

交交变频调速系统中变周期均值采样的研究应用

张旭东,王阳阳,李晓龙,吕金

(天津电气科学研究院有限公司,天津300180)

摘要:针对交交变频调速系统中电压、电流纹波含量较大且纹波周期时变,无法直接反馈于调速控制系统的问题,提出一种变周期均值采样算法。首先,该算法以实时交交变频功率器件触发脉冲的间隔时间作为均值周期,对电压、电流实际值进行均值计算。其次,根据电压、电流实时频率及均值周期计算该均值周期所带来的相位滞后角度。最后,按照相位滞后角度进行滞后补偿及插补运算,得到更理想的电压、电流反馈值,用于调速控制系统。相较于一般的均值采样,该算法更适合交交变频纹波周期时变的情况,并能消除采样滞后,提升调速系统控制性能及稳定性。

关键词:变周期均值采样;滞后补偿;插补运算;交交变频

中图分类号:TM28 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd25377

Research and Application of Variable Period Mean Sampling in Cycloconverter Speed Regulation System

ZHANG Xudong, WANG Yangyang, LI Xiaolong, LÜ Jin

(Tianjin Research Institute of Electric Science Co., Ltd., Tianjin 300180, China)

Abstract: Aiming at the problem that the ripple content of current and voltage in cycloconverter speed control system is large and the ripple period is time-varying, the real-time sampling value is not suited for feeding back to the speed control system directly, a variable period mean sampling algorithm was proposed. Firstly, the algorithm took the interval time of trigger pulse of cycloconverter power device as the mean period to calculate the meanvalue of actual current and voltage. Secondly, the phase lag angle caused by the mean period was calculated according to the real-time frequency and mean period of current and voltage. Finally, the lag compensation and interpolation operation were carried out according to the phase lag angle. More ideal voltage and current feedback values were obtained for speed control system. Compared with the average sampling method, this algorithm is more suitable for the time-varying ripple period of cycloconverter conversion, and it eliminate the sampling lag and improve the performance and stability of the speed control system.

Key words: variable period mean sampling; lag compensation; interpolation operation; cycloconverter

交交变频系统作为大型传动的专用变频装置,产品一直被西门子、ABB等国外大公司垄断,其使用的矢量控制技术、直接转矩控制技术已经被国内广为研究,而其采样控制部分一直作为其核心内容未公开。交交变频调速系统采用晶闸管元件作为开关器件,变频输出每相为晶闸管组成的可逆三相全控桥,按照相控方式工作,实现交流-交流直接变频、变压^[1-2]。晶闸管导通后,三相全控桥输出的电压、电流实时值与相控移相相位角有关,两个相邻移相触发脉冲之间的输出电压为电网线电压正弦曲线的一部分,受系统阻抗和晶闸管换相的影响,交交变频输出电压、电流

波形除基波外还含有大量高次谐波。这些带有较大波动的电压、电流值直接反馈到矢量控制系统,会造成系统调速精度差、转矩脉动大的问题,甚至导致系统不稳定。为达到提升调速系统控制性能及稳定性的目的,通常会采用硬件或软件滤波对电压、电流采样值进行处理。

硬件滤波方法将增加采样电路的复杂性,且针对不同系统的适应性较差。因此变频器数字控制系统一般不采用硬件滤波方式。软件滤波方法比较多样,其中较为简单和通用的方法有惯性滤波、均值滤波和移动均值滤波等。惯性滤波灵敏度低,容易造成交流信号的相位滞后和幅值

2 变周期均值采样原理

交交变频调速系统的反馈量包括 U_A, U_B, U_C 和 I_A, I_B, I_C 。本文算法将反馈量按照实际触发脉冲的时间间隔进行平均值计算。一个触发周期内的电压、电流按照晶闸管导通的自然规律变化,不是一个平稳值,系统通过硬件对电压、电流信号进行高频采样,并根据触发脉冲信号,对两个脉冲间的采样值进行平均值计算。

三相矢量控制的电压、电流实际值信号,需要以矢量形式反馈,即在三相信号标定一致基础上,保证采样时刻的一致(即同步)性。当采用变周期均值采样时,如三相按各自的脉冲触发进行变周期采样平均值计算,则三相反馈信号采样时刻不同步,无法得到三相矢量信号。所以采用三相都以其中一相的脉冲作为基准同步计算变周期平均值。

