

文章编号: 1000-5013(2009)03-0272-05

换相重叠角的计算机仿真及辨识

郑思凡, 杨冠鲁

(华侨大学 信息科学与工程学院, 福建 泉州 362021)

摘要: 为避免繁杂的等效电抗测量计算, 在确定发电机无刷励磁系统换相重叠角时, 将其作为系统辨识的一个待估参数. 在估计出电枢电感参数的基础上, 从二极管的广义牛顿拉夫逊迭代模型与储能元件的离散化伴随模型出发, 对无刷励磁系统的三相不可控整流电路进行仿真, 并与换相重叠角的近似解析公式比较. 经验证, 仿真结果与解析式相对误差均值在 1% 以内, 说明模型在这两个参数变动范围内有良好的泛化与逼近能力, 可作为进一步发电机评估建模基础. 仿真程序可以代替实际的无刷励磁模型, 参与换相重叠角的辨识及可行的重叠值范围估计.

关键词: 换相重叠角; 三相不可控整流; 伴随模型; 无刷励磁发电机; 系统辨识

中图分类号: TM 330.12

文献标识码: A

无刷励磁发电机的设计中, 为了估计电枢工作时的电压与功率, 就必须先预估换相角. 在换相期间, 两相短路造成的总电压被钳位, 导致输出电压的下降与脉动加大, 影响整个励磁系统的工作效率. 单纯从整流电路的角度看, 换相角制约着整流的相数, 因此, 不同负载与工作频率上的换相重叠角是个必须考虑的重要指标. 在发电机励磁电阻固定的情况下, 换相重叠角主要由换相电抗决定, 但其计算非常复杂, 不仅决定于超瞬变参数, 而且随着转子的位置变化而变化. 换相过程有明确的物理机理, 且只有一个辨识参数, 即等效换相电抗电抗. 因此, 辨识过程无须按照传统的“灰箱”思路(即在解析关系不明确的情况下, 搜集系统输入输出数据, 构建非线性神经网络进行拟合)^[1], 而是在负载、等效电源内阻和电抗及二极管作理想化的假设后, 得到简化的电路连接关系及近似解析公式^[2]. 目前, 关于换相角的工程研究文献多数是以晶闸管为器件的三相可控整流电路^[3,4]. 本文以无刷交流励磁发电机的不可控整流系统为研究对象, 探讨不可控整流电路的仿真算法.

1 换相重叠角理论分析

以图 1 所示的发电机励磁系统为例, 研究换相重叠角及其仿真. 假设该系统满足如下 4 个条件. (1) 电枢内阻 R_1, R_2, R_3 远小于电枢电抗 X_c . 即认为 R_1, R_2, R_3 约等于 0. (2) 整流器为理想的, 即正向电阻为 0, 反向电阻为无穷大. (3) 旋转整流器的负载, 即主发电机的励磁绕组电感 L_4 大到足以使其上的电流为常数 I_d , 相应电压为 U_d . (4) 交流气隙电势不受负载影响, 恒为正弦且三相对称. 因此, 可得换相角 γ 为

$$\cos \gamma = \left[1 - \frac{3}{\pi} \frac{I_d X_c}{U_d + 2n \Delta U} \right] / \left[1 + \frac{3}{\pi} \frac{I_d X_c}{U_d + 2n \Delta U} \right]. \quad (1)$$

式(1)中, 对于三相不可控整流电路, n 取 1, ΔU 为二极管正向压降; 而 n 取零, 则式(1)可简化为

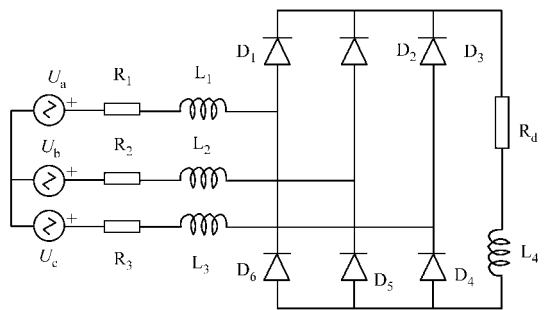


图 1 无刷励磁整流系统
Fig. 1 The rectify circuit of
brushless excitation system

收稿日期: 2008-03-04

通信作者: 杨冠鲁(1960-), 男, 教授, 主要从事电力系统分析的研究. E-mail: glyang@hqu.edu.cn.

