

目 录

第一章 直流开关电源的基本电路拓扑	1
1.1 概述	1
1.1.1 开关电源的分类	1
1.1.2 直流变换器的分类	1
1.1.3 直流开关电源及其应用	2
1.1.4 对直流开关电源的要求	3
1.1.5 直流开关电源的发展	4
1.2 降压式(Buck)变换器	4
1.2.1 主电路拓扑和控制方式	4
1.2.2 电感电流连续时 Buck 变换器的工作原理和基本关系	5
1.2.3 电感电流断续时 Buck 变换器的工作原理和基本关系	8
1.2.4 电感电流临界连续的边界	9
1.3 升压式(Boost)变换器	11
1.3.1 主电路拓扑和控制方式	11
1.3.2 电感电流连续时 Boost 变换器的工作原理和基本关系	12
1.3.3 电感电流断续时 Boost 变换器的工作原理和基本关系	14
1.3.4 电感电流临界连续的边界	15
1.4 升降压(Buck/Boost)变换器	17
1.4.1 主电路拓扑和控制方式	17
1.4.2 电感电流连续时 Buck/Boost 变换器的工作原理和基本关系	18
1.4.3 电感电流断续时 Buck/Boost 变换器的工作原理和基本关系	20
1.4.4 电感电流临界连续的边界	21
1.5 Cuk 变换器	22
1.5.1 主电路拓扑和控制方式	22
1.5.2 电流连续时 Cuk 变换器的工作原理和基本关系	24
1.5.3 电流断续时 Cuk 变换器的工作原理和基本关系	25
1.5.4 两电感有耦合的 Cuk 变换器	27
1.6 Zeta 变换器	28
1.6.1 主电路拓扑和控制方式	28
1.6.2 电流连续时 Zeta 变换器的工作原理和基本关系	29
1.6.3 电流断续时 Zeta 变换器的工作原理和基本关系	31
1.7 Sepic 变换器	31
1.7.1 主电路拓扑和控制方式	31
1.7.2 电流连续时 Sepic 变换器的工作原理和基本关系	32
1.8 正激(Forward)变换器	34
1.8.1 主电路拓扑和控制方式	34

1.8.2 电流连续时 Forward 变换器的工作原理和基本关系	36
1.9 反激(Flyback)变换器	38
1.9.1 主电路拓扑和控制方式	38
1.9.2 电流连续时 Flyback 变换器的工作原理和基本关系	39
1.9.3 电流断续时 Flyback 变换器的工作原理和基本关系	41
1.10 推挽(Push-pull)变换器	42
1.10.1 推挽逆变器	42
1.10.2 推挽变换器	44
1.10.3 推挽变换器的铁芯偏磁	46
1.11 半桥(Half-bridge)直流变换器	46
1.11.1 半桥逆变器	46
1.11.2 半桥直流变换器	48
1.11.3 考虑漏感时半桥直流变换器的工作原理	50
1.12 全桥(Full-bridge)直流变换器	50
1.12.1 全桥逆变器	51
1.12.2 全桥直流变换器	53
1.12.3 全桥直流变换器中直流分量的抑制	56
1.13 直流变换器之间的关系	56
本章小结	57
第二章 谐振变换器	58
2.1 引言	58
2.1.1 软开关技术的提出	58
2.1.2 软开关技术的实现策略	58
2.1.3 谐振变换器的分类	60
2.2 谐振电路的基本概念	61
2.2.1 串联谐振电路	61
2.2.2 并联谐振电路	64
2.3 串联负载串联谐振变换器	66
2.3.1 拓扑结构和开关模式	66
2.3.2 当 $f_s < \frac{1}{2}f_r$ 时, 变换器为电流断续工作方式	69
2.3.3 低于谐振频率工作 $(\frac{1}{2}f_r < f_s < f_r)$	71
2.3.4 高于谐振频率工作 $(f_s > f_r)$	73
2.3.5 稳态特性	75
2.4 并联负载串联谐振变换器	76
2.4.1 拓扑结构和开关模式	76
2.4.2 当 $f_s < \frac{1}{2}f_r$ 时, 变换器为电流断续工作方式	80
2.4.3 低于谐振频率工作 $(\frac{1}{2}f_r < f_s < f_r)$	82
2.4.4 高于谐振频率工作 $(f_s > f_r)$	83
2.4.5 稳态特性	85
本章小结	85

第三章 准谐振变换器和多谐振变换器	87
3.1 引言	87
3.1.1 零电流谐振开关	87
3.1.2 零电压谐振开关	88
3.2 零电流开关准谐振变换器	89
3.2.1 工作原理	90
3.2.2 参数设计	93
3.2.3 电压变换比	94
3.2.4 控制策略与工作模式选择	95
3.2.5 仿真结果与分析	95
3.2.6 零电流开关准谐振变换器族	97
3.3 零电压开关准谐振变换器	99
3.3.1 工作原理	100
3.3.2 参数设计	102
3.3.3 电压变换比	104
3.3.4 控制策略与电路拓扑选择	105
3.3.5 仿真结果与分析	105
3.3.6 零电压开关准谐振变换器族	106
3.4 ZCS QRCs 和 ZVS QRCs 的比较	108
3.4.1 对偶关系	108
3.4.2 ZCS QRCs 和 ZVS QRCs 的优缺点	109
3.5 零电压开关多谐振变换器	110
3.5.1 多谐振开关	110
3.5.2 工作原理	110
3.5.3 电压变换比	113
3.5.4 仿真结果与分析	114
3.5.5 零电压开关多谐振变换器族	115
本章小结	116
第四章 ZCS PWM 变换器和 ZVS PWM 变换器	118
4.1 引言	118
4.2 ZCS PWM 变换器	118
4.2.1 工作原理	118
4.2.2 ZCS PWM 变换器与 ZCS QRCs 的比较	122
4.2.3 参数设计	122
4.2.4 仿真结果与分析	123
4.2.5 ZCS PWM 变换器族	124
4.3 ZVS PWM 变换器	126
4.3.1 工作原理	126
4.3.2 ZVS PWM 变换器与 ZVS QRCs 的比较	130
4.3.3 参数设计	131
4.3.4 仿真结果与分析	132
4.3.5 ZVS PWM 变换器族	132

本章小结	134
第五章 零电压转换(ZVT) PWM 变换器	136
5.1 引言	136
5.2 ZVT PWM 变换器	136
5.2.1 工作原理	136
5.2.2 辅助电路的参数设计	140
5.2.3 仿真结果与分析	141
5.3 ZVT PWM 变换器族及其优缺点	142
5.3.1 ZVT PWM 变换器族	142
5.3.2 ZVT PWM 变换器的优点和缺点	144
5.4 改进型 ZVT PWM 变换器	144
5.4.1 工作原理	144
5.4.2 辅助电路的参数设计	147
5.4.3 仿真结果与分析	148
5.5 改进型 ZVT PWM 变换器族及其优缺点	150
5.5.1 改进型 ZVT PWM 变换器族	150
5.5.2 改进型 ZVT PWM 变换器的优点	151
本章小结	151
第六章 零电流转换(ZCT) PWM 变换器	153
6.1 ZCT PWM 变换器的基本思路	153
6.2 ZCT PWM 变换器	153
6.2.1 工作原理	153
6.2.2 辅助支路的能量调节	156
6.2.3 参数设计	159
6.2.4 仿真结果与分析	160
6.3 ZCT PWM 变换器族及其优缺点	163
6.3.1 ZCT PWM 变换器族	163
6.3.2 ZCT PWM 变换器的优缺点	164
6.4 改进型 ZCT PWM 变换器	164
6.4.1 工作原理	164
6.4.2 参数分析	169
6.4.3 仿真结果与分析	170
6.5 改进型 ZCT PWM 变换器族及其优缺点	172
6.5.1 改进型 ZCT PWM 变换器族	172
6.5.2 改进型 ZCT PWM 变换器的优缺点	173
本章小结	173
第七章 正激变换器的磁复位技术和软开关双管正激变换器	174
7.1 引言	174
7.2 RCD 箝位技术	174

7.2.1	工作原理	174
7.2.2	参数设计	179
7.2.3	采用 RCD 箝位技术的正激变换器的优缺点	180
7.3	LCD 箝位技术	180
7.3.1	工作原理	180
7.3.2	参数设计	186
7.3.3	采用 LCD 箝位技术的正激变换器的优缺点	186
7.4	有源箝位技术	186
7.4.1	工作原理	186
7.4.2	参数设计	191
7.4.3	采用有源箝位技术的正激变换器的优缺点	192
7.5	ZVT PWM 正激变换器	192
7.5.1	工作原理	192
7.5.2	参数设计	199
7.5.3	ZVT PWM 正激变换器的优缺点	200
7.6	正激变换器磁复位技术的性能比较	200
7.7	ZVT 双管正激变换器	201
7.7.1	工作原理	201
7.7.2	参数设计	205
7.7.3	ZVT 双管正激变换器的优点	206
7.8	ZCT 双管正激变换器	206
	本章小结	207
第八章	移相控制 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器	208
8.1	引言	208
8.2	工作原理	209
8.3	两个桥臂实现 ZVS 的差异	213
8.4	实现 ZVS 的策略及副边占空比的丢失	213
8.5	整流二极管的换流情况	215
8.5.1	全桥整流方式	215
8.5.2	全波整流方式	216
8.6	仿真和实验结果	217
	本章小结	221
第九章	移相控制 ZVZCS PWM DC/DC 全桥变换器	222
9.1	引言	222
9.2	工作原理	222
9.3	参数设计	227
9.4	仿真与实验结果	228
	本章小结	231
第十章	移相控制 ZCS PWM DC/DC 全桥变换器	232
10.1	引言	232

10.2 工作原理.....	233
10.3 超前管和滞后管实现 ZCS 的差异	236
10.4 实现 ZCS 的策略及电流占空比的丢失	237
10.5 仿真结果与分析.....	238
本章小结.....	240
参考文献.....	241

第一章 直流开关电源的基本电路拓扑

1.1 概 述

1.1.1 开关电源的分类

现代开关电源分为直流开关电源和交流开关电源两类,前者输出质量较高的直流电,后者输出质量较高的交流电。开关电源的核心是电力电子变换器。电力电子变换器是应用电力电子器件将一种电能转变为另一种或多种形式电能的装置,按转换电能的种类,可分为四种类型:①直流-直流变换器,它是将一种直流电能转换成另一种或多种直流电能的变换器,是直流开关电源的主要部件;②逆变器,是将直流电转换为交流电的电能变换器,是交流开关电源和不间断电源 UPS 的主要部件;③整流器,是将交流电转换为直流电的电能变换器;④交交变频器,是将一种频率的交流电直接转换为另一种恒定频率或可变频率的交流电,或是将变频交流电直接转换为恒频交流电的电能变换器。这四类变换器可以是单向变换的,也可以是双向变换的。单向电能变换器只能将电能从一个方向输入,经变换后从另一方向输出;双向电能变换器可实现电能的双向流动。

1.1.2 直流变换器的分类

直流变换器按输入与输出间是否有电气隔离可分为两类:没有电气隔离的称为不隔离的直流变换器,有电气隔离的称为有隔离的直流变换器。

不隔离的直流变换器按所用有源功率器件的个数,可分为单管、双管和四管三类。单管直流变换器有六种,即降压式(Buck)变换器、升压式(Boost)变换器、升降压式(Buck/Boost)变换器、Cuk 变换器、Zeta 变换器和 Sepic 变换器等。在这六种单管变换器中,降压式和升压式变换器是最基础的,另外四种是从中派生的。双管直流变换器有双管串接的升降压式(Buck/Boost)变换器。全桥直流变换器(Full-bridge converter)是常用的四管直流变换器。

有隔离的直流变换器也可按所用有源功率器件数量来分类。单管的有正激式(Forward)和反激式(Flyback)两种。双管有双管正激(Double transistor forward converter)、双管反激(Double transistor flyback converter)、推挽(Push-pull converter)和半桥(Half-bridge converter)等四种。四管直流变换器就是全桥直流变换器(Full-bridge converter)。

有隔离的变换器可以实现输入与输出间的电气隔离,通常采用变压器实现隔离,变压器本身具有变压的功能,有利于扩大变换器的应用范围。变压器的应用还便于实现多路不同电压或多路相同电压的输出。

在功率开关管电压和电流定额相同时,变换器的输出功率通常与所用开关管的数量成正比,故四管变换器的输出功率最大,而单管变换器的输出功率最小。

没有隔离的变换器可和有隔离的变换器组合得到单个变换器不具备的特性。

按能量传递来分,直流变换器有单向和双向两种。具有双向功能的充电器在电源正常时向电池充电,一旦电源中断,它可将电池电能返回电网,向电网短时间应急供电。直流电

动机控制用变换器也是双向的,电动机工作时将电能从电源传递到电动机,制动时将电机电能回馈给电源。

直流变换器也可分为自激式和他控式。借助于变换器本身的正反馈信号实现开关管自持周期性开关的变换器叫做自激式变换器,洛耶尔(Royer)变换器是一种典型的推挽自激式变换器。他控式直流变换器中开关器件控制信号由专门的控制电路产生。

按开关管的开关条件,直流变换器可分为硬开关(Hard switching)和软开关(Soft switching)两种。硬开关直流变换器的开关器件是在承受电压或流过电流的情况下接通或断开电路的,因此在开通或关断过程中伴随着较大的损耗,即所谓的开关损耗(Switching loss)。变换器工作状态一定时,开关管开通或关断一次的损耗也是一定的,因此开关频率越高,开关损耗就越大。同时,开关过程中还会激起电路分布电感和寄生电容的振荡,带来附加损耗,因而硬开关直流变换器的开关频率不能太高。软开关直流变压器的开关管在开通或关断过程中,或是加于其上的电压为零,即零电压开关(Zero-voltage-switching, ZVS),或是通过器件的电流为零,即零电流开关(Zero-current-switching, ZCS)。这种开关方式显著地减小了开关损耗和开关过程中激起的振荡,可以大幅度地提高开关频率,为变换器的小型化和模块化创造了条件。功率场效应管(MOSFET)是多子器件,有高的开关速度,但同时也有较大的寄生电容。它关断时,在外电压作用下其寄生电容充满电,如果在它开通前不将这部分电荷放掉,则将消耗于器件内部,这就是容性开通损耗。为了减小以致消除这种损耗,功率场效应管宜采用零电压开通方式(ZVS)。绝缘栅双极性晶体管(Insulated gate bipolar transistor, IGBT)是一种复合器件,关断时的电流拖尾导致较大的关断损耗,如果在关断前使通过它的电流降为零,则可以显著地降低开关损耗,因此IGBT宜采用零电流(ZCS)关断方式。IGBT在零电压条件下关断,同样也能减小关断损耗,但是MOSFET在零电流条件下开通并不能减小容性开通损耗。谐振变换器(Resonant converter, RC)、准谐振变换器(Quasi-resonant converter, QRC)、多谐振变换器(Multi-resonant converter, MRC)、零电压开关PWM变换器(ZVS PWM converter)、零电流开关PWM变换器(ZCS PWM converter)、零电压转换(Zero-voltage-transition, ZVT)PWM变换器和零电流转换(Zero-current-transition, ZCT)PWM变换器等均属于软开关直流变换器。电力电子器件和零开关变换器电路拓扑的发展,促使了高频电力电子学的诞生。

1.1.3 直流开关电源及其应用

直流开关电源是具有直流变换器且输出电压恒定或按要求变化的直流电源,其输入为直流电,也可以是交流电。直流开关电源部分或全部具有以下特征:①电源电压和负载在规定的范围内变化时,输出电压应保持在允许的范围或按要求变化;②输入与输出间有好的电气隔离;③可以输出单路或多路电压,各路之间有电气隔离。直流开关电源与直流线性电源相比有:①电力电子器件在开关状态工作,电源内部损耗小,效率高;②开关频率高,电源体积和重量小。开关电源主要用于向模拟或数字电子设备供电。直流电动机速度或位置控制器实质上也是开关电源,由于电动机有电动和制动两种工作状态,故使用双向变换器,通常称为电动机控制器,很少称之为开关电源。通常的直流开关电源不包括直流电动机控制器。

现代家用电子电器(如电视机、录像机、VCD等),个人计算机,测试仪器(如示波器、

信号发生器、波形分析仪等)和生物医学仪器都采用开关电源。直流开关电源还在工业装置、大型计算机、通信系统、航空航天和交通运输等各个方面使用。大型计算机、通信系统、航空航天器中的电源是分布式电源系统,包括三个部分:第一部分为发电系统,第二部分是一次电源,第三部分是二次电源。发电系统是将其他能量转化为电能的设备,例如人造卫星和空间站中的硅太阳电池阵,飞机上的由航空发动机传动的无刷发电机,通信电源的50Hz地面电源或柴油发电机等。一次电源用于将变化范围较大的输入电压转变为所需的输出电压,如人造卫星中的蓄电池充电放电器和并联调节器,飞机变速恒频电源中的变换器,通信电源中的开关整流器。二次电源则直接面向用电设备,如电子设备、通信设备中印制板上的模块电源等。分布式电源系统的发电系统、一次电源和部分二次电源为多冗余度电源,电源间互相并联,电源模块内有运行状态监控电路,可准确判断电源故障,并切除故障电源,因而有较高的可靠性。同时,一次电源的输出都并有蓄电池,从而防止发电系统或个别一次电源故障引起的汇流条电压中断,实现了不间断供电。因此,分布式电源系统是高可靠的不间断供电系统,目前只有直流供电系统才能实现完善的不间断供电。

1.1.4 对直流开关电源的要求

电源是电子设备正常工作的基础部件,有很高的要求,包括使用要求和电气性能要求。使用要求是:高的可靠性、好的可维修性、小的体积重量、低的价格及使用费用和好的电气性能。

平均故障间隔时间 MTBF 是衡量开关电源和其他设备可靠性的重要标志,某些电源模块的 MTBF 已大于 50 万小时。减小损耗、提高效率和改善散热条件,从而减小电源的温度升高,是提高可靠性的基本方法。加强生产过程质量控制,保证好的电气绝缘和机械强度等也十分重要。

对于中大型开关电源,改善可维修性十分重要。及时诊断出故障部位,不用专用工夹具即能排除故障是可维修性好坏的衡量标志。或者说,不需要熟练工人而能在较短时间内排除故障的电源就具有好的可维修性。因此这些开关电源必须有计算机故障检测、保护、诊断和故障记忆与报警电路。可维修性包括现场维修和车间维修两个方面。现场维修要求在电源系统运行情况下快速卸下故障电源模块,更换新模块,并使新模块方便地投入系统运行。车间维修是对故障电源本身的修理。对于小功率电源模块则一般不再修理。

随着芯片集成度的不断提高,电子设备内功能部件的体积不断减小,因而要求设备内部电源的体积和重量不断减小。直接装在印制板上的模块电源,还要求薄型化。对于为电子设备配套的电源,即使它并不在电子设备内部,也要求有小的体积和重量。提高开关频率是减小开关电源体积和重量的基本措施,因为变压器和电感电容等滤波元件的体积和重量随频率的提高而减小。提高开关频率要求发展高速电力电子器件和高频低损耗的磁芯及电容器,发展高强度、高绝缘性能和高导热性的绝缘材料,发展新型的零开关损耗电路拓扑和相应的电源结构与工艺方法。

降低开关电源生产成本和使用费用是提高市场竞争力的主要条件。

电源的电气性能对电子设备的工作有重要影响,电子设备的发展对开关电源的电气性能要求也不断提高。开关电源在家用电子电器和个人计算机中的应用,对安全性提出了更高的要求,应防止电源故障危害人身安全。

直流开关电源的电气性能包括输入特性、输出特性、附加功能、电磁兼容性和噪声容限。

直流开关电源的输入电源有两种:直流电源和交流电源。交流输入时,交流电压往往要先经整流滤波变换成直流电压后,再通过直流变换器转变为所需的直流电压。使用直流电源时,电源电压额定值及其变化范围,输入电流额定值及其变化范围,输入冲击电流,输入电压的突然下降或瞬时断电,输入漏电流等是必须考虑的因素。输入为交流时还必须考虑输入电压相数,电源额定频率及其变动范围,输入电流波形和输入功率因数等要求。

输出参数有额定输出电压、电流,输出电压可变范围,输出电流变化范围和输出电压的纹波。输出电压稳压精度是直流开关电源的重要技术指标,输入电压的变化、负载电流的变化、工作环境温度的变化和工作时间的增长都会使电源输出电压变化。稳压精度包括负载效应(负载调整率)和源效应(电网调整率)。负载效应是指当负载在 $0\sim 100\%$ 额定电流范围内变化时,输出电压的变化量与输出电压整定值的比值。源效应是指当电网电压在规定的范围内变化时,输出电压的变化量与输出电压整定值的比值。

开关电源还应有输出过压、欠压、过流和过热等保护功能,以免损坏用电设备。在构成电源系统时,开关电源还应有遥控、遥测和遥信功能。

开关电源应有高的电能转换效率、低的噪音、好的电磁兼容性和绝缘性能等。

1.1.5 直流开关电源的发展

高频化、小型化、模块化和智能化是直流开关电源的发展方向。高频化是小型化和模块化的基础,目前开关频率为数百 kHz 至数 MHz 的开关电源已有使用。功率重量比或功率体积比是表征电源小型化的重要指标, $50\text{W}/\text{in}^3$ 的开关电源早已上市,目前已向 $120\text{W}/\text{in}^3$ 发展。模块化与小型化分不开,同时模块化可显著提高电源的可靠性和使用灵活性,简化生产和使用。模块电源的并联、串联和级联既便于用户使用,也便于生产。智能化是便于使用和维修的基础,无人值守的电源机房、航空和航天器电源系统等都要求高度智能化,以实现正常、故障应急和危急情况下对电源的自动管理。

本章将介绍直流变换器的工作原理,包括 Buck 变换器、Boost 变换器、Buck/Boost 变换器、Cuk 变换器、Zeta 变换器和 Sepic 变换器等六种不隔离的直流变换器,以及 Forward 变换器、Flyback 变换器、推挽变换器、半桥变换器和全桥变换器等五种有隔离的直流变换器。这将为后面讨论这些直流变换器的软开关技术打下基础。

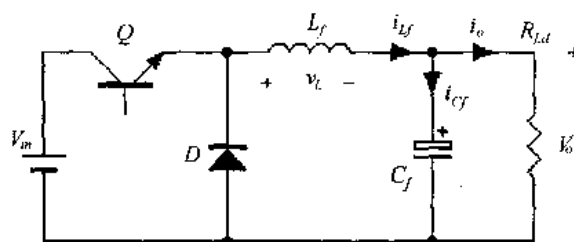
1.2 降压式(Buck)变换器

1.2.1 主电路拓扑和控制方式

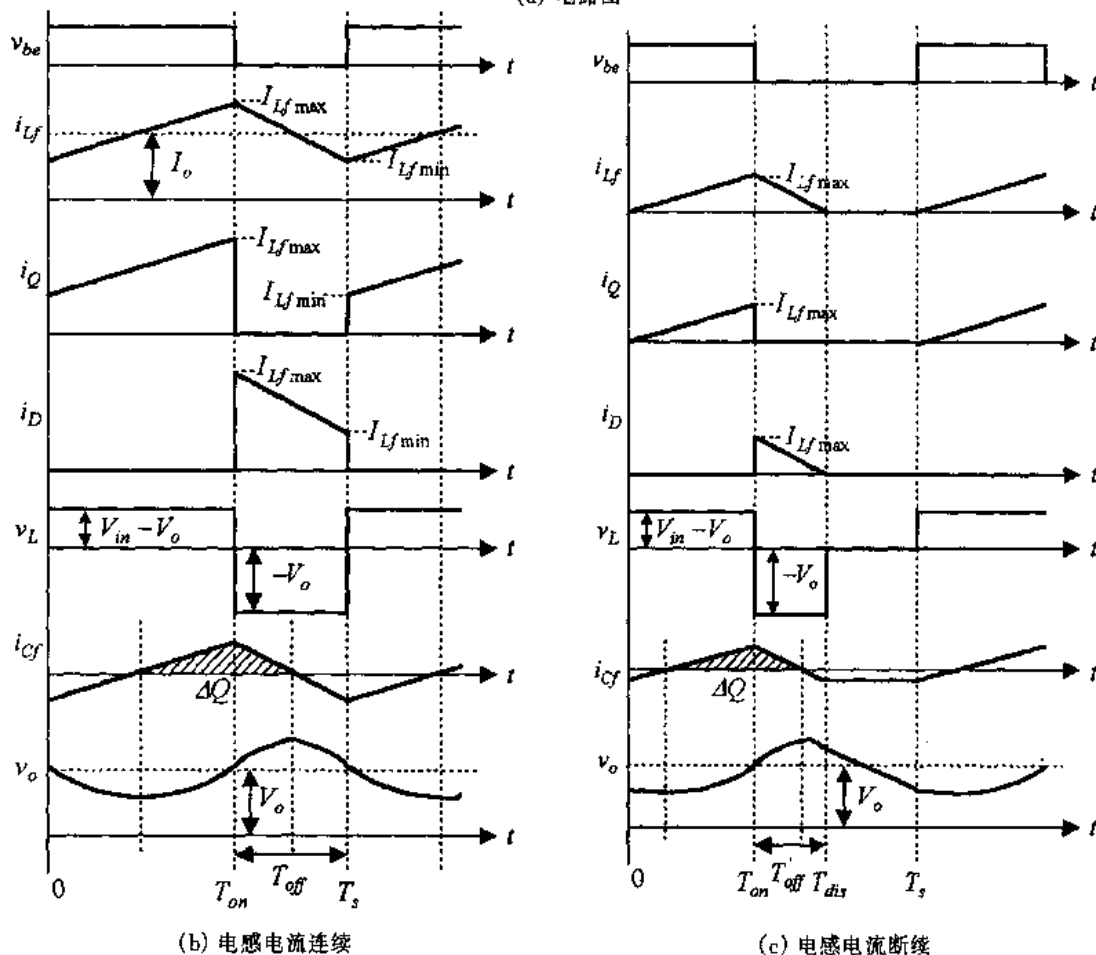
降压式(Buck)变换器是一种输出电压等于或小于输入电压的单管非隔离直流变换器。图 1.1 给出了它的电路图和主要波形。Buck 变换器的主电路由开关管 Q , 二极管 D , 输出滤波电感 L_f 和输出滤波电容 C_f 构成。

在图 1.1(b)中, v_{gs} 是开关管 Q 的驱动电压波形,在 $[0, T_{on}]$ 期间, Q 导通;在 $[T_{on}, T_s]$ 期间, Q 截止。设开关管开关周期为 T_s , 则开关频率 $f_s = 1/T_s$ 。导通时间为 T_{on} , 关断时间为 T_{off} , 则 $T_s = T_{on} + T_{off}$ 。若设占空比为 D_y , 则 $D_y = T_{on}/T_s$ 。改变占空比 D_y , 即改变了导通时间 T_{on} 的长短, 这种控制方式称为脉冲宽度调制控制方式(Pulse width modulation,

PWM)。



(a) 电路图



(b) 电感电流连续

(c) 电感电流断续

图 1.1 Buck 变换器的电路图及其主要波形

1.2.2 电感电流连续时 Buck 变换器的工作原理和基本关系

Buck 变换器有两种基本工作方式,即电感电流连续模式(Continuous current mode, CCM)和电感电流断续模式(Discontinuous current mode, DCM)工作方式。电感电流连续是指输出滤波电感 L_f 的电流总是大于零,电感电流断续是指在开关管关断期间有一段时间 L_f 的电流为零。在这两种工作方式之间有一个工作边界,称为电感电流临界连续状态,即在开关管关断期末, L_f 的电流刚好降为零。图 1.2 给出了 Buck 变换器在不同开关模式时的等效电路。当电感电流连续时, Buck 变换器存在两种开关模式,如图 1.2(a)和(b)所示;而当电感电流断续时, Buck 变换器存在三种开关模式,如图 1.2(a)、(b)和(c)所示。本节讨论电感电流连续时降压式变换器的工作原理。

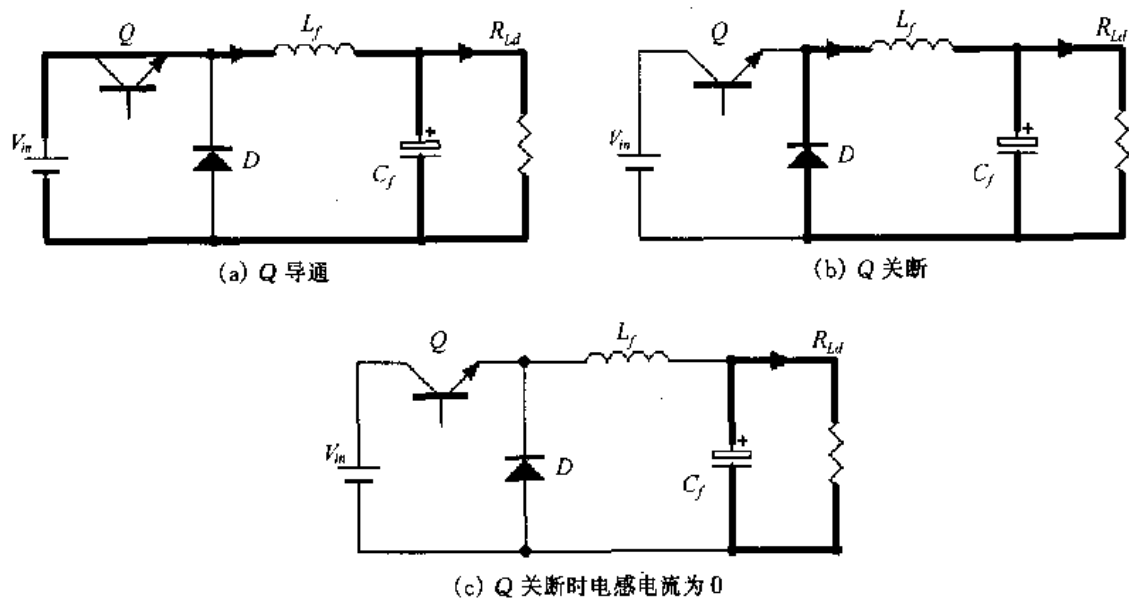


图 1.2 不同开关模式下的等效电路

1. 工作原理

在分析之前,先作如下假定:

① 所用电力电子器件理想,即 Q 和 D 的导通和关断时间为零,通态电压为零,断态漏电流为零;

② 在一个开关周期中,输入电压 V_{in} 保持不变;输出滤波电容电压,即输出电压 v_o 有很小的纹波,但可认为基本保持不变,其值为 V_o ;

③ 电感和电容均为无损耗的理想储能元件;

④ 不计线路阻抗。

(1) 开关模态 1 $[0, T_{on}]$ [参考图 1.2(a)]

在 $t=0$ 时,开关管 Q 导通,电源电压 V_{in} 通过 Q 加到二极管 D 和输出滤波电感 L_f 、输出滤波电容 C_f 上,故 D 截止。由于输出滤波电容电压保持不变,因此加在 L_f 上的电压为 $V_{in} - V_o$ 。因为 $V_{in} > V_o$,故输出滤波电感电流 i_{L_f} 线性增长。

$$L_f \frac{di_{L_f}}{dt} = V_{in} - V_o \quad (1.1)$$

当 $t = T_{on}$ 时, i_{L_f} 达到最大值 $I_{L_f \max}$ 。在 Q 导通期间, i_{L_f} 的增长量 $\Delta i_{L_f(+)}$ 为:

$$\Delta i_{L_f(+)} = \frac{V_{in} - V_o}{L_f} \cdot T_{on} = \frac{V_{in} - V_o}{L_f} \cdot D_y \cdot T_s \quad (1.2)$$

(2) 开关模态 2 $[T_{on}, T_s]$ [参考图 1.2(b)]

在 $t = T_{on}$ 时刻, Q 关断, i_{L_f} 通过二极管 D 继续流通。此时加在 L_f 上的电压为 $-V_o$, i_{L_f} 线性减小。

$$L_f \frac{di_{L_f}}{dt} = -V_o \quad (1.3)$$

当 $t = T_s$ 时, i_{L_f} 达到最小值 $I_{L_f \min}$ 。在 Q 截止期间, i_{L_f} 的减小量 $\Delta i_{L_f(-)}$ 为:

$$\Delta i_{L_f(-)} = \frac{V_o}{L_f} \cdot (T_s - T_{on}) = \frac{V_o}{L_f} \cdot (1 - D_y) \cdot T_s \quad (1.4)$$

在 $t = T_s$ 时, Q 又导通, 开始下一个开关周期。

在开关管 Q 导通期间, 流过它的电流就是电感电流 i_{L_f} ; 在 Q 截止期间, 流过二极管 D 的电流也是 i_{L_f} 。流过 Q 的电流也是电源的输入电流, 为了减小电源输入电流的脉动, 在 Buck 变换器的输入侧应并接输入滤波电容。

2. 基本关系

稳态工作时, 电感电流 i_{L_f} 的波形为一个三角波, 周期性地在 $I_{L_f\min}$ 到 $I_{L_f\max}$ 的范围内变化。 Q 导通期间 i_{L_f} 的增长量 $\Delta i_{L_f(+)}$ 等于它在 Q 截止期间的减小量 $\Delta i_{L_f(-)}$ 。即:

$$\Delta i_{L_f(+)} = \Delta i_{L_f(-)} = \Delta i_{L_f} \quad (1.5)$$

从式(1.2)和(1.4)中可以得到:

$$\frac{V_{in} - V_o}{L_f} \cdot D_y \cdot T_s = \frac{V_o}{L_f} \cdot (1 - D_y) \cdot T_s \quad (1.6)$$

上式可简化为:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = D_y \quad (1.7)$$

稳态时, 一个开关周期内输出滤波电容 C_f 的平均充电与放电电流为零, 故变换器输出电流 I_o 就是 i_{L_f} 的平均值, 即

$$I_o = \frac{I_{L_f\min} + I_{L_f\max}}{2} \quad (1.8)$$

假定变换器的损耗为零, 那么输出功率 $P_o = V_o I_o$ 等于输入功率 $P_{in} = V_{in} I_i$, I_o 和 I_i 为变换器的输出平均电流和输入平均电流。考虑式(1.7), 有:

$$\frac{I_i}{I_o} = D_y \quad (1.9)$$

电感电流的最大值 $I_{L_f\max}$ 和最小值 $I_{L_f\min}$ 分别为:

$$I_{L_f\max} = I_o + \frac{1}{2} \Delta i_{L_f(+)} = \frac{V_o}{R_{Ld}} \left[1 + \frac{R_{Ld}}{2L_f} (1 - D_y) T_s \right] \quad (1.10)$$

$$I_{L_f\min} = I_o - \frac{1}{2} \Delta i_{L_f(+)} = \frac{V_o}{R_{Ld}} \left[1 - \frac{R_{Ld}}{2L_f} (1 - D_y) T_s \right] \quad (1.11)$$

式中, $I_o = \frac{V_o}{R_{Ld}}$, R_{Ld} 为变换器负载电阻。

开关管 Q 和二极管 D 的最大电流 $I_{Q\max}$ 和 $I_{D\max}$ 与电感电流最大值 $I_{L_f\max}$ 相等, 即

$$I_{Q\max} = I_{D\max} = I_{L_f\max} = \frac{V_o}{R_{Ld}} \left[1 + \frac{R_{Ld}}{2L_f} (1 - D_y) T_s \right] \quad (1.12)$$

流过开关管 Q 和二极管 D 的电流平均值 I_Q 和 I_D 分别为:

$$I_Q = \frac{1}{2} (I_{Q\max} + I_{Q\min}) D_y = I_o D_y \quad (1.13)$$

$$I_D = \frac{1}{2} (I_{D\max} + I_{D\min}) D_y = I_o (1 - D_y) \quad (1.14)$$

开关管 Q 和二极管 D 的电流最大值与其平均值的比值分别为:

$$\frac{I_{Q\max}}{I_Q} = \frac{1 - \frac{R_{Ld}}{2L_f}(1 - D_y)T_s}{D_y} \quad (1.15)$$

$$\frac{I_{D\max}}{I_D} = \frac{1 - \frac{R_{Ld}}{2L_f}(1 - D_y)T_s}{1 - D_y} \quad (1.16)$$

由式(1.15)和(1.16)可见,占空比越小,流过开关管的电流最大值与平均值的比也越大,而二极管电流最大值和平均值的比则越小。

从图 1.1 中可以知道,当 $i_{L_f} > I_o$ 时, C_f 充电,输出电压 v_o 升高;当 $i_{L_f} < I_o$ 时, C_f 放电, v_o 下降,因此 C_f 一直处于周期性充放电状态。若滤波电容 $C_f \rightarrow \infty$, 则 v_o 为平滑的直流电压。而当 C_f 有限时, v_o 有脉动,输出电压平均值 $V_o = (V_{o\min} + V_{o\max})/2$ 。

电容 C_f 在一个开关周期内的充电电荷 ΔQ 为:

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta i_{L_f}}{2} \cdot \frac{T_s}{2} = \frac{\Delta i_{L_f}}{8f_s} \quad (1.17)$$

那么输出电压的脉动 ΔV_o 为:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C_f} = \frac{(1 - D_y)V_o}{8L_f C_f f_s^2} \quad (1.18)$$

由此可见,增加开关频率 f_s 和加大 L_f 和 C_f 可以减小输出电压纹波。但上式是在理想电容条件下获得的。实际电容有损耗,即具有等效串联电阻 ESR , 这时输出电压脉动的计算公式为:

$$\Delta V_o = ESR \cdot \Delta i_{L_f} = \frac{V_o}{L_f f_s} (1 - D_y) \cdot ESR \quad (1.19)$$

开关管和二极管截止时的外加电压等于输入电压 V_{in} , 即

$$V_Q = V_D = V_{in} \quad (1.20)$$

1.2.3 电感电流断续时 Buck 变换器的工作原理和基本关系

图 1.1(c)给出了电感电流断续工作时的主要波形,此时有三种开关模式:① Q 导通, i_{L_f} 自零增长到 $I_{L_f\max}$;② Q 关断,二极管 D 续流, i_{L_f} 自 $I_{L_f\max}$ 降到零;③ Q 和 D 均截止,在此期间 i_{L_f} 保持为零,负载由输出滤波电容供电。这三种工作状态对应三种不同的电路结构,如图 1.2 所示。

Q 导通期间,电感电流从零开始增加,其增长量 Δi_{L_f} 为:

$$\Delta i_{L_f} = I_{L_f\max} = \frac{V_{in} - V_o}{L_f} \cdot D_y T_s \quad (1.21)$$

Q 截止后, i_{L_f} 从 $I_{L_f\max}$ 线性下降,并且在 $T_{dis} = T_{on} + T'_{off}$ 时刻下降到零,即

$$\Delta i_{L_f} = \frac{V_o}{L_f} \cdot \Delta D \cdot T_s \quad (1.22)$$

式中 $\Delta D = T'_{off}/T_s$, 电感电流断续时 $\Delta D < (1 - D_y)$ 。

由式(1.21)和(1.22)中可以得到:

$$T'_{off} = \frac{V_{in} - V_o}{V_o} T_{on}, \quad T'_{off} < (1 - D_y) T_s \quad (1.23)$$

上式可改写为:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D_y}{D_y + \Delta D}, \quad \Delta D < (1 - D_y) \quad (1.24)$$

如果电感电流连续, 则 $\Delta D = 1 - D_y$, 那么 $D_y + \Delta D = 1$, $\frac{V_o}{V_{in}} = D_y$ 。

电感电流断续时变换器输出电流 I_o 仍等于电感电流平均值, 即

$$I_o = \frac{1}{T_s} \cdot \frac{1}{2} I_{L_{fmax}} (T_{on} + T'_{off}) = \frac{D_y^2}{2L_f f_s} \left(\frac{V_{in}}{V_o} - 1 \right) V_{in} \quad (1.25)$$

上式表明, 电感电流断续时 V_o/V_{in} 不仅与占空比 D_y 有关, 且与负载电流 I_o 大小有关。若 $I_o = 0$, 则不论 D_y 多大, 输出电压 V_o 必等于输入电压 V_{in} , 即 $V_o = V_{in}$ 。

电流断续工作可分成两种典型情况, 一种是输入电压 V_{in} 不变, 输出电压 V_o 变化, 另一种是输入电压 V_{in} 变化, 输出电压 V_o 恒定。前者如用作电动机速度控制, 或充电器对蓄电池恒流充电, 后者就是普通开关稳压电源。

1.2.4 电感电流临界连续的边界

下面讨论电感电流连续与断续的边界, 图 1.3 是电感电流临界连续时的 i_{L_f} 波形, 此波形的特点是在 Q 关断期末, 即 $t = T_s$ 时, 电感电流 i_{L_f} 刚降到零, 显然这是电感电流连续和断续工作状态的边界。

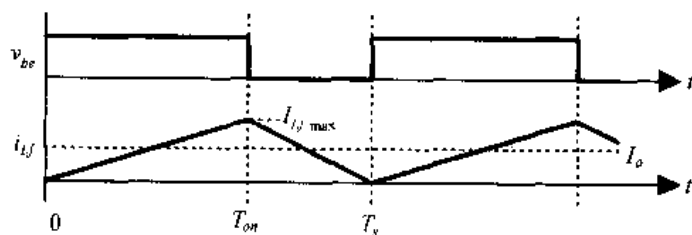


图 1.3 电感电流临界断续

此时负载电流 I_o 和 i_{L_f} 间的关系为:

$$I_o = \frac{1}{2} I_{L_{fmax}} \quad (1.26)$$

若用 I_{oG} 表示临界电流连续时的负载电流 I_o , 则

$$I_{oG} = I_o = \frac{1}{2} I_{L_{fmax}} \quad (1.27)$$

又

$$I_{L_{fmax}} = \frac{V_{in} - V_o}{L_f} D_y T_s \quad (1.28)$$

那么

$$I_{oG} = \frac{V_{in} - V_o}{2L_f f_s} D_y \quad (1.29)$$

1. 输入电压恒定不变 ($V_{in} = \text{const}$)

在临界连续状态工作时, $V_o = V_{in} D_y$ 的关系仍旧存在。如果输入电压恒定不变, 即 $V_{in} = \text{const}$, 那么 I_{oG} 可用 V_{in} 来表达, 这样式(1.29)可改写为下式:

$$I_{oG} = \frac{(1-D_y)D_y}{2L_f f_s} V_{in} \quad (1.30)$$

从上式可以知道,在 $D_y = 0.5$ 时,临界连续时的 I_{oG} 达到最大值 $I_{oG} = I_{oG \max}$ 。

$$I_{oG \max} = \frac{V_{in}}{8L_f f_s} \quad (1.31)$$

那么

$$I_{oG} = 4I_{oG \max}(1-D_y)D_y \quad (1.32)$$

将式(1.25)和(1.31)两边相比,得到:

$$\frac{I_o}{I_{oG \max}} = \left(\frac{V_{in}}{V_o} - 1 \right) 4D_y^2 \quad (1.33)$$

整理后,可得:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{\frac{1}{4D_y^2} \cdot \frac{I_o}{I_{oG \max}} + 1} \quad (1.34)$$

上式就是 $V_{in} = \text{const}$ 时,电流临界连续时输出电压 V_o 的表达式,可见 V_o 不仅与 V_{in} 和 D_y 有关,还和负载电流的大小有关。其中, $I_{oG \max}$ 在变换器结构参数 L_f 和 f_s 确定后,且输入电压 V_{in} 一定时为常数。

式(1.7)和(1.34)确定了 Buck 变换器的外特性曲线在电感电流连续区和断续区的规律,式(1.31)和(1.32)确定了电感电流连续和断续的边界,由此可画出 Buck 变换器在 $V_{in} = \text{const}$ 时的标么外特性曲线,如图 1.4(a)所示。图中的横坐标为 $I_o/I_{oG \max}$,纵坐标为 V_o/V_{in} 。图中的虚线为电感电流临界连续的边界,虚线内部为电流断续区,虚线外面为电流连续区。在电流连续区,因忽略电力电子器件的通态压降和 L_f 、 C_f 的损耗,故输出电压 V_o 和负载电流大小无关,仅由占空比 D_y 确定。在电流断续区, D_y 不变时,随着 I_o 的降低,输出电压 V_o 增大。 $I_o = 0$,则 $V_o = V_{in}$,外特性为非线性。在实际电路中,考虑到电力电子器件的通态压降和线路上的压降以及 L_f 、 C_f 的损耗等因素,即使在电感电流连续区,Buck 变换器的外特性也是下降的,即 I_o 加大, V_o 降低。为了保持 V_o 不变,当 I_o 增加时,应适当加大占空比 D_y 。 V_{in} 不变时,加大 L_f 和提高开关频率 f_s ,可减小 $I_{oG \max}$,即减小电流断续区域。

2. 输出电压恒定不变 ($V_o = \text{const}$)

如果输出电压恒定不变,即 $V_o = \text{const}$,那么 I_{oG} 可用 V_o 来表达,这样式(1.29)可改写为:

$$I_{oG} = \frac{(1-D_y)}{2L_f f_s} V_o \quad (1.35)$$

故临界负载电流最大值 $I_{oG \max}$ 在 $D_y = 0$ 时出现,即

$$I_{oG \max} = \frac{V_o}{2L_f f_s} \quad (1.36)$$

将式(1.36)代入式(1.25),整理后得到:

$$D_y = \frac{V_o}{V_{in}} \sqrt{\frac{I_o/I_{oG \max}}{1 - V_o/V_{in}}} \quad (1.37)$$

这是在输出电压 V_o 不变时,电感电流断续区间负载电流 I_o 、输入电压 V_{in} 和占空比 D_y 间的关系。图 1.4(b)画出了 Buck 变换器在 $V_o = \text{const}$ 时的标么外特性曲线,横坐标为 $I_o/I_{oG\text{max}}$,纵坐标为占空比 D_y ,虚线表示边界,右上方为电感电流连续区,左下方为电感电流断续区。在电感电流临界连续时,若加大负载,则进入电流连续工作区;减小负载,则进入电流断续区。若负载不变,减小输入电压 V_{in} ,为使 V_o 不变,应加大 D_y ,也进入电流连续区。

实际上,同一个 Buck 变换器,负载电流较大时工作在电感电流连续区;负载电流小于临界值 I_{oG} 时就进入断续区工作;在 $V_o = \text{const}$ 时,负载电流 I_o 不变,电源电压 V_{in} 变化,也会引起电感电流从断续到连续或相反的变化。

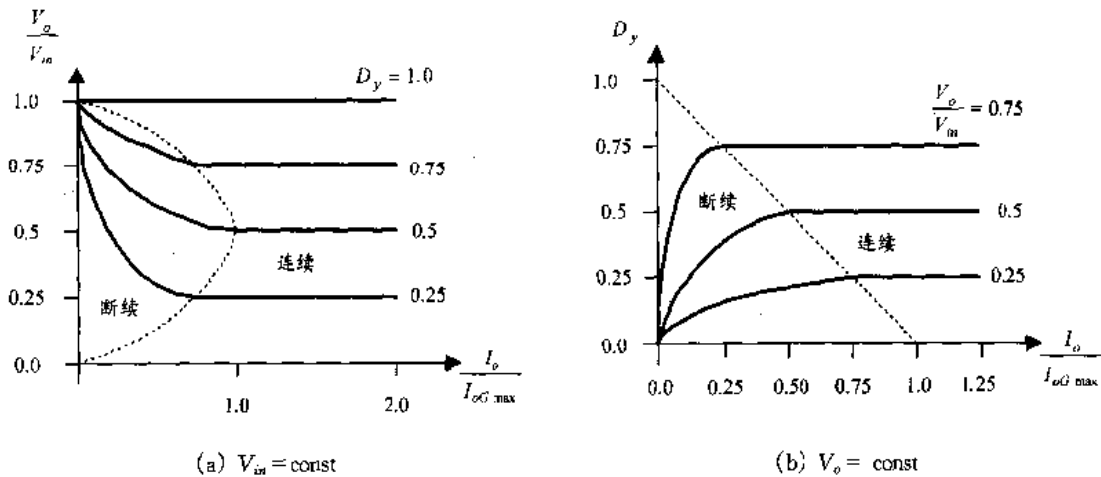
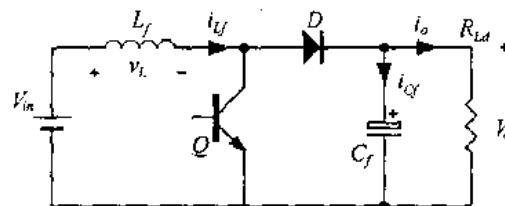


图 1.4 Buck 变换器的外特性

1.3 升压式(Boost)变换器

1.3.1 主电路拓扑和控制方式

Boost 变换器是输出电压 V_o 高于输入电压 V_{in} 的单管不隔离直流变换器,所用电力电子器件及元件和 Buck 变换器的相同,仅电路拓扑结构不同,如图 1.5(a)所示。比较图 1.1(a)和图 1.5(a)可见,Boost 变换器中电感 L_f 在输入侧,一般称之为升压电感。开关管 Q 仍为 PWM 控制方式,但它的最大占空比 D_y 必须限制,不允许在 $D_y = 1$ 情况下工作。和 Buck 变换器一样,Boost 变换器也有电感电流连续和断续两种工作方式,图 1.5 给出了这两种工作方式下的主要波形图。图 1.6 给出了 Boost 变换器在不同开关模态时的等效电路。当电感电流连续时,Boost 变换器存在两种开关模态,如图 1.6(a)和(b)所示;而当电感电流断续时,Boost 变换器存在三种开关模态,如图 1.6(a)、(b)和(c)所示。



(a) 主电路图

图 1.5 Boost 变换器的电路图及其主要波形

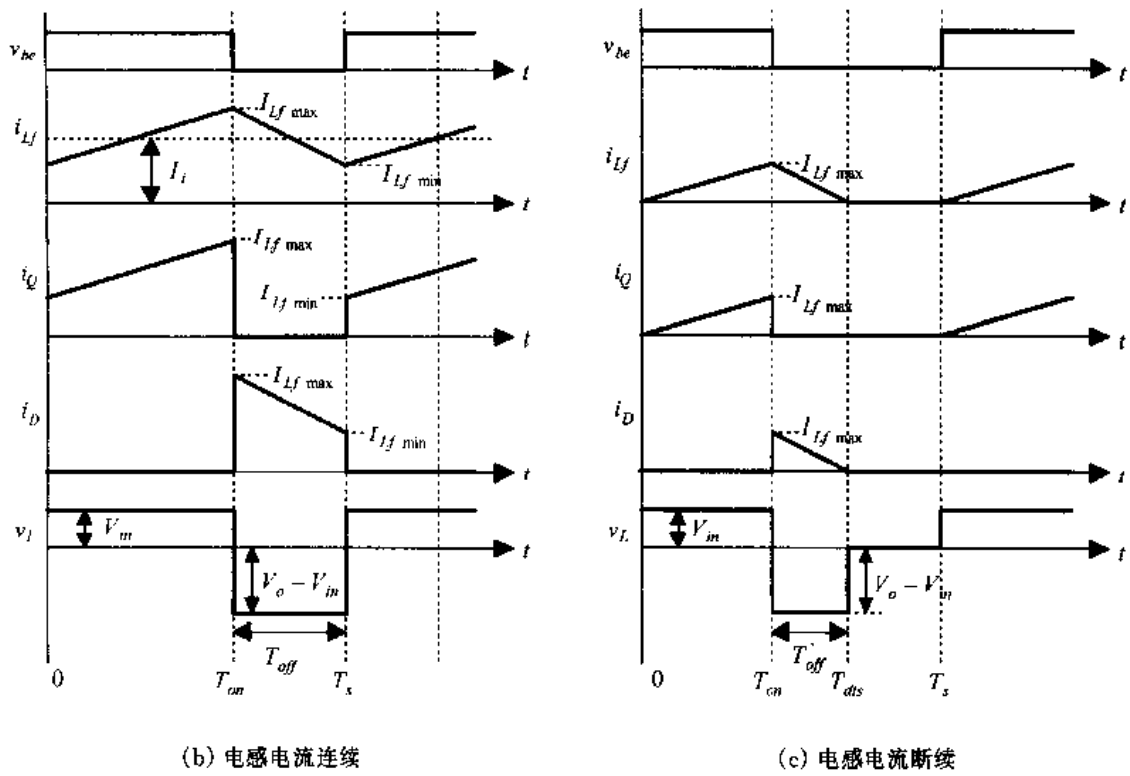


图 1.5(续)

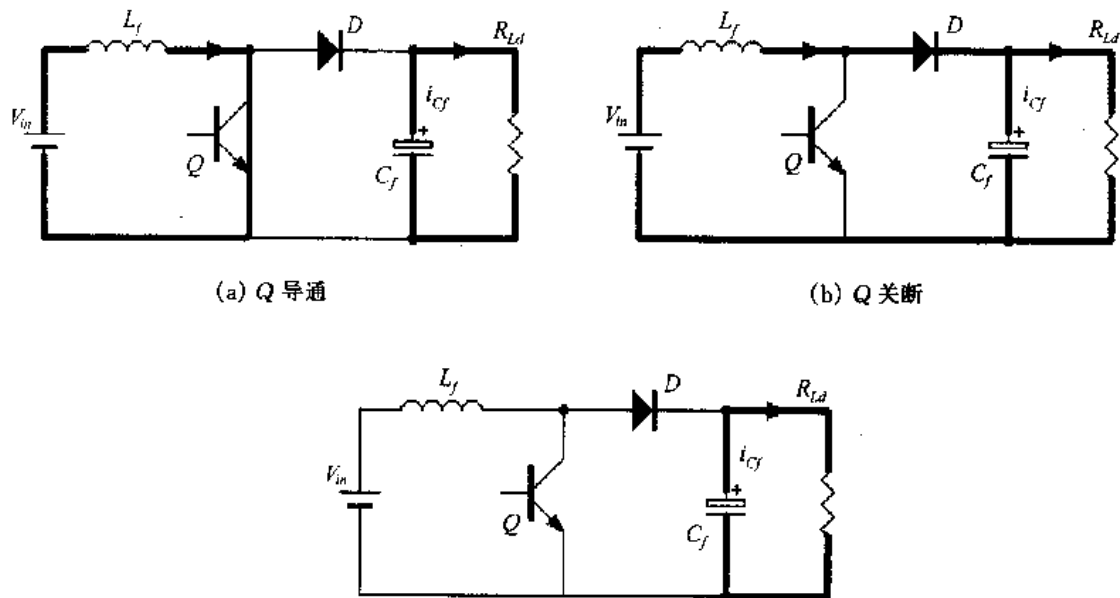


图 1.6 不同开关模式下的等效电路

1.3.2 电感电流连续时 Boost 变换器的工作原理和基本关系

1. 工作原理

(1) 开关模式 1[0, T_{on}] [参考图 1.6(a)]

在 $t=0$ 时,开关管 Q 导通,电源电压 V_{in} 全部加到升压电感 L_f 上,电感电流 i_{L_f} 线性增长。二极管 D 截止,负载由滤波电容 C_f 供电。

$$L_f \frac{di_{L_f}}{dt} = V_{in} \quad (1.38)$$

当 $t = T_{on}$ 时, i_{L_f} 达到最大值 $I_{L_f \max}$ 。在 Q 导通期间, i_{L_f} 的增长量 $\Delta i_{L_f(+)}$ 为:

$$\Delta i_{L_f(+)} = \frac{V_{in}}{L_f} \cdot T_{on} = \frac{V_{in}}{L_f} \cdot D_y \cdot T_s \quad (1.39)$$

(2) 开关模态 2 [T_{on}, T_s] [参考图 1.6(b)]

在 $t = T_{on}$ 时刻, Q 关断, i_{L_f} 通过二极管 D 向输出侧流动,电源功率和电感 L_f 的储能向负载和电容 C_f 转移,给 C_f 充电。此时加在 L_f 上的电压为 $V_{in} - V_o$,因为 $V_o > V_{in}$,故 i_{L_f} 线性减小。

$$L_f \frac{di_{L_f}}{dt} = V_{in} - V_o \quad (1.40)$$

当 $t = T_s$ 时, i_{L_f} 达到最小值 $I_{L_f \min}$ 。在 Q 截止期间, i_{L_f} 的减小量 $\Delta i_{L_f(-)}$ 为:

$$\Delta i_{L_f(-)} = \frac{V_o - V_{in}}{L_f} \cdot (T_s - T_{on}) = \frac{V_o - V_{in}}{L_f} \cdot (1 - D_y) \cdot T_s \quad (1.41)$$

在 $t = T_s$ 时, Q 又导通,开始另一个开关周期。

由此可见,Boost 变换器的工作分为两个阶段, Q 导通时为电感 L_f 储能阶段,此时电源不向负载提供能量,负载靠储于电容 C_f 的能量维持工作。 Q 关断时,电源和电感共同向负载供电,此时还给电容 C_f 充电。因此 Boost 变换器的输入电流就是升压电感 L_f 电流的平均值, $I_i = \frac{1}{2} (I_{L_f \max} + I_{L_f \min})$ 。开关管和二极管轮流工作, Q 导通时,流过它的电流就是 i_{L_f} ; Q 截止时,流过 D 的电流也是 i_{L_f} 。通过它们的电流 i_Q 和 i_D 相加就是升压电感电流 i_{L_f} 。稳态工作时电容 C_f 充电量等于放电量,通过电容的平均电流为零,故通过二极管 D 的电流平均值就是负载电流 I_o 。

2. 基本关系

稳态工作时, Q 导通期间电感电流的增长量 $\Delta i_{L_f(+)}$ 等于它在 Q 截止期间的减小量 $\Delta i_{L_f(-)}$ 。那么由式(1.39)和(1.41)可得:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D_y} \quad (1.42)$$

在一个开关周期中,电感 L_f 都有一个储能和能量通过 D 的释放过程,也就是说必然有能量送到负载端,因此如果该变换器没有接负载,则这部分能量不能消耗掉,必会使 V_o 不断升高,最后使变换器损坏。这是 Boost 变换器与 Buck 变换器的本质不同点。

若 Boost 变换器的损耗可忽略,则有

$$\frac{I_o}{I_i} = 1 - D_y \quad (1.43)$$

式中 I_o 和 I_i 分别为变换器输出电流和输入电流平均值。通过 D 的电流平均值 I_D 等于负载电流 I_o 。

$$I_D = I_o \quad (1.44)$$

通过 Q 的电流平均值 I_Q 为:

$$I_Q = I_i - I_o = \frac{D_y}{1 - D_y} I_o \quad (1.45)$$

通过 Q 和 D 的电流最大值 $I_{Q\max}$ 和 $I_{D\max}$ 与电感电流最大值 $I_{L_f\max}$ 相等,即

$$I_{Q\max} = I_{D\max} = I_{L_f\max} = I_i + \frac{1}{2} \Delta i_{L_f} = \frac{I_o}{1 - D_y} + \frac{(1 - D_y) D_y V_o}{2 L_f f_s} \quad (1.46)$$

Q 和 D 分别截止时加在它们上的电压 V_Q 和 V_D 均为输出电压 V_o ,即

$$V_Q = V_D = V_o \quad (1.47)$$

输入电流 I_i 的脉动量 Δi_i 等于电感电流 i_{L_f} 的脉动量:

$$\Delta i_i = I_{L_f\max} - I_{L_f\min} = \frac{V_{in} D_y T_s}{L_f} = \frac{V_o - V_{in}}{L_f} (1 - D_y) T_s \quad (1.48)$$

输出电压脉动 ΔV_o 等于开关管 Q 导通期间电容 C_f 的电压变化量。若此变化量很小,则 ΔV_o 可由下式确定:

$$\Delta V_o = \frac{D_y}{C_f f_s} I_o \quad (1.49)$$

1.3.3 电感电流断续时 Boost 变换器的工作原理和基本关系

图 1.5(c)给出了电感电流断续工作时的主要波形,此时 Boost 变换器有三种开关模态:① Q 导通, i_{L_f} 自零增长到 $I_{L_f\max}$;② Q 关断,二极管 D 续流, i_{L_f} 自 $I_{L_f\max}$ 降到零;③ Q 和 D 均截止,在此期间 i_{L_f} 保持为零,负载由输出滤波电容供电,直到下一周期 Q 开通后又增长。这三种开关模态的等效电路如图 1.6 所示。

Q 导通期间,电感电流从零开始增加,其增长量 Δi_{L_f} 为:

$$\Delta i_{L_f} = I_{L_f\max} = \frac{V_{in}}{L_f} \cdot D_y T_s \quad (1.50)$$

Q 截止后, i_{L_f} 线性下降,并且在 $T_{dis} = T_{on} + T'_{off}$ 时刻下降到零,即

$$\Delta i_{L_f} = \frac{V_o - V_{in}}{L_f} \cdot \Delta D \cdot T_s \quad (1.51)$$

式中 $\Delta D = \frac{T'_{off}}{T_s}$, 电感电流断续时 $\Delta D < (1 - D_y)$ 。

由式(1.50)和(1.51)可以得到:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D_y + \Delta D}{\Delta D}, \quad \Delta D < (1 - D_y) \quad (1.52)$$

如果不计变换器的损耗,则有:

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{\Delta D}{D_y + \Delta D} \quad (1.53)$$

变换器输入电流 I_i 等于电感电流平均值 I_{L_f} , 故

$$I_i = I_{L_f} = \frac{1}{2} I_{L_f \max} (D_y + \Delta D) \quad (1.54)$$

$$I_o = \frac{1}{2} I_{L_f \max} \Delta D = \frac{V_o}{R_{Ld}} \quad (1.55)$$

将式(1.53)代入式(1.55), 得:

$$D_y^2 = 2 I_o L_{f_s} \left(\frac{V_o}{V_{in}} - 1 \right) \frac{1}{V_{in}} \quad (1.56)$$

上式就是在电感电流断续时, 输出电压 V_o 、输入电压 V_{in} 、负载电流 I_o 和占空比 D_y 间的关系式。由此可见, 电流断续时, 即使在输入电压 V_{in} 不变时, 为了保持输出电压 V_o 恒定, 也应随负载电流的不同来调节占空比 D_y 。

由式(1.56)求得占空比 D_y 后, 即能求得流过开关管的电流平均值 I_Q 与最大值 $I_{Q \max}$, 电感电流的平均值 $I_{L_f} = I_i$ 与最大值, 以及二极管电流的平均值与最大值。

$$I_Q = \frac{1}{2} I_{L_f \max} D_y = \frac{V_{in}}{2 L_{f_s}} D_y^2 \quad (1.57)$$

$$I_{Q \max} = I_{D \max} = I_{L_f \max} = \frac{V_{in}}{L_{f_s}} D_y \quad (1.58)$$

1.3.4 电感电流临界连续的边界

图 1.7 是电感电流临界连续时的电感电流波形。设 $I_{L_f G}$ 是临界连续电感电流平均值, 则

$$\begin{aligned} I_{L_f G} &= \frac{1}{2} I_{L_f \max} = I_i = \frac{V_{in}}{2 L_{f_s}} D_y T_s = \frac{1}{2 L_{f_s}} V_{in} D_y \\ &= \frac{1}{2 L_{f_s}} V_o (1 - D_y) D_y \end{aligned} \quad (1.59)$$

设 I_{oG} 为电感电流临界连续时的负载电流, 那么

$$I_{oG} = \frac{1}{2} \Delta i_{L_f} (1 - D_y) T_s = \frac{V_{in}}{2 L_{f_s}} (1 - D_y) D_y \quad (1.60)$$

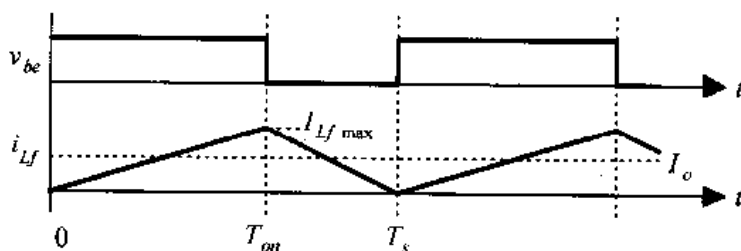


图 1.7 电感电流临界断续

1. 输入电压恒定不变 ($V_{in} = \text{const}$)

若 $V_{in} = \text{const}$, 则 $D_y = 1$ 时, $I_{L_f G}$ 达最大值 $I_{L_f G \max}$ 。

$$I_{Lfg\max} = \frac{V_{in}}{2L_f f_s} \quad (1.61)$$

$$I_{Lfg} = I_{Lfg\max} D_y \quad (1.62)$$

此时,当 $D_y = 0.5$ 时, I_{oG} 达最大值 $I_{oG\max}$ 。

$$I_{oG\max} = \frac{V_{in}}{8L_f f_s} \quad (1.63)$$

$$I_{oG} = 4I_{oG\max}(1 - D_y)D_y \quad (1.64)$$

2. 输出电压恒定不变 ($V_o = \text{const}$)

若 $V_o = \text{const}$, 则 $D_y = 0.5$ 时, I_{Lfg} 达最大值 $I_{Lfg\max}$ 。

$$I_{Lfg\max} = \frac{V_o}{8L_f f_s} \quad (1.65)$$

$$I_{Lfg} = 4I_{Lfg\max}(1 - D_y)D_y \quad (1.66)$$

此时,当 $D_y = 1/3$ 时, I_{oG} 达最大值 $I_{oG\max}$ 。

$$I_{oG\max} = \frac{2}{27} \frac{V_o}{L_f f_s} \quad (1.67)$$

$$I_{oG} = \frac{27}{4} I_{oG\max}(1 - D_y)^2 D_y \quad (1.68)$$

图 1.8 是电感电流临界连续的边界曲线,曲线的上方为电感电流连续区,下方为断续区。图 1.8(a)是 $V_{in} = \text{const}$, V_o 随 D_y 变化时的边界曲线;图 1.8(b)是 $V_o = \text{const}$, V_{in} 变化的边界曲线。由图可见,电感电流不连续的边界相当宽。在 $\frac{I_o}{I_{oG\max}} < 0.2$ 时,几乎在占空比 D_y 变化的所有范围内,电感电流均为断续。电流断续时,开关管 Q 导通期间存储在电感 L_f 中的磁能 $\frac{1}{2} L_f (I_{Lfg\max})^2$ 在 Q 截止期间全部通过二极管 D 转移到输出端,如果变换器不接负载电阻,或电阻太大,必使 V_o 不断增加,因此没有电压闭环调节的 Boost 变换器不能在输出端开路情况下工作。

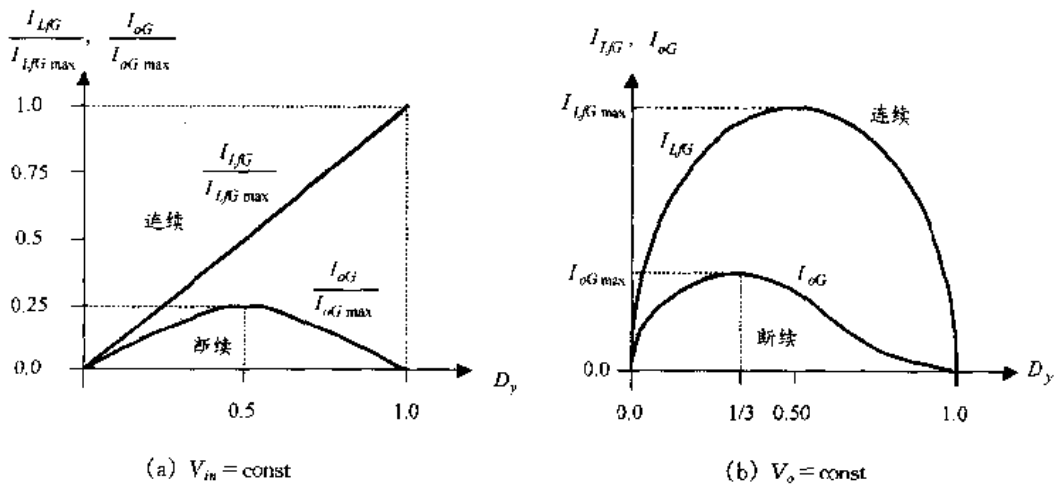
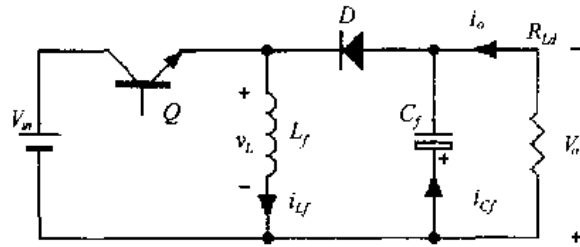


图 1.8 Boost 变换器的电流连续和断续边界

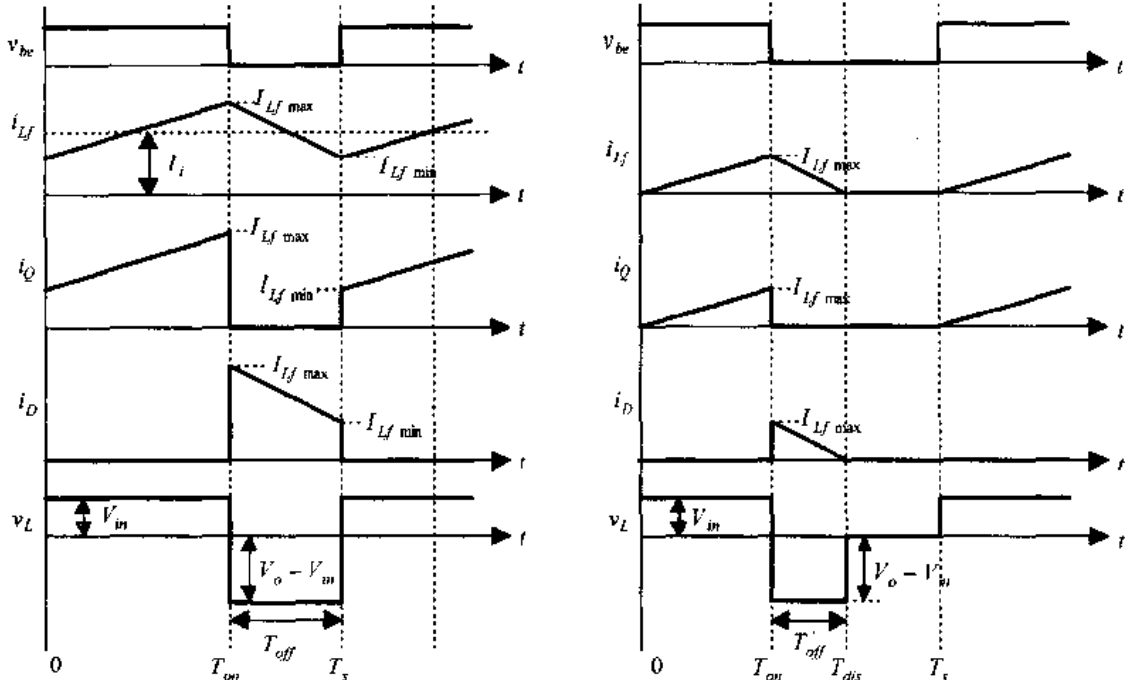
1.4 升降压(Buck/Boost)变换器

1.4.1 主电路拓扑和控制方式

Buck/Boost 变换器是输出电压 V_o 既可低于也可高于输入电压 V_{in} 的单管不隔离直流变换器,其主电路与 Buck 或 Boost 变换器的元器件相同,也由开关管、二极管、电感和电容等构成,如图 1.9(a)所示。与 Buck 和 Boost 不同的是,其输出电压的极性与输入电压相反。其开关管也为 PWM 控制方式。Buck/Boost 变换器也有电感电流连续和断续两种工作方式,图 1.9(b)和(c)分别给出了这两种工作方式下的主要波形图。图 1.10 给出了 Buck/Boost 变换器在不同开关模态时的等效电路。当电感电流连续时,Buck/Boost 变换器存在两种开关模态,如图 1.10(a)和(b)所示;而当电感电流断续时,Buck/Boost 变换器存在三种开关模态,如图 1.10(a)、(b)和(c)所示。



(a) 电路图



(b) 电感电流连续

(c) 电感电流断续

图 1.9 Buck/Boost 变换器的电路图及其主要波形

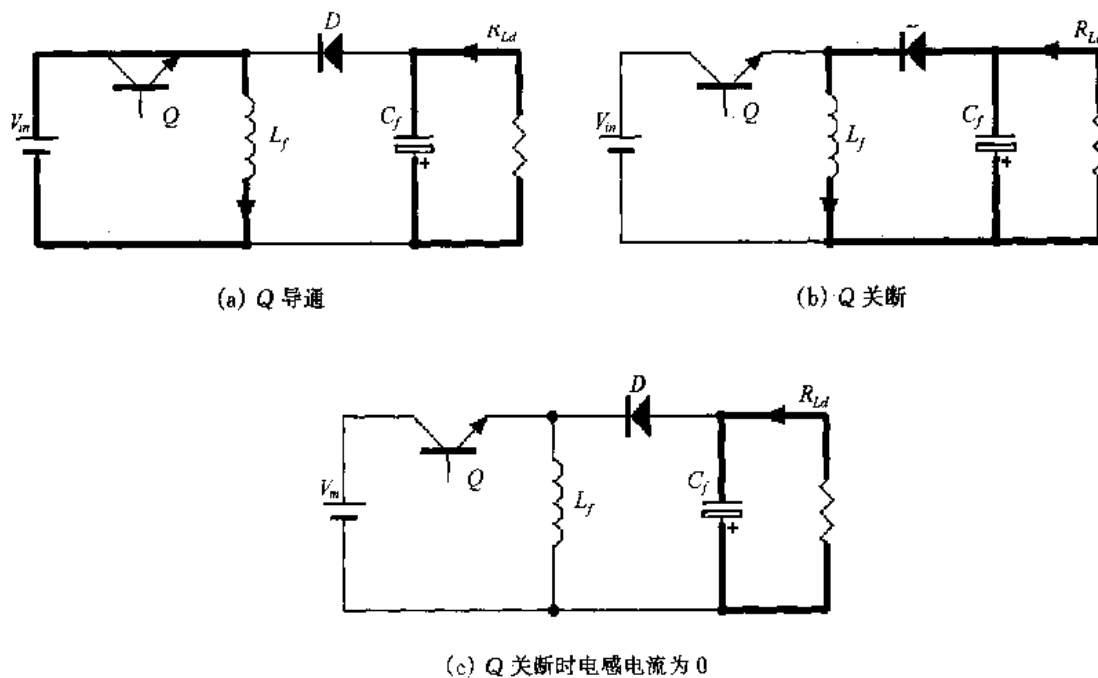


图 1.10 不同开关模式下的等效电路

1.4.2 电感电流连续时 Buck/Boost 变换器的工作原理和基本关系

1. 工作原理

(1) 开关模式 1 $[0, T_{on}]$ [参考图 1.10(a)]

在 $t = 0$ 时, 开关管 Q 导通, 电源电压 V_m 全部加到电感 L_f 上, 电感电流 i_{L_f} 线性增长。二极管 D 截止, 负载由滤波电容 C_f 供电。

$$L_f \frac{di_{L_f}}{dt} = V_m \quad (1.69)$$

当 $t = T_{on}$ 时, i_{L_f} 达到最大值 $I_{L_f \max}$ 。在 Q 导通期间, i_{L_f} 的增长量 $\Delta i_{L_f(+)}$ 为:

$$\Delta i_{L_f(+)} = \frac{V_m}{L_f} \cdot T_{on} = \frac{V_m}{L_f} \cdot D_y \cdot T_s \quad (1.70)$$

(2) 开关模式 2 $[T_{on}, T_s]$ [参考图 1.10(b)]

在 $t = T_{on}$ 时刻, Q 关断, i_{L_f} 通过二极管 D 续流, 电感 L_f 的储能向负载和电容 C_f 转移。此时加在 L_f 上的电压为 $-V_o$, i_{L_f} 线性减小。

$$L_f \frac{di_{L_f}}{dt} = -V_o \quad (1.71)$$

当 $t = T_s$ 时, i_{L_f} 达到最小值 $I_{L_f \min}$ 。在 Q 截止期间, i_{L_f} 的减小量 $\Delta i_{L_f(-)}$ 为:

$$\Delta i_{L_f(-)} = \frac{V_o}{L_f} \cdot (T_s - T_{on}) = \frac{V_o}{L_f} \cdot (1 - D_y) \cdot T_s \quad (1.72)$$

在 $t = T_s$ 时, Q 又导通, 开始另一个开关周期。

由此可见, 电感 L_f 用于存储和转换能量, Q 导通时电感 L_f 储能, 负载由电容 C_f 供电; Q 关断时, 电感向负载供电。

2. 基本关系

稳态工作时, Q 导通期间电感电流的增长量 $\Delta i_{L_f(-)}$ 等于它在 Q 截止期间的减小量 $\Delta i_{L_f(-)}$ 。那么由式(1.70)和(1.72), 可得到:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D_y}{1-D_y} \quad (1.73)$$

从上式可以看出: 当 $D_y = 0.5$ 时, $V_o = V_{in}$; 若 $D_y < 0.5$, 则 $V_o < V_{in}$; 反之, 若 $D_y > 0.5$ 时, 则 $V_o > V_{in}$ 。即 Buck/Boost 变换器的输出电压 V_o 既可低于也可高于输入电压 V_{in} 。

若该变换器没有损耗, 则有:

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{1-D_y}{D_y} \quad (1.74)$$

开关管 Q 截止时, 加于其上的电压 V_Q 为:

$$V_Q = V_{in} + V_o = \frac{V_{in}}{1-D_y} = \frac{V}{D_y} \quad (1.75)$$

开关管 Q 开通时, 加于二极管 D 上的电压 V_D 为:

$$V_D = V_{in} + V_o = \frac{V_{in}}{1-D_y} = \frac{V_o}{D_y} \quad (1.76)$$

因此 Buck/Boost 变换器中功率器件上的电压高于 Buck 或 Boost 变换器中功率器件上的电压。

从 Buck/Boost 变换器的基本工作原理来看, 它更接近于 Boost 变换器。开关管每开通一次, 电感 L_f 储能即增加, 每关断一次, L_f 储能因向负载侧馈送而减小, 故每个开关周期都有能量送到负载侧。Buck 变换器的 L_f 在输出端, 故电感电流就是负载电流。因为 i_{L_f} 脉动较小, 所以输出电压 V_o 脉动也较小。Boost 变换器的 L_f 在输入侧, 输入电流 I_i 脉动较小。Buck/Boost 变换器的 L_f 在中间, 所以输入和输出电流的脉动都很大, 故通常输入与输出侧还需加滤波器。

电感电流的平均值可由负载电流 I_o 来求得:

$$I_{L_f} = \frac{I_o}{1-D_y} \quad (1.77)$$

则开关管 Q 的平均电流是输入电流 I_i ; 二极管 D 的平均电流为负载电流 I_o 。

开关管 Q 和二极管 D 的电流最大值为:

$$I_{D_{\max}} = I_{Q_{\max}} = I_{L_f \max} = \frac{I_o}{1-D_y} + \frac{V_o}{2L_f f_s} (1-D_y) \quad (1.78)$$

Q 导通期间,输出电流 I_o 由电容 C_f 提供,和 Boost 变换器相同。参见式(1.49),得:

$$\Delta V_o = \frac{D_y}{C_f f_s} I_o \quad (1.79)$$

1.4.3 电感电流断续时 Buck/Boost 变换器的工作原理和基本关系

图 1.9(c)给出了电感电流断续工作时的主要波形,此时 Buck/Boost 变换器有三种开关模式:① Q 导通, i_{L_f} 自零增长到 $I_{L_f \max}$;② Q 关断,二极管 D 续流, i_{L_f} 自 $I_{L_f \max}$ 降到零;③ Q 和 D 均截止,在此期间 i_{L_f} 为零,负载由输出滤波电容供电。这三种开关模式的等效电路如图 1.10 所示。

Q 导通期间,电感电流从零开始增加,其增长量 Δi_{L_f} 为:

$$\Delta i_{L_f} = I_{L_f \max} = \frac{V_{in}}{L_f} \cdot D_y T_s \quad (1.80)$$

Q 截止后, i_{L_f} 自 $I_{L_f \max}$ 线性下降,并且在 $T_{dis} = T_{on} + T'_{off}$ 时刻下降到零,即

$$\Delta i_{L_f} = \frac{V_o}{L_f} \cdot \Delta D \cdot T_s \quad (1.81)$$

式中 $\Delta D = T'_{off}/T_s$,电感电流断续时 $\Delta D < (1 - D_y)$ 。

由式(1.80)和(1.81)可以得到:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D_y}{\Delta D} \quad (1.82)$$

如果不计变换器的损耗,则有:

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{\Delta D}{D_y} \quad (1.83)$$

变换器输出电流 I_o 可表示为:

$$I_o = \frac{1}{2} I_{L_f \max} \Delta D \quad (1.84)$$

将式(1.80)和(1.82)代入式(1.84),得:

$$I_o = \frac{V_{in}}{2L_f f_s} \cdot \frac{V_{in}}{V_o} \cdot D_y^2 \quad (1.85)$$

从上式可以看出:在电感电流断续时,输出电压 V_o 不仅与输入电压 V_{in} 和占空比 D_y 有关,而且还和负载电流 I_o 的大小有关。

从图 1.9 中可以看出,开关管电流最大值 $I_{Q \max}$ 等于二极管电流最大值 $I_{D \max}$,并和电感电流最大值 $I_{L_f \max}$ 相等,即

$$I_{Q \max} = I_{D \max} = I_{L_f \max} = \frac{V_{in}}{L_f} \cdot D_y T_s \quad (1.86)$$

将式(1.85)代入上式,整理后得:

$$I_{Q \max} = I_{D \max} = I_{L_f \max} = \sqrt{\frac{2V_o I_o}{L_f f_s}} = \sqrt{\frac{2P_o}{L_f f_s}} \quad (1.87)$$

式中 $P_o = V_o I_o$,是变换器的输出功率。此式表明功率器件的最大电流在电感电流断续工

作时仅由输出功率 P_o 确定。

1.4.4 电感电流临界连续的边界

图 1.11 是电感电流临界连续时的 i_{L_f} 波形。设 I_{L_fG} 是临界连续电感电流平均值, 则

$$I_{L_fG} = \frac{1}{2} I_{L_f\max} = \frac{V_{in}}{2L_f} D_y T_s = \frac{V_o}{2L_f} (1 - D_y) T_s \quad (1.88)$$

设 I_{oG} 为电感电流临界连续时的负载电流, 那么

$$I_{oG} = I_{L_f}(1 - D_y) = \frac{1}{2} I_{L_f\max} (1 - D_y) = \frac{V_{in}}{2L_f f_s} (1 - D_y) D_y = \frac{V_o}{2L_f f_s} (1 - D_y)^2 \quad (1.89)$$

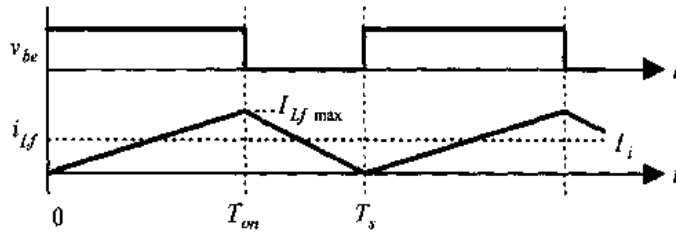


图 1.11 电感电流临界断续

1. 输入电压恒定不变 ($V_{in} = \text{const}$)

若 $V_{in} = \text{const}$, 则 $D_y = 1$ 时, I_{L_fG} 达最大值 $I_{L_fG\max}$ 。

$$I_{L_fG\max} = \frac{V_{in}}{2L_f f_s} \quad (1.90)$$

$$I_{L_fG} = I_{L_fG\max} D_y \quad (1.91)$$

此时, 当 $D_y = 0.5$ 时, I_{oG} 达最大值 $I_{oG\max}$ 。

$$I_{oG\max} = \frac{V_{in}}{8L_f f_s} \quad (1.92)$$

$$I_{oG} = 4I_{oG\max} (1 - D_y) D_y \quad (1.93)$$

2. 输出电压恒定不变 ($V_o = \text{const}$)

若 $V_o = \text{const}$, 则 $D_y = 0$ 时, I_{L_fG} 达最大值。

$$I_{L_fG\max} = \frac{V_o}{2L_f f_s} \quad (1.94)$$

$$I_{L_fG} = I_{L_fG\max} (1 - D_y) \quad (1.95)$$

此时, 当 $D_y = 0$ 时, I_{oG} 达最大值 $I_{oG\max}$ 。

$$I_{oG\max} = \frac{V_o}{2L_f f_s} \quad (1.96)$$

$$I_{oG} = I_{oG\max} (1 - D_y)^2 \quad (1.97)$$

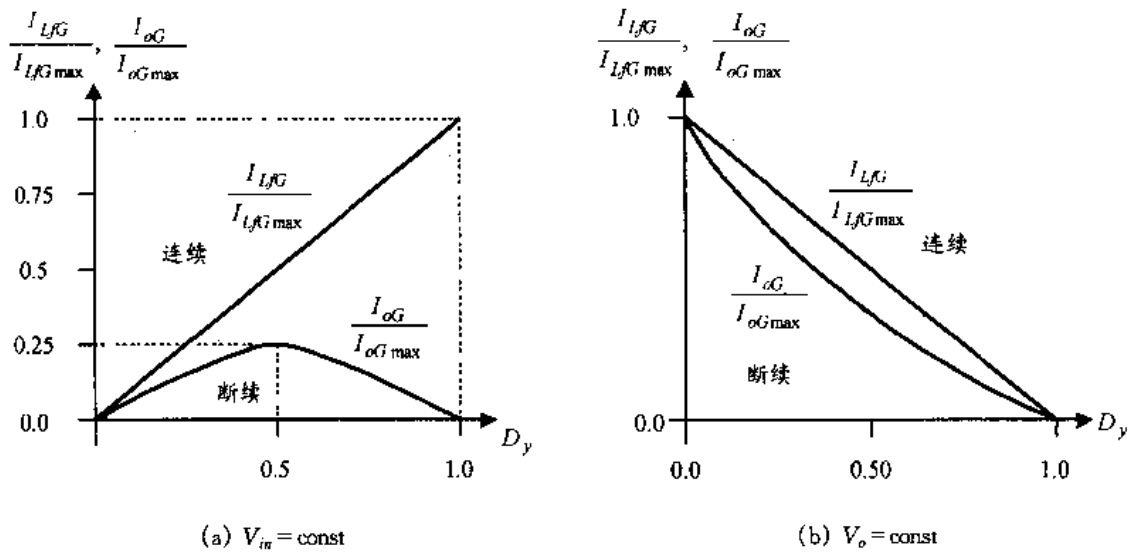


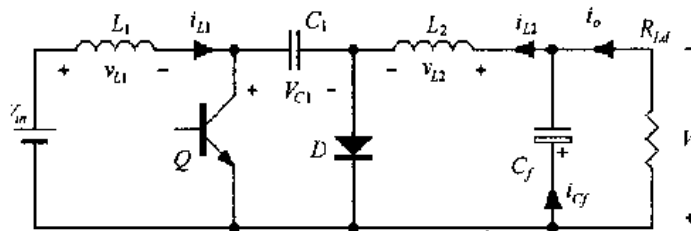
图 1.12 Buck/Boost 变换器的电流连续和断续边界

图 1.12 是电感电流临界连续的边界曲线, 曲线的上方为电感电流连续区 (CCM), 下方为断续区 (DCM)。由于这种变换器的输出电流与电感电流不同, 故两者的边界不相同, 输出电流 I_o 的边界线在电感电流 I_{L_f} 的下方, 这是因为 I_o 只是 I_{L_f} 的一部分。由图 1.12(b) 可见, 在 $V_o = \text{const}$ 方式工作时, 如果 $D_y < 0.5$, 即 $V_o < V_{in}$, 变换器很容易进入电感电流断续区。

1.5 Cuk 变换器

1.5.1 主电路拓扑和控制方式

由于 Buck/Boost 变换器的 L_f 在中间, 所以输入和输出电流的脉动都很大, 针对 Buck/Boost 变换器的这个缺点, 美国加州理工学院 Slobodan Cuk 教授提出了单管 Cuk 变换器, 该变换器在输入端和输出端均有电感, 从而显著地减小了输入和输出电流的脉动, 其主电路见图 1.13(a)。和 Buck 或 Boost 相比, Cuk 电路有两个电感, 输入电感 L_1 和输出电感 L_2 , 另外还增加了一个电容 C_1 。它的输出电压 V_o 极性和输入电压 V_{in} 相反, 与 Buck/Boost 相同。另一个与 Buck/Boost 的相同点是输出电压 V_o 也可低于、等于或高于输入电压 V_{in} 。开关管 Q 也是采用 PWM 控制方式。



(a) 电路图

图 1.13 Cuk 变换器的电路图及其主要波形

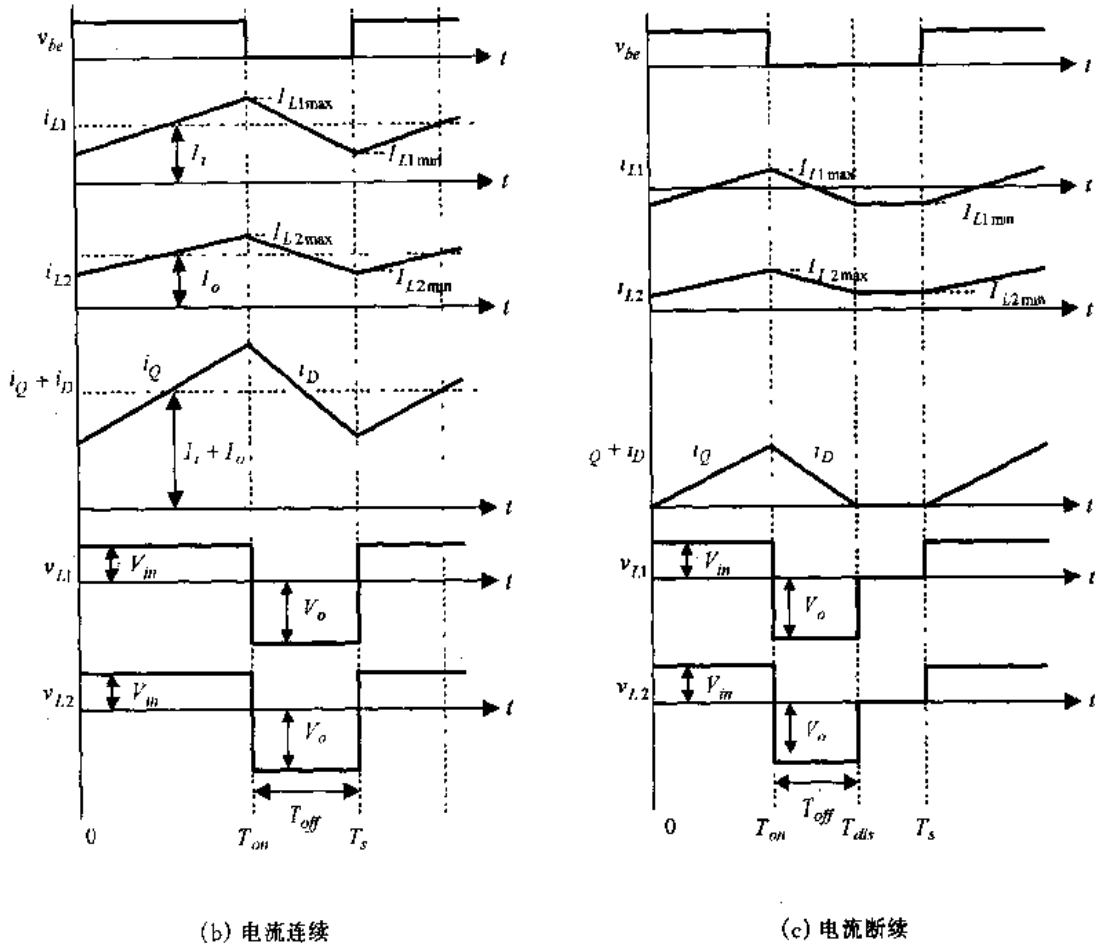


图 1.13(续)

Cuk 变换器也有电流连续和断续两种工作方式。但与前三种变换器不同,这里不是指电感电流的断续,而是指流过二极管的电流连续或断续。在一个开关周期中开关管 Q 的截止时间 $(1 - D_s)T_s$ 内,若二极管电流总是大于零,则为电流连续;若二极管电流在一段时间内为零,则为电流断续工作;若二极管电流在 $t = T_s$ 时刚降为零,则为临界连续工作方式。图 1.13(b)和(c)分别给出了电流连续和断续时的主要波形图。图 1.14 给出了 Cuk 变换器在不同开关模态时的等效电路。当电感电流连续时,Cuk 变换器存在两种开关模态,如图 1.14(a)和(b)所示;而当电感电流断续时,Cuk 变换器存在三种开关模态,如图 1.14(a)、(b)和(c)所示。Cuk 变换器中有两个电感,这两个电感之间可以没有耦合,也可以有耦合,耦合电感可进一步减小电流脉动量。

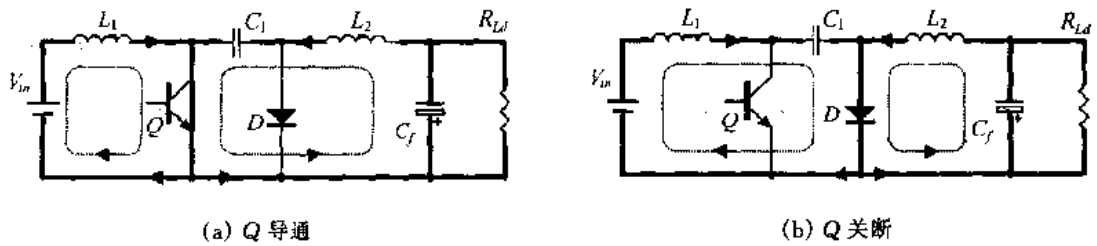
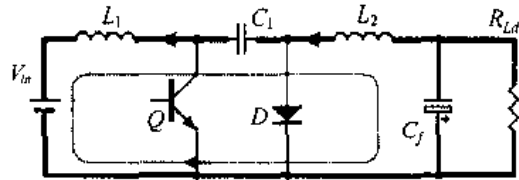


图 1.14 不同开关模态下的等效电路



(c) Q 关断时二极管电流为 0

图 1.14(续)

1.5.2 电流连续时 Cuk 变换器的工作原理和基本关系

1. 工作原理

在分析之前,这里给出一个假设,电容 C_1 容量很大,变换器在稳态工作时, C_1 的电压基本保持恒定,为 V_{C1} 。

(1) 开关模态 1 $[0, T_{on}]$ [参考图 1.14(a)]

在 $t = 0$ 时,开关管 Q 导通,Cuk 变换器以 Q 为界分为左右两个回路。左回路中电源电压 V_{in} 全部加到电感 L_1 上,电感电流 i_{L1} 线性增长。右回路电容 C_1 经负载和 L_2 放电。 D 在 V_{C1} 作用下反偏截止。 L_1 和 L_2 的电流全部流经 Q 。

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_{in}}{L_1} \quad (1.98)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_{C1} - V_o}{L_2} \quad (1.99)$$

当 $t = T_{on}$ 时, i_{L1} 达到最大值 I_{L1max} , i_{L2} 达到最大值 I_{L2max} 。在 Q 导通期间, i_{L1} 和 i_{L2} 的增长量 $\Delta i_{L1(+)}$ 和 $\Delta i_{L2(+)}$ 分别为:

$$\Delta i_{L1(+)} = \frac{V_{in}}{L_1} \cdot T_{on} = \frac{V_{in}}{L_1} \cdot D_y \cdot T_s \quad (1.100)$$

$$\Delta i_{L2(+)} = \frac{V_{C1} - V_o}{L_2} \cdot T_{on} = \frac{V_{C1} - V_o}{L_2} \cdot D_y \cdot T_s \quad (1.101)$$

(2) 开关模态 2 $[T_{on}, T_s]$ [参考图 1.14(b)]

在 $t = T_{on}$ 时刻, Q 关断, D 续流,形成以 D 为边界的左右两个回路。 L_1 和 L_2 的电流全部流经 D 。左回路中电源电压 V_{in} 和 L_1 串接给 C_1 充电,因 C_1 容量较大,充电时电压 V_{C1} 增加不多,但电感储能因向 C_1 转移而使 i_{L1} 下降;右边回路中电感电流 i_{L2} 在输出电压 V_o 作用下下降。两个电感电流的下降率分别为:

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_{C1} - V_{in}}{L_1} \quad (1.102)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_o}{L_2} \quad (1.103)$$

当 $t = T_s$ 时, i_{L1} 达到最小值 I_{L1min} , i_{L2} 达到最小值 I_{L2min} 。在 Q 导通期间, i_{L1} 和 i_{L2} 的减小量 $\Delta i_{L1(-)}$ 和 $\Delta i_{L2(-)}$ 分别为:

$$\Delta i_{L1(-)} = \frac{V_{C1} - V_{in}}{L_1} \cdot (T_s - T_{on}) = \frac{V_{C1} - V_{in}}{L_1} \cdot (1 - D_y) \cdot T_s \quad (1.104)$$

$$\Delta i_{L2(-)} = \frac{V_o}{L_2} \cdot (T_s - T_{on}) = \frac{V_o}{L_2} \cdot (1 - D_y) \cdot T_s \quad (1.105)$$

在 $t = T_s$ 时, Q 又导通, 开始另一个开关周期。

由此可见, Cuk 变换器中电源能量经过三次变换才到负载, 第一次是 Q 导通, 电感 L_1 储能增长, 电能转换为磁储能; 第二次是 Q 截止, L_1 的磁能转移为 C_1 的电能存储着; 第三次是 Q 导通, C_1 的电能转移到负载和输出回路的电感 L_2 和电容 C_f 。实际上, 第一、三两个转换是同时进行的。

2. 基本关系

稳态工作时, Q 导通期间电感 L_1 和 L_2 的电流的增长量 $\Delta i_{L1(+)}$ 和 $\Delta i_{L2(+)}$ 分别等于在 Q 截止期间的减小量 $\Delta i_{L1(-)}$ 和 $\Delta i_{L2(-)}$ 。那么从式(1.100)、(1.101)、(1.104)和(1.105)可得:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D_y}{1-D_y} \quad (1.106)$$

$$V_{C1} = V_{in} + V_o \quad (1.107)$$

假定变换器的损耗为零, 可得:

$$\frac{I_i}{I_o} = \frac{D_y}{1-D_y} \quad (1.108)$$

开关管和二极管在截止时所承受的电压为:

$$V_{ce} = V_D = V_{C1} = V_{in} + V_o \quad (1.109)$$

电感 L_1 和 L_2 的平均电流分别为 I_{L1} 和 I_{L2} , 那么输入和输出电流为:

$$I_i = I_{L1} \quad (1.110)$$

$$I_o = I_{L2} \quad (1.111)$$

开关管 Q 和二极管 D 在导通期间的平均电流分别为 I_Q 、 I_D , 即

$$I_Q = I_D = I_{L1} + I_{L2} = I_i + I_o = \frac{I_o}{1-D_y} \quad (1.112)$$

将式(1.109)代入式(1.99)和(1.102), 并且将(1.98)和(1.103)重写于此, 则有:

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_{in}}{L_1} \quad (1.113)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_{in}}{L_2} \quad (1.114)$$

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_o}{L_1} \quad (1.115)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_o}{L_2} \quad (1.116)$$

从式(1.113)~(1.116)中可以看出, Cuk 变换器中两电感电流增长率和下降率仅与 V_{in} 、 V_o 和自身电感大小有关。电感确定后, 两电流增长率只由 V_{in} 大小决定, 下降率只与 V_o 有关。若 $L_1 = L_2$, 则 Q 导通时, $\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_{in}}{L_1}$; D 导通时, $\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_o}{L_1}$, 即两电感电流的变化率相同。

1.5.3 电流断续时 Cuk 变换器的工作原理和基本关系

若减小负载电流 I_o , 相应地 I_i 也减小, 因为不计损耗时 $V_o I_o = V_{in} I_i$ 。 I_o 小到一定值

时, i_{L1} 的最小值 $I_{L1min} = 0$, 但因 $I_{L2min} > 0$, 故二极管电流的最小值 $I_{Dmin} > 0$, 变换器仍处于电流连续工作方式。在进一步减小 I_o 时, i_{L1} 波形出现负值, 如图 1.13(c) 所示。若 i_{L1} 的负值的最大值 I_{L1min} 的绝对值正好和 i_{L2} 的最小值 I_{L2min} 相等, 则在 $t = T_s$ 时, i_D 正好为零, 此即为 Cuk 变换器的电流临界连续工作方式。 i_{L1} 波形有负值表示 L_1 中电流反向流动, 这是由 C_1 储能导致的。

若进一步减小负载电流 I_o , 则 Cuk 变换器进入电流断续工作状态。从 i_D 波形可见, 在 $t = T_{dis} \sim T_s$ 期间, $i_D = 0$, $T_{on} + T'_{off} < T_s$ 。在这段时间内, i_{L1} 保持不变, 大小为 I_{L1min} , 同样 i_{L2} 也保持不变, 大小为 I_{L2min} , 但 I_{L1min} 为负, I_{L2min} 为正, 且 $|I_{L1min}| = |I_{L2min}|$, 故 $I_{L1min} + I_{L2min} = 0$ 。此时形成一个环流在 V_{in} 、 L_1 、 C_1 、 L_2 和 C_f 与负载间流动, 由于 $V_{C1} = V_{in} + V_o$, 故 $\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{di_{L2}}{dt} = 0$, 电感电流没有变化, 也没有感应电动势。

由电感 L_1 上平均电压为零的原理, 可以得到电流断续时输出电压 V_o 和输入电压 V_{in} 间关系为:

$$\frac{V_{in}}{L_1} D_y T_s = \frac{V_{C1} - V_{in}}{L_1} \cdot \Delta D \cdot T_s \quad (1.117)$$

式中, $V_{C1} = V_{in} + V_o$, $\Delta D \cdot T_s$ 为二极管续流时间, $\Delta D = \frac{T'_{off}}{T_s} < (1 - D_y)$ 。于是有:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D_y}{\Delta D} \quad (1.118)$$

为了得到电流关系, 先假定电感 L_1 的电流有正负变化, 即在 Q 导通时 i_{L1} 和 i_{L2} 的瞬时值为:

$$i_{L1}(t) = \frac{V_{in}}{L_1} t - I_{L1min} \quad (1.119)$$

$$i_{L2}(t) = \frac{V_{in}}{L_2} t - I_{L2min} \quad (1.120)$$

因 $|I_{L1min}| = I_{L2min} = I_{Lmin}$, 故上式可写成:

$$i_{L1}(t) = \frac{V_{in}}{L_1} t + I_{Lmin} \quad (1.121)$$

$$i_{L1}(t) = \frac{V_{in}}{L_2} t - I_{Lmin} \quad (1.122)$$

Q 导通期间电流 i_{L1} 和 i_{L2} 的增加量 Δi_{L1} 和 Δi_{L2} 为:

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_{in}}{L_1} D_y T_s \quad (1.123)$$

$$\Delta i_{L2} = \frac{V_{in}}{L_2} D_y T_s \quad (1.124)$$

故 i_{L1} 和 i_{L2} 的平均值 I_{L1} 和 I_{L2} 分别为:

$$I_{L1} = \frac{1}{2} \cdot \Delta i_{L1} (D_y + \Delta D) + I_{Lmin} = I_i \quad (1.125)$$

$$I_{L2} = \frac{1}{2} \cdot \Delta i_{L2} (D_y + \Delta D) - I_{Lmin} = I_o \quad (1.126)$$

设变换器损耗为零, $V_{in}I_i = V_oI_o$, 将此式与式(1.118)、(1.125)和(1.126)联解, 得到 I_{Lmn} 的表达式:

$$I_{Lmn} = \frac{V_m}{2L_1L_2f_s} \cdot \Delta D \cdot D_y \left(\frac{D_y}{\Delta D} L_1 - L_2 \right) \quad (1.127)$$

由此可见, 若 $\frac{D_y}{\Delta D} L_1 - L_2 = 0$, 则 $I_{Lmn} = 0$, 电流断续工作时回路中没有环流; 若 $\frac{D_y}{\Delta D} L_1 - L_2 > 0$, 即 $I_{Lmn} > 0$, 与 L_1 中电流有负值的假定相符, 则回路中有和 i_{L2} 同向的环流; 而在 $\frac{D_y}{\Delta D} L_1 - L_2 < 0$ 时, 回路中环流方向与 i_{L1} 的正方向相同。利用式(1.118)和(1.127)可求得电流断续工作时, V_o 与 V_m 、 D_y 及 I_{Lmn} 间的关系。

1.5.4 两电感有耦合的 Cuk 变换器

如果电感 L_1 和 L_2 绕在同一铁芯上, 则两个电感互相耦合, 除自感外还有互感 M , 通常用耦合系数 $k = \frac{M}{\sqrt{L_1L_2}}$ 来表示耦合程度。

设变换器在电流连续状态下工作, 不计损耗, 则在 Q 导通期间有下式:

$$V_m = L_1 \frac{\Delta i_{L1}}{D_y T_s} + M \frac{\Delta i_{L2}}{D_y T_s} \quad (1.128)$$

$$V_{C1} - V_o = L_2 \frac{\Delta i_{L2}}{D_y T_s} + M \frac{\Delta i_{L1}}{D_y T_s} \quad (1.129)$$

在 Q 截止期间有:

$$V_m - V_{C1} = -L_1 \frac{\Delta i_{L1}}{(1-D_y) T_s} - M \frac{\Delta i_{L2}}{(1-D_y) T_s} \quad (1.130)$$

$$V_o = -L_2 \frac{\Delta i_{L2}}{(1-D_y) T_s} - M \frac{\Delta i_{L1}}{(1-D_y) T_s} \quad (1.131)$$

式中 Δi_{L1} 和 Δi_{L2} 是电感 L_1 和 L_2 中电流在 Q 导通或关断期间的变化量。

又有 $V_{C1} = V_m - V_o$, 将此式代入式(1.129), 再与式(1.128)联解, 得到:

$$\Delta i_{L1} = \frac{L_2 - M}{L_1 - M} \Delta i_{L2} \quad (1.132)$$

将上式代入式(1.128), 消去 Δi_{L2} , 得:

$$V_m = L_{e1} \frac{\Delta i_{L1}}{D_y T_s} \quad (1.133)$$

式中 $L_{e1} = L_1 \frac{1-k^2}{1-kr}$, $r = \sqrt{L_1/L_2}$ 。

又有 $kr = \frac{M}{L_2}$, 若 $kr = \frac{M}{L_2} \rightarrow 1$, 则 $L_{e1} \rightarrow \infty$, 即可使 $\Delta i_{L1} \rightarrow 0$, 使输入电流 I_i 的纹波显著减小。

若将式(1.132)代入式(1.131), 消去 Δi_{L1} , 得到:

$$V_o = -L_{e2} \frac{\Delta i_{L2}}{(1-D_y) T_s} \quad (1.134)$$

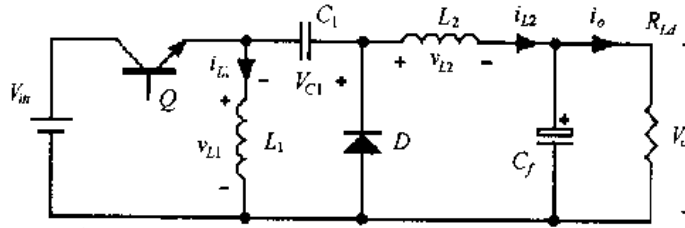
式中 $L_{e2} = L_2 \frac{1-k^2}{1-\frac{k}{r}}$ 。

而 $\frac{k}{r} = \frac{M}{L_1}$, 若 $\frac{M}{L_1} \rightarrow 1$, 则 $L_{e2} \rightarrow \infty$, 即可使 $\Delta i_{L2} \rightarrow 0$, 使电感 L_2 的电流纹波显著减小。总的来讲, 耦合电感可以进一步减小输入电流和输出电感电流的脉动。

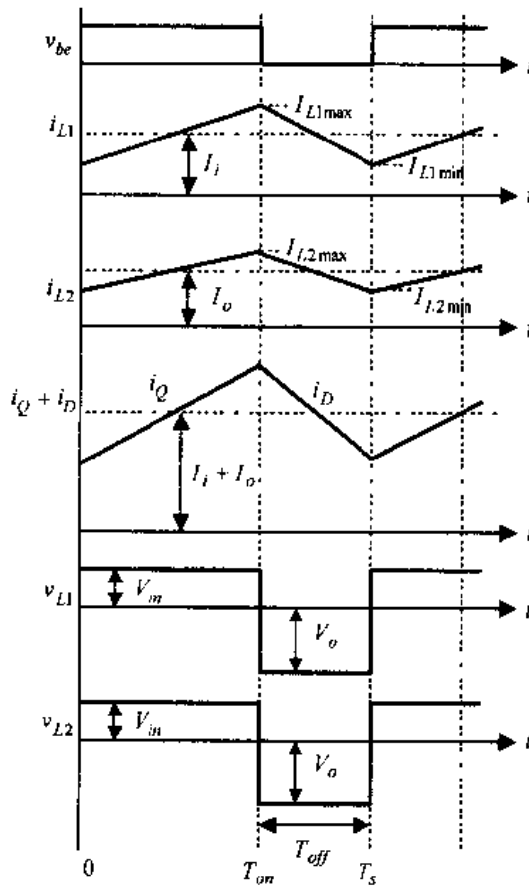
1.6 Zeta 变换器

1.6.1 主电路拓扑和控制方式

Zeta 变换器和 Cuk 变换器相似, 也有两个电感 L_1 与 L_2 , 一个能量存储和传输电容 C_1 , 不同的是输出电压极性和输入电压相同。它的特点是左半部分类似于 Buck/Boost 变换器, 右半部分类似于 Buck 变换器, 中间由电容 C_1 耦合。图 1.15 给出了 Zeta 变换器的



(a) 电路图



(b) 电流连续时的主要波形

图 1.15 Zeta 变换器的电路图及其主要波形

主电路及其主要波形图。开关管 Q 采用 PWM 控制方式。图 1.16 给出了变换器在不同开关模式下的等效电路图。

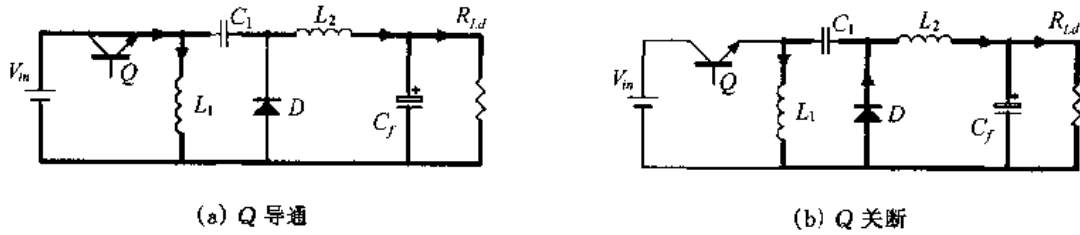


图 1.16 不同开关模式下的等效电路

1.6.2 电流连续时 Zeta 变换器的工作原理和基本关系

1. 工作原理

与 Cuk 变换器类似,由于电容 C_1 容量很大,Zeta 变换器在稳态工作时, C_1 的电压基本保持恒定,为 V_{C1} 。

(1) 开关模式 1 $[0, T_{on}]$ [参考图 1.16(a)]

在 $t = 0$ 时,开关管 Q 导通,二极管 D 截止。电源电压 V_m 全部加到电感 L_1 上,电感电流 i_{L1} 线性增长。同时, V_m 和 V_{C1} 作用于 L_2 和输出端,使 i_{L2} 增长。故流过 Q 的电流 $i_Q = i_{L1} + i_{L2}$,而 i_Q 就是电源输入电流 i_i 。

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_m}{L_1} \quad (1.135)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_m + V_{C1} - V_o}{L_2} \quad (1.136)$$

当 $t = T_{on}$ 时, i_{L1} 和 i_{L2} 达到最大值 $I_{L1 \max}$ 和 $I_{L2 \max}$ 。在 Q 导通期间, i_{L1} 和 i_{L2} 的增长量 $\Delta i_{L1(+)}$ 和 $\Delta i_{L2(+)}$ 分别为:

$$\Delta i_{L1(+)} = \frac{V_m}{L_1} \cdot T_{on} = \frac{V_m}{L_1} \cdot D_y \cdot T_s \quad (1.137)$$

$$\Delta i_{L2(+)} = \frac{V_m + V_{C1} - V_o}{L_2} \cdot T_{on} = \frac{V_m + V_{C1} - V_o}{L_2} \cdot D_y \cdot T_s \quad (1.138)$$

(2) 开关模式 2 $[T_{on}, T_s]$ [参考图 1.16(b)]

在 $t = T_{on}$ 时刻, Q 关断, i_{L1} 和 i_{L2} 通过 D 续流,形成两个续流回路。一个由 L_1, D 和 C_1 构成,电感 L_1 储能向 C_1 转移, i_{L1} 减小, v_{C1} 升高,通常因 C_1 容量较大, v_{C1} 升高量较小。另一个回路由 L_2, D 和 C_f 构成, L_2 的储能向电容 C_f 和负载转换,因此二极管的电流 i_D 也是 i_{L1} 和 i_{L2} 之和,即 $i_D = i_{L1} + i_{L2}$ 。这时 i_{L1} 和 i_{L2} 的下降率分别为:

$$\frac{di_{L1}}{dt} = -\frac{V_{C1}}{L_1} \quad (1.139)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = -\frac{V_o}{L_2} \quad (1.140)$$

当 $t = T_s$ 时, i_{L1} 达到最小值 $I_{L1 \min}$, i_{L2} 达到最小值 $I_{L2 \min}$ 。在 D 导通期间, i_{L1} 和 i_{L2}

的减小量 $\Delta i_{L1(-)}$ 和 $\Delta i_{L2(-)}$ 分别为:

$$\Delta i_{L1(-)} = \frac{V_{C1} - V_{in}}{L_1} \cdot (T_s - T_{on}) = \frac{V_{C1} - V_{in}}{L_1} \cdot (1 - D_y) \cdot T_s \quad (1.141)$$

$$\Delta i_{L2(-)} = \frac{V_o}{L_2} \cdot (T_s - T_{on}) = \frac{V_o}{L_2} \cdot (1 - D_y) \cdot T_s \quad (1.142)$$

