(19)中华人民共和国国家知识产权局

(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 110868077 A
(43)申请公布日 2020.03.06

(21)申请号 201911166748.8

(22)申请日 2019.11.25

(71)申请人 珠海云充科技有限公司
地址 519000 广东省珠海市国家高新技术开发区唐家湾镇大学路101号清华科技园二期孵化楼3栋405

(72)发明人 许德伟 方支剑 李楚杉

(74)专利代理机构 广州嘉权专利商标事务所有限公司 44205
代理人 张志辉

(51)Int.Cl.
H02M 3/335(2006.01)
H02M 1/14(2006.01)

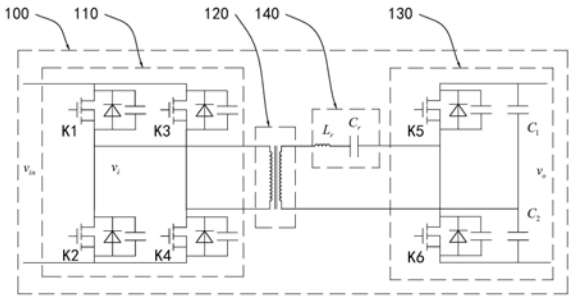
权利要求书3页 说明书7页 附图10页

(54)发明名称

双向直流变换器拓扑结构及其控制方法

(57)摘要

本发明公开了一种双向直流变换器拓扑结构及其控制方法，拓扑结构包括N个功率模块，功率模块包括谐振网络和依次连接的输入端、第一桥式变换器、高频变压器、第二桥式变换器和输出端；所述谐振网络设置在所述第一桥式变换器和所述高频变压器之间、设置在所述高频变压器和所述第二桥式变换器之间或者在所述高频变压器的前后侧均有设置，通过配置各个功率模块的控制信号的触发时间，可有效降低双向直流变换器输入输出端电压电流纹波；通过配置各个功率模块的开关周期，实现双向直流变换器在宽负载范围内的准谐振变换，从而有效提高双向直流变换器输入输出与效率特性，在宽广范围内取得了极高的效率。



CN 110868077 A

1.一种双向直流变换器拓扑结构,其特征在于,包括:

N个功率模块,N个所述功率模块的输入端串联输出端串联、输入端串联输出端并联、输入端并联输出端串联或者输入端并联输出端并联,所述功率模块包括谐振网络和依次连接的输入端、第一桥式变换器、高频变压器、第二桥式变换器和输出端;所述谐振网络设置在所述第一桥式变换器和所述高频变压器之间、设置在所述高频变压器和所述第二桥式变换器之间或者在所述高频变压器的前后侧均有设置;

控制电路,分别连接N个所述功率模块,用于输出驱动信号控制N个所述功率模块,每个所述功率模块的驱动信号的开关周期和占空比一致,各个所述功率模块的驱动信号的触发时间相差N分之一的开关周期。

2.根据权利要求1所述的一种双向直流变换器拓扑结构,其特征在于,所述控制电路包括采样调理模块、锁相模块、闭环控制模块、驱动模块和保护模块,所述采样调理模块用于测量所述输入端、所述输出端和所述谐振网络的电流,所述锁相模块用于调整驱动信号的开关周期,所述闭环控制模块用于输出控制信号给所述驱动模块,所述保护模块用于输出保护信号给所述驱动模块,所述驱动模块用于根据开关周期、控制信号和保护信号生成驱动信号,所述的采样调理模块分别连接所述锁相模块、所述闭环控制模块和所述保护模块,所述锁相模块、所述闭环控制模块和所述保护模块分别连接所述驱动模块。

3.根据权利要求1所述的一种双向直流变换器拓扑结构,其特征在于,所述谐振网络由谐振电容和谐振电感串联组成或者由谐振电容组成。

4.根据权利要求2所述的一种双向直流变换器拓扑结构,其特征在于,所述第一桥式变换器为单相全桥电路,包括作为上桥臂的第一开关管、第三开关管和作为下桥臂的第二开关管、第四开关管;所述第二桥式变换器为单相半桥电路,包括作为上桥臂的第五开关管和作为下桥臂的第六开关管。

5.根据权利要求4所述的一种双向直流变换器拓扑结构,其特征在于,所述第一开关管、第二开关管、第三开关管、第四开关管、第五开关管和第六开关管为Mosfet、Sic、GaN或者IGBT全控型器件。

6.一种应用于权利要求4所述的双向直流变换器拓扑结构的控制方法,其特征在于,包括以下控制操作:

所述采样调理模块执行:v_o

对所述谐振网络的初始电流值i_{sr}进行滤波,得到谐振滤波电流值i_r;

对所述输出端的初始电流值i_{so}进行滤波,得到输出滤波电流值i_o;

对所述输入端的初始电流值i_{si}进行滤波,得到输入滤波电流值i_i;

将所述输出滤波电流值i_o送至所述闭环控制模块,将所述谐振滤波电流值i_r送至所述锁相模块,将所述谐振滤波电流值i_r、输出滤波电流值i_o和输入滤波电流值i_i送至所述保护模块;

所述锁相模块执行:

当所述第一开关管的驱动信号由低变成高时,检测所述谐振滤波电流值i_r的大小:若$i_r \leq 0$,则增加开关周期;若$i_r > i_{rmin}$,则减少开关周期;若$0 < i_r < i_{rmin}$,则保持开关周期不变;

将开关周期T_s送入所述驱动模块;

当电能从所述输入端向所述输出端流动时,所述闭环控制模块执行:

计算输出电压误差$e_i = i_o^* - i_o$，其中i_o^*为对应所述输出滤波电流值i_o的输出电流设定值；

计算调制电压u_f＝1+$K_p e_i$+K_i(∫$e_i$dt+C)，其中K_p和K_i分别为输出电流比例系数和输出电流几份系数，t为时间，C为积分常数，其值为上一次计算时的积分值，第一次计算时C＝0；

限制所述调制电压u_f的输出值：若u_f≤0，则u_f＝0；若u_f≥1，则u_f＝1；

生成控制信号D：将所述调制电压u_f与周期为10倍所述开关周期T_s、幅值为1的锯齿波信号相比较，当所述调制电压u_f大于所述锯齿波信号瞬时值时，控制信号D为高，当所述调制电压u_f小于所述锯齿波信号瞬时值时，控制信号D为低；

将所述控制信号D送至所述驱动模块；

当电能从所述输入端向所述输出端流动时，所述驱动模块执行：

产生幅值为定值的直流电平信号u_{rdc}；

生成驱动信号：

当所述控制信号D为高，所述保护信号P为低时，将所述直流电平信号u_{rdc}与周期为开关周期T_s、幅值为1的锯齿波信号相比较，若直流电平信号u_{rdc}较大，输出第一开关管和第四开关管的驱动信号；若直流电平信号u_{rdc}较小，输出第二开关管和第三开关管的驱动信号；

当所述控制信号D为低时，所述第一开关管、第二开关管、第三开关管、第四开关管的驱动信号均为低；

当所述保护信号P为高时，所述第一开关管、第二开关管、第三开关管、第四开关管的驱动信号均为低；

将所述第一开关管的驱动信号送至所述锁相模块；

将所述第一开关管、第二开关管、第三开关管、第四开关管的驱动信号送至第一个所述功率模块的第一桥式变换器；将所述第一开关管、第二开关管、第三开关管、第四开关管的驱动信号延时T_s(k-1)/N，送至第k个所述功率模块的第一桥式变换器，其中2≤k≤N；

当电能从所述输出端向所述输入端流动时，所述闭环控制模块执行：

计算输出电压误差$e_i = i_i^* - i_i$，其中i_i^*为对应所述输入滤波电流值i_i的输入电流设定值；

计算调制电压u_f＝1+$K_p e_i$+K_i(∫$e_i$dt+C)，其中K_p和K_i分别为输出电流比例系数和输出电流几份系数，t为时间，C为积分常数，其值为上一次计算时的积分值，第一次计算时C＝0；

