



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 108422065 B

(45) 授权公告日 2023. 06. 20

(21) 申请号 201810352867.1

B23K 9/10 (2006.01)

(22) 申请日 2018.04.19

审查员 付秋姣

(65) 同一申请的已公布的文献号  
申请公布号 CN 108422065 A

(43) 申请公布日 2018.08.21

(73) 专利权人 华南理工大学  
地址 510640 广东省广州市天河区五山路  
381号

(72) 发明人 吴开源 尹彤 谢沛民 丁念  
刘朝 李星林

(74) 专利代理机构 广州市华学知识产权代理有  
限公司 44245  
专利代理师 李斌

(51) Int. Cl.  
B23K 9/173 (2006.01)

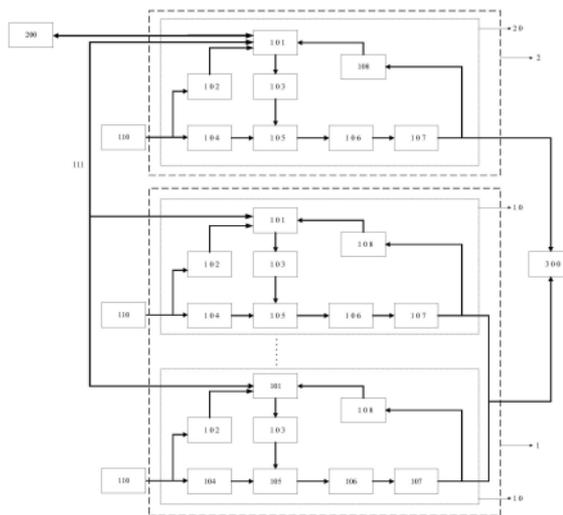
权利要求书2页 说明书7页 附图4页

(54) 发明名称

基于CAN现场总线和LLC谐振变换器的脉冲MIG焊电源系统及其控制方法

(57) 摘要

本发明公开了一种基于CAN现场总线和LLC谐振变换器的脉冲MIG焊电源系统及其控制方法,包括三相交流输入电网、焊接电源、电弧负载和人机界面模块;焊接电源由脉冲峰值模块和脉冲基值模块组成,脉冲峰值模块由若干个子系统并联组成,脉冲基值模块由一个子系统组成,子系统包括主电路、驱动模块、故障保护模块、电压电流检测模块和控制模块,控制模块包括DSP数字化控制模块,分别与故障保护模块、驱动模块和电压电流检测模块连接。本发明实现脉冲MIG焊脉冲峰值和基值输出时,LLC谐振变换器工作于谐振频率最佳工作点,原边电流接近正弦电流,电磁干扰小,使得系统稳定而可靠,功率器件得到最优利用,减少开关损耗,提高电源效率。



1. 一种基于CAN现场总线和LLC谐振变换器的脉冲MIG焊电源系统,其特征在于,包括三相交流输入电网、焊接电源、电弧负载和人机界面模块;

所述焊接电源由脉冲峰值模块和脉冲基值模块组成,脉冲峰值模块由若干个子系统并联组成,脉冲基值模块由一个子系统组成,所述子系统包括主电路、驱动模块、故障保护模块、电压电流检测模块和控制模块,所述控制模块包括DSP数字化控制模块,所述DSP数字化控制模块分别与故障保护模块、驱动模块和电压电流检测模块相连接,所述故障保护模块及电压电流检测模块分别与主电路的输入端及输出端连接;

所述主电路包括依次连接的输入整流滤波模块、LLC谐振模块、功率变压器模块和输出整流滤波模块,所述输入整流滤波模块与三相交流输入电网连接,所述输出整流滤波模块与电弧负载连接;

所述输出整流滤波模块包括第一整流二极管、第二整流二极管和第二电容;

所述脉冲峰值模块中若干个子系统与所述脉冲基值模块中子系统的控制模块通过CAN现场总线相连,所述脉冲基值模块与所述人机界面模块通过CAN现场总线连接;

所述脉冲基值模块根据脉冲时序通过CAN现场总线实现对脉冲基值模块和脉冲峰值模块满载输出的开关切换,脉冲峰值输出时,脉冲峰值模块中若干个子系统同时工作,输出脉冲峰值电压和脉冲峰值电流,此阶段脉冲基值模块无输出;脉冲基值输出时只有脉冲基值模块中一个子系统工作,输出脉冲基值电压和脉冲基值电流,此阶段脉冲峰值模块无输出,从而保证所有子系统LLC谐振模块工作于谐振频率最佳工作点;

所述LLC谐振模块由逆变网络和LLC谐振网络构成,所述逆变网络由四个功率开关管和第一电容构成;所述四个功率开关管均为MOSFET管,分别为第一功率开关管、第二功率开关管、第三功率开关管及第四功率开关管;

所述LLC谐振网络包括谐振电感、励磁电感和谐振电容,所述谐振电感、励磁电感、谐振电容和等效负载一起构成谐振腔,所述等效负载是由功率变压器模块、输出整流滤波模块和电弧负载构成;

所述故障保护模块包括相互连接的过压检测电路、欠压检测电路、过流检测电路、过温检测电路和门电路;

所述LLC谐振模块工作于谐振频率最佳工作点,工作在四个不同的工作模态上:

所述LLC谐振模块在第一工作模态时,所述第一功率开关管及第四功率开关管开通,所述三相交流输入电网为谐振腔提供能量,谐振电流流经第一功率开关管及第四功率开关管,变压器原边提供给负载的电流等于谐振电流减去励磁电流,励磁电流先负后正,变压器副边电压上正下负,所述第一整流二极管开通,第二整流二极管关断,所述励磁电感被输出电压箝位,不参与谐振过程,所述励磁电流线性上升;

所述LLC谐振模块在第二工作模态时,所述第一功率开关管及第四功率开关管关断,所述第三功率开关管体内寄生输出电容电荷被谐振腔抽为零,所述第四功率开关管体内寄生输出电容电荷被谐振腔充满至电源电压,并且所述第二功率开关管及第三功率开关管寄生反并联二极管续流,所述第二功率开关管及第三功率开关管之间DS极之间的电压为零,变压器原边电压极性转换,下正上负,所述第二整流二极管开始开通,励磁电感重新被副边输出电压箝位,不参与谐振过程;

所述LLC谐振模块在第三工作模态时,所述第二功率开关管及第三功率开关管开通,所

述第二功率开关管及第三功率开关管的DS极之间电压为零,因此第二及第三功率开关管是零电压开通,励磁电流先正后负,励磁电感不参与谐振,励磁电流线性下降,变压器上负下正,第一整流二极管关断、第二整流二极管开通,第二整流二极管电流上升后下降,为下一工作模态第一整流二极管零电流关断提供条件;

