AC PWM 逆变器在硬开关状态下工作的诸多问题,80 年代以来软开关技术得到了深入广泛的研究并在近些年得到了迅速发展。所谓“软开关”通常是指零电压开关 ZVS(zero voltage switching)和零电流开关 ZCS(zero current switching)或近似零电压开关与零电流开关。

对于“硬开关”和“软开关”,一般的理解是:硬开关过程是通过突变的开关过程中断功率流完成能量的变换过程;而软开关过程是通过电感 L 和电容 C 的谐振,使开关器件中电流(或两端电压)按正弦或准正弦规律变化,当电流自然过零时,使器件关断,当电压下降到零时,使器件导通。开关器件在零电压或零电流条件下完成导通与关断的过程,将使器件的开关损耗理论上为零。而在文献[4]中,则按一种渐进的比较过程给出了硬开关和软开关的描述。文献[4]认为:由于现代功率半导体器件的开关转换过渡时间(开通瞬间和关断瞬间)在毫秒到纳秒级,因此变换器电路中的寄生电感和寄生电容在开关过渡过程中总是要起作用。当变换器开关的过渡过程只受外部的寄生成分影响时,这种开关在使用过程中被定义为硬开关。借助于附加的电感和电容来延缓开通和关断过程,这就是缓冲电路的作用。当在开关过渡过程中为了减小开关的应力而使储存的电磁能量增大,从而造成在每一个开关过渡过程中储存的能量在下一个循环中不能比较经济地消耗掉,就产生了馈能型缓冲电路技术。当储存在电磁元件中的能量进一步增加的时候,可以明显地观察到谐振现象,就导致了谐振变换器技术的产生。将谐振限制在仅在开关周期某一区间内工作就产生了目前变换器中使用的大部分软开关技术。

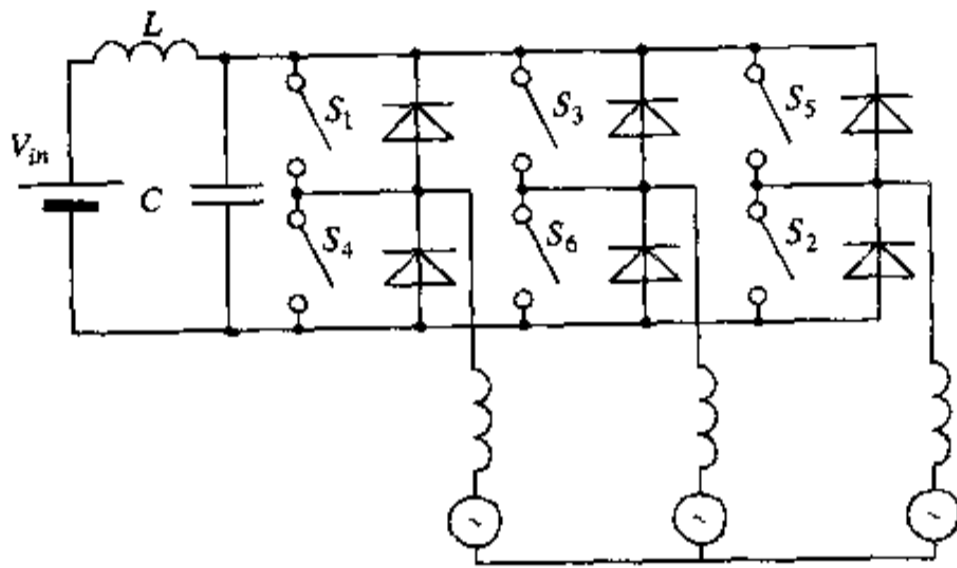
在 DC-DC PWM 变换器设计中较早提出的软开关变换器是准谐振变换器(QRCs),因电路工作在谐振的时间只占一个开关周期中的一部分,故称为准谐振。准谐振变换器通过谐振使开关器件上的电流或电压按准正弦规律变化,从而创造出零电流或零电压开关条件,极大地减小了变换器的开关损耗和开关噪声。由于准谐振变换器不能使电路中的有源开关和二极管同时具有软开关条件,因此之后又提出了多谐振变换器(MRCs)。在多谐振变换器(MRCs)中,由于电路中谐振拓扑和参数不止一个,故称为多谐振。在准谐振变换器和多谐振变换器中,输出电压的调节是通过调节开关频率实现的,当负载和输入电压在大范围内变化时,开关频率也需要大范围的变化,这使得变压器及滤波器的设计变得很困难。为此,又提出了 ZVS-PWM 变换器和 ZCS-PWM 变换器。这种类型的变换器,将准谐振变换器与常规的 PWM 变换器相结合,通过附加的辅助有源开关阻断谐振过程,使电路在一周期内,一部分时间按 ZCS 或 ZVS 准谐振方式运行,另一部分时间按 PWM 方式运行,既具有软开关的特点,又具有 PWM 恒频占空比调节的特点。在 ZVS-PWM 变换器和 ZCS-PWM 变换器中,谐振电感串联在主功率回路中,因此电路中总是存在着很大的

环流能量,这不可避免地增加了电路的导通损耗;另外,电感储能与输入电压和输出负载有很大关系,这使得电路的软开关条件极大地依赖于输入电源和输出负载的变化。为了解决这些问题,零电压转换(ZVT)PWM变换电路和零电流转换(ZCT)PWM变换电路被提出。在这种类型的电路中,辅助谐振电路与主功率开关管相并联,电路中环流能量被自动地保持在较小的数值,且软开关条件与输入电压和输出负载的变化无关。上述各种软开关变换技术在实际的DC-DC PWM变换器的设计上正在获得越来越广泛的应用,比较典型的有:零电压开关或零电流开关的正激、反激或正反激组合式变换电路,全桥移相式ZVS变换电路,全桥移相式ZVZCS变换电路,以及采用ZVT、ZCT技术的有源功率因数校正

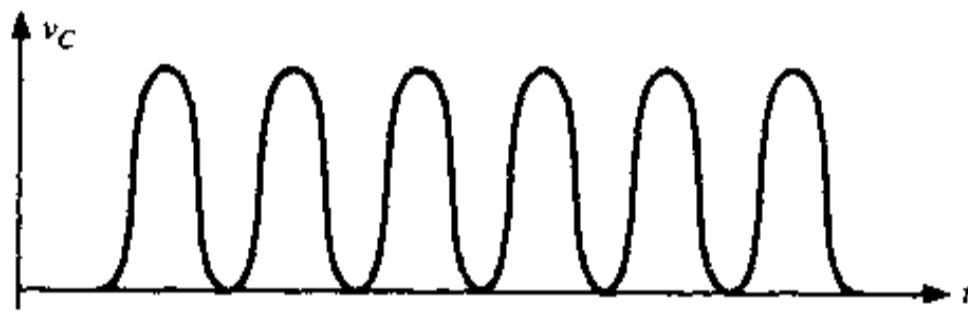
电路等等,所有这些应用表现出了软开关技术在DC-DC PWM变换电路中的良好应用前景。

在DC-AC逆变器设计中,80年代末美国威斯康星大学麦迪逊分校的Divan博士提出的谐振直流环节逆变器(RDCLI)获得了广泛的关注,Divan博士的论文也因此而在IEEE工业应用分册获优秀论文一等奖。在此之后,软开关逆变电路的研究成为电力电子学领域中热点研究方向之一。由于谐振软开关逆变电路与常规硬开关逆变电路相比具有明显的优点,因此,从1986年以来,在每一年的IEEE-IAS年会、PESC年会、IPEC等会议上都有大量的关于这个领域研究的论文发表,目前已提出多种不同拓扑结构的谐振软开关逆变电路。如果粗略地把它进行分类,大致可分为两种:直流(DC)环节谐振型逆变器和极谐振型逆变器(RPI)。

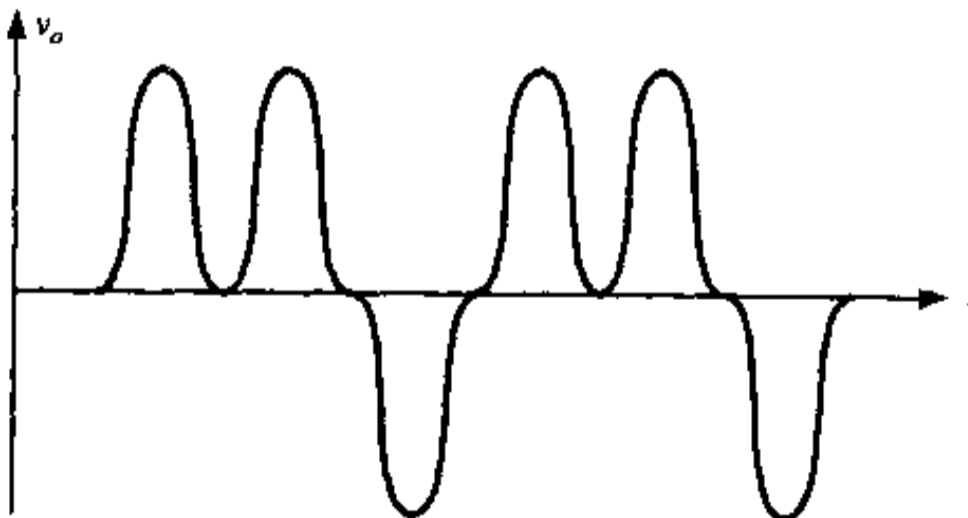
直流(DC)环节谐振型逆变器的特点是在逆变桥与直流母线之间有一辅助谐振回路。图1.4(a)即为Divan博士在1986年最早提出的RDCLI(resonant DC link inverter)电路原理图^[5]。图中LC为辅助谐振电路。通过谐振,电容电压 v_c 周期性地返回零点,从而为后面的逆变桥创造了零电压开关间隔。图



(a) RDCLI 电路原理图



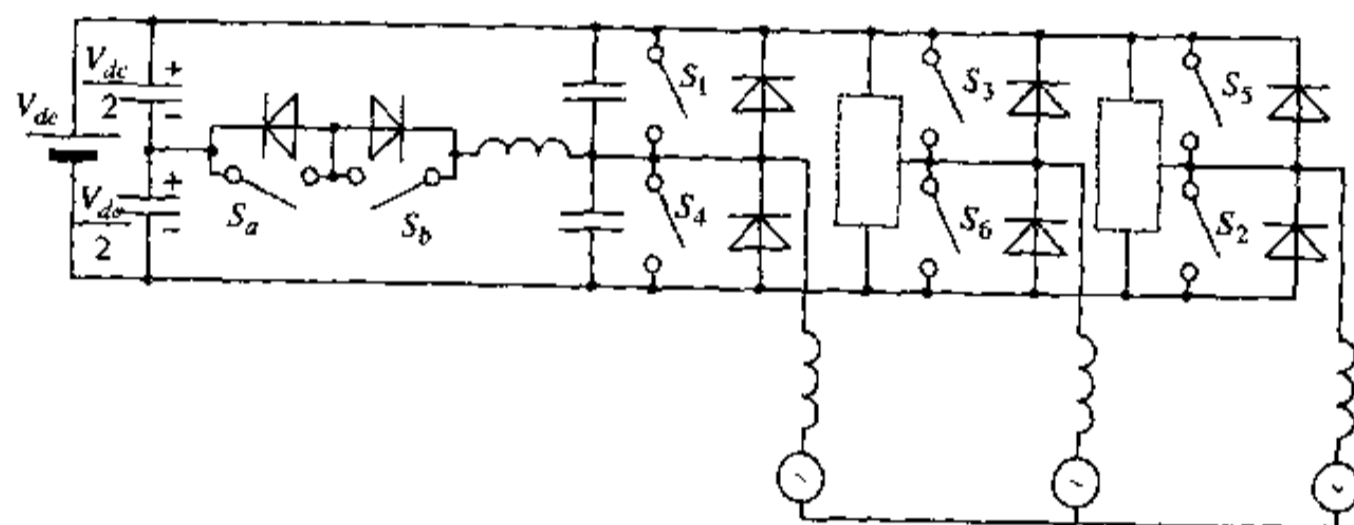
(b) 直流(DC)环节谐振电压波形



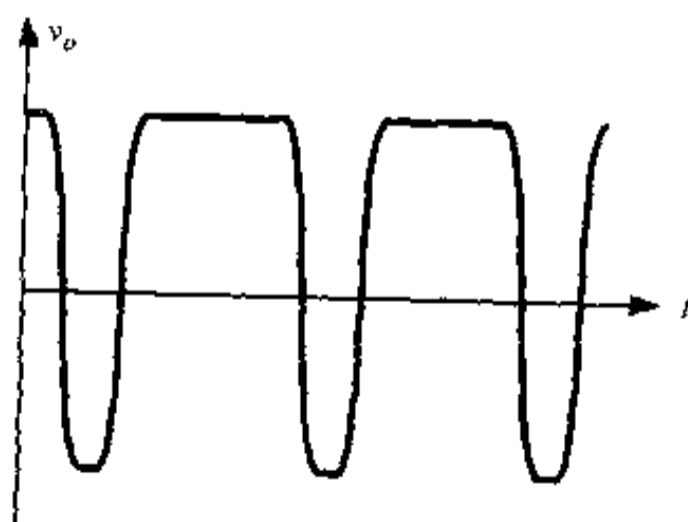
(c) 逆变器单相输出 PWM 电压波形
图 1.4 RDCLI 电路原理图及谐振电压与输出 PWM 电压波形

1.4(b)为DC环节谐振电压波形,图1.4(c)为逆变器单相输出PWM电压波形。从图中可看到,输出电压从正向负或从负向正的转换是在DC环节电压为零时进行的。RDCLI的电路拓扑结构及控制策略在所有DC环节谐振型逆变器中是最简单的,仅需增加一个电感和一个电容,就可使原来的PWM电压型硬开关逆变器的开关频率提高一个数量级,并进而带来一系列的好处。但RDCLI也有两个明显的缺点,这就是:①谐振电压峰值过高,可达 $2\sim 3$ 倍 V_m ,这使得逆变器开关器件的电压应力大大增加;②电压过零点与逆变器开关策略难以同步,使逆变器输出产生大量次谐波。围绕着如何克服这两个缺点,其后有大量不同拓扑结构的DC环节谐振型逆变电路被提出,如:改进型谐振DC环节逆变器(IRDCLI)、有源箝位谐振DC环节逆变器(ACRLI)、DC环节并联谐振逆变器(PRDCLI)等。

极谐振型逆变器包括准谐振电流模式逆变器(QRCMI)、辅助谐振变换极逆变器(ARCPI)、辅助二极管变换极逆变器(ADRPI)等。图1.5(a)为ARCPI^[7]的电路原理图。从图中可知,与DC环节谐振型逆变器相比较,这一类逆变器的共同特点是,辅助谐振电路从逆变桥之前移到了逆变桥之后。对于三相逆变器来说,辅助谐振电路由原来的一组变为三组,即每一桥臂均配有一组,通过辅助谐振电路,使每一桥臂中点的电压产生谐振,通过谐振为开关器件创造软开关通断条件。在这种类型的逆变器中,每一相的操作都完全独立于其他相。图1.5(b)为ARCPI单相输出PWM电压波形。与DC环节谐振型逆变器比较,极谐振型逆变器的优点是:①逆变桥各相相互独立,且不存在软开关操作与逆变器开关策



(a) ARCPI 电路原理图



(b) ARCPI 单相输出 PWM 电压波形

图 1.5 ARCPI 电路原理图及单相输出 PWM 电压波形

略难以同步的问题,故可方便地采用任一种常规的 PWM 调制策略进行输出电压控制;②不增加逆变器开关器件的电压应力。其缺点是:①大多数这类逆变器均使开关器件的电流应力大大增加;②需要多组辅助谐振电路,特别是多个电感,造成逆变器体积、重量增加,效率降低。

就 RDCLI、ACRLI 这类电路来说,由于 DC 环节不再是稳定的直流电压,而是一系列脉冲,为了保证逆变器开关管的零电压开关条件,开关管的开关时刻在时间轴上成为不连续的点,这就给逆变器的 PWM 调制策略的应用带来了一些新问题。解决这个问题的方法之一是设法找到适用于这种逆变器的离散脉冲调制(DPM)策略,因此从 1986 年以来,不仅有大量的文章讨论了不同拓扑结构的谐振软开关电路,同时也有大量文章探讨了适合于这种 DC 环节谐振型逆变器的调制策略及适用于分析这种系统的理论工具。如,文献[10]详细地分析了 Delta 型调制器(如线性 Delta 调制器、 $\Sigma\Delta M$ 调制器)在 DC 环节谐振型逆变器中的应用,并将它与采用正弦 PWM 调制的硬开关电路进行了比较;其后 1988 年、1989 年及 1990 年,又相继讨论了适用于 DC 环节谐振型逆变器的最优离散脉冲调制法^[11]、相邻空间电流矢量调制法^[12]及离散时间积分型滑模控制策略等^[13];文献[14]在对采用 RDCLI 逆变电路、Delta 调制策略的磁场定向控制系统进行动态分析时,讨论了谐振脉冲保持器 RPH 这个概念(即把谐振的 DC 环节看作一个保持器),比较了这种保持器与广泛应用于控制信号领域中的零阶保持器 ZOH 的响应特性的异同,并分析了采用 Delta 调制的带有 RPH 电流调节器的 Z 变换模型。解决上述问题的另一种方法是使用所谓单相软开关(single phase soft switching, SPSS)技术。在这种方法中,谐振电容 C 由逆变桥臂各开关管并联电容取代,这些电容既作为谐振电容使用,又是关断 Snubber 电容。逆变器开关管的开通时刻仍选择在直流环节电压谐振到零的时刻,以实现零电压导通,而关断可以选择在任意时刻,在 Snubber 电容作用下实现软关断。

谐振型软开关逆变电路自 1986 年以来,受到了国际传动界的广泛关注,它与传统的硬开关逆变电路相比,虽然有许多明显的优势,但软开关逆变器目前还远未达到成熟的程度,在实际中也还未像软开关 DC-DC PWM 变换器那样得到广泛应用,还有许多问题需作进一步的研究。如:如何通过比较简单的拓扑结构实现逆变器的软开关,同时并不增加开关器件的电压或电流应力;什么样的控制方式更适合于软开关逆变器;怎样设计高频谐振电感更合理、更有效,怎样制作在大功率、高频率下工作的电容等。正如文献[4]所说:对于软开关逆变器,现在大多数关于谐振电路的原理和拓扑已经建立,今后十年所面临的挑战将是如何减少谐振电路中元器件的数量并简化谐振变换器的结构。各国的专家学者们目前在这一研究领域仍在做不懈的努力。人们公认,这种类型的逆变器将是下一代逆变器的发展主流。

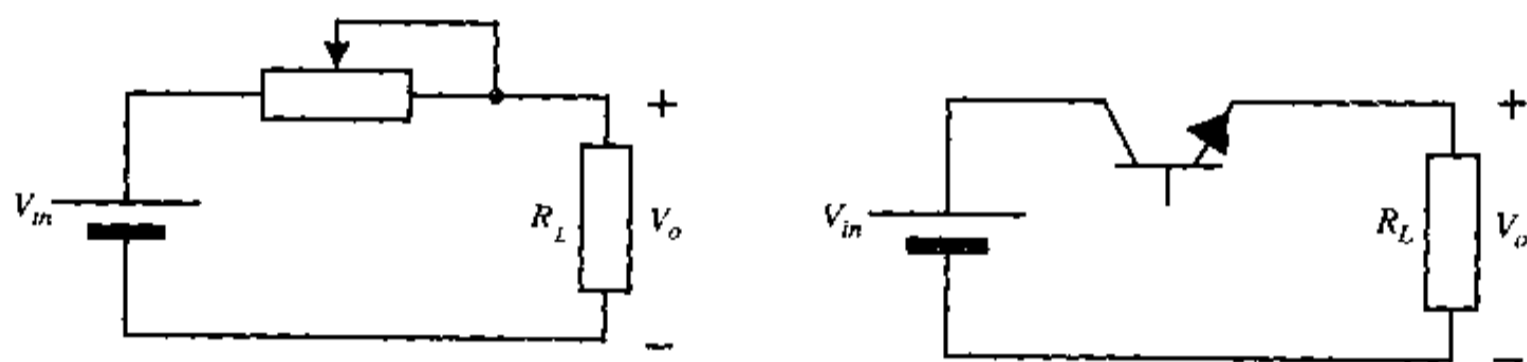
综上所述,近年来,对软开关(soft switching)理论的深入研究,以及软开关技术的广泛应用,使电力电子变换器的设计出现了革命性的变化。软开关技术的应用使电力电子变换器可以具有更高的效率——自身损耗大大降低,更高的功率密度——自身体积、重量大大减小,以及更高的可靠性;并可有效地减小电能变换装置引起的电磁污染(EMI)和环境污染(噪声等),为在 21 世纪大力发展绿色(无公害或低公害)电力电子产品提供了有效的

方式和方法。软开关技术的诸多显著优点使其理论从一出现就显示出了蓬勃的生命力,并受到各国专家学者的广泛重视。现在每年在世界上都有大量的相关论文发表,应用软开关技术的电力电子变换器也越来越多地推向市场。本书将对软开关的直流-直流 PWM 变换电路及直流-交流 PWM 逆变电路在发展过程中的各典型电路拓扑进行讨论,并给出一些应用实例。

第二章 基本的 PWM DC-DC 开关变换器

把电能以一种可控的方式从输入直流电源送到负载可以有两种基本的方式,一种称为线性调节方式,一种称为开关调节方式。

线性调节方式是过去把一种直流电压变换为另一种直流电压的最常用方式。这种方式的实现主要依赖于一个与负载相串联的线性元件,该线性元件可以是一个可变电阻,如图 2.1(a)所示(这时输出电能调节需要靠机械方式),也可以是一个在线性放大区工作的晶体管,如图 2.1(b)所示(这时输出电能靠电控方式调节)。显然,由于全部输出电流都流过这个线性元件,因此,输入与输出电压之间的差值越大(意味着调节范围越大),这个可控线性元件上的损耗也越大,从而电路的整体效率越低。



(a) 线性元件为可变电阻

(b) 线性元件为晶体管

图 2.1 线性调节方式的 DC-DC 变换器

与线性调节方式不同,以开关调节方式控制电能流动的变换电路,依赖于一个电子开关,这个电子开关或者处于闭合状态,或者处于断开状态,如图 2.2 所示。定义电子开关的一个开关周期为 T_s ,电子开关接通时间为 T_m ,断开时间为 T_{off} , T_m 占 T_s 的比例称为接通占空比 D :

$$D = \frac{T_m}{T_s}, \quad 1 - D = \frac{T_{off}}{T_s}$$

则通过调节电子开关的占空比 D ,就可以有效地调节电路的输出电压。在这种 DC-DC 变换器中,电子开关的开关周期 T_s (或频率 f_s)通常是固定的。这种保持电子开关的开关频率恒定,但改变接通时间长短从而达到调节输出电压目的的控制方式,称为脉宽调制(PWM)方式。如果电子开关导通后的两端压降很低,断开后的漏电流很小,则开关调节方式与线性调节方式相比,转换效率要高得多。

与图 2.1 所示电路具有稳定输出直流电压不同,图 2.2 所示电路的输出电压是一个脉动的直流电压,这种脉动在很多实际应用场合是不可接受的。为了使负载能得到接近稳定的直流电压,电路的输出端需增加一个由电感和电容构成的低通滤波器,低通滤波器可以有效抑制由于电路的开关作用而造成的脉动,使能量能够平滑地以受控方式从电源流向负载。

因此,一个 DC-DC PWM 开关变换器应包含电子开关、无损耗的能量存储元件电感

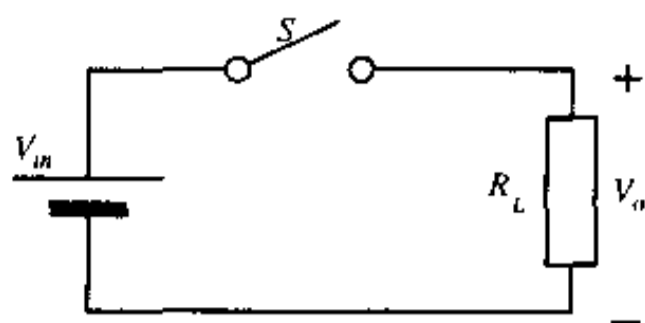


图 2.2 开关调节方式的 DC-DC 变换器

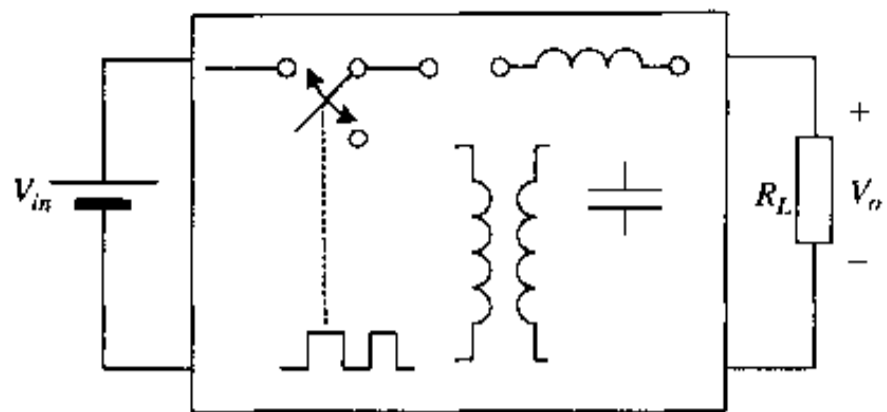


图 2.3 基本的 DC-DC 开关变换器结构

与电容,如图 2.3 所示。这里,电感、电容一方面构成了通常的低通滤波器,另一方面它们又是能量存储与传递元件,目的是平滑能量的传递过程。图中增加的变压器表示在 DC-DC 开关变换器中,也可以以一种隔离的方式完成能量从输入到输出的传递。

根据变换器电路中是否有变压器,DC-DC PWM 开关变换器可以分成隔离型和不隔离型两种类型。这一章中主要对 4 种不隔离的基本 DC-DC 开关变换器的拓扑结构和工作原理及特性进行简单讨论,在分析过程中将总是基于如下几点假定:

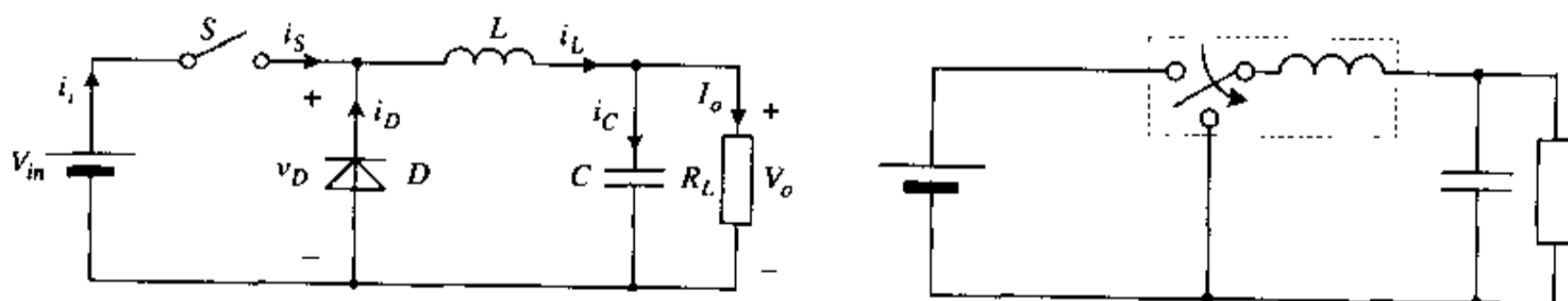
- 电路中的开关管、二极管均是理想器件,即导通时压降为零,截止时电流为零,状态转换瞬间完成。
- 电路中的电感、电容是理想元件,即不考虑它们的任何寄生参数。
- 输出电压的纹波远小于输出电压,故可以忽略。

基本的不隔离 DC-DC 开关变换器电路为单开关拓扑,除了一个电子开关外,还有一个二极管、一至两个电感以及一至两个电容。其中一个电容通常跨接在电路的输出端。下面将分别介绍其中几种典型的拓扑结构,即 Buck、Boost、Buck-Boost 和 Cúk 变换电路。

2.1 Buck 变换器

Buck 变换器的基本电路拓扑如图 2.4(a)所示,电路由开关管 \$S\$、续流二极管 \$D\$、滤波电感 \$L\$、滤波电容 \$C\$、输入电压 \$V_{in}\$ 及输出负载 \$R_L\$ 构成。如果将开关 \$S\$、二极管 \$D\$、电感 \$L\$ 抽象成一个三端开关,则 Buck 变换器可用图 2.4(b)所示电路表示。图 2.5 为 Buck 变换器一个开关周期中的主要电量波形。

Buck 变换器的基本工作原理如下,这里假定电感中电流 \$i_L\$ 连续,即电路处于连续导电模式(CCM)。



(a) 基本电路

(b) 等效电路

图 2.4 Buck 变换器的基本电路拓扑

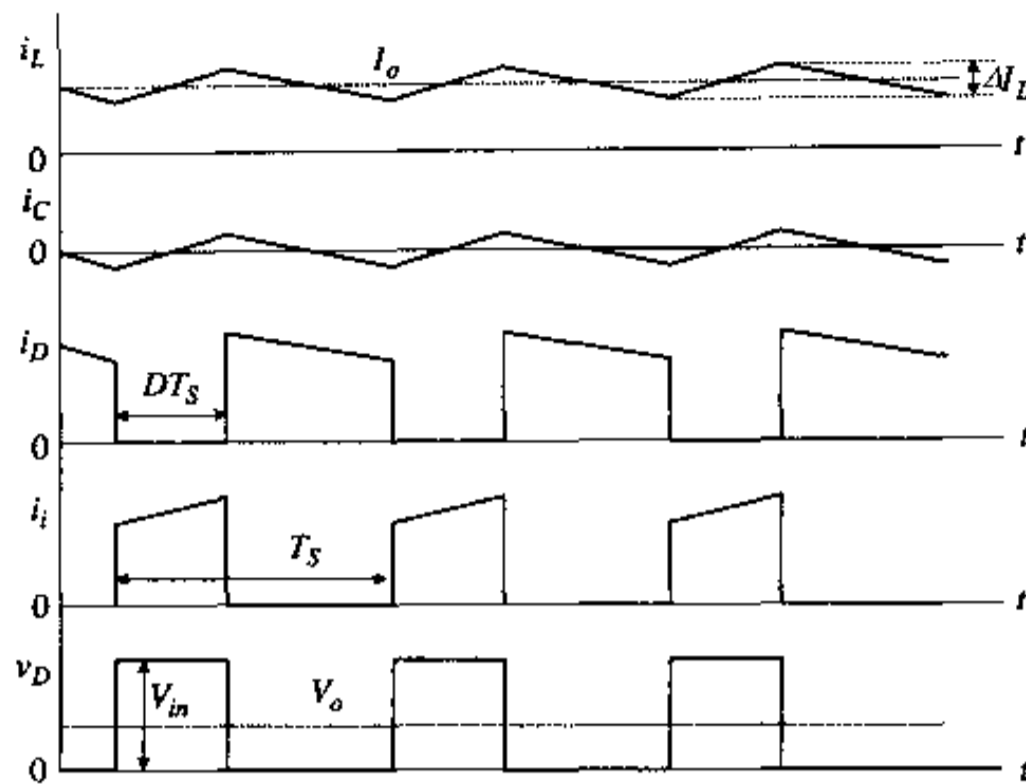


图 2.5 Buck 变换器一个开关周期中的主要电量波形

当开关 S 导通时,电感 L 中电流线性上升。在 S 导通期间,即 DT_s 时间间隔, i_L 的增量为:

$$\Delta I_{L1} = \int_0^{DT_s} \frac{V_m - V_o}{L} dt = \frac{V_m - V_o}{L} DT_s \quad (2.1)$$

当开关 S 断开时,电感电流 i_L 通过续流二极管 D 续流,电感电流 i_L 在输出电压 V_o 的作用下线性衰减,在 $T_{off} = [(1-D)T_s]$ 间隔内, i_L 的增量为:

$$\Delta I_{L2} = \int_0^{(1-D)T_s} \left(-\frac{V_o}{L} \right) dt = -\frac{V_o}{L} (1-D)T_s \quad (2.2)$$

当电路在稳态工作时,应有 $\Delta I_{L1} = |\Delta I_{L2}|$, 故有

$$\frac{V_m - V_o}{L} DT_s = \frac{V_o}{L} (1-D)T_s$$

整理可得:

$$V_o = DV_m \quad (2.3)$$

定义电压增益 $M = \frac{V_o}{V_m}$, 则在 Buck 变换电路中, $M = D$ 。

由于 $D \leq 1$, 故在 Buck 变换电路中, 总是有 $V_o \leq V_m$ 。

参考图 2.4(a), 根据电感电流 i_L , 可以方便地得到电路中其他电流: 输出电流 $I_o = I_L$, I_L 为电感电流 i_L 的平均值; 电容电流 $i_C = i_L - I_o$; 二极管电流 i_D 及输入电流 i_i 分别为: $i_D = xi_L$, $i_i = (1-x)i_L$, 式中 $x = \begin{cases} 0 & 0 < t < DT_s \\ 1 & DT_s < t < T_s \end{cases}$ 。

在前面的推导中, 一直假定输出电压 V_o 在一个开关周期中是恒定不变的, 这实际上是假定电容 C 的电容量无穷大或开关频率 f_s 无限高。在实际应用中, 当然不是这种情况, 因此, 经过输出低通滤波之后, 输出电压 v_o 仍然是有波动的, $v_o = V_o + \frac{1}{C} \int_0^t i_C(t) dt$ 。如图 2.6 所示, 电压纹波峰-峰值为:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C}$$

式中,

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot \frac{T_s}{2} \cdot \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{T_s}{8} \cdot \frac{V_m - V_o}{L} DT_s = \frac{(1-D)V_o}{8f_s^2 L} \quad (2.4)$$

则有

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1-D}{8LCf_s^2} \quad (2.5)$$

由式(2.5)可看出,提高开关频率 f_s ,可有效减小输出电压纹波;若维持纹波不变,提高开关频率 f_s ,可以减小滤波电感和滤波电容的数值。

在前面的讨论中,假定电路处于连续导电模式,即总是有电感电流 $i_L \neq 0$,但实际上并不总是如此。当负载电阻较大,或占空比较小,或开关频率 f_s 较低时,将出现电感电流 i_L 在一个周期结束前就下降到零并一直保持到周期结束的情况。在这种情况下,每个周期的开始,电感电流都是从零开始变化的,这就是所谓不连续导电模式(DCM)。

由图 2.5 可看出,当电感电流的峰-峰值的一半 $\frac{1}{2} \Delta I_L$ 大于其平均值 I_L 时,电路就将处于不连续导电模式。由前面讨论已知, $\Delta I_L = \Delta I_{L1} = |\Delta I_{L2}|$, 且 $I_L = I_o$, 根据式(2.2),可以得出,Buck 变换电路处于连续导电模式应满足的条件为:

$$\frac{V_o}{2L}(1-D)T_s < I_o \quad (2.6)$$

或

$$Lf_s > \frac{V_o}{2I_o}(1-D) \quad (2.7)$$

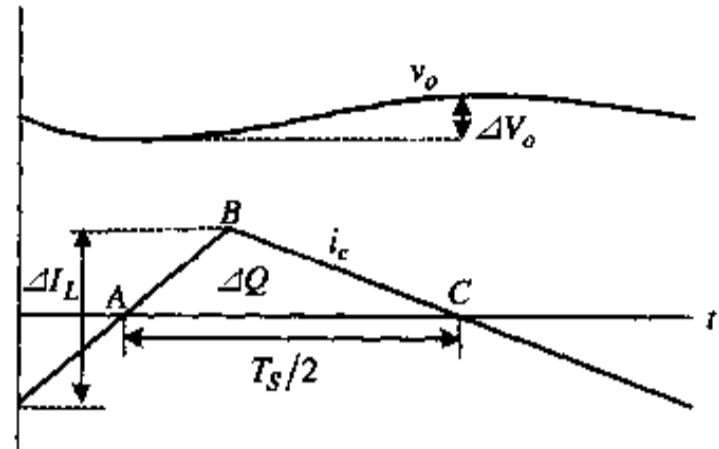


图 2.6 Buck 变换器的输出电压纹波

2.2 Boost 变换器

Boost 变换器的基本电路拓扑如图 2.7(a)所示,Boost 变换器可看作是把 Buck 变换器中三端开关逆时针旋转 120° 得到,如图 2.7(b)所示。图 2.8 为电路中各电压、电流波形。Boost 变换电路基本工作原理如下(仍然假定电路工作于连续导电模式)。

$T_m(0 \sim DT_s)$: 在这个时间段,开关管 S 导通,二极管 D 截止,电感 L 处于充电状态,电感电流在输入电压 V_m 的作用下线性上升,输入电能转换成磁能储存在电感线圈中,负

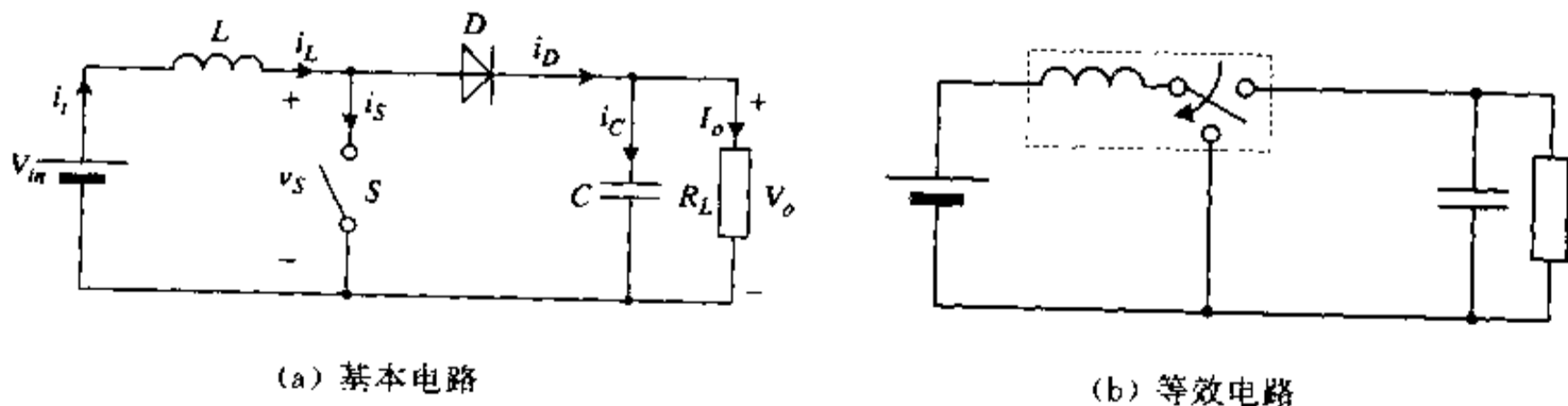


图 2.7 Boost 变换器的基本电路拓扑

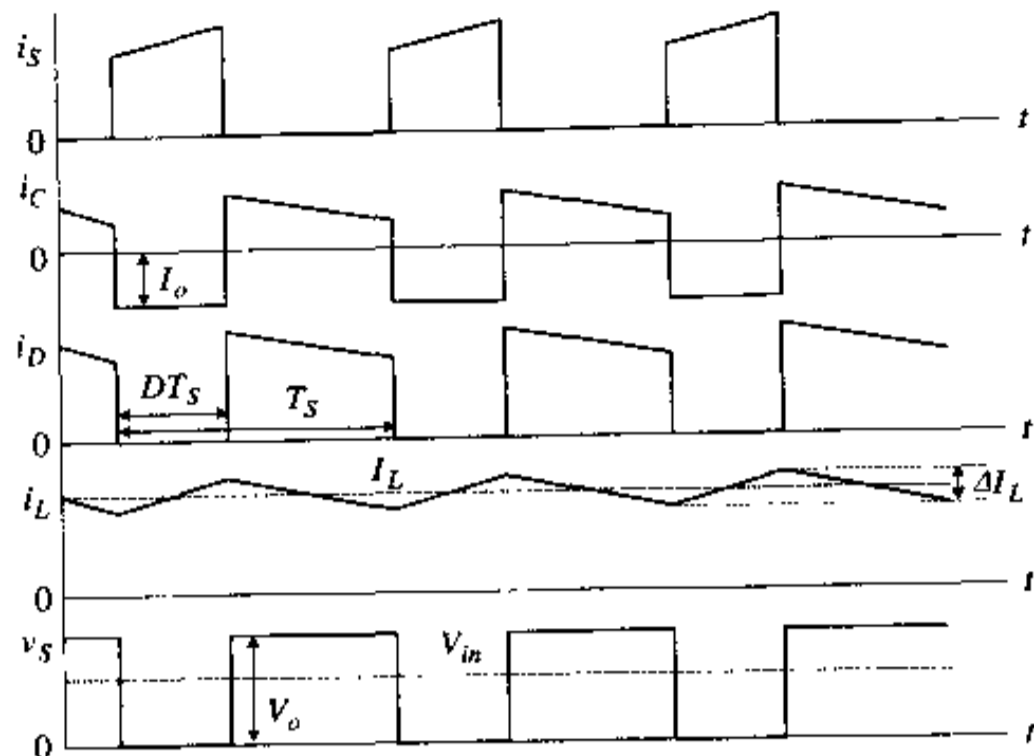


图 2.8 Boost 变换电路中各电压、电流波形

载靠滤波电容 C 提供能量。在这个时间段里,电感电流 i_L 的增量为:

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_m}{L} DT_s \quad (2.8)$$

$T_{off}(DT_s \sim T_s)$: 当开关管 S 截止时,电路进入 T_{off} 时间段。这时,由于电感电流不能突变,因此 L 产生出一极性为右正左负的感应电势,该感应电势试图阻止 i_L 的衰减。这一时间段,二极管 D 导通,电感 L 把上一个时间段储存的磁能通过二极管 D ,一方面传递到电容 C 上,为电容 C 充电,另一方面提供给负载。在这个时间段,电感电流 i_L 的增量为:

$$\Delta I_{L2} = \int_0^{T_{off}} \left(-\frac{V_o - V_m}{L} \right) dt = -\frac{V_o - V_m}{L} (1 - D) T_s \quad (2.9)$$

当电路在稳态工作时,应有 $\Delta I_{L1} = |\Delta I_{L2}| = \Delta I_L$, $\frac{V_m}{L} DT_s = \frac{V_o - V_m}{L} (1 - D) T_s$ 。整理上式,可得:

$$V_o = \frac{V_m}{1 - D} \quad (2.10)$$

电压增益为:

$$M = \frac{V_o}{V_m} = \frac{1}{1 - D} \quad (2.11)$$

由于 $D \leq 1$,因此在 Boost 变换器中,总是有 $V_o \geq V_m$ 。

同理,根据电感电流 i_L 可以求出电路中其他电流。输入电流 $i_i = i_L$,当忽略电路自身损耗,有输入功率 P_i 等于输出功率 P_o ,即: $V_m I_i = V_o I_o$,从而可得:

$$I_i = I_L = \frac{I_o}{1 - D} \quad (2.12)$$

式中, I_i 、 I_L 分别为 i_i 、 i_L 的平均值。

电容电流 i_c 、开关管电流 i_s 及二极管电流 i_D 分别为:

$$\begin{aligned} i_c &= i_D - i_o \\ i_s &= x i_L \\ i_D &= (1 - x) i_L \end{aligned}$$

$$\text{式中, } x = \begin{cases} 0 & 0 < t < DT_s \\ 1 & DT_s < t < T_s \end{cases}$$

根据电容电流 i_C 可以求出输出电压 V_o 脉动的峰-峰值 ΔV_o , 如图 2.9 所示。

$$\Delta Q = I_o DT_s, \quad \Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{DI_o}{Cf_s}, \quad \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf_s} \quad (2.13)$$

当输入电流平均值 I_i 小于 $\frac{\Delta I_L}{2}$ 时, 从图 2.8 可知, 输入电流 $i_i (= i_L)$ 将变为断续。根据式 (2.8)、(2.10)、(2.12), Boost 变换电路在连续导电模式下工作的条件为:

$$\frac{I_o}{1-D} > \frac{(1-D)V_o}{2L} DT_s \quad (2.14)$$

或

$$Lf_s > \frac{D(1-D)^2 V_o}{2I_o} \quad (2.15)$$

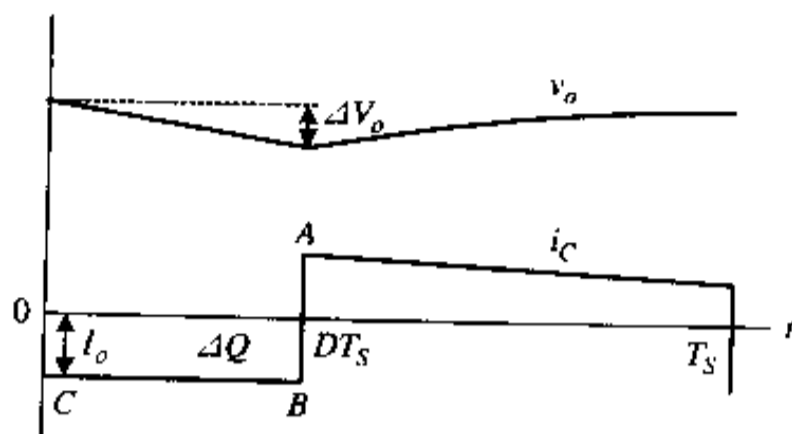


图 2.9 输出电压 V_o 的脉动

2.3 Buck-Boost 变换器

Buck-Boost 变换器的基本电路拓扑如图 2.10(a) 所示, Buck-Boost 变换器可看作是 Buck 变换器中的一端开关逆时针旋转 240° 得到, 如图 2.10(b) 所示。图 2.11 为电路中各主要电压电流波形。

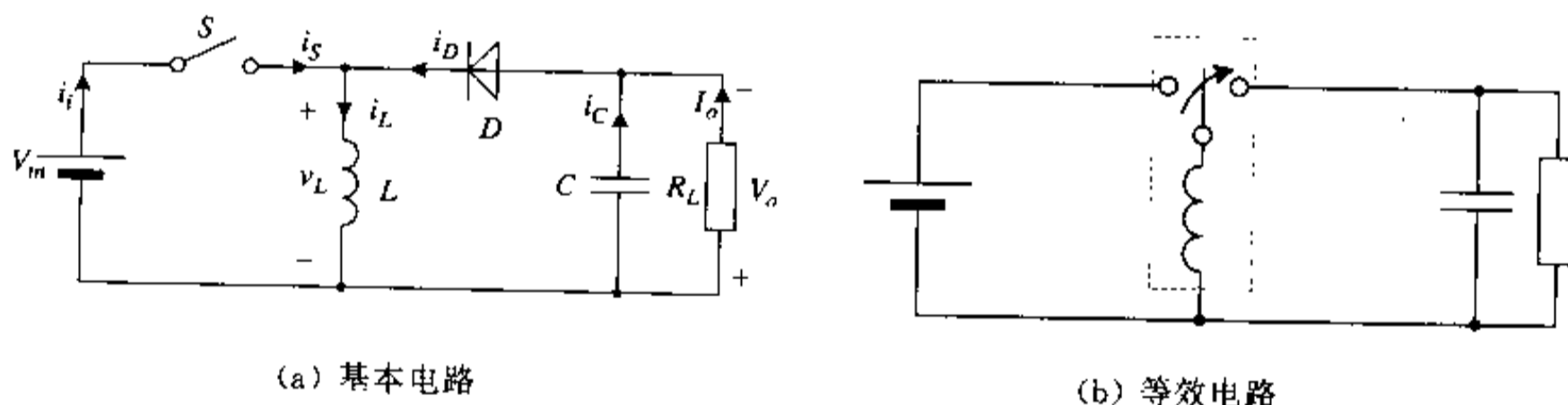


图 2.10 Buck-Boost 变换器的基本电路拓扑

同理, 假定电路工作于连续导电模式, 则 Buck-Boost 变换器的基本工作原理可简述如下。

在 T_{on} 时间段, 开关管 S 导通, 二极管 D 截止, 滤波电容 C 向负载提供能量, 并维持输出电压 V_o 基本不变, 电感 L 在输入电压 V_m 的作用下处于充电状态, 输入电能转换成磁能储存在电感线圈中。

在 T_{off} 时间段, 开关管 S 截止, 为了阻止电感电流 i_L 的衰减, 电感 L 中产生一下正上负的感应电势, 二极管 D 导通, 电感 L 把上一时间段储存的磁能通过二极管释放给电容 C 和负载 R_L 。

由前面讨论可知, 在 T_{on} 期间, 电感电流增量为:

$$\Delta I_{L1} = \int_0^{DT_s} \frac{V_m}{L} dt = \frac{V_m}{L} DT_s \quad (2.16)$$

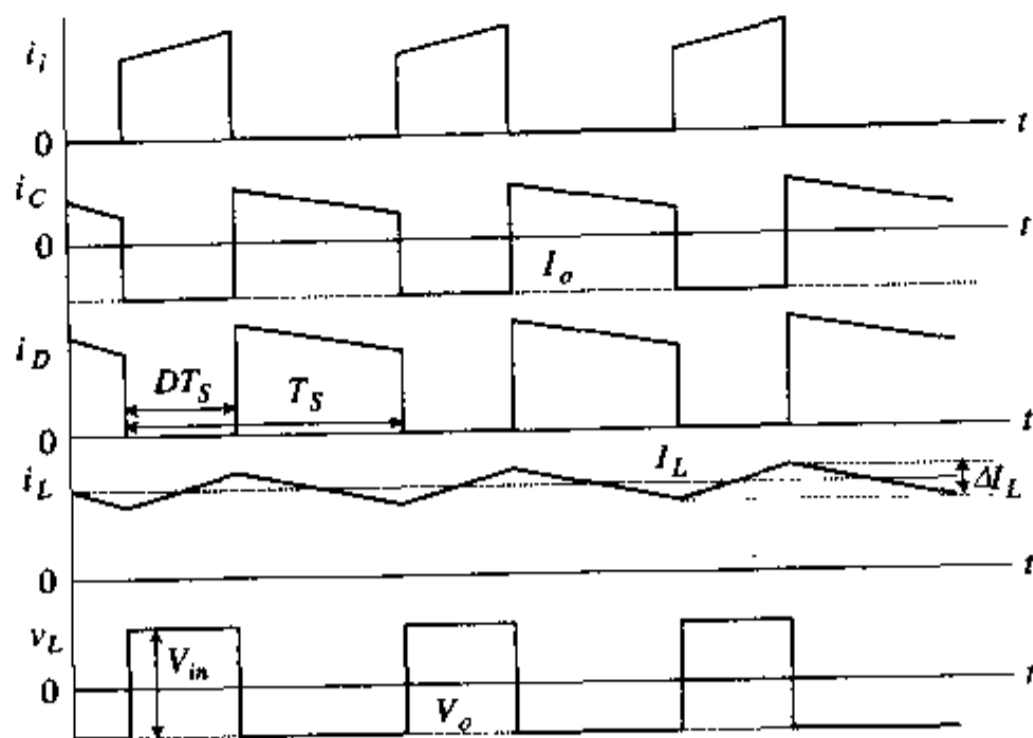


图 2.11 Buck-Boost 变换电路中各电压、电流波形

在 T_{off} 期间, 电感电流增量为:

$$\Delta I_{L2} = \int_0^{(1-D)T_S} \left(-\frac{V_o}{L} \right) dt = -\frac{V_o}{L}(1-D)T_S \quad (2.17)$$

当电路在稳态条件下工作时, 有:

$$\begin{aligned} \Delta I_{L1} &= -\Delta I_{L2} = \Delta I_L \\ \frac{V_{in}}{L}DT_S &= \frac{V_o}{L}(1-D)T_S \end{aligned}$$

整理可得:

$$V_o = \frac{D}{1-D}V_{in} \quad (2.18)$$

电压增益:

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{1-D} \quad (2.19)$$

当 $D \leq 0.5$ 时, $V_o \leq V_{in}$; 当 $D > 0.5$ 时, $V_o > V_{in}$ 。因此, Buck-Boost 变换器是一个升降压变换器。

同理, 根据电感电流 i_L , 可以确定电路中其他电流。输入电流 i_i 和二极管电流 i_D 分别为: $i_i = xi_L, i_D = (1-x)i_L$, 式中 $x = \begin{cases} 0 & 0 < t < DT_S \\ 1 & DT_S < t < T_S \end{cases}$; 电容电流 i_c 为: $i_c = i_D - i_o$ 。

因为 $I_i = DI_L, V_{in}I_i = V_oI_o$, 故可得:

$$I_L = \frac{I_o}{1-D} \quad (2.20)$$

I_i, I_L 分别为输入电流 i_i 和电感电流 i_L 的平均值。

比较图 2.11 与图 2.8 可知, Buck-Boost 变换器输出电压纹波与 Boost 电路相同。因此有:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf_S} \quad (2.21)$$

当电感电流的平均值 $I_L < \frac{1}{2} \Delta I_L$ 时, 由图 2.11 可得, 电感电流将变为断续。根据式

(2.16)、(2.20)可知, Buck-Boost 变换电路在连续导电模式下工作的条件为:

$$\frac{I_o}{1-D} > \frac{V_o}{2L}(1-D)T_s \quad (2.22)$$

或

$$Lf_s > \frac{(1-D)^2 V_o}{2I_o} \quad (2.23)$$

2.4 Cúk 变换器

由前述可知, 与 Buck 或 Boost 变换器相比, Buck-Boost 变换器允许更大的输出电压调节范围, 但它的输入电流是断续的, 且脉动很大, 这在很多应用场合是不允许的, 特别是输入电流的高频交流成分会产生严重的电磁干扰, 因此, 在实际应用中 Buck-Boost 变换器通常需在输入端加低通滤波器。

下面要讨论的 Cúk 变换器, 保持了 Buck-Boost 变换器的优点, 但克服了其不足。Cúk 变换器是在 20 世纪 70 年代末, 由美国加州理工学院 Slobdan Cúk 在进行一系列 Buck-Boost 串联变换器的研究后提出的。图 2.12 是 Cúk 变换器的基本电路原理图, 图 2.13 是 Cúk 变换器的主要电量波形。图 2.12 中电容 C_1 用来存储传递能量。

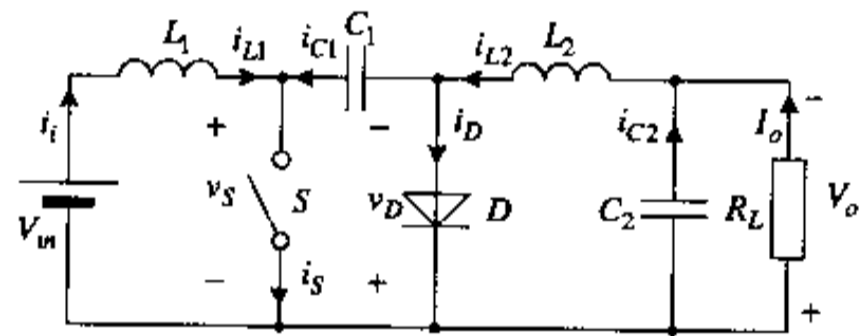


图 2.12 Cúk 变换器的基本电路

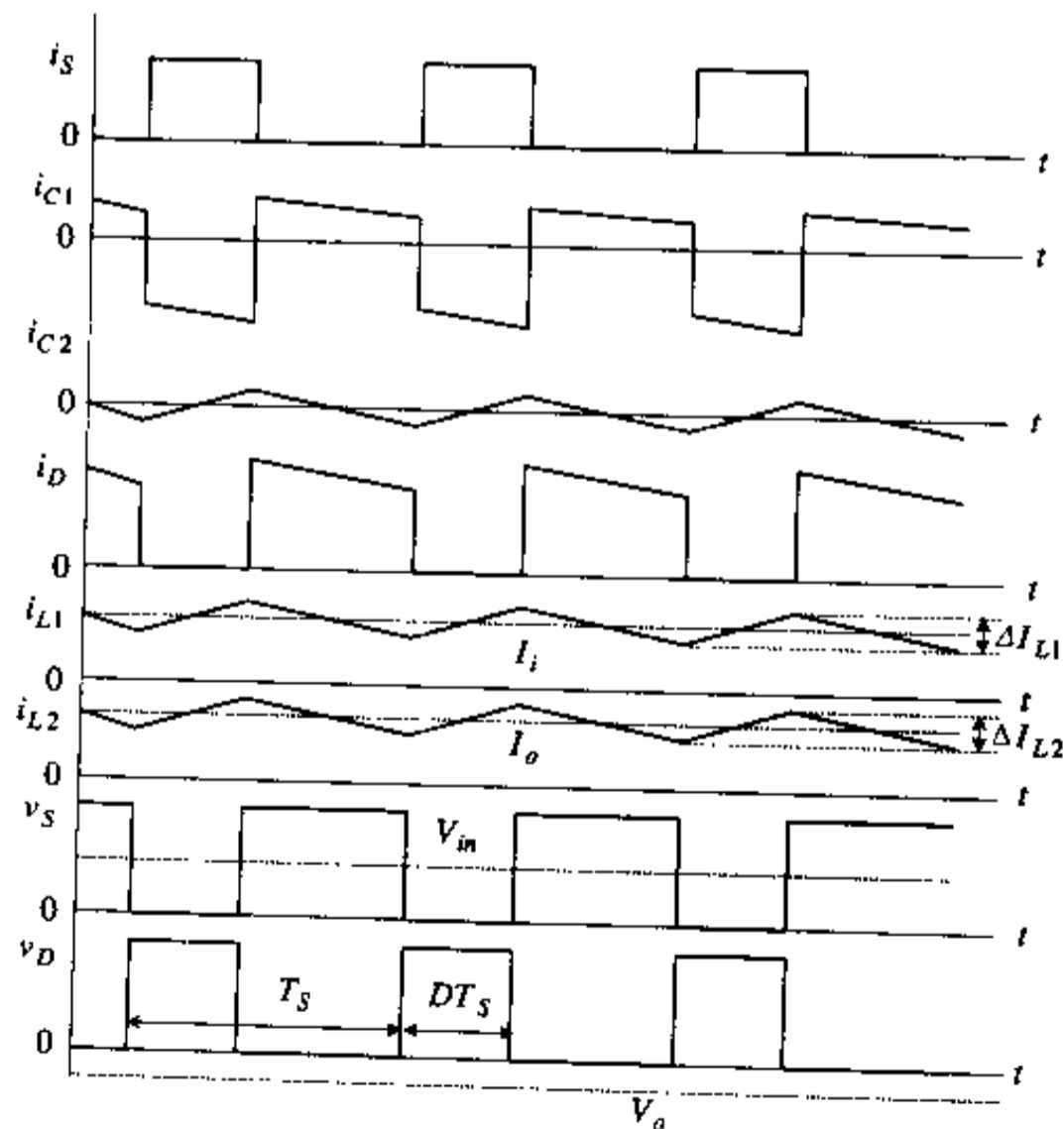


图 2.13 Cúk 变换器的主要电量波形

在 Buck-Boost 电路中,这个工作是由电感 L 完成的。电感 L_1, L_2 用来平滑输入电流 i_1 和电感电流 i_{L2} ,这使得电源端输入滤波器及输出端电容 C_2 都可以大大地减小。与前述各变换电路相比,Cuk 变换电路有很突出的优点:①输入、输出电流均为基本上平稳的直流,没有脉动,仅在直流成分的基础上附加很小的纹波;②电压变比理论上可在 $0 \sim \infty$ 之间变化;③开关管一端接地简化了驱动电路的设计。由于这些优点,在某些文献中 Cuk 变换器又被称为最优拓扑(optimum-topology)变换器。

Cuk 变换器的基本工作原理可简述如下:

在 T_m 期间,开关管 S 导通, L_1 在输入电压 V_m 作用下处于充电状态,电容 C_1 经 S, C_2, R_L, L_2 向负载 R_L 提供能量,并同时向 L_2, C_2 传递能量,输出电压靠滤波电感 L_2 和 C_2 维持基本不变。

在 T_{off} 期间,开关管 S 关断,二极管 D 正偏导通,输入电源 V_m 通过电感 L_1 给能量传递电容 C_1 充电,输入能量变为电场能储存在 C_1 中,同时 L_2 向负载释放能量。

考虑到 C_1, C_2 足够大,故在一个开关周期中,其上电压可看作近似不变;又在稳态情况下,电感 L_1, L_2 上电压的平均值 V_{L1}, V_{L2} 为零,因此可得:

$$V_{C2} = V_o, \quad V_{C1} = V_m + V_o$$

在 T_m 期间,输入电流 i_1 的增量为:

$$\Delta I_{L1} = \int_0^{DT_s} \frac{V_m}{L_1} dt = \frac{V_m}{L_1} DT_s \quad (2.24)$$

在 T_{off} 期间,输入电流 i_1 的增量为:

$$\Delta I_{L2} = \int_0^{(1-D)T_s} \frac{V_m - V_{C1}}{L_1} dt = \int_0^{(1-D)T_s} -\frac{V_o}{L_1} dt = -\frac{V_o}{L_1} (1-D)T_s \quad (2.25)$$

当电路在稳态条件下工作时,有:

$$\Delta I_{L1} = -\Delta I_{L2} = \Delta I_1$$

即

$$\frac{V_m}{L_1} DT_s = \frac{V_o}{L_1} (1-D)T_s$$

整理可得:

$$V_o = \frac{D}{1-D} V_m \quad (2.26)$$

电压增益:

$$M = \frac{V_o}{V_m} = \frac{D}{1-D} \quad (2.27)$$

因此 Cuk 变换器同样是升降压式变换器。

若考虑到输入、输出电流纹波很小,可忽略不计,则在一个开关周期中可近似认为 $i_1 = I_1, i_{L2} = I_{L2}$ 恒定不变。根据电容 C_1 电流的安-秒平衡特性,有:

$$I_1 DT_s - I_o (1-D)T_s = 0$$

整理可得:

$$\frac{I_o}{I_1} = \frac{1-D}{D}$$

因为 $V_m I_1 = V_o I_o$, 从而同样得到: $\frac{V_o}{V_m} = \frac{D}{1-D}$ (注: T_m 期间, $i_{C1} = -I_o$; T_{off} 期间, $i_{C1} = I_1$)。

电路中其他电流与输入电流 i_i 以及电感 L_2 电流 i_{L2} 的关系如下:

$$\begin{aligned} i_{C1} &= xi_i + (1-x)i_{L2}, & i_{C2} &= i_{L2} - I_o \\ i_S &= (1-x)(i_i + i_{L2}), & i_D &= x(i_i + i_{L2}) \end{aligned}$$

式中, $x = \begin{cases} 0 & 0 < t < DT_s \\ 1 & DT_s < t < T_s \end{cases}$

由图 2.12 可看出, Cúk 变换器的输出部分由滤波电感 L_2 、滤波电容 C_2 及负载电阻 R 组成。这与前述 Buck 变换器的输出电路是完全一样的, 因此完全可以用前述相似的方法推出 Cúk 变换器输出电压的纹波。

在 T_{off} 期间, 电感 L_2 通过二极管 D 向输出释放电能, 这期间 i_{L2} 的增量为:

$$\begin{aligned} \Delta I_{L2(off)} &= \int_0^{(1-D)T_s} \left(-\frac{V_o}{L_2} \right) dt = -\frac{V_o}{L_2}(1-D)T_s \\ \Delta I_{L2} &= -\Delta I_{L2(off)} = \frac{V_o}{L_2}(1-D)T_s \end{aligned} \quad (2.28)$$

参考图 2.6, 有

$$\begin{aligned} \Delta Q &= \frac{1}{2} \cdot \frac{T_s}{2} \cdot \frac{\Delta I_{L2}}{2} = \frac{V_o(1-D)T_s^2}{8L_2} \\ \Delta V_o &= \frac{\Delta Q}{C_2} = \frac{(1-D)V_o}{8L_2C_2f_s^2} \\ \frac{\Delta V_o}{V_o} &= \frac{1-D}{8L_2C_2f_s^2} \end{aligned} \quad (2.29)$$

与前述其他变换器一样, 当输入电流 i_i 的平均值 I_i 小于 i_i 纹波的峰-峰值的一半 $\left(\frac{1}{2} \Delta I_i \right)$ 时, 或电感 L_2 电流 i_{L2} 的平均值小于 $\frac{1}{2} \Delta I_{L2}$ 时, 电流将出现断续, 电路将工作在不连续导电模式。根据式(2.25)、(2.28), 可知 Cúk 变换电路在连续导电模式下工作的条件为:

$$L_1 f_s > \frac{(1-D)^2 V_o}{2DI_o} \quad (2.30)$$

$$I_2 f_s > \frac{(1-D)V_o}{2I_o} \quad (2.31)$$

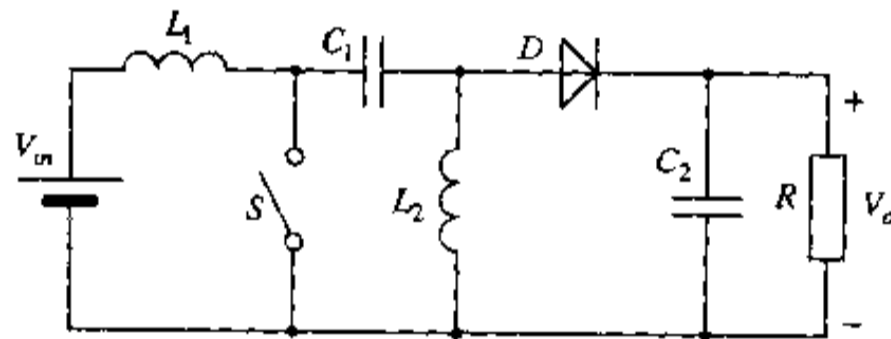
从前面的讨论可看出, Cúk 变换器实际上可看作是单开关的 Boost 与 Buck 串联变换器。电容 C_1 的作用相当于 Boost 变换器中的输出滤波电容及 Buck 变换器中的输入电压源。

以上介绍了四种基本类型的 DC-DC PWM 变换器, 以这四种类型变换器为基础, 加上变压器隔离后, 可以引申出各种类型的隔离型单开关或多开关 DC-DC 变换器。表 2.1 对上述四种基本类型变换器的特性作了简单的总结与对比。

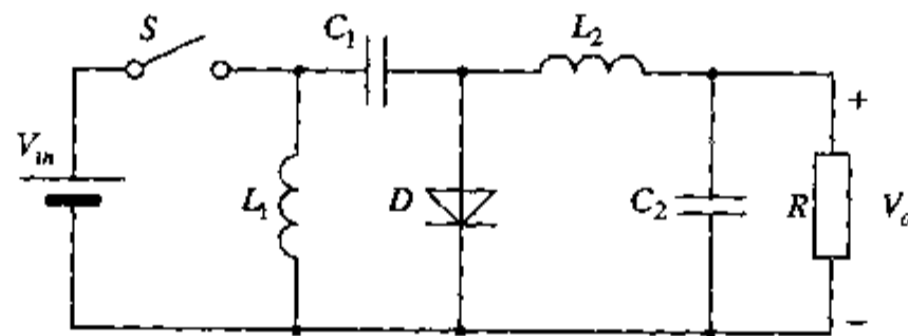
除了上述四种基本的 DC-DC PWM 变换器外, DC-DC PWM 变换器还有另外两种拓扑, 这就是 Sepic 变换电路及 Zeta 变换电路, 如图 2.14 所示。这两种变换电路与 Cúk 变换电路是很相近的, 这里不准备作更多的讨论, 有兴趣的读者可参考有关文献。

表 2.1 四种基本类型变换器的特性对比

特性 \ 类型	Buck	Boost	Buck-Boost	Cuk
电压增益	D	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{D}{1-D}$	$\frac{D}{1-D}$
输出电压 V_o	$V_o < V_i$	$V_o > V_i$	V_o 可大于或小于 V_i	V_o 可大于或小于 V_i
输出电压纹波 $\frac{\Delta V_o}{V_o}$	$\frac{1-D}{8LCf_s^2}$	$\frac{D}{RCf_s}$	$\frac{D}{RCf_s}$	$\frac{1-D}{8L_2C_2f_s^2}$
CCM 条件	$Lf_s > \frac{(1-D)V_o}{2I_o}$	$Lf_s > D \frac{(1-D)^2V_o}{2I_o}$	$Lf_s > \frac{(1-D)^2V_o}{2I_o}$	$I_1f_s > \frac{(1-D)^2V_o}{2DI_o}$ $L_2f_s > \frac{(1-D)V_o}{2I_o}$



(a) Sepic 变换电路



(b) Zeta 变换电路

图 2.14 Sepic 及 Zeta 变换电路

第三章 准谐振与多谐振 DC-DC 变换器

准谐振与多谐振 DC-DC 变换器是较早提出的一类软开关变换器,虽然在其之前采用 E 类放大技术的 E 类变换器也已经有了零电压开关这样的软开关思想,但大多数文献在讨论软开关 DC-DC 变换器时,一般仍总是从准谐振与多谐振 DC-DC 变换器开始。

准谐振变换器(QRCs, quasi-resonant-converters)是在常规 DC-DC 开关变换器的基础上加上谐振电感和谐振电容形成的。谐振电感和谐振电容与原来 PWM 变换器中的功率开关管一起构成谐振开关。在这种变换器的运行模式中出现谐振的工作模式,通过谐振,使功率开关管两端的电压或通过功率开关管的电流呈正弦波形,从而为功率开关管的开通和关断创造了零电压或零电流开关条件,减小了开关损耗。由于运行中,变换器工作在谐振模式的时间只占一个开关周期中的一部分,其余时间都是运行在非谐振模式,所以又称之为准谐振变换器,相应的“谐振开关”又称为准谐振开关。

由第二章的讨论可知,在基本的 DC-DC PWM 开关型变换器中,“开关”功能是由一个有源开关管 S 和二极管 D 完成的。在准谐振型(QRCs)变换器中,不论是零电压型(ZVS)谐振开关还是零电流型(ZCS)谐振开关,它们都仅可以或者为有源开关管 S 或者为二极管 D 创造良好的软开关条件,而不能同时为二者提供软开关条件。而多谐振变换器(MRCs)的基本思想是把准谐振开关的思想同时应用于有源开关管 S 和二极管 D ,构成所谓“多谐振开关”,使有源开关管 S 和二极管 D 都能在软开关环境下完成导通与关断过程。在多谐振变换器一个开关周期的工作过程中有多个不同谐振参数的谐振拓扑工作模式,多谐振变换器因此而得名。多谐振变换器也有零电流多谐振与零电压多谐振两种。在这一章中将分别对准谐振变换器(QRCs)和多谐振变换器(MRCs)的基本工作原理、工作过程及基本特性作较详细的讨论和分析。

3.1 零电流与零电压型准谐振开关

准谐振开关通常由一个开关器件 S 以及一个 LC 谐振电路构成。此开关器件 S 可以有也可以没有反并联的二极管。这种电路拓扑使得开关器件 S 两端的电压或通过的电流变为正弦波形,而不是像常规的 DC-DC 开关变换器那样呈方波波形。为了方便下面的叙述,首先定义两种开关符号。图 3.1(a)表示一种理想的开关,当它闭合时,电流可以沿两个方向流动。图 3.1(b)表示一种单方向开关,当它受控闭合时,电流只能沿箭头所示方向单方向流动。实际构成时,可把功率半导体开关器件与二极管相串联。

准谐振开关可以分为零电压型和零电流型两类,每一类按照拓扑结构形状的不同又可分为 L 型和 M 型两种,如图 3.2 所示。无论 L 型还是 M 型准谐振开关,根据开关两端电压波形或通过的电流波形的不同(取决于开关器件



(a) 双向开关 (b) 单向开关

图 3.1 理想开关

S 有无反并联二极管)又可以分为全波型电路或半波型电路。根据上述分类方法,可得出零电压谐振开关的四种基本拓扑模式,如图 3.3 所示,以及零电流谐振开关的四种基本拓扑模式,如图 3.4 所示。

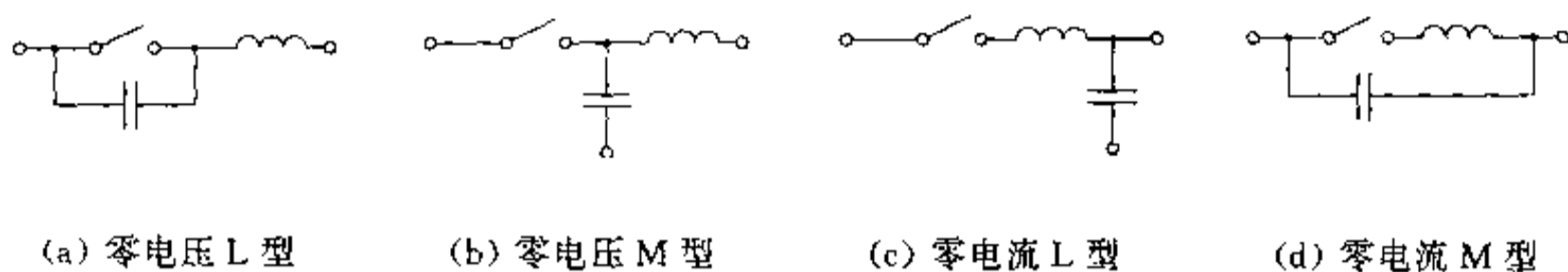


图 3.2 零电压与零电流谐振开关

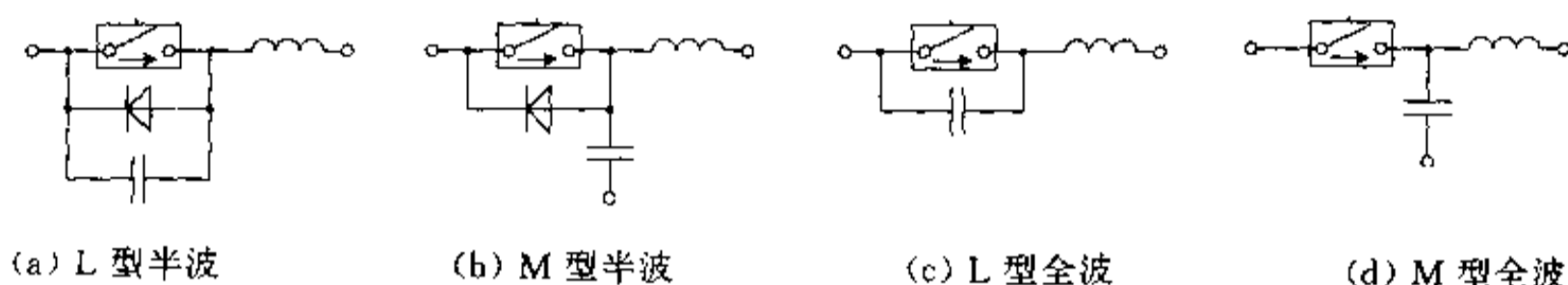


图 3.3 零电压谐振开关

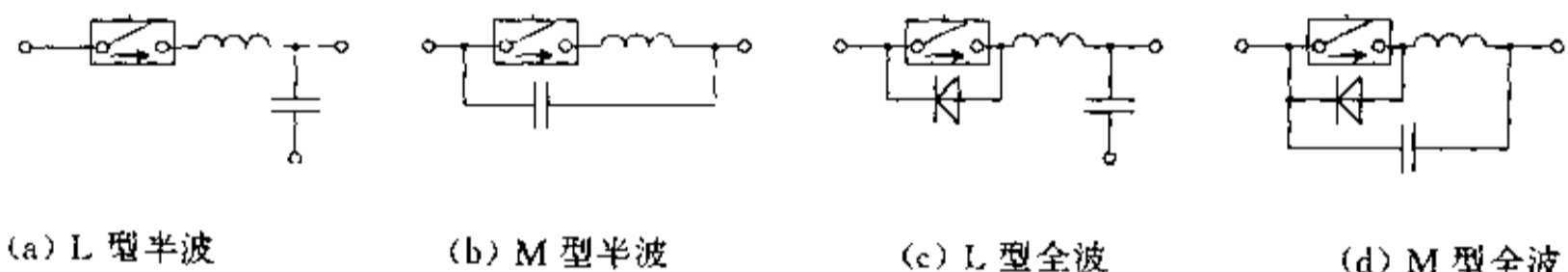


图 3.4 零电流谐振开关

由电路的基本理论可知,当把一直流电压源 V_m 在时刻 $t=t_0$ 时施加于一 LC 串联电路时,电路将发生谐振。这时,电感电流和电容电压均将按正弦规律变化,呈正弦波形,且电容电压超前于电感电流 90° ,如图 3.5 所示。电感电流 i_L 及电容电压 v_C 可分别表示如下:

$$v_C(t) = V_m - [V_m - v_C(t_0)] \cos[\omega(t - t_0)] + i_L(t_0) Z \sin[\omega(t - t_0)]$$

$$i_L(t) = \frac{V_m - v_C(t_0)}{Z} \sin[\omega(t - t_0)] + i_L(t_0) \cos[\omega(t - t_0)]$$

式中, $Z = \sqrt{L/C}$ 为谐振电路特性阻抗, $\omega = 1/\sqrt{LC}$ 为谐振角频率, $i_L(t_0)$ 、 $v_C(t_0)$ 分别为电感电流和电容电压的初始值。在图 3.5 中有, $i_L(t_0) > 0$ 及 $v_C(t_0) < 0$ 。

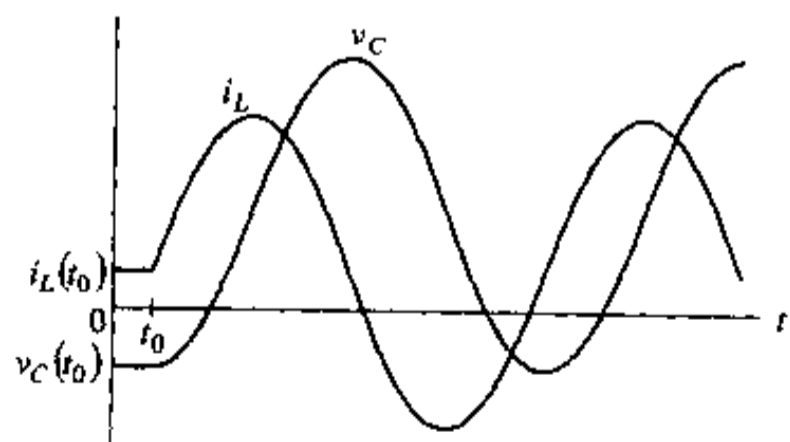


图 3.5 无阻尼振荡电路中电感电流和电容电压波形

由图 3.3 可知,在零电压准谐振开关中,谐振电容 C 总是与开关器件 S 相并联。在半波型准谐振开关中,二极管的箝位使得电容两端电压无法向负方向谐振变化,因此当电压从正值谐振到零时,谐振过程将结束。而对于全波型零电压准谐振开关,则电压可在正负两个方向谐振变化。谐振过程开始于功率开关管 S 的断开。 S 断开后,其两端电压从零开始按正弦规律谐振变化,在半个谐振周期

后,当电容电压谐振到零时,开关管 S 可在零电压下完成再次导通。这个过程为以功率 MOSFET 为主开关器件的 DC-DC 变换器在高开关频率下工作提供了极大的便利,由于结电容而产生的开通损耗将被大大降低。

同理,由图 3.4 可知,对于零电流型准谐振开关,谐振电感总是与开关器件相串联,以便得到希望的正弦电流波形,电感与电容同样构成串联谐振电路。谐振过程开始于功率开关管 S 的导通,对于图 3.4(a)、(b)所示的半波型开关来说,由于开关器件 S 的单向导电性,谐振电感电流只能单方向变化,半个周期后,谐振过程将停止。而对于图 3.4(c)、(d)所示的全波型谐振开关,由于反并联二极管的存在,谐振电感电流可以在两个方向流动。开关管 S 导通后,电感电流 i_L 将按正弦规律从零谐振上升,经过半个谐振周期后,当 i_L 谐振下降到零时,开关管 S 可在零电流下自然关断,功率开关管 S 的导通与关断过程都是在零电流条件下完成的。这个软开关过程极大地降低了开关管的开关损耗和开关应力。

对于第二章所述各种 DC-DC PWM 开关变换器,当把电路中常规的开关用图 3.2 所示谐振开关代替时,都可方便地转变为准谐振型变换器。

3.2 零电流开关准谐振变换器(ZCS-QRCs)

下面将以 Buck 型电路为例,对零电流开关准谐振变换器的工作原理及工作过程进行分析与讨论。

3.2.1 基本工作原理

当把第二章中图 2.4(a)所示的常规降压型(Buck)直流-直流变换器中的开关 S 用 L 型零电流谐振开关代替后,就构成了图 3.6(a)所示的零电流开关准谐振 Buck 变换电路。其工作原理可简述如下:开关 S 闭合时,由于电感 L_r 的作用, S 在零电流条件下导通; S 导通后,电感 L_r 与电容 C_r 的谐振,使通过开关器件 S 的电流呈近似正弦波形,从而又为开关器件 S 的断开创造了条件;当电感电流谐振到零时,开关器件 S 可在零电流条件下关断。为了简化下面的分析过程,考虑到滤波电感 $L_f \gg L_r$,在一个谐振周期中, L_f 中的电流可看作近似不变,因此滤波电路 L_f - C_f 及负载将用一个恒流源 I_o 等效代替。如图 3.6(b)所示。图 3.7 为电路在一个开关周期中的主要电量波形。图 3.6(a)所示电路在一个开关周期中可分为 4 个时间段描述,相对应的电路拓扑模式如图 3.8 所示。下一节将对 Buck 型 ZCS-QRCs 变换器在一个开关周期中的工作过程作详细分析。

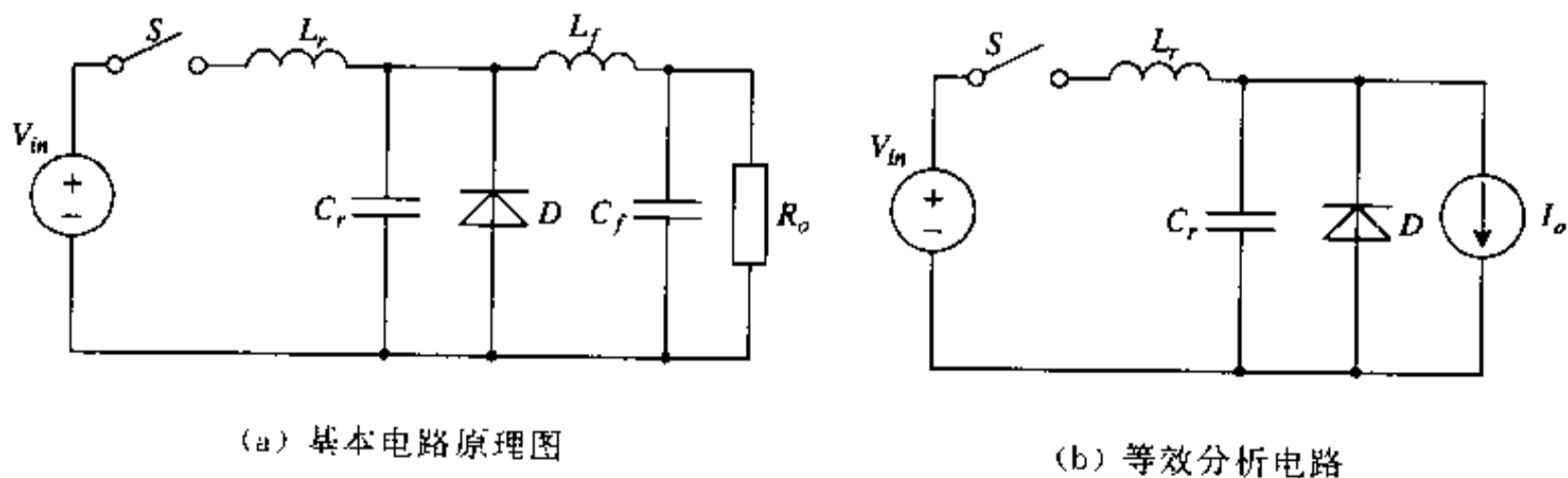
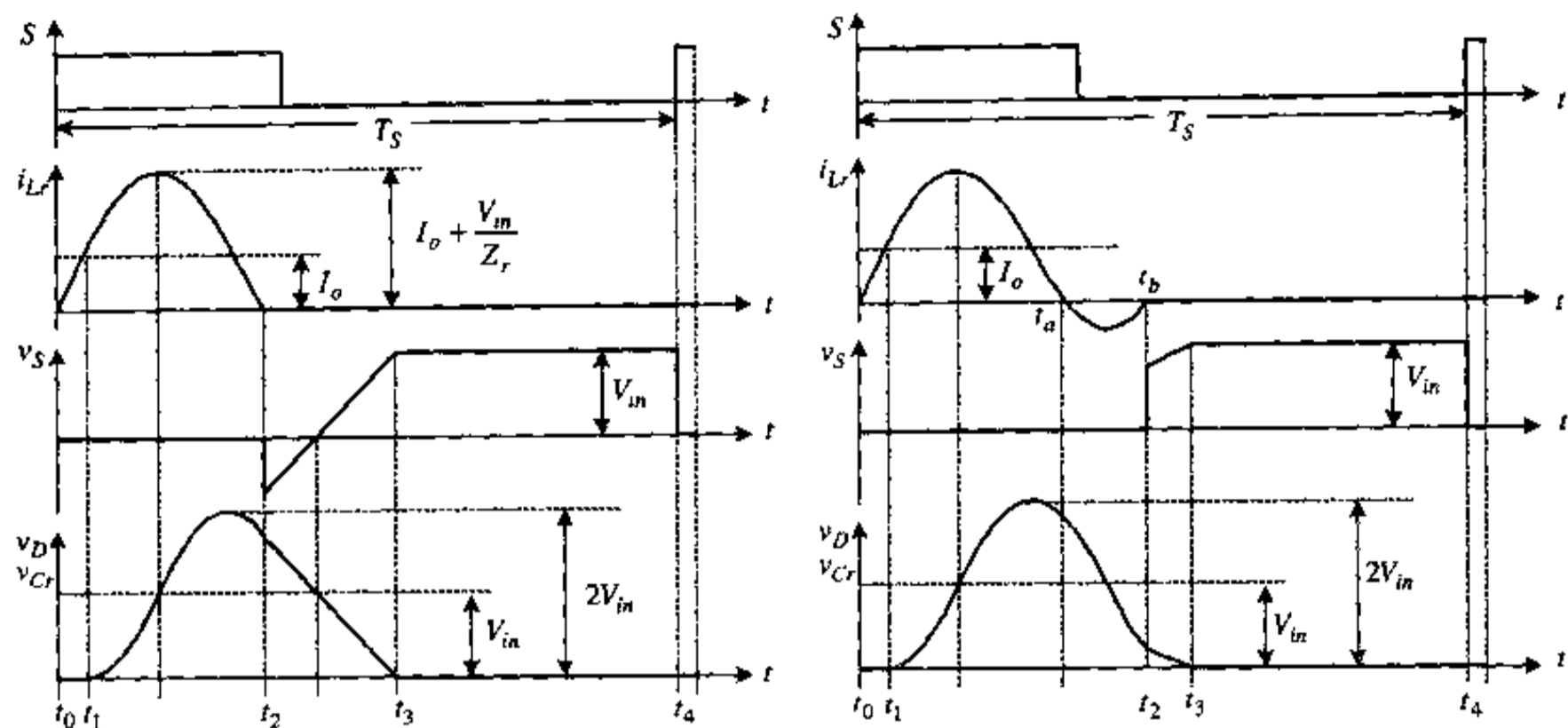


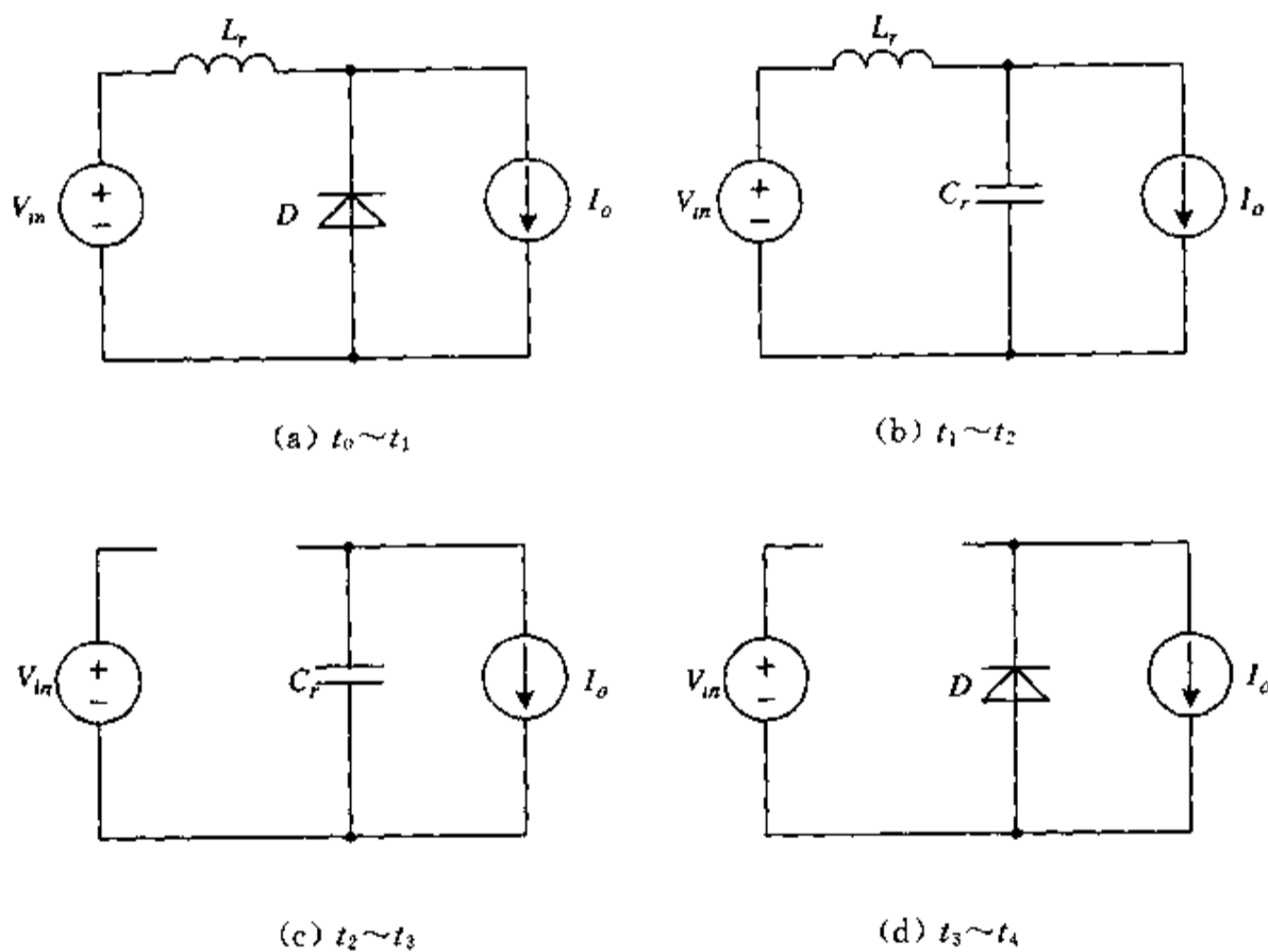
图 3.6 零电流开关准谐振 Buck 变换器



(a) 半波模式

(b) 全波模式

图 3.7 主要电量波形



(a) $t_0 \sim t_1$

(b) $t_1 \sim t_2$

(c) $t_2 \sim t_3$

(d) $t_3 \sim t_4$

图 3.8 各时间段等效电路拓扑

3.2.2 工作过程分析

假定在初始时刻 t_0 之前, 开关 S 处于断开状态, 输出电流 I_o 通过二极管 D 续流, 电容 C_r 上的电压为 0; 在 $t=t_0$ 时, 开关 S 在零电流条件下导通。

1. $t_0 \sim t_1$ 时间段

在这一时间段, 开关 S 导通, 电感电流 $i_{Lr} < I_o$, i_{Lr} 在电压 V_m 作用下线性上升, 其等效电路图如图 3.8(a) 所示。这一时间段有:

$$v_{Cr} = 0, \quad L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = V_m \quad (3.1)$$

初始条件为:

$$i_{Lr}(t_0) = 0$$

解方程式(3.1)并代入初始条件可得:

$$i_{Lr} = \frac{V_m}{L_r}(t - t_0) \quad (3.2)$$

在 t_1 时刻, i_{Lr} 上升到等于输出电流 I_o , 这个时间段结束。由式(3.2)可得这个时间段的长度:

$$T_1 = t_1 - t_0 = \frac{L_r}{V_m} I_o \quad (3.3)$$

2. $t_1 \sim t_2$ 时间段

在时刻 t_1 , i_{Lr} 等于 I_o , 二极管 D 截止, 电感 L_r 与电容 C_r 开始谐振, 这时有:

$$\begin{cases} -C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} + i_{Lr} = I_o \\ L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = V_m - v_{Cr} \end{cases} \quad (3.4)$$

初始条件:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t_1) = I_o \\ v_{Cr}(t_1) = 0 \end{cases}$$

解微分方程组(3.4)并代入初始条件可得:

$$\begin{cases} i_{Lr} = \frac{V_m}{Z_r} \sin \omega_r(t - t_1) + I_o \\ v_{Cr} = V_m [1 - \cos \omega_r(t - t_1)] \end{cases} \quad (3.5)$$

式中, $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$ 为谐振角频率, $Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ 为谐振电路的特性阻抗。

这个时间段的等效电路如图 3.8(b) 所示。另外, 从式(3.5)可看出(参考图 3.7):

当 $\omega_r(t - t_1) = \frac{\pi}{2}$ 时,

$$v_{Cr} = V_m, \quad i_{Lr} = i_{Lr\max} = \frac{V_m}{Z_r} + I_o$$

当 $\omega_r(t - t_1) = \pi$ 时,

$$v_{Cr} = 2V_m, \quad i_{Lr} = I_o$$

如果在图 3.6(a) 所示电路中应用的是半波型谐振开关(半波模式), 则在 $\pi < \omega_r(t - t_1) < 3\pi/2$ 的某一时刻 t_u , i_{Lr} 下降到零, 这时开关 S 可以在零电流下断开, 这个时间段结

束。如果应用的是全波型谐振开关(全波模式), i_{Lr} 下降到零后, i_{Lr} 将通过开关 S 的反并联二极管继续向反方向谐振, 并将能量反馈回输入电源。当 i_{Lr} 在时刻 t_b 从反方向再次谐振回零时, 这个时间段结束。在 $t_a \sim t_b$ 这段间隔, 开关 S 可以在零电压零电流下完成关断过程。由式(3.5)可得这个时间段长度:

$$T_2 = t_2 - t_1 = \frac{1}{\omega_r} \sin^{-1} \left(-\frac{I_o Z_r}{V_m} \right) = \frac{\theta}{\omega_r} \quad (3.6)$$

式中, $\theta = \omega_r T_2$ 。

对于半波型谐振开关, $\pi < \theta < \frac{3}{2}\pi$, $t_2 = t_a$ 。

对于全波型谐振开关, $\frac{3}{2}\pi < \theta < 2\pi$, $t_2 = t_b$ 。

3. $t_2 \sim t_3$ 时间段

这一时间段的等效电路拓扑如图 3.8(c) 所示。在这个时间段里, 开关 S 断开, 二极管 D 断开, 输出电流 I_o 通过电容 C_r 流通, 电容电压处于线性放电状态。这时有:

$$i_{Lr} = 0, C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} = -I_o \quad (3.7)$$

初始条件:

$$v_{Cr}(t_2) = V_m(1 - \cos\theta)$$

解微分方程式(3.7)并代入初始条件可得:

$$v_{Cr} = -\frac{I_o}{C_r}(t - t_2) + V_m(1 - \cos\theta) \quad (3.8)$$

当 v_{Cr} 在时刻 t_3 重新谐振回零时, 二极管 D 导通, $t_2 \sim t_3$ 时间段结束。

由式(3.6)可知, $\sin\theta = -\frac{I_o Z_r}{V_m}$, 则:

$$\cos\theta = \text{sign} \sqrt{1 - \sin^2\theta} = \text{sign} \sqrt{1 - \frac{I_o^2 Z_r^2}{V_m^2}} \quad (3.9)$$

对于半波模式, $\text{sign} = -1$; 对于全波模式, $\text{sign} = +1$ 。

把 $v_{Cr}(t_3) = 0$ 及式(3.9)代入式(3.8)可得这个时间段长度:

$$T_3 = t_3 - t_2 = \frac{V_m C_r}{I_o} \left[1 - \text{sign} \sqrt{1 - \left(\frac{I_o Z_r}{V_m} \right)^2} \right] \quad (3.10)$$

4. $t_3 \sim t_4$ 时间段

这一时间段的等效电路拓扑如图 3.8(d) 所示。在这个时间段里, 开关 S 断开, 二极管 D 导通, 输出电流通过二极管 D 续流, 电容电压被箝位在 0, 这时有: $i_{Lr} = 0, v_{Cr} = 0$ 。

这个时间段的长度取决于电路的开关周期。设电路的开关周期为 T_s , 则:

$$T_4 = t_4 - t_3 = T_s - (T_1 + T_2 + T_3) \quad (3.11)$$

而 T_4 (从而 T_s) 的长度将决定输出电压的大小。当下一开关周期到来时, 开关 S 再次导通, $t_3 \sim t_4$ 时间段结束, 整个开关周期也结束。

3.2.3 对 ZCS-QRCs 变换电路的几点讨论

1. 输出电压的调节方式及变比特性

与常规的 Buck 变换电路相比, ZCS-QRCs 虽然仅仅是为主功率开关器件增加了一 L, C 辅助谐振电路, 保持着相似的电路拓扑, 但它们对输出电压的调节方式是完全不同的。前者是通过调节输出脉冲的宽度调节输出电压, 后者则是通过调节输出脉冲的频率来调节输出电压的, 这一点可通过图 3.7 所示谐振电容电压 v_{C_r} 的波形说明。显然, 通过控制时间段 $T_s (=t_4 - t_3)$ 的长短, 或者说控制开关频率 f_s 就可以有效地控制谐振电容电压 v_{C_r} 的平均电压, 从而达到调节输出电压的目的。输出电压 V_o 与输入电压 V_m 的关系可通过能量守恒的原理推出。由图 3.6 可知, 输入电流 i_s 等于谐振电感电流 i_L , 故:

输入能量:

$$\begin{aligned} E_i &= V_m \int_0^{T_s} i_s(t) dt = V_m \left\{ \int_0^{T_1} \frac{V_m}{L_r} t dt + \int_0^{T_2} \left[I_o + \frac{V_m}{Z_r} \sin \omega_r t \right] dt \right\} \\ &= V_m \left[\frac{V_m}{2L_r} t^2 \right]_0^{T_1} + V_m \left[I_o t - \frac{V_m}{Z_r \omega_r} \cos \omega_r t \right]_0^{T_2} \\ &= V_m \left[\frac{V_m}{2L_r} T_1^2 \right] + V_m \left[I_o T_2 - \frac{V_m}{Z_r \omega_r} \cos \omega_r T_2 + \frac{V_m}{Z_r \omega_r} \right] \\ &= V_m \left[\frac{V_m}{2L_r} \left(\frac{L_r I_o}{V_m} \right)^2 \right] + V_m \left[I_o \frac{\theta}{\omega_r} + \frac{V_m}{Z_r \omega_r} (1 - \cos \theta) \right] \\ &= V_m I_o \left[\frac{1}{2\omega_r} \cdot \frac{Z_r I_o}{V_m} + \frac{\theta}{\omega_r} + \frac{V_m}{I_o Z_r} \cdot \frac{1}{\omega_r} (1 - \cos \theta) \right] \end{aligned} \quad (3.12)$$

输出能量:

$$E_o = V_o I_o T_s \quad (3.13)$$

忽略电路本身的损耗, 则应有 $E_i = E_o$, 即:

$$\begin{aligned} V_o I_o T_s &= V_m I_o \left[\frac{1}{2\omega_r} \cdot \frac{Z_r I_o}{V_m} + \frac{\theta}{\omega_r} + \frac{V_m}{I_o Z_r} \cdot \frac{1}{\omega_r} (1 - \cos \theta) \right] \\ \frac{V_o}{V_m} &= \frac{1}{\omega_r T_s} \left[\frac{1}{2} I_m + \sin^{-1}(-I_m) + \frac{1}{I_m} (1 - \cos \theta) \right] \\ &= \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_r} \left[\frac{1}{2} I_m + \sin^{-1}(-I_m) + \frac{1}{I_m} (1 - \cos \theta) \right] \end{aligned} \quad (3.14)$$

式中, $I_m = \frac{Z_r I_o}{V_m}$ 。

上面的推导既适用于全波模式, 也适用于半波模式。在考虑实际物理过程时, 二者的不同之处在于, 对于全波模式, 在计算输入能量时, 应考虑到电感电流 $i_L (=i_s)$ 通过开关器件 S 的反并联二极管反向流动时, 回馈给电源的能量。

最后可以得到零电流开关准谐振 Buck 变换器的电压转换比如下:

$$\begin{aligned} M = \frac{V_o}{V_m} &= \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_r} \left[\frac{1}{2} I_m + \sin^{-1}(-I_m) + \frac{1}{I_m} \left(1 - \text{sign} \sqrt{1 - I_m^2} \right) \right] \\ &= \frac{f_s}{2\pi f_r} f(I_m) \end{aligned} \quad (3.15)$$

对于半波模式有, $\text{sign} = -1$; 对于全波模式有, $\text{sign} = +1$ 。

另外, 可以证明对于全波模式有, $f(I_o) \approx 2\pi$ 。这时有:

$$M = \frac{V_o}{V_m} \approx \frac{f_s}{f_r} \quad (3.16)$$

由式(3.15)、(3.16)可看到, 零电流开关准谐振 Buck 变换器以半波模式运行时, 电压转换比受负载变化影响很大; 但当以全波模式运行时, 电压转换比几乎与负载变化无关。

电压转换比特性也可以通过求解谐振电容电压的平均值而得到, 有兴趣的读者可自行推导。

2. 零电流开关的条件

ZCS-QRCs 电路的工作状态与输入电压及负载条件有很大关系。由式(3.6)可看出, 当 $\omega_r(t-t_1) = 3\pi/2$ 时, $i_{Lr} = -\frac{V_m}{Z_r} + I_o$ 。如果这时仍有 $i_{Lr} > 0$, 即: $I_o > \frac{V_m}{Z_r}$, 则 i_{Lr} 不可能自然谐振回零, 从而造成电路中的开关器件 S 零电流关断失败。也就是说, 当谐振电路参数 L_r, C_r 确定之后, 只有当输入电压及负载电流在某一个范围内变化时, 才能确保电路中开关器件的软开关操作。即必须满足:

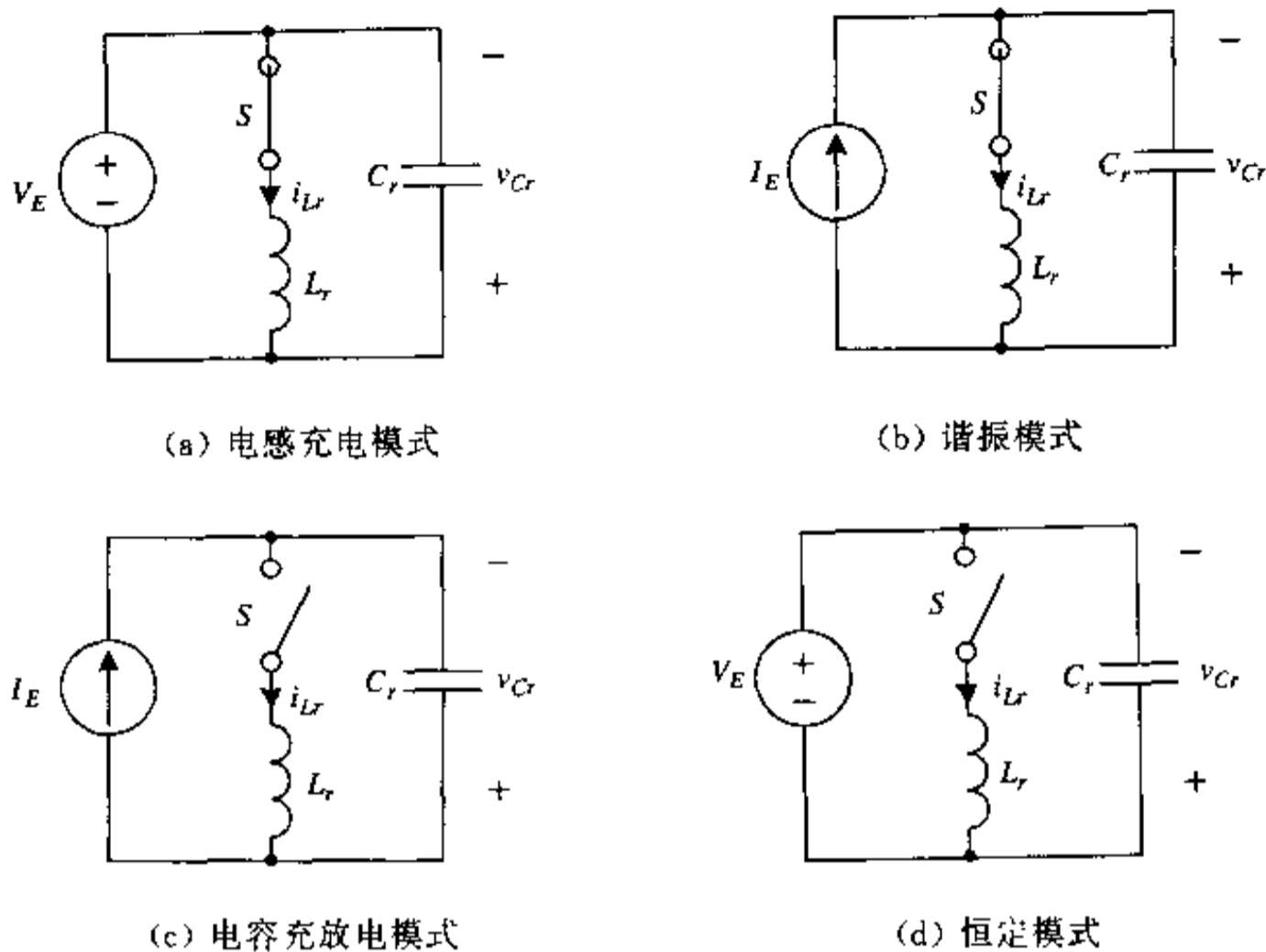
$$I_o \leq \frac{V_m}{Z_r} \quad (3.17)$$

3. ZCS QRCs 的缺点

虽然 ZCS-QRCs 实现了电路中开关器件的零电流导通与关断, 但它本身也存在着一些不容忽视的缺点。由式(3.5)可知, 与普通 Buck 型 DC-DC 变换电路相比, ZCS-QRCs 中流过开关器件 S 的电流峰值增加了 2 倍以上, 从而大大增加了开关器件 S 的电流应力, 而这必然会增大 S 的导通损耗。为了减小电流峰值, 就需要增大 Z_r 的数值, 但由式(3.17)可知, 增大 Z_r 又会使负载电流的软开关运行范围变小。另外, 开关器件两端存在着寄生电容 C_s , 此电容在 S 断开时存储着 $\frac{1}{2}C_s V_m^2$ 的能量, 该能量在 S 导通后, 通过 S 释放并消耗在电路中, 这个损耗将随着开关频率的提高而增大。这一方面导致了电路的损耗增大, 效率降低; 另一方面也对开关器件 S 的安全运行产生极大的危害。

4. 其他类型的零电流开关准谐振变换器

如前所述, 当把第二章中各种常规直流-直流变换器中的开关 S 用零电流谐振开关代替后, 可以构成一族零电流开关准谐振变换器。虽然这些变换器的拓扑结构形式及具有的功能都不一样, 但基本工作模式是相同的。图 3.9 给出了 ZCS-QRCs 变换器应用 M 型零电流准谐振开关时的四种基本工作模式, 并以表格的形式给出了 Buck、Boost、Buck-Boost、Cúk 对应于四种基本工作模式各自的电路变量。表 3.1 给出了四种零电流开关准谐振变换器的电压转换比特性。



	Buck	Boost	Buck-boost	Cúk
V_E	V_{in}	V_o	$V_{in} + V_o$	$V_{in} + V_o$
I_E	I_o	I_i	$I_i + I_o$	$I_i + I_o$

图 3.9 ZCS-QRCs 变换电路的四种基本工作模式

表 3.1 四种零电流开关准谐振变换器的电压转换比特性

	Buck	Boost	Buck-boost	Cúk
半波	$\frac{f_s}{2\pi f_r} f(I_{on})$	$\frac{1}{1 - \frac{f_s}{2\pi f_r} f(I_{on})}$	$\frac{1}{\frac{f_s}{2\pi f_r} f(I_{on}) - 1}$	$\frac{1}{\frac{f_s}{2\pi f_r} f(I_{on}) - 1}$
全波	$\frac{f_s}{f_r}$	$\frac{1}{1 - \frac{f_s}{f_r}}$	$\frac{1}{\frac{f_s}{f_r} - 1}$	$\frac{1}{\frac{f_s}{f_r} - 1}$

3.3 零电压开关准谐振变换器(ZVS-QRCs)

对于前面论述的零电流开关准谐振 Buck 变换电路(Buck ZCS-QRCs),由其工作原理分析可知,由于开关管在零电流下断开,因此解决了开关管断开时的功率损耗和可能产生的电压尖峰问题。但其存在的基本缺点之一是未能解决开关管开通时的功率损耗问题。由于开关器件本身存在着寄生电容 C_s ,这个电容在开关器件断开期间,将储存有 $\frac{1}{2}C_s V_{in}^2$ 的能量,而该能量在开关器件 S 导通时,将瞬时地消耗在开关器件 S 中。这一方面使电路损耗增大;另一方面过大的 dv/dt 将引起米勒(Miller)效应,产生严重的开关噪声,造成整个电路不稳定。本节下面要讨论的零电压开关准谐振变换电路将试图解决 ZCS-QRCs 变换

器中存在的这个基本问题。

下面将以 Boost 型和 Buck 型电路为例,对零电压开关准谐振变换器的工作原理及工作过程进行分析与讨论。

3.3.1 Boost ZVS-QRCs 变换电路的基本工作原理

当把第二章中图 2.7(a)所示的常规升压型(Boost)直流-直流变换器中的开关 S 用 L 型零电压谐振开关代替后,就构成了图 3.10(a)所示的零电压开关准谐振升压型变换电路(Boost ZVS-QRCs)。考虑到输入电感及输出电容足够大,故在一个谐振周期中,电压源 V_{in} 及输入电感可等效为一恒流源 I_i ,输出电容及电阻可用一个电压源 V_o 代替,如图 3.10(b)所示。

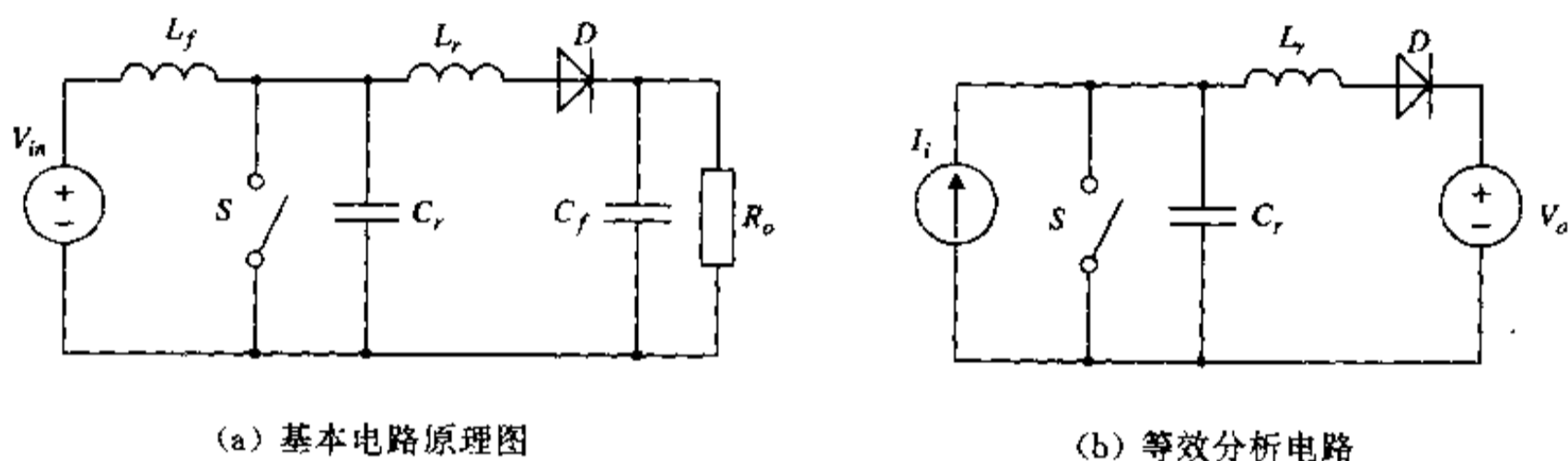


图 3.10 零电压开关准谐振 Boost 变换电路

在前述 ZCS-QRCs 电路中,谐振开关中的 L - C 谐振过程是通过开关 S 的导通激励的,而在 ZVS-QRCs 电路中, L - C 谐振过程是由开关 S 的关断启动的。下面就简单分析图 3.10(b)所示电路的基本工作原理。设电路的初始状态为开关管 S 处于导通状态,二极管 D 处于关断状态,一个谐振周期由开关管 S 的关断开始。

在时刻 t_0 ,开关管 S 关断,由于缓冲电容 C_r 的电压 v_{C_r} 不能突变,故开关管 S 是在缓冲电容 C_r 的作用下软关断的。 S 关断后,电流源 I_i 给电容 C_r 充电。当 C_r 上的电压 v_{C_r} 上升到 V_o 时,二极管 D 开始导通,之后 L_r 与 C_r 开始谐振,使开关管 S 的两端电压呈近似正弦波形,从而为开关管 S 的再次导通创造了良好的条件。当电容 C_r 上的电压谐振到零时,开关管 S 在零电压下再次导通,从而完成了一个谐振周期。图 3.10(b)所示电路,在一个开关周期内可分为四个时间段描述,相应的电路拓扑模式如图 3.11 所示。图 3.12 为电路中主要电量波形。

1. $t_0 \sim t_1$ 时间段(电容充电模式)

在时刻 t_0 ,开关管 S 关断,电流源 I_i 向电容 C_r 充电, C_r 两端电压线性上升,这时电路处于电容充电拓扑模式,如图 3.11(a)所示。这一时间段有:

$$i_{L_r} = 0, \quad C_r \frac{dv_{C_r}}{dt} = I_i \quad (3.18)$$

初始条件:

$$v_{C_r}(t_0) = 0$$

解方程式(3.18)可得:

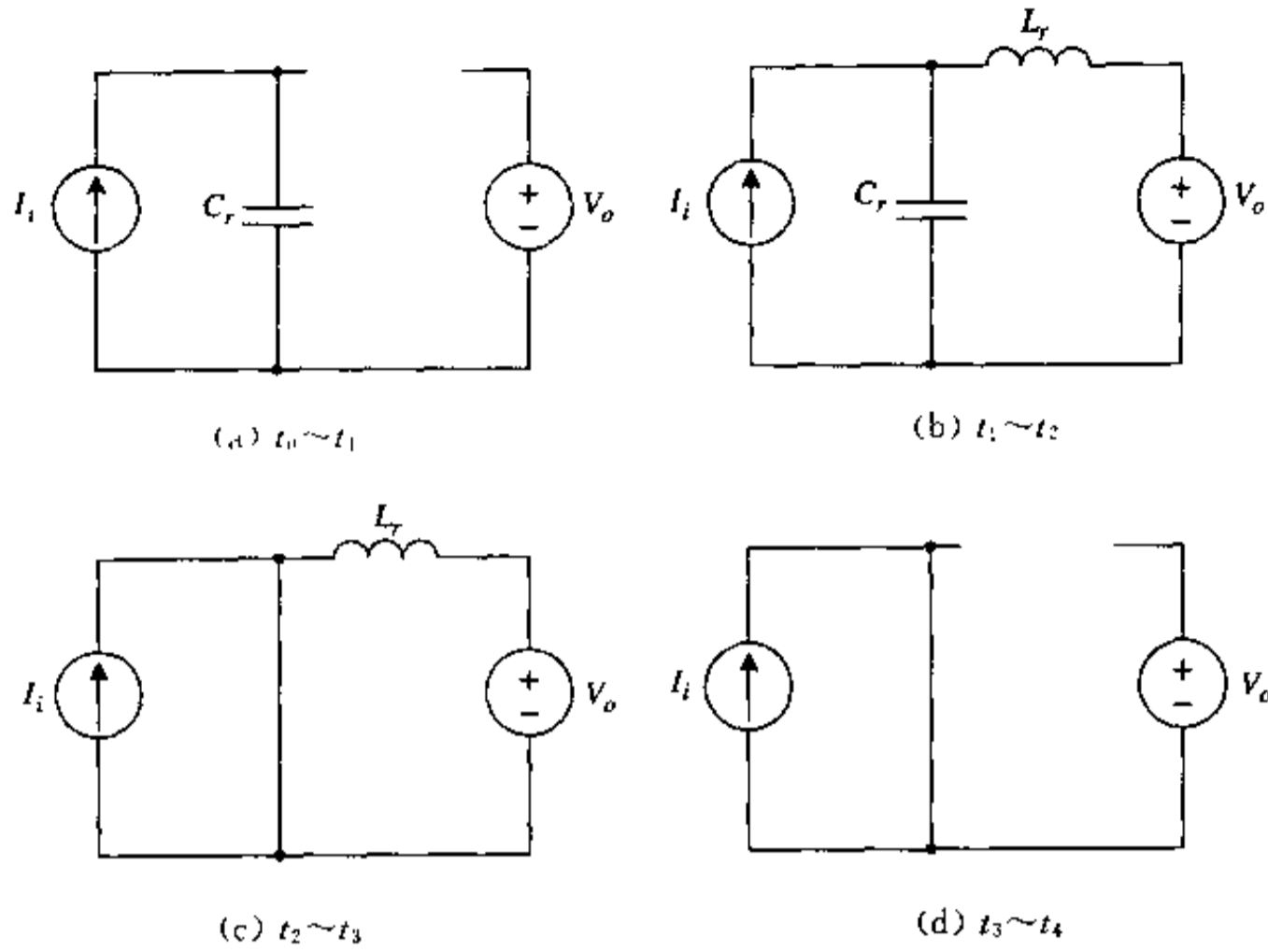


图 3.11 各时间段对应的电路拓扑模式

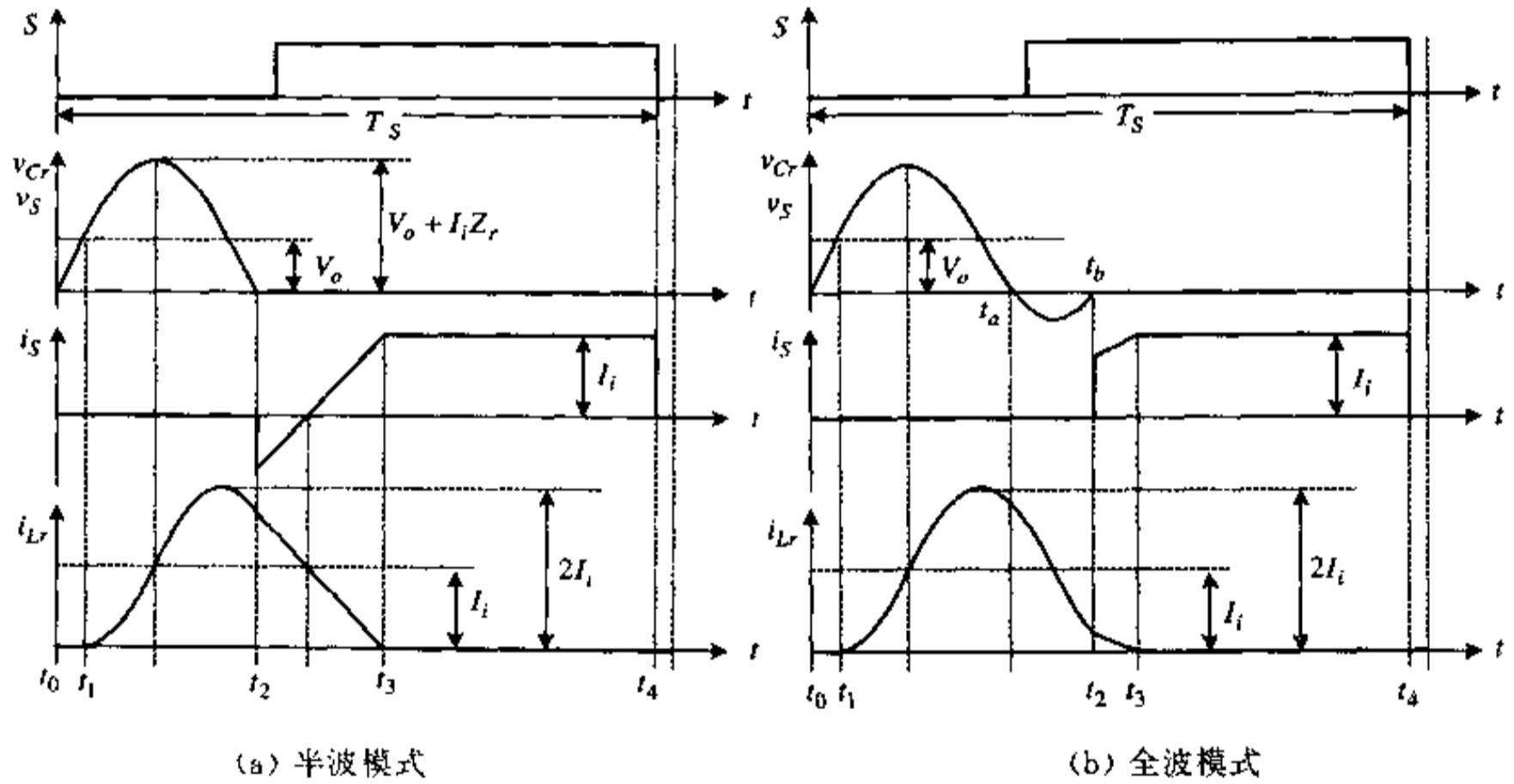


图 3.12 主要电量波形

$$v_{Cr} = \frac{I_i}{C_r}(t - t_0) \quad (3.19)$$

当电容两端电压 v_{Cr} 上升到等于 V_o 时, 二极管 D 导通, 这个时间段结束。将 $v_{Cr}(t_1) = V_o$ 代入式(3.19), 可得这一时间段的持续时间 T_1 :

$$T_1 = t_1 - t_0 = \frac{C_r V_o}{I_i} \quad (3.20)$$

2. $t_1 \sim t_2$ 时间段(谐振拓扑模式)

在时刻 t_1 , 电容 C_r 两端电压 v_{Cr} 上升到等于 V_o 。之后, 二极管 D 导通, 电感 L_r 与电容 C_r 开始谐振, 电路处于谐振拓扑模式, 如图 3.11(b) 所示。这一时间段有:

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = v_{Cr} - V_o \\ C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} = I_i - i_{Lr} \end{cases} \quad (3.21)$$

初始条件:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t_1) = 0 \\ v_{Cr}(t_1) = V_o \end{cases}$$

解方程组(3.21)得:

$$\begin{cases} v_{Cr} = V_o + I_i Z_r \sin \omega_r (t - t_1) \\ i_{Lr} = I_i [1 - \cos \omega_r (t - t_1)] \end{cases} \quad (3.22)$$

式中, $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$ 为谐振角频率, $Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ 为特性阻抗。

当图 3.10(b) 所示电路以半波方式运行时, 电容 C_r 两端电压 v_{Cr} 在 t_a 时刻谐振回零后, 将由开关 S 上的反并联二极管箝位在零值上, 使这一时间段结束。若电路以全波方式运行, 则当 v_{Cr} 谐振回零后, 还将继续向反方向谐振, 然后再次在 t_b 时刻谐振回零, 使这一时间段结束。因此, 与前述 ZCS-QRCs 电路一样, 图 3.10(b) 所示电路以半波或全波方式运行时, 这一时间段的长短是不一样的。对于半波模式, 这个时间段的结束时刻 $t_2 = t_a$; 而对于全波模式, 这个时间段的结束时刻 $t_2 = t_b$ 。

将 $v_{Cr}(t_2) = 0$ 代入式(3.22)中, 可得 $\sin \omega_r (t_2 - t_1) = -\frac{V_o}{I_i Z_r}$, 进而可得这个时间段长度:

$$T_2 = t_2 - t_1 = \frac{1}{\omega_r} \sin^{-1} \left(-\frac{V_o}{I_i Z_r} \right) = \frac{\alpha}{\omega_r} \quad (3.23)$$

其中, 对于半波方式有: $\pi < \alpha < \frac{3}{2}\pi$; 对于全波方式有: $\frac{3}{2}\pi < \alpha < 2\pi$ 。

3. $t_2 \sim t_3$ 时间段(电感放电模式)

t_2 时刻后, 电感电流 i_{Lr} 将线性下降, 直到时刻 t_3 下降到零。这个时间段电路处于电感放电拓扑模式, 如图 3.11(c) 所示。在这一时间段有:

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = -V_o \quad (3.24)$$

初始条件:

$$i_{Lr}(t_2) = I_i (1 - \cos \alpha)$$

解方程式(3.24)可得:

$$i_{Lr}(t) = -\frac{V_o}{L_r} (t - t_2) + I_i (1 - \cos \alpha) \quad (3.25)$$

将 $i_L(t_3)=0$ 代入式(3.25)可得这一时间段的长度:

$$T_3 = t_3 - t_2 = \frac{I_L I_a}{V_a} (1 - \cos\alpha) \quad (3.26)$$

通常,当电路以半波方式运行时,在电容电压 v_{Cr} 谐振到零之后到电感电流 i_L 下降到零之前,开关管 S 应完成再次导通过程,否则电容将重新被充电,开关管 S 将会失去在零电压下开通的机会。当电路以全波方式运行时,开关管 S 可在 v_{Cr} 为负值期间完成零电压开通。

4. $t_3 \sim t_4$ 时间段(续流模式)

t_3 时刻后,全部输入电流流入开关 S ,直到时刻 t_4 ,开关 S 再次关断,开始下一个开关周期。这个时间段,电路处于续流拓扑模式,如图 3.11(d)所示。这个时间段持续时间 T_4 是一个独立变量,它取决于开关周期 T_s 的长短,即:

$$T_4 = T_s - T_1 - T_2 - T_3 \quad (3.27)$$

3.3.2 Buck ZVS-QRCs 变换电路的基本工作原理

为了更好地理解 ZVS-QRCs 变换电路的基本工作原理,并与上一节讨论内容相比较,下面再简单讨论一下 Buck ZVS-QRCs 变换电路。当把第二章中图 2.4(a)所示常规降压型(Buck)直流-直流变换器中的开关 S 用 L 型零电压谐振开关代替后,就构成了图 3.13(a)所示的零电压开关准谐振 Buck 变换电路。同理,考虑到输出滤波电感足够大,故在一个谐振周期中,输出滤波电感、电容及负载可用一个恒流源 I_o 等效代替,电路如图 3.13(b)所示。

图 3.13(b)所示电路一个工作周期可分为四个时间段描述,对应着四种工作模式,如图 3.14 所示。下面仅以半波模式为例,图 3.13(b)所示电路的基本工作原理可简述如下。

初始状态时,开关 S 处于导通状态,全部输出电流 I_o 从 S 上流过,二极管 D 由于反偏处于截止状态。与前述相同,电路的一个谐振开关周期由开关管 S 的关断开始。 S 关断后,输出电流 I_o 流过谐振电容 C_r ,对 C_r 充电。 C_r 两端的电压 v_{Cr} 线性增加,二极管 D 处于反偏截止状态,这时电路处于电容充电模式,如图 3.14(a)所示。当电容电压 v_{Cr} 上升到输入电压 V_{in} 时,二极管 D 导通,电感 L_r 与电容 C_r 开始谐振,电路处于谐振模式如图 3.14(b)所示。这时的电容电压 v_{Cr} 和电感电流 i_{Lr} 分别为:

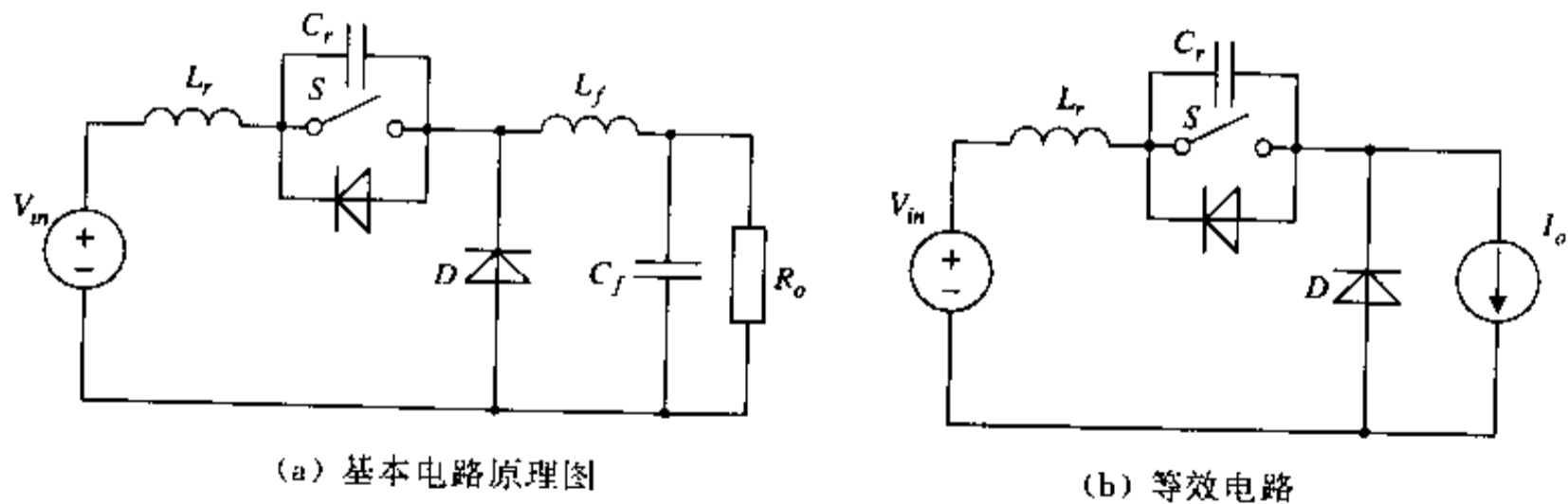


图 3.13 零电压开关准谐振 Buck 变换电路

$$\begin{cases} v_{Cr}(t) = V_m + I_o Z_r \sin \omega_r t \\ i_{Lr}(t) = I_o \cos \omega_r t \end{cases} \quad (3.28)$$

式中, $\omega_r = 2\pi f_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$ 为谐振角频率, $Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ 为谐振电路特性阻抗。

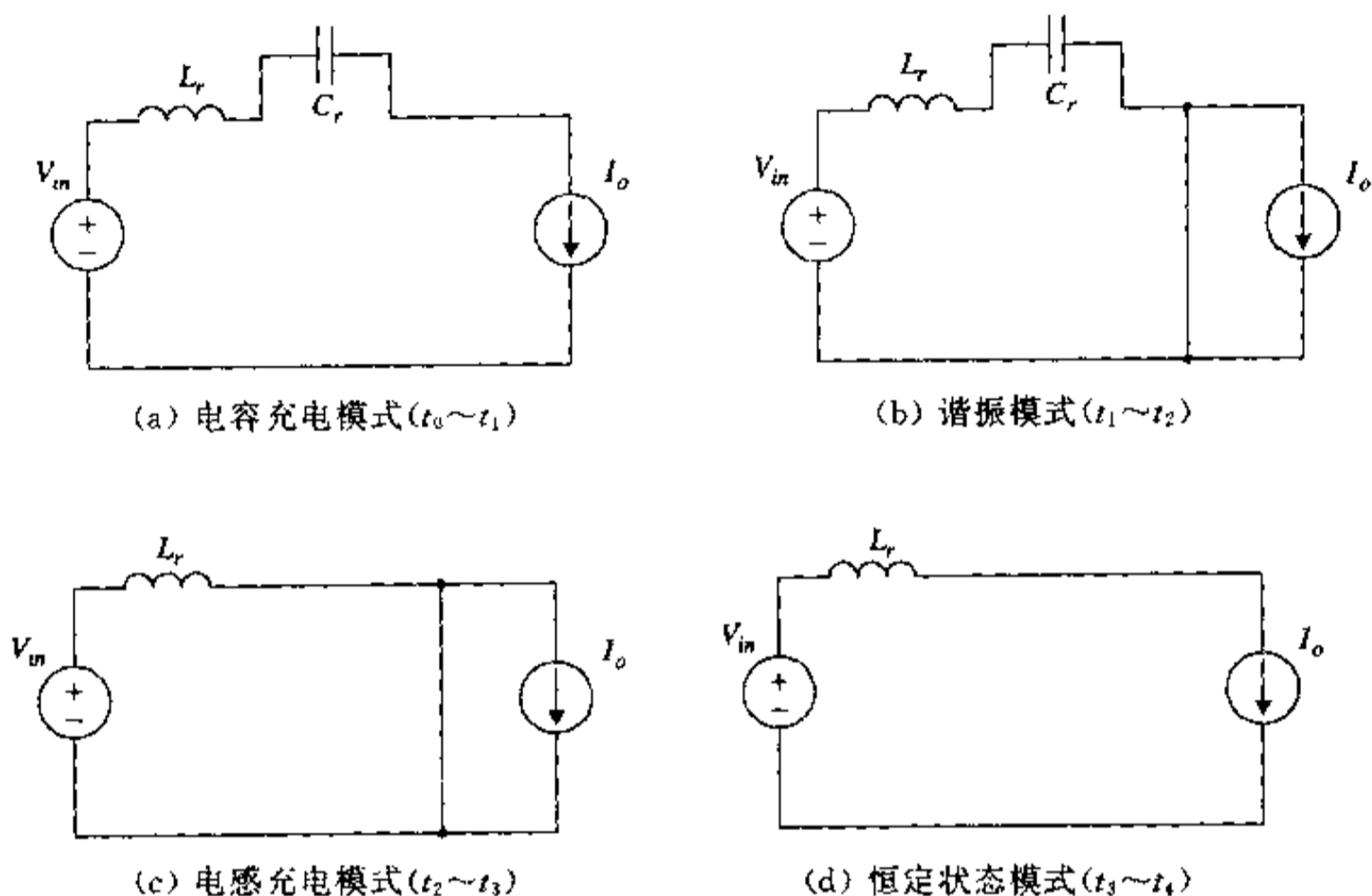


图 3.14 各时间段对应等效电路拓扑

当 v_{Cr} 谐振到零时, 开关器件 S 的反并联二极管导通, 谐振电容电压被箝位到零值, 输入电压 V_m 直接作用到谐振电感 L_r 上, 从而使电感电流 i_{Lr} 线性增加 (在这一时间段的初始时刻 i_{Lr} 为负值), 这时电路处于电感充电模式, 如图 3.14(c) 所示。当电感电流 i_{Lr} 上升到等于输出电流 I_o 时, 整流二极管 D 由导通变为截止, 电路恢复到初始状态。这时电路处于恒定状态模式, 如图 3.14(d) 所示。处于这一模式的时间同样是一个独立变量, 它取决于开关周期 T_s 的长短。在开关管 S 的反并联二极管导通之后一直到电感电流 i_{Lr} 上升到零之前, 开关器件 S 可以在零电压条件下完成再次导通。至此, 一个完整的工作周期结束。

3.3.3 对 ZVS-QRCs 变换电路的几点讨论

1. 输出电压的调节方式

与 ZCS-QRCs 变换电路相似, ZVS-QRCs 变换电路也是通过调节输出脉冲的频率来调节输出电压的, 而不是像常规的 DC-DC PWM 变换电路那样靠调节输出脉冲的宽度 (占空比) 来调节输出电压。这一点可以通过图 3.12 所示 Boost ZVS-QRCs 电路的谐振电容电压 v_{Cr} 的波形来说明。从图中可知, 通过控制时间段 $T_4 (=t_4 - t_3)$ 的长短, 就可以有效地控制电容电压 v_{Cr} 的平均值, 从而达到控制输出电压的目的。与前述推导相似, 对于 ZVS-QRCs 变换电路, 输出电压 V_o 与输入电压 V_m 的关系同样可通过能量守恒的原则推出。以半波模式为例, 对于图 3.10 所示电路有:

输入能量:

$$E_i = V_m I_s T_s \quad (3.29)$$

输出能量:

$$E_o = \int_0^{T_s} V_o i_{Lr} dt = V_o \left[\int_{t_1}^{t_2} i_{Lr} dt + \int_{t_2}^{t_3} i_{Lr} dt \right]$$

其中,

$$\begin{aligned} \int_{t_1}^{t_2} i_{Lr} dt &= \int_{t_1}^{t_2} I_i [1 - \cos \omega_r (t - t_1)] dt = \int_0^{T_2} I_i (1 - \cos \omega_r \tau) d\tau \\ &= I_i \left[T_2 - \frac{1}{\omega_r} \sin \omega_r T_2 \right] = I_i \left[\frac{\alpha}{\omega_r} - \frac{1}{\omega_r} \left(-\frac{V_o}{I_i Z_r} \right) \right] \quad (\text{注: } V_o I_o = V_m I_s) \\ &= \frac{I_i}{\omega_r} \left(\alpha + \frac{V_o}{I_i Z_r} \right) = \frac{I_i}{\omega_r} \left(\alpha + \frac{R_o V_i}{V_o Z_r} \right) = \frac{I_i}{\omega_r} \left(\alpha + \frac{\gamma}{M} \right) \end{aligned} \quad (3.30)$$

上式中: $M = \frac{V_o}{V_i}$, $\gamma = \frac{R_o}{Z_r}$.

$$\begin{aligned} \int_{t_2}^{t_3} i_{Lr} dt &= \int_{t_2}^{t_3} \left[-\frac{V_o}{L_r} (t - t_2) + i_{Lr}(t_2) \right] dt \\ &= \int_0^{T_3} \left[-\frac{V_o}{L_r} \tau + i_{Lr}(t_2) \right] d\tau \\ &= -\frac{V_o}{2L_r} T_3^2 + i_{Lr}(t_2) T_3 = T_3 \left[-\frac{V_o}{2L_r} T_3 + i_{Lr}(t_2) \right] \\ &= T_3 \left[-\frac{V_o}{2L_r} \cdot \frac{I_i L_r}{V_o} (1 - \cos \alpha) + I_i (1 - \cos \alpha) \right] \\ &= \frac{T_3 I_i}{2} (1 - \cos \alpha) = \frac{I_i^2 L_r}{2V_o} (1 - \cos \alpha)^2 \\ &= \frac{I_i^2 L_r}{V_o} (1 - \cos \alpha) - \frac{I_i^2 L_r}{2V_o} \sin^2 \alpha = \frac{I_i^2}{V_o} \cdot \frac{Z_r}{\omega_r} (1 - \cos \alpha) - \frac{I_i^2}{2V_o} \cdot \frac{Z_r}{\omega_r} \cdot \frac{V_o^2}{I_i^2 Z_r^2} \\ &= \frac{I_i^2}{V_o} \cdot \frac{Z_r}{\omega_r} (1 - \cos \alpha) - \frac{I_i}{\omega_r} \cdot \frac{V_o}{2I_i Z_r} = \frac{I_i}{\omega_r} \left[\frac{M}{\gamma} (1 - \cos \alpha) - \frac{\gamma}{2M} \right] \end{aligned} \quad (3.31)$$

所以有:

$$\begin{aligned} E_o &= V_o \left[\frac{I_i}{\omega_r} \left(\alpha + \frac{\gamma}{M} \right) + \frac{I_i}{\omega_r} \cdot \frac{M}{\gamma} (1 - \cos \alpha) - \frac{I_i}{\omega_r} \cdot \frac{\gamma}{2M} \right] \\ &= \frac{V_o I_i}{\omega_r} \left[\alpha + \frac{\gamma}{2M} + \frac{M}{\gamma} (1 - \cos \alpha) \right] \end{aligned} \quad (3.32)$$

忽略电路的损耗, 则应有, $E_o = E_i$, 即

$$V_m I_s T_s = \frac{V_o I_i}{\omega_r} \left[\alpha + \frac{\gamma}{2M} + \frac{M}{\gamma} (1 - \cos \alpha) \right]$$

最后可得:

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{\frac{f_s}{2\pi f_r} \left[\alpha + \frac{\gamma}{2M} + \frac{M}{\gamma} (1 - \cos \alpha) \right]} \quad (3.33)$$

对于全波谐振模式, 同样可推导出:

$$M = \frac{V_o}{V_m} \approx \frac{f_r}{f_s}$$

应用与前述相同的方法,可推出图 3.13 所示 Buck ZVS-QRCs 变换电路的输入电压和输出电压之间的关系:

$$M = 1 - \frac{f_s}{2\pi f_r} \left[\alpha + \frac{\gamma}{2M} + \frac{M}{\gamma} (1 - \cos\alpha) \right] \quad (3.34)$$

同理,若 Buck ZVS-QRCs 变换电路以全波模式工作,则有:

$$M = \frac{V_o}{V_m} \approx 1 - \frac{f_s}{f_r}$$

对于 Buck-Boost 电路和 Cúk 变换电路有:

$$\text{半波模式: } M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{\frac{f_s}{2\pi f_r} \left[\alpha + \frac{\gamma}{2M} + \frac{M}{\gamma} (1 - \cos\alpha) \right]} - 1$$

$$\text{全波模式: } M = \frac{V_o}{V_m} \approx \frac{f_r}{f_s} - 1$$

2. 零电压开关的条件

与 ZCS-QRCs 电路一样,ZVS-QRCs 电路的工作状态也与负载条件有很大关系。由式(3.22)可看出,当 $\omega_r(t-t_1) = \frac{3}{2}\pi$ 时, $v_{cr} = V_o - I_i Z_r$ 。如果这时仍有 $v_{cr} > 0$,即 $V_o > I_i Z_r$,则 v_{cr} 不可能自然谐振回零,从而造成开关器件 S 零电压导通失败。而当输入电压 V_m 和输出电压 V_o 固定不变时,输入电流 I_i 正比于输出电流 I_o ,也就是说当谐振电路参数确定之后,只有在保证负载电流在大于某一个数值的范围内变化时,才能保证电路中开关器件 S 的软开关操作。