在 $t = T_s$ 时, Q 又导通, 开始另一个开关周期。

2. 基本关系

稳态工作时, Q 导通期间电感 L_1 和 L_2 的电流增长量 $\Delta i_{L1(+)}$ 和 $\Delta i_{L2(+)}$ 分别等于在 Q 截止期间的减小量 $\Delta i_{L1(-)}$ 和 $\Delta i_{L2(-)}$ 。那么从式(1.135)、(1.136)、(1.139)和(1.140)可得:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D_y}{1 - D_y} \quad (1.143)$$

$$V_{C1} = V_o \quad (1.144)$$

将式(1.144)代入式(1.136)和(1.139), 可以看出, Q 导通时两电感电流增长率仅由 V_{in} 决定, 即 $\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_{in}}{L_1}$, $\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_{in}}{L_2}$, 而 Q 截止时电流下降率为 $\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_o}{L_1}$, $\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_o}{L_2}$ 。

电感 L_1 和 L_2 的平均电流分别为 I_{L1} 和 I_{L2} 。 Q 导通期间 C_1 放电量 $Q_{C1} = D_y T_s \cdot I_{L2}$, Q 截止期间 C_1 充电量 $Q_{C1} = (1 - D_y) T_s \cdot I_{L1}$ 。 在稳态时, C_1 充电量和放电量在一个开关周期内相等, 则有:

$$I_{L2} = \frac{1 - D_y}{D_y} I_{L1} \quad (1.145)$$

电感 L_2 的平均电流等于变换器输出电流 I_o , 即

$$I_o = I_{L2} = \frac{1 - D_y}{D_y} I_{L1} \quad (1.146)$$

Q 截止时变换器输入电流 $i_i = 0$, Q 导通期间 $i_i = i_{L1} + i_{L2}$, 故输入电流平均值 I_i 为:

$$I_i = (I_{L1} + I_{L2}) D_y = I_{L1} \quad (1.147)$$

开关管 Q 和二极管 D 在导通期间的平均电流分别为 I_Q 和 I_D , 即

$$I_Q = I_D = I_{L1} + I_{L2} = \frac{I_o}{1 - D_y} \quad (1.148)$$

Q 和 D 上承受的电压为:

$$V_Q = V_D = V_{in} + V_o \quad (1.149)$$

变换器输出电压脉动 ΔV_o 求取方法与 Buck 变换器类似, 参见式(1.18), 得:

$$\Delta V_o = \frac{(1 - D_y) V_o}{8 L_2 C_{f2} f_s^2} \quad (1.150)$$

1.6.3 电流断续时 Zeta 变换器的工作原理和基本关系

Zeta 变换器和 Cuk 变换器一样,流过开关管的电流 i_Q 为两电感电流之和,即 $i_Q = i_{L1} + i_{L2}$ 。在 Q 截止后,流过二极管的电流 i_D 也为两电感电流之和, $i_D = i_{L1} + i_{L2}$ 。若在 $t = T_s$ 时 i_D 刚好降到零,则变换器在临界电流连续状态工作;若 i_D 在 T_s 之前已降为零,则变换器在电流断续状态工作。若引入二极管电流脉动率 ξ ,即

$$\xi = \frac{\Delta i_D / 2}{I_D} \quad (1.151)$$

式中, Δi_D 为二极管电流在 Q 导通或截止期间的变化量, I_D 为二极管导通时的电流平均值,见式(1.148)。电流连续时,流过 D 的电流波形为梯形波,故 $\xi < 1$ 。电流临界连续时, i_D 为底宽 $(1 - D_y)T_s$ 的三角波, $\xi = 1$ 。电流不连续时, i_D 的底宽进一步减小,故 $\xi > 1$ 。因此 $\xi = 1$ 就是电流连续与断续的边界。

在电流断续工作状态,由电感 L_1 和 L_2 上电压伏秒面积平衡,有:

$$D_y T_s V_m = \Delta D \cdot T_s V_{C1} \quad (1.152)$$

$$D_y T_s (V_m + V_{C1} - V_o) = \Delta D \cdot T_s V_o \quad (1.153)$$

式中 $\Delta D \cdot T_s$ 为二极管续流时间, $\Delta D = \frac{T'_{off}}{T_s} < 1 - D_y$ 。

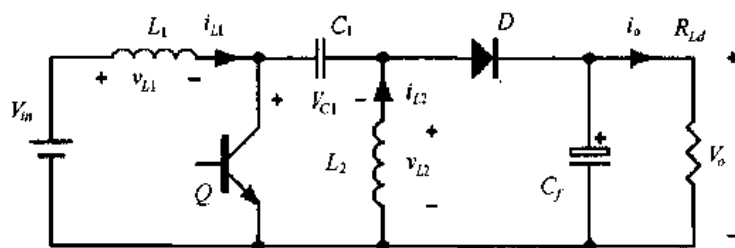
联解上面两式,可得:

$$\frac{V_o}{V_m} = \frac{D_y}{\Delta D} \quad (1.154)$$

1.7 Sepic 变换器

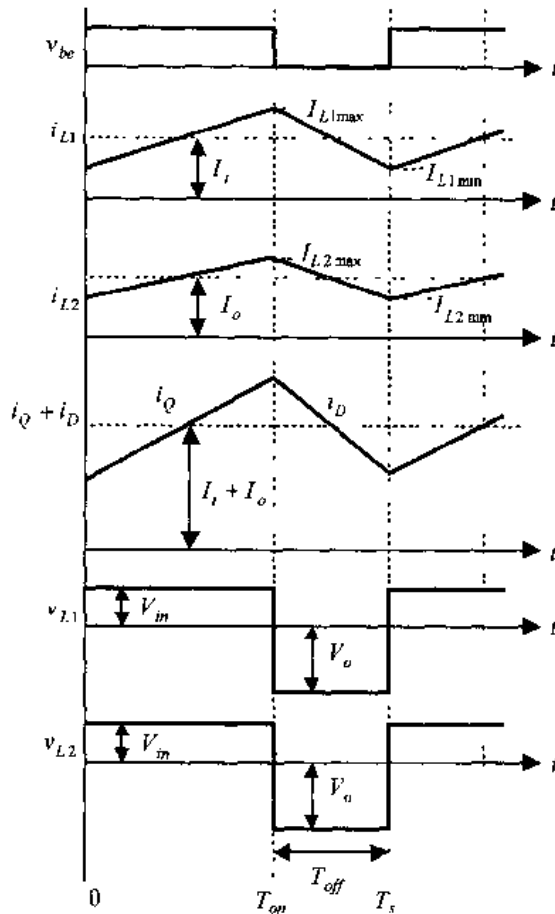
1.7.1 主电路拓扑和控制方式

Sepic 变换器也是正输出变换器,即输出电压极性和输入电压相同。与 Zeta 变换器相比, Sepic 变换器是将 Zeta 变换器的 Q 和 L_1 位置对调,将 L_2 和 D 的位置对调,见图 1.17(a)。因此 Sepic 变换器是电感输入,类似于 Boost 变换器,输出电路类似于 Buck/Boost 变换器,但为正极性输出。由此可见 Sepic 变换器的输入电流脉动很小。其开关管 Q 采用 PWM 控制方式。图 1.17 给出了 Sepic 变换器在不同开关模态下的等效电路图。



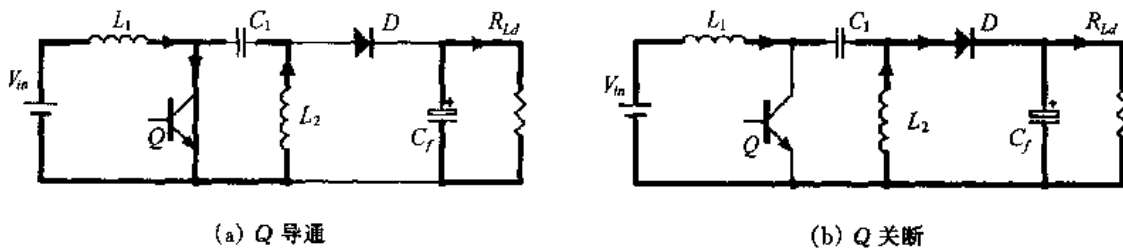
(a) 电路图

图 1.17 Sepic 变换器的电路图及其主要波形



(b) 电流连续时的主要波形

图 1.17(续)



(a) Q 导通

(b) Q 关断

图 1.18 不同开关模式下的等效电路

1.7.2 电流连续时 Sepic 变换器的工作原理和基本关系

与 Cuk 变换器类似,由于电容 C_1 容量很大,变换器在稳态工作时, C_1 的电压基本保持恒定,为 V_{C1} 。

1. 工作原理

(1) 开关模式 1 $[0, T_{on}]$ [参考图 1.18(a)]

在 $t = 0$ 时,开关管 Q 导通,二极管 D 截止。变换器有三个回路,第一个是电源、 L_1 和 Q 回路,在 V_{in} 作用下,电感电流 i_{L1} 线性增长;第二个是 C_1 、 Q 和 L_2 回路, C_1 通过 Q

和 L_2 放电, i_{L2} 增长; 第三个回路是 C_f 向负载供电回路, $C_f \frac{dv_{Cf}}{dt} = I_o$, C_f 电压下降, 因 C_f 较大, 故 $v_{Cf} = V_o$ 下降很少。流过 Q 的电流 $i_Q = i_{L1} + i_{L2}$ 。

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_{in}}{L_1} \quad (1.155)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_{C1}}{L_2} \quad (1.156)$$

当 $t = T_{on}$ 时, i_{L1} 和 i_{L2} 达到最大值 $I_{L1 \max}$ 和 $I_{L2 \max}$ 。

(2) 开关模态 2 [T_{on}, T_s][参考图 1.18(b)]

在 $t = T_{on}$ 时刻, Q 关断, 此时形成两个回路。第一个是电源、 L_1 、 C_1 经 D 至负载回路, 电源和电感 L_1 储能同时向 C_1 和负载馈送, C_1 储能增加, C_f 充电, 而 i_{L1} 减小; 第二个回路是 L_2 经 D 和负载的续流回路, L_2 储能释放到负载, 故 i_{L2} 下降。因此二极管的电流 i_D 也是 i_{L1} 和 i_{L2} 之和, 即 $i_D = i_{L1} + i_{L2}$ 。这时 i_{L1} 和 i_{L2} 的下降率分别为:

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_{in} - V_{C1} - V_o}{L_1} \quad (1.157)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_o}{L_2} \quad (1.158)$$

2. 基本关系

由作用在 L_1 上电压伏秒面积平衡原理, 可得:

$$V_{in} T_{on} + (V_{in} - V_{C1} - V_o) T_{off} = 0 \quad (1.159)$$

作用于 L_2 上的电压伏秒面积平衡关系为:

$$V_{C1} T_{on} - V_o T_{off} = 0 \quad (1.160)$$

由上面两式, 可得:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D_y}{1 - D_y} \quad (1.161)$$

$$V_{C1} = V_{in} \quad (1.162)$$

于是 Q 导通时两电感电流增长率仅由 V_{in} 决定, 即 $\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_{in}}{L_1}$, $\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_{in}}{L_2}$, 而 Q 截止时电流下降率为 $\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_o}{L_1}$ 和 $\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_o}{L_2}$ 。

开关管 Q 和二极管 D 承受的电压为:

$$V_Q = V_D = V_{in} + V_o = \frac{V_{in}}{1 - D_y} = \frac{V_o}{D_y} \quad (1.163)$$

Q 导通时, 流过它的电流为:

$$i_Q = i_{L1} + i_{L2} \quad (1.164)$$

D 导通时流过的电流为:

$$i_D = i_{L1} + i_{L2} \quad (1.165)$$

变换器输入电流 I_i 等于电感 L_1 电流的平均值 I_{L1} :

$$I_i = I_{L1} \quad (1.166)$$

由图 1.17 可知,负载电流 I_o 是流过 D 电流的平均值,即

$$I_o = \frac{1}{2} (I_{Q_{\max}} + I_{Q_{\min}}) \cdot (1 - D_y) \quad (1.167)$$

若电感电流脉动很小,则 $\frac{1}{2} (I_{Q_{\max}} + I_{Q_{\min}}) \approx I_Q = I_D$, 式中 I_Q 和 I_D 分别是 Q 或 D 导通期间通过的电流平均值,则

$$I_D = I_Q = \frac{I_o}{1 - D_y} \quad (1.168)$$

$$I_L = \frac{D_y}{1 - D_y} I_o \quad (1.169)$$

Sepic 变换器的电流临界连续条件也可用二极管电流脉动率 $\xi = 1$ 来表示,见式 (1.151)。此时,二极管续流结束时正好是开关周期末,即 $t = T_s$ 时, $i_D = 0$ 。

1.8 正激(Forward)变换器

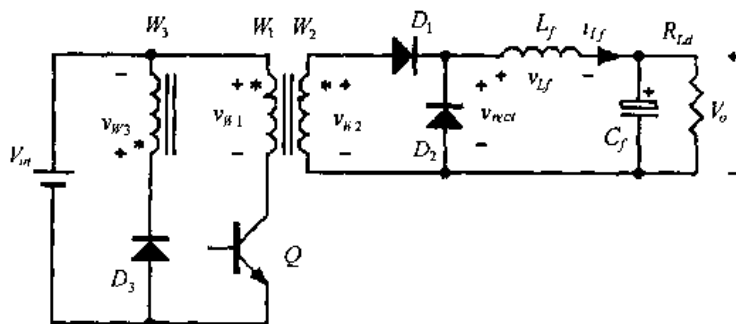
具有隔离的直流变换器也可按单管、两管和四管分类。单管隔离直流变换器有正激(Forward)和反激(Flyback)两种。双管隔离变换器有推挽(Push-pull)和半桥(Half-bridge)两种。当然,也有双管 Forward 变换器和双管 Flyback 变换器,这两种变换器的工作原理与单管构成的变换器基本类似。单管和双管 Forward 变换器在变压器磁复位的机理上有所不同。四管隔离直流变换器只有桥式(Full-bridge)一种。

隔离式直流变换器都用变压器实现电气隔离。为了减小损耗和改善电力电子器件的工作条件,变压器各绕组应紧密耦合,尽量减小漏磁。

正激直流变换器变压器铁芯的磁复位有多种方法,在输入端接复位绕组是最基本的方法,复位绕组也可接于输出端,其次还有 RCD 复位, LCD 复位和有源箝位等磁复位方法。本节介绍具有复位绕组的 Forward 变换器。

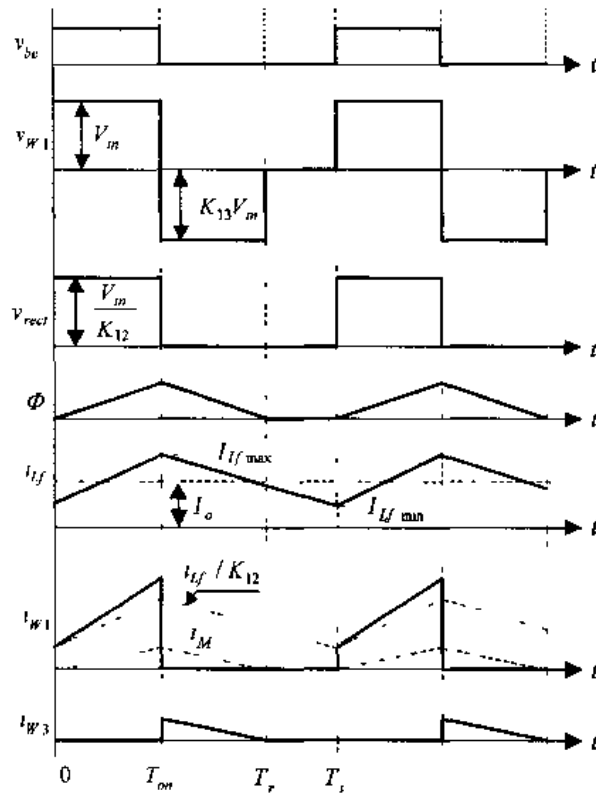
1.8.1 主电路拓扑和控制方式

Forward 变换器实际上是在降压式 Buck 变换器中插入隔离变压器而成,图 1.19 给出了 Forward 变换器的主要电路及其主要波形。开关管 Q 按 PWM 方式工作, D_1 是输出整流二极管, D_2 是续流二极管, L_f 是输出滤波电感, C_f 是输出滤波电容。变压器有三个绕组,原边绕组 W_1 ,副边绕组 W_2 ,复位绕组 W_3 ,图中绕组符号标有“*”号的一端,表示



(a) 电路图

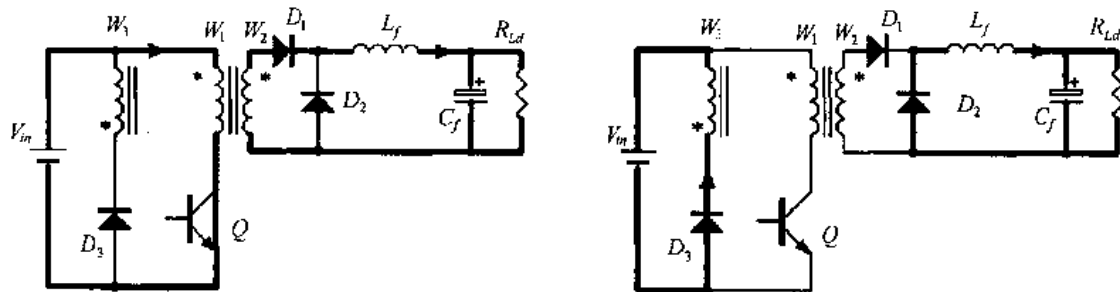
图 1.19 Forward 变换器的主要电路及其主要波形



(b) 主要波形

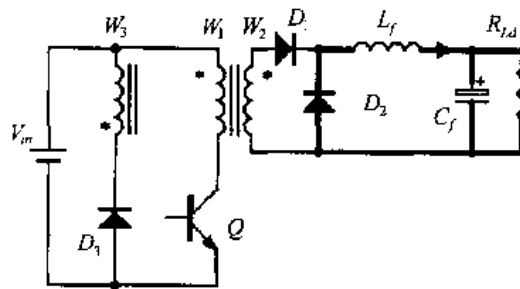
图 1.19(续)

是该绕组的始端。 D_3 是复位绕组 W_3 的串联二极管。图 1.20 给出了变换器在不同开关模态下的等效电路图。



(a) Q 导通

(b) Q 关断



(c) Q 关断, 磁复位完成

图 1.20 不同开关模态下的等效电路

1.8.2 电流连续时 Forward 变换器的工作原理和基本关系

1. 工作原理

(1) 开关模态 1 $[0, T_{on}]$ [参考图 1.20(a)]

在 $t = 0$ 时, 开关管 Q 导通, 电源电压 V_{in} 加在原边绕组 W_1 上, 即 $v_{w1} = V_{in}$, 故铁芯磁化, 铁芯磁通 Φ 增长:

$$W_1 \frac{d\Phi}{dt} = V_{in} \quad (1.170)$$

在此开关模态中, 铁芯磁通 Φ 的增长量为:

$$\Delta\Phi_{(+)} = \frac{V_{in}}{W_1} D_y T_s \quad (1.171)$$

变压器的励磁电流 i_M 从 0 开始线性增加:

$$i_M = \frac{V_{in}}{L_M} t \quad (1.172)$$

式中, L_M 是原边绕组的励磁电感。

那么副边绕组 W_2 上的电压为:

$$v_{w2} = \frac{W_2}{W_1} V_{in} = \frac{V_{in}}{K_{12}} \quad (1.173)$$

式中, $K_{12} = W_1/W_2$ 是原边与副边绕组的匝比。

此时整流二极管 D_1 导通, 续流二极管 D_2 截止, 滤波电感电流 i_{L_f} 线性增加, 这与 Buck 变换器中开关管 Q 导通时一样, 只是电压为 V_{in}/K_{12} 。

$$\frac{di_{L_f}}{dt} = \frac{\frac{V_{in}}{K_{12}} - V_o}{L_f} \quad (1.174)$$

根据变压器工作原理, 原边电流 i_{w1} 为折算到原边的副边电流和励磁电流之和, 即

$$i_{w1} = \frac{i_{L_f}}{K_{12}} + i_M \quad (1.175)$$

(2) 开关模态 2 $[T_{on}, T_r]$ [参考图 1.20(b)]

在 T_{on} 时刻, 关断 Q , 原边绕组和副边绕组中没有电流流过, 此时变压器通过复位绕组进行磁复位, 励磁电流 i_M 从复位绕组 W_3 经过二极管 D_3 回馈到输入电源中去。那么复位绕组上的电压为:

$$v_{w3} = -V_{in} \quad (1.176)$$

这样原边绕组和副边绕组上的电压分别为:

$$v_{w1} = -K_{13} V_{in} \quad (1.177)$$

$$v_{w2} = -K_{23} V_{in} \quad (1.178)$$

式中, $K_{13} = W_1/W_3$ 是原边与复位绕组的匝比, $K_{23} = W_2/W_3$ 是副边与复位绕组的匝比。

此时, 整流管 D_1 关断, 滤波电感电流 i_{L_f} 通过续流管 D_2 续流, 与 Buck 变换器类似。

在此开关模态中,加在 Q 上的电压 V_Q 为:

$$V_Q = V_{in} + K_{13} V_{in} = (1 + K_{13}) V_{in} \quad (1.179)$$

电源电压 V_{in} 反向加在复位绕组 W_3 上,故铁芯去磁,铁芯磁通 Φ 减小:

$$W_3 \cdot \frac{d\Phi}{dt} = -V_{in} \quad (1.180)$$

铁芯磁通 Φ 的减小量为:

$$\Delta\Phi_{(-)} = \frac{V_{in}}{W_3} \cdot \Delta D \cdot T_s \quad (1.181)$$

式中 $\Delta D = \frac{T_r - T_{on}}{T_s}$, 是变压器磁芯的去磁时间 $T_r - T_{on}$ 与 T_s 的比值, $\Delta D < 1 - D_y$ 。

励磁电流 i_M 从原边绕组中转移到复位绕组中,并且开始线性减小。

$$i_{W3} = i_M = K_{13} \left[\frac{V_{in}}{L_M} T_{on} - \frac{K_{13} V_{in}}{L_M} (t - T_{on}) \right] \quad (1.182)$$

在 T_r 时刻, $i_{W3} = i_M = 0$, 变压器完成磁复位。

(3) 开关模态 3 [T_r, T_s] [参考图 1.20(c)]

在此开关模态中,所有绕组中均没有电流,它们的电压均为 0。滤波电感电流继续经过续流管续流。此时加在开关管 Q 上的电压为 $V_Q = V_{in}$ 。

2. 基本关系

从前面的分析中可以知道,Forward 变换器实际上是一个隔离的 Buck 变换器,其输入电压与输出电压之间的关系为:

$$V_o = D_y \cdot \frac{V_{in}}{K_{12}} \quad (1.183)$$

在 Forward 变换器中,一个比较重要的概念是:变压器必须要复位,否则它的磁通将不断增加,最后导致磁芯饱和而毁坏。也就是说,开关管 Q 导通时,磁芯的磁通增加量 $\Delta\Phi_{(+)}$ 应该等于 Q 关断时磁通的减小量 $\Delta\Phi_{(-)}$,从式(1.171)和(1.180)可以得到:

$$\Delta D = \frac{W_3}{W_1} D_y \quad (1.184)$$

由于 $\Delta D \leq 1 - D_y$, 要满足上式,必须有:

$$D_{y\max} \leq \frac{W_1}{W_1 + W_3} = \frac{K_{13}}{K_{13} + 1} \quad (1.185)$$

从式(1.179)和(1.185)可以看出:如果 $W_1 \geq W_3$, 即 $K_{13} \geq 1$, 那么 $D_{y\max}$ 可以大于 0.5, 而 V_Q 高于 $2V_{in}$; 而且 K_{13} 越大, $D_{y\max}$ 可以越大, 而 V_Q 则越高。如果 $W_1 < W_3$, 即 $K_{13} < 1$, $D_{y\max} \leq 0.5$, 而 V_Q 低于 $2V_{in}$; 而且 K_{13} 越小, $D_{y\max}$ 越大, 而 V_Q 则越低。为了充分提高 D_y , 而又减小 V_Q , 一般折衷选择 $K_{13} = 1$, 即 $W_1 = W_3$, 这时 $D_{y\max} = 0.5$, 而 V_Q 等于 $2V_{in}$ 。

在 Q 导通、铁芯磁化时,续流二极管 D_2 上的电压 V_{D2} 为:

$$V_{D2} = \frac{W_2}{W_1} V_{in} \quad (1.186)$$

在 Q 截止、铁芯去磁时,整流二极管 D_1 上的电压 V_{D1} 为:

$$V_{D1} = \frac{W_2}{W_3} V_{in} \quad (1.187)$$

二极管 D_3 上的电压 V_{D3} 在 Q 导通、铁芯磁化时求得：

$$V_{D3} = \left(1 + \frac{W_3}{W_1}\right) V_{in} \quad (1.188)$$

电感电流 i_{L_f} 的最大值为：

$$I_{L_f \max} = I_o + \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{D2}}{L_f} \cdot D_y T_s = I_o + \frac{V_{in}}{K_{12}} \cdot \frac{1}{2L_f f_s} \cdot D_y \quad (1.189)$$

$I_{L_f \max}$ 就是流过 D_1 和 D_2 电流的最大值，即

$$I_{D1 \max} = I_{D2 \max} = I_{L_f \max} \quad (1.190)$$

流过开关管的电流的最大值 $I_{Q \max}$ 为：

$$I_{Q \max} = \frac{W_2}{W_1} I_{L_f \max} + I_{M \max} = \frac{1}{K_{12}} \left(I_o + \frac{V_{in}}{K_{12}} \cdot \frac{1}{2L_f f_s} \cdot D_y \right) + \frac{V_{in}}{L_M f_s} \cdot D_y \quad (1.191)$$

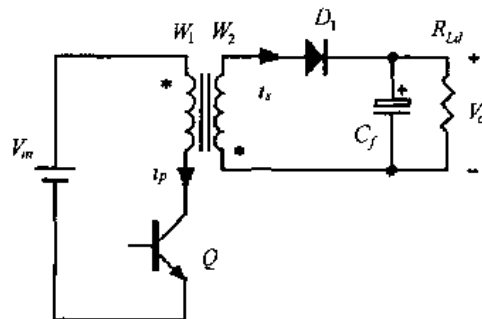
变压器的引入，不仅实现了电源侧与负载侧间的电气隔离，也使该变换器的输出电压可以高于电源电压，或低于电源电压，还可实现多输出。而 Q 的占空比可在比较合理的范围内变化，通常选择在 0.45 上下变化，这时在同样输出功率下， Q 的计算功率较小。计算功率 P_c 是 Q 上电压值与通过它的电流平均值的乘积。

Forward 变换器和 Buck 变换器一样，也可在电感电流断续条件下工作，这时的二极管 D_1 和 D_2 反向恢复条件改善，也改善了 Q 的开通条件。

1.9 反激(Flyback)变换器

1.9.1 主电路拓扑和控制方式

图 1.21 给出了 Flyback 变换器的主要电路及其主要波形，它由开关管 Q 、整流二极管 D_1 、电容 C_f 和变压器构成。开关管 Q 按 PWM 方式工作。变压器有两个绕组：原边绕组 W_1 和副边绕组 W_2 ，两绕组要紧密耦合。Flyback 的变压器和 Forward 的有本质的不同，前者实际上是耦合电感，用普通导磁材料铁芯时必须要有气隙，以保证在最大负载电流时铁芯不饱和。Flyback 变换器由于电路简洁，所用元器件少，适合于多输出场合使用。



(a) 电路图

图 1.21 Flyback 变换器的电路图及其主要波形

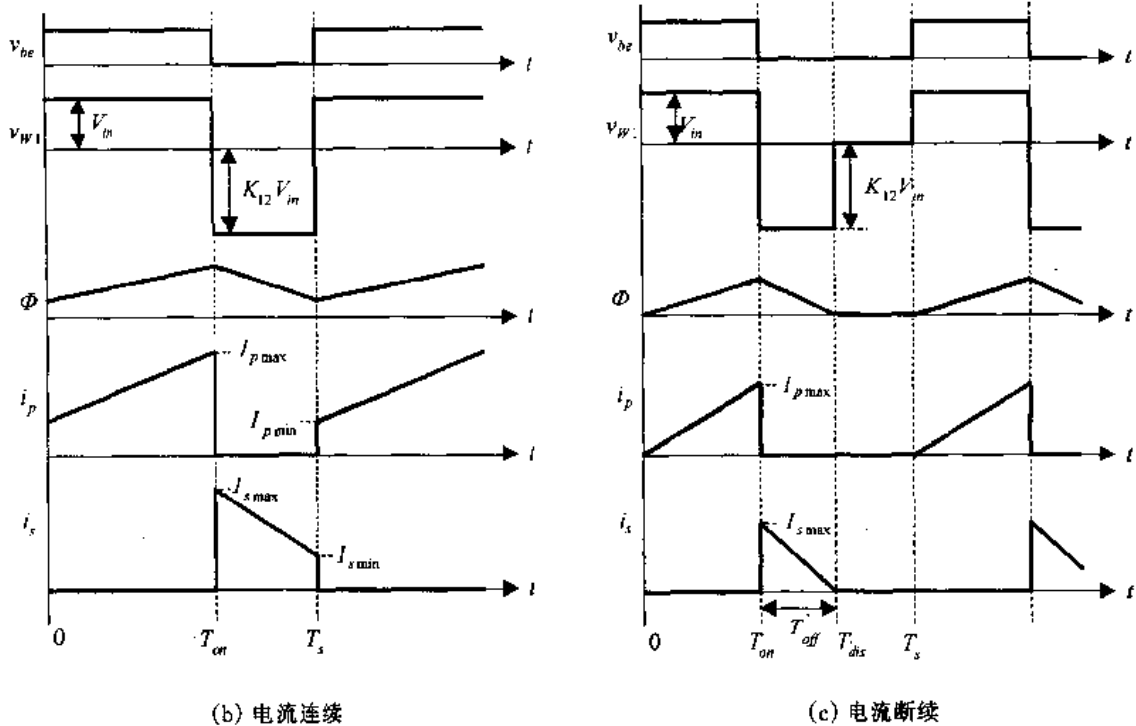


图 1.21(续)

和 Boost 变换器一样, Flyback 变换器也有电流连续和断续两种工作方式。和 Boost 变换器不同的是电流连续与断续的含义。Boost 变换器只有一个电感, Flyback 变换器是耦合电感, 对原边绕组 W_1 的自感 L_1 来讲, 它的电流不可能连续, 因为 Q 断开后其电流必然为零, 但这时必在副边绕组 W_2 的自感 L_2 中引起电流, 故对 Flyback 变换器来说, 电流连续是指变压器两个绕组的合成安匝在一个开关周期中不为零, 而电流断续是指合成安匝在 Q 截止期间有一段时间为零。图 1.22 给出了 Flyback 变换器在不同开关模式时的等效电路。当电流连续时, Flyback 变换器有两种开关模式, 如图 1.22(a) 和 (b) 所示; 而当电流断续时, Flyback 变换器有三种开关模式, 如图 1.22(a)、(b) 和 (c) 所示。

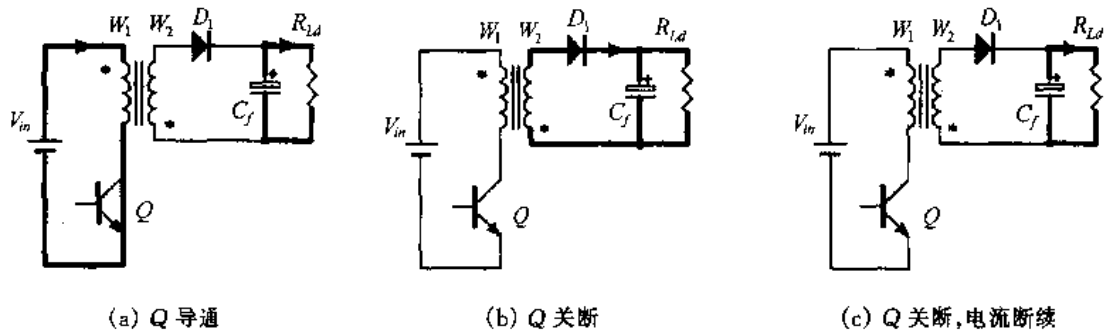


图 1.22 不同开关模式下的等效电路

1.9.2 电流连续时 Flyback 变换器的工作原理和基本关系

1. 工作原理

(1) 开关模式 1 $[0, T_{on}]$ [参考图 1.22(a)]

在 $t = 0$ 时, 开关管 Q 导通, 电源电压 V_{in} 加在原边绕组 W_1 上, 此时副边绕组 W_2

的感应电压为 $v_{W2} = -\frac{W_2}{W_1} V_{in}$, 其极性为“*”端为“正”, 使二极管 D_1 截止, 负载电流由滤波电容 C_f 提供。此时变压器的副边绕组开路, 只有原边绕组工作, 相当于一个电感, 其电感量为 L_1 , 因此原边电流 i_p 从 $I_{p\min}$ 开始线性增加, 其增长率为:

$$\frac{di_p}{dt} = \frac{V_{in}}{L_1} \quad (1.192)$$

在 $t = T_{on}$ 时, i_p 达到最大值 $I_{p\max}$ 。

$$I_{p\max} = I_{p\min} + \frac{V_{in}}{L_1} D_y T_s \quad (1.193)$$

在此过程中, 变压器磁芯被磁化, 其磁通 Φ 也线性增加。磁通 Φ 的增加量为:

$$\Delta\Phi_{(+)} = \frac{V_{in}}{W_1} D_y T_s \quad (1.194)$$

(2) 开关模式 2 [T_{on}, T_s] [参考图 1.22(b)]

在 $t = T_{on}$ 时, 开关管 Q 关断, 原边绕组开路, 副边绕组的感应电势反向, 其极性为“*”端为“负”, 使二极管 D_1 导通, 储存在变压器磁场中的能量通过 D_2 释放, 一方面给 C_f 充电, 另一方面向负载供电。此时变压器只有副边绕组工作, 相当于一个电感, 其电感量为 L_2 。副边绕组上的电压为 $v_{W2} = V_o$, 副边电流 i_s 从 $I_{s\max}$ 线性下降, 其下降速度为:

$$\frac{di_s}{dt} = -\frac{V_o}{L_2} \quad (1.195)$$

在 $t = T_s$ 时, i_s 达到最小值 $I_{s\min}$ 。

$$I_{s\min} = I_{s\max} - \frac{V_o}{L_2} (1 - D_y) T_s \quad (1.196)$$

在此过程中, 变压器磁芯被去磁, 其磁通 Φ 也线性减小。磁通 Φ 的减小量为:

$$\Delta\Phi_{(-)} = \frac{V_o}{W_2} (1 - D_y) T_s \quad (1.197)$$

2. 基本关系

稳态工作时, Q 导通时铁芯磁通 Φ 的增长量 $\Delta\Phi_{(+)}$ 必等于 Q 关断时的减少量 $\Delta\Phi_{(-)}$, 即 $\Delta\Phi_{(+)} = \Delta\Phi_{(-)}$, 那么由式(1.194)和(1.197)可得:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{W_2}{W_1} \cdot \frac{D_y}{1 - D_y} = \frac{1}{K_{12}} \cdot \frac{D_y}{1 - D_y} \quad (1.198)$$

式中 $K_{12} = \frac{W_1}{W_2}$ 是变压器原边和副边绕组的匝比。

若 $K_{12} = 1$, 则有:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D_y}{1 - D_y} \quad (1.199)$$

上式和 Buck/Boost、Cuk、Zeta 及 Sepic 等变换器电流连续时的电压表达式完全一样。可见 Flyback 具有这类变换器的特性, 但比他们有更多的灵活性, 因为式(1.198)中右边多了 K_{12} 项。

开关管 Q 截止时所承受的电压为 V_{in} 和 W_1 中感应电势之和, 即

$$V_Q = V_{in} + \frac{W_1}{W_2} V_o = \frac{V_{in}}{1-D_y} \quad (1.200)$$

在电源电压 V_{in} 一定时, 开关管 Q 的电压和占空比有关, 故必须限制 $D_{y\max}$ 值。

二极管 D_1 承受的电压等于输出电压 V_o 与输入电压 V_{in} 折算到副边的电压之和, 即

$$V_{D1} = V_o + \frac{V_{in}}{K_{12}} \quad (1.201)$$

负载电流 I_o 就是流过 D_1 的电流平均值, 由图 1.21(b) 的波形图可得:

$$I_o = \frac{1}{2} (I_{s\min} + I_{s\max}) \cdot (1-D_y) \quad (1.202)$$

根据变压器的工作原理, 有下面两个表达式:

$$W_1 I_{p\min} = W_2 I_{s\min} \quad (1.203)$$

$$W_1 I_{p\max} = W_2 I_{s\max} \quad (1.204)$$

由式(1.193)和式(1.202)~(1.204)可得:

$$I_{p\max} = \frac{W_2}{W_1} \frac{1}{1-D_y} I_o + \frac{V_{in}}{2L_1 f_s} D_y \quad (1.205)$$

$$I_{s\max} = \frac{W_1}{W_2} I_{p\max} = \frac{1}{1-D_y} I_o + \frac{W_1}{W_2} \cdot \frac{V_{in}}{2L_1 f_s} \cdot D_y \quad (1.206)$$

$I_{p\max}$ 和 $I_{s\max}$ 也分别是流过 Q 和 D_1 的最大电流值。

1.9.3 电流断续时 Flyback 变换器的工作原理和基本关系

若在临界电流连续时工作, 则式(1.198)仍成立。此时原边绕组的电流最大值为

$I_{p\max} = \frac{V_{in}}{L_1 f_s} D_y$, 则 $I_{s\max} = \frac{W_1}{W_2} \cdot \frac{V_{in}}{L_1 f_s} \cdot D_y$, 负载电流 $I_o = \frac{1}{2} I_{s\max} (1-D_y)$, 故有临界连续负载电流:

$$I_{oG} = I_o = \frac{V_{in}}{2L_1 f_s} \cdot \frac{W_1}{W_2} \cdot (1-D_y) D_y \quad (1.207)$$

在 $D_y = 0.5$ 时, I_{oG} 达到最大值:

$$I_{oG\max} = \frac{W_1}{W_2} \cdot \frac{V_{in}}{8L_1 f_s} \quad (1.208)$$

于是式(1.207)可写成:

$$I_{oG} = 4I_{oG\max} (1-D_y) D_y \quad (1.209)$$

这就是电感电流临界连续的边界。

电感电流断续时, $\frac{V_o}{V_{in}}$ 不仅与 D_y 有关, 而且还和负载电流 I_o 大小有关。设 $\Delta D \cdot T_s$ 为 I_s 续流相对时间, 由一个开关周期内铁芯磁通增加和减少量相等, 可得 $\frac{V_{in}}{W_1} D_y = \frac{V_o}{W_2} \Delta D$, 故 $\Delta D = \frac{W_2}{W_1} \cdot \frac{V_{in}}{V_o} \cdot D_y$ 。又 $I_{s\max} = \frac{V_o}{L_2} \Delta D \cdot T_s$, $I_o = \frac{1}{2} I_{s\max} \Delta D$, 则有:

$$V_o = \frac{V_{in}^2 D_y^2}{2L_1 f_s I_o} \quad (1.210)$$

上式表明, 电流断续时输出电压不仅与占空比 D_y 有关, 且与负载电流 I_o 有关。 D_y 一定时, 减小 I_o , 则输出电压升高。图 1.23 给出了 Flyback 变换器的外特性曲线。

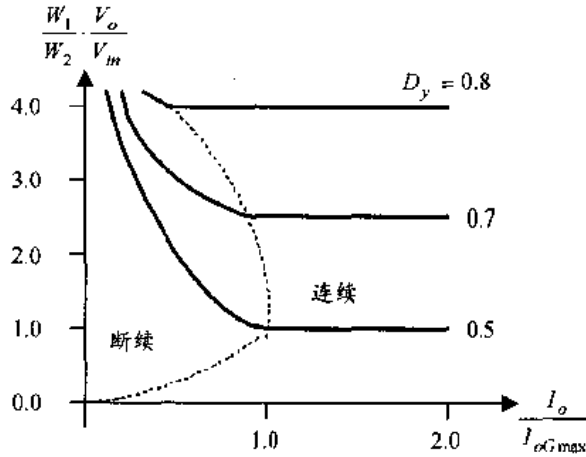


图 1.23 Flyback 变换器的外特性曲线

1.10 推挽(Push-pull)变换器

推挽变换器由推挽逆变器和输出整流、滤波电路构成。推挽逆变器将直流电转变为交流电, 输出整流、滤波电路再将交流电转变为直流电, 故推挽变换器属于直流-交流-直流变换器。由于直交变换提高了工作频率, 故变压器和输出滤波器的体积均可减小。

1.10.1 推挽逆变器

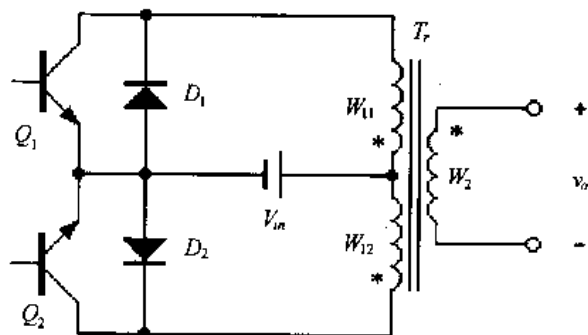
图 1.24 是推挽逆变器的主电路及其主要波形图, 逆变器由具有中心抽头的变压器、两只开关管 Q_1 和 Q_2 与两只二极管 D_1 和 D_2 构成, 是完全对称的结构, 且 Q_1 和 Q_2 的发射极接电源负, 驱动十分方便, 不必隔离。变压器两个原边绕组匝数相等, 即 $W_{11} = W_{12} = W_1$, 副边绕组匝数为 W_2 。

1. Q_1 和 Q_2 180° 互补导通工作

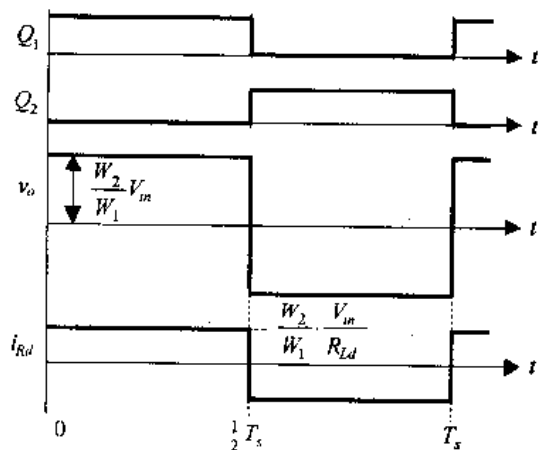
图 1.24(b)和(c)是 Q_1 和 Q_2 工作在 180° 互补导通时的波形。当 Q_1 导通时, 电源电压 V_{in} 加在 W_{11} 上, 在 W_{11} 中感应出与 V_{in} 相等的电势, “*”端为“正”极性。 Q_2 导通时, V_{in} 加于 W_{12} 上, W_{12} 的电势“*”端为“负”极性, 故 W_2 绕组中的电势为一个 180° 宽的方波交变电势, 幅值为 $E_{W2} = \frac{W_2}{W_1} V_{in}$ 。开关管 Q_1 和 Q_2 关断时它们的电压为 $V_{Q1} = V_{Q2} = V_{in} + e_1$, e_1 为 W_{11} 或 W_{12} 中的感应电势, 故 $e_1 = V_{in}$, 则 $V_{Q1} = V_{Q2} = 2V_{in}$ 。为了减小 Q_1 和 Q_2 关断时引起的电压尖峰, W_{11} 或 W_{12} 绕组应紧密耦合。

若输出端接电阻负载, 电阻为 R_{Ld} , 负载电流 i_{Rd} 和输出电压 v_o 的波形相同, 电流幅值 $I_{Rd} = \frac{V_o}{R_{Ld}}$, 如图 1.24(b)所示。若输出端接电感负载, 电感量为 L , 则电感电流 i_L 为三角波, 电流变化率 $\frac{di_L}{dt} = \frac{V_o}{L}$, 最大值为 $\frac{V_o}{2Lf_s}$, f_s 为逆变电压频率, 如图 1.24(c)所示。

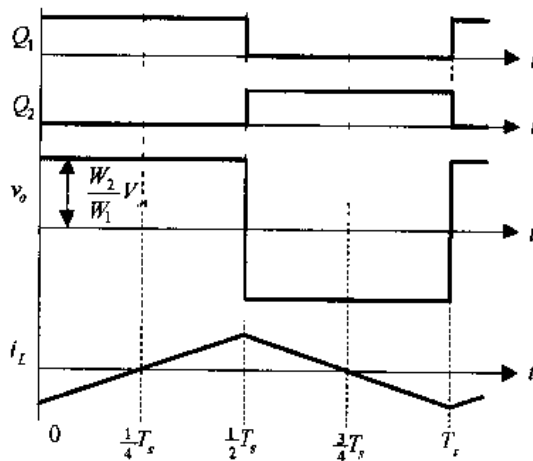
在输出电压 v_o 的正半周, i_L 为正时, 电源能量向负载输送, 折算到原边的负载电流通过 Q_1 ; i_L 为正而 v_o 变负, 即 Q_1 截止、 Q_2 导通时, 原来在 W_{11} 中的电流因 Q_1 关断而转移到 W_{12} 中, 电流方向不变, 故实际上由 D_2 续流。当 $t = \frac{3}{4}T_s$ 时, i_L 降为零, 然后通过 Q_2 反向增长。由此可见, 纯电阻负载时, 只有开关管中有电流; 感性负载时, 开关管和二极管中都有电流通过, 但是任一时刻只有一个器件通电。



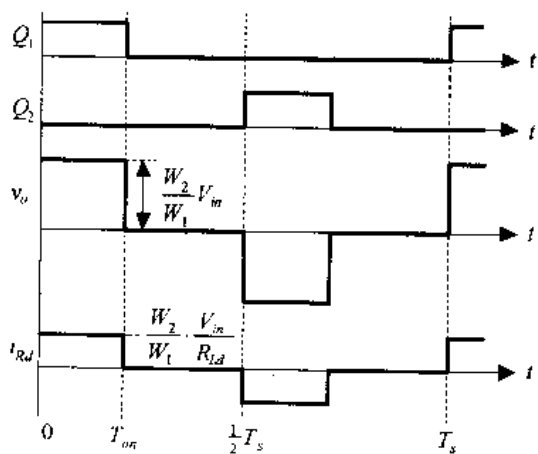
(a) 主电路



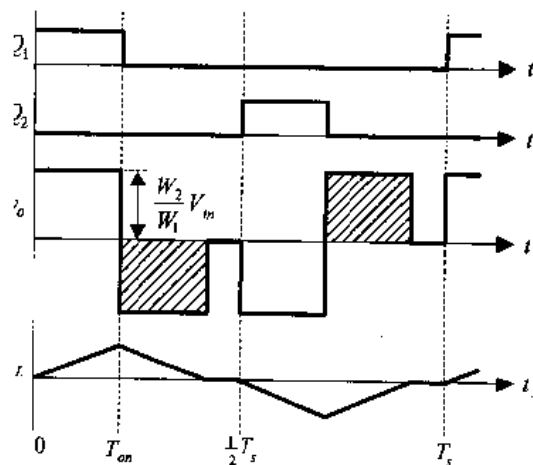
(b) 180°方波输出电阻负载



(c) 180°方波输出电感负载



(d) 小于 180°方波输出电阻负载



(e) 小于 180°方波输出电感负载

图 1.24 推挽逆变器的主电路及其主要波形

2. Q_1 和 Q_2 导通时间小于 180°

若 Q_1 和 Q_2 导通时间减少, 则输出电压为宽度小于 180° 的方波。若为电阻负载, 则负载电流波形和电压波形 v_o 相同, 见图 1.24(d)。感性负载时, 电感电流波形为一个三角波, 见图 1.24(e)。 Q_1 导通, i_L 在 v_o 作用下上升; Q_1 关断, i_L 经 D_2 续流, 电流下降。 D_2 续流使 V_{in} 加于 W_{12} 上, 故输出电压为负, 如图中的阴影部分所示, 从而造成电压 v_o 的畸变。如果 Q_1 和 Q_2 导通时间大于 $\frac{T_s}{4}$, 则在感性负载时, 输出电压 v_o 成为 180° 宽方波, 不再受 Q_1 和 Q_2 导通时间变化的影响。

1.10.2 推挽变换器

1. 工作原理

图 1.25(a) 是电压型推挽直流变换器的主电路, 输出整流二极管 D_{R1} 和 D_{R2} 的左侧是推挽逆变器电路, 右侧是整流、滤波电路。输出整流电路有三种基本类型, 全波整流电路、桥式整流电路和倍流整流电路。全波整流电路应用于输出电压较低的情况, 这样可以减小整流电路中的通态损耗。全桥整流电路应用于输出电压较高的情况, 这样可降低整流管的电压定额。图中为全波整流电路, L_f 是输出滤波电感, C_f 是输出滤波电容。推挽直流变换器可看成是两个 Forward 变换器的组合, 这两个 Forward 变换器的开关管轮流导通, 故变压器铁芯是交变磁化的。全波整流电路变压器副边有 W_{21} 和 W_{22} 两个绕组, 它们的匝数相等, 即 $W_{21} = W_{22} = W_2$ 。图中还接有续流管 D_{FW} , 但也可不接。

图 1.25(b) 是推挽直流变换器的主要波形。在 Q_1 或 Q_2 导通期间, 变压器副边绕组中感应电势为 v_{W2} , 电压脉冲宽度决定于 Q_1 或 Q_2 的导通时间 T_{on} , 幅值为 $\frac{W_2}{W_1} V_{in}$, 为一交流电。该电压经整流管 D_{R1} 和 D_{R2} 整流成一个直流方波电压。滤波电感电流 i_{L_f} 在电流连续时为三角波, 图中给出了流过 D_{R1} 、 D_{R2} 和 D_{FW} 的电流波形。

2. 基本关系

设 Q_1 或 Q_2 的导通时间为 T_{on} , 则 $D_y = \frac{T_{on}}{T_s/2}$, 电感电流连续时输出电压与输入电压之间的关系为:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{W_2}{W_1} D_y \quad (1.211)$$

开关管 Q_1 和 Q_2 上的电压为:

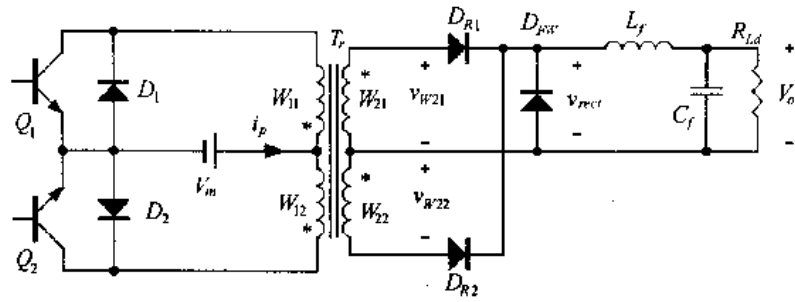
$$V_{Q1} = V_{Q2} = 2V_{in} \quad (1.212)$$

二极管 D_1 和 D_2 上的电压为:

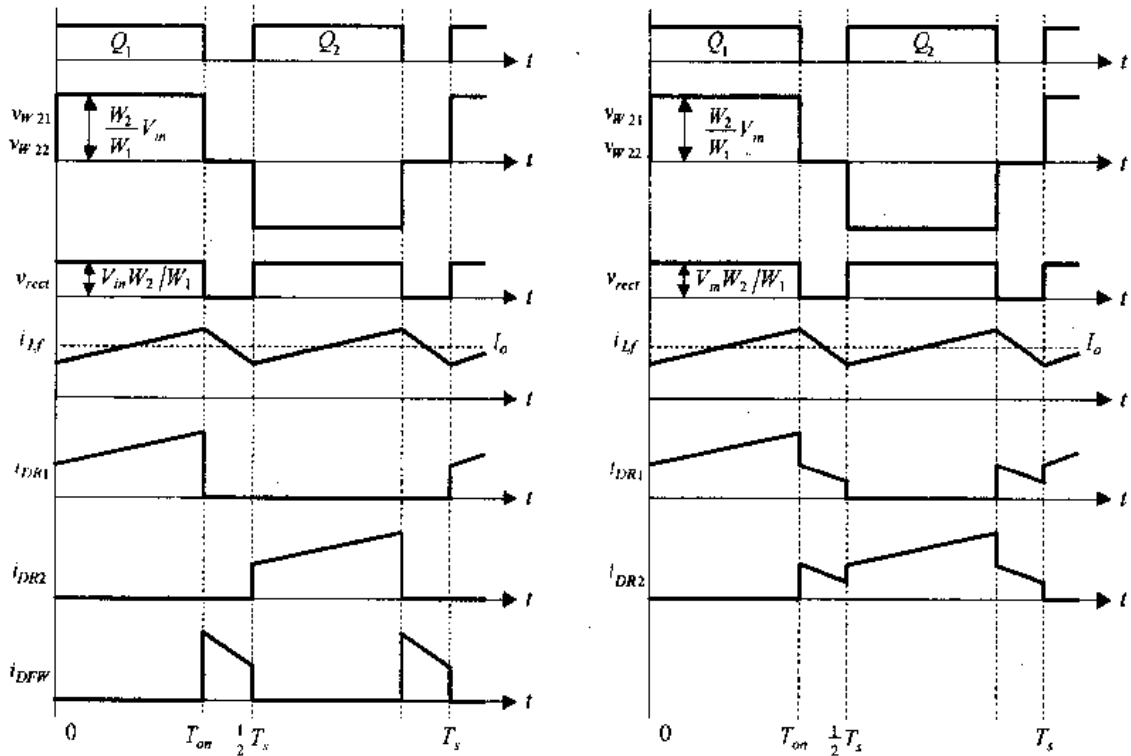
$$V_{D1} = V_{D2} = V_{Q1} = 2V_{in} \quad (1.213)$$

整流管 D_{R1} 和 D_{R2} 上电压为:

$$V_{DR1} = V_{DR2} = 2 \frac{W_2}{W_1} V_{in} \quad (1.214)$$



(a) 主电路



(b) 有续流二极管时的主要波形

(c) 没有续流二极管时的主要波形

图 1.25 推挽直流变换器的主电路及其主要波形

续流二极管 D_{FW} 上的电压为：

$$V_{DFW} = \frac{W_2}{W_1} V_{in} \quad (1.215)$$

电感电流 i_{L_f} 的平均值就是负载电流 I_o 。由于 Q_1 和 Q_2 轮流导通，故 i_{L_f} 的脉动频率是开关频率 f_s 的二倍，通过 D_{R1} 、 D_{R2} 和 D_{FW} 的电流的最大值为：

$$I_{DR1\max} = I_{DR2\max} = I_{DFW\max} = I_o + \frac{1}{2} \Delta i_{L_f} \quad (1.216)$$

Δi_{L_f} 是电感电流脉动量：

$$\Delta i_{L_f} = \frac{W_2}{W_1} \cdot \frac{V_{in}}{L_f} \cdot D_y \frac{T_s}{2} \quad (1.217)$$

故

$$I_{DR1\max} = I_{DK2\max} = I_{DFW\max} = I_o + \frac{W_2}{W_1} \cdot \frac{V_{in}}{4L_s f_s} \cdot D_y \quad (1.218)$$

因 i_{DR1} 和 i_{DR2} 就是流过变压器副边绕组的电流,若不计变压器的励磁电流,则变压器原边绕组电流的最大值为:

$$I_{p\max} = \frac{W_2}{W_1} I_o + \left(\frac{W_2}{W_1} \right)^2 \frac{V_{in} D_y}{4L_s f_s} \quad (1.219)$$

流过变压器原边的电流最大值 $I_{p\max}$ 也就是流过开关管电流的最大值。

开关管的反并二极管 D_1 和 D_2 不流过负载电流,仅流过铁芯磁复位时的磁化电流。

如果断开续流管 D_{FW} ,该变换器的主要波形如图 1.25(c)所示。当 Q_1 和 Q_2 关断时,本应流过 D_{FW} 的电流现在改为通过 D_{R1} 、 W_{21} 和 D_{R2} 、 W_{22} ,通过 D_{R1} 和 D_{R2} 的电流大小相同,这样此时变压器副边绕组的合成磁势才为零。

1.10.3 推挽变换器的铁芯偏磁

Q_1 和 Q_2 的交替开关,使变压器铁芯交替磁化与去磁,完成电能从原边到副边的传递。由于电路不可能完全对称,例如 Q_1 和 Q_2 导通时的通态压降可能不同,或两管的开通时间可能不同,会在变压器原边的高频交流电压上叠加一个数值较小的直流电压,这就是所谓的直流偏磁。由于原边绕组电阻很小,即使是一个较小的直流偏磁电压,如果作用时间太长,也会使变压器铁芯单方向饱和,引起大的磁化电流,导致器件损坏。通常推挽直流变换器用电流控制芯片,以限制流过器件的电流。

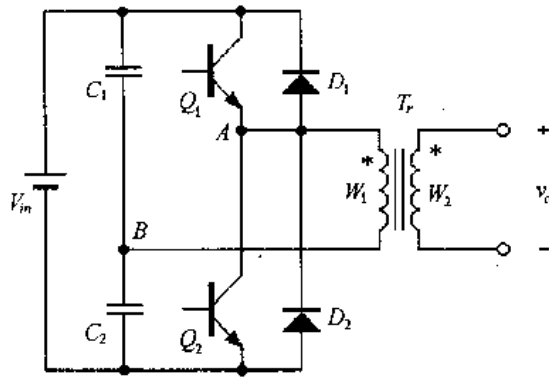
1.11 半桥(Half-bridge)直流变换器

推挽直流变换器开关管的电压是电源电压的二倍,因而大多用于电源电压较低の場合。半桥变换器则不同,开关管承受的电压为电源电压,故可在电源电压较高的場合应用。半桥变换器是由半桥逆变器、高频变压器和输出整流滤波电路组合而成的,因此也属于直流-交流-直流变换器。

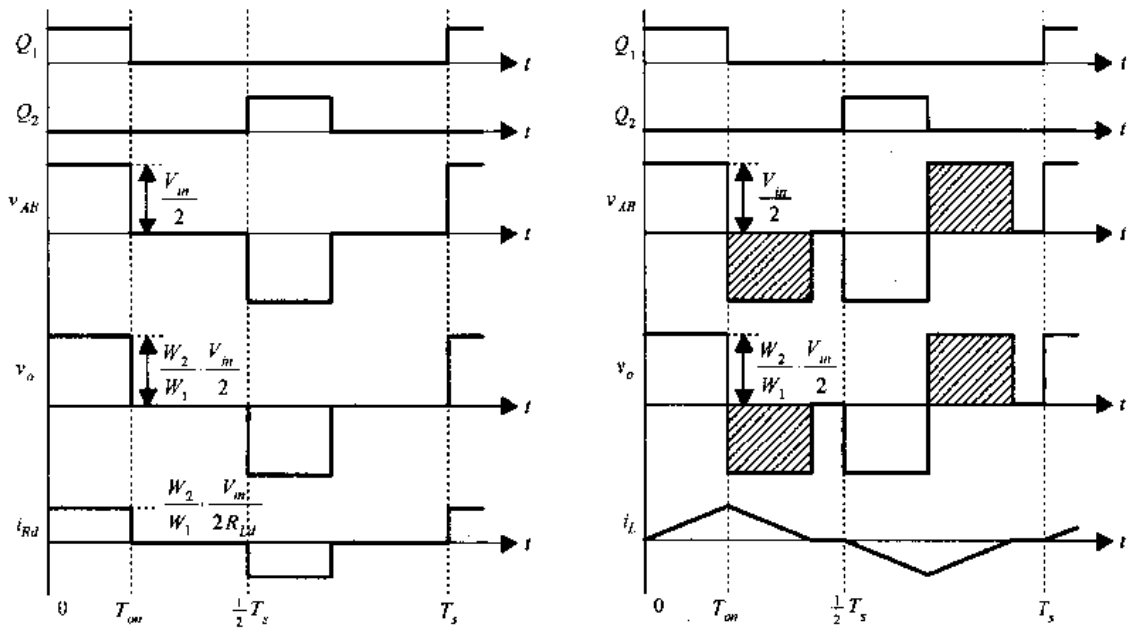
1.11.1 半桥逆变器

图 1.26(a)是半桥逆变器的主电路,由两个相等的电容 C_1 和 C_2 构成一个桥臂,开关管 Q_1 和 Q_2 及其反并二极管 D_1 和 D_2 构成另一桥臂,两桥臂的中点 A 和 B 为输出端,可以通过变压器输出,也可由这两端直接输出。因电容 $C_1 = C_2$ 容量较大,故 $V_{C1} = V_{C2} = \frac{1}{2} V_{in}$,中点 B 的电位基本上不变,为 $V_B = \frac{1}{2} V_{in}$ 。 A 点的电位则取决于器件的工作情况。

若 Q_1 导通,则 $v_{AB} = \frac{1}{2} V_{in}$ 。若 Q_2 导通,则 $v_{AB} = -\frac{1}{2} V_{in}$ 。所以变压器副边空载输出电压 v_o 为一小于 180° 电角的方波交流电,宽度等于 T_{on} , T_{on} 为 Q_1 或 Q_2 的导通时间。幅值 $V_o = \frac{W_2}{W_1} \cdot \frac{V_{in}}{2}$, v_o 的频率等于开关频率, $f_s = \frac{1}{T_s}$, T_s 是开关周期。



(a) 主电路



(b) 输出端接电阻负载

(c) 输出端接电感负载

图 1.26 半桥逆变器的主电路及其主要波形

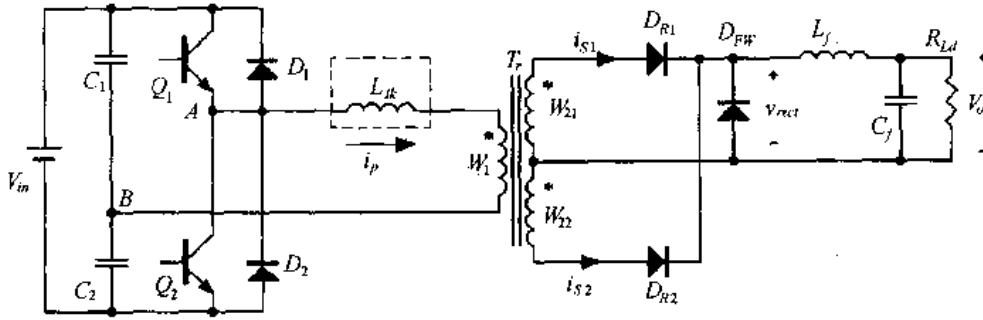
若输出端接电阻负载 R_{Ld} , 则负载电流波形和 v_o 相同, 幅值 $I_{Rd} = \frac{V_o}{R_{Ld}}$, 如图 1.26(b) 所示。若输出端接电感 L , 则电感电流 i_L 为三角波, 在 Q_1 或 Q_2 导通期间, 在 v_c 作用下, i_L 线性增长, $I_{Lmax} = \frac{V_{in}}{2L_f} \cdot \frac{W_2}{W_1} D_y$, D_y 是 Q_1 和 Q_2 的占空比, $D_y = \frac{T_{on}}{T_s/2} \cdot Q_1$ 截止后, i_L 维持原方向流动, 故变压器原边电流经 D_2 续流, 于是 v_{AB} 变负, $v_{AB} = -V_{in}/2$ 。在此电压作用下 i_L 下降, 下降速度与增长速度相同。由此可见, 感性负载时 Q_1 和 Q_2 、 D_1 和 D_2 是轮流导通的。由于 D_2 续流, 电压 v_{AB} 和 v_o 上形成一个负的面积, 如图 1.26(c) 中阴影部分所示, 情形和推挽逆变器相似。

若 Q_1 或 Q_2 导通时间超过 $\frac{1}{4} T_s$, 在电感负载时, v_o 波形成为 180° 方波, i_L 成为正负面积对称的三角波, 不再受 Q_1 和 Q_2 导通时间变化的影响。

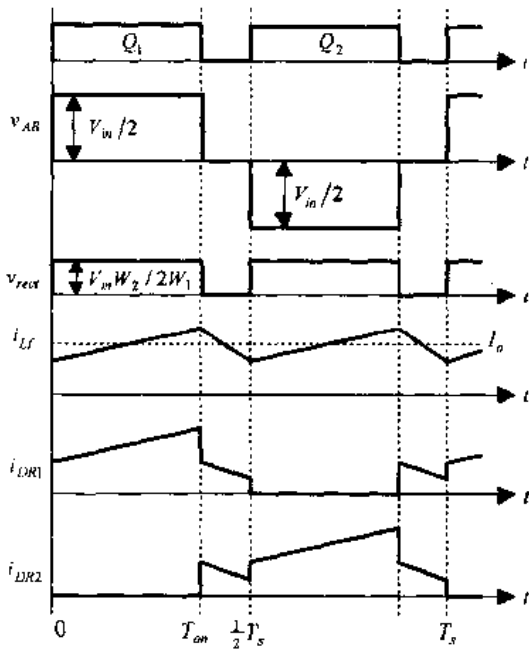
1.11.2 半桥直流变换器

1. 工作原理

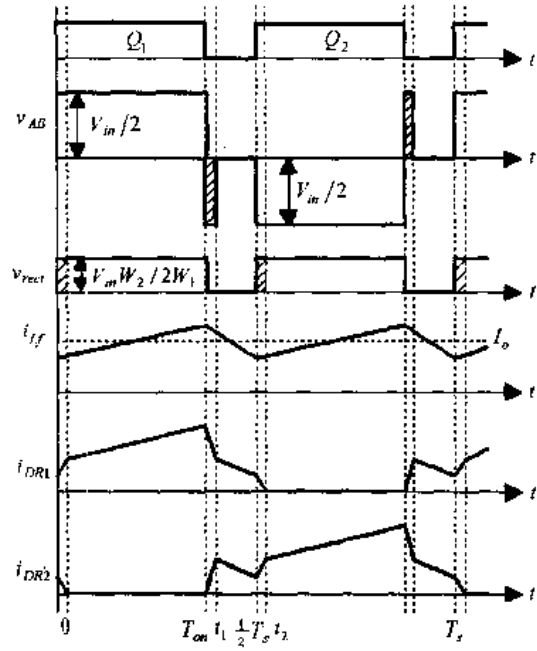
图 1.27 给出了输出为全波整流电路的半桥直流变换器的主要电路及其主要波形,它实际上是两个正激变换器的组合,每个正激变换器输入电压为 $V_{in}/2$,输出电压为 V_o 。变压器原边绕组匝数为 W_1 ,两个副边绕组匝数相等,即 $W_{21} = W_{22} = W_2$,变压器原副边匝比为 $K = W_1/W_2$ 。图中虚框内是变压器的漏感 L_{lk} ,下面先分析 $L_{lk} = 0$ 时的工作原理。



(a) 主电路



(b) 不考虑变压器漏感



(c) 考虑变压器漏感

图 1.27 半桥变换器的主要电路及其主要波形

当 Q_1 导通时,变压器原边绕组上电压为 $v_{AB} = \frac{1}{2} V_{in}$,绕组感应电势“*”端为“正”极性,故 D_{R1} 导通, D_{R2} 反偏截止,输出滤波电感电流 i_{Lf} 增长。在 $t = T_{on}$ 时, Q_1 关断,由于 i_{Lf} 继续按原方向流动,故副边绕组 W_{21} 和原边绕组 W_1 中的电流也仍按原方向流动, $i_{s1} = i_{DR1}$ 从 W_{21} 的“*”端流出, i_p 则从“*”端流入,于是 D_2 续流,因此 v_{AB} 极性反转,使 D_{R2} 导通。由于两个整流管同时导通,将变压器副边电压箝在零位,那么原边电压也为零,因此 $v_{AB} = 0$,这时 $i_p = 0$ 。而电流 $i_{s2} = i_{DR2}$ 立即增长到 $i_{s2} W_{22} = i_{s1} W_{21}$,此时 W_1 中

的电流为零, D_2 截止。因为 $W_{21} = W_{22}$, 故 $i_{W22} = i_{W21} = \frac{1}{2} i_{Lf}$ 。实际上, 如果不考虑漏感, 当 Q_1 关断时 v_{AB} 出现负压的时间极短, 故在图 1.27(b) 中没有表示出来。在 $[T_{on}, T_s/2]$ 时段, i_{Lf} 在 V_o 作用下下降, 故 $i_{W22} = i_{W21}$ 也相应下降。在 $t = T_s/2$ 时, Q_2 导通, v_{AB} 反向, 变压器绕组电势“非 * ”端为正, i_p 从零反向增长到 $-\frac{W_2}{W_1} i_{Lf}$ (不计铁芯磁化电流)。 i_{DR1} 从 $\frac{1}{2} i_{Lf}$ 降到零, i_{DR2} 从 $\frac{1}{2} i_{Lf}$ 增长到 i_{Lf} , 在 $[T_s/2, T_{on} + T_s/2]$ 期间, i_{Lf} 又增长, 故 i_{DR2} 和 i_{W1} 也相应增长。在 $t = T_{on} + T_s/2$ 时, Q_2 关断, 工作原理与 Q_1 关断时类似。

2. 基本关系

设 Q_1 或 Q_2 的导通时间为 T_{on} , 则 $D_y = \frac{T_{on}}{T_s/2}$, 电感电流连续时输出电压表达式为:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{W_2}{W_1} D_y \quad (1.220)$$

开关管 Q_1 和 Q_2 上的电压为:

$$V_{Q1} = V_{Q2} = V_{in} \quad (1.221)$$

二极管 D_1 和 D_2 上的电压为:

$$V_{D1} = V_{D2} = V_{Q1} = V_{in} \quad (1.222)$$

整流管 D_{R1} 和 D_{R2} 上电压为:

$$V_{DR1} = V_{DR2} = \frac{W_2}{W_1} V_{in} \quad (1.223)$$

滤波电感电流 i_{Lf} 的平均值就是负载电流 I_o , 即

$$I_{Lf} = I_o \quad (1.224)$$

i_{Lf} 的脉动频率是开关频率 f_s 的二倍, 即

$$f_{Lf} = 2f_s \quad (1.225)$$

通过 D_{R1} 、 D_{R2} 的电流最大值为:

$$I_{DR1max} = I_{DR2max} = I_o + \frac{1}{2} \Delta i_{Lf} \quad (1.226)$$

Δi_{Lf} 是电感电流脉动量:

$$\Delta i_{Lf} = \frac{W_2}{W_1} \cdot \frac{V_{in}}{2L_f} \cdot D_y \frac{T_s}{2} \quad (1.227)$$

故

$$I_{DR1max} = I_{DR2max} = I_o + \frac{W_2}{W_1} \cdot \frac{V_{in}}{8L_f f_s} \cdot D_y \quad (1.228)$$

因 i_{DR1} 和 i_{DR2} 就是流过变压器副边绕组的电流, 若不计变压器的励磁电流, 那么变压器原边绕组电流的最大值为:

$$I_{pmax} = \frac{W_2}{W_1} I_o + \left(\frac{W_2}{W_1} \right)^2 \frac{V_{in} D_y}{8L_f f_s} \quad (1.229)$$

流过变压器原边的电流最大值 I_{pmax} 也就是流过开关管电流的最大值。二极管 D_1 和

D_2 的最大电流为 I_{pmax} 。

1.11.3 考虑漏感时半桥直流变换器的工作原理

在实际电路中,变压器存在漏感,图 1.27(c)给出了考虑变压器漏感时的主要波形。由于漏感的存在,变换器的工作原理与前面不考虑漏感时有两点不同:一点是当开关管关断时, v_{AB} 出现一段时间反向电压,如图中的阴影部分;第二点是存在占空比丢失。

在 T_{on} 时刻,当开关管 Q_1 关断时,由于漏感的存在,原边电流 i_p 立即转移到 D_2 中去,此时 $v_{AB} = -\frac{1}{2}V_{in}$,这个电压使输出整流管 D_{R2} 也开始导通,这时输出整流管 D_{R1} 还在继续导通。由于两个整流管同时导通,将变压器副边电压箝在零位,那么变压器原边电压也为零。因此 $v_{AB} = -\frac{1}{2}V_{in}$ 就全部加在漏感 L_{lk} 上,使 i_p 线性下降。在 t_1 时刻, i_p 下降到零,此时二极管 D_2 关断, $v_{AB} = 0$ 。 $[T_{on}, t_1]$ 时段的电压方波是 i_p 减小到零所必需的,我们一般称之为复位电压,如图中阴影部分表示。同样当 Q_2 关断时,也会出现反向的复位电压。

在 $T_s/2$ 时刻,开关管 Q_2 开通, $v_{AB} = -\frac{1}{2}V_{in}$,此时原边电流 i_p 从零开始反向上升。由于漏感限制它的上升率,在 t_2 时刻之前, i_p 小于折算到原边的滤波电感电流 $-\frac{W_2}{W_1} \cdot i_{Lf}$,因此原边不足以提供负载电流,此时两个整流管继续同时导通,将变压器副边电压箝在零位,此时 $v_{rect} = 0$,变压器原边电压也为零,那么 $v_{AB} = -\frac{1}{2}V_{in}$ 全部加在漏感上, i_p 线性反向增加。在 t_2 时刻, i_p 达到 $-\frac{W_2}{W_1} \cdot i_{Lf}$,整流管 D_{R1} 关断,滤波电感电流全部流经 D_{R2} ,此时 $v_{rect} = \frac{W_2}{W_1} \cdot \frac{V_{in}}{2}$ 。因此由于漏感限制了原边电流的上升率,使得虽然在 $[T_s/2, t_2]$ 时段, $v_{AB} = -\frac{1}{2}V_{in}$,但 $v_{rect} = 0$,也就是说,副边丢失了 $[T_s/2, t_2]$ 时段的电压方波,如图中的阴影部分所示。这部分时间与 $T_s/2$ 的比值就是占空比 D_{loss} :

$$D_{loss} = \frac{\Delta t}{T_s/2} = \frac{t_2 - \frac{T_s}{2}}{T_s/2} = \frac{W_2}{W_1} \cdot \frac{8L_{lk}I_{of}}{V_{in}} \quad (1.230)$$

若 Q_1 和 Q_2 的占空比为 D_y ,则变压器副边绕组电压的实际占空比为:

$$D_{y2} = D_y - D_{loss} \quad (1.231)$$

综上所述,漏感带来复位电压和占空比丢失两个问题。复位电压的存在,使得我们在设计电路时要对最大占空比 D_y 进行限制,以留出复位电压的时间。占空比丢失使得有效占空比减小,为了得到所要求的输出电压,必须减小变压器的原副边匝比。匝比的减小会带来两个问题:① 原边的电流增加,开关管的电流峰值要增加,通态损耗加大;② 副边整流桥的耐压值要增加。为了减小复位电压的持续时间和占空比丢失,应该尽量减小漏感。

1.12 全桥(Full-bridge)直流变换器

全桥直流变换器由全桥逆变器、高频变压器和输出整流滤波电路组成,也属于直流一

交流一直流变换器。

1.12.1 全桥逆变器

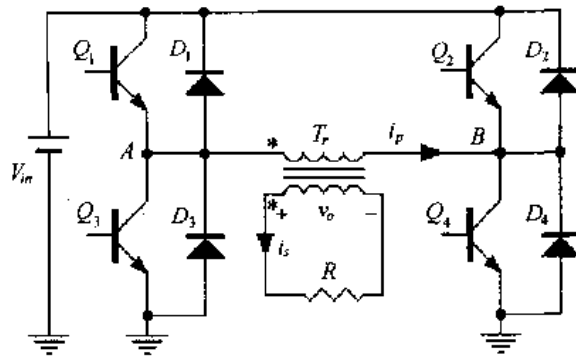
全桥逆变器的主电路如图 1.28 所示,由四只功率管 $Q_1 \sim Q_4$,反并联二极管 $D_1 \sim D_4$ 和输出变压器 T_r 等构成。输入直流电源电压为 V_{in} ,输出交流电压为 v_o 。变压器 T_r 的原边绕组接于 AB 两端,变压器原边绕组匝数为 W_1 ,副边绕组匝数为 W_2 ,变比为 $K = W_1/W_2$ 。全桥逆变器有双极性控制、有限双极性控制和移相控制三种控制方式。

1. 双极性控制方式

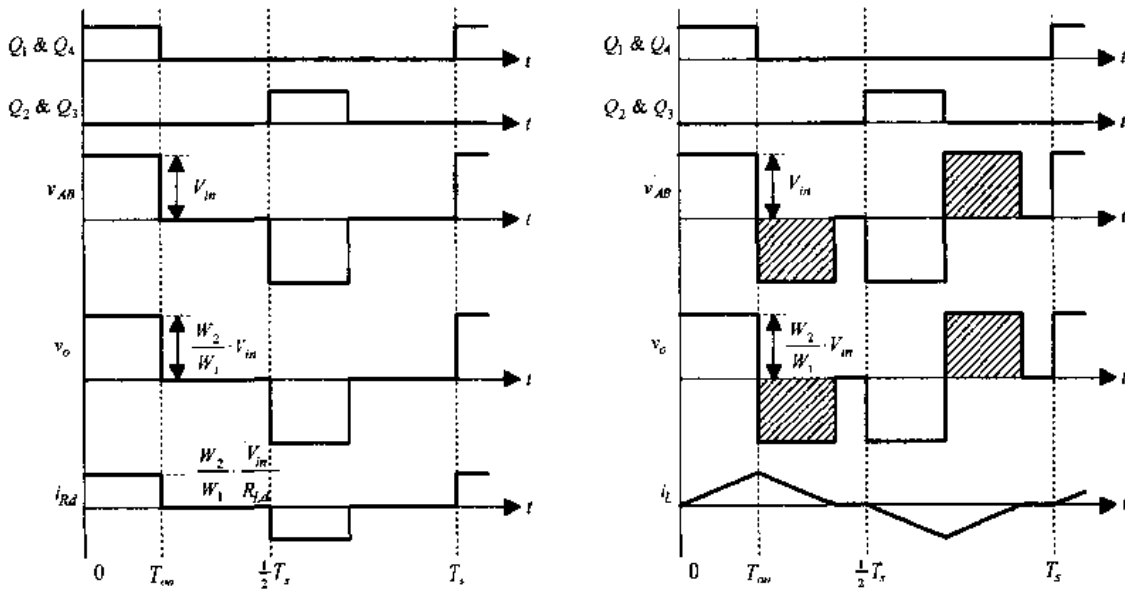
图 1.28(b)和(c)给出了双极性控制方式下的波形。开关管为脉宽调制(PWM)工作方式,在一个开关周期 T_s 的前半周, Q_1 和 Q_4 导通时间为 T_{on} , D_y 为占空比, $D_y = \frac{T_{on}}{T_s/2}$;后半周期为 Q_2 和 Q_3 导通,导通时间也为 T_{on} 。 Q_1 和 Q_4 导通时,若不计开关管通态压降,则变压器原边绕组上电压为 $v_{AB} = V_{in}$; Q_2 和 Q_3 导通时 $v_{AB} = -V_{in}$; Q_1 和 Q_4 与 Q_2 和 Q_3 均截止时, $v_{AB} = 0$ 。故变压器副边开路时,变压器原边电压 v_{AB} 的波形如图 1.28(b)所示,为一个方波电压。调节开关管的导通时间,即调节占空比 D_y ,就可以调节 v_{AB} 的宽度,从而调节 v_{AB} 的有效值大小。副边电压 v_o 波形与 v_{AB} 相同,幅值为 V_{in}/K 。

若副边接电阻负载 R_{Ld} ,则有电流 i_s 流过电阻, i_s 的波形与 v_o 、 v_{AB} 相同,幅值 $I_{sm} = \frac{V_{in}}{K} \cdot \frac{1}{R_{Ld}}$ 。变压器原边电流 i_p 的波形和副边电流 i_s 相同,幅值 $I_{pm} = \frac{V_{in}}{K^2} \cdot \frac{1}{R_{Ld}}$,此式也可写成 $I_{pm} = V_{in}/R_1$, $R_1 = K^2 R_{Ld}$,式中 R_1 是副边电阻 R_{Ld} 折算到原边的值。由此可见,若变压器为理想变压器,则接于变压器副边的电阻 R_{Ld} 与不用变压器,而在 AB 两端接电阻 R_1 的效果是一样的。故 Q_1 和 Q_4 导通时,流过 Q_1 和 Q_4 的电流为 V_{in}/R_1 , Q_2 和 Q_3 导通时的电流也为 V_{in}/R_1 ,此时功率管的反并二极管 D_1 至 D_4 中没有电流通过。

若变压器副边接电感负载 L , Q_1 和 Q_4 导通时, $v_{AB} = V_{in}$, $v_o = V_{in}/K$ 。在 v_o 作用下,负载电流自零增加,增加速度为 $\frac{di_s}{dt} = \frac{V_o}{L} = \frac{V_{in}}{K} \cdot \frac{1}{L}$ 。该电流在 $t = D_y \frac{T_s}{2}$ 时,即 Q_1 和 Q_4 将关断时达到最大值, $I_{smax} = \frac{V_{in}}{K} \cdot \frac{1}{L} \cdot \frac{D_y T_s}{2}$, $I_{pmax} = \frac{V_{in}}{K^2} \cdot \frac{1}{L} \cdot \frac{D_y T_s}{2}$ 。 Q_1 和 Q_4 关断后,该电流不可能突然变化,仍将按原方向流动,故必使 D_3 和 D_2 导通,于是 $v_{AB} = -V_{in}$, v_o 极性也反向。在这个电压作用下,电感电流减小,减小速度与 Q_1 和 Q_4 开通时的增长速度相同。在这种情况下,变压器原边和副边电压波形和阻性负载时有很大不同,出现了一块阴影面积,在纯电感负载时此阴影面积和阻性负载时的 v_{AB} 面积大小相同。故输出电压 v_o 的波形不仅由 Q_1 和 Q_4 的导通状态决定,而且与负载的性质有关。当占空比 $D_y \geq 1/2$,即 Q_1 和 Q_4 的导通时间 $T_{on} \geq T_s/4$ 时, v_{AB} 波形成为 180° 电角宽的方波。即 D_y 在 $1/2$ 至 1 范围内变化时, v_{AB} 和 v_o 始终为 180° 方波,不受 D_y 的影响。由此可见,全桥逆变器在感性负载时不宜采用这种脉宽控制方式。



(a) 主电路



(b) 电阻负载

(c) 电感负载

图 1.28 双极性控制方式

2. 有限双极性控制方式

全桥逆变器的另一种控制方式是有限双极性控制方式,它是让一个桥臂的两个管子(例如 Q_1 和 Q_3)为 PWM 工作,另一桥臂的 Q_2 和 Q_4 轮流导通半个周期。在这种控制方式下,逆变器空载和电阻负载时的输出电压 v_o 和电流 i_s 波形与上一种控制方式的相同,如图 1.29(a)所示。电感负载时,电压 v_{AB} 和变压器副边电流 i_s 的波形如图 1.29(b)所示。

Q_1 和 Q_4 导通时, $v_{AB} = V_{in}$, 变压器副边电压 $v_o = V_{in}/K$, 负载电流 i_s 的增长率 $\frac{di_s}{dt} = \frac{V_o}{L} = \frac{V_{in}}{K} \cdot \frac{1}{L}$, L 为负载电感量。在 $t = D_y \frac{T_s}{2}$ 时, Q_1 关断, D_3 续流, 形成由 D_3 、变压器原边绕组和 Q_4 构成的续流回路, 故 $v_{AB} = 0$ 。因为该回路中没有外电源, 若不计电路损耗, 则电流 i_s 保持不变, 直到 $t = T_s/2$ 时, Q_4 关断, Q_2 和 Q_3 导通, i_s 才下降。在这种控制方式下, v_{AB} 和输出电压 v_o 仅与开关器件状态有关, 与负载性质和大小无关。

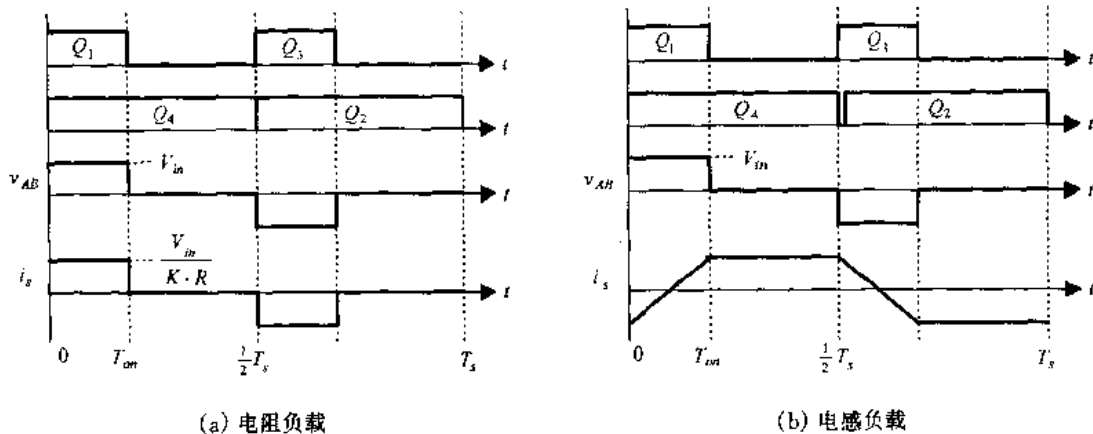


图 1.29 有限双极性控制方式下的全桥逆变器的主要波形

3. 移相控制方式

全桥逆变器的第三种控制方式是移相控制方式,这种控制方式是 Q_1 和 Q_3 轮流导通,各导通 180° 电角; Q_2 和 Q_4 也是这样,但 Q_1 和 Q_4 不是同时导通。 Q_1 先导通, Q_4 后导通,两者导通差 α 电角,如图 1.30(a)所示。其中 Q_1 和 Q_3 分别先于 Q_4 和 Q_2 导通,故称 Q_1 和 Q_3 组成的桥臂为超前桥臂, Q_2 和 Q_4 组成的桥臂为滞后桥臂。

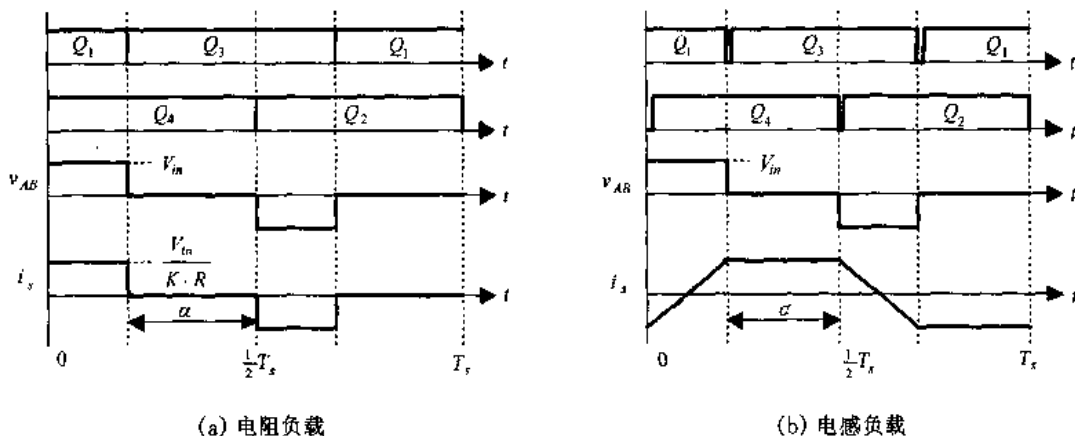


图 1.30 移相控制方式

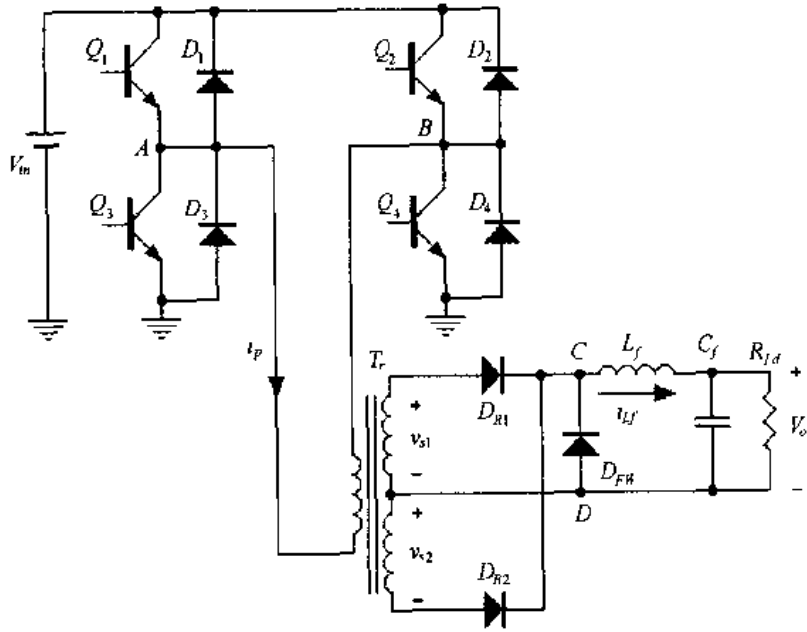
移相控制时,空载电压波形 v_{AB} 和输出电压波形 v_o 如图 1.30(a)所示,与图 1.28(b)和图 1.29(a)相同。电阻负载后的电压和电流波形也与图 1.28(b)和图 1.29(a)相同。电感负载时的电压和电流波形如图 1.30(b)所示,和图 1.29(b)相同,也不会使 v_{AB} 和 v_o 畸变。方波电压 v_{AB} 的宽度仅与移相角 α 有关, $\alpha = 0^\circ$,则 v_{AB} 为宽 180° 电角的方波。 α 越大,则 v_{AB} 波形越窄,与图 1.29(b)中减小 Q_1 和 Q_3 的占空比时情况相同。

1.12.2 全桥直流变换器

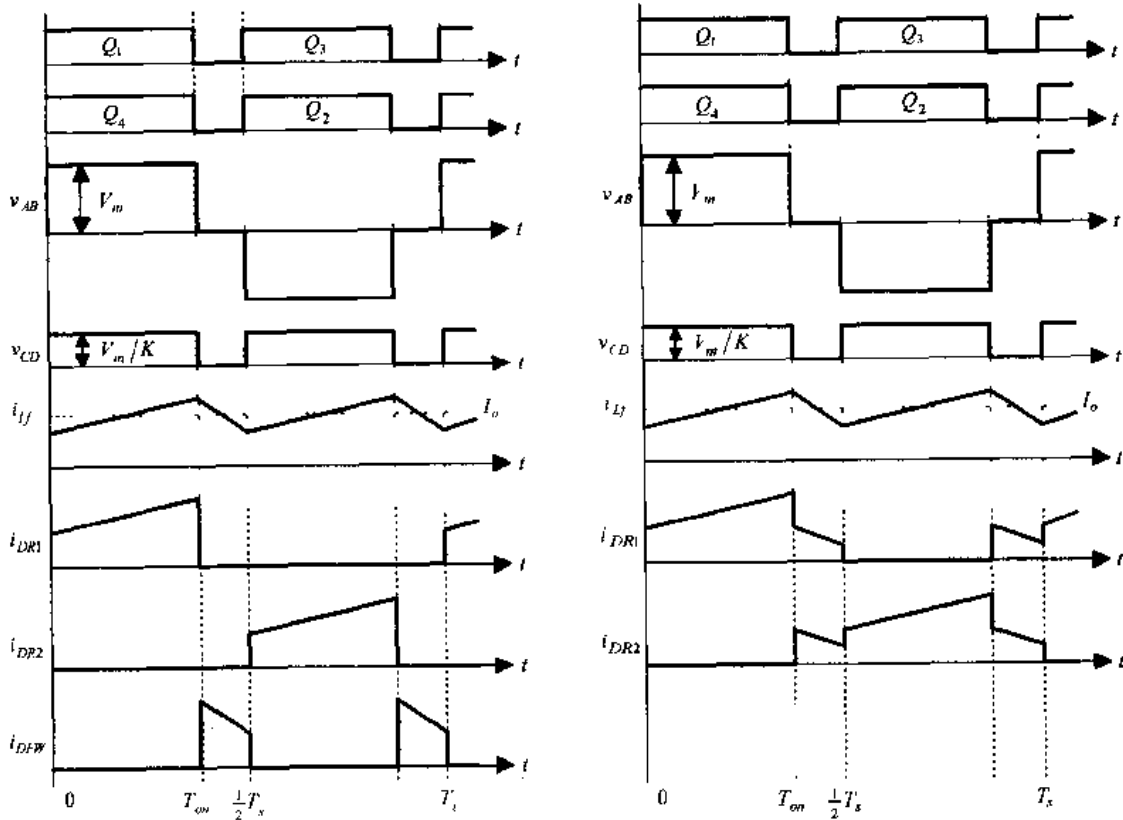
1. 具有续流二极管

脉宽调制型全桥变换器由全桥逆变器和输出整流滤波电路构成,如图 1.31(a)所示。为了讨论方便,图中采用有续流管 D_{FW} 的全波整流电路,整流二极管为 D_{R1} 和 D_{R2} 。

Q_1 和 Q_4 同时导通和关断,导通时间为 $D_y \frac{T_s}{2}$, D_y 为占空比。 Q_2 和 Q_3 也一样,仅



(a) 主电路



(b) 有续流二极管时的主要波形

(c) 没有续流二极管时的主要波形

图 1.31 DC/DC 全桥变换器的主要电路及其主要波形

在一个周期的下半周期内导通。变压器 T_r 原边电压 v_{AB} 为宽度 $D_y \frac{T_s}{2}$ 的方波, 如图 1.31(b) 所示。 v_{AB} 的幅值 $V_{ABm} = V_{in}$, 变压器副边电压幅值 $V_{s1m} = V_{s2m} = V_{in}/K$ 。

经二极管 D_{R1} 和 D_{R2} 整流后的电压, 也就是加于二极管 D_{FW} 上的电压 v_{CD} 的波形如图

1.31(b)所示,脉冲电压频率为开关频率的两倍, v_{CD} 经过滤波后得到的输出直流电压 V_o 为:

$$V_o = D_y \cdot V_{in} / K \quad (1.232)$$

Q_1 和 Q_4 或 Q_2 和 Q_3 导通, v_{CD} 为正,电感电流 i_{L_f} 增长:

$$L_f \frac{di_{L_f}}{dt} = \frac{V_{in}}{K} - V_o \quad (1.233)$$

Q_1 和 Q_4 或 Q_2 和 Q_3 关断后, D_{FW} 续流,此时 v_{CD} 为 0, i_{L_f} 在输出电压作用下下降。

$$L_f \frac{di_{L_f}}{dt} = -V_o \quad (1.234)$$

D_{FW} 续流时, D_{R1} 和 D_{R2} 中的电流为零,变压器副边绕组电流为零,故原边绕组的电流也为零。电感电流的平均值就是变换器的输出电流,即负载电流 I_o 。

$$I_o = V_o / R_{Ld} \quad (1.235)$$

式中 R_{Ld} 为负载电阻。

在 I_o 已知时,求得了稳态工作时功率管导通和关断时电感电流的变化量 Δi_{L_f} ,即可得到流过 D_{R1} 、 D_{R2} 和 D_{FW} 的电流 I_{DR1} 、 I_{DR2} 和 I_{DFW} 。流过功率管 Q_1 至 Q_4 的负载电流 i_{QL} 与流过二极管的电流 I_{DR1} 或 I_{DR2} 的关系为:

$$i_{QL} = i_{DR1} / K \quad (1.236)$$

由于变压器铁芯磁化与去磁时有磁化电流 i_m ,故流过开关管的实际电流 i_Q 为:

$$i_Q = i_{QL} + i_m = \frac{i_{DR1}}{K} + i_m \quad (1.237)$$

不计变换器损耗时,输入电流平均值 I_i 与负载电流 I_o 的关系为:

$$I_i = D_y \cdot I_o / K \quad (1.238)$$

若不计开关过程中电路中分布电感的感应电势,功率管承受的电压 V_Q 为:

$$V_Q = V_{in} \quad (1.239)$$

整流二极管 D_{R1} 和 D_{R2} 上的电压 V_{DR1} 和 V_{DR2} 以及续流管 D_{FW} 上的电压 V_{DFW} 为:

$$V_{DR1} = V_{DR2} = 2V_{in} / K \quad (1.240)$$

$$V_{DFW} = V_{in} / K \quad (1.241)$$

若采用全桥整流电路,则二极管上的电压 V_{DR} 为:

$$V_{DR} = V_{in} / K \quad (1.242)$$

2. 没有续流二极管

在不接续流管 D_{FW} 时,变换器的工作与有 D_{FW} 时有些不同,其波形如图 1.31(c) 所示。在 Q_1 和 Q_4 导通期末, i_{L_f} 达最大值 $I_{L_f \max}$ 。 Q_1 和 Q_4 关断后,此电流必继续流过 D_{R1} 和变压器副边绕组,故原边绕组中电流方向也不改变,从而使 D_3 和 D_2 续流。于是 AB 电压变负,即 $v_{AB} = -V_{in}$,从而使副边绕组感应电势极性反向, D_{R2} 导通,流过 D_{R1} 的电流减小。当 D_{R1} 和 D_{R2} 电流相等时,副边绕组合成磁势为零,于是原边绕组中电流也降为零,续流过程结束。在不考虑变压器漏感的时候,这个时间极短,因此在图 1.31(c) 中没有表示出来。在 $t = D_y \frac{T_s}{2}$ 时, Q_1 和 Q_4 关断, v_{AB} 短时出现负值,促使两副边绕组电

流相等,合成磁势为零, i_{DR1} 下降到 $\frac{1}{2} I_{Lfmax}$,而 i_{DR2} 从零很快上升到 $\frac{1}{2} I_{Lfmax}$ 。此后, i_{DR1} 和 i_{DR2} 随 i_{Lf} 的降低而降低,直到 Q_2 和 Q_3 导通。

在实际电路中,变压器存在漏感,全桥变换器也存在复位电压和占空比丢失的问题,它的机理与半桥变换器类似。

1.12.3 全桥直流变换器中直流分量的抑制

在实际电路中, Q_1 和 Q_4 的导通时间和通态压降不可能与 Q_2 和 Q_3 完全相同,也就是说 v_{AB} 不可能是一个纯粹的交流电压,而是含有直流分量。由于高频变压器原边绕组电阻很小,此直流分量长时间作用,会导致铁芯直流磁化直至饱和,使变换器不能正常工作。因此抑制直流分量成为全桥变换器的一个重要课题。最简单的方法是在变压器原边电路中串接隔直电容。电容上的交流电压降约为 v_{AB} 的10%,该电容承受了 v_{AB} 的直流电压分量,使变压器上只有交流电压分量。抑制直流分量的第二种方法是采用电流瞬时控制技术,例如采用电流峰值控制方法,保证在 Q_1 和 Q_4 导通期末的电流与 Q_2 和 Q_3 导通期末的电流相同,也可防止变压器直流磁化。第三种方法是直接检测 v_{AB} 的直流分量,在出现正(或负)的直流分量时,减小 Q_1 和 Q_4 (或 Q_2 和 Q_3)的导通时间,从而减小直流分量。

1.13 直流变换器之间的关系

前面分析了各种直流变换器的工作原理,实际上,在这些变换器中,最基本的变换器是Buck变换器和Boost变换器,其他变换器都是由这两种变换器派生出来的,文献[5]对此进行了较为详细的阐述,这里仅给出结论。

① Buck/Boost变换器是由Buck变换器和Boost变换器串联而成,它将两只开关管合并为一只开关管。

② Cuk变换器是由Boost变换器和Buck变换器串联而成,它将两只开关管合并为一只开关管。因此它的输入部分与Boost变换器类似,而输出部分类似于Buck变换器。

③ Zeta变换器是由Buck/Boost变换器和Buck变换器串联而成,同样是将两只开关管合并为一只开关管。它的输入部分类似于Buck/Boost变换器,而输出部分类似于Buck变换器。

④ Sepic变换器是由Boost变换器和Buck/Boost变换器串联而成,它将两只开关管合并为一只开关管。它的输入部分类似于Boost变换器,而输出部分类似于Buck/Boost变换器。

⑤ Forward变换器是在Buck变换器中插入一个变压器而来;推挽变换器则是由两个Forward变换器叠加而成;半桥变换器实际上也是由两个Forward变换器叠加而成,只是输入电压为 $V_{in}/2$;全桥变换器由两个半桥变换器叠加而成。因此Forward变换器、推挽变换器、半桥变换器和全桥变换器属于Buck变换器家族。

⑥ Flyback变换器是将Buck/Boost变换器的电感变为变压器得到的。

本章小结

本章对直流开关电源的基本直流变换器电路拓扑和工作原理进行了讨论,为软开关直流开关电源的研究作准备。

直流变换器可分为隔离和不隔离两类,按所用开关管数量又可分为单管、双管和四管三种。降压式(Buck)和升压式(Boost)是两种最基本的变换器电路,掌握这两个电路的工作原理和特性,就可举一反三,分析其他电路。

隔离式直流变换器来源于不隔离直流变换器,掌握中间插入的变压器的工作情况,有利于对这种变换器进行研究。

本章讨论的是硬开关直流变换器,它的基本控制方法是脉宽调制。全桥直流变换器除了脉宽调制外,还有有限单极性控制和移相控制等控制方法。

第二章 谐振变换器

2.1 引言

2.1.1 软开关技术的提出

在第一章中,我们讨论了基本直流变换器的工作原理。这些电路一般采用 PWM 控制方式,开关管工作在硬开关(Hard switching)状态。图 2.1 是开关管开关时的电压和电流波形。由于开关管不是理想器件,在开通时开关管的电压不是立即下降到零,而是有一个下降时间,同时它的电流也不是立即上升到负载电流,也有一个上升时间。在这段时间里,电流和电压有一个交叠区,产生损耗,我们称之为开通损耗(Turn-on loss)。当开关管关断时,开关管的电压不是立即从零上升到电源电压,而是有一个上升时间,同时它的电流也不是立即下降到零,也有一个下降时间。在这段时间里,电流和电压也有一个交叠区,产生损耗,我们称之为关断损耗(Turn-off loss)。因此在开关管开关工作时,要产生开通损耗和关断损耗,统称为开关损耗(Switching loss)。在一定条件下,开关管在每个开关周期中的开关损耗是恒定的,变换器总的开关损耗与开关频率成正比,开关频率越高,总的开关损耗越大,变换器的效率就越低。开关损耗的存在限制了变换器开关频率的提高,从而限制了变换器的小型化和轻量化。

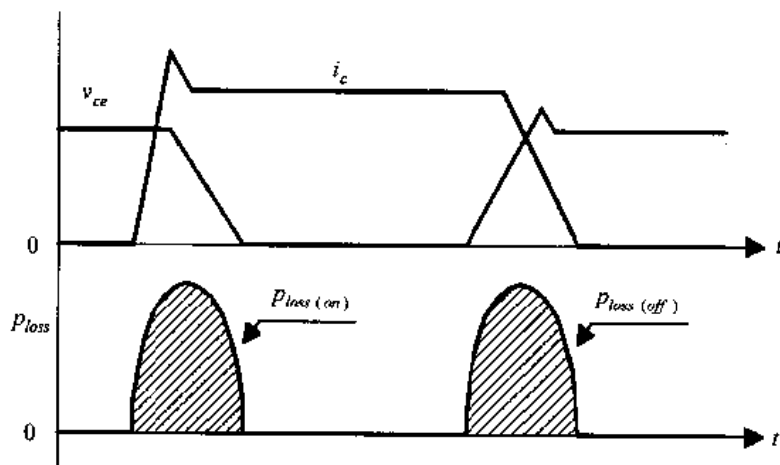


图 2.1 开关管开关时的电压和电流波形

开关管工作在硬开关时还会产生高 di/dt 的和 dv/dt ,从而产生大的电磁干扰(Electromagnetic Interference, EMI)。图 2.2 给出了接感性负载时,开关管工作在硬开关条件下的开关管的开关轨迹,图中虚线为双极性晶体管的安全工作区(Safety operation area, SOA),如果不改善开关管的开关条件,其开关轨迹很可能会超出安全工作区,导致开关管的损坏。

2.1.2 软开关技术的实现策略

为了减小变换器的体积和重量,必须实现高频化。要提高开关频率,同时提高变换器

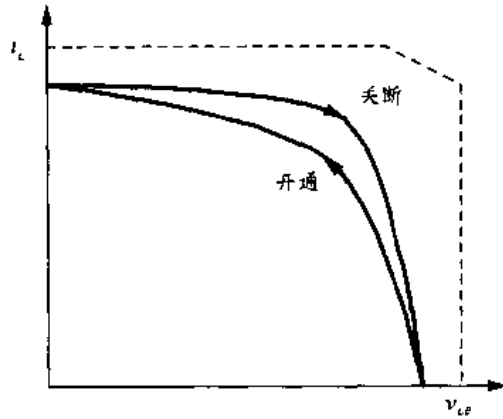
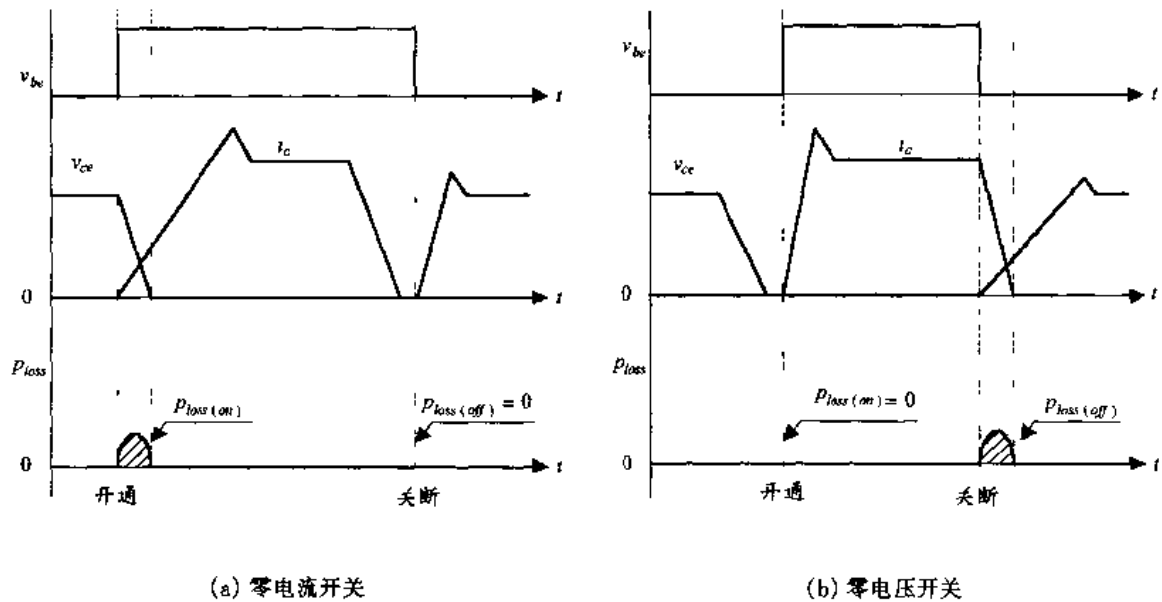


图 2.2 开关管工作在硬开关条件下的开关轨迹

的变换效率,就必须减小开关损耗。减小开关损耗的途径就是实现开关管的软开关(Soft switching),因此软开关技术应运而生。图 2.3 给出了开关管实现软开关的波形图。



(a) 零电流开关

(b) 零电压开关

图 2.3 开关管实现软开关的波形图

从前面的分析可以知道,开关损耗包括开通损耗和关断损耗。减小开通损耗有以下几种方法:

① 在开关管开通时,使其电流保持在零,或者限制电流的上升率,从而减小电流与电压的交叠区,这就是所谓的零电流开通。从图 2.3(a)可以看出,开通损耗大大减小。

② 在开关管开通前,使其电压下降到零,这就是所谓的零电压开通。从图 2.3(b)可以看出,开通损耗基本减小到零。

③ 同时做到①和②,在这种情况下,开通损耗为零。

从图中可以看出减小关断损耗有以下几种方法:

① 在开关管关断前,使其电流减小到零,这就是所谓的零电流关断。从图 2.3(a)可以看出,关断损耗基本减小到零。

② 在开关管关断时,使其电压保持在零,或者限制电压的上升率,从而减小电流与电压的交叠区,这就是所谓的零电压关断。从图 2.3(b)可以看出,关断损耗大大减小。

③ 同时做到①和②,在这种情况下,关断损耗为零。

图 2.4 给出了开关管工作在软开关条件下的开关轨迹,从图中可以看出,此时开关管的工作条件很好,不会超出安全工作区。

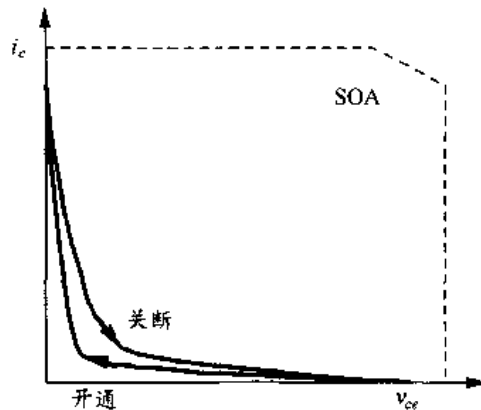


图 2.4 开关管工作在软开关条件下的开关轨迹

2.1.3 谐振变换器的分类

变换器的软开关技术实际上是利用电感和电容来对开关的开关轨迹进行整形,最早的方法是采用有损缓冲电路来实现。从能量的角度来看,它是将开关损耗转移到缓冲电路消耗掉,从而改善开关管的开关条件。这种方法对变换器的变换效率没有提高,甚至会使效率有所降低。目前所研究的软开关技术不再采用有损缓冲电路,而是真正减小开关损耗,而不是开关损耗的转移。

直流开关电源的软开关技术一般可分为以下几类:

① 全谐振型变换器,一般称之为谐振变换器(Resonant converters)。该类变换器实际上是负载谐振型变换器,按照谐振元件的谐振方式,分为串联谐振变换器(Series resonant converters, SRCs)和并联谐振变换器(Parallel resonant converters, PRCs)两类。按负载与谐振电路的连接关系,谐振变换器可分为两类:一类是负载与谐振回路相串联,称为串联负载(或串联输出)谐振变换器(Series load resonant converters, SLRCs);另一类是负载与谐振回路相并联,称为并联负载(或并联输出)谐振变换器(Parallel load resonant converters, PLRCs)。在谐振变换器中,谐振元件一直谐振工作,参与能量变换的全过程。该变换器与负载关系很大,对负载的变化很敏感,一般采用频率调制方法。

② 准谐振变换器(Quasi-resonant converters, QRCs)和多谐振变换器(Multi-resonant converters, MRCs)。这是软开关技术的一次飞跃,这类变换器的特点是谐振元件参与能量变换的某一个阶段,不是全程参与。准谐振变换器分为零电流开关准谐振变换器(Zero-current-switching Quasi-resonant converters, ZCS QRCs)和零电压开关准谐振变换器(Zero-voltage-switching Quasi-resonant converters, ZVS QRCs)。多谐振变换器一般实现开关管的零电压开关。这类变换器需要采用频率调制控制方法。

③ 零开关 PWM 变换器(Zero switching PWM converters)。它可分为零电压开关 PWM 变换器(Zero-voltage-switching PWM converters)和零电流开关 PWM 变换器(Zero-current-switching PWM converters)。该类变换器是在 QRCs 的基础上,加入一个辅助开关管,来控制谐振元件的谐振过程,实现恒定频率控制,即实现 PWM 控制。与 QRCs 不同的是,谐振元件的谐振工作时间与开关周期相比很短,一般为开关周期的 $1/10 \sim 1/5$ 。

④ 零转换 PWM 变换器 (Zero transition converters)。它可分为零电压转换 PWM 变换器 (Zero-voltage-transition PWM converters, ZVT PWM converters) 和零电流开关 PWM 变换器 (Zero-current-transition PWM converters, ZCT PWM converters)。这类变换器是软开关技术的又一个飞跃。它的特点是变换器工作在 PWM 方式下, 辅助谐振电路只是在主开关管开关时工作一段时间, 实现开关管的软开关, 在其他时间则停止工作, 这样辅助谐振电路的损耗很小。

在直流开关电源的软开关技术中, 还有无源无损软开关技术, 即不附加有源器件, 只是采用电感、电容和二极管来构成无损缓冲网络。本书不讨论这类软开关技术。

2.2 谐振电路的基本概念

谐振电路是谐振变换器的基本单元, 本节讨论串联谐振电路和并联谐振电路的基本概念和基本关系, 为后面的分析做准备。

2.2.1 串联谐振电路

1. 基本串联谐振电路

图 2.5 给出了串联谐振电路的电路图和主要波形, L_r 是谐振电感, C_r 是谐振电容, V_{in} 是输入直流电源。假设在 t_0 时刻, 谐振电感的初始电流为 $I_{Lr}(t_0) = I_{Lr0}$, 谐振电容的初始电压为 $V_{Cr}(t_0) = V_{Cr0}$ 。

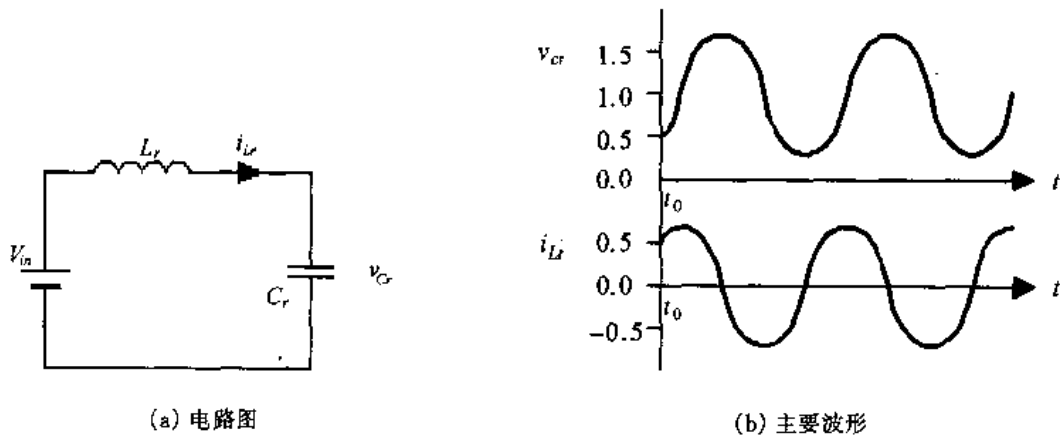


图 2.5 串联谐振电路

如果不计电路的损耗, 那么从 t_0 时刻开始, 谐振电感和谐振电容自由谐振工作。电路的微分方程为:

