

(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 5 月 30 日 (30.05.2014)



(10) 国际公布号
WO 2014/079124 A1

- (51) 国际专利分类号:
H02M 7/219 (2006.01) H02M 1/14 (2006.01)
- (21) 国际申请号: PCT/CN2012/087218
- (22) 国际申请日: 2012 年 12 月 22 日 (22.12.2012)
- (25) 申请语言: 中文
- (26) 公布语言: 中文
- (30) 优先权:
201210491537.3 2012 年 11 月 26 日 (26.11.2012) 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)。 何湘宁 (HE, Xiangning); 中国天津市南开区卫津路 92 号, Tianjin 300072 (CN)。 李瑞来 (LI, Ruilai); 中国天津市南开区卫津路 92 号, Tianjin 300072 (CN)。 周发强 (ZHOU, Faqiang); 中国天津市南开区卫津路 92 号, Tianjin 300072 (CN)。 王志强 (WANG, Zhiqiang); 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))

[见续页]

(54) Title: MODEL PREDICTION CONTROL METHOD FOR VOLTAGE SOURCE-TYPE RECTIFIER WHEN GRID VOLTAGE IS UNBALANCED

(54) 发明名称: 电网电压不平衡时电压源型整流器模型预测控制方法

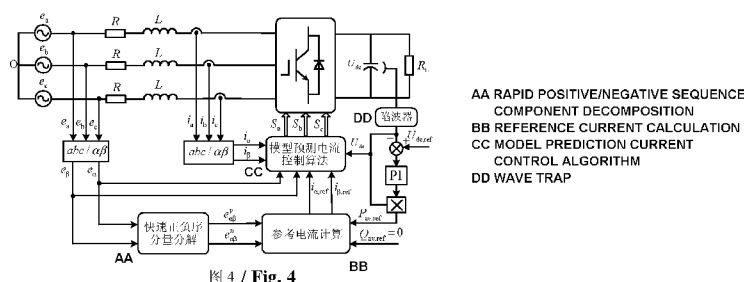


图 4 / Fig. 4

(57) Abstract: A model prediction control method for a voltage source-type rectifier when the voltage of a grid is unbalanced, comprising: (1) three-phase grid voltage and current are converted via $abc/\alpha\beta$ coordinates into grid voltage and current in a two-phase static coordinate system; (2) a positive and negative sequence coordinate separation is performed on the grid voltage in the two-phase static coordinate system to acquire a positive sequence voltage and negative sequence voltage of the grid; (3) an active power reference value is calculated; (4) a current reference value of the rectifier in the two-phase static coordinate system is calculated; and, (5) a model prediction current control is performed to select the optimal switch state. The method, while ensuring rapid and accurate tracking of a current in two phases of static coordinates, effectively eliminates voltage fluctuations at an alternating current side, and improves the quality of electric power of the system.

(57) 摘要: 一种电网电压不平衡时电压源型整流器模型预测控制方法, 包括: (1) 将三相电网电压和电流经 $abc/\alpha\beta$ 坐标变换为两相静止坐标系下的电网电压和电流; (2) 对两相静止坐标系下的电网电压进行正负序分量分离得到电网正序电压和负序电压; (3) 计算有功功率参考值; (4) 计算整流器在两相静止坐标系下的电流参考值; (5) 进行模型预测电流控制选择最优开关状态。该方法可以在两相静止坐标下保证对电流快速精确跟踪的同时有效消除直流侧电压的波动, 改善系统的电能质量。

WO 2014/079124 A1



本国际公布:

- 包括国际检索报告(条约第 21 条(3))。

电网电压不平衡时电压源型整流器模型预测控制方法

技术领域

本发明涉及一种在不平衡电网电压下电压源型整流器的控制方法，属于功率变换器控制领域。

背景技术

电压源型脉宽调制整流器具有网侧电压正弦化、单位功率因素、能量双向流动及恒定直流电压控制的优点，能够实现电能“绿色变换”，因此在工业直流电源、变频调速系统、无功功率补偿、新能源（如太阳能、风力发电）等领域有着广泛的应用前景。上述整流器优点是在假设电网电压平衡的前提下，利用电流内环和电压外环的双闭环线性控制策略和非线性控制策略实现的。但在工程实际中，电压源型整流器工作于不平衡状态（如幅相不平衡、电压突降、参数不平衡等），交流负序电流以及负序电压的存在，导致直流电压中将出现 2、4、... 次谐波，交流电流中将出现 3、5、... 次谐波，对整流器的性能产生不良影响，严重时会引起整个系统的急剧恶化。

目前国内外电网电压不平衡时电压源型整流器的控制策略，主要是设法消除或者抑制网侧电流的基波负序分量和有限次谐波分量以及直流电压中的谐波分量。在忽略进线电抗器的功率交换的情况下，抑制网侧输出有功功率的波动可以保持直流侧电容电压恒定且无二倍频波动；当电压源型整流器应用在大功率场合时，由于电力电子器件自身损耗的限制，其开关频率一般较低，进线电抗器上的功率波动不能忽略，此时若采用抑制网侧有功功率波动的控制策略，则电抗器上的有功功率波动需要直流侧功率波动来抵消，造成直流侧电容电压波动无法消除，造成电容的频繁充放电，严重时甚至影响整个系统的稳定运行。目前传统的方法是通过控制电压源型整流器交流端功率，理论上可消除直流电压波动，但是却存在电流指令的求解复杂，更多的变量引入使控制系统不易实现等，因此有必要寻求一种简单有效的增强直流侧电压稳定控制的方法。

此外，目前不平衡控制策略中一般采用比例积分（PI）、比例谐振（PR）控制器或者一些非线性控制器的电流内环，上述方法存在以下问题：1）需要通过滤波器或延时算法独立检测正负序电流，存在稳态误差或者时间延迟；2）采用锁相环获取同步信号，存在相移偏差和时间延迟；3）PI 或者 PR 控制器的参数设计比较复杂，很难实现较好的电流跟踪精度和响应速度；4）非线性控制器参数依赖性大，同时计算量大导致实时性差，限制了该策略的使用等。因此，当电网电压发生暂态不平衡时，为了能使电压源型整流器能稳定可靠运行，对控制系统的响应速度和精确跟踪等性能要求更高，电流内环控制应能够提供一个相对高的带宽，保证对电流的快速精确跟踪，尽可能地减少瞬态跟踪时间。模型预测控制由于具有很好的动态特性，可以实现对参考值的精确跟踪，具有计算量小，易于数字化实现等优点，因此可以设计一种模型预测控制方法，将其应用到电网电压不平衡控制中，从而简化系统控制算法，改善系统的控制性能。

发明内容

本发明目的在于解决电网电压不平衡时电压源型整流器控制的现有问题，提供一种简单易于实现的增强直流侧电压稳定控制的模型预测电流控制方法，可以在静止坐标下保证对电流快速精确跟踪的同时有效消除直流侧电压的波动，改善系统的电能质量；同时实现电压源型整流器在暂态电网电压不平衡时的可靠并网运行，提高整个系统的动态性和稳定性。为了

