



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 106559026 B

(45)授权公告日 2019.02.05

(21)申请号 201611088247.9

H02P 21/22(2016.01)

(22)申请日 2016.11.30

H02M 1/14(2006.01)

(65)同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 106559026 A

(56)对比文件

CN 106063113 A, 2016.10.26,

CN 106063113 A, 2016.10.26,

CN 202435262 U, 2012.09.12,

JP 4718041 B2, 2011.07.06,

CN 101212196 A, 2008.07.02,

CN 1516918 A, 2004.07.28,

CN 102017395 A, 2011.04.13,

(43)申请公布日 2017.04.05

(73)专利权人 广东美的制冷设备有限公司

地址 528311 广东省佛山市顺德区北滘镇

美的大道6号美的总部大楼B区26-28

楼

审查员 贾贺帅

(72)发明人 霍军亚

(74)专利代理机构 深圳市世纪恒程知识产权代

理事务所 44287

代理人 胡海国

(51)Int.Cl.

H02P 27/08(2006.01)

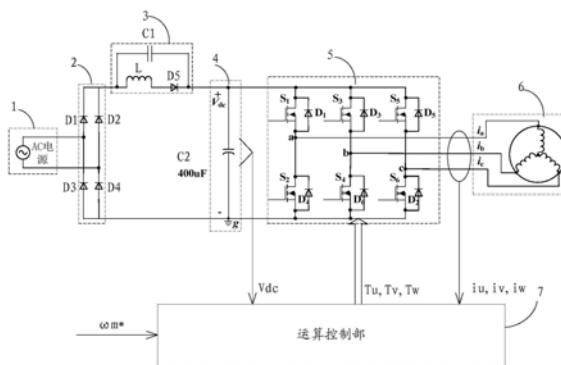
权利要求书2页 说明书11页 附图3页

(54)发明名称

一种电机驱动系统的控制方法、控制装置和变频空调器

(57)摘要

本发明提供的电机驱动系统的控制方法、控制装置和变频空调器,通过检测直流母线电压值以及驱动电机的三相电流值,并根据直流母线电压获取平均电压值,进而根据直流母线电压值和平均电压值获取电压波动量,最后根据电压波动量、直流母线电压值和三相电流值生成控制信号对所述电机驱动系统的逆变器进行控制,以驱动电机运行,本发明提供的控制方法能够实时检测直流母线电压的波动,并通过检测波动来实时调节电机驱动系统中的Iq电流值,从而减小直流母线电压的波动量。



1. 一种电机驱动系统的控制方法,所述电机驱动系统包括整流器、无源PFC电路、直流平滑电路、逆变器、运算控制部及电机,所述整流器对交流输入电压进行全波整流,所述无源PFC电路具有与所述整流器输出端串联的电抗器,所述交流输入电压通过所述整流器、无源PFC电路、直流平滑电路输出直流母线电压为所述逆变器提供电源,所述运算控制部对逆变器进行控制以驱动电机运行,其特征在于,所述控制方法包括以下步骤:

检测直流母线电压值以及驱动电机的三相电流值;

根据所述直流母线电压值获取平均电压值;

根据所述直流母线电压值和平均电压值获取电压波动量;

根据所述电压波动量、直流母线电压值和三相电流值生成控制信号,以对所述电机驱动系统的逆变器进行控制,以驱动电机运行;

根据所述电压波动量、直流母线电压值和三相电流值生成控制信号对所述电机驱动系统的逆变器进行控制,具体包括:

获取q轴电流初始值;

根据所述电压波动量计算q轴电流补偿量,并根据所述q轴电流补偿量和q轴电流初始值相加,获得q轴给定电流值;

根据所述直流母线电压值和逆变器的输出电压幅值获得d轴给定电流值;

对所述三相电流进行坐标变换获得d轴实际电流值和q轴实际电流值;

分别对所述d轴给定电流值和d轴实际电流值以及q轴给定电流值和q轴实际电流值进行计算得到d轴给定电压值和q轴给定电压值;

根据所述d轴给定电压值、q轴给定电压值、直流母线电压值和电机转子角度估算值生成PWM控制信号,以对逆变器进行控制。

2. 如权利要求1所述的电机驱动系统的控制方法,其特征在于,所述获取q轴电流初始值步骤包括:

根据电机目标转速值和电机实际机械转速值进行差值计算再进行PI控制得到q轴电流初始值。

3. 如权利要求1所述的电机驱动系统的控制方法,其特征在于,所述根据直流母线电压值和逆变器的输出电压幅值获得d轴给定电流值步骤包括:

根据前一次的d轴给定电压值和q轴给定电压值计算得到所述逆变器的输出电压幅值;

根据直流母线电压值计算得到逆变器的最大输出电压值;

根据逆变器的最大输出电压值和所述逆变器的输出电压幅值计算得到d轴电流初始值;

对所述d轴电流初始值进行限幅处理获得所述d轴给定电流值。

4. 如权利要求1所述的电机驱动系统的控制方法,其特征在于,所述根据电压波动量计算q轴电流补偿量步骤包括:

根据电压波动量进行PI控制以获得q轴电流补偿量。

5. 一种电机驱动系统的控制装置,其特征在于,所述控制装置包括:

电流检测模块,用于检测驱动电机的三相电流值;

电压检测模块,用于检测所述电机驱动系统的直流母线电压值;

平均电压获取模块,用于根据所述直流母线电压值获取平均电压值;

电压波动量获取模块,用于根据所述直流母线电压值和平均电压值获取电压波动量;  
控制信号生成模块,根据所述电压波动量、直流母线电压值和三相电流值生成控制信号以对所述电机驱动系统的逆变器进行控制,以驱动电机运行;

所述控制信号生成模块具体包括:

q轴电流补偿计算单元,用于根据所述电压波动量计算q轴电流补偿量;

q轴电流初始值获取单元,用于根据电机目标转速值和电机实际转速估算值进行差值计算再进行PI控制获得q轴电流初始值;

q轴给定电流值运算单元,用于根据所述q轴电流补偿量和q轴电流初始值相加,获得q轴给定电流值;

d轴给定电流值运算单元,用于根据所述直流母线电压值和逆变器的输出电压幅值计算得到d轴给定电流值;

dq轴电流运算单元,用于对所述三相电流进行坐标变换获得d轴实际电流值和q轴实际电流值;

dq轴电压运算单元,用于分别对d轴给定电流值和d轴实际电流值以及q轴给定电流值和q轴实际电流值进行计算获得d轴给定电压值和q轴给定电压值;

PWM运算单元,用于根据d轴给定电压值、q轴给定电压值、直流母线电压值和电机转子角度估算值生成PWM控制信号对逆变器进行控制。

6. 如权利要求5所述的电机驱动系统的控制装置,其特征在于,所述q轴电流补偿计算单元还用于:

根据电压波动量进行PI控制以获得q轴电流补偿量。

7. 如权利要求5所述的电机驱动系统的控制装置,其特征在于,所述d轴给定电流值运算单元具体包括:

电压幅值计算子单元,用于根据前一次的d轴给定电压值和q轴给定电压值计算得到所述逆变器的输出电压幅值;

最大输出电压值计算子单元,用于根据直流母线电压值计算得到逆变器的最大输出电压值;

弱磁控制子单元,用于根据所述逆变器的最大输出电压和逆变器的输出电压幅值计算得到d轴电流初始值;

限幅子单元,用于对所述d轴电流初始值进行限幅处理获得所述d轴给定电流值。

8. 一种变频空调器,其特征在于,所述变频空调器包括权利要求5-7任一项所述的电机驱动系统的控制装置。

## 一种电机驱动系统的控制方法、控制装置和变频空调器

### 技术领域

[0001] 本发明涉及电机控制技术领域,尤其涉及一种电机驱动系统的控制方法、控制装置和变频空调器。

### 背景技术

[0002] 电机驱动系统中,常规无源PFC(功率因素校正)方案变频驱动器由于具备低成本高可靠性的优点得到广泛的应用,其无源PFC方案是利用全桥将交流电压整流后,再通过大电解电容的平滑作用使直流母线电压处于稳定状态,但是当驱动电机的负载加大使得逆变器部分需要输出大功率时,直流母线电压上出现与输入电源交流电压相位相同的纹波即出现电压波动,而纹波电压会影响大电解电容的工作寿命,进而影响变频驱动器的工作稳定性。

[0003] 为了保证大电解电容满足变频控制稳定性的需求,目前主要通过以下两种方法实现:(1)降低变频控制器的输出功率;(2)增加大电解电容的容量。但是通过降低变频控制器的输出功率,无法在负载加大的情况下获得稳定的大功率输出;而增加大电解电容的容量又相应的增加了成本。

[0004] 上述内容仅用于辅助理解本发明的技术方案,并不代表承认上述内容是现有技术。

### 发明内容

[0005] 本发明的主要目的在于提供一种电机驱动系统的控制方法,目的在于解决无源PFC方案的电机驱动系统中,由于输出功率的增加产生纹波,从而导致电解电容寿命缩短影响电机驱动系统的工作稳定性。

[0006] 为实现上述目的,本发明提供一种电机驱动系统的控制方法,所述电机驱动系统包括整流器、无源PFC电路、直流平滑电路、逆变器、运算控制部及电机,所述整流器对交流输入电压进行全波整流,所述无源PFC电路具有与所述整流器输出端串联的电抗器,所述交流输入电压通过所述整流器、无源PFC电路、直流平滑电路输出直流母线电压为所述逆变器提供电源,所述运算控制部对逆变器进行控制以驱动电机运行,所述控制方法包括以下步骤:

[0007] 检测直流母线电压值以及驱动电机的三相电流值;

[0008] 根据所述直流母线电压值获取平均电压值;

[0009] 根据所述直流母线电压值和平均电压值获取电压波动量;

[0010] 根据所述电压波动量、直流母线电压值和三相电流值生成控制信号,以对所述电机驱动系统的逆变器进行控制,以驱动电机运行;

[0011] 根据所述电压波动量、直流母线电压值和三相电流值生成控制信号对所述电机驱动系统的逆变器进行控制,具体包括:

[0012] 获取q轴电流初始值;

- [0013] 根据所述电压波动量计算q轴电流补偿量,并根据所述q轴电流补偿量和q轴电流初始值相加,获得q轴给定电流值;
- [0014] 根据所述直流母线电压值和逆变器的输出电压幅值获得d轴给定电流值;
- [0015] 对所述三相电流进行坐标变换获得d轴实际电流值和q轴实际电流值;
- [0016] 分别对所述d轴给定电流值和d轴实际电流值以及q轴给定电流值和q轴实际电流值进行计算得到d轴给定电压值和q轴给定电压值;
- [0017] 根据所述d轴给定电压值、q轴给定电压值、直流母线电压值和电机转子角度估算值生成PWM控制信号,以对逆变器进行控制。
- [0018] 优选地,所述获取q轴电流初始值步骤包括:
- [0019] 根据电机目标转速值和电机实际机械转速值进行差值计算再进行PI控制得到q轴电流初始值。
- [0020] 优选地,所述根据直流母线电压值和逆变器的输出电压幅值获得d轴给定电流值步骤包括:
- [0021] 根据前一次的d轴给定电压值和q轴给定电压值计算得到所述逆变器的输出电压幅值;
- [0022] 根据直流母线电压值计算得到逆变器的最大输出电压值;
- [0023] 根据逆变器的最大输出电压值和所述逆变器的输出电压幅值计算得到d轴电流初始值;
- [0024] 对所述d轴电流初始值进行限幅处理获得所述d轴给定电流值。
- [0025] 优选地,所述根据电压波动量计算q轴电流补偿量步骤包括:
- [0026] 根据电压波动量进行PI控制以获得q轴电流补偿量。
- [0027] 本发明还提出一种电机驱动系统的控制装置,所述控制装置包括:
- [0028] 电流检测模块,用于检测驱动电机的三相电流值;
- [0029] 电压检测模块,用于检测所述电机驱动系统的直流母线电压值;
- [0030] 平均电压获取模块,用于根据所述直流母线电压值获取平均电压值;
- [0031] 电压波动量获取模块,用于根据所述直流母线电压值和平均电压值获取电压波动量;
- [0032] 控制信号生成模块,根据所述电压波动量、直流母线电压值和三相电流值生成控制信号以对所述电机驱动系统的逆变器进行控制,以驱动电机运行;
- [0033] 所述控制信号生成模块具体包括:
- [0034] q轴电流补偿计算单元,用于根据所述电压波动量计算q轴电流补偿量;
- [0035] q轴电流初始值获取单元,用于根据电机目标转速值和电机实际转速估算值进行差值计算再进行PI控制获得q轴电流初始值;
- [0036] q轴给定电流值运算单元,用于根据所述q轴电流补偿量和q轴电流初始值相加,获得q轴给定电流值;
- [0037] d轴给定电流值运算单元,用于根据所述直流母线电压值和逆变器的输出电压幅值计算得到d轴给定电流值;
- [0038] dq轴电流运算单元,用于对所述三相电流进行坐标变换获得d轴实际电流值和q轴实际电流值;

[0039] dq轴电压运算单元,用于分别对d轴给定电流值和d轴实际电流值以及q轴给定电流值和q轴实际电流值进行计算获得d轴给定电压值和q轴给定电压值;

[0040] PWM运算单元,用于根据d轴给定电压值、q轴给定电压值、直流母线电压值和电机转子角度估算值生成PWM控制信号对逆变器进行控制。

[0041] 优选地,所述q轴电流补偿计算单元还用于:

[0042] 根据电压波动量进行PI控制以获得q轴电流补偿量。

[0043] 优选地,所述d轴给定电流值运算单元具体包括:

[0044] 电压幅值计算子单元,用于根据前一次的d轴给定电压值和q轴给定电压值计算得到所述逆变器的输出电压幅值;