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + v_{Cr} = V_{in} \quad (2.1)$$

$$C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} = i_{Lr} \quad (2.2)$$

解上面两个微分方程, 得到:

$$i_{Lr}(t) = I_{Lr0} \cos \omega_r (t - t_0) + \frac{V_{in} - V_{Cr0}}{Z_r} \sin \omega_r (t - t_0) \quad (2.3)$$

$$v_{Cr}(t) = V_{in} - (V_{in} - V_{Cr0}) \cos \omega_r (t - t_0) + Z_r I_{Lr0} \sin \omega_r (t - t_0) \quad (2.4)$$

式中 ω_r 是谐振角频率, $\omega_r = 1/\sqrt{L_r C_r}$, 谐振频率 $f_r = \frac{\omega_r}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}$; Z_r 是谐振电感和谐振电容的特征阻抗, $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$ 。

从式(2.3)和(2.4)中可以看出, 谐振电感电流 i_{L_r} 和谐振电容电压 v_{C_r} 均为正弦波。谐振频率 f_r 仅决定于谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 的大小。 i_{L_r} 和 v_{C_r} 中有两个分量: 零状态分量和零输入分量。

零状态分量是指 i_{L_r} 和 v_{C_r} 的初始值均为 0 时方程的解, 即当 $I_{L_r}(t_0) = 0, V_{C_r}(t_0) = 0$ 时, i_{L_r} 和 v_{C_r} 的表达式为:

$$i_{L_r}(t) = \frac{V_m}{Z_r} \sin\omega_r(t - t_0) \quad (2.5)$$

$$v_{C_r}(t) = V_m [1 - \cos\omega_r(t - t_0)] \quad (2.6)$$

此时, 谐振电容电压最大值为 $V_{C_{r\max}} = 2V_m$, 谐振电感电流的最大值为 $I_{L_{r\max}} = V_m/Z_r$, 仅决定于电源电压 V_m 和特征阻抗 Z_r 。如果 L_r 变小或 C_r 变大, 谐振电感电流的最大值增大, 而谐振电容电压的最大值不变。 i_{L_r} 和 v_{C_r} 分别按正弦和余弦规律变化, 表明谐振电感和谐振电容所储的能量相互交换, 一个达到最大值时, 另一个则正好为零。

在图 2.5(b)中, i_{L_r} 和 v_{C_r} 的曲线是标么值, 它是电流 i_{L_r} 或电压 v_{C_r} 的实际值与基值的比, 这里电压的基值为 V_m , 电流基值为 V_m/Z_r 。初始电流和电压标么值为 $\frac{I_{L_r0}}{V_m/Z_r} = 0.5, \frac{V_{C_r0}}{V_m} = 0.5$ 。

2. 谐振电容并联电流源

在串联谐振电路的谐振电容上并联一个负载, 如图 2.6 所示。图中的负载实际上是具有整流滤波电路的直流负载, 由于滤波电感一般较大, 其电流基本不随时间变化, 相当于一个电流源 I_o 。 V_m 是输入直流电源。假设在 t_0 时刻, 谐振电感初始电流和谐振电容初始电压分别为 I_{L_r0} 和 V_{C_r0} 。

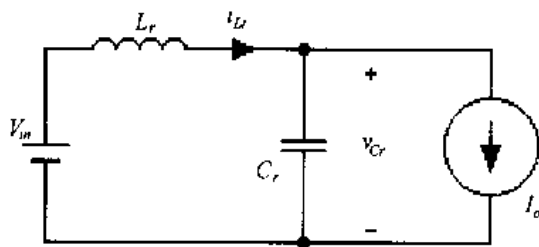


图 2.6 串联谐振电路的谐振电容并联电流源

根据电路图, 可以列出下面的微分方程式:

$$L_r \frac{di_{L_r}}{dt} + v_{C_r} = V_m \quad (2.7)$$

$$C_r \frac{dv_{C_r}}{dt} + I_o = i_{L_r} \quad (2.8)$$

解上面两个微分方程, 得到:

$$i_{L_r}(t) = I_o + (I_{L_r0} - I_o) \cos\omega_r(t - t_0) + \frac{V_m - V_{C_r0}}{Z_r} \sin\omega_r(t - t_0) \quad (2.9)$$

$$v_{Cr}(t) = V_{in} - (V_{in} - V_{Cr0})\cos\omega_r(t - t_0) + Z_r(I_{Lr0} - I_o)\sin\omega_r(t - t_0) \quad (2.10)$$

将式(2.9)和(2.10)与式(2.3)和(2.4)比较可知,在 i_{Lr} 和 v_{Cr} 中均增加了一个直流分量,即 $I_o[1 - \cos\omega_r(t - t_0)]$ 和 $-Z_r I_o \sin\omega_r(t - t_0)$ 。

如果 $I_{Lr0} = I_o, V_{Cr0} = 0$, 则有:

$$i_{Lr}(t) = I_o + \frac{V_{in}}{Z_r} \sin\omega_r(t - t_0) \quad (2.11)$$

$$v_{Cr}(t) = V_{in}[1 - \cos\omega_r(t - t_0)] \quad (2.12)$$

仅谐振电感电流 i_{Lr} 中增加了一个直流分量 I_o 。

3. 谐振回路中串联负载电阻

在图2.7中,负载电阻 R 串联在谐振回路中,输入电源为正弦交流电, $v_{in}(t) = V\sin(\omega_{in}t + \theta_v)$, 那么谐振电感电流也为交流电, $i_{Lr}(t) = I_{Lr}\sin(\omega_{in}t + \theta_i)$, 其中 $\omega_{in} = \frac{1}{2\pi f_{in}}$ 为输入电源的角频率, f_{in} 为输入电源的频率。

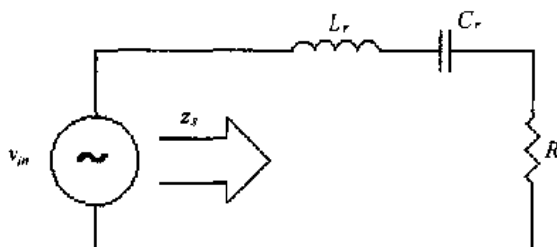


图 2.7 负载电阻 R 串联在谐振回路中

从输入电压向右看过去,谐振回路的阻抗 z_s 为:

$$z_s = R + j\left(\omega_{in}L_r - \frac{1}{\omega_{in}C_r}\right) \quad (2.13)$$

阻抗 z_s 的模 Z_s 和相角 θ_{zs} 分别为:

$$Z_s = \sqrt{R^2 + \left(\omega_{in}L_r - \frac{1}{\omega_{in}C_r}\right)^2} \quad (2.14)$$

$$\theta_{zs} = \text{tg}^{-1} \left[\frac{\omega_{in}L_r - \frac{1}{\omega_{in}C_r}}{R} \right] \quad (2.15)$$

$$\theta_{zs} = \theta_v - \theta_i \quad (2.16)$$

图2.8给出了回路阻抗的模 Z_s 和相角 θ_{zs} 与电源频率 ω_{in} 的关系曲线。从中可以看出,当电源频率 ω_{in} 等于谐振频率 ω_r 时,回路阻抗 $Z_s = R, \theta_{zs} = 0$; 当电源频率 ω_{in} 低于谐振频率 ω_r 时,谐振回路呈容性, $\theta_{zs} < 0$, 谐振电感电流超前于电源电压; 当电源频率 ω_{in} 高于谐振频率 ω_r 时,谐振回路呈感性, $\theta_{zs} > 0$, 谐振电感电流滞后于电源电压。

品质因数 Q 是表示谐振回路特性的重要参数:

$$Q = \frac{\omega_r L_r}{R} = \frac{1}{\omega_r C_r R} = \frac{Z_r}{R} \quad (2.17)$$

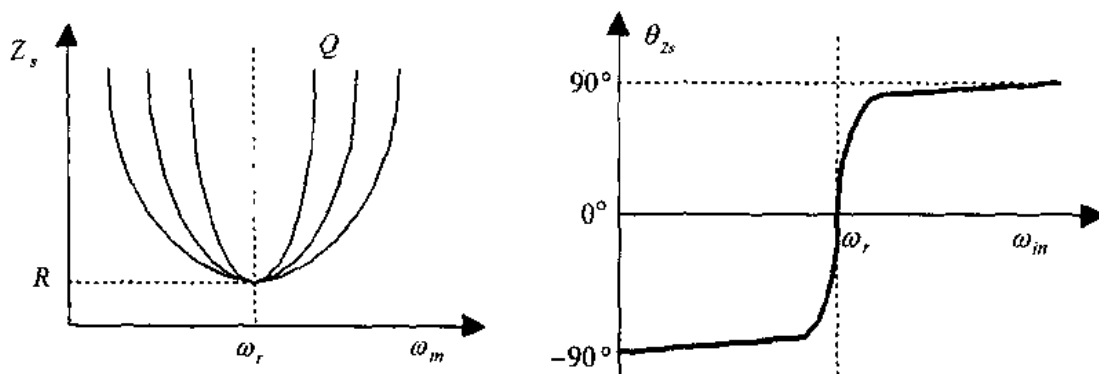


图 2.8 回路阻抗的模 Z_s 和相角 θ_z 与电源频率 ω_m 的关系曲线

负载电阻 R 不变, 特征阻抗越大, 品质因数 Q 越好。电源频率 ω_m 稍许偏离谐振频率 ω_r , 回路阻抗的模 Z_s 就会显著增大。

2.2.2 并联谐振电路

1. 基本谐振电路

图 2.9 是由电流源 I_i 供电的无阻尼并联谐振电路。假设在 t_0 时刻, 谐振电感的初始电流为 $I_{Lr}(t_0) = I_{Lr0}$, 谐振电容的初始电压为 $V_{Cr}(t_0) = V_{Cr0}$ 。则可列出下面的微分方程:

$$i_{Lr} + C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} = I_i \quad (2.18)$$

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = v_{Cr} \quad (2.19)$$

方程的解为:

$$i_{Lr}(t) = I_i + (I_{Lr0} - I_i) \cos \omega_r(t - t_0) + \frac{V_{Cr0}}{Z_r} \sin \omega_r(t - t_0) \quad (2.20)$$

$$v_{Cr}(t) = V_{Cr0} \cos \omega_r(t - t_0) + Z_r(I_i - I_{Lr0}) \sin \omega_r(t - t_0) \quad (2.21)$$

式中 ω_r 是谐振角频率, $\omega_r = 1/\sqrt{L_r C_r}$, 谐振频率 $f_r = \frac{\omega_r}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}$; Z_r 是谐振电感和谐振电容的特征阻抗, $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$ 。

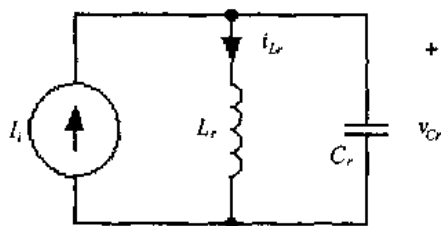


图 2.9 并联谐振电路

从式(2.20)和(2.21)中可以知道, 在并联谐振电路中, 谐振电感电流 i_{Lr} 和谐振电容电压 v_{Cr} 均为频率为 ω_r 的正弦交流电, 谐振频率 f_r 决定于 L_r 和 C_r 的大小。 i_{Lr} 和 v_{Cr} 中有两个分量: 零状态分量和零输入分量。

当 $I_{Lr0} = 0$, $V_{Cr0} = 0$ 时, i_{Lr} 和 v_{Cr} 的表达式为:

$$i_{Lr}(t) = I_i [1 - \cos \omega_r(t - t_0)] \quad (2.22)$$

$$v_{Cr}(t) = Z_r I_i \sin \omega_r (t - t_0) \quad (2.23)$$

上面两式表明 i_{Lr} 和 v_{Cr} 仅与 I_i 和 Z_r 有关, 谐振电容电压的最大值为 $V_{Cr\max} = Z_r I_i$, 谐振电感电流的最大值为 $I_{Lr\max} = 2I_i$ 。

2. 谐振电容并联负载电阻

图2.10 是具有负载电阻 R 的并联谐振电路, 输入电流源为正弦交流电, $i_i(t) = I \sin(\omega_{in} t + \theta_i)$, 那么谐振电容电压也为交流电, $v_{Cr}(t) = V_{Cr} \sin(\omega_{in} t + \theta_v)$, 其中 $\omega_{in} = \frac{1}{2\pi f_{in}}$ 为输入电源的角频率, f_{in} 为输入电源的频率。

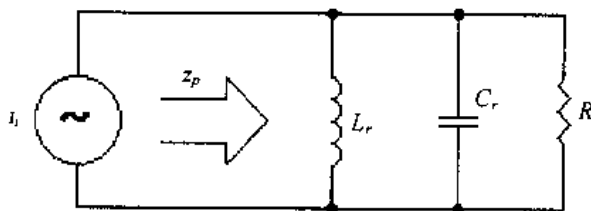


图 2.10 具有负载电阻 R 的并联谐振电路

从输入电流向右看过去, 谐振回路的阻抗 z_p 为:

$$z_p = \frac{1}{\frac{1}{R} + j\left(\omega_{in} C_r - \frac{1}{\omega_{in} L_r}\right)} \quad (2.24)$$

阻抗 z_p 的模 Z_p 和相角 θ_{zp} 分别为:

$$Z_p = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + \left(\omega_{in} C_r - \frac{1}{\omega_{in} L_r}\right)^2}} \quad (2.25)$$

$$\theta_{zp} = \text{tg}^{-1} \left[R \left(\frac{1}{\omega_{in} L_r} - \omega_{in} C_r \right) \right] \quad (2.26)$$

$$\theta_{zp} = \theta_v - \theta_i \quad (2.27)$$

品质因数 Q 定义为:

$$Q = \frac{\omega_r L_r}{R} = \frac{1}{\omega_r C_r R} = \frac{Z_r}{R} \quad (2.28)$$

图 2.11 给出了回路阻抗的模 Z_p 和相角 θ_{zp} 与电源频率 ω_{in} 的关系曲线。从中可以看

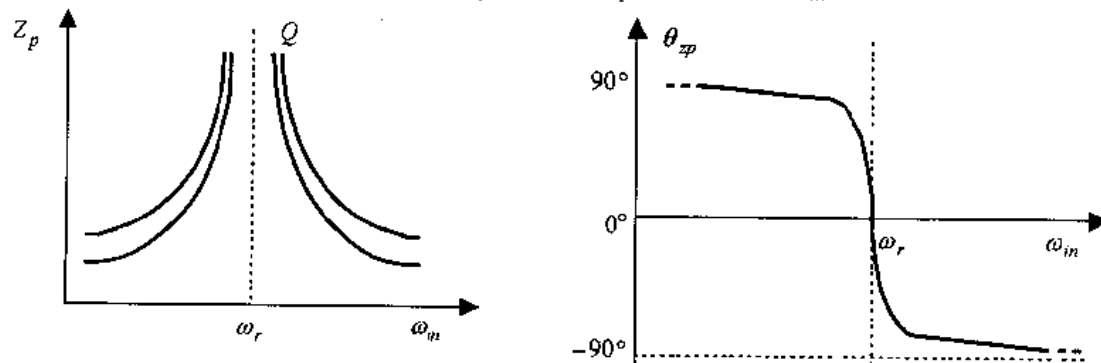


图 2.11 回路阻抗的模 Z_p 和相角 θ_{zp} 与电源频率 ω_{in} 的关系曲线

出,当电源频率 ω_{in} 等于谐振频率 ω_r 时,回路阻抗 Z_p 相当大, $\theta_{zp}=0$, 电路呈阻性;当电源频率 ω_{in} 低于谐振频率 ω_r 时, Z_p 减小, $\theta_{zp}>0$, 谐振电容电压超前于电流源, 谐振回路呈感性;当电源频率 ω_{in} 高于谐振频率 ω_r 时, Z_p 也减小, $\theta_{zp}<0$, 谐振电容电压滞后于电流源, 谐振回路呈容性。

2.3 串联负载串联谐振变换器

前面已经提到, 谐振变换器分为串联谐振变换器和并联谐振变换器两大类, 本章只讨论串联谐振变换器的基本原理。根据负载与谐振回路的连接方式, 串联谐振变换器可分为串联负载串联谐振变换器 (Series load series resonant converters, SLSRCs) 和并联负载串联谐振变换器 (Parallel load series resonant converters, PLSRCs) 两类。本节讨论串联负载串联谐振变换器的基本原理。

2.3.1 拓扑结构和开关模式

图 2.12 给出了两种串联负载串联谐振变换器, 一种是半桥式, 另一种是全桥式。图中负载电阻 R_{Ld} 是直接通过整流电路与谐振电路相串联的; 也可先经过变压器, 再通过整流桥与负载相连, 变压器既有电压变换作用, 又有隔离作用。

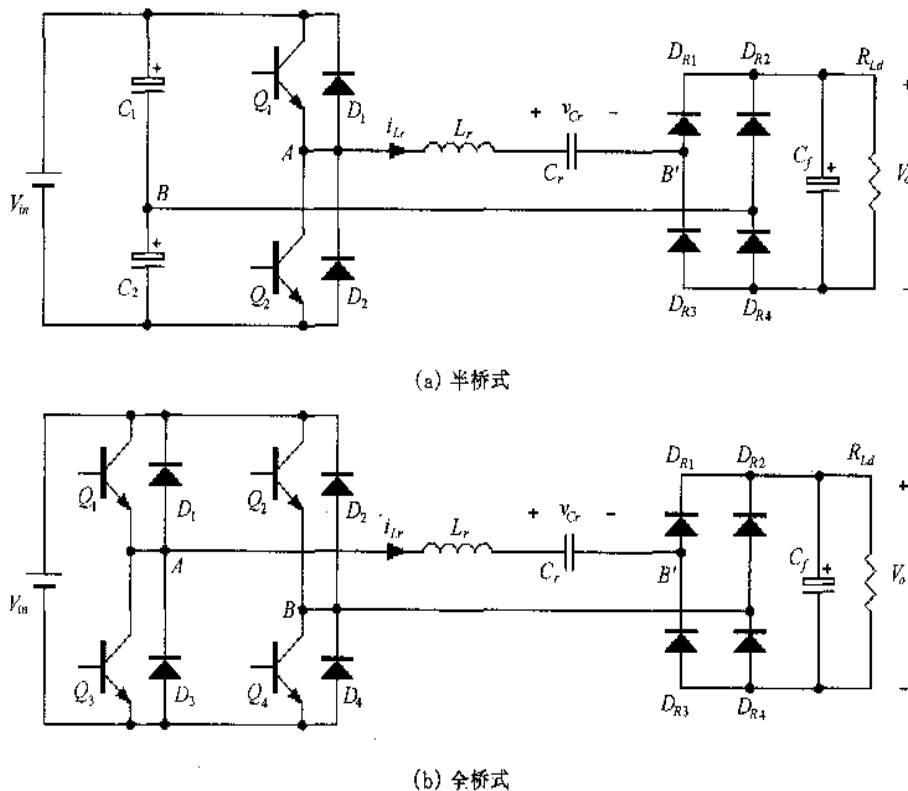


图 2.12 串联负载串联谐振变换器

在半桥电路中, 开关管 Q_1 和 Q_2 为 180° 互补导通, 但 Q_1 和 Q_2 之间有死区时间, 以防直通。当 Q_1 (或 D_1) 导通时, AB 两点电压为 $v_{AB} = \frac{1}{2} V_{in}$, 当 Q_2 (或 D_2) 导通时, $v_{AB} =$

$-\frac{1}{2}V_m$, 因此 AB 两点电压 v_{AB} 为一个幅值为 $\frac{1}{2}V_m$ 、 180° 宽的交流方波电压。

在全桥电路中,斜对角的两只开关管 Q_1 和 Q_4 、 Q_2 和 Q_3 同时开通和关断, Q_1 和 Q_4 与 Q_2 和 Q_3 也为 180° 互补导通。当 Q_1 和 Q_4 (或 D_1 和 D_4) 同时导通时, AB 两点电压为 $v_{AB} = V_m$, 当 Q_2 和 Q_3 (或 D_2 和 D_3) 同时导通时, $v_{AB} = -V_m$, 因此 AB 两点电压 v_{AB} 为一个幅值为 V_m 、 180° 宽的交流方波电压。

由于滤波电容 C_f 比较大, 所以输出电压 V_o 是一个平滑的直流电压。参考图 2.12, 无论是半桥电路还是全桥电路, 当谐振电感电流 i_{Lr} 为正时, 整流二极管 D_{R1} 和 D_{R4} 导通, i_{Lr} 给负载供电, B'B 两点电压为 $v_{B'B} = V_o$; 当 i_{Lr} 为负时, 整流二极管 D_{R2} 和 D_{R3} 导通, i_{Lr} 给负载供电, B'B 两点电压为 $v_{B'B} = -V_o$ 。因此 $v_{B'B}$ 为一个幅值为 V_o 、 180° 宽的交流方波电压。因为通过整流桥的电流就是电流 i_{Lr} , 故整流后的电流为 i_{Lr} 的绝对值 $|i_{Lr}|$, 负载电流为 $|i_{Lr}|$ 的平均值 I_o 。

从上面的分析可以得到下面的结论: ①无论是采用半桥电路还是全桥电路, AB 两点电压 v_{AB} 均为一个 180° 宽的交流方波电压, 只是幅值不同, 半桥电路的幅值为 $\frac{1}{2}V_m$, 全桥电路的幅值为 V_m , v_{AB} 的极性只与开关管的开关情况有关; ②无论是半桥电路还是全桥电路, B'B 两点电压 $v_{B'B}$ 为一个幅值为 V_o 、 180° 宽的交流方波电压, 其极性只与谐振电感电流 i_{Lr} 的方向有关。

由于全桥电路和半桥电路的工作原理一样, 下面的分析以半桥电路为例。根据开关管的开关情况和谐振电感电流 i_{Lr} 的方向, SLSRCs 存在四种开关模态。同时, 该变换器还有第五种开关模态, 在该模态中, 开关管 Q_1 和 Q_2 均关断, 谐振电感电流 i_{Lr} 等于 0, 谐振电容电压 v_C 保持不变, 负载由滤波电容 C_f 供电。这五种开关模态的等效电路如图 2.13 所示。

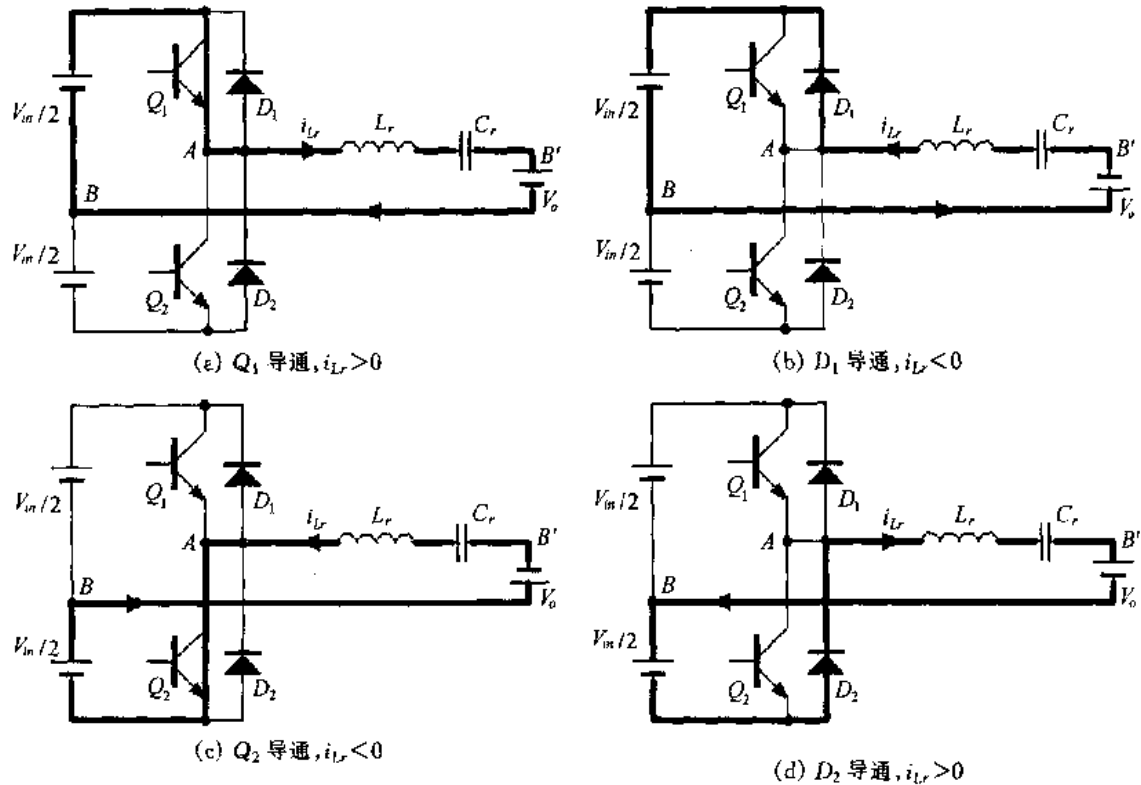
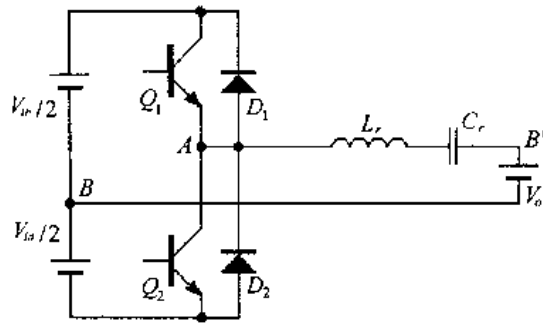


图 2.13 开关模态的等效电路



(e) Q_1 和 Q_2 均关断, $i_{Lr} = 0$

图 2.13(续)

仔细观察图 2.13 中的(a)~(d)四个开关模式的电路结构,我们可以发现,这四个开关模式的电路结构完全一样,只是电源电压不同而已,因此可以统一为一个电路,如图 2.14 所示。通过这个统一电路,可以解出不同开关模式中谐振电感电流 i_{Lr} 和谐振电容电压 v_{Cr} 的统一表达式,只是每个开关模式的等效电源电压 V_E 以及 i_{Lr} 和 v_{Cr} 的初始状态不同。表 2.1 给出了等效电源电压 V_E 与导通器件和谐振电感电流的关系。

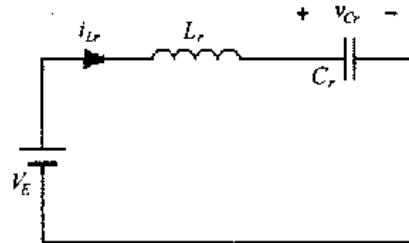


图 2.14 不同开关模式的统一等效电路

表 2.1 等效电源电压 V_E 与导通器件和谐振电感电流的关系

导通器件	谐振电感电流 i_{Lr}	等效电源电压 V_E
Q_1	$i_{Lr} > 0$	$V_E = \frac{1}{2} V_{in} - V_0$
D_1	$i_{Lr} < 0$	$V_E = \frac{1}{2} V_{in} + V_0$
Q_2	$i_{Lr} < 0$	$V_E = -\frac{1}{2} V_{in} + V_0$
D_2	$i_{Lr} > 0$	$V_E = -\frac{1}{2} V_{in} - V_0$

图 2.14 和图 2.5 的电路结构是一样的,只是电压源的表示不同,图 2.14 中是用 V_E 表示,图 2.5 用 V_{in} ,因此将式(2.3)和(2.4)中的 V_{in} 用 V_E 代替,就得到了图 2.14 中谐振电感电流 i_{Lr} 和谐振电容电压 v_{Cr} 的表达式。

$$i_{Lr}(t) = I_{Lr0} \cos \omega_r (t - t_0) + \frac{V_E - V_{Cr0}}{Z_r} \sin \omega_r (t - t_0) \quad (2.29)$$

$$v_{Cr}(t) = V_E - (V_E - V_{Cr0}) \cos \omega_r (t - t_0) + Z_r I_{Lr0} \sin \omega_r (t - t_0) \quad (2.30)$$

式中 ω_r 是谐振角频率, $\omega_r = 1/\sqrt{L_r C_r}$, 谐振频率 $f_r = \frac{\omega_r}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}}$; 谐振周期

$T_r = 2\pi \sqrt{L_r C_r}$; Z_r 是谐振电感和谐振电容的特征阻抗, $Z_r = \sqrt{L_r / C_r}$ 。 I_{Lr0} 和 V_{Cr0} 分别为每个开关模式开始时谐振电感初始电流和谐振电容的初始电压。

根据开关频率 f_s 的不同,变换器有三种工作方式:①当 $f_s < \frac{1}{2}f_r$ 时,变换器为电流断续工作方式;②低于谐振频率工作,即 $\frac{1}{2}f_r < f_s < f_r$ 时,变换器为电流连续工作方式;③高于谐振频率工作,即 $f_s > f_r$,变换器为电流连续工作方式。下面分析这三种工作方式的工作原理。

2.3.2 当 $f_s < \frac{1}{2}f_r$ 时,变换器为电流断续工作方式

图 2.15 给出了 $f_s < \frac{1}{2}f_r$ 时变换器为电流断续工作方式的主要波形图。在一个开关周期中,变换器有六种开关模态,各开关模态的工作情况描述如下。

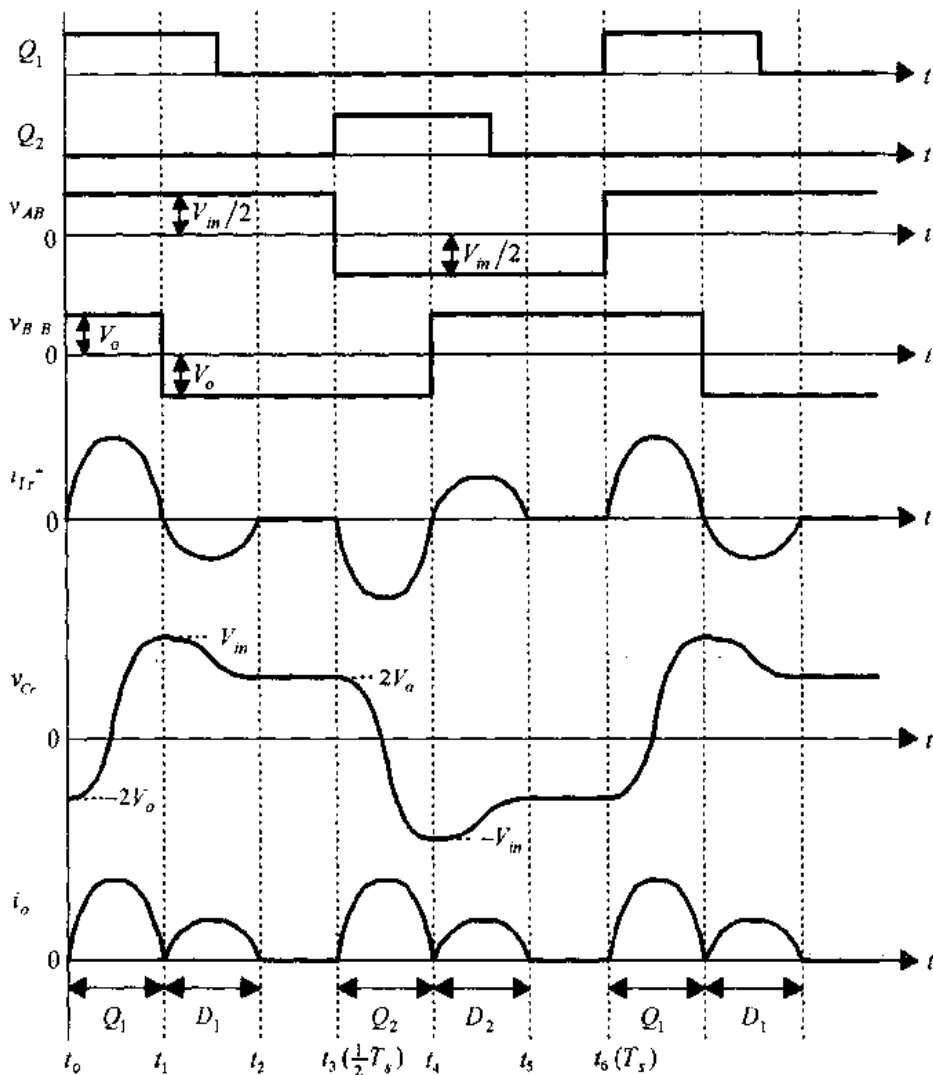


图 2.15 电流断续工作方式($f_s < \frac{1}{2}f_r$)的主要波形

1. 开关模态 1 [t_0, t_1] [参考图 2.13(a)]

在 t_0 时刻前,谐振电感电流 i_{Lr} 为零,即 $I_{Lr}(t_0) = 0$,谐振电容电压 v_{Cr} 为负电压,

$V_{Cr}(t_0) = -2V_o$ (这在后面将会解释)。

t_0 时刻开通开关管 Q_1 , 由于此时 i_{Lr} 为零, Q_1 是零电流开通, i_{Lr} 开始增加, v_{Cr} 也增加。将前面的谐振电感电流和谐振电容电压的初始值 $I_{Lr0} = I_{Lr}(t_0) = 0$ 和 $V_{Cr0} = V_{Cr}(t_0) = -2V_o$ 代入式(2.29)和(2.30), 可以得到 i_{Lr} 和 v_{Cr} 的表达式。

$$i_{Lr}(t) = \frac{\frac{1}{2}V_{in} + V_o}{Z_r} \sin\omega_r(t - t_0) \quad (2.31)$$

$$v_{Cr}(t) = (\frac{1}{2}V_{in} - V_o) - (\frac{1}{2}V_{in} + V_o)\cos\omega_r(t - t_0) \quad (2.32)$$

经过 $\frac{1}{2}T_r$, 在 t_1 时刻, i_{Lr} 减小到零, 即 $I_{Lr}(t_1) = 0$, 此时 $V_{Cr}(t_1) = V_{in}$ 。开关模式 1 结束, 它的持续时间为:

$$t_{01} = \frac{1}{2}T_r \quad (2.33)$$

2. 开关模式 2 [t_1, t_2] [参考图 2.13(b)]

在此开关模式中, i_{Lr} 反方向流动, Q_1 的反并二极管 D_1 导通, 将 Q_1 两端电压箝在零位, Q_1 可以零电压/零电流关断。将谐振电感电流和谐振电容电压在 t_1 的初始值 $I_{Lr0} = I_{Lr}(t_1) = 0$ 和 $V_{Cr0} = V_{Cr}(t_1) = V_{in}$ 代入式(2.29)和(2.30), 可以得到 i_{Lr} 和 v_{Cr} 的表达式。

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_o - \frac{1}{2}V_{in}}{Z_r} \sin\omega_r(t - t_1) \quad (2.34)$$

$$v_{Cr}(t) = (\frac{1}{2}V_{in} + V_o) - (V_o - \frac{1}{2}V_{in})\cos\omega_r(t - t_1) \quad (2.35)$$

经过 $\frac{1}{2}T_r$, 在 t_2 时刻, i_{Lr} 减小到零, 即 $I_{Lr}(t_2) = 0$, D_1 自然关断。此时 $V_{Cr}(t_2) = 2V_o$ 。开关模式 2 结束, 它的持续时间为:

$$t_{12} = \frac{1}{2}T_r \quad (2.36)$$

3. 开关模式 3 [t_2, t_3] [参考图 2.13(e)]

在此开关模式中, 所有开关管和二极管均关断, i_{Lr} 为零, v_{Cr} 电压保持在 $2V_o$ 不变, 负载由滤波电容 C_f 供电。

在 t_3 时刻, 即 $\frac{1}{2}T_s$ 时刻, 开关管 Q_2 零电流开通, 开始另一半个开关周期, 其工作原理与上面描述的类似。在 t_6 时刻, 即 T_s 时刻, $I_{Lr0}(t_6) = I_{Lr0} = 0$, $V_{Cr0}(t_6) = V_{Cr0} = -2V_o$ 。

从上面的分析可以看出, 当 $f_s < \frac{1}{2}f_r$ 时, 谐振电感电流断续工作。开关管为零电流开通, 零电流/零电压关断; 反并二极管为自然开通和关断。

通过控制开关模式 3 的时间, 即控制 i_{Lr} 为零的时间, 就可以调节输出电压 V_o , 实际上就是采用调节频率的方式调节输出电压。

2.3.3 低于谐振频率工作($\frac{1}{2}f_r < f_s < f_r$)

如果提高开关频率,使 $\frac{1}{2}f_r < f_s < f_r$,那么变换器为电流连续工作方式。图 2.16 给出了这种工作方式的主要波形图。在一个开关周期中,变换器有四种开关模态,各开关模态的工作情况描述如下。

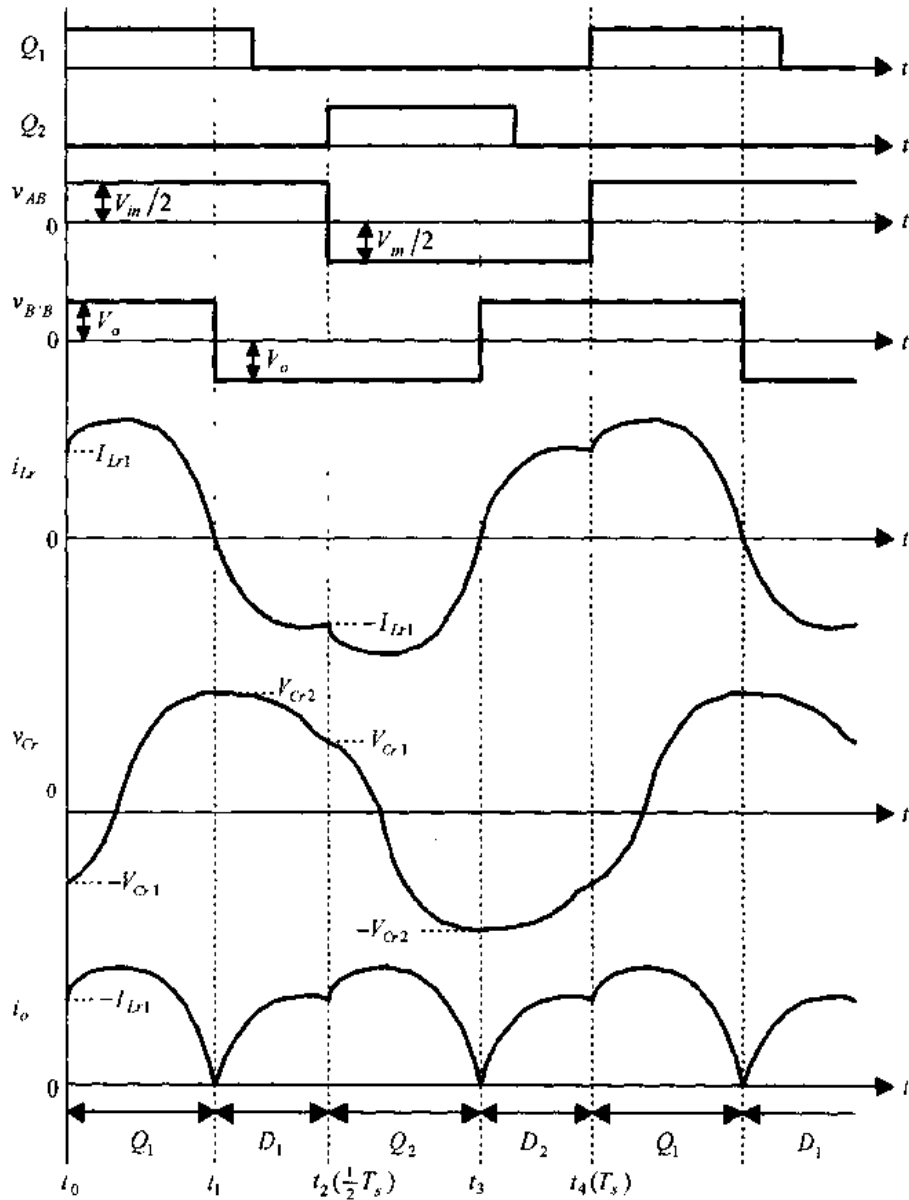


图 2.16 电流连续工作方式($\frac{1}{2}f_r < f_s < f_r$)的主要波形

1. 开关模态 1 [t_0, t_1] [参考图 2.13(a)]

在 t_0 时刻,谐振电感电流 i_{Lr} 为正,其值为 $I_{Lr}(t_0) = I_{Lr1}$,流过二极管 D_2 ;谐振电容电压 v_{Cr} 为负,其值为 $V_{Cr}(t_0) = -V_{Cr1}$ 。

在 t_0 时刻, i_{Lr} 流过 D_2 ,此时 Q_1 开通, D_2 立即截止,存在反向恢复电流,此电流流过

Q_1 , 在 Q_1 中产生很大的开通电流尖峰, 因此 Q_1 是硬开通, 存在开通损耗。

将谐振电感电流和电容电压的初始值 $I_{Lr0} = I_{Lr}(t_0) = I_{Lr1}$ 和 $V_{Cr0} = V_{Cr}(t_0) = -V_{Cr1}$ 代入式(2.29)和(2.30), 可以得到 i_{Lr} 和 v_{Cr} 的表达式。

$$i_{Lr}(t) = I_{Lr1} \cos \omega_r(t - t_0) + \frac{\frac{1}{2} V_m - V_o + V_{Cr1}}{Z_r} \sin \omega_r(t - t_0) \quad (2.37)$$

$$v_{Cr}(t) = \left(\frac{1}{2} V_m - V_o\right) - \left(\frac{1}{2} V_m - V_o + V_{Cr1}\right) \cos \omega_r(t - t_0) + Z_r I_{Lr1} \sin \omega_r(t - t_0) \quad (2.38)$$

在 t_1 时刻, i_{Lr} 减小到零, 即 $I_{Lr}(t_1) = 0$, 开关模式 1 结束, 此时谐振电容电压为:

$$V_{Cr}(t_1) = \left(\frac{1}{2} V_m - V_o\right) - \left(\frac{1}{2} V_m - V_o + V_{Cr1}\right) \cos \alpha + Z_r I_{Lr1} \sin \alpha \equiv V_{Cr2} \quad (2.39)$$

式中

$$\alpha = \text{tg}^{-1} \frac{Z_r I_{Lr1}}{V_o - \frac{1}{2} V_m - V_{Cr1}} \quad (2.40)$$

开关模式 1 的持续时间为:

$$t_{01} = \alpha / \omega_r \quad (2.41)$$

2. 开关模式 2 [t_1, t_2] [参考图 2.13(b)]

在此开关模式中, i_{Lr} 反方向流动, Q_1 的反并二极管 D_1 导通, 将 Q_1 两端电压箝在零位, Q_1 可以零电压/零电流关断。将谐振电感电流和电容电压在 t_1 时刻的初始值 $I_{Lr0} = I_{Lr}(t_1) = 0$ 和 $V_{Cr0} = V_{Cr}(t_1) = V_{Cr2}$ 代入(2.29)和(2.30), 可以得到 i_{Lr} 和 v_{Cr} 的表达式。

$$i_{Lr}(t) = \frac{\frac{1}{2} V_m + V_o - V_{Cr2}}{Z_r} \sin \omega_r(t - t_1) \quad (2.42)$$

$$v_{Cr}(t) = \frac{1}{2} V_m + V_o - \left(\frac{1}{2} V_m + V_o - V_{Cr2}\right) \cos \omega_r(t - t_1) \quad (2.43)$$

在 t_2 时刻, 即 $\frac{1}{2} T_s$ 时刻, 谐振电感电流 i_{Lr} 为负, 其值为 $I_{Lr}(t_2) = -I_{Lr1}$, 流过二极管 D_1 , 谐振电容电压 v_{Cr} 为正。

$$V_{Cr}(t_2) = \frac{1}{2} V_m + V_o - \left(\frac{1}{2} V_m + V_o - V_{Cr2}\right) \cos \beta = V_{Cr1} \quad (2.44)$$

式中

$$\beta = \sin^{-1} \frac{Z_r I_{Lr1}}{-V_o - \frac{1}{2} V_m + V_{Cr2}} \quad (2.45)$$

开关模式 2 的持续时间为:

$$t_{12} = \beta / \omega_r \quad (2.46)$$

在 t_2 时刻, i_{Lr} 流过 D_1 , Q_2 开通时, D_1 立即截止, 存在反向恢复电流, 此电流流过 Q_2 , 在 Q_2 中产生很大的开通电流尖峰, 因此 Q_2 是硬开通, 存在开通损耗。

从上面的分析可以看出, 当 $\frac{1}{2} f_r < f < f_r$ 时, 谐振电感电流连续工作。开关管为零电压/零电流关断, 但开通是硬开通, 存在开通损耗。反并二极管为自然开通, 但关断时有反

向恢复电流,因此反并二极管必须采用快恢复二极管。为了减小开关管的开通损耗,实现零电流开通,可以在开关管中串联电感或饱和电感 L_s ,如图 2.17 所示。开关管开通之前,饱和电感电流为零。当开关管开通时,饱和电感限制开关管的电流上升率,使开关管电流从零慢慢上升,从而实现开关管的零电流开通,同时改善了二极管的关断条件,消除了反向恢复问题。

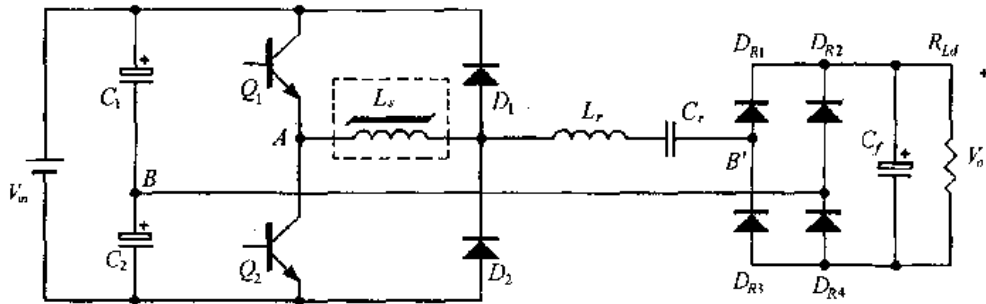


图 2.17 采用串联电感或饱和电感的串联谐振变换器

2.3.4 高于谐振频率工作 ($f_s > f_r$)

如果进一步提高开关频率,使 $f_s > f_r$,变换器为电流连续工作方式,但这种工作方式与 $\frac{1}{2}f_r < f_s < f_r$ 时不同。图 2.18 给出了这种工作方式的主要波形图。在一个开关周期中,变换器有四种开关模态。

1. 开关模态 1 [t_0, t_1] [参考图 2.13(b)]

在 t_0 时刻,谐振电感电流 i_{Lr} 为负,其值为 $I_{Lr}(t_0) = -I_{Lr1}$,流过二极管 D_1 ,谐振电容电压 v_{Cr} 为负,其值为 $V_{Cr}(t_0) = -V_{Cr1}$ 。

在此开关模态中, i_{Lr} 流过 Q_1 的反并二极管 D_1 , Q_1 两端电压被箝在零位, Q_1 可以零电压/零电流开通。虽然 Q_1 已经开通,但没有电流流过。将谐振电感电流和电容电压在 t_0 的初始值 $I_{Lr0} = I_{Lr}(t_0) = -I_{Lr1}$ 和 $V_{Cr} = V_{Cr}(t_0) = -V_{Cr1}$ 代入式(2.29)和(2.30),可以得到 i_{Lr} 和 v_{Cr} 的表达式。

$$i_{Lr}(t) = -I_{Lr1} \cos \omega_r (t - t_0) + \frac{\frac{1}{2} V_m + V_o + V_{Cr1}}{Z_r} \sin \omega_r (t - t_0) \quad (2.47)$$

$$v_{Cr}(t) = \left(\frac{1}{2} V_m + V_o\right) - \left(\frac{1}{2} V_m + V_o + V_{Cr1}\right) \cos \omega_r (t - t_0) - Z_r I_{Lr1} \sin \omega_r (t - t_0) \quad (2.48)$$

在 t_1 时刻, i_{Lr} 上升到零,即 $I_{Lr}(t_1) = 0$,开关模态 1 结束,此时谐振电容电压为:

$$V_{Cr}(t_1) = \left(\frac{1}{2} V_m + V_o\right) - \left(\frac{1}{2} V_m + V_o + V_{Cr1}\right) \cos \alpha - Z_r I_{Lr1} \sin \alpha \equiv -V_{Cr2} \quad (2.49)$$

式中

$$\alpha = \text{tg}^{-1} \frac{Z_r I_{Lr1}}{V_o + \frac{1}{2} V_m + V_{Cr1}} \quad (2.50)$$

开关模态 1 的持续时间为:

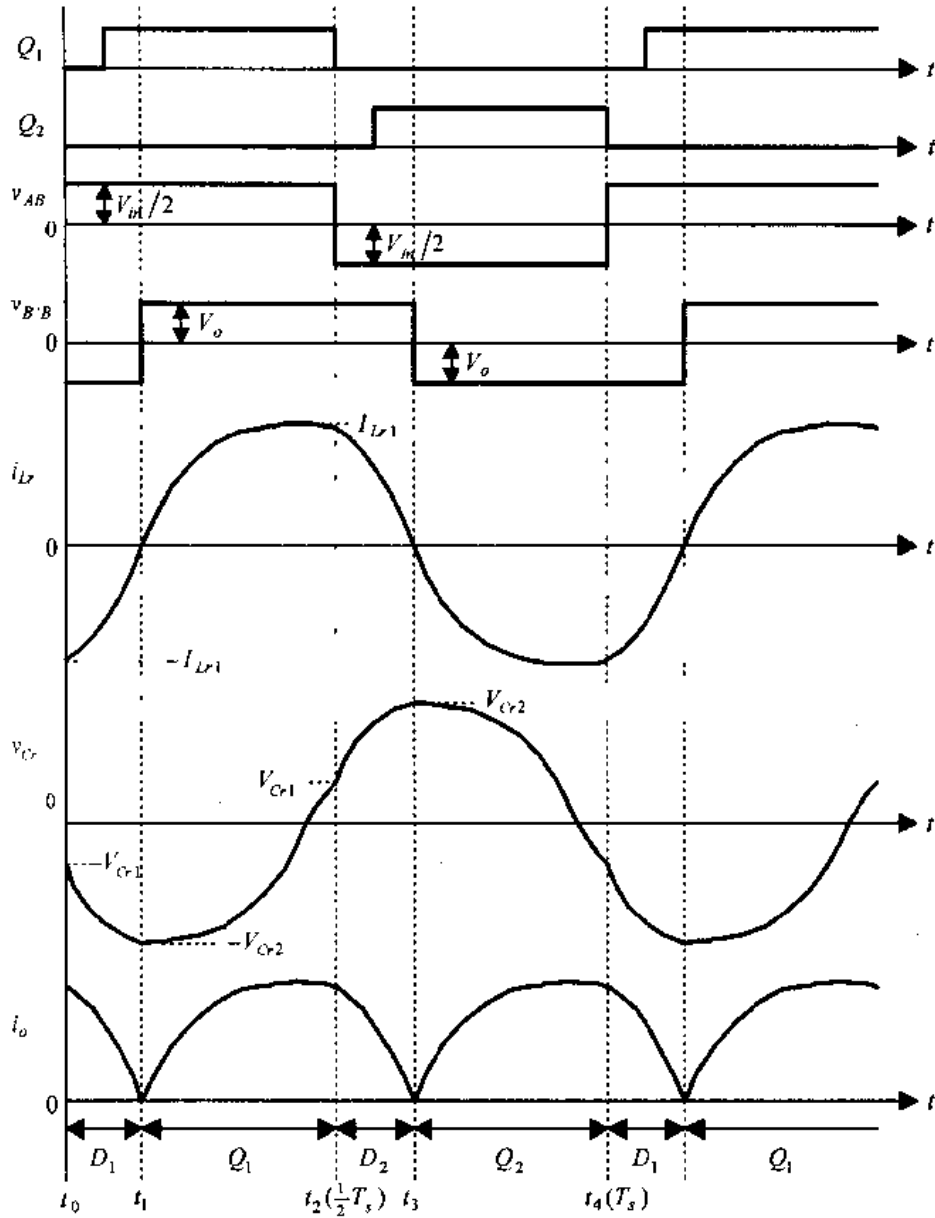


图 2.18 电流连续工作方式($f_s > f_r$)的主要波形

$$t_{01} = \alpha / \omega_r \quad (2.51)$$

2. 开关模态 2 [t_1, t_2] [参考图 2.13(a)]

在此开关模态中, i_{Lr} 正方向流动, 流经 Q_1, D_1 自然关断。将谐振电感电流和谐振电容电压在 t_1 的初始值 $I_{Lr0} = I_{Lr}(t_1) = 0$ 和 $V_{Cr0} = V_{Cr}(t_1) = -V_{Cr2}$ 代入式(2.29)和(2.30), 可以得到 i_{Lr} 和 v_{Cr} 的表达式。

$$i_{Lr}(t) = \frac{\frac{1}{2} V_{in} - V_o + V_{Cr2}}{Z_r} \sin \omega_r (t - t_1) \quad (2.52)$$

$$v_{Cr}(t) = \frac{1}{2} V_{in} - V_o - \left(\frac{1}{2} V_{in} - V_o + V_{Cr2} \right) \cos \omega_r (t - t_1) \quad (2.53)$$

在 t_2 时刻, 即 $\frac{1}{2}T_s$ 时刻, 谐振电感电流 i_{Lr} 为正, $I_{Lr}(t_2) = I_{Lr1}$, 流过 Q_1 , 谐振电容电压 v_{Cr} 为正, $V_{Cr}(t_2) = V_{Cr1}$ 。

$$V_{Cr}(t_2) = \frac{1}{2}V_{in} - V_o - \left(\frac{1}{2}V_{in} - V_o + V_{Cr2}\right)\cos\beta = V_{Cr1} \quad (2.54)$$

式中

$$\beta = \sin^{-1} \frac{Z_r I_{Lr1}}{-V_o + \frac{1}{2}V_{in} + V_{Cr2}} \quad (2.55)$$

开关模式 2 的持续时间为:

$$t_{12} = \beta/\omega_r \quad (2.56)$$

在 t_2 时刻关断 Q_1 时, i_{Lr} 流过 Q_1 , 因此 Q_1 是硬关断, 存在关断损耗。

从上面的分析可以看出, 当 $f_s > f_r$ 时, 谐振电感电流连续工作。开关管为零电压/零电流开通, 但关断是硬关断, 存在关断损耗。反并二极管为自然关断。为了实现开关管的零电压关断, 可以在两个开关管上分别并联吸收电容 C_s 和 C_s , 如图 2.19 所示。在开关管导通时, 电容电压为零。当开关管关断时, 其电流转移到并联电容上, 电容限制了开关管两端电压的上升率, 电压从零慢慢升高, 从而实现了开关管的零电压关断, 同时也实现了反并二极管的零电压开通。

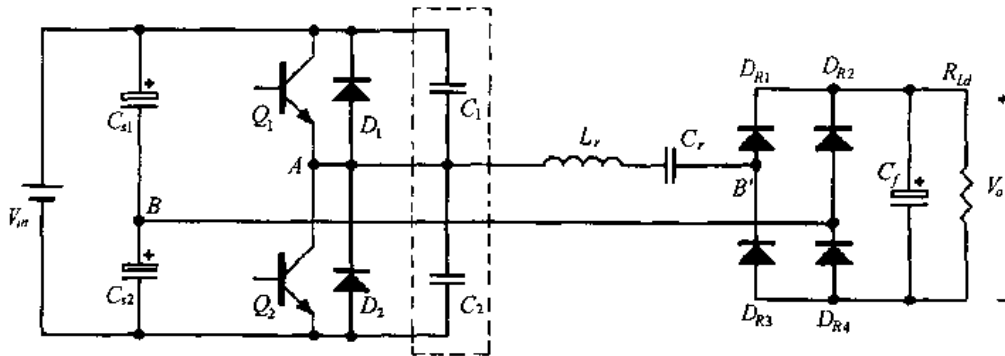


图 2.19 并联吸收电容的串联谐振变换器

2.3.5 稳态特性

图 2.20 给出了串联负载串联谐振变换器在 $V_o = 0.4$ 和 $V_o = 0.9$ 时 I_o 与 ω_s 的稳态关系曲线, 图中的物理量采用标么值, 各物理量的基值分别为: 电压基值是 $V_{base} = \frac{1}{2}V_{in}$ (半桥) 或 $V_{base} = V_{in}$ (全桥), 电流基值为 $I_{base} = \frac{V_{in}}{2Z_r}$ (半桥) 或 $I_{base} = \frac{V_{in}}{Z_r}$ (全桥), 其中 $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$, 角频率基值为 $\omega_{base} = \omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$ 。

从图中可以看出, 在 $\frac{\omega_s}{\omega_r} < 0.5$ 时, SLSRCs 具有类似电流源的特性, 在负载电阻 R_{Ld} 变化时, 输出电压成比例变化, 而 I_o 几乎不变。也就是说, 在断续电流工作方式下的 SLSRCs 具有自动过载保护能力。

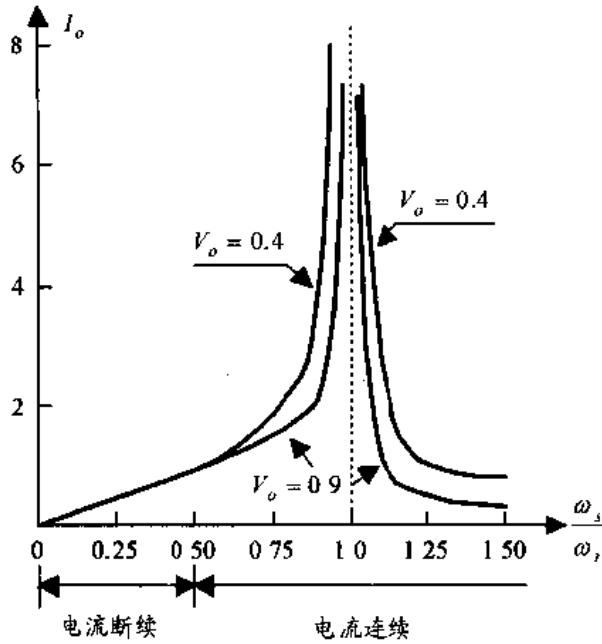


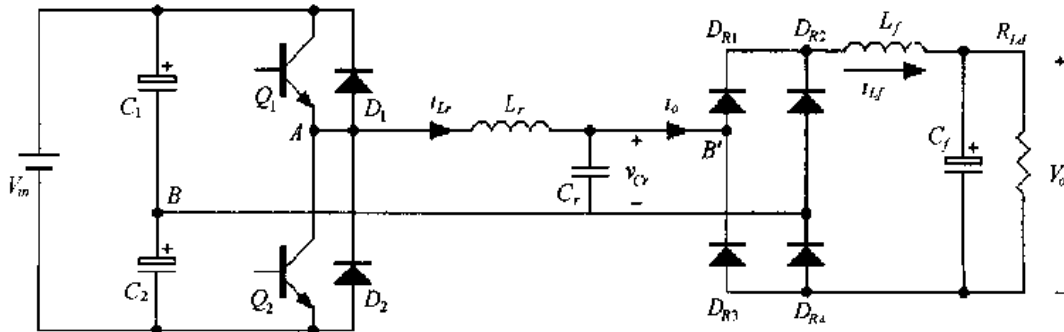
图 2.20 串联负载串联谐振变换器的稳态特性

2.4 并联负载串联谐振变换器

2.4.1 拓扑结构和开关模式

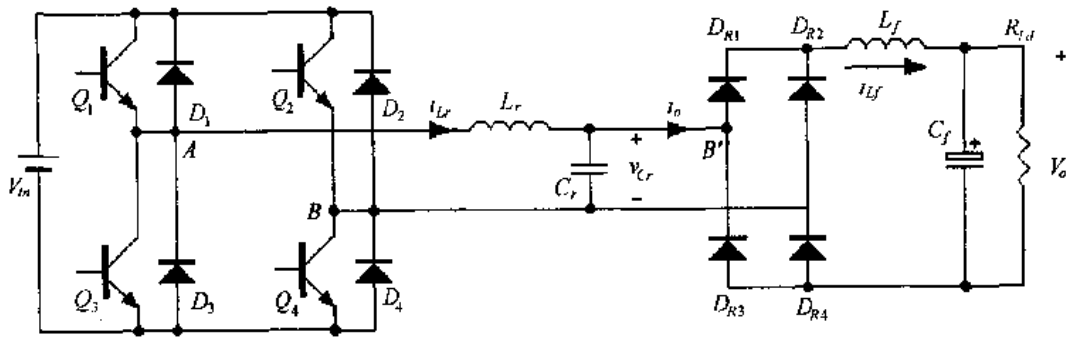
并联负载串联谐振变换器(PLSRCs)的负载与谐振电容相并联,而不是串联在谐振回路中。PLSRCs 与 SLSRCs 有以下不同:①具有电压源特性,可以实现多路输出;②输出端可以开路,但不能短路;③即使不用输出变压器,输出电压也可以高于或低于输入电压。

图 2.21 给出了 PLSRCs 的两种电路结构,一种是半桥式,另一种是全桥式。图中滤波电路与负载电阻 R_{Ld} 是直接通过整流电路与谐振电容相并联的,也可先经过变压器,再通过整流桥与负载相连,变压器起到电压变换和电气隔离两个作用。



(a) 半桥式

图 2.21 并联负载串联谐振变换器



(b) 全桥式

图 2 21(续)

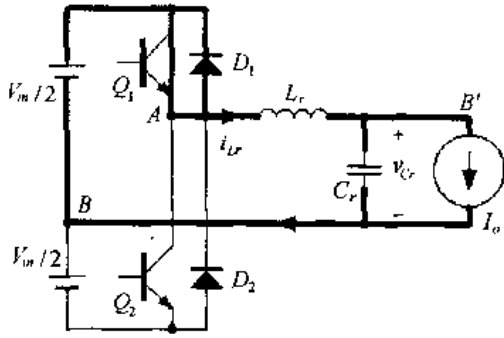
与 SLSRCs 一样,在半桥电路中,开关管 Q_1 和 Q_2 为 180° 互补导通,但 Q_1 和 Q_2 之间有死区时间,以防直通。当 Q_1 (或 D_1) 导通时, AB 两点电压为 $v_{AB} = \frac{1}{2} V_{in}$, 当 Q_2 (或 D_2) 导通时, $v_{AB} = -\frac{1}{2} V_{in}$, 因此 AB 两点电压 v_{AB} 为一个幅值为 $\frac{1}{2} V_{in}$ 的交流方波电压。

在全桥电路中,斜对角的两只开关管 Q_1 和 Q_4 、 Q_2 和 Q_3 同时开通和关断, Q_1 和 Q_4 与 Q_2 和 Q_3 也为 180° 互补导通。当 Q_1 和 Q_4 (或 D_1 和 D_4) 同时导通时, AB 两点电压为 $v_{AB} = V_{in}$, 当 Q_2 和 Q_3 (或 D_2 和 D_3) 同时导通时, $v_{AB} = -V_{in}$, 因此 AB 两点电压 v_{AB} 为一个幅值为 V_{in} 、 180° 宽的交流方波电压。

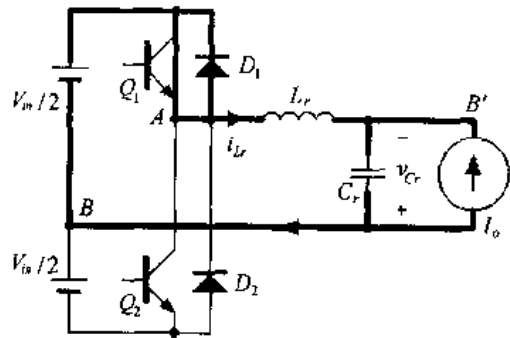
滤波电感 L_f 一般比较大,其电流基本保持不变,为 I_o 。参考图 2.21,无论是半桥电路还是全桥电路,当谐振电容电压 v_{Cr} 为正时,整流二极管 D_{R1} 和 D_{R4} 导通, v_{Cr} 给负载供电, $B'B$ 两点电流为 $i_{BB} = I_o$; 当 v_{Cr} 为负时,整流二极管 D_{R2} 和 D_{R3} 导通, v_{Cr} 给负载供电, $B'B$ 两点电流为 $i_{BB} = -I_o$, 因此 i_{BB} 为一个幅值为 I_o 、 180° 宽的交流方波电流。因为通过整流桥的电压就是电压 v_{Cr} , 故整流后的电压为 v_{Cr} 的绝对值 $|v_{Cr}|$, 输出电压为 $|v_{Cr}|$ 的平均值 V_o 。

从上面的分析可以得到下面的结论:①无论是采用半桥电路还是全桥电路, AB 两点电压 v_{AB} 均为一个 180° 宽的交流方波电压,只是幅值不同,半桥电路的幅值为 $\frac{1}{2} V_{in}$, 全桥电路的幅值为 V_{in} , v_{AB} 的极性只与开关管的开关情况有关;②无论是半桥电路还是全桥电路, $B'B$ 两点电流 i_{BB} 为一个幅值为 I_o 、 180° 宽的交流方波电流,其极性只与谐振电容电压 v_{Cr} 的极性有关。

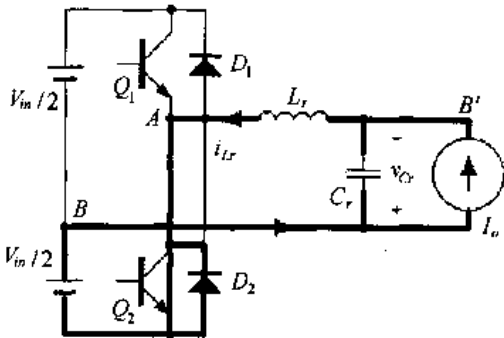
全桥电路和半桥电路的工作原理一样,下面以半桥电路为例来分析 PLSRCs 的工作原理。根据开关管的开关情况和谐振电容电压 v_{Cr} 的极性, PLSRCs 存在四种开关模态。在这四种开关模态中,谐振电感和谐振电容谐振工作,称之为谐振开关模态,如图 2.22 所示。同时,该变换器还有另外五种开关模态,其中四种开关模态中只有谐振电感或谐振电容参与工作,第五种开关模态中谐振电感和谐振电容均不工作,称这五种开关模态为非谐振开关模态,如图 2.23 所示。这九种开关模态的工作情况将在后面分析。



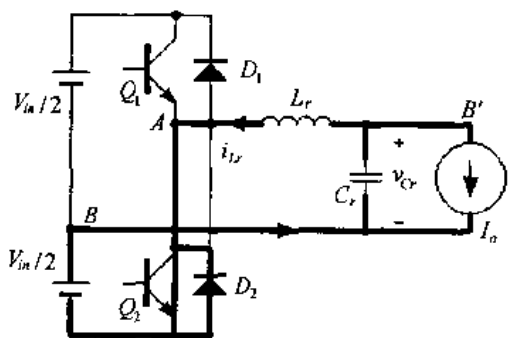
(a) Q_1 (或 D_1) 导通, $v_{Cr} > 0$



(b) Q_1 (或 D_1) 导通, $v_{Cr} < 0$

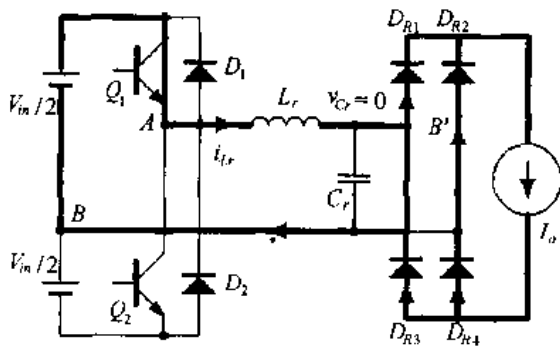


(c) Q_2 (或 D_2) 导通, $v_{Cr} < 0$

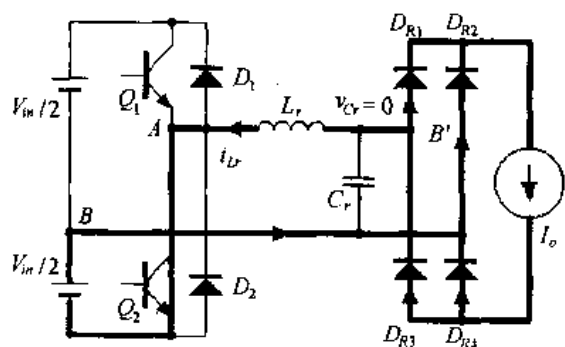


(d) Q_2 (或 D_2) 导通, $v_{Cr} > 0$

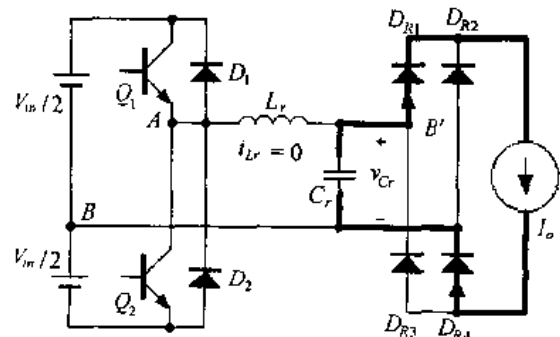
图 2.22 四种谐振开关模式



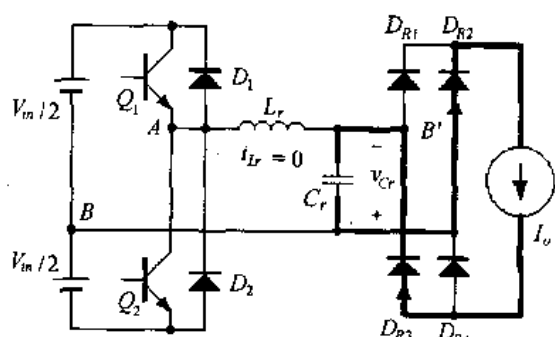
(a) 电感正向线性充电模式



(b) 电感反向线性充电模式

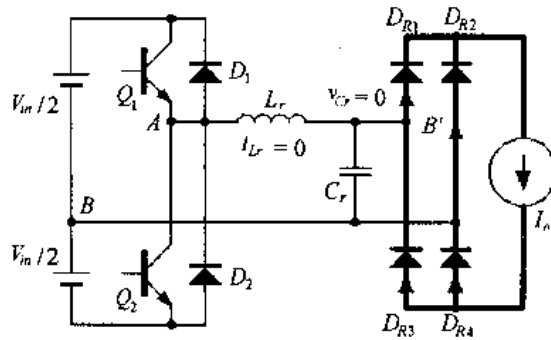


(c) 电容正向线性放电模式



(d) 电感反向线性放电模式

图 2.23 五种非谐振开关模式



(e) 自然续流模式

图 2.23(续)

仔细观察图 2.22 中四个开关模式的电路结构,我们可以发现,这四个开关模式的电路结构完全一样,只是电源电压和电流源电流不同而已,因此可以统一为一个电路,如图 2.24 所示。通过这个统一电路,可以解出不同开关模式中谐振电感电流 i_{L_r} 和谐振电容电压 v_{C_r} 的统一表达式,只是每个开关模式的等效电源电压 V_E 和等效电流源电流 I_E 以及 i_{L_r} 和 v_{C_r} 的初始状态不同。表 2.2 给出了等效电源电压 V_E 和等效电流源电流 I_E 与导通器件和谐振电容电压的关系。

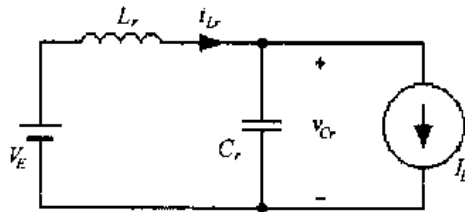


图 2.24 四种谐振开关模式的统一等效电路

表 2.2 等效电源电压 V_E 和等效电流源电流 I_E 与导通器件和谐振电容电压的关系

导通器件	谐振电感电压 v_{C_r}	等效电源电压 V_E	等效电流源电流 I_E
$Q_1(D_1)$	$v_{C_r} > 0$	$V_E = \frac{1}{2} V_{in}$	$I_E = I_o$
$Q_1(D_1)$	$v_{C_r} < 0$	$V_E = \frac{1}{2} V_{in}$	$I_E = -I_o$
$Q_2(D_2)$	$v_{C_r} < 0$	$V_E = -\frac{1}{2} V_{in}$	$I_E = -I_o$
$Q_2(D_2)$	$v_{C_r} > 0$	$V_E = -\frac{1}{2} V_{in}$	$I_E = I_o$

图 2.24 和图 2.6 的电路结构是一样的,只是电压源和电流源的表示不同,图 2.24 中是用 V_E 和 I_E 表示,而图 2.6 用 V_{in} 和 I_o ,因此将式(2.9)和(2.10)中的 V_{in} 用 V_E 替代, I_o 用 I_E 替代,就得到了图 2.24 中谐振电感电流 i_{L_r} 和谐振电容电压 v_{C_r} 的表达式。

$$i_{L_r}(t) = I_E + (I_{L_r0} - I_E) \cos \omega_r (t - t_0) + \frac{V_E - V_{C_r0}}{Z_r} \sin \omega_r (t - t_0) \quad (2.57)$$

$$v_{C_r}(t) = V_E - (V_E - V_{C_r0}) \cos \omega_r (t - t_0) + Z_r (I_{L_r0} - I_E) \sin \omega_r (t - t_0) \quad (2.58)$$

式中 ω_r 是谐振角频率, $\omega_r = 1/\sqrt{L_r C_r}$, 谐振频率 $f_r = \frac{\omega_r}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}}$; 谐振周期 $T_r =$

$\frac{1}{f_r} = 2\pi \sqrt{L_r C_r}$; Z_r 是谐振电感和谐振电容的特征阻抗, $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$; I_{L_r0} 和 V_{C_r0} 分别

为每个开关模式开始时谐振电感的初始电流和谐振电容的初始电压。

与 SLSRCs 一样,根据开关频率 f_s 的不同,PLSRCs 也有三种工作方式:①当 $f_s < \frac{1}{2}f_r$ 时,变换器为电流断续工作方式;②低于谐振频率工作,即 $\frac{1}{2}f_r < f_s < f_r$ 时,变换器为电流连续工作方式;③高于谐振频率工作,即 $f_s > f_r$,变换器为电流连续工作方式。下面分析这三种工作方式的工作原理。

2.4.2 当 $f_s < \frac{1}{2}f_r$ 时,变换器为电流断续工作方式

图 2.25 给出了 $f_s < \frac{1}{2}f_r$ 时变换器为电流断续工作方式的主要波形图。在一个开关周期中,变换器有八种开关模态。

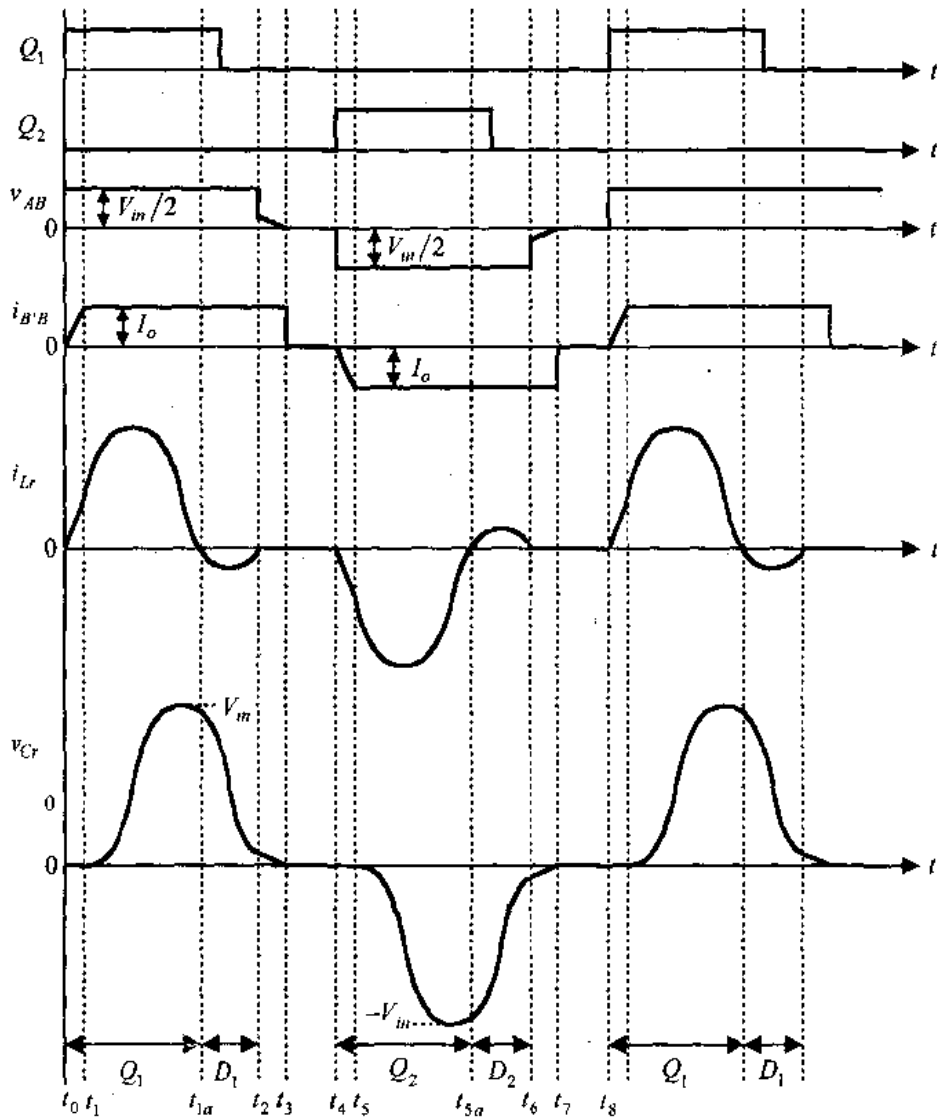


图 2.25 电流断续工作方式($f_s < 2f_r$)的主要波形

1. 开关模态 1 [t_0, t_1] [参考图 2.23(a)]

在 t_0 时刻,谐振电感电流 i_{Lr} 和谐振电容电压 v_{Cr} 均为零,即 $I_{Lr0} = I_{Lr}(t_0) = 0$,

$V_{Cr0} = V_{Cr}(t_0) = 0$ 。滤波电感电流通过四只整流二极管续流。

t_0 时刻开通开关管 Q_1 , 由于此时 i_{Lr} 为零, Q_1 是零电流开通。在这段时间里, 由于 $i_{Lr} < I_o$, 不足以提供滤波电感电流, 因此四只整流管全部导通, 谐振电容电压被箝在零位。这样电源电压 $\frac{1}{2} V_m$ 全部加在谐振电感上, 谐振电感电流 i_{Lr} 从零开始线性增加。

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_m}{2L_r}(t - t_0) \quad (2.59)$$

在 t_1 时刻, i_{Lr} 增加到 I_o , 整流管 D_{R1} 和 D_{R4} 继续导通, 而 D_{R2} 和 D_{R3} 截止, 开关模式 1 结束, 其持续时间为:

$$t_{01} = 2L_r I_o / V_m \quad (2.60)$$

2. 开关模式 2 [t_1, t_2] [参考图 2.22(a)]

在此开关模式中, 谐振电感和谐振电容谐振工作, 将 $I_{Lr0} = I_{Lr}(t_1) = I_o$, $V_{Cr0} = V_{Cr}(t_1) = 0$, $V_E = \frac{1}{2} V_m$, $I_E = -I_o$ 代入式(2.57)和(2.58), 可以得到 i_{Lr} 和 v_{Cr} 的表达式。

$$i_{Lr}(t) = I_o + \frac{V_m}{2Z_r} \sin \omega_r (t - t_1) \quad (2.61)$$

$$v_{Cr}(t) = \frac{1}{2} V_m [1 - \cos \omega_r (t - t_1)] \quad (2.62)$$

在 t_{1a} 时刻, i_{Lr} 减小到零, 然后继续反方向流动, 流经 Q_1 的反并二极管 D_1 , 将 Q_1 两端电压箝在零位, 因此此时可以零电压/零电流关断 Q_1 。

在 t_2 时刻, i_{Lr} 从负方向再次减小到零, D_1 自然关断, 开关模式 2 结束, 此时谐振电容电压为:

$$V_{Cr}(t_2) = \frac{1}{2} V_m \left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{2Z_r I_o}{V_m} \right)^2} \right] \quad (2.63)$$

开关模式 2 的持续时间为:

$$t_{12} = \frac{1}{\omega_r} \left[2\pi - \sin^{-1} \left(\frac{2Z_r I_o}{V_m} \right) \right] \quad (2.64)$$

3. 开关模式 3 [t_2, t_3] [参考图 2.23(c)]

在 t_2 时刻, i_{Lr} 为零, 由于 Q_1 已经关断, i_{Lr} 不能正方向流动, 因此一直为零。这样滤波电感电流由谐振电容提供, 谐振电容被放电, 其电压 v_{Cr} 线性减小。

$$v_{Cr}(t) = V_{Cr}(t_2) - \frac{I_o}{C_r} (t - t_2) \quad (2.65)$$

在 t_3 时刻, v_{Cr} 减小到零, 开关模式 3 结束, 其持续时间为:

$$t_{23} = C_r V_{Cr}(t_2) / I_o \quad (2.66)$$

4. 开关模式 4 [t_3, t_4] [参考图 2.23(e)]

在此开关模式中, 谐振电感电流 i_{Lr} 和 谐振电容电压 v_{Cr} 均为零, 滤波电感电流通过四

只整流二极管续流。

在 t_4 时刻,零电流开通 Q_2 ,开始另一个半周,其工作情况与上面的分析类似。

从上面的分析可以看出,当 $f_s < \frac{1}{2} f_r$ 时,谐振电感电流断续工作。开关管为零电流开通,零电压/零电流关断,反并二极管为自然开通和关断。

2.4.3 低于谐振频率工作 ($\frac{1}{2} f_r < f_s < f_r$)

如果提高开关频率,使 $\frac{1}{2} f_r < f_s < f_r$,那么变换器为电流连续工作方式。图 2.26 给出了这种工作方式的主要波形图。由于 $f_s < f_r$,谐振回路呈容性,谐振电感电流 i_{Lr} 超前于电压 v_{AB} 。在一个开关周期中,变换器有四种开关模态。

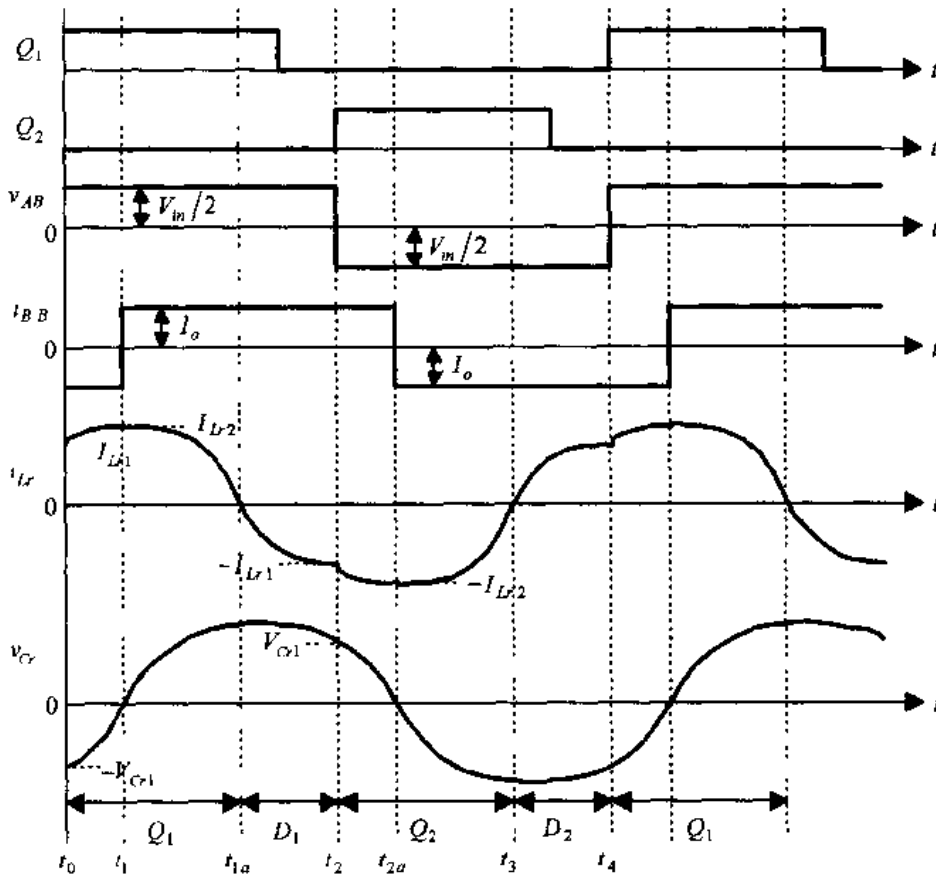


图 2.26 电流连续工作方式 ($\frac{1}{2} f_r < f_s < f_r$) 的主要波形

1. 开关模态 1 [t_0, t_1] [参考图 2.22(b)]

在 t_0 时刻,谐振电感电流 i_{Lr} 流过二极管 D_2 ,其值为 $I_{Lr}(t_0) = I_{Lr1}$,谐振电容电压 v_{Cr} 为负电压,其值为 $V_{Cr}(t_0) = -V_{Cr1}$ 。滤波电感电流流经整流管 D_{R2} 和 D_{R3} 。

在 t_0 时刻开通 Q_1 , D_2 立即截止,存在反向恢复电流,此电流流过 Q_1 ,在 Q_1 中产生很大的开通电流尖峰,因此 Q_1 是硬开通,存在开通损耗。

将 $I_{Lr0} = I_{Lr}(t_0) = I_{Lr1}$, $V_{Cr0} = V_{Cr}(t_0) = -V_{Cr1}$, $V_E = \frac{1}{2} V_m$, $I_E = -I_o$ 代入式

(2.57)和(2.58),可以得到 i_{Lr} 和 v_{Cr} 在这个开关模式中的表达式。

$$i_{Lr}(t) = -I_o + (I_{Lr1} + I_o)\cos\omega_r(t - t_0) + \frac{\frac{1}{2}V_{in} + V_{Cr1}}{Z_r}\sin\omega_r(t - t_0) \quad (2.67)$$

$$v_{Cr}(t) = \frac{1}{2}V_{in} - (\frac{1}{2}V_{in} + V_{Cr1})\cos\omega_r(t - t_0) + Z_r(I_{Lr1} + I_o)\sin\omega_r(t - t_0) \quad (2.68)$$

在 t_1 时刻, v_{Cr} 从负电压上升到零, 开关模式 1 结束。

2. 开关模式 2 [t_1, t_2] [对应于图 2.22(a)]

从 t_1 时刻开始, v_{Cr} 为正电压, 滤波电感电流流经整流管 D_{R1} 和 D_{R4} , D_{R2} 和 D_{R3} 截止。将 $I_{Lr0} = I_{Lr}(t_1) = I_{Lr2}$, $V_{Cr0} = V_{Cr}(t_1) = 0$, $V_E = \frac{1}{2}V_{in}$, $I_E = I_o$ 代入式(2.57)和(2.58), 可以得到 i_{Lr} 和 v_{Cr} 在这个开关模式中的表达式。

$$i_{Lr}(t) = I_o + (I_{Lr2} - I_o)\cos\omega_r(t - t_0) + \frac{V_{in}}{2Z_r}\sin\omega_r(t - t_1) \quad (2.69)$$

$$v_{Cr}(t) = \frac{1}{2}V_{in}[1 - \cos\omega_r(t - t_1)] + Z_r(I_{Lr2} - I_o)\sin\omega_r(t - t_1) \quad (2.70)$$

在 t_{1a} 时刻, i_{Lr} 减小到零, 然后继续反方向流动, 流经 Q_1 的反并二极管 D_1 , 将 Q_1 两端电压箝在零位, 因此此时可以零电压/零电流关断 Q_1 。

在 t_2 时刻, 开通 Q_2 , 开关模式 2 结束, 此时谐振电感电流为 $I_{Lr}(t_2) = -I_{Lr1}$, 谐振电容电压为 $V_{Cr}(t_2) = V_{Cr1}$ 。同样在开通 Q_2 时, D_1 立即截止, 存在反向恢复电流, 此电流流过 Q_2 , 在 Q_2 中产生很大的开通电流尖峰, 因此 Q_2 也是硬开通, 存在开通损耗。

从上面的分析可以看出, 当 $\frac{1}{2}f_r < f_s < f_r$ 时, 谐振电感电流连续工作。开关管为零电压/零电流关断, 但开通是硬开通, 存在开通损耗。反并二极管为自然开通, 但关断时有反向恢复电流, 因此反并二极管必须采用快恢复二极管。

2.4.4 高于谐振频率工作 ($f_s > f_r$)

如果进一步提高开关频率, 使 $f_s > f_r$, 变换器为电流连续工作方式, 但这种工作方式与 $\frac{1}{2}f_r < f_s < f_r$ 时不同。由于 $f_s > f_r$, 谐振回路呈感性, 谐振电感电流 i_{Lr} 滞后于电压 v_{AB} 。图 2.27 给出了这种工作方式的主要波形图, 在一个开关周期中, 变换器有四种开关模式。

1. 开关模式 1 [t_0, t_1] [参考图 2.22(b)]

在 t_0 时刻, 谐振电感电流 i_{Lr} 为负, 即 $I_{Lr}(t_0) = -I_{Lr1}$, 流过二极管 D_1 , 谐振电容电压 v_{Cr} 为负, 定义 $V_{Cr}(t_0) = -V_{Cr1}$ 。滤波电感电流 I_o 流经整流管 D_{R2} 和 D_{R3} 。此时开通 Q_1 为零电流/零电压开通。

将 $I_{Lr0} = I_{Lr}(t_0) = -I_{Lr1}$, $V_{Cr0} = V_{Cr}(t_0) = -V_{Cr1}$, $V_E = \frac{1}{2}V_{in}$, $I_E = -I_o$ 代入式(2.57)和(2.58), 可以得到 i_{Lr} 和 v_{Cr} 在这个开关模式中的表达式。

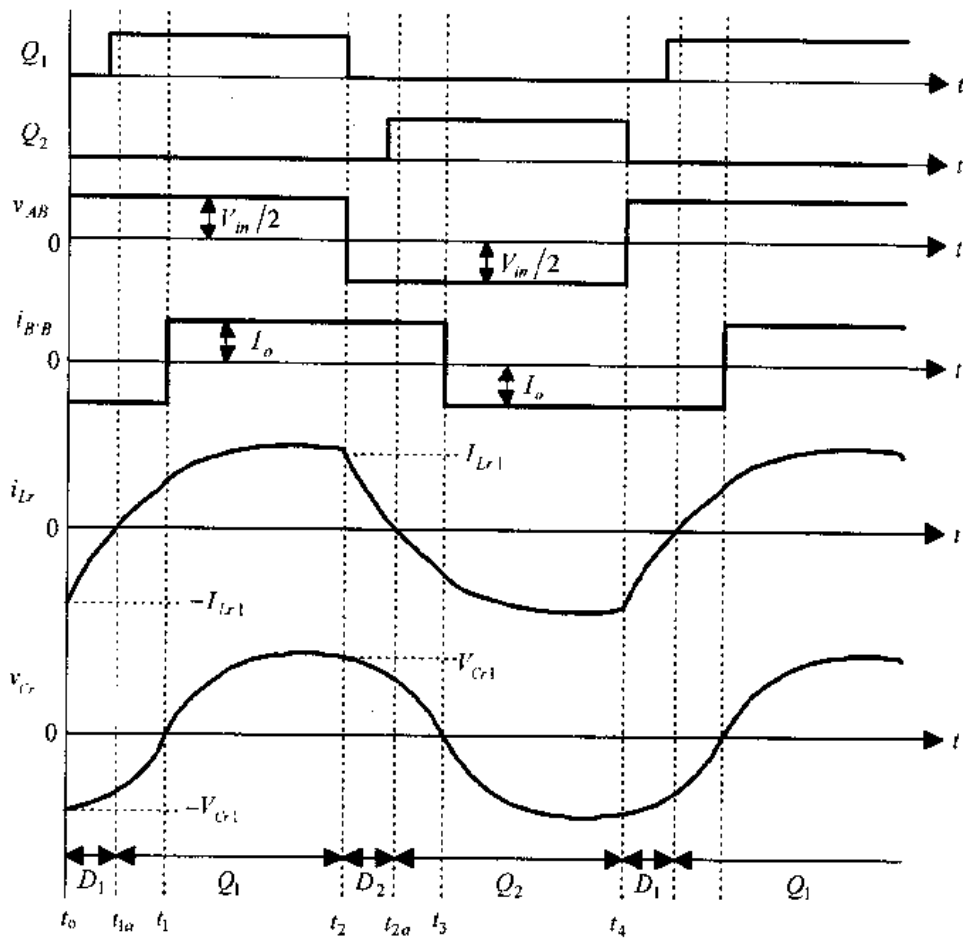


图 2.27 电流连续工作方式($f_s > f_r$)的主要波形

$$i_{Lr}(t) = -I_o + (-I_{Lr1} + I_o)\cos\omega_r(t - t_0) + \frac{\frac{1}{2}V_{in} + V_{Cr1}}{Z_r}\sin\omega_r(t - t_0) \quad (2.71)$$

$$v_{Cr}(t) = \frac{1}{2}V_{in} - (\frac{1}{2}V_{in} + V_{Cr1})\cos\omega_r(t - t_0) + Z_r(-I_{Lr1} + I_o)\sin\omega_r(t - t_0) \quad (2.72)$$

在 t_{1a} 时刻, i_{Lr} 减小到零, 然后继续正方向流动, 流经 Q_1, D_1 自然关断。

在 t_1 时刻, v_{Cr} 从负电压上升到零, 此时 $I_{Lr}(t_1) = I_{Lr2}$, 开关模式 1 结束。

2. 开关模式 2 [t_1, t_2] [对应于图 2.22(a)]

从 t_1 时刻开始, v_{Cr} 为正, 滤波电感电流流经整流管 D_{R1} 和 D_{R4}, D_{R2} 和 D_{R3} 截止。将

$I_{Lr0} = I_{Lr}(t_1) = I_{Lr2}, V_{Cr0} = V_{Cr}(t_1) = 0, V_E = \frac{1}{2}V_{in}, I_E = I_o$ 代入式(2.57)和式(2.58), 可以得到 i_{Lr} 和 v_{Cr} 在这个开关模式中的表达式。

$$i_{Lr}(t) = I_o + (I_{Lr2} - I_o)\cos\omega_r(t - t_1) + \frac{V_{in}}{2Z_r}\sin\omega_r(t - t_1) \quad (2.73)$$

$$v_{Cr}(t) = \frac{1}{2}V_{in}[1 - \cos\omega_r(t - t_1)] + Z_r(I_{Lr2} - I_o)\sin\omega_r(t - t_1) \quad (2.74)$$

在 t_2 时刻关断 Q_1 时, i_{Lr} 流过 Q_1 , 因此 Q_1 是硬关断, 存在关断损耗。

从上面的分析可以看出,当 $f_s > f_r$ 时,谐振电感电流连续工作。开关管为零电压/零电流开通,但关断是硬关断,存在关断损耗。反并二极管为自然关断。

2.4.5 稳态特性

图 2.28 给出了 PLSRCs 在 $I_o = 0.4$ 和 $I_o = 0.8$ 时 V_o 与 ω_s 的稳态关系曲线,图中的物理量采用标么值,各物理量的基值分别为:电压基值是 $V_{base} = \frac{1}{2} V_{in}$ (半桥)或 $V_{base} = V_{in}$ (全桥),电流基值为 $I_{base} = \frac{V_{in}}{2Z_r}$ (半桥)或 $I_{base} = \frac{V_{in}}{Z_r}$ (全桥),其中 $Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$,角频率基值为 $\omega_{base} = \omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$ 。从中可以看出,在 $\frac{\omega_s}{\omega_r} < 0.5$ 时,PLSRCs 工作在电流断续区,具有良好的电压源特性,输出电压 V_o 与输出电流 I_o 无关,这个特性对于多路输出变压器特别有利。同时,在此频率区间,输出电压与开关频率成正比,控制电路设计很方便。在 $f_s > f_r$ 工作区间,为使输出电压标么值为 1,负载变化时,所需开关频率的变化范围较小。该变换器在不用输出变压器时的输出电压也可高于或低于电源电压。

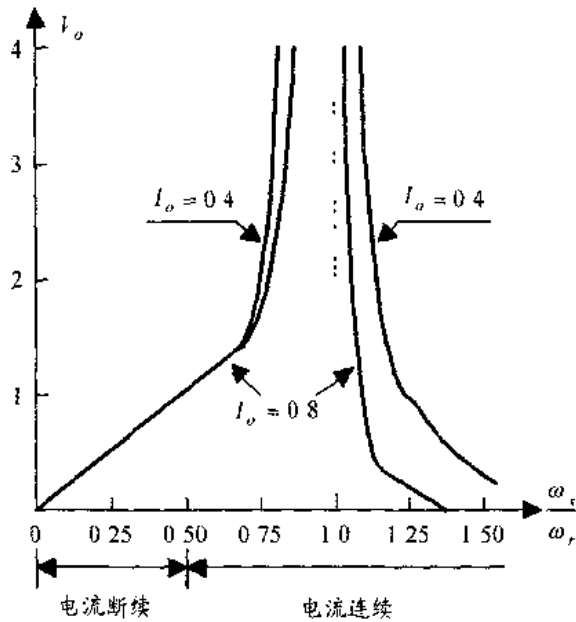


图 2.28 并联负载串联谐振变换器的稳态特性

本章小结

第一章讨论的直流变换器由于开关管工作在硬开关状态,开关损耗很大,限制了开关频率的提高,从而限制了变换器的轻量化和小型化。为了提高开关频率,必须采用软开关技术,这种技术分为零电流开关和零电压开关两类。

从软开关技术的发展过程来看,直流变换器可以归纳为以下几种:①全谐振型变换器,一般称之为谐振变换器。按谐振类型,谐振变换器可分为串联谐振变换器和并联谐振变换器两类。按负载与谐振电路的连接关系,谐振变换器又可分为串联负载(或串联输

出)谐振变换器和并联负载(或并联输出)谐振变换器两类。②准谐振变换器和多谐振变换器,准谐振变换器分为零电流开关准谐振变换器和零电压开关准谐振变换器。③零开关 PWM 变换器,包括零电压开关 PWM 变换器和零电流开关 PWM 变换器。④零转换 PWM 变换器,包括零电压转换 PWM 变换器和零电流转换 PWM 变换器。

本章分析了串联负载串联谐振变换器和并联负载串联谐振变换器的基本原理,这两种变换器的特点是:

(1) 变换器有三种工作方式:①当 $f_s < \frac{1}{2}f_r$ 时,变换器为电流断续工作方式,此时开关管工作在零电流开关条件下;②低于谐振频率工作,即 $\frac{1}{2}f_r < f_s < f_r$ 时,变换器为电流连续工作方式,谐振回路呈容性,谐振电感电流 i_L 超前于电压 v_{AB} ,开关管为零电流关断,但为硬开通;③高于谐振频率工作,即 $f_s > f_r$,变换器为电流连续工作方式,谐振回路呈感性,谐振电感电流 i_L 滞后于电压 v_{AB} ,此时开关管为零电压开通,但为硬关断。

(2) 为了实现开关管的零电流开通和零电压关断,应在电路中加入饱和电感(或线性电感)或吸收电容。

(3) 该类变换器的基本控制方式为频率控制。

(4) 变换器回路电流接近于正弦波,可显著降低电磁干扰。

(5) 在 $f_s < \frac{1}{2}f_r$ 时,SLSRCs 具有电流源的特性,并具有自动过载保护的功能,而 PLSRCs 具有电压源的特性。

谐振变换器由于电压和电流波形均为正弦波,其 EMI 很小,在中频感应加热场合得到广泛应用。有些通讯用开关电源也采用谐振变换器,其开关频率范围为 180~450kHz。

第三章 准谐振变换器和多谐振变换器

3.1 引言

第二章讨论了谐振变换器的基本原理,该类变换器主要应用在半桥和全桥电路中,谐振电感和谐振电容一直参与功率变换,用来实现开关管的零电压开关或零电流开关。在单管构成的变换器中,为了实现开关管的软开关,80年代出现了准谐振变换器(Quasi-resonant converters, QRCs)和多谐振变换器(Multi-resonant converters, MRCs)。本章讨论这两类变换器的工作情况。当然,推挽变换器、半桥和全桥变换器也可以构成 QRCs 和 MRCs。

提出准谐振变换器的概念是为了实现开关管的软开关,软开关方式分为零电流开关(Zero-current-switching, ZCS)和零电压开关(Zero-voltage-switching, ZVS)两类,因此准谐振变换器可分为两类:零电流开关准谐振变换器(ZCS QRCs)和零电压开关准谐振变换器(ZVS QRCs)。

QRCs 中最关键的部分就是谐振开关(Resonant switch)的概念,它是在第一章讨论的直流变换器的开关管中加入一个谐振电感 L_r 和一个谐振电容 C_r 而构成的。根据开关管与谐振电感和谐振电容的不同组合,谐振开关可分为零电流谐振开关(Zero-current resonant switch)和零电压谐振开关(Zero-voltage resonant switch)。

3.1.1 零电流谐振开关

图 3.1 给出了零电流谐振开关的电路图,它有两种电路方式:L型和M型,其工作原理是一样的。从图中可以看出,谐振电感 L_r 是与功率开关 S_1 相串联的,其基本思想是:在 S_1 开通之前, L_r 的电流为零;当 S_1 开通时, L_r 限制 S_1 中电流的上升率,从而实现 S_1 的零电流开通;而当 S_1 关断时, L_r 和 C_r 谐振工作使 L_r 的电流回到零,从而实现 S_1 的零电流关断。因此, L_r 和 C_r 为 S_1 提供了零电流开关的条件。

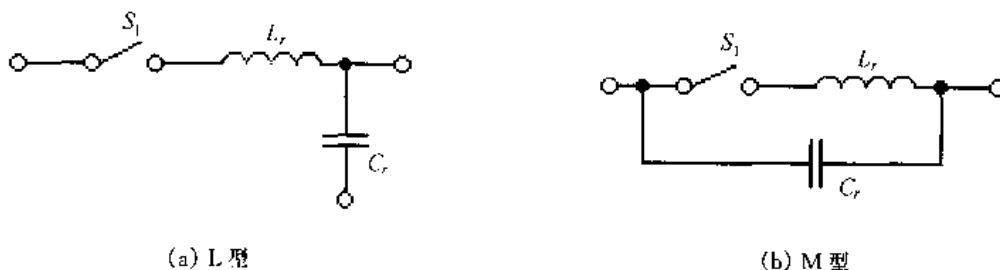


图 3.1 零电流谐振开关

根据功率开关 S_1 是单方向导通还是双方向导通,可将零电流谐振开关分为半波模式(Half-wave mode)和全波模式(Full-wave mode),如图 3.2 所示。图 3.2(a)是半波模式,功率开关 S_1 由一个开关管 Q_1 和一个二极管 D_{Q1} 相串联构成。 D_{Q1} 使功率开关 S_1

的电流只能单方向流动(如果 Q_1 采用 MOSFET),而且为 Q_1 承受反向电压(如果 Q_1 选用 BJT、IGBT 等器件,它们不能承受反向电压,否则将被反向击穿)。这样,谐振电感 L_r 的电流只能单方向流动。图 3.2(b)是全波模式,功率开关 S_1 由开关管 Q_1 及其反并二极管 D_{Q1} 构成,可以双向流过电流, D_{Q1} 提供反向电流通路。谐振电感 L_r 的电流可以双向流动, L_r 和 C_r 可以自由谐振工作。

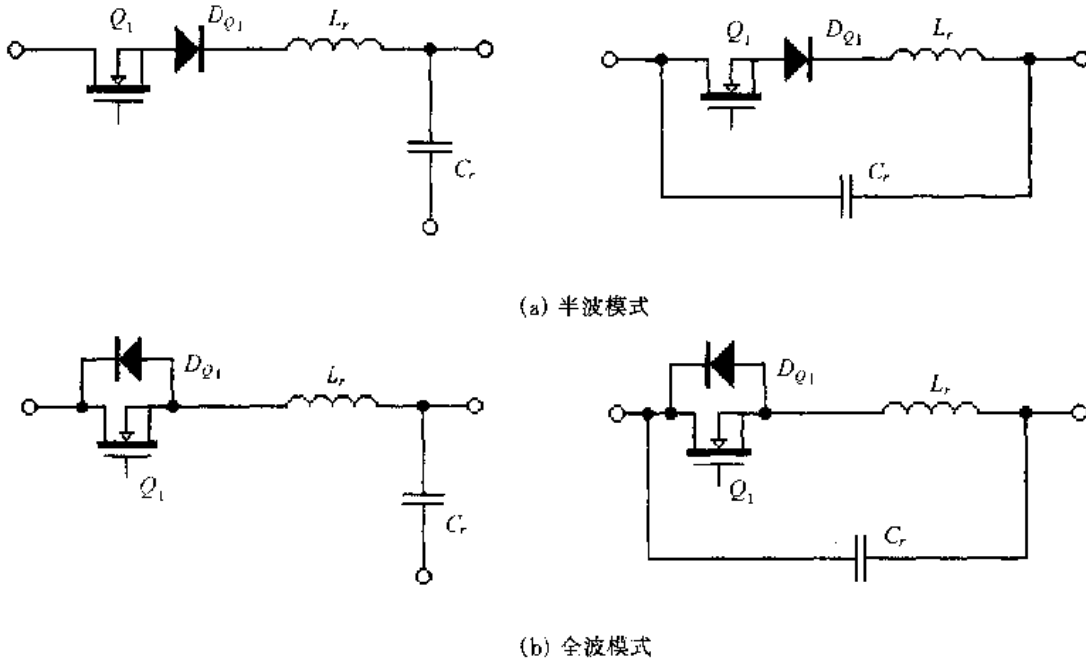


图 3.2 零电流谐振开关的结构图

3.1.2 零电压谐振开关

图 3.3 给出了零电压谐振开关的电路图,它也有两种电路方式:L型和M型,其工作原理是一样的。从图中可以看出,谐振电容 C_r 是与功率开关 S_1 相并联的,其基本思路是:在 S_1 导通时, C_r 上的电压为零;当 S_1 关断时, C_r 限制 S_1 上电压的上升率,从而实现 S_1 的零电压关断;而当 S_1 开通时, L_r 和 C_r 谐振工作使 C_r 的电压回到零,从而实现 S_1 的零电压开通。因此, L_r 和 C_r 为 S_1 提供了零电压开关的条件。

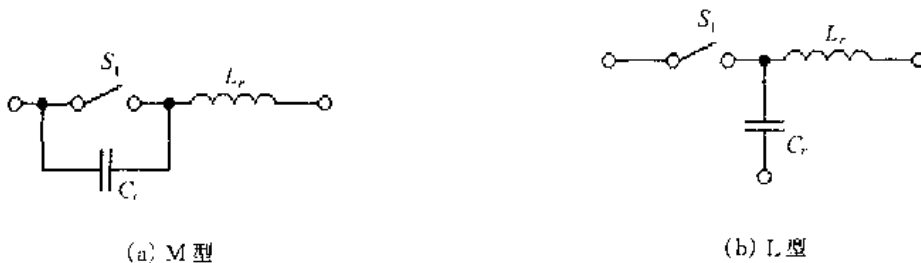


图 3.3 零电压谐振开关

同样根据功率开关 S_1 是单方向导通还是双向导通,可将零电压谐振开关分为半波模式(Half-wave mode)和全波模式(Full-wave mode),如图 3.4 所示。这里的半波模式

和全波模式的定义与零电流谐振开关有所不同。图 3.4(a)是半波模式,功率开关 S_1 由开关管 Q_1 及其反并二极管 D_{Q1} 构成,可以双向流过电流, D_{Q1} 提供反向电流通路。这样,谐振电容 C_r 上的电压只能为正,不能为负,因为此时 C_r 的电压被 D_{Q1} 箝在零电位。图 3.4 (b)是全波模式,功率开关 S_1 由一个开关管 Q_1 和一个二极管 D_{Q1} 相串联构成, D_{Q1} 使功率开关 S_1 的电流只能单方向流动(如果 Q_1 采用 MOSFET),而且为 Q_1 承受反向电压(如果 Q_1 选用 BJT、IGBT 等器件,它们不能承受反向电压,否则将被反向击穿)。谐振电容 C_r 上的电压既可以为正,也可以为负, L_r 和 C_r 可以自由谐振工作。

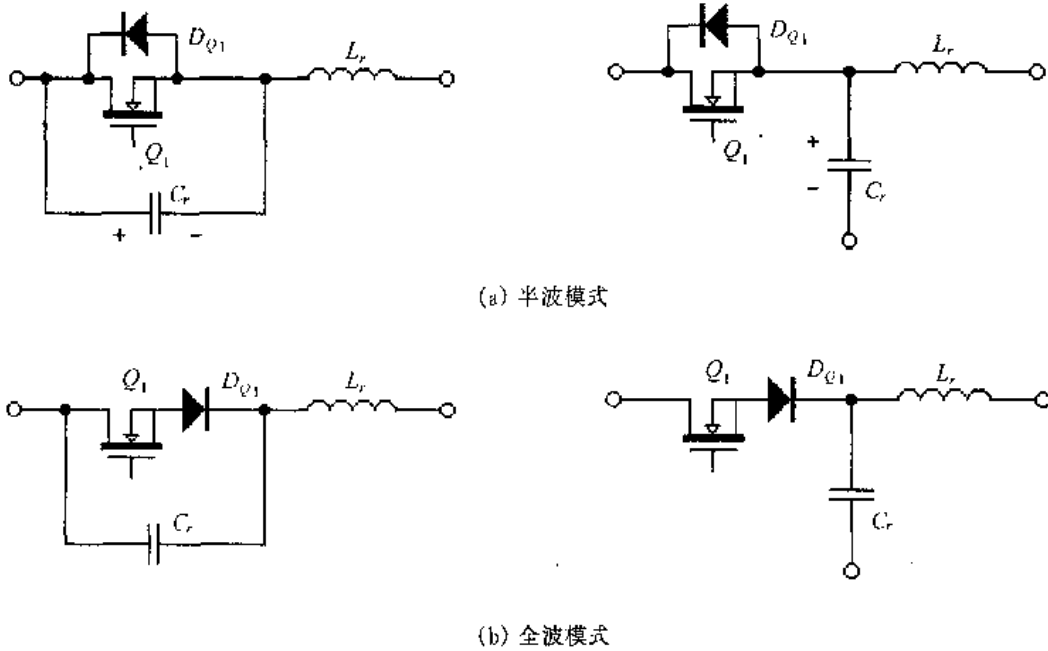


图 3.4 零电压谐振开关的结构图

3.2 零电流开关准谐振变换器

零电流开关准谐振变换器(ZCS QRCs)这类变换器的工作原理是基本类似的,本节以 Buck ZCS QRC 为例来分析。图 3.5 给出了 Buck ZCS QRC 的电路图,图 3.5(a)和(b)分别为半波模式和全波模式。图 3.6 分别给出了它们的主要工作波形图。

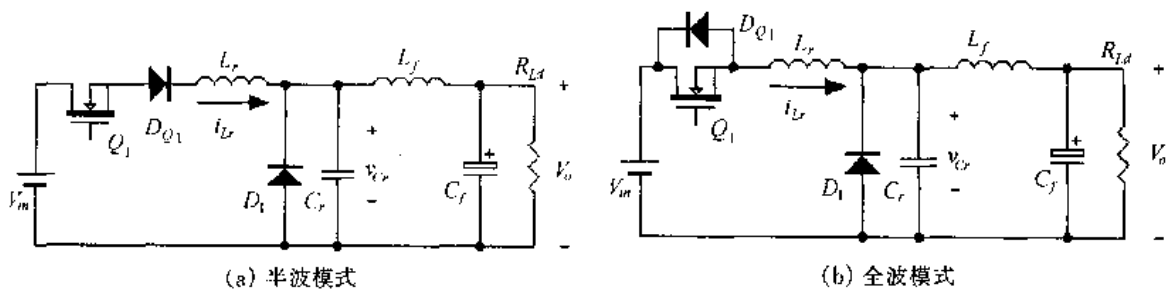


图 3.5 Buck ZCS QRC 电路图

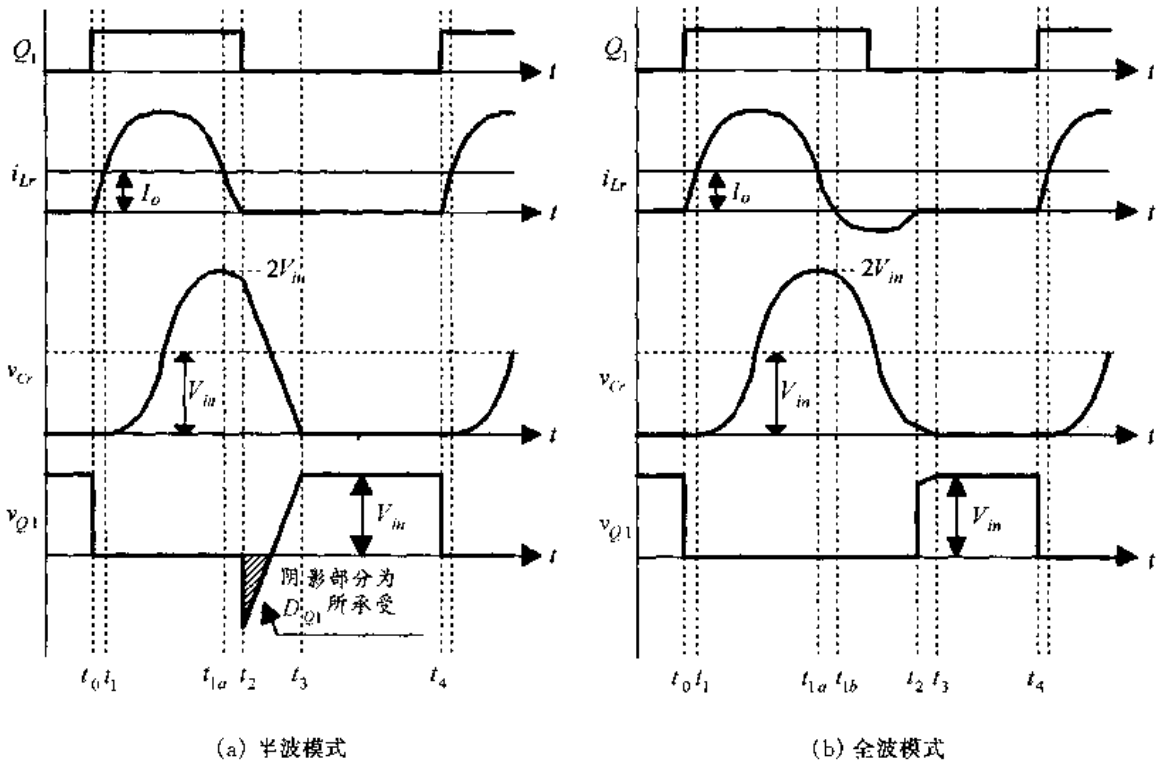


图 3.6 Buck ZCS QRC 的主要波形图

3.2.1 工作原理

在一个开关周期 T_s 中,该变换器有四种开关状态。在分析之前,作出如下假设:

