

电力电子第八次实验报告

电气 510 班 胡妍捷 2150400262

题目：电机拖动系统，交直交变频器，相电压 220V 三相交流电压输入，控制鼠笼式异步电机转速可调，实现异步电机四象限运行。电机正、反向电动运行，转速 900r/min。电机正、反向发电状态，转速 1500r/min。提示：整流端变流器应闭环控制直流侧电压（推荐），或者在直流母线上增加直流电压源。

- a) 通过改变变频器三相输出电压的频率和幅值，调节电机转速；
- b) 通过改变电机负载转矩 T_m ，使电机工作于电动和发电状态；
- c) 通过改变变频器三相输出电压的相序，实现电机的正转和反转；

电机参数：

Rotortype:Squirrel-cage;

Mechanicalinput:Torque T_m ;

ReferenceFrame:Stationary;

Nominalpower,voltage(line-line), and frequency [Pn(VA), Vn(Vrms), fn(Hz)]:[3*746, 220, 60];

Statorresistanceandinductance[Rs(ohm)Lls(H)]:[0.8351*2.0e-3];

Rotorresistanceandinductance[Rr'(ohm)Llr'(H)]:[1.0162.0e-3];

MutualinductanceLm(H):90.31e-3;

Inertia,frictionfactor, polepairs[J(kg.m²)F(N.m.s)p()]:[0.15902];

Initialconditions[1,00,0,00,0,0]

一、方案 A：直流侧加恒压源控制

1、仿真电路如图 1 所示：

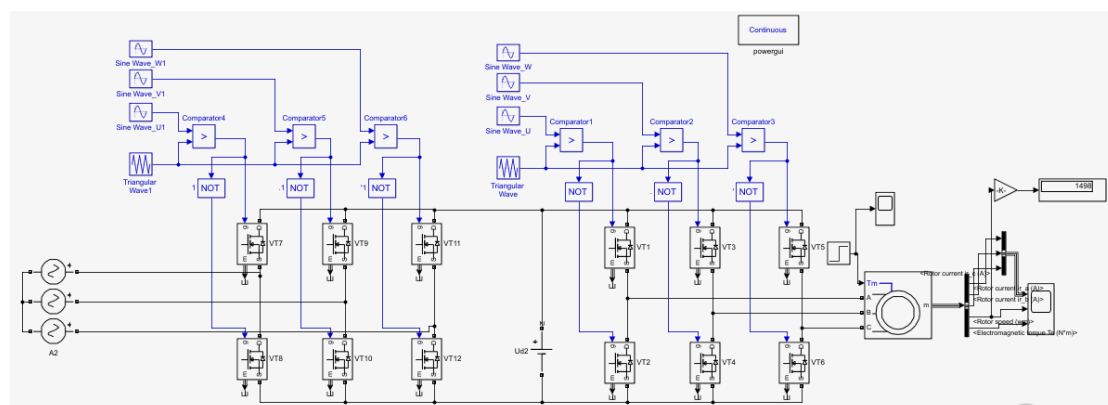


图 1 直流侧加恒压源控制

整流部分和逆变部分为三相全桥电路，开关管为 MOSFET，采用 PWM 双极性控制，直流侧为恒压源，负载为鼠笼式三相异步电机。

采用恒电压频率比控制方法，即：

$$\frac{U}{f} = \frac{220}{60} = \text{const}。$$

异步电机的转速和频率关系为：

$$n = \frac{60f}{p},$$

当电机作为电动机运行， $n=900\text{r/min}$ 时，有

$$f = \frac{np}{60} = \frac{900 \times 2}{60} = 30\text{Hz}$$

则电压有效值为

$$U = \frac{220}{60} \times 30 = 110\text{V}。$$

根据逆变器的输入输出电压关系： $U_{\max} = \frac{A}{2}E$ ，其中调制度 A 取 0.707，可得直流侧电压 $E=440\text{V}$ ，逆变器的载波频率 $\omega = 188.5\text{rad/s}$ 。

同理，可以计算得到：当 $n=1500\text{r/min}$ 时， $f = \frac{np}{60} = \frac{900 \times 2}{60} = 50\text{Hz}$ ，直流电压 $E=733.43\text{V}$ ，逆变器载波频率 $\omega = 314\text{rad/s}$ 。

2、电机的四象限运行

电机运行在正向电动状态时，负载转矩 $T>0$ ，根据电机参数可以计算出电动状态的最大转矩：

$$T_{\max} = \frac{1}{2} \frac{m_1 p}{2\pi} \left(\frac{U_1}{f_1} \right)^2 \frac{f_1}{R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_{1\sigma} + X'_{2\sigma})^2}} = 98.25\text{N} \cdot \text{m} = 9.63\text{kg} \cdot \text{cm}$$