[0045] 最大输出电压值计算子单元,用于根据直流母线电压值计算得到逆变器的最大输出电压值;

[0046] 弱磁控制子单元,用于根据所述逆变器的最大输出电压和逆变器的输出电压幅值计算得到d轴电流初始值;

[0047] 限幅子单元,用于对所述d轴电流初始值进行限幅处理获得所述d轴给定电流值。

[0048] 本发明还提出一种变频空调器,所述变频空调器包括权利要求5-7任一项所述的电机驱动系统的控制装置。

[0049] 为实现上述目的,本发明还提供一种变频空调器,包括所述的电机驱动系统的控制装置。

[0050] 本发明提供的电机驱动系统的控制方法,通过检测直流母线电压值以及驱动电机的三相电流值,并根据直流母线电压获取平均电压值,进而根据直流母线电压值和平均电压值获取电压波动量,最后根据电压波动量、直流母线电压值和三相电流值生成控制信号对所述电机驱动系统的逆变器进行控制,以驱动电机运行。本发明提供的控制方法能够实时检测直流母线电压的波动,并通过检测波动来实时调节电机驱动系统中的 $I_q$ 电流值进而最终对电机进行控制,从而减小直流母线电压的波动,实现了在不增大电解电容的情况下实现大功率的输出,解决了无源PFC方案电机驱动系统中,当出现负载过大时逆变器的输出功率过大,引起直流母线电压上出现纹波电压导致直流母线上的大电解滤波电容工作寿命降低,进而影响整个电机驱动系统工作稳定性问题。

## 附图说明

[0051] 图1为本发明实施例提供的电机驱动系统电路结构示意图;

[0052] 图2为本发明实施例提供的电机驱动系统的控制方法的流程示意图;

[0053] 图3为本发明实施例提供的电机驱动系统的控制装置的结构示意图;

[0054] 图4为本发明实施例提供的电机驱动系统的控制装置中电压波动量获取模块的信号生成示意图;

[0055] 图5为本发明实施例提供的电机驱动系统的控制装置中控制信号生成模块的结构示意图;

[0056] 图6为本发明实施例提供的电机驱动系统的控制装置中d轴给定电流值运算单元的结构示意图。

## 具体实施方式

[0057] 下面详细描述本发明的实施例,所述实施例的示例在附图中示出,其中自始至终相同或类似的标号表示相同或类似的元件或具有相同或类似功能的元件。下面通过参考附图描述的实施例是示例性的,旨在用于解释本发明,而不能理解为对本发明的限制。

[0058] 首先对描述本发明实施例提供的基于无源PFC的电机驱动系统。如图1所示,电机驱动系统包括:整流器2、无源PFC电路3、直流平滑电路4、逆变器5、运算控制部7及电机6。无源PFC电路3具有与整流器输2出端串联的电抗器L,还可以包括第一电容C1、二极管D5,直流平滑电路4由包括第二电容C2组成,整流器2由二极管D1-D4组成的全桥整流,对交流输入电压1进行整流,转换成直流脉动电压,串联于整流器后侧的电抗器L,电抗器L的第一端连接整流器的正极输出端,电抗器L第二端连接二极管D5阳极,第一电容C1并联于电抗器L第一端和二极管阴极端,第二电容C2并联于二极管的阴极端和所述整流器的负极输出端,电抗器L利用其电感的对电流充放电滞后电压的特性改善整流器输出电流的功率因素,第一电容C1为小容量滤波电容,对电路中的谐波进行抑制,第二电容为大容量电解电容,平滑整流器输出的直流脉动电压,二极管D5利用其隔离作用能提高第二电容上的充电电压从而进一步提高功率因素。交流输入电压通过上述整流器2、无源PFC电路3和直流平滑电路4电路输出直流母线电压,给逆变器工作5提供直流电源,运算控制部7通过控制指令对逆变器的开关管S1-S6进行开关控制,以驱动电机6运行,电机6为永磁同步电机,包括用于变频空调的压缩机。

[0059] 图2为根据本发明实施例的电机驱动系统的控制方法的流程图,如图2所示,该电机驱动系统的控制方法包括以下步骤:

[0060] S10,检测直流母线电压值以及驱动电机的三相电流值。

[0061] 具体地,可通过分压电阻的电路结构来检测电机驱动系统的直流母线电压 $V_{dc}$ ,通过单电阻或者三电阻采样方式的电路结构来检测电机的三相电流 $I_u, v, w$ ,这些电路结构属于现有技术。

[0062] S20,根据直流母线电压获取平均电压值。

[0063] 具体地,可以通过在一段预设时间内检测直流母线电压值 $V_{dc}$ 的瞬时值,然后求平均值得到此段时间的平均电压值 $V_{dc\_ave}$ 。

[0064] S30,根据直流母线电压值和平均电压值获取电压波动量。

[0065] 具体地,检测到直流母线电压的平均值 $V_{dc\_ave}$ 后,通过计算与直流母线电压 $V_{dc}$ 的差值可获取电压波动量 $\Delta V_{dc}$ 。

[0066] S40,根据电压波动量、直流母线电压值和三相电流值生成控制信号对所述电机驱动系统的逆变器进行控制,以驱动电机运行。

[0067] 根据本发明的一个实施例,根据电压波动量、直流母线电压值和三相电流值生成控制信号对电机驱动系统的逆变器进行控制具体包括:

[0068] 获取q轴电流初始值;

[0069] 根据电压波动量计算q轴电流补偿量,并根据q轴电流补偿量和q轴电流初始值相加获得q轴给定电流值;

[0070] 根据直流母线电压值和逆变器的输出电压幅值获得d轴给定电流值;

[0071] 对三相电流进行坐标变换获得d轴实际电流值和q轴实际电流值;

[0072] 分别对d轴给定电流值和d轴实际电流值以及q轴给定电流值和q轴实际电流值进行计算得到d轴给定电压值和q轴给定电压值；

[0073] 根据d轴给定电压值、q轴给定电压值、直流母线电压值和电机转子角度估算值生成PWM控制信号，以对逆变器进行控制。

[0074] 具体的，根据电压波动量  $\Delta V_{dc}$  计算得到q轴电流补偿量  $I_{q\_com1}$  时，通过对电压波动量  $\Delta V_{dc}$  进行PI控制，计算得到q轴电流补偿量  $I_{q\_com1}$ 。

[0075] q轴电流初始值  $I_{q0}$  可以通过电机目标转速值  $\omega_m^*$  和电机实际转速值  $\omega_m$  差值计算再进行PI控制获得，其中电机实际转速值  $\omega_m$  可以通过电机中的位置传感器如霍尔开关检测得到，或者对无位置传感器的电机，其电机实际转速值  $\omega_m$  为估算值，此时  $\omega_m$  的获取具体如下：

