(12) 按照专利合作条约所公布的国际申请

(19) 世界知识产权组织
国 际 局

(43) 国际公布日
2014 年 6 月 26 日 (26.06.2014)

WIPO | PCT

(10) 国际公布号
WO 2014/094317 A1

(51) 国际专利分类号:
G05B 13/04 (2006.01) *H02J 3/00* (2006.01)
H02M 1/44 (2007.01)

(21) 国际申请号: PCT/CN2012/087245

(22) 国际申请日: 2012 年 12 月 24 日 (24.12.2012)

(25) 申请语言: 中文

(26) 公布语言: 中文

(30) 优先权:
201210559389.4 2012 年 12 月 20 日 (20.12.2012) CN

(71) 申请人: 天津大学 (TIANJIN UNIVERSITY) [CN/CN]; 中国天津市南开区卫津路 92 号, Tianjin 300072 (CN)。

(72) 发明人: 夏长亮 (XIA, Changliang); 中国天津市南开区卫津路 92 号, Tianjin 300072 (CN)。 刘涛 (LIU, Tao); 中国天津市南开区卫津路 92 号, Tianjin 300072 (CN)。 宋战锋 (SONG, Zhanfeng); 中国天津市南开区卫津路 92 号, Tianjin 300072 (CN)。

(74) 代理人: 天津市北洋有限责任专利代理事务所 (BEI & OCEAN); 中国天津市南开区鞍山西道时代公寓 A 座 603, Tianjin 300193 (CN)。

(81) 指定国 (除另有指明，要求每一种可提供的国家保护): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW。

(84) 指定国 (除另有指明，要求每一种可提供的地区保护): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 欧亚 (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), 欧洲 (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG)。

根据细则 4.17 的声明:
— 发明人资格(细则 4.17(iv))

本国际公布:
— 包括国际检索报告(条约第 21 条(3))。

(54) **Title**: ACTIVE FRONT-END RECTIFIER FILTER LATENCY COMPENSATION METHOD BASED ON MODEL PREDICTIVE CONTROL

(54) **发明名称**: 基于模型预测控制的主动前端整流器滤波延迟补偿方法

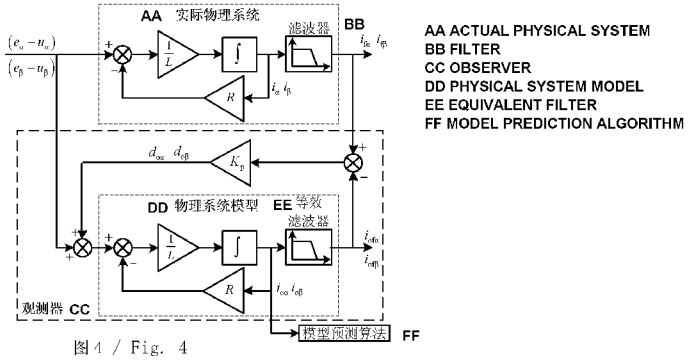

图 1 / Fig. 4

(57) **Abstract**: An active front-end rectifier filter latency compensation method based on model predictive control. The method is characterized in that comprised are the following steps: detecting a three-phase grid voltage and three-phase input current sampling value of an active front-end rectifier, and transforming both via Clarke transformation to acquire grid voltage sampling values, e_α and e_β, and input current sampling values, $i_{f\alpha}$ and $i_{f\beta}$, under a two-phase stationary coordinate system; establishing an equivalent mathematical model rectifier on the basis of an actual voltage balancing equation (1) in an rectifier, and establishing an equivalent filter model on the basis of an actual transfer function corresponding to the filter, thus constituting a filter latency observer; and, compensating the difference value between the input current sampling values, $i_{f\alpha}$ and $i_{f\beta}$, and equivalent sampling currents, $i_{of\alpha}$ and $i_{of\beta}$, into an input of the filter latency observer via a proportional controller. In comparison to the input current sampling values, $i_{f\alpha}$ and $i_{f\beta}$, the input current observed values, $i_{f\alpha}$ and $i_{f\beta}$, of the rectifier are not impacted by a filter latency and are closer to the actual input current value of the rectifier, as such, the impact of the filter latency is compensated.

