



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 115001284 A

(43) 申请公布日 2022. 09. 02

(21) 申请号 202210704364.2

H02M 1/14 (2006.01)

(22) 申请日 2022.06.21

H02M 1/12 (2006.01)

(71) 申请人 明芝兰(江苏)电子科技有限公司
地址 223300 江苏省淮安市淮阴区丁集镇
七一村村部

H02J 7/00 (2006.01)

H02J 7/02 (2016.01)

(72) 发明人 孙照明

(74) 专利代理机构 淮安市科文知识产权事务所
32223

专利代理师 邹文玉

(51) Int. Cl.

H02M 3/335 (2006.01)

H02M 3/337 (2006.01)

H02M 7/797 (2006.01)

H02M 3/158 (2006.01)

H02M 1/32 (2007.01)

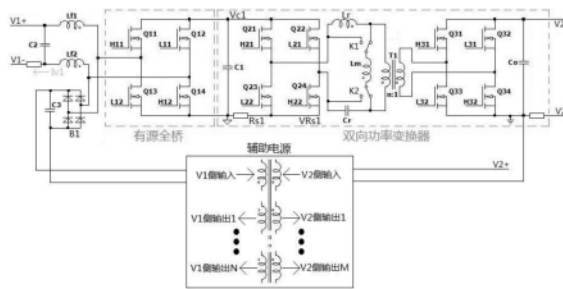
权利要求书3页 说明书10页 附图5页

(54) 发明名称

一种隔离单级双向多用途拓扑电路及其控制策略

(57) 摘要

一种隔离单级双向多用途拓扑电路,包括一个单级双向AC/DC或DC/DC电路,所述的单级双向AC/DC或DC/DC电路包括设置在V1与V2之间的EMC滤波器电路、有源全桥、双向功率变换器,以及连接在有源全桥一侧的整流电路和辅助电源电路,所述的EMC滤波器电路包括设置在V1和有源全桥之间的输入滤波电感电路;所述的输入滤波电感电路、有源全桥和双向功率变换器从V1至V2方向依次连接;所述的双向功率变换器和辅助电源电路在V1和V2之间处于隔离状态。本发明比传统方案少一级功率变换,少了很多大尺寸元器件,因此,实现同样功率变换的情况下,成本低、体积小、重量轻;且电路工作于谐振状态,能实现ZVS/ZCS,工作效率更高;适合电池的充电、放电应用场合。



1. 一种隔离单级双向多用途拓扑电路,包括一个单级双向AC/DC或DC/DC电路,其特征在于:所述的单级双向AC/DC或DC/DC电路包括设置在V1与V2之间的EMC滤波器电路、有源全桥、双向功率变换器,以及连接在有源全桥一侧的整流电路和辅助电源电路,所述的EMC滤波器电路包括设置在V1和有源全桥之间的输入滤波电感电路;所述的输入滤波电感电路、有源全桥和双向功率变换器从V1至V2方向依次连接;所述的双向功率变换器和辅助电源电路在V1和V2之间处于隔离状态。

2. 根据权利要求1所述的一种隔离单级双向多用途拓扑电路,其特征在于:所述的输入滤波电感电路包括设置在V1+和V1-之间的电容C2,以及分别与电容C2两端串联的输入滤波电感L_{f1}和L_{f2};所述的整流电路由整流器B1和电容C3构成全桥整流,所述的全桥整流和辅助电源电路连接在输入滤波电感电路和有源全桥之间,且整流器B1和电容C3与电感L_{f1}、L_{f2}构成一个抑制雷击和浪涌信号的滤波器,对输入雷击和浪涌信号进行滤波。

3. 根据权利要求2所述的一种隔离单级双向多用途拓扑电路,其特征在于:所述的双向功率变换器包括连接在有源全桥正负极之间的电容C1,以及连接在电容C1后侧的全桥Q21-Q24、谐振电感L_r、谐振电容C_r、激磁电感L_m、变压器T1、全桥整流Q31-Q34、电容C_o,以及连接在谐振电感L_r两端的开关K1,开关K1的第三端连接在激磁电感L_m的一端;和连接在谐振电容C_r两端的开关K2,开关K2的第三端连接在激磁电感L_m的另一端。

4. 根据权利要求2所述的一种隔离单级双向多用途拓扑电路,其特征在于:所述的双向功率变换器包括连接在有源全桥正负极的电容C1,以及连接在电容C1后侧的对称半桥Q21、Q23,连接在对称半桥两端的谐振电容C_{r1}、C_{r2},连接在对称半桥Q21、Q23中间和谐振电容C_{r1}、C_{r2}中间的谐振电感L_r、激磁电感L_m、变压器T1、推挽整流Q32、Q34和电容C_o,以及连接在谐振电感L_r两端的开关K1,开关K1的第三端连接在激磁电感L_m的一端;和连接在谐振电容C_r两端的开关K2,开关K2的第三端连接在激磁电感L_m的另一端。

5. 根据权利要求3或4所述的一种隔离单级双向多用途拓扑电路,其特征在于:所述的输入滤波电感L_{f1}和L_{f2}使用两个独立的电感,或使用耦合到一个磁环上的两个线圈组成的差模电感;开关K1和开关K2可采用两个独立的可控开关实现,或采用一个双刀双掷的继电器实现。

6. 根据权利要求1所述的一种隔离单级双向多用途拓扑电路,其特征在于:所述的输入滤波电感电路包括设置在V1+和V1-之间的电容C2,以及与电容C2正极串联的电感L_{f1};所述的双向功率变换器包括连接在有源全桥正负极之间的电容C1,所述的整流电路和辅助电源电路连接在有源全桥和电容C1之间;所述的整流电路由工频二极管D1和电容C3构成。

7. 根据权利要求6所述的一种隔离单级双向多用途拓扑电路,其特征在于:所述的双向功率变换器包括连接在有源全桥正负极之间的电容C1,以及连接在电容C1后侧的全桥Q21-Q24,连接在全桥Q21-Q24中两个桥臂中点的激磁电感L_{m2},连接在桥臂Q21和Q23中点的谐振电容C_r,连接在桥臂Q22和Q24中点的谐振电感L_r,连接在谐振电容C_r和谐振电感L_r之间的激磁电感L_m,连接在激磁电感L_m后侧的变压器T1、全桥整流Q31-Q34、电容C_o,以及连接在变压器T1上,用于切换变压器T1不同匝比的开关K3。

8. 根据权利要求7所述的一种隔离单级双向多用途拓扑电路,其特征在于:所述的的激磁电感L_{m2}、和/或谐振电容C_r、和/或谐振电感L_r、和/或激磁电感L_m、和/或连接在变压器T1上的继电器K3还可以连接在V2侧全桥整流Q31-Q34的中间,激磁电感L_{m2}、和/或谐振电容

Cr、和/或谐振电感Lr、和/或激磁电感Lm、和/或继电器K3连接在全桥整流Q31-Q34上时的连接方式与其连接在全桥Q21-Q24上的相同。

9. 根据权利要求7或8所述的一种隔离单级双向多用途拓扑电路,其特征在于:所述的激磁电感Lm独立存在,或使用变压器T1的自身电感量实现。

10. 根据权利要求1-4、6-8任一项所述的一种隔离单级双向多用途拓扑电路,其特征在于:所述的有源全桥由Q11、Q12、Q13、Q14组成;在所述的V1为输入时,有源全桥把V1的交流电或直流电输入电压的有正有负或某个极性切换为电容C1上的上正下负的电压信号;在所述的V1为输出时,有源全桥把双向功率变换器输出到电容C1上的馒头波信号或直流信号切换为输出的交流电或需要的极性的直流电。

11. 根据权利要求10所述的一种隔离单级双向多用途拓扑电路,其特征在于:所述的有源全桥的工作频率为V1的输入或输出频率,当V1为直流时,则根据V1的极性固定Q11&Q14导通或Q12&Q13导通。

12. 根据权利要求1-4、6-8、10中任一项所述的一种隔离单级双向多用途拓扑电路,其特征在于:所述的双向功率变换器在V1为交流电输入时,双向功率变换器把电容C1上的馒头波电压信号变换为V2的直流电;

所述的双向功率变换器在V1为直流电输入时,双向功率变换器把电容C1上的直流电压信号变换为V2的直流电,或通过控制算法实现MPPT,实现光伏DC/DC变换器功能;

所述的双向功率变换器在V2为输入且V1输出为交流电的情况下,双向功率变换器把电容Co上的信号变换为电容C1上的馒头波信号,再通过有源全桥切换成V1的交流电输出;

