



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 104868761 A

(43) 申请公布日 2015. 08. 26

(21) 申请号 201510269950. 9

(22) 申请日 2015. 05. 25

(71) 申请人 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 杜贵平 朱天生 柳志飞

(74) 专利代理机构 广州粤高专利商标代理有限  
公司 44102

代理人 何淑珍

(51) Int. Cl.

H02M 7/219(2006. 01)

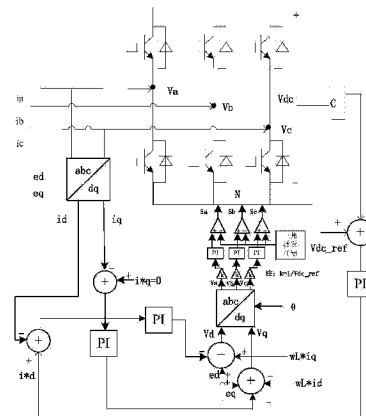
权利要求书1页 说明书3页 附图3页

(54) 发明名称

一种用于三相 PWM 整流器新型三角波比较控制方法

(57) 摘要

本发明公布了一种用于三相 PWM 整流器新型三角波比较控制方法,属于电力电子变流技术、智能控制领域。该发明的控制方法主要由电压外环、前馈解耦、三角波比较控制组成;其中电压外环为 PI 环节,前馈解耦为电流内环控制。本发明控制方法简单,利用三角波比较控制与前馈解耦各自的优点在开关频率较低时实现输入功率因数为 1 的定频控制、交流侧输入电流低谐。



1. 一种用于三相 PWM 整流器新型三角波比较控制方法, 主要步骤包括: (S1) 利用锁相电路得到 a 相电网(ea)的过零点, DSP 根据 a 相电网(ea)的过零点实时计算电网周期, 并以此更改控制周期, 同时根据 a 相电网(ea)的过零点计算三相输入电网电压值(ea、eb、ec), 并装换为数字信号;

(S2) 利用电流霍尔传感器分别采样三相电抗器的输入电流值(ia、ib、ic)、采用分压法采样三相电压型 PWM 整流模块直流侧电容(C)两端的直流电压值(Vdc), 并转换为数字信号;

(S3) 完成步骤(S1)和(S2)后, 将输出直流电压(Vdc)与指令直流电压(Vdc\_ref)的差作为电压外环的输入, 电压外环采用 PI 控制, 电压外环输出得到有功电流指令(i\*d), 无功电流指令(i\*q)设为 0;

(S4) 把三相电压型 PWM 整流系统模型从三相静止坐标系即 abc 坐标系变换到两相旋转坐标系即 dq 坐标系下, 并根据电压外环输出值、三相交流侧电流、三相交流侧电压进行前馈解耦控制;

(S5) 根据前馈解耦控制得到整流桥交流侧电压(Vd 和 Vq), 并转化到三相静止坐标系下得到电压 Va、Vb、Vc, 将电压 Va、Vb、Vc 分别除以直流电压参考值(Vdc\_ref) 然后经过 PI 调节并限幅, 输出与三角波进行比较, 最后输出 6 路驱动信号。

2. 根据权利要求 1 所述的一种用于三相 PWM 整流器新型三角波比较控制方法, 其特征在于: 在步骤(S1)中, 利用锁相电路得到 a 相电网(ea)的过零点, DSP 根据 a 相电网(ea)的过零点实时计算电网周期, 并以此更改控制周期, 同时根据 a 相电网(ea)的过零点计算三相输入电网电压值(ea、eb、ec), 在步骤(S2)中利用电流霍尔传感器分别采样三相电抗器的输入电流值(ia、ib、ic)、采用分压法采样三相电压型 PWM 整流模块直流侧电容(C)两端的直流电压值(Vdc)。