(57) **摘要**:

[见续页]

WO 2014/094317 A1

一种基于模型预测控制的主动前端整流器滤波延迟补偿方法，其特征在于：包括以下步骤：检测主动前端整流器三相电网电压、三相输入电流采样值，并将其经过克拉克 Clarke 变换得到两相静止坐标系下的电网电压采样值 e_α、e_β 和输入电流采样值 $i_{f\alpha}$、$i_{f\beta}$；根据实际整流器中电压平衡方程式（1）建立等效整流器数学模型，根据实际滤波器对应的传递函数建立等效滤波器模型，从而构成滤波延迟观测器；将输入电流采样值 $i_{f\alpha}$、$i_{f\beta}$ 与等效采样电 $i_{of\alpha}$、$i_{of\beta}$ 的差值经过一比例控制器补偿到滤波延迟观测器的输入中。相比输入电流采样值 $i_{f\alpha}$、$i_{f\beta}$，整流器输入电流观测值 $i_{o\alpha}$、$i_{o\beta}$ 不受滤波器延迟的影响，其更接近实际的整流器输入电流值，由此滤波器延迟的影响得到补偿。

基于模型预测控制的主动前端整流器滤波延迟补偿方法

技术领域

本发明涉及一种主动前端整流器的模型预测控制方法中滤波器延迟的补偿方法，属于电力电子控制技术领域。

背景技术

近年来，基于模型预测控制的功率变换器全数字控制方法得到快速发展。MPC是一种基于数学模型来预测控制对象未来响应的控制算法。算法中包含一个根据控制目标进行定义的价值函数。通过最小化价值函数，算法在每个采样周期预测得到最佳电压矢量，并作为下一周期的作用矢量，算法在每个采样周期循环一次。模型预测控制属于一种非线性控制技术，由于不包含线性控制器和调制算法，系统具有较快的瞬态响应速度。随着微处理器技术的快速发展和相关研究的深入，模型预测控制在电力电子及电机驱动的应用中体现出巨大的优势。

由于模型预测控制是一种直接对电流进行预测和调节的控制算法，其对电流检测的精度要求较高，为了去除干扰，通常需要将检测到的电压、电流信号在采样前进行滤波处理。滤波器在滤除高频干扰信号的同时，会造成信号的延迟。由于模型预测控制采用循环寻优，不经调制过程而直接输出的不定频控制方式，虽然系统瞬态响应速度优良，但其采样频率高，运行性能受系统延迟影响较为明显。当滤波器截止频率较低时，信号滤波会产生较大的延迟，造成系统实际输出值与设定值出现偏差，影响系统的控制品质。因此，有必要设计一种针对模型预测控制的滤波器延迟补偿方法。

发明内容

本发明的目的在于解决现有模型预测控制方法中存在的问题，提供一种基于模型预测控制的主动前端整流器滤波延迟补偿方法，方法不需要添设额外的硬件装置，可以有效消除滤波器延迟对控制系统造成的影响，使得基于模型预测控制的主动前端整流器在系统存在较大延迟情况下仍能保持较好的控制效果。

为了解决上述技术问题，本发明予以实现的一个技术方案是：

1.一种基于模型预测控制的主动前端整流器滤波延迟补偿方法，其特征在于：包括以下步骤：

步骤一：检测主动前端整流器三相电网电压、三相输入电流采样值，并将其经过克拉克 Clarke 变换得到两相静止坐标系下的电网电压采样值 e_α、e_β 和输入电流采样值 $i_{f\alpha}$、$i_{f\beta}$；

步骤二：根据实际整流器中电压平衡方程式(1)建立等效整流器数学模型；

$$\begin{cases} e_\alpha = u_\alpha + Ri_\alpha + L\dfrac{\mathrm{d}i_\alpha}{\mathrm{d}t} \\ e_\beta = u_\beta + Ri_\beta + L\dfrac{\mathrm{d}i_\beta}{\mathrm{d}t} \end{cases} \tag{1}$$

式(1)中：e_α、e_β 为电网电压采样值；i_α、i_β 为整流器输入电流值；L 与 R 分别为输入电感值和等效串联电阻值；u_α、u_β 为整流器输入电压值；

根据实际滤波器对应的传递函数建立等效滤波器模型，该等效滤波器模型理想传递函数为式(2)：

$$F(s) = \frac{b_m s^m + b_{m-1}s^{m-1} + \cdots + b_0}{a_n s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \cdots + a_0} \tag{2}$$

式（2）中：a_0，$a_1 \ldots a_n$ 为滤波器传递函数分母部分的系数；b_0，$b_1 \ldots b_m$ 为滤波器传递函数分子部分的系数；s 为传递函数中的复变量；

上述等效整流器数学模型和等效滤波器模型构成滤波延迟观测器；

步骤三：将步骤一得到的电网电压采样值 e_α、e_β 和上一个采样周期中计算得到的整流器输入电压值 u_α、u_β 作为滤波延迟观测器的输入量，根据等效整流器数学模型计算得到等效整流器输入电流值 $i_{o\alpha}$、$i_{o\beta}$；

步骤四：将等效整流器输入电流值 $i_{o\alpha}$、$i_{o\beta}$ 经过等效滤波器模型式计算得到等效采样电流 $i_{of\alpha}$、$i_{of\beta}$；

