



航空电源航空科技重点实验室

第八届电力电子与运动控制学术年会

APSC'2007

论文集

2007年11月·南京航空航天大学



航空电源航空科技重点实验室

第八届电力电子与运动控制学术年会
APSC'2007

论文集

2007 年 11 月 • 南京航空航天大学

前 言

2000 年, 航空电源航空科技重点实验室为了开展学术交流, 增强学术氛围, 促进人才成长, 为电力电子与运动控制技术以及航空电气技术的发展做出贡献, 决定在每年校庆期间召开一次较大规模的学术交流会, 这次年会是重点实验室召开的第八届电力电子与运动控制学术年会 (APSC)。APSC 学术年为重点实验室与航空厂所、兄弟学校、企业开展学术、技术交流提供了良好的平台, 为重点实验室科学技术的发展与人才培养作出了贡献。

本届年会收到 79 篇论文, 经过评审集成《第八届电力电子与运动控制学术年会论文集》。论文内容涉及: 直流变换器 18 篇, 功率因数校正变换器 7 篇, 逆变器 14 篇, 运动控制 13 篇, 数字控制技术、磁性元件设计及建模 14 篇, 电力系统及能量管理 13 篇。论文集内容基本反映了航空电源重点实验室电力电子与运动控制领域近一年科研的新进展。会议将邀请著名专家教授作大会报告, 这对促进航空电源重点实验室与兄弟单位的交流具有重要意义。

APSC 学术年会一直得到学校、学院领导和学校科协、科技部以及有关航空厂所、兄弟学校与企业的大力支持, 在此我代表航空电源航空科技重点实验室表示衷心的感谢! 同时热烈欢迎校内外领导和专家教授莅临指导!

本次年会论文集的排版工作由马运东、陈仲、王晓琳、张方华、胡勤丰、秦海鸿、胡海兵老师和研究生完成, 对于他们对论文集所做工作表示衷心的感谢!

周 波

2007 年 11 月



航空电源航空科技重点实验室

第八届电力电子与运动控制学术年会(APSC'2007)

组织委员会

大会主席：周 波

程序委员会：

主席：阮新波

成员：邓智泉、谢少军、龚春英、胡育文、邢 岩、
肖 岚、黄文新

论文编辑委员会：

主席：陈 新、马运东

成员：陈 仲、张方华、王晓琳、胡勤丰、秦海鸿
胡海兵

CD : 陈 新

会场组：

组长：曹志亮

成员：刘建宏、蒋冬青、陈文明

目 录

一、直流变换器

1.01 一种新的双输入直流变换器	李艳 阮新波	1
1.02 加复位绕组的零电压开关 PWM 全桥变换器	陈武 阮新波 张容荣	8
1.03 输入并联输出串联直流变换器控制策略的研究	张容荣 阮新波	16
1.04 分布式电源系统结构研究	邢岩	24
1.05 输入串联输出并联双管正激变换器研究	杨双景 方宇 裘迅 邢岩	30
1.06 双向变换器的两段式软起动方法	杨孟雄 阮新波 金科	37
1.07 推挽正激三电平直流变换器的研究	黄勇 肖岚	44
1.08 基于单周期控制的 ZVS 全桥三电平直流电流源的研究	李旭东 马运东	50
1.09 电压控制型 Buck DC/DC 变换器输出阻抗优化设计研究	王建华 张方华 龚春英 陈小平	56
1.10 一种采用新型辅助网络的移相全桥零电压开关 PWM DC-DC 变换器	周成军 刘小宝 谢少军	62
1.11 电流型推挽全桥双向变换器的研究	马兰 钱荔 肖岚	69
1.12 针对高压场合应用的 LCC 谐振变换器	夏冰 阮新波 陈武	74
1.13 串并联谐振变换器参数分析与运用	沈萍 龚春英	82
1.14 基于频率跟踪控制的松耦合谐振变换器研究	刘建 王慧贞	87
1.15 磁放大器后级调整同步整流技术的研究	陈杰 张方华 龚春英	92
1.16 采用不对称半桥整流结构的不对称控制零电流开关 PWM 电流源型半桥变换器研究	张航 肖华锋 谢少军	97
1.17 PFC 双管反激两级组合式软开关变换器	陈杰 龚春英 孙丽娜	105
1.18 12V--250V DC-DC 变换器研制	张犁 杨双景 邢岩	111

二、功率因数校正变换器

2.01 二极管箝位型三电平 PWM 整流器中点电压平衡控制	方宇 王儒 裘迅 邢岩 胡育文	115
2.02 三相高功率因数电压型 PWM 整流器的控制策略研究	方宇 王儒 裘迅 邢岩 胡育文	121
2.03 单周期控制正负输出 PFC 的研究	万珍梅 马运东	129
2.04 无电网电压传感器的三相 PWM 变换器可逆运行研究	王儒 裘迅 方宇 邢岩	135
2.05 三电平半桥 PFC 变换器控制策略的研究	祁飏杰 方宇 何亮 邢岩	141
2.06 基于单周控制的三相电压型 PWM 整流器研究	郝飞琴 方宇 邢岩	147
2.07 单周控制单相 Boost PFC 中积分时间常数的影响	徐坚 龚春英	152

三、逆变器

3.01 级联多电平逆变器最优 SPWM 控制及其功率均衡方法	王兴华 张欣 阮新波	157
3.02 间接电流控制独立/并网双模式逆变器研究	过亮 许爱国 谢少军	165

3.03 采用均压控制的输入串联输出串联逆变器	查春雷 阮新波	171
3.04 并网逆变器供电电能质量影响因素的分析	张娟 肖岚	177
3.05 一种改进的分布式逆变器并联控制策略	方天治 阮新波 肖岚 刘爱忠	184
3.06 基于电力线通信的逆变器并联系统同步控制方法研究	何中一 王笑娜 邢岩	192
3.07 输入电压不对称条件下矩阵变换器双电压控制策略特性的研究	刘伯华 葛红娟 苏国庆 薛嘉	198
3.08 三电平双降压式半桥逆变器	蔡兆奇 王慧贞 刘军 严仰光	204
3.09 一种 Buck/Boost 单级逆变器的研究	蔡兆奇 洪峰 王慧贞 严仰光	210
3.10 AC-MODULE 最大功率输出的控制策略研究	王峰 何礼高	215
3.11 基于变环宽滞环控制与重复控制的 DPM 逆变器研究	徐中华 何中一 叶楠 邢岩	220
3.12 基于 Buck-Boost 的 AC/AC 变换器设计	张超华 汤雨 谢少军	225
3.13 基于反激拓扑的单级逆变器研究	周志能 马运东 邢岩 陈道炼	231
3.14 能量回馈型交流电子负载变换器研究	王雷 陈新	238