基金项目: 福建省自然科学基金资助项目(E0510021); 国务院侨办科研基金资助项目(04QZR04)

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

$$\cos \gamma = \frac{\left[1 - \frac{3}{\pi} \frac{X_c}{R_d} \right]}{\left[1 + \frac{3}{\pi} \frac{X_c}{R_d} \right]} \tag{2}$$

式(2)中, R_d 为励磁绕组所等效的负载电阻.

2 算法设计

伴随模型电路, 如图 2 所示. 由于程序是对一个含有二极管的非线性电路进行求解, 故采用 MATLAB 编程语言, 以便于广义的牛顿拉夫逊迭代矩阵运算. 从二极管的指数特性曲线看, 其对电压的灵敏度远大于对电流的灵敏度. 若选电流为变量, 每次迭代结果可直接作为下次初值, 无须校正即可收敛. 为了克服方程表达式中含有的对数项 $U_t \cdot \ln(I_d/I_s + 1)$ 而限制二极管的求解范围($I_d \geq -I_s$), 可利用传统的非线性器件分段线性化方法. 将二极管负向工作时等效为一大电阻或恒流源, 并在迭代之前根据前次迭代值的正负, 确定本次迭代的工作函数段. 根据本次迭代二极管的函数段, 修改支路特性及雅可比矩阵, 即可求解.

此算法的优点是收敛速度快, 每次迭代不需校正, 程序简单; 其缺点是雅可比矩阵元素是分段函数, 不连续的, 而且在数据过零点时不满足李普希兹条件, 使得二极管开关状态跳变前迭代初值不在新方程的收敛域内, 造成假收敛或奇异点. 因此, 必须自适应调整步长, 或是利用储能元件能量不能突变的条件, 将电容-电压、电感-电流迭代结果作为恒流、恒压源对新的拓扑结构求得二极管的电流-电压值作为下一步的迭代初值. 如果采用二极管的迭代线性伴随模型, 或者以二极管电压为变量建立节点方程组, 则可避免上述问题. 为避免节点电压判敛而造成的假收敛^[5], 迭代循环的退出条件仍用电流作为判敛标准.

考虑到动态储能元件建立的状态方程中除状态变量(电感-电流、电容-电压)外, 还有非线性关系的二极管电压-电流将作为龙格库塔法求解的参变量. 求解时, 必须先给出二极管电压-电流的下一时刻的猜测初值, 并代入龙格库塔迭代公式求解状态变量. 虽然可用欧拉折线法或梯形法先预报参变量, 求出状态变量, 然后, 依据基尔霍夫电流定律和基尔霍夫电压定律求出二极管电压和电流并校正. 这在理论上成了一个需判敛的代数环, 也增加了迭代次数. 为避开代数环, 对动态储能元件在不同的时刻离散化为不同的瞬时线性模型. 将储能元件电路性质对应的微分方程离散差分后, 其下一时刻的电压-电流关系可以由前一时刻的电压-电流来表示. 这样, 可形成每一时间步储能元件的支路特性方程.

同样的, 利用本次迭代得到的二极管电压作为工作点, 将二极管的指数特性曲线在此处的一阶泰勒展开式对应的电压-电流关系, 作为本次迭代步的二极管线性特性参与电路线性化, 形成了二极管的伴随模型. 因而, 两伴随模型在编程上形成循环嵌套关系. 因为本系统是稳定的, 而对于以指数形式为解的微分方程, 将其以任何步长作后向欧拉法和梯形法的离散差分后, 均能保证解在稳定的收敛域. 所以, 采用电感的后向欧拉和梯形法的离散伴随模型. 对应关系式为

$$i_{n+1} = \frac{h}{L} U_{n+1} + i_n$$

等效后, 为不增加节点, 应将此模型利用诺顿戴维南等效变换为串联方式, 或直接变形为

$$U_{n+1} = \frac{h}{L} i_{n+1} - \frac{h}{L} i_n$$

由公式负号可见, 因支路电压降参考方向与等效电压源方向相反, 编程时对同一个节点若引用电感电压时与支路电压降一致取正号, 而列节点注入电流源时则因电压源极性是电压升而对此节点取负号.

