



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 105896991 B

(45)授权公告日 2018.05.29

(21)申请号 201610355438.0

(22)申请日 2016.05.25

(65)同一申请的已公布的文献号  
申请公布号 CN 105896991 A

(43)申请公布日 2016.08.24

(73)专利权人 广州金升阳科技有限公司  
地址 510663 广东省广州市萝岗区科学城  
科学大道科汇发展中心科汇一街5号

(72)发明人 王保均

(74)专利代理机构 广州知友专利商标代理有限公司 44104

代理人 宣国华

(51)Int.Cl.

H02M 3/335(2006.01)

(56)对比文件

- CN 201430532 Y, 2010.03.24,
- CN 101282088 A, 2008.10.08,
- CN 102307017 A, 2012.01.04,
- CN 1352488 A, 2002.06.05,
- JP 2013070539 A, 2013.04.18,
- JP 2011087388 A, 2011.04.28,
- US 2009097281 A1, 2009.04.16,
- US 2016006357 A1, 2016.01.07,

审查员 黎燕

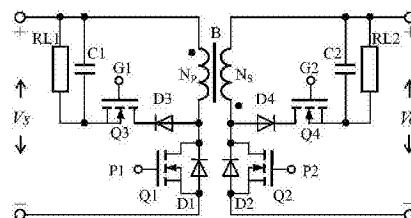
权利要求书2页 说明书10页 附图4页

(54)发明名称

一种双向变换器

(57)摘要

一种双向变换器,包括第一侧 $V_s$ 、第二侧 $V_o$ ,变压器B,功率管Q1、Q2,二极管D1、D2、D3、D4,电容C1、C2,负载RL1、RL2,以及功率管Q3、Q4,功率管Q1与D1并联后与原边串联,功率管Q3置于RL1与C1及D3组成的RCD吸收电路中,吸收原边漏感;功率管Q2与D2并联后与副边串联,功率管Q4置于RL2与C2及D4组成的RCD吸收电路中,吸收副边漏感,当 $V_s$ 工作时,原来副边的RCD吸收电路通过正激消耗了的电能,因Q4关断而不再耗能,反之 $V_o$ 工作时亦然,本电路具有电路简单,功耗低的特点,且当工作电压升高后,电路仍能良好工作。



1. 一种双向变换器,包括第一侧、第二侧,一只变压器,第一功率管、第二功率管、第一二极管、第二二极管,第三二极管、第四二极管,第一电容、第二电容,第一负载、第二负载,连接关系为:

所述的第一功率管的源极与所述的第一二极管的阳极连接,并形成所述的第一侧的输入负,所述的第一功率管的漏极与所述的第一二极管的阴极连接并形成第一连接点,所述的第一连接点还连接所述的变压器的原边绕组的异名端,所述的第一负载与所述的第一电容并联,并联后的一端连接所述的变压器的原边绕组的同名端,并形成所述的第一侧的输入正,并联后的另一端形成第三连接点;

所述的第二功率管的源极与所述的第二二极管的阳极连接,并形成所述的第二侧的输入负,所述的第二功率管的漏极与所述的第二二极管的阴极连接并形成第二连接点,所述的第二连接点还连接所述的变压器的副边绕组的同名端,所述的第二负载与所述的第二电容并联,并联后的一端连接所述的变压器的副边绕组的异名端,并形成所述的第二侧的输入正,并联后的另一端形成第四连接点;

其特征是:

还包括第三功率管、第四功率管,所述的第三功率管与所述的第三二极管串联,串联的方式为以下两种之一:

(1) 所述的第三功率管的漏极连接所述的第三二极管的阴极,所述的第三二极管的阳极连接所述的第一连接点,所述的第三功率管的源极连接所述的第三连接点;

(2) 所述的第三功率管的源极连接所述的第三二极管的阳极,所述的第三二极管的阴极连接所述的第三连接点,所述的第三功率管的漏极连接所述的第一连接点;

所述的第四功率管与所述的第四二极管串联,串联的方式为以下两种之一:

(1) 所述的第四功率管的漏极连接所述的第四二极管的阴极,所述的第四二极管的阳极连接所述的第二连接点,所述的第四功率管的源极连接所述的第四连接点;

(2) 所述的第四功率管的源极连接所述的第四二极管的阳极,所述的第四二极管的阴极连接所述的第四连接点,所述的第四功率管的漏极连接所述的第二连接点;

所述的第一侧的第一功率管处于PWM工作状态时,即能量从所述的第一侧向所述的第二侧转移时,所述的第三功率管的栅极至源极处于高电平状态,所述的第三功率管处于饱和导通状态,同时,所述的第四功率管的栅极至源极处于低电平状态,所述的第四功率管处于关断状态;

或者:所述的第二侧的第二功率管处于PWM工作状态时,即能量从所述的第二侧向所述的第一侧转移时,所述的第四功率管的栅极至源极处于高电平状态,所述的第四功率管处于饱和导通状态,同时,所述的第三功率管的栅极至源极处于低电平状态,所述的第三功率管处于关断状态。

2. 一种双向变换器,包括第一侧、第二侧,一只变压器,第一功率管、第二功率管、第一二极管、第二二极管,第三二极管、第四二极管,第一电容、第二电容,第一负载、第二负载,连接关系为:

所述的第一功率管的源极与所述的第一二极管的阳极连接,并形成所述的第一侧的输入负,所述的第一功率管的漏极与所述的第一二极管的阴极连接并形成第一连接点,所述的第一连接点还连接所述的变压器的原边绕组的异名端,所述的第一连接点还连接所述的

第三二极管的阳极,所述的第三二极管的阴极连接所述的第一电容的一端,所述的第一电容的另一端连接所述的变压器的原边绕组的同名端,并形成所述的第一侧的输入正;

所述的第二功率管的源极与所述的第二二极管的阳极连接,并形成所述的第二侧的输入负,所述的第二功率管的漏极与所述的第二二极管的阴极连接并形成第二连接点,所述的第二连接点还连接所述的变压器的副边绕组的同名端,所述的第二连接点还连接所述的第四二极管的阳极,所述的第四二极管的阴极连接所述的第二电容的一端,所述的第二电容的另一端连接所述的变压器的副边绕组的异名端,并形成所述的第二侧的输入正;

其特征是:

还包括第三功率管、第四功率管,所述的第三功率管与所述的第一负载串联,串联的方式为以下两种之一:

(1)所述的第三功率管的源极与所述的第一负载的一端连接,所述的第一负载的另一端连接所述的第一电容的另一端,所述的第三功率管的漏极连接所述的第三二极管的阴极;

(2)所述的第一负载的一端连接所述的第三二极管的阴极,所述的第一负载的另一端连接所述的第三功率管的漏极,所述的第三功率管的源极连接所述的第一电容的另一端;