变频调速系统使用矢量控制方式,需将三相电压、电流矢量反馈变换至 α - β 坐标系下。进行平均值计算需先将高频采样的三相电压 U_A, U_B, U_C 和电流 I_A, I_B, I_C 进行 Clark 变换,得到 α, β 轴电压 U_α, U_β 和电流 I_α, I_β 。其变换过程如下两式所示:

$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (6)$$

计算得到 $U_\alpha, U_\beta, I_\alpha, I_\beta$ 瞬时值后,选取 A 相脉冲前沿,作为计算平均值计算周期的标志,分别计算各周期内高频采样的平均值。其中 I_α 电流变周期采样的局部图如图2所示。

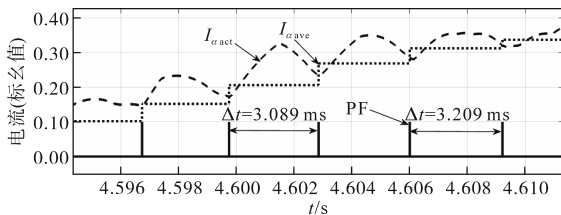


图2 α 相电流变周期均值采样图

Fig.2 Diagram of the α phase current with variable period mean sampling

图2中, $I_{\alpha \text{ act}}$ 为 α 相电流实时值波形, $I_{\alpha \text{ ave}}$ 为电流的变周期均值波形, PF 为触发脉冲前沿。使用采样平均值相比实际值有半个均值周期的滞后,其平均值在均值采样周期内相当于单次采样,反

馈量比较粗糙,直接使用将对系统造成扰动,这在后续将通过滞后补偿和插补运算来进行改善。

2.1 变周期均值计算

变周期均值采样以移相触发脉冲间隔作为均值周期对高频采样的电压、电流值进行均值计算,其各周期的均值计算如下式所示:

$$U_k = \left[\sum_{i=1}^{n_{k-1}} U(i) \right] / n_{k-1} \quad (7)$$

式中: U_k 为第 k 个均值周期的均值(即触发脉冲前沿到达时的电压均值); n_{k-1} 为从第 $k-1$ 到第 k 个触发脉冲前沿之间高频采样个数的计数值; $U(i)$ 为在这期间电压高频采样信号的第 i 个实时值。

当触发脉冲前沿到来时,计数值 n 从 1 开始计数,到下一个脉冲到来,系统记录 n_{k-1} 并计算均值,完成后 n 置 1。

2.2 滞后补偿计算

变周期均值采样以触发脉冲间隔作为均值周期,随触发角的变化脉冲触发周期在 0.15~6.66 ms 之间变化。其每个均值周期所产生的相位滞后也是一个变化值,其为均值计算周期的 1/2,若要对滞后相位进行补偿,则需要对滞后相位进行周期性的计算。第 k 个触发脉冲时滞后相位计算如下:

$$\Delta\theta_k = 2\pi f_e n_{k-1} T_s / 2 = \pi f_e n_{k-1} T_s \quad (8)$$

式中: f_e 为电压、电流基波频率(可以使用系统的速度给定计算得出电机电压、电流频率,也可以使用控制系统中电压模型磁链观测器所观测的频率); T_s 为高频采样周期。

根据式(8)计算所得滞后相位,通过 Park 变换来进行滞后补偿,其补偿计算公式如下式:

$$\begin{bmatrix} \cos\theta_k^* \\ \sin\theta_k^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\Delta\theta_k & -\sin\Delta\theta_k \\ \sin\Delta\theta_k & \cos\Delta\theta_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta_k \\ \sin\theta_k \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中: θ_k^* 为第 k 个周期采样均值滞后补偿后的相位角度(即等效采样时刻的相位角度); θ_k 为第 k 个周期采样均值滞后补偿前的相位角度(即实际采样时刻的相位角度)。

经式(9)计算后,满足 $\theta_k^* = \theta_k + \Delta\theta_k$ 。

2.3 插补运算

变周期均值得到的信号为以脉冲周期为采样时刻的正弦信号,其采样时刻间隔的大小为 0.15~6.66 ms。而为了保证交交变频器调速系统的性能及响应速度,控制系统数字控制器处理周期为 500 μs 或 1 ms。因此需要将均值信号进行