取关联参考方向, 可得导纳矩阵为

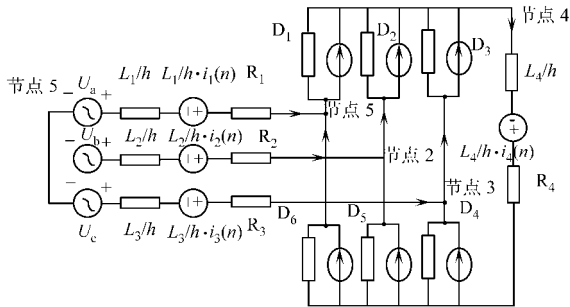


图 2 整流系统伴随模型等效电路图
Fig. 2 The equivalent circuit of the adjoint model in rectify system

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{R_1 + L_1/h} + G_{eq}(1) + G_{eq}(6) & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_2 + L_2/h} + G_{eq}(2) + G_{eq}(5) & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_3 + L_3/h} + G_{eq}(3) + G_{eq}(4) \\ -G_{eq}(1) & -G_{eq}(2) & -G_{eq}(3) \\ -\frac{1}{R_1 + L_1/h} & -\frac{1}{R_2 + L_2/h} & -\frac{1}{R_3 + L_3/h} \\ -G_{eq}(1) & -\frac{1}{R_1 + L_1/h} \\ -G_{eq}(2) & -\frac{1}{R_2 + L_2/h} \\ -G_{eq}(3) & -\frac{1}{R_3 + L_3/h} \\ G_{eq}(1) + G_{eq}(2) + G_{eq}(3) + \frac{1}{R_4 + L_4/h} & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_1 + L_1/h} + \frac{1}{R_2 + L_2/h} + \frac{1}{R_3 + L_3/h} \end{bmatrix};$$

右边注入电流源列向量矩阵为

$$\begin{bmatrix} E_{sa}/(R_1 + L_1/h) + I_{eq}(6) - I_{eq}(1) \\ E_{sb}/(R_2 + L_2/h) + I_{eq}(5) - I_{eq}(2) \\ E_{sc}/(R_3 + L_3/h) + I_{eq}(4) - I_{eq}(3) \\ I_{eq}(1) + I_{eq}(2) + I_{eq}(3) - \frac{L_4}{h}i_4(K-1)/R_4 \\ (-\frac{E_{sa}}{R_1 + L_1/h} - \frac{E_{sb}}{R_2 + L_2/h} - \frac{E_{sc}}{R_3 + L_3/h}) \end{bmatrix}.$$

上式中, h 为时间步长, $G_{eq}(1)$ 为 D_1 的等效电导, $I_{eq}(1)$ 为 D_1 的等效电流源, 其余依次类推; K 为时刻点; E_{sa}, E_{sb}, E_{sc} 分别为相电源各支路含电感的等效电源.

对于因二极管特性曲线的陡峭所造成的数据溢出, 在每次迭代时必须对二极管的支路电压作高阶校正. 文[6]用“横取 N-R (Newton Raphson)”的方法, 采取下次迭代循环前的校正. 即

$$U_{K+1} = \begin{cases} f^{-1}(I_{K+1}), & U_{K+1} > U_{K+1} \text{ 且 } U_{K+1} > 10U_t, \\ U_{K+1}, & U_{K+1} \leq U_{K+1} \text{ 或 } U_{K+1} < 10U_t. \end{cases} \tag{3}$$