3. ZVS-QRCs 变换电路的基本工作模式

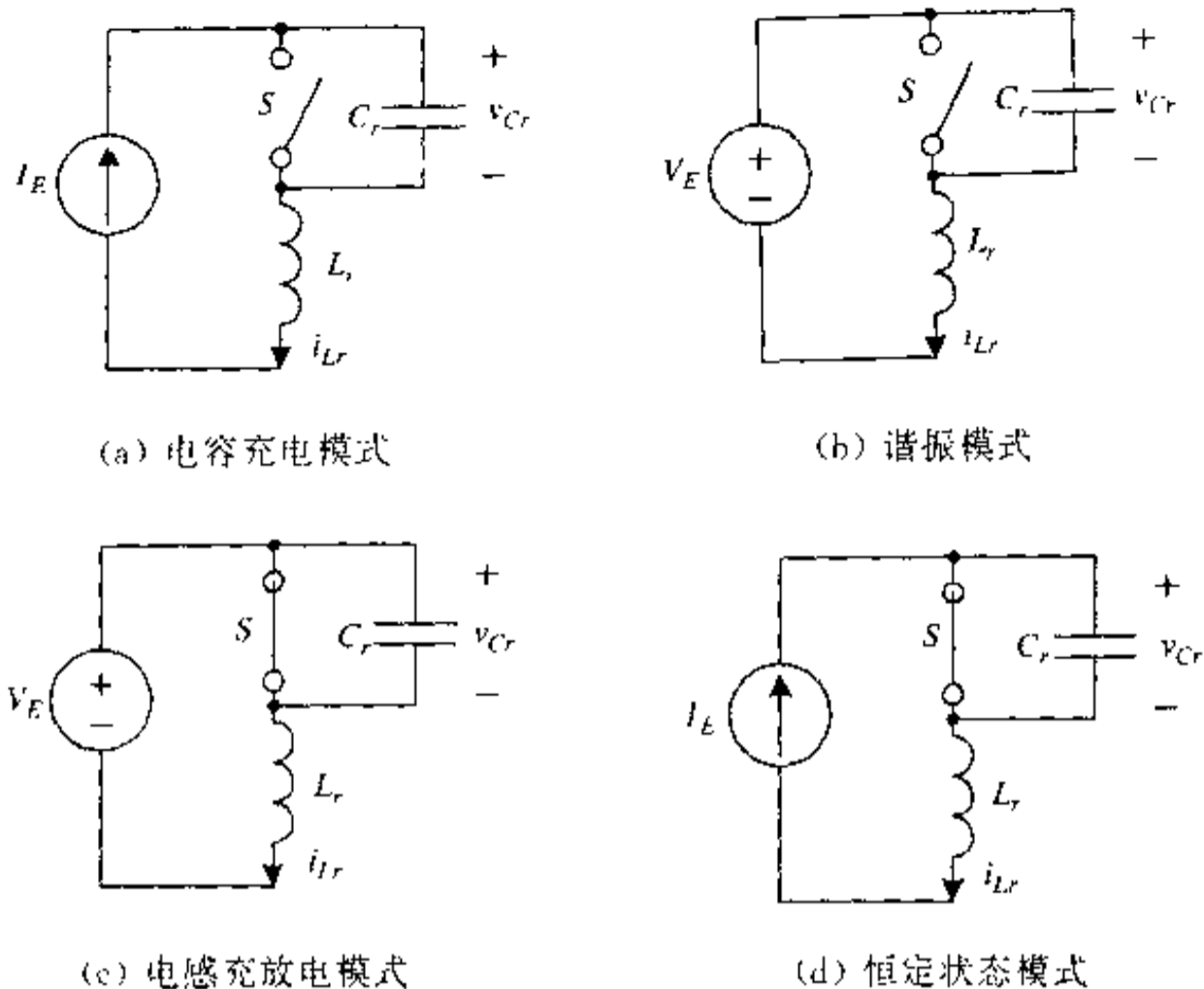
与上一节的讨论相同,从前述 Boost ZVS-QRCs 及 Buck ZVS-QRCs 变换电路的分析同样可以看到一种规律,尽管变换器的拓扑形式不一样,所具有的功能也不一样,但是只要是 ZVS-QRCs 型电路,其基本工作模式是相同的。图 3.15 表示了 ZVS-QRCs 变换电路的四种基本工作模式,并以表格的形式给出了 Buck、Boost、Buck-Boost 和 Cúk 变换电路对应于四种基本工作模式各自不同的电路变量。

4. ZVS-QRCs 变换电路与 ZCS-QRCs 变换电路的对偶分析

由前面对 ZVS-QRCs 变换电路与 ZCS-QRCs 变换电路的讨论中可看出二者之间具有明显的对偶关系。首先,在电路拓扑上二者是对偶的。在 ZVS-QRCs 变换电路中开关管与电容并联,二极管与谐振电感串联;而在 ZCS-QRCs 变换电路中开关管与谐振电感串联,二极管与电容并联。在工作特性上它们之间具有更多的对偶关系,如表 3.2 所示。

5. ZVS-QRCs 变换器的缺点

ZVS-QRCs 电路使电路中的开关器件 S 实现了零电压导通与关断,解决了 ZCS-QRCs 电路中开关器件两端寄生电容造成的开通损耗大和电流应力大的问题。但它又带



	Buck	Boost	Buck-Boost	Cuk
V_E	V_m	V_o	$V_m + V_o$	$V_m + V_o$
I_E	I_i	I_i	$I_i - I_o$	$I_i - I_o$

图 3.15 ZVS-QRCs 变换电路的四种基本工作模式

表 3.2 ZVS-QRCs 变换电路与 ZCS-QRCs 变换电路的对偶特性

	零电流开关	零电压开关
控制	导通时间恒定	断开时间恒定
开关管电压波形	准方波	准正弦
开关管电流波形	准正弦	准方波
负载范围	$R_{min} \sim \infty$	$0 \sim R_{max}$
$M(-V_o/V_m)$ 与频率关系	$f_s \uparrow \quad M \uparrow$	$f_s \downarrow \quad M \uparrow$
$M(-V_o/V_m)$ 与负载关系	$R_o \uparrow \quad M \uparrow$	$R_o \downarrow \quad M \uparrow$
全波模式	开关管与二极管反并联	开关管与二极管串联
半波模式	开关管与二极管串联	开关管与二极管反并联

来了新的问题,由式(3.22)可以看出,与常规的 Boost 型电路相比,图 3.10 所示电路中开关器件两端可能承受的电压峰值增加了很多,从而大大增加了电路中开关器件的电压应力。而且这种电压应力与负载有很大关系。ZVS-QRCs 的另一缺点是,虽然它给电路中的有源开关器件创造了良好的开关条件,但是电路中的整流二极管的开关条件并不好。电路

拓扑的设计并未考虑到整流二极管结电容在关断时可能造成的与谐振电感的寄生振荡,而这个寄生振荡会对整个变换电路的闭环稳定性带来很大的危害。

3.4 零电压开关多谐振变换器(ZVS-MRCs)

在前述零电流开关准谐振变换器(ZCS-QRCs)电路中,二极管 D 可工作在良好的条件下;功率开关管 S 可以在零电流下关断,但其两端寄生电容会造成较大的开通损耗;另外,开关管具有较大的电流应力,二极管具有较大的电压应力。而在零电压开关准谐振变换器(ZVS-QRCs)电路中,功率开关管 S 在零电压下导通与关断,解决了 ZVS-QRCs 电路中功率开关管开通损耗大的问题。但它也带来了新的问题:第一,开关管承受的电压应力增大,且此电压应力与负载有很强的耦合关系,如在 Buck ZVS-QRCs 电路中,开关管承受的最大电压为 $V_{\max} = V_m \left(1 + \frac{R_{\text{onmax}}}{R_{\text{onmin}}} \right)$,显然,当负载变化范围为 10:1 时,开关管将承受 $11V_m$ 的电压;第二,电路拓扑设计并未考虑到整流二极管结电容在关断时可能与谐振电感形成的寄生振荡,这个振荡一方面增大了电路损耗,另一方面会对变换器闭环稳定性造成影响。

ZCS-QRCs 与 ZVS-QRCs 电路,或者给功率开关管创造了良好的开关条件,或者给二极管创造了良好的工作条件,但不能二者兼顾。而多谐振开关及多谐振开关变换器(MRCs)电路则试图给功率开关管及二极管两者都创造良好的工作条件。多谐振开关也分零电压多谐振开关和零电流多谐振开关两种,它们之间具有对偶的电路拓扑结构,如图 3.16 所示。下面仅对零电压开关多谐振变换器(ZVS-MRCs)电路作更进一步的讨论。

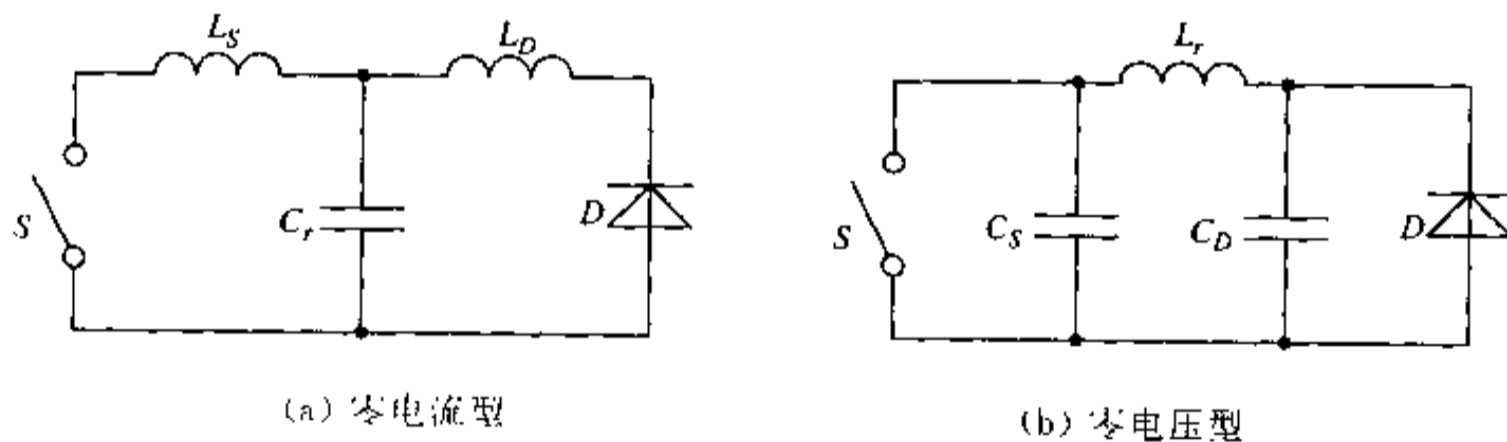
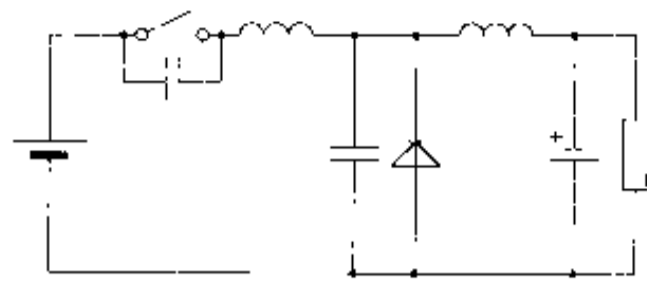


图 3.16 多谐振开关

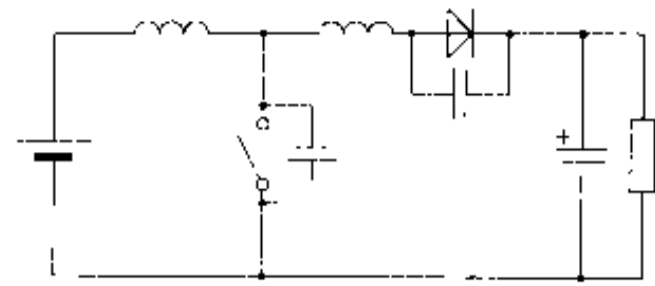
实用中任何一种常规的 DC-DC PWM 变换器都可以按下列步骤很方便地变换成零电压开关多谐振变换器。

- 在有源开关旁并联一个谐振电容。
- 在整流二极管两端并联一个谐振电容。
- 在开关管与二极管的回路之间插入一个谐振电感,该回路可以包含电压源、滤波器或隔直电容。

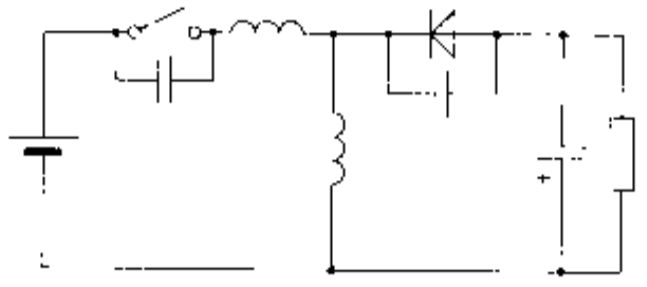
图 3.17(a)~(f)为按上述步骤,由六种基本的 PWM 型变换器形成的相应的零电压开关多谐振变换器。按同样原理,可构成四种隔离的 ZVS-MRCs 电路,如图 3.18(a)~(d)所示。下面仅对 Buck ZVS MRCs 电路作进一步的详细分析。



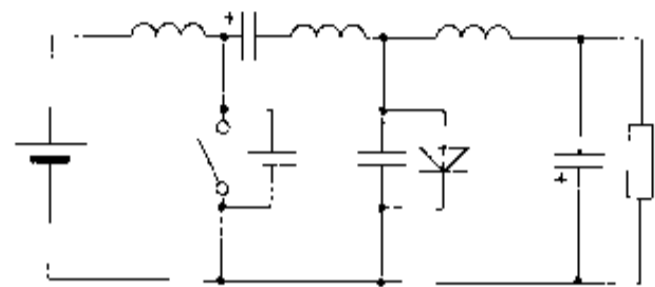
(a) Buck



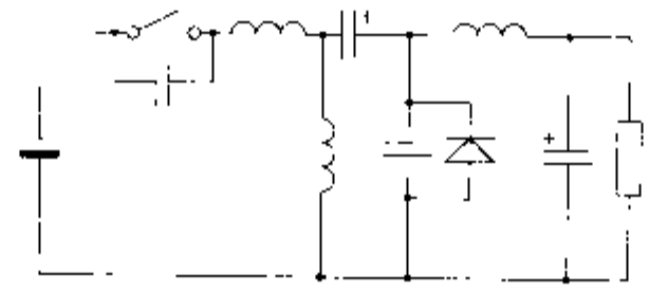
(b) Boost



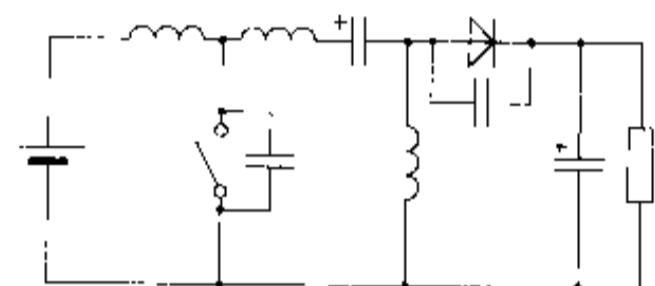
(c) Buck Boost



(d) Cuk

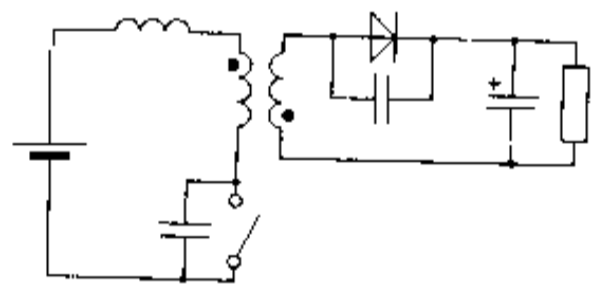


(e) Zeta

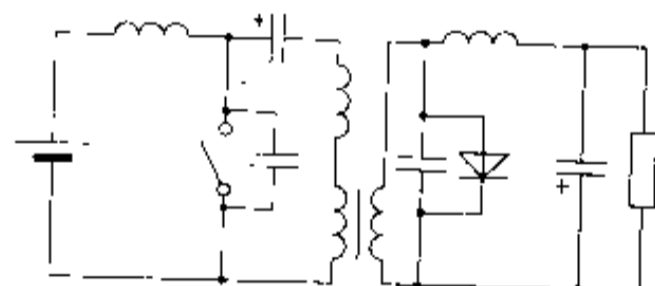


(f) Sepic

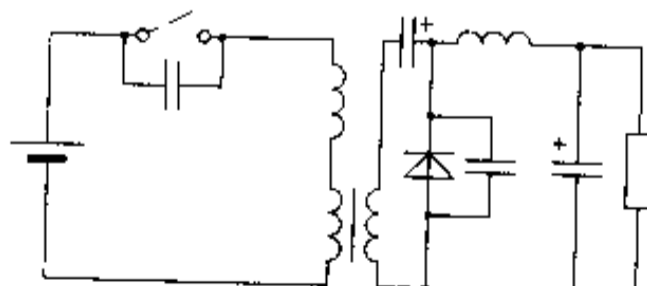
图 3.17 零电压开关多谐振变换器的六种基本拓扑



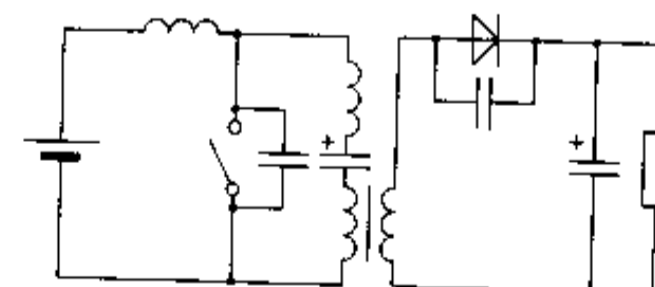
(a) Flyback



(b) Cuk



(c) Zeta



(d) Sepic

图 3.18 零电压开关多谐振变换器的四种隔离型拓扑

3.4.1 Buck ZVS-MRCs 变换电路的基本工作原理

与前述相同,考虑到滤波电感远大于谐振电感 L_r ,故滤波电路及负载可用一恒流源

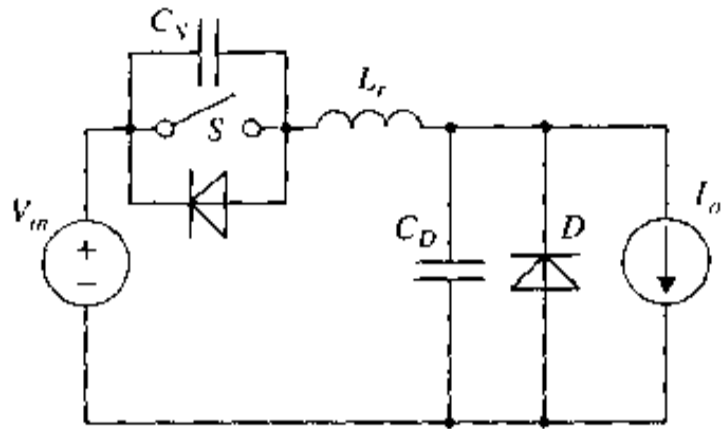


图 3.19 简化的 Buck ZVS-MRCs 电路拓扑

I_o 代替,则简化的 Buck ZVS-MRCs 电路拓扑如图 3.19 所示。其基本工作原理可简述如下:初始时,开关管 S 导通,电感电流 i_{L_r} 小于 I_o ,二极管 D 导通,其上流过的电流为 $I_o - i_{L_r}$,这时电感电流 i_{L_r} 在输入电压 V_m 的作用下线性上升;当 $i_{L_r} = I_o$ 时,二极管 D 在零电流下自然关断;之后, L_r 与 C_D 开始谐振,在某一时刻,开关管 S 关断(在 Snubber 电容 C_s 保护下关断);之后, L_r 与 C_s 共同谐振;当 C_D 两端电压谐振到零时,二极管 D 在零电压下导通;之后, L_r 与 C_s 继续谐振;

当 C_s 两端电压谐振到零时,开关管 S 在零电压下再次导通,从而完成一个完整的开关周期。从上述的 ZVS MRCs 电路一个周期的工作过程可知,开关管 S 以及二极管 D 均是在良好的条件下完成开通与关断的。

3.4.2 Buck ZVS-MRCs 变换电路工作过程分析

图 3.19 所示电路拓扑在一个开关周期中可分为四个时间段描述,相对应的电路拓扑模式如图 3.20 所示,电路中各变量波形如图 3.21 所示。

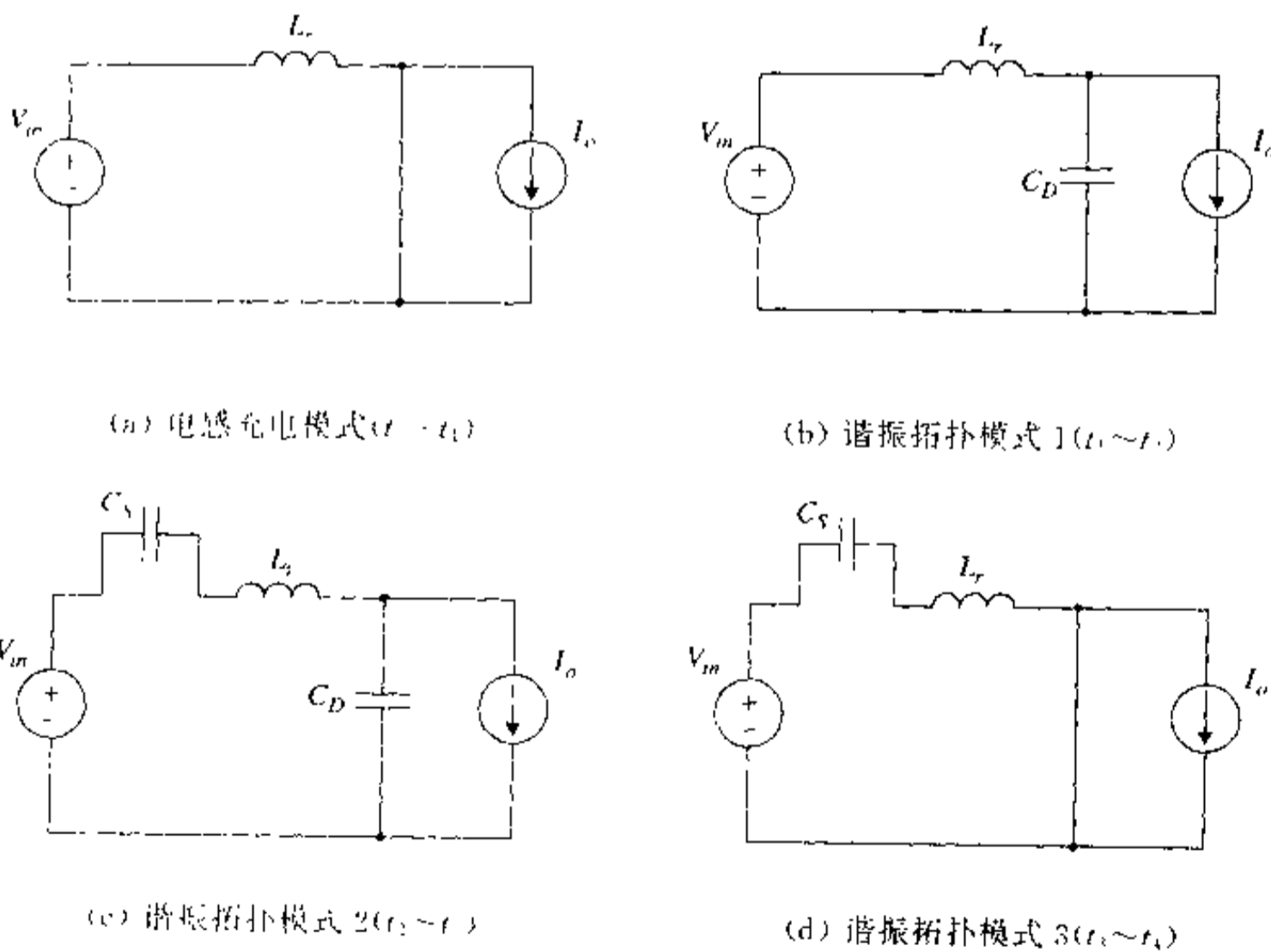


图 3.20 各时间段等效电路拓扑

1. $t_0 \sim t_1$ 时间段(电感充电模式)

在时刻 t_0 , 开关管 S 在零电压下导通, 谐振电感电流 i_{Lr} 小于输出电流 I_o , 二极管 D 导通, 其上流过电流为 $I_o - i_{Lr}$ 。这个时间段电感电流 i_{Lr} 在输入电压 V_m 的作用下线性上升。该时间段的对应电路拓扑如图 3.20(a) 所示。这一时间段有:

$$v_S = 0, \quad v_D = 0, \quad L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = V_m \quad (3.35)$$

初始条件:

$$i_{Lr}(t_0) = I_{L0}$$

解方程式(3.35)得:

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_m}{L_r}(t - t_0) + I_{L0} \quad (3.36)$$

当 i_{Lr} 上升到等于输出电流 I_o 时, 这一时间段结束。这一时间段持续时间为:

$$T_1 = (t_1 - t_0) = \frac{L_r}{V_m}(I_o - I_{L0}) \quad (3.37)$$

2. $t_1 \sim t_2$ 时间段(谐振拓扑模式 1)

在时刻 t_1 , 电感电流 i_{Lr} 上升到等于输出电流 I_o 时, 二极管 D 自然关断, 之后, L_r 与 C_D 开始谐振。该时间段的电路拓扑模式如图 3.20(b) 所示。这一时间段有:

$$\begin{cases} v_S = 0 \\ \begin{cases} L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = V_m - v_D \\ C_D \frac{dv_D}{dt} = i_{Lr} - I_o \end{cases} \end{cases} \quad (3.38)$$

初始条件:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t_1) = I_o \\ v_D(t_1) = 0 \end{cases}$$

解方程组(3.38)得:

$$\begin{cases} i_{Lr} = I_o + \frac{V_m}{Z_D} \sin \omega_D(t - t_1) \\ v_D = V_m [1 - \cos \omega_D(t - t_1)] \end{cases} \quad (3.39)$$

式中, $\omega_D = \frac{1}{\sqrt{L_r C_D}}$, $Z_D = \sqrt{\frac{L_r}{C_D}}$

当开关管 S 在 t_2 时刻关断时, 这个时间段结束。

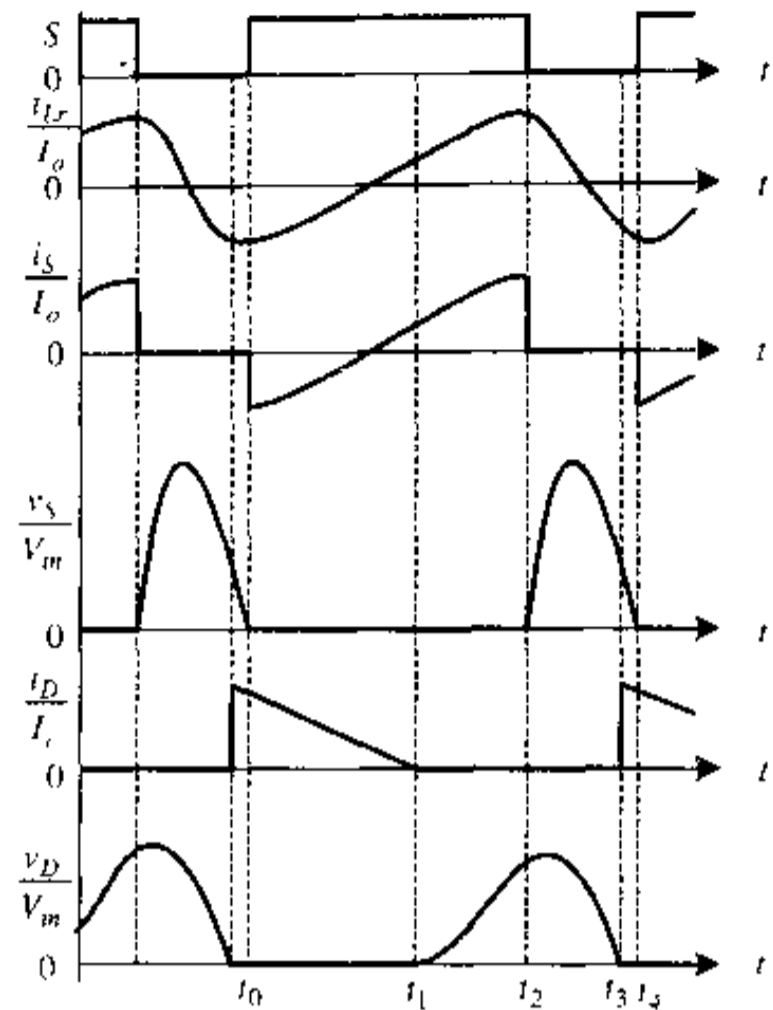


图 3.21 电路各变量波形

3. $t_2 \sim t_3$ 时间段 (谐振拓扑模式 2)

在 t_2 时刻, 开关管 S 在电容 C_S 作用下零电压关断。之后, L_r 与 C_D 、 C_S 共同谐振。该时间段对应的电路拓扑模式如图 3.20(c) 所示。这一时间段有:

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = V_m - v_D - v_S \\ C_S \frac{dv_S}{dt} = i_{Lr} \\ C_D \frac{dv_D}{dt} = i_{Lr} - I_o \end{cases} \quad (3.40)$$

初始条件:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t_2) = I_{L2} \\ v_S(t_2) = 0 \\ v_D(t_2) = V_{D2} \end{cases}$$

解方程组 (3.40) 得:

$$i_{Lr} = \frac{C_S}{C_S + C_D} I_o + \left[i_{Lr}(t_2) - \frac{C_S}{C_S + C_D} I_o \right] \cos \omega_{SD}(t - t_2) + \frac{V_m - v_D(t_2)}{Z_{SD}} \sin \omega_{SD}(t - t_2) \quad (3.41)$$

$$\begin{aligned} v_D = & v_D(t_2) - \frac{I_o}{C_S + C_D} (t - t_2) + [V_m - v_D(t_2)] \frac{C_S}{C_S + C_D} [1 - \cos \omega_{SD}(t - t_2)] \\ & + \frac{1}{\omega_{SD} C_D} \left[i_{Lr}(t_2) - \frac{C_S}{C_S + C_D} I_o \right] \sin \omega_{SD}(t - t_2) \end{aligned} \quad (3.42)$$

$$\begin{aligned} v_S = & \frac{I_o}{C_S + C_D} (t - t_2) + [V_m - v_D(t_2)] \frac{C_D}{C_S + C_D} [1 - \cos \omega_{SD}(t - t_2)] \\ & + \frac{1}{\omega_{SD} C_S} \left[i_{Lr}(t_2) - \frac{C_S}{C_S + C_D} I_o \right] \sin \omega_{SD}(t - t_2) \end{aligned} \quad (3.43)$$

式中, $\omega_{SD} = \frac{1}{\sqrt{L_r C}}$, $Z_{SD} = \sqrt{\frac{L_r}{C}}$, $C = \frac{C_S C_D}{C_S + C_D}$ 。

当 C_D 两端电压谐振到零时, 二极管 D 导通, 这个时间段结束。

4. $t_3 \sim t_4$ 时间段 (谐振拓扑模式 3)

在时刻 t_3 , v_D 下降到零, 二极管 D 导通。在这个时间段里, 开关管 S 继续处于关断状态, 其两端并联电容 C_S 与谐振电感 L_r 继续谐振, 对应的电路拓扑模式如图 3.20(d) 所示。这一时间段有:

$$\begin{cases} v_D = 0 \\ L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = V_m - v_S \\ C_S \frac{dv_S}{dt} = i_{Lr} \end{cases} \quad (3.44)$$

初始条件:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t_3) = I_{L3} \\ v_S(t_3) = V_{S3} \end{cases}$$

解方程组(3.44)得:

$$i_{Lr} = i_{Lr}(t_3)\cos\omega_S(t - t_3) + \frac{V_m - v_S(t_3)}{Z_S}\sin\omega_S(t - t_3) \quad (3.45)$$

$$v_S = V_m[1 - \cos\omega_S(t - t_3)] + v_S(t_3)\cos\omega_S(t - t_3) + Z_S i_{Lr}(t_3)\sin\omega_S(t - t_3) \quad (3.46)$$

式中, $\omega_S = \frac{1}{\sqrt{L_r C_S}}$, $Z_S = \sqrt{\frac{L_r}{C_S}}$.

当开关管 S 两端电压 (v_S) 在时刻 t_4 谐振到零时, 开关管 S 在零电压下再次导通。至此, 一个完整的开关周期结束, 电路重新回到电感充电模式。

3.4.3 Buck ZVS-MRCs 变换电路的输出电压调节方式及变比特性

与前述 ZCS-QRCs 和 ZVS-QRCs 电路相同, ZVS-MRCs 电路的输出电压调节也是通过调节开关频率来实现的。这一点可通过图 3.21 看出。输出直流电压实际上就是二极管 D 两端电压在一个周期内的平均值, 这个值可以通过改变时刻 t_2 从而改变整个开关周期得以改变。

按前面对 ZCS-QRCs 和 ZVS-QRCs 的相同分析方法, 可同样得到 Buck ZVS-MRCs 变换电路的输出电压变比特性 $M(f_N)$ 。其中 $M = \frac{V_o}{V_m}$, $f_N = \frac{f_r}{f_S}$, $f_r \left(= \frac{1}{t_4 - t_0} \right)$ 为开关频率,

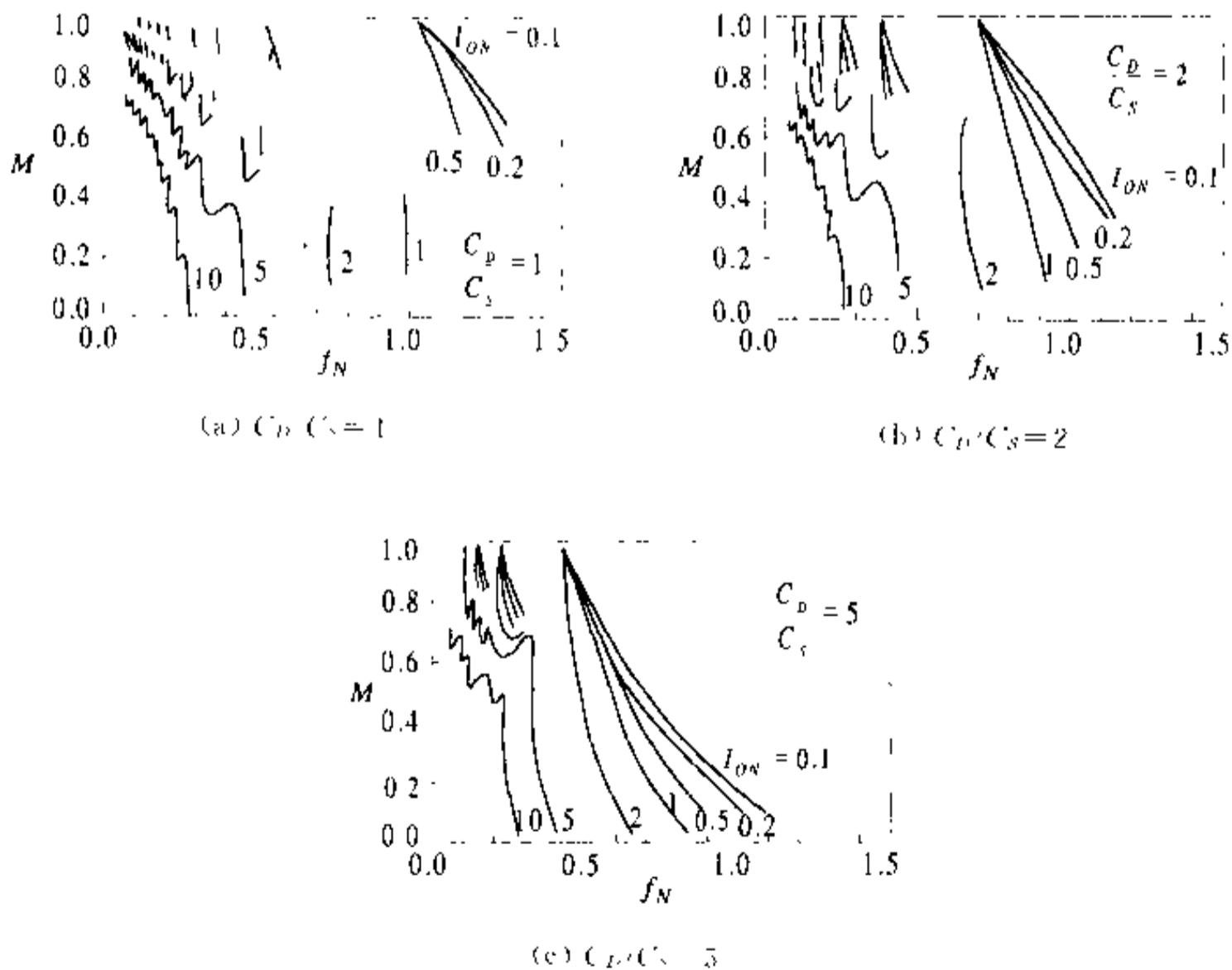


图 3.22 电路输出变比特性

f_s 为谐振拓扑模式 3 的谐振频率。由于电路存在三种谐振拓扑模式, $M(f_N)$ 的解析表达式很复杂, 这里不准备作详细推导。利用计算机辅助分析的方法, 可以很方便地得到电路输出变比特性, 如图 3.22 所示, 其中, 电路参变量 $I_{ON} = \frac{I_o Z_s}{V_{in}}$ 。

由图 3.22 可看出, 随着 C_D/C_S 比值的增加, Buck ZVS-MRCs 电路的输出变比特性得到很大的改善, 具有单调下降特性的负载范围变宽, 从而使得电路可以在很宽的负载范围内实现零电压开关, 且没有 ZVS-QRCs 电路中存在的系统不稳定性问题。

3.4.4 Buck ZVS-MRCs 的优缺点分析

ZVS-MRCs 电路不仅考虑了开关管结电容的影响, 而且也考虑了二极管寄生电容的影响。整个电路拓扑设计使得开关管和二极管均可在良好的条件下完成开关动作。当 C_D/C_S 选用较大的比值时, 电路可以在很宽的负载范围内实现零电压开关, 避免了寄生振荡, 保证了整个系统的稳定性。

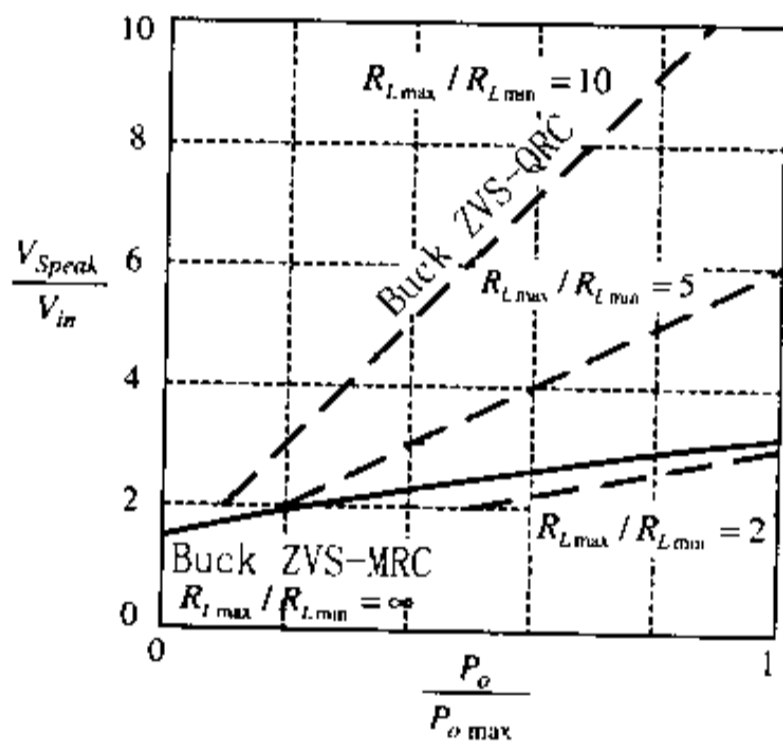


图 3.23 ZVS-QRCs(虚线)和 ZVS-MRCs(实线)开关管电压应力曲线

ZVS-MRCs 电路的另一个优点是, 在负载变化很大时, 开关管承受较低的电压应力。图 3.23 为 ZVS-QRCs(虚线)和 ZVS-MRCs(实线)电路中开关管电压应力曲线。从图中可以看出, 对于 ZVS-QRCs 来说, 开关管电压应力正比于负载范围, 当负载范围是 10:1 且电路在满载时, ZVS-QRCs 电路开关管的电压应力是输入电压的 11 倍; 而对 ZVS-MRCs 电路来说, 输出从空载到满载, 开关管的电压应力小于输入电压的 3 倍。因此, ZVS-MRCs 电路设计可以选用耐压较低的开关管、结电容较大的整流二极管, 如果具有隔离的变换器, 还允许具有较大漏感的变换器。ZVS-MRCs 电路的缺点是其开关管电流比 ZVS-QRCs 电路大一些。

第四章 零电流开关(ZCS)与零电压 开关(ZVS)PWM 变换器

上一章所讲述的准谐振变换电路(QRCs)和多谐振变换电路(MRCs)与常规的 PWM 硬开关变换电路相比较,具有许多比较明显的优点,如:由于开关器件在零电压或零电流条件下完成开通与关断过程,电路的开关损耗大大降低;电磁干扰(EMI)大大减小;变换电路可以以更高的开关频率工作;相应变换器的功率密度可以大大提高等。但二者也仍然存在一些明显的不足:除了开关器件可能承受过高的电压应力和电流应力外,QRCs 和 MRCs 变换电路的输出需采用调节频率的方法来调节,给实际应用带来了很多的麻烦。常规的 PWM 变换器频率恒定,当输入电压或负载变化时,通常常调节开关的占空比来调节输出电压,属恒频控制,控制方法简单。而对于 QRCs 和 MRCs 变换电路,当输入电压或负载在大范围内变化时,为了实现对输出电压的调节,变换器的开关频率也需大范围地变化。而变压器、电感等磁元件只能按最低频率设计,因此不可能作到最优化设计。另外,开关频率的大范围变化,给滤波器的设计也造成困难。为了克服 QRCs 和 MRCs 变换电路变频控制造成的诸多问题,在 80 年代后期到 90 年代初期,许多学者专家提出了能实现恒频控制的软开关技术,希望通过采用这种技术使变换器同时具有 PWM 变换器和准谐振变换器的优点。本章所要讨论的 PWM-ZCS-QRCs 和 PWM-ZVS-QRCs 技术就是这样一种软开关技术。这种技术通常又简称为 ZCS-PWM 与 ZVS-PWM 变换技术。

ZCS-PWM 与 ZVS-PWM 变换电路是 PWM 电路与 QRCs 电路的结合,它既可以通过谐振像 QRC 电路一样为主功率开关管创造零电压或零电流开关条件,又可以使电路像常规 PWM 电路一样,通过恒频占空比调制来调节输出电压。在 ZCS-QRC 或 ZVS-QRC 电路中之所以必须通过频率调制(FM)来调节输出电压转换比,主要是因为 QRC 电路中,一旦电路参数固定后,电路的谐振过程也就确定下来了,这使得电路唯一可以控制的量是谐振过程完成后到下一次开关周期开始前的一段间隔,这实际上使得电路只能通过改变开关周期来改变输出电压。而在这章所要讨论的 PWM-QRC 电路中,上述谐振过程可以被阻断,而且阻断时间是可以控制的量。在阻断期间,电路将以 PWM 开关模式工作。阻断过程结束后,电路可以继续完成谐振,这使得电路既可以通过频率调制方式又可以通过常规的(PWM)脉宽调制方式控制输出电压。由于这种方式是把原 QRC 电路中的谐振周期扩展,因此在有些文献^[3]中把这种电路称为周期扩展型(extended period)准谐振电路。即 EP-ZCS-QRC 或 EP-ZVS-QRC 电路,以表示它们与常规 PWM 控制方式的区别。

上述 PWM-QRC 或 EP-QRC 电路可以有两种扩展准谐振周期的工作模式,或者说有两种阻断谐振过程的控制方式:一种称为串联模式(series mode),用一个辅助开关与 QRC 电路中的谐振电容相串联;另一种称为并联模式(parallel mode),用一个辅助开关与 QRC 电路中的谐振电感相并联。图 4.1 给出了按此原则构成的四种 PWM-ZVS-QRC 和 PWM-ZCS-QRC 基本电路拓扑。其中图(a)、(b)、(c)、(d)为零电流开关的 Buck、Boost、

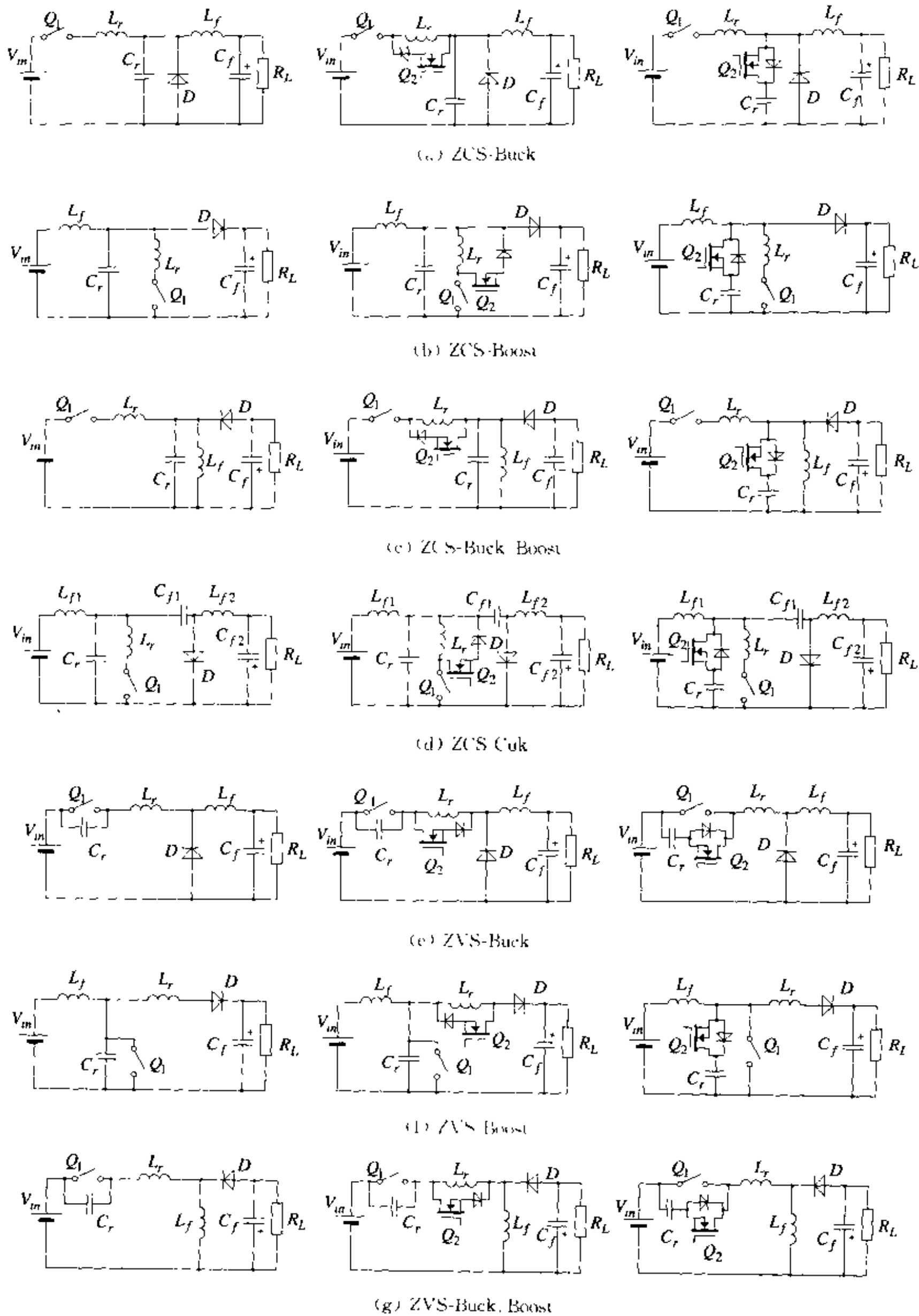
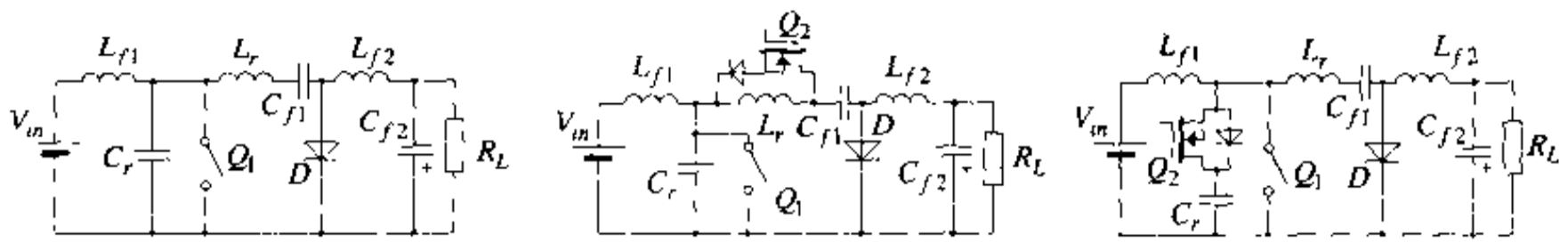


图 4.1 PWM-ZVS-QRC 和 PWM-ZCS-QRC 电路拓扑图



(h) ZVS Cúk

图 4.1(续)

Buck-Boost、Cúk 变换电路；图(e)、(f)、(g)、(h)为零电压开关的 Buck、Boost、Buck-Boost、Cúk 变换电路。按此原则同样可构成其他类型的包括变压器隔离的 PWM-ZVS-QRC 和 PWM-ZCS-QRC 电路拓扑^[3]。

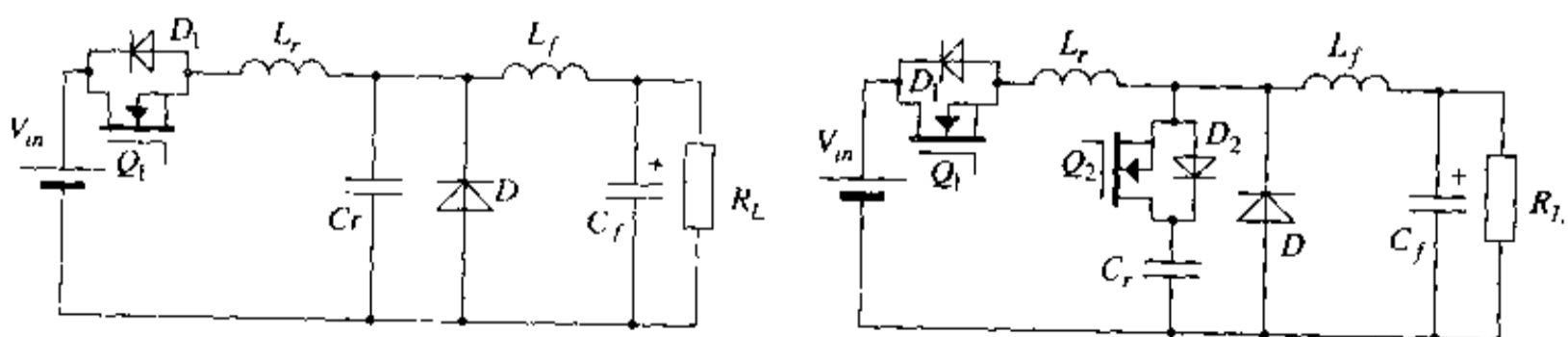
4.1 零电流开关(ZCS)PWM 变换器

4.1.1 基本工作原理

如前所述,ZCS-PWM 变换器是 ZCS-QRC 和 PWM 开关变换器的综合,同时兼有二者的特点。在一个周期内,电路有时以 ZCS 准谐振方式运行,有时又以 PWM 方式运行。下面以 Buck ZCS PWM 电路为例,对此种电路的工作过程进行讨论与分析。

图 4.2(a)为普通的 Buck ZCS-QRC 变换电路。在此基础上增加一个功率开关管 Q_2 以及与其反并联的二极管 D_2 就构成了 Buck ZCS-PWM 变换电路,如图 4.2(b)所示。按前述定义,图 4.2(b)所示电路显然属于串联模式(SM)。 Q_2 和 D_2 的增加,使得原来 ZCS-QRC 电路中的主功率开关管的恒定通态时间,变为可以根据输入电压及负载变化而进行调节的变量,从而可以在恒定的开关频率下,通过调节此段时间来调节输出电压。新增加的 Q_2 和 D_2 也是在零电压或零电流条件下完成通断过程的。

图 4.2(b)所示电路的基本工作原理可简述如下:设初始时刻主开关管 Q_1 和辅助开关管 Q_2 均处于关断状态,输出负载电流 I_o 从续流二极管 D 上流过,电容 C_r 两端的电压为零。一个开关周期从主开关管 Q_1 的导通开始。当 Q_1 在 Snubber 电感 L_r 作用下零电流导通后,电感电流 i_{L_r} 将在电源电压 V_m 的作用下线性上升,当 i_{L_r} 上升到等于 I_o 时,续流二极管 D



(a) Buck ZCS-QRC 变换电路

(b) Buck ZCS-PWM 变换电路

图 4.2 Buck ZCS-QRC 与 Buck ZCS-PWM 变换电路

关断。之后, D_2 导通, L_r 与 C_r 谐振。经过半个谐振周期, i_{L_r} 以谐振方式再次达到 I_o , v_{C_r} 以谐振方式上升到 $2V_m$, 此时由于辅助开关管 Q_2 处于关断状态, 故 i_{L_r} 与 v_{C_r} 将保持在该值上, 无法继续谐振。这个状态的持续时间由电路输出的 PWM 控制要求确定。如果这一时间等于零, 则 ZCS-PWM 电路就完全等同于 ZCS-QRC 电路了。当电路的输出 PWM 控制要求关断主开关管 Q_1 时, 首先应导通开关管 Q_2 (在 Snubber 电感 L_r 的作用下零电流导通), 之后, L_r 与 C_r 再次发生谐振。当电感电流谐振到零时, 二极管 D_1 导通, 之后, i_{L_r} 继续向反方向谐振并再次谐振回零。在电感电流反方向运行期间, 主开关管 Q_1 可在零电流零电压下完成关断过程。在此之后, 电容电压 v_{C_r} 将在输出电流 I_o 的作用下线性衰减到零, 使续流二极管 D 自然导通, 直到下一个开关周期到来。辅助开关管 Q_2 可以在 D 导通之后, 及下一个开关周期到来之前的任何时刻, 以零电压零电流方式完成关断过程。

从上述工作原理中可看出, 在 ZCS-PWM 电路中, 所有开关管及二极管都是在零电压或零电流下完成通断的。同时, 电路可以以恒定频率通过调节输出脉宽占空比来调节输出电压。

4.1.2 工作过程分析

在对 Buck ZCS-PWM 变换电路的工作过程详细分析之前, 同样需作出如下几点假设:

- 所有元器件都是理想的, 即开通时管压降为零, 关断时漏电流为零, 开通与关断瞬间完成。

- 滤波电感 L_f 足够大, 故滤波器 L_f - C_f 及负载 R_L 在一个开关周期中, 可用其值等于该周期输出电流 I_o 的恒流源代替。

Buck ZCS-PWM 变换电路的一个开关周期可分为六个时间段描述, 对应于六种基本电路拓扑模式, 如图 4.3 所示, 其主要电量波形示于图 4.4。设电路初始状态为主开关管 Q_1 关断, 辅助开关管 Q_2 关断, 续流二极管 D 导通, 输出电流 I_o 全部通过 D 续流, 电感电流 $i_{L_r} = 0$, 电容电压 $v_{C_r} = 0$ 。

从图 4.3 中可看出, 拓扑模式 (a)、(b)、(d)、(e) 与 ZCS-QRC 电路完全相同, 而拓扑模式 (c)、(f) 则是标准的 PWM 运行模式。

1. $t_0 \sim t_1$ 时间段 (电感线性充电模式)

在时刻 t_0 , 主开关管 Q_1 导通, 之后电感 L_r 由电源电压 V_m 充电, i_{L_r} 线性上升。这一时间段对应的电路拓扑如图 4.3(a) 所示。这一时间段有:

$$L_r \frac{di_{L_r}}{dt} = V_m \quad (4.1)$$

初始条件:

$$i_{L_r}(t_0) = 0$$

解方程式 (4.1) 可得:

$$i_{L_r}(t) = \frac{V_m}{L_r}(t - t_0) \quad (4.2)$$

当 i_{L_r} 在 t_1 时刻上升到等于输出电流 I_o 时, 续流二极管 D 关断, 这个时间段结束。这个

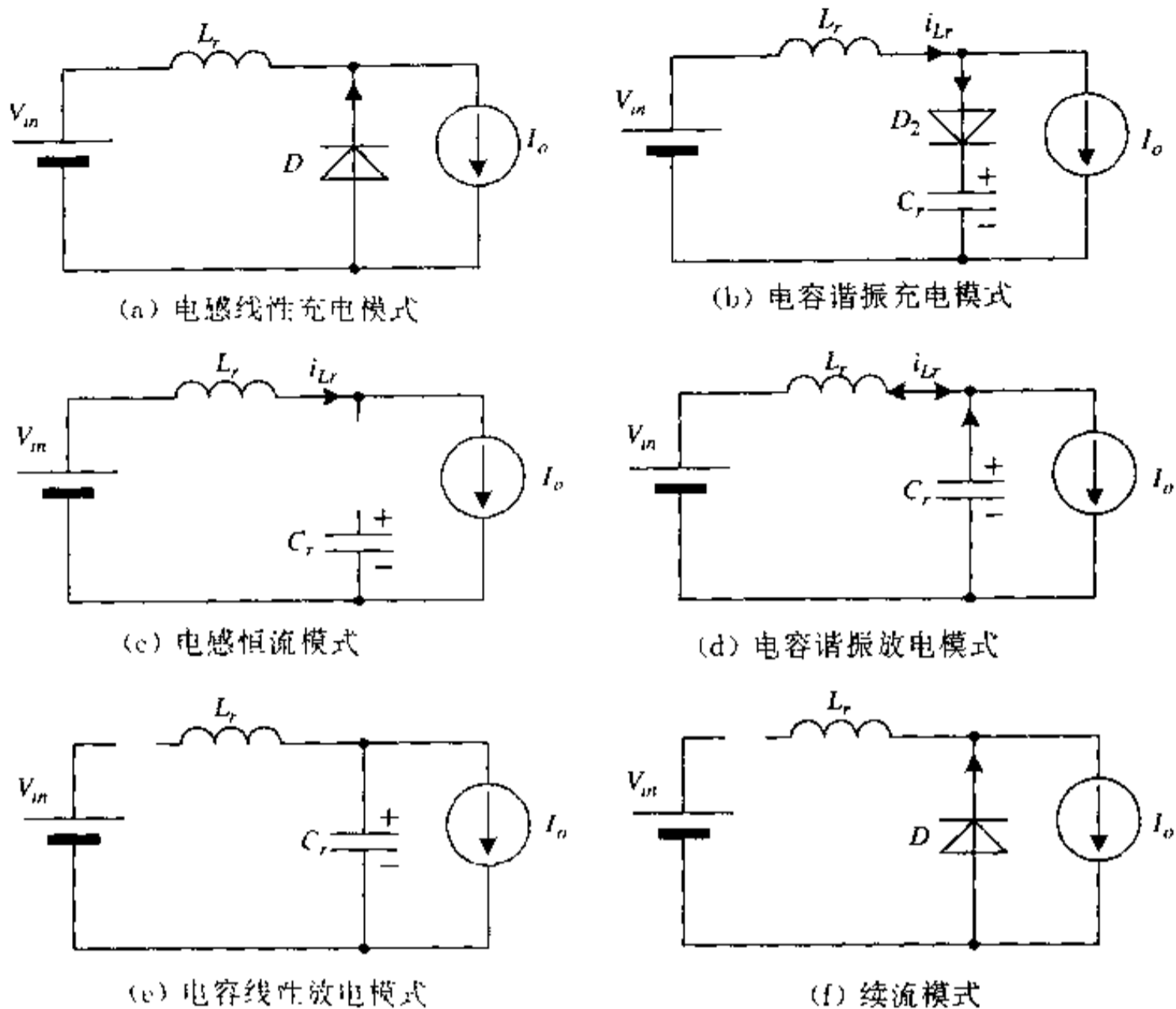


图 4.3 各时间段对应等效电路拓扑

时间段的持续时间为:

$$T_1 = t_1 - t_0 = \frac{L_r I_o}{V_m} \quad (4.3)$$

2. $t_1 \sim t_2$ 时间段 (电容谐振充电模式)

在时刻 t_1 , i_{Lr} 上升到等于输出电流 I_o 之后, 续流二极管 D 关断, L_r 通过 D_2 与 C 发生谐振。这一时间段的对应电路拓扑如图 4.3(b) 所示。这一时间段有:

$$\begin{cases} C_r \frac{dv_C}{dt} = i_{Lr} - I_o \\ L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = V_m - v_C \end{cases} \quad (4.4)$$

初始条件:

$$\begin{cases} v_C(t_1) = 0 \\ i_{Lr}(t_1) = I_o \end{cases}$$

解方程组(4.4)可得:

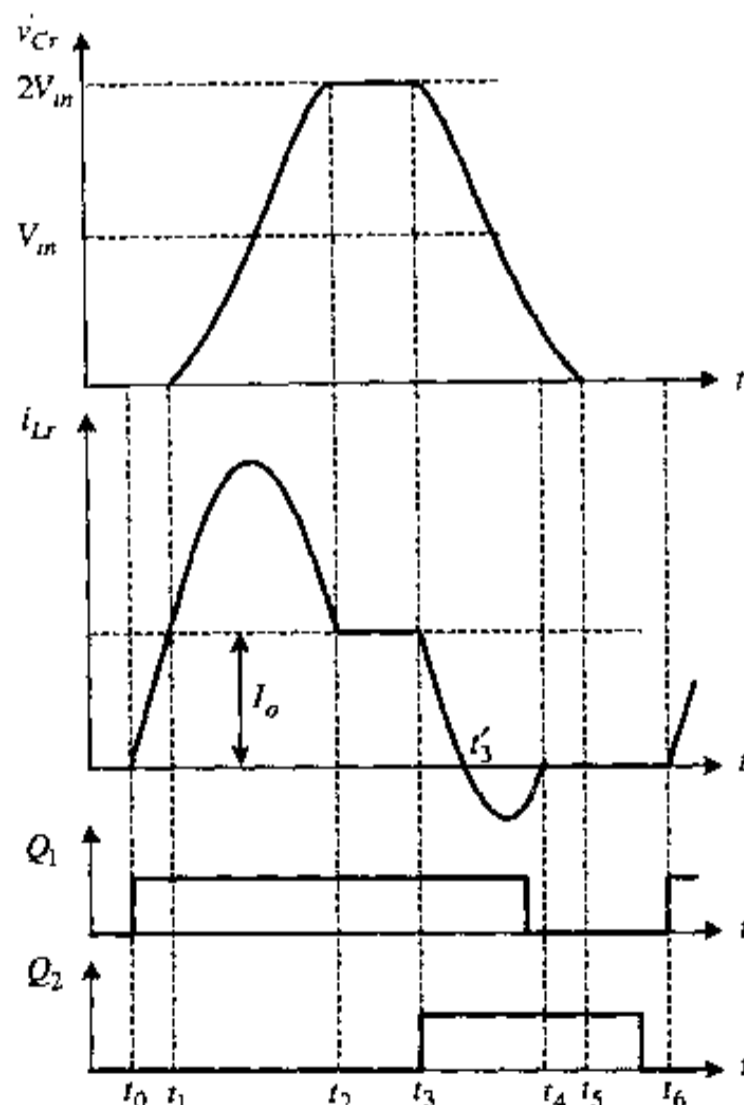


图 4.4 主要电量波形

$$\begin{cases} i_{Lr}(t) = \frac{V_m}{Z_r} \sin \omega_r (t - t_1) + I_o \\ v_{Cr}(t) = V_m [1 - \cos \omega_r (t - t_1)] \end{cases} \quad (4.5)$$

式中, $Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ 为谐振电路特征阻抗, $\omega_r = 1/\sqrt{L_r C_r}$ 为谐振电路谐振角频率。

在时刻 t_2 , i_{Lr} 以谐振方式再次回到 I_o , 而 v_{Cr} 谐振到最大值 $2V_m$, D_2 关断, 这个时间段结束。这个时间段的持续时间为:

$$T_2 = t_2 - t_1 = \pi/\omega_r \quad (4.6)$$

3. $t_2 \sim t_3$ 时间段 (电感恒流模式)

在时刻 t_2 , 电感电流 i_{Lr} 谐振到 I_o 。如果此时导通辅助开关管 Q_2 , 则 L_r 与 C_r 将继续谐振, 但 C_r 将处于放电状态。在 Q_2 未导通之前, i_{Lr} 将保持为 I_o , v_{Cr} 保持为最大值 $2V_m$ 。这一时间段电路将以标准的 PWM 模式运行, 对应的电路拓扑如图 4.3(c) 所示。这个时间段有:

$$v_{Cr}(t) = 2V_m, \quad i_{Lr}(t) = I_o$$

这个时间段的持续时间 $T_3 = t_3 - t_2$ 取决于电路输出的 PWM 控制要求, 如果 $T_3 = 0$, 则 ZCS-PWM 电路将完全等同于 ZCS-QRC 电路。

4. $t_3 \sim t_4$ 时间段 (电容谐振放电模式)

在时刻 t_3 , 导通辅助开关管 Q_2 , 之后电感 L_r 与电容 C_r 再次谐振。这一时间段的对应电路拓扑如图 4.3(d) 所示, 而这个时间段电路的动态工作过程仍可由方程组 (4.4) 描述。在时刻 t_3 , 电感电流 i_{Lr} 由正方向谐振衰减到零, 之后, D_1 导通, i_{Lr} 通过 D_1 继续向反方向谐振, 并将能量反馈回电源 V_m 。在时刻 t_4 , 电感电流 i_{Lr} 由反方向谐振衰减到零, 这个时间段结束。显然, 在 i_{Lr} 反方向运行期间 ($t_3 \sim t_4$), 主开关管 Q_1 可以在零电压零电流下完成关断过程。将 $i_{Lr}(t) = 0$ 代入式 (4.5), 可得 $t_3 \sim t_2$ 时间段和 $t_4 \sim t_3$ 时间段长度之和:

$$T_2 + T_4 = \sin^{-1} \left\{ \frac{-I_o Z_r}{V_m} \right\} / \omega_r = \frac{\alpha}{\omega_r}, \quad (3\pi/2 < \alpha < 2\pi) \quad (4.7)$$

令 $\gamma = \frac{I_o Z_r}{V_m}$, 则

$$\alpha = \sin^{-1}(-\gamma) \quad \text{或} \quad \alpha = 2\pi - \sin^{-1}\gamma$$

5. $t_4 \sim t_5$ 时间段 (电容线性放电模式)

在这个时间段, 电容 C_r 将在输出电流 I_o 的作用下线性放电。在时刻 t_5 , v_{Cr} 衰减到零, 之后, 续流二极管 D 将导通, 这个时间段结束。这个时间段对应的电路拓扑如图 4.3(e) 所示。这一时间段有:

$$C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} = -I_o \quad (4.8)$$

初始条件:

$$v_{Cr}(t_4) = V_m(1 - \cos \alpha)$$

解方程式 (4.8) 可得:

$$v_{Cr}(t) = -\frac{I_o}{C_r}(t - t_4) + V_m(1 - \cos \alpha) \quad (4.9)$$

将 $v_{Cr}(t_5)=0$ 代入上式可得这个时间段的长度:

$$T_5 = t_5 - t_4 = \frac{C_r V_m}{I_o} (1 - \cos\alpha) \quad (4.10)$$

6. $t_5 \sim t_6$ 时间段(续流模式)

在时刻 t_5 , v_{Cr} 衰减到零, 之后, 续流二极管 D 导通。在这个时间段, 电路也将以标准的 PWM 模式运行, 对应的电路拓扑如图 4.3(f) 所示, 电路将以此种状态运行, 直到时刻 t_6 , 新的开关周期开始。这个时间段的长度 $T_6 = t_6 - t_5$ 仍然取决于电路输出的恒频 PWM 控制要求。

4.1.3 对 Buck ZCS-PWM 变换电路的几点讨论

1. 输出电压调节方式及电压转换比

对于图 4.2 所示的电路来说, 续流二极管 D 两端电压 v_D 在一个开关周期内的平均值即为直流输出电压 V_o 的数值, 即 $V_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_D dt$, 式中 T_s 为开关周期。从前面的讨论可知在六个时间段中, v_D 的数值分别如下表所示:

T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6
0	v_{Cr}	V_m	v_{Cr}	v_{Cr}	0

$$V_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_D dt = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{T_2+T_4} v_{Cr}(t) dt + \int_0^{T_3} V_m(t) dt + \int_0^{T_5} v_{Cr}(t) dt \right] \quad (4.11)$$

$$\begin{aligned} \int_0^{T_2+T_4} v_{Cr}(t) dt &= \int_0^{T_2+T_4} V_m [1 - \cos\omega_r t] dt \\ &= V_m (T_2 + T_4) - \frac{V_m}{\omega_r} \sin\omega_r (T_2 + T_4) = \frac{V_m}{\omega_r} \alpha + \frac{V_m}{\omega_r} \gamma \\ &= \frac{V_m}{\omega_r} (2\pi - \sin^{-1}\gamma + \gamma) \end{aligned} \quad (4.12)$$

$$\int_0^{T_3} V_m(t) dt = V_m T_3 \quad (4.13)$$

$$\begin{aligned} \int_0^{T_5} v_{Cr}(t) dt &= \int_0^{T_5} \left[V_m (1 - \cos\alpha) - \frac{I_o}{C_r} t \right] dt = V_m (1 - \cos\alpha) T_5 - \frac{I_o}{2C_r} T_5^2 \\ &= \left[V_m (1 - \cos\alpha) - \frac{I_o}{2C_r} \cdot \frac{C_r V_m}{I_o} (1 - \cos\alpha) \right] \frac{C_r V_m}{I_o} (1 - \cos\alpha) \\ &= \frac{C_r V_m^2}{2I_o} (1 - \cos\alpha)^2 = \frac{V_m^2}{2I_o Z_r \omega_r} (1 - 2\cos\alpha + \cos^2\alpha) \\ &= \frac{V_m}{\omega_r} \cdot \frac{V_m}{2I_o Z_r} (1 - 2\cos\alpha + \cos^2\alpha) = \frac{V_m}{\omega_r} \cdot \frac{1}{2\gamma} (2 - 2\cos\alpha - \sin^2\alpha) \end{aligned}$$

因为 $\alpha = \sin^{-1}(-\gamma)$, $\sin^2\alpha = \gamma^2$, $\cos\alpha = \sqrt{1-\gamma^2}$

$$\int_0^{T_5} v_{Cr} dt = \frac{V_m}{\omega_r} \cdot \frac{1}{2\gamma} (2 - 2\sqrt{1-\gamma^2} - \gamma^2) = \frac{V_m}{\omega_r} \left(\frac{1}{\gamma} - \sqrt{\frac{1}{\gamma^2} - 1} - \frac{\gamma}{2} \right) \quad (4.14)$$

将式(4.12)、式(4.13)和式(4.14)代入式(4.11)得:

$$\begin{aligned}
 V_o &= \frac{1}{T_s} \left[\frac{V_m}{\omega_r} (2\pi - \sin^{-1}\gamma + \gamma) + V_m T_3 + \frac{V_m}{\omega_r} \left(\frac{1}{\gamma} - \sqrt{\frac{1}{\gamma^2} - 1} - \frac{\gamma}{2} \right) \right] \\
 &= \frac{V_m}{T_s \omega_r} \left(\frac{\gamma}{2} + \frac{1}{\gamma} - \sqrt{\frac{1}{\gamma^2} - 1} + 2\pi - \sin^{-1}\gamma \right) + \frac{V_m T_3}{T_s} \\
 \frac{V_o}{V_m} &= \frac{f_s}{2\pi f_r} \left(\frac{\gamma}{2} + \frac{1}{\gamma} - \sqrt{\frac{1}{\gamma^2} - 1} + 2\pi - \sin^{-1}\gamma \right) + \frac{T_3}{T_s} \quad (4.15)
 \end{aligned}$$

实际上,由于 $\left| \frac{\gamma}{2} + \frac{1}{\gamma} - \sqrt{\frac{1}{\gamma^2} - 1} - \sin^{-1}\gamma \right| \ll 1$ (证明略), 因此可得:

$$\frac{V_o}{V_m} \approx \frac{f_s}{f_r} + \frac{T_3}{T_s} \quad (4.16)$$

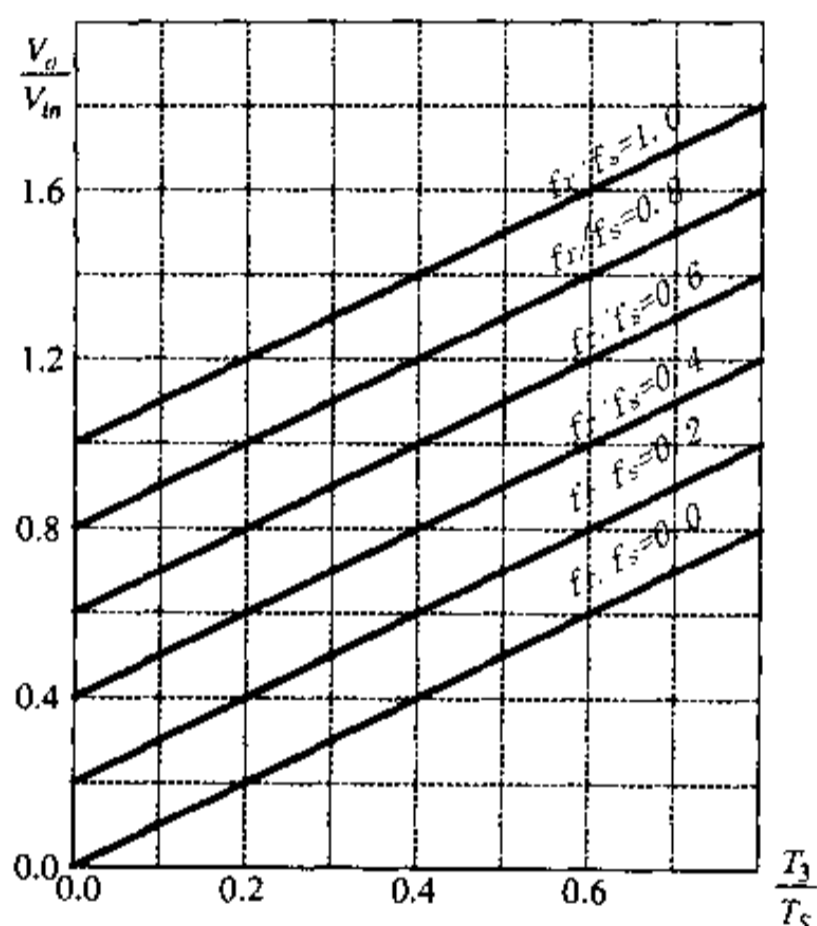


图 4.5 输出电压转换比 V_o/V_m 与占空比 T_3/T_s 的关系曲线

显然,当 f_s 和 f_r 都保持不变时,输出电压 V_o 可以通过改变 T_3/T_s 的数值来进行调节,而 T_3/T_s 恰好就是常规 PWM 变换器中的占空比。图 4.5 为当 f_s/f_r 取不同数值时, Buck ZVS-PWM 变换电路的输出电压转换比 V_o/V_m 与占空比 T_3/T_s 的关系。

2. 主开关管的零电流关断条件

由式(4.5)可看出,与 ZCS QRC 电路一样,当 $\omega_r(t-t_1) = 3\pi/2$ 时,电感电流 i_{Lr} 将谐振到其负峰值。如果这时仍有 $i_{Lr} > 0$, 则 i_{Lr} 将不可能自然谐振回零,因此,开关管 Q_1 也就不可能在零电流条件下关断。将 $\omega_r(t-t_1) = 3\pi/2$ 代入式(4.5),可得出主开关管 Q_1 零电流关断的条件为:

$$-\frac{V_m}{Z_r} + I_o \leq 0$$

即

$$\frac{V_m}{Z_r} \geq I_o$$

或

$$\gamma_{\max} = \frac{I_{o\max} Z_r}{V_{\min}} \leq 1 \quad (4.17)$$

3. 优缺点分析

ZCS-PWM 变换电路保持了 ZCS-QRC 电路中主开关管零电流关断的优点,同时,当输入电压和负载在一个很大的范围内变化时,又可以像常规的 PWM 变换器那样通过恒频 PWM 控制调节输出电压,且主开关管电压应力低。其主要缺点与 ZCS-QRC 电路是一

样的,即:主开关管电流应力大,续流二极管电压应力大,特别是由于谐振电感仍然保持在主功率能量的传递通路上,因此 ZCS 条件与电网电压、负载等变化有很大关系。

4. 电路的基本参数设计

根据前面的讨论,可以很方便地得到电路的基本参数设计方法。若已知输入电压范围 $V_{inM} \sim V_{inm}$, 输出电压 V_o , 开关频率 f_s , 输出功率范围 $P_{om} \sim P_{oM}$, 则

① 根据 $\frac{f_s}{f_r} = \frac{V_o}{V_{inM}}$, 可求出谐振频率 $f_r \left(= \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \right)$ 。

② 由 $\left(\frac{T_3}{T_s} \right)_M = \frac{V_o}{V_{inM}} - \frac{f_s}{f_r}$, 可求出最大占空比。

③ 令 $\gamma_{max} < 1$ 等于一个固定数, 则由 $\alpha_{max} = \frac{I_{omax} Z_r}{V_{inm}}$ 可求出谐振特性阻抗 $Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$, 其中 $I_{omax} = \frac{P_{oM}}{V_o}$ 。

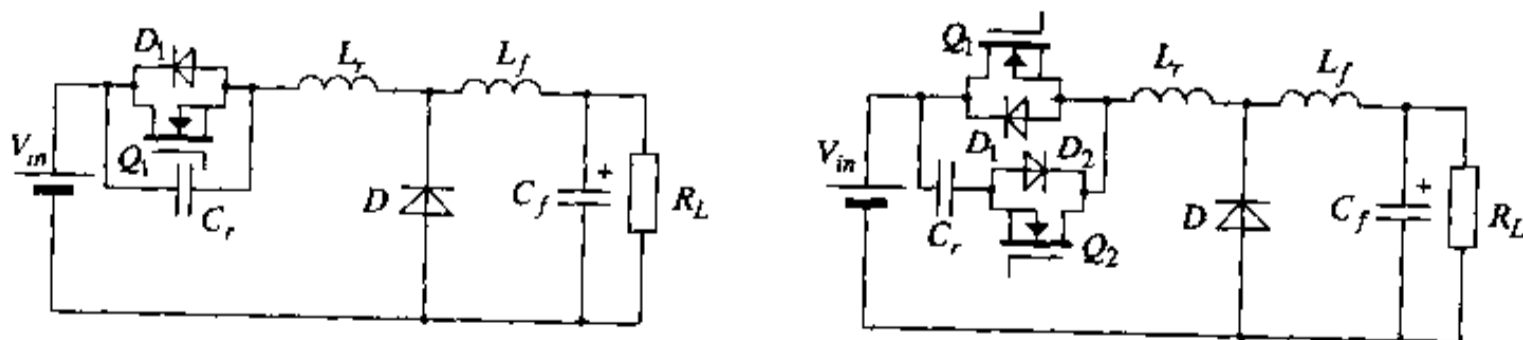
由 Z_r 及 f_r 可以求出谐振电感 L_r 与谐振电容 C_r 的数值。

4.2 零电压开关(ZVS)PWM 变换器

4.2.1 基本工作原理

与 ZCS-PWM 变换器相类似, ZVS-PWM 变换器是 ZVS-QRC 电路与 PWM 开关变换器的综合, 同时兼有二者的特点。在一周期内, 电路有时以 ZVS 准谐振方式运行, 有时又以 PWM 方式运行。下面仍以 Buck 型电路为例对此种类型电路的工作过程作详细讨论。

图 4.6(a) 所示为普通 Buck ZVS-QRC 电路。在其基础上增加了一个开关管 Q_2 和二极管 D_2 , 就构成了 Buck ZVS-PWM 电路, 如图 4.6(b) 所示。按前述定义, 图 4.6(b) 所示电路仍然是属于串联模式(SM)。 Q_2 和 D_2 的增加, 使得电路可以很方便地实现 PWM 控制。实际上, Q_2 和 D_2 的增加, 使得原来 ZVS-QRC 电路中主开关管的恒定断态时间变成可以根据输入电压及负载变化而进行调节的变量。在恒定开关频率下通过调节此段时间就可以实现调节输出电压的目的。新增加的开关 Q_2 和 D_2 是在零电流条件下完成开关过程的, 因此, 电路总的损耗量并未增加多少。



(a) Buck ZVS-QRC 电路

(b) Buck ZVS-PWM 电路

图 4.6 Buck ZVS-QRC 与 Buck ZVS-PWM 变换电路

图 4.6(b)所示电路的基本工作原理可简述如下:设初始时,电路中主开关管 Q_1 导通,辅助开关管 Q_2 关断,输出负载电流 I_o 全部通过 Q_1 ,一个开关周期从开关管 Q_1 的关断开始。当 Q_1 在 Snubber 电容 C_r 的作用下关断后,输出电流 I_o 迅速从 Q_1 转移到 C_r 上,之后, C_r 由恒定的电流 I_o 充电,其两端电压 v_{Cr} 线性上升。当 v_{Cr} 上升到等于输入电压 V_m 时,续流二极管 D 导通。之后, L_r 与 C_r 开始谐振,电感电流以谐振方式衰减,电容电压以谐振方式上升。当电感电流 i_{Lr} 下降到零后,由于辅助开关管 Q_2 不导通, i_{Lr} 将保持在零态,电容电压 v_{Cr} 达到最大值,并保持在该值上。这个状态的持续时间由电路输出电压的 PWM 控制要求确定。当 PWM 控制策略要求再次导通主开关管 Q_1 时,电路首先要导通辅助开关管 Q_2 (在零电流下导通), Q_2 导通后, L_r 与 C_r 再次发生谐振(此时与常规的 ZVS-QRC 电路状态相同)。当电容电压 v_{Cr} 谐振到零时,二极管 D_1 导通,电感电流 i_{Lr} 流过二极管 D_1 并逐渐衰减到零。在从二极管 D_1 导通到 i_{Lr} 衰减到零的一段时间间隔内,主开关管 Q_1 可以在零电压下导通。另外,在二极管 D_1 导通后的任何时刻,辅助开关管 Q_2 都可以在零电流下关断,因为全部电感电流流过二极管 D_1 。电感电流 i_{Lr} 过零后,将在输入电压 V_m 的作用下线性上升,当 i_{Lr} 上升到等于 I_o 时,续流二极管 D 自然关断,一个完整的开关周期结束。

从上述基本工作原理可以看出,在 ZVS-PWM 电路中,所有的开关管及二极管都是在良好的工作条件下,即零电压或零电流条件下完成通断的。另外,电路可以以恒定的频率,通过调节脉宽的占空比来调节输出电压。

4.2.2 工作过程分析

在对 Buck ZVS-PWM 电路一个开关周期的动态工作过程进行详细分析之前,同样需作如下几点假定:

- 所有元器件都是理想的。
- 滤波电感 L_f 足够大,变换器的输出可等效为一恒流源 I_o 。

Buck ZVS-PWM 电路的一个开关周期可分为六个时间段描述,电路拓扑及主要电量波形如图 4.7 及图 4.8 所示。从图 4.7 所示可知,拓扑模式(a)、(b)、(d)、(e)与 ZVS-QRC 电路完全相同,而拓扑模式(c)、(f)则是标准的 PWM 运行模式。

设电路的初始状态为主开关管 Q_1 导通,辅助开关管 Q_2 关断,续流二极管 D 关断,输出电流 I_o 全部流过主开关管 Q_1 及电感 L_r 。

1. $t_0 \sim t_1$ 时间段(模式 a)

在时刻 t_0 ,主开关管 Q_1 关断,之后负载输出电流 I_o 全部流过电容 C_r 。这个时间段的等效电路拓扑如图 4.7(a)所示。在这个时间段有:

$$C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} = I_o \quad (4.18)$$

初始条件为:

$$v_{Cr}(t_0) = 0$$

解方程式(4.18)可得:

$$v_{Cr}(t) = \frac{I_o}{C_r}(t - t_0) \quad (4.19)$$

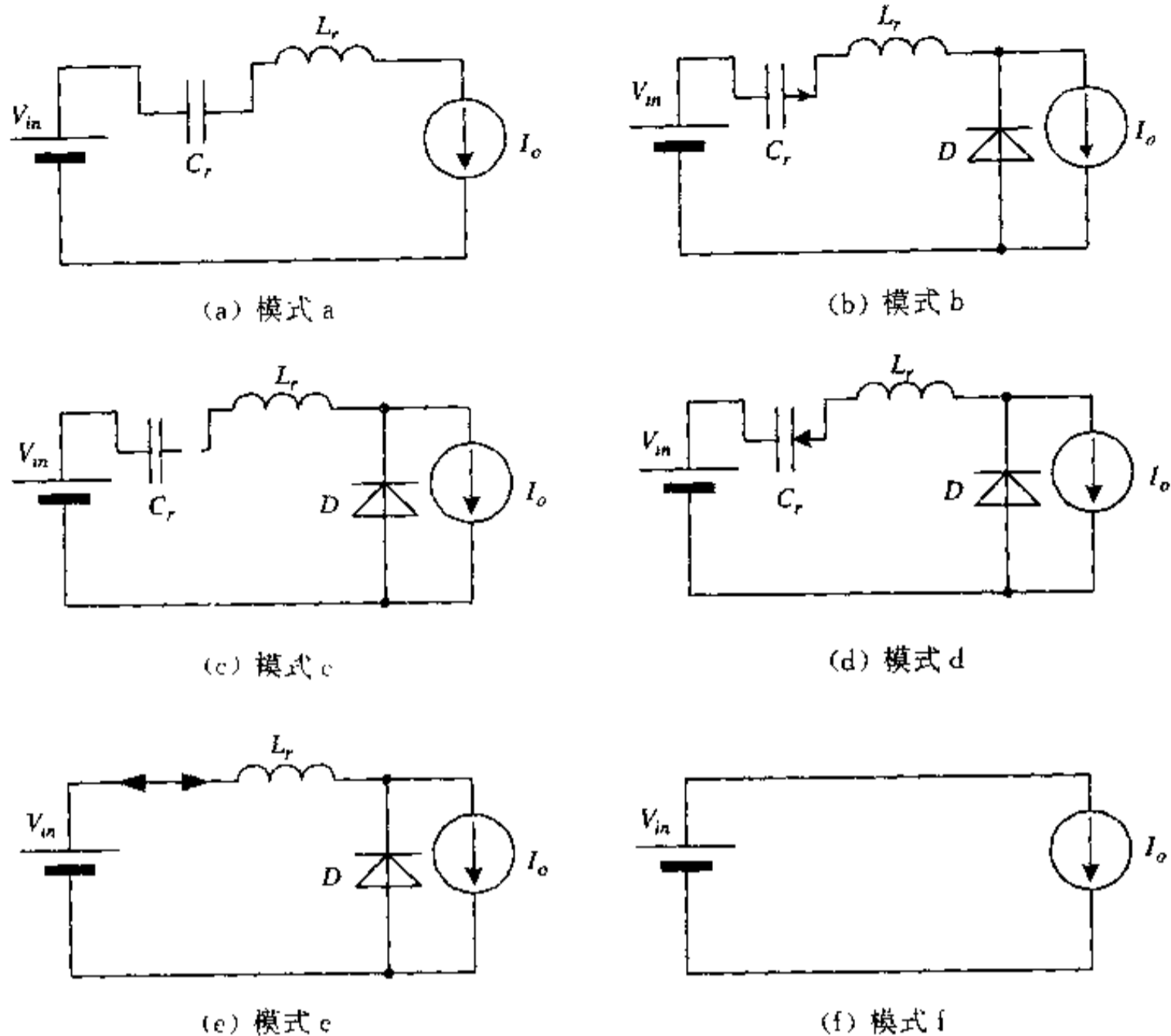


图 4.7 各时间段对应等效电路拓扑

当 v_{Cr} 在 t_1 时刻上升到等于输入电压 V_m 时, 续流二极管 D 导通, 这个时间段结束。这个时间段的持续时间为:

$$T_1 = t_1 - t_0 = \frac{C_r V_m}{I_o} \quad (4.20)$$

2. $t_1 \sim t_2$ 时间段(模式 b)

在时刻 t_1 , v_{Cr} 等于 V_m , 续流二极管 D 导通, 负载电流逐渐转移到 D 上, 电感 L_r 与电容 C_r 开始谐振。这个时间段的等效电路拓扑如图 4.7(b) 所示。在这个时间段有:

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = V_m - v_{Cr} \\ C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} = i_{Lr} \end{cases} \quad (4.21)$$

初始条件为:

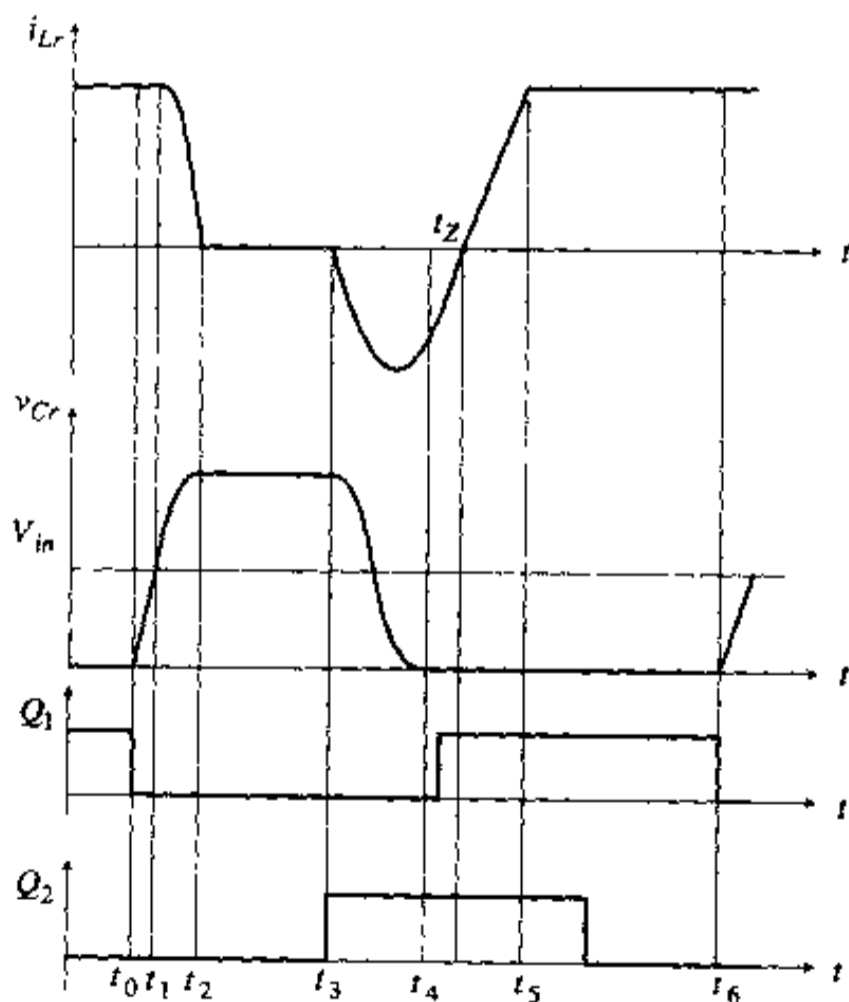


图 4.8 主要电量波形

$$\begin{cases} v_{Cr}(t_1) = V_m \\ i_{Lr}(t_1) = I_o \end{cases}$$

解方程组(4.21)可得:

$$\begin{cases} v_{Cr}(t) = V_m + Z_r I_o \sin \omega_r (t - t_1) \\ i_{Lr}(t) = I_o \cos \omega_r (t - t_1) \end{cases} \quad (4.22)$$

式中, $Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ 为谐振电路的特性阻抗, $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$ 为谐振角频率。

在时刻 t_2 , v_{Cr} 以正弦方式谐振到其最大值 ($v_{Cr\max} = V_m + Z_r I_o$), 而 i_{Lr} 则谐振到零, 这个时间段结束。这一时间段的持续时间为:

$$T_2 = t_2 - t_1 = \frac{\pi}{2\omega_r} \quad (4.23)$$

3. $t_2 \sim t_3$ 时间段 (模式 c, PWM 模式)

在时刻 t_2 , 电感电流 i_{Lr} 谐振到零, 如果此时辅助开关管 Q_2 导通, 则 i_{Lr} 将继续向反方向谐振。在 Q_2 未导通前, i_{Lr} 将一直保持为零, 而电容电压 v_{Cr} 也将一直保持为最大值。由于 $v_{Lr} = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = 0$, 因此在这个时间段, 主开关管承受的电压为 V_m , 而辅助二极管 D_2 承受的反向电压为 $v_{Cr\max} - V_m$ 。在这个时间段, 电路将以标准的 PWM 模式运行, 对应的电路拓扑如图 4.7(c) 所示。在这一时间段有:

$$v_{Cr}(t) = v_{Cr\max} = V_m + Z_r I_o, \quad i_{Lr}(t) = 0$$

这个时间段的长短 $T_3 (= t_3 - t_2)$ 取决于电路 PWM 输出控制要求, 如果 $T_3 = 0$, 则电路的工作过程与 ZVC-QRC 变换器完全一样。

4. $t_3 \sim t_4$ 时间段 (模式 d)

在时刻 t_3 , 导通辅助开关管 Q_2 (零电流下导通), 之后, 电感 L_r 与电容 C_r 再次谐振。这个时间段的等效电路拓扑如图 4.7(d) 所示。这个时间段电路的动态工作过程仍可由式 (4.21) 描述。在时刻 t_4 , 电容电压 v_{Cr} 谐振到零, 这个时间段结束。将 $v_{Cr}(t) = 0$ 代入到式 (4.22), 可得出 $t_1 \sim t_2$ 时间段与 $t_3 \sim t_4$ 时间段长度之和。即:

$$T_2 + T_3 = \frac{1}{\omega_r} \sin^{-1} \left(\frac{-V_m}{Z_r I_o} \right) = \frac{\alpha}{\omega_r} \quad (4.24)$$

5. $t_4 \sim t_5$ 时间段 (模式 e, 电感充放电模式)

在时刻 t_4 , 电容电压 v_{Cr} 谐振到零。之后, 二极管 D_1 导通, 电感电流 i_{Lr} 将通过 D_1 向输入电压放电从而线性下降。在时刻 t_2 , i_{Lr} 下降到零。在 v_{Cr} 谐振到零之后到 i_{Lr} 衰减到零之前 ($t_4 \sim t_2$), 主开关管 Q_1 可在零电压下完成导通过程。 i_{Lr} 衰减到零之后, 将在输入电源电压 V_m 的作用下线性上升。这一时间段的电路拓扑模式如图 4.7(e) 所示。在这一时间段有:

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = V_m \\ C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (4.25)$$

初始条件为:

$$\begin{cases} v_{Cr}(t_4) = 0 \\ i_{Lr}(t_4) = I_o \cos \alpha \end{cases}$$

解方程组(4.25)可得:

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_m}{L_r}(t - t_4) + I_o \cos \alpha \quad (4.26)$$

当 i_{Lr} 上升到等于 I_o 时, 即 t_5 时刻, 这一时间段结束。将 $i_{Lr}(t_5) = I_o$ 代入上式可得这一时间段的长度:

$$T_5 = t_5 - t_4 = \frac{L_r I_o}{V_m} (1 - \cos \alpha) \quad (4.27)$$

6. $t_5 \sim t_6$ (t_0) 时间段 (模式 f, PWM 模式)

在 t_5 时刻, i_{Lr} 上升到等于 I_o , 续流二极管 D 关断。之后, 电感电流 i_{Lr} 将保持为 I_o 。在这一时间段, 电路将以标准的 PWM 方式运行, 电流拓扑模式如图 4.7(D) 所示。这一时间段的长度 $T_6 = t_6 - t_5$ 仍然取决于电路的 PWM 输出控制策略。

4.2.3 对 Buck ZVS-PWM 变换电路的几点讨论

1. 输出电压调节方式及电压转换比

对于图 4.6(b) 所示电路, 续流二极管 D 两端电压 v_D 在一个开关周期内的平均值即为输出电压 V_o , 即 $V_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_D dt$ 。从前所述可知, T_1 段: $v_D = V_m - v_{Cr} = V_m - \frac{I_o}{C_r} t$, $T_2 \sim T_5$ 段: $v_D = 0$, T_6 段: $v_D = V_m$ 。

$$\begin{aligned} V_o &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_D dt = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{T_1} \left(V_m - \frac{I_o}{C_r} t \right) dt + \int_0^{T_6} V_m dt \right] \\ &= \frac{1}{T_s} \left[\left(V_m t - \frac{I_o}{2C_r} t^2 \right) \Big|_0^{T_1} + V_m t \Big|_0^{T_6} \right] = \frac{1}{T_s} \left[V_m T_1 - \frac{I_o}{2C_r} T_1^2 + V_m T_6 \right] \\ &= \frac{1}{T_s} \left[V_m \frac{C_r V_m}{I_o} - \frac{I_o}{2C_r} \left(\frac{C_r V_m}{I_o} \right)^2 + V_m T_6 \right] = \frac{1}{T_s} \left[\frac{C_r V_m^2}{2I_o} + V_m T_6 \right] \\ \frac{V_o}{V_m} &= \frac{T_6}{T_s} + \frac{1}{T_s} \cdot \frac{C_r}{2I_o} V_m = \frac{T_6}{T_s} + \frac{1}{T_s} \cdot \frac{V_m}{2\omega_r Z_r} \cdot \frac{R_f}{V_o} \end{aligned} \quad (4.28)$$

从式(4.28)可看出, Buck ZVS-PWM 电路的电压转换比与常规的 PWM Buck 变换器的电压转换比非常相似。事实上, 式中右边第一项就是常规的 PWM 变换器的转换比。为了对电压转换比作更进一步的分析, 将式(4.28)作进一步的变形:

$$\begin{aligned} \frac{T_6}{T_s} &= \frac{1}{T_s} [T_s - T_1 - T_2 - T_3 - T_4 - T_5] \\ &= 1 - \frac{T_1}{T_s} - \frac{T_2 + T_3}{T_s} - \frac{T_4}{T_s} - \frac{T_5}{T_s} \\ &= 1 - \frac{T_3}{T_s} - \frac{1}{T_s} \cdot \frac{C_r}{I_o} V_m - \frac{1}{T_s} \cdot \frac{a}{\omega_r} - \frac{1}{T_s} \cdot \frac{L_r I_o}{V_m} (1 - \cos \alpha) \end{aligned}$$

将 $L_r = \frac{Z_r}{\omega_r}$, $C_r = \frac{1}{Z_r \omega_r}$ 和 $I_o = \frac{V_o}{R_f}$ 代入上式又可得:

$$\begin{aligned} \frac{T_6}{T_S} &= 1 - \frac{T_3}{T_S} - \frac{1}{T_S} \cdot \frac{1}{Z_r \omega_r} \cdot \frac{R_L V_m}{V_o} - \frac{1}{T_S} \cdot \frac{\alpha}{\omega_r} - \frac{1}{T_S} \cdot \frac{Z_r V_o}{V_m R_L \omega_r} (1 - \cos \alpha) \\ &= 1 - \frac{T_3}{T_S} - \frac{1}{T_S \omega_r} \left[\frac{R_L}{Z_r} \cdot \frac{V_m}{V_o} + \alpha + \frac{Z_r V_o}{R_L V_m} (1 - \cos \alpha) \right] \end{aligned} \quad (4.29)$$

将式(4.29)代入式(4.28)可得:

$$\begin{aligned} \frac{V_o}{V_m} &= 1 - \frac{T_3}{T_S} - \frac{1}{T_S \omega_r} \left[\frac{R_L}{Z_r} \cdot \frac{V_m}{V_o} + \alpha + \frac{Z_r}{R_L} \cdot \frac{V_o}{V_m} (1 - \cos \alpha) \right] + \frac{1}{T_S} \cdot \frac{R_L V_m}{2 V_o Z_r \omega_r} \\ &= 1 - \frac{T_3}{T_S} - \frac{1}{T_S \omega_r} \left[\frac{R_L}{2 Z_r} \cdot \frac{V_m}{V_o} + \alpha + \frac{Z_r}{R_L} \cdot \frac{V_o}{V_m} (1 - \cos \alpha) \right] \\ &= 1 - \frac{T_3}{T_S} - \frac{1}{T_S \omega_r} \left[\alpha + \frac{\gamma}{2x} + \frac{x}{\gamma} (1 - \cos \alpha) \right] \\ \frac{V_o}{V_m} = x &= 1 - \frac{f_s}{2\pi f_r} \left[\alpha + \frac{\gamma}{2x} + \frac{x}{\gamma} (1 - \cos \alpha) \right] - f_s T_3 \end{aligned} \quad (4.30)$$

上式中, f_s 为开关频率, $f_r = \omega_r / 2\pi$ 为谐振频率, $\gamma = \frac{R_L}{Z_r}$, $x = \frac{V_o}{V_m}$ 。

图 4.9 为在不同的 $\frac{T_3}{T_S}$ 值时, 电压转换比 $\frac{V_o}{V_m}$ 随开关频率 f_s 变化的特性。图 4.10 为在不同的 α 值时, 电压转换比 $\frac{V_o}{V_m}$ 随 $\frac{T_3}{T_S}$ 变化的特性。

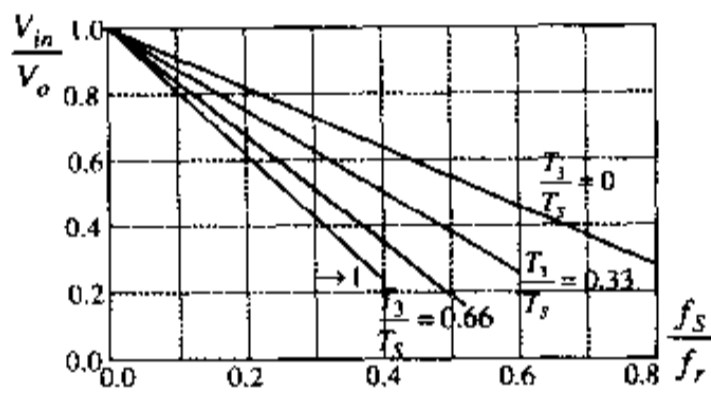


图 4.9 V_o/V_m 随 f_s 变化的特性

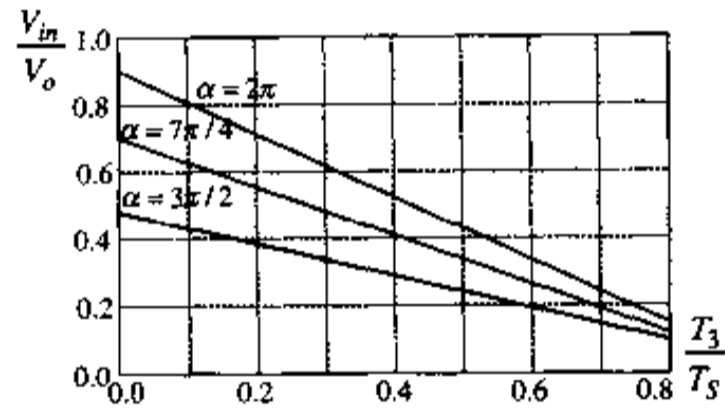


图 4.10 V_o/V_m 随 T_3/T_S 变化的特性

2. 软开关条件

对于主开关管 Q_1 来说, ZVS-PWM 电路与 ZVS-QRC 电路一样, 工作状态与负载条件有很大关系。由式(4.22)可知: 当 $\omega(t-t_2) = 3\pi/2$ 时, i_{Lr} 将从反方向谐振到零, 此时, $v_{Cr} = V_m - Z_r I_o$ 。如果这时仍有 $v_{Cr} > 0$, 则 v_{Cr} 不可能自然谐振回零, 由此可得出主开关管 Q_1 零电压导通的条件:

$$Z_r I_o \geq V_m \quad (4.31)$$

或

$$\pi < \alpha < 3\pi/2 \quad (4.32)$$

对于辅助开关管 Q_2 来说, 在一个开关周期中, 它是在零电流下导通, 并且在 t_4 时刻 (即 v_{Cr} 谐振到零的时刻) 之后到下一个开关周期到来之前很长的一段时间间隔内, 能很方便地实现零电流关断。因此, 辅助开关管 Q_2 的增加, 并未给电路带来过多的损耗。

3. 优缺点分析

ZVS-PWM 变换器电路保持了 ZVS-QRC 电路中主开关管零电压导通的优点,同时,当输入电压和负载在一个很大的范围内变化时,又可像常规 PWM 变换器那样通过恒频 PWM 控制调节输出电压,从而给电路中变压器、电感器、滤波器的最优化设计创造了良好的条件,克服了 QRCs、MRCs 变换电路变频控制带来的诸多问题。其主要缺点是,保持了原 ZVS-QRC 电路中固有的问题,即电压应力较大,且与负载有关。另外,谐振电感串联在主电路中,因此主开关管的 ZVS 条件与电源电压及负载变化有关。从前述式(4.31)可知,为保证主开关管 Q_1 的 ZVS 条件,必须有 $Z_r I_o \geq V_m$,这意味着,当电路在轻载状态下, I_o 较小时, ZVS 条件就可能失去。设电路输出可能的最小电流为 $I_{o\min}$, 对应的负载电阻为 $R_{L\max}$, 并设这时有:

$$V_m = Z_r I_{o\min} = Z_r \frac{V_o}{R_{L\max}} \quad (4.33)$$

则当电路在 $I_o > I_{o\min}$ 范围内运行时, ZVS 条件总是可以满足的。设电路输出可能的最大电流为 $I_{o\max}$, 由式(4.22)可知,主开关管 Q_1 可能承受的最大电压为:

$$V_{Cr\max} = V_m + Z_r I_{o\max} = V_m + Z_r \frac{V_o}{R_{L\min}}$$

由式(4.33)可得, $V_o Z_r = V_m R_{L\max}$, 代入上式得:

$$V_{Cr\max} = V_m + V_m \frac{R_{L\max}}{R_{L\min}} = V_m \left(1 + \frac{R_{L\max}}{R_{L\min}} \right) \quad (4.34)$$

因此,当输出电阻 $R_{L\max} : R_{L\min} = 10 : 1$ 时,主开关管 Q_1 可能承受的电压应力将为输入电压 V_m 的 11 倍。

第五章 零转换 PWM 变换器

前面所讨论的各种软开关变换电路,包括准谐振变换电路(QRC)、多谐振变换电路(MRC)、零电压开关(ZVS)PWM 变换电路、零电流开关(ZCS)PWM 变换电路等,通过在常规的 PWM 硬开关变换电路的基础上加上辅助谐振回路,利用电路中的谐振,使通过开关器件的电压或电流呈准正弦波形,从而为开关器件的导通或关断创造了零电压或零电流开关条件,实现了软开关,有效减少了开关器件的损耗。然而它们共同的问题是在实现电路软开关的同时又带来了许多新的不足。首先,与常规的硬开关变换电路相比,它们毫无例外地都极大地增加了电路中开关管的电压或电流应力,使电路中的导通损耗明显增加,从而部分地抵消了开关损耗降低的优点;同时,辅助谐振电路中电感和电容由于电应力造成的体积增大,也部分抵消了功率变压器和滤波元件体积重量的减小。另外,就一般谐振电路拓扑来说,前述各种软开关电路基本上都是把谐振元件放在电路的主功率通路上,这不可避免地会产生如下的问题:首先,由于谐振电感要承受两个方向的电压,因此给电路中的开关器件增加了额外的电压应力;其次,由于全部能量都要通过谐振电感,这使电路存在着很大的环流能量,而这样大的环流能量必然会增大电路整体的导通损耗。谐振电感位于主功率通路上还使电感储能极大地依赖于输入电压和输出负载,电路很难在一个很宽的输入电压和输出负载变化范围内实现软开关动作。

本章所要讨论的零转换(zero transition)变换电路将试图解决上述软开关变换电路中的诸多问题,它的主要特点是把辅助谐振网络从主功率通路中移开,变为与主功率开关器件并联。在主功率开关器件变换的很短一段时间间隔内,导通辅助开关管使辅助谐振网络起作用,为主功率开关器件创造零电压(ZVS)或零电流(ZCS)的开关条件。转换过程结束后,电路返回到常规的 PWM 工作方式。由于辅助谐振网络与主功率开关器件并联,因而在使主开关器件软开关工作的同时,并没有增加过高的电压或电流应力;同时,辅助谐振网络并不需要处理很大的环流能量,因此减少了电路的导通损耗,另外,谐振网络所处的位置使其可以不受输入电压和输出负载的影响,电路可以在很宽的输入电压和输出负载变化范围内在软开关条件下工作。所有这些特点使得零转换电路成为目前在工程实际应用中最有发展前途的功率变换电路拓扑之一。

零转换电路根据主功率开关器件是零电压开关还是零电流开关又分为零电压转换(ZVT)电路和零电流转换(ZCT)电路两种,下面将对此分别进行论述。

5.1 基本的零电流转换(ZCT)PWM 变换器

5.1.1 ZCT-PWM 变换电路的拓扑结构及基本工作原理

谐振网络与主功率开关管相并联,并使主功率开关管在零电流条件下开关的 PWM 变换器称为零电流转换(ZCT)PWM 变换器。图 5.1 所示称为零电流转换开关,其中辅助

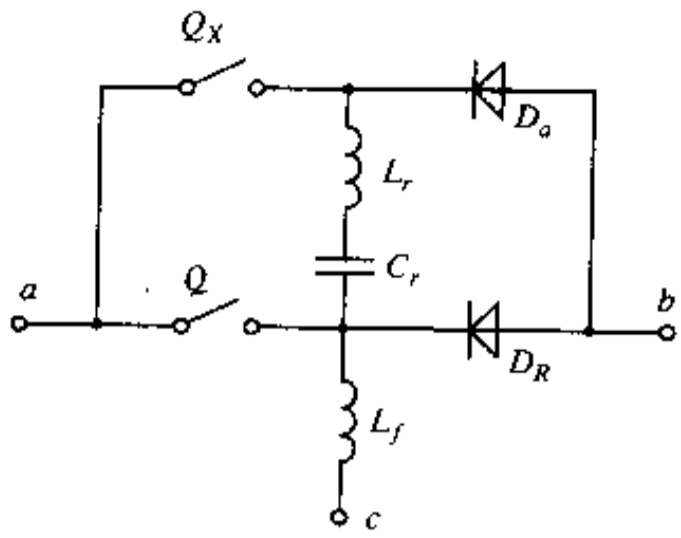
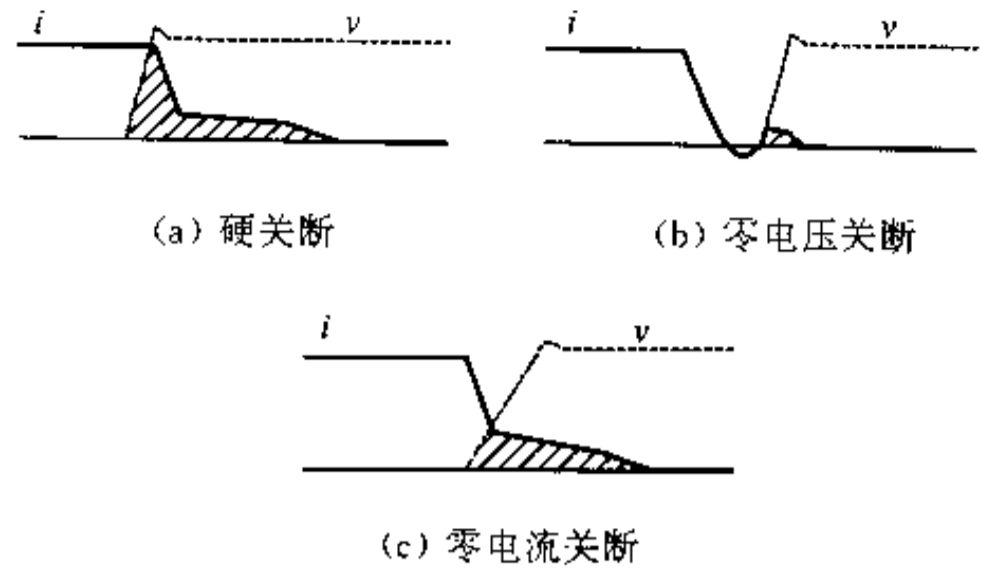


图 5.1 零电流转换开关



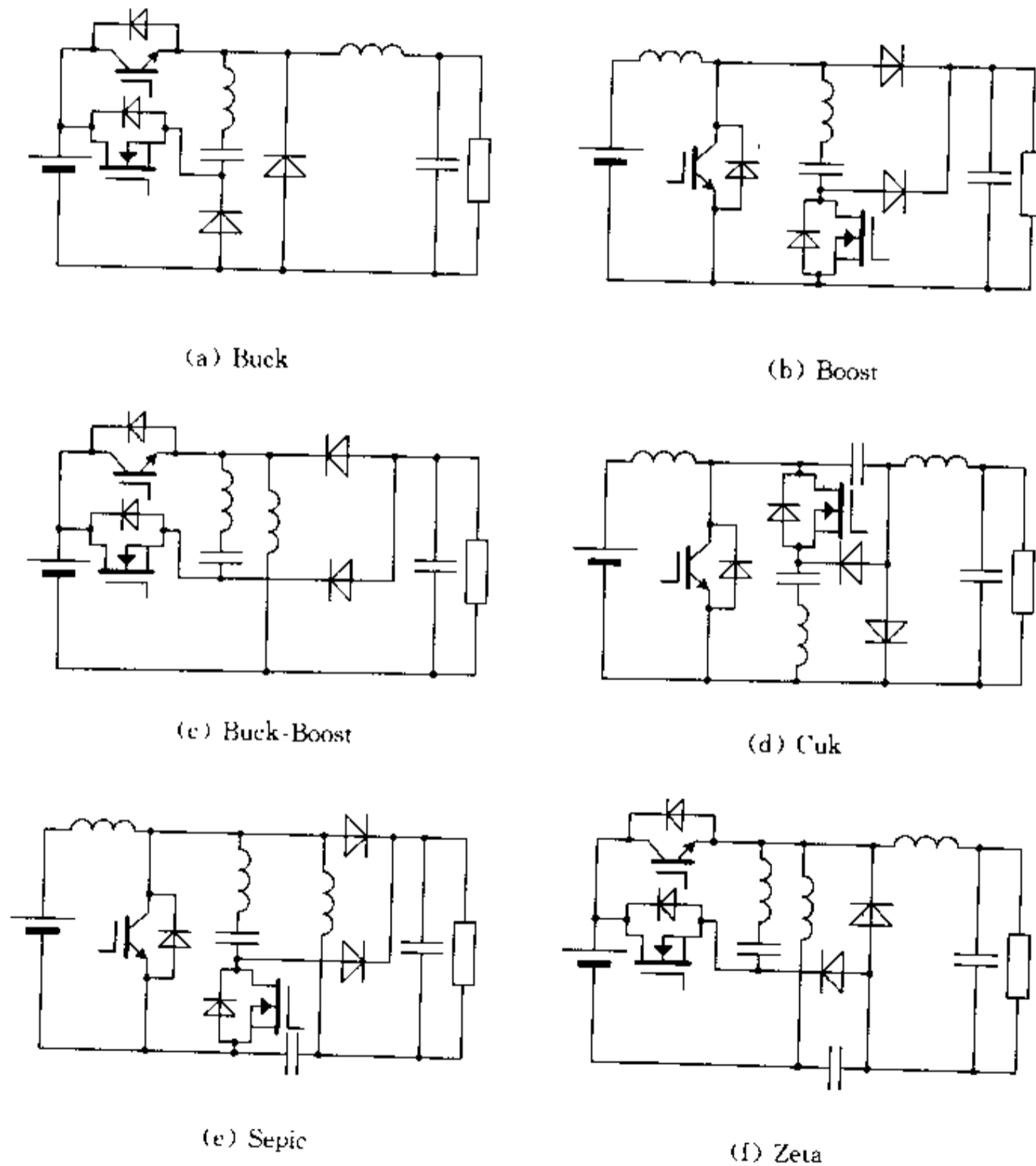
(a) 硬关断

(b) 零电压关断

(c) 零电流关断

图 5.2 IGBT 判断的时流、电压的变化曲线

谐振网络由辅助开关管 Q_x 、谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 及辅助整流二极管 D_0 构成。将此 ZCT-PWM 开关带入到常规的 PWM 开关变换器中,可以很容易的得到一族 ZCT-PWM 变换器,如图 5.3 所示。



(a) Buck

(b) Boost

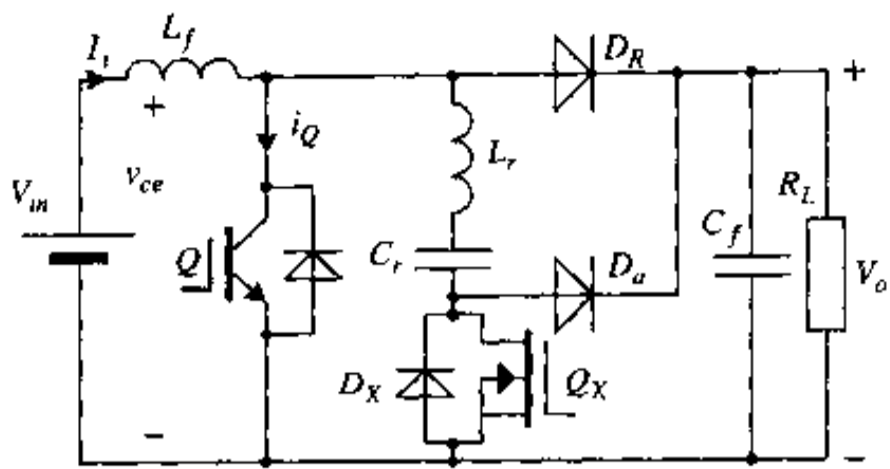
(c) Buck-Boost

(d) Cuk

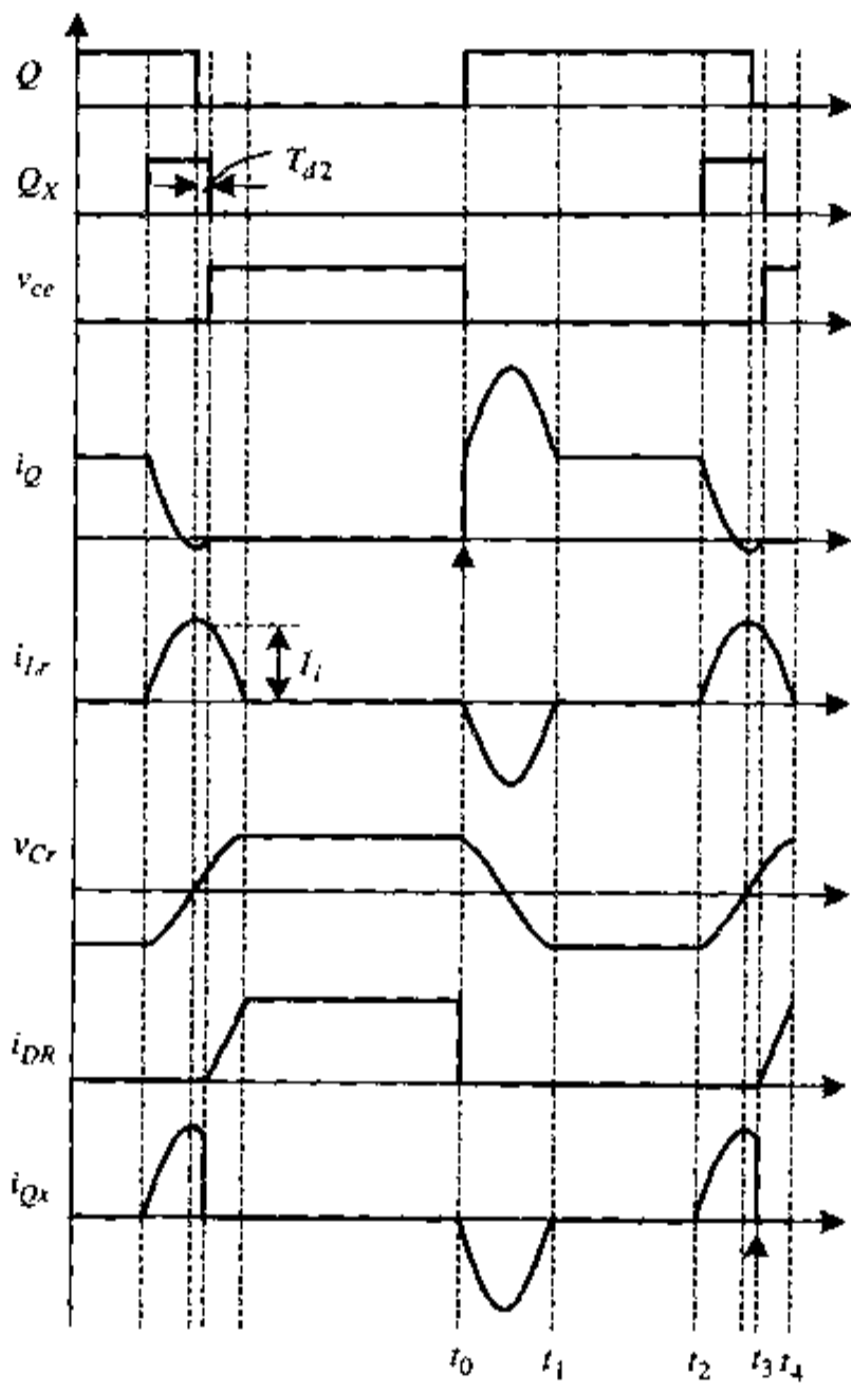
(e) Sepic

(f) Zeta

图 5.3 ZCT-PWM 变换器的六种基本拓扑



(a) 电路原理图



(b) 主要电量波形

图 5.4 Boost ZCT-PWM 电路原理图及主要电量波形

输入滤波电感 L_f 可用一恒值电流源 I 代替。

- 输出滤波电容 C_f 足够大, 故在一个开关周期中, C_f 和 R_L 可用一恒值电压源 V_o 代替。

ZCT-PWM 电路一个完整的开关过程, 即从主功率开关管 Q 导通到关断, 可分为五个时间段描述, 与各时间段对应的电路拓扑模式如图 5.5 所示。

设电路初始状态为主功率开关管 Q 截止, 输入电感 L_f 通过主功率二极管 D_R 向负载

在每一次主功率开关管 Q 需要进行状态转换之前, 先导通辅助开关管 Q_x , 使辅助电路谐振, 为主开关管创造零电流关断(或零电流导通)条件。主功率开关管 Q 完成状态转换后, 尽快关断辅助开关管 Q_x , 使辅助谐振电路停止工作, 电路重新以常规的 PWM 方式运行。在后面的讨论中可以看到, 当以一种合适的方式控制辅助开关管 Q_x 时, Q_x 也可以在零电流下完成导通与关断过程。

零电流转换(ZCT)PWM 电路主要考虑在变换电路中使用的功率开关器件为少数载流子半导体开关器件, 如 IGBT、BJT、MCT 等。这种类型的开关器件, 特别是目前广泛使用的 IGBT, 关断时会有一较长的电流拖尾, 从而造成较大的关断损耗。降低这个损耗显然零电流关断比零电压关断更有效。图 5.2 表示 IGBT 在硬关断条件下(图(a))及零电压下关断(图(b))和零电流下关断(图(c))时电流、电压的变化曲线及造成的功率损耗。显然, 图(c)具有最小的开关损耗。下面以 Boost ZCT-PWM 电路为例对 ZCT-PWM 电路的工作原理作进一步讨论说明。图 5.4 为 Boost ZCT-PWM 电路的原理图及在一个开关周期中的主要电量波形。

5.1.2 Boost ZCT-PWM 变换电路的工作过程讨论与相平面分析

在对 Boost ZCT-PWM 变换电路进行讨论之前, 仍需作如下几点规定:

- 电路中所有元器件都是理想的。
- 电路中输入滤波电感足够大, 故在一个开关周期中, 输入电压源 V_m 及输入滤波电感 L_f 可用一恒值电流源 I 代替。

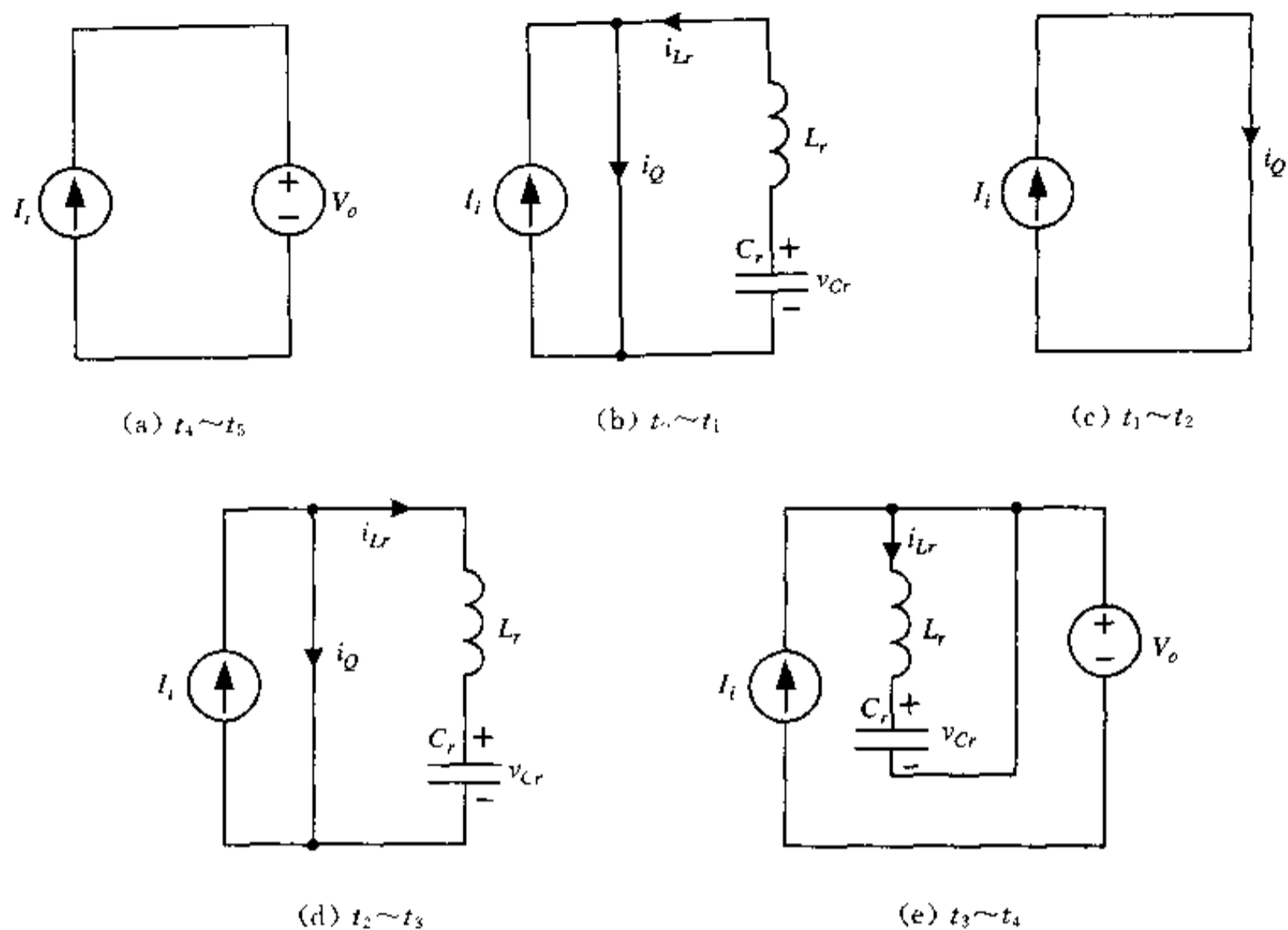


图 5.5 各时间段对应电路拓扑

放电,电路以常规的 PWM 模式工作,对应的电路拓扑如图 5.5(a)所示。辅助开关管 Q_x 截止,辅助谐振网络处于不工作状态,但谐振电容 C_r 上保持有数值等于 V_{CrM} 的电压,谐振电感电流 i_{Lr} 等于零。

1. $t_0 \sim t_1$ 时间段(模式 b)

在时刻 t_0 ,主功率开关管 Q 导通, Q 的导通一方面使 Boost 电感 L_f 在输入电源电压 V_m 的作用下进入充电过程,另一方面,使谐振电容 C_r 和谐振电感 L_r 通过主功率开关管 Q 及辅助开关管 Q_x 的反并联二极管 D_x 构成通路开始谐振。这一时间段对应的电路拓扑如图 5.5(b)所示。在这一时间段有:

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = -v_{Cr} \\ C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} = i_{Lr} \end{cases} \quad (5.1)$$

初始条件:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t_0) = 0 \\ v_{Cr}(t_0) = V_{CrM} \end{cases}$$

解方程组(5.1)并代入初始条件可得:

$$\begin{cases} v_{Cr}(t) = V_{CrM} \cos \omega_r(t - t_0) \\ i_{Lr}(t) = -\frac{V_{CrM}}{Z_r} \sin \omega_r(t - t_0) \end{cases} \quad (5.2)$$

式中, $\omega_r = 1/\sqrt{L_r C_r}$ 为谐振角频率, $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$ 为谐振电路特性阻抗。

经过半个周期的谐振, $i_{L_r}(t) = 0, v_{C_r}(t) = -V_{C_rM}$, 这个时间段结束。由于辅助开关管 Q_x 并未导通, i_{L_r} 达到零值后无法继续向正方向谐振, 之后将保持为零值。将 $v_{C_r}(t_1) = -V_{C_rM}$ 代入式(5.2)可得这一时间段的长度为:

$$T_1 = t_1 - t_0 = \frac{\pi}{\omega_r} \quad (5.3)$$

定义电感电流 i_{L_r} 和电容电压 v_{C_r} 的归一化因子分别为 V_{C_rM}/Z_r 和 V_{C_rM} , 即令

$$i_{L_m}(t) = \frac{i_{L_r}(t)}{V_{C_rM}/Z_r}, \quad v_{C_m}(t) = \frac{v_{C_r}(t)}{V_{C_rM}}$$

则在这段时间里有:

$$v_{C_m}(t) = \cos\omega_r(t - t_0), i_{L_m}(t) = -\sin\omega_r(t - t_0)$$

上两式平方后相加得:

$$v_{C_m}^2(t) + i_{L_m}^2(t) = \cos^2\omega_r(t - t_0) + \sin^2\omega_r(t - t_0) = 1 \quad (5.4)$$

因此, 在这一时间段, i_{L_r} 与 v_{C_r} 的变化在状态平面图上可表示为连接点 t_0 和点 t_1 的半圆弧, 如图 5.6 所示。

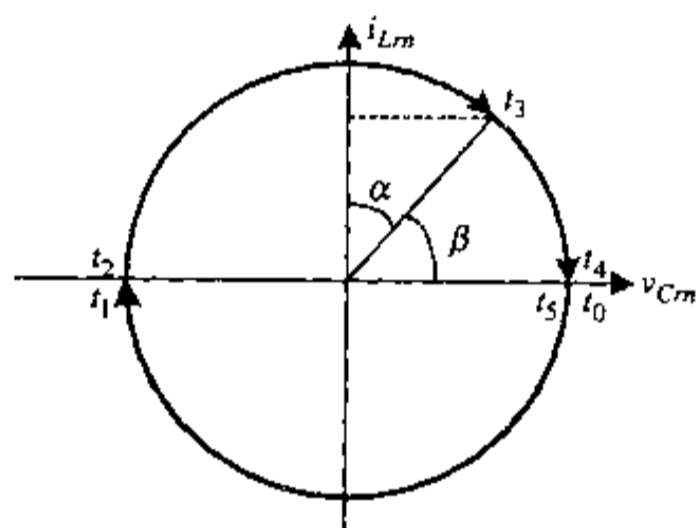


图 5.6 状态平面图

2. $t_1 \sim t_2$ 时间段(模式 c)

在时刻 t_1 , 谐振电路停止谐振, 之后电感电流 i_{L_r} 保持为零, 电容电压 v_{C_r} 保持为 $-V_{C_rM}$, 主功率开关管 Q 保持导通, Boost 电感 L_f 处于充电状态。这时整个电路以常规的 PWM 方式运行, 对应的电路拓扑如图 5.5(c) 所示。这个时间段的持续时间由电路占空比的控制要求确定, 谐振电路的状态变化可用状态平面图上点 $t_2(-1, 0)$ 表示。

3. $t_2 \sim t_3$ 时间段(模式 d)

在关断主功率开关管 Q 之前, 需首先导通辅助开关管 Q_x , 通过谐振电路的作用为 Q 创造零电流关断条件。在时刻 t_2 , 在零电流下导通辅助开关管 Q_x , 之后, 谐振电感 L_r 和 谐振电容 C_r 通过辅助开关管 Q_x 和主功率开关管 Q 所在支路构成通路开始谐振。这个时间段对应的电路拓扑如图 5.5(d) 所示。这一时间段有:

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{L_r}}{dt} = -v_{C_r} \\ C_r \frac{dv_{C_r}}{dt} = i_{L_r} \end{cases} \quad (5.5)$$

初始条件:

$$\begin{cases} i_{L_r}(t_2) = 0 \\ v_{C_r}(t_2) = -V_{C_rM} \end{cases}$$

解方程组(5.5)并代入初始条件可得:

$$\begin{cases} v_{C_r}(t) = -V_{C_rM} \cos\omega_r(t - t_2) \\ i_{L_r}(t) = \frac{V_{C_rM}}{Z_r} \sin\omega_r(t - t_2) \end{cases} \quad (5.6)$$

当 i_{Lr} 谐振到等于输入电流 I_i 时, 主功率开关管 Q 中的电流下降为零。之后, i_{Lr} 继续谐振上升, Q 所在支路电流变负, Q 的反并联二极管 D 导通并构成通路。经过 $1/4$ 谐振周期后, i_{Lr} 谐振到其正峰值, 然后谐振下降。当 i_{Lr} 谐振下降到再次等于输入电流 I_i 时, 二极管 D 中电流下降为零, 这一时间段结束。在这一时间段中, Q 的反并联二极管 D 导电期间, 主功率开关管 Q 可在零电流下完成关断过程。 D 截止后, 整流二极管 D_R 自然导通, Boost 电感通过 D_R 向输出放电。图 5.4 中 Q 是在 i_{Lr} 上升到其正峰值时关断, 这时 D 中流过的电流最大。用前述相同的方法对 i_{Lr} 与 v_{Cr} 做归一化处理, 则 i_{Lr} 与 v_{Cr} 的状态变化可用状态平面图上点 t_2 到 t_3 的一段圆弧表示。

4. $t_3 \sim t_4$ 时间段(模式 e)

在时刻 t_3 , 电流 i_{Lr} 从正峰值下降到等于 I_i , D 截止, D_R 导通。这时关断辅助开关管 Q_X 。之后, 电容 C_r 和电感 L_r 通过二极管 D_s 构成通路继续谐振。 v_{Cr} 谐振上升, i_{Lr} 谐振下降, $i_{DR} = I_i - i_{Lr}$ 谐振上升。当 $i_{Lr}(t)$ 下降到零时, $i_{DR} = I_i$, 这一时间段结束。这一时间段对应的电路拓扑如图 5.5(e) 所示。这一时间段谐振电路的动态过程变化与上一时间段相同。 v_{Cr} 和 i_{Lr} 将继续按式(5.6)规律变化。将 $i_{Lr}(t) = 0$ 代入式(5.6), 可得 $t_2 \sim t_3$ 与 $t_3 \sim t_4$ 时间段长度之和, 即有:

$$T_2 + T_3 = (t_3 - t_2) + (t_4 - t_3) = \frac{\pi}{\omega_r} \quad (5.7)$$

将 $i_{Lr}(t) = I_i$ 代入式(5.6), 并考虑式(5.7), 可分别得到 T_2 和 T_3 。

$$T_2 = \frac{1}{\omega_r} \left(\pi - \sin^{-1} \frac{I_i Z_r}{V_{CrM}} \right) = \frac{1}{\omega_r} (\pi - \beta) \quad (5.8)$$

$$T_3 = \frac{1}{\omega_r} \sin^{-1} \frac{I_i Z_r}{V_{CrM}} = \frac{\beta}{\omega_r} \quad (5.9)$$

在这一时间段, v_{Cr} 和 i_{Lr} 在状态平面图上所描述的曲线为从点 t_3 到点 t_4 的一段圆弧。

5. $t_4 \sim t_5(t_0)$ 时间段(模式 a)

在时刻 t_4 , i_{Lr} 下降到零, v_{Cr} 上升到 V_{CrM} 。之后, 由于 i_{Lr} 没有反方向的流动通路, 故谐振电路停止谐振。此后, 电路再次进入常规的 PWM 工作模式, Boost 电感 L_f 通过整流二极管 D_R 向输出放电。这一时间段对应的电路拓扑如图 5.5(a) 所示。这个时间段的持续长度仍需按电路的占空比控制要求而确定。到时刻 t_5 , 这个时间段结束, 一个完整的谐振开关过程也结束, 电路进入新一个开关周期。这一时间段谐振电路的状态变化可用状态平面图上点 t_5 表示。

5.1.3 对 Boost ZCT-PWM 电路的几点讨论

1. 主功率开关管 Q 的零电流关断条件

由前述分析可知, 在 $t_2 \sim t_3$ 时间段, 谐振电路经过 $1/4$ 谐振周期后(即 $T_{d1} = T_r/4$), i_{Lr} 谐振到其正峰值。由式(5.6)可得:

$$I_{LrM} = \frac{V_{CrM}}{Z_r} \quad (5.10)$$

显然,为了保证主功率开关管 Q 的零电流关断,应有 $I_{LrM} \geq I_i$,即如果当 i_{Lr} 谐振到其正峰值时,仍有 $i_{Lr} < I_i$,则 Q 中的电流 $i_Q = I_i - i_{Lr}$ 不可能到零,因此 Q 将无法实现零电流关断。

另一方面,考虑到电路在稳态操作时,辅助开关管 Q_x 总是在 i_{Lr} 从正峰值谐振到 I_i 时关断,而主开关管 Q 与辅助开关管 Q_x 关断信号差将决定电容电压的最大值 V_{CrM} 。定义 Q 与 Q_x 的关断信号时间差为 T_{d2} ,如图 5.4 所示,并令 $\alpha = \omega_r T_{d2}$,则由图 5.6 可知 $\alpha = \frac{\pi}{2} - \beta$ 。将 $i_{Lr}(t) = I_i$ 代入式(5.6)可得:

$$I_i = \frac{V_{CrM}}{Z_r} \sin \omega T_2 = \frac{V_{CrM}}{Z_r} \sin(\pi - \beta) = \frac{V_{CrM}}{Z_r} \sin \beta = \frac{V_{CrM}}{Z_r} \sin\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right) = \frac{V_{CrM}}{Z_r} \cos \alpha$$

从而可得:

$$V_{CrM} = \frac{I_i Z_r}{\cos \alpha} \quad (V_{CrM} \leq V_o) \quad (5.11)$$

就是说如果 $V_{CrM} \leq V_o$,则式(5.11)一定满足。而在电路的实际操作中不可能有 $V_{CrM} > V_o$,如果 $V_{CrM} > V_o$,则在 $t_1 \sim t_2$ 时间段 Q 导通期间,辅助整流二极管 D_o 将会由于正偏而导通,电容 C_r 将向输出 V_o 放电,直到 $V_{CrM} \leq V_o$ 。

将式(5.11)代入式(5.10)可得:

$$I_{LrM} = \frac{I_i}{\cos \alpha} \geq I_i \quad (5.12)$$

从式(5.12)可看出,只要满足 $V_{CrM} \leq V_o$,则不管输入电压和输出负载怎样变化,开关管 Q 的零电流关断条件总是能够满足。在实际设计中,如果取 $T_{d2} = 0.07T_r$,则

$$\omega_r T_{d2} = \frac{2\pi}{T_r} \times 0.07T_r = 0.14\pi, \cos \alpha = \cos \omega_r T_{d2} = 0.904, I_{LrM} = \frac{I_i}{\cos \alpha} = 1.1I_i$$

也就是说 I_{LrM} 大约比输入电流 I_i 大 10%。这样就保证了谐振电路能以尽可能小的环流能量保证主开关管的 ZCS 条件。

2. 谐振电路的环流能量

从上述讨论可以看到一个有趣的现象,那就是当电路在稳态操作时,在一个完整的开关周期中储存在谐振槽路中的能量总保持为恒定。这使得谐振槽路在上述各个不同的时间段或者其两端(L_r 与 C_r 串联支路两端)电压为零(三个谐振段),或者是通过其所在支路的电流为零(两个稳定段),即理论上或理想状态下,谐振槽路与电路的其他部分不存在能量变换。

无论是从前述的谐振槽路在各时间段的动态过程变化,还是从图 5.6 所示状态平面图,都可以看到,谐振电路储存的能量可以根据输入电压和输出负载的变化而自动调节,使储存能量总保持为

$$E = \frac{1}{2} L_r \left(\frac{I_i}{\cos \alpha} \right)^2 \quad (5.13)$$

例如在 $t_1 \sim t_2$ 及 $t_4 \sim t_5$ 时间段, $i_{Lr}(t) = 0$, $|v_{Cr}(t)| = V_{CrM}$ 。这时有:

$$E = \frac{1}{2} C_r v_{Cr}^2 + \frac{1}{2} L_r i_{Lr}^2 = \frac{1}{2} C_r V_{CrM}^2 = \frac{1}{2} L_r \left(\frac{V_{CrM}}{Z_r} \right)^2 = \frac{1}{2} L_r (I_{LrM})^2 = \frac{1}{2} L_r \left(\frac{I_i}{\cos \alpha} \right)^2$$