所述LLC谐振模块在第四工作模态时,所述第二功率开关管及第三功率开关管关断,所述第四功率开关管体内寄生输出电容电荷被谐振腔抽为零,所述第三功率开关管体内寄生输出电容电荷被谐振腔充满至电源电压,并且所述第一功率开关管及第四功率开关管寄生反并联二极管续流,所述第一功率开关管及第四功率开关管之间DS极之间的电压为零,为所述第一功率开关管及第四功率开关管零电压开通提供条件,变压器上正下负,第一整流二极管开通、第二整流二极管关断,由于上一工作模态的第二整流二极管电流下降为零,所以第二整流二极管零电流关断,第一整流二极管电流上升。

2. 根据权利要求1所述的基于CAN现场总线和LLC谐振变换器的脉冲MIG焊电源系统,其特征在于,所述DSP数字化控制模块采用TMS320F28335的数字信号处理器,该数字信号处理器内嵌事件管理器,其中,事件管理器具有脉冲频率调制单元。

3. 根据权利要求1所述的基于CAN现场总线和LLC谐振变换器的脉冲MIG焊电源系统,其特征在于,所述脉冲峰值模块中若干个子系统的正弦电流相位进行调节,增大功率输出的同时减轻电网负担。

4. 根据权利要求1所述的基于CAN现场总线和LLC谐振变换器的脉冲MIG焊电源系统,其特征在于,所述脉冲峰值模块中若干个子系统采用并联冗余配置方案。

5. 根据权利要求1所述的基于CAN现场总线和LLC谐振变换器的脉冲MIG焊电源系统,其特征在于,所述脉冲基值模块和所述脉冲峰值模块中功率变压器模块采用不同变比的变压器,所述不同变比的变压器实现脉冲基值模块低电压满载输出和脉冲峰值模块高电压满载输出。

6. 一种根据权利要求1至5任一所述的基于CAN现场总线和LLC谐振变换器的脉冲MIG焊电源系统的控制方法,其特征在于,所述的控制方法包括如下步骤:

焊接电源经过初始化并与人机界面验证通信后,焊接电源判断焊枪开关断合,若焊枪开关闭合则执行下一步骤,否则继续等待下一次人机交互指令;

进行气阀送气,再慢送丝引弧,检测电流是否超过一定阈值,若未超过阈值,则继续重复慢送丝引弧,并检测电流,若超过一定阈值,则进入脉冲基值和峰值切换时序控制,以及脉冲基值模块恒流和脉冲峰值模块并联均流恒流控制;

脉冲基值模块根据脉冲时序通过CAN现场总线实现对脉冲基值模块和脉冲峰值模块满载输出的开关切换,当脉冲峰值输出时,脉冲峰值模块中若干个子系统同时工作,输出脉冲峰值电压和脉冲峰值电流,此阶段脉冲基值模块无输出;当脉冲基值输出时,脉冲基值模块中一个子系统工作,输出脉冲基值电压和脉冲基值电流,此阶段脉冲峰值模块无输出,从而保证所有子系统LLC谐振模块工作于谐振频率最佳工作点,工作于谐振频率最佳工作点时,LLC谐振模块的增益和负载无关,原边电流接近正弦电流、原边MOSFET功率开关管实现零电压开通、副边整流二极管实现零电流关断;

在焊接过程中,焊接电源与人机界面通信和不断检测焊枪开关信号,当检测到焊枪断开信号后,焊接电源进入收弧控制并发送收弧信号,进入收弧阶段。

## 基于CAN现场总线和LLC谐振变换器的脉冲MIG焊电源系统及其控制方法

### 技术领域

[0001] 本发明涉及焊接电源技术领域,具体涉及一种基于CAN现场总线和LLC谐振变换器的脉冲MIG焊电源系统及其控制方法。

### 背景技术

[0002] 脉冲MIG焊技术较多用于高性能的自动焊场合,它集高效优质和自动化于一体,它的突出优点表现为:焊接电流调节范围比较宽,包括短路过渡到喷射过渡的所有电流区域,既能焊接厚板,也能焊接薄板,焊接薄板时与短路过渡比较熔透性好、变形小、焊接效率高;采用脉冲电流后,可采用较小的平均电流进行焊接,平均电流比GMAW焊时的连续电流喷射过渡的临界电流低,因此母材的热输入量低,焊接变形小,适用于全位置焊接;熔滴过渡过程可控性比较强;焊接时无飞溅(或基本无飞溅)、弧长短,轴向性好、熔敷效率高、焊缝成形好,焊缝表面宽而平坦、焊接烟尘小。因此脉冲MIG焊在生产上得到了重视,特别是机器人焊接时对焊接质量和精度要求比较高的场合更是如此。在今后一段时间内,脉冲MIG焊将在主要工业国家的焊接中进一步代替手工焊和CO<sub>2</sub>焊,应用范围将越来越广泛。

[0003] 近年来随着市场竞争的日趋激烈,提高焊接生产率、保证产品质量、实现焊接生产的自动化、智能化越来越得到焊接生产企业的重视,特别是机器人焊接时对焊接质量和精度要求比较高的场合更是如此。加上现代人工智能技术、数字化信息处理技术、计算机视觉技术等高新技术的融入,也促使脉冲MIG焊技术正朝着焊接高速高效化、焊接控制数字化、控制系统智能化方向发展。

[0004] 目前脉冲MIG焊电源主电路可分为硬开关和移相全桥软开关形式。硬开关电路功率器件开通和关断的过程中电压和电流会有一部分相交重叠在一起,造成开关损耗,导致效率低,带来电磁污染,因此每个功率器件都需要外接缓冲吸收电路,导致电路繁杂。移相全桥软开关电路在开关管开通阶段使用移相控制,让电流滞后电压,可以实现功率开关管零电压开通,但存在轻载时滞后桥臂难以实现软开关;且副边整流二极管不能实现零电流关断,造成开关损耗,存在反向恢复问题并导致振铃电压尖峰难以处理,恶化整机可靠性,因此副边整流二极管需要外接缓冲吸收电路;当重载时,原边电流过大导致的副边占空比丢失更加严重,使得电源能量没有得到充分的利用,并使得电压振铃进一步加剧。这使得电源效率没有得到充分利用,大大增加电能的损耗,愈发跟不上当前市场上要求越来越高的节能化需求。

[0005] 与硬开关和移相全桥软开关技术相比较,LLC谐振变换器不但具有原边MOSFET功率开关管零电压开通特性,同时能实现副边整流二极管的零电流关断和低耐压要求,副边整流二极管零电流关断克服反向恢复损耗,产生的电磁干扰小,容易解决传导和辐射问题,而且其掉电维持时间特性比较好,损耗低,转换效率更高。

[0006] 当LLC谐振变换器工作在谐振频率时,其增益和负载无关,在这个工作条件下,原边的电流接近正弦电流、原边MOSFET功率开关管可以实现零电压开通、副边整流二极管可

