

(12) 按照专利合作条约所公布的国际申请

(19) 世界知识产权组织
国际局

(43) 国际公布日
2013年9月19日 (19.09.2013)



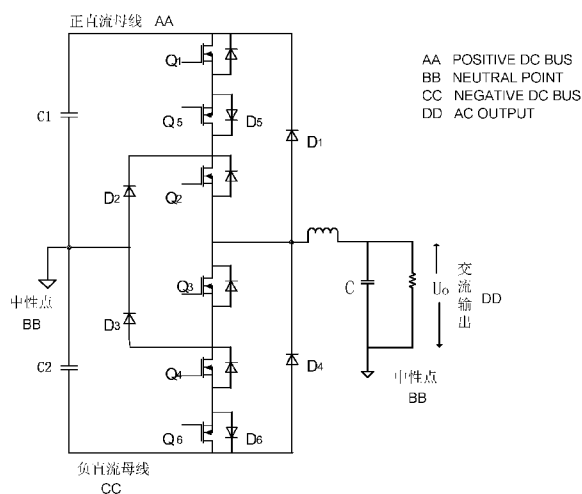
(10) 国际公布号
WO 2013/135181 A1

- (51) 国际专利分类号:
H02M 7/48 (2007.01) H02M 7/537 (2006.01)
- (21) 国际申请号: PCT/CN2013/072582
- (22) 国际申请日: 2013年3月14日 (14.03.2013)
- (25) 申请语言: 中文
- (26) 公布语言: 中文
- (30) 优先权:
201210067239.1 2012年3月14日 (14.03.2012) CN
- (71) 申请人 (对除美国外的所有指定国): 伊顿制造(格拉斯哥)有限合伙莫尔日分支机构 (EATON MANUFACTURING LP, GLASGOW, SUCCURSALE DE MORGES) [CH/CH]; 瑞士莫尔日拉隆格艾路7号, Morges 1110 (CH).
- (72) 发明人: 及
- (71) 申请人 (仅对美国): 谢胜仁 (SHIEH, Victor) [CN/CN]; 中国台湾省新竹市民富街101号六楼之2, Taiwan 30045 (CN)。冯卓民 (FENG, Kevin) [CN/CN]; 中国广东省深圳市宝安区72区宝石路8号山特电子(深圳)有限公司, Guangdong 518101 (CN)。顾亦磊 (GU, Jack) [CN/CN]; 中国广东省深圳市宝安区锦花路, 天骄世家 9-1-21A, Guangdong 518102 (CN)。
- (74) 代理人: 北京泛华伟业知识产权代理有限公司 (PANAWELL & PARTNERS, LLC); 中国北京市朝阳区朝阳门外大街16号中国人寿大厦10层1002-1005, Beijing 100020 (CN)。
- (81) 指定国 (除另有指明, 要求每一种可提供的国家保护): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW。

[见续页]

(54) Title: INVERTER TOPOLOGY IN HIGH-FREQUENCY APPLICATION AND CONTROL METHOD THEREFOR

(54) 发明名称: 高频应用中的逆变器拓扑及其控制方法



(57) Abstract: Provided is an inverter topology in high-frequency application, comprising: a first and second capacitor, a first, second, third and fourth power switch transistor, and a second and third diode. Each power switch transistor comprises anti-parallel parasitic diodes; the first capacitor and the second capacitor are connected in series, both ends thereof being connected to a positive DC bus and a negative DC bus respectively, so as to provide a DC input and output; the contact point of the second and third power switch transistor is connected with an inductor to provide an AC output; one reverse fifth power switch transistor and one reverse sixth power switch transistor are connected in series to the first and fourth power switch transistor respectively, each of the fifth and sixth power switch transistors comprises anti-parallel parasitic diodes, and the freewheeling current flowing through the parasitic diodes of the first and fourth power switch transistor is cut off by controlling the ON and OFF state the fifth and sixth power switch transistor; also, a discrete first diode and a discrete fourth diode are connected in parallel to the positive DC bus and the negative DC bus respectively, so as to provide a freewheeling circuit.

(57) 摘要:

[见续页]

WO 2013/135181 A1



(84) **指定国** (除另有指明, 要求每一种可提供的地区保护): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 欧亚 (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), 欧洲 (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG,

CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG)。

本国际公布:

— 包括国际检索报告(条约第 21 条(3))。

本发明提供一种高频应用中的逆变器拓扑, 包括: 第一和第二电容, 第一、第二、第三和第四功率开关管, 第二和第三二极管; 每个功率开关管都包含有反向并联的寄生体二极管; 所述第一电容和第二电容串联, 其两端分别连接至正直流母线及负直流母线以提供直流输入输出; 所述第二、第三功率开关管的相接点连接电感以提供交流输出; 在所述第一和第四功率开关管上分别串联一个反向的第五和第六功率开关管, 每个功率开关管都包含有反向并联的寄生体二极管, 通过控制第五和第六功率开关管的开通和关断来阻断流经所述第一和第四功率开关管的寄生体二极管的续流电流; 同时在正直流母线和负直流母线上分别并联一个分立的第五和第四二极管来提供续流回路。

高频应用中的逆变器拓扑及其控制方法

技术领域

本发明涉及逆变器领域，尤其涉及一种高频应用中的逆变器拓扑及其
5 控制方法。

背景技术

在当今逆变器领域，设计具有更小体积、更高功率密度的逆变器是发展的趋势之一。超级结场效应晶体管（Cool MOSFET，简称为 Cool MOS）
10 为新一代半导体开关器件，具有极小的导通等效电阻，且没有绝缘栅双极型晶体管（IGBT）的电流拖尾现象。已在高频通讯电源领域广泛应用。但是 Cool MOS 应用在高频逆变器上有一定的限制。因为：（1）其寄生体二极管反向恢复较差，导致续流电流（即无源电流）在二极管上产生较大的反向恢复电流，从而导致高开关损耗，甚至有瞬时短路的危险；（2）寄生
15 体二极管反向恢复较差还引起高的电压尖峰，从而将 MOSFET 烧毁。

例如，图 1 为现有技术中一种高效逆变器的拓扑结构，其中包括两个电容、两个二极管 D_x 和 D_x' ，以及四个功率开关管 Q_1 、 Q_2 、 Q_3 、 Q_4 。其中 Q_1 和 Q_4 为 Cool MOS， Q_2 和 Q_3 为 IGBT。控制方法为传统 SPWM（正弦脉宽调制），但其开关频率一般不高，多为 19.2K，当功率加大，开
20 关频率可能还会下调。

继续参考图 1，当逆变器的负载为非线性负载时，当正半周上半桥臂
101 工作时，输出滤波电感 102 上会有反向电流。而当 Q_1 为 Cool MOS 时，反向续流电流会通过 Q_1 的寄生体二极管 103 续流。如果 Q_1 的寄生体二极管 103 反向恢复较差，则 Q_3 开通时，会造成 Q_1 、 Q_2 、 Q_3 同时导
25 通，在通过 D_x' 对地（即为电路中所示的中性点）形成短路。即使 Q_1 的体二极管能及时关断（管子尚未损坏），但较大的电流突变在管子上也会造成电压尖峰。

为了实现高效的高频逆变器，提高开关频率，减小磁性元件体积。如图 2 所示的逆变器结构，所有开关管都为 Cool MOS，这样，即使使用更
30 高频率的开关驱动，开关管上的损耗也不会很大，因为 Cool MOS 有着较好的开关特性。其中 Q_1 和 Q_4 则是需要有超快恢复寄生体二极管，但这

类 Cool MOS 的成本非常高。

发明内容

5 本发明要解决的技术问题是提供一种高频应用中的逆变器拓扑及其控制方法，具有较低的成本，获得较高的效率。

根据本发明的一个实施例，提供一种高频应用中的逆变器拓扑，包括：第一和第二电容，第一、第二、第三和第四功率开关管，第二和第三二极管；其中，每个功率开关管都包含有反向并联的寄生体二极管；

10 所述第一电容和第二电容串联，其两端分别连接至正直流母线及负直流母线以提供直流输入输出；

所述第二二极管与第三二极管串联，四个功率开关管依次以源极和漏极相连的方式串联；

15 所述串联后的两个电容与串联后的四个功率开关管并联，所述第一电容和第二电容的相接点与第二二极管和第三二极管的相接点连接并且连接中性点或参考地；

所述第二二极管的阴极连接第一功率开关管和第二功率开关管的相接点，第三二极管的阳极连接第三功率开关管与第四功率开关管的相接点；

所述第二、第三功率开关管的相接点连接电感以提供交流输出；

20 其中，在所述第一和第四功率开关管上分别串联一个反向的第五和第六功率开关管，每个功率开关管都包含有反向并联的寄生体二极管和并联的寄生电容，通过控制第五和第六功率开关管的开通和关断来阻断流经所述第一和第四功率开关管的寄生体二极管的续流电流；同时在上下桥臂分别并联一个分立的第一和第四二极管来提供续流回路。

25 可选的，所述第一到第六功率开关管的串联方式为：

第一功率开关管的源极与第五功率开关管的源极相连，

第五功率开关管的漏极与第二功率开关管的漏极相连，

第二功率开关管的源极与第三功率开关管的漏极相连，

第三功率开关管的源极与第四功率开关管的漏极相连，

30 第四功率开关管的源极与第六功率开关管的源极相连；

所述第二二极管的阴极连接第五和第二功率开关管的相接点，第三二

极管的阳极连接第三和第四功率开关管的相接点；

第一二极管的阴极与第一功率开关管的漏极连接，第四二极管的阳极与第六功率开关管的漏极连接，第一和第四二极管的相接点与第二和第三功率开关管的相接点连接。

5 可选的，所述第一到第六功率开关管的串联方式为：

第五功率开关管的漏极与第一功率开关管的漏极相连，

第一功率开关管的源极与第二功率开关管的漏极相连，

第二功率开关管的源极与第三功率开关管的漏极相连，

第三功率开关管的源极与第六功率开关管的源极相连，

10 第六功率开关管的漏极与第四功率开关管的漏极相连；

所述第二二极管的阴极连接第一和第二功率开关管的相接点，第三二极管的阳极连接第三和第六功率开关管的相接点；

第一二极管的阴极与第五功率开关管的源极连接，第四二极管的阳极与第四功率开关管的源极连接，第一和第四二极管的相接点与第二和第三

15 功率开关管的相接点连接。

可选的，所述第一到第六功率开关管的串联方式为：

第一功率开关管的源极与第五功率开关管的源极相连，

第五功率开关管的漏极与第二功率开关管的漏极相连，

第二功率开关管的源极与第三功率开关管的漏极相连，

20 第三功率开关管的源极与第四功率开关管的漏极相连，

第四功率开关管的源极与第六功率开关管的源极相连；

所述第二二极管的阴极连接第五和第二功率开关管的相接点，第三二极管的阳极连接第三和第四功率开关管的相接点；

第一二极管的阴极与第一功率开关管的漏极连接，第一二极管的阳极与第五和第二功率开关管的相接点连接；

第四二极管的阳极与第六功率开关管的漏极连接，第四二极管的阴极与第三和第四功率开关管的相接点连接。

可选的，所述第五和第六功率开关管的寄生体二极管为具有雪崩击穿特性的二极管。

30 可选的，所述第五和第六功率开关管具有尽量小的 R_{ds-on} 。

根据本发明的另一个方面，提供一种逆变器拓扑的控制信号的驱动方法，包括：

当工作在正半周时：

5 步骤 A1、第一、第二和第五功率开关管开通，使拓扑中的电流通过该三个功率开关管；

步骤 A2、第一和第五功率开关管关断，使拓扑中的电流首先对第一和第五功率开关管的寄生电容充电，然后流通过第一二极管；

10 步骤 A3、第三和第五功率开关管开通，使拓扑中的电流通过第三功率开关管和第三二极管续流；同时第一功率管的寄生电容通过第五功率管和第二功率管充电；

步骤 A4、第三功率开关管关断，使反向的无源电流给第一功率开关管的寄生电容反向充电，直到第一功率开关管的 V_{ds} 低于第五功率开关管最大能承受的 V_{ds} ；