- ① 所有开关管、二极管均为理想器件;
- ② 所有电感、电容和变压器均为理想元件;
- ③ $L_f \gg L_r$;
- ④ L_f 足够大,在一个开关周期中,其电流基本保持不变,为 I_o 。这样 L_f 和 C_f 以及负载电阻可以看成是一个电流为 I_o 的恒流源。

这里给出以下物理量的定义:

- ① 特征阻抗 $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$;
- ② 谐振角频率 $\omega = 1/\sqrt{L_r C_r}$;
- ③ 谐振频率 $f_r = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}}$;
- ④ 谐振周期 $T_r = \frac{1}{f_r} = 2\pi \sqrt{L_r C_r}$ 。

图 3.7 和图 3.8 分别给出了半波模式和全波模式的 Buck ZCS QRC 各开关模式的等效电路。

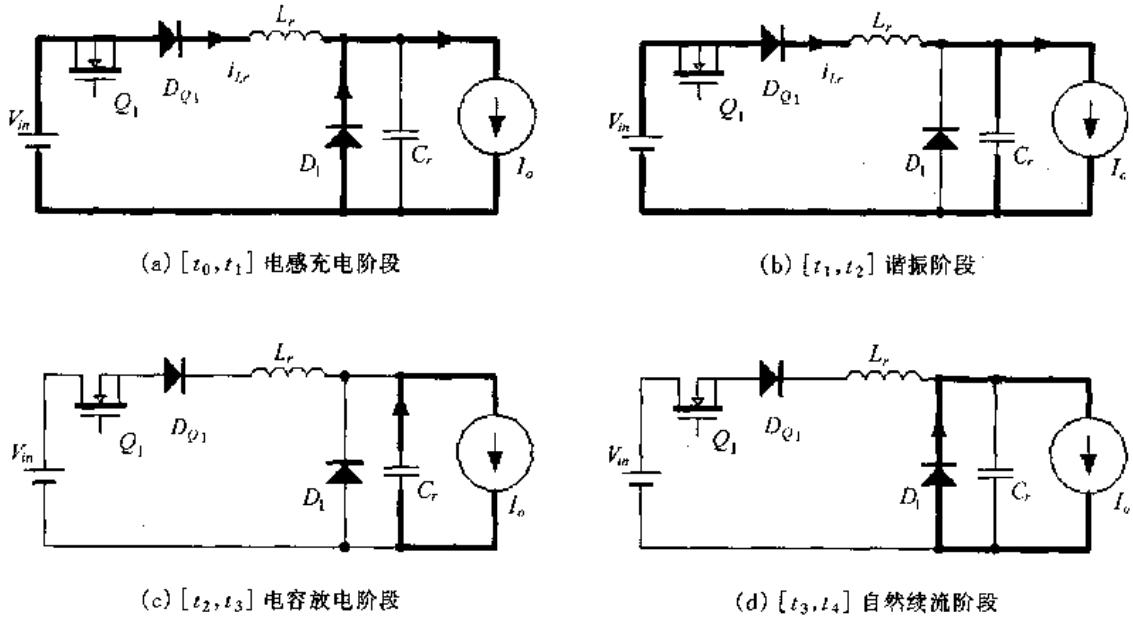


图 3-7 半波模式 Buck ZCS QRC 各开关模式的等效电路

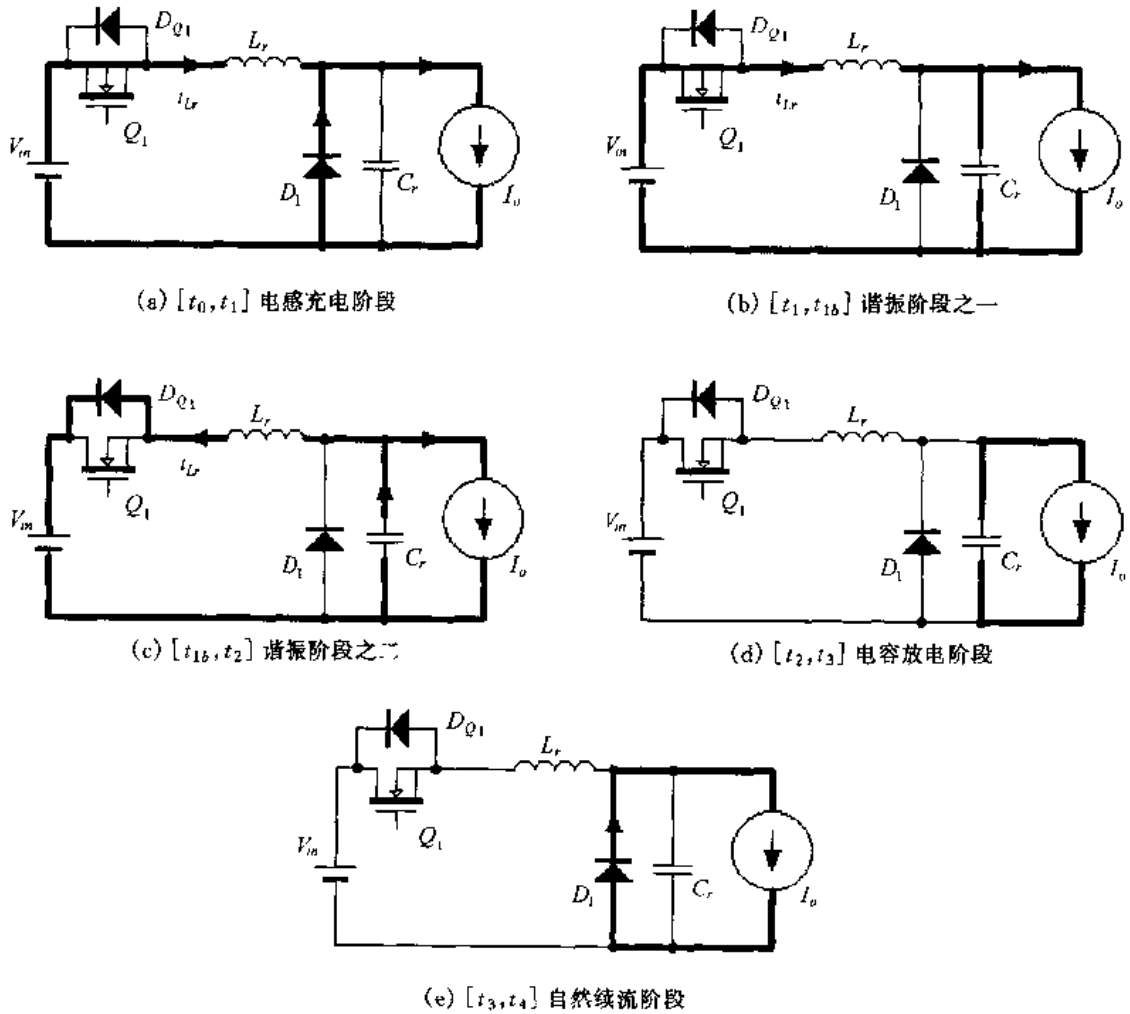


图 3-8 全波模式 Buck ZCS QRC 各开关模式的等效电路

1. 开关模态 1 [t_0, t_1]——电感充电阶段 [参考图 3.7(a)和图 3.8(a)]

在 t_0 时刻之前,开关管 Q_1 处于关断状态,输出滤波电感电流 I_o 通过续流二极管 D_1 流过。谐振电感电流 i_{L_r} 为 0,谐振电容电压 v_{C_r} 也为 0。

在 t_0 时刻, Q_1 开通,加在 L_r 上的电压为 V_{in} ,其电流从 0 线性上升,因此 Q_1 是零电流开通。

$$i_{L_r}(t) = \frac{V_{in}}{L_r}(t - t_0) \quad (3.1)$$

而 D_1 中的电流为:

$$i_{D_1}(t) = I_o - \frac{V_{in}}{L_r}(t - t_0) \quad (3.2)$$

在 t_1 时刻, i_{L_r} 上升到 I_o ,此时 $i_{D_1} = 0$, D_1 自然关断。开关模态 1 的持续时间为:

$$t_{01} = \frac{L_r I_o}{V_{in}} \quad (3.3)$$

2. 开关模态 2 [t_1, t_2]——谐振阶段 [参考图 3.7(b)和图 3.8(b)、(c)]

从 t_1 时刻开始, L_r 和 C_r 开始谐振工作, L_r 的电流和 C_r 的电压的表达式为:

$$i_{L_r}(t) = I_o + \frac{V_{in}}{Z_r} \sin \omega(t - t_1) \quad (3.4)$$

$$v_{C_r}(t) = V_{in} [1 - \cos \omega(t - t_1)] \quad (3.5)$$

经过 $\frac{1}{2} T_r$, 到达 t_{1a} 时刻, i_{L_r} 减小到 I_o ,此时 v_{C_r} 达到最大值 $V_{C_{rmax}} = 2V_{in}$ 。

如果是半波模式[参考图 3.7(b)],那么在 t_2 时刻, i_{L_r} 减小到 0,此时关断开关管 Q_1 ,则 Q_1 是零电流关断。

在 t_2 时刻,谐振电容电压为:

$$V_{C_r}(t_2) = V_{in} \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{Z_r I_o}{V_{in}} \right)^2} \right] \quad (3.6a)$$

此时谐振电容电压大于 V_{in} ,加在 Q_1 和 D_{Q1} 上的电压为一个负的电压,此负电压为 D_{Q1} 所承受,防止了 Q_1 因承受反压而导致反向击穿。

如果是全波模式[参考图 3.8(b)、(c)],在 t_{1b} 时刻, i_{L_r} 减小到 0,此时 Q_1 的反并二极管 D_{Q1} 导通, i_{L_r} 继续反方向流动。在 t_2 时刻, i_{L_r} 再次减小到 0。在 $[t_{1b}, t_2]$ 时段, D_{Q1} 导通, Q_1 中的电流为零,这时关断 Q_1 ,则 Q_1 是零电流关断。

在 t_2 时刻,谐振电容电压为:

$$V_{C_r}(t_2) = V_{in} \left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{Z_r I_o}{V_{in}} \right)^2} \right] \quad (3.6b)$$

从上面的分析可知,无论是半波模式还是全波模式,在此开关模态结束时, i_{L_r} 为 0,谐振电容上的电压可用下式来表达:

$$V_{C_r}(t_2) = V_{in} \left[1 + M \sqrt{1 - \left(\frac{Z_r I_o}{V_{in}} \right)^2} \right] \quad (3.6c)$$

此开关模式的持续时间为:

$$t_{12} = \frac{1}{\omega} \left[\frac{\pi}{2} (3 - M) + M \cdot \sin^{-1} \left(\frac{Z_r I_o}{V_{in}} \right) \right] \quad (3.7)$$

在式(3.6c)和(3.7)中,半波模式时 $M=1$,全波模式时 $M=-1$ 。

3. 开关模式 3 [t_2, t_3]——电容放电阶段 [参考图 3.7(c)和图 3.8(d)]

在此开关模式中,由于 $i_{Lr}=0$,输出滤波电感电流 I_o 全部流过谐振电容,谐振电容放电,谐振电容电压为:

$$v_{Cr}(t) = V_{Cr}(t_2) - \frac{I_o}{C_r} (t - t_2) \quad (3.8)$$

在 t_3 时刻, v_{Cr} 减小到 0,续流二极管 D_1 导通,此开关模式的持续时间为:

$$t_{23} = \frac{C_r V_{Cr}(t_2)}{I_o} \quad (3.9)$$

4. 开关模式 4 [t_3, t_4] 自然续流阶段 [参考图 3.7(d)和图 3.8(e)]

在此开关模式中,输出滤波电感电流 I_o 经过续流二极管 D_1 续流。

在 t_4 时刻,零电流开通 Q_1 ,开始下一个开关周期。

3.2.2 参数设计

1. L_r 和 C_r 的设计

L_r 和 C_r 的设计取决于它的谐振频率 f_r 及最大输出电流 $I_{o\max}$ 。要实现开关管的零电流开关,在开关管关断之前, i_{Lr} 必须减小到 0。从式(3.4)中可知,为了在任意负载时 i_{Lr} 能够回到 0,要求:

$$\frac{V_{in}}{Z_r} > I_{o\max} \quad (3.10)$$

即
$$Z_r < \frac{V_{in}}{I_{o\max}} \quad (3.11)$$

可将上式改写为:

$$Z_r = K_c \frac{V_{in}}{I_{o\max}} \quad (3.12)$$

式中 $K_c < 1$ 。

而
$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}} \quad (3.13)$$

根据上面两式可以确定 L_r 和 C_r 的大小,即

$$L_r = \frac{Z_r}{2\pi f_r} = \frac{1}{2\pi f_r} \cdot \frac{K_c V_{in}}{I_{o\max}} \quad (3.14)$$

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_r Z_r} = \frac{1}{2\pi f_r} \cdot \frac{I_{o\max}}{K_c V_{in}} \quad (3.15)$$

2. 开关管和二极管的选取

开关管和二极管的选取取决于它们的电压与电流应力。从式(3.4)中我们可以得到,

谐振电感的最大电流为:

$$I_{Lr\max} = I_{o\max} + \frac{V_{in}}{Z_r} \quad (3.16)$$

将式(3.12)代入上式,则有:

$$I_{Lr\max} = \left(1 + \frac{1}{K_c}\right) I_{o\max} > 2I_{o\max} \quad (3.17)$$

从式(3.5)可知,谐振电容的最大电压为 $V_{Cr\max} = 2V_{in}$ 。

根据上面的分析,我们可以知道:

- ① Q_1 中流过的最大电流 $I_{Q1\max} > 2I_{o\max}$, 它所承受的最大正向电压为 V_{in} 。
- ② 在半波模式中, 串联二极管 D_{Q1} 中所流过的最大电流为 $I_{DQ1\max} > 2I_{o\max}$, 所承受的最大反向电压为 V_{in} 。
- ③ 在全波模式中, 反并联二极管 D_{Q1} 在负载最轻时流过的电流最大, 其值为 $I_{DQ1\max} = I_{o\max}$, 所承受的最大反向电压为 V_{in} 。
- ④ 续流二极管 D_1 中所流过的最大电流为 $I_{D1\max} = I_{o\max}$, 所承受的最大反向电压为 $2V_{in}$ 。
- ⑤ 谐振电感的最大电流为 $I_{Lr\max} > 2I_{o\max}$, 谐振电容上的最大电压为 $V_{Cr\max} = 2V_{in}$ 。

3.2.3 电压变换比

下面讨论一下该变换器的输出电压 V_o 与输入电压 V_{in} 之间的关系。在每个开关周期 T_s 中, 输入能量 E_i 为:

$$\begin{aligned} E_i &= \int_0^{T_s} V_{in} I_i dt = \int_0^{T_s} V_{in} i_{Lr}(t) dt = \int_{t_0}^{t_1} V_{in} \frac{V_{in}}{L_r} (t - t_0) dt + \int_{t_1}^{t_2} V_{in} \left[I_o + \frac{V_{in}}{Z_r} \sin \omega(t - t_1) \right] dt \\ &= V_{in} \left\{ \frac{L_r I_o}{2V_{in}} + \frac{I_o}{\omega} \left[\frac{\pi}{2} (3 - M) + M \sin^{-1} \left(\frac{Z_r I_o}{V_{in}} \right) \right] + C_r V_{in} \left[1 + M \sqrt{1 - \left(\frac{Z_r I_o}{V_{in}} \right)^2} \right] \right\} \end{aligned} \quad (3.18)$$

而在每个开关周期中, 输出能量 E_o 为:

$$E_o = V_o I_o T_s \quad (3.19)$$

在每个开关周期中, 输入能量 E_i 与输出能量 E_o 相等, 即

$$E_i = E_o \quad (3.20)$$

这里定义: $X \equiv \frac{V_o}{V_{in}}$, $\gamma \equiv \frac{R_{Ld}}{Z_r}$, 其中 R_{Ld} 是负载电阻。由式(3.18)~(3.20)可得:

$$\frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_r} \cdot \left\{ \frac{X}{2\gamma} + \left[\frac{\pi}{2} (3 - M) + M \sin^{-1} \left(\frac{X}{\gamma} \right) \right] + \frac{\gamma}{X} \left[1 + M \sqrt{1 - \left(\frac{X}{\gamma} \right)^2} \right] \right\} - X = 0 \quad (3.21)$$

图 3.9 给出了半波模式和全波模式下 Buck ZCS QRC 的电压变换比 $X \equiv \frac{V_o}{V_{in}}$ 在不同的 $\gamma \equiv \frac{R_{Ld}}{Z_r}$ 时与 $\frac{f_s}{f_r}$ 的关系图。从图中可以看出, 半波模式的电压变换比 X 与 $\frac{f_s}{f_r}$ 的关系

曲线与负载有关。而全波模式在不同负载时,其电压变换比 X 与 $\frac{f_s}{f_r}$ 的关系曲线与负载关系不大,这是因为在全波模式下,有一部分电流通过 Q_1 的反并二极管 D_{Q1} 回馈到输入电压中去。负载越重,通过 D_{Q1} 回馈到输入电压中的电流越少;而负载越轻,通过 D_{Q1} 回馈到输入电压中的电流越多。

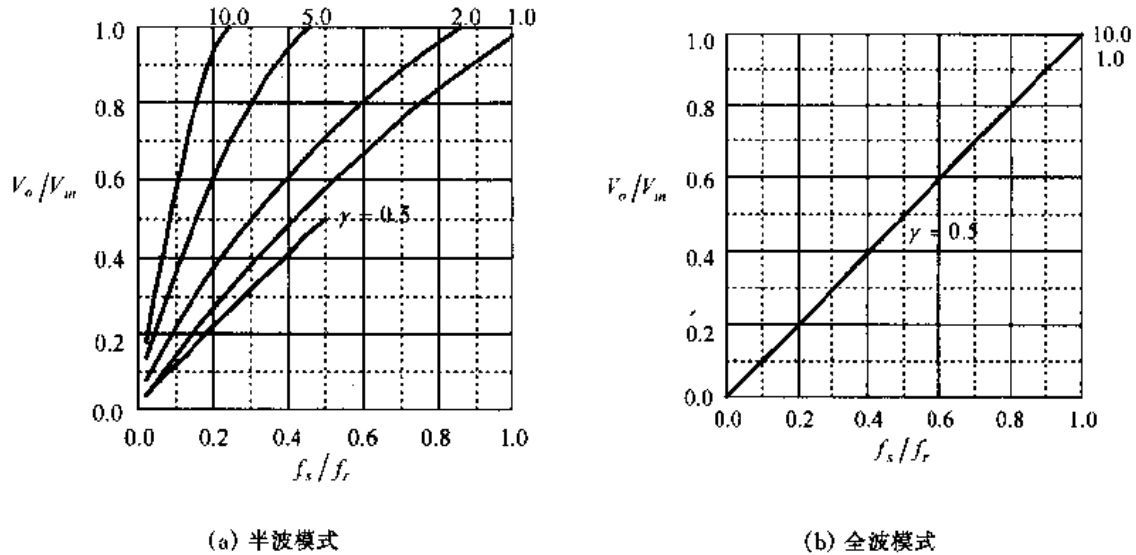


图 3.9 Buck ZCS QRC 的电压变换比 X 在不同的 r 时与 f_s/f_r 的关系图

3.2.4 控制策略与工作模式选择

从式(3.21)和图 3.9 可以看出,要在不同负载和不同的输入电压 V_m 下,得到要求的输出电压 V_o ,必须采用脉冲频率调制(Pulse frequency modulation, PFM)方法,即通过调节变换器的开关频率来调节输出电压。

在前面的分析中,我们知道 Buck ZCS QRC 有半波模式和全波模式两种工作模式。一般而言,对于 ZCS QRCs,全波模式优于半波模式,这是因为:

① 半波模式的电压变换比与负载有很大的关系,对负载的变化很敏感。而全波模式的电压变换比与负载关系不大,对负载的变化不太敏感,全波模式的这种特性有利于电路闭环系统的稳定工作。

② 半波模式时,开关管 Q_1 与二极管 D_{Q1} 是串联的, D_{Q1} 位于主功率回路中。在实际电路中, D_{Q1} 导通时是有通态压降的,因此存在通态损耗,使变换器的效率有所降低。而全波模式不存在这种情况,而且如果 Q_1 选用 MOSFET, MOSFET 自身就寄生有一个反并二极管,不用再外接二极管,这样可减少电路的器件数,降低了成本。

同时,在实际电路中,开关管 Q_1 存在结电容,开关管虽然是零电流开通,不存在电流和电压交叠所产生的开通损耗,但是开关管开通时,其结电容上有电压,这就是所谓的容性开通。此时结电容上的能量将全部消耗在开关管内部,产生开通损耗。为了减小因为容性开通产生的损耗,最好选择结电容较小的器件,如 BJT 和 IGBT,而不是选择 MOSFET。

3.2.5 仿真结果与分析

为了更好地理解 Buck ZCS QRC 的工作原理,我们对该变换器进行了仿真分析,仿真

所用的参数为：

- 输入直流电压： $V_{in} = 20\text{VDC}$ ；
- 输出直流电压： $V_o = 10\text{VDC}$ ；
- 输出电流： $I_o = 2\text{A}$ ；
- 滤波电感： $L_f = 100\mu\text{H}$ ；
- 滤波电容： $C_f = 10\mu\text{F}$ ；
- 谐振电感： $L_r = 1.6\mu\text{H}$ ；
- 谐振电容： $C_r = 64\text{nF}$ ；
- 谐振频率： $f_r = 500\text{kHz}$ 。

图 3.10 给出了仿真波形,其中图 3.10(a)和图 3.10(b)分别为半波模式和全波模式。从图中可以看出,当开关管开通时,谐振电感限制了电流的上升率,使开关管实现了零电流开通。在半波模式中,当谐振电感电流减小到零时,开关管关断,因此开关管是零电流关断。在全波模式中,谐振电感电流减小到零并且反方向流动,开关管的反并二极管导通,将开关管的电压箝在零位,此时开关管的电流为零,此时关断开关管,那么开关管是零电流关断。从图中还可以看出,半波模式时,开关管要承受反向电压,这个反向电压为开关管的串联二极管所承受。

该变换器的谐振电感和谐振电容的特征阻抗为 $Z_r = \sqrt{L_r/C_r} = 5\Omega$,因此谐振电感电流峰值为 $I_{Lr\max} = I_o + \frac{V_{in}}{Z_r} = 2 + \frac{20}{5} = 6\text{A}$,谐振电容电压峰值为 $V_{Cr\max} = 2V_{in} = 40\text{V}$,这与图 3.10 的仿真结果是吻合的。

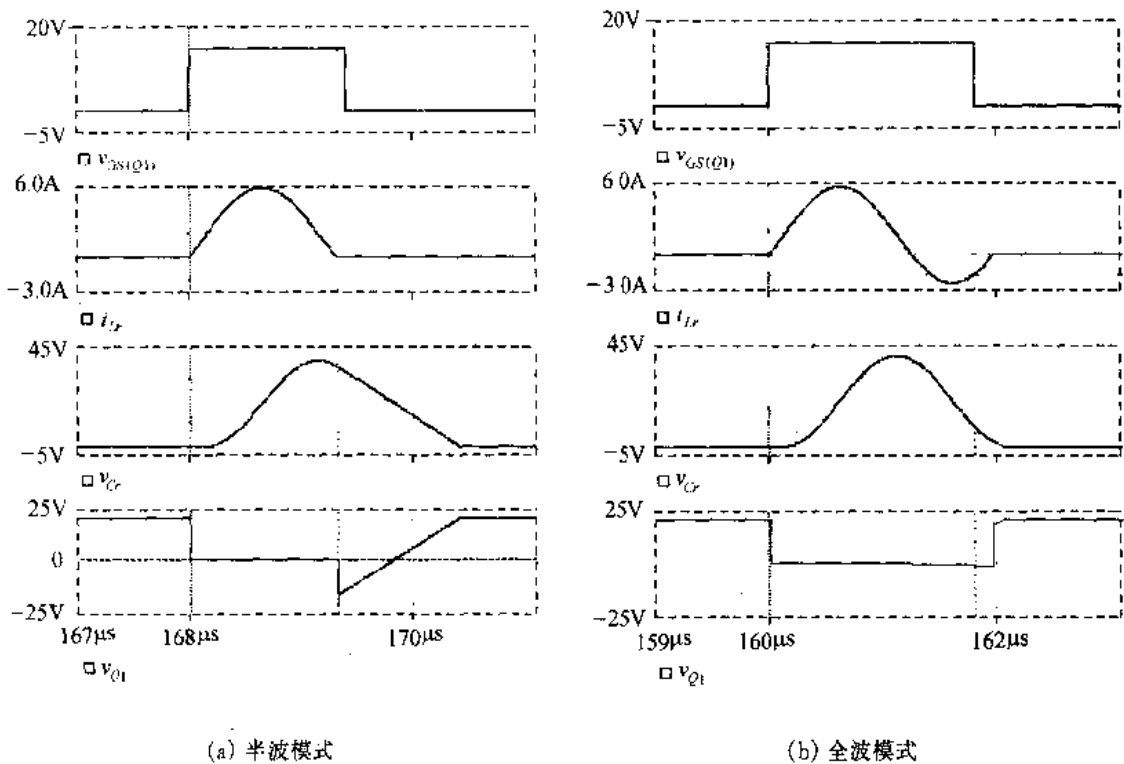


图 3.10 Buck ZCS QRC 的仿真波形

3.2.6 零电流开关准谐振变换器族

将零电流谐振开关应用到第一章讨论的直流变换器中,可以得到一族零电流开关准谐振变换器(ZCS QRCs)。图 3.11 给出了一族不隔离的单管 ZCS QRCs,图 3.12 给出了一族隔离的单管 ZCS QRCs。在这两个图中,左边是 L 型结构,右边是 M 型结构。

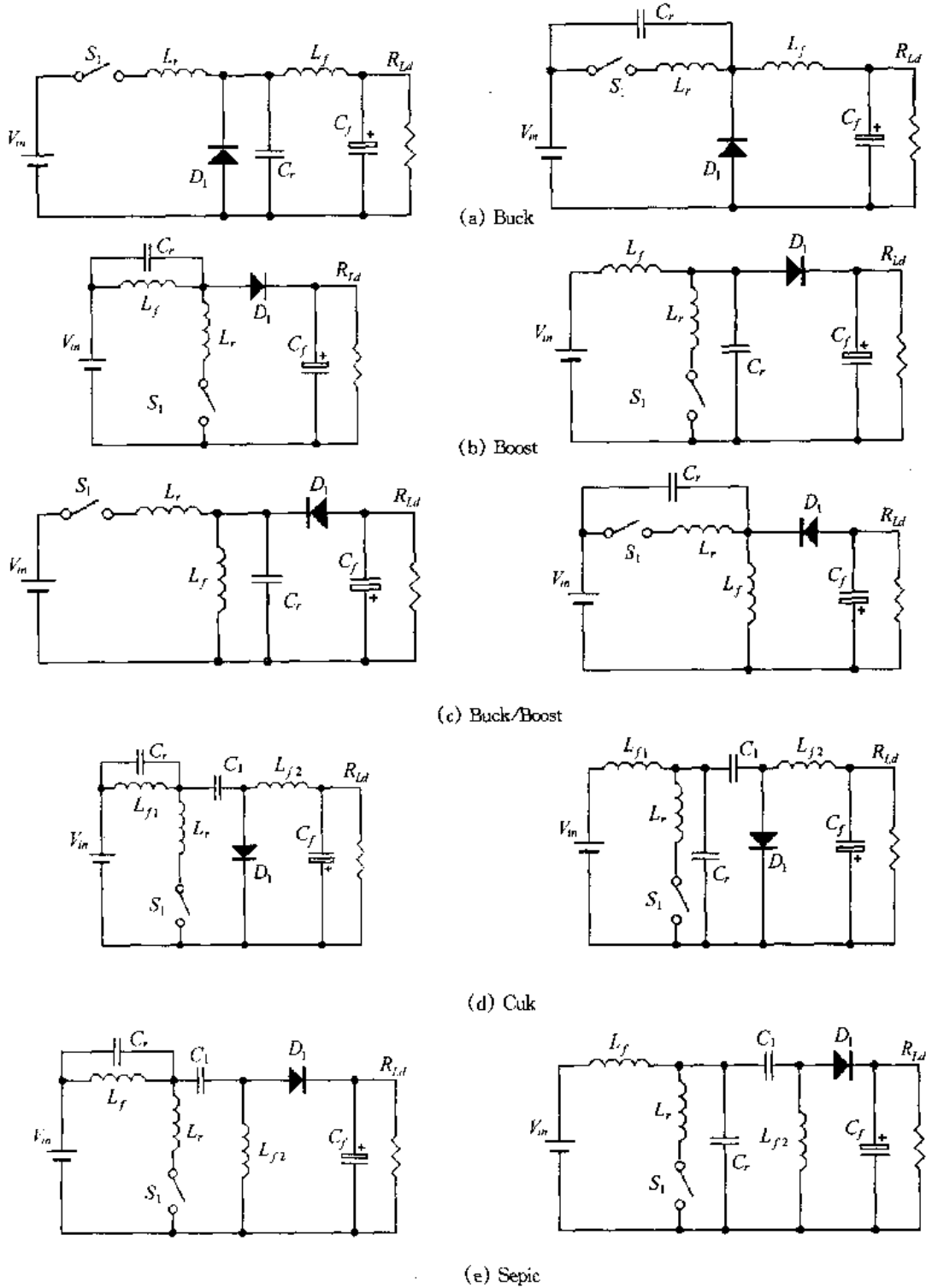
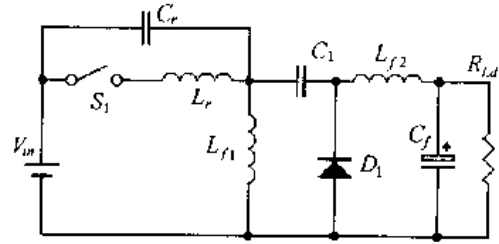
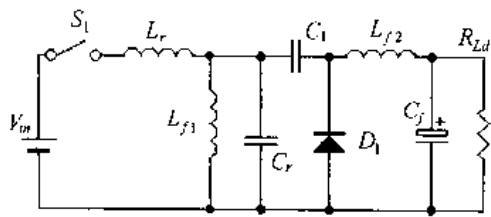
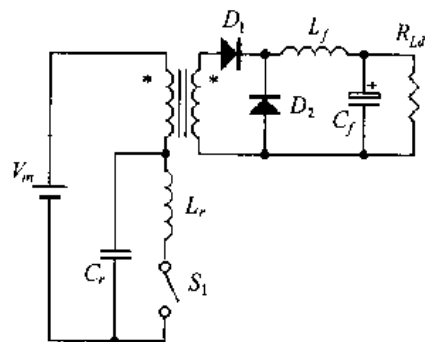
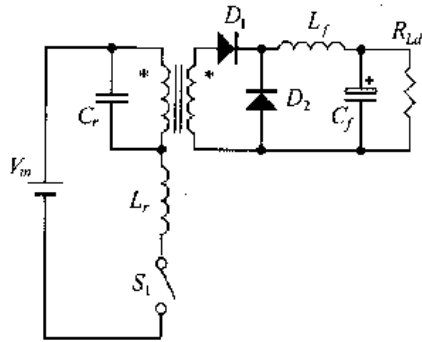


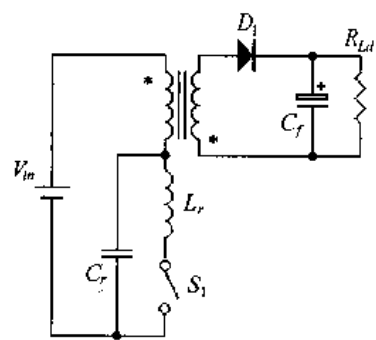
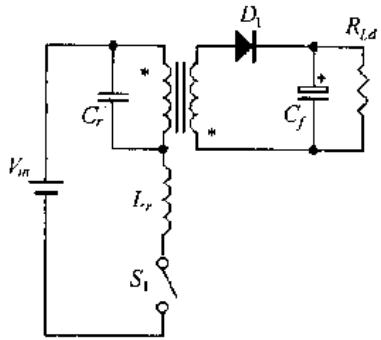
图 3.11 不隔离的单管 ZCS QRC 族



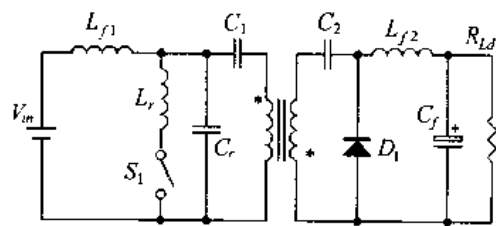
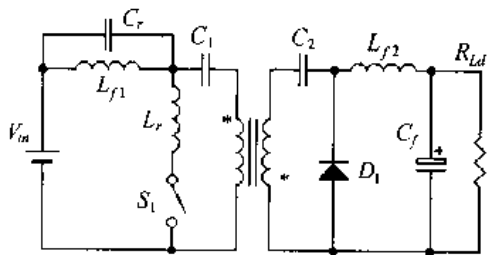
(f) Zeta
图 3.11(续)



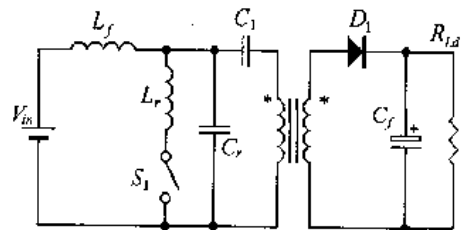
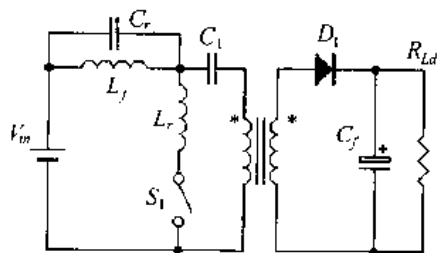
(a) Forward



(b) Flyback



(c) Cuk



(d) Sepic

图 3.12 隔离的单管 ZCS QRC 族

3.3 零电压开关准谐振变换器

将零电压谐振开关应用到第一章讨论的直流变换器中,可以得到零电压开关准谐振变换器(ZVS QRCs),ZVS QRCs的工作原理是基本类似的,本节以 Boost ZVS QRC 为例来分析。图 3.13 给出了 Boost ZVS QRC 的电路图,图 3.13(a)和(b)分别为半波模式和全波模式。图 3.14 分别给出了它们的主要工作波形图。

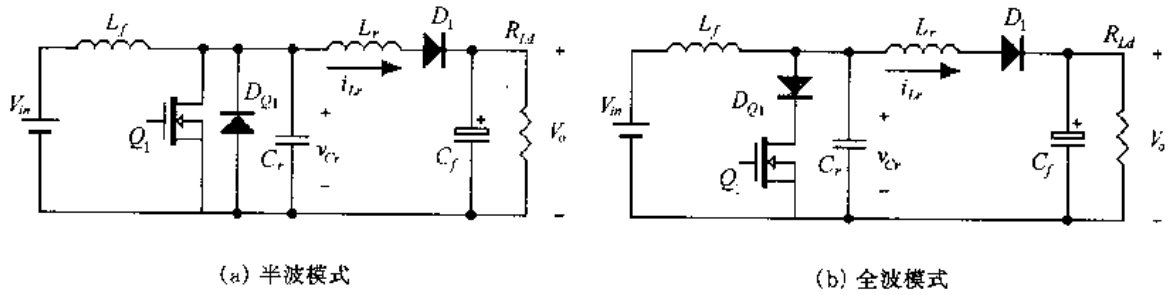


图 3.13 Boost ZVS QRC 电路图

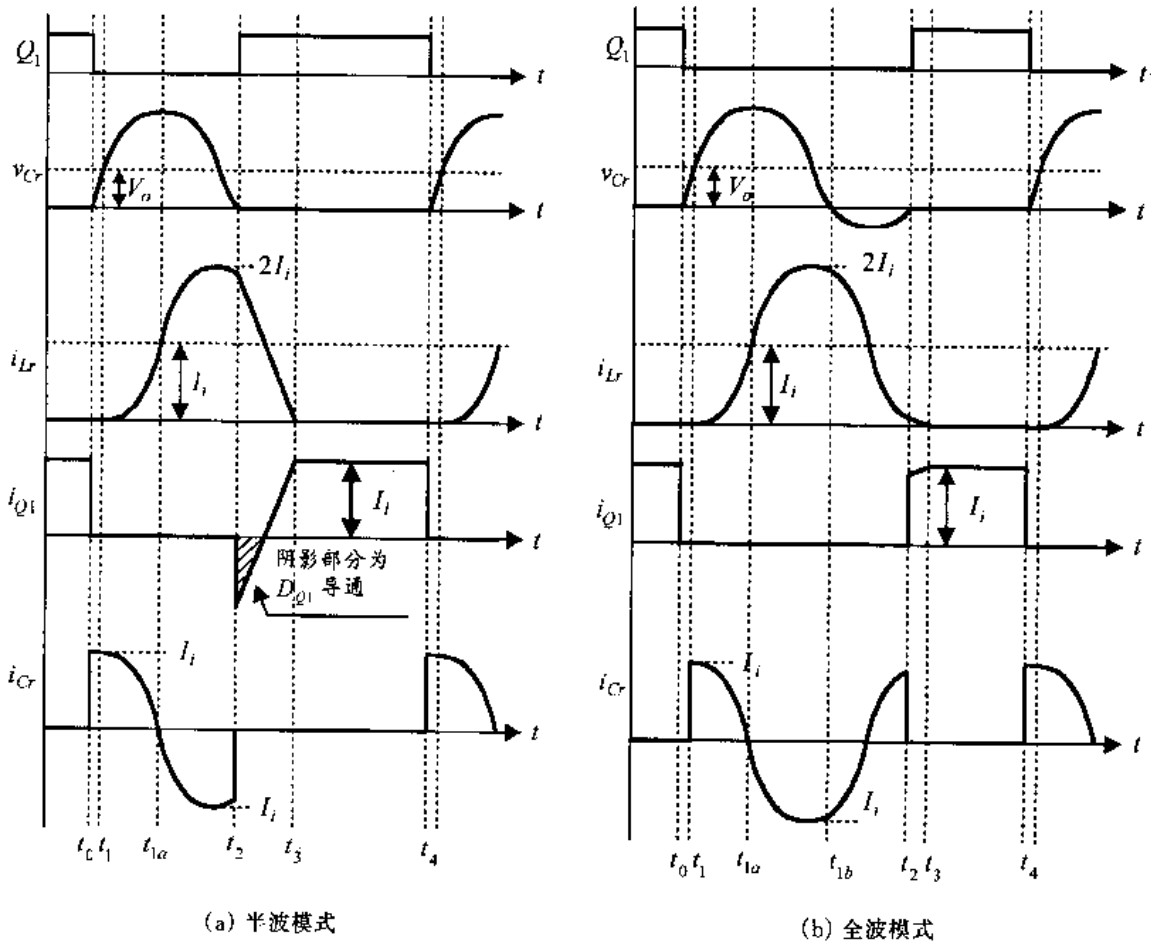


图 3.14 Boost ZVS QRC 的主要波形

3.3.1 工作原理

在一个开关周期 T_s 中,该变换器有四种开关状态。在分析之前,作出如下假设:

- ① 所有开关管、二极管均为理想器件;
- ② 所有电感、电容和变压器均为理想元件;
- ③ $L_f \gg L_r$;
- ④ L_f 足够大,在一个开关周期中,其电流基本保持不变,为 I_i ,这样 L_f 和输入电压 V_{in} 可以看成是一个电流为 I_i 的恒流源;

⑤ C_f 足够大,在一个开关周期中,其电压基本保持不变,为 V_o ,这样 C_f 和负载电阻可以看成是一个电压为 V_o 的恒压源。

这里给出以下物理量的定义:

- ① 特征阻抗 $Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$;
- ② 谐振角频率 $\omega = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$;
- ③ 谐振频率 $f_r = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}}$;
- ④ 谐振周期 $T_r = \frac{1}{f_r} = 2\pi \sqrt{L_r C_r}$ 。

图 3.15 和图 3.16 分别给出了半波模式和全波模式的 Boost ZVS QRC 各开关模式的等效电路。

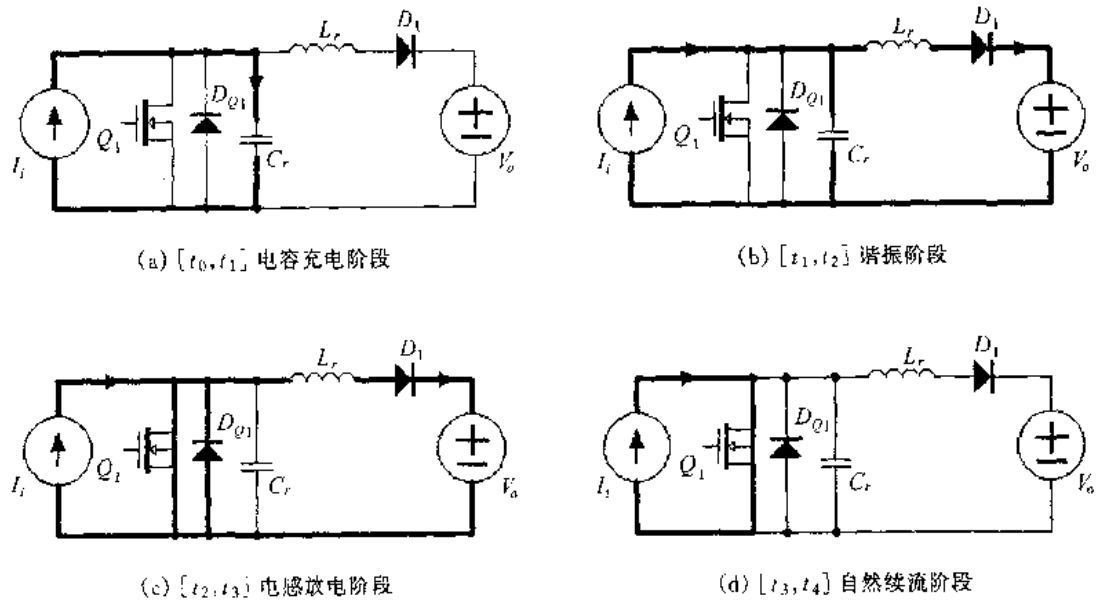


图 3.15 半波模式 Boost ZVS QRC 各开关模式的等效电路

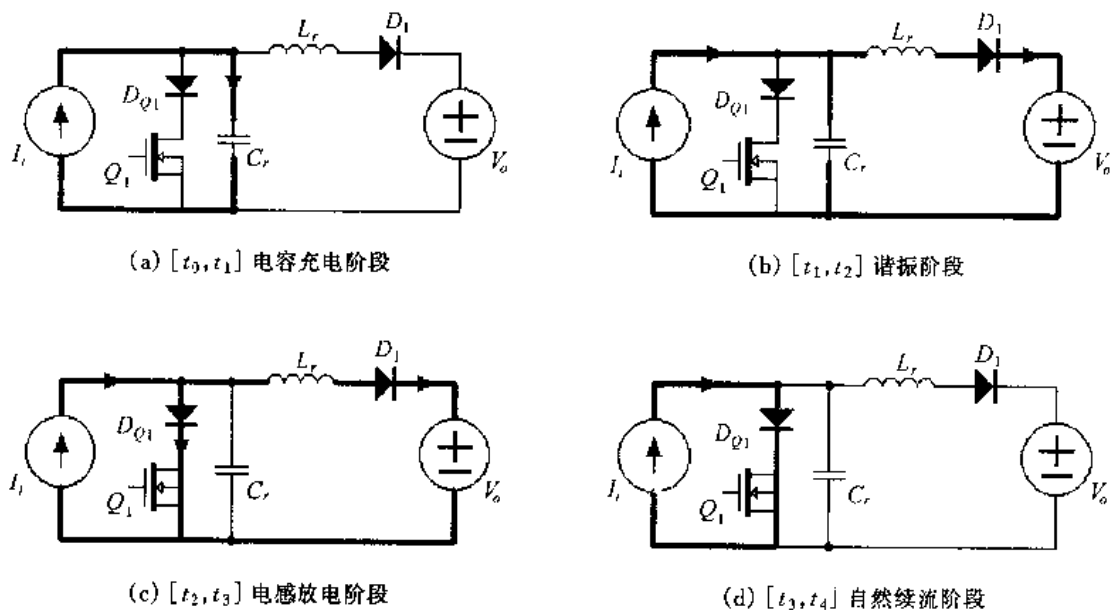


图 3.16 全波模式 Boost ZVS QRC 各开关模式的等效电路

1. 开关模态 1 $[t_0, t_1]$ ——电容充电阶段 [参考图 3.15(a)和图 3.16(a)]

在 t_0 时刻之前, 开关管 Q_1 导通, 输入电流 I_i 经过 Q_1 续流, 谐振电容 C_r 上的电压为 0。 D_1 处于关断状态, 谐振电感 L_r 的电流为零。

在 t_0 时刻, 关断 Q_1 , 输入电流 I_i 从 Q_1 中转移到 C_r 中, 给 C_r 充电, 电压从 0 开始线性上升, 由于 C_r 的电压是慢慢开始上升的, 那么 Q_1 就是零电压关断。在此开关模态中, C_r 的电压为:

$$v_{C_r}(t) = \frac{I_i}{C_r}(t - t_0) \quad (3.22)$$

在 t_1 时刻, v_{C_r} 上升到输出电压 V_o , 开关模态 1 结束, 它的持续时间为:

$$t_{01} = \frac{C_r V_o}{I_i} \quad (3.23)$$

2. 开关模态 2 $[t_1, t_2]$ ——谐振阶段 [参考图 3.15(b)和图 3.16(b)]

从 t_1 时刻起, D_1 开始导通, L_r 与 C_r 谐振工作, 谐振电感电流 i_{L_r} 从 0 开始增加, i_{L_r} 和 v_{C_r} 的表达式为:

$$i_{L_r}(t) = I_i [1 - \cos\omega(t - t_1)] \quad (3.24)$$

$$v_{C_r}(t) = V_o + I_i Z_r \sin\omega(t - t_1) \quad (3.25)$$

经过 $\frac{T_r}{2}$, 到达 t_{1a} 时刻, i_{L_r} 等于 I_i , 此时 v_{C_r} 到达最大值 $V_{C_r\max}$ 。

$$V_{C_r\max} = V_o + I_i Z_r \quad (3.26)$$

从 t_{1a} 时刻开始, i_{L_r} 小于 I_i , 此时 C_r 开始放电, 其电压开始下降。

半波模式下, 在 t_2 时刻, v_{C_r} 减小到 0, 此时 Q_1 的反并二极管 D_{Q1} 导通, 将 Q_1 的电压箝在零位, 此时开通 Q_1 , 则 Q_1 为零电压开通。此时谐振电感电流为:

$$I_{Lr}(t_2) = I_i \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_o}{I_i Z_r} \right)^2} \right] \quad (3.27a)$$

全波模式下,在 t_{1b} 时刻, v_{Cr} 减小到 0, 并且开始变为负电压; 在 t_2 时刻, v_{Cr} 从负电压再次减小到 0, 此时开通 Q_1 , 则 Q_1 为零电压开通。此时谐振电感电流为:

$$I_{Lr}(t_2) = I_i \left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{V_o}{I_i Z_r} \right)^2} \right] \quad (3.27b)$$

将半波模式和全波模式统一起来, 那么有:

$$I_{Lr}(t_2) = I_i \left[1 + M \sqrt{1 - \left(\frac{V_o}{I_i Z_r} \right)^2} \right] \quad (3.27c)$$

式中 M 的取值为: 在半波模式下, $M = 1$; 在全波模式下, $M = -1$ 。此开关模态的持续时间为:

$$t_{12} = \frac{1}{\omega} \left[\frac{\pi}{2} (3 - M) + M \sin^{-1} \frac{V_o}{I_i Z_r} \right] \quad (3.28)$$

3. 开关模态 3 [t_2, t_3]——电感放电阶段 [参考图 3.15(c) 和图 3.16(c)]

在此开关模态中, Q_1 开通, 输入电流 I_i 流经 Q_1 , 此时加在谐振电感两端的电压为 $-V_o$, 那么 i_{Lr} 线性减小。

$$i_{Lr}(t) = I_{Lr}(t_2) - \frac{V_o}{L_r} (t - t_2) \quad (3.29)$$

在 t_3 时刻, i_{Lr} 减小到 0, 由于 D_1 的阻断作用, i_{Lr} 不能反方向流动, 此开关模态结束, 它的持续时间为:

$$t_{23} = \frac{L_r I_{Lr}(t_2)}{V_o} \quad (3.30)$$

4. 开关模态 4 [t_3, t_4]——自然续流阶段 [参考图 3.15(d) 和图 3.16(d)]

在此开关模态中, 谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 停止工作, 输入电流 I_i 经过 Q_1 续流, 负载由输出滤波电容提供能量。

在 t_4 时刻, Q_1 零电压关断, 开始下一个开关周期。

3.3.2 参数设计

1. L_r 和 C_r 的设计

L_r 和 C_r 的大小取决于它的谐振频率 f_r 及最小输出电流 $I_{o\min}$ 。从式(3.25)中可知, 为了在最小输出电流时实现开关管的零电压开关, 在开关管开通之前, 谐振电容电压 v_{Cr} 必须能够回到 0, 那么要求:

$$I_{i\min} Z_r > V_o \quad (3.31)$$

$$\text{即 } Z_r > \frac{V_o}{I_{i\min}} \quad (3.32)$$

可将上式改写为:

$$Z_r = K_v \frac{V_o}{I_{i\min}} \quad (3.33)$$

式中 $K_v > 1$ 。

$$\text{而} \quad f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}} \quad (3.34)$$

$$\text{另外} \quad I_{i\min} = \frac{V_o I_{o\min}}{V_{in}} \quad (3.35)$$

根据上面两式可以确定 L_r 和 C_r 的大小, 即

$$L_r = \frac{Z_r}{2\pi f_r} = \frac{1}{2\pi f_r} \cdot \frac{K_v V_{in}}{I_{o\min}} \quad (3.36)$$

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_r Z_r} = \frac{1}{2\pi f_r} \cdot \frac{I_{o\min}}{K_v V_{in}} \quad (3.37)$$

2. 开关管和二极管的选取

开关管和二极管的选取取决于它们的电压与电流应力。从式(3.25)中我们可以知道, 谐振电容的最大电压为:

$$V_{Cr\max} = V_o + I_r Z_r \quad (3.38)$$

将式(3.33)和(3.35)代入上式, 则有:

$$V_{Cr\max} = V_o \left(1 + K_v \frac{I_o}{I_{o\min}} \right) \quad (3.39)$$

在最大输出负载时, $V_{Cr\max} = V_o \left(1 + K_v \frac{I_{o\max}}{I_{o\min}} \right)$ 。也就是说, 负载越大, 谐振电容上的电压越高; 最大负载与最小负载的比值 $\frac{I_{o\max}}{I_{o\min}}$ 越大, 谐振电容上的电压越高。

从式(3.24)中可知, 谐振电感的最大电流为 $I_{Lr\max} = 2I_{i\max}$ 。

根据上面的分析, 我们可以知道:

① Q_1 中流过的最大电流 $I_{Q1\max} = I_{i\max}$, 它所承受的最大正向电压为 $V_{Q1\max} = V_o \left(1 + K_v \frac{I_{o\max}}{I_{o\min}} \right)$, $\frac{I_{o\max}}{I_{o\min}}$ 越大, $V_{Q1\max}$ 越高。

② 在半波模式中, 串联二极管 D_{Q1} 中所流过的最大电流为 $I_{DQ1\max} = I_{i\max}$, 所承受的最大反向电压为 $V_{DQ1\max} = V_o \left(K_v \frac{I_{o\max}}{I_{o\min}} - 1 \right)$ 。

③ 在全波模式中, 反并联二极管 D_{Q1} 在负载最轻时流过的电流最大, 其值为 $I_{DQ1\max} = I_{i\max}$, 所承受的最大反向电压为 $V_{DQ1\max} = V_o \left(1 + K_v \frac{I_{o\max}}{I_{o\min}} \right)$ 。

④ 升压二极管 D_1 中所流过的最大电流为 $I_{D1\max} = 2I_{i\max}$, 所承受的最大反向电压为 V_o 。

⑤ 谐振电感的最大电流为 $I_{Lr\max} = 2I_{i\max}$, 谐振电容上的最大电压为 $V_{Cr\max} = V_o \left(1 + K_v \frac{I_{o\max}}{I_{o\min}} \right)$ 。

3.3.3 电压变换比

下面讨论该变换器的输出电压 V_o 与输入电压 V_{in} 之间的关系,即电压变换比。在一个开关周期 T_s 中,输入能量 E_i 为:

$$E_i = V_{in} I_i T_s \quad (3.40)$$

而输出能量 E_o 为:

$$\begin{aligned} E_o &= \int_{T_s} V_o i_{L_r}(t) dt = \int_{t_1}^{t_2} V_o I_i [1 - \cos \omega(t - t_1)] dt + \int_{t_2}^{t_3} V_o \left[I_{L_r}(t_2) - \frac{V_o}{L_r}(t - t_2) \right] dt \\ &= V_o I_i \left\{ \frac{1}{\omega} \left[\frac{\pi}{2}(3 - M) + M \sin^{-1} \frac{V_o}{I_i Z_r} + \frac{\gamma}{X} \right] + \frac{L_r I_i \left[1 + M \sqrt{1 - \left(\frac{V_o}{I_i Z_r} \right)^2} \right]}{2 V_o} \right\} \end{aligned} \quad (3.41)$$

式中 $X \equiv \frac{V_o}{V_{in}}$, $\gamma \equiv \frac{R_{Ld}}{Z_r}$, R_{Ld} 是负载电阻。

在每个开关周期中,输入能量 E_i 与输出能量 E_o 相等,即:

$$E_i = E_o \quad (3.42)$$

由式(3.40)~(3.42)可得:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = X = \frac{1}{\frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_r} \cdot \left[\frac{\pi}{2}(3 - M) + M \sin^{-1} \frac{\gamma}{X} + \frac{\gamma}{2X} + \frac{X}{\gamma} \left(1 + M \sqrt{1 - \frac{\gamma^2}{X^2}} \right)^2 \right]} \quad (3.43)$$

根据上式,可以得到图 3.17 所示的 Boost ZVS QRC 的电压变换比 $X \equiv \frac{V_o}{V_{in}}$ 与 $\frac{f_s}{f_r}$ 的关系图。从图中可以看出,在不同的 $\gamma \equiv \frac{R_{Ld}}{Z_r}$ 时,半波模式的电压变换比 X 与 $\frac{f_s}{f_r}$ 的关系

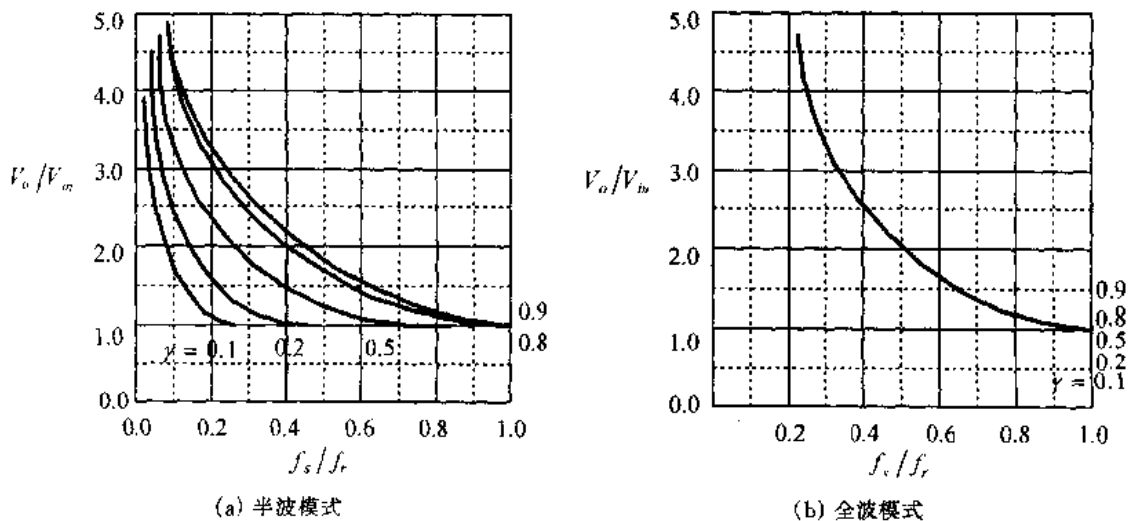


图 3.17 Boost ZVS QRC 的电压变换比 X 在不同的 γ 时与 f_s/f_r 的关系图

曲线不同,与负载有关。而在全波模式下,不同负载时的电压变换比 X 与 $\frac{f_s}{f_r}$ 的关系曲线基本是重合的,说明与负载关系不大。

3.3.4 控制策略与电路拓扑选择

从式(3.43)和图 3.17 可以看出,要在不同负载和不同的输入电压 V_{in} 下,得到要求的输出电压 V_o ,必须采用脉冲频率调制(Pulse frequency modulation,PFM)方法,即通过调节变换器的开关频率来调节输出电压。

在前面的分析中,我们知道 Boost ZVS QRC 有半波模式和全波模式两种工作模式。从实际应用来说,对于 ZVS QRCs,半波模式优于全波模式,这是因为:

① 全波模式时,开关管 Q_1 与二极管 D_{Q1} 是串联的, D_{Q1} 位于主功率回路中。实际电路中的 D_{Q1} 导通时是有通态压降的,因此存在通态损耗,使变换器的效率有所降低。而半波模式不存在这种情况, D_{Q1} 是反并于 Q_1 的。如果 Q_1 选用 MOSFET, MOSFET 自身寄生有一个反并二极管,不用再外接二极管,这样可减少电路的器件数,降低成本。

② 半波模式时,谐振电容并联于 Q_1 ,刚好将 Q_1 的结电容吸收进去,使 Q_1 的结电容成为谐振电容中的一部分。

半波模式的缺点是它的电压变换比与负载有很大的关系,对负载变化很敏感。而全波模式的电压变换比与负载关系不大,对负载的变化不太敏感。半波模式对负载变化很敏感的特性增加了设计稳定闭环系统的难度。

在实际电路中,开关管一般选用 MOSFET,这是因为 MOSFET 的开关速度很快,而且它的结电容刚好被利用。当然 BJT 和 IGBT 也可作为开关管,但是由于它们在关断时存在电流拖尾,因此在关断时,需要较大的吸收电容来降低电压的上升率,使其电压不要上升得太快,以减小关断损耗,这样就限制了开关频率的提高,一般只能工作在 20~30kHz。

3.3.5 仿真结果与分析

图 3.18 给出了 Boost ZVS QRC 的仿真波形,仿真所用的参数为:

- 输入直流电压: $V_{in} = 20\text{VDC}$;
- 输出直流电压: $V_o = 30\text{VDC}$;
- 输出电流: $I_o = 0.2\text{A}$;
- 滤波电感: $L_f = 200\mu\text{H}$;
- 滤波电容: $C_f = 10\mu\text{F}$;
- 谐振电感: $L_r = 8\mu\text{H}$;
- 谐振电容: $C_r = 800\text{pF}$;
- 谐振频率: $f_r = 2\text{MHz}$ 。

图 3.18(a)和图 3.18(b)分别为半波模式和全波模式时的仿真波形。从图中可以看出,当开关管关断时,谐振电容限制了电压的上升率,使开关管实现了零电压关断。在半波模式中,谐振电容电压下降到零,开关管的反并二极管导通,将开关管的电压箝在零位,此时开通开关管,那么开关管是零电压开通。在全波模式中,当谐振电容电压下降到零时,开关管开通,因此开关管是零电压开通。从图中还可以看出,全波模式时,谐振电容电

压要为负,因此开关管要承受反向电压,这个反向电压为开关管的串联二极管所承受。

该变换器的谐振电感和谐振电容的特征阻抗为 $Z_r = \sqrt{L_r/C_r} = 100\Omega$,因此谐振电容电压峰值为 $V_{Cr\max} = V_o + I_o Z_r = 30 + 100 \times \frac{30 \times 0.2}{20} = 60V$,谐振电感电流峰值为 $I_{Lr\max} = 2I_o = 0.4A$,这与图 3.18 的仿真结果是吻合的。

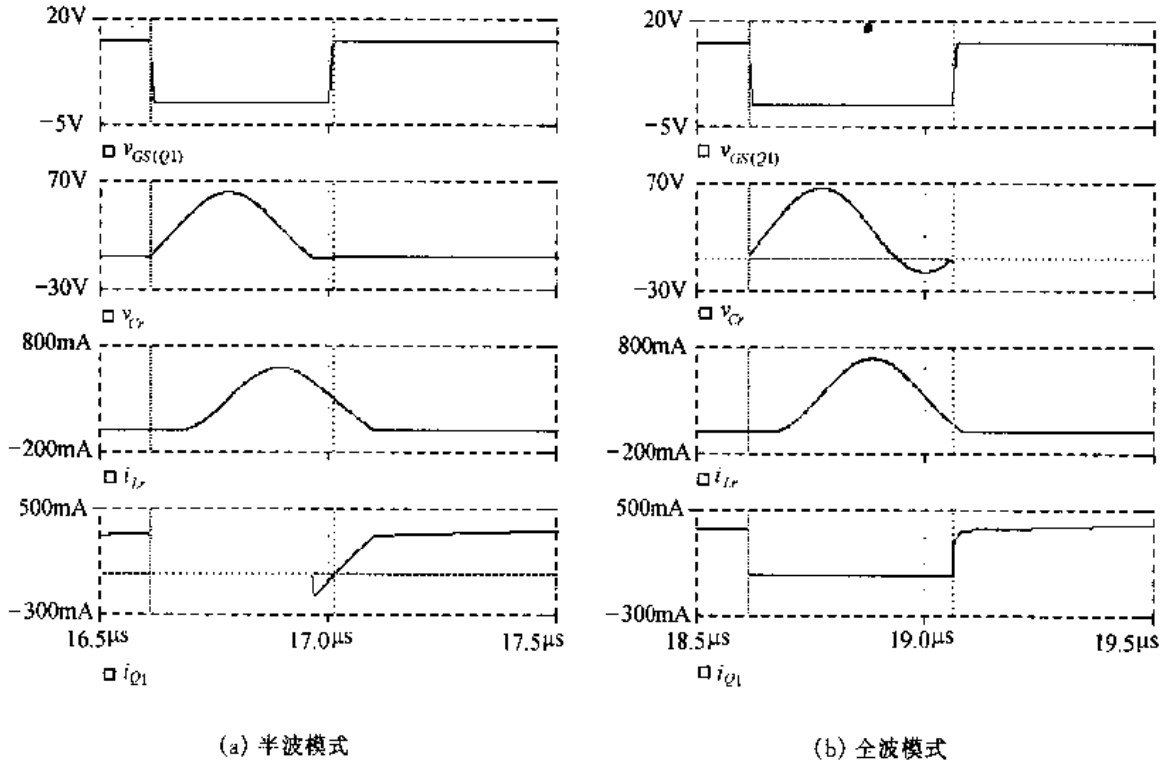


图 3.18 Boost ZVS QRC 的仿真波形

3.3.6 零电压开关准谐振变换器族

将零电压谐振开关应用到第一章讨论的直流变换器中,可以得到一族零电压开关准谐振变换器(ZVS QRCs)。图 3.19 给出了不隔离的单管 ZVS QRC 族,左边的电路采用 M 型结构,右边电路采用 L 型结构。图 3.20 给出了隔离的单管 ZVS QRC 族,左边的电路采用 M 型结构,右边电路采用 L 型结构。从图中可以看出,变压器的漏感可作为谐振电感的一部分,开关管的结电容也可作为谐振电容的一部分。而且变压器的漏感也可直接用作谐振电感,开关管的结电容直接用作谐振电容,这样就不必另外再加谐振电感和谐振电容,从而可以减少 ZVS QRCs 的元件数量,简化电路结构。对于 Forward 电路来讲,谐振电感和谐振电容的工作使变压器自动磁复位,从而不再需要复位绕组,进一步简化了电路结构。

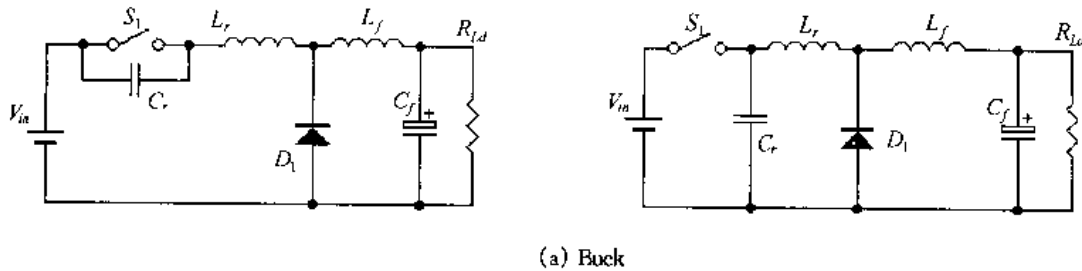
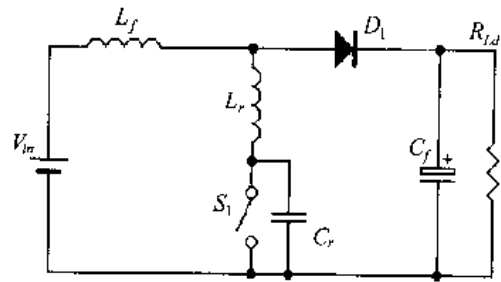
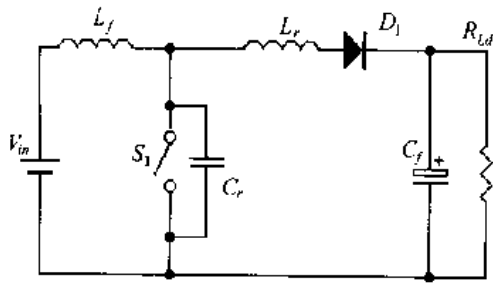
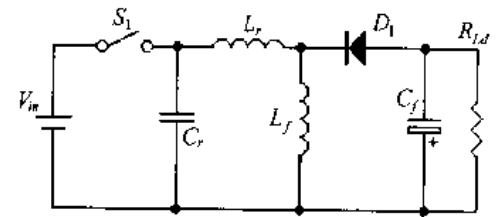
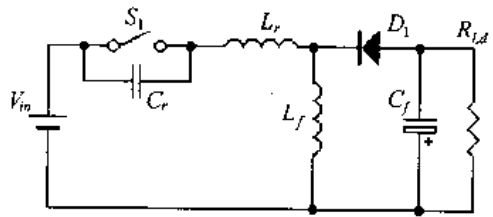


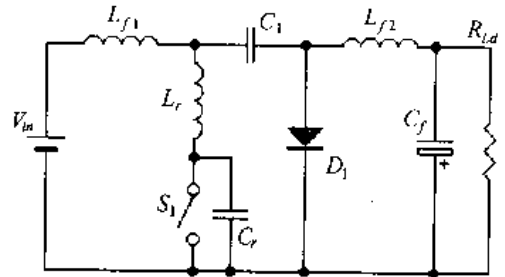
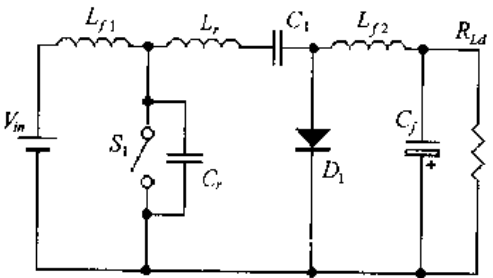
图 3.19 不隔离的单管 ZVS QRC 族



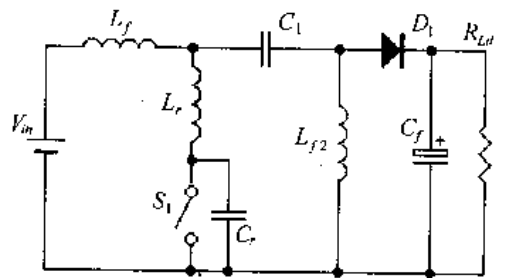
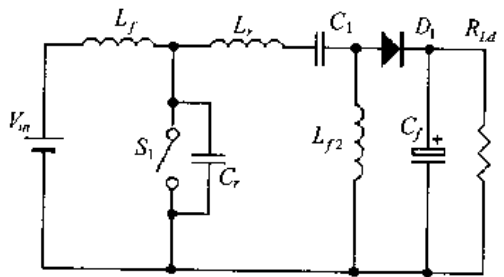
(b) Boost



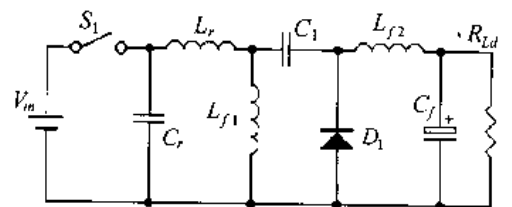
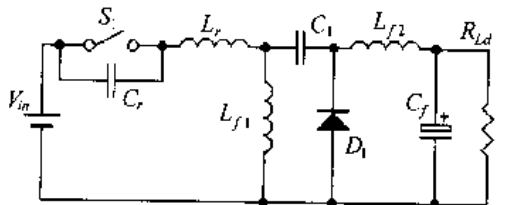
(c) Buck/Boost



(d) Cuk



(e) Sepic



(f) Zeta

图 3.19(续)

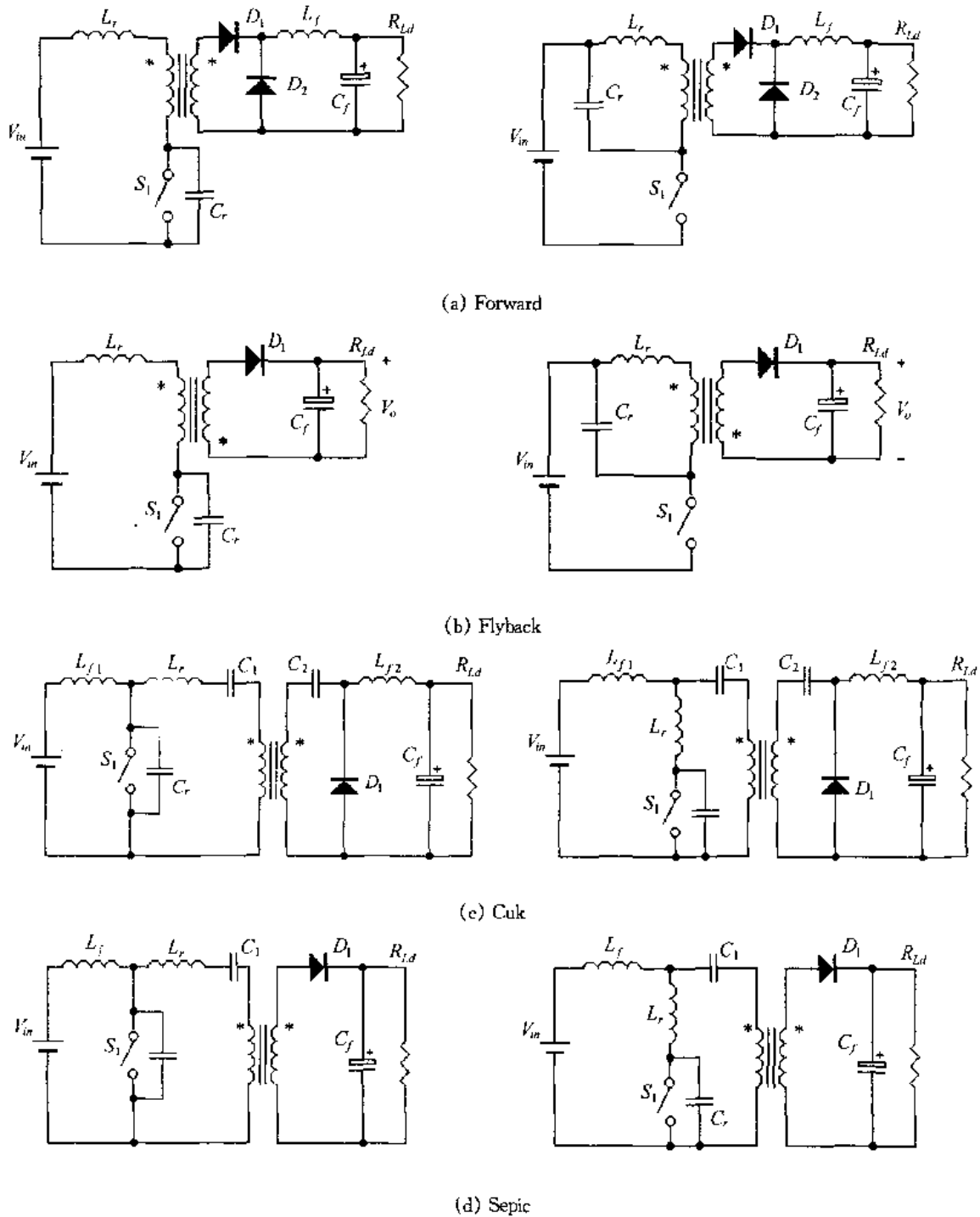


图 3.20 隔离的单管 ZVS QRC 族

3.4 ZCS QRCs 和 ZVS QRCs 的比较

3.4.1 对偶关系

从前面的讨论中,我们会发现 ZCS QRCs 和 ZVS QRCs 之间存在对偶关系,比如, Buck ZCS QRC 就是 Boost ZVS QRC 的对偶电路。从图 3.6 和图 3.14 中可以看出, Buck ZCS QRC 中谐振电感的电流波形、谐振电容的电压波形和开关管的电压波形分别与

Boost ZVS QRC 中谐振电容的电压波形、谐振电感的电流波形和开关管的电流波形是一样的。ZCS QRCs 中的任何变换器在 ZVS QRCs 中均有它的对偶电路。表 3.1 给出了 ZCS QRCs 和 ZVS QRCs 的对偶关系。

表 3.1 ZCS QRCs 和 ZVS QRCs 的对偶关系

	ZCS QRCs	ZVS QRCs
控制策略	恒定开通时间, PFM	恒定关断时间, PFM
开关管电压波形	准方波	准正弦波
开关管电流波形	准正弦波	准方波
负载范围	$[0, I_{onmax}]$	$[I_{onmin}, \infty]$
$\frac{V_o}{V_{in}}$ 的提高	提高 f_s	降低 f_s
$\frac{V_o}{V_{in}}$ 的降低	I_o 减小	I_o 减小
全波模式	D_1 与 Q_1 反并联	D_1 与 Q_1 相串联
半波模式	D_1 与 Q_1 相串联	D_1 与 Q_1 反并联

3.4.2 ZCS QRCs 和 ZVS QRCs 的优缺点

当我们将 QRCs 中的电压源和滤波电容短路, 同时将滤波电感开路, 就可得到图 3.21 所示的零电流准谐振开关 (Zero-current quasi-resonant switch, ZC QRS) 和零电压准谐振开关 (Zero-voltage quasi-resonant switch, ZV QRS) 的等效电路图。

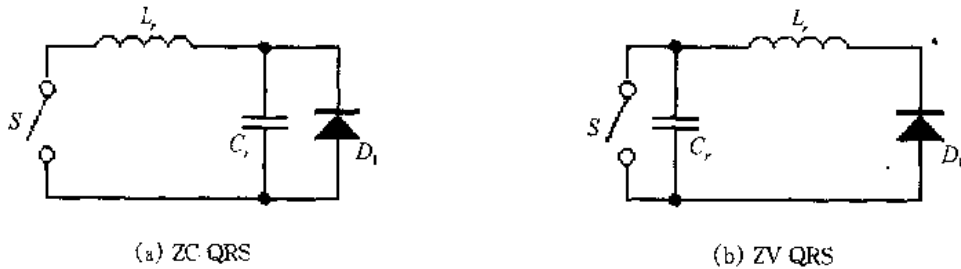


图 3.21 ZC QRS 和 ZV QRS 的等效电路图

图 3.21(a) 表明, 在 ZC QRS 中, 功率开关 S 与谐振电感 L_r 相串联, 而二极管 D_1 与谐振电容 C_r 相并联。由于 C_r 与 D_1 是并联的, 吸收了 D_1 的结电容, 而且实现了 D_1 的零电压关断, 消除了 D_1 的反向恢复问题。但是由于 S 是与 L_r 相串联的, 当 L_r 的电流减小到 0 时, S 的电压立即从 0 上升到输入电压 V_{in} 。在实际电路中, S 存在结电容, 当 S 开通时, 其结电容上的能量全部消耗在 S 中, 而且 S 的电压变化率 dv/dt 会造成很大的干扰。

图 3.21(b) 表明, 在 ZV QRS 中, 功率开关 S 与谐振电容 C_r 相并联, 而二极管 D_1 与谐振电感 L_r 相串联。由于 S 与谐振电容 C_r 并联, 吸收了 S 的结电容, 而且实现了 S 的零电压开关。但是 D_1 是与 L_r 相串联的, 当 L_r 的电流减小到 0 时, D_1 关断, 其电压立即从 0 上升到输入电压 V_{in} , 此时 D_1 的结电容会与 L_r 产生振荡, 而影响到变换器的电压变换比。ZVS QRCs 的另一个缺陷是开关管的电压应力很大, 它与实现 ZVS 的负载范围有关, 如果负载范围为 10:1, 那么电压应力将是输入电压 V_{in} 的 11 倍, 需要选用高耐压的开关管。前面已经提到, 在 ZVS QRCs 中, 一般采用 MOSFET 作为开关管, 而 MOSFET 的耐压越高, 其结电容越大, 这使得实现开关管的零电压开关的难度也越大。

上面的分析说明,ZCS QRCs 和 ZVS QRCs 只能改善 S 和 D_1 中的一个器件的开关条件,而不能同时改善。为了同时改善 S 和 D_1 的开关条件,提出了多谐振变换器(Multi-resonant converters,MRCs)的概念。

3.5 零电压开关多谐振变换器

3.5.1 多谐振开关

MRCs 的提出是为了同时实现功率开关 S 和二极管 D_1 的软开关,图 3.22 给出了两种多谐振开关的电路结构。

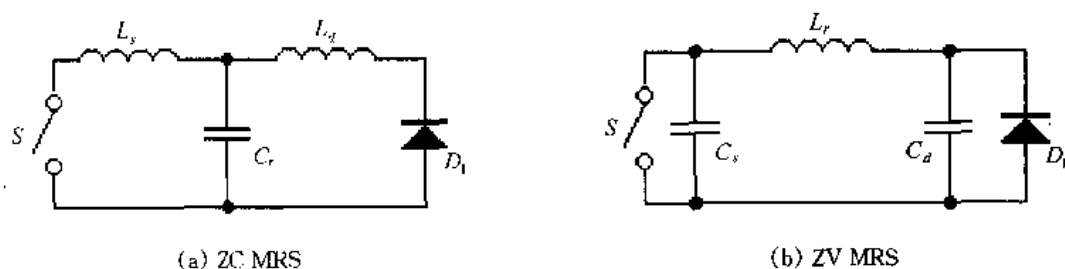
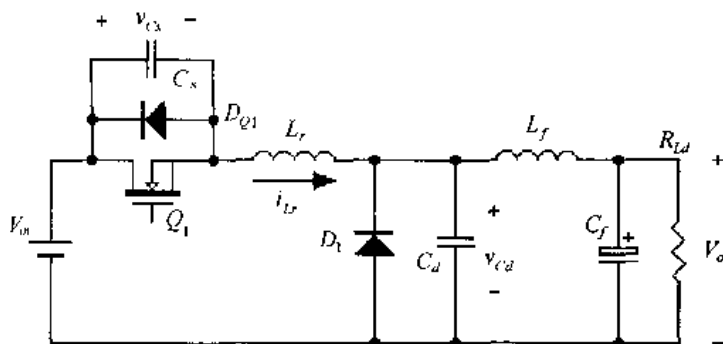


图 3.22 ZC MRS 和 ZV MRS 的等效电路图

图 3.22(a)是零电流多谐振开关(Zero-current multi-resonant switch,ZC MRS),它的谐振元件构成一个 T 型网络,谐振电感 L_s 和 L_d 分别与功率开关 S 和二极管 D_1 相串联, C_r 是谐振电容。图 3.22(b)是零电压多谐振开关(Zero-voltage multi-resonant switch,ZV MRS),它的谐振元件构成一个 Π 型网络,谐振电容 C_s 和 C_d 分别与功率开关 S 和二极管 D_1 相并联, L_r 是谐振电感。从图中可以看出,ZV MRS 与 ZC MRS 是对偶的。从实际应用来看,ZV MRS 比较合理,因为它直接利用了 S 和 D_1 的结电容;而 ZC MRS 不太合理,它没有利用 S 和 D_1 的结电容,这两个结电容的存在会造成它们与谐振电感 L_r 振荡,影响电路的正常工作。

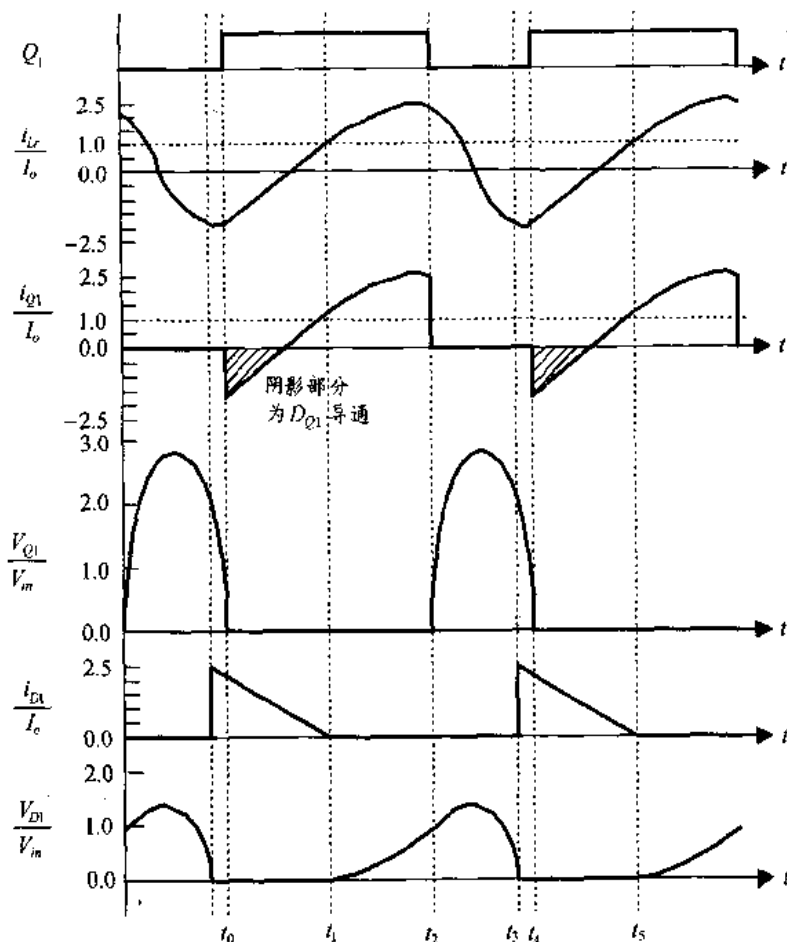
3.5.2 工作原理

将 ZV MRS 的概念应用到 Buck 变换器中,可以得到 Buck ZVS MRC,如图 3.23(a)所示,图 3.23(b)是 Buck ZVS MRC 的主要波形。



(a) 电路图

图 3.23 Buck ZVS MRC 的电路结构及其主要波形图



(b) 主要波形图

图 3.23(续)

在一个开关周期 T_s 中,该变换器有四种开关模态,其等效电路如图 3.24 所示。在分析之前,作出如下假设:

- ① 所有开关管、二极管均为理想器件;
- ② 所有电感、电容和变压器均为理想元件;
- ③ $L_f \gg L_r$;
- ④ L_f 足够大,在一个开关周期中,其电流基本保持不变,为 I_o ,这样 L_f 和 C_f 以及负载电阻可以看成是一个电流为 I_o 的恒流源。

这里给出以下物理量的定义:

- ① 特征阻抗 $Z_{rsd} = \sqrt{\frac{L_r}{C_e}}$, $Z_{rd} = \sqrt{\frac{L_r}{C_d}}$, $Z_{rs} = \sqrt{\frac{L_r}{C_s}}$, 式中 $C_e = \frac{C_s C_d}{C_s + C_d}$;
- ② 谐振角频率 $\omega_{rsd} = \frac{1}{\sqrt{L_r C_e}}$, $\omega_{rd} = \frac{1}{\sqrt{L_r C_d}}$, $\omega_{rs} = \frac{1}{\sqrt{L_r C_s}}$;
- ③ 谐振频率 $f_{rsd} = \frac{\omega_{rsd}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_e}}$, $f_{rd} = \frac{\omega_{rd}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_d}}$, $f_{rs} = \frac{\omega_{rs}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_s}}$;

$$\textcircled{1} \text{ 谐振周期 } T_{rsd} = \frac{1}{f_{rsd}} = 2\pi \sqrt{L_r C_e}, T_{rd} = \frac{1}{f_{rd}} = 2\pi \sqrt{L_r C_d}, T_{rs} = \frac{1}{f_{rs}} = 2\pi \sqrt{L_r C_s}.$$

1. 开关模式 1 $[t_0, t_1]$ ——线性阶段 [参考图 3.24(a)]

在 t_0 时刻, 开关管 Q_1 开通, 此时谐振电感电流 i_{L_r} 流经 Q_1 的反并二极管 D_{Q1} , Q_1 两端电压为零, 因此 Q_1 是零电压开通。在此开关模式中, i_{L_r} 小于输出电流 I_o , 其差值 $I_o - i_{L_r}$ 从续流二极管 D_1 中流过。加在谐振电感两端的电压为输入电压 V_{in} , i_{L_r} 线性增加。谐振电感电流和两个谐振电容上的电压为:

$$i_{L_r}(t) = \frac{V_{in}}{L_r}(t - t_0) + I_{L_r}(t_0) \quad (3.44)$$

$$v_{C_s}(t) = 0 \quad (3.45)$$

$$v_{C_d}(t) = 0 \quad (3.46)$$

在 t_1 时刻, i_{L_r} 增加到 I_o , 续流二极管 D_1 自然关断。

2. 开关模式 2 $[t_1, t_2]$ ——谐振阶段之一 [参考图 3.24(b)]

在此开关模式中, 谐振电感 L_r 和 谐振电容 C_d 谐振工作, i_{L_r} 、 v_{C_d} 和 v_{C_s} 的表达式分别为:

$$i_{L_r}(t) = I_o + \frac{V_{in}}{Z_{rd}} \sin \omega_{rd}(t - t_1) \quad (3.47)$$

$$v_{C_d}(t) = V_{in}[1 - \cos \omega_{rd}(t - t_1)] \quad (3.48)$$

$$v_{C_s}(t) = 0 \quad (3.49)$$

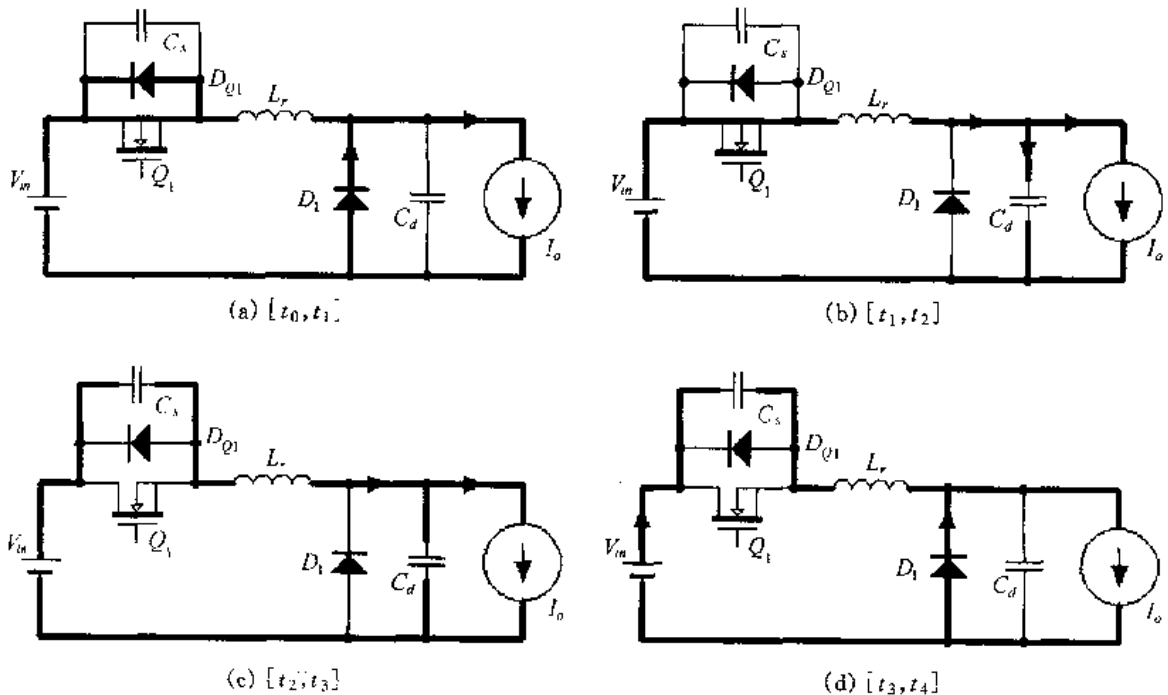


图 3.24 Buck ZVS MRC 各开关模式的等效电路

3. 开关模态 3 $[t_2, t_3]$ ——谐振阶段之二 [参考图 3.24(c)]

在 t_2 时刻, 开关管 Q_1 关断, 谐振电容 C_s 也参与谐振工作, 即此时 C_s 、 C_d 和 L_r 三个谐振元件共同谐振工作。 i_{L_r} 、 v_{Cd} 和 v_{Cs} 的表达式分别为:

$$i_{L_r}(t) = I_{L_r}(t_2)\cos\omega_{rsd}(t-t_2) + \frac{I_0 C_s}{C_s + C_d} [1 - \cos\omega_{rsd}(t-t_2)] \\ + \left[V_{in} - V_{Cd}(t_2) + \frac{C_s}{C_d} V_{Cd}(t_2) \right] \frac{1}{Z_{rsd}} \sin\omega_{rsd}(t-t_2) \quad (3.50)$$

$$v_{Cs}(t) = \frac{1}{\omega_{rsd} C_s} I_{L_r}(t_2) \sin\omega_{rsd}(t-t_2) + \frac{I_0}{C_s + C_d} (t-t_2) - \frac{1}{\omega_{rsd}} \cdot \frac{I_0}{C_s + C_d} \sin\omega_{rsd}(t-t_2) \\ + [V_{in} - V_{Cd}(t_2)] \frac{C_d}{C_s + C_d} [1 - \cos\omega_{rsd}(t-t_2)] \quad (3.51)$$

$$v_{Cd}(t) = V_{Cd}(t_2) + \frac{1}{\omega_{rsd} C_d} I_{L_r}(t_2) \sin\omega_{rsd}(t-t_2) + [V_{in} - V_{Cd}(t_2)] \frac{C_s}{C_s + C_d} \\ \cdot [1 - \cos\omega_{rsd}(t-t_2)] - \frac{I_0}{C_s + C_d} (t-t_2) - \frac{I_0}{\omega_{rsd} C_d} \cdot \frac{C_s}{C_s + C_d} \sin\omega_{rsd}(t-t_2) \quad (3.52)$$

从式(3.52)和图 3.23(b)中可以知道, 开关管 Q_1 的并联电容上的电压 v_{Cs} 是慢慢上升的, 因此 Q_1 是零电压关断的。

在 t_3 时刻, 谐振电容电压 v_{Cd} 下降到零, 续流二极管 D_1 导通。

4. 开关模态 4 $[t_3, t_4]$ ——谐振阶段之三 [参考图 3.24(d)]

在此开关模态中, L_r 与 C_s 谐振工作。 i_{L_r} 、 v_{Cd} 和 v_{Cs} 的表达式分别为:

$$i_{L_r}(t) = [V_{in} - V_{Cs}(t_3)] \frac{1}{Z_{rs}} \sin\omega_{rs}(t-t_3) + I_{L_r}(t_3) \cos\omega_{rs}(t-t_3) \quad (3.53)$$

$$v_{Cs}(t) = V_{Cs}(t_3) \cos\omega_{rs}(t-t_3) + Z_{rs} I_{L_r}(t_3) \sin\omega_{rs}(t-t_3) \\ + V_{in} [1 - \cos\omega_{rs}(t-t_3)] \quad (3.54)$$

$$v_{Cd}(t) = 0 \quad (3.55)$$

在 t_4 时刻, 谐振电容 C_s 的电压下降到零, Q_1 的反并二极管 D_{Q1} 导通, 此时开通 Q_1 , 那么 Q_1 是零电压开通。从 t_4 时刻起, 开始另一个开关周期。

从前面的分析中, 我们可以知道, 在一个开关周期中, 变换器有三个谐振阶段, 每个谐振阶段中参与谐振工作的元件不同。参与第一个谐振阶段的是谐振电感 L_r 和 谐振电容 C_d , 参与第二个谐振阶段的是谐振电感 L_r 、谐振电容 C_d 和 谐振电容 C_s , 参与第三个谐振阶段的是谐振电感 L_r 和 谐振电容 C_s 。每个谐振阶段的谐振频率都不一样。由于存在多个谐振阶段, 所以这类变换器被称为多谐振变换器。

3.5.3 电压变换比

变换器的参数优化设计比较复杂, 本书不作讨论, 文献[16]对此进行了详细的分析。同样, ZVS MRCs 的电压变换比 $X = V_o/V_{in}$ 无法用明确的式子来表达, 只能采用数值解法。通过式(3.44)~(3.55)可以得到 Buck ZVS MRC 的电压变换比 X 。这里给出几个

标么值: $C_N = C_d/C_s$, $I_N = \frac{I_o Z_s}{V_{in}}$ 。 C_N 对于 X 来说是一个比较重要的物理量, C_N 不同, X 也不同。图 3.25 给出了 $C_N = 3$ 时, Buck ZVS MRC 的电压变换比 X 和开关管 Q_1 的电压应力与 $f_N = f_s/f_{rs}$ 的关系图。该图说明, Buck ZVS MRC 需要采用频率调制方案。图 3.25(a) 中的一条粗线表示 $X = 0.5$, 当负载从 $I_N = 0$ 变化到 1.66 时, 开关频率变化不是很大, 说明为了调节输出电压, 该变换器的开关频率的变化范围较小。从图 3.25(b) 中可以看出, 当负载从 $I_N = 0$ 变化到 1.66 时, 开关管上的电压应力只有输入电压的 2.5 倍, 比 ZVS QRCs 中开关管的电压应力要小得多。

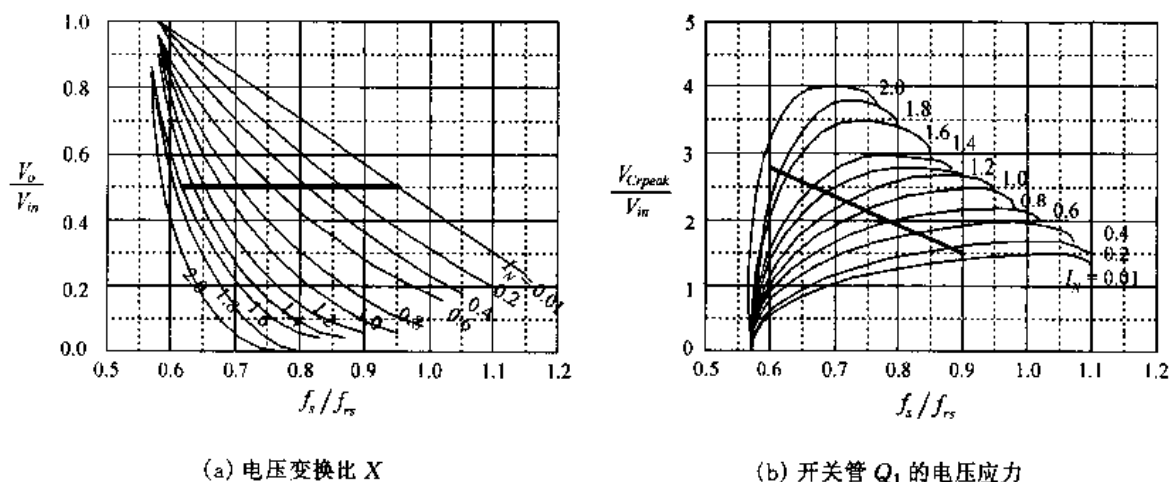


图 3.25 $C_N = 3$ 时, Buck ZVS MRC 的 X 和 Q_1 的电压应力与 $f_N = f_s/f_{rs}$ 的关系图

3.5.4 仿真结果与分析

图 3.26 给出了 Buck ZVS MRC 的仿真波形, 仿真所用的参数为:

- 输入直流电压: $V_{in} = 15\text{VDC}$;
- 输出直流电压: $V_o = 7.5\text{VDC}$;
- 输出电流: $I_o = 2\text{A}$;
- 滤波电感: $L_f = 1\mu\text{H}$;
- 滤波电容: $C_f = 4.7\mu\text{F}$;
- 谐振电感: $L_r = 220\text{nH}$;
- 谐振电容: $C_s = 2\text{nF}$, $C_d = 6.8\text{nF}$;
- 开关频率: $f_s = 4.3\text{MHz}$ 。

从图中可以看出, 开关管 Q_1 开通时, 其反并二极管 D_{Q1} 处于导通状态, 因此 Q_1 是零电压开通。当 Q_1 关断时, 其电压(亦即 v_{C_s})是慢慢上升的, 因此 Q_1 是零电压关断。续流二极管 D_1 的电压慢慢下降到零后才开通, 因此 D_1 是软开通的。而当 D_1 的电流减小到零时, 它自然关断, 其电压也是慢慢上升的, 因此 D_1 是软关断的, 不存在反向恢复问题。在输出满载时, 我们可以看出 v_{C_s} 的峰值电压小于 50V, 是输入电压 20V 的 2.5 倍, 与 ZVS QRCs 相比, 开关管的电压应力较小。

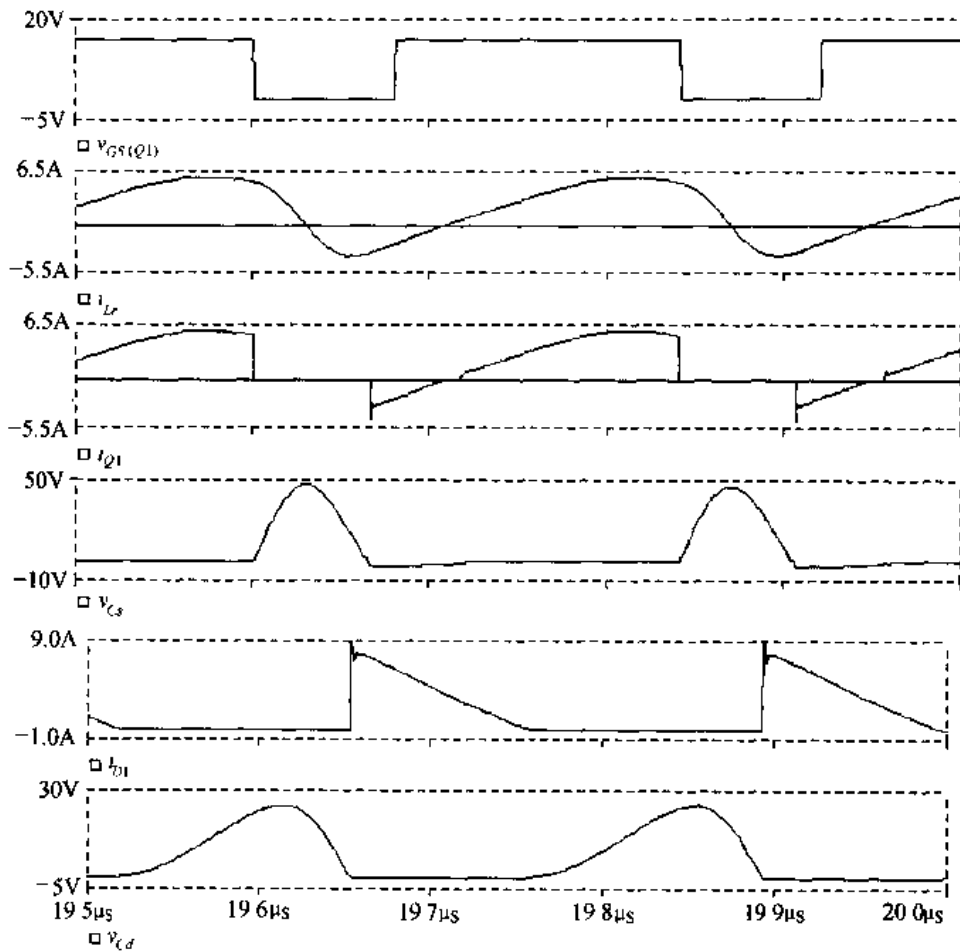


图 3.26 Buck ZVS MRC 的仿真波形

3.5.5 零电压开关多谐振变换器族

将 ZV MRS 的概念应用到所有的基本变换器中,可以得到一族零电压开关多谐振变换器。图 3.27 给出的是不隔离的单管 ZVS MRCs,图 3.28 给出的是隔离的单管 ZVS MRCs。从图中可以看出,在隔离的 ZVS MRCs 中,变压器的漏感可作为谐振电感的一部分,开关管的结电容也可作为谐振电容的一部分。而且变压器的漏感也可直接用作谐振电感,开关管的结电容直接用作谐振电容,这样就不必另外再加谐振电感和谐振电容,从而可以减少 ZVS QRCs 的元件数量,简化电路结构。对于 Forward 电路来讲,谐振电感和谐振电容的工作使变压器自动磁复位,从而不再需要复位绕组,进一步简化了电路结构。

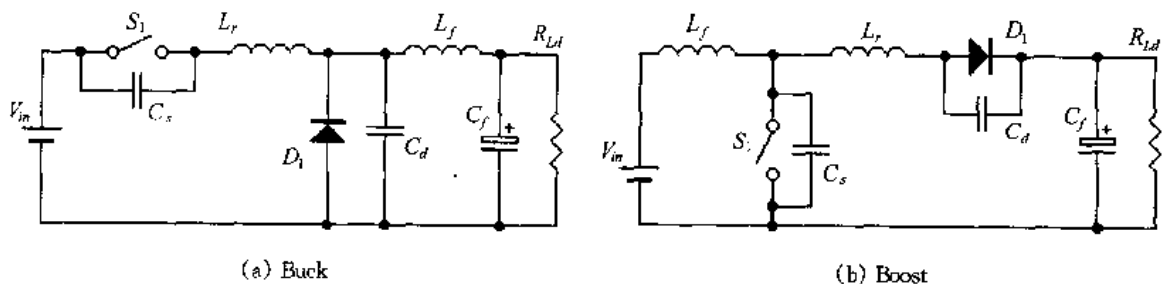


图 3.27 不隔离的单管 ZVS MRCs

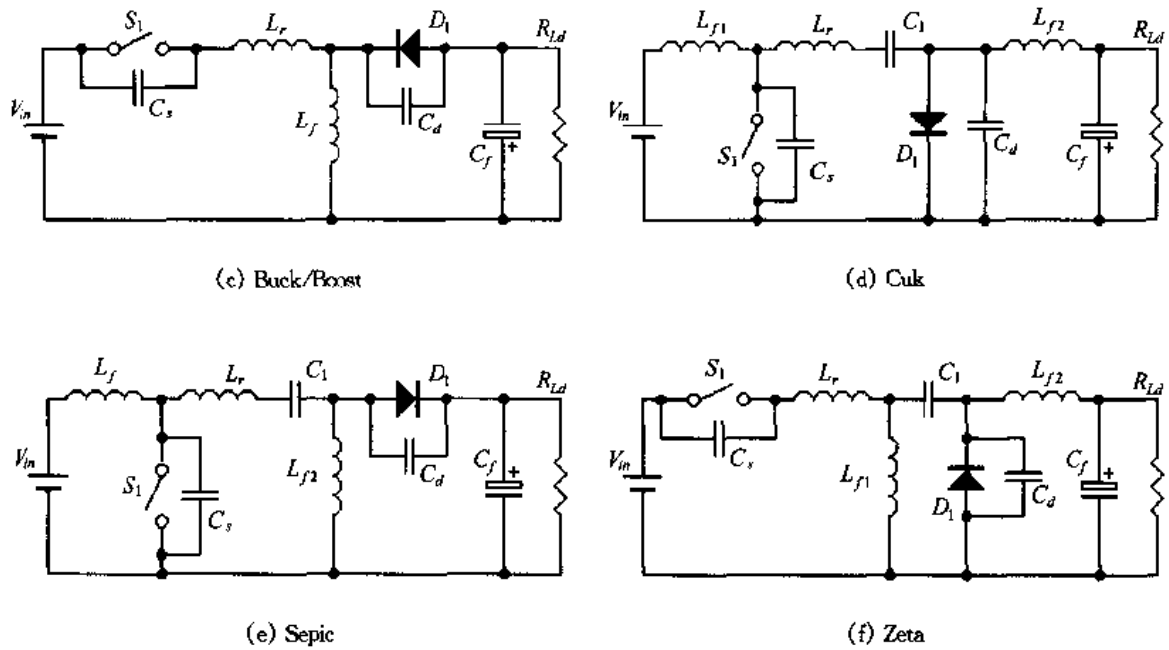


图 3.27(续)

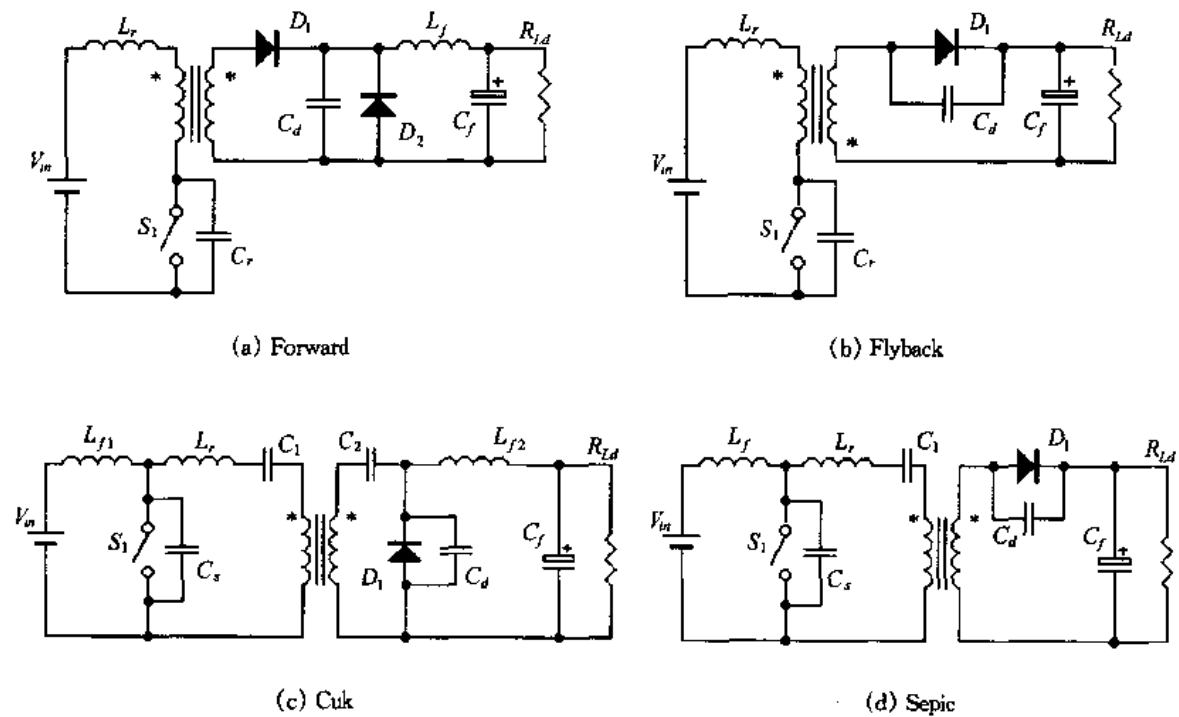


图 3.28 隔离的单管 ZVS MRCs

本章小结

本章介绍了准谐振变换器(QRCs)和多谐振变换器(MRCs)的基本工作原理。QRCs分为ZCS QRCs和ZVS QRCs两类,它们的特点是:

① 在ZCS QRCs中,整流二极管的结电容被吸收,实现了零电压开关,开关管实现了零电流关断,但它的结电容没有被吸收,开关管是容性开通的,存在开通损耗;

② 在ZVS QRCs中,开关管的结电容被吸收,实现了零电压开关,而整流二极管的结

电容未被吸收,它会与谐振电感产生振荡,影响变换器的正常工作;

③ ZVS QRCs 中开关管的电压应力与实现 ZVS 的负载范围有关,负载范围越宽,开关管的电压应力越大;

④ ZVS MRCs 吸收了开关管和整流二极管的结电容,同时实现了开关管和整流二极管的零电压开关,而且它的开关管的电压应力与 ZVS QRCs 相比要小得多;

⑤ QRCs 和 MRCs 均采用频率调制方案,很难优化设计输出滤波器。

QRCs 和 MRCs 由于实现了开关管的软开关,可以将开关频率提高到几 MHz 甚至几十 MHz。但是由于它们的开关频率是变化的,很难优化设计滤波器,而且电压和电流应力很大,因此一般应用在小功率、低电压、而且对体积和重量要求十分严格的场合,比如宇航电源和程控交换机的 DC/DC 电源模块。

第四章 ZCS PWM 变换器和 ZVS PWM 变换器

4.1 引言

在第三章中,我们讨论了准谐振变换器(QRCs)和多谐振变换器(MRCs)的工作原理,这两类变换器在基本的变换器中加入谐振电感和谐振电容,实现开关管的软开关,但是这两类变换器的缺点是要采用频率调制方案。变化的开关频率使得变换器的高频变压器、输入滤波器和输出滤波器的优化设计变得十分困难。同时,QRCs 和 MRCs 还有一个缺陷是不易控制。为了能够优化设计这些元件,必须采用恒定频率控制,即 PWM 控制。在准谐振变换器中加入一个辅助开关管,就可以得到 PWM 控制的准谐振变换器,该类变换器在提出时,曾被命名为 PWM ZCS QRCs 和 PWM ZVS QRCs,为了区别于准谐振变换器,该类变换器后来被命名为 ZCS PWM 变换器和 ZVS PWM 变换器。下面我们分别讨论这两种变换器的工作原理和参数设计。

4.2 ZCS PWM 变换器

4.2.1 工作原理

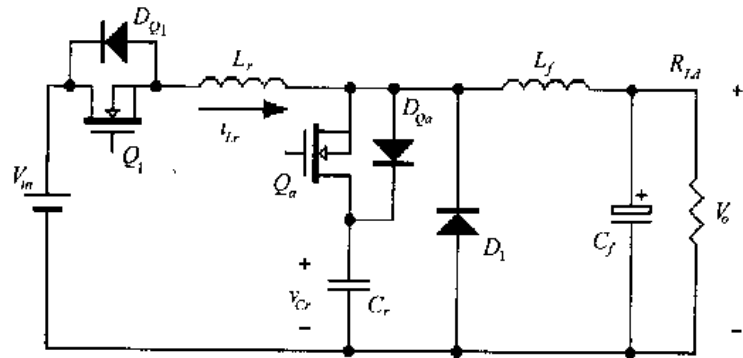
图 4.1 是 Buck ZCS PWM 变换器的电路图和主要波形,其中输入电源 V_{in} 、主开关管 Q_1 (包括其反并二极管 D_{Q1})、续流二极管 D_1 、输出滤波电感 L_f 、输出滤波电容 C_f 、负载电阻 R_{Ld} 、谐振电感 L_r 和 谐振电容 C_r 构成全波模式的 Buck ZCS QRC。 Q_a 是辅助开关管, D_{Qa} 是 Q_a 的反并二极管。从中可以看出,Buck ZCS PWM 变换器实际上是在 Buck ZCS QRC 的基础上,给谐振电容 C_r 串联了一个辅助开关管 Q_a 和反并二极管 D_{Qa} 。

在一个开关周期 T_s 中,该变换器有六种开关状态,其等效电路如图 4.2 所示。在分析之前,作出如下假设:

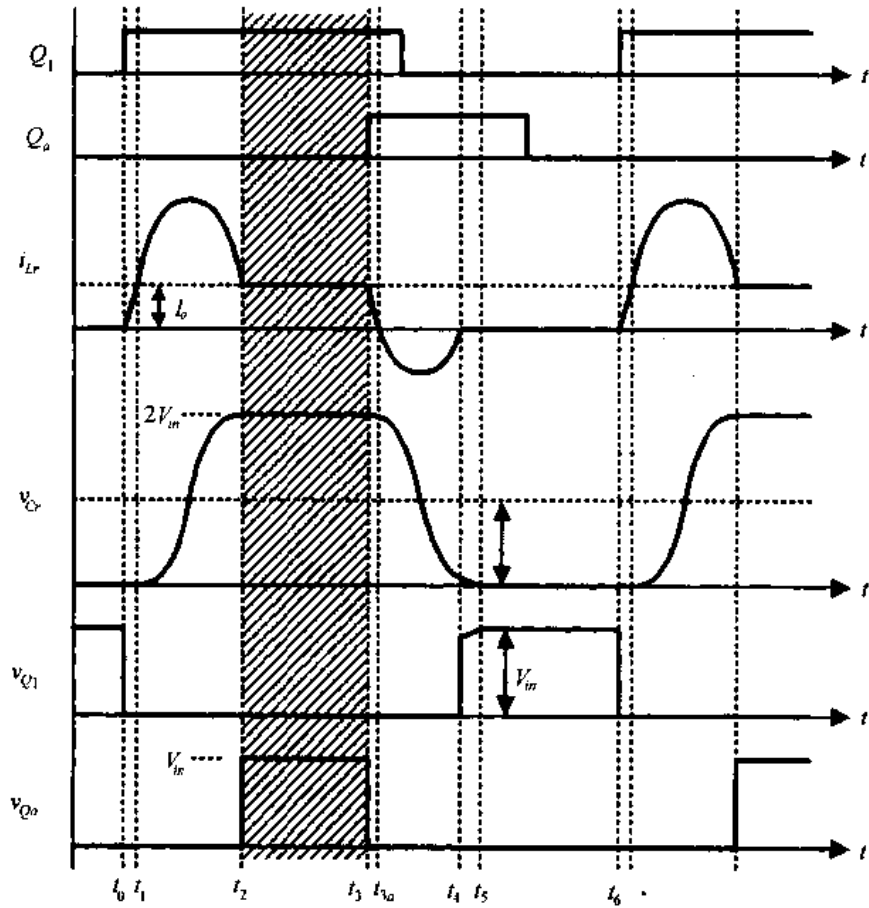
- ① 所有开关管、二极管均为理想器件;
- ② 所有电感、电容和变压器均为理想元件;
- ③ $L_f \gg L_r$;
- ④ L_f 足够大,在一个开关周期中,其电流基本保持不变,为 I_o ,这样 L_f 和 C_f 以及负载电阻可以看成是一个电流为 I_o 的恒流源。

这里给出以下物理量的定义:

- ① 特征阻抗 $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$;
- ② 谐振角频率 $\omega = 1/\sqrt{L_r C_r}$;
- ③ 谐振频率 $f_r = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}}$;
- ④ 谐振周期 $T_r = \frac{1}{f_r} = 2\pi \sqrt{L_r C_r}$;



(a) 电路图



(b) 主要波形图

图 4.1 Buck ZCS PWM 变换器的电路图和主要波形图

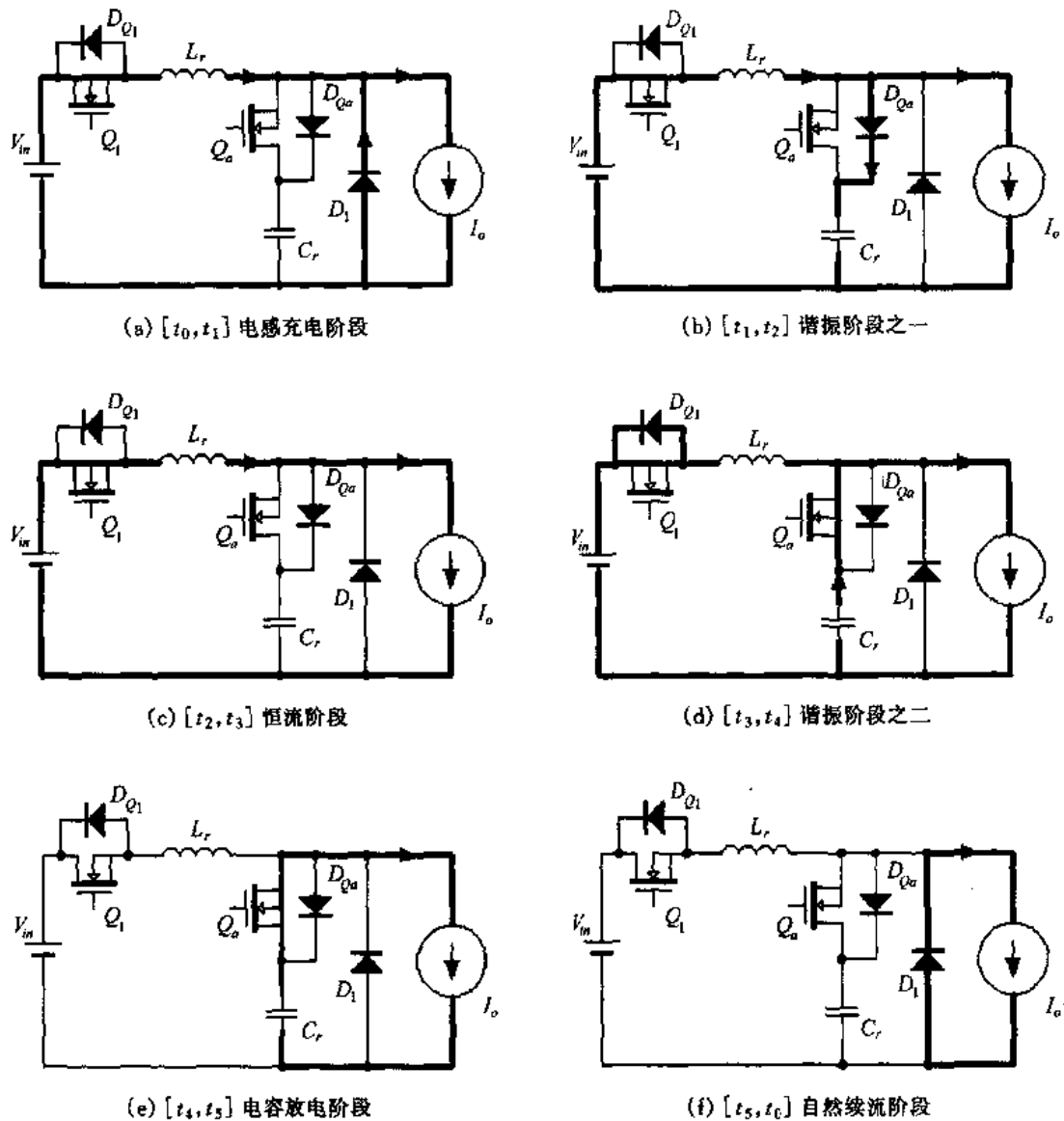


图 4.2 Buck ZCS PWM 变换器各开关模式的等效电路

1. 开关模式 1 $[t_0, t_1]$ ——电感充电阶段[参考图 4.2(a)]

在 t_0 时刻之前,主开关管 Q_1 和辅助开关管 Q_a 均处于关断状态,输出滤波电感电流 I_o 通过续流二极管 D_1 流过。谐振电感电流 i_{L_r} 为 0,谐振电容电压 v_{C_r} 也为 0。

在 t_0 时刻, Q_1 开通,加在 L_r 上的电压为 V_{in} ,其电流从 0 开始线性上升,因此 Q_1 是零电流开通。而 D_1 中的电流线性下降。

$$i_{L_r}(t) = \frac{V_{in}}{L_r}(t - t_0) \quad (4.1)$$

$$i_{D_1}(t) = I_o - \frac{V_{in}}{L_r}(t - t_0) \quad (4.2)$$

在 t_1 时刻, i_{L_r} 上升到 I_o ,此时 $i_{D_1} = 0$, D_1 自然关断。开关模式 1 的持续时间为:

$$t_{01} = L_r I_o / V_{in} \quad (4.3)$$

2. 开关模态 2 [t_1, t_2]——谐振阶段之一 [参考图 4.2(b)]

从 t_1 时刻开始, 辅助二极管 D_{Q_2} 自然导通, L_r 和 C_r 开始谐振工作, L_r 的电流和 C_r 的电压的表达式为:

$$i_{L_r}(t) = I_o + \frac{V_{in}}{Z_r} \sin \omega(t - t_1) \quad (4.4)$$

$$v_{C_r}(t) = V_{in} [1 - \cos \omega(t - t_1)] \quad (4.5)$$

经过 $\frac{1}{2} T_r$, 到达 t_2 时刻, i_{L_r} 减小到 I_o , 此时 v_{C_r} 达到最大值 $V_{C_{rmax}} = 2V_{in}$ 。

3. 开关模态 3 [t_1, t_3]——恒流阶段 [参考图 4.2(c)]

在此开关模态中, 辅助二极管 D_{Q_2} 自然关断, 谐振电容 C_r 无法放电, 其电压保持在最大值 $V_{C_{rmax}} = 2V_{in}$ 。谐振电感电流恒定不变, 等于输出电流 I_o , 即 $i_{L_r}(t) = I_o$ 。

4. 开关模态 4 [t_3, t_4]——谐振阶段之二 [参考图 4.2(d)]

在 t_3 时刻, 零电流开通辅助开关管 Q_a 。 L_r 和 C_r 开始谐振工作, C_r 通过 Q_a 放电。 L_r 的电流和 C_r 的电压的表达式为:

$$i_{L_r}(t) = I_o - \frac{V_{in}}{Z_r} \sin \omega(t - t_3) \quad (4.6)$$

$$v_{C_r}(t) = V_{in} [1 + \cos \omega(t - t_3)] \quad (4.7)$$

在 t_{3a} 时刻, i_{L_r} 减小到零, 此时 Q_1 的反并二极管 D_{Q1} 导通, i_{L_r} 反方向流动。在 t_4 时刻, i_{L_r} 再次减小到零。在 $[t_{3a}, t_4]$ 时段, 由于 i_{L_r} 流经 D_{Q1} , Q_1 中的电流为零, 因此可以在该时段中关断 Q_1 , Q_1 则是零电流关断。

在 t_4 时刻, 谐振电容电压为:

$$V_{C_r}(t_4) = V_{in} \left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{Z_r I_o}{V_{in}} \right)^2} \right] \quad (4.8)$$

此开关模态的持续时间为:

$$t_{34} = \frac{1}{\omega} \left[\pi - \sin^{-1} \left(\frac{Z_r I_o}{V_{in}} \right) \right] \quad (4.9)$$

5. 开关模态 5 [t_4, t_5]——电容放电阶段 [参考图 4.2(e)]

在此开关模态中, 由于 $i_{L_r} = 0$, 输出滤波电感电流 I_o 全部流过谐振电容, 谐振电容放电, 谐振电容电压为:

$$v_{C_r}(t) = V_{C_r}(t_4) - \frac{I_o}{C_r} (t - t_4) \quad (4.10)$$

在 t_5 时刻, 谐振电容电压减小到 0, D_1 导通, 此开关模态的持续时间为:

$$t_{45} = C_r V_{C_r}(t_4) / I_o \quad (4.11)$$

6. 开关模态 6 [t_5, t_6]——自然续流阶段[参考图 4.2(f)]

在此开关模态中,输出滤波电感电流 I_o 经过续流管 D_1 续流,辅助开关管 Q_a 零电压/零电流关断。

在 t_6 时刻,零电流开通 Q_1 ,开始下一个开关周期。

4.2.2 ZCS PWM 变换器与 ZCS QRCs 的比较

从上面的分析中可以知道,Buck ZCS PWM 变换器是对 Buck ZCS QRC 的改进,它们的区别是:

① Buck ZCS PWM 变换器通过控制辅助开关管 Q_a ,将 Buck ZCS QRC 的谐振过程拆成两个开关模态,即谐振阶段之一和谐振阶段之二,并且在这两个开关模态之间插入了一个恒流阶段,如图 4.1(b)中的阴影部分所示。

② Buck ZCS QRC 采用频率调制策略,而 Buck ZCS PWM 变换器可以实现变换器的 PWM 控制。在 Buck ZCS PWM 变换器中,开关模态 3 和 6 实际上和基本的 Buck PWM 变换器的两个开关模态一样;而开关模态 1 和 2 是为实现 ZCS 准备初始条件;开关模态 4 是实现 ZCS 的开关模态;开关模态 5 是实现 ZCS 所附带产生的开关模态。为了实现变换器的 PWM 控制,在设计参数时,一般使开关模态 1、2、4 和 5 的时间相对于开关模态 3 和 6 的时间很短,这样谐振元件的工作对于变换器的特性影响很小。

③ Buck ZCS QRC 中谐振电感和谐振电容一直参与变换器的工作。在 Buck ZCS PWM 变换器中,谐振电感和谐振电容不是一直参与变换器的工作,而只是在主开关管开关时谐振工作,谐振工作时间相对于开关周期来说很短,谐振元件的损耗较小;同时,开关管的通态损耗比 Buck ZCS QRC 小。

Buck ZCS PWM 变换器与 Buck ZCS QRC 的相同之处是:主开关管实现零电流开关的条件完全相同;主开关管和谐振电容、谐振电感的电压和电流应力也是完全一样的。同时,在 Buck ZCS PWM 变换器中,辅助开关管 Q_a 也实现了零电流开关。

虽然这里是对 Buck ZCS PWM 变换器与 Buck ZCS QRC 进行比较,实际上,Buck ZCS PWM 变换器与 Buck ZCS QRC 的区别与相同之处就是所有 ZCS PWM 变换器与其所对应的 ZCS QRCs 的区别与相同之处。

4.2.3 参数设计

1. L_r 和 C_r 的设计

为了在任意负载下均能实现主开关管的零电流开关,谐振电感电流必须能够回零,由式(4.6)可以得到下式:

$$\frac{V_{in}}{Z_r} > I_{o\max} \quad (4.12)$$

式中 $I_{o\max}$ 是最大输出电流。即

$$Z_r < \frac{V_{in}}{I_{o\max}} \quad (4.13)$$

可将上式改写为:

$$Z_r = K_c \frac{V_{in}}{I_{omax}} \quad (4.14)$$

式中 $K_c < 1$ 。

为了减小谐振电感和谐振电容谐振工作对 PWM 控制产生的影响,需要将谐振工作时间尽量减小,即减小开关模态 2 和开关模态 4 的持续时间,亦即减小谐振周期 T_r ,提高谐振频率 f_r 。这里定义谐振频率 f_r 与开关频率的关系为:

$$f_r = N \cdot f_s \quad (4.15)$$

式中 N 一般取值为 4~10。

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}} \quad (4.16)$$

从式(4.14)~(4.16)可以确定 L_r 和 C_r 的大小,即

$$L_r = \frac{Z_r}{2\pi f_r} = \frac{K_c}{2\pi \cdot N} \cdot \frac{V_{in}}{f_s I_{omax}} \quad (4.17)$$

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_r Z_r} = \frac{1}{2\pi \cdot K_c \cdot N} \cdot \frac{I_{omax}}{f_s V_{in}} \quad (4.18)$$

2. 开关管和二极管的选取

开关管和二极管的选取取决于它们的电压与电流应力。从式(4.4)中我们可以知道,谐振电感的最大电流为:

$$I_{Lrmax} = I_{omax} + \frac{V_{in}}{Z_r} \quad (4.19)$$

将式(4.14)代入上式,则有:

$$I_{Lrmax} = \left(1 + \frac{1}{K_c}\right) I_{omax} \quad (4.20)$$

在最大输出负载时, $I_{Lrmax} > 2I_{omax}$ 。

从式(4.5)中可知,谐振电容的最大电压为 $V_{Crmax} = 2V_{in}$ 。

根据上面的分析,我们可以知道:

- ① Q_1 中流过最大电流 $I_{Q1max} > 2I_{omax}$, 它所承受的最大正向电压为 V_{in} 。
- ② 反并联二极管 D_{Q1} 中在负载最轻时流过的电流最大,其值为 $I_{DQ1max} = I_{omax}$, 所承受的最大反向电压为 V_{in} 。
- ③ 续流二极管 D_1 中所流过的最大电流为 $I_{D1max} = I_{omax}$, 所承受的最大反向电压为 $2V_{in}$ 。
- ④ 谐振电感的最大电流为 $I_{Lrmax} > 2I_{omax}$, 谐振电容上的最大电压为 $V_{Crmax} = 2V_{in}$ 。
- ⑤ 辅助开关管所承受的最大正向电压为 $2V_{in}$, 辅助二极管所承受的最大反向电压为 $2V_{in}$ 。

4.2.4 仿真结果与分析

图 4.3 给出了 Buck ZCS PWM 变换器的仿真波形,仿真所用的参数为:

输入直流电压: $V_{in} = 48\text{VDC}$;

- 输出直流电压: $V_o = 24\text{VDC}$;
- 输出电流: $I_o = 4\text{A}$;
- 滤波电感: $L_f = 100\mu\text{H}$;
- 滤波电容: $C_f = 10\mu\text{F}$;
- 谐振电感: $L_r = 0.66\mu\text{H}$;
- 谐振电容: $C_r = 20\text{nF}$;
- 谐振频率: $f_r = 1.35\text{MHz}$;
- 开关频率: $f_s = 400\text{kHz}$ 。

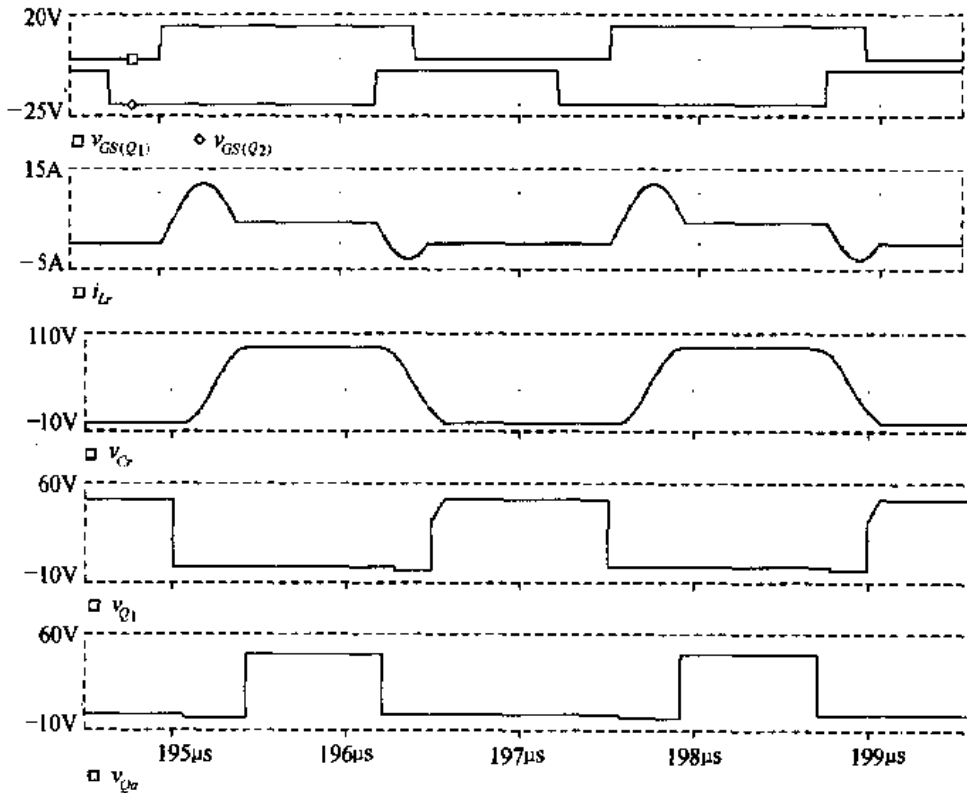


图 4.3 Buck ZCS PWM 变换器的仿真波形

从图中可以看出,当主开关管 Q_1 开通时,谐振电感限制了电流的上升率,使 Q_1 实现了零电流开通。谐振电感电流减小到零并且反方向流动, Q_1 的反并二极管 D_{Q1} 导通,将开关管的电压箝在零位, Q_1 的电流为零,此时关断 Q_1 ,那么 Q_1 是零电流关断。

从图中也可以看出,谐振元件只是在主开关管开关时工作一段时间,其他时间停止工作,这样谐振元件的损耗相对于 ZCS QRCs 来说要小一些。而谐振元件和开关管的电压和电流与 ZCS QRCs 的完全一样。该变换器的谐振电感和谐振电容的特征阻抗为 $Z_r = \sqrt{L_r/C_r} = 5.74\Omega$,因此谐振电感电流峰值为 $I_{Lr\max} = I_o + \frac{V_{in}}{Z_r} = 4 + \frac{48}{5.74} = 12.35\text{A}$,谐振电容电压峰值为 $V_{Cr\max} = 2V_{in} = 96\text{V}$ 。

4.2.5 ZCS PWM 变换器族

给 ZCS QRCs 中的谐振电容串联一个辅助开关管,就可以得到一族 ZCS PWM 变换

器。图 4.4 给出了一族不隔离的单管 ZCS PWM 变换器, 图 4.5 给出了一族隔离的单管 ZCS PWM 变换器。在第三章中我们已经谈到, 全波模式 ZCS QRCs 优于半波模式 ZCS QRCs, 因此在实际应用中, 一般选用全波模式 ZCS QRCs。因此, 这里只给出在全波模式 ZCS QRCs 的基础上改进得到的 ZCS PWM 变换器。图中 S_1 和 S_a 的电路构成如图 4.4(g) 所示。

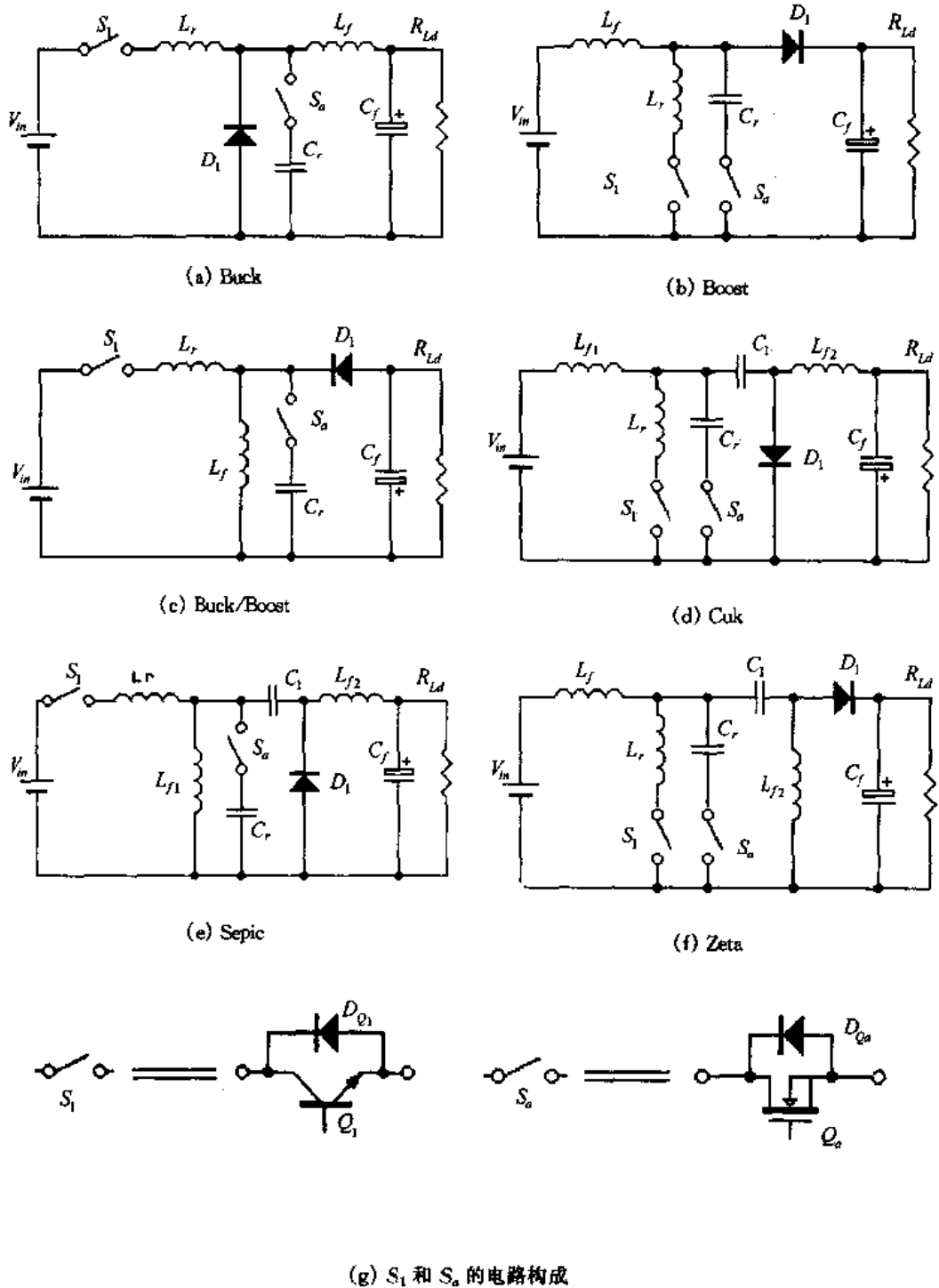


图 4.4 不隔离的单管 ZCS PWM 变换器族

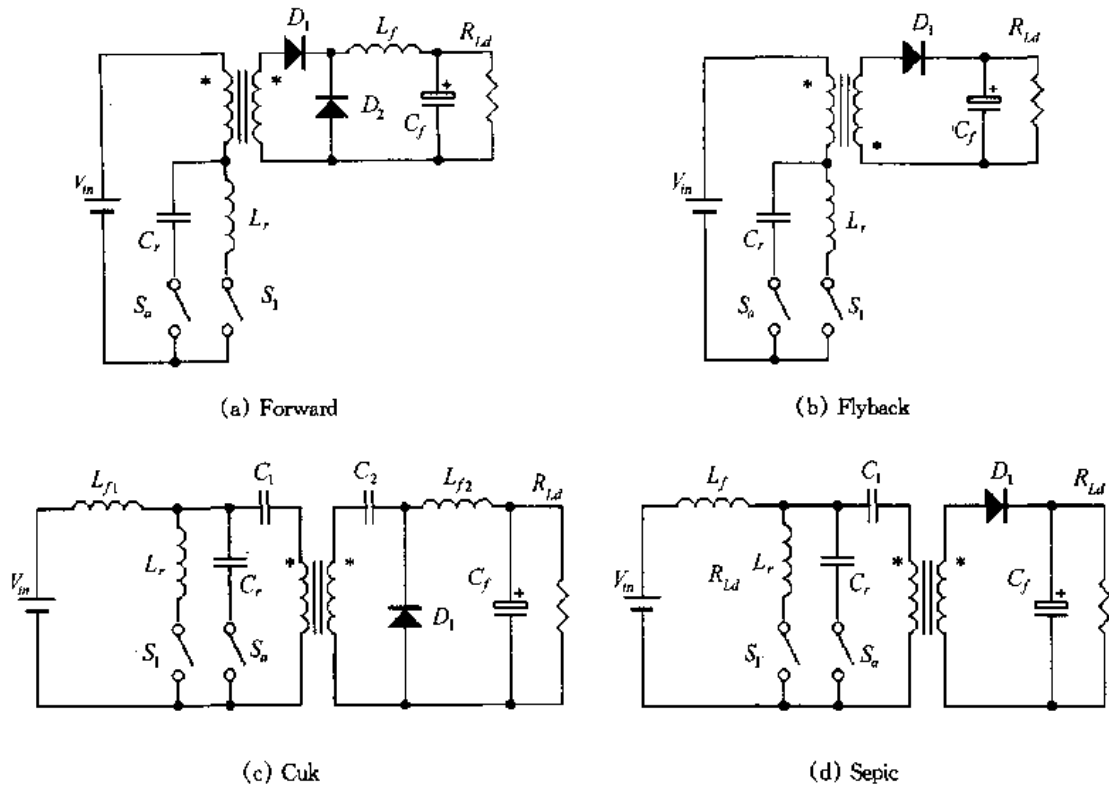


图 4.5 隔离的单管 ZCS PWM 变换器族

4.3 ZVS PWM 变换器

前面讨论了 ZCS PWM 变换器的工作原理,它是在 ZCS QRCs 的基础上,给谐振电容串联一只辅助开关管(包括它的反并联二极管)。根据电路对偶原理,如果在 ZVS QRCs 的基础上,给谐振电感并联一只辅助开关管(包括它的串联二极管),就可以得到一族 ZVS PWM 变换器。下面我们以 Buck ZVS PWM 变换器为例来分析它们的工作原理。

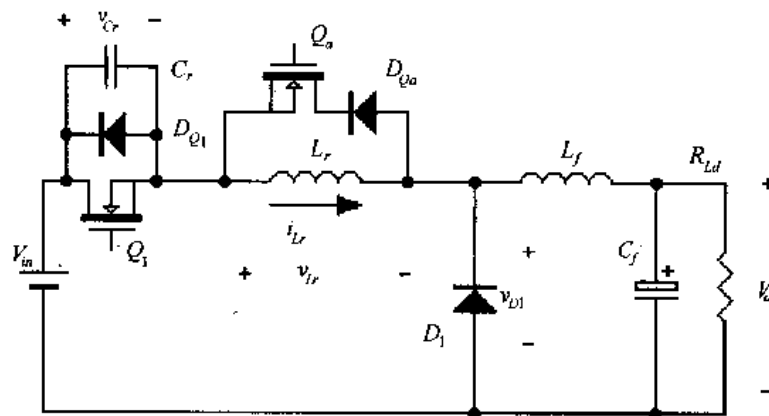
4.3.1 工作原理

图 4.6 给出了 Buck ZVS PWM 变换器的电路图和主要波形,其中输入电源 V_{in} 、主开关管 Q_1 (包括其反并二极管 D_{Q1})、续流二极管 D_1 、滤波电感 L_f 、滤波电容 C_f 、负载电阻 R_{Ld} 、谐振电感 L_r 和 谐振电容 C_r 构成半波模式的 Buck ZVS QRC。 Q_a 是辅助开关管, D_{Qa} 是 Q_a 的串联二极管。从中可以看出, Buck ZVS PWM 变换器实际上是在 Buck ZVS QRC 的基础上,给谐振电感 L_r 并联了一个辅助开关管 Q_a 和二极管 D_{Qa} 。

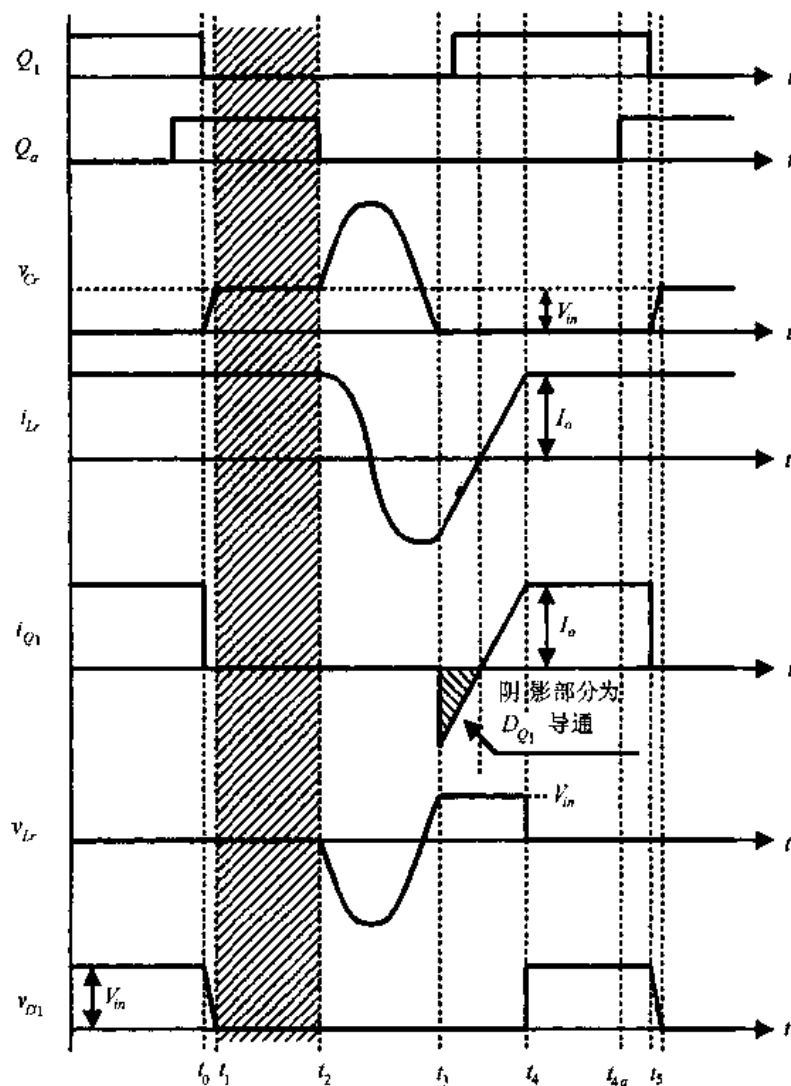
在一个开关周期 T_s 中,该变换器有五种开关状态,其等效电路如图 4.7 所示。在分析之前,作出如下假设:

- ① 所有开关管、二极管均为理想器件;
- ② 所有电感、电容和变压器均为理想元件;
- ③ $L_f \gg L_r$;
- ④ L_f 足够大,在一个开关周期中,其电流基本保持不变,为 I_o ,这样 L_f 和 C_f 以及负

载电阻可以看成是一个电流为 I_o 的恒流源。

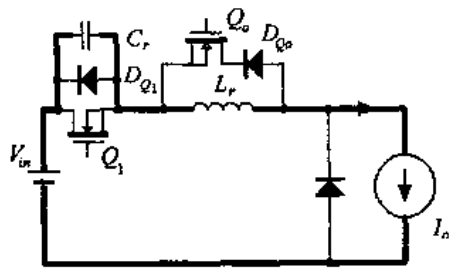


(a) 电路图

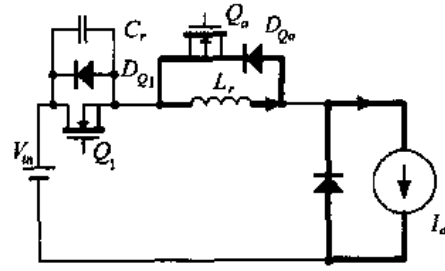


(b) 主要波形图

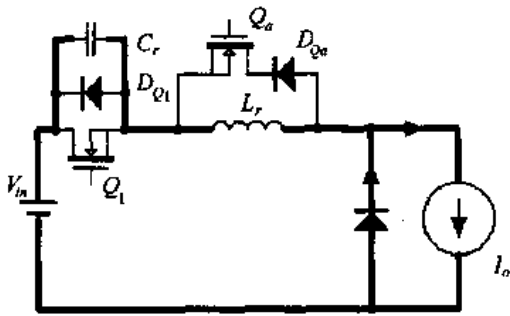
图 4.6 Buck ZVS PWM 变换器的电路图和主要波形图



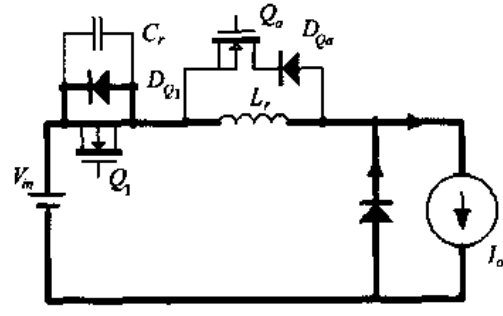
(a) $[t_0, t_1]$ 电容充电阶段



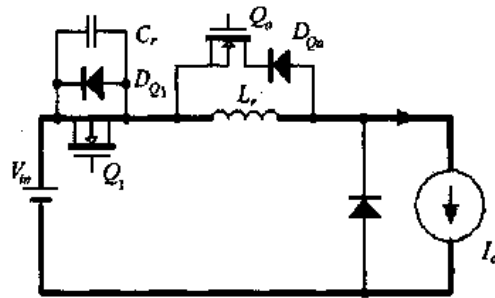
(b) $[t_1, t_2]$ 自然续流阶段



(c) $[t_2, t_3]$ 谐振阶段



(d) $[t_3, t_4]$ 电感充电阶段



(e) $[t_4, t_5]$ 恒流阶段

图 4.7 Buck ZVS PWM 变换器各开关模式的等效电路

这里给出以下物理量的定义：

- ① 特征阻抗 $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$ ；
- ② 谐振角频率 $\omega = 1/\sqrt{L_r C_r}$ ；
- ③ 谐振频率 $f_r = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}}$ ；
- ④ 谐振周期 $T_r = \frac{1}{f_r} = 2\pi \sqrt{L_r C_r}$ 。

1. 开关模态 1 [t_0, t_1]——电容充电阶段 [参考图 4.7(a)]

在 t_0 时刻之前, 主开关管 Q_1 和辅助开关管 Q_a 均处于导通状态, 续流二极管 D_1 处于关断状态, 谐振电容电压 $V_{Cr}(t_0) = 0$, 谐振电感电流 $I_{Lr}(t_0) = I_o$ 。

在 t_0 时刻, 主开关管 Q_1 关断, 其电流立即转移到谐振电容中去, 给谐振电容充电。在此开关模态中, 谐振电感电流恒定不变, 即

$$i_{Lr}(t) = I_o \quad (4.21)$$

由于电容的充电电流为输出电流 I_o , 因此谐振电容电压线性上升, 即

$$v_{Cr}(t) = \frac{I_o}{C_r}(t - t_0) \quad (4.22)$$

因为 C_r 的电压是慢慢上升的, 所以 Q_1 就是零电压关断。

在 t_1 时刻, v_{Cr} 上升到输入电压 V_{in} , 续流二极管 D_1 导通, 开关模态 1 结束, 它的持续时间为:

$$t_{01} = C_r V_{in} / I_o \quad (4.23)$$

2. 开关模态 2 [t_1, t_2]——自然续流阶段 [参考图 4.7(b)]

在此开关模态中, 谐振电感电流 i_{Lr} 通过辅助开关管 Q_a 续流, 其电流值保持不变, 依然等于输出电流 I_o 。而输出电流 I_o 则通过续流二极管 D_1 续流。

3. 开关模态 3 [t_2, t_3]——谐振阶段 [参考图 4.7(c)]

在 t_2 时刻, 辅助开关管 Q_a 关断, 谐振电感 L_r 和 谐振电容 C_r 开始谐振工作, 而输出电流依然通过 D_1 续流。由于 C_r 的存在, 因此辅助开关管 Q_a 是零电压关断的。在这段时间里, 谐振电感电流和 谐振电容电压为:

$$i_{Lr}(t) = I_o \cos \omega(t - t_2) \quad (4.24)$$

$$v_{Cr}(t) = V_{in} + I_o Z_r \sin \omega(t - t_2) \quad (4.25)$$

续流二极管 D_1 中的电流为:

$$i_{D1}(t) = I_o [1 - \cos \omega(t - t_2)] \quad (4.26)$$

在 t_3 时刻, v_{Cr} 下降到 0, Q_1 的反并二极管 D_{Q1} 导通, 将 Q_1 的电压箝在零位, 此时开通 Q_1 , 则 Q_1 是零电压开通。

在 t_3 时刻, 谐振电感电流为:

$$I_{Lr}(t_3) = -I_o \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_r}\right)^2} \quad (4.27)$$

开关模态 3 的持续时间为:

$$t_{23} = \frac{\pi}{\omega} + \frac{1}{\omega} \sin^{-1} \frac{V_{in}}{I_o Z_r} \quad (4.28)$$

4. 开关模态 4 [t_3, t_4]——电感充电阶段 [参考图 4.7(d)]

在此开关模态中, 主开关管 Q_1 处于开通状态, 输出电流 I_o 通过 D_1 续流, 此时加在

谐振电感上的电压为输入电压 V_{in} , 谐振电感电流线性增加, 即

$$i_{Lr}(t) = I_{Lr}(t_3) + \frac{V_{in}}{L_r}(t - t_3) \quad (4.29)$$

而 D_1 中的电流线性减小, 即

$$i_{D1}(t) = I_o - I_{Lr}(t_3) - \frac{V_{in}}{L_r}(t - t_3) \quad (4.30)$$

在 t_4 时刻, i_{Lr} 上升到输出电流 I_o 。此时 D_1 中的电流减小到 0, D_1 自然关断。该开关模态的持续时间为:

$$t_{34} = \frac{L_r [I_o - I_{Lr}(t_3)]}{V_{in}} \quad (4.31)$$

5. 开关模态 5 [t_4, t_5]——恒流阶段 [参考图 4.7(e)]

在此开关模态中, 主开关管 Q_1 处于开通状态, D_1 处于关断状态, 谐振电感电流保持在输出电流 I_o 。

辅助开关管 Q_a 在主开关管 Q_1 关断之前开通, 即在 t_{4a} 时刻开通 Q_a 。由于谐振电感电流不能突变, 因此 Q_a 是零电流开通。

在 t_5 时刻, Q_1 零电压关断, 开始另一个开关周期。

4.3.2 ZVS PWM 变换器与 ZVS QRCs 的比较

从上面的分析中可以知道, Buck ZVS PWM 变换器与 Buck ZVS QRC 的区别是:

① Buck ZVS PWM 变换器通过控制辅助开关管 Q_a , 在 Buck ZVS QRC 的电容充电阶段和谐振过程插入了一个自然续流阶段, 如图 4.6(b) 中的阴影部分所示。

② Buck ZVS QRC 采用频率调制策略, 而 Buck ZVS PWM 变换器可以实现变换器的 PWM 控制。在 Buck ZVS PWM 变换器中, 开关模态 2 和 5 实际上和基本的 Buck PWM 变换器的两个开关模态一样, 只是开关模态 2 中谐振电感在自然续流, 它是为实现 ZVS 准备初始条件; 而开关模态 3 是实现零电压开通的开关模态; 开关模态 1 是实现零电压关断的开关模态; 开关模态 4 是实现 ZVS 所附带产生的开关模态。为了实现变换器的 PWM 控制, 在设计参数时, 一般使开关模态 1、3 和 4 的时间相对于开关模态 2 和 5 的时间很短, 使谐振元件的工作对于变换器的特性影响很小。

③ Buck ZVS QRC 中谐振电感和谐振电容一直参与变换器的工作。在 Buck ZVS PWM 变换器中, 谐振电感和谐振电容不是一直参与变换器的工作, 而只是在主开关管开关时谐振工作, 谐振工作时间相对于开关周期来说很短, 谐振元件的损耗较小; 同时, 开关管的通态损耗比 Buck ZVS QRC 小。

Buck ZVS PWM 变换器与 Buck ZVS QRC 的相同之处是: 主开关管实现零电压开关的条件完全相同; 开关管和谐振电容、谐振电感的电压和电流应力也是完全一样的。同时, 在 Buck ZVS PWM 变换器中, 辅助开关管 Q_a 也实现了零电压开关。

Buck ZVS PWM 变换器与 Buck ZVS QRC 的区别与相同之处就是所有 ZVS PWM 变换器与它们所对应的 ZVS QRCs 的区别与相同之处。

4.3.3 参数设计

1. L_r 和 C_r 的设计

为了实现主开关管的零电压开关,谐振电容电压必须能够回零,那么从式(4.25)中可以看出,必须满足下式:

$$I_{o\min}Z_r > V_{in} \quad (4.32)$$

式中 $I_{o\min}$ 是最小输出电流。即

$$Z_r > \frac{V_{in}}{I_{o\min}} \quad (4.33)$$

可将上式改写为:

$$Z_r = K_v \frac{V_{in}}{I_{o\min}} \quad (4.34)$$

式中 $K_v > 1$ 。

为了减小谐振电感和谐振电容谐振工作对 PWM 控制产生的影响,需要将谐振工作时间尽量减小,即减小开关模态 3 的持续时间,亦即减小谐振周期 T_r ,提高谐振频率 f_r 。这里定义谐振频率 f_r 与开关频率的关系为:

$$f_r = N \cdot f_s \quad (4.35)$$

式中 N 一般取值为 3~10。

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}} \quad (4.36)$$

从式(4.34)~(4.36)可以确定 L_r 和 C_r 的大小,1.

$$L_r = \frac{Z_r}{2\pi f_r} = \frac{K_v}{2\pi \cdot N} \cdot \frac{V_{in}}{f_s I_{o\min}} \quad (4.37)$$

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_r Z_r} = \frac{1}{2\pi \cdot K_v \cdot N} \cdot \frac{I_{o\min}}{f_s V_{in}} \quad (4.38)$$

2. 开关管和二极管的选取

开关管和二极管的选取取决于它们的电压与电流应力。从式(4.25)中我们可以知道,谐振电容的最大电压为:

$$V_{Cr\max} = V_{in} + I_o Z_r \quad (4.39)$$

将式(4.34)代入上式,则有:

$$V_{Cr\max} = V_{in} \left(1 + K_v \frac{I_o}{I_{o\min}} \right) \quad (4.40)$$

在最大输出负载时, $V_{Cr\max} = V_{in} \left(1 + K_v \frac{I_{o\max}}{I_{o\min}} \right)$ 。也就是说,负载越大,谐振电容上的电压越高;最大负载与最小负载的比值 $\frac{I_{o\max}}{I_{o\min}}$ 越大,谐振电容上的电压越高。

从式(4.24)中可知,谐振电感的最大电流为 $I_{Lr\max} = I_{o\max}$ 。

根据上面的分析,我们可以知道:

① Q_1 中流过的最大电流为 $I_{Q1\max} = I_{o\max}$,它所承受的最大正向电压为

$V_{Q1\max} = V_{in} \left(1 + K_v \frac{I_{o\max}}{I_{o\min}} \right)$, $\frac{I_{o\max}}{I_{o\min}}$ 越大, $V_{Q1\max}$ 越高。

② 反并联二极管 D_{Q1} 中流过的最大电流为 $I_{DQ1\max} = I_{o\max}$, 所承受的最大反向电压为

$$V_{DQ1\max} = V_{in} \left(1 + K_v \frac{I_{o\max}}{I_{o\min}} \right)。$$

③ 续流二极管 D_1 中所流过的最大电流为 $I_{D1\max} = 2I_{o\max}$, 所承受的最大反向电压为 V_{in} 。

④ 谐振电感的最大电流为 $I_{Lr\max} = I_{o\max}$, 谐振电容上的最大电压为 $V_{Cr\max} = V_{in} \left(1 + K_v \frac{I_{o\max}}{I_{o\min}} \right)。$

⑤ 辅助开关管所承受的最大正向电压为 V_{in} , 辅助二极管所承受的最大反向电压为

$$V_{Cr\max} = K_v \cdot \frac{I_{o\max}}{I_{o\min}} \cdot V_{in}。$$

4.3.4 仿真结果与分析

图 4.8 给出了 Buck ZVS PWM 变换器的仿真波形, 仿真所用的参数为:

- 输入直流电压: $V_{in} = 48\text{VDC}$;
- 输出直流电压: $V_o = 24\text{VDC}$;
- 输出电流: $I_o = 3\text{A}$;
- 滤波电感: $L_f = 60\mu\text{H}$;
- 滤波电容: $C_f = 10\mu\text{F}$;
- 谐振电感: $L_r = 2.7\mu\text{H}$;
- 谐振电容: $C_r = 650\text{pF}$;
- 谐振频率: $f_r = 3.8\text{MHz}$;
- 开关频率: $f_s = 1\text{MHz}$ 。

从图中可以看出, 当主开关管 Q_1 关断时, 谐振电容限制了电压的上升率, 使 Q_1 实现了零电压关断。当谐振电容电压下降到零, Q_1 的反并联二极管 D_{Q1} 导通, 将 Q_1 的电压箝在零位, 此时开通 Q_1 , 那么 Q_1 是零电压开通。

从图中也可以看出, 谐振元件只是在主开关管开关时工作一段时间, 其他时间停止工作, 这样谐振元件的损耗相对于 ZVS QRCs 来说要小一些。而谐振元件和开关管的电压和电流与 ZVS QRCs 的完全一样。该变换器的谐振电感和谐振电容的特征阻抗为 $Z_r = \sqrt{L_r/C_r} = 64.45\Omega$, 因此谐振电容电压峰值为 $V_{Cr\max} = V_{in} + I_o Z_r = 48 + 3 \times 64.45 = 241\text{V}$, 谐振电感电流峰值为 $I_{Lr\max} = I_o = 3\text{A}$ 。

4.3.5 ZVS PWM 变换器族

给 ZVS QRCs 中的谐振电感并联一个辅助开关管, 就可以得到一族 ZVS PWM 变换器。图 4.9 给出了一族不隔离的单管 ZVS PWM 变换器, 图 4.10 给出了一族隔离的单管 ZVS PWM 变换器。在第三章中, 我们知道, 半波模式 ZVS QRCs 优于全波模式 ZVS QRCs, 在实际应用中, 一般选用半波模式 ZVS QRCs。因此, 这里只给出在半波模式 ZVS QRCs 的基础上改进得到的 ZVS PWM 变换器。图中 S_1 和 S_a 的电路构成如图 4.9(g) 所示。

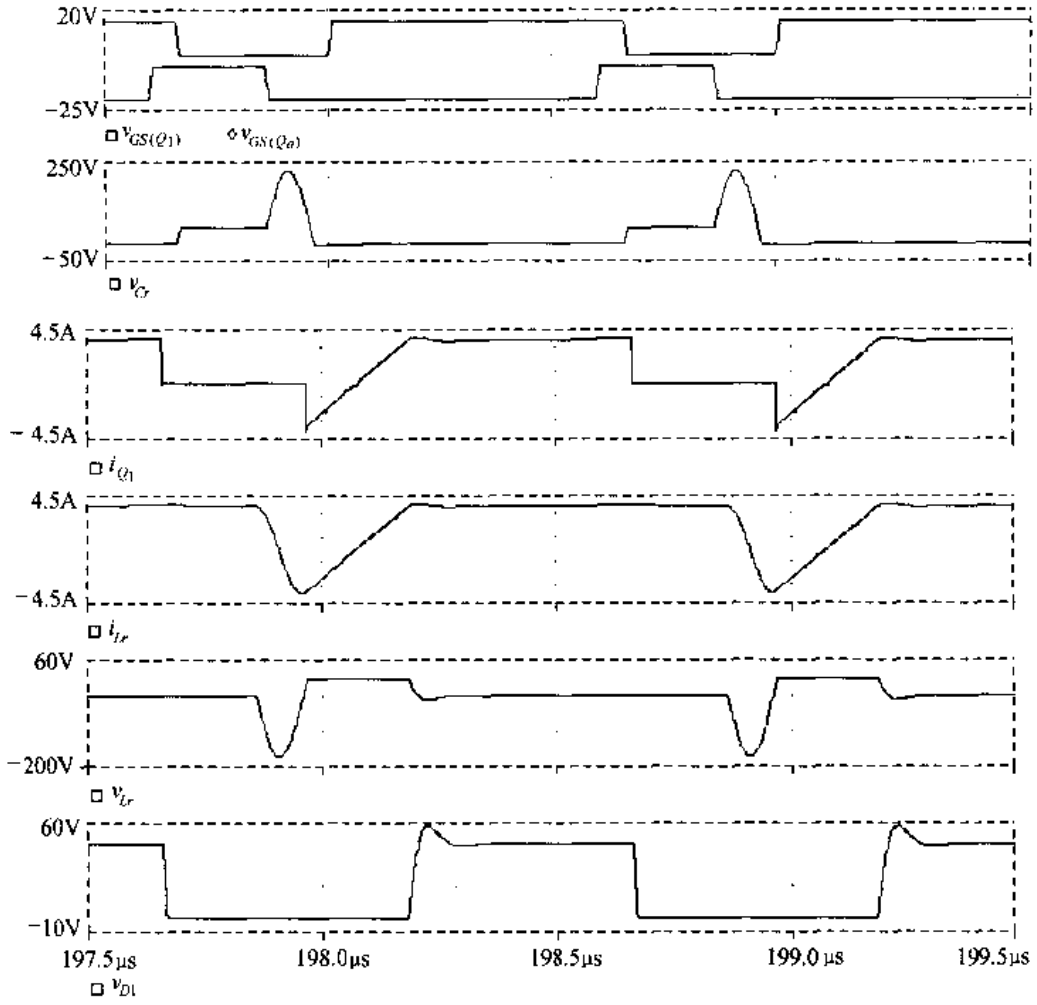


图 4.8 Buck ZVS PWM 变换器的仿真波形

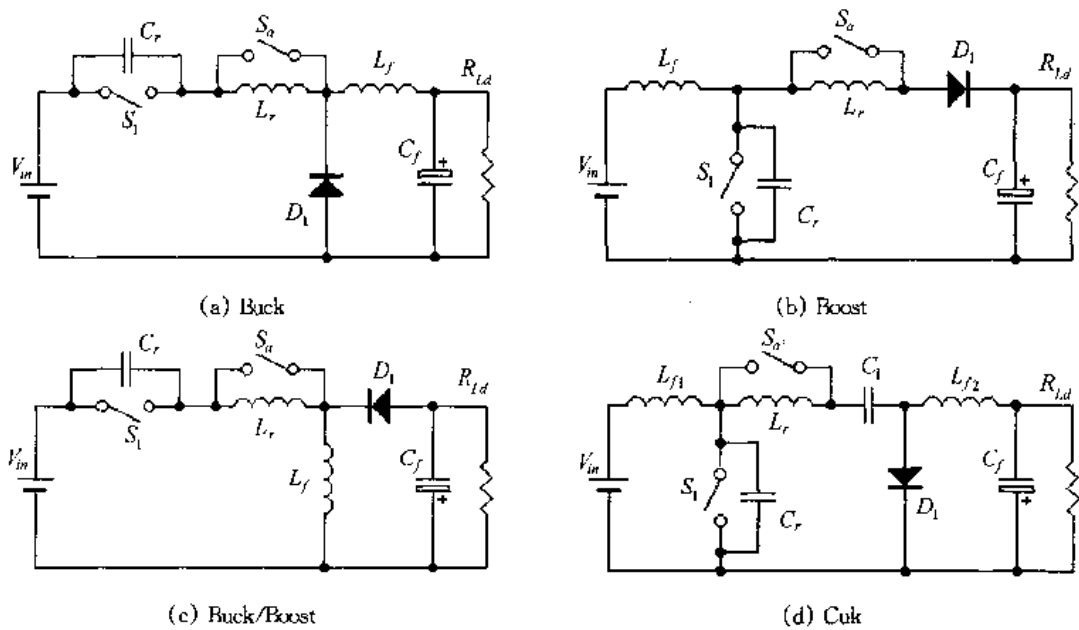
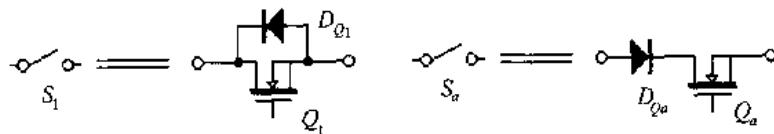
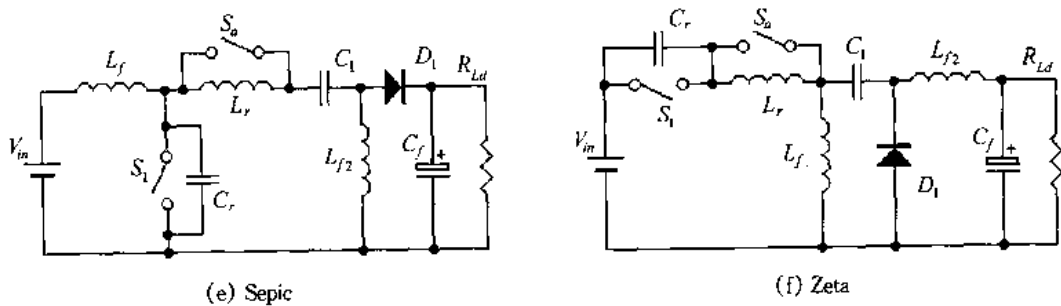


图 4.9 不隔离的单管 ZVS PWM 变换器族



(g) S_1 和 S_2 的电路构成

图 4.9(续)

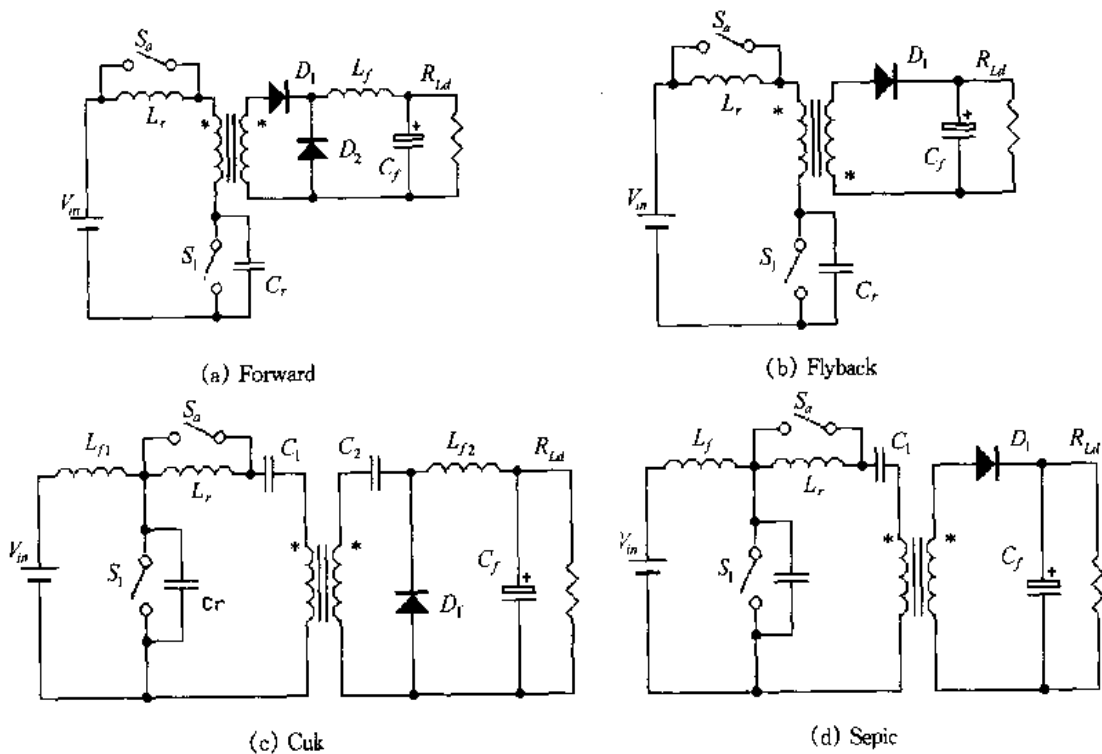


图 4.10 隔离的单管 ZVS PWM 变换器族

本章小结

本章分析了 ZCS PWM 变换器和 ZVS PWM 变换器的基本工作原理及其参数设计。从前面的分析可以得到以下结论：

① ZCS PWM 变换器和 ZVS PWM 变换器是分别在 ZCS QRCs 和 ZVS QRCs 的基础上改进而得到的。在 ZCS QRCs 的谐振电容上串联一个辅助开关管就可以得到 ZCS PWM 变换器，而在 ZVS QRCs 的谐振电感上并联一个辅助开关管则可以得到 ZVS PWM

变换器。

② ZCS PWM 变换器和 ZVS PWM 变换器通过控制辅助开关管的开关,来控制谐振电感和谐振电容的谐振工作过程,从而实现变换器的 PWM 控制。

③ 谐振电感和谐振电容的谐振工作贯穿于 QRCs 工作的全过程;而在 ZCS PWM 变换器和 ZVS PWM 变换器中,谐振电感和谐振电容只是在主开关管开关时谐振工作一段时间,只占开关周期的很少部分。

④ ZCS PWM 变换器和 ZVS PWM 变换器实现主开关管软开关的条件分别与 ZCS QRCs 和 ZVS QRCs 的完全一样。

⑤ ZCS PWM 变换器和 ZVS PWM 变换器中主开关管和整流二极管的电流和电压应力分别与 ZCS QRCs 和 ZVS QRCs 的完全一样。

⑥ 与 ZCS QRCs 一样,ZCS PWM 变换器吸收了整流二极管的结电容,未能吸收主开关管的结电容;而与 ZVS QRCs 一样,ZVS PWM 变换器则吸收了主开关管的结电容,未能吸收整流二极管的结电容。

ZCS PWM 变换器和 ZVS PWM 变换器中谐振元件的谐振时间相对于开关周期来说很短,而谐振元件的谐振频率一般为几 MHz,这样 ZCS PWM 变换器和 ZVS PWM 变换器的开关频率为几百 kHz 到 1MHz,相对于 QRCs 而言低一些。但由于实现了恒定频率工作,输出滤波器可以优化设计。而 QRCs 的开关频率范围很宽,最低频率可能较低,因此 ZCS PWM 变换器和 ZVS PWM 变换器的性能指标和体积重量优于 QRCs。与 QRCs 一样,ZCS PWM 变换器和 ZVS PWM 变换器的电压和电流应力很大,因此一般也应用在小功率、低电压、而且对体积和重量要求十分严格的场合,比如宇航电源和程控交换机的 DC/DC 电源模块。

第五章 零电压转换(ZVT) PWM 变换器

5.1 引言

前几章讨论了谐振变换器和准谐振变换器、多谐振变换器,在这些电路中,谐振电感和谐振电容一直参与能量传递,而且它们的电压和电流应力较大。在 ZVS PWM 变换器和 ZCS PWM 变换器中,谐振元件虽然不是一直谐振工作,但谐振电感却串联在主功率回路中,损耗较大。同时,开关管和谐振元件的电压应力和电流应力与准谐振变换器的完全相同。为了克服这些缺陷,文献[20]提出了零电压转换(Zero-voltage-transition, ZVT)变换器的概念,该类变换器的特点是:①采用 PWM 控制方式,实现恒定频率控制;②辅助电路只是在开关管开关时工作,其他时候不工作,从而减小了辅助电路的损耗;③辅助电路不是串联在主功率回路中,而是与主功率回路相并联,这样也减小了辅助电路的损耗;④辅助电路的工作不会增加主开关管的电压和电流应力,主开关管的电压和电流应力很小,与第一章讨论的直流变换器的电压和电流应力一样,这是它与 ZVS PWM 变换器和 ZCS PWM 变换器的根本区别,这也使得 ZVT 变换器在中大功率场合得到广泛应用。

本章讨论该类变换器的工作原理及参数设计,由于该类变换器的辅助开关管是硬关断,本章还将介绍该类变换器的改进电路。

5.2 ZVT PWM 变换器

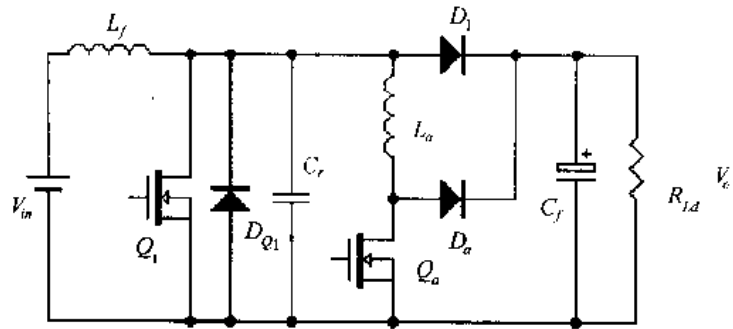
5.2.1 工作原理

ZVT PWM 变换器的基本思路是:为了实现主开关管的零电压关断,可以给它并联一个缓冲电容,用来限制开关管电压的上升率。而在主开关管开通时,必须要将其缓冲电容上的电荷释放到零,以实现主开关管的零电压开通。为了在主开关管开通之前将其缓冲电容上的电荷释放到零,可以附加一个辅助电路来实现。而当主开关管零电压开通后,辅助电路将停止工作。也就是说,辅助电路只是在主开关管将要开通之前的很短一段时间内工作,在主开关管完成零电压开通后,辅助电路立即停止工作,而不是在变换器工作的所有时间都参与工作。

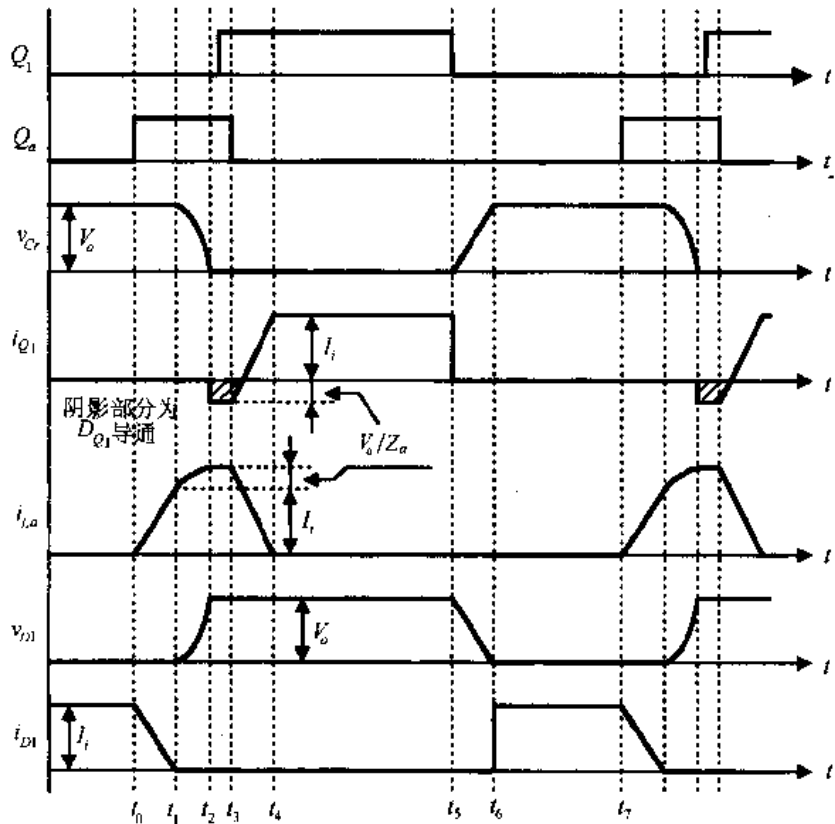
本节以 Boost ZVT PWM 变换器为例,讨论 ZVT PWM 变换器的工作原理。Boost ZVT PWM 变换器的基本电路和主要波形如图 5.1 所示。输入直流电源 V_{in} ,主开关管 Q_1 、升压二极管 D_1 、升压电感 L_f 和滤波电容 C_f 组成基本的 Boost 变换器, C_r 是 Q_1 的缓冲电容,它包括了 Q_1 的结电容, D_{Q1} 是 Q_1 的体二极管。虚框内的辅助开关管 Q_a 、辅助二极管 D_a 和辅助电感 L_a 构成辅助电路。

在一个开关周期中,该变换器有七种开关状态。在分析之前,作出如下假设:

- ① 所有开关管、二极管均为理想器件;
- ② 所有电感、电容和变压器均为理想元件;



(a) 主电路



(b) 主要波形

图 5.1 Boost ZVT PWM 变换器的基本电路及其主要波形

③ 升压电感 L_f 足够大, 在一个开关周期中, 其电流基本保持不变, 为 I_i ;

④ 滤波电容 C_f 足够大, 在一个开关周期中, 其电压基本保持不变, 为 V_o 。

图 5.2 给出了该变换器在不同开关状态下的等效电路。各开关状态的工作情况描述如下。

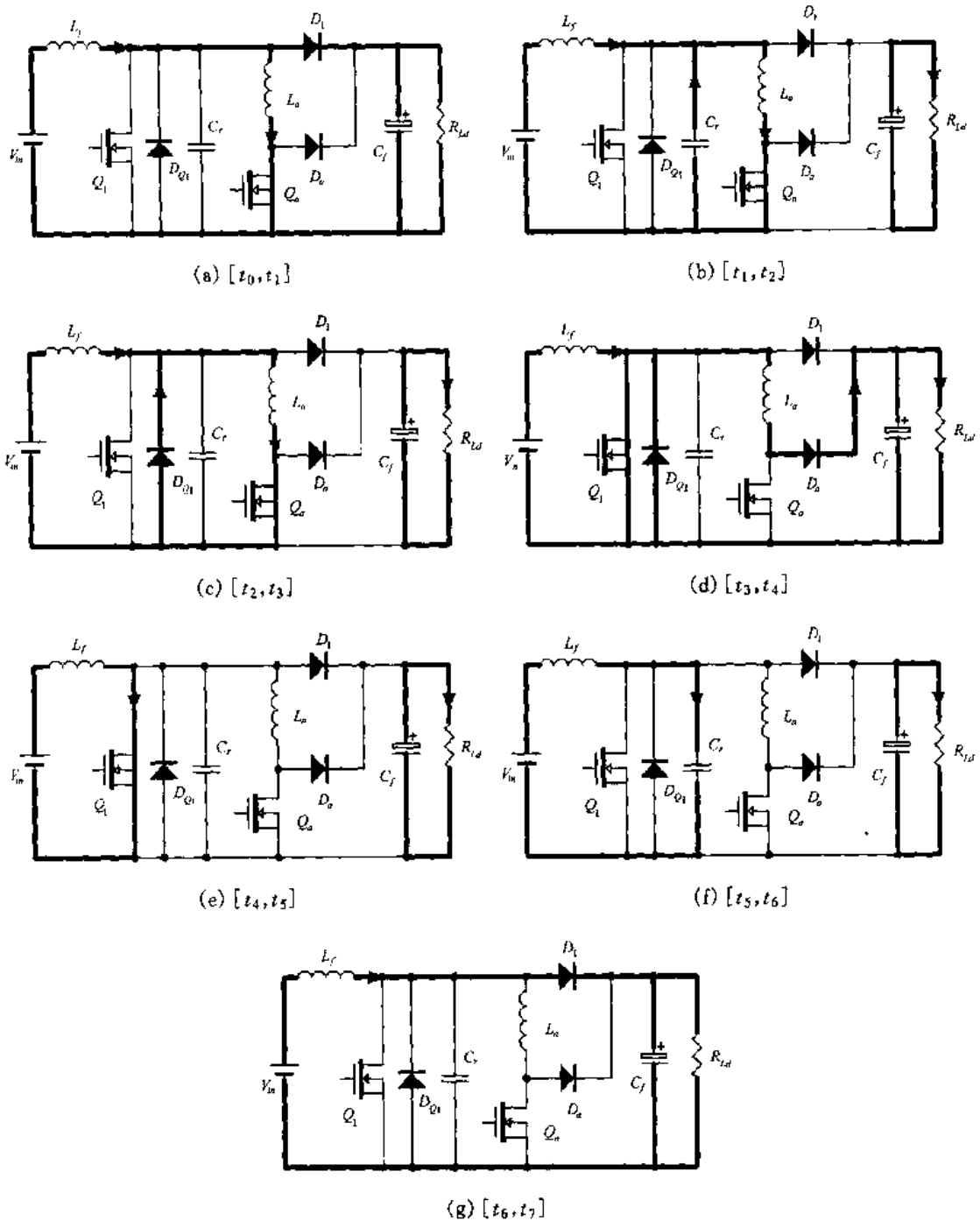


图 5.2 在不同开关状态下的等效电路

1. 开关模式 1 $[t_0, t_1]$ [对应于图 5.2(a)]

在 t_0 时刻前, 主开关管 Q_1 和辅助开关管 Q_a 处于关断状态, 升压二极管 D_1 导通。在 t_0 时刻, 开通 Q_a , 此时辅助电感电流 i_{La} 从 0 开始线性上升, 其上升斜率为 $\frac{di_{La}}{dt} = \frac{V_a}{L_a}$, 而 D_1 中的电流开始线性下降, 其下降斜率为 $\frac{di_{D1}}{dt} = -\frac{V_a}{L_a}$ 。在 t_1 时刻, i_{La} 上升到升压电感

电流 I_i , D_1 的电流减小到 0, D_1 自然关断, 开关模态 1 结束。该模态的持续时间为:

$$t_{01} = \frac{L_a I_i}{V_o} \quad (5.1)$$

2. 开关模态 2 [t_1, t_2] [对应于图 5.2(b)]

在此开关模态中, L_a 开始与电容 C_r 谐振, i_{L_a} 继续上升, 而 C_r 的电压 v_{C_r} 开始下降。 i_{L_a} 和 v_{C_r} 分别为:

$$i_{L_a}(t) = I_i + \frac{V_o}{Z_a} \sin \omega(t - t_1) \quad (5.2)$$

$$v_{C_r}(t) = V_o \cos \omega(t - t_1) \quad (5.3)$$

式中 $\omega = \frac{1}{\sqrt{L_a C_r}}$, $Z_a = \sqrt{\frac{L_a}{C_r}}$ 。

当 C_r 的电压下降到 0 时, Q_1 的反并二极管 D_{Q1} 导通, 将 Q_1 的电压箝在零位, 此时辅助电感电流为 $I_{L_a}(t_2) = I_i + \frac{V_o}{Z_a}$ 。该模态持续的时间为:

$$t_{12} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_a C_r} \quad (5.4)$$

3. 开关模态 3 [t_2, t_3] [对应于图 5.2(c)]

在该模态中, D_{Q1} 导通, L_a 电流通过 D_{Q1} 续流, 此时开通 Q_1 就是零电压开通。 Q_1 的开通时刻应该滞后于 Q_a 的开通时刻, 滞后时间为:

$$t_d > t_{01} + t_{12} = \frac{L_a I_i}{V_o} + \frac{\pi}{2} \sqrt{L_a C_r} \quad (5.5)$$

4. 开关模态 4 [t_3, t_4] [对应于图 5.2(d)]

在 t_3 时刻, 关断 Q_a , 由于 Q_a 关断时, 其电流不为零, 而且当它关断后, D_a 导通, Q_a 上的电压立即上升到 V_o , 因此 Q_a 为硬关断。当 Q_a 关断后, 加在 L_a 两端的电压为 $-V_o$, L_a 中的能量转移到负载中去, L_a 中的电流线性下降, Q_1 中的电流线性上升。

$$i_{L_a}(t) = I_{L_a}(t_2) - \frac{V_o}{L_a}(t - t_3) \quad (5.6)$$

$$i_{Q1}(t) = -\frac{V_o}{Z_a} + \frac{V_o}{L_a}(t - t_3) \quad (5.7)$$

在 t_4 时刻, L_a 电流下降到 0, Q_1 中的电流为 I_i 。

5. 开关模态 5 [t_4, t_5] [对应于图 5.2(e)]

在此模态中, Q_1 导通, D_1 关断。升压电感电流流过 Q_1 , 滤波电容给负载供电, 其规律与不加辅助电路的 Boost 电路完全相同。

6. 开关模态 6 [t_5, t_6] [对应于图 5.2(f)]

在 t_5 时刻 Q_1 关断, 此时升压电感电流给 C_r 充电, C_r 的电压从 0 开始线性上升。

$$v_{C_r}(t) = \frac{I_i}{C_r}(t - t_5) \quad (5.8)$$

由于存在 C_r , 所以 Q_1 是零电压关断。在 t_6 时刻, C_r 的电压上升到 V_o , 此时 D_1 自然导通。

7. 开关模态 7 [t_6, t_7] [对应于图 5.2(g)]

该模态与不加辅助电路的 Boost 电路一样, L_f 和 V_{in} 给滤波电容 C_f 和负载供电。

在 t_7 时刻, Q_a 开通, 开始另一个开关周期。

5.2.2 辅助电路的参数设计

1. C_r 的设计

C_r 是用来使 Q_1 实现零电压关断的, C_r 的选择应使得 $v_{DS(Q1)}$ 亦即 v_{C_r} 上升速度不要太快。一般可选择在最大负载时, v_{C_r} 从 0 上升到 V_o 的时间为 $(2 \sim 3)t_f$, t_f 为 Q_1 的关断时间。那么 C_r 可由下式来选择:

$$C_r = \frac{I_{imax}}{V_o} \cdot (2 \sim 3)t_f \quad (5.9)$$

C_r 上的最大电压为 V_o 。因此, C_r 可根据式(5.9)和 V_o 来选择。

2. L_a 的设计

辅助电路只是在主开关管 Q_1 开关的时候起作用, 其他时候停止工作。为了不影响主电路的工作时间, 辅助电路的工作时间不能太长, 一般可选择为开关周期 T_s 的 $1/10$, 即 $t_{01} + t_{12} < T_s/10$, 亦即

$$\frac{L_a I_{imax}}{V_o} + \frac{\pi}{2} \sqrt{L_a C_r} \leq \frac{T_s}{10} \quad (5.10)$$

由上式可以求出 L_a 的大小。

L_a 的最大峰值电流 $I_{La(pk)max}$ 为:

$$I_{La(pk)max} = I_{imax} + \frac{V_o}{Z_a} \quad (5.11)$$

L_a 的最大有效值电流 $I_{La max}$ 为:

$$I_{La max} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left\{ \frac{L_a}{3V_o} \left[I_{imax}^3 + \left(I_{imax} + \frac{V_o}{Z_a} \right)^3 \right] + \frac{I_{imax}^2}{2\omega} + \frac{2V_o I_{imax}}{\omega L_a} + \frac{V_o^2}{L_a Z_a} \cdot \frac{\pi}{4} + \left(I_i + \frac{V_o}{Z_a} \right)^2 t_{23} \right\}} \quad (5.12)$$

一般 t_{23} 很小, 可以忽略, 因此上式简写为:

$$I_{La max} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left\{ \frac{L_a}{3V_o} \left[I_{imax}^3 + \left(I_{imax} + \frac{V_o}{Z_a} \right)^3 \right] + \frac{I_{imax}^2 \pi}{2\omega} + \frac{2V_o I_{imax}}{\omega L_a} + \frac{V_o^2}{L_a Z_a} \cdot \frac{\pi}{4} \right\}} \quad (5.13)$$

3. 辅助开关管的选择

辅助开关管的最大峰值电流为 $I_{Qa(pk)max} = I_{imax} + \frac{V_o}{Z_a}$, 最大有效值电流为

$$I_{Qa(max)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\frac{L_a}{3V_o} I_{imax}^3 + \frac{I_{imax}^2 \pi}{2\omega} + \frac{2V_o I_{imax}}{\omega L_a} + \frac{V_o^2}{L_a Z_a} \cdot \frac{\pi}{4} \right]}$$

它所承受的最大电压为 V_o 。根据辅助开关管的最大峰值电流、最大有效值电流和它所承受的最大电压可以选择辅助开关管的型号。

4. 辅助二极管的选择

辅助二极管的最大峰值电流为 $I_{Da(pk)max} = I_{imax} + \frac{V_o}{Z_a}$, 最大有效值电流为

$$I_{Da(max)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \frac{L_a}{3V_o} \left(I_{imax} + \frac{V_o}{Z_a} \right)^3}$$

所承受的最大电压为 V_o 。根据辅助二极管的最大峰值电流、最大有效值电流和它所承受的最大电压可以选择辅助二极管的型号。

5.2.3 仿真结果与分析

图 5.3 给出了 Boost ZVT PWM 变换器的仿真结果, 仿真所用的参数为:

- 输入直流电压: $V_{in} = 250\text{VDC}$;
- 输出直流电压: $V_o = 400\text{VDC}$;
- 输出电流: $I_o = 2.5\text{A}$;
- 升压电感: $L_f = 450\mu\text{H}$;
- 滤波电容: $C_f = 47\mu\text{F}$;
- 辅助电感: $L_a = 10\mu\text{H}$;
- 辅助电容: $C_a = 1\text{nF}$;
- 开关频率: $f_s = 100\text{kHz}$ 。

图 5.3(a)给出了主开关管和辅助开关管的驱动信号 $v_{GS(Q1)}$ 和 $v_{GS(Qa)}$ 。图 5.3(b)是辅助电感电流 i_{La} 和输入电流 I_i 的波形, 从中可以看出辅助电路工作时间很短, 只是在主开关管开通时工作一段时间, 因此辅助电路的损耗很小。图 5.3(c)给出了主开关管上的电压波形 $v_{DS(Q1)}$ 。当主开关管开通时, 辅助电路已使其电压下降到零, 并且其反并二极管已导通, 因此主开关管是零电压开通的。当主开关管关断时, 其并联电容限制了电压的上升率, 其电压慢慢上升, 因此主开关管是零电压关断的, 而且它的最大电压为输出电压 $V_o = 400\text{V}$ 。图 5.3(d)是升压二极管的电流波形, 该图说明当主开关管开通时, 升压二极管的电流已下降到零, 因此它不存在反向恢复问题。图 5.3(e)是辅助开关管上的电压波形 $v_{DS(Qa)}$, 该图表明, 辅助开关管关断时, 其电压迅速上升, 它是硬关断的, 存在较大的关断损耗。

在该变换器中, 输入电流为 $I_i = 4\text{A}$, 辅助谐振电感和谐振电容的特征阻抗为 $Z_a =$

$$\sqrt{\frac{L_a}{C_a}} = 100\Omega, \text{ 这时谐振电感电流的最大值为 } I_{Lr(max)} = I_i + \frac{V_o}{Z_a} = 4 + \frac{400}{100} = 8\text{A}。$$

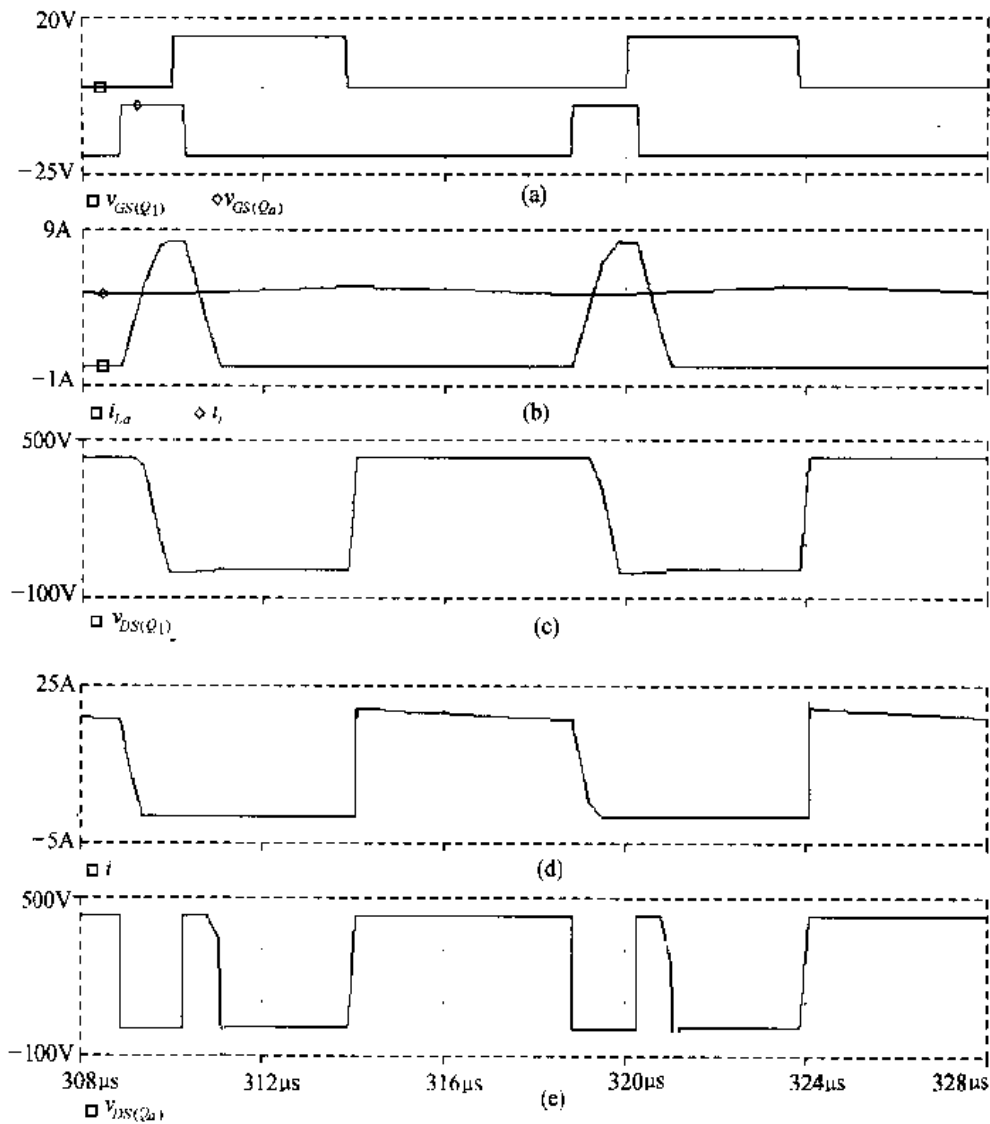


图 5.3 Boost ZVT PWM 变换器的仿真结果

5.3 ZVT PWM 变换器族及其优缺点

5.3.1 ZVT PWM 变换器族

ZVT 的概念可以推广到第一章讨论的所有单管直流变换器中,图 5.4 给出了不隔离的单管 ZVT PWM 变换器。在 Sepic ZVT PWM 变换器中,耦合电感 L_a 作为辅助电感使用,用来将谐振转换过程中的能量转移到储能电容 C_1 中去。这个能量也可以转移到负载或反馈到输入电压中去,只要将耦合电感 L_a 的副边和二极管 D_a 支路接在滤波电容 C_f 两端或输入电源上。在 Zeta ZVT PWM 变换器中,耦合电感 L_a 作为辅助电感使用,用来将谐振转换过程中的能量反馈到输入电源中去。这个能量实际上也可以转移到负载中去,只要将耦合电感 L_a 的副边和二极管 D_a 支路接在滤波电容 C_f 两端。但一般不这样做,因为 D_a 支路会给负载带来一定的脉冲电流,使输出电压纹波变大。

图 5.5 给出了几种隔离的单管 ZVT PWM 变换器。和 ZVS QRCs 一样,隔离的 ZVT

PWM 变换器也没有利用到功率变压器的漏感, 因此在设计功率变压器时, 有必要尽可能地减小漏感。可以采用原边和副边交叉绕法, 这种绕法的缺点是变压器的绕组电容较大。在传统的 PWM 变换器中, 绕组电容的能量消耗在开关管中, 增加了开关管的开通损耗。而在 ZVT PWM 变换器中, 绕组电容被谐振电容吸收, 作为谐振电容的一部分, 因此绕组电容被利用起来了。

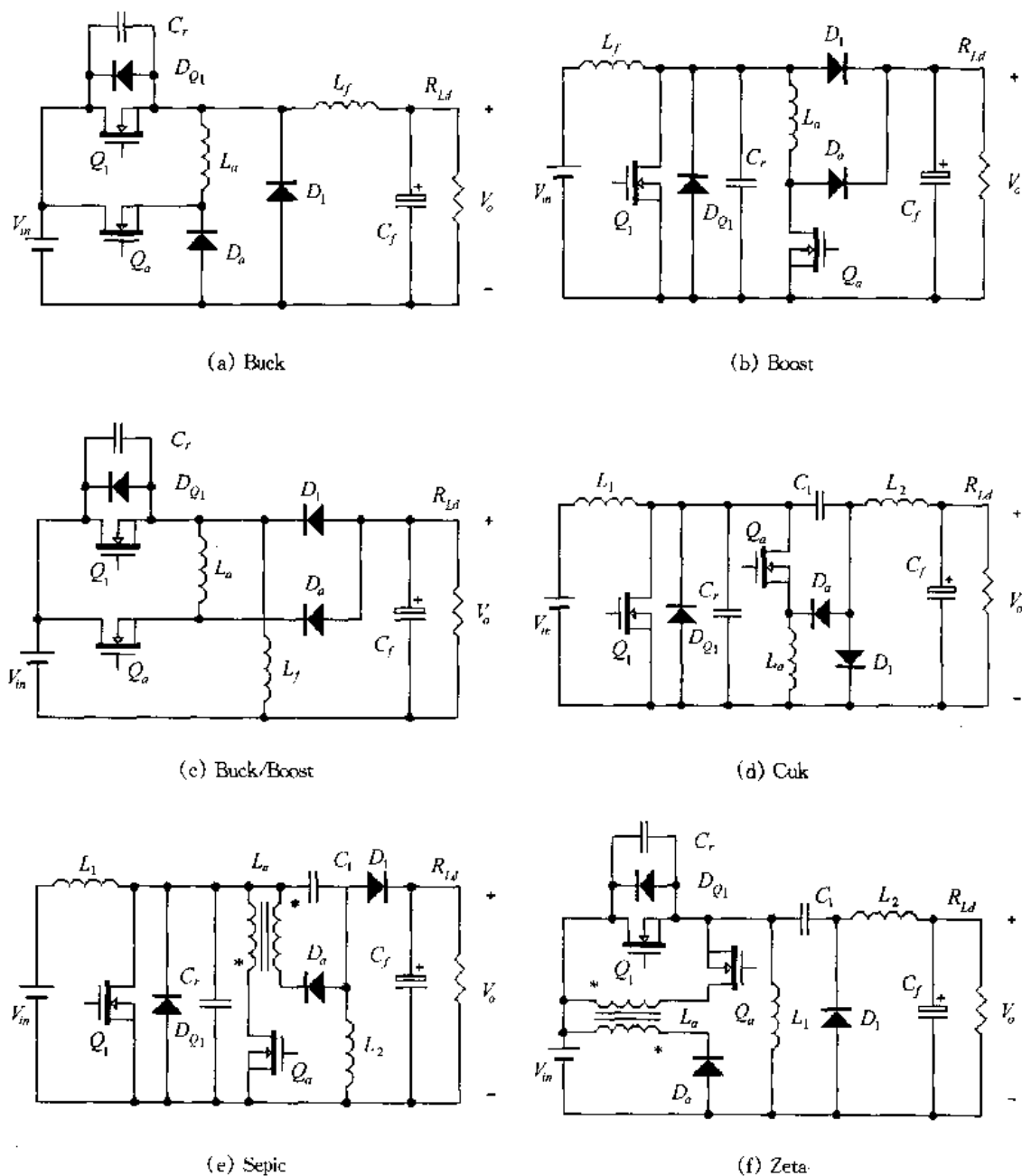


图 5.4 不隔离的单管 ZVT PWM 变换器

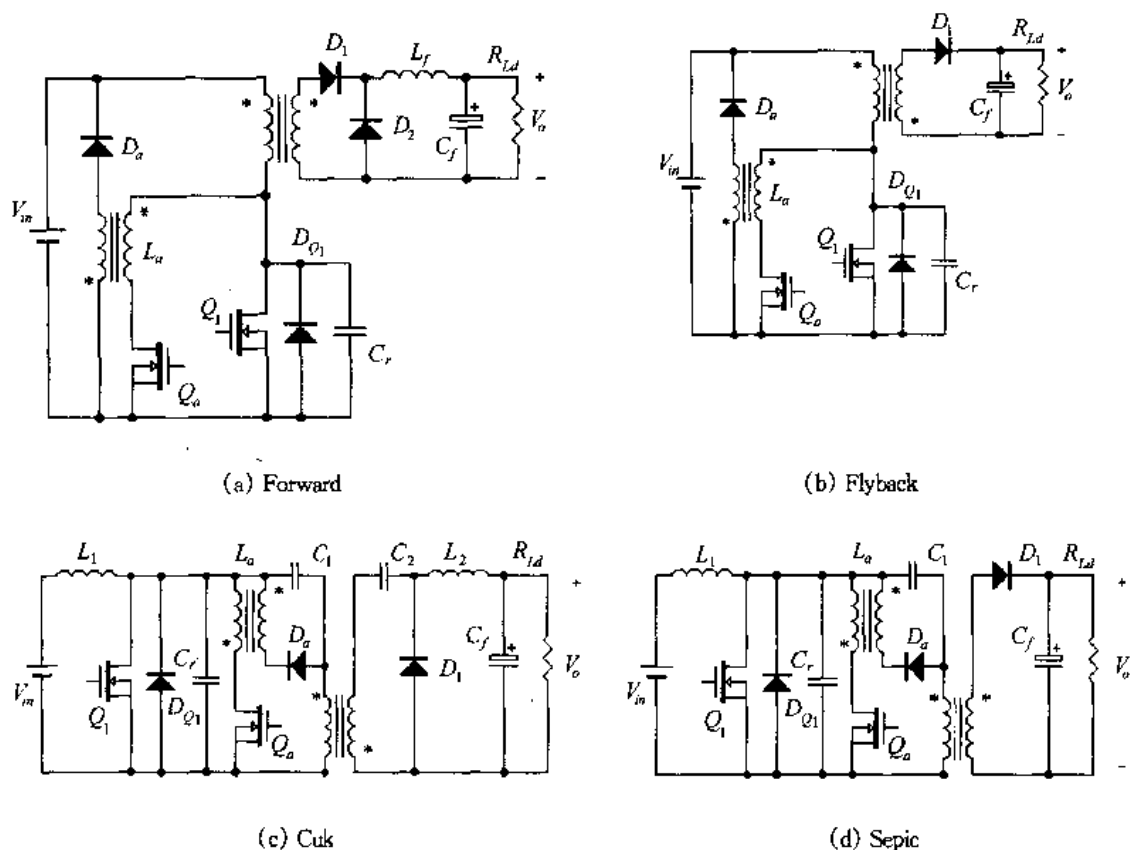


图 5.5 隔离的单管 ZVT PWM 变换器

5.3.2 ZVT PWM 变换器的优点和缺点

该方案的优点是：

- ① 实现了主开关管 Q_1 和升压二极管 D_1 的软开关；
- ② 辅助开关管是零电流开通，但有容性开通损耗；
- ③ 主开关管和升压二极管 D_1 中的电压、电流应力与不加辅助电路一样；
- ④ 辅助电路的工作时间很短，其电流有效值很小，因此损耗小；
- ⑤ 在任意负载和输入电压范围内均可实现 ZVS；
- ⑥ 实现了恒频工作。

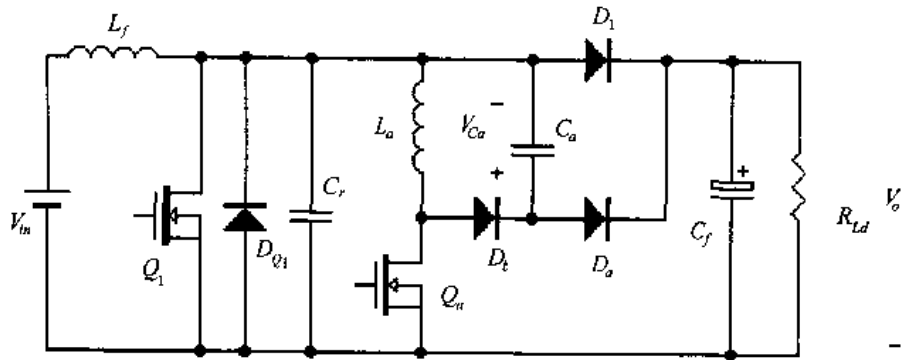
该电路的缺点是，辅助开关管的关断损耗很大，比不加辅助电路时主开关管的关断损耗还要大，因此有必要改善辅助开关管的关断条件。在下一节中将介绍一种改进型 ZVT PWM 变换器^[21]。

5.4 改进型 ZVT PWM 变换器

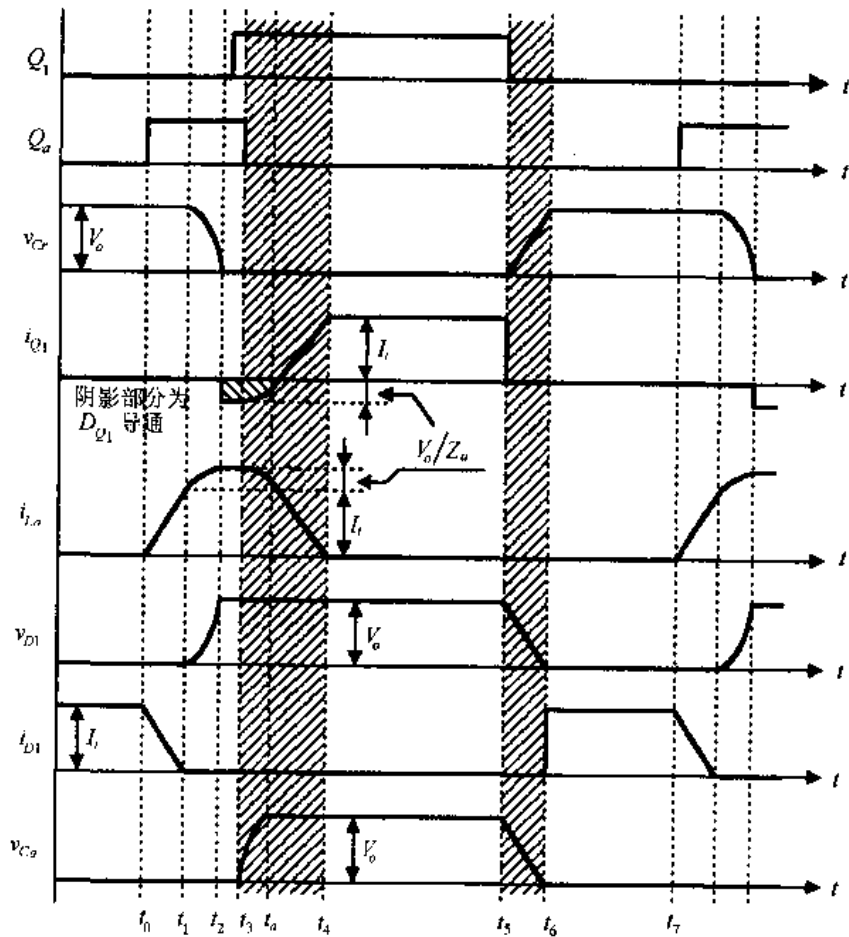
5.4.1 工作原理

本节还是以 Boost 变换器为例，讨论改进型 ZVT PWM 变换器的工作原理。图 5.6 给出了改进型 Boost ZVT PWM 变换器的基本电路和主要波形。与图 5.1 相比，改进型

Boost ZVT PWM 变换器增加了虚框部分,即一个辅助电容 C_a 和一个辅助二极管 D_b 。



(a) 主电路



(b) 主要波形

图 5.6 改进型 Boost ZVT PWM 变换器的主要电路及其主要波形

改进型 Boost ZVT PWM 变换器的工作原理与基本的 Boost ZVT PWM 变换器基本相同,不同之处有两点,如图 5.6(b)中的阴影部分所示:①将图 5.1 中的 $[t_3, t_4]$ 模态分为 $[t_3, t_a]$ 和 $[t_a, t_4]$ 两个模态;② $[t_5, t_6]$ 模态工作情况不同。图 5.7 给出了改进型 Boost ZVT PWM 变换器在不同的开关模态下的等效电路,由于有些开关模态的工作情况与基本的 Boost ZVT PWM 变换器一样,因此下面只分析 $[t_3, t_a]$ 、 $[t_a, t_4]$ 和 $[t_5, t_6]$ 模态的工

作情况。

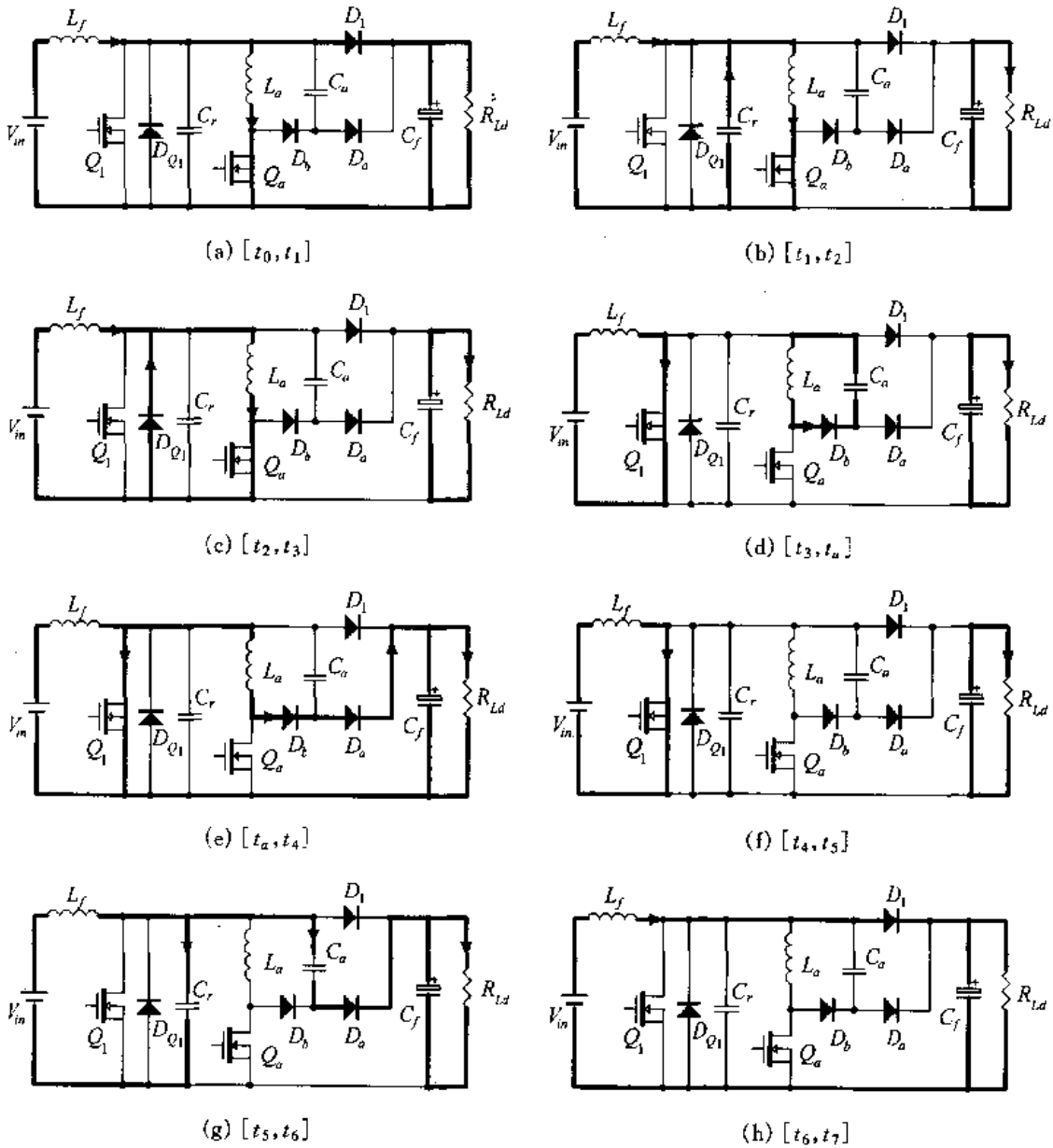


图 5.7 不同开关模式下的等效电路

1. 开关模式 t_{3a} $[t_3, t_a]$ [对应于图 5.7(d)]

在 t_3 时刻, $I_{La}(t_3) = I_i + \frac{V_o}{Z_a}$, 其中 $Z_a = \sqrt{\frac{L_a}{C_r}}$, $V_{Ca}(t_3) = 0$ 。此时关断 Q_a , i_{La} 给 C_a 充电, 由于有 C_a , Q_a 是零电压关断。在此开关模式中, i_{La} 和 v_{Ca} 分别为:

$$i_{La}(t) = I_{La}(t_3) \cos \omega_1(t - t_3) \quad (5.14)$$

$$v_{Ca}(t) = I_{La}(t_3) Z_{a1} \sin \omega_1(t - t_3) \quad (5.15)$$

式中 $Z_{a1} = \sqrt{\frac{L_a}{C_a}}$, $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_a C_a}}$ 。

在 t_a 时刻, $V_{Ca}(t_a) = V_o$, D_a 导通, 将 v_{Ca} 箝在 V_o , 此时 $I_{La}(t_a)$ 为:

$$I_{La}(t_a) = I_{La}(t_3) \sqrt{1 - \left[\frac{V_o}{I_{La}(t_3) Z_{a1}} \right]^2} \quad (5.16)$$

2. 开关模态 t_{a4} [t_a, t_4] [对应于图 5.7(e)]

在此模态中, 加在 L_a 上的电压为 $-V_o$, i_{La} 线性下降。

$$i_{La}(t) = I_{La}(t_a) - \frac{V_o}{L_a}(t - t_a) \quad (5.17)$$

在 t_4 时刻, i_{La} 下降到 0。此模态的持续时间为:

$$t_{a4} = \frac{L_a I_{La}(t_a)}{V_o} \quad (5.18)$$

3. 开关模态 t_{56} [t_5, t_6] [对应于图 5.7(g)]

在 t_5 时刻, 主开关管 Q_1 关断, 升压电感电流同时给 C_r 充电, 给 C_a 放电, 由于有 C_r 和 C_a , Q_1 是零电压关断。

$$v_{Cr}(t) = \frac{I_i}{C_r + C_a}(t - t_5) \quad (5.19)$$

$$v_{Ca}(t) = V_o - \frac{I_i}{C_r + C_a}(t - t_5) \quad (5.20)$$

在 t_6 时刻, v_{Cr} 上升到 V_o , v_{Ca} 下降到 0, D_1 自然导通, D_a 自然关断。此开关模态的持续时间为:

$$t_{56} = \frac{V_o}{I_i}(C_r + C_a) \quad (5.21)$$

从上面的分析中可以看出, C_a 起到两个作用: ①当辅助管 Q_a 关断时, C_a 充电, 给 Q_1 的关断起到缓冲作用; ②而当主开关管 Q_1 关断时, C_a 放电, 给 Q_1 的关断起到缓冲作用, 因此 Q_1 的缓冲电容 C_r 可以很小, 只利用其结电容就足够了, 不必另加缓冲电容。

5.4.2 辅助电路的参数设计

1. C_a 的选择

C_a 既作为主开关管 Q_1 的缓冲电容, 又作为辅助开关管的缓冲电容。在选择 C_a 时, 主要考虑 Q_1 的关断情况, 这是因为辅助开关管的电流定额比主开关管小, 虽然它关断时的电流比主开关管大, 但其关断损耗要比主开关管小。为了减小 Q_1 的关断损耗, 可以使 C_a 在放电时其速度不要太快。一般可选择在最大负载时, v_{Ca} 从 V_o 下降到 0 的时间为 $(2-3)t_f$, t_f 为 Q_1 的关断时间。那么 C_a 可由下式来选择:

$$C_a = \frac{I_{imax}}{V_o} \cdot (2-3)t_f \quad (5.22)$$

C_a 上的最大电压为 V_o , 因此 C_a 可根据式(5.22)和 V_o 来选择。

2. L_a 的设计

式(5.10)给出 L_a 的计算方法, 由于在加入 C_a 后, C_r 可以省去, 式(5.10)中的 C_r 用

C_{MOS} 替代, C_{MOS} 是主开关管的结电容, 因此式(5.10)可改写为下式:

$$\frac{L_a I_{i\max}}{V_o} + \frac{\pi}{2} \sqrt{L_a C_{\text{MOS}}} \leq \frac{T_s}{10} \quad (5.23)$$

由于 C_{MOS} 很小, 因此上式可简化为:

$$\frac{L_a I_{i\max}}{V_o} \leq \frac{T_s}{10} \quad (5.24)$$

亦即

$$L_a \leq \frac{T_s}{10} \cdot \frac{V_o}{I_{i\max}} \quad (5.25)$$

L_a 的最大峰值电流为:

$$I_{L_a(pk)\max} = I_{i\max} + \frac{V_o}{\sqrt{L_a/C_r}} \quad (5.26)$$

由于这里 $C_r = C_{\text{MOS}}$, 因此上式可写为:

$$I_{L_a(pk)\max} = I_{i\max} + \frac{V_o}{\sqrt{L_a/C_{\text{MOS}}}} \quad (5.27)$$

由于 C_{MOS} 比 5.2.1 中所讨论的 C_r 要小得多, 因此改进型 ZVT PWM 变换器中, 谐振电感的峰值电流比基本的 ZVT PWM 变换器中要小一些。

在计算 L_a 的有效值电流时, 由于 t_{23} 时间很短, 因此可以忽略。在考虑 t_{3a} 时段时, 可以近似地认为 i_{L_a} 在这段时间里是线性下降的, 其下降斜率与 t_{a4} 时间一样, 那么 L_a 的最大有效值电流为:

$$I_{L_a\max} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\frac{L_a}{3V_o} \left[I_{i\max}^3 + \left(I_{i\max} + \frac{V_o}{Z_a} \right)^3 \right] + \frac{I_{i\max}^2 \pi}{2\omega} + \frac{2V_o I_{i\max}}{\omega L_a} + \frac{V_o^2 \pi}{L_a Z_a 4} \right]} \quad (5.28)$$

5.4.3 仿真结果与分析

图 5.8 给出了改进型 Boost ZVT PWM 变换器的仿真结果, 仿真所用的参数与前面讨论的 Boost ZVT PWM 变换器的参数一样。只是这里多了一个辅助电容 C_a , 而少了一个电容 C_r , C_r 直接用 Q_1 的结电容。为了本节的完整性, 这里重新给出:

- 输入直流电压: $V_{in} = 250\text{VDC}$;
- 输出直流电压: $V_o = 400\text{VDC}$;
- 输出电流: $I_o = 2.5\text{A}$;
- 升压电感: $L_f = 450\mu\text{H}$;
- 滤波电容: $C_f = 47\mu\text{F}$;
- 辅助电感: $L_a = 10\mu\text{H}$;
- 辅助电容: $C_a = 1\text{nF}$;
- 开关频率: $f_s = 100\text{kHz}$ 。

图 5.8(a) 给出了主开关管和辅助开关管的驱动信号 $v_{GS(Q1)}$ 和 $v_{GS(Qa)}$, 图 5.8(b) 是辅助电感电流 i_{L_a} 和输入电流 I_i 的波形, 从中可以看出辅助电路工作时间很短, 只是在主开关管开通时工作一段时间, 因此辅助电路的损耗很小。与 Boost ZVT PWM 变换器相比, 改进型 Boost ZVT PWM 变换器中辅助电感电流的峰值要小得多, 只有 4A, 而在 Boost

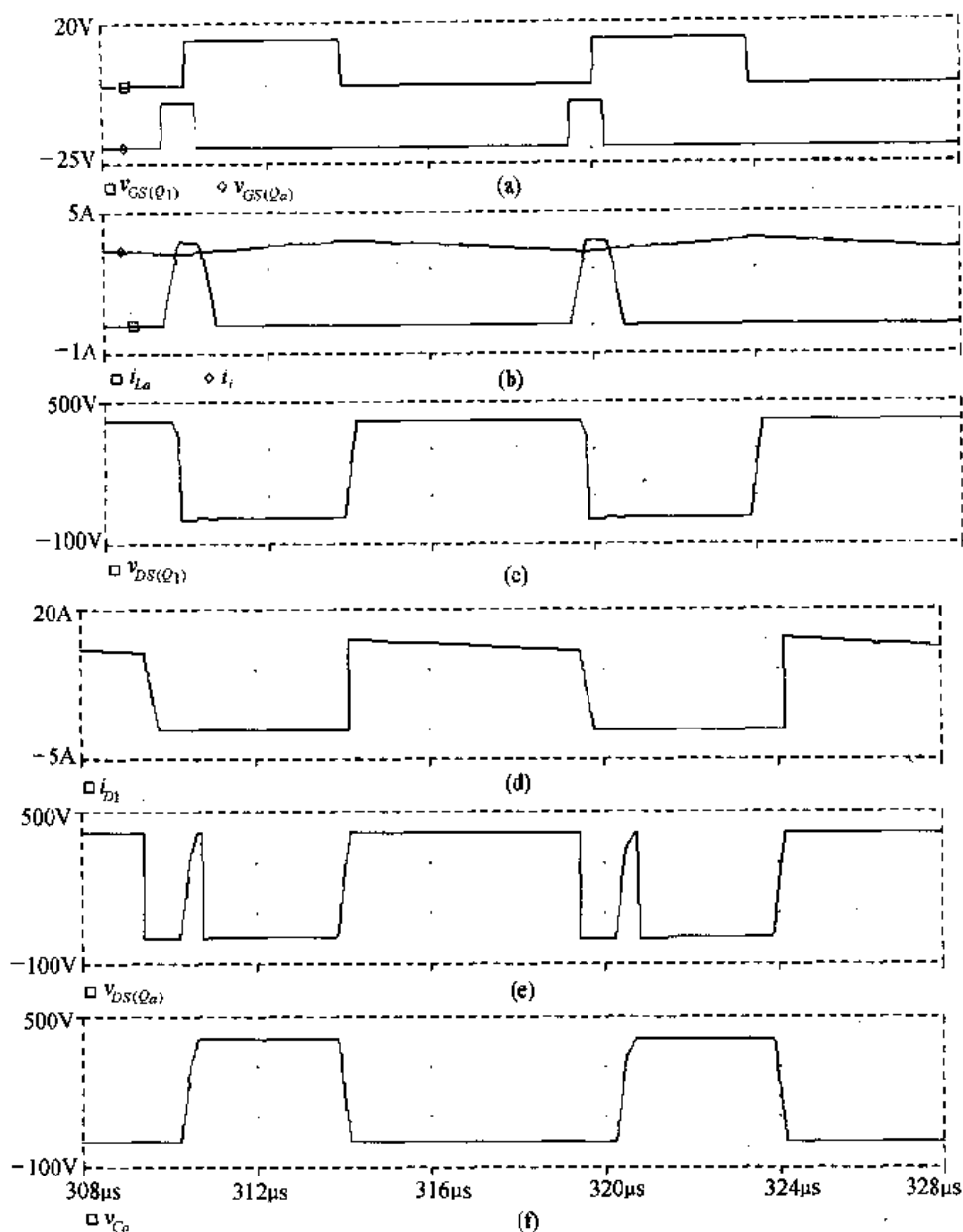


图 5.8 改进型 Boost ZVT PWM 变换器的仿真结果

ZVT PWM 变换器中,辅助电感电流的峰值为 8A。这是因为在 Boost ZVT PWM 变换器中,直接并联在主开关管上的电容较大,辅助电感与之谐振工作时,其特征阻抗较小,导致峰值电流较大。而在改进型 Boost ZVT PWM 变换器中,主开关管的缓冲电容主要是辅助电容,直接并联在主开关管上的电容就是它的结电容,其值很小,因此谐振工作时特征阻抗较大,辅助电感峰值电流就很小。