5 实现上述目的，本发明提出的电网电压不平衡时电压源型整流器模型预测控制方法，采用以下技术方案：

一种电网电压不平衡时电压源型整流器模型预测控制方法，包括下列步骤：

- (1) 设三相电网电压分别为 e_a 、 e_b 、 e_c ，三相电网电流分别为 i_a 、 i_b 、 i_c ，直流侧电压为 U_{dc} ，分别将三相电网电压和电流经 $abc/\alpha\beta$ 坐标变换为两相静止坐标系下的电网电压 e_α 、 e_β 和电流 i_α 、 i_β ；
- 10 (2) 对两相静止坐标系下的电网电压 e_α 、 e_β 进行正负序分量分离得到电网正序电压 $e_\alpha^p(t)$ 、 $e_\beta^p(t)$ 和负序电压 $e_\alpha^n(t)$ 、 $e_\beta^n(t)$ ；
- (3) 使用数字陷波器滤除实际直流电压 U_{dc} 中存在的二次谐波干扰，然后计算 U_{dc} 与参考值 $U_{dc,ref}$ 之间的误差，将此误差经过 PI 调节器运算后转化为系统有功功率参考值 $P_{av,ref}$ ；
- 15 (4) 整流器参考电流计算：

令 PWM 整流器系统平均无功功率参考值 $Q_{av,ref}$ 为 0，由下列表达式计算两相静止坐标下的参考电流正、负序分量：

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha,ref}^p \\ i_{\beta,ref}^p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m & n \\ -n & m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha^p \\ e_\beta^p \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha,ref}^n \\ i_{\beta,ref}^n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -m & -n \\ n & -m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha^n \\ e_\beta^n \end{bmatrix}$$

20 其中，

$$m = \frac{2P_{av,ref}}{3[(e_\alpha^p)^2 + (e_\beta^p)^2 - (e_\alpha^n)^2 - (e_\beta^n)^2]}, \quad n = \left(1 - \sqrt{1 - 4(\omega L m)^2}\right) / 2\omega L$$

式中， e_α^p 、 e_β^p 为在两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的电网正序相电压；

e_α^n 、 e_β^n 为在两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的电网负序相电压；

$i_{\alpha,ref}^p$ 、 $i_{\beta,ref}^p$ 为两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下电压源型正序电流参考值；

25 $i_{\alpha,ref}^n$ 、 $i_{\beta,ref}^n$ 为两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下电压源型负序电流参考值；

L 为网侧进线滤波电感；

分别将上述参考电流的正序分量和负序分量相加，得出两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的系统电流参考值 $i_{\alpha,ref}$ 、 $i_{\beta,ref}$ ；

(5) 进行模型预测电流控制,方法如下：

(a)根据当前 t_k 时刻检测的电网电压和电流, 由以下预测模型计算 t_{k+1} 时刻的电流值:

$$\begin{cases} i_{\alpha}(t_{k+1}) = (1 - \frac{RT_s}{L})i_{\alpha}(t_k) + \frac{T_s}{L}[(e_{\alpha}(t_k) - u_{\alpha}(t_k))] \\ i_{\beta}(t_{k+1}) = (1 - \frac{RT_s}{L})i_{\beta}(t_k) + \frac{T_s}{L}[(e_{\beta}(t_k) - u_{\beta}(t_k))] \end{cases}$$

式中, R 为进线电感内阻; T_s 为采样周期;

$i_{\alpha}(t_k)$ 、 $i_{\beta}(t_k)$ 是 t_k 时刻在两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的实际电流值;

5 $i_{\alpha}(t_{k+1})$ 、 $i_{\beta}(t_{k+1})$ 是 t_{k+1} 时刻在两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的电流估算值;

$e_{\alpha}(t_k)$ 、 $e_{\beta}(t_k)$ 是 t_k 时刻在两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的实际电网电压值;

$u_{\alpha}(t_k)$ 、 $u_{\beta}(t_k)$ 是第 k 个采样周期内应用的开关状态所对应交流侧电压的 $\alpha\beta$ 分量, 初始时刻值可以设为 0;

10 (b) 利用下式计算第 $k+1$ 个采样周期内的每个开关状态所对应的交流侧电压 $u_{\alpha}(t_{k+1})$ 、 $u_{\beta}(t_{k+1})$, 即

$$\begin{cases} u_{\alpha}(t_{k+1}) = \frac{2}{3}U_{dc}(t_{k+1})[S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)] \\ u_{\beta}(t_{k+1}) = \frac{\sqrt{3}}{3}U_{dc}(t_{k+1})(S_b - S_c) \end{cases}$$

式中, S_a 、 S_b 、 S_c 为电压源型整流器三个上桥臂的开关状态;

$U_{dc}(t_{k+1})$ 是 t_{k+1} 时刻的直流侧电压;

15 (c) 由上述交流侧电压 $u_{\alpha}(t_{k+1})$ 、 $u_{\beta}(t_{k+1})$, 按照前述预测模型向前进一步预测 t_{k+2} 时刻在两相静止坐标系下的电流值 $i_{\alpha}(t_{k+2})$ 、 $i_{\beta}(t_{k+2})$;

(d) 构造一个价值函数 g :

$$g = |i_{\alpha, \text{ref}}(t_{k+2}) - i_{\alpha}(t_{k+2})| + |i_{\beta, \text{ref}}(t_{k+2}) - i_{\beta}(t_{k+2})|$$

式中, $i_{\alpha, \text{ref}}(t_{k+2})$ 、 $i_{\beta, \text{ref}}(t_{k+2})$ 是 t_{k+2} 时刻电流参考值, 通过价值函数 g 对每一个开关状态进行评估, 选出使得价值函数最小的预测电流值所对应的开关状态;

20 (e) 根据步骤 (d) 中选出的开关状态, 对电压源型整流器三个上桥臂上的开关进行控制, 实现整流器的稳定运行。

作为优选实施方式, 步骤 (2) 中采用下式所示的分解法对电网电压 e_{α} 、 e_{β} 进行正、负序分量分离得到电网正序电压 $e_{\alpha}^p(t)$ 、 $e_{\beta}^p(t)$ 和负序电压 $e_{\alpha}^n(t)$ 、 $e_{\beta}^n(t)$, 即

$$\begin{cases} e_{\alpha}^p(t) = \frac{1}{2}e_{\alpha}(t) - \frac{1}{2\sin\gamma}[e_{\beta}(t - \frac{\gamma}{\omega}) - e_{\beta}(t)\cos\gamma] \\ e_{\beta}^p(t) = \frac{1}{2}e_{\beta}(t) - \frac{1}{2\sin\gamma}[e_{\alpha}(t - \frac{\gamma}{\omega}) - e_{\alpha}(t)\cos\gamma] \end{cases}$$

$$\begin{cases} e_{\alpha}^n(t) = e_{\alpha}(t) - e_{\alpha}^p(t) \\ e_{\beta}^n(t) = e_{\beta}(t) - e_{\beta}^p(t) \end{cases}$$

式中, γ 为相移角度; ω 为电网电压角频率; 上标 p、n 分别代表正、负序分量;

$e_{\alpha}(t)$ 、 $e_{\beta}(t)$ 为 t 时刻两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的电网相电压;

$e_{\alpha}^p(t)$ 、 $e_{\beta}^p(t)$ 为 t 时刻两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的电网正序相电压;

5 $e_{\alpha}^n(t)$ 、 $e_{\beta}^n(t)$ 为 t 时刻两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的电网负序相电压;

$e_{\alpha}(t - \frac{\gamma}{\omega})$ 、 $e_{\beta}(t - \frac{\gamma}{\omega})$ 为 $t - \frac{\gamma}{\omega}$ 时刻两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的电网相电压。

本发明具有如下的技术效果:

1、本发明所提出的控制方法通过考虑在不平衡电网电压下电压源型整流器进线电感上的功率波动, 提出了一个增强直流侧电压稳定控制的方法, 有效解决了直流侧电压波动问题, 同时实现电压源型整流器在不平衡电网电压下的并网运行, 改善系统的电能质量, 提高整个系统的稳定性和可靠性。