在式(3)中, U_t 为二极管特性参数, 取值 26 mV; U_{K+1} 是修正后的 $K+2$ 次迭代初值, U_{K+1}, U_{K+1} 分别是 $K+1$ 次的迭代初值和迭代结果; I_{K+1} 由 $I_K + f'(U_K)(U_{K+1} - U_K)$ 决定. 为便于作 n 阶校正扩展, 将上式整理为

$$U_{K+1} = \begin{cases} f^{-1}(f(U_K) + f'(U_K)(U_{K+1} - U_K)), & U_{K+1} > U_{K+1} \text{ 且 } U_{K+1} > 10U_t, \\ f^{-1}(f(U_{K+1})), & U_{K+1} \leq U_{K+1} \text{ 或 } U_{K+1} < 10U_t. \end{cases} \tag{4}$$

由此可见, 式(4)本质上是对二极管特性在 U_{K+1} 处的一阶校正.

将其 n 阶泰勒展开就成 n 阶校正, 即(1) 当 $U_{K+1} > U_{K+1}$ 且 $U_{K+1} > 10U_t$ 时, 有

$$U_{K+1} = f^{-1}(f(U_K) + f'(U_K)(U_{K+1} - U_K) + \frac{f''(U_K)}{2}(U_{K+1} - U_K)^2 + \dots + \frac{f^{(n)}(U_K)}{n!}(U_{K+1} - U_K)^n). \tag{5}$$

(2) 当 $U_{K+1} \leq U_{K+1}$ 或 $U_{K+1} < 10U_t$ 时, 有 $U_{K+1} = f^{-1}(f(U_{K+1}))$.

假设, 取二阶并将二极管特性曲线 $I_K = I_s [\exp(\frac{U_K}{U_t}) - 1]$ 代入, 可以得到 $f^{-1}(I_K) = U_t \ln(\frac{I_K}{I_s} + 1)$, $f'(U_K) = \frac{I_s}{U_t} \exp(\frac{U_K}{U_t})$, $f''(U_K) = \frac{I_s}{U_t^2} \exp(\frac{U_K}{U_t})$. 再代入式(5), 可得最终修正式为

$$U_{K+1} = U_K + U_t \ln \left[1 + \frac{U_{K+1} - U_K}{U_t} \left(1 + \frac{U_{K+1} - U_K}{2U_t} \right) \right].$$

这样, 在每次迭代后需先由节点电压求得二极管电压电流, 对各支路作二阶校正. 为满足基尔霍夫电流定律和基尔霍夫电压定律, 还必须反求修正后的节点电压作为下次迭代初值. 如选图 2 的节点 1, 2, 3, 4, 5, 再设节点电压迭代结果为 $U_{N_1,K}, U_{N_2,K}, U_{N_3,K}, U_{N_4,K}, U_{N_5,K}$, 二极管 D_1, D_2, D_3, D_4 的电压 K 次迭代结果为 $U_{D_1,K}, U_{D_2,K}, U_{D_3,K}, U_{D_4,K}$, 则二极管 D_1, D_2, D_3 的电压反向就是节点电压.

直接修正后参与下次迭代, 但对于节点 4 的电压, 则必须满足条件: $U_{N_1,K} - U_{N_4,K} = U_{D_1,K} \leq U_{D_1,K-1}$ 或 $10U_t$, $U_{N_2,K} - U_{N_4,K} = U_{D_2,K} \leq U_{D_2,K-1}$ 或 $10U_t$, $U_{N_3,K} - U_{N_4,K} = U_{D_3,K} \leq U_{D_3,K-1}$ 或 $10U_t$. 若将 U_{N_4} 与 U_D 电压项对调, 可得 U_{N_4} 的解集为 $U_{N_i,K} - 10U_t$ 与 $U_{N_i,K} - U_{D_i,K}$ 的最大值 ($i = 1, 2, 3$) 作为迭代初值, 可使其他二极管电压在修正收敛的范围内.

另外, 程序还必须考虑迭代次数的控制, 以及在迭代成功后, 进行下一时间步求解时必须将本次的最后迭代结果作为下个时间步的第一个初值, 以保证在连续的收敛域范围内.

综合上述, 程序框图如图 3 所示.

