

(43) 国际公布日
2017 年 11 月 23 日 (23.11.2017)



(10) 国际公布号

WO 2017/198042 A1

(51) 国际专利分类号:
H02M 1/14 (2006.01) H02M 5/458 (2006.01)
H02J 1/02 (2006.01)

(21) 国际申请号: PCT/CN2017/081712

(22) 国际申请日: 2017 年 4 月 24 日 (24.04.2017)

(25) 申请语言: 中文

(26) 公布语言: 中文

(30) 优先权:
201610334246.1 2016年5月18日 (18.05.2016) CN

(71) 申请人: 珠海格力电器股份有限公司 (GREE ELECTRIC APPLIANCES, INC. OF ZHUHAI) [CN/CN]; 中国广东省珠海市前山金鸡西路, Guangdong 519070 (CN)。

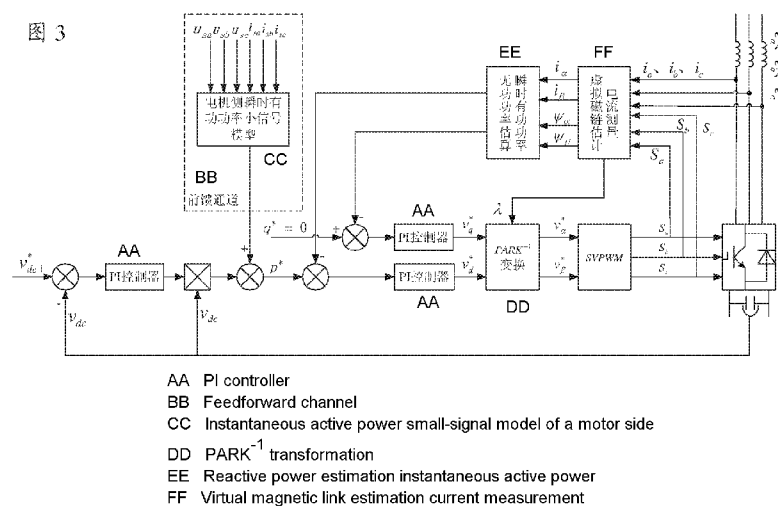
(72) 发明人: 张雪芬 (ZHANG, Xuefen); 中国广东省珠海市前山金鸡西路, Guangdong 519070

(CN). 蒋世用(JIANG, Shiyong); 中国广东省珠海市前山金鸡西路, Guangdong 519070 (CN). 刘克勤(LIU, Keqin); 中国广东省珠海市前山金鸡西路, Guangdong 519070 (CN). 冯重阳(FENG, Chongyang); 中国广东省珠海市前山金鸡西路, Guangdong 519070 (CN). 袁金荣(YUAN, Jinrong); 中国广东省珠海市前山金鸡西路, Guangdong 519070 (CN). 姜颖异(JIANG, Yingyi); 中国广东省珠海市前山金鸡西路, Guangdong 519070 (CN). 倪卫涛(NI, Weitao); 中国广东省珠海市前山金鸡西路, Guangdong 519070 (CN)。

(74) 代理人: 广州华进联合专利商标代理有限公司 (ADVANCE CHINA IP LAW OFFICE); 中国广东省广州市天河区花城大道 85 号 3901 房, Guangdong 510623 (CN)。

(54) Title: DIRECT-CURRENT BUS VOLTAGE FLUCTUATION SUPPRESSION METHOD AND CONTROL METHOD FOR DUAL-PWM CURRENT CONVERTER

(54) 发明名称: 双PWM变流器直流母线电压波动抑制方法及控制方法



(57) Abstract: A direct-current bus voltage fluctuation suppression method and control method for a dual-PWM current converter. The direct-current bus voltage fluctuation suppression method comprises the following steps: establishing a power balance equation among a grid side, a load side and an intermediate capacitor (200); establishing a capacitor instantaneous active power small-signal model of the intermediate capacitor; establishing a load instantaneous active power small-signal model of the load side; calculating a grid-side instantaneous active power reference value (p^*) according to the capacitor instantaneous active power small-signal model, the load instantaneous active power small-signal model and the power balance equation; and performing feedback control over the grid-side current converter (100) by using a grid-side instantaneous active power reference value as a power reference. The grid-side reference value contains direct-current bus voltage ripple waves and state change information of the load (400), and the effectiveness is high. In addition, the impact of load changes on the bus voltage is considered in the adjustment of the grid-side current converter, thereby reducing fluctuation of the direct-current bus voltage.

[见续页]

WO 2017/198042 A1



(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, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JP, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, 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, SA, 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, ST, 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, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG)。

本国际公布:

— 包括国际检索报告 (条约第21条(3))。

(57) 摘要: 一种双PWM变流器直流母线电压波动抑制方法及控制方法。其中, 直流母线电压波动抑制方法包括以下步骤: 建立网侧、负载侧及中间电容(200)之间的功率平衡方程; 建立中间电容的电容瞬时有功功率小信号模型; 建立负载侧的负载瞬时有功功率小信号模型; 根据电容瞬时有功功率小信号模型、负载瞬时有功功率小信号模型及功率平衡方程计算网侧瞬时有功功率参考值(p^*); 将网侧瞬时有功功率参考值作为功率参考对网侧变流器(100)进行反馈控制。功率参考中包含了直流母线电压纹波及负载(400)状态变化信息, 其有效性更高; 同时, 网侧变流器的调节兼顾了负载变化对母线电压的影响, 从而减小了直流母线电压的波动。

