

双向直流变换器

严仰光 编著

江苏科学技术出版社

图书在版编目(CIP)数据

双向直流变换器/严仰光著. —南京:江苏科学技术出版社,2004.11

ISBN 7-5345-4392-4

I. 双... II. 严... III. 直流变流器 IV. TN624

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2004)第 116167 号

双向直流变换器

编 著 严仰光
责任编辑 宋 平

出版发行 江苏科学技术出版社
(南京市湖南路 47 号,邮编:210009)
经 销 江苏省新华书店
照 排 南京展望文化发展有限公司
印 刷 南京玄武湖印刷实业印刷厂

开 本 787 mm×1092 mm 1/16
印 张 11.75
字 数 280 000
版 次 2004 年 11 月第 1 版
印 次 2004 年 11 月第 1 次印刷
印 数 1—3 000 册

标准书号 ISBN 7—5345—4392—4/TM·35
定 价 18.00 元

图书如有印装质量问题,可随时向我社出版科调换。

内 容 简 介

由直流变换器和交直变换器构成的直流开关电源已得到了广泛应用。双向直流变换器随着绿色能源的发展也将进入市场。本书从单向直流变换器出发,分析了双向直流变换器的类型、构成、工作原理和特性。全书共五章,第1章概述,第2章讨论不隔离的双向直流变换器,第3章讨论隔离式双向直流变换器,第4章讨论移相控制双向直流变换器,第5章为组合式双向直流变换器。本书可供从事开关电源的工程技术人员参考,也可供大专院校相关专业的师生参考。

前 言

早在 20 世纪 80 年代初,美国学者就成功地将双向直流变换器应用于人造卫星的太阳能电源系统,随后,双向直流变换器在电动车辆中得到了应用,在应急和备用电源中得到了应用,其应用领域不断拓宽。实际上,双向直流变换器是随着太阳能电源、风力发电、燃料电池等新型电源和以化学电源、超级电容为代表的电能存贮设备的发展而发展起来的,并将随着这类无污染电源的广泛应用而得到广泛应用。

浙江大学林渭勋教授的《电力电子技术基础》(机械工业出版社,1990)是国内最早系统讨论电流和电压双向直流变换器和四象限直流变换器的著作,徐德鸿教授和他领导的研究集体对双向直流变换器进行了深入研究,取得了重要成果。

本书是在吸收和消化国内外学者的基础上写成,着重于讨论双向直流变换器的基本问题。在撰写过程中,得到了南京航空航天大学航空电源航空科技实验室陈新、龚春英、肖岚、王慧贞等老师的帮助。张方华、朱成花、梁永春、石健将、戴为力、洪峰、欧阳长莲、孙林和秦海鸿等研究生的研究作为本书增添了不少新的内容,提高了书稿的质量。诸芝琴老师为本书的成稿付出了大量的心血,在此表示衷心的感谢。

由于时间仓促,书中还有缺漏和差错之处,敬请读者批评指正。

作 者

2004 年 6 月

于南京航空航天大学

目 录

第 1 章 概述	1
1.1 双向直流变换器及其应用	1
1.1.1 直流变换器的分类	1
1.1.2 双向直流变换器及其分类	2
1.1.3 双向直流变换器的应用	3
1.2 双向直流变换器的现状和发展	6
1.2.1 双向直流变换器的现状	6
1.2.2 双向直流变换器的发展	8
小结	9
本章参考文献	9
第 2 章 不隔离的双向直流变换器	12
2.1 单管直流变换器	12
2.1.1 Buck 直流变换器	12
2.1.2 Boost 直流变换器	20
2.1.3 Buck/Boost 直流变换器	25
2.1.4 Cuk 直流变换器	31
2.1.5 Zeta 直流变换器	35
2.1.6 Sepic 直流变换器	38
2.2 双管双向直流变换器	41
2.2.1 双管双向直流变换器的构成方法	41
2.2.2 双向 Buck-Boost 直流变换器	42
2.2.3 双向 Buck/Boost 直流变换器	48
2.2.4 双向 Cuk 直流变换器	50
2.2.5 双向 Zeta-Sepic 直流变换器	52
2.2.6 正极性输出的双向 Buck/Boost 直流变换器	53
2.3 双向直流变换器的组合	53
2.3.1 双向直流变换器组合的方法	53
2.3.2 组合变换器的电路拓扑和控制特性	54
2.3.3 桥式直流变换器	56

小结	61
本章参考文献	62
第3章 有隔离的双向直流变换器	63
3.1 概述	63
3.2 双向反激直流变换器	63
3.2.1 反激式直流变换器	63
3.2.2 双向反激直流变换器	71
3.2.3 四象限反激变换器	73
3.3 双向 Cuk 直流变换器	78
3.3.1 隔离 Cuk 变换器	78
3.3.2 双向 Cuk 直流变换器	81
3.3.3 四象限 Cuk 直流变换器	84
3.4 双向 Sepic-Zeta 直流变换器	86
3.4.1 隔离 Sepic 变换器	86
3.4.2 隔离 Zeta 变换器	89
3.4.3 双向 Sepic-Zeta 直流变换器	90
3.4.4 四象限 Sepic-Zeta 变换器	91
3.5 双向正激直流变换器	92
3.5.1 正激直流变换器	92
3.5.2 双向正激直流变换器	100
3.6 双向推挽和半桥直流变换器	105
3.6.1 推挽和半桥逆变器	105
3.6.2 推挽直流变换器	107
3.6.3 双向推挽直流变换器	111
3.6.4 推挽正激直流变换器	112
3.6.5 双向半桥直流变换器	116
3.7 双向全桥直流变换器	121
3.7.1 全桥逆变器	121
3.7.2 移相控制全桥直流变换器	123
3.7.3 电感输入 PWM 全桥直流变换器	130
3.7.4 双向全桥直流变换器	135
3.8 双向正反激直流变换器	139
3.8.1 正反激直流变换器	139
3.8.2 反向传输功率的正反激变换器	145
3.8.3 双向正反激直流变换器	147
小结	149
本章参考文献	149

第 4 章 移相控制双向直流变换器	152
4.1 概述	152
4.2 移相控制全桥双向直流变换器	153
4.2.1 电路拓扑和控制方式	153
4.2.2 $V_1 - KV_2 = 0$ 的工作方式	153
4.2.3 $V_1 - KV_2 \neq 0$ 的工作方式	157
4.3 移相控制正激双向直流变换器	159
4.3.1 主电路拓扑	159
4.3.2 移相控制有源钳位正激双向直流变换器	161
4.3.3 移相控制推挽正激双向直流变换器	161
4.3.4 移相控制双管正激双向直流变换器	164
小结	164
本章参考文献	164
第 5 章 组合式双向直流变换器	166
5.1 概述	166
5.2 直流变压器	166
5.2.1 直流变压器的构成	166
5.2.2 推挽正激直流变压器	167
5.2.3 双管正激直流变压器	168
5.2.4 桥式直流变压器	170
5.2.5 直流变压器输出电压变化率	171
5.3 组合式双向直流变换器	172
5.3.1 组合式双向直流变换器的构成	172
5.3.2 组合式双向直流变换器的输出输入电压关系	173
5.3.3 组合式双向直流变换器输出电压调节	174
5.4 交流变压器	174
5.4.1 概述	174
5.4.2 桥式交流变压器	174
5.4.3 推挽正激交流变压器	176
小结	178
本章参考文献	178

第 1 章/概 述

1.1 双向直流变换器及其应用

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,按转换电源的种类,可分为 4 种类型:① 直流变换器,将一种直流电转换成另一种或多种直流电的电能变换器,是直流开关电源的主要部件;② 逆变器,将直流电转变为交流电的电能变换器,是交流开关电源和不中断电源 UPS 的主要部件;③ 整流器,将交流电转变为直流电的电能变换器;④ 交交变频器,将一种频率交流电直接转变为另一种或可变频率交流电,或是将变频交流电直接转换成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,单向电能变换器将从一端输入的电能经变换后从另一端输出,双向电能变换器可实现电能的双向流动。

1.1.1 直流变换器的分类

直流变换器按输入与输出间有否电气隔离可分为 2 类,没有电气隔离的就称为直流变换器,有电气隔离的称为有隔离的直流变换器。直流变换器按所用功率开关管的个数,可分为单管、双管和四管 3 类。单管直流变换器有 6 种,即降压式(Buck)、升压式(Boost)、升降压式(Buck/Boost)、库克(Cuk)、瑞泰(Zeta)和赛皮克(Sepic)直流变换器等。双管直流变换器有双管串接的升降压式(Boost-Buck)变换器。桥式变换器(Full bridge converter)是常用的四管直流变换器。6 种单管变换器中降压式和升压式是最基础的,后 3 种是从中派生的。

有隔离的直流变换器也可按所用功率开关管数量来分类。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 4 种。四管直流变换器就是全桥变换器(Full bridge converter)。有隔离的变换器可以实现输入与输出间电气隔离。常用变压器实现隔离,变压器本身具有变压的功能,有利于扩大变换器应用范围,有了变压器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数成正比,故四管变换器输出最大,单管变换器的输出功率最小。

没有隔离的变换器可和隔离变换器组合得到单个变换器不具备的某些特性。

按变换器开关管转换条件可分为硬开关(Hard switching)和软开关(Soft switching)2

种。硬开关直流变换器的开关器件是在承受电压的情况下接通断开电路的,所以在开通或断开过程中伴随着较大的损耗,即所谓的开关损耗。电路工作状态一定时,开关管开通或断开一次的损耗也一定,因此,开关频率越高,开关损耗越大。同时,开关过程中还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。软开关直流变换器的开关管开或关过程中,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开关损耗和开关过程中激起的振荡,可以大幅度提高开关频率,减小变压器和滤波器的体积重量,为变换器的小型化、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,开断时在外电压作用下寄生电容充满电,如果在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。为了减少或消除这种损耗,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(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为零,则可以显著降低开关损耗,因此,IGBT宜采用零电流(ZCS)关断方式。IGBT在零电压下关断,同样也能减小关断损耗,但是MOSFET在零电流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PWM变换器(Zero Voltage Switching PWM converter, ZVS PWM)、零电流PWM变换器(Zero Current Switching PWM converter, ZCS PWM)、零电压转换PWM变换器(Zero Voltage Transition, ZVT)和零电流转换PWM变换器(Zero Current Transition, ZCT)等均属于软开关直流变换器。电力电子器件和开关变换器电路拓扑的发展,诞生了高频电力电子学。

1.1.2 双向直流变换器及其分类

直流变换器只能将能量从一个方向传到另一个方向,双向直流变换器则可实现能量的双向传输。例如具有双向功能的充电器在供电网正常时用于向蓄电池充电,一旦供电网供电中断,该电器可将电池电能返回电网,向电网短时应急供电。控制直流电动机的变换器也应是双向的,电动机工作时,将电能从电源送到电动机,电动机旋转,带动设备工作,制动时电机能量通过变换器返回电源。

双向直流变换器可以由2个单向直流变换器构成,这种由2套电路组成的双向直流变换器本文不拟讨论,本文讨论共用主电路的双向直流变换器。和直流变换器一样,双向直流变换器也可分成不隔离型和隔离型两类。6种单管直流变换器可构成4种不隔离的双向直流变换器,即降压式(Buck)和升压式(Boost)构成 Buck-Boost 双向直流变换器,简称为 Bi Buck-Boost;升降压式(Buck/Boost)直流变换器可构成同类双向直流变换器 Buck/Boost,简称为 Bi Buck/Boost;库克(Cuk)变换器可构成同类双向库克变换器 Bi Cuk;赛皮克(Sepic)和瑞泰(Zeta)可构成双向 Sepic-Zeta 直流变换器 Bi Sepic-Zeta。这4种双向直流变换器只能实现电流的双向流动,不能改变电压的极性,故称为电流双向变换器,即在电压和电流为坐标的平面内,仅电流可正或负,变换器工作在第一和第二象限。电压双向变换器则只能实现电压极性的变换,电流方向不能变,变换器工作于第一和第四象限。桥式直流变换器既能实现电流的正与负,也可改变输出电压的极性,为四象限直流变换器,即桥式变换器可在电流

与电压的坐标平面的四个象限内工作,当用它来控制直流电动机时,可实现电机的正转电动(工作于第一象限)、反转电动(第三象限)、正转制动(第二象限)和反转制动(第四象限),即实现电机的四象限运行,这是直流伺服电动机的基本要求之一。

隔离式双向直流变换器也是由隔离式单向直流变换器推得,由单管反激式直流变换器(Flyback)可构成反激式双向直流变换器(Bi flyback);由单管正激式直流变换器(Forward)可构成正激式双向直流变换器(Bi forward)。同样,双管半桥直流变换器(Half bridge)和推挽直流变换器(Push-pull)可构成双向半桥(Bi half bridge)和推挽直流变换器(Bi push-pull)。隔离型桥式直流变换器(Full bridge)也可构成双向桥式直流变换器(Bi full bridge)。不仅同一种类型的隔离直流变换器可构成双向隔离直流变换器,而且不同形式的隔离直流变换器也可组合成双向隔离直流变换器,如半桥和推挽直流变换器可构成双向直流变换器,由于半桥变换器的电源电压可较高,而推挽变换器的电源电压较低,两者的组合适合于高压和低压电能双向变换。

直流变换器的电路拓扑是很多的,并且还在不断发现新的电路。双向直流变换器也有大量的电路拓扑,并且新的电路拓扑将更多。

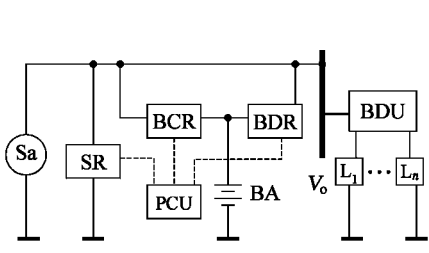
和直流变换器一样,双向直流变换器也可按开关转换条件分为硬开关和软开关两类。由于双向直流变换器的开关器件较多,因此实现软开关的条件应更好一些。

1.1.3 双向直流变换器的应用

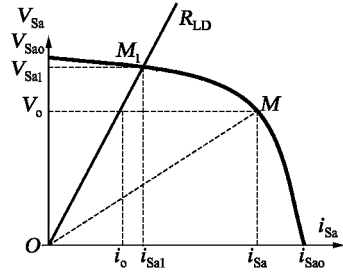
随着科技的发展,双向直流变换器将得到广泛应用。本文列举三个应用实例供参考,一是在卫星的太阳能电源系统中的应用,二是在电动汽车中的应用,三是在备份电源中的应用。

绕地球轨道长期运行的卫星大多采用太阳能电源系统,在早期的卫星上采用汇流条电压不调节的太阳能电源系统,中期采用汇流条电压在太阳光照射时调节的系统,后来发展为汇流条电压调节的太阳能电源系统。图 1.1(a)是卫星单通道汇流条电压调节系统的构成方块图,其中 S_a 为太阳能电池阵,SR 为并联调节器,BA 为蓄电池,BCR 为蓄电池充电器,BDR 为蓄电池放电器,PCU 为电源控制中心,BDU 为配电中心, $L_1 \cdots L_n$ 为用电设备。太阳能电池阵是卫星太阳能电源系统中电能产生单元,在光照下太阳能电池向汇流条供电,汇流条电压为 V_o ,但当卫星转到背太阳方向的地球阴影部分时,太阳能电池失效,必须由蓄电池向负载提供电能。图 1.1(b) $V_{S_{a0}} - i_{S_{a0}}$ 曲线是太阳电池的外特性,即电池端电压 V_{S_a} 与输出电流 i_{S_a} 间关系。若电池空载 $i_{S_a} = 0$,则电池端电压为 $V_{S_{a0}}$;若电池输出端短路 $V_{S_a} = 0$,电池短路电流为 $i_{S_{a0}}$;若负载电阻为 R_{LD} ,负载线和电池外特性曲线交点 M_1 为电池工作点,此时电池端电压为 $V_{S_{a1}}$,负载电流为 $i_{S_{a1}}$ 。为了使太阳电池的输出电压保持不变,必须配并联调节器 SR,并联调节器的主电路如图 1.1(c)的虚线框所示,由场效应管 Q 、二极管 D 和电容 C 构成。SR 可以有两种工作方式,线性工作和开关工作方式。线性工作时,场效应管 Q 相当于可变电阻。为使汇流条电压为 V_o ,太阳能电池必须工作在 M 点[见图 1.1(b)], S_a 的输出电流为 i_{S_a} ,若负载电阻为 R_{LD} ,负载电流为 i_o ,则通过场效应管 Q 的电流 $i_{SR} = i_{S_a} - i_o$ 。由图可见,若负载越小,即 i_o 小,则流过场效应管 Q 的电流 i_{SR} 越大,管子的损耗 $P_{SR} = V_o i_{SR}$ 也越大,故线性工作不可取。

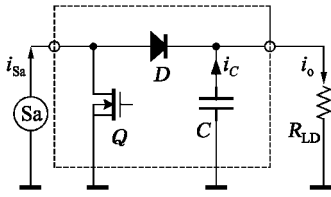
场效应管处于开关方式时, Q 导通, $i_Q = i_{S_{a0}}, V_{S_a} = 0$, 负载 R_{LD} 由电容 C 供电; Q 断开,



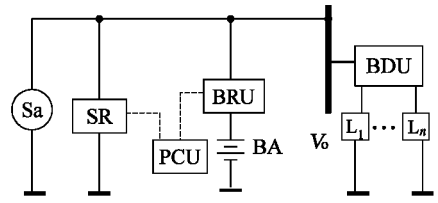
(a) 具有充电器BCR和放电器BDR的太阳电池系统



(b) 硅太阳电池的外特性曲线



(c) 并联调节器SR的主电路



(d) 采用双向直流变换器BRU的太阳电池系统

图 1.1 调节汇流条电压的太阳电池供电系统

Sa——太阳能电池阵 SR——并联调节器 BA——蓄电池 BCR——蓄电池充电器
BDR——蓄电池放电器 PCU——电源控制中心 L_1 、 L_n ——用电设备

太阳电池向负载供电,同时给电容 C 充电;负载大,电容充电电流小,负载小,电容充电电流大,从而使负载电压保持为 V_0 。由此可见,能保持输出电压为 V_0 的最大负载电流为 i_{Sa} ,即电池工作在特性曲线的 M 点;若负载进一步加大,汇流条电压将下降。

有太阳时,太阳电池通过充电器 BCR 向蓄电池 BA 充电,在阴影区,蓄电池经放电器 BDR 向负载放电。BCR 实际上是降压式直流变换器,BDR 是升压式直流变换器,将蓄电池电压升到汇流条电压 V_0 ,并维持 V_0 不变。并联调节器 SR、蓄电池充电器 BCR 和放电器 BDR 均由电源控制中心 PCU 控制,使汇流条电压 V_0 保持不变。20 世纪 80 年代,美国学者提出将 BCR 和 BDR 组合成一体的设想,即用双向直流变换器代替 BCR 和 BDR,并称为蓄电池调节器 BRU,从而简化了结构,减轻了重量,降低了成本,提高了可靠性。使用蓄电池调节器 BRU 的太阳能电池系统见图 1.1(d)。

1881 年 4 月 8 日法国电气工程师古塔夫·特鲁夫(Gustave Trouve)研制的世界第一台三轮电动车问世,该电动车采用铅酸蓄电池和直流电动机,电动机产生的总功率约 73.5 W,时速为 12 km/h。现代电动车的直流电动机驱动系统见图 1.2(a),由三部分组成:蓄电池、双向直流变换器和直流电动机。双向直流变换器在电动状态时可平滑调节电动机的转速,限制电动机的最大电流;在电机制动时将电机驱动系统中贮存的机械能转为电能返回电池,同时控制制动转矩大小。

直流电动机有电刷和换向器,转子结构复杂,可靠性较差。1965 年后,电动汽车先后采用异步电动机、永磁同步电动机或开关磁阻电动机等交流驱动系统。交流系统的构成见图 1.2(b),由三部分组成:蓄电池、逆变器和交流电动机。逆变器和双向直流变换器不同之处是前者将直流电转为交流电,使交流电动机旋转,带动汽车前进。逆变器和双向直流变换器一样具有可逆性,在车辆制动或下坡时,电动机转为发电机,逆变器将发电机产生的交流电

转为直流电给蓄电池充电。

现有的蓄电池由于比能量较小,使电动汽车充一次电所行里程在 100 km 左右,从而限制了电动汽车的推广,为此目前国内外都致力于混合动力车的开发。

混合电动车的一种电源和驱动系统图见图 1.2(c),由发动机驱动的无刷直流发电机、逆变器与驱动用交流电动机和蓄电池与双向直流变换器等三部分组成。发动机启动时,蓄电池通过双向直流变换器向无刷直流电机供电,无刷直流电机作电动运行,驱动发动机使其启动。发动机正常工作后,传动发电机发出直流电,发电机的电能一方面给电池充电,另一方面给逆变器供电,使交流电动机工作,驱动车辆。电动车加速时,发电机和蓄电池同时向逆变器供电,交流电动机输出功率加大。车辆下坡或制动时,电动机转为再生制动状态,逆变器将电动机能量返回,通过双向直流变换器回到蓄电池。这种电源与驱动系统用于中大型车辆时,驱动电机功率在 100 kW 左右,采用 600 V 直流电源体制,以减少电缆重量和电机电流。在 600 V 直流系统中,由于用了双向直流变换器,蓄电池电压可选 312 V 或更低些,以免过多的单格电池串联。电动机加速时,双向变换器的输出功率约和发电机功率相等,这样,电动机过载功率可达发电机额定功率的 1 倍,而不必加大发动机与发电机的功率定额。

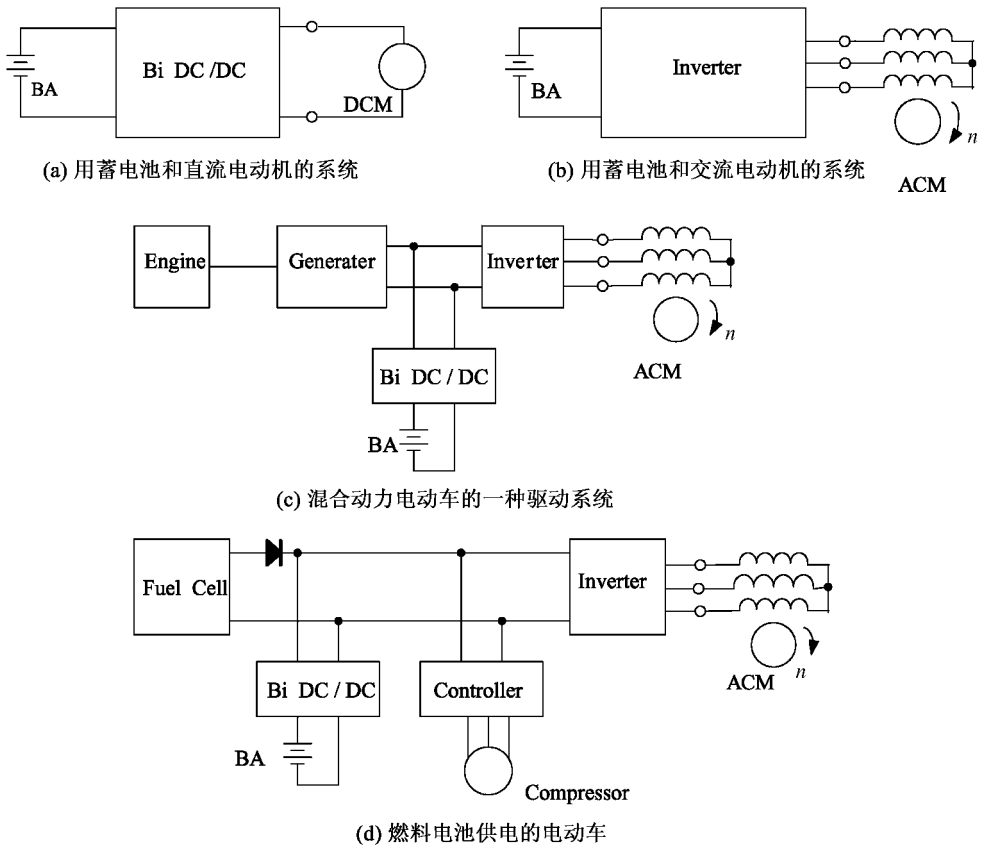


图 1.2 电动汽车电源和驱动系统方块图

DCM——直流电动机 ACM——交流电动机 Bi DC/DC——双向直流变换器
 Inverter——逆变器 Engine——发动机 Generator——发电机
 Fuel Cell——燃料电池 Controller——控制器 Compressor——电动压缩机

燃料电池与现有化学电源比较,具有能量密度高和能量转换效率高等突出优点,是未来电动车的首选能源。图 1.2(d)是燃料电池供电的电动车电源和驱动系统方块图,该系统由燃料电池、逆变器和交流驱动电动机、双向直流变换器与蓄电池(或超级电容)和电动压缩机等四部分构成。系统运行前,蓄电池通过双向直流变换器向电动压缩机供电。压缩机工作后,燃料电池才能启动和运行,向驱动系统供电,并通过双向直流变换器给蓄电池充电。车辆制动时,回馈的电存入贮在蓄电池或超级电容中。

图 1.3 是一种备份电源的构成方块图,由 AC/DC 变换器、DC/AC 逆变器、电池组 BA 和双向直流变换器 Bi DC/DC 构成。备份电源按容量大小有单相输入/单相输出、三相输入/三相输出和三相输入/单相输出等三种类型,图中表示的是第一种类型。在 220 V/50 Hz 市电正常工作时,AC/DC 变换器将市电转变为 400 V 直流电,DC/AC 逆变器将 400 V 直流电转变为 220 V/50 Hz 工频交流电,双向直流变换器 Bi DC/DC 给电池组 BA 充电,若 BA 已充足电,则双向变换器不进行功率转换。市电断电后双向直流变换器将电池组电压转变为 400 V 直流电,DC/AC 逆变器再将此直流电转变为工频交流电,成为备份电源工作模式。备份电源工作模式持续时间长短取决于电池组的容量。

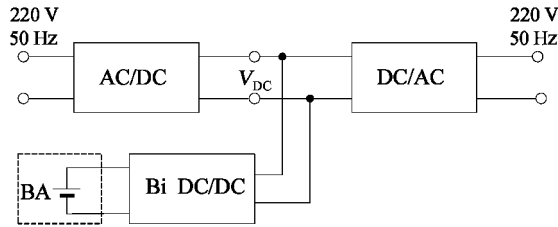


图 1.3 备份电源构成方块图

AC/DC 变换器的主要功能是:在输入市电电压变化时,保持输出直流电压恒定;使输入功率因数接近于 1,减小电网损耗;输入电流接近正弦波,减小对市电电网的干扰。DC/AC 逆变器的主要功能是:将直流电转变为电压频率稳定的正弦交流电,输出电压大小和波形不受负载大小和负载性质的影响,提高供电质量。双向直流变换器的功能是:市电正常时作为智能化蓄电池充电器,保证电池组充足电;在市电故障后将电池组电能转变为 400 V 电能。通常,电池组充电的功率较小,放电时功率较大,因此对 Bi DC/DC 的功率要求也相同。

备份电源的控制器目前都采用数字控制器,实现对 AC/DC、DC/AC、Bi DC/DC 和整个备份电源的控制、保护和自检测,并显示备份电源的工作状态和运行参数,记录运行故障,与上级控制单元进行信息交换。

双向直流变换器还在风力发电系统、不停电电源系统等场合使用。

1.2 双向直流变换器的现状和发展

1.2.1 双向直流变换器的现状

20 世纪 80 年代初,为了减轻人造卫星太阳能电源系统的体积和重量,美国学者提出用 Buck/Boost 型双向直流变换器代替蓄电池充电器和放电器,实现汇流条电压的稳定。此

后,发表的大量文章对人造卫星用蓄电池调节器进行了深入研究,并使之进入实用阶段。

1994 年 F. Caricchi 等研制成功电动车驱动用 20 kW 水冷式双向直流变换器。同时,香港大学陈清泉教授(C. C. Chan)也开展了电动车用双向直流变换器的研究和试验工作。1998 年美国弗吉尼亚大学李泽元教授(F. C. Lee)开始从事与燃料电池配套的双向直流变换器研究。可见,航天电源和电动车辆的需求是双向直流变换器发展的牵引力,而开关直流变换器技术的发展为双向直流变换器的发展奠定了技术基础。

1994 年澳大利亚 Felix A. Himmelstoss 在 PESC'94 上发表文章,总结了不隔离双向直流变换器的拓扑结构。6 种单管直流变换器 Buck、Boost、Buck/Boost、Cuk、Sepic 和 Zeta,在它们的开关管上反并二极管,在二极管上反并开关管即可构成 4 种不隔离的双向直流变换器,即 Buck-Boost、Buck/Boost、Cuk 和 Sepic-Zeta 双向直流变换器。由于 Buck-Boost 双向直流变换器输出输入电压极性反向,不适合于电动车使用,F. Caricchi 提出了一种主电路如图 1.4 所示的 Buck-Boost 级联型双向直流变换器,该变换器输出输入的负端共用。

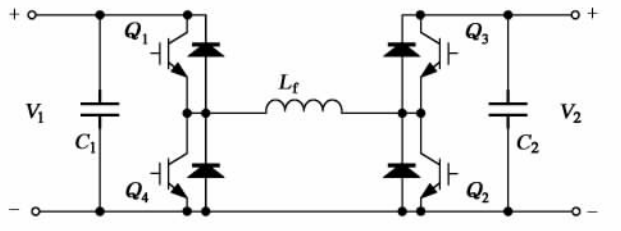
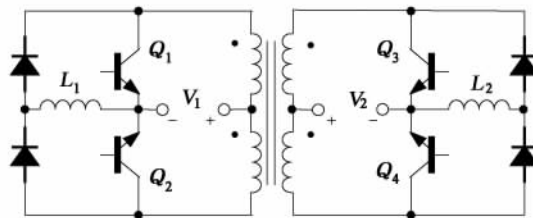
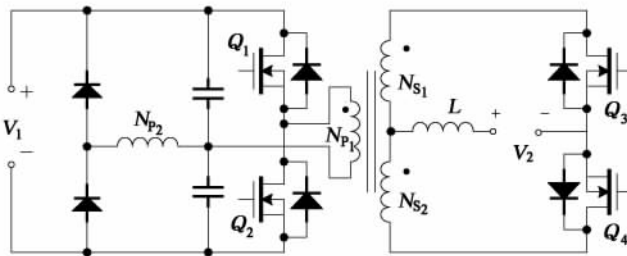


图 1.4 级联型 Buck-Boost 双向直流变换器

隔离式双向直流变换器有正激、反激、推挽和桥式等拓扑结构。反激式变换器来源于 Buck/Boost 直流变换器,其电路结构对称,故易于构成双向直流变换器。2001 年陈刚博士在双向反激式直流变换器基础上提出有源钳位双向反激式直流变换器,变压器原副边钳位电路的引入,消除了普通反激变换器中的电压尖峰和振荡,实现了所有开关管的零电流开



(a) 推挽式双向直流变换器的主电路



(b) 推挽一半桥双向直流变换器主电路

图 1.5 由推挽变换器和半桥变换器组合成的混合式变换器主电路

关,减少了开关器件的电压应力。推挽式直流变换器也有对称的电路结构,1989年就有学者提出了双向推挽直流变换器的电路。推挽变换器结构简单,但变压器的偏磁和漏感限制了这种变换器的应用。在输入输出电压相差较大的场合,一种由推挽变换器和半桥变换器组合成的混合式变换器得到了发展,变换器主电路见图 1.5。

桥式直流变换器有两类电路:一类称双有源桥式变换器,主电路结构对称,通过控制相位角来控制两直流电源间能量传输方向和大小;另一类由电压源型桥式直流变换器和电流源型桥式变换器构成。这两种桥式变换器均可具有软开关特性。浙江大学徐德鸿教授等对复合有源钳位和移相控制软开关双向直流变换器进行了系统研究。

此外,软开关双向变换器还有谐振式、准谐振、多谐振和准方波零电压开关双向直流变换器,还有零电压转换型双向直流变换器和有源钳位类双向直流变换器。软开关双向直流变换器的发展,提高了开关管的开关频率,为小型化和模块化打下了基础。

1.2.2 双向直流变换器的发展

双向直流变换器和电力电子变换器一样,基本要求是相同的。对电力电子变换器和开关电源的基本要求是:高的工作可靠性、低的生产和使用费用、好的维修性、小的体积或重量和优良的电气性能。若全部满足上述要求的变换器以 100 分计,则各项要求所占的分额为:可靠性 30 分,生产使用费 24 分,维修性 20 分,重量 20 分,电气性能 6 分。这种分额的分配比例是从社会生产实践中总结来的,不同的场合可以适当地调整。

可靠性是最主要的要求,它是衡量成功率的尺度,通常以平均故障间隔时间 MTBF(以小时计)来表示,也可用平均故障间隔时间的倒数——故障率,即每一千工作小时的故障次数来表示。高的可靠性来自良好的设计、认真的制造、全面的检查、合理的使用、准确的安装和正确的维修。电力电子变换器应该在合适的供电条件下不依赖于其他条件正常工作。变换器的故障不应导致给它供电电源的故障,也不应引起与其连接的其他设备的故障。变换器的故障不应导致不安全状态,不会使故障扩大,更不应造成火灾等严重事故。

生产与使用费用是衡量变换器的第二个重要标准,也是提高产品竞争力的主要因素,应尽量在满足产品技术要求的前提下减少生产和使用费用。必须注意到电力电子技术正在蓬勃发展,新器件、成件、材料、电路拓扑、结构工艺不断更新,电力电子产品也必须不断更新,发展新产品同样是提高竞争力的因素。

维修性好坏是衡量电力电子产品的第三个重要因素。从现有市场来看,电力电子产品有两类,一类是小功率模块,另一类是中大功率装置。小功率模块是免维护的,它主要通过采用专门的技术措施提高平均故障间隔时间,目前已达到 50 万 h,有的还更高。同样,对于在人造卫星等航天器上的电子变换器,也要求为免维护的。对中大功率的变换器装置,目前都设有内部自动测试系统(简称 BIT),对变换装置的各个部件进行运行前的初始自检和运行自检,随时发现故障和指示故障部位,并采用插件结构,以提高维修性。

减小体积和重量是航空航天设备的基本要求,因为内部设备重量的减小和航空航天器的性能提高是分不开的。但是在今天,减小体积和重量的要求已不仅是航空航天部门的要求了,从计算机的发展就可以看到减小体积和重量的意义了。讨论体积和重量时不仅要考虑设备本身的体积和重量,而且必须考虑它的附加重量,例如安装结构的重量、外部通风和冷却设备的重量等。精心的设计是减小体积和重量的基础,必须充分发挥产品各部分的材

料、成件和部件的电、磁、热力和机械性能。

电力电子变换器的电气性能包括对供电电源的适应性、输出电能质量、电能转换效率和电磁兼容性等方面。电力电子变换器是一种电能变换器,将一种电能转换成另一种或多种质量更高或按要求变化的电能,它应能在供电电源正常条件下输出高质量电能,在供电电源故障排除后仍能正常工作。提高电能转换效率是电力电子变换器技术永恒的课题,低的损耗伴随着低的温升、低的工作温度和小的体积重量,因而有高的可靠性。现代电力电子变换器的功率电子器件均为周期性开关工作,产生大量高频干扰信号,不仅危害自身的工作,而且通过导线和介质干扰其他设备,同样,周围的电磁干扰信号也会影响电力电子变换器的正常工作,因而改善电力电子变换器的电磁兼容性是十分重要的。

从以上对电力电子变换器的五个基本要求出发,可以归纳出电力电子变换器的发展方向,即提高功率密度、提高效率、减小污染和模块化结构。

双向直流变换器是电力电子变换器的组成部分,其发展轨迹是和电力电子变换器相同的。尽管双向电力电子变换器几乎是和电力电子变换器同时诞生的,在最早的晶闸管直流电机调速系统中就用了交直双向变换器,以实现直流电机的电动和制动运行,但是双向变换器仍然是电力电子变换器的一个新分支,是伴随着航空航天、电动汽车、电动船舶与舰艇和新的无污染能源科技的发展而发展起来的,其前景是十分广阔的。

小结

本章讨论了双向直流变换器的定义、分类和应用,简述了双向直流变换器的历史、现状和发展方向。需求是发展双向直流变换器的动力,随着太阳能、风能等无污染发电技术的发展和电动汽车技术的发展,双向直流变换器将进入新的发展阶段。

本章参考文献

- 1 Matuso H, Kurokawa F. New solar cell power supply system using a boost type bi-directional dc-dc converter. PESC'82:536 - 541
- 2 Capel A. A bi-directional high power cell using large signal feedback control with maximum current conduction control (MC3) for space applications. PESC'86:684 - 695
- 3 Langer H G, Skudelny H C. dc-dc converters with bi-directional power flow and controllable voltage ratio. Proc. of EPE'89:1245 - 1250
- 4 Venkatesan K. Current mode controlled bi-directional Flyback converter. PESC'89:835 - 842
- 5 Kheraluwala M H, DeDoncker R W. Analysis, design and experimental evaluation of a high power high frequency bi-directional dc-dc converter. Proc. of EPE'91,1:568 - 573
- 6 Ray B, Romney_diaz A. Constant frequency resonant topologies for bi-directional dc-dc power conversion. PESC'93:1031 - 1037
- 7 Ray B. Bi-directional dc-dc power conversion using quasi-resonant topology. PESC'92:617 - 624
- 8 Martinez Z R, Ray B. Bi-directional dc-dc power conversion using constant frequency multi-resonant topology. APEC'94:991 - 997
- 9 Ray B. Single cycle resonant bi-directional dc-dc power conversion. APEC'93:44 - 50

- 10 Sable D M, Lee F C. A zero voltage switching bi-directional battery charger/discharger for the NASA EOS satellite. APEC'92; 614 - 620
- 11 Stojcic G, Sable D M, Cho B H *et al.* A soft switching bi-directional converter for the space station uninterruptible power supply. IECEC'93; 267 - 272
- 12 Espinosa P, Sable D M, Lee F C. A four module zero voltage switched bi-directional battery charger/discharger. Proc. of the Virginia Power Electronics Conference, 1994; 237 - 244
- 13 Kheraluwala M H, Gascoigne R W. Performance characterization of a high power dual active dc-dc converter. IEEE Trans. IA, 1992, IA-28; 1294 - 1301
- 14 Schoneman G K. 500W zero voltage switched full bridge two quadrant power modulator. APEC'93; 700 - 705
- 15 Himmelstoss F A. Analysis and comparison of half bridge bi-directional dc-dc converter. PESC'94; 922 - 928
- 16 Martine L, Povda A, Font J. On the synthesis and control of bi-directional switching converters. PESC'93; 197 - 202
- 17 Kazimierzczuk M K, Vvuong D Q. Topologies of bi-directional PWM dc-dc power converters. NAECON'93; 435 - 441
- 18 Yamanaka H K. Feasible developments of interactive multi functional bi-directional converter for solar photovoltaic generating system incorporating storage batteries. PESC'95; 536 - 541
- 19 Majo J, Martinez L. Nonlinear continuous time control of a bi-directional coupled inductor Cuk converter. INTELEC'91; 256 - 260
- 20 Martinez L, Majo J. Large signal modeling and control in bi-directional switching converters. IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 1991; 1061 - 1064
- 21 Fossas E, Martinez L. On the use of sliding mode control in bi-directional converters. IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 1993; 2355 - 2358
- 22 Caricchi F, Crescimbin F, Noia G *et al.* Experimental study of a bi-directional dc-dc converter for the dc link voltage control and the regenerative braking in PM motor devoted to electrical vehicles. APEC'94; 381 - 386
- 23 Caricchi F, Crescimbin F. 20 kw water cooled prototype of a buck-boost bi-directional dc-dc converter topology for electrical vehicles. APEC'95; 887 - 892
- 24 Chau K T, Ching T W. Constant frequency multi resonant converter fed dc motor drives. IECON'96; 78 - 83
- 25 Chau K T, Ching T W, Chan C C. Bi-directional soft switching converter fed dc motor drives. PESC'98; 416 - 422
- 26 Caricchi F, Crescimbin F, Capponi F G. Study of bi-directional buck-boost converter topologies for application in electrical vehicle motor drives. APEC'98; 287 - 293
- 27 Yan X, Patterson D. Improvement of drive range acceleration and deceleration performance in the vehicle propulsion system. PESC'99; 638 - 643
- 28 Reimann T, Szepoink S, Berger G, *et al.* A novel principle of bi-directional dc-dc power conversion. PESC'97; 978 - 984
- 29 Kim E S, Joe K Y, Choi H Y. An improved soft switching bi-directional PSPWM FB dc-dc converter. IECON'98; 740 - 743
- 30 Chan H L, Cheng K W E, Sutanto D. Bi-directional phase shifted dc-dc converter. IEEE Electronics Letters, 1st April 1999, 35(7); 523 - 524

- 31 Navarro A E, Perol D, Dede E J *et al.* A new efficiency low mass bi-directional battery discharge charge regulator for low voltage batteries. PESC'96; 842 - 845
- 32 Jain M, Jain P K, Daniele M. A bi-directional dc-dc converter topology for low power application. PESC'97; 804 - 810
- 33 Wang K, Lee F C, Jai J. Operation principles of bi-directional full bridge dc-dc converter with unified soft switching scheme and soft starting capability. APEC'2000; 111 - 118
- 34 Chun H S H, Hui S Y R, Chan K M C. A ZCS bi-directional Flyback dc-dc converter using the leakage inductance of the coupled inductor. APEC'2000; 979 - 985
- 35 Luo F L, Ye H, Rashid M H. Two quadrant dc-dc ZCS quasi resonant converter. IPEMC 2000; 272 - 277
- 36 Chen G, Lee Y S, Xu D H *et al.* A novel soft switching and low conduction loss bi-directional dc-dc converter. IPEMC 2000; 1166 - 1171
- 37 Chen G, Lee Y S. Actively clamped bi-directional Flyback converter. IEEE IA, 47; 770 - 779
- 38 Chen G, Xu D H, Lee Y S. A novel full zero voltage switching phase shift bi-directional dc-dc converter. APEC 2001; 974 - 979
- 39 Chen G, Xu D H. A new family of soft switching phase shift bi-directional dc-dc converters. PESC 2001; 859 - 865
- 40 Schuch L, Rech C. Analysis and design of a new high efficiency bi-directional ZVT converter for dc bus and battery bank interface. APEC'2002; 567 - 573
- 41 Salamero J M, Garces L. Dynamic optimization of bi-directional topologies for battery charge discharge in satellites. PESC 2001; 1994 - 1999
- 42 Li H, Peng F Z. Modeling, simulation and experimental verification of soft switched bi-directional dc-dc converter. APEC 2000; 736 - 742
- 43 黄锡坚. 硅太阳能电池及其应用. 北京: 中国铁道出版社, 1985
- 44 赵富鑫. 太阳能电池及其应用. 北京: 国防工业出版社, 1985
- 45 李思强. 载人飞船工程学概论. 北京: 科学出版社, 1985
- 46 张文保. 化学电源导论. 上海: 上海交通大学出版社, 1992
- 47 严仰光. 航空航天器供电系统. 北京: 航空工业出版社, 1995
- 48 Wakefield E H 著; 叶云屏, 孙蓬春译. 电动汽车发展史. 北京: 北京理工大学出版社, 1998
- 49 阮新波, 严仰光. 直流开关电源的软开关技术. 北京: 科学出版社, 2000
- 50 蔡宣三, 龚绍文. 高功率电子学——直流-直流变换部分. 北京: 科学出版社, 1993
- 51 丁道宏. 电力电子技术. 北京: 航空工业出版社, 1999
- 52 张占松, 蔡宣三. 开关电源的原理与设计. 北京: 电子工业出版社, 1998
- 53 叶慧贞, 杨兴洲. 开关稳压电源. 北京: 国防工业出版社, 1990
- 54 阮新波, 严仰光. 脉宽调制 dc-dc 全桥变换器的软开关技术. 北京: 科学出版社, 1999
- 55 陈刚. 软开关双向 dc-dc 变换器的研究: [博士论文]. 杭州: 浙江大学, 2001
- 56 冯波, 徐德鸿. 电流馈双向 dc-dc 变换器的综合. 电源技术学报, 2002(2)
- 57 Agrawal J P. Power Electronic Systems — Theory and Design. 北京: 清华大学出版社, 2001
- 58 林渭勋. 电力电子基础. 北京: 机械工业出版社, 1990
- 59 林渭勋. 现代电力电子电路. 杭州: 浙江大学出版社, 2002
- 60 陈坚. 电力电子学. 北京: 高等教育出版社, 2002
- 61 张方华. 双向 dc-dc 变换器的研究: [博士论文]. 南京: 南京航空航天大学, 2004

第 2 章/不隔离的双向直流变换器

2.1 单管直流变换器

不隔离的单管直流变换器是最简单的直流变换器,有降压式(Buck)、升压式(Boost)、升降压式(Buck/Boost)、库克(Cuk)、瑞泰(Zeta)、赛皮克(Sepic)等 6 种。

2.1.1 Buck 直流变换器

一、主电路拓扑和控制方式

Buck 变换器是输出电压 V_o 小于输入电压 V_{in} 的单管不隔离变换器,其主电路由开关管 Q 、二极管 D 、电感 L_f 和电容 C_f 构成,见图 2.1(a)。

开关管 Q 的基极电压 V_{be} 为正, Q 导通; V_{be} 为 0, Q 截止。设开关管的开关周期为 T ,开通时间为 t_{on} ,关断时间为 t_{off} ,则开关周期 $T = t_{on} + t_{off}$, $D_y = t_{on}/T$ 为占空比。 f 为开关频率,则 $f = 1/T$ 。在开关周期 T 不变时,改变占空比 D_y ,即改变了 Q 开通时间 t_{on} ,这种控制方式称为脉冲宽度控制(Pulse Width Modulation, PWM)。

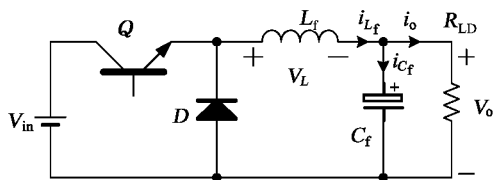
Buck 变换器有两种工作方式,即电感电流连续工作方式(Continuous Current Mode, CCM)和电感电流断续工作方式(Discontinuous Current Mode, DCM)。电感电流连续是指在一个开关周期内电感电流总是大于零的,电感电流断续则是在 Q 关断后有一段时间电感电流等于零,显然,在这两种工作方式之间还有一个状态,即临界电感电流连续状态,此时,在开关管下一次开通前电感电流正好降为零。

电感电流连续时,Buck 变换器有两个开关模态,即 Q 导通模态(称开关模态 1)和 Q 关断模态(称开关模态 2)。这两个模态对应的主电路是不同的,图 2.2(a)是 Q 导通时的变换器等效电路,图 2.2(b)是 Q 截止、二极管 D 续流时的等效电路。在电感电流断续时,除有以上两个开关模态外,还有开关模态 3,这时 Q 和 D 都没有电流,负载电流 I_o 由电容 C_f 提供,见图 2.2(c)。

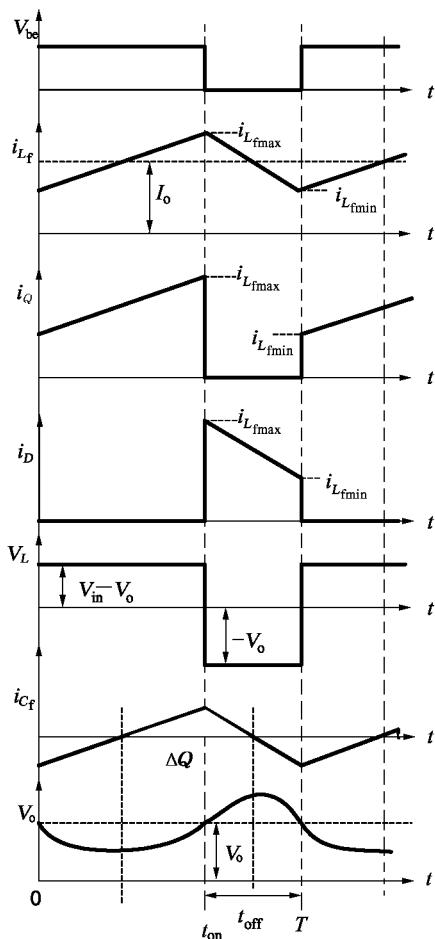
为了讨论方便,作以下假设:① 所用电力电子器件为理想器件,即开关管 Q 和二极管 D 导通电压为零,关断时电流为零,并不计开关时间;② 在一个开关周期中,电源电压 V_{in} 和输出电压 V_o 不变;③ 电感 L_f 、电容 C_f 为理想储能元件,无损耗,且开关频率高于 LC 的谐振频率;④ 不计线路分布参数。

二、电感电流连续工作原理和基本关系

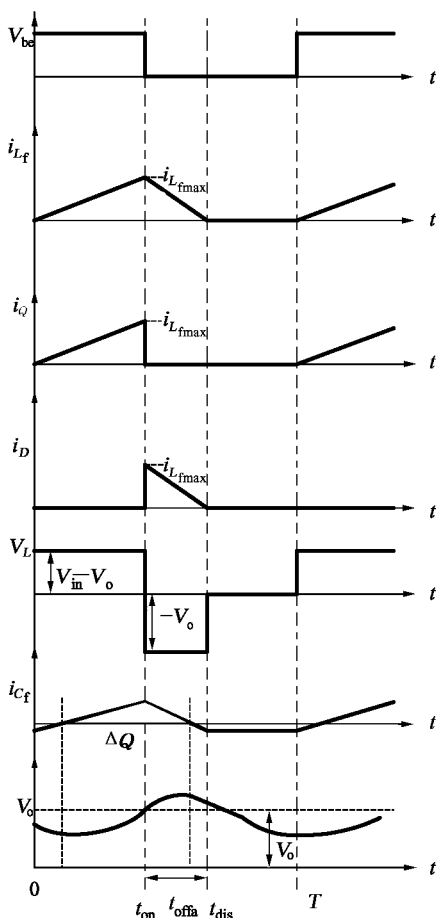
电感电流连续工作时,Buck 变换器有两个开关模态,开关模态 1 和开关模态 2。



(a) Buck 变换器的主电路



(b) 电感电流连续工作主要波形



(c) 电感电流断续主要波形

图 2.1 Buck 变换器的主电路及其主要工作波形

在开关模式 1 [0 ~ t_{on}] :

t = 0 时, Q 导通, 电源电压 V_{in} 通过 Q 加于二极管 D 和 L_fC_f 上, D 反偏截止, 电感电流 i_{L_f} 线性增加:

$$L_f \frac{di_{L_f}}{dt} = V_{in} - V_o$$

t = t_{on} 时, i_{L_f} 增加到最大值, i_{L_f}(t_{on}) = i_{L_fmax}, 此期间 i_{L_f} 的增加量 Δi_{L_f} 为

$$\Delta i_{L_f} = \frac{V_{in} - V_o}{L_f} \cdot t_{on} = \frac{V_{in} - V_o}{L_f} \cdot D_y T$$

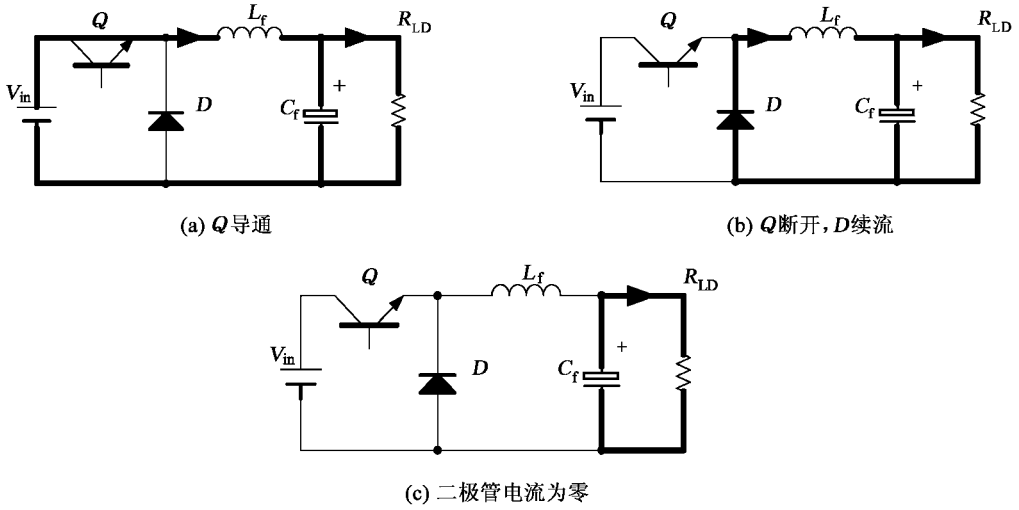


图 2.2 Buck 变换器不同开关模式的等效电路

在开关模式 2 ($t_{on} \sim T$):

$t = t_{on}$ 时, 开关管 Q 截止, i_{L_f} 通过二极管 D 续流, L_f 上电压为 V_o , 电感电流减小:

$$L_f \frac{di_{L_f}}{dt} = V_o$$

$t = T$ 时, i_{L_f} 达到最小值, $i_{L_f}(T) = i_{L_{fmin}}$ 。在 Q 截止期间, i_{L_f} 减小量 Δi_{L_f} 为

$$\Delta i_{L_f} = \frac{V_o}{L_f} \cdot (T - t_{on}) = \frac{V_o}{L_f} (1 - D_y) T$$

此后, Q 又导通, 转入下一个开关周期。

参见图 2.1(b), i_{L_f} 波形为三角波, 因稳态工作时 C_f 的充、放电电流之和为零, 故电感电流 i_{L_f} 的平均值 I_{L_f} 就等于变换器的输出电流 I_o , $I_o = V_o/R_{LD}$, R_{LD} 为变换器的负载电阻。Q 导通时的 i_{L_f} 就是流过 Q 的电流 i_Q , Q 截止后流过二极管的电流是 i_{L_f} 在 $t_{on} \sim T$ 期间的那一部分, 用 i_D 表示。 V_L 为电感电压, 在 Q 导通时, L_f 中感应电势为左正右负, 阻止 i_{L_f} 的增加, 即 $V_L = V_{in} - V_o$ 为正; Q 截止后, D 续流, i_{L_f} 保持原来的流向不变, 感应电势为左负右正, 即 $V_L = V_o$ 为负。稳态工作时, 加于 L_f 上电压的伏秒面积为零, 即 $(V_{in} - V_o) D_y T = V_o (1 - D_y) T$, 或是说, 在 Q 导通期间 i_{L_f} 的增加量等于 Q 截止期间 i_{L_f} 的减小量, 故

$$\frac{V_o}{V_{in}} = D_y \tag{2.1}$$

在变换器损耗为零时, 有 $I_{in} V_{in} = I_o V_o$, 有

$$\frac{I_{in}}{I_o} = D_y \tag{2.2}$$

电感电流最大值 $i_{L_{fmax}}$ 和最小值 $i_{L_{fmin}}$ 为

$$i_{L_{f\max}} = I_{L_f} + \frac{1}{2} \Delta i_{L_f} = I_o + \frac{V_o}{2L_f f} (1 - D_y) \quad (2.3)$$

$$i_{L_{f\min}} = I_{L_f} - \frac{1}{2} \Delta i_{L_f} = I_o - \frac{V_o}{2L_f f} (1 - D_y) \quad (2.4)$$

流过 Q 和 D 的电流最大值和最小值等于电感电流的最大值和最小值,即

$$i_{Q_{\max}} = i_{D_{\max}} = i_{L_{f\max}} \quad (2.5)$$

$$i_{Q_{\min}} = i_{D_{\min}} = i_{L_{f\min}} \quad (2.6)$$

开关管 Q 和二极管 D 电流的平均值 I_Q 和 I_D

$$I_Q = \frac{1}{2} (i_{Q_{\max}} + i_{Q_{\min}}) D_y = \frac{1}{2} (i_{L_{f\max}} + i_{L_{f\min}}) D_y = I_o D_y \quad (2.7)$$

$$I_D = I_o (1 - D_y) \quad (2.8)$$

开关管 Q 和二极管 D 电流最大值与平均值之比

$$\frac{i_{Q_{\max}}}{I_Q} = \frac{1 + \frac{R_{LD}}{2L_f f} (1 - D_y)}{D_y} \quad (2.9)$$

$$\frac{i_{D_{\max}}}{I_D} = \frac{1 + \frac{R_{LD}}{2L_f f} (1 - D_y)}{1 - D_y} \quad (2.10)$$

由以上两式可见,占空比 D_y 越小, $i_{Q_{\max}}/I_Q$ 越大,而 $i_{D_{\max}}/I_D$ 则越小。

在一个开关周期内,电容 C_f 的充电电荷 ΔQ_{C_f} 为

$$\Delta Q_{C_f} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta i_{L_f}}{2} \cdot \frac{T}{2} = \frac{\Delta i_{L_f}}{8f}$$

输出电压脉动 ΔV_o 为

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q_{C_f}}{C_f} = \frac{V_o (1 - D_y)}{8L_f C_f f^2} \quad (2.11)$$

上式考虑了电容 C_f 充放电引起的电压脉动。此外,实际电容因有等效串联电阻 ESR ,由此导致电容电压脉动 $\Delta V'_o$ 为

$$\Delta V'_o = ESR \cdot \Delta i_{L_f} = \frac{V_o}{L_f f} (1 - D_y) \cdot ESR \quad (2.11a)$$

开关管 Q 和二极管 D 截止时承受的电压等于电源电压 V_{in} ,即

$$V_Q = V_D = V_{in} \quad (2.12)$$

三、电感电流断续工作的基本关系

图 2.1(c) 是电感电流断续工作的波形,在 $0 \sim t_{on}$ 期间, Q 导通, i_{L_f} 从 0 增加到 $i_{L_{f\max}}$; 在 $t_{on} \sim t_{on} + t_{offa}$ 期间, D 续流, i_{L_f} 自 $i_{L_{f\max}}$ 降到零; 在 $t_{on} + t_{offa} \sim T$ 期间, i_{L_f} 、 i_Q 、 i_D 均为零,负载电流

I_o 由 C_f 提供。这三种开关模态对应的电路结构参见图 2.2。

Q 导通期间, i_{L_f} 的增加量

$$\Delta i_{L_f} = i_{L_{f\max}} = \frac{V_{in} - V_o}{L_f} \cdot D_y T$$

Q 关断, i_{L_f} 下降, 在 $t = t_{on} + t_{offa}$ 时, i_{L_f} 降为零, 因 $\frac{t_{offa}}{T} < 1 - D_y$

$$\Delta i_{L_f} = \frac{V_o}{L_f} t_{offa}$$

稳态时, i_{L_f} 增长量等于下降量, 故有

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D_y}{D_y + \frac{t_{offa}}{T}} = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{offa}} \quad (2.13)$$

若电流连续, 则 $t_{offa} = t_{off} = T - t_{on}$, $V_o/V_{in} = D_y$ 。

电感电流断续时, 输出电流 I_o 仍等于电感电流的平均值, 即

$$I_o = \frac{1}{T} \left(\frac{1}{2} i_{L_{f\max}} \cdot t_{on} + \frac{1}{2} i_{L_{f\max}} \cdot t_{offa} \right) = \frac{i_{L_{f\max}}}{2T} (t_{on} + t_{offa})$$

将(2.13)式代入, 得

$$I_o = \frac{D_y^2}{2L_f f} \left(\frac{V_{in}}{V_o} - 1 \right) V_{in} \quad (2.14)$$

(2.14)式表明, 在电流断续时, 输出电压 V_o 不仅与 V_{in} 和 D_y 有关, 而且与负载电流 I_o 大小有关, 当 $I_o = 0$ 时, $V_o = V_{in}$ 。

电流断续时可分为两种情况, 一种是输入电压 V_{in} 不变、输出电压可变的情况, 另一种是输出电压 V_o 不变、输入电压可变的情况, 前者如用作电动机调速控制, 不同的输出电压可得到不同的电动机转速, 后者如用于开关电源, 不论输入电压 V_{in} 和负载如何变化, 输出电压 V_o 是不变的。

四、 V_{in} 不变时的电感电流连续与断续的边界和外特性曲线

电感电流临界连续的特点是在开关管 Q 截止期末, 电感电流 i_{L_f} 刚降为零, 此时负载电流 I_o 和 i_{L_f} 间关系为

$$I_o = \frac{1}{2} i_{L_{f\max}} \quad (2.15)$$

临界电流连续时, $V_o = D_y V_{in}$ 仍正确, 故有

$$i_{L_{f\max}} = \frac{V_{in} - V_o}{L_f f} D_y = \frac{(1 - D_y) D_y V_{in}}{L_f f} \quad (2.16)$$

设用 I_{oG} 表示临界电流连续时的负载电流, 则

$$I_{oG} = I_o = \frac{1}{2} i_{L_{f\max}} = \frac{V_{in} (1 - D_y) D_y}{2L_f f} \quad (2.17)$$

在 $D_y = 0.5$ 时, I_{oG} 达最大值, $I_{oG} = I_{oGmax}$

$$I_{oGmax} = \frac{V_{in}}{8L_f f} \quad (2.18)$$

代入(2.17)式,得

$$I_{oG} = 4I_{oGmax}(1 - D_y)D_y \quad (2.19)$$

联立(2.14)式和(2.18)式,经整理后得

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{\frac{1}{4D_y^2} \cdot \frac{I_o}{I_{oGmax}} + 1} \quad (2.20)$$

(2.1)式和(2.20)式确定了 Buck 变换器在电流连续与断续区外特性曲线的变化规律,外特性曲线是指输出电压 V_o 与负载电流 I_o 的关系曲线。(2.18)式和(2.19)式确定了电流连续与断续边界。由此,可画出 Buck 变换器的标么外特性曲线,见图 2.3(a),标么外特性的纵坐标是 V_o/V_{in} ,横坐标是 I_o/I_{oGmax} 。在电流连续区,因假定电力电子器件为理想器件和 $L_f C_f$ 无损耗,故输出电压 V_o 与负载电流大小无关, V_o 仅由占空比 D_y 确定。在电流断续区, D_y 不变时,随 I_o 的降低,输出电压 V_o 增大。若 $I_o = 0$,则 $V_o = V_{in}$,外特性为非线性。实际 Buck 变换器的外特性即使在电流连续区也是下坠的, I_o 加大, V_o 降低,为了保持 V_o 不变,应适当加大占空比 D_y 。输入电压 V_{in} 不变时,加大 L_f 或提高开关频率 f 可减小临界负载电流最大值 I_{oGmax} ,即减小电流断续区。

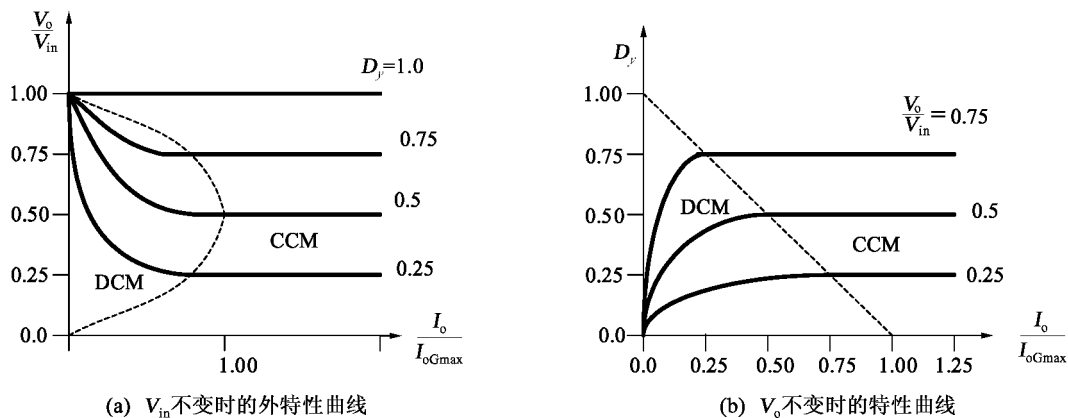


图 2.3 Buck 变换器的特性曲线

五、 V_o 不变时的电流连续与断续边界和标么特性

输出电压 V_o 不变时,临界负载电流 I_{oG} 的表达式为

$$I_{oG} = \frac{1}{2}i_{L_{fmax}} = \frac{V_o}{2L_f f}(1 - D_y) \quad (2.21)$$

在 $D_y = 0$ 时,临界负载电流达最大值 I_{oGmax}

$$I_{oGmax} = \frac{V_o}{2L_f f} \quad (2.22)$$

上式代入(2.14)式,得

$$D_y = \frac{V_o}{V_{in}} \left[\frac{\frac{I_o}{I_{oGmax}}}{1 - \frac{V_o}{V_{in}}} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.23)$$

图 2.3(b)是 Buck 变换器在 V_o 不变时的标么特性曲线,横坐标为 I_o/I_{oGmax} ,纵坐标为 占空比 D_y ,虚线表示边界,右上方为电流连续区,左下方为电流断续区。占空比不变,在电感电流临界状态工作时,若加大负载,则进入电流连续区。理想情况下,在电流连续区,负载的变化不会引起输出电压 V_o 的变化;若减小负载,则进入电流断续区。即使负载电流不变,输入电压 V_{in} 变化,为了保持输出电压不变,必须调节占空比 D_y ,也会引起电感电流从连续到断续或作相反方向的变化。

六、电力电子器件的工作条件

双极型功率晶体管和功率场效应管并不是理想开关,导通时有电压降 V_{ces} 或电阻 R_{Ds} ,截止时有漏电流,开通需要一定时间 t_{on} ,包括开通延迟时间 t_d (或 $t_{d(on)}$) 和电流上升时间 t_r ;关断时间 t_{off} 包括存储时间 t_s (对 MOSFET 为关断延迟时间 $t_{d(off)}$) 和电流下降时间 t_f 。以上开关时间是在理想驱动电压和阻性负载条件下生产厂家给出的数据,实际条件下还会有较大的不同。二极管应采用快恢复管,若它原先是通过电流的,开关管 Q 导通使其反偏时,电流先降到零,接着有反向恢复电流 i_R 通过, i_R 逐渐增加到其最大值 i_{rr} 即最大反向恢复电流,然后恢复到零,存在反向恢复电流的时间称为反向恢复时间 t_{rr} 。

用双极型功率晶体管构成的 Buck 变换器,在电感电流连续时的工作波形如图 2.4(a) 所示,图中 V_{ce} 是开关管集电极与发射极间电压, i_c 是集电极电流。 i_b 在 $t = 0$ 时跃升,在 $t = t_5$ 时降为零。 i_b 跳高后,经延迟时间 t_d ,到 $t = t_1$ 时 i_c 才上升,在 $t_1 \sim t_2$ 的 i_c 上升期间,因 i_c 小于电感电流 i_{L_f} ,故 $i_c = i_{L_f} - i_D$, i_D 为流过二极管的电流,表明这段时间内开关管和二极管同时有电流流过,集射极电压 $V_{ce} = V_{in} + V_D$ 并没有变化, V_D 是二极管的通态压降。 $t = t_2$ 时, $i_c = i_{L_f}$, $i_D = 0$,此后二极管流过反向恢复电流 i_R ,故 $i_c = i_{L_f} + i_R$ 。 $t = t_3$ 时 i_R 达最大值 i_{rr} , $i_{cmax} = i_{L_f} + i_{rr}$ 。此后,二极管逐渐恢复阻断状态,开关管的 V_{ce} 逐渐下降。 $t = t_4$ 时二极管反向恢复结束,开关管进入稳态导通, $i_R = 0$, $i_c = i_{L_f}$, $V_{ce} = V_{ces}$ 。 $t = 0 \sim t_4$ 为开关管的开通过程,这段时间很短,可认为电流 i_{L_f} 不变。 $t_4 \sim t_5$ 为开关管开通时间, i_{L_f} 增长, $L_f \frac{di_{L_f}}{dt} = V_{in} - V_o$ 。

$t = t_5$ 时 i_b 降为零,在开关管的存储时间 t_s 内, $t_5 \sim t_6$ 期间, V_{ce} 仍为 V_{ces} , i_{L_f} 继续增长。 $t_6 \sim t_7$ 期间,开关管退出饱和, V_{ce} 增长, $V_{ce} = V_{in} - V_o - L_f \frac{di_{L_f}}{dt}$, $i_c = i_{L_f}$ 有所下降。 $t = t_7$ 后,为开关管下降时间 t_f , i_c 迅速下降,因 $i_c < i_{L_f}$,电感 L_f 感应电势反向,二极管续流,开关管和二极管同时导通, $i_c + i_D = i_{L_f}$ 。 $t = t_8$ 时, $i_c = 0$, $i_D = i_{L_f}$,开关管完全截止。

图 2.4(b)是双极型功率晶体管开关过程中 V_{ce} 和 i_c 的关系曲线,称晶体管的负载线,是表明开关过程中器件电流电压应力的曲线。其中直线 OCD 是晶体管饱和导通时的伏安特性,饱和压降 V_{ces} 大致和集电极电流 i_c 成正比。曲线 ABC 是开通过程负载线, A 点相对于 $t = 0$, i_b 已加于管子基射极, $V_{ce} = V_{in}$, $i_c = 0$ 。在 $t_1 \sim t_3$ 期间, i_c 从零增长到 $i_{L_f} + i_{rr}$,但 V_{ce} 变化不大,对应于曲线 AB 段, B 点是开通过程中损耗最大点。 BC 对应于二极管从 i_{rr} 到完全阻

断,晶体管电压 V_{ce} 减小,电流 i_c 减小,损耗也随之下降。在 C 点, $V_{ce} = V_{ces}$, $i_c = i_{Lr}$, 晶体管饱和导通。 DEA 为关断负载线。从 C 到 D 对应于图(a)的 $t_4 \sim t_5$, 在晶体管导通期间电感电流增加量 Δi_{Lr} 相当于 CD 间纵坐标的距离。在 $t_5 \sim t_7$ 期间, $i_b = 0$, i_c 变化不大, V_{ce} 在存储时间结束后上升,对应于关断负载线的 DE 段,在 E 点,晶体管关断损耗达最大值。 EA 段对应于 $t_7 \sim t_8$, 集电极电流 i_c 迅速下降,管子的电流应力减小。

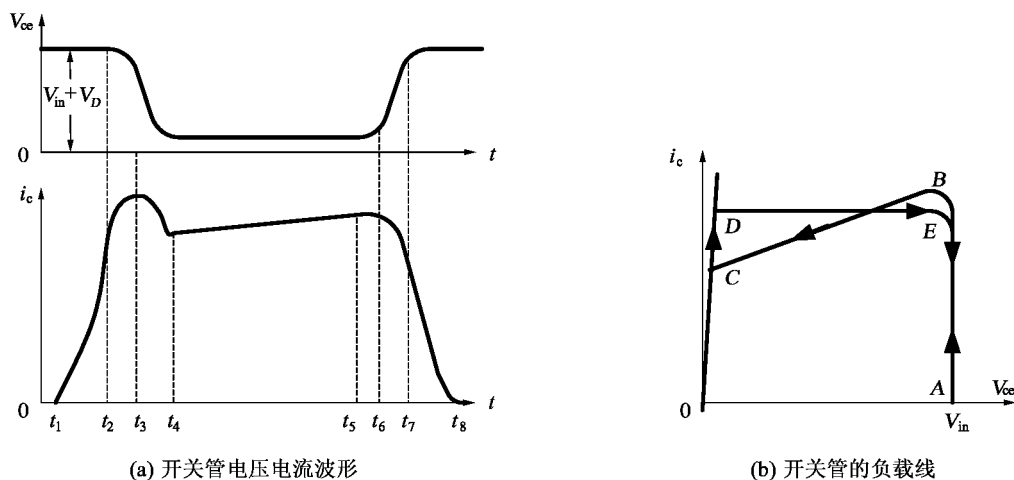


图 2.4 Buck 变换器开关管开关过程

由此可见,电流连续工作的 Buck 变换器开关管开通和关断过程中有两个特点,一是出现开关管和二极管同时导通的情况,二是开关过程中开关管的损耗远大于导通或截止期间的损耗,必须采取措施限制开关损耗,才能保证变换器正常工作。应用快速恢复二极管,缩短二极管反向恢复时间,减小反向恢复最大电流 i_{rr} , 有助于减小开关管开通时的功耗。

开关管为功率场效应管时,在关断过程中,电感电流给开关管的结电容充电,延缓了器件电压升高的速度,其关断电压应力比双极型功率晶体管低。开通过程中,场效应管除要通过电感电流 i_{Lr} 和二极管反向恢复电流 i_{Rr} 外,还有其结电容的容性放电电流流过。

Buck 变换器在电感电流断续工作时,开关管导通前, i_{Lr} 已降为零,二极管电流是在没有负偏压的情况下降为零的,不存在反向恢复电流,改善了开关管的开通条件和二极管的反向恢复条件。但在负载电流相同时,电感电流最大值比电流连续时大得多,使开关管的关断损耗和通态损耗加大。

实际变换器的元器件间有连接线,连接线有分布电感。开关管关断过程中,电流的快速下降在分布电感中引起很大的感应电势,该电势与电源电压 V_{in} 叠加,在开关管的集电极产生很大的电压尖峰,并伴随着高频振荡,进一步恶化关断条件。应在变换器的输入端并接电容,并使该电容、开关管 Q 、二极管 D 及它们间连接线所包围的面积尽量小,以减小回路的分布电感,减小开关管关断电压尖峰。并接电容还可降低 Buck 变换器输入电源电流的脉动。

为了减小变换器刚接通电源时的冲击电流和输出电压浪涌减小对电源和用电设备的危害,Buck 变换器都用软启动工作方式,即启动时占空比 D_y 从零逐渐增大。现有 PWM 集成控制芯片均有软启动功能。

七、滤波电感最大工作电流的限制

滤波电感一般采用具有磁芯的电感,在磁芯上绕上一定匝数的线圈构成。在磁芯未饱和

双向直流变换器

时,电感量和磁心截面积与线圈的匝数平方成正比,与磁芯的气隙成反比。常用的磁芯材料有硅钢片、铁镍软磁合金(坡莫合金)、非晶与微晶合金、宽恒磁导合金、软磁铁氧体和铁粉芯等。磁化曲线,即磁感应 B 与磁场强度 H 关系曲线,是表征磁性材料特性的曲线。在磁场强度 H 较小区,磁感应 B 几乎和磁场强度成正比,称为不饱和区;磁场强度 H 超过一定值后, B 和 H 的变化规律像没有磁性材料的空气介质一样,为饱和工作区;在两者之间为过渡区, B/H 值不断减小,直到饱和值。为了减小滤波电感体积重量,在最大工作电流时,一般让铁心工作在接近饱和点。这时若电流减小,磁芯进入不饱和区,滤波电感值必会增大。例如,在某一典型设计实例中,额定电流为 2 A 时, $L_f = 35\ \mu\text{H}$,电流为零时, $L_f = 44\ \mu\text{H}$ 。由此可见,滤波电感有确定的工作电流范围,若工作过程中电流增大到超出该工作范围,则电感将急剧减小,电流迅速增大,这是不容许的。因此,必须设置过流保护,防止输出端短路等故障导致变换器开关管的损坏。

2.1.2 Boost 直流变换器

一、主电路拓扑和控制方式

Boost 变换器是输出电压 V_o 高于或等于输入电压 V_{in} 的直流变换器,其主电路也由四个

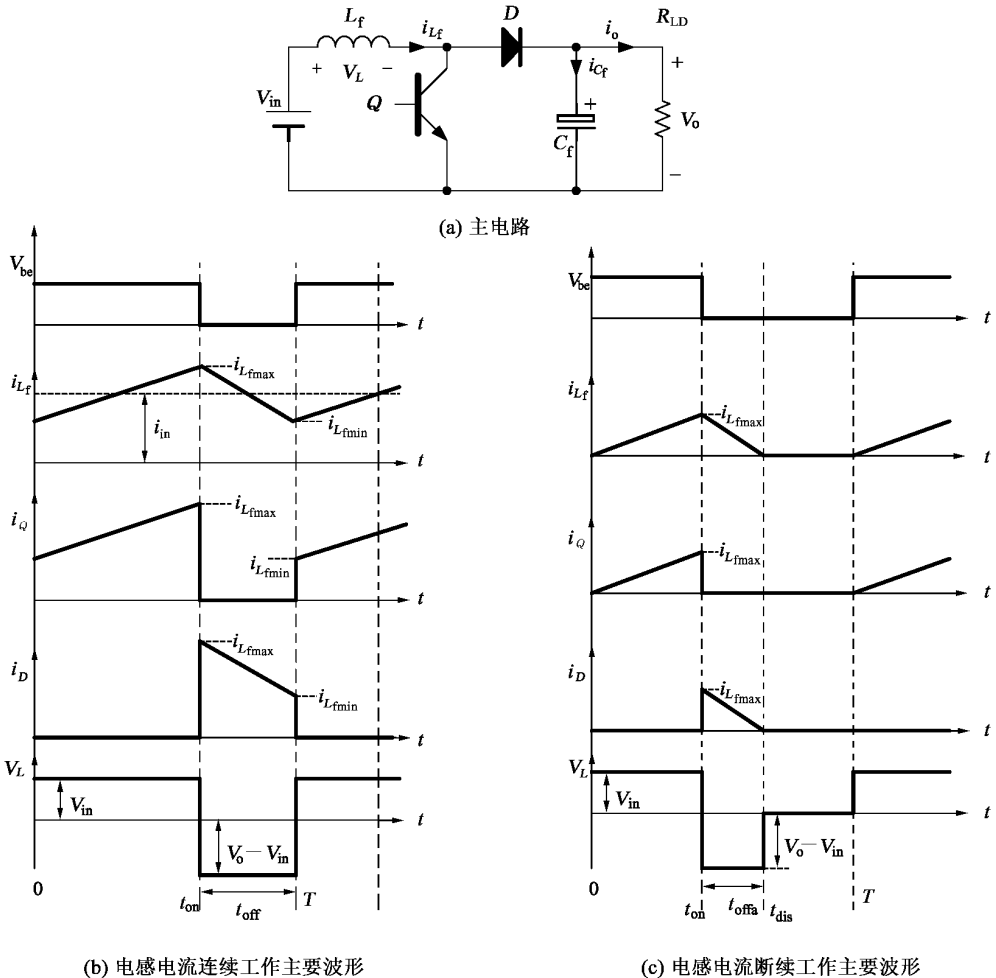


图 2.5 Boost 变换器的主电路及其主要工作波形

元器件构成,见图 2.5(a),与 Buck 不同之处是电感 L_f 在输入端,常称为升压电感。开关管 Q 也为 PWM 工作,但最大占空比不允许为 1。图 2.5(a)是主电路,(b)是电感电流连续工作时的主要波形,(c)电感电流断续时的主要波形。电流连续时有两个开关模式,即 Q 导通时的开关模式 1,等效电路见图 2.6(a); Q 关断时的开关模式 2,等效电路见图 2.6(b)。电流断续时除以上两个模式外,还有一个 Q 和 D 电流均为零的模式,即开关模式 3,这时负载电流由电容 C_f 提供,等效电路见图 2.6(c)。在电感电流连续与断续之间也有临界电感电流连续模式。

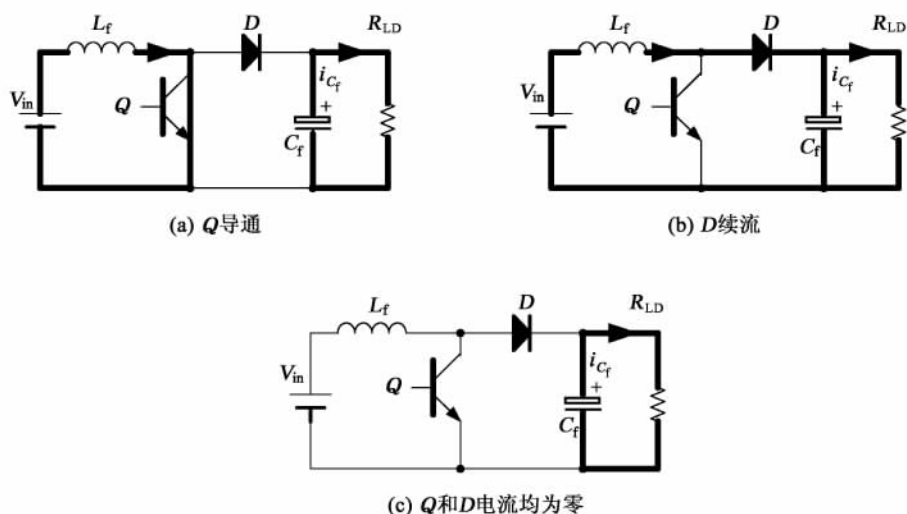


图 2.6 Boost 的开关模式等效电路

二、电感电流连续工作的基本关系

参见图 2.5(b), $t = 0$, Q 导通, V_{in} 全部加在 L_f 上, i_{L_f} 增加, 负载功率由 C_f 贮能提供; $t = t_{on}$ 时, i_{L_f} 达最大值 $i_{L_{fmax}}$, 关断 Q , i_{L_f} 通过二极管 D 向负载端流动, 电源功率和电感贮能一起向 C_f 和负载转移, C_f 充电, i_{L_f} 减小; $t = T$ 时, $i_{L_f} = i_{L_{fmin}}$, Q 再次导通, 进入下一个开关周期。

Q 导通期间的电压平衡方程和 i_{L_f} 的增量 Δi_{L_f} 为

$$L_f \frac{di_{L_f}}{dt} = V_{in}$$

$$C_f \frac{dV_o}{dt} = I_o \approx \frac{V_o}{R_{LD}}$$

$$\Delta i_{L_f} = \frac{V_{in} D_y T}{L_f}$$

Q 截止期间电压平衡方程式和 i_{L_f} 的下降量 Δi_{L_f} 为

$$L_f \frac{di_{L_f}}{dt} = V_o - V_{in}$$

$$\Delta i_{L_f} = \frac{V_o - V_{in}}{L_f} (1 - D_y) T$$

稳态工作时,在一个开关周期内,电感电流增加量应等于下降量,有

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1-D_y} \quad (2.24)$$

若不计变换器损耗,则

$$\frac{I_{in}}{I_o} = \frac{1}{(1-D_y)} \quad (2.25)$$

式中, I_{in} 和 I_o 为变换器输入电流和负载电流平均值。设 I_{L_f} 为电感电流平均值

$$I_{L_f} = \frac{i_{L_{fmin}} + i_{L_{fmax}}}{2}$$

则
$$I_{in} = I_{L_f} \quad (2.26)$$

通过二极管电流的平均值 I_D 等于负载电流 I_o , 即

$$I_D = I_o = \frac{V_o}{R_{LD}} \quad (2.27)$$

通过开关管电流平均值 I_Q 为

$$I_Q = I_{L_f} - I_D = I_i - I_o = \frac{D_y}{1-D_y} I_o \quad (2.28)$$

开关管和二极管电流最大值

$$i_{Q_{max}} = i_{D_{max}} = i_{L_{fmax}} = I_{L_f} + \frac{1}{2} \Delta i_{L_f} = \frac{I_o}{1-D_y} + \frac{(1-D_y)D_y V_o}{2L_f f} \quad (2.29)$$

开关管和二极管截止时承受的电压等于输出电压

$$V_Q = V_D = V_o \quad (2.30)$$

输入电流脉动 Δi_{in} 等于电感电流的脉动 Δi_{L_f} , 即

$$\Delta i_{in} = i_{L_{fmax}} - i_{L_{fmin}} = \frac{V_{in}}{L_f f} D_y = \frac{V_o}{L_f f} D_y (1-D_y) \quad (2.31)$$

若设输出电压在一个开关周期内变化较小,则输出电压的脉动量可用 Q 导通期间 C_f 的放电量 Q_{C_f} 计算, $Q_{C_f} = I_o D_y T$, 又 $Q_{C_f} = C_f \cdot \Delta V_o$, 故

$$\Delta V_o = \frac{D_y}{C_f f} I_o \quad (2.32)$$

以上关系是在和 Buck 变换器相同假设条件下得到的。这时由(2.24)式可见,当占空比 D_y 接近于 1 时,输出电压 V_o 趋于无穷大。实际上电路中的损耗使 Boost 变换器在大的占空比时偏离(2.24)式。以下仅从计及电感 L_f 的寄生电阻 r_{L_f} 的影响求取 V_o 和 V_{in} 之间关系。