2、本发明的控制方法采用了一种正负序分量快速分解法, 相比滤波器或者四分之一电网周期延时算法进行正负序分离, 减少了分解误差和时间延迟问题, 提高了控制系统的稳定性和响应速度, 特别适合于暂态电网不平衡情况。

15 3、本发明将模型预测电流控制应用到电网电压不平衡控制中, 实现了对参考电流的快速精确跟踪, 具有动态特性好、计算量小、易于数字化实现等优点, 适合于暂态电网电压不平衡情况。

4、本发明的控制方法均在两相静止坐标下实现, 不需要锁相环获取同步信号以及电流的正负序分解, 控制结构简单更易于实现, 避免了可能存在的相移偏差和时间延迟问题, 提高了系统的可靠性。

附图说明

图 1 是电压型电压源型整流器主电路拓扑结构图;

图 2 是电压正负序分量快速分解法原理示意图;

图 3 是模型预测电流控制算法流程图;

25 图 4 是不平衡电网电压下电压源型整流器的控制系统框图。

具体实施方式

下面结合附图和实施例对本发明做进一步详细说明。

本发明是针对电网电压不平衡情况下电压源型整流器并网运行所提出的一种新型控制策略, 可以在两相静止坐标系下实现直流侧电压二次谐波分量的有效抑制, 简化控制系统算法, 提高系统响应速度和可靠性。以下将从不平衡电网电压下的功率模型、电压正负序分量分离、参考电流值计算、模型预测控制算法设计等四方面作进一步说明。

(1) 电网电压不平衡下电压源型整流器的功率模型

电压源型整流器作为功率变换器, 其主要作用是从电网侧获得特定的有功功率和无功功率以满足负载的需要, 因此电压源型整流器对输入电流以及直流侧电压的控制实际上是对输入和输出功率的控制。如果瞬时有功和无功功率得到了快速有效的控制, 电压源型整流器就

能获得良好的动静态特性。因此有必要从功率角度方面来分析电压不平衡下电压源型整流器的运行特性，进而有效地确定和设计控制方法。下面将介绍不平衡电网电压下电压源型整流器的功率模型。

图 1 为电压型电压源型整流器主电路拓扑结构图，图中 e_a 、 e_b 、 e_c 为电网相电压； i_a 、 i_b 、 i_c 为交流侧相电流； u_a 、 u_b 、 u_c 为整流器交流侧相电压； U_{dc} 为直流侧电压； L 、 R 为进线电抗器及其内阻， P_g 、 P_c 分别为网侧输入有功功率和交流侧输入有功功率。电压源型整流器在两相静止坐标下的矢量方程为

$$\mathbf{E}_{\alpha\beta} = \mathbf{U}_{\alpha\beta} + L \frac{d\mathbf{I}_{\alpha\beta}}{dt} + R\mathbf{I}_{\alpha\beta} \quad (1)$$

式中， $E_{\alpha\beta}$ 、 $U_{\alpha\beta}$ 和 $I_{\alpha\beta}$ 分别为电网电压、整流器交流侧相电压和输入电流在两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的合成矢量。

当电网电压不平衡时，电网电压 $E_{\alpha\beta}$ 和电流 $I_{\alpha\beta}$ 均含有正序分量、负序分量和零序分量。对于三相无中线系统，可以不考虑零序分量，此时在旋转坐标系中，除了逆时针旋转的正序分量外，还包括顺时针旋转的负序分量，则 $E_{\alpha\beta}$ 、 $U_{\alpha\beta}$ 以及 $I_{\alpha\beta}$ 可以表示为

$$\begin{cases} \mathbf{E}_{\alpha\beta} = \mathbf{E}_{\alpha\beta}^p + \mathbf{E}_{\alpha\beta}^n = e^{j\omega t} (e_d^p + j e_q^p) + e^{-j\omega t} (e_d^n + j e_q^n) \\ \mathbf{U}_{\alpha\beta} = \mathbf{U}_{\alpha\beta}^p + \mathbf{U}_{\alpha\beta}^n = e^{j\omega t} (u_d^p + j u_q^p) + e^{-j\omega t} (u_d^n + j u_q^n) \\ \mathbf{I}_{\alpha\beta} = \mathbf{I}_{\alpha\beta}^p + \mathbf{I}_{\alpha\beta}^n = e^{j\omega t} (i_d^p + j i_q^p) + e^{-j\omega t} (i_d^n + j i_q^n) \end{cases} \quad (2)$$

式中：上标 p、n 分别代表正、负序分量；下标 d、q 分别代表旋转坐标系 d、q 轴分量； ω 为电网电压的同步角速度。

因此当电网电压不平衡时，网侧输入的复功率 S 可以表示为

$$\mathbf{S}_g = \mathbf{E}_{\alpha\beta} \bar{\mathbf{I}}_{\alpha\beta} = P_g + jQ_g \quad (3)$$

将式(2)代入式(1)可得

$$\begin{cases} P_g = P_{av}^g + P_{c2}^g \cos(2\omega t) + P_{s2}^g \sin(2\omega t) \\ Q_g = Q_{av}^g + Q_{c2}^g \cos(2\omega t) + Q_{s2}^g \sin(2\omega t) \end{cases} \quad (4)$$

式中，

$$\begin{cases} P_{av}^g = 1.5 (e_d^p i_d^p + e_q^p i_q^p + e_d^n i_d^n + e_q^n i_q^n) \\ P_{c2}^g = 1.5 (e_d^n i_d^p + e_q^n i_q^p + e_d^p i_d^n + e_q^p i_q^n) \\ P_{s2}^g = 1.5 (e_q^n i_d^p - e_d^n i_q^p - e_q^p i_d^n + e_d^p i_q^n) \\ Q_{av}^g = 1.5 (e_q^p i_d^p - e_d^p i_q^p + e_q^n i_d^n - e_d^n i_q^n) \\ Q_{c2}^g = 1.5 (e_q^n i_d^p - e_d^n i_q^p + e_q^p i_d^n - e_d^p i_q^n) \\ Q_{s2}^g = 1.5 (-e_d^n i_d^p - e_q^n i_q^p + e_d^p i_d^n + e_q^p i_q^n) \end{cases}$$

同理，电压源型整流器交流端输入功率可以表述为

$$\begin{cases} P_c = P_{av}^c + P_{c2}^c \cos(2\omega t) + P_{s2}^c \sin(2\omega t) \\ Q_c = Q_{av}^c + Q_{c2}^c \cos(2\omega t) + Q_{s2}^c \sin(2\omega t) \end{cases} \quad (5)$$

式中,

$$\begin{cases} P_{av}^c = 1.5(u_d^p i_d^p + u_q^p i_q^p + u_d^n i_d^n + u_q^n i_q^n) \\ P_{c2}^c = 1.5(u_d^n i_d^p + u_q^n i_q^p + u_d^p i_d^n + u_q^p i_q^n) \\ P_{s2}^c = 1.5(u_q^n i_d^p - u_d^n i_q^p - u_q^p i_d^n + u_d^p i_q^n) \\ Q_{av}^c = 1.5(u_q^p i_d^p - u_d^p i_q^p + u_q^n i_d^n - u_d^n i_q^n) \\ Q_{c2}^c = 1.5(u_q^n i_d^p - u_d^n i_q^p + u_q^p i_d^n - u_d^p i_q^n) \\ Q_{s2}^c = 1.5(-u_d^n i_d^p - u_q^n i_q^p + u_d^p i_d^n + u_q^p i_q^n) \end{cases}$$