3. 根据权利要求 1 所述的一种用于三相 PWM 整流器新型三角波比较控制方法, 其特征在于: 在步骤(S3)中, 是将采样得到的直流侧输出电压(Vdc)与指令直流电压(Vdc\_ref)的差通过 PI 调节, 将 PI 调节输出作为有功电流指令(i\*d), 而无功电流指令(i\*q)设为 0。

4. 根据权利要求 1 所述的一种用于三相 PWM 整流器新型三角波比较控制方法, 其特征在于: 在步骤(S4)中, 根据前面步骤所测数据在两相旋转坐标系下进行前馈解耦控制, 在步骤(S5)中将前馈解耦的输出与三角波比较控制, 从而得到三相驱动信号。

## 一种用于三相 PWM 整流器新型三角波比较控制方法

### 技术领域

[0001] 本发明涉及三相整流技术领域,尤其涉及一种用于三相 PWM 整流器新型三角波比较控制方法。

### 背景技术

[0002] 随着工业的发展,大功率电源需求量逐渐上升,传统的大功率电源输入电流谐波大,功率因数低对电网影响较大;而三相 PWM 整流器能从根源上消除输入电流谐波,且具有单位功率因数,所以倍受当前电力电子领域关注。

[0003] 目前常见的控制策略有:滞环比较控制、前馈解耦控制、电流预测控制,但是这些控制目前仍有不足之处:简单的滞环比较控制输入电流纹波依然较大;而前馈解耦控制、电流预测控制需要增加 SVPWM 或 SPWM 环节,算法复杂。

### 发明内容

[0004] 针对现有控制策略的不足,本发明目的在于提供一种用于三相 PWM 整流器新型三角波比较控制方法。利用三角波比较控制与前馈解耦各自的优点,设计新型控制方法,简化算法的同时,降低交流侧电流谐波,同时实现定频控制。

[0005] 本发明的目的可以通过以下技术方案来实现。

[0006] 一种用于三相 PWM 整流器新型三角波比较控制方法,主要步骤如下:(S1) 利用锁相电路得到 a 相电网( $e_a$ )的过零点, DSP 根据 a 相电网( $e_a$ )的过零点实时计算电网周期,并以此更改控制周期,同时根据 a 相电网( $e_a$ )的过零点计算三相输入电网电压值( $e_a$ 、 $e_b$ 、 $e_c$ ),并转换为数字信号;(S2) 利用电流霍尔传感器分别采样三相电抗器的输入电流值( $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$ )、采用分压法采样三相电压型 PWM 整流模块直流侧电容 C 两端的直流电压值  $V_{dc}$ ,并转换为数字信号;(S3) 完成步骤(S1)和(S2)后,将输出直流电压( $V_{dc}$ )与指令直流电压  $V_{dc\_ref}$  的差作为电压外环的输入,电压外环采用 PI 控制,电压外环输出得到有功电流指令( $i^*d$ ),无功电流指令( $i^*q$ )设为 0;(S4) 把三相电压型 PWM 整流系统模型从三相静止坐标系(abc 坐标系)变换到两相旋转坐标系(dq 坐标系)下,并根据电压外环输出值、三相交流侧电流、三相交流侧电压进行前馈解耦控制;(S5) 根据前馈解耦控制得到整流桥交流侧电压( $V_d$ 和 $V_q$ ),并转化到三相静止坐标系(abc 坐标系)下得到  $V_a$ 、 $V_b$ 、 $V_c$ ,将  $V_a$ 、 $V_b$ 、 $V_c$  分别除以直流电压参考值  $V_{dc\_ref}$  然后经过 PI 调节并限幅,输出与三角波(幅值与 PI 限幅一致)进行比较,最后输出 6 路驱动信号。

[0007] 进一步地,所述步骤(S1)中,利用锁相电路得到 a 相电网  $e_a$  的过零点, DSP 根据 a 相电网  $e_a$  的过零点实时计算电网周期,并以此更改控制周期,同时根据 a 相电网  $e_a$  的过零点计算三相输入电网电压值( $e_a$ 、 $e_b$ 、 $e_c$ )。