在 $t_2 \sim t_3$, $t_3 \sim t_4$ 以及 $t_0 \sim t_1$ 时间段, 电路谐振, $i_{Lr}(t)$ 与 $v_{Cr}(t)$ 均按正弦规律变化, 这时有:

$$E = \frac{1}{2} C_r v_{Cr}^2 + \frac{1}{2} L_r i_{Lr}^2 = \frac{1}{2} C_r (V_{CrM} \cos \omega_r t)^2 + \frac{1}{2} L_r \left(\frac{V_{CrM}}{Z_r} \sin \omega_r t \right)^2$$

$$= \frac{1}{2} L_r \left(\frac{V_{CrM}}{Z_r} \right)^2 [\cos^2 \omega_r t + \sin^2 \omega_r t] = \frac{1}{2} L_r \left(\frac{I_r}{\cos \alpha} \right)^2$$

因此, 当输入电流 I_r 增加(当输入电压降低或输出电流增大时)时, 谐振槽路将自动根据式(5.13)增加环流能量, 以保证主功率开关管 Q 的软开关操作。前面提到在 t_3 时刻, 辅助开关管 Q_x 总是在 $i_{Lr}(t) = I_r$ 时关断。假如由于输入电压或输出负载变化, 使得在 t_3 时刻 $i_{Lr}(t) \neq I_r$, 那么之后, 电路在工作过程中会自动调整, 直到谐振槽路储能满足式(5.13)。假如在 t_3 时刻有 $i_{Lr}(t) > I_r$, 则电路在模式(d)与模式(e)之间会插入一个新的拓扑工作模式, 如图 5.7(a)所示。在这个时间段, 谐振槽路将向输出负载传送能量, 减小储能, 直到满足式(5.13)。假若在 t_3 时刻有 $i_{Lr}(t) < I_r$, 则实际上在 t_3 时刻之前, 电路在模式(d)与模式(c)之间将工作于另一种拓扑模式, 如图 5.7(b)所示。这是因为从 $i_{Lr}(t) < I_r$ 的时刻开始, 整流二极管 D_r 将导通, 而主开关管 Q 的反并联二极管将关断, 在这个时间段, Boost 电感 L_f 一方面向输出放电, 一方面给谐振槽路注入能量直到槽路储能满足式(5.13)。

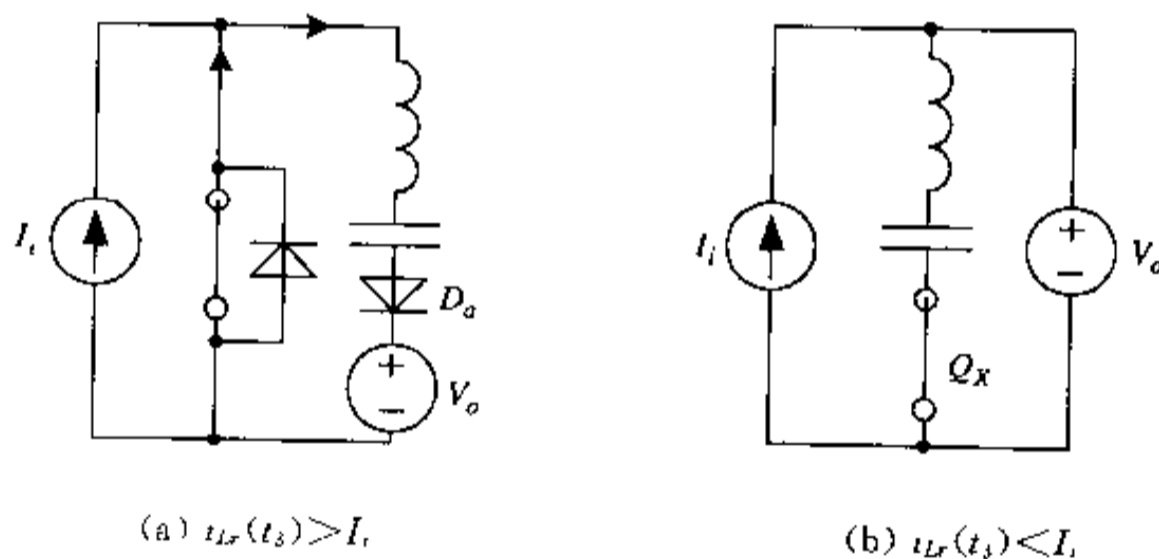


图 5.7 $i_{Lr}(t_3) \neq I_r$ 时的附加电路拓扑

3. 主要优缺点分析

与前述多种软开关功率变换电路相比, ZCT-PWM 电路具有很明显的优点。首先, 它可以使主功率开关管在零电流下关断, 从而极大地降低了类似 IGBT 这种具有很大电流拖尾的大功率半导体器件的关断损耗, 而在这同时, 几乎没有明显增加主功率开关管 Q 及整流二极管 D_r 的电压和电流应力。虽然在主功率开关管 Q 的导通电流波形上叠加有一个明显的呈正弦形脉冲, 但由于谐振周期远小于开关周期, 因此通过 Q 的电流平均值与常规 PWM 电路基本上是相同的, 对主功率开关管的通态损耗影响微乎其微。ZCT-PWM 电路的另一个明显优点是谐振网络可以自适应地根据输入电压和输出负载调整自己的环流能量。在确保主功率开关管零电流关断的前提下尽可能保持较小的环流能量, 这当然减小了整个电路的导通损耗。ZCT-PWM 电路的第三个优点是它的软开关条件与输入和输出无关, 这使它可以在一个很宽的输入电压和输出负载变化范围内实现软开关操

作。另外,ZCT-PWM 电路可以像常规 PWM 硬开关电路一样以恒频 PWM 方式工作。

虽然 ZCT-PWM 电路具有上述一系列明显的优点,但它远不是完美的。从图 5.4 可明显看出,虽然主功率开关管是在零电流下关断的,但是开通却是典型的硬开关过程。在主功率开关管开通的瞬间,由于整流二极管的反向恢复特性,将在主功率开关管中产生一个很大的电流尖峰,这个电流尖峰一方面危及了主功率开关管和整流二极管的安全运行,另一方面增加了开关损耗,因此在前述 Boost ZCT-PWM 电路中与常规的硬开关 Boost 电路一样需放置一个小电感与主功率开关管或整流二极管相串联以抑制开通时的电流尖峰。与常规硬开关 Boost PWM 电路不一样的是,通常在硬开关 Boost 电路中,当主功率开关管关断时,小电感中巨大的 di/dt 会给主功率开关管造成一个很大的电压尖峰,为了抑制这个电压尖峰,又需增加一个很大的缓冲吸收(Snubber)电路。而在 Boost ZCT-PWM 电路中,由于主功率开关管的零电流关断过程,使用较小的电压缓冲电路即可。然而主功率开关管的硬开通仍然是一个不可忽视的缺点。另外,ZCT-PWM 电路中的辅助开关管在零电流下导通,其关断却是一个硬开关过程。下一节将重点讨论如何解决上述基本的 Boost ZCT-PWM 电路的两点明显不足。

5.2 基本的零电流转换(ZCT)PWM 变换电路控制方式的改进

如前述,在基本的 Boost ZCT-PWM 变换电路中存在着明显的不足:主功率开关管 Q 的导通过程及整流二极管 D_R 的关断过程是硬开关过程;辅助开关管 Q_x 的关断过程也是一个硬开关过程。另外,从前面的讨论中还可以看到辅助谐振网络只是在主功率开关管 Q 的关断过程中发挥了作用,为 Q 创造了软关断条件,而在 Q 的开通过程中并未发挥积极的作用。那么接下来自然会想到,如果让辅助谐振网络在主功率开关管的开通过程中也发挥积极的作用,是否也会为 Q 创造出软开通的条件。事实上确实可以,下面将进一步详细讨论如何通过辅助谐振网络控制方式的改进,解决前述基本 Boost ZCT-PWM 电路中存在的问题。

基本的电路拓扑仍然如图 5.4 所示。为了使主开关管 Q 的开通和关断都能在软开关条件下完成,在一个完整的开关周期中辅助开关管 Q_x 需开关两次。下面将给出 Boost ZCT-PWM 电路在稳态条件下一个完整开关周期中各时间段电路的动态过程描述及相平面分析。在改进的控制方式下,图 5.4 所示电路拓扑在一个完整的开关周期中可分为十个时间段描述,对应着八种电路拓扑模式,各个时间段所对应的电路拓扑模式及主要电量波形分别如图 5.8 及图 5.9 所示。

设电路的初始状态为主开关管 Q 截止,二极管 D_R 导通,Boost 电感 L_f 通过 D_R 向输出放电,电路以常规的 PWM 模式工作,对应的电路拓扑模式如图 5.8(a)所示。这时辅助开关管 Q_x 处于断开状态, $i_{L_f}(t)=0$, $v_{C_D}(t)=V_{C_D}$ 。电路一个完整的开关周期从 t_0 时刻开始。下面为了分析方便,将把电路各时间段的动态过程分别描述,把每一个时间段的初始时刻都定义为 $t=0$ 时刻,而时间段长度为 $T_n=t_n-t_{n-1}$ 。

1. $t_0 \sim t_1$ 时间段

在时刻 t_0 ,辅助开关管 Q_x 导通,为主开关管 Q 的导通创造软开关条件。 Q_x 导通后,电

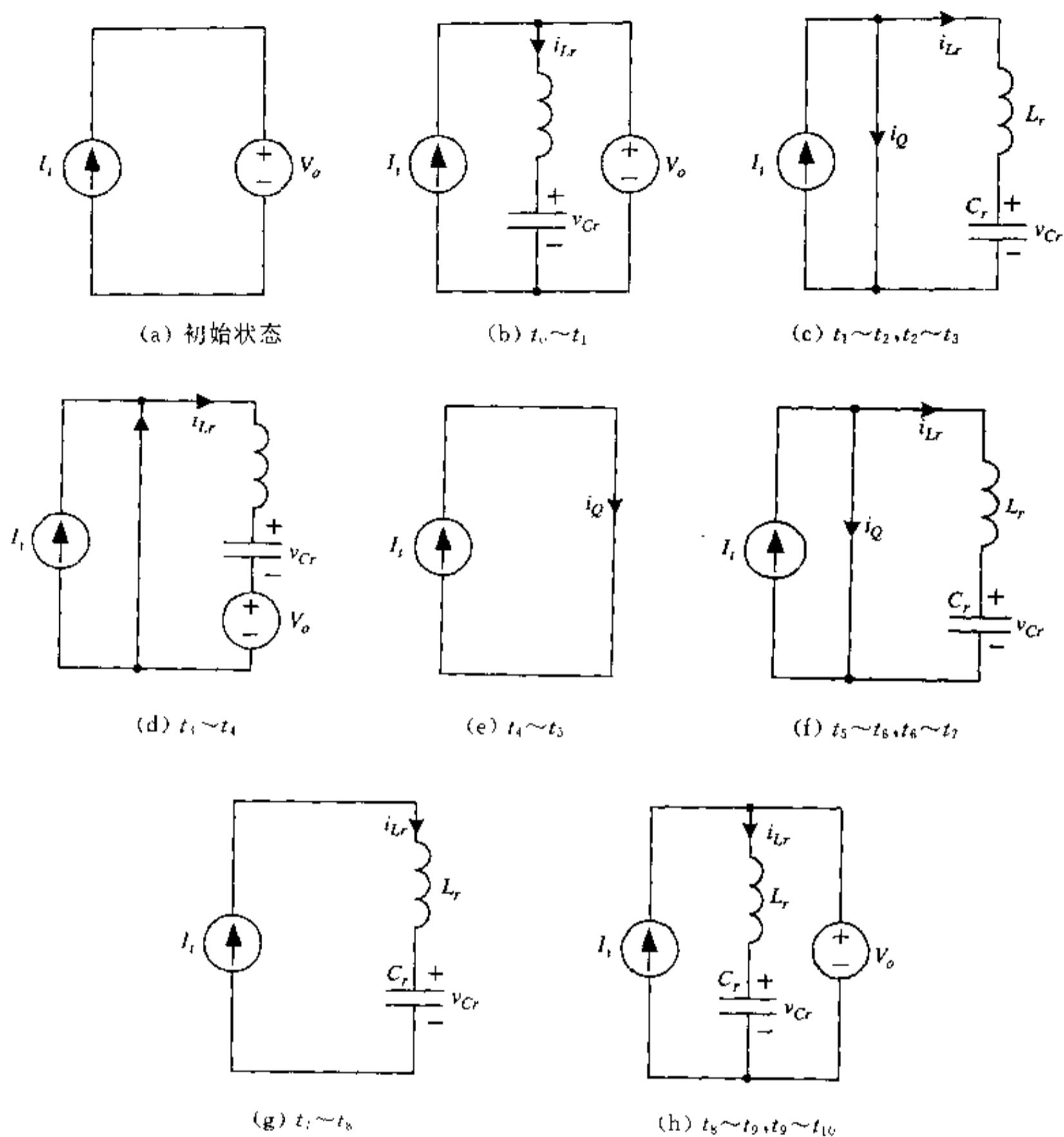


图 5.8 各时间段对应电路拓扑模式

容 C_r 与电感 L_r 在输出电压 V_o 的作用下开始谐振, 这个时间段对应的电路拓扑如图 5.8 (b) 所示。在这一时间段有:

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = V_o - v_{Cr} \\ C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} = i_{Lr} \end{cases} \quad (5.14)$$

初始条件:

$$\begin{cases} i_{Lr}(0) = 0 \\ v_{Cr}(0) = V_{Cr0} \end{cases}$$

解方程组(5.14)并代入初始条件可得:

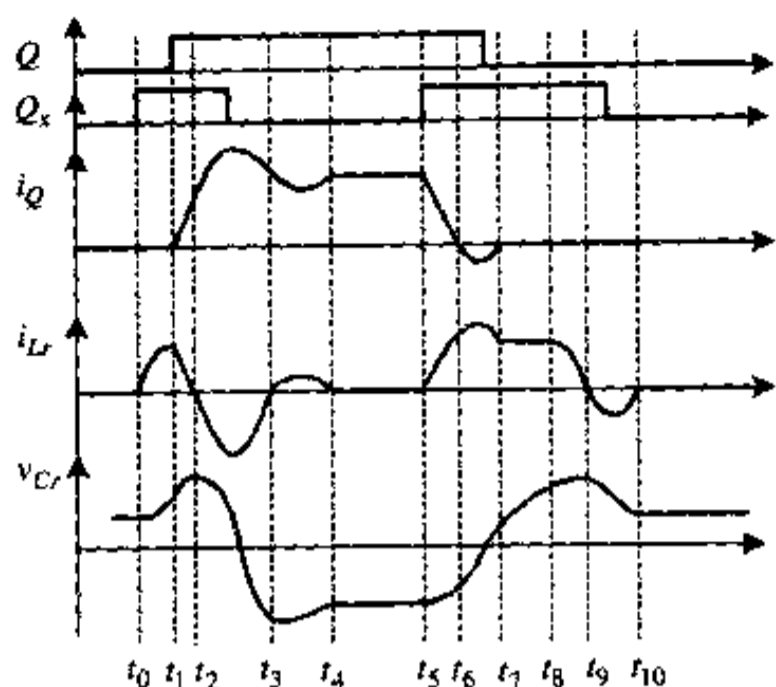


图 5.9 主要电量波形

$$\begin{cases} v_{Cr}(t) = V_o - (V_o - V_{C0})\cos\omega_r t \\ i_{Lr}(t) = \frac{V_o - V_{C0}}{Z_r} \sin\omega_r t \end{cases} \quad (5.15)$$

式中, $\omega_r = 1/\sqrt{L_r C_r}$ 为谐振角频率, $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$ 为谐振电路特性阻抗。

电容电压 v_{Cr} 和电感电流 i_{Lr} 均以谐振方式上升, 当 i_{Lr} 上升到等于 I_r 时, 这个时间段结束。将 $i_{Lr}(t_1) = I_r$ 代入式(5.15), 可得这一段时间长度:

$$T_1 = t_1 - t_0 = \frac{1}{\omega_r} \sin^{-1} \frac{I_r Z_r}{V_o - V_{C0}}$$

实际上从后面的分析可知 $V_{C0} = V_o - I_r Z_r$,

故可得:

$$T_1 = \frac{\pi}{2\omega_r} = \frac{1}{4} T_r \quad (5.16)$$

式中, T_r 为谐振周期。将 $t = T_1$ 代入式(5.15), 可得: $v_{Cr}(T_1) = V_o$ 。

2. $t_1 \sim t_2$ 时间段

在时刻 t_1 , i_{Lr} 上升到等于 I_r , 二极管 D_R 截止, 此时给出主功率开关管 Q 的触发信号, Q 可在零电流下导通。电容 C_r 和电感 L_r 通过 Q 所在支路继续谐振过程, 电感电流 i_{Lr} 谐振下降, 主开关管中电流 $i_Q = I_r - i_{Lr}$ 谐振上升, 电容电压 v_{Cr} 也谐振上升, 这个时间段对应的电路拓扑如图 5.8(c) 所示。这一时间段有:

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = -v_{Cr} \\ C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} = i_{Lr} \end{cases} \quad (5.17)$$

初始条件:

$$\begin{cases} i_{Lr}(0) = I_r \\ v_{Cr}(0) = V_o \end{cases}$$

解方程组(5.17)并代入初始条件可得:

$$\begin{cases} v_{Cr}(t) = V_{CM} \cos(\omega_r t - \beta_1) \\ i_{Lr}(t) = -I_{LM} \sin(\omega_r t - \beta_1) \end{cases} \quad (5.18)$$

式中, $V_{CM} = \sqrt{V_o^2 + I_r^2 Z_r^2}$, $I_{LM} = \sqrt{I_r^2 + \left(\frac{V_o}{Z_r}\right)^2}$, $\beta_1 = \tan^{-1} \frac{I_r Z_r}{V_o}$ 。

当 $i_{Lr}(t)$ 谐振到零时, 这一时间段结束。将 $i_{Lr}(t) = 0$ 代入式(5.18)可得这一时间段长度:

$$T_2 = t_2 - t_1 = \frac{\beta_1}{\omega_r} \quad (5.19)$$

将 $\omega_r T_2 = \beta_1$ 代入式(5.18)可得: $v_{Cr}(T_2) = V_{CM}$ 。

3. $t_2 \sim t_3$ 时间段

在时刻 t_2 , i_{Lr} 谐振到零。之后, 谐振电路继续其谐振过程, i_{Lr} 通过主功率开关管 Q 及辅助开关管 Q_x 的反并联二极管 D_x 向反方向谐振。这个时间段对应的电路拓扑仍然如图 5.8(c) 所示。其动态过程描述与上一个时间段完全相同, 但初始值不同, 即有:

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = -v_{Cr} \\ C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} = i_{Lr} \end{cases} \quad (5.20)$$

初始条件:

$$\begin{cases} i_{Lr}(0) = 0 \\ v_{Cr}(0) = V_{CM} \end{cases}$$

解方程组(5.20)并代入初始条件可得:

$$\begin{cases} v_{Cr}(t) = V_{CM} \cos \omega_r t \\ i_{Lr}(t) = -\frac{V_{CM}}{Z_r} \sin \omega_r t \end{cases} \quad (5.21)$$

当 i_{Lr} 再次谐振到零时, v_{Cr} 谐振到其负峰值 $-V_{CM}$, 这个时间段结束。在这个时间段里, 辅助开关管 Q_x 可以在零电流下关断。将 $i_{Lr}(t) = 0$ 代入式(5.21)可得这一时间段长度:

$$T_3 = t_3 - t_2 = \frac{\pi}{\omega_r} = \frac{1}{2} T_r \quad (5.22)$$

4. $t_3 \sim t_4$ 时间段

在时刻 t_3 , i_{Lr} 从负方向谐振到零, 由于此时 Q_x 已关断, 因此谐振电路无法按原有通路构成谐振。但由于此时 $|v_{Cr}| = V_{CM} > V_o$, 因此二极管 D_o 将导通, 谐振电路可通过输出端及 Q 的反并联二极管继续其谐振过程, 对应的电路拓扑如图 5.8(d) 所示。在这一时间段有:

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = -V_o - v_{Cr} \\ C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} = i_{Lr} \end{cases} \quad (5.23)$$

初始条件:

$$\begin{cases} i_{Lr}(0) = 0 \\ v_{Cr}(0) = -V_{CM} \end{cases}$$

解方程组(5.23)并代入初始条件可得:

$$\begin{cases} v_{Cr}(t) = -V_o - (V_{CM} - V_o) \cos \omega_r t \\ i_{Lr}(t) = \frac{V_{CM} - V_o}{Z_r} \sin \omega_r t \end{cases} \quad (5.24)$$

当 i_{Lr} 从正方向谐振到零时, 这个时间段结束。将 $i_{Lr}(t) = 0$ 代入式(5.24), 可得这一时间段长度:

$$T_4 = t_4 - t_3 = \frac{\pi}{\omega_r} \quad (5.25)$$

且

$$v_{Cr}(T_4) = -(2V_o - V_{CM})$$

5. $t_4 \sim t_5$ 时间段

在时刻 t_4 , i_{Lr} 下降到零, 之后谐振电路停止谐振, 电感电流 i_{Lr} 保持为零, 电容电压 v_{Cr} 保持为 $-(2V_o - V_{CM})$, 主功率开关管 Q 保持导通, Boost 电感处于充电状态。这时电路以常规的 PWM 方式运行, 对应的电路拓扑如图 5.8(e) 所示。这一时间段的持续时间由电路占空比的控制要求而确定。

6. $t_5 \sim t_6$ 时间段

在时刻 t_5 , 辅助开关管 Q_x 在零电流下再次导通, 为主功率开关管 Q 的关断作准备。之后, 谐振电路通过主开关管所在支路构成通路重新开始谐振。对应的电路拓扑如图 5.8(f) 所示。在这一时间段有:

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = -v_{Cr} \\ C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} = i_{Lr} \end{cases} \quad (5.26)$$

初始条件:

$$\begin{cases} i_{Lr}(0) = 0 \\ v_{Cr}(0) = -(2V_o - V_{CM}) \end{cases}$$

解方程组(5.26)并代入初始条件可得:

$$\begin{cases} v_{Cr}(t) = -(2V_o - V_{CM}) \cos \omega_r t \\ i_{Lr}(t) = \frac{2V_o - V_{CM}}{Z_r} \sin \omega_r t \end{cases} \quad (5.27)$$

当 i_{Lr} 上升到等于 I_r 时, i_{Cr} 下降到零, 这个时间段结束。将 $i_{Lr}(t) = I_r$ 代入式(5.27), 可得这一时间段的持续时间:

$$T_6 = t_6 - t_5 = \frac{1}{\omega_r} \sin^{-1} \frac{I_r Z_r}{2V_o - V_{CM}} = \frac{\beta_2}{\omega_r} \quad (5.28)$$

7. $t_6 \sim t_7$ 时间段

在时刻 t_6 , i_{Lr} 从零上升到 I_r 。之后, 谐振电路继续按同样的电路拓扑谐振, 电路的动态过程描述与 T_6 时间段完全相同。当 i_{Lr} 从正峰值再次谐振到 I_r 时, 这个时间段结束。将 $i_{Lr}(t) = I_r$ 代入式(5.27)可得:

$$\omega_r(T_6 + T_7) = \pi - \beta_2$$

从而可得:

$$T_7 = t_7 - t_6 = \frac{1}{\omega_r} (\pi - 2\beta_2) \quad (5.29)$$

将 $\omega_r t = \pi - \beta_2$ 代入到式(5.27)可得:

$$v_{Cr}(t_7) = V_{Cr} = \sqrt{(2V_o - V_{CM})^2 - I_r^2 Z_r^2} < V_o \quad (5.30)$$

在这一时间段中, 可以在零电流下关断主功率开关管 Q 。

8. $t_7 \sim t_8$ 时间段

在时刻 t_7 , i_{Lr} 从正峰值谐振下降到 I_i 。在前述基本的 Boost ZCT-PWM 电路中, 此时应关断辅助开关管 Q_x , 这样关断过程将是一个硬关断过程。为了使辅助开关管 Q_x 也能在零电流下关断, 在这个时刻继续保持 Q_x 导通, 这时谐振电路将停止谐振, i_{Lr} 将保持等于 I_i , 电容电压 v_{Cr} 在恒流源的作用下线性上升。这个时间段对应的电路拓扑如图 5.8(g) 所示。在这一时间段有:

$$i_{Lr}(t) = I_i, C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} = I_i \quad (5.31)$$

初始条件:

$$v_{Cr}(0) = V_{Cr7}$$

解方程式(5.31)并代入初始条件可得:

$$v_{Cr}(t) = \frac{I_i}{C_r} t + V_{Cr7} \quad (5.32)$$

当 v_{Cr} 上升到等于 V_o 时, 这个时间段结束。将 $v_{Cr}(t) = V_o$ 代入式(5.32), 可得这一时间段的持续时间:

$$T_8 = t_8 - t_7 = \frac{C_r}{I_i} (V_o - V_{Cr7}) \quad (5.33)$$

9. $t_8 \sim t_9$ 时间段

在时刻 t_8 , v_{Cr} 线性上升到等于 V_o 。之后, 整流二极管 D_R 将导通, 谐振电路通过输出构成回路再次谐振。对应的电路拓扑如图 5.8(h) 所示。在这一时间段有:

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = V_o - v_{Cr} \\ C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} = i_{Lr} \end{cases} \quad (5.34)$$

初始条件:

$$\begin{cases} i_{Lr}(0) = I_i \\ v_{Cr}(0) = V_o \end{cases}$$

解方程组(5.34)并代入初始条件可得:

$$\begin{cases} v_{Cr}(t) = V_o + I_i Z_r \sin \omega_r t \\ i_{Lr}(t) = I_i \cos \omega_r t \end{cases} \quad (5.35)$$

当 i_{Lr} 谐振到零, v_{Cr} 谐振到其正峰值 $V_o + I_i Z_r$ 时, 这个时间段结束。从式(5.35)可知这一时间段的持续时间长度为:

$$T_9 = t_9 - t_8 = \frac{\pi}{2\omega_r} = \frac{1}{4} T_r \quad (5.36)$$

10. $t_9 \sim t_{10}$ 时间段

在时刻 t_9 , i_{Lr} 谐振到零。之后, 谐振电路继续谐振, i_{Lr} 将通过辅助开关管 Q_x 的反并联二极管 D_x 向反方向谐振, v_{Cr} 将从其正峰值谐振下降。这个时间段对应的电路拓扑与 T_9 时间

段完全相同,动态过程描述也完全一样。当 i_L 谐振到零时,这个时间段结束。在这段时间间隔,辅助开关管 Q_x 可以在零电流下关断。在 t_{10} 时刻之后,辅助谐振电路停止谐振,一个完整的开关周期结束。之后,电路将回到初始状态,以常规的 PWM 方式运行。由式 (5.35) 可得这个时间段长度:

$$T_9 = t_9 - t_8 = \frac{\pi}{\omega_r} = \frac{1}{2}T_r \quad (5.37)$$

将 $T_{10} = \frac{1}{2}T_r$ 代入到式 (5.35) 可得:

$$v_{Cr}(T_{10}) = V_{C0} = V_o - I_r Z_r \quad (5.38)$$

上述 Boost ZCT-PWM 电路在新型控制方式下,谐振电路在一个完整的开关周期中的状态轨迹变化同样可以在状态平面图上表示出来,如图 5.10 所示。

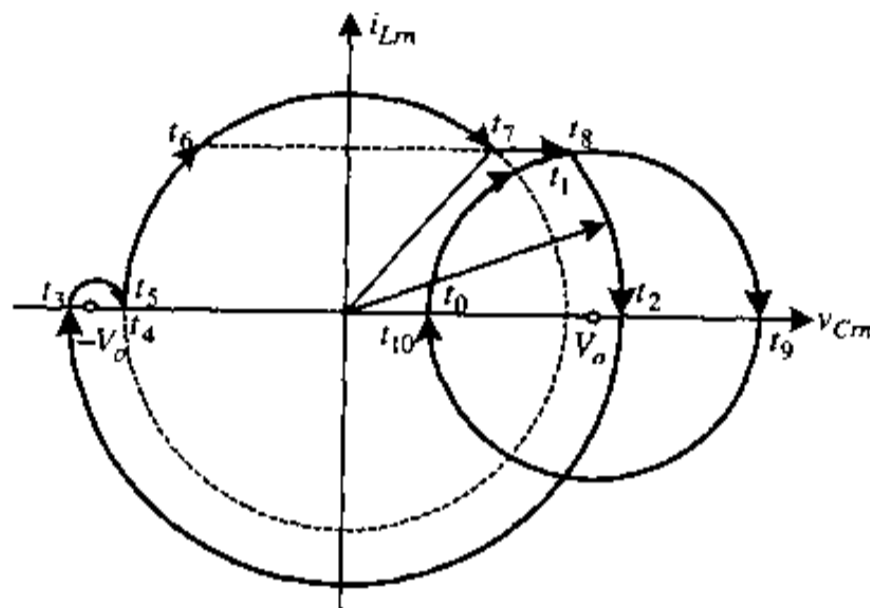


图 5.10 状态平面图

从上述讨论中可以看到,基本的 Boost ZCT-PWM 电路在新型控制方式下,主功率开关管和辅助开关管的开通和关断过程都可以在零电流条件下完成。这种新型的控制方式为电路中的开关管、二极管创造了良好的状态转换条件。并且在这同时,保持了几乎基本的 ZCT-PWM 电路的全部优点,如在实现软开关的同时并不给主功率器件增加过多额外的电压或电流应力;软开关条件与输入电压和输出负载变化无关;谐振电路储能可根据输入电压和输出负载自适应调节;可以采用恒频 PWM 控制方式等等。与基本的 Boost ZCT-PWM 电路相比,不足之处是在这种新型的控制方式下,谐振电路在创造软开关条件时需处理的环流能量明显增大了,这一点从上述动态过程讨论、主要电量波形图及状态平面图上均可看到,而环流能量的增加当然会增加电路中各部分的导通损耗,从而阻碍了整个电路效率的进一步提高。这个不足实际上可以通过对基本的 ZCT-PWM 电路拓扑结构稍加改进而得到解决。

5.3 基本的零电流转换(ZCT)PWM 变换电路拓扑结构的改进

前述基本的 Boost ZCT-PWM 电路拓扑在一种改进控制方式下,电路中的主功率开关管 Q 和辅助开关管 Q_x 在零电流下实现了导通和关断过程。美中不足的是在整个开关过程中,谐振电路需要更大的环流能量,从而增加了整个电路的导通损耗。下面要讨论通过

对基本的 Boost ZCT-PWM 电路拓扑稍加改动, 并给辅助谐振电路以适当的控制方式, 就可以在较小的环流能量下同样实现主、辅开关管 Q 、 Q_x 的零电流导通和关断。

新的改动后的 Boost ZCT-PWM 电路拓扑如图 5.11 所示。与基本的 Boost ZCT-PWM 电路拓扑相比, 只是把辅助续流二极管与辅助开关管的位置进行了互换。

下面将给出改进后的 Boost ZCT-PWM 电路拓扑在稳态条件下, 一个完整的

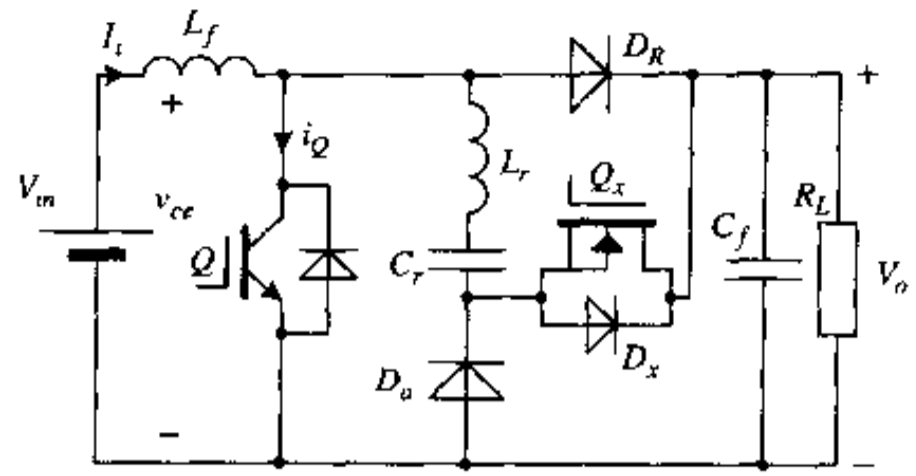


图 5.11 改进的 Boost ZCT-PWM 电路

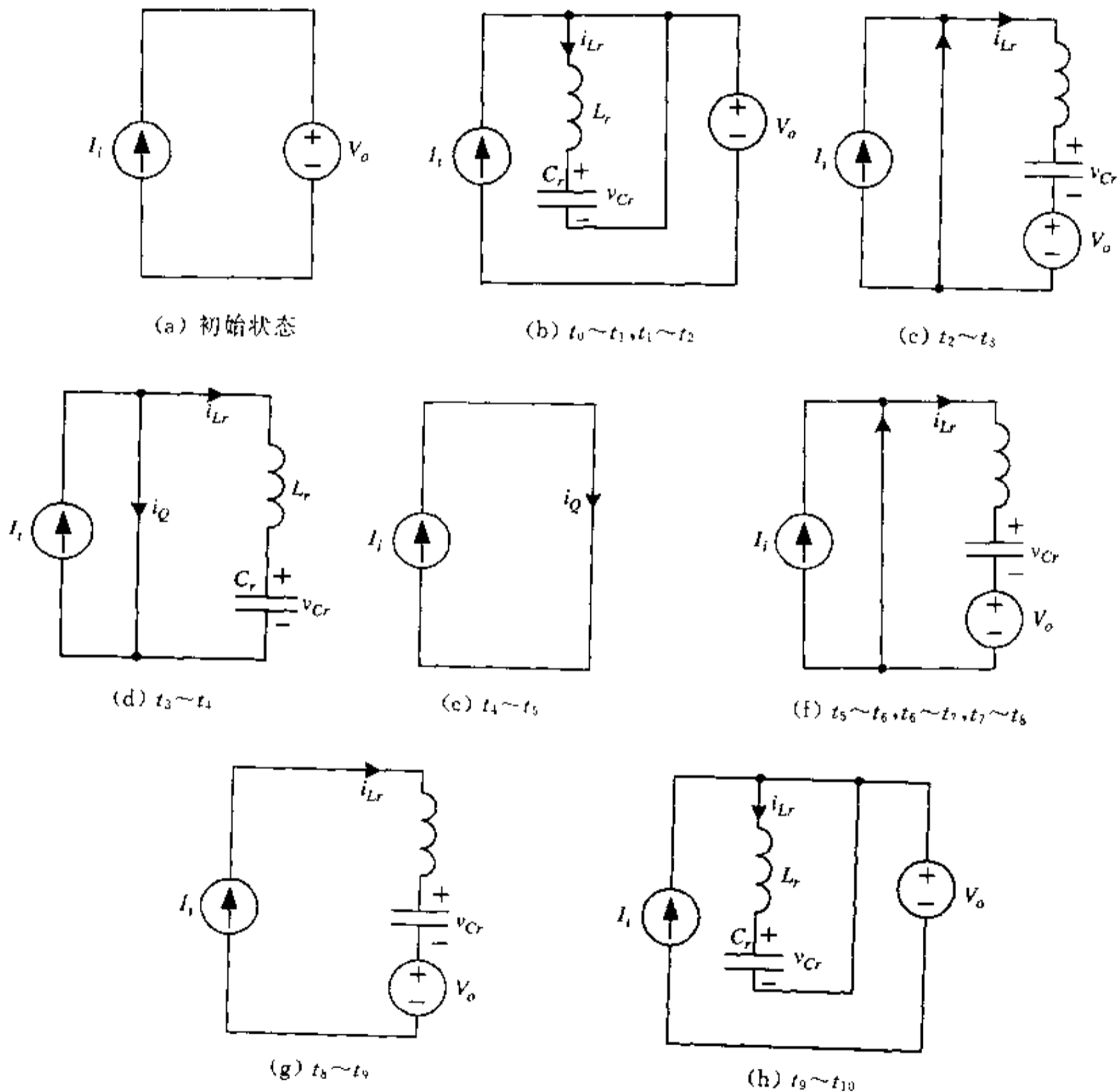


图 5.12 各时间段对应电路拓扑模式

开关周期中的动态过程分析及相应的相平面轨迹。图 5.11 所示改进后的电路拓扑在一个完整的开关周期中同样需要分为十个时间段描述, 对应着八种电路拓扑模式。图 5.12 所

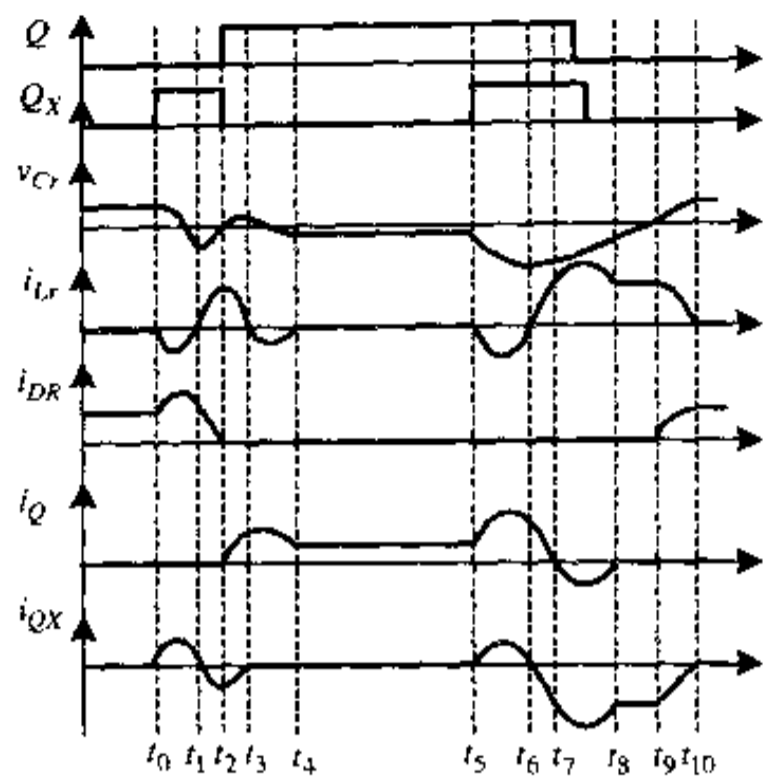


图 5.13 主要电量波形

示为各个时间段对应的电路拓扑模式,图 5.13 给出了主要电量波形。

同样与前述相同,设电路的初始状态为主功率开关管 Q 截止,Boost 电感 L_f 通过整流二极管 D_R 向输出放电,电路以常规的 PWM 模式工作,对应的电路拓扑模式如图 5.12(a)所示。这时,辅助开关管 Q_x 处于断开状态, $i_{Lr}(t) = 0, v_{Cr}(t) = V_{C0}$,从后面的推导可得: $V_{C0} = I_r Z_r$ 。电路的一个完整开关周期从时刻 t_0 开始。

1. $t_0 \sim t_1$ 时间段

在时刻 t_0 , 导通辅助开关管 Q_x , 谐振电路通过 D_R, Q_x 构成回路谐振,对应的电路拓

扑如图 5.12(b)所示。这个时间段有:

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = -v_{Cr} \\ C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} = i_{Lr} \end{cases} \quad (5.39)$$

初始条件:

$$\begin{cases} i_{Lr}(0) = 0 \\ v_{Cr}(0) = V_{C0} = I_r Z_r \end{cases}$$

解方程组(5.39)并代入初始条件可得:

$$\begin{cases} v_{Cr}(t) = V_{C0} \cos \omega_r t \\ i_{Lr}(t) = -\frac{V_{C0}}{Z_r} \sin \omega_r t \end{cases} \quad (5.40)$$

同样,式中, $\omega_r = 1/\sqrt{L_r C_r}$ 为谐振角频率, $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$ 为谐振电路特性阻抗。

当电感电流 i_{Lr} 谐振到零,电容电压 v_{Cr} 谐振到其负峰值时,这个时间段结束。由式(5.40)可知:

$$T_1 = t_1 - t_0 = \frac{\pi}{\omega_r} = \frac{1}{2} T_r \quad (5.41)$$

式中, T_r 为谐振周期。

2. $t_1 \sim t_2$ 时间段

在时刻 t_1, i_{Lr} 谐振到零。之后, i_{Lr} 继续向反方向谐振。该时段对应的电路拓扑模式仍为拓扑模式(b),电路的动态过程描述仍由式(5.39)确定,初始条件为:

$$\begin{cases} i_{Lr}(0) = 0 \\ v_{Cr}(0) = -V_{C0} \end{cases}$$

解方程组(5.39)并代入初始条件可得:

$$\begin{cases} v_{Cr}(t) = -V_{C0}\cos\omega_r t \\ i_{Lr}(t) = \frac{V_{C0}}{Z_r}\sin\omega_r t \end{cases} \quad (5.42)$$

当 i_{Lr} 上升到等于输入电流 I 时, 二极管 D_R 截止, 这个时间段结束。

将 $i_{Lr}(t) = I$ 代入式(5.42), 可得这一时间段长度:

$$T_2 = t_2 - t_1 = \frac{1}{\omega_r} \sin^{-1} \frac{I Z_r}{V_{C0}} = \frac{\pi}{2\omega_r} = \frac{1}{4} T_r \quad (5.43)$$

且
$$v_{Cr}(t_2) = V_{C2} = \sqrt{V_{C0}^2 - I^2 Z_r^2} = 0 \quad (5.44)$$

3. $t_2 \sim t_3$ 时间段

在时刻 t_2 , i_{Lr} 等于 I , D_R 截止。此时刻可导通主功率开关管 Q , 并关断辅助开关管 Q_X , 这个导通和关断过程都是在零电流下完成的。之后, 谐振电路继续谐振。这个时间段, 电路以图 5.12(c) 所示电路拓扑模式工作。在这个时间段有:

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = -v_{Cr} - V_o \\ C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} = i_{Lr} \end{cases} \quad (5.45)$$

初始条件:

$$\begin{cases} i_{Lr}(0) = I \\ v_{Cr}(0) = 0 \end{cases}$$

解方程组(5.45)并代入初始条件可得:

$$\begin{cases} v_{Cr}(t) = V_{CM} \sin(\omega_r t + \beta_1) - V_o \\ i_{Lr}(t) = I_{LM} \cos(\omega_r t + \beta_1) \end{cases} \quad (5.46)$$

其中, $V_{CM} = \sqrt{V_o^2 + I^2 Z_r^2}$, $I_{LM} = \sqrt{I^2 + \left(\frac{V_o}{Z_r}\right)^2}$, $\beta_1 = \tan^{-1} \frac{V_o}{I Z_r}$ 。

当 i_{Lr} 下降到零时, 这个时间段结束。将 $i_{Lr}(t) = 0$ 代入式(5.46)可得这个时间段长度:

$$T_3 = t_3 - t_2 = \frac{1}{\omega_r} \left(\frac{\pi}{2} - \beta_1 \right) \quad (5.47)$$

且

$$v_{Cr}(t_3) = V_{C3} = V_{CM} - V_o$$

4. $t_3 \sim t_4$ 时间段

在时刻 t_3 , i_{Lr} 谐振到零。之后, 谐振电路通过主功率开关管 Q 及辅助二极管 D_a 构成通路继续谐振, i_{Lr} 反方向流动。这个时间段对应的电路拓扑模式如图 5.12(d) 所示。在这个时间段有:

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = -v_{Cr} \\ C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} = i_{Lr} \end{cases} \quad (5.48)$$

初始条件:

$$\begin{cases} i_{Lr}(0) = 0 \\ v_{Cr}(0) = V_{CM} - V_o = V_{C3} \end{cases}$$

解方程组(5.49)并代入初始条件可得:

$$\begin{cases} v_{Cr}(t) = (V_{CM} - V_o)\cos\omega_r t \\ i_{Lr}(t) = -\frac{2V_{CM} - V_o}{Z_r}\sin\omega_r t \end{cases} \quad (5.49)$$

当 i_{Lr} 再次谐振到零时, 这个时间段结束。将 $i_{Lr}(t) = 0$ 代入式(5.49), 可得这个时间段长度:

$$T_4 = t_4 - t_3 = \frac{\pi}{\omega_r} = \frac{1}{2}T_r \quad (5.50)$$

且

$$v_{Cr}(t_4) = -(V_{CM} - V_o)$$

5. $t_4 \sim t_5$ 时间段

在时刻 t_4 , i_{Lr} 从反方向谐振到零。之后, 谐振电路停止工作, 电感电流 i_{Lr} 保持为零, 电容电压 v_{Cr} 保持为 $-(V_{CM} - V_o)$, 主功率开关管 Q 保持导通, Boost 电感 L_f 处于充电状态。这时, 整个电路以常规的 PWM 方式运行, 对应的电路拓扑模式如图 5.12(e) 所示。这个时间段的持续时间由电路占空比的控制要求而确定。

6. $t_5 \sim t_6$ 时间段

在时刻 t_5 , 辅助开关管 Q_x 在零电流下再次导通, 为主功率开关管 Q 的关断作准备。之后, 在输出电压 V_o 的作用下, 谐振电路通过主开关管 Q 所在支路再次开始谐振。这个时间段, 电路以图 5.12(f) 所示电路拓扑模式工作。在这个时间段有:

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = -v_{Cr} - V_o \\ C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} = i_{Lr} \end{cases} \quad (5.51)$$

初始条件:

$$\begin{cases} i_{Lr}(0) = 0 \\ v_{Cr}(0) = -(V_{CM} - V_o) \end{cases}$$

解方程组(5.51)并代入初始条件可得:

$$\begin{cases} v_{Cr}(t) = -V_o - (V_{CM} - 2V_o)\cos\omega_r t \\ i_{Lr}(t) = -\frac{2V_o - V_{CM}}{Z_r}\sin\omega_r t \end{cases} \quad (5.52)$$

当 i_{Lr} 从反方向谐振到零时, 这个时间段结束。将 $i_{Lr}(t) = 0$ 代入式(5.52)可得:

$$T_6 = t_6 - t_5 = \frac{\pi}{\omega_r} = \frac{1}{2}T_r \quad (5.53)$$

且

$$v_{Cr}(t_6) = -(3V_o - V_{CM})$$

7. $t_6 \sim t_7$ 时间段

在时刻 t_6 , i_{Lr} 谐振到零, 之后, 继续向反方向谐振。这个时间段对应的电路拓扑模式仍

为拓扑模式(f), 电路的动态过程描述仍由方程组(5.51)确定。初始条件为:

$$\begin{cases} i_L(0) = 0 \\ v_{Cr}(0) = -(3V_o - V_{CM}) \end{cases}$$

解方程组(5.51)并代入初始条件可得:

$$\begin{cases} v_{Cr}(t) = -V_o - (2V_o - V_{CM})\cos\omega_r t \\ i_{Lr}(t) = \frac{2V_o - V_{CM}}{Z_r} \sin\omega_r t \end{cases} \quad (5.54)$$

当 i_{Lr} 上升到等于 I_r 时, i_{Cr} 下降到零, 这个时间段结束。将 $i_{Lr}(t) = I_r$ 代入式(5.54), 可得这一时间段的持续时间:

$$T_7 = t_7 - t_6 = \frac{1}{\omega_r} \sin^{-1} \frac{I_r Z_r}{2V_o - V_{CM}} = \frac{\beta_2}{\omega_r} \quad (5.55)$$

8. $t_7 \sim t_8$ 时间段

在这个时间段, 电路继续工作于拓扑模式(f), 电路的动态过程描述与 T_6, T_7 时间段相同, 继续通过辅助开关管 Q_x 的反并联二极管 D_x 向正方向谐振, 主功率开关管 Q 所在支路电流向反方向谐振(即通过其反并联二极管流动)。当 i_{Lr} 再次谐振到 I_r 时, i_{Cr} 谐振到零, 这个时间段结束。在这个时间段, 可在零电流下关断主功率开关管 Q 和辅助开关管 Q_x 。将 $i_{Lr}(t) = I_r$ 代入式(5.54)可得:

$$\omega_r(T_7 + T_8) = \pi - \beta_2$$

则
$$T_8 = \frac{1}{\omega_r} (\pi - 2\beta_2) \quad (5.56)$$

且有:
$$v_{Cr}(t_8) = -(V_o + \sqrt{(2V_o - V_{CM})^2 - I_r^2 Z_r^2}) = V_{C8}$$

9. $t_8 \sim t_9$ 时间段

在这个时间段, 谐振电路停止谐振, 电容 C_r 由恒定的输入电流 I_r 充电, 电容电压线性上升, 对应的电路拓扑模式如图 5.12(g) 所示。在这个时间段有:

$$i_{Lr}(t) = I_r, \quad C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} = I_r \quad (5.57)$$

初始条件:

$$v_{Cr}(0) = V_{C8}$$

解方程式(5.57), 并代入初始条件, 可得:

$$v_{Cr}(t) = \frac{I_r}{C_r} t + V_{C8} \quad (5.58)$$

当 v_{Cr} 从负值上升到零时, 这一时间段结束。由式(5.58)可得这一时间段长度:

$$T_9 = t_9 - t_8 = -\frac{V_{C8} C_r}{I_r} = \frac{C_r}{I_r} (V_o + \sqrt{(2V_o - V_{CM})^2 - I_r^2 Z_r^2}) \quad (5.59)$$

10. $t_9 \sim t_{10}$ 时间段

在时刻 t_9 , v_{Cr} 上升到零。之后, 整流二极管 D_R 由于正偏而导通, 谐振电路重新开始谐

振。这个时间段的电路拓扑模式如图 5.12(h)所示。在这个时间段有：

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = -v_{Cr} \\ C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} = i_{Lr} \end{cases} \quad (5.60)$$

初始条件：

$$\begin{cases} i_{Lr}(0) = I_r \\ v_{Cr}(0) = 0 \end{cases}$$

解方程组(5.60)并代入初始条件可得：

$$\begin{cases} v_{Cr}(t) = I_r Z_r \sin \omega_r t \\ i_{Lr}(t) = I_r \cos \omega_r t \end{cases} \quad (5.61)$$

当 i_{Lr} 谐振到零, v_{Cr} 谐振到其正峰值 $I_r Z_r$ 时, 这个时间段结束。由式(5.61)可知这一时间段的持续时间长度为：

$$T_{10} = t_{10} - t_9 = \frac{\pi}{2\omega_r} = \frac{1}{4} T_r \quad (5.62)$$

且在 t_{10} 时刻有：

$$v_{Cr}(t_{10}) = I_r Z_r \sin \frac{\pi}{2} = I_r Z_r = V_{Cr0} \quad (5.63)$$

到时刻 t_{10} , 整个开关过程结束, 电路重新回到初始状态, 以常规的 PWM 模式运行。这个状态的持续时间由电路的占空比控制要求而确定。

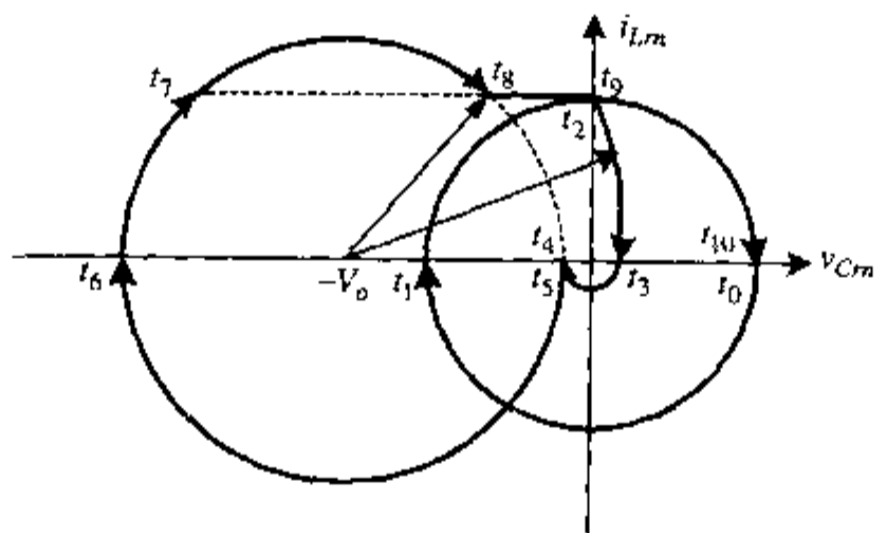


图 5.14 状态平面图

上述拓扑结构改进的 Boost ZCT-PWM 电路在一个完整开关周期中, 谐振电路的状态轨迹变化可用图 5.14 所示状态平面图表示。

从上述动态过程分析、主要电量波形图及状态平面图都可以看出, 拓扑结构改进的 Boost ZCT-PWM 电路与基本的 Boost ZCT-PWM 电路在改进控制方式下相比较, 前者在保留后者全部优点的同时, 减小了整个过程中要处理的环流能量, 减小了电路的

导通损耗, 使得 ZCT-PWM 电路在工程实用中更具有了更强的吸引力。

5.4 基本的零电压转换(ZVT)PWM 变换电路

5.4.1 基本的 ZVT-PWM 电路的拓扑结构和工作原理

谐振网络与主功率开关管 Q 相并联, 并使主功率开关管在零电压下完成开关过程的 PWM 变换器称为零电压转换(ZVT-PWM)变换器。图 5.15 称为零电压转换开关, 其中辅助谐振网络由辅助开关管 Q_x 、谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 及辅助二极管 D_a 构成。与图

5.1 相比,可看出 ZVT-PWM 开关与 ZCT-PWM 开关非常相似,唯一的区别是谐振电容 C_r 的位置变了,而由前述可知,让主功率开关管 Q 两端的电容参与谐振过程是所有类型的零电压开关变换器的共同特征。将图 5.15 所示 ZVT-PWM 开关带入到常规的 PWM 开关变换器中,可以得到一族基本的 ZVT-PWM 变换器拓扑,如图 5.16 所示。

基本的 ZVT-PWM 变换器的工作原理可简述如下:在每一次主功率开关管 Q 需要导通之前,先导通辅助开关管 Q_x ,使辅助谐振网络谐振,当主开

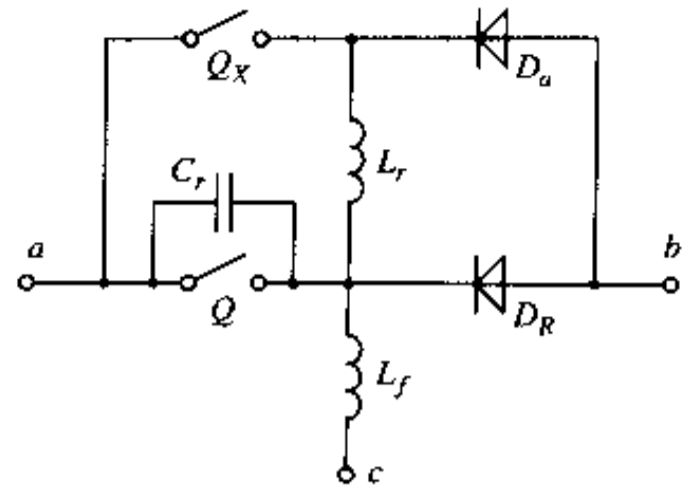


图 5.15 零电压转换开关

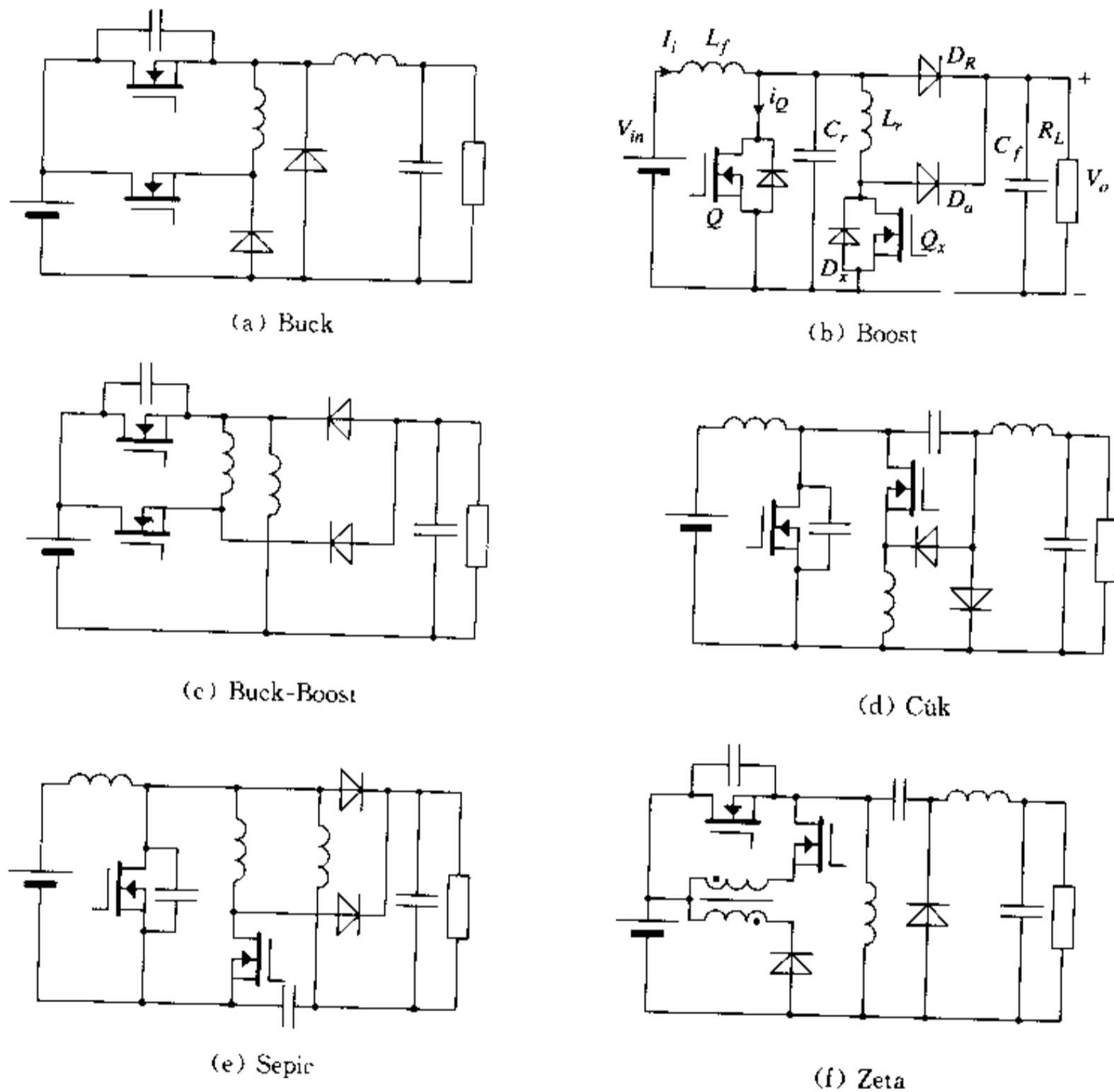


图 5.16 六种基本的 ZVT-PWM 变换器拓扑

关管 Q 两端电容电压谐振到零后,在零电压下导通主开关管 Q 。主开关管 Q 完成导通后,迅速关断辅助开关管 Q_x ,使辅助谐振电路停止工作。之后,电路以常规的 PWM 方式运行。主功率开关管 Q 的关断过程是在 Snubber 电容 C_r 的作用下完成的,因此本身就是一个软关断过程,并不需要辅助电路作用。

下面仍以 Boost 型 ZVT-PWM 电路为例,对基本的零电压转换电路的工作过程作进一步详细讨论与说明。图 5.16(b)所示就是基本的 Boost ZVT-PWM 电路。

5.4.2 基本的 Boost ZVT-PWM 变换器的工作过程讨论

与前面一样,在进行讨论之前,作如下几点假定:

- 所有元器件都是理想的。
- 输入滤波电感足够大,故在一个开关周期中,电压源 V_m 及输入滤波电感 L_f 可用一恒值电流源 I_i 代替。

- 输出滤波电容足够大,故在一个开关周期中, C_f, R_L 可用一恒值电压源 V_o 代替。

Boost ZVT-PWM 电路一个完整的开关周期从主功率开关管 Q 导通到关断可分为七个时间段描述。图 5.17 为各时间段对应的电路拓扑模式,图 5.18 为主要电量波形图。

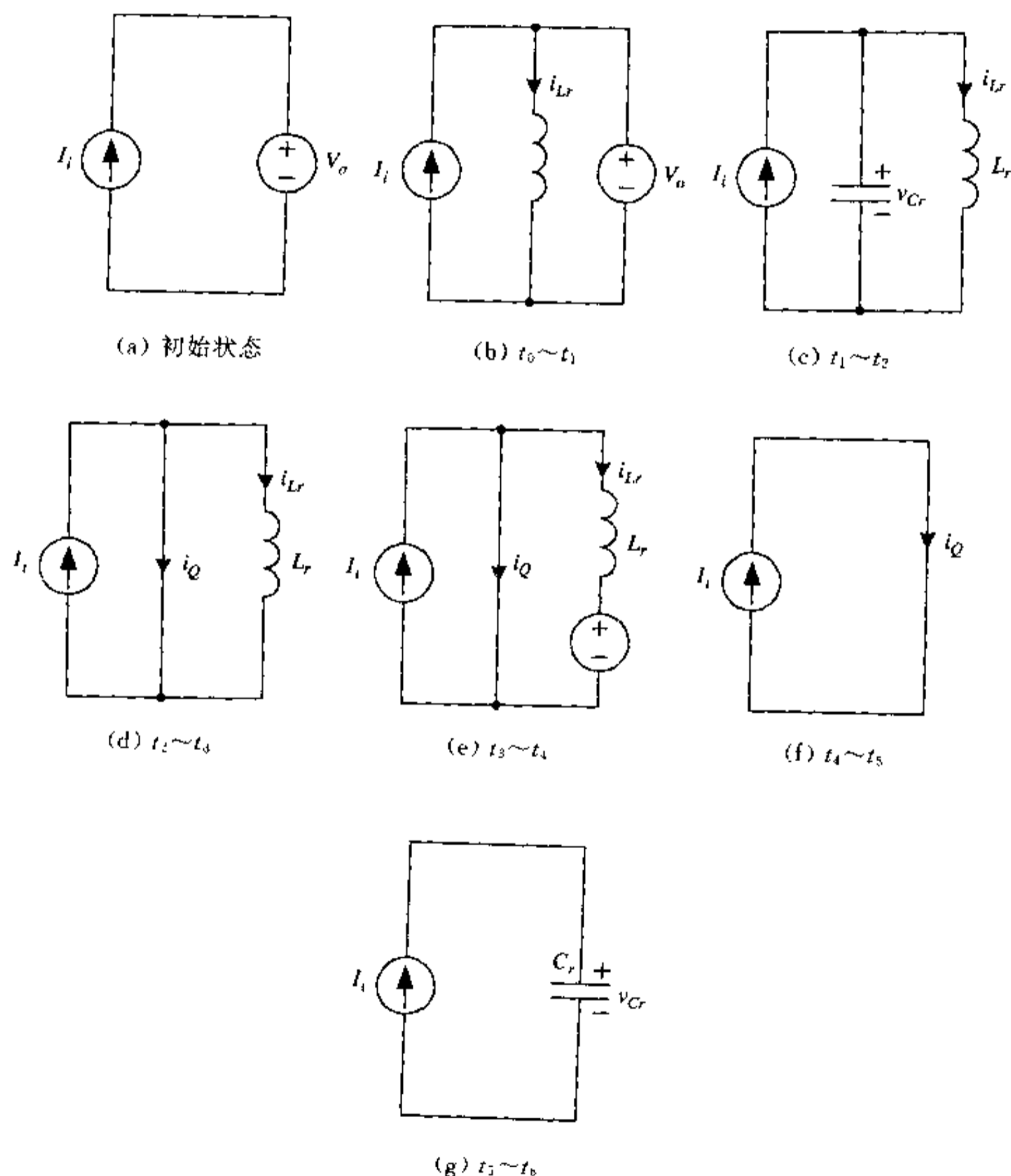


图 5.17 各时间段对应电路拓扑模式

设在 t_0 时刻之前, 电路的初始状态为: 主功率开关管 Q 及辅助开关管 Q_x 均为关断状态, 二极管 D_R 导通。等效电路拓扑如图 5.17(a) 所示, 电路以常规的 PWM 方式运行, 与常规 Boost 电路在开关断开时相同。

1. $t_0 \sim t_1$ 时间段

在时刻 t_0 , 导通辅助开关管 Q_x (零电流下导通)。之后, 谐振电感 L_r 中的电流 i_{Lr} 在输出电压 V_o 的作用下线性上升, 二极管 D_R 中的电流线性下降。该时间段的等效电路如图 5.17(b) 所示。当电感电流 i_{Lr} 上升到等于输入电流 I_i 时, 二极管 D_R 关断, 这个时间段结束。在这个时间段有:

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = V_o \quad (5.64)$$

初始条件:

$$i_{Lr}(t_0) = 0$$

解方程式(5.64)并代入初始条件, 得:

$$i_{Lr} = \frac{V_o}{L_r}(t - t_0) \quad (5.65)$$

$$i_{DR} = I_i - i_{Lr} = I_i - \frac{V_o}{L_r}(t - t_0)$$

将 $i_{Lr}(t_1) = I_i$ 代入式(5.65)可得这个时间段长度:

$$T_1 = t_1 - t_0 = \frac{I_i L_r}{V_o} \quad (5.66)$$

2. $t_1 \sim t_2$ 时间段

在时刻 t_1 , i_{Lr} 等于 I_i , 二极管 D_R 关断。之后, L_r 和 C_r 开始谐振, C_r 中储存的能量向 L_r 中转移, 使 i_{Lr} 继续上升。这个时间段对应的电路拓扑模式如图 5.17(c) 所示。在这个时间段有:

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = v_{Cr} \\ C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} = I_i - i_{Lr} \end{cases} \quad (5.67)$$

初始条件:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t_1) = I_i \\ v_{Cr}(t_1) = V_o \end{cases}$$

解方程组(5.67)并代入初始条件可得:

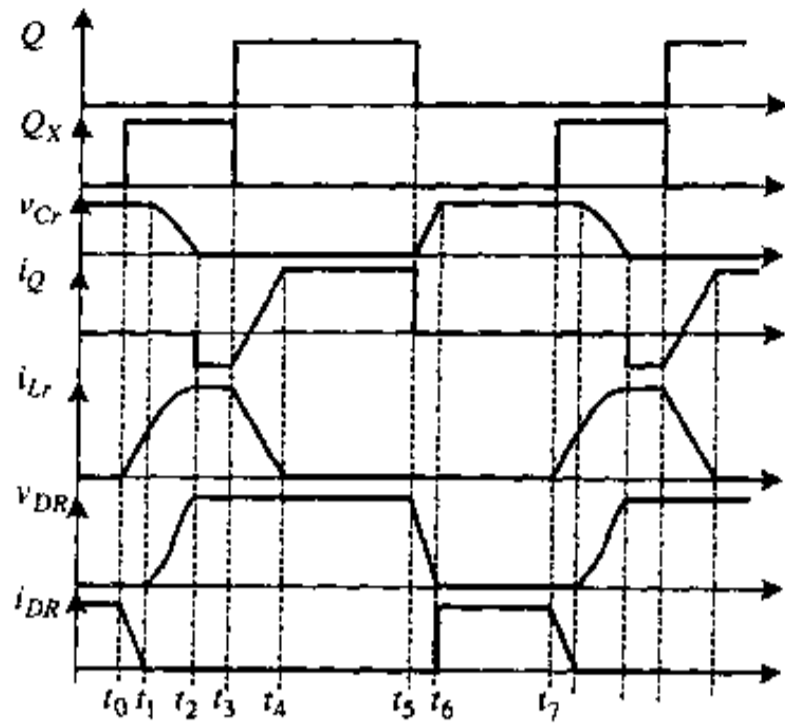


图 5.18 主要电量波形

$$\begin{cases} v_{Cr}(t) = V_o \cos \omega_r (t - t_1) \\ i_{Lr}(t) = \frac{V_o}{Z_r} \sin \omega_r (t - t_1) + I_r \end{cases} \quad (5.68)$$

式中, $\omega_r = 1/\sqrt{L_r C_r}$ 为谐振角频率, $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$ 为谐振电路特性阻抗。

当 v_{Cr} 谐振到零时, 这个时间段结束。将 $v_{Cr}(t_2) = 0$ 代入式(5.68)可得这个时间段长度:

$$T_2 = t_2 - t_1 = \frac{\pi}{2\omega_r} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_r} \quad (5.69)$$

3. $t_2 \sim t_3$ 时间段

在时刻 t_2 , v_{Cr} 下降到零, 主功率开关管 Q 的反并联二极管开始导电, 谐振电路停止谐振, 电容电压 v_{Cr} (即 Q 两端电压 v_{DS}) 被箝位在零, 电感电流 i_{Lr} 保持恒定。这个时间段对应的电路拓扑模式如图 5.17(d) 所示。在这一时间段有:

$$v_{Cr}(v_{DS}) = 0, \quad i_{Lr} = I_r + \frac{V_o}{Z_r}, \quad i_Q = I_r - i_{Lr} = -\frac{V_o}{Z_r}, \quad v_{DR} = V_o$$

在这个时间段, 可使主功率开关管 Q 在零电压下完成导通过程, 而该时间段将延续到辅助开关管 Q_x 的关断。

4. $t_3 \sim t_4$ 时间段

在时刻 t_3 , 关断辅助开关管 Q_x (硬关断)。之后, 谐振电感电流 i_{Lr} 将通过辅助二极管 D_o 流向输出, 并在输出电压 V_o 的作用下线性下降。此阶段等效电路拓扑如图 5.17(e) 所示。这一时间段有:

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = -V_o \quad (5.70)$$

初始条件:

$$i_{Lr}(t_3) = I_r + \frac{V_o}{Z_r}$$

解方程式(5.70)并代入初始条件, 可得:

$$i_{Lr} = -\frac{V_o}{L_r}(t - t_3) + I_r + \frac{V_o}{Z_r} \quad (5.71)$$

而

$$i_Q = I_r - i_{Lr} = \frac{V_o}{L_r}(t - t_3) - \frac{V_o}{Z_r}$$

由于 D_o 导通, 故 $v_{DSr} = V_o$ 。

当 i_{Lr} 在 t_4 时刻下降到零时, i_Q 上升到等于 I_r , 这个时间段结束。将 $i_{Lr} = 0$ 代入式(5.71), 可得这个时间段长度:

$$T_4 = t_4 - t_3 = \frac{I_r L_r}{V_o} + \sqrt{L_r C_r} \quad (5.72)$$

5. $t_4 \sim t_5$ 时间段

在时刻 t_4 , i_{Lr} 下降到零, i_Q 上升到等于 I_r 。之后, 电路将保持此种状态, 即: 主功率开关

管 Q 导通, 二极管 D 关断, 辅助开关管 Q_x 关断。电路以常规 PWM 模式运行, 与普通 Boost 电路在开关导通时相同。此阶段的持续时间取决于电路的占空比控制要求。此阶段对应电路拓扑如图 5.17(f) 所示。

在这个时间段有: $i_Q = I_i$, $i_{Lr} = 0$, $v_{Cr} = v_{DS} = 0$ 。

6. $t_5 \sim t_6$ 时间段

在时刻 t_5 , 关断主功率开关管 Q , 在 Snubber 电容 C_r 的作用下, 此过程为软关断过程。在此阶段, 电容 C_r 由输入电流源 I_i 恒流充电, 电容电压 v_{Cr} 线性上升。此阶段等效电路拓扑如图 5.17(g) 所示。这个时间段有:

$$C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} = I_i \quad (5.73)$$

初始条件:

$$v_{Cr}(t_5) = 0$$

解方程式(5.73)可得:

$$v_{Cr}(v_{DS}) = \frac{I_i}{C_r}(t - t_5) \quad (5.74)$$

当在时刻 t_6 , v_{Cr} 上升到等于 V_o 时, 二极管 D_R 两端电压 v_{DR} 下降为零, 此阶段结束。将 $v_{Cr}(t_6) = V_o$ 代入式(5.74), 可得这个时间段长度:

$$T_6 = t_6 - t_5 = \frac{V_o C_r}{I_i} \quad (5.75)$$

7. $t_6 \sim t_7(t_0)$ 时间段

在时刻 t_6 , 二极管 D_R 导通。之后, 主电路恢复到初始状态, 以常规的 PWM 模式运行。此时间段的长短取决于电路的占空比控制要求, 对应的等效电路如图 5.17(a) 所示。

5.4.3 对基本的 Boost ZVT-PWM 电路的几点讨论

1. 主功率开关管 Q 的零电压导通条件

前述章节所讨论的各种零电压开关(ZVS)型变换器(包括 ZVS-QRC、ZVS-MRC、ZVS-PWM 等)的共同特点是零电压开关条件与输入电压和输出负载电流的变化有很大关系。在高输入电压和轻负载时, 通常零电压条件难以满足。轻载时, 由于储存在谐振电感中的能量不足, 谐振电容在开关导通前不能充分放电; 而在较高的输入电压下, 谐振电容储能多, 需要更多的能量让谐振电容放电, 这使得电路的零电压开关(ZVS)条件只能在一定的工作范围内满足。

对于本节讨论的 ZVT-PWM 变换器来说, 情况是不一样的。从前面的电路工作过程的讨论可知, 只要主功率开关管 Q 和辅助开关管 Q_x 的导通信号的时间差 T_D 满足下面条件:

$$T_D \geq T_1 + T_2 = \frac{L_r I_i}{V_o} + \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_r} \quad (5.76)$$

主功率开关管 Q 的零电压导通就能得到保证。当负载或输入电压变化导致 I_i 下降时, T_1

也随之下降,而 T_2 保持不变。因此只要在最低输入电压且满载时满足式(5.76)所给出的软开关条件,在其余输入电压和负载条件下,电路的主功率开关管 Q 均能保证零电压开通。

2. 辅助开关管 Q_x 的结电容的影响

在前面对 Boost ZVT-PWM 电路工作过程的讨论中,为了使分析过程简单明了,实际上忽略了辅助开关管 Q_x 的漏源结电容 C_{DSx} 的影响。如果考虑到 C_{DSx} 的影响,电路的实际工作过程变化与前述理想状态下并不完全一样,这种不一样主要体现在前述工作过程的 $t_4 \sim t_5$ 以及 $t_5 \sim t_0$ 时间段。图 5.19 为 Boost ZVT-PWM 电路考虑到 C_{DSx} 影响时,在 $t_4 \sim t_5$ 时间段的等效电路拓扑和主要电量波形图。

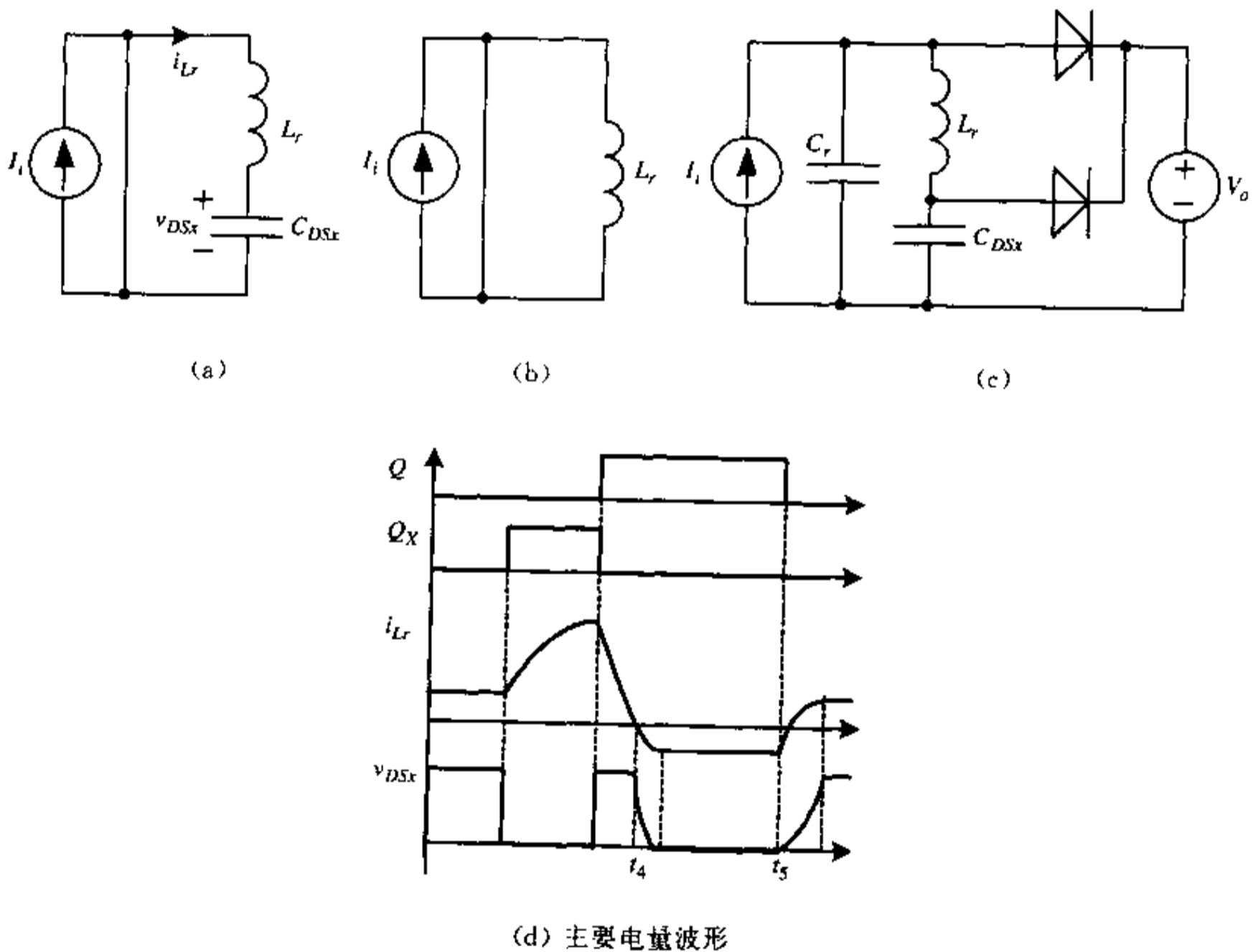


图 5.19 考虑 C_{DSx} 影响时 $t_4 \sim t_5$ 时间段的等效电路拓扑和主要电量波形

从波形图可看到,在 t_4 时刻后,电感电流 i_{Lr} 并没有像前述那样保持为零,而是继续向反方向流动,达到反向最大值后,保持不变。在 t_5 时刻,主开关管 Q 关断后, i_{Lr} 从负值上升到一正值后保持不变。

图 5.19 所示 i_{Lr} 波形产生的原因,主要是考虑到辅助开关管 Q_x 的漏源结电容 C_{DSx} 时,在 t_4 时刻后,等效电路拓扑将如图 5.19(a) 所示, C_{DSx} 与谐振电感 L_r 将产生谐振。此阶段有:

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = -v_{DSr} \\ C_{DSr} \frac{dv_{DSr}}{dt} = i_{Lr} \end{cases} \quad (5.77)$$

初始条件:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t_4) = 0 \\ v_{DSr}(t_4) = V_o \end{cases}$$

解方程组(5.77)并代入初始条件可得:

$$\begin{cases} v_{DSr}(t) = V_o \cos \omega_r (t - t_4) \\ i_{Lr}(t) = -\frac{V_o}{Z_r} \sin \omega_r (t - t_4) \end{cases} \quad (5.78)$$

式中, $\omega_r = 1/\sqrt{L_r C_{DSr}}$, $Z_r = \sqrt{L_r/C_{DSr}}$.

当 C_{DSr} 放电到电压 v_{DSr} 为零时, Q_x 体内反并联二极管导通箝位, 这时谐振电感电流达到其负峰值, $i_{Lr} = -V_o/Z_r$ 。此后, 等效电路如图 5.19(b) 所示, i_{Lr} 将保持不变。在实际的电路中, 由于主功率开关管 Q 以及辅助开关管 Q_x 的反并联二极管都有正向电阻, 因此 i_{Lr} 实际上将是逐渐衰减的。

在 t_5 时刻, 主开关管 Q 关断, 此后的等效电路如图 5.19(c) 所示。此阶段电流源 I_r 分别给 C_r 和 C_{DSr} 充电, 产生正的电感电流值, C_r 、 C_{DSr} 与 L_r 一起共同谐振。当 v_{Cr} 和 v_{DSr} 都谐振上升到等于 V_o 时, 主二极管 D_R 及辅助二极管 D_a 都处于导通状态, 电感 L_r 两端电压为零, 即电感电流的变化率为零。因此, 之后 i_{Lr} 将保持一恒定正值, 通过 D_a 流向输出。在这一时间段有:

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = v_{Cr} - v_{DSr}$$

$$C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} = I_r - i_{Lr}$$

$$C_{DSr} \frac{dv_{DSr}}{dt} = i_{Lr}$$

初始条件为:

$$i_{Lr}(t_5) = -V_o/Z_r \quad v_{Cr}(t_5) = 0 \quad v_{DSr}(t_5) = 0$$

解方程组, 并代入初始条件, 可得:

$$i_{Lr} = I_r - \left\{ \frac{V_o}{Z_r} + I_r \right\} \cos \omega_r (t - t_5)$$

$$v_{Cr} = \left\{ V_o \sqrt{\frac{C_{DSr}}{C_r}} + I_r Z_r \right\} \sin \omega_r (t - t_5)$$

$$v_{DSr} = \left\{ V_o \sqrt{\frac{C_r}{C_{DSr}}} + \frac{C_r}{C_{DSr}} I_r Z_r \right\} \sin \omega_r (t - t_5)$$

电感电流 i_{Lr} 的这种波形给 Boost ZVT-PWM 电路的实际应用带来了很多问题。首先是在 ZVT-PWM 电路以常规 PWM 的两种模式运行时, i_{Lr} 总是保持着某个数值沿某一方向流动, 这必然会增大电路的环流损耗, 降低整个电路的效率。其次, i_{Lr} 的反向流动要通过辅助开关管 Q_x 的体内反并联二极管, 而这个二极管的反向恢复特性将使电路的波形产生严重的畸变。显然问题主要是由谐振电感电流 i_{Lr} 的反向流动造成的。如果 i_{Lr} 在 t_4 时刻下

降到零后,不再继续向反方向流动,则辅助开关管 Q_x 漏源电容电压 v_{DSx} 将保持为近似等于 V_o 的一较高数值。这样当主功率开关管 Q 关断后,也就不会在 L_r 中产生正向电流。

抑制 i_{Lr} 的反向流动,一个很自然的想法就是让谐振电感 L_r 与一个快恢复二极管 D_b 相串联。然而这样做仍然存在一些实际问题,在实际物理实验或仿真实验中会发现, L_r 与 D_b 串联后, i_{Lr} 的波形在 t_4 时刻降到零后的确不再向反方向流动,但在 v_{DSx} 、 i_{Lr} 、 i_Q 的波形中却产生了严重的寄生振荡,该寄生振荡主要是由于谐振电感 L_r 、二极管 D_b 的结电容 C_b 及辅助开关管漏源结电容 C_{DSx} 的谐振引起的。在 $t_4 \sim t_5$ 时间段,等效的电路拓扑如图 5.20 所示。在 t_4 时刻, C_{DSx} 上电压为 V_o , 由于 $C_{DSx} \gg C_b$, 因此谐振主要是由 L_r 和 C_b 构成, 谐振角频率为: $\omega_b \approx 1/\sqrt{L_r C_b}$ 。

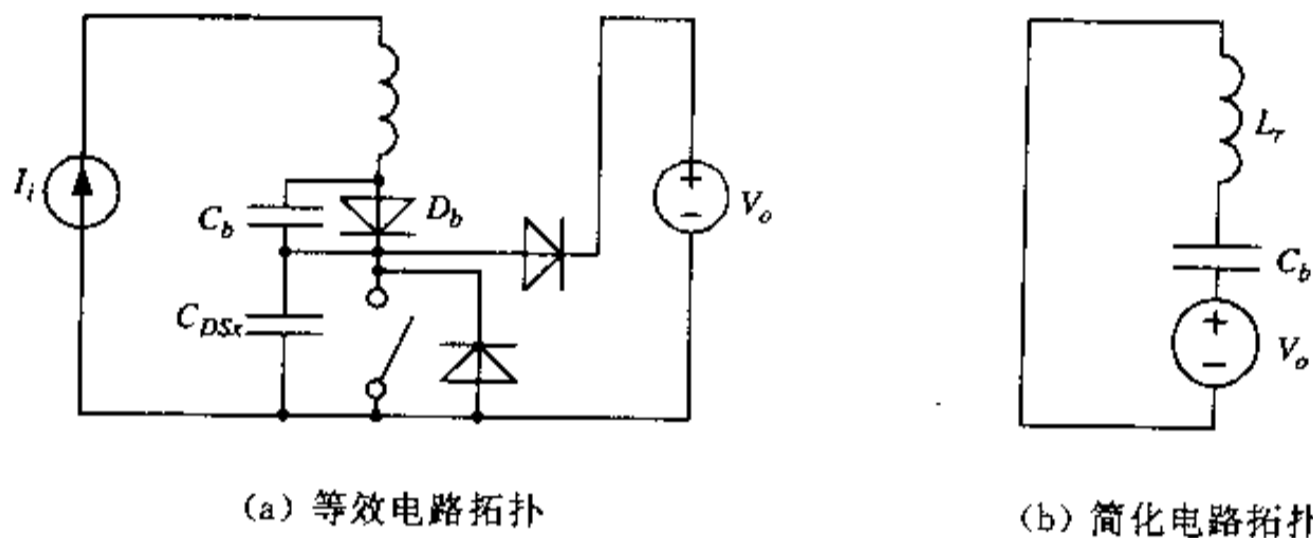


图 5.20 考虑结电容 C_b 及 C_{DSx} 时 $t_4 \sim t_5$ 时间段的等效电路拓扑

在高电压、大功率情况下,功率二极管的结电容较大,从而使这一振荡的幅度也较大。而振荡必然带来电路噪声,影响系统的稳定性,因此必须加以抑制。在 ZVT-PWM 电路的工程实用设计中解决这个问题方法之一是在谐振电感支路中再串联一饱和电感来吸收该振荡。

饱和电感是由具有矩形磁滞回线的磁芯绕制而成。矩磁材料的磁滞回线如图 5.21 所示,矩形系数 B_r/B_s 近似为 1,且矫顽力 H_c 可以做得很小。因此在饱和段磁导率 $\frac{\Delta B}{\Delta H} \approx 0$,而在非饱和段磁导率 $\frac{\Delta B}{\Delta H}$ 呈现出一个很大的数值。用这种矩磁材料绕制的饱和电感,当其上通过正向电流时,很快进入饱和状态,相当于短路不起作用,而当其上电流逐渐减小到

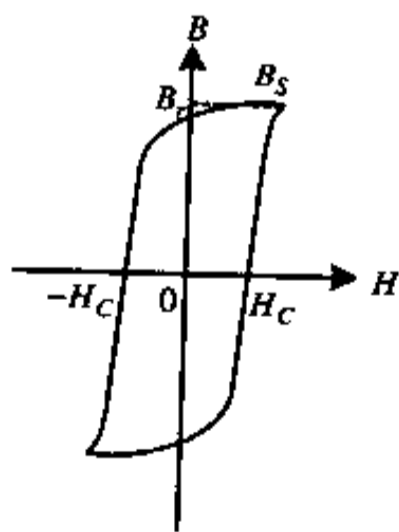


图 5.21 矩磁材料的磁滞回线

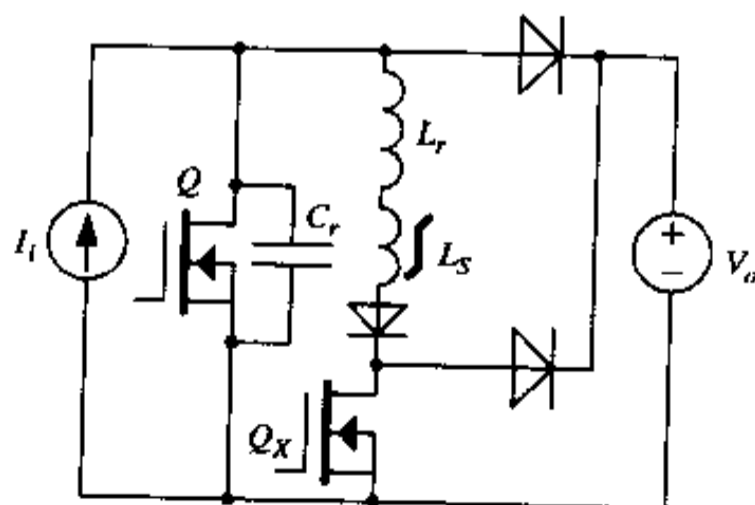


图 5.22 Boost ZVT-PWM 变换器的工程实用电路

零时,呈现出一个很大的感抗,瞬间相当于断开了该支路。因此将饱和电感串入谐振电感支路,可有效地抑制该支路的寄生振荡。图 5.22 所示为 Boost ZVT-PWM 电路的工程实用设计电路拓扑。

3. 主要优缺点分析

从前面的讨论可看出, ZVT-PWM 电路无论与常规的 PWM 变换电路相比,还是与其他各种零电压开关型的软开关变换器相比,具有很明显的优势。在 ZVT-PWM 电路中,主功率开关管 Q 在零电压下完成导通和关断过程,主功率二极管 D_R 是在其上电流逐渐减小到零后,反向电压才逐渐增加,从而有效地消除了反向恢复特性的影响。与此同时,并未过多的增加主功率开关管与主功率二极管的电压和电流应力。除了在开关状态的转换瞬间, Q 和 D_R 的电压、电流应力与常规的 PWM 变换电路相同。另外,与多种零电压开关准谐振、多谐振软开关电路不同,ZVT-PWM 电路可以在很宽的输入电压和输出负载变化范围内实现软开关操作过程,而且用于保证零电压开关(ZVS)条件所需的环流能量并不大。也就是说该电路增加的导通损耗并不大。ZVT-PWM 电路可以与常规的 PWM 变换电路一样,采用恒频占空比控制方法。

前述基本的 ZVT-PWM 电路的主要缺点是辅助开关管 Q_x 工作于硬开关状态。从前面的讨论中可明显看出, Q_x 是在高电压下导通、大电流下关断,处于一种非常不好的开关环境。辅助开关管的开关损耗是整个 ZVT-PWM 电路的主要能量损耗,尽管辅助开关管在一个开关周期中仅工作很短一段间隔,而且仅处理少量的环流能量,但这个损耗仍然是不可忽略的,特别是 Q_x 要关断的电流远远大于输入电流 I_i ,而且每一次开通都有 $C_{rs}V_o^2/2$ 的能量损耗。从实际物理实验中会发现,在 ZVT-PWM 电路中尽管主功率开关管 Q 不怎么发热,但辅助开关管 Q_x 的温度却很高。实际上主功率开关管 Q 的开关损耗部分地转移到了辅助开关管 Q_x 上,因此整个电路效率的提高是很有限的。下面将讨论如何通过对基本的 ZVT-PWM 变换电路拓扑结构的改进,使主、辅开关管都可以在良好的软开关条件下完成通断过程。

5.5 基本的零电压转换(ZVT)PWM 变换电路拓扑结构的改进

由前述可知,基本的 ZVT-PWM 变换电路中致命的弱点是辅助开关管工作于硬开关状态,产生的开关损耗部分地抵消了电路中主功率开关器件由于软开关而减小的损耗,使整个电路的效率难以进一步提高。如果辅助开关管也能在软开关条件下完成开关过程,则 ZVT-PWM 电路在工程实际应用中将会有更大的吸引力。下面简单介绍两种改进型的 ZVT-PWM 电路拓扑,这两种电路拓扑都是试图通过对基本的 ZVT-PWM 电路拓扑稍加改进,并配合以合适的控制方式,从而在一个完整的开关过程中主功率开关管 Q 和辅助开关管 Q_x 都能在软开关条件下完成开通与关断过程。

5.5.1 改进的 ZVT-PWM 电路拓扑结构(一)

图 5.23 所示电路为 Boost ZVT-PWM 变换器改进的拓扑结构(一)。从图中可看到与基本的 Boost ZVT-PWM 电路相比,辅助谐振支路增加了一个耦合电感和一个二极管。

在简要介绍图 5.23 所示电路的基本工作原理之前,首先对电路中的耦合电感做一些说明。如图所示,耦合电感 L_1 的线圈匝数为 N_1 匝, L_2 的线圈匝数为 N_2 匝,按图中所示同名端位置及所标电压、电流方向可知,有: $\frac{V_1}{V_2} = -\frac{N_1}{N_2}$, $\frac{i_1}{i_2} = \frac{N_2}{N_1}$ 。由于有 $i_{Lr} = i_1 + i_2$,故可得: $i_1 = \frac{N_2}{N_1 + N_2} i_{Lr}$, $i_2 = \frac{N_1}{N_1 + N_2} i_{Lr}$ 。由于 $V_o = V_1 - V_2$,故可得: $V_1 = \frac{N_1}{N_1 + N_2} V_o$, $V_2 = -\frac{N_2}{N_1 + N_2} V_o$ 。

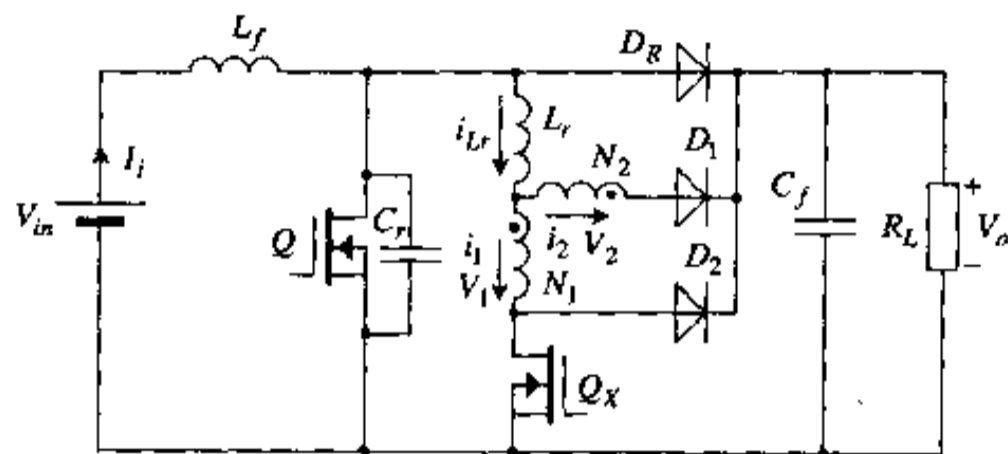


图 5.23 Boost ZVT-PWM 变换器改进的拓扑结构(一)

图 5.23 所示电路拓扑在一个开关周期的工作过程可分为六个时间段进行描述。图 5.24 为各时间段对应的等效电路拓扑,图 5.25 为主要电量波形。

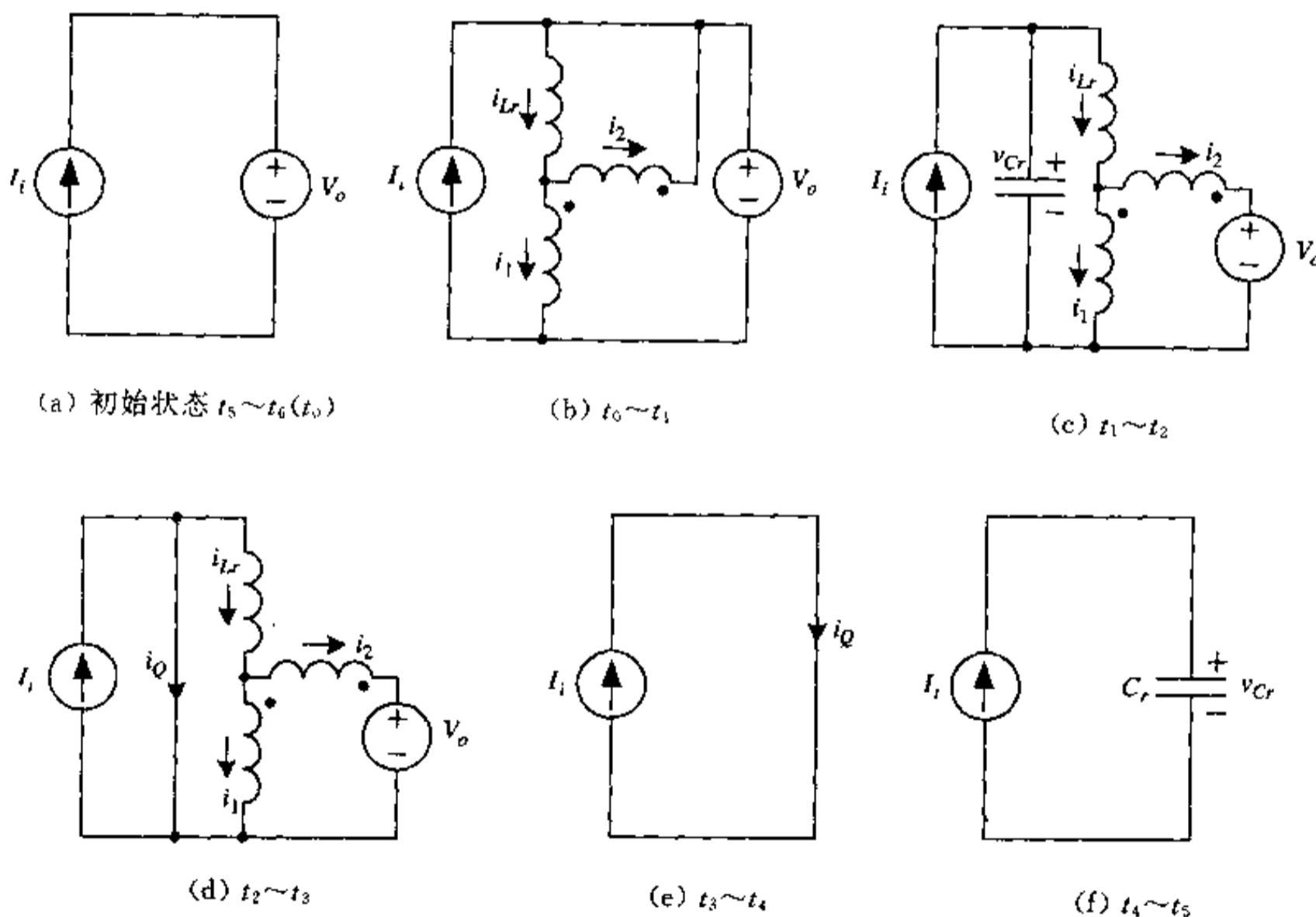


图 5.24 各时间段对应等效电路拓扑

设在 t_0 时刻之前,电路的初始状态为:主功率开关管 Q 及辅助开关管 Q_x 均为关断状态,主二极管 D_R 处于导通状态。等效电路拓扑如图 5.24(a)所示,电路以常规的 PWM 方

式运行,与常规 Boost 电路在开关断开时相同。

1. $t_0 \sim t_1$ 时间段

在时刻 t_0 , 导通辅助开关管 Q_x (零电流下导通)。之后, 谐振电感电流 i_{Lr} 及耦合电感电流 i_1, i_2 均在输出电压 V_o 的作用下线性上升。此阶段对应的电路拓扑如图 5.24(b) 所示。这个时间段有:

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = -V_2 \quad (5.79)$$

初始条件为:

$$i_{Lr}(t_0) = 0$$

解方程式(5.79)并代入初始条件得:

$$\begin{aligned} i_{Lr}(t) &= \frac{-V_2}{L_r}(t - t_0) \\ &= \frac{N_2}{N_1 + N_2} \cdot \frac{V_o}{L_r}(t - t_0) \end{aligned} \quad (5.80)$$

当 i_{Lr} 上升到等于输入电流 I_i 时, 二极管 D_R 中电流下降为零, 这个时间段结束。将 $i_{Lr}(t_1) = I_i$ 代入式(5.80)可得这个时间段长度:

$$T_1 = t_1 - t_0 = -\frac{I_i L_r}{V_2} \quad (5.81)$$

2. $t_1 \sim t_2$ 时间段

在时刻 t_1, i_{Lr} 等于 I_i , 二极管 D_R 截止。之后, 电感 L_r 与电容 C_r 开始谐振。此阶段对应的电路拓扑如图 5.24(c) 所示。这个时间段有:

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = v_{Cr} - \frac{N_1}{N_1 + N_2} V_o = v_{Cr} - V_1 \\ C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} = I_i - i_{Lr} \end{cases} \quad (5.82)$$

初始条件:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t_1) = I_i \\ v_{Cr}(t_1) = V_o \end{cases}$$

解方程组(5.82)并代入初始条件可得:

$$\begin{cases} v_{Cr} = V_1 - V_2 \cos \omega_r(t - t_1) \\ i_{Lr} = I_i - \frac{V_2}{Z_r} \sin \omega_r(t - t_1) \end{cases} \quad (5.83)$$

当 v_{Cr} 谐振到零时, 这个时间段结束。将 $v_{Cr}(t) = 0$ 代入式(5.83)可得此时间段长度为:

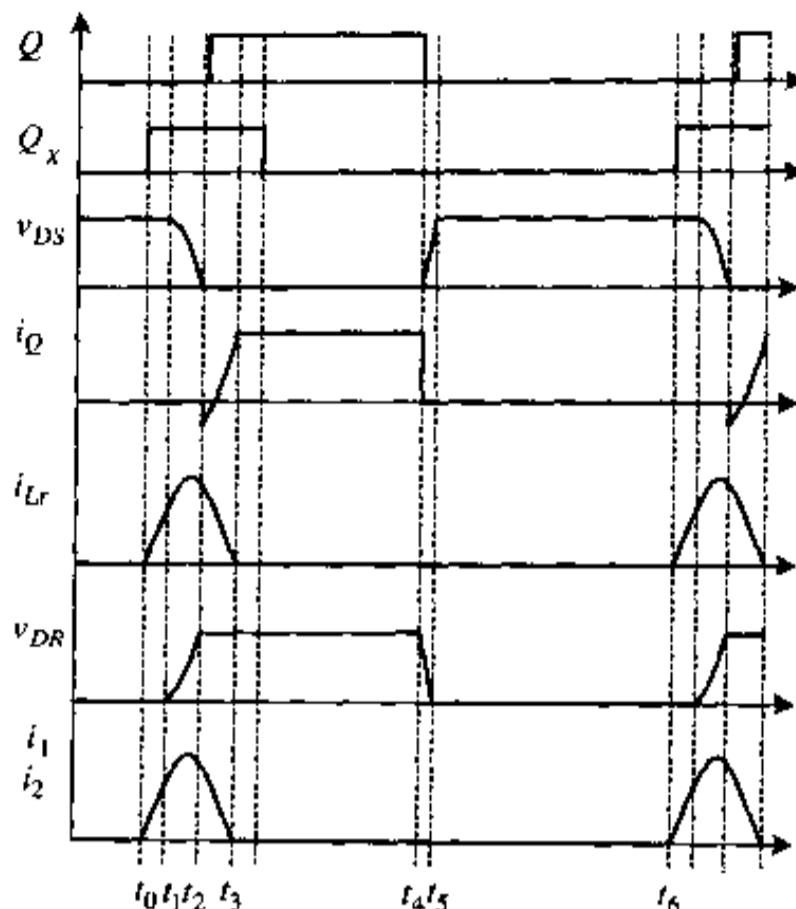


图 5.25 主要电量波形

$$T_2 = t_2 - t_1 = \frac{1}{\omega_r} \cos^{-1} \left(\frac{V_1}{V_2} \right) = \frac{1}{\omega_r} \cos^{-1} \left(- \frac{N_1}{N_2} \right) \quad (5.84)$$

3. $t_2 \sim t_3$ 时间段

在时刻 t_2 , v_{Cr} 下降到零, 主功率开关管 Q 的反并联二极管开始导电, 谐振电路停止谐振。在前述基本的 ZVT-PWM 电路中, 从 t_2 时刻开始到辅助开关管关断之前, 电感电流 i_{Lr} 将保持不变, Q_x 不关断, 电流 i_{Lr} 就不会衰减。但在图 5.23 所示改进的 ZVT-PWM 电路中, 从 t_2 时刻开始, 电感电流 i_{Lr} 由于耦合电感的存在, 将在输出电压 V_o 的作用下线性衰减。这个时间段对应的电路拓扑如图 5.24(d) 所示。这个时间段有:

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = - \frac{N_1}{N_1 + N_2} V_o = - V_1 \quad (5.85)$$

初始条件:

$$i_{Lr}(t_2) = I_1 + \frac{V_o}{Z_r} \sqrt{\frac{N_2 - N_1}{N_2 + N_1}}$$

解方程式(5.85)并代入初始条件可得:

$$\begin{aligned} i_{Lr} &= - \frac{V_1}{L_r} (t - t_2) + I_1 + \frac{V_o}{Z_r} \sqrt{\frac{N_2 - N_1}{N_2 + N_1}} \\ &= \frac{V_o}{Z_r} \sqrt{\frac{N_2 - N_1}{N_2 + N_1}} + I_1 - \frac{N_1 V_o}{(N_1 + N_2) L_r} (t - t_2) \end{aligned} \quad (5.86)$$

当 i_{Lr} 衰减到等于 I_1 时, Q 反并联二极管中的电流衰减到 0。从 t_2 时刻开始到 i_{Lr} 衰减到 I_1 之前, 主功率开关管 Q 可在零电压下完成导通过程。将 $i_{Lr} = I_1$ 代入式(5.86)可得这段间隔:

$$T_3 = \frac{1}{\omega_r} \sqrt{\left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 - 1} \quad (5.87)$$

如果在这段时间内, Q 未被导通, 之后电容 C_r 将再次被充电, Q 将丧失零电压导通条件。当 i_{Lr} 线性下降到零时, 这个时间段结束。将 $i_{Lr}(t_3) = 0$ 代入式(5.86)可得这一时间段长度:

$$T_3 = t_3 - t_2 = \frac{1}{\omega_r} \sqrt{\left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 - 1} + \frac{I_1 L_r}{V_1} \quad (5.88)$$

4. $t_3 \sim t_4$ 时间段

在时刻 t_3 , i_{Lr} 下降到零, i_{Qr} 上升到等于 I_1 。之后, 电路将保持此种状态, 一直到 t_4 时刻。这期间电路以常规的 PWM 模式运行, 与普通的 Boost 电路在开关导通时相同。此阶段的持续时间取决于电路的占空比控制要求, 此阶段对应的等效电路拓扑如图 5.24(e) 所示。在这个时间段任何时刻都可以在零电流下将辅助开关管 Q_x 关断。

5. $t_4 \sim t_5$ 时间段

在时刻 t_4 , 关断主功率开关管 Q , 在 Snubber 电容 C_r 的保护下, 此过程为软关断过程。之后, C_r 由输入电流源 I_1 恒流充电, v_{Cr} 线性上升。这个时间段对应的等效电路拓扑如图 5.24(f) 所示。此阶段电路的动态过程描述与前述基本的 ZVT-PWM 电路完全相同, 见式

(5.73)、(5.74)。当 v_{Cr} 上升到等于 V_o 时, 二极管 D_R 两端电压 v_{DR} 下降为零, 这个时间段结束。

6. $t_5 \sim t_6 (t_0)$ 时间段

在时刻 t_5 , v_{Cr} 上升到等于 V_o , 主二极管导通, 电路重新回到初始状态, 以常规的 PWM 模式运行, 与普通的 Boost 电路在开关关断时相同。此阶段的持续时间取决于电路占空比控制要求, 对应的等效电路如图 5.24(a) 所示。在时刻 $t_6 (t_0)$, 整个开关周期结束, 开始一个新的开关周期。

从上面整个工作过程讨论可看到, 图 5.23 所示改进拓扑的 Boost ZVT-PWM 电路在一个开关周期中不仅使主功率开关管在零电压下完成了导通与关断过程, 同时也使辅助开关管可以在零电流下完成导通和关断, 从而克服了基本的 ZVT-PWM 电路中的一个严重缺点。另外, 这种拓扑结构的改进使得电路也不需要再增加一快速二极管和饱和电感与谐振电感来克服 i_L 的反向流动和寄生振荡。

5.5.2 改进的 ZVT-PWM 电路拓扑结构(二)

图 5.26 所示电路为对基本的 Boost ZVT-PWM 变换电路拓扑结构的另一种改进, 这里称为改进的 Boost ZVT-PWM 电路拓扑结构(二)。图中 Q 为变换器的主开关管, Q_x 为辅助开关管, D_R 为主二极管, 其他电路元器件(二极管 D_1 、 D_2 , 电感 L_r 和电容 C_1 、 C_2 、 C_3) 为构成辅助谐振回路的元器件。可以注意到电容 C_1 和 C_2 为并联, 因此, 从原理上来说只需要一个电容就可以了。这里 C_1 包括了主开关管 Q 的寄生电容, 同样 C_2 包括了主二极管 D_R 的结电容。设计变换器时, 必须把上述因素考虑在内。

同样以下对电路的分析过程都是基于如下的假定:

- 电路中所有元器件都是理想的。
- 输入滤波电感足够大, 故在一个开关周期中, 电压源 V_{in} 及输入滤波电感 L_f 可用一恒值电流源 I_i 代替。
- 输出滤波电容足够大, 故在一个开关周期中, C_f 、 R_L 可用一恒值电压源 V_o 代替。

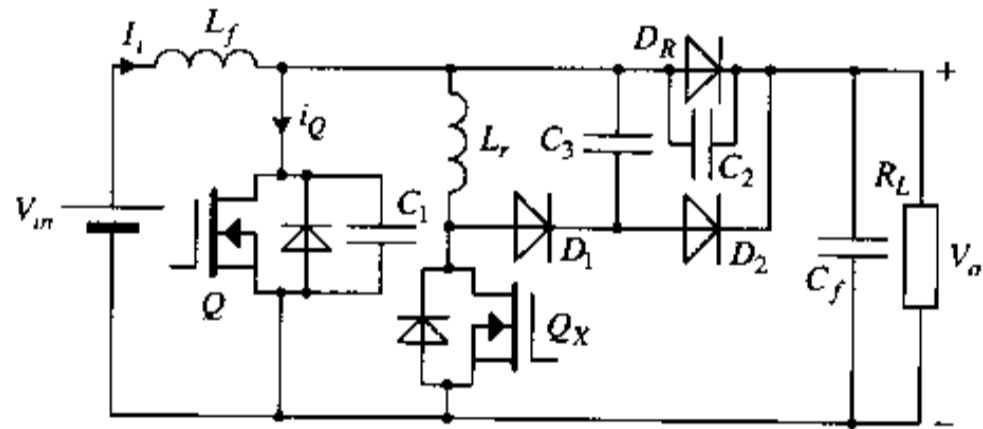
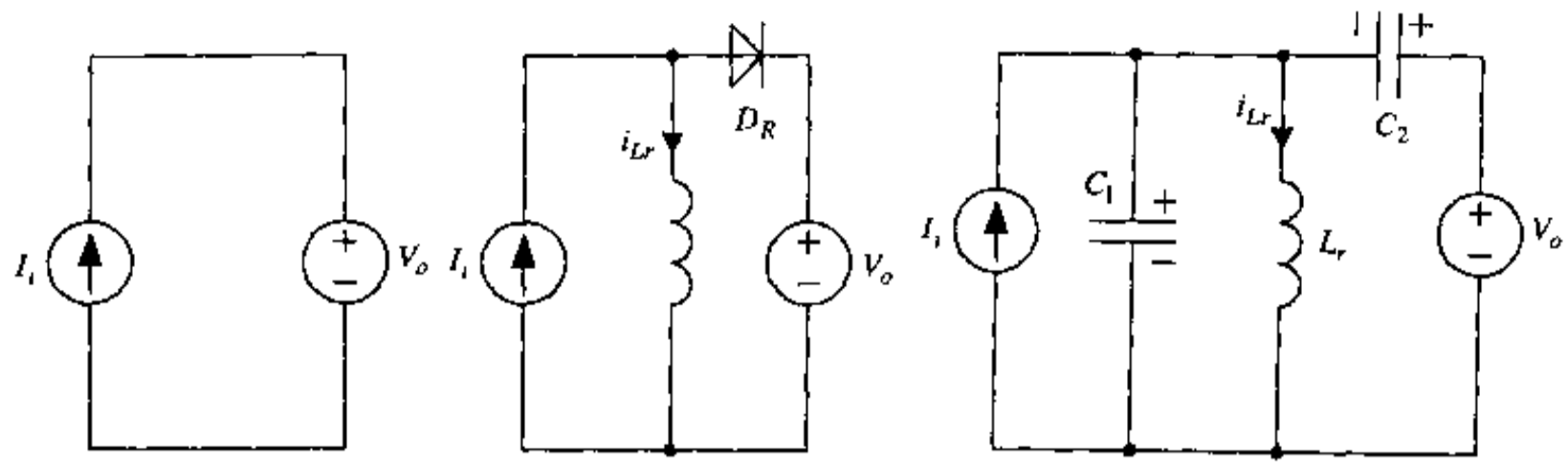


图 5.26 改进的 Boost ZVT-PWM 电路拓扑结构(二)

图 5.26 所示电路根据电感 L_r 的储能的大小又可以分为两种情况。这两种情况的等效电路如图 5.27 所示, 各主要电量的波形图如图 5.28(a)、(b) 所示。

首先从两种情况下的相同状态来开始分析。

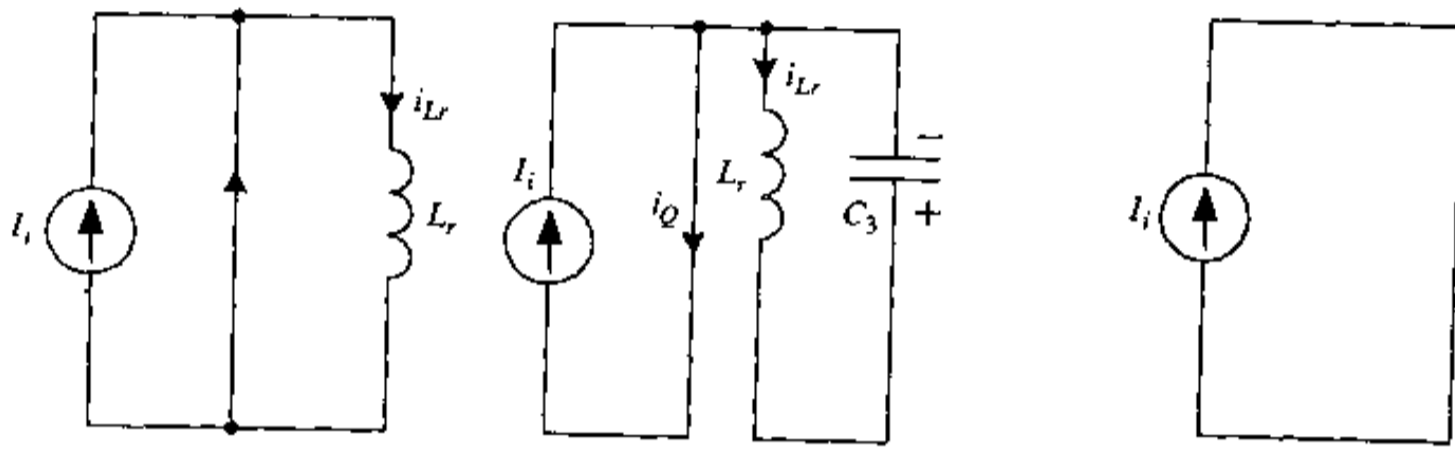
设在 t_0 时刻之前, 电路的初始状态为: 主功率开关管 Q 及辅助开关管 Q_x 均为关断状态, 主二极管 D_R 导通。对应的等效电路如图 5.27(a) 所示。电路以常规的 PWM 方式运行, 与普通 Boost 电路在开关断开时相同, 流过二极管 D_R 的电流为一恒值, $i_{DR} = I_i$ 。在 t_0 时刻, 辅助开关管 Q_x 开通, 一个开关过程开始。



(a) 初始状态

(b) $t_0 \sim t_1$

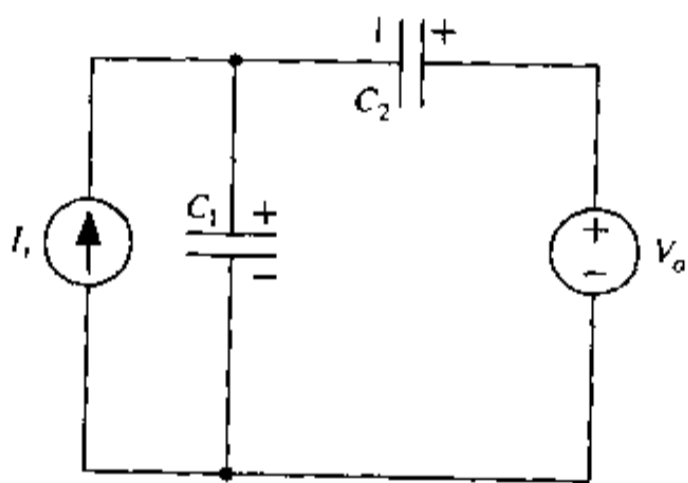
(c) $t_1 \sim t_2$



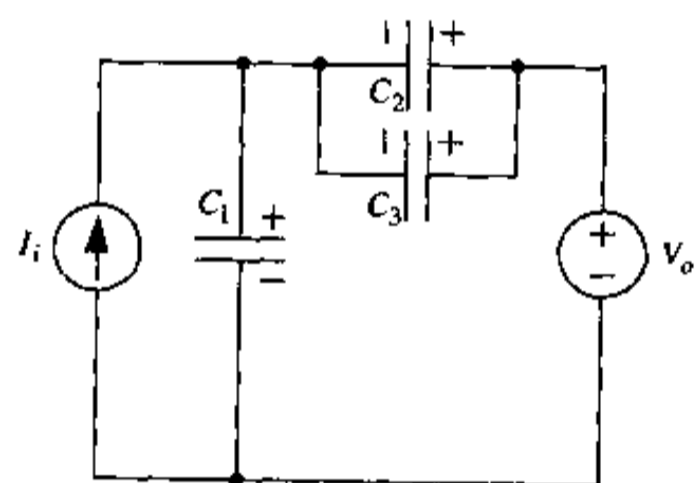
(d) $t_2 \sim t_3$

(e) $t_3 \sim t_4$

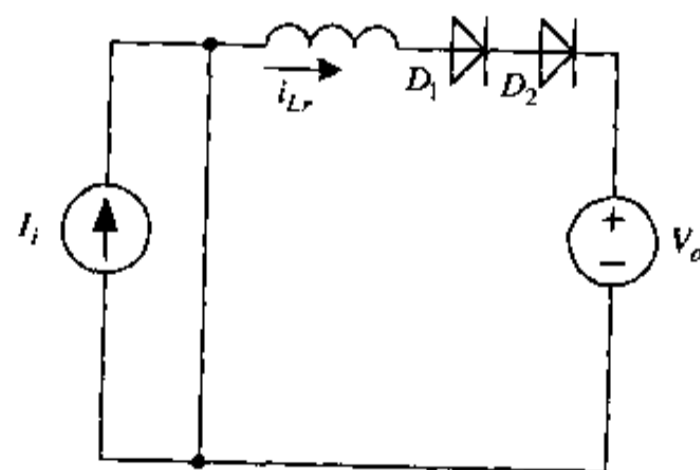
(f) $t_4 \sim t_5$ (Mode 1), $t_5 \sim t_6$ (Mode 2)



(g) $t_6 \sim t_6$ (Mode 1)

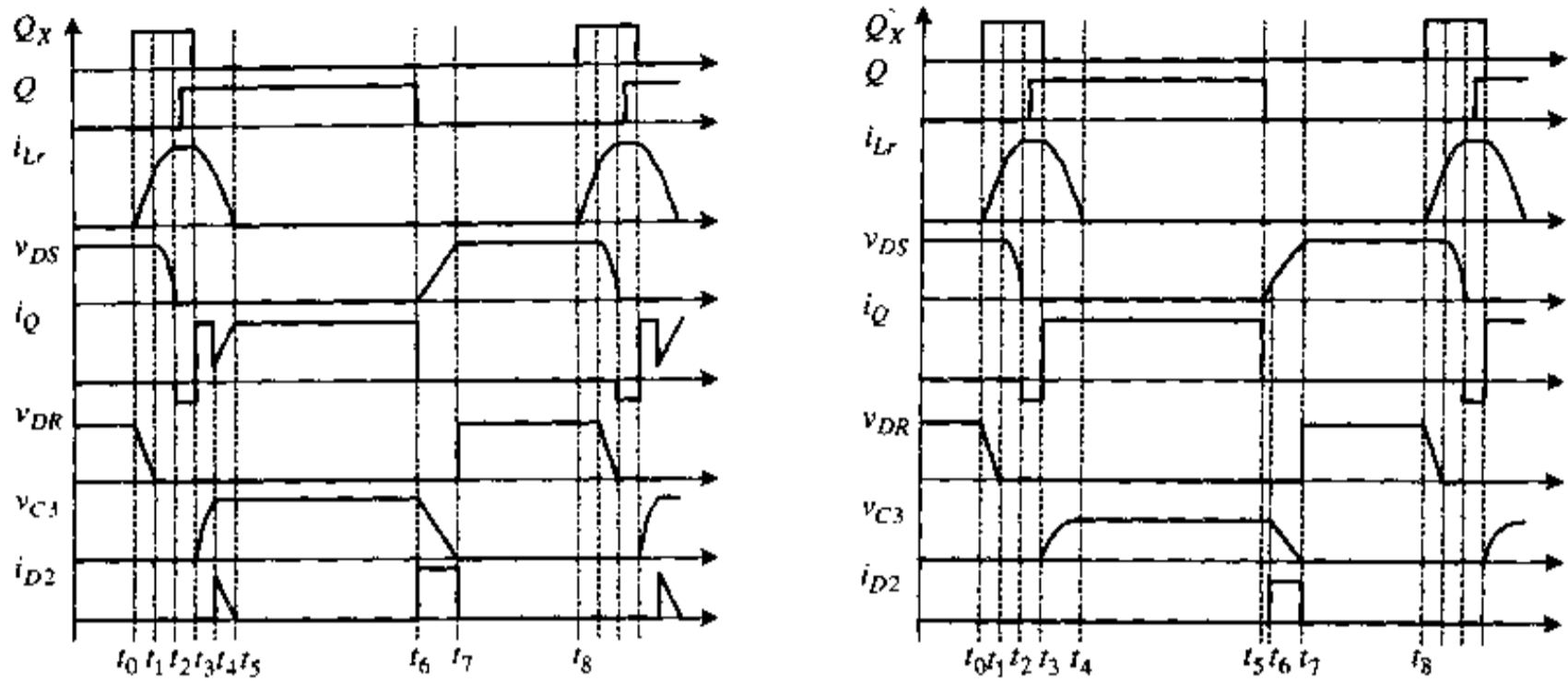


(h) $t_6 \sim t_7$ (Mode 1), $t_6 \sim t_7$ (Mode 2)



(i) $t_4 \sim t_5$ (Mode 2)

图 5.27 各时间段等效电路拓扑



(a) 谐振电感储能较小时

(b) 谐振电感储能较大时

图 5.28 主要电量波形

1. $t_0 \sim t_1$ 时间段

在时刻 t_0 , 导通辅助开关管 Q_x (零电流下导通)。之后, 谐振电感 L_r 中的电流 i_{Lr} 在输出电压 V_o 的作用下线性上升, 二极管 D_R 中的电流线性下降, 等效电路如图 5.27(b) 所示。当电感电流 i_{Lr} 上升到等于输入电流 I_i 时, 主二极管 D_R 关断, 这个时间段结束。在这个时间段有:

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = V_o \quad (5.89)$$

初始条件为:

$$i_{Lr}(t_0) = 0$$

解方程式(5.89)并代入初始条件得:

$$i_{Lr} = \frac{V_o}{L_r}(t - t_0) \quad (5.90)$$

$$i_{DR} = I_i - i_{Lr} = I_i - \frac{V_o}{L_r}(t - t_0)$$

将 $i_{Lr}(t_1) = I_i$ 代入式(5.90)可得这个时间段长度:

$$T_1 = t_1 - t_0 = \frac{I_i L_r}{V_o} \quad (5.91)$$

2. $t_1 \sim t_2$ 时间段

在时刻 t_1 , i_{Lr} 等于 I_i , 二极管 D_R 关断。之后 L_r 和 C_1, C_2 将开始谐振, 这个时间段对应的等效电路拓扑如图 5.27(c) 所示。考虑到 $v_{C1} + v_{C2} = V_o$, $\frac{dv_{C1}}{dt} = -\frac{dv_{C2}}{dt}$, 令 $C_r = C_1 + C_2$, 则在这个时间段有:

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = v_{C1} \\ C_r \frac{dv_{C1}}{dt} = I_i - i_{Lr} \end{cases} \quad (5.92)$$

初始条件:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t_1) = I_i \\ v_{C1}(t_1) = V_o \end{cases}$$

解方程组(5.92)并代入初始条件可得:

$$\begin{cases} v_{C1}(t) = V_o \cos \omega_r (t - t_1) \\ i_{Lr}(t) = I_i + \frac{V_o}{Z_r} \sin \omega_r (t - t_1) \end{cases} \quad (5.93)$$

由 $v_{C1} + v_{C2} = V_o$, 可得:

$$v_{C2}(t) = V_o [1 - \cos \omega_r (t - t_1)]$$

式中, $\omega_r = 1/\sqrt{L_r C_r}$ 为谐振角频率, $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$ 为谐振电路特性阻抗。

当 v_{C1} 谐振到零时, 这个时间段结束。将 $v_{C1}(t_2) = 0$ 代入式(5.93), 可得这个时间段长度:

$$T_2 = t_2 - t_1 = \frac{\pi}{2\omega_r} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_r} \quad (5.94)$$

在 t_2 时刻, 电流 $i_{Qr} = i_{Lr}$ 达到最大值:

$$I_{Lrm} = I_i + \frac{V_o}{Z_r} \quad (5.95)$$

3. $t_2 \sim t_3$ 时间段

在时刻 t_2 , v_{C1} 下降到零, 主功率开关管 Q 的反并联二极管开始导电, 谐振电路停止谐振, 电容电压 v_{C1} (即 Q 两端电压 v_{DS}) 被箝位为零, 电感 L_r 被辅助开关管和 Q 的反并联二极管短路, 电感电流 $i_{Lr} (= i_{Qr})$ 保持恒定。对应的等效电路如图 5.27(d) 所示。在此时间段有:

$$\begin{aligned} v_{C1}(v_{DS}) &= 0, \quad i_{Lr} = I_i + \frac{V_o}{Z_r}, \\ i_Q &= I_i - i_{Lr} = -\frac{V_o}{Z_r}, \quad v_{DR} = V_o \end{aligned}$$

在这个时间段任一时刻, 主功率开关管 Q 可以在零电压下完成导通过程。这个时间段将延续到 t_3 时刻辅助开关管 Q_x 关断。

4. $t_3 \sim t_4$ 时间段

在时刻 t_3 , 关断辅助开关管 Q_x 。之后, 二极管 D_1 立即导通, 由于 Q 和 D_1 的导通, 电容 C_3 相当于并联在辅助开关管的两端, 因此辅助开关管的关断是在缓冲电容 C_3 的作用下实现的零电压关断过程。而在前述基本的 Boost ZVT-PWM 变换电路中, 在时刻 t_3 , 辅助开关管 Q_x 是硬关断的。这个时间段对应的等效电路如图 5.27(e) 所示, 整个电路可以分为两个独立的电路。在这个时间段有:

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = v_{C3} \\ C_3 \frac{dv_{C3}}{dt} = i_{Lr} \end{cases} \quad (5.96)$$

初始条件为:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t_3) = I_{Lrm} = I_1 + \frac{V_o}{Z_3} \\ v_{C3}(t_3) = 0 \end{cases}$$

解方程组(5.96)并代入初始条件可得:

$$\begin{cases} i_{Lr} = I_{Lrm} \cos \omega_3(t - t_3) \\ v_{C3} = I_{Lrm} Z_3 \sin \omega_3(t - t_3) \end{cases} \quad (5.97)$$

式中, $\omega_3 = 1/\sqrt{L_r C_3}$, $Z_3 = \sqrt{L_r/C_3}$ 。 $i_{D1} = i_{C3} = i_{Lr}$, $i_Q = I_1$ 。

由式(5.97)可知,电容 C_3 在这个时间段处于谐振过程。根据电容 C_3 两端电压 v_{C3} 能否谐振上升到 V_o 又分为两种模式。下面对这两种模式分别进行讨论。

模式 1 (Model):

在这种模式下,谐振电感 L_r 在 $t_0 \sim t_1$ 和 $t_1 \sim t_2$ 阶段的储能不足以把电容 C_3 两端电压充电到 V_o , 即:

$$\frac{L_r I_{Lrm}^2}{2} < \frac{C_3 V_o^2}{2}$$

这时有:

$$I_{Lrm} Z_3 < V_o$$

当电感 L_r 中储存的能量全部转换为电容 C_3 的储能时, $t_3 \sim t_4$ 时间段结束。在 t_4 时刻有:

$$i_{Lr}(t_4) = i_{D1}(t_4) = I_{Lrm} \cos \omega_3(t - t_3) = 0 \quad (5.98)$$

之后,二极管 D_1 关断。这个时间段的持续时间为:

$$T_4 = t_4 - t_3 = \frac{\pi}{2\omega_3} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_3} \quad (5.99)$$

在 t_4 时刻,电容 C_3 两端的电压:

$$v_{C3}(t_4) = I_{Lrm} Z_3$$

5. $t_4 \sim t_5$ 时间段 (Model)

在这个时间段,主开关管 Q 处于导通状态,输入电流源 I_1 通过 Q 短路环流。电容 C_2 两端电压为 V_o , C_3 两端电压为 $v_{C3}(t_4) = I_{Lrm} Z_3$ 。对应的等效电路如图 5.27(f) 所示。这个时间段,电路以常规的 PWM 方式运行,与普通的 Boost 电路在开关导通时相同,运行时间的长短取决于占空比控制的要求。在 t_5 时刻,关断主开关管 Q (零电压关断),此时间段结束。

6. $t_5 \sim t_6$ 时间段 (Model)

在时刻 t_5 ,关断主开关管 Q 。之后,在输入电流 I_1 的作用下,电容 C_1 充电, C_2 放电。在此时间段,主、辅开关管和所有二极管都处于关断状态,对应的等效电路如图 5.27(g) 所示。此时间段有:

$$v_{C1} + v_{C2} = V_o, \quad C_r \frac{dv_{C1}}{dt} = I_i \quad (5.100)$$

初始条件:

$$v_{C1}(t_5) = 0$$

解方程式(5.100)并代入初始条件得:

$$\begin{cases} v_{C1} = \frac{I_i}{C_r}(t - t_5) \\ v_{C2} = V_o - \frac{I_i}{C_r}(t - t_5) \end{cases} \quad (5.101)$$

当 v_{C2} 在 t_6 时刻下降到等于 v_{C3} ($=I_{Lrm}Z_3$) 时, D_2 导通, 这个时间段结束。这个时间段持续时间为:

$$T_6 = t_6 - t_5 = (V_o - I_{Lrm}Z_3) \frac{C_r}{I_i} \quad (5.102)$$

7. $t_6 \sim t_7$ 时间段 (Model)

在时刻 t_6 , D_2 导通。之后, 在输入电流 I_i 的作用下, 电容 C_1 充电, C_2 、 C_3 放电, 主功率开关管、辅助开关管及二极管 D_R 、 D_1 都处于关断状态。对应的等效电路如图 5.27(h) 所示。在这个时间段有:

$$v_{C2} = v_{C3}, \quad v_{C2} + v_{C1} = V_o, \quad C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} + C_3 \frac{dv_{C3}}{dt} + I_i = C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} \quad (5.103)$$

初始条件为:

$$\begin{cases} v_{C2}(t_6) = v_{C3}(t_6) = I_{Lrm}Z_3 \\ v_{C1}(t_6) = V_o - I_{Lrm}Z_3 \end{cases}$$

解方程式(5.103)并代入初始条件得:

$$\begin{cases} v_{C1} = V_o - I_{Lrm}Z_3 + \frac{I_i}{C_1 + C_2 + C_3}(t - t_6) \\ v_{C2} = v_{C3} = I_{Lrm}Z_3 - \frac{I_i}{C_1 + C_2 + C_3}(t - t_6) \end{cases} \quad (5.104)$$

$$i_{C1} = \frac{C_1 I_i}{C_1 + C_2 + C_3}, \quad i_{C2} = \frac{C_2 I_i}{C_1 + C_2 + C_3}, \quad i_{C3} = \frac{C_3 I_i}{C_1 + C_2 + C_3}$$

由式(5.104)知, 在这个时间段, v_{C1} 线性上升, v_{C2} 、 v_{C3} 线性下降。当 v_{C1} 在 t_7 时刻上升到等于 V_o 时, 主二极管 D_R 导通, D_2 截止, 电路回复到初始状态。在模式 1 下一个完整的工作周期结束。这个时间段持续时间为:

$$T_7 = t_7 - t_6 = \frac{I_{Lrm}Z_3(C_1 + C_2 + C_3)}{I_i} \quad (5.105)$$

模式 2 (Mode2):

在这种模式下, 谐振电感 L_r 在 $t_0 \sim t_1$ 和 $t_1 \sim t_2$ 阶段的储能大于 $\frac{1}{2}C_3V_o^2$, 即有: $I_{Lrm}Z_3 > V_o$ 。因此在模式 2 下, $t_3 \sim t_4$ 时间段的情况与模式 1 时不同。在模式 2 下, 电路在 t_4 时刻有:

$$v_{C1}(t_4) = I_{Lrm}Z_3 \sin[\omega_3(t_4 - t_3)] = V_o \quad (5.106)$$

之后, 二极管 D_2 导通, $t_3 \sim t_4$ 时间段结束。这个时间段的持续时间为:

$$T_4 = t_4 - t_3 = \frac{1}{\omega_3} \sin^{-1} \left(\frac{V_o}{I_{Lrm} Z_3} \right) \quad (5.107)$$

在 t_4 时刻, 电感电流为:

$$i_{Lr}(t_4) = \sqrt{I_{Lrm}^2 - \left(\frac{V_o}{Z_3} \right)^2} \quad (5.108)$$

8. $t_4 \sim t_5$ 时间段 (Mode2)

在时刻 t_4 , v_{C3} 上升到等于 V_o , 二极管 D_2 导通。之后, v_{C3} 被箝位在 V_o , 谐振过程停止, L_r 中剩余的能量通过 D_1 、 D_2 、 Q 传送给 V_o , i_{Lr} 在 V_o 的作用下线性下降, 流过主开关管 Q 的电流由于 D_2 的导通而减小。这个时间段对应的等效电路如图 5.27(i) 所示。在这个时间段有:

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = -V_o \quad (5.109)$$

初始条件:

$$i_{Lr}(t_4) = \sqrt{I_{Lrm}^2 - \left(\frac{V_o}{Z_3} \right)^2}$$

解方程式(5.109)并代入初始条件可得:

$$i_{Lr}(t) = i_{D1} = i_{D2} = \sqrt{I_{Lrm}^2 - \frac{V_o^2}{Z_3^2}} - \frac{V_o}{L_r}(t - t_4) \quad (5.110)$$

$$i_Q = I_i - i_{Lr} = I_i - \sqrt{I_{Lrm}^2 - \frac{V_o^2}{Z_3^2}} + \frac{V_o}{L_r}(t - t_4) \quad (5.111)$$

当 $i_{Lr} = i_{D1} = i_{D2} = 0$ 时, 这个时间段结束。这个时间段持续时间为:

$$T_5 = t_5 - t_4 = \frac{L_r}{V_o} \sqrt{I_{Lrm}^2 - \frac{V_o^2}{Z_3^2}} \quad (5.112)$$

9. $t_5 \sim t_6$ 时间段 (Mode2)

在时刻 t_5 , 二极管 D_1 、 D_2 关断。这个时间段的等效电路和模式 1 时的 $t_4 \sim t_5$ 时间段一样, 主开关管 Q 保持导通, 主二极管 D_R 保持关断。对应的等效电路如图 5.27(f) 所示。但在这种模式 2 下, 此阶段电容 C_3 两端电压为 $v_{C3} = V_o$ 。这个时间段, 电路以常规的 PWM 方式运行, 与普通的 Boost 电路在开关导通时相同, 运行时间的长短取决于占空比控制的要求。在 t_6 时刻, 关断主开关管 Q (零电压关断), 此时间段结束。

10. $t_6 \sim t_7$ 时间段 (Mode2)

在时刻 t_6 , 在 Snubber 电容 C_1 、 C_2 、 C_3 的作用下关断主开关管 Q 。之后, 在输入电流 I_i 的作用下, 电容 C_1 充电, C_2 、 C_3 放电。对应的等效电路与模式 1 时的 $t_6 \sim t_7$ 时间段一样, 如图 5.27(h) 所示。此时间段有:

$$v_{C2} = v_{C3}, \quad v_{C2} + v_{C1} = V_o, \quad C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} + C_3 \frac{dv_{C3}}{dt} + I_i = C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} \quad (5.113)$$

初始条件为:

$$\begin{cases} v_{C_2}(t_6) = v_{C_3}(t_6) = V_o \\ v_{C_1}(t_6) = 0 \end{cases}$$

解方程式(5.113)并代入初始条件得:

$$\begin{cases} v_{C_1} = \frac{I_t}{C_1 + C_2 + C_3}(t - t_6) \\ v_{C_2} = v_{C_3} = V_o - \frac{I_t}{C_1 + C_2 + C_3}(t - t_6) \end{cases} \quad (5.114)$$

$$i_{C_1} = \frac{C_1 I_t}{C_1 + C_2 + C_3}, \quad i_{C_2} = \frac{C_2 I_t}{C_1 + C_2 + C_3}, \quad i_{C_3} = \frac{C_3 I_t}{C_1 + C_2 + C_3}$$

由式(5.114)知,在这个时间段, v_{C_1} 线性上升, v_{C_2} 、 v_{C_3} 线性下降。当 v_{C_1} 在 t_7 时刻上升到等于 V_o 时, 主二极管 D_R 导通, D_2 截止, 电路回复到初始状态, 在模式 2 下一个完整的工作周期结束。这个时间段持续时间为:

$$T_7 = t_7 - t_6 = \frac{V_o(C_1 + C_2 + C_3)}{I_t} \quad (5.115)$$

从上述的讨论可看出, 图 5.26 所示的改进的 Boost ZVT-PWM 电路拓扑结构(二)同样克服了基本的 Boost ZVT-PWM 电路中存在的严重缺点。但是与图 5.23 所示电路不同的是它在使主功率开关管完成零电压导通与关断的同时, 便辅助开关管在零电流下导通, 零电压下关断, 而不是零电流关断。这种软关断过程同样有效地减小了 ZVT-PWM 电路中辅助开关管的关断损耗, 提高了电路的整体效率。模式 1 与模式 2 的主要区别在于主功率开关管关断时的 dv/dt 不一样。从前面的讨论可知, 在模式 1 下, 主功率开关管关断时有: $dv_{C_1}/dt = I_t/(C_1 + C_2)$; 在模式 2 下, 主功率开关管关断时有: $dv_{C_1}/dt = I_t/(C_1 + C_2 + C_3)$ 。显然, 在模式 2 下, 主功率开关管关断时有更小的 dv/dt , 从而有更好的软开关条件。但是在模式 2 下, 电感电流峰值 $I_{L,M}$ 需要足够高, 这意味着辅助开关管会有更大的导通损耗。

第六章 有源箝位正激、反激、正-反激 组合式软开关变换器

由本书第二章所述的基本 Buck 及 Buck-Boost 变换器加隔离变换后而形成的单端正激式和单端反激式 DC-DC 变换电路因其拓扑结构简单、控制方便、性能价格比良好,因而在中小功率场合得到了广泛的应用。但在常规的硬开关电路中,由于变压器漏感以及寄生电容的影响,常常在开关转换瞬间会产生很高的电压尖峰。这个电压尖峰一方面增加了器件的电压应力,另一方面加大了器件的损耗。为了抑制这些电压尖峰,通常的方法是采用 R-C 或 R-C-D 缓冲器吸收变压器漏感中的能量。然而由于这些能量最终要在开关状态转换时消耗在缓冲电阻上,因而电路的工作频率及效率均难以提高。为了使单端正激与反激式变换电路能够在高频率、高效率、高功率密度、高可靠性下工作,近年来,各种软开关技术在这类电路中的应用得到了广泛的研究。

6.1 有源箝位零电压开关(ZVS)PWM 正激变换器

一般认为,软开关技术的最初出发点是吸收浪涌电压和浪涌电流(surge voltage & surge current)的吸收电路(snubber)设计,加大 snubber 电路中电容 C 的容量就能使开关器件上的电压得以箝位。图 6.1 所示是 Carsten^[30]、Vinciavelli^[31]等人提出的有源箝位(active clamp)正激(forward)变换器拓扑结构。但当初提出方案时的着眼点是提高磁芯的使用范围、降低开关器件的电压峰值,似乎并没有 ZVS 的设计思想。近年来,有源箝位软开关技术才受到了广泛重视和深入的研究。