[0076] 通过磁链观测法获得电机的转子角度估计值  $\theta_{est}$  和电机实际转速值  $\omega_m$ 。具体而言，首先可根据两相静止坐标系上的电压  $V_\alpha$ 、 $V_\beta$  和电流  $I_\alpha$ 、 $I_\beta$  计算压缩机电机在两相静止坐标系  $\alpha$  和  $\beta$  轴方向上有效磁通的估计值，具体根据公式 (1) 计算如下：

$$[0077] \quad \begin{cases} \hat{\lambda}_\alpha = \frac{1}{s}[V_\alpha - I_\alpha R] - L_q I_\alpha \\ \hat{\lambda}_\beta = \frac{1}{s}[V_\beta - I_\beta R] - L_q I_\beta \end{cases} \quad (1)$$

[0078] 其中， $\hat{\lambda}_\alpha$  和  $\hat{\lambda}_\beta$  分别为电机在  $\alpha$  和  $\beta$  轴方向上有效磁通的估计值， $V_\alpha$  和  $V_\beta$  分别为  $\alpha$  和  $\beta$  轴方向上的电压， $I_\alpha$  和  $I_\beta$  分别为  $\alpha$  和  $\beta$  轴方向上的电流， $R$  为定子电阻， $L_q$  为电机的q轴磁链。

[0079] 然后，根据下述公式 (2) 计算压缩机电机的转子角度估计值  $\theta_e$  和电机实际转速值  $\omega_m$ ：

$$[0080] \quad \begin{cases} \omega_{e0} = (K_{p\_pll} + \frac{K_{i\_pll}}{s}) \theta_{err} \\ \theta_e = \frac{1}{s} \omega_{e0} \\ \omega_m = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} \omega_{e0} \end{cases} \quad (2)$$

[0081] 其中， $K_{p\_pll}$  和  $K_{i\_pll}$  分别为比例积分参数， $\theta_{err}$  为偏差角度估计值， $\omega_f$  为速度低通滤波器的带宽。

[0082] 对q轴电流补偿量  $I_{q\_com1}$  和q轴电流初始值  $I_{q0}$  进行相加即得到q轴给定电流值  $I_{qref}$ 。

[0083] 根据直流母线电压值和逆变器的输出电压幅值计算压缩机电机的d轴给定电流值具体如下：

[0084] 对逆变器的最大输出电压  $V_{max}$  与逆变器的输出电压幅值  $V_1$  之差进行弱磁控制以获得d轴给定电流值初值  $I_{d0}$ ；对d轴给定电流值初值  $I_{d0}$  进行限幅处理以获得d轴给定电流值  $I_{dref}$ 。

[0085] 其中，可通过下述公式 (3) 计算d轴给定电流值初值  $I_{d0}$ ：

$$[0086] \quad I_{d0} = \frac{K_i}{s} [(V_1 - V_{max})] \quad (3)$$



[0087] 其中,  $K_i$  为积分控制系数,  $V_1 = \sqrt{V_d^2 + V_q^2}$ ,  $V_{\max} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{dc}$ ,  $V_d$  和  $V_q$  分别为电机的d轴给定电压值和q轴给定电压值,  $V_{dc}$  为电机驱动系统的直流母线电压。

[0088] 然后, 根据d轴给定电流值初值  $I_{d0}$  进行限幅处理, 通过下述公式 (4) 计算d轴给定电流值  $I_{dref}$ :

$$[0089] \quad I_{dref} = \begin{cases} 0 & I_{d0} > 0 \\ I_{d0} & I_{demag} < I_{d0} \leq 0 \\ I_{demag} & I_{d0} \leq I_{demag} \end{cases} \quad (4)$$

[0090] 其中,  $I_{demag}$  为电机退磁电流限制值。

[0091] 对三相电流进行坐标变换获得d轴和q轴实际电流值具体包括:

[0092] 根据检测获得的永磁同步电机U、V、W三相电流值  $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ , 并通过下述公式 (5) 计算电机在两相静止坐标系  $\alpha$  和  $\beta$  轴方向上的电流  $I_\alpha$  和  $I_\beta$

$$[0093] \quad I_\alpha = I_u$$

$$[0094] \quad I_\beta = \frac{I_u + 2I_v}{\sqrt{3}} \quad (5)$$

[0095] 再根据电机电角度  $\theta_e$  进行坐标转换通过下述公式 (6) 计算得到两相旋转坐标系下的d轴和q轴的实际电流值  $I_q$ 、 $I_d$ 。

$$[0096] \quad I_d = I_\alpha \cos \theta_e + I_\beta \sin \theta_e$$

$$[0097] \quad I_q = -I_\alpha \sin \theta_e + I_\beta \cos \theta_e \quad (6)$$

[0098] 根据d、q轴给定电流值和d、q轴实际电流值获得d、q轴给定电压值具体可以通过下述公式 (7) 计算:

$$[0099] \quad V_{d0} = K_{pd} \cdot (I_{dref} - I_d) + K_{id} \int_0^t [I_{dref}(\tau) - I_d(\tau)] d\tau$$

$$[0100] \quad V_{q0} = K_{pq} \cdot (I_{qref} - I_q) + K_{iq} \int_0^t [I_{qref}(\tau) - I_q(\tau)] d\tau$$

$$[0101] \quad V_d = V_{d0} - \omega L_q I_q$$

$$[0102] \quad V_q = V_{q0} + \omega L_d I_d + \omega K_e \quad (7)$$

[0103] 其中,  $V_q$  为Q轴给定电压,  $V_d$  为D轴给定电压,  $I_{qref}$  为Q轴给定电流、 $I_{dref}$  为D轴给定电流,  $I_q$  为Q轴实际电流,  $I_d$  为D轴实际电流,  $K_{pd}$  和  $K_{id}$  分别为D轴电流控制比例增益与积分增益,  $K_{pq}$  和  $K_{iq}$  分别为Q轴电流控制比例增益与积分增益,  $\omega$  为电机转速,  $K_e$  为电机反电势系数,  $L_d$  和  $L_q$  分别为D轴和Q轴电感,  $\int_0^t [x(\tau)] d\tau$  表示  $x(\tau)$  在时间上的积分。

[0104] 根据d、q轴给定电压值、直流母线电压值和电机转子角度估算值生成PWM控制信号对逆变器进行控制具体如下:

[0105] 获取到Q轴给定电压值  $V_q$  和D轴给定电压值  $V_d$  后, 可根据电机转子角度  $\theta$  对  $V_q$  和  $V_d$  进行Park逆变换, 通过下述公式 (8) 计算得到固定坐标系上的电压指令  $V_\alpha$  和  $V_\beta$ :

$$[0106] \quad \begin{aligned} V_\alpha &= V_d \cos \theta - V_q \sin \theta \\ V_\beta &= V_d \sin \theta + V_q \cos \theta \end{aligned} \quad (8)$$

[0107] 其中,  $\theta$  为电机转子角度, 在此可取上述的转子角度估计值  $\theta_e$ 。

[0108] 对两相静止坐标系上的电压 $V_\alpha$ 、 $V_\beta$ 进行Clark逆变换,得到三相电压值 $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$ ,具体通过下述公式(9)计算得到:

$$[0109] \quad \begin{cases} V_u = V_\alpha \\ V_v = \frac{-V_\alpha + \sqrt{3}V_\beta}{2} \\ V_w = \frac{-V_\alpha - \sqrt{3}V_\beta}{2} \end{cases} \quad (9)$$