所述的双向功率变换器在V2为输入且V1输出为直流电的情况下,双向功率变换器把电容Co上的信号变换为电容C1上的直流信号,再通过有源全桥切换成V1需要的直流极性输出。

13. 根据权利要求1-4、6-8、10中任一项所述的一种隔离单级双向多用途拓扑电路,其特征在于:所述的有源全桥和双向功率变换器中使用的开关均为可控开关,所述的可控开关可采用硅MOSFET、和/或SiC MOSFET、和/或GaN MOSFET和/或IGBT。

14. 根据权利要求1-5、7-9、10中任一项所述的一种隔离单级双向多用途拓扑电路,其特征在于:所述的辅助电源电路从V1侧的电容C3和/或V2侧的电容Co上取电。

15. 一种隔离单级双向多用途拓扑电路的控制策略,主要应用于权利要求1-14所述的一种隔离单级双向多用途拓扑电路;用于实现隔离大功率AC/DC、离网DC/AC、并网DC/AC、DC/DC及光伏MPPT DC/DC,其特征在于:该策略只使用一级功率变换,且主要工作于谐振状态,具体的控制策略为:在一种隔离单级双向多用途拓扑电路工作于V1到V2方向时,使用V2电压环和V2电流环两个环路,两个环路分别为快环模式和慢环模式;快环模式和慢环模式根据需要切换两套参数。

16. 根据权利要求15所述的一种隔离单级双向多用途拓扑电路的控制策略,其特征在于:所述快环模式和慢环模式的切换可以使用模拟电路实现,或通过V2侧的MCU实现;在使用模拟电路实现两个环路的切换时,可以使用一套电路通过切换部分参数实现,或使用两套完全独立的模拟电路实现;每套模拟电路包括两个环路。

17. 根据权利要求15所述的一种隔离单级双向多用途拓扑电路的控制策略,其特征在于:所述的一种隔离单级双向多用途拓扑电路工作于V1到V2方向的AC/DC时,使用慢速外环

加快速电流内环实现V1侧的功率因数校正和V2侧电压、电流的控制；所述的电流内环使用V1侧DSP进行数字化运算实现；所述的慢速外环使用V2电压环和V2电流环；所述的快速电流环是控制Rs1的电流波形跟踪Vc1的电压波形。

18. 根据权利要求15所述的一种隔离单级双向多用途拓扑电路的控制策略,其特征在于:所述的一种隔离单级双向多用途拓扑电路工作于V1到V2方向时,全桥Q21-Q24或对称半桥Q21和Q23工作于主动开关状态,全桥Q31-Q34或推挽开关Q33和Q34工作于同步整流状态;反之,当电路工作于V2到V1方向时,全桥Q31-Q34或推挽开关Q33和Q34工作于主动开关状态,全桥Q21-Q24或对称半桥Q21和Q23工作于同步整流状态。

19. 根据权利要求18所述的一种隔离单级双向多用途拓扑电路的控制策略,其特征在于:所述的主动开关状态,根据环路的不同输出状态会工作于变频驱动状态、定频变占空比驱动状态或定频移相驱动状态。

20. 根据权利要求15所述的一种隔离单级双向多用途拓扑电路的控制策略,其特征在于:当所述的一种隔离单级双向多用途拓扑电路工作于AC/DC模式,即V1到V2的方向,或工作于DC/AC模式,即V2到V1时,其核心的控制目标在于,控制流动的功率正比于 $|\sin(\omega * t)|^2$;其中, ω 为V1侧频率的角频率。

一种隔离单级双向多用途拓扑电路及其控制策略

技术领域

[0001] 本发明涉及蓄电池充放电的电源拓扑及控制技术领域,具体涉及一种隔离单级双向多用途拓扑电路及其控制策略。

背景技术

[0002] 磷酸铁锂电池的市场应用全面普及,如电动汽车、户外储能、家庭储能、房车电池、货车驻车电池等,而这些需求推动着双向AC/DC(给电池充电时工作于AC/DC,从交流取电转换成直流,给电池充电;需要使用交流电时,工作于DC/AC,即逆变状态,从电池取电逆变成交流电给使用通用交流电的设备供电)技术的发展。

[0003] 此外电动汽车(EV)的普及,当一些EV车主外出自驾或露营时,则需要从车载电池取电并逆变为通用的交流电给现场设备(如电饭锅、音响等)供电;同时如果电力不足,车主们还希望能使用交流电或太阳能给车充电;本发明的方案可以一个电源实现交流电给车充电、太阳能给车充电、输出交流电以满足户外需求等,具有极大的便利性(只需要携带一个电源且比其他电源又小又轻)。

[0004] 锂电池生产的化成分容环节需要给锂电池充放电,最开始的解决方案是使用电阻放电,随着电池容量越做越大,这种方案能耗及成本极高;目前基本切换成使用双向的AC/DC电源实现化成分容。

[0005] 综合以上各种应用场景,在碳达峰、碳平衡需求的大背景下,双向AC/DC等电源已经成为日常生产、生活不可或缺的关键设备。

[0006] 目前市场上的双向AC/DC基本全部采用两级双向变换拓扑。见图1。如图1所示,传统的解决方案包含前级PFC或逆变加后级隔离双向DC/DC两级功率变换。

[0007] 传统的双向AC/DC电源,如用于户外储能、家庭储能和锂电池化成分容的双向AC/DC,其一般采用两级功率拓扑;前级不隔离的PFC,加上后级隔离的LLC;这两级均为双向。

[0008] 当工作于AC/DC状态时,功率流向为图1中从左向右;来自电网的交流电加在上图L、N上,电容C1、PFC电感 L_{pfc} 、两个桥臂Q11-Q14(4个MOS构成两个桥臂)及输出电容Cbus构成升压PFC电路,把输入的交流电升压且实现PFC功能;然后后级全桥LLC(全桥Q21-Q24、谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 、激磁电感 L_m 、变压器T1、全桥整流Q31-Q34及电容 C_o)实现DC/DC,把母线的电压转换成需要的电压进行输出。

[0009] 当工作于逆变状态时,功率流向为图1中从右向左;后级隔离双向DC/DC(全桥LLC)先把 V_o 上的电压通过DC/DC变换成母线Cbus上的一个合适的电压,再由前级PFC或逆变(此时工作于逆变状态)电路对Cbus上电压进行逆变输出到L、N上,实现交流电的输出。

[0010] 上述的现有解决方案中,两级方案的问题主要是:体积大、效率低、成本高。

发明内容

[0011] 本发明提出了一种隔离单级双向多用途拓扑电路及其控制策略,隔离单级双向多用途拓扑电路比传统方案少一级功率变换,少了很多大尺寸元器件,因此,实现同样功率变

换的情况下,成本低、体积小、重量轻;且电路工作于谐振状态,能实现ZVS/ZCS,工作效率更高;适合电池的充电、放电应用场合;能有效的解决上述技术问题。

[0012] 本发明通过以下技术方案实现:

一种隔离单级双向多用途拓扑电路,包括一个单级双向AC/DC或DC/DC电路,其特征在于:所述的单级双向AC/DC或DC/DC电路包括设置在V1与V2之间的EMC滤波器电路、有源全桥、双向功率变换器,以及连接在有源全桥一侧的整流电路和辅助电源电路,所述的EMC滤波器电路包括设置在V1和有源全桥之间的输入滤波电感电路;所述的输入滤波电感电路、有源全桥和双向功率变换器从V1至V2方向依次连接;所述的双向功率变换器和辅助电源电路在V1和V2之间处于隔离状态。

[0013] 进一步的,所述的输入滤波电感电路包括设置在V1+和V1-之间的电容C2,以及分别与电容C2两端串联的输入滤波电感L_{f1}和L_{f2};所述的整流电路由整流器B1和电容C3构成全桥整流,所述的全桥整流和辅助电源电路连接在输入滤波电感电路和有源全桥之间,且整流器B1和电容C3与电感L_{f1}、L_{f2}构成一个抑制雷击和浪涌信号的滤波器,对输入雷击和浪涌信号进行滤波。

[0014] 进一步的,所述的双向功率变换器包括连接在有源全桥正负极之间的电容C1,以及连接在电容C1后侧的全桥Q21-Q24、谐振电感L_r、谐振电容C_r、激磁电感L_m、变压器T1、全桥整流Q31-Q34、电容C_o,以及连接在谐振电感L_r两端的开关K1,开关K1的第三端连接在激磁电感L_m的一端;和连接在谐振电容C_r两端的开关K2,开关K2的第三端连接在激磁电感L_m的另一端。