以实现零电流关断,原副边的功率器件都得到最优的利用,效率最高,电磁干扰也最小,谐振频率为LLC谐振电路的最佳工作点。

[0007] LLC谐振模块采用的功率开关管为MOSFET场效应管,因受到半导体功率器件容量的限制和高频变压器磁性材料的制约,单个子系统的输出功率不大,需要通过子系统并联实现大功率输出。如果让并联的每个子系统都工作于谐振频率最佳工作点,每个子系统满载输出,效率最高,将能充分发挥LLC谐振变换器的高效率和小电磁干扰的优势。

[0008] 目前市面上缺乏一种能够实现脉冲MIG焊的同时实现焊接电源原边MOSFET功率开关管零电压开通和副边整流二极管零电流关断,从而减少开关损耗,降低电磁污染,提高电源效率的脉冲MIG焊电源。

[0009] 由此可见,现有的脉冲MIG焊电源系统,主要有以下几个方面的缺点:(1)电磁污染严重。(2)电源效率低。(3)输出功率小。

## 发明内容

[0010] 为了克服现有技术存在的缺点与不足,本发明提供一种基于CAN现场总线和LLC谐振变换器的脉冲MIG焊电源系统及其控制方法。

[0011] 本发明的第一个目的采用如下技术方案:

[0012] 一种基于CAN现场总线和LLC谐振变换器的脉冲MIG焊电源系统,包括三相交流输入电网、焊接电源、电弧负载和人机界面模块;

[0013] 所述焊接电源由脉冲峰值模块和脉冲基值模块组成,脉冲峰值模块由若干个子系统并联组成,脉冲基值模块由一个子系统组成,所述子系统包括主电路、驱动模块、故障保护模块、电压电流检测模块和控制模块,所述控制模块包括DSP数字化控制模块,所述DSP数字化控制模块分别与故障保护模块、驱动模块和电压电流检测模块相连接,所述故障保护模块及电压电流检测模块分别与主电路的输入端及输出端连接;

[0014] 所述主电路包括依次连接的输入整流滤波模块、LLC谐振模块、功率变压器模块和输出整流滤波模块,所述输入整流滤波模块与三相交流输入电网连接,所述输出整流滤波模块与电弧负载连接;

[0015] 脉冲峰值模块中若干个子系统与脉冲基值模块中子系统的控制模块通过CAN现场总线相连,脉冲基值模块与人机界面模块通过CAN现场总线连接。

[0016] 脉冲基值模块根据脉冲时序通过CAN现场总线实现对脉冲基值模块和脉冲峰值模块满载输出的开关切换。脉冲峰值输出时,脉冲峰值模块中若干个子系统同时工作,输出脉冲峰值电压和脉冲峰值电流,此阶段脉冲基值模块无输出;脉冲基值输出时只有脉冲基值模块中一个子系统工作,输出脉冲基值电压和脉冲基值电流,此阶段脉冲峰值模块无输出,从而保证所有子系统LLC谐振模块工作于谐振频率最佳工作点。工作于谐振频率最佳工作点时,LLC谐振模块的增益和负载无关,原边电流接近正弦电流、原边MOSFET功率开关管可以实现零电压开通、副边整流二极管可以实现零电流关断,原副边的功率器件都得到最优的利用,效率最高,电磁干扰也最小。

[0017] 所述DSP数字化控制模块采用TMS320F28335的数字信号处理器,所述数字信号处理器内嵌事件管理器,所述事件管理器具有脉冲频率调制单元。

[0018] 所述LLC谐振模块由逆变网络和LLC谐振网络构成,所述逆变网络由四个功率开关

管和第一电容构成；

[0019] 所述LLC谐振网络包括谐振电感、励磁电感和谐振电容，所述谐振电感、励磁电感、谐振电容和等效负载一起构成谐振腔，所述等效负载是由功率变压器模块、输出整流滤波模块和电弧负载构成。

[0020] 所述故障保护模块包括相互连接的过压检测电路、欠压检测电路、过流检测电路、过温检测电路和门电路。

[0021] 所述输出整流滤波模块包括第一整流二极管、第二整流二极管和第二电容。

[0022] 所述LLC谐振模块工作于谐振频率最佳工作点，工作在四个不同的工作模态上：

[0023] 所述LLC谐振模块在第一工作模态时，所述第一及第四功率开关管开通，所述三相交流输入电网为谐振腔提供能量，谐振电流流经第一及第四功率开关管，变压器原边提供给负载的电流等于谐振电流减去励磁电流，励磁电流先负后正，所述变压器副边电压上正下负，所述第一整流二极管开通，第二整流二极管关断，所述励磁电感被输出电压箝位，不参与谐振过程，所述励磁电流线性上升；

[0024] 所述LLC谐振模块在第二工作模态时，所述第一及第四功率开关管关断，所述第三功率开关管体内寄生输出电容电荷被谐振腔抽为零，所述第四功率开关管体内寄生输出电容电荷被谐振腔充满至电源电压，并且所述第二及第三功率开关管寄生反并联二极管续流，所述第二及第三功率开关管之间DS极之间的电压为零，为实现第二及第三功率开关管零电压开通创造了条件，所述变压器原边电压极性转换，下正上负，所述第二整流二极管开始开通，励磁电感重新被副边输出电压箝位，不参与谐振过程；

[0025] 所述LLC谐振模块在第三工作模态时，所述第二及第三功率开关管开通，所述第二及第三功率开关管的DS极之间电压为零，因此第二及第三功率开关管是零电压开通，励磁电流先正后负，励磁电感不参与谐振，励磁电流线性下降，变压器上负下正，第一整流二极管关断、第二整流二极管开通，第二整流二极管电流上升后下降，为下一工作模态第一整流二极管零电流关断提供条件；

[0026] 所述LLC谐振模块在第四工作模态时，所述第二及第三功率开关管关断，所述第四功率开关管体内寄生输出电容电荷被谐振腔抽为零，所述第三功率开关管体内寄生输出电容电荷被谐振腔充满至电源电压，并且所述第一及第四功率开关管寄生反并联二极管续流，所述第一及第四功率开关管之间DS极之间的电压为零，为所述第一及第四功率开关管零电压开通提供条件，变压器上正下负，第一整流二极管开通、第二整流二极管关断，由于上一工作模态的第二整流二极管电流下降为零，所以第二整流二极管零电流关断，第一整流二极管电流上升。

[0027] 所述脉冲峰值模块中若干个子系统的正弦电流相位进行调节，增大功率输出的同时减轻电网负担。

[0028] 所述脉冲峰值模块中若干个子系统采用并联冗余配置方案，即使在单个子系统故障情况下也不会影响脉冲MIG焊电源系统的正常工作，进一步提高了总系统冗余程度和可靠性。