所述的第四功率管与所述的第二负载串联,串联的方式为以下两种之一:

(1)所述的第四功率管的源极与所述的第二负载的一端连接,所述的第二负载的另一端连接所述的第二电容的另一端,所述的第四功率管的漏极连接所述的第四二极管的阴极;

(2)所述的第二负载的一端连接所述的第四二极管的阴极,所述的第二负载的另一端连接所述的第四功率管的漏极,所述的第四功率管的源极连接所述的第二电容的另一端;

所述的第一侧的第一功率管处于PWM工作状态时,即能量从所述的第一侧向所述的第二侧转移时,所述的第三功率管的栅极至源极处于高电平状态,所述的第三功率管处于饱和导通状态,同时,所述的第四功率管的栅极至源极处于低电平状态,所述的第四功率管处于关断状态;

或者:所述的第二侧的第二功率管处于PWM工作状态时,即能量从所述的第二侧向所述的第一侧转移时,所述的第四功率管的栅极至源极处于高电平状态,所述的第四功率管处于饱和导通状态,同时,所述的第三功率管的栅极至源极处于低电平状态,所述的第三功率管处于关断状态。

3. 根据权利要求1或2所述的双向变换器,其特征在于:所述的第二二极管正向导通时,与之并联的所述的第二功率管同步导通;或所述的第一二极管正向导通时,与之并联的所述的第一功率管同步导通。

4. 根据权利要求1或2所述的双向变换器,其特征在于:所述的第一负载、所述的第二负载均为电阻器。

5. 根据权利要求1或2所述的双向变换器,其特征在于:所述的第一负载、所述的第二负载均为可充电电池或可充电电池组,且连接要保证所述的可充电电池或可充电电池组是在吸收漏感能量的同时被充电。

## 一种双向变换器

### 技术领域

[0001] 本发明涉及DC-DC变换器,特别涉及能量双向流动的DC-DC变换器。

### 背景技术

[0002] 广义地说,凡用半导体功率器件作为开关,将一种电源形态转变为另一种形态的主电路都叫做开关变换器电路,简称变换器。开关电源的主要组成部分是DC-DC变换器。

[0003] 大部份变换器的能量是单向流动的,如手机充电器,多为反激变换器,把市电的能量整流为直流,再变换为通常为5V的低压向手机供电或充电。某些能量转换场合,希望能量可以双向流动,如储能系统,当市电供电充沛时,通过变换器把市电的能量变换为低压,储存在电池中,当市电供电不足时,变换器把电池的能量变换为市电,补充市电的供电不足。

[0004] 双向变换器的提出,源于人类对交流变压器的功能追随,交流变压器是一种双向的交流电压隔离器,它可以实现能量的双向流动,但是它无法直接对直流(DC)进行传输。

[0005] 电子工业出版社出版的《开关电源的原理与设计》第71页图3-14示出了一种双向变换器,该书ISBN号为7-121-00211-6,以下称为背景文献1。同页该图向下第5行也说明了:注意,当电流工作在不连续模式形式时,是不可能实现开关双向性的。为了方便,本申请将该书的图3-14作为本申请中图1呈现。本质上双侧为推挽式变换器对接,形成双向变换器。由于该书中所述的不足,图1示出的原始模型级的双向变换器,并没有实际使用。

[0006] 该书同页的图3-15示出了能量双向流动的Cuk变换器,为了方便,将该书的图3-15呈现在本申请中,参见图2,并修正了原图中的错误,修正或改动为:三极管 $T_1$ 的发射极和电源V的正极相连,给负载电阻增加了编号 $R_L$ ,给唯一的电容增加了编号C。图2中,负载电阻 $R_L$ 若换为另一个电源,就可以实现双向变换器,但不能实现隔离,目前用途很广,用于串联的电池组或超级电容组中,相邻单元的均衡,具有效率高,控制简单的优点,但是当电池组中非相邻的电池需要均衡时,能量逐级传递降低了总体效率,且任一电池单元电压欠压或超压时,要全部打开,才能实现均衡,整体效率并不高。

[0007] 反激变换器具有器件少,可靠性高的特点。申请号为201310558811.9,名为《蓄电池组双向无损均衡与脉冲活化系统》的发明申请,以下称为背景文献2,示出了利用反激变换器组成的双向变换器,由主开关管Q5、反激整流管Q6、以及反激变压器T3,检测电阻R3和R4组成,众所周知,背景文献2由于没有设置处理反激变换器变压器漏感的电路,是不能工作的,参见张兴柱博士所著的书号为ISBN978-7-5083-9015-4的《开关电源功率变换器拓扑与设计》第61页最后2行至62页的论述。

[0008] 申请号为201410724447.3,名为《双向无损主动均衡装置》的发明申请,以下称为背景文献3,示出了利用反激变换器组成的双向变换器就克服了背景文献2的不足,为了方便,本申请把背景文献3的图1呈现在本申请中,参见本申请的图3。可以看到,其单体侧设立了由二极管D1、电阻R1、电容C2组成的RCD吸收电路,其总体侧设立了由二极管D4、电阻R3、电容C4组成的RCD吸收电路,图3中用于标记变压器B1的同名端黑点较小,望注意。RCD吸收电路的工作原理为公知技术,可参考上述的《开关电源功率变换器拓扑与设计》第67页

“4.3RCD吸收反激变换器”一节。

[0009] 背景文献3的不足分析：

[0010] 以单体侧工作为例，当功率管Q1处于PWM开关状态时，即正常工作时，Q1饱和导通后，激磁电流的流动方向为：单体侧+→SW1→变压器B1的同名端，图3中B1的上端→变压器B1的异名端，图3中B1的下端→二极管D3→Q1集电极→Q1发射极→电流检测电阻R2→单体侧-，形成一个回路，此时，变压器B1的副边感应出上负、下正的感应电压，此刻，D5处于反偏不导通；

[0011] Q1由导通转为截止时，变压器B1中的激磁电流不能消失，原流动方向为：原边的同名端流向异名端，变压器B1作为储能电感运行，该电流会出现在副边，流动方向仍是同名端流向异名端，B1的副边出现从下向上的电流，这时D5处于正向导通状态，能量从原边转移至副边，向总体侧充电，完成变换；

[0012] 此时，由于变压器B1存在漏感，漏感储存的能量由单体侧的D1、R1、C2组成的RCD吸收电路所吸收；

[0013] 背景文献3的不足：当Q1饱和导通时，变压器B1的副边感应出上负、下正的感应电压，这个电压让二极管D4导通，副边的RCD电路吸收电路参与了工作，R3消耗了能量。副边的RCD电路本意是用来吸收Q2处于开关状态时漏感储存的能量。

