СИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ИНДУСТРИАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ

ПОСВЯЩАЕТСЯ 80-ЛЕТИЮ СИБГИУ

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД И ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

ТРУДЫ ЧЕТВЕРТОЙ ВСЕРОССИЙСКОЙ НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКОЙ КОНФЕРЕНЦИИ

> НОВОКУЗНЕЦК 12-15 ОКТЯБРЯ 2010 г.

УДК 621.34.001.2 (0758) A 18

Автоматизированный электропривод и промышленная электроника: Труды Четвертой Всероссийской научно- А 18 практической конференции / Под общей редакцией В.Ю. Островлянчика. — Новокузнецк изд-во СибГИУ, 2010 г.

ISSN 2220-3699

Сборник Всероссийской IVсодержит труды научнопрактической конференции. В докладах представлены результаты исследований практических приложений научных И проектированию, математических созданию моделей, теоретических основ энергосберегающего автоматизированного традиционным электропривода микропроцессорным И \mathbf{c} управлением, решению проблем электроснабжения электрических учета электрической энергии. Рассматриваются решения, ориентированные на применение в производстве и учебном процессе.

Сборник предназначен для научных работников, инженернотехнических работников предприятий, преподавателей вузов, аспирантов и студентов.

Под общей редакцией: д.т.н., проф. Островлянчик В.Ю.

ВВЕДЕНИЕ

Непрерывное развитие и совершенствование технологических процессов, требование повышения их технико-экономических показателей и безопасности труда вызывают необходимость совершенствования и систем электропривода. Существенную роль приобретает, построенный c применением микропроцессорных средств управления, электропривод инструмент энергетическая совершенствования основа И современных технологий. Современный традиционных И электропривод — сложнейший электромеханический комплекс, выход из строя которого приводит к нарушению рабочего процесса и может быть причиной несчастных случаев. Поэтому дальнейшее совершенствование систем электропривода невозможно области силовой слаботочной прогресса электроники, вычислительной техники. Возможность использования микропроцессорной техники в системах управления является принципиально предпосылкой создания электромеханических систем, с новым более высоким уровенем электропривода на основе микропроцессрного автоматизации управления, эффективного как для его потребителей, так и для проектировщиков и изготовителей, и пока к сожалению достигнутая в полной мере отечественной наукой.

Поэтому особое внимание уделяется не только прикладным применениям, но и также решениям, ориентированным на применение в учебном процессе.

Конференция привлекла внимание специалистов из различных регионов России. С докладами выступали представители следующих городов: Абакана, Балаково, Казани, Кемерово, Новокузнецка, Новосибирска, Нерюнгри, Омска, Прокопьевска, Самары, Томска, Экибастуза и иных городов.

Реквизиты оргкомитета: 654007 г. Новокузнецк Кемеровской области, ул. Кирова, 42. Телефоны: (3843) 78-44-14, 46-31-74, факс (3843) 46-31-74; E-mail: kafaep@sibsiu.ru

СЕКЦИ	ІЯ 1
Теоретические аспекты и методол построения современного электроприн	

ИДЕНТИФИКАЦИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ ВЕЩЕСТВЕННОГО ИНТЕРПОЛЯЦИОННОГО МЕТОДА 1

Алексеев А.С., Замятин С.В., Пушкарев М.И.

Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Национальный исследовательский Томский политехнический университет», Томск

Введение. Задача идентификации играет важную роль при проектировании, эксплуатации и диагностики систем управления электромеханическими приводами.

Определение вида математической модели и параметров объекта управления позволяет с более высокой точностью осуществлять расчет и настройку корректирующих устройств, строить самонастраивающиеся системы управления, а также учитывать характерные особенности объекта управления.

Для получения описания линейных объектов вида «входвыход» удобно в качестве математических моделей использовать функций $(\Pi\Phi)$. передаточные В ЭТОМ случае идентификации состоит в решении двух подзадач. Первая из них называется структурной идентификацией и состоит в определении структуры математической модели, то есть в определении порядков полиномов, стоящих в числителе и знаменателе ПФ. Решение второй подзадачи – параметрической идентификации – заключается в определении коэффициентов ПФ с учетом заданной структуры.

эффективность высокую Достаточно В решении задачи идентификации параметрической показал вещественный интерполяционный метод [1, 2]. При этом формализованного и алгоритмически эффективного решения задачи структурной идентификации в рамках этого метода не предложено.

В настоящей работе предлагается метод структурно-параметрической идентификации, основанный на вещественном

¹ Работа выполнена в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009-2013 годы

интерполяционном методе (ВИМ), и позволяющий повысить вычислительную эффективность ранее предложенных алгоритмов.

Параметрическая идентификация передаточной функции объекта управления.

Для получения вещественных функций-изображений F(d) по функциям времени f(t) можно использовать способ, который основан на применении формулы прямого δ -преобразования [2]. Этот путь получения математического описания сигналов удобно применять в тех случая, когда известно представление функции f(t) в аналитическом виде или такое представление можно получить путем интерполяции табличных данных эксперимента.

В общем случае функция W(d) может быть получена на основе определения ПФ, как отношения изображения выходного сигнала Y(d) к изображению входного сигнала X(d) (при нулевых начальных условиях):

$$W(d) = \frac{Y(d)}{X(d)} = \int_{0}^{\infty} y(t)e^{-dt}dt / \int_{0}^{\infty} x(t)e^{-dt}dt.$$
 (1)

При этом соотношение «вход-выход» принимают стандартный вид Y(d) = W(d)X(d).

Одним из способов аппроксимации функций на бесконечных интервалах изменения аргумента, являются дробно-рациональные представления вида:

$$W(d) = \frac{b_m d^m + b_{m-1} d^{m-1} + \dots + b_1 d + b_0}{a_n d^n + a_{n-1} d^{n-1} + \dots + a_1 d + 1}, n \ge m.$$
 (2)

Возможность получать вещественные функции, на основе выражения (1) создает благоприятные предпосылки для решения ряда практических и исследовательских задач расчета САУ на основе ВИМ. Реализация этих возможностей с использованием вычислительной техники требует перехода от аналитических выражений к численным последовательностям с последующим однозначным переходом от одной формы представления к другой.

Для этих целей в рамках ВИМ предложено осуществлять дискретизацию непрерывных функций F(d), производя их

последующее восстановление в непрерывной форме с помощью интерполяции. Так для вещественной функции $F(d),\ d\in[0,\infty),$ на системе узлов $d_i,\ i=1,2,3...$ строится множество значений $F(d_i),\ i=\overline{1,h},$ где η — размерность численной характеристики:

$$\{F(d_1)\}_h = \{F(d_1), F(d_2), \dots, F(d_h)\}. \tag{3}$$

В общем случае, когда для степени полиномов числителя m и знаменателя n функции (2) выполняется неравенство $m \le n$, для определения узла d_n рассматривают уравнение:

$$F(d_h) = (0,1 \div 0,2)[F(0) - F(\infty)] + F(\infty). \tag{4}$$

Решение уравнения (4) ищется численно с привлечением итерационных процедур.

Расположение узлов внутри интервала осуществляется равномерно.

Тогда уравнение типа «вход-выход» для расчета САУ с привлечением вещественных изображений, записанное в виде:

$$Y(d) = W(d)X(d), (5)$$

можно представить в виде соотношения между элементами численных характеристик $\{X(d_i)\}_h, \{Y(d_i)\}_h, \{W(d_i)\}_h$ соответственно входного x(t) и выходного y(t) сигналов с $\Pi\Phi$ W(d):

$$\{Y(d_i)\}_h = \{W(d_i)\}_h \{X(d_i)\}_h. \tag{6}$$

Положительной особенностью последнего равенства является использование численных представлений сигналов системы в сочетании с малым числом операций в сравнении с аналитическим представлением (5).

Однозначная связь между моделью в виде ЧХ и вещественной ПФ в форме (2) устанавливается с помощью системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ):

$$W(d_i) = \frac{b_m d_i^m + b_{m-1} d_i^{m-1} + \dots + b_0}{a_n d_i^n + a_{n-1} d_i^{n-1} + \dots + a_1 d_i + 1}, \quad i = \overline{1, h},$$
(7)

В результате решения СЛАУ (7) найдутся неизвестные коэффициенты передаточной функции. Переход от вещественной $\Pi\Phi$ W(d) к изображению Лапласа осуществляется путем формальной подстановки комплексной переменной преобразования $p \to d$ в выражение $\Pi\Phi$.

Основным нерешенным вопросом на данном этапе остается выбор структуры $\Pi\Phi$, т.е. определение численных значений n и m в выражении (2). Рассмотрим эту задачу подробней.

