



1. 双PWM变频电源能量平衡装置,所述PWM变频电源包括PWM整流器、两串接的母线电容器和PWM逆变器,以及分别与所述PWM整流器和所述PWM逆变器电连接的控制电路,其特征在于,所述装置包括分别与所述控制电路电连接的充电电流采集电路、电压采集电路和负载电流采集电路;

所述充电电流采集电路用于采集所述母线电容器的充电电流;

所述电压采集电路用于采集所述母线电容器电压;

所述负载电流采集电路用于采集负载侧三相线圈的电流;

所述控制电路利用所述电流采集电路、所述电压采集电路和所述负载电流采集电路采集的数值,计算母线电容器的输入能量、输出能量和当前能量;将所述输入能量和所述输出能量之差、所述当前能量、以及期望当前能量纳入PI控制环,通过PI控制环控制所述PWM整流器和所述PWM逆变器动态协调工作。

2. 根据权利要求1所述的双PWM变频电源能量平衡装置,其特征在于,所述电流采集电路包括串接在所述PWM整流器和所述母线电容器之间的分流器。

3. 根据权利要求1所述的双PWM变频电源能量平衡装置,其特征在于,所述电压采集电路包括设在与两串接的母线电容器并联的直流电压变送器。

4. 根据权利要求1所述的双PWM变频电源能量平衡装置,其特征在于,所述负载电流采集电路包括设在负载侧三相线圈上的霍尔传感器,所述霍尔传感器分别与所述控制电路电连接。

5. 根据权利要求2所述的双PWM变频电源能量平衡装置,其特征在于,所述控制电路包括DSP控制器;

所述分流器通过线性二阶滤波电路与所述DSP控制器电连接。

6. 根据权利要求3所述的双PWM变频电源能量平衡装置,其特征在于,所述控制电路包括DSP控制器;

所述直流电压变送器通过电容电压0-3.3V线性转换电路与所述DSP控制器电连接。

7. 根据权利要求4所述的双PWM变频电源能量平衡装置,其特征在于,所述控制电路包括DSP控制器;

所述霍尔传感器通过模数转换电路与所述DSP控制器电连接。

8. 双PWM变频电源能量平衡方法,其特征在于,包括以下步骤:

获取母线电容器的充电电流,母线电容器电压,三相负载电流;

根据所述充电电流计算所述母线电容器的输入能量 $W_{in}$ ;

根据所述直流母线电容电压器计算所述母线电容器的当前能量 $W_{ss}$ ;

根据所述三相负载电流计算所述母线电容器的输出能量 $W_{out}$ ;

根据公式 $\Delta W=W_{in}-W_{out}$ ,计算所述母线电容器充放电能量差 $\Delta W$ ;

判断所述能量差 $\Delta W$ 是否大于零,根据判断结果生成对应的控制信号;

判断所述当前能量 $W_{ss}$ 是否在0-5000C范围内,根据判断结果生成对应的PWM控制信号;

根据PWM控制信号控制PWM整流器或PWM逆变器调整运行参数。

9. 根据权利要求8所述的双PWM变频电源能量平衡方法,其特征在于,在所述获取母线电容器的充电电流,母线电容器电压,三相负载电流,之后,还包括数据处理步骤,具体为:

离散获取一个PWM周期内的多个所述充电电流,所述母线电容器电压和所述三相负载

电流,并求取所述充电电流平均值,所述母线电容器电压平均值和所述三相负载电流平均值,则,

根据所述充电电流平均值计算所述母线电容器的输入能量 $W_{in}$ ;

根据所述母线电容器电压平均值计算所述母线电容器的当前能量 $W_{ss}$ ;

根据所述三相负载电流平均值计算所述母线电容器的输出能量 $W_{out}$ 。

10.根据权利要求8所述的双PWM变频电源能量平衡方法,其特征在于,所述判断所述能量差 $\Delta W$ 是否大于零,根据判断结果生成对应的控制信号,包括:

如果所述能量差 $\Delta W$ 小于零时,则,根据控制信号控制PWM整流器的增大占空比,增大直流电压利用率和/或增大无功功率因数;

如果所述能量差 $\Delta W$ 大于零时,则,根据控制信号控制PWM逆变器的增大占空比,增大直流电压利用率和/或增大有功功率因数。

## 双PWM变频电源能量平衡装置及方法

### 技术领域

[0001] 本发明涉及变频电源技术领域,尤其涉及一种双PWM变频电源能量平衡装置及方法。

### 背景技术

[0002] 电磁搅拌器一种是应用于铝熔铸行业利用电磁力对铝熔液进行无接触有效搅拌的装置,是由通磁铁芯、三组独立的电磁线圈、双PWM变频电源、纯水冷却装置等组成,其线圈工作电源是电压型交直交双PWM变频电源。电压型交直交双PWM变频电源是在空间矢量(SVPWM)调制方法下产生频率、幅值可调的三相交流电,三相交流电源作用于三组独立的电磁线圈,电磁线圈通入0.5HZ-5HZ的交变电流,感应器的铁芯就产生行波磁场。当行波磁场穿透熔炼炉底的不锈钢及炉衬作用于金属熔液时,只要铁芯的磁极数量、排列方式合理,在洛伦磁力的作用下,金属熔液就会产生有规律的流动,从而达到对铝熔液中的有色金属进行无接触搅拌。

