



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 104079228 A

(43) 申请公布日 2014. 10. 01

(21) 申请号 201410323683. 4

(51) Int. Cl.

(22) 申请日 2014. 07. 09

H02P 21/14 (2006. 01)

(71) 申请人 国家电网公司

地址 100031 北京市西城区西长安街 86 号

申请人 国网福建省电力有限公司

国网福建省电力有限公司电力科学
研究院

中国电力科学研究院

(72) 发明人 林因 胡晓波 张星 黄霆

徐振华 王峰 刘子新 刘敏

彭红英 江伟

(74) 专利代理机构 福州元创专利商标代理有限
公司 35100

代理人 蔡学俊

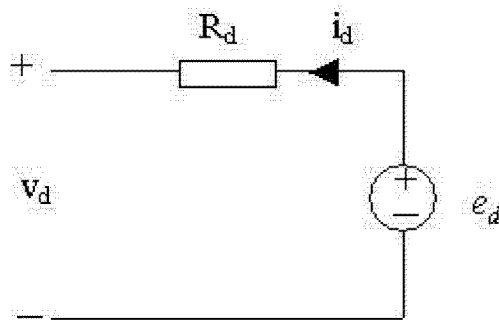
权利要求书4页 说明书11页 附图2页

(54) 发明名称

双馈异步电机的带阻尼的隐式梯形积分电磁
暂态建模方法

(57) 摘要

本发明提供了一种双馈异步电机的带阻尼的隐式梯形积分电磁暂态建模方法。(1) 从三相电路方程和磁链方程出发, 经派克变换得到电路方程, 使用带阻尼的隐式梯形积分方法对电路方程进行差分化, 得到双馈异步电机定子侧和转子侧的戴维南等值电路; (2) 提出双馈异步电机与外部电磁暂态网络的接口方法, 以定子侧和转子侧三相注入电流源和伴随导纳矩阵的形式与外部网络相联; (3) 使用带阻尼的隐式梯形积分方法对双馈异步电机的转子运动方程进行差分化, 得到多质量块的双馈异步电机转动方程, 通过迭代计算实现了双馈异步电机的带阻尼的隐式梯形积分建模和计算。本发明方法提高了双馈异步电机模型的电磁暂态仿真精度, 增强了模型的稳定性。



1. 一种双馈异步电机的带阻尼的隐式梯形积分电磁暂态建模方法,其特征在于:包括如下步骤,

步骤 S1:从三相电路方程和磁链方程出发,经派克变换得到 dq0 坐标轴下的电路方程,使用带阻尼的隐式梯形积分方法对标么化后的 dq0 轴电路方程进行差分,得到双馈异步电机定子侧和转子侧的 dq0 轴戴维南等值电路;

步骤 S2:提出双馈异步电机与外部电磁暂态网络的接口方法,以定子侧和转子侧三相注入电流源和伴随导纳矩阵的形式与外部网络相联;

步骤 S3:使用带阻尼的隐式梯形积分方法对双馈异步电机的转子运动方程进行差分,得到多质量块的双馈异步电机转动方程,计算转子角和转速,通过迭代计算实现了双馈异步电机的带阻尼的隐式梯形积分建模和计算。

2. 根据权利要求 1 所述的双馈异步电机的带阻尼的隐式梯形积分电磁暂态建模方法,其特征在于:在所述步骤 S1 中,将双馈异步电机的磁链方程代入三相电路方程,使用派克变换和标么化处理得到 d 轴、q 轴和 0 轴的标么化向量方程;以 d 轴为例,其方程如下式所示:

$$\mathbf{v} = -\mathbf{R}\mathbf{i} - \mathbf{X} \frac{d\mathbf{i}}{dt} + \mathbf{u}$$

式中,电压 $\mathbf{v} = [v_d \quad v_D]^T$, 电流 $\mathbf{i} = [i_d \quad i_D]^T$, 旋转电势 $\mathbf{u} = [u_d \quad u_D]^T$, 电阻 $\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix}$,

电抗 $\mathbf{X} = \begin{bmatrix} X_d & X_{md} \\ X_{md} & X_D \end{bmatrix}$, $\omega_o = 2\pi f_o$, f_o 为基波频率; v_d, v_D 分别是定子绕组 d 轴、转子绕组 d 轴的电压;

i_d, i_D 分别是定子绕组 d 轴、转子绕组 d 轴的电流; u_d, u_D 分别是定子绕组 d 轴、转子绕组 d 轴的旋转电势; R_s, R_r 分别是定子绕组和转子绕组的电阻, X_d, X_D 和 X_{md} 分别为定子绕组 d 轴电抗、转子绕组 d 轴电抗和 d 轴互感抗;

记 α 为带阻尼的隐式梯形积分方法的阻尼系数,用带阻尼隐式梯形积分方法对上式进行差分可得:

$$\mathbf{v}(t) = \mathbf{u}(t) + \mathbf{h}(t - \Delta t) - \left(\mathbf{R} + \frac{2}{\Delta t \omega_o (1 + \alpha)} \mathbf{X} \right) \mathbf{i}(t)$$

$$\mathbf{h}(t - \Delta t) = \left[-\frac{1 - \alpha}{1 + \alpha} \mathbf{R} + \frac{2}{\Delta t \omega_o (1 + \alpha)} \mathbf{X} \right] \mathbf{i}(t - \Delta t) - \frac{1 - \alpha}{1 + \alpha} \mathbf{v}(t - \Delta t) + \frac{1 - \alpha}{1 + \alpha} \mathbf{u}(t - \Delta t)$$

式中, t 为当前计算时刻, Δt 为计算步长, $t - \Delta t$ 为上一计算时刻, $\mathbf{h}(t - \Delta t) = [h_d(t - \Delta t) \quad h_D(t - \Delta t)]^T$, 为历史项,该项中的电流、电压和旋转电势各量均为上一时刻的值,对当前计算时刻而言是已知量;

$$\text{记 } \mathbf{R} + \frac{2}{\Delta t \omega_o (1 + \alpha)} \mathbf{X} = \begin{bmatrix} R_{dd} & R_{dD} \\ R_{Dd} & R_{DD} \end{bmatrix}, \text{ 其中 } R_{dd} = R_s + \frac{2}{\Delta t \omega_o (1 + \alpha)} X_d,$$

$R_{DD} = R_r + \frac{2}{\Delta t \alpha_0 (1 + \alpha)} X_D, R_{dD} = \frac{2}{\Delta t \alpha_0 (1 + \alpha)} X_{md}$; 将差分方程展开整理后可得定子 d 轴和转子 d 轴的戴维南等值电路:

$$\begin{aligned} v_d(t) &= e_d - R_d i_d(t) \\ v_D(t) &= e_D - R_D i_D(t) \end{aligned}$$

式中, R_d, e_d 分别为定子绕组的 d 轴等值电阻、d 轴等值电压源, R_D, e_D 分别为转子绕组的 d 轴等值电阻、d 轴等值电压源; 记定子绕组和转子绕组的 d 轴等值历史项的表达式分别为 $Hist_d(t - \Delta t)$ 和 $Hist_D(t - \Delta t)$, 戴维南等值电路中各量的详细表达式如下:

$$\begin{aligned} R_d &= R_{sd} - R_{dD} * R_{dD} / R_{DD} \\ e_d &= u_d(t) - R_{dD} / R_{DD} * u_D(t) + Hist_d(t - \Delta t) + R_{dD} / R_{DD} * v_D(t) \\ Hist_d(t - \Delta t) &= h_d(t - \Delta t) - R_{dD} / R_{DD} * h_D(t - \Delta t) \\ R_D &= R_{rD} - R_{dD} * R_{dD} / R_{sd} \\ e_D &= u_D(t) - R_{dD} / R_{sd} * u_d(t) + Hist_D(t - \Delta t) + R_{dD} / R_{sd} * v_d(t) \\ Hist_D(t - \Delta t) &= h_D(t - \Delta t) - R_{dD} / R_{sd} * h_d(t - \Delta t) \end{aligned}$$