[0008] 进一步地,所述步骤(S2)中,利用电流霍尔传感器分别采样三相电抗器的输入电流值( $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$ )、采用分压法采样三相电压型 PWM 整流模块直流侧电容两端的直流电压值  $V_{dc}$ 。

[0009] 进一步地,所述步骤(S3)中,将采样得到的直流侧输出电压  $V_{dc}$  与指令直流电压 ( $V_{dc\_ref}$ ) 的差通过 PI 调节,将 PI 调节输出作为有功电流指令 ( $i^*d$ ),而无功电流指令 ( $i^*q$ ) 设为 0。

[0010] 进一步地,所述步骤(S4)和(S5)中,根据前面步骤所测数据在两相旋转坐标系 ( $dq$  坐标系) 下进行前馈解耦控制,将前馈解耦的输出与三角波比较控制,从而得到三相驱动信号。

[0011] 与现有技术相比,本发明的有益效果是:

- 1、本发明算法简单,无需 SVPWM 单元或 SPWM 单元;
- 2、三相电压型 PWM 整流器交流侧输入电流纹波低,系统可实现单位功率因数运行;
- 3、三相电压型 PWM 整流器直流侧输出电压可控,纹波小;
- 3、可以实现定频控制。

## 附图说明

[0012] 图 1a 是三相电压型 PWM 整流新型三角波比较控制系统的部分框图;

图 1b 为与图 1a 一起够成三相电压型 PWM 整流新型三角波比较控制系统的部分框图;

图 1c 为用于三相 PWM 整流器新型三角波比较控制方法示意图。

[0013] 图 2 是应用本发明的 matlab 仿真直流侧输出电压的效果图。

[0014] 图 3 是应用本发明的 matlab 仿真 A 相交流侧输入电压电流的效果图。

## 具体实施方式

[0015] 以下结合附图和实例对本发明的实施作进一步说明,但本发明的实施和保护不限于此。

[0016] 如图 1a~图 1c 所示,本发明的一种用于三相 PWM 整流器新型三角波比较控制系统及方法示意图,主要步骤如下:(S1) 利用锁相电路得到 a 相电网  $e_a$  的过零点, DSP 根据 a 相电网  $e_a$  的过零点实时计算电网周期,并以此更改控制周期,同时根据 a 相电网  $e_a$  的过零点计算三相输入电网电压值 ( $e_a$ 、 $e_b$ 、 $e_c$ ),并转换为数字信号;(S2) 利用电流霍尔传感器分别采样三相电抗器的输入电流值 ( $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$ )、采用分压法采样三相电压型 PWM 整流模块直流侧电容 C 两端的直流电压值  $V_{dc}$ ,并转换为数字信号;(S3) 完成步骤(S1)和(S2)后,将输出直流电压  $V_{dc}$  与指令直流电压  $V_{dc\_ref}$  的差作为电压外环的输入,电压外环采用 PI 控制,电压外环输出得到有功电流指令 ( $i^*d$ ),无功电流指令 ( $i^*q$ ) 设为 0;(S4) 把三相电压型 PWM 整流系统模型从三相静止坐标系 ( $abc$  坐标系) 变换到两相旋转坐标系 ( $dq$  坐标系) 下,并根据电压外环输出值、三相交流侧电流、三相交流侧电压进行前馈解耦控制;(S5) 根据前馈解耦控制得到整流桥交流侧电压 ( $V_d$  和  $V_q$ ),并转化到三相静止坐标系 ( $abc$  坐标系) 下得到  $V_a$ 、 $V_b$ 、 $V_c$ ,将  $V_a$ 、 $V_b$ 、 $V_c$  分别除以直流电压参考值  $V_{dc\_ref}$  然后经过 PI 调节并限幅,输出与三角波(幅值与 PI 限幅一致)进行比较,最后输出 6 路驱动信号。

[0017] 在步骤(S2)中,所述的输出直流电压  $V_{dc}$  采样采用电阻分压,并利用 HCPL-7840 隔离,再经过运放调理使采样电压适应 DSP 采样端口的电压范围。