[0003] 传统的电压型交直交双PWM变频电源由进线电抗器、PWM整流器、直流母线储能电容、PWM逆变器等构成,当变频电源启动时,电网能量先由进线电抗器流动到PWM整流器,并通过PWM整流控制技术将能量存储到直流母线电容上,后级PWM逆变器又将电容器存储的能量以逆变方式传输到负载。当电网、负载发生突变时,会造成整流器输入功率与负载消耗功率不匹配的问题,进而会引起直流母线电压泵升或直流母线电压偏低,影响直流电容的使用寿命。

[0004] 针对上述问题带来的系统能量分配不均的现状,为解决母线电压波动带来的危害,确保电磁搅拌器平稳运行,现有技术通常采用如下方法处理:(1).增加电容器数量来扩大直流母线侧电能存储容量,来缓存网侧与负载侧的能量交换。这种方法虽然结构简单、易于实现、开发周期短。但造成了资源浪费、增加了设备装配空间、提高了设备制作成本。(2).增加制动电阻器来处理多余的制动回馈能量。虽然此方法结构简单、连线方便、能保证电容电压不被过压击穿。但增加制动电阻增加了设备制作成本,且通过电阻发热形式耗能影响系统散热效果。(3).采用电压外环、功率内环的控制方式,用给定直流电压数值与直流采样电压数值的作差,来间接影响PWM整流器无功功率因数的计算,控制直流母线输入能量大小。该方法虽然能通过PI调节控制直流电压稳定、功率因数可调,能量分级传递。但有动态响应速度慢、能量传输不精确、控制环节复杂等问题的存在。

[0005] 现有电压型交直交双PWM变频电源是由PWM整流器、母线电容器、PWM逆变器组成,网侧与负载侧的能量传递是通过母线电容器作为“中转站”,且PWM整流器与PWM逆变器系统不建立协调控制的关系,一旦负载或网侧发生变化时,多余的能量始终存放在母线电容上,影响直流母线电容的使用寿命,有时会造成逆变侧负载电流的波形畸变,严重时会导致电磁搅拌器不能正常工作。

## 发明内容

[0006] 针对上述不足,本发明所要解决的技术问题是:提供一种双PWM变频电源能量平衡装置及方法,使双PWM变频电源能量分配均匀,并具有工作稳定可靠、抗干扰性强,结构合理,可靠性强、适应性好以及操作方便的优点。

[0007] 为解决上述技术问题,本发明的技术方案是:

[0008] 一种双PWM变频电源能量平衡装置所述PWM变频电源包括PWM整流器、两串接的母线电容器和PWM逆变器,以及分别与所述PWM整流器和所述PWM逆变器电连接的控制电路,所述装置包括分别与所述控制电路电连接的充电电流采集电路、电压采集电路和负载电流采集电路;所述充电电流采集电路用于采集所述母线电容器的充电电流;所述电压采集电路用于采集所述母线电容器电压;所述负载电流采集电路用于采集负载侧三相线圈的电流;所述控制电路利用所述电流采集电路、所述电压采集电路和所述负载电流采集电路采集的数值,计算母线电容器的输入能量、输出能量和当前能量;将所述输入能量和所述输出能量之差、所述当前能量、以及期望当前能量纳入PI控制环,通过PI控制环控制所述PWM整流器和所述PWM逆变器动态协调工作。

[0009] 优选方式为,所述电流采集电路包括串接在所述PWM整流器和所述母线电容器之间的分流器。

[0010] 优选方式为,所述电压采集电路包括设在与两串接的母线电容器并联的直流电压变送器。

[0011] 优选方式为,所述负载电流采集电路包括设在负载侧三相线圈上的霍尔传感器,所述霍尔传感器分别与所述控制电路电连接。

[0012] 优选方式为,所述控制电路包括DSP控制器;所述分流器通过线性二阶滤波电路与所述DSP控制器电连接。

[0013] 优选方式为,所述控制电路包括DSP控制器;所述直流电压变送器通过电容电压0-3.3V线性转换电路与所述DSP控制器电连接。

[0014] 优选方式为,所述控制电路包括DSP控制器;所述霍尔传感器通过模数转换电路与所述DSP控制器电连接。

[0015] 一种双PWM变频电源能量平衡方法,包括以下步骤:

[0016] 获取母线电容器的充电电流,母线电容器电压,三相负载电流;

[0017] 根据所述充电电流计算所述母线电容器的输入能量 $W_{in}$ ;

[0018] 根据所述直流母线电容电压器计算所述母线电容器的当前能量 $W_{ss}$ ;

[0019] 根据所述三相负载电流计算所述母线电容器的输出能量 $W_{out}$ ;

[0020] 根据公式 $\Delta W = W_{in} - W_{out}$ ,计算所述母线电容器充放电能量差 $\Delta W$ ;

[0021] 判断所述能量差 $\Delta W$ 是否大于零,根据判断结果生成对应的控制信号;

[0022] 判断所述当前能量 $W_{ss}$ 是否在0-5000C范围内,根据判断结果生成对应的PWM控制信号;

[0023] 根据PWM控制信号控制PWM整流器或PWM逆变器调整运行参数。

[0024] 优选方式为,在所述获取母线电容器的充电电流,母线电容器电压,三相负载电流,之后,还包括数据处理步骤,具体为:

[0025] 离散获取一个PWM周期内的多个所述充电电流,所述母线电容器电压和所述三相

负载电流,并求取所述充电电流平均值,所述母线电容器电压平均值和所述三相负载电流平均值,则,

[0026] 根据所述充电电流平均值计算所述母线电容器的输入能量 $W_{in}$ ;

[0027] 根据所述母线电容器电压平均值计算所述母线电容器的当前能量 $W_{ss}$ ;

[0028] 根据所述三相负载电流平均值计算所述母线电容器的输出能量 $W_{out}$ 。

[0029] 优选方式为,所述判断所述能量差 $\Delta W$ 是否大于零,根据判断结果生成对应的控制信号,包括:

[0030] 如果所述能量差 $\Delta W$ 小于零时,则,根据控制信号控制PWM整流器的增大占空比,增大直流电压利用率和/或增大无功功率因数;

[0031] 如果所述能量差 $\Delta W$ 大于零时,则,根据控制信号控制PWM逆变器的增大占空比,增大直流电压利用率和/或增大有功功率因数。

[0032] 采用上述技术方案后,本发明的有益效果是:

[0033] 由于本发明的双PWM变频电源能量平衡装置及方法,设置了分别与控制电路电连接的充电电流采集电路、电压采集电路和负载电流采集电路,其中充电电流采集电路用于采集母线电容器的充电电流;其中电压采集电路用于采集母线电容器电压;其中负载电流采集电路用于采集负载侧三相线圈的电流;控制电路利用电流采集电路、电压采集电路和负载电流采集电路采集的数值,计算母线电容器的输入能量、输出能量和当前能量;将输入能量和输出能量之差、当前能量、以及期望当前能量纳入PI控制环,通过PI控制环控制PWM整流器和PWM逆变器动态协调工作。可见,本发明使变频电源能量分配均匀,并具有工作稳定可靠、抗干扰性强,结构合理,可靠性强、适应性好以及操作方便的优点。

## 附图说明

[0034] 图1是本发明双PWM变频电源主电路拓扑结构图;

[0035] 图2是分流器与线性二阶滤波电路图;

[0036] 图3是电容电压转0-3.3V线性电路图;

[0037] 图4是负载侧霍尔电流采样电路;

[0038] 图5是双PWM变频电源能量平衡方法的流程图。

## 具体实施方式

[0039] 为了使本发明的目的、技术方案及优点更加清晰明白,以下结合附图及实施例,对本发明进行进一步详细说明。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。

[0040] 实施例一:

[0041] 如图1至图4所示,一种双PWM变频电源能量平衡装置,其中PWM变频电源包括PWM整流器、两串接的母线电容器和PWM逆变器,以及分别与PWM整流器和PWM逆变器电连接的控制电路,装置包括分别与控制电路电连接的充电电流采集电路、电压采集电路和负载电流采集电路,其中充电电流采集电路用于采集母线电容器的充电电流;其中电压采集电路用于采集母线电容器电压;其中负载电流采集电路用于采集负载侧三相线圈的电流;控制电路利用电流采集电路、电压采集电路和负载电流采集电路采集的数值,计算母线电容器的输

入能量、输出能量和当前能量；将输入能量和输出能量之差、当前能量、以及期望当前能量纳入PI控制环，通过PI控制环控制PWM整流器和PWM逆变器动态协调工作。

[0042] 本发明的双PWM变频电源能量平衡装置，通过充电电流采集电路采集的充电电流信号，将充电电流信号实时带入母线电容器的输入能量计算中，实时计算当前电网输入到母线电容器的能量值。通过负载电流采集电路采集负载三相线圈的电流，将负载侧三相线圈的电流实时带入母线电容器的输出能量计算中，实时计算母线电容器输出到负载的能量值。通过电压采集电路采集母线电容器的当前电压，并将当前电压带入母线电容器当前能量的计算中，实时计算出母线电容器当前能量值。将输入能量和输出能量之差、当前能量值已经预期当前能量值纳入PI控制环中，控制输入能量和输出能量之差接近零，达到无电容充电电流的效果，控制母线电容器当前能量在0-5000C范围波动，以及通过当前能量值和预期当前能量值之间的比较，去控制PWM整流器与PWM逆变器动态协调工作。

[0043] 当电容能量过剩时，PI控制环控制PWM整流的降低调制比、减小直流电压利用率、降低无功功率因数等，减少电网到母线电容器侧的能量灌入，PWM逆变器则通过增加调制比、增加直流电压利用率、增加有功功率因数的方法，或通过控制电路自适应控制方法，来增大电磁搅拌器的搅拌强度、降低搅拌频率的方法，增大母线侧能量的消耗，保证电容能量在设定范围内波动。当电容能量不足时，PI控制环控制PWM整流器增大调制比、增加直流电压利用率、增大无功功率因数等，增大电网到母线侧的能量灌入，逆变器则通过减少调制比、降低直流电压利用率、减少有功功率因数的方法，或通过控制电路自适应控制方法，来降低电磁搅拌器的搅拌强度、增大搅拌频率的方法，减少母线侧能量的消耗，保证电容能量在设定范围内波动，防止PWM逆变器输出波形畸变。