步骤五：将步骤一得到的输入电流采样值 $i_{f\alpha}$、$i_{f\beta}$ 与步骤四得到的等效采样电流 $i_{of\alpha}$、$i_{of\beta}$ 的差值经过一比例控制器补偿到滤波延迟观测器的输入中；

步骤六：将等效整流器输入电流值 $i_{o\alpha}$、$i_{o\beta}$ 作为整流器输入电流的观测值输入到模型预测控制算法中，得到最优的开关状态和对应的整流器输入电压值 u_α、u_β；相比输入电流采样值 $i_{f\alpha}$、$i_{f\beta}$，整流器输入电流观测值 $i_{o\alpha}$、$i_{o\beta}$ 不受滤波器延迟的影响，其更接近实际的整流器输入电流值，由此滤波器延迟的影响得到补偿。

与现有技术相比，本发明的有益效果是：

本发明的延迟补偿方法在不改动硬件结构的情况下，通过增加滤波延迟观测器，有效消除了滤波器延迟对模型预测控制算法造成的影响，在主动前端整流器控制系统存在较大延迟情况下，能够有效消除电流谐波，提高了系统的控制品质和鲁棒性，增强了模型预测控制方法在实际应用中的控制效果，实现主动前端整流器在控制系统存在较大延迟情况下的稳定运行。

附图说明

图 1 为一阶滤波器截止频率与信号延迟的关系；

图 2 为截止频率为 1kHz 情况下，不同滤波器阶数下相位延迟的关系；

图 3 为基于滤波延迟观测器的模型预测控制算法的控制流程图；

图 4 为滤波延迟观测器控制流程图。

具体实施方式

下面结合具体实施方式对本发明作进一步详细地描述。

本发明一种基于模型预测控制的主动前端整流器滤波延迟补偿方法，包括以下步骤：

步骤一：检测主动前端整流器三相电网电压、三相输入电流采样值，并将其经过克拉克 Clarke 变换得到两相静止坐标系下的电网电压采样值 e_α、e_β 和输入电流采样值 $i_{f\alpha}$、$i_{f\beta}$；

步骤二：根据实际整流器中电压平衡方程式(1)建立等效整流器数学模型；

$$\begin{cases} e_\alpha = u_\alpha + Ri_\alpha + L\dfrac{\mathrm{d}i_\alpha}{\mathrm{d}t} \\ e_\beta = u_\beta + Ri_\beta + L\dfrac{\mathrm{d}i_\beta}{\mathrm{d}t} \end{cases} \tag{1}$$

式(1)中：e_α、e_β 为电网电压采样值；i_α、i_β 为整流器输入电流值；L 与 R 分别为输入电感值和等效串联电阻值；u_α、u_β 为整流器输入电压值；

根据实际滤波器对应的传递函数建立等效滤波器模型，该等效滤波器模型理想传递函数为式(2)：

$$F(s)=\frac{b_m s^m+b_{m-1}s^{m-1}+\cdots+b_0}{a_n s^n+a_{n-1}s^{n-1}+\cdots+a_0} \tag{2}$$

式（2）中：a_0，$a_1 \ldots a_n$ 为滤波器传递函数分母部分的系数；b_0，$b_1 \ldots b_m$ 为滤波器传递函数分子部分的系数；s 为传递函数中的复变量；

上述等效整流器数学模型和等效滤波器模型构成滤波延迟观测器；

步骤三：将步骤一得到的电网电压采样值 e_α、e_β 和上一个采样周期中计算得到的整流器输入电压值 u_α、u_β 作为滤波延迟观测器的输入量，根据等效整流器数学模型计算得到等效整流器输入电流值 $i_{o\alpha}$、$i_{o\beta}$；

步骤四：将等效整流器输入电流值 $i_{o\alpha}$、$i_{o\beta}$ 经过等效滤波器模型式计算得到等效采样电流 $i_{of\alpha}$、$i_{of\beta}$；

步骤五：将步骤一得到的输入电流采样值 $i_{f\alpha}$、$i_{f\beta}$ 与步骤四得到的等效采样电流 $i_{of\alpha}$、$i_{of\beta}$ 的差值经过一比例控制器补偿到滤波延迟观测器的输入中；

步骤六：将等效整流器输入电流值 $i_{o\alpha}$、$i_{o\beta}$ 作为整流器输入电流的观测值输入到模型预测控制算法中，得到最优的开关状态和对应的整流器输入电压值 u_α、u_β；相比输入电流采样值 $i_{f\alpha}$、$i_{f\beta}$，整流器输入电流观测值 $i_{o\alpha}$、$i_{o\beta}$ 不受滤波器延迟的影响，其更接近实际的整流器输入电流值，由此滤波器延迟的影响得到补偿。