四、运动控制

4.01 超声电机的软开关驱动电路	颜佳佳 阮新波 李华峰 黄卫清 赵淳生	243
4.02 利用麦克斯韦张量法对永磁电机的齿槽转矩分析	郝振洋 胡育文 黄文新	250
4.03 旋转型行波超声电机的等效电路模型	颜佳佳 阮新波	256
4.04 基于 DSP 的全数字永磁交流伺服系统的研究	孙祖勇 陈志辉	266
4.05 基于可旋转变换器的同步发电机无刷励磁系统的建模与仿真	黄晓阁 黄文新 郝振洋 胡育文	271
4.06 伺服系统位置传感器的校正和调零	敖然 朱德明 肖岚	278
4.07 两相不对称交流感应电机矢量控制的仿真研究	李卿 何礼高	282
4.08 矢量控制中死区补偿的研究	刘洋 胡育文 黄文新 滕福林	289
4.09 基于 SR 电机驱动的电动自行车再生制动控制策略研究	卢铭 刘闯	294
4.10 永磁伺服系统数字电流环的实现	张彦召 胡育文 黄文新	300
4.11 L 源逆变器在异步电机起动器中的应用研究	周成礼 黄文新 胡育文	305
4.12 永磁无刷直流发电机六相双 Y 整流技术研究	周竞捷 张卓然 杨善水	310
4.13 开关磁阻电机全速范围内无位置传感器技术概述	蔡骏 邓智泉 曹鑫 杨钢 王晓琳	315

五、数字控制技术、磁性元件设计及建模

5.01 中心抽头变压器中并联绕组的均流设计	旷建军 阮新波 任小永	324
5.02 平面变压器在开关电源中的应用	祝锦 刘磊 孙娇俊 龚春英	329
5.03 输出纹波最小化有源箝位正激磁集成变换器	陈乾宏 冯阳 周林泉 王健 阮新波	334
5.04 漏磁通在变压器回转器—电容模型中的体现	彭勃 陈乾宏 阮新波	342
5.05 中频条件下变换器分布参数模型研究	石巍 刘苏 王世山 邢岩	348

5.06	磁集成技术在双管正激变换器中的应用	王健 陈乾宏 温振霖	353
5.07	一种 18 脉冲整流器用的新型自耦变压器分析	任志新 马义林 张方华	359
5.08	基于数字控制的电源系统稳定性自我诊断与分析	李红 陈新	363
5.09	适用航空电源的软件锁相技术	张喻 陈新	366
5.10	应用于电力有源滤波的双 DSP 并行处理控制系统研究	周玉斐 陈新	371
5.11	矩形截面圆环铁氧体磁芯电感高频电特性	黄诗友 王世山	377
5.12	开关频率周期扩展调制技术的分析	周正 王世山	382
5.13	Dual Boost PFC 电路的电磁干扰建模和仿真分析	张军达 王慧贞	387
5.14	整流后滤波用电解电容的选择	徐立刚 陈乾宏 朱祥 封骏	392

六、电力系统与能量管理

6.01	第四代新光源——LED	姚凯 阮新波	399
6.02	LED 驱动电路浅析	王蓓蓓 阮新波	408
6.03	风力发电技术的研究现状与前景	付大丰 邢岩 马运东	414
6.04	太阳能电池工程简化数学模型的研究	廖志凌 阮新波	420
6.05	风力发电系统综述	赖日新 马运东 邢岩	427
6.06	新型混合供电系统的功率控制研究	汪佳新 黄文新 胡育文	434
6.07	基于人体动能收集的发电装置研究	许泽刚 谢少军	439
6.08	基于 MCU 的锂离子电池管理器设计	徐志英 许爱国 谢少军	445
6.09	固态功率控制器组短路干扰分析与抑制	张敏 王莉	450
6.10	一种大电流 SSPC 的研制	陈昌林 王莉	455
6.11	一种基于 80C 196KB 的飞机电源 AC GCU 系统研究	董希建 杨善水	459
6.12	BPCU 硬件冗余与故障裁决技术研究	黄仙密 杨善水	468
6.13	一种 E 类驱动单级式电子镇流器的仿真研究	崔建 陈宝林	473

七、附录

7.01	2005-06 学年优秀研究生专项奖学金获得者名单	478
7.02	2006-07 学年优秀研究生专项奖学金获得者名单	479
7.03	设立优秀研究生专项奖学金公司介绍	481
7.04	APSC' 2007 赞助公司介绍	486

一种新的双输入直流变换器

李艳 阮新波

(南京航空航天大学, 江苏 南京 210016)

A New Double-Input DC-DC Converter

Li Yan, RuanXin-bo

(Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing, China)

ABSTRACT: In the distributed power system with two or more sources, the application of multiple-input converter instead of using several single-input converters can simplify the circuit and decrease the cost of the power system. A new double-input Buck DC-DC converter is proposed in this paper. The proposed topology has the following advantages: the circuit is simple, the voltage stress of the switches is low and the sources can deliver power to the load individually or simultaneously. The operation modes and the steady-state analysis are presented. Control scheme for power flow balancing of the new converter is also introduced. Finally, a 420W prototype is built to verify the theoretical analysis and the effectiveness of the control strategy.

KEY WORDS: Multiple-input, DC-DC converter, Distributed power system.