限制所述调制电压u_f的输出值：若u_f≤0，则u_f＝0；若u_f≥1，则u_f＝1；

生成控制信号D：将所述调制电压u_f与周期为10倍所述开关周期T_s、幅值为1的锯齿波信号相比较，当所述调制电压u_f大于所述锯齿波信号瞬时值时，控制信号D为高，当所述调制电压u_f小于所述锯齿波信号瞬时值时，控制信号D为低；

当电能从所述输出端向所述输入端流动时，所述驱动模块执行：

产生幅值为定值的直流电平信号u_{rdc}；

生成驱动信号：

当所述控制信号D为高，所述保护信号P为低时，将所述直流电平信号u_{rdc}与周期为开关周期T_s、幅值为1的锯齿波信号相比较，若直流电平信号u_{rdc}较大，输出第五开关管的驱动信号；若直流电平信号u_{rdc}较小，输出第六开关管的驱动信号；

当所述控制信号D为低时，所述第五开关管和第六开关管的驱动信号均为低；

当所述保护信号P为高时，所述第五开关管和第六开关管的驱动信号均为低；

将所述第五开关管的驱动信号送至所述锁相模块；

将所述第五开关管和第六开关管的驱动信号送至第一个所述功率模块的第一桥式变换器；将所述第五开关管和第六开关管的驱动信号延时$T_s(k-1)/N$，送至第k个所述功率模块的第一桥式变换器，其中$2\leqslant k\leqslant N$；

所述保护模块执行：

检测所述谐振滤波电流值i_r的大小：若$i_r>i_{rmax}$，则输出的保护信号P为低；

检测所述输出滤波电流值i_o的大小：若$i_o>i_{omax}$，则输出的保护信号P为低；

若$i_r<i_{rmax}$且$i_o<i_{omax}$，则输出的保护信号为P。

双向直流变换器拓扑结构及其控制方法

技术领域

[0001] 本发明涉及电力电子变换技术领域,特别涉及一种双向直流变换器拓扑结构及其控制方法。

背景技术

[0002] 双向直流变换器可以实现能量在两个直流电源之间的双向流动,是储能、电池充放电、直流配电等应用的核心技术。随着可再生能源、电动汽车、直流输电在电力领域日益广泛的使用,高效高性能双向直流变换器的需求日益增加,具有广泛的市场前景。

[0003] 目前国内外双向直流变换器主要有两种类型:(1)非隔离型直流变换器,如Buck-Boost变换器,广泛用于电池充放电系统,但其较低的增益和非隔离特性限制了变换器的使用范围;(2)隔离型直流变换器,如双向有源桥式电路(DAB),通过高频变压器实现高增益变换与电气隔离,得到广泛关注,但是负载变化时较低的效率与较大的电流纹波,对直流电源带来较大损伤。国内外双向直流变换器存在较大效率低、纹波大等问题。

发明内容

[0004] 本发明的目的在于至少解决现有技术中存在的技术问题之一,提供一种双向直流变换器拓扑结构及其控制方法,能够有效降低输入输出端电压电流纹波,通过实现双向变换器在宽负载范围内的准谐振变换,可有效提高宽负载范围内的效率。

[0005] 根据本发明第一方面实施例提供的一种双向直流变换器拓扑结构,包括:

[0006] N个功率模块,N个所述功率模块的输入端串联输出端串联、输入端串联输出端并联、输入端并联输出端串联或者输入端并联输出端并联,所述功率模块包括谐振网络和依次连接的输入端、第一桥式变换器、高频变压器、第二桥式变换器和输出端;所述谐振网络设置在所述第一桥式变换器和所述高频变压器之间、设置在所述高频变压器和所述第二桥式变换器之间或者在所述高频变压器的前后侧均有设置;

[0007] 控制电路,分别连接N个所述功率模块,用于输出驱动信号控制N个所述功率模块,每个所述功率模块的驱动信号的开关周期和占空比一致,各个所述功率模块的驱动信号的触发时间相差N分之一的开关周期。

[0008] 根据本发明的一些实施例,所述控制电路包括采样调理模块、锁相模块、闭环控制模块、驱动模块和保护模块,所述采样调理模块用于测量所述输入端、所述输出端和所述谐振网络的电流,所述锁相模块用于调整驱动信号的开关周期,所述闭环控制模块用于输出控制信号给所述驱动模块,所述保护模块用于输出保护信号给所述驱动模块,所述驱动模块用于根据开关周期、控制信号和保护信号生成驱动信号,所述的采样调理模块分别连接所述锁相模块、所述闭环控制模块和所述保护模块,所述锁相模块、所述闭环控制模块和所述保护模块分别连接所述驱动模块。

[0009] 根据本发明的一些实施例,所述谐振网络由谐振电容和谐振电感串联组成或者由谐振电容组成。

[0010] 根据本发明的一些实施例，所述第一桥式变换器为单相全桥电路，包括作为上桥臂的第一开关管、第三开关管和作为下桥臂的第二开关管、第四开关管；所述第二桥式变换器为单相半桥电路，包括作为上桥臂的第五开关管和作为下桥臂的第六开关管。

[0011] 根据本发明的一些实施例，所述第一开关管、第二开关管、第三开关管、第四开关管、第五开关管和第六开关管为Mosfet、Sic、GaN或者IGBT全控型器件。

[0012] 根据本发明第二方面实施例提供的一种应用于上述第一方面实施例所述的双向直流变换器拓扑结构的控制方法，包括以下控制操作：

[0013] 所述采样调理模块执行：

[0014] 对所述谐振网络的初始电流值i_{sr}进行滤波，得到谐振滤波电流值i_r；

[0015] 对所述输出端的初始电流值i_{so}进行滤波，得到输出滤波电流值i_o；

[0016] 对所述输入端的初始电流值i_{si}进行滤波，得到输入滤波电流值i_i；

[0017] 将所述输出滤波电流值i_o送至所述闭环控制模块，将所述谐振滤波电流值i_r送至所述锁相模块，将所述谐振滤波电流值i_r、输出滤波电流值i_o和输入滤波电流值i_i送至所述保护模块；

[0018] 所述锁相模块执行：

[0019] 当所述第一开关管的驱动信号由低变成高时，检测所述谐振滤波电流值i_r的大小：若$i_r \leqslant 0$，则增加开关周期；若$i_r > i_{r\ min}$，则减少开关周期；若$0 < i_r < i_{r\ min}$，则保持开关周期不变；

[0020] 将开关周期T_s送入所述驱动模块；

[0021] 当电能从所述输入端向所述输出端流动时，所述闭环控制模块执行：

[0022] 计算输出电压误差$e_i = i_o^* - i_o$，其中i_o^*为对应所述输出滤波电流值i_o的输出电流设定值；

[0023] 计算调制电压$u_f = 1 + K_p e_i + K_i(\int e_i dt + C)$，其中$K_p$和$K_i$分别为输出电流比例系数和输出电流几份系数，t为时间，C为积分常数，其值为上一次计算时的积分值，第一次计算时$C = 0$；

[0024] 限制所述调制电压u_f的输出值：若$u_f \leqslant 0$，则$u_f = 0$；若$u_f \geqslant 1$，则$u_f = 1$；

[0025] 生成控制信号D：将所述调制电压u_f与周期为10倍所述开关周期T_s、幅值为1的锯齿波信号相比较，当所述调制电压u_f大于所述锯齿波信号瞬时值时，控制信号D为高，当所述调制电压u_f小于所述锯齿波信号瞬时值时，控制信号D为低；

[0026] 将所述控制信号D送至所述驱动模块；

[0027] 当电能从所述输入端向所述输出端流动时，所述驱动模块执行：

[0028] 产生幅值为定值的直流电平信号u_{rdc}；

[0029] 生成驱动信号：

[0030] 当所述控制信号D为高，所述保护信号P为低时，将所述直流电平信号u_{rdc}与周期为开关周期T_s、幅值为1的锯齿波信号相比较，若直流电平信号u_{rdc}较大，输出第一开关管和第四开关管的驱动信号；若直流电平信号u_{rdc}较小，输出第二开关管和第三开关管的驱动信号；