15 步骤 A5、第五功率开关管关断以阻断反向电流，使拓扑中的电流通过第一二极管续流；

当工作在负半周时：

步骤 B1、第三，第四，第六功率开关管开通，使拓扑中的电流通过该三个功率开关管；

20 步骤 B2、第四和第六功率开关管关断，使电流先对第四与第六功率开关管的寄生电容充电，然后流通过第四二极管；

步骤 B3、第二与第六功率管开通，电感电流可通过第二二极管与第二功率管续流；同时，第四功率管的寄生电容通过第六功率管和第三功率管充电；

25 步骤 B4、第二功率管关断，使反向的无源电流通过第六功率管和第三功率管对第四功率管的寄生电容反向充电，直到第四功率管上的 V_{ds} 低于第六功率管最大能承受的 V_{ds} ；

步骤 B5、第六功率管关断，阻断反向电流，使其通过第四二极管续流。

30 可选的，正半周工作时的步骤 A3 还包括：第三和第五功率开关管同时开通；负半周工作时的步骤 B3 还包括：第二和第六功率开关管同时开通。

可选的，第一和第四二极管为快恢复或超快恢复整流二极管。

根据本发明的又一个方面，提供一种逆变器拓扑的控制信号的驱动方法，包括：

5 当工作在正半周时：

步骤 C1、第一、第二和第五功率开关管开通，使拓扑中的电流通过该三个功率开关管；

步骤 C2、第一和第五功率开关管关断，电感电流与电压同向时，拓扑中的电流经过第二二极管和第二功率开关管续流，电感电流与电压反向时，拓扑中的电流经过第一二极管流向正直流母线；

步骤 C3、第一和第五功率开关管保持关断，第三功率开关管开通，电感电流与电压同向时，拓扑中的电流经过第二二极管和第二功率开关管续流，电感电流与电压反向时，拓扑中的电流经过第三二极管和第三功率开关管续流；

15 步骤 C4、第一和第五功率开关管保持关断，第三功率开关管关断，电感电流与电压同向时，拓扑中的电流经过第二二极管和第二功率开关管续流，电感电流与电压反向时，拓扑中的电流经第一二极管续流。

当工作在负半周时：

20 步骤 D1、第三，第四，第六功率开关管开通，使拓扑中的电流通过该三个功率开关管；

步骤 D2、第四和第六功率开关管关断，电感电流与电压同向时，拓扑中的电流经过第三功率开关管和第三二极管续流，电感电流与电压反向时，拓扑中的电流经过第四二极管从负直流母线流向输出端；

25 步骤 D3、第四和第六功率开关管保持关断，第二功率开关管开通，电感电流与电压同向时，拓扑中的电流经过第三功率开关管和第三二极管续流，电感电流与电压反向时，拓扑中的电流经过第二二极管和第二功率开关管续流；

30 步骤 D4、第四和第六功率开关管保持关断，第二功率开关管关断，电感电流与电压同向时，拓扑中的电流经过第三功率开关管和第三二极管续流，电感电流与电压反向时，拓扑中的电流经第四二极管续流。

与现有技术相比，本发明的优点在于：增加的第五和第六功率开关管和二极管均为低电压类型，成本低；逆变器拓扑中的第一和第四功率开关管不需要特殊的具有快恢复体二极管的 Cool MOS，能选择较为便宜的普通 Cool MOS，且这类 Cool MOS 具有更低的导通电阻，价格更低，效率更高。而且，第二和第三功率开关管也只需选择普通的 Cool MOS 即可。

附图说明

图 1 是现有技术中一种常用高效逆变器拓扑结构示意图；

图 2 是现有技术中一种适用于高频开关的逆变器拓扑结构示意图；

10 图 3 是本发明一个实施例中提出的高频逆变器拓扑结构示意图；

图 4a-4d 是本发明一个实施例中提出的高频逆变器的驱动方式以及工作模式示意图；

图 5 是本发明另一个实施例中提出的高频逆变器的驱动方式示意图；

图 6a-6f 是图 5 的驱动方式的工作模式示意图；

15 图 7 是本发明另一个实施例中提出的高频逆变器拓扑结构示意图；

图 8 是本发明又一个实施例中提出的高频逆变器拓扑结构示意图。

具体实施方式

为了使本发明的目的、技术方案及优点更加清楚明白，以下结合附图，对本发明进一步详细说明。应当理解，此处所描述的具体实施例仅仅用以解释本发明，并不用于限定本发明。

根据背景技术的分析，逆变器要实现高频化，需要降低功率开关管在高频下的开关损耗，同时要有较低的导通损耗。使用 Cool MOS 作为功率开关管是一个很好的选择，但是在三电平逆变器中，由于负载具有非线性
25 的情况，需要考虑在非线性负载的情况下反向续流电流对高频开关管的寄生体二极管的影响。使用体二极管反向恢复特性好的 Cool MOS 是一个解决办法，但是，这类二极管价格较高。

发明人经研究发现：在高频开关管（图 2 的 Q1、Q4）上分别串联一个反向的低压开关管，通过控制此低压开关管的开通和关断，可以阻断流
30 经高频开关管寄生体二极管的续流电流，同时在上下桥臂分别并联一个分立的二极管（D1、D4）来提供续流回路，能够避免高频应用中普通 Cool

MOS 寄生体二极管反向恢复较差所引起的问题。

基于上述发现，根据本发明的一个实施例，提供一种适合高频应用的三电平逆变器。如图 3 所示，该拓扑（即电路结构）包括电容 C1、C2，
5 功率开关管 Q1、Q2、Q3、Q4，功率开关管 Q5 和 Q6，二极管 D1、D2、D3、D4；每个功率开关管都具有寄生体二极管以及寄生电容（图 3 未示出）。

其中，电容 C1（的一端）和电容 C2（的一端）串联；二极管 D2（的阳极）与 D3（的阴极）串联；二极管 D1（的阳极）与 D4（的阴极）串
10 联；功率开关管 Q1、Q2、Q3、Q4、Q5 和 Q6 依次串联；功率开关管的串联方式为 Q1 的源极与 Q5 的源极相连、Q5 的漏极与 Q2 的漏极相连、Q2 的源极与 Q3 的漏极相连、Q3 的源极与 Q4 的漏极相连、Q4 的源极与 Q6 的源极相连；

电容 C1 的另一端与功率开关管 Q1 的漏极连接，电容 C2 的另一端与
15 功率开关管 Q6 的漏极连接，电容 C1 和 C2 的相接点与二极管 D2 和 D3 的相接点连接并接 Neutral（中性点，指输入 L、N 线中的 N 线，即零线；为逆变器系统的参考地）；二极管 D2 的阴极连接功率开关管 Q5 和 Q2 的相接点，二极管 D3 的阳极连接功率开关管 Q3 与 Q4 的相接点；二极管 D1 的阴极与功率开关管 Q1 的漏极连接，二极管 D4 的阳极与功率开关管
20 Q6 的漏极连接，二极管 D1 和 D4 的相接点与功率开关管 Q2 和 Q3 的相接点连接。

当 Q5、Q6 开启，电流将不通过其寄生体二极管 D5 和 D6（把二极管 D5 和 D6 旁路掉），导通损耗低；当 Q5、Q6 关断时，无源电流将流过 D1 和 D4，避免了 Q1 和 Q4（使用 Cool MOS）的寄生体二极管反向恢复较差
25 的问题。即功率开关管 Q5、Q6 和 D1、D4 能够防止无源电流通过 Q1 和 Q4 的寄生体二极管，这样，Q1 和 Q4 就可以使用具有较低的源漏极等效电阻（Low R_{ds-on} ）且不需要超快恢复体二极管的 Cool MOS 了，降低了逆变器电路结构的成本。

本实施例中，上桥臂包括功率开关管 Q1、Q2 和 Q5；下桥臂包括 Q3、
30 Q4 和 Q6。

优选的，为了获得较高效率，Q5、Q6 应具有尽量小的 R_{ds-on} （例如 1.8m

欧姆)。

下面介绍对图 3 所示的逆变器拓扑的控制方法。

5 由于当负载为非阻性负载 (PF 即功率因数不为 1) 导致电流和电压相位不一致时, 低压管 Q5 和 Q6 上就会有瞬时的高压出现, 所以如果低压管 Q5 和 Q6 所并的二极管 (即低压管 Q5 和 Q6 的寄生体二极管) 为具有雪崩击穿功能, 那么就能保护低压管 Q5 和 Q6 本体的 MOS 管。

10 根据本发明一个实施例, 功率开关管 Q5 和 Q6 是包括具有雪崩击穿特性二极管的低电压开关管, 如图 3 所示的逆变器拓扑的驱动信号时序图可以如图 4a 所示, 其中, Q1, Q2, Q3, Q4 的驱动开关的传统的 SPWM 控制。Q1 和 Q3, Q2 和 Q4 高频互补, 而 Q1 与 Q3 在前半工频周期工作, Q2 与 Q4 在后半个工频周期工作。Q5 驱动跟随 Q1, Q6 驱动跟随 Q4。对应的电路的工作模式如图 4b~4c 所示。

由于电路的对称关系, 这里可以用正半周的工作过程来说明, 其中:

15 (1) Q1, Q2, Q5 开通, 当电压电流同向时的电路工作如图 4b 所示, 电压的调制按照正弦规律变化; 电流从正直流母线端即 C1 的正端, 通过 Q1, Q5, Q2 再通过输出电感和电容, 到负载端, 最后通过负载, 流入系统的地端即中性点。当负载电流反向的情况下, 电流依次通过电感, Q2, Q5, Q1 流向正直流母线。