双 PWM 变流器直流母线电压波动抑制方法及控制方法

相关申请

本发明申请要求 2016 年 05 月 18 日申请的，申请号为 201610334246.1，名称为“双 PWM 变流器直流母线电压波动抑制方法及控制方法”的中国专利申请的优先权，在此将其全文引入作为参考。

技术领域

本发明涉及电力电子技术领域，尤其涉及一种双 PWM 变流器直流母线电压波动抑制方法及控制方法。

背景技术

近年来，背靠背双 PWM（Pulse Width Modulation，脉冲宽度调制）变流器被越来越多的应用在工业传动等场合，其具备直流母线电压恒定可控、能量双向流动及网侧单位功率因素等优点。但在实际应用中，电机（负载）状态的变化会对直流母线电压造成一定的波动甚至泵升，威胁系统的安全运行。

为了应对该问题，常通过硬件设计或软件控制进行抑制。如增加中间电容容量，但该方法降低了系统的响应速度，增加了系统的体积和成本；或者通过控制手段如直接功率、电流前馈、电流平衡等控制策略进行抑制，但仅对网侧控制进行优化，没有建立网侧和电机侧的物理关系，不能有效抑制直流母线电压波动。

发明内容

基于此，有必要针对传统技术不能对直流母线电压波动进行有效抑制的问题，提供一种更好的双 PWM 变流器直流母线电压波动抑制方法及控制方法。

为实现本发明目的提供的一种双 PWM 变流器直流母线电压波动抑制方法，包括以下步骤：

建立网侧、负载侧及中间电容之间的功率平衡方程；

建立中间电容的电容瞬时有功功率小信号模型；

建立负载侧的负载瞬时有功功率小信号模型；

根据所述电容瞬时有功功率小信号模型、所述负载瞬时有功功率小信号模型及所述功率平衡方程计算网侧瞬时有功功率参考值；

将所述网侧瞬时有功功率参考值作为功率参考对网侧变流器进行反馈控制。

作为一种双 PWM 变流器直流母线电压波动抑制方法的可实施方式，所述电容瞬时有功功率小信号模型中包括直流母线电压扰动信号，且

所述负载瞬时有功功率小信号模型中包括相电流扰动信号。

作为一种双 PWM 变流器直流母线电压波动抑制方法的可实施方式，所述功率平衡方程为：

$$p = p_m + p_c,$$

其中， p 为网侧瞬时有功功率， p_m 为负载瞬时有功功率， p_c 为中间电容瞬时有功功率。

作为一种双 PWM 变流器直流母线电压波动抑制方法的可实施方式，所述网侧瞬时有功功率参考值 P^* 计算函数如下：

$$p^* = f(v_{dc}, \Delta v_{dc}, v_{si}, i_{si}, \Delta i_{si}),$$

其中， v_{dc} 为中间直流母线电压值；

Δv_{dc} 为对中间直流母线电压施加的扰动值；

v_{si} 为负载相电压值；

i_{si} 为负载相电流值；

Δi_{si} 为对负载相电流施加的扰动值；

作为一种双 PWM 变流器直流母线电压波动抑制方法的可实施方式，通过功率前馈的方式将所述负载瞬时有功功率小信号模型与所述电容瞬时有功功率小信号模型叠加，得到所述网侧瞬时有功功率参考值。

作为一种双 PWM 变流器直流母线电压波动抑制方法的可实施方式，采用基于虚拟磁链和空间矢量的直接功率控制方式，结合所述功率参考对所述网侧变流器进行反馈控制。

作为一种双 PWM 变流器直流母线电压波动抑制方法的可实施方式，所述电容瞬时有功功率小信号模型为：

$$p_c = C v_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} + C v_{dc} \frac{d\Delta v_{dc}}{dt} + C \Delta v_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt},$$

其中， p_c 为中间电容瞬时有功功率， C 为中间电容的电容值， v_{dc} 为直流母线电压， Δv_{dc} 为对中间直流母线电压施加的扰动值。

作为一种双 PWM 变流器直流母线电压波动抑制方法的可实施方式,所述负载瞬时有功功率小信号模型为:

$$p_m = v_{sa} * i_{sa} + v_{sb} * i_{sb} + v_{sc} * i_{sc} + v_{sa} * \Delta i_{sa} + v_{sb} * \Delta i_{sb} + v_{sc} * \Delta i_{sc},$$

其中,

p_m 为负载瞬时有功功率,

v_{sa} , v_{sb} , v_{sc} 为负载相电压值;

i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} 为负载相电流值;

Δi_{sa} , Δi_{sb} , Δi_{sc} 为对负载相电流施加的扰动值。

作为一种双 PWM 变流器直流母线电压波动抑制方法的可实施方式,使用薄膜电容作为所述双 PWM 变流器中的中间电容。

基于同一发明构思的一种双 PWM 变流器控制方法,采用前述任一种双 PWM 变流器直流母线电压波动抑制方法进行直流母线电压波动抑制方法对直流母线电压波动进行抑制。