同理可得 q 轴和 0 轴的戴维南等值电路; 将 dq0 轴的等值电路方程按照定子侧等值电路和转子侧等值电路分别排列如下,

定子侧:

$$\begin{aligned} v_d(t) &= e_d - R_d i_d(t) \\ v_q(t) &= e_q - R_d i_q(t) \\ v_{0s}(t) &= e_{0s} - R_{0s} i_{0s}(t) \end{aligned}$$

转子侧:

$$\begin{aligned} v_D(t) &= e_D - R_D i_D(t) \\ v_D(t) &= e_D - R_D i_D(t) \\ v_{0r}(t) &= e_{0r} - R_{0r} i_{0r}(t) \end{aligned}$$

式中, v_q, v_D 分别是定子绕组 q 轴、转子绕组 q 轴的电压, v_{0s}, v_{0r} 分别是定子绕组 0 轴、转子绕组 0 轴的电压; i_q, i_D 分别是定子绕组 q 轴、转子绕组 q 轴的电流, i_{0s}, i_{0r} 分别是定子绕组 0 轴、转子绕组 0 轴的电流; e_q, e_D 分别是定子绕组 q 轴、转子绕组 q 轴的等值电压源, e_{0s}, e_{0r} 分别是定子绕组 0 轴、转子绕组 0 轴的等值电压源; R_{0s}, R_{0r} 分别是定子绕组和转子绕组 0 轴的等值电阻。

3. 根据权利要求 2 所述的双馈异步电机的带阻尼的隐式梯形积分电磁暂态建模方法, 其特征在于: 在所述步骤 S2 中, 首先对定子侧的戴维南等值电路进行诺顿等值, 得到 dq0 轴注入电流源, 如下所示:

$$i_{d,source} = \frac{e_d}{R_d} \quad i_{q,source} = \frac{e_q}{R_d} \quad i_{0s,source} = \frac{e_{0s}}{R_{0s}}$$

通过反派克变换将定子侧 dq0 量转换成 abc 三相量,产生三相注入电流源和伴随导纳矩阵的并联模型,其电流源为:

$$\begin{bmatrix} i_{sa,source} \\ i_{sb,source} \\ i_{sc,source} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & -\sin \theta_1 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_1 - 120^\circ) & -\sin(\theta_1 - 120^\circ) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_1 + 120^\circ) & -\sin(\theta_1 + 120^\circ) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d,source} \\ i_{q,source} \\ i_{0s,source} \end{bmatrix}$$

式中 θ_1 为反派克变换中使用的同步轴和定子轴之间的夹角, $i_{sa,source}$ 、 $i_{sb,source}$ 和 $i_{sc,source}$ 为定子 abc 三相的注入电流,

dq0 坐标轴下的定子绕组等值电阻矩阵为对角矩阵,三个对角元依次为 R_d 、 R_d 和 R_{0s} ; 通过派克变换得到 abc 坐标轴下的三相等值电阻矩阵 R_{equiv} , 记其逆为三相并联导纳矩阵 G_{equiv} , 有:

$$G_{equiv} = R_{equiv}^{-1} = \begin{bmatrix} R_1 & R_2 & R_2 \\ R_2 & R_1 & R_2 \\ R_2 & R_2 & R_1 \end{bmatrix}^{-1}$$

三相等值电阻矩阵为对称矩阵,对角线元素记为 R_1 , 非对角元素记为 R_2 , $R_1 = \frac{R_{0s} + 2R_d}{3}$, $R_2 = \frac{R_{0s} - R_d}{3}$;

然后对转子侧的戴维南等值电路进行诺顿等值,得到 dq0 轴注入电流源,如下所示:

$$i_{D,source} = \frac{e_D}{R_D} \quad i_{Q,source} = \frac{e_Q}{R_D} \quad i_{0r,source} = \frac{e_{0r}}{R_{0r}}$$

通过反派克变换将转子侧 dq0 量转换成 abc 三相量,产生三相注入电流源和伴随导纳矩阵的并联模型,其电流源为:

$$\begin{bmatrix} i_{ra,source} \\ i_{rb,source} \\ i_{rc,source} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & -\sin \theta_2 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_2 - 120^\circ) & -\sin(\theta_2 - 120^\circ) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_2 + 120^\circ) & -\sin(\theta_2 + 120^\circ) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{D,source} \\ i_{Q,source} \\ i_{0r,source} \end{bmatrix}$$

式中 θ_2 为反派克变换中使用的同步轴和转子轴之间的夹角, $i_{ra,source}$ 、 $i_{rb,source}$ 和 $i_{rc,source}$ 为转子 abc 三相的注入电流;

dq0 坐标轴下的转子绕组等值电阻矩阵为对角矩阵,三个对角元依次为 R_D 、 R_D 和 R_{0r} ;

通过派克变换得到 abc 坐标轴下的三相等值电阻矩阵 R_{equar} , 记其逆为三相并联导纳矩阵 G_{equar} , 有:

$$G_{\text{equar}} = R_{\text{equar}}^{-1} = \begin{bmatrix} R_3 & R_4 & R_4 \\ R_4 & R_3 & R_4 \\ R_4 & R_4 & R_3 \end{bmatrix}$$

上式中的对角线元素记为 R_3 , 非对角元素记为 R_4 , $R_3 = \frac{R_{0r} + 2R_D}{3}$, $R_4 = \frac{R_w - R_D}{3}$ 。

4. 根据权利要求 1 所述的双馈异步电机的带阻尼的隐式梯形积分电磁暂态建模方法, 其特征在于: 在所述步骤 S3 中, 双馈异步电机的转子运动方程使用标幺化的多质量块系统描述, 以满足风力发电场合的应用需求, 如下式所示:

$$\begin{aligned} T_J \frac{d\omega}{dt} + D\omega + K\delta &= T_e - T_m = \Delta T \\ \frac{d\delta}{dt} &= \omega_p(\omega - 1) \end{aligned}$$

式中, δ 为双馈异步电机各质量块的转子角, ω 为各质量块的转速, T_J 为惯性时间常数的对角线矩阵, D 为阻尼系数的三对角线矩阵, K 为弹性系数的三对角线矩阵, T_e 和 T_m 为各质量块上的电磁转矩和机械转矩, $\omega_p = 2\pi f_0$, f_0 为基波频率, α 为带阻尼的隐式梯形积分方法的阻尼系数, t 为当前计算时刻, Δt 为计算步长, $t - \Delta t$ 为上一计算时刻;

用带阻尼的隐式梯形积分法对转子运动方程进行差分, 可得:

$$\begin{aligned} \delta(t) &= MM \delta(t - \Delta t) + NN \omega(t - \Delta t) + PP \Delta T(t - \Delta t) + QQ \Delta T(t) + RR \\ \omega(t) &= \frac{2}{\Delta t a_0 (1 + \alpha)} \delta(t) - \frac{1 - \alpha}{1 + \alpha} \omega(t - \Delta t) - \frac{2}{\Delta t a_0 (1 + \alpha)} \delta(t - \Delta t) + \frac{2}{(1 + \alpha)} \cdot 1 \end{aligned}$$

