

目 录

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

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

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

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

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

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

第一章 直流开关电源的基本电路拓扑

1.1 概 述

1.1.1 开关电源的分类

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

1.1.2 直流变换器的分类

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

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

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

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

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

没有隔离的变换器可和有隔离的变换器组合得到单个变换器不具备的特性。

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

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

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

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

1.1.3 直流开关电源及其应用

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

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

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

1.1.4 对直流开关电源的要求

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

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

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

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

降低开关电源生产成本和使用费用是提高市场竞争力的主要条件。

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

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

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

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

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

开关电源应有高的电能转换效率、低的噪音、好的电磁兼容性和绝缘性能等。

1.1.5 直流开关电源的发展

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

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

1.2 降压式(Buck)变换器

1.2.1 主电路拓扑和控制方式

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

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

PWM)。

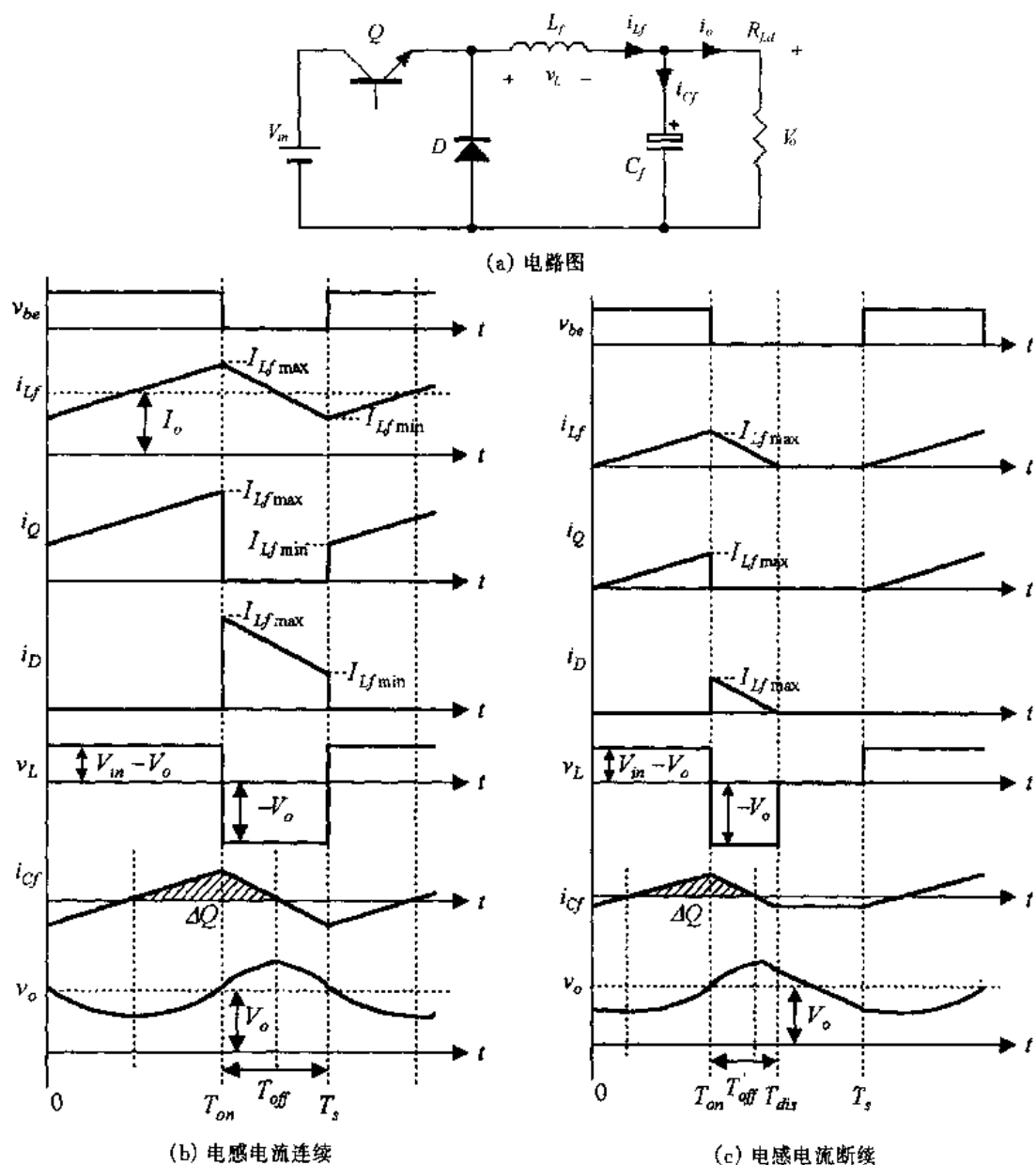


图 1.1 Buck 变换器的电路图及其主要波形

1.2.2 电感电流连续时 Buck 变换器的工作原理和基本关系

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

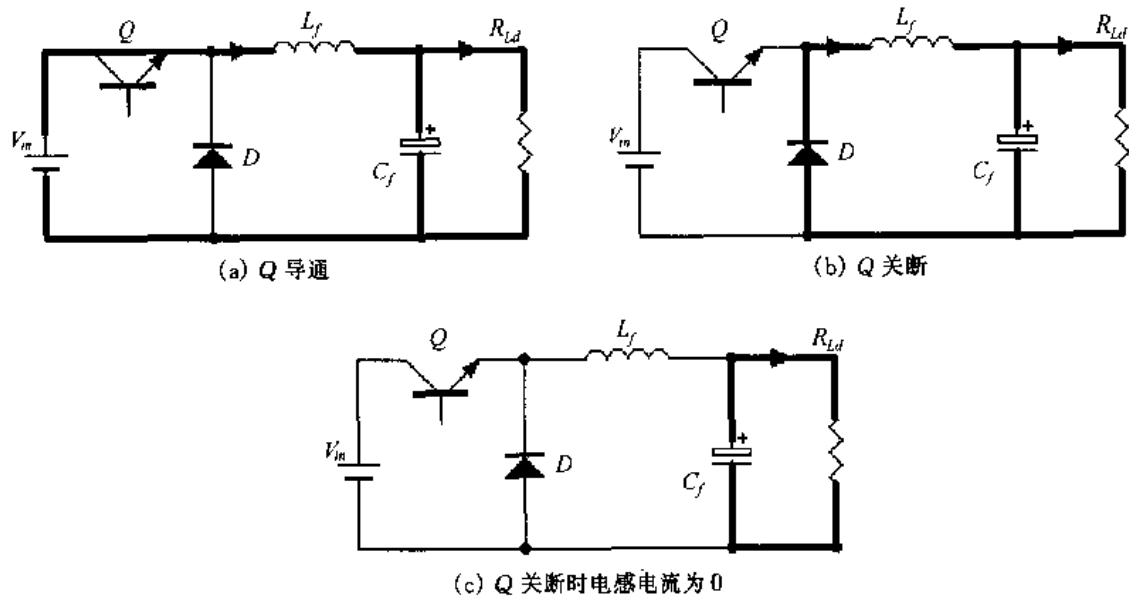


图 1.2 不同开关模式下的等效电路

1. 工作原理

在分析之前,先作如下假定:

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

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

③ 电感和电容均为无损耗的理想储能元件;

④ 不计线路阻抗。

(1) 开关模式 1 $[0, T_{on}]$ [参考图 1.2(a)]

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

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

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

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

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

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

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

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

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

在 $t = T_s$ 时, Q 又导通, 开始下一个开关周期。

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

2. 基本关系

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

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

从式(1.2)和(1.4)中可以得到:

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

上式可简化为:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

流过开关管 Q 和二极管 D 的电流平均值 I_Q 和 I_D 分别为:

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

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

开关管 Q 和二极管 D 的电流最大值与其平均值的比值分别为:

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

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

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

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

电容 C_f 在一个开关周期内的充电电荷 ΔQ 为:

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

那么输出电压的脉动 ΔV_o 为:

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

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

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

开关管和二极管截止时的外加电压等于输入电压 V_{in} , 即

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

1.2.3 电感电流断续时 Buck 变换器的工作原理和基本关系

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

Q 导通期间,电感电流从零开始增加,其增长量 Δi_{L_f} 为:

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

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

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

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

由式(1.21)和(1.22)中可以得到:

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

上式可改写为:

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

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

电感电流断续时变换器输出电流 I_o 仍等于电感电流平均值, 即

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

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

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

1.2.4 电感电流临界连续的边界

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

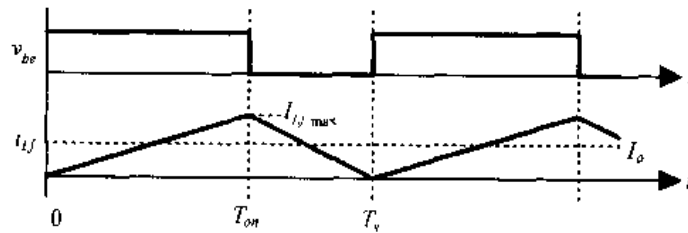


图 1.3 电感电流临界断续

此时负载电流 I_o 和 i_{Lf} 间的关系为:

$$I_o = \frac{1}{2} I_{Lf\max} \quad (1.26)$$

若用 I_{oG} 表示临界电流连续时的负载电流 I_o , 则

$$I_{oG} = I_o = \frac{1}{2} I_{Lf\max} \quad (1.27)$$

又

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

那么

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

1. 输入电压恒定不变 ($V_{in} = \text{const}$)

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

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

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

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

那么

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

将式(1.25)和(1.31)两边相比,得到:

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

整理后,可得:

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

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

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

2. 输出电压恒定不变 ($V_o = \text{const}$)

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

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

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

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

将式(1.36)代入式(1.25),整理后得到:

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

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

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

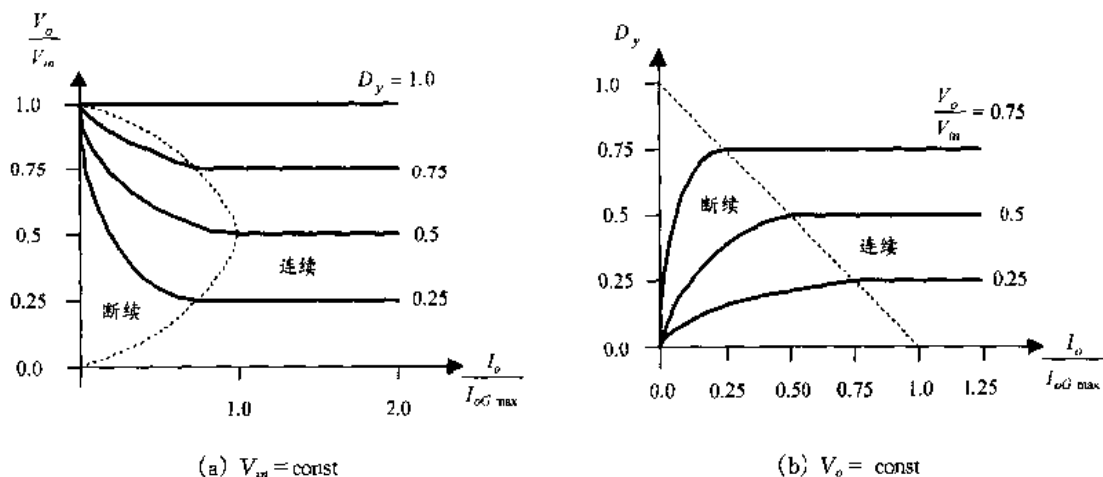
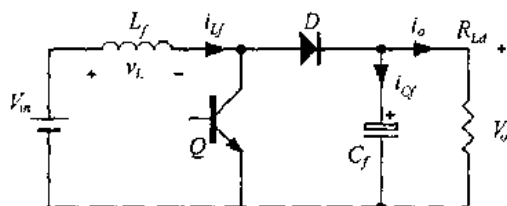