[0015] 进一步的,所述的双向功率变换器包括连接在有源全桥正负极的电容C1,以及连接在电容C1后侧的对称半桥Q21、Q23,连接在对称半桥两端的谐振电容C_{r1}、C_{r2},连接在对称半桥Q21、Q23中间和谐振电容C_{r1}、C_{r2}中间的谐振电感L_r、激磁电感L_m、变压器T1、推挽整流Q32、Q34和电容C_o,以及连接在谐振电感L_r两端的开关K1,开关K1的第三端连接在激磁电感L_m的一端;和连接在振电容C_r两端的开关K2,开关K2的第三端连接在激磁电感L_m的另一端。

[0016] 进一步的,所述的输入滤波电感L_{f1}和L_{f2}使用两个独立的电感,或使用耦合到一个磁环上的两个线圈组成的差模电感;开关K1和开关K2可采用两个独立的可控开关实现,或采用一个双刀双掷的继电器实现。

[0017] 进一步的,所述的输入滤波电感电路包括设置在V1+和V1-之间的电容C2,以及与电容C2正极串联的电感L_{f1};所述的双向功率变换器包括连接在有源全桥正负极之间的电容C1,所述的整流电路和辅助电源电路连接在有源全桥和电容C1之间;所述的整流电路由工频二极管D1和电容C3构成。

[0018] 进一步的,所述的双向功率变换器包括连接在有源全桥正负极之间的电容C1,以及连接在电容C1后侧的全桥Q21-Q24,连接在全桥Q21-Q24中两个桥臂中点的激磁电感L_{m2},连接在桥臂Q21和Q23中点的谐振电容C_r,连接在桥臂Q22和Q24中点的谐振电感L_r,连接在谐振电容C_r和谐振电感L_r之间的激磁电感L_m,连接在激磁电感L_m后侧的变压器T1、全桥整流Q31-Q34、电容C_o,以及连接在变压器T1上,用于切换变压器T1不同匝比的开关K3。

[0019] 进一步的,所述的的激磁电感L_{m2}、和/或谐振电容C_r、和/或谐振电感L_r、和/或激磁电感L_m、和/或连接在变压器T1上的继电器K3还可以连接在V2侧全桥整流Q31-Q34的中

间,激磁电感 L_{m2} 、和/或谐振电容 C_r 、和/或谐振电感 L_r 、和/或激磁电感 L_m 、和/或继电器 K_3 连接在全桥整流 Q_{31} - Q_{34} 上时的连接方式与其连接在全桥 Q_{21} - Q_{24} 上的相同。

[0020] 进一步的,所述的激磁电感 L_m 独立存在,或使用变压器 T_1 的自身电感量实现。

[0021] 进一步的,所述的有源全桥由 Q_{11} 、 Q_{12} 、 Q_{13} 、 Q_{14} 组成;在所述的 V_1 为输入时,有源全桥把 V_1 的交流电或直流电输入电压的有正有负或某个极性切换为电容 C_1 上的上正下负的电压信号;在所述的 V_1 为输出时,有源全桥把双向功率变换器输出到电容 C_1 上的馒头波信号或直流信号切换为输出的交流电或需要的极性的直流电。

[0022] 进一步的,所述的有源全桥的工作频率为 V_1 的输入或输出频率,当 V_1 为直流时,则根据 V_1 的极性固定 Q_{11} & Q_{14} 导通或 Q_{12} & Q_{13} 导通。

[0023] 进一步的,所述的双向功率变换器在 V_1 为交流电输入时,双向功率变换器把电容 C_1 上的馒头波电压信号变换为 V_2 的直流电;

所述的双向功率变换器在 V_1 为直流电输入时,双向功率变换器把电容 C_1 上的直流电压信号变换为 V_2 的直流电,或通过控制算法实现MPPT,实现光伏DC/DC变换器功能;

所述的双向功率变换器在 V_2 为输入且 V_1 输出为交流电的情况下,双向功率变换器把电容 C_o 上的信号变换为电容 C_1 上的馒头波信号,再通过有源全桥切换成 V_1 的交流电输出;

所述的双向功率变换器在 V_2 为输入且 V_1 输出为直流电的情况下,双向功率变换器把电容 C_o 上的信号变换为电容 C_1 上的直流信号,再通过有源全桥切换成 V_1 需要的直流极性输出。

[0024] 进一步的,所述的有源全桥和双向功率变换器中使用的开关均为可控开关,所述的可控开关可采用硅MOSFET、和/或SiC MOSFET、和/或GaN MOSFET和/或IGBT。

[0025] 进一步的,所述的辅助电源电路从 V_1 侧的电容 C_3 和/或 V_2 侧的电容 C_o 上取电。

[0026] 一种隔离单级双向多用途拓扑电路的控制策略,主要应用于一种隔离单级双向多用途拓扑电路;用于实现隔离大功率AC/DC、离网DC/AC、并网DC/AC、DC/DC及光伏MPPT DC/DC,其特征在于:该策略只使用一级功率变换,且主要工作于谐振状态,具体的控制策略为:在一种隔离单级双向多用途拓扑电路工作于 V_1 到 V_2 方向时,使用 V_2 电压环和 V_2 电流环两个环路,两个环路分别为快环模式和慢环模式;快环模式和慢环模式根据需要切换两套参数。

[0027] 进一步的,所述快环模式和慢环模式的切换可以使用模拟电路实现,或通过 V_2 侧的MCU实现;在使用模拟电路实现两个环路的切换时,可以使用一套电路通过切换部分参数实现,或使用两套完全独立的模拟电路实现;每套模拟电路包括两个环路。

[0028] 进一步的,所述的一种隔离单级双向多用途拓扑电路工作于 V_1 到 V_2 方向的AC/DC时,使用慢速外环加快速电流内环实现 V_1 侧的功率因数校正和 V_2 侧电压、电流的控制;所述的电流内环使用 V_1 侧DSP进行数字化运算实现;所述的慢速外环使用 V_2 电压环和 V_2 电流环;所述的快速电流环是控制 R_{s1} 的电流波形跟踪 V_{c1} 的电压波形。

[0029] 进一步的,所述的一种隔离单级双向多用途拓扑电路工作于 V_1 到 V_2 方向时,全桥 Q_{21} - Q_{24} 或对称半桥 Q_{21} 和 Q_{23} 工作于主动开关状态,全桥 Q_{31} - Q_{34} 或推挽开关 Q_{33} 和 Q_{34} 工作于同步整流状态;反之,当电路工作于 V_2 到 V_1 方向时,全桥 Q_{31} - Q_{34} 或推挽开关 Q_{33} 和 Q_{34} 工作于主动开关状态,全桥 Q_{21} - Q_{24} 或对称半桥 Q_{21} 和 Q_{23} 工作于同步整流状态。

[0030] 进一步的,所述的主动开关状态,根据环路的不同输出状态会工作于变频驱动状

态、定频变占空比驱动状态或定频移相驱动状态。

[0031] 进一步的,当所述的一种隔离单级双向多用途拓扑电路工作于AC/DC模式,即V1到V2的方向,或工作于DC/AC模式,即V2到V1时,其核心的控制目标在于,控制流动的功率正比于 $|\sin(\omega * t)|^2$;其中, ω 为V1侧频率的角频率。

[0032] 有益效果

本发明提出的一种隔离单级双向多用途拓扑电路及其控制策略,与传统的现有技术相比较,其具有以下有益效果:

(1)本技术方案中的隔离单级双向多用途拓扑电路比传统方案少一级功率变换,少了很大尺寸元器件,如PFC或逆变电感、母线大电解电容等;因此,实现同样功率变换的情况下,成本低、体积小、重量轻;且电路工作于谐振状态,能实现ZVS/ZCS,工作效率更高;适合电池的充电、放电应用场合。

[0033] (2)本技术方案中的隔离单级双向多用途拓扑电路相比较现有技术,可以通过有源全桥中的Q21-Q24和双向功率变换器中的Q31-Q34实现软开关,Q11-Q14工作于工频(50Hz或60Hz,V1为交流输入或交流输出状态)或固定导通状态(V1为输入直流或输出直流);电路中的Q11-Q14不工作于开关状态或开关频率极低,使其开关损耗基本可以忽略;因此效率大大提高,实用性显著。