插补运算使得采样值能满足控制系统的要求。

插补运算基于上一均值周期结束时所计算补偿后的相位角,并依据变频控制系统的执行周期和当前所处均值周期的实时基波频率来计算插补值。

基于滞后补偿完成后电压、电流相位 θ_k^* (假设电压、电流同相位),在 α - β 坐标系下的电压、电流等效采样值如下:

$$\begin{cases} U_\alpha = U \cos \theta_k^* \\ U_\beta = U \sin \theta_k^* \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{cases} I_\alpha = I \cos \theta_k^* \\ I_\beta = I \sin \theta_k^* \end{cases} \quad (11)$$

为使插补值的计算更精确、更线性,本文通过对电压、电流相位角度的插值来实现电压、电流值的插补。假设第 k 个均值周期等效采样时刻电压、电流值相位插补计算基值为 $\theta_{k,0}^*$,根据变频控制系统执行周期计算的第 j 个插补相位 $\theta_{k,j}^*$ 如下:

$$\theta_{k,j}^* = \theta_{k,0}^* + \sum_{i=1}^j 2\pi f_e(i) T_A \quad (12)$$

式中: $f_e(i)$ 为均值周期内第 i 个控制系统执行周期时的电压、电流基波频率; T_A 为控制系统执行周期。

根据式(12)所得相位插补值计算电压、电流插补值如下:

$$\begin{cases} U_{\alpha,k,j} = U \cos \theta_{k,j}^* \\ U_{\beta,k,j} = U \sin \theta_{k,j}^* \end{cases} \quad (13)$$

$$\begin{cases} I_{\alpha,k,j} = I \cos \theta_{k,j}^* \\ I_{\beta,k,j} = I \sin \theta_{k,j}^* \end{cases} \quad (14)$$

将式(13)~式(14)代入式(9),则完整的变周期均值采样算法对电压、电流的采样结果为

$$\begin{bmatrix} U_{\alpha,k,j} \\ U_{\beta,k,j} \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} U \cos \theta_k \\ U \sin \theta_k \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha,k,j} \\ I_{\beta,k,j} \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} I \cos \theta_k \\ I \sin \theta_k \end{bmatrix} \quad (16)$$

其中

$$C = \begin{bmatrix} \cos[\theta_k(j)] & -\sin[\theta_k(j)] \\ \sin[\theta_k(j)] & \cos[\theta_k(j)] \end{bmatrix}$$

$$\theta_k(j) = \Delta\theta_k + \sum_{i=1}^j 2\pi f_e(i) T_A$$

3 仿真与应用验证

3.1 仿真结果

为验证变周期均值采样方法的有效性,进行了仿真。仿真所用参数如下:高频采样频率 $T_s = 2 \mu\text{s}$,控制系统执行周期 $T_A = 500 \mu\text{s}$,电压、电流