[0110] 然后,可根据直流母线电压 $V_{dc}$ 和三相电压值 $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$ 进行占空比计算,得到PWM控制信号,即三相占空比 $D_u$ 、 $D_v$ 、 $D_w$ ,具体通过下述公式(10)计算得到:

$$[0111] \quad \begin{cases} D_u = (V_u + 0.5V_{dc}) / V_{dc} \\ D_v = (V_v + 0.5V_{dc}) / V_{dc} \\ D_w = (V_w + 0.5V_{dc}) / V_{dc} \end{cases} \quad (10)$$

[0112] 最后,根据三相占空比 $D_u$ 、 $D_v$ 、 $D_w$ 对逆变器的开关管进行控制,以实现电机的控制。

[0113] 本发明提供的电机驱动系统的控制方法,通过检测直流母线电压值以及驱动电机的三相电流值,并根据直流母线电压获取平均电压值,进而根据直流母线电压值和平均电压值获取电压波动量,最后根据电压波动量、直流母线电压值和三相电流值生成控制信号对所述电机驱动系统的逆变器进行控制,以驱动电机运行。本发明提供的控制方法能够实时检测直流母线电压的波动,并通过检测波动来实时调节电机驱动系统中的 $I_q$ 电流值进而最终对电机进行控制,从而减小直流母线电压的波动,实现了在不增大电解电容的情况下实现大功率的输出,解决了无源PFC方案电机驱动系统中,当出现负载过大时逆变器的输出功率过大,引起直流母线电压上出现纹波电压导致直流母线上的大电解滤波电容工作寿命降低,进而影响整个电机驱动系统工作稳定性问题。

[0114] 本发明还提供一种电机驱动系统的控制装置。

[0115] 图3为本发明实施例的电机驱动系统的控制装置结构示意图,如图3所示,该电机驱动系统的控制装置包括:

[0116] 电流检测模块10,用于检测驱动电机的三相电流值;

[0117] 电压检测模块20,用于检测电机驱动系统的直流母线电压值;

[0118] 平均电压获取模块30,用于根据直流母线电压值获取平均电压值;

[0119] 电压波动量获取模块40,用于根据直流母线电压值和平均电压值获取电压波动量;

[0120] 控制信号生成模块50,根据电压波动量、直流母线电压值和三相电流值生成控制信号以对所述电机驱动系统的逆变器进行控制,以驱动电机运行。

[0121] 具体的,电流检测模块10可通过分压电阻的电路结构来检测电机驱动系统的直流母线电压 $V_{dc}$ ,通过单电阻或者三电阻采样方式的电路结构来检测电机的三相电流 $I_{u,v,w}$ ,这些电路结构属于现有技术。平均电压获取模块30可以通过在一段预设时间内检测直流母线电压值 $V_{dc}$ 的瞬时值,然后求平均值得到此段时间的平均电压值 $V_{dc\_ave}$ 。

[0122] 电压波动量获取模块40如图4所示,检测到直流母线电压的平均值 $V_{dc\_ave}$ 后,通过计算与直流母线电压 $V_{dc}$ 的差值可获取电压波动量 $\Delta V_{dc}$ 。

[0123] 控制信号生成模块50如图5所示,具体包括:

[0124] q轴电流补偿计算单元501,用于根据电压波动量计算q轴电流补偿量;

[0125] q轴电流初始值获取单元502,用于根据电机目标转速值和电机实际转速估算值进行差值计算再进行PI控制获得q轴电流初始值;

[0126] q轴给定电流值运算单元503,用于根据所述q轴电流补偿量和q轴电流初始值相加,获得q轴给定电流值;

[0127] d轴给定电流值运算单元504,用于根据直流母线电压值和逆变器的输出电压幅值计算得到d轴给定电流值;

[0128] dq轴电流运算单元505,用于对三相电流进行坐标变换获得d轴和q轴实际电流值;

[0129] dq轴电压运算单元506,用于分别对d轴给定电流值和d轴实际电流值以及q轴给定电流值和q轴实际电流值进行计算获得d轴给定电压值和q轴给定电压值;

[0130] PWM运算单元507,用于根据d轴给定电压值、q轴给定电压值、直流母线电压值和电机转子角度估算值生成PWM控制信号对逆变器进行控制。

[0131] 具体的,根据电压波动量 $\Delta V_{dc}$ 计算得到q轴电流补偿量 $I_{q\_com1}$ 时,通过对电压波动量 $\Delta V_{dc}$ 进行PI控制,计算得到q轴电流补偿量 $I_{q\_com1}$ 。

[0132] q轴电流初始值获取单元502获取q轴电流初始值 $I_{q0}$ 时,可以通过电机目标转速值 $\omega_m^*$ 和电机实际转速值 $\omega_m$ 差值计算再进行PI控制获得,其中电机实际转速值 $\omega_m$ 可以通过电机中的位置传感器如霍尔开关检测得到,或者对无位置传感器的电机,其电机实际转速值 $\omega_m$ 为估算值,此时 $\omega_m$ 的获取具体如下:

[0133] 通过磁链观测法获得电机的转子角度估计值 $\theta_{est}$ 和电机实际转速值 $\omega_m$ 。具体而言,首先可根据两相静止坐标系上的电压 $V_\alpha$ 、 $V_\beta$ 和电流 $I_\alpha$ 、 $I_\beta$ 计算压缩机电机在两相静止坐标系 $\alpha$ 和 $\beta$ 轴方向上有效磁通的估计值,具体计算公式如下:

$$[0134] \quad \begin{cases} \hat{\lambda}_\alpha = \frac{1}{s}[V_\alpha - I_\alpha R] - L_q I_\alpha \\ \hat{\lambda}_\beta = \frac{1}{s}[V_\beta - I_\beta R] - L_q I_\beta \end{cases} \quad (1)$$

[0135] 其中, $\hat{\lambda}_\alpha$ 和 $\hat{\lambda}_\beta$ 分别为压缩机电机在 $\alpha$ 和 $\beta$ 轴方向上有效磁通的估计值, $V_\alpha$ 和 $V_\beta$ 分别为 $\alpha$ 和 $\beta$ 轴方向上的电压, $I_\alpha$ 和 $I_\beta$ 分别为 $\alpha$ 和 $\beta$ 轴方向上的电流, $R$ 为定子电阻, $L_q$ 为压缩机电机的q轴磁链。

[0136] 然后,根据下述公式(2)计算压缩机电机的转子角度估计值 $\theta_e$ 和电机实际转速值 $\omega_m$ :

$$[0137] \quad \begin{cases} \omega_{e0} = (K_{p\_pll} + \frac{K_{i\_pll}}{s})\theta_{err} \\ \theta_e = \frac{1}{s}\omega_{e0} \\ \omega_m = \frac{\omega_f}{s + \omega_f}\omega_{e0} \end{cases} \quad (2)$$