本发明的有益效果包括:本发明提供一种双 PWM 变流器直流母线电压波动抑制方法,建立中间电容的电容瞬时有功功率的小信号模型及负载侧的负载瞬时有功功率小信号模型,并通过网侧和负载侧之间的物理关系及网侧、负载侧和中间电容之间的功率动态平衡关系建立网侧和负载侧之间的功率平衡方程。将小信号模型应用到功率平衡方程中计算得到网侧变流器控制的功率参考值。其网侧变流器控制参考的功率中包含了直流母线电压纹波及负载状态变信息,其有效性更高;同时,网侧变流器的调节兼顾了负载变化对母线电压的影响,从而减小了直流母线电压的波动。

附图说明

图 1 为双 PWM 变流器系统结构示意图;

图 2 为电机侧变流器控制框图;

图 3 为功率前馈的网侧变流器控制框图。

具体实施方式

为了使本发明的目的、技术方案及优点更加清楚明白,以下结合附图对本发明的双 PWM 变流器直流母线电压波动抑制方法及控制方法的具体实施方式进行说明。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。

背靠背双 PWM 变流器结构如图 1 所示, 左端连接电网 (三相 R, S, T), 称为网侧, 右侧连接负载 400。图中两个变流器, 左侧为网侧变流器 100, 右侧为负载侧变流器 300, 中间为连接两个变流器的中间电容 200。左侧电网输入的三相交流电 (R, S, T), 为整体系统提供动力来源。四象限整流单元 (网侧变流器 100), 将三相交流电进行全控整流得到中间直流电。逆变单元 (负载侧变流器 300), 将中间直流电压进行变频变压调节, 满足后端负载 400 (如永磁同步电机) 运行需要。而中间支撑电容 (中间电容 200), 支撑直流母线电压, 其建立了网侧变流器和电机侧变流器的物理联系, 既是网侧的负载又是电机侧的电源。其连接了变流器的网侧和电机侧, 既是网侧的负载又是电机侧的电源, 其电压稳定尤为重要。可采用 3900UF/400V 铝电解电容器 2 个串联, 等效电容量为 1950UF 稳定母线。但本发明的方法实施例中, 更佳的, 采用耐纹波能力更强的金属化聚丙烯薄膜电容器替代铝电解电容器, 采用 300UF/700V 2 个并联的电容量替换比率 30.7%, 或者采用 250UF/700V 2 个并联, 替换比率 25.6%。通过薄膜电容替换, 变频器整体体积缩小、寿命加长; 更重要的是其耐纹波能力强, 电感量小, 充放电速度快, 可以在直流母线电压波动时快速抑制波动。

下面以 15kW 永磁同步变频系列为例, 对双 PWM 的工作控制过程进行介绍。

在本实施例中, 系统工作时, 电机侧的控制过程如图 2 所示, 其采用空间矢量控制, 通过转速外环和电流内环为后端电机负载提供稳定可靠的能量, 并控制其平稳运行。整体控制采用模型参考自适应控制, 得到位置和速度的估算值进行反馈控制。

图 2 中, ω_{ref} 为电机控制的角速度参考值, i_{qref} , i_{dref} 分别为 q 轴和 d 轴电流参考值; u_q , u_d 分别为 q 轴和 d 轴电压参考值; u_α , u_β 分别为 α 轴和 β 轴电压参考值。 i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} 为电机相电流; $i_{\alpha s}$, $i_{\beta s}$ 为电机电流的 α 轴和 β 轴分量。

其中, 通过 PARK 变换将电流分量由静止坐标转换到旋转坐标, 而通过 PARK 逆变换 ($PARK^{-1}$ 变换) 将电压参考值由旋转坐标转换到静止坐标系下。且通过 CLARKE 变换将电机相电流转化为静止坐标系下的电流。

整个控制过程中使用了三个控制器, 包括外环控制速度的 PI 控制器 (速度环 PI 控制器), 内环进行电流控制的控制器 (q 轴电流环控制器和 d 轴电流环控制器)。进行内环电流控制的控制器也可使用 PI 控制器。

图 2 中对电机侧的控制过程中同样是采用了基于模型参考自适应的空间矢量脉宽调制 (Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM), 该部分与网侧脉冲调制机理相同, 在其他实施例中也可以采用其他的脉宽调制方式, 但是采用空间矢量脉宽调制系统损耗更小, 能

够提高直流母线电压的利用率。

具体的, 永磁同步电机在旋转坐标系下的数学模型:

$$\frac{di_{ds}}{dt} = -\frac{R}{L_d}i_{ds} + \frac{L_q}{L_d}\omega_e i_{qs} + \frac{u_d}{L_d} \quad (1)$$

$$\frac{di_{qs}}{dt} = -\frac{R}{L_q}i_{qs} - \frac{L_d}{L_q}\omega_e i_{ds} - \frac{\psi_f}{L_q}\omega_e + \frac{u_q}{L_q} \quad (2)$$

其中:

i_{ds} 、 i_{qs} 、 u_d 、 u_q 分别为定子电流、电压在 d 轴和 q 轴上的分量;

L_d 、 L_q 分别为直轴同步电感和交轴同步电感;