摘要:在两种以上能源输入的分布式供电系统中, 采用多输入直流变换器替代多个单输入直流变换器, 能够简化电路结构, 降低系统成本。本文提出了一种新的双输入 Buck 直流变换器, 该电路具有电路结构简单、开关器件电压应力低、既可单独向负载供电, 又可同时向负载供电等优点。本文分析了双输入 Buck 多电平直流变换器工作原理, 给出变换器的稳态关系式, 提出控制策略及功率分配方式, 最后通过一个 420W 的原理样机验证了理论分析的正确性和控制策略的有效性。

关键词: 多输入, 直流变换器, 分布式供电系统

1 引言

化石能源作为不可再生能源正日益枯竭, 它所造成的环境污染日益严重。可再生能源具有廉价、可靠、清洁无污染、能源丰富的特点, 因此可再生能源发电展现了良好的市场前景。目前, 应用较多的可再生能源发电形式有光伏发电、燃料电池供电、风力发电、水力发电、地热发电等等, 但均存在电力供应不稳定、不连续、随气候条件变化等缺点, 因此需要采用多种能源联合供电的分布式供电系统。

传统的新能源分布式供电系统中每种能源形式均需要一个 DC-DC 变换器, 将各能源变成直流输出, 并联在公共的直流母线上, 供给直流负载, 结构较复杂, 且成本较高。为了简化电路结构, 可以用一个多输入直流变换器 (Multiple-Input Converter, MIC) 代替多个单输入直流变换器。MIC 允许多种能源输入, 输入源的性质、幅值和特性可以相同, 也可以差别很大, 多输入源可以分别或同时向负载供电, 因此提高了系统的稳定性和灵活性, 实现能源的优先利用, 并且降低系统成本。

根据多种输入源连接方式的不同, MIC 可分两类:

(1)分时分电型: 任一时刻均只有一种输入源向负载供电^[1-6]。文献[1]中给出的电路拓扑是将多种输入源通过开关管并联在一起其中开关管必须为单向导通的器件, 若使用 MOSFET 或 IGBT, 则需要串联二极管。此类 MIC 具有如下优点: 1)电路结构简单, 多输

入源分别向负载供电时, 共用续流二极管、输出滤波电感、电容。2) 各支路是并联连接, 因此容易扩展成 n 个输入情况。但该类电路也存在如下缺点: 1) 电路中增加了一个二极管, 存在额外的导通损耗。2) 在任一时刻均只能有一种输入源给负载提供能量。

(2)同时供电型: 多种输入源既可以独向负载供电, 也可以联合向负载供电^[7-15]。文献[7]提出了一种适合高低压源输入的 MIC。与分时供电型相比, 该电路的优点是: 1) 对开关器件无特殊要求, 无需串联反向阻断二极管。2) 控制十分灵活。在一个开关周期内, 两种输入源既可独立向负载供电, 也可串联向负载供电。但是, 此电路拓扑中开关管 Q_2 和二极管 D_2 的电压应力很高, 为输出电压与 2[#] 输入电压之和。

2 双输入 Buck 变换器工作原理

图 1 给出了双输入直流变换器的电路图, 其中 V_{in1} 和 V_{in2} 分别是 1#、2# 输入源电压, Q_1 、 Q_2 为开关管, D_1 、 D_2 为续流二极管, L_f 是输出滤波电感, C_f 是输出滤波电容, R_{Ld} 是负载。 Q_1 、 Q_2 可以同时开通, 也可以错开一定角度工作。

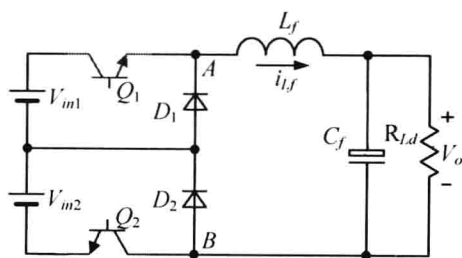
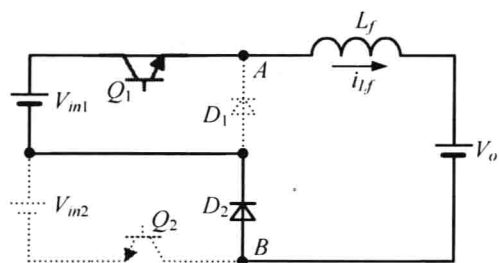


图 1 双输入 Buck 变换器

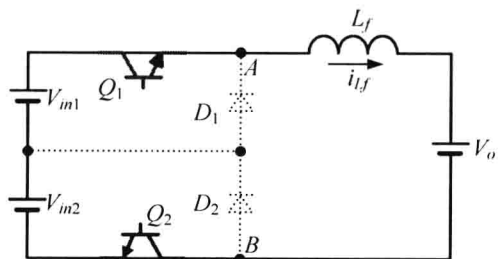
Fig.1 Double-input Buck DC-DC converter

根据开关的工作状态, 在一个开关周期内, 变换器存在以下四种开关模式。图 2 给出了不同开关模式的等效电路。

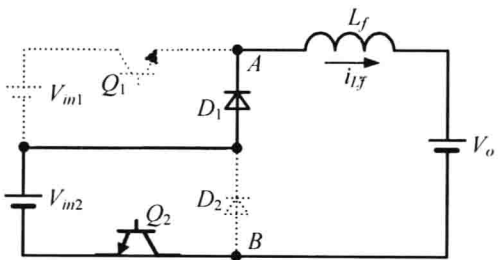
(1)模式 I 参见图 2(a), Q_1 导通, Q_2 关断, AB 两点间电压 $v_{AB}=V_{in1}$, 加在电感 L_f 上的电压为 v_{AB} 与输出电压 V_o 之差, 若 $V_o < V_{in1}$, 电感电流 i_{L_f} 开始上升; 若 $V_o > V_{in1}$,



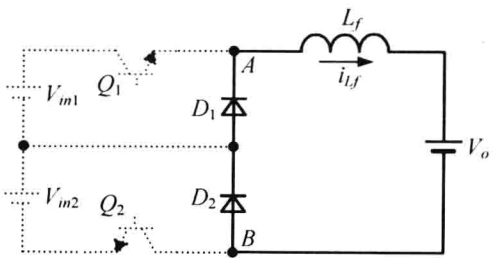
(a) Q_1 导通, Q_2 关断



(b) Q_1 和 Q_2 同时导通



(c) Q_1 关断, Q_2 导通



(d) Q_1 和 Q_2 同时关断

图 2 不同开关模式的等效电路

Fig.2 Equivalent circuits in different operation modes
 i_{L_f} 下降。

(2)模式 II 参见图 2(b), Q_1 和 Q_2 同时导通, $v_{AB}=V_{in1}+V_{in2}$, i_{L_f} 上升。

(3)模式 III 参见图 2(c), Q_1 关断, Q_2 导通, $v_{AB}=V_{in2}$, 若 $V_o < V_{in2}$, i_{L_f} 上升; 若 $V_o > V_{in2}$,

i_{Lf} 下降。

(4) 模式 IV 参见图 2(d), Q_1 和 Q_2 同时关断, i_{Lf} 通过二极管 D_1 和 D_2 续流, $v_{AB}=0$, i_{Lf} 下降。