Структурная идентификация передаточной функции. Вопрос о структуре ПФ, то есть о порядке полиномов числителя m и знаменателя n, можно решать методом, предложенным в работе [3]. Воспользуемся уравнением (2) и предельным соотношением:

$$\lim_{d\to\infty} \frac{W(d)}{W(g\cdot d)} = g^{n-m},\tag{8}$$

где g > 1 — вещественное число. Из полученного соотношения (8) находится оценка конструктивных параметров:

$$g = \frac{\ln(g^{n-m})}{\ln(g)} = n \mathfrak{S}_m. \tag{9}$$

В результате вычислений по выражению (9) получается вещественное число, содержащее целую и дробную часть. Дробную часть принимаем за единицу и прибавляем к целой части.

К сожалению, аналитически взять предел (8) крайне затруднительно, в виду того, что выражения для вычисления W(d) и $W(g \cdot d)$ определяются в соответствии с формулой (1). В связи с этим предлагается ограничить интервал существенных изменений функции W(d) и рассматривать не предельное соотношение (8), а выражение:

$$\frac{W(d_h)}{W(g \cdot d_h)} \cong g^{n-m}, \tag{10}$$

где узел d_h определяется на основе решения уравнения (4) с подстановкой $d \to g \cdot d_h$, поскольку ПФ в знаменателе дроби (10) изменяется в g раз быстрее, чем в числителе. Тогда величина d_h задаст правую границу интервала $[d_1,d_h]$ распределения узлов интерполирования d_i , $i=\overline{1,h}$. При входном воздействии в виде единичной ступенчатой функции в правой части выражения (4) с учетом предельных соотношений $\lim_{d\to \infty} W(d) = \lim_{t\to \infty} h(t)$ и $\lim_{d\to \infty} W(d) = \lim_{t\to \infty} h(t)$, можно записать:

$$W(gd_h) = (0,1 \div 0,2)[h(\infty) - h(0)] + h(0), \tag{11}$$

где $h(\infty)$, h(0) — установившееся и начальное значения переходной характеристики h(t) соответственно. Тогда оценка g найдется в результате решения уравнения (11) и последующих вычислений по выражениям (10) и (9). С учетом полученной оценки конструктивных параметров g можно сформировать алгоритм восстановления структуры $\Pi\Phi$, для этого выразим порядок числителя g через порядок знаменателя g и оценку g:

$$m = n - g, \ n = \begin{cases} g + 1, g + 2, \dots & \text{if } g = 0, \\ g, g + 1, \dots & \text{if } g \neq 0. \end{cases}$$
 (12)

В последнем уравнении свободным параметром является величина n , наличие фиксированного параметра g , позволяет выбросить из рассмотрения ряд структур $\Pi\Phi$, которые не отвечают требованию уравнения (12). Перебор значений параметра n следует продолжать до тех пора, пока относительная ошибка идентификации в области времени не удовлетворит заданному критерию.

Пример. Рассмотрим описанную методику структурно-параметрической идентификации на примере восстановления ПФ объекта:

$$W_O(p) = \frac{0.04p + 5}{3 \cdot 10^{-3} p^3 + 0.4p^2 + 0.3p + 1}$$

В результате модельного эксперимента на вход объекта был подан сигнала x(t)=1(t) (при нулевых начальных условиях). Отклик системы приведен на рисунке 1.

Для получения вещественной $\Pi\Phi^{W_O(d)}$ объекта на основе экспериментальных данных используем выражение:

$$W_{O}(d) = \frac{\left(\frac{h_{O}(t_{0})e^{-dt_{0}} + h_{O}(t_{k})e^{-dt_{k}}}{2} + \sum_{j=1}^{k-1}h_{O}(t_{j})e^{-dt_{j}}\right) \cdot \Delta T_{2}}{\left(\frac{1(t_{0})e^{-dt_{0}} + 1(t_{k})e^{-dt_{k}}}{2} + \sum_{j=1}^{k-1}1(t_{j})e^{-dt_{j}}\right) \cdot \Delta T_{1}},$$

где ΔT_1 , ΔT_2 — период дискретизации входного и выходного сигналов соответственно. В данном примере примем $\Delta T_1 = \Delta T_2 = \Delta T = 0.1459$ с, а также в виду того, что данные эксперимента получены на интервале времени $t \ge 0$, примем, что функции 1(t) соответствует постоянное значение 1(t)=1.

Далее определяются границы интервала, внутри которого будут размещаться узлы интерполирования. Поскольку объект устойчивый, то для левой границы можно принять $\delta 1$ =0. Правую границу определит размещение узла δ_{η} , его значение отыщется в результате решения уравнения (11):

$$W_O(g \cdot d_h) = (0,1 \div 0,2)[h_O(t_k) - h_O(t_0)] + h_O(t_0).$$

Подставим в левую часть уравнения выражение вещественной $\Pi\Phi^{\ W_O(d)}$, в результате перейдем к рассмотрению уравнения:

$$\frac{h_O(t_0)e^{-gd_ht_0} + h_O(t_k)e^{-gd_ht_k}}{2} + \sum_{j=1}^{k-1}h_O(t_j)e^{-gd_ht_j} = (0,1 \div 0,2) \cdot [h_O(t_k) - h_O(t_0)] + h_O(t_0).$$

$$\frac{e^{-gd_ht_0} + e^{-gd_ht_k}}{2} + \sum_{j=1}^{k-1}e^{-gd_ht_j}$$

Согласно [4], принимается значение параметра g=2 и находится решение данного уравнения $d_h \in [1,44;\ 2,2]$ с погрешностью $|e| \le 0,01$. Значение узла принимается $d_h = (1,44+2,2)\cdot 0,5=1,82$.

Осуществляется подстановка (10) в (9) и находится конструктивная оценка параметров:

$$g = \ln \left(\frac{W_O(d_h)}{W_O(g \cdot d_h)} \right) / \ln(g) = \ln \left(\frac{W_O(1,82)}{W_O(2 \cdot 1,82)} \right) / \ln(2) = 1,36$$

Окончательно, в соответствии с данными ранее рекомендациями, принимается g=2, тогда в соответствии с (12) $m=n-2,\ n=2,3,...$

На основании полученных данных выбирается $\Pi\Phi$ с конструктивными параметрами n=3, m=1.

На рисунке 1 приведены графики переходных функций модели $h_{\scriptscriptstyle M}(t)$ и объекта $h_{\scriptscriptstyle O}(t)$ для этого случая.

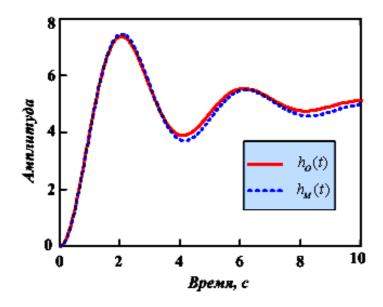


Рисунок 1 — Переходные характеристики объекта и модели.

Заключение. В настоящей работе рассмотрены вопросы параметрической идентификации объектов структурной И ВИМ управления помощью ПО временным переходным c Предложен способ оценки конструктивных характеристикам. моделей. Даны рекомендации параметров ПΦ относительно вычислений этих оценок.

Литература

1. Антропов А.Т., Удод А.С. Идентификация объектов с помощью вещественного интерполяционного метода// Сборник трудов II научной конференции «Проектирование инженерных и научных приложений в МАТLAВ», М.: ИПУ РАН, 2004.— С. 784-796.

- 2. Гончаров В.И. Вещественный интерполяционный метод синтеза систем автоматического управления. Томск: ТПУ, 1995. 108 с.
- 3. Шалаев Ю.Н. Моделирование нестационарных динамических систем методом изображающих векторов // Известия ТПУ. -2006. Т. 309. №7. с. 44-47.
- 4. Shalaev Y.N. The Estimation of Parameters of Dynamic system by a Method of Image Vectors //9th Korean-Russian International Symposium on Science & Technology (KORUS 2005) Novosibirsk, 2005. V. 1. P. 694-695.

АНАЛИЗ И СИНТЕЗ ДВУХДВИГАТЕЛЬНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ОБЩИМ РОТОРНЫМ ИМПУЛЬСНЫМ РЕГУЛЯТОРОМ

Барышников В. А., Намёткин Д. О.