式中:

$$\begin{aligned} MM &= \left[\frac{4T_J}{\Delta t a_0 (1 + \alpha)} + \frac{2D}{a_0} + \Delta t(1 + \alpha)K \right]^{-1} \left[\frac{4T_J}{\Delta t a_0 (1 + \alpha)} + \frac{2D}{a_0} + \Delta t(\alpha - 1)K \right] \\ NN &= \left[\frac{4T_J}{\Delta t a_0 (1 + \alpha)} + \frac{2D}{a_0} + \Delta t(1 + \alpha)K \right]^{-1} \frac{4T_J}{(1 + \alpha)} \\ PP &= \left[\frac{4T_J}{\Delta t a_0 (1 + \alpha)} + \frac{2D}{a_0} + \Delta t(1 + \alpha)K \right]^{-1} \Delta t(1 - \alpha) \\ QQ &= \left[\frac{4T_J}{\Delta t a_0 (1 + \alpha)} + \frac{2D}{a_0} + \Delta t(1 + \alpha)K \right]^{-1} \Delta t(1 + \alpha) \\ RR &= - \left[\frac{4T_J}{\Delta t a_0 (1 + \alpha)} + \frac{2D}{a_0} + \Delta t(1 + \alpha)K \right]^{-1} \left[\frac{4T_J}{1 + \alpha} + 2\Delta t D \right] \cdot 1. \end{aligned}$$

双馈异步电机的带阻尼的隐式梯形积分电磁暂态建模方法

技术领域

[0001] 本发明属于电力领域,具体涉及一种双馈异步电机的带阻尼的隐式梯形积分电磁暂态建模方法。

背景技术

[0002] 双馈异步电机也称交流励磁电机,定子接 50 Hz 工频电网,转子接交流励磁电源,随着交流励磁自动控制系统对转子励磁电流的频率、幅值大小和相位的调节,双馈异步电机能够调节转子转速,在不同的工况下运行,而定子输出电压和频率可以维持不变,运行方式灵活。双馈即是指有两个能量流动通道,双馈异步电机的定子、转子都可以与电网交换能量,实现能量从定子和转子到电网的两个通道流动。

[0003] 随着风能在全球范围内的大规模开发,双馈型风力发电机组由于具有能够变速运行、风能转换效率高、具有最大风能捕获能力并减小了风电机组机械部件所受应力、实现有功、无功功率解耦控制、改善风电场功率因数及电压稳定等优点,已经成为世界风电市场上的主流机型之一。作为双馈型风力发电机组关键设备之一的双馈异步电机,其定子侧直接通过变压器与电网相连,转子侧则通过背靠背换流器与电网相连接,接入所需低频励磁电流。

[0004] 由于双馈型风力发电机组含有高频开断的电力电子换流器,在通过数字仿真研究双馈型风力发电机组的控制策略、动态特性、故障响应及低电压穿越能力等方面时通常需要使用微秒级的仿真步长,在电磁暂态环境下进行建模和仿真计算。在现有的电力系统电磁暂态仿真研究中,通常使用隐式梯形积分法或欧拉法对双馈异步电机进行建模。这种建模方法在仿真应用中对一些现象会导致电机的数值振荡,存在着精度和稳定性较差的问题,仿真结果不理想。

发明内容

[0005] 本发明的目的在于提供一种双馈异步电机的带阻尼的隐式梯形积分电磁暂态建模方法,该方法通过在积分方法中引入阻尼系数,对电机的电压方程、磁链方程和转子运动方程进行差分处理后联入外部网络,综合了隐式梯形积分法和后退欧拉法的优点,能够有效抑制开关动作引发的双馈异步电机及系统的数值振荡,增强了仿真方法的稳定性。

[0006] 为实现上述目的,本发明的技术方案是:一种双馈异步电机的带阻尼的隐式梯形积分电磁暂态建模方法,包括如下步骤,

步骤 S1:从三相电路方程和磁链方程出发,经派克变换得到 dq0 坐标轴下的电路方程,使用带阻尼的隐式梯形积分方法对标幺化后的 dq0 轴电路方程进行差分,得到双馈异步电机定子侧和转子侧的 dq0 轴戴维南等值电路;

步骤 S2:提出双馈异步电机与外部电磁暂态网络的接口方法,以定子侧和转子侧三相注入电流源和伴随导纳矩阵的形式与外部网络相联;

步骤 S3:使用带阻尼的隐式梯形积分方法对双馈异步电机的转子运动方程进行差分

化,得到多质量块的双馈异步电机转动方程,计算转子角和转速,通过迭代计算实现了双馈异步电机的带阻尼的隐式梯形积分建模和计算。

[0007] 在本发明实施例中,在所述步骤 S1 中,将双馈异步电机的磁链方程代入三相电路方程,使用派克变换和标幺化处理得到 d 轴、q 轴和 0 轴的标幺化向量方程;以 d 轴为例,其方程如下式所示:

$$\mathbf{v} = -\mathbf{R}\mathbf{i} - \mathbf{X} \frac{d\mathbf{i}}{dt} + \mathbf{u}$$

式中,电压 $\mathbf{v} = [v_d \quad v_D]^T$, 电流 $\mathbf{i} = [i_d \quad i_D]^T$, 旋转电势 $\mathbf{u} = [u_d \quad u_D]^T$, 电阻 $\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix}$,

电抗 $\mathbf{X} = \begin{bmatrix} X_d & X_{md} \\ X_{md} & X_D \end{bmatrix}$, $\omega_o = 2\pi f_o$, f_o 为基波频率; v_d, v_D 分别是定子绕组 d 轴、转子绕组 d 轴的电压;

i_d, i_D 分别是定子绕组 d 轴、转子绕组 d 轴的电流; u_d, u_D 分别是定子绕组 d 轴、转子绕组 d 轴的旋转电势; R_s, R_r 分别是定子绕组和转子绕组的电阻, X_d, X_D 和 X_{md} 分别为定子绕组 d 轴电抗、转子绕组 d 轴电抗和 d 轴互感抗;

记 α 为带阻尼的隐式梯形积分方法的阻尼系数,用带阻尼隐式梯形积分方法对上式进行差分可得:

$$\mathbf{v}(t) = \mathbf{u}(t) + \mathbf{h}(t - \Delta t) - \left(\mathbf{R} + \frac{2}{\Delta t \omega_o (1 + \alpha)} \mathbf{X} \right) \mathbf{i}(t)$$

$$\mathbf{h}(t - \Delta t) = \left[-\frac{1 - \alpha}{1 + \alpha} \mathbf{R} + \frac{2}{\Delta t \omega_o (1 + \alpha)} \mathbf{X} \right] \mathbf{i}(t - \Delta t) - \frac{1 - \alpha}{1 + \alpha} \mathbf{v}(t - \Delta t) + \frac{1 - \alpha}{1 + \alpha} \mathbf{u}(t - \Delta t)$$

式中, t 为当前计算时刻, Δt 为计算步长, $t - \Delta t$ 为上一计算时刻, $\mathbf{h}(t - \Delta t) = [h_d(t - \Delta t) \quad h_D(t - \Delta t)]^T$, 为历史项,该项中的电流、电压和旋转电势各量均为上一时刻的值,对当前计算时刻而言是已知量。

[0008] 记 $\mathbf{R} + \frac{2}{\Delta t \omega_o (1 + \alpha)} \mathbf{X} = \begin{bmatrix} R_{sd} & R_{sd} \\ R_{sd} & R_{Dd} \end{bmatrix}$, 其中 $R_{sd} = R_s + \frac{2}{\Delta t \omega_o (1 + \alpha)} X_d$,