ω_e 为电机电角速度且 $\omega_e = n_p \omega_r$ (n_p 为电机极对数, ω_r 为电机机械角速度);

p 为微分算子, 且 $p = \frac{d}{dt}$ 。

选取永磁同步电机本体模型为参考模型, 电流模型作为可调模型, 将上述电流模型化简, 并且使转速 ω_e 被约束于系统矩阵中。得到:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d + \frac{\psi_f}{L_d} \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d}\omega_e \\ -\frac{L_q}{L_d}\omega_e & -\frac{R_s}{L_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d + \frac{\psi_f}{L_d} \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} u_d + \frac{R_s\psi_f}{L_d} \\ \frac{L_q}{L_d}u_q \end{bmatrix} \quad (3)$$

令:

$$i_d^* = i_d + \frac{\psi_f}{L_d}, \quad i_q^* = i_q, \quad u_d^* = u_d + \frac{R_s\psi_f}{L_d}, \quad u_q^* = \frac{L_q}{L_d}u_q \quad (4)$$

将式 (4) 代入式 (3) 可得:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d}\omega_e \\ -\frac{L_q}{L_d}\omega_e & -\frac{R_s}{L_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} u_d^* \\ u_q^* \end{bmatrix} \quad (5)$$

根据电流模型化简后设计并联可调模型:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_d^* \\ \hat{i}_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d}\hat{\omega}_e \\ -\frac{L_q}{L_d}\hat{\omega}_e & -\frac{R_s}{L_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d^* \\ \hat{i}_q^* \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} \hat{u}_d^* \\ \hat{u}_q^* \end{bmatrix} \quad (6)$$

根据 POPOV 超稳定性理论可得

$$\hat{\omega}_e = \int_0^t k_1 (i_d \hat{i}_q - i_q \hat{i}_d - \frac{\psi_f}{L_d} (i_q - \hat{i}_q)) d\tau + k_2 (i_d \hat{i}_q - i_q \hat{i}_d - \frac{\psi_f}{L_d} (i_q - \hat{i}_q)) + \hat{\omega}(0) \quad (7)$$

电动机的转子位置为: $\hat{\theta} = \int_0^t \hat{\omega}_e d\tau$ 。

由此, 根据参考模型和可调模型的电流输出就可以得出整个辨识速度的算法, 以此作为系统的反馈输入进行辨识运算。

该实施例中通过模型参考自适应控制得到位置和速度的估算值进行反馈控制。且通过转速外环和电流内环为后端电机负载提供稳定可靠的能量, 并控制其平稳运行。

在其他实施例中, 对于电机侧变流器控制策略也可采用直接转矩控制或者 V/F 控制方式进行控制。但是采用矢量坐标变换对电机励磁电流和转矩电流进行解耦控制, 可以实现良好的转矩控制性能, 且使用该策略进行控制时, 无需使用位置传感器, 简化系统结构, 降低控制系统的复杂程度。

本实施例中, 对于网侧变流器的控制, 参见图 3, 采用基于虚拟磁链和空间矢量的直接功率控制。另外还建立了负载功率前馈通道, 通过将电机侧瞬时有功功率直接前馈到网侧, 使网侧瞬时有功功率的调节能够避开传统控制中电压外环间接调整的缓慢过程, 从而能够更有效的抑制直流母线电压的波动。

且采用空间矢量的直接功率控制, 能够抑制电网电压对适量定向和控制性能的影响, 克服电网电压谐波影响, 避免系统振荡。

其中, 图中 e_a, e_b, e_c 为电网电压, i_a, i_b, i_c 为电网侧相电流, v_a^*, v_b^* 为整流器参考电压 α 轴和 β 轴分量。 v_{dc}^* 为直流母线电压参考值, v_{dc} 为直流母线电压, p^* 为变流器控制的瞬时有功功率参考值, q^* 为无功功率参考值, 在网侧和负载侧功率平衡的时, $q^*=0$ 。 v_d^*, v_q^* 为电压在 d 轴和 q 轴上的分量参考值。 S_a, S_b, S_c 为网侧变流器开关信号, λ 为电压矢量位置角。

且由图 3 可知, 本实施例中采用的是 PI 控制器, 当然也可使用增量式 PID 控制等其他控制器。但是采用 PI 控制器运算更简单, 更容易实现, 同时对系统的静态误差等具备较好的控制效果。

本实施例中, 脉冲调制采用的是 SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation, 空间矢量脉宽调制)。在其他实施例中, 也可采用正弦脉宽调制 (SPWM, Sinusoidal Pulse Width Modulation)、特定谐波消除脉宽调制 (SHEPWM, Selective Harmonic Elimination Pulse Width Modulation) 等。但是本实施例中使用空间矢量脉宽调制, 其兼顾电压电流波形, 利用电压空间矢量直接生成三相 PWM 波, 计算简便, 且控制中每次切换只涉及一个功率模块, 系统开损耗小。同时空间矢量脉宽调制使网侧输出电压基波最大值为直流母线电压, 相对 SPWM 对直流母线电压的利用率提高了 15% 左右。

具体的相关计算过程如下:

根据瞬时有功功率和无功功率的定义，基于旋转坐标系下的功率计算如下：

$$\begin{cases} p = v_d i_d + v_q i_q \\ q = v_q i_d - v_d i_q \end{cases} \quad (8)$$

其中：

i_d 、 i_q 、 v_d 、 v_q 分别为电流、电压在 d 轴和 q 轴上的分量。

p 、 q 分别为网侧瞬时有功功率和无功功率。

根据虚拟磁链定向矢量关系有：

$$\begin{cases} v_d = \frac{d\psi_d}{dt} \\ v_q = \omega\psi_d \end{cases} \quad (9)$$