Филиал Государственного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Московский Энергетический Институт (Технический университет)» в г. Смоленске, Россия

Для механизмов передвижения мостовых или козловых кранов в ряде случаев целесообразна модернизация применяемого настоящее время двухдвигательного В асинхронного электропривода c реостатным регулированием асинхронный электропривод двухдвигательный импульсным регулятором в цепи выпрямленного тока роторов, функциональная электрическая схема которого представлена на (рисунок 1). Здесь в роторные цепи асинхронных двигателей М1 и М2 включены неуправляемые трехфазные мостовые выпрямители UD1 и UD2. Выходы выпрямителей подключены параллельно друг другу на общую цепь выпрямленного тока, в которую введены сопротивления Rd1, активно-емкостная RdCd-цепь, ступень коммутируемая импульсным регулятором UR, дроссель Ld и ступень добавочного сопротивления Rдоб. Ступень Rd1, служащая для расширения диапазона регулирования моментов двигателей на низких скоростях, шунтируется тиристором VS в процессе разгона на рабочую скорость вместе с конденсатором Cd. Достоинством

такой схемы является общая система управления А единого для всех двигателей силового коммутатора и «мягкое» согласование скоростей.

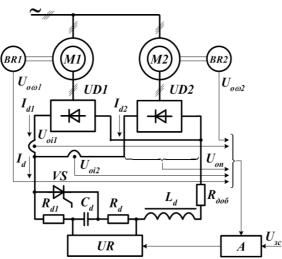


Рисунок 1 – Функциональная электрическая схема электропривода.

В пакете MATLAB/Simulink создана модель, предназначенная для исследования динамических режимов работы электропривода с учетом упругого взаимодействия между двигателями, изучения влияния параметров системы и внешних факторов, а также для разработки методов коррекции. Модель включает в себя: силовую часть; систему управления с обратной связью по скорости или скольжению и релейным токоограничением; блок коррекции, позволяющий вводить в систему управления корректирующие звенья с различными передаточными характеристиками и параметрами; механическую часть.

Механическая часть включает в себя четырехмассовую систему, содержащую моменты инерции двигателей, два редуктора в виде зазоров с упругостью, металлоконструкцию моста крана, представленную упругим соединением двух сосредоточенных в точках опор моментов инерции и статических моментов нагрузки. Значения каждой части моментов инерции и нагрузки зависят от положения груза на мосту, их можно задавать явно или косвенно, указав массу крана, двигателей, груза и его положение на мосту. В целях формирования жестких механических характеристик могут быть использованы обратные связи наиболее нагруженного двигателя. Установлено, в частности, что лучшие статические и

динамические показатели обеспечиваются при обратной связи по средней скорости двух двигателей. Для предотвращения больших бросков момента при пуске, в системе предусмотрено предварительное подключение статора к сети при разомкнутой роторной цепи.

Разработанная модель позволяет всесторонне исследовать рассматриваемые электроприводы при различных заданных условиях.

Используя схему замещения по цепи выпрямленного тока ротора [1] и уравнения движения для механической части, получено математическое описание системы электропривода. Произведена его линеаризация «в малом» и получено выражение для передаточной функции системы ЭП, позволяющее применять, например, частотные методы для оценки качества динамики системы и дальнейшей ее коррекции.

С помощью метода ЛЧХ определена зависимость запаса по фазе системы на частоте среза от координат рабочей точки. При проведении инженерного эксперимента и построении факторного плана установлено, что коррекцию необходимо проводить в случае наименьшего запаса по фазе, которому соответствует точка механической характеристики с наибольшей скоростью наибольшей нагрузке. Опыт с заведомо неустойчивой системой подтвердил действенность предлагаемых методов коррекции. На данный момент, наибольшую эффективность в качестве регулятора применение форсирующего обеспечивает звена И двух последовательных упругих звеньев.

Литература

1. Барышников В.А. Схема замещения по цепи выпрямленного тока асинхронного электропривода с управляемым роторным выпрямителем / В. А. Барышников // Вестник МЭИ / Моск. энергет. ин-т. - 2007. - N 1. - c. 80 – 86.

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ТИРИСТОРНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД ЭКСКАВАТОРА ЭКГ-5

Борщинский М. Ю., Веригин Н. В.

Сибирский государственный индустриальный университет, г. Новокузнецк

Для открытых разработок традиционно используют одноковшовые экскаваторы. При разработке систем управления электроприводами принимают во внимание специфику технологического процесса, особенности конструкции механизма, способ управления механизмом, а также условиями эксплуатации и электроснабжения.

Для электроприводов экскаватора характерно следующее [1]:

- **Ø** циклический характер работы в напряженном повторнократковременном режиме с частыми пусками, реверсами и торможениями;
- **Ø** управляющие или возмущающие воздействия вызывают слабо затухающие колебания упруго связанных масс;
- Ø широкий диапазон изменения существенная несимметрия статических нагрузок относительно направления обусловленные движения, активным моментом нагрузки от веса ковша, взаимовлиянием приводов и случайным характером нагружения при копании;
- об систематическое стопорение механизмов подъема и напора, которые в процессе копания носят случайный характер и которыми завершается черпание практически в каждом цикле;
- большое передаточное отношение механизма поворота (300-600) и, следовательно, значительный приведенный к валу зазор зубчатых передач. Зазор, с одной стороны, затрудняет наведение рабочего органа экскаватора, с другой, обусловливает дополнительные динамические нагрузки в передаточных механизмах, сопровождающиеся ударами при завершении выбора зазоров, а упругость кинематических связей приводит к значительным механическим колебаниям.

Ø работа в жестких условиях эксплуатации электрооборудования горной техники.

Для приводов главных механизмов экскаватора ЭКГ-5А в основном принят реверсивный электропривод постоянного тока по системе Г-Д, при этом используются двухобмоточные генераторы. возбуждения независимого Обмотки получают питание трехфазных магнитных усилителей, реверсивных имеющих мостовую схему включения нагрузки. Параллельные обмотки генераторов через добавочные сопротивления включаются на якорные зажимы генераторов. При номинальной ЭДС генератора эти обмотки создают около 30% суммарной намагничивающей генератора, остальная часть намагничивающей силы создается обмотками независимого возбуждения. Таким образом, использование самовозбуждения генераторов позволяет снизить требуемую мощность магнитных усилителей на 20-30%.

качестве схемы управления главными приводами применяется однокаскадная схема с суммирующим усилителем. В ней для ограничения момента двигателя допустимым стопорным значением, введена токовая отрицательная обратная связь с отсечкой. Для обеспечения форсирования переходных процессов, а также, для получения требуемой жесткости рабочего участка экскаваторной характеристики введена отрицательная обратная связь по напряжению генератора. Так как в качестве датчика напряжения используется цепь параллельной обмотки возбуждения генератора, за счет ЭДС взаимоиндукции, наводимой в этой обмотке, при изменении потока и ЭДС генератора, появляется сигнал гибкой отрицательной связи по напряжению, оказывающий действие. Кроме стабилизирующее τογο, ограничения ДЛЯ перерегулирований И колебаний тока якоря при работе токоограничения в схеме предусмотрена гибкая отрицательная связь по току якоря.

Использование силовых магнитных усилителей в качестве возбудителей генераторов и приведенной структурной схемы САР имеет ряд недостатков:

Ø значительная инерционность, обусловленная индуктивностью обмоток управления;

- **Ø** введение в цепи обмоток управления больших добавочных сопротивлений приводит к увеличению мощности управления усилителем, его габаритов и снижению КПД таких систем до 70-75%;
- **Ø** зависимость системы от температурных условий, влияющая на значение стопорных токов;
- **Ø** взаимное влияние обратных связей, среди которых наибольшее значение на формирование статических и динамических характеристик экскаваторного электропривода имеют жесткие обратные связи по току и напряжению;
- **Ø** из-за сложности и нелинейности магнитного усилителя весьма затруднительным является определение его передаточной функции и построение адекватной модели, необходимой для исследования и настройки системы управления.

На рисунке 1 представлены графики переходных процессов тока якоря, напряжения генератора и частоты вращения при пуске электропривода напора экскаватора ЭКГ-5А.

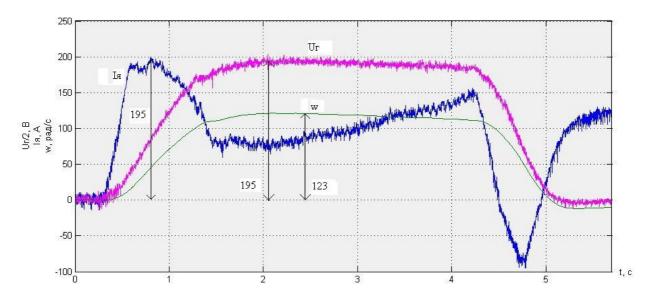


Рисунок 1 – Переходные процессы в приводе напора

Пусковой ток достигает 195 A при номинальном токе двигателя $I_{\rm H}=150$ A, производная тока di/dt составляет 5 номиналов.