[0014] 同样，当总体侧工作时，Q2饱和导通时，变压器B1的原边感应出上负、下正的感应电压，二极管D1导通，原边的RCD电路吸收电路参与了工作，R1消耗了能量。

[0015] RCD电路吸收电路原来只是工作在反激变换器的功率管由饱和导通变为截止的瞬间，而在背景文献3中，在原边激磁时，副边的RCD吸收电路全程参与了工作，消耗的能量比较大，无法实现背景文献3所述的“无损”吸收。

[0016] 申请号为201610251403.2，名为《一种双向变换器》的发明申请，以下称为背景文献4，克服了背景文献3的不足，为了方便，本申请把背景文献4的技术方案对应的图4呈现在本申请中，参见本申请的图4。

[0017] 背景文献4存在的不足分析：以第一侧P1处于PWM为例，功率管Q1饱和导通后，激磁电流的流动方向为：第一侧Vs+→变压器B的同名端，即图4中变压器B的原边绕组Np的上端→变压器B的异名端，图4中变压器B的原边绕组Np的下端→第一功率管Q1的漏极D→第一功率管Q1的源极S→第一侧Vs-，形成一个回路，此时，利用同名端的关系可知，变压器B的副边绕组Ns感应出上负、下正的感应电压，称为“副边绕组Ns感应电压”，此刻，第二二极管D2处于反偏不导通。

[0018] 副边绕组Ns感应电压等于： $(N_s/N_p) V_s$ 。匝比乘上第一侧的工作电压，第一侧的工作电压的变范围较大，如用于锂电的均衡充电中，Vs的工作范围则为3.0V至4.20V，变化达40%，若匝比为10。那么背景文献4中，为了正常工作，稳压二极管W2的稳压值大于副边绕组Ns感应电压的最大值 $4.2V*10=42V$ ，才能保证良好工作，当第二侧Vo需要工作时，Q2处于PWM的开关状态，这时D4、C2、R2、W2组成的RCD吸收电路，其吸收电压过高，Q2的漏极在同样的时间，要从更高的电压降为0V，即 $dU/dt$ 更大了，电磁辐射也会更大，背景文献4存在的不足：Q2的耐压要高，高耐压的MOS管做成同样的通态内阻，其成本大幅升高；EMI较差；特别在输入电压工作范围较宽时，缺点更明显。同样Q1也存在这个问题。

[0019] 利用反激变换器组成的双向变换器，即反激式双向变换器，包括背景文献4，目前

仍不够理想。

[0020] 为了方便,列出本申请涉及的文献:

[0021] 背景文献1:《开关电源的原理与设计》,ISBN为7-121-00211-6;

[0022] 背景文献2:《蓄电池组双向无损均衡与脉冲活化系统》,申请号201310558811.9;

[0023] 背景文献3:《双向无损主动均衡装置》,申请号201410724447.3;

[0024] 背景文献4:《一种双向变换器》,申请号201610251403.2;

[0025] 参考文献:《开关电源功率变换器拓扑与设计》,ISBN为978-7-5083-9015-4。

## 发明内容

[0026] 有鉴于此,本发明要解决包括背景文献4的现有反激式双向变换器所存在的不足,提供一种双向变换器,高效率地实现双向变换,且两侧的功率管可以选取正常耐压的,EMI较好,在输入电压工作范围较宽时,仍保持良好的性能。

[0027] 本发明的目的是这样实现的,一种双向变换器,包括第一侧、第二侧,一只变压器,第一功率管、第二功率管、第一二极管、第二二极管,第三二极管、第四二极管,第一电容、第二电容,第一负载、第二负载,变压器至少包括有清晰同名端标识的原边绕组与副边绕组,连接关系为:

[0028] 第一功率管的源极与第一二极管的阳极连接,并形成第一侧的输入负,第一功率管的漏极与第一二极管的阴极连接并形成第一连接点,第一连接点还连接变压器的原边绕组的异名端,第一负载与第一电容并联,并联后的一端连接变压器的原边绕组的同名端,并形成第一侧的输入正,并联后的另一端形成第三连接点;

[0029] 第二功率管的源极与第二二极管的阳极连接,并形成第二侧的输入负,第二功率管的漏极与第二二极管的阴极连接并形成第二连接点,第二连接点还连接变压器的副边绕组的同名端,第二负载与第二电容并联,并联后的一端连接变压器的副边绕组的异名端,并形成第二侧的输入正,并联后的另一端形成第四连接点;

[0030] 其特征是:

[0031] 还包括第三功率管、第四功率管,第三功率管与第三二极管串联,通常,串联的方式有两种,同时也形成两种连接方式,这两种是等效的:

[0032] (1) 第三功率管的漏极连接第三二极管的阴极,第三二极管的阳极连接第一连接点,第三功率管的源极连接第三连接点;

[0033] (2) 第三功率管的源极连接第三二极管的阳极,第三二极管的阴极连接第三连接点,第三功率管的漏极连接第一连接点;

[0034] 第四功率管与第四二极管串联,通常,串联的方式有两种,同时也形成两种连接方式,这两种是等效的:

[0035] (1) 第四功率管的漏极连接第四二极管的阴极,第四二极管的阳极连接第二连接点,第四功率管的源极连接第四连接点;

[0036] (2) 第四功率管的源极连接第四二极管的阳极,第四二极管的阴极连接第四连接点,第四功率管的漏极连接第二连接点;

[0037] 其特征还在于:第一侧的第一功率管处于PWM工作状态时,即能量从第一侧向第二侧转移时,第三功率管的栅极至源极处于高电平状态,第三功率管处于饱和导通状态,同

时,第四功率管的栅极至源极处于低电平状态,第四功率管处于关断状态;

[0038] 或者:第二侧的第二功率管处于PWM工作状态时,即能量从第二侧向第一侧转移时,第四功率管的栅极至源极处于高电平状态,第四功率管处于饱和导通状态,同时,第三功率管的栅极至源极处于低电平状态,第三功率管处于关断状态。

[0039] 上述的方案作为原始方案,本发明还提供了另一套等效的技术方案,一种双向变换器,包括第一侧、第二侧,一只变压器,第一功率管、第二功率管、第一二极管、第二二极管,第三二极管、第四二极管,第一电容、第二电容,第一负载、第二负载,变压器至少包括有清晰同名端标识的原边绕组与副边绕组,连接关系为:

[0040] 第一功率管的源极与第一二极管的阳极连接,并形成第一侧的输入负,第一功率管的漏极与第一二极管的阴极连接并形成第一连接点,第一连接点还连接变压器的原边绕组的异名端,第一连接点还连接第三二极管的阳极,第三二极管的阴极连接第一电容的一端,第一电容的另一端连接变压器的原边绕组的同名端,并形成第一侧的输入正;