图 1.4 Buck 变换器的外特性

1.3 升压式(Boost)变换器

1.3.1 主电路拓扑和控制方式

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



(a) 主电路图

图 1.5 Boost 变换器的电路图及其主要波形

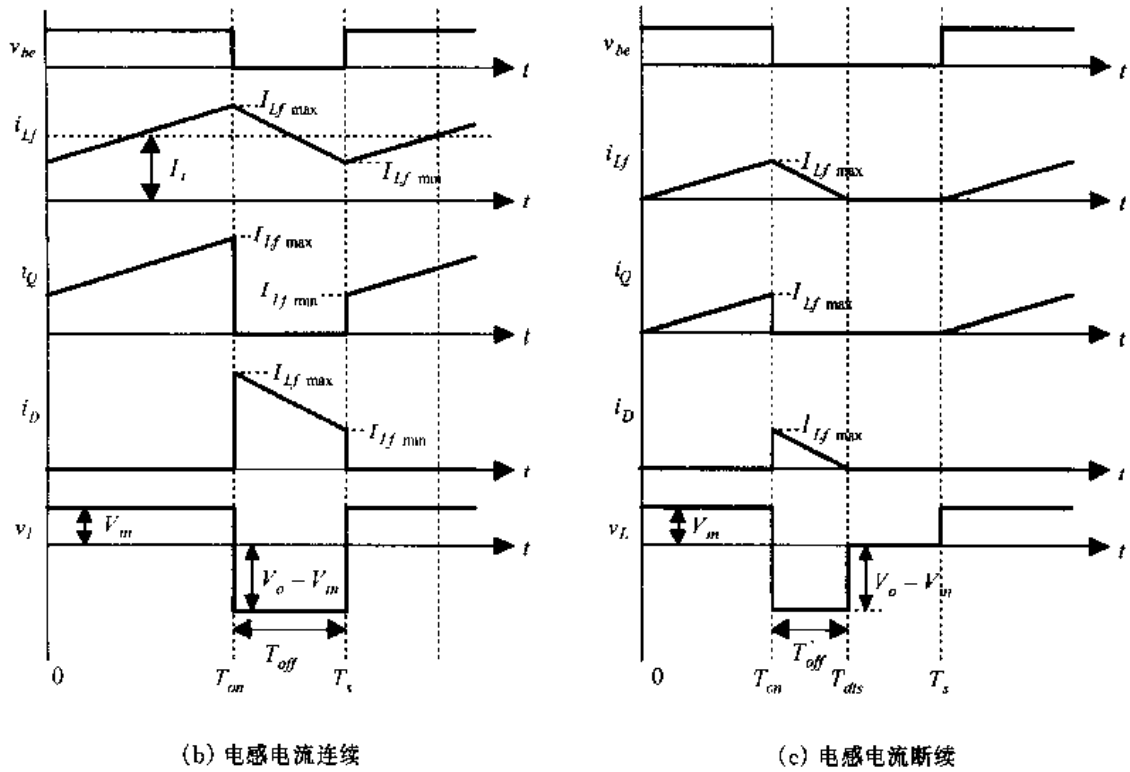


图 1.5(续)

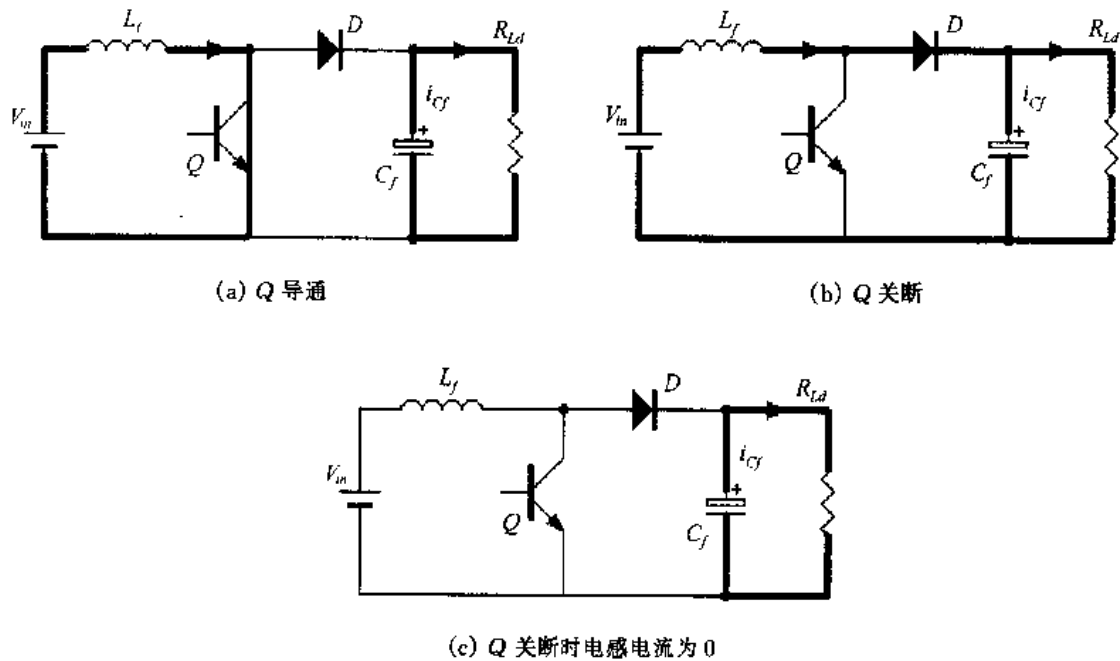


图 1.6 不同开关模式下的等效电路

1.3.2 电感电流连续时 Boost 变换器的工作原理和基本关系

1. 工作原理

(1) 开关模式 1[0, T_{on}] [参考图 1.6(a)]

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

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

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

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

(2) 开关模态 2 [T_{on}, T_s] [参考图 1.6(b)]

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

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

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

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

在 $t = T_s$ 时, Q 又导通,开始另一个开关周期。

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

2. 基本关系

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

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

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

若 Boost 变换器的损耗可忽略,则有

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

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

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

通过 Q 的电流平均值 I_Q 为:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

1.3.3 电感电流断续时 Boost 变换器的工作原理和基本关系

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

Q 导通期间,电感电流从零开始增加,其增长量 Δi_{L_f} 为:

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

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

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

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

由式(1.50)和(1.51)可以得到:

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

如果不计变换器的损耗,则有:

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

变换器输入电流 I_i 等于电感电流平均值 I_{L_f} , 故

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

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

将式(1.53)代入式(1.55), 得:

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

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

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

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

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

1.3.4 电感电流临界连续的边界

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

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

设 I_{oG} 为电感电流临界连续时的负载电流, 那么

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

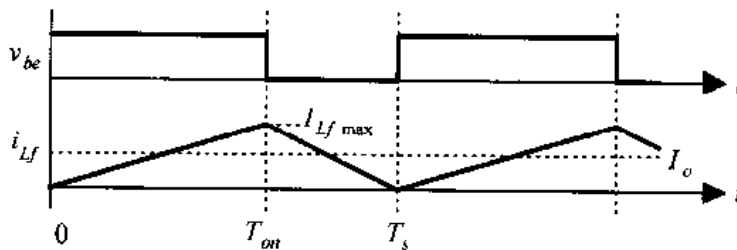


图 1.7 电感电流临界断续

1. 输入电压恒定不变 ($V_{in} = \text{const}$)

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

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

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

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

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

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

2. 输出电压恒定不变 ($V_o = \text{const}$)

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

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

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

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

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

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

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

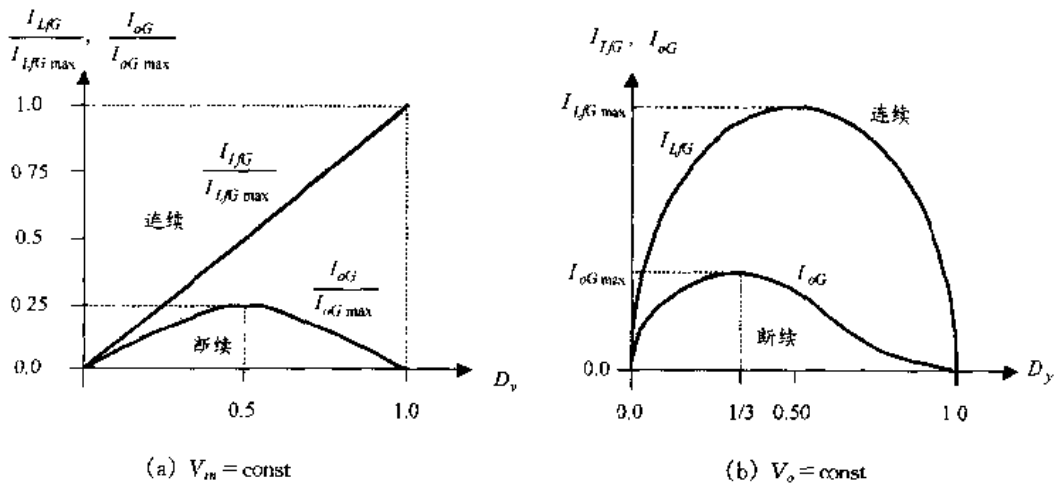
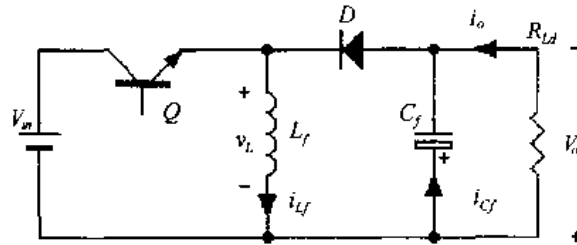


图 1.8 Boost 变换器的电流连续和断续边界

1.4 升降压(Buck/Boost)变换器

1.4.1 主电路拓扑和控制方式

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



(a) 电路图

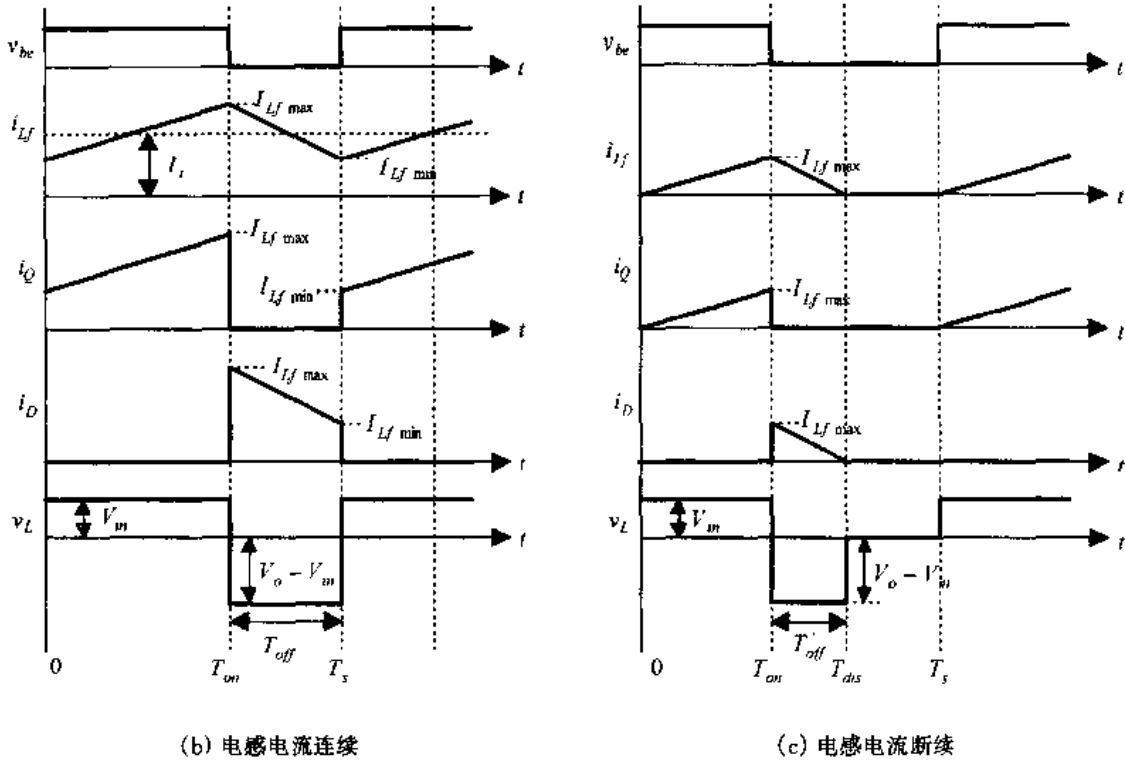


图 1.9 Buck/Boost 变换器的电路图及其主要波形

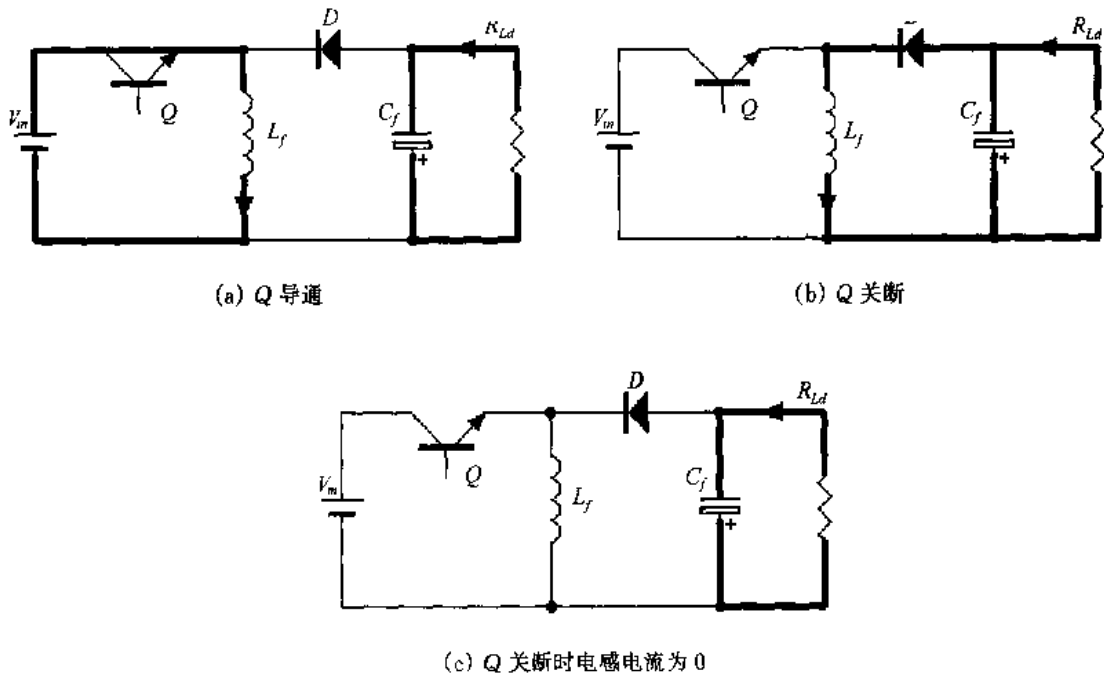


图 1.10 不同开关模式下的等效电路

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

1. 工作原理

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

在 $t = T_s$ 时, Q 又导通, 开始另一个开关周期。

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

2. 基本关系

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

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

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

若该变换器没有损耗, 则有:

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

开关管 Q 截止时, 加于其上的电压 V_Q 为:

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

开关管 Q 开通时, 加于二极管 D 上的电压 V_D 为:

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

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

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

电感电流的平均值可由负载电流 I_o 来求得:

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

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

开关管 Q 和二极管 D 的电流最大值为:

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

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

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

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

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

Q 导通期间,电感电流从零开始增加,其增长量 Δi_{L_f} 为:

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

Q 截止后, i_{L_f} 自 $I_{L_f \max}$ 线性下降,并且在 $T_{dis} = T_{on} + T_{off}'$ 时刻下降到零,即

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

式中 $\Delta D = T_{off}'/T_s$,电感电流断续时 $\Delta D < (1 - D_y)$ 。

由式(1.80)和(1.81)可以得到:

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

如果不计变换器的损耗,则有:

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

变换器输出电流 I_o 可表示为:

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

将式(1.80)和(1.82)代入式(1.84),得:

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

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

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

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

将式(1.85)代入上式,整理后得:

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

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

作时仅由输出功率 P_o 确定。

1.4.4 电感电流临界连续的边界

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

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

设 I_{oG} 为电感电流临界连续时的负载电流, 那么

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

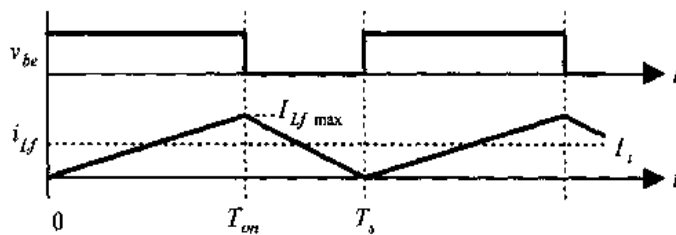


图 1.11 电感电流临界断续

1. 输入电压恒定不变 ($V_{in} = \text{const}$)

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

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

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

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

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

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

2. 输出电压恒定不变 ($V_o = \text{const}$)

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

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

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

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

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

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

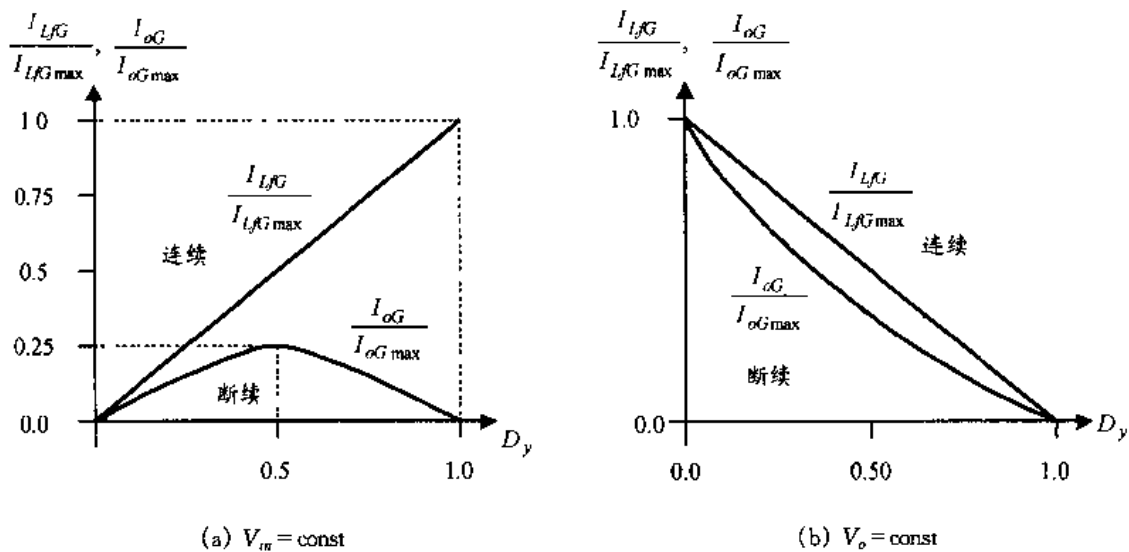


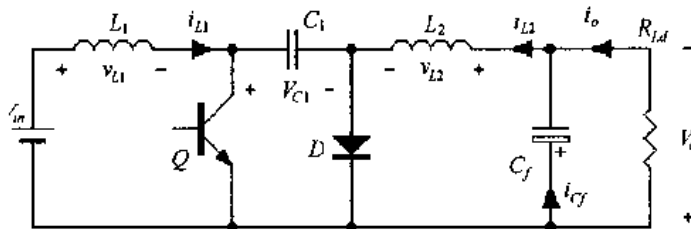
图 1.12 Buck/Boost 变换器的电流连续和断续边界

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

1.5 Cuk 变换器

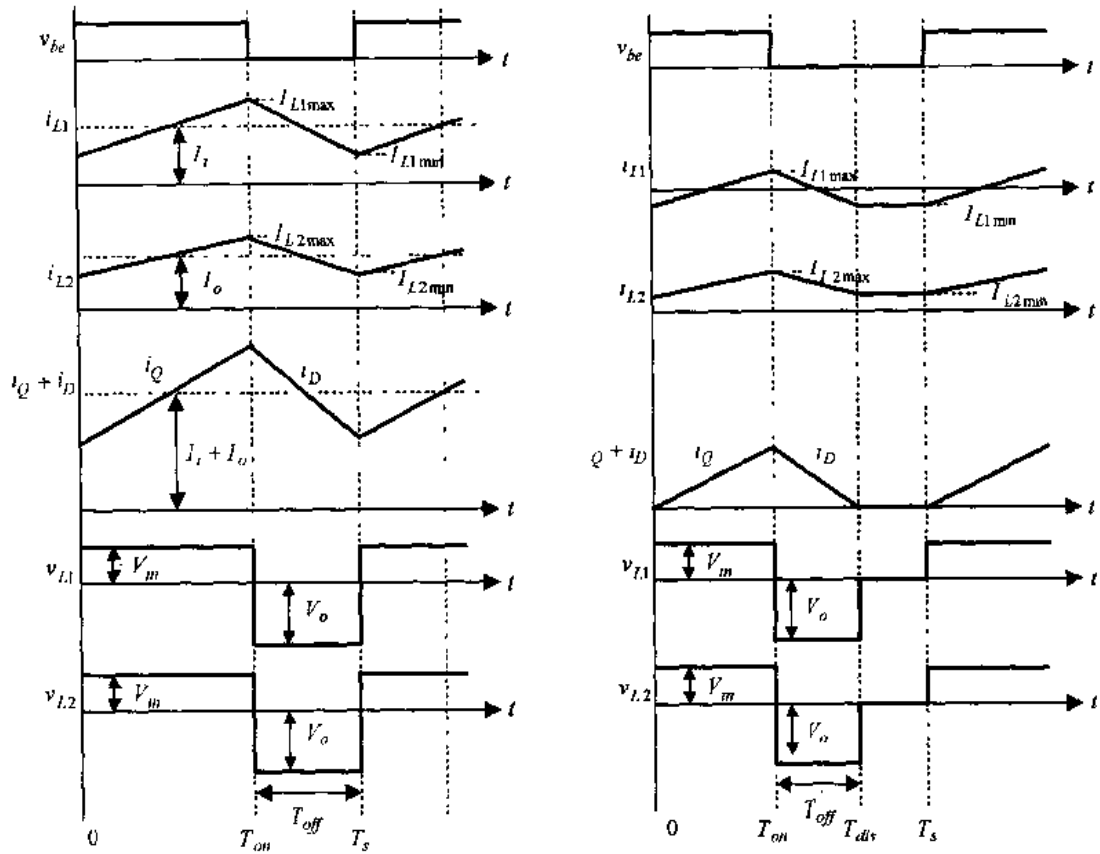
1.5.1 主电路拓扑和控制方式

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



(a) 电路图

图 1.13 Cuk 变换器的电路图及其主要波形

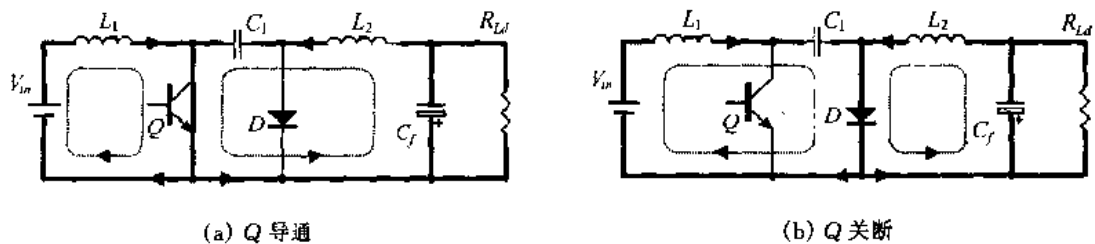


(b) 电流连续

(c) 电流断续

图 1.13(续)

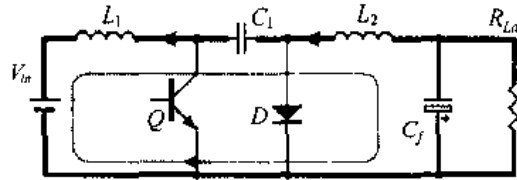
Cuk 变换器也有电流连续和断续两种工作方式。但与前三种变换器不同,这里不是指电感电流的断续,而是指流过二极管的电流连续或断续。在一个开关周期中开关管 Q 的截止时间 $(1 - D_y)T_s$ 内,若二极管电流总是大于零,则为电流连续;若二极管电流在一段时间内为零,则为电流断续工作;若二极管电流在 $t = T_s$ 时刚降为零,则为临界连续工作方式。图 1.13(b)和(c)分别给出了电流连续和断续时的主要波形图。图 1.14 给出了 Cuk 变换器在不同开关模态时的等效电路。当电感电流连续时,Cuk 变换器存在两种开关模态,如图 1.14(a)和(b)所示;而当电感电流断续时,Cuk 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



(a) Q 导通

(b) Q 关断

图 1.14 不同开关模态下的等效电路



(c) Q 关断时二极管电流为 0

图 1.14(续)

1.5.2 电流连续时 Cuk 变换器的工作原理和基本关系

1. 工作原理

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

在 $t = T_s$ 时, Q 又导通, 开始另一个开关周期。

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

2. 基本关系

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

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

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

假定变换器的损耗为零, 可得:

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

开关管和二极管在截止时所承受的电压为:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

1.5.3 电流断续时 Cuk 变换器的工作原理和基本关系

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

因 $|I_{L1\min}| = I_{L2\min} = I_{L\min}$, 故上式可写成:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

1.5.4 两电感有耦合的 Cuk 变换器

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

设变换器在电流连续状态下工作, 不计损耗, 则在 Q 导通期间有下式:

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

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

在 Q 截止期间有:

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

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

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

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

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

将上式代入式(1.128), 消去 Δi_{L2} , 得:

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

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

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

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

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

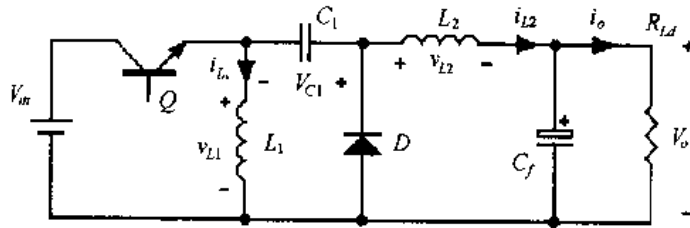
式中 $L_{e2} = L_2 \frac{1-k^2}{1-\frac{k}{r}}$ 。