Q 导通期间电感电流增量 Δi_{L_f}

$$\Delta i_{L_f} = \frac{V_{in} - r_{L_f} i_{L_{fmin}}}{L_f} D_y T$$

Q 截止期间电感电流减小量 Δi_{L_f} 为

$$\Delta i_{L_f} = \frac{V_o - (V_{in} - r_{L_f} i_{L_{f\max}})}{L_f} (1 - D_y) T$$

若 i_{L_f} 脉动较小, 则 $i_{L_{f\max}} = i_{L_{f\min}} = I_i$, 得

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1 - D_y}{(1 - D_y)^2 + \frac{r_{L_f}}{R_{LD}}} \quad (2.33)$$

上式中的 r_{L_f}/R_{LD} 项就是计及电阻 r_{L_f} 后引入的, 使 $V_o = f(V_{in}, D_y)$ 曲线在大的 D_y 下变平坦并下坠, 因此必须限制 D_y 最大值, 防止在特性下坠区工作。

三、临界电感电流连续工作边界

稳态工作时, 在开关管 Q 导通前电感电流 i_{L_f} 刚降为零的工作状态为临界电感电流连续工作状态。设 $I_{L_{fG}}$ 是临界电感电流的平均值, 则有

$$I_{L_{fG}} = \frac{1}{2} i_{L_{f\max}} = \frac{V_{in}}{2L_f f} D_y = \frac{V_o}{2L_f f} D_y (1 - D_y) \quad (2.34)$$

在输入电压不变时, V_{in} 为常量, 则 $D_y = 1, I_{L_{fG}}$ 达最大值 $I_{L_{fG\max}}$

$$I_{L_{fG\max}} = \frac{V_{in}}{2L_f f} \quad (2.35)$$

$$I_{L_{fG}} = I_{L_{fG\max}} D_y \quad (2.36)$$

在 Boost 变换器中, 负载电流 I_o 仅是流过二极管 D 的那一部分电感电流。设 I_{oG} 为临界电感电流连续时的负载电流

$$I_{oG} = I_{L_{fG}} (1 - D_y) = \frac{V_{in}}{2L_f f} (1 - D_y) D_y$$

在 $D_y = 0.5$ 时, I_{oG} 达最大值 $I_{oG\max}$

$$I_{oG\max} = \frac{V_{in}}{8L_f f} \quad (2.37)$$

$$I_{oG} = 4I_{oG\max} (1 - D_y) D_y \quad (2.38)$$

输出电压 V_o 为常量, 由(2.34)式, $D_y = 0.5, I_{L_{fG}}$ 达最大值 $I_{L_{fG\max}}$

$$I_{L_{fG\max}} = \frac{V_o}{8L_f f} \quad (2.39)$$

$$I_{L_{fG}} = 4I_{L_{fG\max}} (1 - D_y) D_y \quad (2.40)$$

$$I_{oG} = \frac{V_o}{2L_f f} (1 - D_y)^2 D_y \quad (2.41)$$

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

$$I_{oG\max} = \frac{2}{27} \frac{V_o}{L_f f} \quad (2.42)$$

$$I_{oG} = \frac{27}{4} I_{oGmax} (1 - D_y)^2 D_y \quad (2.43)$$

图 2.7 是电感电流临界连续边界曲线, 曲线上方为电感电流连续区, 下方为断续区。图 2.7(a) 是 V_{in} 为常量时 $I_{L_{fG}}$ 和 I_{oG} 随 D_y 变化时的曲线; 图 2.7(b) 是 V_o 为常量时 $I_{L_{fG}}$ 和 I_{oG} 随 D_y 变化的曲线。Boost 变换器电感电流不连续的边界线相当宽。

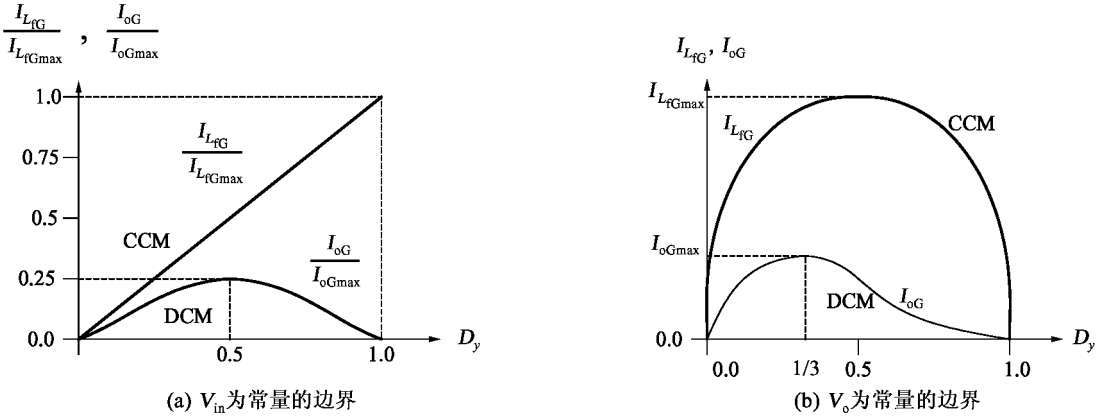


图 2.7 电感电流连续和断续工作边界

四、电感电流断续工作的基本关系

电感电流断续时, 开关管 Q 导通期间电感电流增长量为

$$\Delta i_{L_f} = \frac{V_{in}}{L_f} D_y T$$

Q 截止期间电感电流减小量为

$$\Delta i_{L_f} = \frac{V_o - V_{in}}{L_f} \Delta T$$

式中, ΔT 为 Q 关断时电感电流持续时间, $\Delta T < (1 - D_y) T$ 。稳态时两 Δi_{L_f} 相等, 故

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\Delta + D_y}{\Delta} \quad (2.44)$$

$$\Delta = \frac{V_{in}}{V_o - V_{in}} D_y \quad (2.45)$$

不计变换器损耗

$$\frac{I_o}{I_{in}} = \frac{\Delta}{D_y + \Delta} \quad (2.46)$$

变换器输入电流等于电感电流平均值

$$I_{in} = I_{L_f} = \frac{1}{2} i_{L_{fmax}} (D_y + \Delta) \quad (2.47)$$

变换器输出电流等于流过二极管电流的平均值

$$I_o = I_D = \frac{1}{2} i_{L_{f\max}} \Delta = \frac{V_o}{R_{LD}} \quad (2.48)$$

输出电压 V_o 不变时,将(2.42)式和(2.46)式代入,得

$$D_y^2 = \frac{4}{27} \frac{I_o}{I_{oG\max}} \left(\frac{V_o}{V_{in}} - 1 \right) \frac{V_o}{V_{in}} \quad (2.49)$$

这就是输出电压 V_o 不变时,输入输出电压、负载电流和占空比间关系式。电流断续时,即使输入电压 V_{in} 不变,在负载变化时也必须调节 D_y 才能使 V_o 不变。由(2.49)式得到占空比 D_y 后,即可求得开关管电流最大值 $i_{Q_{\max}}$ 和平均值 I_Q ,二极管电流最大值 $i_{D_{\max}}$ 和平均值 I_D 为

$$i_{Q_{\max}} = i_{D_{\max}} = i_{L_{f\max}} = \frac{V_{in}}{L_f f} D_y \quad (2.50)$$

$$I_Q = \frac{1}{2} i_{L_{f\max}} D_y = \frac{V_{in}}{2L_f f} D_y^2 \quad (2.51)$$

$$I_D = \frac{1}{2} i_{L_{f\max}} \Delta$$

将(2.45)式、(2.49)式代入上式,得

$$I_D = \frac{2V_o}{27L_f f} \frac{I_o}{I_{oG\max}} = I_o \quad (2.51a)$$

电感电流断续工作时,开关管导通期间存储于电感的磁能在关断期间全部通过二极管转移到输出端,如果变换器负载电阻很大或不接负载,则必然使 C_f 储能不断增加,使 V_o 不断加大,因此没有输出电压调节的 Boost 变换器不允许在输出端开路情况下工作。

V_{in} 不变时,输出电压 V_o 表达式留给读者导出。

五、电力电子器件的工作条件

电感电流连续工作时,开关管开通期间流过的电流最大值 $i_Q = i_{L_{f\min}} + i_{rr}$, $i_{L_{f\min}}$ 是 Q 关断期末的电感电流, i_{rr} 是二极管反向恢复电流最大值。用功率场效应管时, Q 开通期间还有一个容性开通电流流过。二极管宜用快恢复二极管、肖特基二极管或碳化硅肖特基二极管。

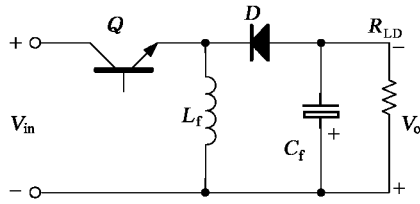
电感电流断续工作时,开关管开通时二极管电流已为零,因二极管电流是随电感电流的下降而降低的,没有反向恢复电流,开关管开通时电流从零开始增长,开通损耗显著降低。输出电流 I_o 相同时,断续工作电感电流最大值 $i_{L_{f\max}}$ 比电流连续时大得多,使开关管的通态损耗加大,关断应力加大。

2.1.3 Buck/Boost 直流变换器

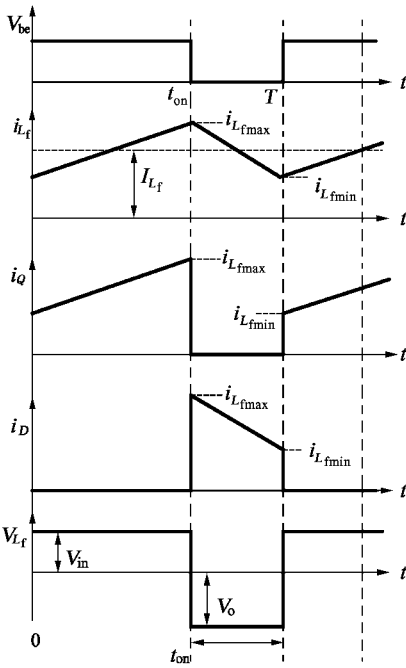
一、主电路拓扑和控制方式

Buck/Boost 变换器是输出电压可低于或高于输入电压的一种单管直流变换器,其主电路与 Buck 或 Boost 变换器所用元器件相同,也由开关管、二极管、电感和电容等构成,如图 2.8(a)所示。与 Buck 和 Boost 不同的是电感 L_f 在中间,不在输出端也不在输入端,且输出电压极性与输入电压相反。开关管也采用 PWM 控制方式。Buck/Boost 变换器也有电感

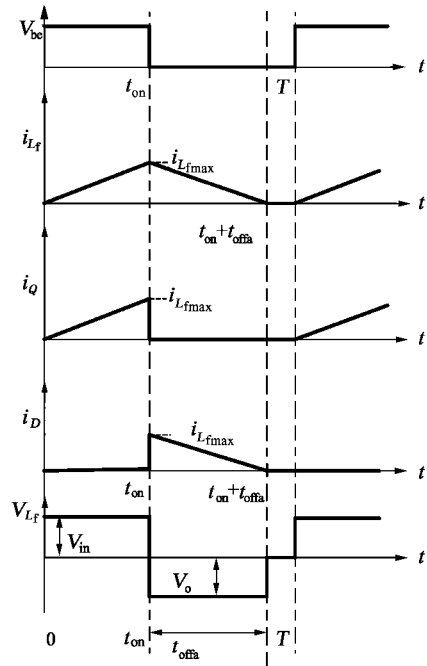
电流连续和断续两种工作方式,图 2.8(b)是电感电流连续时的主要波形,图 2.8(c)是电感电流断续时的主要波形图。图 2.9 是 Buck/Boost 变换器在不同工作模态时的等效电路图,电感电流连续工作时,有两种工作模态,图 2.9(a)是开关管 Q 导通工作模态,图 2.9(b)是 Q 关断、D 续流时的工作模态。电感电流断续时,除有上述两种工作模态外,还有一个电感电流为零的模式,如图 2.9(c)所示,此时负载功率由存贮在电容 C_f 的能量提供。在电流连续与断续工作模式之间为临界电感电流连续工作状态,此时,在开关管 Q 开通前电感电流刚降为零。见图 2.10。



(a) 主电路



(b) 电感电流连续工作波形



(c) 电感电流断续工作波形

图 2.8 Buck/Boost 变换器主电路拓扑和主要工作波形

二、电感电流连续工作原理和基本关系

电感电流连续工作时,Buck/Boost 变换器有开关管 Q 导通和 Q 关断两种工作模态。

在开关模态 1[0~ t_{on}]:

$t = 0$ 时,Q 导通,电源电压 V_{in} 加在电感 L_f 上,电感电流线性增长,二极管 D 截止,负载电流由电容 C_f 提供:

$$L_f \frac{di_{L_f}}{dt} = V_{in}$$

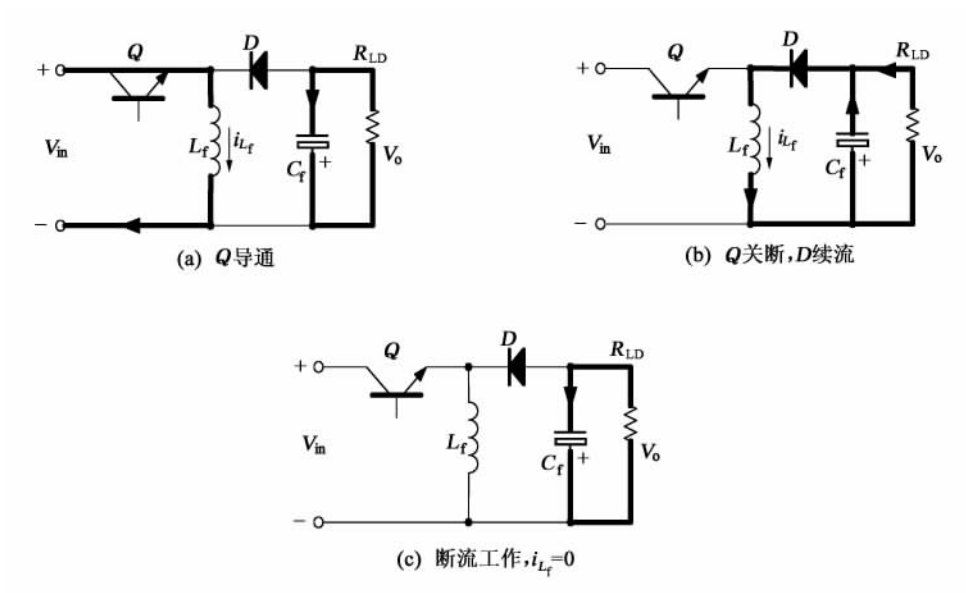


图 2.9 Buck/Boost 不同开关模式下等效电路

$$I_o = \frac{V_o}{R_{LD}}$$

$$C_f \frac{dV_o}{dt} = I_o$$

$t = t_{on}$ 时, 电感电流增加到最大值 $i_{L_{fmax}}$, Q 关断。在 Q 导通期间电感电流增加量 Δi_{L_f}

$$\Delta i_{L_f} = \frac{V_{in}}{L_f} \cdot D_y T$$

在开关模式 2 [$t_{on} \sim T$]:

$t = t_{on}$ 时, Q 关断, D 续流, 电感 L_f 储能转为负载功率并给电容 C_f 充电, i_{L_f} 在输出电压 V_o 作用下下降:

$$L_f \frac{di_{L_f}}{dt} = -V_o$$

$$i_{L_f} = C_f \frac{dV_o}{dt} + I_o = C_f \frac{dV_o}{dt} + \frac{V_o}{R_{LD}}$$

$t = T$ 时, i_{L_f} 减到最小值 $i_{L_{fmin}}$, 在 $t_{on} \sim T$ 期间 i_{L_f} 的减小量 Δi_{L_f} 为

$$\Delta i_{L_f} = \frac{V_o}{L_f} \cdot t_{off} = \frac{V_o}{L_f} (1 - D_y) T$$

此后, Q 又导通, 转入下一工作周期。由此可见, Buck/Boost 变换器的能量转换有两个过程: 第一个过程是 Q 开通电感 L_f 储能过程, 第二是电感能量向负载和电容 C_f 转移的过程。

稳态工作时, Q 导通期间 i_{L_f} 的增长量应等于 Q 关断期间 i_{L_f} 的减小量, 或作用在电感 L_f 上电压的伏秒面积为零, 有

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D_y}{1 - D_y} \quad (2.52)$$

由(2.52)式,若 $D_y = 0.5$,则 $V_o = V_{in}$;若 $D_y < 0.5$,则 $V_o < V_{in}$;反之, $D_y > 0.5$, $V_o > V_{in}$ 。设变换器没有损耗,则输入电流平均值 I_i 和输出电流平均值 I_o 之比为

$$\frac{I_i}{I_o} = \frac{D_y}{1 - D_y} \quad (2.53)$$

开关管 Q 截止时,加于集电极和发射极间电压为输入与输出电压之和,这也是二极管 D 截止时所承受的电压

$$U_{ce} = U_D = V_{in} + V_o = \frac{V_{in}}{1 - D_y} = \frac{V_o}{D_y} \quad (2.54)$$

由图 2.8(b)可见,电感电流平均值 I_{L_f} 等于 Q 和 D 导通期间流过的电流平均值 I_Q 和 I_D 之和,即

$$I_{L_f} = \frac{i_{L_{fmax}} + i_{L_{fmin}}}{2} = I_Q + I_D$$

$$\Delta i_{L_f} = i_{L_{fmax}} - i_{L_{fmin}} = \frac{V_{in}}{L_f f} D_y$$

电感电流最大值 $i_{L_{fmax}}$ 和最小值 $i_{L_{fmin}}$ 为

$$i_{L_{fmax}} = I_{L_f} + \frac{1}{2} \Delta i_{L_f} = I_{L_f} + \frac{V_{in}}{2L_f f} \cdot D_y \quad (2.55)$$

$$i_{L_{fmin}} = I_{L_f} - \frac{1}{2} \Delta i_{L_f} = I_{L_f} - \frac{V_{in}}{2L_f f} \cdot D_y \quad (2.56)$$

负载电流 I_o 等于流过二极管 D 电流的平均值 I_D ,即在 $t = t_{on} \sim T$ 期间电感电流的平均值

$$I_o = \frac{V_o}{R_{LD}} = I_{L_f} (1 - D_y) \quad (2.57)$$

$$I_{in} = I_{L_f} D_y \quad (2.58)$$

开关管 Q 和二极管 D 电流的最大值 $i_{Q_{max}}$ 、 $i_{D_{max}}$ 等于电感电流最大值 $i_{L_{fmax}}$

$$i_{Q_{max}} = i_{D_{max}} = i_{L_{fmax}} = I_{L_f} + \frac{1}{2} \Delta i_{L_f} = \frac{I_o}{1 - D_y} + \frac{V_o}{2L_f f} (1 - D_y) \quad (2.59)$$

Q 导通期间,电容 C_f 电压的变化量即输出电压脉动 ΔV_o 。由 Q 导通期间 C_f 放电量 $Q_{C_f} = I_o D_y T$ 计算,因 $Q_{C_f} = C_f \cdot \Delta V_o$,故

$$\Delta V_o = \frac{I_o D_y}{C_f f} \quad (2.60)$$

三、临界电感电流连续边界

设 $I_{L_{fG}}$ 是临界电感电流连续时电感电流平均值

$$I_{L_{fG}} = \frac{1}{2} i_{L_{fGmax}} = \frac{V_{in}}{2L_f f} D_y = \frac{V_o}{2L_f f} (1 - D_y) \quad (2.61)$$

和 Buck 与 Boost 变换器一样,分两种情况,即 V_{in} 不变和 V_o 不变。

(1) V_{in} 不变

当 $D_y = 1$ 时, $I_{L_{fG}}$ 达最大值 $I_{L_{fGmax}}$:

$$I_{L_{fGmax}} = \frac{V_{in}}{2L_f f} \quad (2.62)$$

$$I_{L_{fG}} = I_{L_{fGmax}} \cdot D_y \quad (2.63)$$

由(2.57)式,得

$$I_{oG} = I_{L_{fG}} (1 - D_y) = I_{L_{fGmax}} (1 - D_y) D_y = \frac{V_i}{2L_f f} (1 - D_y) D_y \quad (2.64)$$

当 $D_y = 0.5$ 时, I_{oG} 达最大值 I_{oGmax} :

$$I_{oGmax} = \frac{V_{in}}{8L_f f} \quad (2.65)$$

$$I_{oG} = 4I_{oGmax} (1 - D_y) D_y \quad (2.66)$$

(2) V_o 不变

由(2.61)式, $D_y = 0$, $I_{L_{fG}}$ 达最大值 $I_{L_{fGmax}}$:

$$I_{L_{fGmax}} = \frac{V_o}{2L_f f} \quad (2.67)$$

$$I_{L_{fG}} = I_{L_{fGmax}} (1 - D_y) \quad (2.68)$$

应用(2.57)式,得

$$I_{oG} = I_{L_{fG}} (1 - D_y) = I_{L_{fGmax}} (1 - D_y)^2$$

在 $D_y = 0$ 时, I_{oG} 达最大值 I_{oGmax} :

$$I_{oGmax} = \frac{V_o}{2L_f f} \quad (2.69)$$

$$I_{oG} = I_{oGmax} (1 - D_y)^2 \quad (2.70)$$

图 2.10 画出了 Buck/Boost 变换器在 V_{in} 不变(图(a))和 V_o 不变(图(b))临界电流连续边界。这种变换器与 Buck 变换器不同,输出电流 I_o 仅是电感电流 I_{L_f} 的一部分,所以 I_{L_f} 和 I_o 的边界不相同,输出电流 I_{oG} 的边界在 $I_{L_{fG}}$ 的下方。由图 2.10(b)可见,在 V_o 不变方式工作时,占空比小于 0.5 后,变换器很容易进入电流断续工作区。

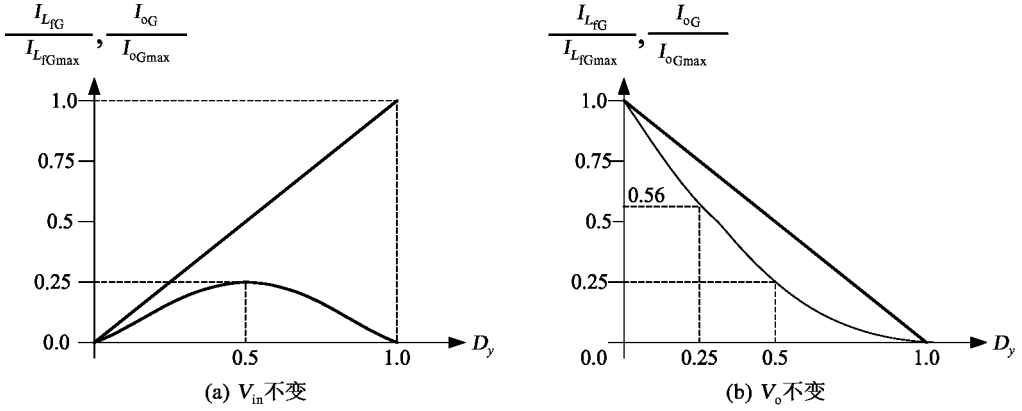


图 2.10 Buck/Boost 变换器电感电流连续与断续边界

四、电感电流断续工作时的基本关系

由电感 L_f 上电压伏秒面积在一个开关周期内为零的稳态工作条件,得

$$V_{in} D_y = V_o \frac{t_{offa}}{T}$$

式中, t_{offa} 为 Q 关断后电感电流通过二极管的时间,在电感电流断续时, $t_{offa} < (1 - D_y) T$ 。故

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D_y}{\frac{t_{offa}}{T}}$$

设变换器损耗为零,有

$$\frac{I_o}{I_{in}} = \frac{\frac{t_{offa}}{T}}{D_y}$$

变换器输出电流

$$I_o = \frac{1}{2} i_{L_{fmax}} \cdot \frac{t_{offa}}{T} = \frac{V_{in}}{2L_f f} \cdot \frac{V_{in}}{V_o} \cdot D_y^2 \tag{2.71}$$

输入电压 V_{in} 不变时,将(2.65)式代入,得

$$D_y = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{V_o}{V_{in}} \cdot \frac{I_o}{I_{oGmax}}} \tag{2.72}$$

输出电压 V_o 不变时,将(2.69)式代入(2.71)式,得

$$D_y = \frac{V_o}{V_{in}} \sqrt{\frac{I_o}{I_{oGmax}}} \tag{2.73}$$

由(2.72)式和(2.73)式可见,在电感电流断续时,输出电压 V_o 不仅是输入电压 V_{in} 和占空比 D_y 的函数,而且是负载电流 I_o 的函数,并且还和其工作条件即 V_{in} 为常量还是 V_o 为常量有关。

电流断续时,开关管电流最大值 $i_{Q_{max}}$ 、二极管电流最大值 $i_{D_{max}}$ 和电感电流最大值 $i_{L_{fmax}}$ 相

同,即

$$i_{Q_{\max}} = i_{D_{\max}} = i_{L_{f\max}} = \frac{V_{\text{in}}}{L_f f} D_y$$

将(2.72)式代入上式,并整理后有

$$i_{Q_{\max}} = i_{D_{\max}} = i_{L_{f\max}} = \sqrt{\frac{2V_o I_o}{L_f f}} = \sqrt{\frac{2P_o}{L_f f}} \quad (2.74)$$

由此可见,电感电流断续时通过开关管和二极管的电流最大值仅由输出功率 $P_o = V_o I_o$ 确定,与电源电压 V_{in} 和占空比 D_y 无关。

Buck/Boost 的特性更接近于 Boost 变换器,电感电流断续时,在 Q 开通期间存贮在电感 L_f 中的能量 $\frac{L_f i_{L_{f\max}}^2}{2} = \frac{1}{2L_f} \left(\frac{V_{\text{in}} D_y}{f} \right)^2$,在 Q 截止后全部转移到负载侧,若此时负载电阻 R_{LD} 又较大,则必使输出电压 V_o 升高,导致功率器件电压应力升高。

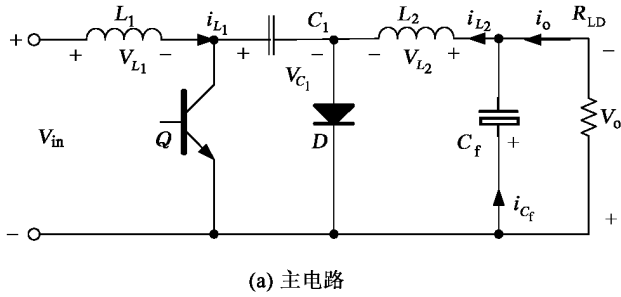
Buck 变换器的电感 L_f 在输出端,当 L_f 较大时,电感电流的脉动值 Δi_{L_f} 可较小,因而输出电压 V_o 的脉动值也可较小。Boost 变换器的电感 L_f 在输入端,可减小输入电流 i_{in} 和输入电压的脉动。Buck/Boost 变换器的电感 L_f 在中间,输入电流和通过二极管 D 的电流脉动均很大,使输入电压和输出电压的脉动较大。为了减小输入电流和输出电压的脉动,在输入和输出侧还要另加滤波器。

2.1.4 Cuk 直流变换器

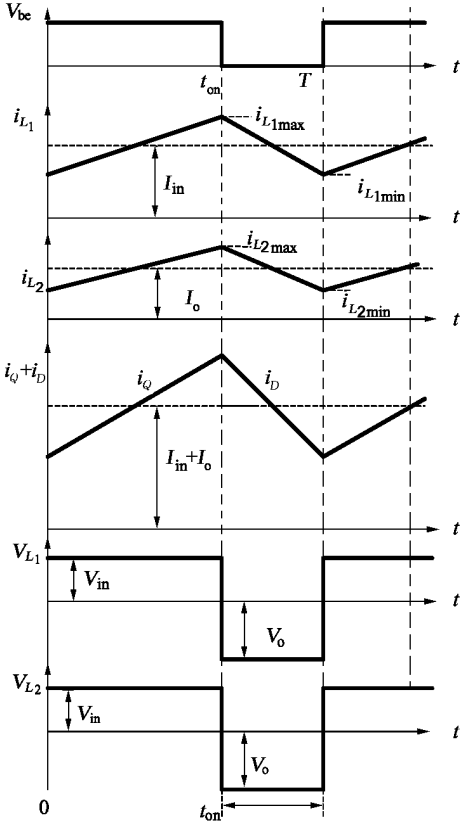
一、主电路拓扑

针对 Buck/Boost 变换器输入和输出电流脉动大的缺点,美国加州理工学院 Slobodan Cuk 教授提出了单管 Cuk 变换器,该变换器输入和输出端都有电感,主电路见图 2.11(a),该电路中除有输入电感 L_1 和输出电感 L_2 外,还有一个电容 C_1 。观察图 2.11(a),左侧为 Boost 变换器,由 Q 、 D 、 L_1 和 C_1 构成, C_1 相当于 Boost 变换器的输出电容 C_f ;右侧为 Buck 变换器,由 Q 、 D 、 L_2 和 C_1 构成, C_1 相当于 Buck 变换器的输入电源;即 Cuk 变换器由 Boost 和 Buck 级联而成,但共用开关管 Q 和二极管 D 。Cuk 变换器和 Buck/Boost 变换器一样,输出电压 V_o 与输入电压 V_{in} 极性相反,输出电压可低于、等于或高于输入电压。

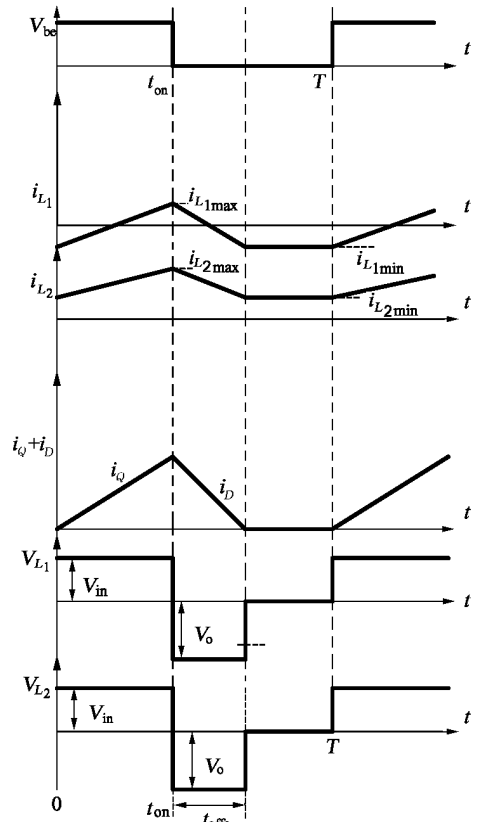
Cuk 变换器也有电流连续和断续两种工作方式,但这里不是指电感电流的连续和断续,而是指流过二极管电流的连续或断续。在一个开关周期内,开关管截止期间,若二极管的电流总是大于零,则为电流连续工作状态;若二极管的电流有一段时间为零,则为电流断续工作方式;若在开关管 Q 开通前,二极管的电流刚降为零,则为临界连续工作方式。图 2.11(b)和 2.11(c)分别给出了电流连续和断续时的电路主要波形图。图 2.12 是 Cuk 变换器不同开关模式下的等效电路图,电流连续时,有两种开关模式,如图 2.12(a)和 2.12(b)所示,前者为开关管 Q 导通时的等效电路,后者为开关管关断时的等效电路。电流断续时有三种开关模式,前两种和图 2.12(a)、(b)相同,第三种是二极管 D 电流为零的模式,在此模式下 Q 和 D 都没有电流,负载电流 I_o 由电容 C_f 提供,在 C_f 与电源 V_{in} 间有一个环流流动,在 $V_o > V_{\text{in}}$ 时环流顺时针方向流动,反之则反时针方向流动。由于篇幅有限,不再讨论电流断续工作状态。



(a) 主电路



(b) 电流连续工作波形



(c) 电流断续工作波形

图 2.11 Cuk 变换器主电路图及其主要工作波形

二、电流连续工作方式基本关系

讨论前先作以下假定：① 所用开关管和二极管为理想器件，即开关时间为零，通态压降为零；② 电感和电容为理想元件，电容 C_1 足够大，在一个开关周期中 C_1 端电压可认为不变；③ 不计线路分布参数；④ 开关频率远高于滤波器 $L_2 C_f$ 的谐振频率，忽略 C_f 端电压 V_o 的脉动。

电流连续工作，Cuk 变换器有两个开关模态：

在开关模态 1 $[0 \sim t_{on}]$ ：

$t = 0$ 时，开关管导通，Cuk 变换器形成以 Q 为分界的两个回路，左回路由电源、 L_1 和 Q

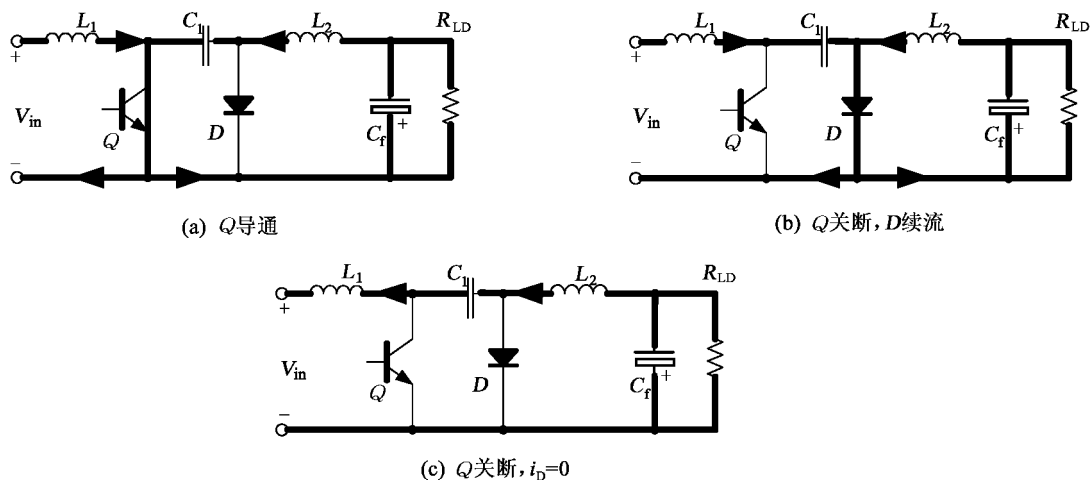


图 2.12 不同开关模式的等效电路

构成,在电源电压 V_{in} 作用下,电感电流 i_{L_1} 线性增长,二极管反偏截止。右路由 C_1 、 L_2 、 C_f 和 Q 构成,电容 C_1 经 Q 向负载和 C_f 放电, i_{L_2} 也线性增长。 L_1 和 L_2 的电流都流经开关管 Q 。

$$\frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{V_{in}}{L_1}$$

$$\frac{di_{L_2}}{dt} = \frac{V_{C_1} - V_o}{L_2}$$

$$i_Q = i_{L_1} + i_{L_2}$$

$t = t_{on}$ 时, i_{L_1} 达最大值 $i_{L_{1max}}$, i_{L_2} 也达最大值 $i_{L_{2max}}$, 通过开关管 Q 的电流也达到最大值。

在开关模式 2 [$t_{on} \sim T$]:

$t = t_{on}$ 时, 开关管 Q 关断, D 续流, 形成以 D 为界的两个回路, 左回路由电源、 L_1 、 C_1 和 D 构成, 电源和电感 L_1 串联给 C_1 充电, 故 i_{L_1} 下降, 因 C_1 较大, 可认为 V_{C_1} 变化不大。右路由 L_2 、 C_f 、 D 等构成, i_{L_2} 在输出电压 V_o 作用下下降, 可见, 通过 D 的电流也是 i_{L_1} 和 i_{L_2} 之和。

$$\frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{V_{C_1} - V_{in}}{L_1}$$

$$\frac{di_{L_2}}{dt} = \frac{V_o}{L_2}$$

$$i_D = i_{L_1} + i_{L_2}$$

$t = T$ 时, $i_{L_1} = i_{L_{1min}}$, $i_{L_2} = i_{L_{2min}}$, $i_D = i_{D_{min}}$, 此后 Q 又导通, 转入下一个开关周期。

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 Q 导通, 电感储能增长, 电源能量转为磁场能量; 第二次 Q 截止, L_1 的磁能转为贮于 C_1 的电能; 第三次 Q 又导通, C_1 的能量转移到输出回路。实际上, 第一和第三次能量转移是同时发生的, C_1 是能量存贮和传输电容, 在 Cuk 变换器中起着重要作用。

稳态工作时, 在一个开关周期中, 电感 L_1 和 L_2 的电压伏秒面积为零, 得

$$V_{C_1} = V_{in} + V_o \quad (2.75)$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D_y}{1 - D_y} \quad (2.76)$$

电容 C 充电电荷为左正右负。

不计变换器损耗时：

$$\frac{I_i}{I_o} = \frac{D_y}{1 - D_y} \quad (2.77)$$

开关管和二极管承受的电压：

$$V_Q = V_D = V_{C_1} = V_{in} + V_o \quad (2.78)$$

若不计电感电流的脉动,电感电流 i_{L_1} 和 i_{L_2} 可用平均值 I_{L_1} 和 I_{L_2} 表示,分别等于变换器的输入电流 I_{in} 和输出电流 I_o :

$$I_{in} = I_{L_1} \quad (2.79)$$

$$I_o = I_{L_2} \quad (2.80)$$

开关管 Q 和二极管 D 电流的平均值用 I_Q 和 I_D 表示,则

$$I_Q = (I_{L_1} + I_{L_2})D_y = \frac{D_y}{1 - D_y}I_o = I_{in} \quad (2.81)$$

$$I_D = (I_{L_1} + I_{L_2})(1 - D_y) = I_o \quad (2.82)$$

三、耦合电感的 Cuk 变换器

Cuk 变换器在开关管导通时,电感 L_1 和 L_2 中的电流在 V_{in} 作用下同时增加; Q 关断时在 V_o 作用下同时减小,即两电感电流变化规律相同,于是可采用耦合电感。耦合电感是在同一铁心上绕两个线圈,一个线圈的自感为 L_1 ,另一个线圈的自感为 L_2 ,同时两线圈间有互感

M ,通常用耦合系数 $k = \sqrt{\frac{M^2}{L_1 L_2}}$ 表示耦合程度。

电流连续状态工作时, Q 导通:

$$V_{in} = L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} + M \frac{di_{L_2}}{dt}$$

$$V_{C_1} - V_o = L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} + M \frac{di_{L_1}}{dt}$$

Q 截止后,有

$$V_o = L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} + M \frac{di_{L_1}}{dt}$$

$$V_{C_1} - V_{in} = L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} + M \frac{di_{L_2}}{dt}$$

联解 Q 开通时方程或 Q 截止时方程,得

$$\frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{L_2 - M}{L_1 - M} \cdot \frac{di_{L_2}}{dt}$$

用 Q 开通期间电流增加量表示:

$$\Delta i_{L_1} = \frac{L_2 - M}{L_1 - M} \Delta i_{L_2}$$

$$\text{故} \quad V_{in} = L_{e1} \frac{\Delta i_{L_1}}{D_y T} \quad (2.83)$$

式中,等效电感

$$L_{e1} = L_1 \frac{1 - k^2}{1 - k\gamma} \quad (2.83a)$$

$$k = \sqrt{\frac{M^2}{L_1 L_2}}$$

$$\gamma = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}$$

$$k\gamma = \frac{M}{L_2}$$

$$\text{又} \quad V_o = L_{e2} \frac{\Delta i_{L_2}}{(1 - D_y) T} \quad (2.84)$$

$$L_{e2} = L_2 \frac{1 - k^2}{1 - \frac{k}{\gamma}} \quad (2.84a)$$

$$\frac{k}{\gamma} = \frac{M}{L_1}$$

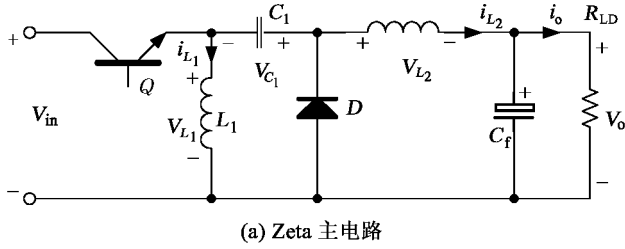
由(2.83a)式,若 $k\gamma \rightarrow 1$,即 $M \rightarrow L_2$,则 $L_{e1} \rightarrow \infty$, $\Delta i_{L_1} \rightarrow 0$,即应用耦合电感时,使互感 M 等于电感 L_2 ,等效电感 L_{e1} 相当大,输入电流脉动为零。分析(2.84a)式,若 $\frac{k}{\gamma} \rightarrow 1$,即 $M \rightarrow L_1$,则 $L_{e2} \rightarrow \infty$, $\Delta i_{L_2} \rightarrow 0$,即耦合电感的互感 M 等于电感 L_1 ,则等效电感 L_{e2} 相当大,输出电流脉动为零。

2.1.5 Zeta 直流变换器

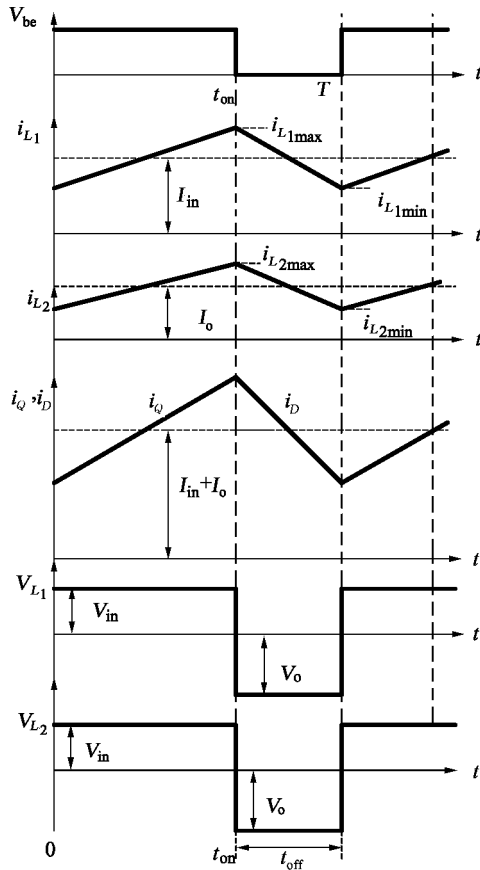
一、主电路拓扑和控制方式

Zeta 变换器和 Cuk 变换器一样,主电路中有两个电感 L_1 和 L_2 ,一个能量存贮和传输电容 C_1 ;不同的是输入输出电压极性相同,主电路的左侧类似 Buck/Boost 变换器(由 Q 、 D 、 C_1 、 L_1 构成),右侧相当于 Buck 变换器的输出部分,输出电压脉动小。图 2.13 是其主电路及电流连续工作时的波形。开关管 Q 也采用 PWM 控制方式。

Zeta 变换器也有电流连续和断续两种工作状态。电流连续状态工作时,开关管 Q 关断期间,二极管 D 的电流总大于零;电流断续工作时在 Q 关断后,二极管 D 有一段时间电流为



(a) Zeta 主电路



(b) 电流连续工作波形

图 2.13 Zeta 变换器的主电路和电流连续工作主要波形

零,负载功率由电容 C_f 提供;临界电流连续工作是指在开关管将开通时二极管电流刚降为零。电流连续工作状态有两个开关模态,即 Q 导通和 Q 关断,等效电路见图 2.14(a) 和 (b)。电流断续工作时,除有上述两个工作模态外,还有二极管电流为零的第三个工作模态,等效电路见 2.14(c)。类似于 Cuk 变换器,Zeta 变换器在二极管 D 电流到零后,在 L_1 、 C_1 、 L_2 、 C_f 间有一个环流流动,输出电压低于输入电压时为顺时针方向环流,反之为逆时针方向环流。

二、电流连续工作原理和基本关系

由于电容 C_1 较大,稳态工作时 C_1 两端电压 V_{C_1} 基本不变,同时因电感 L_1 和 L_2 上电压伏秒面积的平均值为零,故 C_1 充电极性为右正左负,且 $V_{C_1} = V_o$ 。

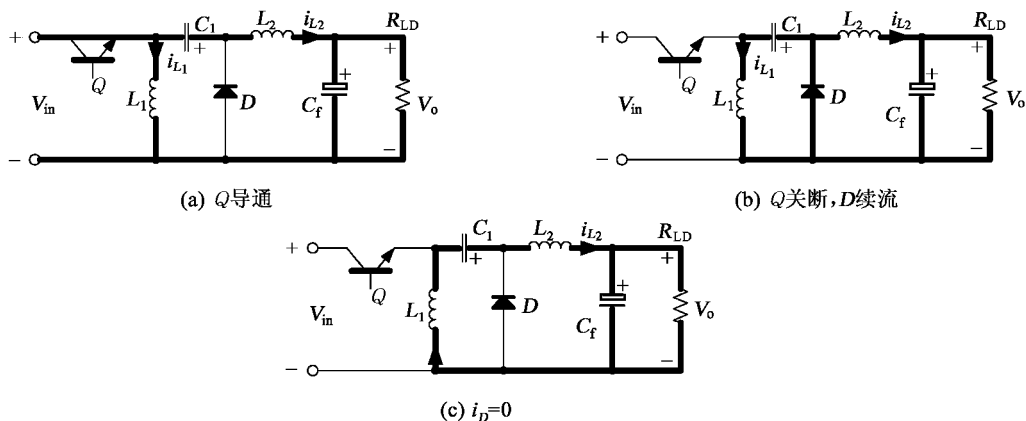


图 2.14 Zeta 变换器三种开关模式等效电路

在开关模式 1 $[0 \sim t_{on}]$:

$t = 0$ 时, 开关管 Q 导通, 二极管反偏截止, 电源电压全部加在电感 L_1 上, 电流 i_{L1} 线性增长。同时, 输入电压 V_{in} 与 C_1 上电压 V_{C1} 作用于 L_2 和输出端, 使 i_{L2} 线性增长, 故 $i_Q = i_{L1} + i_{L2}$, 又 $i_Q = i_i$, i_i 为电源电流。

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_{in}}{L_1}$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_{in} + V_{C1} - V_o}{L_2} = \frac{V_{in}}{L_2}$$

$t = t_{on}$ 时, $i_{L1} = i_{L1max}$, $i_{L2} = i_{L2max}$, 故

$$i_{Qmax} = i_{L1max} + i_{L2max} = i_{imax}$$

在开关模式 2 $[t_{on} \sim T]$:

$t = t_{on}$ 时, 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 、 C_1 构成, L_1 贮能向 C_1 转移, i_{L1} 减小; 另一个回路由 L_2 、 C_f 、 D 构成, i_{L2} 给 C_f 充电和向负载 R_{LD} 供电, i_{L2} 也减小。

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_{C1}}{L_1} = \frac{V_o}{L_1}$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_o}{L_2}$$

$$i_D = i_{L1} + i_{L2}$$

$t = T$ 时, i_{L1} 达到最小值 i_{L1min} , i_{L2} 也到 i_{L2min} , $i_{Dmin} = i_{L1min} + i_{L2min}$ 。此后 Q 又导通, 转入下一个开关周期。

由以上讨论可见, Q 导通时 i_{L1} 和 i_{L2} 的增长速度仅与电源电压 V_{in} 有关, Q 关断时 i_{L1} 和 i_{L2} 的下降速度也仅与输出电压 V_o 有关, 和 Cuk 变换器相同。因此, L_1 和 L_2 也可用耦合电感, 耦合电感有助于减小 L_2 电流的脉动, 以减小输出电压 V_o 的脉动。

由稳态时电感电压伏秒面积为零, 得

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D_y}{1 - D_y} \quad (2.85)$$

不计变换器损耗时,有

$$\frac{I_{in}}{I_o} = \frac{D_y}{1 - D_y} \quad (2.86)$$

若电感 L_1 和 L_2 较大, i_{L_1} 和 i_{L_2} 脉动较小,则电感电流瞬时值 i_L 可用其平均值 I_L 代替,即 $i_{L_1} = I_{L_1}$, $i_{L_2} = I_{L_2}$ 。Q 导通期间 C_1 放电,关断期间 C_1 充电,稳态时 C_1 充电量 ΔQ_{C_1} 等于放电量,即

$$\begin{aligned} \Delta Q_{C_1} &= I_{L_2} \cdot D_y T = I_{L_1} \cdot (1 - D_y) T \\ I_{L_1} &= \frac{D_y}{1 - D_y} I_{L_2} \end{aligned} \quad (2.87)$$

电感电流 I_{L_2} 等于变换器的输出电流 I_o 。

$$I_o = I_{L_2} = \frac{1 - D_y}{D_y} I_{L_1} \quad (2.88)$$

由(2.86)式和(2.88)式,得

$$I_{in} = I_{L_1} \quad (2.89)$$

开关管 Q 电流平均值 I_Q 和二极管 D 电流平均值 I_D 为

$$I_Q = (I_{L_1} + I_{L_2}) D_y = \frac{D_y}{1 - D_y} I_o = I_{in} = I_{L_1} \quad (2.90)$$

$$I_D = (I_{L_1} + I_{L_2})(1 - D_y) = I_o = I_{L_2} \quad (2.91)$$

Q 和 D 在截止时承受的电压 V_Q, V_D 为

$$V_Q = V_D = V_{in} + V_o = \frac{V_{in}}{1 - D_y} \quad (2.92)$$

输出电压脉动 ΔV_o 求取方法与 Buck 变换器相同

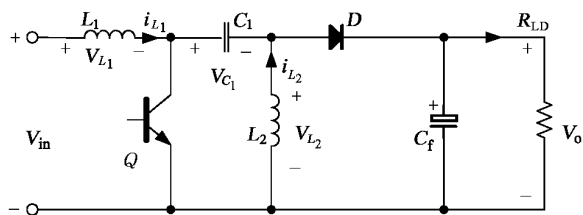
$$\Delta V_o = \frac{(1 - D_y)V_o}{8L_2 f^2 C_f} \quad (2.93)$$

2.1.6 Sepic 直流变换器

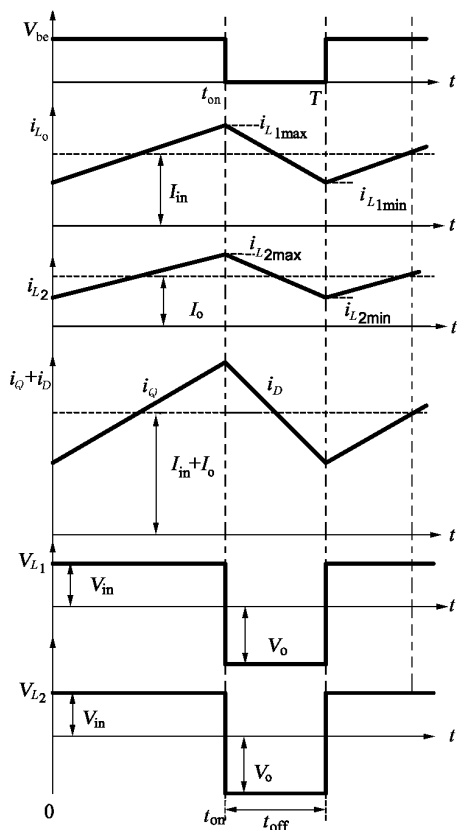
一、主电路拓扑和控制方式

Sepic 变换器也是正输出单管直流变换器,它与 Zeta 变换器的关系和 Buck 变换器与 Boost 变换器关系类似,即若将电路中的 Q 换成 D, D 换成 Q,且极性相反,则 Sepic 变换器就成为 Zeta 变换器了,主电路图见图 2.15(a)。开关管 Q 也为 PWM 工作方式。

电流连续时, Sepic 有两种开关模态,即 Q 导通和 D 续流两种模态,等效电路见图 2.16(a)和(b),主要工作波形见图 2.15(b)。电流断续时,除有图 2.16(a)和(b)两个模态外,还有一个三极管 Q 和二极管 D 电流均为零的模态,见图 2.16(c),此时负载由电容 C_f 供电。



(a) 主电路



(b) 电流连续工作主要波形

图 2.15 Sepic 变换器的主要电路及其主要波形

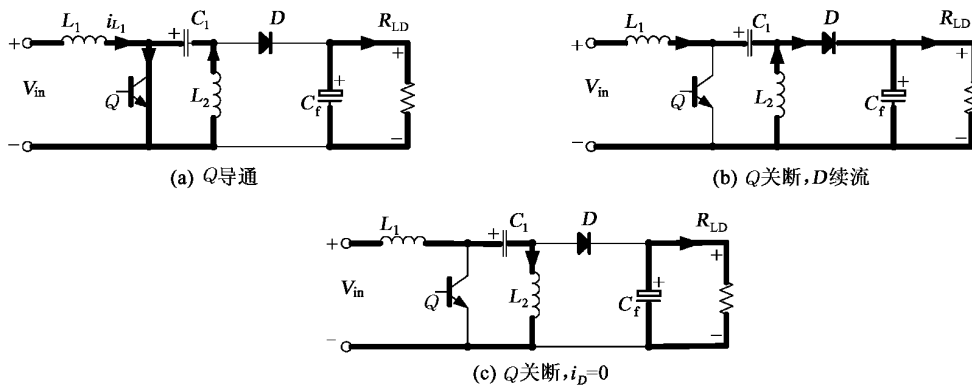


图 2.16 Sepic 在不同开关模式下的等效电流

二、电流连续工作原理和基本关系

设电容 C_1 的容量较大, 稳态工作时 C_1 上电压 V_{C_1} 基本不变, 极性为左正右负, 大小和电源电压 V_{in} 相同。

在开关模态 1 $[0 \sim t_{on}]$:

$t = 0$ 时, 开关管 Q 导通, 二极管反偏截止, 电源电压加于电感 L_1 上, 电感电流 i_{L_1} 线性增加; 电容 C_1 电压 V_{C_1} 加在电感 L_2 上, 电感电流 i_{L_2} 也线性增加; 负载电流由电容 C_f 提供。

$$\frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{V_{in}}{L_1}$$

$$\frac{di_{L_2}}{dt} = \frac{V_{C_1}}{L_2} = \frac{V_{in}}{L_2}$$

$$I_o = \frac{V_{C_f}}{R_{LD}} = \frac{V_o}{R_{LD}}$$

$$i_Q = i_{L_1} + i_{L_2}$$

$t = t_{on}$ 时, i_{L_1} 、 i_{L_2} 和 i_Q 分别达到最大值 $i_{L_{1max}}$ 、 $i_{L_{2max}}$ 和 $i_{Q_{max}}$, 因 C_f 较大, 暂忽略 $V_{C_f} = V_o$ 的变化。

在开关模态 2 $[t_{on} \sim T]$:

$t = t_{on}$ 时, Q 关断, 形成两个回路。第一个回路由电源、 L_1 、 C_1 、 D 和 C_f 等构成, 电源和电感 L_1 储能向 C_1 和负载侧馈送, C_1 储能增加, C_f 充电, i_{L_1} 减小。第二个回路由 L_2 、 D 和 C_f 等构成, L_2 储能向 C_f 和负载 R_{LD} 馈送, i_{L_2} 减小。二极管同时通过 L_1 和 L_2 的电流。

$$\frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{V_{in} - V_{C_1} - V_o}{L_1} = -\frac{V_o}{L_1}$$

$$\frac{di_{L_2}}{dt} = -\frac{V_o}{L_2}$$

$$i_D = i_{L_1} + i_{L_2}$$

$t = T$ 时, Q 关断, 并转入下一个开关周期。此时 $i_{L_1} = i_{L_{1min}}$, $i_{L_2} = i_{L_{2min}}$, $i_{D_{min}} = i_{L_{1min}} + i_{L_{2min}}$ 。

稳态时, 电感上电压伏秒面积在一个开关周期的平均值为零, 并假定变换器损耗为零, 有

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D_y}{1 - D_y} \tag{2.94}$$

$$V_{C_1} = V_{in} \tag{2.95}$$

$$\frac{I_{in}}{I_o} = \frac{D_y}{1 - D_y} \tag{2.96}$$

开关管 Q 和二极管 D 承受的电压 V_Q 和 V_D 为

$$V_Q = V_D = V_{in} + V_o = \frac{V_{in}}{1 - D_y} = \frac{V_o}{D_y} \tag{2.97}$$

变换器输入电流 I_{in} 等于电感 L_1 电流平均值 I_{L_1} , 即

$$I_{in} = I_{L_1} = \frac{i_{L_1\max} + i_{L_1\min}}{2}$$

电容 C_1 在 Q 导通期间向 L_2 的放电量 $\Delta Q_{C_1} = i_{L_2} \cdot D_y T$, 在 Q 关断续流期间通过 i_{L_1} 的充电量 $\Delta Q_{C_1} = i_{L_1} (1 - D_y) T$, 在稳态时充放电电荷相等, 故

$$i_{L_1} = \frac{D_y}{1 - D_y} i_{L_2} \quad (2.98)$$

通过二极管电流平均值 I_D 为

$$I_D = (i_{L_1} + i_{L_2})(1 - D_y) = \frac{1 - D_y}{D_y} \cdot i_{L_1}$$

若 i_{L_1} 的脉动很小, 则 $i_{L_1} = I_{L_1} = I_{in}$, 故

$$I_D = \frac{1 - D_y}{D_y} I_{in} = I_o \quad (2.99)$$

流过开关管 Q 电流的平均值 I_Q 在 i_{L_1} 和 i_{L_2} 脉动很小时, 可表示为

$$I_Q = (I_{L_1} + I_{L_2}) D_y$$

由(2.98)式, 得

$$I_Q = I_{L_1} = I_{in} \quad (2.100)$$

2.2 双管双向直流变换器

2.2.1 双管双向直流变换器的构成方法

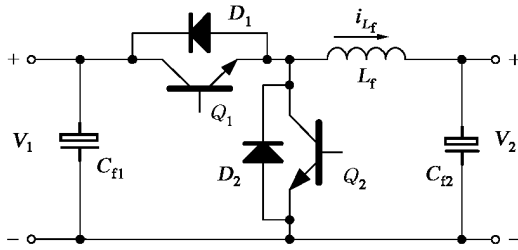
Buck 变换器可以构成双向直流变换器, 方法如下: 参见图 2.1, 在开关管 Q 上反并联二极管 D , 并称该开关管为 Q_1 , 二极管为 D_1 ; 在二极管 D 上反并联开关管 Q_2 , 并改称 D 为 D_2 , 将输入电压 V_{in} 改为 V_1 , 并在输入端并联电容 C_{Π} , 将输出电压 V_o 改为 V_2 , 如图 2.17(a) 所示。

能量从 V_1 侧向 V_2 侧流动, 即以 V_1 为电源端, 该变换器就是一个 Buck 变换器, 此时 Q_1 为 PWM 工作方式, Q_2 不工作, 或与 Q_1 互补方式工作。若能量从 V_2 向 V_1 方向流动, 即 V_2 为电源端, 则该变换器为 Boost 变换器, 此时 Q_2 为 PWM 工作方式, Q_1 不工作, 或与 Q_2 互补方式工作。因此, Buck-Boost 双向直流变换器能量流动方向仅取决于电源的接入位置。若两侧都有电源, 则能量流动方向取决于两电源电压大小和占空比 D_y 的大小。

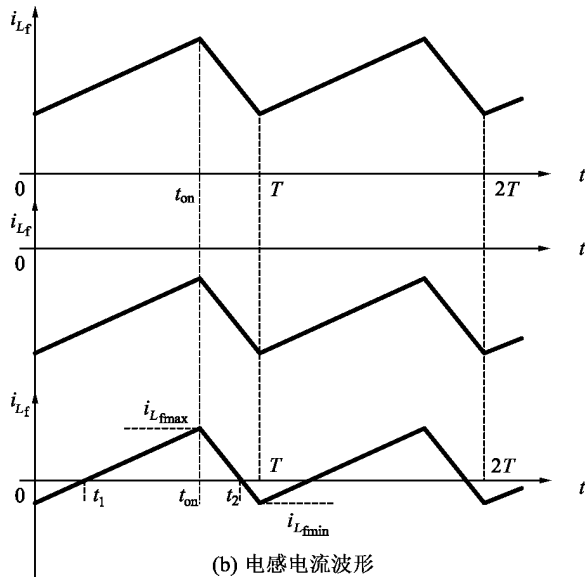
用同样的方法可将 Buck/Boost、Cuk、Zeta 和 Sepic 单管直流变换器构成 Buck/Boost、Cuk 和 Sepic-Zeta 双向直流变换器。由图 2.8(a) 和图 2.11(a) 的 Buck/Boost 和 Cuk 主电路, 若在原开关管和二极管的位置用反并有二极管的开关管代替, 则两者均具有左右对称的结构, 就成为双向 Buck/Boost 和 Cuk 直流变换器。在 Sepic 单管变换器的开关管 Q 上并联二极管 D , 在原 D 上并联开关管 Q , 构成了双向 Sepic 直流变换器。同样方法可构成双向

Zeta 直流变换器。双向 Sepic 和双向 Zeta 两者的主电路是完全同样的,故称 Sepic-Zeta 双向直流变换器。由此可见,6 种不隔离单管直流变换器只能构成 4 种双向直流变换器,即 Buck-Boost、Buck/Boost、Cuk 和 Sepic-Zeta。

图 2.17(a)的 Buck-Boost 双向直流变换器能量从 V_1 向 V_2 方向流动时,电感 L_f 中电流 i_{L_f} 自左向右;反之,能量反向流动时, i_{L_f} 方向为自右至左。在能量双向流动时,输入输出电压极性没有变化,故称为电流双向直流变换器,或称为电流两象限直流变换器,即在以电压为纵坐标和电流为横坐标的平面中,工作于第一和第二象限。



(a) 主电路



(b) 电感电流波形

图 2.17 由 Buck 变换器构成的双向直流变换器

另一种为电压双向直流变换器,其输出电压的极性可正可负,但电流方向不变,即该类变换器仅工作在电压和电流坐标系的第一和第四象限。

电压电流方向均可改变的直流变换器常称四象限直流变换器,它可在电压和电流坐标平面的四个象限内工作。

2.2.2 双向 Buck-Boost 直流变换器

一、主电路拓扑和控制方式

双向 Buck-Boost 直流变换器简称 Bi Buck-Boost,其主电路如图 2.17(a)所示。与 Buck

或 Boost 不同之处是有两只开关管 Q_1 和 Q_2 、两只二极管 D_1 和 D_2 和两只滤波电容 C_{f1} 和 C_{f2} 。为了实现能量双向自由流动, Q_1 和 Q_2 互补 PWM 工作, 即 Q_1 导通时 Q_2 截止, Q_2 导通时 Q_1 截止。为了防止 Q_1 、 Q_2 同时导通, 两者间有死区时间 t_d , 即 Q_2 关断后经 t_d 后才允许 Q_1 导通。反之亦然。

死区时间主要取决于开关管的类型。对功率 MOSFET 器件, t_d 约 $0.5 \mu\text{s}$; 对 IGBT 器件, t_d 约数微秒, 这是因为后者存储时间较长。

Bi Buck-Boost 有三种工作方式, 如图 2.17(b) 所示。

第一种是 Buck 方式, 能量从 V_1 至 V_2 , i_{L_f} 自左至右, 为 $+i_{L_f}$, 如图 2.17(b) 的上图所示。 Q_1 导通, i_{L_f} 增加, 到 $t = t_{on}$ 时, Q_1 截止, Q_2 导通, 但因 D_2 续流, 故 Q_2 没有电流流过。如果 Q_2 为 MOSFET, 则进入同步整流工作方式, Q_2 中有电流流过, 其方向和 D_2 相同, 输出电压 $V_2 = V_1 D_y$, 式中 D_y 为开关管 Q_1 的导通比。

第二种是 Boost 工作方式, 能量从 V_2 至 V_1 , i_{L_f} 自右至左, 为 $-i_{L_f}$, 如图 2.17(b) 中图所示。若 Q_2 在 $t_{on} \sim T$ 期间导通, i_{L_f} 在 V_2 作用下增加, $t = T$ 时 Q_2 截止, Q_1 导通, i_{L_f} 经 D_1 向负载侧即 V_1 端流动, 一直到下一个 t_{on} 时 Q_2 再次开通为止。如 Q_1 为 MOSFET, 则 Q_1 在 D_1 导通时也有电流流过。Boost 工作时 $V_1 = V_2 / (1 - D_{y2}) = V_2 / D_y$, 式中 D_{y2} 为 Q_2 的导通比, 因 Q_1 、 Q_2 互补工作, 故 $D_{y2} = 1 - D_y$ 。

由此可见, 不论能量自左至右还是自右向左馈送, 当 Q_1 和 Q_2 互补工作时, V_1 和 V_2 间电压关系是相同的, 变换器有好的可逆性。

二、交替工作方式

图 2.17(b) 的下图为第三种工作方式, 即交替工作方式时电感电流 i_{L_f} 的稳态波形, 与第一和第二两种工作方式的区别是在一个开关周期内电感电流 i_{L_f} 出现正负交替。在 $t = 0 \sim t_{on}$ 期间 Q_1 导通, 但 Q_1 仅在 $t = t_1 \sim t_{on}$ 期间通过电流, 在 $t = 0 \sim t_1$ 期间由于 i_{L_f} 为负, 实际上是 D_1 续流。 $t = t_{on}$ 时, $i_{L_f} = i_{L_{fmax}}$, Q_1 关断, Q_2 导通, 在 $t = t_{on} \sim t_2$ 期间, 实际上是 D_2 续流, 直到 $t = t_2$ 、 $i_{L_f} = 0$ 后, 才有电流流过 Q_2 , i_{L_f} 反向增加, 到 $t = T$ 时 $i_{L_f} = i_{L_{fmin}}$, Q_2 截止, 进入下一周期。

由此可见, 交替工作方式有四个开关模式:

开关模式 1 [$0 \sim t_1$]: D_1 续流, i_{L_f} 自 $i_{L_{fmin}}$ 反向降到 0, $\frac{di_{L_f}}{dt} = \frac{V_1 - V_2}{L_f}$, 等效电路见图 2.18(a)。 Q_1 是在其反向并联的二极管导通时开通的, 为零电压开通。

开关模式 2 [$t_1 \sim t_{on}$]: 在 $t = t_1$ 时, $i_{L_f} = 0$ 。此后 Q_1 通电, i_{L_f} 线性增长, $\frac{di_{L_f}}{dt} = \frac{V_1 - V_2}{L_f}$, 到 $t = t_{on}$ 时, $i_{L_f} = i_{L_{fmax}}$, Q_1 截止。若 Q_1 是 MOSFET, 则因它的结电容缓冲作用, 为软关断方式。等效电路见图 2.18(b)。

开关模式 3 [$t_{on} \sim t_2$]: Q_1 关断后, D_2 续流, i_{L_f} 自 $i_{L_{fmax}}$ 下降, $\frac{di_{L_f}}{dt} = \frac{V_2}{L_f}$, 到 $t = t_2$ 时, $i_{L_f} = 0$, 此后 Q_2 通过电流。由于 Q_2 是在 D_2 续流期间导通的, 也为零电压开通, 等效电路见图 2.18(c)。

开关模式 4 [$t_2 \sim T$]: $t = t_2$ 时, Q_2 通过电流, i_{L_f} 反向增长, $\frac{di_{L_f}}{dt} = \frac{V_2}{L_f}$, 电感贮能, 等效电

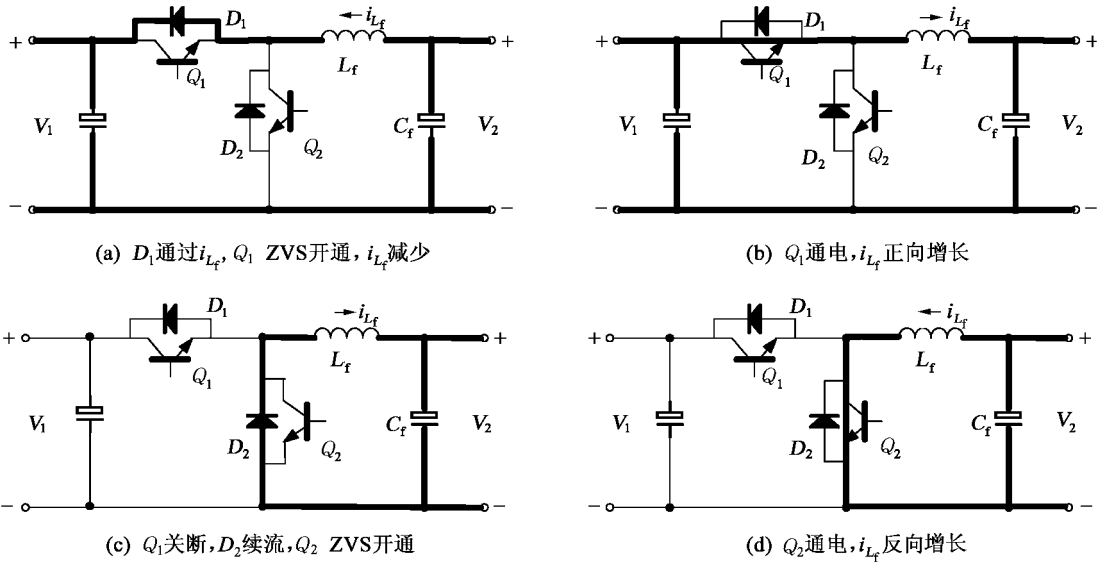


图 2.18 Bi Buck-Boost 不同开关模式下等效电路

路见图 2.18(d)。t = T 时,电感 L_f 储能达最大,为 $\frac{1}{2}L_f i_{L_f \min}^2$, Q_2 截止。此后转入下一个开关周期,再次进入开关模式 1,电感储能和 V_2 电源一起通过 D_1 向 V_1 侧传输能量。

观察图 2.17(b)的下图,若 $|i_{L_f \max}| = |i_{L_f \min}|$,则在一个开关周期内,电感电流 i_{L_f} 大于零的部分面积等于小于零的部分面积,即 i_{L_f} 平均值为零,这表示在一个开关周期中从 V_1 流向 V_2 的能量等于从 V_2 反向流到 V_1 的能量,平均传递功率为零。

若 $|i_{L_f \max}| > |i_{L_f \min}|$,则能量从 V_1 向 V_2 侧传输。若 $|i_{L_f \max}| < |i_{L_f \min}|$,则能量从 V_2 向 V_1 侧传输。

由于 Q_1 和 Q_2 互补导通,电感电流 i_{L_f} 始终为三角波,没有像单管 Buck 或 Boost 变换器那样在一段时间内出现 $i_{L_f} = 0$ 的电流断续情况,故当能量从 V_1 向 V_2 方向流动时,和电流连续时的 Buck 变换器相同,其电压关系为

$$\frac{V_2}{V_1} = D_{y1} \tag{2.101}$$

式中, D_{y1} 为 Q_1 的占空比。当能量反方向流动时,相当于电流连续工作的 Boost 变换器,电压关系为

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{1}{1 - D_{y2}}$$

式中, D_{y2} 为 Q_2 的占空比。因 Q_1 和 Q_2 互补导通,故 $D_{y2} = 1 - D_{y1}$, 代入上式,得

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{1}{D_{y1}} \tag{2.102}$$

比较(2.101)式和(2.102)式,两式完全相同。这表明 Bi Buck-Boost 变换器能量能双向自由流动。占空比不变时,若 V_2 电源电压较低,则能量从 V_1 电源向 V_2 流动,接于 V_2 端的电源处

于充电工作状态;若 V_1 电源电压较低,则能量从 V_2 流向 V_1 。

三、交替工作方式下实现开关管零电压开通的条件

交替工作方式为开关管 Q_1 、 Q_2 的 ZVS 开通创造了条件,为此要求在 Q_1 或 Q_2 开通前,电感电流 i_{L_f} 能抽走贮于 Q_1 或 Q_2 的结电容和并联其上的外接电容的电荷。

若 $|i_{L_{fmax}}| > |i_{L_{fmin}}|$, 如 $i_{L_{fmin}}$ 能抽走 Q_1 上电容的电荷,则在 Q_2 与 Q_1 上的电容相同时,必能抽走 Q_2 上电容的电荷,故只要讨论 $i_{L_{fmin}}$ 的情况即可。

在 $t = 0 \sim t_1$ 期间,由于 Q_1 结电容的电压作用, D_1 处于反偏, D_1 并不能立即导通,仅当 i_{L_f} 抽走结电容上的电荷后才能导通。仅当 D_1 续流期间使 Q_1 导通, Q_1 才是 ZVS 开通。为此,要求出在 $t = 0 \sim t_1$ 期间通过 i_{L_f} 的电荷量 Q_L 和 Q_1 在 $t < 0$ 时结电容贮存的电荷量 Q , 若 $Q_L > Q$, 表示 i_{L_f} 能抽走 Q , 否则则不能,也即不能实现 Q_1 的 ZVS 开通。 i_{L_f} 在 $0 \sim t_1$ 期间能抽走的电荷量 Q_L 为

$$Q_L = i_{L_{fmin}} \cdot \frac{t_1}{2}$$

$$i_{L_{fmin}} = \frac{di_{L_f}}{dt} \cdot t_1 = \frac{V_1 - V_2}{L_f} \cdot t_1 = \frac{V_1(1 - D_y)}{L_f} t_1$$

$$t_1 = \frac{i_{L_{fmin}} L_f}{V_1(1 - D_y)}$$

故

$$Q_L = i_{L_{fmin}}^2 \frac{L_f}{V_1(1 - D_y)}$$

Q_1 结电容 C_Q 的电荷 Q 为

$$Q = C_Q V_1$$

为使

$$Q_L > Q$$

得
$$i_{L_{fmin}} > \sqrt{\frac{C_Q}{L_f}} \cdot \sqrt{(1 - D_y)} \cdot V_1 = \frac{V_1}{Z} \sqrt{(1 - D_y)} \quad (2.103)$$

式中, $Z = \sqrt{\frac{L_f}{C_Q}}$ 。(2.103)式表明,仅当反向电感电流的最小值 $i_{L_{fmin}}$ 满足(2.103)式的要求时,才能实现 Q_1 的 ZVS 开通,而 $i_{L_{fmin}}$ 的大小和电压 V_1 、 Q_1 的占空比 D_y 、特征阻抗 Z 有关。

Q_1 和 Q_2 的 ZVS 开通的实现,同时消除了 D_1 和 D_2 的反向恢复电流,因为 Q_1 开通时 D_2 电流已为零, Q_2 开通时 D_1 的电流也早已为零。

四、二极管的反向恢复和减小反向恢复电流的方法

参阅图 2.17(a), 开关管 Q_1 和 Q_2 及其反并联的二极管对电源 V_1 是串联的。对于非交替工作方式,在能量从 V_1 向 V_2 流动时, D_2 续流时 Q_1 导通,导致 D_2 流过大的反向恢复电流。同样,在能量从 V_2 向 V_1 流动时, D_1 续流时 Q_2 导通,使 D_1 流过大的反向恢复电流。为了减小反向恢复电流,通常采取以下措施。

用二极管封住 MOS 管或 IGBT 的体内二极管,然后再在管上反并快恢复或肖特基二极

管,以减小反向恢复电流。普通功率场效应管或 IGBT 体内二极管反向恢复时间在数百纳秒上下,而快恢复二极管的反向恢复时间为数十纳秒,采用这种方法对减少反向恢复是有效的,但导致器件开通损耗加大,因为开通时除 MOSFET 或 IGBT 本身的压降外,还有外接二极管的压降。

在开关管电路中串联尖峰抑制器。尖峰抑制器是由钴基非晶合金或铁基超微晶材料构成的小磁环。钴基非晶材料具有极低的高频损耗和高矩形度磁滞回线,如国产的钴基非晶材料 $(\text{FeCoV})_{72}(\text{SiB})_{28}$ 饱和磁感应 B_s 为 0.51 T,剩磁感应 B_r 与饱和磁感应 B_s 之比 $B_r/B_s = 0.96$,20 kHz 时损耗 $P_{2/20k} = 7.8 \text{ W/kg}$ 。当小磁环串于二极管电路中时,在二极管通过正向电流时,铁心饱和,阻抗为零。当开关管开通、二极管反偏将产生反向恢复电流时,铁心立即退饱和并反向磁化,使电感迅速增大,从而显著地减小了二极管的反向恢复电流。

尖峰抑制器的选取依据两个方程,即回路电压方程和安培环路定律。参阅图 2.17(a),若 D_2 支路中串接钴基非晶铁心, Q_1 关断时, D_2 续流,铁心磁化到 $-B_s$ 。 $t = 0$ 时 Q_1 导通,电压 V_1 加到 D_2 支路,磁芯立即退饱和并正向磁化,产生感应电势 e_F 和 V_1 平衡,即

$$e_F = V_1$$

又

$$e_F = \frac{d\Psi}{dt} = WS \frac{dB}{dt}$$

式中, Ψ 为匝链的磁链; W 是绕于磁芯的线圈匝数; S 是磁芯截面积; B 是磁芯磁感应。设磁芯从 $-B_s$ 磁化至 $+B_s$ 的时间为 ΔT ,则 e_F 仅在这段时间内才存在,即

$$V_1 = e_F = \frac{2WSB_s}{\Delta T}$$

$$\Delta T = \frac{2WSB_s}{V_1}$$

为了阻止二极管反向电流, ΔT 应等于或大于二极管反向恢复时间 t_{rr} ,即

$$\Delta T = t_{rr}$$

代入上式,得

$$WS = \frac{V_1 t_{rr}}{2B_s} \tag{2.104}$$

通常取 $W = 1$,则

$$S = \frac{V_1 t_{rr}}{2B_s} \tag{2.104a}$$

(2.104)式和(2.104a)式是选择磁芯截面积的依据。

由安培环路定律

$$IW = H_c l \tag{2.105}$$

式中, I 是通过磁芯线圈的电流; W 是绕于磁芯线圈的匝数,通常 $W = 1$; H_c 是铁心矫顽力; l 是铁心磁路平均长度。磁化过程中流过线圈 W 的电流为

$$I = \frac{H_c l}{W} \quad (2.106)$$

$$W = 1 \text{ 时, 有} \quad I = H_c l \quad (2.106a)$$

由于钴基非晶磁芯有低的矫顽力 H_c , 且磁芯平均长度 l 很短, 故磁化电流很小, 远小于二极管的 i_{rr} , 从而有效地抑制了二极管的反向恢复电流。

应用有源钳位电路。图 2.19(a) 是应用有源钳位电路的 Boost 变换器主电路, 其中 C_c 、 D_c 和 Q_c 构成有源钳位电路。电感 L_c 是串接于 Q_2 电路的电感, 用于限制 Q_2 开通时 D_1 的反向恢复电流, 减小 Q_2 开通时的损耗, 但会在 Q_2 截止时引起很大的电压尖峰, 导致 Q_2 损坏。有源钳位电路的作用就是在 Q_2 截止时为 L_c 构成一个能量释放回路, 让 L_c 的磁能转向电容 C_c , 改善 Q_2 关断条件。由于 Q_c 和 Q_2 互补工作, Q_2 截止后 L_c 和 D_1 的结电容间发生严重电压振荡, 必须在 D_1 上并接 RCD 吸收电路, 但仍不能消除振荡, 导致损耗和器件电压应力的加大。

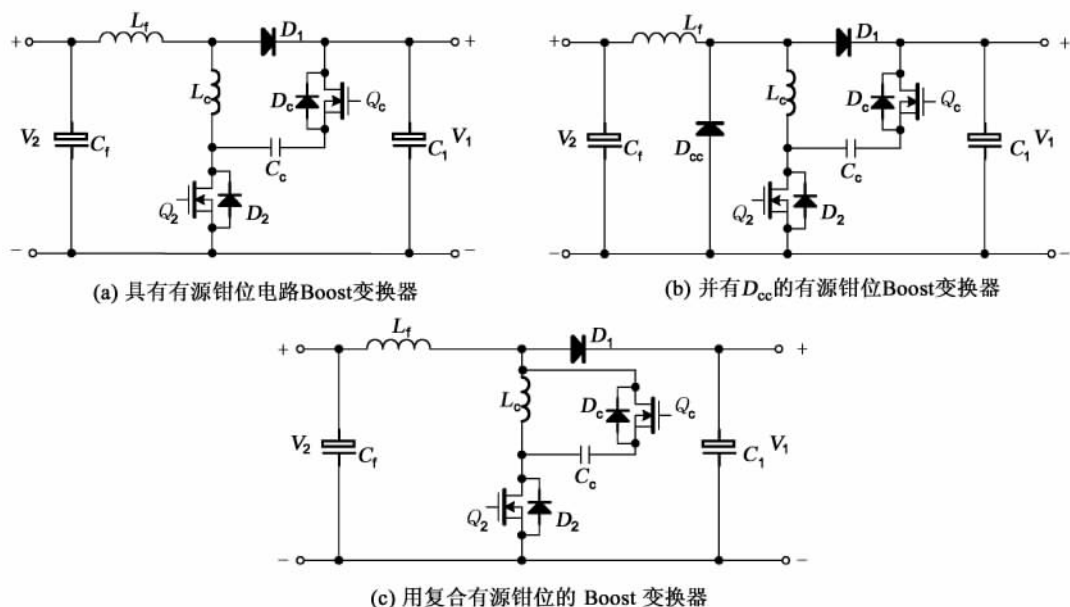


图 2.19 应用有源钳位电路的 Boost 变换器

图 2.19(b) 在 L_c 和 Q_2 支路旁并接二极管 D_{cc} 。当 L_c 和 D_1 谐振、 D_1 电压达到 V_1 时, D_{cc} 作用是使 V_{D_1} 钳位于 V_1 , 从而有效地抑制了振荡。

图 2.19(c) 是浙江大学陈刚博士提出的复合有源钳位 Boost 变换器的主电路, 该电路与图 2.19(a) 不同点在于钳位电路 C_c 、 Q_c 和 D_c 仅并接于 L_c 两端。由图可见, 只要 D_1 、 Q_c (D_c) 和 Q_2 (D_2) 三个器件中有两个器件导通, 这两个器件可以是开关管, 也可以是二极管或反并于开关管的二极管, 则第三个器件关断后肯定是被钳位的, 即不会使关断器件两端出现电压尖峰。如 Q_2 开通时, 流过 Q_2 的电流逐渐加大, $\frac{di_{L_c}}{dt} = \frac{V_1}{L_c}$, D_1 电流逐渐减小, 当流过电感 L_c 的电流 $i_{L_c} = i_{L_t}$ 时, $i_{D_1} = 0$, D_1 软关断。 Q_2 关断时, 因 Q_2 结电容作用, 电压逐渐升高, 因 D_c 、 Q_c 导通, L_c 续流, D_1 导通, 不会在 Q_2 上产生电压尖峰。 D_1 续流时, 关断 Q_c , Q_c 电压上升速度

双向直流变换器

受 Q_1 和 Q_2 结电容的限制, Q_1 电压逐渐增加, Q_2 电压则相应降低, 若在 Q_2 电压降低到零后给它加上驱动信号, 则 Q_2 为 ZVS 开通。由此可见, 复合有源钳位电路实现了开关管 Q_2 零电压开关, 钳住了关断电压尖峰。但由于钳位电容 C_c 的引入, 使各器件的电压增了 V_{C_c} , V_{C_c} 是钳位电容 C_c 上电压。

2.2.3 双向 Buck/Boost 直流变换器

一、主电路拓扑和控制方式

双向 Buck/Boost 直流变换器的主电路如图 2.20(a) 所示, 和单管 Buck/Boost 主电路图 2.8(a) 不同之处仅在原开关管 Q_1 上反并二极管 D_1 , 在原二极管 D_2 上反并开关管 Q_2 。 Q_1 和 Q_2 也为互补工作方式, 两者间有死区时间 t_d , 以防两管同时导通。输出电压的控制也为脉宽调制 PWM 控制方式。