[0018] 作为优选,可选用德州仪器公司 2000 系列的 DSP 处理器进行算法计算。

[0019] 在步骤(S3)中,将输出直流电压  $V_{dc}$  与指令直流电压  $V_{dc\_ref}$  的差作为电压外

环的输入,电压外环采用 PI 控制,电压外环输出得到有功电流指令( $i^*d$ ),无功电流指令( $i^*q$ )设为 0。

[0020] 在步骤(S5)中,是将前馈解耦的输出进行三角波比较控制,从而得到三相驱动信号。其中当三角波比较控制时,输入值大于三角波时相应半桥的上桥臂的驱动信号为 1,下桥臂的驱动信号为 0;当输入值小于三角波时相应半桥的上桥臂为 0,下桥臂的驱动信号为 1。

图 2 是应用本发明的 matlab 仿真直流侧输出电压的效果图。图 3 是应用本发明的 matlab 仿真 A 相交流侧输入电压电流的效果图。由图 2~ 图 3 可知,直流输出电压(Vdc)相应快,纹波小,交流网侧电压(ea)交流电流(ia)同相位,输入功率因数高,近似为 1。

[0021] 本领域技术人员可以在不违背本发明的原理和实质的前提下对本具体实施例做出各种修改或补充或者采用类似的方式替代,但是这些改动均落入本发明的保护范围。因此本发明技术范围不局限于上述实施例。