下面结合附图和实施例对本发明进一步说明。

输入滤波器在滤除高频干扰信号的同时，会造成信号的延迟。图 1 为一阶滤波器截止频率与信号延迟的关系。由图 1 可以看出，滤波器造成的延迟随着截止频率的降低而增加。图 2 为截止频率为 1kHz 情况下，不同滤波器阶数下相位延迟的关系。由图 2 可以看出，与阶数较低的滤波器相比，高阶滤波器将产生较大的延迟。

图 3 为本发明加入滤波器延迟补偿的模型预测控制算法的控制框图。其控制方法具体包括如下步骤:（将图 3 中记载的所有文字内容都要补入到下述的描述中）

(1)经过传感器测量、低通滤波器滤波和模拟量/数字量（Analog quantity/Digtal quantity，简称 A/D）的转换后得到主动前端整流器三相电网电压采样值 e_a、e_b、e_c，三相电流采样值 i_{fa}、i_{fb}、i_{fc} 和直流母线电压采样值 u_{dc}；

(2)将步骤(1)得到的三相电网电压采样值 e_a、e_b、e_c 和三相输入电流采样值 i_{fa}、

i_{fb}、i_{fc}经 Clarke 变换（即图中的 3Ø/αβ 变换模块）得到两相静止坐标系下的电网电压采样值 e_α、e_β和输入电流采样值 $i_{f\alpha}$、$i_{f\beta}$；

(3)将三相电网电压采样值 e_a、e_b、e_c经过锁相环(PLL)，得到电网电压角度 θ；

(4)将直流母线电压参考值 u_{dc}^*与步骤(1)得到的直流母线电压采样值 u_{dc}做差，经过比例积分（Proportional integral，简称 PI）控制器得到同步旋转坐标系下 d 轴电流参考值 i_d^*。设 q 轴参考电流为 0，以电网电压角度为变换角对 d、q 轴电流参考值 i_d^*、i_q^*进行反 Park 变换（即图 3 中的 dq/αβ 变换模块），得到两相静止坐标系下的电流参考值 i_α^*、i_β^*；

(5)将上一个采样周期中步骤(6)计算得到的整流器输入电压值 $u_{\alpha\beta}$、步骤(2)得到的电网电压采样值 e_α、e_β和输入电流采样值 $i_{f\alpha}$、$i_{f\beta}$作为滤波延迟观测器的输入，得到整流器输入电流观测值 $i_{o\alpha}$、$i_{o\beta}$；

(6)将步骤(4)中计算得到的电流参考值 i_α^*、i_β^*、步骤(2)得到的电网电压采样值 e_α、e_β和步骤(5)得到的整流器输入电流观测值 $i_{o\alpha}$、$i_{o\beta}$作为模型预测算法的输入量，对于 0~7 的 8 种开关状态，根据式 3 和式 4 得到下一个采样周期的整流器输入电压值 u_α、u_β以及对应的最优开关状态信号 S_k；

$$\begin{cases} i_{\alpha,n}^{p}(k+1)=\dfrac{T}{L}\left[e_\alpha(k)-u_{\alpha,n}(k)-Ri_{o\alpha}(k)\right]+i_{o\alpha}(k) \\ i_{\beta,n}^{p}(k+1)=\dfrac{T}{L}\left[e_\beta(k)-u_{\beta,n}(k)-Ri_{o\beta}(k)\right]+i_{o\beta}(k) \end{cases} \tag{3}$$

式(3)中：n=0,1,…,7；$i_{\alpha,n}^{p}(k+1)$和$i_{\beta,n}^{p}(k+1)$为下一个采样周期中，0~7 的 8 种开关状态分别对应的预测电流值；T 为采样周期值；L 为图中输入侧滤波电感值；R 为图中输入侧等效串联电阻值。

$$g_n(k+1)=\left[i_\alpha^*(k+1)-i_{\alpha,n}^{p}(k+1)\right]^2+\left[i_\beta^*(k+1)-i_{\beta,n}^{p}(k+1)\right]^2 \tag{4}$$