由模式分析可知, V_{in1} 独立向负载供电时, D_2 始终导通, V_{in1} 、 Q_1 、 D_1 、 L_f 、 C_f 和 R_{Ld} 相当于一个 Buck 变换器。 V_{in2} 独立向负载供电时, D_1 始终导通, V_{in2} 、 Q_2 、 D_2 、 L_f 、 C_f 和 R_{Ld} 也相当于一个 Buck 变换器。 Q_1 、 Q_2 同时导通时, V_{in1} 、 V_{in2} 串联向负载供电。 Q_1 、 D_1 的电压应力为 V_{in1} , Q_2 和 D_2 的电压应力为 V_{in2} 。

Q_1 、 Q_2 的开关频率可以相等也可以不相等, 为了减小电路中的电磁干扰, 方便滤波器的设计; 在开关频率相同时, 两只开关管的工作也可以有相位差或同时开通。本文只将相同频率并且同时开通的控制方式作为研究对象。图 3 给出 $V_{in1} > V_o$, $V_{in2} > V_o$ 的电路主要工作波形。假设 Q_1 的占空比小于 Q_2 的占空比, 在一个开关周期内, 电路工作顺序为 II、III、IV 模式。

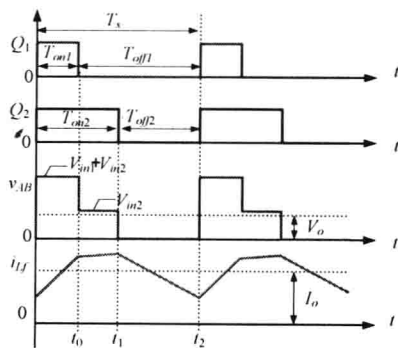


图 3 主要工作波形

Fig.3 Key waveforms

3 基本数量关系

根据上面的分析可以看出, 该变换器可以看成 2 个独立的 Buck 变换器工作, 因此其输入输出关系是

$$V_o = V_{in1} \cdot D_{y1} + V_{in2} \cdot D_{y2} \quad (1)$$

从式(1)可以看出, 输出电压是 D_1 , D_2

的函数。式中 D_{y1} , D_{y2} 分别为 Q_1 , Q_2 的占空比, T_s 为开关周期。

假设电感足够大, 电感电流可以看成是一个直流电流, 即负载电流 I_o , 因此, 电源侧的输入电流平均值 I_{in1} 和 I_{in2} 分别为:

$$I_{in1} = D_{y1} \cdot I_o \quad (2)$$

$$I_{in2} = D_{y2} \cdot I_o \quad (3)$$

4 能量管理

在 MIC 中, 由于存在多个输入源及相应的开关管, 因此需要对多个占空比进行控制, 也就是存在多个控制自由度, 这就为多输入源的能量管理提供了可能性。换句话说, 多输入直流变换器的控制策略需要实现两大功能: 1) 保证输出电压稳定; 2) 实现多输入源的功率分配。

以双输入直流变换器为例, 在给定两路输入电压的情况下, 控制任一输入源的输入电流, 就相当于控制了该输入源的输入功率。按照两路输入源功率分配方式的不同, 控制策略可分为两种:

1) 按固定比例分配两路输入源输入功率: 如果将 2#输入源输入电流参考值始终是电感电流的 1/2, 那么在全负载范围内, 2#源输入功率随负载功率变化而变化的, 而剩余功率由另一路提供。

2) 按主从方式分配两路输入源输入功率: 假设 2#输入源为主供电设备, 即负载所需功率尽可能由 2#输入源提供, 不足功率由 1#源提供, 因此若输出功率小于此时 2#源能提供的功率, 1#源将关闭。例如在氢--光互补供电系统中, 太阳能电池作为主供电设备(2#输入源), 燃料电池为后备能源供电设备(1#输入源), 可以选择这种功率分配方式, 因为它符合可再生能源供电系统对能源的优先利用的要求。调节 2#输入源输入电流参考值还可以实现太阳能电池的最大功率输出, 即实现最大功率点跟踪(Maximum Power Point Tracking, MPPT)。

在双输入 Buck 直流变换器中, 选择主从控制方式分配两路输入源输入功率, 由于采用直流电压源作为双输入源, 因此下面将 2[#] 输入电流参考值 I_{in2_ref} 设计在固定值, 以验证电路的工作原理和控制策略。本文提出的控制策略如表 1 所示, 分为四种工作模式。各种模式的控制框图如图 4 所示。

表 1 电路工作模式

Tab.1 Operation modes in the circuit

	$P_o > P_{in2}$	$P_o < P_{in2}$
恒压	模式 I	模式 II
限流	模式 III	模式 IV

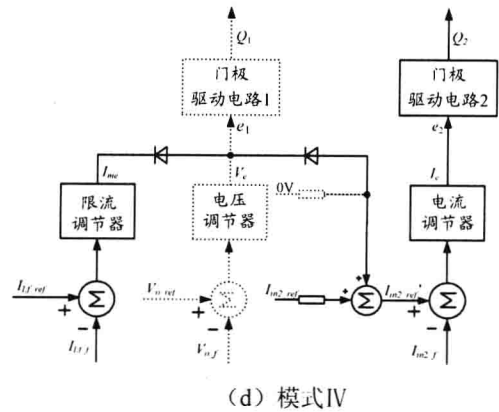
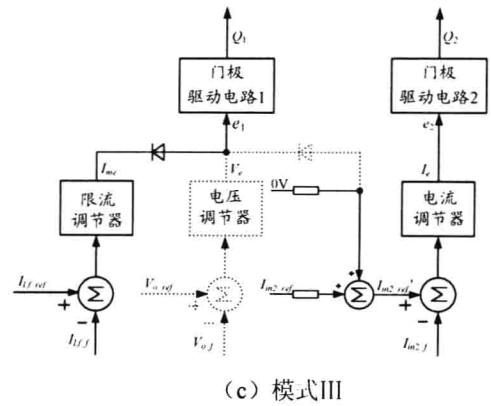
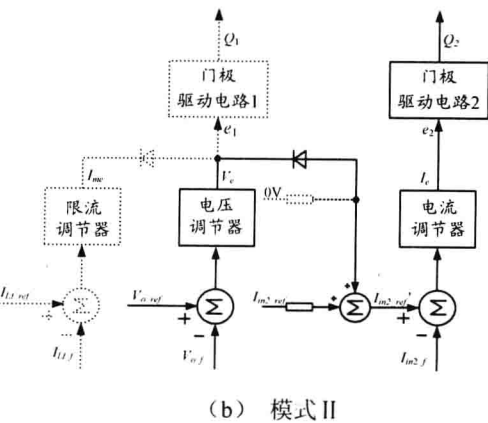
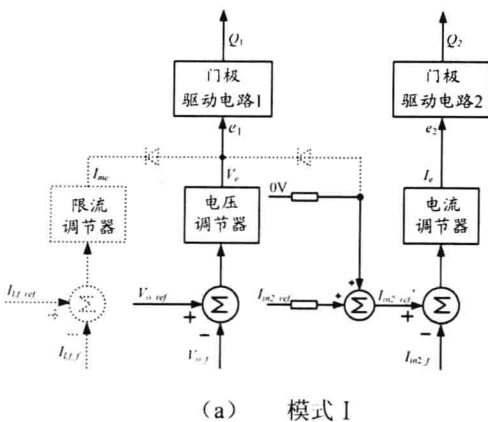