20 (2) 在死区时间 (Q1, Q5 关闭而 Q3 尚未开通) 内, 电感电流与电压同向时, 电路工作如图 4c 所示, 电感电流会马上经过 D2 和 Q2 进行续流, 此时的电流流向为 D2, Q2 到输出电感, 通过负载回到系统的地端。如果此时电流反向, 电感电流可以通过 D1 流向正直流母线端。

25 (3) 经过死区时间后, Q1, Q5 关闭而 Q3 开通, 电感电流正向时, 电感电流回路依然不变, 如图 4c 所示。但如果电感电流反向, 则电感电流会通过 Q3 和 D3 续流。此时 Q1 上的寄生电容会充电, 其 DS 漏源极之间的电容会达到正母线的电压, 如 4d 所示。

30 (4) 当 Q3 关断, 而 Q1 和 Q5 尚未开通的时候, 如果电感电流为正向, 电路的工作状态依然保持图 4c 的情况不变。但如果电感电流反向, 电感电流会通过 D1 续流, 但此时 D1 两端的电压就会都为正母线电压值。而 Q1 上源极依然保持着零电压, 漏源极电压差为正母线电压。由于 Q2

一直为开通状态，此时 Q5 上要承受正母线电压值的反压，如果使用的是低压管，则会有过压现象，如果使用的是高压管，则会影响效率。

因此，当 Q5 有雪崩击穿的寄生体二极管即 D5 为雪崩二极管时：当 Q5 上承受反压的时候，D5 反向导通，对 Q1 的寄生电容充电，对 Q5 本体形成保护；当 Q1 两端电压值小于 D5 的雪崩击穿电压值的时候，D5 截止，续流电流只通过 D1 续流。

(5) 当 Q1 和 Q5 开通后，电流工作状态恢复到 (1) 的情况。

如果功率开关管 Q5 和 Q6 是包括一般的（不具有雪崩击穿特性）寄生体二极管的低电压开关管，根据本发明的另一个实施例，对图 3 所示的逆变器拓扑提供另一种控制方法，如图 5 所示。

当电流和电压具有相同相位的情况下，电路的工作模式和传统的理想工作方式一样（如图 4a 中 Q1、Q2、Q3、Q4 的驱动）。但往往电感上电压和电流是有相位差的，图 5 所示的驱动信号的设计，其目的就在于通过对器件开关的控制，合理处理开关管寄生电容的充放电，避免低压管电压尖峰的产生。

在图 5 中，驱动信号包含 4 个时间阶段的周期驱动信号：

在 t1 时间前，Q5 也可提前一小段时间开通可避免 Q1 开通时在 Q5 上产生开关损耗；

t1-t2 区间，Q5 保持开通，导通电流；

t2-t3 区间，Q5 关断；

t3-t4 区间，Q5 可开通，有利于减少 Q1 寄生电容充电电流产生的损耗；

t4-t5 区间，Q5 先开通对 Q1 反向充电，避免 Q5 有较高反压，然后关闭 Q5 阻断 Q1 的反向电流；

接近 t5 时，逆变器重复以上周期工作。

在图 5 的驱动信号的控制方法下，对应的电路的工作模式如图 6a~6f 所示。由于电路的对称关系，这里可以用正半周期时的工作过程来说明，其中：

第一时间阶段、当图 5 中时间 t 位于 t1 和 t2 区间时（即 $t_1 < t < t_2$ 时），功率开关管 Q1、Q5、Q2 开通，在图 6a 中，电流从输出滤波电感、通过 Q2，Q5 再通过 Q1 流向正直流母线。

第二时间阶段、当图 5 中时间 t 位于 t_2 和 t_3 区间时 (即 $t_2 < t < t_3$ 时), 功率开关管 Q1 关断, 逆变器工作在死区时间的区域; 这段时间对应两个工作阶段如图 6b 和图 6c 所示; 在图 6b 中, 当功率开关管 Q1、Q5 关断, 电流并不立即通过二极管 D1, 而是首先对功率开关管 Q1、Q5 的寄生电容充电, 此时电感电流从输出滤波电感、通过 Q2, Q5 和 Q1 上的寄生电容, 最后流到正直流母线端; 由于这些寄生电容很小并且 D1 的正向电压较低, 所以该工作阶段较短; 直到 Q5 和 Q1 上寄生电容的电压超过 D1 的正向导通电压, D1 就会导通; 图 6c 中, 电流通过二极管 D1, 流向正直流母线, D1 为快恢或超快恢复整流二极管;

第三时间阶段、当图 5 中时间 t 位于 t_3 和 t_4 区间时 (即 $t_3 < t < t_4$ 时), 在图 6d 中, 功率开关管 Q3 开通, 电感上的电流通过功率开关管 Q3 和二极管 D3 续流, 电感上的电流通过 Q3, D3 流向地端, 同时, 正直流母线对 Q1 的寄生电容充电; 在该阶段, 功率开关管 Q5 可以随时开通, Q5 开通, 给 Q1 的寄生电容提供阻抗更小的充电回路。优选的, 为了实现高效的逆变器, 功率开关管 Q5 与 Q3 同时开通;

第四时间阶段、当图 5 中时间 t 位于 t_4 和 t_5 区间时 (即 $t_4 < t < t_5$ 时), 包括两个工作阶段如图 6e 和图 6f 所示; 在图 6e 中, 当功率开关管 Q3 关断、Q5 仍然开通时, 反向的无源电流 (图中的箭头所示) 给 Q1 的寄生电容反向充电直到功率开关管 Q1 的 V_{ds} 低于功率开关管 Q5 的最大 V_{ds} ; 然后, 在图 6f 中, 关断低压功率开关管 Q5, 阻断反向电流; 电感电流通过 D1 续流。这样, Q5 管在 Q3 管关闭后的短暂开通, 能预先给 Q1 管的寄生电容进行充电, 于是在 Q5 上就不会出现由硬开关带来的电压尖峰。

上述控制可解决低压管在开关过程中的存在的瞬时高压。如果在图 6e 对应的工作阶段不开通低压功率开关管 Q5 给功率开关管 Q1 的电容反向充电的话, 在二极管 D1 导通时, Q5 需要承受瞬时高压, 因为此时电感左边的桥臂中点处为正母线电压, 而 Q1 和 Q5 中的依然保持 D1 导通前的低压状态。

根据本发明另一个实施例, 还提供一种适合高频应用的逆变器拓扑。如图 7 所示, 该拓扑 (即电路结构) 包括电容 C1、C2, 功率开关管 Q1、Q2、Q3、Q4, 功率开关管 Q5 和 Q6, 二极管 D1、D2、D3、D4; 每个功

率开关管都具有寄生体二极管以及寄生电容（未示出）。

与图 3 所示的拓扑的区别在于：图 7 中功率开关管 Q5 和 Q1 的位置与图 3 中功率开关管 Q5 和 Q1 的位置相反；图 7 中功率开关管 Q6 和 Q4 的位置与图 3 中功率开关管 Q6 和 Q4 的位置相反。本实施例中，上桥臂
5 包括功率开关管 Q5、Q1 和 Q2；下桥臂包括 Q3、Q6 和 Q4。

图 7 所示的适合高频应用的逆变器拓扑的控制方式与图 3 所示的拓扑的控制方式相同，分别如图 4a 和图 5 所示。

根据本发明又一个实施例，还提供一种适合高频应用的逆变器拓扑。

10 如图 8 所示，该拓扑（即电路结构）包括电容 C1、C2，功率开关管 Q1、Q2、Q3、Q4，功率开关管 Q5 和 Q6，二极管 D1、D2、D3、D4；每个功率开关管都具有寄生体二极管以及寄生电容（未示出）。

与图 3 所示的拓扑的区别在于：图 8 中二极管 D1 与功率开关管 Q5 和 Q1 串联后的电路并联；图 8 中二极管 D4 与功率开关管 Q6 和 Q4 串联
15 后的电路并联。本实施例中，上桥臂包括功率开关管 Q1 和 Q5；下桥臂包括 Q4 和 Q6。

图 8 所示的适合高频应用的逆变器拓扑的控制方式与图 3 所示的拓扑的控制方式相同，分别如图 4a 和图 5 所示。

20 在上述逆变器拓扑中增加的功率开关管 Q5、Q6 和二极管均为低电压类型，成本低；逆变器拓扑中的功率开关管 Q1 和 Q4 不需要特殊的具有快恢复体二极管的 Cool MOS，能选择较为便宜的普通 Cool MOS，这类 Cool MOS 具有更低的导通电阻，价格更低，效率更高。而且，Q2、Q3
也只需选择普通的 Cool MOS 即可。

25 应该注意到并理解，在不脱离后附的权利要求所要求的本发明的精神和范围的情况下，能够对上述详细描述的本发明做出各种修改和改进。因此，要求保护的技术方案的范围不受所给出的任何特定示范教导的限制。

权利要求:

1. 一种高频应用中的逆变器拓扑, 包括:

5 第一和第二电容, 第一、第二、第三和第四功率开关管, 第二和第三二极管;

所述第一电容和第二电容串联, 其两端分别连接至正直流母线及负直流母线以提供直流输入输出;

所述第二二极管与第三二极管串联, 四个功率开关管依次以源极和漏极相连的方式串联;

10 所述串联后的两个电容与串联后的四个功率开关管并联, 所述第一电容和第二电容的相接点与第二二极管和第三二极管的相接点连接并且连接中性点或参考地;

所述第二二极管的阴极连接第一功率开关管和第二功率开关管的相接点, 第三二极管的阳极连接第三功率开关管与第四功率开关管的相接点;

15 所述第二、第三功率开关管的相接点连接电感以提供交流输出; 其特征在于:

在所述第一和第四功率开关管上分别串联一个反向的第五和第六功率开关管, 每个功率开关管都包含有反向并联的寄生体二极管和并联的寄生电容, 通过控制第五和第六功率开关管的开通和关断来阻断流经所述第一和第四功率开关管的寄生体二极管的续流电流; 同时在上下桥臂分别并联一个分立的第一和第四二极管来提供续流回路。

2. 根据权利要求 1 所述的高频应用中的逆变器拓扑, 其中, 所述第一到第六功率开关管的串联方式为:

25 第一功率开关管的源极与第五功率开关管的源极相连, 第五功率开关管的漏极与第二功率开关管的漏极相连, 第二功率开关管的源极与第三功率开关管的漏极相连, 第三功率开关管的源极与第四功率开关管的漏极相连, 第四功率开关管的源极与第六功率开关管的源极相连;

30 所述第二二极管的阴极连接第五和第二功率开关管的相接点, 第三二极管的阳极连接第三和第四功率开关管的相接点;

第一二极管的阴极与第一功率开关管的漏极连接，第四二极管的阳极与第六功率开关管的漏极连接，第一和第四二极管的相接点与第二和第三功率开关管的相接点连接。

3. 根据权利要求 1 所述的高频应用中的逆变器拓扑，其中，

5 所述第一到第六功率开关管的串联方式为：

第五功率开关管的漏极与第一功率开关管的漏极相连，
第一功率开关管的源极与第二功率开关管的漏极相连，
第二功率开关管的源极与第三功率开关管的漏极相连，
第三功率开关管的源极与第六功率开关管的源极相连，
10 第六功率开关管的漏极与第四功率开关管的漏极相连；