式(4)式中：n=0,1,…,7；$g_n(k+1)$为 0~7 的 8 种开关状态分别对应价值函数计算结果。

$$S_k:\min\left\{g_n(k+1)\right\}_{n=0,1,\ldots,7} \tag{5}$$

(7)用步骤(6)得到的最优开关状态信号S_k作为控制功率器件的开关信号，当下一个采样周期开始时，循环到步骤(1)。

图 3 中滤波延迟观测器如图 4 所示。其运行过程具体如下：

假设电网电压采样值 e_α、e_β 不受滤波器的影响。在实际物理系统（图中上部的虚线框）中，电网电压值 e_α、e_β 和整流器输入电压 u_α、u_β 作用于实际整流器，得到对应的整流器输入电流 i_α、i_β，i_α、i_β 经过低通滤波器得到滤波后的输入电流采样值 $i_{f\alpha}$、$i_{f\beta}$。在观测器（图中下部的虚线框）中，通过对实际物理系统进行建模，得到物理系统模型，其包括整流器和滤波器的等效数学模型。电网电压采样值 e_α、e_β 和整流器输入电压 u_α、u_β，经过观测器中的整流器等效数学模型得到等效整流器输入电流值 $i_{o\alpha}$、$i_{o\beta}$，再经过滤波器等效数学模型（即图中的等效滤波器模块）得到物理系统模型的等效采样电流 $i_{of\alpha}$、$i_{of\beta}$。为了使物理系统模型逼近实际物理系统，将检测到的实际系统采样电流 $i_{f\alpha}$、$i_{f\beta}$ 与由物理系统模型得到的等效采样电流 $i_{of\alpha}$、$i_{of\beta}$ 的差值经过比例控制器（即图中的 Kp 模块）补偿到观测器的输入中，使得等效整流器输入电流值 $i_{o\alpha}$、$i_{o\beta}$ 与实际整流器输入电流 i_α、i_β 逼近。因此，将观测器中等效整流器输入电流值 $i_{o\alpha}$、$i_{o\beta}$ 取代滤波后的输入电流采样值 $i_{f\alpha}$、$i_{f\beta}$ 作为采样电流输入到模型预测控制算法中，避免了滤波延迟造成的影响。

观测器算法中的等效数学模型逼近实际物理系统，由此得到的等效整流器输入电流值 $i_{o\alpha}$、$i_{o\beta}$ 相当于整流器的实际输入电流值，这样便达到了消除滤波器造成的采样延迟的目的。

尽管上面结合图对本发明进行了描述，但是本发明并不局限于上述的具体实施方式，上述的具体实施方式仅仅是示意性的，而不是限制性的，本领域的普通技术人员在本发明的启示下，在不脱离本发明宗旨的情况下，还可以作出很多变形，这些均属于本发明的保护之内。

权利要求

1.一种基于模型预测控制的主动前端整流器滤波延迟补偿方法，其特征在于：包括以下步骤：

步骤一：检测主动前端整流器三相电网电压、三相输入电流采样值，并将其经过克拉克 Clarke 变换得到两相静止坐标系下的电网电压采样值 e_α、e_β 和输入电流采样值 $i_{f\alpha}$、$i_{f\beta}$；

步骤二：根据实际整流器中电压平衡方程式(1)建立等效整流器数学模型；

$$\begin{cases} e_\alpha = u_\alpha + Ri_\alpha + L\dfrac{\mathrm{d}i_\alpha}{\mathrm{d}t} \\ e_\beta = u_\beta + Ri_\beta + L\dfrac{\mathrm{d}i_\beta}{\mathrm{d}t} \end{cases} \tag{1}$$

式(1)中：e_α、e_β 为电网电压采样值；i_α、i_β 为整流器输入电流值；L 与 R 分别为输入电感值和等效串联电阻值；u_α、u_β 为整流器输入电压值；

根据实际滤波器对应的传递函数建立等效滤波器模型，该等效滤波器模型理想传递函数为式(2)：

$$F(s) = \frac{b_m s^m + b_{m-1}s^{m-1} + \cdots + b_0}{a_n s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \cdots + a_0} \tag{2}$$

式（2）中：a_0，$a_1 \ldots a_n$ 为滤波器传递函数分母部分的系数；b_0，$b_1 \ldots b_m$ 为滤波器传递函数分子部分的系数；s 为传递函数中的复变量；

上述等效整流器数学模型和等效滤波器模型构成滤波延迟观测器；

步骤三：将步骤一得到的电网电压采样值 e_α、e_β 和上一个采样周期中计算得到的整流器输入电压值 u_α、u_β 作为滤波延迟观测器的输入量，根据等效整流器数学模型计算得到等效整流器输入电流值 $i_{o\alpha}$、$i_{o\beta}$；

步骤四：将等效整流器输入电流值 $i_{o\alpha}$、$i_{o\beta}$ 经过等效滤波器模型式计算得到等效采样电流 $i_{of\alpha}$、$i_{of\beta}$；

步骤五：将步骤一得到的输入电流采样值 $i_{f\alpha}$、$i_{f\beta}$ 与步骤四得到的等效采样电流 $i_{of\alpha}$、$i_{of\beta}$ 的差值经过一比例控制器补偿到滤波延迟观测器的输入中；

步骤六：将等效整流器输入电流值 $i_{o\alpha}$、$i_{o\beta}$ 作为整流器输入电流的观测值输入到模型预测控制算法中，得到最优的开关状态和对应的整流器输入电压值 u_α、u_β；相比输入电流采样值 $i_{f\alpha}$、$i_{f\beta}$，整流器输入电流观测值 $i_{o\alpha}$、$i_{o\beta}$ 不受滤波器延迟的影响，其更接近实际的整流器输入电流值，由此滤波器延迟的影响得到补偿。