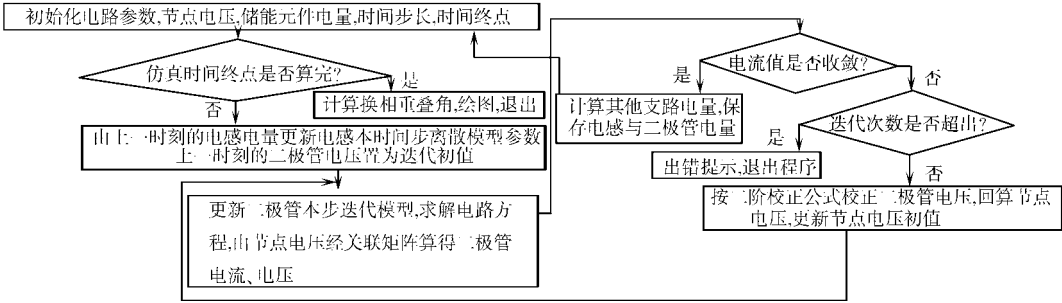


图 3 程序框图
Fig. 3 The program diagram

3 仿真结果及分析

换相角(γ)随负载电阻(R_d)、工作频率(f)、电枢电感(L)的变化理论解析式与仿真程序曲线, 如图 4 所示. 图 4 中, 电枢内阻 $R_1 = R_2 = R_3 = 0.8929 \Omega$, $R_d = 500 \Omega$, $L_d = 0.2 \text{ H}$, 时间终点 0.1 s , 步长 0.02 ms , 电枢电感 $L_1 = L_2 = L_3 = 16.58 \text{ mH}$, 电源电压有效值 $U = 220 \text{ V}$, 频率 $f = 50 \text{ Hz}$. 图 5(a) 为计算换相重叠角所利用的二极管 D_1, D_4, D_5 的电流波形, 电路参数与图 4 相同; 图 5(b) 为计算得到电源侧 A 相的电流波形.

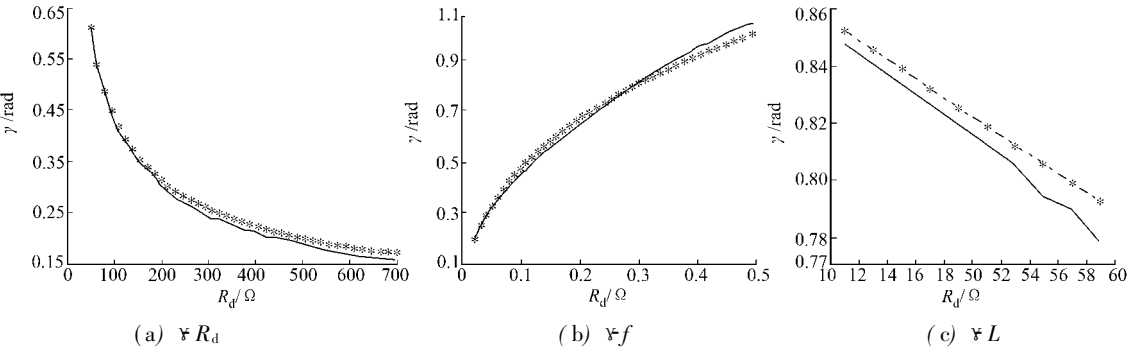


图 4 换相角理论解析式与仿真程序曲线

Fig. 4 The overlap angle variation curve between simulation and theoretic formula

由图 4(a) 可知, 理论解析式与仿真程序的误差均值为 10.5 mrad , 相对误差为 0.386% ; 由图 4(b) 可知, 理论解析式与仿真程序的误差均值为 4.5 mrad , 相对误差为 0.64% ; 由图 4(c) 可知, 理论解析式与仿真程序的误差均值为 7.5 mrad , 相对误差为 0.91% .

由图 4~5 可见, 仿真结果与解析式相对误差均值在 1% 以内, 说明模型在这两个参数变动范围内有良好的泛化与逼近能力, 可作为进一步发电机评估建模基础. 若在某一时间步将某个二极管设置为恒

通或恒断状态, 则可模拟出因二极管故障损坏而产生的瞬态谐波, 供故障诊断离线分析.