[0029] 所述脉冲基值模块和所述脉冲峰值模块中功率变压器模块采用不同变比的变压器，所述不同变比的变压器实现脉冲基值模块低电压满载输出和脉冲峰值模块高电压满载输出。

[0030] 所述脉冲基值模块根据脉冲时序通过CAN现场总线实现对脉冲基值模块和脉冲峰值模块满载输出的开关切换。脉冲峰值输出时,脉冲峰值模块中若干个子系统同时工作,输出脉冲峰值电压和脉冲峰值电流,此阶段脉冲基值模块无输出;脉冲基值输出时只有脉冲基值模块一个子系统工作,输出脉冲基值电压和脉冲基值电流,此阶段脉冲峰值模块无输出,从而保证所有子系统LLC谐振模块工作于谐振频率最佳工作点。工作于谐振频率最佳工作点时,LLC谐振模块的增益和负载无关,原边电流接近正弦电流、原边MOSFET功率开关管可以实现零电压开通、副边整流二极管可以实现零电流关断,原副边的功率器件都得到最优的利用,效率最高,电磁干扰也最小。

[0031] 本发明的第二个目的采用如下技术方案:

[0032] 一种基于CAN现场总线和LLC谐振变换器的脉冲MIG焊电源系统的控制方法,该控制方法步骤如下:

[0033] 焊接电源经过初始化并与人机界面验证通信后,焊接电源判断焊枪开关断合,若焊枪开关闭合则执行下一步骤,否则继续等待下一次人机交互指令;

[0034] 进行气阀送气,再慢送丝引弧,检测电流是否超过一定阈值,若未超过阈值,则继续重复慢送丝引弧,并检测电流,若超过一定阈值,则进入脉冲基值和峰值切换时序控制,以及脉冲基值模块恒流和脉冲峰值模块并联均流恒流控制;

[0035] 脉冲基值模块根据脉冲时序通过CAN现场总线实现对脉冲基值模块和脉冲峰值模块满载输出的开关切换,当脉冲峰值输出时,脉冲峰值模块中若干个子系统同时工作,输出脉冲峰值电压和脉冲峰值电流,此阶段脉冲基值模块无输出;当脉冲基值输出时,脉冲基值模块中一个子系统工作,输出脉冲基值电压和脉冲基值电流,此阶段脉冲峰值模块无输出,从而保证所有子系统LLC谐振模块工作于谐振频率最佳工作点,工作于谐振频率最佳工作点时,LLC谐振模块的增益和负载无关,原边电流接近正弦电流、原边MOSFET功率开关管实现零电压开通、副边整流二极管实现零电流关断;

[0036] 在焊接过程中,焊接电源与人机界面通信和不断检测焊枪开关信号,当检测到焊枪断开信号后,焊接电源进入收弧控制并发送收弧信号,进入收弧阶段。

[0037] 本发明的有益效果:

[0038] 本发明能够实现脉冲MIG焊脉冲峰值和脉冲基值输出时,LLC谐振变换器工作于谐振频率最佳工作点,原边电流接近正弦电流,电磁干扰小,使得系统稳定而可靠,同时实现原边MOSFET功率开关管零电压开通和副边整流二极管零电流关断,原副边的功率器件都得到最优的利用,从而减少开关损耗,提高电源效率。

## 附图说明

[0039] 图1是本发明的电路结构示意图;

[0040] 图2是本发明的主电路原理图;

[0041] 图3是本发明脉冲峰值模块和脉冲基值模块的DSP数字化控制模块与人机界面模块CAN现场总线通信示意图;

[0042] 图4是本发明的驱动模块原理图;

[0043] 图5是本发明的脉冲周期时序图。

[0044] 图6是本发明的DSP数字化控制模块流程图。

## 具体实施方式

[0045] 下面结合实施例及附图,对本发明作进一步地详细说明,但本发明的实施方式不限于此。

### [0046] 实施例

[0047] 如图1所示,一种基于LLC谐振变换器的并联式大功率焊接电源系统,包括三相交流输入电网110、焊接电源、电弧负载300和人机界面模块200;

[0048] 所述焊接电源由脉冲峰值模块1和脉冲基值模块2组成,脉冲峰值模块1由若干个子系统10并联组成,脉冲基值模块2由一个子系统20组成。所述子系统包括主电路、驱动模块103、故障保护模块102、电压电流检测模块108和控制模块101,所述控制模块101包括DSP数字化控制模块,所述DSP数字化控制模块的输入端分别与故障保护模块102和电压电流检测模块108的输出端相连接,其输出端与驱动模块103的输入端连接。

[0049] 所述主电路包括依次连接的输入整流滤波模块104、LLC谐振模块105、功率变压器模块106和输出整流滤波模块107,所述输入整流滤波模块104的输入端与三相交流输入电网110连接,所述输出整流滤波模块107的输出端与电弧负载300连接;所述故障保护模块102的输入端与输入整流滤波模块104的输入端连接,所述输出整流滤波模块107的输出端与电压电流检测模块108的输入端连接。

[0050] 脉冲峰值模块1中若干个子系统10与脉冲基值模块2中子系统20的控制模块101通过CAN现场总线相连,脉冲基值模块2与人机界面模块200通过CAN现场总线连接。

[0051] 脉冲基值模块2根据脉冲时序通过CAN现场总线实现对脉冲基值模块2和脉冲峰值模块1满载输出的开关切换。脉冲峰值输出时,脉冲峰值模块1若干个子系统同时工作,输出脉冲峰值电压和脉冲峰值电流,此阶段脉冲基值模块2无输出;脉冲基值输出时只有脉冲基值模块2中一个子系统20工作,输出脉冲基值电压和脉冲基值电流,此阶段脉冲峰值模块1无输出,从而保证所有子系统中LLC谐振模块105工作于谐振频率最佳工作点。工作于谐振频率最佳工作点时,LLC谐振模块105的增益和负载无关,原边电流接近正弦电流、原边MOSFET功率开关管可以实现零电压开通、副边整流二极管可以实现零电流关断,原副边的功率器件都得到最优的利用,效率最高,电磁干扰也最小。

[0052] 所述DSP数字化控制模块采用TMS320F28335的数字信号处理器,该数字信号处理器内嵌事件管理器,其中,事件管理器具有脉冲频率调制单元。

[0053] 所述故障保护模块102包括相互连接的过压检测电路、欠压检测电路、过流检测电路、过温检测电路和门电路。

[0054] 所述输出整流滤波模块107包括第一整流二极管 $D_1$ 、第二整流二极管 $D_2$ 和第二电容 $C_2$ 。

[0055] 所述LLC谐振模块105由逆变网络和LLC谐振网络构成,所述逆变网络由四个功率开关管和第一电容 $C_1$ 构成,所述四个功率开关管均为MOSFET管,分别为第一功率开关管 $V_1$ 、第二功率开关管 $V_2$ 、第三功率开关管 $V_3$ 及第四功率开关管 $V_4$ 。