[0041] 第二功率管的源极与第二二极管的阳极连接,并形成第二侧的输入负,第二功率管的漏极与第二二极管的阴极连接并形成第二连接点,第二连接点还连接变压器的副边绕组的同名端,第二连接点还连接第四二极管的阳极,第四二极管的阴极连接第二电容的一端,第二电容的另一端连接变压器的副边绕组的异名端,并形成第二侧的输入正;

[0042] 其特征是:

[0043] 还包括第三功率管、第四功率管,第三功率管与第一负载串联,通常,串联的方式有两种,同时也形成两种连接方式,这两种是等效的:

[0044] (1) 第三功率管的源极与第一负载的一端连接,第一负载的另一端连接第一电容的另一端,第三功率管的漏极连接第三二极管的阴极;

[0045] (2) 第一负载的一端连接第三二极管的阴极,第一负载的另一端连接第三功率管的漏极,第三功率管的源极连接第一电容的另一端;

[0046] 第四功率管与第二负载串联,通常,串联的方式有两种,同时也形成两种连接方式,这两种是等效的:

[0047] (1) 第四功率管的源极与第二负载的一端连接,第二负载的另一端连接第二电容的另一端,第四功率管的漏极连接第四二极管的阴极;

[0048] (2) 第二负载的一端连接第四二极管的阴极,第二负载的另一端连接第四功率管的漏极,第四功率管的源极连接第二电容的另一端;

[0049] 其特征还在于:第一侧的第一功率管处于PWM工作状态时,即能量从第一侧向第二侧转移时,第三功率管的栅极至源极处于高电平状态,第三功率管处于饱和导通状态,同时,第四功率管的栅极至源极处于低电平状态,第四功率管处于关断状态;

[0050] 或者:第二侧的第二功率管处于PWM工作状态时,即能量从第二侧向第一侧转移时,第四功率管的栅极至源极处于高电平状态,第四功率管处于饱和导通状态,同时,第三功率管的栅极至源极处于低电平状态,第三功率管处于关断状态。

[0051] 优选地,第二二极管正向导通时,与之并联的第二功率管同步导通;或第一二极管正向导通时,与之并联的第一功率管同步导通。

[0052] 优选地,上述的两个技术方案中的第一负载、第二负载均为电阻器;

[0053] 优选地,上述的两个技术方案中的第一负载、第二负载均为可充电电池或可充电

电池组,且连接要保证可充电电池或可充电电池组是在吸收漏感能量的同时被充电。

[0054] 本发明的详细工作原理会在实施例中结合应用详细说明,本发明的一种双向变换器的有益效果为:

[0055] (1) 第一功率管与第二功率管的耐压无需选用高耐压的功率管;

[0056] (2) EMI较好;

[0057] (3) 输入电压工作范围较宽时,仍保持上述两个有益效果。

[0058] (4) 较高效率地实现隔离式双向变换,特别当使用可充电电池或可充电电池组吸收时,效率更高。

## 附图说明

[0059] 图1为背景文献1第71页图3-14示出的一种双向变换器;

[0060] 图2为背景文献1第71页图3-15示出的一种双向变换器;

[0061] 图3为背景文献3示出的双向无损主动均衡装置;

[0062] 图4为背景文献4的一种双向变换器的原理图;

[0063] 图5为本发明第一实施例、原始技术方案对应的原理图;

[0064] 图5-1为图5的等效图,将Q3和D3的位置互换;

[0065] 图5-2为图5、图5-1的等效图,将Q4和D4的位置互换;

[0066] 图6为本发明第二实施例的原理图;

[0067] 图6-1为图6的等效图,将Q3和RL1的位置互换;

[0068] 图6-2为图6、图6-1的等效图,将Q4和RL2的位置互换;

[0069] 图7为功率管内部的体二极管示意图。

## 具体实施方式

[0070] 第一实施例

[0071] 请参见图5,为本发明第一实施例,对应上述的方案作为原始方案:包括第一侧 $V_s$ 、第二侧 $V_o$ ,一只变压器B,第一功率管Q1、第二功率管Q2、第一二极管D1、第二二极管D2,第三二极管D3、第四二极管D4,第一电容C1、第二电容C2,第一负载RL1、第二负载RL2,变压器B至少包括有清晰同名端标识的原边绕组 $N_p$ 与副边绕组 $N_s$ ,连接关系为:

[0072] 第一功率管Q1的源极与第一二极管D1的阳极连接,并形成第一侧 $V_s$ 的输入负,图中以对应的-号表示,第一功率管Q1的漏极与第一二极管D1的阴极连接并形成第一连接点,第一连接点还连接变压器B的原边绕组 $N_p$ 的异名端,第一负载RL1与第一电容C1并联,并联后的一端连接变压器B的原边绕组 $N_p$ 的同名端,并形成第一侧 $V_s$ 的输入正,图中以对应的+号表示,并联后的另一端形成第三连接点;

[0073] 第二功率管Q2的源极与第二二极管D2的阳极连接,并形成第二侧 $V_o$ 的输入负,第二功率管Q2的漏极与第二二极管D2的阴极连接并形成第二连接点,第二连接点还连接变压器B的副边绕组 $N_s$ 的同名端,第二负载RL2与第二电容C2并联,并联后的一端连接变压器B的副边绕组 $N_s$ 的异名端,并形成第二侧 $V_o$ 的输入正,并联后的另一端形成第四连接点;

[0074] 还包括第三功率管Q3、第四功率管Q4,第三功率管Q3与第三二极管D3串联,通常,串联的方式有两种,同时也形成两种连接方式,这两种是等效的:



[0075] (1) 第三功率管Q3的漏极连接第三二极管D3的阴极,第三二极管D3的阳极连接第一连接点,第三功率管Q3的源极连接第三连接点,图5中相关部分示出了这种连接关系;

[0076] (2) 第三功率管Q3的源极连接第三二极管D3的阳极,第三二极管D3的阴极连接第三连接点,第三功率管Q3的漏极连接第一连接点,图5-1、图5-2中相关部分示出了这种连接关系;

[0077] 第四功率管Q4与第四二极管D4串联,通常,串联的方式有两种,同时也形成两种连接方式,这两种是等效的:

[0078] (1) 第四功率管Q4的漏极连接第四二极管D4的阴极,第四二极管D4的阳极连接第二连接点,第四功率管Q4的源极连接第四连接点,图5、图5-1中相关部分示出了这种连接关系;

[0079] (2) 第四功率管Q4的源极连接第四二极管D4的阳极,第四二极管D4的阴极连接第四连接点,第四功率管Q4的漏极连接第二连接点,图5-2中相关部分示出了这种连接关系;