图 4 控制系统框图

Fig.4 Block diagrams of the control circuit

工作模式 I 正常工作情况下, 稳压工作, 即输出功率 P_o 小于额定功率, 限流环输出饱和值。如果输出功率 P_o 大于 2[#] 源所能提供的最大功率 P_{in2} , 2[#] 将以最大功率输出, 负载剩余功率将由 1[#] 输入源提供; 电压调节器输出控制 Q_1 开关管的占空比稳定输出电压。 $I_{in2_ref}' = I_{in2_ref}$, 电流调节器输出控制 Q_2 开关管的占空比使得 2[#] 源的输入功率为 P_{in2} 。控制框图如图 4(a) 所示。

工作模式 II 与模式 I 相同, 限流环输出饱和值。增大负载电阻, 即输出功率 P_o 小于 2[#] 源所能提供的最大功率 P_{in2} 。如果保持 $I_{in2_ref}' = I_{in2_ref}$, 则电流环输出饱和值, 若 2[#] 输入电压大于输出电压, 输出电压将不稳定。为了解决这个问题, 在这种模式下, 将电压调节器输出与 I_{in2_ref} 叠加后作为 I_{in2_ref}' , 由于电压调节器输出为负值, Q_1 的占空比为 0,

1[#]源关闭；电压调节器与电流调节器组成双闭环，电流环为内环，电压环为外环，调节 Q_2 的占空比使输出电压稳定。控制框图如图 4(b) 所示。

工作模式 III 在过载情况下，进入限流模式，即输出功率 P_o 大于负载限定功率时，限流调节器将取代电压调节器工作；如果负载电阻较大，即输出功率 P_o 大于 2[#]源所能提供的最大输出功率 P_{in2} ，2[#]将以最大功率输出，负载剩余功率将由 1[#]输入源提供；电压调节器输出控制 Q_1 开关管的占空比稳定输出电压。 $I_{in2_ref}' = I_{in2_ref}$ ，电流调节器输出控制 Q_2 开关管的占空比使得 2[#]源的输入功率为 P_{in2} 。控制框图如图 4(c) 所示。

工作模式 IV 与模式 III 相同，限流调节器将取代电压调节器工作，减小负载电阻，即输出功率小于 2[#]源所能提供的最大输出功率。限流调节器输出为负值， Q_1 的占空比为 0，1[#]源关闭；电压调节器与电流调节器组成双闭环，电流为内环，电压为外环，调节 Q_2 的占空比使输出电压稳定。控制框图如图 4(d) 所示。

5 实验结果

为了验证新提出的双输入 Buck 直流变换器的工作原理，在实验室完成了一个 420W 的原理样机，实验所用数据为：

- 输入电压范围： $V_{in1}=80V \sim 160V$ ； $V_{in2}=60V \sim 120V$ 。
- 输出电压： $V_o=100V$ 。
- 额定输出电流： $I_o=4.2A$ 。
- 2[#]输入电流参考值：2A。
- 输出滤波电感： $L_f=840 \mu H$ 。
- 输出滤波电容： $C_f=470 \mu F$ 。
- 开关管 (Q_1 和 Q_2)：W20NM60 (20A/600V)。
- 二极管 (D_1 和 D_2)：DSE112-06 (12A/600V)。

- 开关频率： $f_s=50kHz$ 。

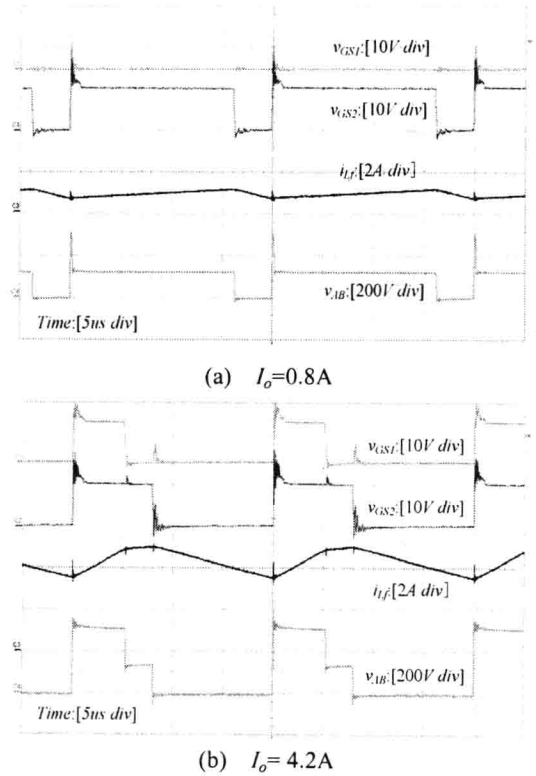


图 5 $V_{in1}=160V$ ， $V_{in2}=120V$ 时实验波形

Fig.5 Measured waveforms at $V_{in1}=160V$ and $V_{in2}=120V$

图 5 给出了额定输入电压分别为 $V_{in1}=160V$ ， $V_{in2}=120V$ 时的驱动电压、电感电流、AB 间电压的实验波形。图 5(a) 为输出电流 $I_o=0.8A$ 的实验波形，此时 Q_1 占空比为 0，1[#]源输入电流为 0A，调节 Q_2 的占空比使得输出电压稳定。图 5(b) 为输出电流 $I_o=4.2A$ 时的实验波形。此时调节 Q_1 的占空比使得输出电压稳定，调节 Q_2 的占空比使得 2[#]输入电流稳定，2[#]输入电流为 2A。验证了表 1 所示的理论分析正确性。