[0044] 综上所述，本发明双PWM变频电源能量平衡装置，使变频电源能量分配均匀，并具有工作稳定可靠、抗干扰性强，结构合理，可靠性强、适应性好以及操作方便的优点。无论输入电源波动还是电磁搅拌器负载侧发生改变时，均可通过PI控制环动态协调“PWM整流器-母线电容器-PWM逆变器”能量分配，提高了系统的动态响应速度和系统可靠性；减少了直流电容器的数量，免去了直流制动单元和制动电阻，降低了制作成本，使PWM整流器能与PWM逆变器协调工作。

[0045] 需要特别说明的是：本实施例的控制器包括DSP控制器。

[0046] 如图1至图4共同所示，电磁搅拌器用电压型交直交双PWM变频电源是由隔离变压器T1、三个进线电抗器L1、L2和L3、PWM逆变器、母线电容器C1和C2、均压电阻R1和R2、PWM逆变器等部件组成，首先进线电网与隔离变压器T1连接在一起，防止电网中的高频谐波进入PWM整流器，提高设备的电磁兼容性，隔离变压器经过进线电抗器与PWM整流器连接，进线电抗器用于抑制电路的谐波电流，PWM整流器是由六个反并联二极管的IGBT (VT1、VT2、VT3、VT4、VT5、VT6) 组成，VT1、VT2、VT3共阴极连接，VT4、VT5、VT6共阳极连接。VT4、VT5、VT6共阳极连接端与母线电容器C2负端连接，母线电容器C1与母线电容器C2串联连接，均压电阻R1、R2分别并联在母线电容器C1、C2上，母线电容器与PWM逆变器连接，PWM逆变器是由六个反并联二极管的IGBT (VT7、VT8、VT9、VT10、VT11、VT12) 组成，VT7、VT8、VT9共阴极连接，VT10、VT11、VT12共阳极连接，母线电容器C1的正端与VT7、VT8、VT9共阴极端连接，母线电容器C2的负端与VT10、VT11、VT12共阳极连接，PWM逆变器与负载侧三相电磁线圈Z1、Z2和Z3 (电磁搅拌器) 相连接。

[0047] 如图1和图2所示,电流采集电路包括串接在PWM整流器和母线电容器之间的分流器;分流器通过线性二阶滤波电路与DSP控制器电连接;此线性二阶滤波电路具有线性度好、精度高、抗干扰性强等优点。

[0048] 具体电路连接关系为:在VT1、VT2、VT3共阴极连接端先与分流器FL连接,分流器FL串联在母线电容之前用于计量当前充电电流,分流器FL再与母线电容器C1正端连接,采用量程300A/75MV的分流器FL,并串联在VT1、VT2、VT3共阴极连接端与母线电容器C1正端之间,计量瞬时母线充电电流的大小,输入电流0-300A线性变换,将输出信号也将在0-75MV信号线性变化。分流器FL的输出端接入运输放大器U3A的反向输入端,再经运输放大器U3A的输出端接入模数转换芯片U4中,最终有模数转换芯片U4的输出端BOUT接入DSP控制器的AIN3端。同时线性二阶滤波电路设置了相关外围电路,外围电路为现有技术在此不再详细描述。

$$[0049] \quad \text{瞬时充电电流信号(MV)} = \frac{\text{瞬时充电电流实际值 (MV)}}{300A - 0A} (75MV - 0MV)。$$

[0050] 如图1和图3所示,电压采集电路包括设在与两串接的母线电容器并联的直流电压变送器;直流电压变送器通过电容电压0-3.3V线性转换电路与DSP控制器电连接。传感器2MA/2MA通过输入端IN+和IN-接入采集信号后,通过输出端OT+和OT-接入电容电压0-3.3V线性转换电路,而电容电压0-3.3V线性转换电路包括运算放大器U2A和运算放大器U2B,由运算放大器U2A的输出端接入DSP的AI12端,运算放大器U2B的输出端接入DSP控制器的DI11端。同上电容电压0-3.3V线性转换电路设置了相关外围电路,外围电路为现有技术在此不再详细描述。

[0051] 具体电路连接关系为:直流电压变送器的量程是600V/5V,将直流电压变送器的正端与母线电容器C1的正端连接,直流电压变送器的负端与母线电容器C2的负端连接,直流电压变送器是将0V-600V的直流输入电压隔离变送到0-5V电压信号,且线性度误差在0.01%,用于计量母线电容器的当前电压值。

$$[0052] \quad \text{瞬时母线电容器电压信号 (V)} = \frac{\text{瞬时母线电容器电压实际值 (V)}}{600V - 0V} (5V - 0V)。$$

[0053] 如图1和图4所示,负载电流采集电路包括设在负载侧三相线圈上的霍尔传感器,霍尔传感器分别与控制电路电连接;霍尔传感器通过模数转换电路与DSP控制器电连接。各相霍尔传感器通过H接入模数转换电路,模数转换电路包括模数转换芯片U1,数转换芯片U1的输出端BOUT接入DCP控制器的AIN1端。