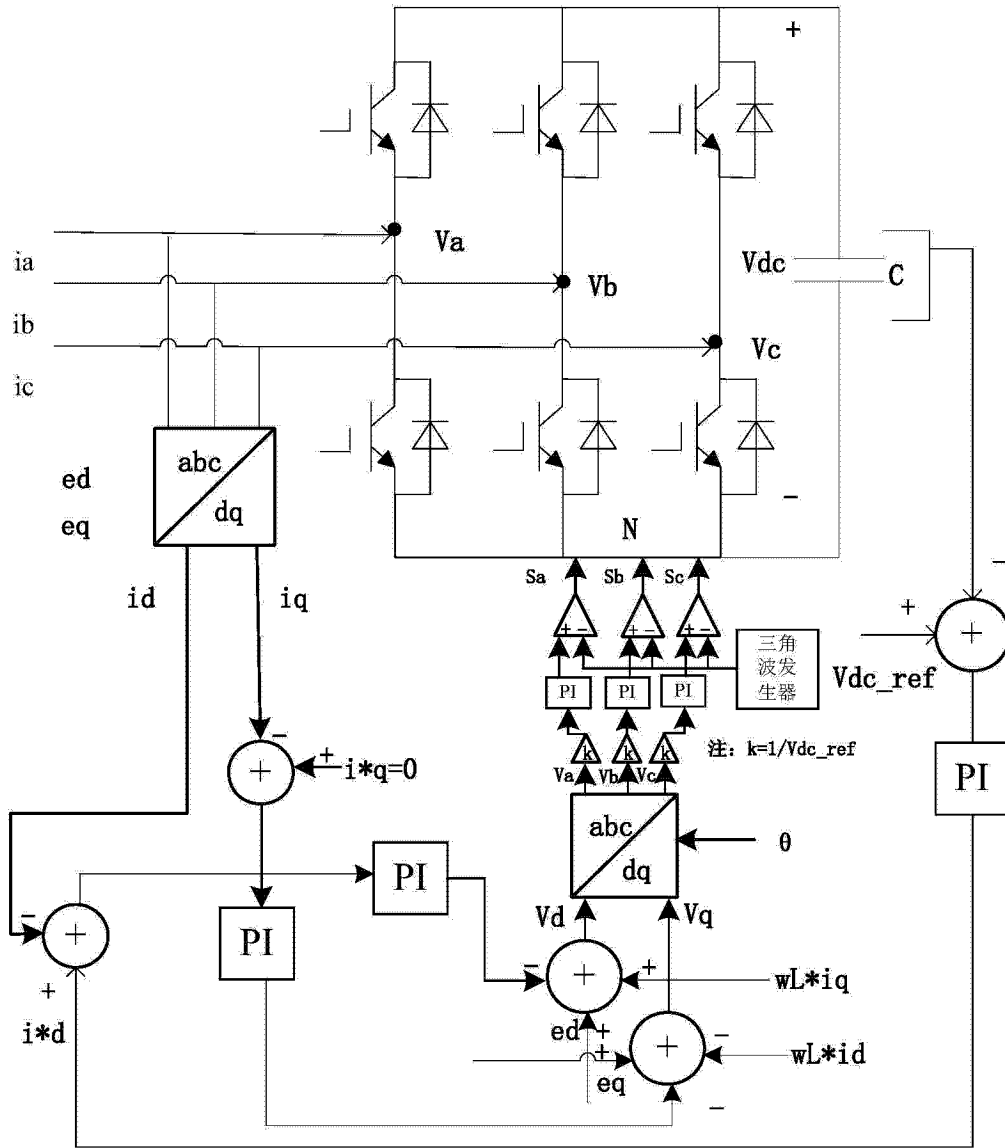


图 1a

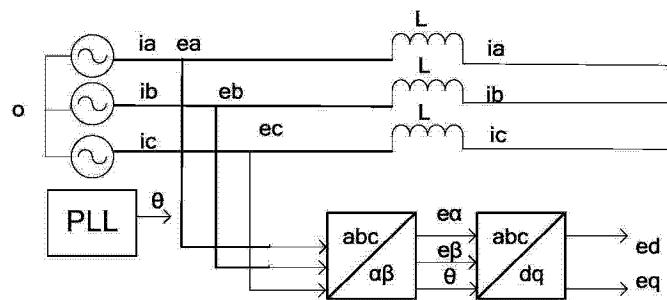


图 1b

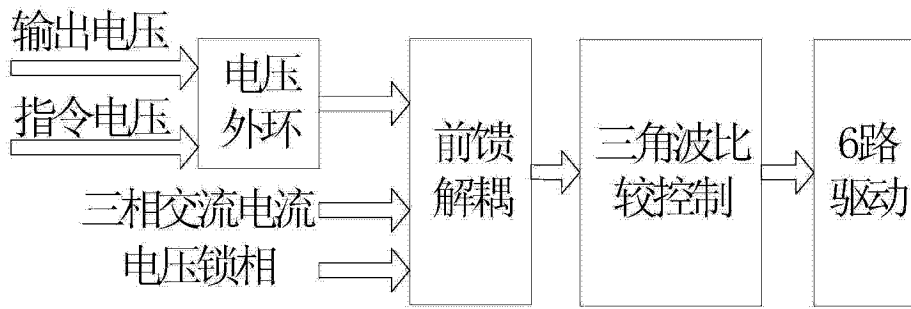