图 6 给出了额定输入电压分别为 $V_{in1}=80V$ ， $V_{in2}=60V$ 时的驱动电压、电感电流、AB 间电压的实验波形。图 6(a) 为输出电流 $I_o=0.8A$ 的实验波形，此时 Q_2 占空比为 1，2[#]输入电流为 0.8A，调节 Q_1 占空比使得输出电压稳定。图 6(b) 为输出电流 $I_o=4.2A$ 时的实验波形。此时调节 Q_1 的占空比使得输出电压稳

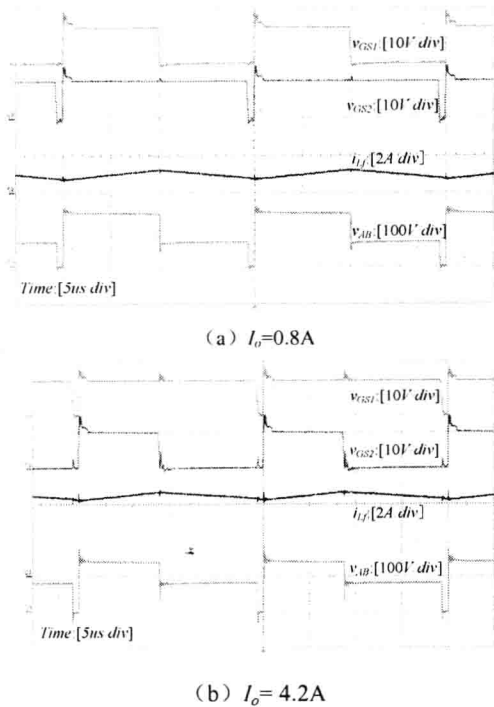

 图 6 $V_{in1}=80V$, $V_{in2}=60V$ 时实验波形

Fig.6 Measured waveforms at $V_{in1}=80V$ and $V_{in2}=60V$ 定, 调节 Q_2 的占空比使得 2[#] 输入源输入电流稳定, 2[#] 输入电流为 2A。验证了理论分析的正确性。

6 结论

本文提出了一种双输入 Buck 直流变换器。它具有电路结构简单、开关器件的电压应力低、多输入源既可分别向负载供电, 也可以同时向负载供电等优点。本文分析了双输入 Buck 变换器的工作原理, 给出输入输出关系, 提出控制策略及功率分配方式, 并通过一个 420W 的原理样机验证了理论分析的正确性及控制策略的有效性。

参考文献

- [1] B. G. Dobbs and P. L. Chapman, "A multiple-input DC-DC converter topology," *IEEE Power Electron. Lett.*, vol.1, no.1, pp.6-9, Mar. 2003.
- [2] J. Sebastian, P. J. Villegas and F. Nuno, "High-efficiency and wide-band width performance obtainable from a two-input buck converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, no. 4, pp.706-717, Jul. 1998.
- [3] N. D. Benavides and P. L. Chapman, "Power budgeting of a multiple-input Buck-Boost converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.20, no. 6, pp.1303-1309, Nov. 2005.
- [4] N. D. Benavides, T. Esram, and P. L. Chapman, "Ripple correlation control of a multiple-input dc-dc converter," in *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, 2005, pp. 160-164.
- [5] H. Matsuo, W. Z. Lin, F. Kurokawa, T. Shigemizu and N. Watanabe, "Characteristics of the multiple-input DC-DC converter," *IEEE Trans. Ind Electron.*, vol. 51, no. 3, pp.625-631, Jun. 2004.
- [6] K. Kobayashi, H. Matsuo and Y. Sekine, "Novel solar cell power supply system using the multiple-input DC-DC converter," *IEEE Trans. Ind Electron.*, vol. 53, no. 1, pp.281-286, Feb. 2006.
- [7] Y. Ming, M.C., Y. C. Liu, and S. L. Lin, "Double-input PWM DC/DC converter for high/low voltage sources," *IEEE Trans. Ind Electron.*, vol. 53, no. 5, pp.1538-1544, Oct. 2006.
- [8] F. Caricchi, F. Crescimbeni and O. Honorati, "Testing of a new DC/DC converter topology for integrated winding-photovoltaic generating systems," in *Proc. Euro. Conf. on Power Electron. and Appl.*, 1993, pp.83-88.
- [9] Y. M. Chen, Y. C. Liu, and T. F. Wu, "Multi-input DC/DC converter based on the flux additivity," in *Proc. IEEE IAS*, 2001, pp. 1866-1873.
- [10] Y. M. Chen, Y. C. Liu, and T. F. Wu, "Multi-input DC/DC converter with ripple-free input current," in *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, 2002, pp. 796-802.
- [11] Y. M. Chen, Y. C. Liu, and T. F. Wu, "Multi-input DC/DC Converter Based on the Multiwinding transformer for renewable energy applications," *IEEE Trans. Ind Appl.*, vol. 38, no. 4, pp. 1096-1104, July-Aug. 2002.

- [12] Y. M. Chen, Y. C. Liu, and T. F. Wu, "Multi-input converter with power factor correction, maximum power point tracking, and ripple-free input currents," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 3, pp. 631-639, May. 2004.
- [13] *International Conference Industrial Technology.*, 2005, pp.1304-1308.
- [14] H. J. Chiu, H. M. Huang, L. W. Lin and M. H. Tseng, "A Multiple-input DC/DC converter for renewable energy system," in *Proc. IEEE*
- [15] D. W. Liu and H. Li, "A ZVS bi-directional DC-DC converter for multiple energy storage elements," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 5, pp. 1513-1517, Sep. 2006.
- [16] F. Z. Peng, H. Li, G. J. Su, and J. S. Lawler, "A new ZVS bidirectional dc-dc converter for fuel cell and battery application," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 1, pp. 54-65, Jan. 2004.