由式(4)可以看出, 电网电压不平衡时, 在正、负序双旋转坐标系中, 网侧输入的有功功率 P_g 和无功功率 Q_g 由直流分量和二倍频分量组成。其中, P_{av}^g 为有功功率直流分量; P_{c2}^g 和 P_{s2}^g 为有功功率的二倍频分量幅值; Q_{av}^g 为无功功率直流分量; Q_{c2}^g 和 Q_{s2}^g 为无功功率二倍频分量幅值; 同理, 电压源型整流器交流端输入功率 P_c 和 Q_c 由类似的定义; e_d^p 和 e_q^p 为电网正序电压 dq 轴分量; e_d^n 和 e_q^n 为电网负序电压 dq 轴分量; u_d^p 和 u_q^p 为交流端正序电压 dq 轴分量; u_d^n 和 u_q^n 为电网负序电压 dq 轴分量; i_d^p 和 i_q^p 为交流端正序电流 dq 轴分量; i_d^n 和 i_q^n 为交流端负序电流 dq 轴分量。

(2) 电网电压正、负序分量分离

当三相电网电压不平衡时, 特别是暂态不平衡情况, 为了实现对整流器输入电流的控制, 需要对电网电压进行正负序分量分离以便计算正负序电流参考值, 常用方法是使用陷波滤波器和四分之一电网周期延时法进行分离, 此时就存在分离误差和时间延迟问题。因此本发明采用了一种快速正负序分量分解法, 其两相静止坐标系下的电压正、负序分量分解原理可以表示如下:

$$\begin{cases} e_\alpha^p(t) = \frac{1}{2}e_\alpha(t) - \frac{1}{2\sin\gamma}[e_\beta(t - \frac{\gamma}{\omega}) - e_\beta(t)\cos\gamma] \\ e_\beta^p(t) = \frac{1}{2}e_\beta(t) - \frac{1}{2\sin\gamma}[e_\alpha(t - \frac{\gamma}{\omega}) - e_\alpha(t)\cos\gamma] \\ e_\alpha^n(t) = e_\alpha(t) - e_\alpha^p(t) \\ e_\beta^n(t) = e_\beta(t) - e_\beta^p(t) \end{cases} \quad (6)$$

式中, γ 为相移角度;

$e_\alpha(t)$ 、 $e_\beta(t)$ 为 t 时刻两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的电网相电压;

$e_\alpha(t - \frac{\gamma}{\omega})$ 、 $e_\beta(t - \frac{\gamma}{\omega})$ 为 $t - \frac{\gamma}{\omega}$ 时刻两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的电网相电压;

$e_\alpha^p(t)$ 、 $e_\beta^p(t)$ 为 t 时刻两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的电网相电压正序分量;

$e_{\alpha}^n(t)$ 、 $e_{\beta}^n(t)$ 为 t 时刻两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的电网相电压负序分量。

具体的实施方式可以用图 2 表示, 通过采样网侧电压经过 Clark 变换得到两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的电网电压 e_{α} 、 e_{β} , 然后采用式(6)计算得到电网正序电压 e_{α}^p 、 e_{β}^p 和负序电压 e_{α}^n 、 e_{β}^n 。该算法可以在 n ($n \geq 1$) 个采样周期内完成, 当系统采样周期很短时, 这种分离方法可以提高控制系统的稳定性和响应速度。

(3) 两相静止坐标系下的参考电流值计算

当三相电网电压不平衡时, 对电压源型整流器的控制主要是抑制系统有功功率波动以消除直流侧电压的二次谐波。受控制自由度的影响, 系统一般仅对 P_{av} 、 Q_{av} 、 P_{c2} 和 P_{s2} 进行控制, 而对 Q_{c2} 和 Q_{s2} 不进行控制。控制系统需选择合适的功率参考值, 从而得到所需的参考电流。为了简化系统控制算法, 本发明中参考电流的计算均在两相静止坐标系下实现, 因此不需要电网正负序电压矢量的角度锁相环节和坐标旋转变换, 避免了可能存在的相移偏差和时间延迟, 提高了系统的可靠性。

由于 $P_{av,ref}$ 与直流侧负载有关, 其可以通过直流侧电压外环 PI 调节得到, 即将直流电压参考值与实际采样值相减后的差值输入 PI 控制器, PI 控制器输出值与直流电压参考值的乘积则作为系统瞬时有功功率给定值:

$$P_{av,ref} = [(K_{vp} + \frac{K_{vi}}{s})(U_{dc,ref} - U_{dc})]U_{dc} \quad (7)$$

式中, K_{vp} 、 K_{vi} 分别为电压外环 PI 调节器的比例和积分增益; U_{dc} 为直流侧电压参考值。另外一般要求电压源型整流器单位功率因素运行, 此时平均无功功率参考值 $Q_{av,ref}$ 设为 0。

在进线电抗器电感值较小条件下, 可以不考虑进线电抗器的功率波动, 认为 $P_c = P_g$, 因此抑制网侧有功功率的波动, 则可以保持直流侧电容电压恒定且无二倍频波动。当电压源型整流器应用在大功率场合时, 其进线电感值相对较大, 电网电压发生不平衡时进线电抗器上的功率波动不能忽略, 此时若采用抑制网侧有功功率波动的控制策略, 则电抗器上的有功功率波动需要直流侧功率波动来抵消, 造成直流侧电压波动无法消除。为了有效消除直流侧电压的二倍频波动, 则需要考虑电抗器上的功率波动, 此时应该控制整流器交流端输入功率代替控制网侧输入功率, 即应该使 P_{av}^c 和 Q_{av}^c 分别等于有功功率参考值和 0, 同时使 P_{c2}^c 、 P_{s2}^c 等于 0。此时系统无功功率由于不可控, 仍然会有二倍频波动, 但其平均值为 0。因此由式(5)可得直流侧电压无波动控制时在同步旋转坐标系下参考电流正负序分量表达式为

$$\begin{bmatrix} i_{d,ref}^p \\ i_{q,ref}^p \end{bmatrix} = \frac{2P_{av,ref}}{3D_{dq}} \begin{bmatrix} u_d^p \\ u_q^p \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} i_{d,ref}^n \\ i_{q,ref}^n \end{bmatrix} = -\frac{2P_{av,ref}}{3D_{dq}} \begin{bmatrix} u_d^n \\ u_q^n \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中, $D_{dq} = (u_d^p)^2 + (u_q^p)^2 - (u_d^n)^2 - (u_q^n)^2 \neq 0$;

$i_{d,ref}^p$ 、 $i_{q,ref}^p$ 为在正序 dq 旋转坐标系下线电流参考值的正序分量;

$i_{d,\text{ref}}^n$ 、 $i_{q,\text{ref}}^n$ 为在负序 dq 旋转坐标系下线电流参考值的负序分量。

设坐标旋转变换矩阵 $M_{dq+ \rightarrow \alpha\beta+}$ 和 $M_{dq- \rightarrow \alpha\beta-}$ 为

$$\mathbf{M}_{dq+ \rightarrow \alpha\beta+} = \begin{bmatrix} \cos \theta^p & -\sin \theta^p \\ \sin \theta^p & \cos \theta^p \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\mathbf{M}_{dq- \rightarrow \alpha\beta-} = \begin{bmatrix} \cos \theta^n & \sin \theta^n \\ -\sin \theta^n & \cos \theta^n \end{bmatrix} \quad (11)$$

5 式中, θ^p 和 θ^n 分别为网侧电压矢量正负序旋转角度。则式(8)和式(9)两边同时乘以矩阵 $M_{dq+ \rightarrow \alpha\beta+}$ 和 $M_{dq- \rightarrow \alpha\beta-}$, 则可得两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的参考电流正负序分量表达式