[0031] 当所述控制信号D为低时，所述第一开关管、第二开关管、第三开关管、第四开关管的驱动信号均为低；

[0032] 当所述保护信号P为高时，所述第一开关管、第二开关管、第三开关管、第四开关管的驱动信号均为低；

[0033] 将所述第一开关管的驱动信号送至所述锁相模块；

[0034] 将所述第一开关管、第二开关管、第三开关管、第四开关管的驱动信号送至第一个所述功率模块的第一桥式变换器；将所述第一开关管、第二开关管、第三开关管、第四开关管的驱动信号延时$T_s(k-1)/N$，送至第k个所述功率模块的第一桥式变换器，其中$2\leqslant k\leqslant N$；

[0035] 当电能从所述输出端向所述输入端流动时，所述闭环控制模块执行：

[0036] 计算输出电压误差$e_i=i_i^*-i_i$，其中i_i^*为对应所述输入滤波电流值i_i的输入电流设定值；

[0037] 计算调制电压$u_f=1+K_pe_i+K_i(\int e_idt+C)$，其中$K_p$和$K_i$分别为输出电流比例系数和输出电流几份系数，t为时间，C为积分常数，其值为上一次计算时的积分值，第一次计算时$C=0$；

[0038] 限制所述调制电压u_f的输出值：若$u_f\leqslant 0$，则$u_f=0$；若$u_f\geqslant 1$，则$u_f=1$；

[0039] 生成控制信号D：将所述调制电压u_f与周期为10倍所述开关周期T_s、幅值为1的锯齿波信号相比较，当所述调制电压u_f大于所述锯齿波信号瞬时值时，控制信号D为高，当所述调制电压u_f小于所述锯齿波信号瞬时值时，控制信号D为低；

[0040] 当电能从所述输出端向所述输入端流动时，所述驱动模块执行：

[0041] 产生幅值为定值的直流电平信号u_{rdc}；

[0042] 生成驱动信号：

[0043] 当所述控制信号D为高，所述保护信号P为低时，将所述直流电平信号u_{rdc}与周期为开关周期T_s、幅值为1的锯齿波信号相比较，若直流电平信号u_{rdc}较大，输出第五开关管的驱动信号；若直流电平信号u_{rdc}较小，输出第六开关管的驱动信号；

[0044] 当所述控制信号D为低时，所述第五开关管和第六开关管的驱动信号均为低；

[0045] 当所述保护信号P为高时，所述第五开关管和第六开关管的驱动信号均为低；

[0046] 将所述第五开关管的驱动信号送至所述锁相模块；

[0047] 将所述第五开关管和第六开关管的驱动信号送至第一个所述功率模块的第一桥式变换器；将所述第五开关管和第六开关管的驱动信号延时$T_s(k-1)/N$，送至第k个所述功率模块的第一桥式变换器，其中$2\leqslant k\leqslant N$；

[0048] 所述保护模块执行：

[0049] 检测所述谐振滤波电流值i_r的大小：若$i_r>i_{rmax}$，则输出的保护信号P为低；

[0050] 检测所述输出滤波电流值i_o的大小：若$i_o>i_{omax}$，则输出的保护信号P为低；

[0051] 若$i_r<i_{rmax}$且$i_o<i_{omax}$，则输出的保护信号为P。

[0052] 根据本发明的实施例提供的双向直流变换器拓扑结构及其控制方法，至少具有如下有益效果：通过配置各个功率模块的控制信号的触发时间，可有效降低双向直流变换器输入输出端电压电流纹波；通过配置各个功率模块的开关周期，实现双向直流变换器在宽负载范围内的准谐振变换，从而有效提高双向直流变换器输入输出与效率特性，在宽广范围内取得了极高的效率。

附图说明

[0053] 下面结合附图和实施例对本发明进一步地说明；

[0054] 图1为本发明实施例提供的一种双向直流变换器拓扑结构的输入并联输出串联图；

[0055] 图2为本发明实施例提供的一种双向直流变换器拓扑结构的输入并联输出并联图；

[0056] 图3为本发明实施例提供的一种双向直流变换器拓扑结构的输入串联输出串联图；

[0057] 图4为本发明实施例提供的一种双向直流变换器拓扑结构的输入串联输出并联图；

[0058] 图5为本发明实施例提供的一种双向直流变换器拓扑结构的多个功率模块驱动信号时序图；

[0059] 图6为本发明实施例提供的一种双向直流变换器拓扑结构的输入侧补偿连接示意图；

[0060] 图7为本发明实施例提供的一种双向直流变换器拓扑结构的输出侧补偿连接示意图；

[0061] 图8为本发明实施例提供的一种双向直流变换器拓扑结构的输入输出侧补偿连接示意图；

[0062] 图9为本发明实施例提供的一种双向直流变换器拓扑结构的单相全桥电路图；

[0063] 图10为本发明实施例提供的一种双向直流变换器拓扑结构的单相半桥电路图；

[0064] 图11为本发明实施例提供的一种双向直流变换器拓扑结构的控制电路结构图；

[0065] 图12为本发明实施例提供的一种双向直流变换器拓扑结构的功率模块电路原理图。

具体实施方式

[0066] 本部分将详细描述本发明的具体实施例，本发明之较佳实施例在附图中示出，附图的作用在于用图形补充说明书文字部分的描述，使人能够直观地、形象地理解本发明的每个技术特征和整体技术方案，但其不能理解为对本发明保护范围的限制。

[0067] 在本发明的描述中，需要理解的是，涉及到方位描述，例如上、下、前、后、左、右等指示的方位或位置关系为基于附图所示的方位或位置关系，仅是为了便于描述本发明和简化描述，而不是指示或暗示所指的装置或元件必须具有特定的方位、以特定的方位构造和操作，因此不能理解为对本发明的限制。

[0068] 在本发明的描述中，若干的含义是一个或者多个，多个的含义是两个以上，大于、小于、超过等理解为不包括本数，以上、以下、以内等理解为包括本数。如果有描述到第一、第二只是用于区分技术特征为目的，而不能理解为指示或暗示相对重要性或者隐含指明所指示的技术特征的数量或者隐含指明所指示的技术特征的先后关系。

[0069] 本发明的描述中，除非另有明确的限定，设置、安装、连接等词语应做广义理解，所属技术领域技术人员可以结合技术方案的具体内容合理确定上述词语在本发明中的具体含义。

[0070] 本发明第一方面实施例提供一种双向直流变换器拓扑结构，包括：

[0071] N个功率模块100，如图1-4所示，N个所述功率模块100的输入端串联输出端串联、输入端串联输出端并联、输入端并联输出端串联或者输入端并联输出端并联，如图6-8所示，所述功率模块100包括谐振网络140和依次连接的输入端、第一桥式变换器110、高频变压器120、第二桥式变换器130和输出端；所述谐振网络140设置在所述第一桥式变换器110和所述高频变压器120之间、设置在所述高频变压器120和所述第二桥式变换器130之间或者在所述高频变压器120的前后侧均有设置；

[0072] 控制电路，分别连接N个所述功率模块100，用于输出驱动信号控制N个所述功率模块100，每个所述功率模块100的驱动信号的开关周期和占空比一致，各个所述功率模块100的驱动信号的触发时间相差N分之一的开关周期，多个功率模块驱动信号时序图如图5所示。具体地，在某一实施例中，功率模块100可以设置有三个，所有开关器件均采用Mosfet，高频变压器120匝比为4:15，额定频率为100kHz，输出侧等效漏感大小为5.48uH，谐振网络140由谐振电容组成，大小为0.47Uf。

[0073] 参照图11，在本发明的一些实施例中，所述控制电路包括采样调理模块、锁相模块、闭环控制模块、驱动模块和保护模块，所述采样调理模块用于测量所述输入端、所述输出端和所述谐振网络140的电流，所述锁相模块用于调整驱动信号的开关周期T_s，所述闭环控制模块用于输出控制信号D给所述驱动模块，所述保护模块用于输出保护信号P给所述驱动模块，所述驱动模块用于根据开关周期T_s、控制信号D和保护信号P生成驱动信号，所述的采样调理模块分别连接所述锁相模块、所述闭环控制模块和所述保护模块，所述锁相模块、所述闭环控制模块和所述保护模块分别连接所述驱动模块。