$R_{Dd} = R_r + \frac{2}{\Delta t \omega_o (1 + \alpha)} X_D$, $R_{dd} = \frac{2}{\Delta t \omega_o (1 + \alpha)} X_{md}$; 将差分方程展开整理后可得定子 d 轴和转子 d 轴的戴维南等值电路:

$$v_d(t) = e_d - R_{sd} i_d(t)$$

$$v_D(t) = e_D - R_{Dd} i_D(t)$$

式中, R_{sd}, e_d 分别为定子绕组的 d 轴等值电阻、d 轴等值电压源, R_{Dd}, e_D 分别为转子绕组的 d 轴等值电阻、d 轴等值电压源; 记定子绕组和转子绕组的 d 轴等值历史项的表达式分别为 $Hist_d(t - \Delta t)$ 和 $Hist_D(t - \Delta t)$, 戴维南等值电路中各量的详细表达式如下:

$$R_d = R_{sd} - R_{sd} * R_{Dd} / R_{Dd}$$

$$\begin{aligned}
 e_d &= u_d(t) - R_{dD}/R_{DD} * u_D(t) + Hist_d(t - \Delta t) + R_{dD}/R_{DD} * v_D(t) \\
 Hist_d(t - \Delta t) &= h_d(t - \Delta t) - R_{dD}/R_{DD} * h_D(t - \Delta t) \\
 R_D &= R_{DD} - R_{dD} * R_{dD}/R_{dD} \\
 e_D &= u_D(t) - R_{dD}/R_{dD} * u_d(t) + Hist_D(t - \Delta t) + R_{dD}/R_{dD} * v_d(t) \\
 Hist_D(t - \Delta t) &= h_D(t - \Delta t) - R_{dD}/R_{dD} * h_d(t - \Delta t)
 \end{aligned}$$

同理可得 q 轴和 0 轴的戴维南等值电路；将 dq0 轴的等值电路方程按照定子侧等值电路和转子侧等值电路分别排列如下，

定子侧：

$$\begin{aligned}
 v_d(t) &= e_d - R_d i_d(t) \\
 v_q(t) &= e_q - R_q i_q(t) \\
 v_{0s}(t) &= e_{0s} - R_{0s} i_{0s}(t)
 \end{aligned}$$

转子侧：

$$\begin{aligned}
 v_D(t) &= e_D - R_D i_D(t) \\
 v_D(t) &= e_D - R_D i_D(t)
 \end{aligned}$$

$$v_{0r}(t) = e_{0r} - R_{0r} i_{0r}(t).$$

[0009] 式中， v_q 、 v_D 分别是定子绕组 q 轴、转子绕组 q 轴的电压， v_{0s} 、 v_{0r} 分别是定子绕组 0 轴、转子绕组 0 轴的电压； i_q 、 i_D 分别是定子绕组 q 轴、转子绕组 q 轴的电流， i_{0s} 、 i_{0r} 分别是定子绕组 0 轴、转子绕组 0 轴的电流； e_q 、 e_D 分别是定子绕组 q 轴、转子绕组 q 轴的等值电压源， e_{0s} 、 e_{0r} 分别是定子绕组 0 轴、转子绕组 0 轴的等值电压源； R_{0s} 、 R_{0r} 分别是定子绕组和转子绕组 0 轴的等值电阻。

[0010] 在本发明实施例中，在所述步骤 S2 中，首先对定子侧的戴维南等值电路进行诺顿等值，得到 dq0 轴注入电流源，如下所示：

$$i_{d,source} = \frac{e_d}{R_d} \quad i_{q,source} = \frac{e_q}{R_q} \quad i_{0s,source} = \frac{e_{0s}}{R_{0s}}$$

通过反派克变换将定子侧 dq0 量转换成 abc 三相量，产生三相注入电流源和伴随导纳矩阵的并联模型，其电流源为：

$$\begin{bmatrix} i_{sa,source} \\ i_{sb,source} \\ i_{sc,source} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & -\sin \theta_1 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_1 - 120^\circ) & -\sin(\theta_1 - 120^\circ) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_1 + 120^\circ) & -\sin(\theta_1 + 120^\circ) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d,source} \\ i_{q,source} \\ i_{0s,source} \end{bmatrix}$$

式中 θ_1 为反派克变换中使用的同步轴和定子轴之间的夹角， $i_{sa,source}$ 、 $i_{sb,source}$ 和 $i_{sc,source}$

为定子 abc 三相的注入电流，

dq0 坐标轴下的定子绕组等值电阻矩阵为对角矩阵，三个对角元依次为 R_1 、 R_2 和 R_0s ；通过派克变换得到 abc 坐标轴下的三相等值电阻矩阵 R_{equvs} ，记其逆为三相并联导纳矩阵 G_{equvs} ，有：

$$G_{\text{equvs}} = R_{\text{equvs}}^{-1} = \begin{bmatrix} R_1 & R_2 & R_2 \\ R_2 & R_1 & R_2 \\ R_2 & R_2 & R_1 \end{bmatrix}^{-1}$$

三相等值电阻矩阵为对称矩阵，对角线元素记为 R_1 ，非对角元素记为 R_2 ， $R_1 = \frac{R_{0s} + 2R_d}{3}$ ， $R_2 = \frac{R_{0s} - R_d}{3}$ ；

然后对转子侧的戴维南等值电路进行诺顿等值，得到 dq0 轴注入电流源，如下所示：

$$i_{D,\text{source}} = \frac{e_D}{R_D} \quad i_{Q,\text{source}} = \frac{e_Q}{R_D} \quad i_{0r,\text{source}} = \frac{e_{0r}}{R_{0r}}$$

通过反派克变换将转子侧 dq0 量转换成 abc 三相量，产生三相注入电流源和伴随导纳矩阵的并联模型，其电流源为：

$$\begin{bmatrix} i_{ra,\text{source}} \\ i_{rb,\text{source}} \\ i_{rc,\text{source}} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & -\sin \theta_2 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_2 - 120^\circ) & -\sin(\theta_2 - 120^\circ) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_2 + 120^\circ) & -\sin(\theta_2 + 120^\circ) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{D,\text{source}} \\ i_{Q,\text{source}} \\ i_{0r,\text{source}} \end{bmatrix}$$

式中 θ_2 为反派克变换中使用的同步轴和转子轴之间的夹角， $i_{ra,\text{source}}$ 、 $i_{rb,\text{source}}$ 和 $i_{rc,\text{source}}$ 为转子 abc 三相的注入电流；

dq0 坐标轴下的转子绕组等值电阻矩阵为对角矩阵，三个对角元依次为 R_3 、 R_4 和 R_{0r} ；通过派克变换得到 abc 坐标轴下的三相等值电阻矩阵 R_{equvr} ，记其逆为三相并联导纳矩阵 G_{equvr} ，有：

$$G_{\text{equvr}} = R_{\text{equvr}}^{-1} = \begin{bmatrix} R_3 & R_4 & R_4 \\ R_4 & R_3 & R_4 \\ R_4 & R_4 & R_3 \end{bmatrix}$$

上式中的对角线元素记为 R_3 ，非对角元素记为 R_4 ， $R_3 = \frac{R_{0r} + 2R_D}{3}$ ， $R_4 = \frac{R_{0r} - R_D}{3}$ 。