将式 (9) 代入式 (8) 可得网侧瞬时功率表达式：

$$\begin{cases} p = \frac{d\psi_d}{dt} i_d + \omega\psi_d i_q \\ q = -\frac{d\psi_d}{dt} i_q + \omega\psi_d i_d \end{cases} \quad (10)$$

鉴于直接功率控制策略中的瞬时功率计算通常是在两相静止坐标系下进行，对式 (10) 进行等效变换，得到在静止坐标系下的瞬时功率表达式如下：

$$\begin{cases} p = \omega(\psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha) \\ q = \omega(\psi_\alpha i_\alpha + \psi_\beta i_\beta) \end{cases} \quad (11)$$

其中：

ω 为同步旋转坐标系下的旋转角频率，即电网基波角频率；

ψ_α 、 ψ_β 为虚拟磁链在静止坐标系下的分量；

i_α 、 i_β 为电流在静止坐标系下的分量。

虚拟磁链 ψ_α 、 ψ_β 在静止坐标系下的表达式为：

$$\begin{cases} \psi_\alpha = \int (v_\alpha - L \frac{di_\alpha}{dt}) dt \\ \psi_\beta = \int (v_\beta - L \frac{di_\beta}{dt}) dt \end{cases} \quad (12)$$

电压 v_α 、 v_β 在静止坐标系下的表达式为

$$\begin{cases} v_\alpha = \cos \gamma * v_d + \sin \gamma * v_q \\ v_\beta = \sin \gamma * v_d - \cos \gamma * v_q \end{cases} \quad (13)$$

旋转坐标与静止坐标转换关系为

$$\begin{cases} \sin \gamma = \frac{\psi_{\alpha}}{\sqrt{(\psi_{\alpha})^2 + (\psi_{\beta})^2}} \\ \cos \gamma = \frac{\psi_{\beta}}{\sqrt{(\psi_{\alpha})^2 + (\psi_{\beta})^2}} \end{cases} \quad (14)$$

网侧瞬时功率估算在其他实施例中,也可采用有电压传感器的瞬时功率估计和电网电压估计。具体计算中,通常是采用电网电压传感器来检测电网电压,然后与电网电流进行计算得到。但是系统成本会稍高。

参考之前的分析,双 PWM 变流器中电机侧和网侧功率是动态平衡的,根据网侧、负载侧及中间电容之间的物理关系及功率关系可建立两者之间的功率平衡方程。功率平衡方程如下:

$$p = p_m + p_c \quad (15)$$

其中, p 为网侧瞬时有功功率, p_m 为负载瞬时有功功率, p_c 为中间电容瞬时有功功率。

根据瞬时有功功率定义可得:

$$p_c = v_{dc} * i_{dc} = C v_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} \quad (16)$$

$$p_m = v_{sa} * i_{sa} + v_{sb} * i_{sb} + v_{sc} * i_{sc} \quad (17)$$

对独立变量及解耦变量施加扰动获得中间电容的电容瞬时有功功率小信号模型如式(18)所示,获得负载侧的负载瞬时有功功率小信号模型如式(19)所示。小信号模型如下:

$$p_c = C v_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} + C v_{dc} \frac{d\Delta v_{dc}}{dt} + C \Delta v_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} \quad (18)$$

$$p_m = v_{sa} * i_{sa} + v_{sb} * i_{sb} + v_{sc} * i_{sc} + v_{sa} * \Delta i_{sa} + v_{sb} * \Delta i_{sb} + v_{sc} * \Delta i_{sc} \quad (19)$$

结合前述的功率平衡方程(15)及电容瞬时有功功率小信号模型和负载瞬时有功功率小信号模型可得到式(20)。

$$p = f(v_{dc}, \Delta v_{dc}, v_{si}, i_{si}, \Delta i_{si}) \quad (20)$$

其中:

V_{dc} 为中间直流母线电压值;

ΔV_{dc} 为对中间直流母线电压施加的扰动值;

V_{si} 为永磁同步电机相电压值;

i_{si} 为永磁同步电机相电流值;

Δi_{si} 为对永磁同步电机相电流施加的扰动值。

至此得到基于小信号模型功率前馈的直流功率控制内环功率参考值,即将此处算出的 P

作为图 3 中 p^* 。在对网侧变流器进行控制时，将 p^* 作为最终的功率参考值获得变流器的开关控制信号 S_a 、 S_b 、 S_c ，对变流器进行控制。网侧参考值中包含了直流母线电压纹波及负载状态变信息，其有效性更高；同时，网侧变流器的调节兼顾了负载变化对母线电压的影响，减小直流母线电压的波动。

结合图 3，是采用了前馈方式将电机的小信号模型与电容瞬时有功功率小信号模型进行叠加得到最终的瞬时有功功率的参考 p^* 。

本发明同时还提供一种双 PWM 变流器控制方法，该方法中采用前述任双 PWM 变流器直流母线电压波动抑制方法进行直流母线电压波动抑制方法对直流母线电压波动进行抑制，并结合前述的电机侧及网侧的变流器控制方式对系统中的两个变流器分别进行控制。通过控制两侧变流器中的功率开关的闭合与断开为负载提供稳定的电源。且采用该控制方法能够减小直流母线电压的波动，使系统整体性能更加稳定。