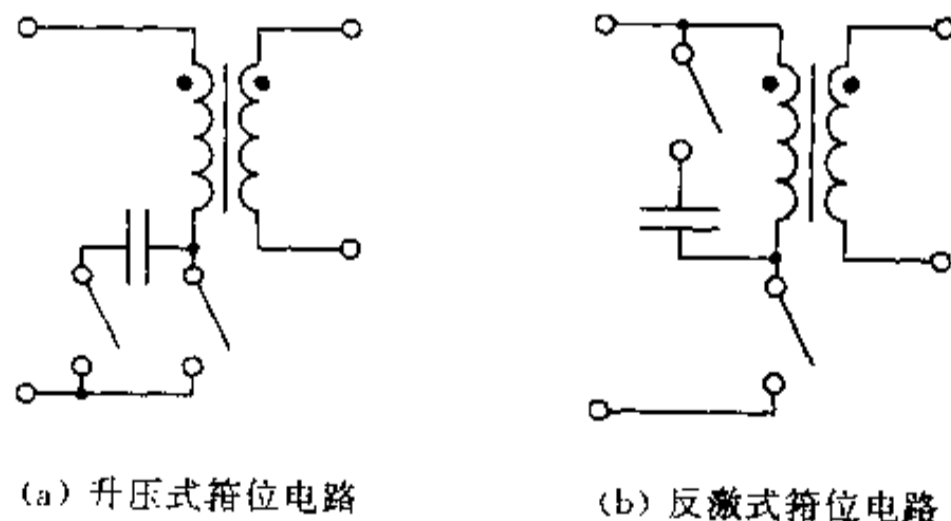


图 6.1 有源箝位正激变换器

6.1.1 有源箝位正激变换器的基本结构

有源箝位电路通常由有源器件(或称箝位开关)和箝位电容串联组成,并联在主开关

管或变压器原边绕组两端,利用箝位电容、MOS管输出电容和变压器绕组漏电感谐振,为主开关管创造零电压(ZVS)开通条件。并在主开关管关断期间,由箝位电容将主开关管两端电压箝位在一定数值水平上,保持基本不变,使主开关管避免承受过高的电压。在正激变换电路中利用有源箝位,还可以实现变压器磁芯磁通的自动复位(reset),无需另加复位措施;并可使激磁电流沿正负方向流通,使磁芯可以在磁化曲线的第一及第三象限运行,提高了磁芯的利用率。文献[30]中对多种有源箝位正激变换电路拓扑进行了讨论。下面将以图 6.2 所示电路为基础对此类电路进行讨论。图 6.2 所示电路为考虑到变压器及开关管寄生参数后的有源箝位正激变换器的等效电路拓扑。图中 L_m 为变压器激磁电感, L_1 为漏电感, i_{Lm} 为激磁电流, $N=N_1:N_2$ 为变压器变比。

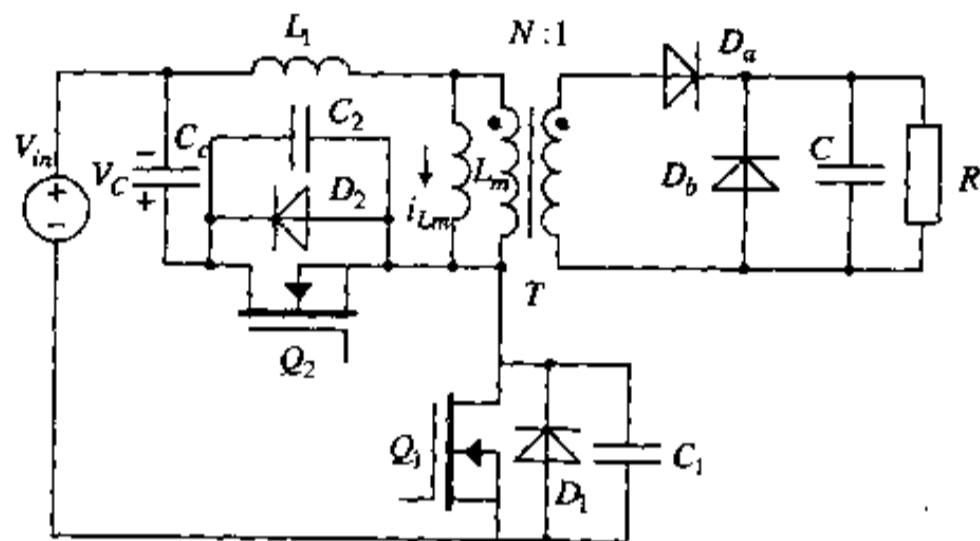


图 6.2 有源箝位正激变换器的等效电路拓扑

在图 6.2 所示电路中, Q_1 为主开关管, Q_2 为箝位开关管, C_c 为箝位电容。由后面的计算可得出 C_c 上的箝位电压为 $V_c = DV_m / (1 - D)$, 由于箝位电压 V_c 的表达式与 DC-DC 反激变换器的输出电压表达式一样, 故图 6.2 所示电路又称为反激式箝位电路。而对于图 6.1(a) 所示电路拓扑, 箝位电路与主开关管 Q_1 相并联, 根据计算可得出箝位电容电压为: $V_c = V_m / (1 - D)$, 这个表达式与升压式(Boost)变换器的输出电压表达式一样, 故称之为升压式箝位电路。

6.1.2 基本工作过程分析

图 6.2 所示电路拓扑在一个开关周期中可分为八个时间段描述。图 6.3 为各时间段所对应的等效电路拓扑工作模式, 图 6.4 为一个开关周期中电路各主要电量波形。考虑到电容 C_c 足够大, 因此在一个开关周期中可用一恒压源 V_c 来等效代替。其中:

$$V_c = DV_m / (1 - D) = NV_o / (1 - D) \quad (6.1)$$

另外, 因为 $L_1 \ll L_m$, 故在下面分析中将其忽略。同时, 为了简化下面的分析, 将对每一时间段分别描述, 即将每一时间段的初始时刻 t_i 都定义为 0 时刻。

1. $t_0 \sim t_1$ 时间段

在时刻 t_0 , 主功率开关管 Q_1 导通, 变压器磁芯正向激磁, 激磁电流 i_{Lm} 从第三象限的 $-I_m$ 向第一象限过渡, 变压器原边电压 $v_p = V_m$ 。副边二极管 D_a 导通, D_b 关断, 输入能量通过变压器和二极管 D_a 传送到输出负载。这一段的工作状态完全等同于常规的 PWM 正

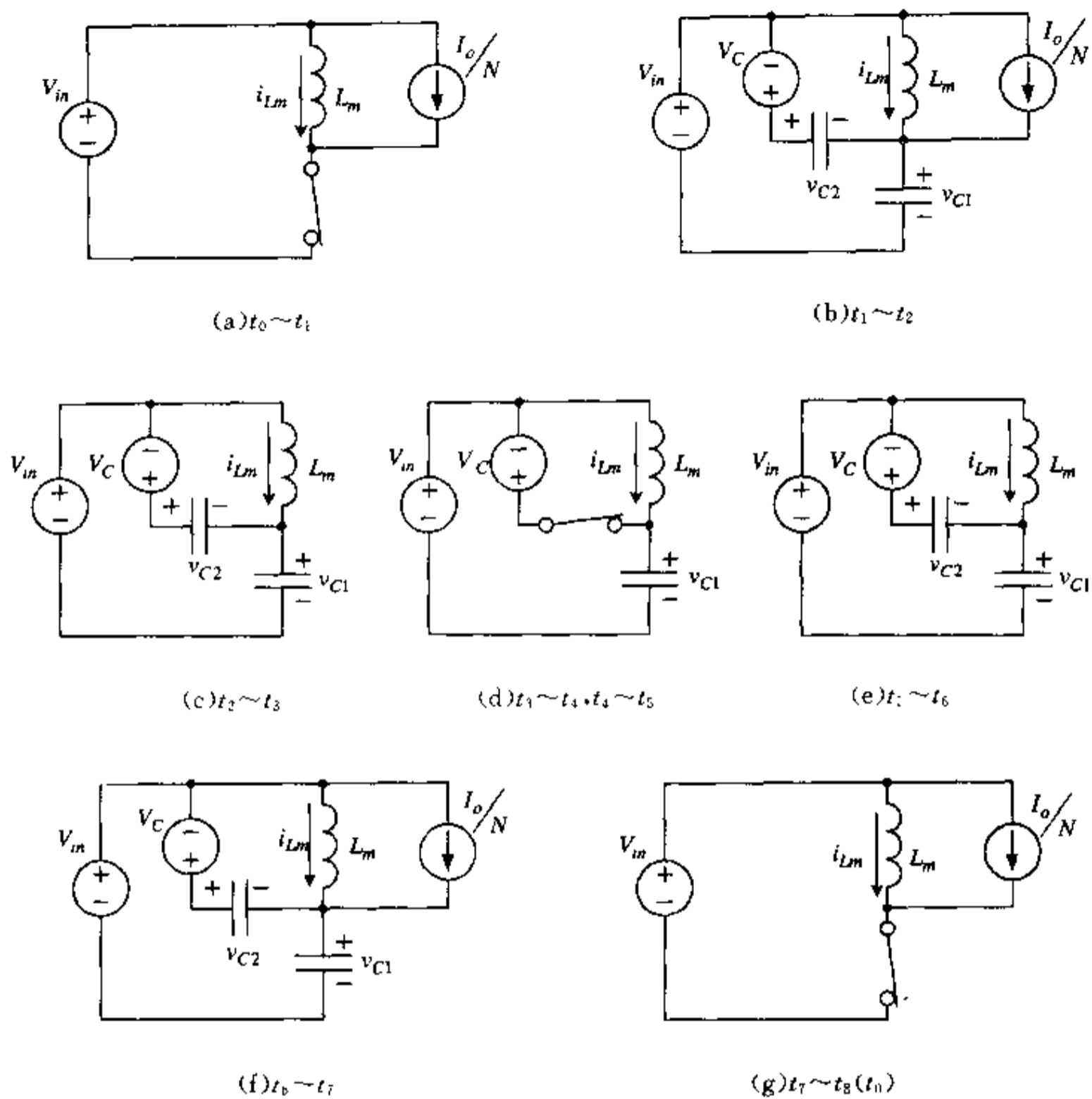


图 6.3 各时间段等效电路拓扑

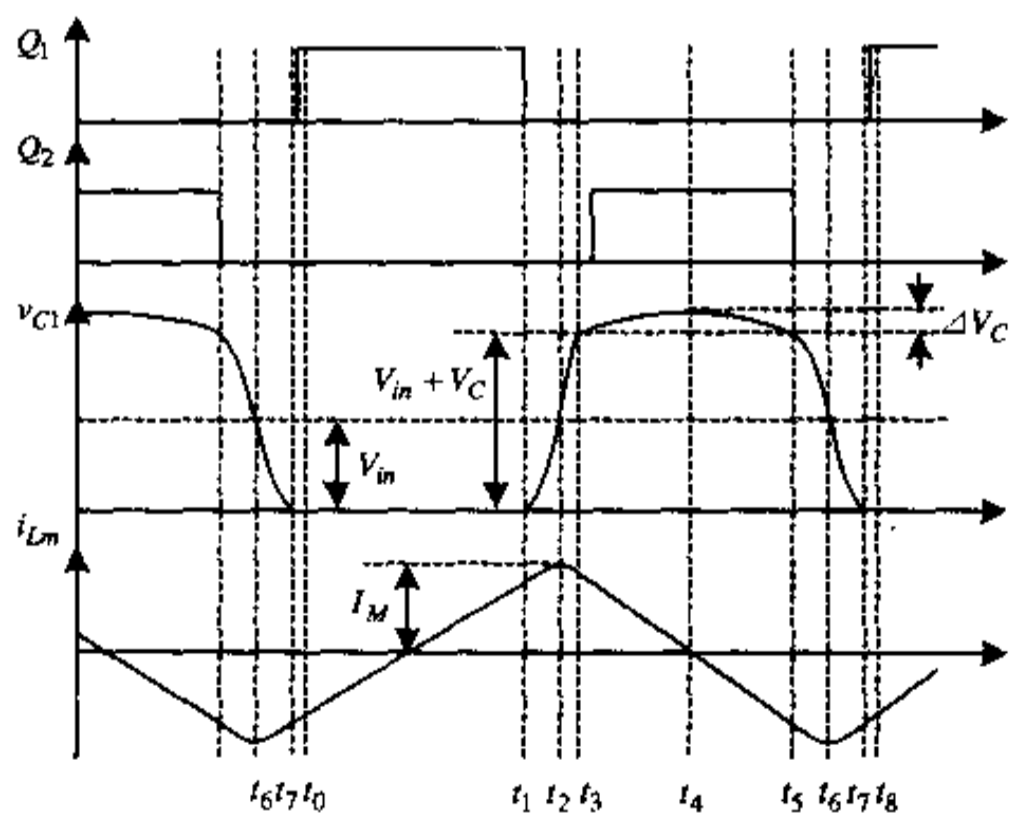


图 6.4 主要电量波形

激变换器。同时,在这一时间段,箝位开关管 Q_2 关断,其反并联二极管 D_2 由于反偏,处于阻断状态。这一时间段的等效电路拓扑如图 6.3(a)所示。在这一时间段有 $v_{C1}=0, v_{C2}=V_m+V_c$,以及

$$L_m \frac{di_{Lm}}{dt} = V_m \quad (6.2)$$

初始条件为:

$$i_{Lm}(0) = -I_{m0}$$

解方程式(6.2)并代入初始条件可得:

$$i_{Lm} = \frac{V_m}{L_m}t - I_{m0} \quad (6.3)$$

这个时间段的长度取决于电路的占空比控制要求。设在 t_1 时刻,主功率开关管 Q_1 关断,这时 $i_{Lm} = +I_{m1}$,该时间段结束。则这个时间段长度为:

$$T_1 = t_1 - t_0 = (I_{m1} + I_{m0}) \frac{L_m}{V_m} \quad (6.4)$$

2. $t_1 \sim t_2$ 时间段

在时刻 t_1 ,主功率开关管 Q_1 在结电容 C_1 的作用下软关断。之后,在副边反射电流 I_o/N 和励磁电流 i_{Lm} 的作用下, C_1 充电, C_2 放电, L_m 与 C_1, C_2 处于谐振状态,副边整流二极管 D_a 继续处于开通状态。这一时间段等效电路拓扑如图 6.3(b)所示。在这一时间段有:

$$\begin{cases} C \frac{dv_{C1}}{dt} = i_{Lm} + \frac{I_o}{N} \\ L_m \frac{di_{Lm}}{dt} = V_m - v_{C1} \end{cases} \quad (6.5)$$

初始条件:

$$\begin{cases} v_{C1}(0) = 0 \\ i_{Lm}(0) = I_{m1} \end{cases}$$

式中, $C=C_1+C_2$ 。

解方程组(6.5)并代入初始条件可得:

$$\begin{cases} v_{C1} = V_m - V_m \cos \omega t + \left(\frac{I_o}{N} + I_{m1} \right) Z \sin \omega t = V_m - V_{M1} \cos(\omega t + \beta_1) \\ i_{Lm} = \frac{V_m}{Z} \sin \omega t + \left(\frac{I_o}{N} + I_{m1} \right) \cos \omega t - \frac{I_o}{N} = I_{1M} \sin(\omega t + \beta_1) - \frac{I_o}{N} \end{cases} \quad (6.6)$$

式中, $\omega = \frac{1}{\sqrt{L_m C}}$ 为谐振角频率, $Z = \sqrt{\frac{L_m}{C}}$ 为谐振电路特性阻抗, $\beta_1 =$

$$\tan^{-1} \frac{\left(\frac{I_o}{N} + I_{m1} \right) Z}{V_m}, V_{M1} = \sqrt{V_m^2 + \left(\frac{I_o}{N} + I_{m1} \right)^2 Z^2}, I_{1M} = \sqrt{\left(\frac{V_m}{Z} \right)^2 + \left(\frac{I_o}{N} + I_{m1} \right)^2}.$$

当 v_{C1} 谐振上升到等于 V_m 时,这一时间段结束。将 $v_{C1}=V_m$ 代入式(6.6)可得这一时间段长度:

$$T_2 = t_2 - t_1 = \frac{1}{\omega} \tan^{-1} \frac{V_m}{\left(\frac{I_o}{N} + I_{m1}\right)Z} = \frac{1}{\omega} \left[\frac{\pi}{2} - \beta_1 \right] \quad (6.7)$$

$$i_{Lm}(T_2) = I_{m2} = I_{1M} - \frac{I_o}{N} \quad (6.8)$$

3. $t_2 \sim t_3$ 时间段

在时刻 t_2 , v_{C1} 等于 V_m , 变压器原边电压为零, 这时副边整流二极管 D_a 关断, 续流二极管 D_b 导通, 变压器原边 L_m 与 C_1 、 C_2 继续谐振。这一时间段的等效电路拓扑如图 6.3(c) 所示。在这一时间段有:

$$\begin{cases} C \frac{dv_{C1}}{dt} = i_{Lm} \\ L_m \frac{di_{Lm}}{dt} = V_m - v_{C1} \end{cases} \quad (6.9)$$

初始条件为:

$$\begin{cases} v_{C1}(0) = V_m \\ i_{Lm}(0) = I_{m2} \end{cases}$$

解方程组(6.9)并代入初始条件可得:

$$\begin{cases} v_{C1} = V_m + \left(I_{1M} - \frac{I_o}{N} \right) Z \sin \omega t \\ i_{Lm} = \left(I_{1M} - \frac{I_o}{N} \right) \cos \omega t \end{cases} \quad (6.10)$$

当 v_{C1} 谐振上升到等于 $V_m + V_C$ 时, 箝位二极管 D_2 导通, 这个时间段结束。将 $v_{C1} = V_m + V_C$ 代入式(6.10)可得这个时间段持续时间:

$$T_3 = t_3 - t_2 = \frac{1}{\omega} \sin^{-1} \frac{V_C}{I_{m2}Z} \quad (6.11)$$

且有

$$i_{Lm}(T_3) = I_{m3} = \sqrt{I_{m2}^2 - \left(\frac{V_C}{Z} \right)^2} \quad (6.12)$$

4. $t_3 \sim t_4$ 时间段

在时刻 t_3 , v_{C1} 等于 $V_m + V_C$, 箝位二极管 D_2 导通, 将 v_{C1} 箝位在此数值。之后, 励磁电流 i_{Lm} 在箝位电压 V_C 的作用下线性下降, 变压器进入磁复位过程。这一时间段的等效电路拓扑如图 6.3(d) 所示。在这一时间段有:

$$v_{C1} = V_m + V_C, \quad L_m \frac{di_{Lm}}{dt} = -V_C \quad (6.13)$$

初始条件:

$$i_{Lm}(0) = I_{m3}$$

解方程式(6.13)并代入初始条件可得

$$i_{Lm} = -\frac{V_C}{L_m} t + I_{m3} \quad (6.14)$$

当 i_{Lm} 下降到零时, 这个时间段结束。由式(6.14)可得这个时间段持续时间:

$$T_4 = t_4 - t_3 = \frac{I_{m3}L_m}{V_C} \quad (6.15)$$

在这个时间段, 由于箝位二极管 D_2 的导通, 箝位开关管 Q_2 可在零电压下完成导通过程。

5. $t_4 \sim t_5$ 时间段

在时刻 t_4 之后, 激磁电流 i_{Lm} 在箝位电压 V_C 的作用下, 通过 Q_2 向反方向线性增加, 磁芯工作在第三象限, v_{C1} 继续被箝位在 $V_m + V_C$, 等效电路拓扑及动态描述与上一时间段相同。在这一时间段有:

$$i_{Lm} = -\frac{V_C}{L_m}t \quad (6.16)$$

当这一时间段箝位电容 C_c 的放电电荷等于上一时间段的充电电荷时, 这个时间段结束。

上一时间段 C_c 充电电荷:

$$q_1 = \int_0^{T_4} i_{Lm} dt = \int_0^{T_4} \left(-\frac{V_C}{L_m}t + I_{m3} \right) dt = \frac{I_{m3}^2 L_m}{2V_C} \quad (6.17)$$

这一时间段 C_c 放电电荷:

$$q_2 = \int_0^{T_5} i_{Lm} dt = \int_0^{T_5} \left(-\frac{V_C}{L_m}t \right) dt = -\frac{V_C}{2L_m}T_5^2 \quad (6.18)$$

由 $q_1 + q_2 = 0$ 可得这个时间段持续时间:

$$T_5 = \frac{I_{m3}L_m}{V_C} = T_4 \quad (6.19)$$

$$i_{Lm}(T_5) = -I_{m3} = -\frac{V_C}{L_m}T_5 = -\frac{V_C}{L_m} \frac{I_{m3}L_m}{V_C} = -I_{m3} \quad (6.20)$$

6. $t_5 \sim t_6$ 时间段

在时刻 t_5 , 箝位开关管 Q_2 在缓冲电容作用下软关断。之后, 励磁电感 L_m 与电容 C_1 、 C_2 重新开始谐振。 C_1 放电, C_2 充电, 等效电路拓扑如图 6.3(e) 所示。在这一时间段有:

$$\begin{cases} C \frac{dv_{C1}}{dt} = i_{Lm} \\ L_m \frac{di_{Lm}}{dt} = V_m - v_{C1} \end{cases} \quad (6.21)$$

初始条件为:

$$\begin{cases} v_{C1}(0) = V_m + V_C \\ i_{Lm}(0) = -I_{m5} = -I_{m3} \end{cases}$$

解方程组(6.21)并代入初始条件可得:

$$\begin{cases} v_{C1} = V_m + V_C \cos \omega t - I_{m3} Z \sin \omega t = V_m + V_{M2} \cos(\omega t + \beta_2) \\ i_{Lm} = -\frac{V_C}{Z} \sin \omega t - I_{m3} \cos \omega t = -I_{2M} \sin(\omega t + \beta_2) \end{cases} \quad (6.22)$$

$$V_{M2} = \sqrt{V_C^2 + (I_{m3}Z)^2}, I_{2M} = \sqrt{\left(\frac{V_C}{Z}\right)^2 + I_{m3}^2}, \beta_2 = \tan^{-1} \frac{I_{m3}Z}{V_C}$$

当 v_{C1} 在 t_6 时刻谐振下降到 V_m 时, 这个时间段结束。将 $v_{C1} = V_m$ 代入式(6.22), 可得这个时间段长度:

$$T_6 = t_6 - t_5 = \frac{1}{\omega} \tan^{-1} \frac{V_C}{I_{m3}Z} \quad (6.23)$$

或者

$$\omega T_6 + \beta_2 = \frac{\pi}{2}$$

$$\begin{aligned} i_{Lm}(T_6) &= -I_{m6} = -I_{2M} = -\sqrt{\left(\frac{V_C}{Z}\right)^2 + I_{m3}^2} \\ &= -\sqrt{\left(\frac{V_C}{Z}\right)^2 + I_{m2}^2 - \left(\frac{V_C}{Z}\right)^2} = -I_{m2} \end{aligned} \quad (6.24)$$

7. $t_6 \sim t_7$ 时间段

在时刻 t_6 , v_{C1} 下降到 V_m , 变压器原边电压上升为零。之后, 副边续流二极管 D_b 关断, 整流二极管 D_a 导通, 副边反射电流 $\frac{I_o}{N}$ 及励磁电流 i_{Lm} 继续使 C_1 放电, C_2 充电。这个时间段对应的等效电路拓扑如图 6.3(f) 所示。这一时间段有:

$$\begin{cases} C \frac{dv_{C1}}{dt} = i_{Lm} + \frac{I_o}{N} \\ L_m \frac{di_{Lm}}{dt} = V_m - v_{C1} \end{cases} \quad (6.25)$$

初始条件:

$$\begin{cases} v_{C1}(0) = V_m \\ i_{Lm}(0) = -I_{m2} = -I_{m6} \end{cases}$$

解方程组(6.25)并代入初始条件可得:

$$\begin{cases} v_{C1} = V_m - \left(I_{m2} - \frac{I_o}{N}\right) Z \sin \omega t \\ i_{Lm} = -\left(I_{m2} - \frac{I_o}{N}\right) \cos \omega t - \frac{I_o}{N} \end{cases} \quad (6.26)$$

当 v_{C1} 在 t_7 时刻谐振到零时, 这一时间段结束。由式(6.26)可得这个时间段长度:

$$T_7 = t_7 - t_6 = \frac{1}{\omega} \sin^{-1} \frac{V_m}{\left(I_{m2} - \frac{I_o}{N}\right) Z} \quad (6.27)$$

$$i_{Lm}(T_7) = -\sqrt{\left(I_{m2} - \frac{I_o}{N}\right)^2 - \left(\frac{V_m}{Z}\right)^2} - \frac{I_o}{N} = -I_{m7}$$

8. $t_7 \sim t_8(t_0)$ 时间段

在时刻 t_7 , v_{C1} 下降到零, 主功率开关管 Q_1 的反并联二极管 D_1 导通, 将 v_{C1} 箝位到零值。之后, 电感电流 i_{Lm} 在输入电压 V_m 的作用下线性变化。对应的等效电路拓扑

如图 6.3(g)所示。在这个时间段有：

$$L_m \frac{di_{Lm}}{dt} = V_m \quad (6.28)$$

初始条件：

$$i_m(0) = -I_{m7}$$

解方程式(6.28)可得：

$$i_{Lm} = \frac{V_m}{L_m}t - I_{m7} \quad (6.29)$$

当 i_{Lm} 在数值上下降到等于 I_o/N 时,即 $i_{Lm} = -\frac{I_o}{N}$,二极管 D_1 中电流为零,这个时间段结束。从 $t_8(t_0)$ 时刻将开始下一个周期。在这个时间段,主功率开关管 Q_1 可在零电压下完成导通过程。由式(6.29)可得这个时间段长度：

$$T_s = t_8 - t_7 = \frac{L_m}{V_m} \sqrt{\left(I_{m2} - \frac{I_o}{N}\right)^2 - \left(\frac{V_m}{Z}\right)^2} \quad (6.30)$$

6.1.3 几点讨论

1. 箝位电容电压 V_c

从前面讨论可知,如果忽略短暂的谐振过渡过程,则主功率开关管 Q_1 的导通时间为 DT_s ,此时变压器原边电压为 V_m ;主功率开关管 Q_1 的断开时间为 $(1-D)T_s$,这时变压器原边电压为 $-V_c$ 。从伏秒平衡特性可知,应有 $V_m DT_s = V_c(1-D)T_s$,从而可知箝位电容电压 V_c 应为：

$$V_c = \frac{DV_m}{1-D} = \frac{NV_o}{1-D} \quad (6.31)$$

2. 箝位电容电压纹波 ΔV_c

在前面的讨论中,箝位电容 C_c 实际上被看作无穷大,因此在整个工作过程中,其上电压保持不变。而实际上,由于 C_c 的数值是有限的,因此其上电压在 $t_3 \sim t_5$ 时间间隔中是波动的,且有 $v_c(t_3) = v_c(t_5) = V_c$;在 $t_3 \sim t_4$ 段, v_c 上升; $t_4 \sim t_5$ 段, v_c 下降。最大值 V_{CM} 出现在 t_4 时刻,令 $\Delta V_c = V_{CM} - V_c$,则根据式(6.17)可得：

$$\Delta V_c = \frac{q_1}{C_c} = \frac{I_{m3}^2 L_m}{2V_c C_c}$$

$$\frac{\Delta V_c}{V_c} = \frac{I_{m3}^2 L_m}{2V_c^2 C_c} \quad (6.32)$$

将 $V_c = \frac{NV_o}{1-D}$, $I_{m3} \approx I_M = \frac{NV_o}{2L_m f_s}$ 代入式(6.32)可得：

$$\frac{\Delta V_c}{V_c} = \frac{(1-D)^2}{8L_m C_c f_s^2} \quad (6.33)$$

显然, C_c 的数值越大,则箝位电容电压相对波动越小。

3. 励磁电流 i_{L_m} 的峰值 I_M

由前面的讨论及图 6.4 可知,在时刻 t_2 和 t_6 ,励磁电流 i_{L_m} 分别达到其正峰值和负峰值,这时有: $I_{m2} = I_{m6} = I_M$ 。如果考虑到 $t_2 \sim t_3$ 时间段及 $t_5 \sim t_6$ 时间段的谐振过渡过程相对于 $t_1 \sim t_5$ 时间段的线性变化段是一段很短的过程,且谐振频率很高,则 i_{L_m} 在整个 $t_2 \sim t_6$ 时间间隔内的变化可近似看作一线性变化过程,斜率为 $\frac{V_C}{L_m}$ 。而 $t_2 \sim t_6$ 时间段,恰好是副边续流二极管工作期间,即 $t_6 - t_2 = (1-D)T_S$,故可得下式:

$$\frac{2I_M}{(1-D)T_S} = \frac{V_C}{L_m} = \frac{NV_o}{(1-D)L_m}$$

从而可得:

$$I_{m2} = I_{m6} = I_M = \frac{NV_o}{2L_m f_S} \quad (6.34)$$

另外,从前面的讨论可知:

$$I_{m3} = I_{m5} = \sqrt{I_{m2}^2 - \left(\frac{V_C}{Z}\right)^2}$$

如果考虑到励磁电感 L_m 具有一个比较大的数值,而开关管结电容 C_1, C_2 具有比较小的数值,则 $Z = \sqrt{L_m/C}$ 将具有一个很大的数值,因此 $\frac{V_C}{Z} \ll I_{m2}$,从而可得:

$$I_{m3} = I_{m5} \approx I_{m2} = I_M = \frac{NV_o}{2L_m f_S} \quad (6.35)$$

4. 功率开关管 Q_1, Q_2 的电压及电流最大值

在对有源箝位单端正激变换器进行设计时,主功率开关管 Q_1 和箝位开关管 Q_2 承受的最大电压值和最大电流值对于开关管的正确选择具有非常重要的意义。从前述的基本工作过程分析可知:

$$v_{DS1\max} = V_m + V_C + \Delta V_C = V_m + \frac{NV_o}{1-D} + \frac{(1-D)NV_o}{8L_m C_c f_S^2} \quad (6.36)$$

$$v_{DS2\max} = V_m + V_C = V_m + \frac{NV_o}{1-D} \quad (6.37)$$

在 t_1 时刻,流入主功率开关管 Q_1 的电流最大,这时有

$$i_{Q1} = I_{m1} + \frac{I_o}{N}$$

而由式(6.8)可知:

$$I_{m2} = \sqrt{\left(I_{m1} + \frac{I_o}{N}\right)^2 + \left(\frac{V_m}{Z}\right)^2} - \frac{I_o}{N}$$

同样,如果考虑到 $I_{m1} + \frac{I_o}{N} \gg \frac{V_m}{Z}$,则有:

$$I_{m1} \approx I_{m2} = \frac{NV_o}{2L_m f_S}$$

故

$$I_{Q1\max} = \frac{NV_o}{2L_m f_s} + \frac{I_o}{N} \quad (6.38)$$

在 t_5 时刻, 流入箝位开关管 Q_2 的电流最大:

$$I_{Q2\max} = I_{m2} \approx \frac{NV_o}{2L_m f_s} \quad (6.39)$$

5. 零电压开关条件

由前面的讨论可知, 主功率开关管 Q_1 及箝位开关管 Q_2 的关断都是在其各自的结电容作用下以软关断方式完成的。在这里, 各自的结电容起到了关断 Snubber 的作用。但 Q_1 、 Q_2 的零电压开通必须满足一定的条件。

由图 6.3(f) 及式 (6.26) 可知, 为了使 Q_1 两端电压 v_{C1} 能谐振到零, 必须有:

$$\left(I_{m2} - \frac{I_o}{N} \right) Z \geq V_m, \text{ 即有}$$

$$\sqrt{\frac{L_m}{C}} \left(\frac{NV_o}{2L_m f_s} - \frac{I_o}{N} \right) \geq V_m \quad (6.40)$$

从上式可看出, 为了满足 Q_1 的零电压开通条件, 变压器励磁电感 L_m 与开关频率 f_s 之间具有一种耦合关系, 当 L_m 较大时, f_s 应减小, 而当 f_s 升高时, L_m 可以减小。

由式 (6.10) 可知, 为了使箝位开关管 Q_2 两端电压能谐振到零, 即使 v_{C1} 能谐振上升到 $V_m + V_c$, 必须有 $I_{m2} Z \geq V_c$, 即应有:

$$\begin{aligned} \frac{NV_o}{2L_m f_s} \sqrt{\frac{L_m}{C}} &\geq V_c \\ \frac{NV_o}{2\sqrt{L_m C} f_s} &\geq \frac{NV_o}{1-D} \\ \frac{\omega_s}{2f_s} &\geq \frac{1}{1-D} \\ D &\leq 1 - \frac{1}{\pi} \end{aligned} \quad (6.41)$$

尽管占空比 D 可以大于 0.5 是有源箝位单端正激变换器的优点之一, 但从式 (6.41) 可知, 当 D 取值在 0.7 左右时, 箝位开关管 Q_2 将失去零电压开通条件。

6. 有源箝位正激变换器的优缺点分析

从前面的讨论可知有源箝位正激变换器具有如下明显的优点: 主功率开关管 Q_1 和箝位开关管 Q_2 可以在零电压下完成开关过程, 减小了开关损耗, 提高了整体效率; 由于箝位电容的作用, 降低了功率开关管上过高的电压应力; 占空比 D 可大于 0.5; 有源箝位可使变压器磁芯磁通自动复位, 无需另加复位措施; 励磁电流可在正负方向上流通, 使磁芯工作于磁化曲线的第一及第三象限, 提高了磁芯利用率。有源(反激式)箝位正激变换器的主要缺点是增加了一个箝位开关, 从而增加了控制电路的复杂性, 在电路设计上需要给出一个与主功率开关管驱动电路隔离的能给出可控占空比信号的驱动电路; 另外, 主功率开关管 Q_1 的零电压开通条件明显与负载有关。

6.2 有源箝位零电压开关(ZVS)PWM 反激变换器

反激式(flyback)变换电路也是长期以来非常流行的一种电路拓扑,它的电路结构简单,控制方便,可以以升压或降压两种方式工作。变压器既是一种储能装置,又起到了隔离变换的作用,与正激变换器相比,理论上可以减小磁性元件。其主要缺点是,当工作于电流断续模式(DCM)时,开关管的电流应力很大。另外,关断时,由变压器漏感和开关管结电容形成的寄生振荡使开关管两端出现很高的电压尖峰(voltage spike)。通常的办法是用RCD缓冲电路去抑制此尖峰,这种方法带来的不足之处是变压器漏感能量全部损耗在电阻 R 中,使电路整体效率下降。与上一节讨论相同,在反激式变换器中,同样可以用有源箝位电路去替代RCD缓冲电路。有源箝位电路一方面可以对电压尖峰进行箝位,另一方面,通过谐振,可以为功率开关管创造零电压开关条件。图6.5是有源箝位零电压开关PWM反激式变换器等效原理图。电路中, L_m 为励磁电感, L_r 为变压器漏感与外加电感之和, C_r 为开关管 Q_1 、 Q_2 结电容之和, C_c 为箝位电容。

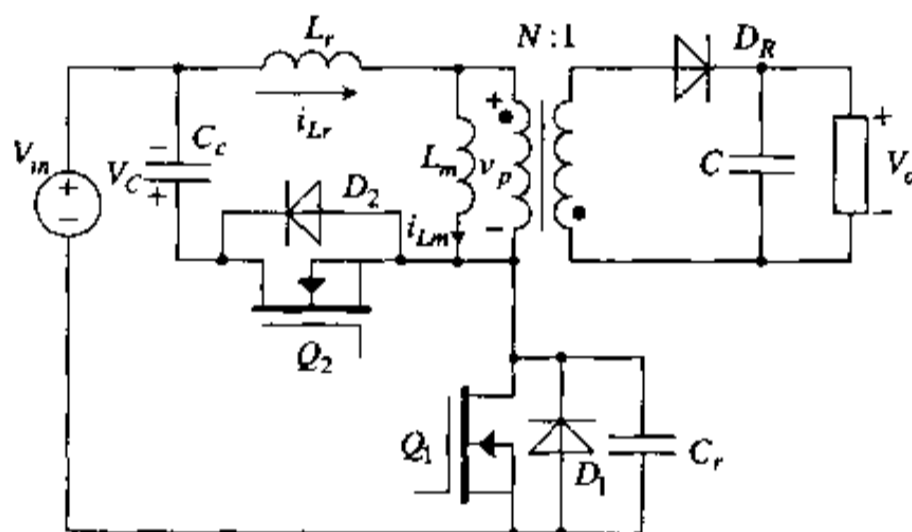


图 6.5 有源箝位零电压开关 PWM 反激式变换器原理图

在对图 6.5 所示电路进行详细讨论之前,同样需作如下几点假设:

- 所有元器件都是理想的。
- 变压器励磁电流 i_{Lm} 总是处于正的非零状态(正方向如图 6.5 所示)。
- 谐振电感 L_r 远小于励磁电感 L_m , 通常 L_r 为 L_m 的 5%~10%。
- 在谐振过程中, L_r 中储存的能量足以使 C_r 完全放电。
- $\pi \sqrt{L_r C_r} \gg T_{off}$ 。

6.2.1 基本工作过程分析

图 6.5 所示电路在一个开关周期中可分为七个时间段描述。图 6.6 为各时间段等效电路拓扑,图 6.7 为一周期电路主要电量波形。同理,为了简化分析过程,在下面的讨论中,将每一时间段的初始时刻都定义为零时刻。

1. $t_0 \sim t_1$ 时间段

在时刻 t_0 , 主功率开关管 Q_1 处于导通状态, 辅助开关管 Q_2 处于关断状态, 其上反并

联二极管 D_2 反偏, 输出整流二极管 D_R 反偏, 励磁电感 L_m 与谐振电感 L_r 处于线性充电状态。这个时间段, 电路的工作状态与常规的反激式变换器相同。这个时间段的持续时间取决于电路占空比控制要求。图 6.6(a) 为这个时间段对应的等效电路拓扑。在这个时间段有:

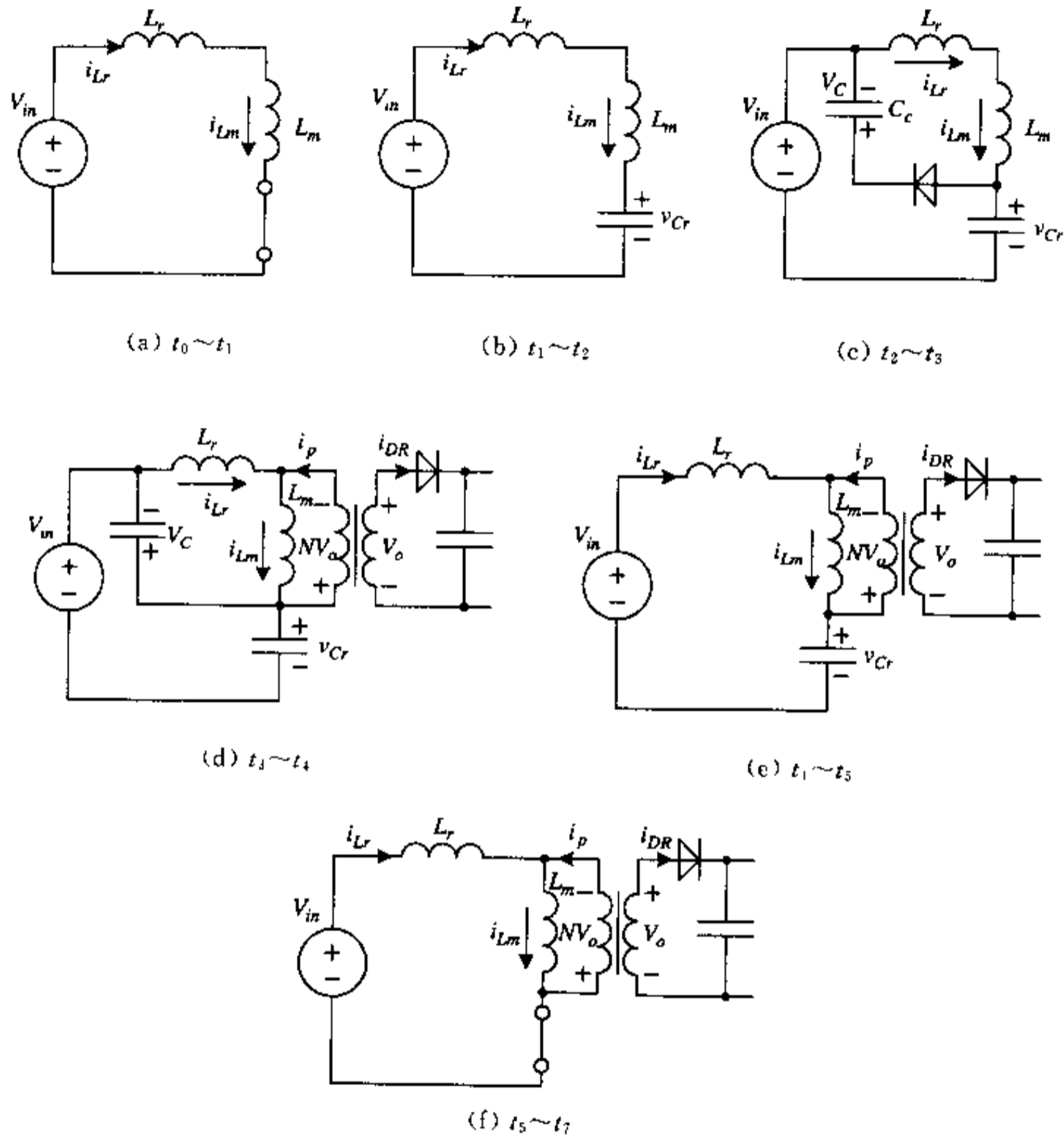


图 6.6 各时间段等效电路拓扑

$$(L_r + L_m) \frac{di_{Lm}}{dt} = V_m \quad (6.42)$$

初始条件:

$$i_{Lm}(0) = i_{Lr}(0) = I_{L0} = I_{Lm}$$

解方程式(6.43)并代入初始条件可得

$$i_{Lr} = i_{Lm} = \frac{V_m}{L_r + L_m} t + I_{Lm} \quad (6.43)$$

在时刻 t_1 , 主功率开关管 Q_1 关断, 这个时间段结束。这时有

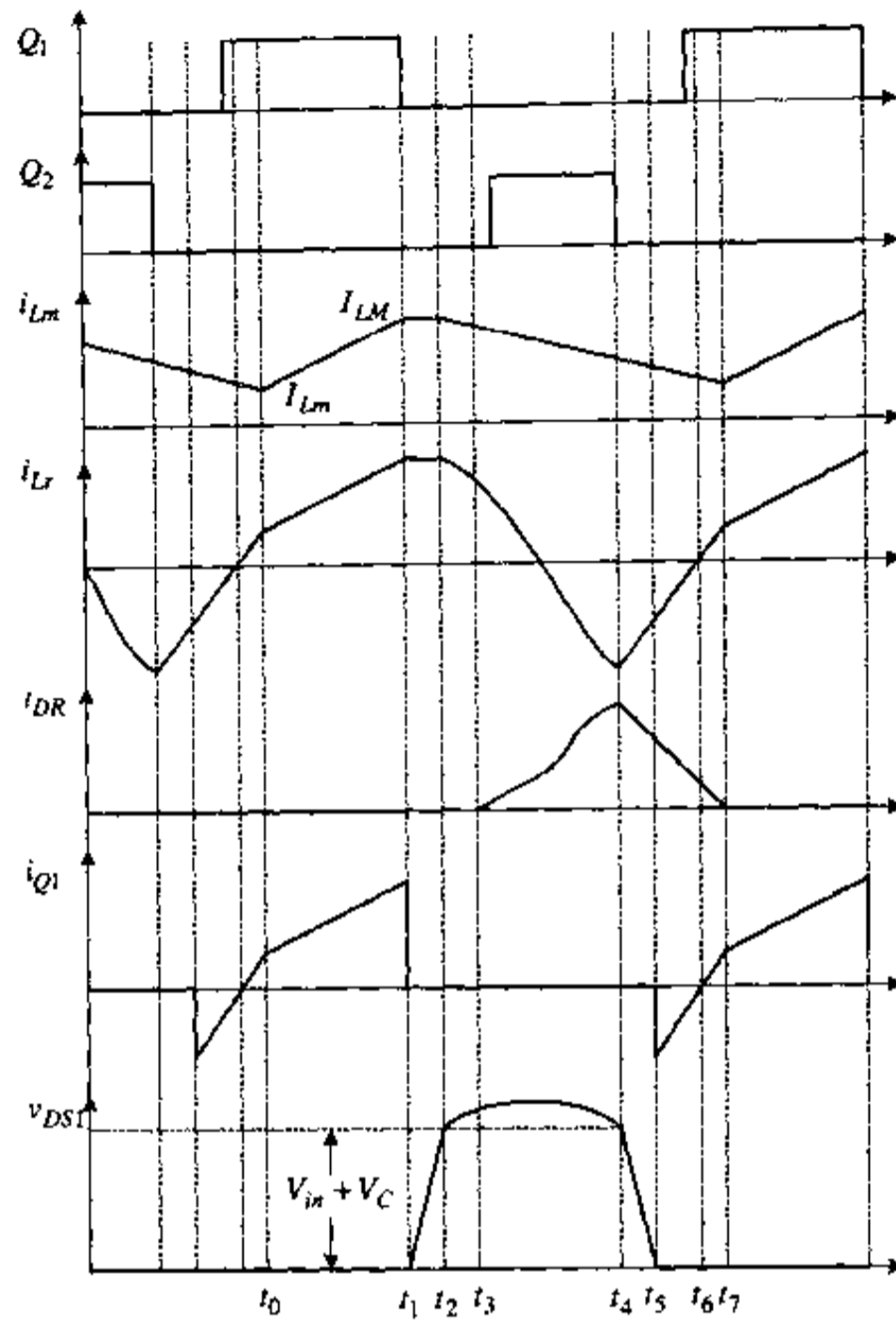


图 6.7 电路主要电量波形

$$i_{Lr}(t_1) = i_{Lm}(t_1) = I_{Lr} = I_{LM}$$

这个时间段持续时间为:

$$T_1 = t_1 - t_0 \approx DI'_S = \frac{I_{LM} - I_{Lm}}{V_{in}} (L_r + L_m) \quad (6.44)$$

2. $t_1 \sim t_2$ 时间段

在时刻 t_1 , Q_1 在 Snubber 电容 C_r 作用下软关断。之后, 谐振电容 C_r 将与电感 L_r 、 L_m 谐振。这个时间段对应的等效电路拓扑如图 6.6(b) 所示。在这个时间段有:

$$\begin{cases} (L_r + L_m) \frac{di_{Lm}}{dt} = V_{in} - v_{Cr} \\ C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} = i_{Lm} \end{cases} \quad (6.45)$$

初始条件:

$$\begin{cases} i_{Lm}(0) = I_{LM} \\ v_{Cr}(0) = 0 \end{cases}$$

解方程组(6.45)并代入初始条件可得:

$$\begin{cases} v_{Cr} = V_m - V_m \cos \omega_1 t + I_{LM} Z_1 \sin \omega_1 t = V_{Cr1} \cos(\omega_1 t + \beta_1) + V_m \\ i_{Lr} = i_{Lm} = \frac{V_m}{Z_1} \sin \omega_1 t + I_{LM} \cos \omega_1 t = I_{M1} \sin(\omega_1 t + \beta_1) \end{cases} \quad (6.46)$$

式中, $Z_1 = \sqrt{\frac{L_r + L_m}{C_r}}$, $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{(L_r + L_m)C_r}}$, $\beta_1 = \tan^{-1} \frac{I_{LM} Z_1}{V_m}$, $V_{Cr1} = \sqrt{V_m^2 + (I_{LM} Z_1)^2}$,

$$I_{M1} = \sqrt{\left(\frac{V_m}{Z_1}\right)^2 + I_{LM}^2}.$$

以上表明,在这一时间段, C_r 与 L_r, L_m 处于一个很复杂的谐振过程。实际上,如果考虑到 L_m 相对于 C_r 有一个很大的数值,而 C_r 相对于 L_m 有一个较小的数值,则特性阻抗 Z_1 具有很大的数值,从而有 $I_{M1} \approx I_{LM}$ 。即在这一时间段, $i_{Lm} = i_{Lr}$ 可以近似看作不变,而 v_{Cr} 在恒定电流作用下线性上升,这就使得分析过程得以大大简化。按照这种近似,在这一时间段有:

$$i_{Lr} = i_{Lm} = I_{L2} = I_{LM} \quad (6.47)$$

$$v_{Cr} = \frac{I_{LM}}{C_r} t \quad (6.48)$$

当 v_{Cr} 上升到等于 $V_m + V_C$ 时 ($V_C \approx NV_0$ 为箝位电容 C_1 上电压),这一时间段结束。这个时间段持续时间为:

$$T_2 = t_2 - t_1 \approx \frac{V_m + V_C}{I_{LM}} C_r \quad (6.49)$$

3. $t_2 \sim t_3$ 时间段

在时刻 t_2 , v_{Cr} 上升到等于 $V_m + V_C$, 辅助开关管 Q_2 的反并联二极管 D_2 导通。之后,电感 L_r, L_m 将与箝位电容 C_c 谐振(注:由于 $C_c \gg C_r$, 故 i_{Lm} 可近似认为全部流向 C_c)。这一时间段对应的等效电路如图 6.6(c) 所示。在这一时间段有:

$$\begin{cases} C_c \frac{dv_{Cc}}{dt} = i_{Lm} \\ (L_r + L_m) \frac{di_{Lm}}{dt} = -v_{Cc} \end{cases} \quad (6.50)$$

初始条件:

$$\begin{cases} v_{Cc}(0) = V_C \\ i_{Lm}(0) = I_{LM} \end{cases}$$

解方程组(6.50)并代入初始条件可得:

$$\begin{cases} v_{Cc} = V_C \cos \omega_2 t + I_{LM} Z_2 \sin \omega_2 t = V_{C2M} \sin(\omega_2 t + \beta_2) \\ i_{Lm} = i_{Lr} = -\frac{V_C}{Z_2} \sin \omega_2 t + I_{LM} \cos \omega_2 t = I_{M2} \cos(\omega_2 t + \beta_2) \end{cases} \quad (6.51)$$

式中, $V_{C2M} = \sqrt{V_C^2 + I_{LM}^2 Z_2^2}$, $I_{M2} = \sqrt{I_{LM}^2 + \left(\frac{V_C}{Z_2}\right)^2}$, $\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{(L_r + L_m)C_c}}$, $Z_2 = \sqrt{\frac{L_r + L_m}{C_c}}$,

$$\beta_2 = \tan^{-1} \frac{V_C}{I_{LM} Z_2}.$$

变压器原边电压这时为:

$$v_p = -V_C \frac{L_m}{L_r + L_m} \quad (6.52)$$

与上一时间段分析相同,考虑到 L_m 和 C_c 均具有较大的数值,故在工程分析中, v_{C_c} 和 i_{L_m} 在这一很短时间段内,均可近似看作线性变化。 v_{C_c} 在恒定电流 I_{LM} 作用下线性上升, i_{L_m} 在恒定电压 V_C 作用下线性下降。即有:

$$v_{C_c} \approx \frac{I_{LM}}{C_c} t + V_C \quad (6.53)$$

$$i_{L_m} = i_{L_r} \approx -\frac{V_C}{L_m + L_r} t + I_{LM} \quad (6.54)$$

随着 v_{C_c} 上升,变压器原边电压 v_p 上升,副边电压 v_s 上升。当 v_s 在 t_3 时刻上升到等于输出电压 V_o 时,副边整流二极管 D_R 导通,原边电压被箝位在 $v_p = NV_o$,这一时间段结束。这时有:

$$v_{C_c}(t_3) = -NV_o \frac{L_r + L_m}{L_m}, \quad i_{L_r}(t_3) = I_{L3}$$

$$T_3 = t_3 - t_2 \approx \left(\frac{L_r + L_m}{L_m} - 1 \right) NV_o \frac{C_c}{I_{LM}} = \frac{L_r C_c}{L_m I_{LM}} NV_o \quad (6.55)$$

$$I_{L3} \approx I_{LM} - \left(\frac{NV_o}{L_m} \right)^2 \frac{L_r C_c}{I_{LM}} \quad (6.56)$$

4. $t_3 \sim t_4$ 时间段

在时刻 t_3 ,副边整流二极管 D_R 导通, v_p 被箝位在等于 NV_o 。之后,谐振电感 L_r 将与箝位电容 C_c 继续处于谐振状态,而励磁电感 L_m 在电压 $-NV_o$ 的作用下线性放电。这个时间段对应的等效电路拓扑如图 6.6(d)所示。在这一时间段有

$$\begin{cases} C_c \frac{dv_{C_c}}{dt} = i_{L_r} \\ L_r \frac{di_{L_r}}{dt} = NV_o - v_{C_c} \end{cases} \quad (6.57)$$

初始条件:

$$\begin{cases} v_{C_c}(0) = NV_o \frac{L_r + L_m}{L_m} \approx NV_o \\ i_{L_r}(0) = I_{L3} \\ L_m \frac{di_{L_m}}{dt} = -NV_o \end{cases} \quad (6.58)$$

初始条件:

$$i_{L_m}(0) = I_{L3}$$

解方程式(6.57)、(6.58)并代入初始条件可得:

$$\begin{cases} v_{C_c} = NV_o + I_{L3} Z_3 \sin \omega_3 t \\ i_{L_r} = I_{L3} \cos \omega_3 t \end{cases} \quad (6.59)$$

式中, $\omega_3 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_c}}$, $Z_3 = \sqrt{\frac{L_r}{C_c}}$ 。

$$i_{Lm} = -\frac{NV_o}{L_m}t + I_{L3} \quad (6.60)$$

变压器原边电流:

$$i_p = i_{Lm} - i_{Lr} = I_{L3}(1 - \cos \omega_3 t) - \frac{NV_o}{L_m}t \quad (6.61)$$

整流二极管 D_R 中电流:

$$i_{DR} = Ni_p \quad (6.62)$$

在这一时间段,电路的运行状态与常规的 PWM 反激式变换电路相同,运行时间的长短取决于电路的占空比控制要求。由图 6.7 可看出,这一时间段长度:

$$T_4 = t_4 - t_3 \approx T_{off} = (1 - D)T_S \quad (6.63)$$

另外,由式(6.59)可知,当 $\omega_3 t > \pi/2$ 时, i_{Lr} 将变为负值。在此之前,辅助开关管 Q_2 应在零电压下完成导通过程。在 $\omega_3 t > \pi/2$ 后, i_{Lr} 将通过 Q_2 流通,继续与 C_r 谐振。

又由前述规定知,在整个开关过程中,有励磁电流 $i_{Lm} > 0$,且 $T_{off} < \pi \sqrt{L_r C_r}$,故在 t_4 时刻有 $i_{Lr} < 0$,即有 $i_p = i_{Lm} - i_{Lr} > 0$ 。

在 t_4 时刻,辅助开关管 Q_2 关断,这时有

$$i_{Lr}(t_4) = -I_{L4} = I_{L3} \cos \omega_3 T_4$$

而从电路的稳态运行考虑, v_{Cr} 将恢复到其箝位值,即: $v_{Cr}(t_4) \approx NV_o$ 。

5. $t_4 \sim t_5$ 时间段

在时刻 t_4 , Q_2 在 Snubber 电容 C_r 的作用下软关断。箝位电容 C_r 被断开。这时,副边整流二极管 D_R 继续导通,变压器原边电压继续被箝位在 NV_o 。在这个时间段, L_r 将与 C_r 进行谐振。对应的等效电路拓扑如图 6.6(e)所示。在这个时间段有:

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = V_m + NV_o - v_{Cr} \\ C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} = i_{Lr} \end{cases} \quad (6.64)$$

初始条件:

$$\begin{cases} v_{Cr}(0) \approx V_m + NV_o \\ i_{Lr}(0) \approx -I_{L4} \end{cases}$$

解方程组(6.64)并代入初始条件可得:

$$\begin{cases} v_{Cr} = V_m + NV_o - I_{L4} Z_4 \sin \omega_4 t \\ i_{Lr} = -I_{L4} \cos \omega_4 t \end{cases} \quad (6.65)$$

式中, $\omega_4 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$, $Z_4 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ 。

i_{Lm} 的工作状态与上一时间段相同,继续在电压 $-NV_o$ 的作用下线性下降,如式(6.60)所描述。

按照前述假定,在 t_4 时刻, L_r 中的储能大于 C_r 的储能。即 L_r, C_r 可以通过谐振完成能量转换。当电容 C_r 在时刻 t_5 彻底放电, v_{Cr} 以谐振方式下降到零时,这个时间段结束。由式(6.65)知:

$$T_5 = t_5 - t_4 = \frac{1}{\omega_4} \sin^{-1} \frac{V_m + NV_o}{I_{L4} Z_4} \quad (6.66)$$

$$i_{Lr}(t_5) = -I_{L5} = -\sqrt{I_{L4}^2 - \left(\frac{V_m + NV_o}{Z_4}\right)^2}$$

6. $t_5 \sim t_7$ 时间段

在时刻 t_5 , v_C 下降到零, 主功率开关管 Q_1 的反并联二极管 D_1 导通。变压器副边整流二极管 D_R 继续导通, 原边电压继续箝位在 NV_o , 励磁电流在电压 $-NV_o$ 作用下继续线性下降。 i_{Lr} 在电压 V_m 和 NV_o 的作用下, 从反方向向正方向线性上升。这个时间段对应的等效电路拓扑如图 6.6(f) 所示。在这一时间段有:

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = V_m + NV_o \quad (6.67)$$

$$L_m \frac{di_{Lm}}{dt} = -NV_o \quad (6.68)$$

$$i_p = i_{Lm} - i_{Lr}, \quad i_{DR} = Ni_p = N(i_{Lm} - i_{Lr})$$

$$\frac{di_{DR}}{dt} = N \left(\frac{di_{Lm}}{dt} - \frac{di_{Lr}}{dt} \right) = -N \left(\frac{NV_o}{L_m} + \frac{V_m + NV_o}{L_r} \right) \quad (6.69)$$

由于 $L_m \gg L_r$, 故

$$\frac{di_{DR}}{dt} \approx -N \frac{V_m + NV_o}{L_r} \quad (6.70)$$

解式(6.67)并代入初始条件 $i_{Lr}(0) = -I_{L5}$, 可得:

$$i_{Lr} = \frac{1}{L_r} (V_m + NV_o)t - I_{L5} \quad (6.71)$$

i_{Lr} 从 t_5 时刻的 $-I_{L5}$ 上升到零之前, 主功率开关管 Q_1 可在零电压下完成导通过程。之后, i_{Lr} 将通过 Q_1 流通, 继续线性上升, 而 i_{Lm} 继续线性下降。当 $i_{Lr} = i_{Lm}$ 时, $i_p = 0$, $i_{DR} = 0$, 整流二极管 D_R 关断, 一个完整的开关过程结束。

6.2.2 有关电路设计的几点讨论

1. 主功率开关管 Q_1 与辅助开关管 Q_2 中的电流峰值

由图 6.8 可知, 励磁电流 i_{Lm} 在稳态运行时的最大值,

$$I_{LM} = \frac{I_{LM} + I_{Lm}}{2} + \frac{I_{LM} - I_{Lm}}{2} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (6.72)$$

$$\Delta I_L = I_{LM} - I_{Lm} = \frac{V_m}{L_p} DT_s \quad (6.73)$$

$L_p = L_r + L_m$ 为变压器原边电感。

又知, 反激变换器工作在电流连续模式 (CCM) 时, 有:

$$P_o = \left[\left(\frac{1}{2} L_p I_{LM}^2 - \frac{1}{2} L_p I_{Lm}^2 \right) \frac{1}{T_s} \right] \eta$$

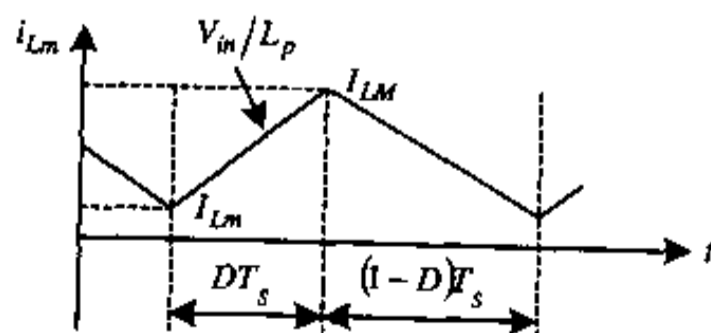


图 6.8 励磁电流 i_{Lm} 变化波形

$$= \frac{\eta}{2T_S} L_p (I_{LM} + I_{Lm})(I_{LM} - I_{Lm}) = \eta I_L V_m D$$

故可得:

$$I_L = \frac{P_o}{\eta V_m D} \quad (6.74)$$

式中, η 为变换器效率, P_o 为输出功率。

将式(6.73)、(6.74)代入式(6.72)可得:

$$I_{LM} = \frac{P_o}{\eta V_m D} + \frac{V_m D}{2L_p F_S} \quad (6.75)$$

由图 6.7 可知, 在 t_1 时刻, 流过主功率开关管 Q_1 的电流达到最大值。这时有:

$$I_{Q1M} = I_{LM} = \frac{P_o}{\eta V_m D} + \frac{V_m D}{2L_p F_S}$$

在 t_2 时刻, 流过辅助开关管 Q_2 的反并联二极管 D_2 的电流最大。这时有:

$$I_{D2M} = I_{LM}$$

虽然随着占空比 D 的变化, 主功率开关管与辅助开关管的电流有效值 I_{Q1} 与 I_{Q2} 会有所不同, 但在实际工程设计中, Q_1 与 Q_2 可选用具有相同电流额定值的功率开关管。

2. 主功率开关管 Q_1 与辅助开关管 Q_2 的电压峰值

由图 6.7 及前述的工作过程介绍可知, 主功率开关管 Q_1 与辅助开关管 Q_2 在各自关断期间, 将分别承受可能的最大电压, 这个时刻分别出现在 $t_3 \sim t_4$ 时间段及 $t_4 \sim t_6$ 时间段, 且有:

$$V_{Q1M} \approx V_{Q2M} = V_m + NV_o + V_{LrM} \quad (6.76)$$

在图 6.7 中, $t_3 \sim t_4$ 时间段, v_{Lr} 以谐振方式上升或下降, i_{Lr} 以谐振方式下降。下面为了简化分析, 将 i_{Lr} 在这个时间段的变化近似看作在恒定电压 V_{LrM} 作用下处于线性变化过程, 并考虑到 $t_1 \sim t_2$ 及 $t_4 \sim t_6$ 时间段远小于 $t_3 \sim t_4$ 时间段, 故认为 $T_d = t_4 - t_3 \approx (1-D)T_S$, 则 i_{Lr} 的变化过程将如图 6.9 所示。根据图 6.9 可得:

$$V_{LrM} = \frac{2I_r I_{LM}}{(1-D)T_S}$$

$$V_{Q1M} = V_{Q2M} = V_m + NV_o + \frac{2L_r I_{LM}}{(1-D)T_S} \quad (6.77)$$

3. 零电压开关条件

对于辅助开关管 Q_2 来说, 它的关断是在 Snubber 电容作用下的软关断过程, 在它开

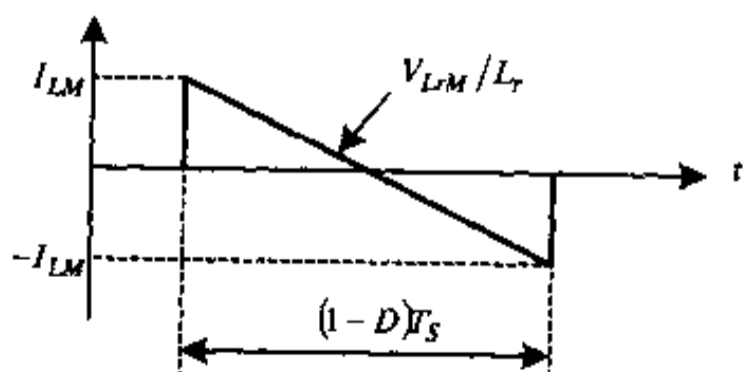


图 6.9 i_{Lr} 变化波形

通之前, 它的反并联体二极管必已先导通, 只要在 $t_3 \sim t_4$ 时间段, 谐振电流 i_{Lr} 从正向过零之前完成导通, 就可实现零电压开通过程。

对于主功率开关管 Q_1 来说, 它的关断也是在 Snubber 电容 C_r 作用下的软关断过程, 但是它的零电压开通过程则需满足一定的条件。由式(6.65)可知, 为了保证 v_{Cr} 在 $t_4 \sim t_5$ 时间

段能够谐振下降到零,应有:

$$I_{L_s} Z_A \geq V_m + NV_o \quad (6.78)$$

而由前面讨论可知, $I_{L_s} \approx I_{L_3} \approx I_{LM}$, 因此应有

$$I_{LM} Z_A \geq V_m + NV_o$$

$$I_{LM} \geq (V_m + NV_o) \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \quad (6.79)$$

当输入电压 V_m 、输出功率 P_o 、占空比 D 、变压器匝比 N 、开关管结电容 C_r 都固定后, 为了保证主功率开关管 Q_1 的零电压导通, 谐振电感 L_r 应满足:

$$L_r \Big|_{ZVS} \geq \frac{C_r (V_m + NV_o)^2}{I_{LM}^2} \quad (6.80)$$

除满足上述条件外, Q_1 的触发导通信号必须在 $t_5 \sim t_6$ 时间段给出。在 t_6 时刻之后, 若 Q_1 未导通, 则 C_r 将被再次充电, 从而使 Q_1 失去零电压导通条件。从式(6.65)可看出, 从辅助开关管 Q_2 关断到主功率开关管 Q_1 导通之间的最佳时间延迟应为:

$$T_{delay} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_r} \quad (6.81)$$

这是满足 v_{Cr} 下降到零的极端条件。

4. 占空比丢失 ΔD

由图 6.7 可看出, Q_1 的触发信号给出后, 变压器的励磁电感并没有马上变为充电状态, 而是继续处于放电状态一定时间后, 才转为充电状态。这就产生了占空比丢失问题。为了简化分析, 下面将 i_{Lr} 在一个周期的变化过程分段线性化, 并近似认为其负峰值等于 $-I_{LM}$, 如图 6.10 所示。

在图 6.10 中, i_{Lr} 从 $-I_{LM}$ 向正方向上升到等于 $i_{Lm}(=I_{Lm})$ 的时间间隔就是占空比丢失时间 ΔDT_s 。在这段间隔, i_{Lr} 可近似看作在恒定电压 $V_m + NV_o$ 作用下线性上升过程。

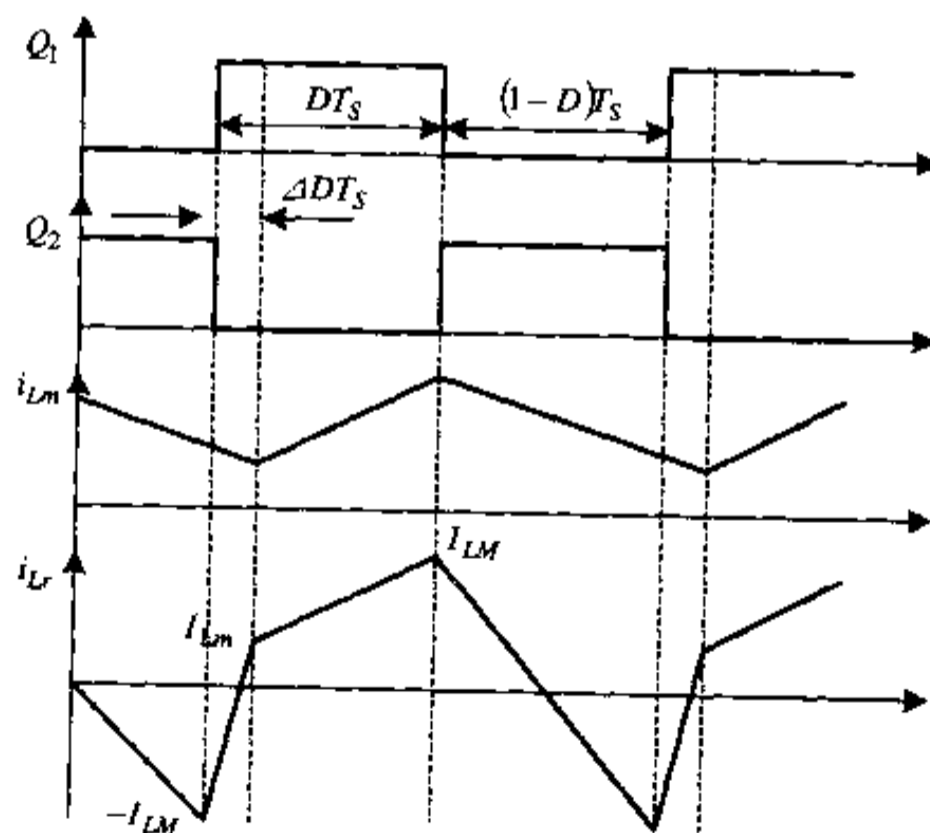


图 6.10 占空丢失 ΔD

$$\Delta DT_S = \frac{L_r}{V_m + NV_o} (I_{LM} + I_{Lm})$$

将式(6.74)代入上式,可得:

$$\begin{aligned} \Delta DT_S &= \frac{2L_r P_o}{\eta V_m (V_m + NV_o) D} \\ \Delta D &= \frac{2L_r P_o F_S}{\eta V_m (V_m + NV_o) D} \end{aligned} \quad (6.82)$$

5. 优缺点分析

从前面的分析可看出,与常规 PWM 反激式变换电路相比,有源箝位反激式变换电路具有明显的优点:首先它有效地降低了主开关管 Q_1 在关断时的过高电压应力,同时并未增加过多额外的损耗(与 RCD 缓冲电路相比);其次,为主功率开关管 Q_1 和辅助开关管 Q_2 提供了零电压开关环境;第三,在一定程度上降低了输出整流二极管 D_R 关断时的 di/dt 。以上优点对于提高电路的工作效率、降低电路噪声、提供了极大的帮助。它的不足之处,首先是零电压开关条件与电路参数、输入输出条件等太多的条件有关,满足有一定的困难;另外,它并没有完全解决输出二极管的反向恢复问题。由前述知,谐振电感选择得越大,越容易满足 Q_1 的 ZVS 条件,但 L_r 也不能太大, L_r 的增大会增加开关管 Q_1 、 Q_2 的电压应力,会带来更多的占空比丢失。由式(6.70)可知,当 L_r 较小时,输出二极管 D_R 电流下降率 $-di_{DR}/dt$ 就会很大,而这必然会带来反向恢复问题。下面要讨论的零电流开关有源箝位反激变换器则试图解决这个问题。

6.3 有源箝位零电压零电流开关(ZVZCS)反激变换器

有源箝位 ZVZCS 反激变换器电路拓扑与前述 ZVS 有源箝位反激式变换器完全相同,其等效电路原理图仍如图 6.5 所示。电路拓扑虽然一样,但通过电路参数的不同选择及控制方式的适当改变,可以使输出整流二极管在零电流下关断,从而完全消除了关断时的反向恢复问题。

6.3.1 基本工作过程分析

ZVZCS 有源箝位反激变换器在一个开关周期的工作过程可分为六个时间段描述,对应的等效电路拓扑如图 6.11 所示,图 6.12 为一个周期中各主要电量波形。

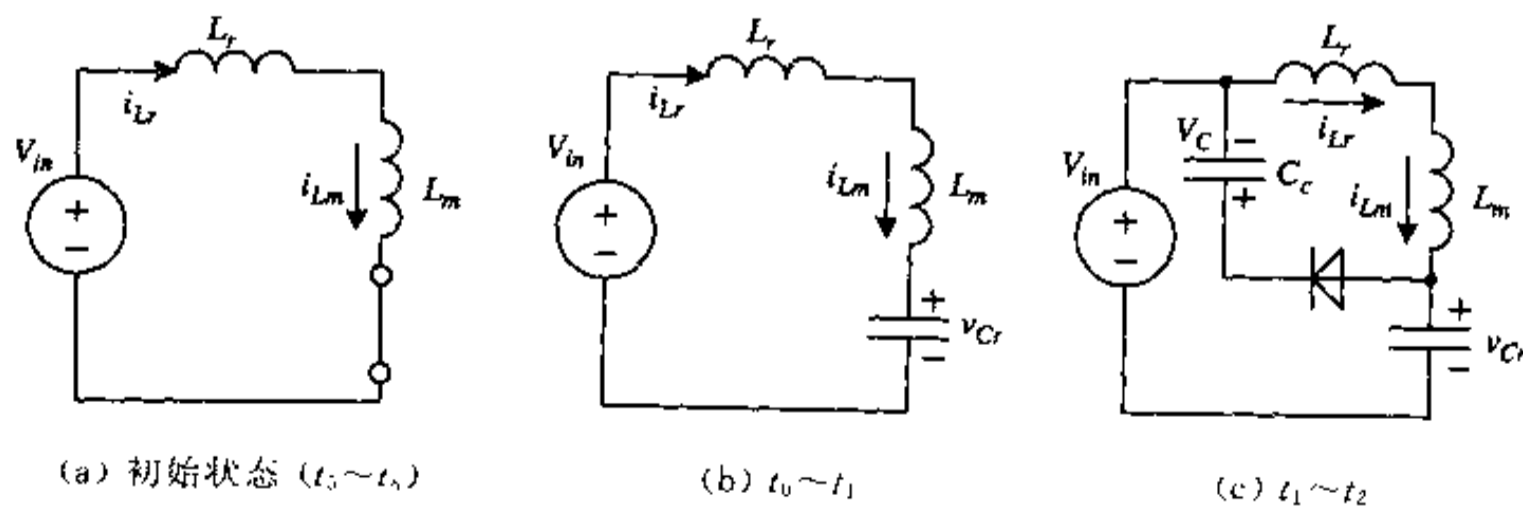


图 6.11 各时间段等效电路拓扑

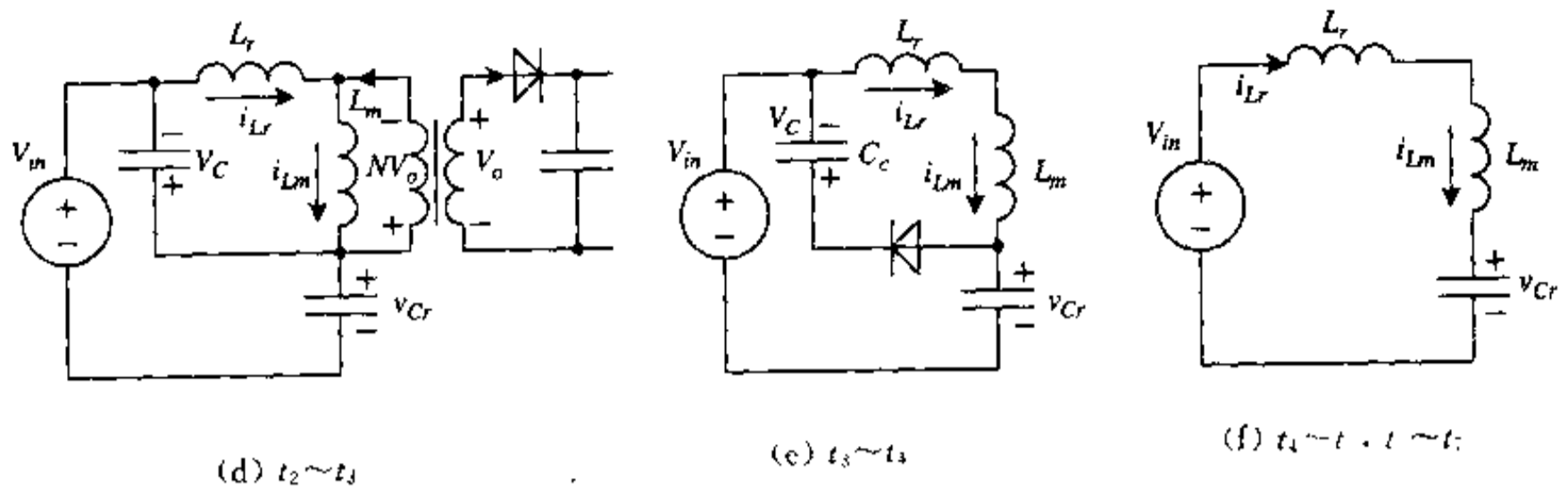


图 6.11(续)

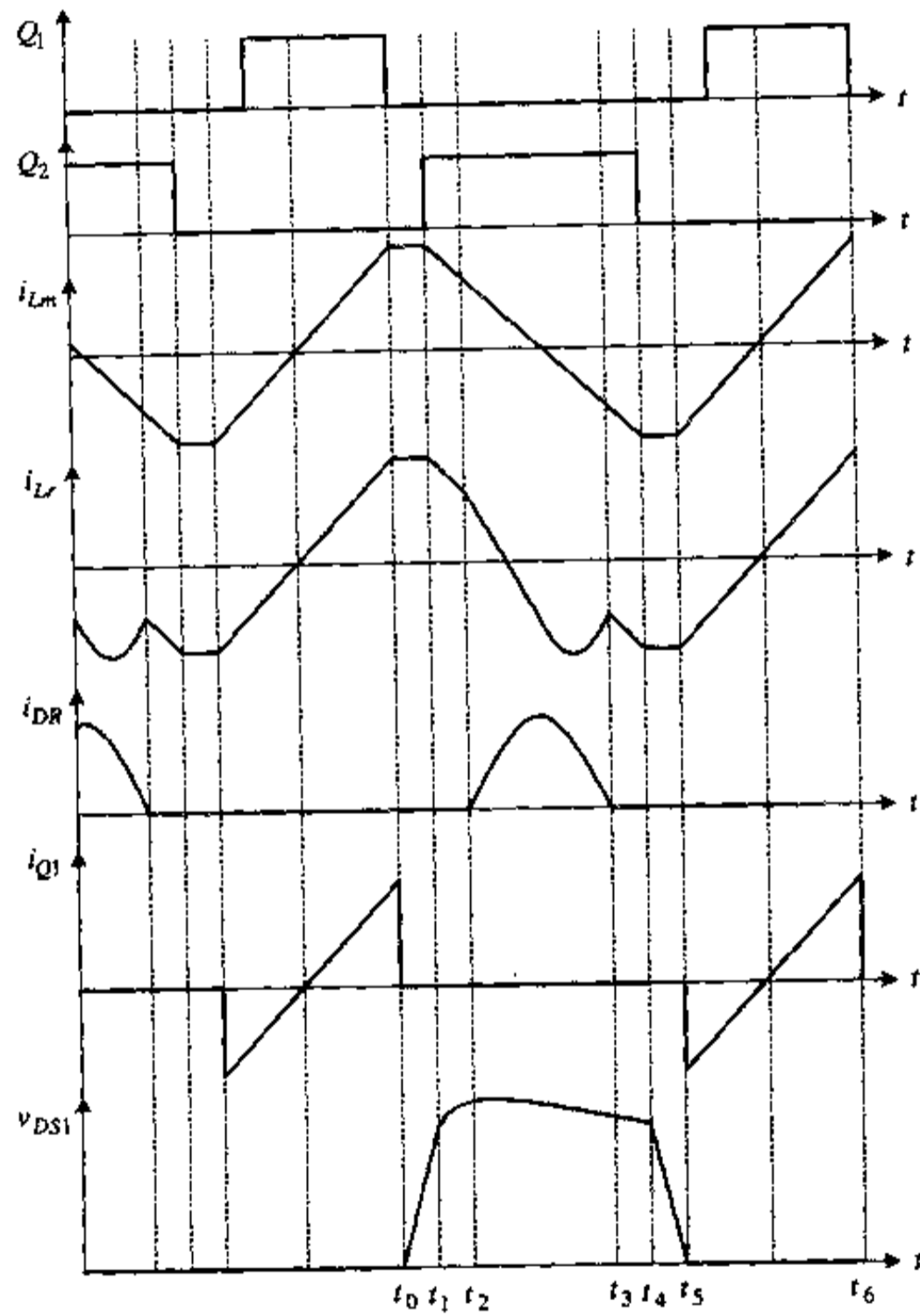


图 6.12 主要电量波形

设电路的初始状态为主功率开关管 Q_1 导通, 辅助开关管 Q_2 关断, 输出整流二极管 D_R 反偏, 励磁电感 L_m 与谐振电感 L_r 处于线性充电状态。这时电路的工作状态与常规的反激变换器电路完全相同, 对应的等效电路如图 6.11(a) 所示。

1. $t_0 \sim t_1$ 时间段

在 t_0 时刻, 关断主功率开关管 Q_1 (在 Snubber 电容 C_r 作用下软关断)。之后, 电容 C_r 与励磁电感 L_m 和谐振电感 L_r 共同谐振, v_{Cr} 以谐振方式上升。这时电路的工作状态与前述 ZVS 有源箝位反激变换器电路相同, 对应的等效电路如图 6.11(b) 所示。当 v_{Cr} 在 t_1 时刻上升到等于 $V_m + V_c$ 时, 这一时间段结束。 V_c 为电容 C_r 上的箝位电压值。

2. $t_1 \sim t_2$ 时间段

在 t_1 时刻, v_{Cr} 上升到等于 $V_m + V_c$, 辅助开关管 Q_2 的反并联二极管 D_2 导通。之后, L_r 、 L_m 与 C_c 和 C_r 继续谐振 (由于 $C_c \gg C_r$, 故谐振电流主要流过 C_c), v_{Cr} 以谐振方式上升, 变压器副边电压随之上升。这个时间段电路的工作状态与前述 ZVS 有源箝位反激变换电路完全相同, 对应的等效电路如图 6.11(c) 所示。当在 t_2 时刻, 变压器副边电压上升到等于输出电压 V_o 时, 整流二极管 D_R 导通, 这个时间段结束。

3. $t_2 \sim t_3$ 时间段

在 t_2 时刻, 整流二极管 D_R 导通, 变压器副边电压被箝位在 V_o , 原边电压被箝位在 NV_o 。之后, 电感 L_r 将与箝位电容 C_c 继续谐振, i_{Lr} 以准正弦形式从正向负变化, 在 i_{Lr} 过零之前, 辅助开关管 Q_2 应在零电压下完成导通过程。 i_{Lm} 在电压 $-NV_o$ 的作用下, 从正向负线性变化, 输出整流二极管电流 $i_{DR} = N(i_{Lm} - i_{Lr})$ 也以正弦方式变化。这个时间段电路的工作状态与前述的 ZVS 有源箝位反激式变换电路相同, 因此其动态变化过程仍可用式 (6.57) ~ (6.60) 描述。但由于电路参数的不同, 状态变化的结果是不同的。这个时间段对应的等效电路如图 6.11(d) 所示。在 t_3 时刻, 当输出整流二极管电流 $i_{DR} = 0$ 时 (这时有 $i_{Lr} = i_{Lm}$), 这个时间段结束。

4. $t_3 \sim t_4$ 时间段

在 t_3 时刻, 输出整流二极管电流 i_{DR} 下降到等于零, 二极管 D_R 关断。之后, 励磁电感 L_m 、谐振电感 L_r 将继续与电容 C_c 谐振。这个时间段电路的工作模式与前述的 ZVS 有源箝位反激式变换电路不同, 对应的等效电路如图 6.11(e) 所示。在 t_4 时刻, 辅助开关管 Q_2 关断, 这个时间段结束。

5. $t_4 \sim t_5$ 时间段

在 t_4 时刻, 辅助开关管 Q_2 在 Snubber 电容 C_r 作用下软关断。之后, 电感 L_m 、 L_r 与 C_r 谐振, C_r 开始放电, v_{Cr} 以谐振方式下降。这个时间段对应的等效电路拓扑如图 6.11(f) 所示, 其工作模式与前述 ZVS 有源箝位反激式电路也是不同的。在 t_5 时刻, 当 v_{Cr} 下降到等于零时, 这个时间段结束。

6. $t_5 \sim t_6$ 时间段

在 t_5 时刻, $v_{Cr} (= v_{DS1}) = 0$, 主功率开关管 Q_1 的反并联二极管 D_1 导通。之后, 电感 L_m 、 L_r 将在输出电压 V_m 的作用下处于充电状态, $i_{Lr} = i_{Lm}$ 将由负向正线性增长, 在电感电

流过零之前,主功率开关管 Q_1 可在零电压下完成导通过程。在 t_6 时刻,当 Q_1 关断时,一个完整的开关周期结束,开始下一个新的转换周期。这个时间段对应的电路拓扑如图 6.11 (a)所示。

6.3.2 软开关条件的讨论

1. 输出整流二极管的零电流开关(ZCS)条件

在前述两种有源箝位反激式变换电路中,输出整流二极管都是在零电流下导通的。但在 ZVS 有源箝位电路中,由于在整个转换过程中总是有 $i_{Lm} > 0$,并且 L_r, C_r 的选择满足 $\pi\sqrt{L_r C_r} \gg T_{off}$,因此从图 6.7 可看出,在 t_4 时刻(T_{off} 周期结束时),辅助开关管 Q_2 关断时,总是有 $i_{Lm} > 0, i_{Lr} < 0, i_{DR} = N(i_{Lm} - i_{Lr}) > 0$ 。之后, i_{DR} 将在输入电压 V_m 和输出电压 V_o 的作用下衰减,衰减的斜率取决于 L_r 值的大小。在 ZVZCS 有源箝位反激式变换电路中,整流二极管 D_R 导通后,为了能在 T_{off} 周期结束前,使其衰减到零,在 $t_2 \sim t_3$ 时间段内(见图 6.12), i_{Lm} 在电压 $-NV_o$ 作用下,应能衰减到负值。由式(6.60)可知,这时励磁电感 L_m 的值不能取得太大,而 i_{Lr} 在同一时间段内,应该已过谐振负峰值,即要求 L_r 和 C_r 的参数选择满足:

$$\frac{1}{2}T_{off} < \pi\sqrt{L_r C_r} < T_{off} \quad (6.83)$$

这样,在 t_3 时刻才可能有:

$$i_{Lm} < 0, \quad i_{Lr} < 0, \quad i_{DR} = N(i_{Lm} - i_{Lr}) = 0$$

考虑一种最极端的情况: $\pi\sqrt{L_r C_r} = T_{off}$,则由式(6.59)可知,当 T_{off} 周期结束时, $i_{Lr} = I_{Lr} \cos\pi = -I_{Lr}$,由式(6.60)知,这时应有:

$$i_{Lm} = -\frac{NV_o}{I_m} T_{off} + I_{L3} \leq -I_{L3} \quad (6.84)$$

否则在 T_{off} 周期结束前,输出二极管电流 i_{DR} 不可能下降到零。

化简式(6.84)得

$$2I_{L3} \leq \frac{NV_o}{I_m} T_{off}$$

由于

$$T_{off} = (1 - D)T_s, \quad NV_o = \frac{D}{1 - D}V_m$$

从而可得输出整流二极管的零电流开关(ZCS)条件为:

$$L_m \leq \frac{DV_m}{2f_s I_{L3}} \quad (6.85)$$

2. 主功率开关管 Q_1 的零电压开通条件

与前述 ZVS 有源箝位反激变换器相同,为了满足 Q_1 的 ZVS 开通条件,在辅助开关管 Q_2 关断时刻,即图 6.12 的 t_4 时刻应有励磁电感 L_m 的储能大于等于谐振电容 C_r 的储能,即应有 $\frac{1}{2}L_m i_{Lm}^2 \geq \frac{1}{2}C_r v_{Cr}^2$ 。在 t_4 时刻,励磁电流达到其负峰值 $i_{Lm} = -I_{Lm}$, Q_1 两端电压为 $v_{Cr} = V_m + NV_o$,从而应有:

$$\frac{1}{2} I_{Lm} I_{Lm} \geq \frac{1}{2} C_r (V_m + NV_o)^2$$

$$I_{Lm} \geq \frac{V_m + NV_o}{Z_r} \quad (6.86)$$

式中, $Z_r = \sqrt{\frac{L_m}{C_r}}$ 。由式(6.86)可知, 为了使 Q_1 能在零电压下开通, 在 t_4 时刻, 反方向流动的励磁电流 i_{Lm} 在数值上应大于等于 $\frac{V_m + NV_o}{Z_r}$ 。

6.4 有源箝位正-反激组合式 PWM 变换器

把正激变换器和反激变换器组合在一起可以构成一种新型的变换器, 称为正-反激 (forward-flyback) 组合式变换器。这种变换器综合了正激和反激变换器二者的优点, 并在一定程度上克服了二者的不足, 如正激变换器中变压器磁复位及开关管电压应力高, 反激式变换器输出纹波大等问题, 从而可以在比二者具有更高效率和更高的可靠性条件下工作。

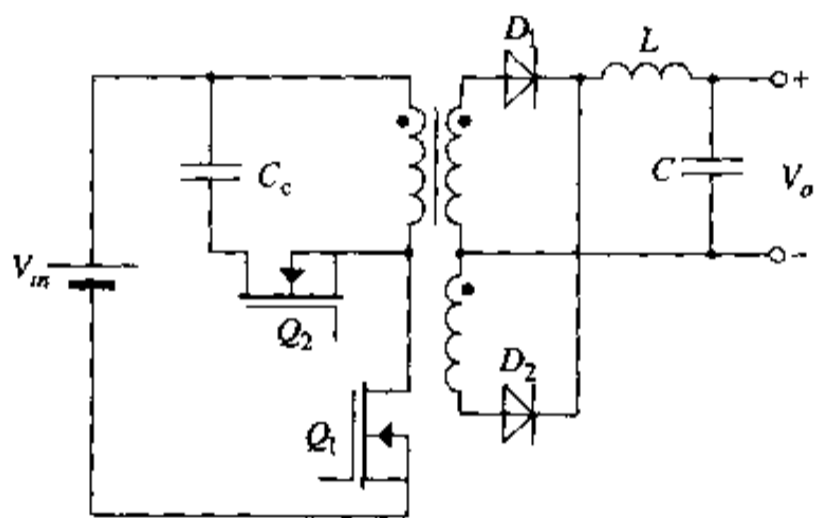
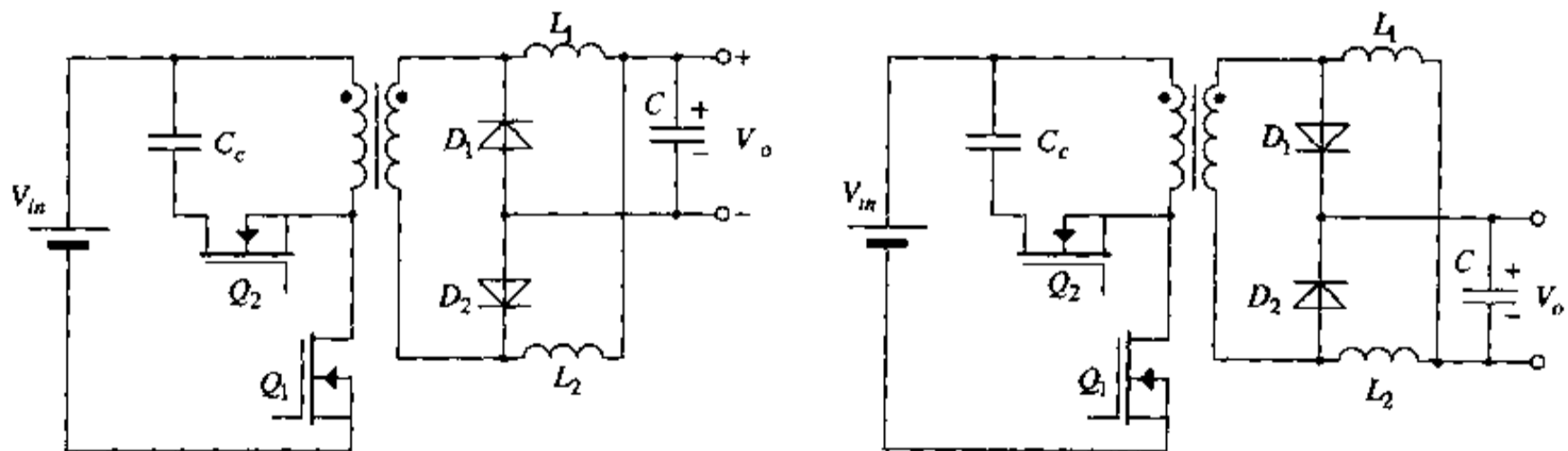


图 6.13 变压器副边全波整流的正-反激 (For-Fly) 组合式变换器

本节将讨论将有源箝位技术应用于正-反激组合式变换电路, 使正-反激组合式变换电路有可靠的磁复位, 开关管具有零电压通断条件以及较低的电压应力。

正-反激变换电路可以有两种基本构成方式, 一种是变压器副边中心抽头全波整流方式, 如图 6.13 所示; 另一种为变压器副边不规范桥式整流 (hybridge) 方式, 也称为倍流整流 (CDR, current doubler rectifier) 方式, 如图 6.14 所示, 其中图 6.14(a) 为整流二极管共阳极方式, 6.14(b) 为整流二极管共阴极方式。

另外, 由本章第一节可知, 就箝位方式来说, 图 6.13 及图 6.14 中应用的是反激式箝



(a) 整流二极管共阳极方式

(b) 整流二极管共阴极方式

图 6.14 变压器副边倍流整流的反-正激 (For-Fly) 组合式变换器

位电路。在正-反激变换电路中应用升压式箝位电路(如图 6.1 所示)当然也是可行的。

由于共阴极封装的二极管整流模块在市场上更常见,使用更加普遍,本节将重点对图 6.14(b)所示电路的基本工作原理和工作过程进行讨论。图 6.14(a)所示电路与图 6.14(b)所示电路基本工作原理是完全一样的。对于图 6.13 所示电路的基本工作原理及详细分析可参考文献[37]。

图 6.13 和图 6.14 所示两种正-反激组合式变换器的共同工作特点是:当主功率开关管 Q_1 导通时,输入电压源 V_{in} 一方面把能量直接传输到输出滤波电感上(L 或 L_1 、 L_2),以正激变换器方式传递能量,另一方面使变压器励磁电流增加,将一部分能量转化为变压器磁场储能;在主功率开关管 Q_1 关断期间,变压器磁场储能部分通过辅助箝位开关管 Q_2 传递到箝位电容 C_c 上变为电场储能,部分通过变压器传送到输出端,电路以类似于反激变换器的方式传递能量。

对于图 6.13 所示电路,由于变压器副边线圈实际上分为两个部分,这使得电路中正激部分与反激部分的变压器变比可以是不同的,因此即使在同一变换电路中,正激变换作用与反激作用也是不同的。从文献[36]可知,就小信号分析特性来看,图 6.13 所示电路的工作特性对变压器变比很敏感,变换电路中正激变换的作用越强,高频段的相移越严重,从而使整个变换电路的动态稳定性难以保证。

对于图 6.14 所示电路,变压器副边只有一个部分,因此正激变换部分与反激变换部分变压器变比是完全一样的,并且变压器副边总是流过二分之一的输出电流。

6.4.1 基本工作过程分析

为了使分析过程简化,在对图 6.14(b)所示电路进行详细分析之前,同样作如下几点假设:

- 电路中所有元器件都是理想的。
- 箝位电容 C_c 足够大,故在一个开关周期中,可等效为一恒压源。
- 滤波电感 L_1 、 L_2 足够大,故在一个开关周期中,可近似用恒流源等效代替。
- 变压器漏感 L_r 远小于励磁电感 L_m 。
- 输出电容 C 足够大,在一个开关周期中可近似用恒压源 V_o 代替。

在满足上述假定条件下,并考虑到电路中寄生参数的影响,图 6.14 所示电路可用图 6.15 所示等效电路表示。

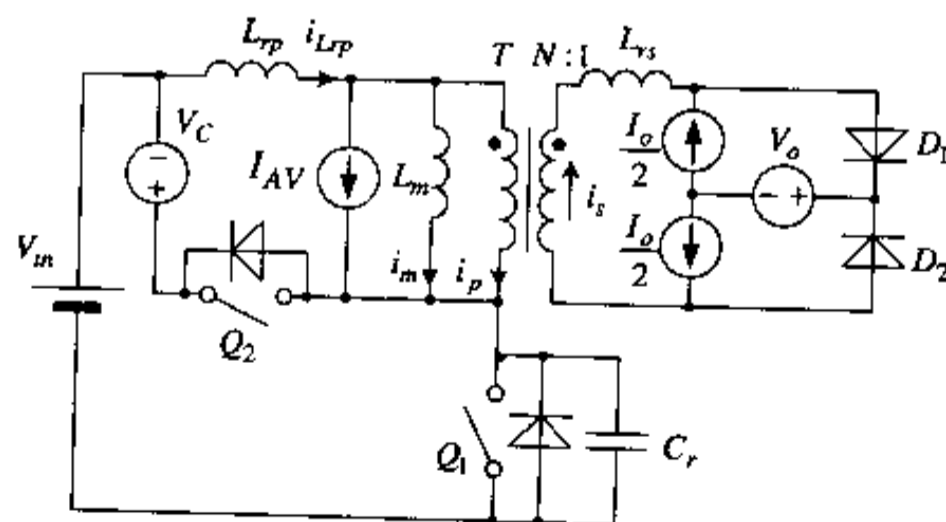


图 6.15 倍流整流的 For-Fly 变换器的等效分析电路

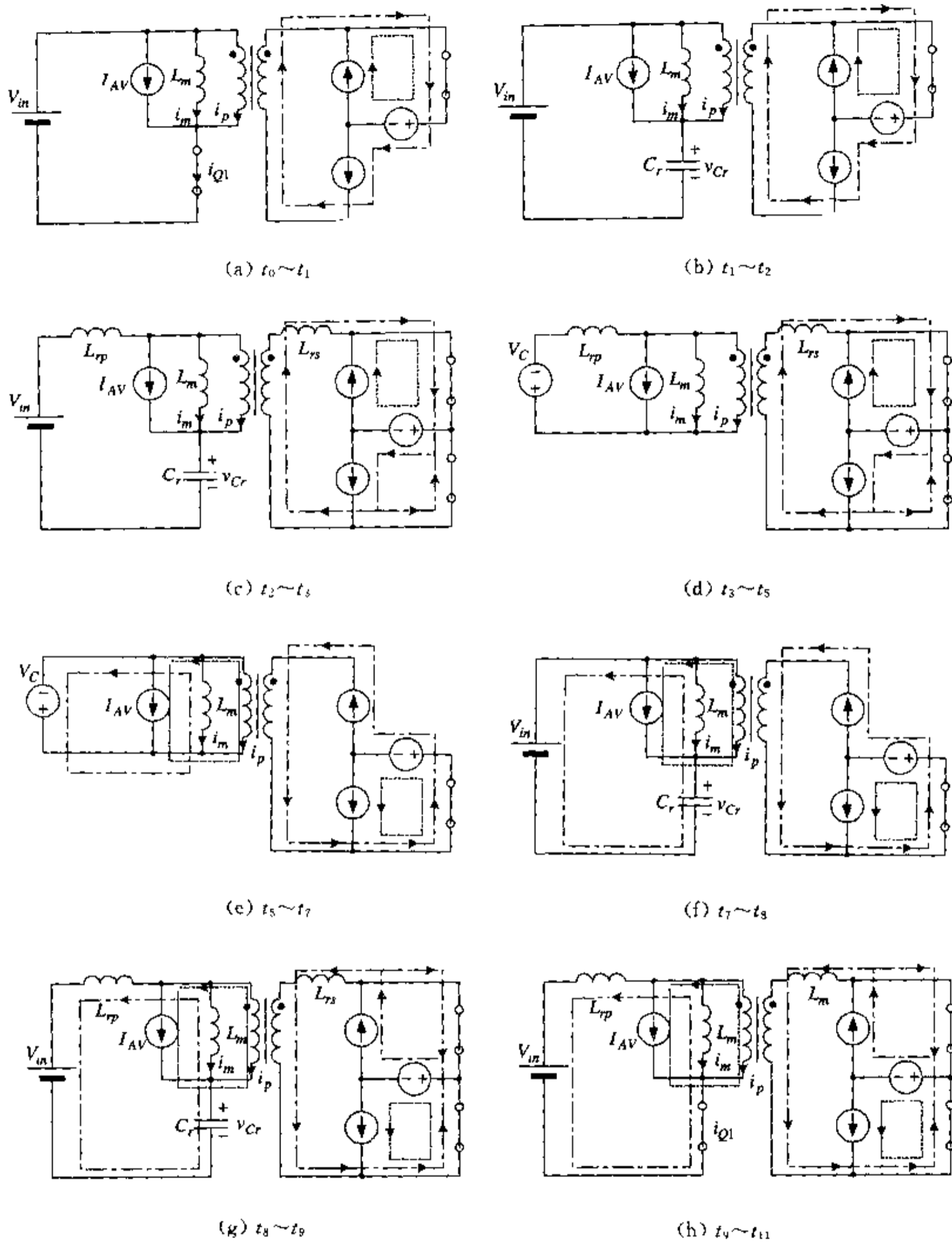


图 6.16 各时间段等效电路拓扑

图中 L_{rp} 、 L_{rs} 分别为变压器原边漏感及副边漏感； C_r 为开关管 Q_1 、 Q_2 的寄生电容之和； T 为理想变压器，其变比为 $N:1$ ； i_p 为原边电流， i_s 为副边电流，且有 $i_p = \frac{i_s}{N}$ ；励磁电流

为 $i_{Lm} = I_{AV} + i_m$, 其中 $I_{AV} = \frac{I_o}{2N}$ 为 i_{Lm} 的直流分量, 它在主功率开关管 Q_1 关断期间对于维持副边电流 $i_s = \frac{1}{2} I_o$ 起着至关重要的作用, i_m 为 i_{Lm} 的交流分量。图 6.15 所示电路在一个开关周期中可分为八个时间段描述, 图 6.16 为各时间段所对应的等效电路拓扑, 图 6.17 为一个开关周期中的主要电量波形。为了简化分析过程, 在下面的分析过程中, 电路的变化过程将按时间段分别描述, 即每个时间段的起始时刻都定义为 0 时刻, 时间段长度定义为 $T_n = t_n - t_{n-1}$ 。

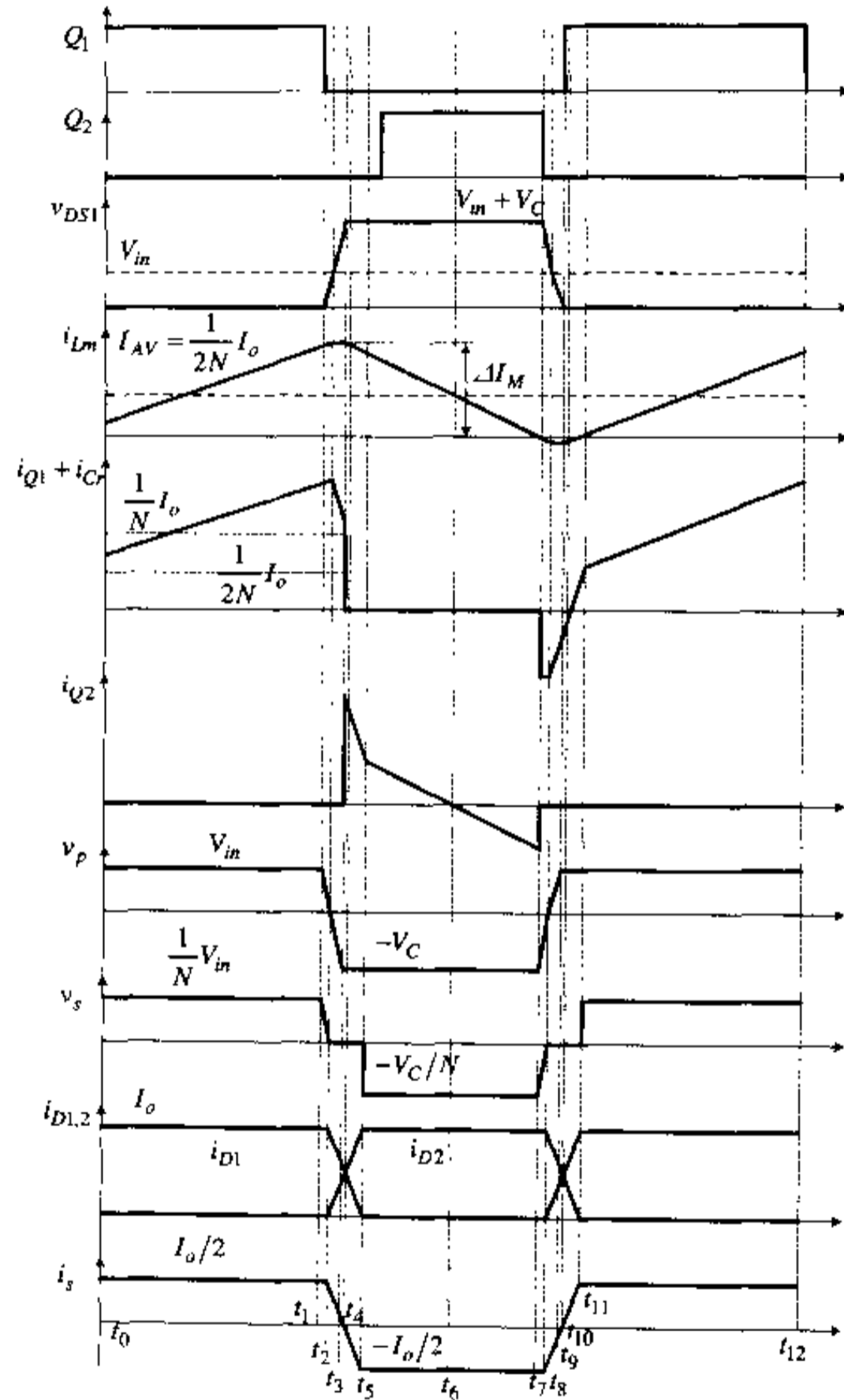


图 6.17 主要电量波形

1. $t_0 \sim t_1$ 时间段

在这一时间段, 主功率开关管 Q_1 处于导通状态, 辅助开关管 Q_2 处于关断状态。在这

之前箝位电容 C_r 已经预充电, 其值为 $v_{Cr} = V_C$, 极性上负下正。 Q_1 中电流 i_{Q1} 等于 i_{Lr} , 等于励磁电流 i_{Lm} 与副边反射电流 $i_p = \frac{I_o}{2N}$ 之和。在这个时间段, $i_{Lr} = i_{Q1}$ 按线性规律上升, 副边整流二极管 D_1 导通, 流过全部输出电流 I_o , D_2 处于关断状态, 副边线圈输出电流为 $\frac{1}{2}I_o$, 另外一半负载电流 $\frac{1}{2}I_o$ 由电感 L_1 提供。图 6.16(a) 为这个时间段的等效电路拓扑。在这个时间段有:

$$L_m \frac{di_m}{dt} \approx V_m \quad (6.87)$$

初始条件:

$$i_m(0) = I_{m0}$$

(注: 由于 $L_{rp} \ll L_m$ 故 $L_{rp} + L_m \approx L_m$)

解方程式(6.87)并代入初始条件可得:

$$i_m = \frac{V_m}{L_m}t + I_{m0} \quad (6.88)$$

这个时间段的其他电流为:

$$i_{Lm} = I_{AV} + i_m = \frac{I_o}{2N} + \frac{V_m}{L_m}t + I_{m0}$$

$$i_{Q1} = i_{Lm} + i_p = \frac{I_o}{2N} + i_m + \frac{I_o}{2N} = \frac{I_o}{N} + \frac{V_m}{L_m}t + I_{m0}$$

$$i_c = \frac{I_o}{2}$$

$$i_p = \frac{I_o}{N} = \frac{I_o}{2N}$$

在这个时间段, 电路以常规的 PWM 正激变换器“on”状态运行, 一方面将部分能量直接从原边通过变压器传送到副边输出, 另一方面将部分能量转化为变压器磁场储能。这个时间段的运行长度取决于电路的占空比控制要求。在 t_1 时刻, 主功率开关管 Q_1 关断, 这个时间段结束。这个时间段持续时间为:

$$T_1 = t_1 - t_0 \approx DT_s \quad (6.89)$$

式中, D 为占空比, T_s 为开关周期。

在 t_1 时刻有:

$$\begin{aligned} i_m(t_1) &= \frac{V_m}{L_m}T_1 + I_{m0} \\ &= I_{m1} \approx \frac{1}{2}\Delta I_M \end{aligned} \quad (6.90)$$

ΔI_M 为 i_{Lm} 的峰-峰值。

2. $t_1 \sim t_2$ 时间段

在时刻 t_1 , Q_1 关断。之后, 电容 C_r 将与漏电感及励磁电感产生谐振, 电压 v_{Cr} 将以谐振方式上升, 对应的等效电路如图 6.16(b) 所示。考虑到漏电感远小于励磁电感, 这一时间段有:

$$\begin{cases} L_m \frac{di_m}{dt} = V_m - v_{Cr} \\ C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} = \frac{I_o}{N} + i_m \end{cases} \quad (6.91)$$

初始条件:

$$\begin{cases} i_m(0) = I_m \\ v_{Cr}(0) = 0 \end{cases}$$

解方程组(6.91)并代入初始条件,可得出在此时间段 i_m 、 v_{Cr} 处于一个很复杂的谐振变化过程(见本章第一节、第二节相关描述)。但如果考虑到励磁电感 L_m 具有一个较大的数值,则在这一时间段, i_m 可近似看作不变。即:

$$i_m = I_m \approx \frac{\Delta I_M}{2}$$

则

$$\begin{aligned} i_{Lm} = I_M &= \frac{I_o}{2N} + \frac{\Delta I_M}{2} \\ i_C = i_{Lm} + i_p &= \frac{I_o}{2N} + \frac{\Delta I_M}{2} + \frac{I_o}{2N} = \frac{I_o}{N} + \frac{\Delta I_M}{2} \end{aligned}$$

其中 I_M 为 i_{Lm} 的最大值, ΔI_M 为 i_{Lm} 的峰-峰值。因此,在这一时间段,电容 C_r 可近似看作在恒流源 $\frac{I_o}{N} + \frac{\Delta I_M}{2}$ 作用下线性充电。这时有:

$$C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} = \frac{I_o}{N} + \frac{\Delta I_M}{2} \quad (6.92)$$

初始条件:

$$v_{Cr}(0) = 0$$

解方程式(6.92)并代入初始条件可得:

$$v_{Cr} = \frac{1}{C_r} \left(\frac{I_o}{N} + \frac{\Delta I_M}{2} \right) t \quad (6.93)$$

随着 v_{Cr} 的上升,变压器原边电压下降,副边电压同时下降,当副边电压下降到等于零时,这个时间段结束,这时 v_{Cr} 近似等于 V_m 。从而有:

$$T_2 = t_2 - t_1 \approx \frac{V_m C_r}{\frac{I_o}{N} + \frac{\Delta I_M}{2}} \quad (6.94)$$

在这个时间段,变压器副边电路工作状态不变。

3. $t_2 \sim t_3$ 时间段

在时刻 t_2 , 变压器副边电压为零,原边电压也为零,整流二极管 D_2 开始导电,副边开始了从 D_1 向 D_2 的换流过程,这个时间段对应的等效电路如图 6.16(c)所示。在这个时间段,励磁电感 L_m 由于其两端电压为零,故有 di_{Lm}/dt 为零。因此,在这一时间段 i_{Lm} 将维持一恒定不变的数值。

$$i_{Lm} = I_M = \frac{I_o}{2N} + \frac{\Delta I_M}{2}$$

原边电路中,电容 C_r 将与电感 $L_r = L_{rp} + N^2 L_{rs}$ 继续谐振,如图 6.18(a)所示。由于励磁电感 L_m 远大于原边漏感 L_{rp} ,且在这里恒定励磁电流 i_{Lm} 流过原边漏感并不产生额外的压降,根据变压器基本理论,图 6.18(a)所示电路可等效处理如图 6.18(b)所示。在这一时间段有:

$$\begin{cases} C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} = i_{Lr} + i_{Lm} \\ L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = V_m - v_{Cr} \end{cases} \quad (6.95)$$

初始条件:

$$\begin{cases} i_{Lr}(0) = \frac{I_o}{N} + \frac{\Delta I_M}{2} - \left(\frac{I_o}{2N} + \frac{\Delta I_M}{2} \right) \\ v_{Cr}(0) = V_m \end{cases}$$

解方程组(6.95)并代入初始条件可得:

$$\begin{cases} v_{Cr} = V_m + \left(\frac{I_o}{N} + \frac{\Delta I_M}{2} \right) Z_r \sin \omega_r t - V_m - V_R^+ \sin \omega_r t \\ i_{Lr} = - \left(\frac{I_o}{2N} + \frac{\Delta I_M}{2} \right) + \left(\frac{I_o}{N} + \frac{\Delta I_M}{2} \right) \cos \omega_r t \end{cases} \quad (6.96)$$

式中, $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$, $Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$, $V_R^+ = \left(\frac{I_o}{N} + \frac{\Delta I_M}{2} \right) Z_r$ 。

$$i_{Cr} = i_m = i_{Lr} + i_{Lm} = \left(\frac{I_o}{N} + \frac{\Delta I_M}{2} \right) \cos \omega_r t \quad (6.97)$$

$$i_p = i_{Lr} = - \left(\frac{I_o}{2N} + \frac{\Delta I_M}{2} \right) + \left(\frac{I_o}{N} + \frac{\Delta I_M}{2} \right) \cos \omega_r t \quad (6.98)$$

$$i_s = N i_p = - \left(\frac{I_o}{2} + \frac{N \Delta I_M}{2} \right) + \left(I_o + \frac{N \Delta I_M}{2} \right) \cos \omega_r t \quad (6.99)$$

当 v_{Cr} 上升到等于 $V_m + V_C$ 时,或者副边整流二极管 D_1 、 D_2 之间的换流过程完全结束, D_1 关断, $i_{D2} = I_o$, $i_s = -\frac{1}{2} I_o$ 时,此时间段结束。图 6.16 和图 6.17 假定 v_{Cr} 上升到 $V_m + V_C$ 先于 D_1 、 D_2 完成换流,即在 t_3 时刻有 $v_{Cr} = V_m + V_C$,辅助开关管 Q_2 的反并联二极管导通,这个时间段结束。这个时间段长度为:

$$T_3 = t_3 - t_2 = \frac{1}{\omega_r} \sin^{-1} \frac{V_C}{V_R^+} \quad (6.100)$$

$$i_{Lr}(t_3) = - \left(\frac{I_o}{2N} + \frac{\Delta I_M}{2} \right) + \left(\frac{I_o}{N} + \frac{\Delta I_M}{2} \right) \cos \omega_r T_3 = I_{L3}$$

4. $t_3 \sim t_4$ 时间段

在 t_3 时刻, v_{Cr} 上升到等于 $V_m + V_C$ 。之后, Q_2 的反并联二极管导通, v_{Cr} 被箝位在 $V_m + V_C$, 输出整流二极管 D_1 与 D_2 继续其换流过程, 变压器副边及原边电压 v_s 、 v_p 继续被箝位为零, 励磁电流 i_{Lm} 仍可近似看作不变 $i_{Lm} = I_M = \frac{I_o}{2N} + \frac{\Delta I_M}{2}$, 电感电流 i_{Lr} 则在电压 $-V_C$ 的作用下线性下降。这个时间段对应的等效电路如图 6.16(d) 所示, 根据上一时间段同样理由, 这个时间段变压器原边电路可等效处理如图 6.18(c) 所示。在这一时间段有:

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = -V_C \quad (6.101)$$

初始条件:

$$i_{Lr}(0) = I_{L3}$$

解方程式(6.101)并代入初始条件可得:

$$i_{Lr} = -\frac{V_C}{L_r}t + I_{L3} \quad (6.102)$$

$$i_p = -\frac{V_C}{L_r}t + I_{L3}, \quad i_s = Ni_p = N\left(-\frac{V_C}{L_r}t + I_{L3}\right) \quad (6.103)$$

变压器原边与副边电流均以线性规律衰减。在 t_4 时刻, i_s 衰减到零。这时有:

$$i_{D1} = i_{D2} = \frac{I_o}{2}$$

在 t_4 时刻之后, i_s 、 i_p 继续向反方向线性衰减。 t_5 时刻, i_s 下降到等于 $-\frac{1}{2}I_o$, $i_{D1} = 0$, $i_{D2} = I_o$, 二极管 D_1 关断, D_1 到 D_2 的换流过程完全结束。由式(6.103)可得这一时间段长度:

$$T_{35} = t_5 - t_3 = \frac{L_r}{V_C} \left(I_{L3} + \frac{I_o}{2N} \right) \quad (6.104)$$

实际上,如果考虑到变压器漏电感的影响,则即使副边整流二极管 D_1 和 D_2 共同导通,励磁电感 L_m 两端电压也并不为零,因此在这一时间段,在箝位电压 V_C 的作用下,电流 i_m 同样在近似以线性规律衰减,如图 6.17 所示。设在 t_5 时刻, $i_m(t_5)$ 从 t_3 时刻的 $\frac{\Delta I_M}{2}$ 衰减到 I_{m5} 。

5. $t_5 \sim t_7$ 时间段

在时刻 t_5 , 整流二极管 D_1 、 D_2 完成换流, D_1 关断, 变压器副边电流 $i_s = -\frac{I_o}{2}$, 原边电流 $i_p = -\frac{I_o}{2N}$ 。在这之后, 励磁电流 i_{Lm} 的直流分量 $I_{AV} = \frac{I_o}{2N}$ 完全用于平衡副边电流, i_{Lm} 的交流分量则在箝位电压 V_C 的作用下线性衰减。对应的等效电路如图 6.16(e) 所示。在这一时间段有

$$L_m \frac{di_m}{dt} = -V_C \quad (6.105)$$

初始条件:

$$i_m(0) = I_{m5}$$

解方程式(6.105)并代入初始条件可得:

$$i_m = -\frac{V_C}{L_m}t + I_{m5} \quad (6.106)$$

i_m 通过辅助开关管 Q_2 的反并联二极管流向箝位电容 C , 并在 V_C 的作用下线性衰减, 在 t_6 时刻, i_m 衰减到零, 在此之前, Q_2 应在零电压条件下完成导通。 t_6 时刻之后, i_m 通过 Q_2 在 V_C 作用下向反方向线性增长, 直到 t_7 时刻, 辅助开关管 Q_2 关断。这个时间段, 电路实际上在以常规的反激式变换方式运行, 这个时间段的长度取决于电路的占空比控制要求, 即:

$$T_{s7} = t_7 - t_5 \approx (1 - D)T_s \quad (6.107)$$

从电路的稳态运行考虑,在 $(1-D)T_s$ 段运行的结束时刻, i_m 应达到其最小值。故有

$$i_m(t_7) = I_{m7} \approx -\frac{\Delta I_M}{2}$$

6. $t_7 \sim t_8$ 时间段

在时刻 t_7 , 辅助开关管 Q_2 在 Snubber 电容 C_r 的作用下软关断, 之后, 电容 C_r 将与电路中的电感谐振。这时副边电流 $i_s = -\frac{1}{2}I_o, I_{AV} = -i_p = \frac{I_o}{2N}, i_{Cr} = i_m$ 。这个时间段对应的等效电路如 6.16(f) 所示。与前述 $t_1 \sim t_2$ 时间段同样理由, 为简化分析, i_m 在这一时间段可看作近似不变, 即 $i_{Cr} = i_m = -\frac{\Delta I_M}{2}$, 则电容 C_r 在此恒流源的作用下近似处于线性放电过程。这个时间段有:

$$C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} = i_m = -\frac{\Delta I_M}{2} \quad (6.108)$$

初始条件:

$$v_{Cr}(0) = V_m + V_C$$

解方程式(6.108)并代入初始条件可得:

$$v_{Cr} = -\frac{\Delta I_M}{2C_r}t + V_m + V_C \quad (6.109)$$

随着 v_{Cr} 的下降, 变压器原副边电压 v_p, v_s 在数值上也在下降, 当副边电压 v_s 下降到零时, 这个时间段结束。这时 v_{Cr} 近似等于 V_m 。由式(6.109)可得这个时间段长度为:

$$T_s = t_8 - t_7 \approx \frac{2V_C C_r}{\Delta I_M} \quad (6.110)$$

7. $t_8 \sim t_9$ 时间段

在 t_8 时刻, 变压器副边电压 $v_s = 0$, 原边电压 $v_p = 0$, 输出整流二极管 D_1 导通, 开始了 D_2 向 D_1 的换流过程。这个时间段对应的等效电路如 6.16(g) 所示。忽略漏电感的影响, 则变压器副边及原边电压被 D_1, D_2 箝位在零值, 励磁电流 i_{Lm} 近似保持其最小值不变, 即有:

$$i_{Lm} = I_m = \frac{I_o}{2N} - \frac{\Delta I_M}{2}$$

电容 C_r 将再次与谐振电感 L_r 谐振, 根据 $t_2 \sim t_3$ 时间段的同样理由, 这个时间段变压器原边电路可等效处理如图 6.18(d) 所示。这个时间段有:

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = V_m - v_{Cr} \\ C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} = i_{Lr} + i_m \end{cases} \quad (6.111)$$

初始条件:

$$\begin{cases} i_{Lr}(0) = -\frac{\Delta I_M}{2} - i_m = -\frac{I_o}{2N} \\ v_{Cr}(0) = V_m \end{cases}$$

解方程组(6.111)并代入初始条件可得:

$$\begin{cases} v_{Cr} = V_m - \frac{\Delta I_M}{2} Z_r \sin \omega_r t = V_m - V_R^- \sin \omega_r t \\ i_{Lr} = -\frac{I_o}{2N} + \frac{\Delta I_M}{2} - \frac{\Delta I_M}{2} \cos \omega_r t \end{cases} \quad (6.112)$$

式中, $V_R^- = \frac{\Delta I_M}{2} Z_r$.

$$\begin{aligned} i_{Cr} &= -\frac{\Delta I_M}{2} \cos \omega_r t \\ i_p = i_{Lr} &= -\frac{I_o}{2N} + \frac{\Delta I_M}{2} - \frac{\Delta I_M}{2} \cos \omega_r t \\ i_s &= N i_p \end{aligned} \quad (6.113)$$

与前述 $t_2 \sim t_3$ 时间段类似, 当 v_{Cr} 下降到零时, 或输出整流二极管 D_2 、 D_1 完成换流过程时, 这个时间段结束。图 6.16 及图 6.17 是假定 v_{Cr} 下降到零先于 D_2 、 D_1 完成换流过程, 即在时刻 t_9 , $v_{Cr} = 0$ 。

$$T_9 = t_9 - t_8 = \frac{1}{\omega_r} \sin^{-1} \frac{V_m}{V_R^-} \quad (6.114)$$

$$i_{Lr}(t_9) = -\frac{I_o}{2N} + \frac{\Delta I_M}{2} - \frac{\Delta I_M}{2} \cos \omega_r T_9 = -I_{L9}$$

8. $t_9 \sim t_{11}$ 时间段

在时刻 t_9 , v_{Cr} 下降到零, 主功率开关管 Q_1 的反并联二极管导通, 输出整流二极管 D_2 、 D_1 同时导通继续其换流过程, 变压器原副边电压继续被箝位在零, i_{Lm} 继续近似保持其最小值不变。根据前述同样理由, 这个时间段变压器原边电路可等效处理如图 6.18(e) 所示。这一时间段对应的等效电路如图 6.16(h) 所示。在这个时间段有:

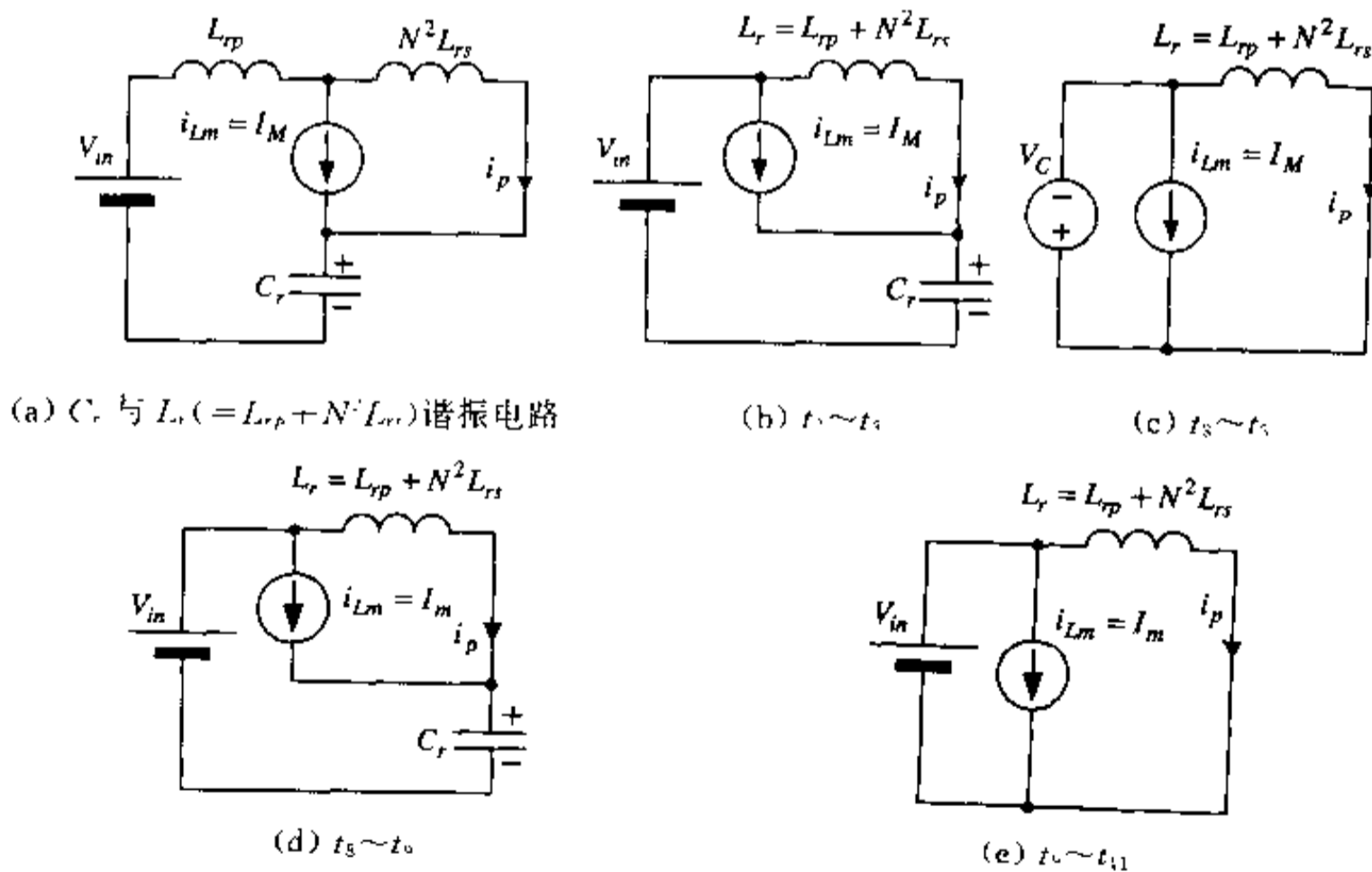


图 6.18 变压器原边等效电路

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = V_m \quad (6.115)$$

初始条件:

$$i_{Lr}(0) = -I_{L0}$$

解方程式(6.115)并代入初始条件可得:

$$i_{Lr} = \frac{V_m}{L_r} t - I_{L0} \quad (6.116)$$

$$i_{Q1} = i_{Lr} + i_{Lm}$$

$$i_p = i_{Lr} = \frac{V_m}{L_r} t - I_{L0}$$

$$i_s = Ni_p = N \left(\frac{V_m}{L_r} t - I_{L0} \right)$$

这一时间段, i_{Lr} 从而 i_{Q1} 在恒定输入电压 V_m 的作用下, 以固定不变的斜率 $\frac{V_m}{L_r}$ 从负方向向正方向线性上升, 在 t_{10} 时刻, i_{Q1} 上升到零。在此之前, 主功率开关管 Q_1 可在零电压下完成导通。在 t_{10} 时刻之后, i_{Q1} 将沿 Q_1 继续在 V_m 的作用下线性上升, 变压器原边电流 i_p 、副边电流 $i_s = Ni_p$ 同时也向正方向线性上升, 从而导致副边整流二极管 i_{D1} 上升, i_{D2} 下降。在时刻 t_{11} , i_{D1} 上升到等于 I_o , i_{D2} 下降到等于零, $i_s = \frac{1}{2} I_o$, $i_p = \frac{I_o}{2N}$, 二极管 D_2 关断。这个时间段结束, 整个开关周期结束。从时刻 t_{11} 开始一个新的开关周期。

6.4.2 几点讨论

1. 关于 $t_2 \sim t_3$ 时间段及 $t_8 \sim t_9$ 时间段的结束时刻

从前面分析可知, $t_2 \sim t_3$ 时间段或 $t_8 \sim t_9$ 时间段的结束时刻取决于两个条件当中任一条件的满足: ① v_{Cr} 上升到 $V_m + V_C$ ($t_2 \sim t_3$ 时间段) 或 v_{Cr} 下降到零 ($t_8 \sim t_9$ 时间段); ② 整流二极管 D_1 、 D_2 之间完成换流过程。下面将说明这两个条件哪个先满足取决于电路参数的选择。

(1) $t_2 \sim t_3$ 时间段

设在时刻 τ_1 , v_{Cr} 上升到等于 $V_m + V_C$, 在时刻 τ_2 , i_p 从 $\frac{I_o}{2N}$ 变为 $-\frac{I_o}{2N}$ 。将 $v_{Cr}(\tau_1) = V_m + V_C$ 代入式(6.96)可得:

$$V_m + V_C = V_m + V_{R^+} \sin \omega \tau_1$$

则

$$\sin \omega \tau_1 = \frac{V_C}{V_{R^+}}, \quad \cos \omega \tau_1 = \sqrt{1 - \left(\frac{V_C}{V_{R^+}} \right)^2} \quad (6.117)$$

将 $i_p(\tau_2) = -\frac{I_o}{2N}$ 代入式(6.98)可得:

$$-\frac{I_o}{2N} = - \left(\frac{I_o}{2N} + \frac{\Delta I_M}{2} \right) + \left(\frac{I_o}{N} + \frac{\Delta I_M}{2} \right) \cos \omega \tau_2$$

$$\cos \omega \tau_2 = \frac{\frac{\Delta I_M}{2}}{\frac{I_o}{N} + \frac{\Delta I_M}{2}} \quad (6.118)$$

显然,如果要 v_{Cr} 上升到 $V_m + V_C$ 先于 D_1, D_2 之间完成换流过程,则应有:

$$\tau_1 < \tau_2 \Rightarrow \cos\omega\tau_1 > \cos\omega\tau_2 \Rightarrow \sqrt{1 - \left(\frac{V_C}{V_{R^+}}\right)^2} > \frac{\frac{\Delta I_M}{2}}{\frac{I_o}{N} + \frac{\Delta I_M}{2}} \quad (6.119)$$

(2) $t_8 \sim t_9$ 时间段

同样设在时刻 τ_1, v_{Cr} 下降到零,在时刻 τ_2, i_p 从 $-\frac{I_o}{2N}$ 变为 $\frac{I_o}{2N}$ 。将 $v_{Cr}(\tau_1) = 0$ 及 $i_p(\tau_2) = \frac{I_o}{2N}$ 分别代入式(6.112)和式(6.113)可得:

$$\cos\omega\tau_1 = \sqrt{1 - \left(\frac{V_m}{V_{R^-}}\right)^2}, \quad \cos\omega\tau_2 = \frac{-\frac{I_o}{N} + \frac{\Delta I_M}{2}}{\frac{\Delta I_M}{2}}$$

同样,只要满足:

$$\sqrt{1 - \left(\frac{V_m}{V_{R^-}}\right)^2} > \frac{-\frac{I_o}{N} + \frac{\Delta I_M}{2}}{\frac{\Delta I_M}{2}} \quad (6.120)$$

就可以使 v_{Cr} 下降到零先于 D_1, D_2 完成换流。如果有 $\frac{\Delta I_M}{2} < \frac{I_o}{N}$, 则只要有 $V_m < V_{R^-}$, 式(6.120)就可以满足。

2. 输出电压转换比 V_o/V_m 及箝位电压 V_C

忽略图 6.17 中 $t_1 \sim t_5$ 及 $t_7 \sim t_{11}$ 电路状态变化的短暂过渡过程,则可得原边电压 v_p 及滤波电感电压 v_{L1} 在一个开关周期的变化波形如图 6.19 所示。

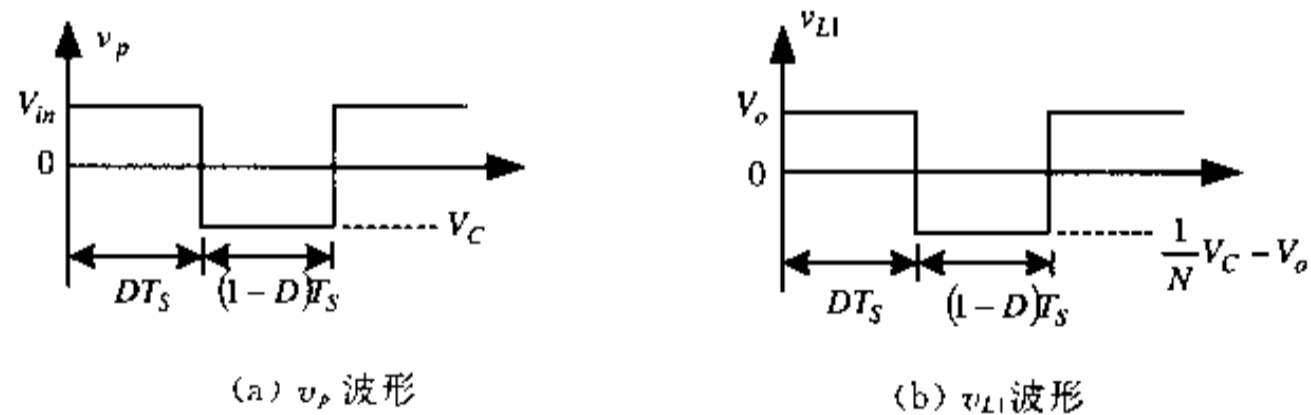


图 6.19 原边电压 v_p 及滤波电感电压 v_{L1} 波形

将伏-秒平衡特性应用于变压器原边电压 v_p , 则可得:

$$V_m DT_s = V_C (1 - D) T_s$$

可得箝位电压:

$$V_C = \frac{D}{1 - D} V_m \quad (6.121)$$

将伏-秒平衡特性应用于滤波电感 L_1 两端电压 v_{L1} , 可得:

$$V_o DT_s = \left(\frac{V_C}{N} - V_o \right) (1 - D) T_s$$

将 $V_C = \frac{D}{1 - D} V_m$ 代入上式并化简,最后可得:

$$V_o = \frac{DV_m}{N} \quad (6.122)$$

如果考虑到输出整流二极管的影响,则

$$V_o = \frac{DV_m}{N} - V_F$$

V_F 为二极管正向压降。由上式及(6.121)、(6.122)可知,在连续导电模式下,有源箝位正-反激组合式变换电路的箝位电压 V_C 、输出电压转换比 V_o/V_m 与本章第一节所述有源箝位正激式变换电路是完全一样的。

3. 最大占空比 D_{\max} 与最小占空比 D_{\min} 的选择

若已知输出电压 V_o , 最小输入电压 $V_{in \min}$ 及最大输入电压 $V_{in \max}$, 则根据式(6.122)可得:

$$\frac{D_{\max}}{D_{\min}} = \frac{V_{in \max}}{V_{in \min}} \quad (6.123)$$

又由前述分析知主开关管 Q_1 与辅助开关管 Q_2 承受的最大电压为:

$$V_{Q1 \max} = V_{Q2 \max} = V_m + V_C = \frac{V_m}{1-D} \quad (6.124)$$

如果在整个输入电压变化范围内, $V_{Q1 \max} = V_{Q2 \max}$ 保持恒定不变, 则有:

$$\frac{V_{in \max}}{1-D_{\min}} = \frac{V_{in \min}}{1-D_{\max}}$$

将式(6.123)代入此式并化简可得:

$$D_{\max} + D_{\min} = 1 \quad (6.125)$$

由式(6.123)、(6.125)可惟一地确定 D_{\max} 及 D_{\min} 。

4. 主功率开关管 Q_1 的零电压导通条件

由式(6.112)可知,为了能在 $t_8 \sim t_9$ 时间段,使 v_C 从 V_m 谐振衰减到零,为 Q_1 创造零电压导通条件,必须满足:

$$\frac{\Delta I_M}{2} Z_r \geq V_m \quad (6.126)$$

由图 6.17 知,若忽略短暂的谐振过渡阶段,则

$$\Delta I_M \approx \frac{V_m}{L_m} DT_s$$

将此式代入到式(6.126),可得:

$$\frac{V_m}{2L_m} DT_s Z_r \geq V_m$$

化简后可得:

$$L_m f_s \leq \frac{D}{2} Z_r \quad (6.127)$$

式(6.127)说明,主功率开关管 Q_1 的零电压导通条件与励磁电感 L_m 和开关频率 f_s 的乘积有很大关系,当 L_m 较大时,为了保证 Q_1 的零电压导通,开关频率 f_s 需降低,这个结论与本章第一节有源箝位正激变换器的讨论是一致的。

第七章 软开关全桥(FB)PWM 变换器

7.1 基本的全桥 PWM 变换器

全桥变换电路拓扑是目前国内外 DC-DC 变换电路中最常用的电路拓扑形式之一,在中大功率应用场合更是首选拓扑。这主要是考虑它具有功率开关器件电压、电流额定值较小,功率变压器利用率较高等明显优点。基本的全桥变换电路根据供电方式的不同(输入端所连接储能元件的不同)可分为电压(源)型和电流(源)型两类。其中电压型 DC-DC 全桥变换电路是由基本的 Buck 变换电路演变而来,因此也称为全桥 Buck 变换器,在实际中得到较广泛的应用。其基本电路原理结构如图 7.1 所示。本节下面所要讨论的全桥变换电路主要是这种电压型全桥变换电路。

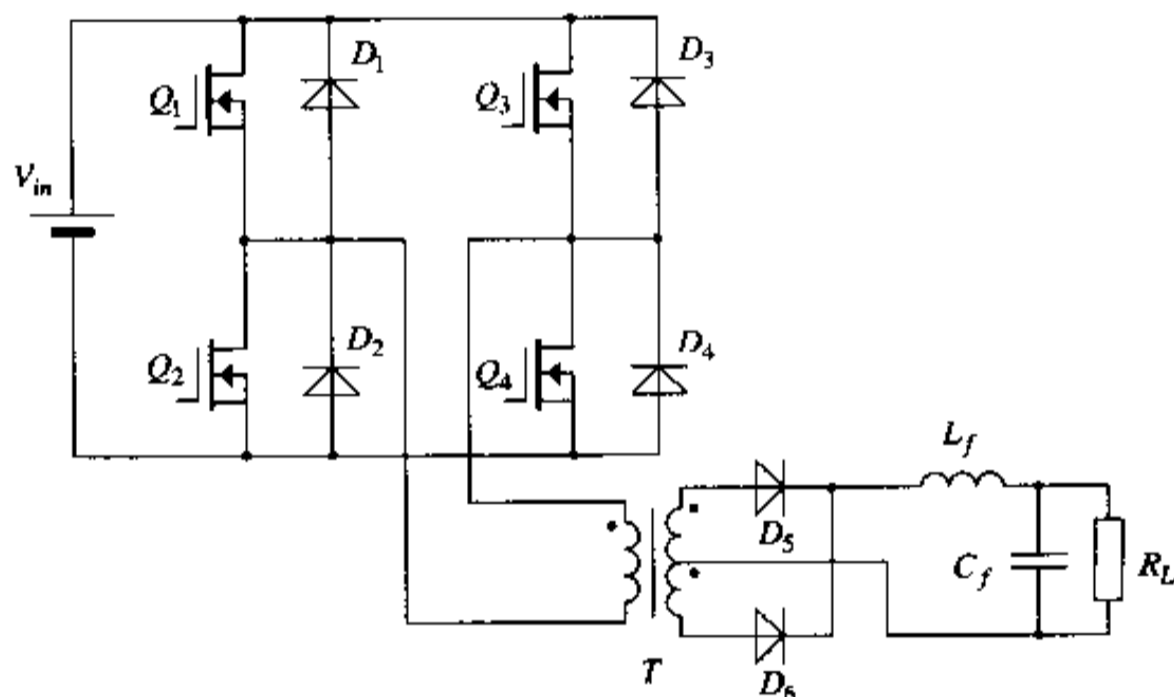


图 7.1 基本的电压型全桥变换电路

电压型全桥变换电路在 PWM 方式下工作的基本原理可简述如下:直流电压 V_m 施加在 $Q_1 \sim Q_4$ 四只开关管所构成的两个桥臂上,通过控制四只开关管 $Q_1 \sim Q_4$ 的通断顺序以及通断时间,在变压器 T 的原边得到按某一占空比 D 变化的正负半周对称的交流方波电压。设该变压器的变比为 n ,则交流方波电压经过高频变压器的隔离和电压变换(升压或降压)后,在变压器的副边对应得到一个幅值为 V_m/n 的交流方波电压,交流方波电压 V_m/n 再通过输出整流桥变为直流脉动方波电压,最后通过输出滤波电感 L_f 和输出滤波电容 C_f 组成的滤波器,将这个直流方波电压中的高频分量滤去,在输出端 C_f 上得到一个平直的直流电压,其电压值为 $V_o = DV_m/n$,其中 $D = \frac{T_{on}}{T_s/2}$ 称为占空比。通过调节占空比就可以方便地调节输出电压 V_o 。

电压型全桥变换电路也可以以谐振方式工作,如:串联谐振方式(SRC)和并联谐振方式(PRC),但与前述准谐振变换器(QRCs)与多谐振变换器(MRCs)一样,这时输出电压的调节需要采用频率调制方式,因此当输入电压或负载在很大范围内变化时,要求开关频率

有很大的变化范围,这使得电路中的磁性元件以及滤波器的优化设计很难实现。本书对串联谐振方式(SRC)和并联谐振方式(PRC)工作的电压型全桥变换电路不准备作更多讨论。

在变压器副边得到占空比 D 可调的正负半周对称的交流方波电压,可以有多种控制方式,目前最常用的为两种方式:一种为常规的脉宽调制(PWM)控制方式,另一种为移相(phase-shifting-control)PWM 控制方式。

常规的 PWM 控制方式某些文献也称为双极性控制方式。在这种控制方式中,斜对角功率开关管 Q_1 、 Q_4 为一组,同时导通或截止; Q_2 、 Q_3 为另一组,也同时导通或截止。两对开关管 Q_1 、 Q_4 和 Q_2 、 Q_3 由驱动电路以 PWM 方式控制交替开通和关断,开通时间均不超过半个周期,即开通角均小于 180° ,如图 7.2(a)所示。当 Q_1 、 Q_4 导通时, Q_2 、 Q_3 上承受的电压为 V_m ,反之亦然;当 Q_1 、 Q_2 、 Q_3 、 Q_4 都截止时,四个开关管上承受的电压为 $V_m/2$ 。由高频变压器漏感与开关管结电容在开关过程中产生高频振荡所引起的电压尖峰,当其超过输入电压时,箝位二极管($D_1 \sim D_4$)将导通,使开关管两端电压被箝位在输入电压上。这种控制方式是过去全桥变换电路最基本的工作方式。在这种控制方式中,功率变换是通过中断功率流和控制占空比的方法实现的,工作频率恒定。开关器件通常工作在硬开关状态下,由于电路中杂散参数(MOSFET 结电容和线路上寄生电感等)的影响,开关管在开关过程中的电流尖峰(容性开通)和电压尖峰(感性关断)会很高,一般需要很大的安全工作区并附加缓冲电路吸收。开关管的开关损耗很大,从而限制了开关频率的提高;同时过高的 dv/dt 与 di/dt 造成严重的开关噪声,并通过开关米勒电容耦合到驱动电路,影响控制和驱动的稳定性的。