取 $T=1\text{kg} \cdot \text{cm}$ ，输出波形如图 2 所示：

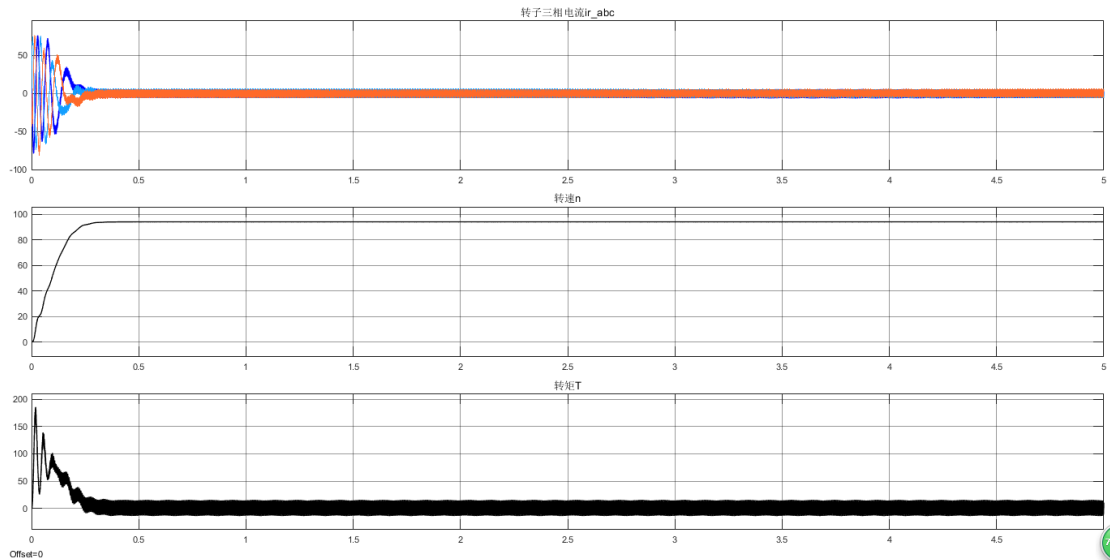


图 2 电机正向电动运行时转子三相电流、转速和转矩的波形

由于采用直接启动方式，电机启动时转差率 $n=0$, $s=1$ ，整个电路的等效阻抗很小，启动电流很大，而启动转矩不是很大，一是由于转子回路的功率因数很低，二是启动电流很大引起定子漏阻抗压降增大，使得启动瞬间的主磁通约减小到额定值的一半，由转矩公式 $T = C_T \Phi_1 I_2' \cos\varphi_2$ 可知，虽然转子电流 I_2' 增大 4~7 倍，但 Φ_1 和 $\cos\varphi_2$ 的减小使得启动转矩并不大。随着转速上升，转差率减小，启动电

流和启动转矩逐步减小到正常值。

将逆变部分的调制波相序中任意两个对调，则三相电压输出相序改变，电机转动方向改变，输出波形如图 3 所示：

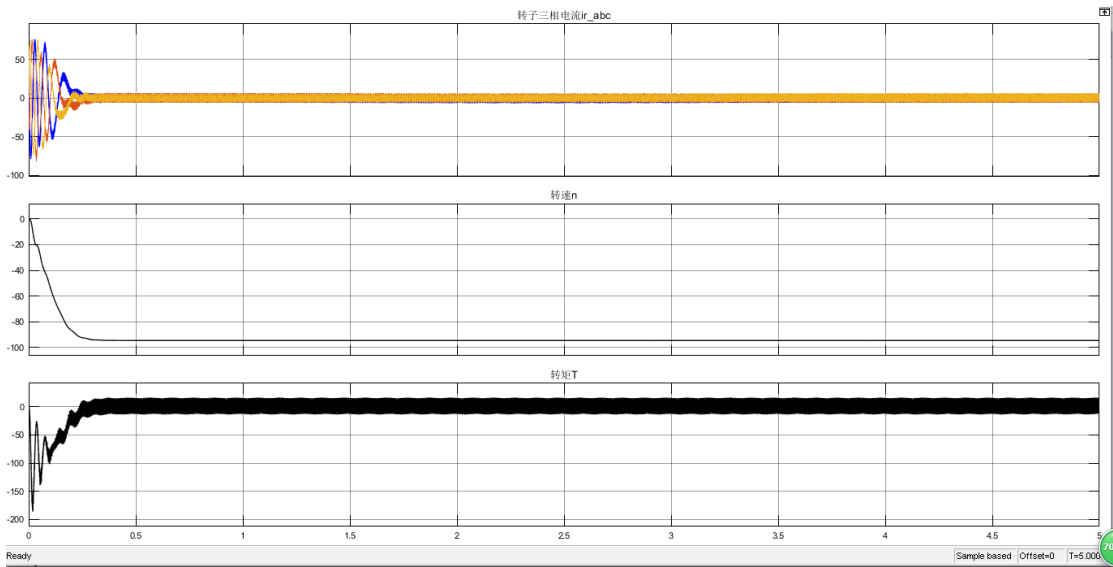


图 3 电机反向电动运行时输出波形

将负载转矩 T 设为 $-1\text{kg}\cdot\text{cm}$ ，则电磁转矩由反抗转矩变为拖动转矩，电机由电动转态变为发电状态，输出波形如图 4 所示：