[0011] 在本发明实施例中，在所述步骤 S3 中，双馈异步电机的转子运动方程使用标么化的多质量块系统描述，以满足风力发电场合的应用需求，如下式所示：

$$\mathbf{T}_J \frac{d\boldsymbol{\omega}}{dt} + \mathbf{D}\boldsymbol{\omega} + \mathbf{K}\boldsymbol{\delta} = \mathbf{T}_e - \mathbf{T}_m = \Delta \mathbf{T}$$

$$\frac{d\boldsymbol{\delta}}{dt} = \boldsymbol{\omega}_0 (\boldsymbol{\omega} - 1)$$

式中, $\boldsymbol{\delta}$ 为双馈异步电机各质量块的转子角, $\boldsymbol{\omega}$ 为各质量块的转速, \mathbf{T}_J 为惯性时间常数的对角线矩阵, \mathbf{D} 为阻尼系数的三对角线矩阵, \mathbf{K} 为弹性系数的三对角线矩阵, \mathbf{T}_e 和 \mathbf{T}_m 为各质量块上的电磁转矩和机械转矩, $\boldsymbol{\omega}_0 = 2\pi f_0$, f_0 为基波频率; α 为带阻尼的隐式梯形积分方法的阻尼系数, t 为当前计算时刻, Δt 为计算步长, $t - \Delta t$ 为上一计算时刻;

用带阻尼的隐式梯形积分法对转子运动方程进行差分, 可得:

$$\boldsymbol{\delta}(t) = \mathbf{MM} \boldsymbol{\delta}(t - \Delta t) + \mathbf{NN} \cdot \boldsymbol{\omega}(t - \Delta t) + \mathbf{PP} \cdot \Delta \mathbf{T}(t - \Delta t) + \mathbf{QQ} \cdot \Delta \mathbf{T}(t) + \mathbf{RR}$$

$$\boldsymbol{\omega}(t) = \frac{2}{\Delta t \boldsymbol{\omega}_0 (1 + \alpha)} \boldsymbol{\delta}(t) - \frac{1 - \alpha}{1 + \alpha} \boldsymbol{\omega}(t - \Delta t) - \frac{2}{\Delta t \boldsymbol{\omega}_0 (1 + \alpha)} \boldsymbol{\delta}(t - \Delta t) + \frac{2}{(1 + \alpha)} \mathbf{1}$$

式中:

$$\mathbf{MM} = \left[\frac{4\mathbf{T}_J}{\Delta t \boldsymbol{\omega}_0 (1 + \alpha)} + \frac{2\mathbf{D}}{\boldsymbol{\omega}_0} + \Delta t(1 + \alpha)\mathbf{K} \right]^{-1} \left[\frac{4\mathbf{T}_J}{\Delta t \boldsymbol{\omega}_0 (1 + \alpha)} + \frac{2\mathbf{D}}{\boldsymbol{\omega}_0} + \Delta t(\alpha - 1)\mathbf{K} \right]$$

$$\mathbf{NN} = \left[\frac{4\mathbf{T}_J}{\Delta t \boldsymbol{\omega}_0 (1 + \alpha)} + \frac{2\mathbf{D}}{\boldsymbol{\omega}_0} + \Delta t(1 + \alpha)\mathbf{K} \right]^{-1} \frac{4\mathbf{T}_J}{(1 + \alpha)}$$

$$\mathbf{PP} = \left[\frac{4\mathbf{T}_J}{\Delta t \boldsymbol{\omega}_0 (1 + \alpha)} + \frac{2\mathbf{D}}{\boldsymbol{\omega}_0} + \Delta t(1 + \alpha)\mathbf{K} \right]^{-1} \Delta t(1 - \alpha)$$

$$\mathbf{QQ} = \left[\frac{4\mathbf{T}_J}{\Delta t \boldsymbol{\omega}_0 (1 + \alpha)} + \frac{2\mathbf{D}}{\boldsymbol{\omega}_0} + \Delta t(1 + \alpha)\mathbf{K} \right]^{-1} \Delta t(1 + \alpha)$$

$$\mathbf{RR} = - \left[\frac{4\mathbf{T}_J}{\Delta t \boldsymbol{\omega}_0 (1 + \alpha)} + \frac{2\mathbf{D}}{\boldsymbol{\omega}_0} + \Delta t(1 + \alpha)\mathbf{K} \right]^{-1} \left[\frac{4\mathbf{T}_J}{1 + \alpha} + 2\Delta t\mathbf{D} \right] \mathbf{1}$$

[0012] 相较于现有技术, 本发明具有以下有益效果: 本发明方法克服双馈异步电机的电磁暂态建模方法在一些现象中存在电机仿真计算数值振荡的问题, 在对双馈异步电机标幺化的电路方程和转子运行方程差分过程中在积分环节引入了阻尼系数 α , 积分方法能够随 α 变化而变化: 当 $\alpha = 0$ 时, 积分方法为纯隐式梯形积分方法; 当 $\alpha = 1$ 时, 积分方法为后退欧拉法; 当 α 在 0 和 1 之间时, 积分方法介于梯形积分法和后退欧拉法之间; 通过对阻尼系数 α 数值的灵活选择, 能够综合隐式梯形积分法和后退欧拉法的优点, 在保证仿真精度的同时有效抑制双馈异步电机的数值振荡; 得到计及阻尼效果的定子侧和转子侧戴维南等值电路方程、转动方程后, 通过诺顿等值和反派克变换, 最终得到定子侧和转子侧与系统的接口方法, 即以三相注入电流源和伴随导纳矩阵并联的形式并入系统, 计算转动方程求解转子角和转速, 并通过迭代计算保证仿真结果的精确性。

附图说明

- [0013] 图 1(a)、1(b)、1(c) 分别为双馈异步电机的定子侧的 dq0 轴的戴维南等值电路图。
 [0014] 图 1(d)、1(e)、1(f) 分别为双馈异步电机的转子侧的 dq0 轴的戴维南等值电路图。
 [0015] 图 2(a) 为双馈异步电机的定子侧与系统的接口方法示意图。
 [0016] 图 2(b) 为双馈异步电机的转子侧与系统的接口方法示意图。

具体实施方式

[0017] 下面结合附图,对本发明的技术方案进行具体说明。

[0018] 本发明一种双馈异步电机的带阻尼的隐式梯形积分电磁暂态建模方法,包括如下步骤,

步骤 S1:从三相电路方程和磁链方程出发,经派克变换得到 dq0 坐标轴下的电路方程,使用带阻尼的隐式梯形积分方法对标么化后的 dq0 轴电路方程进行差分化,得到双馈异步电机定子侧和转子侧的 dq0 轴戴维南等值电路;

步骤 S2:提出双馈异步电机与外部电磁暂态网络的接口方法,以定子侧和转子侧三相注入电流源和伴随导纳矩阵的形式与外部网络相联;

步骤 S3:使用带阻尼的隐式梯形积分方法对双馈异步电机的转子运动方程进行差分化,得到多质量块的双馈异步电机转动方程,计算转子角和转速,通过迭代计算实现了双馈异步电机的带阻尼的隐式梯形积分建模和计算。

[0019] 以下为本发明的具体实施例。

[0020] 本发明的双馈异步电机的带阻尼的隐式梯形积分电磁暂态建模方法,包括如下步骤:

(1). 从三相电路方程和磁链方程出发,经派克变换得到 dq0 坐标轴下的电路方程,使用带阻尼的隐式梯形积分方法对标么化后的 dq0 轴电路方程进行差分化,得到双馈异步电机定子侧和转子侧的 dq0 轴戴维南等值电路;

(2). 提出双馈异步电机与外部电磁暂态网络的接口方法,以定子侧和转子侧三相注入电流源和伴随导纳矩阵的形式与外部网络相联;