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha,\text{ref}}^p \\ i_{\beta,\text{ref}}^p \end{bmatrix} = \frac{2P_{\text{av,ref}}}{3D_{\alpha\beta 2}} \begin{bmatrix} u_{\alpha}^p \\ u_{\beta}^p \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha,\text{ref}}^n \\ i_{\beta,\text{ref}}^n \end{bmatrix} = -\frac{2P_{\text{av,ref}}}{3D_{\alpha\beta}} \begin{bmatrix} u_{\alpha}^n \\ u_{\beta}^n \end{bmatrix} \quad (13)$$

式中, $D_{\alpha\beta} = (u_{\alpha}^p)^2 + (u_{\beta}^p)^2 - (u_{\alpha}^n)^2 - (u_{\beta}^n)^2 \neq 0$;

10 $i_{\alpha,\text{ref}}^p$ 、 $i_{\beta,\text{ref}}^p$ 为在两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下线电流参考值的正序分量;

$i_{\alpha,\text{ref}}^n$ 、 $i_{\beta,\text{ref}}^n$ 为在两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下线电流参考值的负序分量;

u_{α}^p 、 u_{β}^p 为两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下整流器交流侧电压正序分量;

u_{α}^n 、 u_{β}^n 为两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下整流器交流侧电压负序分量。

15 从上式可以看出, 参考电流正负序分量需要由电压源型整流器的交流端电压正负序分量求得, 而交流侧电压往往较难获得。由于电网电压正弦度高且波形光滑容易测量, 因此可以利用电网电压和交流端电压之间关系对式(12)和式(13)进行改进, 具体过程如下: 由于进线电感电阻较小, 为了简化计算量, 可以忽略其电阻的影响, 则由式(1)和式(2)可得如下关系:

$$\begin{cases} u_{\alpha}^p = e_{\alpha}^p + \omega L i_{\beta}^p \\ u_{\beta}^p = e_{\beta}^p - \omega L i_{\alpha}^p \end{cases} \quad (14)$$

$$\begin{cases} u_{\alpha}^n = e_{\alpha}^n - \omega L i_{\beta}^n \\ u_{\beta}^n = e_{\beta}^n + \omega L i_{\alpha}^n \end{cases} \quad (15)$$

20 令 $m = \frac{2P_{\text{av,ref}}}{3[(e_{\alpha}^p)^2 + (e_{\beta}^p)^2 - (e_{\alpha}^n)^2 - (e_{\beta}^n)^2]}$, 则由式(12)~(15)可得到如下关系

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha,\text{ref}}^p \\ i_{\beta,\text{ref}}^p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m & n \\ -n & m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{\alpha}^p \\ e_{\beta}^p \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha,\text{ref}}^n \\ i_{\beta,\text{ref}}^n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -m & -n \\ n & -m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{\alpha}^n \\ e_{\beta}^n \end{bmatrix} \quad (17)$$

式中, $n = \left(1 - \sqrt{1 - 4(\omega L m)^2}\right) / 2\omega L$ 。

从式(16)、式(17)可以看出, 在考虑电抗器上的功率波动后, 参考电流正负序分量的计算中含有两部分, 从网侧输入功率的角度来看, 第一部分可视作提供直流侧负载所需的平均有功功率, 第二部分可视作补偿电抗器上吸收的有功功率波动。因此该控制方法可以很好地控制整流器交流端的输入功率恒定, 保证直流侧电压稳定且无二倍频波动。同时可以发现, 在实际应用中, 由于在电感上的压降并不大, 系统功率因素近似等于 1, 可以满足应用需求。

(4) 模型预测控制算法设计

要实现电网不平衡时电压源型整流器直流侧电压的无纹波控制, 则必须对求得的正负序电流参考值进行无静差跟踪控制。目前不平衡控制策略中一般采用 PI、PR 或者一些非线性控制器的电流内环, 但是存在以下问题: 1) 需要通过滤波器或延时算法独立检测正、负序电流, 存在稳态误差或者时间延迟; 2) 采用锁相环获取同步信号, 存在相移偏差和时间延迟; 3) PI 或者 PR 控制器的参数设计比较复杂, 很难实现较好的电流跟踪精度和响应速度; 4) 非线性控制器参数依赖性大, 同时计算量大导致实时性差等。当电网电压发生暂态不平衡时, 为了能使电压源型整流器能稳定可靠运行, 对控制系统的响应速度和精确跟踪等性能要求更高, 因此电流内环控制应能够提供一个相对高的带宽, 保证对电流的快速精确跟踪, 尽可能地减少瞬态跟踪时间。模型预测控制由于具有很好的动态特性, 可以实现对参考值的精确跟踪, 具有计算量小, 易于数字化实现等优点, 因此本发明提出了一种模型预测控制方法, 并将其应用到电网电压不平衡控制中, 从而可以简化系统控制算法, 改善系统的控制性能。

常见的模型预测控制方式为建立一个系统离散化预测模型, 然后构造一个价值函数, 在每一个采样周期内, 通过预测模型对每一个开关电压矢量进行评估, 使价值函数最小对应的开关矢量在下一个采样周期被采用, 从而实现最优跟踪控制。

在一个采样周期 T_s 内, 根据式(1)可得电压源型整流器的离散化预测模型为

$$\begin{cases} i_{\alpha}(t_{k+1}) = (1 - \frac{RT_s}{L})i_{\alpha}(t_k) + \frac{T_s}{L}[(e_{\alpha}(t_k) - u_{\alpha}(t_k))] \\ i_{\beta}(t_{k+1}) = (1 - \frac{RT_s}{L})i_{\beta}(t_k) + \frac{T_s}{L}[(e_{\beta}(t_k) - u_{\beta}(t_k))] \end{cases} \quad (18)$$

式中, L 、 R 为进线电感及其电阻; T_s 为采样周期。

$i_{\alpha}(t_{k+1})$ 、 $i_{\beta}(t_{k+1})$ 是 t_{k+1} 时刻在两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的电流预测值;
 $i_{\alpha}(t_k)$ 、 $i_{\beta}(t_k)$ 是 t_k 时刻在两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的实际电流采样值;
 $e_{\alpha}(t_k)$ 、 $e_{\beta}(t_k)$ 是 t_k 时刻在两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的实际电网电压采样值;
 $u_{\alpha}(t_k)$ 、 $u_{\beta}(t_k)$ 是第 k 个采样周期内应用的开关状态所对应的交流端电压在两相静止坐标系下的 $\alpha\beta$ 分量, 其值可以由下式求得:

$$\begin{cases} u_{\alpha}(t_k) = \frac{2}{3}U_{dc}(t_k)[S_a - \frac{1}{2}(S_b - S_c)] \\ u_{\beta}(t_k) = \frac{\sqrt{3}}{3}U_{dc}(t_k)(S_b - S_c) \end{cases} \quad (19)$$

式中, S_a 、 S_b 、 S_c 为电压源型整流器三个上桥臂的开关状态 (共有 8 种开关状态);

$U_{dc}(t_k)$ 是 t_k 时刻的直流侧电压。

在实际控制系统中, 通常会存在计算时间和控制延时的影响, 为了提高模型预测控制器的性能, 须进行延时补偿。假定被选择的开关状态在第 $k+1$ 个采样周期应用, 必须去预测 t_{k+2}

5 采样时刻的电流。因此需要将式(18)向前推算一步, 可以得到如下预测模型

$$\begin{cases} i_{\alpha}(t_{k+2}) = (1 - \frac{RT_s}{L})i_{\alpha}(t_{k+1}) + \frac{T_s}{L}[(e_{\alpha}(t_{k+1}) - u_{\alpha}(t_{k+1}))] \\ i_{\beta}(t_{k+2}) = (1 - \frac{RT_s}{L})i_{\beta}(t_{k+1}) + \frac{T_s}{L}[(e_{\beta}(t_{k+1}) - u_{\beta}(t_{k+1}))] \end{cases} \quad (20)$$