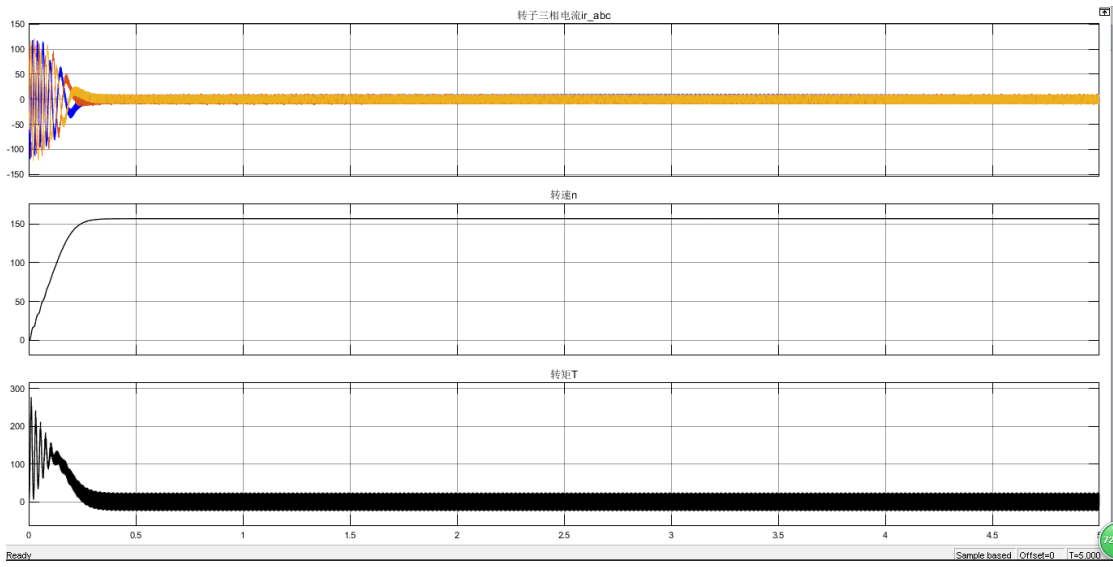


图 4 电机正向发电运行时输出波形

将逆变部分的调制波相序中任意两个对调，则三相电压输出相序改变，电机转动方向改变，输出波形如图 5 所示：

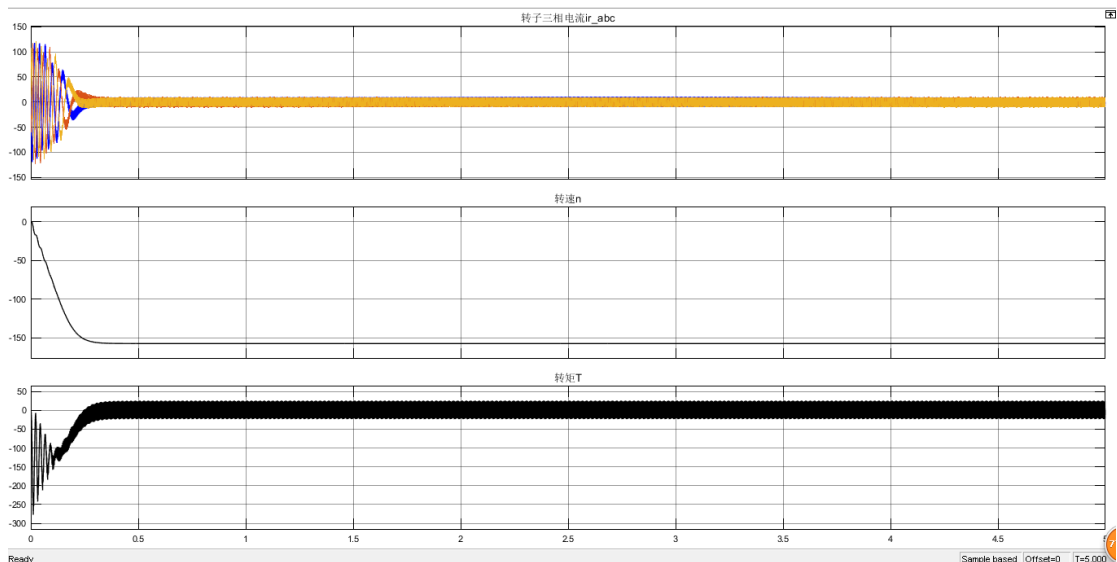


图 5 电机反向发电运行时输出波形

二、方案 B：直流侧加闭环控制

1、直流侧滤波电路参数的确定

在交-直-交变频中，中间直流环节的作用是为了稳定整流输出的直流电压，为逆变器提供稳定的电压。如图 6 所示为交直交变频器主电路拓扑原理图，中间直流环节主电路是由电感和电容组成的，用一个可变的电阻 R 模拟交直交变频器中的逆变部分。