(3). 使用带阻尼的隐式梯形积分方法对双馈异步电机的转子运动方程进行差分化,得到多质量块的双馈异步电机转动方程,计算转子角和转速,通过迭代计算实现了双馈异步电机的带阻尼的隐式梯形积分建模和计算。

[0021] 在所述步骤 (1) 中,将双馈异步电机的磁链方程代入三相电路方程,使用派克变换和标么化处理得到 d 轴、q 轴和 0 轴的标么化向量方程。以 d 轴为例,其方程如下式所示:

$$\mathbf{v} = -\mathbf{R}\mathbf{i} - \mathbf{X} \frac{d\mathbf{i}}{dt} + \mathbf{u}$$

式中,电压 $\mathbf{v} = [v_d \quad v_D]^T$, 电流 $\mathbf{i} = [i_d \quad i_D]^T$, 旋转电势 $\mathbf{u} = [u_d \quad u_D]^T$, 电阻 $\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix}$,

电抗 $\mathbf{X} = \begin{bmatrix} X_d & X_{md} \\ X_{md} & X_D \end{bmatrix}$, $\omega_o = 2\pi f_o$, f_o 为基波频率。 v_d, v_D 分别是定子绕组 d 轴、转子绕组 d 轴的电压;

i_d, i_D 分别是定子绕组 d 轴、转子绕组 d 轴的电流; u_d, u_D 分别是定子绕组 d

轴、转子绕组 d 轴的旋转电势； R_s 、 R_r 分别是定子绕组和转子绕组的电阻， X_s 、 X_D 和 X_{md} 分别为定子绕组 d 轴电抗、转子绕组 d 轴电抗和 d 轴互感抗。

[0022] 记 α 为带阻尼的隐式梯形积分方法的阻尼系数，用带阻尼隐式梯形积分方法对上式进行差分可得：

$$\mathbf{v}(t) = \mathbf{u}(t) + \mathbf{h}(t - \Delta t) - \left(\mathbf{R} + \frac{2}{\Delta t \omega_0 (1 + \alpha)} \mathbf{X} \right) \mathbf{i}(t)$$

$$\mathbf{h}(t - \Delta t) = \left[-\frac{1 - \alpha}{1 + \alpha} \mathbf{R} + \frac{2}{\Delta t \omega_0 (1 + \alpha)} \mathbf{X} \right] \mathbf{i}(t - \Delta t) - \frac{1 - \alpha}{1 + \alpha} \mathbf{v}(t - \Delta t) + \frac{1 - \alpha}{1 + \alpha} \mathbf{u}(t - \Delta t)$$

式中， t 为当前计算时刻， Δt 为计算步长， $t - \Delta t$ 为上一计算时刻， $\mathbf{h}(t - \Delta t) = [h_s(t - \Delta t) \quad h_D(t - \Delta t)]^T$ ，为历史项，该项中的电流、电压和旋转电势各量均为上一时刻的值，对当前计算时刻而言是已知量。

[0023] 记 $\mathbf{R} + \frac{2}{\Delta t \omega_0 (1 + \alpha)} \mathbf{X} = \begin{bmatrix} R_{sd} & R_{sd} \\ R_{rd} & R_{rd} \end{bmatrix}$ ，其中 $R_{sd} = R_s + \frac{2}{\Delta t \omega_0 (1 + \alpha)} X_s$ ，

$R_{rd} = R_r + \frac{2}{\Delta t \omega_0 (1 + \alpha)} X_D$ ， $R_{id} = \frac{2}{\Delta t \omega_0 (1 + \alpha)} X_{md}$ ；将差分方程展开整理后可得定子 d 轴和转子 d 轴的戴维南等值电路：

$$v_d(t) = e_d - R_d i_d(t)$$

$$v_D(t) = e_D - R_D i_D(t)$$

式中， R_s 、 e_d 分别为定子绕组的 d 轴等值电阻、d 轴等值电压源， R_D 、 e_D 分别为转子绕组的 d 轴等值电阻、d 轴等值电压源。记定子绕组和转子绕组的 d 轴等值历史项的表达式分别为 $Hist_d(t - \Delta t)$ 和 $Hist_D(t - \Delta t)$ ，戴维南等值电路中各量的详细表达式如下：

$$R_d = R_{sd} - R_{rd} * R_{id} / R_{rd}$$

$$e_d = u_d(t) - R_{rd} / R_{rd} * u_D(t) + Hist_d(t - \Delta t) + R_{sd} / R_{rd} * v_D(t)$$

$$Hist_d(t - \Delta t) = h_d(t - \Delta t) - R_{rd} / R_{rd} * h_D(t - \Delta t)$$

$$R_D = R_{rd} - R_{sd} * R_{id} / R_{sd}$$

$$e_D = u_D(t) - R_{sd} / R_{sd} * u_d(t) + Hist_D(t - \Delta t) + R_{rd} / R_{sd} * v_d(t)$$

$$Hist_D(t - \Delta t) = h_D(t - \Delta t) - R_{sd} / R_{sd} * h_d(t - \Delta t)$$

同理可以得到 q 轴和 0 轴的戴维南等值电路。

[0024] 将 dq0 轴的等值电路方程按照定子侧等值电路和转子侧等值电路分别排列后，如图 1(a) 至图 1(f) 所示：

定子侧：

$$v_d(t) = e_d - R_d i_d(t)$$

$$v_q(t) = e_q - R_d i_q(t)$$

$$v_{0s}(t) = e_{0s} - R_{0s}i_{0s}(t)$$

转子侧：

$$v_D(t) = e_D - R_D i_D(t)$$

$$v_Q(t) = e_Q - R_Q i_Q(t)$$

$$v_{0r}(t) = e_{0r} - R_{0r} i_{0r}(t)$$

[0025] 式中, v_q, v_D 分别是定子绕组 q 轴、转子绕组 q 轴的电压, v_{0s}, v_{0r} 分别是定子绕组 0 轴、转子绕组 0 轴的电压; i_q, i_D 分别是定子绕组 q 轴、转子绕组 q 轴的电流, i_{0s}, i_{0r} 分别是定子绕组 0 轴、转子绕组 0 轴的电流; e_q, e_D 分别是定子绕组 q 轴、转子绕组 q 轴的等值电压源, e_{0s}, e_{0r} 分别是定子绕组 0 轴、转子绕组 0 轴的等值电压源; R_{0s}, R_{0r} 分别是定子绕组和转子绕组 0 轴的等值电阻。

[0026] 在所述步骤 (2) 中, 首先对定子侧的戴维南等值电路进行诺顿等值, 得到 dq0 轴注入电流源, 如下所示:

$$i_{d,source} = \frac{e_d}{R_d} \quad i_{q,source} = \frac{e_q}{R_d} \quad i_{0s,source} = \frac{e_{0s}}{R_{0s}}$$

使用反派克变换将定子侧 dq0 量转换成 abc 三相量, 产生三相注入电流源和伴随导纳的并联模型, 如图 2(a) 所示。其电流源为:

$$\begin{bmatrix} i_{sa,source} \\ i_{sb,source} \\ i_{sc,source} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & -\sin \theta_1 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_1 - 120^\circ) & -\sin(\theta_1 - 120^\circ) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_1 + 120^\circ) & -\sin(\theta_1 + 120^\circ) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d,source} \\ i_{q,source} \\ i_{0s,source} \end{bmatrix}$$