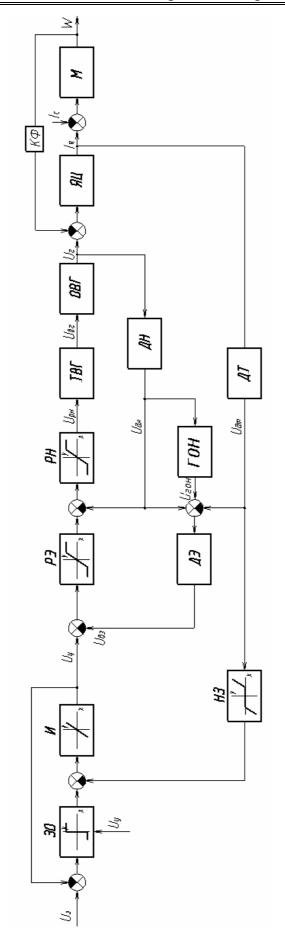


Рисунок 2 – Функциональная схема системы управления электроприводом экскаватора с тиристорным возбудителем генератора

При пуске привода поворота, где зазоры в механических сочленениях наибольшие среди механизмов экскаватора, максимальная производная тока di/dt достигает $7I_H$.

На рисунке 2 представлена функциональная схема двухконтурной системы управления электроприводом экскаватора с тиристорным возбудителем генератора, предлагаемая в качестве замены системы управления с МУ.

Регулятор в контуре напряжения может быть пропорциональным или пропорционально-интегральным, а в контуре ЭДС – пропорционально-интегральный. Ограничение ускорения и производной тока обеспечивается параметрами регулируемого задатчика интенсивности (ЗИ).

Экскаваторная механическая характеристика с определенным коэффициентом отсечки участка ограничения момента формируется с помощью нелинейного звена (НЗ) задатчика интенсивности. Эта связь действует как отрицательная связь с отсечкой по току. Если ток выходит за заданный предел, то через зону нечувствительности НЗ проходит сигнал токоограничения, который влияет на темп изменения задания ЭДС, т.е. на ускорение привода, и может при стопорениях снизить его до нуля или изменить знак, затормозив привод. Форма характеристики «входвыход» НЗ задает форму механической характеристики в зоне ограничения момента.

Таким образом, ЗИ вместе с НЗ в данной САР ограничивает ускорение и момент в переходных процессах. Сигнал Uy, поступающий в блок ЗО изменяет ограничение по интегральному закону, что позволяет получить квадратичную зависимость выходного сигнала ЗИ, ограничивающую «рывок».

Литература

- 1. Вуль Ю. Я., Ключев В. И., Седаков Л. В. Наладка электроприводов экскаваторов. Изд. 2, перераб. и доп. М. , «Недра», 1975.
- 2. Островлянчик В. Ю. Автоматический электропривод постоянного тока горно-металлургического производства. Томск, изд-во ТГУ, 1997. 359 с.

АВТОМАТИЧЕСКИЙ ВЫБОР ЗАЗОРА В ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ КРАНОВОГО МЕХАНИЗМА

Завьялов В.М., Гусев А.В.

Кузбасский государственный технический университет, г Кемерово

Крановые механизмы являются неотъемлемой частью большинства технологических процессов. Их производительность и надежность часто оказывают влияние на производительность всего технологического процесса, поэтому улучшение этих показателей является важной для промышленности задачей.

Особенностью работы привода подъема крановых механизмов является наличие в нем динамических нагрузок, возникающих в процессе отрыва груза от поверхности. Эти динамические нагрузки вызваны наличием упругой податливости подъемного каната, наличием механического зазора и нелинейностью процесса отрыва груза.

Математическую модель механической подсистемы привода подъема крана, в случае если рама имеет достаточно большую жесткость, которой можно пренебречь, можно представить в виде двухмассовой системы:

$$\mathbf{w}_{1} = \frac{1}{J_{1}} (M - M_{12} - M_{C1});$$

$$\mathbf{w}_{2} = \frac{1}{J_{2}} (M_{12} - M_{C2});$$

$$\mathbf{j}_{3} = \mathbf{w}_{1};$$

$$\mathbf{j}_{4} = \mathbf{w}_{1};$$

$$\mathbf{j}_{5} = \mathbf{w}_{1},$$
(1)

где ω_1 , ω_2 , J_1 , J_2 — угловые скорости и моменты инерции первой и второй масс; M — момент двигателя; M_{12} — упругий момент; M_{C1} , M_{C2} — моменты сопротивления действующие на первую и вторую массы; ϕ_1 , ϕ_2 — положения первой и второй масс. K первой массе относится ротор двигателя и элементы механической передачи, а ко второй — поднимаемый груз. B данной

модели все переменные и параметры рассматриваются приведенными к валу двигателя.

Нелинейность процесса отрыва груза в данной модели отражается в уравнении упругого момента. Примем, что при $\phi 1$ =0 и $\phi 2$ =0 будет такое состояние механической подсистемы привода подъема, когда слабина каната выбрана, но натяжение канта отсутствует. Упругий момент при этом в зависимости от состояния системы будет либо равен нулю (M_{12} =0 при $\phi 1$ < $\phi 2$), что соответствует провисанию каната и равносильно наличию зазора в механической системе, либо будет определяться выражением:

 M_{12} = $C_{12}(\phi_1-\phi_2)$ при $\phi_1>\phi_2$, что соответствует процессам отрыва и подъема груза.

Момент сопротивления создаваемый грузом также будет завесить от состояния механической системы. В процессе до отрыва груза он будет равен упругому моменту:

 $M_{C2}=M_{12}$ при $\phi 2=0$ и $M_{12}<$ mg/i,

где m – масса груза, g – ускорение свободного падения, i – коэффициент передачи редуктора и полиспаста.

После отрыва груза, в процессе подъема момент сопротивления будет иметь постоянную величину, определяемую как:

 M_{C2} =mg/i при ϕ_2 >0.

уменьшения Для уровня динамических нагрузок, действующих на элементы механической передачи привода система управления должна подъема, обеспечивать плавное изменение упругого момента, ПО возможности, исключая колебательность переходных процессов. Этого можно добиться введя в систему управления регулятор упругого момента (РУМ), как это показано на рисунке 1.

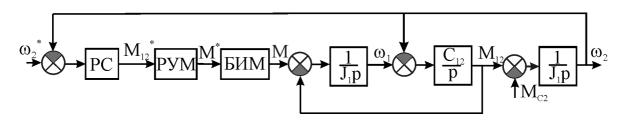


Рисунок 1 – Структурная схема электропривода подъема кранового механизма.

Данный регулятор получает задание от регулятора скорости (РС), и формирует задание безынерционному источнику момента (БИМ), в качестве которого может выступать, например, асинхронный двигатель с преобразователем частоты имеющим функцию прямого управления моментом [1].

Примем в качестве алгоритма управления РУМ зависимость, полученную на базе синергетической теории управления [1]:

$$M = M_{12} + \frac{J_1}{J_2} (M_{12} - M_C) -$$

$$-J_1 \left(\frac{1}{T_1} + \frac{1}{T_2}\right) (w_1 - w_2) - \frac{J_1}{T_1 T_2 C_{12}} (M_{12} - M_{12}^*),$$
(2)

где M^*_{12} — задание для регулятора упругого момента; M — требуемое значение электромагнитного момента двигателя; T_1 , T_2 — постоянные времени регулятора.

Рассмотрим, как поведет себя данный регулятор в процессе отрыва груза, с учетом нелинейностей.

При наличии механического зазора, вызванного провисанием каната, учитывая что при этом ω_2 =0, M_{12} =0 и M_{C} =0 выражение (2) будет выглядеть следующим образом:

$$M = -J_1 \left(\frac{1}{T_1} + \frac{1}{T_2} \right) w_1 + \frac{J_1}{T_1 T_2 C_{12}} M_{12}^*.$$

Очевидно, что в начальный момент времени ω_1 =0 в результате чего будет формироваться положительный момент и ротор двигателя начнет разгоняться стремясь к значению, определяемому выражением:

$$w_1 = M_{12}^* \frac{1}{(T_1 + T_2)C_{12}}$$

Таким образом, задавая значение M^*_{12} можно устанавливать максимальную возможную угловую скорость, которую достигнет вал двигателя при выборе зазора.