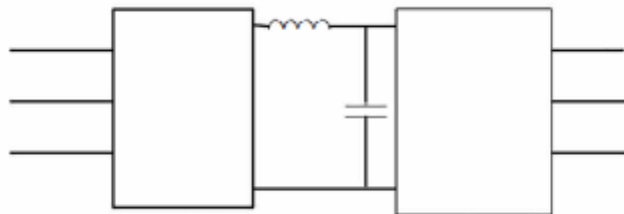


图 6 交直交变频器主电路拓扑原理图

整流变频器的输出波形中既包含了基波也包含了高次谐波，对直流电压的稳定性造成影响，因此必须设置滤波电路削弱高次谐波。选用常 K 型两元件 Γ 型滤波器作为直流侧的滤波电路，如图 7 所示：

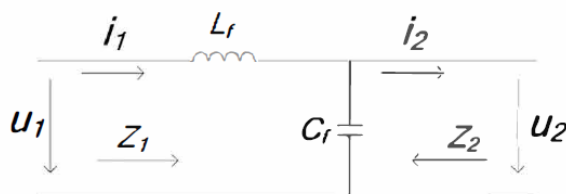


图 7 常 K 型两元件 Γ 型滤波器

串臂阻抗与并臂阻抗的乘积 $Z_1 Z_2 = j\omega L_f / j\omega C_f = K$ ，常数 K 也可用滤波器的另一重要参数特性阻抗 R 表示，即： $R = \sqrt{K} = \sqrt{L_f / C_f}$ 。

滤波器截止频率 f_c 与 L_f 、 C_f 关系如下：

$$\omega_c L_f = \frac{1}{\omega_c C_f}$$

$$\omega_c^2 = \frac{1}{L_f C_f}$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}}$$

可以进一步得到：

$$L_f = \frac{R}{2\pi f_c}$$

$$C_f = \frac{1}{2\pi f_c R}$$

(1) 确定特性阻抗 R

通常 $R = (0 \sim 0.8)R_L$ ， R_L 为额定负载电阻。本题中的三项鼠笼式异步电机的额定功率为 $3 \times 746W$ ，输出额定相电压有效值为 $220V$ ，所以

$$R_L = \frac{U^2}{P} = \frac{220^2}{3 \times 746} = 21.63\Omega$$

取 $R = 10\Omega$ 。

(2) 确定截止频率 f_c

截止频率与最低次谐波频率 f_{K1} 之间的关系是：

$$f_c = f_{K1}/c/b$$

其中 b 为滤波器的衰减系数：

$$b = \ln \frac{U_{kin}}{U_{kout}}$$

假设本系统中取 $b = \ln 33.3 = 3.5$ ，有 $c/b = 16.7$ 。

由电力电子分析可知最低次谐波频率为 $250Hz$ ，则可得 $f_c = 250/16.7 = 14.97Hz$

(3) 确定 L_f

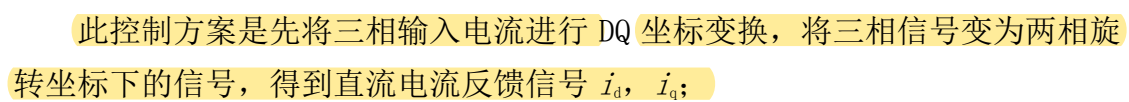
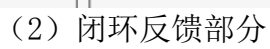
$$L_f = \frac{R}{2\pi f_c} = \frac{10}{2\pi \times 14.97} = 0.1063H$$

(4) 确定 C_f

$$C_f = \frac{1}{2\pi f_c R} = \frac{1}{2\pi \times 14.97 \times 10} = 1063\mu F$$

根据以上计算值，实际选取输出滤波电感 $L_f = 0.1H$ ，输出滤波电容 $C_f = 1000\mu F$ 。

(1) 整流部分



为了实现调压的目的，让 i_d 来跟踪电压外环输出的直流信号，为了实现高功率因数的目的，必须让 i_q 趋近于 0。首先列出 PWM 整流器的基本方程：

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} e_a - u_a \\ e_b - u_b \\ e_c - u_c \end{bmatrix}$$

对三相输入电流进行 DQ 坐标变换之后，得到：

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} -R & -\omega L \\ \omega L & -R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}$$