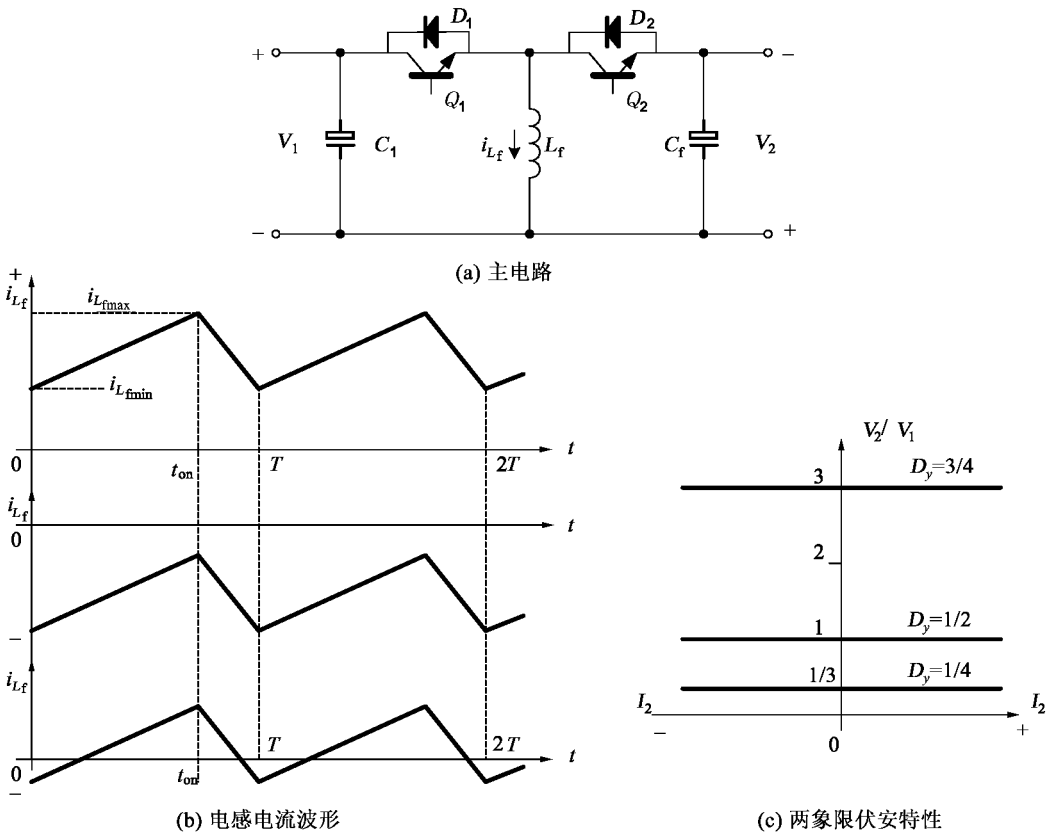


图 2.20 Bi Buck/Boost 直流变换器

和 Bi Buck-Boost 直流变换器一样, Bi Buck/Boost 变换器也有三种工作方式: 第一种是 V_1 侧向 V_2 侧传输能量的方式, 这时电感电流 i_{L_f} 始终为正, 如图 2.20(b) 的上图所示; 第二种是 V_2 侧向 V_1 侧传递能量的方式, i_{L_f} 始终为负, 如图 2.20(b) 的中图所示; 第三种是交替工作方式, 在一个开关周期内能量在 V_1 和 V_2 间交替流动, 平均能量流向取决于 i_{L_f} 平均值。若平均值为正, 则能量从 V_1 向 V_2 流动, 反之则反向流动。

Bi Buck/Boost 变换器和单管 Buck/Boost 变换器一样, V_1 和 V_2 电压是反极性的, V_2 和

V_1 的比值可大于、等于或小于 1, 不同之处是 Bi Buck/Boost 变换器能量可以双向流动, 且没有电感电流断续工作状态。

二、基本关系

设电感电流脉动率 ξ_{i_L} 为

$$\xi_{i_L} = \frac{\Delta i_{L_f}}{2I_{L_f}} \quad (2.107)$$

式中 Δi_{L_f} —— 电感电流脉动量, $\Delta i_{L_f} = i_{L_{f\max}} - i_{L_{f\min}}$;

I_{L_f} —— 电感电流平均值, $I_{L_f} = \frac{1}{2}(i_{L_{f\max}} + i_{L_{f\min}})$;

$i_{L_{f\max}}$ —— 电感电流最大值;

$i_{L_{f\min}}$ —— 电感电流最小值。

若 $\xi < 1$, 电感电流波形不过零, 如图 2.20(b) 的上图或中图所示, 上图能量从 V_1 流向 V_2 方向, 中图能量从 V_2 向 V_1 方向传输。若 $\xi = 1$, 对应于 $i_{L_{f\min}} = 0$ 的临界情况, 能量也为单向传输。若 $\xi > 1$, 电感电流如图 2.20(b) 的下图所示, 为能量交替传输方式。不论哪种工作方式, 因为没有电感电流断续工作模式, 能量从 V_1 向 V_2 方向流动时, 有

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{D_y}{1 - D_y} \quad (2.108)$$

式中, $D_y = t_{on}/T$ 为 Q_1 的占空比。若能量反向流动, 则

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{D_{y2}}{1 - D_{y2}}$$

式中, D_{y2} 为 Q_2 的占空比。因 $D_{y2} = 1 - D_y$, 故上式可变为

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{D_y}{1 - D_y}$$

与(2.108)式相同, 这表明开关管 Q_1 和 Q_2 互补导通时, V_1 和 V_2 间电压关系不受能量流动方向的影响。图 2.20(c) 是 Bi Buck/Boost 变换器的外特性曲线, 在输出电压和电流的坐标平面内, 该变换器可在其第一和第二象限工作, 第一象限能量从 V_1 向 V_2 方向流动, 第二象限则是从 V_2 向 V_1 流动。通过电源 V_1 的电流平均值 I_1 等于流过开关管 Q_1 的电流, 与电感电流平均值 I_{L_f} 的关系为

$$I_1 = I_{L_f} D_y \quad (2.109)$$

流过电源 V_2 电流平均值 I_2 等于流过开关管 Q_2 的电流, 与 I_{L_f} 的关系为

$$I_2 = I_{L_f} (1 - D_y) \quad (2.109a)$$

故

$$I_{L_f} = I_1 + I_2 \quad (2.110)$$

(2.109) 式和(2.110)式的电流关系, 不仅适合于图 2.20(b) 的上图和中图电感电流波形, 同样适合于下图的电感电流波形, 应注意的是此时通过电源 V_1 的电流平均值等于流过 Q_1 的电流平均值, 但 Q_1 的电流有两部分, 即通过二极管的电流和通过开关管的电流, 两者方向相

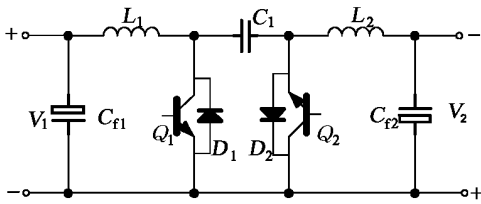
反,从通过电流的平均值看是两者之差,但从发热的角度就不同了,通过二极管的电流使器件发热,通过开关管的电流也使器件发热,总损耗和总发热量是相加的。

在 2.2.2 节中,讨论了 Bi Buck-Boost 变换器交替工作方式时开关管是 ZVS 开通和软关断的,又因和开关管反并的二极管是在开关管导通后,正向电流才降到零,故没有反向恢复电流,开关管和二极管的开关条件都得到改善。在 Bi Buck/Boost 变换器中的交替工作方式,同样改善了开关管和二极管的开关条件。对于非交替工作方式,存在二极管反向恢复的问题,可采用与 2.2.2 节中类似的办法减小或消除二极管的反向恢复电流,减小由反向恢复电流造成的损耗和电磁干扰电平。

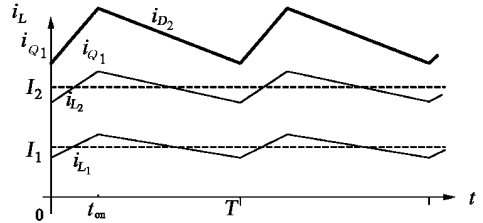
2.2.4 双向 Cuk 直流变换器

一、主电路拓扑和控制方式

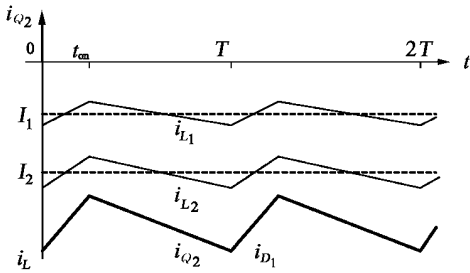
双向 Cuk 变换器是在单管 Cuk 变换器的基础上构成的,如 2.21(a)所示,即在 Q_1 上反并二极管 D_1 ,在 D_2 上反并开关管 Q_2 。 Q_1 和 Q_2 互补导通,有死区时间,以防两管同时导通。用 PWM 控制方式调节输出电压大小。



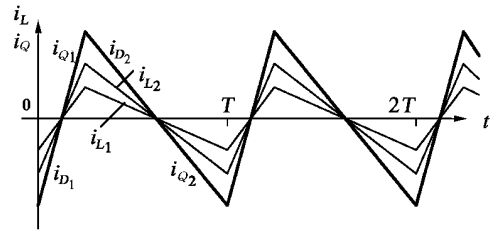
(a) 主电路图



(b) 能量从 V_1 向 V_2 传输时电感电流和器件电流



(c) 能量从 V_2 向 V_1 传输时电感电流和器件电流



(d) 交叉工作方式特例,传输功率为零

图 2.21 Bi Cuk 直流变换器

Bi Cuk 变换器也有三种工作方式:第一种是能量从 V_1 向 V_2 侧传送方式,相当于单管 Cuk 变换器的电流连续工作方式,即 Q_1 关断时, D_2 续流,在 Q_1 关断期间, D_2 电流的最小值大于零;第二种是能量从 V_2 向 V_1 方向传送, Q_2 关断时, D_1 续流,电流的最小值大于零;第三种是能量交替工作方式,在一个开关周期内, D_1 、 Q_1 、 D_2 和 Q_2 依次通电,能量左右交替传输,平均转送功率方向取决于通过 L_1 或 L_2 的电流平均值的大小,即若流过 Q_1 的电流最大值 i_{Q1max} 大于流过 Q_2 电流的最大值 i_{Q2max} ($i_{Q1max} > i_{Q2max}$),则能量从 V_1 向 V_2 侧转移,若 $i_{Q1max} < i_{Q2max}$,则能量从 V_2 向 V_1 方向转移。

二、基本关系

图 2.21(b)是能量从 V_1 向 V_2 传输时电感 L_1 、 L_2 及开关管 Q_1 、二极管 D_2 电流波形。在

$t = 0 \sim t_{on}$ 期间, Q_1 导通, 电流 i_{L_1} 、 i_{L_2} 和 i_{Q_1} 增加, $L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} = V_1$, $i_{L_1} + i_{L_2} = i_{Q_1}$, $i_{D_2} = i_{Q_2} = 0$; 在 $t = t_{on} \sim T$ 期间, $L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} = V_2$, $i_{L_1} + i_{L_2} = i_{D_2}$, $i_{D_1} = i_{Q_1} = 0$, 尽管这段期间 Q_2 是导通的, 但对于双极型晶体管, $i_{Q_2} = 0$, 若 Q_2 为 MOSFET, 在同步整流状态工作, 将通过电流, i_{Q_2} 的方向与 i_{D_2} 的方向相同。 i_{Q_1} 的平均值 $I_{Q_1} > 0$ 。由电感两端平均电压为零, 得

$$V_{C_1} = V_1 + V_2 \quad (2.111)$$

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{D_y}{1 - D_y} \quad (2.112)$$

式中, $D_y = t_{on}/T$ 开关管 Q_1 的占空比。变换器输入电流平均值 I_1 和输出电流平均值 I_2 为

$$I_1 = I_{L_1} \quad (1.113)$$

$$I_2 = I_{L_2} \quad (2.114)$$

式中, I_{L_1} 和 I_{L_2} 是电感 L_1 和 L_2 电流的平均值。开关管 Q_1 和二极管 D_2 电流平均值 I_{Q_1} 和 I_{D_2} 由(2.81)式和(2.82)式确定, 即

$$I_{Q_1} = I_1 \quad (2.115)$$

$$I_{D_2} = I_2 \quad (2.116)$$

能量从 V_2 向 V_1 方向传输时, 电感电流 i_{L_1} 、 i_{L_2} 及开关管 Q_2 、二极管 D_1 电流波形见图 2.21(c), 也有两个开关模态。在 $t = t_{on} \sim T$ 期间, Q_2 导通, i_{L_1} 和 i_{L_2} 反向增大, 到 $t = T$ 时达最大值, Q_2 截止, D_1 续流, i_{L_1} 、 i_{L_2} 减小。设 Q_2 的占空比为 D_{y2} , 则

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{D_{y2}}{1 - D_{y2}}$$

因 $D_{y2} = 1 - D_y$, 代入上式, 得

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{D_y}{1 - D_y}$$

此式与(2.112)式相比, 表明双向 Cuk 变换器在双向能量流动时, 电压关系不变。因此, 电流关系式也和(2.113)式和(2.114)式相同, 但电流方向相反, (2.115)式与(2.116)式则为 $I_{D_1} = I_1$, $I_{Q_2} = I_2$ 。电容 C_1 电压与(2.111)式相同, 电压极性不变。

Bi Cuk 变换器也没有电流断流工作状态, 在交替工作方式时, 电感电流 i_{L_1} 和 i_{L_2} 在一个周期内交替变化, 如图 2.21(d)所示, 这是一个特例, 即不传递能量的情形, i_{L_1} 、 i_{L_2} 、 i_{Q_1} (i_{D_1}) 和 i_{Q_2} (i_{D_2}) 正负最大值相等。若 i_{Q_1} 和 i_{Q_2} 正负最大值不相等, 则传递能量。交替工作方式的第二种情形是 i_{L_1} 在一个开关周期内交替变化, i_{L_2} 总是大于零或小于零, 这时能量从左向右或反向传输。第三种情形是 i_{L_2} 在一个开关周期内交替变化, i_{L_1} 总是大于零或小于零。在上述三种情形时, 开关管和二极管的电流均如图 2.21(d)所示是正负交替变化的。交替工作方式时电压 V_1 和 V_2 的关系同(2.112)式, 电容 C_1 电压也和(2.111)式相同。Bi Cuk 变换器

件承受的电压与单管 Cuk 变换器相同。

2.2.5 双向 Zeta-Sepic 直流变换器

一、主电路拓扑和控制方式

Zeta 和 Sepic 直流变换器与 Buck/Boost 和 Cuk 直流变换器的输出电压与输入电压之比和占空比的关系相同,但前者为正输出,即输入和输出电压同极性,后者为负输出。由 Zeta 构成的双向直流变换器和由 Sepic 构成的双向直流变换器主电路拓扑是完全相同的,故称双向 Zeta-Sepic 直流变换器,简称 Bi Zeta-Sepic 变换器,如图 2.22(a)所示,其主电路也由两开管 Q_1 和 Q_2 、两二极管 D_1 和 D_2 构成。 Q_1 和 Q_2 为 PWM 工作方式,互补导通,有死区时间。

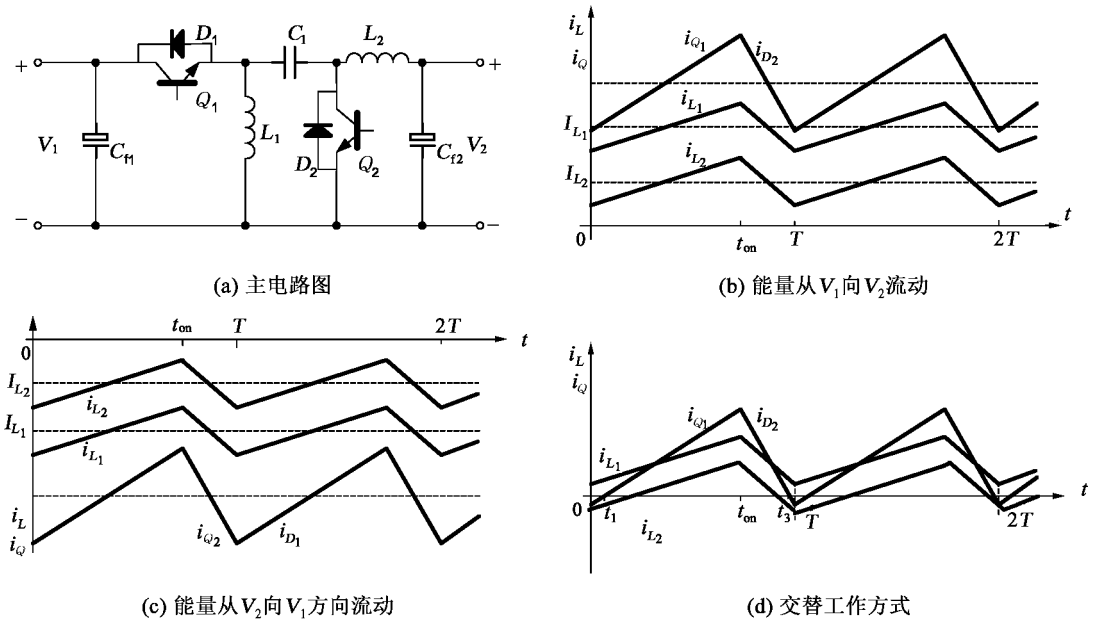


图 2.22 Bi Zeta-Sepic 变换器

二、基本关系

Bi Zeta-Sepic 变换器的三种工作方式电感电流和器件波形如图 2.22(b)、(c)和(d)所示。该变换器输出电压与输入电压间的关系和 Zeta 或 Sepic 相同,为

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{D_y}{1 - D_y} \tag{2.117}$$

式中, D_y 为 Q_1 的占空比。图 2.22(b)是能量从 V_1 向 V_2 方向流动时电感电流波形,因 $D_y > 0.5$,故 $V_2 > V_1$, $I_1 > I_2$ (I_1 是 V_1 电源电流平均值, I_2 是输出电流平均值)。又由(2.89)式和(2.91)式,得 $I_{L1} > I_{L2}$ (I_{L1} 和 I_{L2} 是电感电流平均值)。

电容 C_1 电压 V_{C1} 为

$$V_{C1} = V_2 \tag{2.118}$$

不论能量流动方向如何,电容 C_1 电压极性总是左负右正。功率器件承受的电压与(2.92)式相同,即

$$V_Q = V_D = V_1 + V_2 = \frac{V_1}{1 - D_y} \quad (2.119)$$

由(2.90)式和(2.91)式得开关管 Q_1 和二二极管 D_2 电流平均值 I_{Q_1} 和 I_{D_2} :

$$I_{Q_1} = I_{L_1} = I_1 \quad (2.120)$$

$$I_{D_2} = I_{L_2} = I_2 \quad (2.121)$$

能量传输方向相反时,电流波形如图 2.22(c)所示,基本关系和(2.117)~(2.121)式相同,仅(2.120)式和(2.121)式中的 I_{Q_1} 改为 I_{D_1} , I_{D_2} 改为 I_{Q_2} 。

图 2.22(d)是交替工作方式的一种情形,因 Q_1 的占空比 $D_y > 0.5$, $V_2 > V_1$, $I_1 > I_2$, 故 $I_{L_1} > I_{L_2}$, i_{L_1} 的瞬时值都大于零, i_{L_2} 的瞬时值出现了正负交替变化, i_{Q_1} 和 i_{Q_2} 的瞬时值也交替变化,4 个器件轮流导通。在 $t = 0 \sim t_1$ 期间 D_1 续流, $t_1 \sim t_{on}$ 期间 Q_1 导通, $t_{on} \sim t_3$ 期间 D_2 续流, $t_3 \sim T$ 期间 Q_2 导通。由于 Q_1 是在 D_1 续流期间导通的,故 Q_1 为零电压开通,同样 Q_2 也是零电压开通。由图可见,两电感电流平均值 I_{L_1} 和 I_{L_2} 均大于零,故这种情况下平均能量是从 V_1 向 V_2 方向传输的。交替工作方式的其他情形请读者分析。

2.2.6 正极性输出的双向 Buck/Boost 直流变换器

Bi Buck/Boost 直流变换器可以实现能量的双向流动,且输出电压低于或高于输入电压,不足之处是输入输出反极性,不便于在电动汽车中应用。文献[9~10]提出了一种正极性输出的双向 Buck/Boost 直流变换器,图 2.23 是它的主电路图。

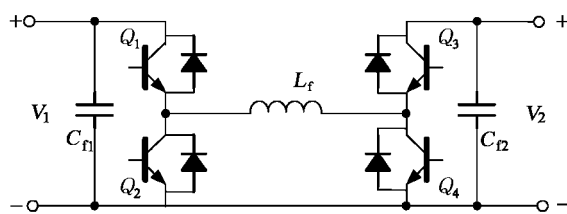


图 2.23 正输出双向 Buck/Boost 直流变换器主电路

能量从 V_1 向 V_2 传输时,开关管 Q_2 、 Q_3 不工作,有两种工作方式:降压方式和升压方式。降压方式工作时, Q_4 截止, Q_1 脉宽调制工作,故 $V_2 = D_{y1} V_1$;升压方式工作时, Q_1 导通, Q_4 为 PWM 工作方式, $V_2 = V_1 / (1 - D_{y4})$ (式中, D_{y1} 和 D_{y4} 分别为 Q_1 和 Q_4 的占空比)。

能量反方向流动时,开关管 Q_1 、 Q_4 不工作,同样有降压和升压两种工作方式。

这种正输出双向 Buck/Boost 变换器拟在电动汽车中使用。该电路的缺点是所用器件较多,且升压工作时必须同时有两只开关管导通,通态损耗较大,适合于电源电压较高的场合使用。

2.3 双向直流变换器的组合

2.3.1 双向直流变换器组合的方法

2.2 节的 4 种双向直流变换器是电流双向直流变换器,即 V_1 和 V_2 的电压极性是不变

的,电流的流动方向可变,所以能量流动方向可变。双向直流变换器组合的目的是使组合后的变换器不仅电流能实现双向流动,且输出电压极性也能变。组合后的变换器在电压和电流的坐标平面内可四象限运行,即可在任一象限内稳定工作。在第一象限工作,输出电压 V_o 和电流 I_o 均为正,电能从电源向负载输送;在第二象限工作,输出电压 V_o 为正,电流反向,即 I_o 为负,负载能量返回电源;在第三象限,输出电压和电流均为负,电源向负载提供极性相反的功率;在第四象限,输出电压为负,电流为正,负载能量返回电源。

采用两个双向直流变换器并使输出端反向串联、输入端并联的组合方法,即可得到四象限工作的直流变换器。图 2.24 是两 Bi Buck-Boost 变换器组合后的主电路图。由图,有

$$V_o = V_{o1} - V_{o2} \tag{2.122}$$

式中 V_o ——变换器的输出电压;

V_{o1} ——上 Buck-Boost 变换器输出电压;

V_{o2} ——下 Buck-Boost 变换器输出电压。

若 $V_{o1} > V_{o2}$,则 V_o 为正,即组合变换器的输出电压 V_o 上正下负;若 $V_{o1} < V_{o2}$,则 V_o 为负,即 V_o 为下正上负;若 $V_{o1} = V_{o2}$,则 $V_o = 0$ 。

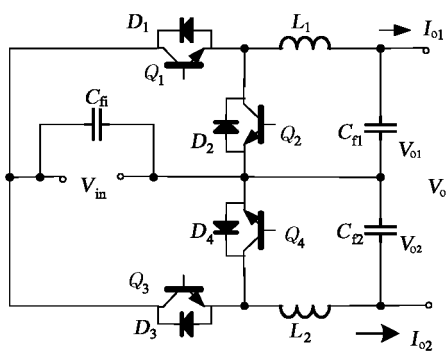


图 2.24 由两个 Bi Buck-Boost 构成的四象限直流变换器主电路

因两变换器串接,在 V_o 端接有负载后,上变换器的输出电流 I_{o1} 必定等于下变换器的输入电流 I_{o2} ,即 $I_o = I_{o1} = -I_{o2}$ 或 $I_o = I_{o2} = -I_{o1}$ (I_o 为组合变换器的输出电流), I_{o1} 和 I_{o2} 的正方向如图 2.24 所示, I_o 的正方向取 I_{o1} 的正方向。由此可见,若 $I_o = I_{o1}$,即上变换器能量自电源 V_{in} 往 V_o 方向传输时,下变换器的电流 I_{o2} 必为负,即能量返回电源 V_{in} ;若 $I_o = -I_{o1}$,下变换器能量自电源 V_{in} 往 V_o 方向传输,上变换器电流 I_{o1} 为负,能量返回电源。

在 2.2.2 中已讨论过,Bi Buck-Boost 变换器的开关管 Q_1 和 Q_2 是互补工作的,故图 2.24 的组合变换器中 Q_1 和 Q_2 、 Q_3 和 Q_4 也是互补工作的。用 D_{y1} 和 D_{y3} 分别表示 Q_1 和 Q_3 的占空比,则 Q_2 和 Q_4 的占空比分别为 $D_{y2} = (1 - D_{y1})$ 和 $D_{y4} = (1 - D_{y3})$ 。当 $D_{y1} = D_{y3}$ 时, $V_{o1} = V_{o2} = D_{y1} V_{in}$,则 $V_o = V_{o1} - V_{o2} = 0$ 。为了使 $V_o \neq 0$,通常让开关管 Q_1 和 Q_3 互补工作,即 $D_{y3} = 1 - D_{y1}$, Q_2 的占空比为 $(1 - D_{y1})$, Q_4 的占空比为 D_{y1} 。也就是说,组合变换器中 Q_1 、 Q_4 同时导通,同时关断,占空比为 D_{y1} , Q_2 、 Q_3 也同时导通,同时关断,占空比为 $(1 - D_{y1})$, Q_1 、 Q_4 与 Q_2 、 Q_3 互补工作,中间有死区时间。在这种控制方式下,组合变换器的输出电压 V_o 的表达式为

$$V_o = V_{o1} - V_{o2} = V_{in} D_{y1} - V_{in} (1 - D_{y1}) = (2D_{y1} - 1) V_{in} \tag{2.123}$$

若 $D_{y1} = 0.5$,则 $V_o = 0$; $D_{y1} > 0.5$, V_o 为正,即组合变换器输出电压上正下负; $D_{y1} < 0.5$, V_o 为负,即输出电压下正上负。

2.3.2 组合变换器的电路拓扑和控制特性

不仅两个 Bi Buck-Boost 变换器可组合成四象限变换器,两个 Bi Buck/Boost 变换器、两个 Bi Cuk 变换器和两个 Bi Zeta-Sepic 变换器也可按 2.3.1 的方法组合成四象限变换器,它

们的电路拓扑如图 2.5(a)、(b) 和(c)所示。组合变换器的控制方式也均为 PWM,各开关器件导通方式与 2.3.1 相同,即 Q_1 、 Q_4 同时导通同时关断, Q_2 、 Q_3 也同时导通同时关断, Q_1 、 Q_4 与 Q_2 、 Q_3 互补工作,中间有死区时间,以防直通短路。

Buck/Boost、Cuk、Zeta 或 Sepic 变换器都是输出电压可高于、等于或低于输入电压的变换器,即输出与输入电压关系为

$$V_{o1} = V_{in} \frac{D_{y1}}{1 - D_{y1}}$$

式中 D_{yi} ——第 i 号开关管的占空比, $i = 1, 3$ 。

组合变换器的输出电压 V_o 为

$$V_o = V_{o1} - V_{o2} = V_{in} \left(\frac{D_{y1}}{1 - D_{y1}} - \frac{D_{y3}}{1 - D_{y3}} \right) = V_{in} \frac{2D_{y1} - 1}{D_{y1}(1 - D_{y1})} \quad (2.124)$$

若 $D_{y1} = 0.5$, 则 $V_o = 0$; $D_{y1} < 0.5$, V_o 为负; $D_{y1} > 0.5$, V_o 为正。因 Buck/Boost 和 Cuk 变换器是负输出变换器,见图 2.25(a) 和(b),在 $D_{y1} < 0.5$ 时, $V_{o1} < V_{o2}$, 故 V_o 实际输出为上正下负;在 $D_{y1} > 0.5$ 时, $V_{o1} > V_{o2}$, V_o 两输出端电压为下正上负。Zeta-Sepic 变换器是正输出变换器, $D_{y1} < 0.5$, $V_{o1} < V_{o2}$, V_o 两输出端电压为下正上负; $D_{y1} > 0.5$, $V_{o1} > V_{o2}$, V_o 为上正下负。因此,由(2.124)式直接算得的 V_o 电压极性定义是和变换器的电路拓扑有关的。

分析(2.123)式可见,由两个 Bi Buck-Boost 变换器构成的组合变换器输出电压 V_o 的最大值不可能大于输入电压 V_{in} 。而由(2.134)式可见,对图 2.25 所示的三种组合变换器的输

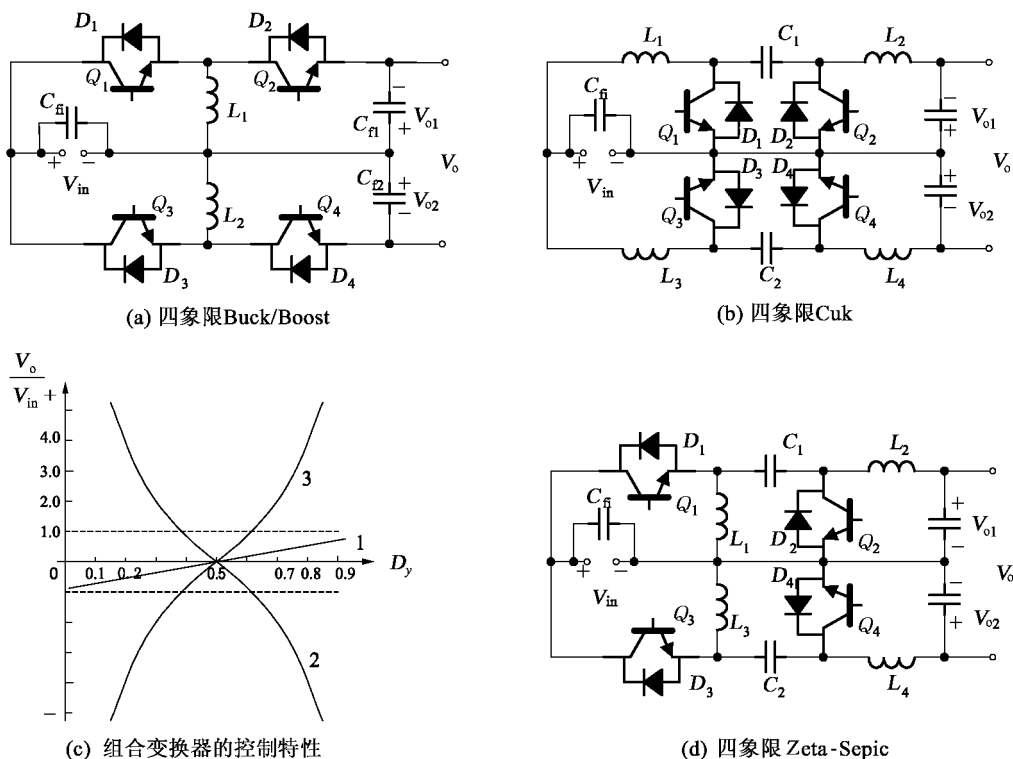


图 2.25 不隔离组合变换器的电路拓扑

输出电压 V_o 可以小于、等于和大于输入电压 V_{in} 。

图 2.25(d) 是组合变换器的输出电压与开关管的占空比的关系曲线, 其中直线 1 是由 Buck-Boost 构成的组合变换器控制特性曲线, 曲线 2 是由 Buck/Boost 或 Cuk 构成的组合变换器控制特性曲线, 曲线 3 则是 Zeta-Sepic 的。

2.3.3 桥式直流变换器

一、电路拓扑和控制方式

桥式直流变换器是两个 Bi Buck-Boost 构成的组合变换器的简化形式, 即将图 2.24 两个输出滤波电感 L_1 和 L_2 合并成一个, 两个输出滤波电容 C_{f1} 和 C_{f2} 合并成一个, 电容合并后电源 V_{in} 的负线不再和电容相接。图 2.26(a) 是桥式直流变换器的主电路图, 由开关管 $Q_1 \sim Q_4$ 、与开关管反并联的二极管 $D_1 \sim D_4$ 、滤波电感 L_f 和滤波电容 C_f 等构成。桥式直流变换器的输出电压 V_o 和电流 I_o 可正和可负, 为四象限变换器。在 V_o 和 I_o 坐标平面的第一和第三象限工作时, 输出电压和电流同方向, 能量从电源 V_{in} 向负载侧传送。在第二和第四象限工作时, V_o 和 I_o 反方向, 能量由负载侧向电源 V_{in} 方向传送。桥式直流变换器开关管和二极管承受的电压等于电源电压 V_{in} 。桥式直流变换器有两种 PWM 控制方式: 单极性控制和双极性控制。桥式直流变换器也可用移相控制方式, 参见第 3 章 3.7 节。

二、单极性控制

若开关管 Q_3 和 Q_4 用于控制输出电压 V_o 极性, Q_1 和 Q_2 为互补的 PWM 工作, 则这种控制方式实质上是将桥式直流变换器简化为 Buck 或 Boost 变换器工作方式。

设图 2.26(a) 中电压 V_o 上正下负, 电感电流 i_{L_f} 自左至右为正输出, 则 V_o 下正上负, i_{L_f} 自右至左为负输出。正输出时使 Q_1 导通, 参见图 2.26(b)。 $t = 0$ 时, Q_1 导通, 电源 V_{in} 通过 Q_1 、 L_f 、 V_o 经 Q_4 回到电源负, 电感电流在 V_{in} 和 V_o 作用下增长, $L_f \frac{di_{L_f}}{dt} = V_{in} - V_o$; $t = t_{on}$ 时, i_{L_f} 达最大值, Q_1 截止, D_2 续流, i_{L_f} 在 V_o 作用下下降, $L_f \frac{di_{L_f}}{dt} = V_o$, $t = T$ 时, i_{L_f} 达最小值; 然后, Q_1 再次导通, 转入下一个开关周期。由此可见, Q_1 、 Q_4 导通时, $V_{AB} = V_{in}$; Q_1 截止、 D_2 续流时, $V_{AB} = 0$ 。输出电压 V_o 与电源电压 V_{in} 关系和 Buck 变换器相同, 即 $V_o = D_{y1} V_{in}$ (式中 D_{y1} 为 Q_1 的占空比)。图 2.26(b) 的下图是电感电流 i_{L_f} 和电感电压 V_{L_f} 波形, 因一个开关周期内 V_{L_f} 平均值为零, 故电感电压正的面积和负的面积相等。

图 2.26(c) 是负输出时的电压 V_{AB} 、 V_{L_f} 和电流 i_{L_f} 波形图。为了得到负的输出, 应关断 Q_1 , 开通 Q_3 。 $t = 0$ 时, Q_2 导通, $V_{AB} = -V_{in}$, i_{L_f} 反向增加; $t = t_{on}$ 时, Q_2 截止, D_1 续流, i_{L_f} 减小, 故 $V_o = -D_{y2} V_{in}$ (式中 D_{y2} 为 Q_2 的占空比)。

能量从 V_o 侧向 V_{in} 方向传递时, 应关断 Q_4 。若 V_o 为负, 工作波形见图 2.26(d)。 $t = 0$ 时, Q_1 导通, i_{L_f} 由 V_o 的正端经 D_3 、 Q_1 、 L_f 回到 V_o 负端, 即电压 V_o 直接加在电感 L_f 上, i_{L_f} 增长, $L \frac{di_{L_f}}{dt} = V_o$; $t = t_{on}$ 时, i_{L_f} 达最大值, Q_1 截止, D_2 、 D_3 续流, 电感能量向 V_{in} 传送, 为 Boost 工作方式, $V_{in} = V_o / (1 - D_{y1})$, i_{L_f} 和 I_o 为正。若 V_o 为正 (V_o 上正下负), 工作波形如图 2.26(e) 所示, Q_3 关断, Q_2 为 PWM 工作, Q_2 、 D_4 、 D_1 和 L_f 构成 Boost 变换器, 能量从 V_o 侧向 V_{in} 传输, i_{L_f} 和 I_o 为负。

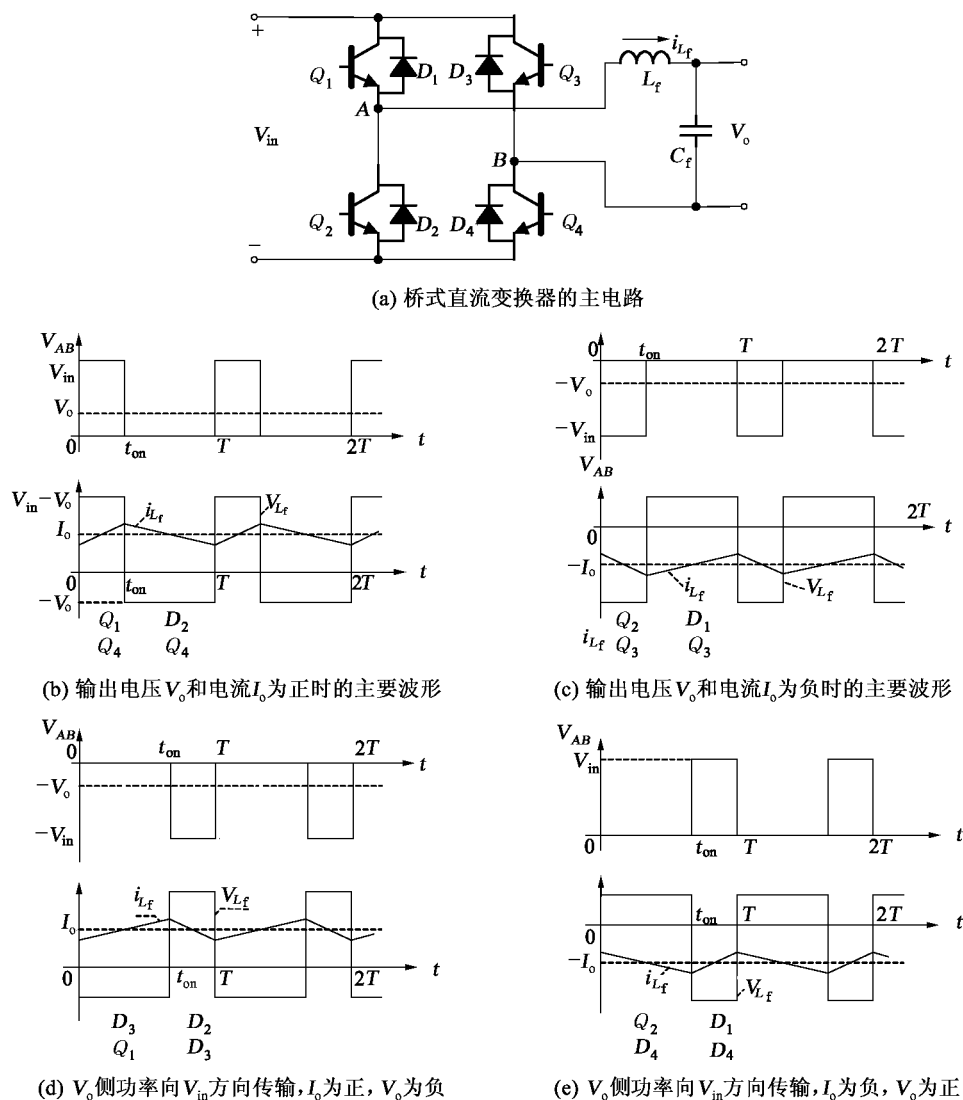


图 2.26 桥式直流变换器及单极性工作波形

表 2-1 列出了桥式直流变换器单极性控制时的主要关系。桥式变换器单极性工作方式在第一、第三象限时可简化为 Buck 工作方式,在第二、第四象限时为 Boost 工作方式。该变换器也可在电感电流断续情况下工作。

表 2-1 桥式直流变换器单极性控制时的主要关系

工作象限	电流 I_o 方向	电压 V_o 极性	导通开关管	PWM 工作开关管	续流管	电压关系	能量传送方向
1	+	+	Q_1	Q_1, Q_2	D_2	$V_o = D_{y1} V_{in}$	$V_{in} \rightarrow V_o$
4	+	-		Q_1, Q_2	D_2, D_3	$V_o = D_{y2} V_{in}$	$V_o \rightarrow V_{in}$
3	-	-	Q_3	Q_1, Q_2	D_1	$V_o = D_{y2} V_{in}$	$V_{in} \rightarrow V_o$
2	-	+		Q_1, Q_2	D_1, D_4	$V_o = D_{y1} V_{in}$	$V_o \rightarrow V_{in}$

注: 1. 图 2.26(a)中 V_o 接线端上端为正表示 V_o 为正极性, 电流从 V_o 正端流出的方向为 I_o 正方向。

2. Q_1, Q_2 互补 PWM 工作, 有死区时间。

三、双极性控制

若 Q_1 、 Q_4 同时开通、同时关断, Q_2 、 Q_3 也同时开通、同时关断, 但两者开关状态互补, 这就是双极性控制, 因为这时桥式直流变换器的电压 V_{AB} 没有零状态, 要么就是为 $+V_{in}$, 要么就是 $-V_{in}$, 如图 2.27 所示。

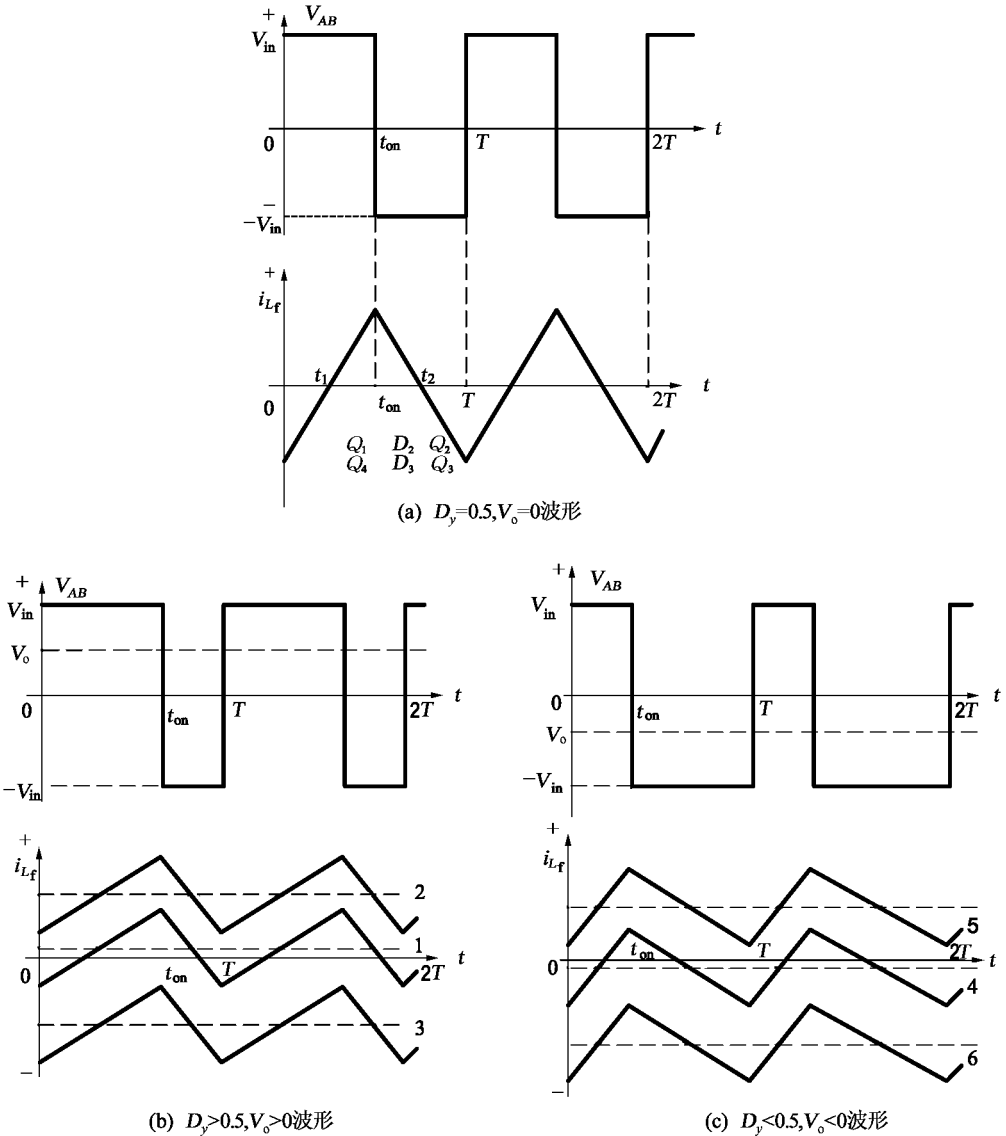


图 2.27 桥式变换器的双极性控制

在一个开关周期中 Q_1 、 Q_4 导通时间等于 Q_2 、 Q_3 导通时间, 设 D_y 为 Q_1 、 Q_4 的占空比, 即 $D_y = 0.5$ 时, V_{AB} 的平均值为零 (见图 2.27(a)), 即输出电压平均值 V_o 为零。但电感电流的瞬时值不为零, 在 Q_1 、 Q_4 导通时, i_{L_f} 增加, $L_f \frac{di_{L_f}}{dt} = V_{in} - V_o = V_{in}$; Q_1 、 Q_4 截止后, i_{L_f} 通过二极管 D_2 、 D_3 续流, 电流下降, $L_f \frac{di_{L_f}}{dt} = -V_{in}$; $t = t_2$ 时, $i_{L_f} = 0$, 此后因 Q_2 、 Q_3 已开通, 故 i_{L_f}

反向增加,直到 $t = T$ 时 i_{L_f} 达负最大值, Q_2 、 Q_3 截止。 i_{L_f} 是一个等腰三角形,平均值 $I_{L_f} = 0$ 。因为 Q_1 、 Q_4 和 Q_2 、 Q_3 开通前,是其反并联的二极管 D_1 、 D_4 和 D_2 、 D_3 续流,故开关管为 ZVS 开通。从功率转换角度讨论,在 $t = t_1 \sim t_{on}$ 期间, $V_{AB} = +V_{in}$, $i_{L_f} > 0$, 电源 V_{in} 能量转为贮于电感 L_f 的磁能;在 $t = t_{on} \sim t_2$ 期间, $V_{AB} = -V_{in}$, 存储于电感 L_f 的能量返回电源;另两个 $T/4$ 期间情况相同,故平均输出功率为零。

图 2.27(b) 是 $D_y > 0.5$, 即 Q_1 、 Q_4 导通时间大于 Q_2 、 Q_3 导通时间的情形,此时 V_{AB} 平均值大于零,故输出电压 $V_o > 0$ 。电感电流波形见图下部曲线,按电感电流平均值 I_{L_f} 来分有两类,一是 $I_{L_f} > 0$, 如图中的曲线 1 和 2;另一类是 $I_{L_f} < 0$, 如曲线 3。 $I_{L_f} > 0$, $V_o > 0$, 表示桥式变换器的能量从电源 V_{in} 向负载侧 V_o 传输;而 $V_o > 0$, $I_{L_f} < 0$, 则能量从负载侧 V_o 向电源侧 V_{in} 传输。对于曲线 2,在 $t = 0 \sim t_{on}$ 期间, Q_1 、 Q_4 导通, i_{L_f} 增加, $L_f \frac{di_{L_f}}{dt} = V_{in} - V_o$, 在 $t = t_{on}$ 时 $i_{L_f} = i_{L_{fmax}}$, 此后 Q_1 、 Q_4 截止, D_2 、 D_3 续流, i_{L_f} 减小, $L_f \frac{di_{L_f}}{dt} = V_{in} + V_o$, 贮于电感的磁能向电源和负载转移,整个周期中负载侧都是获得能量的,电源 V_{in} 仅在 $0 \sim t_{on}$ 期间输出功率,在 $t_{on} \sim T$ 期间部分电感贮能返回电源。

V_o 电压极性不变, I_o 方向改变,则能量从 V_o 方向向 V_{in} 传输,电感电流 i_{L_f} 波形如图 2.27(b) 的曲线 3 所示。在 $t = t_{on} \sim T$ 期间, Q_2 、 Q_3 导通,在 V_o 和 V_{in} 共同作用下 i_{L_f} 反向增长, $L_f \frac{di_{L_f}}{dt} = V_o + V_{in}$, $t = T$ 时 $i_{L_f} = -i_{L_{fmax}}$; 此后 Q_2 、 Q_3 截止, Q_1 、 Q_4 导通,实际上是 D_1 、 D_4 续流,电源 V_o 和电感 L_f 能量向 V_{in} 馈送, i_{L_f} 下降, $L_f \frac{di_{L_f}}{dt} = V_{in} - V_o$, 并在 $t = T + t_{on}$ 时降到最小值。

图 2.27(c) 是 $D_y < 0.5$ 时桥式直流变换器的工作波形,这时 V_o 极性变负。从能量传递方向来看,可从 V_{in} 向 V_o 方向传输,如图中曲线 4 和曲线 6 所示;也可反向传递,如图中曲线 5 所示。

双极性控制时, $D_y = 0.5$, $V_o = 0$; $D_y = 1.0$, $V_o = +V_{in}$; $D_y = 0$, $V_o = -V_{in}$, 即 V_o 和 V_{in} 的关系与(2.123)式相同:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = 2D_y - 1$$

四、直流电动机的四象限运行

桥式直流变换器广泛用于直流电动机转速控制系统,电枢接于变换器的 AB 端,可方便地实现电机的四象限运行,即第一象限电机正转电动运行,第二象限是正转制动运行,第三象限是反转电动运行,第四象限是反转制动运行。在第一和第三象限工作时,电源能量通过电机转为机械能带动工作机械,在第二和第四象限时机械系统的能量经电机转为电能返回电源。电能的双向流动显著地提高了系统的性能。双极性控制在 $V_o = 0$ 时,电枢电流平均值为零但瞬时值不等于零,使电机转子处于微抖动状态,有助于减小干摩擦引起的控制死区,制动时具有反接制动工作方式,有助于扩大制动转速范围。

五、电压双向直流变换器

图 2.28(a) 是图 2.26(a) 桥式直流变换器主电路的简化,为电压双向直流变换器,变换器的电流方向不能改变,输出电压极性可变,用于提升货物的直流电动机驱动系统中。

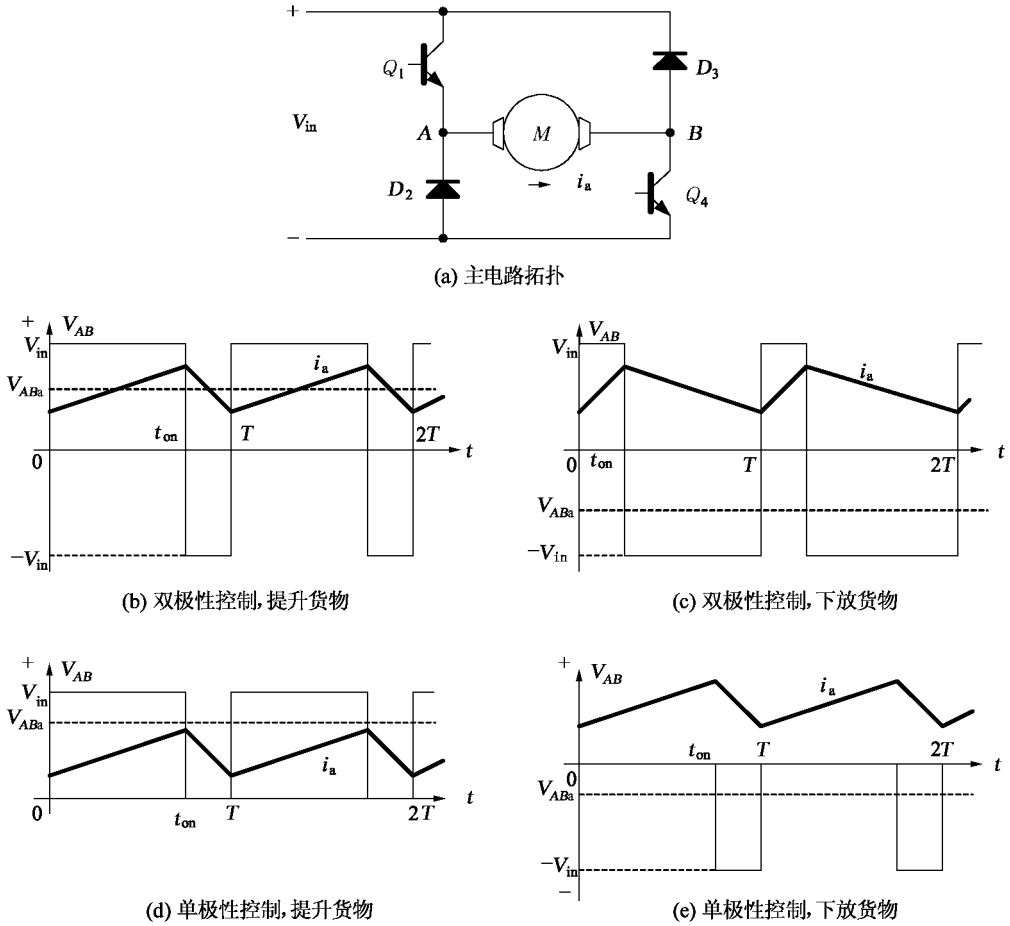


图 2.28 电压双向直流变换器

该变换器有两种控制方式：双极性控制和单极性控制。图 2.28(b)是双极性控制时提升货物工作状态。在 $t = 0 \sim t_{on}$ 期间, Q_1 、 Q_4 导通, 电源电流经 Q_1 、电动机电枢 M 、 Q_4 回到电源, 电枢电流 i_a 增加, $L_a \frac{di_a}{dt} = V_{in} - E$ (式中, L_a 为电机电枢绕组电感, $E = C_e \Phi n$ 为电动机反电势, C_e 是电势常数, Φ 电机气隙磁通, n 电机转速)。 $t = t_{on}$ 时, i_a 达最大值, Q_1 、 Q_4 截止, 电流 i_a 通过 D_2 、 D_3 回到电源, i_a 下降, $L_a \frac{di_a}{dt} = V_{in} + E$ 。 $t = T$ 时, i_a 达最小值, 此后, Q_1 、 Q_4 又导通, 转入下一个开关周期。加于电机电枢的电压平均值 $V_{ABa} = (2D_y - 1)V_{in}$, 由电压平衡方程 $V_{ABa} = E + I_a r_a$ (式中, I_a 为电枢电流平均值, r_a 为电枢绕组电阻), 得电动机转速 $n = \frac{V_{ABa} - I_a r_a}{C_e \Phi}$ 。通常, 电动机电枢电阻 r_a 较小, 忽略 $I_a r_a$ 项, 则 $n = \frac{(2D_y - 1)V_{in}}{C_e \Phi}$ 。提升货物时, 电机正转, 占空比 $D_y > 0.5$, 电动机转速和电源电压 V_{in} 、占空比 D_y 成正比, $D_y = 1$ 时 $n = n_{max} = V_{in} / (C_e \Phi)$, $D_y = 0.5$ 时 $n = 0$ 。

图 2.28(c)是双极性控制放下货物时的电压 V_{AB} 和电流 i_a 波形。这时, 电机反转, 反电势极性反向, 右正左负, 变换器必须输出反向电压 V_{ABa} 与电动势平衡, 为使 V_{ABa} 为负, $D_y <$

0.5。在 $t = 0 \sim t_{\text{on}}$ 期间, Q_1 、 Q_4 导通, V_{in} 和 E 共同作用使 i_a 增加, $L_a \frac{di_a}{dt} = V_{\text{in}} + E$ 。在 $t = t_{\text{on}}$

时, $i_a = i_{\text{amax}}$, Q_1 、 Q_4 截止, D_2 、 D_3 续流, i_a 下降, $L_a \frac{di_a}{dt} = V_{\text{in}} - E$ 。 $t = T$ 时, $i_a = i_{\text{amin}}$, 之后,

Q_1 、 Q_4 又导通, 转入下一开关周期。由此可见, 在 $t = 0 \sim t_{\text{on}}$ 期间, 电机工作于反接制动状态, 电源电压 V_{in} 和电动机反电势 E 共同作用使 i_a 快速上升, 上升速度和电动机转速相关, 转速高, 电势大, i_a 上升快; 在 $t_{\text{on}} \sim T$ 期间为再生制动阶段, 电机和货物的机械能和位能转为电能后返回电源。

图 2.28(d)和(e)是单极性控制时电机提升和下放货物的工作波形。在提升货物的电动机工作状态时, 电机正转, Q_1 一直导通, Q_1 PWM 工作, 故在 $t = 0 \sim t_{\text{on}}$ 期间, $V_{AB} = V_{\text{in}}$, i_a 增加; 在 $t = t_{\text{on}} \sim T$ 期间, Q_1 截止, Q_4 、 D_2 构成续流回路, $V_{AB} = 0$, i_a 在反电势作用下下降。货物下降时, 电机反转, Q_4 关断, 在 $t = 0 \sim t_{\text{on}}$ 期间, Q_1 、 D_3 导通, i_a 在反电势作用下增加; 在 $t = t_{\text{on}} \sim T$ 期间, Q_1 截止, D_2 、 D_3 续流, $V_{AB} = -V_{\text{in}}$, i_a 下降。由于电动机反电势 E 和转速成正比, 在低速时, 反电势小, i_a 受到限制, 制动转矩下降。由此可见, 制动工作时采用双极性控制优于单极性控制。

小结

本章先讨论了 6 种不隔离的单管直流变换器的主电路拓扑、控制方式、工作原理、基本关系和特性。Buck、Boost、Buck/Boost、Cuk、Zeta 和 Sepic 6 种直流变换器因为只有一个可控的开关器件, 因此都有电流连续和断续两种工作方式。Buck、Boost 和 Buck/Boost 3 种变换器的电流连续和断续工作是指电感电流在开关管关断后是否有一段时间内为零, 如不为零则为电流连续工作方式, 如为零则为断续工作方式。Cuk、Zeta 和 Sepic 变换器因有两个电感, 故按开关管关断后流过二极管电流是否有一段时间为零来区分电流连续和断续工作方式。电流连续和断续工作方式不仅对输出电压和输入电压的比有影响, 而且对开关器件的工作也有重要影响。

Cuk、Zeta 和 Sepic 3 种直流变换器是在 Buck、Boost 和 Buck/Boost 基础上派生出来的, 它们的共同特点是输出电压可低于、等于或高于输入电压, 与 Buck/Boost 比较, 它们的输出电流或输入电流脉动显著减小, 从而可节省输入或输出无源滤波器。

以上 6 种单管直流变换器只能将能量从电源侧向负载侧馈送, 不能反向传递能量。在单管直流变换器的开关管 Q 上反并二极管, 在二极管 D 上反并开关管, 就可构成双向直流变换器, 共有 4 种, 即 Bi Buck-Boost、Bi Buck/Boost、Bi Cuk 和 Bi Zeta-Sepic, 这 4 种双向直流变换器均有两只开关管, 当它们 PWM 工作且互补导通时, 不再出现电流断续工作方式, 于是输出电压和输入电压间关系和单管直流变换器的电流连续工作的关系相同。在能量正向或反向传递时, 变换器的电压关系不变, 因而可以平稳地实现能量传输方向的转换。双向直流变换器有电流过零和不过零两种工作方式, 电流过零方式可实现开关管的 ZVS 开通和消除二极管的反向恢复电流, 电流过零工作方式在传输电流相同时通过功率器件的电流峰值较大, 导致通态损耗的加大。

Bi Buck-Boost、Bi Buck/Boost、Bi Cuk 和 Bi Zeta/Sepic 都是电流双向直流变换器, 即它

们实现能量双向传递是靠电流的双向流动实现的,输出电压的极性不能改变,从而限制了其应用范围。两个双向直流变换器的组合可构成四象限直流变换器,它的电流方向可正可负,输出电压的极性也可变。本章讨论了由两个 Bi Buck-Boost 变换器构成的不隔离四象限直流变换器的构成方法、工作原理、基本关系和主要特性,也讨论了由两个 Bi Buck/Boost、两个 Bi Cuk 和两个 Bi Zeta/Sepic 构成的四象限直流变换器,后 3 种四象限直流变换器的输出电压可低于、等于或高于输入电压。

常用的桥式直流变换器实际上是由四象限 Buck-Boost 变换器推演得到,故其输出电压小于输入电压。它有两种控制方式:双极性控制和单极性控制。双极性控制方式桥臂输出电压 V_{AB} 没有零状态,单极性控制时有零状态。桥式变换器也可采用移相控制,移相控制属于单极性控制,有零状态。

本章参考文献

- 1 Claudio Mandel da Cunha Duarte. A new family of ZVS-PWM active clamping dc-dc boost converters: analysis, design and experimentation. IEEE Trans. PE, 12(5):824 - 831, 1997
- 2 Claudio Mandel da Cunha Duarte. A new ZVS-PWM active clamping high power factor rectifier: analysis, design and experimentation. Proc of APEC'98, 230 - 236
- 3 Milan M. Jovanovic. A technique for reducing rectifier reverse recovery related losses in high voltage power boost converters. Proc of APEC'97, 1000 - 1007
- 4 赖向东,关保芳.一种新型有源钳位 dc-dc 变换电路. 电力电子技术,2000(2):28~29
- 5 陈刚. 软开关双向 dc-dc 变换器的研究:[博士论文]. 杭州:浙江大学,2001
- 6 姚中. 磁放大器及尖峰抑制铁心在开关电源线路中的应用. 电源技术学报,2002,1(2),152~156
- 7 Tsacumangos N J. The implementation of FET four quadrant Cuk converter. Proc of Powercon II, 1984,F - 3,1 - 12
- 8 Hsu C Y. Stability analysis of a switched mode inverter using Cuk converters. PESC'94,785 - 795
- 9 Caricchi F, Crescimbin F, Napoli A D. 20kW water cooled prototype of a buck-boost bi-directional dc-dc converter topology for electrical vehicle motor drives. APEC'95, 887 - 892
- 10 Caricchi F, Crescimbin F, Capponi F G. Study of bidirectional buck-boost converter topologies for application in electrical vehicle motor drivers. APEC'98,287 - 293
- 11 林渭勋. 电力电子电路基础. 北京:机械工业出版社,1990

第3章/有隔离的双向直流变换器

3.1 概述

有隔离的直流变换器是在不隔离直流变换器中插入变压器得到的。变压器利用磁耦合实现具有电气绝缘的电能变换,由于变压器原边和副边线圈的匝比可以设计,合理选取匝比可以使变换器在较好的条件下工作,获得高的(如数十万伏)或很低(如1V左右)输出电压,多绕组变压器的应用实现了直流变换器的多输出,可以输出多路不同或多路相同电压的电。

单管不隔离直流变换器也有相应的隔离形式。不隔离的Buck变换器中插入变压器构成正激式直流变换器(Forward)。Buck/Boost的电感用耦合电感代替构成反激式直流变换器(Flyback)。Cuk的能量传输电容 C_1 分成串联的两个电容后在其中间插入变压器构成隔离型Cuk直流变换器。用和构成隔离Cuk相同的方法可得到隔离的Zeta变换器。Sepic和Cuk一样,可在能量传输电容间引入隔离变压器。由此可见,隔离型直流变换器有两种隔离结构,一种是变压器,另一种是耦合电感。理想变压器是不存储磁能的磁性元件,理想耦合电感是能贮存磁能且耦合系数为1的磁元件。实际变压器因铁心不理想,需要一定的磁化电流,且线圈具有漏磁。实际耦合电感因有漏磁,故耦合系数小于1,为隔离变换器带来了漏磁能量处理问题。

双管隔离直流变换器有推挽和半桥两种,它们实际上是两个正激变换器的组合。有的文献中将双管反激和双管正激直流变换器也归入这一类中。桥式直流变换器是典型的四管隔离直流变换器。

隔离双向直流变换器是在不隔离双向直流变换器中插入隔离变压器构成的,也可由隔离单向直流变换器推得。最简单的隔离双向直流变换器是双管结构,如双向反激变换器(Bi Flyback)、双向库克变换器(Bi Cuk)和双向瑞泰—赛皮克变换器(Bi Zeta-Sepic)。双向正激变换器(Bi Forward)需要三个开关管。双向推挽(Bi Push-pull)和双向半桥变换器(Bi half bridge)则是四管结构。双向桥式直流变换器(Bi full bridge)则为八管结构。

3.2 双向反激直流变换器

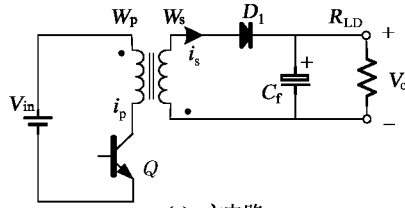
3.2.1 反激式直流变换器

一、主电路拓扑和控制方式

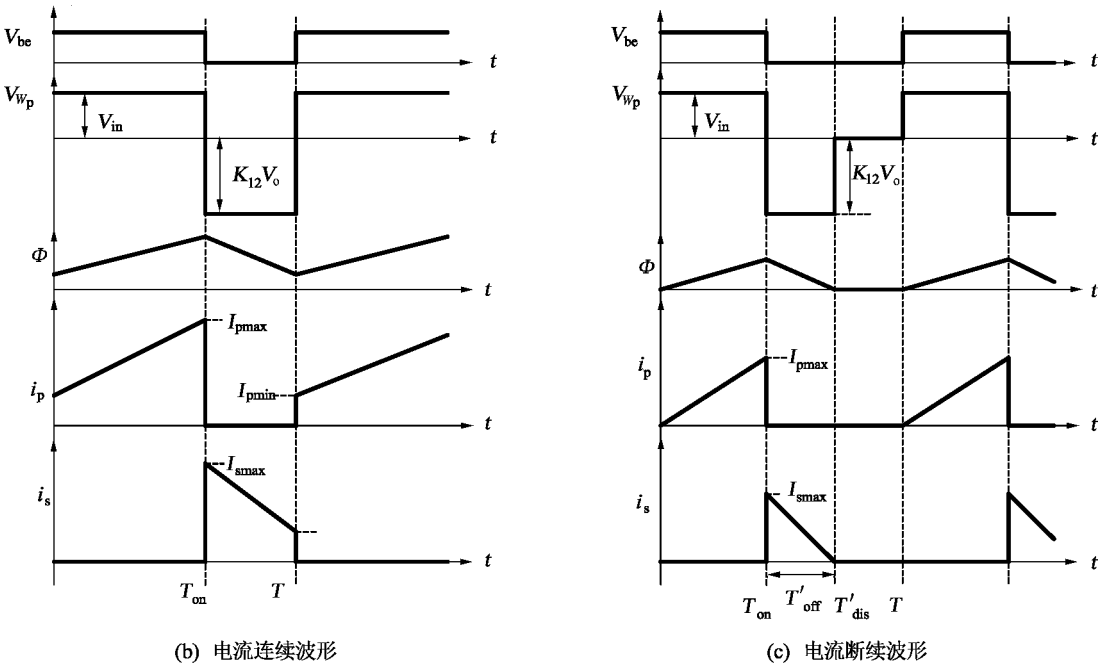
反激式直流变换器由Buck/Boost变换器演变而成,是最简单的隔离型直流变换器,主

双向直流变换器

电路由 4 个元器件构成,见图 3.1(a)。Flyback 的变压器实际上是耦合电感,变压器用普通导磁材料的铁心时必须要有气隙,以保证在最大负载电流时铁心不饱和;也可采用铁粉芯磁芯,这是一种金属软磁粉末被绝缘体包围后形成的具有分散气隙的磁芯,常用的铁粉芯材料有 80 Ni Fe 系、Fe 基和 FeSiAl 基等 3 种;也可用铁镍合金恒导磁钢带(如 1J 50 h)作磁芯。



(a) 主电路



(b) 电流连续波形

(c) 电流断续波形

图 3.1 Flyback 变换器的主电路及其主要波形

Flyback 由于电路简洁,所用元器件少,适合于多路输出和高电压的场合使用。

Flyback 和 Buck/Boost 一样,开关管为 PWM 工作,也有电流连续和断续两种工作方式,电流连续工作是指开关管 Q 关断后变压器副边线圈的电流不降为零的工作方式,电流断续是指在下一次开关管开通前副边线圈的电流已降为零的工作方式。电流连续时变换器有两种开关模态,即 Q 导通和 Q 关断模态,电流断续时还有一种开关管和二极管电流都为零的模态,它的等效电路如图 3.2 所示。

二、电流连续工作原理

在讨论之前先作以下假说:① 开关管和二极管为理想器件,开通关断过程时间均为零,关断时没有漏电流,导通时没有管压降;② 变压器为理想耦合电感,原边匝数为 N_p ,副边匝数为 N_s ,耦合系数为 1,无漏磁,用“·”表示线圈的始端或末端;③ 输出滤波电容 C_f 为理想电容,无损耗,无等效串联电阻。

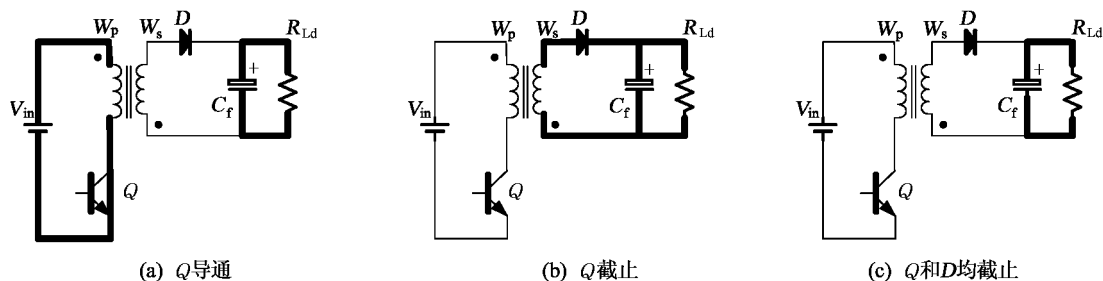


图 3.2 不同开关模式的等效电路

电流连续工作时,开关模式 1 对应时间 $0 \sim t_{on}$,此时 Q 导通, D 截止;开关模式 2 对应于时间 $t_{on} \sim T$,此时 Q 截止, D 续流。主要工作波形见图 3.1(b)。

Q 导通,电源电压 V_{in} 加于变压器原边,铁心磁化,磁通 Φ 和原边电流 i_p 增加,原边线圈感应电势 e_{W_p} “·”端为正,副边线圈 W_s 感应电势 e_{W_s} 也是“·”端正,使二极管 D 反偏截止,故副边线圈没有电流,负载电流由电容 C_f 储能供给。

$$W_p \frac{d\Phi}{dt} = \frac{d\psi}{dt} = L_p \frac{di_p}{dt} = V_{in}$$

$$e_{W_s} = \frac{W_s}{W_p} e_{W_p} = \frac{W_s}{W_p} V_{in} = \frac{V_{in}}{K_{12}}$$

$$C_f \frac{dV_o}{dt} = I_{LD}$$

$$I_{LD} = \frac{V_o}{R_{LD}}$$

式中, W_p 、 W_s 为变压器原、副边匝数; $\psi = W_p \Phi$ 为匝链原边线圈 W_p 的磁链, Φ 为铁心磁通。在铁心未饱和时, $\psi = L_p i_p$, L_p 为原边线圈 W_p 的电感, i_p 是原边线圈的电流; V_o 为 Flyback 的输出电压, I_{LD} 为负载电流, R_{LD} 为负载电阻。 Q 导通时,在电源电压 V_{in} 作用下铁心磁通增加,原边线圈电流 i_p 也相应增加。 $t = t_{on}$ 时,铁心磁通 Φ 达最大值 Φ_{max} ,电流 i_p 也达到最大值 i_{pmax} , Q 关断,转入开关模式 2。

$t = t_{on}$ 后, Q 关断, i_p 和 Φ 下降,原副边线圈感应电势反向,“·”端为负,副边电流 i_s 通过二极管 D 向负载供电,于是输出电压 V_o 通过 D 加到 W_s 上,非“·”端为正,铁心去磁。

$$W_s \frac{d\Phi}{dt} = L_s \frac{di_s}{dt} = V_o$$

$$i_s = C_f \frac{dV_o}{dt} + I_{LD}$$

$$e_{W_p} = \frac{W_p}{W_s} e_{W_s} = \frac{W_p}{W_s} V_o = K_{12} V_o$$

稳态时, Q 导通期间铁心磁通增加量 $\Delta\Phi_+$ 和 Q 关断期间铁心磁通减小量 $\Delta\Phi_-$ 必须相等,即 $\Delta\Phi_+ = \Delta\Phi_-$ 。设 Q 导通时间为 t_{on} ,关断时间为 t_{off} ,开关周期 $T = t_{on} + t_{off}$,开关频率

$f = \frac{1}{T}$, Q 的占空比 $D_y = t_{on}/T$, 铁心不饱和, 得

$$\begin{aligned}\Delta\Phi_+ &= \frac{V_{in}}{W_p} D_y T \\ \Delta\Phi_- &= \frac{V_o}{W_s} (1 - D_y) T \\ \frac{V_o}{V_{in}} &= \frac{W_s}{W_p} \cdot \frac{D_y}{1 - D_y}\end{aligned}\quad (3.1)$$

若 $W_s = W_p$

$$\text{则} \quad \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D_y}{1 - D_y} \quad (3.1a)$$

具有和 Buck/Boost 相同的电压关系。

开关管截止时, 承受的电压 V_Q 为电源电压 V_{in} 和原线圈感应电势 e_{W_p} 之和, 即

$$V_Q = V_{in} + e_{W_p} = \frac{V_{in}}{1 - D_y} \quad (3.2)$$

开关管导通时, 二极管 D 承受的电压 V_D 为输出电压 V_o 和副边感应电势 e_{W_s} 之和, 即

$$V_D = V_o + e_{W_s} = \frac{W_s}{W_p} \cdot \frac{V_{in}}{1 - D_y} \quad (3.3)$$

由图 3.1(b) 可知负载电流就是流过二极管 D 电流的平均值

$$I_o = \frac{1}{2} (i_{smin} + i_{smax}) (1 - D_y) \quad (3.4)$$

式中, i_{smin} 和 i_{smax} 为副线圈 (即流过二极管) 电流的最小值和最大值。由变压器原副边安匝平衡关系

$$W_p i_p = W_s i_s \quad (3.5)$$

得变压器原边电流, 即流过开关管 Q 的电流最小值 i_{Qmin} 和最大值 i_{Qmax} 为

$$i_{Qmin} = \frac{W_s}{W_p} \frac{1}{1 - D_y} I_o - \frac{V_{in}}{2L_p f} D_y \quad (3.6)$$

$$i_{Qmax} = \frac{W_s}{W_p} \frac{1}{1 - D_y} I_o + \frac{V_{in}}{2L_p f} D_y \quad (3.6a)$$

若变压器原副边电感较大, 电感电流的脉动可不计, 则 D 导通期间流过副边线圈的电流 i_s 和 Q 导通期间流过原边电流 i_p 为

$$i_s = \frac{I_o}{1 - D_y} \quad (3.7)$$

$$i_p = \frac{W_s}{W_p} \cdot \frac{I_o}{1 - D_y} \quad (3.7a)$$

由此可见,随着负载的加大,变压器原副边电流和通过开关管二极管的电流相应加大,变压器铁心磁通 Φ 的最大值也加大。要防止副边电流过大导致铁心饱和。

三、电流断续工作原理和基本关系

电流断续工作时,Flyback有3个开关模式:开关模式1,Q导通,D截止,铁心磁化;开关模式2,Q截止,D续流,铁心去磁;开关模式3,Q和D的电流均为零,铁心磁通不变。

在 $t = 0 \sim t_{\text{on}}$ 期间,为开关模式1,Q导通,电源电压 V_{in} 加在变压器原线圈,铁心磁通增加

$$W_p \frac{d\Phi}{dt} = L_p \frac{di_p}{dt} = V_{\text{in}}$$

$$C_f \frac{dV_o}{dt} = I_{\text{LD}}$$

式中, I_{LD} 为负载电流。在 $t_{\text{on}} \sim t_{\text{on}} + \Delta T$ 期间,为开关模式2,Q截止,D续流,铁心去磁,设二极管续流时间为 t'_{off} ,则

$$\Delta T = t'_{\text{off}}$$

$$W_s \frac{d\Phi}{dt} = V_o$$

$$i_D = C_f \frac{dV_o}{dt} + I_{\text{LD}}$$

在 $t = t_{\text{on}} + \Delta T$ 时,二极管电流 i_D 刚降到零。稳态时铁心磁通恢复到Q刚导通时的数值。在开关模式3期间,负载电流由电容 C_f 提供,即

$$C_f \frac{dV_o}{dt} = I_{\text{LD}}$$

稳态时,在一个开关周期 T 中,铁心磁通增加量 $\Delta\Phi_+$ 等于减小量 $\Delta\Phi_-$,有

$$\Delta\Phi_+ = \frac{V_{\text{in}}}{W_p} D_y T$$

$$\Delta\Phi_- = \frac{V_o}{W_s} \Delta T$$

故
$$\frac{V_o}{V_{\text{in}}} = \frac{W_s}{W_p} \cdot \frac{D_y T}{\Delta T} \quad (3.8)$$

又 $t = t_{\text{on}}$ 时,

$$i_p = \frac{V_{\text{in}}}{L_p} D_y T = i_{\text{pmax}}$$

$$i_s = \frac{W_p i_p}{W_s} = \frac{W_p}{W_s} \cdot \frac{V_{\text{in}}}{L_p} D_y T = i_{\text{smax}}$$

$$I_o = \frac{1}{2} i_{\text{smax}} \cdot \frac{\Delta T}{T} = \frac{1}{2} \frac{W_p}{W_s} \cdot \frac{V_{\text{in}}}{L_p} D_y \cdot \Delta T$$

代入(3.8)式,得

$$V_o = \frac{D_y^2 V_{in}^2}{2I_o L_p f} \quad (3.9)$$

上式表明, 电流断续时变换器的输出电压 V_o 与负载电流 $I_o = I_{LD}$ 成反比, 和占空比 D_y 、输入电压 V_{in} 的平方成正比。开关管上电压 V_Q 和二极管电压 V_D 均随 I_o 减小而增加

$$V_Q = V_{in} + e_{W_p} = V_{in} + \frac{W_p}{W_s} V_o = V_{in} + \frac{W_p}{W_s} \cdot \frac{D_y^2 V_{in}^2}{2I_o L_p f} \quad (3.10)$$

$$V_D = V_o + e_{W_s} = \frac{D_y^2 V_{in}^2}{2I_o L_p f} + \frac{W_s}{W_p} V_{in} \quad (3.11)$$

电感电流连续工作时, 由(3.1)式可见, 输出电压 V_o 仅与输入电压 V_{in} 和占空比 D_y 有关, 与负载电流 I_o 大小无关; 电流断续工作时, 由(3.9)式可知, V_o 是 V_{in} 、 I_o 和 D_y 的非线性函数, 不论是 V_{in} 改变还是负载 I_o 变化, 都必须调节占空比 D_y , 才能保持 V_o 不变。

在相同的电源电压、输出电压和负载电流下, 为了在不连续区工作, Flyback 的变压器原副边电感都比电流连续工作时小, 变压器的体积重量显著减小。但电流断续工作时, 变压器铁心磁通变化量和原副边绕组电流变化量大幅度增加, 铁心损耗加大; 电流的平均值和有效值之比减小, 导线损耗和器件通态损耗加大。开关管的开通条件改善, 通过开关管的电流从零增大, 二极管没有反向恢复电流。变换器的小信号传递函数也从电流连续时的二阶结构转为一阶惯性环节。应按设计要求合理选取电流连续或断续工作方式, 或是在小负载时选用断续工作方式, 大负载时成为连续工作方式。

四、电流连续和断续工作的边界

设 I_{oG} 为临界连续工作时变换器的输出电流, 即负载电流, 故

$$I_{oG} = \frac{1}{2} i_{Dmax} = \frac{1}{2} \frac{V_o}{L_s} (1 - D_y) T = \frac{V_o}{2L_s f} (1 - D_y) \quad (3.12)$$

式中 i_{Dmax} —— 开关管刚关断时通过二极管的电流;

L_s —— 变压器副边绕组的电感。

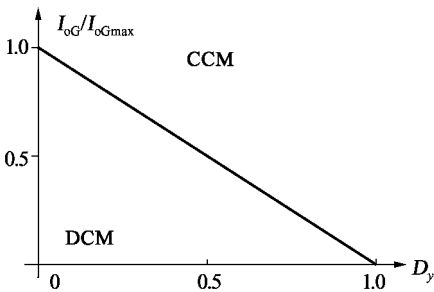


图 3.3 Flyback 变换器的电流连续与断续边界

因 Flyback 变换器通常仅作电源使用, 输出电压 V_o 为常数, 故在 $D_y = 0$ 时, 临界负载电流 I_{oG} 达最大值 I_{oGmax} , 即

$$I_{oGmax} = \frac{V_o}{2L_s f} \quad (3.13)$$

故 $I_{oG} = I_{oGmax} (1 - D_y)$ (3.14)

(3.14) 式表示临界负载电流的边界, 是一条直线, $D_y = 0, I_{oG} = I_{oGmax}$; $D_y = 1, I_{oG} = 0$ 见图 3.3。图右上方为电流连续工作区, 左下方为断续工作区。

五、电流断续时 Flyback 的输出功率

临界电流连续和断续工作时, 每个开关周期, Q 开通时从电源吸收的能量在 Q 关断后通过二极管 D 送到负载, Q 开通时贮于变压器原边线圈中的能量 E 为

$$E = \frac{1}{2} L_p i_{p\max}^2$$

$$i_{p\max} = \frac{V_{in}}{L_p} D_y T$$

将 $i_{p\max}$ 代入上式,得

$$E = \frac{V_{in}^2 D_y^2}{2L_p f^2}$$

变换器的输出功率 P_o 为

$$P_o = Ef = \frac{V_{in}^2 D_y^2}{2fL_p} \quad (3.15)$$

由(3.15)式可见,在电源电压 V_{in} 较低时,变换器的输出功率与开关频率 f 和原边线圈的电感 L_p 成反比,为了便于生产,电感 L_p 不宜太小,以免电感受结构和工艺过程的太多影响。为了增大输出功率,只能降低开关频率 f ,导致变压器体积、重量的加大。

六、占空比和匝比 W_s/W_p 的选择

在输出功率 $P_o = V_o I_o$ 一定时让开关管 Q 的电应力最小是选取占空比与匝比的出发点。电流连续时,由(3.1)式和(3.7a)式,得

$$V_o I_o = V_{in} i_p D_y$$

开关管的电压 V_Q 由(3.2)式决定

$$V_Q = \frac{V_{in}}{1 - D_y}$$

可见, $V_o I_o$ 一定时,占空比小,开关管承受电压 V_Q 较低,但通过它的电流 i_p 则较大;反之,若占空比取得比 0.5 大得多,尽管此时 i_p 小了,但 V_Q 显著增大,故 Flyback 变换器开关管的占空比选在 0.5 左右较合理。占空比选定后,由输出与输入电压关系式(3.1)即可确定变压器原副边线圈的匝比 W_s/W_p 。

七、Flyback 的钳位与吸收电路

Flyback 变压器是耦合电感,在开关管 Q 开通时原边线圈贮能, Q 关断后线圈贮能使它的结电容充电,开关管两端电压升高,仅当其电压大于电源电压 V_{in} 后,线圈感应电势的极性才变为“·”端为负,二极管导通,原边能量转移到副边,但因线圈有漏磁,漏磁能量不可能转移到副边,从而使开关管电压进一步升高,必须在 Flyback 的变压器原边接钳位电路,以限制开关管电压最大值。常用的钳位电路有齐纳管钳位、RCD 钳位和有源钳位,也有采用缓冲电路来限制开关管上电压的应力。图 3.4 是有钳位电路的 Flyback 变换器主电路原理图。

齐纳管钳位电路是最简单的。齐纳管的特点是在外加电压小于齐纳电压时处于截止状态,大于齐纳电压后保持在齐纳电压上。通常选取齐纳电压 $V_{ZD} = 1.5e_{w_p}$ (式中 e_{w_p} 是 Q 关断时副边在原边线圈中感应的电势),使 V_{ZD} 高于 e_{w_p} 的目的是减少原边线圈有效贮能在 ZD