加复位绕组的零电压开关 PWM 全桥变换器

陈武 阮新波 张容荣

(南京航空航天大学航空电源重点实验室, 江苏 南京 210006)

ZVS PWM Full-Bridge Converter with Reset Winding

Chen Wu, Ruan Xinbo, Zhang Rongrong

(Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing 210016 Jiangsu Province, China)

Abstract: Introducing a resonant inductance and two clamping diodes into the full-bridge converter can widen the load range of ZVS and eliminate the voltage oscillation across the rectifier diodes. When the clamping diode conducts, the resonant inductance is shorted and its current keeps constant, resulting in large conduction losses in the clamping diode and the power switches. If the output filter inductance is relatively larger, the clamping diodes will be hard turned-off and significant reverse recovery loss will occur. This paper adds a reset winding to be series with the resonant inductance, which makes the clamping diodes current decay rapidly when the clamping diode is conducting. The reset winding not only reduces the conduction losses, but also makes the clamping diodes naturally turn-off and avoids the reverse recovery. The operation principle of the proposed converter is analyzed. The choice of the turns ratio of transformer is discussed. A 1kW prototype converter is built to verify the operation principle and the experimental results are also demonstrated.

Key words: Full-bridge converter; Clamping diodes; Zero-voltage-switching; Reset winding

摘要: 在全桥变换器中引入谐振电感和箝位二极管, 可以使开关管在较宽的负载范围内实现零电压开关, 并且消除输出整流二极管上的电压尖峰。当箝位二极管导通时, 谐振电感被短路, 电流保持不变, 在开关管和箝位二极管中产生较大的导通损耗, 而且如果滤波电感较大,

箝位二极管有可能无法自然关断, 从而产生较大的反向恢复损耗。本文在全桥变换器中增加一个复位绕组与谐振电感串联, 当箝位二极管导通时, 利用复位绕组电压使谐振电感电流快速下降, 从而使箝位二极管电流快速减小到零。复位绕组的引入, 不仅减小了谐振电感、开关管和箝位二极管的导通损耗, 而且使箝位二极管可靠关断, 避免了反向恢复。本文详细分析加复位绕组全桥变换器的工作原理, 讨论变压器绕组匝比的选择。最后进行实验验证, 并给出实验结果。

关键词: 全桥变换器; 箝位二极管; 零电压开关; 复位绕组;

1 引言

移相控制全桥变换器可以实现开关管的软开关, 其方式可以分为两类, 一类是零电压开关(Zero-Voltage-Switching, ZVS), 另一类是零电压零电流开关(Zero-Voltage and Zero-Current-Switching, ZVZCS)^[1]。ZVS 全桥变换器利用变压器漏感和开关管结电容来实现开关管的 ZVS, 由于漏感较小, 滞后桥臂在轻载时会失去 ZVS^[2]。在 ZVZCS 全桥变换器中, 超前桥臂和滞后桥臂可以在很宽的负载范围内分别实现 ZVS 和 ZCS^[3]。无论是 ZVS 方式还是 ZVZCS 方式, 全桥变换器只是实现了开关管的软开关, 其输出整流管存在反向恢复引起的电压尖峰和电压振荡。为了解决这个问题, Redl 等人在变压器原边增加一个

谐振电感和两个箝位二极管，很好地消除了输出整流管上的电压尖峰和电压振荡，降低了整流管的电压应力，同时还省去了有损吸收电路，可以提高变换效率^[4-5]。文献[6]对 Redl 等提出的变换器进行了改进，将谐振电感和变压器互换位置，使变压器与滞后桥臂相联，它同样起到消除输出整流管上电压尖峰和电压振荡的作用，而且箝位二极管在一个开关周期中只导通一次，其电流定额可以降低。与此同时，在零状态时，谐振电感和滞后桥臂开关管的电流也减小了，由此减小了导通损耗，提高了变换效率。无论变压器与谐振电感的位置如何，当箝位二极管导通时，谐振电感被短路，其电流几乎保持不变，输出滤波电感需要有较大的脉动电流，才能使箝位二极管自然关断，否则将存在严重的反向恢复损耗，甚至损坏箝位二极管。

本文在加箝位二极管的 ZVS PWM 全桥变换器的基础上，增加一个变压器辅助绕组与谐振电感串联，可以使流过箝位二极管的电流快速减小到零，不仅可以降低原边导通损耗，而且对输出滤波电感的脉动电流没有特别要求。这样输出滤波电感的电流脉动可以设计的较小，从而减小所需滤波电容的容值。由于辅助绕组的作用是使箝位二极管电流快速减小到零，因此以下称该绕组为复位绕组。

本文将详细分析所提出的 ZVS PWM 全桥变换器的工作原理，并与改进前的变换器进行对比。在实验室完成了一个 1kW 的原理样机，验证了该变换器的工作原理和优点，并给出实验结果。

2 工作原理

图 1 给出了加复位绕组的 ZVS PWM 全桥变换器，其中 n_3 是复位绕组，它与谐振电感相串联。在该变换器中，变压器原边绕组 n_1 与 Q_2 和 Q_4 组成的滞后桥臂相联，我们称其为 T_{r_lag} 型。 n_1 也可以与超前桥臂相联（与复位绕组和谐振电感组成的支路交换位置），称为 T_{r_lead} 型。虽然变压器与谐振电感位置不

同，其工作原理基本相同，其区别与文献[6]中所述一样，即 T_{r_lag} 型的箝位二极管在一个开关周期中只导通一次；而 T_{r_lead} 型的箝位二极管在一个开关周期中导通两次，除了起箝位作用时导通一次外，在零状态时也导通一次。本文提出的变换器，其改进之处是在箝位二极管起箝位作用时的导通状态，因此，下面以图 1 为例进行分析。

图 2 分别给出了加复位绕组前后的 ZVS PWM 全桥变换器的主要工作波形。加复位绕组前的变换器的工作原理在文献[6]中已有详细分析，下面分析加入复位绕组后变换器的工作原理。

在分析前，先进行如下假设：①所有开关管和二极管均为理想器件（整流二极管 D_{R1} 和 D_{R2} 除外，它等效为一个理想二极管和一个电容并联，以模拟反向恢复）；②所有电感、电容和变压器均为理想元件；③变压器各绕组的匝比关系为：原边绕组:复位绕组:副边绕组= $n_1:n_3:n_2$ 。图 3 给出了该变换器在不同开关状态下的等效电路。