[0034] (3)本技术方案中的隔离单级双向多用途拓扑电路还可以通过软件或模拟电路实现快环模式和慢环模式的切换,实现不同变换的需求,一物多用,大大扩展用途。

[0035] (4)本技术方案中的隔离单级双向多用途拓扑电路中的输入滤波电感电路(Lf1、Lf2和C2部分)是V1侧滤波器的一部分,Lf1、Lf2和B1、C3构成一个抑制雷击和浪涌信号的滤波器,可以对输入雷击和浪涌信号进行滤波。

[0036] (5)本技术方案中双向功率变换器增加了双刀双掷开关K1和K2,使其在V1向V2变换时打向右侧,与变压器左侧并联,在V2向V1变换时打向左侧,与两组开关的中点连接,以此达到控制变换的增益的效果;实现了隔离双向的变换。

[0037] (6)本技术方案中的隔离单级双向多用途拓扑电路中的双向功率变换器中通过双刀双掷继电器切换,使得谐振电感Lm的位置可变,以控制不同方向的功率变换时的增益;当工作于AC/DC或DC/AC时,其流动的功率正比于 $|\sin(\omega * t)|^2$,使得隔离单级双向多用途拓扑电路的工作频率变化范围远大于传统全桥LLC。

[0038] (7)本技术方案通过有源全桥中的Q21-Q24和双向功率变换器中的Q31-Q34实现发波方式不同,双向功率变换器工作于两种可能的模式:a.工作于变频+变占空比(达到频率边界时则开始变占空比)方式;b.工作于变频+移相(达到频率边界时才开始移相)方式;进一步的优化效率和减小频率变化的范围。

[0039] (8)本技术方案相比现有技术中的解决方案,具备更好的工程实用性,可以获得更高的效率和更小的体积、重量。特别适合与电池相关的市电充电、太阳能充电、逆变放电等;一物多用且又轻又小,便于车载、便于外出携带。

附图说明

[0040] 图1为目前市场上的双向AC/DC两级双向变换拓扑电路图。

[0041] 图2为本发明中实施例1的整体电路图。

- [0042] 图3为实施例1中有源全桥部分的工作原理图。
- [0043] 图4为本发明中实施例2的整体电路图。
- [0044] 图5为本发明中实施例3的整体电路图。
- [0045] 图6为本发明中实施例4的整体电路图。
- [0046] 图7为本发明中实施例5的整体电路图。
- [0047] 图8为本发明中实施例6的整体电路图。
- [0048] 图9为本发明中实施例1、3、4、5、6的双向功率变换器的整体控制框图。
- [0049] 图10为本发明中双向功率变换器使用控制策略A时的小信号模型示意图。
- [0050] 图11为本发明中双向功率变换器使用控制策略A时,DSP根据I_{comp1}的值进行发波的原理示意图。
- [0051] 图12为本发明中双向功率变换器变换方向为V1到V2方向时的驱动波形示意图。
- [0052] 图13为本发明中双向功率变换器变换方向为V2到V1方向时的控制Q31-Q34的发波方式示意图。

具体实施方式

[0053] 下面将结合本发明实施例中的附图,对本发明实施例中的技术方案进行清楚、完整地描述,显然,所描述的实施例仅仅是本发明一部分实施例,而不是全部的实施例。

[0054] 实施例1:

一种隔离单级双向多用途拓扑电路,包括一个单级双向AC/DC或DC/DC电路,其特征在于:所述的单级双向AC/DC或DC/DC电路包括设置在V1与V2之间的EMC滤波器电路、有源全桥、双向功率变换器,以及连接在有源全桥一侧的整流电路和辅助电源电路,所述的EMC滤波器电路包括设置在V1和有源全桥之间的输入滤波电感电路;所述的输入滤波电感电路、有源全桥和双向功率变换器从V1至V2方向依次连接;所述的双向功率变换器和辅助电源电路在V1和V2之间处于隔离状态。

[0055] 如图2所示,所述的输入滤波电感电路包括设置在V1+和V1-之间的电容C2,以及分别与电容C2两端串联的输入滤波电感L_{f1}和L_{f2};所述的整流电路由整流器B1和电容C3构成全桥整流,所述的全桥整流和辅助电源电路连接在输入滤波电感电路和有源全桥之间,且整流器B1和电容C3与电感L_{f1}、L_{f2}构成一个抑制雷击和浪涌信号的滤波器,对输入雷击和浪涌信号进行滤波。

[0056] 所述的有源全桥由Q11、Q12、Q13、Q14组成;在V1为输入时,有源全桥把V1的交流电或直流电输入电压的有正有负或某个极性切换为电容C1上的上正下负的电压信号;在V1为输出时,有源全桥把双向功率变换器输出到电容C1上的馒头波信号或直流信号切换为输出的交流电或需要的极性的直流电。

[0057] 所述的有源全桥的工作频率为V1的输入或输出频率,当V1为直流时,则根据V1的极性固定Q11&Q14导通或Q12&Q13导通。

[0058] 所述的双向功率变换器包括连接在有源全桥正负极之间的电容C1,以及连接在电容C1后侧的全桥Q21-Q24、谐振电感L_r、谐振电容C_r、激磁电感L_m、变压器T1、全桥整流Q31-Q34、电容C_o,以及连接在谐振电感L_r两端的开关K1,开关K1的第三端连接在激磁电感L_m的一端;和连接在谐振电容C_r两端的开关K2,开关K2的第三端连接在激磁电感L_m的另一端。

[0059] 所述的双向功率变换器在V1为交流电输入时,双向功率变换器把电容C1上的馒头波电压信号变换为V2的直流电;

所述的双向功率变换器在V1为直流电输入时,双向功率变换器把电容C1上的直流电压信号变换为V2的直流电,或通过控制算法实现MPPT,实现光伏DC/DC变换器功能;

所述的双向功率变换器在V2为输入且V1输出为交流电的情况下,双向功率变换器把电容Co上的信号变换为电容C1上的馒头波信号,再通过有源全桥切换到V1的交流电输出;

所述的双向功率变换器在V2为输入且V1输出为直流电的情况下,双向功率变换器把电容Co上的信号变换为电容C1上的直流信号,再通过有源全桥切换到V1需要的直流极性输出。

[0060] 所述的输入滤波电感Lf1和Lf2使用两个独立的电感,或使用耦合到一个磁环上的两个线圈组成的差模电感。

[0061] 开关K1和开关K2可采用两个独立的可控开关实现,或采用一个双刀双掷的继电器实现。

[0062] 所述的有源全桥和双向功率变换器中使用的开关均为可控开关,所述的可控开关可采用硅MOSFET、SiC MOSFET、GaN MOSFET、IGBT管中的任一种,或是其中的任一组合。

[0063] 所述的辅助电源电路从V1侧的电容C3上取电。

[0064] 有源全桥部分工作原理如图3所示。以V1为220Vac输入或输出为例。

[0065] 忽略C2和Lf1、Lf2的影响,当V1为220Vac输入时,如图3,如V1为正,则H11和H12为高电平控制Q11和Q14导通(L11和L12为低电平),则 $V_{c1}=V_1$;如V1为负,则L11和L12为高电平控制Q12和Q13导通(H11和H12为低电平),则 $V_{c1}=-V_1$;则可以在C1上得到V1的绝对值的信号。

[0066] 忽略C2和Lf1、Lf2的影响,当V1为220Vac输出时,先通过双向功率变换器(能量从右向左流动)在C1上得到图3所示的馒头波;如希望V1为正,则H11和H12为高电平控制Q11和Q14导通(L11和L12为低电平),则 $V_1=V_{c1}$;如希望V1为负,则L11和L12为高电平控制Q12和Q13导通(H11和H12为低电平),则 $V_1=-V_{c1}$;则可以在V1得到正弦波信号。

[0067] 当V1为直流时,与图3所示不同,但更加简单;以V1为正举例。当V1为输入时,则H11和H12一直为高电平控制Q11和Q14一直导通(L11和L12一直为低电平),则 $V_{c1}=V_1$;当V1为输出时则H11和H12一直为高电平控制Q11和Q14一直导通(L11和L12一直为低电平),则 $V_1=V_{c1}$ 。

[0068] 如此,则有源全桥部分实现了双向的V1与Vc1的极性切换。

[0069] 双向功率变换器有多种工作模式,双向功率变换器的工作原理和工作模式见实施例7,此处不做重复的阐述。

[0070] 实施例2:

在实施例1的基础上,双向功率变换器的V1侧可以改变为对称半桥、双向功率变换器的V2侧可以改变为推挽方式,同样可以解决技术问题,达到发明目的。具体的替换方案如下:

如图4所示,所述的双向功率变换器包括连接在有源全桥正负极的电容C1,以及连接在电容C1后侧的对称半桥Q21、Q23,连接在对称半桥两端的谐振电容Cr1、Cr2,连接在对