图 5.8(c)给出了主开关管上的电压波形 $v_{DS(Q1)}$,从图中可以看出,当主开关管开通时,辅助电路已使其电压下降到零,并且其反并二极管已导通,因此主开关管是零电压开通的;当主开关管关断时,其结电容和辅助电容限制了其电压的上升率,其电压慢慢上升,因此主开关管是零电压关断的。图 5.8(d)是升压二极管的电流波形,该图说明当主开关管开通时,升压二极管的电流已下降到零,因此它不存在反向恢复问题。图 5.8(e)是辅助开关管上的电压波形 $v_{DS(Qa)}$,该图表明,辅助开关管关断时,辅助电容限制了其电压的

上升率,其电压慢慢上升,因此辅助开关管是零电压关断的。图 5.8(f)给出了辅助电容的电压波形,从中可以看出,辅助电容放电时,它作为主开关管的缓冲电容;而当它充电时,作为辅助开关管的缓冲电容。因此辅助电容既做为主开关管的缓冲电容又作为辅助开关管的缓冲电容。

5.5 改进型 ZVT PWM 变换器族及其优缺点

5.5.1 改进型 ZVT PWM 变换器族

在讨论了改进型 Boost ZVT PWM 变换器后,可将其思路推广到所有单管构成的 ZVT PWM 变换器中。图 5.9 给出了改进型不隔离的单管 ZVT PWM 变换器,图 5.10 给出了改进型隔离的单管 ZVT PWM 变换器。

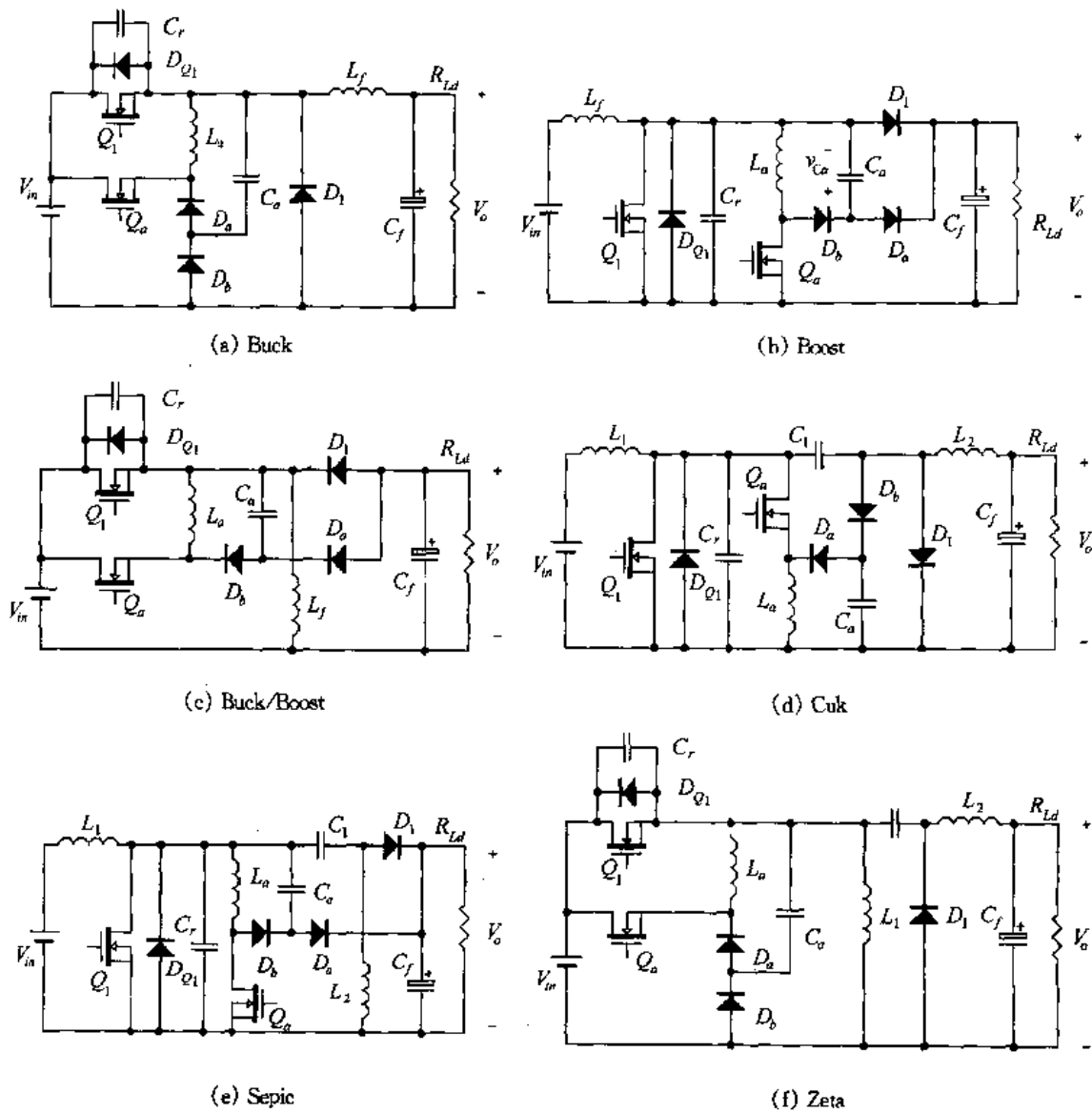


图 5.9 改进型不隔离的单管 ZVT PWM 变换器

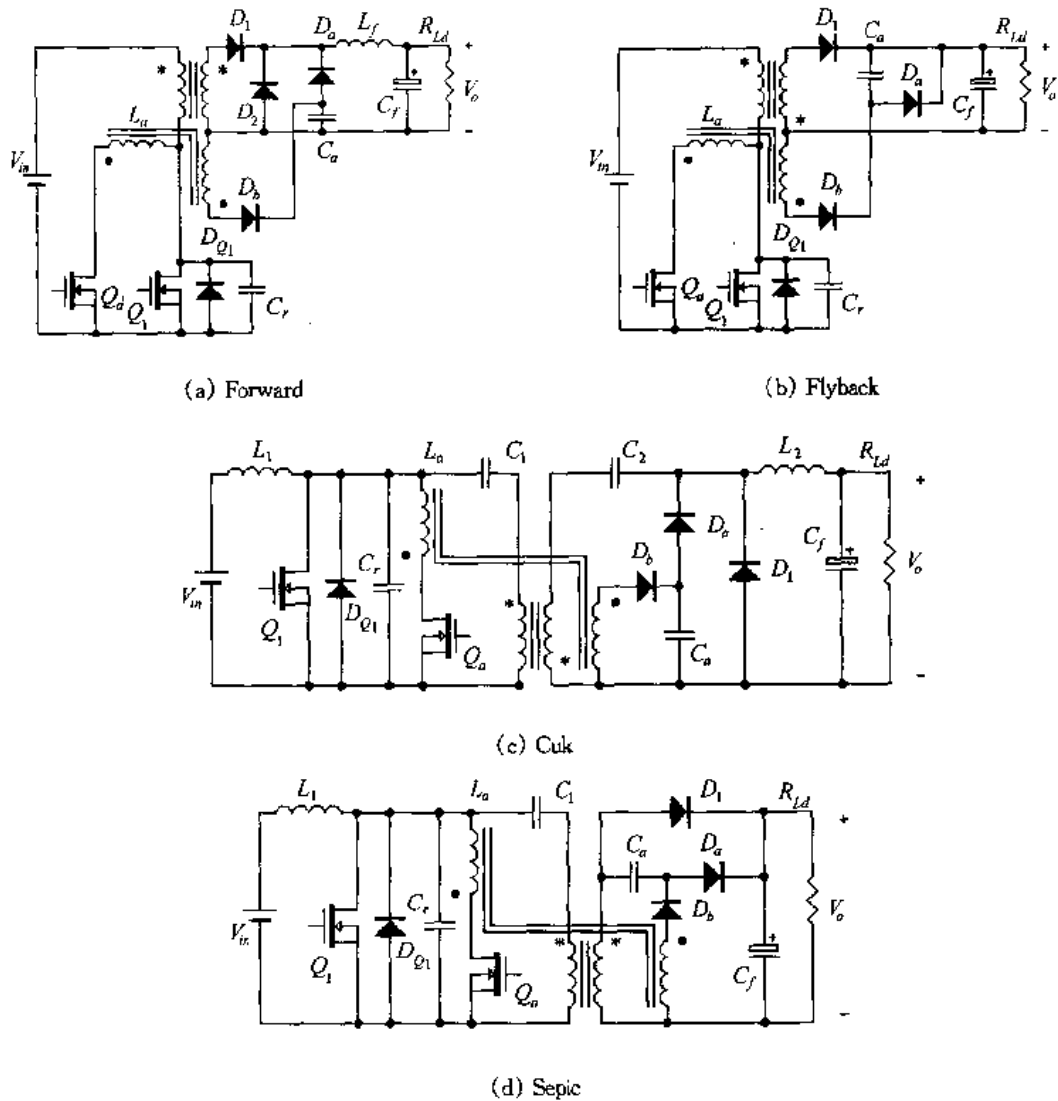


图 5.10 改进型隔离的单管 ZVT PWM 变换器

5.5.2 改进型 ZVT PWM 变换器的优点

改进型 ZVT PWM 变换器保留了 ZVT PWM 变换器的所有优点,还带来了以下优点:

- ① 辅助开关管是零电压关断的;
- ② 辅助电容既作为主开关管的缓冲电容,又作为辅助开关管的缓冲电容;
- ③ 主开关管的缓冲电容直接利用其结电容就可以了,不必另加缓冲电容;
- ④ 辅助电感的峰值电流比 ZVT PWM 变换器的小。

本章小结

本章分析了 ZVT PWM 变换器的基本原理,讨论了它的参数设计,并将此思路推广到所有单管直流变换器。它的优点是在任意负载和输入电压范围内实现了主开关管 Q_1

和升压二极管 D_1 的软开关;主开关管和升压二极管中的电压、电流应力与不加辅助电路时一样;辅助电路的工作时间很短,其电流有效值很小,因此损耗小。该电路的缺陷是辅助开关管是硬开关,其关断损耗较大。

为了减小辅助开关管的关断损耗,本章介绍了改进型 ZVT PWM 变换器,并讨论了它的参数设计。

除了可以实现主开关管的零电压开关,ZVT PWM 变换器和改进型 ZVT PWM 变换器最大的特点是其辅助电路与主功率电路相并联,而且辅助电路的工作不会增加主开关管的电压和电流应力,主开关管的电压和电流应力很小。这些优点使得它们广泛应用于中大功率场合。

第六章 零电流转换(ZCT) PWM 变换器

6.1 ZCT PWM 变换器的基本思路

在第五章中,我们分析了ZVT PWM变换器的工作原理,ZCT PWM变换器的工作原理与ZVT PWM变换器的工作原理基本类似。它的基本思路是,当开关管将要关断时,使其电流减小到零,从而实现主开关管的零电流关断。为了达到这个目的,需在基本的PWM变换器中增加一个辅助电路,该电路在主开关管将关断前工作,使主开关管的电流减小到零,当主开关管零电流关断后,辅助电路停止工作。也就是说辅助电路只是在主开关管将要关断时工作一段时间,其他时间不工作。主电路除了在主开关管关断时与第一章讨论的直流变换器略有不同外,其他时间均与后者工作情况一致,依然采用PWM控制。这类变换器被称为零电流转换(ZCT)PWM变换器。

6.2 ZCT PWM 变换器

6.2.1 工作原理

本节还是以Boost ZCT PWM变换器为例,讨论它的工作原理,其基本电路和主要波形如图6.1所示。输入直流电源 V_{in} 、主开关管 Q_1 、升压二极管 D_1 、升压电感 L_f 和滤波电容 C_f 组成基本的Boost变换器, D_{Q1} 是 Q_1 的反并二极管。虚框内的辅助开关管 Q_a 、辅助二极管 D_a 、辅助电感 L_a 和辅助电容 C_a 构成辅助电路, D_{Qa} 是 Q_a 的体二极管。

在一个开关周期中,该变换器有六种开关状态,图6.2给出了在各种开关模式下的等效电路图。在分析之前,作出如下假设:

- ① 所有开关管、二极管均为理想器件;
- ② 所有电感、电容和变压器均为理想元件;

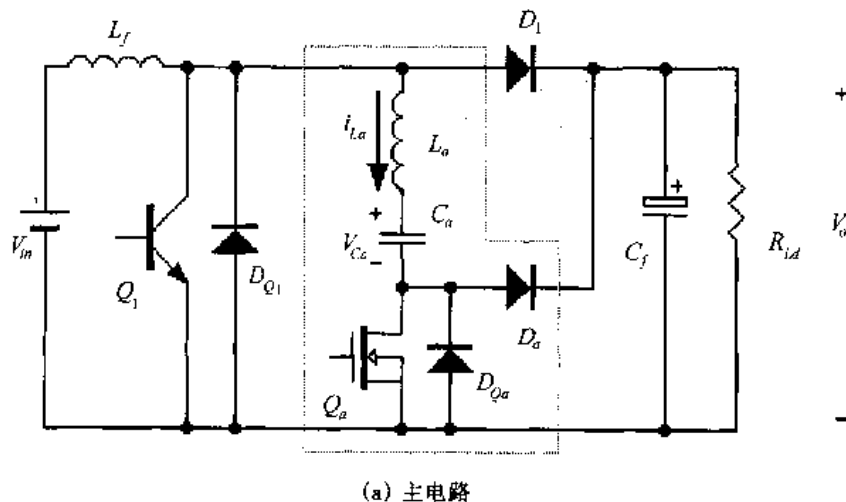
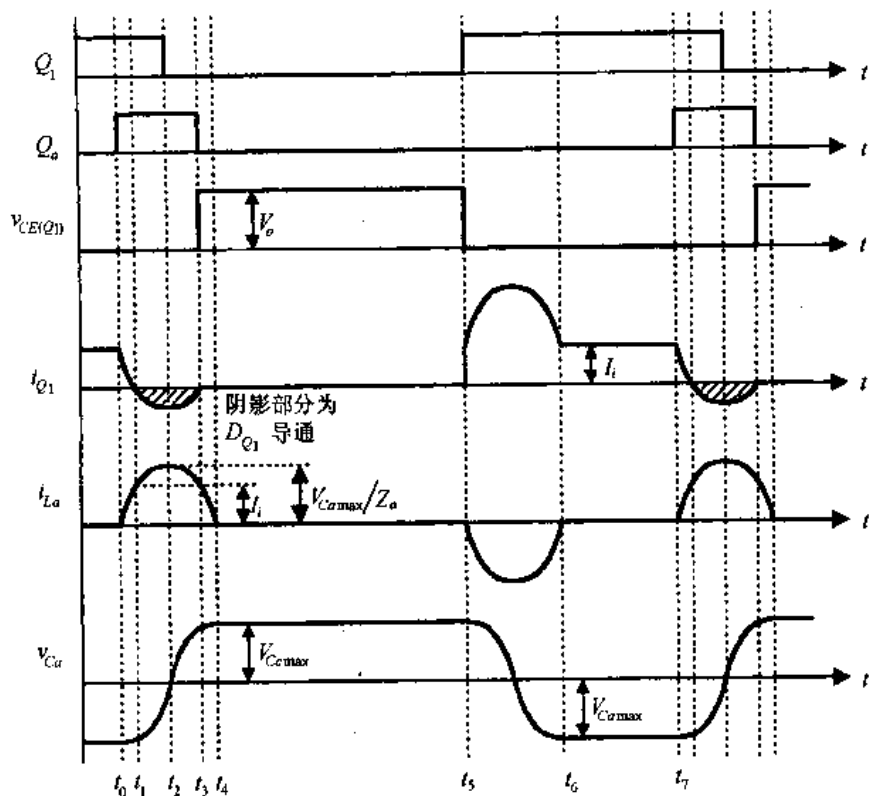


图 6.1 Boost ZCT PWM 变换器的基本电路及其主要波形



(b) 主要波形
图 6.1(续)

- ③ 升压电感 L_f 足够大, 在一个开关周期中, 其电流基本保持不变, 为 I_i ;
- ④ 滤波电容 C_f 足够大, 在一个开关周期中, 其电压基本保持不变, 为 V_o 。

1. 开关模态 1 [t_0, t_1] [对应于图 6.2(a)]

在 t_0 时刻之前, Q_1 处于导通状态, 升压电感电流 I_i 流过 Q_1 , 负载由输出电容 C_f 提供电能。此时辅助电感电流 $i_{La}(t_0) = 0$, 辅助电容 C_a 上的电压为 $-V_{C_{max}}$ 。

t_0 时刻开通辅助开关管 Q_a , 此时加在 L_a 和 C_a 支路上的电压为 0, L_a 和 C_a 开始谐振工作, L_a 的电流上升, C_a 被反向放电, 同时主开关管 Q_1 中的电流开始减小。在这段时间, L_a 和 Q_1 中的电流、 C_a 的电压分别为:

$$i_{La}(t) = \frac{V_{C_{max}}}{Z_a} \sin \omega(t - t_0) \quad (6.1)$$

$$i_{Q1}(t) = I_i - \frac{V_{C_{max}}}{Z_a} \sin \omega(t - t_0) \quad (6.2)$$

$$v_{Ca}(t) = -V_{C_{max}} \cos \omega(t - t_0) \quad (6.3)$$

式中, $Z_a = \sqrt{\frac{L_a}{C_a}}$, $\omega = \frac{1}{\sqrt{L_a C_a}}$ 。

在 t_1 时刻, i_{La} 上升到升压电感电流 I_i , i_{Q1} 电流下降到零。

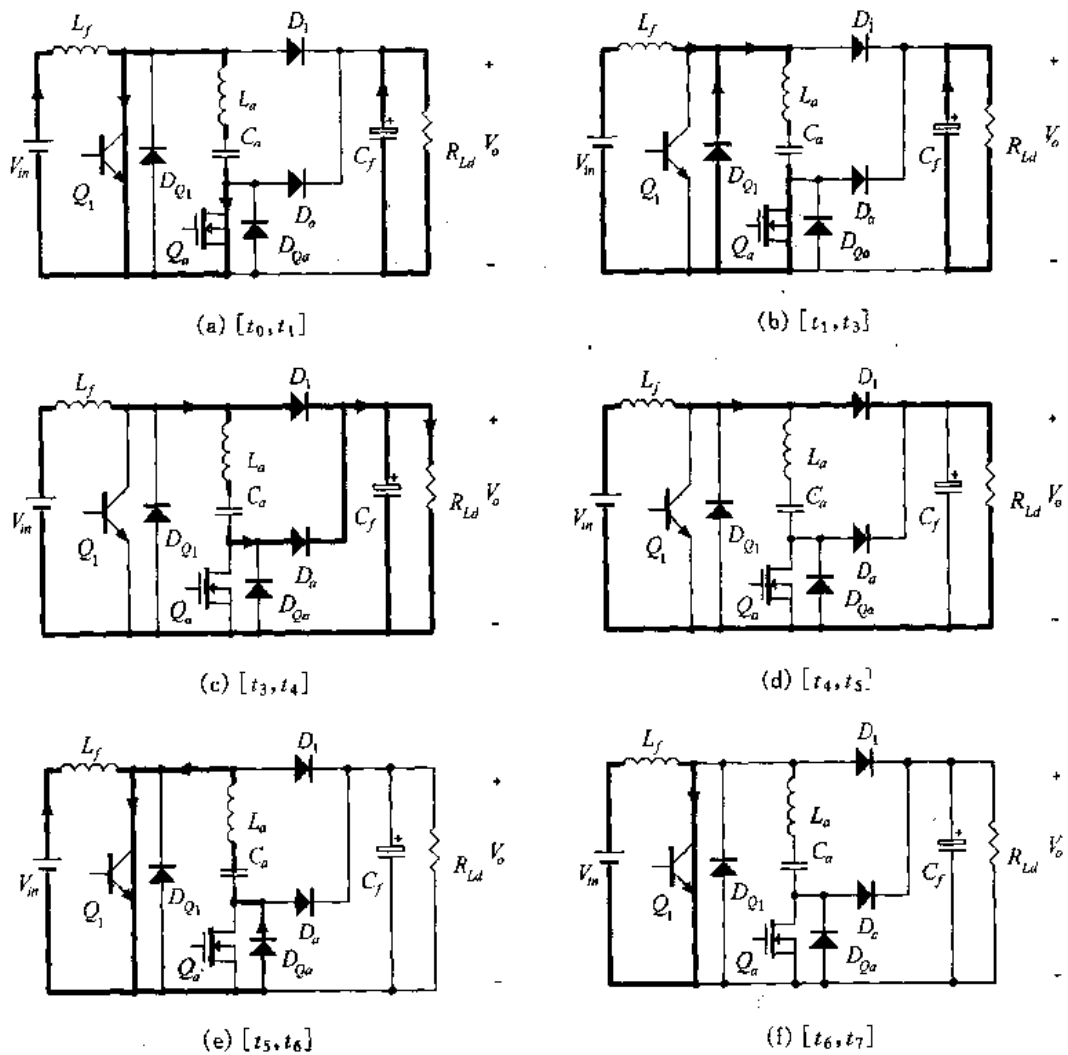


图 6.2 各种开关模式的等效电路图

2. 开关模式 2 $[t_1, t_3]$ [对应于图 6.2(b)]

在 $[t_1, t_2]$ 时段, 辅助电感和辅助电容继续谐振工作, L_a 的电流继续上升, C_a 继续被反向放电, 主开关管的反并二极管 D_{Q1} 导通。在 t_2 时刻, 辅助电容电荷反向被放到 0, 即 $V_{Ca}(t_2) = 0$, 此时辅助电感电流上升到最大值, 即 $I_{La}(t_2) = V_{Camax}/Z_a$ 。

在 $[t_2, t_3]$ 时段, 辅助电感和辅助电容继续谐振工作, L_a 的电流开始减小, 辅助电容被正向充电, 其电压开始上升, 主开关管的反并二极管 D_{Q1} 继续导通。

在 t_3 时刻, i_{La} 减小到 I_i 时, 开关模式 2 结束。

$$t_{03} = \frac{1}{4} T_r + T_r \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \cos^{-1} \left(\frac{I_i}{I_{Lamax}} \right) \quad (6.4)$$

下面我们讨论一下 Q_1 和 Q_a 的关断时刻。从前面的分析中, 我们可以知道, 在 $[t_1, t_3]$ 时段中, Q_1 的反并二极管 D_{Q1} 在导通, Q_1 中没有电流流过。在不同的负载时, t_2 时刻是固定的, 即 $t_{02} = \frac{1}{4} T_r$, T_r 是辅助电感和辅助电容的谐振周期, $T_r = 2\pi \sqrt{L_a C_a}$ 。而 t_3 时刻是不固定的, 因此, Q_1 的关断时刻可以设置在 t_2 时刻, 此时其反并二极管导通, 因

此 Q_1 是零电流关断。而 Q_a 的关断时刻则必须在 t_3 时刻, 即 i_{L_a} 下降到 I_i 时, 实际上 t_3 时刻也是固定的, 这在后面将要解释。

3. 开关模态 3 [t_3, t_4] [对应于图 6.2(c)]

在此开关模态中, 由于 Q_1 关断, 升压电感电流通过升压二极管 D_1 流入负载, 输入电压和升压电感给负载供电。而在 t_3 时刻 Q_a 关断后, 辅助电感电流通过辅助二极管 D_a 流入负载。由于 D_1 和 D_a 均导通, 那么此时加在 L_a 和 C_a 支路上的电压依然为 0, L_a 和 C_a 继续谐振工作, L_a 的电流继续减小, C_a 继续被正向充电。 i_{L_a} 和 v_{C_a} 的表达式依然分别为式(6.1)和(6.2), 为了完整性, 这里重新写出。

$$i_{L_a}(t) = \frac{V_{C_{a\max}}}{Z_a} \sin\omega(t - t_0) \quad (6.5)$$

$$v_{C_a}(t) = -V_{C_{a\max}} \cos\omega(t - t_0) \quad (6.6)$$

在 t_4 时刻, L_a 和 C_a 的半个谐振周期结束, 即 $t_{04} = T_r/2$ 。 i_{L_a} 减小到 0, v_{C_a} 上升到最大值 $V_{C_{a\max}}$ 。

4. 开关模态 4 [t_4, t_5] [对应于图 6.2(d)]

在此开关模态中, 辅助电路停止工作, 输入直流电压和升压电感同时给负载提供能量, 与基本的 Boost 电路的工作情况一样。

5. 开关模态 5 [t_5, t_6] [对应于图 6.2(e)]

在 t_5 时刻, 主开关管 Q_1 开通, D_1 截止, I_i 流过 Q_1 , 负载由输出滤波电容供能。同时, 辅助电路的 L_a 和 C_a 通过 Q_1 和 Q_a 的体二极管 D_{Q_a} 开始谐振工作。由于 Q_1 开通之前其电压为输出电压 V_o , 当它开通时输入电流 I_i 立即流过它, 因此 Q_1 是硬开通, 而升压二极管 D_1 存在反向恢复问题。

$$i_{L_a}(t) = -\frac{V_{C_{a\max}}}{Z_a} \sin\omega(t - t_5) \quad (6.7)$$

$$v_{C_a}(t) = V_{C_{a\max}} \cos\omega(t - t_5) \quad (6.8)$$

在 t_6 时刻, L_a 和 C_a 完成半个谐振周期, 即 $t_{56} = \frac{1}{2} T_r$ 。此时 i_{L_a} 减小到 0, C_a 被反向充电到最大电压, 即 $V_{C_a}(t_6) = -V_{C_{a\max}}$, 辅助电路停止工作。

6. 开关模态 6 [t_6, t_7] [对应于图 6.2(f)]

在此开关模态中, 升压电感电流流经 Q_1 , 负载由输出滤波电容提供能量, 这与基本的 Boost 电路是完全一样的。

在 t_7 时刻, Q_a 开通, 开始另一个开关周期。

6.2.2 辅助支路的能量调节

1. 辅助支路的能量守恒

在前面分析时, 我们知道, 在开关模态 1 和 2 中, 加在 L_a 和 C_a 组成的辅助支路上的

电压为0。而在开关模式3中,如果电路工作在稳定状态,在 t_3 时刻辅助开关管 Q_a 关断时, i_{L_a} 刚好减小到 I_i 。这样使得辅助管一关断, D_a 立即导通,加在 L_a 和 C_a 支路上的电压依然为0。在这三个开关模式中,加在 L_a 和 C_a 组成的辅助支路上的电压一直为0。如果我们定义 L_a 和 C_a 组成的辅助支路里的能量为 E_a ,即:

$$E_a = \frac{1}{2} L_a i_{L_a}^2 + \frac{1}{2} C_a v_{C_a}^2 \quad (6.9)$$

那么辅助支路的能量 E_a 是守恒的,在开关模式1到开关模式3中,其能量先从 C_a 中转移到 L_a 中,然后再转移到 C_a 中,使 C_a 电压极性刚好相反,由“负”变为“正”,但电压绝对值是一样的,均为 $V_{C_{amax}}$,如图6.3(a)所示。

在开关模式5中,主开关管 Q_1 导通,加在辅助支路上的电压为0,其能量又从 C_a 中转移到 L_a 中再转移到 C_a 中, C_a 电压极性刚好相反,由“正”变为“负”,但电压绝对值相等,均为 $V_{C_{amax}}$,如图6.3(c)所示。

在开关模式4和6中,辅助支路没有能量交换,所有能量均存储在辅助电容 C_a 中,分别如图6.3(b)和(d)所示。

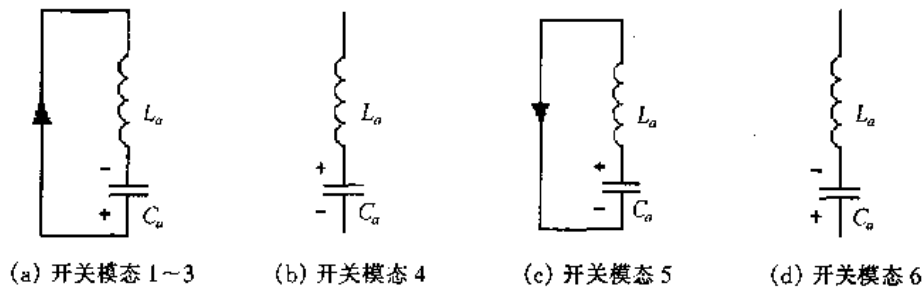


图 6.3 辅助支路的能量守恒

因此,变换器工作在稳态时,在整个开关周期中, L_a 和 C_a 组成的辅助支路是封闭的,与外界没有能量交换,其能量 E_a 是守恒的。 L_a 的峰值电流和 C_a 的峰值电压与 E_a 的关系为:

$$I_{L_{amax}} = \sqrt{2E_a/L_a} \quad (6.10)$$

$$V_{C_{amax}} = \sqrt{2E_a/C_a} \quad (6.11)$$

上面之所以得出辅助支路的能量守恒的结论,其前提条件是 t_3 时刻辅助管 Q_a 关断时, i_{L_a} 刚好减小到 I_i 。那么如果前提条件不成立,即 Q_a 关断时, i_{L_a} 不等于 I_i ,又会出现什么情况呢?

2. 辅助支路的能量减少

如果辅助管 Q_a 关断时, $i_{L_a} > I_i$,即 Q_a 在 i_{L_a} 下降到 I_i 之前关断,那么就会出现图6.4所示的开关模式。此时 D_{Q1} 处于导通状态, i_{L_a} 通过 D_a 和 D_{Q1} 流动,辅助支路中串入了一个电压源 V_o ,其极性与 i_{L_a} 方向相反,辅助支路的能量有一部分转移到负载中去了,其能量减少。那么在下个开关周期中, i_{L_a} 的峰值将会减小,当 Q_a 关断时, i_{L_a} 刚好等于 I_i 。

3. 辅助支路的能量增加

如果当 i_{L_a} 下降到 I_i 时, Q_a 继续导通一段时间再关断, 那么在 Q_1 关断后 Q_a 关断之前就会出现图 6.5 所示的开关模态。此时 D_1 导通, 那么 L_a 和 C_a 支路中就串入了一个直流电压源 V_o , 其极性与 i_{L_a} 方向相同, 使 i_{L_a} 继续增加。直流电压源 V_o 为辅助支路提供了一部分能量, 使辅助支路中的能量增加。那么在下一个开关周期中, i_{L_a} 的峰值将会增加, 当 Q_a 关断时, i_{L_a} 刚好等于 I_i 。

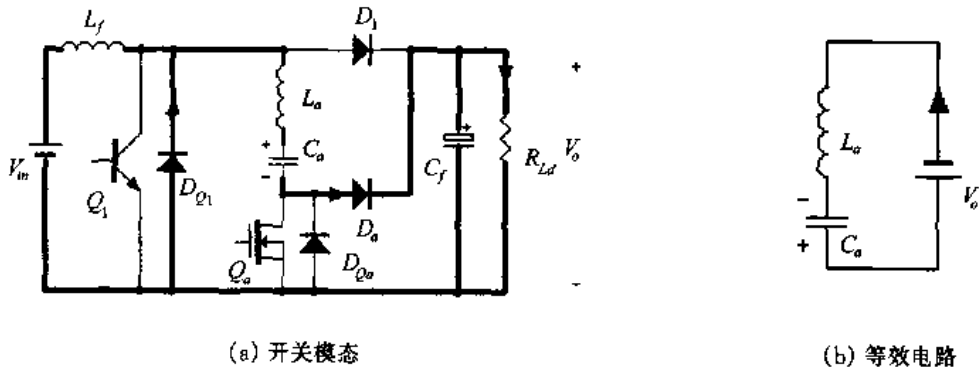


图 6.4 辅助管 Q_a 关断时, $i_{L_a} > I_i$

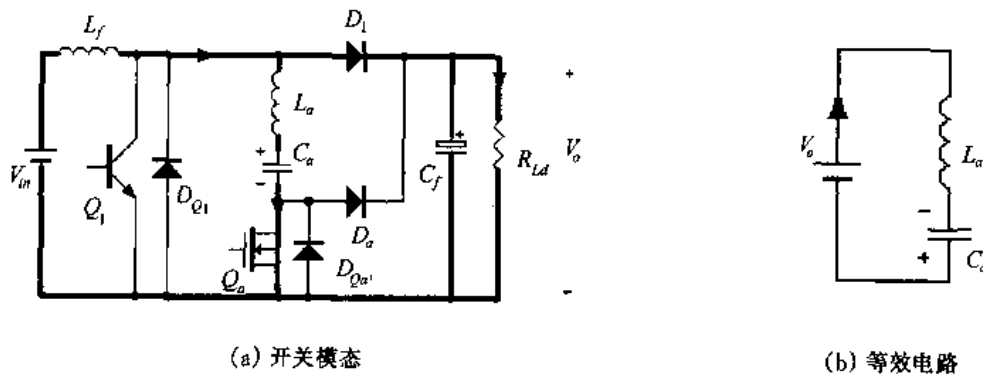


图 6.5 辅助管 Q_a 关断时, $i_{L_a} < I_i$

通过前面的分析我们可以得出以下结论:

① 在稳态工作时, 对于某一负载, Q_a 关断时, i_{L_a} 必然等于 I_i 。在整个开关周期中, L_a 和 C_a 组成的辅助支路是封闭的, 与外界没有能量交换, 其能量是守恒的。换句话说, Q_a 的关断时刻就决定了 i_{L_a} 的峰值, 也就决定了辅助支路的能量。

② L_a 和 C_a 支路中的能量与负载有关, 并且随着负载的变化而调整。当负载减小或输入电压升高时, I_i 减小, 那么辅助支路的能量减小, 使 i_{L_a} 的峰值和 v_{C_a} 的峰值均减小; 当负载增加或输入电压降低时, I_i 增加, 辅助支路中的能量将会增加, 使 i_{L_a} 和 v_{C_a} 的峰值均增加。因此 L_a 和 C_a 支路中的能量具有自我调整功能, 这种自我调整功能有利于减小辅助电路的损耗。

6.2.3 参数设计

1. 辅助开关管导通时间 $T_{on(Q_a)}$ 的确定

前面的分析表明,在稳态工作时,辅助支路的能量决定于辅助开关管 Q_a 的关断时刻,亦即 Q_a 的导通时间 $T_{on(Q_a)}$ 。为了减小辅助支路的损耗,在保证实现主开关管的零电流关断的前提下,有必要减小辅助支路的能量,这就涉及到辅助开关管导通时间 $T_{on(Q_a)}$ 的确定。

我们知道当 Q_a 关断时, i_{L_a} 肯定等于 I_i , 亦即 Q_a 的关断时刻就确定了 i_{L_a} 的峰值。从式(6.4)中可得到:

$$T_{on(Q_a)} = t_{03} = \frac{1}{4} T_r + T_r \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \cos^{-1} \frac{I_i}{I_{L_{a\max}}} = T_r \cdot \left(\frac{1}{4} + \frac{1}{2\pi} \cdot \cos^{-1} \frac{I_i}{I_{L_{a\max}}} \right) \quad (6.12)$$

从图 6.1 和式(6.12)中可以知道: $T_{on(Q_a)}$ 的大小就决定了 $I_{L_{a\max}}$ 的大小, $T_{on(Q_a)}$ 越大, $I_{L_{a\max}}$ 也越大。为了减小 $I_{L_{a\max}}$, 同时保证主开关管实现零电流关断, 一般选择 $T_{on(Q_a)} = 0.4 T_r$, 那么根据式(6.12), 有 $I_{L_{a\max}} = 1.7 I_i$ 。

2. L_a 和 C_a 的选择

在讨论 L_a 和 C_a 的选择之前, 有必要讨论辅助电容峰值电压 $V_{C_{a\max}}$ 的大小。因为 $V_{C_{a\max}}$ 与 L_a 的峰值电流 $I_{L_{a\max}}$ 有关。

在开关模式 5 中, 当 i_{L_a} 给 C_a 反向充电完毕, i_{L_a} 减小到零, C_a 的电压达到反向最大值 $V_{C_{a\max}}$ 。一般而言, $V_{C_{a\max}} \leq V_o$ 。如果 $V_{C_{a\max}} > V_o$, 就会出现图 6.6 所示的开关模式。此时 D_a 开通, C_a 反向放电, 从而使辅助电容的反向电压峰值减小到小于 V_o 。

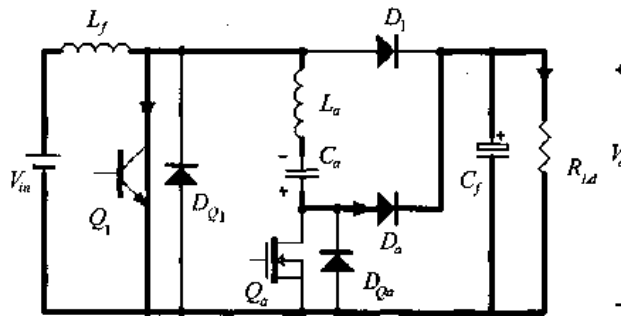


图 6.6 $V_{C_{a\max}} > V_o$ 时出现的开关模式

下面我们讨论 L_a 和 C_a 的选择。从式(6.12)中可知 L_a 的最大值电流 $I_{L_{a\max}}$ 为:

$$I_{L_{a\max}} = \frac{I_i}{\cos \left[\frac{T_{on(Q_a)} - \frac{1}{4} T_r}{T_r} \cdot 2\pi \right]} = \frac{I_i}{\sin \left[\frac{T_{on(Q_a)} \cdot 2\pi}{T_r} \right]} \quad (6.13)$$

而从前面知道:

$$I_{L_{a\max}} = \frac{V_{C_{a\max}}}{\sqrt{L_a/C_a}} \quad (6.14)$$

由于 $V_{C_{a\max}} \leq V_o$, 那么上式可改写为:

$$I_{L_{a\max}} \leq \frac{V_o}{\sqrt{L_a/C_a}} \quad (6.15)$$

为了不影响基本的 Boost 变换器的工作, L_a 和 C_a 的谐振工作时间不能太长, 一般选择其正向或反向的谐振工作时间为一个开关周期 T_s 的 $\frac{1}{10}$, 那么有:

$$\frac{T_r}{2} = \frac{T_s}{10} \quad (6.16)$$

即
$$2\pi \sqrt{L_a C_a} = \frac{T_s}{5} \quad (6.17)$$

由式(6.15)和(6.17)可以求出 L_a 和 C_a 的选值。

$$L_a = \frac{V_o \cdot T_s}{10\pi \cdot I_{L_{a\max}}} \quad (6.18)$$

$$C_a = \frac{I_{L_{a\max}} \cdot T_s}{10\pi \cdot V_o} \quad (6.19)$$

L_a 的峰值电流为 $I_{L_{a\max}}$ 。在一个开关周期中, 辅助支路正负谐振各一次, 那么 L_a 的有效值电流为 $\sqrt{\frac{T_r}{2T_s}} \cdot I_{L_{a\max}}$ 。 C_a 的最大峰值电压为 V_o 。

辅助开关管 Q_a 所承受的最大电压为 V_o , 其峰值电流为 $I_{L_{a\max}}$, 有效值电流(包括其反并二极管)为:

$$I_{Q_a} = \left\{ \frac{1}{2\sqrt{\frac{T_r}{T_s}}} + \sqrt{\frac{1}{2T_s} \left[T_{on(Q_a)} - \frac{1}{2\omega} \sin(2\omega T_{on(Q_a)}) \right]} \right\} \cdot I_{L_{a\max}} \quad (6.20)$$

辅助二极管 D_a 所承受的最大电压为 V_o , 其峰值电流为 $I_{L_{a\max}} \sin[\omega T_{on(Q_a)}]$, 有效值电流为:

$$I_{D_a} = \sqrt{\frac{1}{2T_s} \left[\frac{T_r}{2} - T_{on(Q_a)} + \frac{1}{2\omega} \sin(2\omega T_{on(Q_a)}) \right]} \cdot I_{L_{a\max}} \quad (6.21)$$

6.2.4 仿真结果与分析

图 6.7 给出了 Boost ZCT PWM 变换器的仿真结果, 仿真所用的参数为:

- 输入直流电压: $V_{in} = 250\text{VDC}$;
- 输出直流电压: $V_o = 400\text{VDC}$;
- 输出电流为: $I_o = 2.5\text{A}$;
- 升压电感: $L_f = 450\mu\text{H}$;
- 滤波电容: $C_f = 47\mu\text{F}$;
- 辅助电感: $L_a = 6\mu\text{H}$;
- 辅助电容: $C_a = 10\text{nF}$;
- 开关频率: $f_s = 100\text{kHz}$ 。

从图 6.7 中可以看出, 当主开关管 Q_1 关断时, 其反并二极管 D_{Q1} 导通(如图中箭头所指), 因此 Q_1 是零电流关断的。

图 6.8 分别给出了在输出电流为 2.5A 和 0.7A 时的辅助电容电压和辅助电感电流

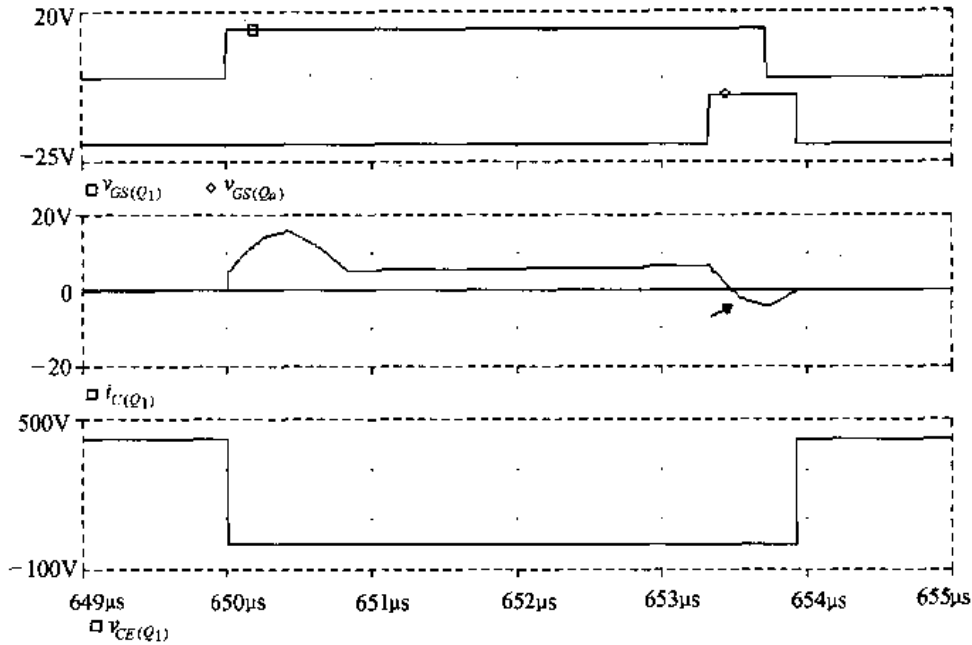
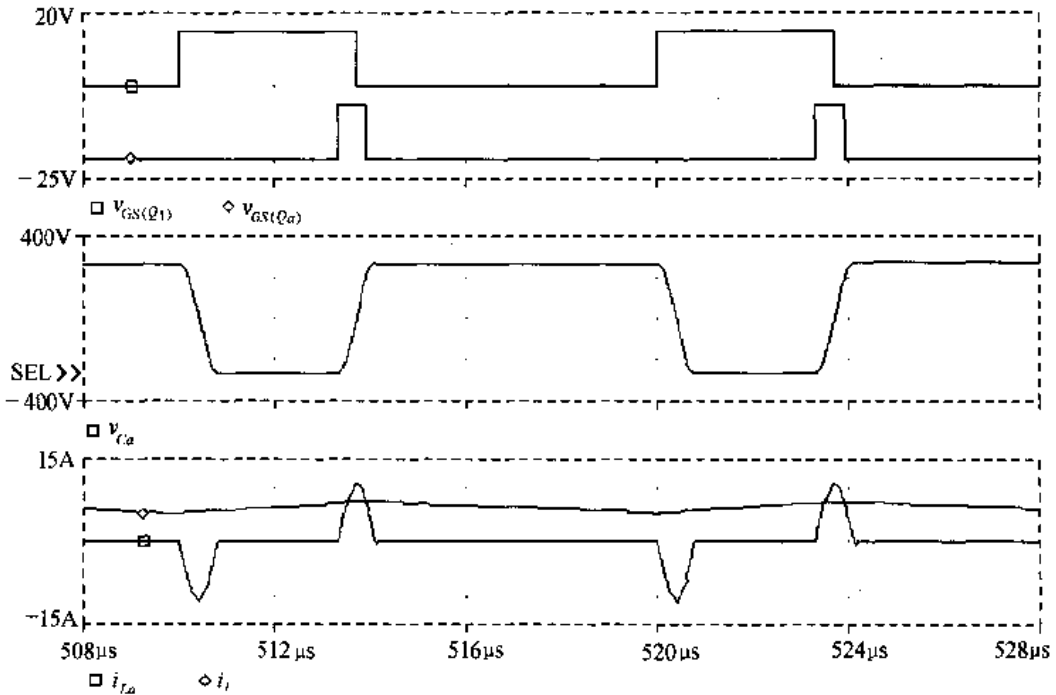


图 6.7 Boost ZCT PWM 变换器的仿真结果

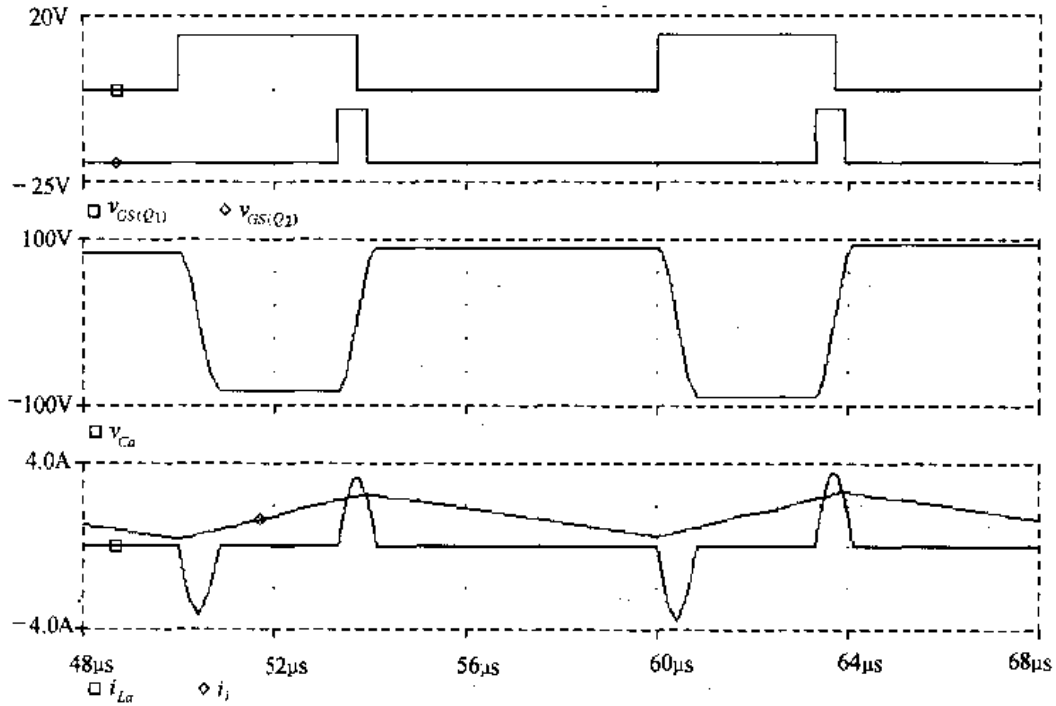
波形。从图中可以看出,负载大的时候,辅助电容峰值电压高,辅助电感峰值电流也大,辅助支路的能量大;负载小的时候,辅助电容峰值电压低,辅助电感峰值电流也小,辅助支路的能量小。说明辅助电感和辅助电容组成的辅助支路的能量是随着输出功率的变化而自动调节的,这可以使电路处于优化工作状态。

图 6.9 分别给出了辅助开关管 Q_a 关断时辅助电感电流 i_{La} 与输入电流 i_i 不相等和相等的波形图。图 6.9(a) 是当 Q_a 关断时, $i_{La} < i_i$, 此时在辅助支路上出现一个正电压脉冲, 其幅值为 V_o (如图中圆圈所标明), 说明此时辅助支路能量不够, 通过正电压脉冲来给辅



(a) 输出电流为 2.5A

图 6.8 输出电流为 2.5A 和 0.7A 时的辅助电容电压和辅助电感电流波形



(b) 输出电流为 0.7A

图 6.8(续)

助支路补充能量。图 6.9(b)是当 Q_a 关断时, $i_{La} > i_i$, 此时辅助支路上出现一个负电压脉冲, 其幅值为 V_o (如图中圆圈所标明), 说明此时辅助支路能量过大, 通过负电压脉冲来减少辅助支路的能量。图 6.9(c)是当 Q_a 关断时, $i_{La} = i_i$, 辅助支路上既没有正电压脉冲, 也没有负电压脉冲, 辅助支路电压为 0, 说明此时辅助支路的能量刚好满足 i_i 的需要。从这三个图中可以看出, 辅助支路的能量是可以自我调节的, 使其刚好满足 i_i 的需要。

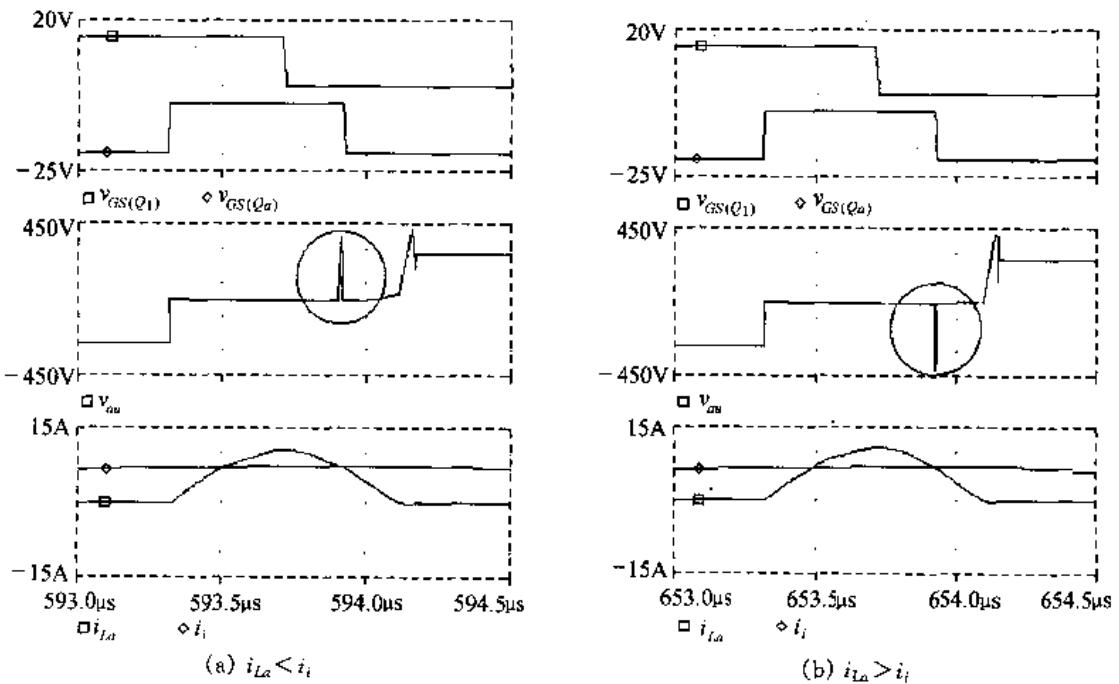
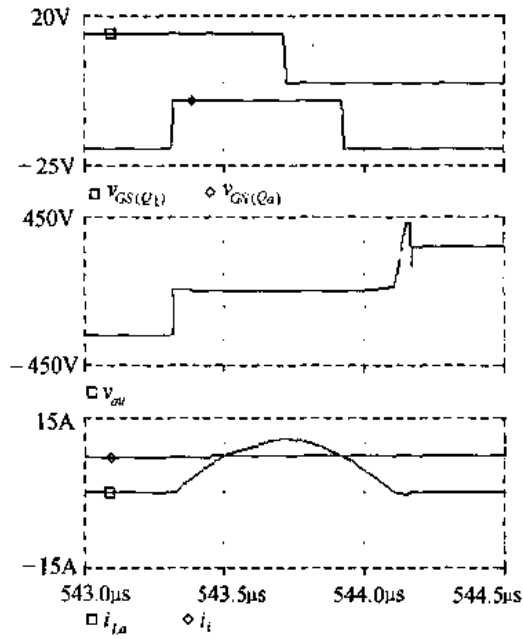


图 6.9 辅助开关管关断时辅助支路的能量调节



(c) $i_{La} = i_i$

图 6.9(续)

6.3 ZCT PWM 变换器族及其优缺点

6.3.1 ZCT PWM 变换器族

Boost ZCT PWM 变换器的思路可以推广到第一章讨论的所有单管直流变换器,如图 6.10 所示。

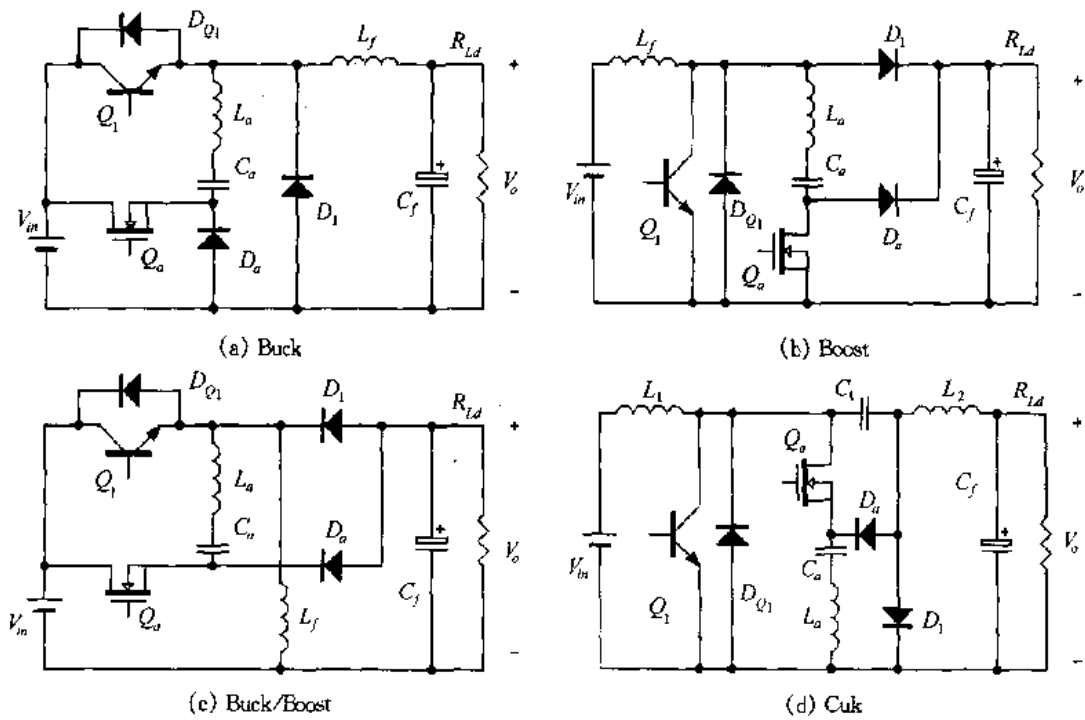


图 6.10 不隔离的单管 ZCT PWM 变换器

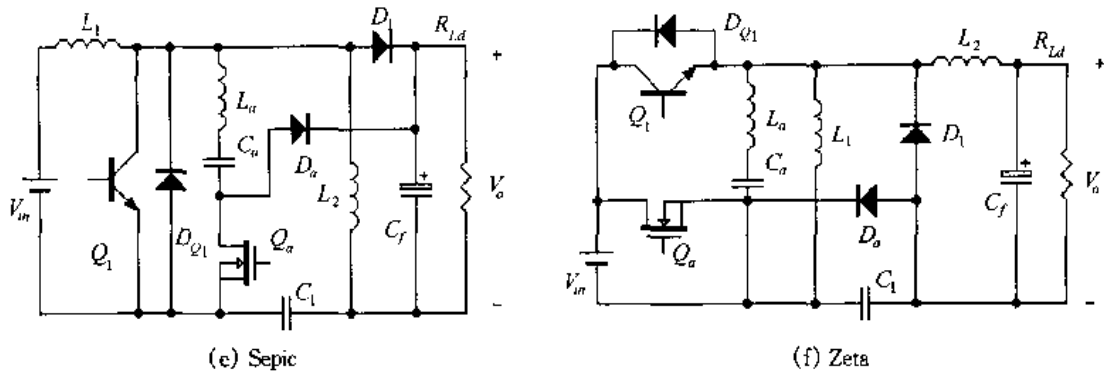


图 6.10(续)

6.3.2 ZCT PWM 变换器的优缺点

从上面的分析中可以知道该变换器的优点为：

- ① 在任意输入电压范围和负载范围内,均可实现主开关管的零电流关断；
- ② 辅助支路的能量随着负载的变化而调整,从而减小了辅助支路的损耗；
- ③ 辅助电路工作时间很短,其损耗小；
- ④ 实现了恒频控制。

该变换器的缺点是：

- ① 主开关管不是零电流开通；
- ② 升压二极管存在反向恢复问题。

6.4 改进型 ZCT PWM 变换器

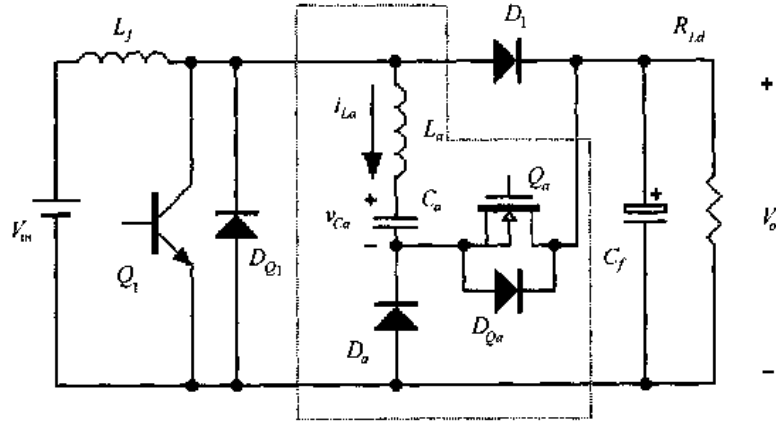
为了克服 ZCT PWM 变换器的缺点,使主开关管既能实现零电流关断,又能实现零电流开通,消除升压二极管的反向恢复,可以对图 6.1 中的 ZCT PWM 变换器作一个小小的改动,同时对辅助开关管的开关时序作适当调整。图 6.11 给出了改进型 Boost ZCT PWM 变换器的电路图及其主要波形。从图中可以看出,改进型 Boost ZCT PWM 变换器与 Boost ZCT PWM 变换器的区别在于将辅助开关管 Q_a 与辅助二极管 D_a 交换了一个位置,而辅助开关管在一个开关周期内开通了两次。第一次开通是在主开关管 Q_1 关断,升压二极管 D_1 导通时。辅助开关管 Q_a 开通,将升压二极管 D_1 中的电流转移到辅助支路中去,使 D_1 中的电流减小到零, D_1 自然关断。对于节点 A 而言,此时升压电感 L_f 和辅助电感 L_a 的电流相等,而且不能突变,因此开通 Q_1 为零电流开通。第二次开通是在主开关管 Q_1 开通,升压二极管 D_1 关断时。其思路与 ZCT PWM 变换器的思路一样,辅助开关管 Q_a 再次开通,将 Q_1 中的电流转移到辅助支路中去,并且使主开关管的反并二极管 D_{D1} 导通,从而实现主开关管的零电流关断。

6.4.1 工作原理

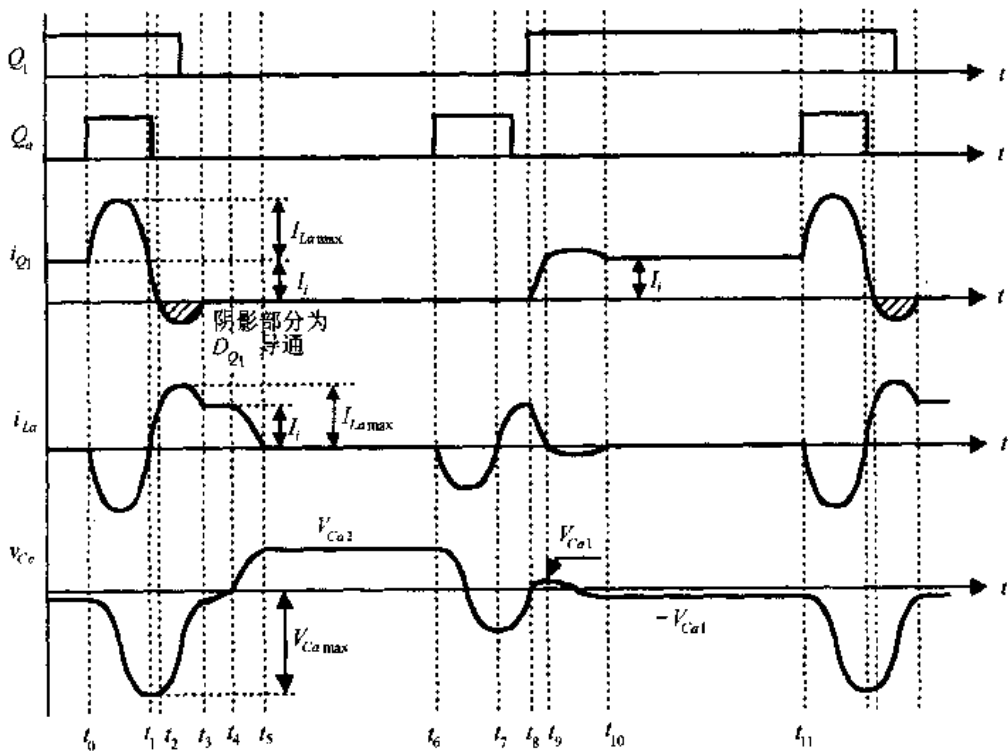
在一个开关周期中,该变换器有 11 种开关模态,图 6.12 给出了在各种开关模态下的等效电路图。在分析之前,作出如下假设：

- ① 所有开关管、二极管均为理想器件；

- ② 所有电感、电容和变压器均为理想元件；
- ③ 升压电感 L_f 足够大，在一个开关周期中，其电流基本保持不变，为 I_i ；
- ④ 滤波电容 C_f 足够大，在一个开关周期中，其电压基本保持不变，为 V_o 。



(a) 主电路



(b) 主要波形

图 6.11 改进型 Boost ZCT PWM 变换器的基本电路及其主要波形

1. 开关模式 1 [t_0, t_1] [对应于图 6.12(a)]

在 t_0 之前，主开关管 Q_1 处于导通状态，升压二极管 D_1 截止， I_i 从 Q_1 中流过，辅助电路没有工作， L_a 的电流等于 0，而 C_a 上的电压为 $-V_{Ca1}$ ， V_{Ca1} 的大小将在后面解释。

在 t_0 时刻，辅助开关管 Q_a 开通，加在谐振支路上的电压为 V_o ，辅助电感 L_a 和辅助

电容 C_a 通过 Q_a 和 Q_1 谐振工作, 辅助电感电流 i_{La} 流经 Q_1 、输出滤波电容 C_f 和负载 R_{Ld} 以及 Q_a , 从 0 开始反向增加, C_a 被反向充电。 v_{Ca} 、 i_{La} 和 Q_1 中的电流 i_{Q1} 的表达式分别为:

$$v_{Ca}(t) = -V_o + (V_o - V_{Ca1}) \cos \omega(t - t_0) \quad (6.22)$$

$$i_{La}(t) = -\frac{V_o - V_{Ca1}}{Z_a} \sin \omega(t - t_0) \quad (6.23)$$

$$i_{Q1}(t) = I_i + \frac{V_o - V_{Ca1}}{Z_a} \sin \omega(t - t_0) \quad (6.24)$$

式中 $\omega = \frac{1}{\sqrt{L_a C_a}}$, $Z_a = \sqrt{\frac{L_a}{C_a}}$ 。

经过半个谐振周期 $\frac{T_r}{2}$, 到达 t_1 时刻。

$$t_{01} = \frac{T_r}{2} \quad (6.25)$$

式中 $T_r = \frac{2\pi}{\omega} = 2\pi \sqrt{L_a C_a}$ 。此时 v_{Ca} 达到负的最大值 $-V_{Ca\max}$, 而 i_{La} 等于 0。

$$-V_{Ca\max} = -2V_o + V_{Ca1} \quad (6.26)$$

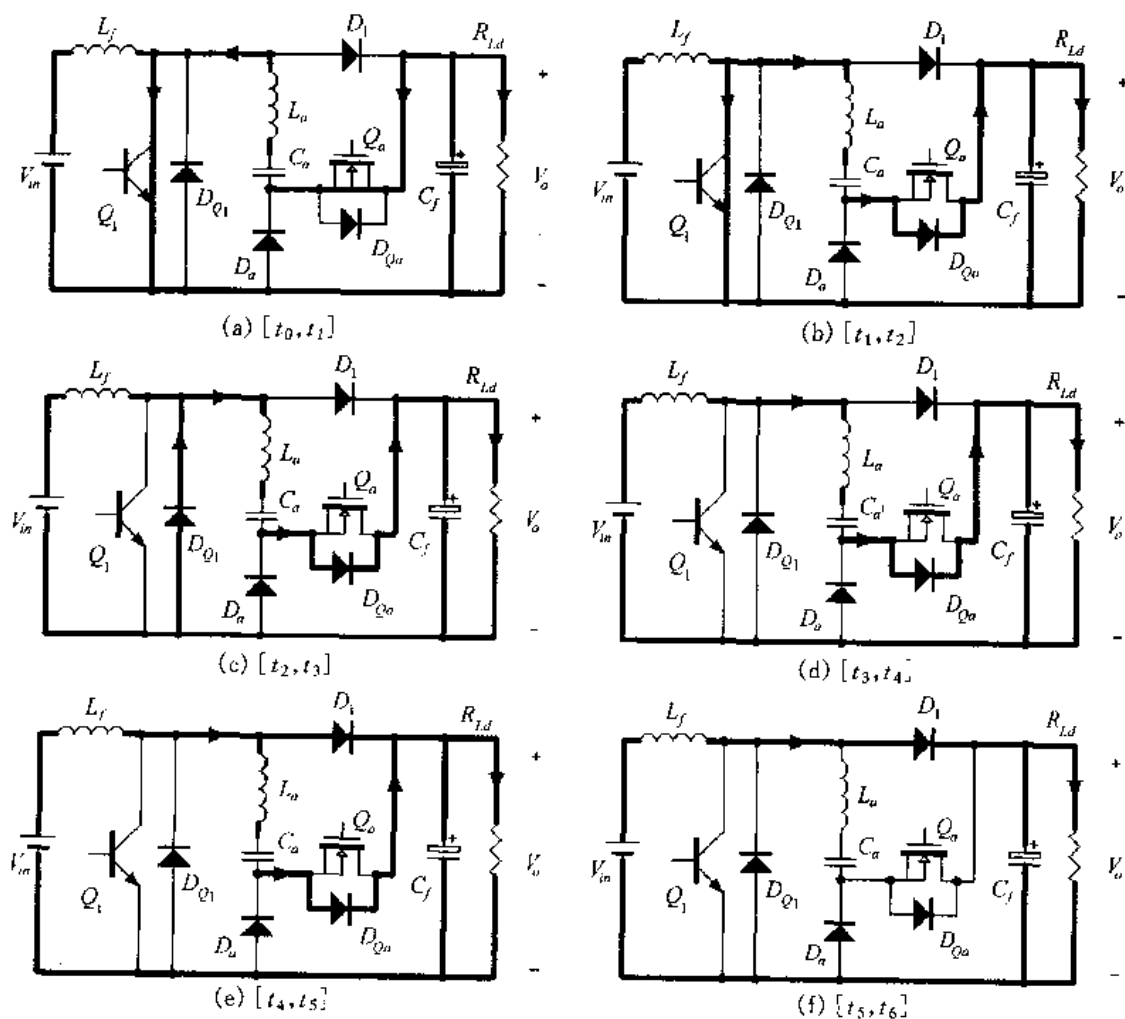


图 6.12 各种开关状态的等效电路图。

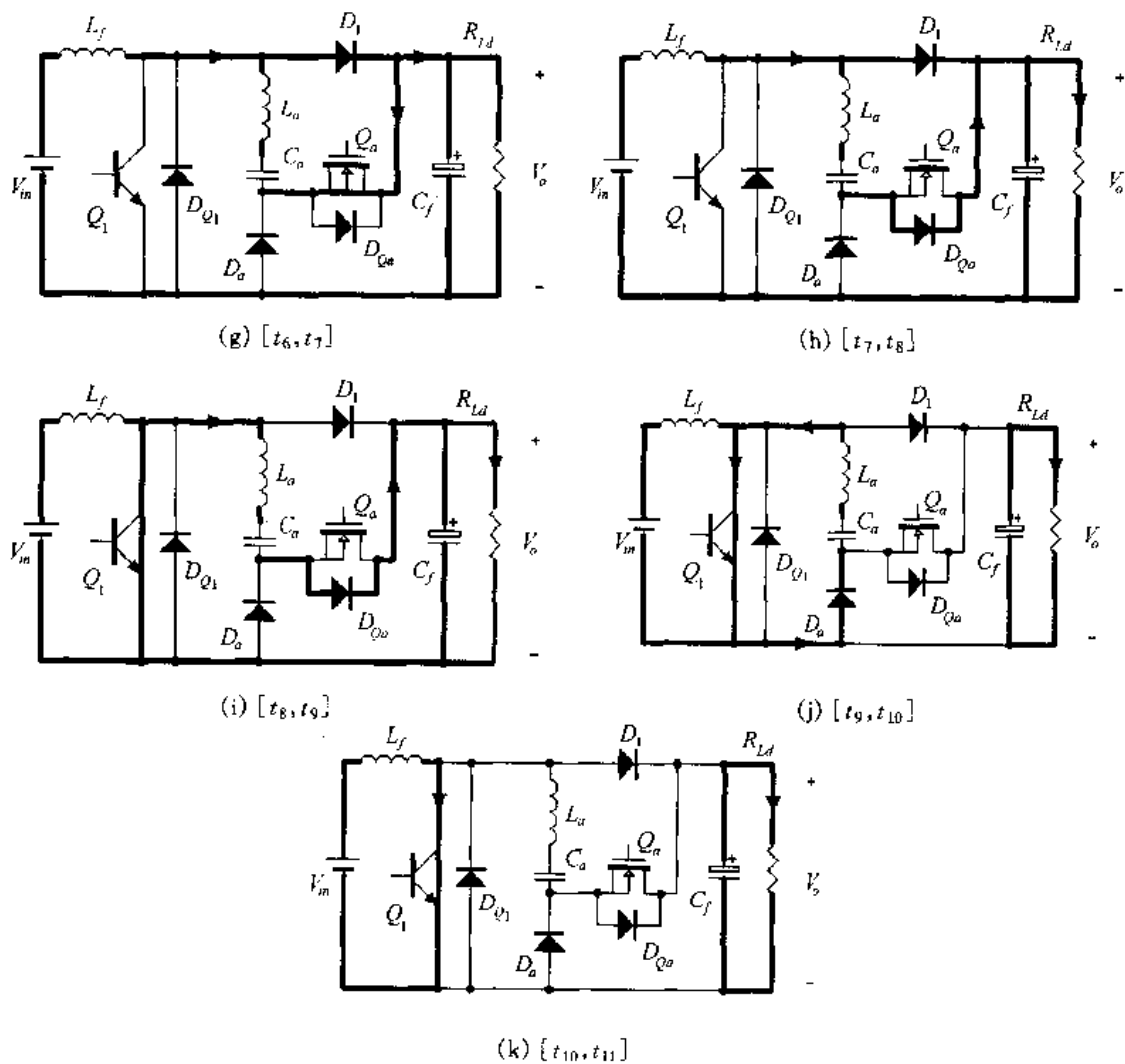


图 6.12 (续)

2. 开关模式 2 $[t_1, t_2]$ [参考图 6.12(b)]

从 t_1 时刻开始, L_a 和 C_a 继续谐振工作, C_a 被反向放电, 而 i_{La} 变为正方向流动, 从零开始增加, 流经 Q_a 的反并二极管 D_{Qa} 。与此同时, Q_1 中的电流 i_{Q1} 开始减小。在此开关模式中, 辅助开关管 Q_a 可以零电压关断。 v_{Ca} 、 i_{La} 和 Q_1 中的电流 i_{Q1} 的表达式分别为下面三式。

$$v_{Ca}(t) = -V_o - (V_o - V_{Ca1}) \cos \omega(t - t_1) \quad (6.27)$$

$$i_{La}(t) = \frac{V_o - V_{Ca1}}{Z_a} \sin \omega(t - t_1) \quad (6.28)$$

$$i_{Q1}(t) = I_i - \frac{V_o - V_{Ca1}}{Z_u} \sin \omega(t - t_1) \quad (6.29)$$

在 t_2 时刻, i_{La} 增加到 I_i , Q_1 的反并二极管 D_{Q1} 开始导通。

3. 开关模式 3 $[t_2, t_3]$ [参考图 6.12(c)]

在这段时间里, 谐振支路的等效电路同样没有变化, L_a 和 C_a 继续谐振工作, 由于

$i_{L_a} > I_i$, 此时 D_{Q1} 导通, Q_1 可以零电流关断。

在 t_3 时刻, i_{L_a} 减小到 I_i , D_{Q1} 自然关断。

4. 开关模式 4 [t_3, t_4][参考图 6.12(d)]

在此时段里, 升压二极管 D_1 处于截止状态, I_i 只能通过 L_a 、 C_a 和 D_{Qa} 流过, i_{L_a} 恒定在 I_i , C_a 被恒流反向放电, C_a 的电压反向线性减小。在 t_4 时刻, C_a 电压减小到 0。

5. 开关模式 5 [t_4, t_5][参考图 6.12(e)]

t_4 时刻后, v_{C_a} 变为正电压, D_1 导通, 谐振支路 L_a 和 C_a 通过 D_{Qa} 和 D_1 谐振工作。 i_{L_a} 和 v_{C_a} 的表达式为:

$$i_{L_a}(t) = I_i \cos\omega(t - t_4) \quad (6.30)$$

$$v_{C_a}(t) = I_i Z_a \sin\omega(t - t_4) \quad (6.31)$$

在 t_5 时刻, i_{L_a} 减小到 0, v_{C_a} 达到正的最大值 $V_{C_{a2}} = I_i Z_a$, D_{Qa} 自然关断。

6. 开关模式 6 [t_5, t_6][参考图 6.12(f)]

在这个开关模式中, 辅助电路停止工作, 主电路的工作情况与基本的 Boost 变换器的工作情况一样, 输入电压和升压电感共同通过 D_1 向负载提供能量。

7. 开关模式 7 [t_6, t_7][参考图 6.12(g)]

为了实现主开关管 Q_1 的零电流开通, 在 t_6 时刻再次开通辅助开关管 Q_a , 由于 $I_{L_a}(t_6) = 0$, 因此 Q_a 是零电流开通。当 Q_a 开通后, L_a 和 C_a 通过 D_1 和 Q_a 谐振工作。

$$v_{C_a}(t) = V_{C_{a2}} \cdot \cos\omega(t - t_6) \quad (6.32)$$

$$i_{L_a}(t) = -\frac{V_{C_{a2}}}{Z_a} \sin\omega(t - t_6) = -I_i \sin\omega(t - t_6) \quad (6.33)$$

经过 $\frac{T_r}{2}$, 即在 t_7 时刻, C_a 上的电压从 $+V_{C_{a2}}$ 变成 $-V_{C_{a2}}$, L_a 的电流减小到 0。

8. 开关模式 8 [t_7, t_8][参考图 6.12(h)]

在这段时间里, L_a 和 C_a 继续谐振工作, i_{L_a} 和 v_{C_a} 的表达式与式(6.32)、(6.33)相同。为了表达得更清楚, 可将上面两式改写如下:

$$v_{C_a}(t) = -V_{C_{a2}} \cdot \cos\omega(t - t_7) \quad (6.34)$$

$$i_{L_a}(t) = \frac{V_{C_{a2}}}{Z_a} \sin\omega(t - t_7) = I_i \sin\omega(t - t_7) \quad (6.35)$$

由于 i_{L_a} 变成正方向, 流过 D_{Qa} , 则 Q_a 可以零电流关断。

此时流过 D_1 的电流 i_{D1} 为:

$$i_{D1}(t) = I_i [1 - \sin\omega(t - t_7)] \quad (6.36)$$

随着 i_{L_a} 的增加, D_1 中的电流越来越小。在 t_8 时刻, v_{C_a} 减小到 0, i_{L_a} 上升到最大值 I_i , D_1 中的电流减小到零, 自然关断。

9. 开关模态 9 $[t_8, t_9]$ [参考图 6.12(i)]

在 t_8 时刻, 由于 i_{L_a} 等于 I_i , D_1 自然关断。而升压电感 L_f 和辅助电感 L_a 的电流不能突变, 因此此时开通 Q_1 , 则 Q_1 是零电流开通。当 Q_1 开通后, i_{L_a} 继续正向流动, 它流经 D_Q 、 C_f 、 R_{L_d} 和 Q_1 , 此时 L_a 和 C_a 的谐振支路中串入了输出滤波电容 C_f 和负载 R_{L_d} , 因此 i_{L_a} 迅速减小, 其能量大部分反馈到负载中去了, 只有少部分能量存贮在电容 C_a 中。

$$v_{C_a}(t) = V_o [\cos\omega(t - t_8) - 1] + I_i Z_a \sin\omega(t - t_8) \quad (6.37)$$

$$i_{L_a}(t) = -\frac{V_o}{Z_a} \sin\omega(t - t_8) + I_i \cos\omega(t - t_8) \quad (6.38)$$

在 t_9 时刻, i_{L_a} 减小到零, C_a 上的电压为:

$$V_{Ca1} = V_o \left[\sqrt{1 + \left(\frac{I_i Z_a}{V_o} \right)^2} - 1 \right] \quad (6.39)$$

10. 开关模态 10 $[t_9, t_{10}]$ [参考图 6.12(j)]

从 t_9 时刻开始, L_a 和 C_a 通过 Q_1 和 D_a 谐振工作。经过 $\frac{T_r}{2}$, 到达 t_{10} 时刻, i_{L_a} 减小到 0, 而 C_a 的电压则由 V_{Ca1} 变为 $-V_{Ca1}$, D_a 自然关断。

11. 开关模态 11 $[t_{10}, t_{11}]$ [参考图 6.12(k)]

在此段时间里, 辅助电路停止工作, 主电路的工作情况与基本的 Boost 变换器工作情况完全一样。 I_i 流经 Q_1 , 负载由输出滤波电容 C_f 供电。

6.4.2 参数分析

经过上面的分析, 可以得出下面的结论:

① 只要保证 L_a 的最大电流值 $I_{L_{a\max}}$ 大于输入电流最大值 $I_{i\max}$, 就可以保证在任意负载和规定的输入电压范围内实现主开关管的零电流关断。

② 在实现主开关管的零电流开通时, 辅助开关管开通, L_a 和 C_a 谐振工作的初始条件与输入电流 I_i 有关, 它可以保证 i_{L_a} 的最大电流刚好达到 I_i , 从而实现主开关管的零电流开通。在实际电路中, 输入电流不是恒定的, 而是有一定的脉动。输入电流 I_i 在 Q_1 关断时比在 Q_1 开通时大, 因此, 完全可以保证在任意负载和规定的输入电压范围内实现主开关管的零电流开通。

根据上面的结论, 可以来讨论参数设计。

1. L_a 和 C_a 的选值

为了保证在任意负载和规定的输入电压范围内实现开关管的零电流开关, 必须要求满足下式:

$$I_{L_{a\max}} > I_{i\max} \quad (6.40)$$

$I_{i\max}$ 是最大输入电流。

同时希望辅助电路的工作时间很短, 不影响基本的 Boost 变换器的工作, 那么一般要求:

$$T_r = \frac{T_s}{10} \quad (6.41)$$

式中 T_r 是 L_a 和 C_a 的谐振周期, T_s 是开关周期。由式(6.40)可得到下式:

$$\frac{V_o - V_{Ca1}}{Z_a} = K \cdot I_{imax} \quad (6.42)$$

式中 $K > 1$, 一般取 $K = 1.5 \sim 2$ 。将式(6.41)代入到上式中, 则有:

$$Z_a = \frac{2K - \sqrt{K^2 + 3}}{K^2 - 1} \cdot \frac{V_o}{I_{imax}} = J \cdot \frac{V_o}{I_{imax}} \quad (6.43)$$

式中 $J = \frac{2K - \sqrt{K^2 + 3}}{K^2 - 1}$, 而

$$Z_a = \sqrt{L_a / C_a} \quad (6.44)$$

由式(6.41)可得到:

$$2\pi \sqrt{L_a C_a} = \frac{T_s}{10} \quad (6.45)$$

由式(6.43) ~ (6.45)可得到 L_a 和 C_a 的选值。

$$L_a = \frac{J \cdot V_o \cdot T_s}{20\pi \cdot I_{imax}} \quad (6.46)$$

$$C_a = \frac{I_{imax} \cdot T_s}{20\pi \cdot J \cdot V_o} \quad (6.47)$$

2. 辅管的两次开通时间 T_{on1} 和 T_{on2} 的选择

从前面的分析中可以看出, 为了实现 Q_1 的零电流关断, 辅助开关管 Q_a 第一次开通时刻应提前于 Q_1 的关断时刻, 即在 t_0 时刻开通 Q_a , 其提前量为:

$$t_{d1} = \frac{3}{4} T_r \quad (6.48)$$

Q_a 的导通时间 T_{on1} 为:

$$T_r < T_{on1} < \frac{3}{4} T_r \quad (6.49)$$

而为了实现 Q_1 的零电流开通, 辅助开关管第二次开通, 其开通时刻应提前于 Q_1 的开通时刻, 即在 t_6 时刻再次开通 Q_a , 其提前量为:

$$t_{d2} - t_{68} = \frac{3}{4} T_r \quad (6.50)$$

Q_a 的导通时间 T_{on2} 为:

$$T_r < T_{on2} < \frac{3}{4} T_r \quad (6.51)$$

6.4.3 仿真结果与分析

图 6.13 给出了改进型 Boost ZCT PWM 变换器的仿真结果, 仿真所用的参数与 Boost ZCT PWM 变换器的参数一样, 为了本节的完整性, 这里重新给出:

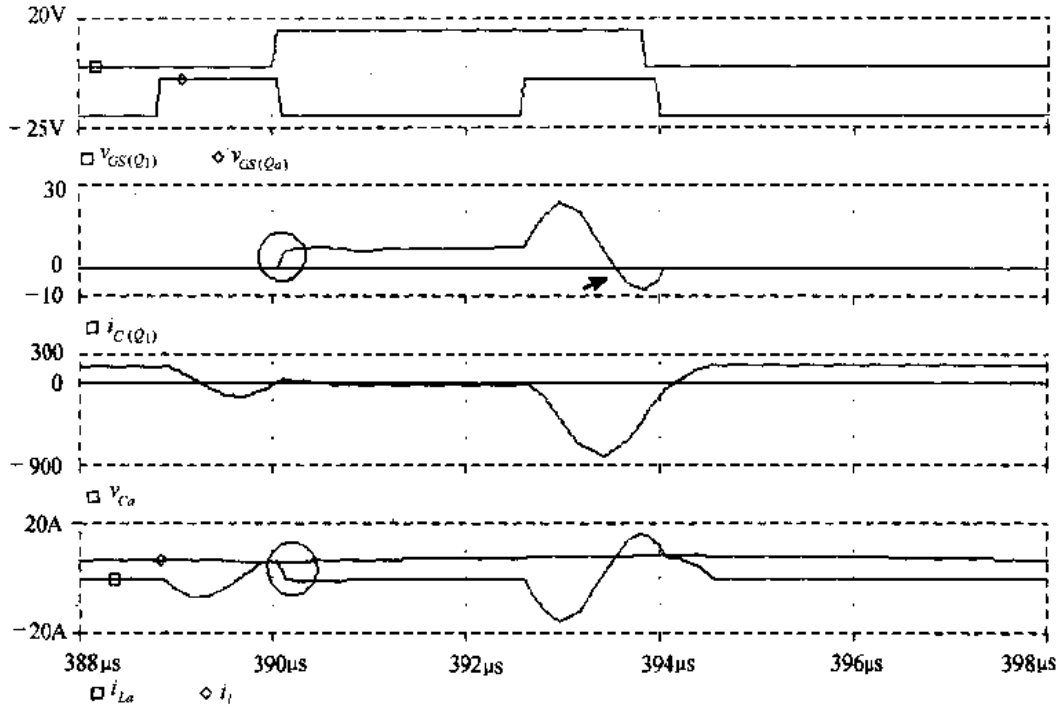
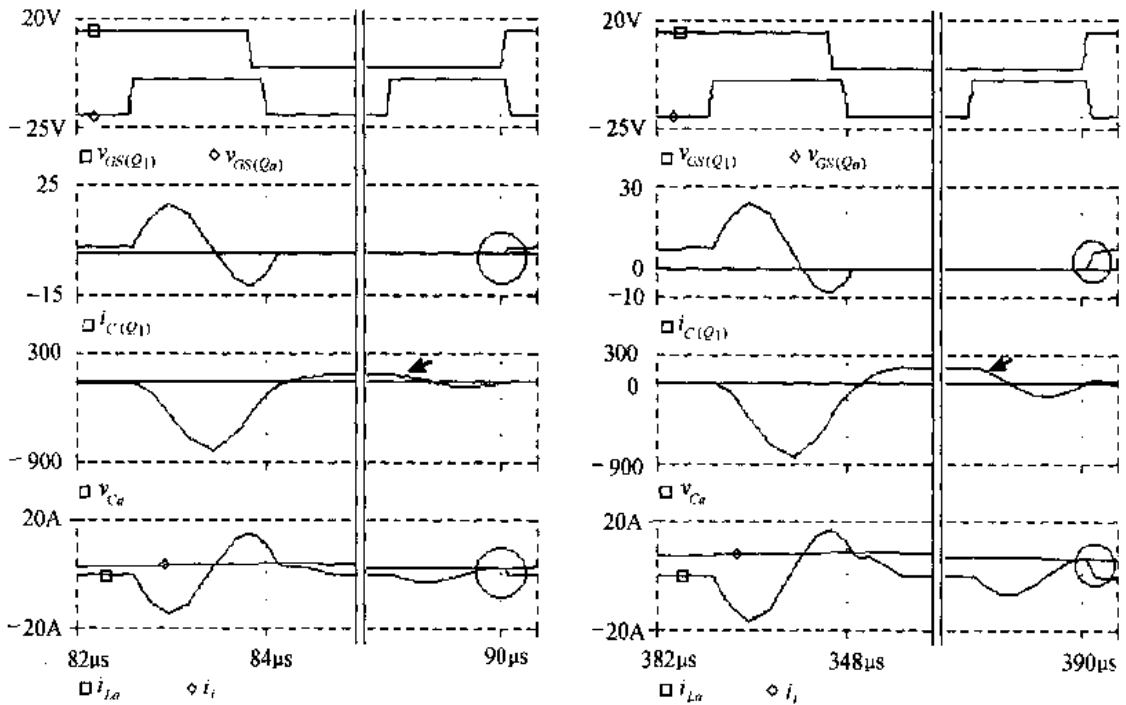


图 6.13 改进型 Boost ZCT PWM 变换器的仿真结果



(a) 输出电流为 0.7A

(b) 输出电流为 2.5A

图 6.14 输出电流为 2.5A 和 0.7A 时的仿真波形

- 输入直流电压: $V_{in} = 250\text{VDC}$;
- 输出直流电压: $V_o = 400\text{VDC}$;

- 输出电流为: $I_o = 2.5\text{A}$;
- 升压电感: $L_f = 450\mu\text{H}$;
- 滤波电容: $C_f = 47\mu\text{F}$;
- 辅助电感: $L_a = 6\mu\text{H}$;
- 辅助电容: $C_a = 10\text{nF}$;
- 开关频率: $f_s = 100\text{kHz}$ 。

从图中可以看出,当主开关管 Q_1 开通时,辅助电感电流 i_{L_a} 等于升压电感电流 I_i (即输入电流),由于 i_{L_a} 和 I_i 都不能突变, Q_1 开通时,其电流是慢慢上升的,如图中圆圈所示,因此 Q_1 是零电流开通。当 Q_1 关断时,其反并二极管 D_{Q_1} 导通(如图中箭头所指),因此 Q_1 是零电流关断的。

图 6.14 给出了输出电流为 0.7A 和 2.5A 时的仿真波形,从中可以看出,主开关管均能实现零电流关断。在不同负载时,辅助电容的峰值电压不同,输出电流越大,峰值电压越高,如图中箭头所示,这是因为峰值电压等于辅助支路的特征阻抗 Z_a 与输入电流 I_i 的乘积。这样在主开关管开通时,辅助电感的电流刚好可以上升到输入电流,如图中圆圈所示,从而实现主开关管的零电流开通。因此在任意负载下均能实现主开关管的零电流开关。

6.5 改进型 ZCT PWM 变换器族及其优缺点

6.5.1 改进型 ZCT PWM 变换器族

改进型 Boost ZCT PWM 变换器的思路可能推广到所有 ZCT PWM 变换器,如图 6.15 所示。

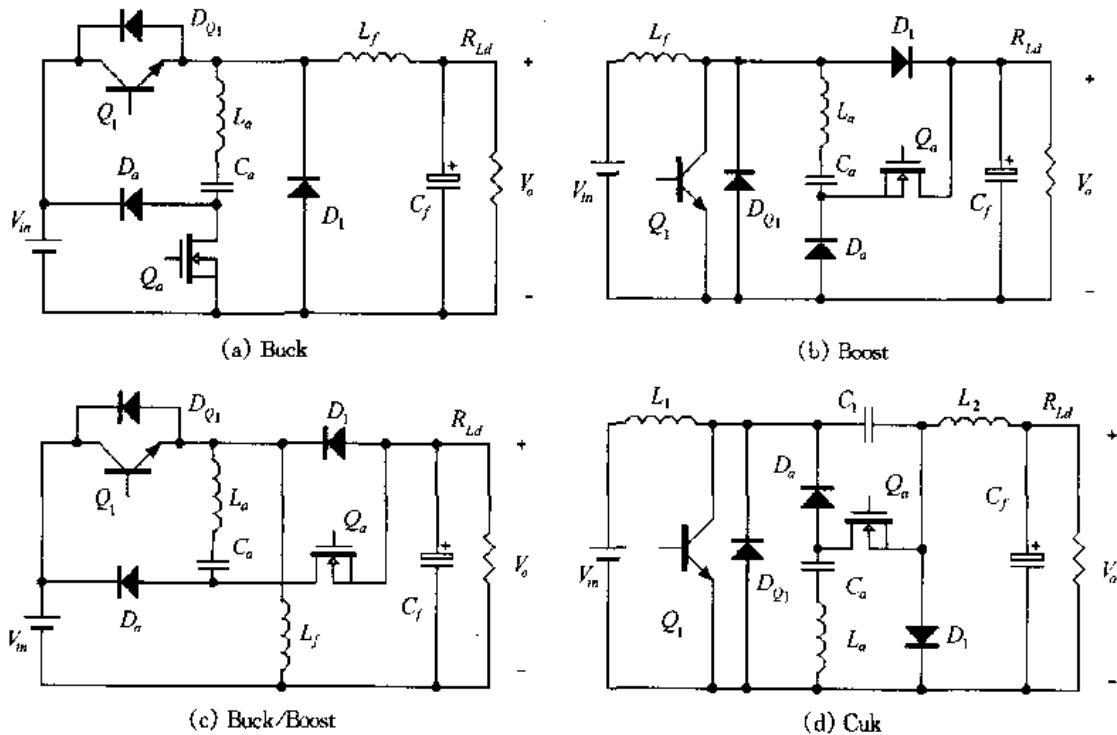


图 6.15 不隔离的单管改进型 ZCT PWM 变换器

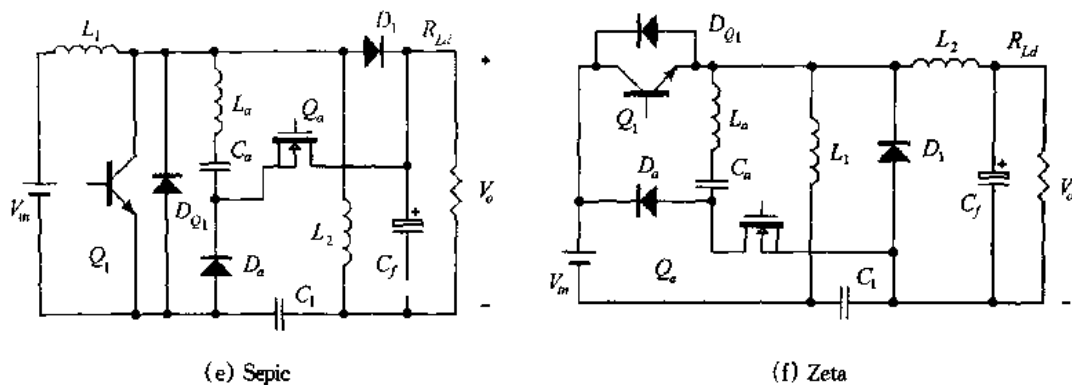


图 6.15(续)

6.5.2 改进型 ZCT PWM 变换器的优缺点

从上面的分析中可以知道该变换器的优点为：

- ① 在任意输入电压范围和负载范围内,均可实现主开关管的零电流开通和零电流关断；
- ② 辅助开关管工作在软开关状态；
- ③ 辅助电路工作时间很短,其损耗小；
- ④ 实现了恒频控制。

该变换器的缺点是在实现主开关管的零电流关断时,辅助电路谐振工作,其电流流过主开关管,主开关管中额外多增加了一个电流,其峰值电流较大。

本章小结

本章分析了 ZCT PWM 变换器的基本原理,讨论了它的参数设计,并将此思路推广到所有单管直流变换器,这种电路有以下优点：

- ① 在任意负载和规定的输入电压范围内均能实现主开关管的零电流关断。
- ② 辅助电路的能量可以随着负载的变化而自我调整。当负载较小或输入电压较高时, I_i 较小,辅助支路的能量则较小；当负载较大或输入电压较低时, I_i 较大,辅助支路中的能量则较大。因此,辅助电路工作在优化工作状态,有利于减小辅助电路的损耗。

其缺点是主开关管不能实现零电流开通,升压二极管存在反向恢复问题。

改进型 ZCT PWM 变换器在任意负载和规定的输入电压范围内均能实现主开关管的零电流开关,本章分析了它的基本原理,讨论了它的参数设计,并将此思路推广到所有单管直流变换器。

除了可以实现主开关管的零电流开关外,ZCT PWM 变换器和改进型 ZCT PWM 变换器与 ZVT PWM 变换器和改进型 ZVT PWM 变换器类似,有一个最大的特点,就是它的辅助网络与主功率电路相并联,而且辅助电路的工作不会增加主开关管的电压应力,主开关管的电压应力很小。这些优点使得它们适用于采用 IGBT 作为主开关管的中大功率场合,这时避免了 IGBT 的电流拖尾现象,从而可以大大提高开关频率。

第七章 正激变换器的磁复位技术和软开关双管正激变换器

7.1 引言

正激变换器具有电路结构简单、输入与输出电压隔离、可以多路输出等优点,广泛应用于中小功率变换场合。该变换器有一个固有的缺陷,就是它的变压器必须要磁复位,因此必须采取复位电路。正激变压器的磁复位的基本思路是:变压器原边绕组(或副边绕组)上的正向电压伏秒面积应该等于负向电压伏秒面积。

在第一章中,我们讨论了正激变换器的基本原理。为了使变压器磁复位,在变压器中加入一个复位绕组 W_3 (第三个绕组)。图 7.1 是它的主电路和主要波形,从中可以看出,变压器原边绕组的正、负电压伏秒面积是相等的。复位时,磁化电流流过复位绕组 W_3 。开关管的电压应力为 $V_Q = \left(1 + \frac{W_1}{W_3}\right) V_{in}$,在实际应用中,为了降低开关管的电压应力,同时尽量提高变换器的占空比 D_y ,一般使复位绕组的匝数与原边绕组匝数相同,这样变换器的占空比 $D_y < 0.5$,开关管的电压应力为 $V_Q = 2V_{in}$ 。

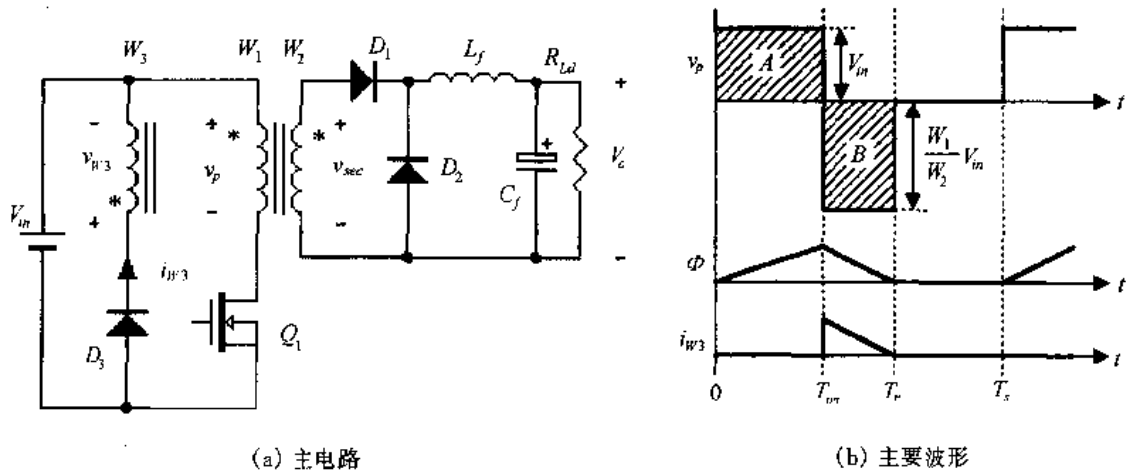


图 7.1 采用复位绕组的正激变换器

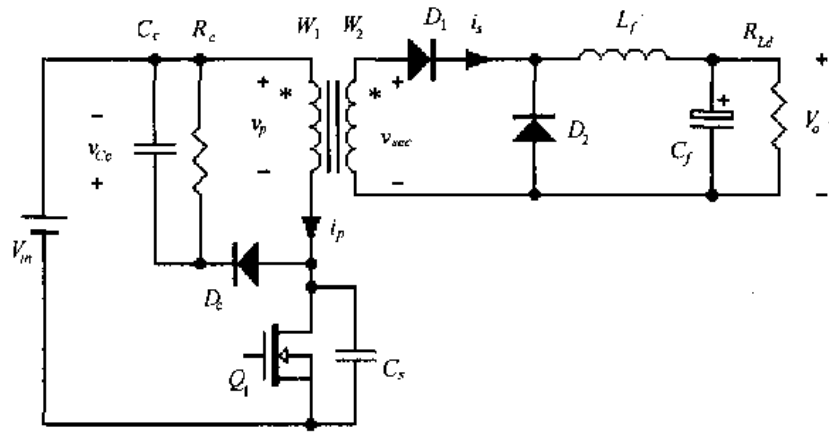
近年来关于正激变换器磁复位技术的研究很多,本章将讨论这些磁复位技术,包括 RCD 箝位技术, LCD 箝位技术,有源箝位技术和 ZVT 箝位技术。

7.2 RCD 箝位技术

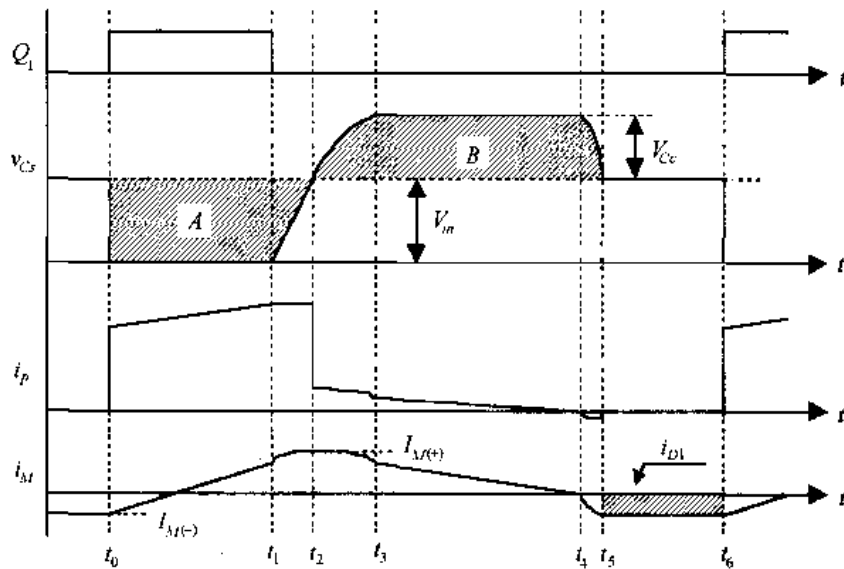
7.2.1 工作原理

采用复位绕组的正激变换器的变压器有三个绕组,为了减小开关管关断时的电压尖峰,复位绕组和原边绕组要紧密耦合,因此变压器的设计和制作比较复杂。为了简化变压器的设计与制作,在对成本要求十分严格,而对变换效率要求不高的电源中,一般采用

RCD箝位技术。在该变换器中,变压器只有两个绕组,不需要复位绕组,图 7.2 给出了 RCD 箝位的正激变换器的主电路及其主要波形。图中 C_c 是箝位电容, R_c 是箝位电阻, D_c 是箝位二极管。 C_s 是开关管 Q_1 的结电容, 变压器原副边匝比为 $K = W_1/W_2$ 。



(a) 主电路



(b) 主要波形

图 7.2 RCD 箝位的正激变换器

在一个开关周期 T_s 中,该变换器有六种开关状态,其等效电路如图 7.3 所示。在分析之前,作出如下假设:

- ① 所有开关管、二极管均为理想器件;
- ② L_f 足够大,在一个开关周期中,其电流基本保持不变,这样 L_f 和 C_f 以及负载电阻可以看成是一个电流为 I_o 的恒流源;
- ③ 箝位电容 C_c 足够大,其电压基本保持不变,可以看成电压为 V_{C_c} 的电压源。

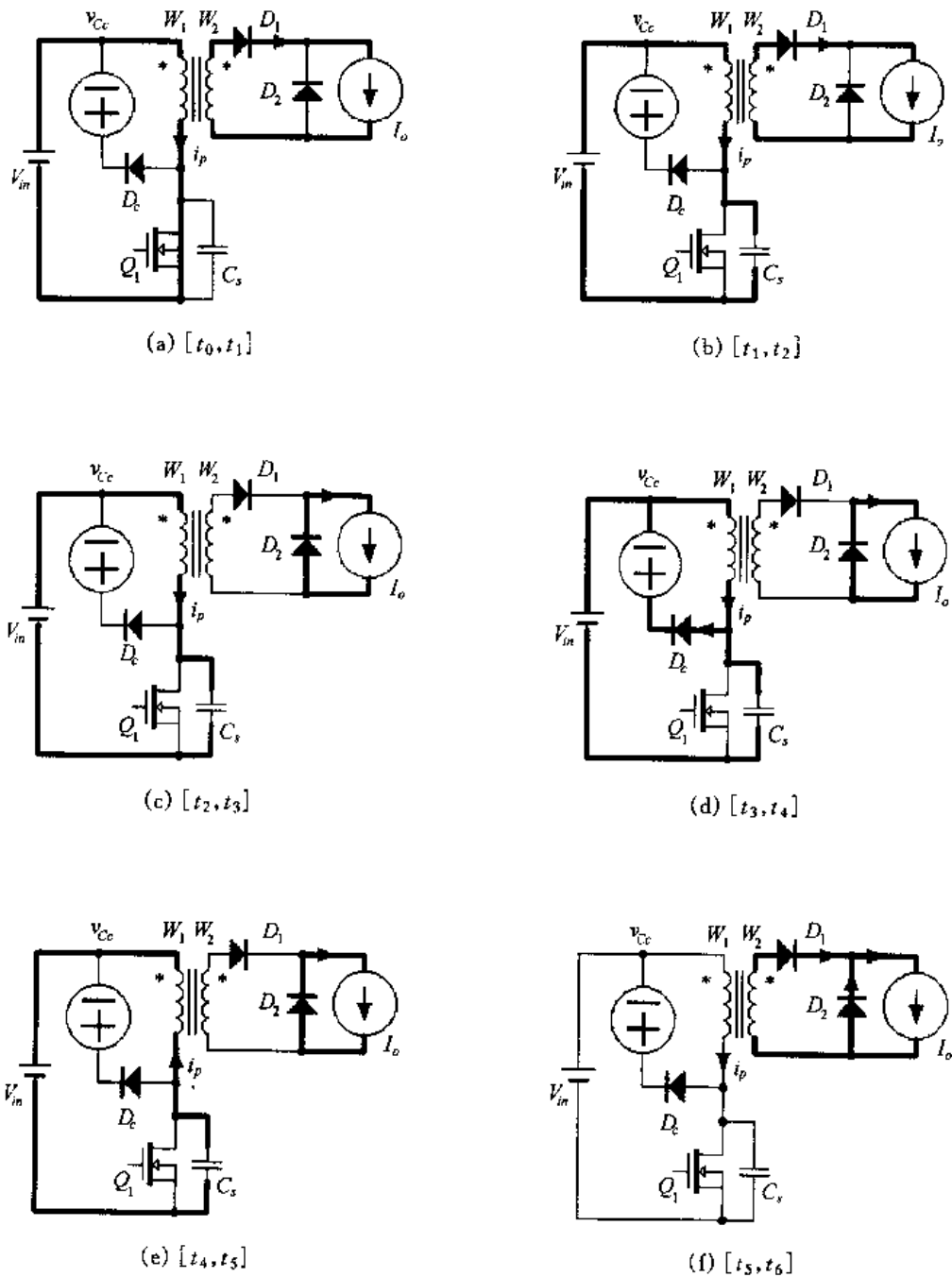


图 7.3 各开关模式的等效电路

1. 开关模式 1 $[t_0, t_1]$ [参考图 7.3(a)]

在 t_0 时刻前, 开关管 Q_1 上的电压为输入电压 V_{in} , 负载电流 I_o 流过续流二极管 D_2 。在 t_0 时刻, 开通开关管 Q_1 , D_2 关断。 Q_1 的结电容上的能量 $\frac{1}{2} C_s V_{in}^2$ 全部消耗在 Q_1 内部, 而且 D_2 关断时存在反向恢复电流, 因此 Q_1 是硬开通, 存在开通损耗。

Q_1 开通后, 负载电流 I_o 流经整流二极管 D_1 。变压器的原边电压为输入电压 V_{in} , 其励磁电流 i_M 从 $I_{M(-)}$ 开始线性上升, 即

$$i_M(t) = I_{M(-)} + \frac{V_{in}}{L_M}(t - t_0) \quad (7.1)$$

式中 L_M 为变压器原边励磁电感, $I_{M(-)}$ 为负向最大励磁电流, 其大小将在后面解释。

变压器原边电流 i_p 为折算到原边的负载电流和励磁电流之和, 即

$$i_p(t) = \frac{I_o}{K} + i_M(t) = \frac{I_o}{K} + I_{M(-)} + \frac{V_{in}}{L_M}(t - t_0) \quad (7.2)$$

在 t_1 时刻, 励磁电流为:

$$I_M(t_1) = I_{M(-)} + \frac{V_{in}}{L_M}(t_1 - t_0) = I_{M(-)} + \frac{V_{in}}{L_M}t_{01} \quad (7.3)$$

式中 t_{01} 是开关管 Q_1 的开通时间 T_{on} 。开关管 Q_1 的开关周期为 T_s , 占空比为 D_y , 那么有:

$$t_{01} = T_{on} = D_y T_s \quad (7.4)$$

2. 开关模态 2 [t_1, t_2] [参考图 7.3(b)]

在 t_1 时刻, 开关管 Q_1 关断, 整流管 D_1 继续导通, 此时折算到原边的负载电流 I_o/K 和励磁电流 i_M 同时给 Q_1 的结电容 C_s 充电。一般 $i_M \ll I_o/K$, 因此 C_s 的电压从零开始线性上升。

$$v_{Cs}(t) = \frac{1}{C_s} \cdot \frac{I_o}{K} \cdot (t - t_1) \quad (7.5)$$

由于 C_s 限制了 Q_1 上的电压上升率, 因此 Q_1 是零电压关断的。

在这段时间里, 励磁电流为:

$$i_M(t) = I_M(t_1) + \frac{V_{in}}{L_M}(t - t_1) - \frac{1}{2L_M C_s} \cdot \frac{I_o}{K} \cdot (t - t_1)^2 \quad (7.6)$$

在 t_2 时刻, C_s 的电压上升到输入电压 V_{in} , 开关模态 2 结束。它的持续时间为:

$$t_{12} = KC_s V_{in} / I_o \quad (7.7)$$

此时励磁电流达到正向最大值 $I_{M(+)}$ 。

$$I_{M(+)} = I_{M(-)} + \frac{V_{in}}{L_M} T_{on} + \frac{KC_s V_{in}^2}{2L_M I_o} \quad (7.8)$$

3. 开关模态 3 [t_2, t_3] [参考图 7.3(c)]

在这段时间里, 由于 C_s 的电压继续上升, 加在变压器原边绕组的电压为负向电压, 因此副边绕组的电压也为负, 整流管 D_1 关断, 负载电流经过续流二极管 D_2 续流。原边电流为励磁电流, 不再包括负载电流。这时励磁电感与结电容 C_s 谐振工作, 励磁电流从 $I_{M(+)}$ 开始减小, 结电容电压从 V_{in} 继续上升。

$$v_{Cs}(t) = V_{in} + I_{M(+)} Z_M \sin \omega_M (t - t_2) \quad (7.9)$$

$$i_p(t) = i_M(t) = I_{M(+)} \cos \omega_M (t - t_2) \quad (7.10)$$

式中 $Z_M = \sqrt{L_M / C_s}$, 是励磁电感与结电容的特征阻抗; $\omega_M = 1 / \sqrt{L_M C_s}$, 是励磁电感与结电容的谐振角频率。

在 t_3 时刻, 结电容电压上升到 $V_{in} + V_{Cc}$, 开关模态 3 结束。它的持续时间为:

$$t_{23} = \frac{1}{\omega_M} \sin^{-1} \left(\frac{V_{C_c}}{I_{M(+)} Z_M} \right) \quad (7.11)$$

此时励磁电流为:

$$I_p(t_3) = I_M(t_3) = I_{M(+)} \sqrt{1 - \left(\frac{V_{C_c}}{I_{M(+)} Z_M} \right)^2} \quad (7.12)$$

4. 开关模态 4 [t_3, t_4] [参考图 7.3(d)]

在这段时间里,励磁电流流经箝位二极管 D_c , 结电容电压被箝在 $V_{in} + V_{C_c}$, 负载电流继续经续流管 D_2 续流。此时加在变压器原边绕组上的电压为 $-V_{C_c}$, 励磁电流线性减小。

$$i_M(t) = I_M(t_3) - \frac{V_{C_c}}{L_M} (t - t_3) \quad (7.13)$$

在 t_4 时刻,励磁电流下降到零,开关模态 4 结束。它的持续时间为:

$$t_{34} = L_M I_M(t_3) / V_{C_c} \quad (7.14)$$

5. 开关模态 5 [t_4, t_5] [参考图 7.3(e)]

在此开关模态中,箝位管 D_c 自然截止。结电容 C_s 开始放电,励磁电流从零开始反向增加。

$$i_M(t) = \frac{V_{C_c}}{Z_M} \sin \omega_M (t - t_4) \quad (7.15)$$

$$v_{C_s}(t) = V_{in} + V_{C_c} \cos \omega_M (t - t_4) \quad (7.16)$$

当结电容电压下降到输入电压 V_{in} 时,开关模态 5 结束。它的持续时间为:

$$t_{45} = \frac{1}{4} T_M = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_M C_s} \quad (7.17)$$

此时励磁电流达到负向最大值为:

$$I_{M(-)} = -V_{C_c} / Z_M \quad (7.18)$$

6. 开关模态 6 [t_5, t_6] [参考图 7.3(f)]