[0074] 参照图12，在本发明的一些实施例中，所述谐振网络140由谐振电容和谐振电感串联组成。除此之外，谐振网络140还可以仅由谐振电容组成。

[0075] 在本发明的一些实施例中，如图9所示，所述第一桥式变换器110为单相全桥电路，包括作为上桥臂的第一开关管K1、第三开关管K3和作为下桥臂的第二开关管K2、第四开关管K4；如图10所示，所述第二桥式变换器130为单相半桥电路，包括作为上桥臂的第五开关管K5和作为下桥臂的第六开关管K6。

[0076] 根据本发明的一些实施例，所述第一开关管K1、第二开关管K2、第三开关管K3、第四开关管K4、第五开关管K5和第六开关管K6为Mosfet、Sic、GaN或者IGBT全控型器件。

[0077] 根据本发明第二方面实施例提供的一种应用于上述第一方面实施例所述的双向直流变换器拓扑结构的控制方法，包括以下控制操作：

[0078] (1)所述采样调理模块执行：

[0079] (1.1)对所述谐振网络140的初始电流值i_{sr}进行滤波，得到谐振滤波电流值i_r；

[0080] (1.2)对所述输出端的初始电流值i_{so}进行滤波，得到输出滤波电流值i_o；

[0081] (1.3)对所述输入端的初始电流值i_{si}进行滤波，得到输入滤波电流值i_i；

[0082] (1.4)将所述输出滤波电流值i_o送至所述闭环控制模块，将所述谐振滤波电流值i_r送至所述锁相模块，将所述谐振滤波电流值i_r、输出滤波电流值i_o和输入滤波电流值i_i送至所述保护模块；

[0083] (2)所述锁相模块执行：

[0084] (2.1)当所述第一开关管K1的驱动信号由低变成高时，检测所述谐振滤波电流值

i_r的大小:若$i_r \leq 0$,则增加开关周期;若$i_r > i_{r\ min}$,则减少开关周期;若$0 < i_r < i_{r\ min}$,则保持开关周期不变;

[0085] (2.2)将开关周期T_s送入所述驱动模块;

[0086] (3)当电能从所述输入端向所述输出端流动时,所述闭环控制模块执行:

[0087] (3.1)计算输出电压误差$e_i = i_o^* - i_o$,其中i_o^*为对应所述输出滤波电流值i_o的输出电流设定值;

[0088] (3.2)计算调制电压$u_f = 1 + K_p e_i + K_i(\int e_i dt + C)$,其中$K_p$和$K_i$分别为输出电流比例系数和输出电流几份系数,t为时间,C为积分常数,其值为上一次计算时的积分值,第一次计算时C=0;

[0089] (3.3)限制所述调制电压u_f的输出值:若$u_f \leq 0$,则$u_f = 0$;若$u_f \geq 1$,则$u_f = 1$;

[0090] (3.4)生成控制信号D:将所述调制电压u_f与周期为10倍所述开关周期T_s、幅值为1的锯齿波信号相比较,当所述调制电压u_f大于所述锯齿波信号瞬时值时,控制信号D为高,当所述调制电压u_f小于所述锯齿波信号瞬时值时,控制信号D为低;

[0091] (3.5)将所述控制信号D送至所述驱动模块;

[0092] (4)当电能从所述输入端向所述输出端流动时,所述驱动模块执行:

[0093] (4.1)产生幅值为0.48的直流电平信号u_{rdc};

[0094] (4.2)生成驱动信号:

[0095] 当所述控制信号D为高,所述保护信号P为低时,将所述直流电平信号u_{rdc}与周期为开关周期T_s、幅值为1的锯齿波信号相比较,若直流电平信号u_{rdc}较大,输出第一开关管K1和第四开关管K4的驱动信号;若直流电平信号u_{rdc}较小,输出第二开关管K2和第三开关管K3的驱动信号;

[0096] 当所述控制信号D为低时,所述第一开关管K1、第二开关管K2、第三开关管K3、第四开关管K4的驱动信号均为低;

[0097] 当所述保护信号P为高时,所述第一开关管K1、第二开关管K2、第三开关管K3、第四开关管K4的驱动信号均为低;

[0098] (4.3)将所述第一开关管K1的驱动信号送至所述锁相模块;

[0099] (4.4)将所述第一开关管K1、第二开关管K2、第三开关管K3、第四开关管K4的驱动信号送至第一个所述功率模块100的第一桥式变换器110;将所述第一开关管K1、第二开关管K2、第三开关管K3、第四开关管K4的驱动信号延时$T_s(k-1)/N$,送至第k个所述功率模块100的第一桥式变换器110,其中$2 \leq k \leq N$;

[0100] (5)当电能从所述输出端向所述输入端流动时,所述闭环控制模块执行:

[0101] (5.1)计算输出电压误差$e_i = i_i^* - i_i$,其中i_i^*为对应所述输入滤波电流值i_i的输入电流设定值;

[0102] (5.2)计算调制电压$u_f = 1 + K_p e_i + K_i(\int e_i dt + C)$,其中$K_p$和$K_i$分别为输出电流比例系数和输出电流几份系数,t为时间,C为积分常数,其值为上一次计算时的积分值,第一次计算时C=0;

[0103] (5.3)限制所述调制电压u_f的输出值:若$u_f \leq 0$,则$u_f = 0$;若$u_f \geq 1$,则$u_f = 1$;

[0104] (5.4)生成控制信号D:将所述调制电压u_f与周期为10倍所述开关周期T_s、幅值为1的锯齿波信号相比较,当所述调制电压u_f大于所述锯齿波信号瞬时值时,控制信号D为高,

当所述调制电压u_f小于所述锯齿波信号瞬时值时，控制信号D为低；

[0105] (6)当电能从所述输出端向所述输入端流动时，所述驱动模块执行：

[0106] (6.1)产生幅值为定值的直流电平信号u_{rdc}；

[0107] (6.2)生成驱动信号：

[0108] 当所述控制信号D为高，所述保护信号P为低时，将所述直流电平信号u_{rdc}与周期为开关周期T_s、幅值为1的锯齿波信号相比较，若直流电平信号u_{rdc}较大，输出第五开关管K5的驱动信号；若直流电平信号u_{rdc}较小，输出第六开关管K6的驱动信号；

[0109] 当所述控制信号D为低时，所述第五开关管K5和第六开关管K6的驱动信号均为低；

[0110] 当所述保护信号P为高时，所述第五开关管K5和第六开关管K6的驱动信号均为低；

[0111] (6.3)将所述第五开关管K5的驱动信号送至所述锁相模块；

[0112] (6.4)将所述第五开关管K5和第六开关管K6的驱动信号送至第一个所述功率模块100的第一桥式变换器110；将所述第五开关管K5和第六开关管K6的驱动信号延时$T_s(k-1)/N$，送至第k个所述功率模块100的第一桥式变换器110，其中$2\leqslant k\leqslant N$；

[0113] (7)所述保护模块执行：

[0114] 检测所述谐振滤波电流值i_r的大小：若$i_r > i_{r\ max}$，则输出的保护信号P为低；

[0115] 检测所述输出滤波电流值i_o的大小：若$i_o > i_{o\ max}$，则输出的保护信号P为低；

[0116] 若$i_r < i_{r\ max}$且$i_o < i_{o\ max}$，则输出的保护信号为P。

[0117] 根据本发明的实施例提供的双向直流变换器拓扑结构及其控制方法，通过配置各个功率模块100的控制信号的触发时间，可有效降低双向直流变换器输入输出端电压电流纹波；通过配置各个功率模块100的开关周期，实现双向直流变换器在宽负载范围内的准谐振变换，从而有效提高双向直流变换器输入输出与效率特性，在宽广范围内取得了极高的效率。

[0118] 上面结合附图对本发明实施例作了详细说明，但是本发明不限于上述实施例，在所述技术领域普通技术人员所具备的知识范围内，还可以在不脱离本发明宗旨的前提下作出各种变化。