[0138] 其中,  $K_{p\_pll}$ 和 $K_{i\_pll}$ 分别为比例积分参数,  $\theta_{err}$ 为偏差角度估计值,  $\omega_f$ 为速度低通滤波器的带宽。

[0139] q轴给定电流值运算单元503对q轴电流补偿量 $I_{q\_com1}$ 和q轴电流初始值 $I_{q0}$ 进行相加即得到q轴给定电流值 $I_{qref}$ 。

[0140] d轴给定电流值运算单元504进一步如图6所示, d轴给定电流值运算单元504进一步包括电压幅值计算子单元5041、最大输出电压值计算子单元5042、弱磁控制子单元5043和限幅子单元5044, d轴给定电流值运算单元504根据逆变器的最大输出电压和所述逆变器的输出电压幅值计算所述压缩机电机的d轴给定电流值具体包括:

[0141] 弱磁控制子单元5043对逆变器的最大输出电压 $V_{max}$ 与逆变器的输出电压幅值 $V_1$ 之差进行弱磁控制以获得d轴给定电流值初值 $I_{d0}$ ; 限幅子单元5044对d轴给定电流值初值 $I_{d0}$ 进行限幅处理以获得d轴给定电流值 $I_{dref}$ 。

[0142] 其中, 弱磁控制子单元5043可通过下述公式(3)计算d轴给定电流值初值 $I_{d0}$ :

$$[0143] \quad I_{d0} = \frac{K_i}{s} [(V_1 - V_{max})] \quad (3)$$

[0144] 其中,  $K_i$ 为积分控制系数, 电压幅值计算子单元5041通过公式 $V_1 = \sqrt{V_d^2 + V_q^2}$ 计算得到逆变器的输出电压幅值 $V_1$ , 最大输出电压值计算子单元5042通过公式 $V_{max} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{dc}$ 计算得到逆变器的最大输出电压 $V_{max}$ ,  $V_d$ 和 $V_q$ 分别为电机的d轴给定电压值和q轴给定电压值,  $V_{dc}$ 为电机驱动系统的直流母线电压。

[0145] 然后, 限幅子单元5044根据d轴给定电流值初值 $I_{d0}$ 进行限幅处理, 通过下述公式(4)计算d轴给定电流值 $I_{dref}$ :

$$[0146] \quad I_{dref} = \begin{cases} 0 & I_{d0} > 0 \\ I_{d0} & I_{demag} < I_{d0} \leq 0 \\ I_{demag} & I_{d0} \leq I_{demag} \end{cases} \quad (4)$$

[0147] 其中,  $I_{demag}$ 为电机退磁电流限制值。

[0148] dq轴电流运算单元505, 对三相电流进行坐标变换获得d轴和q轴实际电流值具体包括:

[0149] 根据检测获得的永磁同步电机U、V、W三相电流值 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ , 并通过下述公式(5)计算电机在两相静止坐标系 $\alpha$ 和 $\beta$ 轴方向上的电流 $I_\alpha$ 和 $I_\beta$

$$[0150] \quad I_\alpha = I_u$$

$$[0151] \quad I_\beta = \frac{I_u + 2I_v}{\sqrt{3}} \quad (5)$$

[0152] 再根据电机角度 $\theta_e$ 进行坐标转换通过下述公式(6)计算得到两相旋转坐标系下的d轴和q轴的实际电流值 $I_q$ 、 $I_d$ 。

$$[0153] \quad I_d = I_\alpha \cos \theta_e + I_\beta \sin \theta_e$$

$$[0154] \quad I_q = -I_\alpha \sin \theta_e + I_\beta \cos \theta_e \quad (6)$$

[0155] dq轴电压运算单元506, 根据d、q轴给定电流值和d、q轴实际电流值获得d、q轴给定电压值具体可以通过下述公式(7)计算:

$$[0156] \quad V_{d0} = K_{pd} \cdot (I_{dref} - I_d) + K_{id} \int_0^t [I_{dref}(\tau) - I_d(\tau)] d\tau$$

$$[0157] \quad V_{q0} = K_{pq} \cdot (I_{qref} - I_q) + K_{iq} \int_0^t [I_{qref}(\tau) - I_q(\tau)] d\tau$$

$$[0158] \quad V_d = V_{d0} - \omega L_q I_q$$

$$[0159] \quad V_q = V_{q0} + \omega L_d I_d + \omega K_e \quad (7)$$

[0160] 其中,  $V_q$  为Q轴给定电压,  $V_d$  为D轴给定电压,  $I_{qref}$  为Q轴给定电流、 $I_{dref}$  为D轴给定电流,  $I_q$  为Q轴实际电流,  $I_d$  为D轴实际电流,  $K_{pd}$  和  $K_{id}$  分别为D轴电流控制比例增益与积分增益,  $K_{pq}$  和  $K_{iq}$  分别为Q轴电流控制比例增益与积分增益,  $\omega$  为电机转速,  $K_e$  为电机反电势系数,  $L_d$  和  $L_q$  分别为D轴和Q轴电感,  $\int_0^t [x(\tau)] d\tau$  表示  $x(\tau)$  在时间上的积分。

[0161] PWM运算单元507, 根据d、q轴给定电压值、直流母线电压值和电机转子角度估算值生成PWM控制信号具体如下:

[0162] 获取到Q轴电压指令  $V_q$  和D轴电压指令  $V_d$  后, 可根据电机转子角度  $\theta$  对  $V_q$  和  $V_d$  进行Park逆变换, 通过下述公式 (8) 计算得到固定坐标系上的电压指令  $V_\alpha$  和  $V_\beta$ :

$$[0163] \quad \begin{cases} V_\alpha = V_d \cos \theta - V_q \sin \theta \\ V_\beta = V_d \sin \theta + V_q \cos \theta \end{cases} \quad (8)$$

[0164] 其中,  $\theta$  为电机转子角度, 在此可取上述的转子角度估计值  $\theta_e$ 。

[0165] 对两相静止坐标系上的电压  $V_\alpha$ 、 $V_\beta$  进行Clark逆变换, 得到三相电压指令  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$ , 具体通过下述公式 (9) 计算得到:

$$[0166] \quad \begin{cases} V_u = V_\alpha \\ V_v = \frac{-V_\alpha + \sqrt{3}V_\beta}{2} \\ V_w = \frac{-V_\alpha - \sqrt{3}V_\beta}{2} \end{cases} \quad (9)$$

[0167] 然后, 可根据直流母线电压  $V_{dc}$  和三相电压指令  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$  进行占空比计算, 得到PWM控制信号, 即三相占空比  $D_u$ 、 $D_v$ 、 $D_w$ , 具体通过下述公式 (10) 计算得到:

$$[0168] \quad \begin{cases} D_u = (V_u + 0.5V_{dc}) / V_{dc} \\ D_v = (V_v + 0.5V_{dc}) / V_{dc} \\ D_w = (V_w + 0.5V_{dc}) / V_{dc} \end{cases} \quad (10)$$