在此开关模态中,结电容电压有继续下降的趋势,这时原边绕组电压将会为正,同样副边绕组电压也为正,使整流二极管 D_1 导通。由于原边电流很小,不足以提供负载电流,因此续流管 D_2 继续导通。也就是说,这段时间 D_1 和 D_2 同时导通,这样将副边绕组电压箝在零位,因此原边绕组电压也为零。变压器励磁电流保持为 $I_{M(-)}$ 不变,流经整流二极管 D_1 , 原边绕组电流为零,即 $i_p = 0$ 。根据变压器的原副边电流关系,整流二极管 D_1 的电流为:

$$i_{D1}(t) = -K I_{M(-)} = K V_{C_c} / Z_M \quad (7.19)$$

整流二极管 D_2 的电流为:

$$i_{D2}(t) = I_o - i_{D1} = I_o - \frac{K V_{C_c}}{Z_M} \quad (7.20)$$

在 t_6 时刻, 开通开关管 Q_1 , 开始下一个开关周期。

7.2.2 参数设计

根据上面的分析, 我们来讨论变换器的参数设计和选择。

1. 箝位电压 V_{C_c} 的计算

为了保证变压器能够磁复位, 原边绕组所加正负电压伏秒面积必须相等。由于开关模态 2、3 和 5 的时间相对于开关模态 1 和 4 来说很短, 为了简化分析, 这里将其忽略, 那么有:

$$V_{C_c} = \frac{V_{in} D_y}{1 - D_y} = \frac{KV_o}{1 - D_y} \quad (7.21)$$

在输入电压最低时, 占空比最大, 此时用于给变压器磁复位的时间最短。为了能够在最短的时间内完成磁复位, 那么箝位电压的最大值 $V_{C_{cmax}}$ 为:

$$V_{C_{cmax}} = \frac{KV_o}{1 - D_{y_{max}}} \quad (7.22)$$

开关管 Q_1 关断时所承受的电压为:

$$V_{Q1} = V_{in} + V_{C_c} = \frac{KV_o}{D_y(1 - D_y)} \quad (7.23)$$

在正激变换器中, 一般取 $D_{y_{max}} = 0.5$ 。从式(7.23)中可以看出, 输入电压 V_{in} 越高, D_y 越小, 那么 V_{Q1} 越高。也就是说, 在输入电压最高时, 开关管 Q_1 所承受的电压应力最高。如果输入电压 V_{in} 的范围为 $40 \sim 60V$, 当 $V_{in} = 40V$ 时, $D_y = 0.5$, 那么当 $V_{in} = 60V$ 时, $D_y = 0.33$, 此时, $V_{Q1_{max}} = 90V$ 。而采用复位绕组复位时, 开关管 Q_1 所承受的最大电压应力为 $V_{Q1_{max}} = 2 \times 60V = 120V$ 。因此 RCD 箝位技术与采用复位绕组相比, 开关管 Q_1 所承受的最大电压应力要小。

二极管 D_1 和 D_2 关断时所承受的电压为:

$$V_{D1} = V_{D2} = \frac{V_o}{D_y(1 - D_y)} \quad (7.24)$$

2. 箝位电阻 R_c 的选取

在 t_2 时刻, 变压器的励磁能量最大, 为 $E_M = \frac{1}{2} L_M I_{M(+)}^2$ 。在开关模态 3 中, 有一部分励磁能量转移到结电容中, 这部分能量为:

$$E_{trans} = \frac{1}{2} C_s (V_{in} + V_{C_c})^2 - \frac{1}{2} C_s V_{in}^2 = \frac{1}{2} C_s V_{C_c}^2 + C_s V_{in} V_{C_c} \quad (7.25)$$

剩下的励磁能量在开关模态 4 中全部消耗在箝位网络中, 也就是消耗在箝位电阻上。如果考虑变压器的漏感能量, 漏感能量也消耗在箝位电阻上, 那么有下式:

$$\frac{V_{C_c}^2}{R_c} = \frac{1}{2} f_s L_M I_{M(+)}^2 - f_s \left(\frac{1}{2} C_s V_{C_c}^2 + C_s V_{in} V_{C_c} \right) + \frac{1}{2} f_s L_{lk} \left(\frac{I_o}{K} \right)^2 \quad (7.26)$$

将式(7.8)和(7.18)代入上式, 并且忽略式(7.8)右边的最后一项, 那么有:

$$R_c = \frac{2V_{C_c}^2}{\frac{(KV_o)^2}{L_M f_s} - 2 \frac{KV_o V_{C_c}}{\sqrt{L_M/C_s}} - 2f_s C_s V_o V_{C_c} - f_s L_{lk} \left(\frac{I_o}{K}\right)^2} \quad (7.27)$$

3. 箝位电容 C_c 的选取

在开关模态 4 中,箝位二极管 D_c 导通,励磁电流给箝位电容 C_c 充电。在其他时间里, D_c 截止,箝位电容 C_c 通过箝位电阻 R_c 放电,放电速率为 V_{C_c}/R_c 。那么箝位电容电压的脉动可估算为:

$$\Delta V_{C_c} = \frac{V_{C_c}}{R_c C_c} (T_s - t_{34}) \quad (7.28)$$

由于开关管的结电容 C_s 较小,一般可取 $t_{34} = (1 - D_y) T_s$,因此上式可简化为:

$$\Delta V_{C_c} = \frac{D_y V_{C_c}}{f_s R_c C_c} \quad (7.29)$$

如果箝位电容电压的脉动率为 5%,而取 $D_{y\max} = 0.5$,那么箝位电容 C_c 的大小为:

$$C_c = \frac{10}{f_s R_c} \quad (7.30)$$

4. 外加电容 C_{ext} 的选取

从式(7.26)中可以发现,结电容 C_s 越大,箝位网络上的损耗 $V_{C_c}^2/R_c$ 越小。由于开关管的结电容是由开关管自身决定的,为了减小箝位网络上的损耗,可以给开关管外加一个并联电容 C_{ext} ,外加电容还可以减小开关管的关断损耗。但是外加电容增加了开关管的容性开通损耗,因此外加电容的选取要折衷考虑。

7.2.3 采用 RCD 箝位技术的正激变换器的优缺点

从上面的分析可以看出,RCD 箝位的正激变换器的优点是:

- ①主开关管的结电容使变压器双向磁化,但结电容一般很小,变压器的反向磁化电流 $I_{M(-)}$ 也很小,因此变换器的最大占空比为 0.5;
- ②开关管的电压应力比采用复位绕组时低;
- ③电路结构简单,成本低廉。

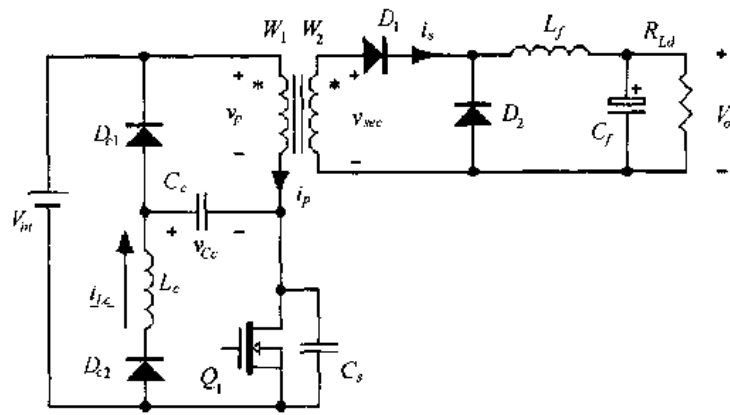
它的缺点是:部分励磁能量消耗在箝位网络中,同时开关管是硬开通的,存在开通损耗。因此该变换器适用于对效率要求不高,但对成本要求严格的小容量应用场合。

7.3 LCD 箝位技术

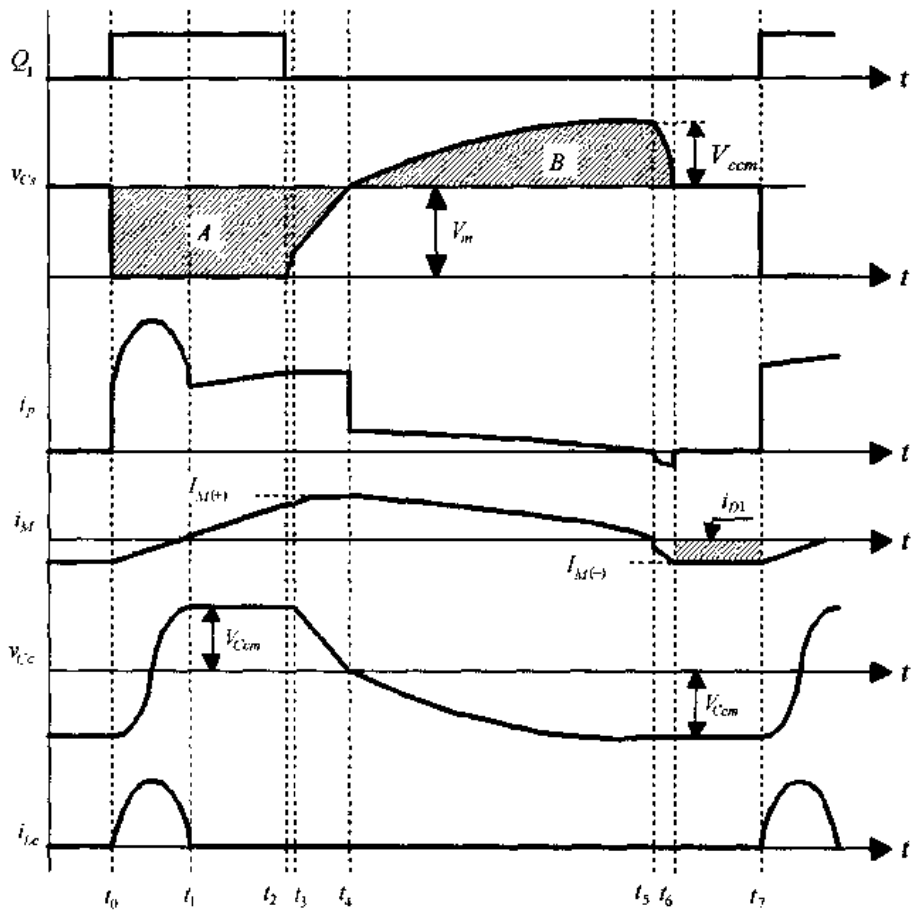
7.3.1 工作原理

由于 RCD 箝位技术存在损耗,为了消除箝位网络的损耗,本节介绍一种 LCD 箝位技术。该箝位网络由两只箝位二极管 D_{c1} 和 D_{c2} 、一个箝位电感 L_c 和一个箝位电容 C_c 组成。由于箝位网络中不存在电阻,因此该网络是无损的。图 7.4 给出了 LCD 箝位的正激变换器的主要电路及其主要波形, C_s 是开关管 Q_1 的结电容,变压器原副边匝比为 $K =$

W_1/W_2



(a) 主电路



(b) 主要波形

图 7.4 LCD 斩位的正激变换器

在一个开关周期 T_s 中,该变换器有六种开关状态,其等效电路如图 7.5 所示。在分析之前,作出如下假设:

① 所有开关管、二极管均为理想器件；

② L_f 足够大, 在一个开关周期中, 其电流基本保持不变, 这样 L_f 和 C_f 以及负载电阻可以看成是一个电流为 I_o 的恒流源。

1. 开关模态 1 [t_0, t_1] [参考图 7.5(a)]

在 t_0 时刻之前, 开关管 Q_1 上的电压为输入电压 V_{in} , 箝位电容电压为 $-V_{Ccm}$, 其大小后面将会解释, 但这里假设 $V_{Ccm} < V_{in}$, 箝位电感电流为零。在 t_0 时刻, 开通开关管 Q_1 , 其结电容上的能量 $\frac{1}{2} C_s V_{in}^2$ 全部消耗在 Q_1 内部, 而且 D_2 关断时存在反向恢复电流, 因此与 RCD 箝位技术一样, Q_1 也是硬开通, 存在开通损耗。

Q_1 开通后, 负载电流 I_o 流经整流二极管 D_1 。变压器的原边电压为输入电压 V_{in} , 其励磁电流 i_M 从 $I_{M(-)}$ 开始线性上升, 即

$$i_M(t) = I_{M(-)} + \frac{V_{in}}{L_M}(t - t_0) \quad (7.31)$$

式中 L_M 为变压器原边励磁电感, $I_{M(-)}$ 为负向最大励磁电流, 其大小将在后面解释。

变压器原边电流 i_p 为折算到原边的负载电流和励磁电流之和, 即

$$i_p(t) = \frac{I_o}{K} + i_M(t) = \frac{I_o}{K} + I_{M(-)} + \frac{V_{in}}{L_M}(t - t_0) \quad (7.32)$$

在这段时间里, 箝位电容 C_c 通过开关管 Q_1 和箝位二极管 D_{c2} 与箝位电感 L_c 谐振工作。箝位电感电流和箝位电容电压分别为:

$$v_{C_c}(t) = -V_{Ccm} \cos \omega_c(t - t_0) \quad (7.33)$$

$$i_{L_c}(t) = \frac{V_{Ccm}}{Z_c} \sin \omega_c(t - t_0) \quad (7.34)$$

式中 $Z_c = \sqrt{L_c/C_c}$, 是箝位电感与箝位电容的特征阻抗; $\omega_c = 1/\sqrt{L_c C_c}$, 是箝位电感与箝位电容的谐振角频率; $T_c = 2\pi \sqrt{L_c C_c}$, 是箝位电感与箝位电容的谐振周期。

经过 $\frac{1}{2} T_c$, 达到 t_1 时刻, 箝位电感电流为零, 箝位电容电压从 $-V_{Ccm}$ 变为 V_{Ccm} , 箝位二极管 D_{c2} 自然关断。

开关模态 1 的持续时间为:

$$t_{01} = \frac{1}{2} T_c \quad (7.35)$$

在这段时间里, 箝位电感的最大电流为 $I_{L_{cmax}} = V_{Ccm}/Z_c$, 开关管 Q_1 流过的电流为折算到原边的负载电流、励磁电流和箝位电感电流之和, 如果忽略励磁电流, 那么 Q_1 的最大电流为:

$$I_{Q1max} = \frac{I_o}{K} + \frac{V_{Ccm}}{Z_c} \quad (7.36)$$

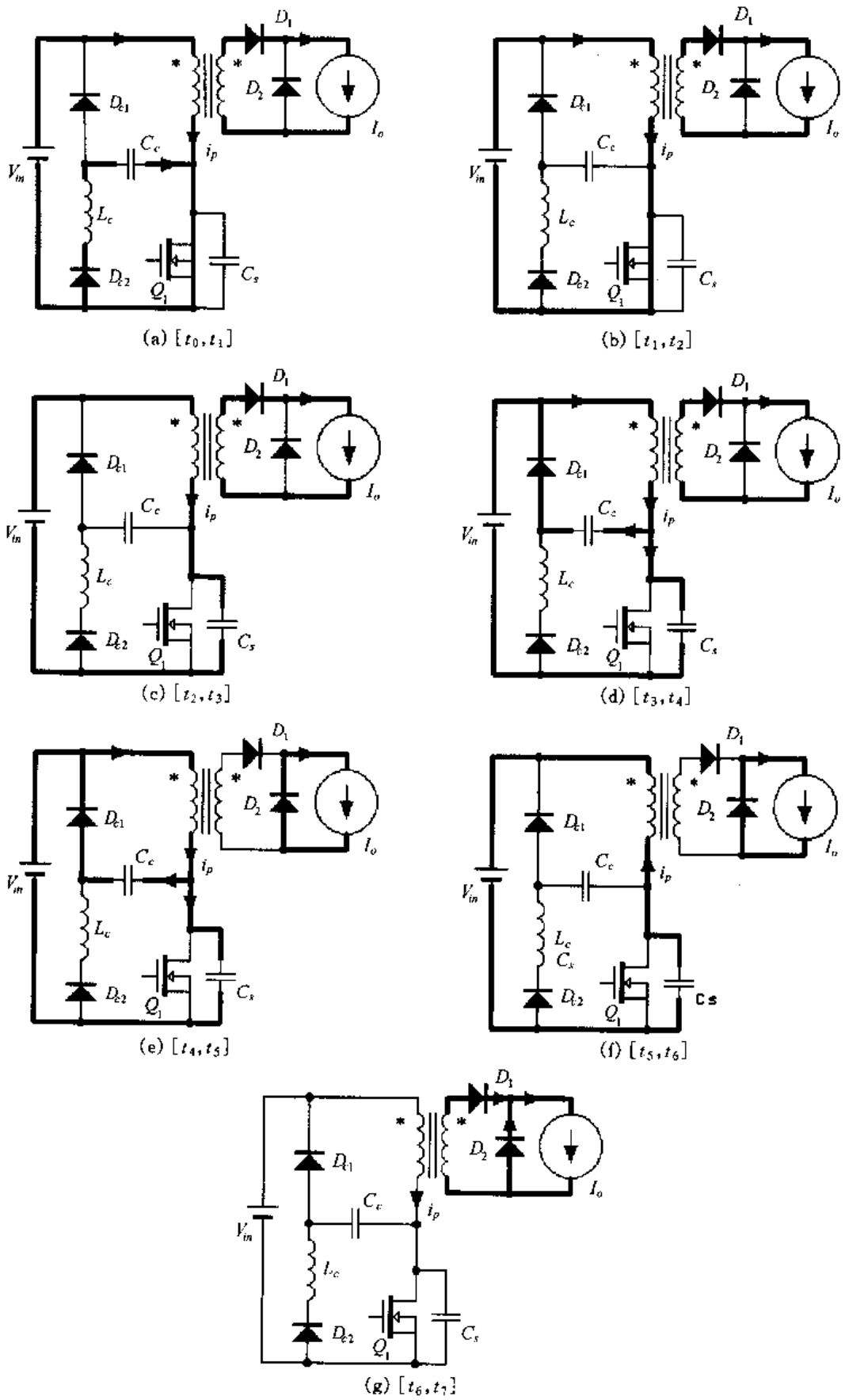


图 7.5 各开关模式的等效电路

2. 开关模态 2 [t_1, t_2] [参考图 7.5(b)]

在此开关模态中,除了箝位网络停止工作以外,其他的工作情况与开关模态 1 完全一样。在 t_2 时刻,开关管 Q_1 关断。此时励磁电流为:

$$I_M(t_2) = I_{M(-)} + \frac{V_{in}}{L_M} t_{02} \quad (7.37)$$

式中 t_{02} 是开关管 Q_1 的导通时间 T_{on} 。 Q_1 的开关周期为 T_s , 占空比为 D_y , 那么有:

$$t_{02} = T_{on} = D_y T_s \quad (7.38)$$

3. 开关模态 3 [t_2, t_3] [参考图 7.5(c)]

在 t_2 时刻,开关管 Q_1 关断,整流管 D_1 继续导通,此时折算到原边的负载电流 I_o/K 和励磁电流 i_M 给结电容 C_s 充电。一般 $i_M \ll I_o/K$, 这里可以忽略,因此 C_s 的电压从零开始线性上升。

$$v_{C_s}(t) = \frac{1}{C_s} \cdot \frac{I_o}{K} \cdot (t - t_2) \quad (7.39)$$

在 t_3 时刻, C_s 的电压上升到输入电压 $V_{in} - V_{Ccm}$, 开关模态 3 结束。它的持续时间为:

$$t_{23} = K C_s (V_{in} - V_{Ccm}) / I_o \quad (7.40)$$

由于开关模态 3 时间很短,可以认为励磁电流基本不变,依然为 $I_M(t_2)$ 。

4. 开关模态 4 [t_3, t_4] [参考图 7.5(d)]

在 t_3 时刻,箝位二极管 D_{c1} 导通,折算到原边的负载电流 I_o/K 和励磁电流 i_M 继续给结电容 C_s 充电,同时箝位电容 C_c 被放电。忽略 i_M , 那么 C_s 的电压从 $V_{in} - V_{Ccm}$ 继续线性上升, C_c 的电压线性降低。

$$v_{C_s}(t) = V_{in} - V_{Ccm} + \frac{1}{C_s + C_c} \cdot \frac{I_o}{K} \cdot (t - t_3) \quad (7.41)$$

$$v_{C_c}(t) = V_{Ccm} - \frac{1}{C_s + C_c} \cdot \frac{I_o}{K} \cdot (t - t_3) \quad (7.42)$$

在这段时间里,励磁电流为:

$$i_M(t) = I_M(t_2) + \frac{V_{Ccm}}{L_M} (t - t_3) - \frac{1}{2L_M(C_s + C_c)} \cdot \frac{I_o}{K} \cdot (t - t_3)^2 \quad (7.43)$$

在 t_4 时刻, C_s 的电压上升到输入电压 V_{in} , 同时箝位电容电压为零,开关模态 4 结束。它的持续时间为:

$$t_{34} = K(C_s + C_c) V_{Ccm} / I_o \quad (7.44)$$

此时励磁电流达到正向最大值 $I_{M(+)}$ 。

$$I_{M(+)} = I_{M(-)} + \frac{V_{in}}{L_M} T_{on} + \frac{K(C_s + C_c) V_{Ccm}^2}{2L_M I_o} \quad (7.45)$$

在开关模态 3 和 4 中, C_s 和 C_c 限制了 Q_1 的电压上升率,因此 Q_1 是零电压关断。

5. 开关模态 5 [t_4, t_5] [参考图 7.5(e)]

在这段时间里, C_s 的电压继续上升,同时 C_c 被继续放电,加在变压器原边绕组的电

压为负向电压,因此副边绕组的电压也为负,整流管 D_1 关断,负载电流经过续流二极管 D_2 续流。那么原边电流为励磁电流,不再包括负载电流。这时励磁电感与 C_s 和 C_c 谐振工作,励磁电流从 $I_{M(+)}$ 开始减小,结电容电压从 V_{in} 继续上升。

$$v_{C_s}(t) = V_{in} + I_{M(+)} Z_{M1} \sin \omega_{M1}(t - t_4) \quad (7.46)$$

$$v_{C_c}(t) = -I_{M(+)} Z_{M1} \sin \omega_{M1}(t - t_4) \quad (7.47)$$

$$i_p(t) = i_M(t) = I_{M(+)} \cos \omega_{M1}(t - t_4) \quad (7.48)$$

式中 $Z_{M1} = \sqrt{L_M / (C_s + C_c)}$, 是励磁电感与结电容和箝位电容的特征阻抗; $\omega_{M1} = 1 / \sqrt{L_M (C_s + C_c)}$, 是励磁电感与结电容和箝位电容的谐振角频率; $T_{M1} = 2\pi \sqrt{L_M (C_s + C_c)}$, 是励磁电感与结电容和箝位电容的谐振周期。

经过 $\frac{1}{4} T_{M1}$, 达到 t_5 时刻, 励磁电流减小到零, 箝位电容电压达到负向最大值 $-V_{C_{cm}}$, 箝位二极管 D_{c1} 自然关断, 结电容电压上升到 $V_{in} + V_{C_{cm}}$ 。

$$V_{C_{cm}} = I_{M(+)} Z_{M1} \quad (7.49)$$

开关模态 5 的持续时间为:

$$t_{45} = \frac{1}{4} T_{M1} \quad (7.50)$$

6. 开关模态 6 [t_5, t_6] [参考图 7.5(f)]

在此开关模态中, 箝位网络停止工作, 结电容 C_c 开始放电, 励磁电流从零开始反向增加。

$$i_M(t) = -\frac{V_{C_{cm}}}{L_{M2}} \sin \omega_{M2}(t - t_5) \quad (7.51)$$

$$v_{C_s}(t) = V_{in} + V_{C_{cm}} \cos \omega_{M2}(t - t_5) \quad (7.52)$$

式中 $Z_{M2} = \sqrt{L_M / C_s}$, 是励磁电感与结电容的特征阻抗; $\omega_{M2} = 1 / \sqrt{L_M C_s}$, 是励磁电感与结电容的谐振角频率; $T_{M2} = 2\pi \sqrt{L_M C_s}$, 是励磁电感与结电容的谐振周期。

当结电容电压下降到输入电压 V_{in} 时, 开关模态 6 结束。它的持续时间为:

$$t_{56} = \frac{1}{4} T_{M2} \quad (7.53)$$

此时励磁电流达到负向最大值为:

$$I_{M(-)} = -\frac{V_{C_{cm}}}{Z_{M2}} \quad (7.54)$$

7. 开关模态 7 [t_6, t_7] [参考图 7.5(g)]

在此开关模态中, 结电容电压有继续下降的趋势, 那么原边绕组电压将会为正, 同样副边绕组电压也变为正, 使整流二极管 D_1 导通。由于原边电流很小, 不足以提供负载电流, 因此续流管 D_2 继续导通。在这段时间里, D_1 和 D_2 同时导通, 将副边绕组箝在零位, 因此原边绕组电压也为零。变压器励磁电流保持为 $I_{M(-)}$ 不变, 流经整流二极管 D_1 , 原边绕组电流为零, 即 $i_p = 0$ 。根据变压器的原副边电流关系, 整流二极管 D_1 的电流为:

$$i_{D1} = -K I_{M(-)} = \frac{K V_{C_{cm}}}{Z_{M2}} \quad (7.55)$$

整流二极管 D_2 的电流为:

$$i_{D2} = I_o - i_{D1} = I_o - \frac{KV_{Ccm}}{Z_{M2}} \quad (7.56)$$

在 t_7 时刻, 开通开关管 Q_1 , 开始下一个开关周期。

上面讨论的是 $V_{Ccm} < V_{in}$ 时的情况, 如果变压器的漏感能量和励磁能量较大, 有可能出现 $V_{Ccm} > V_{in}$ 的情况, 这时变换器的工作方式略有不同, 文献[25,26]对此进行了分析, 本书不作讨论。

7.3.2 参数设计

根据上面的分析, 我们来讨论变换器的参数设计。

为了完成变压器的磁复位, 必须满足下式:

$$t_{45} = \frac{1}{4} T_{M1} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_M(C_s + C_c)} < (1 - D_{y\max}) T_s \quad (7.57)$$

式中 $D_{y\max}$ 是变换器的最大占空比。

那么有:

$$C_c < \frac{(1 - D_{y\max})^2 T_s^2}{L_M \pi^2} - C_s \quad (7.58)$$

为了使箝位电感和箝位电容完成谐振过程, 必须有:

$$t_{01} = \frac{1}{2} T_c = \pi \sqrt{L_c C_c} < D_{y\min} T_s \quad (7.59)$$

式中 $D_{y\min}$ 是变换器的最小占空比。

那么有:

$$L_c < \frac{D_{y\min}^2 T_s^2}{C_c \pi^2} \quad (7.60)$$

在选择 L_c 和 C_c 时, 尽量提高 L_c 和 C_c 的比值, 即提高特征阻抗 Z_c , 以减小箝位电感的峰值电流。这样可减小开关管 Q_1 的通态损耗。

7.3.3 采用 LCD 箝位技术的正激变换器的优缺点

从上面的分析可以看出, LCD 箝位的正激变换器的优点是:

- ①主开关管的结电容使变压器双向磁化, 但结电容一般很小, 变压器的反向磁化电流 $I_{M(-)}$ 也很小, 因此变换器的最大占空比为 0.5;
- ②开关管的电压应力比采用复位绕组时低;
- ③箝位网络是无损耗的, 励磁能量和漏感能量全部回馈到电网中去了。

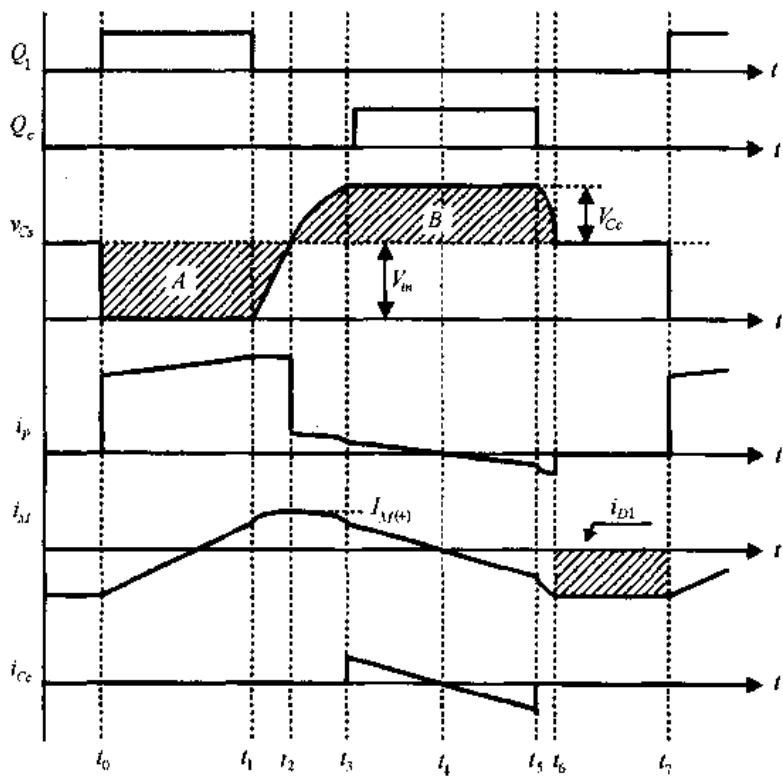
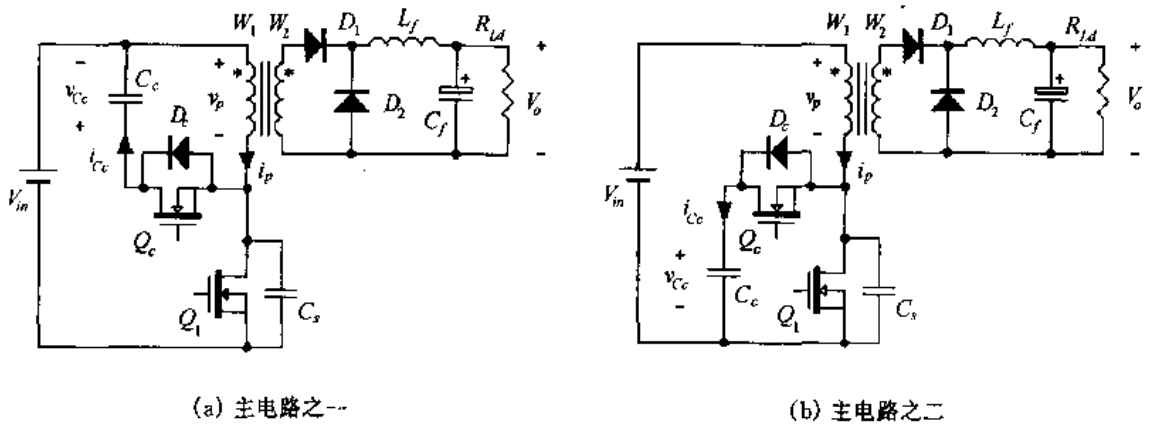
它的缺点是箝位元件在谐振时峰值电流较大, 这个电流流过开关管 Q_1 , 增加了 Q_1 的电流定额和通态损耗。同时, 开关管是硬开通的, 存在开通损耗。

7.4 有源箝位技术

7.4.1 工作原理

LCD 箝位技术增加了开关管的电流定额和通态损耗, 有源箝位 (Active clamp) 技术则

不存在这个问题。有源箝位网络由箝位开关管 Q_c 和箝位电容 C_c 组成, D_c 是 Q_c 的反并二极管。根据箝位电容 C_c 的位置不同, 有源箝位正激变换器有两种拓扑方式, 如图 7.6 所示。它们的工作原理基本是一样的, 本节以图 7.6(a) 的拓扑为例来讨论它的工作原理。图中 C_s 是开关管 Q_1 的结电容, 变压器原副边匝比为 $K = W_1/W_2$ 。图 7.6(c) 给出了该变换器的主要波形。



(c) 主要波形

图 7.6 有源箝位的正激变换器

在一个开关周期 T_s 中, 该变换器有七种开关模式, 其等效电路如图 7.7 所示。在分析之前, 作出如下假设:

- ① 所有开关管、二极管均为理想器件;
- ② L_f 足够大, 在一个开关周期中, 其电流基本保持不变, 这样 L_f 和 C_f 以及负载电阻可以看成是一个电流为 I_o 的恒流源;

③ 箝位电容 C_c 足够大,其电压基本保持不变,可以看成电压为 V_{Cc} 的电压源。

本变换器的开关模式 1 到开关模式 3 的工作情况与 7.2 节中 RCD 箝位正激变换器的开关模式 1 到开关模式 3 完全一样,为了本节的完整性,这里重新给出。

1. 开关模式 1 [t_0, t_1] [参考图 7.7(a)]

在 t_0 时刻之前,开关管 Q_1 上的电压为输入电压 V_{in} 。在 t_0 时刻,开通开关管 Q_1 。与 RCD 箝位技术和 LCD 箝位技术一样,开关管 Q_1 是硬开通,存在开通损耗。

Q_1 开通后,负载电流 I_o 流经整流二极管 D_1 。变压器的原边电压为输入电压 V_{in} ,其励磁电流 i_M 从 $I_{M(-)}$ 开始线性上升,即

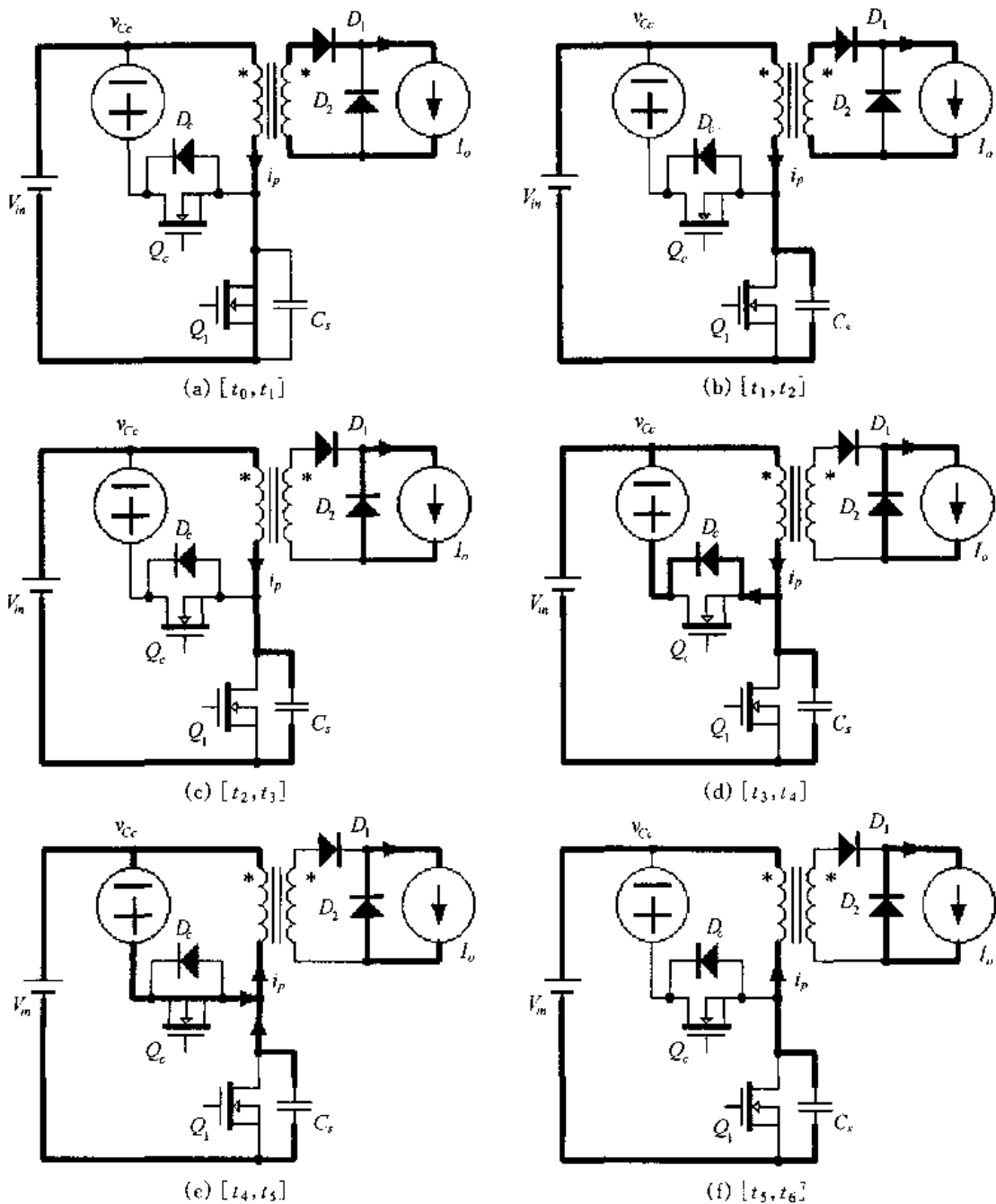


图 7.7 各开关模式的等效电路

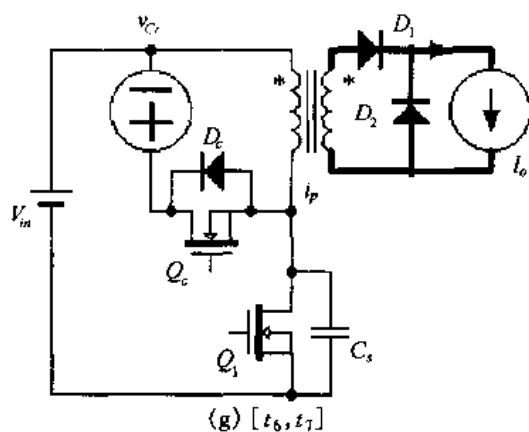


图 7.7(续)

$$i_M(t) = I_{M(-)} + \frac{V_{in}}{L_M}(t - t_0) \quad (7.61)$$

式中 L_M 为变压器原边励磁电感, $I_{M(-)}$ 为负向最大励磁电流, 其大小将在后面解释。

变压器原边电流 i_p 为折算到原边的负载电流和励磁电流之和, 即

$$i_p(t) = \frac{I_o}{K} + i_M(t) = \frac{I_o}{K} + I_{M(-)} + \frac{V_{in}}{L_M}(t - t_0) \quad (7.62)$$

在 t_1 时刻, 励磁电流为:

$$I_M(t_1) = I_{M(-)} + \frac{V_{in}}{L_M}t_{01} \quad (7.63)$$

式中 t_{01} 是开关管 Q_1 的开通时间 T_{on} 。开关管 Q_1 的开关周期为 T_s , 占空比为 D_y , 那么有:

$$t_{01} = T_{on} = D_y T_s \quad (7.64)$$

2. 开关模式 2 [t_1, t_2] [参考图 7.7(b)]

在 t_1 时刻, 开关管 Q_1 关断, 整流管 D_1 继续导通, 此时折算到原边的负载电流 I_o/K 和励磁电流 i_M 同时给 Q_1 的结电容 C_s 充电。一般 $i_M \ll I_o/K$, 因此 C_s 的电压从零开始线性上升。

$$v_{Cs}(t) = \frac{1}{C_s} \cdot \frac{I_o}{K} \cdot (t - t_1) \quad (7.65)$$

由于 C_s 限制了 Q_1 上的电压上升率, 因此 Q_1 是零电压关断的。

在这段时间里, 励磁电流为:

$$i_M(t) = I_M(t_1) + \frac{V_{in}}{L_M}(t - t_1) - \frac{1}{2L_M C_s} \cdot \frac{I_o}{K} (t - t_1)^2 \quad (7.66)$$

在 t_2 时刻, C_s 的电压上升到输入电压 V_{in} , 开关模式 2 结束。它的持续时间为:

$$t_{12} = KC_s V_{in} / I_o \quad (7.67)$$

此时励磁电流达到正向最大值 $I_{M(+)}$ 。

$$I_{M(+)} = I_{M(-)} + \frac{V_{in}}{L_M} T_{on} + \frac{KC_s V_{in}^2}{2L_M I_o} \quad (7.68)$$

3. 开关模态 3 [t_2, t_3] [参考图 7.7(c)]

在这段时间里,由于 C_s 的电压继续上升,加在变压器原边绕组的电压为负向电压,因此副边绕组的电压也为负,整流管 D_1 关断,负载电流经过续流二极管 D_2 续流。原边电流为励磁电流,不再包括负载电流。这时励磁电感与结电容 C_s 谐振工作,励磁电流从 $I_{M(+)}$ 开始减小,结电容电压从 V_{in} 继续上升。

$$v_{Cs}(t) = V_{in} + I_{M(+)}Z_M \sin \omega_M(t - t_2) \quad (7.69)$$

$$i_p(t) = i_M(t) = I_{M(+)} \cos \omega_M(t - t_2) \quad (7.70)$$

式中 $Z_M = \sqrt{L_M/C_s}$, 是励磁电感与结电容的特征阻抗; $\omega_M = 1/\sqrt{L_M C_s}$, 是励磁电感与结电容的谐振角频率。

在 t_3 时刻,结电容电压上升到 $V_{in} + V_{C_c}$, 开关模态 3 结束。它的持续时间为:

$$t_{23} = \frac{1}{\omega_M} \sin^{-1} \left(\frac{V_{C_c}}{I_{M(+)}Z_M} \right) \quad (7.71)$$

此时励磁电流为:

$$I_p(t_3) = I_M(t_3) = I_{M(+)} \sqrt{1 - \left(\frac{V_{C_c}}{I_{M(+)}Z_M} \right)^2} \quad (7.72)$$

4. 开关模态 4 [t_3, t_4] [参考图 7.7(d)]

在 t_3 时刻,结电容电压上升到 $V_{in} + V_{C_c}$ 时,箝位二极管 D_c 导通。励磁电流流经箝位二极管 D_c , 结电容电压被箝在 $V_{in} + V_{C_c}$, 负载电流继续流经续流管 D_2 。此时加在变压器原边绕组上的电压为 $-V_{C_c}$, 励磁电流线性减小。

$$i_M(t) = I_M(t_3) - \frac{V_{C_c}}{L_M}(t - t_3) \quad (7.73)$$

由于箝位管 D_c 导通,将箝位开关管 Q_c 的电压箝在零位,这时可以零电压开通 Q_c 。

在 t_4 时刻,励磁电流下降到零,开关模态 4 结束。它的持续时间为:

$$t_{34} = L_M I_M(t_3) / V_{C_c} \quad (7.74)$$

5. 开关模态 5 [t_4, t_5] [参考图 7.7(e)]

在此开关模态中,箝位管 D_c 自然截止。励磁电流开始经过箝位开关管 Q_c 反向流动。

$$i_M(t) = -\frac{V_{C_c}}{L_M}(t - t_4) \quad (7.75)$$

当励磁电流为 $-I_p(t_3)$ 时,关断 Q_c 。由于箝位电容和结电容的存在, Q_c 两端电压不能突变,因此 Q_c 是零电压关断。

开关模态 5 的持续时间为:

$$t_{45} = \frac{L_M I_p(t_3)}{V_{C_c}} \quad (7.76)$$

6. 开关模态 6 [t_5, t_6] [参考图 7.7(f)]

当 Q_c 关断后,励磁电流流过结电容 C_s , C_s 开始放电,励磁电流继续反向增加。

$$i_M(t) = -I_p(t_3)\cos\omega_M(t-t_5) - \frac{V_{C_c}}{Z_M}\sin\omega_M(t-t_5) \quad (7.77)$$

$$v_{C_c}(t) = V_{in} + V_{C_c}\cos\omega_M(t-t_5) - Z_M I_p(t_3)\sin\omega_M(t-t_5) \quad (7.78)$$

当结电容电压下降到输入电压 V_{in} 时,开关模态 6 结束。它的持续时间为:

$$t_{s6} = \frac{1}{\omega_M} \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{V_{C_c}}{Z_M I_p(t_3)} \right) \quad (7.79)$$

此时励磁电流为:

$$I_{M(-)} = -I_p(t_3)\cos\omega_M t_{s6} - \frac{V_{C_c}}{Z_M}\sin\omega_M t_{s6} \quad (7.80)$$

7. 开关模态 7 [t_6, t_7] [参考图 7.7(g)]

在此开关模态中,结电容电压有继续下降的趋势,这时原边绕组电压将会为正,同样副边绕组电压也变为正,使整流二极管 D_1 导通。由于原边电流很小,不足以提供负载电流,因此续流管 D_2 继续导通。那么这段时间 D_1 和 D_2 同时导通,将副边绕组箝在零位,因此原边绕组电压也为零。变压器励磁电流保持为 $I_{M(-)}$ 不变,流经整流二极管 D_1 ,原边绕组电流为零,即 $i_p = 0$ 。根据变压器的原副边电流关系,整流二极管 D_1 的电流为:

$$i_{D1} = -K I_{M(-)} \quad (7.81)$$

续流二极管 D_2 的电流为:

$$i_{D2} = I_0 - i_{D1} = I_0 + K I_{M(-)} \quad (7.82)$$

在 t_7 时刻,开通开关管 Q_1 ,开始下一个开关周期。

7.4.2 参数设计

根据上面的分析,我们来讨论变换器的参数设计。

1. 箝位电压 V_{C_c} 的计算

为了保证变压器能够磁复位,原边绕组所加正负电压伏秒面积必须相等。由于开关模态 2、3 和 6 的时间相对于开关模态 1、4 和 5 来说很短,为了简化分析,这里将其忽略,那么有:

$$V_{C_c} = \frac{V_{in} D_y}{1 - D_y} = \frac{K V_o}{1 - D_y} \quad (7.83)$$

在输入电压最低时,占空比最大,此时用于给变压器磁复位的时间最短。为了能够在最短的时间内完成磁复位,那么箝位电容电压最大值为:

$$V_{C_{cmax}} = \frac{K V_o}{1 - D_{y_{max}}} \quad (7.84)$$

开关管 Q_1 关断时所承受的电压为:

$$V_{Q1} = V_{in} + V_{C_c} \quad (7.85)$$

从式(7.83)中可以看出,输入电压 V_{in} 越低,箝位电压 V_{C_c} 越高,那么 $V_{Q1} = V_{in} + V_{C_c}$ 基本保持不变。也就是说,开关管 Q_1 所承受的电压应力基本与输入电压无关,这比采用复位绕组时开关管的电压应力要小。

二极管 D_1 和 D_2 关断时所承受的电压为:

$$V_{D1} = V_{D2} = \frac{V_{in} + V_{C_c}}{K} \quad (7.86)$$

2. 箝位电容 C_c 的选择

前面的分析中,我们假定箝位电容很大,其电压基本保持不变。但是在实际电路中,箝位电容的电压是有一定脉动的。在 $[t_3, t_4]$ 时段,箝位电容被充电,其电压升高;在 $[t_4, t_5]$ 时段,箝位电容被放电,其电压降低。那么电压脉动为:

$$\Delta V_{C_c} = \frac{1}{C_c} \int_{t_3}^{t_4} \left[I_M(t_3) - \frac{V_{C_c}}{L_M} (t - t_3) \right] dt = \frac{L_M I_{M(+)}^2}{2 V_{C_c} C_c} \quad (7.87)$$

如果不考虑开关模态 2、3 和 6 对励磁电流的影响,那么有:

$$I_{M(+)} = \frac{V_{in} D_y T_s}{2 L_M} = \frac{K V_o T_s}{2 L_M} \quad (7.88)$$

将上式和式(7.83)代入式(7.87),则有:

$$\Delta V_{C_c} = \frac{K V_o T_s^2 (1 - D_y)}{8 L_M C_c} \quad (7.89)$$

ΔV_{C_c} 和 V_{C_c} 的比值为:

$$\frac{\Delta V_{C_c}}{V_{C_c}} = \frac{[(1 - D_y) T_s]^2}{8 L_M C_c} \quad (7.90)$$

$\frac{\Delta V_{C_c}}{V_{C_c}}$ 的最大值为 $\left. \frac{\Delta V_{C_c}}{V_{C_c}} \right|_{\max} = \frac{T_s^2}{8 L_M C_c}$ 。如果取 $\left. \frac{\Delta V_{C_c}}{V_{C_c}} \right|_{\max} \leq 10\%$, 那么可以决定箝位电容的取值。

$$C_c \geq \frac{5 T_s^2}{4 L_M} \quad (7.91)$$

7.4.3 采用有源箝位技术的正激变换器的优缺点

从上面的分析可以看出,有源箝位的正激变换器的优点是:

① 变压器是双向对称磁化的,工作在 B-H 回线的第一和第三象限,变压器得到了充分利用,因此占空比可以大于 0.5,而且开关管的电压应力低,适合于输入电压范围比较宽的应用场合;

② 箝位开关管是零电压开关的;

③ 励磁能量和漏感能量全部回馈到电网中。

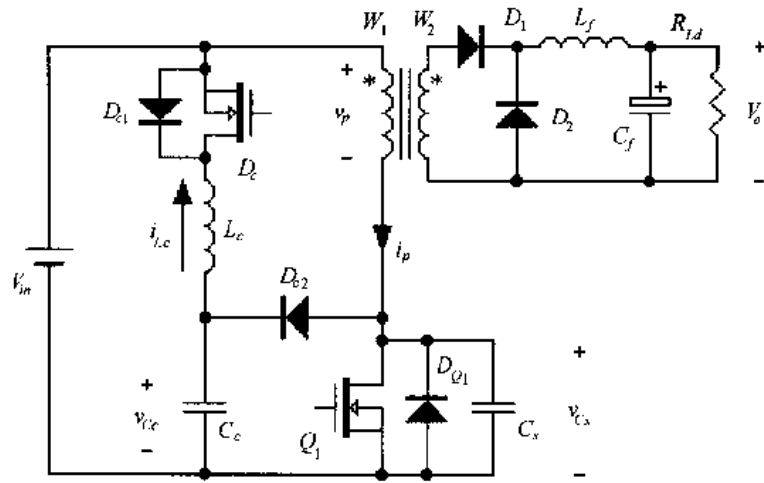
它的缺点是主开关管是硬开通的,存在开通损耗。

值得指出的是,有源箝位技术除了可以应用于正激变换器外,还可以应用于反激变换器和正-反激变换器(Forward-flyback converter)^[27, 28]。

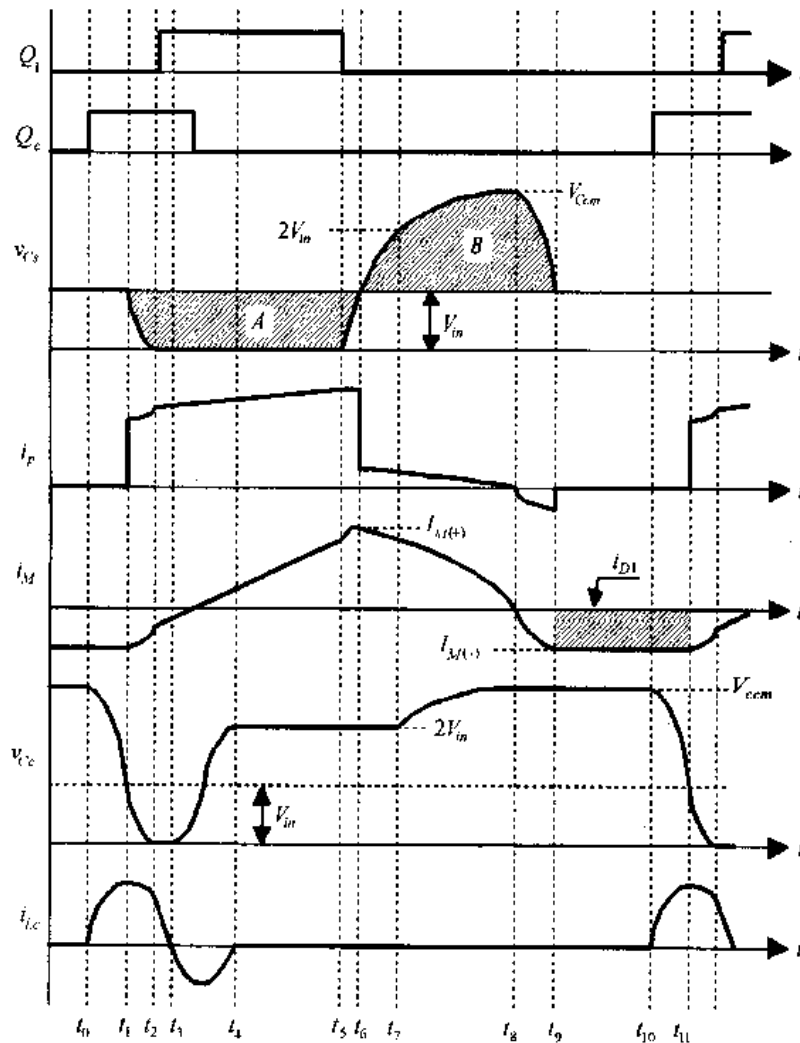
7.5 ZVT PWM 正激变换器

7.5.1 工作原理

前面我们讨论了正激变换器的 RCD 箝位技术、LCD 箝位技术和有源箝位技术,在这



(a) 主电路



(b) 主要波形

图 7.8 ZVT PWM 正激变换器

三种技术中,主开关管都是零电压关断,但都是容性开通的,存在容性开通损耗。本节介

绍一种实现主开关管零电压开关的正激变换器。图 7.8 给出了这种正激变换器的主电路及其主要波形。图中辅助开关管 Q_c 及其反并二极管 D_{c1} 、辅助二极管 D_{c2} 、辅助电感 L_c 和辅助电容 C_c 组成辅助网络。 C_s 是开关管 Q_1 的结电容, 变压器原副边匝比为 $K = W_1/W_2$ 。

在一个开关周期 T_s 中, 该变换器有九种开关模态, 其等效电路如图 7.9 所示。在分析之前, 作出如下假设:

- ① 所有开关管、二极管均为理想器件;
- ② L_f 足够大, 在一个开关周期中, 其电流基本保持不变, L_f 和 C_f 以及负载电阻可以看成是一个电流为 I_o 的恒流源。

1. 开关模态 1 $[t_0, t_1]$ [参考图 7.9(a)]

在 t_0 时刻之前, 主开关管 Q_1 和辅助开关管 Q_c 均处于关断状态, 辅助电感电流为零, 辅助电容电压为 V_{Ccm} , 开关管 Q_1 上的电压为输入电压 V_{in} 。整流二极管 D_1 和续流二极管 D_2 同时导通, D_1 中流过的是变压器的励磁电流 $I_{M(-)}$, 而 D_2 中流过的是负载电流 I_o 与励磁电流 i_M 的差值 $[I_o - I_{M(-)}]$ 。 V_{Ccm} 和 $I_{M(-)}$ 的大小将在后面解释。

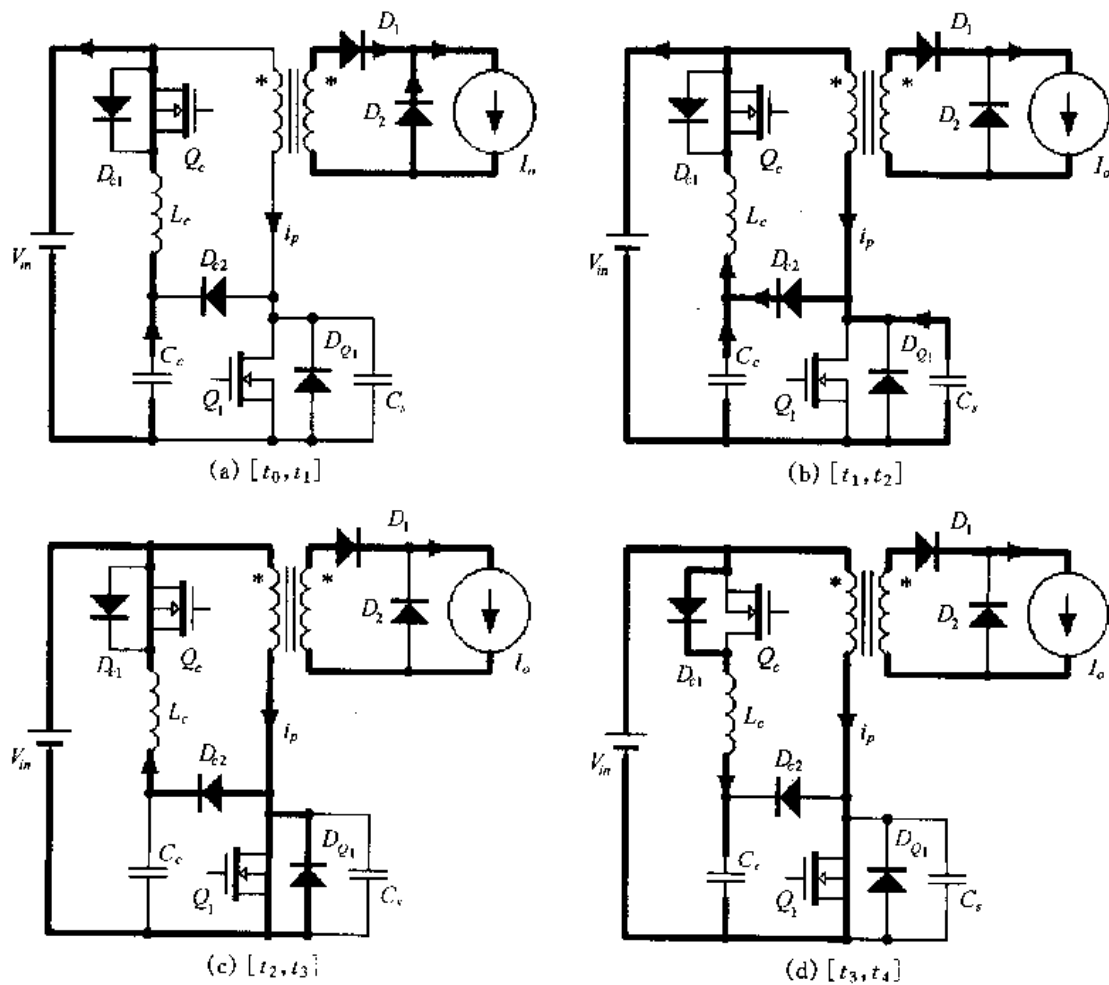


图 7.9 各开关模态的等效电路

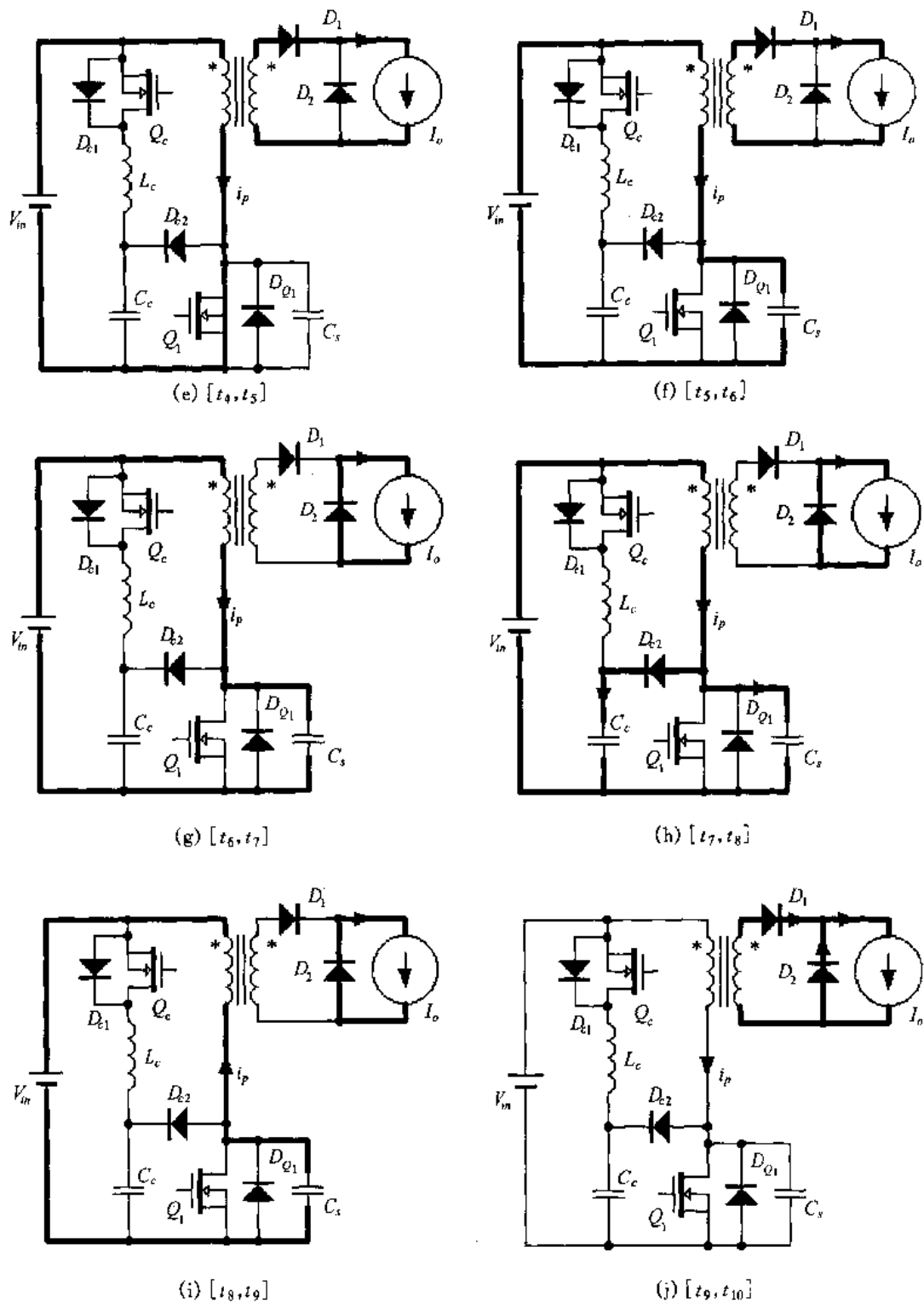


图 7.9(续)

在 t_0 时刻, 开通辅助开关管 Q_c , 辅助电感和辅助电容通过辅助开关管开始谐振工作, 辅助电感电流从零开始增加, 辅助电容电压开始下降。辅助管是零电流开通, 但为容性开通, 存在容性开通损耗。

$$i_{Lc}(t) = \frac{V_{Ccm} - V_{in}}{Z_{c1}} \sin \omega_{c1}(t - t_0) \quad (7.92)$$

$$v_{C_c}(t) = V_{in} - (V_{in} - V_{Ccm}) \cos \omega_{c1}(t - t_0) \quad (7.93)$$

式中 $\omega_{c1} = 1/\sqrt{L_c C_c}$ 是辅助电感与辅助电容的谐振角频率, 它们的谐振周期为 $T_{c1} = 2\pi \sqrt{L_c C_c}$; Z_{c1} 是辅助电感与辅助电容的特征阻抗, $Z_{c1} = \sqrt{L_c/C_c}$ 。

在 t_1 时刻, 辅助电容电压下降到 V_{in} , 开关模态 1 结束。它的持续时间为:

$$t_{01} = \frac{1}{4} T_{c1} \quad (7.94)$$

此时辅助电感电流为:

$$I_{Lc}(t_1) = \frac{V_{Ccm} - V_{in}}{Z_{c1}} \quad (7.95)$$

2. 开关模态 2 [t_1, t_2] [参考图 7.9(b)]

在这段时间里, 开关管的结电容 C_s 通过辅助二极管 D_{c2} 也开始参与谐振, 这样 L_c 、 C_c 和 C_s 三个元件谐振工作, C_s 的电压开始从 V_{in} 下降, 加在变压器原边绕组的电压为正, 整流管 D_1 导通, 续流管 D_2 截止, 负载电流流过 D_1 , 变压器原边电流为折算到原边的负载电流 I_o/K 。辅助电感电流和辅助电容电压、结电容电压、励磁电流分别为:

$$i_{Lc}(t) = \frac{I_o}{K} + \left[I_{Lc}(t_1) - \frac{I_o}{K} \right] \cos \omega_{c2}(t - t_1) \quad (7.96)$$

$$v_{C_c}(t) = v_{C_s}(t) = V_{in} + Z_{c2} \left[-I_{Lc}(t_1) + \frac{I_o}{K} \right] \sin \omega_{c2}(t - t_1) \quad (7.97)$$

$$i_M(t) = -\frac{L_c}{L_M} \left[I_{Lc}(t_1) - \frac{I_o}{K} \right] \cos \omega_{c2}(t - t_1) + I_{M(-)} \quad (7.98)$$

式中 $\omega_{c2} = 1/\sqrt{L_c(C_c + C_s)}$ 是辅助电感与辅助电容和结电容的谐振角频率, 它们的谐振周期为 $T_{c2} = 2\pi \sqrt{L_c(C_c + C_s)}$; Z_{c2} 是辅助电感与辅助电容和结电容的特征阻抗, $Z_{c2} = \sqrt{L_c/(C_c + C_s)}$ 。

在 t_2 时刻, 辅助电容和结电容的电压下降到零, 此时主开关管 Q_1 的反并二极管 D_{Q1} 导通, 将辅助电容和结电容的电压箝在零位。此时开通主开关管 Q_1 , 那么 Q_1 为零电压开通。

开关模态 2 的持续时间为:

$$t_{12} = \frac{1}{\omega_{c2}} \sin^{-1} \frac{V_{in}}{Z_{c2} \left[I_{Lc}(t_1) - \frac{I_o}{K} \right]} \quad (7.99)$$

此时辅助电感电流和励磁电流分别为:

$$I_{Lc}(t_2) = \frac{I_o}{K} + \left[I_{Lc}(t_1) - \frac{I_o}{K} \right] \cos \omega_{c2} t_{12} \quad (7.100)$$

$$I_M(t_2) = -\frac{L_c}{L_M} \left[I_{Lc}(t_1) - \frac{I_o}{K} \right] \cos \omega_{c2} t_{12} + I_{M(-)} \quad (7.101)$$

3. 开关模态 3 [t_2, t_3] [参考图 7.9(c)]

从 t_2 时刻开始, 加在辅助电感上的电压为电源电压 V_{in} , 辅助电感电流线性减小。

$$i_{L_c}(t) = I_{L_c}(t_2) - \frac{V_{in}}{L_c}(t - t_2) \quad (7.102)$$

主开关管导通后,加在变压器原边绕组上的电压为电源电压 V_{in} ,其励磁电流 i_M 从 $I_M(t_2)$ 开始线性上升,即

$$i_M(t) = I_M(t_2) + \frac{V_{in}}{L_M}(t - t_2) \quad (7.103)$$

变压器原边电流 i_p 为折算到原边的负载电流和励磁电流之和,即

$$i_p(t) = \frac{I_o}{K} + i_M(t) = \frac{I_o}{K} + I_M(t_2) + \frac{V_{in}}{L_M}(t - t_2) \quad (7.104)$$

在 t_3 时刻,辅助电感电流减小到零,开关模式 3 结束,其持续时间为:

$$t_{23} = L_c I_{L_c}(t_2) / V_{in} \quad (7.105)$$

4. 开关模式 4 [t_3, t_4] [参考图 7.9(d)]

在此开关模式中,辅助二极管 D_{c2} 截止,变压器的励磁电流和原边绕组电流的表达式依然为式(7.103)和(7.104)。输入电压通过二极管 D_{c1} 加在辅助电感和辅助电容上,辅助电感和辅助电容谐振工作。

$$i_{L_c}(t) = -\frac{V_{in}}{Z_{c1}} \sin \omega_{c1}(t - t_3) \quad (7.106)$$

$$v_{C_c}(t) = V_{in} [1 - \cos \omega_{c1}(t - t_3)] \quad (7.107)$$

在 t_4 时刻,辅助电感电流下降到 0,此时辅助电容电压为 $2V_{in}$,开关模式 4 结束。它的持续时间为:

$$t_{34} = \frac{1}{2} T_{c1} \quad (7.108)$$

5. 开关模式 5 [t_4, t_5] [参考图 7.9(e)]

在此开关模式中,辅助网络停止工作,变压器的励磁电流和原边绕组电流的表达式依然为式(7.103)和(7.104)。

在 t_5 时刻,主开关管 Q_1 关断,此时励磁电流和原边绕组电流分别为:

$$I_M(t_5) = I_M(t_2) + \frac{V_{in}}{L_M} t_{25} = I_M(t_2) + \frac{V_{in}}{L_M} T_{on} \quad (7.109)$$

$$I_p(t_5) = \frac{I_o}{K} + I_M(t_2) + \frac{V_{in}}{L_M} T_{on} \quad (7.110)$$

式中 T_{on} 为主开关管的导通时间。

6. 开关模式 6 [t_5, t_6] [参考图 7.9(f)]

t_5 时刻主开关管 Q_1 关断后,整流管 D_1 继续导通,此时折算到原边的负载电流 I_o/K 和励磁电流 i_M 同时给 Q_1 的结电容充电。一般 $i_M \ll I_o/K$,因此 C_s 的电压从零开始线性上升。

$$v_{C_s}(t) = \frac{1}{C_s} \cdot \frac{I_o}{K} (t - t_5) \quad (7.111)$$

由于 C_s 限制了 Q_1 上的电压上升率, 因此 Q_1 是零电压关断的。

在这段时间里, 励磁电流为:

$$i_M(t) = I_M(t_5) + \frac{V_{in}}{L_M}(t - t_5) - \frac{1}{2L_M C_s} \cdot \frac{I_o}{K}(t - t_5)^2 \quad (7.112)$$

在 t_6 时刻, C_s 的电压上升到 V_{in} 。开关模式 6 的持续时间为:

$$t_{56} = KC_s V_{in} / I_o \quad (7.113)$$

此时励磁电流达到正向最大值 $I_{M(+)}$ 。

$$I_{M(+)} = I_M(t_2) + \frac{V_{in} T_{on}}{L_M} + \frac{KC_s V_{in}^2}{2L_M I_o} \quad (7.114)$$

7. 开关模式 7 [t_6, t_7] [参考图 7.9(g)]

由于 C_s 的电压继续上升, 加在变压器原边绕组的电压为负向电压, 因此副边绕组的电压也为负, 整流管 D_1 关断, 负载电流流经续流二极管 D_2 , 原边电流为励磁电流。这时励磁电感与结电容 C_s 谐振工作, 励磁电流从 $I_{M(+)}$ 开始减小, 结电容电压从 V_{in} 继续上升。

$$v_{C_s}(t) = V_{in} + I_{M(+)} Z_{M1} \sin \omega_{M1}(t - t_6) \quad (7.115)$$

$$i_p(t) = i_M(t) = I_{M(+)} \cos \omega_{M1}(t - t_6) \quad (7.116)$$

式中 $Z_{M1} = \sqrt{L_M / C_s}$, 是励磁电感与结电容的特征阻抗; $\omega_{M1} = 1 / \sqrt{L_M C_s}$, 是励磁电感与结电容的谐振角频率。

在 t_7 时刻, 结电容电压上升到 $2V_{in}$, 开关模式 7 结束。它的持续时间为:

$$t_{67} = \frac{1}{\omega_{M1}} \sin^{-1} \left(\frac{V_{in}}{I_{M(+)} Z_{M1}} \right) \quad (7.117)$$

此时励磁电流为:

$$I_M(t_7) = I_{M(+)} \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{I_{M(+)} Z_{M1}} \right)^2} \quad (7.118)$$

8. 开关模式 8 [t_7, t_8] [参考图 7.9(h)]

在 t_7 时刻, 结电容电压上升到 $2V_{in}$ 时, 辅助二极管 D_{c2} 导通, 辅助电容也开始参与谐振工作。辅助电容电压和励磁电流分别为:

$$v_{C_c}(t) = v_{C_s}(t) = V_{in} [1 + \cos \omega_{M2}(t - t_7)] + Z_{M2} I_M(t_7) \sin \omega_{M2}(t - t_7) \quad (7.119)$$

$$i_M(t) = i_p(t) = I_M(t_7) \cos \omega_{M2}(t - t_7) - \frac{V_{in}}{Z_{M2}} \sin \omega_{M2}(t - t_7) \quad (7.120)$$

式中 $\omega_{M2} = 1 / \sqrt{L_M(C_s + C_c)}$ 是励磁电感与辅助电容和结电容的谐振角频率, 它们的谐振周期为 $T_{M2} = 2\pi \sqrt{L_M(C_s + C_c)}$; $Z_{M2} = \sqrt{L_M / (C_s + C_c)}$ 是励磁电感与辅助电容和结电容的特征阻抗。

在 t_8 时刻, 励磁电流减小到零, 开关模式 8 结束。它的持续时间为:

$$t_{78} = \frac{1}{\omega_{M2}} \text{tg}^{-1} \frac{Z_{M2} I_{LM}(t_7)}{V_{in}} \quad (7.121)$$

此时辅助电容电压和结电容电压为:

$$V_{C_c}(t_8) = V_{C_s}(t_8) = V_{in} (1 + \cos \omega_{M2} t_{78}) + Z_{M2} I_M(t_7) \sin \omega_{M2} t_{78} \equiv V_{C_{cm}} \quad (7.122)$$

9. 开关模态 9 [t_8, t_9] [参考图 7.9(i)]

在此开关模态中,辅助管 D_{c2} 自然截止,辅助电容电压保持不变。励磁电流开始反向滚动,结电容被放电。

$$i_M(t) = -\frac{V_{Ccm} - V_{in}}{Z_{M1}} \sin \omega_{M1}(t - t_8) \quad (7.123)$$

$$v_{Cs}(t) = V_{in} + (V_{Ccm} - V_{in}) \cos \omega_{M1}(t - t_8) \quad (7.124)$$

在 t_9 时刻,结电容电压下降到 V_{in} ,开关模态 9 结束。它的持续时间为:

$$t_{89} = \frac{1}{4} T_{M1} \quad (7.125)$$

此时励磁电流为:

$$I_M(t_9) = -\frac{V_{Ccm} - V_{in}}{Z_{M1}} \equiv I_{M(-)} \quad (7.126)$$

10. 开关模态 10 [t_9, t_{10}] [参考图 7.9(j)]

由于结电容电压有继续下降的趋势,这时原边绕组电压将会为正,同样副边绕组电压也为正,使整流二极管 D_1 导通。由于原边电流很小,不足以提供负载电流,因此续流管 D_2 继续导通。这时 D_1 和 D_2 同时导通,将副边绕组电压箝在零位,因此原边绕组电压也为零,那么结电容电压为 V_{in} ,变压器励磁电流保持为 $I_{M(-)}$ 不变,流经整流二极管 D_1 ,原边绕组电流为零,即 $i_p = 0$ 。根据变压器的原副边电流关系,整流二极管 D_1 的电流为:

$$i_{D1}(t) = -KI_{M(-)} \quad (7.127)$$

续流二极管 D_2 的电流为:

$$i_{D2}(t) = I_o - i_{D1} = I_o + KI_{M(-)} \quad (7.128)$$

在 t_{10} 时刻,开通辅助开关管 Q_c ,开始下一个开关周期。

7.5.2 参数设计

从上面的分析可以知道,辅助电容可以减小主开关管关断时的电压应力,一般辅助电容较大,比结电容大得多,即 $C_c \gg C_s$,那么有 $\omega_{c1} \approx \omega_{c2}$ 。辅助网络的工作时间为开关模态 1 和 4,可以近似认为这一段时间为辅助网络的一个谐振周期 T_{c1} 。为了不影响主电路的 PWM 工作,一般使辅助网络的工作时间很短,为:

$$t_{14} = T_{c1} = 2\pi \sqrt{L_c C_c} = \frac{1}{N} T_s \quad (7.129)$$

式中 $N=6 \sim 10$ 。

为了实现主开关管的零电压开关,必须在主开关管开通之前,将它的结电容上的电荷抽完,由式(7.95)和(7.97)可得:

$$Z_{c1} = \sqrt{\frac{L_c}{C_c}} \leq \frac{K(V_{Ccm} - 2V_{in})}{I_{omax}} \quad (7.130)$$

式中 I_{omax} 为最大输出电流。

由于 V_{Ccm} 难以精确计算,一般可选择为:

$$V_{Ccm} = JV_{in} \quad (7.131)$$

一般取 $J=2.2\sim 3$ 。

由式(1.129) ~ (1.131),可得:

$$L_c \leq \frac{(J-2)KT_s V_{in}}{2N\pi I_{omax}} \quad (7.132)$$

$$C_c \geq \frac{T_s I_{omax}}{2NK(J-2)\pi V_{in}} \quad (7.133)$$

先取一个 J 值,由式(1.132)和(1.133)求得 L_c 和 C_c 后,再去核算 V_{Ccm} 是否与 J 的取值吻合,如果相差较大,重新调整 J 的取值,直到合适为止。

7.5.3 ZVT PWM 正激变换器的优缺点

从上面的分析可以看出,ZVT 正激变换器的优点是:

- ① 主开关管的结电容使变压器双向磁化,但结电容一般很小,变压器的反向磁化电流 $I_{M(-)}$ 也很小,因此变换器的最大占空比为 0.5;
- ② 主开关管是零电压开关的;
- ③ 辅助开关管是零电压关断和零电流开通,但为容性开通;
- ④ 励磁能量和漏感能量全部回馈到电网中;
- ⑤ 无需另加磁复位电路。

该变换器的缺点是:

- ① 辅助开关管是容性开通的,存在容性开通损耗;
- ② 主开关管的电压应力很高,大于 $2V_{inmax}$ 。

7.6 正激变换器磁复位技术的性能比较

前面讨论了正激变换器的几种磁复位技术,表 7.1 对它们进行了性能比较。从综合性能来看,有源箝位技术最佳。

表 7.1 正激变换器磁复位技术的性能比较

	复位绕组 ($W_1=W_2$)	RCD 箝位	LCD 箝位	有源箝位	ZVT 方式
电路拓扑简单程度	中	优	中	中	差
主开关管电压应力	$2V_{inmax}$	$<2V_{inmax}$	$<2V_{inmax}$	$<2V_{inmax}$	$>2V_{inmax}$
主开关管 ^[1] 开关条件	零电压关断 硬开通	零电压关断 硬开通	零电压关断 硬开通	零电压关断 硬开通	零电压开通 和关断
辅助开关管开关条件	/	/	/	零电压开通 和关断	零电压关断 容性开通
磁芯工作 ^[2]	双向不对称 磁化	双向不对称 磁化	双向不对称 磁化	双向对称 磁化	双向不对称 磁化
变换效率	中等	低	中等	高	中等

注:[1]表中所说的主开关管是采用 MOSFET,其结电容起到零电压关断的作用;如果主开关管为 IGBT 或 BJT 等器件时,前四种箝位技术中主开关管均为硬关断。

[2]当主开关管是采用 MOSFET 时,其结电容使变压器双向磁化,但结电容一般很小,因此变压器的反向磁化电流 $I_{M(-)}$ 也很小。如果主开关管为 IGBT 或 BJT 等器件时,除有源箝位技术以外,其他四种箝位技术中的变压器均为单向磁化。

7.7 ZVT 双管正激变换器

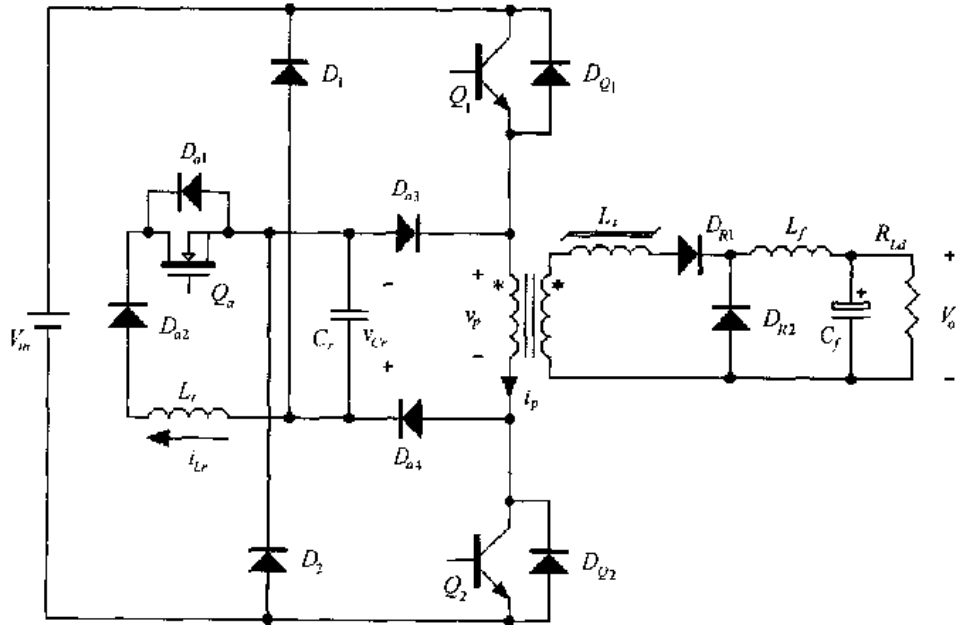
前面讨论了单管正激变换器的磁复位技术,从中可以看出,开关管的电压应力较高,这使得单管正激变换器在输入电压较高时,很难选择合适的开关管。特别是在选用 MOSFET 时, MOSFET 的电压定额越高,其通态电阻越大,这就影响了变换器的变换效率。双管正激变换器则没有这个缺点,其电压应力等于输入电源电压,而且它不需要另加磁复位电路,因此双管正激变换器在高输入电压、大功率的场合得到广泛应用。为了提高双管正激变换器的变换效率,有必要实现其开关管的软开关,文献[31, 32]分别提出了 ZVT 双管正激变换器和 ZCT 双管正激变换器,下面介绍它们的工作原理。

7.7.1 工作原理

图 7.10 给出了 ZVT 双管正激变换器的主电路及其主要波形。从图中可以看出, Q_1 (D_{Q1})、 Q_2 (D_{Q2})、 D_1 、 D_2 、变压器及变压器副边的整流和滤波电路构成双管正激变换器,变压器原副边匝比为 $K = W_1/W_2$,饱和电感的作用将在后面解释。虚框内的辅助开关管 Q_a (D_{a1})、辅助二极管 D_{a2} 、 D_{a3} 和 D_{a4} 、谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 构成辅助电路。其中 D_{a2} 用来阻止谐振电感电流反向流动和为辅助开关管 Q_a 承受反向电压。

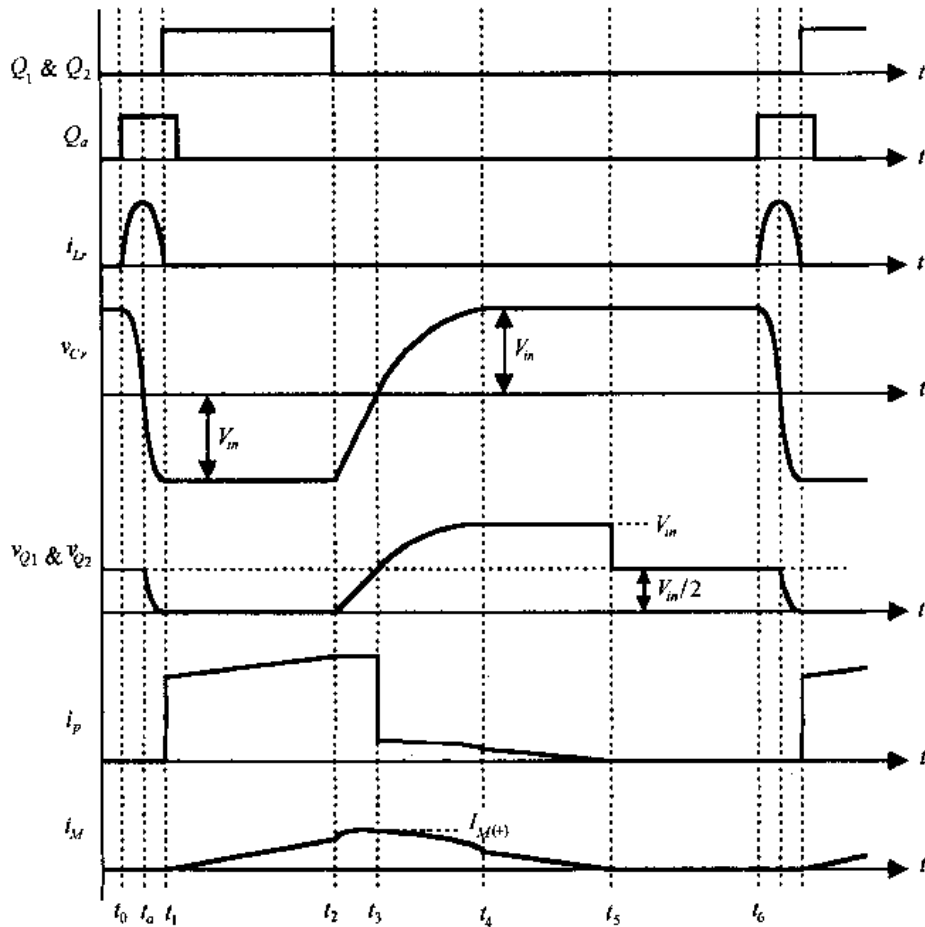
在一个开关周期 T_s 中,该变换器有六种开关状态,其等效电路如图 7.11 所示。在分析之前,作出如下假设:

- ① 所有开关管、二极管均为理想器件;
- ② L_f 足够大,在一个开关周期中,其电流基本保持不变,这样 L_f 和 C_f 以及负载电阻可以看成是一个电流为 I_o 的恒流源。



(a) 主电路

图 7.10 ZVT 双管正激变换器的主要电路和主要波形



(b) 主要波形
图 7.10(续)

1. 开关模式 1 $[t_0, t_1]$ [参考图 7.11(a)]

在 t_0 时刻之前,主开关管 Q_1 、 Q_2 和辅助开关管 Q_a 均处于关断状态,谐振电感电流为零,谐振电容电压为 V_{in} ,负载电流 I_o 流过续流二极管 D_{R2} 。

在 t_0 时刻,开通辅助开关管 Q_a ,谐振电感和谐振电容通过辅助开关管和辅助二极管 D_{a2} 开始谐振工作,谐振电感电流 i_{Lr} 从零开始增加,谐振电容电压开始下降。辅助管是零电流开通,但为容性开通,存在容性开通损耗。

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_{in}}{Z_r} \sin \omega_r (t - t_0) \quad (7.134)$$

$$v_{Cr}(t) = V_{in} \cos \omega_r (t - t_0) \quad (7.135)$$

式中 $\omega_r = 1/\sqrt{L_r C_r}$ 是谐振电感与谐振电容的谐振角频率,它们的谐振周期为 $T_r = 2\pi \sqrt{L_r C_r}$; Z_r 是谐振电感与谐振电容的特征阻抗, $Z_r = \sqrt{L_r / C_r}$ 。

在 t_a 时刻,谐振电感电流达到最大值 $I_{Lrmax} = \frac{V_{in}}{Z_r}$,并且开始减小。谐振电容电压 v_{Cr} 下降到 0,并且继续反方向增加,此时主开关管 Q_1 、 Q_2 两端的电压开始从 $\frac{1}{2} V_{in}$ 下降。

由于 v_C 反向, 加在变压器原边绕组上的电压为正, 但是由于饱和电感 L_s 的作用, 原边电流不能突变, 因此可以近似认为变压器副边开路, 输出电流依然流过续流二极管 D_{R2} 。副边不影响辅助电路的谐振工作。

在 t_1 时刻, 开关模式 1 结束, 它的持续时间为:

$$t_{01} = \frac{1}{2} T_r \quad (7.136)$$

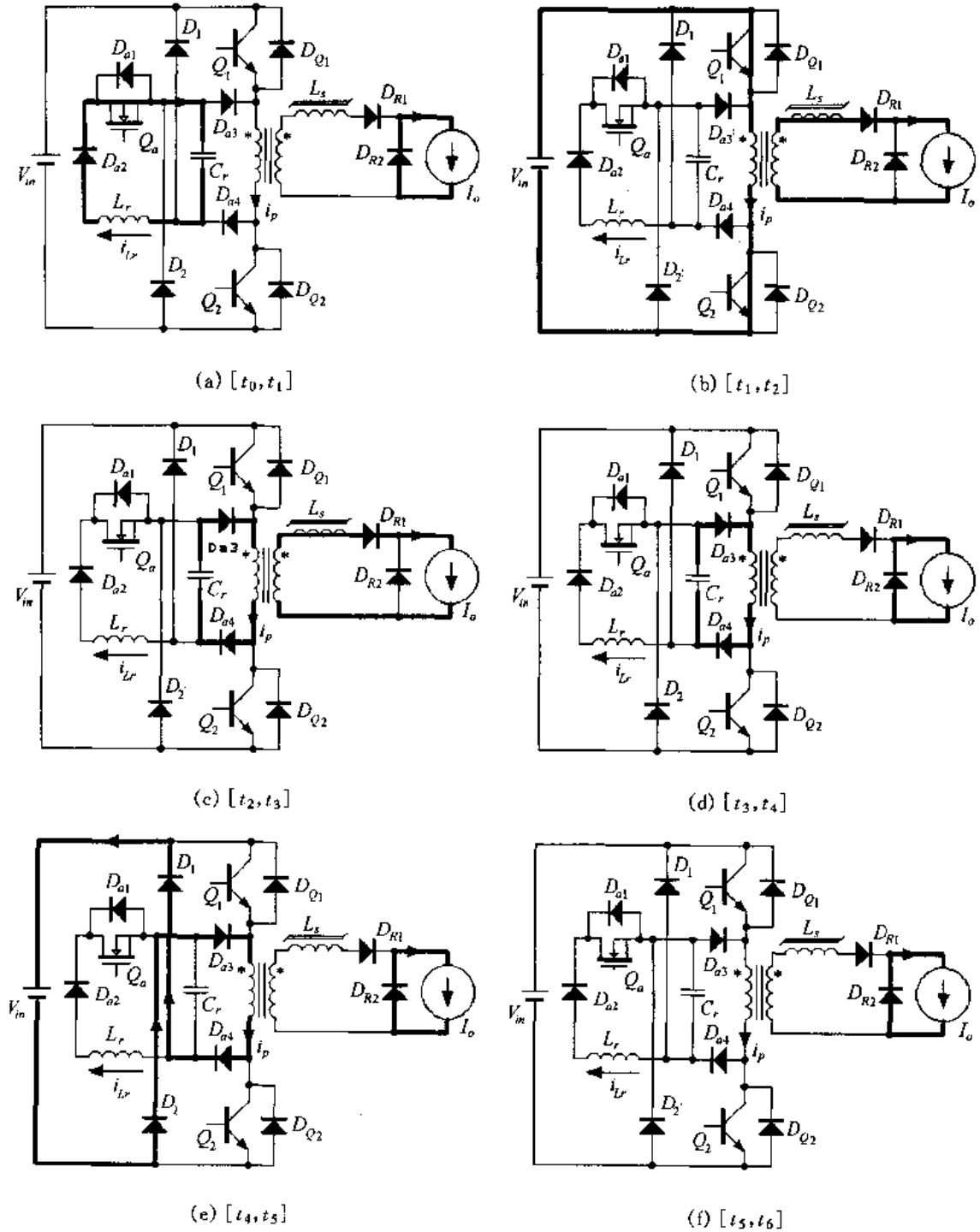


图 7.11 各开关模式的等效电路

此时谐振电感电流 i_L 等于 0, 谐振电容电压为 $-V_{in}$, 主开关管 Q_1 、 Q_2 两端的电压开始下降到零, 这样可以零电压开通 Q_1 和 Q_2 。

2. 开关模式 2 [t_1, t_2] [参考图 7.11(b)]

由于辅助二极管 D_{a2} 的阻断作用, 当 i_L 下降到零后不能反方向流动, 在 t_1 时刻后可以零电流关断辅助管。

在 t_1 时刻零电压开通主开关管 Q_1 、 Q_2 , 加在变压器原边绕组上的电压为电源电压 V_{in} , 其励磁电流 i_M 从 0 开始线性上升, 即

$$i_M(t) = \frac{V_{in}}{L_M}(t - t_1) \quad (7.137)$$

饱和电感很快饱和, D_{R1} 导通, D_{R2} 关断, 原边开始为负载供电。变压器原边电流 i_p 为折算到原边的负载电流和励磁电流之和, 即

$$i_p(t) = \frac{I_o}{K} + i_M(t) = \frac{I_o}{K} + \frac{V_{in}}{L_M}(t - t_1) \quad (7.138)$$

在 t_2 时刻, 关断主开关管 Q_1 和 Q_2 , 此时励磁电流和原边绕组电流分别为:

$$I_M(t_2) = \frac{V_{in} T_{on}}{L_M} \quad (7.139)$$

$$I_p(t_2) = \frac{I_o}{K} + \frac{V_{in} T_{on}}{L_M} \quad (7.140)$$

式中 T_{on} 为主开关管的导通时间。

3. 开关模式 3 [t_2, t_3] [参考图 7.11(c)]

t_2 时刻主开关管 Q_1 和 Q_2 关断后, 整流管 D_{R1} 继续导通, 此时折算到原边的负载电流 I_o/K 和励磁电流 i_M 通过辅助二极管 D_{a3} 和 D_{a4} 同时给谐振电容 C_r 充电。一般 $i_M \ll I_o/K$, 可以忽略, 因此 C_r 的电压从 $-V_{in}$ 开始线性上升, 同样 Q_1 和 Q_2 两端的电压也是线性上升的。

$$v_{C_r}(t) = -V_{in} + \frac{1}{C_r} \cdot \frac{I_o}{K}(t - t_2) \quad (7.141)$$

由于 C_r 限制了 Q_1 和 Q_2 上的电压上升率, 因此 Q_1 和 Q_2 是零电压关断的。

在这段时间里, 励磁电流为:

$$i_M(t) = I_M(t_2) + \frac{V_{in}}{L_M}(t - t_2) - \frac{1}{2L_M C_r} \cdot \frac{I_o}{K}(t - t_2)^2 \quad (7.142)$$

在 t_3 时刻, C_r 的电压上升到 0。开关模式 3 的持续时间为:

$$t_{23} = KC_r V_{in} / I_o \quad (7.143)$$

此时励磁电流达到正向最大值 $I_{M(+)}$ 。

$$I_{M(+)} = \frac{V_{in} T_{on}}{L_M} + \frac{KC_r V_{in}^2}{2L_M I_o} \quad (7.144)$$

4. 开关模式 4 [t_3, t_4] [参考图 7.11(d)]

在此开关模式中, C_r 的电压从 0 继续上升, 加在变压器原边绕组的电压为负向电压,

因此副边绕组的电压也为负,饱和电感电流下降到零,整流管 D_{R1} 关断,负载电流流经续流二极管 D_{R2} ,原边电流为励磁电流。这时励磁电感与谐振电容 C_r 谐振工作,励磁电流从 $I_{M(+)}$ 开始减小,谐振电容电压从 0 继续上升。

$$v_{Cr}(t) = I_{M(+)} Z_{M1} \sin \omega_{M1} (t - t_3) \quad (7.145)$$

$$i_p(t) = i_M(t) = I_{M(+)} \cos \omega_{M1} (t - t_3) \quad (7.146)$$

式中 $Z_{M1} = \sqrt{L_M/C_r}$, 是励磁电感与谐振电容的特征阻抗; $\omega_{M1} = 1/\sqrt{L_M C_r}$, 是励磁电感与谐振电容的谐振角频率。

在 t_4 时刻,谐振电容电压上升到 V_{in} ,开关模式 4 结束。它的持续时间为:

$$t_{34} = \frac{1}{\omega_{M1}} \sin^{-1} \left(\frac{V_{in}}{I_{M(+)} Z_{M1}} \right) \quad (7.147)$$

此时励磁电流为:

$$I_M(t_4) = I_{M(+)} \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{I_{M(+)} Z_{M1}} \right)^2} \quad (7.148)$$

5. 开关模式 5 [t_4, t_5] [参考图 7.11(e)]

当谐振电容电压 v_{Cr} 上升到 V_{in} 后,二极管 D_1 和 D_2 导通,将 v_{Cr} 箝在 V_{in} ,励磁电流流过 D_1 和 D_2 ,并且线性下降。

$$i_M(t) = I_M(t_4) - \frac{V_{in}}{L_M} (t - t_4) \quad (7.149)$$

在 t_5 时刻,励磁电流减小到零,变压器完成磁复位,主开关管 Q_1 和 Q_2 两端的电压从 V_{in} 下降到 $\frac{1}{2} V_{in}$ 。

开关模式 5 的持续时间为:

$$t_{45} = \frac{L_M I_M(t_4)}{V_{in}} \quad (7.150)$$

6. 开关模式 6 [t_5, t_6] [参考图 7.11(f)]

在此开关模式中,负载电流流过续流二极管 D_{R2} 。

在 t_6 时刻,辅助开关管开通,开始另一个开关周期。

7.7.2 参数设计

本节讨论谐振电感和谐振电容的参数设计。

1. 谐振电容

从上面的分析可以知道,谐振电容的大小决定主开关管关断时电压的上升率,上升率越小,主开关管关断时电流和电压的交叠区越小,关断损耗就越小。在工程设计中,一般使开关管在最大负载条件下关断时,其电压上升到电源电压的时间为 $(2 \sim 3)t_f$, t_f 为主开关管的关断时间,这样可由下式决定谐振电容的大小。

$$C_r = \frac{I_o}{K} \cdot \frac{(2 \sim 3)t_f}{V_{in}} \quad (7.151)$$

谐振电容的电压应力为电源电压 V_{in} 。

2. 谐振电感

为了不影响主电路的 PWM 工作,一般使辅助电路的工作时间很小,为:

$$t_{01} = \frac{T_r}{2} = \pi \sqrt{L_r C_r} = \frac{1}{N} T_s \quad (7.152)$$

式中 $N=6\sim 10$, T_s 为开关周期。

根据上式可以得到谐振电感的大小。

$$L_r = \left(\frac{T_s}{N\pi} \right)^2 \cdot \frac{1}{C_r} \quad (7.153)$$

7.7.3 ZVT 双管正激变换器的优点

从上面的分析可以看出,ZVT 双管正激变换器的优点是:

- ① 采用一套辅助电路就可以实现两只主开关管的零电压开关;
- ② 辅助电路的工作没有增加主开关管的电压和电流应力;
- ③ 辅助开关管是零电流开关;
- ④ 无需另加磁复位电路。

7.8 ZCT 双管正激变换器

当选用 IGBT 作为主开关管时,为了避免电流拖尾现象,可以使主开关管工作在零电

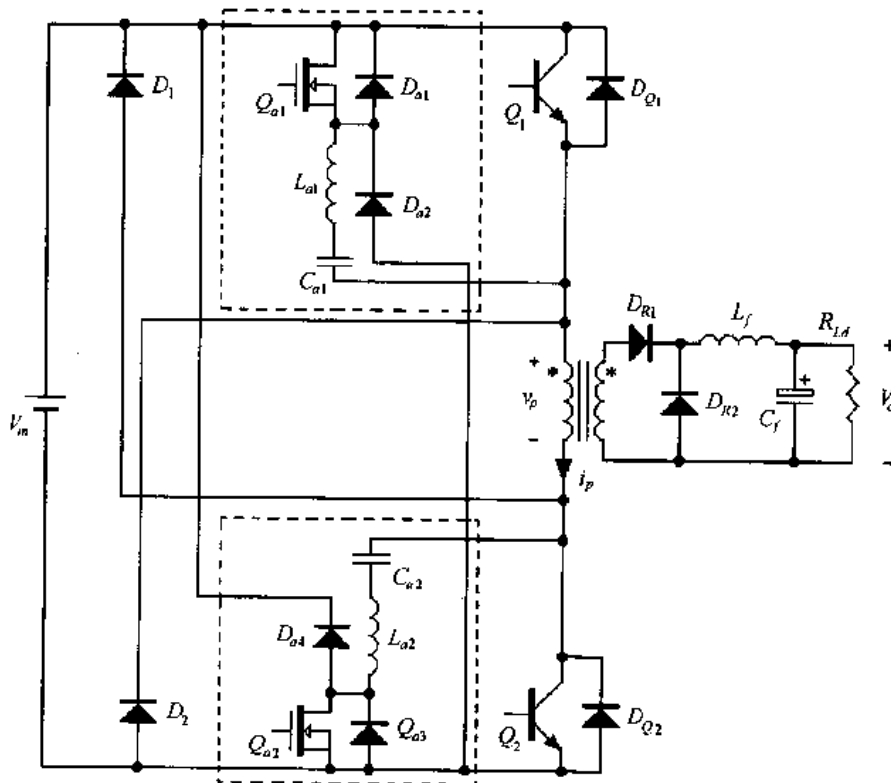


图 7.12 ZCT 双管正激变换器的主电路

流开关条件下。文献[32]提出了 ZCT 双管正激变换器,如图 7.12 所示。

该电路采用了两套辅助电路,如虚框内所示,它们分别实现两只主开关管的零电流开关。每套辅助电路的工作原理与第六章介绍的 ZCT PWM 变换器的工作原理一样,这里不再重复。

ZCT 双管正激变换器的优点是实现了主开关管的零电流关断,但是主开关管是硬开通,而且由于需要两套辅助电路,电路结构比较复杂。

本章小结

本章讨论了正激变换器的磁复位技术,它们具有以下特点:

① 在复位绕组箝位技术、RCD 箝位技术、LCD 箝拉技术和 ZVT 箝位技术中,主开关管的结电容使变压器双向磁化,但结电容一般很小,变压器的反向磁化电流 $I_{M(-)}$ 也很小。而有源箝位技术是双向对称磁化。

② ZVT PWM 正激变换器实现了主开关管的零电压开关,其他箝位技术的主开关管均为硬开通。

③ ZVT PWM 正激变换器的主开关管的电压应力最高,大于 $2V_{inmax}$;复位绕组箝位技术中主开关管的电压应力次之,为 $2V_{inmax}$;RCD 箝位技术、LCD 箝位技术和有源箝位技术的电压应力一样,均小于 $2V_{inmax}$ 。

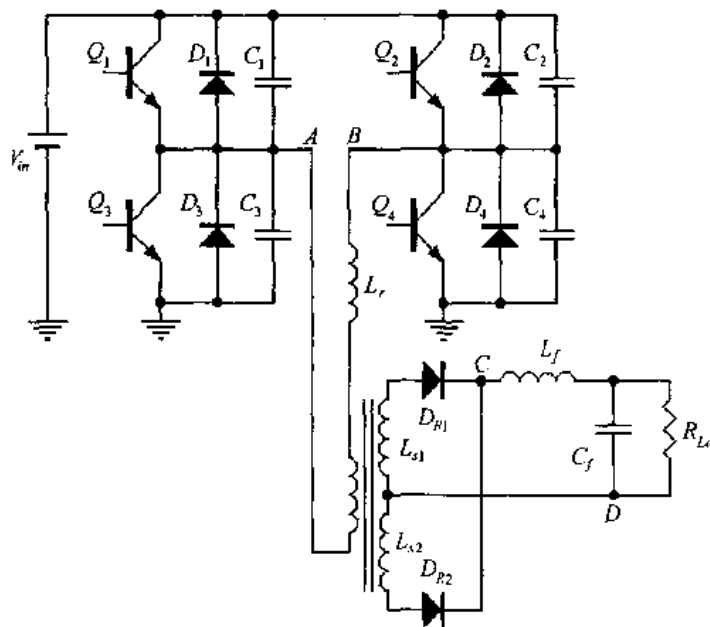
④ RCD 箝位技术的箝位网络是有损耗的,其变换效率较低;LCD 箝位技术采用的是无损箝位网络,变换效率比 RCD 箝位技术高一些;ZVT PWM 正激变换器实现了开关管的零电压开关,因此其变换效率高于 RCD 箝位技术和 LCD 箝位技术;有源箝位技术的电路结构比 ZVT PWM 正激变换器简单,虽然主开关管是容性开通的,但辅助开关管是零电压开关的,其变换效率高于 ZVT PWM 正激变换器。

本章同时介绍了 ZVT 双管正激变换器和 ZCT 双管正激变换器的工作原理。ZVT 正激变换器只用一套辅助电路就可以实现两只主开关管的零电压开关,而且辅助电路的工作没有增加主开关管的电压和电流应力,适用于中大功率、输入电压较高的应用场合。ZCT 双管正激变换器需要两套辅助电路来分别实现两只主开关管的零电流关断,电路结构比较复杂。

第八章 移相控制 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器

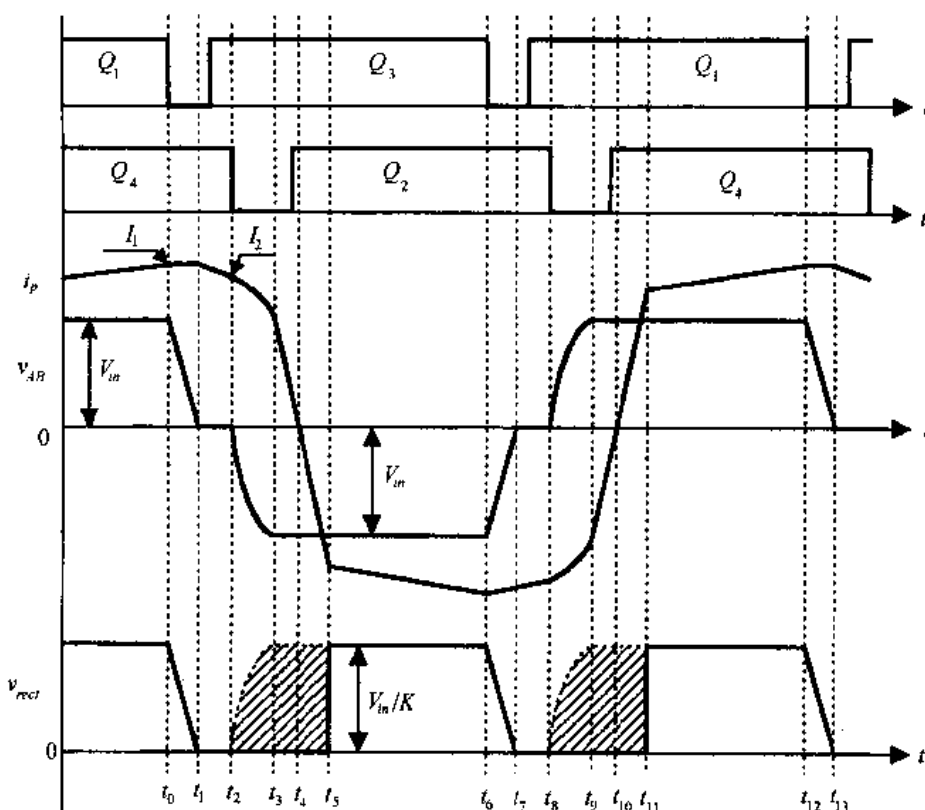
8.1 引言

在 DC/DC 变换器中, Buck、Boost、Buck/Boost、Cuk、Sepic、Zeta、Forward 和 Flyback 等单管构成的变换器一般应用于中小功率场合。而在中大功率场合, 一般采用全桥变换器, 全桥变换器的控制方式较多, 目前研究得比较多的控制方式为移相控制方式。在这种控制方式下, 全桥变换器可以实现零电压开关、零电压零电流开关和零电流开关三种软开关方式。本章分析移相控制零电压开关 PWM DC/DC 全桥变换器(Phase-shifted zero-voltage-switching pwm dc/dc full-bridge converter, PS ZVS FB Converter), 其利用变压器的漏感或原边串联电感和功率管的寄生电容来实现开关管的零电压开关, 其电路结构及主要波形如图 8.1 所示。其中, $D_1 \sim D_4$ 分别是 $Q_1 \sim Q_4$ 的内部寄生二极管, $C_1 \sim C_4$ 分别是 $Q_1 \sim Q_4$ 的寄生电容或外接电容。 L_r 是谐振电感, 它包括了变压器的漏感。每个桥臂的两个功率管成 180° 互补导通, 两个桥臂的导通角相差一个相位, 即移相角, 通过调节移相角的大小来调节输出电压。 Q_1 和 Q_3 分别超前于 Q_4 和 Q_2 一个相位, 称 Q_1 和 Q_3 组成的桥臂为超前桥臂, Q_2 和 Q_4 组成的桥臂则为滞后桥臂。



(a) 主电路

图 8.1 移相控制 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器的主电路及其主要波形



(b) 主要波形

图 8.1 (续)

8.2 工作原理

在一个开关周期中,移相控制 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器有 12 种开关模式,图 8.2 给出了该变换器在不同开关模式下的等效电路。在分析之前,作出如下假设:

- ① 所有开关管、二极管均为理想器件;
- ② 所有电感、电容和变压器均为理想元件;
- ③ $C_1 = C_3 = C_{load}$, $C_2 = C_4 = C_{lag}$;
- ④ $L_f \gg L_r/K^2$, K 是变压器原副匝比。

1. 开关模式 0 [t_0 时刻] [参考图 8.2(a)]

在 t_0 时刻, Q_1 和 Q_4 导通。原边电流 i_p 流经 Q_1 、谐振电感 L_r 、变压器原边绕组以及 Q_4 。整流管 D_{R1} 导通, D_{R2} 截止, 原边给负载供电。

2. 开关模式 1 [t_0, t_1] [参考图 8.2(b)]

在 t_0 时刻关断 Q_1 , 原边电流 i_p 从 Q_1 中转移到 C_3 和 C_1 支路中, 给 C_1 充电, 同时 C_3 被放电。在这个时段里, 谐振电感 L_r 和滤波电感 L_f 是串联的, 而且 L_f 很大, 可以认为 i_p 近似不变, 类似于一个恒流源。电容 C_1 的电压从零开始线性上升, 电容 C_3 的电压从 V_{in} 开始线性下降, 因此 Q_1 是零电压关断。 i_p 和 C_1 、 C_3 的电压的表达式分别为:

$$i_p(t) = I_p(t_0) \equiv I_1 \quad (8.1)$$

$$v_{C1}(t) = \frac{I_1}{2C_{lead}}(t - t_0) \quad (8.2)$$

$$v_{C3}(t) = V_{in} - \frac{I_1}{2C_{lead}}(t - t_0) \quad (8.3)$$

在 t_1 时刻, C_3 的电压下降到零, Q_3 的反并二极管 D_3 自然导通, 开关模态 1 结束。该模态的时间为:

$$t_{01} = 2C_{lead}V_{in}/I_1 \quad (8.4)$$

3. 开关模态 2 [t_1, t_2] [参考图 8.2(c)]

D_3 导通后, 将 Q_3 的电压箝在零位, 此时开通 Q_3 , 则 Q_3 是零电压开通。虽然这时候 Q_3 被开通, 但 Q_3 并没有电流流过, 原边电流由 D_3 流通。 Q_3 和 Q_1 驱动信号之间的死区时间 $t_{d(lead)} > t_{01}$, 即

$$t_{d(lead)} > 2C_{lead}V_{in}/I_1 \quad (8.5)$$

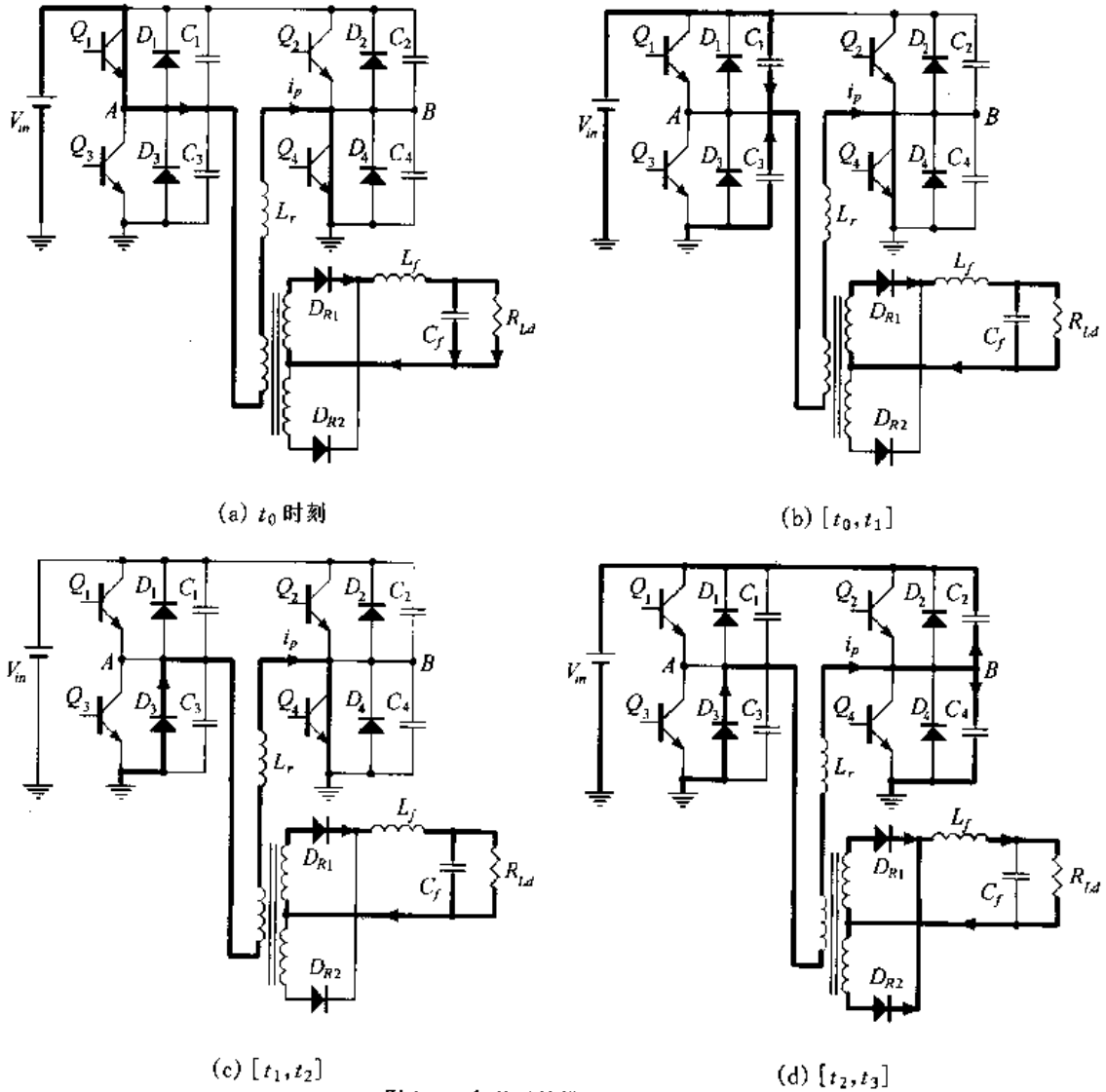


图 8.2 各种开关模态的等效电路

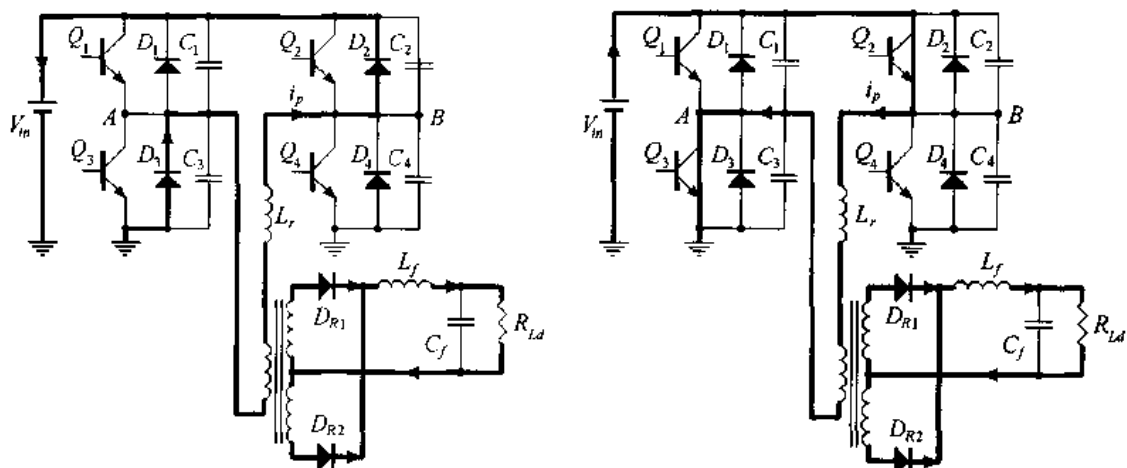
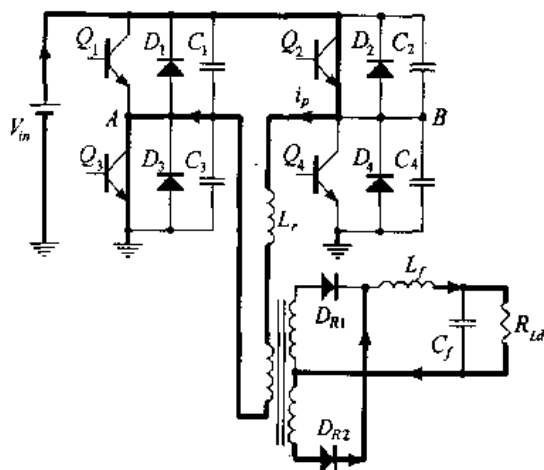
(e) $[t_3, t_4]$ (f) $[t_4, t_5]$ (g) $[t_5, t_6]$