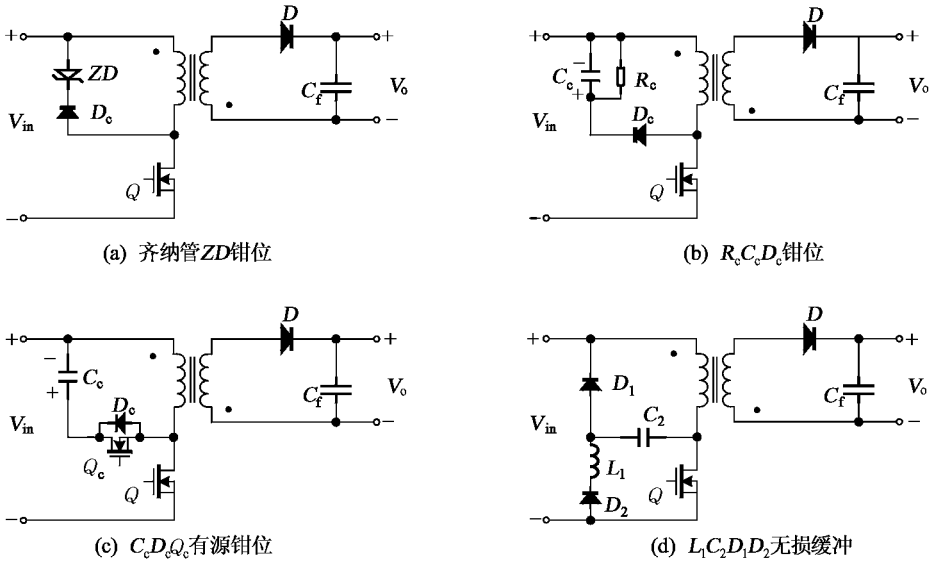


图 3.4 Flyback 变换器的钳位和缓冲电路

上的消耗,使 ZD 仅消耗掉原边线圈的漏磁能量。同样, RCD 钳位电路电容 C_c 上的电压也宜选在 $1.5e_{w_p}$ 左右, C_c 用于在 Q 关断时吸收原边漏磁能量,并在电阻 R_c 上消耗掉,因此 Q 关断时 C_c 上电压增大, Q 导通时减小。负载大,原边电流 i_p 也大,漏磁能量大,则 C_c 平均电压升高,负载小 C_c 平均电压降低。调整 R_c 大小即可调节 C_c 电压的平均值。

图 3.4(c)是有源钳位电路,钳位管 Q_c 和开关管 Q 互补工作,中间有死区时间以防止同时导通。 Q 导通时, D_c 反偏截止,钳位电容 C_c 不放电也不充电,保持钳位电压 V_c 不变; Q 关断后,原边线圈磁能给 Q 的结电容充电,充电电压达到 $V_{in} + V_c$ 时二极管 D_c 导通,将 V_Q 钳位, $V_Q = V_{in} + V_c$, V_c 的平均值取决于反射电压 e_{w_p} ,即 $V_c = e_{w_p} = \frac{W_p}{W_s} V_o$ 。在 Q 关断初期,原边线圈的部分能量向电容馈送,电容 C_c 充电,充电电流逐渐减小到零,由于 Q_c 已开通,故 C_c 通过 Q_c 和 W_p 放电,原边线圈 W_p 的电流反向,在 Q 开通前关断 Q_c ,原边线圈的电感与 Q 的结电容谐振,抽走开关管的电荷,实现 Q 的 ZVS 开通。 Q_c 是在 D_c 有电流的情况下开通的,也为 ZVS 开通,其关断借助于本身结电容缓冲。Flyback 的有源钳位电路因钳位电压低,不仅原边线圈的漏磁能量进入钳位电容,也有一部分耦合能量进入 C_c ,形成较大的环流。

钳位电路与缓冲电路的主要区别是钳位电路电容平均电压保持在某一个数值上,缓冲电路电容电压则是变化的。图 3.4(d)是 Flyback 的一种无损缓冲电路。设开关管 Q 导通后期, C_2 充电状态为左正右负,电压为 V_{in} 。 Q 关断时,原边电流 i_p 经 C_2 和 D_1 流动, C_2 放电, V_Q 增加,实现关断缓冲,同时漏感能量继续给 C_2 充电,使 V_{C_2} 为左负右正。若 $V_{C_2} > V_{in} + \frac{W_p}{W_s} V_o$,则 C_2 将通过 D_2 、 L_1 和原边线圈向电源放电,直到 $V_{C_2} = V_{in} + \frac{W_p}{W_s} V_o$ 。若 Flyback 在电流断续工作状态,当二极管 D 的电流降为零后, $e_{w_p} = 0$, V_{C_2} 则等于 V_{in} 。开关管 Q 再次导通时, C_2 通过 QD_2L_1 振荡放电, C_2 上电压又回到左正右负,并保持 $V_{C_2} = V_{in}$,直到 Q 再次关断。由此可见,缓冲电路电容电压在一个开关周期内交替变化,改善开关管 Q 的关断条件和吸收原边线圈的漏感能量。上述缓冲电路在开关管 Q 刚开通时,开关管除流过原边线圈电

流 i_p 外,还要流过 $C_2 L_1$ 的振荡放电电流。

八、双管反激直流变换器

单管 Flyback 占空比 D_y 等于 0.5 时,在开关管关断时承受的电压为电源电压 V_{in} 的 1 倍,尽管可以借降低 D_y 来减小开关管的电压应力,但由此降低了器件的利用率。在电源电压较高的场合,可采用图 3.5 所示的双管 Flyback 直流变换器。开关管 Q_1 、 Q_2 同时开通、同时关断, Q_1 、 Q_2 开通时变压器原边电流 i_p 增长, Q_1 、 Q_2 关断后原边漏感能量通过二极管 D_1 、 D_2 返回电源,二极管 D 导通原边贮能转移到副边给电容充电和供电给负载。由于 Q_1 、 Q_2 关断时 D_1 、 D_2 导通,故 Q_1 、 Q_2 上的电压等于电源电压 V_{in} ,为

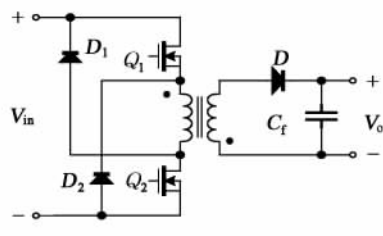


图 3.5 双管 Flyback 变换器

此要求原边线圈的感应电势 $e_{W_p} = \frac{W_p}{W_s} V_o$ 小于电源电压

V_{in} ,即 $e_{W_p} < V_{in}$,故双管 Flyback 的占空比 D_y 应小于 0.5。但是,不管 D_y 取多小,Flyback 原边漏感能量还是必须经二极管 D_1 、 D_2 返回电源,因此,减小漏磁、提高耦合系数是设计反激变压器的关键,常用的方法是原副线圈采用夹绕,也可采用铁粉芯或恒导磁合金构成的环形磁芯。环形磁芯线圈均匀绕制漏磁小,缺点是线圈绕制不方便。

3.2.2 双向反激直流变换器

一、主电路构成和控制

Bi Flyback 的主电路是在单管 Flyback 的开关管上反并二极管、在二极管上反并开关管构成,如图 3.6(a)所示。为了方便,图中将变压器铁心左侧的符号下标均用 1 表示,右侧的符号下标均用 2 表示。和不隔离的双向直流变换器一样,开关管均为 PWM 方式工作, Q_1 和 Q_2 互补导通。

Bi Flyback 有 3 种工作方式:① 能量自 V_1 向 V_2 方向传递;② 能量自 V_2 向 V_1 方向传递;③ 在一个开关周期中能量交替流动。

二、能量自 V_1 向 V_2 方向传递

图 3.6(b)是 Bi Flyback 能量自 V_1 向 V_2 方向传递时的主要波形图,该波形与单管 Flyback 电流连续工作时相同, Q_1 导通 i_p 增加, $t=t_{on}$ 时 i_{Q_1} 达 $i_{Q_{1max}}$, Q_1 断开, D_2 导通, i_{D_2} 给 C_2 充电和向负载供电。 Q_1 开通时,作用在线圈 W_1 上的电压为 V_1 ,使铁心磁化, D_2 续流时作用在 W_2 线圈上的电压为 V_2 ,因为 V_2 电压的正端加于 W_2 的非“·”端,使铁心去磁, W_2 上的电压为 V_2 时, W_1 的感应电势为 $\frac{W_1}{W_2} V_2$,也为非“·”端正。

电压 V_2 和 V_1 的关系、 Q_1 和 Q_2 上的电压和单管 Flyback 相同,见(3.1)式、(3.2)式和(3.3)式。

三、能量自 V_2 向 V_1 方向传递

图 3.6(c)是 Bi Flyback 能量从 V_2 向 V_1 方向传递的波形。因 Q_1 和 Q_2 互补导通,为了保持这个关系,图中 Q_2 是在 $t_{on} \sim T$ 期间导通的, Q_2 导通时电压 V_2 的正极作用于 W_2 的非“·”端, $V_{W_2} = V_2$, $e_{W_1} = \frac{W_1}{W_2} V_2$, i_{Q_2} 增长,铁心反向磁化,即铁心磁化方向与能量从 V_1 向 V_2 传输时

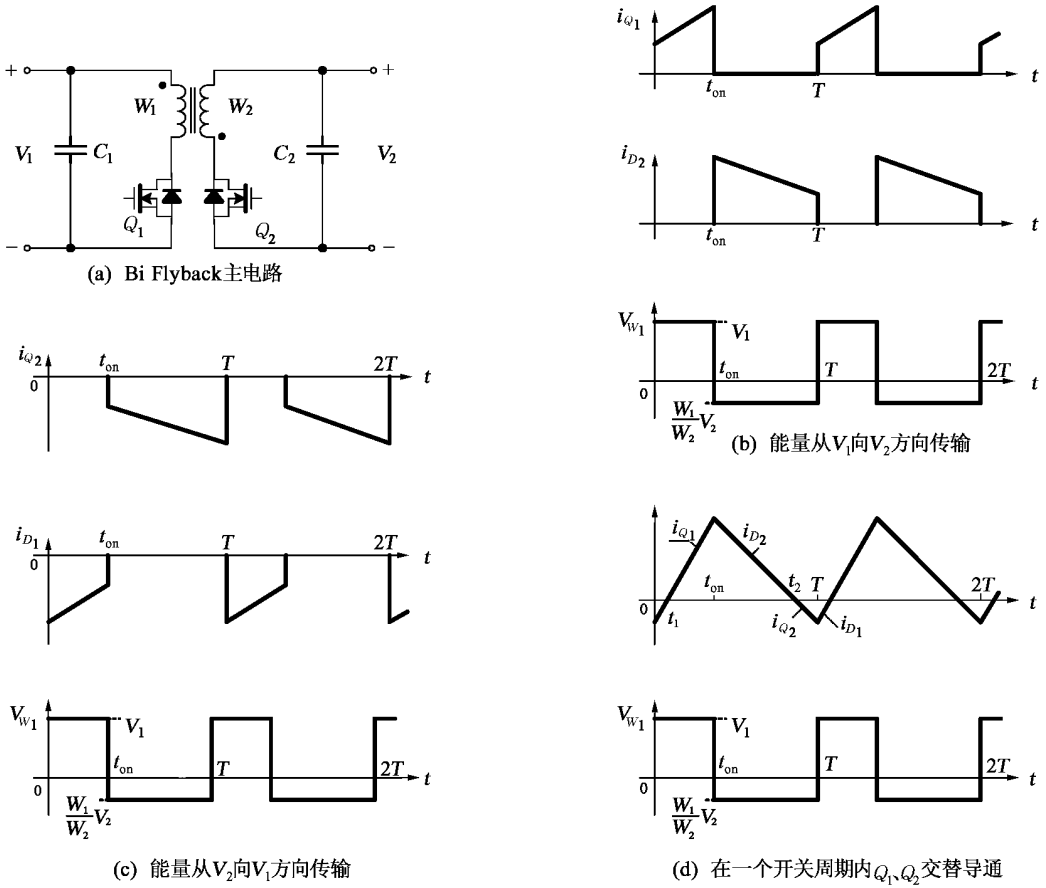


图 3.6 Bi Flyback 主电路及其波形

的去磁方向相同。 Q_2 在 $t = T$ 时截止, D_1 导通,磁贮能转为电能向 V_1 方向供电,铁心正向磁化。

四、能量交替流动工作方式

不论能量从 V_1 向 V_2 传输还是从 V_2 向 V_1 方向传输,在电压不变时,随着传输功率的减小,图 3.6(b)和 3.6(c)中电流 i_{Q_1} 或 i_{Q_2} 都将减小,当 i_{D_2} 或 i_{D_1} 的最小值降到零时,就到了 3.2 节讨论过的临界连续工作状态了。若为单管 Flyback,则输出功率进一步下降时就转入断续工作,在 Bi Flyback 中,如果在 $t = t_2$ 时 i_{D_2} 降为零,此后即形成反向电流 i_{Q_2} 、 i_{Q_2} 反向增长,直到 $t = T$ 时 Q_2 关断为止,见图 3.6(d)。因此,在 Bi Flyback 中不存在电流断续现象,仅出现电流交替变化现象,电流交替变化时作用在变压器原、副边线圈上的电压波形和电流不交替时是一样的,这表明此时输出和输入电压关系和单管 Flyback 电流连续时相同,如(3.1)式所示。同样,器件 Q_1 和 Q_2 上的电压也和(3.2)式、(3.3)式相同。

设 Q_1 的占空比为 D_{y1} ,则能量自 V_1 向 V_2 流动时

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{W_2}{W_1} \cdot \frac{D_{y1}}{1 - D_{y1}} \tag{3.16}$$

若 D_{y2} 为 Q_2 的占空比,能量自 V_2 向 V_1 方向流动时

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{W_1}{W_2} \cdot \frac{D_{y2}}{1 - D_{y2}}$$

因 Q_1 和 Q_2 互补导通, 故 $D_{y2} = 1 - D_{y1}$, 代入上式, 得 $\frac{V_2}{V_1} = \frac{W_2}{W_1} \cdot \frac{D_{y1}}{1 - D_{y1}}$, 和(3.16)式完全相同, 这表明 Bi Flyback 变换器可以平滑地实现能量双向流动。参看图 3.6(d), 图中电流波形是在 $W_1 = W_2$ 条件下画出的, 设 D_2 电流峰值为 $i_{D_{2max}}$, D_1 电流的峰值为 $i_{D_{1max}}$, 若 $|i_{D_{2max}}| > |i_{D_{1max}}|$, 则平均功率自 V_1 向 V_2 方向流动; 若 $|i_{D_{2max}}| < |i_{D_{1max}}|$, 则平均功率自 V_2 向 V_1 方向流动; 若 $|i_{D_{2max}}| = |i_{D_{1max}}|$ 则平均传输功率为零。

由图 3.6(d) 的电流波形可见, 开关管 Q_1 是在反并于它的二极管 D_1 通电时开通的, 开关管 Q_2 是在 D_2 通电时开通的, 均为 ZVS 开通。又因 Q_1 开通后 D_1 电流才降为零, Q_2 开通后 D_2 电流才降为零, 故二极管不存在反向恢复电流。交替工作方式的缺点是在传输功率相同同时通过器件电流的峰值较大, 有较大的通态损耗。

3.2.3 四象限反激变换器

第 2 章 2.3 节讨论了由两个双向 Buck/Boost 直流变换器构成的四象限 Buck/Boost 变换器, 因为 Flyback 是 Buck/Boost 的隔离形式, 所以两个相同的 Bi Flyback 变换器可构成四象限反激直流变换器, 组合的方法是两个 Bi Flyback 的原边并联, 用同一直流电源, 副边并联或串联, 主电路如图 3.7 所示。功率 MOSFET 器件有寄生的反并联二极管, 没有反向电压阻断特性, 故构成副边并联电路时要用两个 MOSFET 反向串联的结构或用 4 只二极管与 MOSFET 的组合结构, 以形成双向开关。

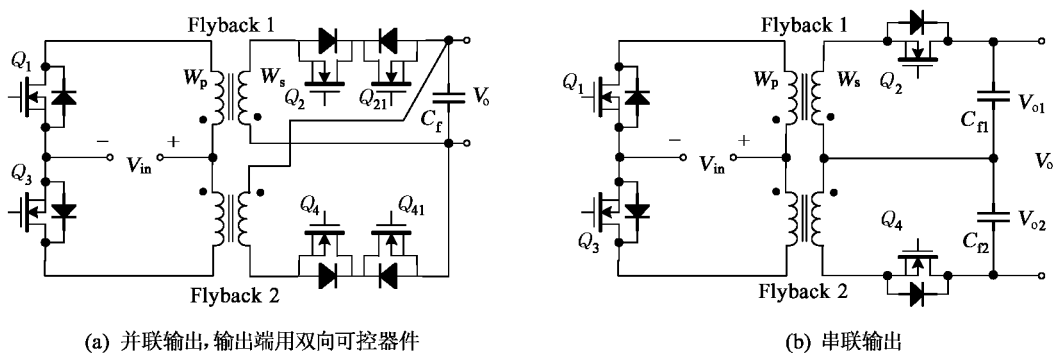


图 3.7 四象限反激变换器

一、并联输出四象限反激变换器

参见图 3.7(a), 设输出电压 V_o 上正下负为正输出, 反之为负输出。需要正输出时只要让 Flyback 1 工作。由于 Flyback 2 不工作, Q_3 、 Q_4 和 Q_{41} 都不加驱动信号, 它的原、副边都没有电流。正输出时, Flyback 1 的 Q_1 PWM 工作, Q_2 与 Q_1 互补导通, Q_{21} 一直导通, 输出电压 V_o 与(3.1)式相同, 即

$$V_o = \frac{W_s}{W_p} \cdot \frac{D_{y1}}{1 - D_{y1}} V_{in}$$

V_o 极性为上正下负。需要负输出时, Flyback 1 不工作, Q_1 、 Q_2 、 Q_{21} 不加驱动信号, Q_3 PWM 工作, Q_4 与 Q_3 互补导通, Q_{41} 一直导通, 输出电压 V_o 大小和上式相同, 电压极性为下正上负。

Q_{21} 和 Q_{41} 用于在一个 Flyback 工作时限制另一个 Flyback 副边的电流, 但 Q_2 和 Q_{21} 的串

联增加了通态损耗和控制电路复杂性,副边串联输出的 Flyback 不需要这两只管子。

二、串联输出的四象限反激变换器

由图 3.7(b), 串联输出的反激变换器输出电压 V_o 为

$$V_o = V_{o1} - V_{o2}$$

式中, V_{o1} 为 Bi Flyback 1 的输出电压, V_{o2} 为 Bi Flyback 2 的输出电压。设 D_{y1} 和 D_{y3} 分别为 Q_1 和 Q_3 的占空比, 则

$$V_{o1} = \frac{W_s}{W_p} \cdot \frac{D_{y1}}{1 - D_{y1}} V_{in}$$

$$V_{o2} = \frac{W_s}{W_p} \cdot \frac{D_{y3}}{1 - D_{y3}} V_{in}$$

若 Q_1 和 Q_3 互补导通, 即 $D_{y3} = 1 - D_{y1}$, 有

$$V_{o2} = \frac{W_s}{W_p} \cdot \frac{1 - D_{y1}}{D_{y1}} V_{in}$$

$$V_o = \frac{W_s}{W_p} \cdot \frac{2D_{y1} - 1}{D_{y1}(1 - D_{y1})} V_{in} \tag{3.17}$$

图 3.8(a) 是 V_{o1} 、 V_{o2} 和 V_o 与占空比 D_{y1} 的关系曲线 $D_{y1} = 0.5$ 时, $V_{o1} = V_{o2}$, $V_o = 0$; $D_{y1} = 0.75$ 时, $V_{o1} = 3 \frac{W_s}{W_p} V_{in}$, $V_{o2} = \frac{1}{3} \frac{W_s}{W_p} V_{in}$, 故 $V_o = 2.667 \frac{W_s}{W_p} V_{in}$; $D_{y1} = 0.25$ 时, $V_{o1} = \frac{1}{3} \frac{W_s}{W_p} V_{in}$, $V_{o2} = 3 \frac{W_s}{W_p} V_{in}$, 故 $V_o = -2.667 \frac{W_s}{W_p} V_{in}$ 。由此可见, 四象限变换器在 $D_{y1} = 0.5$ 时输出电压为零, $D_{y1} > 0.5$ 时输出正 V_o , $D_{y1} < 0.5$ 时输出为负 V_o 。

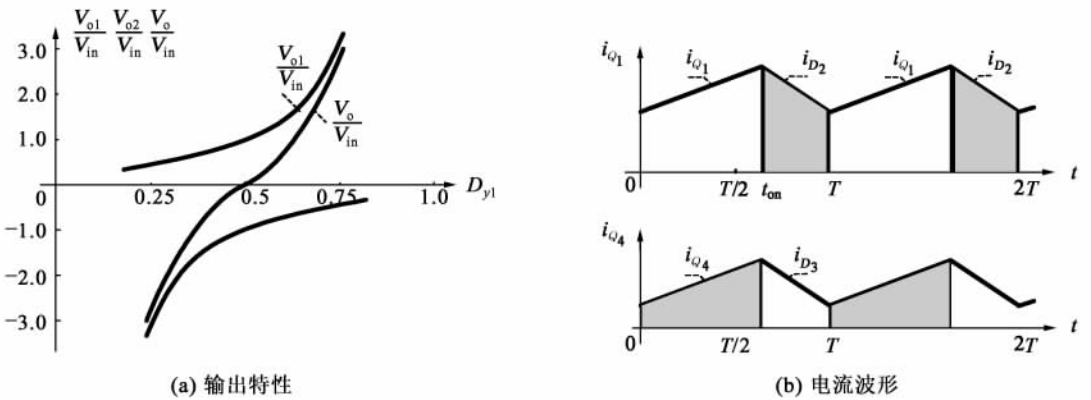


图 3.8 四象限 Flyback 变换器

观察图 3.7(b), 若变换器工作于 $V_o I_o$ 平面的第一象限, $V_o > 0$, $I_o > 0$, 即电流 I_o 从 Flyback 1 的二极管 D_2 流出, 必须从 Flyback 2 的 Q_4 流入, 即 Flyback 1 的能量从 V_{in} 向 V_{o1} 方向传输, 而 Flyback 2 的能量则从 V_{o2} 向 V_{in} 方向传输, 稳态时由 D_2 流出的电流平均值必须等于从 Q_4 流入电流的平均值, 或者说从 D_2 流出的电荷应等于从 Q_4 流入的电荷。图 3.8(b) 是假定 $W_s = W_p$ 时的电流波形, 上图是 Flyback 1 的电流波形, 下图是 Flyback 2 的电流波

形,上图中 i_{D_2} 在 $t_{on} \sim T$ 的面积和下图中 i_{Q_1} 在 $0 \sim t_{on}$ 间的面积是相同的,满足电流连续性原理。在第三象限工作时, $V_o < 0, I_o < 0$, Flyback 2 的能量从 V_{in} 向 V_o 方向传输, Flyback 1 则为反向传输。工作于第二象限时, $V_o > 0, I_o < 0$, 则 Flyback 1 的能量从 V_o 向 V_{in} 方向传输, Flyback 2 的能量从 V_{in} 向 V_o 方向传输。在第四象限工作时, $V_o < 0, I_o > 0, D_{y1} < 0.5$, Flyback 1 的能量从 V_{in} 向 V_o 方向传输, Flyback 2 则反方向传输。

上述串联输出反激变换器的控制规律是 Q_1 、 Q_4 同时导通同时关断, Q_2 、 Q_3 则与 Q_1 、 Q_4 互补导通, 输出电压 V_o 是两个 Flyback 输出电压 V_{o1} 和 V_{o2} 之差, 存在能量的循环, 效率较低。另一种控制方案是 V_o 为正时 Flyback 1 工作, I_o 可正可负; V_o 为负时仅 Flyback 2 工作, I_o 也可正可负, 为此, 应解决负载电流 I_o 的流动路径。观察图 3.7(b), 输出电压 V_o 为正时, 若 I_o 为正, 即 I_o 从 Flyback 1 的 D_2 流出, 则必须从 Q_4 流入 Flyback 2 的副边线圈才能回到 Flyback 1 的副边线圈, 因此必须使 Q_4 导通; 若 I_o 为负, I_o 从 Q_2 流入 (Q_2 此时为 PWM 工作), 经 Flyback 1 的副边线圈到 Flyback 2 的副边线圈通过 D_4 回到电源 V_o 的负端。由此可见, V_o 为正时只要让 Flyback 2 的开关管 Q_4 导通, 就能实现四象限变换器的正常工作; 反之, V_o 为负时, 只要让 Flyback 1 的开关管 Q_2 导通, 变换器也正常工作。

V_o 为正时, Flyback 1 工作, Q_4 或 D_4 导通, 流过 Flyback 2 副边线圈的电流就是负载电流 I_o , 因电容 C_{f1} 和 C_{f2} 的滤波作用, 为平滑的直流电。同样, V_o 为负时, Flyback 2 工作, Q_2 或 D_2 导通, 流过 Flyback 1 副边线圈的电流也为平滑直流电, 这时 Flyback 1 的副边线圈和 Q_2 或 D_2 成为四象限变换器输出阻抗的一部分, 造成导通损耗。这种控制方式没有循环能量, 效率较高。

三、反激式逆变器

四象限反激变换器的实现为反激式逆变器的构成创造了条件, 若电压给定信号不是直流参考电压, 而是正弦参考电压, 就可将直流电转变为正弦交流电。

由于并联输入、并联输出四象限反激变换器的输出侧要用双向可控开关, 即要用四个开关管或用八个整流管和两个开关管, 通态损耗大。因此, 并联输入、串联输出的电路方案(见图 3.7(b))是本文将讨论的方案, 它有两种控制方式: 一是两个 Flyback 同时工作输出电压 $V_o = V_{o1} - V_{o2}$ 方式, 二是两个 Flyback 交替工作方式。

1. 两个 Flyback 同时工作方式

两个 Bi Flyback 同时工作时, 开关管均为 PWM 工作, 和四象限直流变换器一样, Q_1 、 Q_4 同时导通、同时关断, Q_2 、 Q_3 与 Q_1 、 Q_4 互补导通。逆变器空载时, 见图 3.9(a), 在输出电压 V_o 的正半周, 为使输出电压自零上升, Flyback 1 工作, 能量自 V_{in} 向 V_o 方向馈送, 给电容 C_{f1} 充电, 故 Q_1 为 PWM 工作方式, D_2 通过给电容充电的电流。Flyback 2 的 Q_4 为 PWM 工作方式, 使 C_{f2} 放电, D_3 续流。当电容 C_{f1} 充电到最大值即 V_o 达到正弦波的峰值时, Flyback 1 转为 Q_2 PWM 工作, D_1 续流, 电容 C_{f1} 能量返回直流电源, Flyback 2 的 Q_3 PWM 工作, D_4 续流, V_o 下降。此后, Flyback 1 和 Flyback 2 继续工作, C_{f1} 继续放电, C_{f2} 继续充电, 输出电压 V_o 反向增加, 直到 V_o 的负峰值。 V_o 到反向最大值后, Flyback 1 转为 Q_1 PWM 工作, 能量从 V_{in} 向 V_o 方向传输, V_{o1} 增加, Flyback 2 则将 C_{f2} 的能量返回直流电源, 使 V_{o2} 降低, 当 $V_{o1} = V_{o2}$ 时 V_o 再次到零, 完成逆变器一个输出电压周期。

若逆变器向负载供电, 其输出电流 i_o 滞后于电压 V_o , 如图 3.9(b) 所示, 这时逆变器工作可分为四种状态: $V_o > 0, i_o > 0$ 为 S_1 态; $V_o < 0, i_o < 0$ 为 S_3 态; $V_o > 0, i_o < 0$ 为 S_2 态;

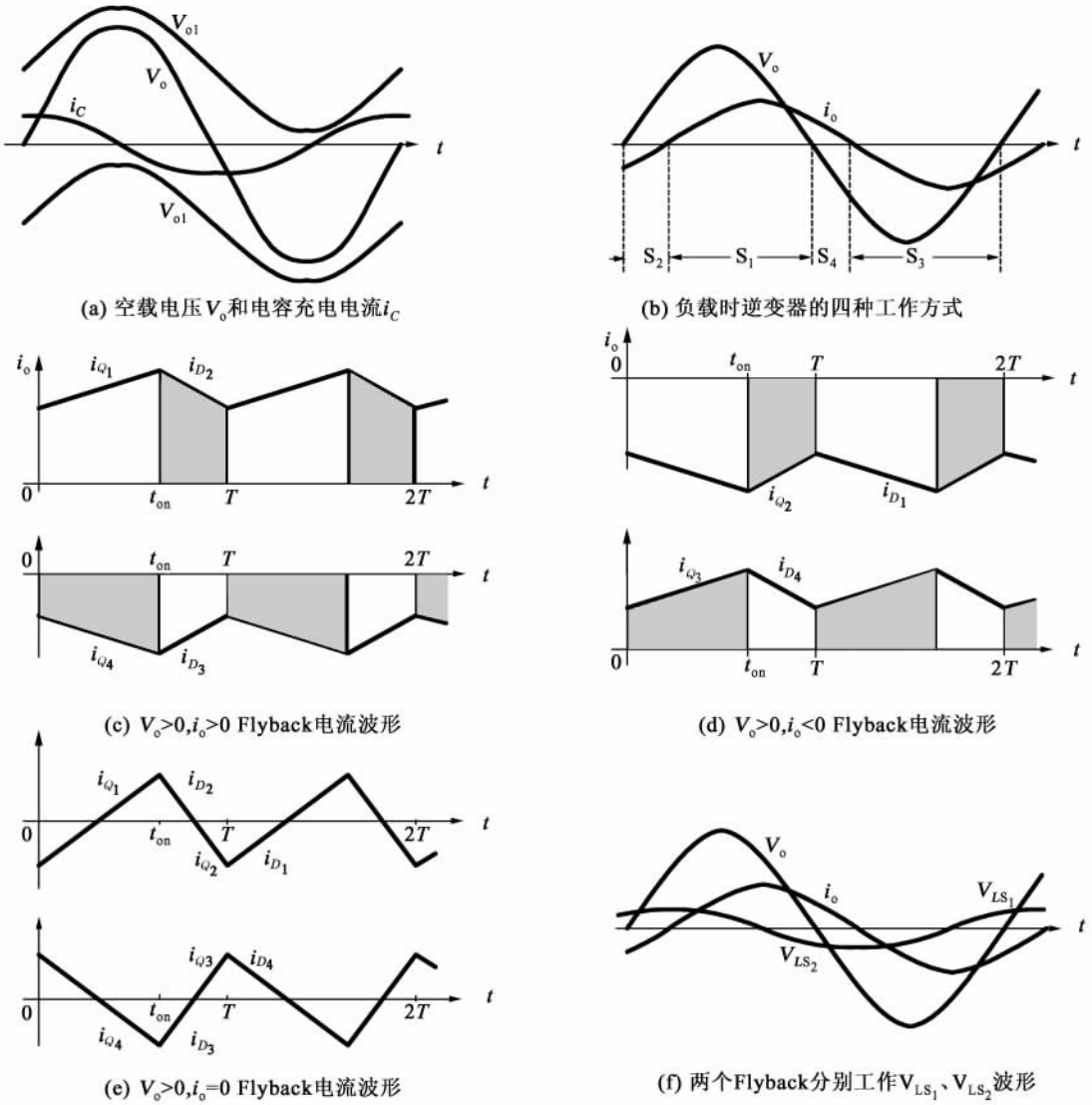


图 3.9 输出串联反激逆变器的波形图

$V_o < 0, i_o > 0$ 为 S_4 态, 分别对应于直流变换器的四个象限。在 S_1 和 S_4 态, $i_o > 0$, 故 Flyback 1 将电源能量往负载侧传输, 而 Flyback 2 则将负载侧能量返回电源侧; 在 S_2 和 S_3 态, $i_o < 0$, Flyback 2 将能量从电源往负载侧传输, Flyback 1 则将能量返回电源。显然, 在 S_2 和 S_4 态时因 V_o 和 i_o 反向, 故返回直流电源的能量大于从电源吸收的能量, 因此, 从直流电源侧来看, 此时电流是流入电源的, 在 S_1 和 S_3 态时电流是从电源流出的。图 3.9(c) 的上图的阴影部分是 $V_o > 0, i_o > 0$ 时 Flyback 1 的输出电流波形, 下图是 Flyback 2 的回馈电流波形, i_{D2} 是 Flyback 1 的输出电流, i_{Q1} 是 Flyback 2 返回直流电源的电流, 由电流连续原理, i_{D2} 的平均值等于 i_{Q1} 的平均值。图 3.9(d) 是 $V_o > 0, i_o < 0$ 时 Flyback 1 的电流(上图)和 Flyback 2 的电流(下图), 此时 Flyback 1 返回能量, Flyback 2 传输能量。图 3.9(e) 是 $V_o > 0, i_o = 0$ 时的波形图, 相当于图 3.9(b) 中 S_2 和 S_1 态间的边界, 因 $i_o = 0$, 故不论 Flyback 1, 还是 Flyback 2, 都在电流交替方式工作, 一个开关周期的平均传输电流为零。

2. 两个 Bi Flyback 交替工作方式

在控制方式二时,两个 Bi Flyback 轮流工作, V_o 的正半周 Flyback 1 工作,Flyback 2 的副边线圈电路成为逆变器内阻抗的一部分,产生内压降 V_{LS_2} ; V_o 的负半周,Flyback 2 工作,Flyback 1 的 Q_2 导通,其副边线圈产生内压降 V_{LS_1} 。图中 V_{LS_1} 、 V_{LS_2} 和 i_o 相差 90° 电角,是假定忽略线路电阻、仅考虑电感压降之故。

四、反激式调压变压器

两个相同的 Bi Flyback 变换器输入端串联、输出端也串联,可构成反激式调压变压器,实现不失真地将一种电压的交流电转变为另一种电压的同频交流电,主电路如图 3.10(a)所示。观察该图可见,这是左右和上下均对称的电路结构,左右对称表示上下两个 Flyback 均是双向直流变换器,上下对称表示该变换器输入电压(设左侧为输入端)可以是正极性的直流电(设上正下负的直流电源为正极性),只要 Flyback 1 工作,即可在右侧得到同极性(上正下负)的直流电,为了构成输出通路,此时 Flyback 2 的 Q_4 应导通;反之,若输入电压为负极性,只要 Flyback 2 工作,Flyback 1 的 Q_2 导通,右侧即可输出负极性的直流电。输入交流电时,两个 Bi Flyback 按输入交流电相同的频率的半周期交替工作,就成为反激式变压器。若两个 Flyback 开关管的占空比固定不变,设为 0.5,则输出电压 V_o 与输入电压 V_{in} 之比等于变压器的变比 W_s/W_p , W_p 和 W_s 分别为 Flyback 变压器原副线圈的匝数。若改变占空比,则在输入电压 V_{in} 不变时可改变输出电压 V_o ,这是调压变压器工作方式;输入电压在某一范围内变化而要求输出电压不变时,也可通过调整占空比来实现,这就是交流稳压电源工作方式。

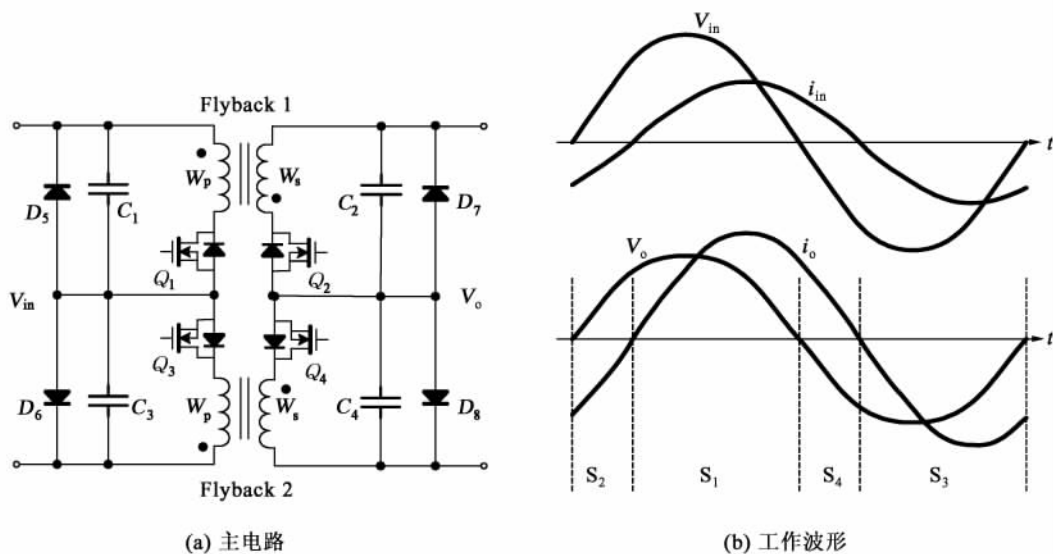


图 3.10 反激调压变压器

图 3.10(b)是输出端接 RL 负载时的波形图,上图为输入电压 V_{in} 和 i_{in} 波形,下图为输出电压 V_o 和 i_o 波形, i_o 滞后于 V_o 。和反激逆变器的波形图 3.9(b)相同,可分成 $S_1 \sim S_4$ 四种状态, V_o 、 i_o 均为正时为 S_1 态,Flyback 1 将电源能量向负载方向传递; V_o 、 i_o 均为负时为 S_3 态,Flyback 2 将电源能量向负载方向传递; V_o 正 i_o 负时为 S_2 态,Flyback 1 将贮于负载电感的能量返回电源; V_o 负 i_o 正时由 Flyback 2 将负载贮能返回电源。

这种结构变压器有以下特点:输入、输出隔离,输出电压与输入电压成正比,输入、输出

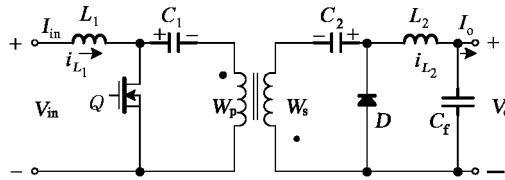
电压的频率和波形相同；任一侧均可接电源，适应的频率范围宽，可转换直流和很低频率的交流电；有三种工作方式，即普通变压器、调压变压器和交流稳压电源工作方式；适合于不同性质的负载；变压器为高频工作，体积重量小，功率密度高，但因为反激结构，只适合小功率场合使用。

3.3 双向 Cuk 直流变换器

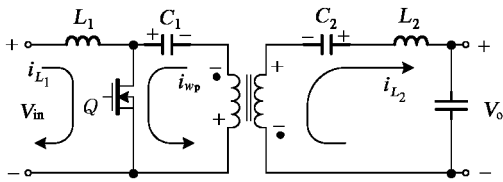
3.3.1 隔离 Cuk 变换器

一、电路拓扑和控制方式

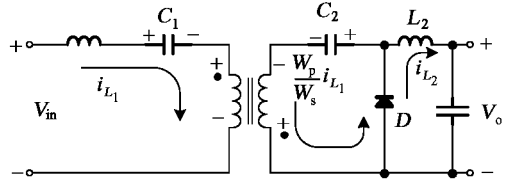
将图 2.11(a)不隔离 Cuk 变换器的电容 C_1 分成两个串联电容，并在两电容之间断开插入变压器（不是耦合电感，不需要存储磁能）就是隔离 Cuk 变换器，见图 3.11(a)，变压器应有小的漏感。隔离 Cuk 变换器的开关管 Q 为 PWM 工作。和 Flyback 一样，隔离 Cuk 变换器也有电流连续和断续工作方式，本节不讨论电流断续工作方式。



(a) Cuk 主电路



(b) Q 导通时等效电路



(c) D 续流时等效电路

图 3.11 隔离 Cuk 变换器主电路及其等效电路

二、工作原理

电流连续 Cuk 变换器有两个开关模式，开关管 Q 导通为开关模式 1，时间 $t = 0 \sim t_{on}$ ， Q 关断、 D 续流为开关模式 2，时间 $t = t_{on} \sim T$ 。两个开关模式时的等效电路见图 3.11(b) 和 (c)。由图可见，不论是开关模式 1 还是开关模式 2，电容 C_1 的电压 $V_{C_1} = V_{in}$ ， C_1 充电极性为左正右负； C_2 的电压 $V_{C_2} = V_o$ ，充电极性为左负右正，因为电感和变压器线圈的平均电压为零。

在开关模式 1， $t = 0$ 时 Q 导通， V_{in} 加到 L_1 上， C_1 通过 W_p 放电， W_p 和 W_s 线圈感应电势非“·”端为正，二极管 D 反偏截止， W_s 电势和 C_2 电压串联后加到电感 L_2 和输出端，故电流 i_{L_1} 和 i_{L_2} 增加，由图 3.11(b) 的等效电路得以下关系

$$L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = V_{in}$$

$$e_{W_p} = V_{C_1} = V_{in}$$

$$e_{W_s} = \frac{W_s}{W_p} e_{W_p} = \frac{W_s}{W_p} V_{in}$$

$$\frac{W_s}{W_p} V_{in} + V_{C_2} - V_o = \frac{W_s}{W_p} V_{in} = L_2 \frac{di_{L_2}}{dt}$$

$$i_{W_s} = i_{L_2}$$

$$i_{W_p} = \frac{W_s}{W_p} i_{L_2}$$

$$i_Q = i_{L_1} + i_{W_p} = i_{L_1} + \frac{W_s}{W_p} i_{L_2}$$

在 $t = t_{on}$ 时, i_{L_1} 和 i_{L_2} 分别达到最大值, 同时 Q 关断, 转入开关模态 2。此时, V_{in} 、 L_1 、 C_1 和 W_p 构成回路, i_{L_1} 给 C_1 充电并从“·”端流入 W_p , W_s 电流自“·”端流出经 D 给 C_2 充电, i_{L_2} 经 D 续流, 故 i_{L_1} 和 i_{L_2} 均下降:

$$L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = V_{in} - V_{C_1} - e_{W_p}$$

$$e_{W_p} = \frac{W_p}{W_s} e_{W_s} = \frac{W_p}{W_s} V_{C_2} = \frac{W_p}{W_s} V_o$$

$$L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{W_p}{W_s} V_o$$

$$L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} = V_o$$

$$i_{W_p} = i_{L_1}$$

$$i_{W_s} = \frac{W_p}{W_s} i_{L_1}$$

$$i_D = i_{W_s} + i_{L_2} = \frac{W_p}{W_s} i_{L_1} + i_{L_2}$$

由此可见, Q 导通时, i_{L_1} 和 i_{L_2} 在电源电压 V_{in} 作用下增长, Q 截止时在输出电压 V_o 作用下下降。Q 导通时 C_1 和 C_2 均放电, Q 截止时 C_1 和 C_2 均充电, 稳态时在一个开关周期内充放电平衡, 由于 C_1 和 C_2 均较大, 故电压 V_{C_1} 和 V_{C_2} 变化较小。Q 导通时 C_2 向 L_2 放电, 流过 C_2 的电流也就是 W_s 的电流, 等于 i_{L_2} , 由于 $i_p W_p = i_s W_s$, 故此时 W_p 的电流 $i_{W_p} = \frac{W_s}{W_p} i_{L_2}$; Q 关断时, L_1 给 C_1 充电, 故 $i_{W_p} = i_{L_1}$, 因此变压器原、副线圈的电流取决于 L_1 和 L_2 电流的大小。Q 导通时, L_1 和 L_2 上电压与导通时间的积等于 Q 截止时加于其上电压与时间的积, 即电感上平均电压为零。变压器原线圈 W_p 上的电压在 Q 开通时等于此时 L_1 上的电压, Q 截止时 W_p 上的电压为 $\frac{W_p}{W_s} V_o$, 也正好等于此时 L_1 上的电压, 故变压器原、副线圈上电压伏秒面积在一个开关

周期的值也为零,即磁化量等于去磁量。

图 3.12 是隔离 Cuk 变换器电感电流连续时的主要波形。其中,图(a)是开关管占空比小于 0.5 时的电感电流 i_{L_1} 、 i_{L_2} 和开关管二极管电流 i_Q 、 i_D 波形, Q_1 导通时 i_{L_1} 和 i_{L_2} 增加,相应地 i_Q 也增大; Q 截止时 i_{L_1} 、 i_{L_2} 减小, i_D 也减小。电感 L_1 在 Q 开通时的电压等于电源电压, Q 关断后的电压为 $\frac{W_p}{W_s}V_o$,变压器原线圈 W_p 的电压在 Q 开通时等于电源电压,关断后为 $\frac{W_p}{W_s}V_o$,和电感 L_1 的电压相同。流过变压器原线圈的电流在 Q 开通时为 $\frac{W_s}{W_p}i_{L_2}$, Q 截止时为 i_{L_1} 。图 (b)是占空比大于 0.5 时 Cuk 的主要波形,在变压器匝比不变时,输出电压升高,输出电流减小, i_{L_1} 和 i_{L_2} 的大小发生变化。

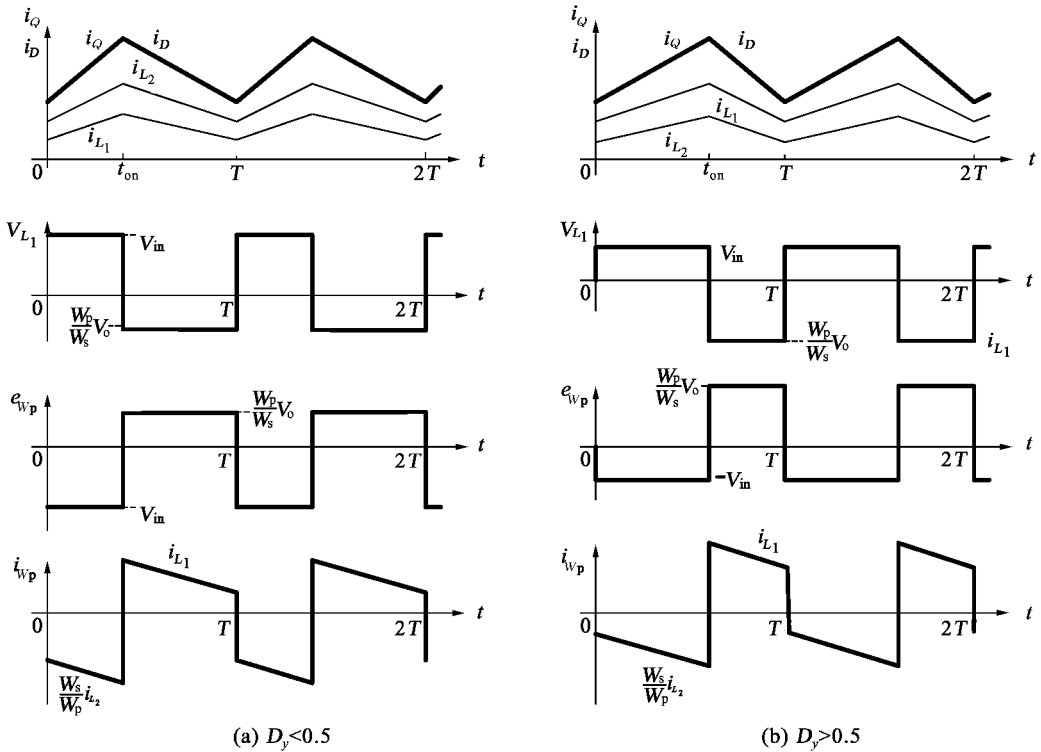


图 3.12 隔离 Cuk 变换器的主要波形

三、主要关系

由稳态时一个开关周期中电感 L_1 或 L_2 上的电压伏秒面积相等的原理,得 Cuk 变换器输出电压 V_o 与输入电压 V_{in} 间关系

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{W_s}{W_p} \frac{D_y}{1 - D_y} \quad (3.18)$$

观察图 3.12 中电感 L_1 和变压器原边线圈的电压波形可见,两者是相同的,即 Q 导通时为 V_{in} , Q 截止时为 $\frac{W_p}{W_s}V_o$,因稳态时电感的伏秒面积为零,故变压器上也没有电压的直流分量。不计损耗时有

$$\frac{I_{in}}{I_o} = \frac{W_s}{W_p} \frac{D_y}{1-D_y} \quad (3.19)$$

开关管承受的电压

$$V_Q = V_{in} + V_{L_1} = V_{in} + e_{W_p} = V_{in} + \frac{W_p}{W_s} V_o = \frac{1}{1-D_y} V_{in} \quad (3.20)$$

式中, e_{W_p} 为变压器原边线圈的感应电势, e_{W_s} 为副线圈感应电势。二极管承受的电压

$$V_D = V_{C_2} + e_{W_s} = V_o + \frac{W_s}{W_p} e_{W_p} = V_o + \frac{W_s}{W_p} V_{C_1} = \frac{W_s}{W_p} \frac{1}{1-D_y} V_{in} \quad (3.21)$$

电感 L_1 和 L_2 的电流的平均值 I_{L_1} 和 I_{L_2} 分别等于输入电流 I_{in} 和输出电流 I_o , 即

$$I_{L_1} = I_{in} \quad (3.22)$$

$$I_{L_2} = I_o \quad (3.23)$$

$$i_Q = i_{L_1} + i_{W_p} = i_{L_1} + \frac{W_s}{W_p} i_{L_2}$$

$$i_D = i_{W_s} + i_{L_2} = \frac{W_p}{W_s} i_{L_1} + i_{L_2}$$

设电感电流的脉动很小, 瞬时值可用平均值代替, 则开关管 Q 和二极管 D 的电流平均值 I_Q 、 I_D 为

$$I_Q = I_{L_1} D_y + \frac{W_s}{W_p} I_{L_2} D_y = I_{in} D_y + \frac{W_s}{W_p} I_o D_y = I_{in} \quad (3.24)$$

$$I_D = I_{L_1} (1-D_y) \frac{W_p}{W_s} + I_{L_2} (1-D_y) = \frac{W_p}{W_s} I_{in} (1-D_y) + I_o (1-D_y) = I_o \quad (3.24a)$$

以上表明电感 L_1 电流的平均值 I_{L_1} 值等于输入电流 I_{in} , 也等于流过开关管 Q 的电流平均值 I_Q ; 同样, 电感 L_2 电流的平均值 I_{L_2} 等于输出电流 I_o , 也等于流过二极管 D 的电流平均值 I_D 。

3.3.2 双向 Cuk 直流变换器

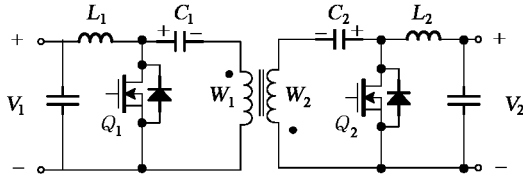
一、电路拓扑和控制方式

Bi Cuk 变换器是在隔离 Cuk 变换器[图 3.11(a)]的基础上构成的, 即在开关管 Q_1 上反并二极管、在二极管上反并开关管, 见图 3.13(a)。由图可见, Bi Cuk 和 Bi Flyback 一样, 是左右对称的主电路, 所不同的是 Cuk 是变压器, Flyback 是耦合电感。开关管 Q_1 和 Q_2 均为 PWM 工作方式, Q_1 和 Q_2 互补导通, 以便能量能自由地双向流动。

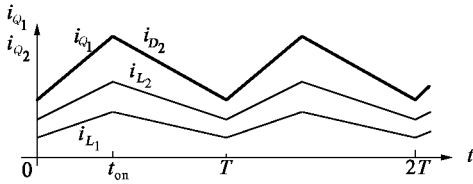
二、Bi Cuk 能量双向流动

和 Bi Flyback 一样, Bi Cuk 能量从 V_1 向 V_2 方向传递时, Q_1 为 PWM 工作方式, D_2 续流, 见图 3.13(b)。 Q_1 导通时, 电感 L_1 和 L_2 的电流在电源电压 V_1 作用下增长, 在 t_{on} 时达最大值, 此后 Q_1 截止, D_2 续流, i_{L_1} 和 i_{L_2} 在 V_2 作用下下降。若 $W_1 = W_2$, 则 Q_1 导通时, $i_{Q_1} = i_{L_1} + i_{L_2}$, Q_1 截止后, $i_{D_2} = i_{L_1} + i_{L_2}$ 。

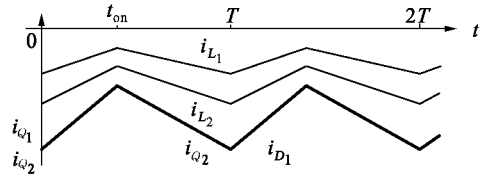
能量自 V_2 向 V_1 方向传输时, 因 V_1 和 V_2 电压极性不变, 故电流 i_{L_1} 和 i_{L_2} 方向自右向左



(a) 主电路



(b) 能量从 V_1 向 V_2 方向传递时的工作波形



(c) 能量从 V_2 向 V_1 方向传递时的工作波形

图 3.13 隔离 Bi Cuk 直流变换器

向流动。为讨论方便,从 Q_1 和 Q_2 互补出发,图 3.13(c) 中 Q_2 是在 $t_{on} \sim T$ 期间导通, $0 \sim t_{on}$ 期间截止。 Q_2 导通, i_{L_2} 和 i_{L_1} 在 V_2 作用下增长,在 $t=T$ 时达最大值, Q_2 关断 D_1 续流, i_{L_2} 和 i_{L_1} 在 V_1 作用下下降。稳态时电感电流增长量等于下降量,得到 V_1 和 V_2 电压间关系,设 Q_1 的占空比为 D_{y1} ,则在能量从 V_1 向 V_2 流动时

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{W_2}{W_1} \frac{D_{y1}}{1 - D_{y1}} \quad (3.25)$$

能量自 V_2 向 V_1 方向流动时

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{W_1}{W_2} \frac{D_{y2}}{1 - D_{y2}}$$

式中, D_{y2} 为 Q_2 的占空比, $D_{y2} = 1 - D_{y1}$,代入上式,得

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{W_1}{W_2} \frac{1 - D_{y1}}{D_{y1}} \quad (3.26)$$

比较(3.25)式和(3.26)式,可见是相同的,表明能量从 V_1 向 V_2 方向或作反方向传递不改变电压 V_1 和 V_2 间关系。

三、电感电流交替工作方式

Cuk 变换器有 L_1 和 L_2 两个电感,仅当 $W_1 = W_2, D_{y1} = D_{y2} = 0.5$ 时,理想 Cuk 变换器的电感电流 $i_{L_1} = i_{L_2}, V_1 = V_2$;若 $D_{y1} < 0.5$,则 $V_2 < V_1$,故 $i_{L_2} > i_{L_1}$;反之,若 $D_{y1} > 0.5$, $V_2 > V_1$,则 $i_{L_2} < i_{L_1}$ 。图 3.13(b) 是 $D_{y1} < 0.5$ 时 Cuk 的主要波形, $i_{L_2} > i_{L_1}$,如减小 V_2 端负载,则 i_{L_2} 也将减小,导致 i_{L_1} 跟着减小,显然当 i_{L_1} 的最小值到零时, i_{L_2} 的最小值不会到零;若进一步减小负载,则部分 i_{L_1} 变为负,出现一个电感电流小于零的情况,这是电感电流交替工作的一种方式。

图 3.14(a) 是某种临界情况, i_{L_1} 始终大于零, i_{L_2} 出现正负交替,因 i_{L_1} 的最小值等于 i_{L_2} 的最小值,在 $t=T$ 时通过二极管 D_2 的电流恰好为零。图 3.14(b) 是 3.14(a) 各个时间段的等

效电路,在 $t_1 \sim t_{on}$ 期间, Q_1 导通,电感 L_1 的电流 i_{L_1} 在 V_1 作用下增长, C_1 、 C_2 放电,使 i_{L_2} 也增长, D_2 反偏截止, $i_{Q_1} = i_{L_1} + \frac{W_2}{W_1}i_{L_2}$; 在 $t_{on} \sim t_2$ 期间, Q_1 截止, D_2 续流, i_{L_1} 给 C_1 和 C_2 充电, C_2 的充电电流为 $\frac{W_1}{W_2}i_{L_2}$, i_{L_2} 经 D_2 续流,故 i_{L_1} 和 i_{L_2} 均在 V_2 作用下减小,在 $t = t_2$ 时 $i_{L_2} = 0$; 在 $t_2 \sim T$ 期间,由于 Q_2 导通, i_{L_2} 在 V_2 作用下反向增长,因 i_{L_1} 方向未变,仍给 C_1 和 C_2 充电, C_2 的充电电流为 $\frac{W_1}{W_2}i_{L_1}$, 在 $t < T$ 时,尽管 i_{L_2} 已反向,但其值小于 i_{L_1} ,故实际上仍为 D_2 导电,仅在 $t = T$ 时 D_2 的电流为零。 $t = T \sim (T+t_1)$ 期间, Q_2 关断而 Q_1 再次开通,故 i_{L_1} 又在 V_1 作用下增长, i_{L_2} 给 C_2 和 C_1 充电,实际上通过 Q_1 的电流为 i_{L_1} 和 $\frac{W_2}{W_1}i_{L_2}$ 之差, $i_{Q_1} = i_{L_1} - \frac{W_2}{W_1}i_{L_2}$; 在 $t = T+t_1$ 时, $i_{L_2} = 0$, $i_{Q_1} = i_{L_1}$, 此后 C_1 、 C_2 又由充电状态转为放电状态。由此可见,在临界状态下,仅 Q_1 和 D_2 通电,在 Q_1 导通前 i_{D_2} 刚到零,因电流 i_{L_2} 交替变化,形成四个开关模态及相应的等效电路。图 3.14(a) 中 e_{w_1} 和 i_{w_1} 是变压器 W_1 线圈的电势和电流波形。

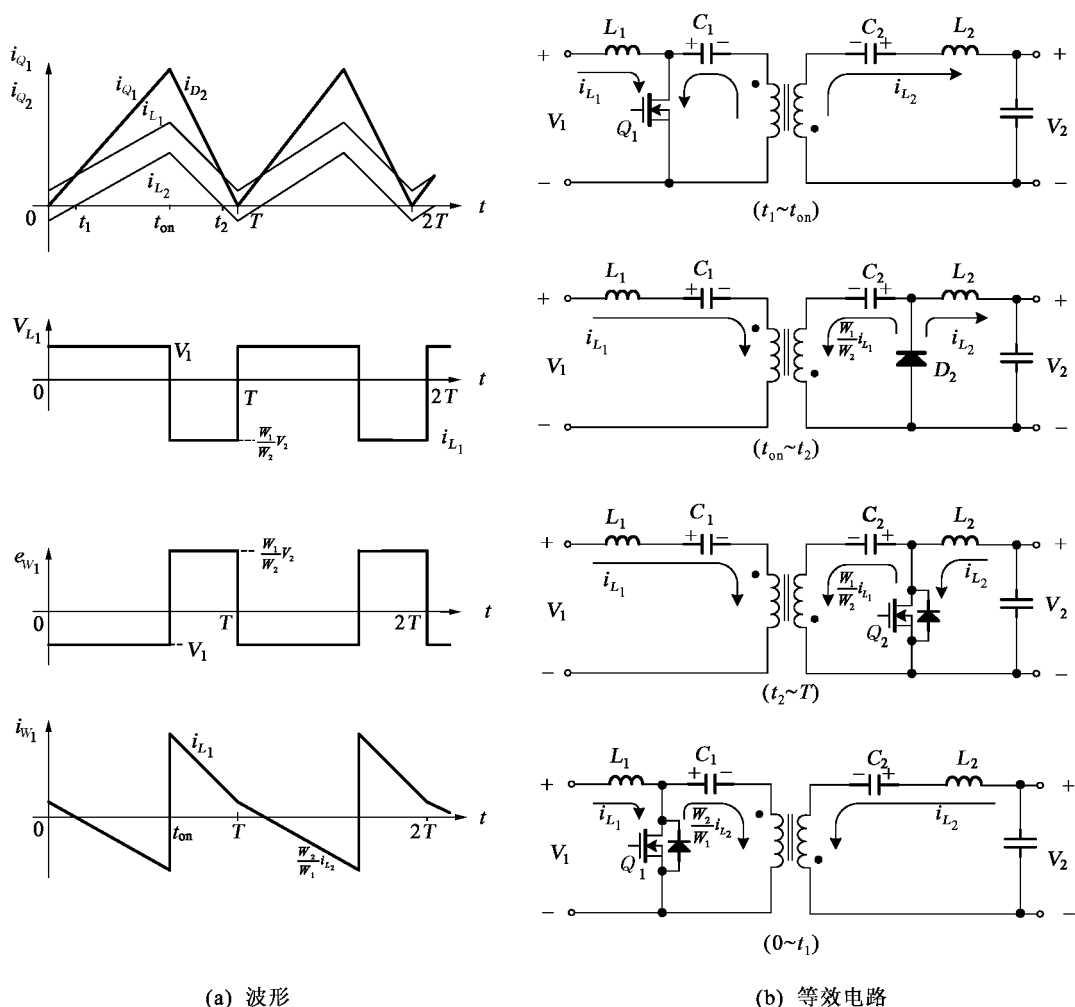


图 3.14 能量从 V_1 向 V_2 方向传递时 Bi Cuk 电流临界工作状态

图 3.15 是 $D_{y1} < 0.5$ 能量仍从 V_1 向 V_2 方向传递时, i_{L1} 交替工作的 Bi Cuk 波形和等效电路。 $t = 0 \sim t_1$ 期间是开关模式 1, 这期间有两个子模式, 即 D_1 续流模式和 Q_1 导通模式, $i_{Q1} < 0$ 是 D_1 续流状态, $i_{Q1} > 0$ 时 Q_1 才通电。 $t = t_1 \sim t_{on}$ 期间是开关模式 2, Q_1 通电, i_{L1} 和 i_{L2} 在 V_1 作用下增长。 $t = t_{on} \sim t_2$ 期间为开关模式 3, Q_1 截止, D_2 续流, i_{L1} 和 i_{L2} 在 V_2 作用下降低, $t = t_2$ 时 $i_{L1} = 0$ 。 $t = t_2 \sim T$ 期间为开关模式 4, 其中又有两个子模式, $t = t_2 \sim t_3$ 期间为子模式 1, 仍为 D_2 续流, $t = t_3 \sim T$ 期间为子模式 2, D_2 阻断, Q_2 导通。 因 i_{L1} 的最大值大于其最小值的绝对值, i_{L1} 的平均值为正, 能量从 V_1 向 V_2 方向传送。 由于 Q_1 、 Q_2 和 D_1 、 D_2 交替工作, Q_1 、 Q_2 可实现 ZVS 开通, D_1 、 D_2 截止时没有反向恢复电流。

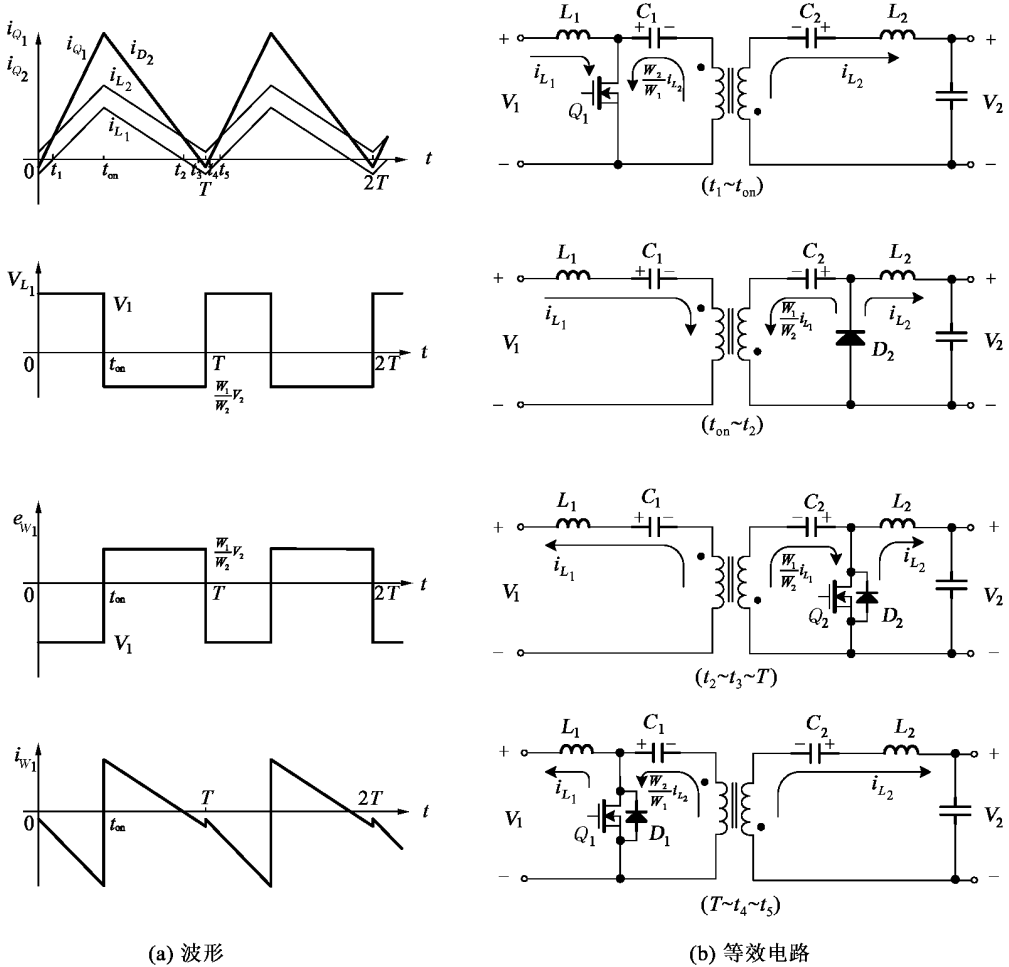


图 3.15 能量从 V_1 向 V_2 传递时 i_{L1} 交替工作状态的 Bi Cuk 波形和等效电路

比较图 3.14(a)、3.15(a)和图 3.12(a)、(b), 可见电感电流交替与不交替时电感 L_1 和变压器原边线圈 W_1 电压波形相同, 故 V_1 和 V_2 电压间关系和(3.25)式、(3.26)式相同。

3.3.3 四象限 Cuk 直流变换器

一、四象限 Cuk 变换器

两个 Bi Cuk 变换器输入侧并联、输出端并联或串联即构成四象限 Cuk 变换器。输出端

并联时副边要用双向可控器件,串联时则不需要双向可控器件,电路简洁。图 3.16(a)是串联输出四象限 Cuk 变换器的主电路,和四象限 Flyback 变换器一样有两种控制方式,第一种是 Q_1 、 Q_4 同时导通、同时关断, Q_2 、 Q_3 和 Q_1 、 Q_4 互补工作方式,输出电压 V_o 是两个 Bi Cuk 变换器输出电压 V_{o1} 和 V_{o2} 之差, $V_o = V_{o1} - V_{o2}$; 第二种工作方式是输出电压为正时 Bi Cuk 1 工作,Bi Cuk 2 的开关管 Q_4 导通,输出电压为负时 Bi Cuk 2 工作,Bi Cuk 1 的开关管 Q_2 导通。图 3.16(b)是第二种工作方式时 $W_s = W_p$ 的四象限 Cuk 的外特性,在第一和第三象限,能量从电源 V_{in} 向负载馈送,在第二和第四象限,负载贮能返回电源。

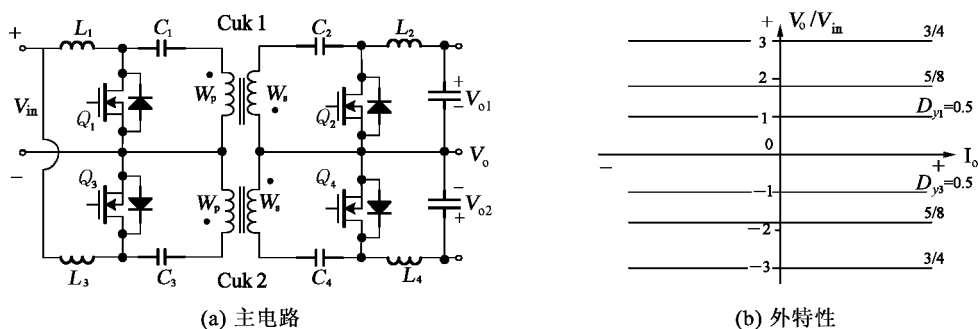


图 3.16 四象限 Cuk 变换器

二、隔离 Cuk 逆变器

四象限 Cuk 变换器的实现为 Cuk 逆变器的实现提供了基础。Cuk 逆变器也由两个 Bi Cuk 变换器构成,它的主电路和图 3.16(a)相同,仅其参考电压由恒定直流改为正弦交流电。由 3.3.1 隔离 Cuk 变换器的工作原理,电容 C_1 和 C_3 电压 $V_{C_1} = V_{C_3} = V_{in}$,电容 C_2 和 C_4 上电压 $V_{C_2} = V_{C_4} = V_o$,因此当 V_o 为正弦变化时 C_2 和 C_4 上电压也将从零到 V_o 的最大值之间周期地变化,其变化规律与输出滤波电容 C_{f2} 和 C_{f4} 的电压变化规律相同,电容 C_2 和 C_4 不宜过大。

三、Cuk 调压变压器

和反激调压器一样,两个 Bi Cuk 隔离变换器输入和输出串联就构成 Cuk 调压变压器,主电路如图 3.17(a),3.17(b)是在 RL 负载时的输出电压 V_o 和电流 i_o 波形。

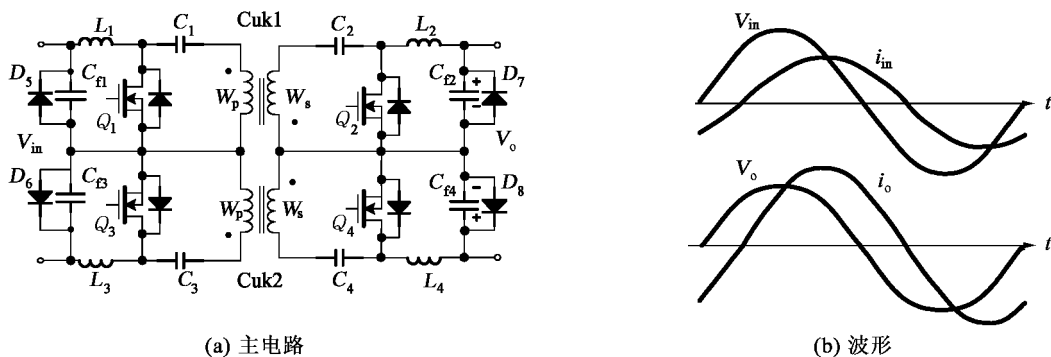


图 3.17 Cuk 调压变压器

3.4 双向 Sepic-Zeta 直流变换器

3.4.1 隔离 Sepic 变换器

一、电路拓扑和控制方式

隔离 Sepic 变换器是在不隔离 Sepic 变换器的基础上构成的。在图 2.15(a)中,将电容 C_1 分成两个串联电容,然后在它们中间分开,插入隔离变压器,就构成隔离 Sepic 变换器,主电路见图 3.18(a)。与图 3.11(a)的隔离 Cuk 变换器相比较,仅右侧的电感 L_2 和二极管 D 的位置对调了。Sepic 变换器的开关管 Q 也为 PWM 工作方式,有电流连续和断续两种工作方式,本文仅讨论电流连续工作方式。Sepic 的另一种隔离电路见图 3.18(e),隔离变压器的原边与 L_2 并联,省去电容 C_2 。

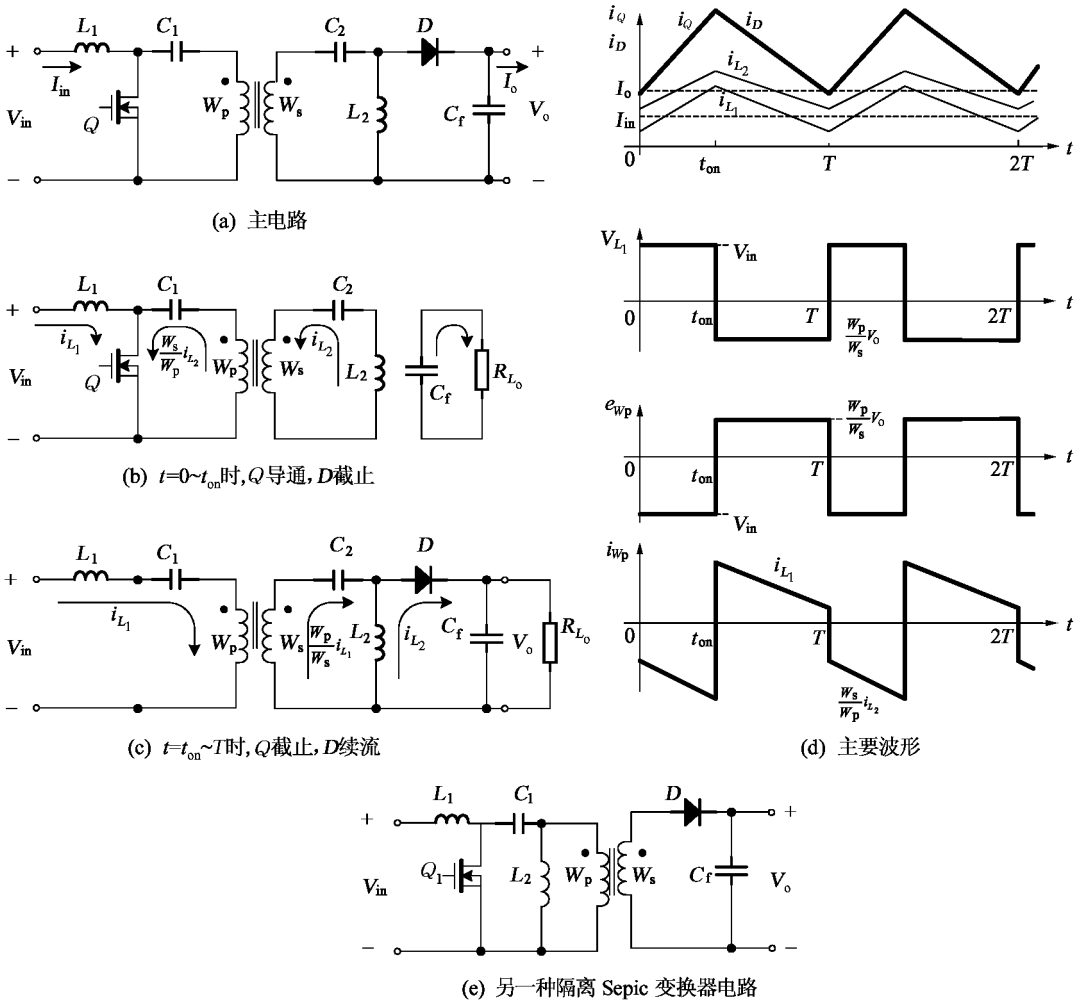


图 3.18 隔离 Sepic 变换器

二、工作原理

电流连续时 Sepic 有两种开关模式, $t = 0 \sim t_{\text{on}}$ 时, Q 导通, D 截止, 为开关模式 1; $t = t_{\text{on}} \sim T$ 时, Q 截止, D 续流, 为开关模式 2。两种模式的等效电路见图 3.18(b)和(c), 主要波形见图 3.18(d)。

在开关模式 1, $t = 0$ 时开关管 Q 导通, 电源电压 V_{in} 加于电感 L_1 上, 电流 i_{L_1} 增长, 电容 C_1 通过 Q 和变压器原线圈 W_p 放电, W_p 非“·”端为正, 电感 L_2 的电流 i_{L_2} 在变压器的副边感应电势 e_{W_s} 和 V_{C_2} 的作用下也增长, 二极管 D 反偏截止, 负载电流由输出滤波电容 C_1 提供

$$L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = V_{\text{in}}$$

$$e_{W_p} = V_{C_1} = V_{\text{in}}$$

$$e_{W_s} = \frac{W_s}{W_p} V_{C_1} = \frac{W_s}{W_p} V_{\text{in}}$$

$$L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} = e_{W_s} + V_{C_2} = \frac{W_s}{W_p} V_{\text{in}} + V_{C_2}$$

$$i_Q = i_{L_1} + i_{W_p} = i_{L_1} + \frac{W_s}{W_p} i_{L_2}$$

$t = t_{\text{on}}$ 时, i_{L_1} 和 i_{L_2} 增加到最大值, 即 L_1 、 L_2 的磁能达最大, 而 C_1 和 C_2 因放电存储的电荷减小, 但因电容值较大, C_1 和 C_2 的电压 V_{C_1} 和 V_{C_2} 变化很小。

在开关模式 2, t_{on} 时 Q 关断, i_{L_1} 给 C_1 充电, W_p 的电流反向, 原、副边线圈电势“·”端为正, D 续流, W_s 的电流和 i_{L_2} 同时通过二极管 D 馈给负载

$$L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = V_{\text{in}} - V_{C_1} + e_{W_p} = e_{W_p} = \frac{W_p}{W_s} V_o$$

$$e_{W_s} + V_{C_2} = V_o, \quad e_{W_s} = V_o$$

$$i_{W_p} = i_{L_1}$$

$$i_{W_s} = \frac{W_p}{W_s} i_{L_1}$$

$$L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} = V_o$$

$$i_D = i_{L_2} + \frac{W_p}{W_s} i_{L_1}$$

观察左侧回路, 因 L_1 和变压器原线圈两端在一个开关周期中平均电压为零, 故 $V_{C_1} = V_{\text{in}}$, C_1 充电极性为左正右负。变压器右侧回路, L_2 和副边线圈两端在一个开关周期中平均电压为零, 有 $V_{C_2} = 0$ 。

三、主要关系

在一个开关周期中, 电感 L_1 或 L_2 上的伏秒面积为零, 得

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{W_s}{W_p} \frac{D_y}{1 - D_y} \quad (3.27)$$

不计变换器损耗时

$$\frac{I_{in}}{I_o} = \frac{W_s}{W_p} \frac{D_y}{1 - D_y} \quad (3.28)$$

开关管 Q 关断时承受的电压

$$V_Q = V_{C_1} + e_{W_p} = V_{in} + \frac{W_p}{W_s} V_o = \frac{1}{1 - D_y} V_{in} \quad (3.29)$$

二极管承受的电压

$$V_D = V_o + V_{L_2} = V_o + \frac{W_s}{W_p} V_{in} = \frac{W_s}{W_p} \frac{1}{1 - D_y} V_{in} \quad (3.30)$$

电感 L_1 电流平均值 I_{L_1} 等于输入电流 I_{in}

$$I_{L_1} = I_{in} \quad (3.31)$$

流过二极管的电流等于输出电流 I_o

$$I_D = I_o \quad (3.32)$$

Q 导通期间的电流

$$i_Q = i_{L_1} + \frac{W_s}{W_p} i_{L_2} \quad (3.33)$$

D 续流期间的电流

$$i_D = i_{L_2} + \frac{W_p}{W_s} i_{L_1} \quad (3.34)$$

因电感电流脉动较小,其瞬时值可用平均值代替,用 I_Q 和 I_D 代表 i_Q 和 i_D 的平均值,则

$$I_Q = I_{L_1} D_y + \frac{W_s}{W_p} I_{L_2} D_y$$

$$I_D = I_{L_2} (1 - D_y) + \frac{W_p}{W_s} I_{L_1} (1 - D_y)$$

将(3.31)式、(3.32)式代入上式,得

$$I_D = I_o = I_{L_2} \quad (3.35)$$

$$I_Q = I_{in} = I_{L_1} \quad (3.36)$$

(3.36)式和(3.35)式表明开关管 Q 电流的平均值等于电感 L_1 的电流平均值,也等于输入电流;二极管 D 电流的平均值等于输出电流,也等于电感 L_2 的电流平均值。

3.4.2 隔离 Zeta 变换器

一、电路拓扑和控制方式

图 2.13(a)是不隔离 Zeta 变换器的主电路,和 Cuk、Sepic 一样,在电容间插入变压器就构成了隔离 Zeta 变换器,见图 3.19(a)。开关管 Q 以 PWM 方式工作。单管变换器有电流连续和不连续两种方式,电流连续工作时有两个开关模态。在开关模态 1, $t = 0 \sim t_{on}$, 开关管 Q 导通,二极管 D 截止。在开关模态 2, $t = t_{on} \sim T$, Q 关断, D 续流。两个开关模态的等效电路见图 3.19(b)和(c),电流连续时的主要波形见图 3.19(d)。隔离 Zeta 变换器的变压器也可在图 2.13(a)的开关管和电感 L_1 间插入。

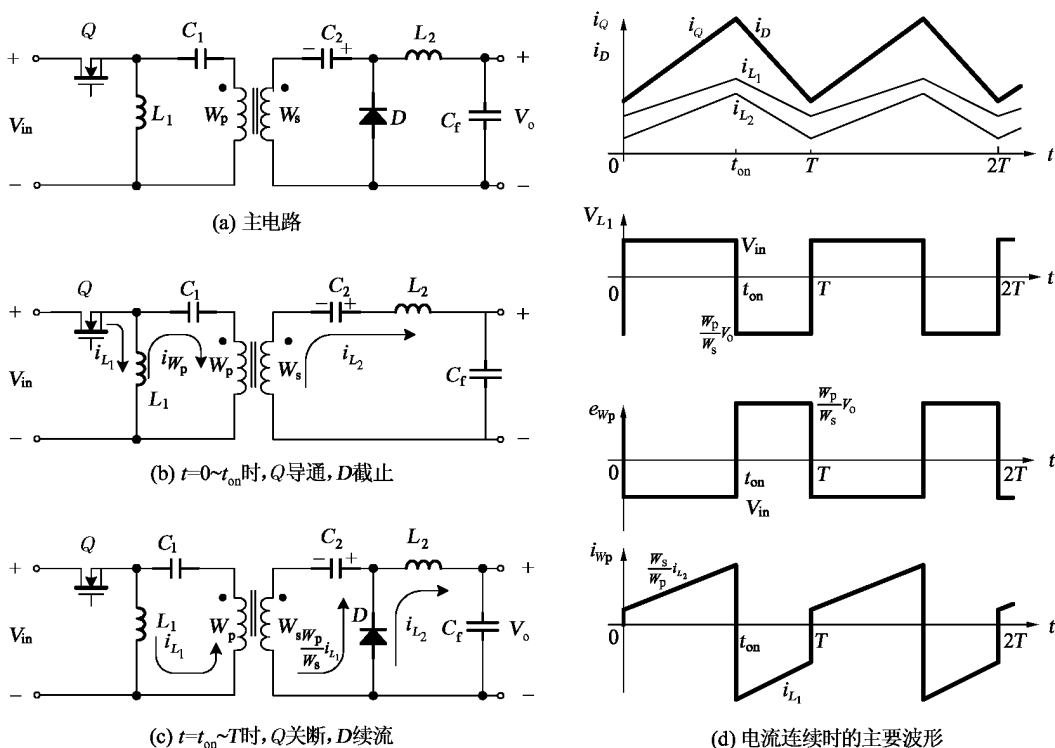


图 3.19 隔离 Zeta 变换器

二、工作原理

参见图 3.19(d),在 $t = 0 \sim t_{on}$ 期间为开关模态 1,开关管 Q 导通,二极管 D 反偏截止,电源电压 V_{in} 加在 L_1 上,电感电流 i_{L_1} 增加, V_{in} 同时加在变压器原边线圈上, $e_{W_p} = V_{in}$,“·”端为正,故副边线圈感应电势 e_{W_s} 和 C_2 电压 V_{C_2} 共同作用使 i_{L_2} 增加, C_2 放电。 C_1 的电流和原边线圈的电流相同, $i_{W_p} = \frac{W_s}{W_p} i_{L_2}$,通过开关管 Q 的电流 $i_Q = i_{L_1} + \frac{W_s}{W_p} i_{L_2}$ 。

