

# 暑期生产实习报告


城轨柔直系统故障工况的机车暂态建模与仿真

杨真灼 未央电 21

清华大学

2025 年 7 月 18 日

# 目录

- 
- 1 课题介绍
    - 课题内容
    - 研究背景
  - 2 项目进展
    - 理论推导
    - 仿真结果
  - 3 项目总结

# 目录

- 
- 1 课题介绍
    - 课题内容
    - 研究背景
  - 2 项目进展
  - 3 项目总结

# 课题内容

在传统城市轨道交通牵引系统的稳定性分析中，机车常被建模为恒功率源，它是系统的振荡来源。城轨柔性直流牵引供电系统若沿用恒功率机车模型，在仿真中振荡问题较为严重，但通过天津静海线等城轨柔性直流示范工程实践发现机车的特性与简单的恒功率源相差较大，将机车按恒功率源模型进行仿真与设计会夸大振荡问题，造成工程投入的浪费。因此建立更加准确的机车模型是研究城轨柔直系统的基本需求之一。本实践课题主要研究以下方面：

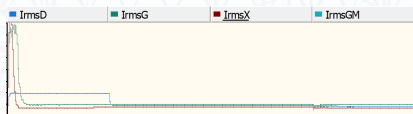
异步电机的建模调研及简化模型推导。调研异步电机的数学建模方式，并研究从高阶动态模型推导出低阶模型的过程，推导其参数关系，最终实现用不同建模方式描述同一实际异步电机，仿真并探讨各个建模方式的误差和适用范围等特点。

# 研究意义

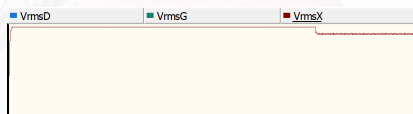
异步电动机是城轨柔直系统的主要牵引设备，异步电动机的数学模型是城轨柔直系统的基础模型之一。对其数学模型进行简化具有以下研究意义：

- 通过对异步电动机的数学模型进行研究，可以为城轨柔直系统的建模和仿真提供理论基础；
- 通过对异步电动机的动态模型进行研究，可以为城轨柔直系统的故障诊断和预测维护提供依据，提高系统的可靠性和安全性。
- 通过对异步电动机的动态模型进行简化，可以降低系统复杂度，优化控制策略。
- 通过对异步电动机的动态模型进行简化，可以降低系统的计算复杂度，提高仿真效率，为城轨柔直系统的实时控制和监测提供支持；

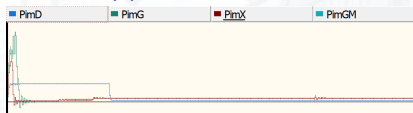
在当前已有的 pscad 建模中，存在三种异步电机建模模型，分别为高阶模型，pscad 自带电机模型和等效电路准稳态模型。下图是三种模型在相同参数下接入无穷大交流电网的仿真结果对比：



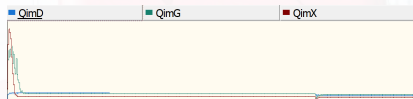
(a) 母线电流有效值



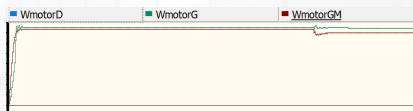
(b) 母线电压有效值



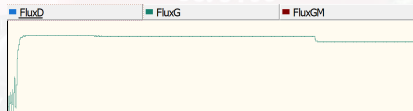
(c) 流经母线的有功功率



(d) 流经母线的无功功率



(e) 电机转子转速



(f) 电机转子磁链

# 研究背景——模型对比

其中 pscad 自带模型与高阶模型的仿真结果在相同参数下最为相似，但是由于 pscad 自带模型为一个“黑盒”，我们无法得知其中的参数设置和计算方式，因此难以对其进行修改和优化。

而等效电路模型的参数设置与高阶电机模型参数设置不一致，且模型之间的参数关系难以有效推导，导致在相同的参数设置下，其稳态工作点与高阶电机模型存在较大偏差，无法满足实际应用需求。

基于以上背景和现状，本次实践课题基于异步电机的高阶模型，尝试对高阶电机模型进行简化。并将其应用在接入城轨柔直系统的仿真中，验证其在城轨柔直系统中的适用性和有效性。