移相 PWM 控制方式是近年来在全桥变换电路拓扑中广泛应用的一种软开关控制方式。这种控制方式实际上是谐振变换技术与常规 PWM 变换技术的结合。其基本工作原理为:每个桥臂的两个开关管 180° 互补导通,两个桥臂的导通之间相差一个相位,即所谓移相角。通过调节此移相角的大小,来调节输出电压脉冲宽度,在变压器副边得到占空比 D 可调的正负半周对称的交流方波电压,从而达到调节相应的输出电压的目的。如果 Q_1 和 Q_2 的驱动信号分别领先于 Q_4 和 Q_3 ,则可以定义 Q_1 和 Q_2 组成的桥臂为超前桥臂(leading leg), Q_3 和 Q_4 组成的桥臂为滞后桥臂(lagging leg)。如图 7.2(b)所示。移相 PWM 控制方式利用开关管的结电容和高频变压器的漏电感作为谐振元件。利用高频变压器漏感储能对功率开关管两端输出电容的充放电来使开关管两端电压下降为零,使全桥变换器的四个开关管依次在零电压下导通,在 Snubber 电容作用下零电压关断,从而有效地降低了电路的开关损耗和开关噪声,减少了器件开关过程中产生的电磁干扰,为变换器装置提高开关频率、提高效率、降低尺寸及重量提供了良好的条件。同时,还保持了常规的全桥 PWM 电路中拓扑结构简洁、控制方式简单、开关频率恒定、元器件的电压和电流应力小等一系列优点。

除上述两种基本的控制方式外,还有一种控制方式近年来也得到了较多的关注。这种控制方式的特点是:电路中一个桥臂的两个开关管(例如 Q_3 和 Q_4) 180° 互补导通,另一个桥臂的两个开关管(例如 Q_1 和 Q_2)的导通占空比可调。例如,在正半周期中, Q_1 、 Q_4 同时导通, Q_4 在正半周期中一直开通,而 Q_1 根据占空比控制要求只开通一段时间;同理,在负半周期中, Q_2 、 Q_3 同时导通, Q_3 在负半周期中一直开通,而 Q_2 根据占空比控制要求只开通

一段时间。 Q_1 和 Q_2 分别在 Q_4 和 Q_3 之前关断,如图 7.2(c)所示。同样可以定义 Q_1 和 Q_2 组成的桥臂为超前桥臂,而 Q_4 和 Q_3 组成的桥臂为滞后桥臂。这种控制可以实现超前桥臂开关管的零电压开关(ZVS)及滞后桥臂开关管的零电流开关(ZCS),特别适合于选用 IGBT 这类器件作为滞后桥臂的开关管,可有效克服 IGBT 的电流拖尾影响。这种控制也可以用另一种方式实现,即,电路中两个桥臂同一侧的两个开关管(例如 Q_2 和 Q_3) 180° 互补导通,桥臂另一侧的两个开关管(例如 Q_1 和 Q_4)的导通占空比可调,如图 7.2(d)所示。这种控制方式某些文献也称为有限双极性控制方式。

采用此种控制方式比较典型的电路拓扑有三种:B. Masserant 电路,K. Chen 电路,F. C. Nho 电路。

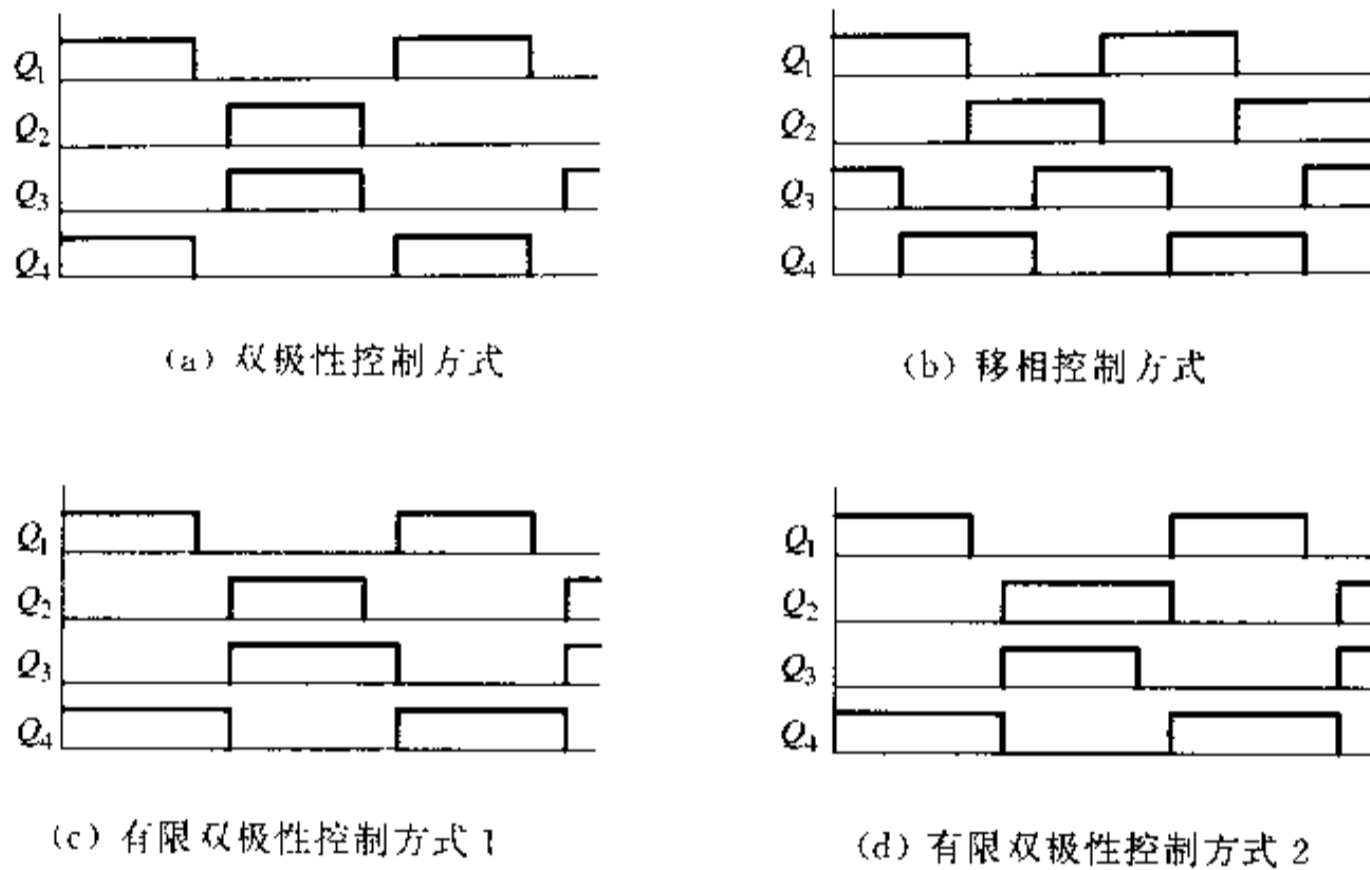


图 7.2 全桥 PWM 变换电路的控制方式

上述三种控制方式目前都可以很方便地找到相应的集成电路控制芯片,如:常规的 PWM 控制方式可以用 3525、3526 等芯片实现;移相 PWM 控制方式可以用 UC3875、UC3879 等芯片实现;有限双极性控制方式可以用 XH3942 芯片实现。

从实现变换装置的小型化和轻量化的角度来看,有限双极性控制方式和移相 PWM 控制方式是具有更多优越性的软开关方式,是中、大功率应用场合的理想控制方式。其拓扑结构及控制方式一直是近年来研究的热点方向。本章将主要讨论采用移相 PWM 控制方式的全桥变换电路,关于有限双极性控制方式,在本书的最后一章将根据实际的科研实验给出 K. Chen 电路的应用实例。

7.2 基本的移相控制 FB-ZVS-PWM 变换器

7.2.1 基本工作原理

图 7.3 为移相控制全桥零电压开关 PWM 变换器电路原理图。图中, V_m 为输入直流电压, $Q_i(i=1,2,3,4)$ 为功率 MOS 开关管, $D_i(i=1,2,3,4)$ 为其反并联体二极管, $C_i(i=1,$

2,3,4)为功率 MOS 开关管输出结电容, L_{lk} 为变压器的漏电感。

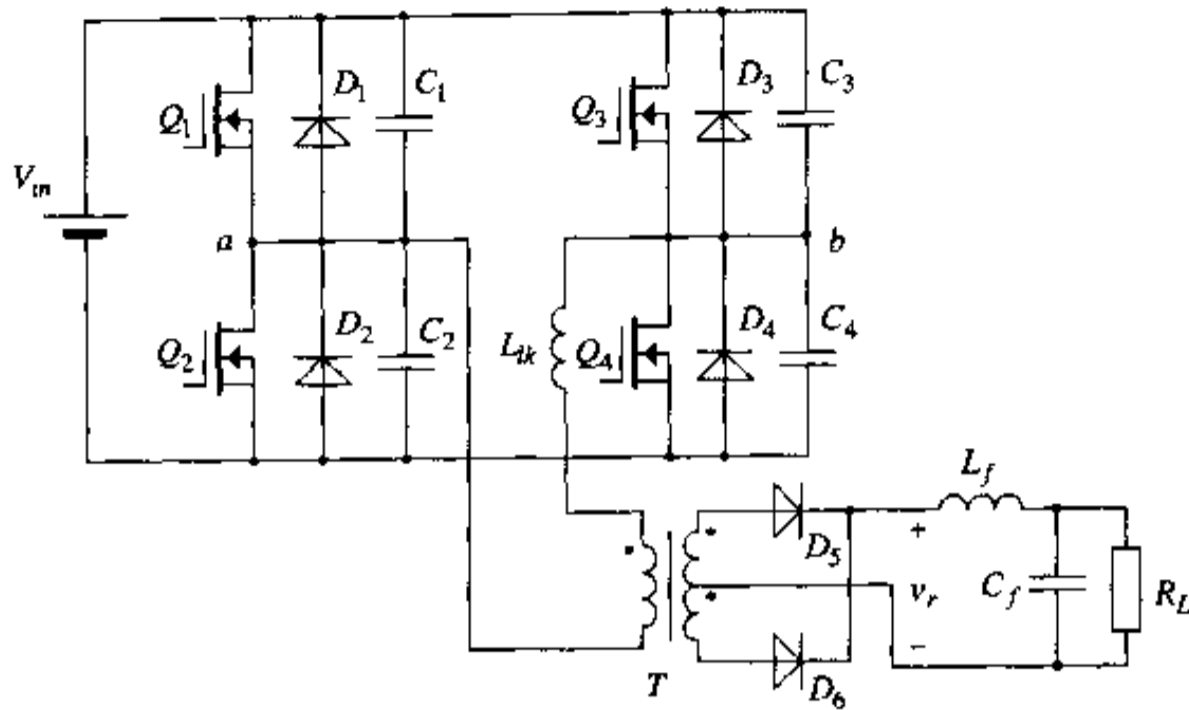


图 7.3 移相 PWM 控制的全桥变换电路拓扑

如前述,移相 PWM 控制技术,利用功率 MOS 管的输出电容和变压器的漏电感作为谐振元件,在一个完整的开关周期中通过谐振使全桥变换器中的四个开关管依次在零电压下导通,在电容 C_i 作用下零电压软关断;通过移相控制实现占空比调节,完成对输出电压的控制。图 7.4 为全桥零电压开关 PWM 变换电路在一个完整的开关周期中四个开关管驱动信号、变压器的原边电压 v_{ab} 、副边整流电压 v_r 及原边电流 i_p 波形。

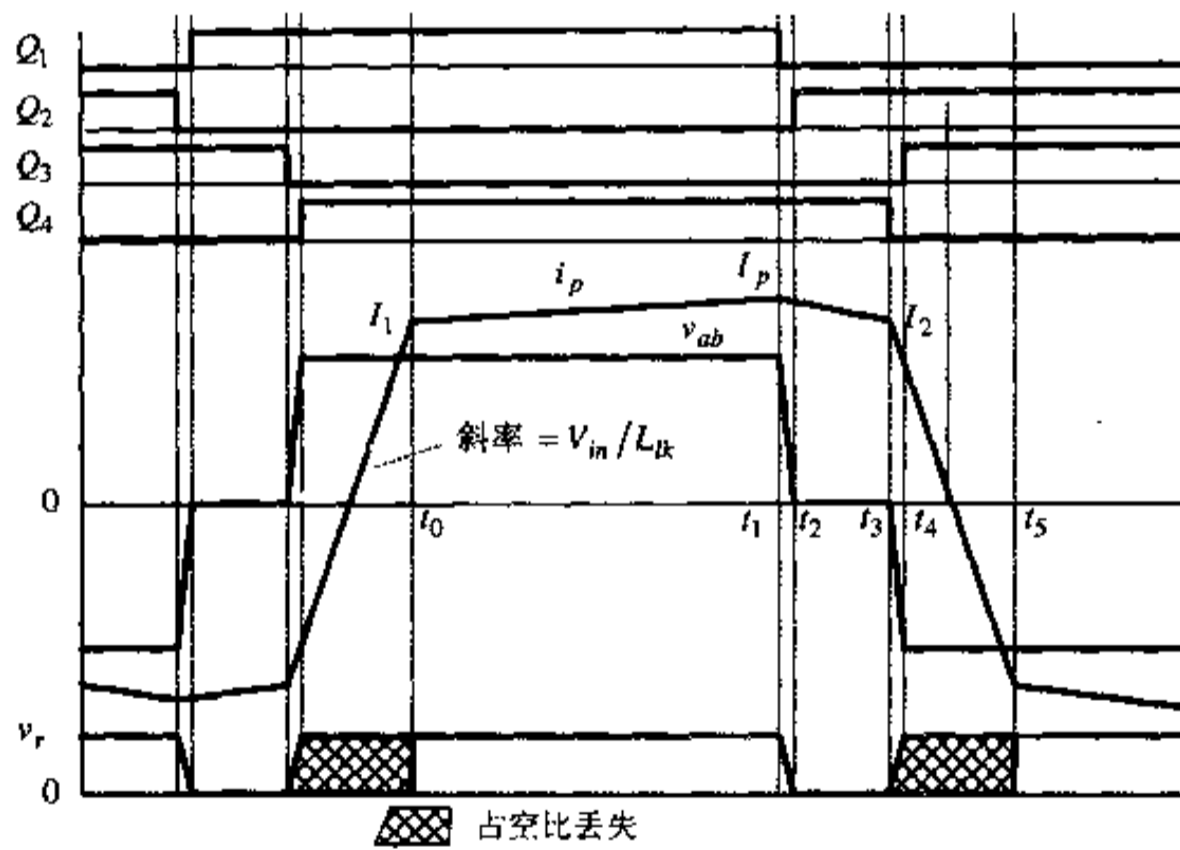


图 7.4 FB-ZVS-PWM 工作波形

图 7.3 所示电路在一个开关周期中的基本工作过程可简述如下:设电路的初始状态为功率 MOS 管 Q_1 、 Q_4 导通,输出整流二极管 D_5 导通,输入直流电源通过输出变压器传递能量给负载,输出滤波电感电流 i_{lf} 从而变压器原边电流 i_p 在输入电压的作用下线性上升。在时刻 t_1 ,关断功率 MOS 管 Q_1 (在 Snubber 电容 C_1 、 C_2 的作用下零电压关断)。之后,线路电感(变压器漏感及反射到原边的滤波电感)与开关管结电容 C_1 、 C_2 谐振,使 C_1 充

电, C_2 放电。当 C_1, C_2 完成充放电过程, 即当 C_2 电压 v_{C_2} 谐振下降到零时 (t_2 时刻), Q_2 的反并联二极管 D_2 导通, 之后 Q_2 可以在零电压下完成导通过程。此后电路进入环流阶段, 原边电流 i_p 沿变压器原边及 Q_1, D_2 流通, 输出滤波电感电流 i_{Lf} 在输出电压的作用下线性下降, 并导致变压器原边电流 i_p 线性下降。在时刻 t_3 , 关断功率 MOS 管 Q_1 (在 Snubber 电容 C_3, C_4 的作用下零电压关断)。此后, 由于变压器原边电流 i_p 下降, 造成变压器副边电流 i_s 下降, 并使得 i_s 小于 i_{Lf} , 由于电感电流不能突变, 故 i_{Lf} 的一部分将通过二极管 D_5 导通, 开始了输出电流从 D_5 向 D_6 的换流过程, 并将变压器副边短路, 从而导致变压器原边短路。之后, 线路电感 (由于原边短路将仅为变压器漏感) 与开关管结电容 C_3, C_4 谐振, 使 C_4 充电, C_3 放电。假设谐振开始时变压器漏感储能足够大, 当 C_3, C_4 完成充放电过程, 即当 C_3 电压 v_{C_3} 谐振下降到零时 (t_4 时刻), Q_3 的反并联二极管 D_3 导通, 之后 Q_3 可以在零电压下完成导通过程。此后, 变压器原边电流 i_p 在输出电压的作用下线性下降, 下降到零后, i_p 通过开关管 Q_3, Q_2 继续向反方向线性增长, 导致输出整流二极管 D_5 中电流线性下降, D_6 中电流线性上升, 在这个过程中应有 $i_{D_5} + i_{D_6} = i_{Lf}$ 。在时刻 t_5 , 整流二极管 D_5, D_6 完成换流过程, 这时有 $i_{D_5} = 0, i_{D_6} = i_{Lf}$, D_5 关断, 半个开关周期结束, 开始下半个开关周期。下半个开关周期电路的工作过程与上半个开关周期是一样的, 只不过涉及的开关管为 Q_2, Q_3 。表 7.1 所示为 FB-ZVS-PWM 变换器一周运行中各开关管、二极管的运行间隔及电路工作状态。

表 7.1 FB-ZVS-PWM 变换器一周运行状态

前半周期	时间间隔	$t_0 \sim t_1$	$t_1 \sim t_2$	$t_2 \sim t_3$	$t_3 \sim t_4$	$t_4 \sim t_5$
	导通功率管		Q_1, Q_4, D_1	Q_4, D_1	Q_4, D_2	D_2, D_5, D_6
状态		输出能量	谐振	Q_2 ZVS	谐振	Q_3 ZVS
后半周期	时间间隔	$t_5 \sim t_6$	$t_6 \sim t_7$	$t_7 \sim t_8$	$t_8 \sim t_9$	$t_9 \sim t_{10}$
	导通功率管	Q_2, Q_3, D_1	Q_3, D_6	Q_3, D_1, D_6	D_1, D_2, D_6	D_4, D_1, Q_4 Q_1, D_5, D_6
	状态	输出能量	谐振	Q_1 ZVS	谐振	Q_4 ZVS

7.2.2 运行过程分析

基本的 FB-ZVS-PWM 变换器一个周期内可以分成十个时间段描述, 每个时间段所对应的等效电路拓扑如图 7.5 所示。在分析之前, 先作如下几点说明:

- 所有功率 MOS 开关管、二极管均为理想器件。
- 所有电感、电容均为理想元件。
- 考虑功率 MOS 开关管输出结电容 (C_{os}) 的非线性, 有 $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 4/3C_{os}$ 。

• 根据电机学理论, 变压器可以用三种等值电路模型表示, 即: T 型电路、 Γ 型电路及简化电路, 如图 7.6 所示。图中 L_{2p} 及 Z_{2p} 分别为折算到原边的副边漏感和负载。 Γ 型电路主要考虑到变压器原边的漏感 L_l 远小于励磁电感 L_m 。简化电路则进一步考虑到通常励磁电流 i_{lm} 远小于变压器额定工作电流。在下面的讨论中变压器将主要用简化电路表

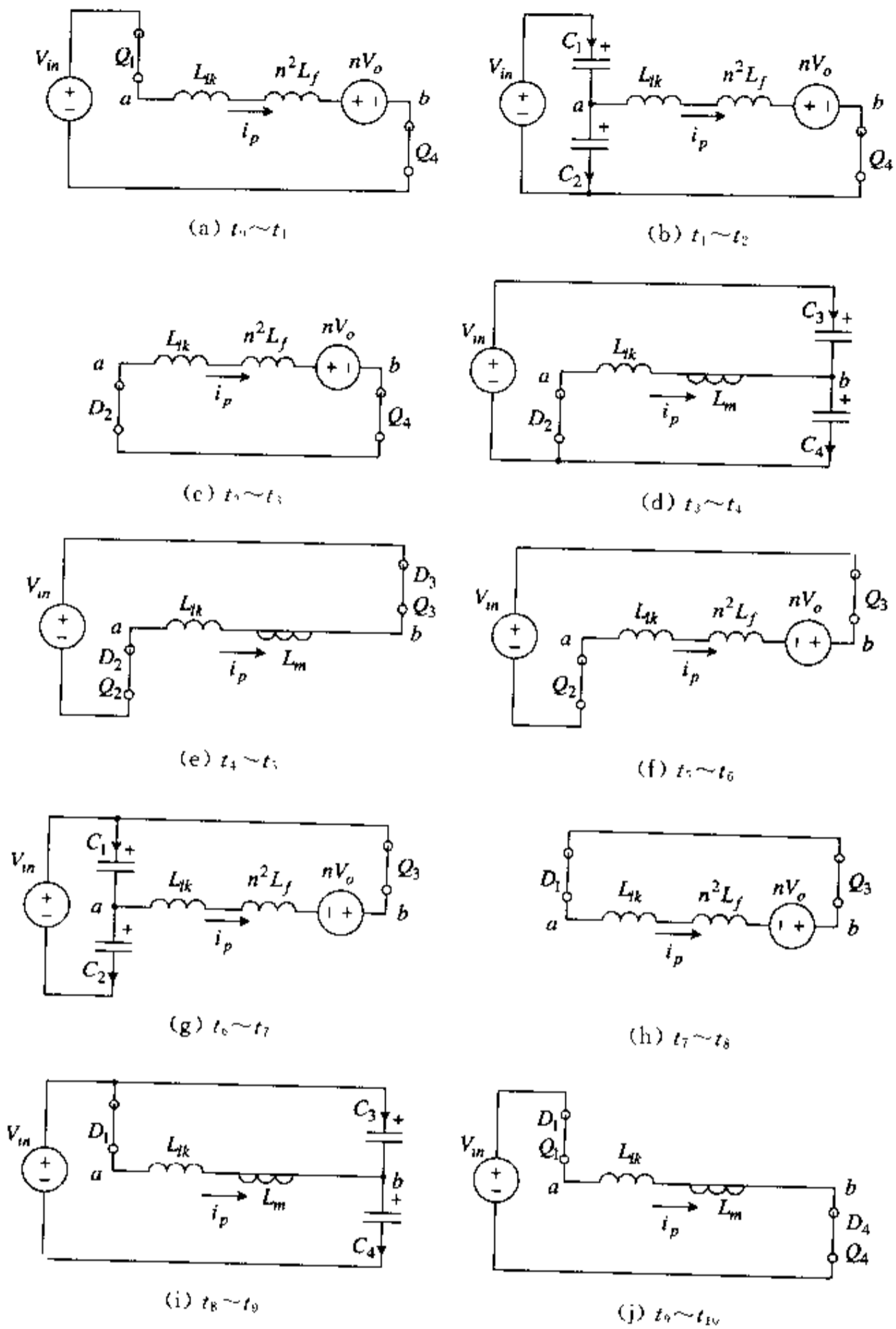


图 7.5 各时间段对应等效电路拓扑

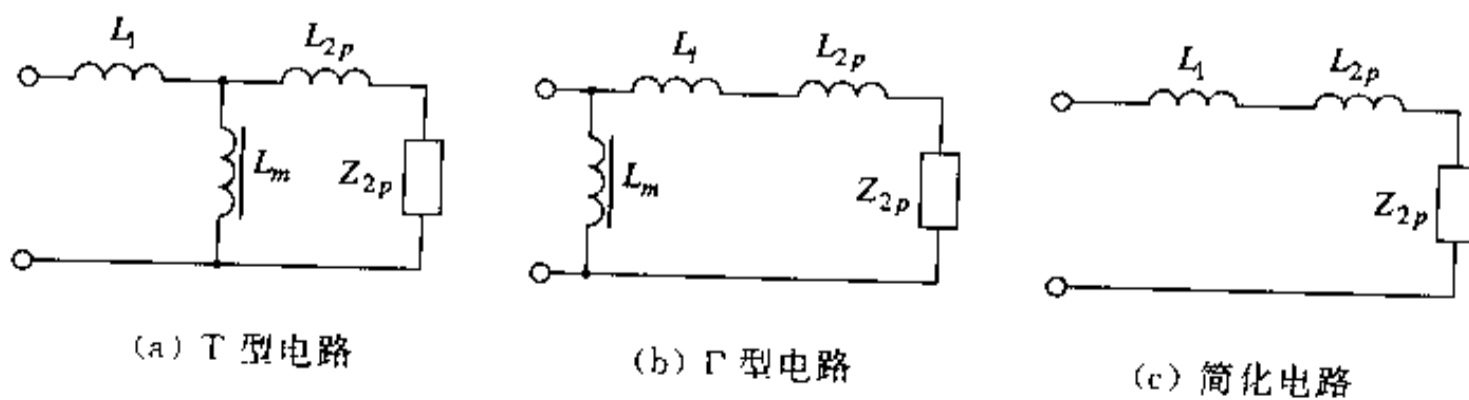


图 7.6 变压器等值电路模型

示,并且为了简化分析过程,忽略变压器线圈匝间电容。另外,若变压器原边线圈匝数为 n_p ,副边匝数为 n_s ,则定义 $n=n_p:n_s$ 。

为了使下面的分析过程变得简洁,电路状态随时间的变化在每个时间段将分别进行描述,定义每个时间段的起始时刻均为 $t=0$ 。

1. $t_0 \sim t_1$ 时间段

在 t_0 时刻之前,开关管 Q_3 和 Q_4 处于导通状态,变压器原边电流 i_p 通过 Q_3 和 Q_4 线性上升,副边整流二极管 D_3 、 D_6 同时导通,处于换流过程中。在时刻 t_0 , D_3 、 D_6 完成换流过程, D_6 关断。这时,变压器原边电流 $i_p=I_1$,开关管 Q_3 和 Q_4 继续维持导通,功率由变压器的原边传递到负载。这个时间段对应的等效电路拓扑如图 7.5(a)所示。在这个时间段有:

$$L_s \frac{di_p}{dt} = V_m - nV_o \quad (7.1)$$

初始条件为:

$$i_p(0) = I_1$$

式中, $L_s = L_p + n^2 L_l$ 。

解方程式(7.1)并代入初始条件可得:

$$i_p = \frac{V_m - nV_o}{L_s} t + I_1 \quad (7.2)$$

在 t_1 时刻,关断开关管 Q_3 ,这个时间段结束,这时 i_p 上升到其最大值,即 $i_p=I_p$ 。这个时间段的长度为:

$$T_1 = \frac{I_p - I_1}{V_m - nV_o} L_s \quad (7.3)$$

2. $t_1 \sim t_2$ 时间段

在时刻 t_1 ,开关管 Q_3 关断,原边电流从 Q_3 转移到 C_1 和 C_2 支路中,电路中的电感(由原边的漏感和副边的滤波电感相串联构成)与电容 C_1 和 C_2 产生谐振,给 C_1 充电,同时给 C_2 放电。因为电容两端的电压不能突变,所以开关管 Q_3 是在 Snubber 电容 C_1 和 C_2 的作用下零电压关断的。这个时间段对应的等效电路拓扑如图 7.5(b)所示。在这个时间段有:

$$C \frac{dv_{C2}}{dt} = -i_p \quad (7.4)$$

$$L_s \frac{di_p}{dt} = v_{C2} - nV_o \quad (7.5)$$

初始条件:

$$v_{C2}(0) = V_m, \quad i_p(0) = I_p$$

解方程式(7.4)、(7.5)并代入初始条件可得:

$$v_{C2} = nV_o + (V_m - nV_o) \cos \omega_1 t - I_p Z_1 \sin \omega_1 t = nV_o + V_{CM} \cos(\omega_1 t + \beta) \quad (7.6)$$

$$i_p = \frac{V_m - nV_o}{Z_1} \sin \omega_1 t + I_p \cos \omega_1 t = I_{pM} \sin(\omega_1 t + \beta) \quad (7.7)$$

式中, $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_s C}}$ 为谐振角频率, $Z_1 = \sqrt{\frac{L_s}{C}}$ 为谐振特性阻抗, 其中 $C = C_1 + C_2$, 如果考虑变

压器线圈匝间电容 C_n 则 $C = C_1 + C_2 + C_n$; $V_{CM} = \sqrt{(V_m - nV_o)^2 + I_p^2 Z_1^2}$, $I_{pM} = \sqrt{\left(\frac{V_m - nV_o}{Z_1}\right)^2 + I_p^2}$, $\beta = \text{tg}^{-1} \frac{I_p Z_1}{V_m - nV_o}$.

从上述分析可看出, 在此时间段内电路处于一个很复杂的谐振过程。实际上如果考虑到滤波电感 L_f 很大, 可以认为在此时间段内原边电流 $i_p = I_p = \frac{I_o}{n}$ 近似不变, 类似于一个恒流源。因此电容电压 v_{C2} 可近似认为在恒流源 I_p 作用下线性下降。即有:

$$v_{C2} = V_m - \frac{I_o}{nC}t \quad (7.8)$$

这样, 分析过程得以大大简化。随着 v_{C2} 的下降, 原边电压 v_{ab} 也下降, 当 v_{ab} 下降到低于副边反射电压 nV_o 时, 初级不再提供全部的次级功率, 不足的部分由输出滤波电感补充。在时刻 t_2 , C_2 上的电压下降到零, 开关管 Q_2 的反并联二极管 D_2 自然导通, 从而结束了这个时间段。这个时间段的长度为:

$$T_2 = \frac{nCV_m}{I_o} \quad (7.9)$$

3. $t_2 \sim t_3$ 时间段

在时刻 t_3 , D_2 导通, 变压器原边电流 i_p 通过开关管 Q_4 及二极管 D_2 流通, 并在输出电压 nV_o 的作用下线性下降, 电路处于环流状态, 开关管 Q_2 两端电压被箝位为零。之后, 开关管 Q_2 可以在零电压下完成导通。这个时间段对应的等效电路拓扑如图 7.5(c) 所示。在这个时间段有:

$$L_s = \frac{di_p}{dt} = -nV_o \quad (7.10)$$

初始条件:

$$i_p(0) \approx I_p$$

解方程式(7.10)并代入初始条件可得:

$$i_p = -\frac{nV_o}{L_s}t + I_p \quad (7.11)$$

在这个时间段变压器原边电压:

$$v_p = nV_o \frac{L_{lk}}{n^2 L_f + L_{lk}} \approx 0$$

在时刻 t_3 , 关断开关管 Q_4 , 这个时间段结束。设在 t_3 时刻 i_p 下降到 I_2 , 则这个时间段的长度为:

$$T_3 = \frac{(I_p - I_2)L_s}{nV_o} \quad (7.12)$$

4. $t_3 \sim t_4$ 时间段

在时刻 t_3 , 开关管 Q_4 在 Snubber 电容 C_3, C_4 的作用下零电压关断。此后, 由于变压器

原边电流 i_p 下降,造成变压器副边电流 i_s 下降,并使得 i_s 小于输出滤波电感电流 i_{Lf} ,由于电感电流不能突变,故 i_{Lf} 的一部分将通过二极管 D_5 导通,开始了输出电流从 D_5 向 D_6 的换流过程。在这个过程中由于 D_5 、 D_6 同时导通,故变压器副边被短路,并导致变压器原边短路。之后,线路电感(由于原边短路将仅为变压器漏感)与开关管结电容 C_3 、 C_4 谐振,使 C_4 充电, C_3 放电。这个时间段对应的等效电路拓扑如图 7.5(d)所示。在这个时间段有:

$$C \frac{dv_{C4}}{dt} = i_p \quad (7.13)$$

$$L_{lk} \frac{di_p}{dt} = -v_{C4} \quad (7.14)$$

初始条件:

$$v_{C4}(0) = 0, \quad i_p(0) = I_2$$

解方程式(7.13)、(7.14)并代入初始条件可得:

$$v_{C4} = I_2 Z_2 \sin \omega_2 t \quad (7.15)$$

$$i_p = I_2 \cos \omega_2 t$$

$$i_{D5} = n i_p \quad (7.16)$$

$$i_{D6} = i_{Lf} - i_{D5} \approx I_o - i_{D5}$$

式中, $\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_{lk} C}}$ 为谐振角频率, $Z_2 = \sqrt{\frac{L_{lk}}{C}}$ 为谐振特性阻抗,其中 $C = C_3 + C_4$,如果考虑变压器线圈匝间电容 C_r ,则: $C = C_3 + C_4 + C_r$ 。

假设谐振开始时变压器漏感储能足够大,在 t_4 时刻, C_4 上的电压 v_{C4} 谐振上升到 V_m 时, C_3 上的电压 v_{C3} 谐振到零,二极管 D_3 自然导通,原边电压 v_{ab} 等于 V_m ,这个时间段结束。这个时间段的长度为:

$$T_4 = \frac{1}{\omega_2} \sin^{-1} \frac{V_m}{I_2 Z_2} \quad (7.17)$$

设在 t_4 时刻有:

$$i_p = I_3$$

5. $t_4 \sim t_5$ 时间段

在 t_4 时刻, D_3 自然导通,开关管 Q_3 两端的电压被箝位为零。此后 Q_3 可以在零电压下完成开通。副边两个整流二极管仍在同时导通,因此变压器副边电压以及原边电压仍被箝位为零。原边电流 i_p 在输入电源电压的作用下线性下降。这个时间段对应的等效电路拓扑如图 7.5(e)所示。在这个时间段有:

$$L_{lk} \frac{di_p}{dt} = -V_m \quad (7.18)$$

初始条件:

$$i_p(0) = I_3$$

解方程式(7.18)并代入初始条件可得:

$$i_p = I_3 - \frac{V_m}{L_{lk}} t$$

$$\begin{aligned}
 i_{D5} &= ni_p \\
 i_{r5} &= i_{if} - i_{D5} \approx I_a - i_{D5} \\
 \frac{di_{D5}}{dt} &= -\frac{di_{r5}}{dt} = n \frac{di_p}{dt} = -\frac{nV_m}{L_k}
 \end{aligned}$$

当原边电流 i_p 线性下降到零, 二极管 D_2 和 D_3 自然关断。之后, 原边电流 i_p 沿开关管 Q_2 和 Q_3 继续向反方向线性上升。在 t_4 时刻, i_p 向反方向线性上升到 $-I_1$, i_{D5} 下降到零, i_{r5} 上升到等于 i_{if} , 这个时间段结束。

到 t_5 时刻, 半个开关周期结束。在 t_5 时刻之后, 开始另一个半周期的工作, 其工作过程与上述半个周期的工作过程完全相同。开关管 Q_2 、 Q_3 在 Snubber 电容的作用下零电压关断, 通过谐振完成零电压导通。

7.2.3 几点讨论

1. 零电压开关(ZVS)条件与零电压开关负载范围

由前面讨论可知, 开关管($Q_1 \sim Q_4$)是在其输出结电容作用下零电压关断的。而零电压开通是通过线路电感与输出结电容产生谐振实现的。通常, 通过谐振使同一桥臂上关断开关管的结电容充电, 使要导通的开关管的结电容放电, 当电容充放电过程结束后(导通管两端电压降为零), 给出导通管驱动信号, 从而实现了零电压开通。显然, 为了实现零电压开通需满足两个条件: ①谐振电路本身(参数与状态)应保证能通过谐振使导通管结电容完全放电; ②驱动信号必须在导通管结电容完全放电(两端电压降为零)后给出, 即同一桥臂的导通与关断信号之间的间隔应大于相应结电容的充放电时间。由前述知, 在一个完整的开关周期中, 超前臂开关管(Q_1 、 Q_2)的开关环境与滞后臂开关管(Q_3 、 Q_4)的开关环境是大不一样的。

在超前臂开关管(Q_1 、 Q_2)关断后形成的谐振电路中, 电感到变压器漏感 L_k 及反射到原边的输出滤波电感 n^2L_f 构成(如果不忽略的话, 还要包括变压器励磁电感 L_m), 如图 7.5(b)、(g)所示。由于通常反射到原边的输出滤波电感 n^2L_f 具有很大的数值。因此, 电感储能很容易使电容 C_1 、 C_2 完成充放电状态转换。由前述知, 在超前臂开关管 Q_1 (Q_2)关断时, 变压器原边电流 i_p 在正(负)方向达到其最大值 $|I_p|$ 。由式(7.6)可知, 为保证 v_{C2} 能谐振下降到零, 应满足: $V_{CM} \geq nV_m$, 整理后可得超前臂开关管零电压开通条件:

$$L_s I_p^2 \geq C V_m^2 (2D - 1) \quad (7.19)$$

由式(7.19)可知, 当占空比 $D < 0.5$ 时, 即使变压器原边电流 i_p 等于零(空载), 也可以满足超前臂开关管零电压开通条件。一般由于电感 n^2L_f 的数值很大, 在上述过程中变压器原边电流可看作近似不变, 即 $i_p = I_p$, 故超前臂开关管关断后的谐振过程可近似看作一恒流充电过程。这样由式(7.9)可知, 只要使超前臂的导通与关断信号之间的间隔 $\Delta\tau_1 > \frac{nC V_m}{I_{p, \min}}$, 则超前臂开关管零电压开通条件就可以满足。式中 $I_{p, \min}$ 为可能的最小负载电流。

在滞后臂开关管(Q_3 、 Q_4)关断后形成的谐振电路中, 由于变压器副边处于续流阶段, 原副边短路, 谐振电感仅为变压器漏感 L_k , 如图 7.5(d)、(j)所示。谐振时由变压器漏感释

放储能,使 Q_3, Q_4 输出结电容完成充放电状态转换。当相应电容电压谐振下降到零时,相应开关管实现零电压(ZVS)导通。由式(7.15)可知,为了使滞后臂开关管能够在零电压下导通,应满足条件:

$$I_2 Z_2 \geq V_m \quad (7.20)$$

式中, I_2 为原边电流 i_p 在时刻 $t_3(t_8)$ 时的数值。整理可得:

$$L_{lk} I_2^2 \geq C V_m^2 \quad (7.21)$$

从能量转换的观点来看,为了确保谐振过程中谐振电容充放电的完成,关断时刻谐振电感的储能应大于谐振电容的储能,即:

$$L_{lk} I_2^2 / 2 \geq C V_m^2 / 2 \quad (7.22)$$

式中, $C = C_3 + C_4 = \frac{8}{3} C_{m1}$ 。如果考虑到变压器绕组匝间分布电容,则 $C = C_3 + C_4 + C_{tr}$ 。

由上式可见,实现滞后臂开关管 ZVS 主要靠变压器漏感储能,当负载较轻时,漏感储能不能满足式(7.22)所确定的 ZVS 条件时,滞后桥臂开关管将失去零电压开关功能。另外,由式(7.15)还可知,当时间 t 等于四分之一谐振周期时, v_{C4} 达到其最大值。因此,在满足式(7.20)所确定的 ZVS 条件下,为确保滞后臂开关管的零电压导通,滞后臂开关管导通信号滞后于关断信号的时间应满足:

$$\Delta \tau_2 = \frac{T}{4} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_{lk} C} \quad (7.23)$$

设输出滤波电感电流 i_{L_f} 的纹波峰-峰值为 ΔI_L , 最大值为 I_{LM} , 平均值为输出负载电流 I_o 。由图 7.4 可知, $t_1 \sim t_3$ 时间段的长度恰好为半周期内的关断间隔, 即 $\frac{T_s}{2}(1-D)$ 。如果忽略 $t_1 \sim t_2$ 时间段简短的谐振过程, 则在整个 $t_1 \sim t_3$ 时间段, 输出滤波电感电流 i_{L_f} 可近似看作以斜率 V_o/L_f 线性下降, 参考图 7.5(c)。从而可得:

$$i_{L_f}(t_3) = I_{LM} - \frac{V_o}{L_f}(1-D) \frac{T_s}{2} = I_o + \frac{\Delta I_L}{2} - \frac{V_o}{L_f}(1-D) \frac{T_s}{2} \quad (7.24)$$

$$I_2 = \frac{1}{n} i_{L_f}(t_3) = \frac{1}{n} \left[I_o + \frac{\Delta I_L}{2} - \frac{V_o}{L_f}(1-D) \frac{T_s}{2} \right] \quad (7.25)$$

由式(7.21)可知, 保证滞后臂开关管零电压导通的变压器原边电流临界值:

$$I_c = \sqrt{\frac{C}{L_{lk}}} V_m = \frac{V_m}{Z_2} \quad (7.26)$$

为保证滞后臂开关管零电压导通, 应有 $I_2 \geq I_c$, 从而可得保证滞后臂开关管零电压导通的负载范围为:

$$I_{o \min} \geq \frac{n V_m}{Z_2} - \frac{\Delta I_L}{2} + \frac{V_o}{L_f}(1-D) \frac{T_s}{2} \quad (7.27)$$

另外, 需要指出的是, 参考图 7.5(d)、(j), 当负载较轻, 使得反射到原边的负载电流小于励磁电流时, 励磁电感将参与滞后臂开关管关断后的谐振过程。

2. 占空比损失

前述讨论所说的占空比 D 均指变压器原边电压占空比。在基本的移相式 FB-ZVS-PWM 变换器中, 变压器原边电压占空比与副边电压占空比是不一样的。原边电压占空比

D 由两桥臂开关管驱动信号之间的移相角确定,通常有:

$$D = D_{eff} + \Delta D \quad (7.28)$$

$$V_o = D_{eff} V_m / n \quad (7.29)$$

式(7.28)中 D_{eff} 称为副边电压有效占空比, ΔD 称为占空比损失。实际上占空比损失现象在前述有源箝位正-反激组合式变换器中就存在,但在那里并没有作更多的讨论。占空比损失总是发生在副边整流二极管换流过程中。由图 7.4 可知,在 $t_3 \sim t_5$ 时间段及 $t_8 \sim t_{10}$ 时间段,电压 v_o 已上升到电源电压 V_m ,但由于在此期间副边整流二极管 D_5, D_6 同时导通,故副边电压仍被箝位为零,出现了占空比损失。在这两个时间段,原边电流可近似看作以斜率 V_m/L_{lk} 线性变化。斜率越大,这两个时间段间隔越短,占空比损失越小。由图 7.4 可知: $i_p(t_3) = I_2, i_p(t_5) = -I_1, t_3 \sim t_5$ 间隔为 $\Delta D \frac{T_s}{2}$, 故可得:

$$\Delta D \approx \frac{2L_{lk}}{T_s V_m} (I_1 + I_2) \approx \frac{2L_{lk}}{nT_s V_m} \left[2I_o - \frac{V_o}{L_f} (1 - D) \frac{T_s}{2} \right] \quad (7.30)$$

如果考虑输出滤波电感数值很大,忽略电感电流 i_{Lf} 的纹波,在一个开关周期中将输出滤波电感等效为一其值等于 I_o 的恒流源,则

$$\Delta D \approx \frac{4L_{lk} I_o}{nT_s V_m} = \frac{4L_{lk} f_s I_o}{nV_m} \quad (7.31)$$

由上式可知,在输入电压最低、负载电流最大时,占空比丢失最厉害。为了在输入电压最低、负载最大时依然得到要求的输出电压,必须减小变压器原副边匝比 n 。但匝比 n 的减小带来了两个不利影响:①在输出功率相同的情况下,原边电流变大,使得开关管的通态损耗加大,开关管的电流额定值提高;②副边整流二极管的电压应力增大。

3. 优缺点分析

与常规的全桥 PWM 变换器相比,移相式 FB-ZVS-PWM 变换器具有很明显的优势。后者取消了 Snubber 电路,利用变压器漏感及开关管结电容谐振,在不增加额外元器件的情况下,通过移相控制方式,使功率开关管实现了零电压导通与关断,减小了开关损耗;降低了开关噪声,提高了整机效率,减小了整机的体积与重量;保持了恒频控制,且开关管的电压电流应力与常规的全桥 PWM 变换器基本相同。其主要缺点为:滞后臂开关管在轻载下将失去零电压开关功能;原边有较大环流,增加了系统通态损耗;存在着占空比丢失;输出整流二极管为硬开关,开关损耗较大。

7.3 基本的移相控制 FB-ZVS-PWM 变换器的改进

由前述可知,虽然与常规的 PWM 变换器相比,基本的移相式 FB-ZVS-PWM 变换器有许多明显的优点。但它的不足也是显而易见的。特别是滞后臂开关管在轻载下难以实现零电压开关,使得它不适合应用于负载大范围变化的场合。为了扩大基本的 FB-ZVS-PWM 变换器的零电压开关负载范围,根据式(7.20),一个最直接的方法就是增加变压器的漏感或在变压器原边串接一个电感 L ,以增大谐振电感的储能,使之在轻载下也可以实现对滞后臂开关管并联电容的完全充放电,实现滞后臂开关管的零电压导通。但这样做的后果是:

①使环流能量大大增加。

设变换器的零电压导通负载范围为： $I_o \geq I_{o\min}$ ， $I_{o\min} = 20\% I_{o\max}$ ，式中 $I_{o\max}$ 为变换器满载运行时的输出电流值。

当变换器以 20% 负载运行时，滞后臂开关管关断时的电感储能为：

$$E_{\min} = (L_{lk} + L_r) I_{o\min}^2 / (2n^2)$$

且满足

$$E_{\min} = CV_m^2 / 2$$

当以满载运行时，电感储能将为：

$$E_{\max} = (L_{lk} + L_r) I_{o\max}^2 / (2n^2)$$

从而有

$$\frac{E_{\max}}{E_{\min}} = 25$$

这说明，满载运行时，系统环流能量将是滞后臂开关管零电压导通实际所需能量的 25 倍。这将直接导致变换器导通损耗大大增加。

②进一步增加了副边电压占空比丢失 ΔD ，这主要是因为原边电流从一个方向向另一个方向变化的斜率 $V_m / (L_{lk} + L_r)$ 变小了。

由前述知，副边电压有效占空比 $D_{eff} = D - \Delta D$ ，而

$$V_o = \frac{D_{eff} V_m}{n} = \frac{DV_m}{n} - \frac{4(L_{lk} + L_r) f_s I_o}{n^2} \quad (7.32)$$

显然，输出电压不仅取决于占空比 D ，而且与输出电流有强烈的耦合关系。为了满足输出电压的调节，需进一步减小变压器匝比 n ，从而使原边电流 I_o/n 及副边二极管电压应力 $2V_m/n$ 均进一步增加。

③加重了漏感与副边整流二极管结电容的寄生振荡。

所有这些不仅使开关管、二极管的额定值增加，而且使原边导通损耗及副边缓冲器损耗进一步增加，使整个系统效率下降。要克服基本的移相式 FB-ZVS-PWM 变换器的不足，可以采用其他一些更有效的方式。下面对这些可能的方式分别进行讨论。

7.3.1 利用饱和电感减小电压占空比丢失

由前述知，为了在扩大变换器零电压开关范围的同时又不增加系统的环流能量，希望滞后臂开关管关断后 ($t_3 \sim t_4$ 或 $t_8 \sim t_9$ 时间段) 谐振电感的值足够大，以恰好能满足滞后臂开关管零电压导通的需要。而为了减小占空比丢失，当原边电流从一个方向向另一个方向变化时 ($t_4 \sim t_5$ 或 $t_9 \sim t_{10}$ 时间段)，又希望电感的值越小越好，以增大变化斜率，缩短这段间隔。线性电感显然是不满足上述要求的，而需要用到非线性或时变电感。这样一种非线性的或时变的电感可以用饱和电感去实现。图 7.7 为理想饱和电感特性。对于理想饱和电感 L_s ，当其上通过电流小于 I_c (I_c 称为临界饱和电流) 时，其电感量为一恒定值 L_{s0} ，储能正比于通过电流的平方；当其上通过电流大于 I_c 时，其电感量降为接近于零，储能维持恒定不变。

1. 基本的工作过程分析

带有饱和电感 L_s 的移相式 FB-ZVS-PWM 变换电路如图 7.8 所示，图 7.9 为一个开

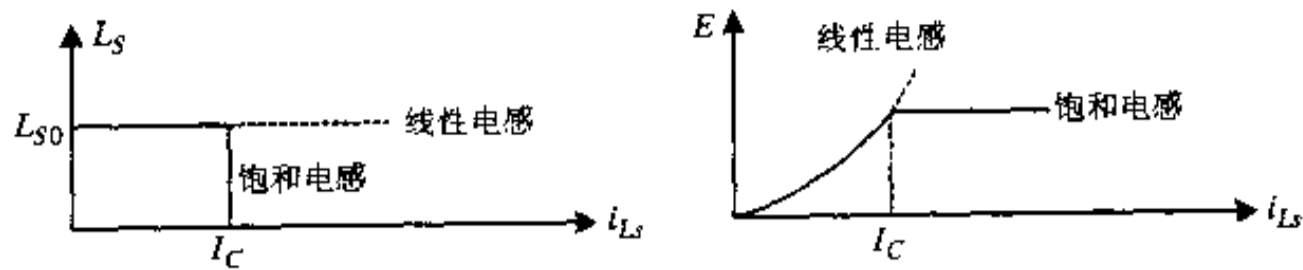


图 7.7 理想饱和电感特性

关周期的主要电量波形。在图 7.8 所示电路中,要求变压器漏感很小,因此滞后臂开关管关断后的谐振电感主要为 L_S 。图 7.8 所示电路一个开关周期的工作过程仍可分为十个时间段描述。由于该电路在一个开关周期的工作过程中超前臂开关管的工作状况与基本的移相式 FB-ZVS-PWM 变换电路完全相同,这里不做更多考虑,而是重点讨论滞后臂开关管的工作过程,即图 7.9 中的 $t_3 \sim t_4$ 、 $t_4 \sim t_5$ 时间段($t_8 \sim t_9$ 、 $t_9 \sim t_{10}$ 时间段)。在讨论前,假定输出滤波电感足够大,故在一个开关周期中,可用一其值等于输出电流 I_o 的恒流源等效代替。

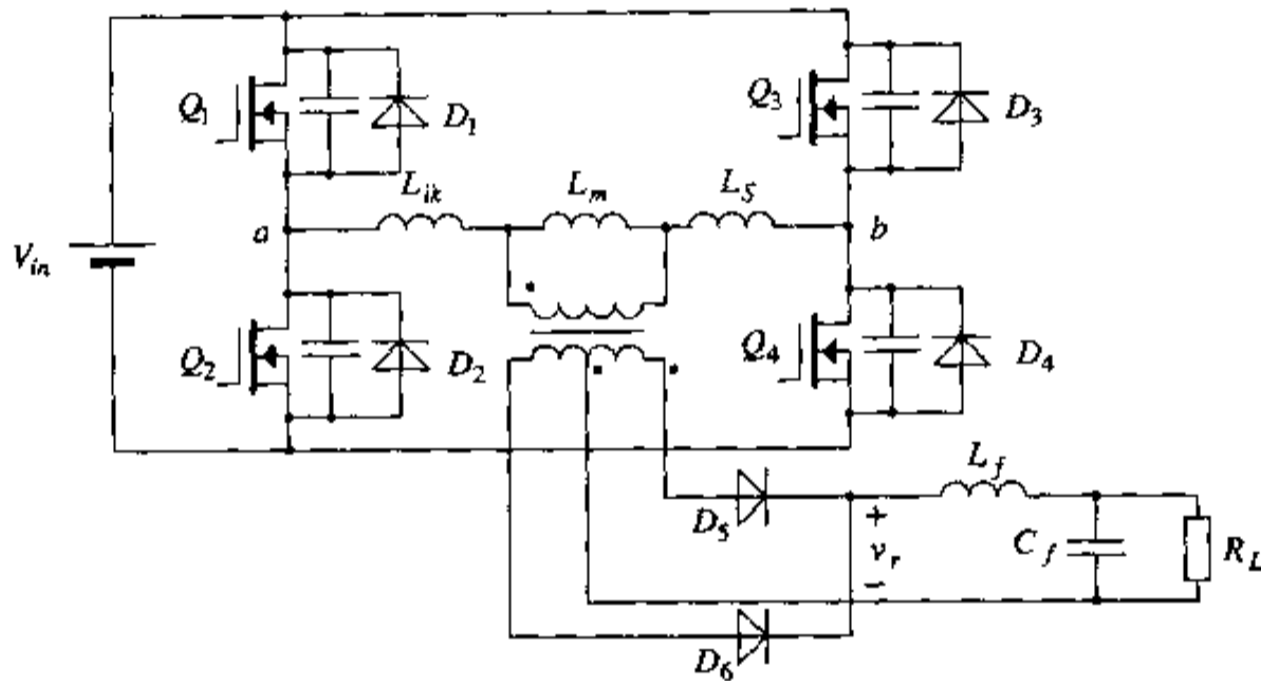


图 7.8 带有饱和电感 L_S 的移相式 FB-ZVS-PWM 变换电路

在时刻 t_3 之前, Q_4 、 D_2 导通, 变压器原边电流 i_p 通过开关管 Q_4 及二极管 D_2 流通, 并在输出电压 nV_o 的作用下线性下降, 电路处于环流状态。开关管 Q_2 已在零电压下完成导通。

在时刻 t_3 , 开关管 Q_4 在 Snubber 电容 C_3 、 C_4 的作用下零电压关断。与前述一样, 此后, 由于变压器原边电流 i_p 下降, 造成变压器副边电流 i_s 下降, 并使得 i_s 小于输出电流 I_o , I_o 的一部分将通过二极管 D_6 导通, 开始了输出电流从 D_5 向 D_6 的换流过程。在这个过程中由于 D_5 、 D_6 同时导通, 故变压器副边被短路, 并导致变压器原边短路。与基本的移相式 FB-ZVS-PWM 变换电路不同的是, Q_4 在 t_3 时刻关断后, 由于线路电感(漏感与饱和电感之和)很小(漏感本身很小, 饱和电感由于处于饱和状态电感量近于零), 原边电流 i_p 将迅速下降到 I_C (临界饱和电流)。之后, 饱和电感退出饱和状态并与开关管结电容 C_3 、 C_4 谐振, 使 C_4 充电, C_3 放电, 这时有:

$$v_{C_4} = I_2 Z_2 \sin \omega_2 t \quad (7.33)$$

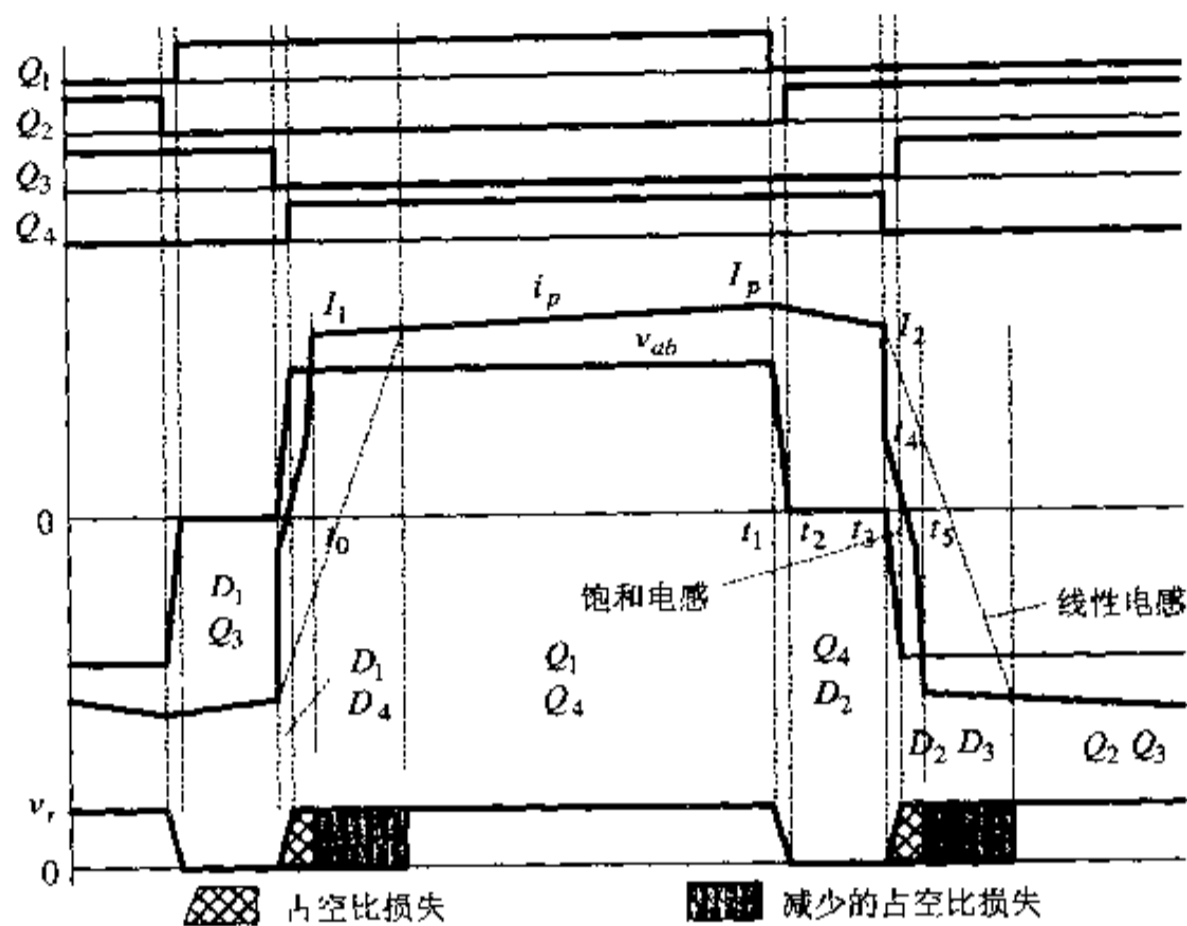


图 7.9 主要电量波形

$$i_p = I_c \cos \omega_2 t \quad (7.34)$$

式中, $\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_{S0}C}}$ 为谐振角频率, $Z_2 = \sqrt{\frac{L_{S0}}{C}}$ 为谐振特性阻抗, 其中 $C = C_3 + C_4 = \frac{8}{3}C_{os}$, 如

果考虑变压器线圈匝间电容 C_n , 则 $C = \frac{8}{3}C_{os} + C_{tr}$.

选择 L_{S0}, I_c 使满足:

$$L_{S0}I_c^2/2 = CV_m^2/2 \quad (7.35)$$

在 t_4 时刻, 经过四分之一周期的谐振, C_4 上的电压 v_{C4} 谐振上升到 V_m , C_3 上的电压 v_{C3} 谐振到零, 变压器原边电流 i_p 下降到零, 二极管 D_3 自然导通, 使 Q_3 在零电压下完成开通。副边两个整流二极管仍在同时导通, 因此变压器副边电压以及原边电压仍被箝位为零。原边电流 i_p 在输入电源电压的作用下向反方向线性增长。在 t_5 时刻, i_p 向反方向线性上升到 $-I_c$ 。之后, 饱和电感进入饱和状态, 电感量迅速减小, 从而使原边电流 i_p 以极大的斜率迅速上升到等于输出电流的反射值, 使副边整流二极管电流 i_{D6} 下降到零, i_{D6} 上升到等于输出电流 I_o 。上半个工作周期结束, 开始下半个工作周期。

2. 主要特点

与基本的移相式 FB-ZVS-PWM 变换电路相比, 图 7.8 所示带有饱和电感 L_s 的移相式 FB-ZVS-PWM 变换电路具有如下明显的优势:

- 合理选择饱和电感的参数 L_{S0}, I_c , 使 $I_c = I_{o, \min}/n$, 并满足 $L_{S0}I_c^2/2 = CV_m^2/2$, 则当负载电流在整个范围 ($I_o \geq I_{o, \min}$) 内变化时, 开关管都可以在零电压下完成导通与关断。这样, 不仅有效地扩大了零电压开关负载范围, 还保持了最小的环流能量, 减小了导通损耗。

- 减小了占空比丢失。由图 7.9 可明显看出, 由于在 t_3 及 t_5 时刻饱和电感处于饱和

状态,导致原边电流 i_p 以极大的斜率迅速上升或下降,使原边电流从一个方向向另一个方向变化的时间明显缩短,极大减小了占空比丢失。从图 7.9 可得出如下关系:

$$\Delta D = 4I_{s0}f_s I_o/nV_m, I_o/n \leq I_c$$

$$\Delta D = 4L_{s0}f_s I_c/nV_m, I_o/n \geq I_c$$

这表明当负载电流在整个范围 ($I_o \geq I_{o, \min}$) 内变化时, ΔD 保持为一较小的恒定值不变。

• 改善了输出电压调节特性。由上述 ΔD 表达式可以很方便地得到输出电压 V_o 的表达式:

$$V_o = \frac{DV_m}{n} - \frac{4L_{s0}f_s I_c}{n^2}, \quad I_o/n \geq I_c \quad (7.36)$$

式(7.36)同样说明当负载电流在整个范围 ($I_o \geq I_{o, \min}$) 内变化时,输出电压取决于原边电压占空比 D 的变化,而与输出电流无关。

• 减小了副边整流二极管结电容的寄生振荡。

在实际应用中,图 7.8 所示电路由于饱和电感以很高的频率在正负饱和值之间切换,磁芯的损耗会很大,温度会很高。一个可能的解决办法就是用两个饱和电感而不是一个。这两个饱和电感可以分别放在副边与输出整流二极管阳极相串联,同时在副边增加一个续流二极管,如图 7.10 所示。这样每个饱和电感的磁芯将仅在第一象限工作,这将大大降低磁芯的损耗。

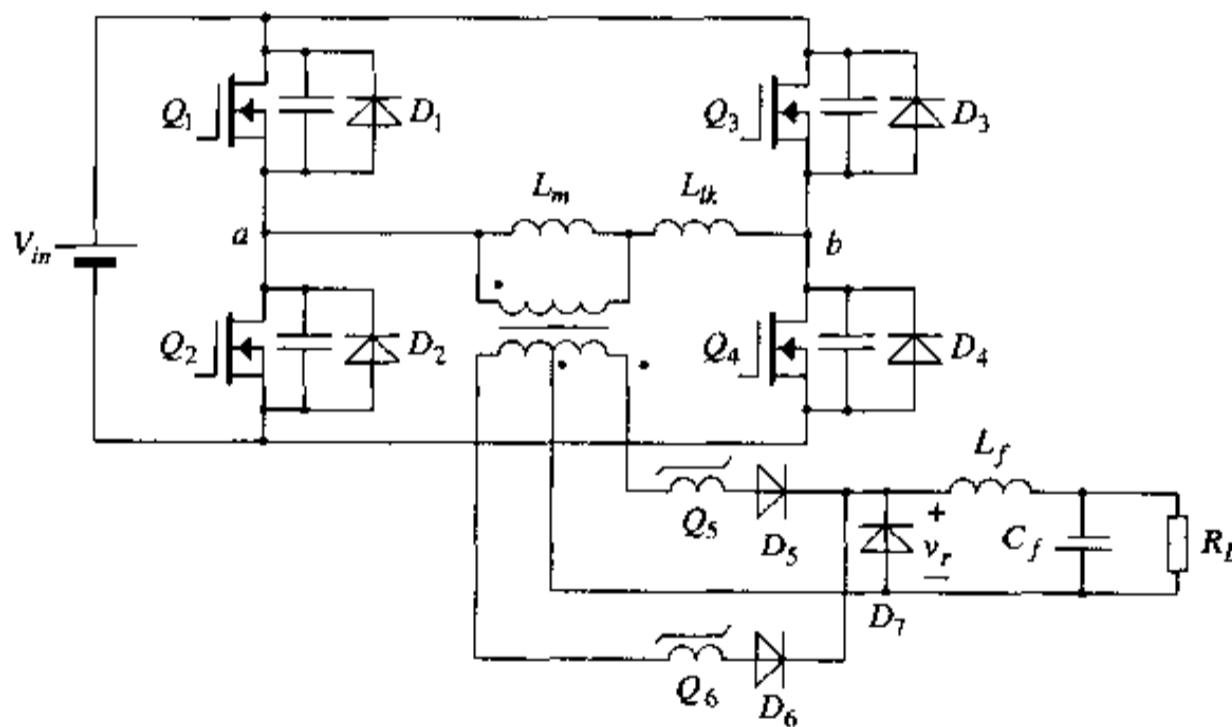


图 7.10 副边加饱和电感移相式 FB-ZVS-PWM 变换电路

7.3.2 利用变压器励磁电感扩大零电压开关负载范围

在前面关于基本的移相式 FB-ZVS-PWM 变换电路的讨论中,可看出,在滞后臂开关管关断后的谐振电路中(参考图 7.5(d)、(i)),虽然励磁电感 L_m 具有较大的数值,但由于变压器原副边的短路,它基本上无法参与谐振。只有当励磁电流 i_{Lm} 大于副边反射电流 I_o/n 时,励磁电感 L_m 才可能参与谐振。但这样做势必会极大地增加原边的导通损耗。实际上由图 7.5(d)、(i)可看出,如果在滞后臂开关管关断后的时间段里,变压器原副边能处于

开路状态,则励磁电感 L_m 将与漏感 L_{lk} 相串联,参与整个谐振过程。图 7.11 就是这样一种利用变压器励磁电感实现滞后臂开关管零电压开关的移相式 FB-ZVS-PWM 变换电路,图 7.12 为一个开关周期该电路的主要电量波形。在图 7.11 所示电路中,增加了两个开关 Q_5 、 Q_6 (用于使副边开路),分别与输出整流二极管阴极相串联,同时在副边增加了一个续流二极管 D_7 (副边开路后续流)。在这个电路中,同样要求变压器漏感很小,滞后臂开关管关断后,通过使励磁电感 L_m 参与谐振,保证相应开关管在轻负载下的零电压导通。

1. 工作过程分析

图 7.11 所示电路一个开关周期的工作过程仍可分为十个时间段描述。同样,由于图 7.11 所示电路在一个开关周期的工作过程中超前臂开关管的工作状况与基本的移相式 FB-ZVS-PWM 变换电路完全相同,下面只重点讨论滞后臂开关管的工作过程,即图 7.12 中的 $t_3 \sim t_4$ 、 $t_4 \sim t_5$ 时间段($t_8 \sim t_9$ 、 $t_9 \sim t_{10}$ 时间段)。在讨论前仍假定输出滤波电感足够大,故在一个开关周期中,可用一其值等于输出电流 I_o 的恒流源等效代替。

在时刻 t_1 之前, Q_4 、 D_2 导通。由于励磁电感 L_m 远大于漏感 L_{lk} ,且变压器原边电压近似为零,因此励磁电流 i_{Lm} 将保持为最大值 I_m 近似不变。变压器原边电流 i_p 通过开关管 Q_4 及二极管 D_2 流通,并在输出电压 nV_o 的作用下线性下降,电路处于环流状态。开关管 Q_2 已在零电压下完成导通。

在时刻 t_3 , 开关管 Q_4 在 Snubber 电容 C_3 、 C_4 的作用下零电压关断。与前述一样,此后,由于变压器原边电流 i_p 下降,造成变压器副边电流 i_s 下降,并使得 i_s 小于输出电流 I_o ,故 I_o 的一部分将通过二极管 D_7 续流,使变压器副边短路,并导致变压器原边短路。 Q_4 在 t_3 时刻关断后,变压器漏感与开关管结电容 C_3 、 C_4 谐振,由于漏感本身很小,原边电流 i_p 将迅速下降,使通过 Q_5 、 D_5 的副边电流也随之迅速下降,流过续流二极管 D_7 的电流迅速上升。当原边电流 i_p 下降到等于励磁电流 i_{Lm} 时,通过 Q_5 、 D_5 的副边电流下降到零, Q_5 、 D_5 关断,变压器副边开路,输出电流 I_o 全部流过续流二极管 D_7 。之后,励磁电感加入谐振过程与开关管结电容 C_3 、 C_4 谐振,使 C_4 充电, C_3 放电。这时有:

$$v_{C4} = I_2 Z_2 \sin \omega_2 t \quad (7.37)$$

$$i_p = I \cos \omega_2 t \quad (7.38)$$

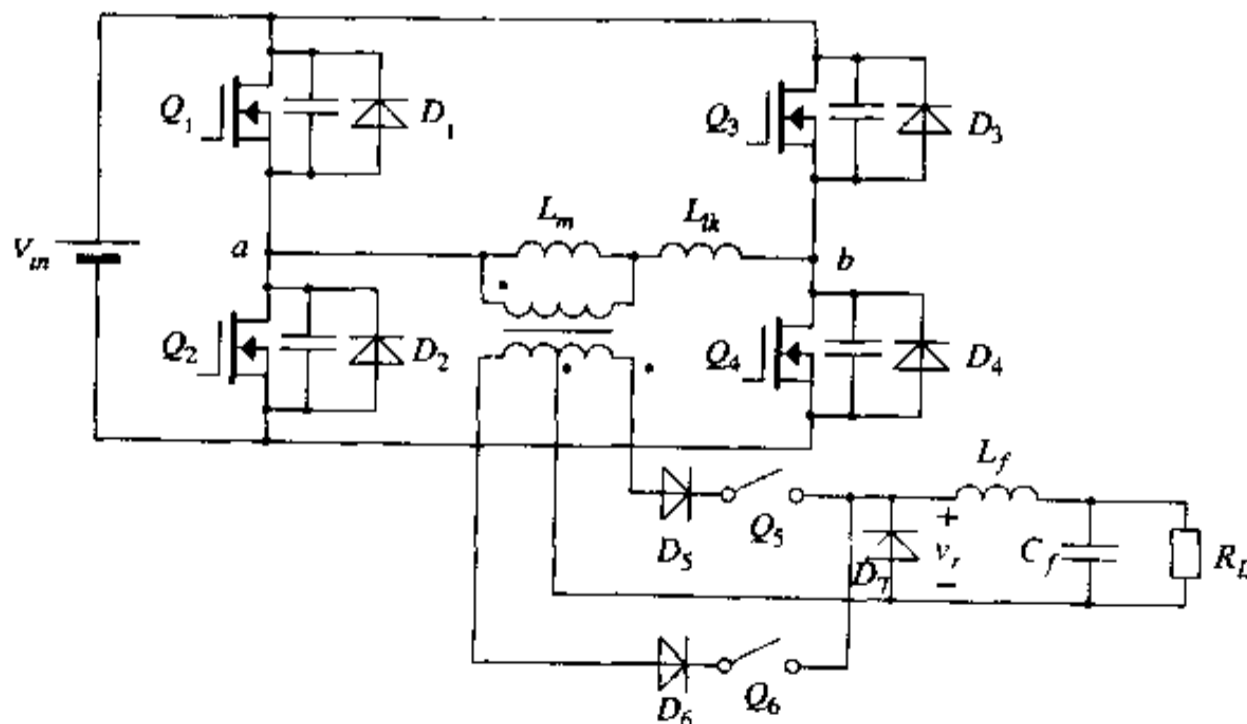


图 7.11 利用变压器励磁电感的移相式 FB ZVS-PWM 变换电路

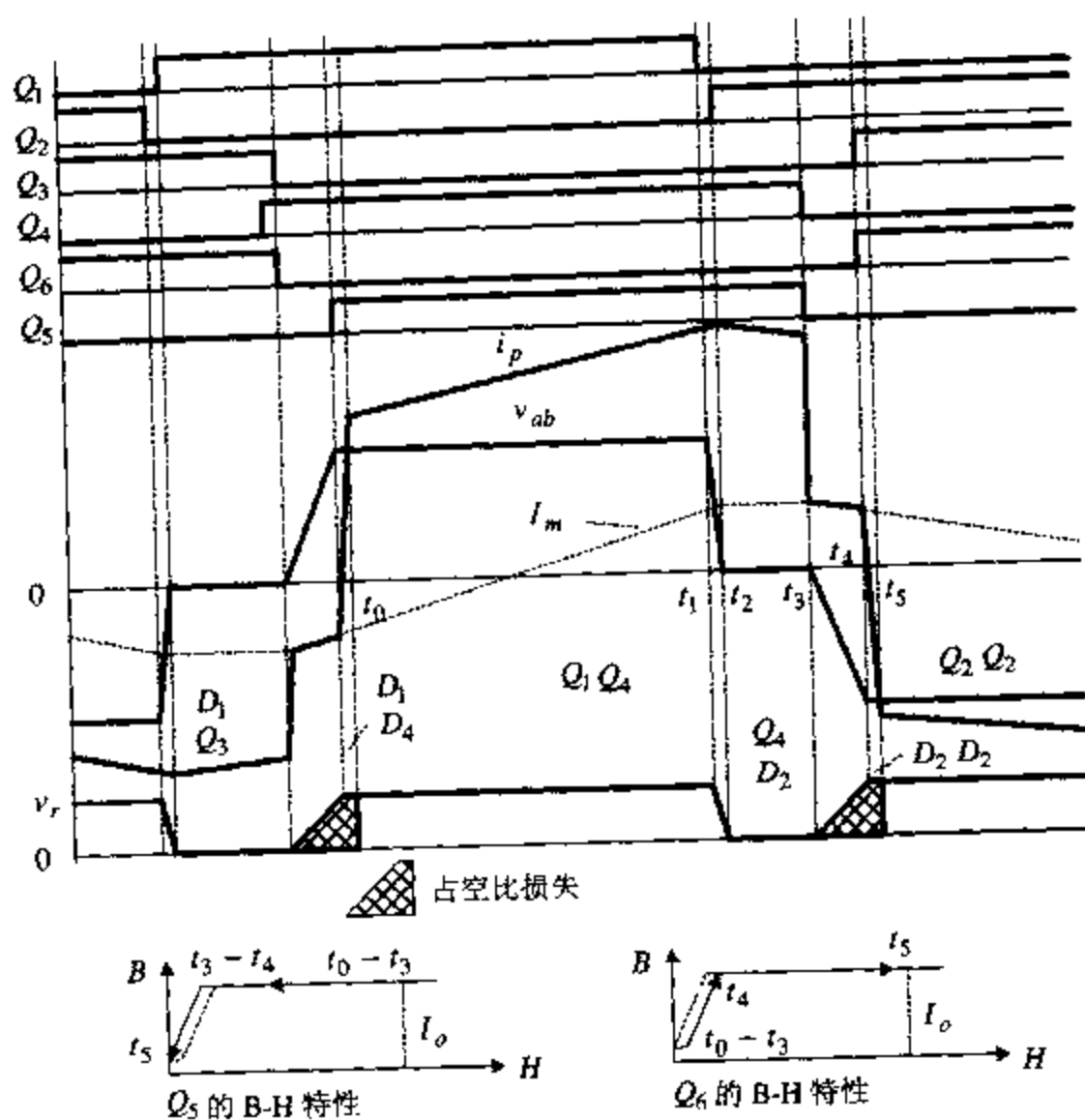


图 7.12 主要电量波形

式中, $\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_m C}}$ 为谐振角频率, $Z_2 = \sqrt{\frac{L_m}{C}}$ 为谐振特性阻抗, 其中 $C = C_3 + C_4 = \frac{8}{3} C_{os}$, 如果

考虑变压器线圈匝间电容 C_{tr} , 则 $C = \frac{8}{3} C_{os} + C_{tr}$ 。

选择 L_m 、 I_m 使满足:

$$L_m I_m^2 / 2 = C V_m^2 / 2 \quad (7.39)$$

实际上由于 L_m 很大, 因此这一过程也可看作恒流充电过程, 这时有:

$$v_{C4} = \frac{I_m}{C} t \quad (7.40)$$

在 t_4 时刻, C_4 上的电压 v_{C4} 上升到 V_m , C_3 上的电压 v_{C3} 下降到零, 二极管 D_3 自然导通, 使 Q_3 在零电压下完成开通。与此同时, 副边开关 Q_6 导通, 二极管 D_6 导通, 因为二极管 D_7 仍处于导通状态, 因此变压器副边电压以及原边电压再次被箝位为零, 原边电流 i_p 在输入电源电压的作用下以斜率 V_m/L_{lk} 向反方向迅速增长 (因为 L_{lk} 很小)。 t_5 时刻, i_p 向反方向上升到等于输出电流的反射值, 续流二极管 D_7 关断, Q_6 、 D_6 流过全部输出电流 I_o 。上半个工作周期结束, 开始下半个工作周期。

2. 主要特点

与基本的移相式 FB-ZVS-PWM 变换电路相比, 图 7.11 所示电路具有如下特点:

- 合理选择励磁电感的参数 L_m 、 I_m , 使满足 $L_m I_m^2 / 2 \geq C V_m^2 / 2$, 可以使变换器在从空载到满载整个范围内, 满足开关管的零电压下开关条件。这样, 实际上零电压开关条件与负

载无关,同时保持了较小的环流能量。

- 减小了占空比丢失。由图 7.12 可明显看出,由于漏感很小,故原边电流 i_p 以极大斜率迅速上升或下降,极大地减小了占空比丢失。

- 输出电压可以通过变压器副边开关调节,原边保持恒定的占空比。这种调节方式一方面可以加快系统的动态响应,另一方面简化了控制电路,无需考虑原副边隔离。

- 极大地减小了副边整流二极管结电容的寄生振荡。

在实际应用中,图 7.11 所示电路中的开关 Q_5 、 Q_6 可以用磁放大器构成的饱和电抗器构成,如图 7.13 所示。

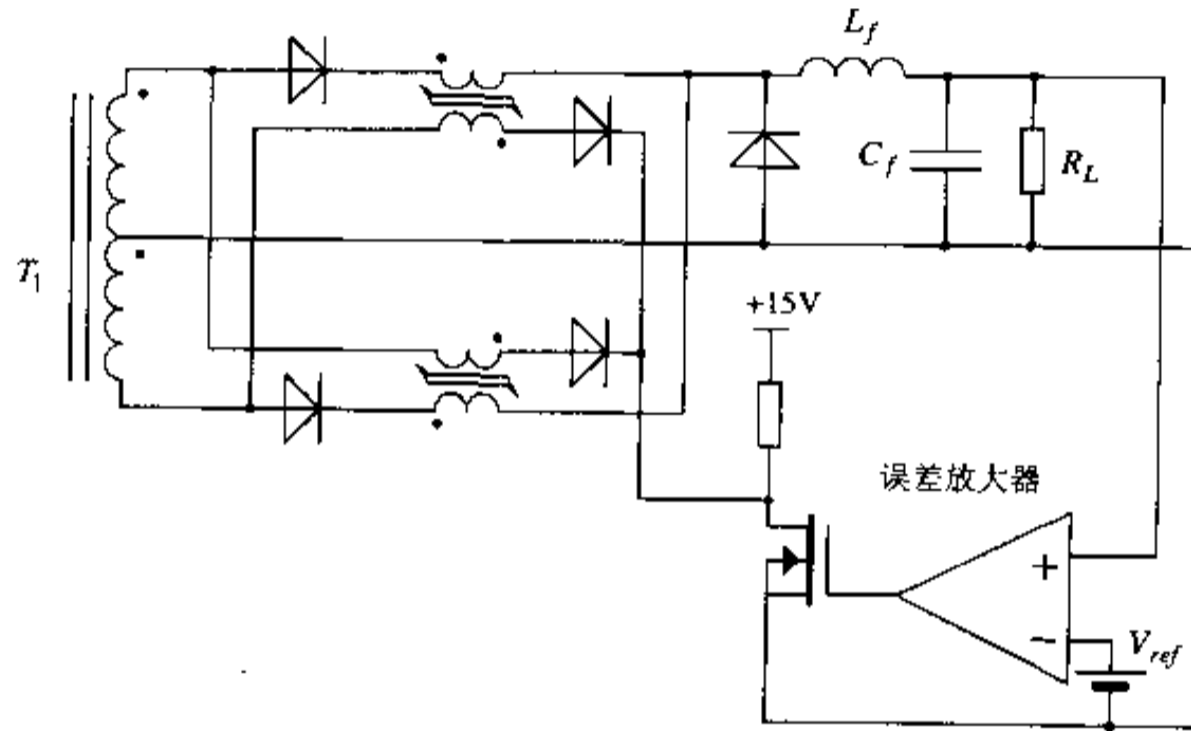


图 7.13 用磁放大器构成的开关 Q_5 、 Q_6

7.3.3 利用输出滤波电感扩大零电压开关负载范围

从前述可知,在基本的移相式 FB-ZVS-PWM 变换器中,超前臂开关管的零电压开关条件很容易满足,这主要是因为超前臂开关管关断后的谐振电路中,输出滤波电感反射到原边参与了谐振过程,使谐振电感有足够的能量完成对谐振电容的充放电。而在滞后臂开关管关断后,变压器原副边由于副边整流二极管同时导通而短路,使原副边电路分为相互不关联的两个部分,造成输出滤波电感无法反射到原边参与谐振。如果在滞后臂开关管进行状态转换的短暂期间,使副边整流二极管不能同时导通,则输出滤波电感可被用来参与谐振,这将大大扩展滞后臂开关管的零电压开关负载范围。图 7.14 就是这样一种利用变压器输出滤波电感实现滞后臂开关管零电压开关的移相式 FB-ZVS-PWM 变换电路,图 7.15 为一个开关周期该电路的主要电量波形。在图 7.14 所示电路中,使用了两个饱和电感(作为开关用),分别与输出整流二极管阳极相串联。在这个电路中,变压器漏感同样可以很小,滞后臂开关管关断后通过使输出滤波电感 $n^2 L_f$ 参与谐振,保证相应开关管的零电压导通。

1. 工作过程分析

图 7.14 所示电路在一个开关周期中仍可分为十个时间段描述。同样,由于图 7.14 所示电路在一个开关周期的工作过程中超前臂开关管的工作状况与基本的移相式 FB-

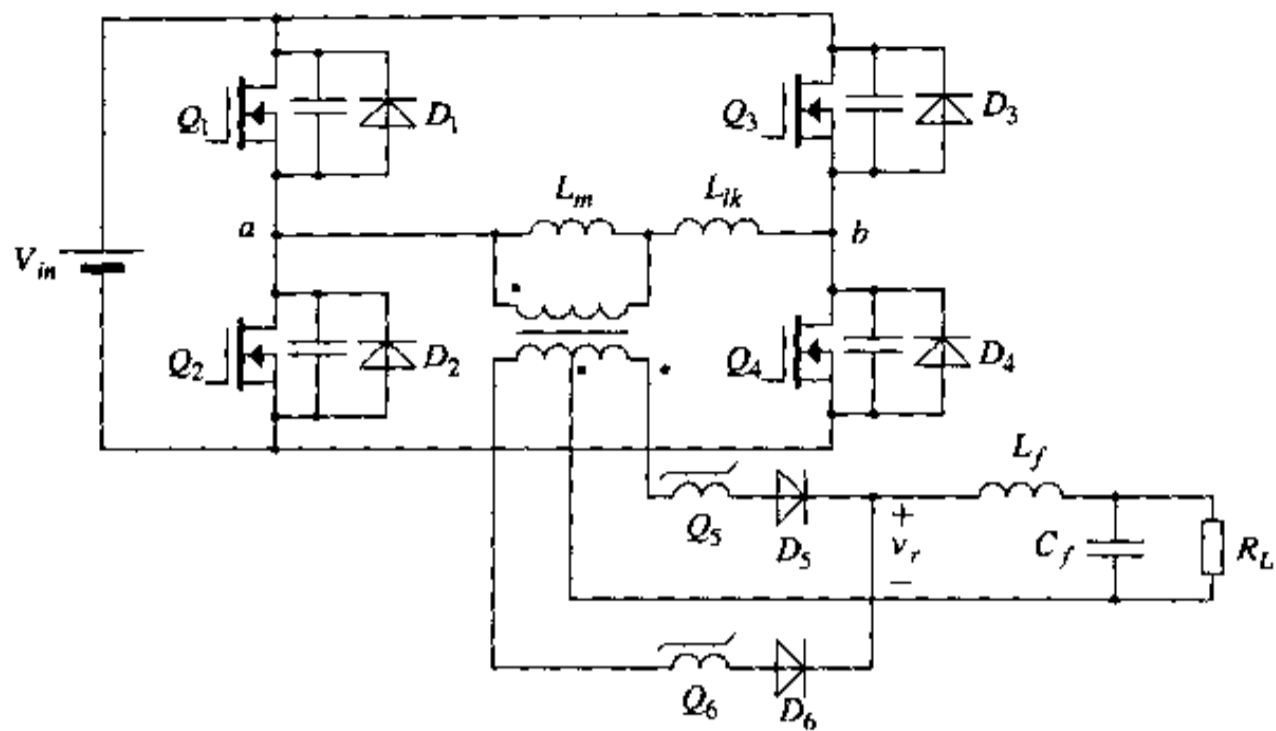


图 7.14 利用变压器输出滤波电感的移相式 FB-ZVS-PWM 变换电路

ZVS-PWM 变换电路完全相同,下面仍只重点讨论图 7.15 中的 $t_3 \sim t_4$ 、 $t_4 \sim t_5$ 时间段 ($t_8 \sim t_9$ 、 $t_9 \sim t_{10}$ 时间段) 滞后臂开关管的工作过程。

在时刻 t_3 之前, Q_4 、 D_2 导通。变压器原边电流 i_p 通过开关管 Q_4 及二极管 D_2 流通,并在输出电压 nV_o 的作用下线性下降,电路处于环流状态。开关管 Q_2 已在零电压下完成导通。

在时刻 t_3 , 开关管 Q_4 在 Snubber 电容 C_3 、 C_4 的作用下零电压关断。此后,虽然加到变压器原副边的电压变负,但由于此时饱和电感 L_{lk} 处于不饱和状态呈现出极大的电抗,使

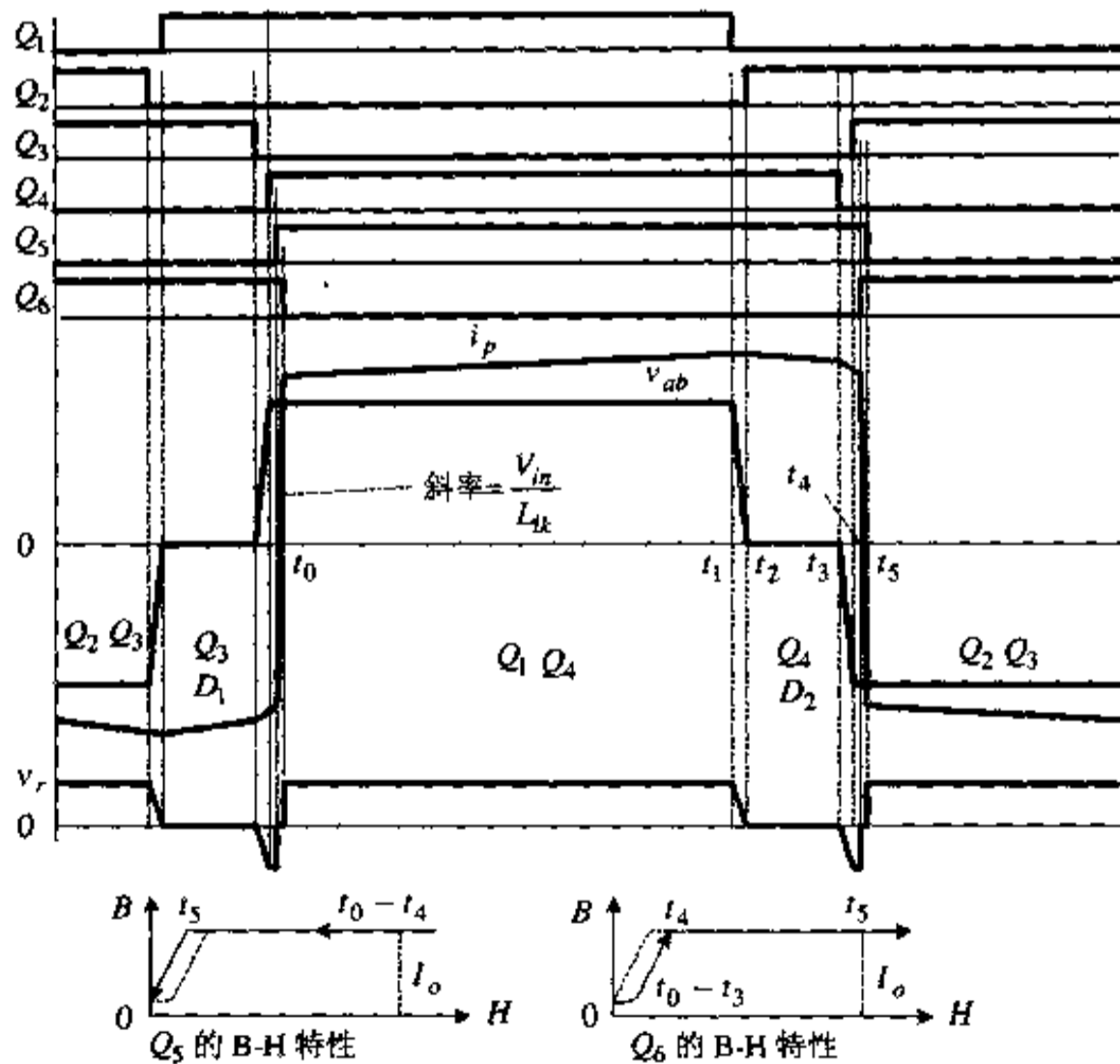


图 7.15 电路主要电量波形

Q_6 、 D_6 支路近乎阻断,因此输出电流 I_o 仍几乎被强迫全部通过 Q_5 、 D_5 支路流通。因此 Q_4 关断后的变压器原边谐振电路中的谐振电感由变压器漏感 L_{lk} 与反射到原边的输出滤波电感 $n^2 L_f$ 构成(忽略励磁电感)。通过与开关管结电容 C_3 、 C_4 谐振,使 C_4 充电, C_3 放电。这时有:

$$v_{C3} = V_m + nV_o - V_{CM} \sin(\omega_1 t + \beta) \quad (7.41)$$

$$i_p = I_{pM} \cos(\omega_1 t + \beta) \quad (7.42)$$

式中, $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_S C}}$ 为谐振角频率, $Z_1 = \sqrt{\frac{L_S}{C}}$ 为谐振特性阻抗,其中 $C = C_1 + C_2$,如果考虑变

压器线圈匝间电容 C_r ,则 $C = C_1 + C_2 + C_r$, $L_S = L_{lk} + n^2 L_f$; $V_{CM} = \sqrt{(nV_o)^2 + I_p^2 Z_1^2}$, $I_{pM} = \sqrt{\left(\frac{nV_o}{Z_1}\right)^2 + I_p^2}$, $\beta = \tan^{-1} \frac{nV_o}{I_p Z_1}$, 其中 $I_p = \frac{I_o}{n}$ 。

如果考虑到输出滤波电感很大,可以近似认为在此时间段内原边电流 $i_p = I_p = I_o/n$ 不变。因此电容电压 v_{C3} 可近似认为在恒流源 I_p 作用下线性下降。即有:

$$v_{C3} = V_m - \frac{I_p}{nC} t \quad (7.43)$$

在 $t_3 \sim t_4$ 的某一时刻, C_3 上的电压下降到零,开关管 Q_5 的反并联二极管 D_5 自然导通,从而使 Q_5 可以随之在零电压下完成开通。在时刻 t_4 ,副边饱和电感 Q_6 进入饱和状态(相当于开关导通),二极管 D_6 导通。这时 Q_5 、 D_5 支路仍处于导通状态,因此变压器副边电压以及原边电压被箝位在零。原边电流 i_p 在输入电源电压的作用下以斜率 V_m/L_{lk} 向反方向迅速增长(因为 L_{lk} 很小),几乎瞬时就完成了输出电流 I_o 从 Q_5 、 D_5 支路向 Q_6 、 D_6 支路的换流过程。在 t_5 时刻, i_p 向反方向上升到等于输出电流的反射值, Q_5 、 D_5 关断, Q_6 、 D_6 流过全部输出电流 I_o 。上半个工作周期结束,开始下半个工作周期。显然,由于在这个电路中有一段时间 Q_5 、 D_5 支路与 Q_6 、 D_6 支路同时工作,因此不需要像图 7.11 所示电路那样在副边额外增加一个续流二极管。

2. 主要特点

与基本的移相式 FB-ZVS-PWM 变换电路相比,图 7.14 所示电路具有如下特点:

- 由于输出滤波电感 L_f 具有很大的数值,可以储存很大的磁场能量,从而使变换器可以在很大的负载范围内,满足开关管的零电压开关条件。
- 减小了占空比丢失。虽然在图 7.15 所示波形中可看出,在 $t_3 \sim t_4$ 时间段变压器副边电压出现了负值。因此图 7.14 所示电路要比图 7.11 所示电路具有稍大的占空比丢失,但由于漏感很小,原边电流 i_p 可以以极大的斜率迅速上升或下降,与基本的移相式 FB-ZVS-PWM 变换器相比,仍然是大大地减小了占空比丢失。
- 输出电压可以通过变压器副边开关调节,原边保持恒定的占空比。这种调节方式一方面可以加快系统的动态响应,另一方面简化了控制电路,无需考虑原副边隔离。
- 由于饱和电感的作用,副边整流二极管结电容的寄生振荡可忽略不计,因此副边可以不考虑缓冲器(snubber)的设计。

7.3.4 通过增加辅助电路扩大零电压开关负载范围

对基本的移相式 FB-ZVS-PWM 变换电路的改进,除了上述方式以外,还可以使用给滞后桥臂增加辅助电路的方法改善滞后臂开关管的软开关环境。其基本方法是,给滞后桥臂并联一辅助谐振电路,利用辅助谐振电路中的电感帮助漏感实现滞后臂开关管的零电压开关。利用此种方法,可以产生出一大类电路拓扑,其中零电压转换(ZVT)FB-ZVS-PWM 变换电路就是其中的一种,如图 7.16 所示。读者根据本书第五章第四节内容可自行分析其工作原理,这里不再作更多讨论。实际上通过本书第十章论述可看到,给桥臂并联一辅助电路,利用辅助电路中的电感对桥臂上的两个开关管的并联电容进行充放电,以实现开关管的软开关状态转换,在三相电压型逆变器设计中是最常用的软开关手段之一,并构成了软开关逆变器的一大类。

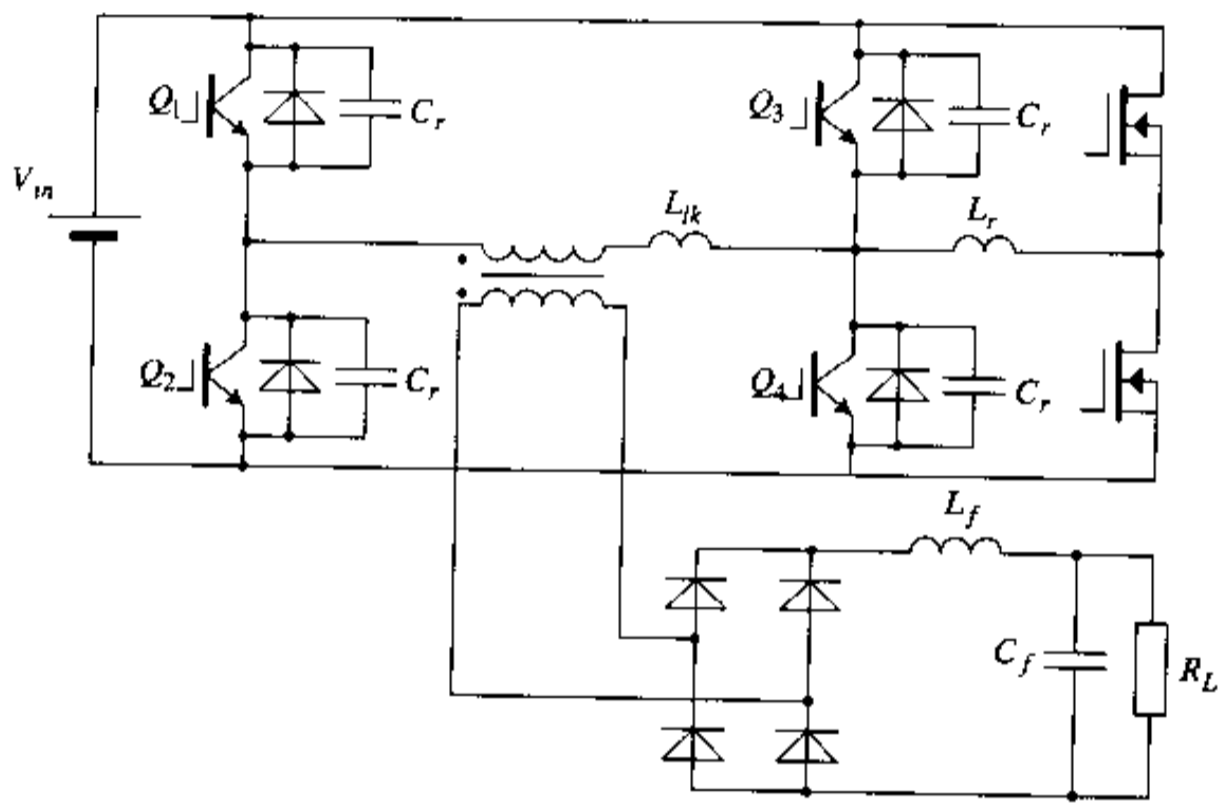


图 7.16 零电压转换(ZVT)FB-ZVS-PWM 变换电路

7.4 移相控制全桥零电压、零电流开关 (FB-ZVZCS)PWM 变换器

移相式全桥 ZVZCS PWM 变换器是在移相式全桥 ZVS-PWM 变换器基础上发展起来的一种新型软开关变换器。这种类型的变换器在近年来得到了广泛的关注。如前述,基本的移相式 FB-ZVS-PWM 变换器有许多明显的优点,非常适合于高频、大功率、开关器件采用 MOSFET 的应用场合。但它也存在着明显的不足,如:变压器副边电压存在着占空比丢失,而这种占空比丢失会使原边电流的额定值及副边整流二极管的电压应力增加;变压器原边有较大环流,使导通损耗增大;滞后桥臂实现零电压开关比较困难,特别是负载较轻时,因此零电压开关的负载范围受到很大的限制。为了克服这些不足,需要采取很多额外的措施。

近年来,作为现代电力电子开关器件的绝缘栅极晶体管 IGBT 得到了迅速的发展及越来越广泛的应用。和 MOSFET 相比,IGBT 通常在具有较高耐压的同时具有较低的通

态损耗、较大的功率密度和较低的成本,因此更适用于高压大功率场合。IGBT 主要的缺点是具有较大的开关损耗,尤其是由于 IGBT 的拖尾电流的特性,使它的关断损耗较大。因此为了使 IGBT 能够工作在较高的开关频率下,就必须减小它的关断损耗,显然 IGBT 更适合于工作在零电流开关状态下。电路中 IGBT 如果在关断之前少数载流子就已经复合完毕,那么 IGBT 将基本上不存在关断损耗。

全桥零电压零电流开关(FB ZVZCS)PWM 变换器比较适合于 IGBT。所谓 ZVZCS,就是超前臂开关管实现零电压(ZVS)导通和关断,与零电压全桥 PWM 变换器的工作原理相同,而滞后臂开关管实现零电流(ZCS)导通和关断,从而解决了基本的移相式 FB-ZVS-PWM 变换器中滞后臂开关管零电压开关困难的问题。ZCS 是在原边电压过零期间,使原边电流复位而实现的。原边电流的复位目前主要有以下几种方法:

①利用超前臂开关管的反向雪崩击穿,使储存在变压器漏感中的能量完全消耗在超前臂的 IGBT 中,为滞后臂提供零电流开关的条件^[52]。

②在变压器原边使用隔直电容和饱和电感,在原边电压过零期间,将隔直电容上的电压作为反向阻断电压源,使原边电流复位,为滞后臂开关管提供零电流开关条件^[45]。

③在变压器副边整流器输出端并联电容,在原边电压过零期间,将副边电容上的电压反射到原边作为反向阻断电压源,使原边电流迅速复位,为滞后臂开关管创造零电流开关的条件^[45]。

采用第一种方法设计并制作的 2kW DC/DC 变换器样机已在作者所在实验室完成^[51],本书第 11 章中将给出应用实例说明。对第二种方法和第三种方法将在下面分别进行讨论。

7.4.1 原边加隔直电容和饱和电感的全桥 ZVZCS-PWM 变换器

图 7.17 是原边加隔直电容和饱和电感的全桥 ZVZCS-PWM 变换器的基本原理图,它在基本的全桥移相式 ZVS-PWM 变换器的基础上增加了一个饱和电感 L_s ,并在主回路上增加了一个阻挡电容 C_b 。滞后桥臂的开关管 Q_3 、 Q_4 实现零电流导通与关断,因此不再并联电容,以避免开通时电容释放能量加大开通损耗;超前桥臂仍和以前一样,利用开关管 Q_1 、 Q_2 上并联电容的方法实现零电压开关(ZVS)。主回路四个开关管的控制信号与全桥移相 ZVS-PWM 变换器的控制方案完全一致,通过移相方式控制主回路的有效占空比。阻挡电容 C_b 与饱和电感 L_s 适当配合,能使变换器滞后臂上的主开关管实现零电流开关(ZCS)。

1. 基本工作原理

图 7.17 所示电路的基本工作原理可简述如下:当变换器桥臂斜对角两只主功率开关管同时导通时,输入电源将能量传送到输出端,与此同时原边阻断电容 C_b 由原边电流 i_p 充电,其上电压 v_{cb} 从一个方向向另一个方向线性变化,饱和电感处于饱和状态。在超前臂开关管状态转换过程完成后原边处于续流阶段时,阻断电容 C_b 上的电压近似保持恒定,极性与原边电流 i_p 相同,恰好成为一个反向阻断电压源,使得原边电流迅速下降到零。原边电流下降到零后,将试图向反方向变化,但这时饱和电感已退出饱和,呈现出很大的感抗,阻止了电流的进一步流动,使电流保持在零,从而为滞后臂开关管的导通与关断创造

了零电流开关条件。超前臂开关管的零电压导通与关断过程与基本的 FB-ZVS-PWM 变换器完全相同。

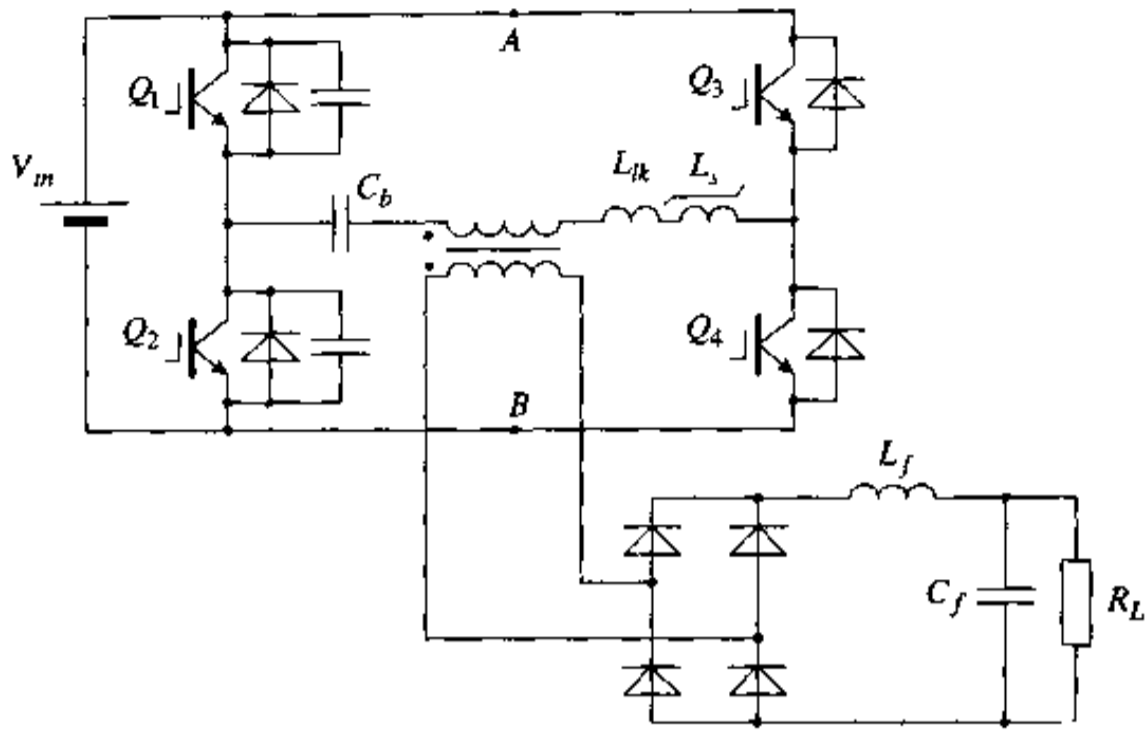


图 7.17 全桥 ZVZCS-PWM 变换器原理图

2. 工作过程分析

为了便于下面的分析过程,讨论前仍需作如下几点假定:

- 所有元器件都是理想的。
- 饱和电感饱和时电感量为零。不饱和时电感量为无穷大。
- 输出滤波电感足够大,在一个开关过程中可以等效为一个恒流源。
- 阻断电容足够大,在电流复位过程中可被等效为一个恒压源。

图 7.17 所示原边加隔直电容和饱和电感的全桥 ZVZCS-PWM 变换器每半个工作周期可分为六个时间段描述,对应着六种工作模式,各种工作模式对应的等效电路及主要电量波形分别如图 7.18 和图 7.19 所示。

(1) $t_0 \sim t_1$ 时间段(模式 1)

在这个时间段,主功率开关管 Q_1 和 Q_4 导通,原边电流 i_p 从电源正极经 Q_1 、变压器原边绕组、阻断电容 C_b 、 Q_4 回到电源负极。 i_p 一方面通过变压器原边将电源输入的能量传递给负载,另一方面给阻断电容 C_b 充电。在这个时间段内,饱和电感一直处于饱和状态,原边电流 $i_p = I_p = nI_o$ 恒定不变。这个时间段对应的等效电路拓扑如图 7.18(a)所示。

在这个时间段的初始时刻 t_0 ,阻断电容 C_b 上的电压 v_{cb} 等于 $-V_{cbp}$, V_{cbp} 为 v_{cb} 的正负峰值。在这个时间段有:

$$v_{cb} = \frac{nI_o}{C_b}t - V_{cbp} \quad (7.44)$$

式中, n 为变压器副边与原边线圈匝比, I_o 为输出电流。

在时刻 t_1 ,开关管 Q_1 截止,这个时间段结束。在这个模式下工作的持续时间 $T_1 = t_1 - t_0$ 取决于开关频率和变压器原边的占空比。

(2) $t_1 \sim t_2$ 时间段(模式 2)

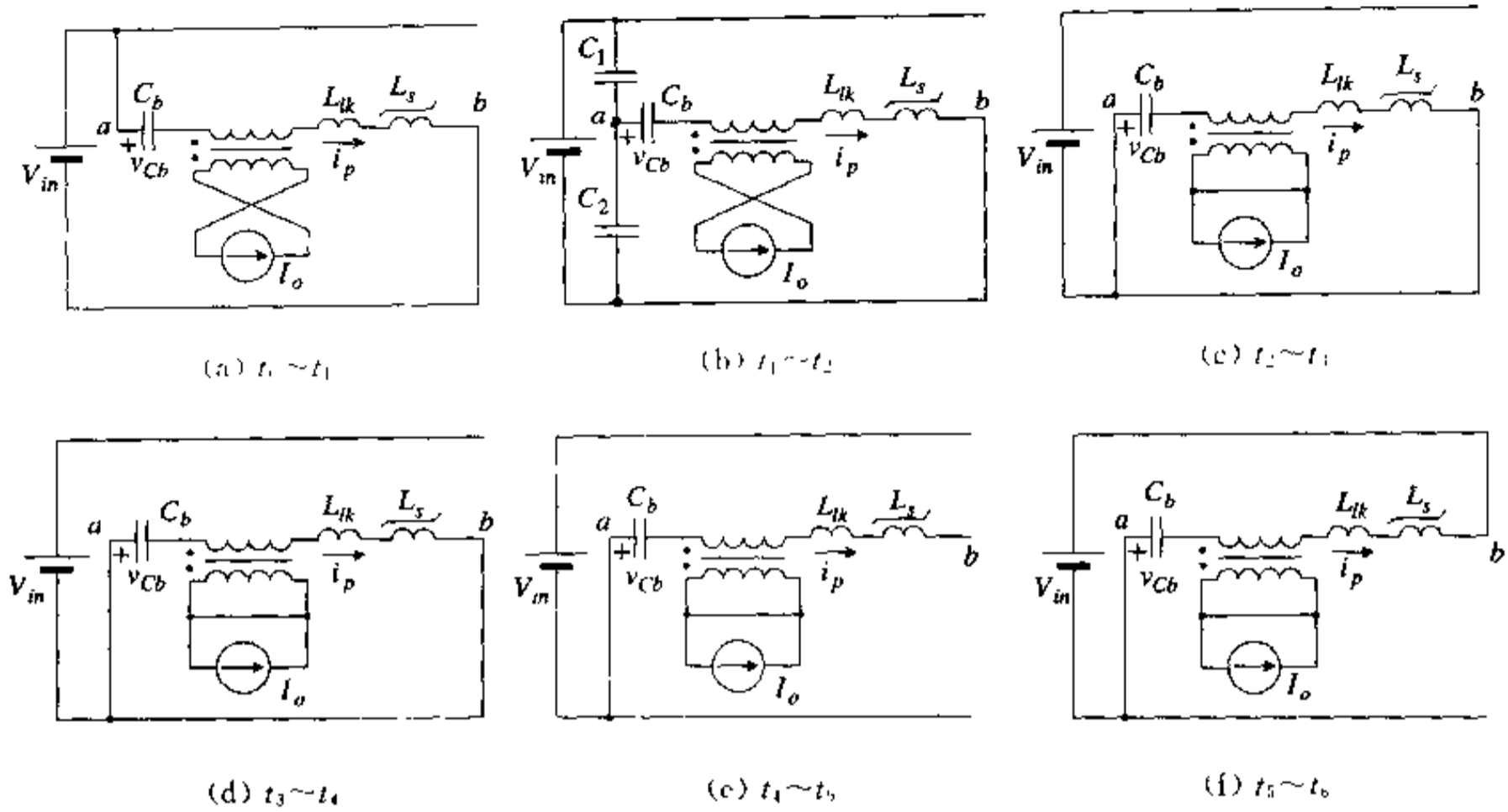


图 7.18 全桥移相 ZVZCS-PWM 变换器各时间段等效电路

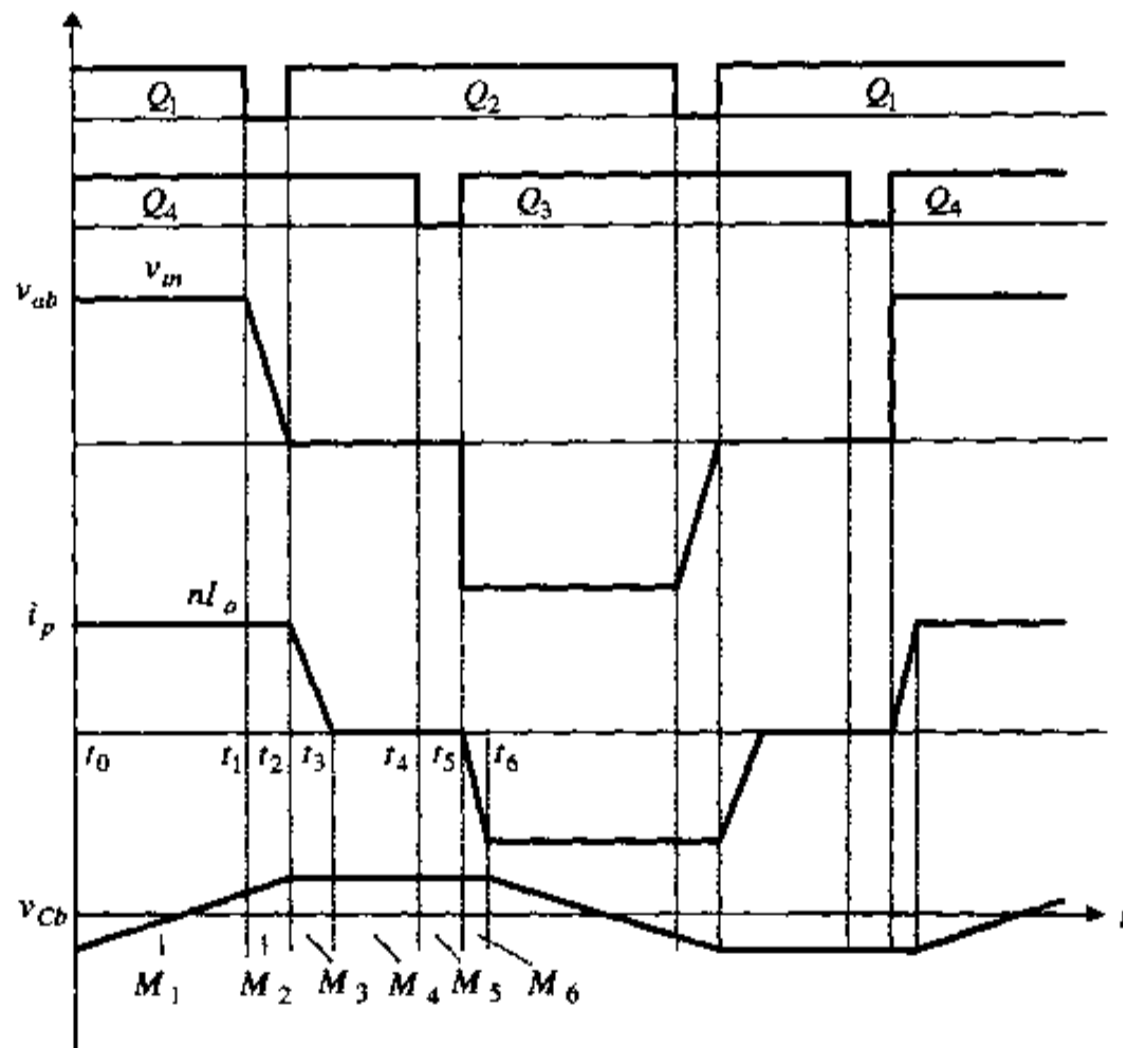


图 7.19 全桥移相 ZVZCS-PWM 变换器工作过程波形

在时刻 t_1 , 开关管 Q_1 关断, 原边电流从 Q_1 转移到 C_1 和 C_2 支路中, 给 C_1 充电, 同时给 C_2 放电, 因为电容两端的电压不能突变, 所以开关管 Q_1 是在 Snubber 电容 C_1 和 C_2 的作用下零电压关断的。这个时间段对应的等效电路拓扑如图 7.18(b) 所示。考虑到前述假定, 由于输出滤波电感很大, 负载被等效为一恒流源, 故可以认为在此时间段内原边电流

$i_p = I_p = nI_o$ 近似不变, 类似于一个恒流源。因此电容电压 v_{c2} 可近似认为在恒流源 I_p 作用下线性下降。即

$$v_{c2} = V_m - \frac{nI_p t}{C} \quad (7.45)$$

式中, $C = C_1 + C_2$ 。

在时刻 t_2 , C_2 上的电压下降到零, 开关管 Q_2 的反并联二极管 D_2 自然导通, 这个时间段结束。这个时间段的长度为:

$$T_2 = t_2 - t_1 = \frac{CV_m}{nI_p} \quad (7.46)$$

(3) $t_2 \sim t_3$ 时间段(模式 3)

在时刻 t_2 , v_{c2} 下降到零, D_2 导通, 开关管 Q_2 随后可以在零电压下完成开通, 原边电流通过 Q_4 和 D_2 续流, 将电压 v_{ab} 箝位为零, 阻断电容 C_b 上的电压 v_{cb} 上升到等于 V_{Cbp} 。在这个时间段, 饱和电感仍将处于饱和状态。在阻断电容电压 v_{cb} 的作用下, 原边电流将迅速下降, 并导致副边电流迅速下降。输出电流 I_o 与副边电流的差值将通过副边整流器续流, 从而将变压器副边及原边短路。这个时间段的等效电路如图 7.18(c) 所示。根据前面假设, 由于 C_b 足够大, 因此在这个时间段其上电压 $v_{cb} = V_{Cbp}$ 可近似看作不变。由于电压 v_{ab} 等于零, 变压器原边短路, 故阻断电容电压 v_{cb} 全部加在漏感上, 这时有:

$$i_p = nI_o - \frac{V_{Cbp} t}{L_{lk}} \quad (7.47)$$

在时刻 t_3 , 原边电流 i_p 衰减到零, 这个工作模式结束。该工作模式的持续时间为:

$$T_3 = t_3 - t_2 = \frac{nI_o L_{lk}}{V_{Cbp}} \quad (7.48)$$

(4) $t_3 \sim t_4$ 时间段(模式 4)

在时刻 t_3 , i_p 衰减到零。之后, 在阻断电容电压 V_{cb} 的作用下 i_p 将试图向反方向变化, 但这时饱和电感 L_s 已退出饱和状态, 呈现出很大的电感量, 阻止了 i_p 的进一步变化。在这个时间段, 阻挡电容上的电压保持不变, 开关管 Q_4 仍处于导通状态, 但已没有电流流过。如果 Q_4 为 IGBT 管, 则其上少数载流子可在这个时间段得到复合。这个时间段的等效电路如图 7.18(d) 所示。

(5) $t_4 \sim t_5$ 时间段(模式 5)

在时刻 t_4 , 开关管 Q_4 在零电压、零电流状态下关断。在这个时间段阻断电容上的电压继续维持不变, 主电路中的电流仍为零。等效电路如图 7.18(e) 所示。这个时间段实际上是滞后臂开关管状态转换之间的死区时间, 在这段时间里, 剩余少数载流子被继续复合移去。

(6) $t_5 \sim t_6$ 时间段(模式 6)

在时刻 t_5 , 开关管 Q_3 导通, 由于此时饱和电感 L_s 尚未进入饱和, 原边电流 i_p 不可能突变, 需经过一定的滞后才能迅速上升, 因此 Q_4 的导通为零电流导通过程。 Q_3 导通后, 在阻断电容电压和输入电压的共同作用下饱和电感很快又进入饱和区。由于漏感很小, 因此原边电流 i_p 在这两个电压的作用下迅速线性上升。这时有:

$$i_p(t) = \frac{V_m + V_{Cbp} t}{L_{lk}} \quad (7.49)$$

在时刻 t_6 , i_p 上升到等于输出电流反射值 nI_o , 输出电流全部通过变压器副边、电源再次向负载输送能量。之后, 阻断电容 C_b 上的电压 v_{Cb} 将由正向负逐渐减小, 开始下半个对称的周期。这个工作模式的等效电路如图 7.18(f) 所示, 其持续时间为:

$$T_6 = t_6 - t_5 = \frac{nI_o L_{lk}}{V_m + V_{Cb}} \quad (7.50)$$

3. 关于电路特性和参数的几点讨论

从上述分析可以看出图 7.19 所示原边加隔直电容和饱和电感的全桥 ZVZCS-PWM 变换电路主要有以下一些特点:

(1) 有效的软开关特性

超前臂开关管 Q_1 和 Q_2 在零电压下导通, 导通损耗近乎为零。但关断损耗不为零, 它取决于开关管并联电容及通过其上的电流。这两者将确定开关管两端电压的上升速率 dv/dt 。对于像 MOSFET 这样的高速开关来说, 开关关断时的损耗非常低, 因为开关本身的输出电容很大, 在开关管完全断开之前足以延迟电压上升的斜率。而对于 IGBT 管, 由于尾电流的存在, 会造成较可观的关断损耗。但通过外加并联电容, IGBT 管的关断损耗可以得到有效的降低。由于超前臂开关管实现零电压开关较易, 因此外加并联电容对变换器的软开关范围影响不大。

滞后臂开关管 Q_3 和 Q_4 实现了零电流开关, 使开通损耗几乎为零。由于饱和电感在开关管两端电压降为零之前一直处于不饱和状态, 从而得以保持主电路中的电流为零, 直到开关管开通。另外, 由于在续流期间原边电流一直保持为零, 因此当开关管关断时, 损耗也近乎为零。即使是使用慢速的 IGBT 管, 只要续流时间足够长, 使少数载流子复合完毕, 也是如此。

(2) 软开关范围

超前臂开关管零电压开关的实现与基本的 FB-ZVS-PWM 变换电路完全一样。但如前述, 对于 IGBT 管, 为了降低关断损耗, 一般应外加并联电容。而由式(7.46)可知, 为了保证零电压导通, 两开关管状态转换之间的死区时间应满足:

$$t_d \geq (C_1 + C_2) \frac{V_m}{nI_o} \quad (7.51)$$

在轻载时, t_d 将相应的增大, 导致最大占空比范围减小。因而在实用设计中, 应折衷考虑零电压开关负载范围及最大占空比控制范围。对于滞后臂上的开关来说, 可以在整个输入电压及负载变化范围内实现零电流开关。

(3) 导通损耗

在基本的 FB-ZVS-PWM 变换电路中, 为了保证滞后臂上的两只开关管实现零电压开关, 在超前臂开关管状态转换过程完成后原边处于续流阶段时, 原边电流要保持为输出电流在原边的反射值, 同时要求变压器有较大的漏感, 这意味着在续流状态时原边主回路中具有较大的环流。这不可避免地会增加电路的导通损耗, 并造成副边电压较大的占空比丢失, 导致电路效率进一步下降。然而在图 7.17 所示 ZVZCS 变换器中, 续流状态时, 原边电流很快降为零, 见图 7.20(c)。另外, 由于变压器漏感可以很小, 且饱和电感在功率开始传输时迅速饱和, 因此电路中的占空比损失几乎可以忽略。这意味着变换器的效率将得到

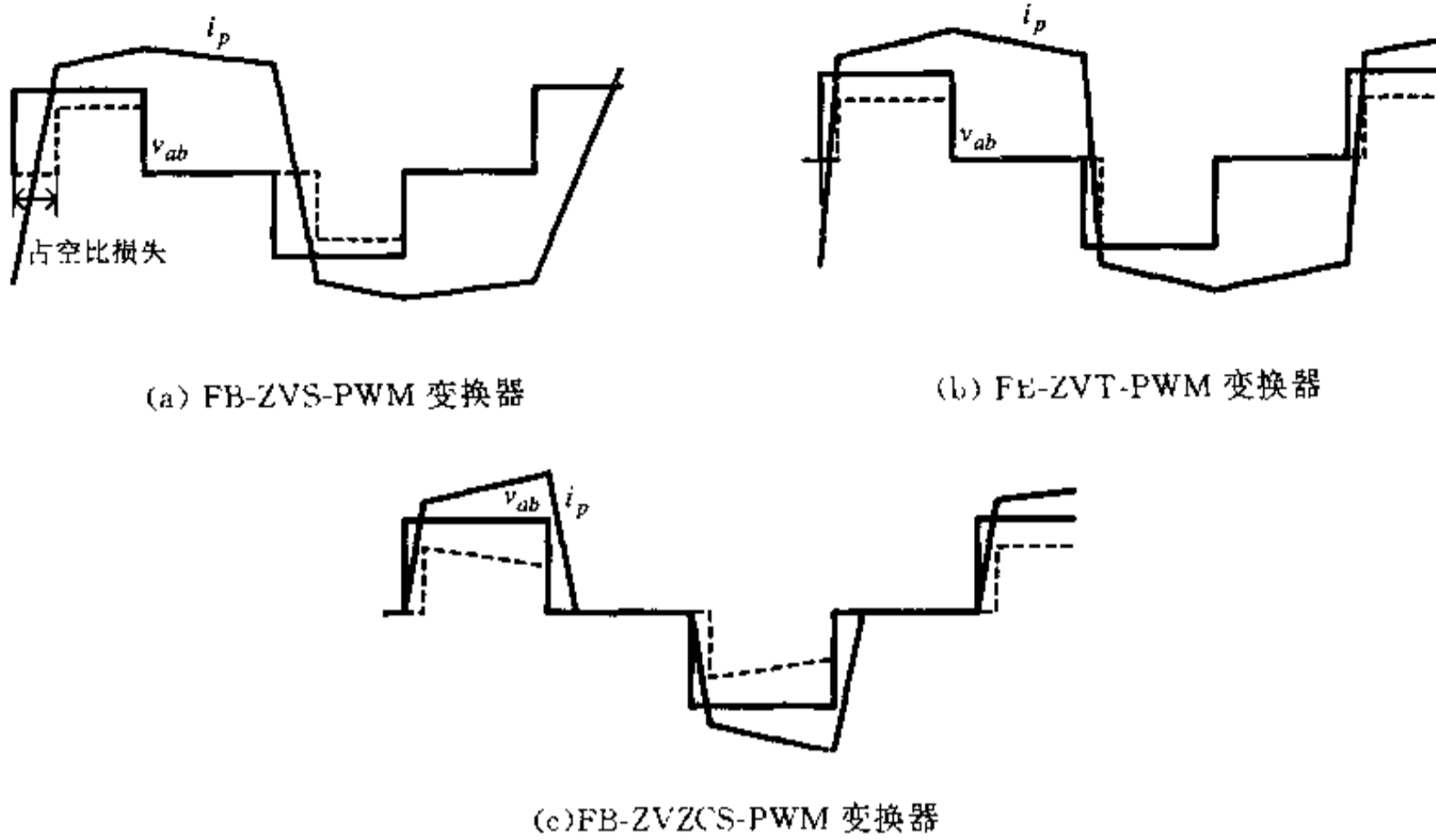


图 7.20 FB-ZVS-PWM 变换器与 FB-ZVZCS-PWM 变换器的比较

很大的提高。

(4) 与负载无关的直流特性

由前面的讨论可知,在基本的 FB-ZVS-PWM 变换电路中,由较大的漏感产生的占空比损失(见图 7.20(a))不仅使得原边电流额定值及副边整流管的耐压值增加,使变换器的转换效率降低,并且使输出特性直接受到负载大小的影响(见式(7.32))。而在全桥 ZVZCS 变换器中,占空比的损失和全桥 ZVS 电路相比几乎可以忽略,因而表现出与负载无关的直流输出特性。

(5) 可控最大占空比 D_{max}

图 7.17 所示全桥 ZVZCS-PWM 变换器的最大占空比 D_{max} 受到两个参数的制约,如图 7.21 所示。 D_{max} 可以表示为:

$$D_{max} = 1 - \frac{\Delta T_s + T_{zm}}{T_s/2} \quad (7.52)$$

式中, T_s 为开关周期, ΔT_s 与 T_{zm} 即为制约 D_{max} 的两个参数。其中 T_{zm} 为电路工作于模式

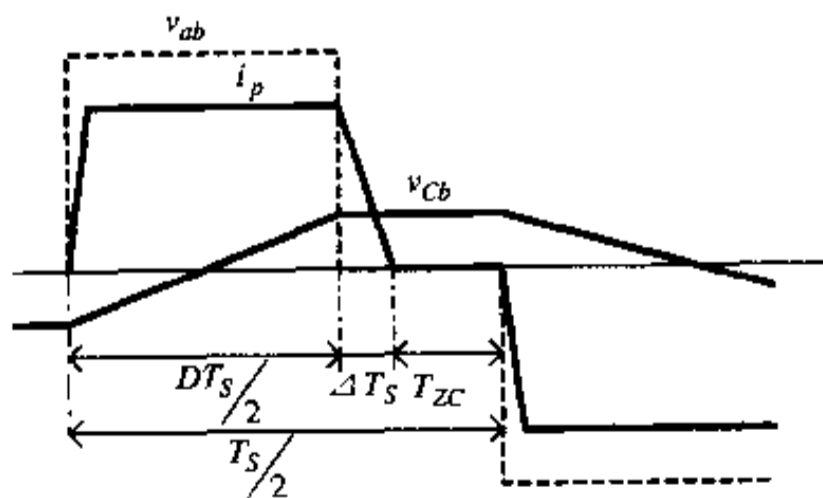


图 7.21 原边电压电流简化波形

4 与模式 5(即 $t_3 \sim t_5$ 时间段)的最小时间。在这个时间段里,原边电流保持为零。这个时间应大于 IGBT 管少数载流子的复合时间。 ΔT_s 为原边电流复位时间,即原边电流从输出电流的反射值下降到零的时间。由式(7.48)可知:

$$\Delta T_s = \frac{nI_o I_{pk}}{V_{Cbp}} \quad (7.53)$$

而由图 7.21 可得:

$$V_{Cbp} = \frac{nI_o D T_s}{4C_b} \quad (7.54)$$

将式(7.54)代入式(7.53)可得:

$$\Delta T_s = \frac{4L_{lk}C_b}{D T_s} \quad (7.55)$$

由式(7.55)可看出, ΔT_s 与负载无关,与占空比 D 成反比。为了尽可能扩大占空比 D 的控制范围,应尽可能减小变压器漏感,而阻断电容的减小会受到一些限制,因为随着阻断电容的减小,其上峰值电压将增加,漏感与其之间的环流将增加,导致饱和电感的增大,铁芯损耗的增加。为了尽可能减小饱和电感铁芯损耗,阻断电容上的电压应远小于输入电源电压。

(6) 主要缺点

前面所述诸多特点表现出图 7.17 所示全桥 ZVZCS-PWM 变换电路所具有的明显优势,但它的不足之处也仍然是存在的,如最大占空比的范围仍受到很多限制,特别是电路在实际运行中饱和电感上有很大的损耗,饱和电感磁芯的散热问题是一个很需要解决的问题。实际上,与前述加饱和电感的 FB-ZVS-PWM 变换器一样,一个可能的解决办法就是用两个饱和电感而不是一个。这两个饱和电感可以分别放在变压器原边位置 A、B 或与滞后臂的两个开关管分别相串联。这样,每个饱和电感的磁芯将仅在第一象限工作,这将大大降低磁芯的损耗。而从理论上说,这样两个饱和电感的作用也可以用两个二极管实现。

7.4.2 变压器副边采用有源箝位的 ZVZCS 全桥移相式 PWM 变换器

变压器副边带有源箝位开关的 ZVZCS 全桥变换电路如图 7.22 所示。变压器原边功率开关的控制采用移相式 PWM 控制。与图 7.17 所讨论的电路不同,图 7.22 所示电路不是在变压器原边而是在副边引入一电压源用于在原边续流期间对原边电流复位,电压源通常由具有较大数值的电容构成。采用此种原理构成的 ZVZCS 全桥变换电路可以有多种电路拓扑,图 7.22 所示电路只是其中的一种。下面首先讨论其基本工作原理。

1. 基本工作原理

图 7.22 所示电路的基本工作原理可简述如下:当变换器桥臂斜对角两只主功率开关管同时导通时,输入电源向输出传递能量,与此同时副边箝位电容 C_c 上电压通过箝位开关管 Q_c 的反并联二极管充电至副边整流电压 v_{rc} ;在超前臂开关管状态转换过程完成后原边处于续流阶段时,触发导通箝位开关管 Q_c ,箝位电容 C_c 上的电压反射到原边,作为一个反向阻断电压源使得原边电流迅速下降到零,从而为滞后臂开关管的导通与关断创造

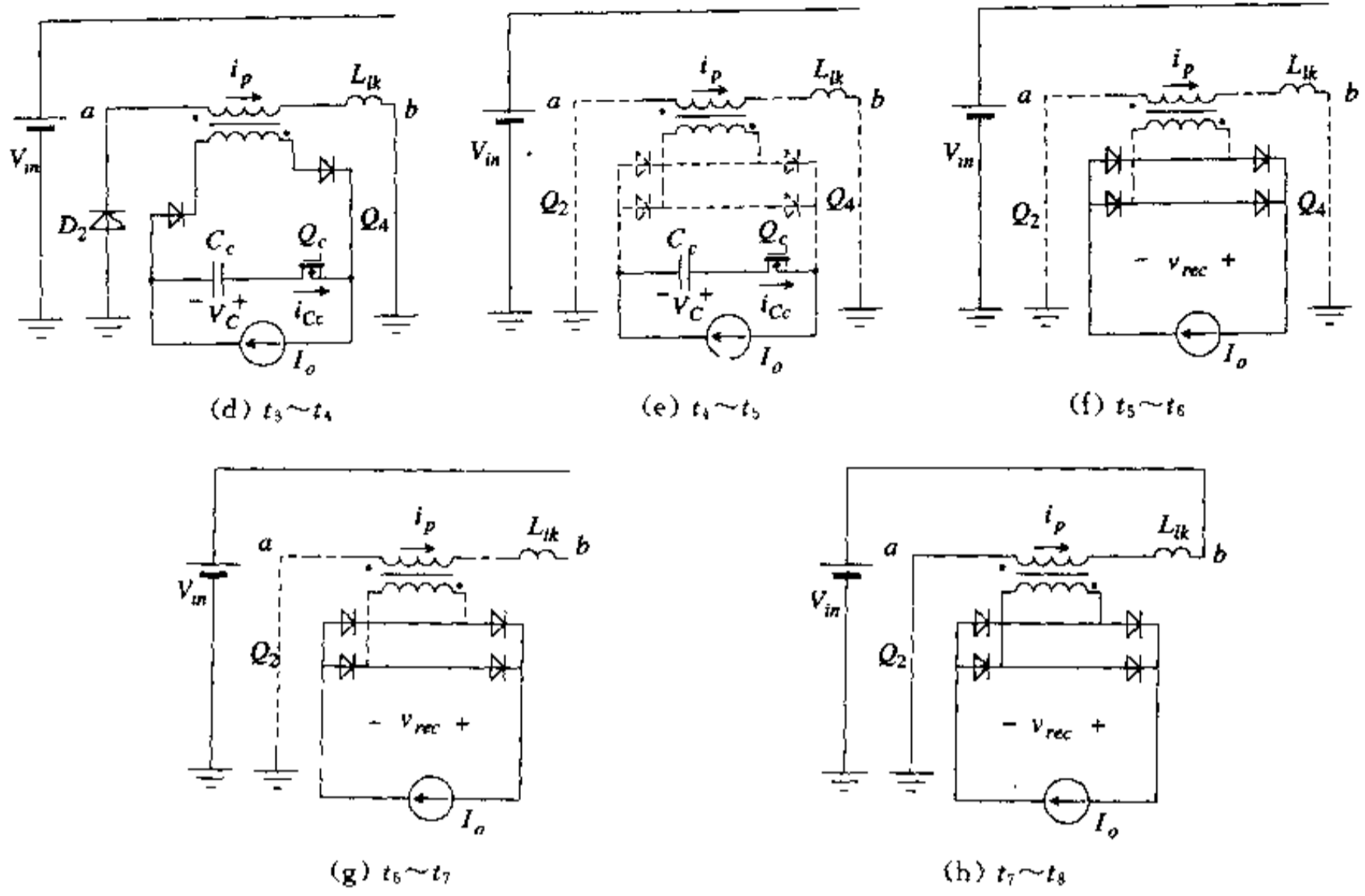


图 7.23(续)

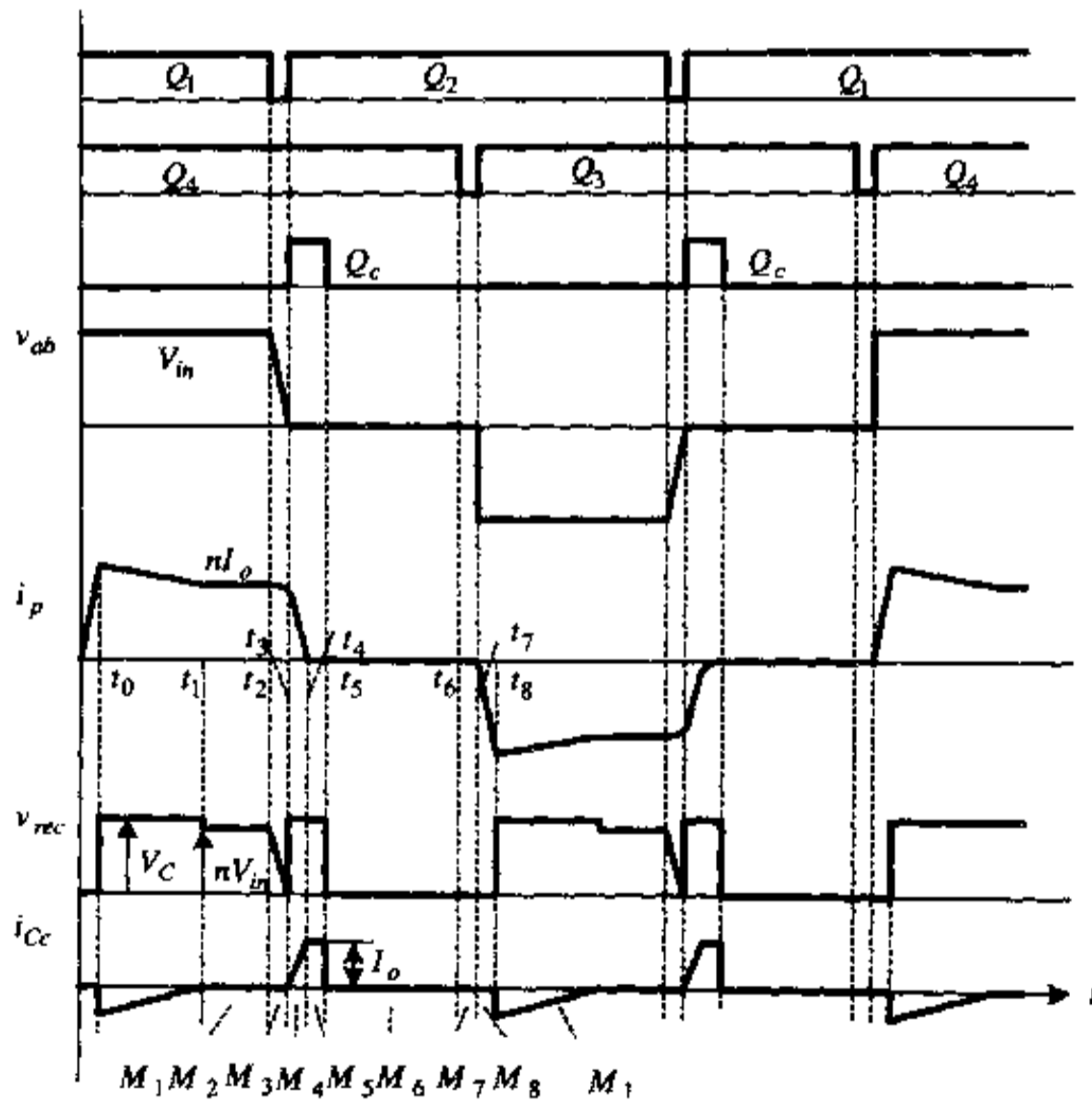


图 7.24 变换器主要电量波形

另一路传送到输出,将电源输入的能量传递给负载。这个时间段对应的等效电路拓扑如图 7.23(a)所示。在这个工作模式开始时,即时刻 t_0 ,箝位开关管的反并联二极管导通,整流输出电压 v_{rc} 被电压 V_c 箝位。在此时间段之前漏感和寄生电容谐振时产生并储存在漏感中的能量,在这个时间段传递给箝位电容 C_r ,原边电流 i_p 线性下降,这时有:

$$i_p = I_{pM} - \frac{V_c/n - V_m}{L_{lk}} t \quad (7.56)$$

其中 n 为变压器的副边绕组和原边绕组的匝比, I_{pM} 为原边电流峰值,其大小取决于漏感和寄生电容等参数。

箝位电容电流 i_c 随原边电流 i_p 以同样斜率线性下降:

$$i_c = I_o - \frac{i_p}{n} \quad (7.57)$$

当 i_c 下降到零时,这个时间段结束。该时间段长度:

$$T_1 = t_1 - t_0 = \frac{I_{pM} - nI_o}{V_c/n - V_m} L_{lk} \quad (7.58)$$

(2) $t_1 \sim t_2$ 时间段(模式 2)

在时刻 t_1 , i_c 下降为零, Q_c 的反并联二极管阻断,副边整流电压变为: $v_{rc} = nV_m$ 。这个时间段对应的等效电路拓扑如图 7.23(b)所示。在这种模式下,副边电流全部流向负载, Q_1 、 Q_4 维持导通,以维持功率传输。这个模式的持续时间 $T_2 = t_2 - t_1$ 取决于开关频率和变压器原边的占空比。

(3) $t_2 \sim t_3$ 时间段(模式 3)

在时刻 t_2 , 开关管 Q_1 关断,原边电流从 Q_1 转移到 C_1 和 C_2 支路中,电路中的电感(由原边的漏感和副边的滤波电感相串联构成)与电容 C_1 和 C_2 产生谐振,给 C_1 充电,同时给 C_2 放电,因为电容两端的电压不能突变,所以开关管 Q_1 是在 Snubber 电容 C_1 和 C_2 的作用下零电压关断的。这个时间段对应的等效电路拓扑如图 7.23(c)所示。

考虑到前述假定,由于输出滤波电感很大,负载被等效为一恒流源,故可以认为在此时间段内原边电流 $i_p = I_p = nI_o$ 近似不变,类似于一个恒流源。因此电容电压 v_{c2} 可近似认为在恒流源 I_p 作用下线性下降。即:

$$v_{c2} = V_m - \frac{nI_o}{C} t \quad (7.59)$$

式中 $C = C_1 + C_2$ 。

随着 v_{c2} 的下降,原边电压 v_{cb} 也下降,副边整流电压 v_{rc} 也以近乎同样的斜率下降。在时刻 t_3 , C_2 上的电压下降到零,开关管 Q_2 的反并联二极管 D_2 自然导通,这个时间段结束。这个时间段的长度为:

$$T_3 = t_3 - t_2 = \frac{CV_m}{nI_o} \quad (7.60)$$

(4) $t_3 \sim t_4$ 时间段(模式 4)

在时刻 t_3 , v_{c2} 下降到零, D_2 导通,开关管 Q_2 随后可以在零电压下完成开通过程。原边电流通过 Q_4 和 D_2 续流,为了使原边电流迅速复位,在时刻 t_3 同时控制箝位开关 Q_c 导通,这时整流输出电压为 V_c ,这个电压反射到原边加在漏感上,使原边电流以斜率 V_c/nL_{lk} 线性下降,箝位电容电流 i_c 以同样规律线性上升,这时有:

$$i_p = nI_o - \frac{V_c}{nL_{lk}}t, \quad i_{C_c} = I_o - \frac{i_p}{n}$$

在时刻 t_4 , 原边电流 i_p 下降到零, 箝位电容电流 i_{C_c} 上升到等于 I_o , 这种工作模式结束。这个时间段对应的等效电路拓扑如图 7.23(d) 所示。这个时间段的长度, 即电流的复位时间为:

$$T_1 = t_4 - t_3 = \frac{n^2 L_{lk} I_o}{V_c} \quad (7.61)$$

(5) $t_4 \sim t_5$ 时间段 (模式 5)