$t = t_{on}$ 时, i_{L_1} 、 i_{L_2} 和 i_Q 均达到最大值, Q 关断, D 续流,参见图 3.19(c),此时 $i_{W_p} = i_{L_1}$, $i_{W_s} = \frac{W_p}{W_s} i_{L_1}$ 给 C_2 充电, i_{L_1} 下降, i_{L_2} 经 D 续流,在 V_o 作用下下降,流过二极管 D 的电流 $i_D = i_{L_2} + \frac{W_p}{W_s} i_{L_1}$,因 C_2 的钳位作用, $e_{W_s} = V_{C_2} = V_o$, $e_{W_p} = \frac{W_p}{W_s} V_o$ 。 $t = T$ 时, i_{L_1} 和 i_{L_2} 达最小, i_D 也

达最小值,转入下一周期。

三、主要关系

观察隔离 Zeta 变换器变压器左边回路,因 V_{L_1} 和 e_{W_p} 一个开关周期内平均电压为零,有 $V_{C_1} = 0$;由右边回路,有 $V_{C_2} = V_o$,充电方向为右正左负。

由电感 L_1 上伏秒面积在一个开关周期内为零,得

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{W_s}{W_p} \frac{D_y}{1-D_y} \quad (3.37)$$

在不计 Zeta 变换器的损耗时,有

$$\frac{I_{in}}{I_o} = \frac{W_s}{W_p} \frac{D_y}{1-D_y} \quad (3.38)$$

开关管和二极管承受的电压

$$V_Q = V_{in} + \frac{W_p}{W_s} V_o = \frac{1}{1-D_y} V_{in} \quad (3.39)$$

$$V_D = e_{W_s} + V_{C_2} = \frac{W_s}{W_p} V_{in} + V_o = \frac{W_s}{W_p} \frac{1}{1-D_y} V_{in} \quad (3.40)$$

流过 Q 电流的平均值等于输入电流, i_{L_2} 的平均值 I_{L_2} 等于输出电流 I_o ,即

$$I_Q = I_{in}$$

$$I_{L_2} = I_o$$

作与 Sepic 类似的推导,得

$$I_Q = I_{in} = I_{L_1} \quad (3.41)$$

$$I_D = I_o = I_{L_2} \quad (3.42)$$

3.4.3 双向 Sepic-Zeta 直流变换器

一、主电路拓扑和控制方式

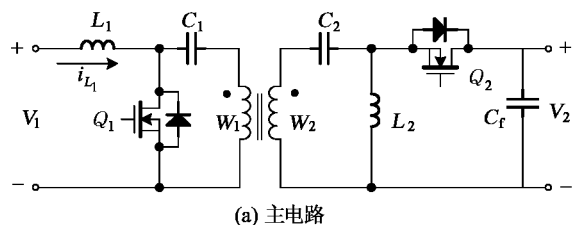
双向 Sepic 变换器是在图 3.18(a)的开关管 Q 上反并二极管和在二极管 D 上反并开关管构成,如图 3.20(a)所示。将此图与图 3.19(a)比较可见,它也是双向 Zeta 变换器,故称 Bi Sepic-Zeta 变换器。

变换器的开关管也为 PWM 工作, Q_1 和 Q_2 互补导通。设 i_{L_1} 箭头方向指向右方为正,则在 $i_{L_1} > 0$ 时能量自 V_1 向 V_2 方向流动。 $i_{L_1} > 0$ 时的主要波形如图 3.20(b)所示, $i_{L_1} < 0$ 时的主要波形如图 3.20(c)所示。

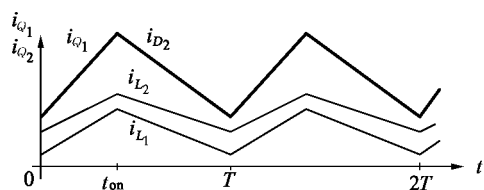
二、主要关系式

Bi Sepic-Zeta 的输入输出电压关系式和 Bi Flyback、Bi Cuk 相同。参看(3.25)式和(3.26)式,不论能量往哪个方向流动,都有

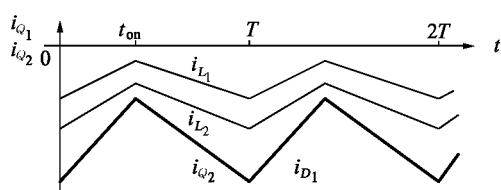
$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{W_2}{W_1} \frac{D_{y1}}{1-D_{y1}} \quad (3.43)$$



(a) 主电路



(b) $i_{L1} > 0$ 时的主要波形



(c) $i_{L1} < 0$ 时的主要波形

图 3.20 Bi Sepic-Zeta 直流变换器

式中, D_{y1} 是开关管 Q_1 的占空比, 因 Q_1 、 Q_2 互补工作, 故 $D_{y2} = 1 - D_{y1}$ 。

开关器件承受的电压为

$$V_{Q_1} = \frac{1}{1 - D_{y1}} V_1 \quad (3.44)$$

$$V_{Q_2} = \frac{W_2}{W_1} \frac{1}{1 - D_{y1}} V_1 \quad (3.45)$$

各部分电流平均值间的关系

$$I_{Q_1} = I_{L_1} = I_1 \quad (3.46)$$

$$I_{Q_2} = I_{L_2} = I_2 \quad (3.47)$$

式中, I_1 、 I_2 为输入与输出电流的平均值, I_{Q_1} 、 I_{Q_2} 为通过开关管 Q_1 、 Q_2 电流的平均值, I_{L_1} 、 I_{L_2} 为电感 L_1 、 L_2 电流的平均值。

电感电流在一个开关周期内正负交替变化的工作方式已在 Bi Cuk 中讨论过, 主要关系式(3.43)~(3.47)并不因电感电流交替变化而改变。

3.4.4 四象限 Sepic-Zeta 变换器

和 Bi Flyback、Bi Cuk 一样, 两隔离 Bi Sepic-Zeta 变换器也能构成四象限 Sepic-Zeta 直流变换器, 图 3.21(a) 是四象限 Sepic-Zeta 变换器的主电路, Sepic-Zeta 逆变器的主电路也相同, 由于并联输出方式所用功率器件多, 这里只画出串联输出的主电路。图 3.21(b) 是 Sepic-Zeta 调压变压器的主电路, 它可以构成调压变压器、不调压变压器和交流稳压电源。由 3.4.1 节, Sepic 变换器电容 C_2 的平均电压 $V_{C_2} = 0$, 与电压 V_2 的大小无关, C_2 不存储能量, 故作逆变器时无功能量流动减小, 有利于提高效率。

Flyback、Cuk、Sepic 和 Zeta 都是单管单向能量传输隔离直流变换器, 它们的双向变换器必须有两只开关管, 而其四象限变换器则需要四只开关管, 尽管这样, 这三种变换器所用

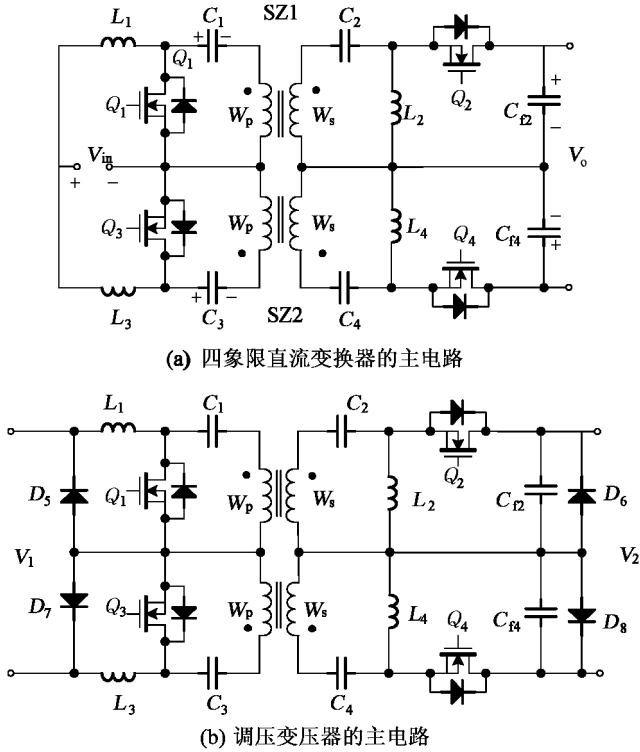


图 3.21 Sepic-Zeta 四象限直流变换器

功率器件仍是最少的。

3.5 双向正激直流变换器

3.5.1 正激直流变换器

一、具有复位线圈的正激直流变换器

正激直流变换器的英文名字为 Forward,是在降压式(Buck)变换器中插入隔离变压器构成的,主电路如图 3.22(a)所示,变压器原边线圈 W_1 和开关管 Q 串联,副边线圈 W_2 通过整流管 D_1 与滤波电感 L_f 相连, D_2 是续流管,变压器的第三个线圈 W_3 和二极管 D_3 串联后和电源 V_{in} 相接, W_3 实现铁心去磁,称为复位线圈。图中三个线圈的始端用“·”表示。三个线圈应紧耦合,尽量减小漏磁。

Forward 的开关管 Q 为 PWM 工作方式。Forward 有两种工作方式:电感电流连续和断续。本文不讨论断续工作。电流连续工作的 Forward 有三个开关模式,在开关模式 1, Q 导通, D_1 工作,铁心磁化, D_2 和 D_3 反偏截止;在开关模式 2, Q 关断, D_1 截止, D_2 续流, D_3 通过磁化电流,铁心去磁;在开关模式 3,铁心磁通复位, D_3 截止,仅 D_2 继续续流。和三个开关模式相应的等效电路见图 3.22(c)、(d)和(e),主要工作波形见图 3.22(b)。

在开关模式 1 $[0 \sim t_{on}]$: Q 导通,电源电压 V_{in} 加于变压器原边线圈 W_1 两端,“·”端为正,铁心磁化,铁心磁通 ϕ 和励磁电流 i_M 加大:

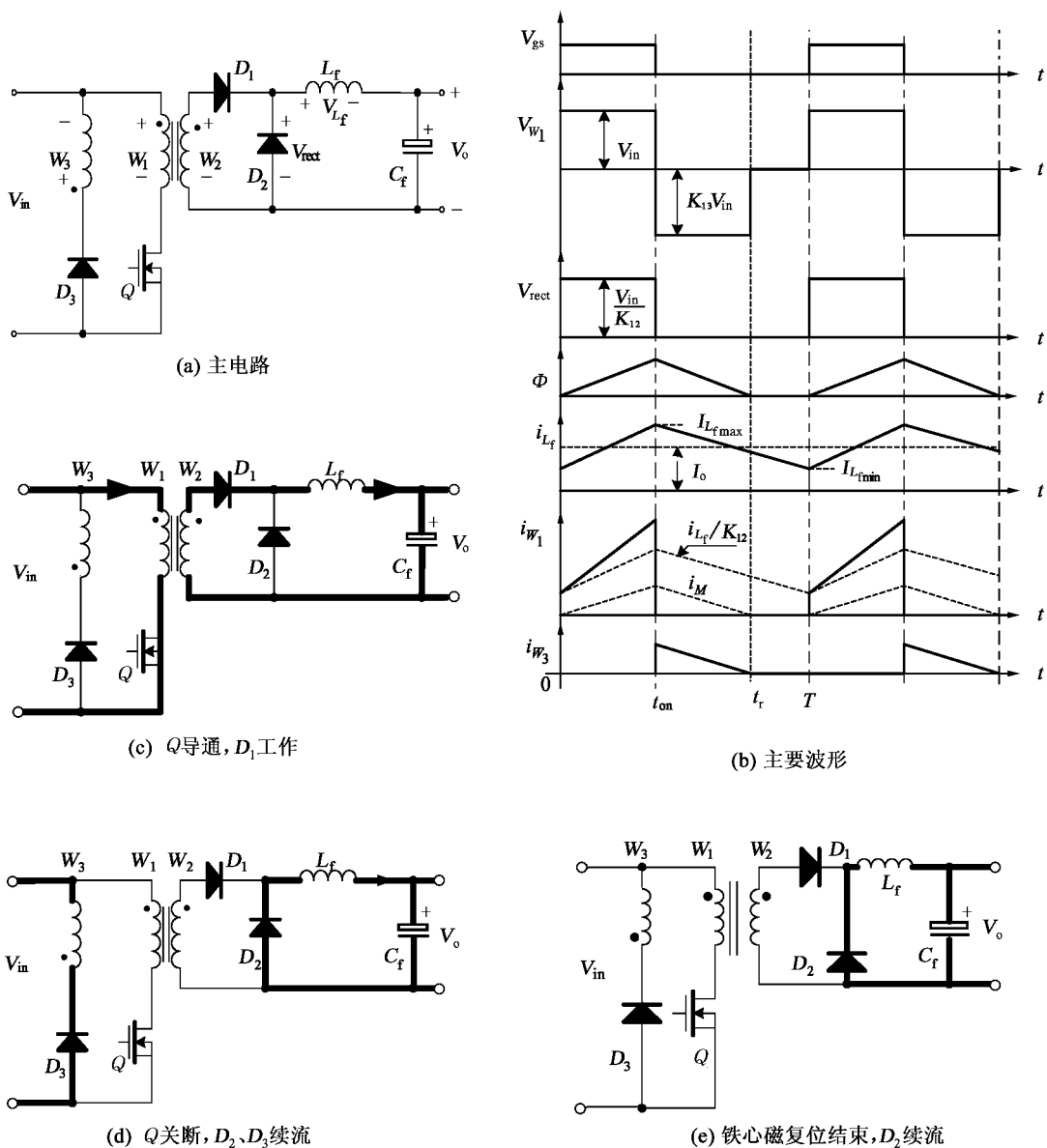


图 3.22 Forward 的主电路、等效电路和主要波形

$$W_1 \frac{d\Phi}{dt} = V_{in}$$

$$L_M \frac{di_M}{dt} = V_{in}$$

式中, L_M 为 W_1 的磁化电感。线圈 W_2 和 W_3 的感应电势 e_{w_2} 和 e_{w_3} 为

$$e_{w_2} = \frac{W_2}{W_1} V_{in}$$

$$e_{w_3} = \frac{W_3}{W_1} V_{in}$$

e_{W_2} 使电感 L_f 的电流 i_{L_f} 增加:

$$L_f \frac{di_{L_f}}{dt} = e_{W_2} - V_o = \frac{W_2}{W_1} V_{in} - V_o$$

W_3 中的电势“·”端为正,使 D_3 反偏,没有电流流过 W_3 。 $t = t_{on}$ 时, i_{L_f} 增加到最大值,此后, Q 关断。

在开关模式 2 [$t_{on} \sim t_r$]: Q 关断后,电感电流、磁化电流 i_M 和 W_1 的漏磁能量给 Q 的结电容充电,开关管电压升高, W_1 上的电压降低到零并反向, D_1 反偏截止, D_2 续流, D_3 通过磁化电流 i_M , 电源电压正端加于 W_3 的非“·”端,使铁心去磁,磁化电流减小:

$$W_3 \frac{d\Phi}{dt} = V_{in}$$

$$L_{M_3} \frac{di_{M_3}}{dt} = V_{in}$$

$$e_{W_1} = \frac{W_1}{W_3} V_{in}$$

$$e_{W_2} = \frac{W_2}{W_3} V_{in}$$

式中, L_{M_3} 和 i_{M_3} 是 W_3 的磁化电感和磁化电流。当 $W_1 = W_3$ 时, 因有 $W_1 i_M = W_3 i_{M_3}$, 故 $i_{M_3} = i_M, L_{M_3} = L_M$; 若 $W_1 \neq W_3$, 则 $i_{M_3} = \frac{W_1}{W_3} i_M, L_{M_3} = \left(\frac{W_3}{W_1}\right)^2 L_M$ 。 D_2 续流时作用在 L_f 上电压为 V_o , 使 i_{L_f} 下降:

$$L_f \frac{di_{L_f}}{dt} = V_o$$

$t = t_r$ 时, 铁心磁通恢复到 Q 刚导通的值, 铁心复位结束, $i_{M_3} = 0$, 磁通不再变化, 各线圈中电势降为零。

在开关模式 3 [$t_r \sim T$]: $t = t_r, i_{D_3} = i_{W_3} = 0, D_2$ 续流。 $t = T$ 时, i_{L_f} 达最小值。 此后, 转入下一开关周期, 开关管再次导通。

比较 Flyback 和 Forward 的工作可见, 两者的不同在于 Forward 借助变压器直接传递能量, 变压器线圈不存贮能量。 Q 导通, W_1 中电流自“·”端流入, W_2 中电流则自“·”流出。

若为理想变压器, $i_{W_1} W_1 = i_{W_2} W_2$; 变压器非理想时, 应计及磁化电流, $i_{W_1} = \frac{W_2}{W_1} i_{W_2} + i_M$ 。

稳态时, 电感 L_f 的伏秒面积在一个开关周期的平均值为零, 得

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{W_2}{W_1} \cdot D_s \tag{3.48}$$

开关管 Q 导通时加于续流管 D_2 和 D_3 上的电压

$$V_{D_2} = \frac{W_2}{W_1} V_{in}$$

$$V_{D_3} = V_{in} + e_{W_3} = V_{in} + \frac{W_3}{W_1}V_{in} = \frac{W_1 + W_3}{W_1}V_{in} \quad (3.49)$$

Q 关断时承受的电压和 D_1 电压

$$V_Q = V_{in} + e_{W_1} = V_{in} + \frac{W_1}{W_3}V_{in} = \frac{W_1 + W_3}{W_3}V_{in} \quad (3.50)$$

$$V_{D_1} = V_o + e_{W_2} = V_o + \frac{W_2}{W_3}V_{in} = \left(\frac{D_y}{W_1} + \frac{1}{W_3}\right)W_2V_{in} \quad (3.51)$$

上式是考虑 Forward 铁心复位尚未结束而电感电流已为零(工作在电感电流断续工作条件)情况下得到的。电感电流 i_{L_f} 的平均值 I_{L_f} 等于输出电流 I_o , 即

$$I_{L_f} = I_o \quad (3.52)$$

Q 导通时, W_2 的电流等于 i_{L_f} , W_1 的电流为 i_{L_f} 归算到 W_1 的值加磁化电流 i_M

$$\begin{aligned} i_{W_2} &= i_{L_f} = i_{D_1} \\ i_{W_1} &= \frac{W_2}{W_1}i_{L_f} + i_M = i_Q \end{aligned}$$

电感电流最大值 $i_{L_{fmax}}$ 由下式决定

$$i_{L_{fmax}} = I_o + \frac{1}{2}\Delta i_{L_f}$$

式中, Δi_{L_f} 为电感电流脉动量

$$\begin{aligned} \Delta i_{L_f} &= \frac{1}{L_f} \cdot \left(\frac{W_2}{W_1}V_{in} - V_o\right) \cdot D_y T = \frac{W_2}{W_1} \frac{V_{in}}{L_f f} (1 - D_y) D_y \\ i_{L_{fmax}} &= I_o + \frac{W_2}{W_1} \frac{V_{in}}{2L_f f} (1 - D_y) D_y \end{aligned} \quad (3.53)$$

$$i_{Qmax} = i_{W_{1max}} = \frac{W_2}{W_1}I_o + \left(\frac{W_2}{W_1}\right)^2 \frac{V_{in}}{2L_f f} (1 - D_y) D_y + i_M \quad (3.54)$$

忽略电感电流脉动和磁化电流, 则 Q 导通时的 i_Q 及其平均值 I_Q 为

$$i_Q = \frac{W_2}{W_1}I_o \quad (3.55)$$

$$I_Q = \frac{W_2}{W_1}I_o D_y \quad (3.56)$$

由稳态时铁心磁化伏秒面积和去磁伏秒面积相等, 得

$$t_r = \frac{W_3}{W_1}t_{on} \quad (3.57)$$

(3.57) 式表明, 去磁时间 t_r 与磁化时间 t_{on} 的比仅取决于匝比。为保证铁心磁复位, 应有

$$t_r + t_{on} \leq T \quad (3.58)$$

将(3.57)式代入上式,得

$$\frac{W_3}{W_1}D_y + D_y \leq 1$$

即 Forward 的最大占空比 $D_{y\max}$ 应满足下式

$$D_{y\max} = \frac{W_1}{W_1 + W_3} \quad (3.58a)$$

若 $W_3 = W_1$, 则 $D_{y\max} = 0.5$; 减小 W_3 可减小复位时间, 提高 $D_{y\max}$ 的值。又由(3.50)式, 若 $W_3 = W_1, V_Q = 2V_{in}$; W_3 小, 则 $D_{y\max}$ 可以加大, 有利于提高输出电压, 减小输入电流有效值, 提高变换效率, 但开关管 Q 承受的电压也相应加大。通常, 占空比取在 0.5 左右。

占空比 D_y 的变化范围选定后, 在输入和输出电压已知时就可确定 W_2/W_1 的关系。

由图 3.22(b) 的磁化电流 i_M 波形可见, Forward 工作时磁化电流 i_M 是单方向变化的, 开关管 Q 导通, 铁心磁化, i_M 增加; Q 关断, D_3 续流, 铁心去磁, i_M 减小到零, 故变压器铁心仅在材料磁滞回线的第一象限工作, 为了让铁心磁通有足够大的变化, 不宜采用具有矩形磁滞回线的环形铁心(如铁镍软磁合金 1J51 在 $H = 1 \text{ Oe}$ 时 $B_r/B_s \geq 0.9$, B_r 和 B_s 分别为剩磁感应和饱和磁感应, 是较典型的矩形磁滞回线软磁材料), 在应用这种材料时必须要有气隙, 但气隙不宜过大, 因气隙越大, 磁化电流 i_M 也越大。目前在开关电源中广泛应用软磁铁氧体, 常用铁心为 EI, EE, GU 和 PM 等形式, 都是有气隙的结构, 便于绕制线圈。减小气隙、提高耦合系数、减小漏磁是开关电源用变压器的基本要求。小的漏磁有助于减小损耗, 更重要的是有助于减小开关管关断时引起的管子两端电压尖峰, 提高电源可靠性。

复位线圈 W_3 在图 3.22(a) 中是接在电源侧的, 也可以接在负载侧, 并可由独立电源馈电。

在开关电源中, 因输出电压 V_o 不变, 故 W_3 接在负载侧时去磁电压 V_o 为常数, 开关管电压 V_Q 为

$$V_Q = V_{in} + \frac{W_1}{W_3}V_o = \frac{W_3 + W_1}{W_3}V_{in} \quad (3.59)$$

比较上式和(3.50)式可见, W_3 接于输入端, V_Q 与 V_{in} 成正比, V_{in} 达最大值时 V_Q 也达到最大值; W_3 接于输出端则不同, 为使 V_o 不变, V_{in} 加大, D_y 减小, V_Q 的增加量也相应减小。 W_3 接于输出端时, 必须采取措施, 保证 Forward 启动时 V_o 很小情况下铁心的复位。

若变压器副边有多个线圈, 则可构成多路隔离输出的 Forward 变换器, 因为是单管变换器, 故多输出时的滤波电感可以共用一个磁心, 在一个铁心上的多个线圈也可实现互相间电气隔离。为了减小多路输出时某路输出负载的变化对其本身或其他输出端电压的影响, 多路输出 Forward 应在电流连续下工作。电流连续时, 通过调节占空比 D_y 使其中一路输出电压不变的 Forward, 在输入电压变化时其他各路的输出电压也会大致不变。若要求非调节的通道也有高的输出电压稳定度, 则应加后置的调节器。常用的后置调节器可以是 Buck 变换器, 也可以是磁放大器电压调节器。

二、RCD 钳位 Forward

具有复位绕组 Forward 的变压器要求有三个紧耦合的线圈, 变压器的制造比较复杂。若采用 RCD 钳位电路, 借助钳位电容实现变压器去磁, 就可不要去磁线圈 W_3 。RCD 钳位

由电容 C_c 、电阻 R_c 和二极管 D_c 构成。 C_s 是开关管 Q 的结电容。RCD 钳位 Forward 的主电路如图 3.23(a), 主要波形见图 3.23(b)。

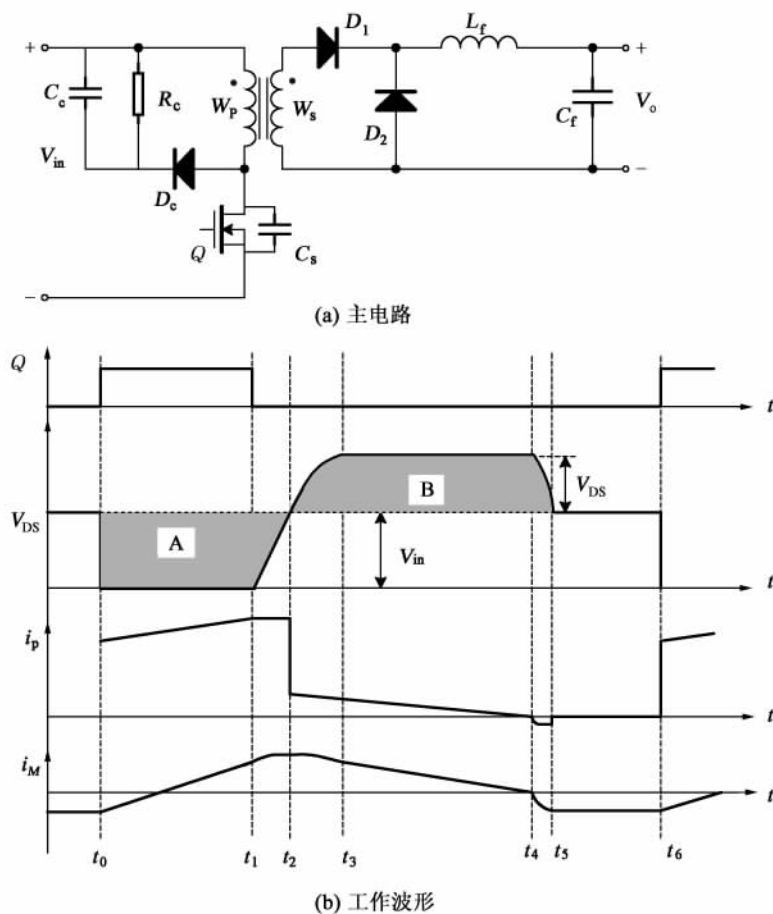


图 3.23 RCD 钳位 Forward

由图 3.23(b)可见,用 MOSFET 器件的 RCD 钳位 Forward 有六个开关模式,某开关周期将结束时因铁心已复位,开关管 Q 上电压 $V_Q = V_{in}$, D_2 续流。 $t = 0 \sim t_1$ 期间为开关模式 1, $t = 0$ 时 Q 导通, C_s 上的电荷在 Q 内部消耗,因 W_p 、 W_s 线圈“·”端为正,迫使 D_2 截止, D_2 有反向电流通过。 Q 开通, i_{L_f} 增加,磁化电流也增加。 $t = t_1$ 时 i_{L_f} 达最大值, Q 关断。 $t = t_1 \sim t_2$ 期间是开关模式 2,折算到 W_p 的负载电流和磁化电流 i_M 给 Q 的结电容 C_s 充电, $t = t_2$ 时 $V_{C_s} = V_{in}$, W_p 两端电压降为零,磁化电流达最大值。 $t = t_2 \sim t_3$ 期间为开关模式 3, C_s 上电压继续上升, W_p 外加电压变为下正上负, W_s 感应电势 e_{W_s} 为非“·”端正,使 D_1 截止, D_2 续流, D_2 电流等于电感 L_f 的电流,故 W_p 中只有磁化电流,于是其磁化电感与 C_s 谐振,使 V_{C_s} 继续增加, $t = t_3$ 时, $V_{C_s} = V_{in} + V_{C_c}$, 式中 V_{C_c} 是钳位电容 C_c 的电压,振荡终止。 $t = t_3 \sim t_4$ 期间为开关模式 4, V_{C_s} 的增大使 D_c 导通,磁化电流 i_M 流入 C_c , D_2 仍续流,因 C_c 电压为上负下正,使铁心去磁, i_M 减小, $t = t_4$ 时 $i_M = 0$ 。 $t = t_4 \sim t_5$ 期间为开关模式 5, t_4 时 i_M 降为零, D_c 自然恢复,此时 $V_{C_s} > V_{in}$,故 C_s 放电,磁化电流反向进入 W_p , $t = t_5$ 时 $V_{C_s} = V_{in}$, i_M 达负的最大值,因 Q 的结电容很小,反向磁化电流不大。 $t = t_5 \sim t_6$ 期间为开关模式 6, $t = t_5$ 时磁化电

感 L_M 与 C_s 的振荡并不结束, $t = t_5$ 后, V_{C_s} 继续下降, W_p 上的电压由负变正, W_s 也成为“·”端正, 其作用使 D_1 导通, 但 W_s 无法承担电感 L_l 的电流, D_2 继续导通, 故此时处于 D_1 、 D_2 同时导通、 W_s 短路的情况下, 磁化电流 i_M 不会变化, $V_Q = V_{in}$, 直到 $t = t_6$ 、 Q 再次导通时, 模式 6 才结束。

为了讨论简单起见, 忽略开关模式 2、3、5 的时间, 在电源电压 V_{in} 最低时, D_y 达最大值, 为了实现变压器铁心的磁复位, 应有以下关系

$$V_{C_c} \geq \frac{V_{inmin} D_{ymax}}{1 - D_{ymax}} \quad (3.60)$$

若 V_{C_c} 满足 (3.60) 式, 输出电压 V_o 不变, 输入电压越高, D_y 越小, 开关模式 6 的时间 ($t_5 \sim t_6$) 则越长。钳位电路消耗的能量等于部分磁化能量和漏感能量, 在不同工作状态下磁化能量变化不大, 漏感能量则随负载的加大而增加, 因而负载加大, V_{C_c} 也有所加大。因为电阻 R_c 的消耗功率和 V_{C_c} 的平方成正比, 合理的选取 R_c 值就能保证满足 (3.60) 式。

具有复位线圈的 Forward 开关管 Q 承受的电压等于电源电压 V_{in} 和去磁电压 $\frac{W_1}{W_3} V_{in}$ 之和, 去磁电压和 V_{in} 成正比。RCD 钳位 Forward 的去磁电压不随电源电压的变化而变化, 开关管 Q 的电压应力相对较低。为了减小 RCD 钳位电路的损耗, 必须减小输入该电路的能量, 即减小变压器的磁化电流和漏感。

Forward 的 RCD 钳位电路和 Flyback 的钳位电路从钳位这点来看是相同的, 但钳位电压的取值是不同的, Flyback 的钳位电压应大于副边反射到原边的电压 $\frac{W_1}{W_2} V_o$, 以减小进入钳位电容的原边线圈电感能量。Forward 则只要满足 (3.60) 式, 保证铁心磁复位即可。

三、有源钳位 Forward

有源钳位 Forward 有两种电路结构, 见图 3.24(a) 和 (b)。图 (a) 中钳位电路 C_c 、 D_c 和 Q_c 并接于变压器原边线圈 W_p 的两端, 钳位电容电压 $V_{C_c} = \frac{D_y}{1 - D_y} V_{in}$, 称 Flyback 钳位。图 (b) 中钳位电路并接于开关管 Q 的两端, $V_{C_c} = \frac{V_{in}}{1 - D_y}$, 称 Boost 钳位。尽管两者的 V_{C_c} 不同, 但从铁心复位的角度看是相同的。

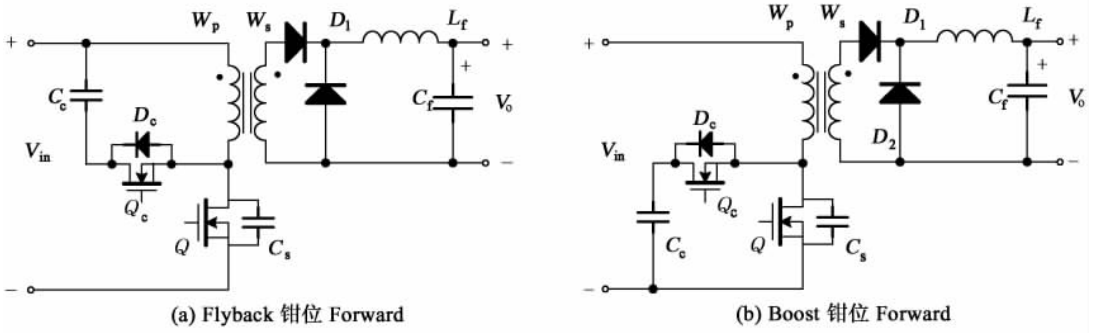
图 3.24(c) 是图 3.24(a) 电路的主要工作波形, 在一个开关周期中有七个开关模式。

$t = t_0 \sim t_1$ 期间, 钳位管 Q_c 断开, 开关管 Q 导通, 电源电压 V_{in} 加于 W_p 两端, W_p 和 W_s 的感应电势“·”端为正, D_1 导通, 电感电流 i_{L_l} 增加, 变压器磁化电流 i_M 先反方向减小到零, 然后正向增加, 在 $t = t_1$ 时 i_{L_l} 达最大值, Q 关断。

$t = t_1 \sim t_2$ 期间, Q 关断, 电容 C_s 在电感电流折算到原边线圈的电流和磁化电流 i_M 共同作用下充电, V_Q 从零线性增加, 在 $t = t_2$ 时, $V_Q = V_{in}$, 磁化电流达最大值 i_{Mmax} 。

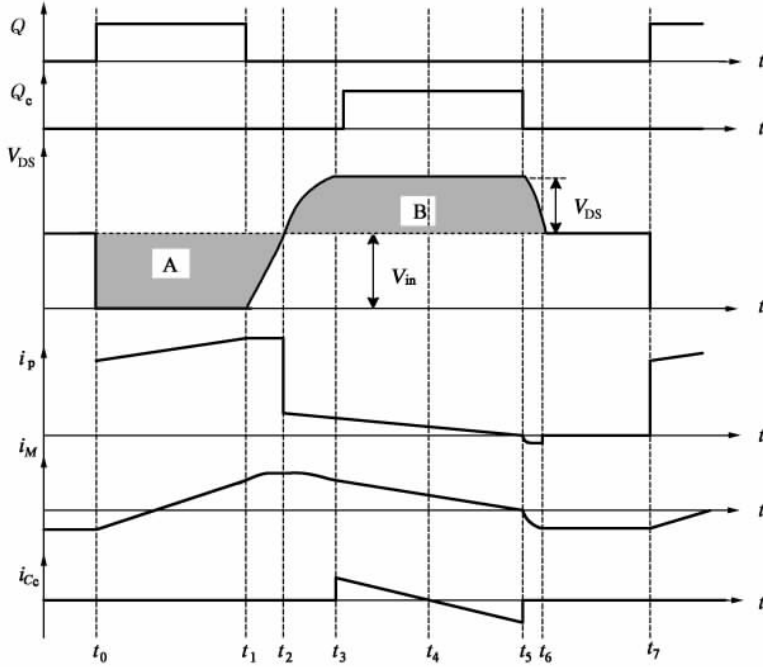
$t = t_2 \sim t_3$ 期间, C_s 继续充电, V_Q 继续增加, 作用于变压器原边的电压极性变负, D_1 截止, D_2 续流, 原边电流中不再有负载电流, 变压器磁化电感与 C_s 谐振, 到 $t = t_3$, $V_Q = V_{in} + V_{C_c}$, V_{C_c} 为钳位电容电压, 谐振结束, D_c 导通。

$t = t_3 \sim t_4$ 期间, V_Q 电压被钳位, 磁化电流 i_M 给电容 C_c 充电, 因 C_c 容量较大, V_{C_c} 电压变化较小, i_M 减小, $L_M \frac{di_M}{dt} = V_{C_c}$, $t = t_4$ 时 $i_M = 0$ 。

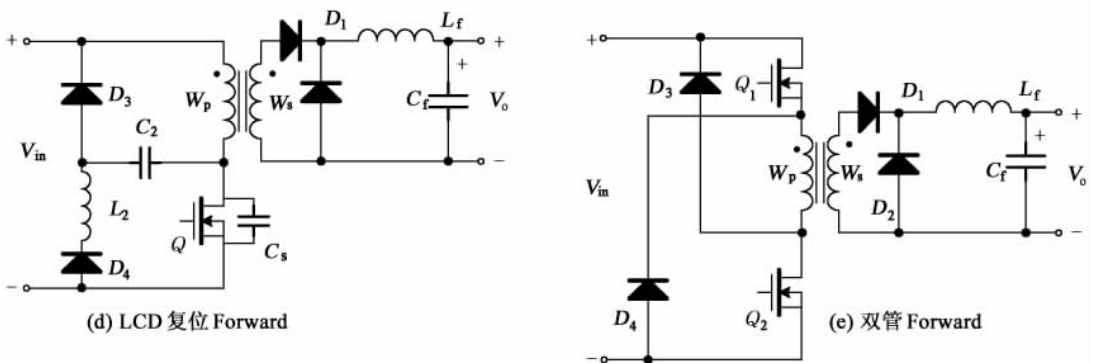


(a) Flyback 钳位 Forward

(b) Boost 钳位 Forward



(c) 图(a)的主要波形



(d) LCD 复位 Forward

(e) 双管 Forward

图 3.24 有源钳位 Forward 的主电路及其主要波形

$t = t_4 \sim t_5$ 期间, 因 Q_c 在 D_c 通电流时导通, 为 ZVS 开通, 但直至 D_c 截止后才通过电流, 磁化电流 i_M 反向, 在 V_{C_c} 作用下线性增加, $t = t_5$ 时 Q_c 关断, 钳位电容电流 i_{C_c} 降为零。

$t = t_5 \sim t_6$ 期间, 从 t_5 开始, 磁化电感 L_M 和 Q 的结电容 C_s 谐振, C_s 的电场能量转为磁场

能量, V_Q 降低, i_M 加大, 直到 $t = t_6$ 、 $V_Q = V_{in}$ 时 i_M 才停止增长。

$t = t_6 \sim t_7$ 期间, t_6 后, 磁化电流 i_M 继续从 W_p 非“·”端向“·”端流动, V_Q 开始小于 V_{in} , 变压器原、副边线圈电势又是“·”端为正, D_1 导通, 若此时电感电流 i_{L_1} 大于 i_M , 则 i_M 在 W_s 、 D_1 和 D_2 回路中流动, W_s 短路, i_M 保持不变, 直至 Q 再次开通。

由此可见, 有源钳位有以下特点: ① 因 Q 和 Q_c 互补导通, 有短的死区时间, 故铁心去磁时间接近 $(1 - D_y)T$, 达最大值, 去磁电压达最小值, 即钳位电压 V_{C_c} 达最小值, 开关管 Q 承受的电压也最小; ② D_c 导通时流入电容 C_c 的能量在 Q_c 导通时流出, 钳位电路不消耗能量; ③ 变压器铁心双向磁化, 磁性利用率提高, 可以用矩形磁滞回线的软磁材料; ④ 在空载或轻载时, 磁化电流 i_M 可能大于电感电流归算到原边的值, Q_c 关断后 W_p 线圈中的电流继续从“·”端流出, 抽走 C_s 上电荷, 实现 Q 的 ZVS 开通。

四、LCD 复位 Forward

图 3.4(d) 是采用 LCD 无损缓冲电路的 Flyback 变换器的电路图, 该缓冲电路同样可用于 Forward 中, 既起缓冲作用减小开关管关断时的应力, 又起磁复位电路作用, 使变压器铁心在 Q 关断期间去磁, 见图 3.24(d)。作为缓冲电路, 电容 C_2 上电压是交变的, 开关管导通期末 C_2 的电压是左正右负, Q 关断后, 起初在磁化电流和电感电流的作用下放电, V_{C_2} 降到零, $V_Q = V_{in}$ 。在 $V_Q > V_{in}$ 后, 变压器电势反向, D_1 截止, 原边线圈中只有磁化电流流动, C_2 反向充电, 铁心去磁, 随着 C_2 充电电压的增加, 去磁电压也增加。由此可见, 这种复位方法所需的复位时间较长, 限制了 Forward 的占空比的加大, 并在 Q 开通时, 流过它的电流中增加了一个 C_2 的放电电流。

五、双管 Forward

Flyback 和 Forward 直流变换器由于引入了变压器或耦合电感, 使开关管的电压应力高于 Boost 和 Buck 开关管电压应力。双管 Forward 的器件电压却等于电源电压, 从而为在高电压下应用 Forward 创造了条件。双管 Forward 的主电路如图 3.24(e) 所示, 由图可见, 两开关管 Q_1 、 Q_2 同时导通时, 变压器原边线圈电压等于电源电压 V_{in} , 铁心磁化; 两管同时关断时, D_3 、 D_4 续流, 该线圈电压极性相反, 大小仍为 V_{in} , 铁心去磁。故双管 Forward 的磁化电压等于去磁电压, 因此开关管的最大占空比不允许大于 0.5。

3.5.2 双向正激直流变换器

一、Bi Forward 的构成

双向正激直流变换器 Bi Forward 是在 Forward 基础上构成的, 参见图 3.21(a), 在原开关管 Q 上反并二极管 D , 改称 Q_1 ; 在原二极管 D_1 上反并开关管后称 Q_2 ; 在原 D_2 上反并开关管后称 Q_3 , 就构成 Bi Forward 的主电路。三个开关管均为 PWM 工作, 其中, Q_1 、 Q_2 同时导通同时关断, 并与 Q_3 互补工作, 见图 3.25(a)。这是具有复位绕组 W_3 的 Bi Forward, 同样方法也可构成 RCD 钳位、有源钳位和 LCD 缓冲电路的 Bi Forward。

和 Bi Flyback、Bi Cuk 一样, 在开关管互补工作时, 由于电感电流方向可变, 消除了电流断续工作方式。在一个开关周期中, 电感电流方向不改变时, 电感电流为正(自 V_1 向 V_2 方向流动为正方向), 则能量从 V_1 向 V_2 方向传输; 若电感电流为负, 则能量反向传输; 若电感电流交替变化, 则能量传输方向取决于电感电流平均值的大小。

电感电流为正时的 Bi Forward 工作原理和主要关系已在 3.5.1 节讨论过了, 这里不再讨论。

二、电感电流反向时的 Bi Forward 工作原理

在 3.5.1 节和图 3.21 中讨论了能量从 V_{in} 向 V_o 方向传递时 Forward 的工作原理和主要工作波形,其中开关管 Q 在 $0 \sim t_{on}$ 期间导通, $t_{on} \sim T$ 期间截止。在 Bi Forward 中,开关管 Q_1 、 Q_2 同时导通同时关断,并和 Q_3 互补工作,即 Q_3 是在 $t_{on} \sim T$ 期间导通。观察图 3.25(b)最

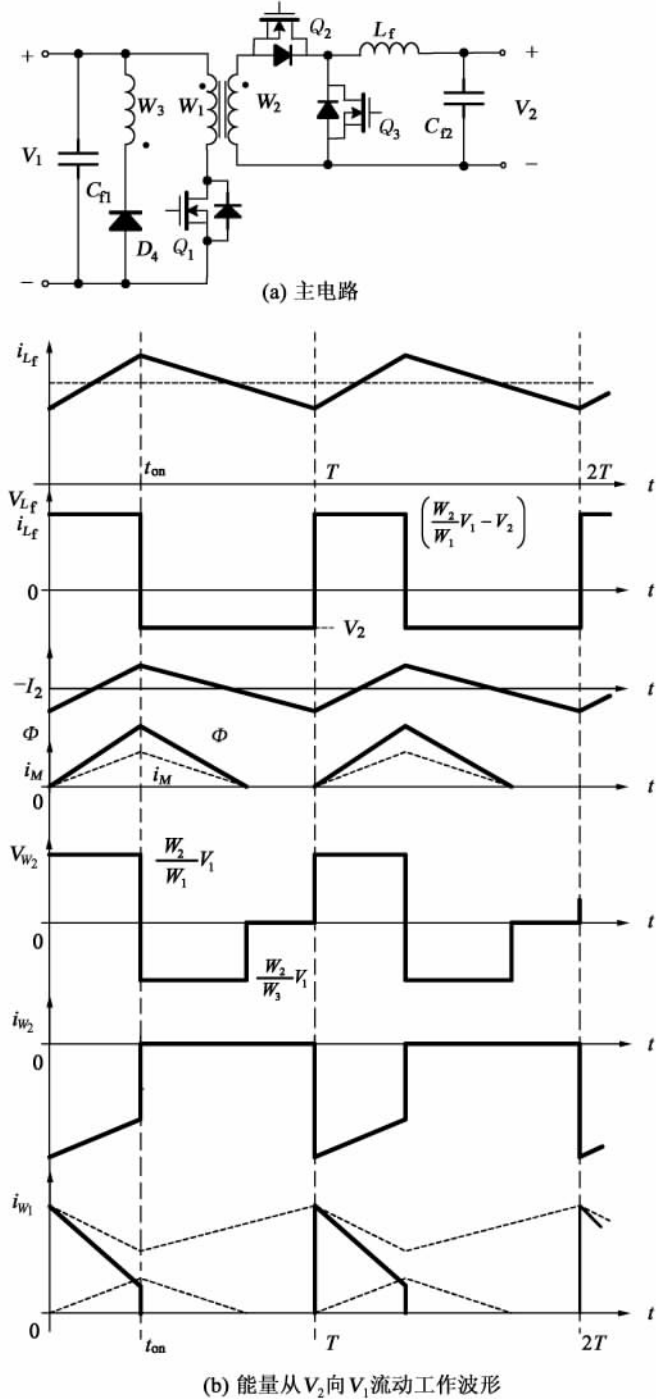


图 3.25 Bi Forward 的主电路及其工作波形

上面的 i_{L_f} 曲线, i_{L_f} 为正, 即能量从 V_1 向 V_2 侧流动。为了便于比较, 假定能量从 V_2 向 V_1 方向传输时 Q_3 还是在 $t_{on} \sim T$ 期间导通。由图 3.25(b), Q_3 导通, 电感电流 i_{L_f} 在 V_2 作用下负向增加, 在 $t = T$ 时 i_{L_f} 达最大值, Q_3 截止, Q_1 、 Q_2 导通, 若正激变压器为理想变压器, 没有漏电感, i_{L_f} 即通过 Q_2 进入 W_2 , 铁心磁化, 磁通增加, 在 W_1 中感应出“·”端正的电势, 产生通过 Q_1 (D_1) 的电流, 流入 V_1 的正端。流入 W_2 的电流为 i_{L_f} , 它的一部分为磁化电流 i_M , 另一部分为负载电流, 负载电流通过 D_1 、 W_1 到 V_1 。因 D_1 导通, W_1 的电压即磁化电压为 V_1 , W_2 的电压为 $\frac{W_2}{W_1}V_1$, L_f 的电压 V_{L_f} 为 $\frac{W_2}{W_1}V_1$ 和 V_2 之差, i_{L_f} 减小, 在 $t = t_{on} + T$ 时达最小值, 铁心磁通 Φ 和磁化电流达最大值, Q_1 、 Q_2 截止, 磁化结束, 磁化时间为 t_{on} 。 Q_3 再次导通, D_1 通过去磁电流, 铁心去磁, 去磁电压为 V_1 , 去磁时间由 W_3 的匝数确定。

在一个开关周期中, 稳态时由电感 L_f 电压伏秒面积为零得 V_1 和 V_2 电压间的关系

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{W_1}{W_2} \frac{1}{1 - D_{y3}} \tag{3.61}$$

式中, D_{y3} 是 Q_3 的占空比。因 Q_1 和 Q_3 互补, $1 - D_{y3} = D_{y1}$, 得

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{W_2}{W_1} D_{y1} \tag{3.62}$$

与(3.48)式比较, 并注意 V_{in} 、 V_o 和 V_1 、 V_2 的符号, 可知两式相同, 这表明能量从 V_2 向 V_1 方向流动时的电压关系和能量从 V_1 向 V_2 方向流动时一致, Forward 也有好的可逆性。

电感电流 i_{L_f} 的平均值等于输入电流 I_2 , 若不计变压器的损耗和磁化电流, 则有

$$\begin{aligned} I_1 V_1 &= I_2 V_2 \\ I_1 &= \frac{W_2}{W_1} D_{y1} I_2 \end{aligned} \tag{3.63}$$

能量从 V_2 向 V_1 方向流动时, 铁心的磁化电压为 V_1 , 磁化时间为 t_{on} , 去磁电压也是 V_1 , 去磁时间为 t_r , 和能量正向流动时相同, 因此, 只要 Q_1 的占空比最大值满足(3.58a)式, 就能保证变压器磁化和去磁的平衡。

Bi Forward 在能量从 V_2 向 V_1 方向流动, Q_3 关断时, 为了让电流 i_{L_f} 流入 W_2 , Q_2 和 Q_3 必须严格地互补工作, 否则 i_{L_f} 将无路可走, 为此, 实际上应让 Q_2 稍早导通, 但 Q_1 不允许提前导通。

在讨论隔离 Cuk、Sepic、Zeta 和 Forward 变换器时, 就默认了一个假定, 即变换器的变压器没有漏感, 电感电流在开关管关断时可直接进入变压器的线圈。实际上, 要变压器没有漏感是不可能的, 于是出现了在开关管关断时两个具有不同电流的电感串联的现象, 势必在开关管上形成大的电压尖峰, 损坏开关管。

在实际应用中, 必须加钳位电路, 以限制加于 Q_3 上电压的最大值。2.2.2 节中为了减小二极管的反向恢复电流, 讨论了应用有源钳位电路的 Boost 变换器, 在本节中拟讨论三种无源钳位电路。图 3.26 中(a)是 RCD 钳位电路, (b)是 LCD 钳位电路, (c)是有源钳位电路, (d)是 Flyback 钳位电路。

RCD 钳位电路控制 R_c 的数值可控制钳位电容 C_c 的电压, 从而限制了 Q_3 关断时电感电

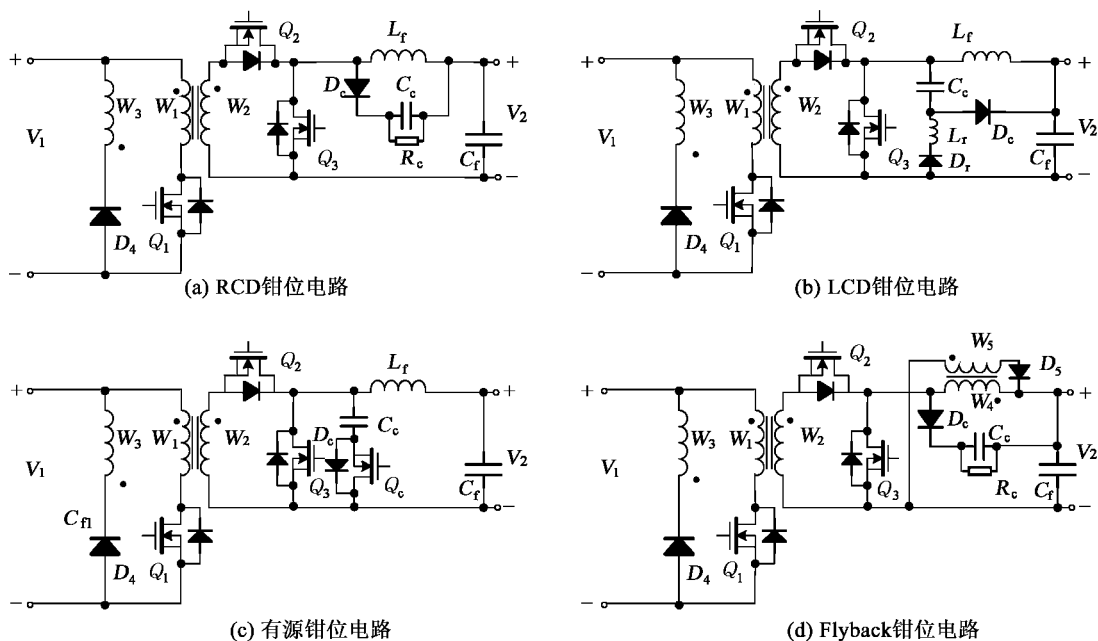


图 3.26 Bi Forward 的钳位电路

压 V_{L_f} 的最大值,限制了 Q_3 电压的最大值 V_{Q_3}

$$V_{Q_{3max}} = V_2 + V_{C_c} \quad (3.64)$$

式中, V_{C_c} 为钳位电容电压。RCD 钳位电路简单,但损耗较大。

图 3.26(b)为 LCD 钳位电路,钳位电容 C_c 在 Q_3 导通时通过 L_r, D_r 放电,因 L_r, C_c 的谐振频率低于开关频率,故仅放掉部分能量, V_{C_c} 电压稍有下降。 Q_3 关断后, i_{L_f} 给 C_c 充电,同时通过 Q_2 向 W_2 流动,当 $i_{w_2} = i_{L_f}$ 时,给 C_c 的充电电流为零。稳态时,在一个开关周期中 C_c 的放电量和充电量相等,平均电压不变,使 Q_3 电压满足(3.64)式。

图 3.26(c)是具有有源钳位电路的 Bi Forward 的主电路,其中 C_c 和 Q_c 为有源钳位电路,并接于 Q_3 两端。 Q_3 导通, i_{L_f} 增加。 Q_3 断开, Q_1, Q_2, Q_c 导通, W_2 的电流自零增长,增长速度受变压器漏感限制,电感电流 i_{L_f} 的一部分通过 D_c 进入钳位电容 C_c , Q_c 零电压开通,钳位电容 C_c 限制了 Q_3 电压尖峰, $V_{C_c} = V_2 + V_{L_f}$ 。在 W_2 的电流等于 i_{L_f} 后, C_c 由充电转为放电。在一个开关周期中 V_{C_c} 的平均电压保持不变,其数值大于 $\frac{W_2}{W_1} V_1$ 。

图 3.26(d)中 W_4, W_5 和 D_5 构成 Flyback, Q_3 导通时, W_4 的“·”端为正, D_5 反偏截止, Q_3 关断, D_5 导通, W_5 中的贮磁能返回电源 V_2 , $e_{w_5} = V_2, e_{w_4} = \frac{e_{w_5}}{W_5} \cdot W_4 = \frac{W_4}{W_5} V_2$, 将 Flyback 的原边线圈感应电势 e_{w_4} 钳位,即使 $V_{Q_3} = \left(1 + \frac{W_4}{W_5}\right) V_2$ 。图中的 RCD 钳位电路用于在 Q_3 刚截止时限制加于 Q_3 上的电压尖峰。Flyback 的输出也可接在 V_1 端。

三、电感电流交替变化的 Bi Forward 工作

在 2.2.2 节讨论了 Bi Buck-Boost 的电感电流交替工作方式,得到了以下结论:① i_{L_f} 的

交替工作方式实现了两开关管的 ZVS 开通,消除了二极管的反向恢复电流;② 在一个开关周期内能量双向流动,平均能量流动的方向取决于电感电流最大值 $i_{L_{fmax}}$ 和 $i_{L_{fmin}}$ 值的大小,若 $|i_{L_{fmin}}| = i_{L_{fmax}}$, 则平均传输功率为零;若 $|i_{L_{fmin}}| < i_{L_{fmax}}$, 能量从 V_1 向 V_2 方向传输;若 $|i_{L_{fmin}}| > i_{L_{fmax}}$, 能量从 V_2 向 V_1 方向传输;③ 这种工作方式的缺点是电流脉动大,电流的有效值与其平均值之比较大,开关管有较大的导通损耗。

Forward 是隔离的 Buck-Boost,同样也有电感电流交替变化的工作方式,图 3.27 是其工作波形。由 i_{L_f} 的波形图可见, $|i_{L_{fmin}}| < i_{L_{fmax}}$, 故平均能量从 V_1 向 V_2 方向传输,平均电感电流 I_2 从 V_2 侧输出。由电感电流 i_{L_f} 波形可见,有四个开关模式: $t_0 \sim t_1$ 期间是开关模式 1, i_{L_f} 为负, Q_2 、 D_1 导通; $t_1 \sim t_{on}$ 期间是开关模式 2, Q_1 、 D_2 导通, i_{L_f} 正向增加,铁心磁化; $t_{on} \sim t_2$ 期间是开关模式 3, Q_1 、 D_2 截止, D_3 和 D_4 续流, i_{L_f} 降低, i_M 在 W_3 中流动,铁心去磁; $t_2 \sim T$ 期间是开关模式 4, Q_3 导通, i_{L_f} 反向增长, $t = T$ 时 Q_3 截止, Q_2 、 Q_1 导通, i_{L_f} 流入 W_2 , 进入下一周期。

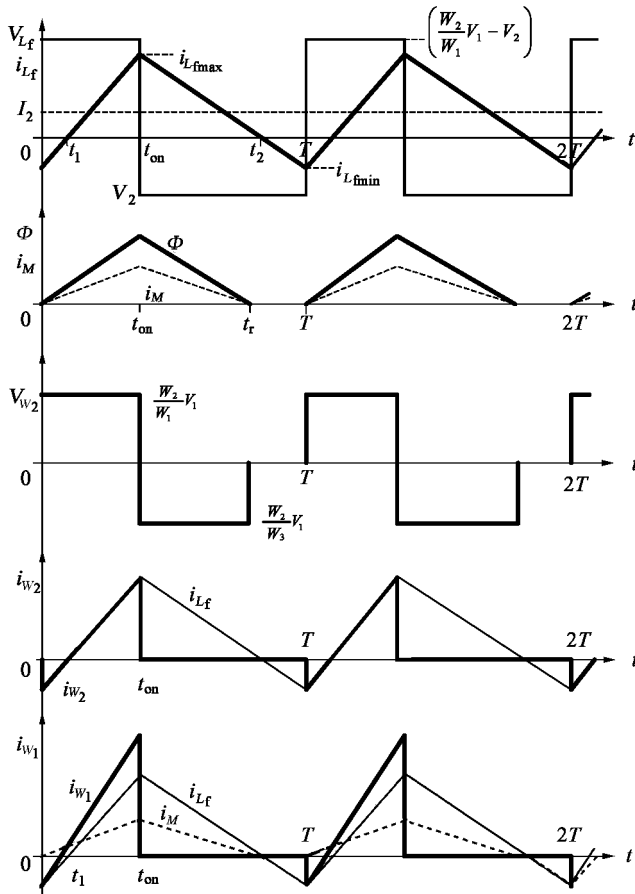


图 3.27 电感电流交替变化的 Bi Forward 工作波形

在开关模式 1, i_{L_f} 自“·”端进入 W_2 线圈,铁心磁化, i_{L_f} 中的电流一部分为磁化电流 i_M , 另一部分为负载电流,通过 W_1 、 D_1 传到 V_1 侧。因 D_1 通电,故 W_1 上电压为 V_1 , W_2 电压为 $\frac{W_2}{W_1}V_1$ 。

$t = t_1$ 时 $i_{L_f} = 0$, 电感电流不能为铁心提供磁化电流。实际上, 在 t_1 前磁化电流已转入 W_1 中流动, t_1 时 W_1 中仅有磁化电流 i_M , 没有负载电流分量。在开关模态 2, W_1 的电流即电流 i_Q 也有两部分, 磁化电流与负载电流, 后者为 i_{L_f} 归算到 W_1 的值, 铁心继续磁化, 到 $t = t_{on}$ 时 Q_1 关断, 磁化过程结束。在 $t = 0 \sim t_{on}$ 期间, W_1 上电压为 V_1 , “·”端正, 铁心始终处于磁化状态。在开关模态 3, D_3 续流, i_{L_f} 减小, D_4 续流, W_3 非“·”端电压为正, 铁心去磁, 当去磁电压伏秒面积等于磁化电压伏秒面积时, 在 $t = t_r$ 去磁结束, i_M 为 0, D_4 阻断。 $t = t_2$ 时, $i_{L_f} = 0$, 转入开关模态 4, Q_3 导通, i_{L_f} 反向。 t_r 可以小于、等于或大于 t_2 , 取决于负载电流的大小和变压器匝比关系。因此, 电感电流的交替变化不影响变压器铁心的磁化与去磁, 但改变了功率器件的开关状态, 开关管 Q_1 是在 D_1 续流时开通的, 为 ZVS 开通, 同样, D_1 没有反向恢复电流, 开关管 Q_3 是在 D_3 续流时开通的, 也为 ZVS 开通。开关管 Q_2 开通时若铁心磁复位已结束(一般都应如此), 也为软开通。因此, 电感电流的交替变化改善了功率器件的开通条件。

在一个开关周期内电感电压的平均值为零, 可求得 V_1 和 V_2 两电压间关系, 从图 3.27 的电感电压波形可见, i_{L_f} 交替变化与单向变化的 V_{L_f} 波形相同(参看图 3.25(b)), 故 V_1 和 V_2 间关系也和(3.62)式相同。

3.6 双向推挽和半桥直流变换器

3.6.1 推挽和半桥逆变器

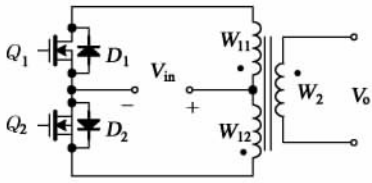
推挽和半桥逆变器是最简单的隔离型逆变器, 由两只相同的开关管和隔离变压器构成, 主电路见图 3.28(a)和(b), (a)为推挽逆变器, 变压器有两个相同匝数的原边线圈 W_{11} 和 W_{12} , 副边线圈为 W_2 , (b)是半桥逆变器, 原副边线圈分别为 W_1 和 W_2 。开关管 Q_1 和 Q_2 互补导通, 各自导通 180° 电角, 中间有死区时间, 防止两管直通。

一、推挽逆变器的工作原理

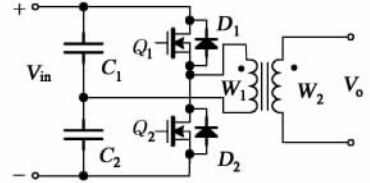
$t = 0 \sim T/2$ 期间, 开关管 Q_1 导通, 电源电压 V_{in} 加于 W_{11} 线圈上, “·”端为正, 铁心磁通增加, $W_{11} \frac{d\Phi}{dt} = V_{in}$, 副边线圈 W_2 感应电势 $e_{W_2} = \frac{W_2}{W_{11}} \cdot V_{in}$, 设电源电压 V_{in} 不变, 因此 e_{W_2} 和 V_{in} 成正比, 也不随时间改变。 $t = T/2$ 时 Q_1 关断, Q_2 导通, V_{in} 加于 W_{12} 线圈, 非“·”端为正, W_2 的感应电势反向。可见逆变器输出电压 V_o 为 180° 方波, 见图 3.28(c)。电阻负载时, 负载电流也为 180° 方波, $i_o = V_o/R_{LD}$, R_{LD} 为负载电阻。

若逆变器的输出端接纯电感负载, 感值为 L_o , 在 V_o 的正半周, i_o 在 V_o 作用下线性增长, $L \frac{di_o}{dt} = V_o$, 在 $t = T/2$ 时, 达最大值, 此后在反相电压作用下减小, 在 $t = T$ 时达最小值, 电流波形为三角波, 见图 3.28(d)。在正半周中, 电感电流增长量 $\Delta i_o = \frac{V_o}{L} \cdot \frac{T}{2} = \frac{W_2}{W_1} \cdot \frac{V_{in}}{2Lf}$, 由此得三角波的幅值 $i_{o_{max}} = \frac{W_2}{W_1} \cdot \frac{V_{in}}{4Lf}$ 。

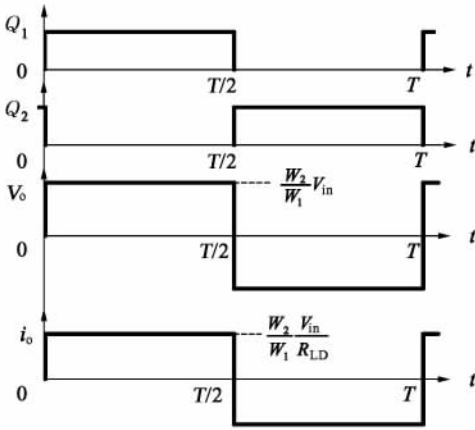
由图可见, 在 $T/4 \sim T/2$ 和 $3T/4 \sim T$ 期间, 电流 i_o 和电压 V_o 同向, 电源向负载输出功率; 而在另两个 $T/4$ 周期内, i_o 和 V_o 反向, 电感储能返回电源 V_{in} 。在 $0 \sim T/4$ 期间, V_o 为正,



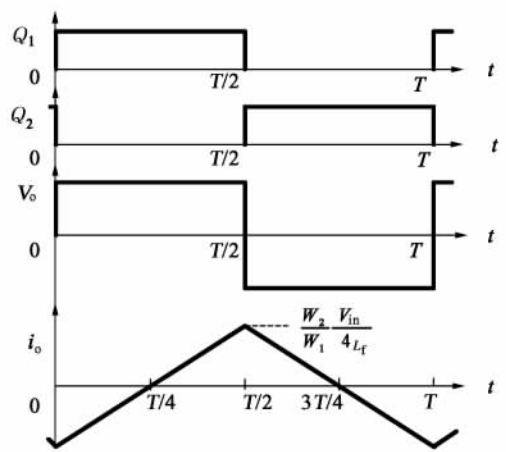
(a) 推挽逆变器主电路



(b) 半桥逆变器主电路



(c) 电阻负载波形



(d) 电感负载波形

图 3.28 推挽和半桥逆变器的主电路及其工作波形

i_o 为负, 即 i_o 从“·”端流入 W_2 , W_1 中电流必从“·”端流出, 因此时 Q_2 截止, W_{12} 中不可能有电流, 电流只能从 W_1 中流出, 通过电源 V_{in} 经 D_1 构成回路。在 $T/2 \sim 3T/2$ 期间, 则为 D_2 导通。因此, 在感性负载时, Q_1 和 Q_2 上必须反并二极管。

Q_1 导通期间, $e_{W_{11}} = V_{in}$, “·”端为正, 因 $W_{11} = W_{12}$, 故 W_{12} 中有大小和极性相同的感应电势 $e_{W_{12}}$, 开关管 Q_2 承受的电压 $V_{Q_2} = V_{in} + e_{W_{21}} = 2V_{in}$ 。实际上, 因变压器有漏感, Q 关断时开关管承受的电压是 $2V_{in}$ 再加上由漏感引起的电压尖峰。为了减小关断电压尖峰, 必须使各线圈紧密耦合, 减小变压器的漏感, 通常采用 W_{11} 和 W_{12} 并绕的方法减小原边线圈的漏感, 而这样绕法使推挽逆变器不宜在高电源电压下工作。

二、半桥逆变器

半桥逆变器和推挽逆变器电路不同点是前者有 C_1 和 C_2 构成的分压电容, 通常 $C_1 = C_2$, 故 $V_{C_1} = V_{C_2} = V_{in}/2$ 。开关管 Q_1 、 Q_2 和推挽逆变器的开关管工作相同, 前半周 Q_1 导通, 后半周 Q_2 导通。 Q_1 导通, $V_{C_1} = V_{in}/2$ 加于 W_1 上, “·”端为正, 铁心磁化, W_2 感应正电势, $e_{W_2} = \frac{W_2}{W_1} \frac{V_{in}}{2}$ 。 $t = T/2$ 时 Q_1 关断, Q_2 导通, W_2 感应负电势, 故 W_2 的电势波形必和推挽逆变器一

样。电阻负载时, 负载电流 i_o 也为 180° 方波, 其幅值 $i_{o\max} = \frac{V_o}{R_{LD}} = \frac{W_2}{W_1} \frac{V_{in}}{2R_{LD}}$ 。感性负载时, 半桥逆变器的输出电流也为三角波, 如图 3.28(d) 所示, 仅其幅值小一半。同样, 此时两开关管和两二极管轮流工作, 各工作 $T/4$ 。 $0 \sim T/4$ 期间, D_1 续流; $T/4 \sim T/2$ 期间, Q_1 导通; $T/2 \sim$

$3T/4$ 期间, D_2 续流; $3T/4 \sim T$ 期间, Q_2 导通。因 Q_1 、 Q_2 是在 D_1 、 D_2 续流条件下导通的, 故 Q_1 、 Q_2 为 ZVS 开通, D_1 、 D_2 也没有反向恢复电流。

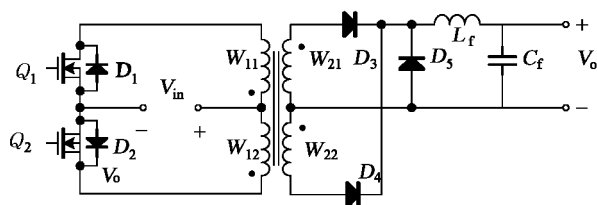
半桥逆变器开关管承受的电压等于电源电压, 即 $V_Q = V_{in}$ 。 Q_1 关断时 D_2 续流, Q_2 关断时 D_1 续流, 形成漏感能量释放回路, 故开关管关断时不会有电压尖峰, 这是半桥逆变器电路拓扑比推挽逆变器优越的地方。

3.6.2 推挽直流变换器

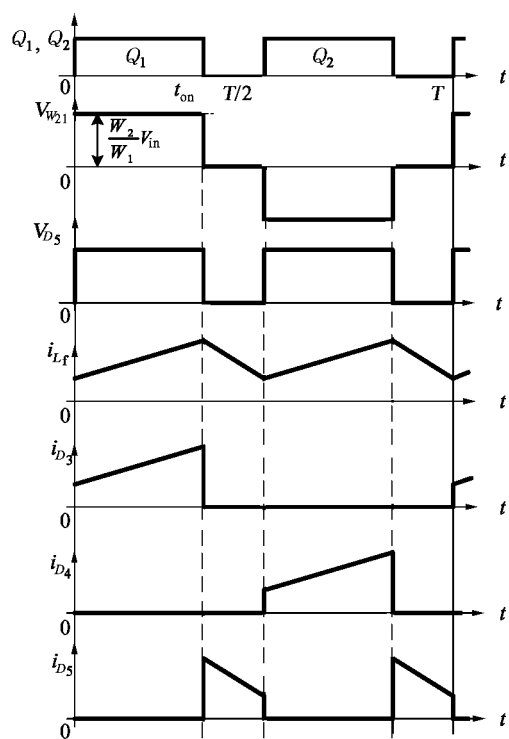
推挽直流变换器是在推挽逆变器的输出端加整流和滤波电路构成。有两种类型: 电压型推挽直流变换器和电流型推挽直流变换器。

一、电压型推挽直流变换器

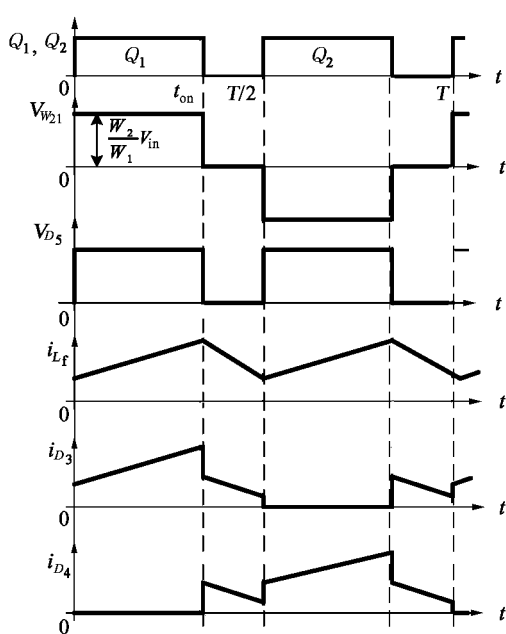
推挽直流变换器英文名为 Push-pull DC/DC converter, 主电路如图 3.29(a) 所示, 是在推挽逆变器的输出端加整流滤波电路构成, 图中的整流电路是全波整流。Push-pull 可看成



(a) 主电路



(b) 有 D_5 时的波形



(c) 无 D_5 时的波形

图 3.29 Push-pull 变换器的主要电路及其主要波形

为两个 Forward 的组合,两个开关管轮流导通,铁心交变磁化,全波整流电路副边有 W_{21} 和 W_{22} 两个相同匝数的线圈,即 $W_{21} = W_{22} = W_2$ 。全波整流电路可以有续流管 D_5 ,也可不接续流管。

图 3.29(b)是有 D_5 的 Push-pull 的主要波形。 Q_1 导通, V_{in} 加于 W_{11} 上,“·”端为正,铁心磁化, W_{21} 中感应出与 V_{in} 成正比的电势,经 D_3 整流, i_{L_f} 增长。 $t = t_{on}$ 时, i_{L_f} 达最大值, Q_1 关断,电感电流折算到原边的量,铁心磁化电流和原边线圈漏感电流给 Q_1 的结电容充电, V_{Q_1} 增长,在 $V_{Q_1} = V_{in}$ 时, W_{11} 两端电压为零,各线圈电势为零,此时 W_{11} 中电流仍继续流动,使 V_{Q_1} 继续增加,线圈中感应电势变负, D_3 截止, D_5 续流,电感电流不再反射到原边, V_{Q_1} 在漏感电流作用下达最大值,然后反向放电, V_{Q_1} 回落,直到 $V_{Q_1} = V_{in}$ 。在 $t = t_{on} \sim T/2$ 期间, Q_1 、 Q_2 均不导通, $V_{Q_1} = V_{Q_2} = V_{in}$, i_{L_f} 在 V_o 作用下下降。 $t = T/2 \sim T/2 + t_{on}$ 期间, Q_2 导通,铁心反向磁化,其过程和 Q_1 导通时相同。整流管 D_3 、 D_4 的电流和续流管 D_5 的电流是 i_{L_f} 的一部分, W_{21} “·”端为正时, D_3 通过 i_{L_f} ; W_{22} 非“·”端为正时 D_4 通过 i_{L_f} ,在 Q_1 、 Q_2 截止期间, W_{21} 和 W_{22} 都没有感应电势, D_5 续流。

如果不接续流管 D_5 ,该变换器仍能正常工作,波形如图 3.29(c)所示,与(b)比较可知,在 Q_1 、 Q_2 关断期间,原通过 D_5 的电流 i_{L_f} 现必须经 W_{21} 和 W_{22} 流动, W_{21} 或 W_{22} 中的电流为 i_{L_f} 的一半。

由电感 L_f 上电压伏秒面积在一个开关周期内的和为零,得输出电压 V_o 和输入 V_{in} 间的关系为

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{W_2}{W_1} \cdot 2D_y \quad (3.65)$$

式中, D_y 为开关管 Q_1 、 Q_2 的占空比, $D_y = t_{on}/T$ 。与 Forward 的(3.48)式比较, Push-pull 的输出电压要高 1 倍,应在预料之中。

Q_1 和 Q_2 承受的电压 V_Q 为

$$V_Q = 2V_{in} \quad (3.66)$$

D_3 和 D_4 承受的电压 V_D 为

$$V_D = \frac{W_2}{W_1} \cdot 2V_{in} \quad (3.67)$$

D_5 承受的电压 V_{D_5} 为

$$V_{D_5} = \frac{W_2}{W_1} V_{in} \quad (3.68)$$

电感电流 i_{L_f} 的平均值 I_{L_f} 等于输出电流 I_o , 即

$$I_{L_f} = I_o = \frac{V_o}{R_{LD}} \quad (3.69)$$

式中, R_{LD} 为负载电阻。电感电流的脉动值 Δi_{L_f} 为

$$\Delta i_{L_f} = \frac{W_2}{W_1} \cdot \frac{V_{in}}{L_f} \cdot 2(1 - D_y) D_y T = \frac{W_2}{W_1} \cdot \frac{V_{in} D_y}{L_f f} 2(1 - D_y) \quad (3.70)$$

通过二极管 D_3 、 D_4 和 D_5 电流的最大值为

$$I_{D_{3\max}} = I_{D_{4\max}} = I_{D_{5\max}} = I_o + \frac{1}{2} \Delta i_{L_f} = I_o + \frac{W_2}{W_1} \frac{V_{in} D_y}{L_f f} (1 - D_y) \quad (3.71)$$

通过开关管电流最大值 $I_{Q_{\max}}$ 等于流过变压器原边线圈电流的最大值

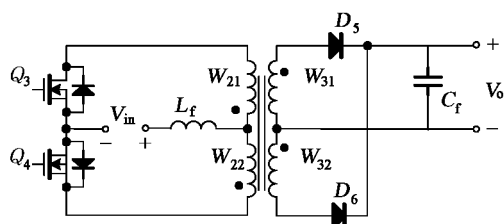
$$I_{Q_{\max}} = \frac{W_2}{W_1} I_o + \left(\frac{W_2}{W_1} \right)^2 \frac{V_{in} D_y}{L_f f} (1 - D_y) + i_{M\max} \quad (3.72)$$

式中, $i_{M\max}$ 是变压器磁化电流最大值, 与 Q_1 、 Q_2 并联的二极管 D_1 、 D_2 仅在开关管关断时刻的短时内流过磁化电流。比较图 3.29(b)和(c), 接不接 D_5 仅改变通过 D_3 、 D_4 和变压器副边线圈的电流波形, 原边线圈的电流不受影响。

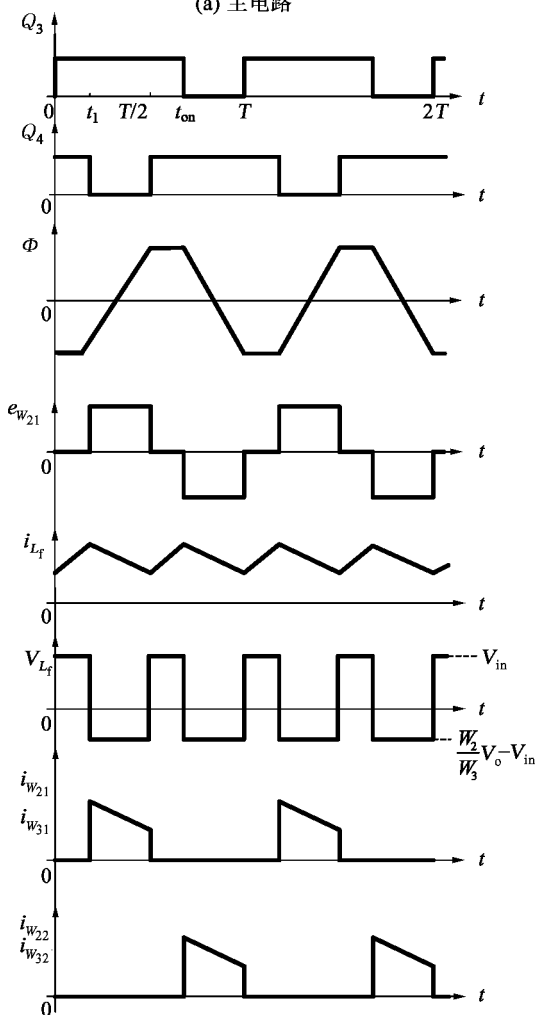
二、电流型推挽直流变换器

图 3.30(a)是电流型 Push-pull 变换器的主电路, 和图 3.29(a) Push-pull 的不同在于将滤波电感 L_f 从变换器的输出端移到了输入端, 相当于 Buck 和 Boost 的 L_f 位置变化。由于 L_f 在输入端, 故开关管 Q_3 和 Q_4 不能都断开, 即 Q_3 和 Q_4 的占空比必须大于或等于 0.5, 见图 3.30(b)。变压器两原边线圈匝数相等 $W_{21} = W_{22} = W_2$, 两副边线圈匝数相等 $W_{31} = W_{32} = W_3$ 。

设 D_y 为 Q_3 的占空比, 则 $(1 - D_y)T$ 为 Q_3 的关断时间, 因 Q_4 比 Q_3 延迟 $T/2$ 开通, 其导通时间与 Q_3 相同, 故 Q_3 和 Q_4 同时导通的时间为 $(D_y - \frac{1}{2})T$ 。在 $0 \sim t_1$ 期间, Q_3 、 Q_4 导通, i_{L_f} 分别经 W_{21} 、 Q_3 和 W_{22} 、 Q_4 流通, 因电流同时自 W_{21} 的“·”端和 W_{22} 的非“·”端流入线圈, 在两电流相同时, 两原边线圈的合成磁势为零, 铁心磁状态不变, 线圈中没有感应电势, 电源电压 V_{in} 加于 L_f 上, i_{L_f} 增加, $t = t_1$ 时 i_{L_f} 达最大值。此时, Q_4 关断, i_{L_f} 取 W_{21} 、 Q_3 构成回路, 铁心磁化, W_{21} 感应电势 $e_{W_{21}}$ “·”端为正, D_5 导通, W_{31} 提供负载电流, $i_{W_{31}} \cdot W_{31} = W_{21} \cdot i_{L_f}$, 负载电流平均值 $I_o = 2I_{W_{31}} = \frac{W_{21}}{W_{31}} I_{L_f}$, 式



(a) 主电路



(b) 主要波形

图 3.30 电流型 Push-pull 的主电路及其主要波形

中 $I_{W_{31}}$ 和 I_{L_f} 是 W_{31} 通电期间 ($t_1 \sim T/2$) 流过它和 L_f 电流的平均值。因 D_5 导通, $V_{W_{31}} = V_o$, $V_{W_{21}} = \frac{W_{21}}{W_{31}}V_o$, 故 $V_{L_f} = V_{W_{21}} - V_{in}$, 式中 $V_{W_{31}}$ 为 W_{31} 上所加电压, V_{L_f} 为 $t = t_1 \sim T/2$ 期间 L_f 上所加电压, 因 $V_{W_{21}} > V_{in}$, i_{L_f} 减小。在 $t = T/2 \sim t_{on}$ 期间, Q_3 、 Q_4 又导通, i_{L_f} 增加, 变压器磁状态不变。 $t = t_{on} \sim T$ 期间, Q_3 截止, i_{L_f} 经 Q_4 流入 W_{22} , 使铁心去磁, i_{L_f} 减小。可见在一个开关周期内, 变压器铁心完成一个磁化和去磁的循环, 铁心双向磁化, 电感电流两次增加、两次减小, 稳态时增加量和减小量相同。

由电感 L_f 的电压在半个开关周期内的伏秒面积为零, 得输出电压 V_o 与输入电压 V_{in} 之比为

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{W_3}{W_2} \frac{1}{2(1-D_y)} \quad (3.73)$$

式中, D_y 为 Q_3 或 Q_4 的占空比。 Q_3 、 Q_4 导通期间, 电感电压 V_{L_f} 为

$$V_{L_f} = V_{in} \quad (3.74a)$$

一个开关管关断期间的 V_{L_f} 为

$$V_{L_f} = \frac{W_2}{W_3}V_o - V_{in} = \frac{2D_y - 1}{2(1-D_y)}V_{in} \quad (3.74b)$$

若 $D_y = 0.5$, $V_{L_f} = 0$, $V_o = \frac{W_3}{W_2}V_{in}$; $D_y = 3/4$, $V_{L_f} = V_{in}$, $V_o = \frac{W_3}{W_2} \cdot 2V_{in}$ 。可见, 随着占空比的增大, 其中一个开关管关断期间, 电感上的电压 V_{L_f} 也相应增大, 输出电压也加大。 $D_y = 0.5$ 时为一特例, 此时开关管的转换不会导致电感电流的变化, L_f 不起升压作用, $V_o = V_{in} \cdot \frac{W_3}{W_2}$ 。

开关管承受的电压 V_Q 为

$$V_Q = 2 \frac{W_2}{W_3}V_o = \frac{V_{in}}{1-D_y} \quad (3.75)$$

整流管 D_5 、 D_6 承受的电压 V_D 为

$$V_D = 2V_o = \frac{W_3}{W_2} \frac{V_{in}}{1-D_y} \quad (3.76)$$

通过整流管的电流的平均值 I_D 为

$$I_D = \frac{I_o}{2} = \frac{V_o}{2R_{LD}} \quad (3.77)$$

式中, R_{LD} 为负载电阻。整流管导通期间电流的平均值 I_{D_c} 等于副边线圈电流的平均值 $I_{W_{31}}$

$$I_{W_{31}} = I_{D_c} = \frac{I_o}{2(1-D_y)} \quad (3.78)$$

$t = t_{on} \sim T$ 期间, 若不计变压器铁心磁化电流, 电感电流 i_{L_f} 与 W_{31} 中的电流 $i_{W_{31}}$ 关系为

$$i_{L_f}W_{21} = i_{W_{31}}W_{31} \quad (3.79)$$

若不计电感电流脉动, 设 $I_{W_{31}}$ 为线圈 W_{31} 通电时电流的平均值, 则

$$I_{L_f} = \frac{W_3}{W_2} I_{W_{31}} = \frac{W_3}{W_2} \frac{I_o}{2(1-D_y)} = I_{in} \quad (3.80)$$