# 目录

- 
- 1 课题介绍
  - 2 项目进展
    - 理论推导
    - 仿真结果
  - 3 项目总结



# 理论推导——异步电动机的三相动态数学模型

## 1. 磁链方程（代数方程）

$$\begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \\ \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} & L_{Aa} & L_{Ab} & L_{Ac} \\ L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} & L_{Ba} & L_{Bb} & L_{Bc} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} & L_{Ca} & L_{Cb} & L_{Cc} \\ L_{aA} & L_{aB} & L_{aC} & L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{bA} & L_{bB} & L_{bC} & L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{cA} & L_{cB} & L_{cC} & L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

其中  $\psi_x$  为各相绕组的全磁链,  $i_x$  为定转子相电流的瞬时值,  $L$  为电感矩阵 (折算到定子侧)。

对于电感矩阵, 有:

$$L_{AA} = L_{BB} = L_{CC} = L_{ms} + L_{ls} \quad L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L_{ms} + L_{lr}$$

$$L_{AB} = L_{AC} = L_{BA} = L_{BC} = L_{CA} = L_{CB} = -\frac{1}{2}L_{ms}$$

$$L_{ab} = L_{ac} = L_{ba} = L_{bc} = L_{ca} = L_{cb} = -\frac{1}{2}L_{ms}$$

$$L_{Aa} = L_{aA} = L_{Bb} = L_{bB} = L_{Cc} = L_{cC} = L_{ms}\cos\theta$$

$$L_{Ab} = L_{bA} = L_{Bc} = L_{cB} = L_{Ca} = L_{aC} = L_{ms}\cos(\theta + \frac{2\pi}{3})$$

$$L_{Ac} = L_{cA} = L_{Ba} = L_{aB} = L_{Cb} = L_{bC} = L_{ms}\cos(\theta - \frac{2\pi}{3})$$

$\theta$  为转子 a 轴和定子 A 轴间的电角度。  $L_{ms}$  为定、转子互感,  $L_{ls}$ 、 $L_{lr}$  为定、转子漏感。

## 2. 电压方程（微分方程）

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \\ U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \\ \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix}$$

## 3. 转矩方程（代数方程）

$$T_e = -n_p L_{ms} [(i_A i_a + i_B i_b + i_C i_c) \sin\theta + (i_A i_b + i_B i_c + i_C i_a) \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) + (i_A i_c + i_B i_a + i_C i_b) \sin(\theta - \frac{2\pi}{3})]$$

## 4. 运动方程（微分方程）

$$\frac{J}{n_p} \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_L \quad \frac{d\theta}{dt} = \omega$$

# 理论推导——动态模型的简化

将静止的定子三相绕组和旋转的转子三相绕组进行 3/2 变换，变换后定子两相正交坐标系  $\alpha\beta$  静止，而转子两相坐标系  $\alpha'\beta'$  则以  $\omega$  的角速度随转子转动。相应的数学模型如下：

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \\ u_{r\alpha'} \\ u_{r\beta'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha'} \\ i_{r\beta'} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha'} \\ \psi_{r\beta'} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha'} \\ \psi_{r\beta'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m \cos\theta & -L_m \sin\theta \\ 0 & L_s & L_m \sin\theta & L_m \cos\theta \\ L_m \cos\theta & L_m \sin\theta & L_r & 0 \\ -L_m \sin\theta & L_m \cos\theta & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha'} \\ i_{r\beta'} \end{bmatrix}$$

$$T_e = -n_p L_m [(i_{s\alpha} i_{r\alpha'} + i_{s\beta} i_{r\beta'}) \sin\theta + (i_{s\alpha} i_{r\beta'} - i_{s\beta} i_{r\alpha'}) \cos\theta]$$

式中， $L_m = \frac{3}{2} L_{ms}$ ， $L_s = L_m + L_{ls}$ ， $L_r = L_m + L_{lr}$ 。

将转子坐标系  $\alpha'\beta'$  做旋转变换（旋转到静止坐标系上，即顺时针旋转  $\theta$  角），使其与定子  $\alpha\beta$  坐标系重合。即可得到下面的数学模型：