[0056] 所述四个功率开关管由驱动模块提供PFM变频信号交替控制开通和关断,所述第一及第四功率开关管 $V_1$ 、 $V_4$ ,同时开通同时关断,所述第二及第三功率开关管 $V_2$ 、 $V_3$ ,同时开通同时关断,且 $V_1$ 与 $V_4$ 和 $V_2$ 与 $V_3$ 交替开通和关断,同一桥臂的两个功率开关管 $V_1$ 与 $V_3$ 之间和 $V_2$ 与 $V_4$ 之间存在死区时间,所述LLC谐振网络包括谐振电感 $L_r$ 、励磁电感 $L_m$ 和谐振电容 $C_r$ ,所

述谐振电感 $L_r$ 、励磁电感 $L_m$ 、谐振电容 $C_r$ 和等效负载一起组成谐振腔。

[0057] 本实施例中变压器是指功率变压器模块106,其中,脉冲基值模块2和脉冲峰值模块1中功率变压器模块106采用不同变比的变压器,所述不同变比的变压器实现脉冲基值模块低电压满载输出和脉冲峰值模块高电压满载输出。

[0058] 如图2所示,当所述LLC谐振模块105工作于谐振频率最佳工作点时,工作在四个不同的工作模态上:所述LLC谐振模块105在第一工作模态时,所述第一及第四功率开关管 $V_1$ 、 $V_4$ 开通,所述三相交流输入电网为谐振腔提供能量,谐振电流流经第一及第四功率开关管 $V_1$ 、 $V_4$ ,变压器原边提供给负载的电流等于谐振电流减去励磁电流,励磁电流先负后正,所述变压器副边电压上正下负,所述第一整流二极管 $D_1$ 开通,第二整流二极管 $D_2$ 关断,所述励磁电感 $L_m$ 被输出电压箝位,不参与谐振过程,所述励磁电流线性上升;所述LLC谐振模块在第二工作模态时,所述第一及第四功率开关管 $V_1$ 、 $V_4$ 关断,所述第三功率开关管 $V_3$ 体内寄生输出电容电荷被谐振腔抽为零,所述第四功率开关管 $V_4$ 体内寄生输出电容电荷被谐振腔充满至电源电压,并且所述第二及第三功率开关管 $V_2$ 与 $V_3$ 寄生反并联二极管续流,所述第二及第三功率开关管 $V_2$ 、 $V_3$ 之间DS极之间的电压为零,为实现第二及第三功率开关管 $V_2$ 、 $V_3$ 零电压开通创造了条件,所述变压器原边电压极性转换,下正上负,所述第二整流二极管 $D_2$ 开始开通,励磁电感 $L_m$ 重新被副边输出电压箝位,不参与谐振过程;所述LLC谐振模块在第三工作模态时,所述第二及第三功率开关管 $V_2$ 、 $V_3$ 开通,所述第二与第三功率开关管的DS极之间电压为零,因此第二及第三功率开关管 $V_2$ 、 $V_3$ 是零电压开通,励磁电流先正后负,励磁电感不参与谐振,励磁电流线性下降,变压器上负下正,第一整流二极管 $D_1$ 关断、第二整流二极管 $D_2$ 开通,第二整流二极管 $D_2$ 电流上升后下降,为下一工作模态第一整流二极管 $D_2$ 零电流关断提供条件;所述LLC谐振模块在第四工作模态时,所述第二与第三功率开关管 $V_2$ 与 $V_3$ 关断,所述第四功率开关管 $V_4$ 体内寄生输出电容电荷被谐振腔抽为零,所述第三功率开关管 $V_3$ 体内寄生输出电容电荷被谐振腔充满至电源电压,并且所述第一与第四功率开关管 $V_1$ 与 $V_4$ 寄生反并联二极管续流,为所述第一与第四功率开关管 $V_1$ 零电压开通提供条件,变压器上正下负,第一整流二极管 $D_1$ 开通、第二整流二极管 $D_2$ 关断,由于上一工作模态的第二整流二极管 $D_2$ 电流下降为零,所以第二整流二极管 $D_1$ 零电流关断,第一整流二极管 $D_1$ 电流上升。

[0059] 如图3所示,脉冲峰值模块1若干个子系统与脉冲基值模块2子系统的控制模块通过CAN现场总线相连,脉冲基值模块2与人机界面模块200通过CAN现场总线连接。脉冲基值模块2根据脉冲时序通过CAN现场总线实现对脉冲基值模块2和脉冲峰值模块1满载输出的开关切换。脉冲基值模块2和脉冲峰值模块1的各个子系统均包含DSP数字化协同控制模块,其核心都是一块美国TI公司的TMS320F28335高性能数字信号处理器芯片,所述脉冲峰值模块1若干个子系统的正弦电流相位进行调节,增大功率输出的同时减轻电网负担。所述脉冲峰值模块1若干个子系统采取并联冗余配置方案,即使在单个子系统故障情况下也不会影响焊接电源的正常工作,进一步提高了总系统输出功率和可靠性。

[0060] 所述人机界面模块200包括ARM芯片、控制器、驱动器和LCD屏。ARM芯片采用32位处理器STM32F103ZET6,作为人机界面的控制核心,实现人机交互、实时显示和监控,提高系统的智能性。

[0061] 图4是本发明中的MOSFET全桥LLC驱动电路原理图。驱动电路原边采用了高速MOSFET  $N_{1b} \sim N_{4b}$ 组成的图腾柱式推动结构,能对DSP数字化控制模块发送过来的驱动脉冲

PFM\_1和PFM\_2实现快速切换并加大驱动功率。驱动电路副边采用了稳压管 $D_{9b} \sim D_{10b}$ 、 $D_{16b} \sim D_{17b}$ 、 $D_{23b} \sim D_{24b}$ 、 $D_{30b} \sim D_{31b}$ 对驱动脉冲进行稳压钳位,以保证经过驱动变压器 $T_{1b}$ 和 $T_{2b}$ 转换得到的驱动脉冲幅值过高损坏变换器原边变换电路高压MOSFET  $V_1 \sim V_4$ ;电容 $C_{7b} \sim C_{10b}$ 对高压MOSFET  $V_1 \sim V_4$ 进行加速驱动,以尽量消除开通时刻MOSFET米勒效应带来的开通延时不利影响; $D_{13b}$ 与 $V_{1b}$ 、 $D_{20b}$ 与 $V_{2b}$ 、 $D_{27b}$ 与 $V_{3b}$ 、 $D_{34b}$ 与 $V_{4b}$ 组成的快速放电回路能在驱动脉冲关断时间加速脉冲后沿关断,消除关断时刻MOSFET米勒效应引起的二次开通。