3.6.3 双向推挽直流变换器

一、Bi Push-pull 的电路拓扑和控制方式

在图 3.29(a) Push-pull 主电路中的两个二极管 D_3 、 D_4 上反并联开关管 Q_3 和 Q_4 , 就构成了 Bi Push-pull, 它也可在电流型 Push-pull 的主电路[见图 2.30(a)]的两个二极管 D_5 、 D_6 上反并开关管 Q_5 、 Q_6 构成, 参见图 3.31(a)。在图 3.31(a) 中, 变压器左边是开关管 Q_1 、 Q_2 , 右边是为 Q_3 、 Q_4 。比较这三个主电路图可见, Bi Push-pull 的左侧是电压型 Push-pull 结构, 右侧是电流型 Push-pull 结构。 Q_1 、 Q_4 、 Q_2 、 Q_3 分别互补导通, Q_1 、 Q_2 在一个开关周期中交叉 PWM 工作, 占空比 ≤ 0.5 。见图 3.31(b)。

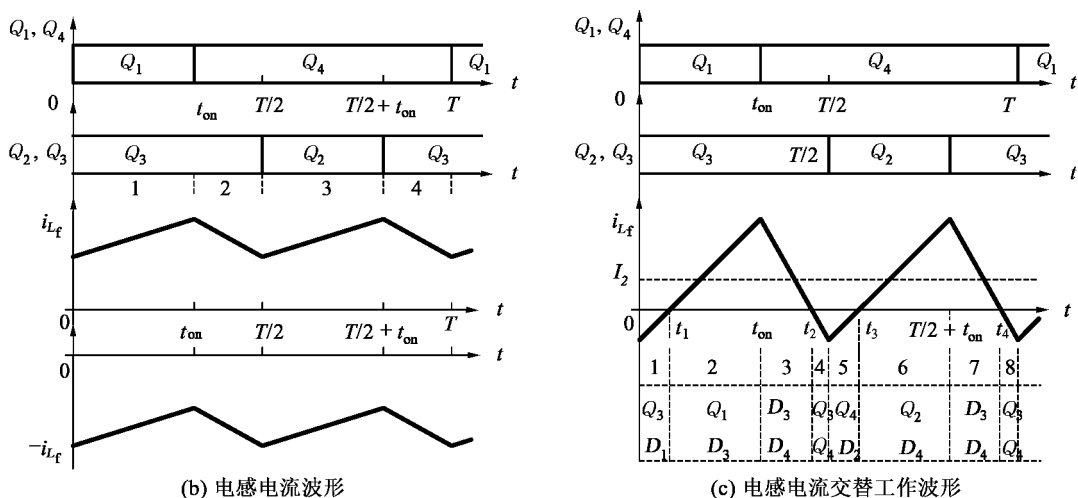
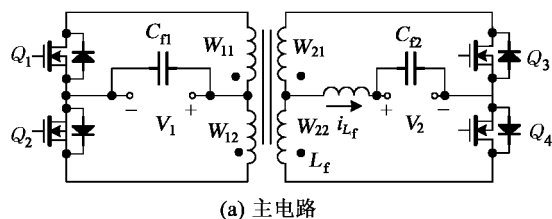


图 3.31 Bi Push-pull 主电路图和工作波形

二、Bi Push-pull 能量双向传输

若能量从 V_1 向 V_2 方向传输, i_{L_f} 的方向自左至右设为正方向, 则能量反向传输时 i_{L_f} 方向自右至左为负方向。

见图 3.31(b), Bi Push-pull 在一个开关周期中有四个开关模式。能量从 V_1 向 V_2 方向流动时, $t = t_0 \sim t_{on}$ 期间为开关模式 1, Q_1 导通, 铁心磁化, W_{11} “·”端为正, D_3 导通, i_{L_f} 正向增加; $t = t_{on} \sim T/2$ 期间为开关模式 2, Q_1 关断, D_3 、 D_4 续流, 铁心磁化状态不变, i_{L_f} 下降;

$t = T/2 \sim T/2 + t_{on}$ 期间为开关模式 3, Q_2 导通, V_1 加于 W_{12} 上, 铁心反向磁化, D_4 导通, i_{L_f} 增加, 在 $t = T/2 + t_{on}$ 时 i_{L_f} 达最大值, Q_2 关断, D_3 、 D_4 续流; $t = T/2 + t_{on} \sim T$ 期间为开关模式 4, 因 W_{21} 和 W_{22} 中电流相等, 合成磁势为零, 铁心磁状态不变, i_{L_f} 在 V_2 作用下下降, $t = T$ 时 i_{L_f} 达最小值。此后转入下一开关周期。

设 Q_1 、 Q_2 的占空比为 D_y , 则能量从 V_1 向 V_2 方向传递时 V_2 和 V_1 间电压关系和(3.65)式相同, 即

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{W_2}{W_1} 2D_y \quad (3.81)$$

能量从 V_2 向 V_1 方向流动时, 一个开关周期中也有四个开关模式。在开关模式 2, Q_3 、 Q_4 导通, V_2 作用于 L_f 上, i_{L_f} 增加, 铁心磁状态不变; 在开关模式 3, Q_3 截止, i_{L_f} 流入 W_{22} , 变压器铁心磁化, W_{22} 感应电势非“·”端为正, D_2 导通, W_{12} 的电流流入 V_1 , i_{L_f} 下降; 在开关模式 4, Q_3 、 Q_4 导通, i_{L_f} 增加, 变压器铁心磁状态不变; 在开关模式 1, Q_4 关断, i_{L_f} 流入 W_{21} , 变压器铁心去磁, W_{21} 感应电势“·”端为正, D_1 导通, W_{11} 的电流流入 V_1 。可见和电流型 Push-pull 工作相同, 输出电压 V_1 与输入电压 V_2 间关系由(3.73)式确定, 即

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{W_1}{W_2} \frac{1}{2(1 - D_{y3})}$$

式中, D_{y3} 为开关管 Q_3 或 Q_4 的占空比, $D_{y3} = 1 - D_y$, D_y 为开关管 Q_1 或 Q_2 的占空比。所以, 得到

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{W_1}{W_2} \frac{1}{2D_y} \quad (3.81a)$$

比较上式与(3.81)式, 两者相同, 表明 Bi Push-pull 变换器和前面已讨论过的双向变换器一样, 能量双向流动时输入输出电压间关系不变, 工作方式不变, 有好的可逆性。

三、电感电流交替工作方式

Bi Push-pull 的电感电流交替工作方式在一个开关周期中有 8 个开关模式, 见图 3.31(c)。图中电感电流 i_{L_f} 的平均值大于零, 表明能量自 V_1 向 V_2 方向传输。图下部虚线框中标明了实际通流的开关管和二极管, 如开关模式 1, 仅 Q_3 、 D_1 通过电流; 开关模式 2, 仅 Q_1 、 D_3 通过电流; 开关模式 3, 仅 D_3 、 D_4 通过电流; 开关模式 4 时, Q_3 、 Q_4 通流。下半个开关周期的 4 个开关模式通流器件仅开关模式 5 和 6 不同, 开关模式 7 和 8 与开关模式 3 和 4 相同。

电感电流交替过零为开关管的 ZVS 开通创造了条件, 如开关模式 1 时 D_1 导通, 故此时可 ZVS 开通 Q_1 , 开关模式 5 时 D_2 续流, 可实现 Q_2 的 ZVS 开通。

在一个开关周期中电感电流的交替变化, 反映了能量的交替流动。图 3.31(c)中, 电感电流 i_{L_f} 的平均值 $I_{L_f} = I_2$, I_2 为 V_2 的输出电流, 故平均能量自 V_1 向 V_2 方向传输。若 I_2 为负, 即 i_{L_f} 的平均值为负, 平均能量自 V_2 向 V_1 方向传输。 $I_2 = 0$ 则传输的平均功率为零, 但瞬时功率不为零。

3.6.4 推挽正激直流变换器

一、主电路拓扑和工作方式

推挽直流变换器有两个缺点: 一是在开关管关断时原边线圈的漏感能量释放困难; 二

是器件或电路的不对称会引起铁心偏磁,导致铁心饱和。推挽正激变换器(Push-pull Forward DC Converter,简称 PPF)改变了变压器原边两线圈的位置,引入了钳位电容 C_1 ,克服了上述缺点。图 3.32 是 Push-pull Forward 的主电路,其中(a)输出为桥式整流电路,(b)输出为全波整流电路,(c)输出为倍流整流电路,(d)为 Push-pull Forward 整流电路。后者实际上是全波整流电路(b)的变型,不同之处是在两副边线圈间接有电容 C_2 。

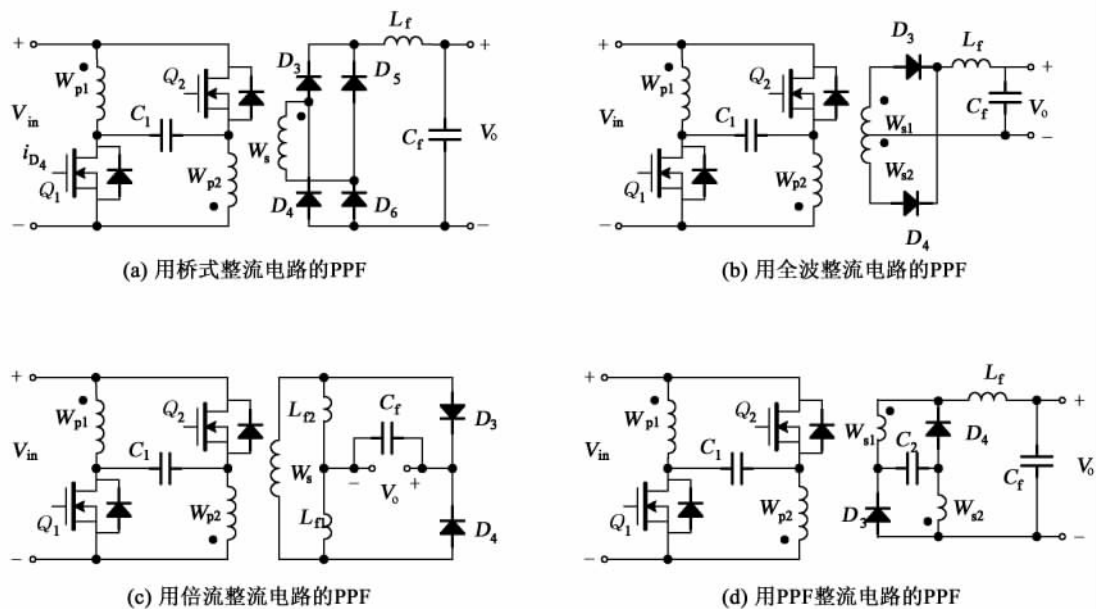


图 3.32 Push-pull Forward (PPF)变换器主电路

Push-pull Forward 的开关管 Q_1 、 Q_2 为 PWM 工作方式,两者以 180° 相差交替工作,最大导通时间为半个开关周期。

二、工作原理和主要关系

在 Push-pull 直流变换器的讨论中,忽略了变压器的漏感,在这里将考虑漏感的影响。Push-pull Forward 在一个开关周期中有 8 个开关模式,上半个开关周期 Q_1 工作,下半个开关周期 Q_2 工作,两者是相同的,故本文只讨论半个开关周期的 4 个开关模式,其等效电路见图 3.33,主要波形见图 3.34。

在 Q_1 开通前, $D_3 \sim D_6$ 导通, i_{L_f} 在 V_o 作用下减小,电容 C_1 通过 W_{p1} 和 W_{p2} 由电源 V_{in} 充电,因 $W_{p1} = W_{p2} = W_p$, C_1 充电电流 i_C 在 W_{p1} 和 W_{p2} 中的合成磁势为零,铁心磁状态不变, W_s 没有感应电势也没有电流, $V_{Q_1} = V_{Q_2} = V_{in} \cdot t = 0$ 时,开关模式 1 开始, Q_1 导通, V_{in} 加于 W_{p1} 上,铁心磁化,因变压器有漏感, $i_{W_{p1}}$ 自 i_{C_1} 增长, $i_{W_{p2}}$ 在 V_{C_1} 的作用下也增加, i_{C_1} 是 $t=0$ 时电容 C_1 的充电电流,通过 D_3 、 D_6 的电流增加, D_4 、 D_5 的电流减小, i_{L_f} 继续减小, Q_2 上电压 $V_{Q_2} = 2V_{in} \cdot t = t_1$ 时, D_4 、 D_5 的电流减小到零, $i_{D_3} = i_{D_6} = i_{W_s} = i_{L_f}$,若不计磁化电流,则 $i_{W_s} \cdot W_s = W_p \cdot (i_{W_{p1}} + i_{W_{p2}})$ 。

$t = t_1 \sim t_{on}$ 期间为开关模式 2, Q_1 导通, V_{in} 作用在 W_{p1} 上, V_{C_1} 作用在 W_{p2} 上,铁心继续磁化, W_{p1} 和 W_{p2} 同时向副边传输能量, i_{L_f} 增加, $i_{W_{p1}}$ 和 $i_{W_{p2}}$ 同时增加, C_1 通过 W_{p2} 放电, $i_{C_1} = i_{W_{p2}}$, C_1 电压下降。 $t = t_{on}$ 时, i_{L_f} 、 $i_{W_{p1}}$ 、 $i_{W_{p2}}$ 达最大值, V_{C_1} 降到最小值,开关管 Q_1 关断。

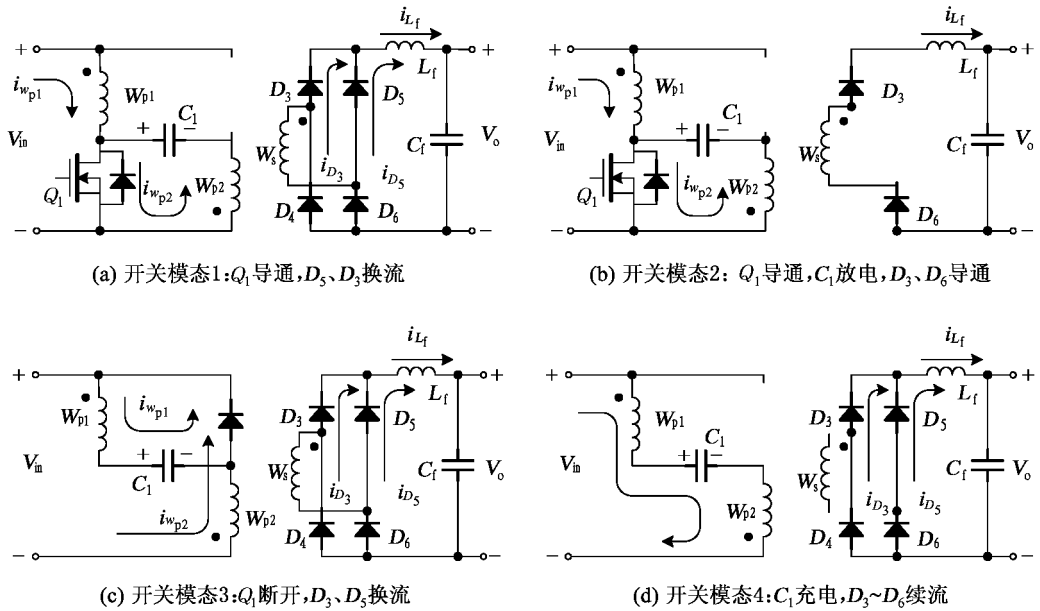


图 3.33 Push-pull Forward 的等效电路

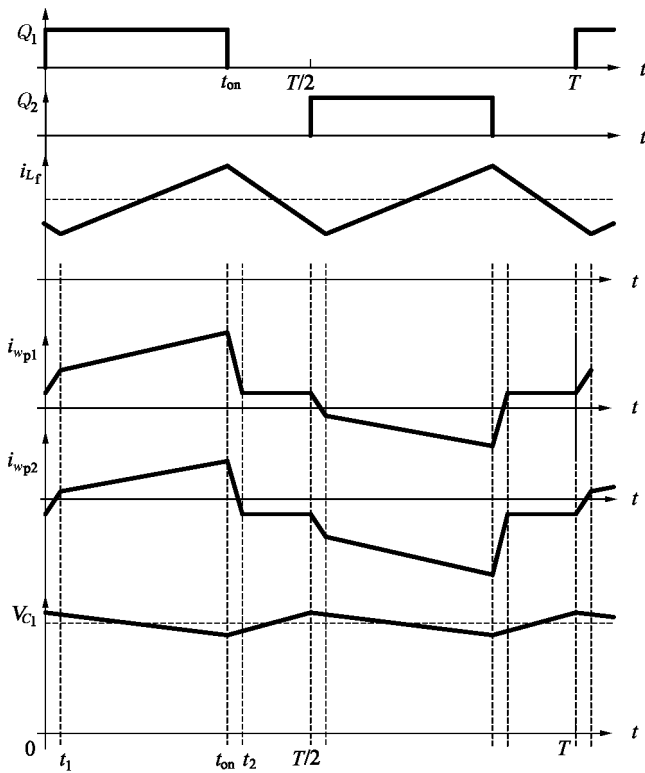


图 3.34 Push-pull Forward 的主要波形

$t = t_{on} \sim t_2$ 期间为开关模式 3, Q_1 关断后, 变压器的磁化电流和漏感电流按原方向流动, $i_{W_{p1}}$ 经 C_1 和 Q_2 的二极管构成回路, 给 C_1 充电, $i_{W_{p2}}$ 经 Q_2 的二极管和电源构成回路, 电感贮能返回电源, 变换器原边线圈感应电势反向, 铁心去磁, $i_{W_{p1}}$ 和 $i_{W_{p2}}$ 减小, D_4 、 D_5 导通, $i_{D_4} = i_{D_5}$ 自零增加, $i_{D_3} = i_{D_6}$ 则从等于 i_{L_f} 的值减小, $D_3 \sim D_6$ 同时导通, i_{L_f} 开始减小, W_s 被 $D_3 \sim D_6$ 短路。 Q_1 上电压增加, 直到 $2V_{in}$, Q_2 上电压则在它的二极管续流期间降为零。 $t = t_2$ 时, $i_{W_{p1}} = -i_{W_{p2}}$, $i_{W_s} = 0$, $i_{D_3} = i_{D_4} = i_{D_5} = i_{D_6} = i_{L_f}/2$, $V_{Q_1} = V_{Q_2} = V_{in}$ 。

$t = t_2 \sim T$ 期间为开关模式 4, Q_1 、 Q_2 均关断, 电源 V_{in} 通过 W_{p1} 和 W_{p2} 给 C_1 充电, V_{C_1} 增加, C_1 电压极性左正右负, i_{L_f} 在 V_o 作用下下降。 $t = T/2$ 时, Q_2 开通, 转入下半个开关周期, 情况和前半周期类似, 不同之处仅在于此时 Q_2 开通, Q_2 传输能量, 铁心反向磁化, $i_{W_{p2}}$ 大于 $i_{W_{p1}}$, D_4 、 D_5 导通。

由此可见, 开关管 Q_1 或 Q_2 导通时 C_1 放电, 关断时 C_1 充电, 充电回路由 W_{p1} 、 W_{p2} 和 C_1 构成。 C_1 相当于钳位电容, 能有效地吸收 Q_1 或 Q_2 关断时的电压尖峰。 在 Push-pull 变换器中, Q_1 、 Q_2 均关断时, 电源输出电流为零, 而 Push-pull Forward 则有电流输出, 使电源电流的脉动减小。

稳态时, 电感 L_f 在一个开关周期内的电压平均值为零, 可导出输出电压 V_o 和输入电压 V_{in} 的关系如 (3.82) 式, 它和 (3.65) 式相同, 即

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{W_s}{W_p} \cdot 2D_y \quad (3.82)$$

式中, $D_y = t_{on}/T$ 。 Q 关断时的电压 V_Q 为

$$V_Q = 2V_{in} \quad (3.83)$$

整流管 $D_3 \sim D_6$ 的电压 V_D 和整流电路类型有关, 对图 3.32(a) 的桥式整流电路

$$V_D = \frac{W_s}{W_p} V_{in} \quad (3.84)$$

钳位电容 C_1 电压平均值 V_{C_1}

$$V_{C_1} = V_{in} \quad (3.85)$$

电感电流平均值 I_{L_f} 等于负载电流 I_o 。

$$I_{L_f} = I_o = \frac{V_o}{R_{LD}} \quad (3.86)$$

式中, R_{LD} 为负载电阻。 输入电流平均值 I_{in}

$$I_{in} = \frac{W_s}{W_p} 2D_y I_o \quad (3.87)$$

观察图 3.34 的电流波形 $i_{W_{p1}}$ 和 $i_{W_{p2}}$, 它们相对于半周期斜对称, 故可表示成

$$i_{W_{p1}} = \frac{W_s}{W_p} \cdot \frac{i_{L_f}}{2} + i_{C_1}$$

$$i_{W_{p2}} = \frac{W_s}{W_p} \cdot \frac{i_{L_f}}{2} - i_{C_1}$$

式中, i_{C_1} 是 Q_1 、 Q_2 关断时电容 C_1 的充电电流的平均值。 Q_1 导通时 C_1 的放电量 Q_{C_1} 为

$$Q_{C_1} = i_{W_{p2}} \cdot D_y T = \left(\frac{W_s}{W_p} \frac{i_{L_f}}{2} - i_{C_1} \right) D_y T$$

Q_1 截止后, 在 $t_{on} \sim T/2$ 期间 C_1 的充电量 Q_C 为

$$Q_C = i_{C_1} \cdot \left(\frac{T}{2} - D_y T \right)$$

在半个开关周期内, 稳态时 C_1 的充放电相等, $Q_{C_1} = Q_C$ 得

$$i_{C_1} = \frac{W_s}{W_p} i_{L_f} D_y \quad (3.88)$$

(3.88) 式表示电容 C_1 的充电电流 i_{C_1} 和负载电流 I_o 成正比, 即负载越大, 在 Q_1 或 Q_2 开通期间 C_1 放电量大, 为此必须在 Q_1 或 Q_2 关断期间有更大的充电电流。 i_{C_1} 和占空比成正比, D_y 大即 Q_1 或 Q_2 开通时间长, 放电多, 故充电电流必须相应增大。 试验表明, C_1 充电时的电流 i_{C_1} 随时间变化小, 近似为常数, 改用 I_{C_1} 表示, 在电感电流脉动较小时, $i_{L_f} = I_o$, I_o 为负载电流, 故

$$I_{C_1} = \frac{W_s}{W_p} I_o D_y \quad (3.88a)$$

Q_1 开通时, 输入电流 i_{in} 等于 $i_{W_{p1}}$; Q_1 截止时, 输入电流 i_{in} 等于 C_1 充电电流, 输入电流脉动 Δi_{in} 等于 $i_{W_{p1}}$ 和 i_{C_1} 之差, 即

$$\Delta i_{in} = \frac{W_s}{W_p} \frac{I_o}{2} \quad (3.89)$$

回顾 Push-pull 直流变换器的工作, 任一开关管开通时, 输入电流 i_{in} 为

$$i_{in} = i_Q = \frac{W_s}{W_p} i_{L_f} \approx \frac{W_s}{W_p} I_o$$

开关管关断时的 $i_{in} = 0$, 故输入电流脉动 Δi_{in} 为

$$\Delta i_{in} = \frac{W_s}{W_p} I_o \quad (3.90)$$

比较(3.89)式和(3.90)式, 可见 Push-pull Forward 的输入电流脉动比 Push-pull 变换器小一半, 在有的文献中称该变换器具有内在的输入滤波器。

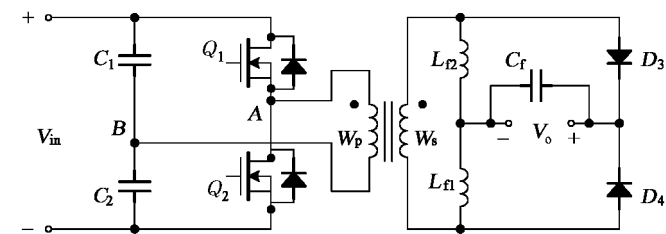
和双向推挽直流变换器类似, 推挽正激直流变换器也可构成双向直流变换器。

3.6.5 双向半桥直流变换器

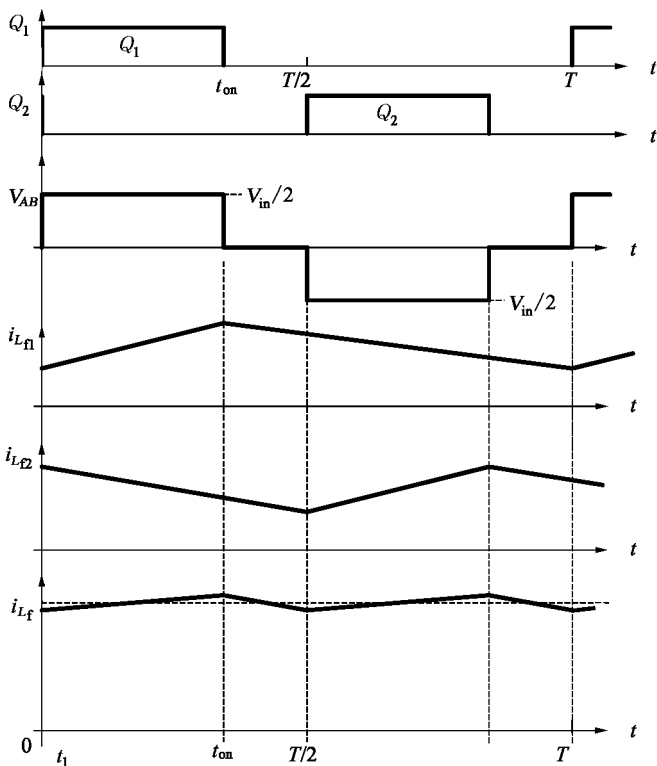
一、半桥直流变换器

半桥直流变换器(Half bridge DC/DC converter, 简称 HB)由图 3.28(b)半桥逆变器和

输出整流滤波电路组成,图 3.35(a)是采用倍流整流电路的半桥直流变换器主电路。倍流整流电路由两个整流管 D_3 、 D_4 、两个滤波电感 L_{f1} 、 L_{f2} 和滤波电容 C_f 等构成,由图可见变换器的输出电流 I_o 是两个滤波电感电流 $i_{L_{f1}}$ 、 $i_{L_{f2}}$ 的平均值 $I_{L_{f1}}$ 、 $I_{L_{f2}}$ 之和,因电路对称, $I_{L_{f1}} = I_{L_{f2}}$,输出电流 $I_o = 2I_{L_{f1}}$,故称倍流整流。和 Push-pull 一样,HB 的两个开关管以 180° 相差轮流导通,占空比相同, $D_y = t_{on}/T$,参见图 3.35(b)。



(a) 主电路



(b) 主要波形

图 3.35 半桥直流变换器

在一个开关周期内有四个开关模式, $t = 0 \sim t_{on}$ 期间为开关模式 1, Q_1 导通, W_p 电压为 $V_{in}/2$, “·”端为正, W_s 的电流自“·”端流出,经 D_3 、 C_f 、 L_{f1} 回 W_s 的非“·”端, $i_{L_{f1}}$ 增长,此时 $i_{L_{f2}}$ 经 D_3 续流, $i_{L_{f2}}$ 减小,通过 D_3 的电流 $i_{D_3} = i_{L_{f1}} + i_{L_{f2}}$ 。

$t = t_{on} \sim T/2$ 期间为开关模式 2, Q_1 截止, Q_2 未开通, $V_{AB} = 0$, $i_{L_{f1}}$ 经 D_4 续流, $i_{L_{f2}}$ 经 D_3 续流,都在输出电压 V_o 作用下减小,变压器原、副边线圈中没有电流,通过开关管的电流为零。

$t = T/2 \sim T/2 + t_{on}$ 期间为开关模式 3, Q_2 导通, V_{AB} 反向,它的幅值仍为 $V_{in}/2$, W_s 电流

从非“·”端流出, D_4 和 L_{f2} 的电流增加, $i_{L_{f1}}$ 也经 D_4 续流, D_3 反偏截止。

$t = T/2 + t_{on} \sim T$ 期间为开关模式 4, Q_1 、 Q_2 均截止, D_3 、 D_4 续流, 情况和开关模式 2 相同。

可见, 仅在 Q_1 或 Q_2 开通时, W_s 中才通过电流, 副边线圈电压 $V_{W_s} = \frac{W_s}{W_p} \cdot \frac{V_{in}}{2}$ 。倍流整流电路实际上是两个 Forward 整流电路的并联, 故

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{W_s}{W_p} \cdot \frac{D_y}{2} \quad (3.91)$$

$$i_{L_f} = i_{L_{f1}} + i_{L_{f2}} = I_o \quad (3.92)$$

开关管 Q_1 和 Q_2 承受的电压

$$V_Q = V_{in} \quad (3.93)$$

整流管承受的电压

$$V_D = \frac{W_s}{W_p} V_{in} \quad (3.94)$$

计及变压器原边线圈的漏感, 则在开关管导通时, 通过开关管的电流不能立即增大到副边电感电流的归算值, 副边一个二极管的电流不能立即转移到另一个二极管, 减少了电感电流增长时间。开关管 Q_1 关断时, 漏感使原边线圈的电流经 Q_2 的寄生二极管 D_2 续流, 在 C_2 电压作用下减小到零。 D_2 续流期间, Q_1 上电压等于电源电压, D_2 恢复后, Q_1 、 Q_2 上的电压均为电源电压 V_{in} 的一半。

二、双向半桥直流变换器

图 3.35(a) 半桥直流变换器的二极管 D_3 和 D_4 反并开关管 Q_3 和 Q_4 , 构成了双向半桥直流变换器, 为了使两串联电容 C_1 和 C_2 电压平衡, 在半桥侧增设线圈 W_{11} , $W_{11} = W_1$, 其接线如图 3.36(a) 所示。实际上, 该图左侧为半桥电路, 右侧是双电感推挽电路, 不是半桥电路, 为了方便暂称为双向半桥直流变换器。

双向 HB 变换器的开关管以 PWM 方式工作, Q_1 和 Q_2 以 180° 相差轮流导通, Q_1 、 Q_4 及 Q_2 、 Q_3 互补导通, 见图 3.36(b)。 Q_1 、 Q_2 的占空比小于或等于 0.5, Q_3 、 Q_4 的占空比必须大于或等于 0.5。

双向半桥变换器的能量可以从 V_1 流向 V_2 , 也可以反向流动。 V_1 向 V_2 流动的工作原理和基本关系已在上节说明, 本节仅讨论能量自 V_2 向 V_1 方向流动的情况。

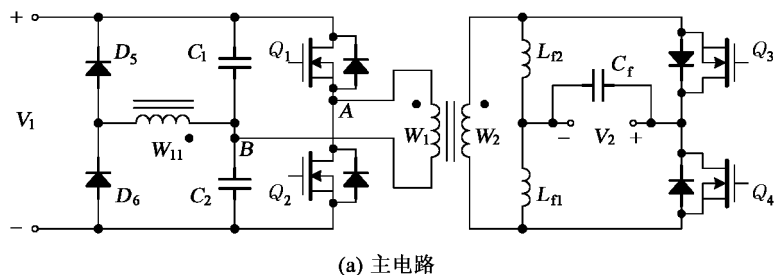
Q_3 和 Q_4 导通时, $i_{L_{f2}}$ 和 $i_{L_{f1}}$ 在 V_2 作用下增长, 因此时电流方向与图 3.35 中相反, 故取负值。因 $L_{f1} = L_{f2} = L_f$, 则

$$L_f \frac{di_{L_{f1}}}{dt} = L_f \frac{di_{L_{f2}}}{dt} = V_2$$

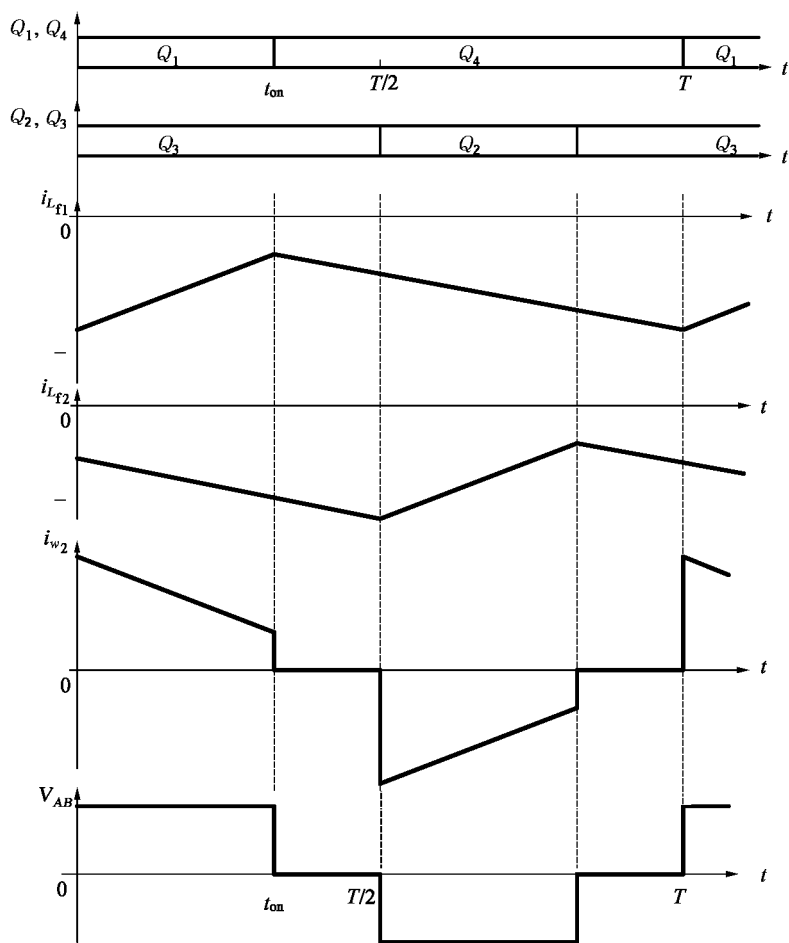
即 $i_{L_{f1}}$ 和 $i_{L_{f2}}$ 的增长率相同。

$t = 0$ 时 Q_4 截止, Q_3 导通, $i_{L_{f1}}$ 经 V_2 、 Q_3 从“·”端流入 W_2 , 即

$$i_{W_2} = i_{L_{f1}}$$



(a) 主电路



(b) 工作波形

图 3.36 双向半桥变换器的主电路及其工作波形

从 W_1 “·”端流出的电流 i_{w_1} 为

$$i_{w_1} = \frac{i_{L_{f1}} \cdot W_2}{W_1}$$

i_{w_1} 经 D_1 给 C_1 充电, Q_1 工作于同步整流方式。在 $t = 0 \sim t_{on}$ 期间, 加于 W_2 上的电压 V_{w_2} 为

$$V_{W_2} = V_2 + L_f \frac{di_{L_{f1}}}{dt}$$

W_1 的感应电势 e_{W_1} 为

$$e_{W_1} = \frac{W_1}{W_2} V_{W_2} = \frac{W_1}{W_2} \left(V_2 + L_f \frac{di_{L_f}}{dt} \right) = V_{C_1} = \frac{V_1}{2}$$

在 t_{on} 时, V_{C_1} 达到最大值, Q_4 再次导通。

在 $t_{on} \sim T/2$ 期间, Q_3 、 Q_4 导通, $i_{L_{f1}}$ 和 $i_{L_{f2}}$ 又增长, 直到 $T/2$ 时 Q_3 关断。 $i_{L_{f2}}$ 经 V_2 、 Q_4 从非“·”端流入 W_2 , i_{W_1} 从 W_1 的非“·”端流出给 C_2 充电, 直到 Q_3 再次导通。若 C_1 和 C_2 上的电压不相等, 则 W_{11} 中有电流, 直到两电容电压平衡为止。

稳态时, 在一个开关周期中, 电感 L_{f1} 或 L_{f2} 上的电压伏秒面积为零, 由此得电压 V_1 和 V_2 间关系

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{W_2}{W_1} \frac{D_y}{2} \quad (3.95)$$

式中, D_y 为 Q_1 或 Q_2 的占空比。在图 3.36(a) 中的变压器原、副边线圈匝数和图 3.35(a) 中的匝数相同时, 即 $W_1 = W_p$, $W_2 = W_s$, 则 (3.95) 式和 (3.91) 式相同, 表明具有倍流整流电路的半桥变换器能量从一个方向转换到另一个方向流动时不会导致两端电压的变化, 具有好的可逆性。

若忽略变换器的损耗, 则输出电流 I_1 和输入电流 I_2 间关系为

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{W_2}{W_1} \frac{D_y}{2} \quad (3.96)$$

设电感 L_{f1} 或 L_{f2} 电流平均值为 I_{L_f} , 则

$$I_2 = 2I_{L_f} \quad (3.97)$$

开关管 Q_1 和 Q_2 的电压

$$V_{Q_1} = V_{Q_2} = \frac{W_1}{W_2} \frac{2}{D_y} V_2 = V_1 \quad (3.98)$$

开关管 Q_3 和 Q_4 承受的电压等于 W_2 上的电压, 即

$$V_{Q_3} = V_{Q_4} = \frac{V_2}{D_y} \quad (3.99)$$

在输入电压 V_2 一定时, 减小 Q_1 、 Q_2 的占空比 D_y , 一方面使输出电压 V_1 升高, 另一方面四个开关管承受的电压也同时增加, 因此必须限制占空比 D_y 。

半桥直流变换器输出整流滤波电路采用全波整流时, 构成的双向变换器的变压器一侧为半桥电路, 另一侧为电流型推挽电路, 能量从推挽侧向半桥侧流动时的工作原理和电流型推挽直流变换器类似, 参见 3.6.2 节。半桥直流变换器的输出整流滤波电路也可采用推挽正激整流, 可构成半桥-推挽正激双向直流变换器。

3.7 双向全桥直流变换器

3.7.1 全桥逆变器

全桥逆变器由四只开关管 $Q_1 \sim Q_4$ 及其反并联的二极管 $D_1 \sim D_4$ 构成,在隔离输出时,输出端还有变压器。变压器原边线圈为 W_p 匝,副边为 W_s 匝,变比 $K=W_p/W_s$ 。全桥逆变器有三种控制方式:双极性控制, Q_1 、 Q_4 同时导通同时关断,导通角为 180° 电角, Q_2 、 Q_3 与 Q_1 、 Q_4 互补导通;单极性控制, Q_2 、 Q_4 以 180° 相差轮流导通,互补工作, Q_1 、 Q_3 以 180° 相差轮流导通,占空比可调;移相控制, Q_1 、 Q_3 以 180° 相差轮流导通,互补工作, Q_2 、 Q_4 也按上述方式工作,但 Q_4 导通滞后 Q_1 移相角 φ ,见图 3.37,其中 3.37(a)为桥式逆变器的主电路。

一、双极性控制方式

双极性控制时的工作波形见图 3.37(b),因同一桥臂的两只开关管 Q_1 、 Q_3 或 Q_2 、 Q_4 轮流导通,故上下两管之间必须有死区时间。 Q_1 、 Q_4 导通,电源电压 V_{in} 加在变压器原边线圈上,“·”端为正,副边线圈的感应电势 $e_{W_s} = V_{in}/K$,也是“·”端为正;半个周期后 Q_2 、 Q_3 导通, Q_1 、 Q_4 关断, W_p 上电压极性反向,非“·”端为正,故输出电压也反向。由此可见,逆变器的输出电压为宽 180° 的方波,其幅值为 V_{in}/K 。若其输出端接阻值为 R_{LD} 的电阻负载,则负载电流 i_{LD} 也为 180° 方波,幅值为 V_{in}/KR_{LD} 。若其输出端接电感 L ,则电感电流为等腰三角波。在前半周期,正 V_o 加于电感上, i_L 增长,后半周期 i_L 下降。输出电压幅值

$$V_o = V_{in}/K \quad (3.100)$$

阻性负载电流 i_{LD} 幅值 i_{LDmax}

$$i_{LDmax} = \frac{V_o}{R_{LD}} = \frac{V_{in}}{KR_{LD}} \quad (3.101)$$

若负载电感为 L ,电感电流变化率

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_o}{L} = \frac{V_{in}}{KL}$$

电感电流幅值

$$i_{Lmax} = \frac{V_{in}}{4KLf} \quad (3.102)$$

式中, $f = 1/T$ 为开关频率。

二、单极性控制方式

单极性控制方式时开关管 Q_1 、 Q_3 的占空比是可调的,在 Q_1 和 Q_4 导通时输出电压 V_o 为正, Q_2 、 Q_3 导通时 V_o 为负, Q_1 、 Q_3 均关断时输出电压 V_o 为 0,见图 3.37(c)。电阻负载时,负载电流 i_{LD} 的波形和电压 V_o 相同,幅值为 V_{in}/KR_{LD} 。负载为电感时,在 $t = 0 \sim t_{on}$ 期间电流 i_L 增长;在 $T/2 \sim T/2 + t_{on}$ 期间 i_L 减小;在 $t_{on} \sim T/2$ 期间,因 $Q_1 \sim Q_3$ 截止,归算到原边线圈的电感电流 i_L/K 经 Q_4 、 D_3 流动,设续流回路电阻为零,则原边电流 i_L/K 保持不变,电感电流最大值 i_{Lmax} 为

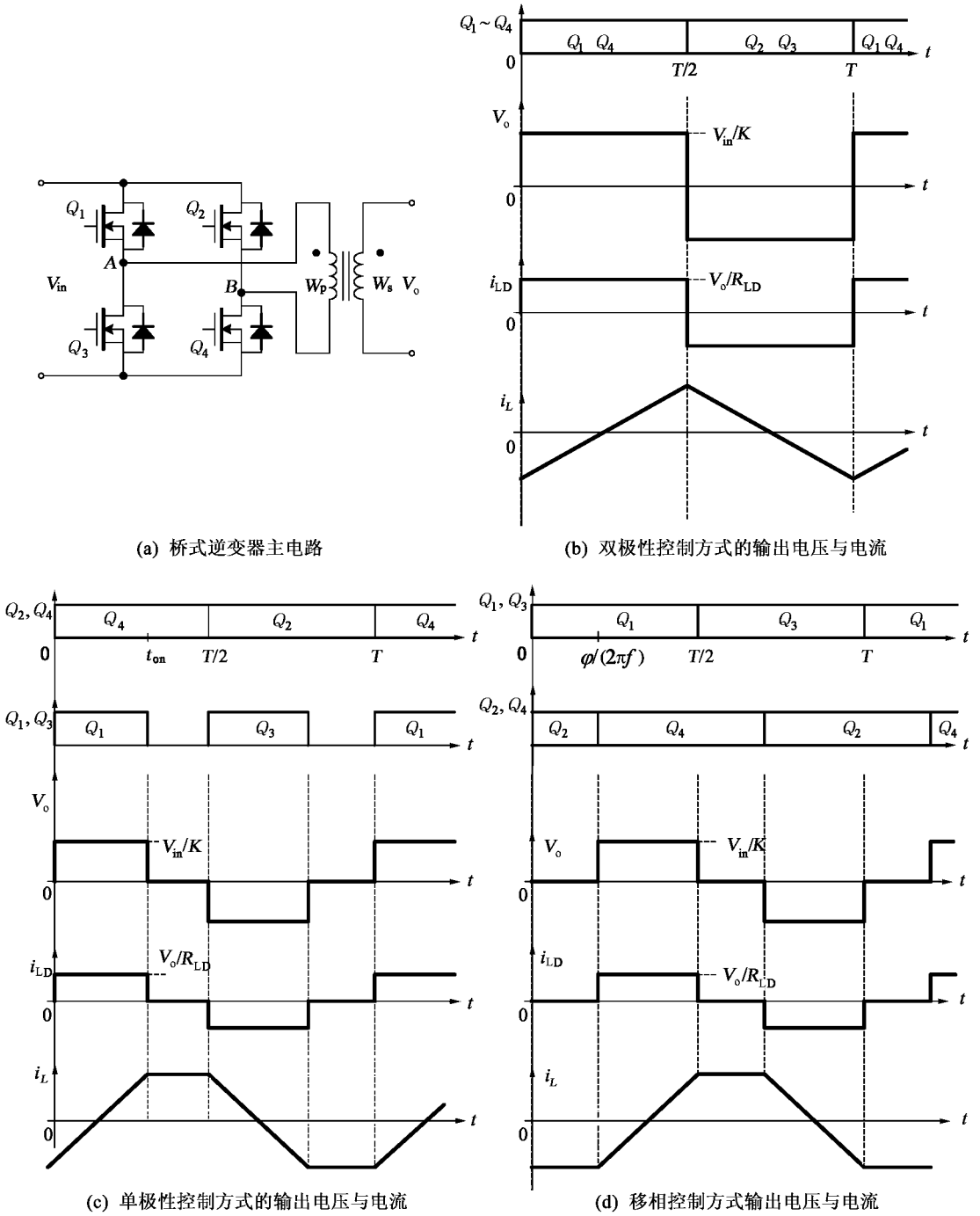


图 3.37 桥式逆变器及其工作波形

$$i_{L,max} = \frac{V_{in} D_y}{2KLf} \quad (3.103)$$

式中, $D_y = t_{on}/T$, 为 Q_1 或 Q_3 的占空比, $D_y \leq 0.5$ 。若 $D_y = 0.5$, 则单极性工作方式转为双极性方式。

电感负载时, Q_3 开通前为 D_3 续流, Q_3 为 ZVS 开通, 同样, Q_2 开通前 Q_4 刚关断, i_L 必须经 D_2 续流, 故 Q_2 也为 ZVS 开通。观察 $t = T$ 时的情况, 也可以得到 Q_1 、 Q_4 为 ZVS 开通的结论。

三、移相控制方式

图 3.37(d) 为移相控制工作波形, 将此波形与单极性控制波形(c)比较后可知, 若设 Q_1 和 Q_4 同时导通的时间与开关周期的比为占空比 D_y , 则两者结果相同。定义 Q_1 与 Q_4 开通时刻对应的电角度为移相角 φ , 若 $\varphi = 0$, 则 $D_y = 0.5$; $\varphi = \pi$, $D_y = 0$ 。因 Q_1 、 Q_3 开通时间先于 Q_2 、 Q_4 的开通时间, 故称 Q_1 、 Q_3 桥臂为超前桥臂, Q_2 、 Q_4 为滞后桥臂。同一桥臂的两只开关管以 180° 相差互补导通, 并有死区时间。在感性负载时, 桥臂中任一开关管开通前该桥臂的另一开关管刚关断, 故该开关管是在与它反向并联的二极管续流期间开通, 实现了开关管的 ZVS 开通。

3.7.2 移相控制全桥直流变换器

一、主电路构成和控制方式

桥式直流变换器由桥式逆变器和输出整流滤波电路构成, 常用的整流电路有全桥、全波和倍流三种, 图 3.38(a) 是具有全波整流滤波电路的桥式直流变换器主电路, 为防止变压器铁心因不对称导致直流偏磁饱和, 在原边电路中串有隔直电容 C_b , L_r 是变压器原边漏感与外串电感之和。桥式直流变换器和逆变器一样, 有双极性、单极性和移相三种控制方式, 移相控制方式一个桥臂的两只开关管 180° 互补导通, 中间有死区。图 3.38(a) 中的开关管 $Q_1 \sim Q_4$ 上不仅有反并的二极管, 还并有电容器 $C_1 \sim C_4$, 它们可以是器件的结电容, 或外加的小电容。在开关管关断时该电容起关断缓冲作用, 减小器件的关断损耗; 若开关管开通前其反并联二极管处于续流状态, 电容电荷已抽走, 则可实现开关管的 ZVS 开通, 该电容成为无损耗吸收电容。在桥式直流变换器中, 移相工作方式易实现开关管的 ZVS 开通, 故移相控制优于其他两种控制方式。移相控制全桥直流变换器有两种, 一种是超前和滞后桥臂的开关管均为零电压开通, 为移相控制 ZVS PWM 全桥直流变换器, 另一种是超前桥臂的开关管为 ZVS 开通, 滞后桥臂的开关管为 ZCS 关断, 叫做移相控制 ZVZCS PWM 全桥直流变换器。

二、移相控制 ZVS PWM 全桥直流变换器

图 3.38(b) 是 ZVS 全桥直流变换器的工作波形, 图 3.38(c) 是它的不同开关模态等效电路。在一个开关周期中, 共有 12 个开关模态, 因为前半周期的模态与后半周期类同, 图中只画出前半周期的 6 个开关模态的等效电路图。图中 $C_1 = C_3$, $C_2 = C_4$ 。

在开关模态 1 [$t_0 \sim t_1$]: $t = t_0$, Q_1 关断, 原边电流 i_p 从 Q_1 转移到 C_1 和 C_3 支路, C_1 充电, C_3 放电, 因副边仅二极管 D_5 导通, L_f 可归算到原边, 谐振电感 L_r 与 L_f 串联, 因 L_f 相当大, i_p 可认为近似不变, i_p 给 C_1 充电, C_3 放电, 电容 C_1 电压线性上升, C_3 电压从 V_{in} 值线性下降, Q_1 为软关断。在 t_0 前, 因 Q_1 、 Q_4 同时导通, $V_{AB} = V_{in}$, t_0 后, 随着 C_3 的放电, V_{AB} 跟着下降, 副边整流电压 V_{rect} 也下降。在此时间段有

$$i_p = I_p(t_0) = I_1$$

$$V_{C_1} = \frac{I_1}{2C_1}(t - t_0)$$

$$V_{C_3} = V_{in} - \frac{I_1}{2C_1}(t - t_0)$$

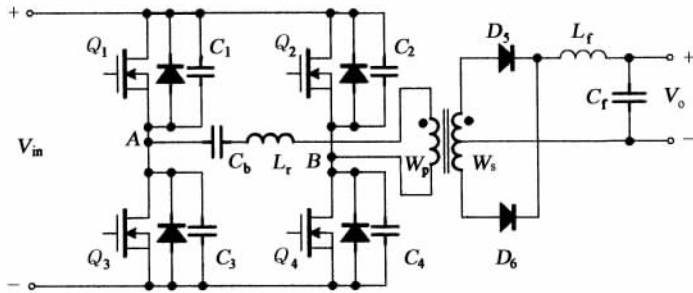
$t = t_1$ 时, V_{C_3} 降为零, $V_{AB} = 0$, D_3 导通, 开关模式 1 结束。该模式持续时间

$$t_{01} = t_1 - t_0 = \frac{2C_1 V_{in}}{I_1} \tag{3.104}$$

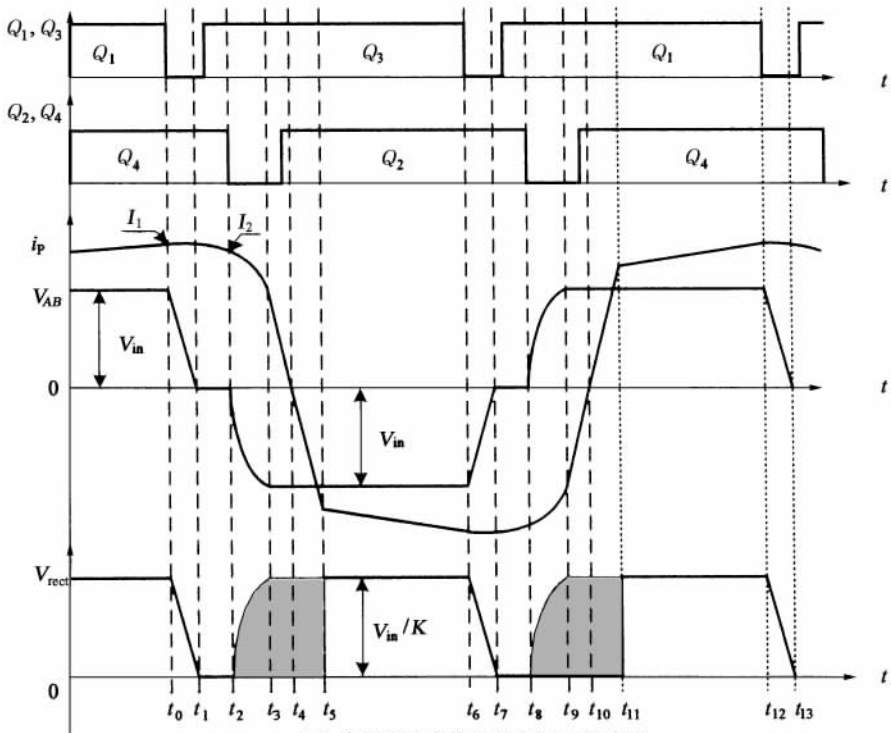
在开关模式 2 [$t_1 \sim t_2$]: D_3 导通后使 Q_3 开通, Q_3 为 ZVS 开通, 但 Q_3 没有电流通过。由图 3.38(b) 可见, 为了实现 Q_3 的 ZVS 开通, Q_1 与 Q_3 间死区时间 t_{d1} 应大于 t_{01} , 即

$$t_{d1} > t_{01} \tag{3.105}$$

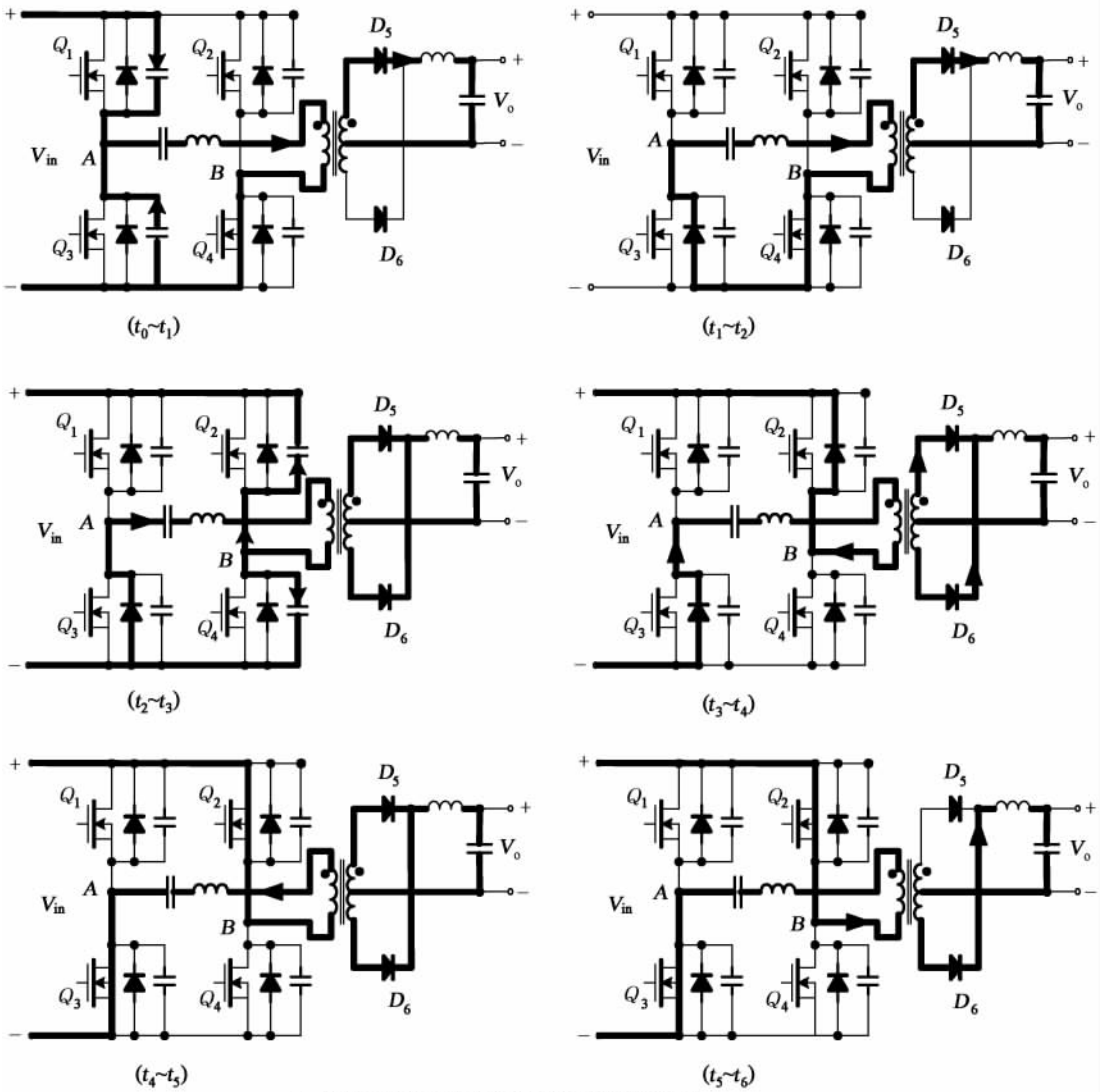
在 $t_1 \sim t_2$ 期间, $i_p = i_{L_1}/K$, $V_{AB} = 0$, $V_{rect} = 0$ 。 $t = t_2$ 时, $i_p = I_2$, 见图 3.38(b)。



(a) 全桥直流变换器的主电路



(b) 全桥直流变换器的主要工作波形



(c) 移相控制ZVS全桥直流变换器的等效电路

图 3.38 移相控制 ZVS 全桥直流变换器

在开关模式 3 $[t_2 \sim t_3]$: $t = t_2$ 时, Q_4 关断, i_p 给 C_2 放电、 C_4 充电, Q_4 为软关断。因 $V_{AB} = -V_{C_4}$, V_{AB} 变负, 变压器感应电势反向, D_6 导通。 D_5 、 D_6 同时导通后将变压器副边线圈短接, 感应电势为零, L_r 和 C_2 、 C_4 谐振, 得

$$i_p = I_2 \cos \omega(t - t_2)$$

$$V_{C_4} = Z_p I_2 \sin \omega(t - t_2)$$

$$V_{C_2} = V_{in} - V_{C_4}$$

$$Z_p = \sqrt{\frac{L_r}{2C_2}}$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{2L_r C_2}}$$

$t = t_3$ 时, $V_{C_4} = V_{in}$, $V_{C_2} = 0$, D_2 导通, $V_{AB} = -V_{in}$ 。该模态持续时间

$$t_{23} = t_3 - t_2 = \frac{1}{\omega} \sin^{-1} \frac{V_{in}}{Z_p I_2} \quad (3.106)$$

在开关模态 4 [$t_3 \sim t_4$]: $t = t_4$ 时, D_2 导通, 这时开通 Q_2 , Q_2 为 ZVS 开通, 为此滞后桥臂的死区时间 t_{d2} 应大于 t_{23} , $t_{d2} > t_{23}$ 。在 $t_3 \sim t_4$ 期间, D_2 、 D_3 续流, D_5 、 D_6 也续流, D_5 、 D_6 续流同时将变压器副边短路, 电感电流 i_{L_f} 在 V_o 作用下下降, D_2 、 D_3 续流将谐振电感 L_r 的储能返回电源, 变压器原边电流 i_p 线性下降

$$i_p = I_p(t_3) - \frac{V_{in}}{L_r}(t - t_3)$$

式中, $I_p(t_3)$ 是 t_3 时刻的原边电流值。 $t = t_4$ 时, i_p 降为零, D_2 、 D_3 截止, 有

$$t_{34} = t_4 - t_3 = \frac{L_r I_p(t_3)}{V_{in}} \quad (3.107)$$

在开关模态 5 [$t_4 \sim t_5$]: $t = t_4$ 时, $i_p = 0$, 因此时 Q_2 、 Q_3 已开通, 故 i_p 反向增加, 但 i_p 较小, 不足以提供负载电流, D_5 、 D_6 仍同时续流, 原边电压仍为零, 谐振电感电流在电源电压 V_{in} 作用下线性增加, 变压器副边电流也相应增加, 使流过 D_5 的电流减小、 D_6 的电流加大。到 $t = t_5$ 时, i_p 达到 i_{L_f} 归算到原边的值, D_5 截止, D_6 流过全部电感电流

$$i_p(t_5) = I_{L_f}(t_5)/K$$

$$t_{45} = t_5 - t_4 = \frac{L_r I_{L_f}(t_5)}{KV_{in}} \quad (3.108)$$

式中, $I_{L_f}(t_5)$ 为 $t = t_5$ 时的滤波电感电流。

在开关模态 6 [$t_5 \sim t_6$]: 此期间 Q_2 、 Q_3 导通, 电源 V_{in} 向负载供电, D_6 导通, 整流电压 $V_{rect} = V_{in}/K$, 在 $V_{L_f} = V_{in}/K - V_o$ 的作用下, i_{L_f} 增长, 原边电流也跟着线性增加

$$i_p = \frac{V_{in} - KV_o}{L_r + K^2 L_f}(t - t_5)$$

$t = t_6$ 时, Q_3 关断, 变压器转入下半个开关周期工作。

由以上开关模态可见, 移相控制桥式直流变换器可以实现开关管的 ZVS 开通, 但要确实实现开关管的 ZVS 开通, 必须有足够的能量抽走将要开通的器件上的电荷, 并给将关断的器件电容充电, 还必须抽走变压器原边绕组的分布电容电荷。

对于超前桥臂, 输出滤波电感 L_f 和谐振电感 L_r 共同作用抽取 C_1 、 C_3 上的电荷, 因 L_f 相当大, 负载电流较小时贮存的能量就足以抽走上述电容的电流, 超前桥臂的开关管较易实现 ZVS 开通。滞后桥臂的开关管转换时因变压器副边短路, L_f 不参与抽取开关器件电容上的电荷, 仅靠谐振电感的能量抽走 C_2 、 C_4 上电荷, 故不易实现开关管的 ZVS 开通。

为了实现滞后桥臂开关管的 ZVS 开通, 一是要有足够的谐振电感值, 二是要有足够的电流值, 也就是说要在负载电流达到一定值后才能实现滞后桥臂的 ZVS 开通。诚然, 可以

采用有气隙的变压器、加大变压器的磁化电流来减小实现 ZVS 的负载电流值,但这会增加变压器的空载损耗。

增加谐振电感 L_r 有助于实现开关管的 ZVS 开通,但同时也使副边占空比丢失增加。全桥变换器原边的占空比 D_p 取决于移相角 φ 的大小,在 φ 不变时 D_p 为常数。观察图 3.38(b) 的波形图可见, Q_4 在 t_2 时关断, D_2 续流, V_{AB} 反向,直到 t_6 时 Q_3 关断,故 $D_p = t_6 - t_2$ 。但在 $t_2 \sim t_5$ 期间,副边整流电压 V_{rect} 仍为零,电压 V_{AB} 仅加在 L_r 上,并未作用到 W_p 线圈上,造成占空比丢失 D_1 , $D_1 = (t_5 - t_2)/T$,副边占空比 D_s 为

$$D_s = D_p - D_1 \quad (3.109)$$

在其他条件相同时, L_r 越大、负载电流越大, $t_2 \sim t_5$ 的时间越长,副边占空比丢失越严重。由此可见,借助增加 L_r 来实现滞后桥臂开关管的 ZVS 开通和减小占空比丢失的要求是矛盾的。在滞后桥臂上加无源辅助网络,借助于它在开关管开通前抽走其电容电荷,可以减小 L_r 值,减小占空比丢失。

图 3.38(b) 中, t_0 为 Q_1 关断时刻, t_2 为 Q_4 关断时刻,这两个时间的差对应的电角就是移相角 φ ,在此期间内原边电流 i_p 在 D_3 和 Q_4 构成的回路内流动,这就是全桥变换器采用移相控制方式形成的环流,它不传递能量,但带来损耗。输出电压 V_o 不变时,输入电压越高, φ 越大,环流持续时间加长,损耗加大,这是该变换器在电源电压增高时效率降低的一个原因。

忽略占空比丢失时,桥式直流变换器输出电压 V_o 与输入电压 V_{in} 间关系为

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{W_s}{W_p} \cdot 2D_y = 2 \frac{D_y}{K} \quad (3.110)$$

式中, $D_y = t_{on}/T$, t_{on} 是 Q_1 、 Q_4 或 Q_2 、 Q_3 同时导通时间, T 为开关周期。开关管承受电压 V_Q 为

$$V_Q = V_{in} \quad (3.111)$$

全波整流的整流管 D_5 、 D_6 承受的电压 V_{D_5} 为

$$V_{D_5} = 2V_{in}/K \quad (3.112)$$

电感电流平均值 I_{L_f} 等于负载电流 I_o , 设 R_{LD} 为负载电阻, 则

$$I_{L_f} = I_o = \frac{V_o}{R_{LD}} \quad (3.113)$$

二极管 D_5 、 D_6 电流平均值之和等于 I_{L_f} , 故 I_{D_5} 为

$$I_{D_5} = \frac{1}{2} I_{L_f} = \frac{1}{2} I_o = \frac{V_o}{2R_{LD}} \quad (3.114)$$

不计变压器磁化电流时,流过原边线圈的电流 i_p 等于 Q_1 、 Q_4 或 Q_2 、 Q_3 导通时通过开关管的电流 i_Q , 设变压器副边电流为 i_s , 则有

$$i_p = \frac{W_s}{W_p} i_s = \frac{W_s}{W_p} i_{L_f} = i_Q \quad (3.115)$$

若不计电感电流脉动, i_{L_f} 可用 I_{L_f} 代替, 上式为

$$i_p = i_Q = \frac{I_{Lr}}{K} = \frac{V_o}{KR_{LD}} \quad (3.116)$$

输入电流平均值 I_{in} 与通过开关管 Q_1 、 Q_4 或 Q_2 、 Q_3 电流的关系

$$I_{in} = i_p \cdot 2D_y$$

代入(3.116)式,得

$$\frac{I_{in}}{I_o} = \frac{2D_y}{K} \quad (3.117)$$

三、移相控制 ZVZCS PWM 全桥直流变换器

移相控制 ZVS 全桥直流变换器滞后桥臂难于实现开关管的 ZVS 开通,为了实现滞后桥臂的 ZVS 开通,必须加大谐振电感 L_r ,从而导致占空比的丢失和循环能量的增加。ZVZCS 移相控制全桥直流变换器超前桥臂的开关管为 ZVS 开通,滞后桥臂的开关管为 ZCS 关断,谐振电感 L_r 和占空比丢失均可显著减小,超前桥臂的开关管关断后原边线圈电流 i_p 很快减小到零,由循环能量导致的损耗也明显减小。因为 ZVZCS 全桥变换器的滞后桥臂为 ZCS 关断,故适合使用 IGBT 器件。IGBT 结电容小,但关断时有电流拖尾,ZCS 关断可大幅度减小它的关断损耗。因此,ZVZCS 全桥变换器可用于输入电压变化大的中大功率直流变换器。

实现滞后桥臂开关管 ZCS 关断的方法主要有两种:一种是借助变压器原边回路中的隔直电容 C_b 的电压使 i_p 在超前桥臂的开关管关断后迅速降到零,实现原边电流的复位;另一种是借助变压器副边并接的电容使 i_p 复位。图 3.39(a)和(b)是借助原边隔直电容 C_b 实现电流复位的电路,图 3.39(c)、(d)、(e)、(f)是借助副边电容实现电流复位的电路。

图 3.39(a)在 Q_1 、 Q_4 同时导通的后期,原边线圈 i_p 的流向自 A 至 B, C_b 电容上的电荷左正右负, Q_1 截止, D_3 、 Q_4 续流, $V_{AB} = 0$, V_{C_b} 的作用使 i_p 减小,当 $i_p = 0$ 时, V_{C_b} 使饱和电感 L_s 反向去磁(设 Q_1 、 Q_4 导通时 L_s 已正向磁化至饱和),因 L_s 反向去磁到反向饱和和需要一定的电压伏秒值,从而在一段时间内防止了因 V_{C_b} 而使 i_p 经 Q_3 、 Q_4 反向流动的可能性,仅当 Q_1 截止、 Q_2 导通后才允许 L_s 反向饱和,使 i_p 反向增长。可见滞后桥臂的开关管 Q_4 是在 $i_p = 0$ 时关断的,为 ZCS 关断。 Q_2 开通时也因 L_s 未反向饱和为 ZCS 开通。该电路的主要缺点是饱和电感值选取困难和工作时 L_s 损耗与发热大。为了借助 C_b 实现电流复位, C_b 电压的最大值比单纯作隔直用时要大一些。

图 3.39(b)借助 D_2 、 D_4 代替图 3.39(a)的饱和电感 L_s 实现滞后桥臂开关管的 ZCS 开关, D_2 和 D_4 起在 Q_1 或 Q_3 关断 i_p 复位后阻止 i_p 电流反向流动的作用。

图 3.39(c)是在输出端借助辅助变压器线圈 W_{s2} 和 C_9 、 D_9 实现 i_p 复位的电路,在超前桥臂的开关管 Q_1 或 Q_2 关断后, $V_{AB} = 0$, C_9 通过 D_9 放电,供电给 L_f ,由于变压器的漏感续流, C_9 上的电压通过 D_5 或 D_6 加于变压器副边线圈,促使电流复位。在 Q_1 、 Q_4 或 Q_2 、 Q_3 导通时, W_{s2} 线圈感应电势经整流后给 C_9 充电, C_9 的充电电压的大小决定了 i_p 复位的速度。隔直电容 C_b 电压作用在变压器原边漏感 L_{1K} 上,也有助于 i_p 的复位。因滞后桥臂的开关管不再借助变压器的漏感和外接的谐振电感实现 ZVS 关断,故不需外接电感,漏感 L_{1K} 也可很小。原边环流和副边占空比丢失得到减小。 C_b 值按隔直电容要求选取。

图 3.39(d)用副边带改进的能量恢复缓冲电路来实现电流复位。 Q_1 、 Q_4 或 Q_2 、 Q_3 刚导通时, C_9 、 C_{10} 经 D_{11} 串接后由副边线圈振荡充电,若没有 D_{12} ,理论上充电电压达副边感应电

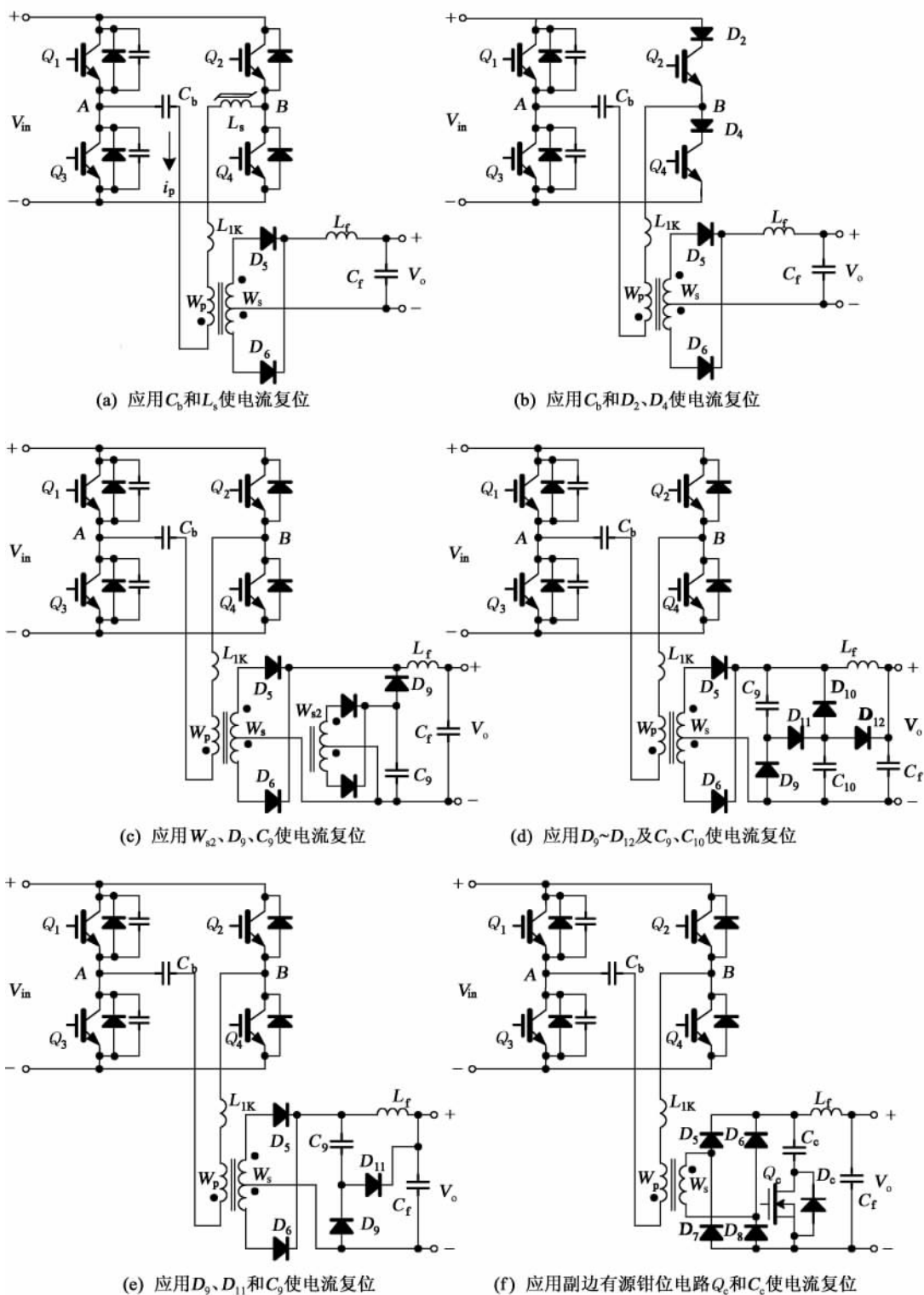


图 3.39 移相控制 ZVZCS 主电路拓扑

势的 2 倍,即 C_9 和 C_{10} 上电压分别达到副边感应电势值。借助 D_9 和 D_{10} , C_9 、 C_{10} 放电时由串联转为并联,从而降低了整流管 D_5 、 D_6 上的最大电压。 D_{12} 的作用使 C_{10} 的电压不超过输出电压。该电路使电流 i_p 复位的原理和图 3.39(c) 相同。图 3.39(e) 是 3.39(d) 中能量恢复缓冲电路的进一步简化,省去了 C_{10} 、 D_{11} 、 D_{12} 三个器件。

图 3.39(f) 在副边接由 Q_c 和 C_c 构成的有源钳位电路实现 i_p 的复位。在 Q_1 、 Q_4 或 Q_2 、 Q_3 导通期间,短时开通 Q_c 使 C_c 充电,充电电压为 V_{in}/K 。超前桥臂的开关管关断后, C_c 通过 D_c 放电,实现 i_p 复位。

比较移相控制 ZVZCS PWM 全桥直流变换器和移相控制 ZVS PWM 全桥变换器,可见两者差别仅在于超前管关断后原边线圈电流状态不同,ZVS 变换器 i_p 处于续流状态,大小基本不变,ZVZCS 变换器 i_p 处于复位状态,电流迅速下降,其他情况则相同,故两者的输出电压 V_o 与输入电压 V_{in} 关系、开关器件承受的电压等是相同的,参见 (3.110)~(3.117) 式。若输出整流电路改变,则整流电路的关系式将相应变化。

3.7.3 电感输入 PWM 全桥直流变换器

一、主电路的构成和控制方式

电感输入 PWM 全桥直流变换器又称电流型全桥直流变换器,主电路的输入端接有 Boost 电感,输出端则仅接输出滤波电容。按控制方式不同,有两种主电路结构:一种是移相控制 ZCS PWM 全桥直流变换器,如图 3.40(a) 所示,其中 Q_7 、 Q_8 为超前管, Q_5 、 Q_6 为滞后管,为了实现滞后管的 ZCS 关断,在变压器的副边接有谐振电容 C_r , C_r 的接入要求开关管能承受反向电压。因为 IGBT 和 MOSFET 等开关器件不能承受反向电压,故二极管和开关管串联;另一种是 Boost 型 PWM 全桥直流变换器,如图 3.40(b) 所示,在 Q_5 至 Q_8 均导通时,电源电压加在输入电感 L_f 上,电感电流增长,若 Q_6 、 Q_7 关断或 Q_5 、 Q_8 关断,则电感电流流入变压器的原边线圈,电感和电源能量同时向副边传递,电感电流下降,这种控制方式开关管上没有反向电压,不需要串接二极管。

二、移相控制 ZCS PWM 全桥直流变换器

图 3.40(a) 是移相控制 ZCS PWM 全桥变换器主电路图,(c) 是五个开关模态等效电路图,(d) 是主要工作波形。超前管 Q_7 、 Q_8 和滞后管 Q_5 、 Q_6 分别 180° 互补导通,为了防止电感电路的突然断开, Q_7 、 Q_8 间(Q_5 、 Q_6 相同)不是加死区时间,而是加重叠导通时间,如图(d) 所示,即每只开关管的导通时间大于 $T/2$ (T 为开关周期)。

为了讨论方便,先作以下假定:① 开关管和二极管为理想器件;② L_f 足够大,在一个开关周期中电流几乎不变,可看成恒流源;③ C_f 足够大,在一个开关周期中 V_o 几乎不变,可看成恒压源。

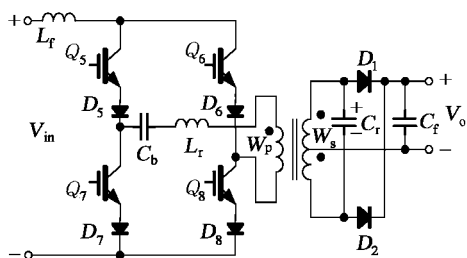
$t < t_0$ 时, Q_8 、 Q_5 导通,电感电流 i_{L_f} 经 Q_5 、 D_5 、 C_b 、 L_r 、 W_p 、 Q_8 、 D_8 流动,因从 W_p 的“·”端流入,故在 W_s 的“·”端流出,二极管 D_1 导通, C_f 充电,谐振电容电压 V_{C_r} 上正下负, $V_{C_r} = 2V_o$ 。

开关模态 1 [$t_0 \sim t_1$]: 在 $t = t_0$ 时,超前管 Q_7 导通, Q_5 、 Q_7 支路导通,电压 V_{in} 直接加于 L_f 上, i_{L_f} 增加,因 D_1 继续导通,变压器副边电压为 V_o ，“·”端为正,故在原边有同样极性的感应电势,在该电势作用下,流过 Q_7 的电流增加, Q_8 的电流减小,即原副线圈的电流 i_p 和 i_s 也相应减小

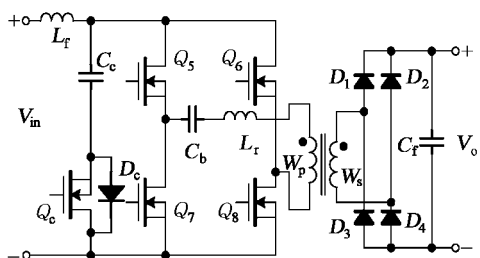
$$i_p = I_i - \frac{K_1 V_o}{L_r} (t - t_0)$$

$$i_s = K_1 I_i - \frac{K_1^2 V_o}{L_r} (t - t_0)$$

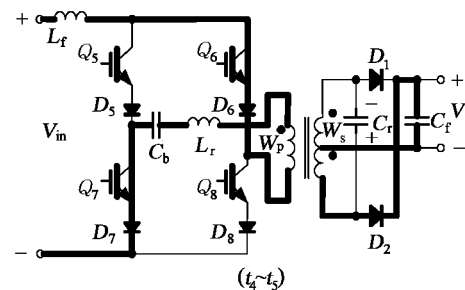
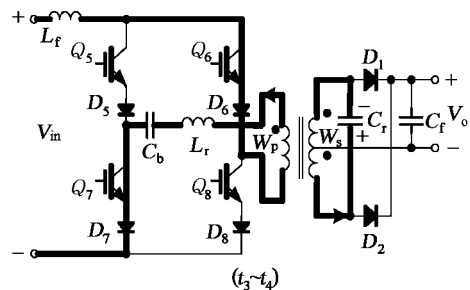
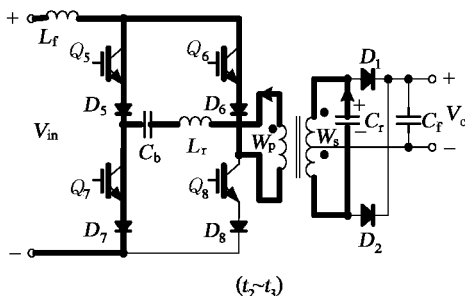
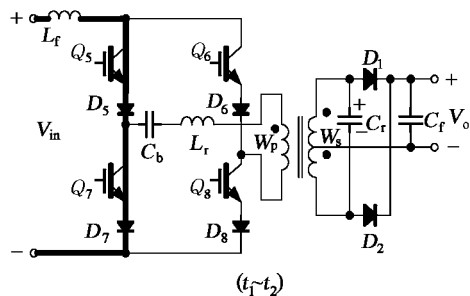
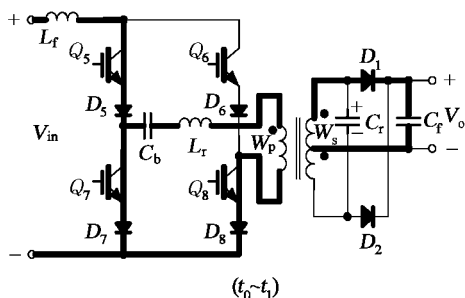
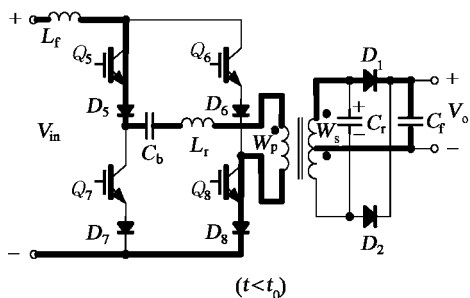
式中, $K_1 = W_p/W_s$; I_i 为输入电流。在 $t = t_1$ 时, $i_p = 0$, $i_{Q_6} = 0$, $i_{Q_7} = i_{Q_5} = I_i$, $i_s = i_{D_1} = 0$, D_1 自然关断。可见,超前管 Q_5 与 Q_7 间的换流是在 C_f 电压 V_o 作用下自然完成的,转换过程



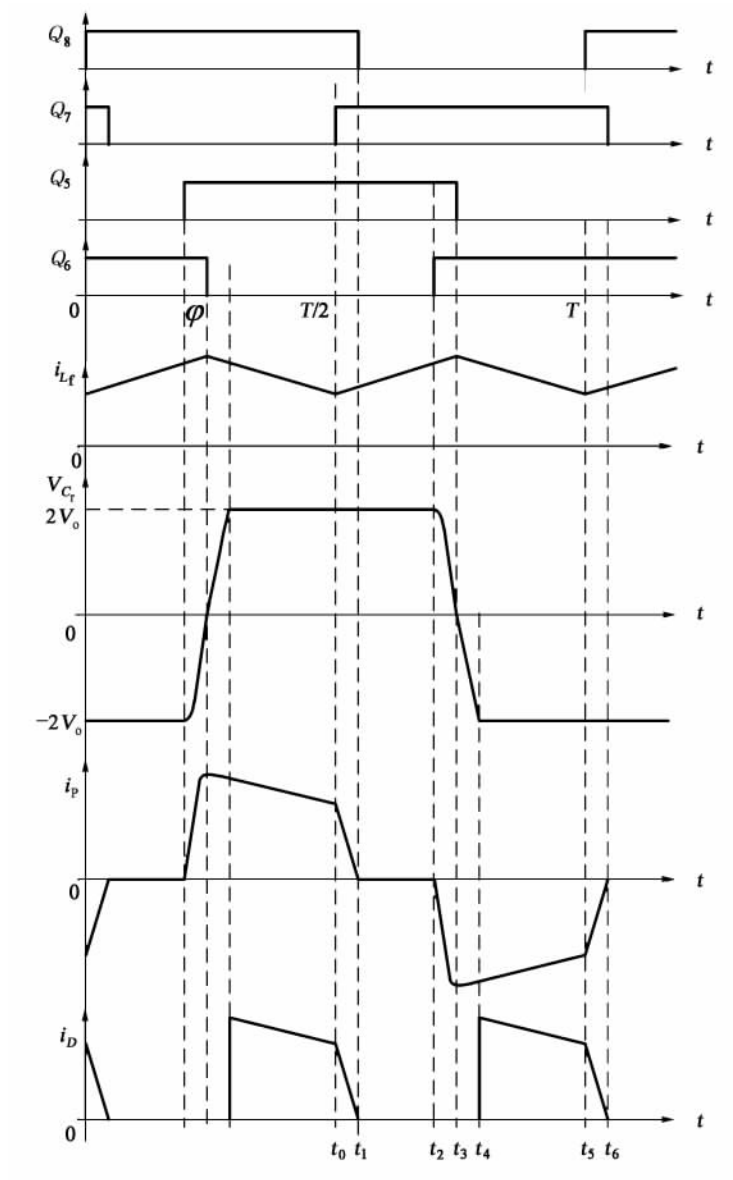
(a) 移相控制ZCS全桥变换器主电路



(b) PWM控制 Boost全桥变换器主电路



(c) 移相控制 ZCS 全桥变换器等效电路



(d) 电感输入全桥直流变换器

图 3.40 电感输入全桥直流变换器

中电感电流没有突变,不会引起电压尖峰。

在开关模式 2 $[t_1 \sim t_2]$: $t = t_1$ 时, Q_8 电流为零,故此后关断 Q_8 为 ZCS 关断, Q_5 、 Q_7 导通, i_{L_f} 增长。因此时 D_1 、 D_2 和 Q_5 、 Q_8 均处于截止状态,又有 D_8 的反向阻断作用,谐振电容 C_r 的电压 V_{C_r} 加在 W_s ,使 W_p 和 W_s 感应“·”端为正的电势,但不能形成电流回路, C_r 不会放电, C_r 上电荷仍为上正下负,这个状态一直维持到 $t = t_2$ 。