值均为标么值。图3a和图3b分别为高频采样下的电压、电流实时值波形。

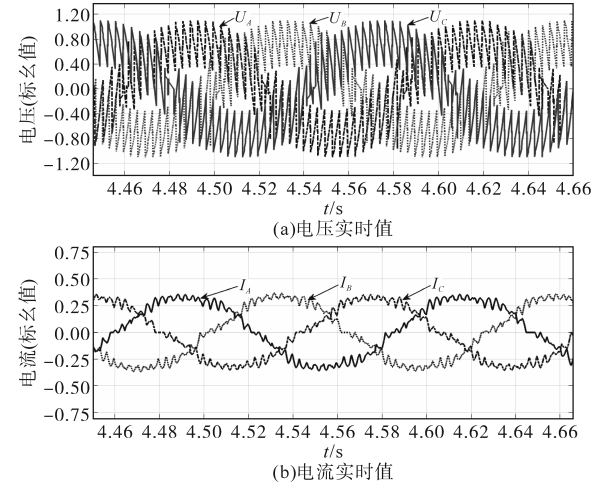


图3 电压、电流实时值

Fig.3 Diagram of the voltage and current real time waveforms

以上实际值在经过 Clark 变换之后,未经滞后补偿和插补处理的变周期均值滤波在 α - β 坐标系下的电压、电流波形如图4a和图4b所示。

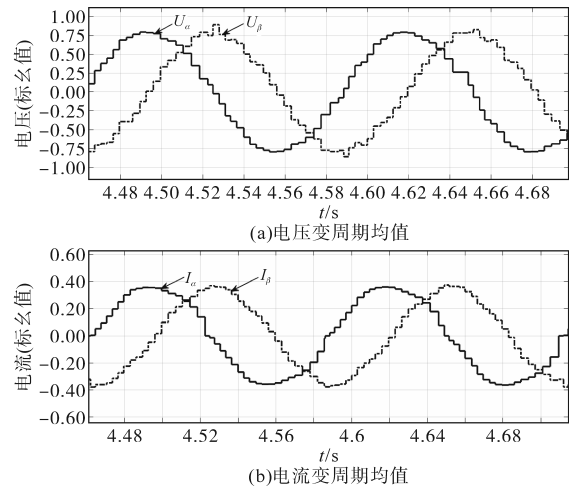


图4 电压、电流变周期均值波形

Fig.4 Diagram of the voltage and current with variable period mean sampling

滞后补偿及插补运算后的波形如图5所示。将图3和图5仿真波形放在同一坐标下,采用本文所提变周期均值采样算法后得到的反馈电压和电流的相位、幅值与原始的反馈波形相同,同时滤除了反馈上的纹波,所得波形更平滑。

为了与所提变周期算法进行比较,对同样的电压、电流信号进行定周期算法仿真,选取均值滤波周期为2 ms(4倍控制系统执行周期),进行定周期均值滤波,滤波后的波形如图6所示。

对比图5和图6所示仿真波形,采用定周期均值滤波处理后的反馈波形含有更多杂波,系统

还需要采取进一步滤波处理,才可以使用。

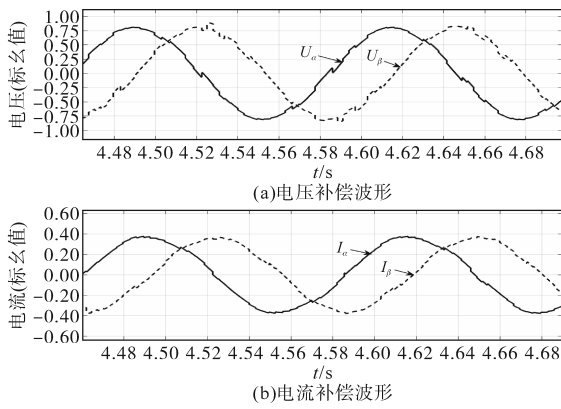


图5 电压、电流补偿后波形

Fig.5 Diagram of the voltage and current with lag compensation

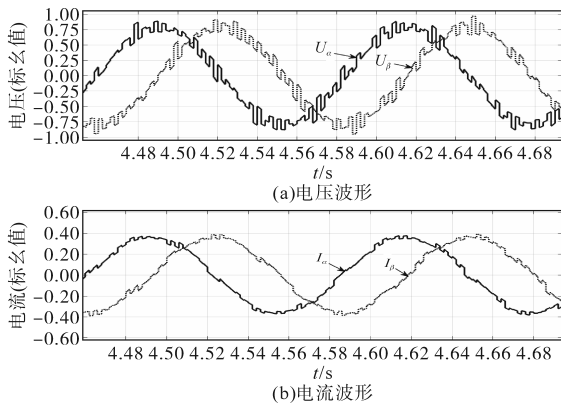


图6 电压、电流定周期滤波波形

Fig.6 Diagram of the voltage and current with constant sample cycle

为了与移动均值滤波算法做对比,对同样的电压、电流信号进行移动均值滤波算法仿真,选取移动窗口为4 ms,控制系统执行周期取值500 μs 。滤波后的波形如图7所示。