附 图

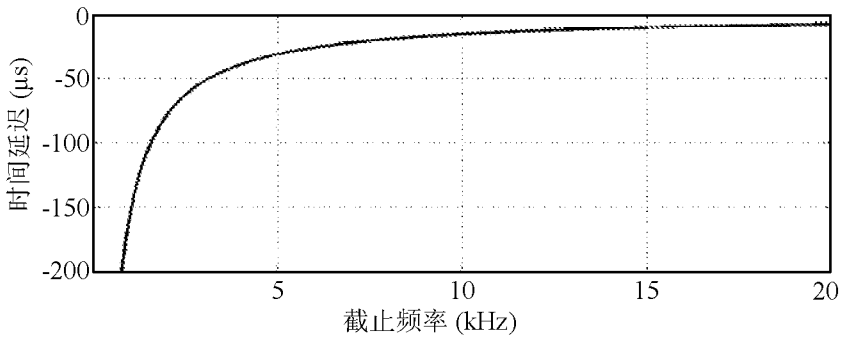
0
-50
-100
-150
-200
时间延迟 (μs)
5
10
15
20
截止频率 (kHz)

图 1

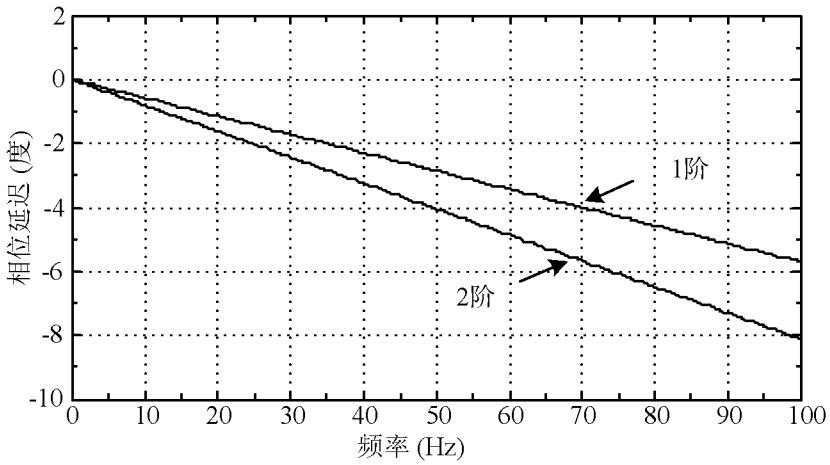
2
0
-2
-4
-6
-8
-10
相位延迟 (度)
1阶
2阶
0
10
20
30
40
50
60
70
80
90
100
频率 (Hz)

图 2

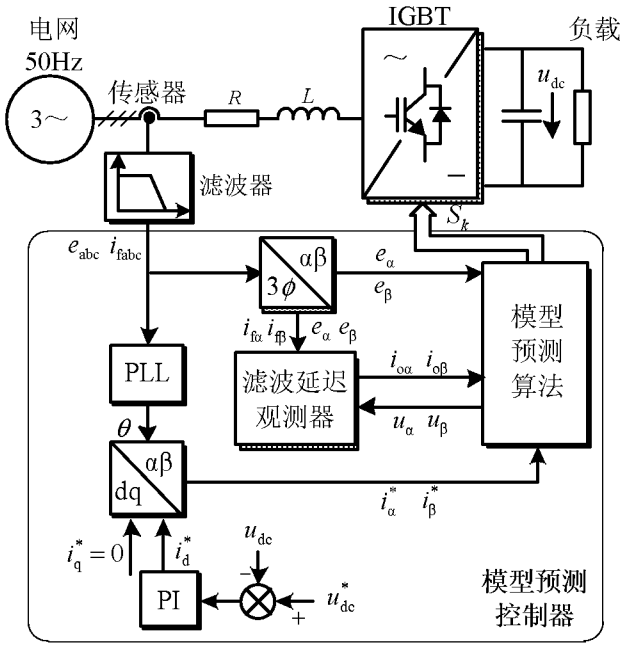
电网
50Hz
3～
传感器
R
L
IGBT
负载
u_{dc}
滤波器
S_k
e_{abc} i_{fabc}
αβ
3φ
e_α
e_β
$i_{f\alpha}$ $i_{f\beta}$
e_α e_β
PLL
滤波延迟
观测器
$i_{o\alpha}$ $i_{o\beta}$
u_α u_β
模型
预测
算法
θ
αβ
dq
i_α^* i_β^*
$i_q^*=0$
i_d^*
u_{dc}
PI
u_{dc}^*
模型预测
控制器