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

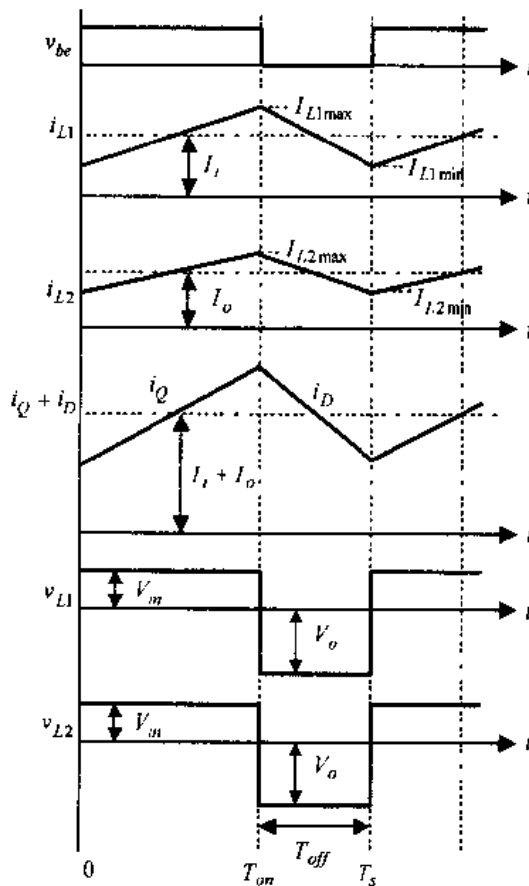
1.6 Zeta 变换器

1.6.1 主电路拓扑和控制方式

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



(a) 电路图



(b) 电流连续时的主要波形

图 1.15 Zeta 变换器的电路图及其主要波形

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

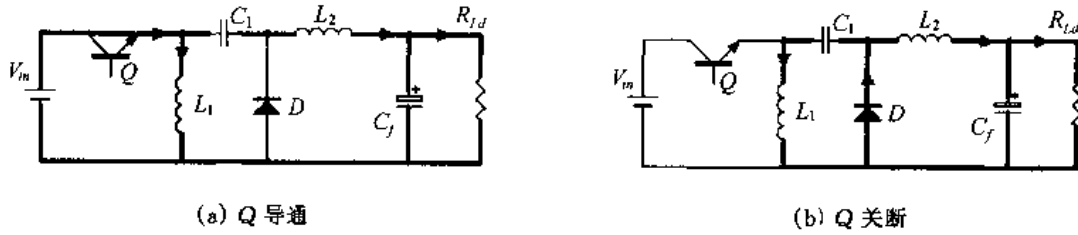


图 1.16 不同开关模式下的等效电路

1.6.2 电流连续时 Zeta 变换器的工作原理和基本关系

1. 工作原理

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

在 $t = T_s$ 时, Q 又导通, 开始另一个开关周期。

2. 基本关系

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

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

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

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

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

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

电感 L_2 的平均电流等于变换器输出电流 I_o , 即

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

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

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

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

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

Q 和 D 上承受的电压为:

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

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

$$\Delta V_o = \frac{(1 - D_y) V_o}{8 L_2 C_{f3} f_s^2} \quad (1.150)$$

1.6.3 电流断续时 Zeta 变换器的工作原理和基本关系

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

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

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

在电流断续工作状态,由电感 L_1 和 L_2 上电压伏秒面积平衡,有:

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

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

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

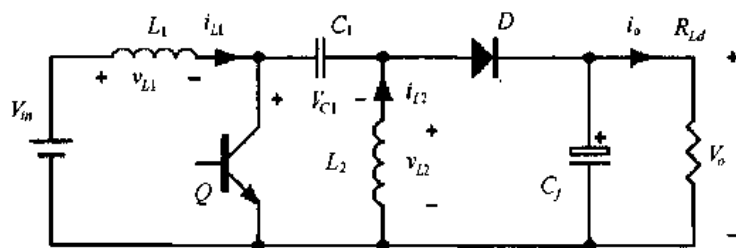
联解上面两式,可得:

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

1.7 Sepic 变换器

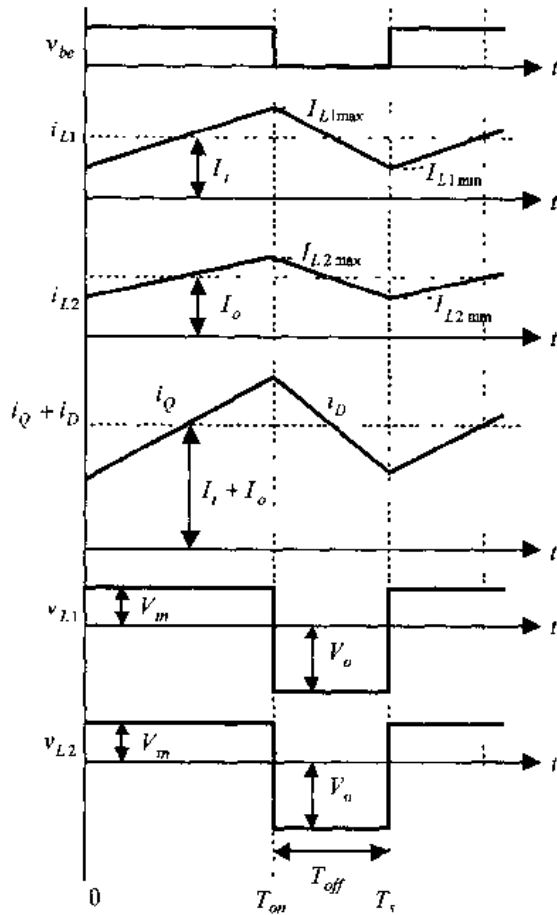
1.7.1 主电路拓扑和控制方式

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



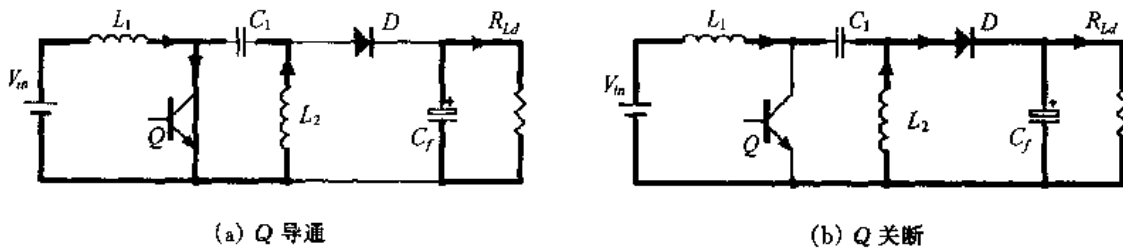
(a) 电路图

图 1.17 Sepic 变换器的电路图及其主要波形



(b) 电流连续时的主要波形

图 1.17(续)



(a) Q 导通

(b) Q 关断

图 1.18 不同开关模式下的等效电路

1.7.2 电流连续时 Sepic 变换器的工作原理和基本关系

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

1. 工作原理

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

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

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

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

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

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

(2) 开关模态 2 [T_{on}, T_s][参考图 1.18(b)]

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

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

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

2. 基本关系

由作用在 L_1 上电压伏秒面积平衡原理, 可得:

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

作用于 L_2 上的电压伏秒面积平衡关系为:

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

由上面两式, 可得:

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

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

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

开关管 Q 和二极管 D 承受的电压为:

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

Q 导通时, 流过它的电流为:

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

D 导通时流过的电流为:

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

变换器输入电流 I_i 等于电感 L_1 电流的平均值 I_{L1} :

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

由图 1.17 可知,负载电流 I_o 是流过 D 电流的平均值,即

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

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

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

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

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

1.8 正激(Forward)变换器

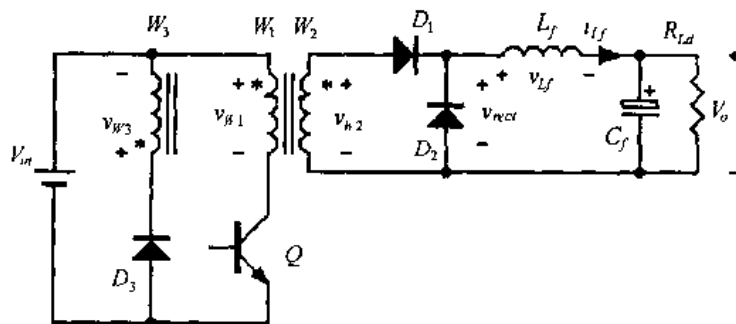
具有隔离的直流变换器也可按单管、两管和四管分类。单管隔离直流变换器有正激(Forward)和反激(Flyback)两种。双管隔离变换器有推挽(Push-pull)和半桥(Half-bridge)两种。当然,也有双管 Forward 变换器和双管 Flyback 变换器,这两种变换器的工作原理与单管构成的变换器基本类似。单管和双管 Forward 变换器在变压器磁复位的机理上有所不同。四管隔离直流变换器只有桥式(Full-bridge)一种。

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

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

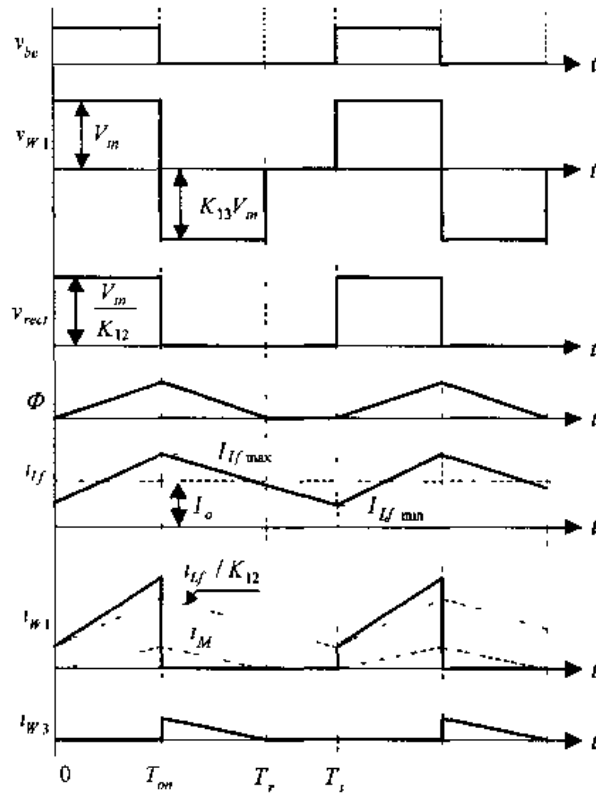
1.8.1 主电路拓扑和控制方式

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



(a) 电路图

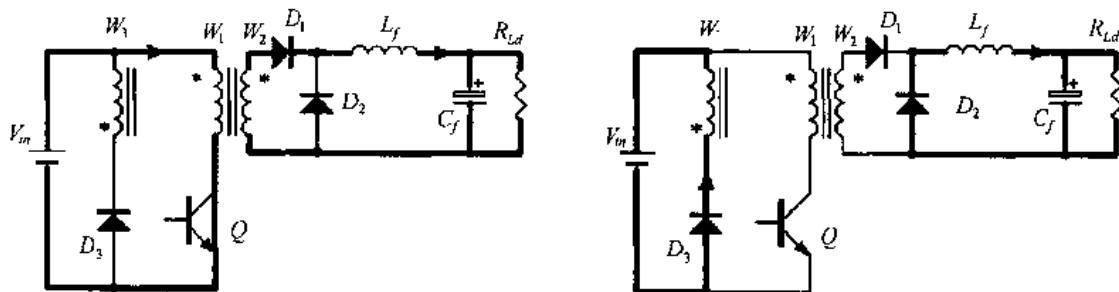
图 1.19 Forward 变换器的主要电路及其主要波形



(b) 主要波形

图 1.19(续)

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



(a) Q 导通

(b) Q 关断

(c) Q 关断, 磁复位完成

图 1.20 不同开关模式下的等效电路

1.8.2 电流连续时 Forward 变换器的工作原理和基本关系

1. 工作原理

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

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

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

在此开关模态中, 铁芯磁通 Φ 的增长量为:

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

变压器的励磁电流 i_M 从 0 开始线性增加:

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

式中, L_M 是原边绕组的励磁电感。

那么副边绕组 W_2 上的电压为:

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

式中, $K_{12} = W_1/W_2$ 是原边与副边绕组的匝比。

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

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

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

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

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

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

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

这样原边绕组和副边绕组上的电压分别为:

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

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

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

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

在此开关模态中,加在 Q 上的电压 V_Q 为:

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

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

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

铁芯磁通 Φ 的减小量为:

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

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

励磁电流 i_M 从原边绕组中转移到复位绕组中,并且开始线性减小。

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

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

(3) 开关模态 3 [T_r, T_s] [参考图 1.20(c)]

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

2. 基本关系

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

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

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

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

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

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

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

在 Q 导通、铁芯磁化时,续流二极管 D_2 上的电压 V_{D2} 为:

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

在 Q 截止、铁芯去磁时,整流二极管 D_1 上的电压 V_{D1} 为:

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

二极管 D_3 上的电压 V_{D3} 在 Q 导通、铁芯磁化时求得:

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

电感电流 i_{L_f} 的最大值为:

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

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

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

流过开关管的电流的最大值 $I_{Q \max}$ 为:

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

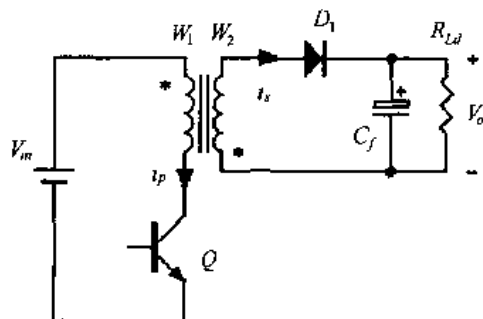
变压器的引入,不仅实现了电源侧与负载侧间的电气隔离,也使该变换器的输出电压可以高于电源电压,或低于电源电压,还可实现多输出。而 Q 的占空比可在比较合理的范围内变化,通常选择在 0.45 上下变化,这时在同样输出功率下, Q 的计算功率较小。计算功率 P_c 是 Q 上电压值与通过它的电流平均值的乘积。

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

1.9 反激(Flyback)变换器

1.9.1 主电路拓扑和控制方式

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



(a) 电路图

图 1.21 Flyback 变换器的电路图及其主要波形

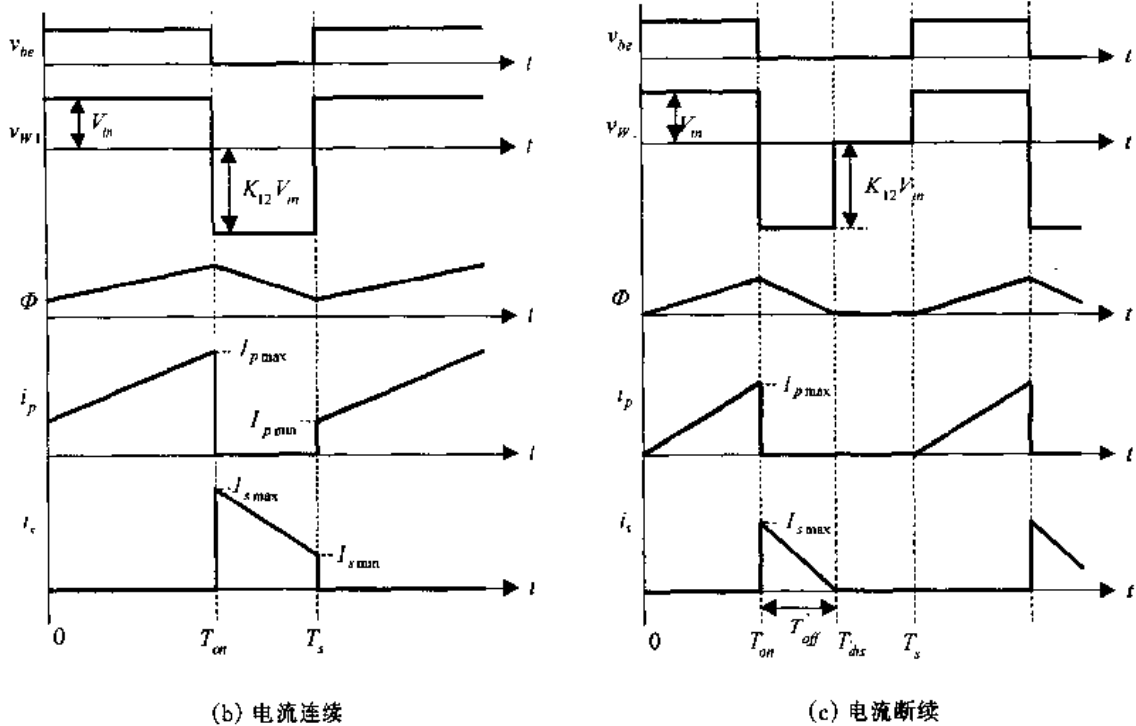


图 1.21(续)

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

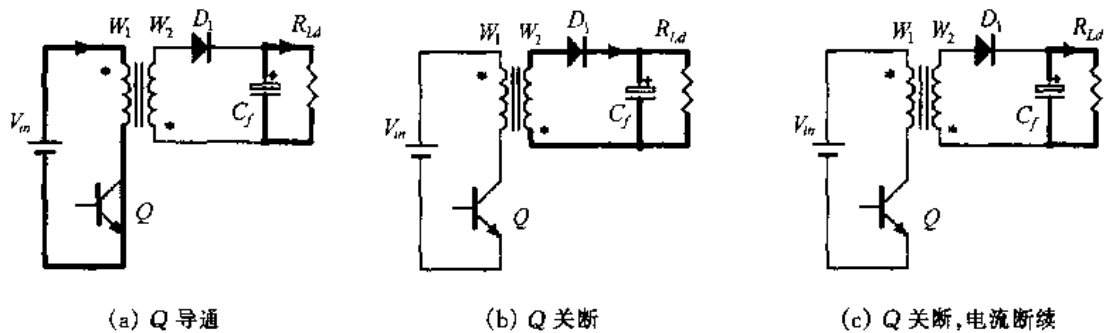


图 1.22 不同开关模式下的等效电路

1.9.2 电流连续时 Flyback 变换器的工作原理和基本关系

1. 工作原理

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

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

的感应电压为 $v_{w2} = -\frac{W_2}{W_1} V_{in}$, 其极性为“*”端为“正”, 使二极管 D_1 截止, 负载电流由滤波电容 C_f 提供。此时变压器的副边绕组开路, 只有原边绕组工作, 相当于一个电感, 其电感量为 L_1 , 因此原边电流 i_p 从 I_{pmin} 开始线性增加, 其增长率为:

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

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

$$I_{pmax} = I_{pmin} + \frac{V_{in}}{L_1} D_y T_s \quad (1.193)$$

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

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

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

在 $t = T_{on}$ 时, 开关管 Q 关断, 原边绕组开路, 副边绕组的感应电势反向, 其极性为“*”端为“负”, 使二极管 D_1 导通, 储存在变压器磁场中的能量通过 D_2 释放, 一方面给 C_f 充电, 另一方面向负载供电。此时变压器只有副边绕组工作, 相当于一个电感, 其电感量为 L_2 。副边绕组上的电压为 $v_{w2} = V_o$, 副边电流 i_s 从 I_{smax} 线性下降, 其下降速度为:

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

在 $t = T_s$ 时, i_s 达到最小值 I_{smin} 。

$$I_{smin} = I_{smax} - \frac{V_o}{L_2} (1 - D_y) T_s \quad (1.196)$$

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

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

2. 基本关系

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

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

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

若 $K_{12} = 1$, 则有:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

根据变压器的工作原理,有下面两个表达式:

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

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

由式(1.193)和式(1.202)~(1.204)可得:

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

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

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

1.9.3 电流断续时 Flyback 变换器的工作原理和基本关系

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

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

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

在 $D_y = 0.5$ 时, I_{oC} 达到最大值:

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

于是式(1.207)可写成:

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

这就是电感电流临界连续的边界。

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

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

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

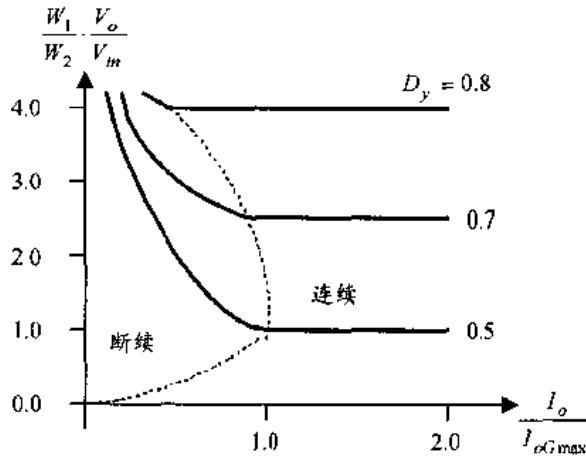


图 1.23 Flyback 变换器的外特性曲线

1.10 推挽(Push-pull)变换器

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

1.10.1 推挽逆变器

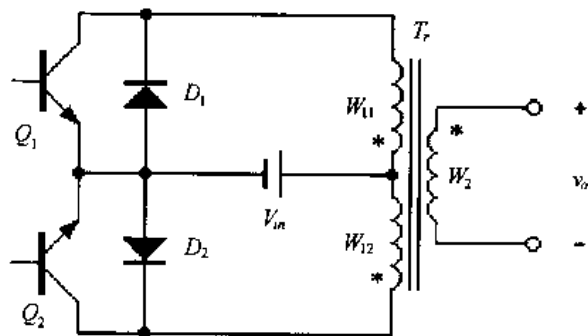
图 1.24 是推挽逆变器的主电路及其主要波形图, 逆变器由具有中心抽头的变压器、两只开关管 Q_1 和 Q_2 与两只二极管 D_1 和 D_2 构成, 是完全对称的结构, 且 Q_1 和 Q_2 的发射极接电源负, 驱动十分方便, 不必隔离。变压器两个原边绕组匝数相等, 即 $W_{11} = W_{12} = W_1$, 副边绕组匝数为 W_2 。

1. Q_1 和 Q_2 180° 互补导通工作

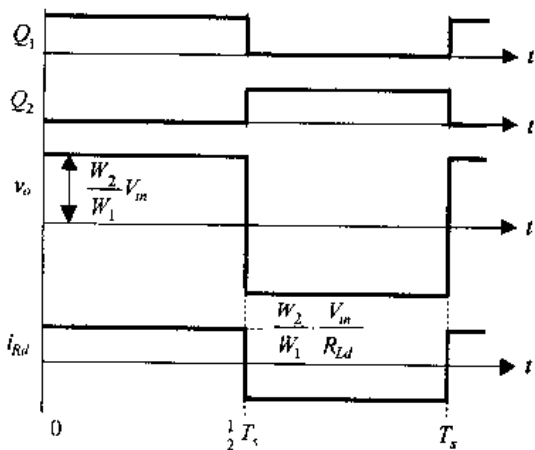
图 1.24(b)和(c)是 Q_1 和 Q_2 工作在 180° 互补导通时的波形。当 Q_1 导通时, 电源电压 V_{in} 加在 W_{11} 上, 在 W_{11} 中感应出与 V_{in} 相等的电势, “*”端为“正”极性。 Q_2 导通时, V_{in} 加于 W_{12} 上, W_{12} 的电势“*”端为“负”极性, 故 W_2 绕组中的电势为一个 180° 宽的方波交变电势, 幅值为 $E_{W2} = \frac{W_2}{W_1} V_{in}$ 。开关管 Q_1 和 Q_2 关断时它们的电压为 $V_{Q1} = V_{Q2} = V_{in} + e_1$, e_1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

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

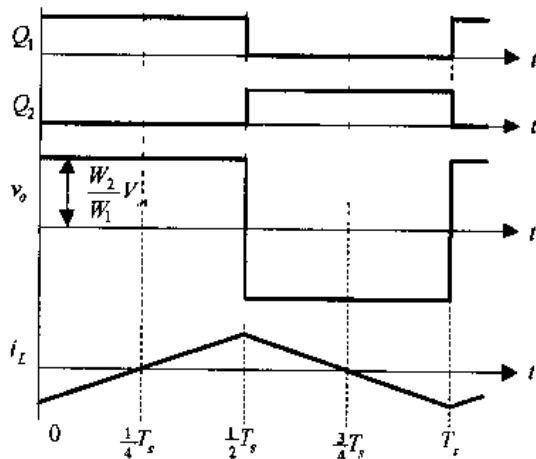
在输出电压 v_o 的正半周, i_L 为正时, 电源能量向负载输送, 折算到原边的负载电流通过 Q_1 ; i_L 为正而 v_o 变负, 即 Q_1 截止、 Q_2 导通时, 原来在 W_{11} 中的电流因 Q_1 关断而转移到 W_{12} 中, 电流方向不变, 故实际上由 D_2 续流。当 $t = \frac{3}{4} T_s$ 时, i_L 降为零, 然后通过 Q_2 反向增长。由此可见, 纯电阻负载时, 只有开关管中有电流; 感性负载时, 开关管和二极管中都有电流通过, 但是任一时刻只有一个器件通电。