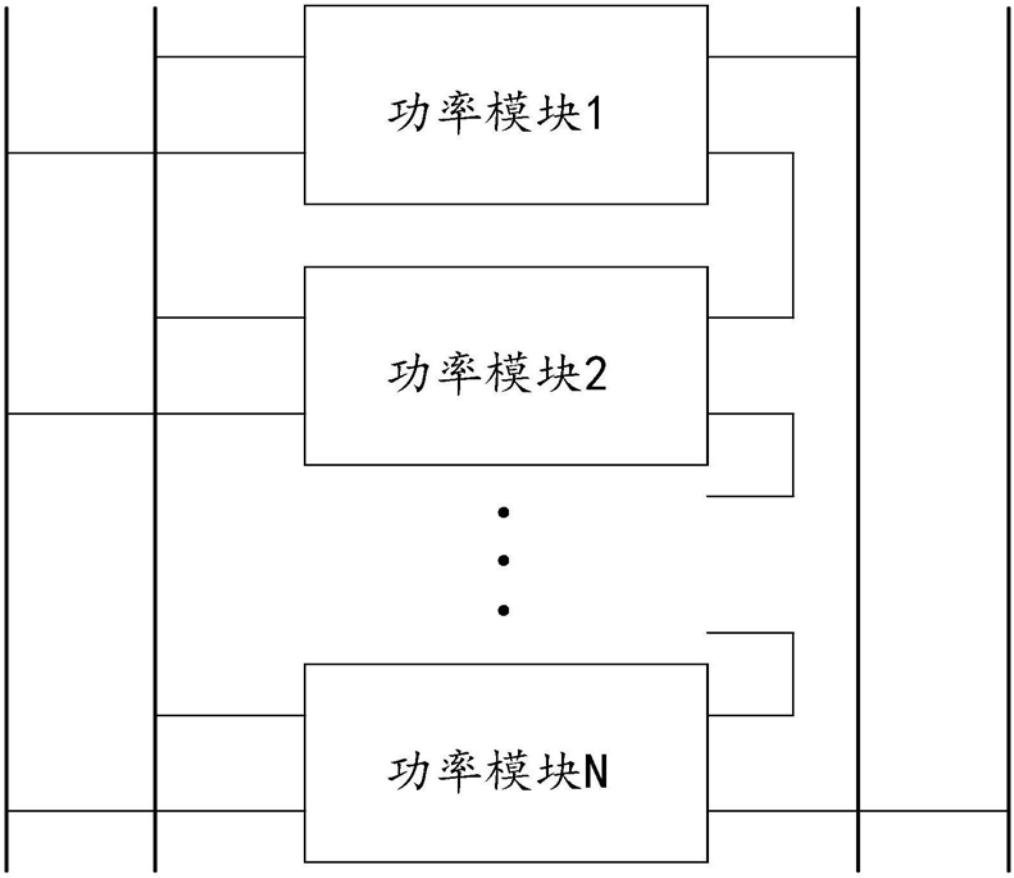


图1

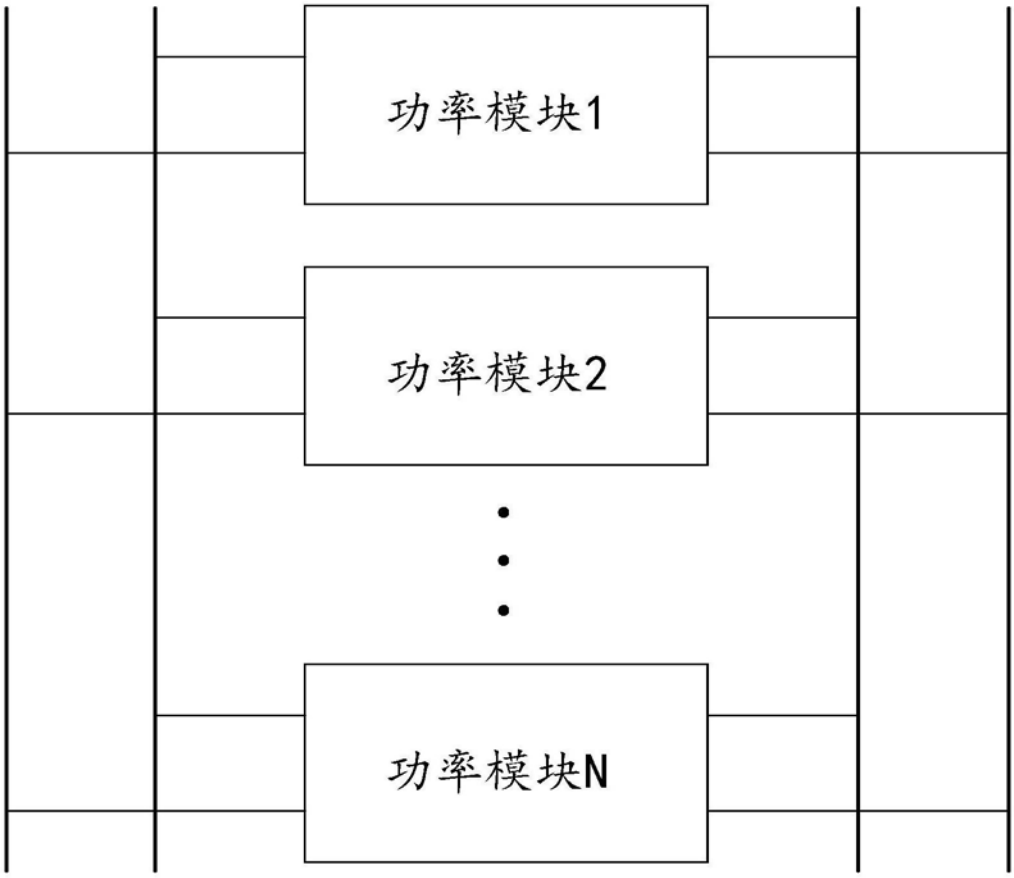


图2

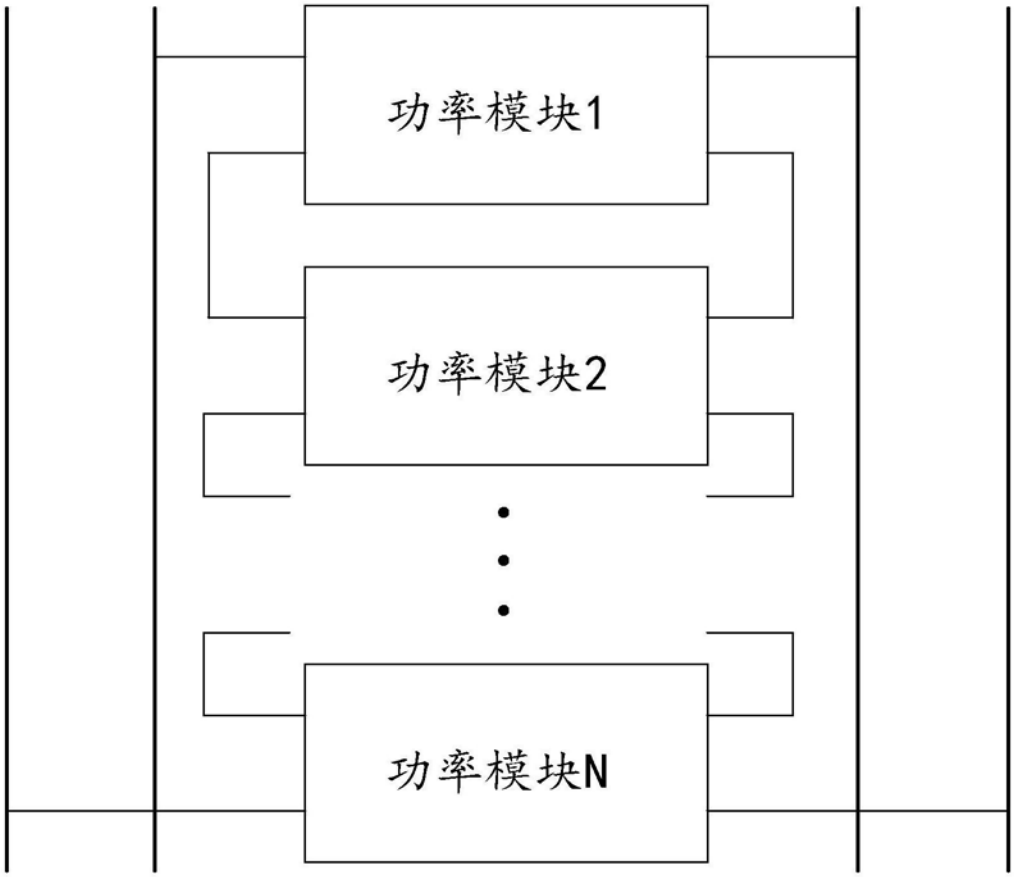


图3

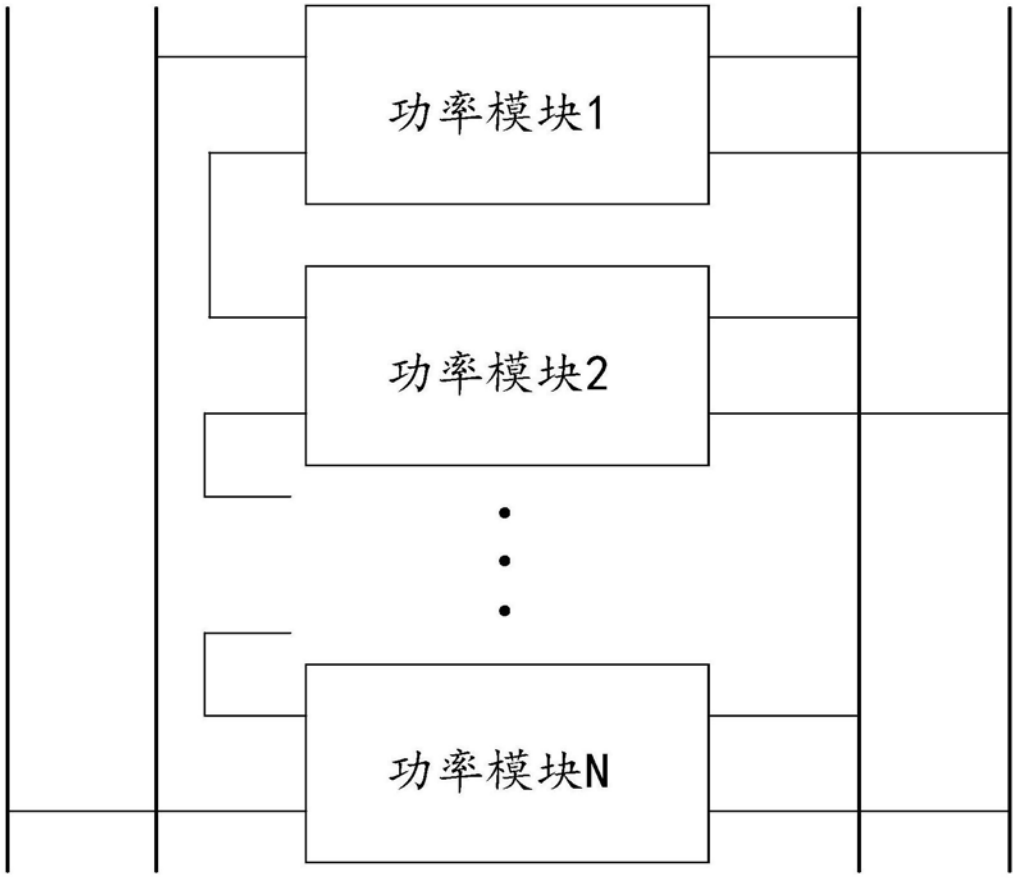