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \\ u_{r\alpha} \\ u_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \omega \psi_{r\beta} \\ \omega \psi_{r\alpha} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix}$$

$$T_e = -n_p L_m [(i_{s\beta} i_{r\alpha} - i_{s\alpha} i_{r\beta})]$$

同样上面的操作，将定转子两相静止坐标系  $\alpha\beta$  坐标系进行旋转变换（Park 变换），变换到同一个旋转正交坐标系  $dq$  上， $dq$  相对于定子的旋转角速度为  $\omega_1$ ，即可得到下面的数学模型：

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \\ u_{rd} \\ u_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega_1 \psi_{sq} \\ \omega_1 \psi_{sd} \\ -(\omega_1 - \omega) \psi_{rq} \\ (\omega_1 - \omega) \psi_{rd} \end{bmatrix}$$

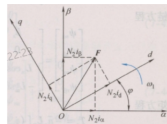
$$\begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix}$$

$$T_e = -n_p L_m [(i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq})]$$

旋转变换是用旋转的绕组代替原来静止的定子绕组，并使等效的转子绕组与等效的定子绕组重合，且保持严格同步，等效后定子、转子绕组间不存在相对运动。

从表面上看，旋转正交坐标系（ $dq$  坐标系）中的数学模型还不如静止两相坐标系的简单，实际上旋转正交坐标系的优点在于增加了一个输入量  $\omega_1$ ，提高了系统控制的自由度。

旋转速度  $\omega_1$  的正交坐标系无实际应用意义，常用的是同步旋转坐标系，将绕组中的交流量变为直流量，以便模拟直流电动机进行控制。



图：Park 变换

# 理论推导——状态空间的选取

状态空间变量选取  $\omega, i_{sd}, i_{sq}, \psi_{rd}, \psi_{rq}$ , 我们得到下面的五阶状态方程:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{n_p^2 L_m}{J L_r} (i_{sq} \psi_{rd} - i_{sd} \psi_{rq}) - \frac{n_p}{J} T_L$$

$$\frac{d\psi_{rd}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \psi_{rd} + (\omega_1 - \omega) \psi_{rq} + \frac{L_m}{T_r} i_{sd}$$

$$\frac{d\psi_{rq}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \psi_{rq} - (\omega_1 - \omega) \psi_{rd} + \frac{L_m}{T_r} i_{sq}$$

$$\frac{di_{sd}}{dt} = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \psi_{rd} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega \psi_{rq} - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{sd} + \omega_1 i_{sq} + \frac{u_{sd}}{\sigma L_s}$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \psi_{rq} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega \psi_{rd} - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{sq} - \omega_1 i_{sd} + \frac{u_{sq}}{\sigma L_s}$$

其中转子电磁时间常数  $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ , 电动机漏磁系数  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$

旋转正交坐标系的一个特例是与转子磁链旋转矢量  $\psi_r$  同步旋转的坐标系, 若令 d 轴与转子磁链矢量重合, 称作按转子磁链定向的同步旋转正交坐标系, 简称 mt 坐标轴。此时有  $\psi_{rm} = \psi_{rd} = \psi_r$ ,  $\psi_{rt} = \psi_{rq} = 0$ ,

$\frac{d\psi_{rt}}{dt} = \frac{d\psi_{rt}}{dt} = 0$ , 则有:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{n_p^2 L_m}{J L_r} i_{st} \psi_r - \frac{n_p}{J} T_L$$

$$\frac{d\psi_r}{dt} = -\frac{1}{T} \psi_r + \frac{L_m}{T_r} i_{sm}$$

$$\frac{di_{sm}}{dt} = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \psi_r - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{sm} + \omega_1 i_{st} + \frac{u_{sm}}{\sigma L_s}$$

$$\frac{di_{st}}{dt} = -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega \psi_r - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{st} - \omega_1 i_{sm} + \frac{u_{st}}{\sigma L_s}$$

mt 坐标轴旋转角速度  $\omega_1 = \omega + \frac{L_m}{T_s \psi_r} i_{st}$ , 电磁转矩  $T_e = \frac{n_p L_m}{L_r} i_{st} \psi_r$