[0080] 第一侧 $V_s$ 的第一功率管Q1处于PWM工作状态时,即能量从第一侧 $V_s$ 向第二侧 $V_o$ 转移时,第三功率管Q3的栅极至源极处于高电平状态,第三功率管Q3处于饱和导通状态,同时,第四功率管Q4的栅极至源极处于低电平状态,第四功率管Q4处于关断状态;

[0081] 或者:第二侧 $V_o$ 的第二功率管Q2处于PWM工作状态时,即能量从第二侧 $V_o$ 向第一侧 $V_s$ 转移时,第四功率管Q4的栅极至源极处于高电平状态,第四功率管Q4处于饱和导通状态,同时,第三功率管Q3的栅极至源极处于低电平状态,第三功率管Q3处于关断状态。

[0082] 图5、图5-1、图5-2是等效的,都可以实现发明目的,事实上可以作为三个实施例,串联电路中器件交换位置,且保证有极性器件的电流方向不变,那么,串联回路完成的功能是不变的,这是公知技术。功率管一般指场效应管,即MOS管,由于其体内一般都有寄生二极管,又叫体二极管,因此,与外部二极管如D3或D4串联时,其体二极管与外部二极管的方向要相向,即相反,体二极管在一般的功率管原理图中不体现,功率管内部结构图见图7,图7示出了带有体二极管的场效应管与一般简易画法的场效应管电气符号的对应关系。

[0083] 工作原理:以第一侧 $V_s$ 工作为例,当功率管Q1处于PWM开关状态时,即正常工作时,功率管Q1饱和导通后,激磁电流的流动方向为:第一侧 $V_{s+}$ →变压器B的同名端,即图5中变压器B的原边绕组 $N_p$ 的上端→变压器B的异名端,图5中变压器B的原边绕组 $N_p$ 的下端→第一功率管Q1的漏极D→第一功率管Q1的源极S→第一侧 $V_{s-}$ ,形成一个回路,此时,利用同名端的关系可知,变压器B的副边绕组 $N_s$ 感应出上负、下正的感应电压,称为“副边绕组 $N_s$ 感应电压”,激磁过程中,第二二极管D2处于反偏不导通。

[0084] 由于第四功率管Q4的栅极至源极处于低电平状态,第四功率管Q4处于关断状态,此刻,副边绕组 $N_s$ 感应电压无法通过二极管D4对电容C2充电,不消耗能量,即本发明中,在原RCD吸收电路中,加入第四功率管Q4后,就可以实现副边的RCD电路不再吸收能量。

[0085] 功率管Q1由导通转为截止时,变压器B中原边绕组 $N_p$ 的激磁电流不能消失,原流动方向为:原边绕组 $N_p$ 的同名端流向异名端,即从上至下,变压器B作为储能电感运行,该电流会出现在副边绕组 $N_s$ ,流动方向仍是同名端流向异名端,变压器B的副边绕组 $N_s$ 出现从下向上的电流,这时第二二极管D2处于正向导通状态,能量从原边转移至副边,向第二侧 $V_o$ 充电,完成变换;整个工作过程中,第一二极管D1不参与工作;

[0086] 整个工作过程中,第三功率管Q3的栅极至源极处于高电平状态,第三功率管Q3处

于饱和导通状态,功率管Q1由导通转为截止时,此时,由于变压器B存在漏感,漏感储存的能量由第一侧Vs的二极管D3、第一负载RL1、电容C1和功率管Q3组成的RCD吸收电路所吸收。

[0087] 第一负载RL1可以是传统的电阻,那么漏感储存的能量最终由该电阻以发热的形式消耗掉;若想进一步提升效率,第一负载RL1可以用可充电电池或可充电电池组,可充电电池组也是可充电电池,在本技术领域,很多文献把超级电容、超级电容电池也看作是可充电电池,超级电容电池又叫黄金电容、法拉电容,它通过极化电解质来储能,属于双电层电容的一种。由于其储能的过程并不发生化学反应,因此这种储能过程是可逆的,正因为此超级电容器可以反复充放电数十万次。超级电容一般使用活性炭电极材料,具有吸附面积大,静电储存多的特点,在新能源汽车中有广泛使用。它们用于第一负载RL1都可以实现发明目的,进一步提高效率,这部份的连接方法与应用可以参见申请号为201410459391.3的《一种均衡充电电路及电池组》。

[0088] 第二二极管D2正向导通时,与之并联的第二功率管Q2同步导通,即可实现第二功率管Q2的同步整流功能,进一步提高变换效率。

[0089] 以上为第一侧Vs工作的工作原理,能量从第一侧Vs经过变换转移至第二侧Vo。

[0090] 从图5、图5-1、图5-2可以看出,电路的两侧具有高度的对称性,尽管两侧的工作电压可能不同,如第二侧接整个电池组,但工作原理是一样的,第二侧Vo工作时的的工作原理,即能量从第二侧Vo经过变换转移至第一侧Vs,即第二侧Vo的第二功率管Q2处于PWM工作状态时,第四功率管Q4的栅极至源极处于高电平状态,第四功率管Q4处于饱和导通状态,同时,第三功率管Q3的栅极至源极处于低电平状态,第三功率管Q3处于关断状态,同样实现能量变换转移,能量从第二侧Vo经过变换转移至第一侧Vs;

[0091] 同样,第二负载RL2可以是传统的电阻,还可以用可充电电池或可充电电池组来提高效率。

[0092] 这样实现能量的双向传输,且克服了现有技术的不足。

[0093] 以下为实验数据:

[0094] Vs工作电压为2.8V,为一个超级电容的端电压,功率管Q1为SIR422,为40V 40A的MOS管,RDS(ON)为6mΩ,封装为S0-8;功率管Q3为XP151A13A0MR,为20V 1A的MOS管,RDS(ON)为0.25Ω,封装为SOT-23;二极管D1为SK1040M,二极管D3为1N4148,电容C1为470pF,第一负载RL1为27Ω;

[0095] Vo工作电压为28V,为一个超级电容组的电压,为十个超级电容串联后所得,功率管Q2为ZXMN10A11G,为100V/2.4A,RDS(ON)为0.35Ω MOS管,封装为SOT-223;功率管Q4为XP151A11B0MR,为30V 1A的MOS管,RDS(ON)为0.17Ω,封装为SOT-23,实测耐压为55V;二极管D2为SS210,二极管D4为SS210,电容C2为1000pF,第二负载RL2为2.2KΩ;

[0096] 变压器B的参数:磁芯为ER20的通用磁芯;原边绕组Np为2匝,为15股0.2mm漆包线并绕;副边绕组Ns为20匝,为3股0.2mm漆包线并绕;设计功率为28W;