图4

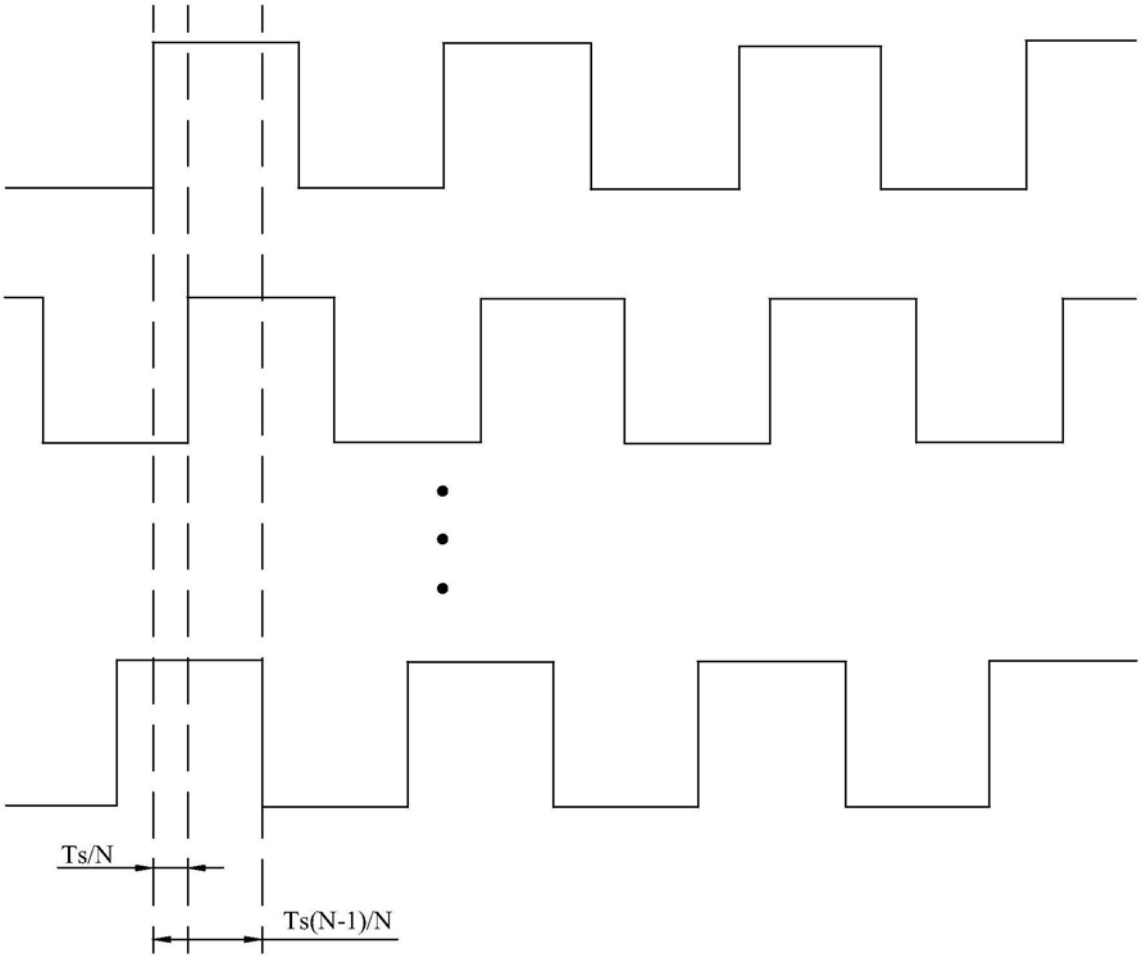


图5

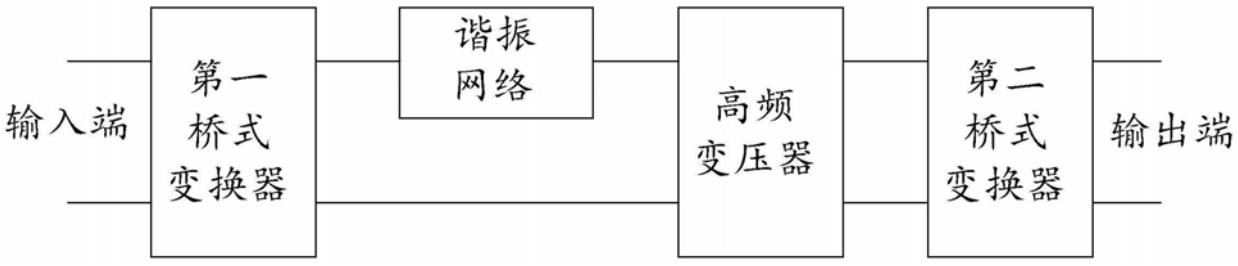


图6

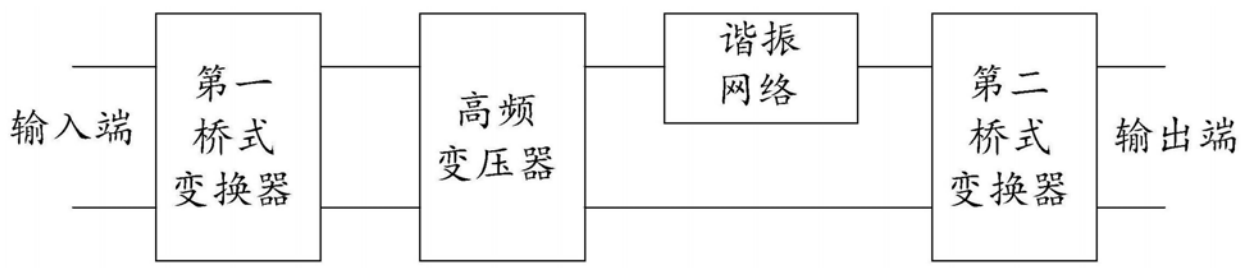

输入端
第一桥式变换器
高频变压器
谐振网络
第二桥式变换器