称半桥Q21、Q23中间和谐振电容Cr1、Cr2中间的谐振电感Lr、激磁电感Lm、变压器T1、对称半桥整流Q32、Q34和电容Co,以及连接在谐振电感Lr两端的开关K1,开关K1的第三端连接在激磁电感Lm的一端;和连接在振电容Cr两端的开关K2,开关K2的第三端连接在激磁电感Lm的另一端。

[0071] 所述的输入滤波电感Lf1和Lf2使用两个独立的电感,或使用耦合到一个磁环上的两个线圈组成的差模电感。

[0072] 开关K1和开关K2可采用两个独立的可控开关实现,或采用一个双刀双掷的继电器实现。

[0073] 本实施例中其他的结构,以及各结构之间的连接关系均与实施例1中的相同,此处不再多做重复的阐述。

[0074] 实施例3:

在实施例1的基础上,还可以只用一个输入滤波电感、并把输入滤波电感和有源全桥之间接出来的全桥整流改到C1上接出,此时只需要使用一个工频二极管。还可以增加一个与两个桥臂中点连接的Lm2,避免使用继电器切换,减少切换时间;另外,还可以在变压器T1上增加开关切换不同的匝比,以有利于效率优化和功能实现;最后,还可以互换谐振电感Lr和谐振电容Cr的位置。同样可以解决技术问题,达到发明目的。具体的替换方案如下:

如图5所示,所述的输入滤波电感电路包括设置在V1+和V1-之间的电容C2,以及与电容C2正极串联的电感Lf1;所述的双向功率变换器包括连接在有源全桥正负极之间的电容C1,所述的整流电路和辅助电源电路连接在有源全桥和电容C1之间;所述的整流电路由工频二极管D1和电容C3构成。

[0075] 所述的双向功率变换器包括连接在有源全桥正负极之间的电容C1,以及连接在电容C1后侧的全桥Q21-Q24,连接在全桥Q21-Q24中两个桥臂中点的激磁电感Lm2,连接在桥臂Q21和Q23中点的谐振电容Cr,连接在桥臂Q22和Q24中点的谐振电感Lr,连接在谐振电容Cr和谐振电感Lr之间的激磁电感Lm,连接在激磁电感Lm后侧的变压器T1、全桥整流Q31-Q34、电容Co,以及连接在变压器T1上,用于切换不同变压器T1不同匝比的开关继电器K3。

[0076] 所述的激磁电感Lm独立存在,或使用变压器T1的自身电感量实现。

[0077] 本实施例中其他的结构,以及各结构之间的连接关系均与实施例1中的相同,此处不再多做重复的阐述。

[0078] 实施例4:

在实施例3的基础上,还可以把激磁电感Lm2、谐振电容Cr、谐振电感Lr、激磁电感Lm、继电器K3中的任一个,或其中的任一组合移动至V2侧;同样可以解决技术问题,达到发明目的。具体的替换方案如下:

如图6所示,所述的的激磁电感Lm2、和/或谐振电容Cr、和/或谐振电感Lr、和/或激磁电感Lm、和/或连接在变压器T1上的继电器K3还可以连接在V2侧全桥整流Q31-Q34的中间,激磁电感Lm2、和/或谐振电容Cr、和/或谐振电感Lr、和/或激磁电感Lm、和/或继电器K3连接在全桥整流Q31-Q34上时的连接方式与其连接在全桥Q21-Q24上的相同。

[0079] 所述的激磁电感Lm独立存在,或使用变压器T1的自身电感量实现。

[0080] 本实施例中其他的结构,以及各结构之间的连接关系均与实施例3中的相同,此处不再多做重复的阐述。

[0081] 实施例5:

在实施例1,实施例2,实施例3,实施例4的基础上,所述的辅助电源电路还可以同时从V1侧和V2侧取电,同样可以解决技术问题,达到发明目的。具体的替换方案如下:

如图7所示,辅助电源电路从V1侧的电容C3和V2侧的电容Co上取电。辅助电源可以使用两个独立的辅助电源变压器实现。

[0082] 本实施例的辅助电源电路有一个关键特征,可以共用变压器,两侧供电输入到同一个辅助电源变压器的两个隔离的线圈上。

[0083] 本实施例中其他的结构,以及各结构之间的连接关系均与实施例1中的相同,此处不再多做重复的阐述。

[0084] 虽然本实施例只是出了在基于实施例1(图2)的基础上改变了辅助电源电路的连接方式,但是,实施例2(图4),实施例3(图5),实施例4(图6)中的辅助电源电路同样可以采用本实施例的连接方式。

[0085] 实施例6:

在实施例1,实施例2,实施例3,实施例4的基础上,所述的辅助电源电路还可以只从V2侧取电,同样可以解决技术问题,达到发明目的。具体的替换方案如下:

如图8所示,辅助电源电路从V2侧的电容Co上取电。当辅助电源从V2侧的电容Co上取电时,V1侧的整流电路可以继续保留,也可以去除。将V1侧的整流电路去除后,会影响V1侧的防雷效果,导致其防雷效果差一些,但是并不影响整体实施例中发明目的中功能的实现。

[0086] 本实施例中其他的结构,以及各结构之间的连接关系均与实施例1中的相同,此处不再多做重复的阐述。

[0087] 虽然本实施例只是出了在基于实施例1(图2)的基础上改变了辅助电源电路的连接方式,但是,实施例2(图4),实施例3(图5),实施例4(图6)中的辅助电源电路同样可以采用本实施例的连接方式。

[0088] 实施例7:

一种隔离单级双向多用途拓扑电路的控制策略,主要应用于实施例1至实施例6所述的一种隔离单级双向多用途拓扑电路;用于实现隔离大功率AC/DC、离网DC/AC、并网DC/AC、DC/DC及光伏MPPT DC/DC,其特征在于:该策略只使用一级功率变换,且主要工作于谐振状态,具体的控制策略为:在一种隔离单级双向多用途拓扑电路工作于V1到V2方向时,使用V2电压环和V2电流环两个环路,两个环路分别为快环模式和慢环模式;快环模式和慢环模式根据需要切换两套参数。

[0089] 所述快环模式和慢环模式的切换可以使用模拟电路实现,或通过V2侧的MCU实现;在使用模拟电路实现两个环路的切换时,可以使用一套电路通过切换部分参数实现,或使用两套完全独立的模拟电路实现;每套模拟电路包括两个环路。

[0090] 所述的一种隔离单级双向多用途拓扑电路工作于V1到V2方向的AC/DC时,使用慢速外环加快速电流内环实现V1侧的功率因数校正和V2侧电压、电流的控制;所述的电流内环使用V1侧DSP进行数字化运算实现;所述的慢速外环使用V2电压环和V2电流环;所述的快速电流环是控制Rs1的电流波形跟踪Vc1的电压波形。

[0091] 所述的一种隔离单级双向多用途拓扑电路工作于V1到V2方向时,全桥Q21-Q24或

对称半桥Q21和Q23工作于主动开关状态,全桥Q31-Q34或推挽开关Q33和Q34工作于同步整流状态;反之,当电路工作于V2到V1方向时,全桥Q31-Q34或推挽开关Q33和Q34工作于主动开关状态,全桥Q21-Q24或对称半桥Q21和Q23工作于同步整流状态。

[0092] 所述的主动开关状态,根据环路的不同输出状态会工作于变频驱动状态、定频变占空比驱动状态或定频移相驱动状态。

[0093] 当所述的一种隔离单级双向多用途拓扑电路工作于AC/DC模式,即V1到V2的方向,或工作于DC/AC模式,即V2到V1时,其核心的控制目标在于,控制流动的功率正比于 $|\sin(\omega * t)|^2$;其中, ω 为V1侧频率的角频率。

[0094] 所述的双向功率变换器有多种工作模式,V2默认均为与电池连接。双向功率变换器具体的工作原理和工作模式如下所示,双向功率变换器的工作原理。双向功率变换器的整体控制框图如图9所示。

[0095] 在本实施例的控制策略中,双向功率变换器有多种工作模式,V2默认均为与电池连接,在不同工作模式时的小信号算法和发波均由V1侧DSP完成。下面列表详细说明。