图 3

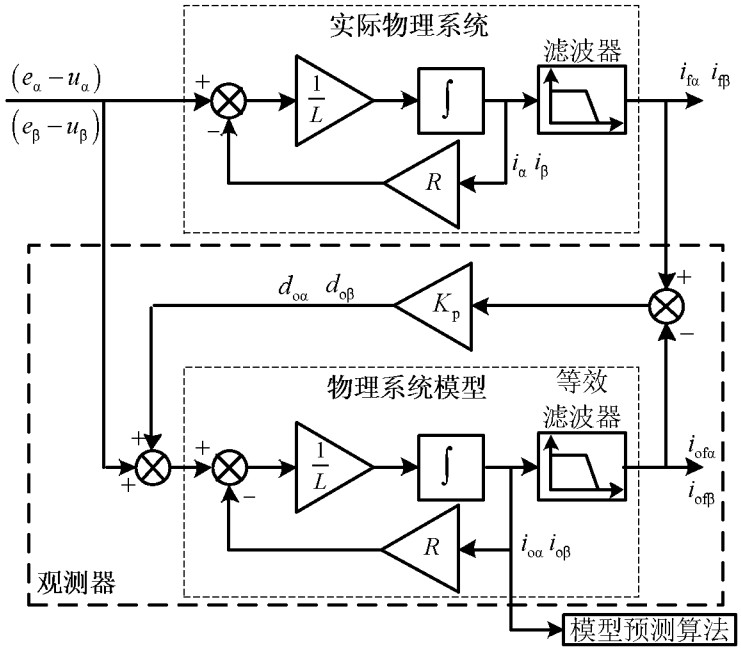
实际物理系统
滤波器
$(e_\alpha-u_\alpha)$
$(e_\beta-u_\beta)$
$\frac{1}{L}$
∫
$i_{f\alpha}$ $i_{f\beta}$
R
i_α i_β
$d_{o\alpha}$ $d_{o\beta}$
K_p
物理系统模型
等效
滤波器
$i_{of\alpha}$
$i_{of\beta}$
$i_{o\alpha}$ $i_{o\beta}$
观测器
模型预测算法

图 4

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/CN2012/087245

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

See the extra sheet

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC: G05B, H02M, H02J 3

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

CNABS, CNTXT, VEN, CNKI, WPI, USTXT: delay, three phase, multiphase, grid, module, MPC, MODEL/MPC, PREDICT+, CONVERTER/RECTIFIER, FILTER, COORDINATE

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	LI, Yuling; Study on the Current-source PWM Rectifier and Its Control Strategies, DOCTORAL DISSERTATION OF ZHEJIANG UNIVERSITY, March 2006, chapter 2, pages 23-27, and chapter 3, pages 63-72	1
A	US 2009244937 A1 (AMERICAN SUPERCONDUCTOR CORP.), 01 October 2009 (01.10.2009), description, columns 0037-0046, and figures 2 and 3	1
A	CN 101615854 A (BEIJING JIAOTONG UNIVERSITY), 30 December 2009 (30.12.2009), description, pages 5-10, and figures 1-4	1
A	CN 102714413 A (SIEMENS AG), 03 October 2012 (03.10.2012), description, pages 3-4, and figure 1	1
A	CN 102291023 A (HARBIN INSTITUTE OF TECHNOLOGY), 21 December 2011 (21.12.2011), the whole document	1
A	US 4823251 A (MITSUBISHI DENKI KK), 18 April 1989 (18.04.1989), the whole document	1
A	WANG, Meng et al., A Power Resonance Compensation Control Strategy for PWM Rectifiers Under Unbalanced Grid Voltage Conditions, PROCEEDINGS OF THE CSEE, vol. 32, no. 21, 25 July 2012, pages 46-52	1

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☒ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search	Date of mailing of the international search report
01 September 2013 (01.09.2013)	**26 September 2013 (26.09.2013)**
Name and mailing address of the ISA/CN: State Intellectual Property Office of the P. R. China No. 6, Xitucheng Road, Jimenqiao Haidian District, Beijing 100088, China Facsimile No.: (86-10) 62019451	Authorized officer **LIU, Jun** Telephone No.: (86-10) **62085821**

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.
PCT/CN2012/087245

Patent Documents referred in the Report	Publication Date	Patent Family	Publication Date
US 2009244937 A1	01.10.2009	AU 2009228245 A1	01.10.2009
		KR 20100137549 A	30.12.2010
		WO 2009120832 A4A4	19.08.2010
		CN 101816121 A	25.08.2010
		EP 2269294 A2	05.01.2011
		WO 2009120832 A3	17.06.2010
		WO 2009120832 A2	01.10.2009
		IN 201003352 P2	25.11.2011
		CA 2719584 A1	01.10.2009
CN 101615854 A	30.12.2009	CN 101615854 B	20.04.2011
CN 102714413 A	03.10.2012	DE 102009040745 A1	17.03.2011
		WO 2011029700 A3	03.11.2011
		WO 2011029700 A2	17.03.2011
		EP 2476176 A2	18.07.2012
		US 2012187924 A1	26.07.2012
		IN 201200505 P2	12.10.2012
CN 102291023 A	21.12.2011	None	
US 4823251 A	18.04.1989	JP 1034194 A	03.02.1989