在这个时间段, 由于原边电流 i_p 为零, 而且箝位开关 Q_c 仍然导通, 所以整流桥所有二极管均处于关断状态。这个时间段对应的等效电路拓扑如图 7.23(e) 所示。在这个工作模式下, 全部负载电流由电容 C_c 来提供。

(6) $t_5 \sim t_6$ 时间段 (模式 6)

在时刻 t_5 , 箝位开关 Q_c 关断, 整流桥输出电压迅速降为零。负载电流通过四个二极管续流, 原边电流保持为零, 一直到开关管 Q_4 关断, 模式 6 结束。模式 6 持续时间由占空比控制要求决定。这个时间段对应的等效电路拓扑如图 7.23(f) 所示。

(7) $t_6 \sim t_7$ 时间段 (模式 7)

在时刻 t_6 , 开关管 Q_4 关断, 电路进入工作模式 7。 Q_4 关断属于完全零电流关断, 如果 Q_4 采用 IGBT 的话, 则此时所有少数载流子已经复合掉了, 因而在关断过程中没有拖尾电流的影响。这个工作模式的持续时间 $T_7 = t_7 - t_6$ 就是滞后臂开关管 Q_3 和 Q_4 之间进行状态转换的死区时间。这个时间段对应的等效电路拓扑如图 7.23(g) 所示。

(8) $t_7 \sim t_8$ 时间段 (模式 8)

在时刻 t_7 , 开关管 Q_3 导通, 因为原边电流不能突变, Q_3 的开通也是零电流导通过程。这个时间段对应的等效电路拓扑如图 7.23(h) 所示。 Q_3 开通后, 这时负载电流仍在通过四个二极管续流, 使变压器副边及原边电压继续被箝位为零。原边电流以 V_m/L_{lk} 的斜率线性增加, 输出电流 I_o 中流过变压器副边的部分增加, 通过整流器续流的部分减小。整流器输出电压 $v_{r,m}$ 保持为零。在时刻 t_8 , 变压器副边输出电压上升到等于箝位电容电压 V_c , 箝位开关管 Q_c 的反并联二极管导通, 全部负载电流流过变压器副边, 至此半个工作周期结束。另半个周期的工作过程与上述相同。

3. 几点讨论

(1) 超前臂开关管与滞后臂开关管死区间隔的设定

在图 7.22 所示电路中, 超前臂开关管的工作过程与基本的移相式 FB-ZVS-PWM 变换器完全一样, 是在零电压下完成导通与关断的。由于在这个过程中, 输出滤波电感参与了谐振过程, 而输出滤波电感通常又具有很大的数值, 因此超前臂开关管可以在很大的负载范围内满足零电压开关条件。唯一需要做的事情就是让开关管导通与关断的最小死区间隔

$$T_{d,lead} \geq (C_1 + C_2) \frac{V_m}{nI_{min}} \quad (7.62)$$

式中 I_{min} 为超前臂开关管实现零电压开关的最小负载电流。而最大死区间隔应受到原边

电压最大占空比的限制。

在图 7.22 所示电路中,滞后臂开关管是在零电流下导通与关断的。并且零电流开关条件与负载无关。为了实现零电流开关只需让开关管导通与关断的最小死区间隔

$$T_{d.lag} \geq T_{zvs} \quad (7.63)$$

T_{zvs} 为 IGBT 管少数载流子复合时间。最大死区间隔仍应受到原边电压最大占空比的限制。

(2) 关于占空比丢失

在基本的 FB-ZVS-PWM 变换器中,存在着很严重的占空比丢失现象。这种占空比丢失会导致系统效率下降,元器件额定值增加。但在图 7.22 所示电路中,可能会出现副边整流输出电压的占空比大于原边电压占空比的现象,这种现象称为“占空比增大效应”(duty-cycle boost effect)。这种“占空比增大效应”是由箝位电容和箝位开关的作用造成的。如图 7.25 所示。实际的副边整流输出电压的占空比为:

$$D_{eff} = D_p - \Delta D + D_{boost} \quad (7.64)$$

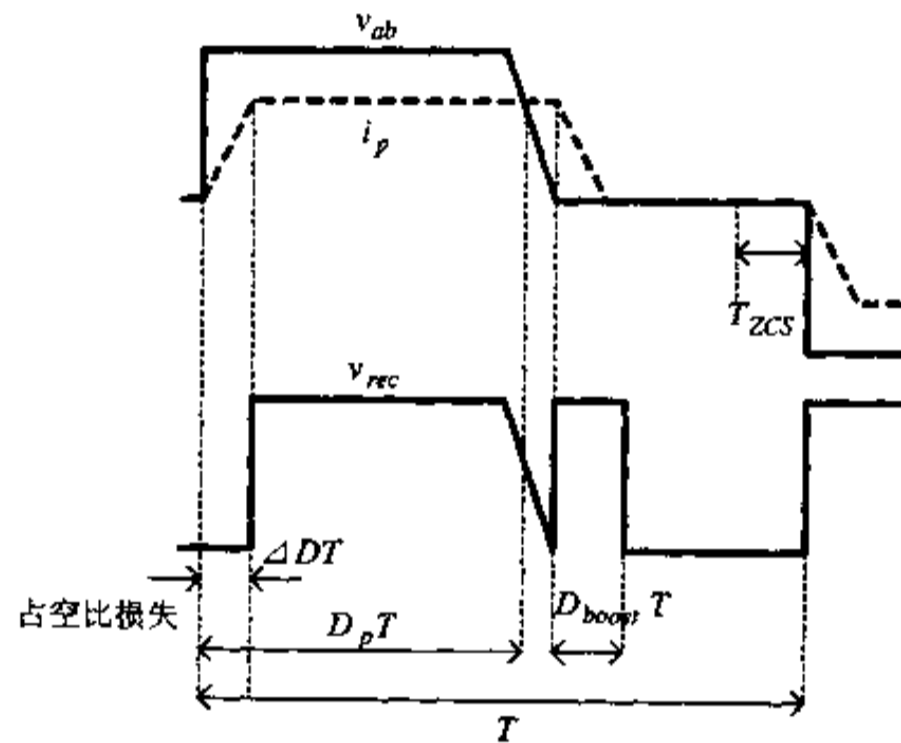


图 7.25 占空比增大效应

式中, ΔD 为占空比丢失,对应于 $(t_7 \sim t_8)$ 时间段间隔。在这个时间段原边电流以 V_m/L_{lk} 的斜率线性增加,由于 L_{lk} 很小,因此 ΔD 很小。 D_{boost} 为附加占空比,它的大小取决于箝位开关管 Q_c 的导通时间。

(3) 箝位开关管 Q_c 导通时间的确定

由前述可知,滞后臂开关管在零电流下导通与关断是通过导通箝位开关管,把箝位电容电压加在漏感上,从而使原边电流复位实现的。因此为了保证滞后臂开关管的零电流开关,箝位开关管 Q_c 的导通时间应大于原边电流复位时间。由式(7.61)可知应有:

$$T_Q \geq \frac{n^2 L_{lk}}{V_c} I_{omax} \quad (7.65)$$

式中 I_{omax} 为最大负载电流。

但 T_Q 也不能太大,箝位电容电压 V_c 随着 T_Q 的增大而下降,这意味着有更多的电流通过箝位开关管 Q_c 流出及流入(另半个周期开始时)箝位电容,从而增大导通损耗。为了

减小导通损耗,以便使用较小的箝位开关管 Q_c ,在保证滞后臂开关管的零电流开关的前提下, T_{res} 应尽可能小。

(4) 与原边加阻断电压并带饱和电感的 ZVZCS 全桥变换电路的比较

与图 7.17 所示 ZVZCS 全桥变换电路比较,图 7.22 所示 ZVZCS 全桥变换电路具有更短的电复位时间,如图 7.26 所示。在图 7.17 所示电路中,电流复位时间为:

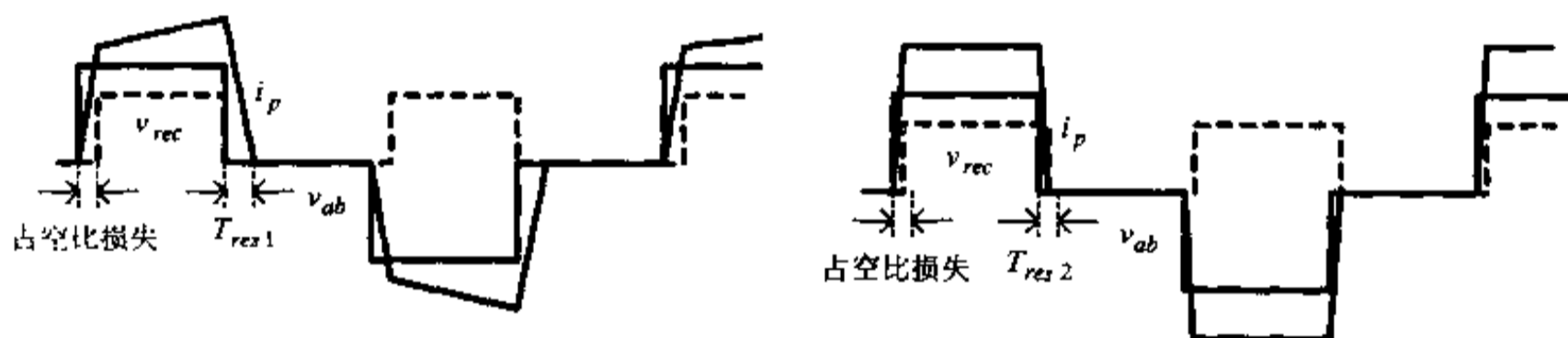
$$T_{res1} = L_{lk} \frac{nI_o}{V_{cbp}}$$

式中, V_{cbp} 为原边阻断电容上的峰值电压,这个电压一般为几十伏。

而在图 7.22 所示电路中,由式(7.61)知,电流复位时间为:

$$T_{res2} = \frac{n^2 L_{lk} I_o}{V_c}$$

由于 $\frac{V_c}{n}$ 远大于 V_{cbp} ,故有 T_{res2} 远小于 T_{res1} 。这使得图 7.22 所示电路可以采用更大的占空比,从而使整个变换器可以具有更高的效率。另外,图 7.22 所示电路不需要使用饱和电感,减少了饱和电感自身的损耗。与图 7.17 所示电路相比,图 7.22 所示电路的主要缺点是控制上稍微复杂一点,以及有源箝位开关采用的是硬开关。但有源箝位开关在一个开关周期中仅工作很短一段时间,对变换器整体效率影响很小。



(a) ZVZCS 全桥变换电路(原边加阻断电压源) (b) ZVZCS 全桥变换电路(副边加阻断电压源)

图 7.26 ZVZCS 全桥变换电路电流复位时间的比较

第八章 基本的 PWM 电压型逆变器

在电力电子学中,将直流电变为交流电称为逆变。实现逆变功能的电力电子变换器称为逆变器。根据直流输入端是近似电压源(直流侧并联大电容 C)还是近似电流源(直流侧串联大电感 L)逆变器又分为电压源型逆变器(VSIs)和电流源型逆变器(CSIs)两种,或简称为电压型逆变器和电流型逆变器。在实际应用中,电压型逆变器得到更广泛的应用。

电压型逆变器的输入直流电压通常由二极管或可控硅整流器提供,构成所谓交-直-交变频器。在某些应用场合也可以由蓄电池提供(例如电动汽车传动系统)。逆变器的输出理论上可以是任意多相的交流,但最常用的是单相逆变器和三相逆变器。近年来,为提高交流电机运行的可靠性,有人提出了多于三相的多相交流电机结构,这为今后多相逆变器的应用提供了可能性^[4]。

8.1 单相电压型逆变器

图 8.1 为基于现代全控型电力半导体开关器件的单相电压型逆变器原理图,图中输入电压 V_{in} 为理想直流电压源。需要指出,对于所有电压型逆变器,由于直流侧电压极性不允许改变,当输出接感性负载回馈无功能量时,只能改变电流方向,为此,必须设有反馈二极管(图 8.1 中 D_A, D'_A, D_B, D'_B)为感性负载滞后的电流 i_o 提供反馈到直流电源的续流通路。

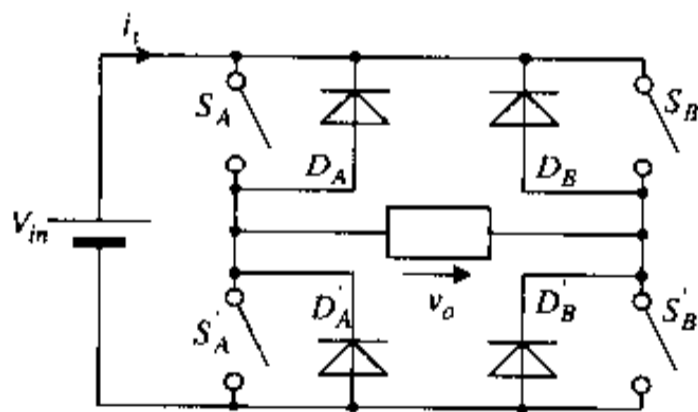


图 8.1 单相电压型逆变器原理图

作为一般常识,同一桥臂的两个开关管不能同时导通,这种“共通”将会短路输入直流电源。为了防止“共通”现象,在同一桥臂的开关管做状态转换时总是先关断导通的开关,然后再去导通另一关断的开关。关断与导通之间的滞后间隔称为“死区”时间。但是在下面对图 8.1 所示电路进行讨论时,为了简化分析过程,将假定死区时间为零。这样,同一桥臂将只有两种状态存在,即:上开关导通,下开关关断;或上开关关断,下开关导通。

定义两个开关变量:

$$a = \begin{cases} 1 & S_A \text{ 导通, } S'_A \text{ 关断} \\ 0 & S_A \text{ 关断, } S'_A \text{ 导通} \end{cases} \quad b = \begin{cases} 1 & S_B \text{ 导通, } S'_B \text{ 关断} \\ 0 & S_B \text{ 关断, } S'_B \text{ 导通} \end{cases} \quad (8.1)$$

图 8.1 所示电路的状态被定义为“ ab_2 ”,下标 2 表示“ ab ”为二进制数。例如, $a=1, b=1$,则图 8.1 所示电路处于状态 3 ($11_2=3$)。按照上述定义,图 8.1 所示电路存在着四种状态,状态 0~状态 3。

当开关变量 a, b 的值为 1 时, 相应的逆变器输出端被接到输入电压 V_m 的正端; 反之, 当 a, b 的值为 0 时, 逆变器相应输出端被接到输入电压 V_m 的负端。这样, 图 8.1 所示电路的输出电压 v_o , 可以用下式表示:

$$v_o = V_m(a - b) \quad (8.2)$$

由式(8.2)可知 v_o 可能存在着三种数值: $0, +V_m, -V_m$, 分别对应着状态 0, 3, 状态 2, 状态 1。

假如开关变量 a, b 按下式规定工作,

$$a = \begin{cases} 1 & 0 < \omega t < \pi \\ 0 & \text{其他} \end{cases}, \quad b = \begin{cases} 1 & \pi < \omega t < 2\pi \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (8.3)$$

式中, ω 为输出波形中基波成分的角频率。则图 8.1 所示电路将以一种最简单的方波方式工作。当输入端接 $R-L$ 感性负载时, 输出交流电压和交流电流波形如图 8.2 所示。其中 v_o 中基波电压有效值 $V_{o1} = 0.9V_m$, 总的谐波电压有效值 $V_{oh} = 0.435V_m$, 相应的总谐波畸变 (THD) 为 0.483。

当电路以上述简单方波方式工作时, 电路仅工作于状态 1 和状态 2。如果在状态 1 和状态 2 之间插入状态 0 和状态 3, 则输出电压 v_o 的总谐波畸变可以得到有效的减小; 如果状态 0 和状态 3 的持续间隔为 0.81 弧度 (或 46.5° 角度) (以 ωt 为横坐标), 如图 8.3 所示, 这时图 8.1 所示逆变电路将工作于所谓“最优方波模式”, 这时输出电压的基波有效值下降了 8%, 为 $0.828V_m$, 但总谐波畸变 (THD) 下降为 0.29, 在原有基础上下降了 40%。当电路在最优方波模式下工作时, 相当于开关变量 a, b 按下式定义变化, 即:

$$a = \begin{cases} 1 & \alpha_d < \omega t < \pi - \alpha_d \\ 0 & \text{其他} \end{cases}, \quad b = \begin{cases} 1 & \pi + \alpha_d < \omega t < 2\pi - \alpha_d \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (8.4)$$

式中 $\alpha_d = 0.405$ 弧度。

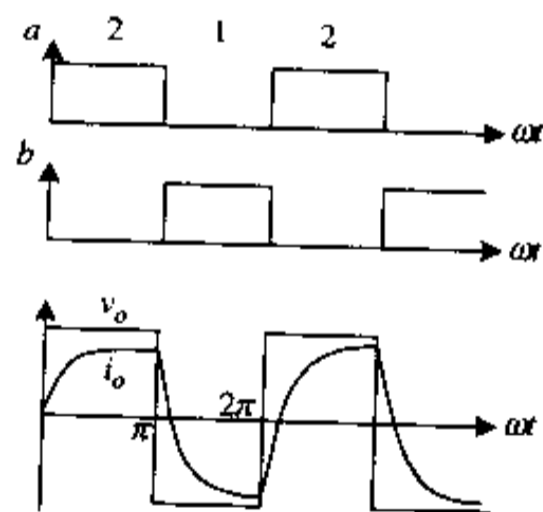


图 8.2 简单方波模式

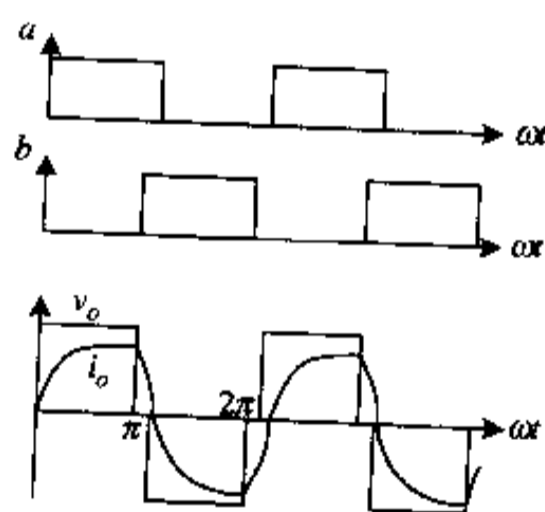


图 8.3 最优方波模式

一般来说, 逆变器输出中的基波成分所占比例越大越好, 谐波成分及总谐波畸变越小越好。因此, 即便工作于最优方波模式, 总谐波畸变 $\text{THD} = 0.29$ 也远不是令人满意的。进一步减小输出电压 THD 就需要采用脉宽调制技术 (PWM)。所谓脉宽调制技术 (PWM) 就是利用功率开关器件的开通和关断, 把输入直流电压变成输出端等幅、宽度可调的电压脉冲序列, 以有效地消除谐波, 并同时实现变频和调压。图 8.4 为图 8.1 所示电路在脉宽调制方式下工作时的输出电压 V_o 和输出电流 i_o 波形。

畸变 THD 均为 0.31。在这种模式下工作,输出相电压波形通常称为六阶梯波。对其进行傅氏分解(以 v_{AN} 为例),由于波形原点对称,故不包含余弦项;又因为波形半周期镜像对称,故不包含偶次谐波。对于一个三相平衡系统,波形将不包含三次以及三的倍频次谐波。最后,可得如下结果:

$$v_{AN} = \frac{2V_m}{\pi} (\sin\omega t + \frac{1}{5}\sin 5\omega t + \frac{1}{7}\sin 7\omega t + \dots) \quad (8.8)$$

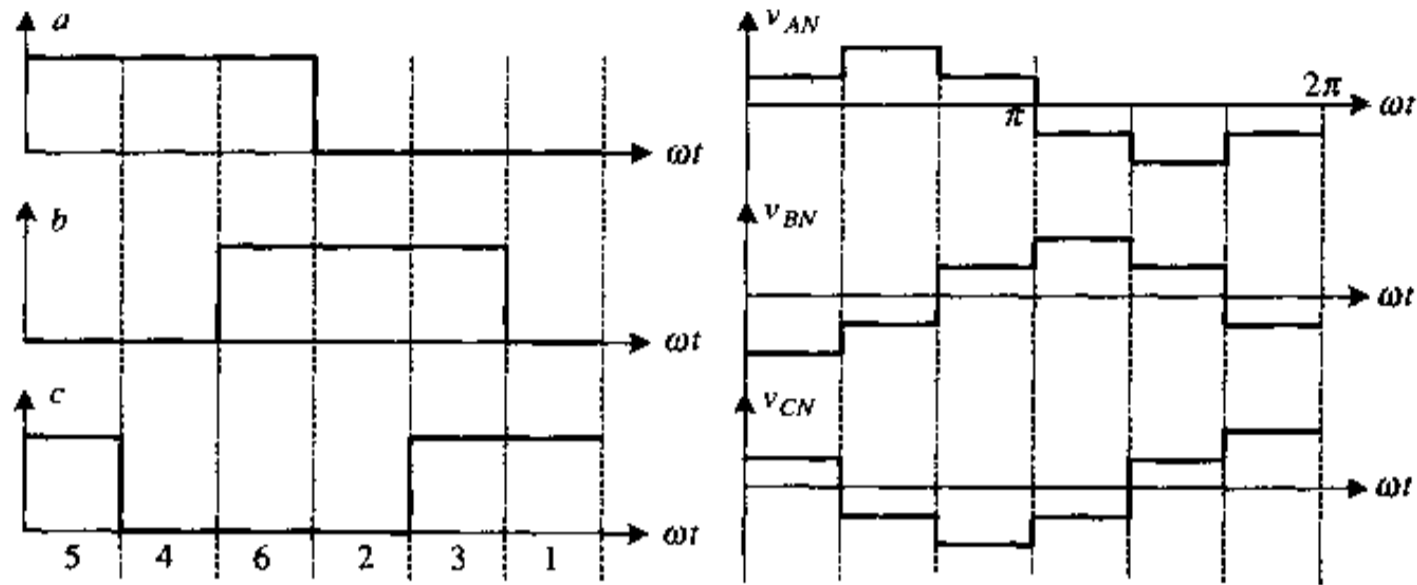


图 8.6 三相电压型逆变器输出六阶梯波电压波形

把上述六阶梯波电压型逆变器应用于交流电机传动,存在着许多实际问题。在交流变频调速系统中,经常要求电机交流输入电压的幅值和频率能成比例地变化,以保证输出转矩的恒定。对于上述逆变器,可通过同时改变每个状态的持续时间来改变频率,但幅值的改变就比较困难。如果逆变器直流供电电源由整流器提供,则可使用可控硅整流器通过调节可控硅的导通角调节输出直流电压。这样做的缺点是:随着导通角的减小,输入功率因数降低;电路出现了两个功率控制级,增加了主回路与控制回路的复杂性;电压调节在作用于逆变器之前,需经过滤波环节,影响了系统的动态响应。另外,就六阶梯波本身来说,从式(8.8)可知,含有大量的低次谐波,这些谐波一方面增加了电机的损耗,另一方面在电机气隙中产生脉动磁场,使电机的转矩从而转速产生脉动,在低速情况下尤其严重。

解决上述问题的有效手段是在图 8.5 所示的逆变电路中应用脉宽调制(PWM)技术。图 8.7 为 8.5 所示三相电压型逆变器在 PWM 方式下工作时的输出电压波形。与常见的六阶梯波逆变器相比,PWM 逆变器具有很显著的优点,如:主回路结构简单,一个可控功率级可用来同时完成输出基波电压的变频和调压;使用不可控整流桥,使系统对电网的功率因数与逆变器的输出电压值无关而接近于 1;逆变器的调频调压与中间直流滤波参数无关,加快了系统的动态响应;能有效地抑制或消除输出的低次谐波分量,改善了电机运行性能,扩大了拖动范围。正是以上这些优点,使脉宽调制(PWM)的电压型逆变器在当今 DC-AC 转换领域里占据了绝对的统治地位。

8.3 脉宽调制(PWM)控制技术在逆变器设计中的应用

脉宽调制技术(PWM)在逆变器中的应用对近代电力电子技术、近代交流调速系统的发展起到了极大的促进作用。一般认为,把脉宽调制技术应用于逆变器设计是由德国的

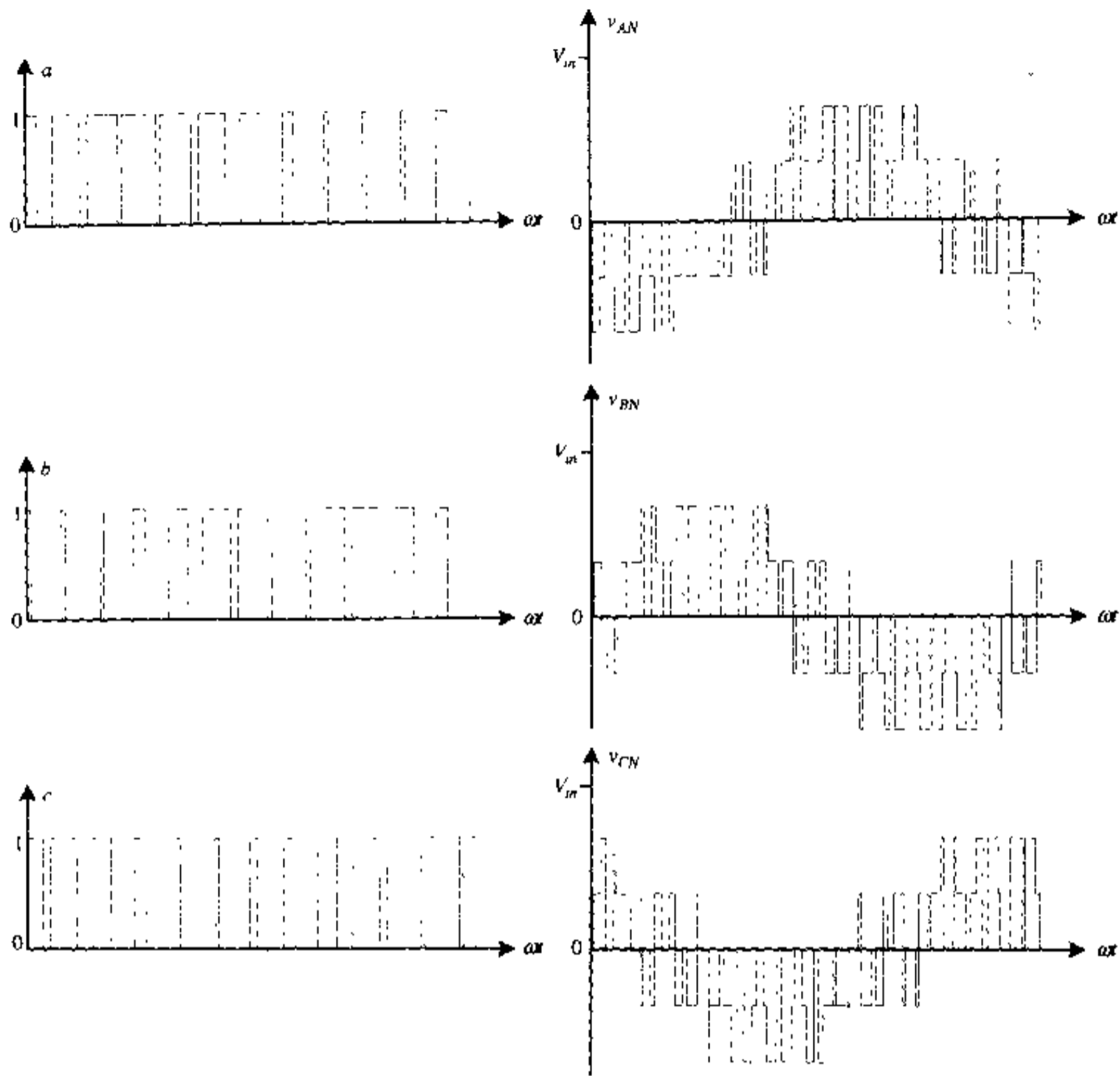


图 8.7 三相电压型逆变器输出 PWM 电压波形

A. Schnoung 等人在 1964 年首先提出的。脉宽调制这一概念是从通信系统中直接引入的。产生脉宽调制波的一种基本方法是，把一个正弦波的每个半周分成 N 等份，然后把每一等份的正弦曲线与横轴所包围的面积都用一个与此面积相等的等高矩形脉冲来代替，则各脉冲的宽度将按正弦规律变化。根据采样理论可以证明，这样一种等幅不等宽的矩形脉冲序列与正弦波，相对于一个惯性环节控制对象是等效的。显然这一系列脉冲宽度可以通过严格的计算求出，但在实际应用中较为实用的办法是利用通信技术中的调制概念，以某参考波形（例如正弦波）作为“调制波”（modulating wave），以高频的等腰三角波作为“载波”（carrier wave）。由于等腰三角波是上下宽度线性对称变化的波形，因此用它与任何一个光滑的曲线相交时，即可得到一组等幅而脉冲宽度正比于该曲线函数值的矩形脉冲，这就是脉宽调制技术（pulse width modulation）。如果调制波为正弦波，输出矩形脉冲宽度将按正弦规律变化，这种调制技术又称为正弦脉宽调制（SPWM）技术。

脉宽调制（PWM）控制技术的发展经历了一个不断创新和不断完善的过程，实际应用的现行控制方案有很多种，新的方案仍在不断提出，下面简单介绍几种基本的控制方法。

8.3.1 SPWM的自然采样法

产生 SPWM 波形过去最常用的方法是用一正弦波与三角波比较,由正弦波与三角波的交点确定脉冲出现时刻和脉冲宽度,这种方法称为自然采样法(natural sampled PWM)。产生自然采样的 SPWM 波的传统作法是用模拟电路实现。用振荡器分别产生要求的正弦波和三角波,将两者同时接在一比较器的两个输入端,比较器输出端即为产生的 SPWM 信号。用这种方法产生 SPWM 信号虽然简单,但信号的精度差,稳定性也差。随着微处理器的迅速发展,用全数字化方法取代模拟法产生 SPWM 信号已是一种必然的发展趋势。用计算机通过自然采样法产生 SPWM 波,需要根据正弦波与三角波的交点实时计算出脉冲宽度(t_2)和间隙时间(t_1 、 t_3),如图 8.8 所示。但在这里,脉冲宽度 $t_2 = \frac{T_S}{2} \left[1 + \frac{m}{2} (\sin\omega t_a + \sin\omega t_b) \right]$ (T_S 为三角波周期, ω 为正弦波角频率, m 为调制比——正弦波幅值与三角波幅值之比)是一个超越方程,需要应用数值分析中的迭代方法求解,这就给实时控制带来了很大困难。通常是事先离线计算好,然后将计算好的数据放在计算机内存中,利用查表的方法输出 PWM 波,但当频率变动范围很大时,这种方法将占用大量内存。

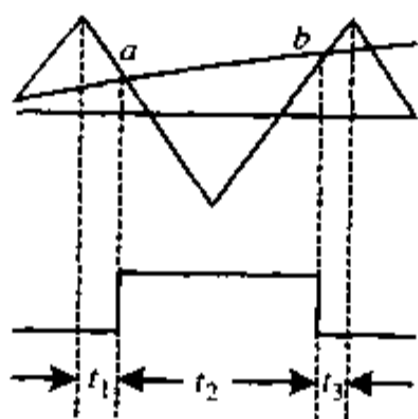


图 8.8 SPWM 的自然采样法

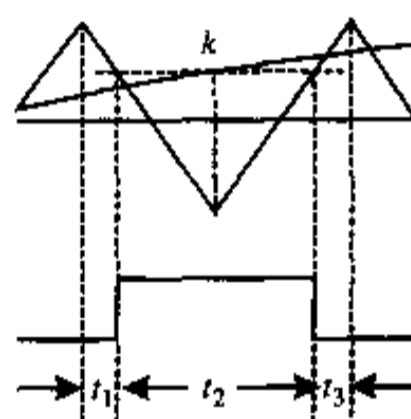


图 8.9 SPWM 的规则采样法

8.3.2 SPWM的规则采样法

为解决自然采样法的不足,人们开始寻求适用于工程的一些采样方法,以力求采样效果与自然采样法尽量接近而又不花费计算机过多的运算时间。70年代英国 Bristol 大学的 S. R. Bowes 教授提出了规则采样数字化 PWM 方案,对自然采样法做了简单的近似,使 SPWM 信号的实时运算成为可能。这种方法的着眼点是设法使 SPWM 波形的每一个脉冲都与三角载波的中心线对齐,使两侧的间隙时间相等。所谓规则采样就是在三角载波的固定点对正弦波进行采样以确定脉冲的出现和结束时刻,而不管此时是否发生参考正弦波与三角载波相交。图 8.9 所示为使用较多的一种规则采样法,它在三角载波负峰值这一固定时刻对正弦调制波进行采样,这时有:

$$t_2 = \frac{T_S}{2} (1 + m \sin\omega t_k), \quad t_1 = t_3 = \frac{1}{2} (T_S - t_2)$$

由于 t_k 是已知数,故可用计算机快速算出每相的脉宽 t_2 和间隙时间 t_1 、 t_3 。

SPWM 的规则采样法计算方便,实现容易,控制线性度好。但它与 SPWM 的自然采

样法一样,具有电压利用率低的缺点(直流电压利用率仅为 0.866)。为了解决这一问题, S. R. Bowes 教授等人于 80 年代又提出了准优化 PWM 控制方案及高压高频的准优化 PWM 控制方案。在准优化 PWM 方案中,调制波由 SPWM 规则采样法中的正弦波换为基波与三次谐波的叠加,通常称为鞍形波,如图 8.10 所示。加三次谐波后,对输出相电压无影响,但三次谐波将基波的峰值削平,当调制比 $m > 1.2$ 后才出现过调制,因此大大提高了电压利用率。

8.3.3 滞环电流 PWM 控制法

前面讨论的 PWM 控制方案均为电压控制型方案(output voltage control),被控量是

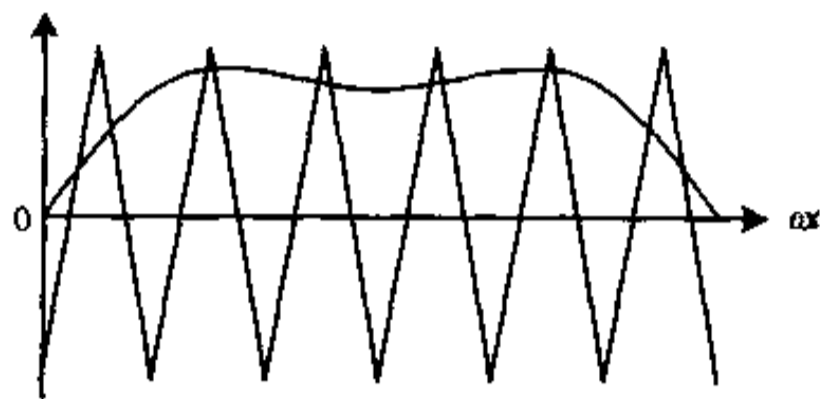
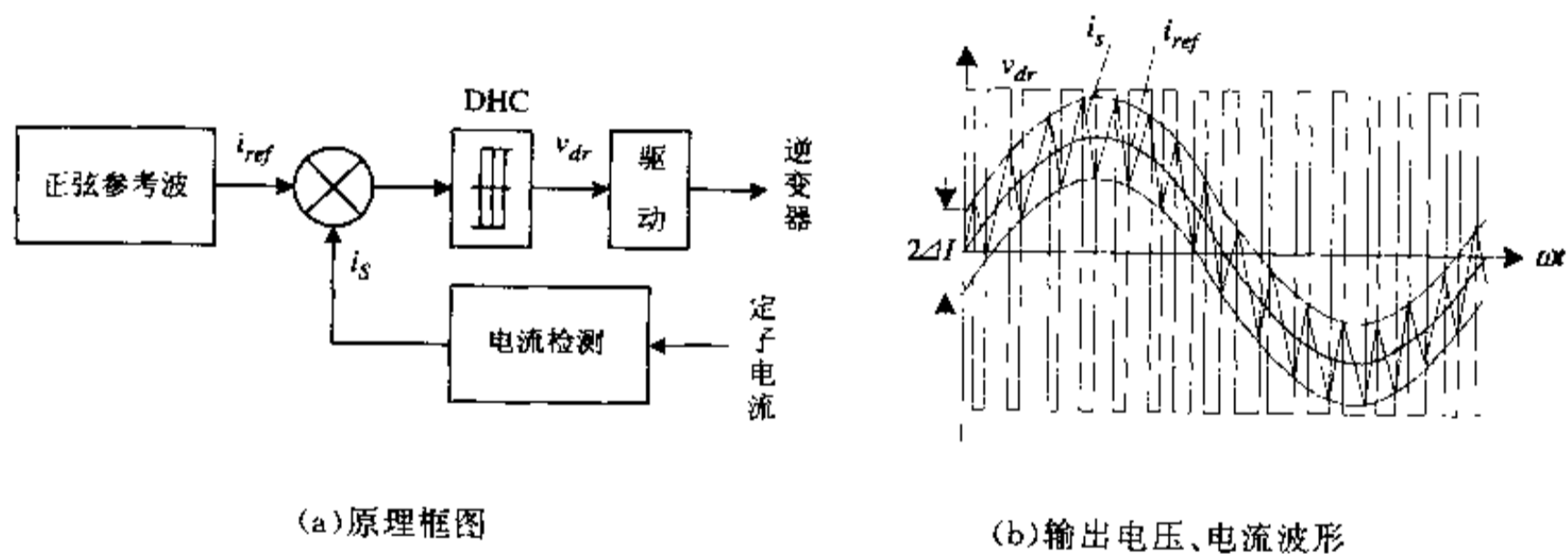


图 8.10 准优化 PWM 电压、电流波形。

输出电压,电流的大小取决于负载电路。但在交流调速系统中,交流电机的控制性能主要取决于转矩和电流,因而电流控制型 PWM 技术在实用中受到了越来越多的重视。通过电流闭环反馈,可以产生多种电流控制型 PWM 控制方案。其中较有影响的一种称为滞环电流 PWM 控制技术,图 8.11 分别为滞环电流 PWM 控制器的原理框图和输出电压、



(a)原理框图 (b)输出电压、电流波形
图 8.11 滞环电流 PWM 控制器的原理框图和输出电压、电流波形

其基本原理可简述如下:设滞环比较器 DHC 的环宽为 ΔI , ΔI 对应着设定的最大电流偏差,当实际定子相电流 i_s 比参考电流 i_{ref} 高 ΔI 时,滞环比较器的输出使对应的逆变器桥臂上开关器件截止,下开关器件导通,迫使电流下降;当实际电流降到比参考电流低 ΔI 时,DHC 的输出使相应逆变桥臂上开关器件导通,下开关器件关断。如此上下两开关反复通断,迫使实际电流在一个允许的偏差范围内跟踪参考电流。这种方法的优点是控制简单、实现容易,当开关频率很高时,系统响应可以非常快且对负载及参数变化不敏感。

8.3.4 谐波消除法

谐波消除法 PWM 技术是一种优化 PWM 技术,这种方法不用载波与调制波进行比较,而是事先通过傅氏分析法进行谐波分析,算出能够消除某些谐波的一组调制脉冲相位

角,据此确定各 PWM 矩形脉冲宽度,进而确定逆变桥开关器件的通断时刻。其基本原理可用图 8.12 所示一组等幅不等宽的矩形脉冲波形来说明。

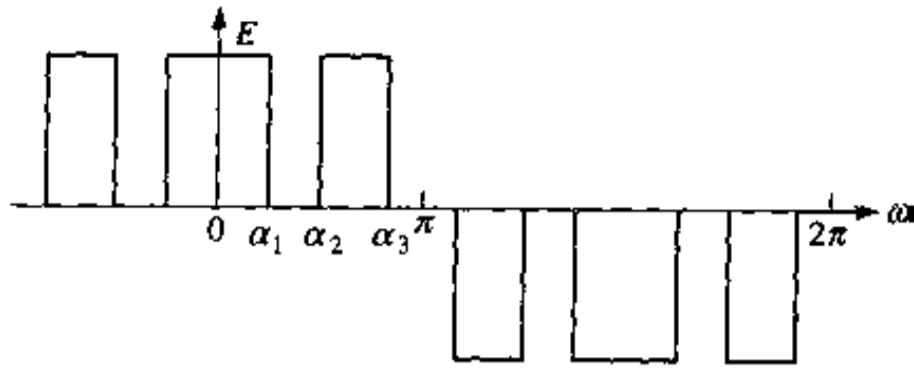


图 8.12 谐波消除法 PWM 输出波形

由图 8.12 可知,该脉冲列是一个偶函数,且半周期镜像对称,所以傅氏级数中将只有余弦奇次项,其系数为:

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} E \cos(n\omega t) \alpha(\omega t) = \frac{4E}{n\pi} [\sin(n\alpha_1) - \sin(n\alpha_2) + \sin(n\alpha_3) + \dots] \quad n = 1, 3, 5, \dots$$

交流电机三相对称绕组通以三相对称电流时产生的三次谐波为零,因此要消除的最低次谐波为 5 次和 7 次。令上式中的 $n=1, 5, 7$ 可列出三个方程,即:

$$b_1 = \frac{4E}{\pi} (\sin\alpha_1 - \sin\alpha_2 + \sin\alpha_3) = V_{1m}$$

$$b_5 = \frac{4E}{5\pi} (\sin 5\alpha_1 - \sin 5\alpha_2 + \sin 5\alpha_3) = 0$$

$$b_7 = \frac{4E}{7\pi} (\sin 7\alpha_1 - \sin 7\alpha_2 + \sin 7\alpha_3) = 0$$

式中, V_{1m} 为要求的基波电压幅值。

通过解上面三个方程,可解出三个未知数 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ 。因此,图 8.12 所示波形,按求出的 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$,在确定输出基波电压幅值的同时,消除了 5 次和 7 次谐波。一般来说,如果在输出信号的半周期内开关器件开通和关断 K 次,则共有 K 个自由度可以控制,除用一个自由度来控制输出基波幅值外,还可以消除 $K-1$ 种谐波。

除以上介绍的 PWM 控制方案外,常用到的还有磁通控制型 PWM,它的着眼点是通过电压脉宽的变化,使电机获得幅值恒定的圆形磁场;Delta 调制 PWM,它的特点是当正弦参考信号的频率改变时,输出 PWM 信号的基波幅值和频率将自动成比例变化,这恰好满足了电机控制中的恒压/频比要求;此外还有效率最优 PWM,转矩脉动最小 PWM,随机 PWM 等诸多种控制方案。

综上所述,各种各样的 PWM 控制技术的应用,使得电压逆变器在高性能的电力电子装置如:交流传动装置、不间断电源、有源滤波器等中获得了越来越广泛的应用。而且对大多数 PWM 控制技术来说,开关频率越高,控制效果越好。例如在谐波消除法 PWM 控制方案中,正弦波半周期内的开关次数越多,可消除的谐波数越多;在滞环电流控制器 PWM 方案中,滞环越窄,电流越接近于正弦,但要求开关频率也越高。如第一章所述,随着开关频率的提高,硬开关逆变器的开关损耗也随之迅速增加。在大功率下应用的逆变器尤其如此。因此,提高电压型逆变器开关频率的基本前提就是要有效地降低开关损耗。电

压型逆变器通常应用的功率范围,小功率几十千瓦,大功率上兆瓦,降低它们的开关损耗、提高工作频率,对于节能、省材、合理地进行电能变换具有更为重要的意义。本书下面两章要讨论的软开关逆变技术为降低电压型逆变器的开关损耗、提高开关频率、减小装置的体积及重量提供了一条有效的途径。如第一章概述所述,谐振软开关逆变技术自从1986年由美国的D. M. Divan教授提出后,由于其所具有的重大的潜在应用价值,受到各国专家学者的广泛重视。新的电路拓扑、新的控制方案层出不穷,至今仍有新的方案提出。但总的来说,就电路拓扑形式,大体可分为两类,即:直流环节谐振型(resonant DC link)和极谐振型(resonant pole)。下面将分别对这两类软开关逆变器中具有典型意义的拓扑进行较详细的讨论。

9.1.1 谐振 DC 环节的基本工作原理

1. 无损耗 LC 谐振槽路

电路如图 9.2 所示。由图 9.2 可得描述该电路动态过程的如下微分方程组：

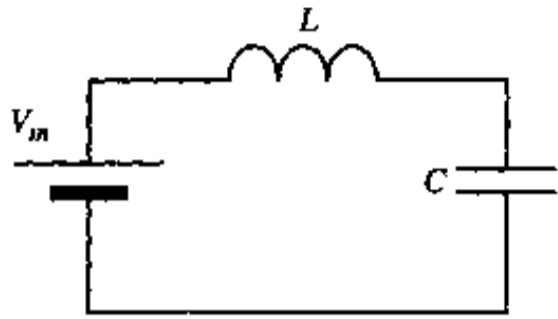


图 9.2 LC 谐振电路原理图

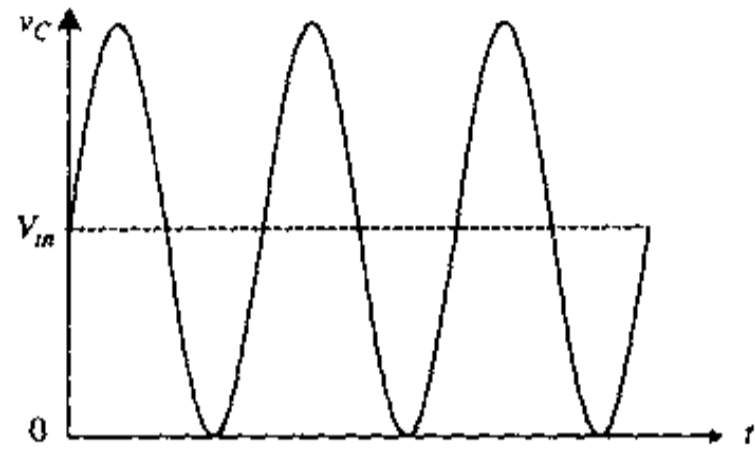


图 9.3 LC 谐振电路电压波形

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} + v_C = V_m \\ C \frac{dv_C}{dt} = i_L \end{cases} \quad (9.1)$$

初始条件：

$$\begin{cases} i_L(0) = 0 \\ v_C(0) = 0 \end{cases}$$

解方程(9.1)并代入初始条件可得：

$$\begin{cases} v_C = V_m(1 - \cos\omega_0 t) \\ i_L = \frac{V_m}{\omega_0 L} \sin\omega_0 t \end{cases} \quad (9.2)$$

式中 $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ 为谐振槽路无阻尼振荡角频率。如图 9.3 所示,这时 v_C 为一在 $0 \sim 2V_m$ 间周期性振荡的正弦信号。

2. 有损耗 LC 谐振槽路

考虑在实际电路中不可能做到无损耗振荡,LC 电路的品质因数一定为一有限值,尤其电感的纹线有一定的损耗,且此损耗将随着工作频率的提高而增大,因此实际的 LC 谐振槽路将为如图 9.4 所示的 RLC 电路,其中 $R \ll \sqrt{LC}$ 。相应的动态过程可用如下微分方程组描述：

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} + i_L R + v_C = V_m \\ C \frac{dv_C}{dt} = i_L \end{cases} \quad (9.3)$$

初始条件：

$$\begin{cases} i_L(0) = 0 \\ v_C(0) = 0 \end{cases}$$

解方程组(9.3)并代入初始条件可得:

$$\begin{cases} v_C = V_m \left[1 - \frac{\omega_0}{\omega} e^{-\delta t} \sin(\omega t + \beta) \right] \\ i_L = \frac{V_m \omega_0}{Z_0 \omega} e^{-\delta t} \sin \omega t \end{cases} \quad (9.4)$$

式中, $\delta = R/2L$, $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$, $\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}$, $Z_0 = \sqrt{L/C}$ 为谐振电路特性阻抗, $\beta = \tan^{-1} \frac{\omega}{\delta}$
 $= \sin^{-1} \frac{\omega}{\omega_0} = \cos^{-1} \frac{\delta}{\omega_0}$

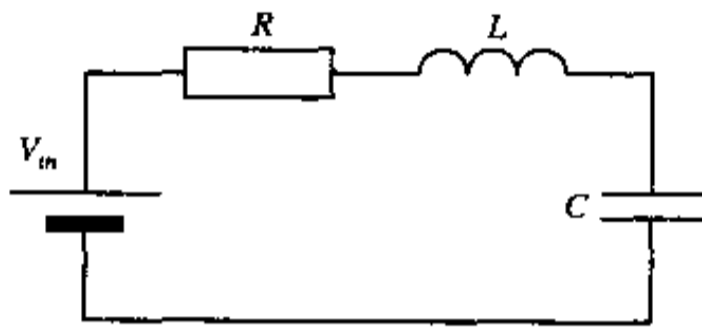


图 9.4 RLC 谐振电路

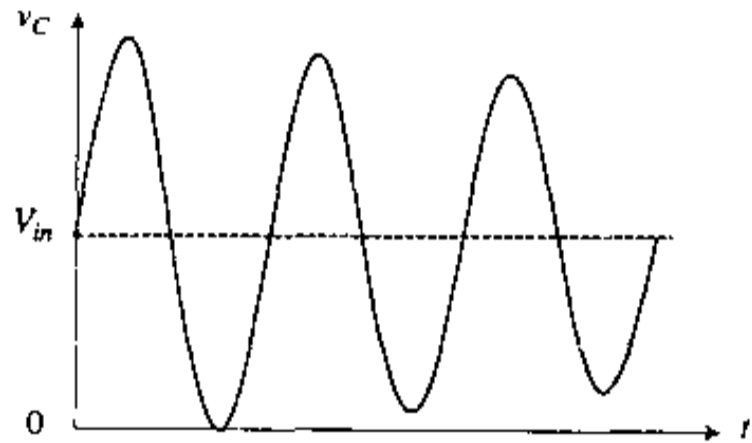


图 9.5 v_C 随时间 t 变化的波形

图 9.5 为 v_C 随时间 t 变化的波形。从图中可知, 由于 R 的存在, 这时 v_C 为一衰减振荡波形并最终稳定在电源电压 V_m 值。也就是说, 这时 v_C 不再能周期性地返回零点, 从而也就不能为后面的三相逆变桥周期性地创造零电压通断间隔。

3. 开关 S_r 的作用

为了使 v_C 能周期性地回到零值, 必须补充电路中的损耗, 其办法是在 LC 谐振槽路开始振荡之前, 先使电感 L 中储存有足够的能量, 这样就可使 LC 振荡为等幅振荡。开关 S_r 正是为了这个作用而设置的, 这也是这个电路的关键所在, 见图 9.6。每当 v_C 回到零点后, 导通 S_r , 这时 v_C 被箝位在零值, i_L 则按指数增长。当 $i_L = I_{L0}$ 时, 关断 S_r , 这时 LC 谐振槽路开始振荡。初始时刻电感 L 中储存的能量 $LI_{L0}^2/2$ 应能保证 v_C 可靠地谐振回零。这样在 v_C 每次回到零位后, 导通 S_r , 通过为电感 L 预充电, 使振荡过程中损耗的能量得以补充, 从而使 v_C 的等幅振荡能不断持续下去, 为后面的三相逆变桥创造出所需要的零电压间隔。注意, 这里开关 S_r 也是在零电压条件下实现通断的。

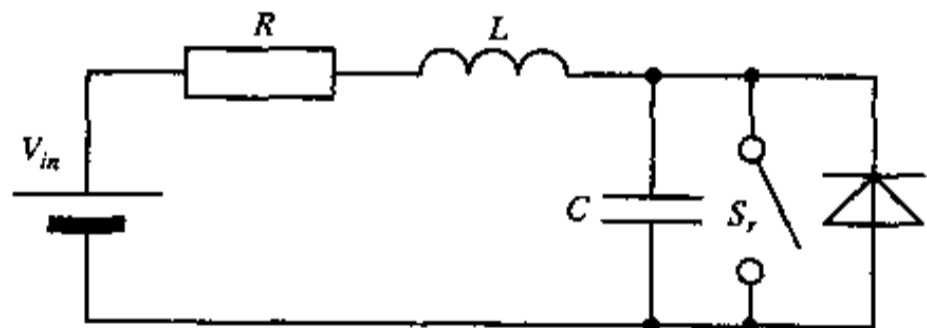


图 9.6 加辅助开关 S_r 的 RLC 谐振电路

解方程组(9.3)并将初始条件 $i_L(0) = I_{L0}$ 及 $v_C(0) = 0$ 代入可得:

$$v_C = \frac{Z_0 I_{L0}}{\sqrt{1 - \zeta^2}} e^{-\delta t} \sin \omega t + V_m \left[1 - \frac{e^{-\delta t}}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \sin(\omega t + \theta) \right] \quad (9.5)$$

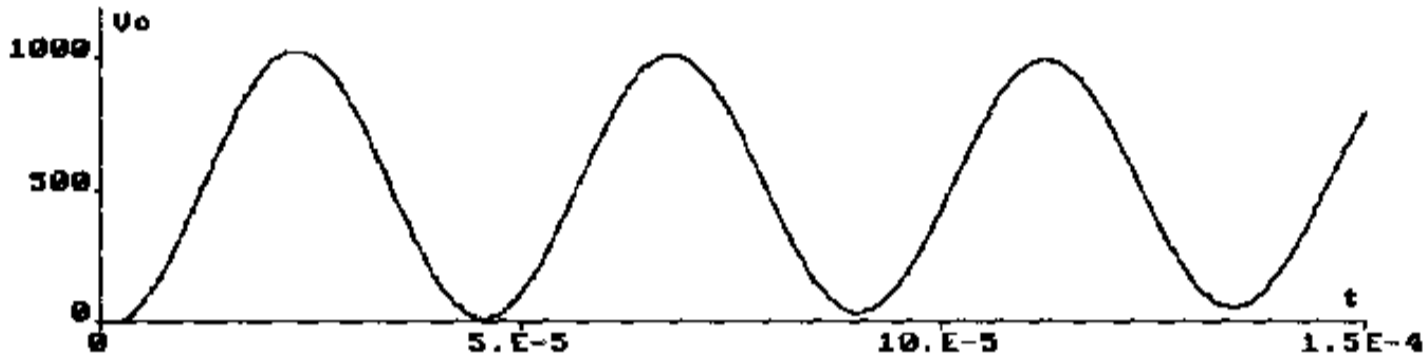
式中, $\zeta = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{\delta}{\omega_0}$ 为阻尼系数, $\theta = \tan^{-1} \frac{\sqrt{1 - \zeta^2}}{\zeta}$ 。

因此,只要选择合适的 I_{L0} ,就可保证 v_c 可靠地返回到零值。

图 9.7 为 v_c 的仿真波形,条件为 $V_m=513V, L=60\mu H, C=1\mu F, R=0.1\Omega$ 。图 9.7(a) 中 v_c 为一等幅振荡波形,周期性地返回零位。图 9.7(b) 中 v_c 为一衰减振荡波形,这表明 I_{L0} 值太小,不足以补充 LC 槽路在一个周期谐振过程中的能量损耗。



(a) I_{L0} 具有较大的数值



(b) I_{L0} 具有较小的数值

图 9.7 v_c 的仿真波形

9.1.2 RDCLI 的工作过程分析

在前面讨论谐振的 DC 环节时,并没有考虑输出负载电流 I_o (DC 环节输出电流) 对谐振槽路的影响。而实际上, I_o 对于 LC 的谐振过程肯定是有影响的。因此在下面的分析中,在讨论 LC 谐振过程中将把逆变器作为一个整体,把负载电流 I_o 的影响考虑进去。当负载电感足够大,即假定负载电感远大于谐振电感 L 时,负载电流 I_o 在一个谐振周期中可近似看作不变,其数值取决于各相电流的瞬时值及逆变桥六个开关器件的开关状态。这样图 9.1 就可简化为图 9.8。

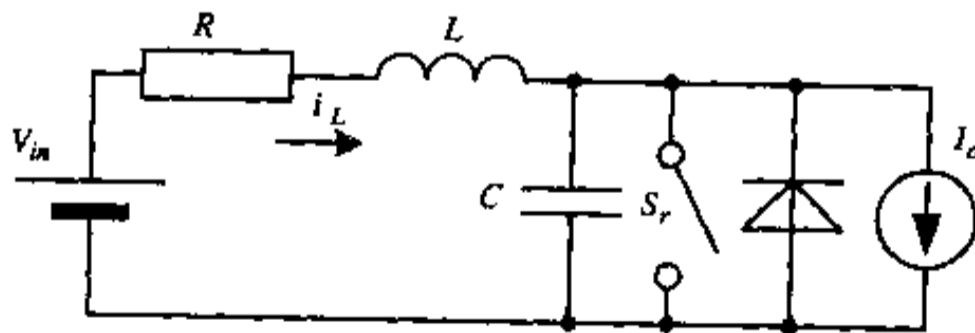


图 9.8 RDCLI 的等效电路模型

谐振 DC 环节的一个工作周期可分为两个阶段描述。

第一阶段为谐振电感的预充电阶段:在这个阶段中,开关 S_r 导通,电容电压 v_c 被箝位为零,电感电流 i_L 在直流供电电压 V_m 的作用下按指数规律增长,当 $i_L = I_{L0}$ 时,预充电阶

段结束。这里 I_{L0} 为考虑到负载电流 I_o 后的预充电电流阈值,目的是补充 LC 谐振电路在一个谐振周期中的能量损耗。

第二阶段为 LC 谐振阶段:定义这个阶段的初始时刻为 $t=0$,在这个时刻关断 S_r ,这时, $i_L(0)=I_{L0}, v_C(0)=0$ 。在开关 S_r 打开后,图 9.8 所示电路的动态过程可用如下微分方程组描述:

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} + i_L R + v_C = V_m \\ C \frac{dv_C}{dt} = i_L + I_o \end{cases} \quad (9.6)$$

初始条件:

$$\begin{cases} i_L(0) = I_{L0} \\ v_C(0) = 0 \end{cases}$$

解微分方程组(9.6)并代入初始条件可得:

$$\begin{cases} v_C = (V_m - I_o R) + e^{-\delta t} (I_o R - V_m) \cos \omega t + e^{-\delta t} \left[\frac{1}{\omega C} (I_{L0} - I_o) + \frac{\delta}{\omega} (I_o R - V_m) \right] \sin \omega t \\ i_L = I_o + e^{-\delta t} (I_{L0} - I_o) \cos \omega t - e^{-\delta t} \left[\frac{\delta}{\omega} (I_{L0} - I_o) + \frac{1}{\omega L} (I_o R - V_m) \right] \sin \omega t \end{cases} \quad (9.7)$$

当 $R=0$ 时,上面两式可简化为:

$$\begin{cases} v_C = V_m (1 - \cos \omega_0 t) + \omega_0 L (I_{L0} - I_o) \sin \omega_0 t \\ i_L = I_o + \frac{V_m}{\omega_0 L} \sin \omega_0 t + (I_{L0} - I_o) \cos \omega_0 t \end{cases} \quad (9.8)$$

作为上述方程的一种特殊情况,当 $I_{L0}=I_o$ 时,上两式变为:

$$\begin{cases} v_C = V_m (1 - \cos \omega_0 t) \\ i_L = I_o + \frac{V_m}{\omega_0 L} \sin \omega_0 t \end{cases} \quad (9.9)$$

式(9.9)说明,当 LC 谐振槽路无任何损耗时,只要保证电感预充电电流阈值 I_{L0} 等于该时刻的负载电流 I_o ,则电容电压 v_C 将与无负载电流时完全相同,在 $0 \sim 2V_m$ 间周期性振荡,而电感电流将为一均值等于 I_{L0} 的正弦脉动电流。当然由于 LC 谐振槽路实际存在着损耗,因此,为了弥补这部分的损耗,必须保证 $I_m = I_{L0} - I_o > 0$ 。

第二阶段从 $i_L = I_{L0}$ 开始,之后 v_C 从 0 开始增长,当 v_C 再次谐振回零后,第二阶段结束,这时开关 S_r 再次导通,开始下一周期的第一阶段。

9.1.3 对 RDCLI 的几点讨论

1. $I_m (=I_{L0} - I_o)$ 对电路的影响

由式(9.7)、(9.8)可知,谐振 DC 环节的动态工作过程与负载电流 I_o 的关系并不大,而主要取决于 I_m 值的大小,当 I_m 值过小时,将可能使 v_C 回零失败,从而造成整个谐振 DC 环节逆变器工作失败。因此在实时控制过程中,应该不断检测负载电流 I_o ,当 I_o 变化时,使电感预充电电流阈值 I_{L0} 也随之变化,从而保证 I_m 具有足够大的数值,使 v_C 能正常

回零。当然这样做必然增加了控制上的复杂性,并且对于RDCLI这种电路拓扑结构,完成这样一个任务实际上是无法胜任的。一个简单的方法是在已知负载电流 I_o 变换范围的前提下,确定一个不变的 I_{L0} ,该 I_{L0} 应能保证在 I_o 为其最大值时,仍然能使 $I_m(=I_{L0}-I_o)$ 有足够大的值保证 v_c 能谐振回零。这样做的缺点是,当 I_o 减小时, I_m 将增大,而 I_m 的增大将造成 v_c 谐振峰值的增加,这一点可用电感电压的伏秒平衡特性来定性说明。见图9.9, I_m 越大,表明区域I面积越大,为了保证电感电压一个周期的平均值为零,则 v_c 必然会有更高的谐振峰值。事实上,由于直流母线谐振,RDCLI逆变桥开关器件一般需承受2~3倍的直流供电电压 V_m 。这是RDCLI最主要的一个缺点,这意味着,与常规硬开关PWM电路相比,RDCLI的逆变器开关器件需选用更高的电压额定值,而这势必造成整个装置重量、体积、成本的增加。

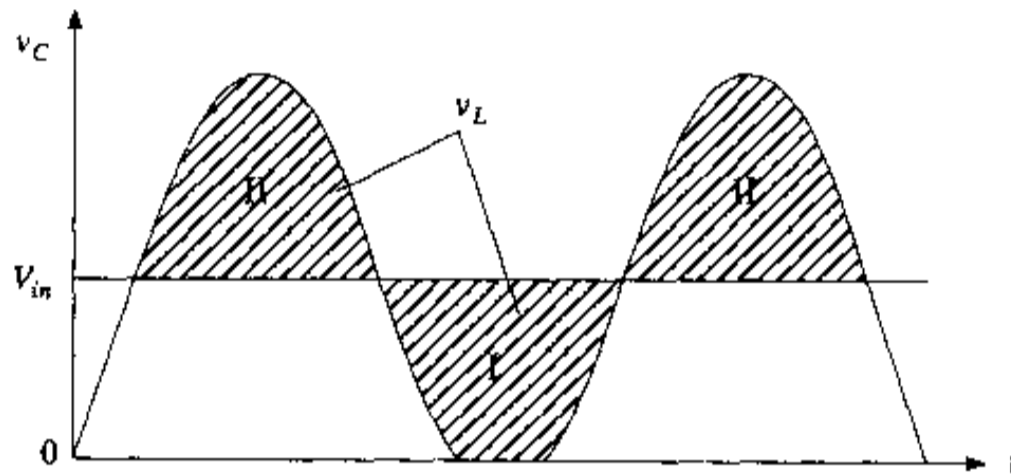


图 9.9 电感电压的伏秒平衡特性

2. 谐振电感 L 的损耗

如前述,RDCLI通过使直流母线谐振,为逆变器创造了零电压通断条件,从而大大减少了逆变器开关损耗,它为此付出的代价是增加了一个 LC 谐振电路。那么显然,只有在 LC 谐振电路本身的损耗远小于逆变器开关损耗的前提下,RDCLI的设计方案在经济上才是有意义的。在RDCLI的 LC 谐振电路中,损耗主要来源于谐振电感 L ,并且如果不做特殊处理的话,由于高频状态下的趋肤效应,这个损耗将随着工作频率的提高而增大。按物理学基本定律,一段导线的趋肤厚度 δ 与其工作频率的平方根成反比,因此随着工作频率的增加,导线的导电截面将迅速减小,从而造成导线电阻的增加。显然,同样一段足够粗的导线在50Hz和在20kHz下工作的电阻会相差很大。因此为了克服高频状态下的趋肤效应,RDCLI中的谐振电感需要进行专门设计,并用多股绞线专门制作。表9.1给出了一个4.5kW逆变器在硬开关条件下和在DC环节谐振,从而在零电压下通断的开关损耗和附加 LC 谐振电路损耗的比较。逆变器工作条件为:直流供电电压和电流分别为150V和30A,开关器件为450V、50A的GTR,器件上升时间为 $1\mu s$,下降时间为 $2\mu s$,开关频率 $f_s=20kHz$ 。从表中可看出,RDCLI的开关损耗大大低于硬开关电路的开关损耗。

表 9.1 RDCLI 电路与硬开关逆变器的损耗比较

逆变器类型	$C(\mu F)$	$L(\mu H)$	Q	开关损耗(W)	谐振电感损耗
硬开关电路	—	—	—	180	—
RDCLI	0.75	85	50	4	45

3. RDCLI 输出电压的 PWM 调制

很明显,对于 RDCLI 来说,逆变器开关器件的开关时刻将不仅仅由某种调制策略决定,例如正弦调制的自然采样法、规则采样法及次谐波消除法等,同时还要看 DC 环节电压是否已谐振到零点。也就是说,在这种情况下,开关时刻在时间轴上成为了一些不连续的点,因此在应用各种常规的 PWM 调制策略时都将带有一定的时间误差。这是谐振 DC 环节逆变器的另一个主要的缺点。假如 DC 环节谐振频率 f 为 20kHz,并且采用这样的控制策略,如果实际开关时刻应发生在谐振周期的前半周,则让它提前发生在前一个谐振零点,反之则滞后到下一个谐振零点,这样开关时刻可能产生的最大时间误差为 $1/(2f)$,即 $25\mu\text{s}$ 左右。当 RDCLI 以最大可能开关频率 $f/2$ 运行时,这种时间误差将会使其输出中存在着大量的低于 $f/2$ (10kHz)的频谱成分。

4. 开关 S_r 的设置

如果我们仔细研究 RDCLI 的拓扑结构和工作原理,就会发现开关 S_r 的设置实际上是多余的。它的作用完全可由后面三相逆变桥的六个开关所代替。例如可通过同时导通同一桥臂的两个开关或同时导通六个开关来短路直流母线。图 9.1 中 S_r 的设置一方面是为了使 RDCLI 电路工作原理的讲述比较清楚,另一方面,在实际电路中, S_r 也还有其一定的实际意义。如果用逆变桥的六个开关器件代替 S_r ,则控制电路的设计就需非常谨慎,一旦控制失败,例如当 i_L 已达到其初始化阈值,而未能及时关断相应的开关器件,就可能由于过大的电流损坏所有六个开关,而 S_r 的设置,使控制变得比较简单。

9.2 有源箝位谐振直流环节逆变器(ACRLI)

从前述我们已经知道,在 RDCLI 电路中,DC 环节的谐振电压峰值可高达 2.5~3 倍的供电电压 V_m ,本节所要讨论的 ACRLI(active clamp resonant DC link inverter)电路将通过使用有源箝位方法使 DC 环节谐振电压峰值限制到 1.2~1.4 倍的直流供电电压 V_m ,从而大大降低了逆变桥开关器件的电压应力。图 9.10 为有源箝位谐振直流(DC)环节逆变器(ACRLI)的电路原理图。

9.2.1 ACRLI 的基本工作原理

从图 9.10 可知,与 RDCLI 电路相比,ACRLI 增加了一个电容 C_c 和一个开关器件 S_c 。其工作原理也很简单,首先在 LC 谐振电路开始工作之前,电容 C_c 上应预充电到一定电压值,该电压值与直流供电电压 V_m 之和即为谐振电压的箝位值,设此电压值为 KV_m ,则电容 C_c 上预充电电压值 v_c 为 $(K-1)V_m$ 。假设电路的初始状态为 $v_c(0)=0$,此时,导通开关 S_r ,电感电流在电源电压 V_m 的作用下近似以斜率 V_m/L 增长。当 i_L 增大到预充电电流阈值 I_{L1} 时,关断开关 S_r ,这时 LC 电路将开始谐振。当谐振电压 v_c 上升到 KV_m 时,二极管 D_c 导通,由于电容 C_c 的存在,谐振电压被限制在 KV_m 。这里假定箝位电容 C_c 远大于谐振电容 C ,因此在 i_L 向 C_c 充电过程中, v_c 可近似看作不变。由于二极管 D_c 的作用,箝位开关 S_c 可在电感电流 i_L 反向之前在零电压下自然导通。 i_L 反向之后,电容 C_c 向电感放电,

1. 工作模式 0 (M_0 段)

在这种工作模式下,开关 S_r 处于导通状态,谐振电压 v_c 被箝位在零值, S_c 处于关断状态。在这种模式下,电感电流 i_L 从初始时刻的 I_{L0} ,在直流供电电压 V_m 的作用下,以斜率 V_m/L 上升。经过 T_0 时间,当 $i_L = I_{L1}$ 时,关断开关 S_r , M_0 段结束,电路由工作模式 0 转化到工作模式 1。这里:

$$I_{L1} = I_o + I_T \quad (9.10)$$

I_T 为负载电流 $I_o = 0$ 时的电感电流初始化阈值。

2. 工作模式 1 (M_1 段)

在这种模式下,开关 S_r 和 S_c 均为关断状态, LC 电路产生谐振,对应于电路工作的 M_1 段。在这段的初始时刻 $t=0$ 时, $i_L(0) = I_{L1}$, $v_c(0) = 0$,因此 LC 谐振电路在 M_1 段初始时刻的总能量为:

$$E_1 = \frac{1}{2} L I_{L1}^2 \quad (9.11)$$

由式(9.8)知,在这段时间里, v_c 和 i_L 分别为:

$$\begin{cases} v_c = V_m(1 - \cos\omega_0 t) + \omega_0 L(I_{L1} - I_o)\sin\omega_0 t \\ i_L = I_o + \frac{V_m}{\omega_0 L}\sin\omega_0 t + (I_{L1} - I_o)\cos\omega_0 t \end{cases} \quad (9.12)$$

当 v_c 谐振到 KV_m 时,开关 S_c 导通, M_1 段结束,电路由工作模式 1 转到工作模式 2。假定在工作模式 2 开始时刻 $i_L = I_{L2}$,则根据能量守恒原理,可得出下式:

$$\frac{1}{2} L I_{L1}^2 + V_m \int_0^{T_1} i_L dt = \frac{1}{2} L I_{L2}^2 + \frac{1}{2} C K^2 V_m^2 \quad (9.13)$$

即 M_1 段开始时刻, LC 电路的总能量加上 M_1 段电源输送给 LC 电路的能量应等于 M_1 段结束时存储在 L 和 C 中的总能量。将式(9.13)两边同除以 $L/2$,可得:

$$I_{L1}^2 + \frac{2V_m}{L} \int_0^{T_1} i_L dt = I_{L2}^2 + \frac{C}{L} K^2 V_m^2 \quad (9.14)$$

又知:

$$\begin{aligned} I_{L1}^2 &= (I_o + I_T)^2 = I_o^2 + 2I_o I_T + I_T^2 \\ &= I_o^2 + 2I_o(I_{L1} - I_o) + I_T^2 = -I_o^2 + I_T^2 + 2I_o I_{L1} \end{aligned} \quad (9.15)$$

$$i_L = i_c + I_o = C \frac{dv_c}{dt} + I_o$$

$$\int_0^{T_1} i_L dt = C \int_0^{KV_m} dv_c + \int_0^{T_1} I_o dt = C K V_m + I_o T_1 \quad (9.16)$$

将式(9.15)、(9.16)代回式(9.14),可得:

$$-I_o^2 + I_T^2 + 2I_o I_{L1} + 2 \frac{C}{L} K V_m^2 + \frac{2V_m}{L} I_o T_1 = I_{L2}^2 + \frac{C}{L} K^2 V_m^2$$

$$I_{L2}^2 + I_o^2 - 2I_o \left(I_{L1} + \frac{V_m T_1}{L} \right) = I_T^2 + \frac{C}{L} K V_m^2 (2 - K) \quad (9.17)$$

假设把 i_L 近似看作以斜率 V_m/L 变化,则 $I_{L2} = I_{L1} + V_m T_1/L$,代入上式可得:

$$(I_{L2} - I_o)^2 = I_T^2 + KV_m^2(2 - K)C/L$$

最后可得:

$$I_{L2} = I_o \pm \sqrt{I_T^2 + \frac{KV_m^2}{Z_o^2}(2 - K)} \quad (9.18)$$

3. 工作模式 2 (M_2 段)

工作模式 2 对应于图 9.11(b) 中 M_2 段, 这一段的持续时间为 T_2 。在这段时间里, 开关 S_r 处于导通状态, S_f 处于关断状态, 电感 L 与电容 C_c 谐振。这一段初始时刻 $i_L = I_{L2}$, 结束时刻 $i_L = I_{L3}$ 。为了求出这一段的持续时间 T_2 , 下面我们把这一段分为两段处理, 即分成 T_{21} 和 T_{22} 段。

(1) T_{21} 段

这一段时间间隔, $i_L > I_o$, 故这时 $i_L = i_{c_c} + I_o$ 向电容 C_c 充电, 当 i_L 从 I_{L2} 降到 I_o 时, T_{21} 段结束。由于

$$L \frac{di_L}{dt} = -(K - 1)V_m \quad (9.19)$$

故这一段时间间隔里 i_L 的变化规律可用下式表示:

$$i_L = -\frac{(K - 1)V_m}{L}t + I_{L2} \quad (9.20)$$

将 $i_L = I_o$ 代入式 (9.20), 可求出:

$$T_{21} = (I_{L2} - I_o) \frac{L}{(K - 1)V_m} \quad (9.21)$$

在 T_{21} 段, 向电容 C_c 充电电荷总和为:

$$\begin{aligned} q_1 &= \int_0^{T_{21}} (i_L - I_o) dt = \int_0^{T_{21}} \left[-\frac{(K - 1)V_m}{L}t + (I_{L2} - I_o) \right] dt \\ &= -\frac{(K - 1)V_m}{2L}T_{21}^2 + (I_{L2} - I_o)T_{21} = \frac{(I_{L2} - I_o)^2 L}{2(K - 1)V_m} \end{aligned} \quad (9.22)$$

(2) T_{22} 段

这一段时间间隔, i_L 从 I_o 继续下降到 I_{L3} , 由于 $i_L < I_o$, 故电容 C_c 在 T_{22} 段处于放电状态。这时有:

$$\begin{aligned} i_L + i_{c_c} &= I_o \\ i_L &= -\frac{(K - 1)V_m}{L}t + I_o \end{aligned}$$

在 T_{22} 段电容 C_c 放电电荷总和为:

$$q_2 = \int_0^{T_{22}} i_{c_c} dt = \int_0^{T_{22}} (I_o - i_L) dt = \int_0^{T_{22}} \frac{(K - 1)V_m}{2L}t dt = \frac{(K - 1)V_m}{2L}T_{22}^2 \quad (9.23)$$

根据 $q_1 = q_2$, 可得:

$$\frac{(I_{L2} - I_o)^2 L}{2(K - 1)V_m} = \frac{(K - 1)V_m}{2L}T_{22}^2$$

从而得:

$$T_{22} = \frac{L(I_{L2} - I_o)}{(K - 1)V_m} \quad (9.24)$$

最后可求出 M_2 段持续时间:

$$T_2 = T_{21} + T_{22} = \frac{2L(I_{L2} - I_o)}{(K-1)V_m} \quad (9.25)$$

经过 T_2 持续时间后, 电容 C_c 上充电电荷总和为零, 这时关断开关 S_c , M_2 段结束, 电路由工作模式 2 转到工作模式 3。将 T_2 代入式(9.20), 可得 M_3 段电感电流初始值为:

$$I_{L3} = -\frac{(K-1)V_m}{L} \cdot \frac{2L(I_{L2} - I_o)}{(K-1)V_m} + I_{L2} = 2I_o - I_{L2} \quad (9.26)$$

4. 工作模式 3 (M_3 段)

工作模式 3 对应于图 9.11(b) 的 M_3 段, 在这段时间里开关 S_r 和 S_c 均处于关断状态, 电感 L 与电容 C 处于谐振状态。在 M_3 段的初始时刻 $t=0$ 时, $i_L = I_{L3}$, $v_C = KV_m$; 在 M_3 段结束时刻 $t=t_3$ 时, $i_L = I_{L4}$, $v_C = 0$ 。仿照工作模式 1 的分析方法, 按照能量守恒原理, 应有:

$$\frac{1}{2}LI_{L3}^2 + \frac{1}{2}CK^2V_m^2 + V_m \int_0^{T_3} i_L dt = \frac{1}{2}LI_{L4}^2 \quad (9.27)$$

将 $i_L = i_C + I_o$ 代入上式, 可得:

$$I_{L3}^2 + \frac{C}{L}K^2V_m^2 + \frac{2V_m}{L} \int_0^{T_3} \left[C \frac{dv_C}{dt} + I_o \right] dt = I_{L4}^2$$

即

$$I_{L3}^2 + \frac{C}{L}K^2V_m^2 - \frac{C}{L}2KV_m^2 + \frac{2V_m}{L}I_oT_3 = I_{L4}^2 \quad (9.28)$$

假设在这段时间里, i_L 可近似看作以斜率 V_m/L 变化, 则有:

$$I_{L4} = I_{L3} + V_mT_3/L$$

将此式代入式(9.28)得:

$$I_{L3}^2 + \frac{KV_m^2}{Z_0^2}(K-2) + 2I_o(I_{L4} - I_{L3}) = I_{L4}^2$$

上式两边同加上 I_o^2 并化简可得:

$$(I_o - I_{L4})^2 = (I_o - I_{L3})^2 - \frac{KV_m^2}{Z_0^2}(2-K)$$

最后可得:

$$I_{L4} = I_o - \sqrt{(I_o - I_{L3})^2 - \frac{KV_m^2}{Z_0^2}(2-K)} \quad (9.29)$$

9.2.3 对 ACRLI 的几点讨论

1. ACRLI 谐振脉冲周期与箝位电压 KV_m 的关系

由图 9.11(b) 可看出, ACRLI 的脉冲谐振周期 $T = T_0 + T_1 + T_2 + T_3$ 。如果假定谐振电感 L 为无损耗电感, 即假定电路中的电阻 $R=0$, 则有 $I_T=0$, $I_{L1}=I_o$ 。将 $I_T=0$ 代入式(9.18)可得:

$$(I_{L2} - I_o)^2 = \frac{KV_m^2}{Z_0^2}(2-K) \quad (9.30)$$

将式(9.30)和式(9.26)代入式(9.29), 可得 $I_{L4}=I_o$, 即, 当 L 为无损耗电感时, 有 I_{L4}

$= I_{L1}$ 。因此可知 $T_0=0, T=T_1+T_2+T_3$ 。将 $I_{L1}-I_0=0$ 代入式(9.12), 可得 M_1 段谐振电压 v_c 变化规律如下:

$$v_c = V_m(1 - \cos\omega_0 t) \quad (9.31)$$

将 $v_c = KV_m$ 代入式(9.31)得:

$$T_1 = \frac{1}{\omega_0} \cos^{-1}(1 - K) = \sqrt{LC} \cos^{-1}(1 - K) \quad (9.32)$$

又知 M_3 段与 M_1 段几何对称, 故有

$$T_1 = T_3$$

由式(9.25)、(9.30)知:

$$T_2 = \frac{2L(I_{L2} - I_0)}{(K - 1)V_m} = 2\sqrt{LC} \cdot \frac{\sqrt{K(2 - K)}}{K - 1} \quad (9.33)$$

最后可得 ACRLI 脉冲谐振周期为:

$$T = T_1 + T_2 + T_3 = 2\sqrt{LC} \left[\cos^{-1}(1 - K) + \frac{\sqrt{K(2 - K)}}{K - 1} \right] \quad (9.34)$$

图 9.12 为 $T/(2\sqrt{LC})$ 与 K 之间的关系曲线。由图 9.12 可看出, 当箝位电压小于 $2V_m$ 时, ACRLI 的脉冲谐振频率随着 K 值的减小而降低, 当 $K=1$ 时, 脉冲谐振频率将趋于零。这意味着当箝位电压值低于某一个限值时, ACRLI 变换电路将变得毫无实际意义。

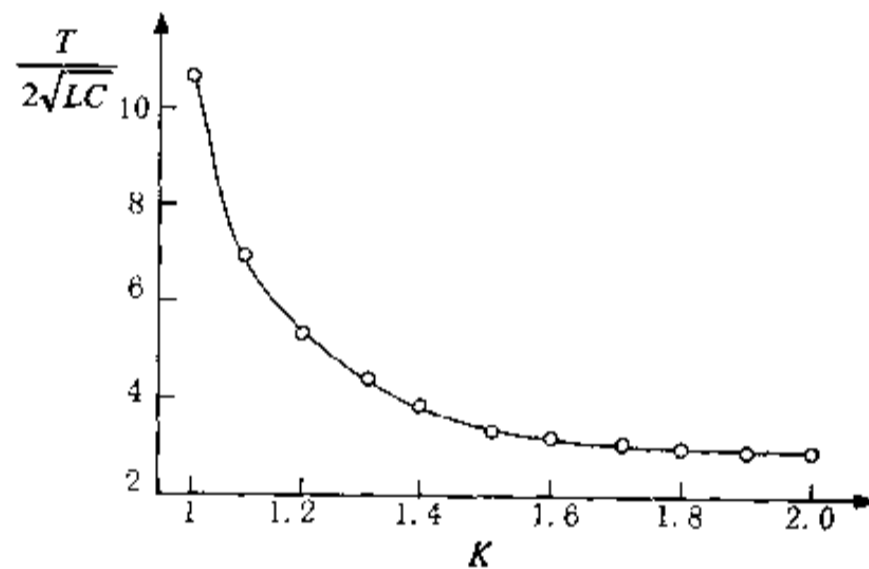


图 9.12 $T/(2\sqrt{LC})$ 与 K 之间的关系曲线

应用电感电压的伏秒平衡特性, 可以得到谐振周期 T 与箝位值 K 的一种更简单的关系式。将谐振电压 v_c 归一化, 令 $v_{cn} = v_c/V_m$, 可得谐振电压 v_{cn} 的波形如图 9.13 所示。假定图中所有线段均为直线, 且 $T_1 = T_3$, 则根据电感电压的伏秒平衡特性, 可知图 9.13 中阴影部分面积应相等, 故可得下式:

$$(K - 1)T_2 + \frac{(K - 1)^2}{K}T_1 = T_1 - \frac{K - 1}{K}T_1 + T_0 \quad (9.35)$$

化简上式, 可得:

$$T_2 = \frac{T_0 - KT_1}{K - 1} \quad (9.36)$$

$$T = T_0 + T_1 + T_2 + T_3 = \frac{KT_0 + (K - 2)T_1}{K - 1} \quad (9.37)$$

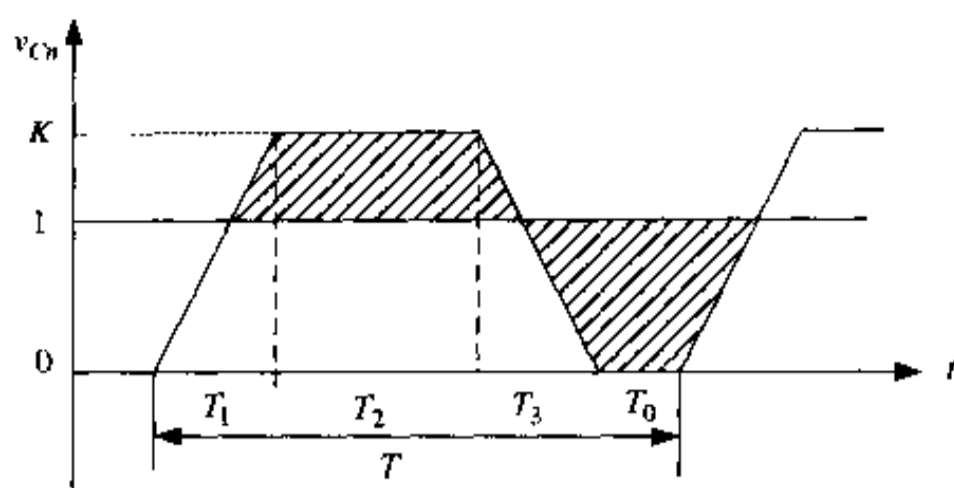


图 9.13 v_{Cn} 的波形

在前面的讨论中,谐振电压的波形及其各段时间都是从谐振电路本身考虑的,而实际上,为了真正实现开关器件的零损耗通断,电压 v_C 的各段时间与所用开关器件有很大关系。图 9.13 中的 T_1 和 T_3 应远远大于开关器件的电流下降时间 t_f 和电流上升时间 t_r ,并且即使在 LC 电路本身无损耗的情况下,零电压间隔 T_0 也应大于或等于器件的存储时间 t_s 。例如给定开关器件的 $t_r = t_f = 2\mu\text{s}$, $t_s = 10\mu\text{s}$, 在电路设计中,我们取 $K = 1.4$, $T_1 = T_3 = 3t_r = 6\mu\text{s}$, $T_0 = t_s = 10\mu\text{s}$, 则可得箝位时间 T_2 等于 $4\mu\text{s}$, 脉冲谐振频率为大约 38kHz 。当然应该指出的是,在零电压条件下,器件的存储时间将大大缩短。

2. ACRLI 的控制电路

从前面的讨论可知,ACRLI 电路仅通过增加一个电容 C_c 和一个开关 S_c ,并通过使电容 C_c 上每一周期充放电净电荷为零这样一种控制策略,就把谐振电压峰值恒定的限制在 KV_m ($K < 2$)。为实现这个控制策略,需要一个附加的电路来监测 C_c 充放电期间所增加的净电荷。这在控制上是比较复杂的。因此可以考虑用另一种方法实现维持恒定的箝位电压 KV_m , 这种方法涉及到选择及控制谐振电路电感电流 i_L 的两个给定阈值,即 M_1 段开

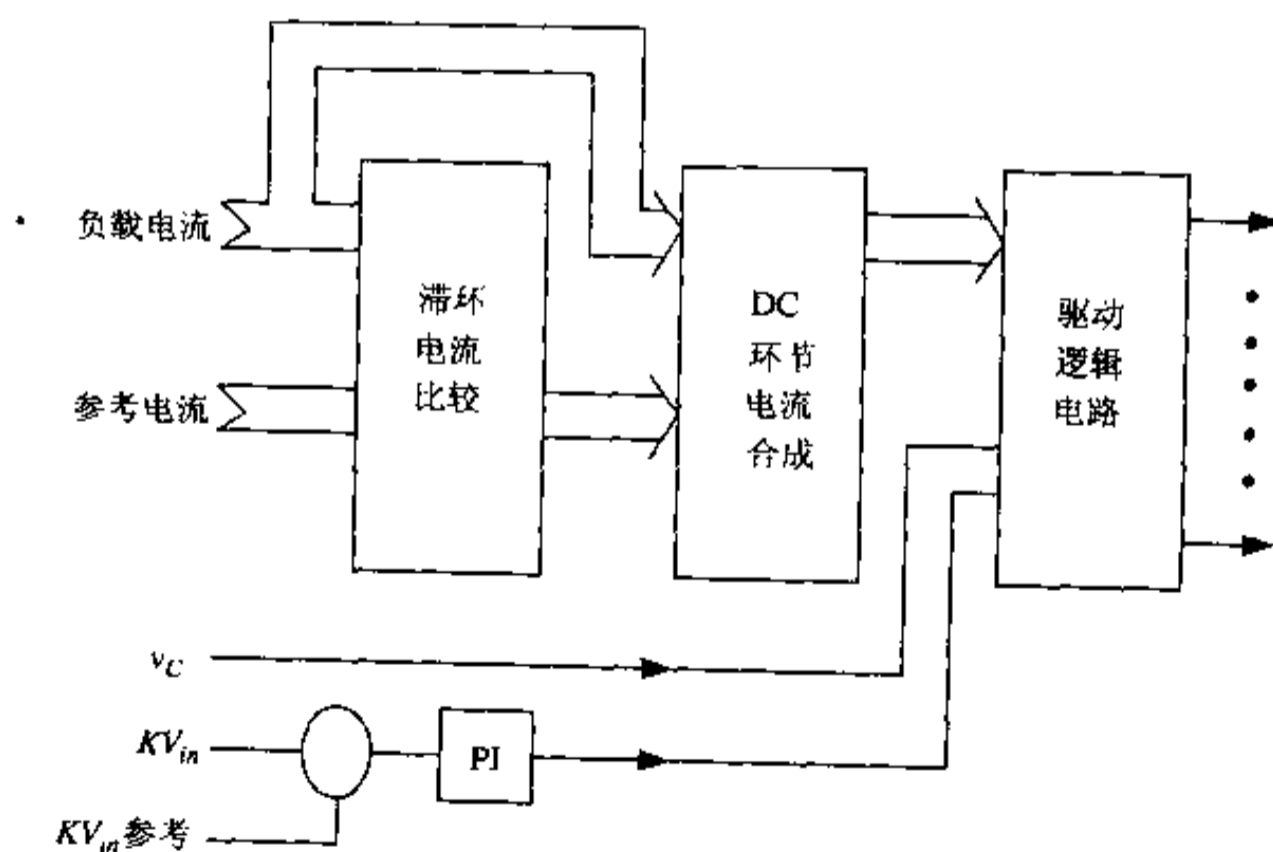


图 9.14 ACRLI 的控制方框图

始时刻的电感电流值 I_{L1} 及 M_3 段开始时刻的 i_L 值 I_{L3} , 这两个值分别对应开关 S_r 和 S_l 的关断时刻, 令 $I_{T1} = I_{L1} - I_o$, $I_{T2} = I_{L3} - I_o$ 。当 I_o 变化时, 控制 I_{L3} , 使 I_{T2} 足够大, 保证 DC 环节电压具有足够的能量谐振回零。然后可独立的调节箝位电容的电压值 v_{cc} , 当 v_{cc} 大于 $(K-1)V_m$ 时, 减小 I_{T1} , 当 v_{cc} 小于 $(K-1)V_m$ 时, 增大 I_{T1} 。图 9.14 为 ACRLI 的控制方框图, 图中滞环电流比较环节通过比较负载电流与参考电流产生逆变桥的开关脉冲, 而 DC 环节电流合成环节将根据实际负载电流 I_o 确定合适的阈值电流 I_{L1} 和 I_{L3} , 从而给出 S_r 和 S_l 的关断脉冲。在驱动逻辑环节, 由比较环节来的开关脉冲与 DC 环节电压测量值共同确定逆变器实际开关时刻。即逆变桥的开关时刻不仅仅由 PWM 调制确定, 同时还要看 DC 环节电压是否已谐振到零, 而 KV_m 与 KV_m 给定的比较信号将确定提前还是延迟 S_r 的关断脉冲。逆变桥输出的控制仍为离散脉冲调制。应该说明的是, 当谐振参数一样时, ACRLI 的谐振脉冲周期远大于 RDCLI 的谐振电压脉冲周期, 因此 ARCLI 在应用各种 PWM 调制策略时将带有更大的时间误差。如何采用合适的离散脉冲型调制策略, 将在后面进行讨论。

9.3 直流(DC)环节并联谐振逆变器 I (PRDCLI1)

由本章第一节的讨论可知谐振 DC 环节逆变器 RDCLI 具有两个最基本的缺点: 一个是直流(DC)环节谐振电压峰值过高, 从而大大地增加了后面的逆变器开关的电压应力; 另一个则是, 由于 DC 环节不再是稳定的直流电压, 而是一系列脉冲, 因此用于逆变器输出电压控制的各种 PWM 调制策略都带有一定的时间误差, 这使输出电压中带有大量的低于 DC 环节谐振频率的频谱成分。本章第二节中讨论的 ACRLI 电路主要是从考虑解决 RDCLI 的第一个缺点出发, 而没有考虑 RDCLI 的第二个缺点。ACRLI 电路甚至使 RDCLI 的第二个缺点更加严重。这一节以及下一节所讨论的直流(DC)环节并联谐振逆变器 PRDCLI, 作为一种 DC 环节谐振型逆变器, 性能是很理想的。图 9.15 是本节所要讨论的直流(DC)环节并联谐振逆变器 PRDCLI1 的电路原理图。PRDCLI1 去掉了 RDCLI 所具有的两个主要缺点, 逆变桥开关器件所需承受的最大电压被限制到直流供电电压 V_m , 开关器件的开关点可以选择在任何时刻。唯一需要做的是在逆变桥开关器件动作之前, 通过谐振环节开关器件 $S_1 \sim S_4$ 的先后动作使 DC 环节预先谐振到零, 从而为逆变器开关器件创造零电压条件, 显然常用的一些 PWM 调制策略都可以很容易地在 PRDCLI1 上实现。下面首先讨论 PRDCLI1 的基本工作原理。

9.3.1 DC 环节并联谐振电路 PRDCLI1 的基本工作原理

与前面讨论相似, 如果考虑到逆变器具有较大的输出电感, 则在每一个谐振周期, PWM 逆变器及其交流侧负载可用一电流源 I_o 代替。 I_o 的数值和方向取决于逆变桥各开关器件的状态及各相电流值。这样图 9.15 所示电路就可简化为如图 9.16 所示电路。图 9.17 为图 9.16 所示电路在一个谐振周期中的各电量典型波形及各时间段的等效电路。

设电路的初始状态为: 开关 S_1, S_2 处于导通状态, 开关 S_3, S_4 处于关断状态。直流电压 V_m 通过 S_1 给 PWM 逆变器提供能量。这时整个系统与常规的 PWM 电压型逆变器工作过程完全一样。当 PWM 逆变器(也称主电路)的开关器件需改变其状态时(从导通到关断, 或相反), PRDCLI1 电路将受到激励, 然后进入谐振状态, 产生短时的零电压间隔, 为逆变

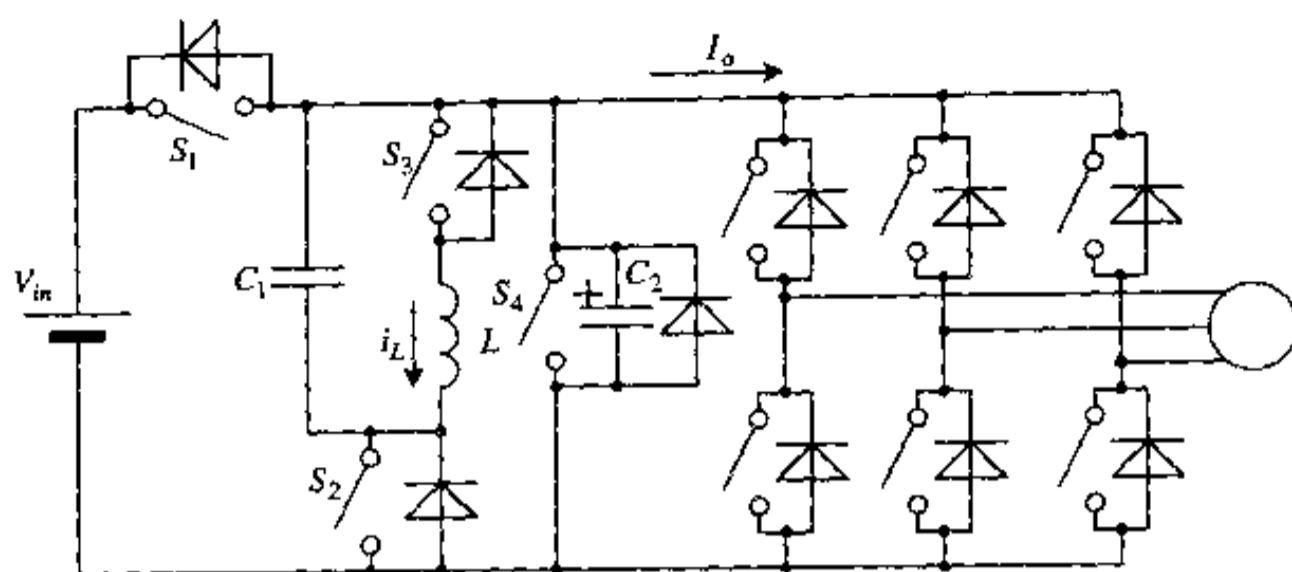


图 9.15 PRDCL11 电路原理图

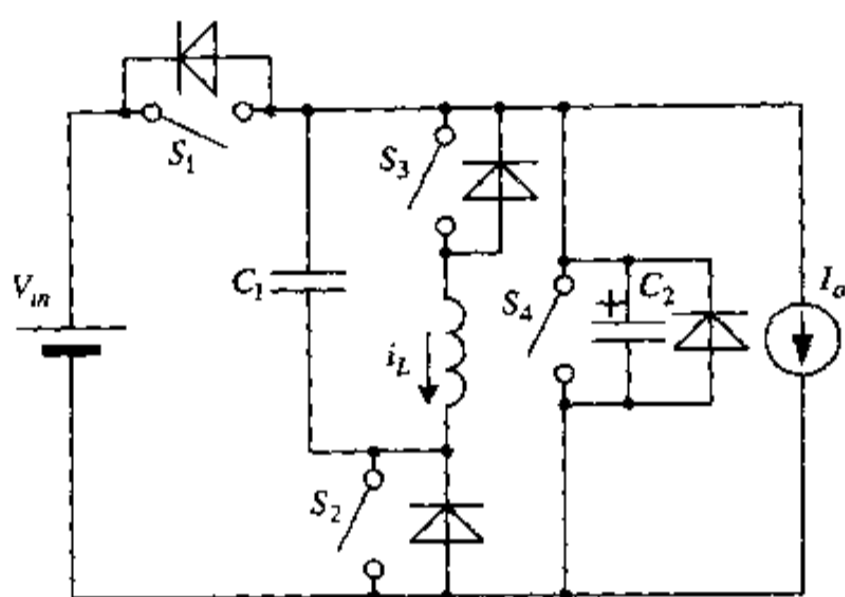


图 9.16 简化的 PRDCL11 电路原理图

桥开关器件创造出希望的零电压开关条件。之后结束谐振,返回初始时的稳定状态。这个过程首先从开关 S_3 的导通开始(见图 9.17(a)及 $t_0 \sim t_1$ 时间段), S_3 导通后,电感电流 i_L 在 V_{in} 作用下将从 0 线性增长。当 $i_L = I_P$ 时,关断开关 S_1 。这里 I_P 为电感电流初始化阈值,它是负载电流 I_o 及其他电路参数的函数,这个值应足够大,保证 DC 环节谐振电压能重新返回 V_{in} 。 S_1 关断后,电感 L 将与电容 C_1 和 C_2 产生谐振(见图 9.17(b)及 $t_1 \sim t_2$ 时间段)。当 v_{C1} 、 v_{C2} 谐振到零值时,导通开关 S_4 ,关断开关 S_2 。之后 DC 环节电压 v_{C2} 将被箝位在零值,为逆变桥开关器件创造零电压时间间隔,而电容 C_1 将与电感 L 继续谐振(见图 9.17(c)及 $t_2 \sim t_3$ 时间段)。这里开关 S_2 被用于在 DC 环节零电压期间把 PRDCL11 电路分成两部分,从而避免负电压出现在逆变器输入端。当电容电压 v_{C1} 重新谐振到零值时,关断开关 S_4 ,之后电感 L 重新与 C_1 和 C_2 共同谐振(见图 9.17(d)及 $t_3 \sim t_4$ 时间段)。当 v_{C1} 、 v_{C2} 谐振上升到等于 V_{in} 时,导通开关 S_1 。而当 i_L 谐振回零时,关断开关 S_3 (见图 9.17(e)和图 9.17(f)及 $t_4 \sim t_5$ 时间段)。这时电路重新处于开始时的稳定状态。从以上原理介绍可看到,在 PRDCL11 完成一个谐振周期的工作过程中,开关 S_3 是在零电流条件下实现通断的,而开关 S_1 、 S_2 、 S_4 是在零电压条件下实现通断的。

9.3.2 PRDCL11 的基本工作过程分析

对 PRDCL11 电路工作过程有重大影响的一个因素就是负载电流 I_o ,其值的大小将决

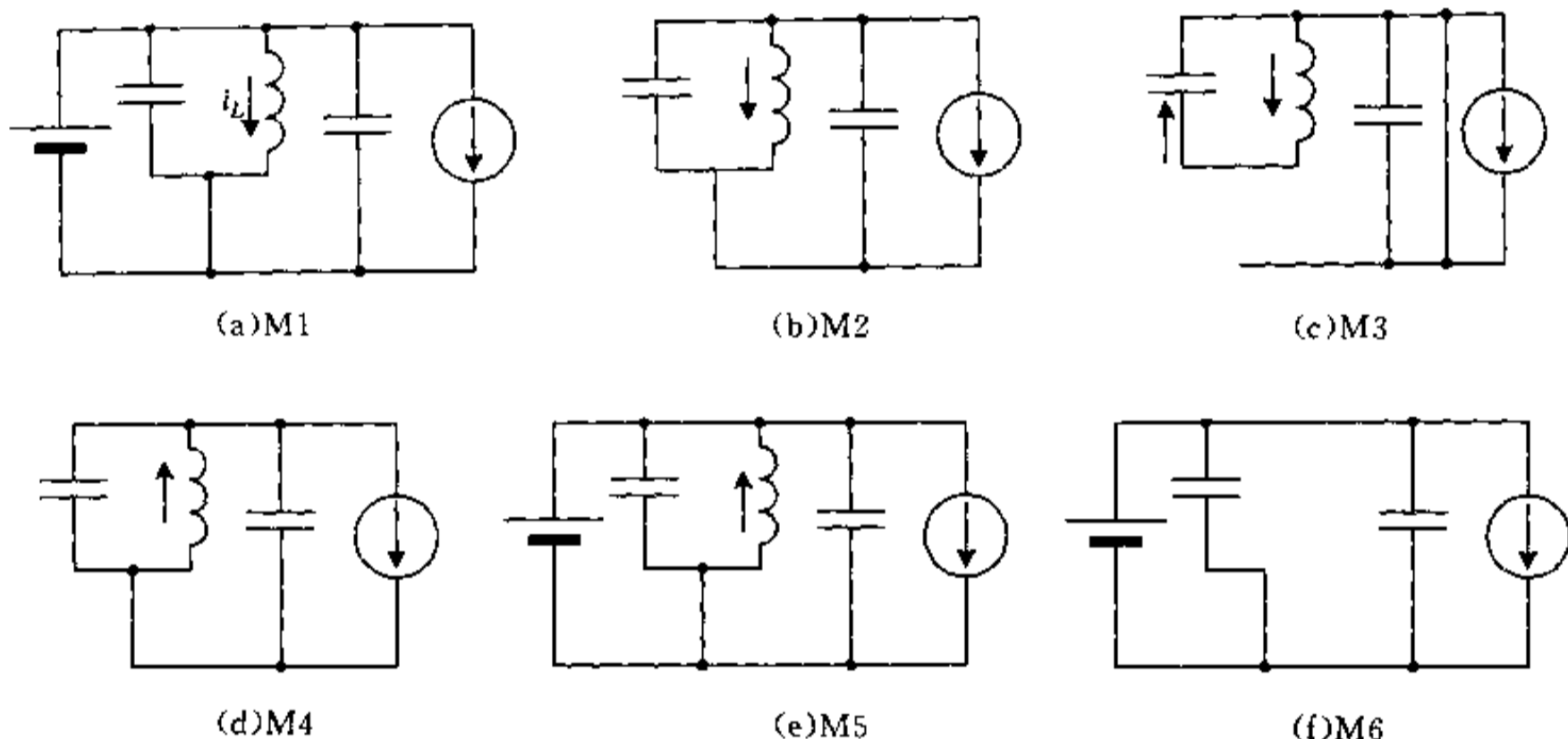
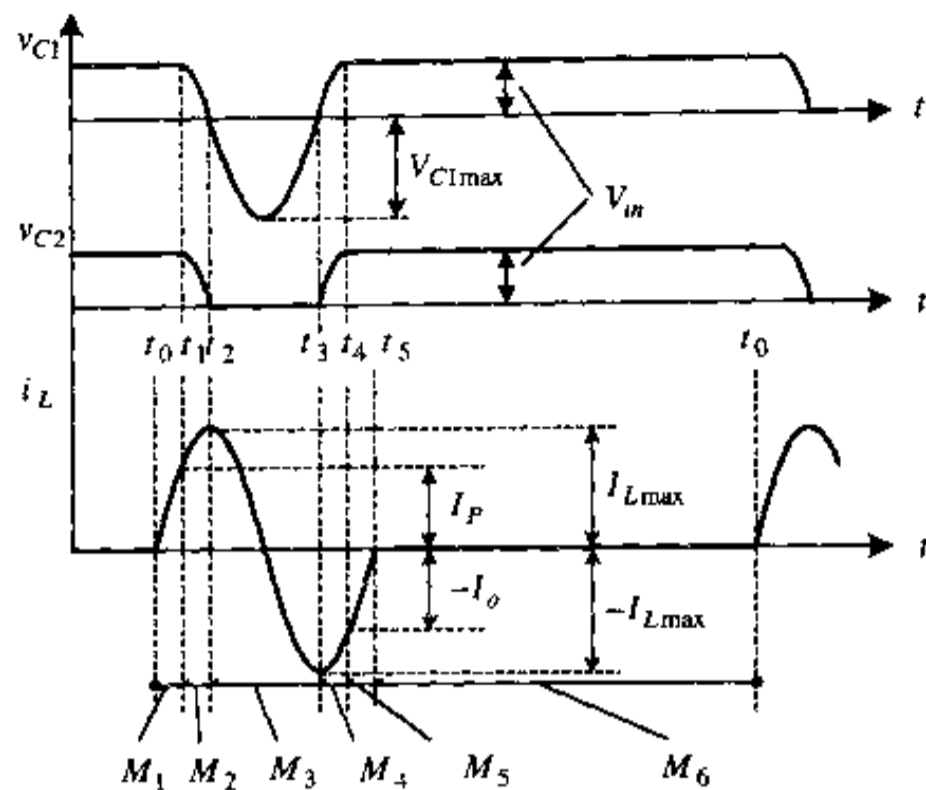


图 9.17 一个谐振周期中的各主要电量波形及各时间段等效电路

定电感电流初始阈值 I_P 的选择, 而 I_P 的选择直接关系到 PRDCLII 电路本身是否能稳定地工作以及谐振电路内部的电压及电流峰值。一般来说, 在 PRDCLII 电路工作于零电压时间间隔时, 根据 I_0 的不同方向, 需考虑四种情况: ①在此间隔内 I_0 保持为正值不变; ②在此间隔内 I_0 从正值变化为负值; ③在此间隔内 I_0 保持为负值不变; ④在此间隔内 I_0 从负值变化为正值。在以下的工作过程分析中将假定 I_0 处于第一种情况。这主要是因为, 从对谐振电路初始化电流阈值 I_P 的选择考虑, 第一种情况是一种最极端的情况。根据图 9.17 及前述 PRDCLII 的工作原理, 我们可以知道 PRDCLII 的一个谐振周期可分为五个时间段, 下面分别对这五个时间段的电路工作过程进行分析。

1. $t_0 \sim t_1$ 段(见图 9.17(a))

这一段时间里:

$$v_{C1} = v_{C2} = V_m$$

$$L \frac{di_L}{dt} = V_m \quad (9.38)$$

初始条件:

$$i_L(t_0) = 0$$

解方程式(9.38)并代入初始条件可得:

$$i_L = \frac{V_m}{L}(t - t_0) \quad (9.39)$$

在时刻 t_1 , i_L 上升到等于 I_P , 这个时间段结束。将 $i_L(t_1) = I_P$ 代入式(9.39)可得这个时间段长度:

$$T_1 = t_1 - t_0 = \frac{L}{V_m} I_P \quad (9.40)$$

2. $t_1 \sim t_2$ 段(见图 9.17(b))

令 $C = C_1 + C_2$, $v_{C1} = v_{C2} = v_C$, 这一时间段有:

$$\begin{cases} C \frac{dv_C}{dt} + i_L + I_o = 0 \\ L \frac{di_L}{dt} = v_C \end{cases} \quad (9.41)$$

初始条件:

$$\begin{cases} i_L(t_1) = I_P \\ v_C(t_1) = V_m \end{cases}$$

解方程组(9.41)并代入初始条件可得:

$$\begin{cases} i_L = (I_P + I_o) \cos \omega_1(t - t_1) + \frac{V_m}{Z_1} \sin \omega_1(t - t_1) - I_o \\ v_C = V_m \cos \omega_1(t - t_1) - Z_1(I_P - I_o) \sin \omega_1(t - t_1) \end{cases} \quad (9.42)$$

式中, $\omega_1 = 1/\sqrt{LC}$ 为谐振角频率, $Z_1 = \sqrt{L/C}$ 为谐振电路的特性阻抗。

由图 9.17(b)可知:当 $t = t_2$ 时, $v_C = 0$, $i_L = I_{Lmax}$, 这个时间段结束。由后面的推导将会看到, 为了保证 v_C 能重新谐振回 V_m , 应有

$$I_{Lmax} \geq \frac{V_m}{Z_1} + I_o$$

考虑最极端的情况, 当 $t = t_2$ 时, $v_C(t_2) = 0$, $i_L(t_2) = I_{Lmax} = \frac{V_m}{Z_1} + I_o$ 。将此条件代入式(9.42)可得:

$$V_m + 2Z_1 I_o = Z_1(I_P + I_o) \cos \omega_1 T_2 + V_m \sin \omega_1 T_2 \quad (9.43)$$

$$0 = V_m \cos \omega_1 T_2 - Z_1(I_P + I_o) V_m \sin \omega_1 T_2 \quad (9.44)$$

式中 $T_2 = t_2 - t_1$ 。将式(9.43)、(9.44)联立求解可得:

$$\sin \omega_1 T_2 = \frac{V_m}{V_m + 2Z_1 I_o}$$

$$T_2 = t_2 - t_1 = \frac{1}{\omega_1} \sin^{-1} \left[\frac{V_m}{V_m + 2Z_1 I_o} \right] \quad (9.45)$$

$$I_P = \frac{V_m}{Z_1} \operatorname{ctg} \omega_1 T_2 - I_o \quad (9.46)$$

由式(9.46)可知,电感电流初始化阈值 I_p 是负载电流 I_o 和谐振电路参数 L, C 的函数。

3. $t_2 \sim t_3$ 段(见图 9.17(c))

这一段时间段,由于开关 S_2 断开,因此 v_{C2} 被箝位在零值,而电容 C_1 与电感 L 继续谐振。这时有:

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = v_{C1} \\ C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = -i_L \end{cases} \quad (9.47)$$

初始条件:

$$\begin{cases} v_{C1}(t_2) = 0 \\ i_L(t_2) = I_{Lmax} \end{cases}$$

解方程组(9.47)并代入初始条件得:

$$\begin{cases} i_L = I_{Lmax} \cos \omega_2(t - t_2) \\ v_C = -I_{Lmax} Z_2 \sin \omega_2(t - t_2) \end{cases} \quad (9.48)$$

式中, $\omega_2 = 1/\sqrt{LC_1}$, $Z_2 = \sqrt{L/C_1}$ 。

由图 9.17 波形图可知:当 $t=t_2$ 时, $v_{C1}=0$;之后 v_{C1} 沿负方向增大到其负峰值 V_{C1max} ($V_{C1max} = I_{Lmax} Z_2$),然后逐渐减小;在 $t=t_3$ 时, v_{C1} 谐振回零,这个时间段结束。将 $v_{C1}(t_3)=0$ 代入式(9.48),可得:

$$T_3 = t_3 - t_2 = \frac{\pi}{\omega_2} \quad (9.49)$$

4. $t_3 \sim t_4$ 段(见图 9.17(d))

在这个时间段,开关 S_2 导通, S_1 关断, L 重新与 C_1, C_2 共同谐振。这个时间段有:

$$\begin{cases} C \frac{dv_C}{dt} + i_L + I_o = 0 \\ L \frac{di_L}{dt} = v_C \end{cases} \quad (9.50)$$

初始条件:

$$\begin{cases} i_L(t_3) = -I_{Lmax} \\ v_C(t_3) = 0 \end{cases}$$

解方程组(9.50)并代入初始条件可得:

$$\begin{cases} i_L = -(I_{Lmax} - I_o) \cos \omega_1(t - t_3) - I_o \\ v_C = Z_1(I_{Lmax} - I_o) \sin \omega_1(t - t_3) \end{cases} \quad (9.51)$$

由图 9.17 中 $t_3 \sim t_4$ 段波形可知;当 $i_L < -I_o$ 时,由于 $|i_L| > I_o$,故这时电感电流 i_L 给电容 C_1, C_2 充电,电压 v_{C1}, v_{C2} 处于上升状态;当 $i_L > -I_o$ 时,由于 $|i_L| < I_o$,因此电容 C_1, C_2 将处于放电状态,如果这时开关 S_1 还未导通,电压 v_{C1}, v_{C2} 将会下降,这意味着 v_{C1}, v_{C2} 必须在 i_L 达到 $-I_o$ 之前上升到 V_m ,否则将会造成 PRDCLH 工作失败。同样考虑一种最极端的

情况, 即当 $i_L = -I_o$ 时, 恰好 v_C 上升到 V_m , 这时 $t = t_4$, 将 $i_L(t_4) = -I_o$ 代入式(9.51), 可得:

$$-I_o = -(I_{Lmax} - I_o)\cos\omega_1(t_4 - t_3) - I_o$$

从上式可推出 $\cos\omega_1(t_4 - t_3) = 0$, 从而可得:

$$T_4 = t_4 - t_3 = \frac{\pi}{2\omega_1} \quad (9.52)$$

将 $T_4 = \frac{\pi}{2\omega_1}$ 及 $v_C(t_4) = V_m$ 代入式(9.51)可得:

$$I_{Lmax} = \frac{V_m}{Z_o} + I_o \quad (9.53)$$

5. $t_4 \sim t_5$ 段(见图 9.17(e))

在这段时间, v_{C1} 和 v_{C2} 被箝位在电源电压 V_m , i_L 在 V_m 作用下线性减小。即在这个时间段有:

$$\begin{aligned} v_{C1} &= v_{C2} = V_m \\ L \frac{di_L}{dt} &= V_m \end{aligned} \quad (9.54)$$

初始条件:

$$i_L(t_4) = -I_o$$

解方程式(9.54)并代入初始条件可得:

$$i_L = \frac{V_m}{L}(t - t_4) - I_o \quad (9.55)$$

在时刻 t_5 , i_L 下降到等于 0, 这个时间段结束。将 $i_L(t_5) = 0$ 代入式(9.55)可得这个时间段长度:

$$T_5 = t_5 - t_4 = \frac{L}{V_m} I_o \quad (9.56)$$

在以上 PRDCL11 电路各时间段工作过程分析中都假定谐振电路无损耗, 而在实际电路中, 由于电感 L 存在着不可忽略的损耗, 因此上述分析中的电感电流最大值 I_{Lmax} 从而初始化电流阈值 I_P 都要更大一些。

最后可将上述分析得出的 PRDCL11 的重要设计公式总结如下:

$$\begin{aligned} C &= C_1 + C_2 & T_1 &= t_1 - t_0 = \frac{L}{V_m} I_P \\ \omega_1 &= 1/\sqrt{LC} & T_2 &= t_2 - t_1 = \frac{1}{\omega_1} \sin^{-1} \left[\frac{V_m}{V_m + 2Z_1 I_o} \right] \\ \omega_2 &= 1/\sqrt{LC_1} & T_3 &= t_3 - t_2 = \pi/\omega_2 \\ Z_1 &= \sqrt{L/C} & T_4 &= t_4 - t_3 = \pi/2\omega_1 \\ I_{Lmax} &= \frac{V_m}{Z_1} + I_o & T_5 &= t_5 - t_4 = \frac{L}{V_m} I_o \\ V_{C1max} &= \sqrt{\frac{L}{C_1}} I_{Lmax} & F &= \frac{1}{t_5 - t_0} \end{aligned}$$

$$I_p = \frac{V_m}{Z_1} \text{ctg} \omega_1 T_2 - I_o$$

式中, F 为 PRDCL1 谐振频率。

9.3.3 对 PRDCL1 电路的两点讨论

1. 并联谐振电路中开关器件及谐振元件参数的选择

为了使逆变器输出电压有一个良好的输出波形,为了充分有效地利用直流电源 V_m , PRDCL1 的谐振频率 $F=1/(t_s-t_0)$ 应远大于逆变器开关频率,或说应远大于 PWM 调制的载波频率;另外为了降低谐振电路中开关器件的电压及电流应力,应尽量减小 $V_{C1\max}$ 和 $I_{L\max}$ 。而这些设计目标都涉及到谐振电路特性阻抗 $Z_1=\sqrt{L/C}$ 的选择。用计算机仿真的方法,可得出一个兼顾上述设计目标的 Z_1 选择:即 $Z_1 \approx V_m/I_{o\max}$ 或按 $I_{L\max} \approx 2I_{o\max}$ 选择 Z_1 。按这种方法选择 Z_1 ,谐振过程中 $V_{C1\max}$ 将大致为 1.5~2 倍的 V_m ,这就是开关 S_2 所需承受的峰值电压,而开关 S_1, S_3 所需通过的脉动电流峰值大致为 $(2.5 \sim 3.0)I_{o\max}$ 和 $2I_{o\max}$ 。由于 PRDCL1 谐振频率远大于逆变器开关频率,因此,通过开关 S_1 和 S_3 的脉动电流峰值不会对器件的电流额定值带来太大影响。从上述讨论可看到这样一个问题,即在谐振过程中,PRDCL1 电路中的四个开关器件的电压和电流应力是不一样的,这意味着,在实际电路设计中,这四个开关器件应根据其各自特点选择不同的电力电子器件,如可选择为 GTO、MCT、IGBT、MOSFET 等等,有关开关器件选择的详细讨论可参考文献[48]。

2. PRDCL1 的控制策略

一般来说,PRDCL1 的控制系统包括两个控制回路,一个是 PWM 逆变器控制回路,另一个是谐振电路的控制回路。在 PWM 控制回路中,无论是标准的正弦波、三角波形式

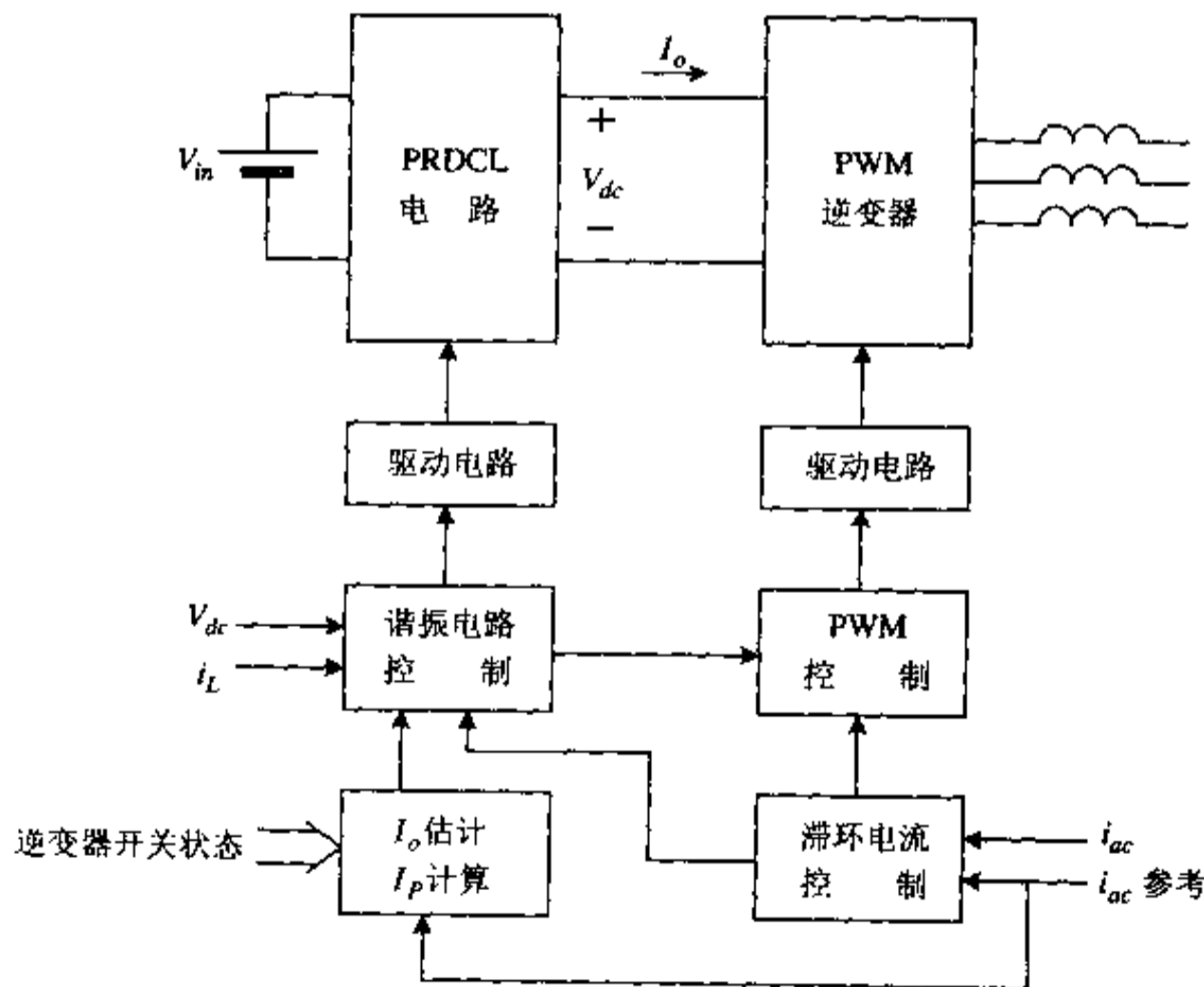


图 9.18 PRDCL1 逆变系统控制方框图

的 PWM 调制策略,还是基于谐波消除的 PWM 调制策略或滞环电流跟踪型 PWM 调制策略都可被选择使用,去产生需要的具有某个幅值和频率的输出波形。事实上,这里的 PWM 控制回路与常规的 PWM 的逻辑控制回路是非常相似的。唯一不同的是前者需附加一个特殊的逻辑控制电路,目的是使逆变器开关器件把导通或关断的时刻滞后一段时间以确保只有在 DC 环节电压为零时才改变状态。

而谐振电路的控制回路应包括逆变器输入电流 I_o 的预测电路、谐振电路电感电流初始化阈值 I_P 计算电路,这两个部分对于 PRDCLI1 电路的成功工作是非常重要的。从前面的讨论知道, I_P 的值应足够大,保证 v_c 能谐振回 V_m ,但 I_P 的值取得过大,会使 $I_{L,max}$ 和 $V_{C,max}$ 增大,从而为开关器件带来过高的电压和电流应力。因此,显然, I_P 的最佳选择应是随着 I_o 的变化,按式(9.46)变化。上述两个部分就是为了实现这种基于 I_o 预测的自适应控制策略而设置的。除了这两个部分外,PRDCLI 控制回路还应包括谐振电路电流监测电路、DC 环节零电压控制电路、DC 环节短路保护电路等。图 9.18 为 PRDCLI1 逆变系统控制方框图。

9.4 直流(DC)环节并联谐振逆变器 II (PRDCLI2)

上一节所讨论的直流(DC)环节并联谐振逆变器 I (PRDCLI1)具有很多明显的优点。与 RDCLI、ACRLI 电路相比较,逆变器功率开关器件承受的电压应力被大大降低;谐振电感不处于主回路能量传递通路上,而是放在辅助回路,仅在需要谐振时工作,大大降低了电感的损耗(考虑电感在高频作用下的集肤效应,电感在高频大功率下应用的损耗是相当可观的);谐振可在任何时刻产生,直流环节电压过零能够控制,从而可以方便地和各种 PWM 控制策略同步;另外谐振槽路中开关器件的状态转换也是在零电压或零电流下完成的。PRDCLI1 的主要缺点是辅助谐振电路中的元器件过多,造成结构复杂、控制麻烦。本节将讨论另一种直流(DC)环节并联谐振逆变器(PRDCI2)。PRDCI2 电路在保持 PRDCLI1 电路全部优点的同时,简化了辅助谐振电路的结构。图 9.19 所示为直流环节并联谐振逆变器 PRDCI2 的电路原理图。

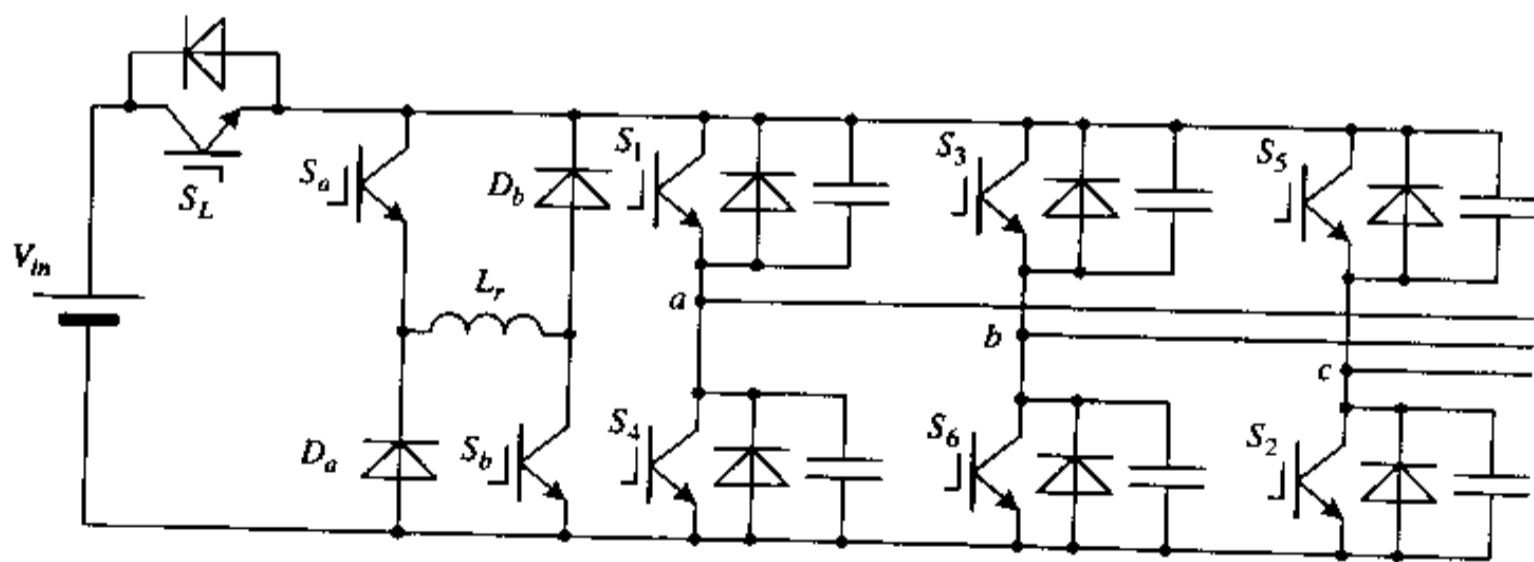


图 9.19 PRDCI2 的电路原理图

该电路结构的特点:

- 所有开关器件承受的电压应力均为 V_m 。
- 谐振电路的开关动作均在零电压或零电流条件下进行。

- 谐振电感 L_r 不在主回路上, 仅用作需谐振过零时的储能元件。
- 谐振电容和每个主开关器件并联, 可以利用器件本身的寄生电容。
- 谐振可以在任何时刻进行, 过零间隔可以控制, 便于和控制策略同步。
- 电路结构简单, 仅增加三个开关器件和两个二极管。

9.4.1 基本工作过程分析

为了简化下面的分析过程, 在进行讨论之前作如下几种假定:

- 电路中的所有元器件均是理想的。
- 负载电感 L_o 远远大于谐振电感 L_r , 因此在一个开关周期中, 带有三相感性负荷的逆变器从直流母线侧来看可等效为一恒定的电流源 I_o 。
- 直流母线电压纹波可忽略, 故可等效为一理想电压源 V_m 。
- 各桥臂开关管两端并联的谐振电容可等效为一直接连在直流母线上的电容 C_r 。

按上述假定, 图 9.19 所示电路可用图 9.20 所示电路等效代替。在图 9.20 所示电路中, 辅助谐振电路由谐振电感 L_r , 谐振电容 C_r , 开关管 S_L, S_a, S_b 及二极管 D_a, D_b 构成。其中谐振电感 L_r 连接到由 S_a, D_a 和 S_b, D_b 组成的两个半桥的中心。

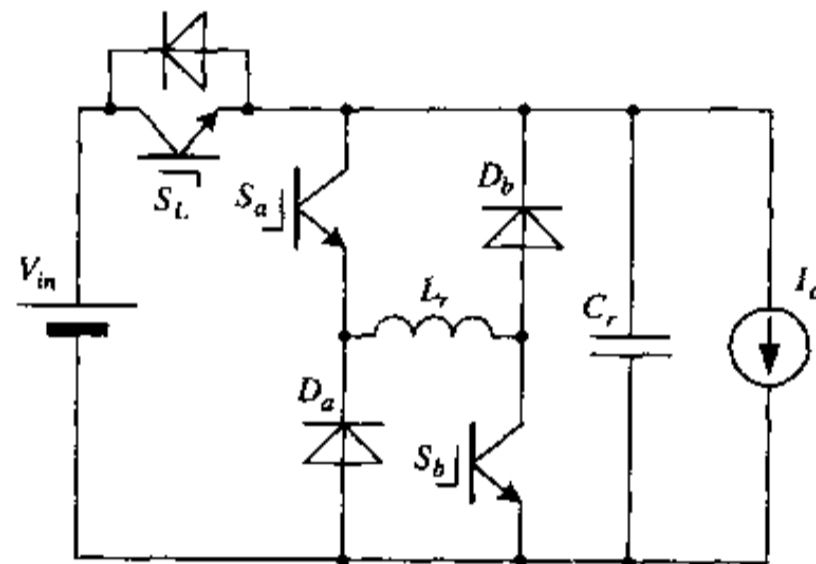


图 9.20 PRDCL12 的简化电路

图 9.20 所示电路完成一次谐振开关过程按开关的动作可划分为六个时间段, 图 9.21 为各时间段对应的等效电路拓扑。图 9.22 为一次开关过程中谐振电压和谐振电流波形。

1. $t_0 \sim t_1$ 时间段

在这个时间段, 开关管 S_a, S_b 断开, S_L 导通。直流电压 V_m 经过开关器件 S_L 将能量传送给负载, 电路处于稳态, 谐振电路部分不工作。对应的等效电路如图 9.21(a) 所示。在这个时间段有: $i_{L_r}(t) = 0, v_{C_r}(t) = V_m$, 这个时间段的持续时间取决于电路的 PWM 控制策略。

2. $t_1 \sim t_2$ 时间段

当逆变器桥臂需要换向时(由控制策略发出信号), 使谐振槽路工作, 为逆变器开关器件创造零电压换向条件。在这个时间段的初始时刻触发导通 S_a, S_b , 由于 L_r 的初始电流为零, 故谐振开关 S_a, S_b 是在零电流条件下开通的。 S_a, S_b 导通后, 电感 L_r 的电流开始线性增

加. 由于 S_L 的箝位作用, 电容 C_r 的电压仍保持在 V_m 。这个时间段的等效电路如图 9. 21 (b) 所示。在这个时间段有:

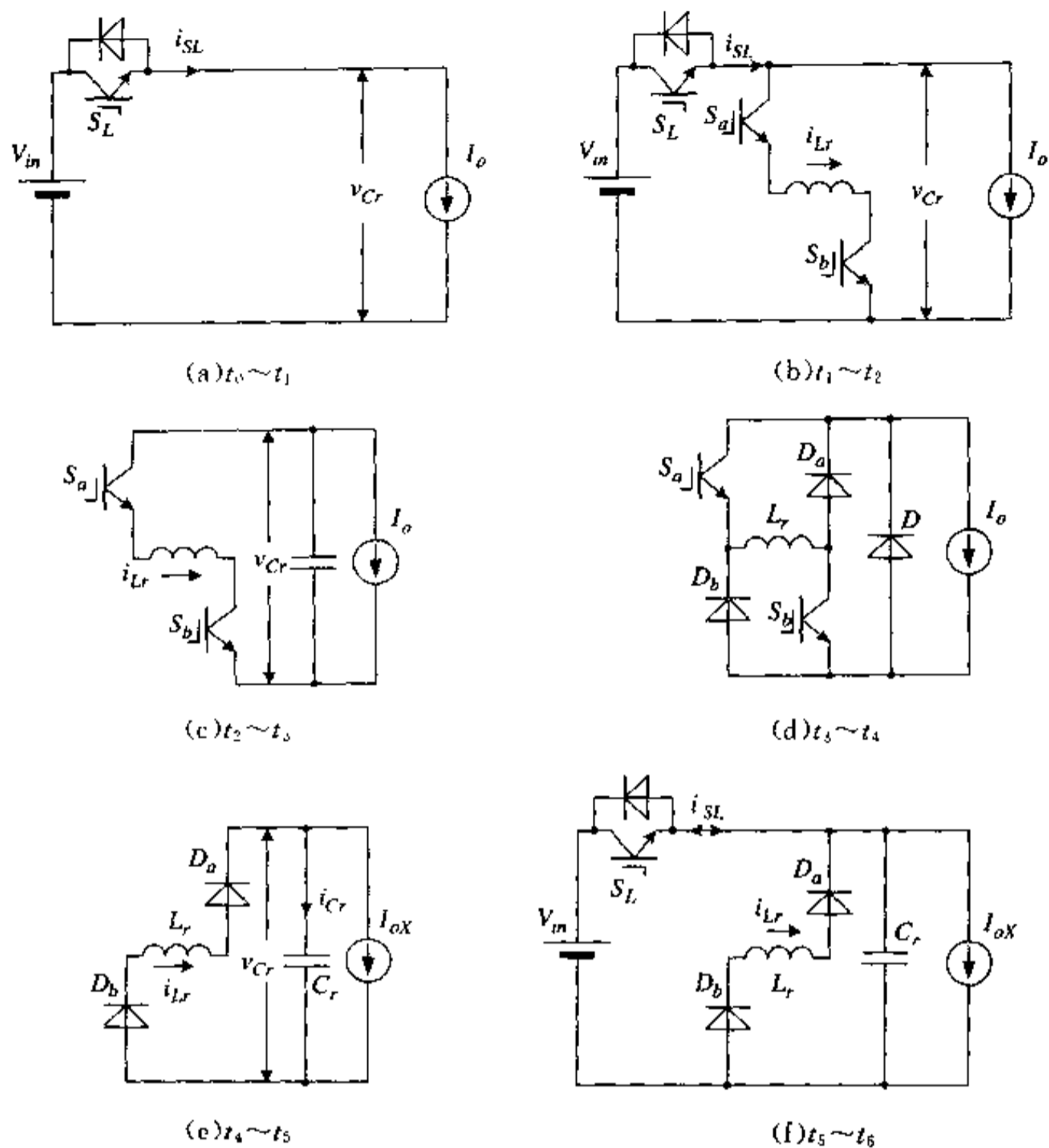


图 9. 21 各时间段对应的等效电路拓扑

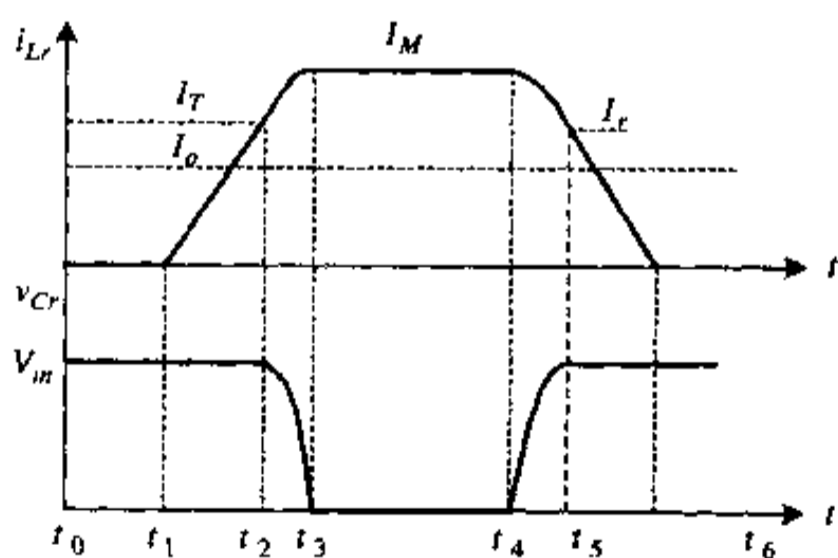


图 9. 22 谐振电压和谐振电流波形

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = V_m \quad (9.57)$$

• 初始条件:

$$i_{Lr}(0) = 0$$

解方程式(9.57)并代入初始条件可得:

$$i_{Lr} = \frac{V_m}{L_r} t \quad (9.58)$$

当电感电流 i_{Lr} 增大到某一阈值 I_T 时,即增大到能维持 L_r 、 C_r 完成谐振过程所需要的能量时,关断 S_L ,这个时间段结束,进入下一阶段。设电感电流增加到 I_T 所需时间为 T_1 ,则由式(9.58)可得:

$$T_1 = \frac{L_r I_T}{V_m} \quad (9.59)$$

3. $t_2 \sim t_3$ 时间段

在这个时间段的初始时刻, S_L 在零电压条件下关断,之后,谐振电感 L_r 和电容 C_r 开始谐振。这个时间段的等效电路如图 9.21(c)所示。在这个时间段有:

$$\begin{cases} C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} + i_{Lr} + I_o = 0 \\ L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = v_{Cr} \end{cases} \quad (9.60)$$

初始条件:

$$\begin{cases} i_{Lr}(0) = I_T \\ v_{Cr}(0) = V_m \end{cases}$$

解方程组(9.60)并代入初始条件可得:

$$\begin{cases} i_{Lr} = (I_T + I_o) \cos \omega_r t + \frac{V_m}{Z_r} \sin \omega_r t - I_o \\ v_{Cr} = V_m \cos \omega_r t - Z_r (I_T + I_o) \sin \omega_r t \end{cases} \quad (9.61)$$

式中, $\omega_r = 1/\sqrt{L_r C_r}$ 为谐振角频率, $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$ 为谐振电路特性阻抗。

由式(9.61)可见, v_{Cr} 在这个时间段呈谐振下降趋势,当 v_{Cr} 下降为零时,就产生了零电压换向条件,这个时间段结束。此后,逆变器主开关器件可以实现无损耗换向。设 v_{Cr} 从 V_m 下降到零的时间为 T_2 ,由式(9.61)解得:

$$T_2 = \frac{1}{\omega_r} \tan^{-1} \frac{V_m/Z_r}{I_T + I_o} \quad (9.62)$$

当 v_{Cr} 下降到零时,电感电流达到其谐振峰值 I_M 。由式(9.61)可得:

$$I_M = i_{Lr}(T_2) = \frac{V_m}{Z_r} \sin \left[\tan^{-1} \frac{V_m/Z_r}{I_T + I_o} \right] + (I_T + I_o) \cos \left[\tan^{-1} \frac{V_m/Z_r}{I_T + I_o} \right] - I_o$$

化简得:

$$I_M = \sqrt{(I_T + I_o)^2 + (V_m/Z_r)^2} - I_o \quad (9.63)$$

4. $t_3 \sim t_4$ 时间段

在这个时间段的初始时刻,电容两端电压 v_{Cr} 下降为零,逆变桥中开关管的反并联二极管失去反偏电压,开始导通形成负载电流的续流回路。此时电路中谐振槽路二极管 D_a 、

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = -V_m \quad (9.67)$$

初始条件:

$$i_{Lr}(0) = I_r$$

解方程式(9.67)并代入初始条件可得:

$$i_{Lr} = -\frac{V_m}{L_r}t + I_r \quad (9.68)$$

当电感电流 i_{Lr} 下降到零时,这个时间段结束。到此整个谐振开关过程结束。只要合理进行控制,可以在 PWM 控制策略要求的任何位置实现此谐振开关过程。设电感电流 i_{Lr} 从 I_r 下降到 0 所需时间为 T_s ,则由式(9.68)可得:

$$T_s = \frac{L_r I_r}{V_m} \quad (9.69)$$

9.4.2 参数计算

在上述谐振开关过程中,有两个很重要的参数需要进行在线运算。一个是谐振电感中的预充电流阈值 I_T ;另一个是换向后的电流 I_{oX} ,下面分别讨论如何进行这两个参数的计算。

1. 谐振电感的预充电流阈值 I_T

预充电流阈值 I_T 实际上反映了谐振前电感中的初始能量。 I_T 的选择必须保证谐振周期能维持进行,即在 T_s 时间段保证电容电压 v_{Cr} 从零重新谐振上升到 V_m 以后,还有一部分能量回馈给电压源 V_m 。即应有 $I_r \geq 0$,由式(9.66)知,应有

$$\sqrt{(I_M - I_{oX})^2 - (V_m/Z_r)^2} + I_{oX} \geq 0$$

为保证上式有解,应有:

$$I_M \geq \frac{V_m}{Z_r} + I_{oX} \quad (9.70)$$

将式(9.63)代入式(9.70)可得:

$$I_M = \sqrt{(I_T + I_o)^2 + (V_m/Z_r)^2} - I_o \geq \frac{V_m}{Z_r} + I_{oX}$$

化简上式可得预充电流阈值 I_T 应满足:

$$I_T \geq \sqrt{\left(\frac{V_m}{Z_r} + I_o + I_{oX}\right)^2 - \left(\frac{V_m}{Z_r}\right)^2} - I_o \quad (9.71)$$

I_T 的取值大小还会影响谐振槽路中开关器件的导通损耗,从保证器件损耗最小的角度, I_T 取得越小越好。因此在电路设计中 I_T 的选择应综合考虑各种因素。

2. 电流 I_{oX} 的预测

在计算电感的预充电流阈值 I_T 时,由于还没有进行换向, I_{oX} 无法直接测得,因此需通过计算获得。

由于谐振周期很短,负载电感又很大,因此在一个谐振周期中,相电流 i_a 、 i_b 和 i_c 可近

似看作不变；另外，逆变桥主开关器件的动作次序是一定的，只有八种组合状态，因此可以根据这两方面因素对 $I_{\alpha x}$ 进行预测。表 9.2 列出了不同的开关状态时，逆变器的输入电流和相电流的关系。