图 1c

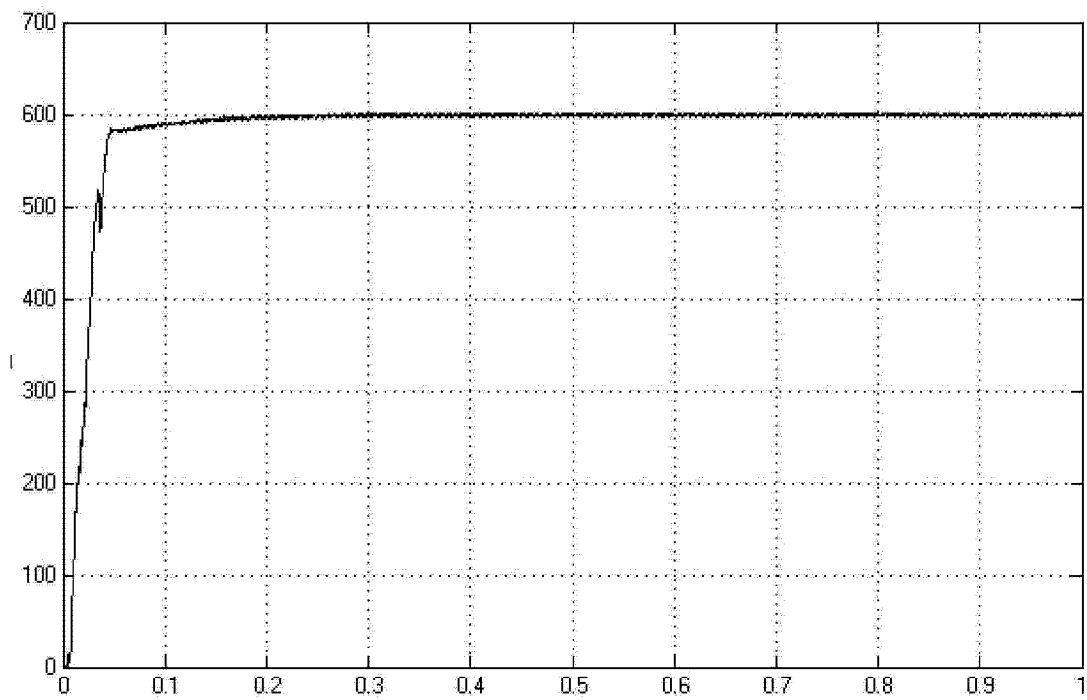


图 2

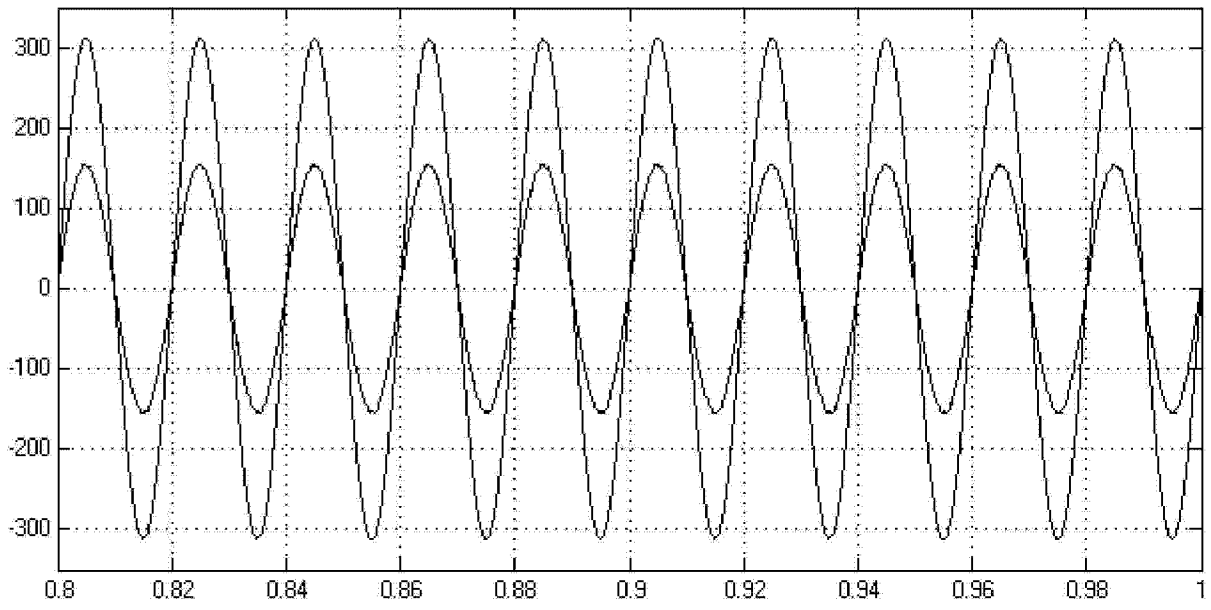


图 3