以上所述实施例仅表达了本发明的几种实施方式，其描述较为具体和详细，但并不能因此而理解为对本发明专利范围的限制。应当指出的是，对于本领域的普通技术人员来说，在不脱离本发明构思的前提下，还可以做出若干变形和改进，这些都属于本发明的保护范围。因此，本发明的保护范围应以所附权利要求为准。

权 利 要 求

1、一种双 PWM 变流器直流母线电压波动抑制方法，其特征在于，包括以下步骤：

建立网侧、负载侧及中间电容之间的功率平衡方程；

建立中间电容的电容瞬时有功功率小信号模型；

建立负载侧的负载瞬时有功功率小信号模型；

根据所述电容瞬时有功功率小信号模型、所述负载瞬时有功功率小信号模型及所述功率平衡方程计算网侧瞬时有功功率参考值；

将所述网侧瞬时有功功率参考值作为功率参考对网侧变流器进行反馈控制。

2、根据权利要求 1 所述的双 PWM 变流器直流母线电压波动抑制方法，其特征在于，所述电容瞬时有功功率小信号模型中包括直流母线电压扰动信号，且

所述负载瞬时有功功率小信号模型中包括相电流扰动信号。

3、根据权利要求 1 所述的双 PWM 变流器直流母线电压波动抑制方法，其特征在于，所述功率平衡方程为：

$$p = p_m + p_c,$$

其中， p 为网侧瞬时有功功率， p_m 为负载瞬时有功功率， p_c 为中间电容瞬时有功功率。

4、根据权利要求 1 所述的双 PWM 变流器直流母线电压波动抑制方法，其特征在于，所述网侧瞬时有功功率参考值 p^* 计算函数如下：

$$p^* = f(v_{dc}, \Delta v_{dc}, v_{si}, i_{si}, \Delta i_{si}),$$

其中， v_{dc} 为中间直流母线电压值；

Δv_{dc} 为对中间直流母线电压施加的扰动值；

v_{si} 为负载相电压值；

i_{si} 为负载相电流值；

Δi_{si} 为对负载相电流施加的扰动值；

5、根据权利要求 1 所述的双 PWM 变流器直流母线电压波动抑制方法，其特征在于，通过功率前馈的方式将所述负载瞬时有功功率小信号模型与所述电容瞬时有功功率小信号模型叠加，得到所述网侧瞬时有功功率参考值。

6、根据权利要求 1 所述的双 PWM 变流器直流母线电压波动抑制方法，其特征在于，采用基于虚拟磁链和空间矢量的直接功率控制方式，结合所述功率参考对所述网侧变流器进行

反馈控制。

7、根据权利要求1所述的双PWM变流器直流母线电压波动抑制方法，其特征在于：

所述电容瞬时有功功率小信号模型为：

$$p_c = C v_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} + C v_{dc} \frac{d\Delta v_{dc}}{dt} + C \Delta v_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt},$$

其中， p_c 为中间电容瞬时有功功率， C 为中间电容的电容值， v_{dc} 为直流母线电压， Δv_{dc} 为对中间直流母线电压施加的扰动值。

8、根据权利要求1所述的双PWM变流器直流母线电压波动抑制方法，其特征在于：

所述负载瞬时有功功率小信号模型为：

$$p_m = v_{sa} * i_{sa} + v_{sb} * i_{sb} + v_{sc} * i_{sc} + v_{sa} * \Delta i_{sa} + v_{sb} * \Delta i_{sb} + v_{sc} * \Delta i_{sc},$$

其中，

p_m 为负载瞬时有功功率，

v_{sa} ， v_{sb} ， v_{sc} 为负载相电压值；

i_{sa} ， i_{sb} ， i_{sc} 为负载相电流值；

Δi_{sa} ， Δi_{sb} ， Δi_{sc} 为对负载相电流施加的扰动值。

9、根据权利要求1所述的双PWM变流器直流母线电压波动抑制方法，其特征在于，使用薄膜电容作为所述双PWM变流器中的中间电容。

10、一种双PWM变流器控制方法，其特征在于，采用权利要求1至9任一项所述的双PWM变流器直流母线电压波动抑制方法进行直流母线电压波动抑制方法对直流母线电压波动进行抑制。