模式	方向	工作方式	发波方式及 K1、K2 状态	小信号算法 (控制策略)
A	V1→V2	AC/DC	Q21-Q24: 主动发波 Q31-Q34: 同步整流 K1、K2 均打到右边	Vcomp1 (V2 电压和电流环输出, 慢环模式) 作为电压外环, 控制 IRs1 跟踪 Vc1s 的波形 (电流内环) 实现 V2 恒压、限流控制及 V1 侧功率因数控制
B	V1→V2	DC/DC	Q21-Q24: 主动发波 Q31-Q34: 同步整流 K1、K2 均打到右边	直接根据 Vcomp1 (V2 电压和电流环输出, 快环模式) 发波
C	V1→V2	DC/DC MPPT	Q21-Q24: 主动发波 Q31-Q34: 同步整流 K1、K2 均打到右边	Vcomp1 (V2 电压和电流环输出, 快环模式) 起作用 (不是饱和的最大值) 时按照 Vcomp1 发波, 否则工作于 MPPT 模式 (不断改变发波频率, 计算 V1 侧功率 (Vc1 × Rs1 的电流), 朝着 V1 侧功率更大的方向扫描工作
D	V2→V1	DC/AC 离网单机	Q21-Q24: 同步整流 Q31-Q34: 主动发波 K1、K2 均打到左边	控制 Vc1 的波形为馒头波 ($=K_a \times \sin(\omega * t) $, ω 一般为 50Hz 的角频率)
E	V2→V1	DC/AC 离网并网	Q21-Q24: 同步整流 Q31-Q34: 主动发波 K1、K2 均打到左边	在 D 的基础上增加 V1 侧正弦波的同步和均流控制
F	V2→V1	DC/AC 并网	Q21-Q24: 同步整流 Q31-Q34: 主动发波 K1、K2 均打到左边	控制 Rs1 的电流波形为馒头波 ($=K_b \times \sin(\omega * t) $, ω 一般为 50Hz 的角频率), 且保持与 V1 侧电网波形相位同步
G	V2→V1	DC/DC	Q21-Q24: 同步整流 Q31-Q34: 主动发波 K1、K2 均打到左边	控制 Vc1 为设定的直流电压值

说明:
 1、同步整流: 指控制电路在且仅在电源开关流过正向 (体二极管方向) 电流时则控制有源开关导通的一种工作方式;
 2、Vcomp1: 详见下图 6;
 3、K1 由 Ka 的电压设定值决定; Kb 由 V1 的电流或功率设定决定;

[0096] 详细说明实施例1中的双向功率变换器的发波方式。

[0097] 模式B可以看成模式A(V_{c1} 在不断变化)的一个特例(V_{c1} 保持不变),模式C在模式B的基础上增加了V1侧MPPT(一般情况下V2电压环和电流环处于饱和状态——没有达到设定的V2的电压值和电流值),MPPT是一种扫频工作模式,在这种模式下,不断改变发波频率(或占空比、或移相角),导致输出功率发生变化进而导致V1侧电压、电流发生变化(此时V1侧一般为太阳能电池板),从而导致V1侧功率发生变化,在这个过程中一直朝着V1侧功率更大的方向去改变发波输出;通过模式A的发波过程说明,则可以理解B和C的发波方式。

[0098] 模式E在模式D的基础上增加了V1侧电压相位同步和均流功能,其发波方式是相同的;模式F是以电流源的方式向电网灌入电流,其发波方式也与模式D相同;模式G相当于模式D的一个特例(V_{c1} 作为输出电压保持不变);通过对模式D的发波过程的说明,则足以理解E、F和G的发波方式。

[0099] 通过模式A和模式D详细说明实施例1的电路工作时的发波方式。

[0100] 当工作于模式A时, L_m 通过K1、K2切换成与变压器T1的左侧并联;电流快环的小信号模型见图10。 V_{c1s} 为 V_{c1} 的采样值, V_{comp1} 为V2的电压和电流环输出,详见图9。图10的相关计算全部由V1侧DSP完成,V1侧DSP根据 I_{comp1} (V1的电流环输出)发波。

[0101] DSP根据 I_{comp1} (最大值为C,最小值为0)的值进行发波,其发波原理见图11。当 I_{comp1} 的值在B和C之间时,DSP发波频率在 f_{s_MAX} 和 f_{s_min} 之间(占空比稍小于50%,维持足够的ZVS死区时间即可);当 I_{comp1} 的值小于B时,DSP发波维持最高频率 f_{s_MAX} ,开始减小占空比或增加移相角(使加到谐振网络上的电压的时间减少)以达到减少输出功率的目的;当 I_{comp1} 的值小于A时则停止发波以控制输出电压。

[0102] 详细的驱动波形示意如图12所示,(H21、H22、L21及L22与实施例1中的图2对应)。注意定频变占空比或定频移相在实际使用时会选择其中的一种而不是两种都会使用。此时Q31-Q34工作于同步整流(有正向电流则控制对应的开关导通)状态。

[0103] 当工作于模式D时, L_m 通过K1、K2切换成与Q21-Q24组成的全桥的两个中点连接;其小信号模型是控制 V_{c1} 为馒头波($=K_a \times |\sin(\omega * t)|$)的一个简单的电压环(一般还会有电流环),然后DSP根据电压环输出按照与图7相同的方式发波,但是 f_{s_MAX} 、 f_{s_MIN} 、A、B和C的参数会有所不同。

[0104] 按照图11确定频率和占空比(或移相角)后,按照图13的方式发波控制Q31-Q34的通断。注意定频变占空比或定频移相在实际使用时会选择其中的一种而不是两种都会使用。此时Q21-Q24则工作于同步整流(有正向电流则控制对应的开关导通)状态。