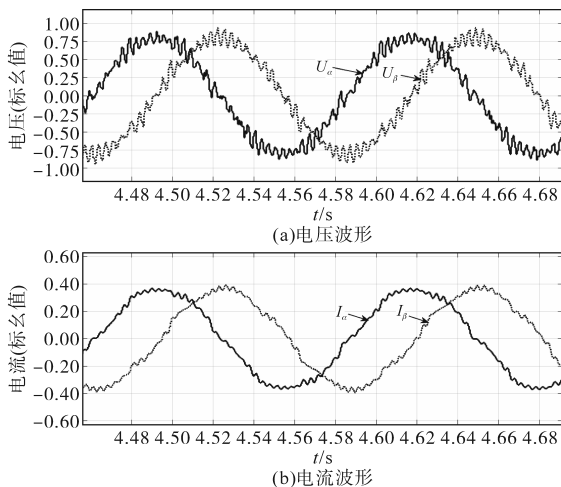


图7 电压、电流移动均值滤波波形

Fig.7 Diagram of the voltage and current with moving average filter

对比图5和图7所示仿真波形,采用移动均值滤波处理后,反馈波形同定周期算法一样也含

有较多杂波,系统还需要采取进一步处理才可以在控制系统中使用。显然变周期采样算法相较于定周期算法更适合交交变频调速系统对电压、电流的采样运算。

3.2 应用验证

目前,所提变周期均值采样算法已在我公司交交变频系统开发中得到应用,并在交交变频同步电机试验机组上进行了实验。

试验机组交交变频同步电机调速系统所使用控制器的处理器包含可编程逻辑门阵列(FPGA)和数字微处理器(DSP)两部分,分别完成采样运算、触发脉冲运算和矢量运算及连锁控制功能。本文所提算法在控制器中的具体实现步骤如下:

1) 控制器通过数字采样芯片对电压、电流进行高频采样,采样周期2 μs ,并在FPGA中对采样值进行规格化处理,使采样值转化为符合系统需求的标么值,将三相电压、电流进行Clark变换,转换为 α - β 坐标系下的电压、电流值,并记录该电压、电流值以备之后的均值计算。

2) 在FPGA中对前一步的高频采样值进行变周期均值运算。按照实际触发脉冲将均值周期分割为0.15~6.66 ms的变化周期,并依照触发脉冲间的高频采样值计算变周期均值。同时实时计算均值计算造成的滞后时间 Δt_k ,并将变周期均值、滞后时间 Δt_k 发送至DSP。

3) 变周期均值采样的滞后补偿和插补运算在DSP中执行,并将最终结果用于在DSP运行的矢量控制中,矢量控制的执行周期为500 μs 。DSP收到来自FPGA用以实现变周期均值采样的变量包括 $U_\alpha, U_\beta, I_\alpha, I_\beta, \Delta t_k$ 。结合 Δt_k 依照式(8)实时计算滞后相位,按照式(9)进行滞后补偿运算,最后通过式(12)、式(15)、式(16)进行插补运算,并将结果反馈至控制系统。对于脉冲触发周期小于500 μs 的情况,DSP将自动选取FPGA发送的最后一个平均值做作为补偿运算起点。

滞后补偿和插补运算中所需基波频率 f 来自控制系统模型计算的结果。仿真中该值使用系统给定频率,其默认系统输出频率可以精准跟踪斜坡给定。实际应用的交交变频系统中基波频率要考虑实际速度和选用的反馈模型,计算更为复杂。