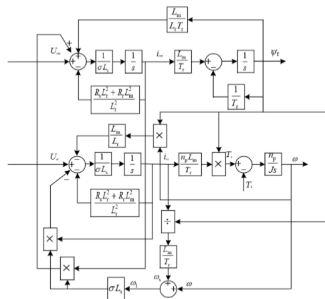


图: 按转子磁链定向的异步电动机动态结构图

为了方便理论推导, 在上述的五阶状态空间里面使用磁链作为状态变量进行分析, 得到除转速外的状态空间方程, 写成矩阵的形式如下:

$$\begin{bmatrix} L_r R_s & 0 & -L_m R_s & 0 \\ 0 & L_r R_s & 0 & -L_m R_s \\ -L_m R_r & 0 & L_s R_r & 0 \\ 0 & -L_m R_r & 0 & L_s R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} = (L_m^2 - L_s L_r) \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} + (L_m^2 - L_s L_r) \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} + (L_m^2 - L_s L_r) \begin{bmatrix} -\omega_1 \psi_{sq} \\ \omega_1 \psi_{sd} \\ -(\omega_1 - \omega) \psi_{rq} \\ (\omega_1 - \omega) \psi_{rd} \end{bmatrix}$$

其中, 左侧系数矩阵的特征值为:

$$\pm \frac{\sqrt{4L_m^2 R_r R_s + L_r^2 R_s^2 - 2L_r L_s R_r R_s + L_s^2 R_r^2}}{2} + \frac{L_r R_s + L_s R_r}{2}$$

# 理论推导——忽略漏感

经计算可以发现，当  $L_m^2 = L_s L_r$  时（即忽略定、转子漏感，此时有  $L_m = L_s = L_r$ ），矩阵存在两个为 0 的特征值，此时矩阵的秩为 2，同时右边项也变为 0，有两个自由度被限制，这里的四阶状态方程将降为 2 阶。

回到按转子磁链定向的异步电动机的状态空间中，若令  $L_m = L_s = L_r = L$ ，则有：

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{n_p^2}{J} i_{st} \psi_r - \frac{n_p}{J} T_L$$

$$\frac{d\psi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} \psi_r + R_r i_{sm}$$

$$i_{sm} = \frac{\frac{1}{T_r} \psi_r + u_{st}}{R_s + R_r}$$

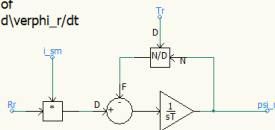
$$i_{st} = \frac{u_{st} - \omega \psi_r}{R_s + R_r}$$

$$\omega_1 = \omega + \frac{R_r}{\psi_r} i_{st}$$

$$T_e = n_p i_{st} \psi_r$$

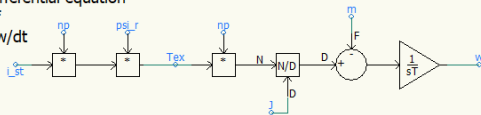
# 在 pscad 里搭建异步电机模型

differential equation  
of  
 $d\psi_r/dt$



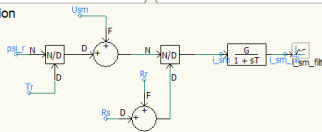
(g)

differential equation  
of  
 $dw/dt$



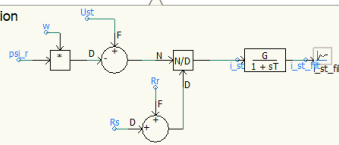
(h)

equation  
of  
 $i_{sm}$



(i)

equation  
of  
 $i_{st}$



(j)

# 参数修正

二阶模型由于忽略了漏感，在其他参数设置相同的情况下，其与高阶模型的稳态工作点不一致，若要得到与高阶模型相同的稳态工作点，需要对比高阶模型的参数对低阶模型的参数进行修正。

在不忽略漏感的情况下，高阶模型的稳态工作点满足：

$$\begin{cases} \frac{n_p^2 L_m}{J L_r} i_{st} \psi_r - \frac{n_p}{J} T_L = 0 \\ -\frac{1}{T} \psi_r + \frac{L_m}{T_r} i_{sm} = 0 \\ \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \psi_r - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{sm} + \omega_1 i_{st} + \frac{u_{sm}}{\sigma L_s} = 0 \\ -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega \psi_r - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{st} - \omega_1 i_{sm} + \frac{u_{st}}{\sigma L_s} = 0 \end{cases}$$