图 8.2(续)

在这段时间里,原边电流等于折算到原边的滤波电感电流,即

$$i_p(t) = i_{L_f}(t)/K \quad (8.6)$$

在 t_2 时刻,原边电流下降到 I_2 。

4. 开关模式 3 $[t_2, t_3]$ [参考图 8.2(d)]

在 t_2 时刻,关断 Q_4 ,原边电流 i_p 转移到 C_2 和 C_4 中,一方面抽走 C_2 上的电荷,另一方面同时又给 C_4 充电。由于 C_2 和 C_4 的存在, Q_4 的电压是从零慢慢上升的,因此 Q_4 是零电压关断。此时 $v_{AB} = -v_{C4}$, v_{AB} 的极性自零变为负,变压器副边绕组电势下正上负,整流二极管 D_{R2} 导通,副边绕组 L_{s2} 中开始流过电流。由于整流管 D_{R1} 和 D_{R2} 同时导通,将变压器副边绕组短接,变压器副边绕组电压为零,原边绕组电压也为零, v_{AB} 直接加在谐振电感 L_r 上,因此在这段时间里实际上谐振电感 L_r 和 C_2, C_4 在谐振工作。原边电

流 i_p 和电容 C_2 、 C_4 的电压分别为:

$$i_p(t) = I_2 \cos \omega(t - t_2) \quad (8.7)$$

$$v_{C4}(t) = Z_p I_2 \sin \omega(t - t_2) \quad (8.8)$$

$$v_{C2}(t) = V_{in} - Z_p I_2 \sin \omega(t - t_2) \quad (8.9)$$

式中 $Z_p = \sqrt{\frac{L_r}{2C_{lag}}}$, $\omega = \frac{1}{\sqrt{2L_r C_{lag}}}$ 。

在 t_3 时刻, C_4 的电压上升到 V_{in} , D_2 自然导通, 结束该开关模式。它的持续时间为:

$$t_{23} = \frac{1}{\omega} \sin^{-1} \frac{V_{in}}{Z_p I_2} \quad (8.10)$$

5. 开关模式 4 [t_3, t_4] [参考图 8.2(e)]

在 t_3 时刻, D_2 自然导通, 将 Q_2 的电压箝在零位, 此时就可以开通 Q_2 , Q_3 是零电压开通。 Q_2 和 Q_4 驱动信号之间的死区时间 $t_{d(lag)} > t_{23}$, 即

$$t_{d(lag)} > \frac{1}{\omega} \sin^{-1} \frac{V_{in}}{Z_p I_2} \quad (8.11)$$

虽然此时 Q_2 已开通, 但 Q_2 不流过电流, i_p 由 D_2 流通, 谐振电感的储能回馈给输入电源。由于副边两个整流管同时导通, 因此变压器副边绕组电压为零, 原边绕组电压也为零, 这样电源电压 V_{in} 加在谐振电感 L_r 两端, 原边电流 i_p 线性下降。

$$i_p(t) = I_p(t_3) - \frac{V_{in}}{L_r}(t - t_3) \quad (8.12)$$

到 t_4 时刻, 原边电流从 $I_p(t_3)$ 下降到零, 二极管 D_2 和 D_3 自然关断, Q_2 和 Q_3 中将流过电流。开关模式 4 的持续时间为:

$$t_{34} = L_r \cdot I_p(t_3) / V_{in} \quad (8.13)$$

6. 开关模式 5 [t_4, t_5] [参考图 8.2(f)]

在 t_4 时刻, 原边电流由正方向过零, 并且向负方向增加, 流经 Q_2 和 Q_3 。由于原边电流仍不足以提供负载电流, 负载电流仍由两个整流管提供回路, 因此原边绕组电压仍然为零, 加在谐振电感两端电压是电源电压 V_{in} , 原边电流反向线性增加。

$$i_p(t) = -\frac{V_{in}}{L_r}(t - t_4) \quad (8.14)$$

到 t_5 时刻, 原边电流达到折算到原边的负载电流 $-I_{Lf}(t_5)/K$ 值, 该开关模式结束。此时, 整流管 D_{R1} 关断, D_{R2} 流过全部负载电流。开关模式 5 的持续时间为:

$$t_{45} = \frac{L_r \cdot I_{Lf}(t_5) / K}{V_{in}} \quad (8.15)$$

7. 开关模式 6 [t_5, t_6] [参考图 8.2(g)]

在这段时间里, 电源给负载供电, 原边电流为:

$$i_p(t) = -\frac{V_{in} - KV_o}{L_r + K^2 L_f}(t - t_5) \quad (8.16)$$

因为 $L_r \ll K^2 L_f$, 式(8.16)可简化为下式:

$$i_p(t) = -\frac{V_{in}/K - V_o}{KL_f}(t - t_5) \quad (8.17)$$

在 t_6 时刻, Q_3 关断, 变换器开始另一半周期的工作, 其工作情况类似于上述的半个周期。

8.3 两个桥臂实现 ZVS 的差异

1. 实现 ZVS 的条件

由第二节的分析可以知道, 要实现开关管的零电压开通, 必须有足够的能量用来:

- ① 抽走将要开通的开关管的结电容(或外部附加电容)上的电荷;
 - ② 给同一桥臂关断的开关管的结电容(或外部附加电容)充电;
- 同时, 考虑到变压器的原边绕组电容, 还要有一部分能量用来:
- ③ 抽走变压器原边绕组寄生电容 C_{TR} 上的电荷。

也就是说, 要实现开关管的零电压开通, 必须满足下式:

$$E > \frac{1}{2} C_i V_{in}^2 + \frac{1}{2} C_i V_{in}^2 + \frac{1}{2} C_{TR} V_{in}^2 = C_i V_{in}^2 + \frac{1}{2} C_{TR} V_{in}^2 \quad (i = lead, lag) \quad (8.18)$$

2. 超前桥臂实现 ZVS

超前桥臂容易实现 ZVS。在超前桥臂开关过程中, 输出滤波电感 L_f 是与谐振电感 L_r 串联的, 此时用来实现 ZVS 的能量是 L_f 和 L_r 中的能量。一般来说, L_f 很大, 在超前桥臂开关过程中, 其电流近似不变, 类似于一个恒流源。这个能量很容易满足式(8.18)。

3. 滞后桥臂实现 ZVS

滞后桥臂要实现 ZVS 比较困难。在滞后桥臂开关过程中, 变压器副边是短路的, 此时整个变换器就被分为两部分, 一部分是原边电流逐渐改变流通方向, 其流电路径由逆变桥提供; 另一部分是负载电流由整流桥提供续流回路, 负载侧与变压器原边没有关系。此时用来实现 ZVS 的能量只是谐振电感中的能量, 如果不满足式(8.19), 那么就无法实现 ZVS。

$$\frac{1}{2} L_r I_2^2 > C_{lag} V_{in}^2 + \frac{1}{2} C_{TR} V_{in}^2 \quad (8.19)$$

由于输出滤波电感 L_f 不参与滞后桥臂 ZVS 的实现, 较超前桥臂而言, 滞后桥臂实现 ZVS 就要困难得多, 因为谐振电感比输出滤波电感要小得多。

8.4 实现 ZVS 的策略及副边占空比的丢失

从上面的讨论中可以知道, 超前桥臂容易实现 ZVS, 而滞后桥臂则要困难些。只要满足条件使滞后桥臂实现 ZVS, 那么超前桥臂就肯定可以实现 ZVS。因此 PS ZVS PWM 全桥变换器实现 ZVS 的关键在于滞后桥臂。滞后桥臂实现 ZVS 的条件就是式(8.19)。

(8.19)中可以看出,要满足它,要么增加谐振电感 L_r ,要么增加 I_2 。

1. 增加励磁电流

对于一定的谐振电感 L_r ,必须有一个最小的 I_2 值 $I_{2\min}$ 来保证谐振电感 L_r 中的能量 $I_{2\min}^2$ 能实现 ZVS。文献[34]提出了用增加励磁电流 I_M 的办法来实现 ZVS,实质上提高 $I_{2\min}$ 。

由于增加了励磁电流 I_M ,原边电流在负载电流的基础上多了一份励磁电流,因而增它的最大电流值,也使通态损耗加大。同时,励磁电流的增大,增大了变压器损耗。在励磁电流的选取上,应充分考虑器件和变压器损耗。

2. 增大谐振电感

由于励磁电流与负载无关,因而在轻载时,变换器的效率很低。实现 ZVS 的另一种方式是增加谐振电感。要在一定的负载范围内实现 ZVS,就可以知道一个最小的负载电流,根据这个电流,忽略励磁电流,可得到 I_2 的最小值 $I_{2\min}$,利用式(8.19)计算出所需的最小谐振电感。

3. 副边占空比的丢失

副边占空比的丢失是 PS ZVS PWM 全桥变换器中一个重要的现象。所谓副边占空比丢失,就是说副边的占空比 D_s 小于原边的占空比 D_p ,即: $D_s < D_p$,其差值就是副边占空比丢失 D_{loss} :

$$D_{loss} = D_p - D_s \quad (8.20)$$

产生副边占空比丢失的原因是:存在原边电流从正向(或负向)变化到负向(或正向)负载电流的时间,即图 8.1 中的 $[t_2, t_5]$ 和 $[t_8, t_{11}]$ 时段。在这段时间里,虽然原边有正电压方波(或负电压方波),但原边不足以提供负载电流,副边整流桥的所有二极管导通,负载处于续流状态,其两端电压为零。这样副边就丢失了 $[t_2, t_5]$ 和 $[t_8, t_{11}]$ 这部分电压方波,在图 8.1 中,阴影部分就是副边丢失的电压方波。这部分时间与二分之一开关周期的比值就是副边的占空比丢失 D_{loss} ,即

$$D_{loss} = \frac{t_{25}}{T_s/2} \quad (8.21)$$

而

$$t_{25} = \frac{L_r \cdot [I_2 - I_{Lf}(t_5)/K]}{V_{in}} \quad (8.22)$$

那么,有:

$$D_{loss} = \frac{2L_r \cdot [I_2 - I_{Lf}(t_5)/K]}{V_{in} \cdot T_s} \quad (8.23)$$

从式(8.23)中可以知道:① L_r 越大, D_{loss} 越大;② 负载越大, D_{loss} 越大;③ V_{in} 越低, D_{loss} 越大。

D_{loss} 的产生使 D_s 减小,为了得到所要求的输出电压,就必须减小原副边的匝比。而匝比的减小,带来两个问题:①原边电流增加,开关管电流峰值也要增加,通态损耗加大;

②副边整流桥的耐压值要增加。为了减小 D_{loss} , 提高 D_s , 可以采用饱和电感的办法, 就是将谐振电感 L_r 改为饱和电感, 但还是存在 D_{loss} 。

8.5 整流二极管的换流情况

在 PS ZVS PWM 全桥变换器中, 变压器在 $[t_2, t_5]$ 时间里工作在短路状态, 本节讨论在这个特殊的工作状态下整流二极管的换流情况。一般而言, 输出整流电路有两种, 一种是四个整流二极管构成的全桥整流方式, 另一种是两个整流二极管构成的双半波整流方式, 即全波整流方式。当输出电压比较高、输出电流比较小时, 一般采用全桥整流方式。当输出电压比较低、输出电流比较大时, 为了减小整流桥的通态损耗, 提高变换器的效率, 一般选用全波整流方式。

无论采用何种整流方式, 如果忽略励磁电流, 变压器原副边的电压和电流关系为:

$$v_s = v_p / K \quad (8.24)$$

$$i_p = i_s / K \quad (8.25)$$

8.5.1 全桥整流方式

在 $[t_2, t_5]$ 时间里, 由于所有整流管同时导通, 将变压器的副边电压箝在零位, 这时变压器的原边电压也为零。这样, 原边电流与副边无关, 仅仅决定于电源电压和谐振电感的大小。图 8.3 是全桥整流方式下的电路结构。

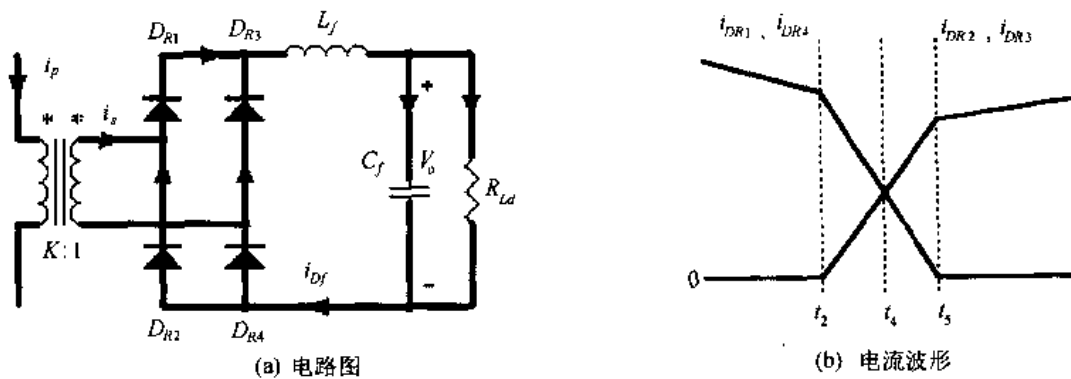


图 8.3 全桥整流方式

在 t_2 时刻, 负载电流流经 D_{R1} 和 D_{R4} 。在 $[t_2, t_5]$ 时段里, 变压器原边电流 i_p 减小, 其副边电流 i_s 也减小, 小于输出滤波电感电流, 即 $i_s < i_{Lf}$, i_s 不足以提供负载电流。此时 D_{R2} 和 D_{R3} 导通, 为负载提供不足部分的电流。各个电流的关系式为:

$$i_{DR1} + i_{DR3} = i_{Lf} \quad (8.26)$$

$$i_{DR3} + i_s = i_{DR4} \quad (8.27)$$

一般 $D_{R1} \sim D_{R4}$ 是同一型号的器件, 而 D_{R1} 和 D_{R4} 、 D_{R2} 和 D_{R3} 的工作情况是一样的, 即

$$i_{DR1} = i_{DR4} \quad (8.28)$$

$$i_{DR2} = i_{DR3} \quad (8.29)$$

根据式(8.26)~(8.29)以及变压器的原副边电流关系式(8.25),可以得出整流管的电流表达式:

$$i_{DR1} = i_{DR4} = \frac{1}{2}(i_{L_f} + Ki_p) \quad (8.30)$$

$$i_{DR2} = i_{DR3} = \frac{1}{2}(i_{L_f} - Ki_p) \quad (8.31)$$

根据上面两式,可以知道整流管的换流情况:

① $[t_2, t_4]$ 时段, $i_p > 0$, D_{R1} 和 D_{R4} 中流过的电流大于 D_{R2} 和 D_{R3} 流过的电流,即

$$i_{DR1} = i_{DR4} > i_{DR2} = i_{DR3} \quad (8.32)$$

② 在 t_4 时刻, $i_p = 0$,四个整流管中流过的电流相等,均为负载电流的一半,即

$$i_{DR1} = i_{DR4} = i_{DR2} = i_{DR3} = i_{L_f}/2 \quad (8.33)$$

③ $[t_4, t_5]$ 时段, $i_p < 0$, D_{R1} 和 D_{R4} 中流过的电流小于 D_{R2} 和 D_{R3} 流过的电流,即

$$i_{DR1} = i_{DR4} < i_{DR2} = i_{DR3} \quad (8.34)$$

④ 在 t_5 时刻, $i_p = -i_{L_f}/K$, D_{R2} 和 D_{R3} 流过全部负载电流, D_{R1} 和 D_{R4} 的电流为零,

即

$$i_{DR2} = i_{DR3} = i_{L_f} \quad (8.35)$$

$$i_{DR1} = i_{DR4} = 0 \quad (8.36)$$

此时, D_{R1} 和 D_{R4} 关断, D_{R2} 和 D_{R3} 承担全部负载电流,从而完成了整流二极管的换流过程。

8.5.2 全波整流方式

图 8.4 给出了全波整流方式的电路图,各个电流的参考方向如图所示,这样有:

$$i_{s1} = i_{DR1} \quad (8.37)$$

$$i_{s2} = -i_{DR2} \quad (8.38)$$

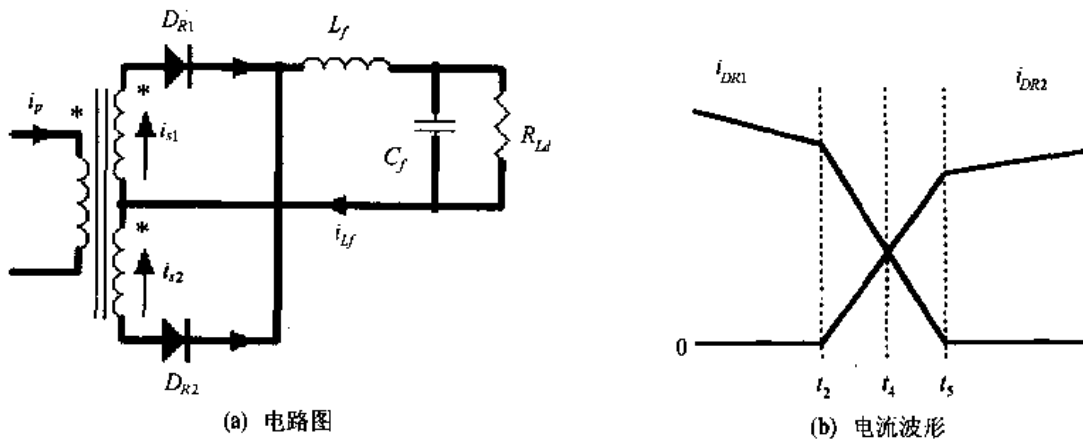


图 8.4 全波整流方式

在 t_2 时刻,负载电流流经 D_{R1} 。在 $[t_2, t_5]$ 时段里,变压器原边电流减小,其副边绕组 L_{s1} 的电流也减小,小于输出滤波电感电流,即 $i_{s1} < i_{L_f}$, i_{s1} 不足以提供负载电流,此时 D_{R2} 导通,由副边绕组 L_{s2} 为负载提供不足部分的电流,即

$$i_{DR1} + i_{DR2} = i_{L_f} \quad (8.39)$$

变压器原副边的电流关系为:

$$i_{s1} + i_{s2} = Ki_p \quad (8.40)$$

由式(8.37)~(8.40)可以解出各个电流的表达式:

$$i_{s1} = \frac{1}{2}(i_{Lf} + Ki_p) \quad (8.41)$$

$$i_{s2} = -\frac{1}{2}(i_{Lf} - Ki_p) \quad (8.42)$$

$$i_{DR1} = \frac{1}{2}(i_{Lf} + Ki_p) \quad (8.43)$$

$$i_{DR2} = \frac{1}{2}(i_{Lf} - Ki_p) \quad (8.44)$$

根据式(8.43)和(8.44),可以知道整流管的换流情况:

① $[t_2, t_4]$ 时段, $i_p > 0$, 流过 D_{R1} 的电流大于流过 D_{R2} 的电流, 即

$$i_{DR1} > i_{DR2} \quad (8.45)$$

② 在 t_4 时刻, $i_p = 0$, 两个整流管中流过的电流相等, 均为负载电流的一半, 即

$$i_{DR1} = i_{DR2} = i_{Lf}/2 \quad (8.46)$$

③ $[t_4, t_5]$ 时段, $i_p < 0$, D_{R1} 中流过的电流小于 D_{R2} 中流过的电流, 即

$$i_{DR1} < i_{DR2} \quad (8.47)$$

④ 在 t_5 时刻, $i_p = -i_{Lf}/K$, D_{R2} 中流过全部负载电流, D_{R1} 中的电流为零, 即

$$i_{DR2} = i_{Lf} \quad (8.48)$$

$$i_{DR1} = 0 \quad (8.49)$$

此时, D_{R1} 关断, D_{R2} 承担全部负载电流, 从而完成整流管的换流过程。

8.6 仿真和实验结果

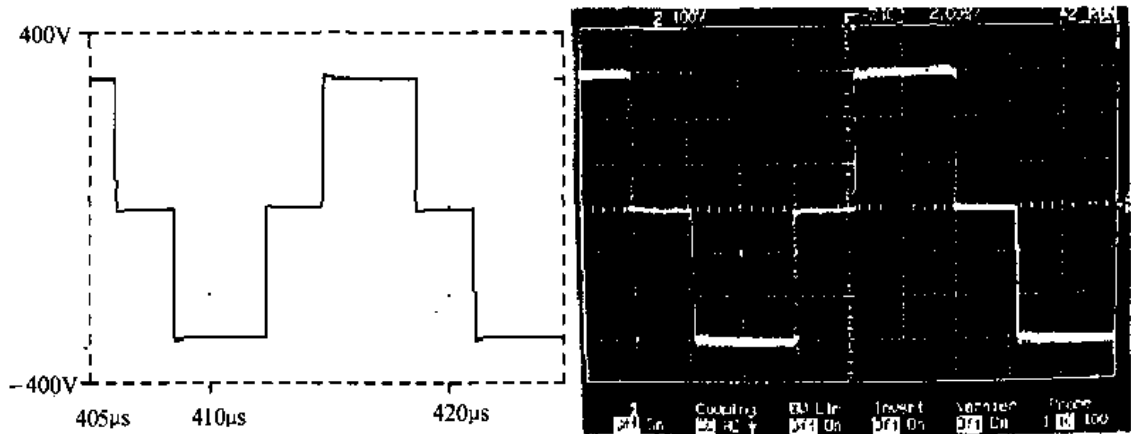
本节利用 PSPICE 软件对 PS ZVS PWM 全桥变换器作了仿真分析。并采用此方案, 研制成功 48V/10A 通讯电源。

仿真和实验所用的主要数据为:

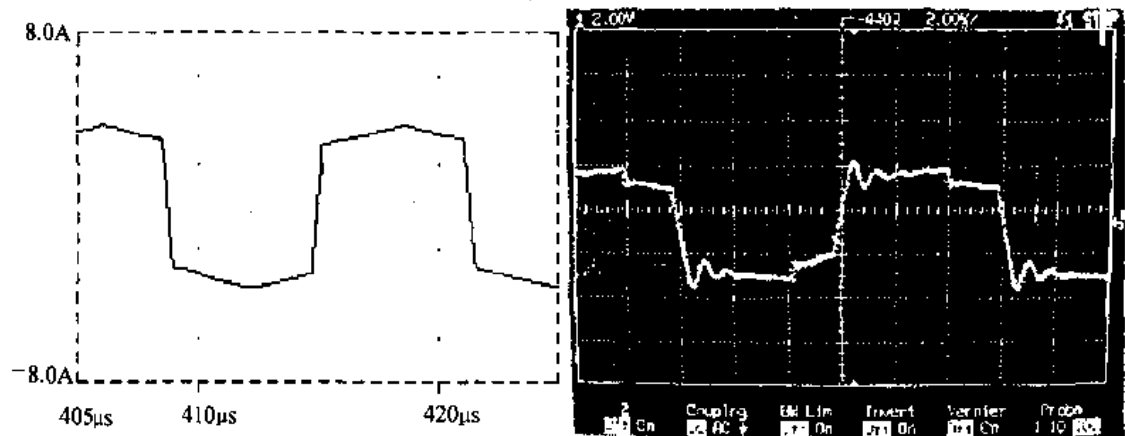
- 输入直流电压: $V_{in} = 310\text{VDC}$;
- 输出直流电压: $V_o = 52.8\text{VDC}$;
- $Q_1(D_1 \& C_1) \sim Q_4(D_4 \& C_4)$: IRF840;
- 谐振电感: $L_r = 26\mu\text{H}$;
- 变压器原副边匝比: $K = 3$;
- 输出滤波电感: $L_f = 88\mu\text{H}$;
- 输出滤波电容: $C_f = 6600\mu\text{F}$;
- 开关频率: $f_s = 80\text{kHz}$ 。

图 8.5 是输出 10A/52.8V 时的仿真(左图)和实验(右图)波形, 其中图 8.5(a)是 v_{AB} 的波形, 图 8.5(b)是原边电流波形, 图 8.5(c)是副边整流后的电压波形。从波形中可以看出, 所有波形均很干净, 原边电流由于有谐振电感的存在, 没有传统硬开关变换器所出现的开通电流尖峰。副边电压有少许振荡, 这是输出整流管的反向恢复和变压器的副边

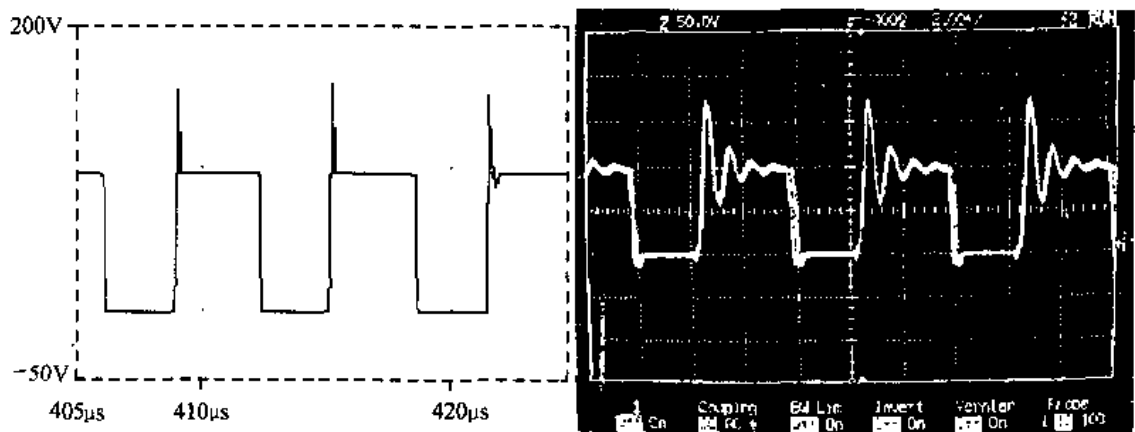
漏感造成的。图 8.5(d)是滞后桥臂的一个开关管的驱动波形及其漏源极电压 v_{DS} 波形, 从中可以看出, 当驱动电压变为正方向时, 开关管的漏源极电压已经为零, 其内部寄生的反并二极管已经导通, 此时开通开关管就是零电压开通; 而当开关管关断时, 其结电容限制了 v_{DS} 的上升率, 因此开关管是零电压关断的。由此说明移相控制方案实现了开关管的零电压开关。



(a) v_{AB} 的波形
(实验结果的时间标尺: $2\mu\text{s}/\text{div}$; 电压标尺: $100\text{V}/\text{div}$)

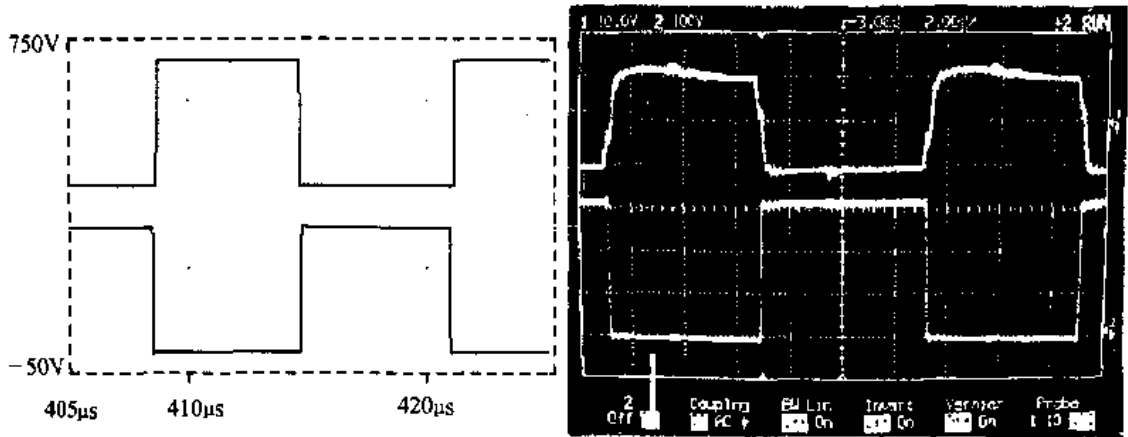


(b) 原边电流波形
(实验结果的时间标尺: $2\mu\text{s}/\text{div}$; 电流标尺: $1\text{A}/\text{div}$)



(c) 副边整流后的电压波形
(实验结果的时间标尺: $2\mu\text{s}/\text{div}$; 电压标尺: $50\text{V}/\text{div}$)

图 8.5 移相控制 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器的仿真和实验波形



(d) 开关管的驱动波形(上面)及其漏源极电压波形(下面)
 (实验结果的时间标尺: $2\mu\text{s}/\text{div}$; 电压标尺: $10\text{V}/\text{div}$ (上), $100\text{V}/\text{div}$ (下))

图 8.5(续)

图 8.6 和图 8.7 分别是全桥整流方式和全波整流方式下的电压和电流波形。该图说明在两种整流方式下,变压器的原、副边电压和电流的关系符合变压器的基本规律。即

$$v_s = v_p / K \quad (\text{全桥整流方式}) \quad (8.50)$$

$$i_s = K i_p \quad (\text{全桥整流方式}) \quad (8.51)$$

$$v_{s1} = v_{s2} = v_p / K \quad (\text{全波整流方式}) \quad (8.52)$$

$$i_{s1} + i_{s2} = K i_p \quad (\text{全波整流方式}) \quad (8.53)$$

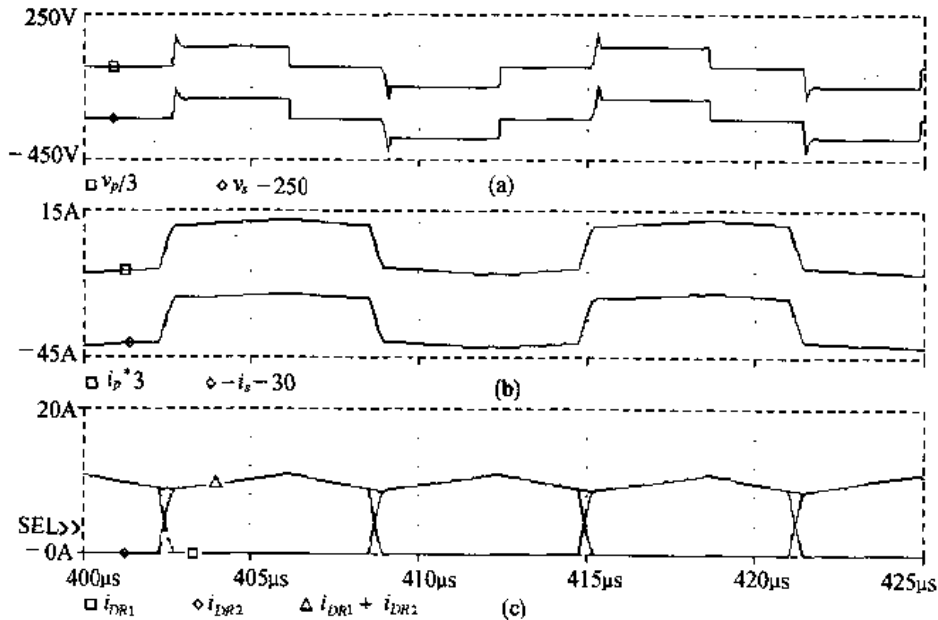


图 8.6 全桥整流方式

上面四个表达式是基于图 8.3 和图 8.4 的电流和电压的参考方向的。

图 8.6(c)和图 8.7(c)表明当原边电流不足以提供负载电流时,整流桥的所有二极管同时导通,为负载提供续流回路。

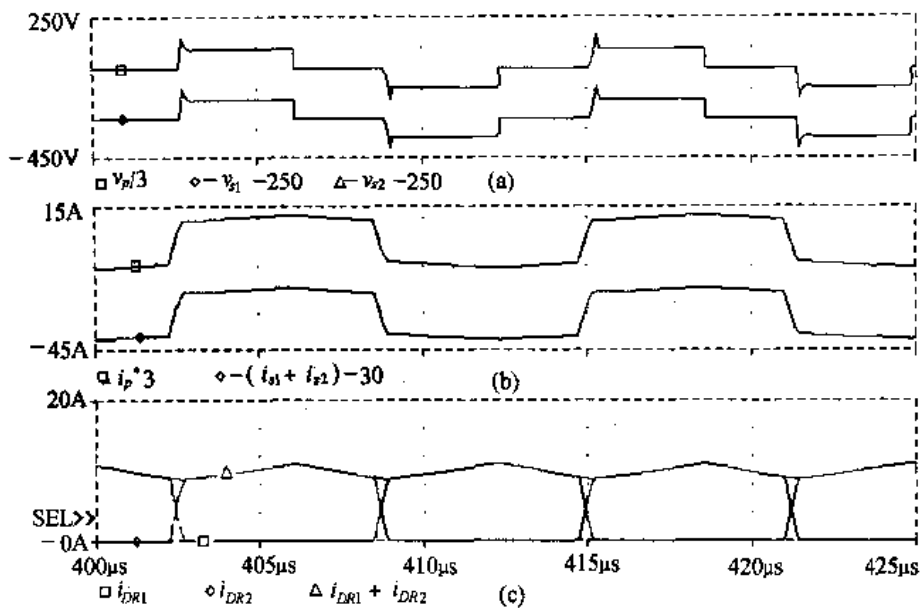
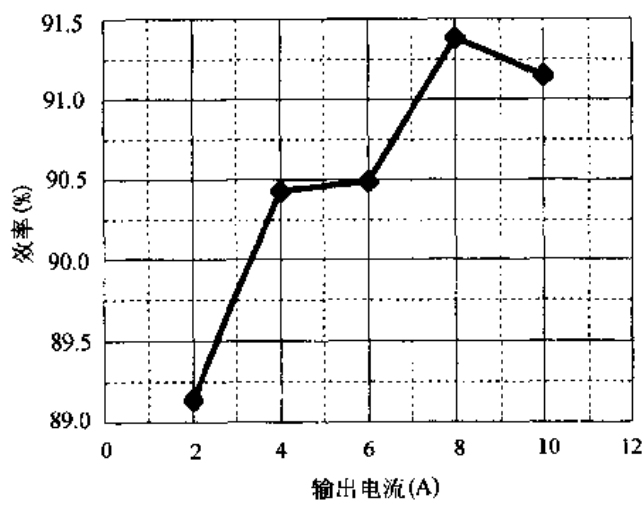


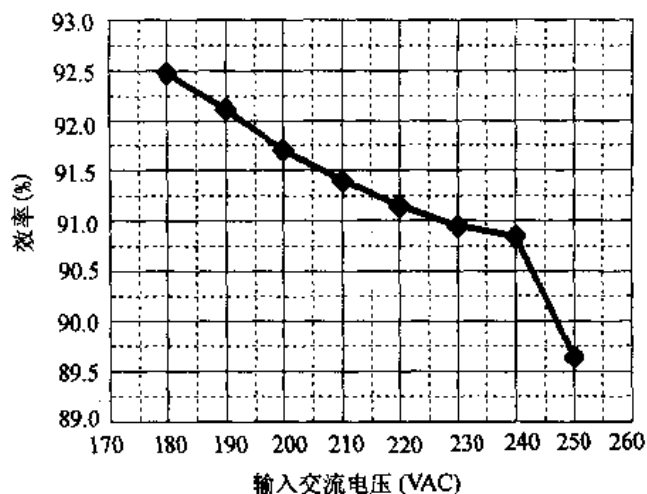
图 8.7 全波整流方式

图 8.8 给出了该电源的整机变换效率曲线,其中图 8.8(a)是在额定输入 220V 交流电,不同的输出电流下电源的变换效率。图中表明,在 8A 时效率最高,10A 时效率大于 91%。图 8.8(b)是输出满载 10A 时,在不同的输入交流电压时电源的变换效率。图中表明,在输入电压保证能输出满载电压的前提下,输入电压越高,变换效率越低。这是因为移相控制方案中存在零状态,此时原边电流处于自然续流状态。在这段时间里,原边电压没有能量传递到输出级,而在变压器、谐振电感和开关管中却存在通态损耗。而且输入电压越高,零状态所占时间越长。因此要提高变换效率,就要充分利用输入电压的时间,减小零状态的时间。



(a) 效率与输出电流的关系图

图 8.8 采用移相控制 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器的电源的效率曲线



(b) 输出满载时效率与输入电压的关系图

图 8.8(续)

本章小结

本章分析了移相控制 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器的基本原理。通过以上分析,可以得出以下结论:

- ① 移相控制零电压开关 PWM 变换器工作于零电压开关条件下,因而大大减小了开关损耗,有利于提高开关频率,减小变换器的体积和重量;
- ② 无论副边是全桥整流方式还是全波整流方式,变压器原副边的电压电流是符合变压器的基本规律的;
- ③ 超前桥臂比滞后桥臂容易实现零电压开关;
- ④ 由于谐振电感串联于主回路中,副边存在占空比丢失。

第九章 移相控制 ZVZCS PWM DC/DC 全桥变换器

9.1 引言

在第八章中,我们讨论了移相控制 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器,它利用变压器的漏感和开关管(MOSFET)的结电容来实现开关管的零电压开关,拓扑结构简洁,同时又实现了恒定频率控制,广泛应用在中、大功率场合。

由于 MOSFET 导通时相当于一个电阻,其通态损耗较大。为了减小通态损耗,可以选用 IGBT 来替代 MOSFET 作主开关管,尤其是在输入电压很高、输出功率很大时。但是,IGBT 在关断时存在电流拖尾现象,由此产生较大的关断损耗。为了减小关断损耗,有必要给 IGBT 并联一个较大的电容。虽然这样可以减小 IGBT 的关断损耗,但也限制了开关频率的提高,变换器一般只能工作在 20kHz 左右。为了解决 IGBT 的电流拖尾问题,IGBT 最好工作在零电流开关状态。

本章讨论一种移相控制 ZVZCS PWM DC/DC 全桥变换器,它可以实现超前桥臂的零电压开关和滞后桥臂的零电流开关。其主电路和主要波形如图 9.1 所示。 Q_1 和 Q_3 构成超前桥臂, Q_2 和 Q_4 构成滞后桥臂。 D_1 和 D_3 分别是 Q_1 和 Q_3 的反并联二极管, C_1 和 C_3 分别是 Q_1 和 Q_3 的并联电容, L_{lk} 是变压器的漏感。与移相控制 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器相比,移相控制 ZVZCS PWM DC/DC 全桥变换器增加了一个阻断电容 C_b ,同时在滞后桥臂的开关管中串联了一个二极管,没有并联电容。

9.2 工作原理

在一个开关周期中,变换器有 10 种开关模态,其等效电路如图 9.2 所示。在分析之前,作如下假设:

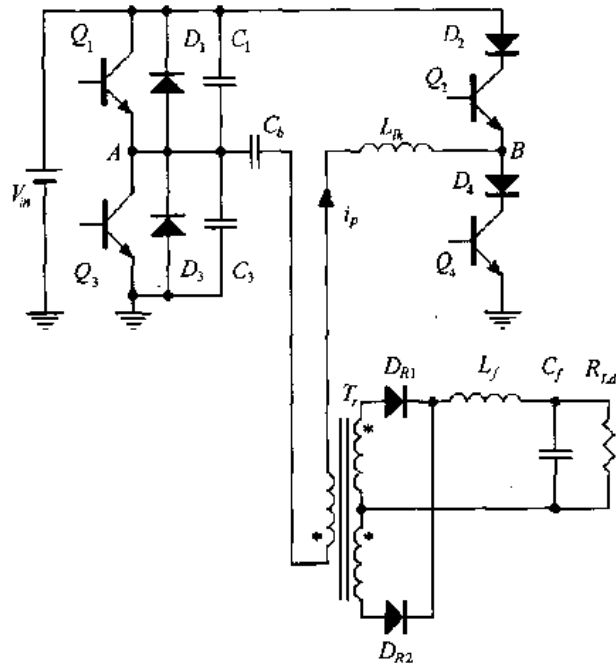
- ① 所有开关管、二极管均为理想器件;
- ② 电感、电容均为理想元件;
- ③ 阻断电容 C_b 足够大;
- ④ $C_1 = C_3 = C_r$;
- ⑤ $K^2 L_f \gg L_{lk}$, K 为变压器原副边匝比。

1. 开关模态 0 [t_0 时刻] [参考图 9.2(a)]

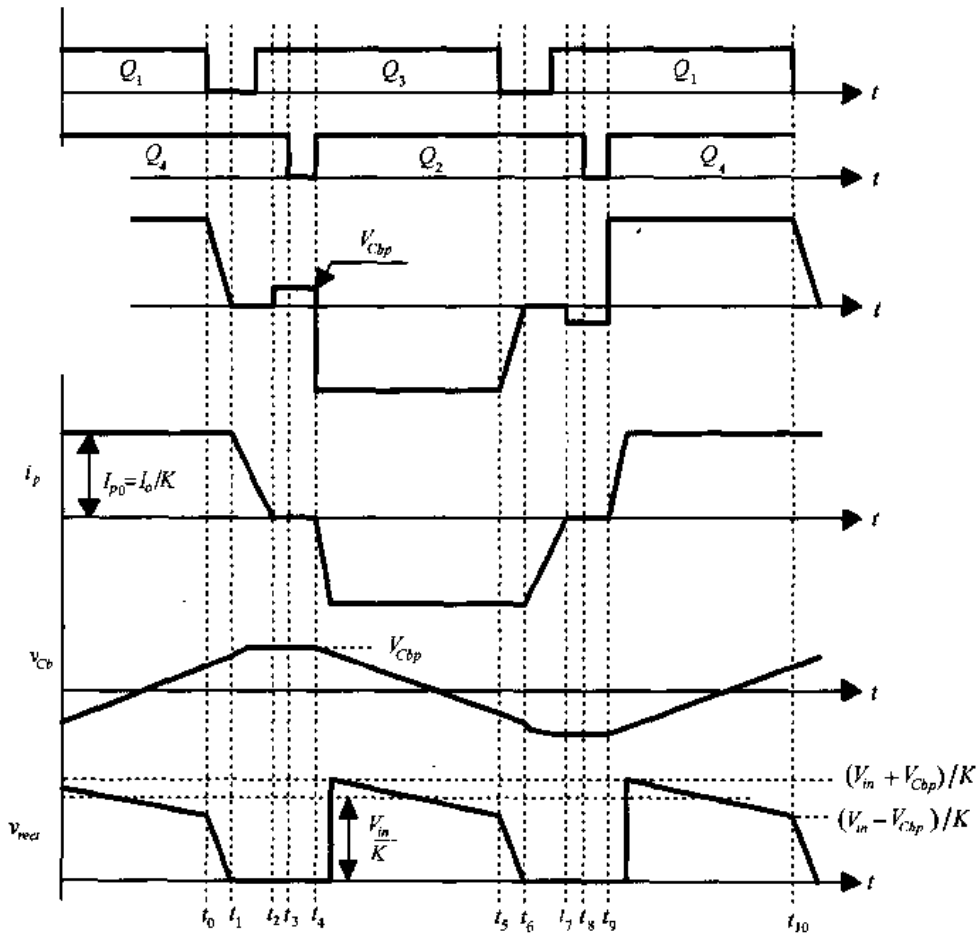
在 t_0 时刻, Q_1 和 Q_4 导通。原边电流 i_p 给阻断电容 C_b 充电。这里假设输出滤波电感足够大,可以将它看成是一个电流源。此时,原边电流为 $I_{p0} = I_o/K$, I_o 是输出负载电流。阻断电容 C_b 电压为 $V_{Cb}(t_0)$ 。

2. 开关模态 1 [t_0, t_1] [参考图 9.2(b)]

在 t_0 时刻关断 Q_1 , i_p 从 Q_1 中转移到 C_3 和 C_1 中,给 C_1 充电,同时 C_3 被放电。在



(a) 主电路



(b) 主要波形

图 9.1 移相控制 ZVZCS PWM DC/DC 全桥变换器

这个时段里,漏感 L_{lk} 和滤波电感 L_f 是串联的,而且 L_f 很大,可以认为 i_p 近似不变,类似于一个恒流源,其大小为 $I_{p0} = I_o/K$ 。原边电流 i_p 继续给阻断电容 C_b 充电。 C_1 的电压从零开始线性上升, C_3 的电压从 V_{in} 开始线性下降,因此 Q_1 是零电压关断。

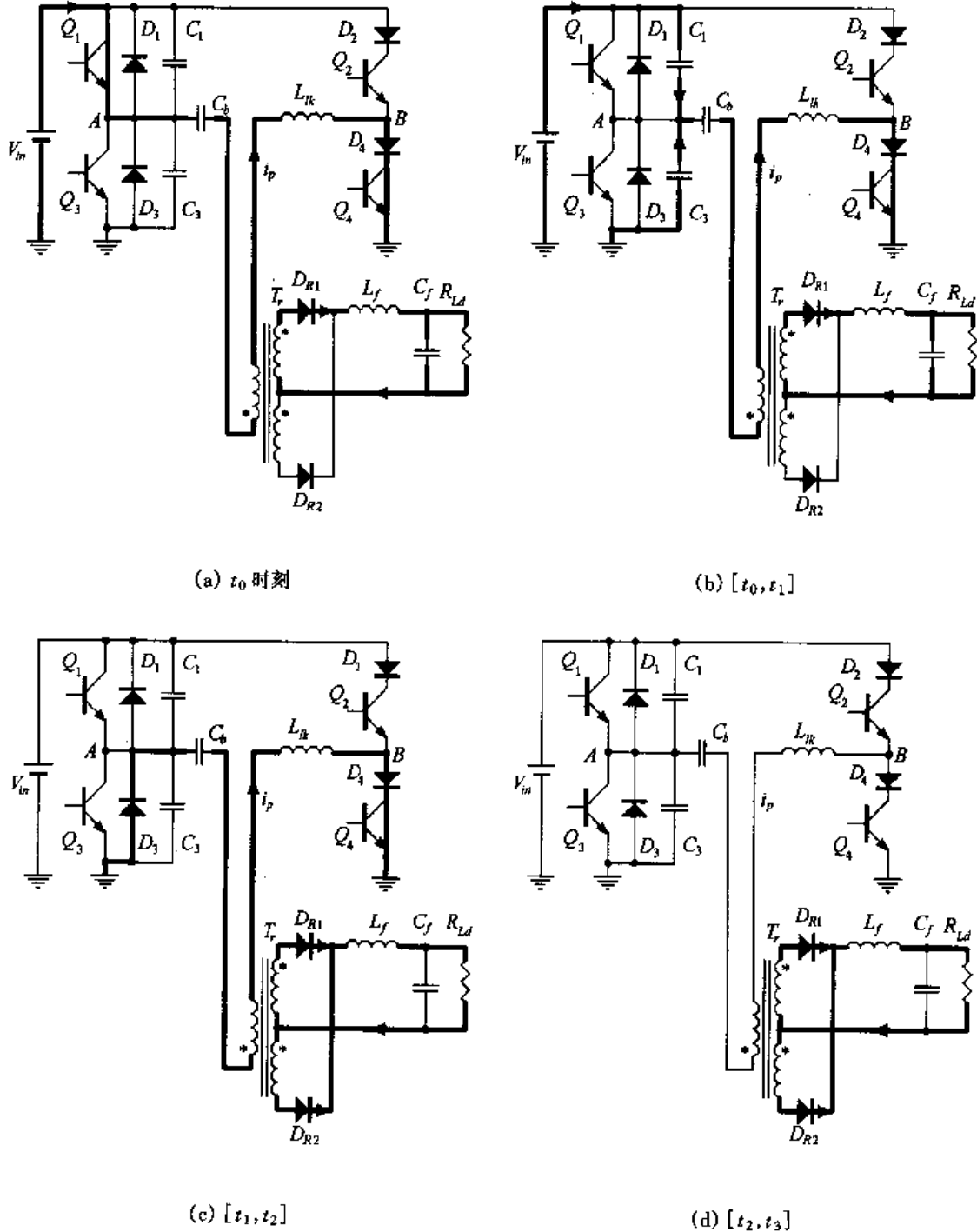


图 9.2 各个开关模式的等效电路

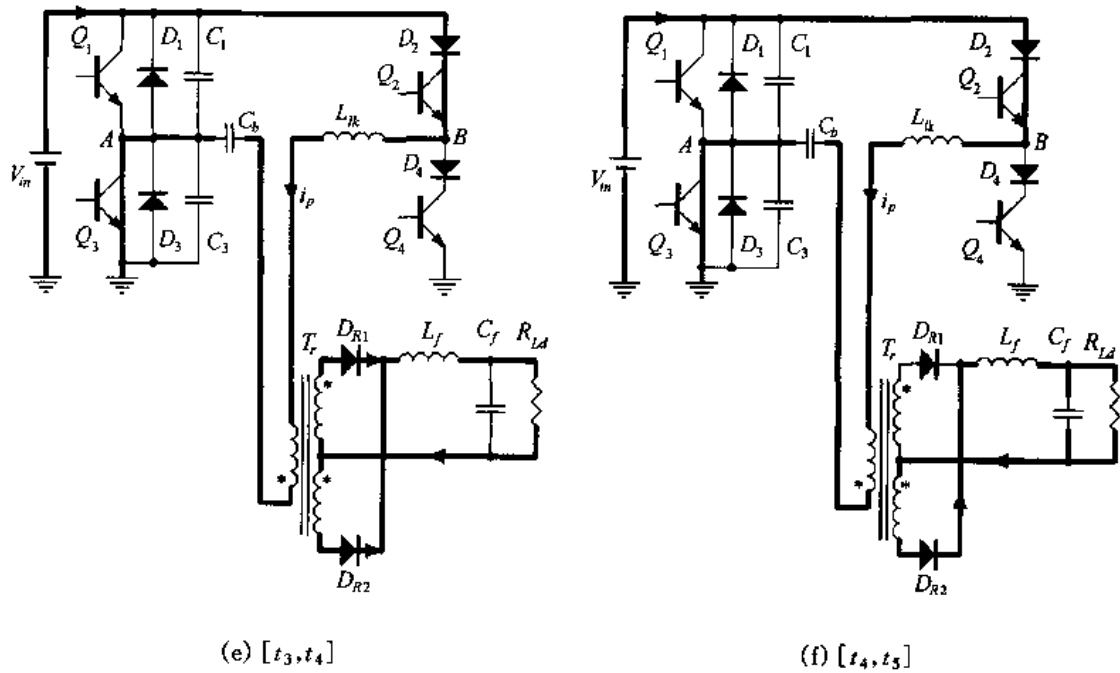


图 9.2 (续)

$$v_{Cb}(t) = V_{Cb}(t_0) + \frac{I_{p0}}{C_b}(t - t_0) \quad (9.1)$$

$$v_{C1}(t) = \frac{I_{p0}}{2C_r}(t - t_0) \quad (9.2)$$

$$v_{C3}(t) = V_{in} - \frac{I_{p0}}{2C_r}(t - t_0) \quad (9.3)$$

在 t_1 时刻, C_3 的电压下降到零, Q_3 的反并二极管 D_3 自然导通, 从而结束开关模式 1。该模式的持续时间为:

$$t_{01} = 2C_r V_{in} / I_{p0} \quad (9.4)$$

在 t_1 时刻, 阻断电容 C_b 上的电压为:

$$V_{Cb}(t_1) = V_{Cb}(t_0) + 2 \cdot \frac{C_r V_{in}}{C_b} \quad (9.5)$$

3. 开关模式 2 [t_1, t_2] [参考图 9.2(c)]

D_3 导通后, 开通 Q_3 , Q_3 是零电压开通。 Q_3 与 Q_1 驱动信号之间的死区时间 $t_{d(lead)} > t_{01}$, 即

$$t_{d(lead)} > \frac{2C_r V_{in}}{I_{p0}} \quad (9.6)$$

在这段时间里, D_3 和 Q_4 导通, A 、 B 两点电压 v_{AB} 等于零。此时加在变压器原边绕组和漏感上的电压为阻断电容电压 v_{Cb} , 原边电流开始减小, 同时变压器原边电压极性改变, 副边感应电势成为下正上负。变压器副边两个整流二极管 D_{R1} 和 D_{R2} 同时导通, 因此变压器原、副边绕组电压均为零。此时阻断电容的电压全部加在漏感上, 原边电流减小, 阻断电容电压上升。由于漏感较小, 而阻断电容较大, 因此可认为在这个开关模式中, 阻

断电容电压基本不变,原边电流基本是线性减小,即

$$v_{Cb}(t) = V_{Cb}(t_1) \equiv V_{Cb} \quad (9.7)$$

$$i_p(t) = I_{p0} - \frac{V_{Cb}}{L_{lk}}(t - t_1) \quad (9.8)$$

在 t_2 时刻,原边电流下降到零。该开关模式的持续时间为:

$$t_{12} = \frac{L_{lk} \cdot I_{p0}}{V_{Cb}} \quad (9.9)$$

4. 开关模式 3 [t_2, t_3] [参考图 9.2(d)]

在开关模式 3 中,原边电流为 $i_p = 0$, A 点对地电压为 $v_A = 0$, B 点对地电压为 $v_B = -V_{Cb}$ 。副边两个整流管同时导通,均分负载电流。

5. 开关模式 4 [t_3, t_4] [参考图 9.2(e)]

在 t_3 时刻,关断 Q_4 ,此时 Q_4 中并没有电流流过,因此 Q_4 是零电流关断。在很小的延时后,开通 Q_2 ,由于漏感的存在,原边电流不能突变, Q_2 是零电流开通。

由于原边电流不足以提供负载电流,副边两个整流管依然同时导通,变压器的原、副边绕组被箝在零电压。此时加在漏感两端的电压为 $-(V_{in} + V_{Cb})$,原边电流从零开始反方向线性增加。

$$i_p(t) = -\frac{V_{in} + V_{Cb}}{L_{lk}}(t - t_3) \quad (9.10)$$

在 t_4 时刻,原边电流反方向增加到负载电流。该开关模式的持续时间为:

$$t_{34} = \frac{L_{lk} \cdot I_{p0}}{V_{in} + V_{Cb}} \quad (9.11)$$

6. 开关模式 5 [t_4, t_5] [参考图 9.2(f)]

从 t_4 时刻开始,原边为负载提供能量,同时给阻断电容反向充电。输出整流管 D_{R1} 自然关断,所有负载电流均流过 D_{R2} 。在这个开关模式中,

$$v_{Cb}(t) = V_{Cb} - \frac{I_{p0}}{C_b} \cdot (t - t_4) \quad (9.12)$$

在 t_5 时刻,

$$V_{Cb}(t_5) = V_{Cb} - \frac{I_{p0}}{C_b} \cdot t_{45} \quad (9.13)$$

阻断电容上的电压为下一次 Q_2 零电流关断和 Q_4 零电流开通作准备。在 t_5 时刻,关断 Q_3 ,开始另一个半周期 [t_5, t_{10}],其工作情况类似于前面描述的 [t_0, t_5]。

阻断电容电压在 t_6 时刻达到负的最大值 $-V_{Cb}$,而 [t_5, t_6] 时段与 [t_0, t_1] 时段是类似的,因此有:

$$V_{Cb}(t_6) = V_{Cb}(t_5) - 2 \frac{C_r V_{in}}{C_b} = V_{Cb} - \frac{I_{p0}}{C_b} \cdot t_{45} - 2 \cdot \frac{C_r V_{in}}{C_b} = -V_{Cb} \quad (9.14)$$

一般 $C_r \ll C_b$,那么上式可简化为:

$$V_{Cb} = \frac{I_{p0}}{2C_b} \cdot t_{45} \quad (9.15)$$

9.3 参数设计

1. 实现滞后桥臂 ZCS 的条件

从上一节的分析中可以知道,要实现滞后桥臂的 ZCS,原边电流 i_p 必须在滞后桥臂开通之前从负载电流减小到零。从式(9.9)和(9.15)可以推出 i_p 从负载电流减小到零的时间 t_{12} 为:

$$t_{12} = \frac{2L_{lk}C_b}{t_{45}} = \frac{2L_{lk}C_b}{D_y T_s / 2} = \frac{4L_{lk}C_b}{D_y T_s} \quad (9.16)$$

式中 D_y 是占空比, T_s 是开关周期。

从式(9.16)中可以看出, t_{12} 与负载电流无关,与占空比 D_y 成反比。也就是说可以在任意负载和输入电压变化范围内实现滞后桥臂的零电流开关。

2. 最大占空比 $D_{y\max}$

从图 9.3 中可以知道,本变换器的最大占空比 $D_{y\max}$ 由下式决定:

$$D_{y\max} = 1 - \frac{t_{12} + T_{ZCS}}{T_s / 2} \quad (9.17)$$

式中 T_{ZCS} 是实现滞后桥臂 ZCS 的时间,它取决于开关管的关断特性。

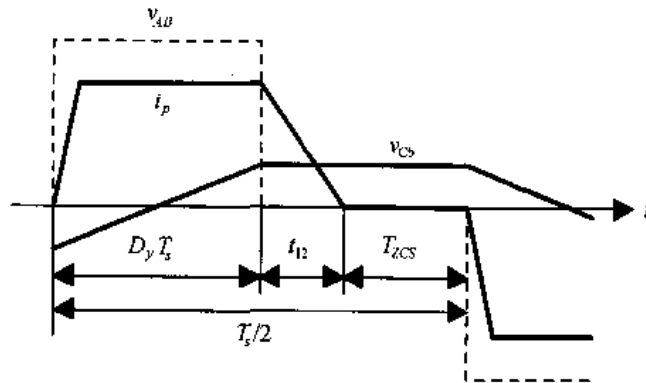


图 9.3 最大占空比的确定

3. 滞后桥臂的电压应力

在开关模态 3 中,原边电流 i_p 为零, $v_B = -V_{Cb}$, 滞后桥臂开关管上的电压为:

$$V_{Q2} = V_{in} + V_{Cb} \quad (9.18)$$

$$V_{Q4} = -V_{Cb} \quad (9.19)$$

从上面两个表达式可知,滞后桥臂开关管的电压应力为 $V_{in} + V_{Cb}$, 而且要承受反向电压 V_{Cb} , 因此滞后桥臂要串联二极管。

4. 阻断电容的选择

阻断电容 C_b 的选择受到两个因素的制约:

① 从式(9.16)和(9.17)中可知,为了提高 $D_{y\max}$, C_b 应当尽量小;② 从式(9.18)和(9.19)中可知,为了降低滞后桥臂的电压应力和反向电压, C_b 应当尽量大。

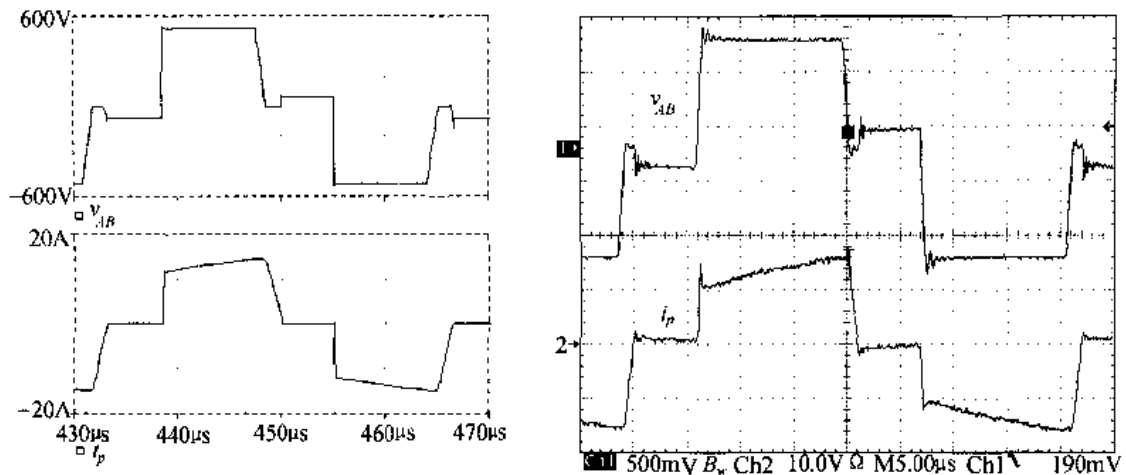
因此要权衡选择 C_b ,一般在输出满载时,阻断电容电压峰值 $V_{Cb_p} = 20\% V_{in}$ 。

9.4 仿真与实验结果

本节采用 PSPICE 软件对该变换器做了仿真分析,并采用此方案,研制成功 48V/100A 通讯用开关电源。仿真和实验所用的参数为:

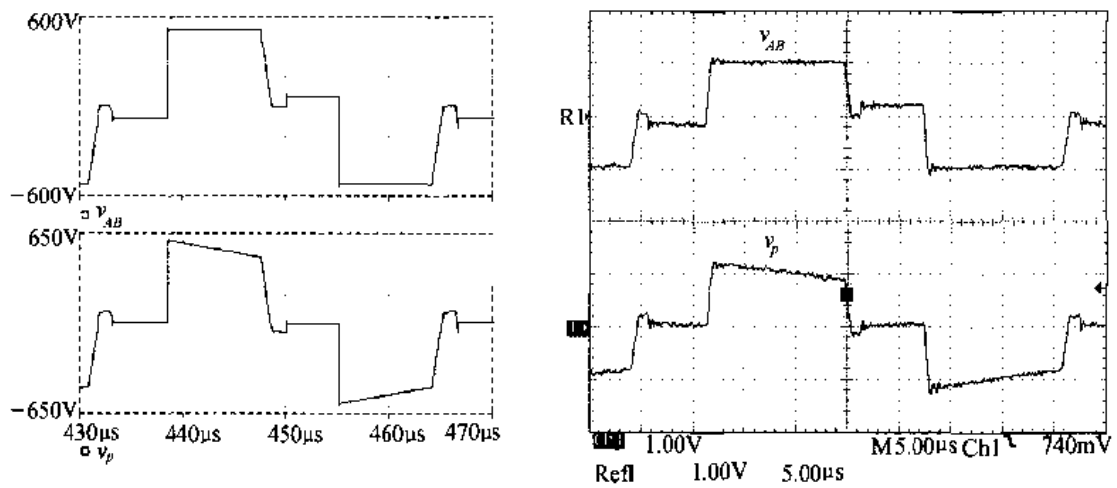
- 输入直流电压: $V_{in} = 530\text{VDC}$;
- 输出直流电压: $V_o = 52.8\text{VDC}$;
- 变压器原副边匝比: $K = 5.5$;
- 变压器原边漏感: $L_{lk} = 10\mu\text{H}$;
- 阻断电容: $C_b = 2\mu\text{F}$;
- 并联电容: $C_1 = C_3 = C_r = 15\text{nF}$;
- 输出滤波电感: $L_f = 30\mu\text{H}$;
- 输出滤波电容: $C_f = 10000\mu\text{F}$;
- 开关管: IGBT, VII50-12Q3;
- 串联二极管为: DSEP2 \times 31-03A;
- 输出整流二极管: MEK95-06 DA;
- 开关频率: $f_s = 30\text{kHz}$ 。

图 9.4 给出了在输出满载 100A 时的仿真和实验波形对比图,其中,左图为仿真波形,右图为实验波形。图 9.4(a)是原边电压 v_{AB} 和原边电流 i_p 波形。该图表明当 $v_{AB} = 0$ 时,阻断电容 C_b 上的电压使 i_p 从折算到原边的负载电流减小到零,从而实现滞后桥臂的零电流开关。与 PS ZVS PWM 全桥变换器相比,本变换器不存在原边环流,因而可以提高变换效率。图 9.4(b)是 v_{AB} 和变压器原边电压 v_p 波形,由于有阻断电容的电压, v_p 不是一个方波,但其平均值与 PS ZVS PWM 全桥变换器一样。图 9.4(c)是阻断电容的电压波形,当原边电流正向流动时,阻断电容电压是增加的;而当原边电流反向流动时,阻断电容电压是减小的。图 9.4(d)是滞后桥臂开关管的电流和驱动波形,该图说明滞后桥臂是零电流开关的。图 9.4(e)是超前桥臂开关管的电压和驱动波形,该图说明超前桥臂是零电压开关的。图 9.4(f)是超前桥臂和滞后桥臂的电压波形,由于超前桥臂有反并二极管,其电压应力为输入直流电压 V_{in} ;而滞后桥臂没有反并二极管,其电压应力为 $V_{in} + V_{Cb_p}$,而且有反向电压 $-V_{Cb_p}$,因此需要串联二极管来承受这个反向电压。



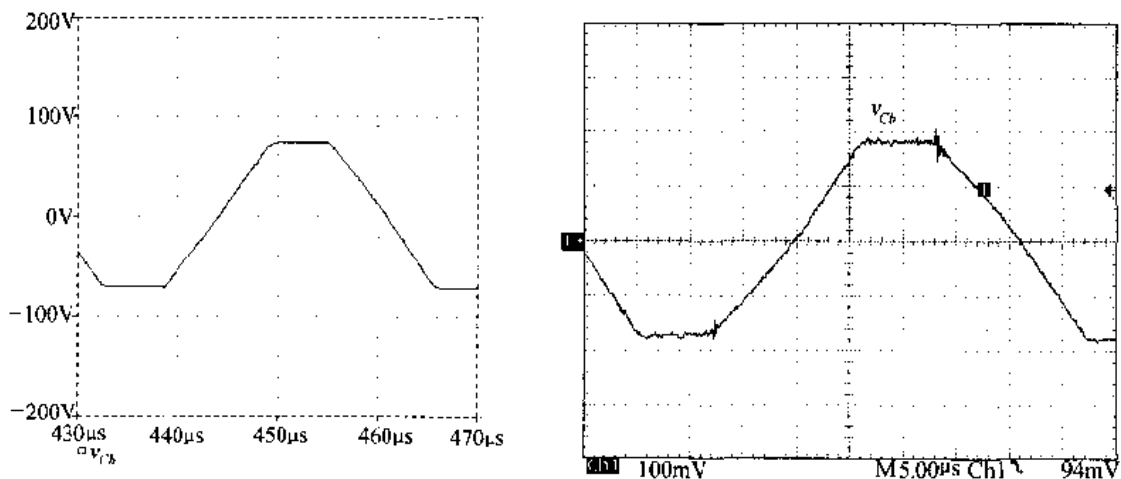
(a) 原边电压 v_{AB} (上面曲线)和原边电流 i_p (下面曲线)

(实验波形的时间标尺: $5\mu\text{s}/\text{div}$, 电压标尺: $250\text{V}/\text{div}$, 电流标尺: $10\text{A}/\text{div}$)



(b) v_{AB} (上面曲线)和原边电压 v_p (下面曲线)

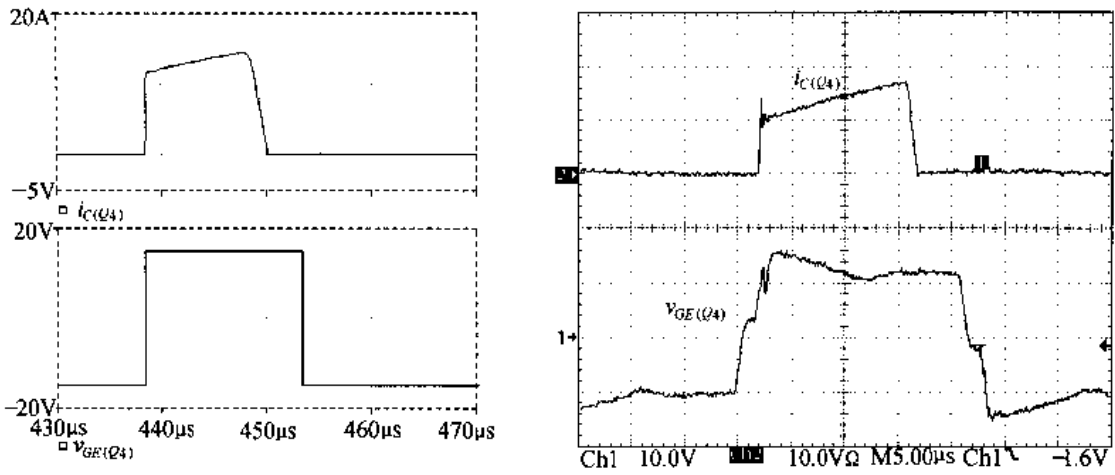
(实验波形的时间标尺: $5\mu\text{s}/\text{div}$, 电压标尺: $500\text{V}/\text{div}$)



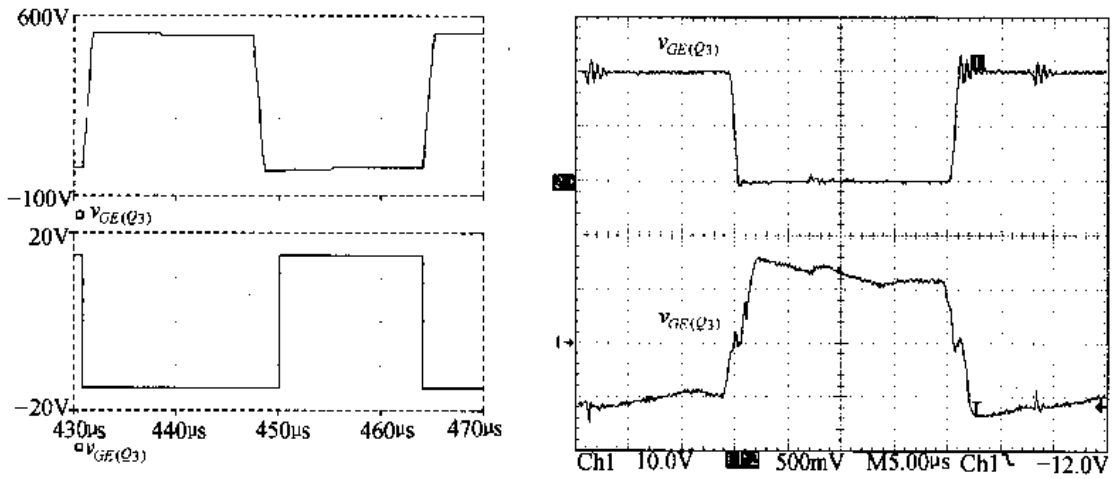
(c) 阻断电容电压 v_{CB}

(实验波形的时间标尺: $5\mu\text{s}/\text{div}$, 电压标尺: $50\text{V}/\text{div}$)

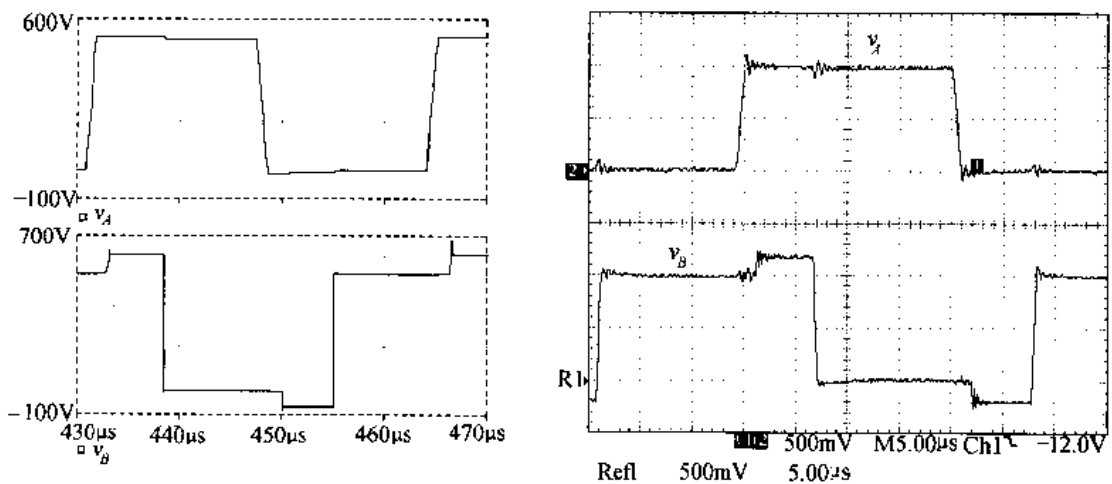
图 9.4 移相控制 ZVZCS PWM DC/DC 全桥变换器的仿真与实验结果



(d) 滞后桥臂中 Q_4 的 C 极电流 $i_{C(Q4)}$ (上面曲线) 和驱动电压 $v_{GE(Q4)}$ (下面曲线)
 (实验波形的时间标尺: $5\mu\text{s}/\text{div}$, 电流标尺: $10\text{A}/\text{div}$, 电压标尺: $10\text{V}/\text{div}$)



(e) 超前桥臂中 Q_3 的 CE 极电压 $v_{CE(Q3)}$ (上面曲线) 和驱动电压 $v_{EG(Q3)}$ (下面曲线)
 (实验波形的时间标尺: $5\mu\text{s}/\text{div}$, 电压标尺: $250\text{V}/\text{div}$ (上), $10\text{V}/\text{div}$ (下))



(f) 超前桥臂中点电压 v_A (上面曲线) 和滞后桥臂中点电压 v_B (下面曲线)
 (实验波形的时间标尺: $5\mu\text{s}/\text{div}$, 电压标尺: $250\text{V}/\text{div}$)

图 9.4 (续)

图 9.5 给出了电源在额定输入 380V 交流电时,不同的输出电流的整机变换效率。在 60A 时,变换效率最高,超过了 94%,在满载输出 100A 时变换效率为 93.8%,而采用 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器方案时满载效率为 92%。这主要是因为 ZVZCS PWM DC/DC 全桥变换器方案在零状态时变压器和开关管中不存在通态损耗。

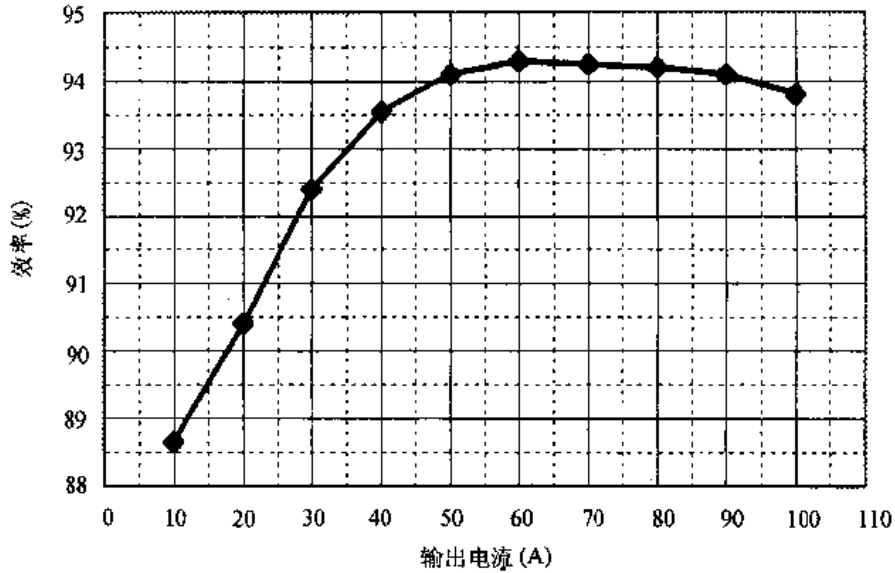


图 9.5 变换效率图

本章小结

本章介绍了移相控制 ZVZCS PWM DC/DC 全桥变换器的工作原理及其参数设计,并给出了仿真和实验结果。该变换器有如下优点:

- ① 实现了超前桥臂的零电压开关;
- ② 可以在任意负载和输入电压变化范围内实现滞后桥臂的零电流开关;
- ③ 不存在 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器的原边环流,提高了变换器的变换效率。

第十章 移相控制 ZCS PWM DC/DC 全桥变换器

10.1 引言

第八章讨论的移相控制 ZVS PWM 全桥变换器利用变压器的漏感或原边串联电感和功率管的寄生电容来实现开关管的零电压开关。第九章讨论的移相控制 ZVZCS PWM 全桥变换器实现了超前桥臂的零电压开关和滞后桥臂的零电流开关。因此超前桥臂一般选用 MOSFET, 而滞后桥臂选用 IGBT, 这样可以提高变换器的变换效率。如果移相控制 ZVZCS PWM 全桥变换器的超前桥臂也选用 IGBT, 它的开关频率可比采用 IGBT 作为主开关管的移相控制 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器的要高一些, 但超前桥臂的零电压开关还是限制了开关频率的提高。如果选用 IGBT 作为主功率开关管, 又要求提高开关频率的提高, 所有开关管必须均实现零电流开关。

本章讨论一种所有开关管均实现 ZCS 的 PWM DC/DC 全桥变换器。图 10.1 给出了该变换器的主电路和主要波形。从图中可以看出, 该电路的基本结构实际上是电流型全桥变换器, 其外特性与 Boost 电路一样。 L_b 是升压电感; $Q_1 \sim Q_4$ 是主开关管, $D_1 \sim D_4$ 分别是 $Q_1 \sim Q_4$ 的串联二极管, 使 $Q_1 \sim Q_4$ 只能单方向导通, 同时承受反向电压; L_{lk} 是变压器的漏感, C_r 是谐振电容。该变换器同样采用移相控制, Q_4 和 Q_3 的驱动信号分别超前于 Q_1 和 Q_2 , 因此称 Q_3 和 Q_4 为超前管, Q_1 和 Q_2 为滞后管。移相控制 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器的同一桥臂两只开关管的驱动信号之间有一个死区时间, 使开关管实现 ZVS。而移相控制 ZCS PWM DC/DC 全桥变换器则不同, 它的两只超前管(或滞后管)之间有一个重叠的时间, 用来实现开关管的 ZCS。

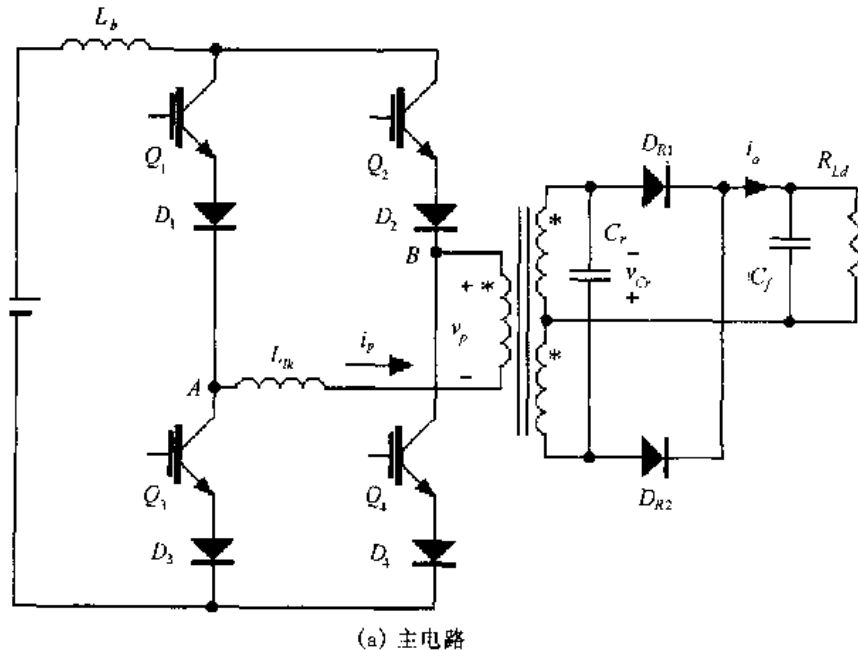
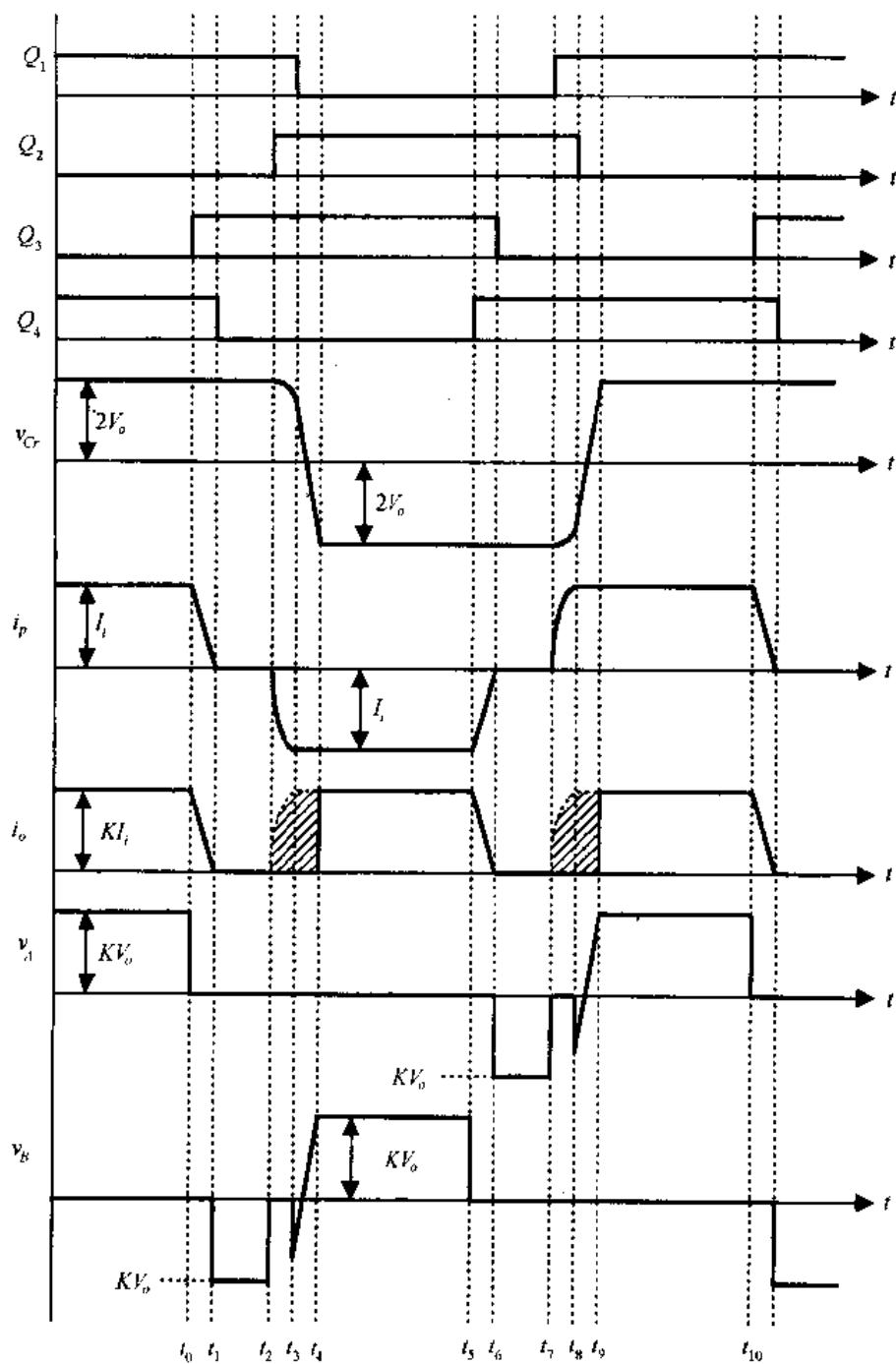


图 10.1 移相控制 ZCS PWM DC/DC 全桥变换器



(b) 主要波形
图 10.1(续)

10.2 工作原理

在一个开关周期中,移相控制 ZCS PWM DC/DC 全桥变换器有 10 种开关模态,图 10.2 给出了该变换器在不同开关模态下的等效电路。在分析之前,作出如下假设:

- ① 所有开关管、二极管均为理想器件;

② 所有电感、电容和变压器均为理想元件；

③ $L_b \gg L_{lk}$ ；

④ L_b 足够大，在一个开关周期中，其电流基本保持不变，为 I_i ，这样 L_b 和输入电压 V_{in} 可以看成是一个电流为 I_i 的恒流源；

⑤ C_f 足够大，在一个开关周期中，其电压基本保持不变，为 V_o ，这样 C_f 和负载电阻可以看成是一个电压为 V_o 的恒压源；

⑥ K 是变压器原副边匝比。

1. 开关模态 0 [t_0 时刻] [参考图 10.2(a)]

在 t_0 时刻， Q_1 和 Q_4 导通。输入电流 I_i 流经 Q_1 ，漏感 L_{lk} ，变压器原边绕组以及 Q_4 。副边电流 i_o 流经整流管 D_{R2} 。此刻，原边电流 $I_p(t_0) = I_i$ ，谐振电容电压为 $V_{Cr}(t_0) = 2V_o$ 。

2. 开关模态 1 [t_0, t_1] [参考图 10.2(b)]

在 t_0 时刻开通 Q_3 ，在这段时间里， Q_1 、 Q_3 和 Q_4 均导通，副边电流 i_o 流经整流管 D_{R2} 。变压器原边绕组电压为 $v_p = -KV_o$ ，该电压全部加在漏感 L_{lk} 上，使原边电流 i_p 线性减小，即

$$i_p(t) = I_i - \frac{KV_o}{L_{lk}}(t - t_0) \quad (10.1)$$

Q_4 中的电流向 Q_3 中转移， Q_3 的电流从零线性上升，即

$$i_{Q3}(t) = \frac{KV_o}{L_{lk}}(t - t_0) \quad (10.2)$$

谐振电容电压为：

$$v_{Cr}(t) = 2V_o \quad (10.3)$$

输出电流 i_o 也是线性减小的，即

$$i_o(t) = KI_i - \frac{K^2V_o}{L_{lk}}(t - t_0) \quad (10.4)$$

在 t_1 时刻，原边电流 i_p 减小到零， Q_4 的电流为零， Q_3 的电流上升到输入电流 I_i ，输出电流 i_o 和输出整流二极管 D_{R2} 的电流也减小到零， D_{R2} 自然关断，不存在反向恢复问题。该开关模态的持续时间为：

$$t_{01} = \frac{L_{lk}I_i}{KV_o} \quad (10.5)$$

3. 开关模态 2 [t_1, t_2] [参考图 10.2(c)]

在这段时间里，输入电流 I_i 流经 Q_1 和 Q_3 ，负载则通过输出滤波电容供电，与 Boost 电路一样。而原边电压依然为 $v_p = -KV_o$ ，由于 D_4 的阻断作用， i_p 不能反向流动，一直保持为零。原边电压就加在 Q_4 和 D_4 上，由于 Q_4 没有承受反压的能力，此反压为 D_4 所承受。因此 Q_4 的串联二极管 D_4 起到两个作用：①使 Q_4 的电流单方向流动；②为 Q_4 承受反向电压。在此开关模态中， Q_4 的电流一直为零，关断 Q_4 ，则 Q_4 是零电流关断。

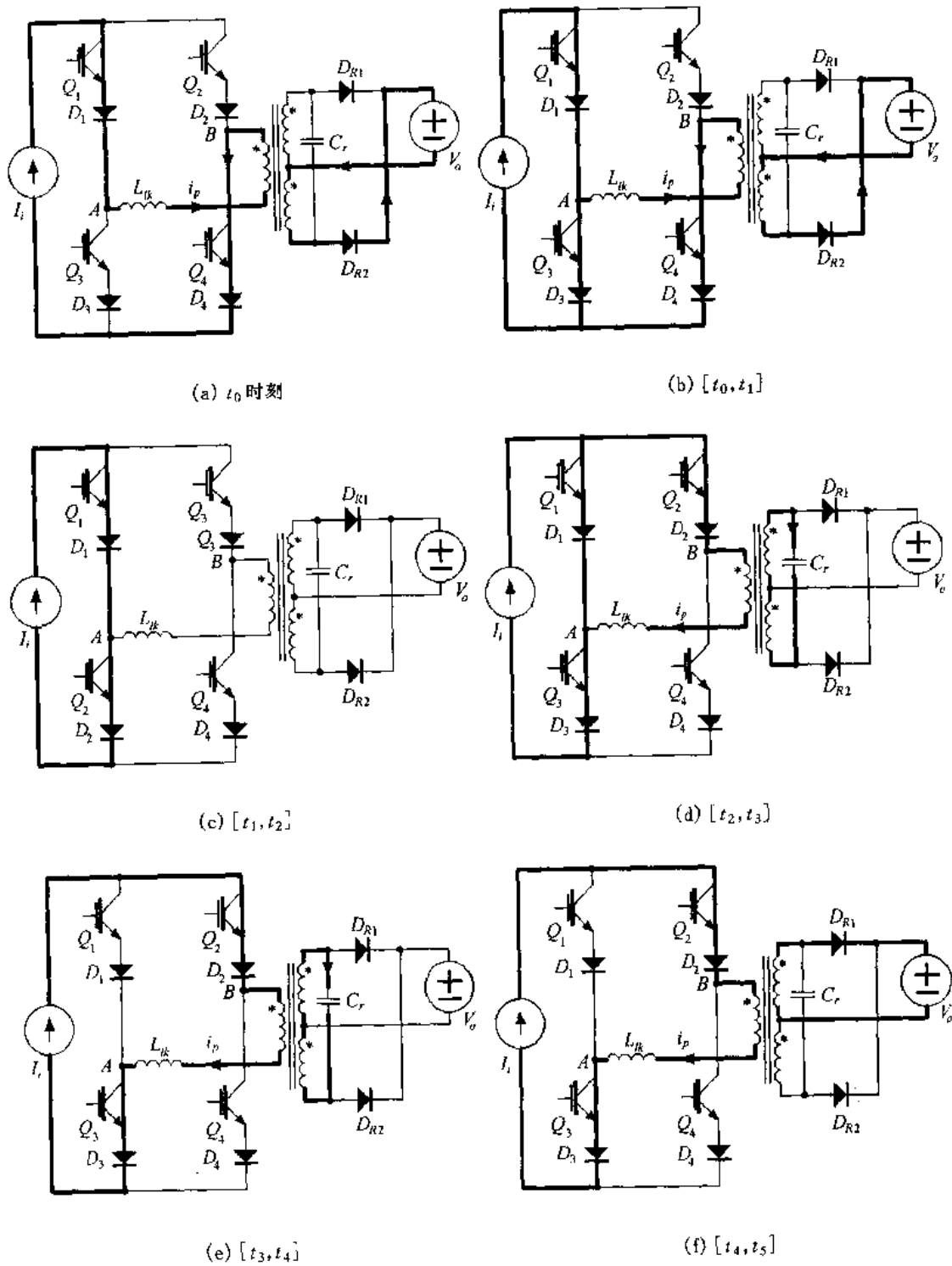


图 10.2 各种开关模式的等效电路

4. 开关模式 3 $[t_2, t_3]$ [参考图 10.2(d)]

在 t_2 时刻, 开通 Q_2 。原边电流 i_p 从零开始反向增长, 谐振电容开始放电, 其电压开始从 $2V_o$ 减小。实质上, 漏感开始与谐振电容谐振工作, 原边电流和谐振电容电压的表达式分别为:

$$i_p(t) = -\frac{2V_o}{Z_p} \sin \omega(t - t_2) \quad (10.6)$$

$$v_{Cr}(t) = 2V_o \cos \omega(t - t_2) \quad (10.7)$$

式中 $Z_p = \sqrt{\frac{L_{lk}}{C_r}}$, $\omega = \frac{K}{\sqrt{L_{lk}C_r}}$ 。

而 Q_1 中的电流为:

$$i_{Q1}(t) = I_i - \frac{2V_o}{Z_p} \sin \omega(t - t_2) \quad (10.8)$$

从式(10.6)中可以看出,原边电流是从零呈正弦上升的,因此 Q_2 是零电流开通。

在 t_3 时刻,原边电流反向增加到 $-I_i$, Q_1 的电流减小到零。此时关断 Q_1 ,则 Q_1 是零电流关断。开关模式 3 的持续时间为:

$$t_{23} = \frac{1}{\omega} \sin^{-1} \left(\frac{Z_p I_i}{2V_o} \right) \quad (10.9)$$

在 t_3 时刻,谐振电容电压为:

$$V_{Cr}(t_3) = \sqrt{4V_o^2 - (Z_p I_i)^2} \quad (10.10)$$

在这段时间里,负载通过输出滤波电容供电。

5. 开关模式 4 [t_3, t_4] [参考图 10.2(e)]

在此开关模式中,原边电流为 I_i ,折算到副边的电流 KI_i 给谐振电容充电,谐振电容电压线性下降,即

$$v_{Cr}(t) = V_{Cr}(t_3) - \frac{KI_i}{C_r}(t - t_3) \quad (10.11)$$

在 t_4 时刻,谐振电容电压达到 $-2V_o$,开关模式 4 结束。此开关模式的持续时间为:

$$t_{34} = \frac{[V_{Cr}(t_3) + 2V_o]C_r}{KI_i} \quad (10.12)$$

在这段时间里,虽然原边电流为 I_i ,负载依然通过输出滤波电容供电。

6. 开关模式 5 [t_4, t_5] [参考图 10.2(f)]

在 t_4 时刻,由于谐振电容电压达到 $-2V_o$,此时输出整流二极管 D_{R2} 导通,原边开始给负载提供电流。

$$i_o = KI_i \quad (10.13)$$

在 t_5 时刻, Q_4 开通,变换器开始另一个半周期的工作,其工作情况类似于上述的半个周期。

10.3 超前管和滞后管实现 ZCS 的差异

1. 实现 ZCS 的条件

由第二节的分析可以知道,要实现开关管的零电流关断,必须有足够的能量来使即将关断的开关管的电流减小到零。

对于超前管来说,即需要足够的能量来使原边漏感的电流从 I_i 减小到零,那么必须满足下式:

$$E > \frac{1}{2} L_{lk} I_i^2 \quad (10.14)$$

而对于滞后管来说,即需要足够的能量来使原边漏感的电流从零上升到 I_i ,那么同样必须满足上式。

也就是说,要实现开关管的零电流开关,必须满足式(10.14)。

2. 超前管实现 ZCS

从开关模式 1 中可以看出,超前管容易实现 ZCS。这是因为在超前管开关过程中,输出滤波电容 C_f 是与谐振电容 C_r 相并联的,此时用来实现 ZCS 的能量是 C_f 和 C_r 中的能量。一般来说, C_f 很大,在超前管开关过程中,其电压基本不变,相当于一个恒压源。这个能量很容易满足式(10.14)。

3. 滞后管实现 ZCS

滞后管要实现 ZCS 比较困难。在滞后管开关过程中,两个输出整流管是关断的,负载由 C_f 供电。此时用来实现 ZCS 的能量只是谐振电容的能量,如果不满足式(10.15),那么就无法实现 ZCS。

$$\frac{1}{2} C_r (2V_o)^2 > \frac{1}{2} L_{lk} I_i^2 \quad (10.15)$$

由于输出滤波电容 C_f 不参与滞后管 ZCS 的实现,较超前管而言,滞后管实现 ZCS 就要困难得多,因为谐振电容比输出滤波电容要小得多。

10.4 实现 ZCS 的策略及电流占空比的丢失

1. 实现 ZCS 的策略

从上面的讨论中可以知道,超前管容易实现 ZCS,而滞后管则要困难些。只要满足条件使滞后管能够实现 ZCS,那么超前管就肯定可以实现 ZCS。因此 PS ZCS PWM 全桥变换器实现 ZCS 的关键在于滞后管。滞后管实现 ZCS 的条件就是式(10.15)。要满足式(10.15)只有增大谐振电容 C_r 。

2. 电流占空比的丢失

电流占空比的丢失是 PS ZCS PWM 全桥变换器中一个特有的现象。所谓电流占空比丢失,就是说输出电流的占空比 D_s 小于原边电流的占空比 D_p , 即: $D_s < D_p$, 其差值就是电流占空比丢失 D_{loss} :

$$D_{loss} = D_p - D_s \quad (10.16)$$

产生电流占空比丢失的原因是:存在谐振电容电压从正向(或负向)变化到负向(或正向)输出电压的时间,即图 10.1 中的 $[t_2, t_4]$ 和 $[t_7, t_9]$ 时段。在这段时间里,虽然原边有正电流方波(或负电流方波),但谐振电容电压不足以使输出整流管导通,负载由输出滤波

电容供电,这时输出电流 i_o 为零,输出电流就丢失了 $[t_2, t_4]$ 和 $[t_7, t_9]$ 这部分电流方波。在图 10.1 中,阴影部分就是副边丢失的电流方波,这部分时间与二分之一开关周期的比值就是电流占空比丢失 D_{loss} ,即

$$D_{loss} = \frac{t_{24}}{T_s/2} \quad (10.17)$$

一般来说, t_{23} 相对于 t_{34} 较小,因此上式可改写为:

$$D_{loss} = \frac{t_{34}}{T_s/2} \quad (10.18)$$

而

$$t_{34} = \frac{[\sqrt{4V_o^2 - (Z_p I_i)^2} + 2V_o] C_r}{K I_i} \quad (10.19)$$

那么,有:

$$D_{loss} = \frac{2 \cdot [\sqrt{4V_o^2 - (Z_p I_i)^2} + 2V_o] \cdot C_r}{K I_i T_s} \quad (10.20)$$

从式(10.20)中可以知道:① C_r 越大, D_{loss} 越大;② 输出电压 V_o 越高, D_{loss} 越大。

D_{loss} 的产生使副边有效的电流占空比 D_s 减小,为了在负载上得到所要求的输出电压,就必须提高变压器原副边的匝比。而匝比的提高带来两个问题:① 副边整流管的电流增加,导通损耗增加;② 原边逆变桥的开关管的耐压值要增加。

10.5 仿真结果与分析

本节对 PS ZCS PWM 全桥变换器作了仿真分析,仿真所用的主要数据为:

- 输入直流电压: $V_{in} = 100\text{VDC}$;
- 输出直流电压: $V_o = 52.8\text{VDC}$;
- 谐振电感: $L_{lk} = 12\mu\text{H}$;
- 谐振电容: $C_r = 22\text{nF}$;
- 变压器原副边匝比: $K = 3.2$;
- 升压电感: $L_b = 800\mu\text{H}$;
- 输出滤波电容: $C_f = 470\mu\text{F}$;
- 开关频率: $f_s = 100\text{kHz}$ 。

图 10.3 是输出 52.8V、200W 时的仿真结果。通过对原边电流 i_p 和副边输出电流 i_o 波形的比较,可以看出存在输出电流占空比丢失的现象,这是因为谐振电容电压 v_C 不能突变,存在从正电压(或负电压)到负电压(或正电压)的过渡时间,即图中两条虚线之间的部分。

图 10.3 的第 4 个波形是开关管 Q_3 上的电压波形,该波形表明 Q_3 上存在负电压,由于 Q_3 不能承受反压,因此必须给 Q_3 串联一个二极管 D_3 。

图 10.4 分别给出了开关管 Q_1 和 Q_3 的驱动电压及其电流波形,从中可以看出,当开关管开通时,由于谐振电感限制了电流的上升率,其电流从零慢慢增加,开关管是零电流开通。当开关管关断时,其电流已经减小到零,开关管是零电流关断。因此开关管是零电流开关的。

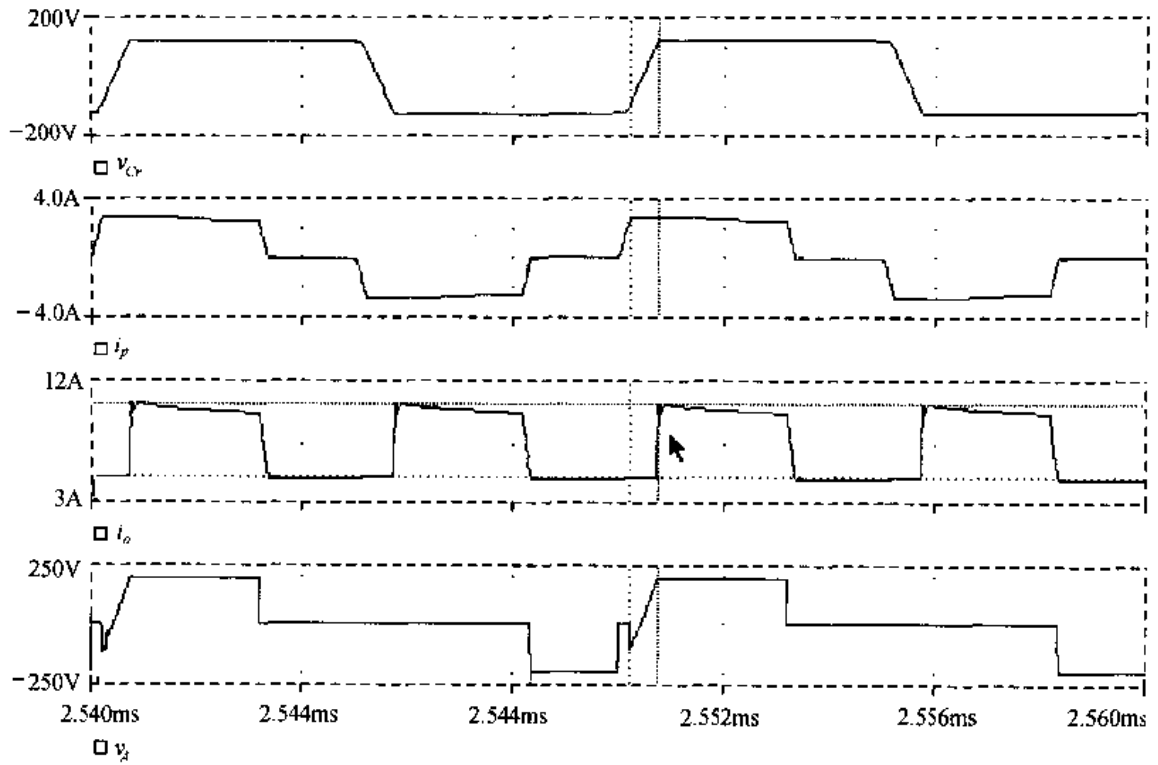
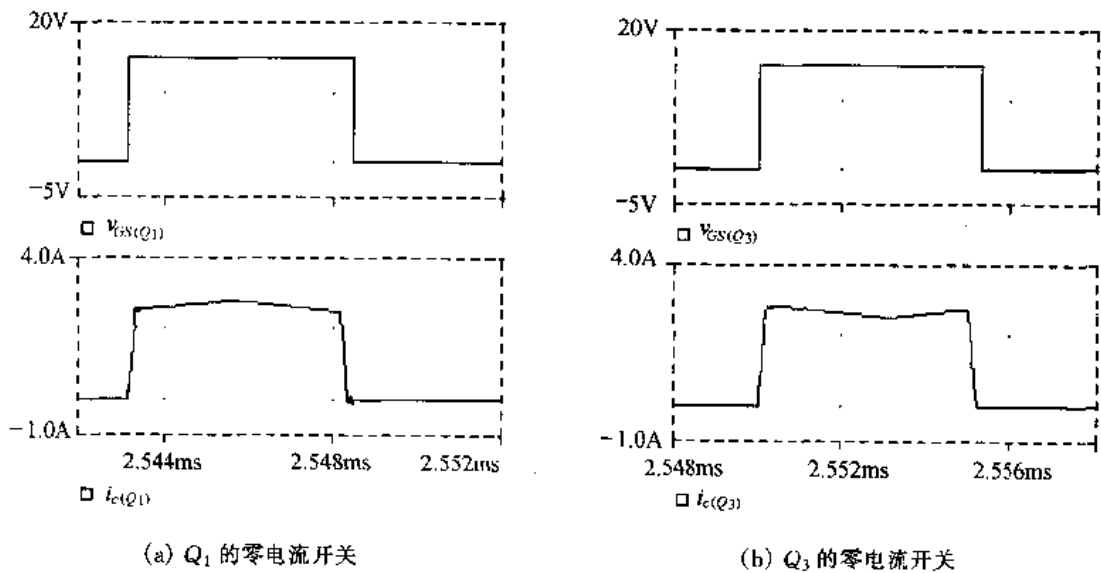


图 10.3 PS ZCS PWM 全桥变换器的仿真结果



(a) Q_1 的零电流开关

(b) Q_3 的零电流开关

图 10.4 开关管的零电流开关

图 10.5 是输出整流管的电流和电压波形,该图表明输出整流管是零电压开关的。在关断时,其电流已经减小到零,因此不存在反向恢复问题。

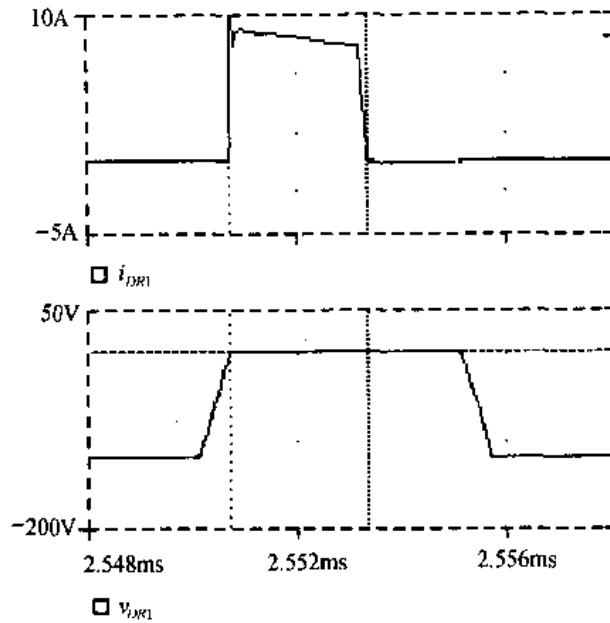


图 10.5 输出整流管的零电压开关

本章小结

本章分析了移相控制 ZCS PWM DC/DC 全桥变换器的基本原理。通过以上分析,可以得出以下结论:

① 该变换器的开关管实现了零电流开关,因而大大减小了开关损耗,适用于采用 IGBT、BJT 等少子导电的开关器件,避免了电流拖尾,从而可以提高开关频率,减小变换器的体积和重量;

② 超前管比滞后管容易实现零电流开关;

③ 谐振电容的存在使得副边输出电流存在占空比丢失;

④ 输出整流管实现了零电压开关,不存在反向恢复问题。

参 考 文 献

- [1] 丁道宏, 电力电子技术, 航空工业出版社, 1992 年
- [2] 叶慧贞、杨兴洲, 开关稳压电源, 国防工业出版社, 1990 年
- [3] 叶治政、叶靖国, 开关稳压电源, 高等教育出版社, 1989 年
- [4] 蔡宣三、龚绍文, 高频功率电子学(第一版), 科学出版社, 1993 年
- [5] 张占松、蔡宣三, 开关电源的原理与设计, 电子工业出版社, 1998 年
- [6] 何希才、江云霞, 现代电力电子技术, 国防工业出版社, 1996 年
- [7] 张廷鹏、吴铁军、徐明、张生舟, 通信用高频开关电源, 人民邮电出版社, 1997 年
- [8] 阮新波、严仰光, 脉宽调制 DC/DC 全桥变换器的软开关技术, 科学出版社, 1999 年
- [9] R. Oruganti, F. C. Lee, "Resonant power processors Part 1: state plane analysis", IEEE Trans. IA, Nov./Dec., 1985, pp 1453—1461
- [10] R Oruganti, F C Lee, "State - plane analysis of parallel resonant converters", IEEE PESC, 1985, pp 56—73
- [11] F C Lee, "High-frequency quasi-resonant and multi-resonant converter technologies", Proceedings of the International Conference on Industrial Electronics, 1988, pp 509—521
- [12] K H Liu, F C Lee, "Resonant switches—a unified approach to improved performances of switching converters", Proceedings of the International Telecommunications Energy Conference, 1984, pp 344—351
- [13] K H Liu, R Oruganti and F C Lee, "Resonant switches — topologies and characteristics", Proceedings of the Power Electronics Specialists Conference, 1985, pp 62—67
- [14] K. H. Liu, F. C. Lee, "Zero-voltage-switching techniques in dc/dc converter circuits", Proceedings of the Power Electronics Specialists Conference, 1986, pp. 58—70
- [15] W. A. Tabisz, F. C. Lee, "Zero-voltage-switching multi-resonant technique—a novel approach to improve performance of high frequency quasi-resonant converters", Proceedings of the Power Electronics Specialists Conference, 1988, pp. 9—17
- [16] W. A. Tabisz, F. C. Lee, "A novel zero-voltage-switching multi-resonant forward converter", Proceedings of the High Frequency Conversion Conference, 1988, pp. 309—318
- [17] W. A. Tabisz, F. C. Lee, "Dc analysis and design of zero-voltage-switching multi-resonant converters", Proceedings of the Power Electronics Specialists Conference, 1989, pp. 243—251
- [18] Ivo Barbi et al., "Buck quasi-resonant converter operating at constant frequency: analysis, design and experimentation", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 5, No. 3, 1990, pp. 276—283
- [19] G. Hua, F. C. Lee, "A new class of zero-voltage-switched pwm converters", Proceedings of the High Frequency Conversion Conference, 1991, pp. 244—251
- [20] G. Hua, C. S. Leu, Y. M. Jiang and F. C. Lee, "Novel zero-voltage-transition pwm converters", Proceedings of the Power Electronics Specialists Conference, 1992, pp. 55—61
- [21] Yan Zhu, Daohong Ding, "An improved family of zero-voltage-transition pwm converters", Proceedings of International Power Electronics & Motion Control Conference, 1996, pp. 317—321
- [22] G. Hua, E. X. Yang, Y. M. Jiang and F. C. Lee, "Novel zero-current-transition pwm converters", Proceedings of the Power Electronics Specialists Conference, 1993, pp. 538—544
- [23] H. Mao, F. C. Lee, X. Zhou and D. Boroyevich, "Improved zero-current-transition converters for high power applications", Proceedings of the Industrial Application Society Annual Meeting, 1996, pp. 1145—1152
- [24] C. S. Leu, G. C. Hua, and F. C. Lee, "Comparison of forward topologies with various reset schemes", Proceedings of VPEC, 1991, pp. 101—109
- [25] C. S. Leu, G. C. Hua, F. C. Lee and C. Zhou, "Analysis and design of R-C-D clamp forward converter", Proceedings of

- VPEC, 1992, pp. 113—120
- [26] M. Domb, R. Redl, and N. O. Sokal, "Nondissipative turn-off snubber alleviates switching power dissipation, secondary breakdown stress and V_{CE} overshoot; analysis, design procedure and experimental verification", IEEE PESC, 1982, pp. 445—454
- [27] R. Watson, G. C. Hua, and F. C. Lee, "Characterization of an active clamp flyback topology for dc/dc conversion and power factor correction applications", Proceedings of VPEC, 1993, pp. 133—143
- [28] 陈卫昫, 正-反激组合式变换器的分析与实现, 南京航空航天大学工学博士学位论文, 1998年5月
- [29] 陈道炼, 软开关 PWM 组合式航空静止变流器研究, 南京航空航天大学工学博士学位论文, 1998年10月
- [30] B. Carsten, "Design techniques for transformer active reset circuits at high frequency and power level", Proceedings of HFPC, 1990, pp. 235—246
- [31] Xiaodong Sun, Xuansan Cai and Guisong Huang, "A novel two-transistor forward zvt-pwm converter", Proceedings of International Power Electronics and Motion Control Conference, 1997, pp. 311—315
- [32] Wei Bao, Xuansan Cai and Xiaodong Sun, "A novel zct-pwm two-transistor forward converter", Proceedings of International Power Electronics and Motion Control Conference, 1997, pp. 526—530
- [33] 阮新波, 移相控制零电压开关 PWM 变换器的研究, 南京航空航天大学工学博士学位论文, 1996年5月
- [34] D. M. Sable, F. C. Lee, "The operation of a full-bridge, zero-voltage-switched pwm converter", Proceedings of Virginia Power Electronics Center Seminar, 1989, pp. 92—97
- [35] Q. Chen, A. W. Loft and F. C. Lee, "Design trade-offs in 5-V output off-line zero-voltage, pwm converter", International Telecommunications Energy Conference, 1991, pp. 616—623
- [36] 阮新波、严仰光, 移相控制零电压开关 PWM 变换器中输出整流二极管的换流分析, 电气自动化, 1997年增刊, pp. 236—240
- [37] 阮新波、严仰光, 采用辅助谐振网络实现零电压开关的移相控制全桥变换器, 电工技术学报, 第2期, 第13卷, 1998年4月, pp. 47—52
- [38] Bill Andreyckak, "Design review: 500 watt, 400W/in³ phase shifted zvt power converter", Unitrode Power Supply Design Seminar Manual SEM-900, 1993
- [39] J. G. Cho, J. A. Sabate, G. C. Hua, and F. C. Lee, "Zero-voltage and zero-current-switching full-bridge pwm converter for high power applications", IEEE-PESC, 1994, pp. 102—108
- [40] 阮新波, PWM DC/DC 全桥变换器的软开关技术研究, 南京航空航天大学博士后研究报告, 1998年6月
- [41] Ruan Xinbo and Yan Yangguang, "An improved phase-shifted zero-voltage and zero-current switching pwm converter", IEEE-APEC, 1998, pp. 811—815
- [42] 崔益彬, 相移软开关 PWM 技术的研究, 清华大学硕士学位论文, 1997年
- [43] G. Hua and F. C. Lee, "A novel full-bridge zero-current-switched pwm converters", Proceedings of the European Power Electronics Conference, 1991, pp. 29—34