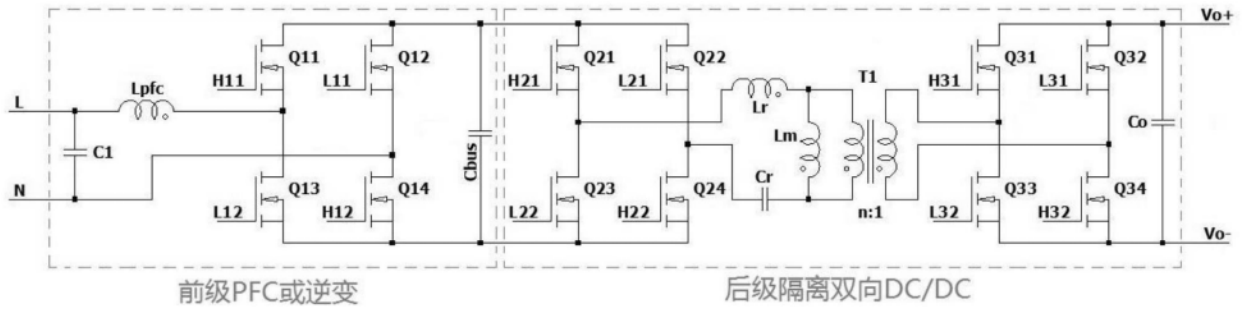


图1

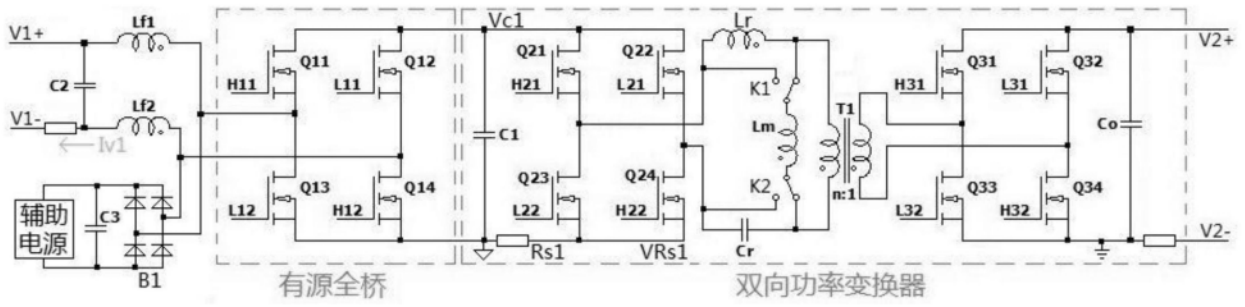


图2

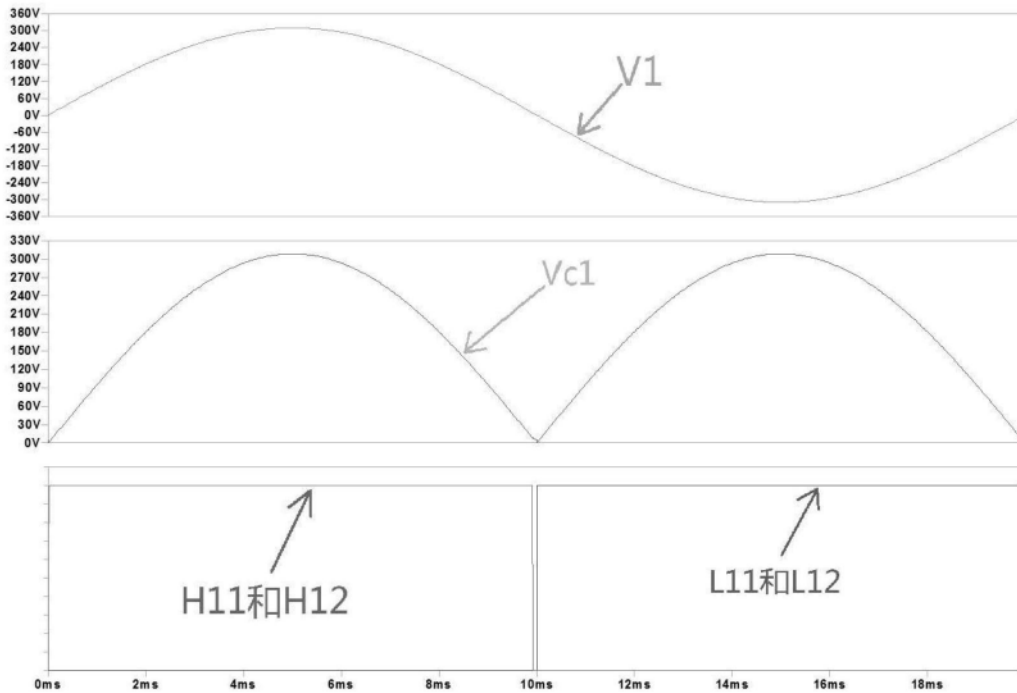


图3

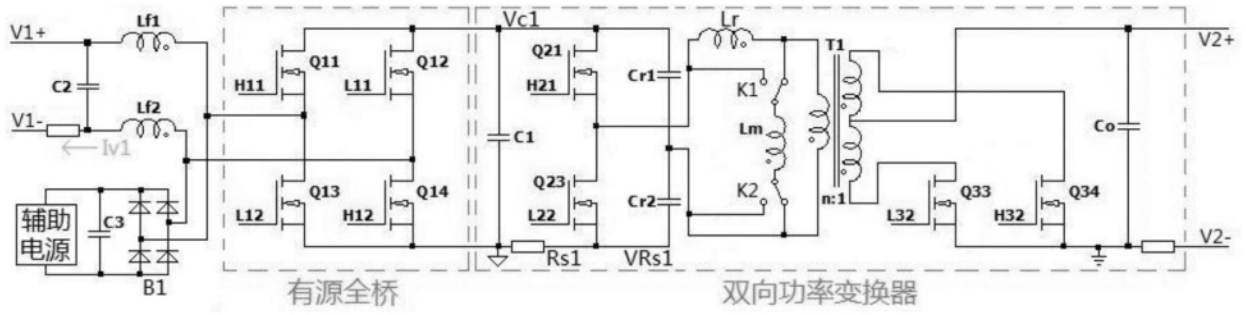


图4

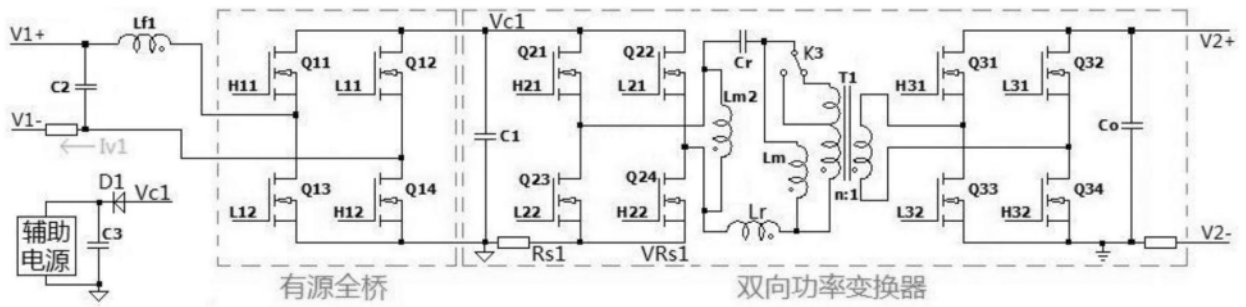


图5

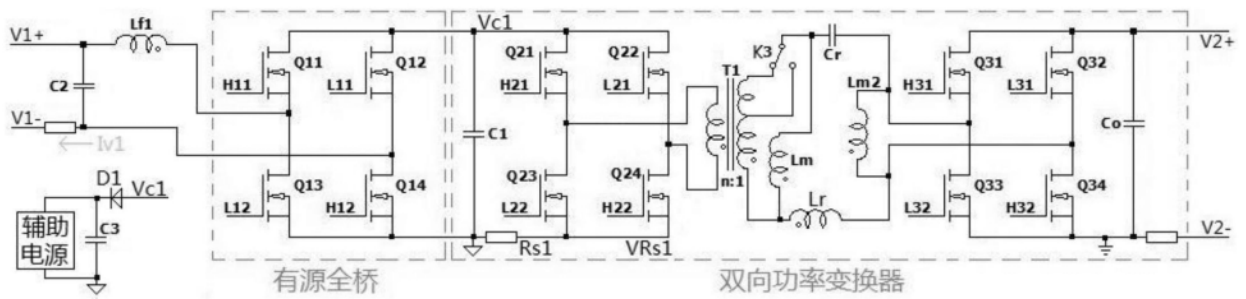


图6

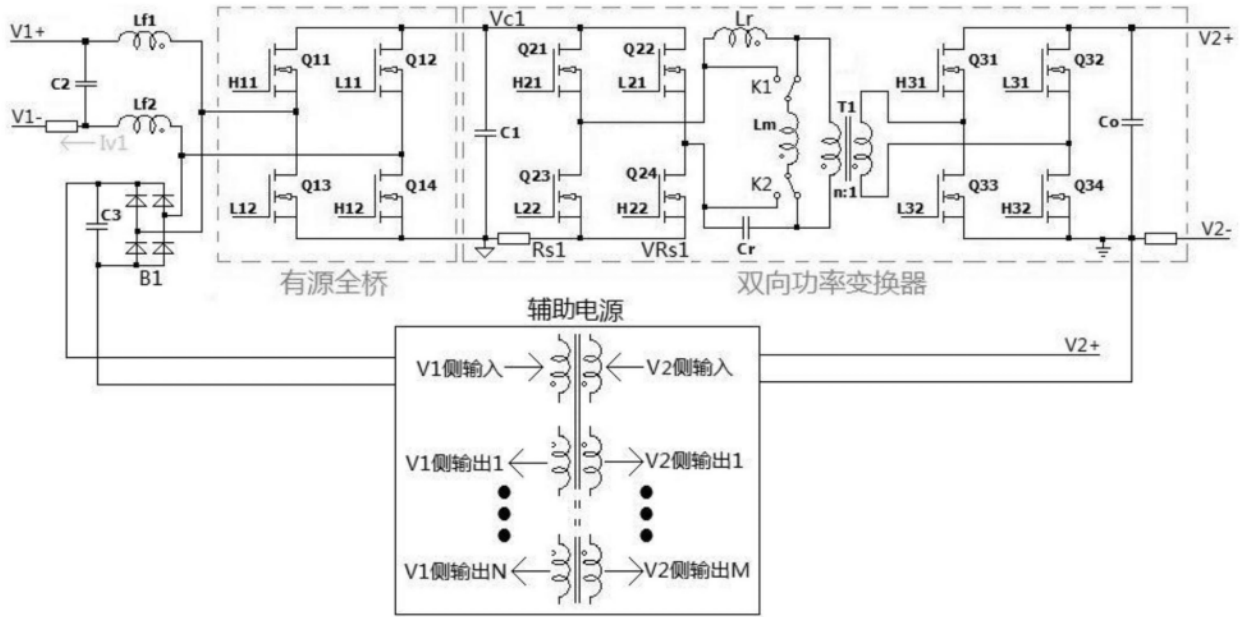