После выбора зазора начинается стадия отрыва груза, на которой ω_2 =0, а M_{12} = M_C \neq 0. На этой стадии кинетическая энергия запасенная в жестко связанных с ротором двигателя элементах

будет перетекать в энергию упругого напряжения каната. В результате начнет расти упругая сила в канате, при достижении которой значения силы тяжести поднимаемого груза произойдет отрыв груза. При больших скоростях ротора двигателя в момент выбора зазора возможны существенные рывки характеризующиеся превышением значения упругой силы в канате допустимых значений, способствующих интенсивному накоплению в канате усталостных напряжений, и, в результате, его разрыву. С другой стороны, малые скорости выбора зазора негативно отразятся на производительности погрузочных работ.

Исходя из этого целесообразно определить допустимое значение начальной скорости. Определим это значение при наиболее неблагоприятных условиях, когда масса груза такова, что при максимальном значении силы натяжения каната груз не оторвется от земли. Очевидно, что если момент сопротивления, создаваемый грузом, будет меньше максимума упругой силы каната, отрыв груза произойдет до достижения максимума упругой силы, и часть кинетической энергии первой массы посредством упругой связи перейдет в кинетическую энергию второй массы, снизив тем самым максимальное значение упругого момента в переходном процессе отрыва груза.

Итак, рассчитаем максимально допустимую скорость выбора зазора для наиболее неблагоприятных условий. При этом, будем предполагать что в момент удара система управления сформирует максимально допустимый тормозной электромагнитный момент двигателя M_{Tmax} . В результате, при достижении максимально допустимой упругой силы в канате он удлинится на длину ΔS_{max} , а вал двигателя провернется на угол $\Delta \phi_{max}$. В единицах измерения, приведенных к валу двигателя, этот угол будет определятся зависимостью:

$$\Delta j_{\text{max}} = \frac{M_{12\,\text{max}}}{C_{12}}$$

где M_{12max} — упругий момент, эквивалентный максимально допустимой силе натяжения каната, приведенной к валу двигателя.

Исходя из закона сохранения энергии, пренебрегая диссипативными силами внутри механической передачи,

кинетическая энергия накопленная в элементах жестко связанных с валом двигателя, присутствующая на момент окончания выбора зазора, частично пойдет на создание потенциальной энергии натяжения каната, частично на работу, совершаемую тормозным моментом двигателя:

$$\frac{J_1 w_{1 \,\text{max}}^2}{2} = \frac{C_{12} \Delta j_{\text{max}}^2}{2} + M_{T \,\text{max}} \Delta j_{\text{max}}$$

Из этого выражения найдем угловую скорость вала двигателя при выборе зазора ω_{1max} , обеспечивающую ограничение упругого момента на уровне M_{12max} :

$$w_{1 \max} = \sqrt{\frac{C_{12}}{J_1} \Delta j_{1 \max}^2 + \frac{2}{J_1} M_{T \max} \Delta j_{\max}}.$$
 (3)

полученных уравнений Анализ проводился путем моделирования на базе нелинейной модели компьютерного подсиситемы привода подъема (1) механической крана параметрами, соответствующими мостовому крану двубалочному опорному грузоподъёмностью 3,2 т с высотой подъёма до 16 м. моделировании использовалось ограничение момента на уровне ± 200 Нм. Максимально допустимое значение упругого момента было принято 150 Нм, исходя из чего в соответствии с (3) была рассчитана максимальная скорость выбора зазора $\omega_{1max} \approx 16,68$ рад/с, для достижения которой необходимо формировать задание упругого момента на уровне $M*_{12}\approx497$ Нм. После выбора зазора задание упругого момента снижалось до уровня 50 Нм. Постоянные времени регулятора упругого момента были приняты $T_1 = T_2 = 0.01$ с.

На рисунке 2 приведены переходные процессы, при которых момент сопротивления, создаваемый грузом, больше заданного значения упругого момента, в результате чего привод не в состоянии оторвать груз от земли. Это соответствует наиболее неблагоприятным условиям. Как видно из графиков, упругий момент при этом в своем максимуме достигает 150 Нм, что соответствует заданию ограничения. Входной момент при этом

автоматически входит в область ограничений тормозного режима, что и способствует ограничению упругого момента.

Скорость первой массы после выбора зазора падает до нуля, а упругий момент при этом поддерживается на уровне 50 Нм, что вызвано работой алгоритма управления (2).

На рисунке 3 приведены графики, когда масса груза создает момент меньший, чем задание упругого момента, в результате чего после выбора зазора груз отрывается от земли.

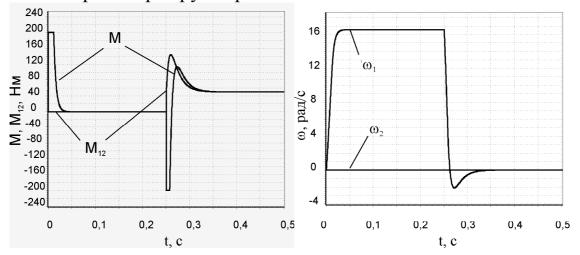


Рисунок 2 – Выбор зазора без отрыва груза.

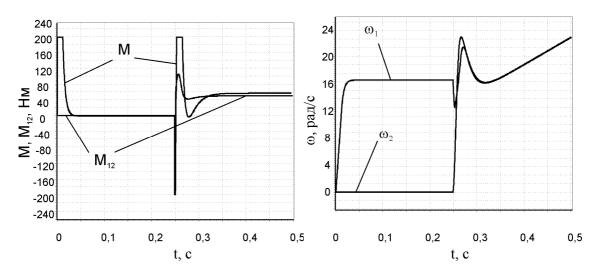


Рисунок 3 – Выбор зазора с отрывом груза.

В этом случае максимальное значение упругого момента меньше заданного ограничения в 150 Нм. Это объясняется тем, что до достижения максимума упругого момента начинает разгоняться

груз, в результате чего часть кинетической энергии накопленной в первой массе переходит в кинетическую энергию второй массы.

Следует отметить, что при выборе зазора, при увеличении упругого момента и при подъеме груза работает один и тот же алгоритм управления (2), исходя из чего можно говорить об автоматическом ограничении динамических нагрузок в электроприводе подъема мостового крана при максимальной скорости выбора зазора для наиболее неблагоприятных условий.

Таким образом, проведенные исследования показали, что алгоритм управления упругим моментом можно использовать в электроприводе подъема кранового механизма, несмотря на нелинейность процесса отрыва груза. При этом обеспечивается автоматическое ограничение динамических нагрузок при выборе зазора, что способствует повышению ресурса механической подсистемы данного привода.

Литература

1. Завьялов В.М. Снижение механических нагрузок в трансмиссиях горных машин. Кемерово, КузГТУ, 2008 – 172 с.

СИНТЕЗ НЕЛИНЕЙНЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМ С ЗАПАЗДЫВАНИЕМ

Иванов А.С.

Сибирский государственный индустриальный университет, г. Новокузнецк

Введение. В настоящее время представление динамических свойств объектов в форме нелинейных математических моделей получило активное распространение в различных областях науки и техники, включая теорию автоматического управления. Данное обстоятельство объясняется возросшими требованиями к качеству функционирования сложных динамических объектов, которые, как правило, характеризуются временным запаздыванием, которым нельзя пренебречь.

Присутствие обозначенных выше свойств, а именно, нелинейность характеристик и запаздывание значительно

усложняет анализ и синтез систем управления, причем, данную задачу нельзя считать решенной [1,2].

В данной статье автором предложен алгоритм синтеза и анализа нелинейных систем с запаздыванием, основанный на методе точной линеаризации [3,4,5].

Постановка задачи. Рассмотрим нелинейную динамическую систему с запаздыванием, представленную аффинной моделью:

$$\&= f(x) + gu, \quad y = h(x),$$
 (1)

где f(x) – гладкая вектор-функция, h(x) – скалярная функция выходной переменной.

Требуется синтезировать регулятор, обеспечивающий: - устойчивость замкнутой системы; - переходный процесс с заданными показателями качества.

Синтез нелинейных систем с запаздыванием. Рассмотрим в качестве примера структурные схемы, представленные на рисунке 1.

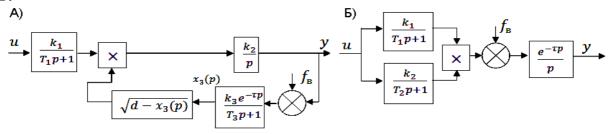


Рисунок 1 – Структурные схемы объектов управления.

Приведенные структурные схемы приближенно соответствуют следующим объектам управления: - «привод подачи-забой» (рисунок 1 А); — двигатель постоянного тока с параллельным возбуждением (рисунок 1 Б). При этом в первом случае, время запаздывания характеризует динамический процесс разрушения горного массива. Во втором случае запаздывание между скоростями вращения ротора и исполнительного механизма.