1) 开关模式 1 [t_0, t_1]

t_0 之前， Q_1 和 Q_4 导通，副边 D_{R1} 导通， D_{R2} 截止。 t_0 时刻关断 Q_1 ，原边电流 i_p 给 C_1 充电，同时给 C_3 放电， A 点电压下降， C_{DR2} 也相应地放电， i_p 和 i_{Lr} 谐振下降。由于 C 点电位始终大于零，故 D_6 不可能导通。同时由于 C_{DR2} 放电，副边电压减小，原边电压随之减小，而 B 点电位箝在零，所以 C 点电位必低于输入电压 V_{in} ，因此 D_5 也不可能导通。 t_1 时刻， C_3 的电压下降到零， D_3 自然导通。

2) 开关模式 2 [t_1, t_2]

D_3 导通后，可以零电压开通 Q_3 。此时 C 点电压还没有下降到零， C_{DR2} 继续放电， i_{Lr} 和 i_p 继续下降。 t_2 时刻， C_{DR2} 放电结束， D_{R2} 导通， C 点电压下降到零。

3) 开关模式 3 [t_2, t_3]

i_{Lr} 与 i_p 相等且处于续流状态。

4) 开关模式 4 [t_3, t_4]

t_3 时刻关断 Q_4 ， i_{Lr} 给 C_4 充电，同时给 C_2

放电。由于 C_2 和 C_4 的存在, Q_4 是零电压关断。由于 D_{R1} 和 D_{R2} 都导通, 因此变压器原副边电压均为零, v_{AB} 直接加在 L_r 上, 因此,

在这段时间里, 实际上是 L_r 和 C_2 、 C_4 在

谐振工作。到 t_4 时刻, v_{C4} 上升到 V_{in} , v_{C2} 下降到 0, D_2 自然导通。

5) 开关模式 5 [t_4, t_6] [对应于图 3(a)], D_2 导通后, 可以零电压开通 Q_2 。此时

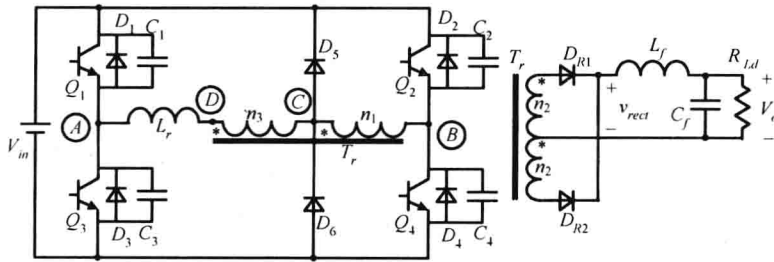


图 1 加复位绕组的 ZVS PWM 全桥变换器

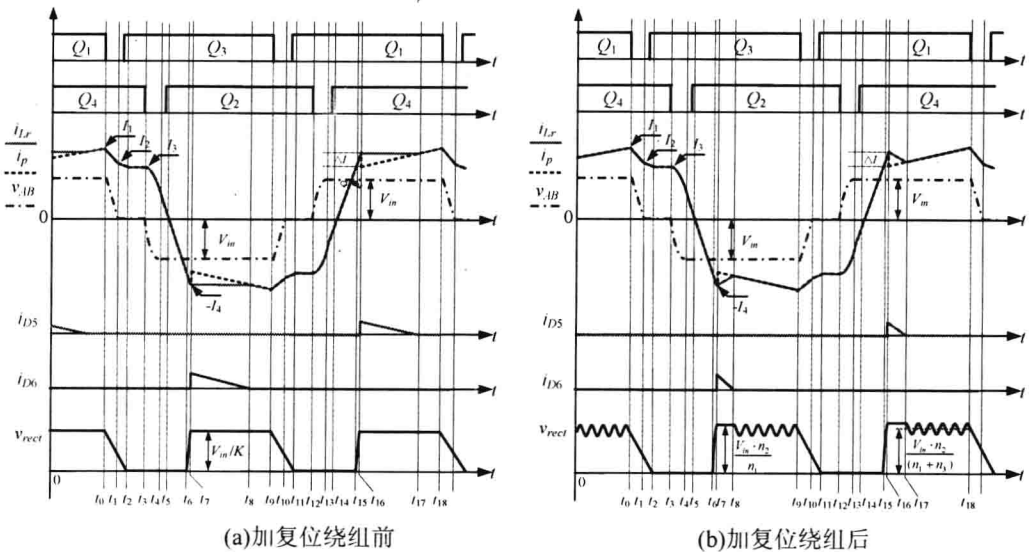


图 2 两种 ZVS PWM 全桥变换器的主要波形

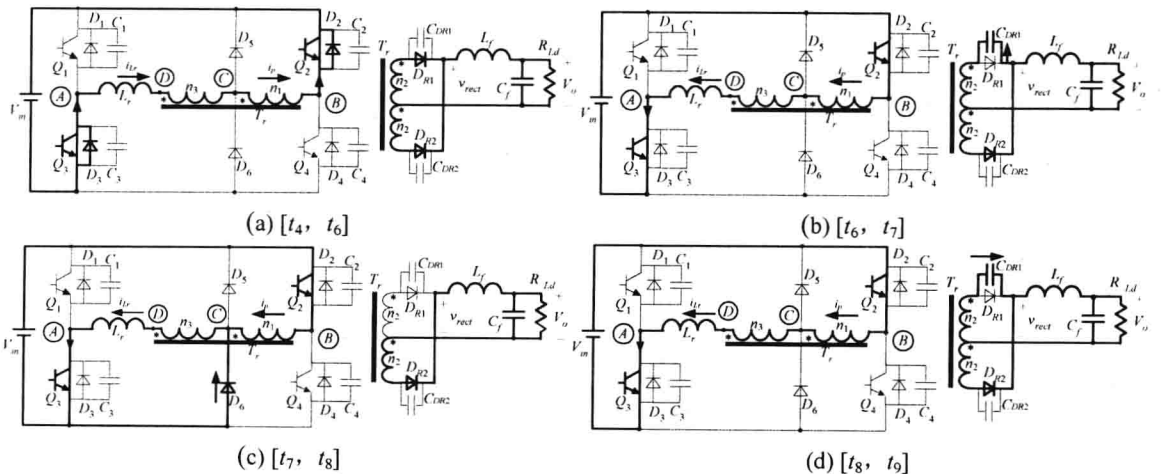


图 3 各种开关状态下的等效电路