式中 θ_1 为反派克变换中使用的同步轴和定子轴之间的夹角, $i_{sa,source}, i_{sb,source}$ 和 $i_{sc,source}$ 为定子 abc 三相的注入电流;

dq0 坐标轴下的定子绕组等值电阻矩阵为对角矩阵, 三个对角元依次为 R_d, R_d 和 R_{0s} ; 通过派克变换得到 abc 坐标轴下的三相等值电阻矩阵 $R_{equivalent}$, 记其逆为三相并联导纳矩阵 $G_{equivalent}$, 有:

$$G_{equivalent} = R_{equivalent}^{-1} = \begin{bmatrix} R_1 & R_2 & R_2 \\ R_2 & R_1 & R_2 \\ R_2 & R_2 & R_1 \end{bmatrix}^{-1}$$

三相等值电阻矩阵为对称矩阵, 对角线元素记为 R_1 , 非对角元素记为 R_2 , $R_1 = \frac{R_{0s} + 2R_d}{3}, R_2 = \frac{R_{0s} - R_d}{3}$;

然后对转子侧的戴维南等值电路进行诺顿等值,得到 dq0 轴注入电流源,如下所示:

$$i_{D,source} = \frac{e_D}{R_D} \quad i_{Q,source} = \frac{e_Q}{R_D} \quad i_{0r,source} = \frac{e_{0r}}{R_{0r}}$$

使用反派克变换将转子侧 dq0 量转换成 abc 三相量,产生三相注入电流源和伴随导纳矩阵的并联模型,如图 2(b) 所示。其电流源为:

$$\begin{bmatrix} i_{ra,source} \\ i_{rb,source} \\ i_{rc,source} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & -\sin \theta_2 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_2 - 120^\circ) & -\sin(\theta_2 - 120^\circ) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_2 + 120^\circ) & -\sin(\theta_2 + 120^\circ) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{D,source} \\ i_{Q,source} \\ i_{0r,source} \end{bmatrix}$$

式中 θ_2 为反派克变换中使用的同步轴和转子轴之间的夹角, $i_{ra,source}$ 、 $i_{rb,source}$ 和 $i_{rc,source}$ 为转子 abc 三相的注入电流;

dq0 坐标轴下的转子绕组等值电阻矩阵为对角矩阵,三个对角元依次为 R_D 、 R_D 和 R_{0r} ; 通过派克变换得到 abc 坐标轴下的三相等值电阻矩阵 R_{equitr} , 记其逆为三相并联导纳矩阵 G_{equitr} , 有:

$$G_{equitr} = R_{equitr}^{-1} = \begin{bmatrix} R_3 & R_4 & R_4 \\ R_4 & R_3 & R_4 \\ R_4 & R_4 & R_3 \end{bmatrix}$$

上式中的对角线元素记为 R_3 , 非对角元素记为 R_4 , $R_3 = \frac{R_{0r} + 2R_D}{3}$, $R_4 = \frac{R_{0r} - R_D}{3}$ 。

[0027] 在所述步骤 (3) 中,双馈异步电机的转子运动方程使用标幺化的多质量块系统描述,以满足风力发电等场合的应用需求,如下式所示:

$$\begin{aligned} T_J \frac{d\omega}{dt} + D\omega + K\delta &= T_e - T_m = \Delta T \\ \frac{d\delta}{dt} &= \omega_p(\omega - 1) \end{aligned}$$

式中, δ 为双馈异步电机各质量块的转子角度 (弧度), ω 为各质量块的转速, T_J 为惯性时间常数的对角线矩阵, D 为阻尼系数的三对角线矩阵, K 为弹性系数的三对角线矩阵, T_e 和 T_m 为各质量块上的电磁转矩和机械转矩, $\omega_p = 2\pi f_0$, f_0 为基波频率。

[0028] 用带阻尼的隐式梯形积分法对转子运动方程进行差分,可得:

$$\begin{aligned} \delta(t) &= MM \delta(t-\Delta t) + NN \cdot \omega(t-\Delta t) + PP \cdot \Delta T(t-\Delta t) + QQ \cdot \Delta T(t) + RR \\ \omega(t) &= \frac{2}{\Delta t \alpha_p (1+\alpha)} \delta(t) - \frac{1-\alpha}{1+\alpha} \omega(t-\Delta t) - \frac{2}{\Delta t \alpha_p (1+\alpha)} \delta(t-\Delta t) + \frac{2}{(1+\alpha)} \cdot 1 \end{aligned}$$

式中:

$$\begin{aligned}
MM &= \left[\frac{4T_J}{\Delta t a_0 (1+\alpha)} + \frac{2D}{a_0} + \Delta t (1+\alpha) K \right]^{-1} \left[\frac{4T_J}{\Delta t a_0 (1+\alpha)} + \frac{2D}{a_0} + \Delta t (\alpha-1) K \right] \\
NN &= \left[\frac{4T_J}{\Delta t a_0 (1+\alpha)} + \frac{2D}{a_0} + \Delta t (1+\alpha) K \right]^{-1} \frac{4T_J}{(1+\alpha)} \\
PP &= \left[\frac{4T_J}{\Delta t a_0 (1+\alpha)} + \frac{2D}{a_0} + \Delta t (1+\alpha) K \right]^{-1} \Delta t (1-\alpha) \\
QQ &= \left[\frac{4T_J}{\Delta t a_0 (1+\alpha)} + \frac{2D}{a_0} + \Delta t (1+\alpha) K \right]^{-1} \Delta t (1+\alpha) \\
RR &= - \left[\frac{4T_J}{\Delta t a_0 (1+\alpha)} + \frac{2D}{a_0} + \Delta t (1+\alpha) K \right]^{-1} \left[\frac{4T_J}{1+\alpha} + 2\Delta t D \right] \cdot 1.
\end{aligned}$$

[0029] 通过以下实施例对双馈异步电机的带阻尼的隐式梯形积分电磁暂态建模方法做进一步描述。

[0030] 如图 2(a) 至图 2(b) 所示, 前述步骤 3 将双馈异步电机处理为三相注入电流源和伴随导纳的并联模型, 分别接入定子侧网络和转子侧网络, 参与全网计算。三相注入电流源为时变量, 需要每步进行计算; 相空间的伴随导纳矩阵 G_{equis} 和 G_{equvr} 为非时变量, 仅与电机参数和阻尼系数有关, 因此可以在计算的预处理阶段求出双馈异步电机的伴随导纳矩阵 G_{equis} 和 G_{equvr} , 将其分别并入网络方程导纳矩阵的对应位置, 实现网络方程的联立, 以节省计算时间。

[0031] 在电磁暂态仿真阶段, 双馈异步电机的求解方法为:

1) 预测旋转电势 $u_d(t)$ 、 $u_D(t)$ 和 $u_q(t)$ 、 $u_Q(t)$, 预测定子侧和转子侧电压 $v_d(t)$ 、 $v_D(t)$ 和 $v_q(t)$ 、 $v_Q(t)$, 预测转子角 $\delta^{(0)}$ 和转速 $\omega^{(0)}$, 根据前述步骤 (1) 的方法, 计算双馈异步电机定子绕组和转子绕组的 dq0 轴戴维南等值电路的等值电压源, 如图 1(a) 至图 1(f) 所示;

2) 根据前述步骤 (2) 的方法, 计算双馈异步电机定子绕组和转子绕组的 abc 三相等值注入电流源, 如图 2(a) 至图 2(b) 所示。

[0032] 3) 将等值电流源并入网络方程右端项的对应位置, 求解网络方程, 得到双馈异步电机定子侧和转子侧的三相电压;