Приведенным структурным схемам соответствуют следующие аффинные модели:

- для рисунка 1А:

$$x = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix}, f(x) = \begin{pmatrix} -\frac{1}{T_1} x_1 \\ k_2 \sqrt{d - x_3} \cdot x_1 \\ -\frac{1}{T_3} x_3 + \frac{k_3}{T_3} x_2 (t - t) \end{pmatrix}, g = \begin{pmatrix} k_1 / T_1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, y = x_2;$$
 (2)

- для рисунка 1Б:

$$x = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix}, f(x) = \begin{pmatrix} -\frac{1}{T_1} x_1 \\ -\frac{1}{T_1} x_2 \\ x_1 x_2 \end{pmatrix}, g = \begin{pmatrix} k_1 / T_1 \\ k_2 / T_2 \\ 0 \end{pmatrix}, y = x_3 (t - t).$$
 (3)

Рассмотрим алгоритм синтеза регулятора нелинейной системы с запаздыванием (2). Первая и вторая производные выходной координаты определяются выражениями:

$$\mathbf{g} = k_2 \sqrt{d - x_3} \cdot x_1,$$

$$\mathbf{g} = k_2 \sqrt{d - x_3} \cdot (-\frac{1}{T_1} x_1) - \frac{k_2 x_1}{2 \sqrt{d - x_3}} (-\frac{1}{T_3} x_3 + \frac{k_3}{T_3} x_2 (t - t)) + \frac{k_1 k_2}{T_1} \sqrt{d - x_3} \cdot u$$

или в сокращенной форме:

$$\mathcal{L} = a(x_1, x_2(t-t), x_3) + b(x_3) \cdot u . \tag{4}$$

Очевидно, что компенсация нелинейных составляющих $a(x_1, x_2(t-t), x_3)$ u $b(x_3)$ выражения (4) позволяет формировать заданный переходный процесс второй производной выходной координаты линейно. Следовательно, задачу синтеза регулятора нелинейной динамической системы можно свести к определению между производной нелинейной зависимости выходной координаты и управляющего воздействия, и последующей ее компенсацией.

В общем виде данная зависимость может быть определена через следующее соотношение:

$$y = L_f^i y + L_g L_f^{i-1} y \cdot u = a(x) + b(x) \cdot u,$$
(5)

где $L_f^i y$, i=1...n производные Ли от функции у вдоль векторного поля f.

При этом последовательное дифференцирование выходной координаты представляет собой процесс координатного преобразования исходной нелинейной модели.

В таком случае нелинейная модель (2) может быть представлена в новых координатах:

$$z = T(x) = \begin{pmatrix} y \\ \mathbf{x} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y \\ L_f y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \end{pmatrix}.$$

В рассматриваемом случае rank z не равен размерности исходной нелинейной модели (2), следовательно, при проведении координатного преобразования произошла потеря одной переменной, которая описывает поведение, так называемой, внутренней динамики преобразованной системы [4]. В данном случае переменной внутренней динамики соответствует переменная вектора состояния x_3 :

$$h=x_3$$

тогда внутренняя динамика описывается уравнением, содержащим время запаздывания:

$$\mathcal{R} = -\frac{1}{T_3} x_3 + \frac{k_3}{T_3} x_2 (t - t), \tag{6}$$

или с учетом разложения звена запаздывания в ряд Тейлора:

$$\mathbf{k} = -\frac{1}{T_3}x_3 + \frac{k_3}{T_3}(x_2 - t \cdot \mathbf{k}_2 + \frac{t^2}{2}\mathbf{k}_2 + \mathbf{K} + \frac{(-t)^n}{n!} \cdot x_2)$$

систему (2) можно представить в новых координатах:

$$z = T(x) = \begin{pmatrix} y \\ k \\ h \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y \\ L_f y \\ x_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{g} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{k_3}{T_3} & -\frac{k_3}{T_3} \cdot \mathbf{t} & -\frac{1}{T_3} \end{pmatrix} z + \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{pmatrix} \cdot a(z) + b(z) \cdot u$$

$$y = z_1,$$

где нелинейные функции a(z) и b(z) определяются в форме:

$$a(z) = -\frac{1}{T_1} z_2 - \frac{k_2}{2\sqrt{d - z_3}} \left(-\frac{1}{T_3} z_3 + \frac{k_3}{T_3} \cdot z_2(t - t), b(z) \right) = \frac{k_1 k_2}{T_1} \sqrt{d - z_3}$$

Тогда выбор оператора управления в виде:

$$u = -\frac{a(x_1, x_2(t-t), x_3)}{b(x_3)} + \frac{1}{b(x_3)} \cdot \mathbf{n}$$

или для модели (2) в новых координатах:

$$u = -\frac{a(z)}{b(z)} + \frac{1}{b(z)} \cdot \mathbf{n}$$

где n — новое управляющее воздействие, определяемое уравнением:

$$\mathbf{n} = -k_{y1}z_2 - k_{y1}k_{y2}z_1 + k_{y1}k_{y2}y_{3a\partial}$$

приводит нелинейную модель (2) к линейному виду:

$$Az + B \cdot n$$

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{k_3}{T_3} & -\frac{k_3}{T_3} \cdot t & -\frac{1}{T_3} \end{pmatrix}, B = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{pmatrix}.$$

Следовательно, устойчивость замкнутой системы управления может быть решена методами теории линейных систем:

$$D(1) = A - 1E = 0, \tag{7}$$

где Е – единичная матрица.

Анализ полученного характеристического уравнения (7):

$$(\frac{1}{T_3} + I)(I^2 + k_{y1}I + k_{y1}k_{y2}) = 0$$

показывает, что время запаздывания не влияет на устойчивость замкнутой системы управления.

Рассмотрим алгоритм синтеза регулятора нелинейной системы с запаздыванием (3). Первая и вторая производные выходной координаты определяются выражениями:

$$\mathcal{L} = \mathcal{L}_{3}(t-t) = x_{1}(t-t) \cdot x_{2}(t-t),$$

$$\mathcal{L} = \mathcal{L}_{1}(t-t) \cdot x_{2}(t-t) + \mathcal{L}_{2}(t-t) \cdot x_{1}(t-t),$$

или в сокращенной форме:

$$a(x(t-t)) + b(x(t-t)) \cdot u(t-t)$$

Тогда выбор оператора управления в виде:

$$u(t-t) = -\frac{a(x(t-t))}{b(x(t-t))} + \frac{1}{b(x(t-t))} \cdot n(t-t),$$

также приводит модель (3) к линейному виду за счет компенсации нелинейных функций a(x(t-t)) и b(x(t-t)).

В приведенном случае уравнение внутренней динамики определяется из соотношения:

$$\left(\frac{\partial h}{\partial x_1} + \frac{\partial h}{\partial x_2}\right) \cdot g = 0,$$

устойчивость которого необходимо исследовать.

Принципиальное отличие синтеза регулятора для нелинейной заключается в необходимости учета системы (3) запаздывания. Однако определенное координатное преобразование позволяет оценить влияние времени запаздывания на устойчивость системы управления методами теории линейных систем. При этом нелинейная модель новых координатах исходная В компенсированных нелинейных функциях а(х) и b(х) может быть представлена моделью в частотной области, состоящей последовательности интегрирующих звеньев и звена запаздывания (рисунок 2).

Графики переходных процессов, соответствующие системам управления нелинейных объектов (2), (3) представлены на рисунке 3.

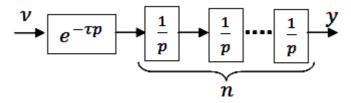


Рисунок 2 – Структурная схема преобразованной нелинейной модели.

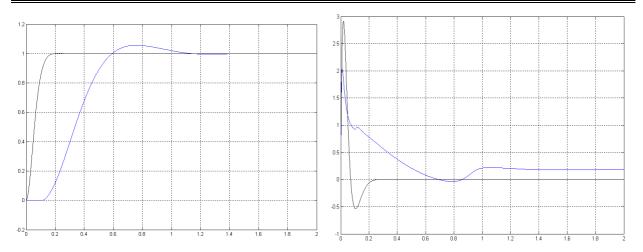


Рисунок 3 – Графики переходных процессов.

Заключение и выводы. Представленный алгоритм синтеза регуляторов нелинейных систем с запаздыванием допускает практически полную формализацию построения закона управления и позволяет исследовать устойчивость замкнутых систем методами теории линейных систем. Данный алгоритм синтеза состоит из следующей последовательности действий: — определение и компенсация нелинейных функций а(x) и b(x); — определение местонахождения звена запаздывания; — выбор управляющего воздействия v, с учетом местонахождения звена запаздывания; — исследование устойчивости внутренней динамики замкнутой системы по приближенной линейной модели.