[0062] 图5所示是本发明的脉冲周期时序图。一个脉冲周期包含2个阶段:脉冲峰值 $T_p$ 阶段和脉冲基值 $T_b$ 阶段。所述脉冲基值模块根据脉冲时序通过CAN现场总线实现对脉冲基值模块和脉冲峰值模块满载输出的开关切换。脉冲峰值 $T_p$ 阶段输出时,脉冲峰值模块中若干个子系统同时工作,输出脉冲峰值电压和脉冲峰值电流,此阶段脉冲基值模块无输出;脉冲基值 $T_b$ 阶段输出时只有脉冲基值模块一个子系统工作,输出脉冲基值电压和脉冲基值电流,此阶段脉冲峰值模块无输出,从而保证所有子系统LLC谐振模块工作于谐振频率最佳工作点。工作于谐振频率最佳工作点时,LLC谐振模块的增益和负载无关,原边电流接近正弦电流、原边MOSFET功率开关管可以实现零电压开通、副边整流二极管可以实现零电流关断,原副边的功率器件都得到最优的利用,效率最高,电磁干扰也最小。

[0063] 图6是本发明的DSP数字化控制模块程序流程图。焊接电源经过初始化并与人机界面验证通信后,焊接电源判断焊枪开关断合,若焊枪开关闭合则执行下一步骤,否则继续等待下一次人机交互指令;

[0064] 进行气阀送气,再慢送丝引弧,检测电流是否超过一定阈值,若未超过阈值,则继续重复慢送丝引弧,并检测电流,若超过一定阈值,则进入脉冲基值和峰值切换时序控制,以及脉冲基值模块恒流和脉冲峰值模块并联均流恒流控制;

[0065] 脉冲基值模块根据脉冲时序通过CAN现场总线实现对脉冲基值模块和脉冲峰值模块满载输出的开关切换,当脉冲峰值输出时,脉冲峰值模块中若干个子系统同时工作,输出脉冲峰值电压和脉冲峰值电流,此阶段脉冲基值模块无输出;当脉冲基值输出时,脉冲基值模块中一个子系统工作,输出脉冲基值电压和脉冲基值电流,此阶段脉冲峰值模块无输出,从而保证所有子系统LLC谐振模块工作于谐振频率最佳工作点,工作于谐振频率最佳工作点时,LLC谐振模块的增益和负载无关,原边电流接近正弦电流、原边MOSFET功率开关管实现零电压开通、副边整流二极管实现零电流关断;

[0066] 在焊接过程中,焊接电源与人机界面通信和不断检测焊枪开关信号,当检测到焊枪断开信号后,焊接电源进入收弧控制并发送收弧信号,进入收弧阶段。

[0067] 上述实施例为本发明较佳的实施方式,但本发明的实施方式并不受所述实施例的限制,其他的任何未背离本发明的精神实质与原理下所作的改变、修饰、替代、组合、简化,均应为等效的置换方式,都包含在本发明的保护范围之内。