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/CN2012/087245

CONTINUATION OF SECOND SHEET: A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER:

G05B 13/04 (2006.01) i

H02M 1/44 (2007.01) i

H02J 3/00 (2006.01) i

国际检索报告

国际申请号
PCT/CN2012/087245

A. 主题的分类

按照国际专利分类(IPC)或者同时按照国家分类和 IPC 两种分类：

见附加页

B. 检索领域

检索的最低限度文献(标明分类系统和分类号)

IPC: G05B, H02M, H02J 3

包含在检索领域中的除最低限度文献以外的检索文献

在国际检索时查阅的电子数据库(数据库的名称，和使用的检索词（如使用）)

CNABS, CNTXT,VEN,CNKI,WPI,USTXT: 整流器，变流器，滤波，延迟，三相，多相，电网，模型，模块，坐标，MPC，MODEL/MPC、PREDICT+、CONVERTER/RECTIFIER、FILTER、COORDINATE

C. 相关文件

类　型*	引用文件，必要时，指明相关段落	相关的权利要求
A	李玉玲 电流型 PWM 整流器及其控制策略的研究 浙江大学博士学位论文 2006 年 3 月 第二章 23－27 页，第三章 63－72 页	1
A	US2009244937A1(AMERICAN SUPERCONDUCTOR CORP) 01.10 月 2009(01.10.2009) 说明书 0037－0046 栏，附图 2、3	1
A	CN101615854A (北京交通大学) 30.12 月 2009（30.12.2009）说明书第 5－10 页，附图 1－4	1
A	CN102714413A（西门子公司）03.10 月 2012（03.10.2012）说明书第 3－4 页，附图 1	1
A	CN102291023A (哈尔滨工业大学) 21.12 月 2012 (21.12.2011) 全文	1
A	US4823251A (MITSUBISHI DENKI KK) 18.4 月 1989（18.04.1989）全文	1
A	王萌等 不平衡电网电压条件下 PWM 整流器功率谐振补偿控制策略 中国电机工程学报 第 32 卷第 21 期 25.7 月 2012 第 46 页－52 页	1

☐ 其余文件在 C 栏的续页中列出。　　☒ 见同族专利附件。

* 引用文件的具体类型：

"A" 认为不特别相关的表示了现有技术一般状态的文件

"E" 在国际申请日的当天或之后公布的在先申请或专利

"L" 可能对优先权要求构成怀疑的文件，或为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件（如具体说明的）

"O" 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件

"P" 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件

"T" 在申请日或优先权日之后公布，与申请不相抵触，但为了理解发明之理论或原理的在后文件

"X" 特别相关的文件，单独考虑该文件，认定要求保护的发明不是新颖的或不具有创造性

"Y" 特别相关的文件，当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时，要求保护的发明不具有创造性

"&" 同族专利的文件

国际检索实际完成的日期	国际检索报告邮寄日期
01.9 月 2013(01.09.2013)	**26.9 月 2013 (26.09.2013)**
ISA/CN 的名称和邮寄地址： 中华人民共和国国家知识产权局 中国北京市海淀区蓟门桥西土城路 6 号 100088 传真号：　(86-10)62019451	受权官员 刘珺 电话号码：(86-10) **62085821**

国际检索报告

关于同族专利的信息

国际申请号
PCT/CN2012/087245

检索报告中引用的专利文件	公布日期	同族专利	公布日期
US2009244937A1	01.10.2009	AU2009228245A1	01.10.2009
		KR20100137549A	30.12.2010
		WO2009120832A4A4	19.08.2010
		CN101816121A	25.08.2010
		EP2269294A2	05.01.2011
		WO2009120832A3	17.06.2010
		WO2009120832A2	01.10.2009
		IN201003352P2	25.11.2011
		CA2719584A1	01.10.2009
CN101615854A	30.12.2009	CN101615854B	20.04.2011
CN102714413A	03.10.2012	DE102009040745A1	17.03.2011
		WO2011029700A3	03.11.2011
		WO2011029700A2	17.03.2011
		EP2476176A2	18.07.2012
		US2012187924A1	26.07.2012
		IN201200505P2	12.10.2012
CN102291023A	21.12.2011	无	
US4823251A	18.04.1989	JP1034194A	03.02.1989

续：第 2 页 A. 主题的分类：

G05B13/04(2006.01) i

H02M1/44(2007.01) i

H02J3/00(2006.01) i