所述第二二极管的阴极连接第一和第二功率开关管的相接点，第三二极管的阳极连接第三和第六功率开关管的相接点；

第一二极管的阴极与第五功率开关管的源极连接，第四二极管的阳极与第四功率开关管的源极连接，第一和第四二极管的相接点与第二和第三
15 功率开关管的相接点连接。

4. 根据权利要求 1 所述的高频应用中的逆变器拓扑，其中，

所述第一到第六功率开关管的串联方式为：

第一功率开关管的源极与第五功率开关管的源极相连，
第五功率开关管的漏极与第二功率开关管的漏极相连，
20 第二功率开关管的源极与第三功率开关管的漏极相连，
第三功率开关管的源极与第四功率开关管的漏极相连，
第四功率开关管的源极与第六功率开关管的源极相连；

所述第二二极管的阴极连接第五和第二功率开关管的相接点，第三二极管的阳极连接第三和第四功率开关管的相接点；

25 第一二极管的阴极与第一功率开关管的漏极连接，第一二极管的阳极与第五和第二功率开关管的相接点连接；

第四二极管的阳极与第六功率开关管的漏极连接，第四二极管的阴极与第三和第四功率开关管的相接点连接。

5. 根据权利要求 1 到 4 中任意一项所述的高频应用中的逆变器拓扑，
30 其中，所述第五和第六功率开关管的寄生体二极管为具有雪崩击穿特性的二极管。

6. 根据权利要求 1 到 4 中任意一项所述的高频应用中的逆变器拓扑，其中，所述第五和第六功率开关管具有尽量小的 R_{ds-on} 。

7. 一种如权利要求 1 所述的逆变器拓扑的控制信号的驱动方法，包括：

5 当工作在正半周时：

步骤 A1、第一、第二和第五功率开关管开通，使拓扑中的电流通过该三个功率开关管；

步骤 A2、第一和第五功率开关管关断，使拓扑中的电流首先对第一和第五功率开关管的寄生电容充电，然后流通过第一二极管；

10 步骤 A3、第三和第五功率开关管开通，使拓扑中的电流通过第三功率开关管和第三二极管续流；同时第一功率管的寄生电容通过第五功率管和第二功率管充电；

步骤 A4、第三功率开关管关断，使反向的无源电流给第一功率开关管的寄生电容反向充电，直到第一功率开关管的 V_{ds} 低于第五功率开关管最大能承受的 V_{ds} ；

15 步骤 A5、第五功率开关管关断以阻断反向电流，使拓扑中的电流通过第一二极管续流；

当工作在负半周时：

20 步骤 B1、第三，第四，第六功率开关管开通，使拓扑中的电流通过该三个功率开关管；

步骤 B2、第四和第六功率开关管关断，使电流先对第四与第六功率开关管的寄生电容充电，然后流通过第四二极管；

25 步骤 B3、第二与第六功率管开通，电感电流可通过第二二极管与第二功率管续流；同时，第四功率管的寄生电容通过第六功率管和第三功率管充电；

步骤 B4、第二功率管关断，使反向的无源电流通过第六功率管和第三功率管对第四功率管的寄生电容反向充电，直到第四功率管上的 V_{ds} 低于第六功率管最大能承受的的 V_{ds} ；

30 步骤 B5、第六功率管关断，阻断反向电流，使其通过第四二极管续流。

8. 根据权利要求 7 所述的控制信号的驱动方法，其中，正半周工作时

的步骤 A3 还包括: 第三和第五功率开关管同时开通; 负半周工作时的步骤 B3 还包括: 第二和第六功率开关管同时开通。

9. 根据权利要求 7 所述的控制信号的驱动方法, 其中, 第一和第四二极管为快恢复或超快恢复整流二极管。

5 10. 一种如权利要求 5 所述的逆变器拓扑的控制信号的驱动方法, 包括:

当工作在正半周时:

步骤 C1、第一、第二和第五功率开关管开通, 使拓扑中的电流通过该三个功率开关管;

10 步骤 C2、第一和第五功率开关管关断, 电感电流与电压同向时, 拓扑中的电流经过第二二极管和第二功率开关管续流, 电感电流与电压反向时, 拓扑中的电流经过第一二极管流向正直流母线;

步骤 C3、第一和第五功率开关管保持关断, 第三功率开关管开通, 电感电流与电压同向时, 拓扑中的电流经过第二二极管和第二功率开关管续流, 电感电流与电压反向时, 拓扑中的电流经过第三二极管和第三功率开关管续流;

步骤 C4、第一和第五功率开关管保持关断, 第三功率开关管关断, 电感电流与电压同向时, 拓扑中的电流经过第二二极管和第二功率开关管续流, 电感电流与电压反向时, 拓扑中的电流经第一二极管续流;

20 当工作在负半周时:

步骤 D1、第三, 第四, 第六功率开关管开通, 使拓扑中的电流通过该三个功率开关管;

步骤 D2、第四和第六功率开关管关断, 电感电流与电压同向时, 拓扑中的电流经过第三功率开关管和第三二极管续流, 电感电流与电压反向时, 拓扑中的电流经过第四二极管从负直流母线流向输出端;

步骤 D3、第四和第六功率开关管保持关断, 第二功率开关管开通, 电感电流与电压同向时, 拓扑中的电流经过第三功率开关管和第三二极管续流, 电感电流与电压反向时, 拓扑中的电流经过第二二极管和第二功率开关管续流;