在开关模式 3 $[t_2 \sim t_3]$: $t = t_2$ 时, Q_6 导通,为 C_r 放电构成了一条变压器原边回路,即 Q_6 、 D_6 、 W_p 和 D_5 、 Q_5 回路, C_r 通过 W_s 放电,电流从“·”端流入, W_p 中电流自“·”端流出,使 Q_5 、 D_5 的电流减小, Q_6 、 D_6 的电流自零增加, Q_6 为 ZCS 开通。 C_r 和 L_r 谐振, i_p 自零增加, V_{C_r}

减小

$$i_p = \frac{2V_o}{Z_p} \sin \omega(t - t_2)$$

$$V_{C_r} = 2V_o \cos \omega(t - t_2)$$

式中, $Z_p = K_1 \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$, $\omega = \frac{K_1}{\sqrt{L_r C_r}}$, $K_1 = W_p/W_s$ 。 $t = t_3$ 时, i_p 反向增加到最大值, $i_{Q_5} = 0$, $i_{Q_6} = i_{L_f}$, 此时关断 Q_5 , Q_5 为 ZCS 关断。开关模式 3 是在 C_r 作用下实现滞后管 Q_5 或 Q_6 零电流关断的阶段, 如果不接 C_r , 则 i_{Q_5} 不会自然到零, 必须强迫关断。可见足够大的 C_r 是实现滞后管 ZCS 关断的充要条件, 但 C_r 的存在要求开关管串接二极管, 以承受由 C_r 引起的反向电压。在 $t_1 \sim t_3$ 期间负载由 C_f 供电。

在开关模式 4 [$t_3 \sim t_4$]: 从 Q_6 、 Q_7 流入 W_p 的电感电流给 C_r 恒流充电, V_{C_r} 反向增加, 极性为下正上负

$$V_{C_r} = V_{C_r}(t_3) - \frac{K_1 i_{L_f}}{C_r}(t - t_3)$$

在 $t = t_4$ 时, $V_{C_r} = -2V_o$ 。在这段时间内, 电感 L_f 的贮能和电源能量都用于为 C_r 充电, 在 V_{C_r} 达到 $2V_o$ 前, 二极管 D_2 反偏截止, 负载仍由 C_f 供电。

在开关模式 5 [$t_4 \sim t_5$]: $t = t_4$ 时, $V_{C_r} = -2V_o$, D_2 导通, 原边电流 i_{L_f} 给电容 C_f 充电和给负载供电, 通过 D_2 的电流 i_{D_2} 为

$$i_{D_2} = K_1 i_{L_f}$$

这个过程一直到 $t = t_5$ 超前管 Q_8 导通为止。此后转入下半个开关周期, 开关模式与前半个周期类似。

由以上讨论可见: ① 移相控制 ZCS PWM 全桥变换器在一个开关周期中有十个开关模式。超前管 Q_7 、 Q_8 是借助输出滤波电容 C_f 的贮能实现 ZCS 关断的。 C_f 和 C_r 的贮能仅决定于输出电压 V_o , V_o 不变时其贮能不变。电容贮能用于谐振电感 L_r 电流的换向, 而 L_r 的贮能和变压器原边电流 i_p 的平方成正比, 即随负载的加大而增加, 因此, ZCS 全桥变换器能保证空载和小负载时的 ZCS 关断。为了保证中大负载甚至过载下的 ZCS 开关, 必须增加电容贮能, 滤波电容 C_f 的容量大, 能保证超前管的 ZCS 关断。谐振电容 C_r 则不宜很大, 为了实现滞后管的 ZCS 关断, 最好是减小变压器的漏感和不外接谐振电感; ② C_r 的接入为滞后管的 ZCS 断开创造了条件, 但同时使开关管承受反向电压, 不能承受反向电压的开关管就必须串接二极管, 二极管的接入加大了原边电路的通态损耗, 二极管 $D_5 \sim D_8$ 承受的反向电压为 $K_1 V_o$; ③ 在 $t_2 \sim t_4$ 期间, 原边电流 i_p 给 C_r 放电和反向充电, 在 C_r 充放电时 V_{C_r} 一直小于 $2V_o$, 二极管 D_1 、 D_2 反偏截止, 没有电流通过, 负载电流仅由 C_f 供给, 称这段时间与开关周期的比为占空比的丢失, $t_2 \sim t_3$ 时间长短取决于 $L_r C_r$ 的谐振周期, $L_r C_r$ 大, 谐振频率低, 周期长, $t_{23} = t_3 - t_2$ 就长。 $t_3 \sim t_4$ 时间取决于 C_r 和充电电流 i_{L_f} 的大小, i_{L_f} 一定时, C_r 大, $t_{34} = t_4 - t_3$ 就长, 轻载时, i_{L_f} 小, C_r 要充到 $2V_o$ 的时间长。因此, $L_r C_r$ 的增加, 导致占空比丢失的加大, 即在同样的输出电流 I_o 下, 要有更大的变压器原边电流 i_p 、电感电流 i_{L_f} , 并增大输出滤波电容 C_f 。

在半个开关周期内,由稳态时 Q_5 、 Q_7 或 Q_6 、 Q_8 导通时 L_f 上电压的伏秒面积相等的关系,得到输出电压 V_o 与输入电压 V_{in} 间关系

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{2D_y K_1} \quad (3.118)$$

式中, D_y 为 Q_5 、 Q_8 同时导通时间与开关周期之比。

开关管 $Q_5 \sim Q_8$ 关断时承受的正向电压 V_Q

$$V_Q = K_1 V_o = \frac{V_{in}}{2D_y} \quad (3.119)$$

二极管 $D_5 \sim D_8$ 承受的反向电压 V_{D_5}

$$V_{D_5} = K_1 V_o = \frac{V_{in}}{2D_y} \quad (3.120)$$

二极管 D_1 、 D_2 承受的电压 V_{D_1}

$$V_{D_1} = 2V_o = \frac{V_{in}}{D_y K_1} \quad (3.121)$$

三、Boost 型全桥变换器

具有有源钳位的 Boost 型直流变换器的主电路见图 3.40(b), 其中 C_c 和 Q_c 为有源钳位电路, 图 3.41 是其主要工作波形。在一个开关周期内, 开关管导通时间大于半个周期, 即占空比大于 0.5, 如图所示在 $t_0 \sim t_{on}$ 期间 Q_6 、 Q_7 截止, 在 $T/2 \sim T/2 + t_{on}$ 期间 Q_5 、 Q_8 截止, 钳位

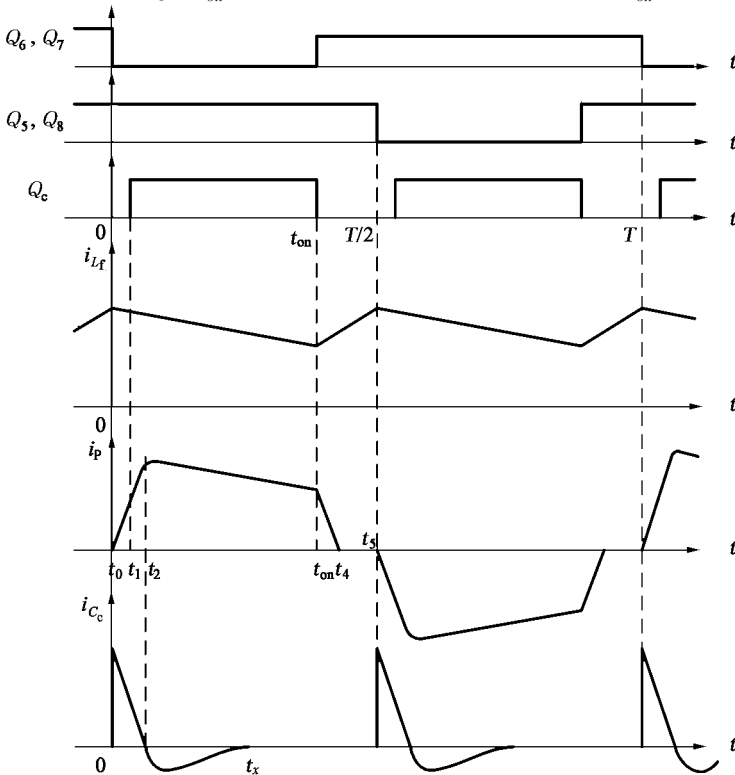


图 3.41 Boost 型全桥直流变换器的主要工作波形

管 Q_6 的导通时间比 t_{on} 稍短,即在 $t_1 \sim t_{on}$ 期间导通。故在 $t < t_0$ 期间为 $Q_5 \sim Q_8$ 四管导通, $t_0 \sim t_1$ 期间为 Q_5 、 Q_8 两管导通, $t_1 \sim t_{on}$ 期间是 Q_5 、 Q_8 、 Q_c 三管导通, $t_{on} \sim T/2$ 期间又为 $Q_5 \sim Q_8$ 四管导通。

在 $t < t_0$ 时, $Q_5 \sim Q_8$ 同时导通,电源电压 V_{in} 加于 L_f 上,电流 i_{L_f} 增长。 $t = 0$ 时, Q_6 、 Q_7 截止,电流 i_{L_f} 一路进入钳位电容,另一路进入变压器原边线圈,原边电流 i_p 自零增加,增长率和钳位电容电压 V_{C_c} 成正比,和变压器漏电感 L_r 成反比。由于钳位二极管 D_c 导通,故在 t_1 时使 Q_c 导通, Q_c 为 ZVS 开通。 $t = t_2$ 时, $i_p = i_{L_f}$, 钳位电容电流 $i_{C_c} = 0$, D_c 截止, V_{C_c} 充电到最大值。 $t > t_2$ 时, i_p 同时由电源 V_{in} 和钳位电容供电, Q_c 导通,电流 i_{L_f} 在 V_o 反射到原边电压 KV_o 作用下下降。在 $t = t_x$ 时,因 V_{C_c} 的下降, i_{C_c} 降到零。在 $t = t_{on}$ 时, Q_6 、 Q_7 再次开通,电感电流 i_{L_f} 又开始上升, i_p 在隔直电容 C_b 电压 V_{C_b} 作用下于 t_4 时降为零。 $t = T/2$ 时, i_{L_f} 增加到最大值 $i_{L_{fmax}}$, 因 Q_5 、 Q_8 的关断,转入下半个开关周期,电感电流反向流入变压器原边线圈,工作过程和上半周期类似。由此可见,Boost 全桥变换器在半个开关周期中也有五个开关模态, $t_0 \sim t_1$ 为开关模态 1, $t_1 \sim t_2$ 为开关模态 2, $t_2 \sim t_{on}$ 为开关模态 3, $t_{on} \sim t_4$ 为开关模态 4, $t_4 \sim T/2$ 为开关模态 5。电感电流 i_{L_f} 仅在开关模态 4 和 5 是增加的, $t_0 \sim t_{on}$ 期间为电源功率向 V_o 方向传输的时间, $t_{on} \sim t_4$ 是变压器漏感贮能向隔直电容 C_b 充电的时间。

比较图 3.41 和图 3.40(d)的工作波形,图 3.40(d)中 Q_8 、 Q_6 或 Q_5 、 Q_7 导通的情况与图 3.41 的四管同时导通情况相同,均使电感电流在 V_{in} 作用下增长,图 3.40(d)中桥臂对角的开关器件 Q_5 、 Q_8 或 Q_6 、 Q_7 导通情况与图 3.41 两管导通情况也相同,电感电流流入变压器原边线圈。若设占空比 D_y 为对角两开关器件导通时间与开关周期的比,则(3.118)式同样适合于 Boost 全桥直流变换器,即

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{2KD_y} \quad (3.122)$$

式中, $K = W_p/W_s$ 。开关管承受的电压仍可由(3.119)式计算。

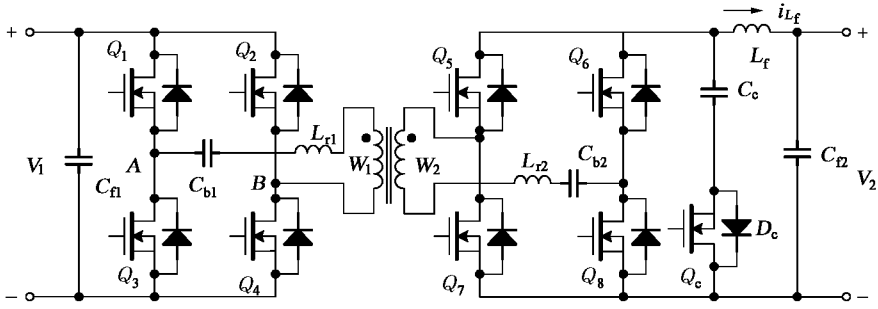
3.7.4 双向全桥直流变换器

一、双向全桥直流变换器的构成和工作原理

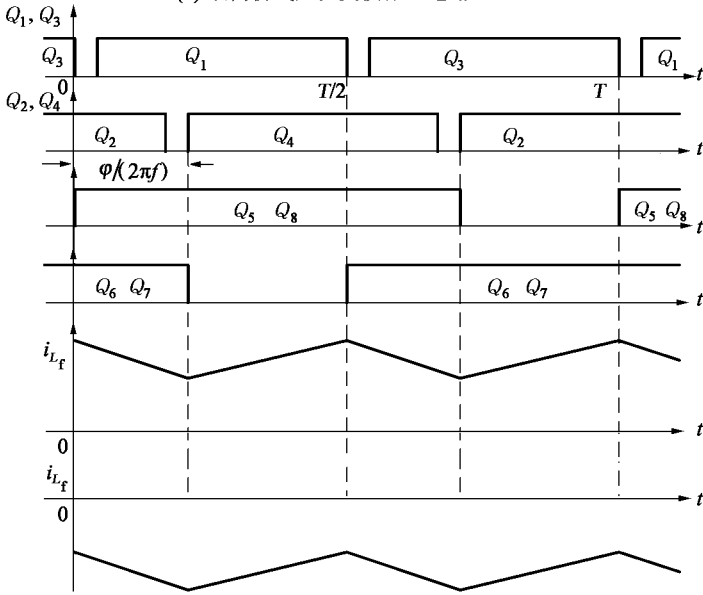
图 3.38(a)全桥直流变换器的输出整流滤波电路为全波电路,如前所述,基本整流滤波电路还有倍流电路和桥式电路。若在全波整流电路的二极管 D_5 、 D_6 上反并开关管 Q_5 、 Q_6 , 可构成双向直流变换器,因全波整流电路的有源形式就是电流型推挽直流变换器,参见图 3.30(a),因此这就是全桥/推挽双向直流变换器。若在倍流整流电路的二极管上反并开关管,也可构成双向直流变换器,也称全桥/推挽直流变换器,一侧是一种双电感推挽直流变换器,参见图 3.36(a),该图的左侧是半桥直流变换器。双向桥式直流变换器在变压器的一侧为电压型,另一侧为电流型桥式直流变换器,如图 3.42(a)所示。该图也可以看成是在图 3.39(f)基础上构成的,即在它的二极管 $D_5 \sim D_8$ 上反并开关管 $Q_5 \sim Q_8$ 得到。

图 3.42(a)左侧的电压型全桥电路,可以是移相控制 ZVS 全桥电路,也可以是移相控制 ZVZCS 全桥电路,可是不能用图 3.39(b)电路,右侧只能用 Boost PWM 型全桥电路,不能用移相控制 ZCS 全桥电路。两侧的桥式直流变换器必须是电流可双向流动的电路结构。

图 3.42(b)上方是(a)图所示变换器开关管的导通规律。左侧电压型变换器的 Q_1 、 Q_4



(a) 双向桥式直流变换器主电路



(b) 开关管 $Q_1\sim Q_4$ 和 $Q_5\sim Q_8$ 导通规律和电感电流波形

图 3.42 双向桥式直流变换器的主电路及其控制方式

导通时,右侧电流型变换器的 Q_5 、 Q_8 导通;左侧 Q_2 、 Q_3 导通,则右侧的 Q_6 、 Q_7 导通。能量从 V_1 向 V_2 方向传输,电感电流 i_{L_f} 自左向右流动,设该方向为 i_{L_f} 的正方向。在 $\varphi/(2\pi f) \sim T/2$ 期间, Q_1 、 Q_4 导通, i_{L_f} 正向增长;在 $T/2 \sim (T/2 + \varphi)$ 期间, Q_1 关断, V_1 侧 Q_4 和 D_3 续流, V_2 侧 i_{L_f} 经 $D_5 \sim D_8$ 续流, i_{L_f} 正向下下降,此时尽管 Q_5 、 Q_6 、 Q_7 、 Q_8 均导通,开关管中不会有电流通过,若 $Q_5 \sim Q_8$ 选用功率 MOSFET,则它以同步整流器方式工作。能量从 V_2 向 V_1 方向传输时,电感电流 i_{L_f} 方向变负,在 $0 \sim \varphi$ 期间, $Q_5 \sim Q_8$ 同时导通, i_{L_f} 反向增长,电角达 φ 时 i_{L_f} 达负最大值;在 $\varphi \sim \pi (t = T/2)$ 期间, Q_6 、 Q_7 关断, i_{L_f} 经 Q_5 、 Q_8 自“·”端流入 W_2 线圈, W_1 线圈电流自“·”端流出,经 D_1 、 D_4 到 V_1 端, i_{L_f} 在 V_1 作用下减小,到 $T/2$ 时到最小值,若 Q_1 、 Q_4 为 MOSFET,则它也在同步整流方式工作。可见 $0 \sim \varphi$ 为电感贮能阶段, $\varphi \sim \pi$ 为能量自 V_2 向 V_1 传输的阶段。

实际变换器工作时的开关模式较多,此处不再详述。图中 C_c 和 Q_c 为有源钳位电路,在能量从 V_2 向 V_1 方向传输时,在开关管 $Q_5 \sim Q_8$ 转换时吸收电感 L_f 的能量,减小开关管 $Q_5 \sim Q_8$ 的电压尖峰。在能量从 V_1 向 V_2 传输时,借助 C_c 和 Q_c 可实现电压型全桥直流变换器的

ZVZCS 工作方式,减小循环能量和占空比的丢失,提高变换效率。

二、双向直流变换器的启动控制

现有 Buck 型变换器的 PWM 控制芯片,都有软启动引脚,在输出端没有电压时,软启动电路使开关管的占空比从零逐渐增加到要求的值,这样,既限制了启动电流,也防止了输出电压的超调(输出电压超过额定值)。这种软启动方法在双向桥式直流变换器中也是必须的,当能量从 V_1 向 V_2 方向传输时,移相控制电路的初始相角 φ 为 180° ,然后逐渐减小,直到输出电压达到额定值。

能量从 V_2 向 V_1 传输时,若 C_{fl} 上的初始电压为零,也必须采用软启动方式。从表面上看起来,似乎只要使 $Q_5 \sim Q_8$ 四个开关管同时导通时间从零逐渐增大就能使 V_1 电压逐渐升高,但实际上这是有问题的,因为在 C_{fl} 上没有电压或者电压小于 $W_1 V_o / W_2$ 时, V_1 反射到 V_2 侧的电压很低,不能使电感电流 i_{L_f} 减小,于是在 V_1 电压从零到 $W_1 V_2 / W_2$ 范围内, i_{L_f} 不断增长,也就是说通过 $Q_5 \sim Q_8$ 的电流也不断增长,其最大值将远大于额定工作时的电流,从而要求选用大定额电流的开关管和大启动电流时不会磁饱和的电感 L_f ,这是不合理的。

为此,必须寻求合理的启动电路和启动方式。朱立志博士(Dr Lizhi Zhu)提出引入反激变换器的软启动方式,其主电路见图 3.43(a)。和图 3.42(a)不同之处仅在电感 L_f 的铁心上加绕线圈 W_s ,加二极管 D_f ,由此构成一个反激变换器,它仅在启动时工作。

图 3.43(b)是启动工作时开关管导通规律。在 $0 \sim t_{on}$ 期间 $Q_5 \sim Q_8$ 同时导通, $t_{on} \sim T/2$ 期间 $Q_5 \sim Q_8$ 关断, Q_c 导通,其中有死区时间。启动时, t_{on} 是从零逐渐增加的。图 3.43(d)是启动工作的等效电路, $Q_5 \sim Q_8$ 导通,电压 V_2 直接加在电感 L_f 两端, L_f 的非“·”端为正,二极管 D_f 反偏截止,电感电流线性增长, $t = t_{on}$ 时 i_{L_f} 达最大值。在 $t_{on} \sim T/2$ 期间 $Q_5 \sim Q_8$ 关断, i_{L_f} 流向钳位电容 C_c ,给 C_c 充电,同时 D_f 导通,一部分电感贮能经 D_f 传到 C_{fl} ,使电压 V_1 增加。由此可见,软启动过程中电容 C_c 电压 V_c 和 V_1 均是增大的, V_c 是从 V_2 开始增大, V_1 从零开始增大,由于钳位电路的存在,限制了电感电流 i_{L_f} 的不断增长。设 $Q_5 \sim Q_8$ 导通时间 t_{on} 与开关周期 T 的比为占空比 D_{ya} ,则有

$$V_c = \frac{1}{1 - 2D_{ya}} V_2 \quad (3.123)$$

$$V_1 = \frac{W_s}{W_p} \cdot \frac{2D_{ya}}{1 - 2D_{ya}} V_2 \quad (3.124)$$

式中, W_p 、 W_s 为反激变换器原、副边线圈的匝数。

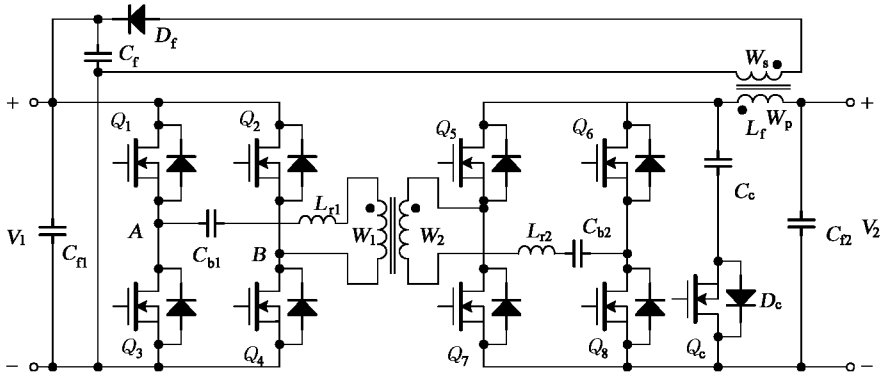
若反激启动电路仅在启动时工作,启动结束后仅 Boost 全桥变换器工作,由(3.122)式得启动结束后输出电压 V_1 和输入电压 V_2 间的关系

$$V_1 = \frac{V_2}{2KD_y}$$

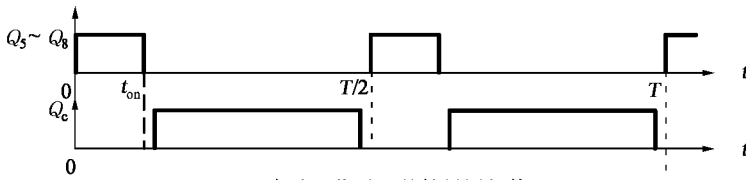
式中, K 为变压器原、副边匝比

$$K = \frac{W_2}{W_1}$$

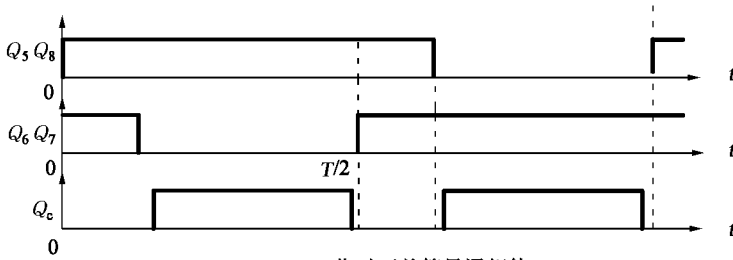
D_y 为两管导通的时间与开关周期之比。参见图 3.43(b)和(c), D_y 与 D_{ya} 间有以下关系



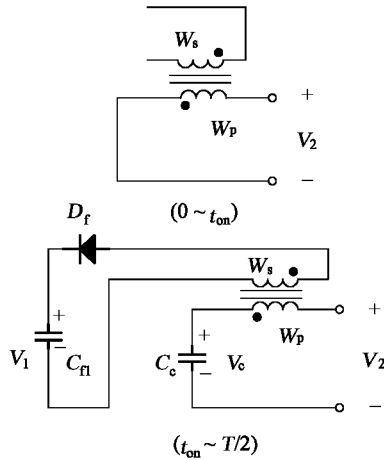
(a) 变换器主电路



(b) 启动工作时开关管导通规律



(c) Boost 工作时开关管导通规律



(d) 启动工作时的等效电路

图 3.43 具有反激启动电路的双向桥式直流变换器

$$D_y = 0.5 - D_{ya}$$

将上述关系代入,得

$$V_1 = \frac{W_1}{W_2} \frac{V_2}{1 - 2D_{ya}} \quad (3.125)$$

显然, $Q_5 \sim Q_8$ 没有同时导通时间,即 $D_{ya} = 0$, Boost 全桥变换器的输出电压最低,即

$$V_{1\min} = \frac{W_1}{W_2} V_2 \quad (3.125a)$$

反激启动电压 V_1 达到 $V_{1\min}$ 时启动电路就可不再工作,进入 Boost 全桥变换器工作状态。设

$$\frac{W_1}{W_2} = \frac{W_s}{W_p} \quad (3.126)$$

比较(3.125a)式和(3.124)式,得 $D_{ya} = 0.25$ 。反激变换器在启动工作时,其占空比从 0 增加到 0.25, V_1 电压就达到了 $V_{1\min}$ 值,此时转入 Boost 工作方式,不会导致电感电流 i_{L_f} 过大,且转换过程中电压 V_1 不会突变。

这种借助反激变换器实现隔离 Boost 直流变换器的启动方式,对功率较大的双向半桥直流变换器、双向推挽直流变换器和双向正激直流变换器都是必要的。双向直流变换器的功率较小时可以串热敏电阻或串限流电阻限制启动电流,使用限流电阻时,启动结束后应将启动限流电阻短路,以减小损耗。

3.8 双向正反激直流变换器

3.8.1 正反激直流变换器

正反激直流变换器是由正激和反激直流变换器构成的组合式直流变换器,按所用开关管器件来分有单管和双管两种,单管电路可以采用 RCD、LCD 或有源钳位电路实现正激变换器变压器的磁复位,由于有源钳位电路有利于减小开关管的电压应力,可以使开关管的最大占空比大于 0.5 工作,以提高变换效率。但最大占空比越大,开关管承受的电压也越大,故单管电路一般仅适合于输入电压较低且功率较小的场合。双管正反激直流变换器开关管承受的电压等于电源电压,可以在电源电压较高和功率较大的场合使用。图 3.44(a)是双管正反激直流变换器的主电路图,正激和反激变换器的原边串联、副边并联,其中 T_1 为反激变压器, T_2 为正激变压器。 T_1 原边线圈的匝数为 W_{p1} ,副边匝数为 W_{s1} ,变比 $K_1 = W_{p1}/W_{s1}$ 。 T_2 原边线圈匝数为 W_{p2} ,副边为 W_{s2} ,变比 $K_2 = W_{p2}/W_{s2}$ 。两变压器的匝比可以相同,也可以不相同,即 $K_1 = K_2$ 或 $K_1 \neq K_2$ 。

为了讨论方便,先讨论 $K_1 = K_2$ 时的正反激变换器工作原理和基本关系,然后讨论 $K_1 \neq K_2$ 时的工作情况。

一、两变压器匝比相同时的正反激直流变换器

图 3.44(b)是 $K_1 = K_2 = K$ 时双管正反激直流变换器电流连续时的主要波形,开关周期为 T , Q_1 、 Q_2 开通时间为 t_{on} ,占空比 $D_y = t_{on}/T$,在一个开关周期中有五个开关模态。

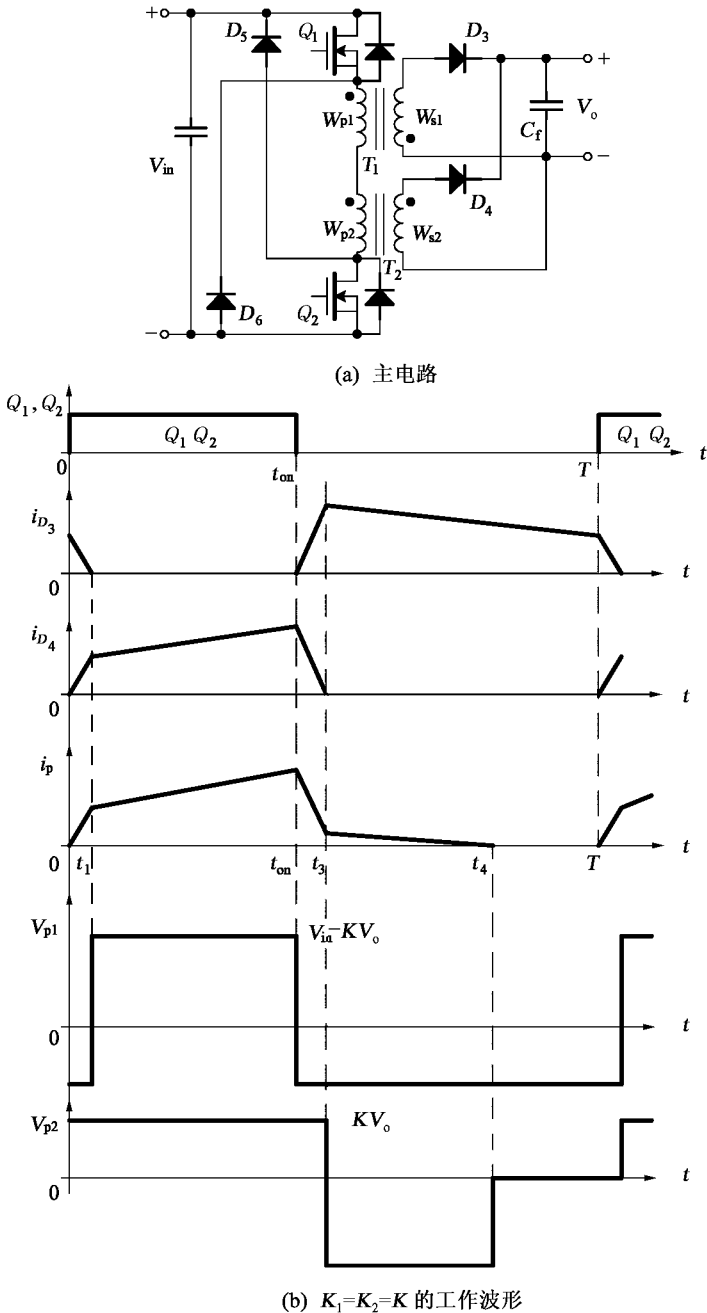


图 3.44 正反激直流变换器的主电路及其工作波形

在开关模式 1 $[0 \sim t_1]$: $t < 0$ 时, Q_1 、 Q_2 已关断, 正激变压器铁心复位已结束, 二极管 D_1 、 D_2 截止, 仅 D_3 导通, 即反激变换器向负载供电。 $t = 0$ 时, 开关管 Q_1 、 Q_2 导通, 副边 D_3 向 D_4 换流, D_3 、 D_4 同时导通, 变压器 T_1 和 T_2 的原边电压取决于输出电压 V_o , 即

$$V_{p1} = V_{p2} = KV_o$$

变压器原边电流 i_p 在电源电压 V_{in} 作用下线性增长

$$\frac{di_p}{dt} = \frac{V_{in}}{L_{1K}}$$

式中, L_{1K} 为 T_1 、 T_2 两变压器原边漏感之和。在 D_3 电流降为零时开关模式 1 结束, 即

$$i_{D_3}(t_1) = 0$$

若不计变压器 T_2 的磁化电流, 则

$$i_p(t_1) = \frac{i_{D_4}(t_1)}{K} = \frac{i_{D_3}(t_0)}{K}$$

因 t_1 时间很短, 近似认为 $i_{D_4}(t_1) = i_{D_3}(t_0)$ 。模式 1 持续时间 $t_{01} = t_1 - t_0$ (t_0 为 $t = 0$ 的时刻) 为

$$t_{01} = \frac{L_{1K} i_{omin}}{K}$$

式中, i_{omin} 为 $t = t_0$ 时的变换器输出电流, 为输出电流的最小值。

在开关模式 2 [$t_1 \sim t_{on}$]: 从 $t = t_1$ 开始, 反激变压器原边贮存能量, 正激变换器向负载供电, 故 T_2 原边电压 $V_{p2} = KV_o$, 反激变压器 T_1 原边电压 V_{p1} 为电源电压 V_{in} 与 V_{p2} 之差, 原边电流 i_p 增长

$$\frac{di_p}{dt} = \frac{V_{in} - KV_o}{L_{p1}}$$

式中, L_{p1} 为反激变压器原边电感, 因漏感 L_{1K} 很小, 上式中略去了 L_{1K} 。在本模式中, 变压器 T_1 原边贮能, T_2 铁心磁化, 到 $t = t_{on}$ 时 T_1 贮能达到最大值, T_2 的铁心磁感应达最大, T_2 的磁化电流 i_{m2} 也达到最大值。

在开关模式 3 [$t_{on} \sim t_3$]: $t = t_3$ 时 Q_1 、 Q_2 关断, D_5 、 D_6 续流, 变压器漏感能量和 T_2 的磁化电流经 D_5 、 D_6 返回电源 V_{in} , 两变压器原边串联后的电压等于电源电压, 但极性反向, 故 D_4 向 D_3 换流, i_{D_4} 减小, i_{D_3} 增长, 因 D_3 、 D_4 同时导通, 故 $V_{p1} = V_{p2} = KV_o$, 原边电流在 V_{in} 作用下下降

$$\frac{di_p}{dt} = \frac{V_{in}}{L_{1K}}$$

$t = t_3$ 时, $i_p = 0$, 反激变换器开始向负载供电。

在开关模式 4 [$t_3 \sim t_4$]: 反激变压器向负载供电, 通过 D_3 的电流 i_{s1} ($i_{s1} = i_{D_3}$) 在 V_o 作用下减小

$$\frac{di_{s1}}{dt} = \frac{V_o}{L_{s1}}$$

式中, L_{s1} 为反激变压器的副边电感。正激变压器原边在电源电压 V_{in} 和反激变压器反射电压 KV_o 作用下去磁, 磁化电流 i_{m2} 减小

$$\frac{di_{m2}}{dt} = \frac{V_{in} - KV_o}{L_{m2}}$$

双向直流变换器

式中, L_{m2} 为正激变压器原边磁化电感。 $t = t_4$ 时, $i_{m2} = 0$, T_2 磁复位完成。

在开关模态 5 [$t_4 \sim T$]: $t = t_4$ 时, $i_{m2} = 0$, D_5 、 D_6 截止, 反激变换器仍在供电, i_{s1} 继续下降, $V_{p1} = KV_o$, $V_{p2} = 0$ 。至 $t = T$, 转入下一开关周期。

电感电流连续时, 在 Q_1 、 Q_2 导通期间, T_1 原边电流增长量 Δi_p 应和 Q_1 、 Q_2 截止期间 T_1 副边电流减小量折算到原边的量相等, 得稳态时输出电压 V_o 与输入电压 V_{in} 的关系为

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D_y}{K} \quad (3.127)$$

式中, K 为变压器原副边匝比。由上式可见, 在 T_1 和 T_2 变压器的变比相同时, 正反激变换器具有和正激变换器相同的特性, 输入电压 V_{in} 不变时输出电压 V_o 与占空比 D_y 成正比。

开关管 Q_1 、 Q_2 和二极管 D_5 、 D_6 承受的电压等于电源电压

$$V_Q = V_{D_5} = V_{in} \quad (3.128)$$

整流管 D_3 承受的电压等于 V_o 和 W_{s1} 感应电势 $e_{W_{s1}}$ 之和, 即

$$V_{D_3} = V_o + e_{W_{s1}} = V_o + \frac{W_s}{W_p} \left(V_{in} - \frac{W_p}{W_s} V_o \right) = \frac{V_{in}}{K} \quad (3.129)$$

整流管 D_4 承受的电压等于 V_o 和 T_2 复位时 W_{s2} 感应电势 $e_{W_{s2}}$ 之和, 即

$$V_{D_4} = V_o + e_{W_{s2}} = V_o + \frac{W_s}{W_p} \left(V_{in} - \frac{W_p}{W_s} V_o \right) = \frac{V_{in}}{K}$$

故 V_{D_3} 等于 V_{D_4}

$$V_{D_3} = V_{D_4} = \frac{V_{in}}{K} \quad (3.129a)$$

Q_1 、 Q_2 导通时, 正激变换器的变压器 T_2 铁心磁化, Q_1 、 Q_2 截止时 T_2 铁心去磁, 磁化时的伏秒面积 $KV_o D_y T$ 必须等于去磁伏秒面积 $(V_{in} - KV_o) \cdot \Delta T$, ΔT 为去磁时间, $\Delta T \leq (1 - D_y) T$, 即 $KV_o D_y \leq (V_{in} - KV_o)(1 - D_y)$, 将(3.127)式代入上式, 得

$$D_y \leq 0.5 \quad (3.130)$$

上式表明双管正反激变换器的最大占空比 $D_{y\max}$ 不应大于 0.5。

Q_1 、 Q_2 导通时, 正激变换器从 V_{in} 向 V_o 方向传输的功率 P_{T_2}

$$P_{T_2} = \frac{KV_o}{T} \int_0^{t_{on}} i_p dt = \frac{KV_o D_y (i_{p\max} + i_{p\min})}{2}$$

式中, T 为开关周期, $i_{p\min}$ 和 $i_{p\max}$ 分别为 Q_1 、 Q_2 刚导通时和 Q_1 、 Q_2 关断前流过变压器原边的电流。 Q_1 、 Q_2 关断后反激变压器 T_1 的贮能向负载释放, 故反激变换器传输功率 P_{T_1} 为

$$P_{T_1} = \frac{V_o}{T} \int_{t_{on}}^T i_{s1} dt = \frac{V_o (1 - D_y) (i_{s1\max} + i_{s1\min})}{2}$$

式中, $i_{s1\max}$ 和 $i_{s1\min}$ 为 Q_1 、 Q_2 刚关断时和关断将结束时 T_1 副边线圈的电流。将 $i_p W_p = i_s W_s$ 代入上式, 得正反激变换器传输功率的比值

$$\frac{P_{T_1}}{P_{T_2}} = \frac{1 - D_y}{D_y} \quad (3.131)$$

由此可见,正反激变换器两变压器的匝比相等时,反激和正激传输的功率仅由占空比决定,当 $D_y = 0.5$ 时, $P_{T_1} = P_{T_2}$ 即两者传输功率相等,总传输功率为单个变换器的 1 倍,若 $D_y < 0.5$,则正激变换器传输的功率小于反激变换器。

开关管导通时正反激变换器的 T_1 和 T_2 两变压器原边线圈电压 V_{p1} 和 V_{p2} 分别为

$$V_{p1} = V_{in} - KV_o = KV_o \frac{1 - D_y}{D_y}$$

$$V_{p2} = KV_o$$

两式相比,有

$$\frac{V_{p1}}{V_{p2}} = \frac{1 - D_y}{D_y} \quad (3.132)$$

比较(3.131)式和(3.132)式,可得

$$\frac{P_{T_1}}{P_{T_2}} = \frac{V_{p1}}{V_{p2}} = \frac{1 - D_y}{D_y} \quad (3.133)$$

表明在两变压器匝比相等时,两变换器传递的功率和开关管开通时加在它们的变压器原边线圈上的电压成正比,仅当两电压相等时,两变换器传输的功率才相等。

二、两变压器匝比不相同时的正反激变换器

设 T_1 的原、副边匝比为 K_1 , T_2 原、副边匝比为 K_2 ,则变换器输出电压 V_o 与输入电压 V_{in} 的关系为

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D_y}{K_1 + (K_2 - K_1)D_y} \quad (3.134)$$

若 $K_1 = K_2$,则上式成为(3.127)式,正反激变换器具有正激变换器的特性;若 $K_2 = 0$,则上式成为(3.1)式,为反激式变换器;若 $K_1 = 0$,输出电压不受占空比控制,相当于一个没有输出滤波电感的正激变换器,输出电压 $V_o = V_{in}/K_2$ 。

Q_1 、 Q_2 开通时的正激变压器 T_2 副边输出电流为 i_{s2} , Q_1 、 Q_2 关断时反激变压器 T_1 副边输出电流为 i_{s1} ,因两变压器原边串联,原边电流相同,故若两变压器匝比相同,则 Q_1 、 Q_2 关断前的 i_{s2} 应和 Q_1 、 Q_2 刚关断时 i_{s1} 的值相同,如图 3.45(a)所示,输出电流脉动小。若 $K_1 > K_2$, T_2 提供的输出电流比 T_1 提供的小,电流 i_o 波形如图 3.45(b)所示;若 $K_1 < K_2$, 电流波形如图 3.45(c)所示,这两种情况下输出电流脉动均较大。加大反激变压器的原边线圈电感 L_{p1} ,有利于减小输出电流的脉动量。

为了在 $K_1 \neq K_2$ 时使两个正反激变换器在额定输出电压下传输相同的功率,要求

$$V_{p2} = K_2 V_o = V_{in}/2$$

故

$$K_2 = \frac{V_{in}}{2V_o} \quad (3.135)$$

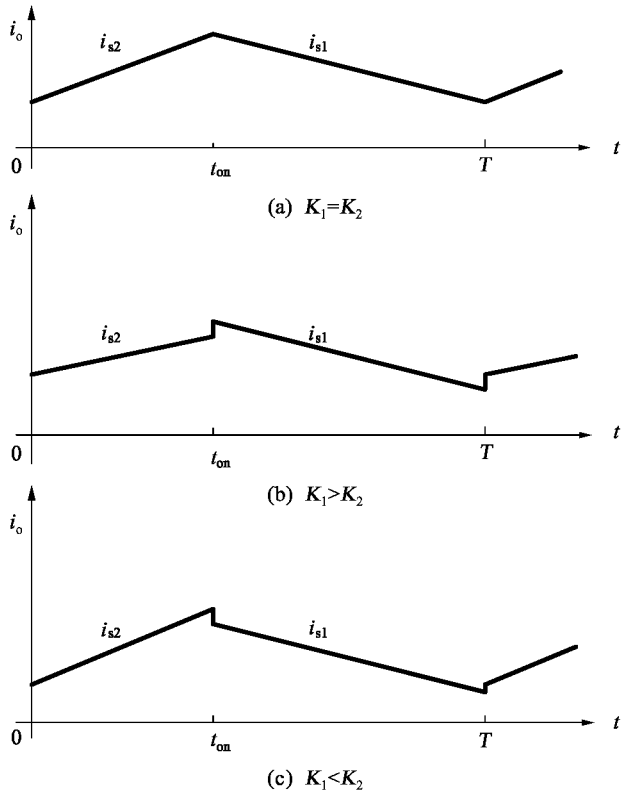


图 3.45 两变压器匝比相同和不相同时正反激变换器的输出电流波形

将 K_2 代入(3.134)式,得正激变压器的匝比 K_2

$$K_2 = \frac{V_{in}}{2V_o} \frac{D_y}{1-D_y} \tag{3.136}$$

(3.135)式和(3.136)式是实现 T_1 和 T_2 传输相同功率的变压器匝比的关系。对于双管正反激变换器, $D_{y\max}$ 不大于 0.5; 对于有源钳位正反激变换器, $D_{y\max}$ 可以大于 0.5。

两变压器匝比不同时,(3.133)式可写成

$$\frac{P_{T_1}}{P_{T_2}} = \frac{V_{p1}}{V_{p2}} = \frac{V_{in} - K_2 V_o}{K_2 V_o} = \frac{K_1}{K_2} \frac{1 - D_y}{D_y} \tag{3.137}$$

当 $K_1 = K_2$ 时,上式就演变为(3.133)式。由(3.137)式就可在选定的占空比下选择变比 K_1 和 K_2 ,使 P_{T_1} 等于、小于或大于 P_{T_2} 。通常,加大正激变换器传输的功率,即使 $P_{T_1} < P_{T_2}$,有助于提高变换效率和减小变换器体积重量。

当 $K_1 \neq K_2$ 时, Q_1 和 Q_2 承受电压仍为电源电压,如(3.128)式所示。 D_3 和 D_4 承受的电压 V_{D_3} 和 V_{D_4} 为

$$V_{D_3} = \frac{V_{in}}{K_1} + \frac{1 - \frac{K_2}{K_1}}{K_1 + (K_2 - K_1)} \cdot D_y V_{in} \tag{3.138}$$

$$V_{D_4} = \frac{V_{in}}{K_2} + \frac{1 - \frac{K_1}{K_2}}{K_1 + (K_2 - K_1)D_y} \cdot D_y V_{in} \quad (3.139)$$

若 $K_1 = K_2 = K$, 则(3.138)式和(3.139)式转变为(3.129a)式, 两个二极管承受电压相同。

3.8.2 反向传输功率的正反激变换器

图 3.44(a)的正反激变换器的输入电源为 V_{in} , 输出为 V_o , 能量从 V_{in} 向 V_o 方向流动。若 D_3 、 D_4 由二极管改为开关管 Q_3 、 Q_4 , 开关管 Q_1 、 Q_2 改为 D_1 、 D_2 , 则功率可从 V_o 向 V_{in} 方向传输, 主电路如图 3.46(a)所示, 图中未画出接于线圈 W_{12} 侧的反激变换器的钳位电路。为

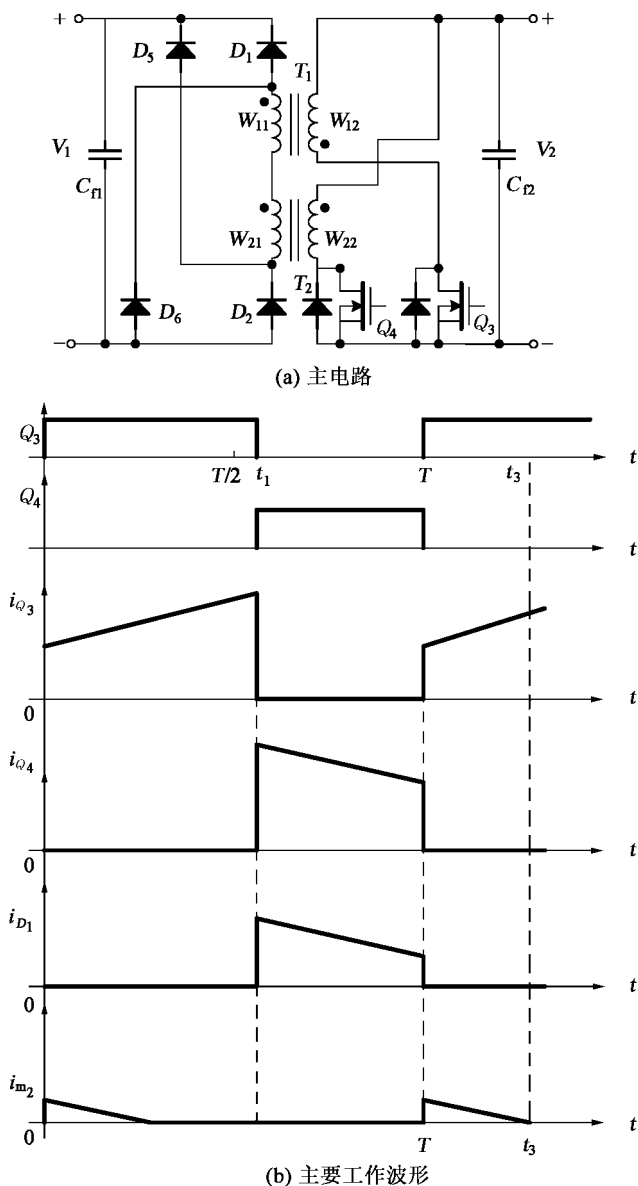


图 3.46 反向传输功率的正反激变换器

了讨论方便,图中 V_o 改为 V_2 , V_{in} 改为 V_1 , 设反激变压器 T_1 的匝比 $K_1 = W_{11}/W_{12}$, 正激变压器 T_2 的匝比 $K_2 = W_{21}/W_{22}$, $K_1 = K_2$, 变压器的漏感为零。 Q_3 、 Q_4 互补导通, Q_3 导通时间大于 $T/2$, Q_4 则小于 $T/2$, T 为开关周期。定义占空比为 Q_4 导通时间 t_{on} 与开关周期之比, 即 $D_y = t_{on}/T$ 。图 3.46(b) 为反向传输功率时的主要波形。

Q_3 导通, 反激变换器线圈 W_{12} 电流增加, 贮能增加, 线圈感应电势非“·”端为正, W_{11} 中没有电流, D_1 、 D_2 和 D_5 、 D_8 均反偏截止。 $t = t_1$ 时, 流过 Q_3 的电流达最大值, 使 Q_4 导通、 Q_3 关断, Q_4 导通使 W_{22} 和 W_{21} 感应电势“·”端为正, Q_3 关断使 i_{Q_3} 降为零, 贮于变压器中的磁能通过 W_{11} 释放, 电流从 W_{11} 的“·”端流出经 D_1 向 V_1 馈送, 由于电压 V_1 的作用, i_{D_1} 逐渐减小, 见图 3.46(b) 的 i_{D_1} 波形。在 $t_1 \sim T$ 期间, Q_4 导通, 正激变压器 T_2 磁化, 流过 Q_4 的电流 i_{Q_4} 由两部分组成, 一部分是磁化电流 i_{m2} , 另一部分是流过 D_1 电流即负载电流归算到原边的值。在 $t = T$ 时, 磁化电流达最大值, 负载电流达最小值。 Q_4 关断, Q_3 导通, 输出电流 i_{D_1} 降为零, 变压器 T_2 的磁化电流由 W_{22} 转到 W_{21} 中流动, 构成从 W_{21} 经 D_5 、 V_1 、 D_6 、 W_{11} 的回路, 在 V_1 电压和 W_{11} 中的感应电势共同作用下, T_2 铁心去磁。稳态工作时, T_2 磁化伏秒面积等于去磁伏秒面积, 在 $t = t_3$ 时, 磁化电流降为零, 去磁结束。

稳态工作时, 由反激变压器原、副边电流变化量相等的关系可导出电压 V_1 和 V_2 的表达式。 $t = 0 \sim t_1$ 时, Q_3 导通, W_{12} 电流在 V_2 作用下增长, 增长时间为 $(1 - D_y)T$, $t = t_1 \sim T$ 期间, Q_3 关断, W_{11} 电流在 $(V_1 - KV_2)$ 作用下减小, 电流下降时间为 D_yT , 稳态时电流增加量等于减小量, 得

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{K}{D_y} \tag{3.140}$$

将上式与 (3.127) 式比较, 两者相同, 表明功率自 V_1 向 V_2 侧流动与反向流动时的电压关系不变, 正反激变换器有好的可逆性。(3.140) 式是在 $K_1 = K_2 = K$ 条件下推得, D_y 是 Q_4 的占空比。

变压器 T_2 在 Q_4 导通时铁心磁化, 磁化电压伏秒面积为 $V_2 D_y T$, 在 Q_4 关断后去磁, 去磁电压为 $V_1 - V_2 K$, 式中 $V_2 K$ 是 Q_3 导通时反激变压器 W_{11} 的感应电势。设去磁时间为 ΔT , 得

$$\Delta T = \frac{D_y^2}{1 - D_y} T$$

为保证 T_2 铁心去磁, 要求

$$\frac{\Delta T}{T} \leq 1 - D_y$$

故

$$D_y \leq 0.5 \tag{3.141}$$

上式表明, 仅在开关管 Q_4 的占空比小于 0.5 时, 变压器 T_2 的铁心才能磁复位, 与能量从 V_1 向 V_2 方向传输时的关系式 (3.130) 一致。

开关管 Q_4 承受的电压 V_{Q_4} 为 V_2 和 T_2 铁心磁复位时 W_{22} 线圈的感应电势 $e_{W_{22}}$ 之和

$$V_{Q_4} = V_2 + e_{W_{22}} = \frac{V_2}{D_y} \quad (3.142)$$

开关管 Q_3 承受的电压 V_{Q_3} 等于 V_2 和 T_1 变压器 W_{12} 感应电势 $e_{W_{12}}$ 之和,经整理后与(3.142)式相同,于是有

$$V_{Q_3} = V_{Q_4} = \frac{V_2}{D_y} \quad (3.142a)$$

二极管 D_1 、 D_2 、 D_5 、 D_6 承受的电压等于 V_1 ,即

$$V_{D_1} = V_{D_2} = V_{D_5} = V_{D_6} = V_1 \quad (3.143)$$

观察(3.140)式,能量从 V_2 向 V_1 侧流动, V_2 电压一定时,占空比 D_y 越小,输出电压 V_1 越高,相应地开关管 Q_3 和 Q_4 承受的电压加大,二极管 D_1 、 D_2 、 D_5 、 D_6 承受的电压也越高。为了减小 Q_3 和 Q_4 关断时间的电压尖峰, V_2 侧应接有钳位电路。

在能量从 V_2 向 V_1 方向传输时,若电路启动前 C_{fl} 电容电压为零,则必须有一个软启动过程,使 C_{fl} 上电压从零逐渐增加到要求的值。软启动时,在一个开关周期中 Q_3 先导通, Q_3 关断后 Q_4 立即开通, Q_3 和 Q_4 的导通时间从零逐渐加长,以限制启动电流,避免变压器铁心饱和。可见,正反激变换器和电流型隔离直流变换器不同,前者在软启动和工作时反激和正激变换器都在传输能量,后者的反激变换器仅在启动阶段传输能量,启动结束后不再工作。

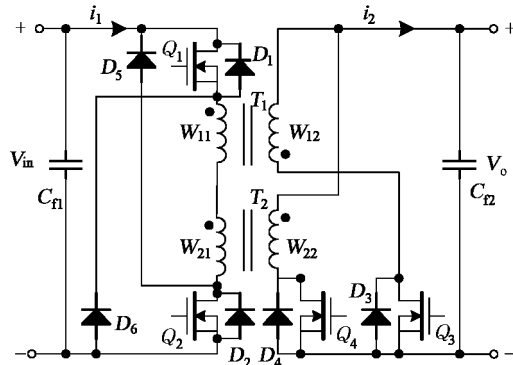
前面是 Q_3 和 Q_4 互补导通时的工作过程,实际上不可能得到理想的互补开关。若 Q_3 关断后 Q_4 不能及时导通,则在 Q_3 开通时贮于 W_{12} 线圈的能量不能转移到 W_{11} 释放,因为此时 T_2 的 W_{21} 线圈为一电感,其电流不能突变,故必须在 Q_4 开通后再关断 Q_3 ,即应适当加长 Q_3 的开通时间。若在 $t = T$ 时延时关断 Q_4 而 Q_3 开通时间不变,则因 Q_3 的开通, W_{11} 的能量转移到 W_{12} 中,使通过 Q_4 的电流减小,如延时时间足够,可实现 Q_4 的零电流关断。

如果两变压器 T_1 和 T_2 的匝比不相等,只会改变 T_1 和 T_2 传递能量的比例和输入输出电压关系,能量从 V_2 向 V_1 传递的原理仍相同。

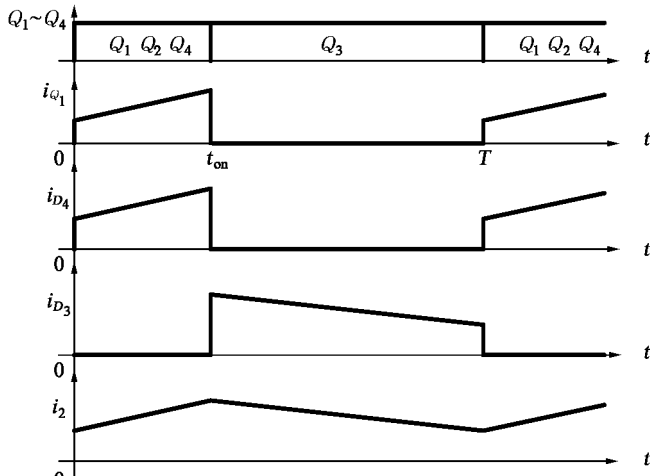
3.8.3 双向正反激直流变换器

正反激双向直流变换器是在图 3.44(a)的二极管 D_3 和 D_4 上反并开关管 Q_3 和 Q_4 构成的,见图 3.47(a),这是一种 V_1 侧为高压、 V_2 侧为低压的电路,高压侧用双管正反激电路。由 3.8.1 节可知, Q_1 、 Q_2 、 Q_4 同时导通,同时关断, Q_3 与 Q_1 、 Q_2 、 Q_4 互补工作。因为 V_1 侧为双管正激电路, Q_1 、 Q_2 的最大占空比 D_y 不能大于 0.5。和图 3.44(a)的正反激直流变换器一样,两变压器 T_1 和 T_2 的匝比可以相同,也可以不相同。

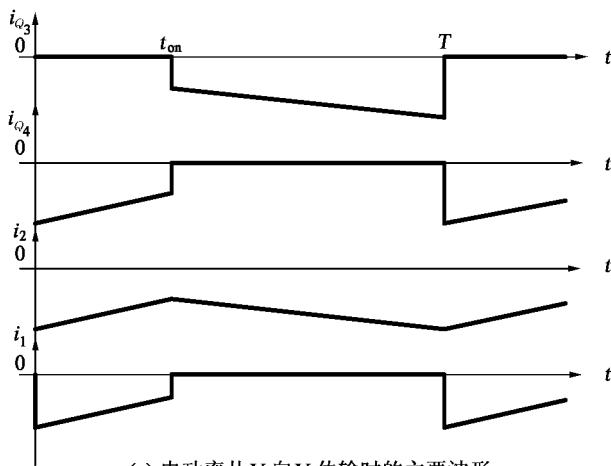
图 3.47(b)是能量从 V_1 向 V_2 方向传输时的主要工作波形,图 3.47(c)是能量从 V_2 向 V_1 方向传递时两变压器匝比相同条件下的主要波形。



(a) 正反激双向直流变换器主电路



(b) 电功率从 V_1 向 V_2 传输时的主要波形



(c) 电功率从 V_2 向 V_1 传输时的主要波形

图 3.47 正反激双向直流变换器

小结

隔离型双向直流变换器是在隔离型直流变换器基础上发展起来的。本章讨论的 PWM 双向直流变换器是在同型不隔离直流变换器主电路的开关管上反并二极管、在二极管上反并开关管构成的。

反激(Flyback)、库克(Cuk)、瑞泰(Zeta)、赛皮克(Sepic)等单管直流变换器构成的双向直流变换器主电路是对称的双管结构,能量从左向右传输和从右向左传输的原理相同,和单管直流变换器不同之处是可以工作在电流交替过零状态,实现开关管的 ZVS 开通。

正激(Forward)、推挽(Fush-pull)和桥式(Bridge)直流变换器均有电压型和电流型两种形式。这类双向变换器则是同一种类或不同种类电压型和电流型变换器的组合,若 V_1 侧为电压型, V_2 侧必须为电流型;若 V_1 侧为电流型,则 V_2 侧必须为电压型。并不是所有电流型和电压型直流变换器的组合都能构成双向隔离直流变换器。

与不隔离双向变换器一样,首先应选取能实现双向流动的电路拓扑,分析其能量双向流动原理、能量从一个方向转到另一方向流动时的电压关系。本章讨论的隔离双向直流变换器有好的可逆性,它们是电流双向变换器,输入输出电压极性是不能变化的。

隔离双向直流变换器是用变压器实现电气绝缘的,因此在稳态时实现磁化和去磁伏秒面积相等是保证其正常工作、防止铁心饱和的关键,为此要求合理地限制开关管的最大占空比,也要防止上电时铁心过大的瞬时不平衡。

电流型隔离直流变换器比电压型多两个必须考虑的问题,一个是开关管关断时的电压尖峰,另一个是输出电容无初始电荷时的启动。关断电压尖峰产生的基本原因是变压器的漏感,减小变压器漏感成为改善电流型直流变换器性能的基本要求。采用电压钳位电路是抑制开关管电压尖峰的主要方法。为了限制电流型变换器启动时通过输入电感和开关管的电流,必须采取有效的措施,引入反激变换器是一种较好的启动限流方法,正反激双向直流变换器中的反激变换器不仅在启动时工作,而且正常运行时也工作。

两个相同的双向隔离直流变换器的组合可构成四象限直流变换器和单级结构直交变换器即逆变器,也可构成可调交流变压器,这类变压器工作频率可低至零频率。

本章参考文献

- 1 Lek R. Practical design of power supplies. IEEE PRESS McGraw-Hill, 1997
- 2 Agrawal J P. Power electronic systems theory and design. Prentice-Hall Iec, 2001
- 3 Venkatesan K. Current mode controlled bidirectional Flyback converter. PESC1989: 835 - 841
- 4 Langer H G, Skudelny H C. dc to dc converters with bidirectional power flow and controllable voltage ratio. Proc. IEE Conf. June-July 1989: 1245 - 1250
- 5 Ma K W, Lee Y S. An integrated Flyback converter for dc uninterruptible power supplies. IEEE Tran. PE, 1996: 318 - 327
- 6 Redl R, Sokel N O. Push-pull current fed multiple output dc dc power converter with only one inductor and with 0 to 100% switch duty ratio. PESC 1980: 341 - 345
- 7 Severns R P. A new current fed converter topology. PESC 1997: 277 - 283

- 8 Jain M, Daniele M, Jain P K. A bidirectional dc-dc converter topology for low power application. *IEEE Trans. PE*, 15(4), 2000: 595 - 606
- 9 Zhang M T, Jovanovic M M, Lee F C. Design considerations and performance evaluations of synchronous rectification in Flyback converters. *APEC'97*, 1997: 623 - 630
- 10 Chen G, Lee Y S, Hui S Y R, *et al.* Actively clamped bidirectional Flyback converter. *IEEE Trans. IE*, 47(4), 2000: 770 - 779
- 11 Hsu C. Stability analysis of a switched mode inverter using Cuk converters. *PESC'94*: 785 - 794
- 12 Watson R, Lee F C. A soft switched full bridge boost converter employing an active clamp circuit. *PESC'96*: 1948 - 1954
- 13 Wang K, Lee F C. Bidirectional full bridge dc dc converter with unified soft switching scheme, part 1: principles of operation. *Proc. VPEC Annu. Sem*, 1998: 143 - 149
- 14 Wang K, Lin C Y, Lee F C. Bidirectional dc dc converters for full cell systems. *IEEE Trans. PE*, 1998: 47 - 51
- 15 Tholluvelil V J, Wilson T G. Analysis and design of a push pull current fed converter. *PESC'81*: 129 - 203
- 16 Cho J G, Sabate J A, Lee F C. Novel full bridge zero voltage transition PWM dc dc converter for high power applications. *APEC'94*: 143 - 149
- 17 Hua G, Lee F C. An improved full bridge zero voltage switched PWM converter using a saturable inductor. *IEE Trans. PE*, 8(4), 1993: 530 - 534
- 18 Chen W, Lee F C. A comparative study of a class of full bridge zero voltage switched converters. *APEC'95*: 893 - 899
- 19 Yoshida K, Handa H. ZVS PWM full bridge converter using active current clamping with synchronous rectifiers. *PESC'99*: 257 - 265
- 20 Ren Y, Xu M, Lee F C. 1 MHz self driven ZVS full bridge converter for 48V power pods. *PESC'2003*: 1081 - 1086
- 21 Marx M, Schroder D. A novel zero current transition full bridge dc dc converter. *PESC'96*: 664 - 669
- 22 Wu X H, Xu D M. High power high frequency zero current transition full bridge dc dc converter. *APEC'98*: 823 - 827
- 23 Ayyanar R, Mohan N. Novel soft switching dc dc converter with full ZVS range and reduced filter requirement. *IEEE Trans. PE*, 16(2), 2001: 184 - 192
- 24 Cho J G, Sabate J A, Lee F C. Zero voltage zero current switching full bridge PWM converter for high power applications. *IEEE Trans. PE*, 11(4), 1996: 102 - 108
- 25 Cho J G, Jeong C Y, Lee F C. Zero voltage and zero current switching full bridge PWM converter using secondary active clamp. *IEEE Trans. PE*, 13(4), 1998: 601 - 607
- 26 Cho J G, Baek J W, Lee F C. Novel zero voltage and zero current switching full bridge PWM converter using transformer auxiliary winding. *IEEE Trans. PE*, 14(2), 1999: 250 - 256
- 27 Kim E S, Joe K Y. An improved soft switching PWM FB dc dc converter for reducing conduction losses. *IEEE Trans. PE*, 2, 1999: 258 - 263
- 28 Kim E S, Joe K Y. An improved soft switching PWM FB dc dc converter using the energy recovery snubber. *APEC 2000*: 119 - 124
- 29 Ruan X B, Yan Y G. An improved phase shifted zero voltage zero current switching PWM converter. *APEC 1998*: 811 - 815
- 30 Gho J G, Baek J W. Novel zero voltage and zero current switching full bridge PWM converter using a

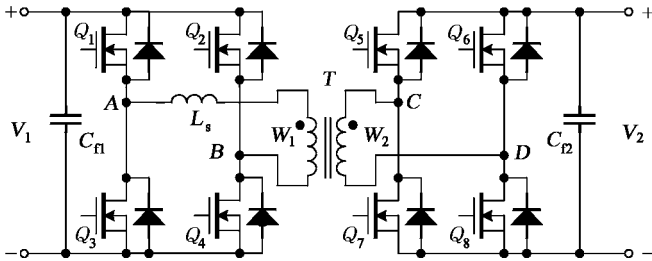
- simple auxiliary circuit. APEC 1998; 834 - 839
- 31 Zhu L, Wang K, Lee F C. New start up schemes for isolated full bridge boost converter. IEEE Trans. PE, 18(4), 2003; 946 - 951
- 32 Zhou X, Yang B, Lee F C. A novel high input voltage high efficiency and fast transient voltage regulator module, push pull Forward converter. APEC'99; 279 - 283
- 33 Xu P, Ye M, Lee F C. Single magnetic push pull Forward converter featuring built in input filter and coupled inductor current double for 48V VRM. APEC 2002; 842 - 849
- 34 Xu P, Ye M, Lee F C. The integrated filter push pull forward converter for 48V input voltage module. CPES Seminar Proc. 2001; 257 - 264
- 35 Ye M, Xu P, Lee F C. Investigation of topology candidates for 48V VRM. APEC 2002; 699 - 705
- 36 林渭勋. 现代电力电子电路. 杭州: 浙江大学出版社, 2002
- 37 阮新波, 严仰光. 脉宽调制 DC/DC 全桥变换器的软开关技术. 北京: 科学出版社, 1999
- 38 阮新波, 严仰光. 直流开关电源的软开关技术. 北京: 科学出版社, 2000
- 39 张方华, 严仰光. 一族正反激组合式双向 DC-DC 变换器. 中国电机工程学报, 24(5), 2004: 157 - 162

第 4 章/移相控制双向直流变换器

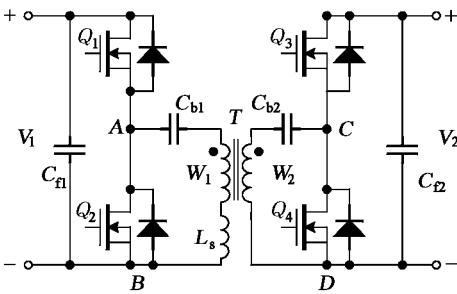
4.1 概述

1991 年 R. W. DeDoncker 等申请了“Power conversion apparatus for dc dc conversion using dual active bridges”的美国专利(U. S. Patent no. 5027264),提出由两台方波输出的电压型直流变换器组合成双向直流变换器,采用移相控制的方法实现输出电压和功率的调节,借助变压器的漏感或再加外接电感实现开关管的零电压开关。

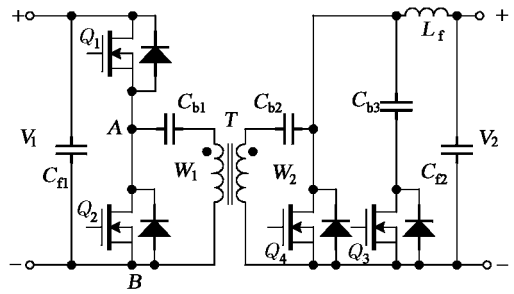
两个桥式直流变换器的组合是最早出现的移相控制双向直流变换器的结构形式。实际上,任意两台方波输出的电压型直流变换器的组合均可构成这类双向直流变换器,在浙江大学陈刚先生的博士论文中对不对称半桥双向直流变换器、有源钳位正激式双向直流变换器和一种不对称结构的双向直流变换器进行了研究。这几种变换器的主电路拓扑如图 4.1 所



(a) 桥式电路



(b) 不对称半桥电路



(c) 不对称结构电路

图 4.1 移相控制双向直流变换器的几种主电路

示。在一个开关周期中能量传输的有效时间和能量传输效率是选择移相控制双向直流变换器主电路拓扑和电路设计的主要依据。图 4.1(a)的桥式直流变换器是一种较好的移相控制双向直流变换器电路拓扑。

4.2 移相控制全桥双向直流变换器

4.2.1 电路拓扑和控制方式

全桥移相式双向直流变换器的主电路由左右两个桥式直流变换器和隔离变压器 T 构成,变压器的原、副边线圈漏感都归算到 W_1 侧,为 L_s , L_s 也可以是漏感和外接电感之和。左侧桥式变换器的开关管 Q_1 、 Q_4 和 Q_2 、 Q_3 轮流导通,各导通 180° 电角,同一桥臂的开关管间有死区时间以防直通。右侧的变换器 Q_5 、 Q_8 和 Q_6 、 Q_7 的导通规律、开关频率和左侧的相同,因此输出电压 V_{AB} 和 V_{CD} 为 180° 方波电压,若开关管 Q_1 、 Q_4 的开通时间超前于 Q_5 、 Q_8 开通的电角为 φ ,则称左侧为超前桥,右侧为滞后桥;若 Q_5 、 Q_8 先于 Q_1 、 Q_4 开通,则左侧桥臂为滞后桥,右侧为超前桥, φ 为移相角。

移相式全桥双向直流变换器有两种工作方式:一种是输入输出电压相等的方式,即 $V_1 = \frac{W_1}{W_2}V_2$,设 $K = \frac{W_1}{W_2}$,则 $V_1 - KV_2 = 0$;另一种是两电压不相同,即 $V_1 - KV_2 \neq 0$ 的工作方式。为了方便,本文先讨论第一种工作方式。

4.2.2 $V_1 - KV_2 = 0$ 的工作方式

图 4.2(a)是 $V_1 - KV_2 = 0$ 工作方式时的变换器主要工作波形,其中左侧桥为超前桥,超前角为 φ 。 Q_1 、 Q_4 和 Q_2 、 Q_3 以 180° 轮流导通时,它的输出电压 V_{AB} 为方波。同样,右侧桥的输出电压 V_{CD} 也为 180° 方波,仅 V_{CD} 滞后于 V_{AB} φ 角。在 $\varphi/(2\pi f) \sim T/2$ 期间, Q_1 、 Q_4 和 Q_5 、 Q_8 同时导通,变换器漏感 L_s 上电压 $V_{L_s} = V_1 - KV_2 = 0$;在 $T/2 \sim \varphi/(2\pi f) + T/2$ 期间, $V_{AB} = -V_1$, $V_{CD} = +V_2$, $V_{L_s} = V_1 - KV_2 = -2V_1$;在 $\varphi/(2\pi f) + T/2 \sim T$ 期间, V_{L_s} 又降为零;在 $T \sim T + \varphi/(2\pi f)$ 期间, $V_{L_s} = V_1 - KV_2 = 2V_1$,可见 V_{L_s} 波形在 $\pm 2V_1$ 和零之间变化。因此,变压器漏感 L_s 的电流 i_{L_s} 为一梯形波,在 $0 \sim \varphi$ 期间, i_{L_s} 在 V_1 和 V_2 电压共同作用下自负最大值增加到正最大值,增加量 Δi_{L_s} 为

$$\Delta i_{L_s} = \frac{V_1 + KV_2}{L_s} \frac{\varphi}{2\pi f} = \frac{2V_1}{L_s} \frac{\varphi}{2\pi f}$$

式中, $f = 1/T$ 为变换器开关频率, T 为周期。 $t = \frac{\varphi}{2\pi f}$ 时的 i_{L_s} 为

$$i_{L_s} = \frac{\Delta i_{L_s}}{2} = \frac{V_1 \varphi}{2\pi L_s f}$$

在 $\varphi/(2\pi f) \sim T/2$ 期间, i_{L_s} 大小保持不变,方向自左向右,能量自 V_1 向 V_2 传输。 $t = T/2$ 时, Q_1 、 Q_4 关断, i_{L_s} 经 Q_2 、 Q_3 的反并联二极管续流,电感贮能返回 V_1 电源,必须注意到此期间 Q_5 、 Q_8 仍处于导通状态, V_2 正端加于 W_2 的“·”端,“·”端感应电势为正,这表示电感电流

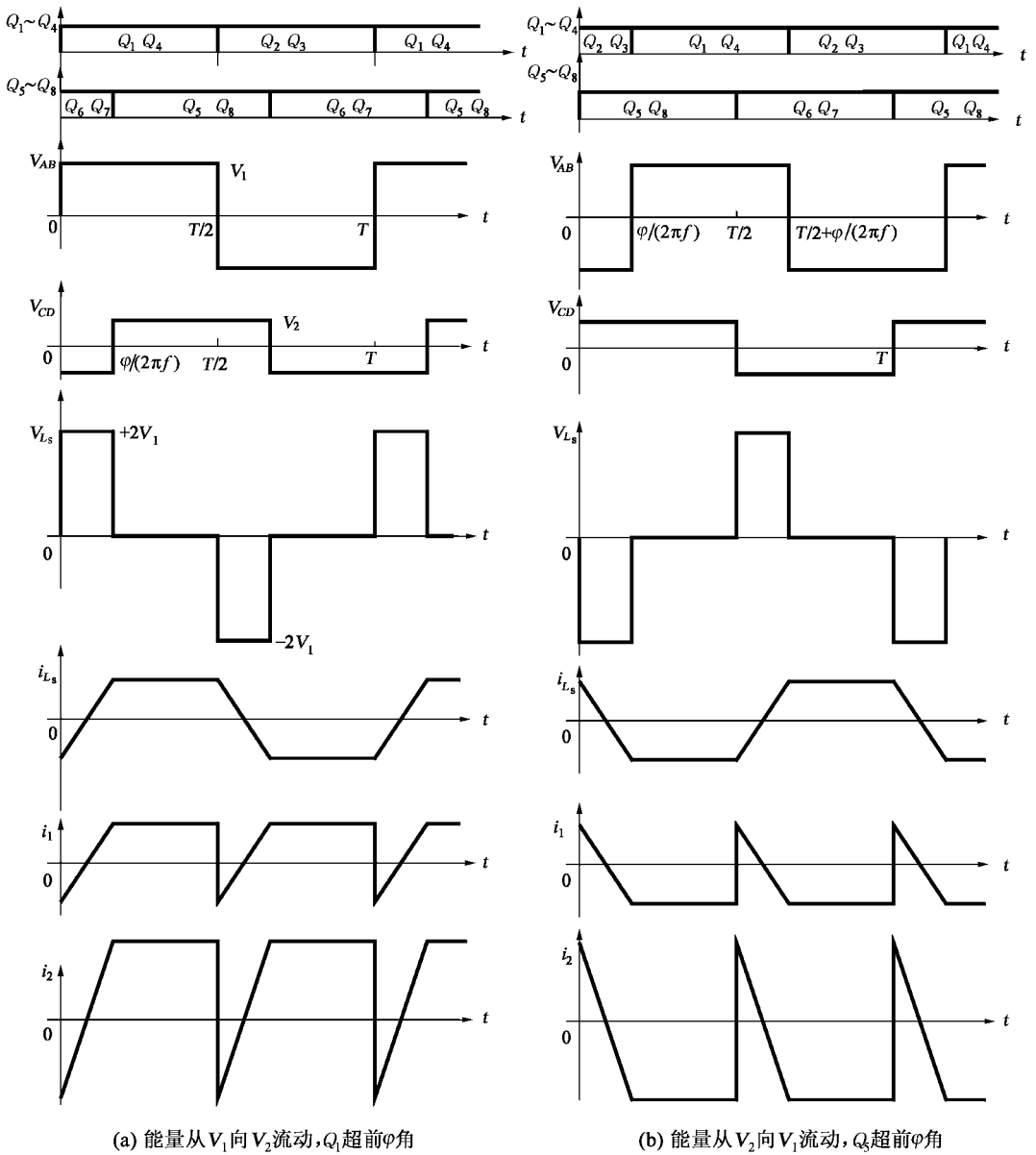


图 4.2 $V_1 - KV_2 = 0$ 时双向变换器的主要工作波形

i_{L_s} 是在 V_1 和 V_2 共同作用下减小的, 在 i_{L_s} 降到零之前, V_2 提供能量促进 i_{L_s} 的下降。 i_{L_s} 降到零之后, Q_2 、 Q_3 导通, 在 V_1 和 V_2 共同作用下 i_{L_s} 反向增加, L_s 贮能增加是左右两电源共同作用的结果, 这个过程直到 Q_5 、 Q_8 关断时 ($t = T/2 + \phi/(2\pi f)$) 才结束。 在 $T/2 + \phi/(2\pi f) \sim T$ 期间, i_{L_s} 又保持不变, 这时 i_{L_s} 方向变了, 但因左右侧桥导通的开关管也从 Q_1 、 Q_4 和 Q_5 、 Q_8 转换为 Q_2 、 Q_3 和 Q_6 、 Q_7 , 故能量仍从 V_1 向 V_2 传输。 因此, 在 $0 \sim \phi/(2\pi f)$ 和 $T/2 \sim T/2 + \phi/(2\pi f)$ 期间, 是 L_s 贮能释放阶段, 而 $\phi/(2\pi f) \sim T/2$ 和 $T/2 + \phi/(2\pi f) \sim T$ 期间, 是能量传输阶段。 由于 Q_1 、 Q_4 超前于 Q_5 、 Q_8 , 输入电流 i_1 的平均值为正, 功率从 V_1 向 V_2 传输。

在 $t = T/2$ 时, Q_1 、 Q_4 关断, 漏感电流 i_{L_s} 经 D_2 、 D_3 续流, Q_2 、 Q_3 是在 D_2 、 D_3 续流时开通的, 为 ZVS 开通。同样, 在 $t = T$ 时, Q_2 、 Q_3 关断后 D_1 、 D_4 续流, 故 Q_1 、 Q_4 也为 ZVS 开通。 $t = \varphi/(2\pi f)$ 时 Q_6 、 Q_7 关断, D_5 、 D_8 续流, 这时开通 Q_5 、 Q_8 则为 ZVS 开通, 若 Q_5 、 Q_8 为 MOSFET, 则工作在同步整流方式; $t = T/2 + \varphi/(2\pi f)$ 时, 关断 Q_5 、 Q_8 , 则 Q_6 、 Q_7 也为 ZVS 开通, 因此移相控制双向直流变换器易于实现开关管的 ZVS 开关。

图 4.2(b) 是右侧桥的开关管 Q_5 、 Q_8 超前于左侧桥 Q_1 、 Q_4 φ 电角度时的波形图, 在 $t = 0 \sim \varphi/(2\pi f)$ 期间, L_s 上电压 V_{L_s} 和图 4.2(a) 反相, i_{L_s} 自正下降到零后即反向增长, 因而在 $t = \varphi/(2\pi f) \sim T/2$ 期间, 电流 i_1 流向电源 V_1 , 同时 i_2 自 V_2 流入右侧桥, 平均功率自 V_2 向 V_1 方向传输。可见移相控制双向直流变换器功率传输的方向取决于移相角 φ , 移相角 φ 为正, 即 Q_1 、 Q_4 超前于 Q_5 、 Q_8 开通, 功率自 V_1 向 V_2 传输; 移相角 φ 为负, 即 Q_5 、 Q_8 超前于 Q_1 、 Q_4 开通, 功率自 V_2 向 V_1 方向传输; 移相角为零, 不传输功率。

由图 4.2(a) 的电流 i_1 波形可列出其表达式 $i_1(\theta)$ 为

$$i_1(\theta) = \left\{ \begin{array}{l} I_{10} + \frac{KV_2}{\pi fL_s}\theta, \theta \in (0, \varphi) \\ I_{10} + \frac{KV_2}{\pi fL_s}\varphi, \theta \in (\varphi, \pi) \\ -\left(I_{10} + \frac{KV_2}{\pi fL_s}\varphi\right) + \frac{KV_2}{\pi fL_s}(\theta - \pi), \theta \in (\pi, \pi + \varphi) \\ -\left(I_{10} + \frac{KV_2}{\pi fL_s}\varphi\right) + \frac{KV_2}{\pi fL_s}\varphi, \theta \in (\pi + \varphi, 2\pi) \end{array} \right\} \quad (4.1)$$

式中, I_{10} 为电感电流 i_{L_s} 的初始值, $I_{10} = i_{L_s}(t = 0)$, 电流 $i_1(\theta)$ 的平均值 I_1 为

$$I_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_1(\theta) d\theta = \frac{1}{\pi} \int_0^\varphi i_1(\theta) d\theta + \frac{1}{\pi} \int_\varphi^\pi i_1(\theta) d\theta = \frac{KV_2}{2\pi^2 fL_s} \varphi (\pi - |\varphi|) \quad (4.2)$$

输入功率 P_1 表达式为

$$P_1 = V_1 I_1 = \frac{KV_1 V_2}{2\pi^2 fL_s} \varphi (\pi - |\varphi|) \quad (4.3)$$

设变换器损耗为零, 则输出功率 $P_2 = P_1$

$$P_2 = P_1 = \frac{KV_1 V_2}{2\pi^2 fL_s} \varphi (\pi - |\varphi|) \quad (4.3a)$$