Стоит отметить, что возмущение воздействие $f_{\scriptscriptstyle B}$ будет входить в состав нелинейных функций a(x) и b(x), следовательно, управляющее воздействие v должно полностью компенсировать влияние возмущающего воздействия.

Литература

- 1. Gu K., Niculescu S.I. Survey on recent results in the stability and control of time-delay systems // J. Dyn. Syst. Meas. Control (special issue: Time de layed systems). 2003. Vol. 125, No. 2. P. 158-165.
- 2. Richard J.-P. Time-delay systems: An overview of some recent advances and open problems // Automatica. 2003. Vol. 39, No. 10. P. 1667-1694.

- 3. Fradkov, A.L., Miroshnik, I.V., Nikiforov, V.O.: Nonlinear and Adaptive Control of Complex Systems. Kluwer. Acad. Publ., Dordrecht, 1999.
- 4. Ким, Д.П. Теория автоматического управления. Т.2. Многомерные, нелинейные, оптимальные и адаптивные системы: Учеб. пособие. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2004. 464 с.
- 5. Мирошник И.В. Теория автоматического управления. Нелинейные и оптимальные системы. Спб.: Питер, 2006.- 272 с.

МЕТОДИКА РАСПОЗНАВАНИЯ АВАРИЙНЫХ СИТУАЦИЙ ОБОРУДОВАНИЯ ШАХТНЫХ ПОДЪЕМОВ С ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Кипервассер М.В., Инжелевская О.В.

СибГИУ, г. Новокузнецк

Работа узлов и агрегатов оборудования шахтно-подъемных установок (ШПУ) сопровождается воздействием значительных механических нагрузок. В большинстве случаев эти нагрузки являются расчетными, но даже в этом случае их постоянное воздействие приводит к постепенному износу и в конечном итоге выходу механизма из строя по тем или иным причинам. Сами эти причины различны, индивидуальны для каждого типа механизма и разнообразны. Сложность И тяжесть повреждения определяет продолжительность простоя оборудования, затраты на ремонт, размер ущерба. Важно отметить, что во многих случаях ШПУ в течение рабочих периодов работают без наблюдения персонала совсем, либо его количество мало по сравнению с количеством обслуживаемого оборудования. По этой причине сами аварии выявляются несвоевременно, а их характер определяется зачастую неверно, что увеличивает потери производства. В этой связи своевременное и точное определение места и характера повреждения технологического оборудования являются актуальной задачей. В условиях отсутствия постоянного обслуживающего персонала, для определения неисправностей и аварийных ситуаций важно задействовать все имеющиеся возможности, в том числе и косвенные.

Рассмотрим работу одного из основных механизмов, обеспечивающих технологический процесс шахты — скипового подъемника. Этим термином определяется довольно сложный комплекс узлов и агрегатов:

- **Ø** коренная часть, включающая в себя барабан, тормозные устройства, редуктор;
- **Ø** подъемные сосуды (скипы) с прицепными устройствами и канатами;
- **Ø** загрузочные устройства (дозаторы), ствол с направляющими проводниками, разгрузочные «кривые»;
- **Ø** электрический двухдвигательный привод постоянного тока со схемой управления.

B течение технологической смены механизм не обслуживается и не наблюдается технологическим персоналом за исключением машиниста ШПУ. Общая деталировка элементов механической части скипового подъема содержит около 1 (одной) тысячи позиций. Каждая из деталей может стать причиной поломки или аварии с теми или иными последствиями. Сама поломка может произойти на любом участке движения подземных сосудов (в стволе, при выгрузке или загрузке), в любом положении барабана, в любом режиме работы электропривода (трогание, разгон, установившееся движение, торможение, движение разгрузочных кривых). В зависимости от этих условий развитие аварии и тяжесть последствий будут различными. В этой связи аварийного своевременное обнаружение режима, идентификация характера повреждения любыми доступными способами является актуальной задачей.

На практике для выполнения функций контроля аварийных режимов обычно выполняют разного рода датчики: переподъема 1-го и 2-го положения, зависания спускаемого сосуда, массы груза в скипе, износа тормозных колодок и пр. общее количество датчиков на скиповом подъеме достигает 20. С одной стороны, подобное количество датчиков весьма усложняет принципиальную и монтажную схемы электрооборудования. Сами датчики, не очень надежные конструктивно (конечные выключатели), располагаются в труднодоступных, иногда опасных зонах и также могут служить причиной отказа. С другой стороны, сравнительно с количеством

возможных причин неисправностей и отказов, такое количество достаточно. Для сравнения: регистраторов ЯВНО не аварийных режимов только в самом электроприводе, который контролирует схема защиты электропривода Simoreg, составляет более 60-ти. Причем в большинстве случаев для регистрации ситуации используется аварийной информация всего параметрах электропривода: токе якорной цепи двигателей, тока обмоток возбуждения, напряжения якоря двигателей и их частоте вращения. Было бы весьма удобно распространить действие схемы защиты и на механическую часть скипового подъема.

Как уже говорилось выше, в качестве привода механизма используется два двигателя постоянного тока независимого возбуждения. Известно, у электродвигателя такого типа величина механического момента на валу описывается выражением:

$$M = c_{M} \cdot \Phi \cdot I_{Q} \tag{1}$$

где $c_{\rm M}$ – конструктивная постоянная;

Ф – магнитный поток, создаваемый в статоре;

 I_a – ток якоря двигателя.

Магнитный поток в процессе работы не регулируется и остается практически постоянным. Следовательно, величина момента на валу прямо пропорциональна току якорной цепи, и, контролируя последний, можно точно судить о механических нагрузках в приводе подъема.

Механический момент на валу барабана подъема, как известно, складывается из двух основных составляющих: момента статического и момента динамического.

Статический момент определяется усилиями натяжения канатов и описывается выражением:

$$\begin{split} M_{cmam} &= R_{\delta} \cdot F_{nam1} - R_{\delta} F_{nam2} = R_{\delta} \cdot \left[(G_{c\kappa 1} + G_{zp} + l_{1}pg) - (G_{c\kappa 2} + l_{2}pg) \right] = \\ &= R_{\delta} \cdot \left[G_{zp} + l_{1}p - l_{2}p \right] \end{split} \tag{2}$$

здесь R_{6} – радиус барабана, $g = 9.8 \text{ м/c}^{2}$; $G_{cк1}$, $G_{cк2}$ – вес скипов (одинаков); G_{rp} – вес груза в скипе;

 1_1 , 1_2 – длины подъемных канатов;

р – удельный вес 1 метра подъемного каната;

α – угол наклона эстакады (подъемной).

Ввиду значительного удельного веса подъемных канатов, его воздействие приходится учитывать. Заметим, что длина и вес канатов переменны и зависят от положения сосудов (угла поворота барабана).

Динамический момент возникает при разгоне и замедлении привода. В общем случае он описывается выражением:

$$M_{\partial uH} = J_{np} \frac{dW}{dt} = \frac{dW}{dt} \cdot \left[R_d^2 \cdot \left(2m_{c\kappa} + m_{ep} + (l_1 + l_2) p \right) + J_{\delta ap} + J_{pe\delta} + 2J_{\delta e} + 2J_{u\kappa} \right]$$
 (3)

здесь R_{δ} – радиус барабана;

 $m_{{\mbox{\tiny {\it FP}}}},\,m_{{\mbox{\tiny {\it CK}}}}-$ массы груза и скипов

 $l_1, l_2 -$ длины канатов;

р – удельная масса канатов;

 $J_{\text{бар}},\ J_{\text{ред}},\ J_{\text{дв}},\ J_{\text{шк}}$ – приведенные к валу барабана моменты инерции барабана, редуктора, двигателей и шкивов.

 $\frac{dw}{dt}$ - угловое ускорение (замедление) привода.

Полный механический момент на валу барабана в любой момент времени является суммой статистической и динамической составляющей:

$$M_{\Sigma} \equiv M_{c_{TaT}} + M_{_{JUH}}$$

Анализируя величины, определяющие значение механического момента можно отметить, что одна часть из них является постоянной, а другая - переменной.

Размеры барабана, масса скипов и удельный вес канатов, угол наклона эстакады, моменты инерции барабана, редуктора, двигателей и шкивов являются неизменными.

Длины канатов, масса груза в скипе, динамические параметры привода (разгон, замедление) являются переменными величинами.

Масса груза в скипе зависит от его количества. Перед каждым подъемом масса груза с достаточной точностью определяется приборами замера веса, установленными на дозирующих устройствах.