表 9.2 逆变器的输入电流和相电流的关系

开关状态组合	导通的开关器件	逆变器输入电流 I_o
1	$S_1 \quad S_3 \quad S_5$	$i_a + i_b + i_c = 0$
2	$S_1 \quad S_3 \quad S_2$	$i_a + i_b = -i_c$
3	$S_1 \quad S_6 \quad S_5$	$i_a + i_c = -i_b$
4	$S_1 \quad S_6 \quad S_2$	i_a
5	$S_4 \quad S_3 \quad S_5$	$i_b + i_c = -i_a$
6	$S_4 \quad S_3 \quad S_2$	i_b
7	$S_4 \quad S_6 \quad S_5$	i_c
8	$S_4 \quad S_6 \quad S_2$	$-(i_a + i_b + i_c) = 0$

设器件开通时逻辑状态为“1”，关断时为“0”，则由表 9.2 可以得到一个布尔逻辑运算关系：

$$I_{\alpha x} = S_1 i_a + S_3 i_b + S_5 i_c \quad (9.72)$$

其中， i_a, i_b, i_c 为换向前的三相负载电流； S_1, S_3, S_5 为换向后逆变器上半桥的开关状态。

3. PWM 控制策略与辅助谐振电路的时间配合

谐振周期的大小对于实现 PWM 有一定的限制，实现谐振和 PWM 的最小脉宽应相互一致，才能保证谐振过零和 PWM 要求的脉冲时刻相一致。从上述谐振过程讨论可知：从谐振开始到电压过零的最短时间为 $T_1 + T_2$ ，它是由谐振槽路参数和负载所决定的。即：

$$T_{\min} = T_1 + T_2 = \frac{L_r I_T}{V_m} + \frac{1}{\omega_r} \tan^{-1} \frac{V_m / Z_r}{I_T + I_o} \quad (9.73)$$

又知：

$$I_T \geq \sqrt{\left(\frac{V_m}{Z_r} + I_o + I_{\alpha x} \right)^2 - \left(\frac{V_m}{Z_r} \right)^2} - I_o$$

以上两式表明，只要提前 T_{\min} 时间启动辅助谐振电路，就可以使谐振的直流 (DC) 环节与 PWM 控制策略同步，保证逆变器开关器件在零电压下完成状态转换。

9.5 直流 (DC) 环节谐振型逆变器的 PWM 控制策略

9.5.1 离散脉冲 PWM 调制策略

从前面的讨论可知，RDCLI 或 ACRLI 这类直流 (DC) 环节谐振型逆变器与常规硬开关 PWM 逆变器相比，最大的不同是：前者的直流 (DC) 环节输出为一系列电压脉冲，而后者的 DC 环节输出为一恒定的直流电压；而且为了能够在零电压下实现逆变器开关器件的通断，前者的开关时刻必须选择在其直流 (DC) 环节谐振电压为零时，这意味着其开关时刻在时间轴上成为不连续的点，而常规的硬开关 PWM 逆变器却可将开关时刻选择在

任意时刻。因此,很明显,从这一角度考虑,开关时刻在时间轴上仅为离散点的直流(DC)环节谐振型逆变器,采用常规的 PWM 调制策略(如正弦 PWM 调制的自然采样法、规则采样法及通过预先离线计算的次谐波消除法等)将肯定不是最优的方案,高性能的 PWM 调制策略极大地取决于开关角确定的高分辨率。对于常规的硬开关 PWM 逆变器,理论上,其开关角度具有无限高的分辨率,即其开关角度的确定可以非常精确,因此尽管常规的 PWM 调制策略在实现上有一定的难度,但它得到的补偿是可以在允许的开关频率下最大限度地消除输出波形中的谐波成分。然而这些常规的调制策略对于 RDCLI 或 ACRLI 这类谐振型逆变器就不很合适,因此,需要找出一种适合于处理离散脉冲而又简单易行的调制方式。这就给逆变器的 PWM 调制策略的应用带来了一些新问题。解决这个问题的方法之一是设法找到适用于这种逆变器的离散脉冲调制(DPM)策略,因此从 1986 年以来,在对直流环节谐振型逆变器的拓扑结构进行讨论的同时,也有大量文章探讨了适合于这种直流环节谐振型逆变器的调制策略及适用于分析这种系统的理论工具。文献[10]详细地分析了 Delta 型调制器(如线性 Delta 调制器, $\Sigma \Delta M$ 调制器)在 DC 环节谐振型逆变器中的应用,并与采用正弦 PWM 调制的硬开关电路进行了比较。其后又有文章相继讨论了适用于 DC 环节谐振型逆变器的最优离散脉冲调制法^[11],相邻空间电流矢量调制法^[12]及离散时间积分型滑模控制策略等^[13]。

对于离散脉冲 Delta 型 PWM 调制器,作者在文献[15]中给予了较详细的论述。当把 Delta 调制技术应用在 RDCLI 或 ACRLI 逆变器的控制中时,就构成了所谓离散脉冲 Delta 型调制器。在各种类型的这类调制器中,比较器的滞环宽度均被置为 0,实际滞环宽度由一次采样间隔内(实际上是直流环节一个谐振脉冲周期内)可能的最大偏差所确定。理论分析可证明,为了使采用离散脉冲 Delta 调制的 RDCLI 或 ACRLI 逆变器能够与采用常规 PWM 调制策略的硬开关逆变器具有相同质量的输出波形,前者的开关频率应比后者高 3~4 倍。由于采用软开关技术的 RDCLI 或 ACRLI 逆变器的开关频率可以比常规硬开关逆变器高一个数量级,因此采用离散脉冲 Delta 调制的 RDCLI 或 ACRLI 逆变器可以比常规硬开关逆变器具有更好的输出波形质量,或者说输出波形中具有更少的谐波成分。对此有兴趣的读者可参阅文献[15]。

9.5.2 单相软开关换向技术及其与谐振的配合

1. 单相软开关换向技术的分析

在某种条件下,电路自身的作用就可以使逆变器桥臂开关管在零电压下完成状态转换。尽管这种软开关过程具有一定的条件限制,难以实现整个过程的零电压转换,但它与谐振转换相结合,可以起到相辅相成的作用。这种方法实际上涉及到了下一章所要讨论的极谐振技术。下面以三相输出负载其中的一相为例对这种方法进行简单讨论。

如前述,由于负载电感很大,故负载相电流在逆变桥臂换向期间可近似看作恒定不变,从而可等效为一恒流源 I_o (对 a 相面言),电路如图 9.23(a)所示。假设电路的初始状态为开关管 S_1 导通、 S_4 关断,现在要将负载电流从 S_1 换流到 S_4 。

此时给 S_1 施加一个关断信号,由于与其并联的谐振电容的作用,其两端电压不能突

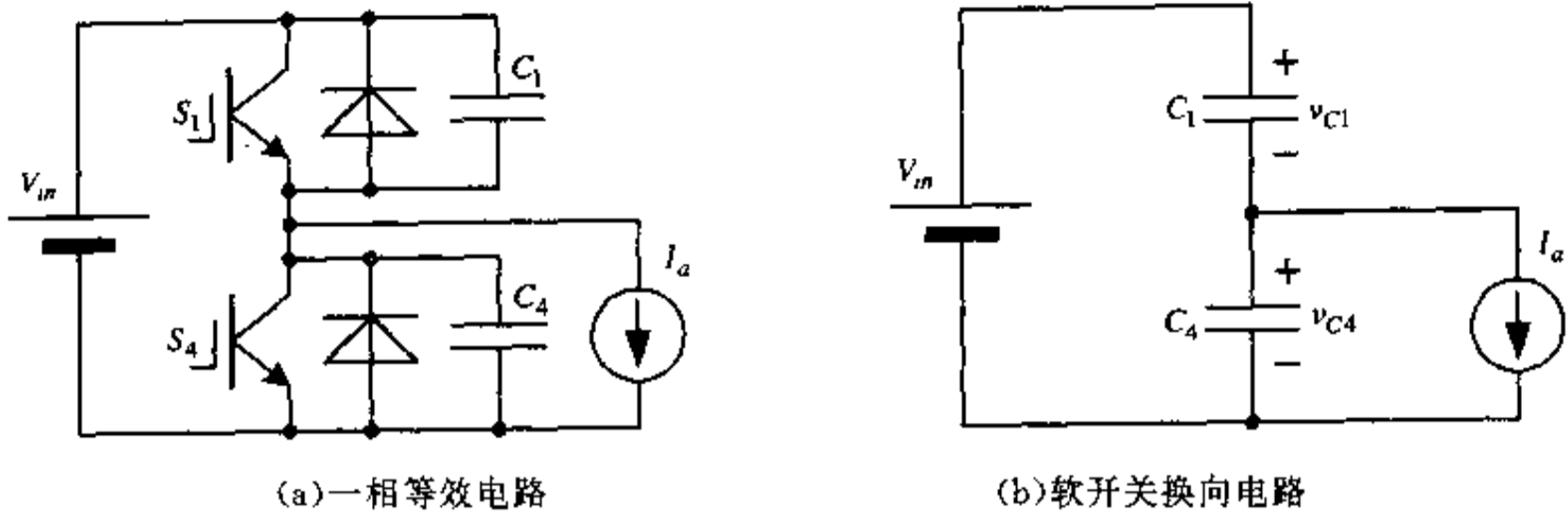


图 9.23 逆变器桥臂开关管单相软开关换向过程

变,因此 S_1 的关断是在 Snubber 电容作用下的软关断过程。当 S_1 关断后,在负载电流 I_a 的作用下,电容 C_1 充电, C_4 放电。等效电路如图 9.23(b)所示。这时电路的动态过程可用如下微分方程描述:

$$C \frac{dv_{C4}}{dt} = -I_a \quad (9.74)$$

初始条件:

$$v_{C4} = V_{in}$$

式中, $C = C_1 + C_4$ 。

解方程式(9.74)并代入初始条件可得:

$$v_{C4}(t) = V_{in} - \frac{I_a}{C}t \quad (9.75)$$

v_{C4} 在 I_a 的作用下线性下降,当 v_{C4} 下降到略小于零时,与 S_4 反并联的二极管 D_4 承受正向电压而导通,电流 I_a 经 D_4 续流。之后, S_4 可在零电压下完成导通。随着 I_a 电流方向的改变,电流自然过渡至 S_4 ,状态转换过程结束。转换过程中的电流和电压波形如图 9.24 所示。

由上述转换过程可见:当负载电流从桥臂中的一个开关器件换流到另一个开关器件时,靠同桥臂的谐振电容作用就可以实现软开关换向。该方式通常称为单相软开关换向,简称 SPSS。

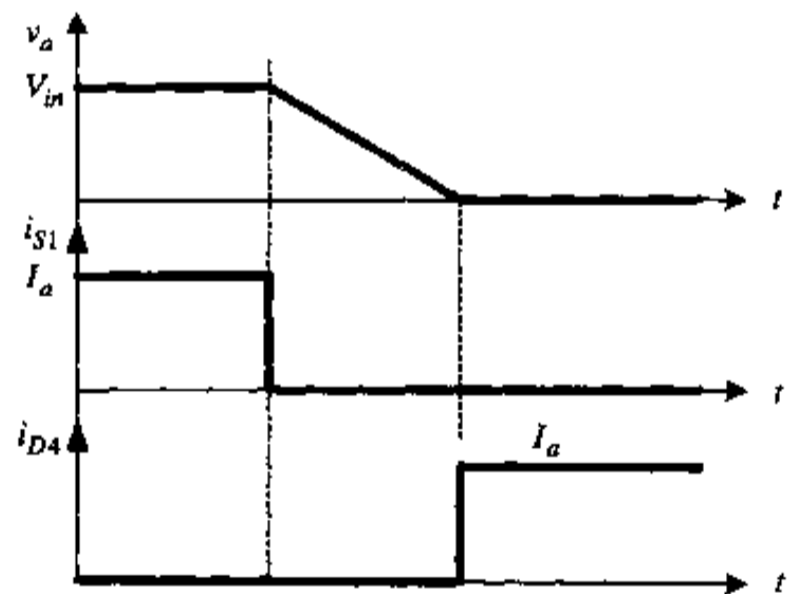


图 9.24 换向过程电压、电流波形

2. SPSS 换向和谐振换向的结合

以直流环节并联谐振逆变器 PRDCL12 为例,参考图 9.19。假定电路的初始状态为开关管 S_1 、 S_6 、 S_2 导通,现在需换向到下一个状态 S_4 、 S_3 、 S_5 导通。此时每个桥臂均有一个开关器件正在导通,故既可以用谐振方式实现零电压换向,又可以采用单相软开关方式实

现零电压换向。

由于负载电流不能突变,故换向后,虽然 S_4 、 S_3 、 S_5 均被触发导通,但其上没有电流通过,负载电流这时全部在相对应的反并联二极管 D_4 、 D_3 、 D_5 中续流。若此时需要换向到其他开关状态,显然就不能采用单相软开关换向方式,而只能采用谐振方式换向。

由于理论上当负载电流足够大时,采用单相软开关换向技术可以在任意时刻在零电压下完成桥臂开关管的状态转换,因此把 RDCLI 或 ACRLI 这类直流(DC)环节谐振型逆变器与单相软开关换向技术(SPSS)结合应用,显然可以有效地减小应用各种常规 PWM 调制策略时所带来的时间误差。

第十章 极谐振型逆变器

由第一章概述可知,软开关逆变器大致上可分为两类:一类称为DC环节谐振型逆变器,上一章所讲的各种软开关逆变器均属于这一类,它们的共同特点是在原先硬开关电压源逆变器的逆变桥与输入直流电源之间加入一个辅助谐振电路使DC环节电压产生谐振,周期性地为后面的逆变桥提供零电压间隔;而另一类称为极谐振型逆变器,与DC环节谐振型逆变器相比较,这一类逆变器的共同特点是:辅助谐振电路从逆变桥之前移到了逆变桥之后,对于三相逆变器来说,辅助谐振电路由原来的一组变为三组,即每一桥臂均配有一组,通过辅助谐振电路,使每一相极点(每一桥臂上下开关器件联接点)电压产生谐振,从而为开关器件创造了零电压导通条件。

10.1 准谐振电流模式逆变器(QRCMI)

本节所要讲的准谐振电流模式逆变器(quasi resonant current mode inverter)是一种比较简单的极谐振型逆变器。图10.1为单相半桥QRCMI电路的原理图。

10.1.1 QRCMI电路的基本工作原理

在图10.1所示单相半桥QRCMI电路中,开关器件 S_1 和 S_2 构成了一个变换极;电感 L 和电容 C 构成了一个辅助谐振电路,这个电路的作用是通过谐振,为开关 S_1 和 S_2 创造零电压通断条件;电容 C_f 为滤波电容,其容量应远大于谐振电容 C ;电阻 R 为负载。假如 C_f 的容量足够大,则输出电压 v_o 在一个谐振周期中可近似看作不变。图10.2为图10.1所示电路在一个工作周期中谐振电容电压 v_c (即极电压 v_m)和谐振电流 i_L 的变化波形。

假设电路的初始状态为,开关 S_1 导通, S_2 关断,电容电压 v_c 被箝位在 V_m ,即极电压 $v_m = V_m$ 。电感电流 i_L 将以斜率 $(V_m - v_o)/L$ 增长。这段间隔对应于图10.2中 $t_0 \sim t_1$ 段。

当 $t = t_1$ 时, $i_L = I_T$, I_T 称为上电流阈值,这时关断 S_1 ,由于电容 C 的作用, S_1 在零电压下关断。之后,电感 L 将与电容 C 产生谐振,假如 I_T 的值足够大,电容电压 v_c 将从 V_m 谐振到 $-V_m$ 。当 $v_c = -V_m$ 时,二极管 D_2 导通,这段间隔对应图10.2中的 $t_1 \sim t_2$ 段。

由于二极管 D_2 的作用,极电压 v_m 在 t_2 时刻被箝位在 $-V_m$ 。从 t_2 时刻开始, i_L 将以斜率 $-(V_m + v_o)/L$ 下降,当 i_L 反向时,由于二极管 D_2 的作用, S_2 在零电压下自然导通。之后 i_L 将向反方向继续增长,当 i_L 在 t_3 时刻达到 I_B 时(I_B 为下电流阈值),关断开关 S_2 (零电压下关断),使 LC 电路产生谐振。

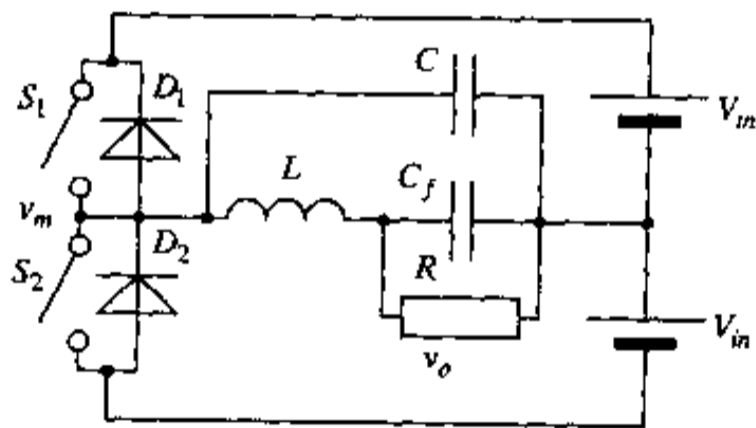


图10.1 单相半桥QRCMI电路的原理图

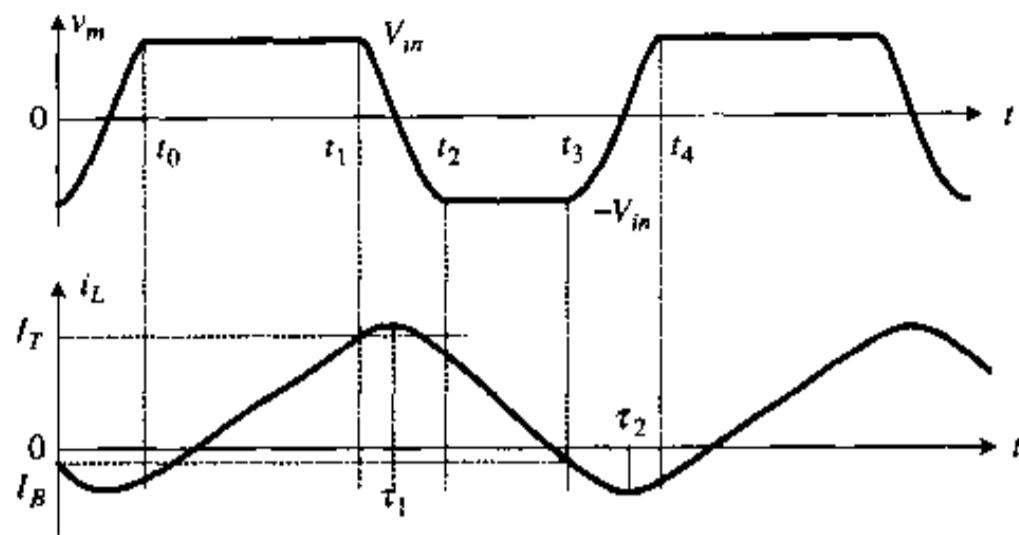


图 10.2 谐振电容电压和谐振电流的变化波形

当谐振电容电压 v_c 从 t_3 时刻的 $-V_m$ 谐振到 t_4 时刻的 V_m 时, 二极管 D_1 导通, 将 v_c 从而将极电压 v_m 箝位在 V_m 。之后, i_L 再次以斜率 $(V_m - v_o)/L$ 线性增长, 当 i_L 变为正向时, S_1 在 D_1 的作用下在零电压下自然导通, 从而完成了整个一个工作周期。

将电感电流 i_L 在一个周期中的变化波形在时间上加以平均, 可得到 i_L 在该周期的平均值, 即直流分量 I_L , 从而可得该周期输出电压 $v_o \approx I_L R$ 。如果让 I_L 随时间作正弦变化, 则可得一个正弦输出电压 v_o , 这就是 QRCMI 的基本工作原理。

由于直接控制的量是电感电流, 因此这种逆变器被称为电流模式逆变器。图 10.3 为三相 QRCMI 的电路原理图, 其中 $C_1 \sim C_6$ 为谐振电容, $L_1 \sim L_3$ 为谐振电感(同时也为滤波电感), $C_{11} \sim C_{33}$ 为滤波电容。

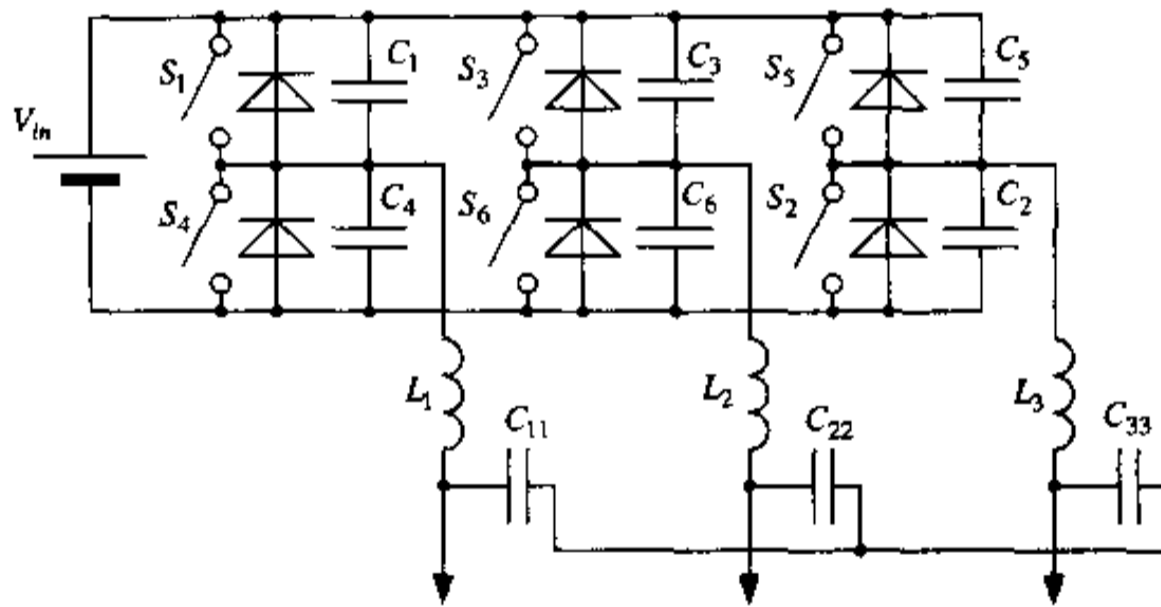


图 10.3 三相 QRCMI 电路原理图

10.1.2 QRCMI 的工作过程分析

1. QRCMI 的两种基本工作模式

由上述 QRCMI 基本工作原理可知, QRCMI 在一个周期的工作过程中以两种模式交替工作。在模式 0 方式下, 极电压 v_m 被箝位在电源电压 V_m 或 $-V_m$, 这种模式对应于图 10.2 中 $t_0 \sim t_1$ 和 $t_2 \sim t_3$ 时间段。在模式 1 方式下, LC 电路产生谐振, 极电压 v_m 通过谐振从 V_m 变到 $-V_m$ 或从 $-V_m$ 变到 V_m , 这种工作模式分别对应于图 10.2 中的 $t_1 \sim t_2$ 和 $t_3 \sim t_4$ 时间段。在下面的分析中, 对于模式 0, 我们将仅给出其动态过程描述, 不作过多讨论, 而

将重点放在工作模式 1 的讨论上,使得后面的分析能方便地得出一些有益的结论。

(1) 工作模式 0

$t_0 \sim t_1$ 段:这段时间间隔,系统状态为:

$$v_C = v_m = V_m \quad (10.1)$$

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(V_m - v_o) \\ \frac{dv_o}{dt} = \frac{1}{C_f}\left(i_L - \frac{v_o}{R}\right) \end{cases} \quad (10.2)$$

$t_2 \sim t_3$ 段:这段时间间隔,系统状态为:

$$v_C = v_m = -V_m \quad (10.3)$$

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = -\frac{1}{L}(V_m + v_o) \\ \frac{dv_o}{dt} = \frac{1}{C_f}\left(i_L - \frac{v_o}{R}\right) \end{cases} \quad (10.4)$$

(2) 工作模式 1

$t_1 \sim t_2$ 段:假设 C_f 足够大,那么 v_o 在这段时间间隔可看作近似不变,则系统状态可表示为:

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(v_C - v_o) \\ \frac{dv_C}{dt} = -\frac{1}{C}i_L \end{cases} \quad (10.5)$$

初始条件为:

$$\begin{cases} i_L(0) = I_T \\ v_C(0) = V_m \end{cases}$$

解状态方程组(10.5)并代入初始条件,可得:

$$\begin{cases} v_C = v_o + (V_m - v_o)\cos\omega t - Z_0 I_T \sin\omega t \\ i_L = \frac{1}{Z_0}(V_m - v_o)\sin\omega t + I_T \cos\omega t \end{cases} \quad (10.6)$$

式中, $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ 为谐振角频率, $Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$ 为谐振电路特性阻抗。

$t_3 \sim t_4$ 段:这段间隔,系统状态可表示为:

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(v_C - v_o) \\ \frac{dv_C}{dt} = -\frac{1}{C}i_L \end{cases} \quad (10.7)$$

初始条件为:

$$\begin{cases} i_L(0) = I_B \\ v_C(0) = -V_m \end{cases}$$

解状态方程组式(10.7)并代入初始条件,可得:

$$\begin{cases} v_C = v_o - (V_m + v_o)\cos\omega t - Z_0 I_B \sin\omega t \\ i_L = -\frac{1}{Z_0}(V_m + v_o)\sin\omega t + I_B \cos\omega t \end{cases} \quad (10.8)$$

2. 电感电流上阈值 I_T 的选择

由 QRCMI 的基本工作原理知, 电感电流上阈值 I_T 必须足够大才能在开关 S_1 关断后, 保证极电压从 V_m 谐振到 $-V_m$ 。考虑一种最极端的情况, 在时刻 τ , 电感电流 i_L 等于零, 这时 v_C 也恰好达到 $-V_m$ 。将 $t=\tau$ 和 $v_C=-V_m$ 代入式(10.6)可得:

$$V_m + v_o = Z_0 I_T \sin \omega \tau - (V_m - v_o) \cos \omega \tau \quad (10.9)$$

上式两边平方:

$$(V_m + v_o)^2 = Z_0^2 I_T^2 \sin^2 \omega \tau - 2Z_0 I_T (V_m - v_o) \sin \omega \tau \cos \omega \tau + (V_m - v_o)^2 \cos^2 \omega \tau \quad (10.10)$$

将 $t=\tau, i_L=0$ 代入式(10.6), 可得:

$$0 = Z_0 I_T \cos \omega \tau + (V_m - v_o) \sin \omega \tau \quad (10.11)$$

上式两边平方:

$$0 = Z_0^2 I_T^2 \cos^2 \omega \tau + 2Z_0 I_T (V_m - v_o) \sin \omega \tau \cos \omega \tau + (V_m - v_o)^2 \sin^2 \omega \tau \quad (10.12)$$

令式(10.10)和(10.12)两边相加:

$$(V_m + v_o)^2 = Z_0^2 I_T^2 + (V_m - v_o)^2 \quad (10.13)$$

最后可得:

$$I_T = \frac{2}{Z_0} \sqrt{V_m v_o} \quad (10.14)$$

由能量守恒原理, 也可得到式(10.14)这一同样结论。

当 $t=t_1$ 时, 系统所具有的能量为:

$$E_1 = \frac{1}{2} L I_T^2 + \frac{1}{2} C_f v_o^2 + \frac{1}{2} C V_m^2 \quad (10.15)$$

当 $t=t_2$ 时, $i_L=0, v_C=-V_m$, 这时系统能量为:

$$E_2 = \frac{1}{2} C_f v_o^2 + \frac{1}{2} C V_m^2 \quad (10.16)$$

根据能量守恒原理, 应有:

$$E_1 - \int_{t_1}^{t_2} v_o i_L dt = E_2$$

即

$$\frac{1}{2} L I_T^2 + \frac{1}{2} C_f v_o^2 + \frac{1}{2} C V_m^2 - v_o \int_{V_m}^{-V_m} - C \frac{dv_C}{dt} dt = \frac{1}{2} C_f v_o^2 + \frac{1}{2} C V_m^2$$

化简整理上式, 最后可得:

$$I_T = \frac{2}{Z_0} \sqrt{V_m v_o}$$

式(10.14)所给结论是在假定谐振电感 L 无损耗, 且电容 C_f 不吸收任何能量的条件下得出的, 而实际上由于电感 L 在高频状态下工作存在着不可忽略的损耗, 且 C_f 在过程中会增加一些能量, 因此, 实际设计中应取 $I_T > 2\sqrt{V_m v_o} / Z_0$ 。

在 $t_3 \sim t_4$ 时间段, 极电压 v_m 从 $-V_m$ 向 V_m 谐振, 由于开始谐振前 v_C 与 v_o 方向相同, 因此对电感电流下阈值 I_B 没有过多的要求, 但是从电路工作原理可知, 应有 $I_B \leq 0$ 。把 $I_B = 0$

代入式(10.8),可得:

$$\begin{cases} v_c = v_o - (V_m + v_o)\cos\omega t \\ i_L = -\frac{1}{Z_0}(V_m + v_o)\sin\omega t \end{cases} \quad (10.17)$$

将 $v_c = V_m$ 代入式(10.17)得:

$$V_m - v_o = -(V_m + v_o)\cos\omega t$$

两边平方

$$(V_m - v_o)^2 = (V_m + v_o)^2 \cos^2\omega t$$

化简得:

$$\sin\omega t = \frac{2\sqrt{V_m v_o}}{V_m + v_o}$$

代入式(10.17)得:

$$i_L = I_B = -\frac{2}{Z_0}\sqrt{V_m v_o} \quad (10.18)$$

式(10.18)表明,在 v_c 完成从 $-V_m$ 到 V_m 的谐振过程中,不仅不需要电感 L 提供能量,由于电容 C_f 的作用, L 反而获得了 $LI_B^2/2 = 2CV_m v_o$ 的能量,这时实际上 I_B 的选择与谐振过程无关, I_B 主要应根据使电感电流的平均值 I_L 等于负载输出电流 $i_o (=v_o/R)$ 来选取。

3. 输出电压 v_o 与开关频率 f 的关系

对于工程设计来说,由于图 10.2 所示 QRCMI 的一个工作周期仅占输出负载电压一个周期的很小一部分,故图 10.2 中电感电流 i_L 波形可近似为一三角波,其上升边斜率为 $(V_m - v_o)/L$,下降边斜率为 $(V_m + v_o)/L$ 。并且如果取 $I_B = 0$,则从式(10.17)可知,当特性阻抗 Z_0 的值很大时, i_L 的负谐振峰值(对应于图 10.2 中的 $t = \tau_2$ 时的 i_L 值)可近似看作零,设要求输出的负载电流为 $i_o = v_o/R$,则为了使电感电流的平均值 $I_L = i_o$, i_L 的正峰值(对应于图 10.2 中的 $t = \tau_1$ 时的 i_L 值)应取为 $2i_o$ 。这样, i_L 在一个周期的变化波形可简化为如图 10.4 所示。

根据图 10.4 我们可得到:

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{2i_o L}{V_m - v_o}, & T_2 &= \frac{2i_o L}{V_m + v_o} \\ T &= T_1 + T_2 = \frac{2i_o L}{V_m - v_o} + \frac{2i_o L}{V_m + v_o} = \frac{4V_m i_o L}{V_m^2 - v_o^2} \end{aligned} \quad (10.19)$$

式(10.19)表明,随着输出电压 v_o 的增高,QRCMI 的开关频率将明显降低。因此系统设计中最低开关频率将确定最大可能输出电压 v_o 。这样,当输出电压 v_o 作正弦变化时,QRCMI 的开关频率将在最大值 $f_{\max}(v_o = 0 \text{ 时})$ 和最小值 $f_{\min}(v_o = v_{o\max} \text{ 时})$ 之间变化。另外从式(10.19)还可看出,当输出电流 $i_o = 0$ 时, $T = 0$,这意味着正弦变化的输出电流 i_o 在过

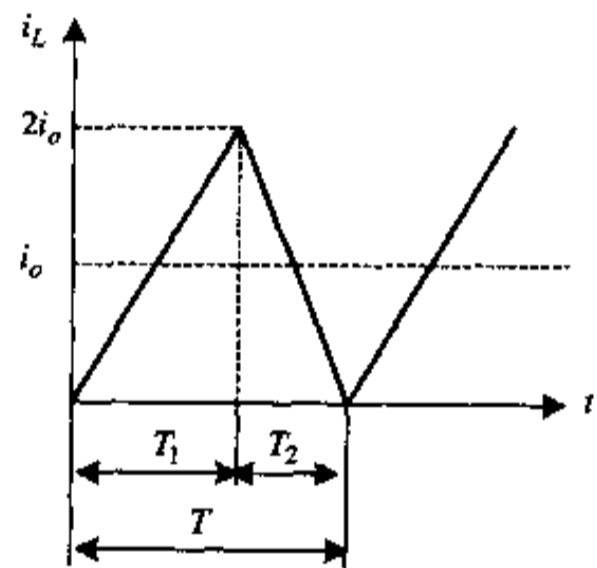


图 10.4 i_L 在一个周期的近似变化波形图

零时,QRCCI 的开关频率为无穷大,这在实际中显然是不可能实现的。造成这种现象的原因是因为图 10.4 所示 $\Delta I = I_{Lmax} - i_o = i_o - I_{Lmin}$ 是随着 i_o 变化的,且当 $i_o = 0$ 时, $\Delta I = 0$, 这样开关频率自然就变成无穷大。解决这个问题的办法之一,就是当 i_o 小于某一给定值后,让 i_L 以固定的 ΔI 工作,例如,当 $i_o = 0$ 时,让 $I_{Lmax} = \Delta I, I_{Lmin} = -\Delta I$, 这样 i_L 的平均值等于 $i_o (=0)$, 这个固定的 ΔI 就确定了最高开关频率。当然也可以按 i_o 的最大值 I_{omax} , 选择 $\Delta I = I_{omax}$, 然后在一个周期的变化过程中,都以这个固定的 ΔI 工作。这使 QRCCI 的控制变得非常简单,但缺点是增大了电感电流的脉动,从而增加了输出电压 v_o 中的谐振成分。图 10.5 为三相 QRCCI 一个输出周期变化过程中极电压 v_m 电感电流 i_L 以及输出电压 v_o 的变化波形。

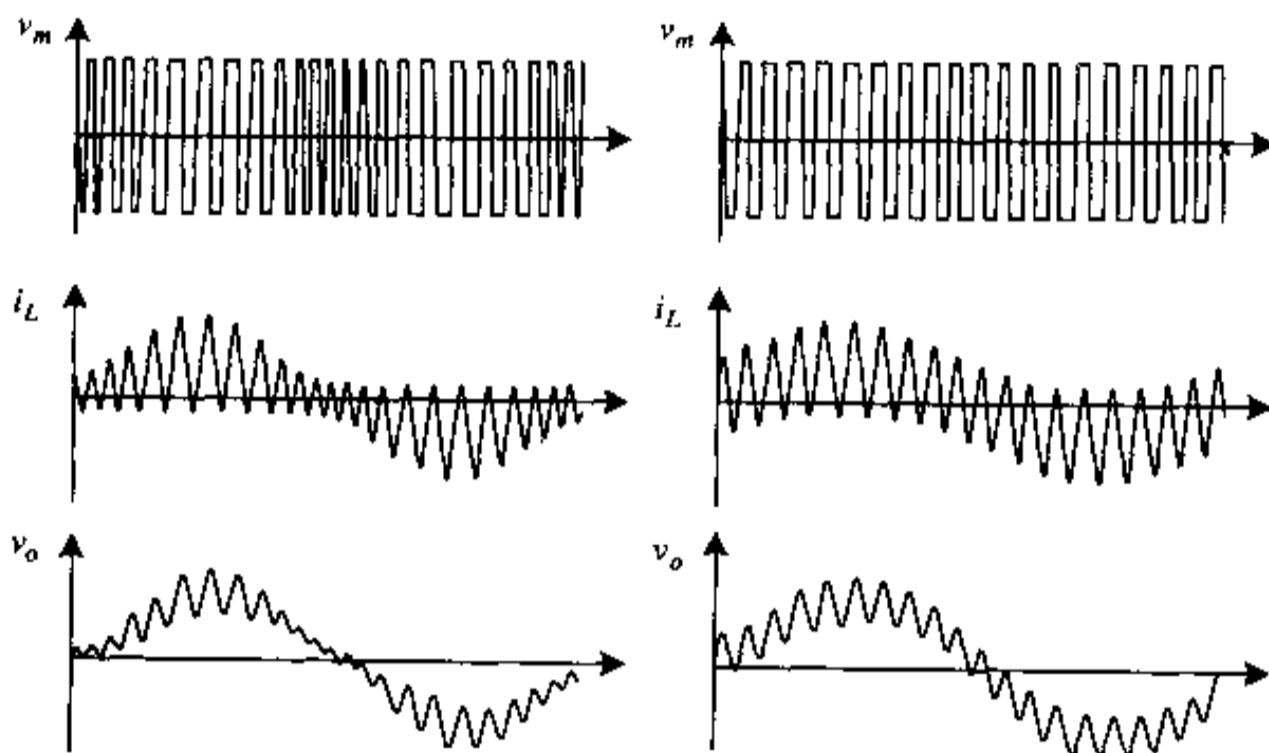


图 10.5 QRCCI 一个输出周期变化过程中极电压、电感电流及输出电压的变化波形图

10.1.3 QRCCI 电路与 DC 环节谐振型逆变电路的比较

1. 三相逆变电路的输出控制

QRCCI 采用了一种电流控制模式,这种控制方法与 DC 环节谐振型逆变器采用的离散脉冲调制或各种常规的 PWM 调制策略都不一样。虽然它每相的极电压仍是一种脉冲宽度调制波形,但实际输出负载电压是 PWM 波经过了 LC 滤波器后的输出。由于传动系统中,负载电感本身就提供了输出滤波,因此 QRCCI 似乎更适用于不间断电源 UPS。另外由于 QRCCI 采用极谐振形式,因此它可使逆变器每一相的工作完全独立于其他两相,而这一点在 DC 环节谐振型逆变器中是一个令人困扰的问题。例如在 PRDCLI 逆变器的输出控制中,虽然可以采用各种常规的 PWM 调制策略,但它所产生的 PWM 波形与常规硬开关 PWM 逆变器的输出波形还是有区别的。当某一相需要改变状态时,就需要 DC 环节电压谐振到零,这时虽然其他两相并不需要改变状态,但在这个时刻,它们的 PWM 输出电压波形中,也同样会出现一道缺口。

2. 逆变桥开关器件的电压和电流应力

从前一章可知,除 PRDCLI 外, RDCLI、ACRLI 中的逆变器开关器件都需要承受超过

直流供电电压 V_m 的电压, 承受的电流仍为额定输出电流。而 QRCMI 则恰恰相反, 逆变桥开关器件所需承受的电压为直流供电电压 V_m , 但需要承受的电流则远远大于额定负载电流。由式(10.20)知, 电感电流 i_L 的上阈值为 $I_T = 2\sqrt{V_m v_o} / Z_0$ 。若考虑到电感的损耗, 则应有 $I_T > 2\sqrt{V_m v_o} / Z_0$ 。因此在 QRCMI 工作过程中, 逆变器开关器件所需承受的最大电流大约为 $2I_{omax}$, I_{omax} 为输出负载电流的峰值。

3. 逆变桥工作的可靠性

由前一章知, 很多种 DC 环节谐振型逆变器在工作过程中都需短路直流母线的操作, 并且通常这种短路直流母线的操作是由三相逆变桥的六个开关器件完成, 这就给整个系统的可靠性带来了一些问题。它要求高度可靠而完备的控制与保护电路。因为, 短路直流母线这种操作, 一旦控制电路出现故障, 就可能损坏所有的逆变器开关器件, 而 QRCMI 逆变电路及所有其他形式的极谐振型逆变电路都不存在这种操作, 这是极谐振型逆变器优于 DC 环节谐振型逆变器的一个重要方面。

10.2 辅助二极管谐振极 PWM 逆变器(ADRPI)

上一节所讲述的 QRCMI 逆变器是一种最早提出且结构形式最简单的极谐振型逆变器。由于其控制方式及结构形式, 对于在交流传动系统中应用, 它显然并不是一种合适的选择, 在 QRCMI 之后, 陆续有多种极谐振型逆变电路拓扑结构被提出, 辅助二极管谐振极逆变器(auxiliary diode resonant pole inverter)就是其中受到较多关注的一种。

10.2.1 ADRPI 变换桥臂的拓扑结构及工作原理

图 10.6 为 ADRPI 一条变换桥臂的拓扑结构。由图知, 这个拓扑结构包括两个功率开关管 Q_1 、 Q_2 和两个反并联二极管 D_1 、 D_2 。电感 L 在这个拓扑结构中有两种作用: 在稳态时它作为存储能量的元件, 而在开关过程中它则作为谐振元件。图中电容 C_1 、 C_2 与电感 L 共同构成谐振电路。续流二极管 D_{fw} 和箝位二极管 D_c 分别与 C_2 、 C_1 并联联接。电容 C_{c1} 、 C_{c2} 在这个拓扑结构中的作用是作为开关器件的无损耗关断 Snubber 电路。这个电路拓扑结构的目的是有两个, 一是要形成使功率开关管及整流二极管零电压导通的电压波形, 二是要通过合适的电路安排及适当的开关次序消除电路中所有主要寄生成分的影响。图 10.6 中功率开关管的输出电容和反并联二极管的结电容将作为关断 Snubber 电路的一部分考虑, 而 D_{fw} 和 D_c 的寄生电容将被看作包含在谐振电容 C_1 和 C_2 中。

首先定义电路中 Q_1 导通、 Q_2 截止为“1”状态, 而 Q_2 导通、 Q_1 截止为“0”状态, 则这种变换桥臂的基本工作原理可简述如下:

① 设电路的初始状态为“1”状态, 即 Q_1 导通、 Q_2 截止, 极电压 v_{r2} 由于箝位二极管 D_c 的作用被箝

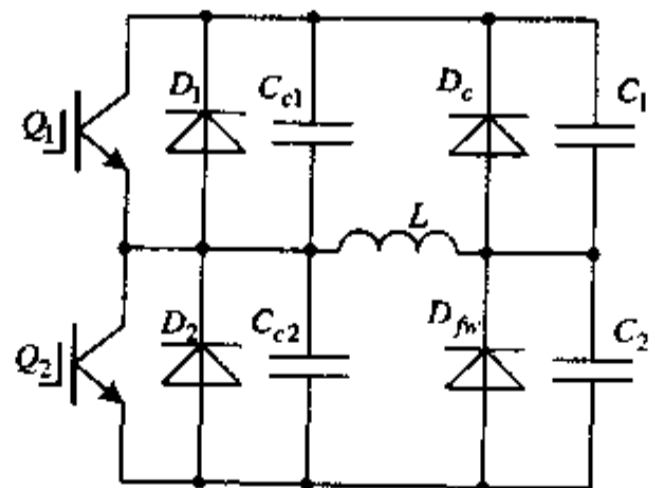


图 10.6 ADRPI 一条变换桥臂的拓扑结构

位在电源电压 V_m , 电感电流 i_L 为稳定正值, 电感电压 v_L 等于零, 这时的电感 L 作为能量存储元件而存在。这个状态的持续时间由系统的 PWM 调制策略所决定。

② 当电路需从“1”状态变为“0”状态时, 在 Snubber 电容 C_{c1} 、 C_{c2} 的作用下关断 Q_1 , 电感电流 i_L 通过二极管 D_2 续流, 电感 L 与电容 C_1 、 C_2 谐振。当 i_L 由正值变为负值时, Q_2 在零电压条件下自然导通。当 v_{c2} 谐振到零时, 二极管 D_{fw} 导通, v_{c2} 被箝位在零值, i_L 保持为稳定负值, v_L 为零, 电路保持在“0”状态。

③ 当 PWM 调制要求电路从“0”状态变回到“1”状态时, 在 Snubber 电容 C_{c1} 、 C_{c2} 的作用下关断 Q_2 , i_L 通过二极管 D_1 续流, L 与电容 C_1 、 C_2 再次谐振。当 i_L 由负值变为正值时, Q_1 在零电压条件下自然导通。当 v_{c2} 谐振到 V_m 时, 二极管 D_c 导通, v_{c2} 被箝位到电源电压 V_m , i_L 保持为稳定正值, v_L 为零, 电路回到“1”状态。

从以上 ADRPI 变换桥臂的工作过程可看出, 开关次序 $D_1-Q_1-D_2-Q_2$ 给所有开关器件提供了最优越的开关环境。在 Q_1 、 Q_2 的导通过程中, 可通过带有零电压检测的基极驱动电路(如图 10.7 所示)检测横跨开关器件两端的电压, 以保证当二极管 D_1 或 D_2 停止导电后, Q_1 或 Q_2 迅速自然导通, 这样就基本上完全消除了器件的导通损耗。而且在这个过程中并不需要使用快速二极管, 二极管 D_1 、 D_2 在通过其上的电流为零后自然关断。 Q_1 、 Q_2 的关断过程是在 Snubber 电容 C_{c1} 、 C_{c2} 的作用下完成的。从上述工作原理可知, 在 Q_1 、 Q_2 关断的瞬间, 其上电压为零, 而之后, 其上的 dv/dt 将受到 C_{c1} 、 C_{c2} 的限制, 这样就完全排除了在关断过程中通常大电流和高电压同时存在的可能, 从而极大地减少了关断损耗。并且与常规 Snubber 电路不同的是, 这里 C_{c1} 、 C_{c2} 能量并不由 Snubber 电路本身消耗, 而是最终反馈回电源。

二极管 D_{fw} 和 D_c 也具有非常良好的工作环境, 其上的 dv/dt 被谐振电容所限制, 而关断时的 di/dt 又被电感 L 所限制。

通过以上分析可以看到, 在这种零电压开关(ZVS)模式下工作的大功率开关管, 只有在横跨其两端电压为零时才能导通, 这意味着同一桥臂的另一开关管这时承受着全部输入电压, 即已经关断。因此这种技术从根本上排除了短路

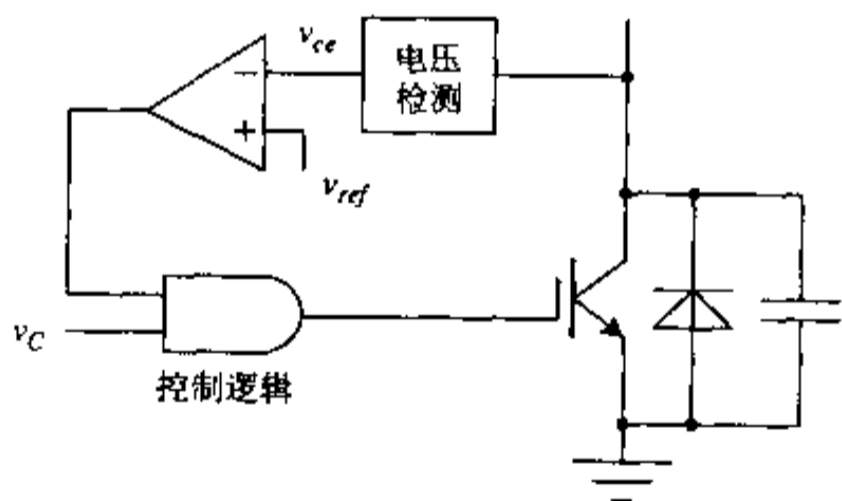


图 10.7 零电压检测电路

输入电源的可能, 使逆变桥臂的工作具有很高的可靠性。图 10.6 所示拓扑结构使得变换桥臂变得非常结实而又可靠, 因此这种变换桥臂又称为结实型变换桥臂(rugged inverter leg)。

使用一条上述结实型桥臂, 可使稳定的直流电源变为可调节的直流电源, 如图 10.8 所示, 输出电压 v_{c2} 将随着占空比的变化从零变化

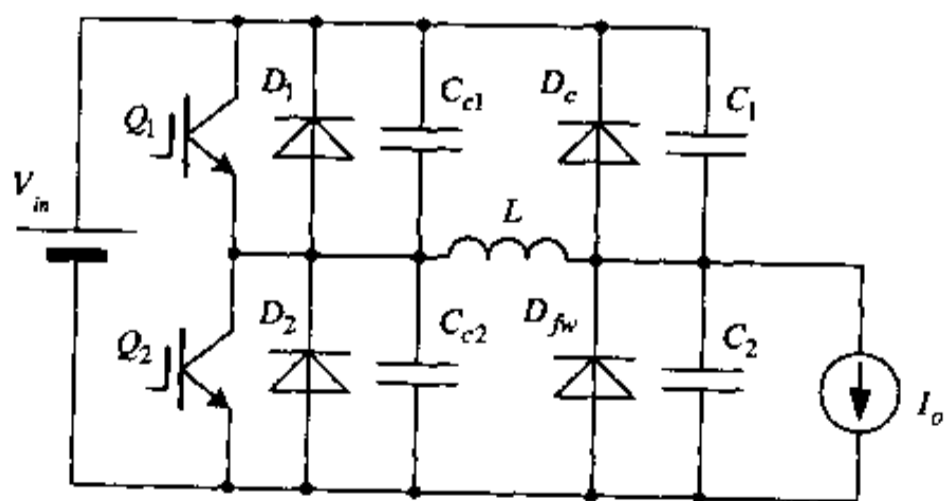


图 10.8 一条 ADRPI 变换桥臂构成的可调节的直流电源

为后面的逆变桥提供零电压间隔。

10.2.2 结实型变换桥臂的工作过程讨论及相平面分析

在下面的讨论与分析中,将暂时把 Snubber 电容 C_{c1} 、 C_{c2} 从图 10.6 所示电路中除去, C_{c1} 、 C_{c2} 的作用将在后面零电压开关的操作限制中详细讨论。在讨论之前,作如下几点说明:

- 假定所有元器件都是理想的。
- 假定负载电感足够大,因此在一个开关周期中,负载可用其值等于该时刻输出电流 I_o 的一恒值电流源代替。

- $Z_r = \sqrt{\frac{L}{C_1 + C_2}} = \sqrt{\frac{L}{C_r}}$ 为谐振电路特性阻抗。

- $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L(C_1 + C_2)}} = \frac{1}{\sqrt{LC_r}}$ 为谐振角频率。

- 电流和电压的归一化因子分别为: V_m/Z_r 和 V_m 。

从前面的工作原理讨论可知,结实型变换桥臂的一个工作周期可分为六个时间段,其中有两个电感电流线性变化段,在这两个时间间隔中,输出电压 v_{c2} 被箝位在零或 V_m ; 有两个谐振段,谐振在 L 与电容 C_1 、 C_2 之间进行;还有两个稳态段,在这两段间隔,输出电压 v_{c2} 被箝位在零或 V_m ,电感电流 i_L 为稳定负值或正值,这两段间隔的持续时间由系统的 PWM 调制所决定。与各个时间段所对应的等效电路如图 10.12 所示,各时间段的电感电流 i_L 和输出电压 v_{c2} 波形如图 10.13 所示。在对各个时间段的工作过程进行讨论之前,首先假定电路的初始工作状态为开关管 Q_2 导通,二极管 D_{fw} 导通,且 Q_2 上流过输出电流 I_o 和电感电流 i_L ,输出电压 v_{c2} 被箝位在零值。在 t_0 时刻,关断 Q_2 ,电路的工作过程进入 $t_0 \sim t_1$ 时间段。

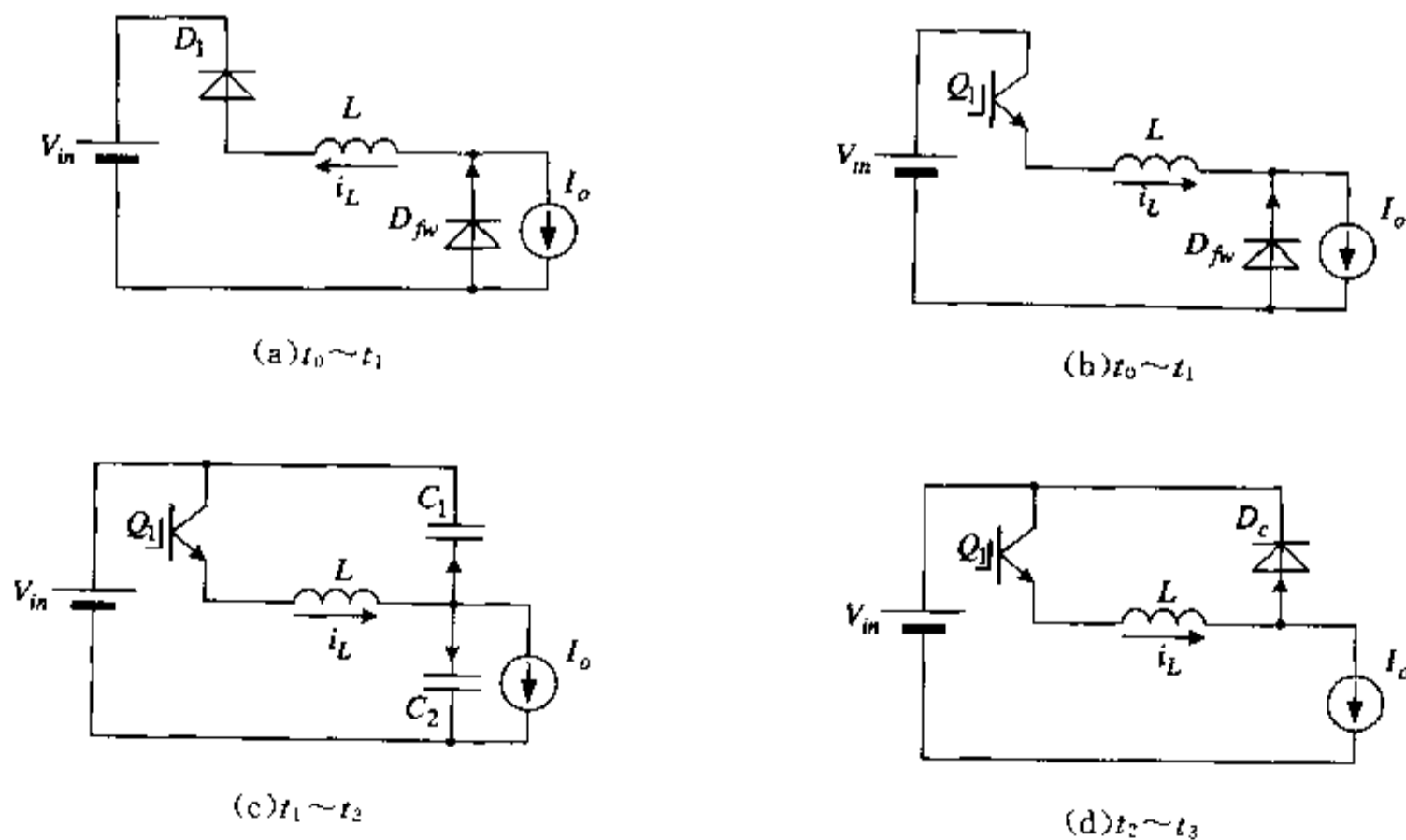


图 10.12 各时间段对应等效电路

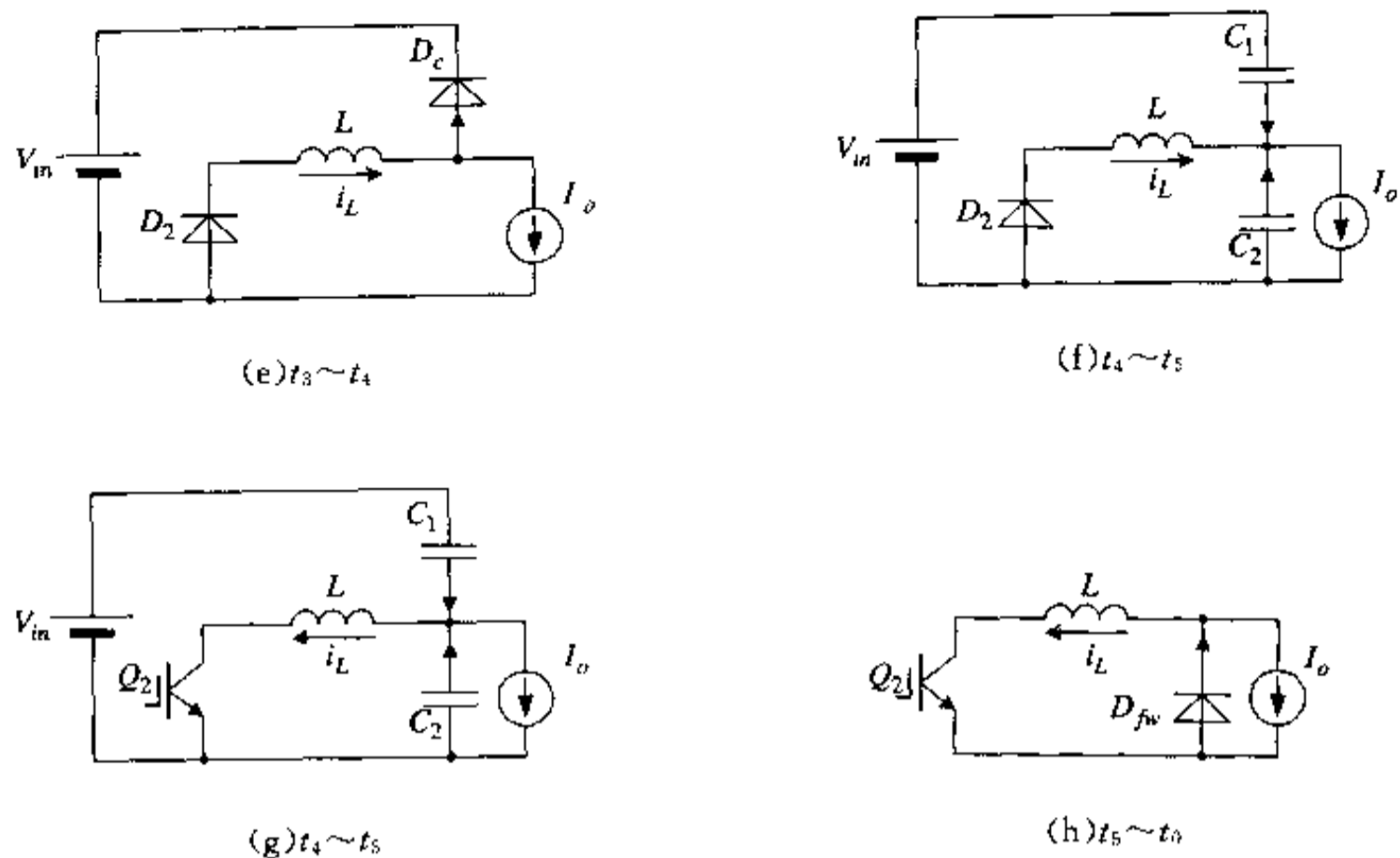


图 10.12(续)

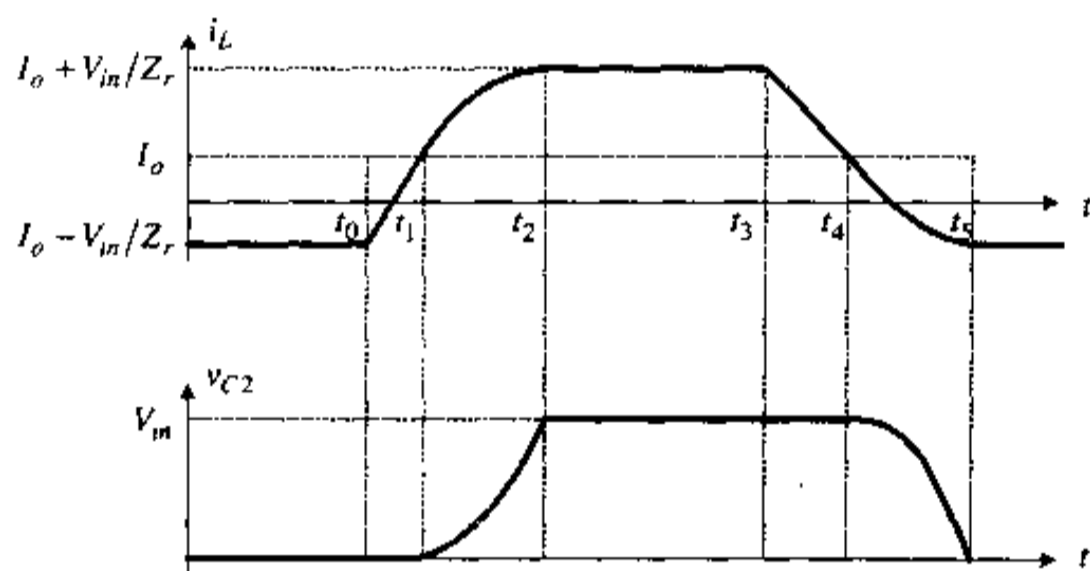


图 10.13 电感电流 i_L 和输出电压 v_{C2} 波形

1. $t_0 \sim t_1$ 时间段

在时刻 t_0 , Q_2 关断, 电感电流 i_L 通过 D_1 反馈回电源 V_m 。 i_L 的初始值为负, 然后线性增长, 这个时间段有:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_m}{L} \tag{10.20}$$

当 i_L 由负变为正反向时, 二极管 D_1 停止导电, Q_1 在零电压下自然导通, 如图 10.12 (a) 和 10.12 (b) 所示。之后 i_L 继续线性增长, 当 $i_L = I_o$ 时, 这时 $t = t_1$, 续流二极管 D_{fw} 停止导电。

图 10.14 (a) 为表示归一化的电感电流 i_{Lm} 和输出电压 v_{C2n} 变化的状态平面图。从图中可知, 这一段间隔, i_L 与 v_{C2} 的变化在状态平面图上可表示为连接点 $A(0, I_m - 1)$ 和点 $B(0, I_m)$ 的直线 \overline{AB} 段。

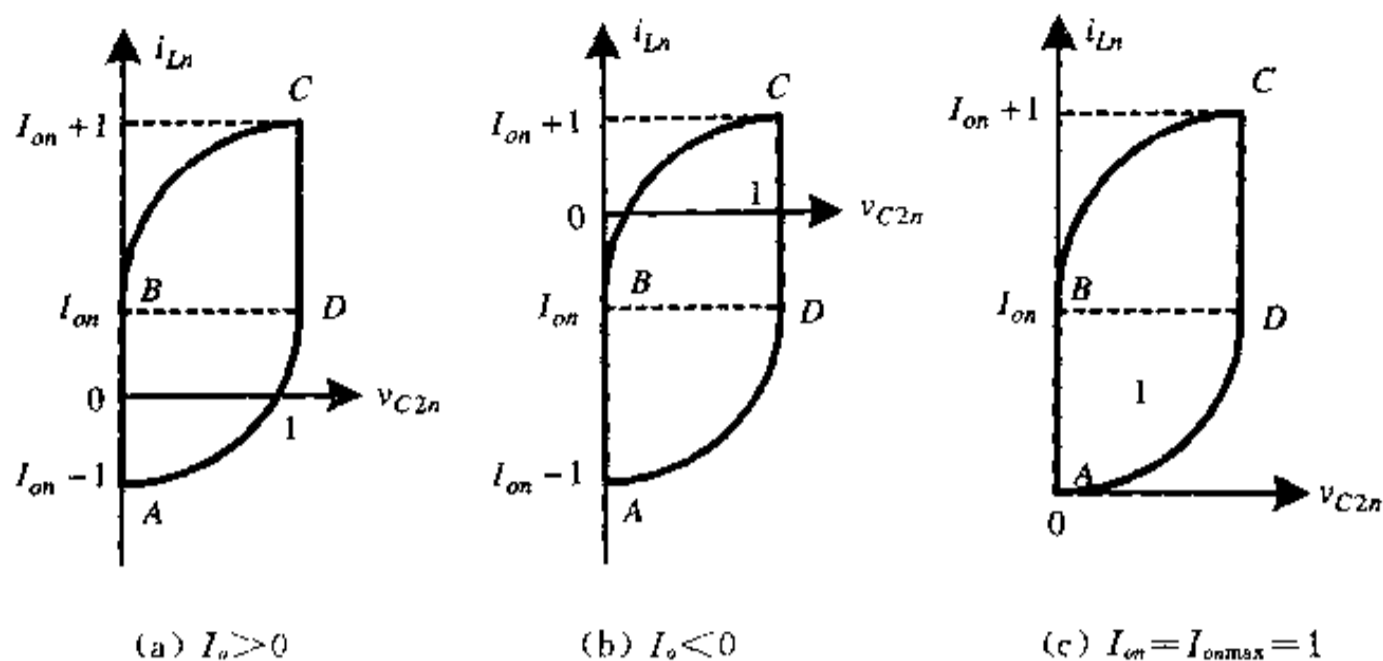


图 10.14 归一化的电感电流 i_{Ln} 和输出电压 v_{C2n} 变化的状态平面图

2. $t_1 \sim t_2$ 时间段

在这个时间段(见图 10.12(c)), Q_1 导通, D_{fv} 截止, 电路变成一 LC 谐振电路。在谐振电路中, 电感电流 i_L 与负载电流 I_o 的差值 $i_L - I_o$ 将使电容 C_2 充电, C_1 放电。这个时间段, 系统的动态过程可表示为:

$$\begin{cases} (C_1 + C_2) \frac{dv_{C2}}{dt} = i_L - I_o \\ L \frac{di_L}{dt} = V_m - v_{C2} \end{cases} \quad (10.21)$$

初始条件:

$$\begin{cases} v_{C2}(0) = 0 \\ i_L(0) = I_o \end{cases}$$

解方程组(10.21)并代入初始条件可得:

$$\begin{cases} v_{C2}(t) = V_m(1 - \cos\omega t) \\ i_L(t) = \frac{V_m}{Z_r} \sin\omega t + I_o \end{cases} \quad (10.22)$$

在时刻 t_2 , v_{C2} 谐振到 V_m , 二极管 D_i 变为正偏, 之后 v_{C2} 将被箝位在 V_m , i_L 保持不变, 电路停止谐振。把 $v_{C2} = V_m$ 代入式(10.22)可得这一时间段的持续时间:

$$T_2 = t_2 - t_1 = \frac{\pi}{2} \sqrt{L(C_1 + C_2)} = \frac{\pi}{2} \sqrt{LC_r} \quad (10.23)$$

这个时间恰好为四分之一谐振周期。将式(10.23)代入(10.22), 可得电感电流的稳定值:

$$i_L(t) = I_L = \frac{V_m}{Z_r} + I_o \quad (10.24)$$

对 v_{C2} 和 i_L 作归一化处理, 则式(10.22)可改写如下:

$$\begin{cases} \frac{1}{V_m}(v_{C2} - V_m) = -\cos\omega t \\ \frac{Z_r}{V_m}(i_L - I_o) = \sin\omega t \end{cases}$$

$$\begin{cases} (v_{C2n} - 1) = -\cos\omega_r t \\ (i_{Ln} - I_m) = \sin\omega_r t \end{cases}$$

将上两式两边平方然后相加,可得:

$$(v_{C2n} - 1)^2 + (i_{Ln} - I_m)^2 = 1 \quad (10.25)$$

由式(10.25)可知,在 $t_1 \sim t_2$ 时间段里, v_{C2n} 与 i_{Ln} 在状态平面上所描述的曲线是以点 $(1, I_m)$ 为圆心, $r=1$ 为半径的一段圆弧 \widehat{BC} , 其中点 B 坐标为 $(0, I_m)$, 点 C 坐标为 $(1, 1+I_m)$ 。

3. $t_2 \sim t_3$ 时间段

这个时间段, Q_1 导通, D_1 导通, 输出电压 v_{C2} 被箝位在 V_m , $i_L = (V_m/Z_r) + I_m$ 为稳定正值。电路处于一种稳态, 并且这种稳态一直保持到 t_3 时刻, Q_1 被关断。图 10.12(d) 为这一时间段的等效电路。这一时间段的状态变化可用状态平面图上的点 $C(1, 1+I_m)$ 表示。

4. $t_3 \sim t_4$ 时间段

在这一时间段的初始时刻 t_3 , Q_1 被关断, i_L 通过二极管 D_2 续流, 如图 10.12(e) 所示。在这个时间段, 系统的动态过程可表示为:

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{V_m}{L} \quad (10.26)$$

即, i_L 在这段时间以斜率 $-V_m/L$ 线性减小, 当 i_L 在时刻 t_4 下降到 I_o 时, 二极管 D_1 停止导电。解式(10.26), 并将边界条件 $i_L(t_3) = V_m/Z_r + I_m$ 及 $i_L(t_4) = I_o$ 代入, 可得:

$$\begin{aligned} I_o - \left(\frac{V_m}{Z_r} + I_m \right) &= -\frac{V_m}{L}(t_4 - t_3) \\ T_4 = t_4 - t_3 &= \frac{L}{V_m} = \sqrt{L(C_1 + C_2)} = \sqrt{LC_r} \end{aligned} \quad (10.27)$$

这个时间段的状态变化可用状态平面图上从点 $C(1, 1+I_m)$ 到点 $D(1, I_m)$ 的一段垂直线段 \overline{CD} 表示。

5. $t_4 \sim t_5$ 时间段

在这个时间段的初始时刻 t_4 , 二极管 D_1 截止, 电感 L 开始与电容 C_1, C_2 产生谐振。在谐振过程中, i_L 先是沿二极管 D_2 流动, 当 i_L 由正变负反向时, D_2 截止, Q_2 在零电压条件下自然导通。而输出电压 v_{C2} 在这个过程中则是由 t_4 时刻的 V_m 逐渐减小, 并在 t_5 时刻降到零, 之后二极管 D_{fw} 开始工作, 将 v_{C2} 箝位在零值, i_L 保持为一稳定负值。图 10.12(f) 和图 10.12(g) 为这一时间段的等效电路。这个时间段系统的动态过程可表示为:

$$\begin{cases} (C_1 + C_2) \frac{dv_{C2}}{dt} = i_L - I_o \\ L \frac{di_L}{dt} = -v_{C2} \end{cases} \quad (10.28)$$

初始条件为:

$$\begin{cases} v_{C2}(0) = V_m \\ i_L(0) = I_o \end{cases}$$

解微分方程组(10.28)并代入初始条件可得:

$$\begin{cases} v_{C_2}(t) = V_m \cos \omega_r t \\ i_L(t) = -\frac{V_m}{Z_r} \sin \omega_r t + I_o \end{cases} \quad (10.29)$$

这一时间段的持续时间与 $t_1 \sim t_2$ 段相同,即:

$$T_5 = T_2 = \frac{\pi}{2} \sqrt{L(C_1 + C_2)} = \frac{\pi}{2} \sqrt{LC_r} \quad (10.30)$$

由式(10.29)可得:

$$v_{C_2}^2 + (i_L - I_o)^2 = 1 \quad (10.31)$$

因此,这一时间段的状态变化可用状态平面图上以点 $(0, I_o)$ 为圆心,以 $r=1$ 为半径的一段圆弧 \widehat{DA} 表示,点 D 坐标为 $(1, I_o)$,点 A 坐标为 $(0, I_o - 1)$ 。

6. $t_5 \sim t_0$ 时间段

图 10.12(h)为这一时间段的等效电路。在这个时间段, Q_2 和 D_{fw} 处于导通状态,输出电压 v_{C_2} 被箝位在零值, $i_L = -(V_m/Z_r) + I_o$ 保持为稳定负值,电路处于稳定状态,电感电流 i_L 通过 Q_2 和 D_{fw} 形成回路,而负载电流 I_o 则通过 D_{fw} 形成回路,当 Q_2 被再次关断时, $t_5 \sim t_0$ 时间段结束。这一时间段的状态可用状态平面图上的点 $A(0, I_o - 1)$ 表示。

注:以上工作过程讨论及相平面分析均是在假定 $I_o > 0$ 的条件下做出的。当 $I_o < 0$ 时,可得出相似的分析,这时相平面图如图 10.14(b)所示,表现为与图 10.14(a)横轴对称的波形。

10.2.3 零电压开关操作的限制

从状态平面图 10.14(a)可看到,只有当电感电流 i_L 振荡的幅度 V_m/Z_r 大于负载电流 I_o 时,零电压操作才是可能的,即只有当 V_m/Z_r 大于 I_o 时,参考式(10.29), i_L 才会有从负到正及从正到负的变化过程,从而才会有开关次序 $D_1 - Q_1 - D_2 - Q_2$ 。

图 10.14(c)为 $I_o = I_{omax} = 1$ 时(即 $I_o = I_{omax} = V_m/Z_r$)的状态平面图。显然,进一步增加 I_o 将导致二极管 D_1 的导通失败,从而 Q_1 也不能在零电压下导通。当负载电流 $I_o < 0$ 时,同理,我们可以得到应有 $-V_m/Z_r < I_o$ (参考式(10.22)),这样我们就得到负载电流的变化范围:

$$-\frac{V_m}{Z_r} < I_o < \frac{V_m}{Z_r} \quad (10.32)$$

在以上的讨论中都忽略了 Snubber 电容 C_c 对电路的影响,而从前面讨论知道,开关 Q_1, Q_2 的关断是在由电容 C_c 组成的无损耗 Snubber 电路的保护下实现的,并且 C_c 的能量应反馈回电源。为了保证功率开关管 Q_1 (或 Q_2) 的自然导通,在 Q_2 (或 Q_1) 关断瞬间,电感 L 应具有足够大的能量使电容 C_c 上的电压 v_{C_c} 从 V_m 迅速降到零,从而使 D_1 (或 D_2) 能导通,这种情况发生在 $t_0 \sim t_1, t_3 \sim t_4$ 时间段。图 10.15(a)为考虑到电容 C_c 影响的 $t_0 \sim t_1$ 时间段的等效电路。下面分析一下电路在这个时间段的动态过程。

Q_1 在 t_0 时刻被关断后, L 将与 C_{c1} 和 C_{c2} 谐振,如果 L 的能量足够大, $v_{C_{c1}}$ 将从 V_m 迅速降到零,从而使 D_1 和 Q_1 的自然导通成为可能。这个动态过程可表示如下:

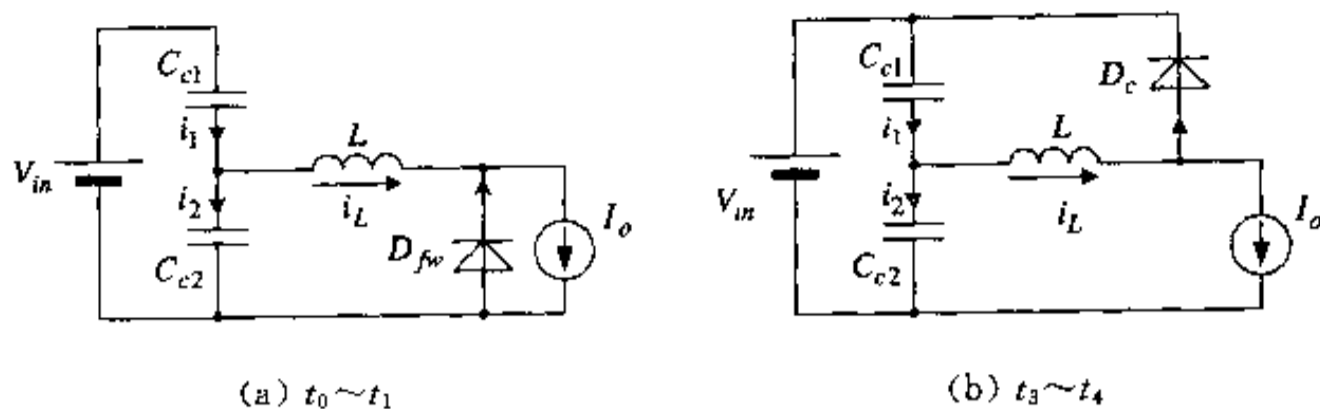


图 10.15 考虑到电容 C_c 影响的等效电路

$$\begin{cases} \frac{1}{C_{c1}} \int i_1 dt + L \frac{di_L}{dt} = V_m \\ L \frac{di_L}{dt} - \frac{1}{C_{c2}} \int i_2 dt = 0 \end{cases} \quad (10.33)$$

初始条件:

$$\begin{cases} v_{C_{c1}}(0) = V_m \\ i_L(0) = -I_{1L} \end{cases}$$

式中, i_1 为通过 C_{c1} 的电流, i_2 为通过 C_{c2} 的电流, 且有:

$$i_1 = i_L + i_2, C_{c1} = C_{c2} = C_c/2$$

解方程组式(10.33)并代入初始条件可得:

$$\begin{cases} v_{C_{c1}} = V_m - I_{1L} Z_C \sin \omega_c t \\ i_L = -I_{1L} \cos \omega_c t \end{cases} \quad (10.34)$$

式中 $\omega_c = 1/\sqrt{LC_c}$, $Z_C = \sqrt{L/C_c}$.

由式(10.34)可知, 当 $\omega_c = \pi/2$ 时, $i_L = 0$, 这时应有 $v_{C_{c1}} \leq 0$, 即

$$v_{C_{c1}} \left(\omega_c t = \frac{\pi}{2} \right) = V_m - I_{1L} Z_C \leq 0$$

从而得:

$$I_{1L} \geq \frac{V_m}{Z_C} \quad (10.35)$$

从图 10.14(a)可知, $-I_{1L} = I_o - \frac{V_m}{Z_r}$, 代入上式可得:

$$I_o \leq V_m \left(\frac{1}{Z_r} - \frac{1}{Z_C} \right) \quad (10.36)$$

同理, 考虑当 $I_o < 0$ 时, 系统在 $t_3 \sim t_4$ 段的关断过程。图 10.15(b)为这个时间段考虑到 C_c 影响的等效电路图。在时刻 t_3 , Q_1 被关断, L 将与 C_{c1} 和 C_{c2} 谐振, 这时 L 应具有足够的能量, 使 $v_{C_{c2}}$ 从 V_m 迅速降到零, 为 D_2, Q_2 的自然导通创造条件。这个过程的动态可表示为:

$$\begin{cases} \frac{1}{C_{c1}} \int i_1 dt + L \frac{di_L}{dt} = 0 \\ \frac{1}{C_{c2}} \int i_2 dt - L \frac{di_L}{dt} = V_m \end{cases} \quad (10.37)$$

初始条件:

$$\begin{cases} v_{C2}(0) = V_m \\ i_L(0) = I_{2L} \end{cases}$$

解方程组(10.37)并代入初始条件可得:

$$\begin{cases} v_{C2} = V_m - I_{2L}Z_C \sin \omega_c t \\ i_L = I_{2L} \cos \omega_c t \end{cases} \quad (10.38)$$

当 $\omega_c = \pi/2$ 时,由式(10.38)可知, $i_L = 0$, 这时应有 $v_{C2} \leq 0$, 即

$$v_{C2} \left(\omega_c t = \frac{\pi}{2} \right) = V_m - I_{2L}Z_C \leq 0$$

从而得:

$$I_{2L} \geq \frac{V_m}{Z_C}$$

从状态平面图 10.14(b) 知, $I_{2L} = I_o + \frac{V_m}{Z_r}$, 代入上式可得:

$$I_o \geq V_m \left(\frac{1}{Z_C} - \frac{1}{Z_r} \right) \quad (10.39)$$

因此,最后可得到如下结论:在考虑到电容 C_r 影响的条件下,为保证 Q_1 、 Q_2 能在零电压下自然导通,负载电流 I_o 应满足:

$$V_m \left(\frac{1}{Z_C} - \frac{1}{Z_r} \right) < I_o < V_m \left(\frac{1}{Z_r} - \frac{1}{Z_C} \right) \quad (10.40)$$

这样,在给定 V_m 、 I_o 和 Z_r 的条件下,可求出满足式(10.40)的电容 C_r 的最大值,即

$$\sqrt{C_r} \leq \sqrt{C_1 + C_2} - \frac{I_o}{V_m} \sqrt{L} \quad (10.41)$$

或

$$C_r \leq \left(\sqrt{C_1 + C_2} - \frac{I_o}{V_m} \sqrt{L} \right)^2 \quad (10.42)$$

最后应该提及的是以上所有讨论都是在假定谐振电路无损耗的情况下得出的,如果考虑到电感存在着不可忽视的损耗,则负载电流 I_o 的变化范围应小于式(10.40)所给出的范围,而 Snubber 电容 C_r 的最大值也应小于(10.42)式所规定的数值。

10.2.4 设计过程举例

上述结实型变换桥臂的设计,主要包括选择谐振电路电感 L 和电容 C_1 、 C_2 的数值及 Snubber 电容 C_r 的数值。为了减小通过开关 Q_1 、 Q_2 的峰值电流,从而减小 Q_1 、 Q_2 的通态损耗,特性阻抗 Z_r 应选择得尽可能大;而另一方面,为了减小关断损耗,增加输出电流范围, Z_r 应选择得尽可能小。因此对于谐振电路及 Snubber 电路元件的选择应兼顾半导体开关器件损耗(通态损耗+关断损耗)及开关器件允许通过的最大电流。下面举一实例说明该设计过程。

假定设计要求为:直流供电电压: $V_m = 280V$ 占空比: $0.1 < D < 0.9$

输出电流: $-20A < I_o < 20A$ 开关管关断时间: $t_{off} = 0.5\mu s$

开关频率: $F_s = 20kHz$ 开关管饱和压降: $v_{ce} = 2V$

1. 确定谐振频率 F_r

由开关频率 F_s 、最小占空比 $D=0.1$ ，可确定谐振频率 F_r 。参考图 10.13 中输出电压 v_{C2} 的波形，并令 $T_3=0$ ，则由 $D=0.1$ 知

$$\bar{v}_{C2}/V_m = 0.1$$

式中 \bar{v}_{C2} 为一个开关周期中的输出电压平均值。根据式(10.22)、(10.29)可得：

$$\bar{v}_{C2} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{T_2} V_m (1 - \cos \omega_r t) dt + \int_0^{T_4} V_m dt + \int_0^{T_5} V_m \cos \omega_r t dt \right] \quad (10.43)$$

由式(10.27)、(10.30)可知， $T_2=T_5=\frac{\pi}{2}\omega_r=\frac{T_r}{4}$ ， $T_4=\frac{T_r}{2\pi}$ ，代入上式可得：

$$\bar{v}_{C2} = \frac{(\pi + 2)V_m T_r}{4\pi T_s}$$

$$\frac{\bar{v}_{C2}}{V_m} = \frac{(\pi + 2)T_r}{4\pi T_s} = 0.1$$

$$F_r = 4F_s = 80\text{kHz}$$

2. 确定开关器件的通态损耗及关断损耗

由前面的讨论可知：

$$F_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L(C_1 + C_2)}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_r}}, \quad Z_r = \sqrt{\frac{L}{C_1 + C_2}} = \sqrt{\frac{L}{C_r}}$$

因此，满足 $F_r=80\text{kHz}$ 的 Z_r 可以取多种值，而随着 Z_r 的不同 i_L 的峰值将会不同，从而桥臂开关器件的通态损耗也将不同。由状态平面图知，电感电流 i_L 的谐振峰值为：

$$I_M = I_o + \frac{V_m}{Z_r} = I_o + V_m \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{L}} = I_o + V_m \sqrt{\frac{C_r}{L}}$$

开关的通态损耗，按最大占空比 $D=0.9$ ，且开关通过最大谐振峰值电流计算，可得：

$$P_{CL} = v_{ce} D \left(I_o + V_m \sqrt{\frac{C_r}{L}} \right) \quad (10.44)$$

在求开关器件的关断损耗之前，首先假定在功率开关管关断过程中，流经开关管的电流线性减小，且谐振电感电流 $i_L=I_L$ 近似为一恒直电流源，则可近似认为：

$$I_Q = I_L \left(1 - \frac{t}{t_{off}} \right), \quad 0 < t < t_{off} \quad (10.45)$$

式中 I_Q 为关断期间的开关管电流。这样，关断期间流经电容 C_c 的电流 i_{C_c} 和开关管两端电压 v_Q 可表示为：

$$i_{C_c} = I_L \frac{t}{t_{off}} \quad (10.46)$$

$$v_Q = \frac{2}{C_c} \int i_{C_c} dt = \frac{I_L}{C_c} \cdot \frac{t^2}{t_{off}} \quad (10.47)$$

因此，关断损耗可近似写为：

$$P_{SL} = F_s \int_0^{t_{off}} I_Q v_Q dt = F_s \int_0^{t_{off}} \frac{I_L^2}{t_{off}^2 C_c} (t_{off} - t) t^2 dt$$

解上式可得：

$$P_{SL} = \frac{1}{12C_c} (I_L t_{off})^2 F_S \quad (10.48)$$

将 $C_c = \left(\sqrt{C_1 + C_2} - \frac{I_o}{V_m} \sqrt{L} \right)^2$ 及 $I_L = I_M = I_o + V_m \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{L}}$ 代入上式，可得关断损耗：

$$P_{SL} = \frac{1}{12} \left[\frac{\frac{V_m}{Z_r} + I_o}{\sqrt{C_c} - \frac{I_o}{V_m} \sqrt{L}} \right]^2 F_{st_{off}}^2 \quad (10.49)$$

3. 选择 L, C_1, C_2, C_c 的数值

对式(10.49)进行变换整理，可得：

$$\begin{aligned} P_{SL} &= \frac{F_S t_{off}^2}{12L} \left[\left(\frac{V_m}{Z_r} + I_o \right) \left/ \left(\frac{1}{Z_r} - \frac{I_o}{V_m} \right) \right. \right]^2 \\ &= \frac{F_S t_{off}^2 V_m^2}{12L} \left[\left(\frac{V_m}{Z_r I_o} + 1 \right) \left/ \left(\frac{V_m}{Z_r I_o} - 1 \right) \right. \right]^2 \end{aligned} \quad (10.50)$$

又知 $\frac{1}{L} = \frac{1}{\sqrt{LC_c}} \sqrt{\frac{C_c}{L}} = \frac{\omega_r}{Z_r} = \frac{2\pi F_r}{Z_r} = \frac{8\pi F_s}{Z_r}$ ，代入上式得：

$$P_{SL} = \frac{8\pi}{12} (F_{st_{off}})^2 V_m I_o \frac{V_m}{Z_r I_o} \left[\left(\frac{V_m}{Z_r I_o} + 1 \right) \left/ \left(\frac{V_m}{Z_r I_o} - 1 \right) \right. \right]^2 \quad (10.51)$$

令 $\chi = \frac{V_m}{Z_r I_o} + 1 = \frac{I_M}{I_o}$ ，代入式(10.51)得：

$$P_{SL} = \lambda_1 (\chi - 1) \left(\frac{\chi}{\chi - 2} \right)^2 \quad (10.52)$$

式中， $\lambda_1 = \frac{2\pi}{3} (F_{st_{off}})^2 V_m I_o$ 。

由式(10.44)可得：

$$\begin{aligned} P_{CL} &= v_{ce} D I_o \chi = \lambda_2 \chi \\ \lambda_2 &= v_{ce} D I_o \quad D=0.9 \end{aligned} \quad (10.53)$$

总损耗：

$$P_Q = P_{SL} + P_{CL} = \lambda_1 (\chi - 1) \left(\frac{\chi}{\chi - 2} \right)^2 + \lambda_2 \chi \quad (10.54)$$

图 10.16 为关断损耗 P_{SL} 、通态损耗 P_{CL} 和总损耗 P_Q 随 χ 变化的曲线。由图中可知，当 χ 取值为 2.6 时，总损耗 P_Q 取最小值。

令式(10.54)中 P_Q 对 χ 求导，得

$$\begin{aligned} \frac{dP_Q}{d\chi} &= \lambda_1 \left[\frac{\chi^2}{(\chi - 2)^2} + 2(\chi - 1) \left(\frac{\chi}{\chi - 2} \right) \left(\frac{1}{\chi - 2} - \frac{\chi}{(\chi - 2)^2} \right) \right] + \lambda_2 \\ \frac{dP_Q}{d\chi} &= \lambda_1 \left[\frac{\chi^2}{(\chi - 2)^2} - \frac{4\chi(\chi - 1)}{(\chi - 2)^3} \right] + \lambda_2 \\ &= \frac{1}{(\chi - 2)^3} [(\lambda_1 + \lambda_2)\chi^3 - 6(\lambda_1 + \lambda_2)\chi^2 + 4(\lambda_1 + 3\lambda_2)\chi - 8\lambda_2] \end{aligned}$$

令 $\frac{dP_Q}{d\chi} = 0$ 可知, 当 $\chi = 2.76$ 时, P_Q 取极小值。这时

$$\begin{aligned} Z_r &= \frac{V_m}{I_o(\chi - 1)} \\ &= \frac{280}{20(2.76 - 1)} \Omega = 7.95 \Omega \\ L &= \frac{Z_r}{\omega_r} = \frac{7.95}{8\pi F_s} \approx 16 \mu\text{H} \\ C_r &= \frac{L}{Z_r^2} = \frac{16}{7.95^2} \mu\text{F} \approx 0.25 \mu\text{F} \\ C_1 &= \left(\frac{1}{Z_r} - \frac{I_o}{V_m} \right)^2 L \\ &= \left(\frac{1}{7.95} - \frac{1}{14} \right)^2 \times 16 \approx 0.047 \mu\text{F} \end{aligned}$$

最后, 根据以上计算可选择:

$$L = 16 \mu\text{H}, C_1 = C_2 = C_r/2 = 0.1 \mu\text{F}, C_{c1} = C_{c2} = C_c/2 = 0.022 \mu\text{F}$$

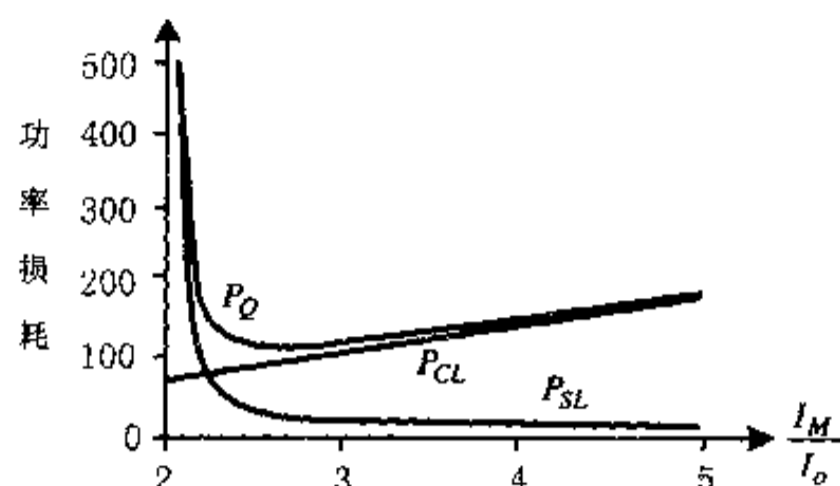


图 10.16 关断损耗 P_{SL} 、通态损耗 P_{CL} 和总损耗 P_Q 随 χ 变化的曲线

10.3 辅助谐振变换极 PWM 逆变器(ARCPI)

由上一节论述可知, ADRPI 电路通过给每一条开关桥臂附加一个由电感 L , 电容 C_1 、 C_2 , 二极管 D_1 、 D_2 构成的谐振电路, 并设计合适的开关次序, 从而消除了电路中所有主要寄生成分的影响, 并给所有开关器件提供了最优越的开关环境。然而 ADRPI 电路也有很明显的不足: ①由于谐振电感 L 与负载串联, 因此电路的软开关工作条件与负载的变化范围有很强的耦合关系; ②为了保证电路能可靠地从一种状态变换到另一种状态, 电感 L 在二极管续流期间应维持很大的环流能量, 而这个能量在通过开关管、电感、二极管续流时势必会产生很大的功率损耗; ③主开关管及二极管的电流应力较大, 由式(10.22)可知, 电感电流的峰值为 $\frac{V_m}{Z_r} + I_o$, 又由式(10.36)知, $\frac{V_m}{Z_r} \geq I_o + \frac{V_m}{Z_r}$, 因此主开关管及续流二极管要承受远大于 2 倍输出电流 I_o 的电流。为了解决上述这些问题, 在 ADRPI 之后又有多种极谐振型电路拓扑结构被提出。ARCPI(auxiliary resonant commutated pole inverter)是其中较为成功的一种。

10.3.1 ARCPI 变换桥臂的拓扑结构及工作原理

图 10.17 为 ARCPI 一条变换桥臂的拓扑结构。由图中可知, 这个拓扑结构包括: 主功率开关管 Q_1 、 Q_2 及其反并联二极管 D_1 、 D_2 ; 主功率开关管两端并联电容 C_{r1} 、 C_{r2} , 一方面作为 Q_1 、 Q_2 的关断 Snubber 电容, 为 Q_1 、 Q_2 创造零电压关断条件, 另一方面与谐振电感 L_r 共同构成谐振电路; 谐振电感 L_r 与两个辅助开关 Q_{a1} 、 Q_{a2} 串联连接构成一条与负载相并联的支路。辅助谐振电路主要有两个作用。作用一: 当变换桥臂的电流需要从续流二极管 D_1 (或 D_2) 换流到主功率开关管 Q_2 (或 Q_1) 时, 辅助谐振电路将通过使桥臂极点谐振使这一过程在零电压条件下完成。作用二: 当变换桥臂的电流需从主功率开关管 Q_1 (或 Q_2) 换流到续流二极管 D_2 (或 D_1) 时, 而此时负载电流较小, 不足以完成这一换流, 辅助谐振电

路将启动,通过谐振帮助实现这一软开关换流过程。辅助功率开关 Q_{a1} (Q_{a2}) 的导通使辅助谐振电路启动,当变换桥臂换流过程结束后, Q_{a1} (Q_{a2}) 将随之关断。 Q_{a1} 、 Q_{a2} 的导通与关断是在零电流条件下完成的。使用三条这样的桥臂就可以很方便地构成三相交流逆变器。如图 10.18 所示。

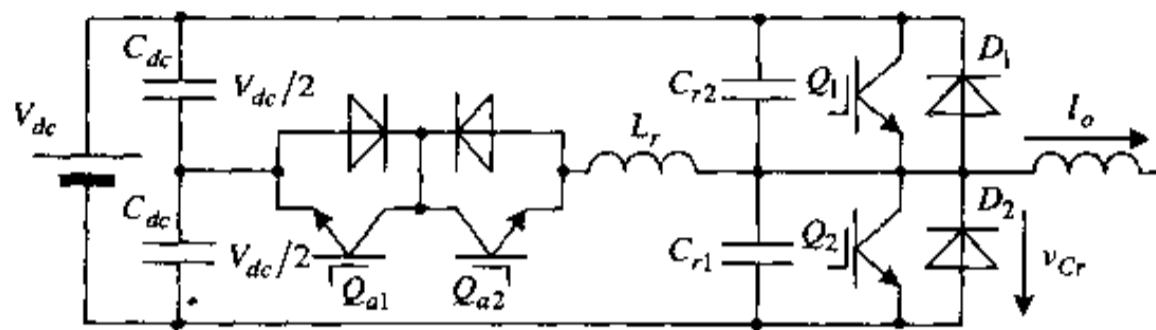


图 10.17 ARCPI 一条变换桥臂

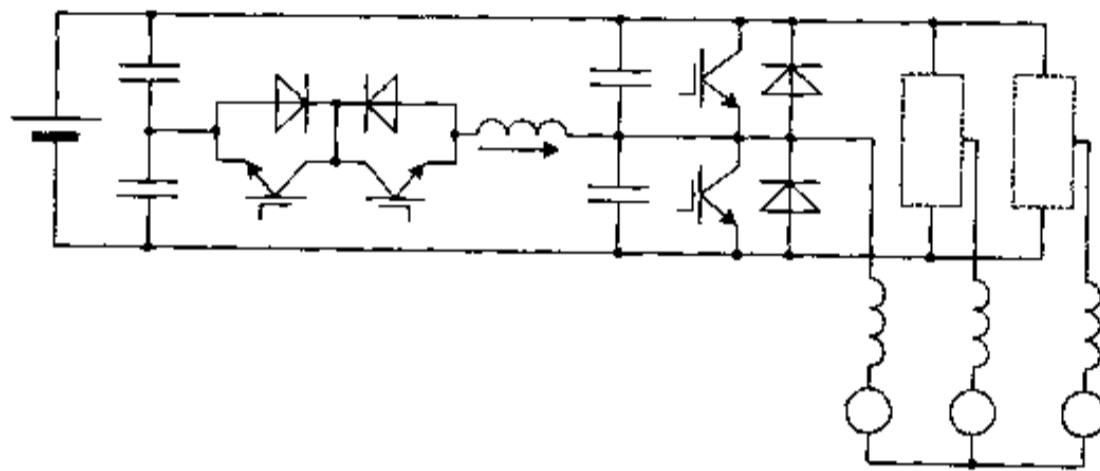


图 10.18 ARCPI 三相交流逆变器

下面对 ARCPI 电路的两种作用方式分别作详细讨论分析。

10.3.2 ARCPI 电路的作用方式一

所谓 ARCPI 电路在第一种作用方式下工作就是指当负载电流通过二极管 D_2 (D_1) 续流时,ARCPI 电路通过启动谐振电路使功率开关管 Q_1 (Q_2) 在零电压下导通,完成负载电流从 D_2 (D_1) 到 Q_1 (Q_2) 的换流过程。这一过程可分为三个时间段描述,对应的电路拓扑及主要电量波形如图 10.19 和图 10.20 所示。

在讨论之前,仍需作如下假定:

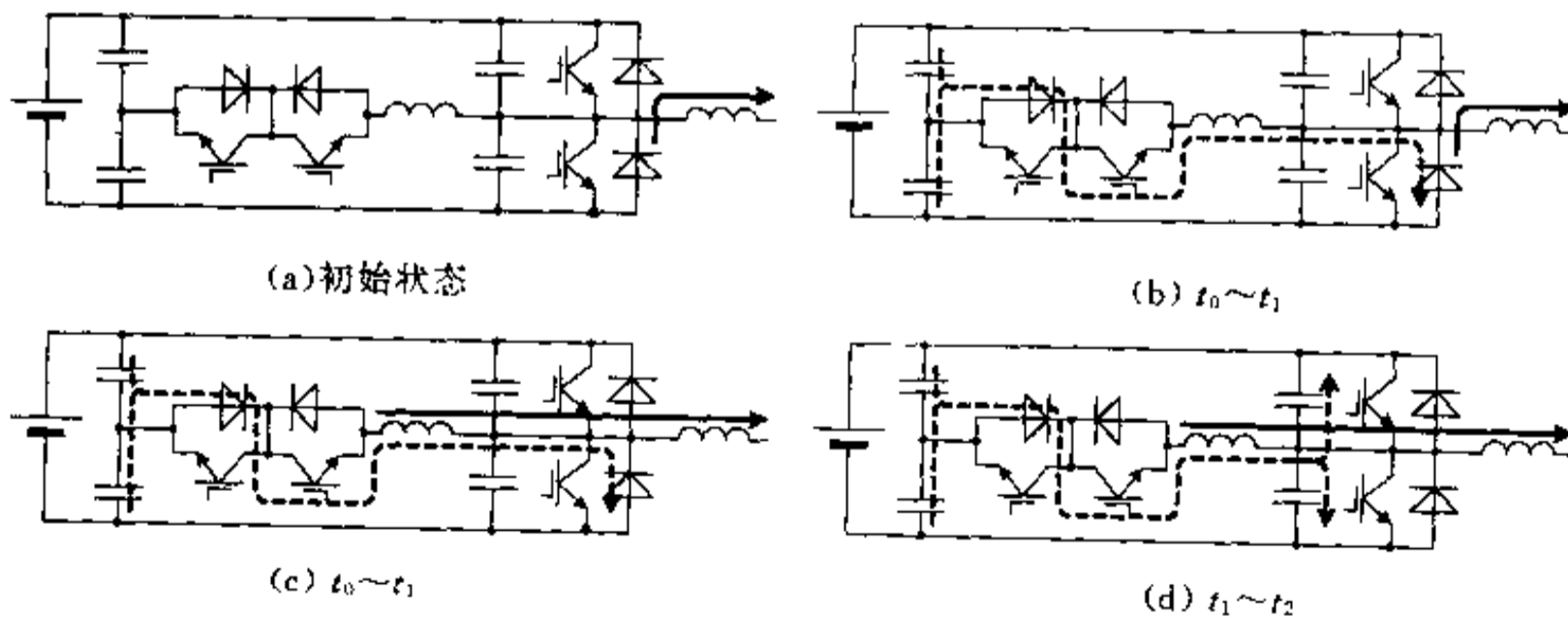


图 10.19 ARCPI 电路的作用方式一各时间段对应电路拓扑

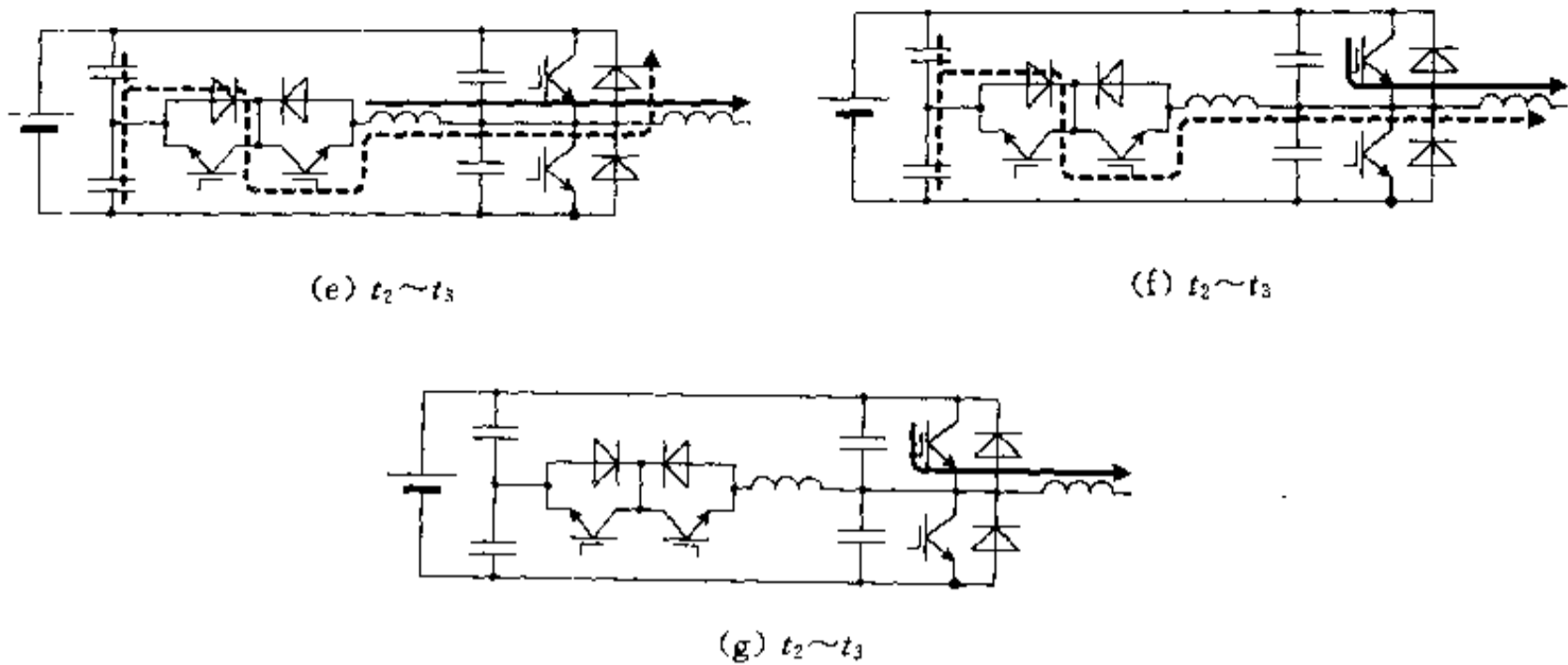


图 10.19(续)

- 所有元器件都是理想的。
- 负载电感足够大,故在一个开关周期中负载可用其值等于该时刻输出电流 I_o 的一恒值电流源代替。
- 电容 C_{dc} 足够大,故其上电压在开关过程中保持 $V_{dc}/2$ 不变。

设电路初始状态为:主功率开关管 Q_1 关断, Q_2 导通,续流二极管 D_2 导通,负载电流 I_o 通过 D_2 续流,辅助谐振支路不工作。相应的电路拓扑如图 10.19(a)所示。

1. $t_0 \sim t_1$ 时间段(线性上升模式)

在时刻 t_0 ,导通辅助功率开关管 Q_{a2} ,谐振电感电流 i_{Lr} 在 $V_{dc}/2$ 电压的作用下线性增长,当 i_{Lr} 增长到等于负载电流 I_o 时,续流二极管 D_2 自然关断。之后, i_{Lr} 通过功率开关管 Q_2 继续线性增长。当电流差值 $i_m = i_{Lr} - I_o$ 达到某一预先设定的数值时,关断 Q_2 ,这个时间段结束。这个时间段对应的电路拓扑如图 10.19(b)、(c)所示。若用 v_{Cr} 表示电容 C_{r2} 上的电压,则这一时间段有:

$$\begin{aligned} v_{Cr} &= v_{Cr2} = 0 \\ L_r \frac{di_{Lr}}{dt} &= \frac{V_{dc}}{2} \end{aligned} \tag{10.55}$$

初始条件为:

$$i_{Lr}(t_0) = 0$$

解方程式(10.55)可得:

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_{dc}}{2L_r}(t - t_0) \tag{10.56}$$

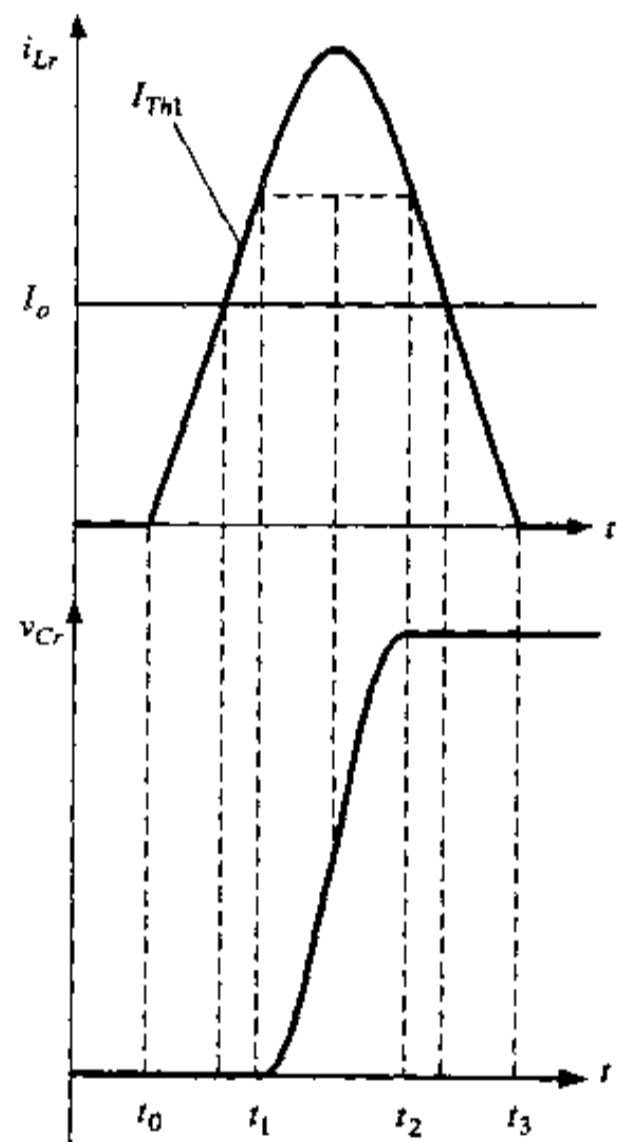


图 10.20 主要电量波形

设预先设定的阈值为 I_{Th1} , 则当 i_r 上升到 $I_o + I_{Th1}$ 时, 这个时间段结束。这个时间段持续时间为:

$$T_1 = t_1 - t_0 = \frac{2L_r}{V_{dc}}(I_o + I_{Th1}) \quad (10.57)$$

2. $t_1 \sim t_2$ 时间段(谐振模式)

在时刻 t_1 , 电感电流 i_{Lr} 上升到 $I_o + I_{Th1}$, 此时关断 Q_2 (注意, Q_2 是在 Snubber 电容 C_r ($=C_{r1} + C_{r2}$) 作用下软关断的)。之后, 电感 L_r 将与电容 C_{r1} 、 C_{r2} 谐振, 电流阈值 I_{Th1} 应保证该时刻电感储能 $\frac{1}{2}L_r(I_o + I_{Th1})^2$ 足够大, 即在谐振过程中足以使电压 v_{Cr} 从零谐振到 V_{dc} 。实际上, I_{Th1} 主要是考虑到电感增加的储能 $\frac{1}{2}L_r I_{Th1}^2$ 应能弥补在谐振过程中电路的损耗。这一时间段对应的电路拓扑如图 10.19(d) 所示。在这一时间段有:

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = \frac{V_{dc}}{2} - v_{Cr} \\ (C_{r1} + C_{r2}) \frac{dv_{Cr}}{dt} = i_{Lr} - I_o \end{cases} \quad (10.58)$$

初始条件:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t_1) = I_o + I_{Th1} \\ v_{Cr}(t_1) = 0 \end{cases}$$

解方程组(10.58)并代入初始条件可得:

$$\begin{cases} v_{Cr}(t) = \frac{V_{dc}}{2}[1 - \cos\omega_r(t-t_1)] + I_{Th1}Z_r \sin\omega_r(t-t_1) = \frac{V_{dc}}{2} - V_{M1} \cos[\omega_r(t-t_1) + \beta_1] \\ i_{Lr}(t) = \frac{V_{dc}}{2Z_r} \sin\omega_r(t-t_1) + I_o + I_{Th1} \cos\omega_r(t-t_1) = I_o + I_{M1} \sin[\omega_r(t-t_1) + \beta_1] \end{cases} \quad (10.59)$$

式中, $V_{M1} = \sqrt{\left(\frac{V_{dc}}{2}\right)^2 + (I_{Th1}Z_r)^2}$, $I_{M1} = \sqrt{I_{Th1}^2 + \left(\frac{V_{dc}}{2Z_r}\right)^2}$, $\beta_1 = \tan^{-1} \frac{I_{Th1}Z_r}{V_{dc}/2}$, $\omega_r = 1/\sqrt{L_r C_r}$ 为谐振角频率, $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$ 为谐振电路特性阻抗, $C_r = C_{r1} + C_{r2}$ 。

当 v_{Cr} 以谐振方式上升到等于 V_{dc} 时, 二极管 D_1 导通, 这一时间段结束。将 $v_{Cr} = V_{dc}$ 代入式(10.59), 可得这一时间段持续时间:

$$T_2 = t_2 - t_1 = \frac{1}{\omega_r} \left[\cos^{-1} \left(-\frac{V_{dc}}{2V_{M1}} \right) - \beta_1 \right] \quad (10.60)$$

将式(10.60)代入式(10.59)可知, 当这一时间段结束时, i_{Lr} 恰好又谐振回到这一时间段的初始值 $I_o + I_{Th1}$ 。从式(10.59)还可知, 辅助开关管承受的最大电流为:

$$I_{LM} = I_o + I_{M1} = I_o + \sqrt{I_{Th1}^2 + \left(\frac{V_{dc}}{2Z_r}\right)^2} \quad (10.61)$$

3. $t_2 \sim t_3$ 时间段(线性下降模式)

在 t_2 时刻, v_{Cr} 上升到等于 V_{dc} , 二极管 D_1 导通。之后, v_{Cr} 将被箝位在 V_{dc} , 而 i_{Lr} 将在电压 $V_{dc}/2$ 的作用下线性下降, 当 $i_{Lr}(t)$ 下降到等于负载电流 I_o 时, 二极管 D_1 截止。在 D_1 从导通到截止的这段时间里, 应给出功率开关管 Q_1 的开通信号, 使 Q_1 在零电压下完成导通

过程。\$D_1\$ 截止后, \$i_{Lr}\$ 在电压 \$V_{dc}/2\$ 的作用下继续线性下降, 而通过 \$Q_1\$ 的电流线性上升, 当 \$i_{Lr}\$ 下降到零时, 在零电流下关断辅助开关管 \$Q_{a2}\$。这时全部负载电流流过 \$Q_1\$, 这个时间段结束。这个时间段对应的电路拓扑如图 10.19(e)、(f)、(g) 所示。在这一时间段有:

$$v_{Cr} = V_{dc} \quad I_r \frac{di_{Lr}}{dt} = -\frac{V_{dc}}{2} \quad (10.62)$$

初始条件为:

$$i_{Lr}(t_2) = I_o + I_{Th1}$$

解方程式(10.62)并代入初始条件可得:

$$i_{Lr}(t) = -\frac{V_{dc}}{2L_r}(t - t_2) + I_o + I_{Th1} \quad (10.63)$$

将 \$i_{Lr}(t)=0\$ 代入式(10.63)可得这一时间段长度:

$$T_3 = t_3 - t_2 = \frac{2L_r}{V_{dc}}(I_o + I_{Th1}) \quad (10.64)$$

整个开关过程的持续时间为:

$$T_c = T_0 + T_1 + T_2 = \frac{4L_r(I_o + I_{Th1})}{V_{dc}} + \frac{1}{\omega_r} \left[\cos^{-1} \left(-\frac{V_{dc}}{2V_{M1}} \right) - \beta_1 \right]$$

10.3.3 ARCPPI 电路的作用方式二

ARCPPI 电路的第二种作用方式指的是当负载电流正在主功率开关管 \$Q_1(Q_2)\$ 中流动, 但负载电流 \$I_o\$ 比较小, 不足以完成谐振换流过程时, ARCPPI 电路通过启动辅助谐振电路, 使电流能以软开关的方式从 \$Q_1(Q_2)\$ 换流到 \$D_2(D_1)\$ 中。这一过程同样可分为三个时间段描述, 对应的电路拓扑和主要电量波形如图 10.21 和图 10.22 所示。

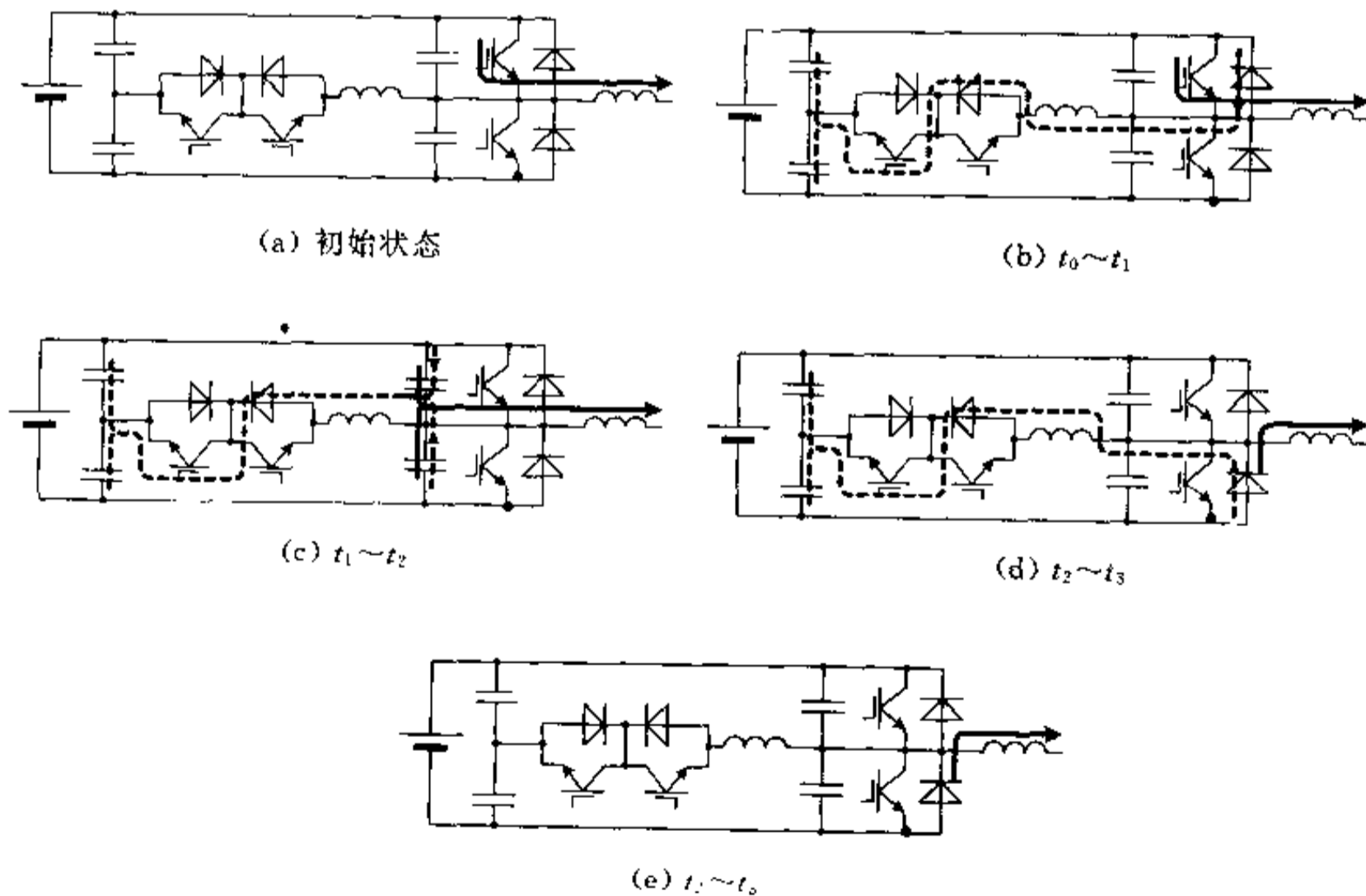


图 10.21 ARCPPI 电路的作用方式二各时间段对应电路拓扑

$$\begin{aligned}
&= V_{M2} \cos[\omega_r(t - t_1) + \beta_2] + \frac{1}{2} V_{dc} \\
i_{Lr}(t) &= I_o - \frac{V_{dc}}{2Z_r} \sin[\omega_r(t - t_1)] - (I_{Th2} + I_o) \cos[\omega_r(t - t_1)] \quad (10.69) \\
&= I_o - I_{M2} \sin[\omega_r(t - t_1) + \beta_2]
\end{aligned}$$

同理, 式中, $\omega_r = 1/\sqrt{L_r C_r}$ 为谐振角频率, $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$ 为谐振电路阻抗, $\beta_2 = \tan^{-1} \frac{2(I_{Th2} + I_o)Z_r}{V_{dc}}$, $V_{M2} = \sqrt{\left(\frac{V_{dc}}{2}\right)^2 + [(I_o + I_{Th2})Z_r]^2}$, $I_{M2} = \sqrt{\left(\frac{V_{dc}}{2Z_r}\right)^2 + (I_{Th2} + I_o)^2}$ 。

当 v_{Cr} 谐振到零时, 二极管 D_2 导通, 这个时间段结束。将 $v_{Cr}(t) = 0$ 代入式(10.69), 可得这个时间段长度:

$$T_2 = t_2 - t_1 = \frac{1}{\omega_r} \left[\cos^{-1} \left(-\frac{V_{dc}}{2V_{M2}} \right) - \beta_2 \right] \quad (10.70)$$

3. $t_2 \sim t_3$ 时间段(线性下降模式)

在 t_2 时刻, v_{Cr} 谐振到零, D_2 导通。之后, 负载电流 I_o 与谐振电感电流 i_{Lr} 全部通过 D_2 流通, i_{Lr} 在电压 $V_{dc}/2$ 的作用下线性下降, 这一段的电路拓扑对应于图 10.21(d)、(e)。在这一时间段有:

$$\begin{aligned}
v_{Cr}(t) &= 0 \\
L_r \frac{di_{Lr}}{dt} &= \frac{V_{dc}}{2} \quad (10.71)
\end{aligned}$$

初始条件:

$$i_{Lr}(t_2) = I_o - I_{M2} \sin(\omega_r T_2 + \beta_2) = -I_{Th2}$$

解方程式(10.71)得:

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_{dc}}{2L_r}(t - t_2) - I_{Th2} \quad (10.72)$$

当 i_{Lr} 下降到零时, 辅助开关管 Q_{a1} 在零电流下关断, 整个过程结束。将 $i_{Lr}(t_3) = 0$ 代入式(10.72)可得这一时间段长度:

$$T_3 = t_3 - t_2 = \frac{2I_r}{V_{dc}} I_{Th2} \quad (10.73)$$

在这一时间段里, 主功率开关管 Q_2 可以在零电压下完成导通。

10.3.4 对 ARCP1 电路的几点讨论

1. ARCP1 电路工作于方式二的负载电流阈值 I_{Th}

当 ARCP1 需要从 $Q_1(Q_2)$ 换流到 $D_2(D_1)$, 且输出负载较重时, 或者说当负载电流 I_o 较大时, 无需启动辅助谐振电路, 这时可直接关断 $Q_1(Q_2)$ 。之后, 电容 C_{r1} 、 C_{r2} 将在负载电流 I_o 的作用下充放电, 实现软开关换流过程。然而电路本身应如何界定负载的“轻”与“重”, 或者说应根据什么原则确定启动辅助谐振电路的负载电流阈值 I_{Th} (当 I_o 小于 I_{Th} 时, 启动辅助谐振电路)? 显然, 当无负载电流时 ($I_o = 0$), 如果不启动辅助谐振电路, 则当 $Q_1(Q_2)$ 关断后, C_{r1} 、 C_{r2} 无法完成充放电, 因而也无法完成软开关换流过程。当负载电流 I_o

较小时, C_{r1} 、 C_{r2} 虽然理论上可以在 I_o 的作用下完成充放电过程, 但是此过程势必会持续较长的时间, I_o 越小, 这个过程越长。因此, 显然负载电流阈值 I_{Th} 是根据允许完成上述软开关换流过程的最大时间间隔确定的, 而这个最大时间间隔又受到电路的 PWM 控制策略的最小脉宽所制约。当这个最大时间间隔 T_{max} 确定之后, 负载电流阈值 I_{Th} 也就随之确定, 当负载电流 I_o 小于 I_{Th} 时, 应启动辅助谐振电路, 帮助迅速完成上述换流过程。

2. 谐振电路参数选择

谐振电感 L_r 与谐振电容 C_r 的选择对于 ARCPI 电路的功能及电路的损耗有很大的影响, 它们将决定桥臂从一种状态转换到另一种状态的死区时间, 从而影响整个转换效率。因此在进行 L_r 、 C_r 的参数选择时, 应综合考虑各种因素。显然, 选择较大数值的 Snubber 电容 C_r 会使主功率开关器件的关断损耗大大减小, 但是会增加辅助谐振支路中的电流峰值, 从而增大辅助电路的通态损耗。如果主功率开关器件是具有较长关断时间的器件, 那么减小主开关器件的关断损耗可能比辅助电路增加的通态损耗要大得多, 在这种情况下, 增大 C_r 的数值显然是比较合理的。当然, L_r 、 C_r 的选择还应考虑到电路的最高开关频率以及主功率器件的最大 di/dt 和 dv/dt 等因素。

3. ARCPI 电路的主要优缺点

ARCPI 电路的优点是很明显的: ①主功率开关管的软开关操作与负载变化无关, 因此可考虑选择更大的并联电容, 从而更有效地降低 Q_1 、 Q_2 的关断损耗; ②主功率开关管及续流二极管承受的电压为输入电压, 通过的电流为负载电流, 因此电压、电流应力较低; ③在电路的整个工作过程中不需要较大的环流能量存在, 减小了电路的导通损耗; ④辅助功率开关的电流可能会较高, 但由于其开关过程是在零电流下完成且谐振过程与整个开关周期相比为很短一段时间, 故对电路总损耗的影响微乎其微。其不足之处是增加了两个有源开关, 因而增加了电路控制上的复杂性; 另外, 电路中需要两个很大的电容, 增加了装置的体积与重量。

10.4 其他类型的极谐振型逆变器

10.4.1 零电压转换三相 PWM 逆变器(ZVTI)

由上一节讨论可知, ARCPI 电路为桥臂的转换提供了零电压开关条件, 同时并不增加器件的电压及电流应力, 并且电路可以使用各种常规的 PWM 控制策略; 它的主要缺点是每一个桥臂需增加两个辅助开关及一个谐振电感, 对于三相逆变器来说, 需增加六个辅助开关和三个电感, 因而增加了电路拓扑的复杂性及控制上的复杂性。这里要讨论的零电压转换(ZVT)三相 PWM 逆变电路在试图保持 ARCPI 电路的几乎所有优点的情况下减化了辅助谐振电路, 用一个辅助开关 S_x 取代了 ARCPI 电路中的六个辅助开关。其电路拓扑如图 10.23 所示。

1. 基本工作原理

ZVT 三相 PWM 逆变电路采用的是一种称为六步 PWM 或状态空间调制的控制策

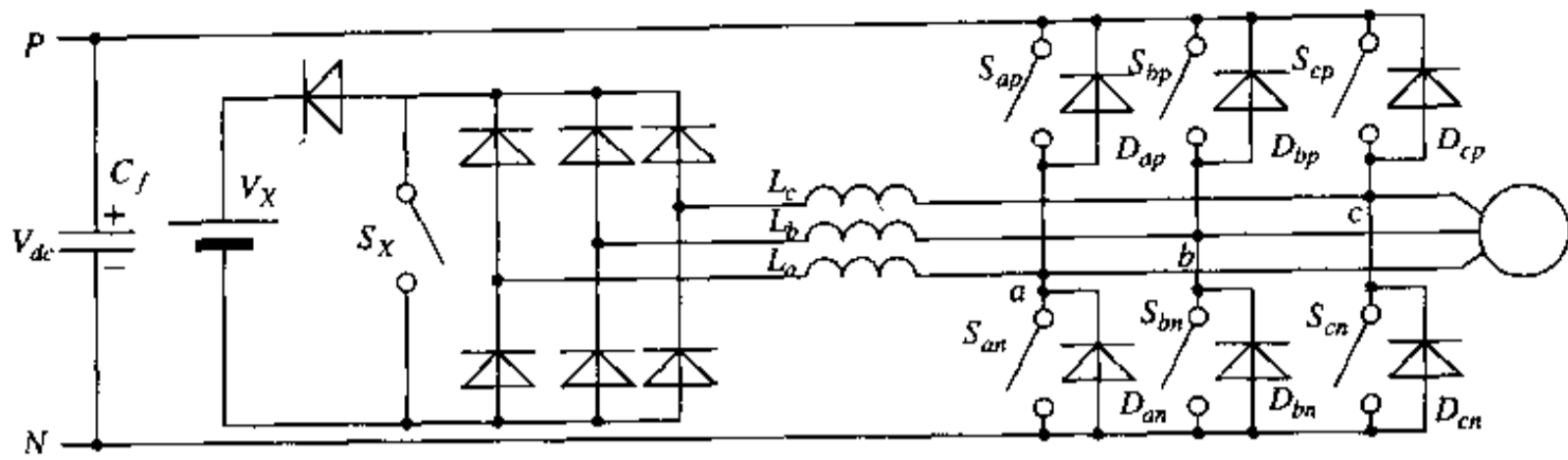


图 10.23 零电压转换(ZVT)三相 PWM 逆变电路

略。这种控制策略的基本考虑是,如果把一个正弦波半个周期分成六个 30° 等间隔,则在每一个 30° 间隔内,任一相输出电压都将保持相同的极性不变,如图 10.24 中阴影所示。因此这种控制策略的基本思想是在任一个 30° 间隔内,固定某一个桥臂的工作状态,另两个桥臂的开关状态按 PWM 变化。下面进一步讨论如何在这种六步 PWM 控制策略下,通过辅助变换电路的作用使主功率开关器件实现软开关换流过程。

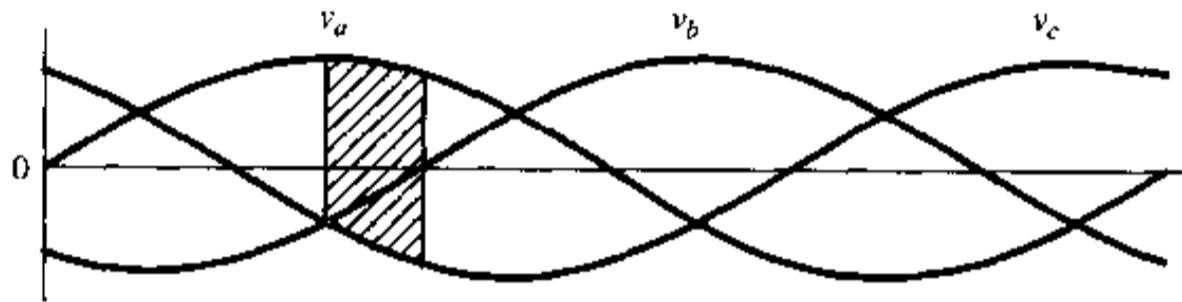


图 10.24 三相交流电压波形

假定在一个 30° 间隔里要求输出电压 v_a 为正, v_b, v_c 为负。在这个间隔里 A 相输出电流 i_a 为负(流进负载), B 相输出电流 i_b 和 C 相输出电流 i_c 为正(流出负载)。按六步 PWM 控制策略,固定 A 相桥臂状态,使 B 相、C 相桥臂的开关状态按 PWM 变化。设 t_0 时刻之前主功率开关器件 S_{ap}, S_{bp}, S_{cp} 均处于导通状态。A 相电流 i_a 通过主功率开关 S_{ap} 流通, i_b, i_c 分别通过主功率续流二极管 D_{bp}, D_{cp} 流通,下面要通过转换电路的作用使 i_b, i_c 在零电压下完成从 D_{bp}, D_{cp} 到 S_{bn}, S_{cn} 的换流过程。在初始时刻辅助变换电路输入电压为零。整个过程可分为三个时间段描述,图 10.25、图 10.26 分别为各时间段对应等效电路拓扑及主要电量波形。

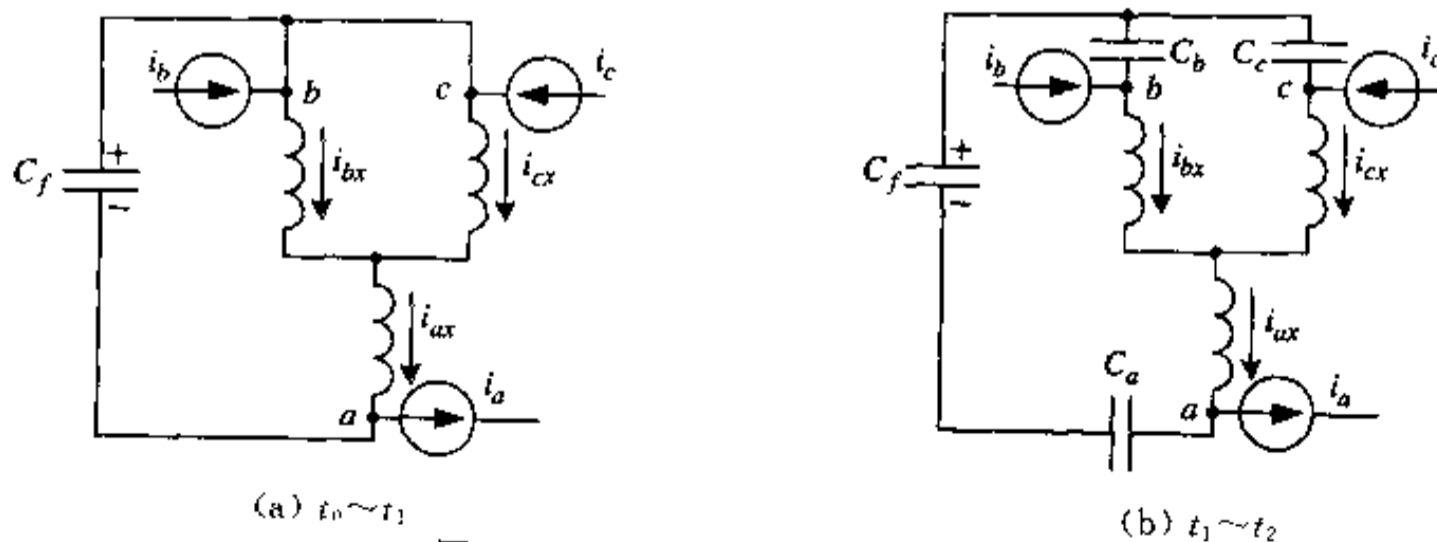
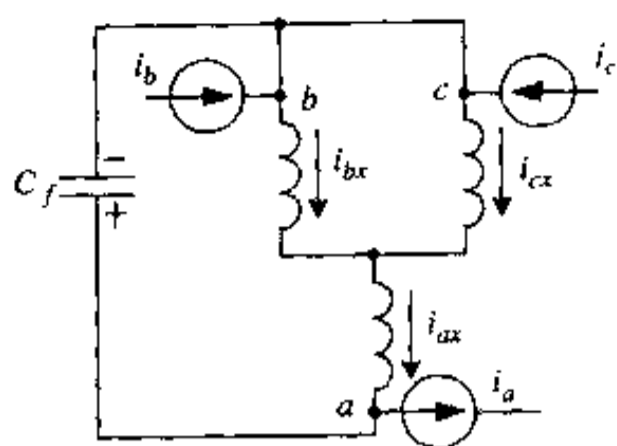
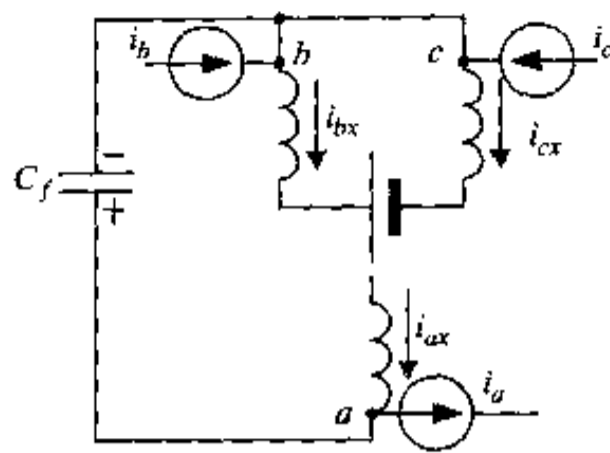


图 10.25 各时间段对应等效电路拓扑



(c) $t_2 \sim t_3$



(d) $t_2 \sim t_3$

图 10.25(续)

(1) $t_0 \sim t_1$ 时间段(充电模式)

在 t_0 时刻,关断 S_{ap} ,导通 S_{an} ,上述过程是在 Snubber 电容作用下的软开关过程。之后, b 点、 c 点电压为正, a 点电压为负。导通辅助开关管 S_x ,软开关换流过程开始。这个时间段电路处于充电模式,在电压 V_{dc} 的作用下,电感电流 i_{ax}, i_{bx}, i_{cx} 线性上升,对应的电路拓扑如图 10.25(a)所示。当电感电流 i_{bx}, i_{cx} 上升到等于负载电流 i_b, i_c 时,主续流二极管 D_{bp}, D_{cp} 自然关断。之后,差值 $i_{bx} - i_b, i_{cx} - i_c$ 将从主功率开关管 S_{bp}, S_{cp} 流过,在电源电压 V_{dc} 的作用下, i_{ax}, i_{bx}, i_{cx} 继续线性上升。当 i_{ax}, i_{bx}, i_{cx} 上升到某一预先设定的阈值时,或者说当电感 L_a, L_b, L_c 中存储有足够的能量时,电感充电阶段结束。

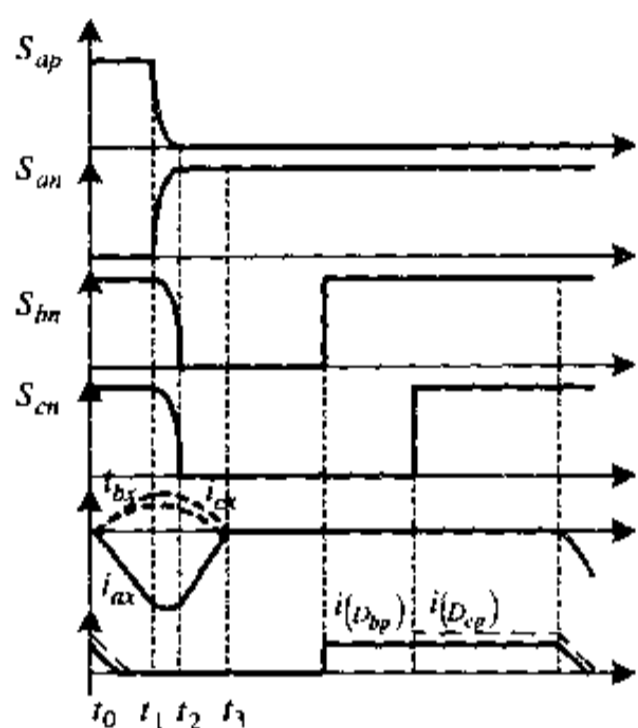


图 10.26 主要电量波形

(2) $t_1 \sim t_2$ 时间段(谐振模式)

在时刻 $t_1, i_{ax}, i_{bx}, i_{cx}$ 上升到预先设定的阈值,这时,关断主功率开关 S_{an}, S_{bp}, S_{cp} 。之后,电感 L_a, L_b, L_c 分别与相应的桥臂极点电容(即各主功率开关管两端的寄生电容)产生谐振,对应的电路拓扑如图 10.25(b)所示。这个过程与前述极谐振型逆变电路完全一样,只不过三个桥臂的极点电压同时都在谐振。在这个过程中,极点 a 电压 v_a 以谐振方式从 0 向 V_{dc} 变化,极点 b, c 的电压 v_b, v_c 以谐振方式从 V_{dc} 向 0 变化。当 v_a 谐振到 V_{dc}, v_b, v_c 分别谐振到 0 时,相应的主续流二极管 D_{ap}, D_{bn}, D_{cn} 导通,为与它反并联连接的主功率开关管 S_{ap}, S_{bn}, S_{cn} 创造了零电压导通(ZVS)条件,同时谐振阶段结束。

(3) $t_2 \sim t_3$ 时间段(放电模式)

当续流二极管 D_{ap}, D_{bn}, D_{cn} 都导通后,辅助变换电路的输入电压极性改变,在此电压的作用下,辅助电感 L_a, L_b, L_c 将处于放电状态,在电压 $-V_{dc}$ 的作用上, i_{ax}, i_{bx}, i_{cx} 将线性下降, L_a, L_b, L_c 储存的能量将回送到直流母线(给 C_f 充电),对应的电路拓扑如图 10.25(c)所示。当电流 i_{ax} 下降到零时,在零电流下关断辅助开关管 S_x 。然而由于在放电阶段初始时刻 L_a, L_b, L_c 存储的能量是不一致的,因此在关断 S_x 时,这些能量并没有完全送回到直流母线。 S_x 关断后,剩余能量将送到辅助电压源 V_x 。这时对应的电路拓扑如图 10.25(d)所

充放电,使极点电压从 V_{dc} (或 0)向 0(或 V_{dc})变化,从而创造出零电压开关条件。

4. 零电压转换(ZVT)PWM 逆变电路的优缺点分析

ZVT-PWM 逆变电路几乎保持了前述 ARCPI 电路的所有优点,它使桥臂上的主功率开关管零电压导通,而主续流二极管软关断。与常规 PWM 硬开关电路相比,大大降低了主功率开关管的开关损耗,同时排除了主续流二极管的反向恢复问题,而且在这个过程中并未增加主功率器件的电流或电压应力。另外,辅助谐振开关是在零电流下完成导通与关断的,且辅助谐振电路在一个开关周期中仅占很小的一部分,故辅助谐振变换电路所增加的损耗对电路总效率的影响微乎其微。与前述 ARCPI 电路相比,ZVT-PWM 逆变电路中辅助谐振变换电路得到了大大的简化,ARCPI 中的六个辅助开关在 ZVT-PWM 变换电路中只剩下一个,因而也简化了辅助电路的控制。ZVT-PWM 电路的不足之处是三个桥臂的工作是相互关联、相互耦合的,是不独立的。这使它在采用 PWM 控制策略时受到了一定的限制,而 ARCPI 电路三相桥臂的工作是完全独立的,这使它可以采用任何形式的 PWM 控制策略。

另外,如果将图 10.24 中负载改为三相输入交流电源,则图 10.24 所示电路就变为 ZVT-PWM 整流器,可以用作三相有源功率因数校正电路。其软开关工作过程与前述非常相似,仅有微小的差别,详细讨论可参考文献[54]。

10.4.2 Y-Snubber 谐振极 PWM 逆变器(Y-RPI)

Y-Snubber RPI^[55]电路是在 ARCPI 电路之后推出的又一种新型电路拓扑。它的基本设计出发点仍然是,在通过使桥臂极点谐振从而为桥臂开关管创造软开关条件的前提下,尽可能简化辅助谐振变换电路。前述 ZVT 逆变电路虽然将辅助谐振变换电路中的开关减少到一个,但需要六个快速恢复二极管、一个箝位二极管和一个辅助电源。下面要讨论的 Y-Snubber RPI 电路的辅助谐振电路只需要三个有源开关及其反并联二极管(在工程实际中可以用三个功率 MOS 管),其电路拓扑如图 10.27 所示。

1. 基本原理

图 10.27 所示电路任一桥臂的软开关换流过程可简述如下:假定初始时刻 A 相电流正在通过主续流二极管 D_4 以及 D_3 、 D_5 流通, S_4 、 S_3 、 S_5 均处于导通状态,这时电路需要 A 相电流从 D_4 换流到主功率开关管 S_1 。为了实现软开关换流过程,应首先导通辅助开关 S_b 、 S_c 。之后,谐振电感将被输入电压 V_m 充电,电感电流 i_{La} 将通过 $S_3//S_5$ 、 $L_b//L_c$ 、 $S_b//S_c$ 、 D_a 、 L_a 、 S_4 流通,并在 V_m 的作用下线性上升。当 i_{La} 上升到等于负载电流 i_a 时,二极管 D_4 自然关断。之后,差值 $i_{La} - i_a$ 将通过 S_4 流通, i_{La} 继续线性上升,当 i_{La} 上升到某一预先设定的阈值时,关断主功率开关 S_4 。之后,极点电容 C_{r1} 、 C_{r4} 将与电感产生谐振, C_{r1} 放电, C_{r4} 充电,极点 a 电压 v_a 将以谐振方式从 0 上升,当 v_a 上升到等于 V_m 时,主续流二极管 D_1 导通,谐振过程结束。之后,主功率开关管 S_1 可以在零电压下实现导通,从而在软开关条件下完成从 D_1 到 S_1 的换流过程。其他两桥臂的换流过程可以以上述同样的方式完成。

由于单相电路结构简单,更容易理解,下面将以一单相电路为例,对 Y-Snubber RPI 电路作一更详细的解释说明,并给出一次换流过程中相应的电路拓扑模式及主要电路波