30 步骤 D4、第四和第六功率开关管保持关断, 第二功率开关管关断, 电感电流与电压同向时, 拓扑中的电流经过第三功率开关管和第三二极管

续流，电感电流与电压反向时，拓扑中的电流经第四二极管续流。

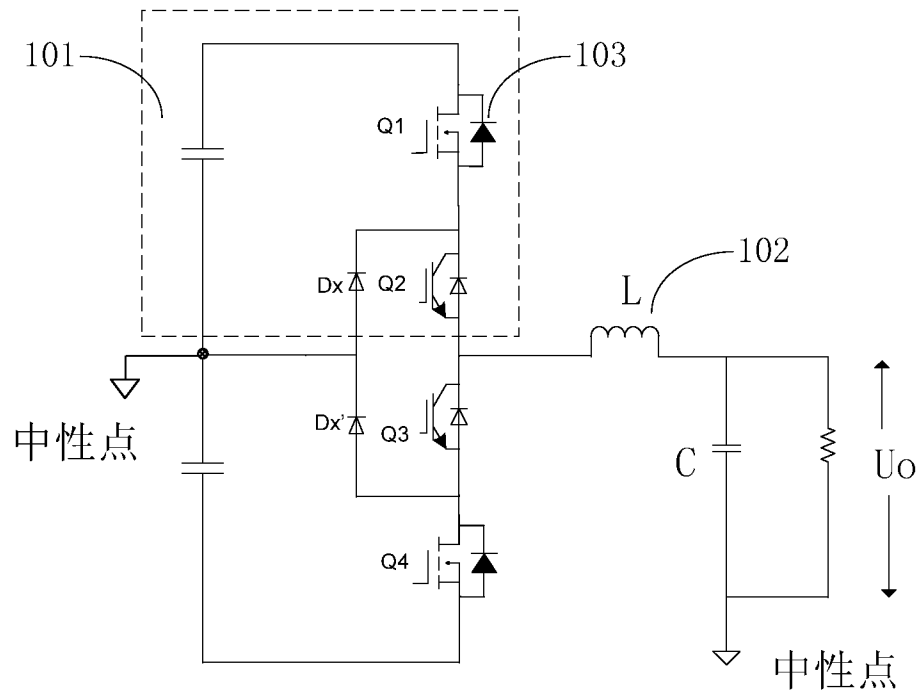


图 1

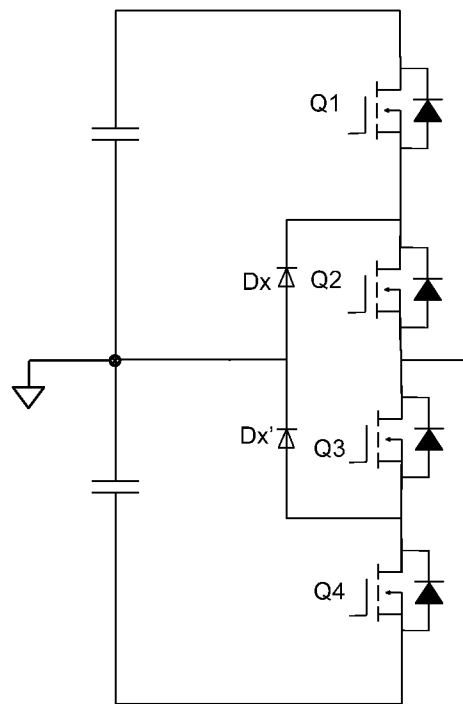


图 2

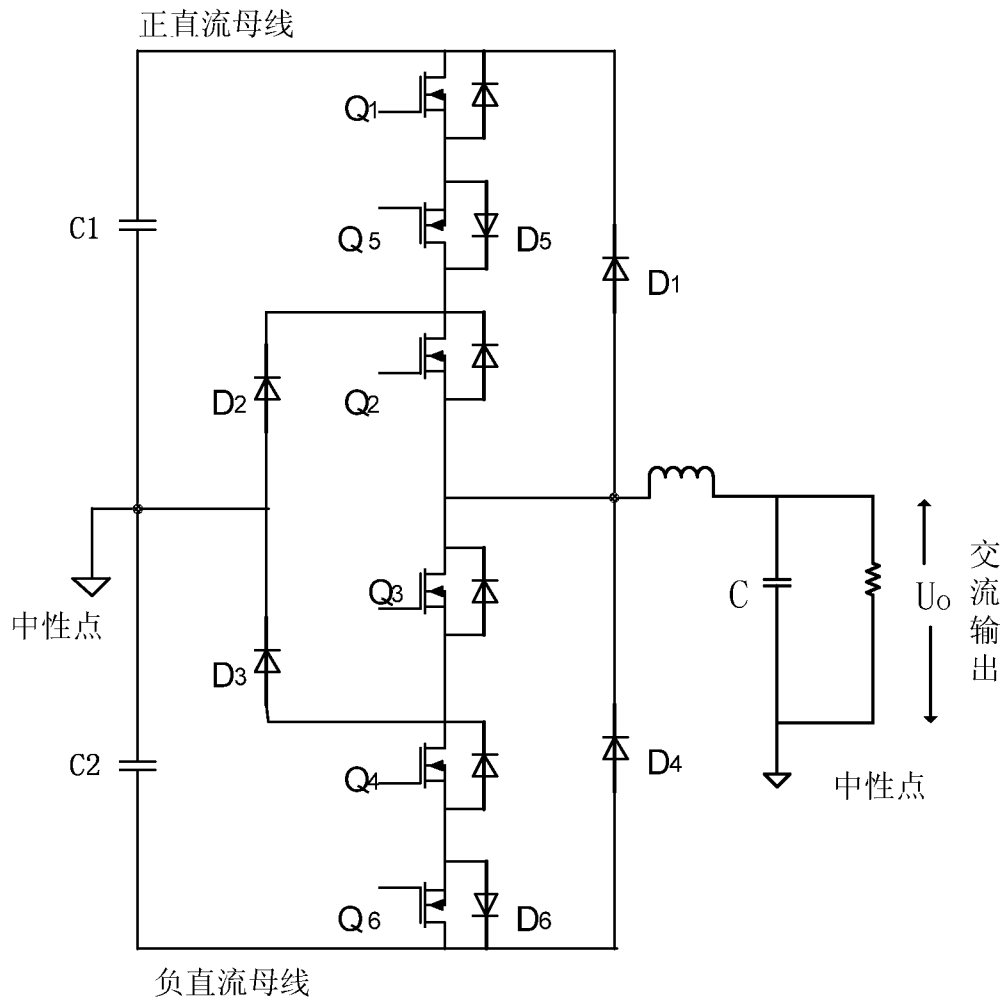


图 3

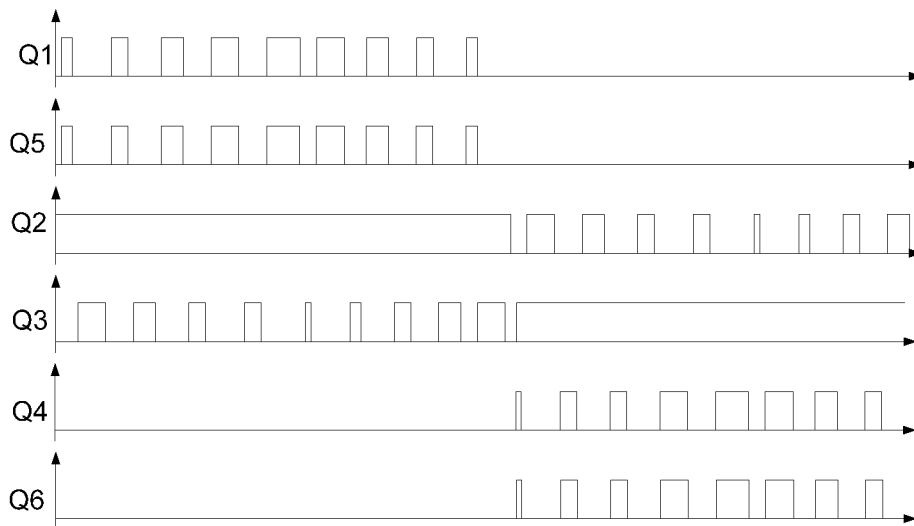


图 4a

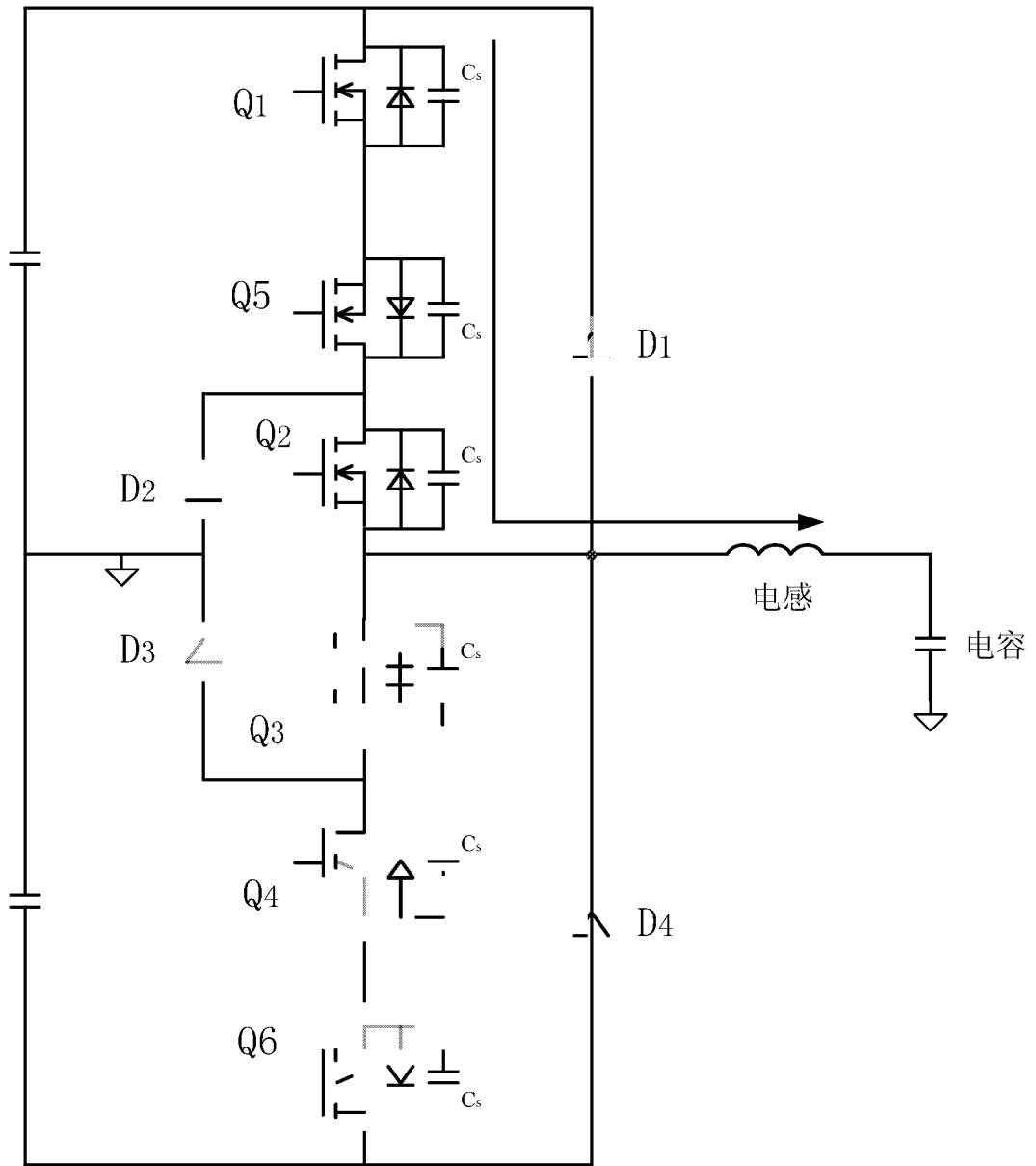


图 4b

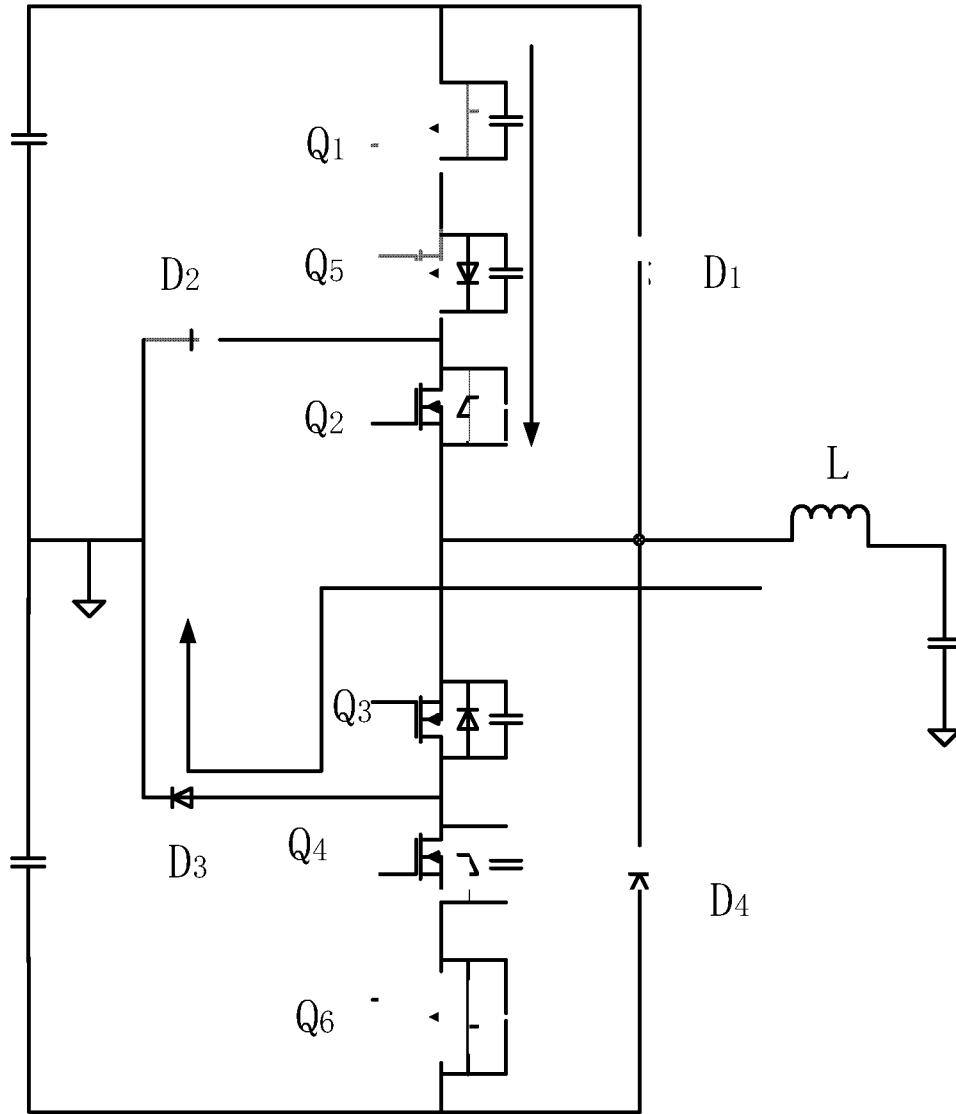


图 4d

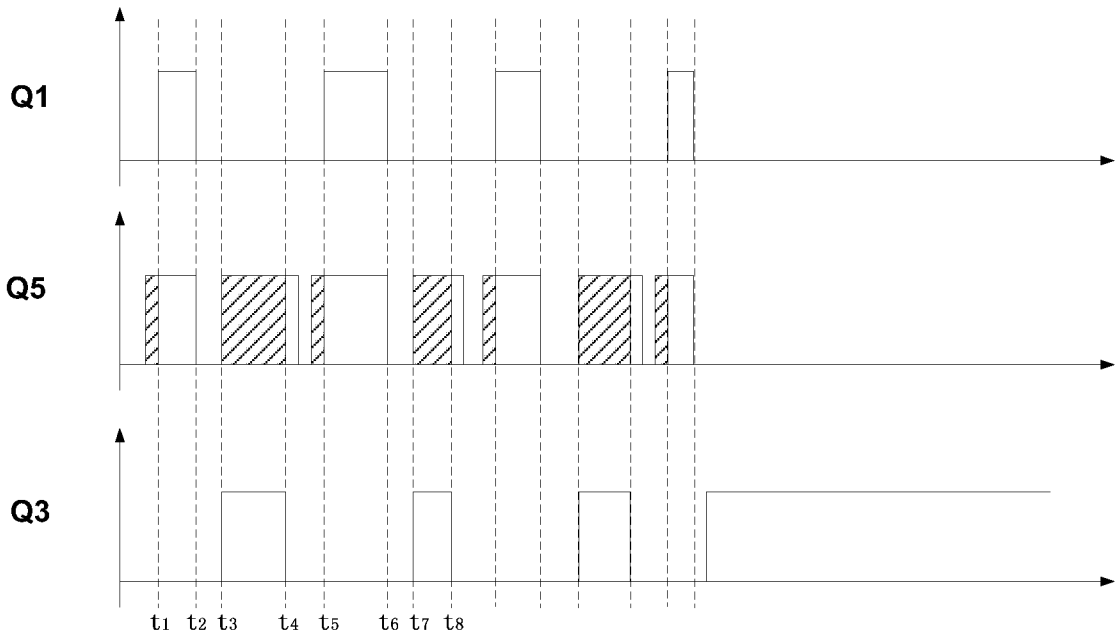


图 5

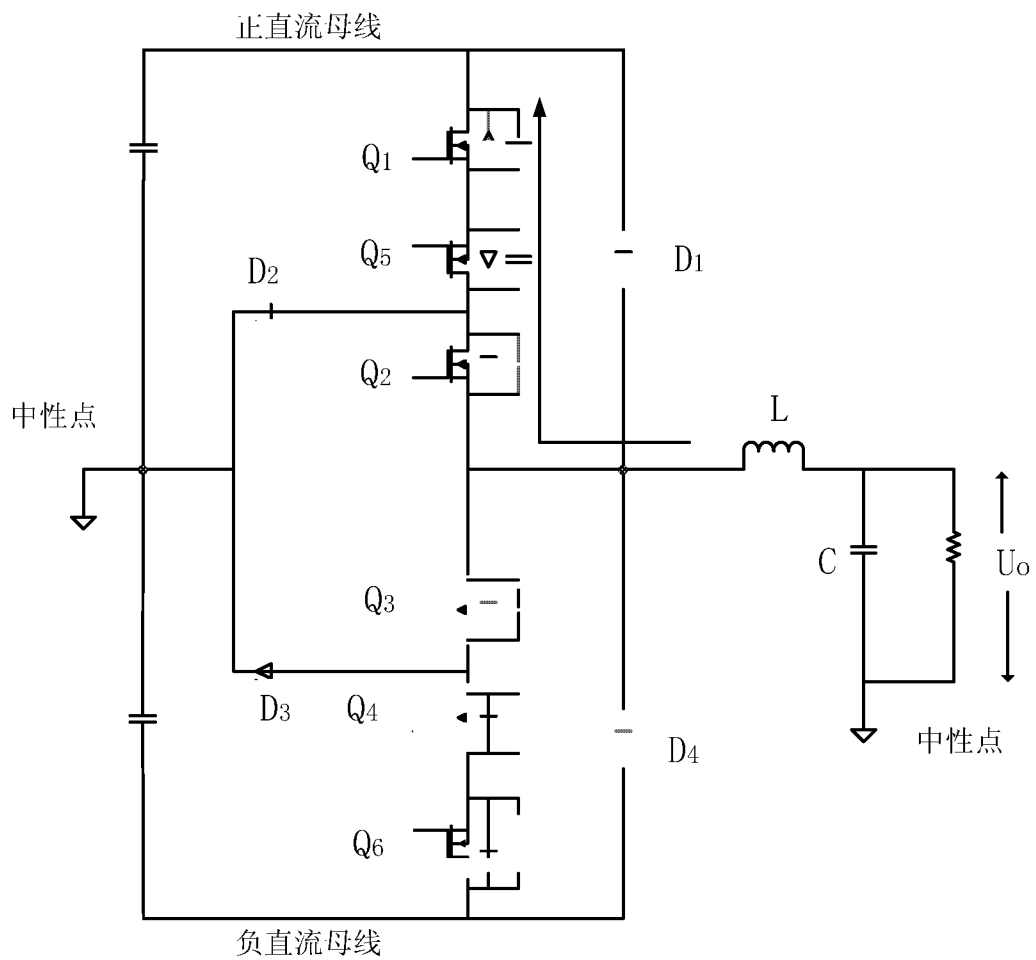


图 6a

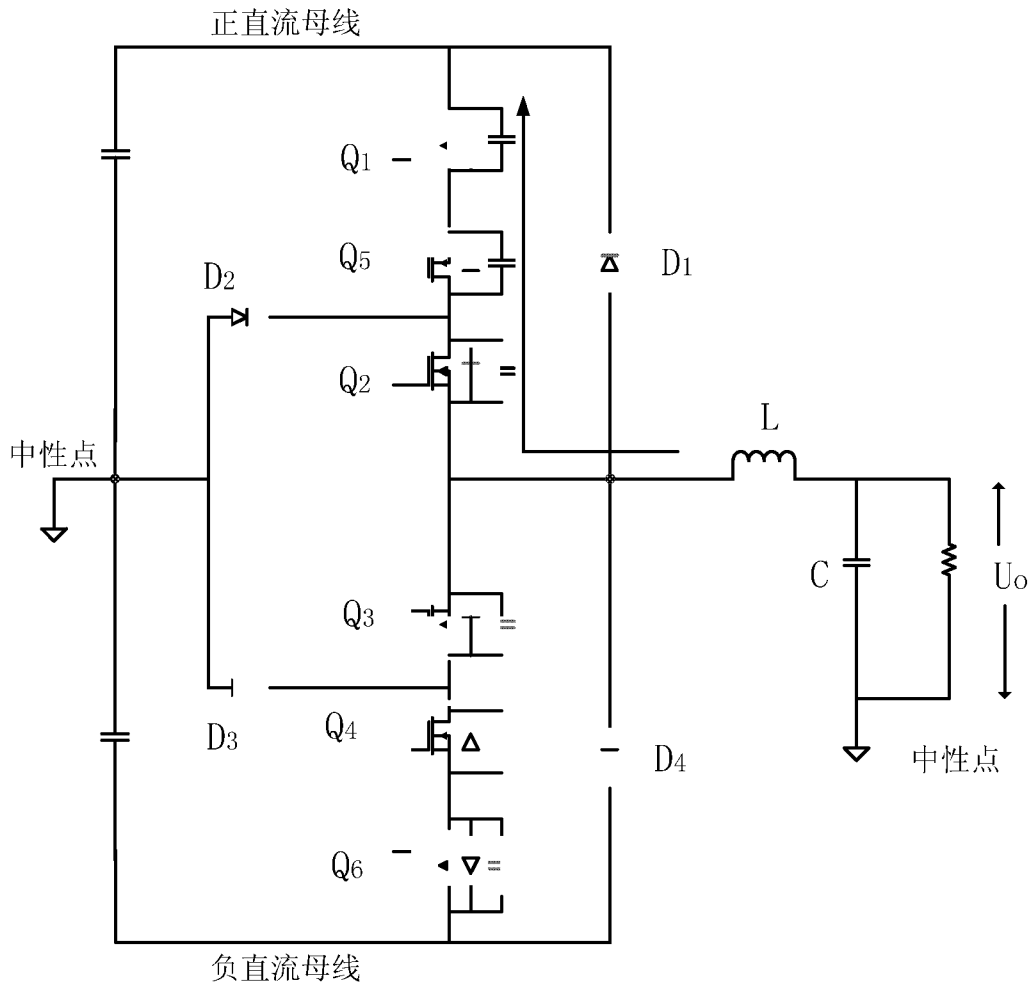


图 6b

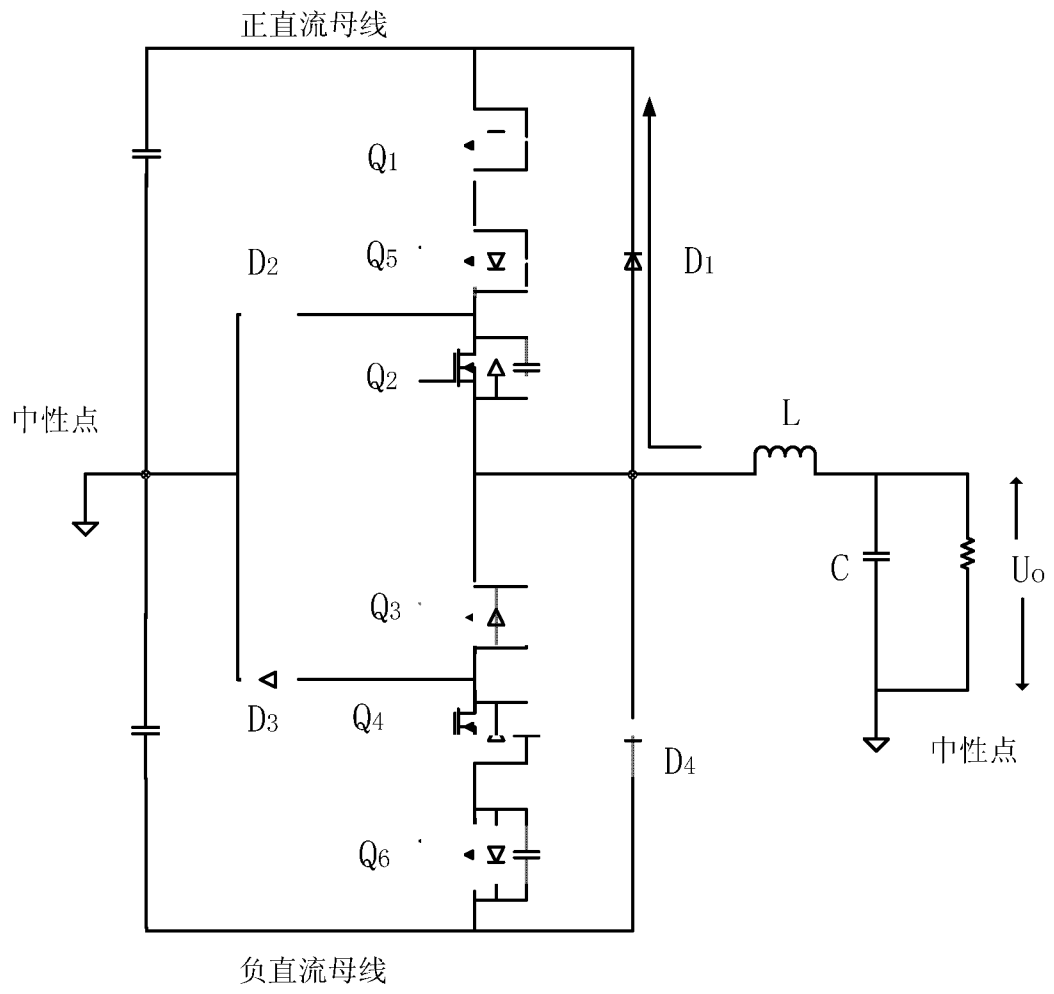


图 6c

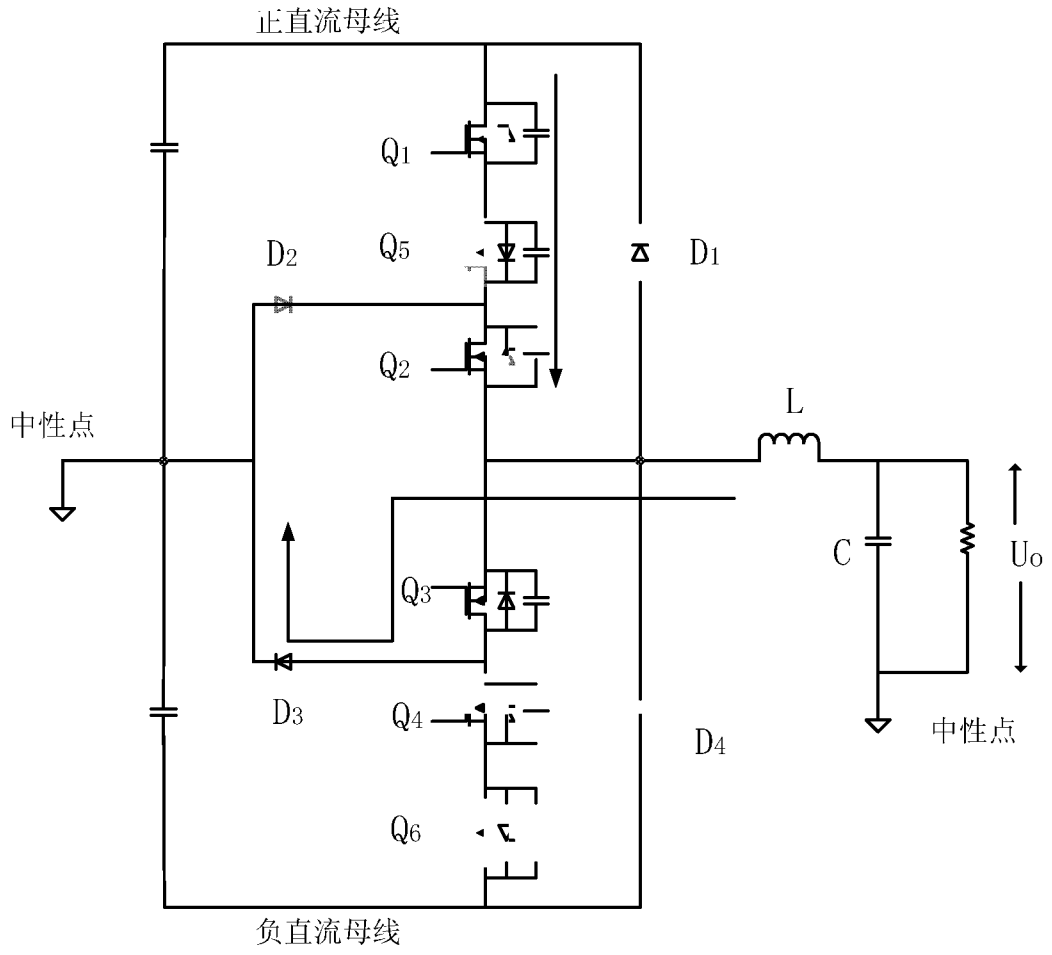


图 6d

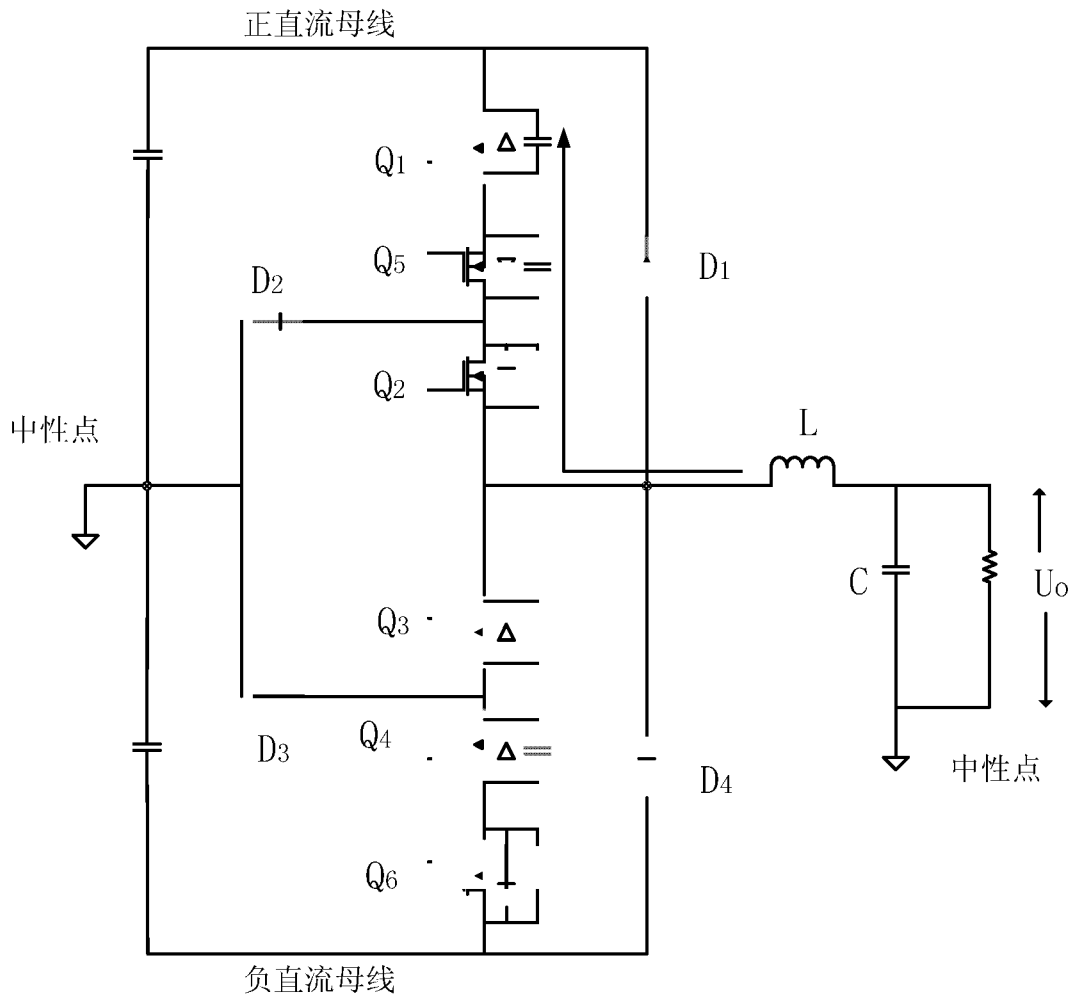


图 6e

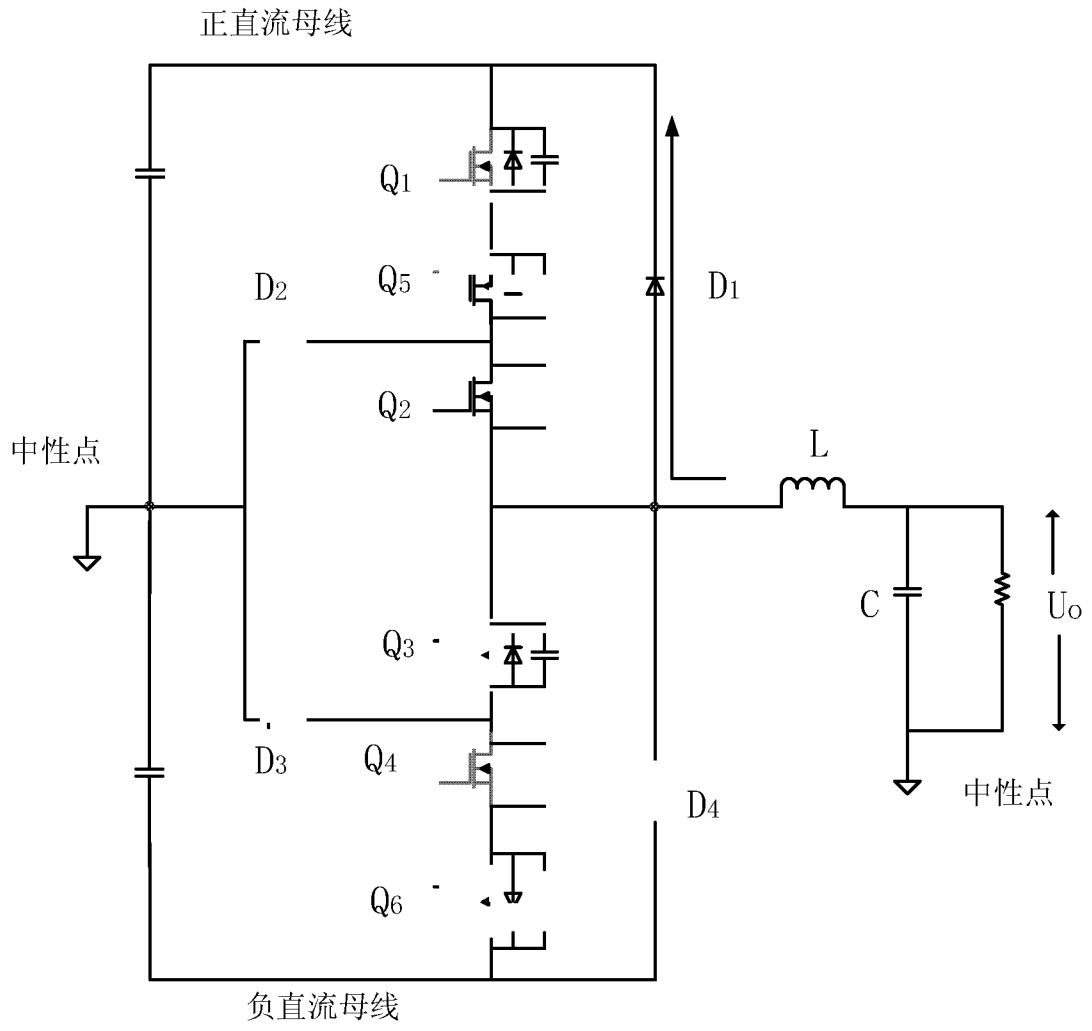


图 6f

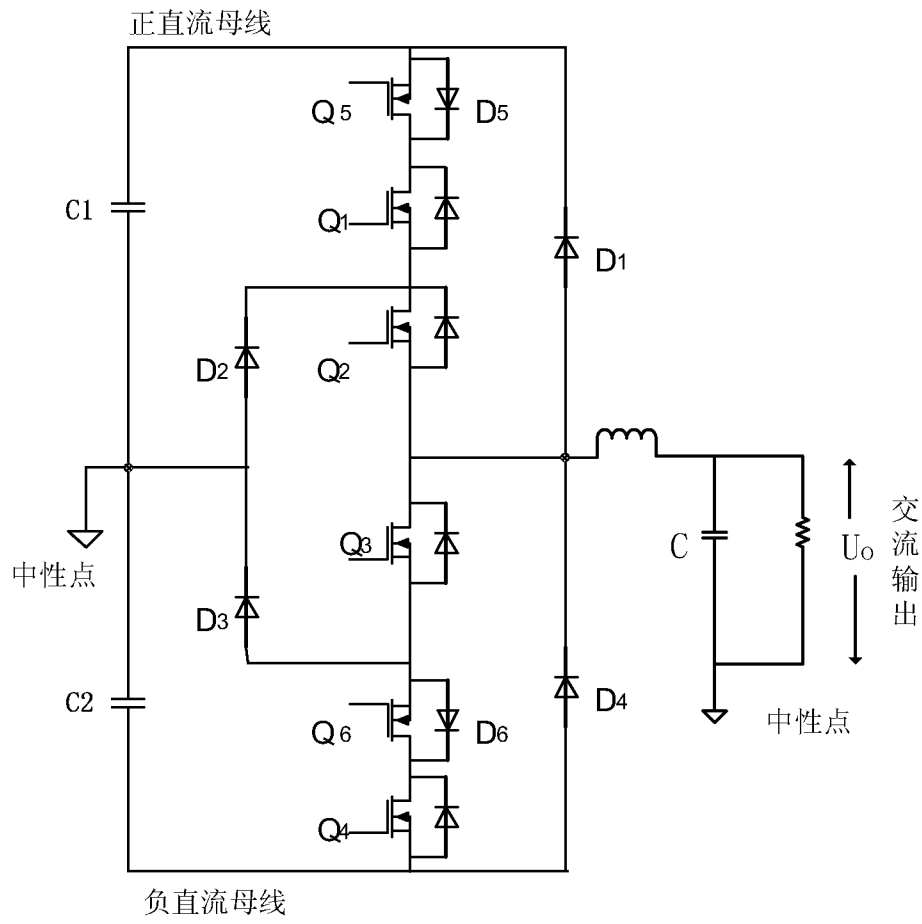


图 7

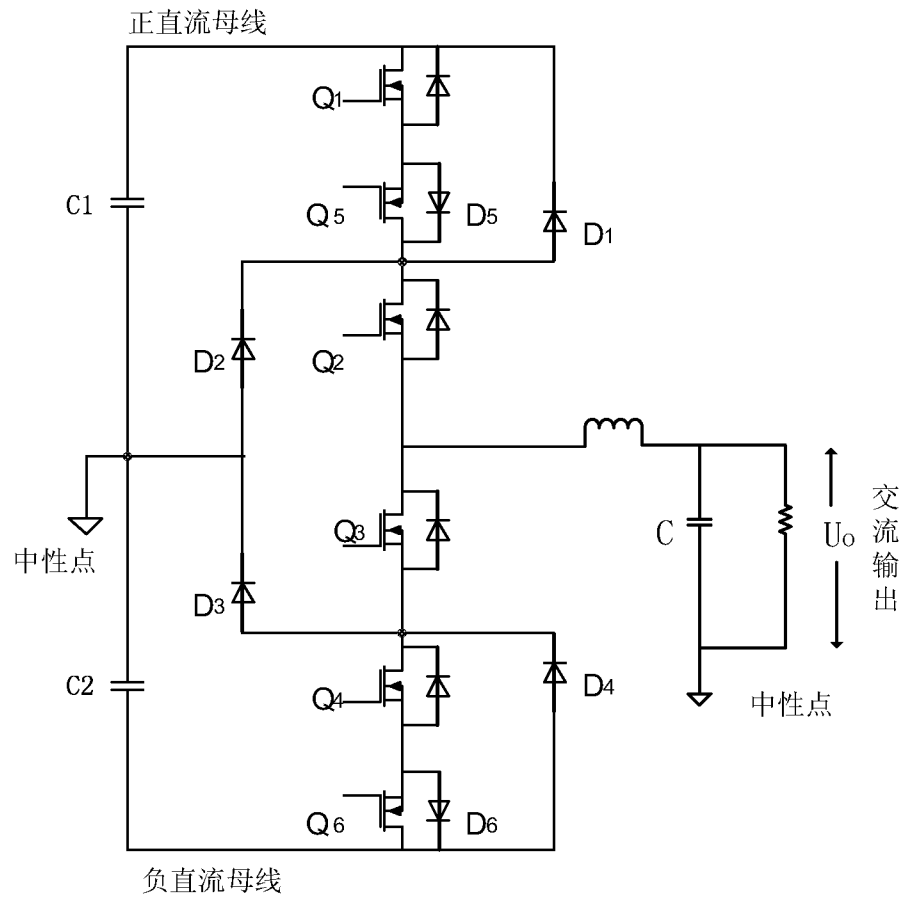


图 8

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/CN2013/072582

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

See the extra sheet

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC: H02M

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

WPI, EPODOC, CNKI, CNKPAT: direct current, alternating current, multi-level, three-level, capacitance, invert, DC, AC, convert, multi, three, level, switch, transistor, series, parallel, diode, capacitor

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