设二阶模型的定、转子等效电阻为  $R_1$ 、 $R_2$ ，等效互感为  $L$ ，低阶模型的稳态工作点满足：

$$\begin{cases} \omega = \frac{u_{st}}{\psi_r} - \frac{T_L(R_1 + R_2)}{n_p \psi_r^2} \\ \psi_r = \frac{L u_{sm}}{R_s} \end{cases}$$

将下式代入高阶模型的稳态工作点方程中 (舍弃  $0(L_l^2)$ ), 得到下面的方程组:

$$u_{sm} u_{st} = \frac{L_m T_L R_1}{n_p L L_l} (R_s + R_r - R_1 - R_2)$$

$$u_{sm}^4 = \frac{2 L_m^2 T_L^2 R_1^4 (R_1 + R_2 - R_s - R_r)}{n_p L^3 (L_m R_1 - R_s L)}$$

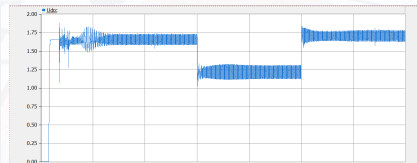
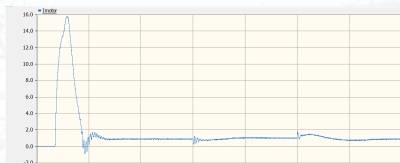
由于在实际工况中,  $u_{st} \gg u_{sm}$ ,  $u_{st} \approx \frac{\sqrt{6}}{2} u_A$ , 且考虑到包含  $u_{sm}$  的计算时会产生高次方程, 出现多根情形, 因此忽略掉  $u_{sm}$  的方程, 并令  $L = L_m$ ,  $R_1 = R_2 = k \cdot R_s$ ,  $k$  为一个常数, 则有:

$$u_{st}^2 = \frac{2 T_L R_s^2 (k - 1)^2 L_m}{n_p L_l^2}$$

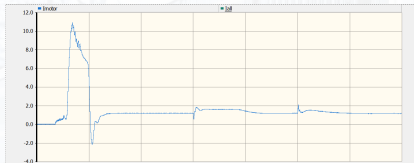
将工况:

$T_L = 1326$ ,  $R_s = R_r = 0.069057$ ,  $L_m = 0.0187$ ,  $u_{st} = 999.72$ ,  $n_p = 2$ ,  
 $L_l = 0.0009$  代入上面的方程, 得到:  $k = 4.7624$ , 即  $R_1 = R_2 = 0.3289$ ,  
将该参数应用于仿真中, 得到下面的结果。

## 使用异步电机的二阶模型得到的波形

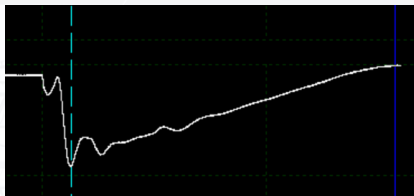


## 使用异步电机的四阶模型得到的波形

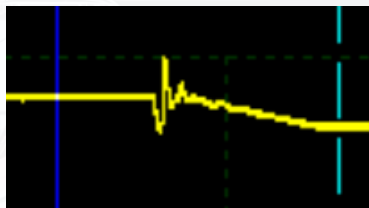




现场录波波形如下。(现场录波波形为电压向下阶跃的波形)

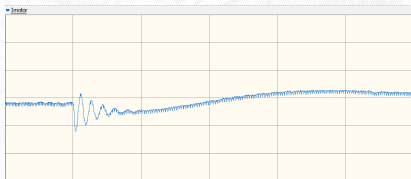


(k) 现场录波电流

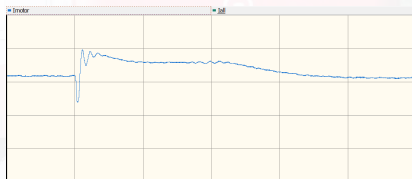


(l) 现场录波电压

pscad 模型电压降低时母线电流波形如下



(m) 二阶模型

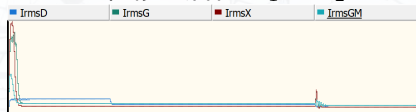


(n) 高阶模型

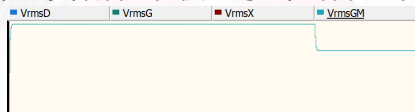
可以看出，二阶模型基本能拟合现场录波的波形，但是其响应时间要长于高阶模型，且纹波比高阶模型要大。