[0097] 并没有设置会降低变换效率的电流检测电阻,PWM控制方面的技术方案采用中国申请号为201410459391.3,名为《一种均衡充电电路及电池组》的技术方案,限制最大占空比来控制工作电流,并按图5改为双向变换器。

[0098] 主控用的集成电路均为ISL6840,工作频率均为330KHz,实测本发明的变换效率:

[0099] 从第一侧Vs至第二侧Vo的变换效率:83.9%;

[0100] 从第二侧 $V_o$ 至第一侧 $V_s$ 的变换效率:88.7%;

[0101] 按中国申请号为201410459391.3示出的技术方案,第一负载 $RL_1$ 接一节2.8V的超级电容,而第二负载 $RL_2$ 接上一个电池组,为十个超级电容串联后所得,效率为:

[0102] 从第一侧 $V_s$ 至第二侧 $V_o$ 的变换效率:85.2%,与使用电阻的相比,上升了1.3%;

[0103] 从第二侧 $V_o$ 至第一侧 $V_s$ 的变换效率:90.5%,与使用电阻的相比,上升了1.8%。

[0104] 第一侧 $V_s$ 换为4.2V锂电池电压,实际电压从3.0V调至4.20V,电路仍良好工作,第二侧 $V_o$ 的电压为30V至42V,电路仍良好工作。

[0105] 与背景文献4相比,传导骚扰度测试了150KHz至30MHz,与现有技术相比,在同样的工作电压下,曲线相同,但本发明整体下移了5至11dB,平均约5.5dB,实现了EMI的改良与提升,当工作电压提升至4.2V时,本发明整体下移了6.2至13dB,平均约8dB,实现了EMI的改良与提升。

[0106] 可见,在原边激磁时,副边的RCD吸收电路不参与工作;在副边激磁时,原边的RCD吸收电路不参与工作;实现了“无损”吸收;较高效率地实现隔离式双向变换,实现了发明目的。

[0107] 在第一实施例中,事实上展现了多个实施方式,第二二极管 $D_2$ 正向导通时,与之并联的第二功率管 $Q_2$ 同步导通,即可实现第二功率管 $Q_2$ 的同步整流功能,这是第四种实施方式;第一二极管 $D_1$ 正向导通时,与之并联的第一功率管 $Q_1$ 同步导通,即可实现第一功率管 $Q_1$ 的同步整流功能,若独立实施,这是第五种实施方式;同时实施,即和第四种同时实施,就是第六种实施方式,这里不再去组合展示。

[0108] 第二实施例

[0109] 请参见图6,对应上述的另一套等效的技术方案,一种双向变换器,包括第一侧 $V_s$ 、第二侧 $V_o$ ,一只变压器B,第一功率管 $Q_1$ 、第二功率管 $Q_2$ 、第一二极管 $D_1$ 、第二二极管 $D_2$ ,第三二极管 $D_3$ 、第四二极管 $D_4$ ,第一电容 $C_1$ 、第二电容 $C_2$ ,第一负载 $RL_1$ 、第二负载 $RL_2$ ,变压器B至少包括有清晰同名端标识的原边绕组 $N_p$ 与副边绕组 $N_s$ ,连接关系为:

[0110] 第一功率管 $Q_1$ 的源极与第一二极管 $D_1$ 的阳极连接,并形成第一侧 $V_s$ 的输入负,第一功率管 $Q_1$ 的漏极与第一二极管 $D_1$ 的阴极连接并形成第一连接点,第一连接点还连接变压器B的原边绕组 $N_p$ 的异名端,第一连接点还连接第三二极管 $D_3$ 的阳极,第三二极管 $D_3$ 的阴极连接第一电容 $C_1$ 的一端,第一电容 $C_1$ 的另一端连接变压器B的原边绕组 $N_p$ 的同名端,并形成第一侧 $V_s$ 的输入正;

[0111] 第二功率管 $Q_2$ 的源极与第二二极管 $D_2$ 的阳极连接,并形成第二侧 $V_o$ 的输入负,第二功率管 $Q_2$ 的漏极与第二二极管 $D_2$ 的阴极连接并形成第二连接点,第二连接点还连接变压器B的副边绕组 $N_s$ 的同名端,第二连接点还连接第四二极管 $D_4$ 的阳极,第四二极管 $D_4$ 的阴极连接第二电容 $C_2$ 的一端,第二电容 $C_2$ 的另一端连接变压器B的副边绕组 $N_s$ 的异名端,并形成第二侧 $V_o$ 的输入正;

[0112] 还包括第三功率管 $Q_3$ 、第四功率管 $Q_4$ ,第三功率管 $Q_3$ 与第一负载 $RL_1$ 串联,通常,串联的方式有两种,同时也形成两种连接方式,这两种是等效的:

[0113] (1) 第三功率管 $Q_3$ 的源极与第一负载 $RL_1$ 的一端连接,第一负载 $RL_1$ 的另一端连接第一电容 $C_1$ 的另一端,第三功率管 $Q_3$ 的漏极连接第三二极管 $D_3$ 的阴极;图6中相关部分示出了这种连接关系;

[0114] (2) 第一负载RL1的一端连接第三二极管D3的阴极,第一负载RL1的另一端连接第三功率管Q3的漏极,第三功率管Q3的源极连接第一电容C1的另一端;图6-1、图6-2中相关部分示出了这种连接关系;

[0115] 第四功率管Q4与第二负载RL2串联,通常,串联的方式有两种,同时也形成两种连接方式,这两种是等效的:

[0116] (1) 第四功率管Q4的源极与第二负载RL2的一端连接,第二负载RL2的另一端连接第二电容C2的另一端,第四功率管Q4的漏极连接第四二极管D4的阴极;图6、图6-1中相关部分示出了这种连接关系;

[0117] (2) 第二负载RL2的一端连接第四二极管D4的阴极,第二负载RL2的另一端连接第四功率管Q4的漏极,第四功率管Q4的源极连接第二电容C2的另一端;图6-2中相关部分示出了这种连接关系;

[0118] 第一侧Vs的第一功率管Q1处于PWM工作状态时,即能量从第一侧Vs向第二侧Vo转移时,第三功率管Q3的栅极至源极处于高电平状态,第三功率管Q3处于饱和导通状态,同时,第四功率管Q4的栅极至源极处于低电平状态,第四功率管Q4处于关断状态;

[0119] 或者:第二侧Vo的第二功率管Q2处于PWM工作状态时,即能量从第二侧Vo向第一侧Vs转移时,第四功率管Q4的栅极至源极处于高电平状态,第四功率管Q4处于饱和导通状态,同时,第三功率管Q3的栅极至源极处于低电平状态,第三功率管Q3处于关断状态。