整理得：

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + Ls & \omega L \\ \omega L & R + Ls \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}$$

可以看出，d、q 轴的变量是相互耦合的，难以直接进行控制，为此，引进了 PI 调节器进行前馈解耦控制：

$$\begin{cases} u_d = -(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s})(i_d^* - i_d) - \omega L i_q + e_d \\ u_q = -(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s})(i_q^* - i_q) + \omega L i_d + e_q \end{cases}$$

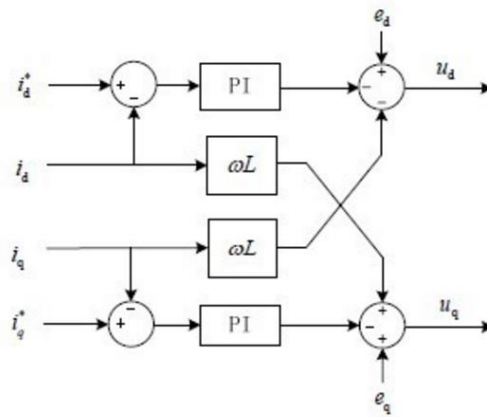


图 7. d、q 轴变量解耦流程图

在得到了 u_d 和 u_q 之后，对两者进行逆 DQ 变换就可以得到 u_{aref} 、 u_{bref} 、 u_{cref} ，三相参考电压，通过滞环比较器和布尔变换器就可以得到六路三组互补的驱动信号，以控制 u_a 、 u_b 、 u_c 进而控制 i_q 接近 i_q^* ， i_d 接近 i_d^* ，进而控制三相电流和输出