# 模型验证

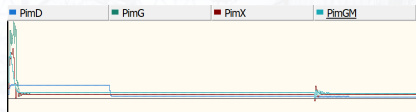
同样，在无穷大电网的工况下，有  $T_L = 1326$ ,  $R_s = R_r = 0.069057$ ,  $L_m = 0.0187$ ,  $u_{st} = 1154$ ,  $n_p = 2$ ,  $L_l = 0.000914$  代入修正方程，得到： $k = 5.271$ ，修正后有  $R_1 = R_2 = 0.364$ 。修正参数后进行模型对比，结果如下。



(o) 母线电流有效值



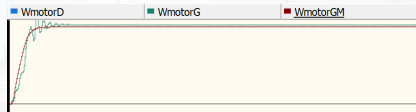
(p) 母线电压有效值



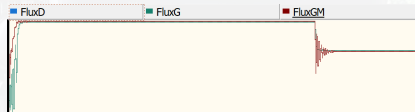
(q) 流经母线的有功功率



(r) 流经母线的无功功率



(s) 电机转子转速



(t) 电机转子磁链

# 不同模型之间的对比

由于模型在接入接触网后需要接上控制环节，而不同模型的控制策略不同，因此这里将模型理想无穷大交流电网进行对比（电机参数保持稳态转速相同，母线电压保持相同）。

- **母线电流有效值**：高阶模型和二阶模型的母线电流有效值的稳态值在电压下降前后都相同，但是暂态过程中高阶模型的波动幅值大于二阶模型，暂态过程电流波动幅度：高阶模型 > pscad 自带模型 > 二阶模型 > 等效电路模型。
- **流经母线的有功功率**：高阶模型、pscad 自带模型和二阶模型的稳态值与暂态变化曲线形状都很相近，等效电路模型的有功功率大约为这三个模型的一半，且暂态波动很小。
- **流经母线的无功功率**：高阶模型、等效电路模型和二阶模型的无功功率稳态值基本吻合，pscad 自带模型的无功稳态值略低一些，波动幅度：高阶模型 > pscad 自带模型 > 二阶模型 > 等效电路模型。

pscad 自带异步电机无法输出下面两个变量，这里就只比较高阶模型、等效电路模型和二阶模型。

- **转子磁链**：高阶模型和二阶模型的转子磁链的曲线很吻合，大概为 6，等效电路模型的磁链差距很大，几乎为 0。
- **机械转速**：稳态转速基本相同，在电压波动后，高阶模型的转速在小幅波动后，稳定值比原来略小，二阶模型的转速下降幅度较大。等效电路模型的转速基本无波动。

# 目录

- 
- 1 课题介绍
  - 2 项目进展
  - 3 项目总结

# 现有问题

目前的二阶模型存在以下问题：

- 高阶模型无法在漏感完全忽略时会失稳，高阶模型与二阶模型之间还是存在一定差距，两种模型的使用条件不同，因此难以根据高阶模型判断二阶模型的合理性。
- 对于接入轨道交通接触网的模型，目前的低阶模型在与高阶模型的稳态参数相同时，母线上流经的功率偏低，大约低 10%。
- 修正参数根据稳态值来确定，这意味着可能需要对直流母线电压值进行预测，如果稳态电压值传入较慢或不根据电压幅值变动修改参数，将会出现上面的仿真中出现的转速和转子磁链随电压降而下降过多的结果；若直接将修正方程放在 pscad 模型中实时仿真，系统可能因为暂态过程中的波动而失稳。
- 模型的控制策略沿用高阶模型的控制策略，无法充分发挥二阶模型的优势，且响应时间较长。

# 总结

- 在本次实践课题中，通过数学推导和 pscad 仿真，建立了异步电动机忽略漏磁下的二阶模型，并对其进行了参数修正，基本能拟合现场录波曲线，但存在一些不足之处。。
- 通过这次课题实践，我复习了电机学知识，初步掌握了 pscad 的使用，了解了轨道交通仿真的基本建模方法。
- 感谢轨道交通能源互联网研究所包维瀚老师和刘桂轩学长的指导和帮助，让我在课题实践中学到了很多知识，解决了很大困难。感谢邓贝拉同学的帮助，让我在 pscad 建模中少走了很多弯路。



**THANKS FOR LISTENING**

**请各位老师批评指正！**