[0120] 图6、图6-1、图6-2是等效的,都可以实现发明目的,事实上可以作为三个实施例。

[0121] 工作原理:以第一侧Vs工作为例,当功率管Q1处于PWM开关状态时,同上述的第一实施例的激磁过程。

[0122] 由于第四功率管Q4的栅极至源极处于低电平状态,第四功率管Q4处于关断状态,此刻,副边绕组Ns感应电压通过二极管D4对电容C2充电,并没有其它通路,这是第一个周期,在以后的周期中,由于电容C2上已充好电,并不再形成充电电流,故在以后的周期中,当功率管Q1再次饱和导通并对变压器B的原边绕组Np激磁时,副边绕组Ns感应电压处于空载状态,并没有能量损失。不消耗能量,即本发明中,在原RCD吸收电路中,加入第四功率管Q4后,第二负载RL2因第四功率管Q4处于关断状态而不耗能,实现了副边的RCD电路不再吸收能量。

[0123] 功率管Q1由导通转为截止时,变压器B中原边绕组Np的激磁电流不能消失,原流动方向为:原边绕组Np的同名端流向异名端,即从上至下,变压器B作为储能电感运行,该电流会出现在副边绕组Ns,流动方向仍是同名端流向异名端,变压器B的副边绕组Ns出现从下向上的电流,这时第二二极管D2处于正向导通状态,能量从原边转移至副边,向第二侧Vo充电,完成变换;整个工作过程中,第一二极管D1不参与工作;

[0124] 整个工作过程中,第三功率管Q3的栅极至源极处于高电平状态,第三功率管Q3处于饱和导通状态,功率管Q1由导通转为截止时,此时,由于变压器B存在漏感,漏感储存的能量由第一侧Vs的二极管D3、第一负载RL1、电容C1和功率管Q3组成的RCD吸收电路所吸收。

[0125] 第一负载RL1可以是传统的电阻,那么漏感储存的能量最终由该电阻以发热的形式消耗掉;若想进一步提升效率,第一负载RL1可以用可充电电池,进一步提高效率,这部份的连接方法与应用可以参见申请号为201410459391.3的《一种均衡充电电路及电池组》。

[0126] 第二二极管D2正向导通时,与之并联的第二功率管Q2同步导通,即可实现第二功

率管Q2的同步整流功能,进一步提高变换效率。

[0127] 以上为第一侧 $V_s$ 工作的的工作原理,能量从第一侧 $V_s$ 经过变换转移至第二侧 $V_o$ 。

[0128] 从图6、图6-1、图6-2可以看出,电路的两侧具有高度的对称性,尽管两侧的工作电压可能不同,如第二侧 $V_o$ 接整个电池组,但工作原理是一样的,第二侧 $V_o$ 工作时的的工作原理,即能量从第二侧 $V_o$ 经过变换转移至第一侧 $V_s$ ,即第二侧 $V_o$ 的第二功率管Q2处于PWM工作状态时,第四功率管Q4的栅极至源极处于高电平状态,第四功率管Q4处于饱和导通状态,同时,第三功率管Q3的栅极至源极处于低电平状态,第三功率管Q3处于关断状态,同样实现能量变换转移,能量从第二侧 $V_o$ 经过变换转移至第一侧 $V_s$ ;

[0129] 同样,第二负载 $RL_2$ 可以是传统的电阻,还可以用可充电电池或可充电电池组来提高效率。

[0130] 这样实现能量的双向传输,且克服了现有技术的不足。

[0131] 以下为实验数据:

[0132] 器件的参数同第一实施例中的参数。

[0133] 同样没有设置会降低变换效率的电流检测电阻,PWM控制方面的技术方案采用中国申请号为201410459391.3,名为《一种均衡充电电路及电池组》的技术方案,限制最大占空比来控制工作电流,并按图6、或图6-1或图6-2改为双向变换器。

[0134] 从第一侧 $V_s$ 至第二侧 $V_o$ 的变换效率:83.9%;

[0135] 从第二侧 $V_o$ 至第一侧 $V_s$ 的变换效率:88.7%;

[0136] 按中国申请号为201410459391.3示出的技术方案,第一负载 $RL_1$ 接一节2.8V的超级电容,而第二负载 $RL_2$ 接上一个电池组,为十个超级电容串联后所得,效率为:

[0137] 从第一侧 $V_s$ 至第二侧 $V_o$ 的变换效率:85.2%,与使用电阻的相比,上升了1.3%;

[0138] 从第二侧 $V_o$ 至第一侧 $V_s$ 的变换效率:90.5%,与使用电阻的相比,上升了1.8%。

[0139] 第一侧 $V_s$ 换为4.2V锂电池电压,实际电压从3.0V调至4.20V,电路仍良好工作,第二侧 $V_o$ 的电压为30V至42V,电路仍良好工作。

[0140] 与背景文献4相比,传导骚扰度测试了150KHz至30MHz,与现有技术相比,在同样的工作电压下,曲线相同,但本发明整体下移了5.1至11.3dB,平均约5.6dB,实现了EMI的改良与提升,当工作电压提升至4.2V时,本发明整体下移了6.3至13.2dB,平均约8.1dB,实现了EMI的改良与提升。

[0141] 可见,在原边激磁时,副边的RCD吸收电路不参与工作;在副边激磁时,原边的RCD吸收电路不参与工作;实现了“无损”吸收;较高效率地实现隔离式双向变换,实现了发明目的。

[0142] 以上仅是本发明的优选实施方式,应当指出的是,上述优选实施方式不应视为对本发明的限制。

[0143] 对于本技术领域的普通技术人员来说,在不脱离本发明的精神和范围内,还可以做出若干改进和润饰,如加入电流检测电阻或电流互感器,用双极性晶体管替代文中的功率管,这些改进和润饰也应视为本发明的保护范围,这里不再用实施例赘述,本发明的保护范围应当以权利要求所限定的范围为准。