端电压在参考值附近变化。

3、仿真波形

(1) 电动机反转波形，转速 $n=900\text{r/min}$

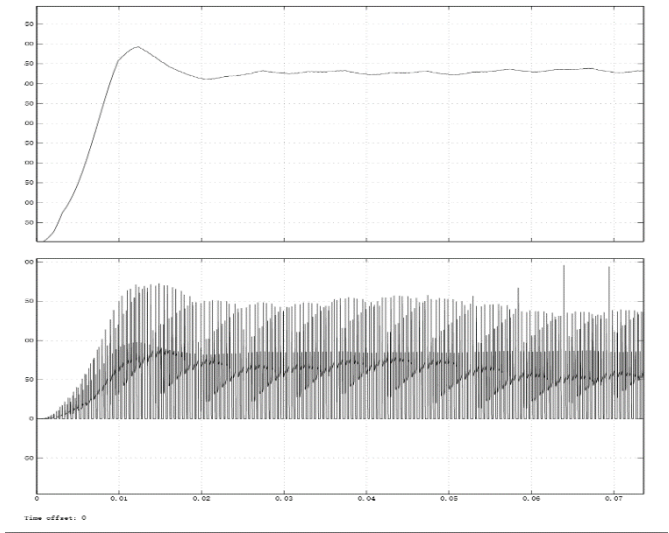


图 8

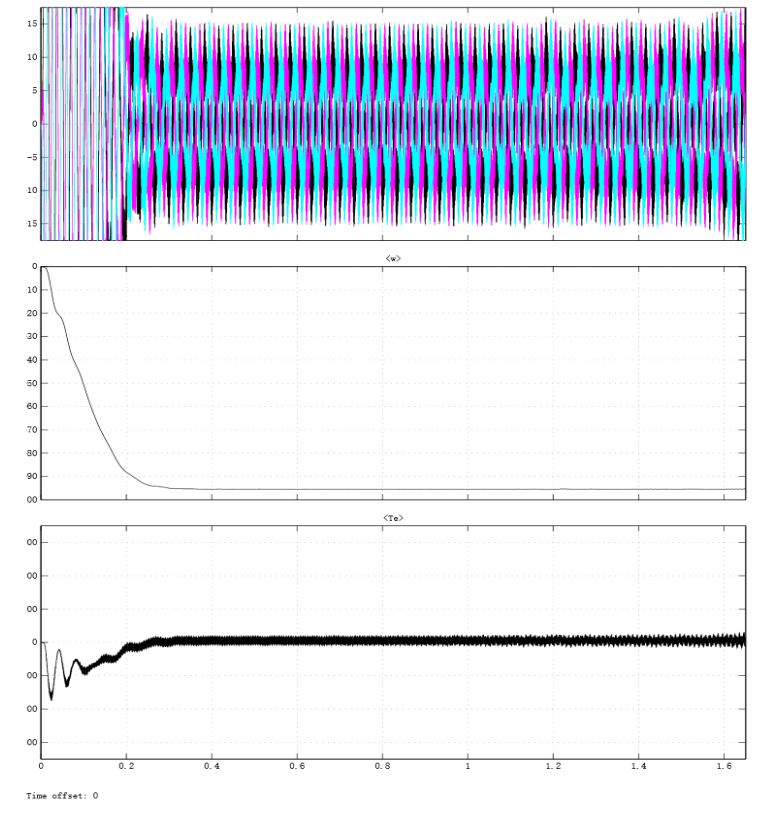


图 9

(2) 电动机正转, $n=900\text{rad/min}$

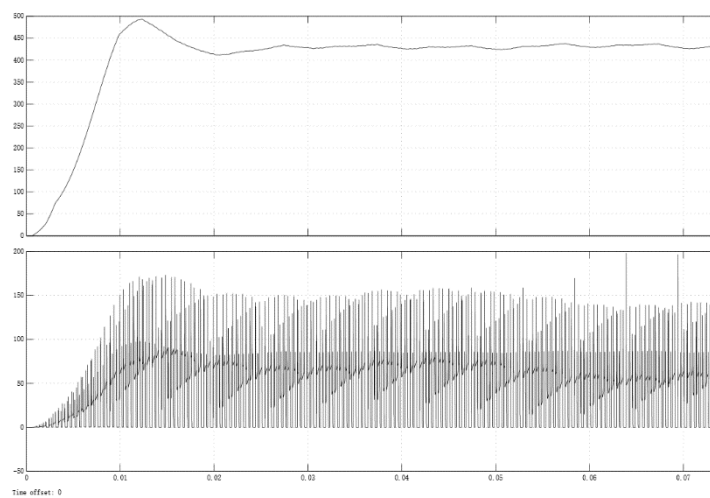


图 10