[0169] 最后, 根据三相占空比  $D_u$ 、 $D_v$ 、 $D_w$  对逆变器的开关管进行控制, 以实现电机的控制。

[0170] 根据本发明提供的电机驱动系统的控制装置, 通过检测直流母线电压值以及驱动电机的三相电流值, 并根据直流母线电压获取平均电压值, 进而根据直流母线电压值和平均电压值获取电压波动量, 最后根据电压波动量、直流母线电压值和三相电流值生成控制信号对所述电机驱动系统的逆变器进行控制, 以驱动电机运行。本发明提供的控制方法能够实时检测直流母线电压的波动, 并通过检测波动来实时调节电机驱动系统中的  $I_q$  电流值进而最终对电机进行控制, 从而减小直流母线电压的波动, 实现了在不增大电解电容的情

况下实现大功率的输出,解决了无源PFC方案电机驱动系统中,当出现负载过大时逆变器的输出功率过大,引起直流母线电压上出现纹波电压导致直流母线上的大电解滤波电容工作寿命降低,进而影响整个电机驱动系统工作稳定性问题。

[0171] 此外,本发明还提供一种变频空调器,包括上述电机驱动系统的控制装置,其变频空调器的电机可以是直流风机或者压缩机,其具体的实施方式可参考上述实施例,在此不再赘述。

[0172] 本发明实施例提供的变频空调器,能实时检测直流母线电压的波动,并通过检测波动来实时调节电机驱动系统中的 $I_q$ 电流值,从而减小直流母线电压的波动量,实现了在不增大电解电容的情况下实现大功率的输出,解决了无源PFC方案电机驱动系统中,当出现负载过大时逆变器的输出功率过大,引起直流母线电压上出现纹波电压导致直流母线上的大电解滤波电容工作寿命降低,进而影响整个电机驱动系统工作稳定性问题。

[0173] 以上仅为本发明的优选实施例,并非因此限制本发明的专利范围,凡是利用本发明说明书及附图内容所作的等效结构或等效流程变换,或直接或间接运用在其他相关的技术领域,均同理包括在本发明的专利保护范围内。