图7

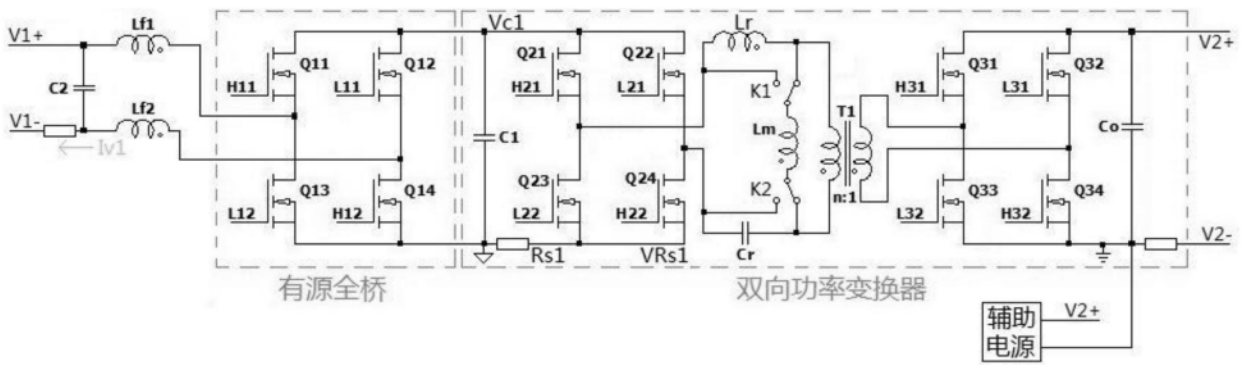


图8

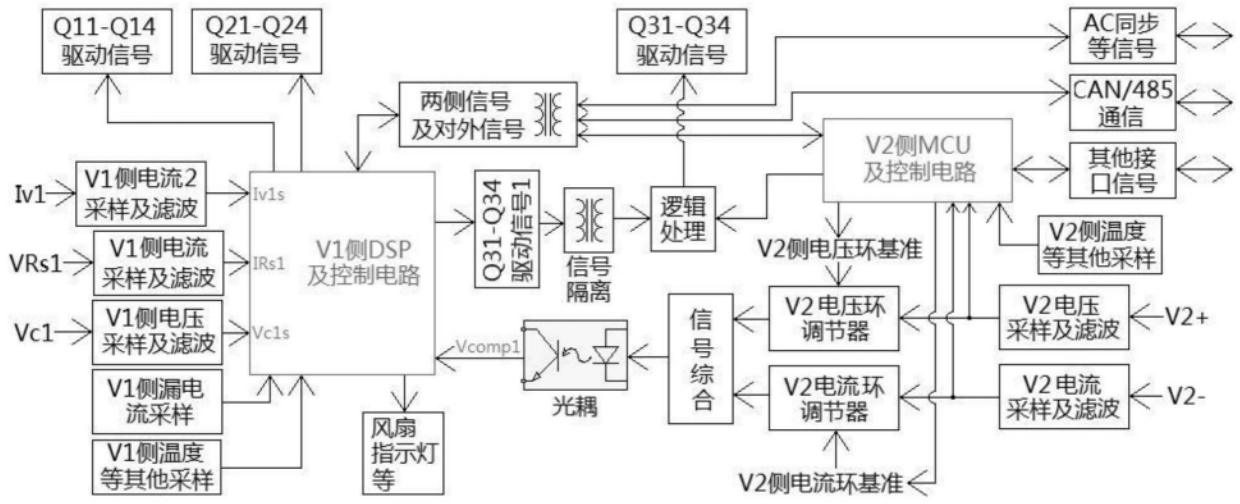


图9

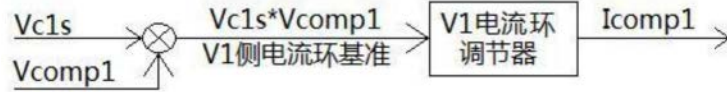


图10

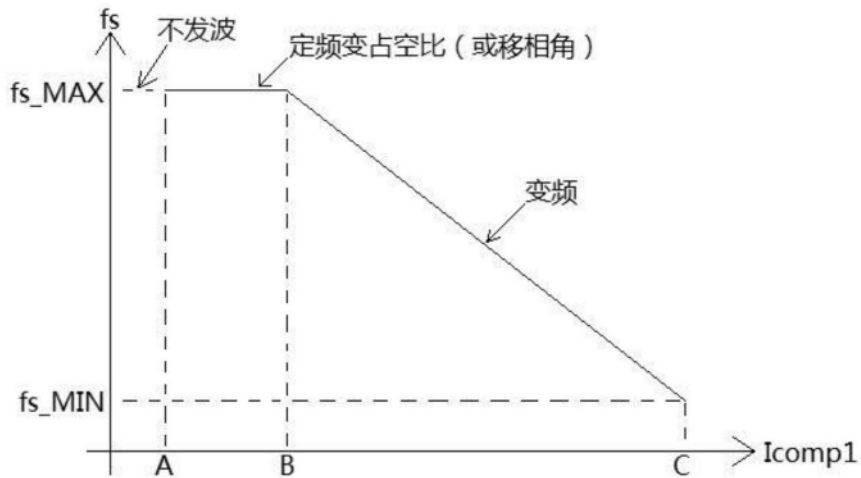


图11

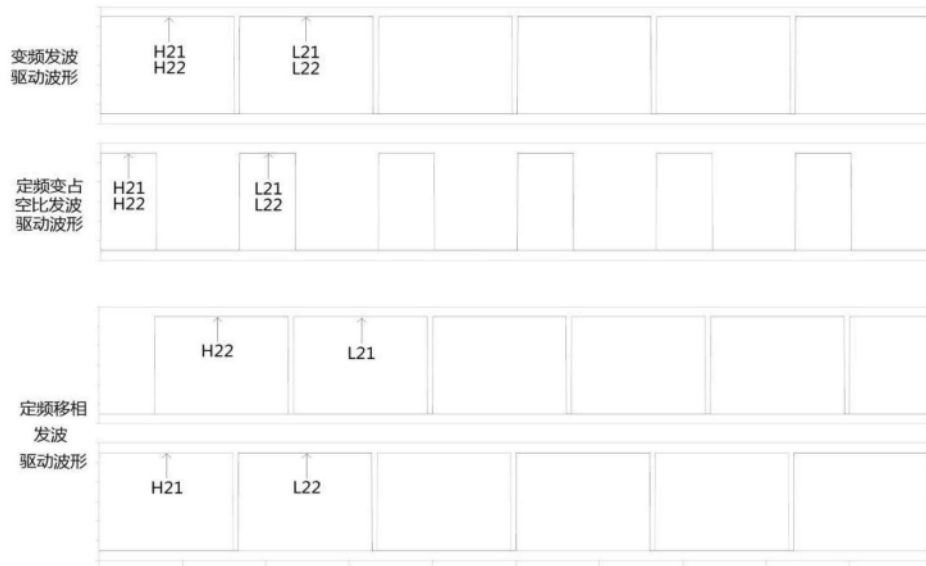


图12

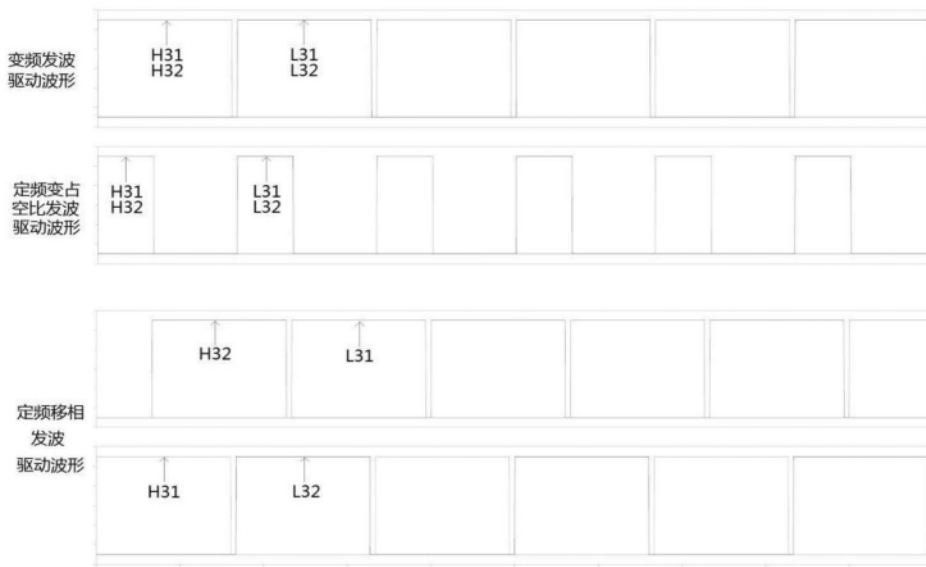


图13