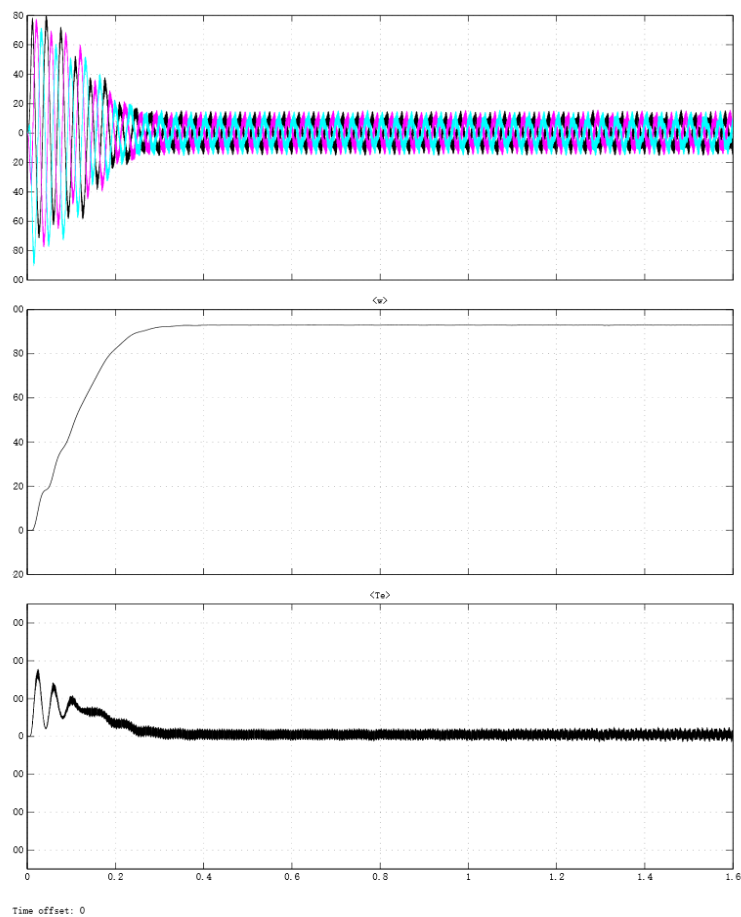


图 11

(3) 发电机正转

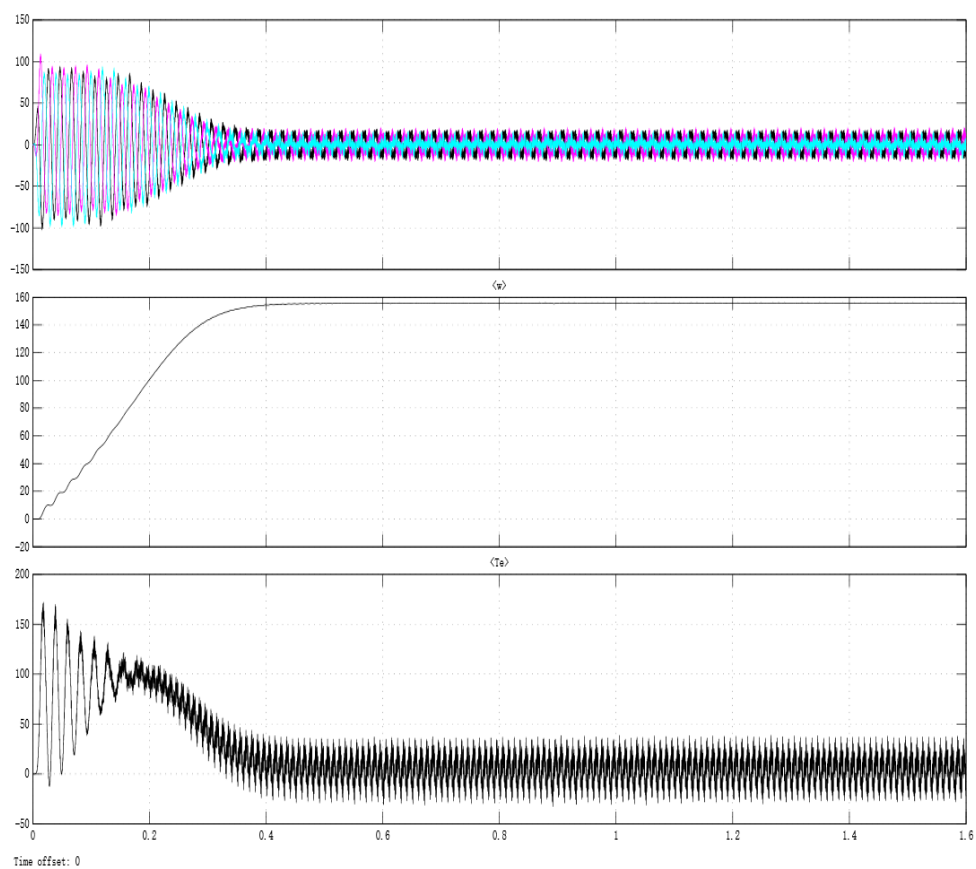


图 12

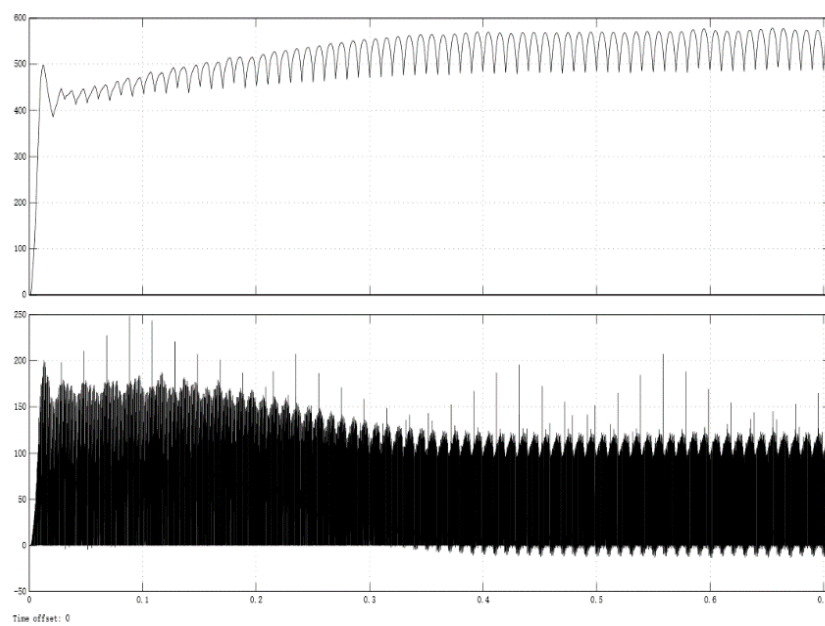


图 13

(4) 发电机反转

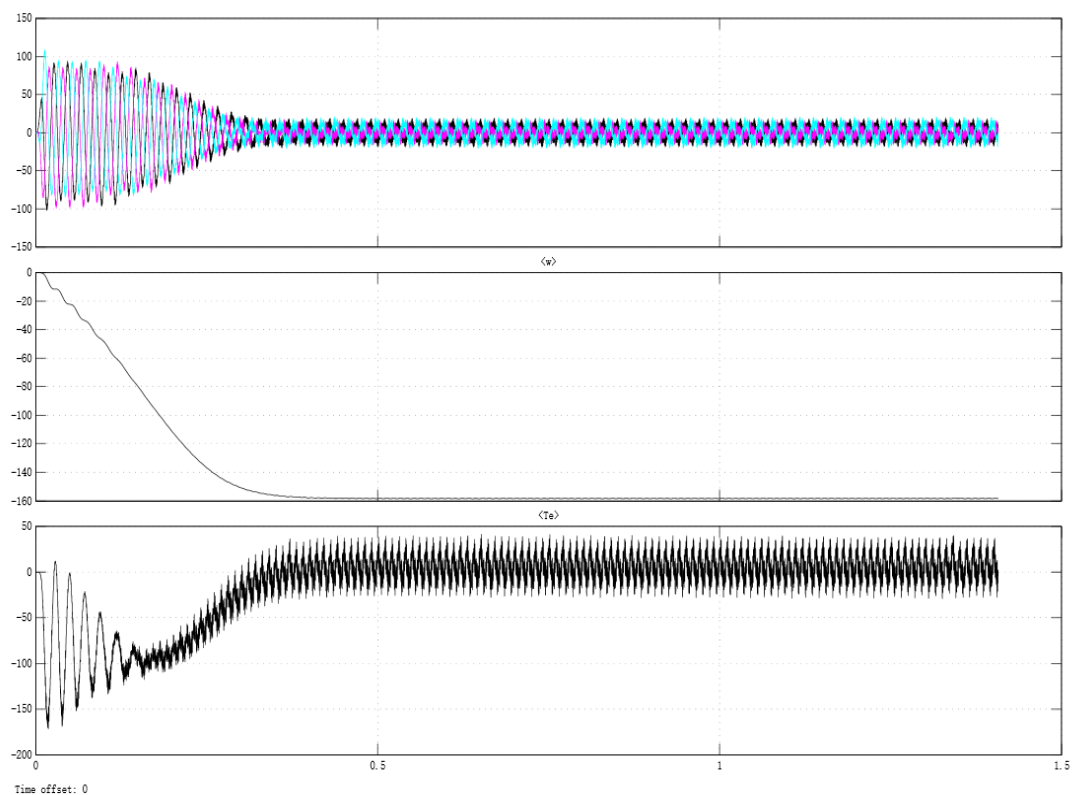


图 14

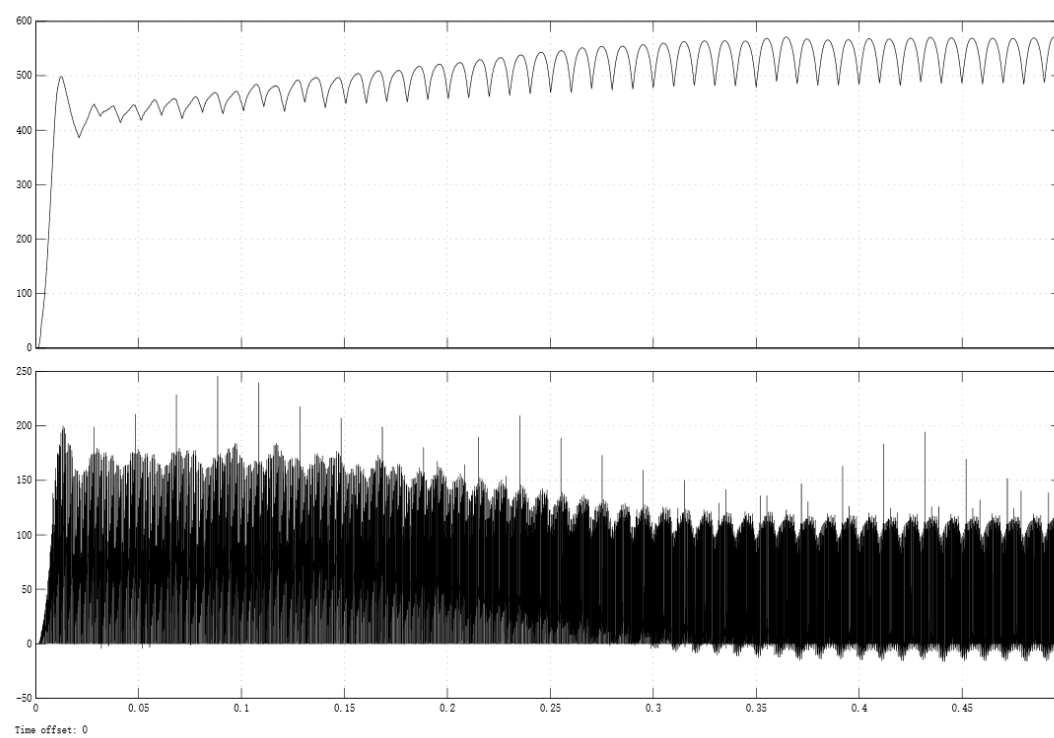


图 15

三、心得体会

这一次的仿真和之前七次不同的是，这次的仿真相当于是前面知识的应用，而且除了电力电子技术之外，还同时涉及到了自动控制原理和电机学的相关知识，初拿到题目，感觉到无从下手，但是将各种知识结合起来之后，就渐渐有了思路，即使最后做的仿真结果并不是尽善尽美，但是对于相关知识我已经有了更深入的了解，并大概形成了类似于交织网络的知识体系。只是觉得对于这样一个应用型题目来说，我们的时间有点短了，如果之后有更多的时间，我们会作一个更深入的学习和研究。