式中, $i_{\alpha}(t_{k+2})$ 、 $i_{\beta}(t_{k+2})$ 是 t_{k+2} 时刻在两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的电流预测值;

$e_{\alpha}(t_{k+1})$ 、 $e_{\beta}(t_{k+1})$ 是 t_{k+1} 时刻在两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的电网电压预测值, 由于采样频率远大于电网频率, 可认为电网电压在一个采样周期内保持不变, 即 $e(t_{k+1}) \approx e(t_k)$;

10 $u_{\alpha}(t_{k+1})$ 、 $u_{\beta}(t_{k+1})$ 是第 $k+1$ 个采样周期内预测的开关状态所对应的交流端电压在两相静止坐标系下的 $\alpha\beta$ 分量, 其值可以根据 t_{k+1} 时刻的直流侧电压 $U_{dc}(t_{k+1})$ 及开关状态 S_a 、 S_b 和 S_c (共 8 种开关状态) 通过式(19)求得。

当 t_{k+2} 时刻的电流被预测后, 构造一个价值函数 g 去评估整流器各个电压矢量, 即选择使价值函数最小的电流预测值所对应的开关状态在下一个采样周期被采用。如此循环, 从而
15 获得理想的输入电流。不同的控制标准将采用不同的价值函数 g , 常见方法采用电流误差的绝对值之和作为价值函数, 其表达式为:

$$g = |i_{\alpha, \text{ref}}(t_{k+2}) - i_{\alpha}(t_{k+2})| + |i_{\beta, \text{ref}}(t_{k+2}) - i_{\beta}(t_{k+2})| \quad (21)$$

式中, $i_{\alpha, \text{ref}}(t_{k+2})$ 、 $i_{\beta, \text{ref}}(t_{k+2})$ 是 t_{k+2} 时刻在两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的电流参考值, 其值可以由前几个时刻的参考电流值通过欧拉二阶递推法求得了, 即

$$\begin{cases} i_{\alpha, \text{ref}}(t_{k+2}) = 3i_{\alpha, \text{ref}}(t_{k+1}) - 3i_{\alpha, \text{ref}}(t_k) + i_{\alpha, \text{ref}}(t_{k-1}) \\ i_{\beta, \text{ref}}(t_{k+2}) = 3i_{\beta, \text{ref}}(t_{k+1}) - 3i_{\beta, \text{ref}}(t_k) + i_{\beta, \text{ref}}(t_{k-1}) \end{cases} \quad (22)$$

式中, $i_{\alpha, \text{ref}}(t_{k+1})$ 、 $i_{\beta, \text{ref}}(t_{k+1})$ 为 t_{k+1} 时刻两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的电流参考值;

$i_{\alpha, \text{ref}}(t_k)$ 、 $i_{\beta, \text{ref}}(t_k)$ 为 t_k 时刻两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的电流参考值;

$i_{\alpha, \text{ref}}(t_{k-1})$ 、 $i_{\beta, \text{ref}}(t_{k-1})$ 为 t_{k-1} 时刻两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的电流参考值。

根据以上的分析, 模型预测控制的实施可以用图 3 所示的算法流程图表示:

25 (a) 首先采集 t_k 时刻的三相电流 $i(t_k)$ 、三相电网电压 $e(t_k)$ 以及直流侧电压 $U_{dc}(t_k)$;

(b) 应用上一时刻计算的开关状态 $S(t_k)$, 通过式(18)所示的预测模型去估算 t_{k+1} 时刻的电流值 $i(t_{k+1})$;

(c) 分别使用 8 种开关状态 (S_a 、 S_b 和 S_c), 以及式(19)和式(20)所示的预测模型, 进一步计算出 t_{k+2} 时刻的 8 种电流预测值 $i(t_{k+2})$;

30 (d) 构造一个如式(21)所示的价值函数 g 并计算其 8 种结果 g_j , 选择使价值函数值最小的电流预测值所对应的开关状态 $S(t_{k+1})$ 在下一时刻被采用, 如此循环进行电流的精确跟踪控

制。

综上所述，本发明所提出的控制方法的最佳实施方式可以系统地表示为图 4，具体包括如下步骤：

- 1) 采用电压传感器和电流传感器分别检测三相电网电压 e_a 、 e_b 、 e_c 和网侧三相输入电流 i_a 、 i_b 、 i_c ，分别经 abc- $\alpha\beta$ 坐标变换模块得到两相静止坐标系下的电网电压 e_α 、 e_β 和输入电流 i_α 、 i_β ；
- 2) 将步骤(1)中的电网电压 e_α 、 e_β 通过图 2 所示的快速正负序分量分解法，得到在两相静止坐标系下的电网正序电压 e_α^p 、 e_β^p 和负序电压 e_α^n 、 e_β^n ；
- 3) 采用电压传感器检测直流侧电容电压 U_{dc} ，使用数字陷波器滤除其二次谐波分量，再计算直流参考电压 $U_{dc,ref}$ 与滤波后的 U_{dc} 的差值，经过 PI 控制器的输出值与滤波后直流电压 U_{dc} 的乘积作为直流侧输出的参考有功功率 $P_{av,ref}$ ，此时参考无功功率设为 0。
- 4) 由步骤(3)中的两相静止坐标下的电网正序电压 e_α^p 、 e_β^p 和负序电压 e_α^n 、 e_β^n ，以及步骤(2)中得到的平均参考功率 $P_{av,ref}$ 和 $Q_{av,ref}$ ，通过式(20)、式(21)所示的参考电流计算方法，计算两相静止坐标系下的参考电流 $i_{\alpha,ref}$ 、 $i_{\beta,ref}$ ；
- 5) 由步骤(1)中的电网电压 e_α 、 e_β 和输入电流 i_α 、 i_β ，步骤(4)中的电流参考值 $i_{\alpha,ref}$ 、 $i_{\beta,ref}$ 以及直流侧电压 U_{dc} ，采用如图 3 所示的模型预测电流控制算法，可以得到电压源型整流器三个上桥臂的开关信号 S_a 、 S_b 和 S_c ，实现控制功率器件的开断。

综上所述，本发明的控制方法在电网电压不平衡情况下，可保证对电流快速精确跟踪的同时有效消除直流侧电压波动，改善系统的电能质量，同时可实现电压源型整流器在暂态电网电压不平衡时的可靠并网运行。所提的控制系统算法简单，仅需在两相静止坐标系下实现，无坐标旋转变换、锁相环以及电流的正负序分解，减少了控制系统的时间延迟和稳态误差，提高了整个系统的动态性、稳定性和可靠性。

权利要求

1. 一种电网电压不平衡时电压源型整流器模型预测控制方法, 其特征在于, 包括下列步骤:

- (1) 设三相电网电压分别为 e_a 、 e_b 、 e_c , 三相电网电流分别为 i_a 、 i_b 、 i_c , 直流侧电压为 U_{dc} ,
 5 分别将三相电网电压和电流经 abc/αβ 坐标变换为两相静止坐标系下的电网电压 e_α 、 e_β 和电流 i_α 、 i_β ;
- (2) 对两相静止坐标系下的电网电压 e_α 、 e_β 进行正负序分量分离得到电网正序电压 $e_\alpha^p(t)$ 、 $e_\beta^p(t)$ 和负序电压 $e_\alpha^n(t)$ 、 $e_\beta^n(t)$;
- (3) 使用数字陷波器滤除实际直流电压 U_{dc} 中存在的二次谐波干扰, 然后计算 U_{dc} 与参考值
 10 $U_{dc,ref}$ 之间的误差, 将此误差经过 PI 调节器运算后转化为系统有功功率参考值 $P_{av,ref}$;
- (4) 整流器参考电流计算:

令电压源型整流器系统平均无功功率参考值 $Q_{av,ref}$ 为 0, 由下列表达式计算两相静止坐标系下的参考电流正、负序分量:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha,ref}^p \\ i_{\beta,ref}^p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m & n \\ -n & m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha^p \\ e_\beta^p \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha,ref}^n \\ i_{\beta,ref}^n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -m & -n \\ n & -m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha^n \\ e_\beta^n \end{bmatrix}$$

其中,

$$m = \frac{2P_{av,ref}}{3[(e_\alpha^p)^2 + (e_\beta^p)^2 - (e_\alpha^n)^2 - (e_\beta^n)^2]}, \quad n = \left(1 - \sqrt{1 - 4(\omega L m)^2}\right) / 2\omega L$$

式中, e_α^p 、 e_β^p 为在两相 αβ 静止坐标系下的电网正序相电压;

e_α^n 、 e_β^n 为在两相 αβ 静止坐标系下的电网负序相电压;

20 $i_{\alpha,ref}^p$ 、 $i_{\beta,ref}^p$ 为两相 αβ 静止坐标系下整流器正序电流参考值;

$i_{\alpha,ref}^n$ 、 $i_{\beta,ref}^n$ 为两相 αβ 静止坐标系下整流器负序电流参考值;

L 为网侧进线滤波电感;

分别将上述参考电流的正序分量和负序分量相加, 得出两相 αβ 静止坐标系下的系统电流参考值 $i_{\alpha,ref}$ 、 $i_{\beta,ref}$;

25 (5) 进行模型预测电流控制, 方法如下:

(a) 根据当前 t_k 时刻检测的电网电压和电流, 由以下预测模型计算 t_{k+1} 时刻的电流值:

$$\begin{cases} i_{\alpha}(t_{k+1}) = (1 - \frac{RT_s}{L})i_{\alpha}(t_k) + \frac{T_s}{L}[(e_{\alpha}(t_k) - u_{\alpha}(t_k))] \\ i_{\beta}(t_{k+1}) = (1 - \frac{RT_s}{L})i_{\beta}(t_k) + \frac{T_s}{L}[(e_{\beta}(t_k) - u_{\beta}(t_k))] \end{cases}$$

式中, R 为进线电感内阻; T_s 为采样周期;

$i_{\alpha}(t_k)$ 、 $i_{\beta}(t_k)$ 是 t_k 时刻在两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的实际电流值;

$i_{\alpha}(t_{k+1})$ 、 $i_{\beta}(t_{k+1})$ 是 t_{k+1} 时刻在两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的电流估算值;

5 $e_{\alpha}(t_k)$ 、 $e_{\beta}(t_k)$ 是 t_k 时刻在两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的实际电网电压值;

$u_{\alpha}(t_k)$ 、 $u_{\beta}(t_k)$ 是第 k 个采样周期内应用的开关状态所对应交流侧电压的 $\alpha\beta$ 分量, 初始时刻值可以设为 0;

(b) 利用下式计算第 $k+1$ 个采样周期内的每个开关状态所对应的交流侧电压 $u_{\alpha}(t_{k+1})$ 、 $u_{\beta}(t_{k+1})$, 即

$$\begin{cases} u_{\alpha}(t_{k+1}) = \frac{2}{3}U_{dc}(t_{k+1})[S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)] \\ u_{\beta}(t_{k+1}) = \frac{\sqrt{3}}{3}U_{dc}(t_{k+1})(S_b - S_c) \end{cases}$$

式中, S_a 、 S_b 、 S_c 为电压源型整流器三个上桥臂的开关状态;

$U_{dc}(t_{k+1})$ 是 t_{k+1} 时刻的直流侧电压;

(c) 由上述交流侧电压 $u_{\alpha}(t_{k+1})$ 、 $u_{\beta}(t_{k+1})$, 按照前述预测模型向前进一步预测 t_{k+2} 时刻在两相静止坐标系下的电流值 $i_{\alpha}(t_{k+2})$ 、 $i_{\beta}(t_{k+2})$;

15 (d) 构造一个价值函数 g :

$$g = |i_{\alpha, \text{ref}}(t_{k+2}) - i_{\alpha}(t_{k+2})| + |i_{\beta, \text{ref}}(t_{k+2}) - i_{\beta}(t_{k+2})|$$

式中, $i_{\alpha, \text{ref}}(t_{k+2})$ 、 $i_{\beta, \text{ref}}(t_{k+2})$ 是 t_{k+2} 时刻电流参考值, 通过价值函数 g 对每一个开关状态进行评估, 选出使得价值函数最小的预测电流值所对应的开关状态;

20 (e) 根据步骤 (d) 中选出的开关状态, 对电压源型整流器三个上桥臂上的开关进行控制, 实现整流器的稳定运行。

2. 根据权利要求 1 所述的电网电压不平衡时电压源型整流器模型预测控制方法, 其特征在于, 步骤 (2) 中采用下式所示的分解法对电网电压 e_{α} 、 e_{β} 进行正、负序分量分离得到电网正序电压 $e_{\alpha}^p(t)$ 、 $e_{\beta}^p(t)$ 和负序电压 $e_{\alpha}^n(t)$ 、 $e_{\beta}^n(t)$, 即

$$\begin{cases} e_{\alpha}^p(t) = \frac{1}{2}e_{\alpha}(t) - \frac{1}{2\sin\gamma}[e_{\beta}(t - \frac{\gamma}{\omega}) - e_{\beta}(t)\cos\gamma] \\ e_{\beta}^p(t) = \frac{1}{2}e_{\beta}(t) - \frac{1}{2\sin\gamma}[e_{\alpha}(t - \frac{\gamma}{\omega}) - e_{\alpha}(t)\cos\gamma] \end{cases}$$

$$\begin{cases} e_{\alpha}^n(t) = e_{\alpha}(t) - e_{\alpha}^p(t) \\ e_{\beta}^n(t) = e_{\beta}(t) - e_{\beta}^p(t) \end{cases}$$

式中， γ 为相移角度； ω 为电网电压角频率；上标 p、n 分别代表正、负序分量；

$e_{\alpha}(t)$ 、 $e_{\beta}(t)$ 为 t 时刻两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的电网相电压；

$e_{\alpha}^p(t)$ 、 $e_{\beta}^p(t)$ 为 t 时刻两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的电网正序相电压；

5 $e_{\alpha}^n(t)$ 、 $e_{\beta}^n(t)$ 为 t 时刻两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的电网负序相电压；

$e_{\alpha}(t - \frac{\gamma}{\omega})$ 、 $e_{\beta}(t - \frac{\gamma}{\omega})$ 为 $t - \frac{\gamma}{\omega}$ 时刻两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的电网相电压。