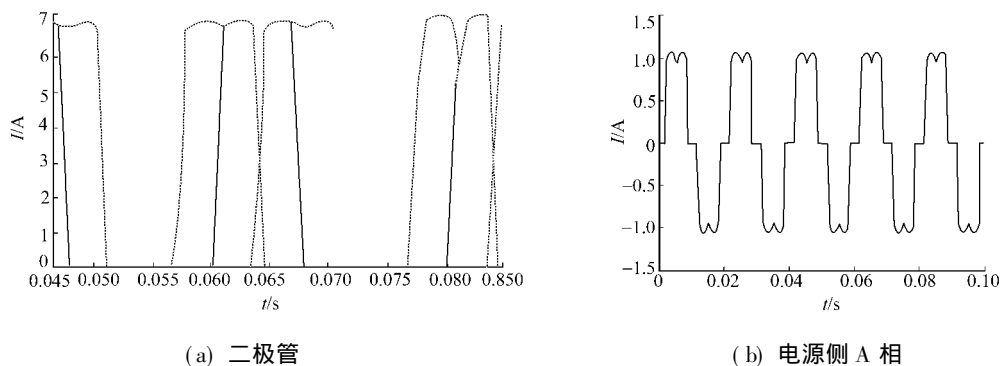


图 5 电流波形

Fig. 5 Current waveform

4 结束语

加入非线性电压-电流关系的负载后, 因电源的电流-电压波形可方便求得, 从而方便模拟出非线性负载带来的在电源侧的谐波形状, 以评估对电网的影响. 这样, 此算法也可验证各种电网谐波分析算法的有效性提供仿真数据源. 仿真算法亦可适用于整流系统故障暂态谐波源的仿真与离线分析, 在过零点的迭代步长处理方面还可融入自适应最优算法, 为进一步的研究构筑了良好的基础.

参考文献:

- [1] 杨冠鲁, 李元杰. 神经网络 SNC 无刷柴油发电机励磁控制器[J]. 华侨大学学报: 自然科学版, 2001, 22(3): 317-320.
- [2] 何友观. 现代中小型同步发电机励磁系统的分析与设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 1984: 67-75.
- [3] 李宗培, 蹇继勋, 代云方, 等. 用阻抗计算换相重叠角[J]. 四川师范大学学报: 自然科学版, 1997, 20(4): 108-110.
- [4] 潘晓晟, 赵宏强. 三相同步发电机接整流负载时[J]. 中小型电机, 2003, 30(5): 17-20.
- [5] 洪先龙, 孙家广, 吴启明, 等. 计算机辅助电路分析[M]. 北京: 清华大学出版社, 1984: 154-157.
- [6] 董秀洁. 如何处理 N-R 迭代过程中的收敛问题[J]. 郑州纺织工学院学报, 1994, 5(2): 48-51.

Identification and Simulation for Overlapping Angle of Excitation Generator

ZHENG Si-fan, YANG Guan-lu

(College of Information Science and Engineering, Huaqiao University, Quanzhou 362021, China)

Abstract: To avoid complicated calculation or measurement of the equivalent electric resistance while determining the brushless excitation system generator for overlap angle. The article treats the resistance as a parameter to be system identified, then presents a algorithm simulation for three phase uncontrollable rectifying circuit of the brushless excitation system based on the generalized Newton Raphson iterative model from diode and discretization adjoint model of energy storage component after estimating armature inductance. The simulation outcome are compared with theoretic formula of overlap angle, the result show that the mean relative error between simulation and theoretic result is less than 1 percent. Finally, the paper demonstrate that the simulation model has a good generalization and approximation ability to real model with these two parameter value changing in desired scope and so it can identify overlap angle and estimate it's feasible scope for advanced generator modeling.

Keywords: commutation overlapping angle; three phase uncontrollable rectify; adjoint model; brushless excitation generator; system identify

(责任编辑: 陈志贤 英文审校: 吴逢铁)