图8为本系统运行时,通过ibaPDA采样模块获得的三相电流实时值和本文给出的变周期采

样算法得到的 I_α, I_β 值波形。

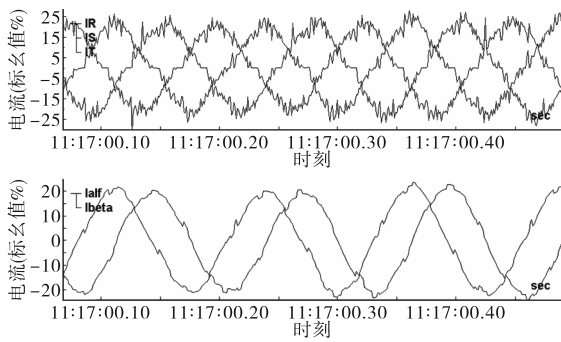


图8 电压、电流补偿后波形

Fig.8 Diagram of the voltage and current with lag compensation

使用变周期均值采样算法的交交变频系统最终得到的电流反馈波形,相比原始三相电流波形,无相位滞后,滤除了大量的杂波,更接近正弦,同时保留了电压、电流的异常波动。

经实际测量,电机稳态运行时转矩纹波在低速、中速、高速状态下都可以小于1%,相比固定周期采样方式纹波大为减小。

采用该变周期采样方法的交交变频系统已在某钢厂棒材生产线成功应用,并达到与西门子交交变频产品相同的技术指标。

4 结论

本文提出了一种变周期均值采样算法,并将其应用于交交变频调速控制系统。该方法依据晶闸管触发脉冲间隔实时确定均值周期,进一步根据电压、电流实时频率及均值周期计算该均值周期所带来的相位滞后,最后通过滞后补偿及插补运算得到更理想的电压、电流反馈值。

通过仿真对比和应用验证,表明采用该算法可以滤除交交变频调速系统中反馈电压、电流的纹波,得到理想的电压、电流值,相较三相电流实时波形无相位滞后。所提算法能有效提升交交变频调速系统的控制精度和控制性能及稳定性。

参考文献

- [1] 马小亮. 大功率交-交变频调速及矢量控制技术[M]. 第三版. 北京:机械工业出版社,2004.
MA Xiaoliang. High power cycloconverter fed speed regulation and vector control technology [M]. Third Edition. Beijing: China Machine Press, 2004.
- [2] 李崇坚. 交流同步电机调速系统[M]. 第二版. 北京:科学出版社,2019.
LI Chongjian. Adjusting speed system of synchronous machine [M]. Second Edition. Beijing: Science Press, 2019.
- [3] SIEMENS. SIEMENS configuring manual digital control system SIMADYN_D_Standard function blocks[M]. Erlangen: SIEMENS AG, 2004.
- [4] 徐亚军,姜建国,乔树通. 交交变频电励磁同步电机矢量控制系统磁链估计器[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(3): 65-70.
XU Yajun, JIANG Jianguo, QIAO Shutong. Flux estimator for vector control system of cycloconverter-fed electrically excited synchronous[J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(3): 65-70.
- [5] 王宇,邓智泉,王晓琳. 一种新颖的电机磁链辨识算法[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(6): 39-44.
WANG Yu, DENG Zhiqun, WANG Xiaolin. A novel algorithm of motor flux estimation[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(6): 39-44.
- [6] 周忠凯,路尚书,石志学. 电励磁同步电动机磁链观测模型研究[C]//全国冶金自动化信息网2014年会论文集, 2014: 198-202.
ZHOU Zhongkai, LU Shangshu, SHI Zhixue. Research on the flux observation model of electrically excited synchronous motor[C]//National Metallurgical Automation Information Network 2014 Annual Conference Proceedings, 2014: 198-202.
- [7] CIKAČ D, TURK N, BULIĆ N, et al. Flux estimator for salient pole synchronous machines driven by the cycloconverter based on enhanced current and voltage model of the machine with fuzzy logic transition[J]. Machines, 2021, 9(11): 279.
- [8] 张旭东,王阳阳,李晓龙,等. 高精度三相交流信号变周期平均值采样系统及方法: 中国, CN116247652A[P]. 2023-06-09.
ZHANG Xudong, WANG Yangyang, LI Xiaolong, et al. Variable sample cycle mean value sampling system and method of high precision of three-phase AC signal: China, CN116247652A [P]. 2023-06-09.
- [9] 葛腾飞,姜建国. 同步电机矢量控制调速研究[J]. 电测与仪表, 2020, 57(16): 1-5.
GE Tengfei, JIANG Jianguo. Research on speed regulation of vector control for electric excitation synchronous motor[J]. Electrical Measurement and Instrumentation, 2020, 57(16): 1-5.
- [10] 袁庆庆,符晓,伍小杰,等. 一种新颖的电励磁同步电动机解耦调节器[J]. 电工技术学报, 2011, 26(S1): 292-296.
YUAN Qingqing, FU Xiao, WU Xiaojie, et al. A novel decoupling regulator excited synchronous motors[J]. Electrical Engineering Magazine, 2011, 26(S1): 292-296.

收稿日期:2023-09-15

修改稿日期:2023-11-22