输出端

图7


输入端
第一桥式变换器
谐振网络
高频变压器
谐振网络
第二桥式变换器
输出端

图8

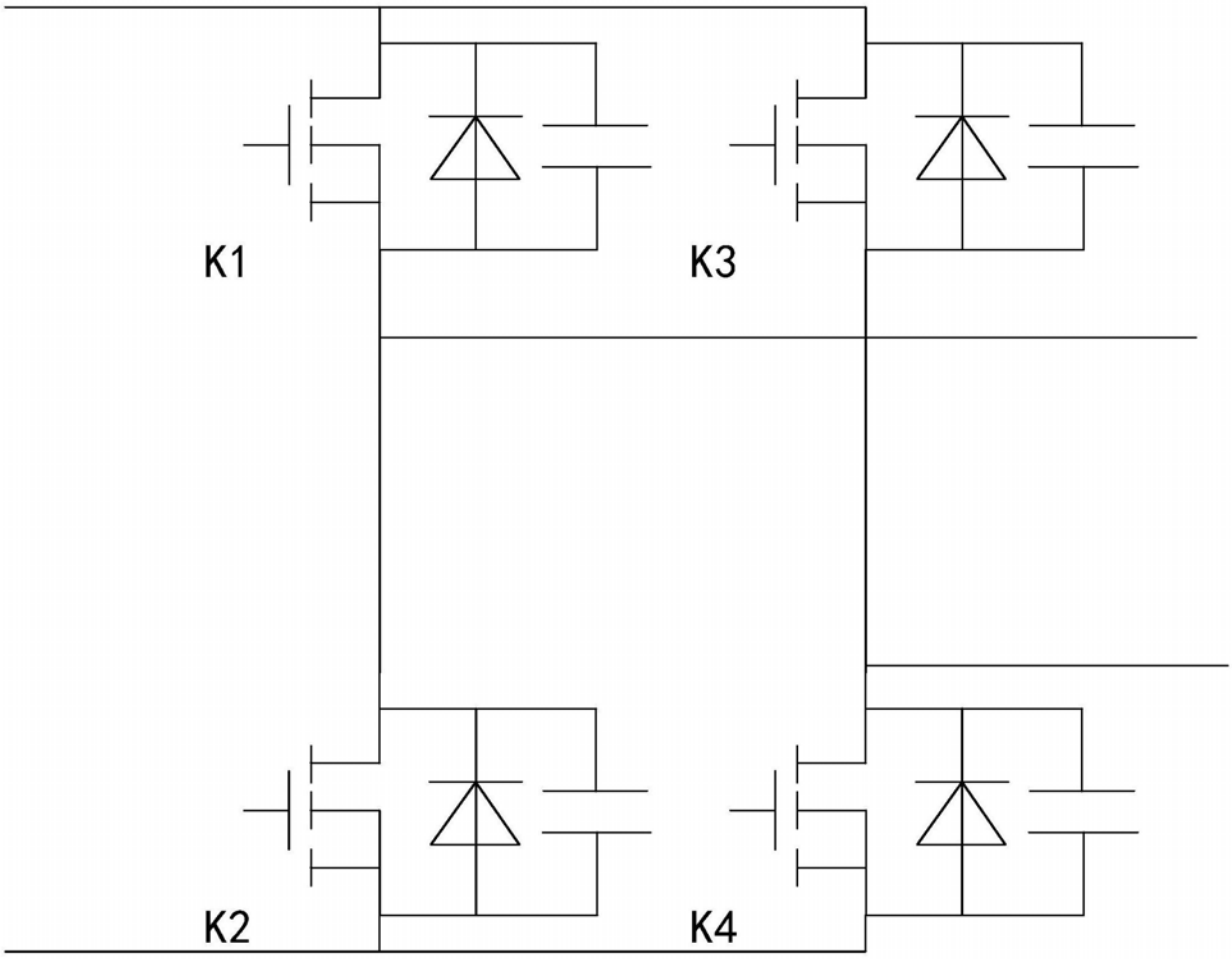


图9

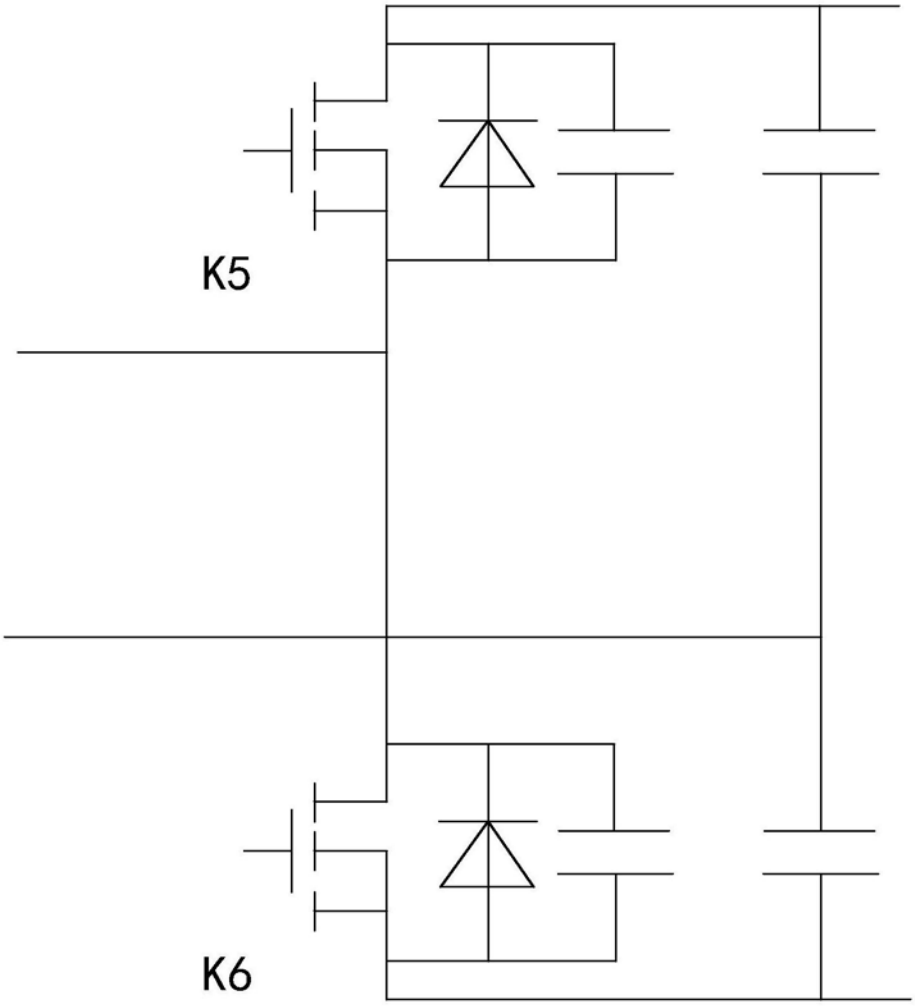


图10

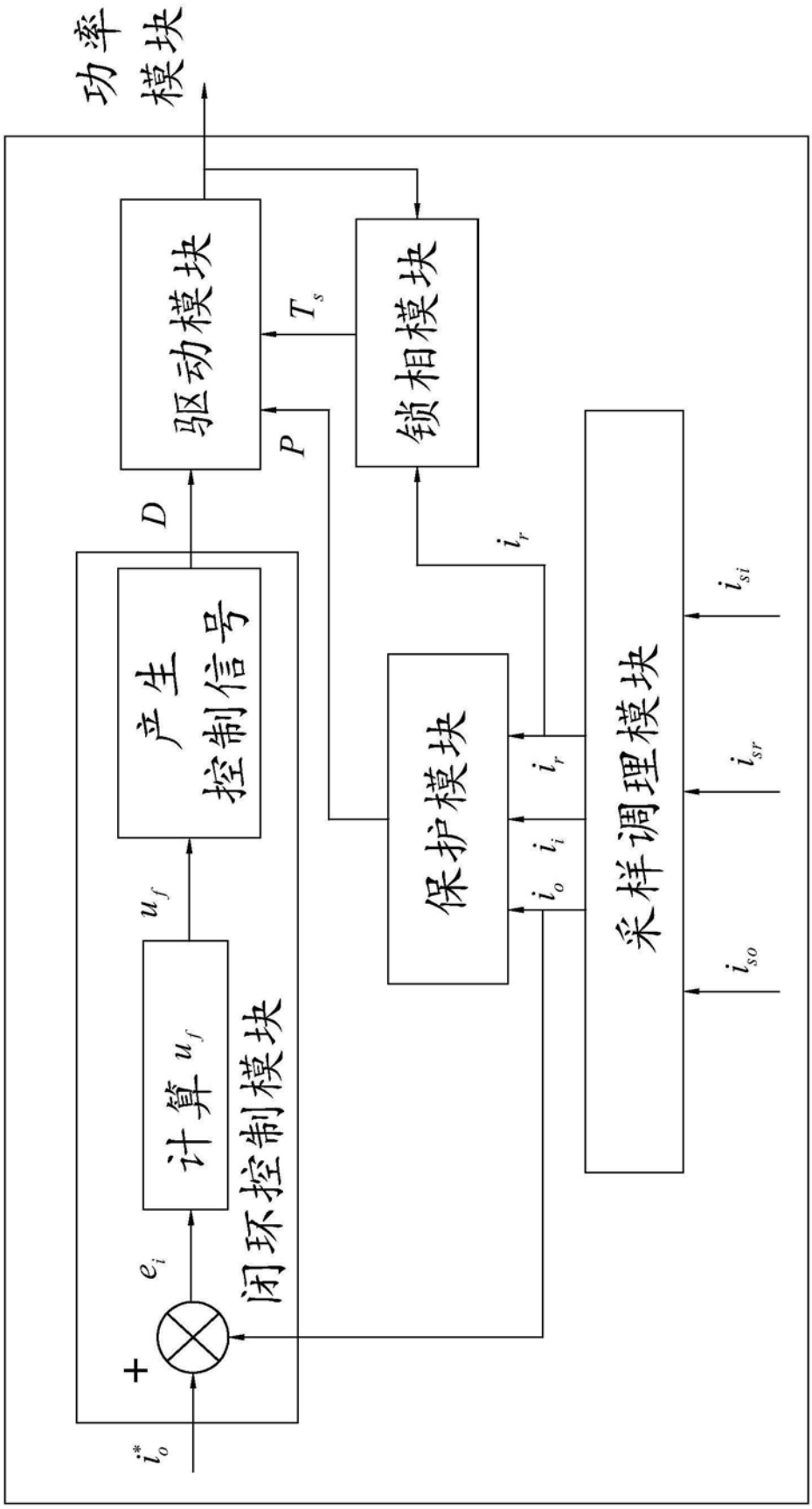