| Category* | Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages | Relevant to claim No. |
|-----------|---|-----------------------|
| A | US 2006050537 A1 (ZENG, Jianhong et al.), 09 March 2006 (09.03.2006), description, paragraphs 0006-0018, and figures 1-3B | 1-10 |
| A | JP 2009-232621 A (TOSHIBA MITSUBISHI-ELECTRIC INDUSTRIAL SYSTEMS CORP.), 08 October 2009 (08.10.2009), the whole document | 1-10 |
| A | CN 102223098 A (SAMIL POWER CO., LTD.), 19 October 2011 (19.10.2011), the whole document | 1-10 |

Further documents are listed in the continuation of Box C.

See patent family annex.

| | |
|---|---|
| <p>* Special categories of cited documents:</p> <p>“A” document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance</p> <p>“E” earlier application or patent but published on or after the international filing date</p> <p>“L” document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)</p> <p>“O” document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means</p> <p>“P” document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed</p> | <p>“T” later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention</p> <p>“X” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone</p> <p>“Y” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art</p> <p>“&” document member of the same patent family</p> |
|---|---|

Date of the actual completion of the international search
17 May 2013 (17.05.2013)

Date of mailing of the international search report
20 June 2013 (20.06.2013)

Name and mailing address of the ISA/CN:
State Intellectual Property Office of the P. R. China
No. 6, Xitucheng Road, Jimenqiao
Haidian District, Beijing 100088, China
Facsimile No.: (86-10) 62019451

Authorized officer
JIANG, Xiaoqing
Telephone No.: (86-10) **62413972**

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.
PCT/CN2013/072582

| Patent Documents referred in the Report | Publication Date | Patent Family | Publication Date |
|--|------------------|----------------|------------------|
| US 2006050537 A1 | 09.03.2006 | TW 200610253 A | 16.03.2016 |
| JP 2009-232621 A1 | 08.10.2009 | None | |
| CN 102223098 A | 19.10.2011 | None | |

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/CN2013/072582

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02M 7/48 (2007.01) i

H02M 7/537 (2006.01) i

国际检索报告

国际申请号
PCT/CN2013/072582

| | | |
|---|--|---|
| A. 主题的分类 | | |
| 参见附加页 | | |
| 按照国际专利分类(IPC)或者同时按照国家分类和 IPC 两种分类 | | |
| B. 检索领域 | | |
| 检索的最低限度文献(标明分类系统和分类号) | | |
| IPC: H02M | | |
| 包含在检索领域中的除最低限度文献以外的检索文献 | | |
| 在国际检索时查阅的电子数据库(数据库的名称, 和使用的检索词(如使用)) | | |
| WPI,EPODOC,CNKI,CNKIPAT: 逆变, 直流, 交流, 转换, 多电平, 三电平, 开关, 晶体管, 串联, 并联, 二极管, 电容, invert, DC, AC, convert, multi, three, level, switch, transistor, series, parallel, diode, capacitor | | |
| C. 相关文件 | | |
| 类 型* | 引用文件, 必要时, 指明相关段落 | 相关的权利要求 |