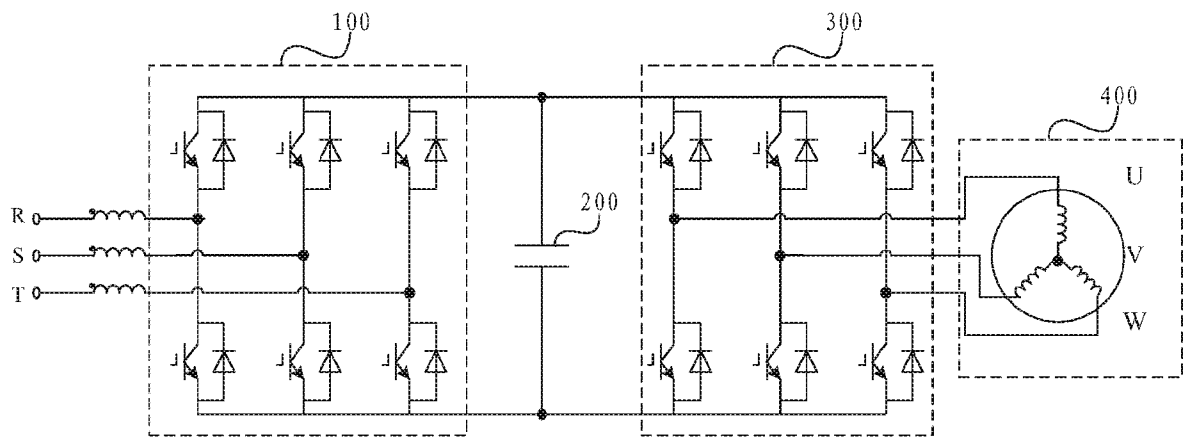


图 1

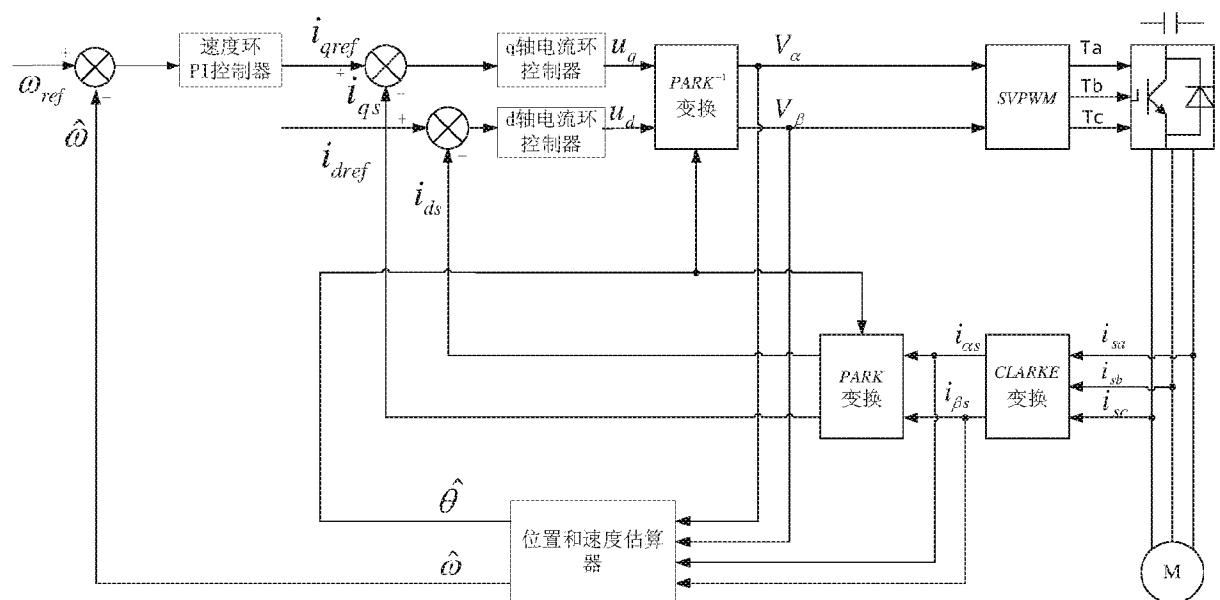


图 2

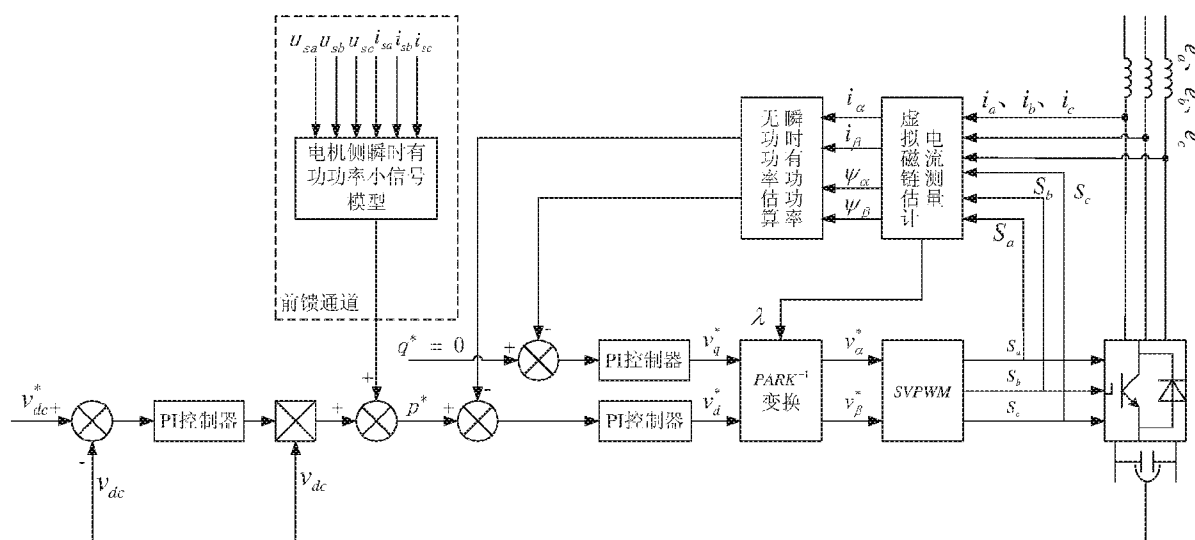


图 3

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/CN2017/081712

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02M 1/14 (2006.01) i; H02J 1/02 (2006.01) i; H02M 5/458 (2006.01) i