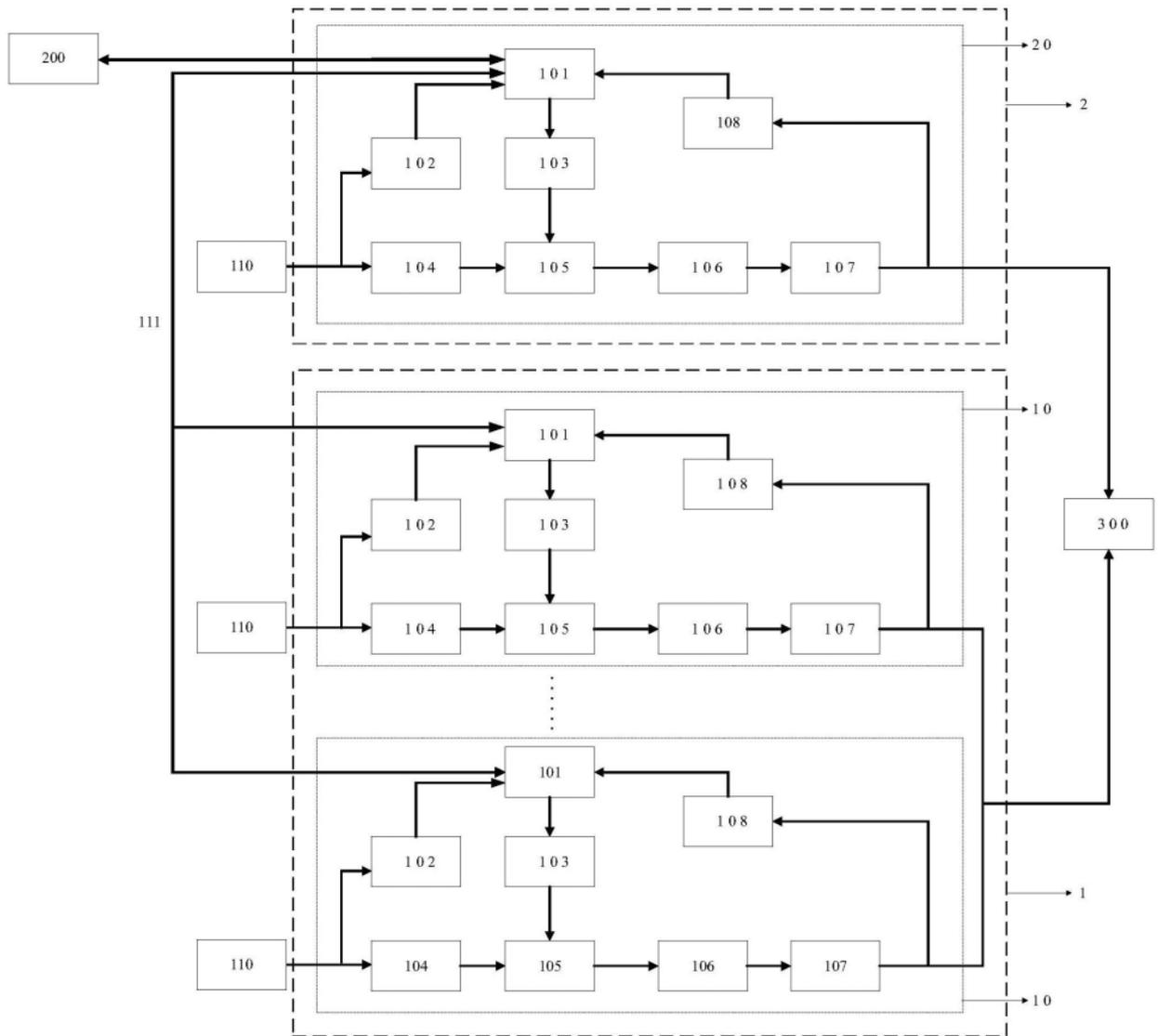


图1

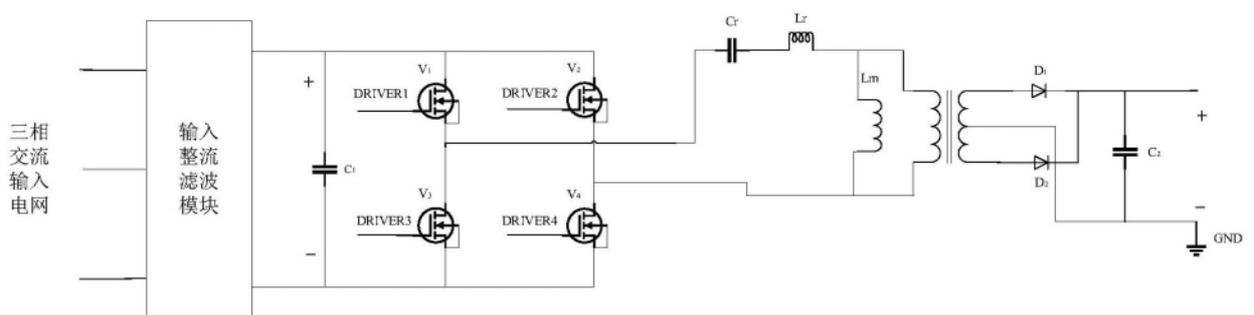


图2

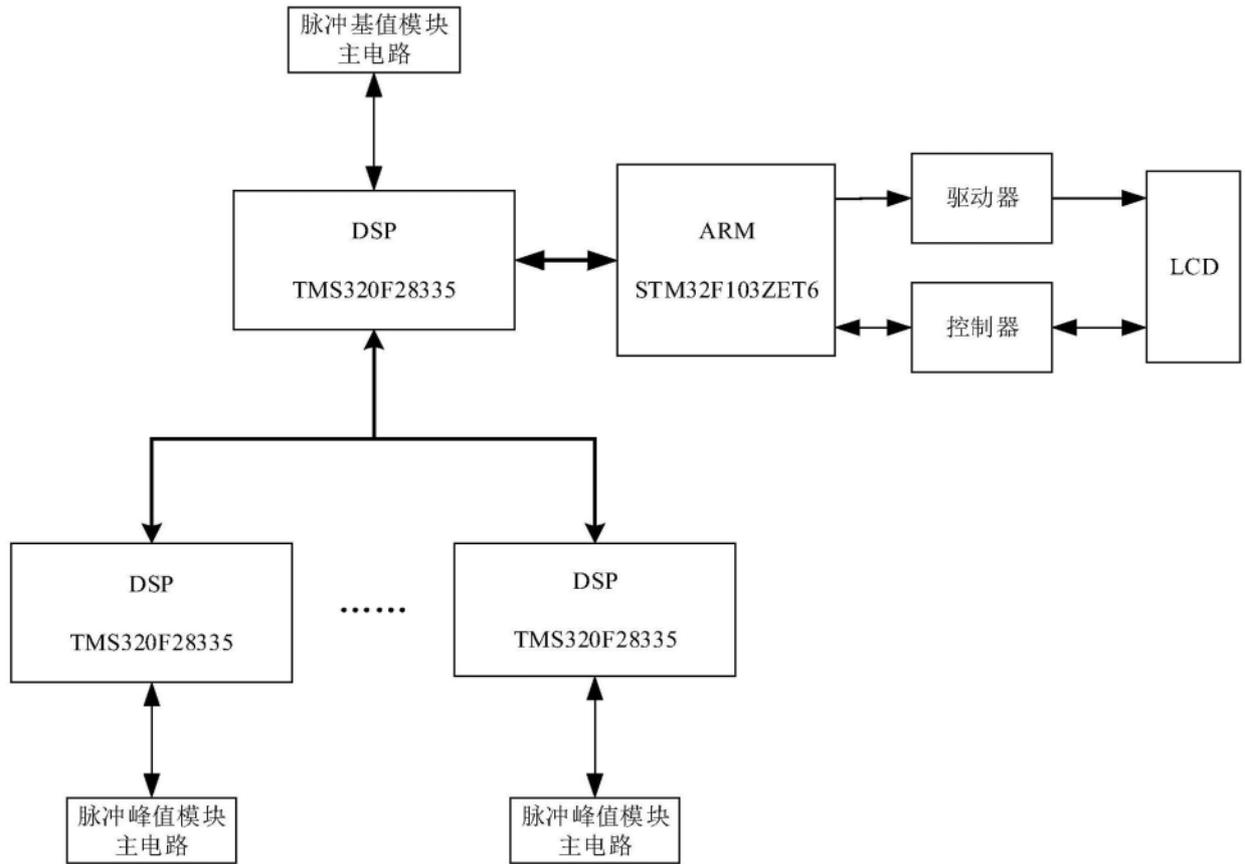


图3