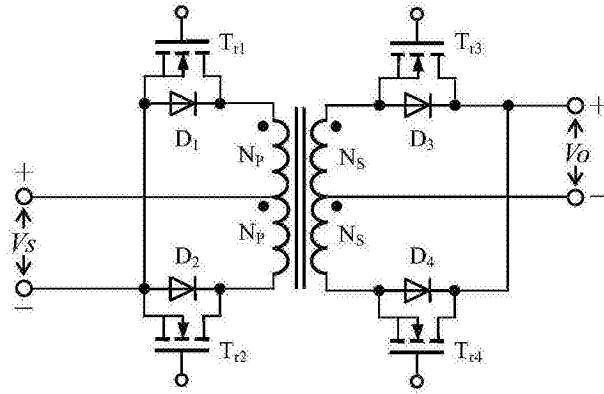


图1

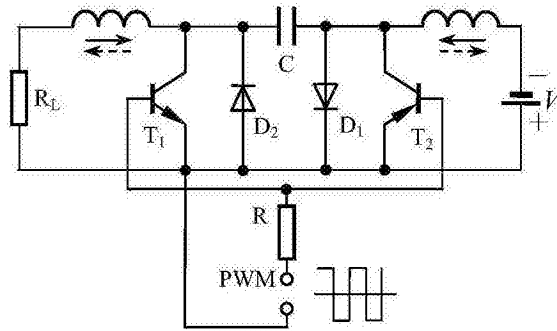


图2

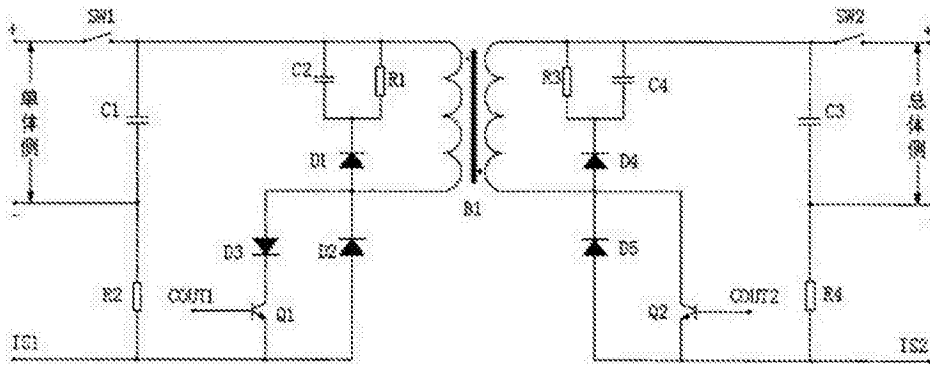


图3

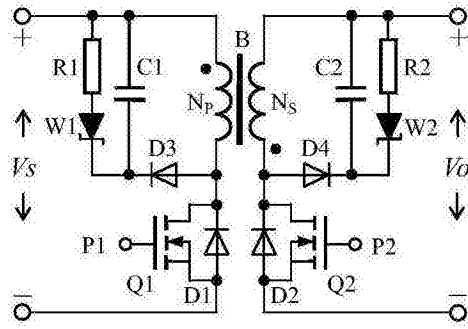


图4

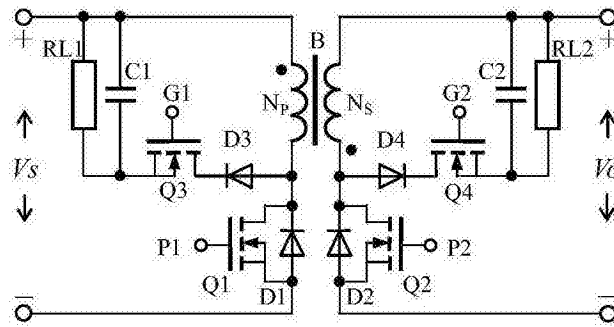


图5

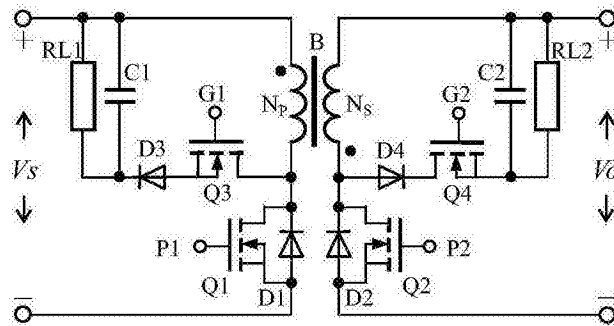


图5-1

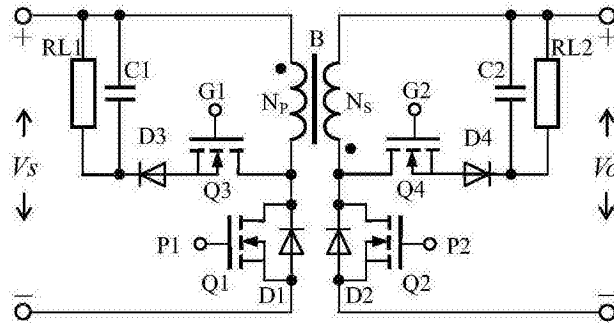


图5-2

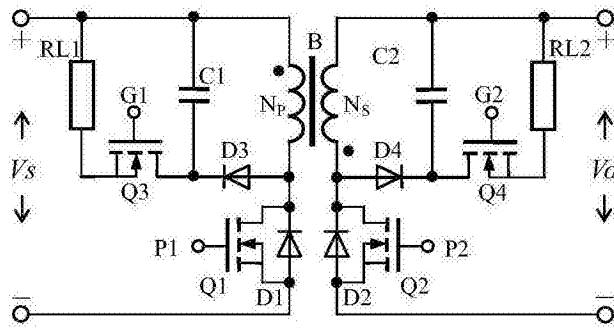


图6

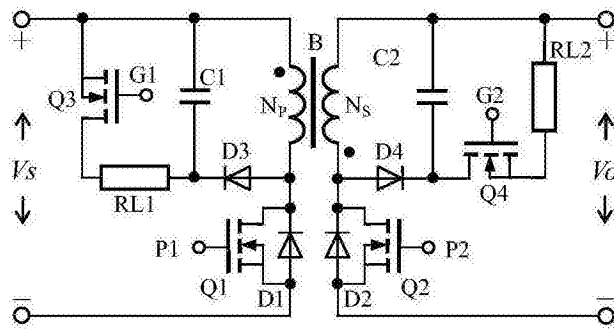


图6-1



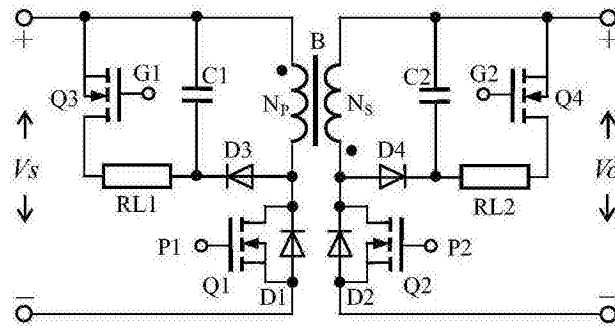


图6-2

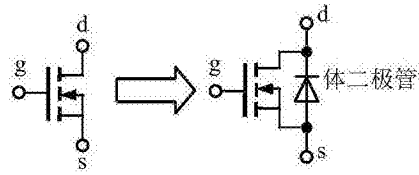


图7