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)

H02M; H02J; H02P

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)

DWPI, SIPOABS, CNABS, CPRSABS, CNTXT, CNKI: limit, restrain, feed forward, converter, convert, frequency conversion, ripple+, fluctuat+, DC, bus, capacit+, direct current, suppress+, small signal?, disturb+, power, instant+, function+, balanc+, equation+, instruct+

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	CN 1669208 A (ROYAL DUTCH PHILIPS ELECTRONICS LTD.), 14 September 2005 (14.09.2005), description, page 7, line 3 to page 13, line 2, and figure 3	1-10
A	CN 104218658 A (SHANGHAI UNIVERSITY OF ELECTRIC POWER), 17 December 2014 (17.12.2014), the whole document	1-10
A	CN 103997245 A (CHINA UNIVERSITY OF MINING AND TECHNOLOGY), 20 August 2014 (20.08.2014), the whole document	1-10
A	US 9071141 B2 (VIRGINIA TECH INTELLECTUAL PROPERTIES), 30 June 2015 (30.06.2015), the whole document	1-10
PX	CN 106026072 A (GREE ELECTRIC APPLIANCES, INC. OF ZHUHAI), 12 October 2016 (12.10.2016), claims 1-10	1-10

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☒ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	“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
“A” document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	“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
“E” earlier application or patent but published on or after the international filing date	“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
“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)	“&” document member of the same patent family
“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	

Date of the actual completion of the international search 14 July 2017 (14.07.2017)	Date of mailing of the international search report 26 July 2017 (26.07.2017)
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 HUANG, Jun Telephone No.: (86-10) 62411799

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.

PCT/CN2017/081712

Patent Documents referred in the Report	Publication Date	Patent Family	Publication Date
CN 1669208 A	14 September 2005	US 7031176 B2	18 April 2006
		AU 2003238635 A1	02 February 2004
		WO 2004008619 A2	220January 2004
		WO 2004008619 A3	21 May 2004
		JP 2005533473 A	04 November 2005
		US 2005226017 A1	13 October 2005
		EP 1532727 A2	25 May 2005
		AU 2003238635 A8	27 October 2005
CN 104218658 A	17 December 2014	CN 104218658 B	24 August 2016
CN 103997245 A	20 August 2014	None	
US 9071141 B2	30 June 2015	US 2012257429 A1	11 October 2012
CN 106026072 A	12 October 2016	None	

国际检索报告

国际申请号

PCT/CN2017/081712

A. 主题的分类

H02M 1/14(2006.01)i; H02J 1/02(2006.01)i; H02M 5/458(2006.01)i

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

B. 检索领域

检索的最低限度文献(标明分类系统和分类号)

H02M; H02J; H02P

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))

DWPI, SIPOABS, CNABS, CPRSABS, CNTXT, CNKI:限, 抑, 波, 小信号, 扰动, 直流, 母线, 电容, 功率, 前馈, 平衡, 等式, 方程, 指令, 函数, 瞬时, 变流器, 换流器, 转换, 变换, 变频, ripple+, fluctuat+, DC, bus, capacit+, direct current, suppress+, small signal?, disturb+, power, instant+, function+, balanc+, equation+, instruct+

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	CN 1669208 A (皇家飞利浦电子股份有限公司) 2005年 9月 14日 (2005 - 09 - 14) 说明书第7页第3行-第13页第2行, 附图3	1-10
A	CN 104218658 A (上海电力学院) 2014年 12月 17日 (2014 - 12 - 17) 全文	1-10
A	CN 103997245 A (中国矿业大学) 2014年 8月 20日 (2014 - 08 - 20) 全文	1-10
A	US 9071141 B2 (VIRGINIA TECH INTELLECTUAL PROPERTIES) 2015年 6月 30日 (2015 - 06 - 30) 全文	1-10
PX	CN 106026072 A (珠海格力电器股份有限公司) 2016年 10月 12日 (2016 - 10 - 12) 权利要求1-10	1-10

☐ 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)

“Q” 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

2017年 7月 14日

国际检索报告邮寄日期

2017年 7月 26日

ISA/CN的名称和邮寄地址

中华人民共和国国家知识产权局(ISA/CN)
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

黄君

电话号码 (86-10)62411799

国际检索报告
关于同族专利的信息

国际申请号

PCT/CN2017/081712

检索报告引用的专利文件			公布日 (年/月/日)	同族专利	公布日 (年/月/日)
CN	1669208	A	2005年 9月 14日	US 7031176 B2	2006年 4月 18日
				AU 2003238635 A1	2004年 2月 2日
				WO 2004008619 A2	2004年 1月 22日
				WO 2004008619 A3	2004年 5月 21日
				JP 2005533473 A	2005年 11月 4日
				US 2005226017 A1	2005年 10月 13日
				EP 1532727 A2	2005年 5月 25日
				AU 2003238635 A8	2005年 10月 27日
CN	104218658	A	2014年 12月 17日	CN 104218658 B	2016年 8月 24日
CN	103997245	A	2014年 8月 20日	无	
US	9071141	B2	2015年 6月 30日	US 2012257429 A1	2012年 10月 11日
CN	106026072	A	2016年 10月 12日	无	

表 PCT/ISA/210 (同族专利附件) (2009年7月)