| A | US2006050537A1(ZENG, Jianhong 等) 09.3 月 2006 (09.03.2006) 说明书第 0006-0018 段及附图 1-3B | 1-10 |
| A | JP 特开 2009-232621A (东芝三菱电机产业系统株式会社) 08.10 月 2009 (08.10.2009) 全文 | 1-10 |
| A | CN102223098A (山亿新能源股份有限公司) 19.10 月 2011 (19.10.2011) 全文 | 1-10 |
| <input type="checkbox"/> 其余文件在 C 栏的续页中列出。 <input checked="" type="checkbox"/> 见同族专利附件。 | | |
| * 引用文件的具体类型: “A” 认为不特别相关的表示了现有技术一般状态的文件 “E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先申请或专利 “L” 可能对优先权要求构成怀疑的文件, 或为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件(如具体说明的) “O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件 “P” 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件 | | “T” 在申请日或优先权日之后公布, 与申请不相抵触, 但为了理解发明之理论或原理的在后文件 “X” 特别相关的文件, 单独考虑该文件, 认定要求保护的发明不是新颖的或不具有创造性 “Y” 特别相关的文件, 当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时, 要求保护的发明不具有创造性 “&” 同族专利的文件 |
| 国际检索实际完成的日期 17.5 月 2013 (17.05.2013) | | 国际检索报告邮寄日期 20.6 月 2013 (20.06.2013) |
| ISA/CN 的名称和邮寄地址: 中华人民共和国国家知识产权局 中国北京市海淀区蓟门桥西土城路 6 号 100088 传真号: (86-10)62019451 | | 授权官员 姜晓庆 电话号码: (86-10) 62413972 |

国际检索报告
关于同族专利的信息

国际申请号
PCT/CN2013/072582

| 检索报告中引用的 专利文件 | 公布日期 | 同族专利 | 公布日期 |
|---------------------|------------|--------------|------------|
| US2006050537A1 | 09.03.2006 | TW200610253A | 16.03.2016 |
| JP 特开 2009-232621A1 | 08.10.2009 | 无 | |
| CN102223098A | 19.10.2011 | 无 | |

A. 主题的分类

H02M 7/48 (2007.01) i

H02M 7/537 (2006.01) i