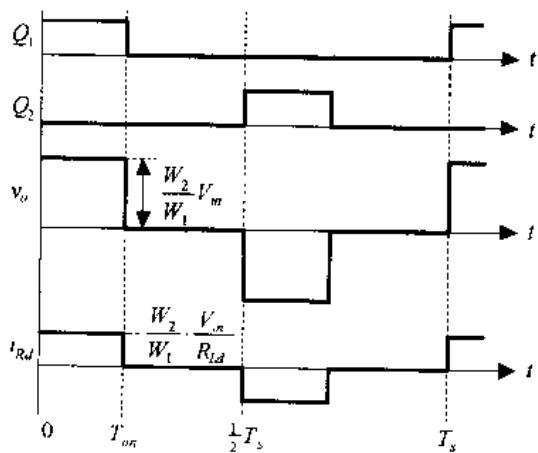
(a) 主电路



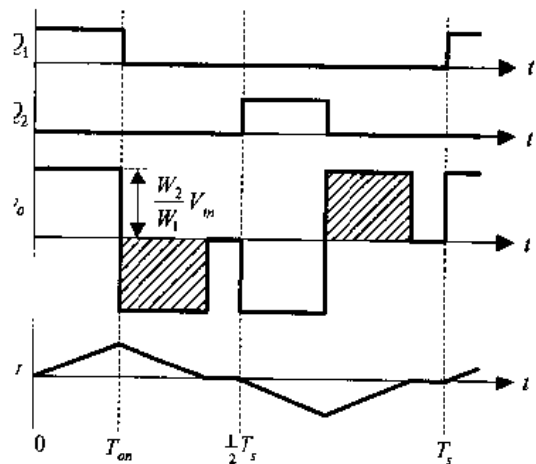
(b) 180°方波输出电阻负载



(c) 180°方波输出电感负载



(d) 小于 180°方波输出电阻负载



(e) 小于 180°方波输出电感负载

图 1.24 推挽逆变器的主电路及其主要波形

2. Q_1 和 Q_2 导通时间小于 180°

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

1.10.2 推挽变换器

1. 工作原理

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

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

2. 基本关系

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

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

开关管 Q_1 和 Q_2 上的电压为:

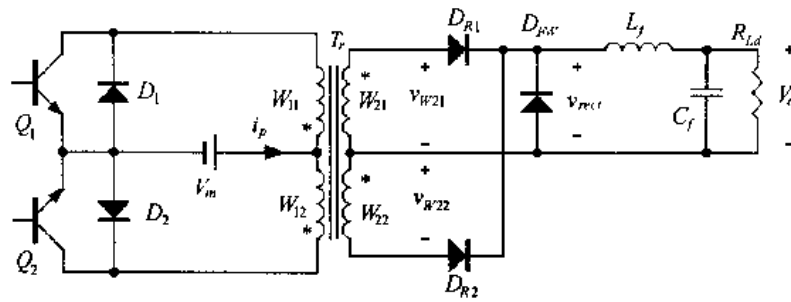
$$V_{Q1} = V_{Q2} = 2V_{in} \quad (1.212)$$

二极管 D_1 和 D_2 上的电压为:

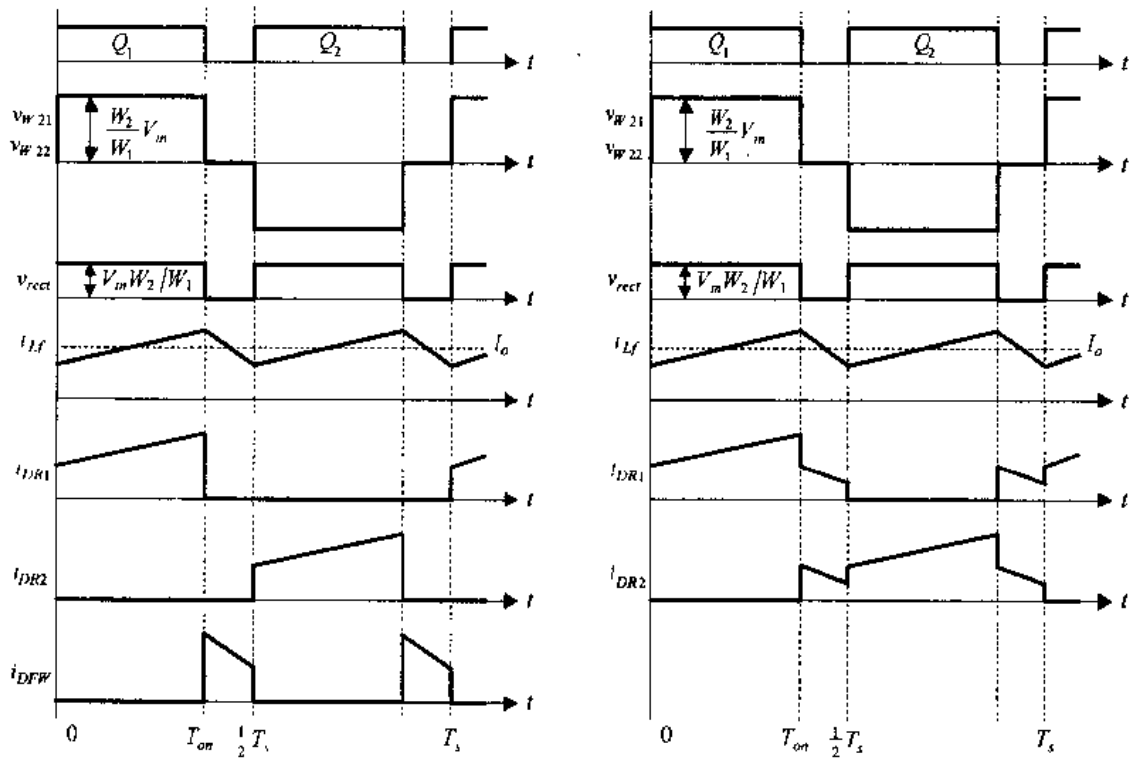
$$V_{D1} = V_{D2} = V_{Q1} = 2V_{in} \quad (1.213)$$

整流管 D_{R1} 和 D_{R2} 上电压为:

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



(a) 主电路



(b) 有续流二极管时的主要波形

(c) 没有续流二极管时的主要波形

图 1.25 推挽直流变换器的主电路及其主要波形

续流二极管 D_{FW} 上的电压为：

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

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

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

Δi_{Lf} 是电感电流脉动量：

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

故

$$I_{DR1\max} = I_{DR2\max} = I_{DFW\max} = I_o + \frac{W_2}{W_1} \cdot \frac{V_{in}}{4L_s f_s} \cdot D_y \quad (1.218)$$

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

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

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

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

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

1.10.3 推挽变换器的铁芯偏磁

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

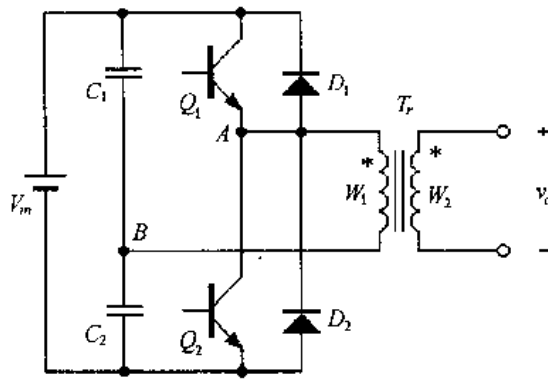
1.11 半桥(Half-bridge)直流变换器

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

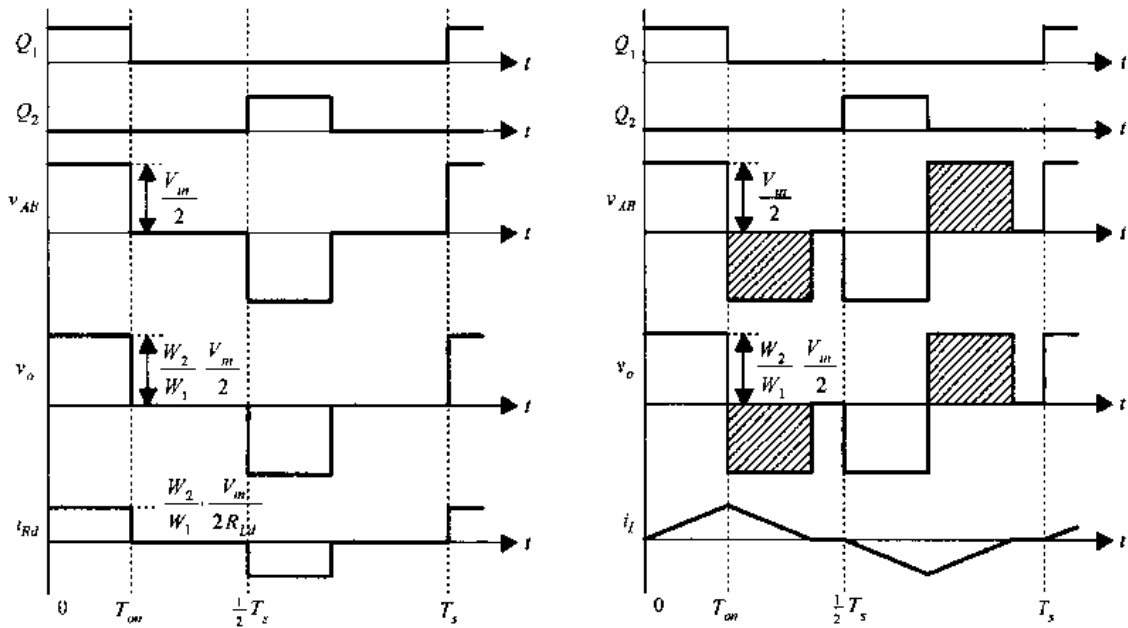
1.11.1 半桥逆变器

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

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



(a) 主电路



(b) 输出端接电阻负载

(c) 输出端接电感负载

图 1.26 半桥逆变器的主电路及其主要波形

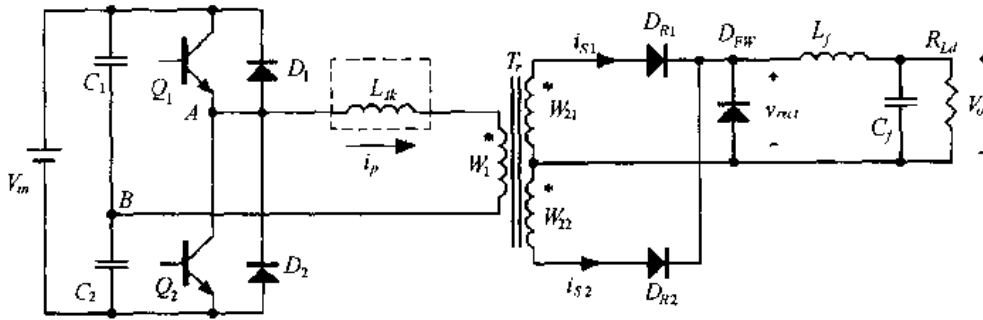
若输出端接电阻负载 R_{Ld} , 则负载电流波形和 v_o 相同, 幅值 $I_{Rd} = \frac{V_o}{R_{Ld}}$, 如图 1.26(b) 所示。若输出端接电感 L , 则电感电流 i_L 为三角波, 在 Q_1 或 Q_2 导通期间, 在 v_c 作用下, i_L 线性增长, $I_{Lmax} = \frac{V_{in}}{2L_f} \cdot \frac{W_2}{W_1} D_y$, D_y 是 Q_1 和 Q_2 的占空比, $D_y = \frac{T_{on}}{T_s/2}$ 。 Q_1 截止后, i_L 维持原方向流动, 故变压器原边电流经 D_2 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

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

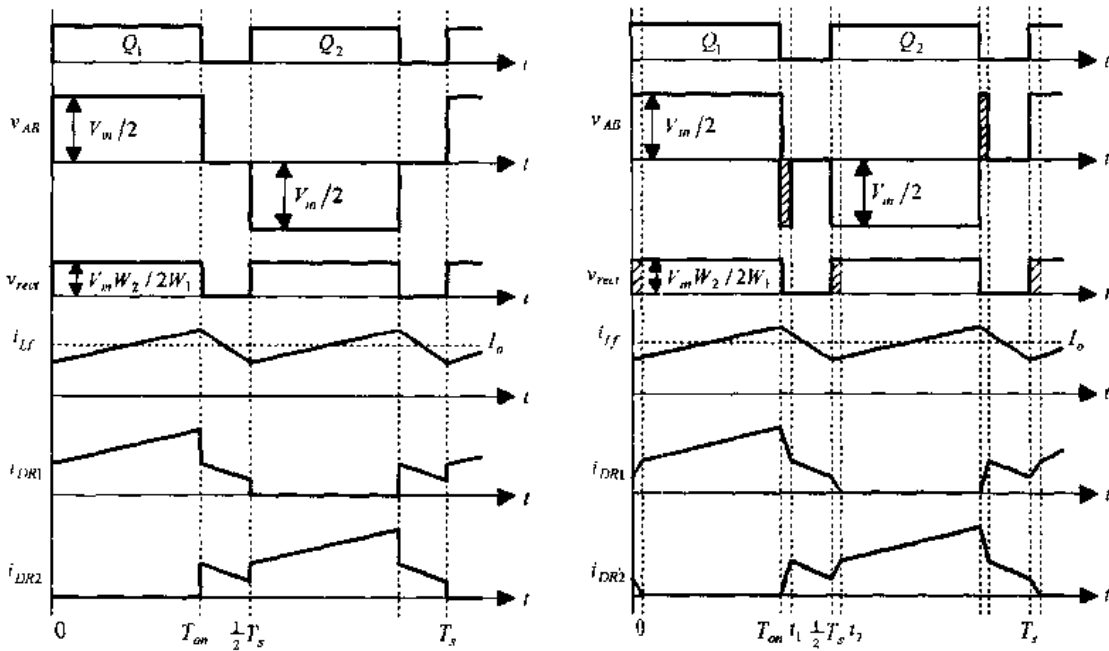
1.11.2 半桥直流变换器

1. 工作原理

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



(a) 主电路



(b) 不考虑变压器漏感

(c) 考虑变压器漏感

图 1.27 半桥变换器的主要电路及其主要波形

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

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

2. 基本关系

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

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

开关管 Q_1 和 Q_2 上的电压为:

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

二极管 D_1 和 D_2 上的电压为:

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

整流管 D_{R1} 和 D_{R2} 上电压为:

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

滤波电感电流 i_{Lf} 的平均值就是负载电流 I_o , 即

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

i_{Lf} 的脉动频率是开关频率 f_s 的二倍, 即

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

通过 D_{R1} 、 D_{R2} 的电流最大值为:

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

Δi_{Lf} 是电感电流脉动量:

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

故

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

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

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

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

D_2 的最大电流为 I_{pmax} 。

1.11.3 考虑漏感时半桥直流变换器的工作原理

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

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

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

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

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

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

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

1.12 全桥(Full-bridge)直流变换器

全桥直流变换器由全桥逆变器、高频变压器和输出整流滤波电路组成,也属于直流一

交流一直流变换器。

1.12.1 全桥逆变器

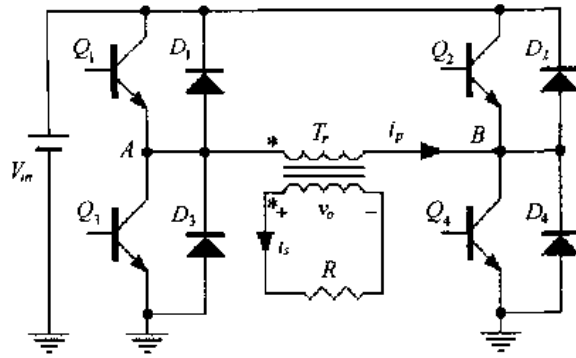
全桥逆变器的主电路如图 1.28 所示,由四只功率管 $Q_1 \sim Q_4$,反并联二极管 $D_1 \sim D_4$ 和输出变压器 T_r 等构成。输入直流电源电压为 V_{in} ,输出交流电压为 v_o 。变压器 T_r 的原边绕组接于 AB 两端,变压器原边绕组匝数为 W_1 ,副边绕组匝数为 W_2 ,变比为 $K = W_1/W_2$ 。全桥逆变器有双极性控制、有限双极性控制和移相控制三种控制方式。

1. 双极性控制方式

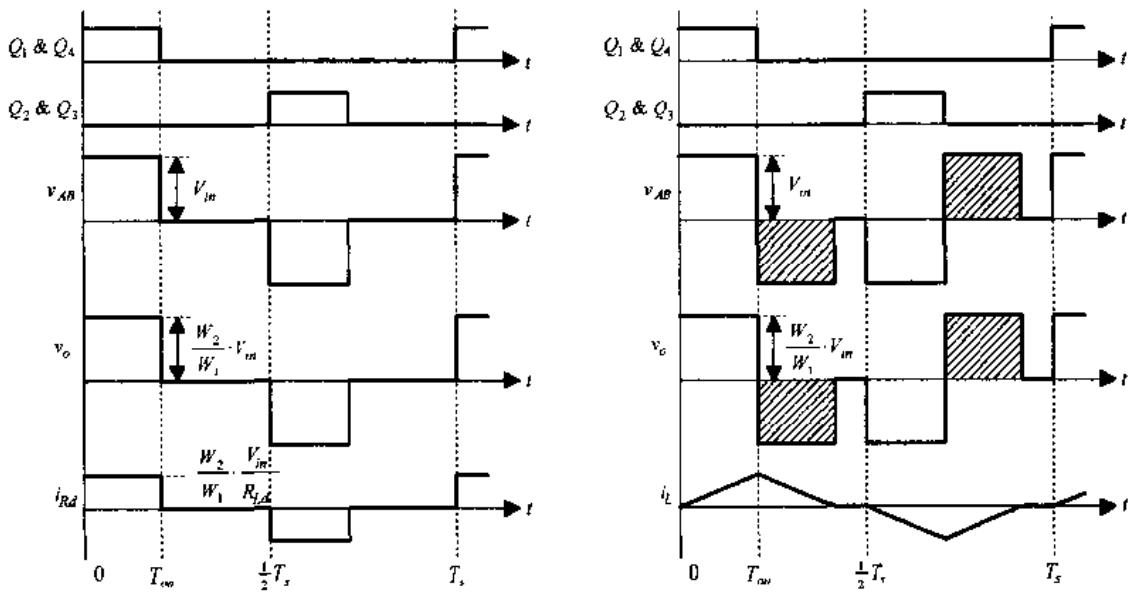
图 1.28(b)和(c)给出了双极性控制方式下的波形。开关管为脉宽调制(PWM)工作方式,在一个开关周期 T_s 的前半周, Q_1 和 Q_4 导通时间为 T_{on} , D_y 为占空比, $D_y = \frac{T_{on}}{T_s/2}$;后半周期为 Q_2 和 Q_3 导通,导通时间也为 T_{on} 。 Q_1 和 Q_4 导通时,若不计开关管通态压降,则变压器原边绕组上电压为 $v_{AB} = V_{in}$; Q_2 和 Q_3 导通时 $v_{AB} = -V_{in}$; Q_1 和 Q_4 与 Q_2 和 Q_3 均截止时, $v_{AB} = 0$ 。故变压器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

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

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



(a) 主电路



(b) 电阻负载

(c) 电感负载

图 1.28 双极性控制方式

2. 有限双极性控制方式

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

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

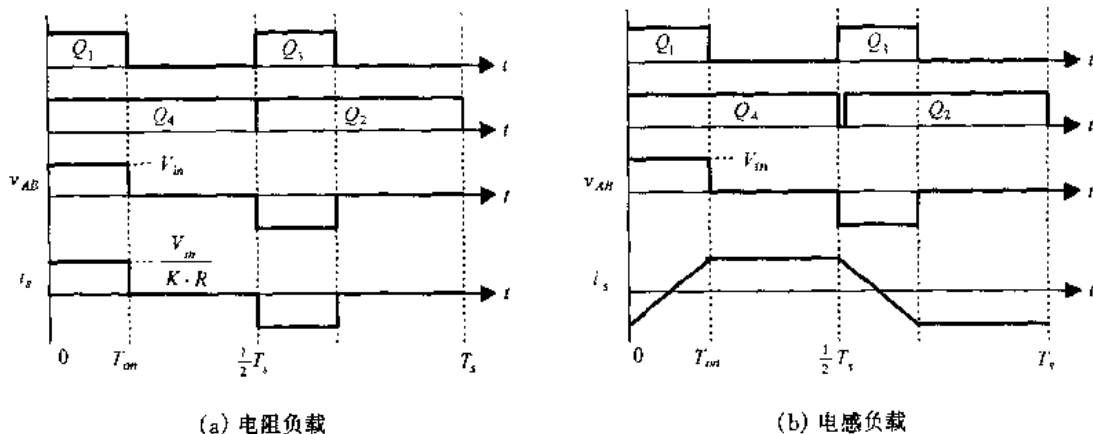


图 1.29 有限双极性控制方式下的全桥逆变器的主要波形

3. 移相控制方式

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

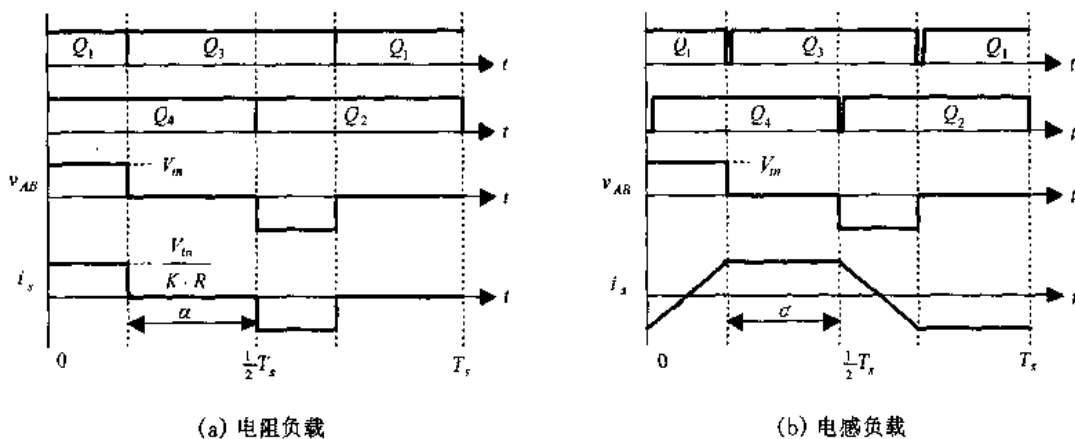


图 1.30 移相控制方式

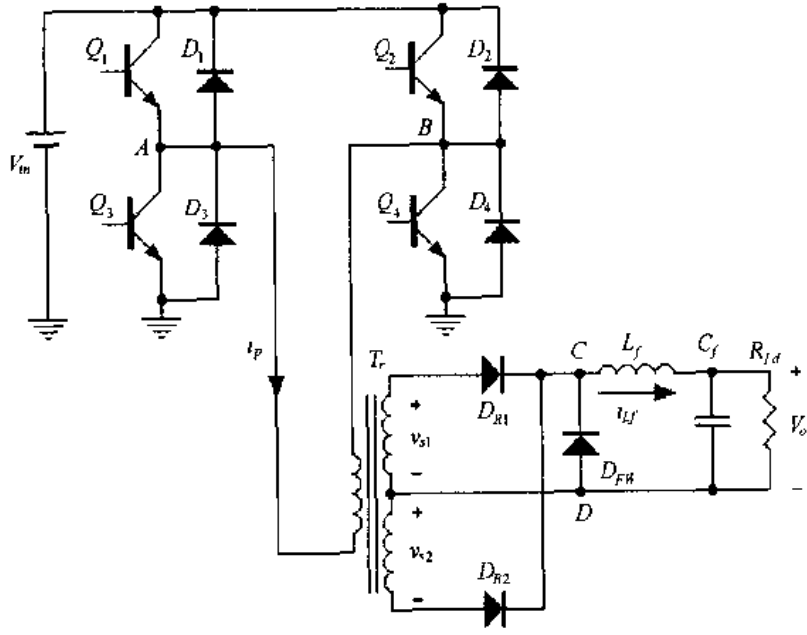
移相控制时,空载电压波形 v_{AB} 和输出电压波形 v_o 如图 1.30(a)所示,与图 1.28(b)和图 1.29(a)相同。电阻负载后的电压和电流波形也与图 1.28(b)和图 1.29(a)相同。电感负载时的电压和电流波形如图 1.30(b)所示,和图 1.29(b)相同,也不会使 v_{AB} 和 v_o 畸变。方波电压 v_{AB} 的宽度仅与移相角 α 有关, $\alpha = 0^\circ$,则 v_{AB} 为宽 180° 电角的方波。 α 越大,则 v_{AB} 波形越窄,与图 1.29(b)中减小 Q_1 和 Q_3 的占空比时情况相同。

1.12.2 全桥直流变换器

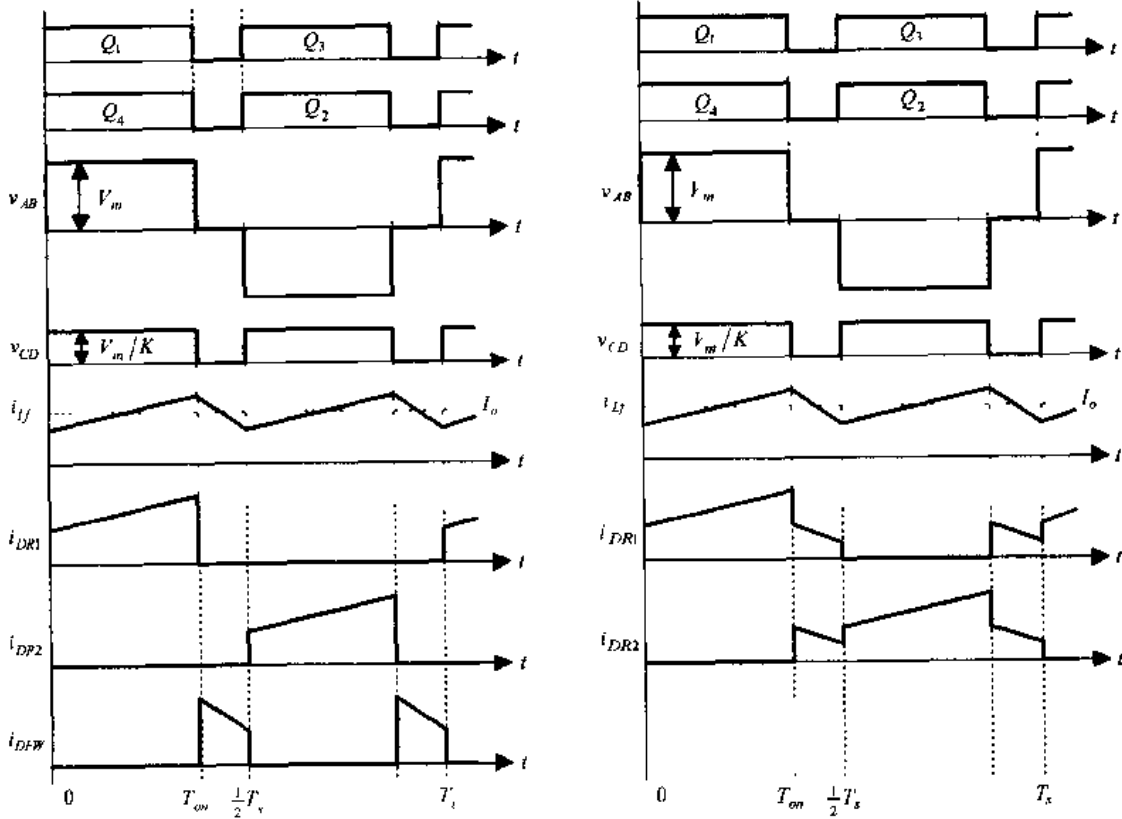
1. 具有续流二极管

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

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



(a) 主电路



(b) 有续流二极管时的主要波形

(c) 没有续流二极管时的主要波形

图 1.31 DC/DC 全桥变换器的主要电路及其主要波形

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

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

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

$$V_o = D_y \cdot V_m / K \quad (1.232)$$

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

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

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

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

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

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

式中 R_{Ld} 为负载电阻。

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

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

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

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

不计变换器损耗时,输入电流平均值 I_i 与负载电流 I_o 的关系为:

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

若不计开关过程中电路中分布电感的感应电势,功率管承受的电压 V_Q 为:

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

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

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

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

若采用全桥整流电路,则二极管上的电压 V_{DR} 为:

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

2. 没有续流二极管

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

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

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

1.12.3 全桥直流变换器中直流分量的抑制

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

1.13 直流变换器之间的关系

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

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

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

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

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

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

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

本章小结

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

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

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

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

第二章 谐振变换器

2.1 引言

2.1.1 软开关技术的提出

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

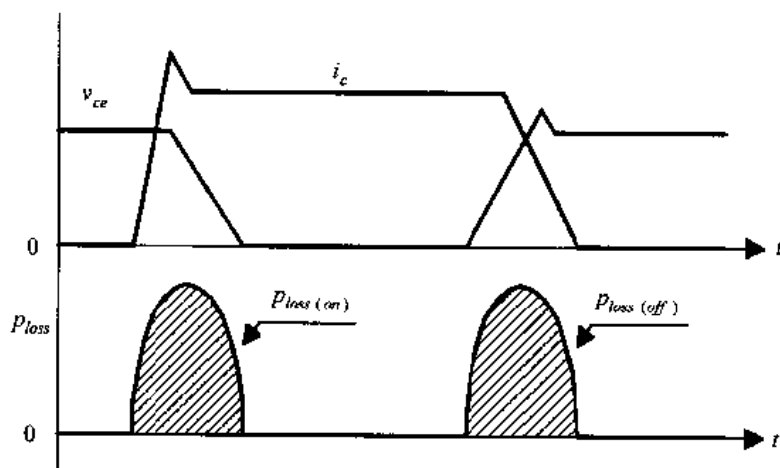


图 2.1 开关管开关时的电压和电流波形

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

2.1.2 软开关技术的实现策略

为了减小变换器的体积和重量,必须实现高频化。要提高开关频率,同时提高变换器

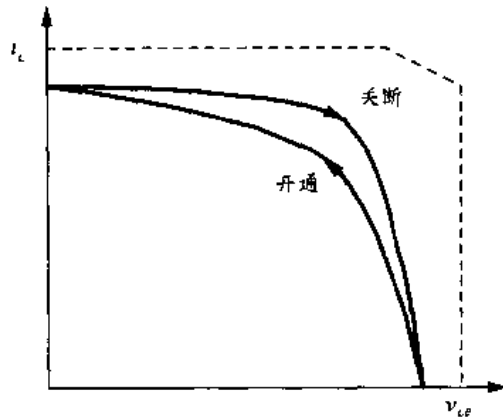
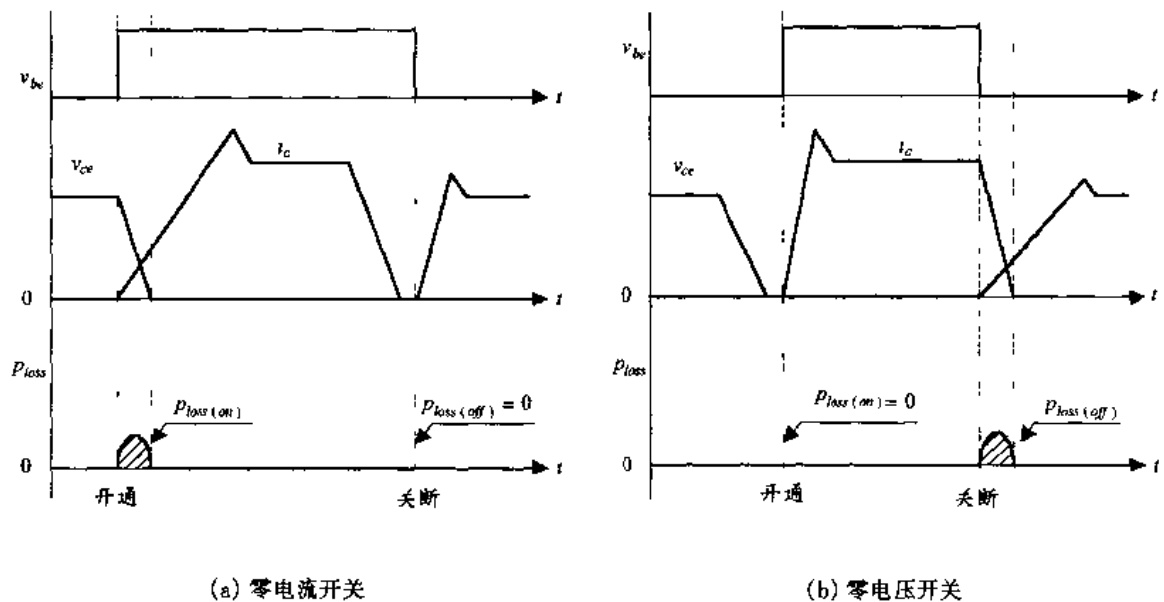


图 2.2 开关管工作在硬开关条件下的开关轨迹

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



(a) 零电流开关

(b) 零电压开关

图 2.3 开关管实现软开关的波形图

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

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

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

③ 同时做到①和②,在这种情况下,开通损耗为零。

从图中可以看出减小关断损耗有以下几种方法:

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

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

③ 同时做到①和②,在这种情况下,关断损耗为零。

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

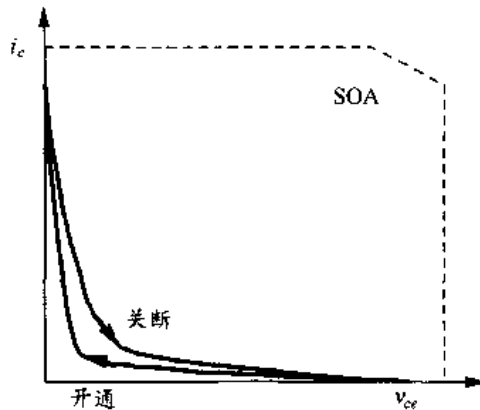


图 2.4 开关管工作在软开关条件下的开关轨迹

2.1.3 谐振变换器的分类

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

直流开关电源的软开关技术一般可分为以下几类:

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

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

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

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

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

2.2 谐振电路的基本概念

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

2.2.1 串联谐振电路

1. 基本串联谐振电路

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

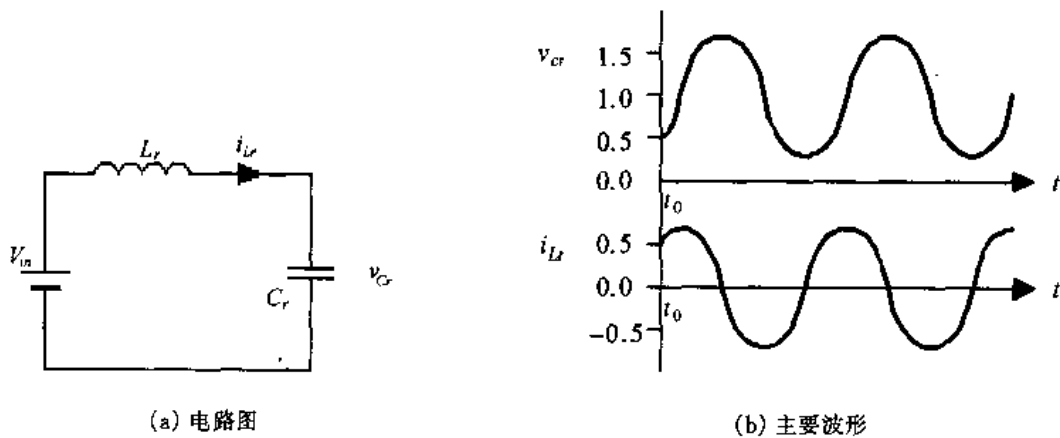


图 2.5 串联谐振电路

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

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

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

解上面两个微分方程, 得到:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

2. 谐振电容并联电流源

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

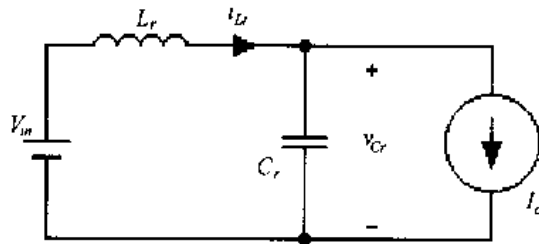


图 2.6 串联谐振电路的谐振电容并联电流源

根据电路图, 可以列出下面的微分方程式:

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

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

解上面两个微分方程, 得到:

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

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

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

如果 $I_{Lr0} = I_o, V_{Cr0} = 0$, 则有:

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

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

仅谐振电感电流 i_{Lr} 中增加了一个直流分量 I_o 。

3. 谐振回路中串联负载电阻

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

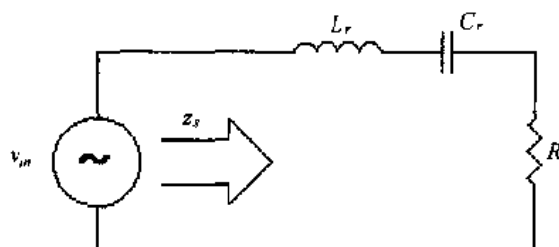


图 2.7 负载电阻 R 串联在谐振回路中

从输入电压向右看过去,谐振回路的阻抗 z_s 为:

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

阻抗 z_s 的模 Z_s 和相角 θ_{zs} 分别为:

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

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

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

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

品质因数 Q 是表示谐振回路特性的重要参数:

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

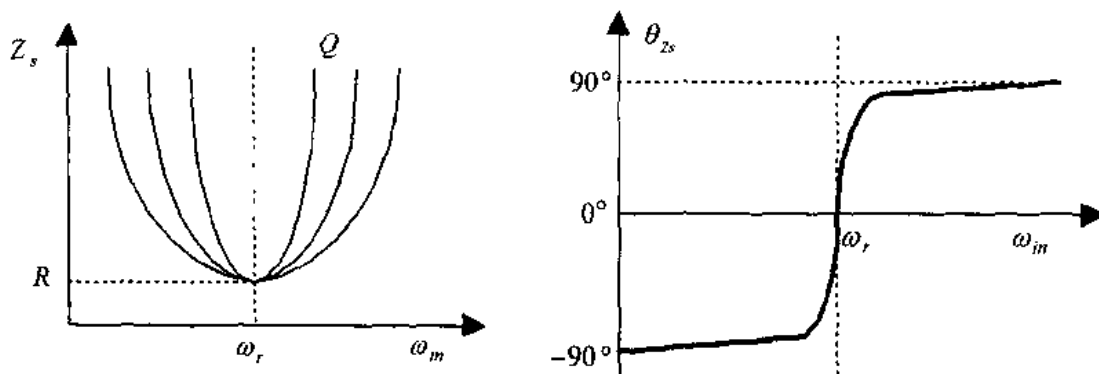


图 2.8 回路阻抗的模 Z_s 和相角 θ_z 与电源频率 ω_m 的关系曲线

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

2.2.2 并联谐振电路

1. 基本谐振电路

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

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

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

方程的解为:

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

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

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

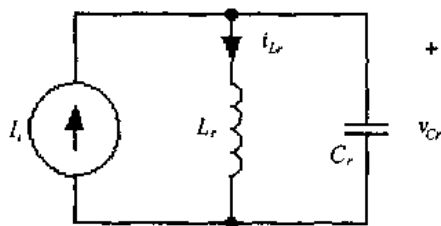


图 2.9 并联谐振电路

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

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

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