[0054] 具体电路连接关系为:在三相电磁线圈上添加三相电流霍尔传感器(H1、H2、H3),使用的三相电流霍尔传感器(H1、H2、H3)量程是800A/4V,电流霍尔传感器测穿过电流峰值的800A与输出4V电压信号,线性变化,用电流霍尔传感器计量一个PWM逆变周期的电流有效值。

$$[0055] \quad \text{周期电流有效值信号(A)} = \frac{\text{周期电流峰峰值 (A)} \frac{4V - 0V}{2\sqrt{2}}}{800A - 0A}。$$

[0056] 将上述电容瞬时充电电流信号接入线性二阶滤波电路(如图2)处理,得到0-75MV到0-3.3V的线性转化数值;瞬时母线电容器电压信号接入电容电压转0-3.3V线性电路(如图3)处理,得到0-600V到0-3.3V的线性转化;将一个PWM周期的周期电流有效值信号接入负

载侧霍尔采样电路(如图4)处理,得到0-800A到0-3.3V的线性转化,供给模拟量芯片U1处理,经过A/D变换将实时信号值转化成精度为14位寄存器数值变化,以上数据在一个PWM周期中离散采集100个瞬时值。经过如下计算:

$$[0057] \quad \text{母线电容器输入能量} = \frac{\sum_{i=1}^{100} \text{分流器电流}}{100} \times \text{PWM逆变周期};$$

$$[0058] \quad \text{母线电容器输出能量} = 3 \times \text{逆变电流有效值}^2 \times \text{单组线圈阻值} \times \text{PWM逆变周期};$$

$$[0059] \quad \text{母线电容器当前能量} = \text{母线电容容量} \times \frac{\sum_{i=1}^{100} \text{母线电压}}{100};$$

$$[0060] \quad \text{母线电容器充放电能量} = \text{母线电容器输入能量} - \text{母线电容器输出能量};$$

$$[0061] \quad \text{母线电容器能量差} = \text{母线电容器输入能量} - \text{母线电容器输出能量} + \text{母线电容器当前能量};$$

[0062] 可得,当母线电容器能量差为正数时,说明输入能量大于输出能量,DSP控制器就会通过改变减小占空比、降低直流电压利用率来降低PWM整流器无功功率因数,让母线电容器能量差回归0-5000C值附近,当母线电容器能量差为负数时,说明输出能量大于输入能量,DSP控制器就会通过增大PWM整流器的占空比、增大PWM整流器的直流电压利用率来增大PWM整流器无功功率因数,让电容能量偏差值回归0-5000C值。始终保持母线电容器能量差在0-5000C小范围波动,从而解决了网侧与负载侧的能量不匹配引起的母线电压的泵升或大幅度跌落,使搅拌器在正常运转的情况下,减少了母线电能的存储量,使系统能量能够平衡调节。

[0063] 实施例二:

[0064] 如图1至图5所示,一种双PWM变频电源能量平衡方法,包括以下步骤:

[0065] 步骤S1:获取母线电容器的充电电流,母线电容器电压,三相负载电流;

[0066] 步骤S2:根据充电电流计算母线电容器的输入能量Win;

[0067] 步骤S3:根据直流母线电容电压器计算母线电容器的当前能量Wss;

[0068] 步骤S4:根据三相负载电流计算母线电容器的输出能量Wout;

[0069] 步骤S5:根据公式  $\Delta W = W_{in} - W_{out}$ ,计算母线电容器充放电能量差  $\Delta W$ ;

[0070] 步骤S6:判断所述能量差  $\Delta W$  是否大于零,根据判断结果生成对应的控制信号;

[0071] 骤S7:判断所述当前能量Wss是否在0-5000C范围内,根据判断结果生成对应的PWM控制信号;

[0072] 步骤S8:根据PWM控制信号控制PWM整流器或PWM逆变器调整运行参数。

[0073] 本实施例在步骤S1之后,还包括数据处理步骤,具体为:离散获取一个PWM周期内的多个充电电流,优选100个,母线电容器电压和三相负载电流,并求取充电电流平均值,母线电容器电压平均值和三相负载电流平均值,则,

[0074] 根据充电电流平均值计算母线电容器的输入能量Win;

[0075] 根据母线电容器电压平均值计算母线电容器的当前能量Wss;

[0076] 根据三相负载电流平均值计算母线电容器的输出能量Wout。

[0077] 采用一个PWM周期内的平均值计算能量,使能量计算更加准确,PWM整流器或PWM逆

变器调的动态协调更加可靠。

[0078] 本实施例中步骤S6包括：

[0079] 如果能量差  $\Delta W$  小于零时，表明输入能量大于输出能量，则，根据控制信号控制PWM整流器的增大占空比，增大直流电压利用率和/或增大无功功率因数；

[0080] 如果能量差  $\Delta W$  大于零时，表明输入能量小于输出能量，则，根据控制信号控制PWM逆变器的增大占空比，增大直流电压利用率和/或增大有功功率因数。

[0081] 本实施例中步骤S7包括：

[0082] 如果当前能量  $W_{ss}$  小于0，或者在1-1000范围内，表明母线电容器当前能量较小，输出能量多，此时，增大电网到母线电容器的能量灌入，PWM逆变器则通过减少调制比、降低直流电压利用率、减少有功功率因数的方法，或通过控制电路自适应控制方法，来降低搅拌强度、增大搅拌频率的方法，减少母线侧能量的消耗，保证目前电容器当前能量在设定范围内波动，防止PWM逆变器输出波形畸变；