4) 将双馈异步电机的定子侧和转子侧三相电压转换为 dq0 坐标系统下的变量: v_d 、 v_q 、 v_{0s} 和 v_D 、 v_Q 、 v_{0r} ; 根据图 1(a) 至图 1(f) 所示的 dq0 轴戴维南等值电路, 计算定子电流 i_d 、 i_q 、 i_{0s} 和转子电流 i_D 、 i_Q 、 i_{0r} ;

5) 根据双馈异步电机的 dq0 轴电流, 计算电磁功率;

6) 根据前述步骤 (3) 的方法, 计算转动方程的转子角 $\delta^{(1)}$ 和转速 $\omega^{(1)}$;

7) 设定收敛判据为 $|\omega^{(1)}(t) - \omega^{(0)}(t)| < \varepsilon$, 根据转速的预测值和计算值之间的误差是否小于阈值进行判断。如果满足则本时步计算完成; 如果不满足, 根据计算结果更新预测量, 返

回 4), 继续进行求解直至收敛。

[0033] 需要声明的是, 本发明内容及具体实施方式意在证明本发明所提供技术方案的实际应用, 不应解释为对本发明保护范围的限定。本领域技术人员在本发明的精神和原理启发下, 可作各种修改、等同替换、或改进。但这些变更或修改均在申请待批的保护范围内。

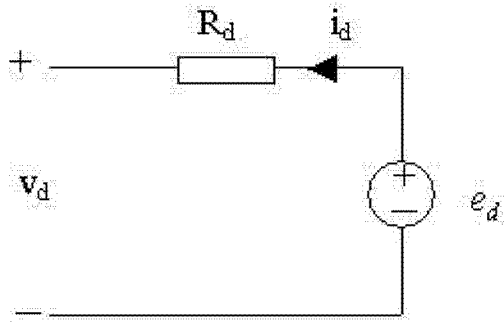


图 1 (a)

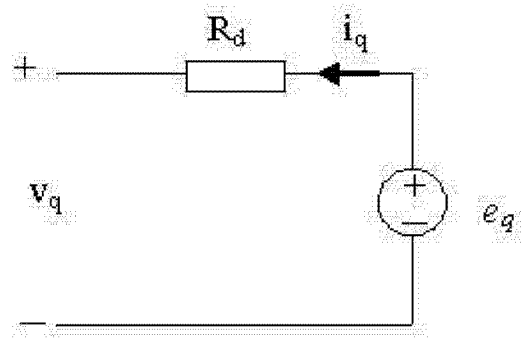


图 1 (b)

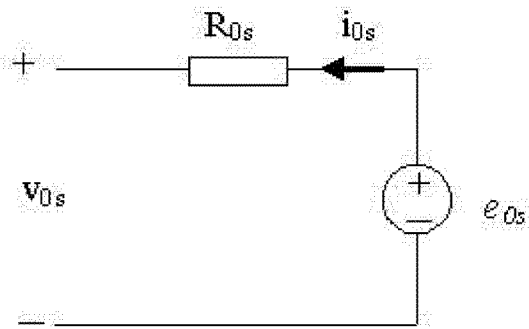


图 1 (c)

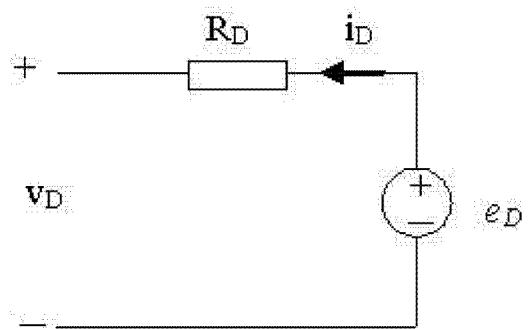


图 1 (d)

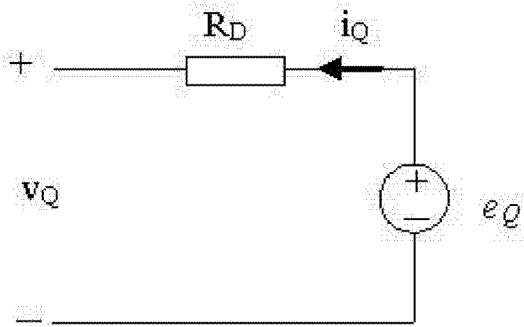


图 1 (e)

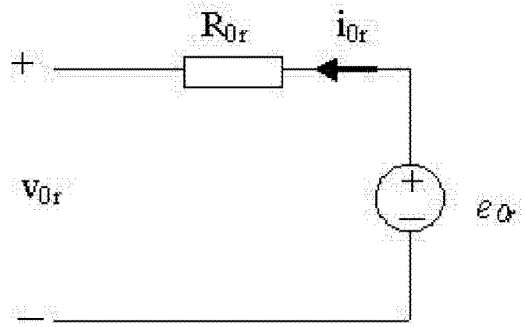


图 1 (f)

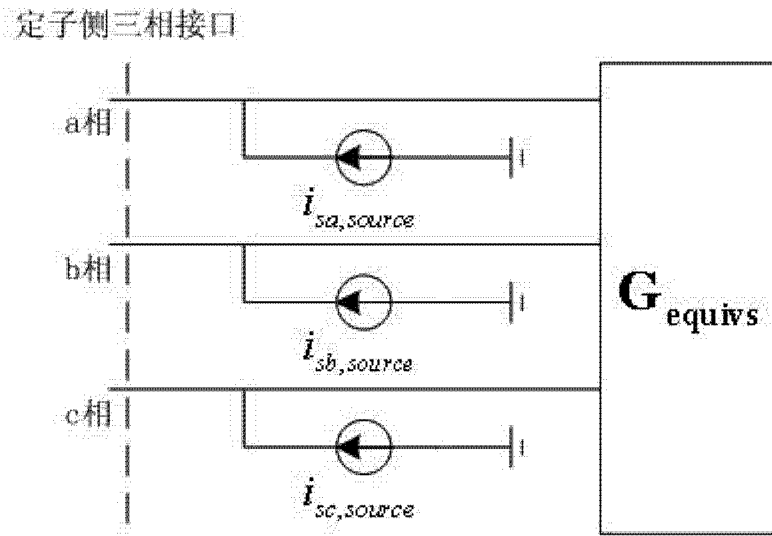


图 2 (a)

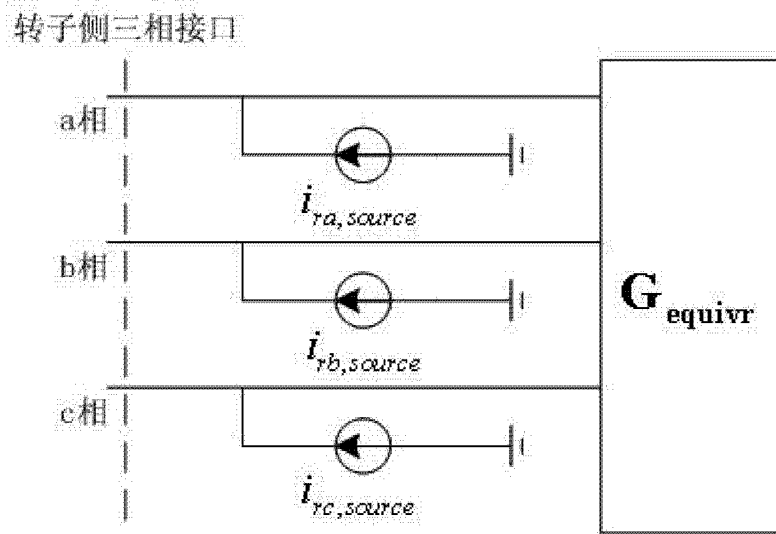


图 2 (b)