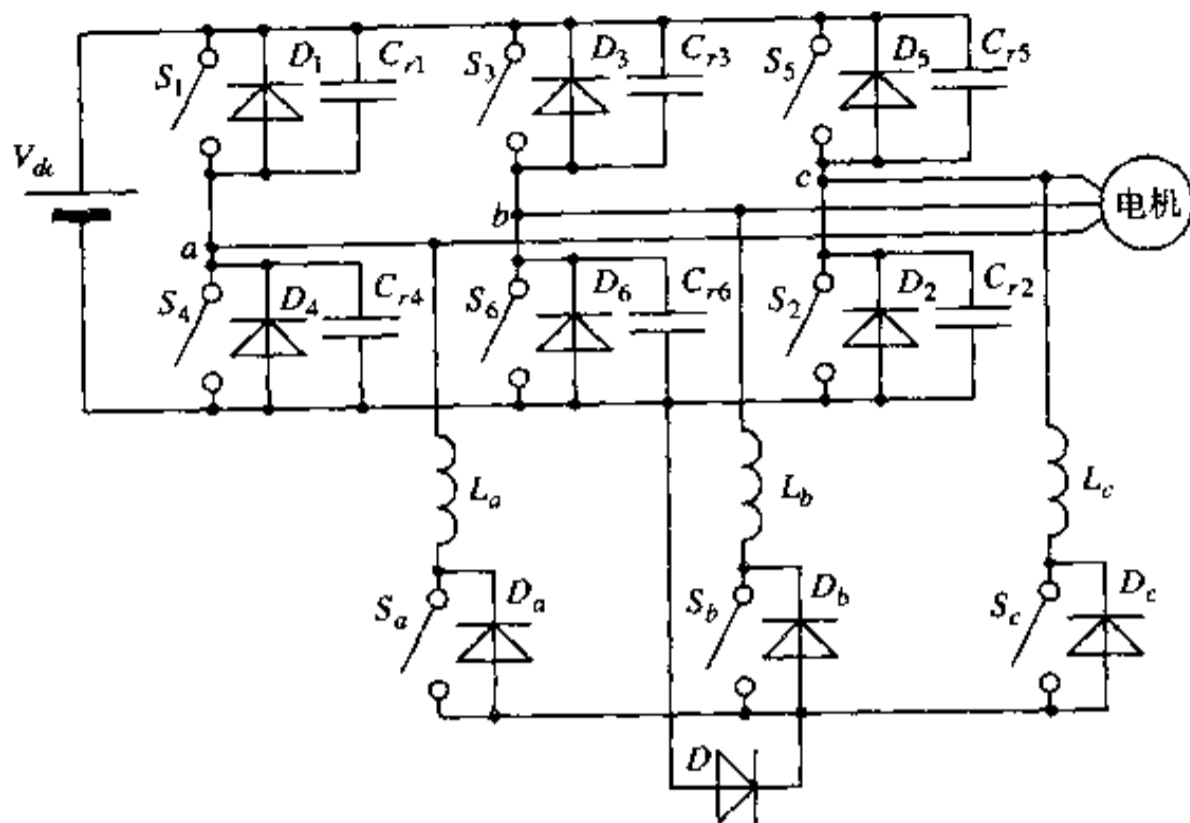


图 10.27 Y-Snubber RPI 电路

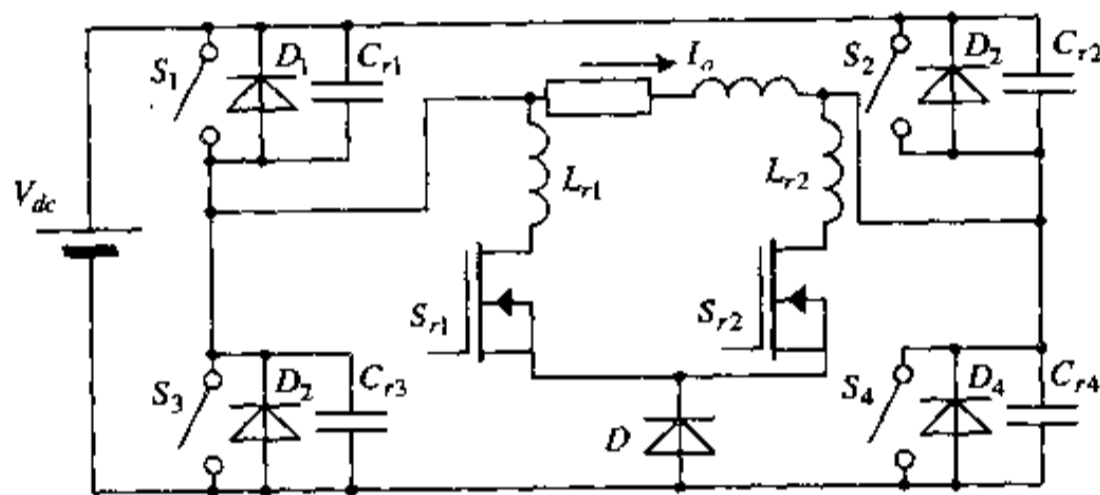


图 10.28 单相 Y-Snubber RPI 电路拓扑

形。单相 Y-Snubber RPI 电路拓扑如图 10.28 所示。图中负载假定为 $R-L$ 型负载,并假定负载电感远大于谐振电感,故在一次换流过程中负载电流可看作不变,即可用一恒流源 I_o 代替。辅助谐振缓冲电路(Snubber)由两个谐振电感 L_{r1} 、 L_{r2} ,谐振电容 C_{r1} 、 C_{r3} 、 C_{r2} 、 C_{r4} 及两个功率 MOS 管 S_{r1} 、 S_{r2} 构成。(注: $C_{r1} \sim C_{r4}$ 可以是主功率开关管的寄生电容,也可以是外加电容,它们同时也是主功率开关管的关断 Snubber 电容; S_{r1} 、 S_{r2} 表示图 10.27 中的有源开关及其反并联二极管,例如 S_a - D_a 。)

同样与大多数其他 RPI 电路一样,当负载电流需要从主功率开关管向另一侧二极管换流时,并不需要辅助谐振缓冲电路作用。例如,当主功率开关管 S_1 、 S_4 导通,负载电流需从 S_1 、 S_4 换流到 D_3 、 D_2 时,这时可以直接关断 S_1 、 S_4 。 S_1 、 S_4 在 Snubber 电容 C_r 的保护下零电压关断之后,在负载电流 I_o 的作用下, C_{r1} 、 C_{r4} 充电, C_{r3} 、 C_{r2} 放电。当 C_{r3} 、 C_{r2} 两端电压下降到零时, D_3 、 D_2 导通,完成换流过程。之后,与 D_3 、 D_2 反并联的主功率开关 S_3 、 S_2 可在零电压下实现导通。下面主要讨论负载电流从续流二极管 D_3 、 D_2 向主功率开关管 S_1 、 S_4 的换流过程。这时若直接导通 S_1 、 S_4 。由于二极管的反向恢复时间必将在桥臂上产生较大的电流尖刺。因此,必须通过辅助谐振缓冲器(Snubber)的作用才能在软开关条件下实现

此换流过程。在这个换流过程中,图 10.28 所示电路将以六种拓扑模式工作,可用六个时间段来描述,各时间段对应的等效电路以及主要电量波形分别如图 10.29 及图 10.30 所示。

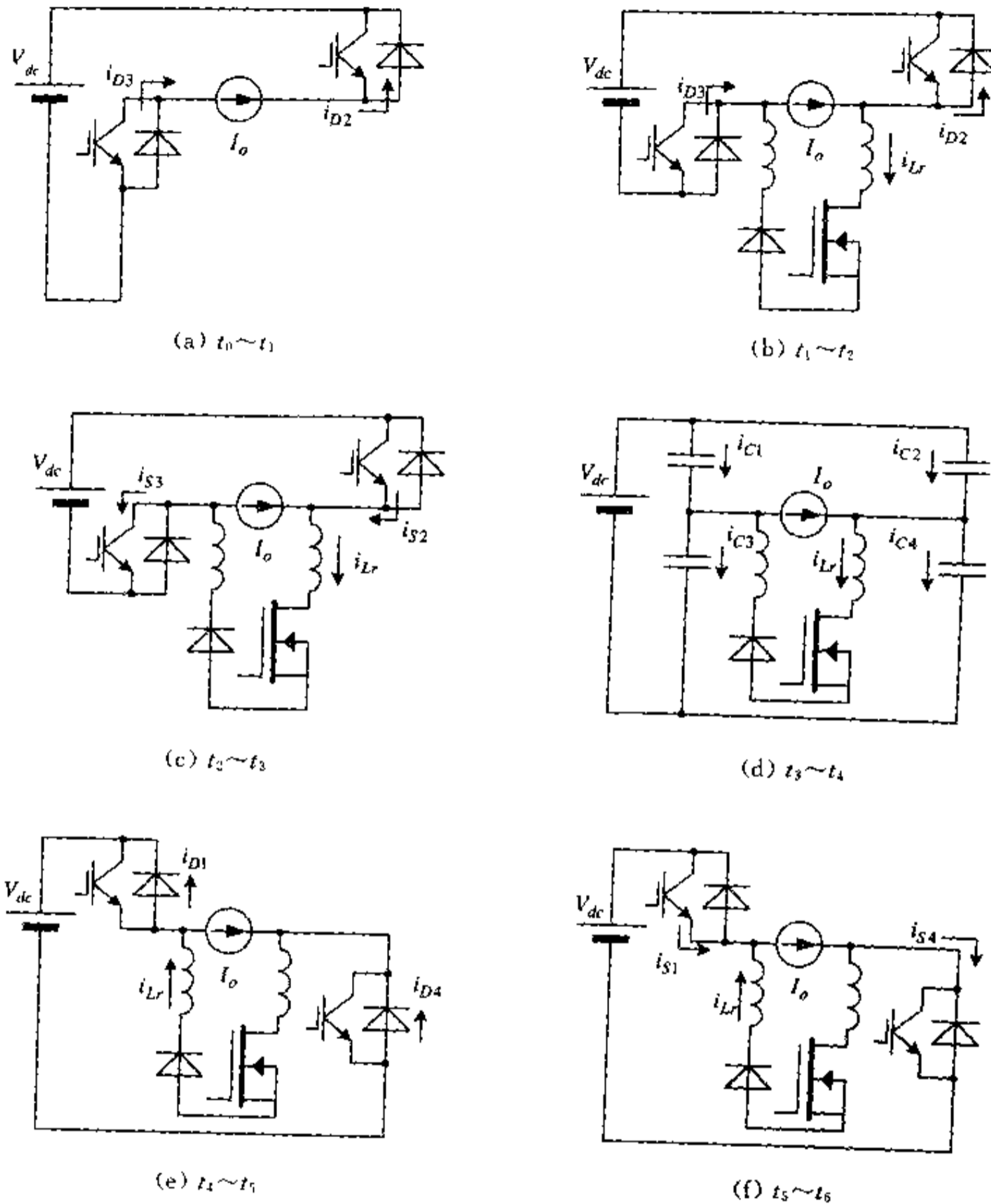


图 10.29 各时间段对应等效电路

(1) $t_0 \sim t_1$ 时间段(模式 0)

在这个时间段,电路工作于初始状态,正向负载电流通过二极管 D_3 、 D_2 续流,主功率开关管 S_3 、 S_2 保持导通状态,对应的电路拓扑模式如图 10.29(a)所示。

(2) $t_1 \sim t_2$ 时间段(模式 1)

在时刻 t_1 ,导通辅助谐振开关 S_{r2} 。之后,在输入电源电压 V_m 的作用下,电感电流 i_{Lr} 将线性上升,导致续流二极管电流 i_{D3} 、 i_{D2} 线性下降。当 i_{Lr} 上升到等于负载电流 I_o 时, i_{D3} 、 i_{D2}

下降为零,二极管 D_3 、 D_2 截止,这一时间段结束。这一时间段对应的电路拓扑如图 10.29(b)所示。

(3) $t_2 \sim t_3$ 时间段(模式 2)

在时刻 t_2 , i_{Lr} 上升到等于 I_o , D_3 、 D_2 截止。之后, i_{Lr} 在 V_m 的作用下继续线性上升,差值 $i_{Lr} - I_o$ 将通过主功率开关 S_3 、 S_2 流通。当 i_{Lr} 上升到某一预先设定的阈值时,关断 S_3 、 S_2 ,这一时间段结束。这个时间段对应的电路拓扑如图 10.29(c)所示。

(4) $t_3 \sim t_4$ 时间段(模式 3)

在时刻 t_3 , i_{Lr} 上升到预先设定的阈值 I_{Th} (I_{Th} 应保证该时刻谐振电感中储存的能量足以弥补随后谐振过程中电路的损耗,保证谐振过程的完成,即保证 S_1 、 S_4 两端电压能从 V_m 谐振到 0)。关断主功率

开关管 S_3 、 S_2 ,随后电路进入谐振状态。 C_{r3} 、 C_{r2} 处于充电状态,其两端电压从 0 向 V_m 谐振上升; C_{r1} 、 C_{r4} 处于放电状态,其两端电压从 V_m 向零谐振下降。当 v_{Cr1} 、 v_{Cr4} 下降到零时,这一时间段结束。这个时间段对应的电路拓扑如图 10.29(d)所示。

(5) $t_4 \sim t_5$ 时间段(模式 4)

在 t_4 时刻, v_{Cr1} 、 v_{Cr4} 下降到零, D_1 、 D_4 导通,谐振过程停止。之后,电感电流 i_{Lr} 在电压 $-V_m$ 的作用下线性下降,当 i_{Lr} 下降到等于负载电流 I_o 时,这个时间段结束。在这个时间段中,主功率开关管 S_1 、 S_4 可以在零电压下完成导通过程。这个时间段对应的电路拓扑如图 10.29(e)所示。

(6) $t_5 \sim t_6$ 时间段(模式 5)

在 t_5 时刻, i_{Lr} 下降到等于负载电流 I_o , D_1 、 D_4 截止。之后,差值电流 $I_o - i_{Lr}$ 将通过主功率开关 S_1 、 S_4 流通, i_{Lr} 在 $-V_m$ 的作用下继续线性下降。在 t_6 时刻, i_{Lr} 下降到零,辅助开关 S_{r2} 在零电流下关断,这一时间段结束。这个时间段对应的电路拓扑如图 10.29(f)所示。经过 $t_5 \sim t_6$ 时间段后,整个软开关换流过程结束。

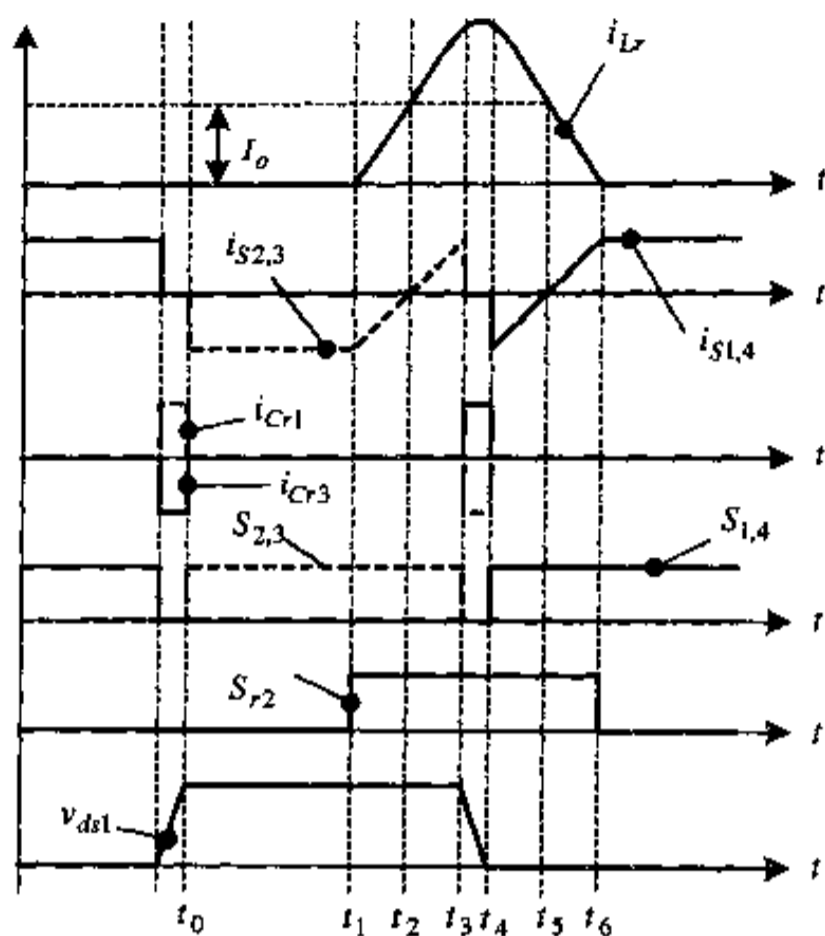


图 10.30 主要电量波形

2. Y-Snubber RPI 电路的优缺点分析

Y-Snubber RPI 电路与上一节讲述的 ZVT 逆变器的优点基本上相同,而辅助谐振电路拓扑结构及控制比 ZVT 逆变器更为简单。其不足之处仍然是:虽然单相逆变器可使用任何形式的 PWM 控制策略,只需在桥臂状态变化前先导通辅助开关管,启动辅助谐振电路,经过很短的一段延时后,主开关管可以按照正常的 PWM 要求工作,但三相逆变器三个桥臂之间仍存在着耦合作用,相互影响;另外, Y-Snubber 的接法形成了一个浮动中点,而此浮动中心可能会因为负载反电势的影响产生过电压,危及辅助开关管的安全运行,故需在浮动中点与直流母线之间增加一个箝位二极管 D 。

10.4.3 Δ -Snubber 谐振极 PWM 逆变器(Δ -RPI)

如前述, Y-Snubber RPI 电路虽然保持了 ARCPI 变换电路的绝大部分优点, 并进一步简化了辅助谐振电路, 但由于辅助谐振电路的 Y 形接法构成了浮动中点, 在电路工作过程中可能会产生有害的过电压, 损害辅助开关^[56]。下面要讨论的 Δ -Snubber RPI 电路在保持 Y-Snubber RPI 电路全部特性的基础上, 去掉了辅助谐振支路的浮动中点, 从而使得电路的设计更为合理。图 10.31 为三相 Δ -Snubber RPI 电路原理图。

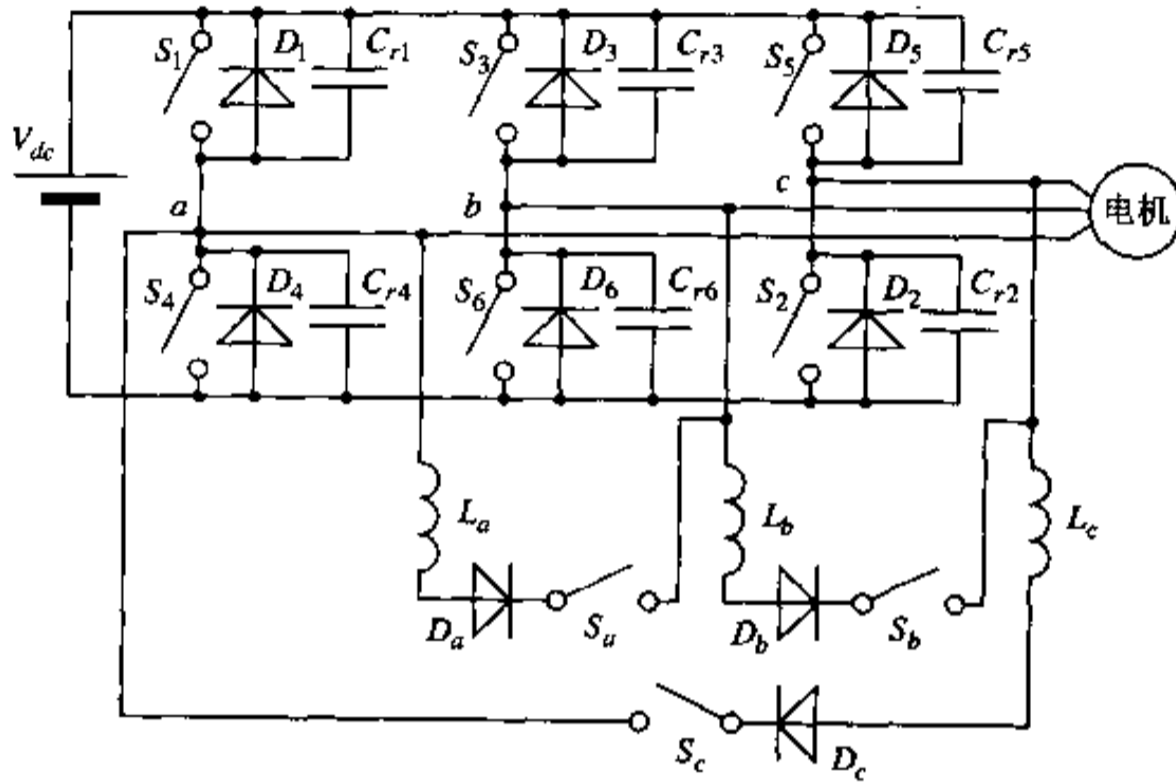


图 10.31 三相 Δ -Snubber RPI 电路原理图

由图 10.31 可看出, 在 Δ -Snubber RPI 电路中, 三条辅助谐振支路分别接在三个逆变桥臂的两个极点之间, 即 a - b , b - c , c - a 之间, 每一个谐振支路均是由谐振电感、辅助开关及二极管相串联构成。二极管在这里主要起反向阻断作用, 即不允许支路中的电流反向流动, 与 Y-Snubber RPI 电路恰好相反。因此, 如果辅助开关选用内部不带反并联二极管的功率电子开关器件, 则支路中可以去掉此二极管。

三相 Δ -Snubber RPI 电路的工作原理可以简单地叙述如下: 以 a - b 支路为例, 当电路需要产生一从 a 流向 b 的辅助谐振电流时, 导通辅助开关 S_a 即可; 而当电路需要产生一从 b 流向 a 的辅助谐振电流时, 需同时导通辅助开关 S_b 和 S_c 。 b - c 支路与 c - a 支路的工作原理与此相同。

与前述相同, 由于单相电路结构简单、容易理解, 下面仍将以一单相桥式电路为例, 对 Δ -Snubber RPI 电路的工作原理作详细解释说明, 并给出一次换流过程中相应的电路拓扑模式及主要电量波形。单相 Δ -Snubber RPI 电路拓扑如图 10.32 所示, 同样考虑到负载电感远大于谐振电感, 故在一次换流过程中负载电流可看作不变, 即可用一恒流源代替。辅助谐振支路有两条, 每一条均由谐振电感、阻断二极管及辅助开关构成, 这使得辅助谐振电流可以在两个桥臂的极点间向任一方向流动。

与前述相同, 对于大多数极谐振型逆变器来说, 负载电流从主功率开关管向桥臂另一侧续流二极管换流, 不需要辅助谐振电路作用, Snubber 电容可帮助完成此软开关换流过程。因此, 下面仍将主要讨论负载电流从续流二极管向另一侧主功率开关管的换流过程。

在这个换流过程中,图 10.31 所示电路将以六种电路拓扑模式工作,因而需用六个时间段来进行描述。各时间段对应的等效电路以及主要电量波形分别如图 10.33 及图 10.34 所示。

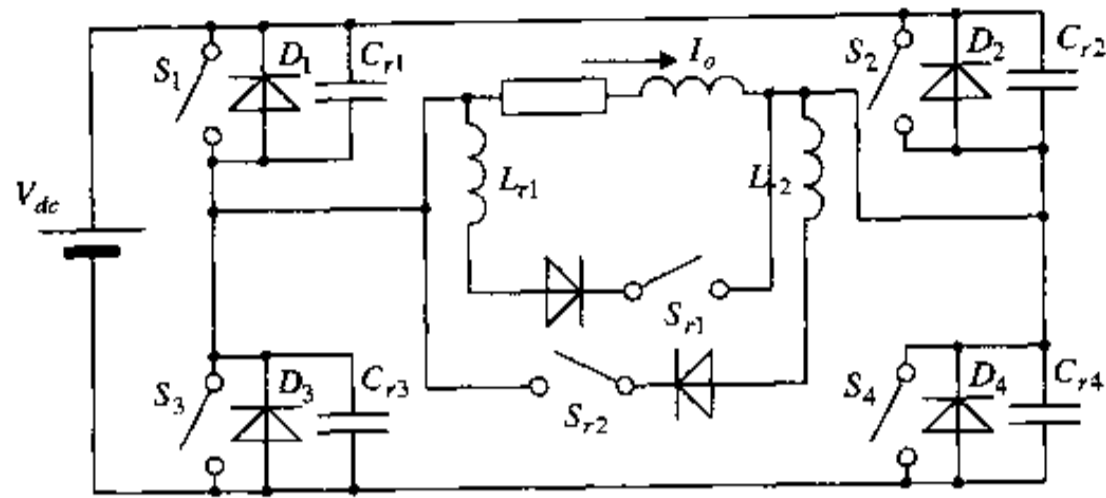


图 10.32 单相 Δ -Snubber RPI 电路

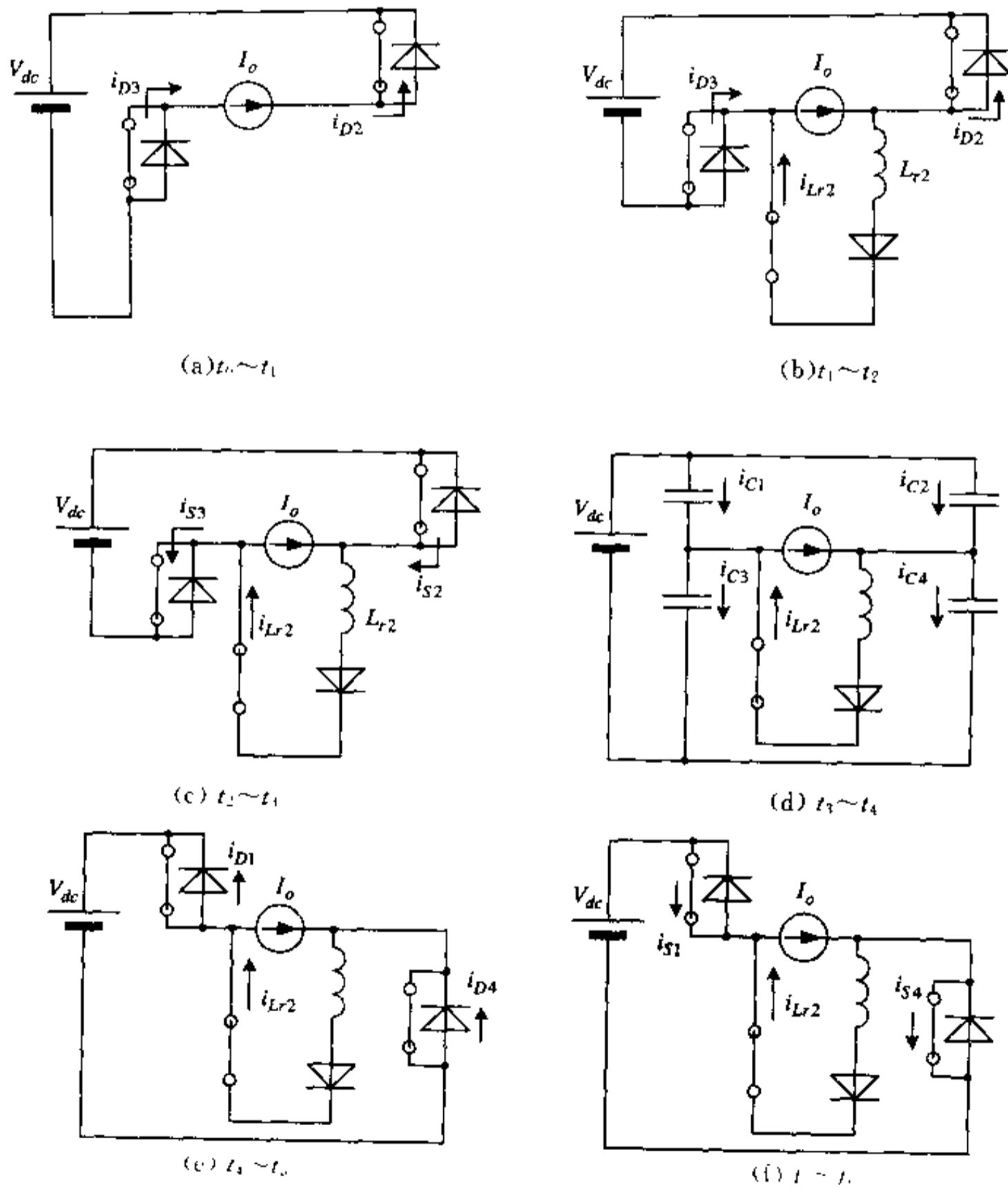


图 10.33 各时间段对应等效电路

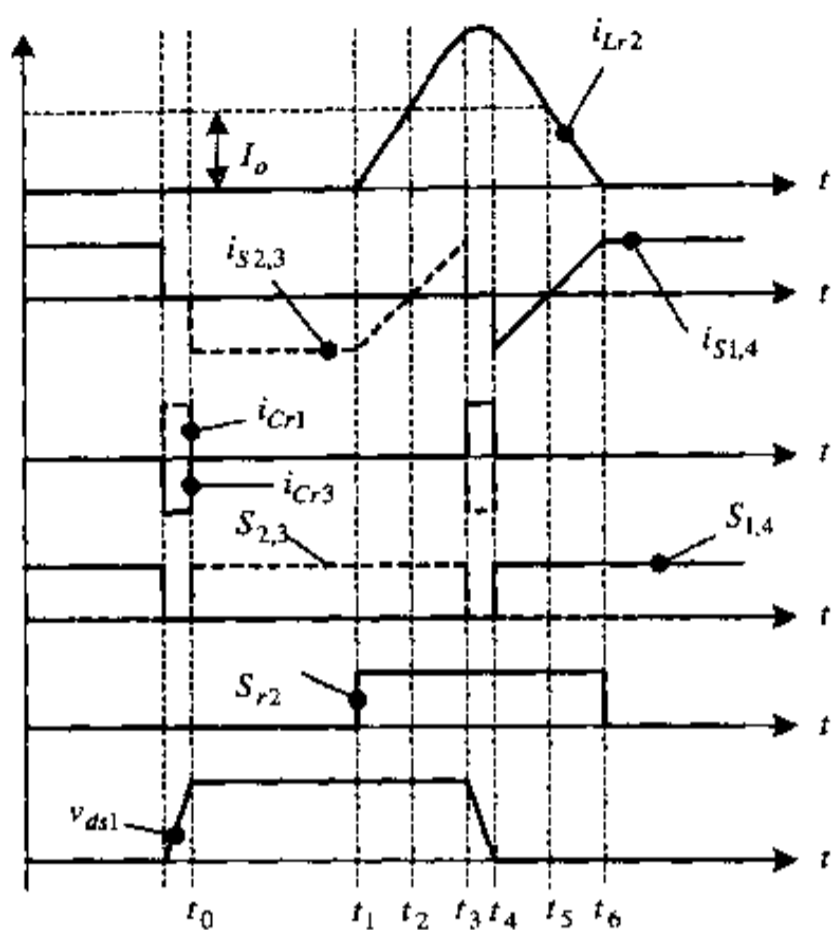


图 10.34 主要电量波形

在时刻 t_2 , i_{Lr2} 上升到等于 I_0 , D_3 、 D_2 截止。之后, i_{Lr2} 在 V_m 的作用下继续线性上升, 电流差值 $i_M = i_{Lr2} - I_0$ 将通过主功率开关 S_3 、 S_2 流通。当 i_{Lr2} 上升到某一预先设定的阈值时, 关断 S_3 、 S_2 (这时 C_{r2} 、 C_{r3} 作为无损耗 Snubber 电容使 S_3 、 S_2 在零电压下关断), 这一时间段结束。这个时间段对应的电路拓扑如图 10.32(c) 所示。

(4) $t_3 \sim t_4$ 时间段(模式 3)

在时刻 t_3 , i_{Lr2} 上升到预先设定的阈值 I_{Th} , 主功率开关 S_3 、 S_2 在零电压下关断, 随后电路进入谐振状态。 C_{r1} 、 C_{r2} 、 C_{r3} 、 C_{r4} 将与电感 L_{r2} 产生谐振, C_{r3} 、 C_{r2} 处于充电状态, 其两端电压从 0 向 V_m 谐振上升; C_{r1} 、 C_{r4} 处于放电状态, 其两端电压从 V_m 向零谐振下降。当 v_{Cr1} 、 v_{Cr4} 下降到零时, 与其并联的续流二极管 D_1 、 D_4 导通, 这一时间段结束。这个时间段对应的电路拓扑如图 10.32(d) 所示。

(5) $t_4 \sim t_5$ 时间段(模式 4)

在 t_4 时刻, v_{Cr1} 、 v_{Cr4} 下降到零, D_1 、 D_4 导通, 谐振过程停止。之后, 电感电流 i_{Lr2} 在电压 $-V_m$ 的作用下线性下降, 当 i_{Lr2} 下降到等于负载电流 I_0 时, 这个时间段结束。在这个时间段中, 主功率开关 S_1 、 S_4 可以在零电压下完成导通过程。这个时间段对应的电路拓扑如图 10.32(e) 所示。

(6) $t_5 \sim t_6$ 时间段(模式 5)

在 t_5 时刻, i_{Lr2} 下降到等于负载电流 I_0 , D_1 、 D_4 零电流自然关断。之后, 差值电流 $I_0 - i_{Lr2}$ 将通过主功率开关 S_1 、 S_4 流通, i_{Lr2} 在 $-V_m$ 的作用下继续线性下降。在 t_6 时刻, i_{Lr2} 下降到零, 辅助开关 S_{r2} 在零电流下关断, 这一时间段结束。这个时间段对应的电路拓扑如图 10.32(f) 所示。经过 $t_5 \sim t_6$ 时间段后, 整个软开关换流过程结束。

如果图 10.31 所示电路的初始状态为负载电流 I_0 通过二极管 D_1 、 D_4 续流, 为了使负载电流能够在软开关条件下完成从二极管 D_1 、 D_4 向主功率开关 S_3 、 S_2 的换流过程, 则应导通辅助开关 S_{r1} , 使辅助谐振支路 1 工作, 之后的过程与前述过程完全相同。

(1) $t_0 \sim t_1$ 时间段(模式 0)

在这个时间段, 电路工作于初始状态, 正向负载电流通过二极管 D_3 、 D_2 续流, 主功率开关 S_3 、 S_2 保持导通状态, 对应的电路拓扑模式如图 10.32(a) 所示。

(2) $t_1 \sim t_2$ 时间段(模式 1)

在时刻 t_1 , 导通辅助谐振开关 S_{r2} 。之后, 辅助谐振电感 L_{r2} 处于充电状态, 电感电流 i_{Lr2} 在输入电源电压 V_m 的作用下线性上升, 导致续流二极管电流 i_{D3} 、 i_{D2} 线性下降。当 i_{Lr2} 上升到等于负载电流 I_0 时, i_{D3} 、 i_{D2} 下降为零, 二极管 D_3 、 D_2 在零电流时自然关断, 这一时间段结束。这一时间段对应的电路拓扑如图 10.32(b) 所示。

(3) $t_2 \sim t_3$ 时间段(模式 2)

对于图 10.31 所示三相 Δ -Snubber RPI 电路,前面已讨论其基本工作原理,由于辅助谐振支路的单向导电性,因此当谐振电流需从 a 到 b 、 b 到 c 或 c 到 a 时,可简单地导通一个辅助开关,让一条辅助谐振支路工作即可;但当谐振电流需从 b 到 a 、 c 到 b 、 a 到 c 时,必须同时导通两个辅助开关,让两条辅助谐振支路同时工作。这种控制方式一方面增加了控制逻辑电路设计的复杂性,另一方面,辅助开关管需要更频繁地导通。为了避免这种工作方式,可对图 10.31 电路拓扑稍加改动,即增加三个辅助开关,使每一个谐振支路由单向受控导电改为双向受控导电。电路拓扑如图 10.35 所示。

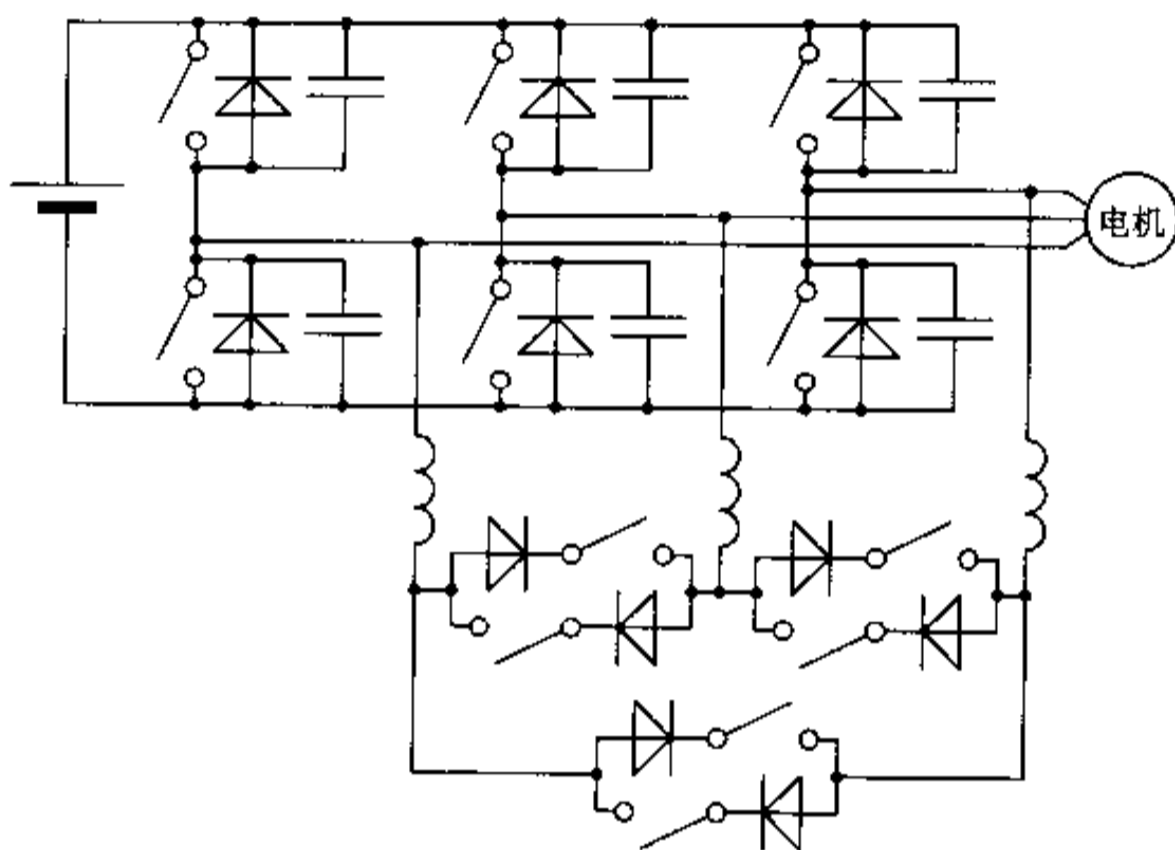


图 10.35 改进的三相 Δ -Snubber RPI 电路

综上所述, Δ -Snubber RPI 电路综合了前述各种 RPI 电路的优点和特色,去掉了各自的不足。与普通硬开关 PWM 逆变器相比, Δ -Snubber RPI 电路使主功率电路在软开关下完成了换流过程,从而减小了主电路状态转换过程中的电压尖峰、EMI 及很高的 dv/dt ,极大地减小了主功率开关管的损耗,提高了整个电路的效率。与 ARCPI 电路相比, Δ -Snubber RPI 电路去掉了直流母线上的两个大电容。与 Y-Snubber RPI 相比, Δ -Snubber RPI 辅助电路不存在浮动中点,无需考虑可能产生的过电压损坏辅助开关。与 ZVT RPI 相比, Δ -Snubber RPI 电路不需要采用多个快恢复二极管。与上述几种 RPI 电路一样, Δ -Snubber RPI 电路在实现软开关的同时并不增加主功率开关管的电压或电流应力。另外,由于辅助开关在整个工作过程中仅开通非常短的一段时间,因此辅助开关、辅助谐振支路给电路总体积、重量、损耗带来的影响微乎其微。与主功率开关管相比,辅助开关管可以选用额定值小的开关器件,例如在一个主回路脉冲峰值电流高达 400A 的电路中,辅助开关器件选用 39A 额定值即可^[56]。而这个小小的辅助开关却使主功率电路体积、重量、损耗大大减小,效率大大提高。显然, Δ -Snubber RPI 电路拓扑在大功率逆变器的设计中显示出了良好的应用前景。

第十一章 软开关功率变换器的应用

11.1 AC/DC 变换器中采用 ZCT 技术的有源功率因数校正电路设计

11.1.1 功率因数的定义及问题的提出

根据电学的基本理论可知 AC/DC 变换器的输入功率因数为:

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{V_1 \cdot I_1 \cdot \cos\varphi_1}{VI} = \frac{I_1}{I} \cos\varphi_1 = \gamma \cos\varphi_1 \quad (11.1)$$

上式中, V 为输入电压有效值, V_1 为输入电压基波有效值, 上式中假定供电电网输出的电压为理想正弦波, 因此有 $V = V_1$; I_1 为输入电流基波有效值; I 为输入电流总有效值 ($I = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_n^2}$, I_1, I_2, \dots, I_n 为各次谐波有效值); $\cos\varphi_1$ 为基波功率因数又称为相移因数; γ 称为输入电流畸变系数。因此, 功率因数是畸变系数与相移因数的乘积。

传统的功率因数概念实际上是假定输入电流也为理想正弦波, 即 $I_1 = I$ 或 $\gamma = 1$ 。这样上述定义就变成 $PF = \cos\varphi$ 。事实上, 在绝大多数情况下并非如此。

过去, 大部分 AC/DC 变换器往往采用如图 11.1 所示电路拓扑。

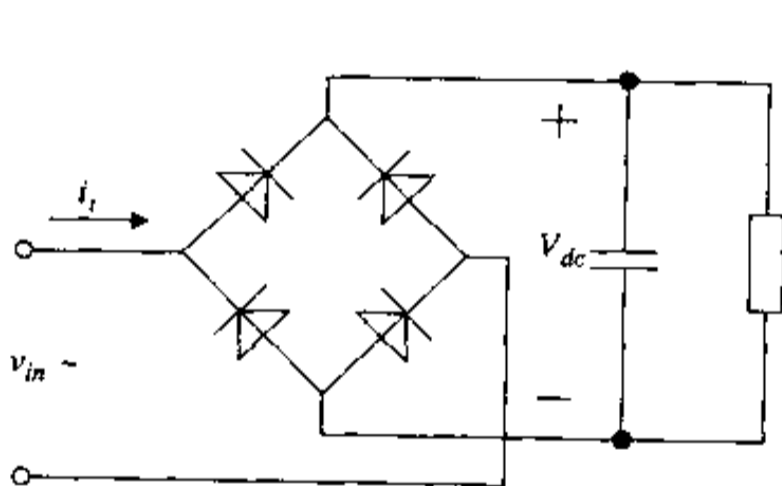


图 11.1 常规的 AC/DC 变换器

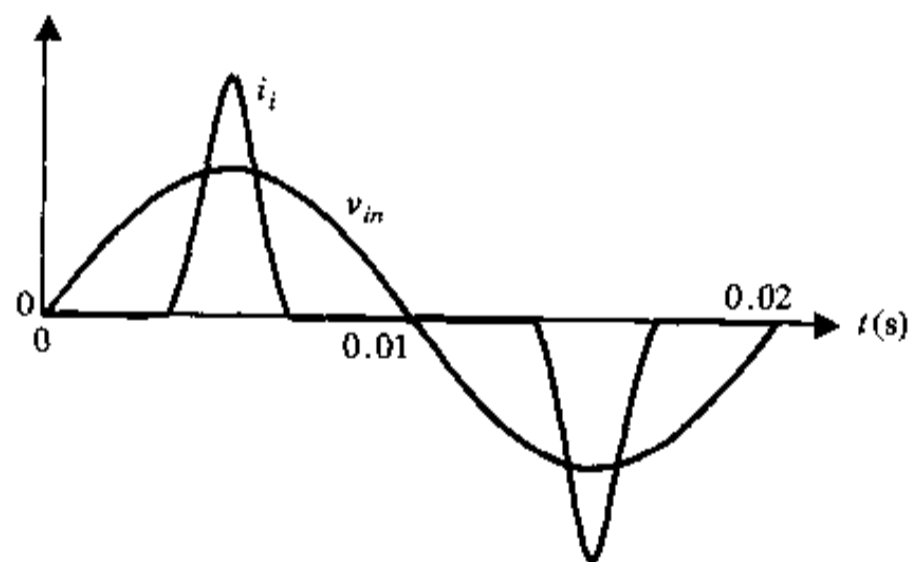


图 11.2 输入电压电流波形

图 11.1 所示电路中, 二极管整流桥只有在输入电压 v_m 大于直流输出电压 V_{dc} 时才导通, 时间很短。因此, 其输入电压电流波形将如图 11.2 所示。输入电流 i_i 呈尖脉冲形状。在输入电流中除基波电流外, 还包含有大量的谐波成分, 电流失真度很大, 其波峰因数(波峰值/有效值)很大。这一现象造成 AC/DC 变换器输入侧的视在功率 $S(\text{VA})$ 值与有功功率值 $P(\text{W})$ 相差很多, 功率因数 PF 值很低, 一般小于 0.7。AC/DC 变换器的低功率因数给电网带来许多麻烦, 主要危害为:

- 严重的谐波电流污染电网, 干扰其他设备。
- 输入电流有效值大, 增大了保险丝、断路器、滤波器及传输线的规格。

- 使电力变换设备功率增大、价格上升。
- 三相电源(四线制)三次谐波在中线中同相位,合成后中线电流很大,可能超过相电流,但中线无保护装置,可能因过热引起火灾。

解决上述问题的有效途径是在整流桥和输入电容之间加一级功率因数校正环节。在电力电子设备中采用功率因数校正(PFC)技术,对于降低高次谐波电流对电网的干扰、提高设备效率、节约能源是十分必要的。

11.1.2 功率因数校正的基本方式和方法

由功率因数定义 $PF = \gamma \cdot \cos\phi$ 可知,功率因数校正(power factor correction)环节应具有两个基本功能:一是使输入电流正弦化,二是使输入电流与输入电压同相位。

功率因数校正技术和方法的研究,是近年来电力电子学领域的热点研究方向,目前提出的方法很多,但大体上分为无源校正和有源校正两种。无源校正通过在电路中加入 LC 元件滤波,使电路入端电流接近正弦波。其优点是:结构简单,成本低,可靠性高。缺点是:体积庞大、笨重,且 PF 提高不大,并且工作性能与输入频率、输入电压及负载变化有关。故目前有源功率因数校正(APFC)技术受到了人们更多的重视。

所谓有源功率因数校正(APFC),是指通过在传统不控整流电路中加入有源器件,使得入端电流在一定程度上可控,从而减小装置的非线性,达到改善入端电流波形和功率因数的目的。有源功率因数校正电路形式多种多样。就其拓扑形式而言,六种基本的 DC/DC 变换器拓扑(Buck、Boost、Buck-Boost、Cúk、Sepic、Zeta)都可作为 APFC 的主电路。但 Boost 电路,由于其所具有的特殊优点,目前得到了更广泛的应用。

当把 Boost 电路用作 APFC 的主电路时,根据入端电感电流的不同特性,电路又可工作于连续电流模式(CCM)和断续电流模式(DCM)两种方式。对于 CCM 方式,入端电流谐波含量小,电路入端具有高功率因数,但控制比较复杂,通常需使用乘法器,采用电流闭环控制,且开关管工作于变频或恒频 PWM 方式。对于 DCM 方式,控制简单,但电流峰值高,入端功率因数较 CCM 方式差。

用 Boost 电路实现 APFC,按照测量控制输入电流方法的不同,可以有多种控制方式。常用的控制方法有三种:

- **峰值电流控制法:**在这种控制方式中,首先由整流桥输出电压 V_d 的检测信号和电压环误差放大器输出信号的乘积产生基准信号;然后用开关管电流取样信号与此基准信号相比较,当开关管电流取样信号的峰值小于基准信号时,开关管导通,反之关断。通过这种方式使输入电流的峰值包络线跟踪输入电压的波形,可使输入电流和输入电压同相位,并近似正弦。这种控制方法的缺点是:电流峰值大,开关管电流应力高,高次谐波含量大。

- **电流滞环控制法:**这种控制方法也称为双基准开关控制法(BBH),在这种控制方式中,采用两路电流基准信号控制输入端(电感)电流,当电感电流下降到下基准信号时,导通开关管,使电感电流上升;当电感电流上升到上基准信号时,关断开关管,使电感电流下降。通过这种方式使输入电流跟踪输入电压的波形,可使输入电流和输入电压同相位,并近似正弦。这种控制方法的缺点是:开关频率受负载影响太大,使输出滤波器的设计难以优化。

- **平均电流控制法:**在这种控制方式中,同样由整流桥输出电压 V_d 的检测信号和电

压环误差放大器输出信号的乘积产生电流基准信号,此基准信号与电感电流采样信号经电流误差放大器比较放大后输出,然后与锯齿波比较后,给开关管输出 PWM 驱动信号。通过这种方式使输入电流的平均值跟踪输入电压的波形,可使输入电流和输入电压同相位,并近似正弦。这种控制方法增加了电流内环、双环控制,使电流误差能够被迅速而精确地校正,实现接近于 1 的功率因数。这种方法是目前在高频开关电源中使用最广泛的一种 APFC 控制方法,也是本节所要讨论的 APFC 电路所采用的控制方法。

应用平均电流控制法的功率因数校正器的控制电路在市场已有很多种集成电路芯片可供选择,其中美国 Unitrode 集成电路公司生产的 UC3854A/B,是很有代表性的一种,并在实际中得到了较广泛的使用。图 11.3 是 UC3854A/B 的结构框图,关于其各管脚定义及说明,可参考 Unitrode 公司相关手册。图 11.4 是基于 UC3854A/B 的功率因数校正电路原理图。下面以一种简单的方式对图 11.4 所示电路的基本工作原理进行说明。

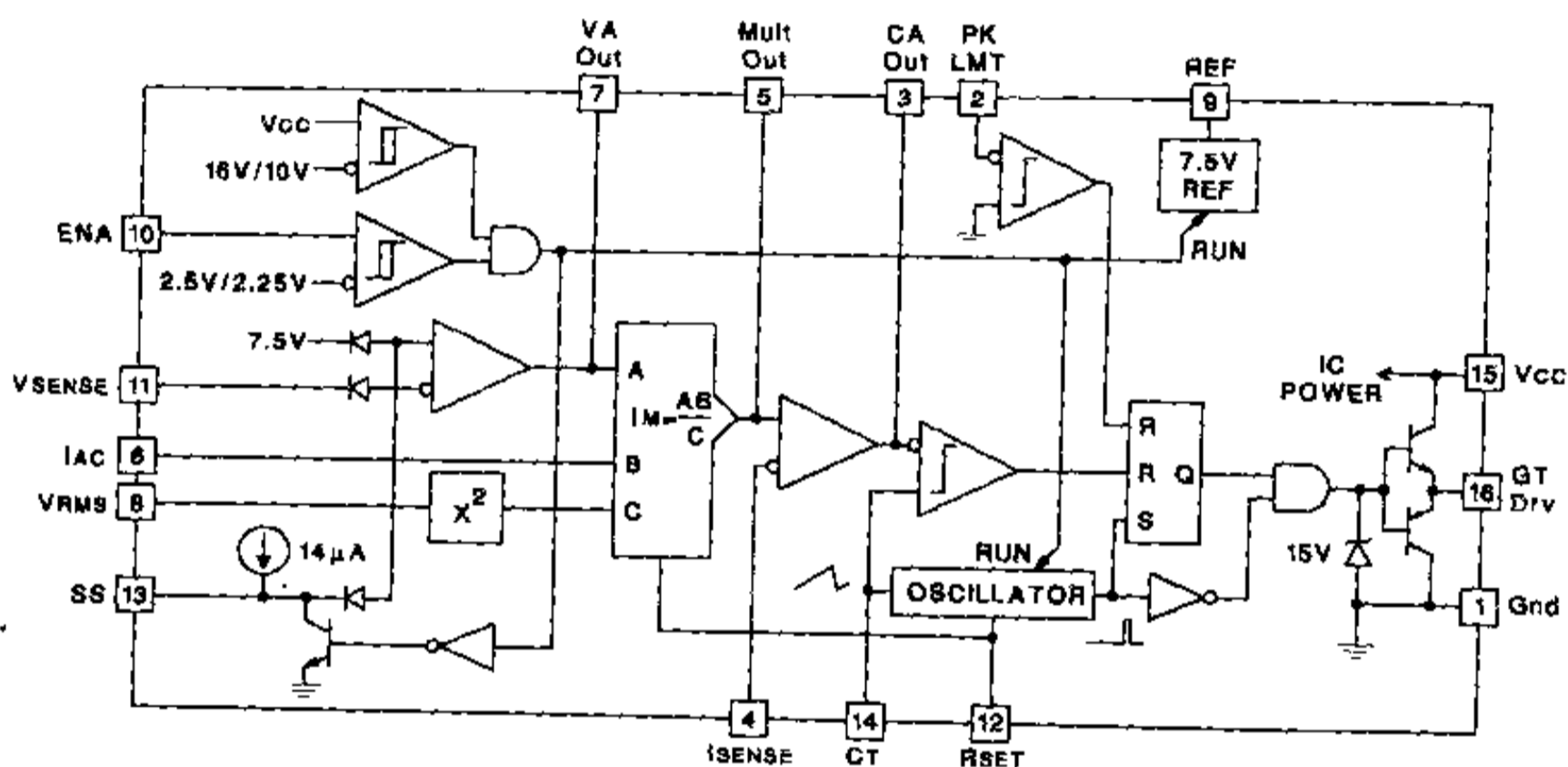


图 11.3 UC3854A/B 的结构框图

图 11.4 所示电路中,乘法器输入电流 I_a 实际上反映的是整流桥输出的全波电压整流信号,引入 I_a 是为了使输入电流波形能跟踪输入电压波形, I_a 将参与产生电流基准信号 I_{mo} 。

设输入电压 $v_a = V_m \sin \omega t$, 则

$$V_{dc} = V_m |\sin \omega t|, I_a = V_m |\sin \omega t| / R_{vac}$$

$$I_{mo} = K_m I_a (V_{sen} - 1) / V_{ff}^2,$$

其中, $K_m = 1$ 。

V_{ff} 是电压前馈控制信号,它正比与输入电压 RMS 值。当输入电压变化时,通过 V_{ff} 的输入补偿,可以将输出电压稳定到控制值。乘法器输出 I_{mo} 是输入电压与输出电压变化的反映,由它作为基准信号与采样电阻 R_s 检测到的输入电流信号 I_{sma} 进行比较、放大,然后输出信号 V_{sa} 。乘法器以及对 V_{ff} 平方的电路使得环路增益恒定。根据反馈控制理论,电路稳态工作时 $V_{sma} \approx V_{ref}$, 因此 V_{sa} 恒定,即反馈控制使得输出电压稳定。同时,电流误差放大器同相、反相输入端电压可近似认为一样,即有: $I_{mo} R_{mo} \approx I_s R_s$, I_s 的波形与基准电流

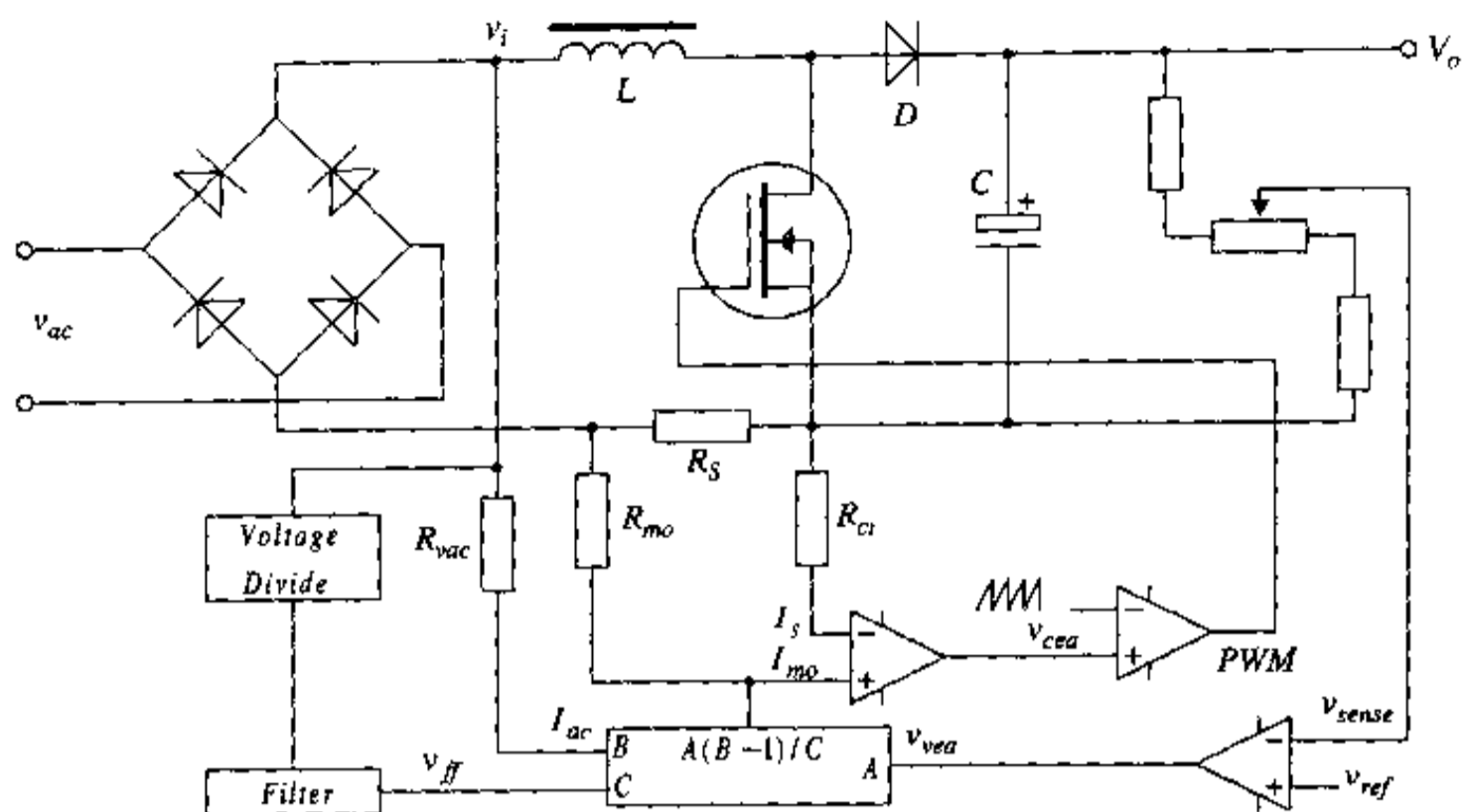


图 11.4 基于 UC3854A/B 的功率因数校正电路原理图

I_{mo} 波形近似相同,这样就实现了功率因数校正。

11.1.3 Boost ZCT-PFC 电路设计与实现

应用 Boost 电路拓扑,采用平均电流控制法的零电流转换(ZCT)功率因数校正电路的原理图如图 11.5 所示。下面对其进行讨论与说明。

1. 主功率电路的设计

(1) 设计指标

输入电压 AC: 160~260V 频率: 45~60Hz
 输出功率: 1000W 输出电压: 400V
 功率开关管: 50kHz

(2) 电路元器件参数的选择

主功率电路如图 11.6 所示,各元器件参数选择如下:

对于以上设计指标,根据电路基本知识,可计算出 Boost 电感 $L=1\text{mH}$ 。

按开关频率 f_s 的 5 倍选择谐振频率 f_r ,考虑到计算方便以及元件的标称值等因素,实际选择谐振周期 $T_r=3.6\mu\text{s}$,选择谐振电感 $L_r=10\mu\text{H}$,谐振电容 $C_r=33\text{nF}$ 。

主开关管采用 IGBT,实际选择型号为 IRGPC40W;辅助开关管选择用 Power MOSFET,实际选择型号为 IRF830;主二极管及辅助二极管都选用 HFA15TR-60。

2. 控制电路的设计

由图 11.5 可看到,本节所讨论的 Boost 型 ZCT-APFC 电路的控制电路主要是由平均电流型集成电路控制芯片 UC3854 及其外围控制电路,双单稳态集成电路 CD4098,以及主、辅开关管的驱动电路构成。对一般常规的由 Boost 电路构成的 APFC 电路,其控制电路的设计主要将围绕 UC3854 进行。由图 11.3 可看到,UC3854 包含了平均电流型功率因数校正控制电路所必须的全部控制功能,如电压放大器、模拟乘法/除法器、电流放大器和

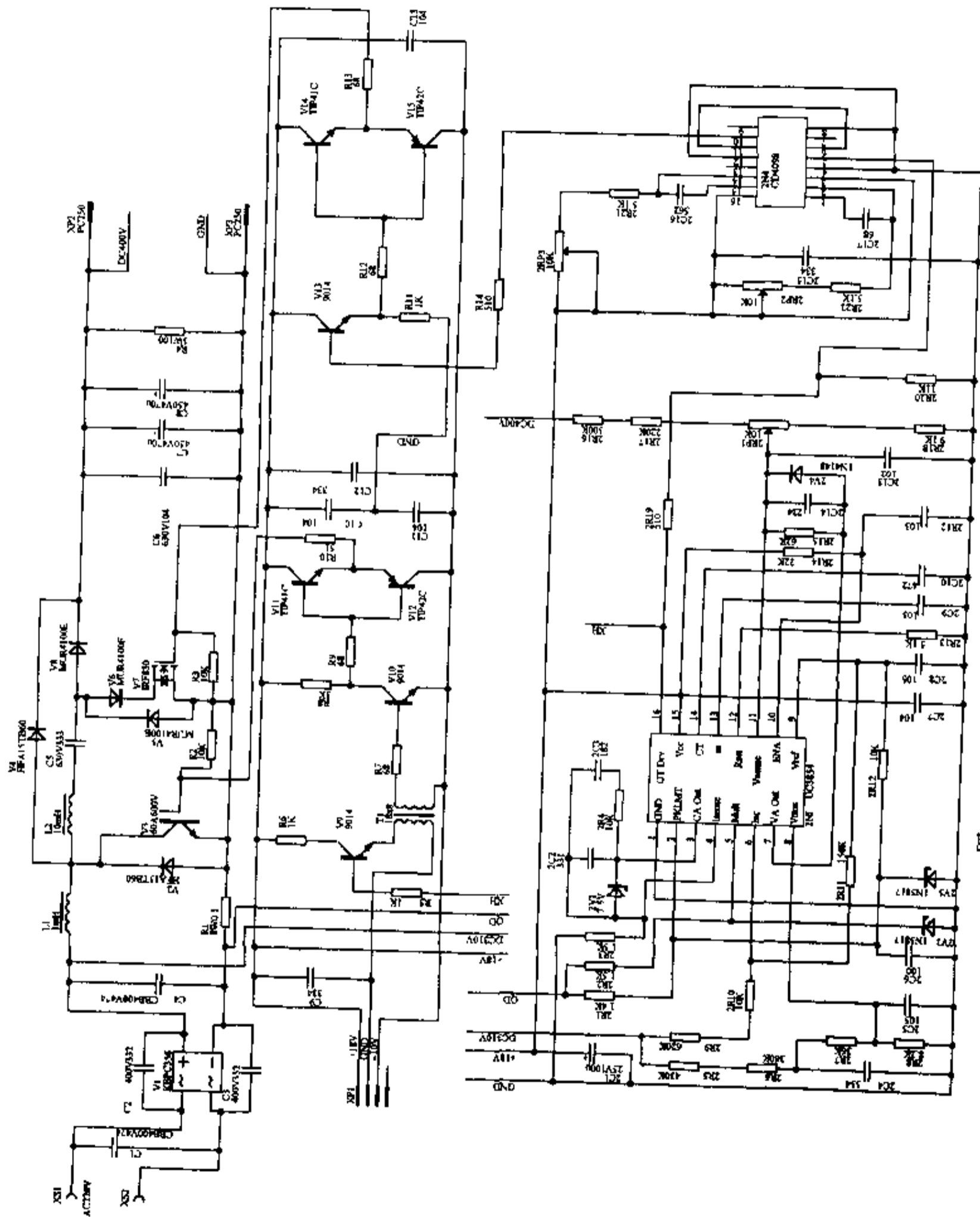


图 11.5 ZCT 功率因数校正电路的原理图

否仍能可靠地实现主开关管的零电流关断,还需进行精确地定量分析。

按前述规定,开关频率为 $f_s = 50\text{kHz}$,若占空比保持不变,则两相邻脉冲下降沿之间的间隔为 $T = 20\mu\text{s}$ 。当采用平均电流控制法时,在半个周期的正弦电压信号的前半部分,UC3854产生的主开关管驱动脉冲信号的占空比将按余弦规律从大向小变化。开始时的变化最大,结束时的变化最小。而在后半部分,主开关管驱动脉冲信号的占空比将按余弦规律从小向大变化,开始时的变化最小,结束时的变化最大。因此主开关管两相邻驱动脉冲下降沿之间的间隔也将按上述规律变化。由于开关频率 $f_s = 50\text{kHz}$,因此在工频 $\frac{1}{4}$ 周期内主管将开关250次。假设每 $\frac{1}{4}$ 个工频周期占空比从0到将近100%变化,则理论上主开关管两相邻驱动脉冲宽度的最大变化为: $\left[\sin 0^\circ - \sin \frac{90^\circ}{250} \right] \times 20 \approx 0.125\mu\text{s}$ 。因此主开关管两相邻驱动脉冲下降沿之间的间隔最小约为 $T_{\min} = 19.88\mu\text{s}$,最大约为 $T_{\max} = 20.12\mu\text{s}$ 。

由前述,已知 $T_r = 3.6\mu\text{s}$,因此可得: $T_{d1} = T_r/4 = 0.9\mu\text{s}$, $T_{d2} = 0.07T_r = 0.25\mu\text{s}$ 。若按占空比保持不变计算,两相邻脉冲下降沿之间的间隔为 $T = 20\mu\text{s}$ 。则两个单稳态触发器的输出信号 Q_1 、 Q_2 的脉冲宽度 T_1 、 T_2 可分别调整为: $T_1 = T - T_{d1} = 20 - 0.9 = 19.1\mu\text{s}$, $T_2 = T_{d1} + T_{d2} = 0.9 + 0.25 = 1.15\mu\text{s}$ 。

当 $T = T_{\min}$ 时,实际有: $T_{d1} = T_{\min} - T_1 = 19.88 - 19.1 = 0.78\mu\text{s}$

$$T_{d2} = T_2 - T_{d1} = 1.15 - 0.78 = 0.37\mu\text{s}$$

当 $T = T_{\max}$ 时,实际有: $T_{d1} = T_{\max} - T_1 = 20.12 - 19.1 = 1.02\mu\text{s}$

$$T_{d2} = T_2 - T_{d1} = 1.15 - 1.02 = 0.13\mu\text{s}$$

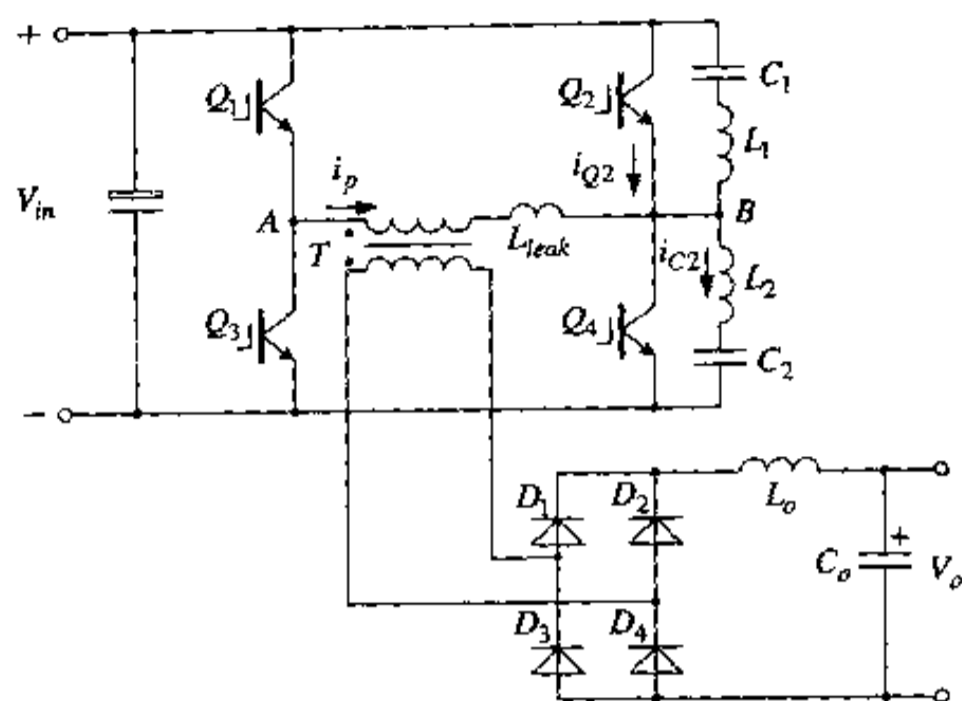
上面的计算说明,在图11.5所示 Boost ZCT 电路的整个工作过程中,控制电路总可以使辅管在主管关断前导通,在主管关断后截止,使软开关得以实现。但是,由于两个下降沿之间的变化,辅管的导通时刻难以实现最优化,这里的最优化指的是辅助谐振电路以最小的环流能量实现软开关功能。

在图11.5所示电路中采用的主功率开关管是 IGBT,由于 IGBT 管在开关过程中所具有的独特特性,用 UC3854 直接驱动它将很难保证它对驱动信号的要求。因此图11.5专门设计了一个由分立元件组成的驱动电路,该电路在驱动信号低电平期间可产生一负压加在 IGBT 的 BE 极间,保证其迅速可靠截止。对于辅助开关管,用 CD4098 直接驱动也有着驱动功率不够的问题。为此,同样设计了一个由分立元件组成的驱动电路。

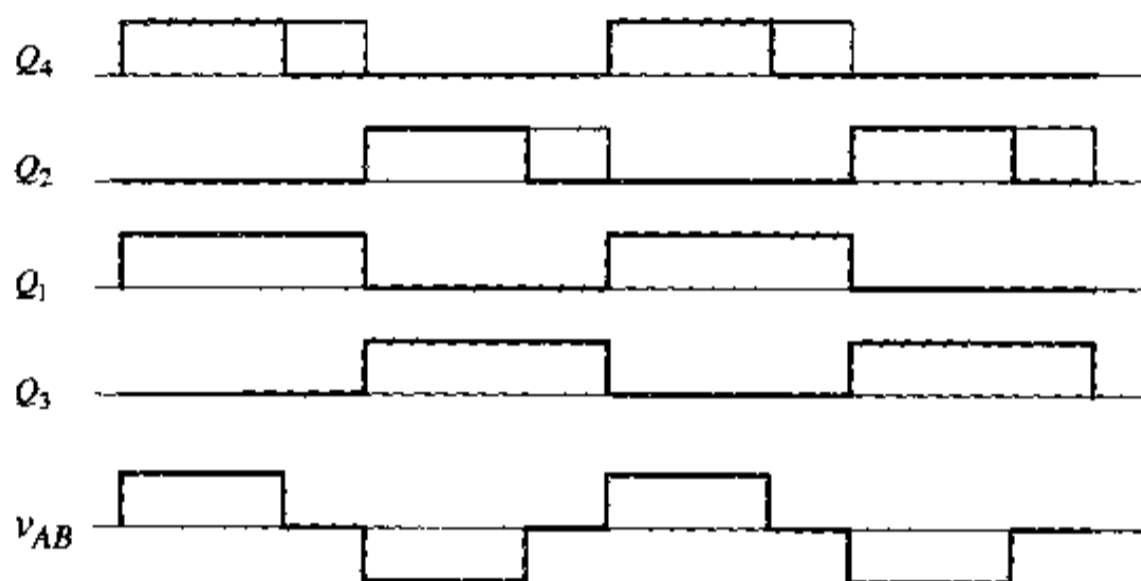
从前面的讨论可看出,在图11.5中,控制电路仅仅实现了第五章第一节讨论的基本的 Boost ZCT-PWM 电路的控制要求。而基本的 Boost ZCT-PWM 电路由于主功率开关管的硬开通过程,仍存在着诸多令人不满意的地方。第五章第二节和第三节讨论的控制方式改进的 Boost ZCT-PWM 电路以及拓扑模式改进的 Boost ZCT-PWM 电路具有更高的实用价值。而这两种电路都要求辅助谐振电路不仅在主开关管关断时起作用,在开通时也要起作用,这就要求控制电路能够在主开关管导通之前发出另一个辅助触发脉冲。实际上,在图11.5所示控制电路中,只要再增加一片 CD4098,按上述工作原理就可以很方便地实现此功能。

11.2 零电压零电流开关(ZVZCS)全桥 PWM 变换器在实际中的应用

本书第七章中,在讨论目前受到广泛关注的零电压零电流开关(ZVZCS)全桥 PWM



(a) 电路原理图



(b) 驱动脉冲时序

图11.8 零电压零电流开关全桥 DC-DC 变换电路

BT 创造零电流开关条件,大幅度降低了该桥臂 IGBT 的开关损耗。这种零电压、零电流开关技术使北京动力源公司的电源产品具有了更高的整机效率、更宽的软开关工作范围,大大减少了开关功率器件的工作应力,进一步提高了电源的电磁兼容性和工作可靠性。而从图11.8(b)所示驱动波形可知,图11.8(a)所示电路采用的控制方式实际上就是第七章所提到的某些文献称为有限双极性的控制方式。采用此种控制方式比较典型的电路拓扑有三种: B. Masserant 电路, K. Chen 电路, E. C. Nho 电路。下面要讨论的实际上就是 K. Chen 电路。

11.2.2 电路的基本工作原理

下面以动力源公司产品应用的具体电路为例,对零电压零电流开关全桥变换技术的原理进行详细分析。

图11.8(b)给出了全桥电路中4只 IGBT 管的驱动脉冲时序。同传统的移相控制相比, Q_2 和 Q_4 间的死区是随占空比的变化而调整的,如虚线所示。当母线电压较高或负载较轻

时, Q_2 和 Q_4 之间将获得更大的延时时间。在每个半周期中, Q_1 和 Q_4 将在近乎同一时刻开通, 但 Q_4 将首先关断。这样, Q_2 和 Q_4 组成了超前臂, 而 Q_1 和 Q_3 组成了滞后臂。

假定 Q_1 和 Q_4 初始时处于导通状态, 在某一时刻关断 Q_4 , C_1 、 C_2 这时作为 Snubber 电容为 Q_4 的关断提供了零电压条件。此后, 高频变压器原边电流分流成两路, 一路给 C_2 提供充电电流, 另一路为 C_1 提供放电电流。拖尾电流依然存在 Q_4 中, 但零电压关断在很大程度上减小了 Q_4 的关断损耗。 L_{leak} (指高频变压器的漏感和线路等效电感) 将使 C_2 的电压继续增长直至 Q_2 的反压超过 30V 左右而发生反向雪崩, 此时 Q_2 特性类似于一个齐纳二极管, 雪崩过程持续到 $1/2L_{leak}i_p^2$ 的能量全部损耗在 Q_2 上而使 i_p 衰减到零为止。由于 i_p 刚减为零时, B 点电位仍高于母线电位, 其压差等于 IGBT 的反向雪崩电压值, 因此一个较小电流将通过 Q_1 反向流回。这恰好可被用于帮助复合 Q_1 中的存储电荷, 从而使 Q_1 的拖尾电流得以真正消除, 使 Q_1 能够在零电流条件下关断。 Q_2 由于加有反压而在零电压状态下完成无损耗关断。最终, 当 Q_1 完全关断后, Q_3 开通, 下半个周期工作开始。

11.2.3 暂态过渡过程分析

在分析零电压零电流全桥变换电路的暂态过渡过程之前, 仍然需要首先假定开关器件、二极管、变压器都是理想的, 电感和电容是无损耗器件。

图 11.9 给出了超前臂在关断时暂态过渡过程的波形, 描绘出了 C_2 上的电压 v_{C2} 、变压器原边电流 i_p 、 Q_2 的集电极电流 i_{Q2} 、 C_2 的电流 i_{C2} 的过渡过程波形。关断过渡过程起始于 t_0 时刻 (即 Q_4 关断时刻)。以下将过渡过程分为四个阶段, 对应于四种工作模式。图 11.10 以拉氏变换形式给出了对应于各模式的等效电路拓扑。在进行分析之前还需假定输出滤波电感中的电流是连续的, 这样图 11.10 的等效电路才能成立。

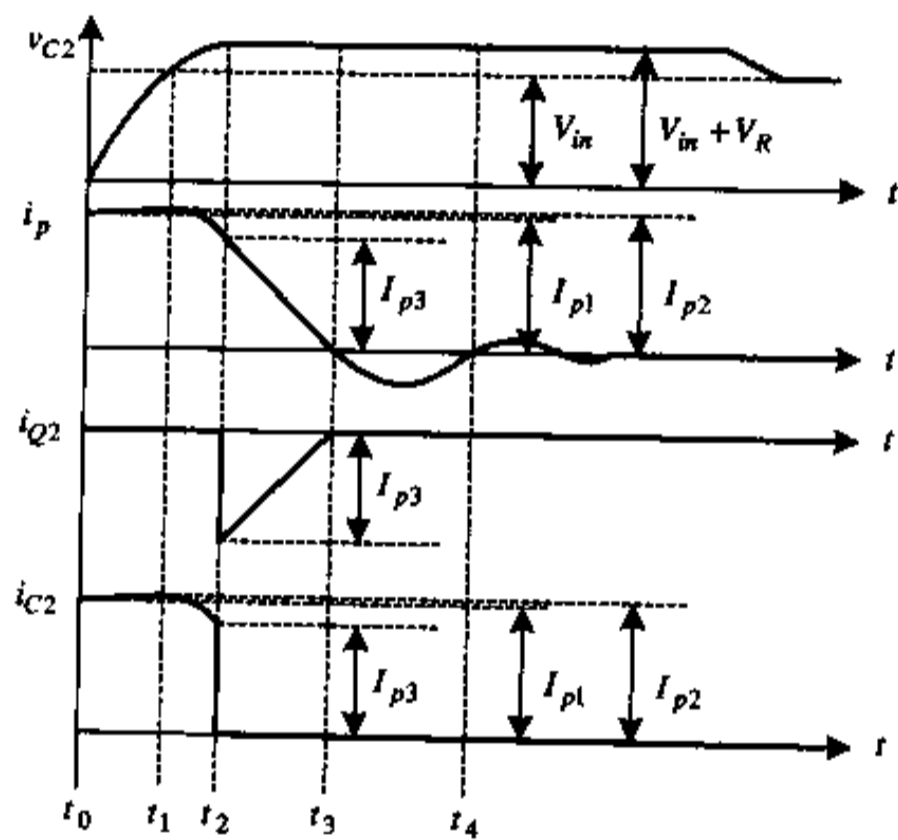


图 11.9 超前臂关断时暂态过渡过程相关波形

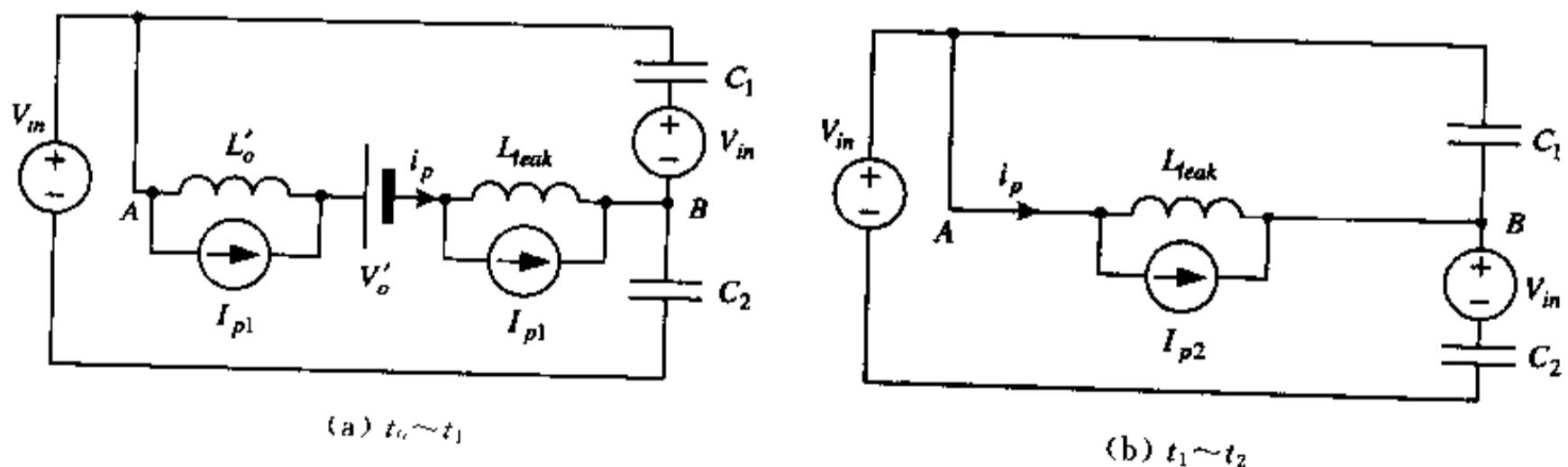


图 11.10 各阶段等效电路拓扑

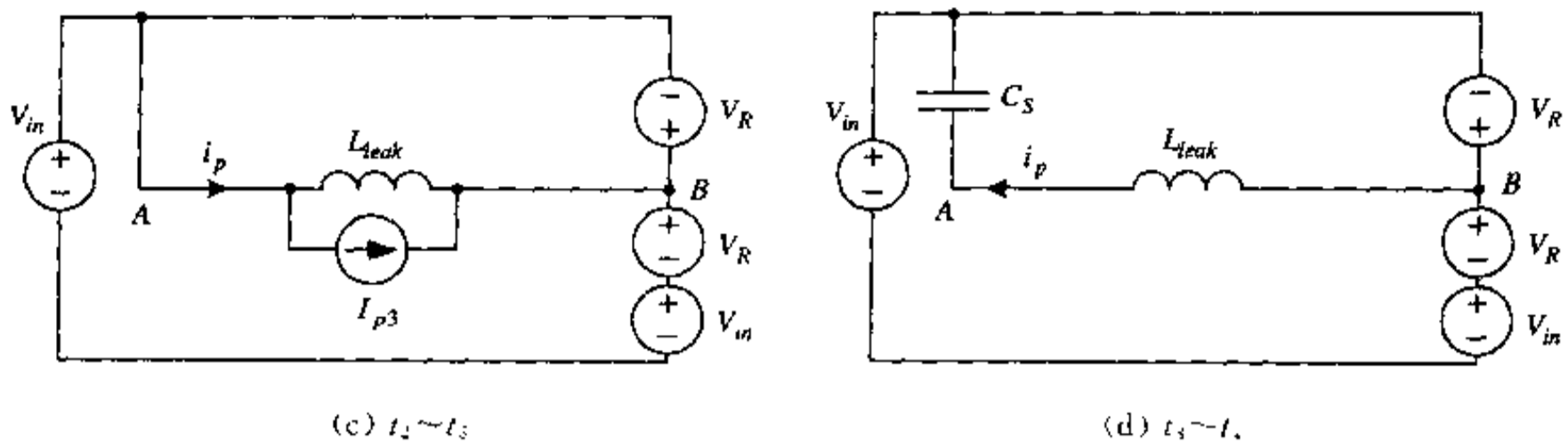


图11.10(续)

1. $t_0 \sim t_1$ 段(模式1)

模式1对应的等效电路拓扑如图11.10(a)所示。图中 I_{p1} 为变压器原边电流的初始值, V_o' 是反射到原边的输出电压等效值, L_o 为电源输出滤波电感折算到原边的等效值。如果高频变压器的磁芯不开气隙,其原边磁化电感量将远小于 L_o 。通常气隙是必要的,这主要基于两点:一是零电压谐振变换器中,变压器的气隙可用来产生大的磁化电流,使零电压开关条件在较轻负载时也能得以维持;二是有时可用于防止由于较小的直流分量引起的变压器饱和。在图11.8所示的新型零电压零电流全桥电路中引入了电流型控制方式,消除了变压器的饱和问题,因此变压器的气隙将不再是必要的,其磁化电感量亦可忽略。在这个时间段有:

$$v_{C2}(t) = V_m(1 - \cos\omega_1 t) - V_o'(1 - \cos\omega_1 t) + \frac{I_{p1}}{\omega_1(C_1 + C_2)} \sin\omega_1 t \quad (11.2)$$

式中, $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{(L_{leak} + L_o)(C_1 + C_2)}}$ 。

实际上,在图11.10(a)所示的等效电路中,原边电流近乎是恒定的,因为 L_o 相对很大。因此,这个时间段的过渡过程可近似看作随时间线性变化的过程,即有:

$$v_{C2}(t) \approx \frac{I_{p1}}{C_1 + C_2} t \quad (11.3)$$

当电容 C_2 上的电压 v_{C2} 在 t_1 时刻上升到等于 V_m 时,这个时间段结束。这时有:

$$t_c = t_1 - t_0 = V_m \frac{C_1 + C_2}{I_{p1}} \quad (11.4)$$

t_c 是指 B 点电位达到母线电压值所需的时间。为了实现软开关过渡, Q_2 和 Q_4 间的驱动延时必须大于 t_c 。

2. $t_1 \sim t_2$ 段(模式2)

图11.10(b)给出了关断过渡过程模式2的等效电路图。模式2由 B 点电位等于 V_m 时的 t_1 时刻开始。此时变压器已被输出整流二极管短路,从而使电路图简化。 I_{p2} 是变压器原边的峰值电流。在 T 作于模式2时,有:

$$i_p(t) = I_{p2} \cos\omega_2 t \quad (11.5)$$

$$v_{C_2}(t) = V_m + \frac{I_{p1}}{\omega_2(C_1 + C_2)} \sin \omega_2 t \quad (11.6)$$

式中, $\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_{leak}(C_1 + C_2)}}$.

如图11.9所示,当电容 C_2 上的电压 v_{C_2} 在 t_2 时刻上升到等于 $V_m + V_R$ 时,这个时间段结束。此时电容 C_2 上的电压 v_{C_2} 被 Q_2 反向雪崩箝位, V_R 表示反向雪崩电压值。模式2所持续的时间 t_{z1} 可由下式得出:

$$t_{z1} = t_2 - t_1 = \frac{1}{\omega_2} \sin^{-1} \frac{\omega_2(C_1 + C_2)V_R}{I_{p2}} \quad (11.7)$$

将式(11.7)代入(11.5)中可得:

$$I_{p3} = I_{p2} \cos \omega_2 t_{z1} \quad (11.8)$$

由于 $\sin \omega_2 t_{z1} = \frac{\omega_2(C_1 + C_2)V_R}{I_{p2}}$, 从而可得:

$$I_{p3} = \sqrt{I_{p2}^2 - V_R^2 \frac{C_1 + C_2}{L_{leak}}} \quad (11.9)$$

如果原边电流在模式2中衰减为零,则模式3将不存在。否则, Q_2 将进入反向雪崩工作状态,即整个电路进入模式3工作状态。

3. $t_2 \sim t_3$ 段(模式3)

在模式3中, Q_2 可近似为一只齐纳二极管,直到漏感中剩余的存储能量完全耗散,原边电流衰减为零。由式(11.9)可知,如果 V_R 值较高将有利于减小这种能量损失,甚至可以避免。通常情况下,漏感总是很小的,电容的大小受到 Q_2 和 Q_4 间死区时间的限制。模式3的等效电路如图11.10(c)所示,这是一个非常简单的电感电压源相串联的电路。在模式3中,有下式成立:

$$i_p(t) = I_{p3} - \frac{V_R}{L_{leak}} t \quad (11.10)$$

模式3结束于 t_3 时刻,此时刻原边电流衰减为零。模式3所持续的时间为:

$$t_{z2} = t_3 - t_2 = \frac{L_{leak}}{V_R} \sqrt{I_{p3}^2 - V_R^2 \frac{C_1 + C_2}{L_{leak}}} \quad (11.11)$$

原边电流衰减至零所需总时间为:

$$t_z = t_{z1} + t_{z2} \quad (11.12)$$

4. $t_3 \sim t_4$ 段(模式4)

一旦原边电流衰减为零,它将改变方向,通过 Q_1 反向流回电压源。这是由于在模式3结束的 t_3 时刻, B 点电位比直流母线电压高 V_R 。由于 Q_1 中的存储电荷的存在,在这些存储电荷未被移出之前, Q_1 的反向雪崩电压无法建立。 Q_1 中存储电荷可被视为一个与 Q_1 并联的非线性电容 C_s , 这样便得到关断过渡过程的模式4。移走 Q_1 中存储电荷的能量由 C_1 和 C_2 提供,由于 C_1 和 C_2 远大于 C_s , 因此在模式4它们可被等效为电压源。图11.10(d)为对应于模式4的等效电路。当 Q_1 关断,或在 Q_1 关断前原边电流衰减为零时,模式4结束。在模式4中,原边电流可表示为:

$$i_p(t) = \frac{V_K}{\omega_s L_{leak}} \sin \omega_s t \quad (11.13)$$

式中, $\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_{leak} C_S}}$ 。

移走 Q_1 中的存储电荷所需要的时间由下式给出:

$$t_q = t_4 - t_3 = \pi \sqrt{L_{leak} C_S} \quad (11.14)$$

式中的 C_S 值随电路工作条件的变化而非线性地变化, 因此其大小只能根据实验数据近似估算。

只要 Q_1 的关断发生在 t_4 时刻之后, 零电流关断条件就成立。这种零电流关断条件只有在非常轻的负载情况下才会丧失。但滞后臂的 IGBT (Q_1, Q_3) 在任何工作条件下都不会发生反向雪崩击穿。

IGBT 的开通过程要比关断过程简化得多。超前臂的 IGBT 在其开通时是处于反偏状态下, 因此只要零电压条件得以保持, 就不会有开通暂态过渡过程发生, 开通损耗将是很小的。实际工作中, 由于 B 点电压高出母线电压, 在 Q_3 开通瞬间, 其导通电流源自缓冲电容 C_1 和 C_2 。换句话说, 尽管 Q_2 已经开通, 在 B 点电位降至 V_m 以前, 将无电流流过它。这样, 对于超前臂的 IGBT 来说, 由于缓冲电容的寄生电感的作用, 将会有一环流振荡产生, 这个环流振荡如果不被控制在一个适当范围内, 将会影响整个电路的工作, 但若缓冲电容为无感或电感很小, 这种振荡将不会产生。实际上, 电容的寄生电感以及导线的分布电感是难以消除的。为消除振荡, 可以人为地加入一个电感与每个 Snubber 电容相串联, 其值远大于线路寄生电感, 在实际应用中选择约为 $(0.1 \sim 0.2 \mu\text{H})$ 。这个电感的串入并不影响超前臂的零电压关断条件, 而且提供两个有利条件: ①抑制峰值电流振荡; ②在轻载时, 零电压开通条件丧失, 此时电感可抑制 IGBT 开通电流峰值。

11.2.4 实用电路设计与参数选择

下面给出该项技术在北京动力源公司 1.5kW 电源应用中的具体参数。

Q_1, Q_3 ——IXGH20N50	C_m ——20 μF
Q_2, Q_4 ——IXGH20N60A	C_1, C_2 ——0.01 μF
D_1, D_4 ——MUR3020PT	L_1, L_2 ——0.2 μH
T ——EE55	L_{leak} ——1.3 μH
	L_w ——70 μH

该机开关频率: $f_s = 80\text{kHz}$, 效率: 95.2%

11.3 离散脉冲调制感应电机的直接转矩控制

谐振软开关逆变电路具有的高开关频率不仅使它具有一系列前述的优点, 而且同时为交流调速系统的控制实现提供了良好的条件及更多的便利, 本节要讨论的就是直流环节谐振型逆变电路的这样一种应用实例。

11.3.1 引言

交流电机作为一个多变量、非线性、强耦合的被控对象, 与直流电机相比, 是非常难以

控制的,因此长期以来,交流电机主要应用于不需调速的场合。70年代在应用现代控制理论的基础上产生的矢量控制技术,使交流调速技术获得了突破性的进展。矢量控制技术应用现代控制理论,采用参数重构和状态重构的方法对交流电动机进行了解耦,从而使交流电动机能像直流电动机一样可分别对其励磁分量和转矩分量进行独立的控制,这样使其也具有了良好的调速性能。在具体实现上,矢量控制系统借助于矢量旋转器,把交流控制转化为直流控制,然后再经矢量旋转器,把控制结果转化为物理上可实现的定子交流量。从上述的系统实现可看出,矢量控制系统的性能虽然很好,但由于需要两次矢量旋转变换,故计算量很大,且系统也很复杂。

继矢量控制后,1985年德国鲁尔大学的 Depenbrock 教授又提出了交流电机直接转矩自控(DSC)。这种控制方法不需要矢量旋转变换,直接在定子坐标系上用交流量计算转矩,借助于转矩 Bang-Bang 控制产生 PWM 信号,从而使系统具有良好的转矩响应特性。而在具体实现上,由于无矢量旋转器和通常的 PWM 信号发生电路,因此系统结构变得非常简单。

还应该指出,在某些交流传动应用场合,对速度的控制并不重要,重要的是快速的转矩控制,例如电机车牵引系统、电传动汽车控制系统等。显然,DSC 控制更适合于这一类控制系统应用。即使在转速是重要控制目标的场合,转矩控制也仍然显得非常重要,因为只有转矩能影响转速。如果转矩控制性能好,则不难设计一速度调节器,使速度环具有良好的品质。反之,若转矩控制性能不好,响应慢,相应的调速性能也好不了。因此,调速的关键仍然是转矩控制。在下面的讨论中将会看到,由于谐振软开关逆变电路具有很高的开关频率,因此与应用常规硬开关逆变电路相比,本节所要讨论的离散脉冲调制的直接转矩控制系统将具有更好的转矩控制性能。

另一个需要讨论的问题是交流调速系统中传感器的应用。一个高性能的复杂交流调速控制系统往往需要很多传感器,如电流传感器、磁通传感器、速度传感器、位置传感器等。而从实际应用角度考虑,却要求使用尽可能少的传感器,因为传感器越多,系统的具体实现就会越困难、越复杂。本节要讨论的直接转矩控制系统为一简单的开环控制系统,不需要速度、位置等传感器,而磁链由电动机的电压模型得出,同时借助于软开关逆变器的高开关频率,将电流传感器减少到了最低限度,整个系统只需在直流(DC)环节放置一个电流传感器,因此整个系统是非常简单的,而控制性能却大大优于常规的恒 V/f 比开环控制系统。

11.3.2 感应电机在两相静止坐标系上的空间复矢量模型

1. 定子电流的空间复矢量表示

如图11.11所示, A, B, C 坐标系是以定子三相绕组轴线为轴的平面坐标系,而 α, β 坐标系是一个固定在定子上的平面直角坐标系,若把该平面看作一个复平面的话,则 α 轴为实轴, β 轴为虚轴。设 i_A, i_B, i_C 为定子三相对称输入电流。现在要把它们用两相静止坐标系上的空间复矢量表示出来,考虑到变换前后磁动势等效及功率不变,则可得:

$$i_s = \sqrt{\frac{2}{3}} [i_A + ai_B + a^2i_C] = i_{\alpha} + ji_{\beta} \quad (11.15)$$

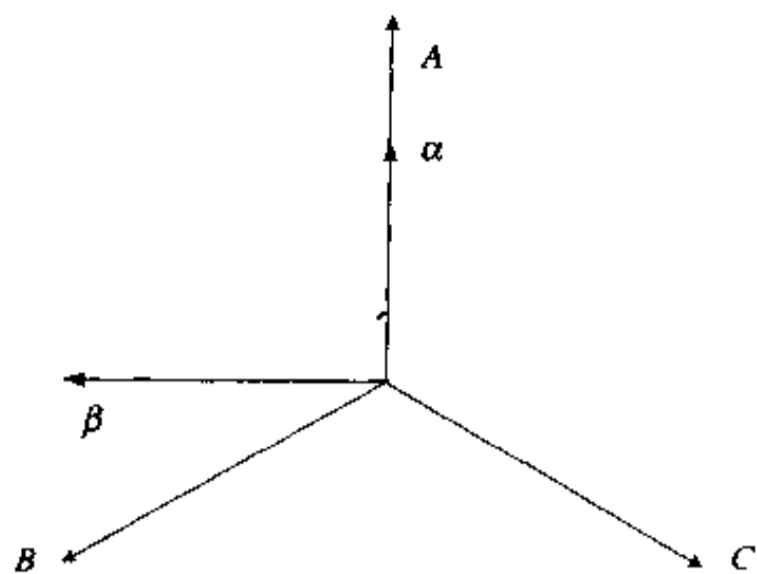


图11.11 平面坐标系

式中, i_s 为定子电流的空间复矢量, i_{a1} 为 i_s 实轴分量, $i_{\beta 1}$ 为 i_s 虚轴分量, $a = e^{j\frac{2}{3}\pi}$, i_{a1} 、 $i_{\beta 1}$ 可用矩阵形式表达如下:

$$\begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{\beta 1} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (11.16)$$

当电机的三相绕组为星形接线, 中性点不带零线时, 零序电流等于零, 即有:

$i_A + i_B + i_C = 0$, 代入式(11.16)可得:

$$\begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{\beta 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & \sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \end{bmatrix} \quad (11.17)$$

从上面的讨论可知, 只需知道三相定子电流中的任意两相电流, 就可得出定子电流的空间复矢量 i_s 。应用与上述相同的变换方法, 可以得到定子电压和定子磁链的空间复矢量 v_s, Ψ_s , 其中:

$$v_s = v_{a1} + jv_{\beta 1} \quad (11.18)$$

$$\Psi_s = \Psi_{a1} + j\Psi_{\beta 1} \quad (11.19)$$

2. 感应电机在两相静止坐标系上的电压方程和磁链方程

(1) 电压方程

$$\left. \begin{aligned} v_{a1} &= R_s i_{a1} + \frac{d\Psi_{a1}}{dt} \\ v_{\beta 1} &= R_s i_{\beta 1} + \frac{d\Psi_{\beta 1}}{dt} \\ 0 &= R_r i_{a2} + \frac{d\Psi_{a2}}{dt} + \omega_r \Psi_{\beta 2} \\ 0 &= R_r i_{\beta 2} + \frac{d\Psi_{\beta 2}}{dt} - \omega_r \Psi_{a2} \end{aligned} \right\} \quad (11.20)$$

式中, R_s, R_r 分别为定子绕组和转子绕组的阻抗, ω_r 为转子角速度。若把上面的方程组用空间复矢量形式表示出来, 则可得如下两式:

$$v_s = R_s i_s + \frac{d\Psi_s}{dt} \quad (11.21)$$

$$0 = R_r i_r + \frac{d\Psi_r}{dt} + j\omega_r \Psi_r \quad (11.22)$$

式中, $\Psi_r = \Psi_{a2} + j\Psi_{\beta 2}$ 为转子磁链的空间复矢量, $i_r = i_{a2} + ji_{\beta 2}$ 为转子电流的空间复矢量。

(2) 磁链方程

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{a1} &= L_s i_{a1} + L_m i_{a2} \\ \Psi_{\beta 1} &= L_s i_{\beta 1} + L_m i_{\beta 2} \\ \Psi_{a2} &= L_m i_{a1} + L_r i_{a2} \\ \Psi_{\beta 2} &= L_m i_{\beta 1} + L_r i_{\beta 2} \end{aligned} \right\} \quad (11.23)$$

同理,磁链模型也可用空间复矢量形式表示如下:

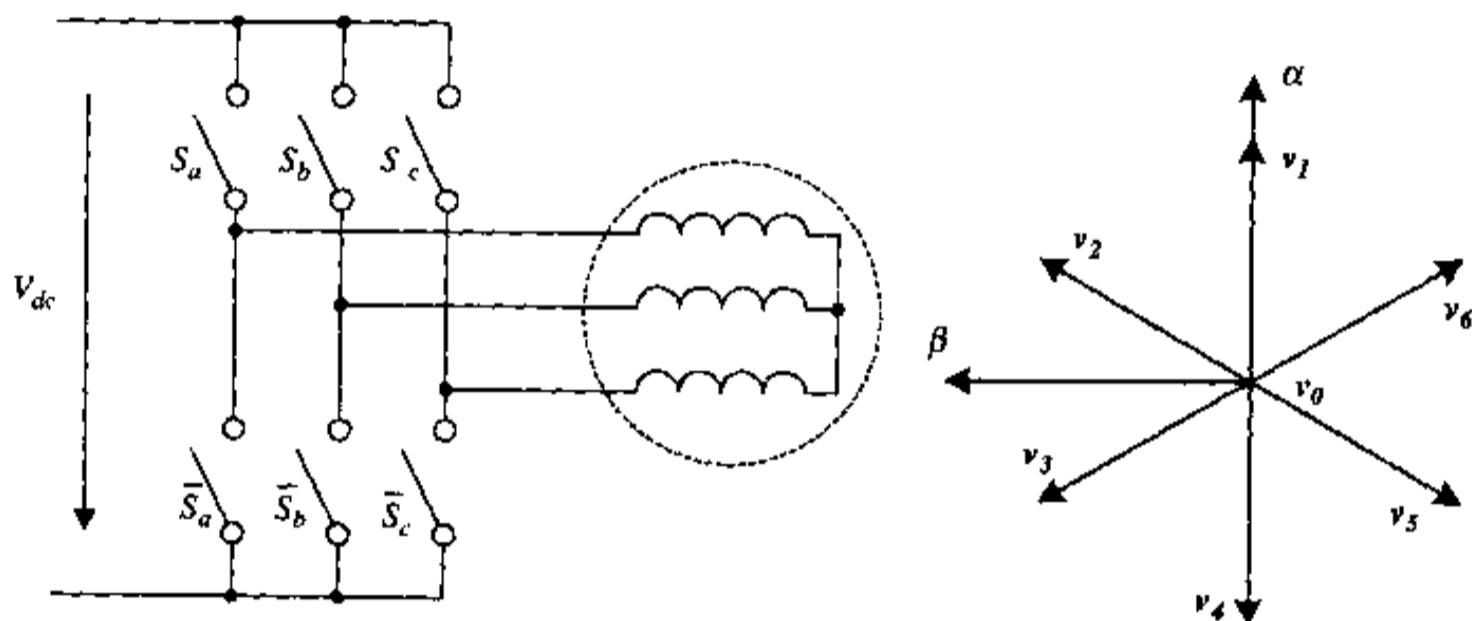
$$\Psi_s = L_s i_s + L_m i_r \quad (11.24)$$

$$\Psi_r = L_m i_s + L_r i_r \quad (11.25)$$

式中 L_s 、 L_r 分别为等效两相定子绕组的自感和转子绕组的自感, L_m 为同轴定子与转子间的互感。

3. 定子磁链的电压模型

一台电压型逆变器(见图11.12(a))由三组六个开关(S_a 、 \bar{S}_a 、 S_b 、 \bar{S}_b 、 S_c 、 \bar{S}_c)组成,有八个可能的工作状态,并分别对应于七个电压空间复矢量,如图11.12(b)所示。



(a) 电压型逆变器

(b) 电压空间复矢量

图11.12 三相电压型逆变器及电压空间复矢量

表11.1为六个开关的开关状态与电压空间复矢量的对应关系。如果把 S_a 、 S_b 、 S_c 看作三个开关函数,其值或者为“0”,或者为“1”,则定子电压空间复矢量在两相静止坐标系上可表示为:

表11.1 开关状态与电压空间复矢量的对应关系

状 态		工作状态						零状态	
		1	2	3	4	5	6	7	8
开 关 组	S_a	1	1	0	0	0	1	0	1
	S_b	0	1	1	1	0	0	0	1
	S_c	0	0	0	1	1	1	0	1
电压复矢量		v_1	v_2	v_3	v_4	v_5	v_6	v_0	v_0

$$\mathbf{v}_k = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} & k=1,2,3,4,5,6 \\ 0 & k=0,7 \end{cases} \quad (11.26)$$

上式中,对应于 $k=1\sim 6$ 的 \mathbf{v}_k 称为工作矢量,而对应于 $k=0,7$ 的 \mathbf{v}_k 称为零矢量, V_{dc} 为逆变器 DC 环节电压。

又知,定子各相绕组磁链可表示为:

$$\Psi_{A,B,C} = \int (\mathbf{v}_{A,B,C} - i_{A,B,C} R_s) dt \quad (11.27)$$

在两相静止坐标系上,以空间复矢量形式可表示为:

$$\Psi_s = \int (\mathbf{v}_s - i_s R_s) dt \approx \int \mathbf{v}_s dt \quad (11.28)$$

当逆变器 DC 环节谐振频率足够高的时候,则从一个谐振零点到下一个谐振零点,或者说从一个采样瞬间到下一个采样瞬间,定子磁链的增量可表示为:

$$\Delta \Psi_s = \mathbf{v}_s T_s \quad (11.29)$$

T_s 为 DC 环节谐振周期或 Delta 调制器采样周期。将式(11.26)代入上式可得:

$$\Delta \Psi_s = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} T_s & k=1,2,3,4,5,6 \\ 0 & k=0,7 \end{cases} \quad (11.30)$$

4. 以定子磁链为基准的转矩模型

交流电机的转矩模型可以根据许多不同概念和不同方法导出,这里将用一种比较简单的方法基于能量守恒的概念导出以定子磁链为基准的转矩模型,基于其他概念的其他方法可参考文献[62]。

交流电动机输出机械能的变化率 dW_{mech}/dt 等于电动机的机械功率 P_{mech} ,而机械功率 P_{mech} 又是瞬时转子角速度 ω_r 和电磁转矩 T_e 的乘积,即:

$$P_{mech} = \frac{dW_{mech}}{dt} = T_e \omega_r \quad (11.31)$$

为了简化下面的推导,这里假定电机的极对数 $P=1$ 。为了能从上式推出电磁转矩 T_e ,首先应求出输出机械能的微分 dW_{mech} 。

任何电动机,不论交流机还是直流机,在运动过程中都应满足能量守恒原理,因此,感应电动机的输入电能 W_e 应该等于定子和转子的损耗 W_{loss} 与磁场储能 W_{field} 及输出机械能 W_{mech} 之和,即:

$$W_e = W_{loss} + W_{field} + W_{mech} \quad (11.32)$$

对上式两边微分并整理可得:

$$dW_{mech} = dW_e - dW_{field} - dW_{loss} \quad (11.33)$$

对于感应电动机有:

$$dW_e = \mathbf{v}_s \cdot \mathbf{i}_s dt \quad (11.34)$$

式中,“ \cdot ”表示标量积。

一般来说,电机的损耗应包括:线圈阻抗的热损耗、磁滞和涡流损耗、电机运动部分的

摩擦损耗等,这里仅考虑线圈阻抗的热损耗,即:

$$dW_{loss} = (R_s |i_s|^2 + R_r |i_r|^2) dt \quad (11.35)$$

磁场储能的变化可表示为:

$$dW_{field} = (v_s \cdot i_s + v_r \cdot i_r) dt \quad (11.36)$$

式中 v_s 和 v_r 分别为定子和转子的变压器电动势,并等于其相应磁链空间复矢量的变化率,

即: $v_s = \frac{d\Psi_s}{dt}$, $v_r = \frac{d\Psi_r}{dt}$, 代入式(11.36), 则:

$$dW_{field} = \left(i_s \cdot \frac{d\Psi_s}{dt} + i_r \cdot \frac{d\Psi_r}{dt} \right) dt \quad (11.37)$$

将式(11.34)、(11.35)、(11.37)代入式(11.33), 可得:

$$\begin{aligned} dW_{mech} &= \left(v_s \cdot i_s - R_s |i_s|^2 - R_r |i_r|^2 - i_s \cdot \frac{d\Psi_s}{dt} - i_r \cdot \frac{d\Psi_r}{dt} \right) dt \\ &= \left(\left(v_s - R_s i_s - \frac{d\Psi_s}{dt} \right) \cdot i_s + \left(-R_r i_r - \frac{d\Psi_r}{dt} + j\omega_r \Psi_r \right) \cdot i_r - j\omega_r \Psi_r \cdot i_r \right) dt \end{aligned}$$

将式(11.21)、(11.22)代入上式, 可得:

$$P_{mech} = \frac{dW_{mech}}{dt} = -j\omega_r \Psi_r \cdot i_r \quad (11.38)$$

将 $-j\Psi_r = \Psi_{\beta 2} - j\Psi_{\alpha 2}$, $i_r = i_{\alpha 2} + ji_{\beta 2}$ 代入上式可得:

$$\begin{aligned} P_{mech} &= \omega_r (\Psi_{\beta 2} - j\Psi_{\alpha 2}) (i_{\alpha 2} + ji_{\beta 2}) \\ &= \omega_r (i_{\alpha 2} \Psi_{\beta 2} - i_{\beta 2} \Psi_{\alpha 2}) = \omega_r i_r \times \Psi_r \end{aligned} \quad (11.39)$$

式中“ \times ”表示矢量积。由式(11.31)可得电磁转矩:

$$T_e = \frac{P_{mech}}{\omega_r} = i_r \times \Psi_r \quad (11.40)$$

将式(11.25)代入:

$$T_e = i_r \times (L_m i_s + L_r i_r) = L_m i_r \times i_s \quad (11.41)$$

再将式(11.24)代入:

$$T_e = L_m \frac{1}{L_m} (\Psi_s - L_r i_r) \times i_r = \Psi_s \times i_r \quad (11.42)$$

若电机的极对数 $P \neq 1$, 则有:

$$T_e = P(\Psi_s \times i_r) \quad (11.43)$$

电磁转矩 T_e 也可以用定子磁链的幅值和定子电流的转矩分量表示:

$$T_e = P |\Psi_s| |i_r| \quad (11.44)$$

11.3.3 离散脉冲调制的 DSC 控制系统

1. 基本工作原理

从前面的分析可知,电动机的转矩由定子电流矢量和磁链矢量的矢量积确定,即只与这两个矢量的大小和夹角有关。而定子电流 i_s 可以通过测量三相电流中的任意两相得到,定子磁链 Ψ_s 则可利用电压模型式(11.28)估计出,这样就可以得到实际的转矩 T_e 。当实际转矩 T_e 大于给定转矩 T_e^* 时,在下一个采样瞬间,选择逆变器六个开关工作于某一种状态,使实际转矩 T_e 减小;而当实际转矩 T_e 小于给定转矩 T_e^* 时,在下一个采样瞬间,选择

逆变器的工作状态,使 T_e 增大。这样,通过这种离散脉冲开关,零滞环 Bang-Bang 控制,就实现了对电动机转矩的直接控制。

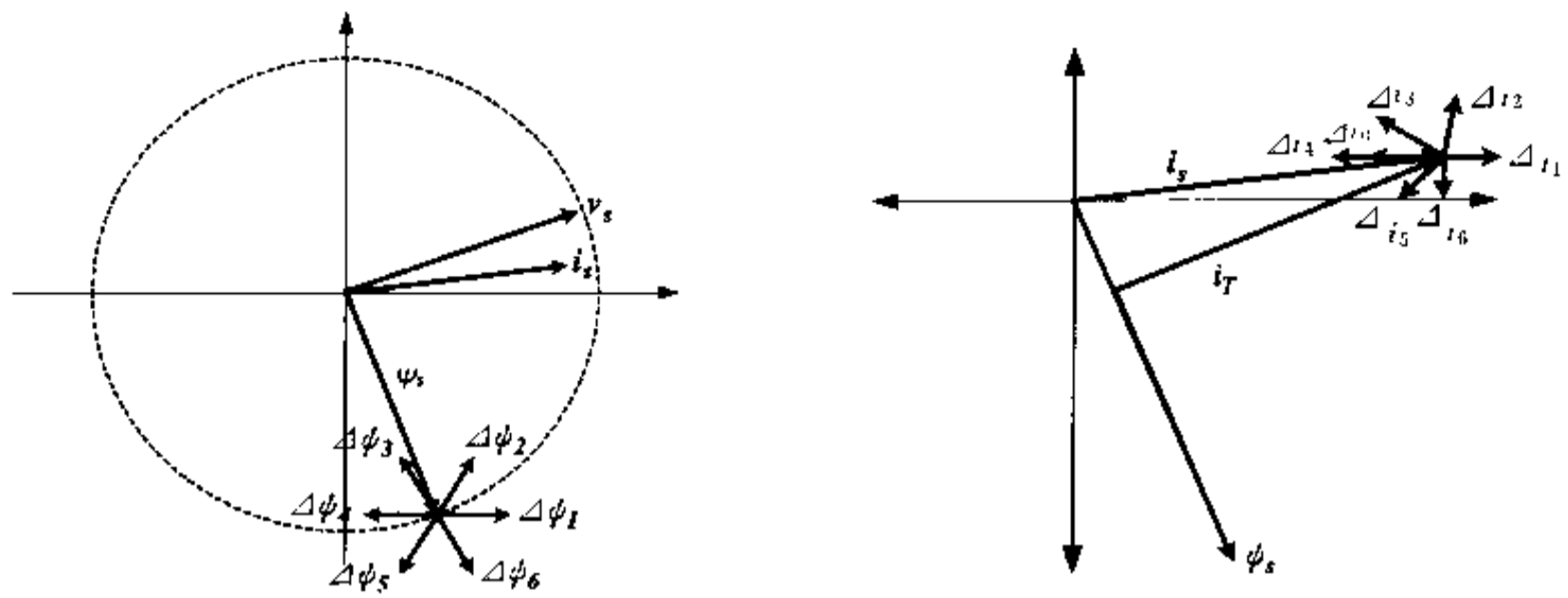
与常规的 DSC 控制策略不同,对于离散脉冲调制的 DSC 控制策略,理论上其转矩滞环宽度为零,即事先不需要为给定转矩 T_e^* 确定一个滞环宽度,而实际的转矩滞环宽度由一个采样周期可能产生的最大转矩偏差所决定。

从转矩控制的角度来看,只关心转矩的大小,即电流和磁链的乘积,但从电动机合理运行的角度出发,仍希望磁链幅值基本不变。由式(11.30)可知,当逆变器处于某一工作状态时,磁链轨迹将沿该状态对应的电压矢量方向运动,速度比例于电压矢量的幅值 $\sqrt{2/3}V_{dc}$,因此,同样可通过选择合适的逆变器工作状态,通过磁链的 Bang-Bang 控制确定磁链的实际运行轨迹。目前有两种磁链控制方案:一种是 Depenbrock 教授提出的控制方案,该方案通过选择某工作矢量增加转矩,通过零矢量减小转矩,使实际转矩跟随给定转矩变化,而当 $|\Psi_s| = |\Psi_s^*|$ 时,使工作状态加1,这样磁链矢量将沿六边形运动。该方案的优点是计算量小,线路简单,且由于逆变器开关器件所需开关次数少,故开关损耗较小;缺点是磁链幅值存在着六倍频脉动,虽然由于 DSC 转矩环的存在不会造成电动机转矩和转速的脉动,但电动机电流会产生很大畸变。另一种是东芝公司提出的控制方案,让磁链矢量基本按圆形轨迹运行,这时无转矩、转速和电流脉动,并且由于磁链幅值 $|\Psi_s|$ 不变,故由式(11.44)可知,这时转矩 T_e 将正比于定子电流的转矩分量。其缺点是由于其工作状态需经常变换,故逆变器开关器件需要更频繁地开关。然而对于 DC 环节谐振型逆变器,这正是其优势所在,故在离散脉冲调制的 DSC 控制策略中更适合于采用东芝方案。

2. 离散脉冲调制的 DSC 的工作过程分析

下面将以一个实例说明磁链的幅值调节和转矩的直接控制是如何实现的。假设这时系统处于图11.13(a)所示的工作点上,从图中可知,若该时刻磁链的幅值 $|\Psi_s|$ 小于参考磁链的幅值 $|\Psi_s^*|$,则应选择电压工作矢量1、5、6,使 $|\Psi_s|$ 增大;反之,若该时刻有 $|\Psi_s| > |\Psi_s^*|$,则应选择工作矢量2、3、4,使 $|\Psi_s|$ 减小。即当 Ψ_s 的角度大于 $3\pi/2$ 而小于 $11\pi/6$ 时,对于一个足够小的开关周期,工作矢量1、5、6将增加磁链的幅值,而工作矢量2、3、4将减小磁链的幅值。考虑更一般的情况,当磁链 Ψ_s 的相角 θ_m 满足 $(2n-3)\pi/6 < \theta_m < (2n-1)\pi/6$ 时,选择工作状态 $k=n-1, n, n+1$ 时将使磁链的幅值增加(注意,当 $k > 6$ 时,实际选择的为 $k-6$)。而选择其他三个工作状态将使磁链的幅值减小,选择零状态将使磁链矢量在一个开关周期中保持近似恒定。

现在我们需要讨论如何从控制磁链幅值的一个状态子集中选择出控制电磁转矩的一个状态。从前面的讨论已知,当磁链的幅值被控制为恒定时,转矩 T_e 将正比于定子电流 i_s 的转矩分量 i_T 。图11.13(b)表示了图11.13(a)的工作点上 i_T 的变化与逆变器工作状态的对应关系。由图中可知,当系统工作于零状态时,电动机的输入端电压为零,这将导致 i_T (从而转矩)减小,而磁链近似保持恒定。因此,任何时刻,无论磁链矢量处于什么位置,当实际(计算)转矩 T_e 大于参考转矩 T_e^* 时,就可通过选择零状态使 T_e 减小。由图11.13(b)可明显看出,选择状态1、2将导致实际转矩增加。因此在一给定开关瞬间,当系统需要增加转矩时,就可根据实际磁链的幅值 $|\Psi_s|$ 与给定磁链幅值的 $|\Psi_s^*|$ 的偏差,选择系统工作于状态1或状态2。下面参考图11.13(a)、(b),解释如何选择系统的工作状态。从图中可知,这



(a) 磁链的幅值调节

(b) i_T 的变化与逆变器工作状态的对应关系

图11.13 磁链的幅值调节和转矩的直接控制的矢量选择

时磁链的空间相角满足 $3\pi/2 < \theta_m < 11\pi/6$ 。①当系统的磁链幅值和转矩值均低于其相应参考值时,选择状态1将使 i_T 和磁链的幅值增加;②当 $|\Psi_s| > |\Psi_s^*|, T_r < T_r^*$ 时,应选择状态2,因为状态2将使 $|\Psi_s|$ 减小,而使 i_T 增大;③当 $T_r > T_r^*$ 时,应选择零状态。对于更一般的情况,即当定子磁链的空间相角满足 $(2n-3)\pi/6 < \theta_m < (2n-1)\pi/6$ 时,可根据表11.2选择合适的工作状态,图11.14为离散脉冲调制的 DSC 控制系统框图。

表11.2 工作状态选择关系1

$\text{sgn}(T_r - T_r^*)$	$\text{sgn}(\Psi_s - \Psi_s^*)$	k
0	0	$n+1$
0	1	$n+2$
1	\times	0
逆变器状态	$k = \begin{cases} k & k \leq 6 \\ k-6 & k > 6 \end{cases}$	

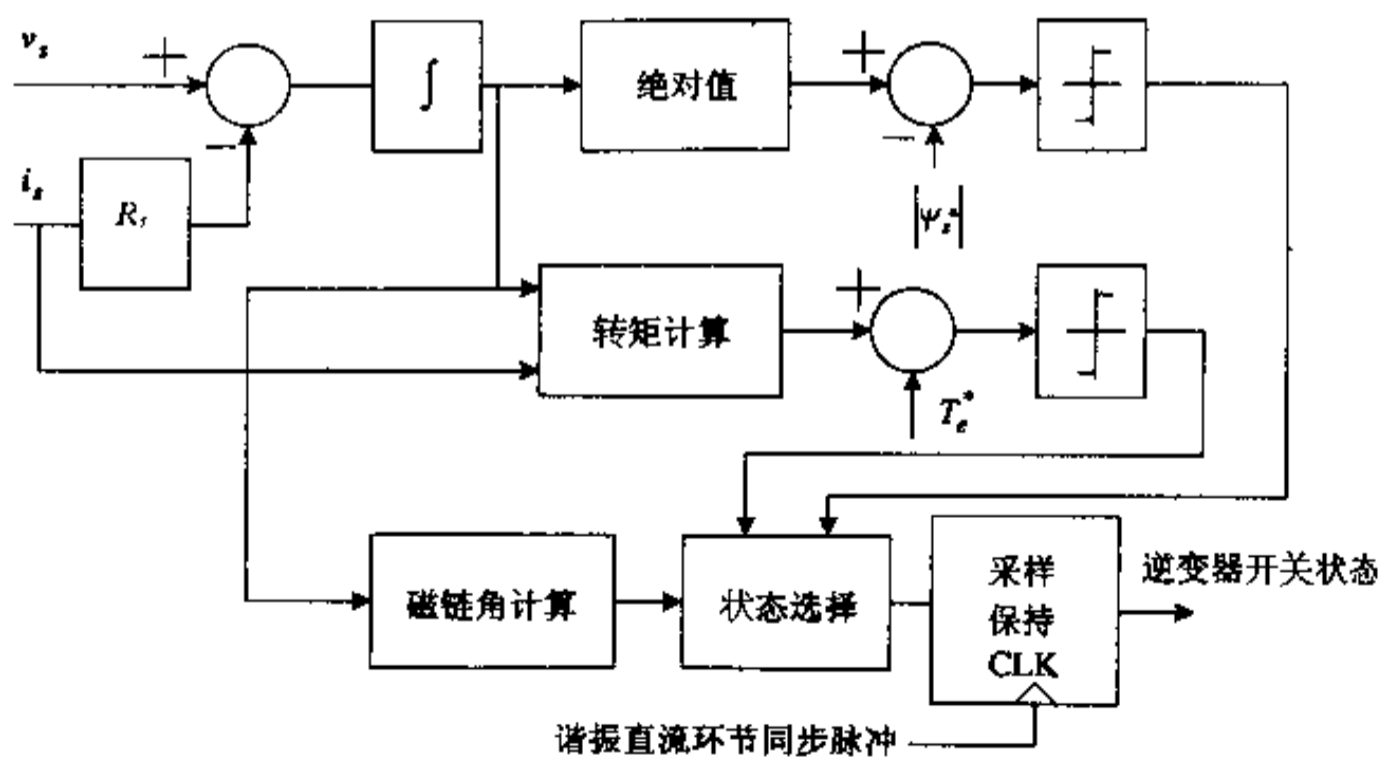


图11.14 离散脉冲调制的 DSC 控制系统框图

11.3.4 定子电流空间复矢量 i_s 的估计

1. 问题的提出

从前面讨论 DSC 的基本工作原理可知, DSC 控制策略要求实时的计算定子磁链和实际转矩, 而这两种计算中都需用到定子电流 i_s , 因此定子电流 i_s 的准确测量或准确估计对于 DSC 控制性能好坏具有很大的影响。在常规的三相交流传动系统中, 通常至少需要三个电流传感器, 其中两个放置在逆变器的负载侧, 用于实时检测电动机的定子输入电流 i_s , 而另一个放置在逆变器的 DC 环节, 用于电路的过电流保护。对于开环控制的恒 V/f 比控制系统, 则只需一个放置在 DC 环节的电流传感器。前面曾经提到, 从实际应用角度考虑, 控制系统应用的传感器越少, 硬件电路越精练, 结构越简单越好。而对于离散脉冲调制的 DSC 控制系统, 也只用一个放置在 DC 环节的电流传感器, 然后通过对逆变器工作状态的合理选择, 并利用 RDCLI 的高开关频率实时地估计出定子电流 i_s 。这样从所要求的反馈量来看, 离散脉冲调制的 DSC 控制系统将与开环控制的恒 V/f 比控制系统相同, 两者具有同样简单的控制系统, 但后者比前者的控制性能却差得多。

2. i_s 的估计原理

从前面的讨论知, 逆变器开关有八种工作状态, 其中两种为零状态。如果逆变器不工作于零状态, 则 DC 环节输出电流将在任何时刻实时地反映三个输出线电流中的一个。当逆变器工作于零状态时, 负载端或被短路, 或被开路, 这时 DC 环节输出电流为零。DC 环节输出电流 I_{dc} 在逆变器处于不同工作状态下与三个输出线电流的对应关系如表 11.3 所示。

表 11.3 逆变器工作状态与输出线电流的对应关系

k	1	2	3	4	5	6
I_{dc}	i_A	$-i_C$	i_B	$-i_A$	i_C	$-i_B$

表中 $k=1, \dots, 6$, 表示逆变器的开关状态, 因此在每一个开关瞬间, 或称采样瞬间, 系统都可以实时地检测三个输出电流中的一个。当然, 这对于估计出定子电流 i_s 还是不够的。从式 (11.17) 知, 要得到 i_s , 至少需要知道定子三个输入电流中的两个, 因此除了检测到的一个电流, 至少还需要知道另一个电流值。对于这个问题, 系统是这样处理的, 即在每一个开关瞬间, 系统将检测到一相定子电流, 并“记住”其值, 且认为在该相开关状态的再一次变化之前其值保持不变, 这相当于对电流检测值进行了零阶保持。由于逆变器具有很高的开关频率, 因此逆变器的任一相开关状态的两次变化平均时间将是很短的, 即可以认为逆变器任一相输入电流在该相开关状态变换间隔内的变化是很小的。利用这种方法, 就可以实时地估计出电机定子电流 i_s 。从上面的讨论可知, 这种电流估计器实际上是把某一相电流的当前时刻值用该时刻之前的值代替了, 故必然存在着一定误差, 因此在 DSC 开关策略的确定中必须考虑到尽可能地减少这种误差, 例如, 逆变器开关状态的变化应避免在同一相重复进行, 因为这样会给其他两相电流的估计造成更大的误差积累。

基于定子电流 i_s 观测的 DSC 控制策略可简述如下: 在电动机负载给定的情况下, 必须知道三个输入相电流中的两个才能计算出定子磁链和转矩。而在任一采样瞬间, 都可根

据表11.3确定三个输入电流中的一个,而另一个输入电流可近似认为是上一次其采样值,这样用这两个电流就可以计算出实际磁链和转矩了。例如,假设逆变器正处于状态1($k=1$),而前一个开关时刻逆变器状态为 $k=2$,这时有 $i_A=I_d$,再利用 i_C 的上一次采样值,就可计算出 Ψ_r 和 T_r 了。利用 i_C ,不用 i_B ,是因为 i_C 是上一次开关时刻的采样值,相对 i_B 有更小的误差。

3. 基于定子电流 i_r 观测的DSC开关策略

为了使电流观测器能与DSC控制策略结合起来,在逆变器的开关策略中就不能选择零状态。因此,现在需要结合图11.13重新讨论逆变器工作状态选择。在图11.13所确定的工作点上,若系统这时要求增加转矩,则下一次开关的逆变器开关状态仍可按前述方法选择,因为这时零状态是不考虑的。若在该工作点上,系统要求减小转矩,这时逆变器应选择一种能使 i_r 减小的非零状态。在图11.13(b)中,状态3、4、5、6都能使 i_r 减小。选择状态4、5会使转矩以较大的变化率减小,从而在一个开关周期中造成较大的电流脉动,而选择状态3、6将使转矩缓慢地减小,因此电流脉动也将很小;但是选择状态4、5减小转矩,由于能使 i_r 有一个较大的变化,会使系统有一个更好的动态响应。这里假设希望转矩缓慢的减小,因此可在状态3、6中选择,具体选择3还是选择6将取决于磁链 $|\Psi_r|$ 的幅值大于还是小于参考磁链的幅值 $|\Psi_r^*|$ 。

为了减小电流观测器的误差,对上述逆变器无零状态的开关策略仍需加以一定的修改。这是因为逆变器开关状态的变化可能会在同一相连续进行,即逆变器可能会在状态(1,4)、(2,5)、(3,6)间重复变化,在这种情况下,有两相定子输入电流的采样值将长时间得不到更正。定义状态(1,4)、(2,5)、(3,6)为“状态对”,当逆变器开关状态在同一“状态对”间持续时间过长时,就可能由于观测电流误差过大,造成控制上的不稳定。例如,这时计算的转矩误差和实际的转矩误差可能会有相反的符号,这会使控制器继续选择同一“状态对”中的状态,最后导致电动机失去控制或停机。因此,逆变器开关策略的设计应保证使逆变器不能连续重复地在同一“状态对”中选择状态。当逆变器在一个“状态对”中已停留了某一预先设定的周期数后,控制器就应使逆变器转到另一状态,而不必继续根据计算转矩误差选择状态,因为这时计算的转矩误差已经很不可靠。表11.4为基于电流观测器的DSC控制系统的详细的状态选择表。表中 Q 为同一状态对中的周期数。

表11.4 工作状态选择关系2

$\text{sgn}(Q-5)$	$\text{sgn}(T_r-T_r^*)$	$\text{sgn}(\Psi_r - \Psi_r^*)$	k
0	0	0	$n+1$
0	0	1	$n+2$
0	1	0	n
0	1	1	$n+3$
1	0	0	$n+2$
1	0	1	$n+1$
1	1	0	$n+1$
1	1	1	$n+2$
逆变器状态	$k = \begin{cases} k & k \leq 6 \\ k-6 & k > 6 \end{cases}$		

对于这种基于电流观测的 DSC 控制系统,定子磁链的控制特性仍将会是比较好的,但定子电流 i_s 的估计会给实际的电流和输出转矩带来一些脉动,当逆变器 DC 环节具有较高的谐振频率时,这种脉动对于大多数工业应用来说将是完全可以接受的。

11.3.5 离散脉冲调制的 DSC 控制系统的实现

图11.15为离散脉冲调制的直接转矩自控系统框图,该系统使用的逆变器是谐振 DC 环节逆变器 RDCLI,谐振频率为27kHz。下面就该系统的构成作几点解释。

①在控制系统中,逆变器开关状态在每一个开关瞬间都需要根据磁链和转矩误差及“状态对”持续时间进行变换。这样复杂的控制任务用模拟元件实现将是比较困难的。而用常规的微处理器或微控制器,在这样高的采样频率下,也难以实时地完成这样的控制任务。因此控制系统选用了数字信号处理机(DSP)Motorola56000,这是一种特殊的微计算机,它可以在一个指令周期内(100ns)完成乘法、加法和减法运算,因此有可能在35 μ s 采样周期内完成控制所需的大量运算。系统所需模拟乘法器和某些附加的硬件电路的功能在这里完全由软件完成,从而简化了系统的硬件结构,增加了控制的灵活性。

②图11.15中,DSP 以中断方式运行,中断信号与逆变器 DC 环节谐振脉冲同步。由于逆变器负载电流的变化会给其 DC 环节输出电流 I_{dc} 带来变化,而 I_{dc} 的变化又会使 DC 环节的谐振频率变化,因此中断信号的复现周期将不是恒定的。中断信号的复现周期不恒定性,给 DSP 的软件积分带来了一些麻烦,故图11.15中计算定子磁链所需的积分是用模拟元件完成的。经模拟元件积分得到的定子磁链 $\Psi_{\alpha 1}$ 、 $\Psi_{\beta 1}$ 及电流检测值将通过一个高速 A/D 转换器(转换时间2 μ s)输入到 DSP 中。

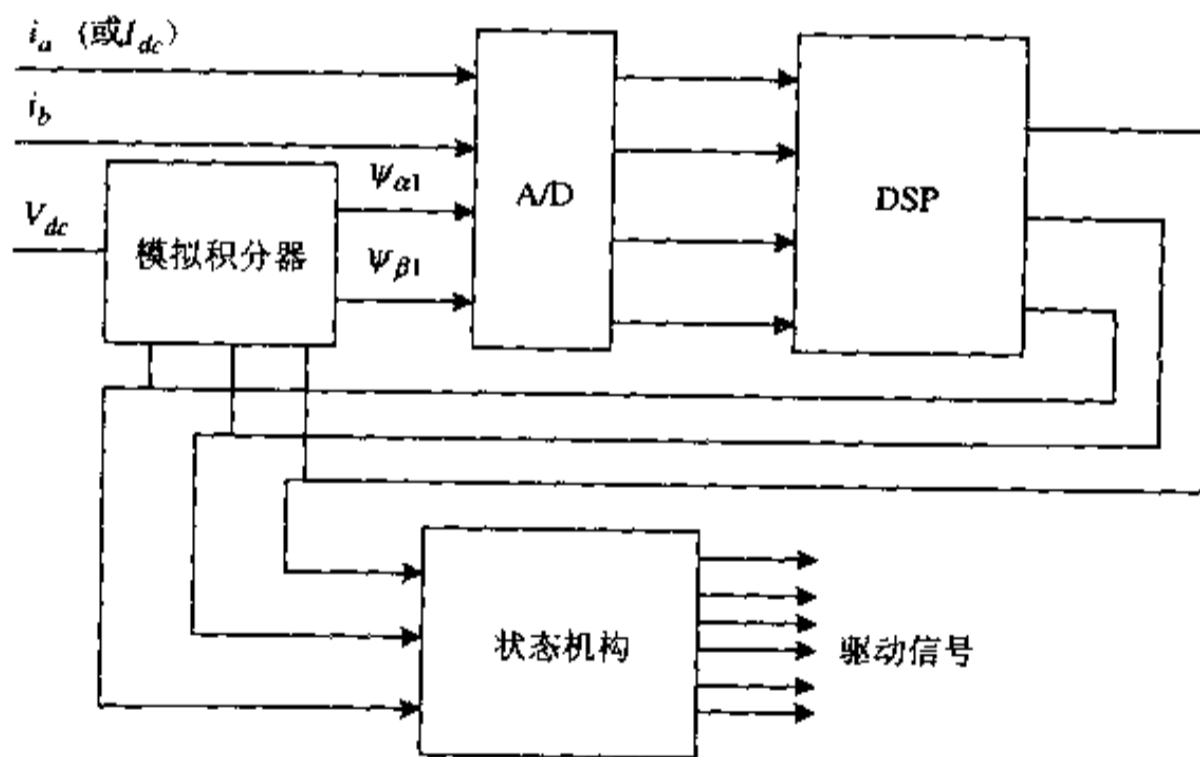


图11.15 离散脉冲调制的 DSC 控制系统框图

③图11.15中,DSP 的输出将产生逆变器各桥臂信号 S_a 、 S_b 、 S_c ,此开关信号被送入图中的状态机构,由该状态机构完成一些典型的控制功能,如系统保护、建立开关死区时间、控制 DC 谐振环节等。状态机构的输出信号将是逆变器开关器件的实际驱动脉冲。

④图11.15中,A/D 转换器的输入 i_b 在系统使用电流观测器时将是不存在的,且 i_a 应为 I_{dc} 。

- [24] Ivo Barbi, J. C. Bolacell, D. C. Martinez, F. B. Libano. Buck Quasi-Resonant Converter Operating at Constant Frequency: Analysis, Design and Experimentation. Proceedings of PESC'89, pp. 873—880
- [25] G. A. Alessio, E. R. Cabral da Silva, E. H. Watanabe. Quasi Resonant Zero-Voltage-Switching Converter with Constant Frequency Operation. Proceedings of EPE'91, pp. 4-237-4-241
- [26] Guichao Hua, Eric X. Yang, Yimin Jiang and F. C. Lee. Novel Zero-Current-Transition PWM Converters. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 9, No. 6, 1994, pp. 601—606
- [27] F. C. Lee. Resonant and Soft-switching PWM Converters. Lecture Notes, 清华大学电力电子工程研究中心, 1998
- [28] Guichao Hua, Ching-Shan Leu, Yimin Jiang and F. C. Lee. Novel Zero-Voltage Transition PWM Converters. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 9, No. 2, 1994, pp. 213--219
- [29] Sam Ben Yaakov, Gregory Ivensky, Ileg Levitin and Alexander Treiner. Optimization of Auxiliary Switch Components in a Flying Capacitor ZVS PWM Converter. Proceedings of PESC'95, pp. 503—509
- [30] B. Carten. Design Techniques for Transformer Active Reset Circuits at High Frequencies and Power Levels. Proceedings of HFPC'90, pp. 235—246
- [31] R. E. Andrews; US Patent #3, 596 163, July 1971
- [32] D. H. Park, H. J. Kim and Y. S. Sun. A Development of the Off Line Active Clamp ZVS Forward Converter for Telecommunication Application. Proceedings of Intelec'97, pp. 271—276
- [33] Robert Watson, F. C. Lee, and Guichao C. Hua. Utilization of an Active-Clamp Circuit to Achieve Soft Switching in Flyback Converters. IEEE Trans. on PE, Vol. 11, No. 1, January 1996, pp. 162---169
- [34] Koji Yoshida, Takuya Ishii and Nobuyoshi Nagagata. Zero Voltage Switching Approach for Flyback Converter. Conference Records PESC'92, pp. 324 - 329
- [35] Laszlo Huber, Milan M. Jovanovic. Forward-Flyback Converter with Current-Doubler Rectifier: Analysis, Design and Evaluation Results. IEEE Trans. on PE, Vol. 14, No. 1, January 1999, pp. 184 - 192
- [36] Ionel Dan Jitaru, Serban Boca-Galateanu. Small-Signal Characterization of the Forward-Flyback Converters with Active Clamp. Conference Records of APEC'98, pp. 626—632
- [37] 张占松, 蔡宣三. 开关电源的原理与设计. 电子工业出版社, 1998
- [38] J. W. Back, C. Y. Jung, J. G. Cho, D. W. You and G. H. Rim. Novel Zero-Voltage and Zero-Current-Switching (ZVZCS) Full Bridge PWM Converter with Low Output Current Ripple. IEEE APEC'97, pp. 257 - 262
- [39] J. A. Sabate, V. Vlatkovic, R. B. Rully, F. C. Lee, Cho. Design Considerations for High-Voltage High-Power Full-Bridge Zero-Voltage-Switched PWM Converter. IEEE Conference Records of APEC'90, pp. 275—281
- [40] Guichao Hua, Fred C. Lee, Milan M. Jovanovic. An Improved Full-Bridge Zero-Voltage-Switched PWM Converter Using a Saturable Inductor. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 8, No. 4, October 1993, pp. 530—534
- [41] R. Waton and F. C. Lee. Analysis, Design and Experimental Results of a 1kW ZVS FB PWM Converter Employing Magamp Secondary Side Control. Proceeding of APEC'94, pp. 166 - 172
- [42] D. M. Sable and F. C. Lee. The Operation of a Full Bridge, Zero Voltage-Switched PWM Converter. Proceedings of VPEC Seminar'89, pp. 92 -97
- [43] Jung Goo Cho, Chang-yong Jeong and F. C. Lee. Zero-Voltage and Zero Current Switching Full Bridge PWM Converter Using Secondary Active Clamp. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 13, No. 4, July 1998, pp. 601--607
- [44] 赵振民, 江涛, 王聪, 宋虎. 副边带有源箝位的 ZVZCS 移相控制 PWM 变换器的分析. 第一届国际电源会议研讨会论文集, 1999年4月
- [45] J. G. Cho, J. Sabate, G. Hua and F. C. Lee. Zero Voltage and Zero Current Switching Full Bridge PWM Converter for High Power Applications. in IEEE PESC Rec., 1994, pp. 102 - 108
- [46] Byeong-Ho Choo et al. A Novel Full Bridge ZVZCS PWM DC-DC Converter with a Secondary Clamping Circuit. IEEE APEC'98, pp. 936 -941
- [47] C. Cuadros et al. Design Procedure and Modeling of High Power, High Performance, Zero-Voltage Zero-Current Switched, Full-Bridge PWM Converter, IEEE APEC'97, pp. 790—798
- [48] D. M. Divan and G. SKIBINSKI. Zero Switching-Loss Inverters for High Power Application. IEEE Tran. Ind.

Appl., Vol. 25, No. 4, July/August 1989, pp. 634—643

- [49] Jin He, Ned Mohan and Bill Wold. Zero Voltage-Switching PWM Inverter for High Frequency DC-AC Power Conversion. IEEE-IAS Ann. Meet. 1990, pp. 1215—1221
- [50] 王聪等. 软性开关理论及其在煤矿中的应用. 煤炭科学基金项目科研报告, 1995
- [51] Giri Venkataramanan and D. M. Divan. Pulse Width Modulation with Resonant DC Link Converter. IEEE IAS Annual Conference Record, 1990, pp. 984—990
- [52] 王聪等. 辅助二极管谐振极逆变器的分析、设计与实现. 电工技术学报, 1998第13卷第3期, pp. 41—45
- [53] A. Cheriti, K. AL. Haddad, L. A. Dessaint, T. A. Meynard and D. Mukhedkar. A Rugged Soft Commutated PWM Inverter for AC Drive. Conf. Record PESC'90, pp. 656—662
- [54] V. Vlatovic, D. Borojvic, F. C. Lee, C. Cuadros and S. Gataric. A New Zero-Voltage Transition Three Phase PWM Rectifier/Inverter Circuit. Conference Records of PESC'93, pp. 868—873
- [55] J. S. Lai, R. W. Young, Sr. G. W. Ott, Jr. C. P. White, J. W. McKeever and D. S. Chen. A Novel Resonant Snubber Inverter. Conference Records of APEC'95, pp. 797—800
- [56] J. S. Lai, R. W. Young, Sr. G. W. Ott, Jr. J. W. McKeever and F. Z. Peng. A Delta Configured Auxiliary Resonant Snubber Inverter. Proceedings of IEEE IAS Annual Meeting, Orlando, 1995
- [57] 阎富来. 零电流过渡软开关技术及其在功率因数校正电路中的应用. 硕士学位论文, 中国矿业大学, 1997
- [58] Keming Chin, Thomas A. Stuart. A 1.6kW, 10kHz DC-DC Converter Optimized for IGBT's. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 8, No. 1, July 1993, pp. 18—25
- [59] 张平, 王聪. 一种应用在大容量功率变换器中适合于 IGBT 的新型软开关技术. 通信电源论文集, No. 5, 1998, pp. 73—74
- [60] Thomas G. Habetler, D. M. Divan. Control Strategies for Direct Torque Control Using Discrete Pulse Modulation. IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 27, No. 5, September/October 1991, pp. 893—901
- [61] 马小亮, 张辉, 吕家元. 异步机直接转矩自控(DTS)的几个问题. 电气传动, 1990年第二期, pp. 9—20
- [62] Peter. Vas. Vector Control of AC Machine. Oxford University Press, 1990

[General Information]

书名 = 软开关功率变换器及其应用

作者 =

页数 = 273

SS号 = 10832982

出版日期 =