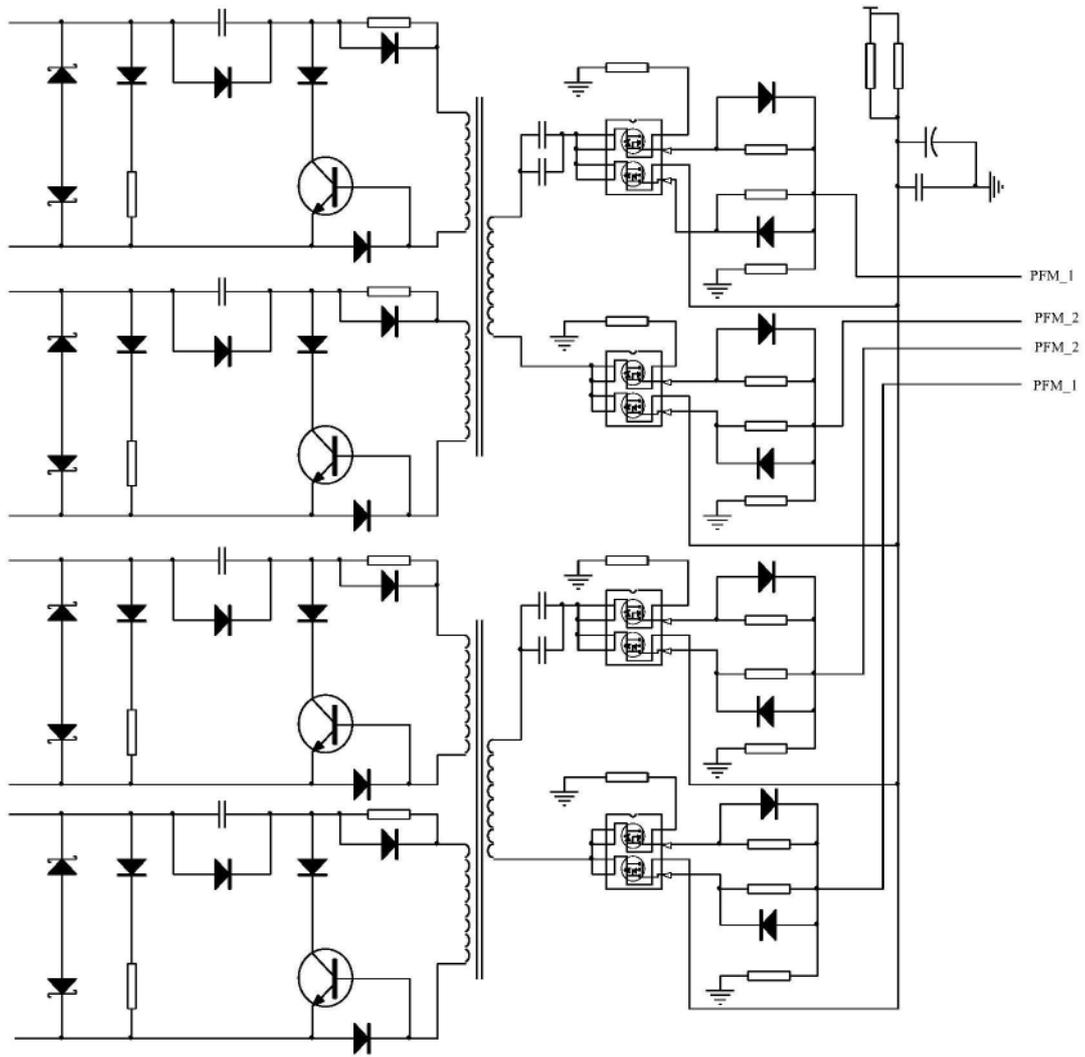


图4

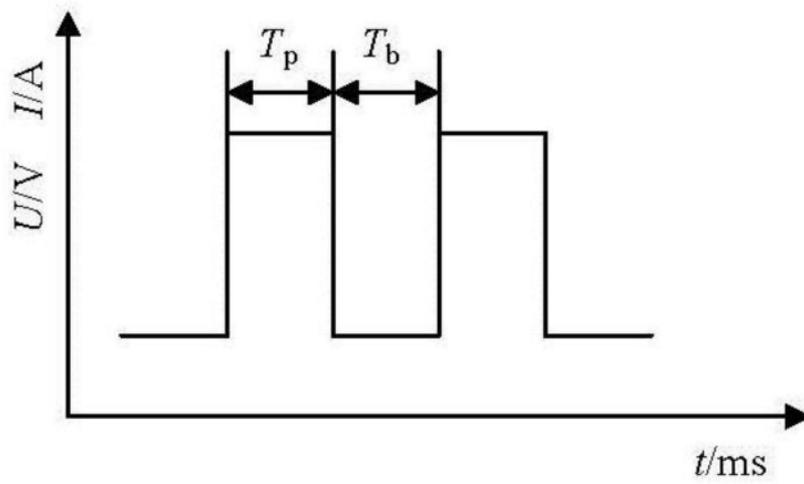


图5

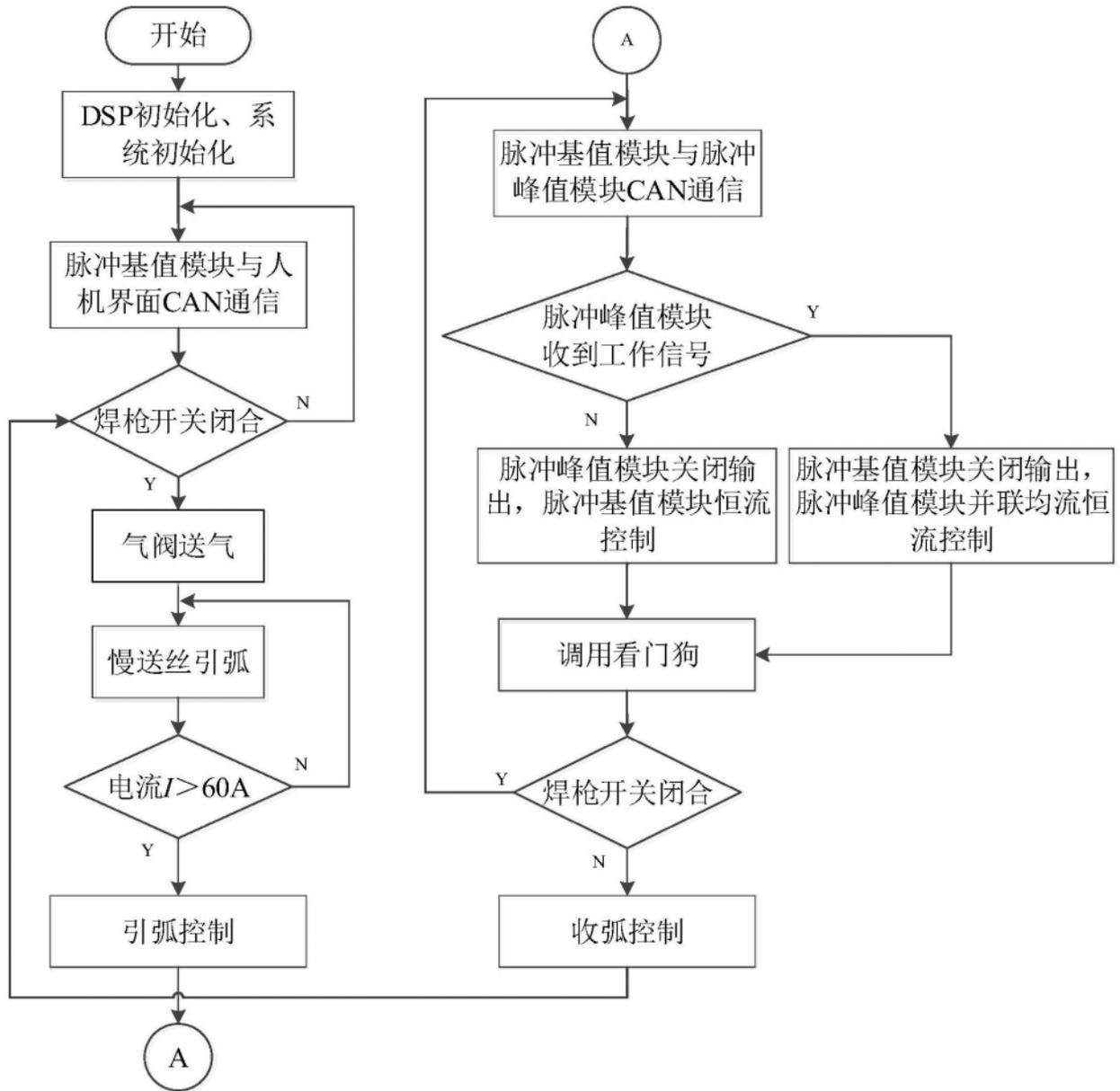


图6