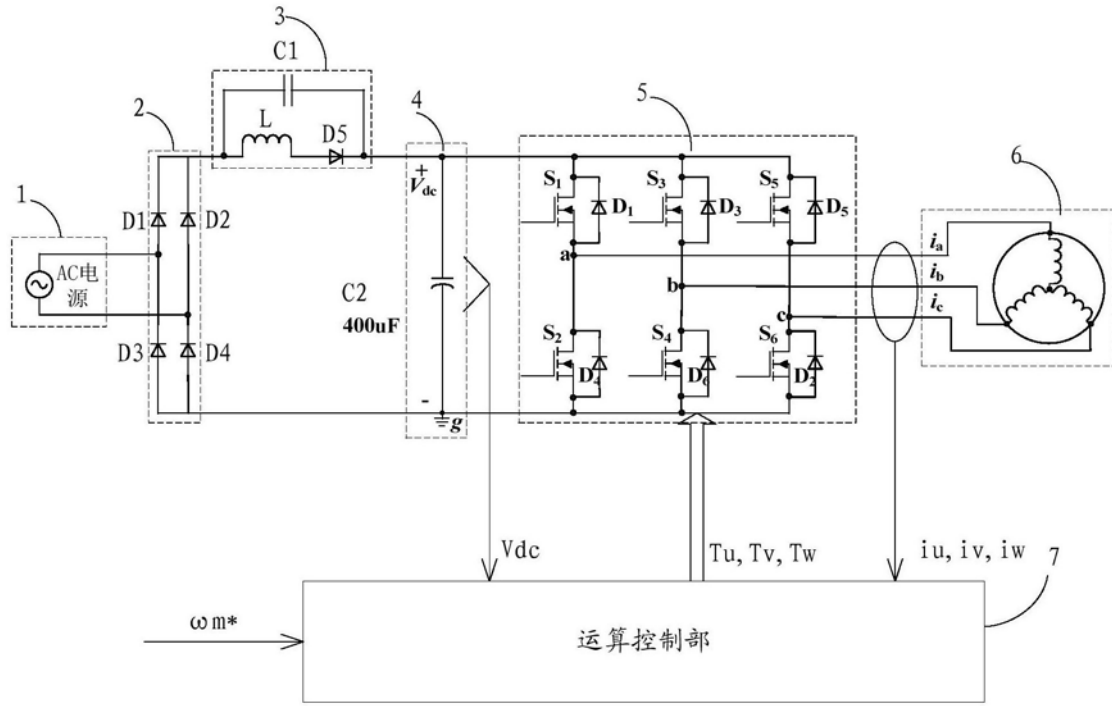


图1

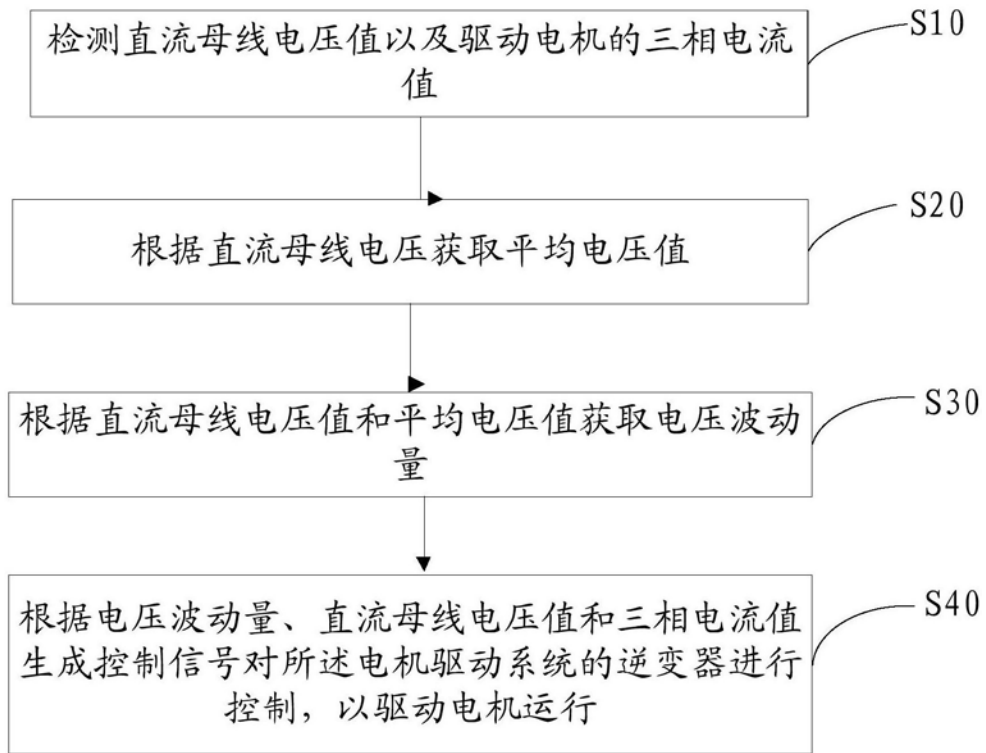


图2

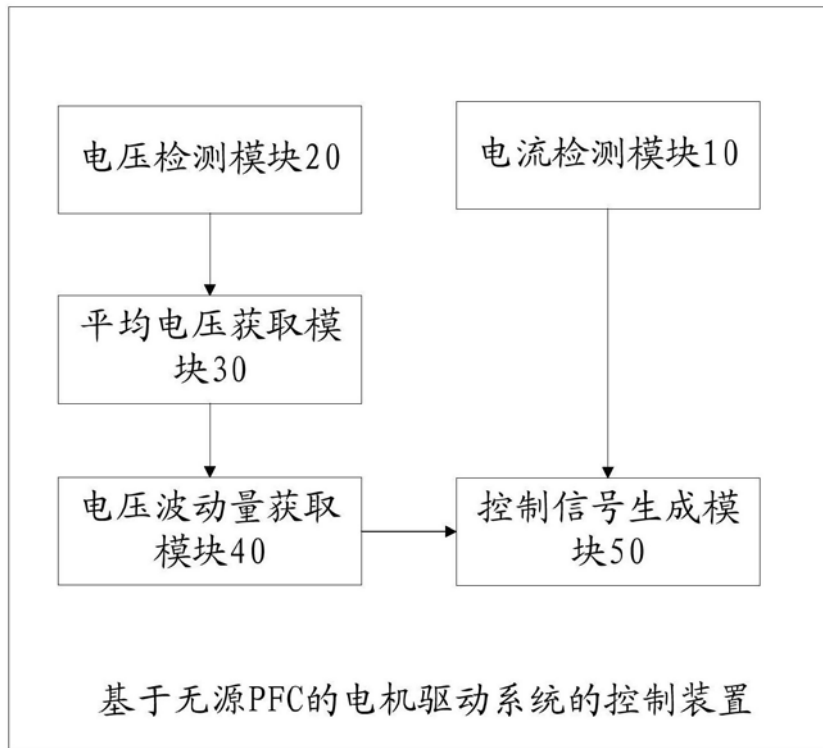


图3

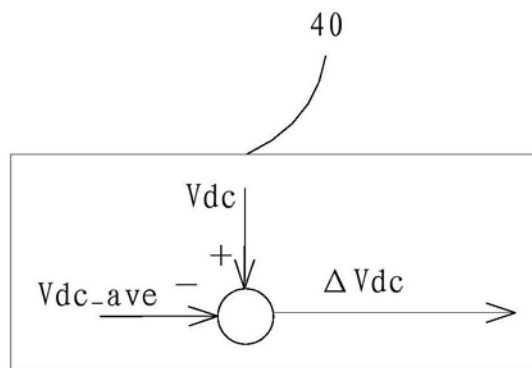


图4



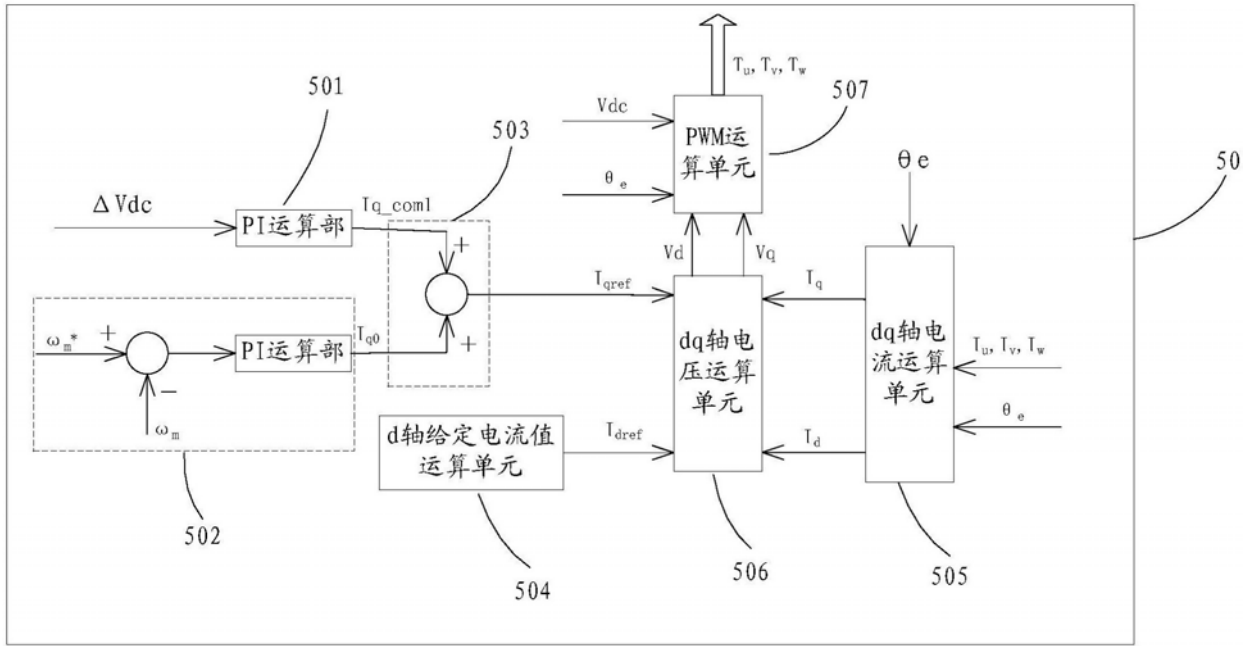


图5

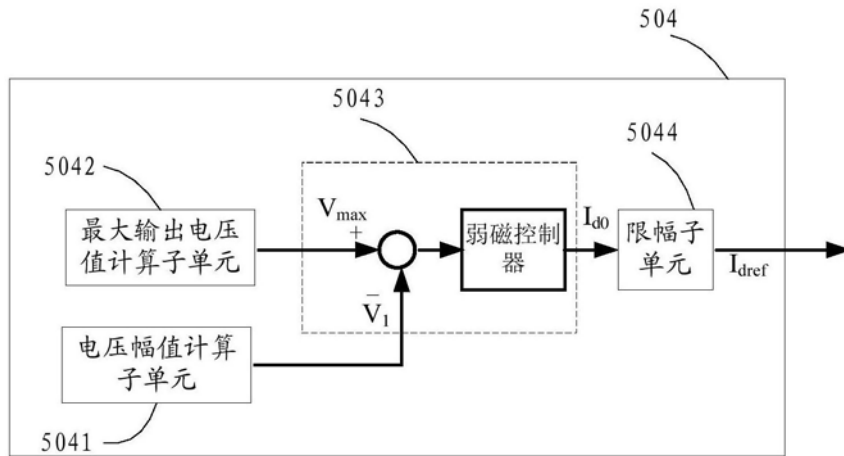


图6