因 $V_1 = KV_2$, 故

$$P_1 = P_2 = \frac{V_1^2}{2\pi^2 fL_s} \varphi (\pi - |\varphi|) \quad (4.4)$$

由此可见, 移相控制双向桥式直流变换器在 $V_1 - KV_2 = 0$ 时输出功率和输入电压平方成正比, 和开关频率与漏感成反比, 并随移相角 φ 的增加而加大, 当 $\varphi = \pi/2$ 时, 输出功率达最大值 $P_{2\max}$ 为

$$P_{2\max} = P_{1\max} = \frac{V_1^2}{8fL_s} \quad (4.5)$$

图 4.3(a)是移相控制双向直流变换器的等效电路,(b)是输出功率 P_2 和移相角 φ 间关系。

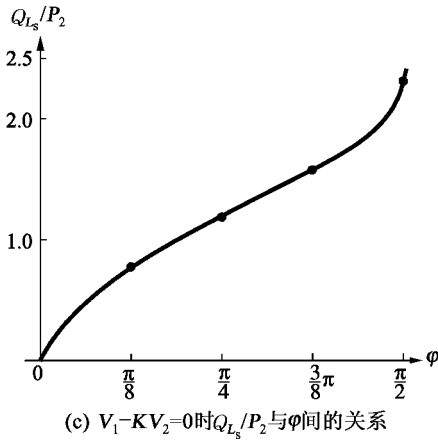
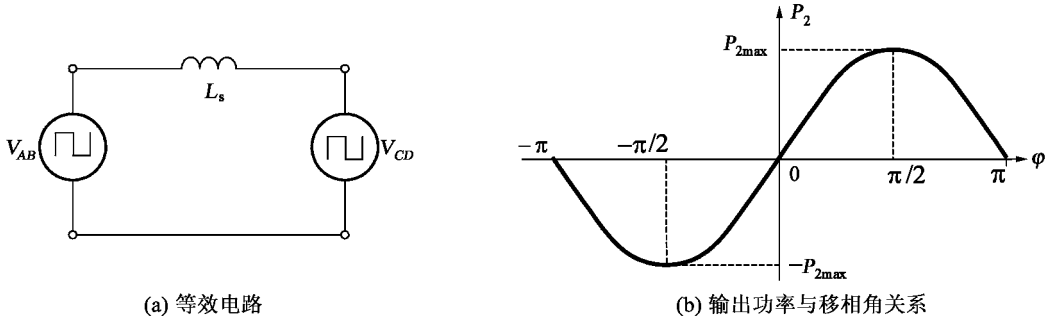


图 4.3 移相控制双向直流变换器等效电路与输出功率

加于漏感 L_s 上的电压的有效值 $V_{L_{s\text{rms}}}$ 为

$$V_{L_{s\text{rms}}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_{L_s}^2 dt} = 2V_1 \sqrt{\frac{\varphi}{\pi}} \quad (4.6)$$

通过电感电流 i_{L_s} 的有效值 $I_{L_{s\text{rms}}}$

$$I_{L_{s\text{rms}}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{L_s}^2 dt} = \frac{V_1 \varphi}{2\pi f L_s} \sqrt{1 - \frac{2\varphi}{3\pi}} \quad (4.7)$$

漏感 L_s 的无功功率 Q_{L_s}

$$Q_{L_s} = V_{L_{s\text{rms}}} \cdot I_{L_{s\text{rms}}} = \frac{V_1^2 \varphi}{\pi f L_s} \sqrt{1 - \frac{2\varphi}{3\pi}} \cdot \sqrt{\frac{\varphi}{\pi}} \quad (4.8)$$

$\varphi = \pi/2$ 时,变换器传输功率 P_2 达最大值,为 $P_{2\max}$,此时漏感的无功功率也达到最大值 $Q_{L_{s\text{max}}}$

$$Q_{L_{s\text{max}}} = \frac{V_1^2}{2\sqrt{3}fL_s} \quad (4.9)$$

引用(4.5)式,得比值

$$m = \frac{Q_{L_s \max}}{P_{2 \max}} = \frac{4}{\sqrt{3}} \quad (4.10)$$

(4.10)式表明移相控制双向直流变换器在传递功率的同时,在变压器漏感和外接电感中有较大的无功能量流动,在移相角 $\varphi = \pi/2$ 、 $V_1 = KV_2$ 时无功能量与传输功率之比达 2.31。图 4.3(c)是 Q_{L_s}/P_2 与 φ 间关系曲线, φ 角越小,电感的无功功率与输出功率之比越小。

4.2.3 $V_1 - KV_2 \neq 0$ 的工作方式

$V_1 - KV_2 = 0$ 的工作方式是移相控制双向直流变换器的特殊工作状态,这时输出电压 V_2 和输入电压 V_1 之间有固定的关系,即

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{K} \quad (4.11)$$

式中, $K = \frac{W_1}{W_2}$ 为变压器原、副边线圈的匝比。 $V_1 - KV_2 \neq 0$ 的工作方式有两种情况,一种是 $V_1 - KV_2 > 0$, 另一种是 $V_1 - KV_2 < 0$, 图 4.4(a)和(b)是这两种情况下的主要工作波形,这两组波形都是在 Q_1 、 Q_4 超前于 Q_5 、 Q_8 下画出的,这时功率自 V_1 向 V_2 方向传输。

比较图 4.4(a)和图 4.2(a)可见,两波形的主要差别是在能量传输阶段,即 $t = \varphi/(2\pi f) \sim T/2$ 和 $\varphi/(2\pi f) + T/2 \sim T$ 期间,在图 4.2(a)中因 $V_1 - KV_2 = 0$,故 $V_{L_s} = 0$, $\frac{di_{L_s}}{dt} = 0$, 电流 i_{L_s} 保持不变;图 4.4(a)中, $V_1 - KV_2 > 0$, $L_s \frac{di_{L_s}}{dt} = V_1 - KV_2 > 0$, i_{L_s} 仍在增长,导致输入电流 i_1 也在增长,但增长率比 $0 \sim \varphi/(2\pi f)$ 期间要小得多 ($L_s \frac{di_{L_s}}{dt} = V_1 + KV_2$)。相反,若 $V_1 - KV_2 < 0$, 则 i_{L_s} 在 $\varphi/(2\pi f) \sim T/2$ 期间逐渐下降,下降率 $\frac{di_{L_s}}{dt} = \frac{V_1 - KV_2}{L_s}$, 见图 4.4(b)。

输入电流 i_1 的表达式 $i_1(\theta)$ 为

$$i_1(\theta) = \left\{ \begin{array}{l} I_{10} + \frac{V_1 + KV_2}{2\pi f L_s} \theta, \theta \in (0, \varphi) \\ I_{10} + \frac{V_1 + KV_2}{2\pi f L_s} \varphi + \frac{V_1 - KV_2}{2\pi f L_s} (\theta - \varphi), \theta \in (\varphi, \pi) \\ - \left[I_{10} + \frac{V_1 + KV_2}{2\pi f L_s} \varphi + \frac{V_1 - KV_2}{2\pi f L_s} (\pi - \varphi) \right] + \\ \frac{V_1 + KV_2}{2\pi f L_s} (\theta - \pi), \theta \in (\pi, \pi + \varphi) \\ - \left[I_{10} - \frac{V_1 - KV_2}{2\pi f L_s} (\pi - \varphi) \right] + \\ \frac{V_1 - KV_2}{2\pi f L_s} [\theta - (\pi + \varphi)], \theta \in (\pi + \varphi, 2\pi) \end{array} \right. \quad (4.12)$$

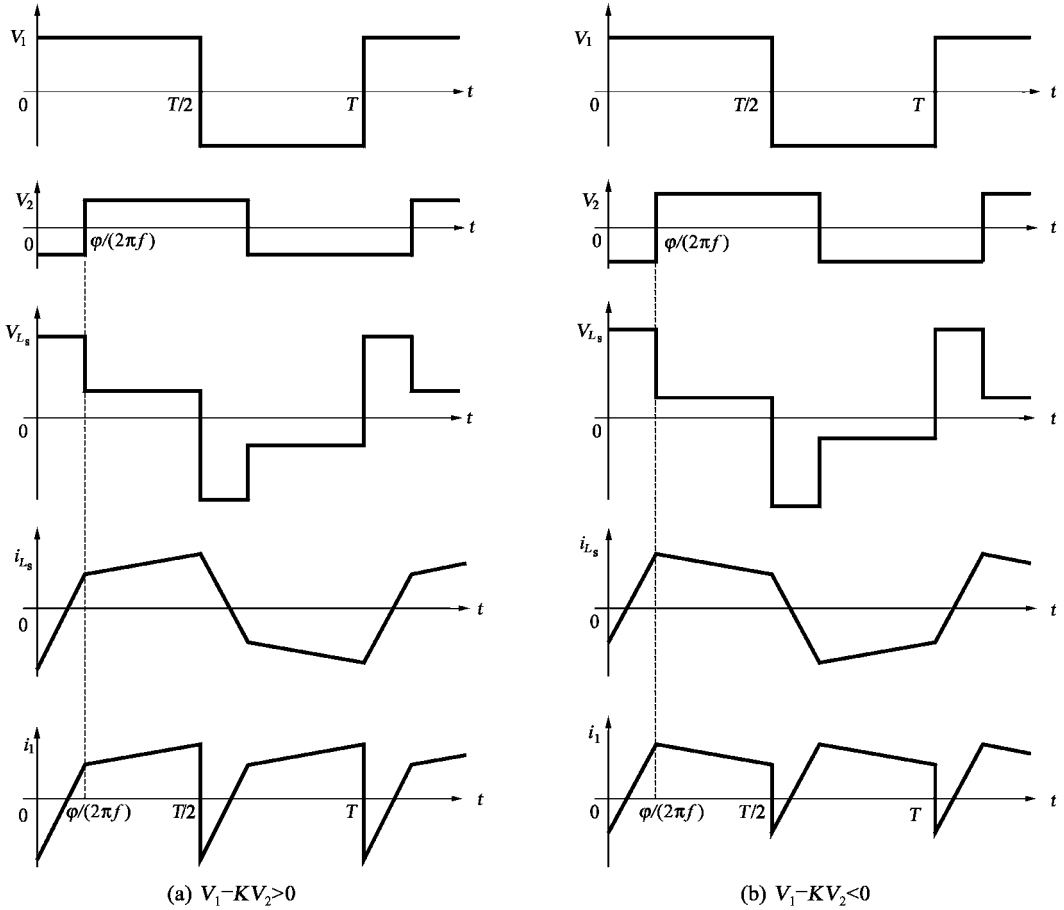


图 4.4 $V_1 - KV_2 \neq 0$ 时移相控制双向直流变换器的主要工作波形

式中, I_{10} 为输入电流初始值, 即 $\theta = 0$ 时的输入电流。输入电流平均值 I_1 为

$$I_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_1(\theta) d\theta = \frac{KV_2}{2\pi^2 f L_s} \varphi(\pi - |\varphi|) \tag{4.13}$$

输入功率 $P_1 = V_1 I_1$, 若不计变换器损耗, 则 $P_2 = P_1$

$$P_1 = P_2 = \frac{KV_1 V_2}{2\pi^2 L_s f} \varphi(\pi - |\varphi|) \tag{4.14}$$

将(4.13)式和(4.14)式与(4.2)式、(4.3a)式比较, 两者相同, 即 $V_1 - KV_2$ 的大小不影响传输功率, 但影响电感的无功功率 Q_{L_s} 。

(4.14)式可改写成以下形式

$$\varphi = \frac{\pi}{2} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{8L_s f}{K} \cdot \frac{I_2}{V_1}} \right) \tag{4.15}$$

在输入电压 V_1 变化时, 为使输出电压不变, 应适当改变移相角 φ , 若 V_1 升高, $V_1 > KV_2$, 应减小 φ ; 若 V_1 降低, $V_1 < KV_2$, 应加大 φ 。输入电压不变, 负载电流 I_2 变化时, 调节 φ 也能使输出电压 V_2 保持不变, 显然, 负载电流 I_2 加大, 由(4.14)式和(4.15)式, 应增加 φ 。实

实际上,在 $V_1 > KV_2$ 时,为使 V_2 不变,在功率传输阶段,电感 L_s 吸收部分电源电压, $KV_2 = V_1 - V_{L_s}$,在 $V_1 < KV_2$ 时, L_s 的感应电势与电源电压 V_1 相加,以使 V_2 不变,即 $KV_2 = V_1 + V_{L_s}$ 。

图 4.3 移相控制桥式双向直流变换器的电感电流 i_{L_s} 在能量传输阶段(即 $\varphi \sim \pi$ 和 $\varphi + \pi \sim 2\pi$ 期间)不改变方向,因为 $V_1 - KV_2$ 的值较小。若 KV_2 保持不变,输入电压 V_1 增大或减小,使 $V_{L_s} = V_1 - KV_2$ 加大,导致 i_{L_s} 在能量传输阶段改变方向,如图 4.5 所示。图中 Q_1 、 Q_4 超前于 Q_5 、 Q_8 ,平均功率自 V_1 向 V_2 方向流动,因 i_{L_s} 改变方向,在能量传输阶段 i_{L_s} 具有 A、B 两块面积,面积 B 表示从 V_1 向 V_2 方向传输的能量,面积 A 为反向传输的能量,形成了较大的环流,使变换器效率显著下降,因此移相控制双向直流变换器只能在较小的输入电压变化范围内才能有较高的效率。

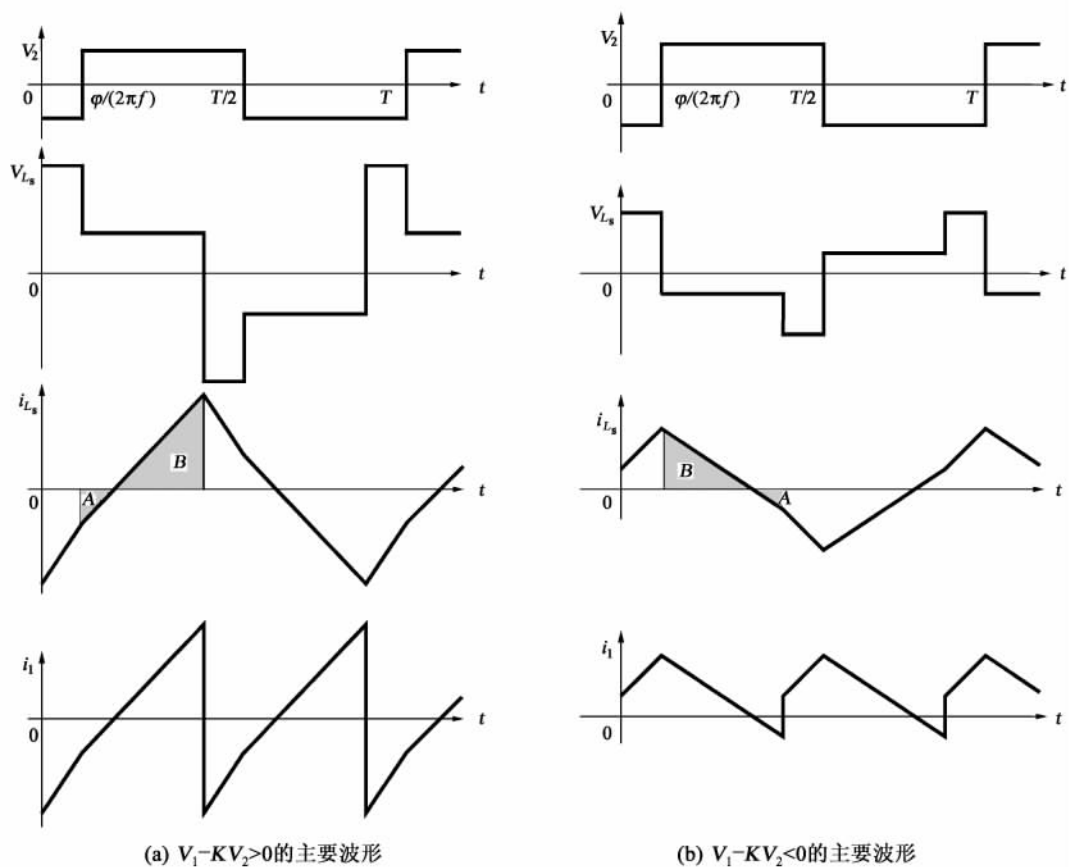


图 4.5 V_1 与 KV_2 差较大时电感电流 i_{L_s} 和电源电流 i_1 的波形

4.3 移相控制正激双向直流变换器

4.3.1 主电路拓扑

陈刚博士在他的论文中研究了移相控制有源钳位正激双向直流变换器,有源钳位正激

双向直流变换器

直流变换器的主功率管和有源钳位管为 180° 互补导通, 中间有短暂的死区时间, 由此构成的双向直流变换器具有左右对称的主电路结构, 如图 4.6(a) 所示, 若功率自 V_1 向 V_2 方向传输, 则 Q_1 超前 Q_3 φ 电角开通, 若功率自 V_2 向 V_1 方向流动, 则 Q_3 超前于 Q_1 φ 电角开通。因为正激直流变换器在一个开关周期中仅主功率管开通时才传递能量, 故移相控制正激双向直流变换器在一个开关周期中仅在 $\varphi/(2\pi f) \sim T/2$ 期间传递能量。若移相角 $\varphi = \pi/2$, 则在一个开关周期中仅四分之一周期传递能量。和桥式双向直流变换器比较, 有源钳位正激双向直流变换器所用器件只有一半, 传递能量时间也减小了一半。

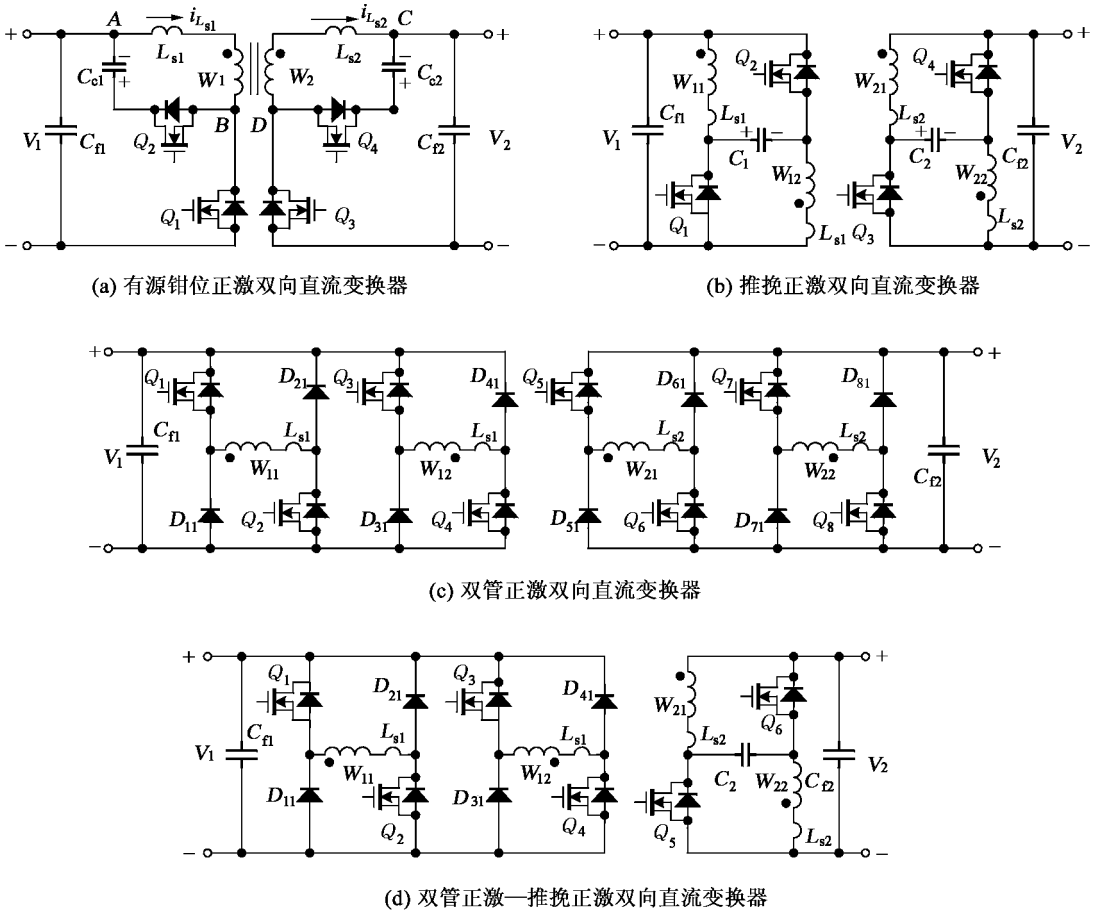


图 4.6 移相控制正激双向直流变换器的主电路

推挽正激直流变换器具有正激直流变换器相同的特性, 尽管它所用的功率器件和有源钳位正激直流变换器相同, 但它的两个开关管导通时都传递能量, 因此由两个推挽正激直流变换器构成的移相控制推挽正激双向直流变换器和桥式变换器一样, 在一个开关周期中两次传递能量。当移相角 $\varphi = \pi/2$ 时, 在一个开关周期中有半个周期是传递能量的, 其主电路也为对称结构, 见图 4.6(b)。

由双管正激直流变换器构成的移相控制双管正激双向直流变换器和图 4.6(b) 一样为对称结构, 见图 4.6(c)。双管正激直流变换器功率器件电压等于电源电压, 可在高电源电压下使用。在一侧为高电压, 另一侧为低电压时, 可由双管正激—推挽正激构成双向直流变换

器,见图 4.6(d)。图 4.6(c)和图 4.6(d)两种双向变换器也是在一个开关周期中两次传递能量。

4.3.2 移相控制有源钳位正激双向直流变换器

移相控制有源钳位正激双向直流变换器在能量自 V_1 向 V_2 方向流动时, Q_1 开通时间超前于 Q_3 开通时间 φ 电角,反之,若要求能量反向流动,则应使 Q_3 开通时间超前于 Q_1 φ 电角。因为 Q_1 和 Q_2 、 Q_3 和 Q_4 为 180° 互补工作,故变压器 W_1 线圈上电压 V_{AB} 为 180° 方波,幅值等于 V_1 , W_2 线圈上电压 V_{CD} 为幅值等于 V_2 的 180° 方波,能量自 V_1 向 V_2 传输时 V_{AB} 超前 V_{CD} φ 电角,参见图 4.7,为了讨论方便,设 $V_1 = KV_2$ 。

在 $0 \sim \varphi/(2\pi f)$ 期间,开关管 Q_1 继续导通, Q_1 在 $t = 0$ 时开通,变压器 W_1 线圈上的电压为电源电压 V_1 和电源 V_{C2} 反射到 W_1 线圈电势之和,因 $V_{C2} = V_2$,故 $V_{AB} = V_1 + KV_2$, W_1 的电流即流过漏电感 L_{s1} 的电流在 V_1 和 V_2 共同作用下增加,增加率为 $(V_1 + KV_2)/L_s$,式中 L_s 为变压器 W_1 线圈漏感 L_{s1} 和 W_2 线圈漏感 L_{s2} 归算到 W_1 的值之和,即 $L_s = L_{s1} + K^2 L_{s2}$, $K = W_1/W_2$ 。当 $t = \varphi/(2\pi f)$ 时, i_{L_s} 达最大值。

在 $\varphi/(2\pi f) \sim T/2$ 期间,因 Q_1 关断, Q_3 导通, L_s 上电压为零, $i_{L_{s1}}$ 和 $i_{L_{s2}}$ 均不变化,电源 V_1 的电流 $i_1 = i_{L_{s1}}$ 从“·”端流入 W_1 线圈,电流 $i_{L_{s2}} = i_2$ 自 W_2 的“·”端流出,二极管 D_3 导通,此时开通 Q_3 , Q_3 为 ZVS 开通,若 Q_3 为 MOSFET,则做同步整流管工作,电流 $i_{L_{s2}}$ 流到 V_2 。变压器铁心磁化。

$t = T/2$ 时, Q_1 截止,电流 $i_{L_{s1}}$ 通过 D_2 给钳位电容充电,因此时 D_3 仍导通,故 $i_{L_{s1}}$ 在 $V_{C_{c1}}$ 和 KV_2 共同作用下下降,其下降速度 $\frac{di_{L_{s1}}}{dt} = \frac{V_{C_{c1}} + KV_2}{L_s} = \frac{V_1 + KV_2}{L_s}$, $i_{L_{s2}}$ 也随之下降,在 $t = \frac{T}{2} + \frac{\varphi}{2\pi f}$ 时, $i_{L_{s1}}$ 和 $i_{L_{s2}}$ 降到零值附近。

在 $t = \frac{T}{2} + \frac{\varphi}{2\pi f} \sim T$ 期间, Q_2 、 Q_4 导通,在 $V_{C_{c1}}$ 和 $V_{C_{c2}}$ 作用下变压器铁心去磁,通过 D_4 的磁化电流减小,通过 Q_2 的去磁电流加大,表明变压器铁心是双向磁化的,同时实现了钳位电容 C_{c1} 和 C_{c2} 充放电的平衡。

由此可见,这种双向直流变换器仅在不到半个开关周期的时间内传递能量。钳位管 Q_2 和 Q_4 导通前都是在与它反并联的二极管导通时,实现了 ZVS 开通。开关管 Q_1 导通前 Q_2 通过电流, Q_3 导通前为 D_3 续流,主功率管也可实现 ZVS 开通。所以,移相控制有源钳位正激双向直流变换器易于实现所有功率器件的 ZVS 开通,宜选用 MOSFET 器件。

4.3.3 移相控制推挽正激双向直流变换器

移相控制推挽正激双向直流变换器实际上是两个推挽正激变换器的组合,具有对称的结构,主电路如图 4.6(b)所示。为了讨论方便,作以下假设:忽略变压器的励磁电流,钳位电容 C_1 、 C_2 足够大,不计电容上的电压变化,变压器的四个线圈漏电感与外接电感两两相等, $L_{s11} = L_{s12} = L_{s1}$, $L_{s21} = L_{s22} = L_{s2}$ 。因开关管 Q_1 、 Q_2 和 Q_3 、 Q_4 均为 180° 互补导通工作, $V_{C_1} = V_1$, $V_{C_2} = V_2$, 变压器的四个线圈上的电压均为 180° 方波,变换器的等效电路如图 4.8(a)所示,其中 $K = W_1/W_2$, $W_1 = W_{11} = W_{12}$, $W_2 = W_{21} = W_{22}$ 。 Q_1 导通时, W_{11} 上的电

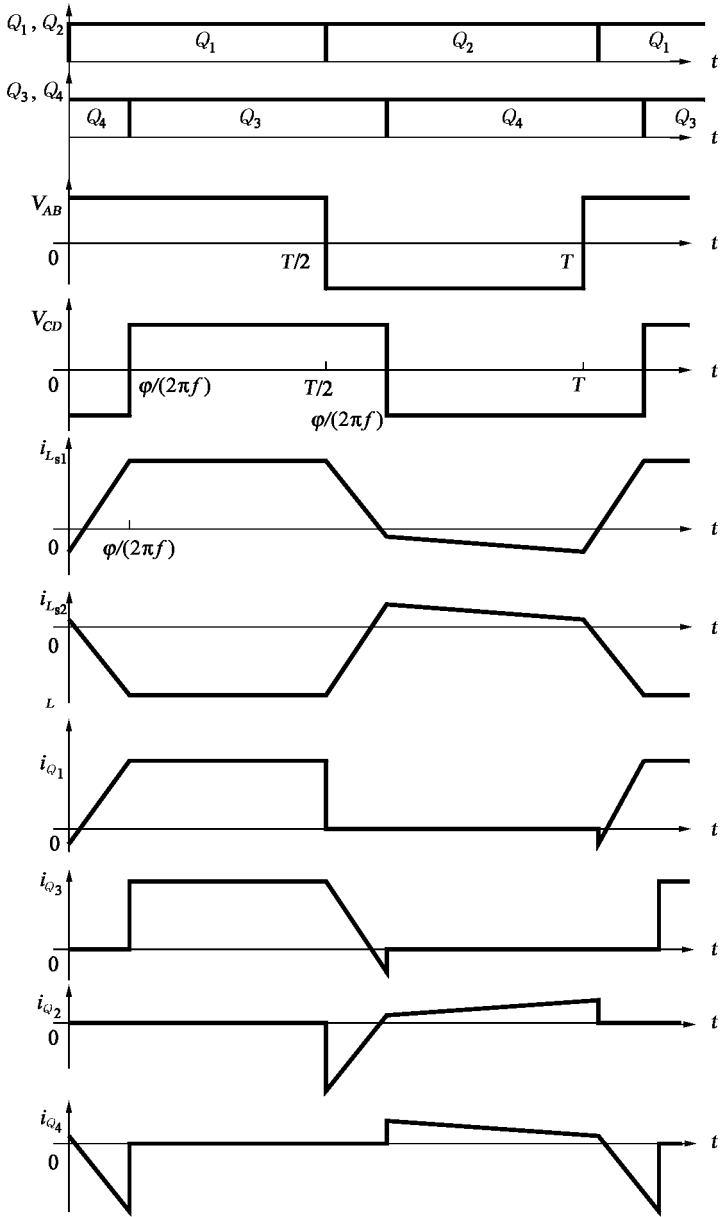


图 4.7 移相控制有源钳位正激双向直流变换器的主要波形

压为 V_1 , W_{12} 的为 V_{C_1} , Q_2 导通时, W_{11} 上的电压为 $-V_{C_1}$, W_{12} 上的为 $-V_1$; 同样, Q_3 导通时, W_{21} 上的电压为 V_2 , W_{22} 的为 V_{C_2} , Q_4 导通时 W_{21} 上的电压为 $-V_{C_2}$, W_{22} 上的电压为 $-V_2$ 。

图 4.8(b) 是 Q_1 、 Q_2 超前于 Q_3 、 Q_4 开通的移相控制推挽正激双向直流变换器的主要工作波形。由图可见, $t = \varphi/(2\pi f) \sim T/2$ 和 $t = T/2 + \varphi/(2\pi f) \sim T$ 期间为能量传输阶段。在 $t = \varphi/(2\pi f) \sim T/2$ 期间, Q_1 导通, 电源 V_1 经变压器 W_{11} 、 W_{21} 和 D_3 向 V_2 侧供电, 同时 C_{C_1} 的贮能经 W_{12} 、 W_{22} 传到 V_2 侧; 在 $t = T/2 + \varphi/(2\pi f) \sim T$ 期间, Q_2 导通, 电源 V_1 经变压器 W_{12} 、 W_{22} 和 D_4 向 V_2 侧供电, C_{C_1} 也有少量贮能经 W_{21} 传到 V_2 侧。

$t = 0 \sim \varphi/(2\pi f)$ 和 $t = T/2 \sim T/2 + \varphi/(2\pi f)$ 期间是电感能量转换阶段。 Q_4 导通, Q_2

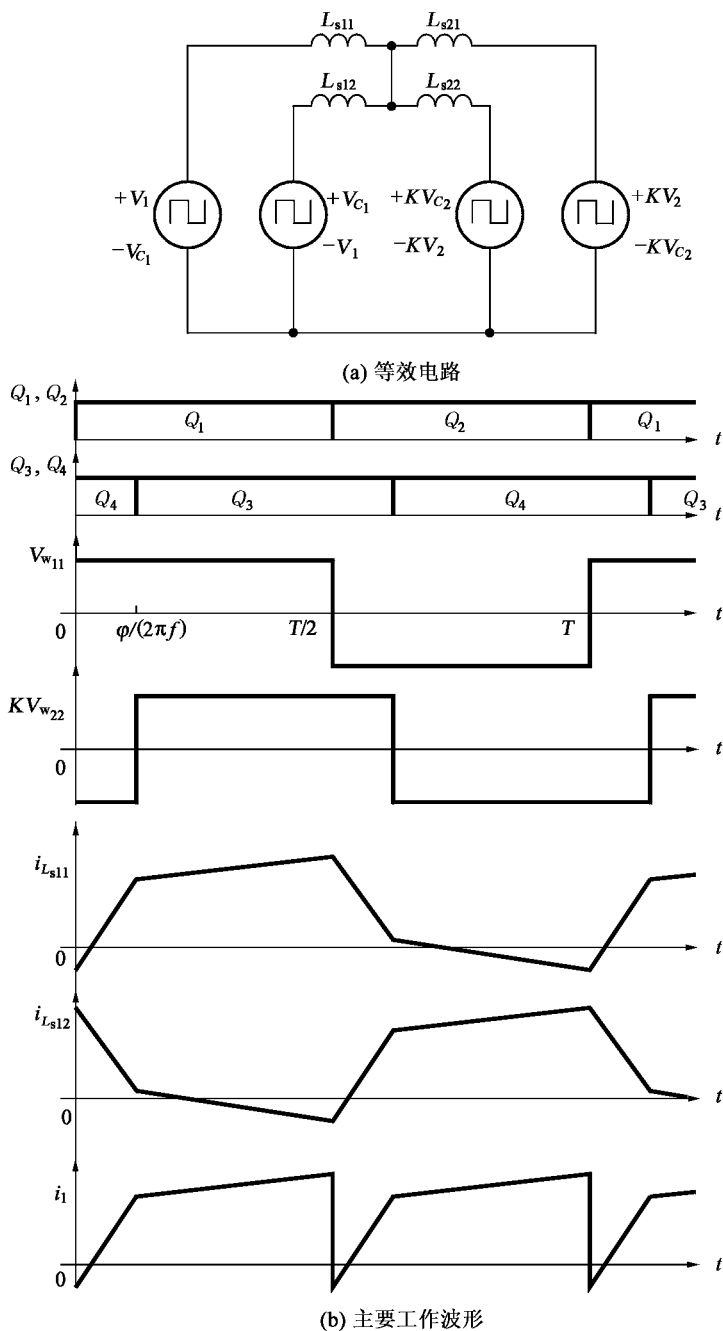


图 4.8 推挽正激双向直流变换器的工作

关断、 Q_1 刚开通期间, W_{22} 上的电压为 V_2 , “·” 端为负, 故 Q_2 关断后, 通过 W_{12} 的电流即 $i_{L_{s12}}$ 在 V_{C_1} 和 W_{12} 感应电势 KV_2 共同作用下下降, C_1 充电, Q_1 导通, 通过 W_{11} 的电流即 $i_{L_{s11}}$ 在 V_1 和 W_{11} 的感应电势 KV_2 的共同作用下迅速上升, 故 i_1 也迅速上升。 $t = T/2 \sim T/2 + \varphi/(2\pi f)$ 期间的情况和上述类似。

由此可见, 移相控制推挽正激双向直流变换器功率传递方式和桥式双向直流变换器相

同,故功率表达式与(4.4)式相同,即

$$P_{2p} = P_1 = \frac{KV_1V_2}{2\pi^2 fL_s} \varphi(\pi - |\varphi|) \quad (4.16)$$

式中, L_s 为等效电感

$$L_s = (L_{s11} // L_{s12}) + K^2(L_{s21} // L_{s22})$$

因 $L_{s11} = L_{s12} = L_{s1}$, $L_{s21} = L_{s22} = L_{s2}$, 故

$$L_s = \frac{1}{2}L_{s1} + K^2 \frac{1}{2}L_{s2} \quad (4.17)$$

4.3.4 移相控制双管正激双向直流变换器

比较图 4.6(c)的移相控制双管正激双向直流变换器和图 4.6(b)的推挽正激双向直流变换器可知,两者主电路类似,有相同的等效电路(图 4.8(a))。同样,图 4.6(d)的移相控制双管正激—推挽正激双向直流变换器的等效电路也和图 4.8(a)相同,故不再讨论这两种双向直流变换器。

小结

移相控制双向直流变换器是双向直流变换器的一种控制方式,避免了由电压型和电流型直流变换器组合的双向直流变换器的缺点,即能量从电流型侧向电压型侧传输时出现的开关管关断电压尖峰和限流启动等问题。

两个输出电压为 180° 方波的直流变换器均可构成移相控制双向直流变换器。本章以桥式和正激变换器为例讨论了两类移相式双向直流变换器,可以看到变压器的漏感与外接电感是实现移相控制的基础。

(4.14)式是不计变换器损耗时输出功率和变换器参数与移相角 φ 间的关系,在其他参数不变时,输出功率随移相角的增加而加大,移相角 $\varphi = 90^\circ$ 时输出功率达最大值。最大输出功率和漏感 L_s 、开关频率 f 成反比,和输入输出电压成正比。移相控制双向直流变换器的输出电压与输入电压的比可大于、小于或等于 1(设变压器的变比为 1)。在 $V_1 - KV_2 = 0$ 时变换器能量传输效率较高;在 $V_1 - KV_2 \neq 0$ 时传输效率变低, V_1 与 KV_2 差值越大,无功能量也越大,故移相控制双向直流变换器不适合在宽电源电压变化范围下工作。

提高在一个开关周期中能量传输的有效时间和减小无功环流,是改善移相控制双向直流变换器性能的关键,是选取电路拓扑和优化控制参数的基本出发点。

本章参考文献

- 1 Kheraluwala M H, Gascoigne R W. Performance characterization of a high power dual active dc to dc converter. IEEE Trans. IA, 28(6), 1992: 1294 - 1301
- 2 Chan H L, Cheng K W E. An extended load range ZCS - ZVS bidirectional phase shifted dc dc converter. The 8th International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives: 74 - 79

- 3 Kim E S. An improved soft switching bidirectional PSPWM FB dc dc converter. IECON'98; 740 - 743
- 4 Chen H L. An novel square wave converter with bidirectional power flow. PEDS'99; 969 - 971
- 5 陈刚. 软开关双向 dc-dc 变换器的研究: [博士论文]. 杭州: 浙江大学, 2001
- 6 Zhang J M, Xu D M, Qian Z. An improved dual active bridge dc dc converter. PESC'2001; 232 - 236
- 7 范海峰, 赵川红, 徐德鸿. 双向 dc-dc 变换器的改进移相控制设计. 电力电子技术, 37(3), 2003; 12 - 14
- 8 Jitran I D. A 3kW Switching dc dc converter. APEC2000; 86 - 92
- 9 Kheraluwala M H, Gascoigne R W. A three phase soft switching high power density dc dc converter for high power application. IEEE Trans. IA, 27(1), 1991; 63 - 73
- 10 Doncker D, Divan D M. Performance characterization of a high power dual active dc dc converter. IEEE Trans. IA, 28(6); 1294 - 1301
- 11 Zhang J M, Zhang F. A novel ZVS dc dc converter for high power application. APEC 2002, 2; 635 - 640
- 12 Zhan J M, Xu D M, Qian Z. An improved dual active bridge dc dc converter. PESC 2001; 232 - 236

第 5 章/组合式双向直流变换器

5.1 概述

组合式双向直流变换器由不隔离的双向直流变换器和隔离双向直流变换器级联构成,不隔离双向直流变换器可借改变占空比调节输入输出电压比例,隔离双向直流变换器不承担输入输出电压调节任务,仅起电气隔离和电压匹配作用。这种隔离双向直流变换器称为双向直流变压器。

直流变压器是将一种直流电压转变为与之成比例的一种或多种直流电压的变压器。有单向直流变压器和双向直流变压器两种类型,前者只能实现电能的单向变换,后者实现电能的双向变换。

直流变压器有以下特点:① 输入输出电压成正比关系,输入与输出间有良好的电气隔离;② 频带宽,能不失真地传输直流和脉动直流信号或功率;③ 损耗小,效率高;④ 功率密度高;⑤ 直流变压器的接入不干扰电源的工作,也不影响用电设备的工作;⑥ 可以多路输出。

由此可见,组合式双向直流变换器没有由电压型和电流型组合成的隔离双向变换器的缺点,也没有移相控制双向直流变换器输入、输出电压变化范围小的缺点,但因是两个双向直流变换器的组合,电路结构较复杂。

5.2 直流变压器

5.2.1 直流变压器的构成

在张占松先生的《高频开关稳压电源》一书中讨论了由推挽电路构成的单向和双向直流变压器,其主电路如图 5.1 所示,图 5.1(a)为单向推挽直流变压器,图 5.1(b)是双向推挽直流变压器。比较图 5.1(a)与图 3.29(a)推挽直流变换器的主电路,不同之处是前者没有输出滤波电感 L_f 。在控制方面,稳态时直流变压器的开关管的占空比为 0.5,即 Q_1 、 Q_2 以 180° 轮流导通。 Q_1 导通变压器铁心磁化, Q_2 导通时铁心去磁,若变压器铁心采用高导磁磁性材料,磁化电流很小,则 Q_1 、 Q_2 的轮流导通不会导致输入电流的变化。若不考虑输出整流管的反向恢复,则输出直流电压也不因 Q_1 、 Q_2 的转换而有脉动。可见,直流变压器既不干扰电源的工作,也不会影响用电设备的工作。直流变压器输入输出间的电气隔离由高频变压器来

完成,输出电压 V_o 和输入电压 V_{in} 间的比取决于变压器的变比 K ($K = W_p/W_s$, W_p 是变压器的原边线圈匝数, W_s 是副边线圈匝数)。推挽直流变压器没有输出滤波电感,理论上也不需要输入和输出滤波电容,即没有无源贮能元件,因此具有宽的频带,能不失真地传递直流信号或功率。

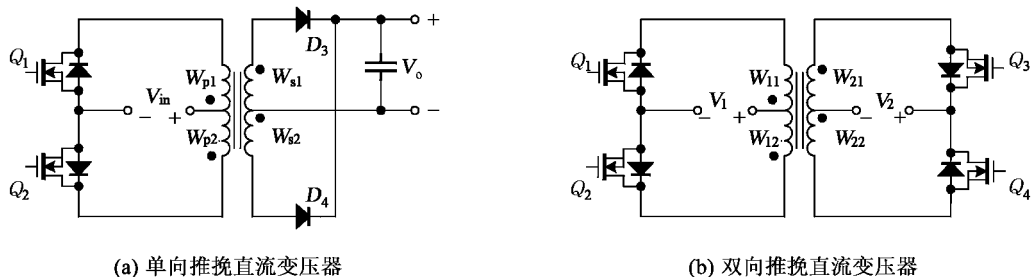


图 5.1 推挽直流变压器的主电路

双向推挽直流变压器的主电路如图 5.1(b) 所示,是完全对称的电路结构。 Q_1 、 Q_2 以 180° 互补导通, Q_3 、 Q_4 也为 180° 互补导通, Q_1 、 Q_3 同时导通、同时关断。若能量从 V_1 向 V_2 方向流动, Q_1 导通时, D_3 导通, 流过 D_3 的电流将功率送到 V_2 侧, 如 Q_3 为 MOSFET 器件, 则 Q_3 工作在同步整流状态; Q_2 导通时, D_4 和 Q_4 为整流管。能量反向流动时, Q_3 导通, D_1 、 Q_1 为整流管; Q_4 导通, D_2 、 Q_2 整流管。双向推挽直流变压器的输出与输入电压关系和单向的相同, 即

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{W_2}{W_1} = \frac{1}{K} \quad (5.1)$$

开关管 Q_1 和 Q_2 的电压 V_{Q_1} 和 V_{Q_2} 为

$$V_{Q_1} = V_{Q_2} = 2V_1 \quad (5.2)$$

开关管 Q_3 和 Q_4 的电压 V_{Q_3} 和 V_{Q_4} 为

$$V_{Q_3} = V_{Q_4} = 2V_2 = \frac{2V_1}{K} \quad (5.3)$$

(5.2) 式和 (5.3) 式是没有漏感的理想变压器时开关管承受的电压。

实际推挽直流变压器两开关管的占空比不可能精确地为 0.5, 变压器也不可能为无漏磁的理想变压器, 因此推挽直流变换器易出现偏磁饱和和开关管关断电压尖峰, 其应用受到限制。

由此可见, 直流变压器有以下结构特点: ① 单向直流变压器至少有两个开关管, 双向直流变压器至少有四个开关管, 使有效占空比接近于 1; ② 直流变压器尽量少用无源贮能元件, 以有宽的频带; ③ 直流变压器应有抑制它的高频变压器铁心偏磁的能力; ④ 功率器件能实现软开关, 以有高的开关频率, 提高功率密度, 提高效率。

5.2.2 推挽正激直流变压器

推挽正激直流变换器是推挽变换器的改进, 引入钳位电容, 消除了开关管关断电压尖

峰,若副边整流电路也采用推挽正激整流,则可改善整流管的工作。图 5.2 是由推挽正激电路构成的单向和双向直流变压器的主电路图,该图与图 3.32(d)的不同之处仅在于取消了输出滤波电感 L_f ,不用 L_f 的变换器失去了借助改变占空比调节输出电压的能力,成为输出电压不可控的直流变压器。图 5.2(a)是单向推挽正激直流变压器的主电路图,(b)是双向直流变压器的主电路。

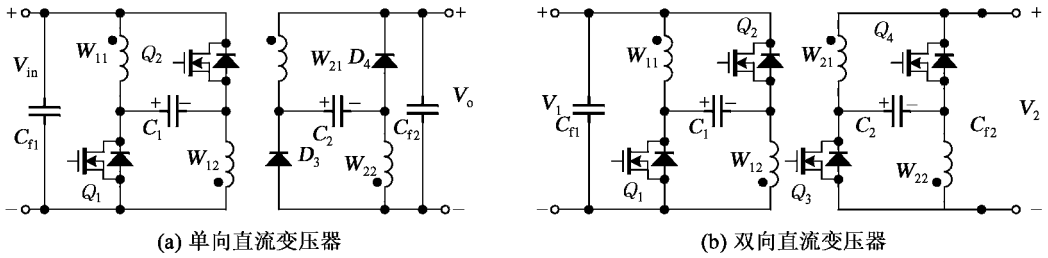


图 5.2 推挽正激式直流变压器的主电路

图 5.2(a)的开关管 Q_1 、 Q_2 以 180° 互补导通,中间有死区时间。 Q_1 导通,电压 V_{in} 加于 W_{11} 线圈上, W_{11} 的“·”端感应正电势, W_{21} 也是“·”端为正, D_3 导通, D_4 反偏截止,同时,电容 C_1 向 W_{12} 放电, W_{12} 将 C_1 的部分贮能传到 V_o 侧,大部分能量送到负载,少数能量经 W_{22} 给 C_2 充电,变压器铁心磁化。 Q_1 关断时,变压器原边线圈的漏感要保持其电流继续流通, W_{11} 的漏感电流给 C_1 和 Q_1 的结电容充电, W_{12} 的电流使 Q_2 的结电容放电,若漏感贮能足够,则 Q_2 结电容将放光存贮的电荷,随之使 Q_2 的反并联二极管通电,这时开通 Q_2 , Q_2 为 ZVS 开通。 W_{21} 和 W_{22} 线圈的漏电感使 Q_1 关断时 D_3 续流,随着漏感贮能的释放, D_3 实现软恢复。

在下半个开关周期, Q_2 导通,其工作情况和 Q_1 导通时相似,变压器铁心去磁。 Q_2 的关断为 Q_1 的 ZVS 开通创造了条件。

由此可见,变压器的漏感贮能和 Q_1 、 Q_2 间的死区时间为它们的 ZVS 开通创造了条件。显然,不宜人为地加大变压器的漏感来实现开关管的 ZVS 开通,只要负载电流达一定值后能实现 Q_1 、 Q_2 的 ZVS 开通就可以了,因为 C_1 和 C_2 的钳位作用,不会导致开关管关断时的高频振荡。

双向推挽正激直流变压器的开关管 Q_1 、 Q_3 同时导通、同时关断, Q_1 、 Q_2 和 Q_3 、 Q_4 互补工作有死区时间。能量从 V_1 向 V_2 方向传输时, Q_3 、 Q_4 为同步整流管工作方式;能量从 V_2 向 V_1 方向传递时, Q_1 、 Q_2 为同步整流管工作方式。不论能量流动方向如何,在负载电流足够大后都可实现开关管的 ZVS 开通。

推挽正激直流变压器输入输出电压关系式与开关管上承受的电压和(5.1)式、(5.2)式、(5.3)式相同。

5.2.3 双管正激直流变压器

双管正激直流变压器也有单向和双向两种,图 5.3(a)、(b)、(c)为单向式的主电路,图 5.3(d)为双向式主电路。

图 5.3(a)是两台双管正激直流变换器构成的直流变压器,两个正激直流变换器原边并联,由电源 V_{in} 供电,副边串联。开关管 Q_1 、 Q_4 同时导通同时关断,占空比接近 0.5。开关管 Q_5 、 Q_8 在 Q_1 、 Q_4 关断时导通,在 Q_1 、 Q_4 导通时关断,故组合后的变换器有效占空比接近于

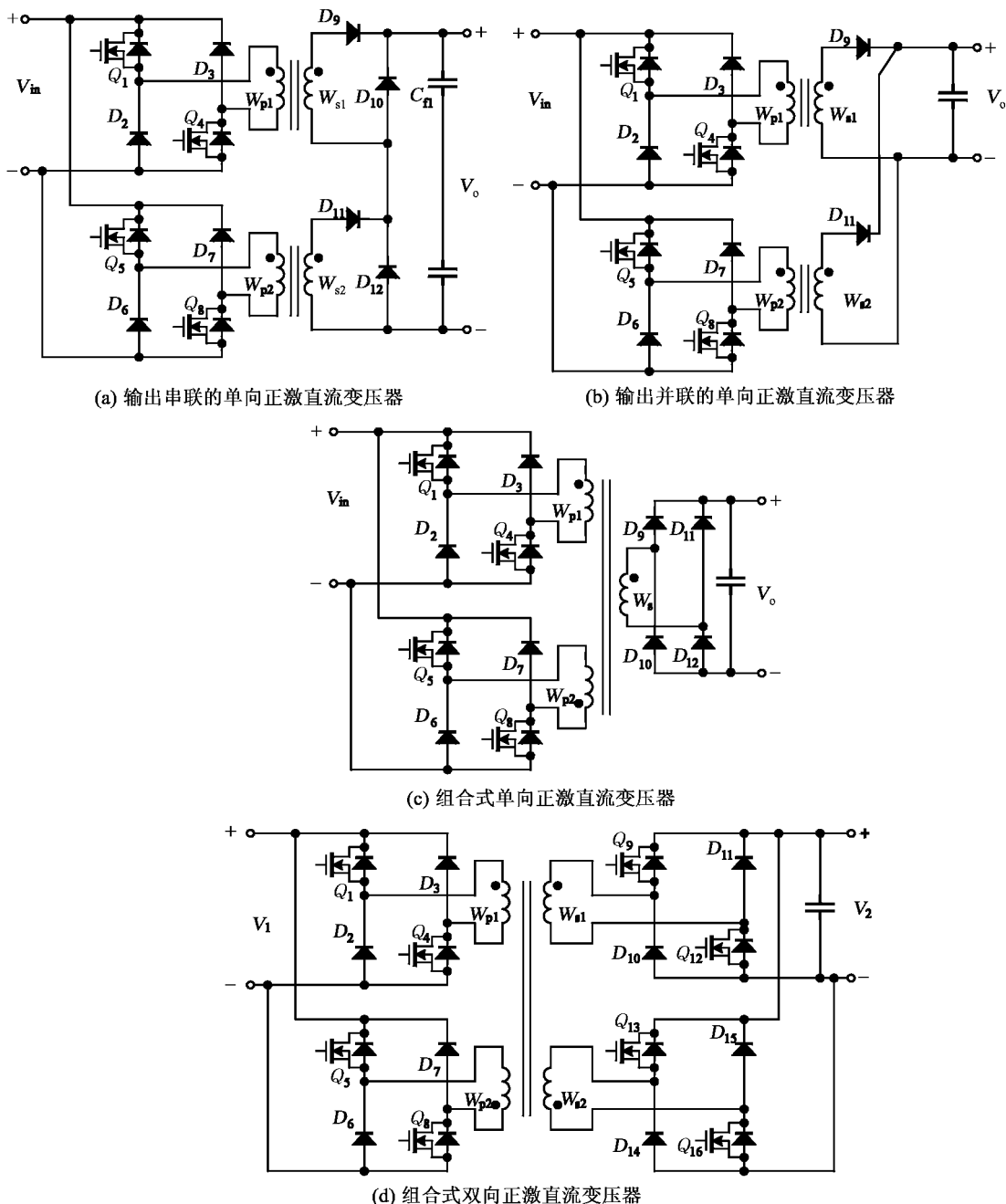


图 5.3 双管正激直流变压器

1. Q_1 、 Q_4 导通时, W_{p1} 和 W_{s1} “·” 端为正, D_9 导通, 负载电流经 W_{s1} 、 D_9 和 D_{12} 流通。副边串联连接的优点是 $D_9 \sim D_{12}$ 承受的电压等于输出电压, 即

$$V_{D_9} = V_o = V_{in}/K \quad (5.4)$$

式中, $K = W_p/W_s$, 为变压器变比, $W_{p1} = W_{p2} = W_p$, $W_{s1} = W_{s2} = W_s$ 。开关管 Q_1 、 Q_4 承受的电压

$$V_Q = V_{in} \quad (5.5)$$

但同时有两个二极管 D_9 、 D_{12} 或 D_{11} 、 D_{10} 通过负载电流。

图 3.5(b) 是两原边并联、两副边也并联的正激直流变压器, 副边的并联使整流管 D_9 和 D_{11} 轮流通过负载电流, 二极管通态损耗比图 5.3(a) 减小一半, 但 D_9 和 D_{11} 承受的电压要大些。如 D_9 导通, 则 D_{11} 承受的电压等于 V_o 和下变压器铁心磁复位电压之和, 即

$$V_{D_9} = 2V_o = 2V_{in}/K \quad (5.6)$$

图 5.3(c) 是组合式正激直流变压器的主电路图, 图中两正激变换器合用一个变压器, 变压器有两个原边线圈 W_{p1} 和 W_{p2} 。 Q_1 、 Q_4 导通, W_{p1} 加电, 铁心磁化; Q_5 、 Q_8 导通, W_{p2} 加电, 铁心去磁, 因 Q_1 、 Q_4 和 Q_5 、 Q_8 为 180° 轮流导通, 铁心磁通按三角波规律变化, 副边线圈 W_s 的感应电势为 180° 方波, 整流后电压为平滑直流电。副边整流电路也可用全波整流电路, 整流电路的类型按所需副边电压电流大小选择。

图 3.5(a)、(b)、(c) 直流变压器的输出电压 V_o 和输入电压 V_{in} 之比取决于变压器的变比:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{K} \quad (5.7)$$

图 5.3(d) 是共用高频变压器的双管正激双向直流变压器。开关管 Q_1 、 Q_4 和 Q_5 、 Q_8 以 180° 轮流导通, 导通时间近半个开关周期, Q_1 、 Q_4 导通时 Q_9 、 Q_{12} 也同时导通, Q_5 、 Q_8 导通时 Q_{13} 、 Q_{16} 也导通, 但 Q_1 、 Q_4 和 Q_9 、 Q_{12} 关断。若所用开关管为 MOSFET, 则能量从 V_1 向 V_2 方向传递时, Q_9 、 Q_{12} 和 Q_{13} 、 Q_{16} 为同步整流管, 反之, 能量从 V_2 向 V_1 方向传递, 则 Q_1 、 Q_4 和 Q_5 、 Q_8 为同步整流管。

双管正激直流变压器的开关管承受电压等于电源电压, 适合于电源电压较高的场合使用。

若左侧为双管正激、右侧为推挽正激构成的直流变压器, 则适合于左侧为高压, 右侧为低压的场合使用。

5.2.4 桥式直流变压器

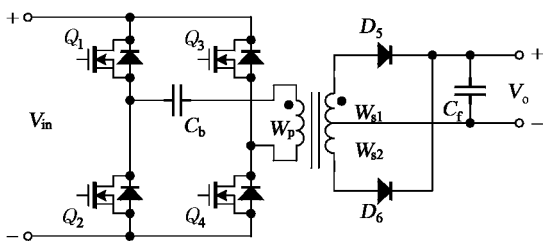
图 5.4(a) 是单向桥式直流变压器的主电路图, 图 5.4(b) 是双向桥式直流变压器的主电路图, 呈左右对称的电路拓扑。

单向桥式直流变压器 Q_1 、 Q_4 和 Q_2 、 Q_3 以 180° 轮流导通, 同一桥臂的上下两管间有死区时间, 防止直通。 Q_1 、 Q_4 导通, 电流自电源 V_{in} 经 Q_1 、 C_b 、 W_p 、 Q_4 流动, 副边二极管 D_5 导通, 向负载供电; Q_1 、 Q_4 关断, 因变压器的漏感, W_p 的电流经 D_2 、 D_3 续流, 故 Q_2 、 Q_3 为 ZVS 开通, 续流电流降为零后, 电流反向流入 W_p , 转入下半个开关周期, D_6 导通。

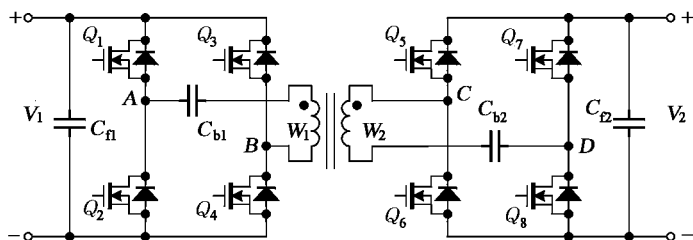
不计原边线圈的电阻压降和开关管压降时, 原边线圈 W_p 上的电压 $V_{Wp} = V_{in} - V_{C_b}$, V_{C_b} 是隔直电容两端的电压, 为三角波

$$V_{C_b} = \frac{I_p t}{C_b} = \frac{I_o t}{KC_b}$$

式中, $K = \frac{W_p}{W_s}$, I_o 为负载电流。在 $t = T/2$ 时, V_{C_b} 达最大值, 即



(a) 单向桥式直流变压器



(b) 双向桥式直流变压器

图 5.4 桥式直流变压器的主电路

$$V_{C_{bmax}} = \frac{I_o}{2KfC_b} \tag{5.8}$$

$$V_{Wp} = V_{in} - \frac{I_o t}{KC_b}$$

$$e_{W_s} = \left(V_{in} - \frac{I_o t}{KC_b} \right) \frac{1}{K} = \frac{V_{in}}{K} - \frac{I_o t}{K^2 C_b}$$

式中, e_{W_s} 为变压器副边线圈的感应电势, C_b 的存在在 e_{W_s} 中增加了一个脉动分量, 导致输出电压 V_o 的脉动, 即

$$\Delta V_o = \frac{I_o}{2fK^2 C_b} \tag{5.9}$$

由(5.9)式可见, 输出电压的脉动和输出电流 I_o 成正比, 与 C_b 成反比, 为了减小输出电压脉动, C_b 应选得大一些, 输出滤波电容 C_f 的加大也有助于减小输出电压脉动。为了使直流变压器有足够宽的频带, C_b 和 C_f 不宜选得过大。

双向桥式直流变压器的开关管 Q_1 、 Q_4 、 Q_5 、 Q_6 和 Q_2 、 Q_3 、 Q_6 、 Q_7 以 180° 互补工作。若开关管为功率场效应管 MOSFET, 则在能量从 V_1 向 V_2 传输时 $Q_5 \sim Q_8$ 为同步整流管工作, 能量从 V_2 向 V_1 方向传输时 $Q_1 \sim Q_4$ 为同步整流管。

因为能量双向流动, V_1 和 V_2 侧均接有隔直电容 C_{b1} 和 C_{b2} 。

5.2.5 直流变压器输出电压变化率

直流变压器在额定输入电压 V_{in} 时, 输出电压 V_o 随负载电流 I_o 的增加而下降。输出电压变化率 ΔV_o 以百分数表示

$$\Delta V_o = \frac{V_{on} - V_{oo}}{V_{on}} \tag{5.10}$$

式中, V_{on} 为额定负载电流时的输出电压, V_{∞} 为变压器空载输出电压。通常, $\Delta V_o \leq 5\%$ 。

输出电压 V_o 随负载电流 I_o 的增加而降低的原因是: ① 开关管和二极管的通态压降加大; ② 高频变压器的电阻和漏感压降加大。电阻电压降还和工作温度有关, 负载大, 变压器损耗大; 线圈工作温度高, 电阻加大, 电阻压降加大。负载电流相同时, 漏感压降和开关频率大致成正比。

因此, 宜选用通态压降小的开关管和二极管, 变压器宜用富铁贫铜设计, 原、副边线圈宜采用“三明治”结构。降低变压器的漏感是减少直流变压器输出电压变化率的主要方法。

5.3 组合式双向直流变换器

5.3.1 组合式双向直流变换器的构成

组合式双向直流变换器有两种构成方式, 如图 5.5 所示。第一种, 不隔离双向直流变换器在 V_1 侧, 为了减小输入电流的脉动, 不隔离双向直流变换器应为电感输入结构。第二种, 不隔离双向直流变换器在 V_2 侧, 则该变换器应为电感输出电路拓扑。

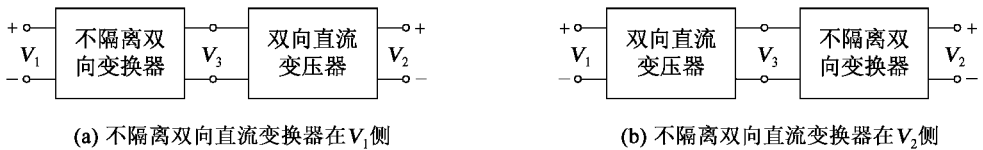


图 5.5 组合式双向直流变换器的构成方案

不隔离双向直流变换器有四种: Buck-Boost、Buck/Boost、Cuk、Sepic-Zeta, 其中 Buck/Boost 的电感 L_f 在两个开关管的中间, 输入、输出电流脉动均较大, 一般不在组合式双向直流变换器中选用。Bi Cuk 变换器均为电感输入和输出, 既可用于图 5.5(a) 中也可用于图 5.5(b) 中。应用 Sepic-Zeta 变换器时, 图 5.5(a) 在 V_1 侧接 Sepic 变换器, 图 5.5(b) 在 V_2 侧接 Zeta 变换器, 以减小输入或输出电流脉动。应用 Bi Buck-Boost 时, 与 Sepic-Zeta 连接方式相同。

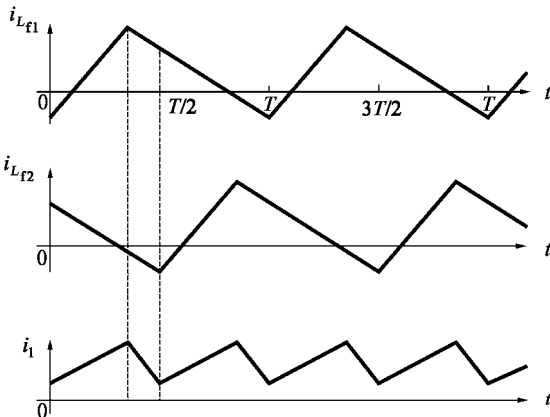


图 5.6 两路交叉并联减小输入电流脉动

在第 2 章不隔离双向直流变换器工作方式讨论中, 得到了电感电流交替工作方式时可实现开关管 ZVS 开通的结论, 由于 MOSFET 管的 ZVS 开通, 可显著提高开关频率, 从而提高变换器的功率密度, 但是电感电流交替工作方式会导致输入电流和输出电压脉动加大。为了弥补这个不足, 可采用两个或多个变换器的交叉并联。参见图 5.6, 即使采用两个交叉并联, 即两个变换器的开关管互差 180° 电角 (或 $1/2$ 开关周期) 开通, 则输入电流脉动将会显著减小。

5.3.2 组合式双向直流变换器的输出输入电压关系

对于图 5.5(a)的组合式双向直流变换器,当不隔离变换器为 Buck-Boost 时,由(2.24)式得

$$\frac{V_3}{V_1} = \frac{1}{1 - D_y} \quad (5.11)$$

对于直流变压器,由(5.1)式和(5.7)式,近似有

$$\frac{V_2}{V_3} = \frac{1}{K} \quad (5.12)$$

故

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{K(1 - D_y)} \quad (5.13)$$

当不隔离直流变换器为 Cuk 或 Sepic 时,由(2.76)式或(2.94)式,得

$$\frac{V_3}{V_1} = \frac{D_y}{1 - D_y} \quad (5.14)$$

直流变压器的关系式同(5.12)式,得组合式双向直流变换器的电压关系

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{D_y}{K(1 - D_y)} \quad (5.15)$$

对于图 5.5(b)的结构方案,不隔离变换器为 Buck-Boost 时,由(2.1)式得

$$\frac{V_2}{V_3} = D_y$$

故

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{D_y}{K} \quad (5.16)$$

不隔离直流变换器为 Cuk 或 Zeta 时,由(2.76)式或(2.85)式,得

$$\frac{V_3}{V_1} = \frac{D_y}{1 - D_y}$$

故

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{D_y}{K(1 - D_y)} \quad (5.17)$$

比较(5.15)式和(5.17)式可知,当不隔离直流变换器用 Cuk 或 Sepic-Zeta 时,图 5.5(a)和图 5.5(b)两种方案的输入输出电压关系相同。不隔离直流变换器为 Buck-Boost 时,图 5.5(a)和图 5.5(b)两种方案的输入输出电压关系是不相同的,分别为(5.13)式和(5.16)式。若 V_1 为低压侧, V_2 为高压侧,采用图 5.5(a)方案,取 $K < 1$,即直流变压器为升压变压器,又占空比 $D_y < 1$,故两者均为升压工作方式,共同作用,使 V_2/V_1 加大。采用方案图 5.5(b)方

案,则直流变压器为升压,Buck-Boost 为降压,两者共同作用,输出和输入电压的比小于直流变压器的升压比,显然不够合理。可见,用 Buck-Boost 时,方案图 5.5(b) 适合于 V_1 为低压侧, V_2 为高压侧的场合,实际上这种情况也就是方案图 5.5(a) 能量从 V_2 向 V_1 方向传输的情况。

5.3.3 组合式双向直流变换器输出电压调节

组合式双向直流变换器与第 3 章讨论的隔离式 PWM 和第 4 章讨论的移相控制双向直流变换器一样,都必须调节输出电压,使输出电压不受输入电压和负载变化的影响,满足用电设备对电压稳定度的要求。

双向直流变换器有两种输出电压调节方法:一种是仅调节一端的电压,例如保持 V_2 侧电压稳定,当大部分工作时间能量从 V_1 向 V_2 方向传输,反向传输时间较短,且接于 V_1 侧的用电设备对电压稳定度的要求不高时可采用这种方法,这种方法的优点是简单;另一种是两端电压调节,能量从 V_1 向 V_2 方向传输时稳定 V_2 侧电压,反之,稳定 V_1 侧电压。

两端稳压的双向直流变换器有两种调压控制电路,一种是用两套控制电路结构,一套用于稳定 V_1 侧电压,另一套用于稳定 V_2 侧电压,通过检测电感电流的方向判定功率的流向。功率自 V_1 向 V_2 传输时,接通使 V_2 稳压的控制电路,反之,让使 V_1 稳压的电路工作。另一种是一套控制电路结构,借助于二选一模拟开关通断电压检测电路和驱动信号电路。功率自 V_1 向 V_2 传输时,来自电感电流正方向的信号选通二选一模拟开关的 u_a ,接通 V_2 电压检测电路和相应的驱动电路,实现对电压 V_2 的调节;功率反向传输时,电感电流反向信号选通二选一模拟开关的 u_b ,接通 V_1 电压检测电路和驱动电路,实现对电压 V_1 的调节,参见文献[7]。

5.4 交流变压器

5.4.1 概述

变压器是用于将一种交流电压转变为另一种电压或多种相同与不同电压的电磁式电器,得到了广泛应用。电磁式变压器的主要缺点是最低工作频率受到限制,工作频率低到一定值后,铁心饱和,磁化电流急剧增长;电磁式变压器的另一个缺点是体积、重量大,工作频率越低,体积、重量越大。

电子式直流变压器的发展为新型交流变压器的诞生创造了条件。从运行的角度分析,双向直流变压器是电压极性不变、电流方向可变的两象限变换器,两个双向直流变压器的组合即可构成交流变压器。

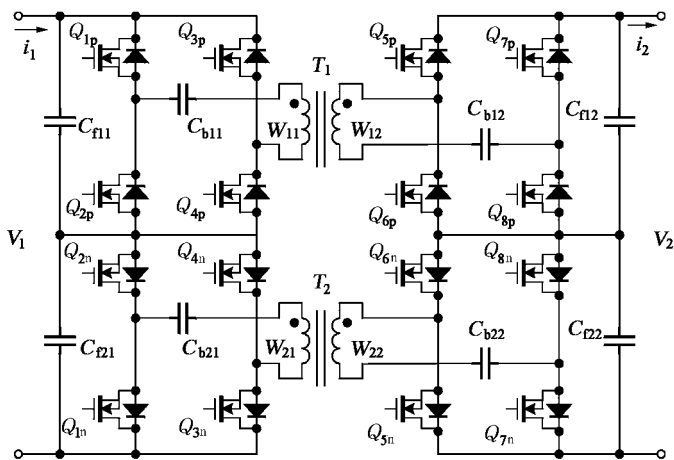
电子式交流变压器有以下特点:① 输入与输出电压成正比关系,输入输出电压间有良好的电气隔离;② 频带宽,能不失真地传输交流直流信号或功率;③ 损耗小效率高;④ 功率密度高,体积、重量仅和传输的最大功率有关,与频率无关;⑤ 不干扰电源和用电设备的工作;⑥ 可以多路输出,适合于各种性质负载。

5.4.2 桥式交流变压器

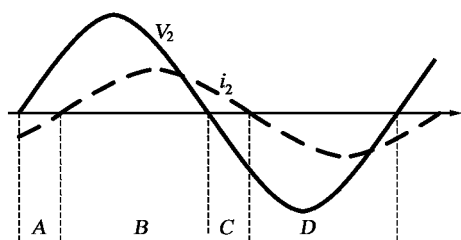
桥式交流变压器由两个图 5.4(b) 的双向桥式直流变压器组合而成,其主电路见图

5.7(a), 图 5.7(b)是其输出电压和电流波形, 变压器的负载为感性。

由图 5.7(a)可见, $Q_{1p} \sim Q_{8p}$ 和变压器 T_1 构成一个双向桥式直流变压器 1, $Q_{1n} \sim Q_{8n}$ 和变压器 T_2 构成另一个双向桥式直流变压器 2, 两者原边(V_1 侧)反向串联, 副边也反向串联。直流变压器 1 仅在电源电压 V_1 的正半周工作, 这时直流变压器 2 原边的二极管 $D_{1n} \sim D_{4n}$ 导通, 构成原边回路; 直流变压器 2 仅在电源电压 V_1 的负半周工作, 这时直流变压器 1 的二极管 $D_{1p} \sim D_{4p}$ 导通, 构成原边回路。



(a) 桥式交流变压器的主电路



(b) 感性负载时的输出波形

$D_{1p} \sim D_{4p}$	$Q_{1p} \sim Q_{4p}$ PWM	$Q_{1p} \sim Q_{4p}$	$D_{1p} \sim D_{4p}$
$Q_{5p} \sim Q_{8p}$ PWM	$D_{5p} \sim D_{8p}$	$D_{5p} \sim D_{8p}$	$Q_{5p} \sim Q_{8p}$
$Q_{1n} \sim Q_{4n}$	$D_{1n} \sim D_{4n}$	$D_{1n} \sim D_{4n}$	$Q_{1n} \sim Q_{4n}$ PWM
$D_{5n} \sim D_{8n}$	$Q_{5n} \sim Q_{8n}$	$Q_{5n} \sim Q_{8n}$ PWM	$D_{5n} \sim D_{8n}$

(c) 开关管和二极管导通规律

图 5.7 桥式交流变压器及其工作波形

感性负载时, 变压器的工作有四种模式, 参见图 5.7(b)。在输入电压 V_1 的正半周有模式 A 和 B。

在模式 A, 输入电压 V_1 为正, 输出电压 V_2 也为正, 因为是感性负载, 电流 i_2 方向与图 5.7(a)中 i_2 的方向相反, i_2 进入直流变压器 1 的 Q_{5p} 或 Q_{7p} , 经 W_{12} , 通过 Q_{6p} 或 Q_{8p} , 再通过直流变压器 2 的 $Q_{5n} \sim Q_{8n}$ 的反并联二极管 $D_{5n} \sim D_{8n}$ 构成副边回路。电流 i_2 通过 $Q_{5p} \sim Q_{8p}$ 时调制成高频电进入 W_{12} , 通过变压器 1 将负载能量返回电源 V_1 , 为了构成电流 i_1 反向通路, $Q_{1n} \sim Q_{4n}$ 应导通。

在模式 B, 输入电压为正, 输出电压 V_2 和电流 i_2 均为正(图 5.7(a) i_2 的箭头方向为正), 为了使 i_2 在副边构成通路, 直流变压器 2 的开关管 $Q_{5n} \sim Q_{8n}$ 应导通。这时, 电源 V_1 的能量通过直流变压器 1 向负载侧馈送。

在输入电压负半周,直流变压器 2 工作,直流变压器 1 的原边构成电流回路。在模式 C,输入电压 V_1 和输出电压 V_2 为负,电流 i_2 为正, i_2 通过 Q_{5n} 或 Q_{7n} ,经 W_{22} 到 Q_{6n} 或 Q_{8n} ,然后通过直流变压器 1 的开关管 $Q_{5p} \sim Q_{8p}$ 的反并联二极管 $D_{5p} \sim D_{8p}$ 构成回路,在 i_2 通过 W_{22} 时将负载能量回馈到电源 V_1 ,此时, $Q_{1p} \sim Q_{4p}$ 应导通,以让 i_1 构成回路。

在模式 D,输入电压 V_1 和输出电压 V_2 仍为负,但电流 i_2 反向,即 i_2 和 V_2 同方向,故 $Q_{5p} \sim Q_{8p}$ 应导通以构成副边回路,原边回路则由 $Q_{1n} \sim Q_{4n}$ 和 $Q_{1p} \sim Q_{4p}$ 的反并联二极管 $D_{1p} \sim D_{4p}$ 构成回路。图 5.7(c) 列表表示了四种工作模式时的开关管和二极管导通规律。

图 5.8 是图 5.7(a) 的简化电路,用一个变压器代替图 5.7(a) 的两个变压器,开关管由单向可控改为双向可控开关。图 5.7(b) 为感性负载时输出电压 V_2 和电流 i_2 波形,输入电压 V_1 和电流 i_1 的波形和 V_2 、 i_2 相同,仅大小不同,即

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{W_2}{W_1} = \frac{1}{K} \tag{5.18}$$

式中, W_1 、 W_2 为变压器原边线圈和副边线圈的匝数, K 为匝比。若不计变压器的损耗,则

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{W_1}{W_2} = K \tag{5.19}$$

图 5.8(c) 是四种工作模式时开关管的导通规律表,由表可知模式 A 和 D 开关管导通规律相同,也就是说开关管导通规律仅取决于电流方向,和电压正负无关。

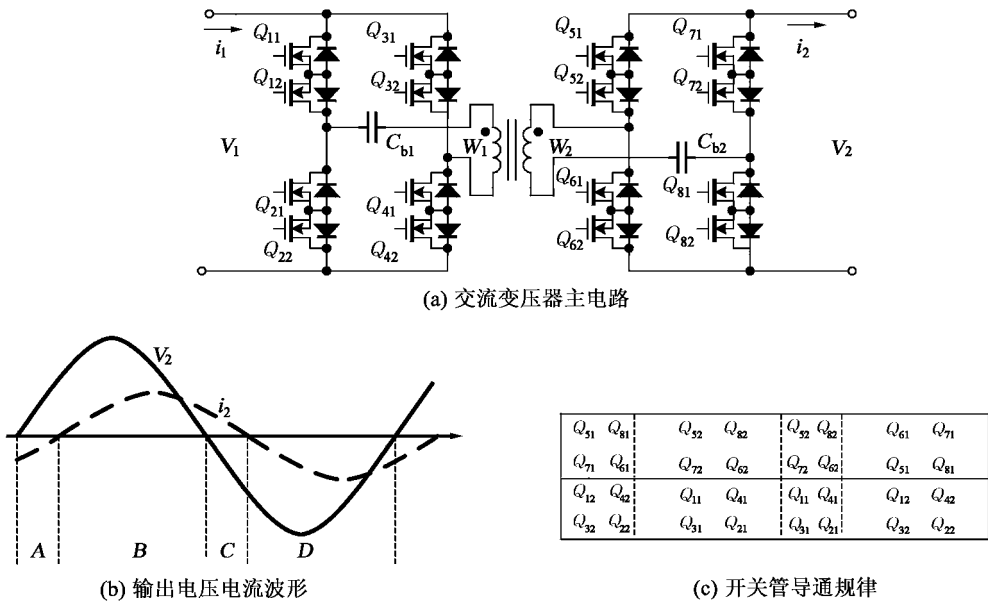


图 5.8 采用双向可控开关的交流变压器

5.4.3 推挽正激交流变压器

两推挽正激双向直流变压器的组合构成推挽正激交流变压器。与桥式交流变压器相比较,推挽正激变压器所用开关器件少一半。图 5.9(a) 是推挽正激交流变压器的主电路图,图中 W_{11} 、 W_{12} 和 W_{13} 、 W_{14} 是变压器 T_1 的原边线圈和副边线圈, W_{21} 、 W_{22} 和 W_{23} 、 W_{24} 是变压

器 T_2 的原边和副边线圈。图 5.9(b) 是输出电压 V_2 和电流 i_2 的波形, 负载为感性。

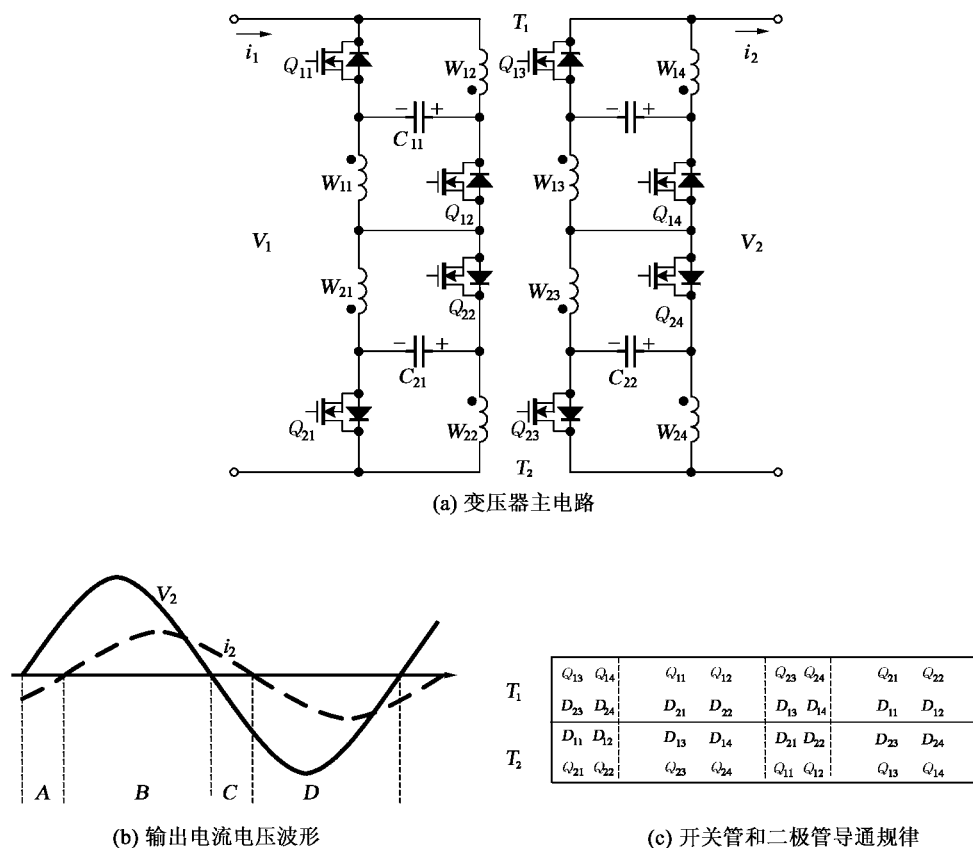


图 5.9 推挽正激交流变压器

该交流变压器在感性负载时也有四个工作模式。模式 B 和 D 为能量传递模式, 能量从 V_1 向 V_2 方向馈送; 模式 A 和 C 为能量返回模式, 贮于负载电感的能量返回电源 V_1 。

在模式 A, 电压 V_1 和 V_2 为正, 电流 i_2 为负 (与图中 i_2 箭头相反), 能量从 V_2 向 V_1 方向传输。 Q_{13} 和 Q_{14} 以 180° 轮流导通, i_2 分别流经 W_{13} 和 W_{14} , 同时通过 W_{23} 、 W_{24} 和 Q_{23} 、 Q_{24} 的反并联二极管构成回路, 因 i_2 同时流过 W_{23} 和 W_{24} , T_2 变压器副边线圈的合成磁势为零, 不在线圈中感应电势。 Q_{13} 导通, W_{13} 通过 i_2 , 在 W_{11} 感应电流经 D_{11} (Q_{11} 的反并二极管) 流回电源 V_1 , Q_{14} 导通时, W_{14} 通过 i_2 , W_{12} 的感应电流经 D_{12} 流回电源 V_1 , 为使电流 i_1 构成回路, 此时 Q_{21} 、 Q_{22} 应同时导通。

在模式 B, 电压 V_1 和 V_2 为正, 电流 i_2 为正, 能量自 V_1 向 V_2 方向传输。 Q_{11} 、 Q_{12} 以 180° 轮流导通, i_1 轮流通过 W_{11} 和 W_{12} , 并经 W_{21} 、 D_{21} 和 D_{22} 、 W_{22} 构成回路。 V_1 加于 W_{11} 时, W_{13} 感应电势使 D_{13} 导通; V_1 加于 W_{12} 时, W_{12} 感应电势使 D_{14} 导通, 这时 Q_{23} 和 Q_{24} 应同时导通, 以便 i_2 构成回路。

模式 C 和模式 A 类似, 此时双向直流变压器 2 将负载贮能返回电源 V_1 。工作模式 D 为能量传输模式, 双向直流变压器 2 将电源 V_1 能量向 V_2 方向传输。图 5.9(c) 是一个开关周期中开关管和二极管的导通规律表。

负载为电阻性, 则模式 A 和 C 不存在, 交流变压器全为能量传递工作方式。在电源电

压 V_1 的正半周, 直流变压器 T_1 将 V_1 能量向 V_2 方向传递; 在 V_1 的负半周, 直流变压器 T_2 将 V_1 能量传递到 V_2 侧。由此可见, 电子式交流变压器中有电流方向检测电路, 其输出用来调整开关管的导通规律。

若负载接在 V_1 侧, V_2 侧为电源, 变压器开关管的导通规律和图 5.9(c) 相同。

通过对桥式和推挽正激交流变压器工作原理的分析可知, 能构成双向直流变压器的电路拓扑, 都可构成交流变压器。

小结

组合式双向直流变换器由不隔离的双向直流变换器和双向直流变压器级联而成, 它没有单级式隔离双向变换器的缺点。组合式双向直流变换器的主要不足是两级结构, 主电路比较复杂。

直流变压器是将一种直流电成比例地转变成另一种或多种直流的电子式变压器, 用高频变压器实现输入与输出间的隔离。直流变压器具有频带宽、效率高和功率密度高等特点。两个双向直流变压器的组合可构成电子式交流变压器, 不仅可用于交流电压的变换, 也可用于直流电压的变换, 适合于各种性质用电设备, 具有和直流变压器相同的特点。

本章参考文献

- 1 张占松. 高频开关稳压电源. 广州: 广东科技出版社, 1992
- 2 林渭勋. 现代电力电子电路. 杭州: 浙江大学出版社, 2002
- 3 丁道宏. 电力电子技术. 北京: 航空工业出版社, 1992
- 4 叶慧贞, 杨兴洲. 开关稳压电源. 北京: 国防工业出版社, 1990
- 5 张占松, 蔡宣三. 开关电源的原理与设计. 北京: 电子工业出版社, 1998
- 6 张军明. 中功率 DC/DC 变流器模块标准化若干关键技术研究: [博士论文]. 杭州: 浙江大学, 2004
- 7 朱成花, 张方华. 两端稳压软开关双向 Buck-Boost 变换器研究. 南京: 南京航空航天大学学报, 36(2), 2004: 226 - 230
- 8 Sable D M, Lee F C. A zero voltage switching bidirectional battery charger/discharger for the NASA EOS satellite. APEC'92: 614 - 621
- 9 Bojrup M, Karlsson P, Alakula M. A dual purpose battery charger for electric vehicle. PESC'98: 565 - 570
- 10 Jain M, Danielle M. A bidirectional dc dc converter topology for low power application. IEEE Trans. PE, 15(4), 2000: 595 - 606
- 11 Matsuo H, Kurkawa F. New solar cell power supply system using a boost type bidirectional dc dc converter. PESC'82: 14 - 19
- 12 张方华. 双向 DC-DC 变换器的研究: [博士论文]. 南京: 南京航空航天大学, 2004