附图

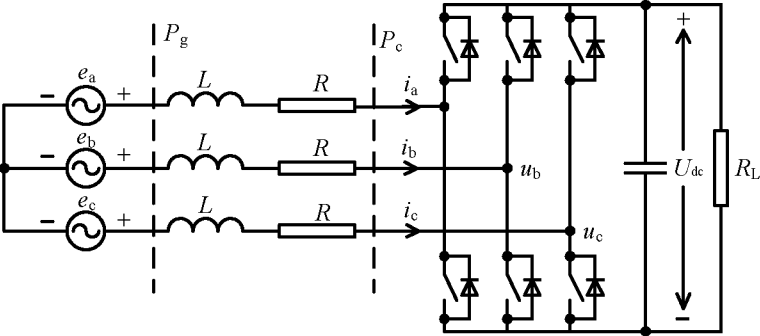


图 1

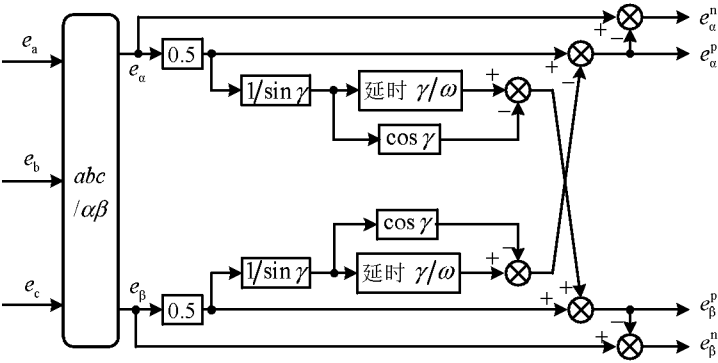


图 2

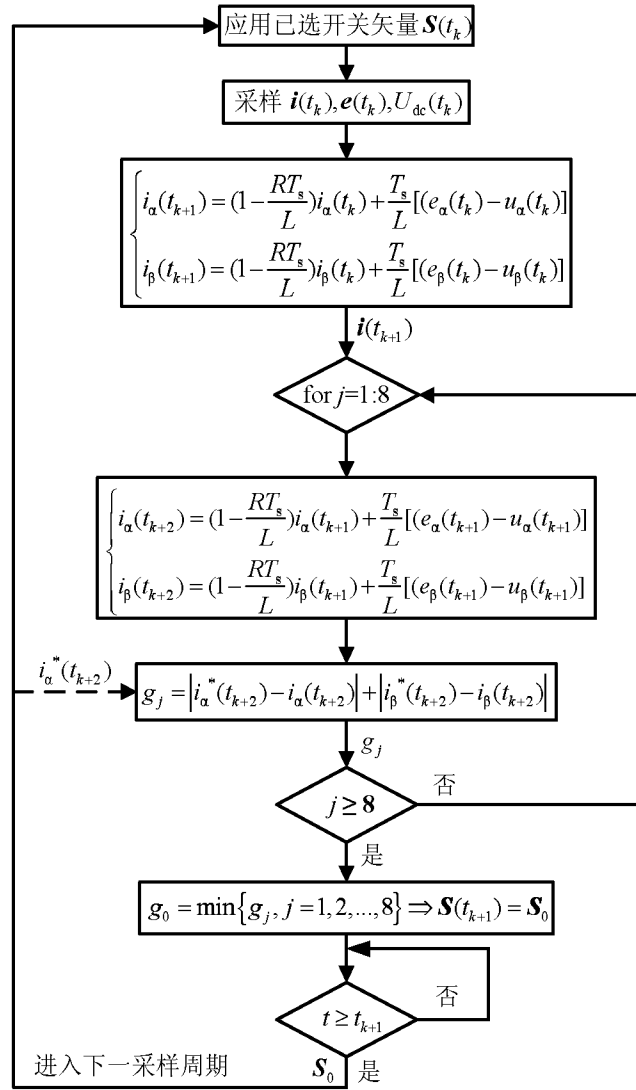


图 3

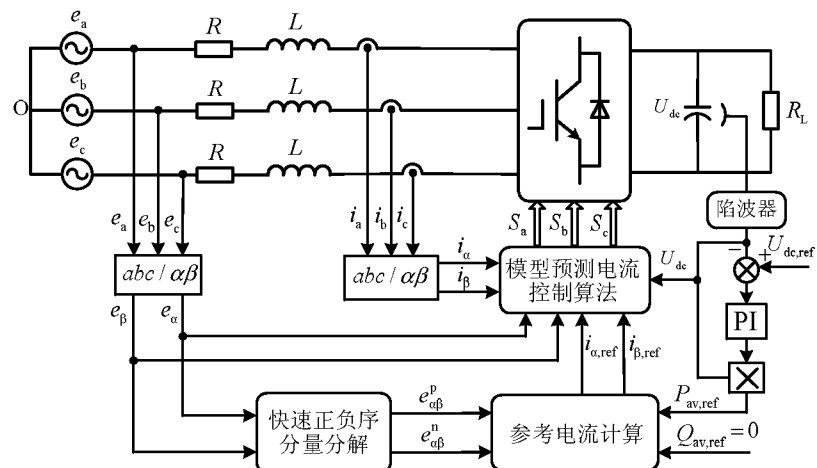


图 4

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/CN2012/087218

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: H02M 7; H02M 1

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)

CNPAT, WPI, EPODOC, CNKI: grid, voltage, unbalance, rectif+, control, method, conver+, current

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	CN 101615854 A (UNIV BEIJING JIAOTONG) 30 December 2009 (30.12.2009) see the embodiment and figure 2	1-2
A	CN 102694394 A (UNIV NORTH CHINA TECHNOLOGY) 26 September 2012 (26.09.2012) see the whole document	1-2
A	CN 102655332 A (UNIV NORTH CHINA TECHNOLOGY) 05 September 2012 (05.09.2012) see the whole document	1-2
A	CN 101951174 A (UNIV TIANJIN) 19 January 2011 (19.01.2011) see the whole document	1-2

☐ 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 25 July 2013 (25.07.2013)	Date of mailing of the international search report 15 August 2013 (15.08.2013)
Name and mailing address of the ISA 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 LI, Chengcheng Telephone No. (86-10) 62411762

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.
PCT/CN2012/087218

Patent Documents referred in the Report	Publication Date	Patent Family	Publication Date
CN 101615854 A	30.12.2009	CN 101615854 B	20.04.2011
CN 102694394 A	26.09.2012	None	
CN 102655332 A	05.09.2012	None	
CN 101951174 A	19.01.2011	CN 101951174 B	04.07.2012

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/CN2012/087218

Continuation of: Classification Of Subject Matter:

H02M 7/219 (2006.01) i

H02M 1/14 (2006.01) i

国际检索报告

国际申请号

PCT/CN2012/087218

A. 主题的分类

参见附加页

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)

IPC: H02M 7, H02M 1

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))

CNPAT,WPI,EPODOC,CNKI: 电网,电压,不平衡,整流器,控制,方法,变换,电流, grid, voltage, unbalance, rectif+, control, method, conver+, current

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 101615854 A (北京交通大学) 30.12 月 2009(30.12.2009) 见具体实施方式部分及附图 2	1-2
A	CN 102694394 A (北方工业大学) 26.9 月 2012(26.09.2012) 见全文	1-2
A	CN 102655332 A (北方工业大学) 05. 9 月 2012(05.09.2012) 见全文	1-2
A	CN 101951174 A (天津大学) 19.1 月 2011(19.01.2011) 见全文	1-2

☐ 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
25.7 月 2013(25.07.2013)

国际检索报告邮寄日期
15.8 月 2013 (15.08.2013)

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
李承承
电话号码: (86-10) **62411762**

国际检索报告
关于同族专利的信息

国际申请号
PCT/CN2012/087218

检索报告中引用的 专利文件	公布日期	同族专利	公布日期
CN 101615854 A	30.12.2009	CN 101615854 B	20.04.2011
CN 102694394 A	26.09.2012	无	
CN 102655332 A	05.09.2012	无	
CN 101951174 A	19.01.2011	CN 101951174 B	04.07.2012

续：主题的分类：

H02M 7/219 (2006.01) i

H02M 1/14 (2006.01) i