功率模块
驱动模块
锁相模块
T_s
P
D
i_r
产生控制信号
保护模块
采样调理模块
i_{si}
i_{sr}
i_{so}
i_r
i_o i_i
u_f
计算 u_f
e_i
闭环控制模块
+
i_o^*

图11

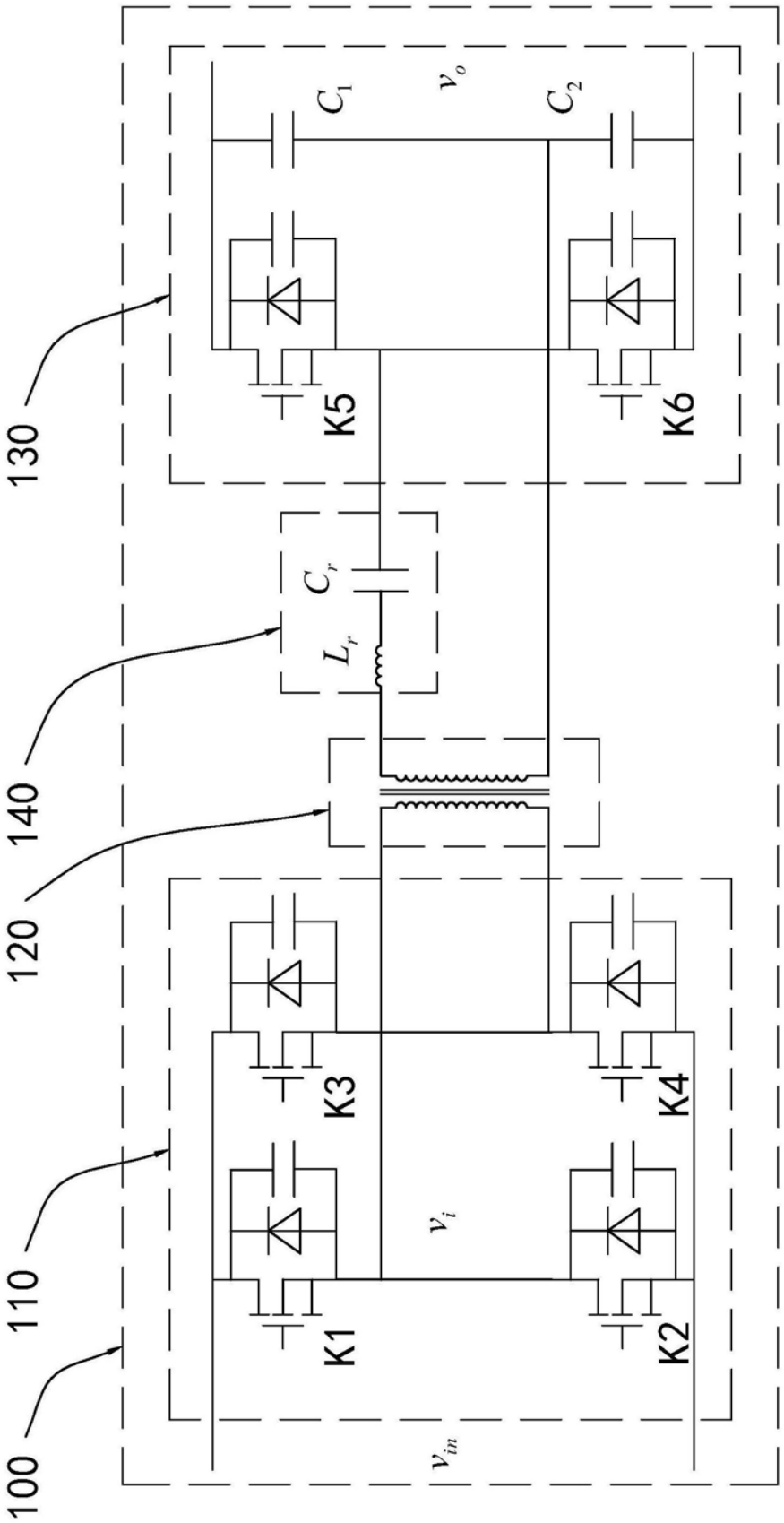


图12