[0083] 如果当前能量  $W_{ss}$  小于5000，或者在4000-5000范围内，表明母线电容器当前能量较多，输出能量少，此时，控制PWM整流器的降低调制比、减小直流电压利用率、降低无功功率因数等，减少电网到母线电容器的能量灌入，PWM逆变器则通过增加调制比、增加直流电压利用率、增加有功功率因数的方法，或通过控制电路自适应控制方法，来增大搅拌强度、降低搅拌频率的方法，增大母线侧能量的消耗，保证电容能量在设定范围内波动。

[0084] 本发明的方法具有工作稳定可靠、抗干扰性强的优点。而且无论输入电源波动还是搅拌器负载发生改变时，通过动态协调“PWM整流器-母线电容器-PWM逆变器”能量分配，提高了系统的动态响应速度和系统可靠性；减少了直流电容数量，免去了直流制动单元和制动电阻，降低了设备制作成本，使PWM整流器能与PWM逆变器协调工作。

[0085] 以上所述本发明的较佳实施例而已，并不用以限制本发明，凡在本发明的精神和原则之内所作的任何修改、等同一种双PWM变频电源能量平衡装置及方法结构的改进等，均应包含在本发明的保护范围之内。

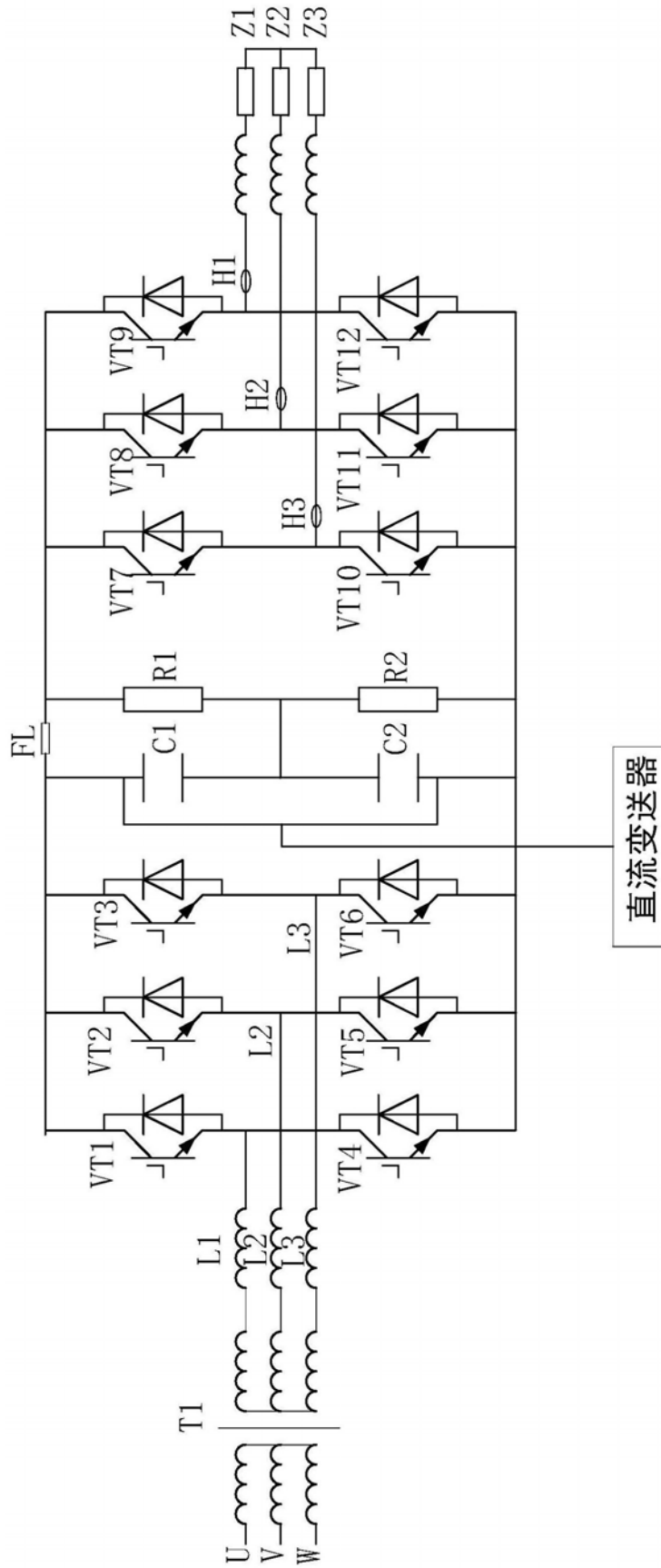


图1

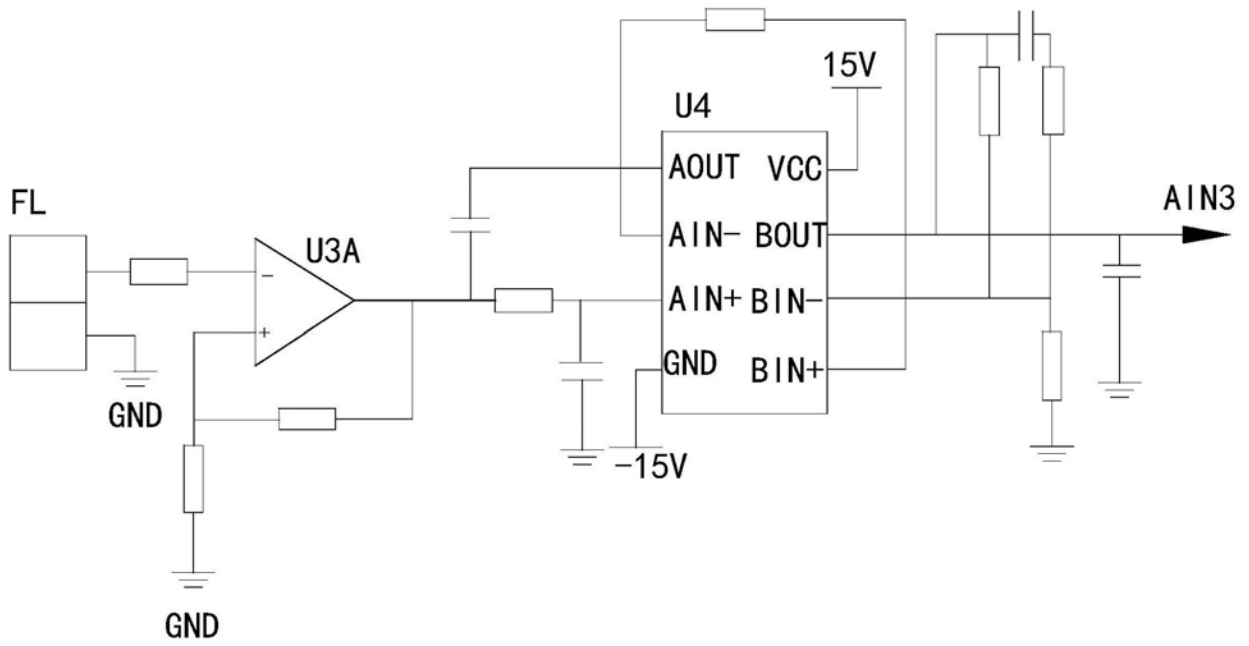


图2

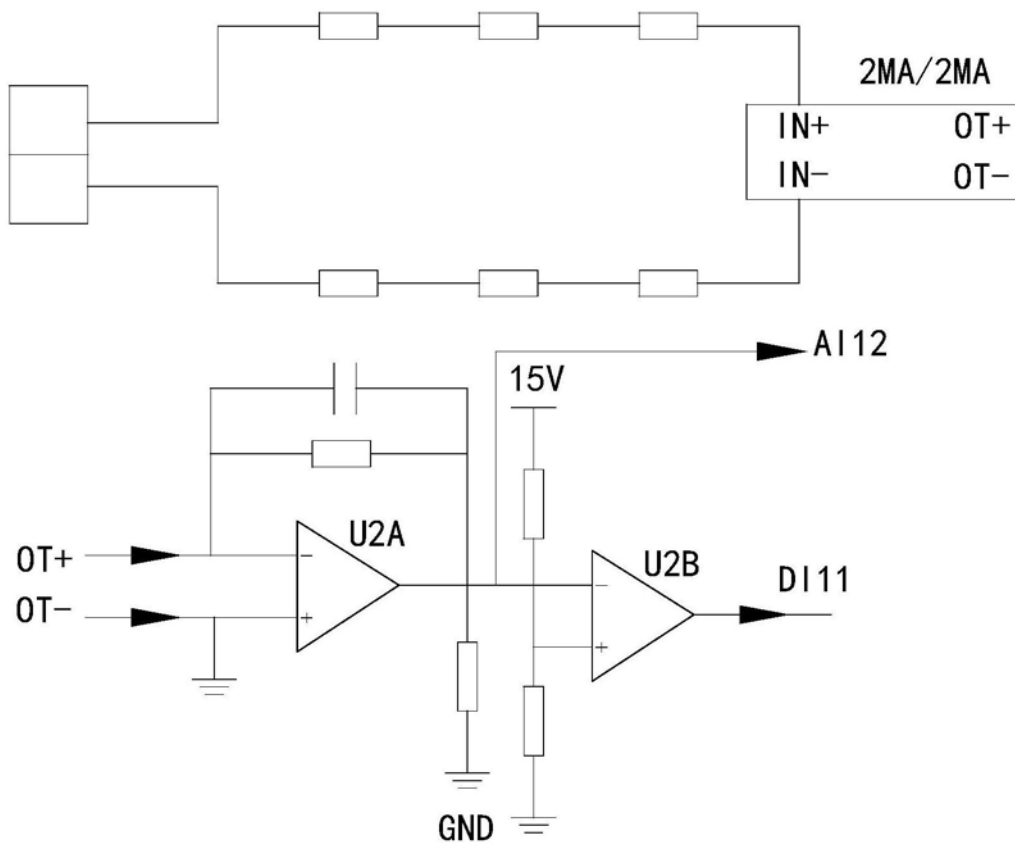


图3

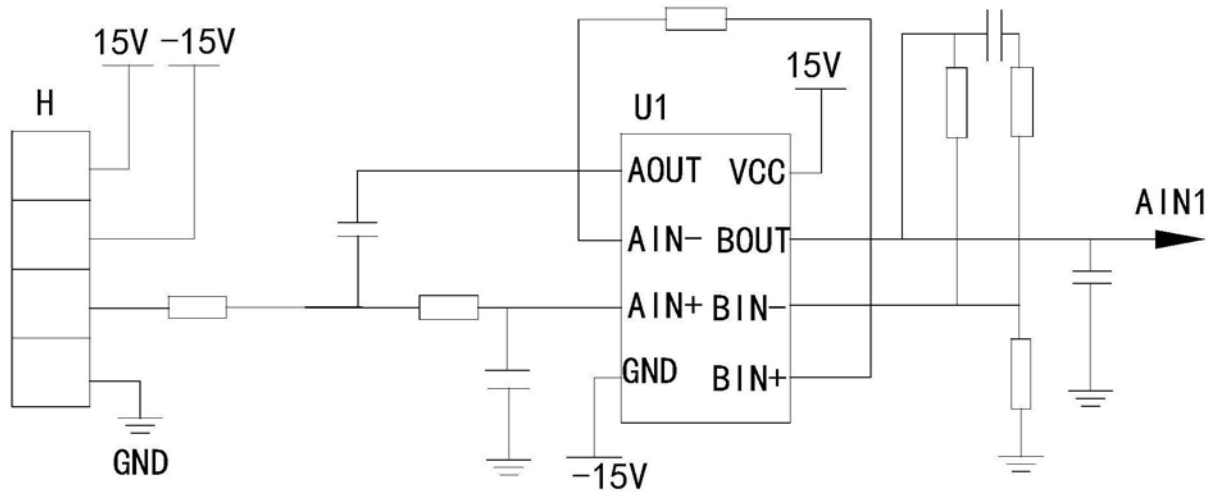


图4

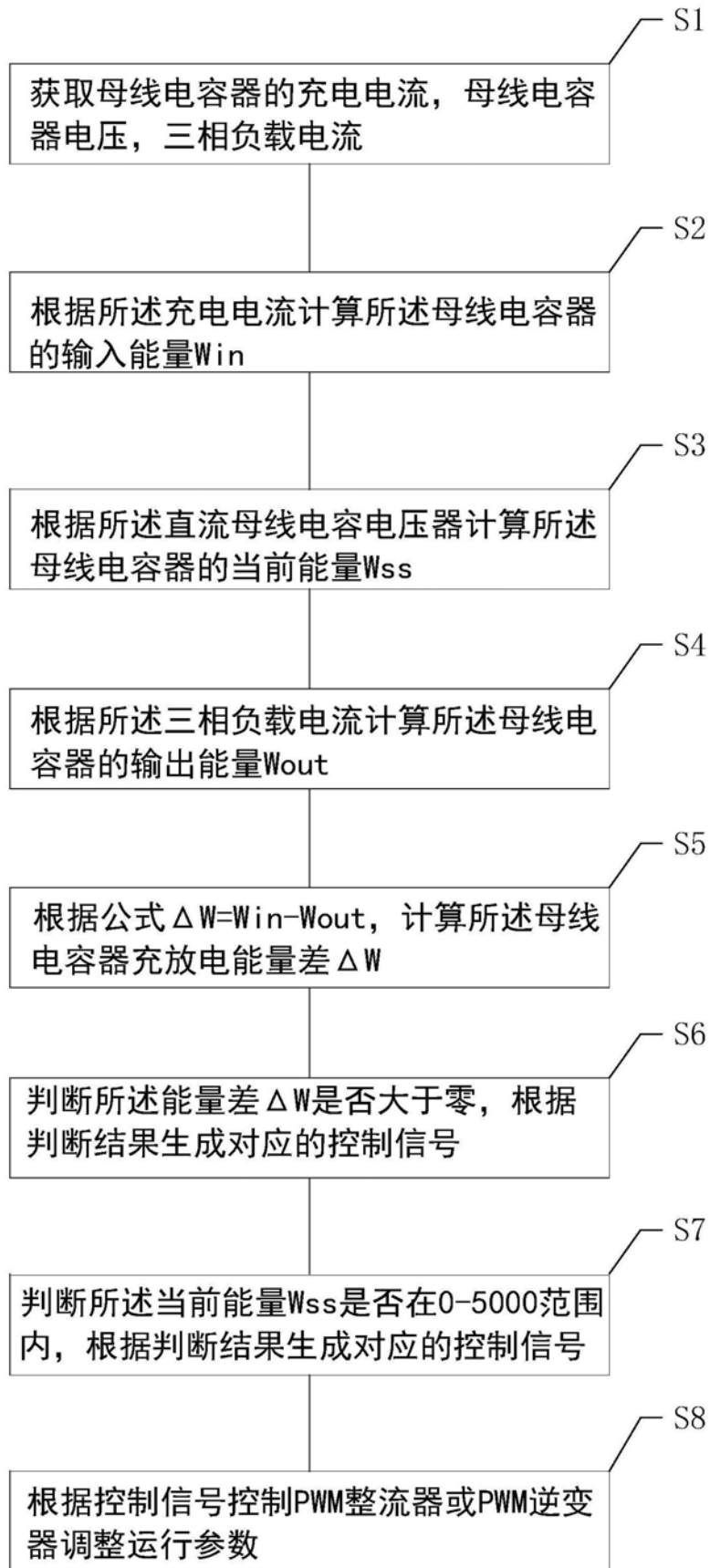


图5