Длина канатов определяется углом поворота барабана. Зная угол поворота, можно точно определить положение скипов и длины канатов.

Динамические параметры привода (величины разгона и замедления) зависят от его настроек и характера тахограммы. Имея информацию о запрограммированной тахограмме и положении сосудов, можно судить о величине ускорения (замедления) привода в каждый момент времени.

Итого, механический момент на валу электродвигателей привода подъема зависит от 11 (одиннадцати) величин, из которых 7 (семь) являются постоянными, 4 (четыре) — переменными, но измеряемыми с достаточной точностью.

Программные и вычислительные возможности процессора электропривода Simoreg позволяют хранить в памяти диаграмму тока якоря для штатной тахограммы работы электропривода при отсутствии аварийных режимов и соответствующим образом корректировать ее при изменении веса груза и динамики привода.

Кроме того, схема привода естественным образом контролирует реальные значения тока якорной цепи в реальном масштабе времени. Данные о величине тока используются для работы схемы управления и защиты электропривода.

Таким образом, при соответствующих настройках, схема привода позволяет контролировать ток якорной цепи, сравнивать его с нормальными значениями и, при наличии существенных расхождений, вызванных аварийными режимами механической части, выдавать сигнал остановки механизма.

При выполнении дополнительных исследований, возможна идентификация неисправностей механической части агрегата, так как характер отклонения тока от нормальных значений будет сильно зависеть от типа неисправности вышеупомянутой механической части.

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ИНВАРИАНТНЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

Крюков О.В., Горбатушков А.В., Степанов С.Е.

ОАО «Гипрогазцентр», г. Нижний Новгород

Достигнутый уровень современного инвестиционного климата в стране стимулирует развитие производства во многих промышленности. Особенно отраслях ЭТО очевидно горнодобывающей, нефтегазовой, топливно-энергетической, металлургической и химической промышленности, где интенсивно создаются новые производства с реализацией самых совершенных технологических процессов. наукоемких (ΠE) автоматизированного электропривода как канала управления объектами при оптимального ЭТОМ значительно возрастает и обуславливает поиск новых аппаратных средств и возможностей алгоритмических реализации предельных характеристик.

В настоящее время самым перспективным из регулируемых приводов является частотно-регулируемый ЭП переменного тока, применение которого обеспечивает энерго- и ресурсосбережение; модернизацию и комплексную автоматизацию технологических процессов, повышает надежность и удобство обслуживания с диспетчерского поста.

ЭП практике В автоматизированного большинство механизмов и процессов функционирует в условиях, при которых момент нагрузки, скорость и многие технологические параметры остаются постоянными, как принимается упрощенно простейших ЭП, а значительно изменяются во времени. Это обусловлено факторами технологического как (особенностями кинематики системы, колебаниями механической нагрузки и переходными режимами), так и иными внешними воздействиями (метеорологическими, рельефными, природными), которые носят преимущественно случайный (стохастический) характер.

В первом случае (рис.1) ЭП, непосредственно с объектом [1] воспринимая возмущения детерминированного или стохастического характера, должен отрабатывать все изменения

кинетической энергии в соответствии с законом управления. Во втором (рис.2) — ЭП не подвержен возмущениям, но с целью поддержания выходных характеристик на оптимальном уровне все внешние воздействия на объект должны автоматически корректировать управляющие воздействия на него [2].

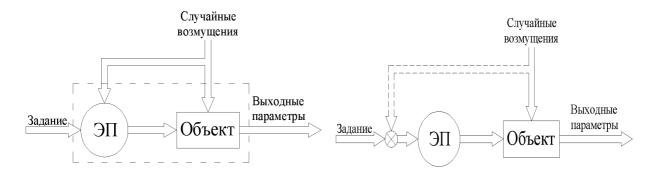


Рисунок 1 — ЭП 1-го рода.

Рисунок 2 — ЭП 2-го рода

Наиболее характерными примерами производственных механизмов со случайными возмущениями 1-го рода являются различные землеройные машины, драги, дробилки, мельницы, деревообрабатывающие и шлифовальные машины. Основными причинами стохастического графика нагрузки является влияние 4 групп случайных факторов, среди которых неоднородность грунта, профиль трассы, люфты в кинематике, изменения параметров и коэффициент характера работы. При ЭТОМ вариации большинства процессов случайного нагружения ЭП велик и составляет 0,4÷0,9; а энергетический частотный спектр их обычно заключен в диапазоне низких частот 0,01÷4Гц.

Совокупность случайных факторов, действующих на рабочие органы механизмов, определяет не только случайный характер нагрузки, потребляемой мощности и скорости ЭП, но и его КПД, продолжительности коэффициента мощности, включения частоты включения в час. Так как случайный процесс нагружения быть традиционной не может достоверно описан детерминированной диаграммой, адекватного ДЛЯ расчета основных параметров автоматизированного ЭП необходимо использовать статистические методы планирования эксперимента.

Исследования с привлечением аппарата теории вероятности показали [3], что процесс нагружения ЭП обычно распределен по

закону Райса, плотность распределения которого определяется выражением:

$$W(V) = \begin{cases} V \cdot e^{\frac{-(V^2 + q^2)}{2}} \cdot Io[Vq], npu \ V > 0, \\ 0, npu \ V < 0 \end{cases}$$
 (1)

где $V = X/\sigma[x]$ — некоторая относительная величина, характеризующая функцию огибающей X(t); $q=z/\sigma[x]$ — отношение сигнала z к шуму $\sigma[x]$; $I_0[Vq]$ — функция Бесселя нулевого порядка. Частными случаями закона Райса является распределение Релея при q=2 и Гаусса при q=5. Для приближенных задач оценки случайной нагрузки ЭП целесообразно использовать таблицы этих распределений.

Методология оптимизации параметров ЭП со случайной нагрузкой при непосредственном ее воздействии на рабочие органы привода (1-го рода) основана на статистических функциях распределения (1) конкретной системы механизма или метода регрессионного анализа. При этом в зависимости от глубины предварительных статистических исследований используются методы коэффициентов случайного действия, статистически упорядоченных диаграмм или статистически эквивалентной величины.

При отсутствии непосредственного воздействия совокупности стохастических возмущений на электрические и механические электропривода (системы 2-го органы рода) целесообразным является организация инвариантной системы управления, адекватно учитывающей все частные влияния возмущений на объект. Для этого все влияющие возмущения после формализации вводятся в закон управления электроприводом (пунктирная линия на рис.2), обеспечивая адекватность задания момента и скорости текущему состоянию объекта. Наиболее примерами производственных характерными механизмов случайными возмущениями 2-го рода являются локальные ЭП, входящие в комплекс АСУ ТП производств [4]:

Ø насосы и вентиляторы градирен, входящих в водооборотные системы охлаждения производственного оборудования;

- **Ø** аппараты воздушного охлаждения газа компрессорных станций;
- **Ø** вентиляторы и транспортеры барабанных и трубных сушилок; и т.п.

Общими особенностями для рассматриваемых АСУ ТП и локальных установок с частотно-регулируемыми ЭП являются:

- 1. Продолжительный режим работы S1 со спокойной нагрузкой;
- 2. Необходимость стабилизации скорости вращения и/или момента ЭП;
- 3. Работа при нескольких независимых стохастических возмущениях;
- 4. Высокая экономическая эффективность частотного регулирования;
- 5. Большая постоянная времени процессов в объекте, на несколько порядков превосходящая электромеханические постоянные времени ЭП;
- 6. Большой суммарный момент инерции механизма и ЭП при $J_M > 4J_{Э\Pi}$;
- 7. Нагрузка характерного вентиляторного типа $M_{cr} \equiv k\omega^2$;
- 8. Интеграция локальных ЭП в АСУ ТП производства.

В качестве типичного примера рассмотрим методологию инвариантного управления оптимизации ЭП вентиляторной являющейся центральным звеном АСУ градирни, водооборотной системы промышленных предприятий. Температура охлажденной воды в градирне существенно влияет на работу технологического оборудования. Так, например, изменение его значения на 1° приводит к снижению мощности оборудования перерасходу энергоносителей $0.5 \div 4\%$ на также или недовыпуску продукции на 4÷11%. Поэтому точная стабилизация температуры холодной воды играет главную роль в эффективности всего производственного цикла.

Основными возмущениями для ВГ являются метеорологические факторы: температура, влажность воздуха, атмосферное давление, наличие и интенсивность ветра, осадков и проч.; и технологические: изменения подачи циркуляционных насосов и температуры горячей воды или перепада Δt . Наибольшее

влияние на процесс охлаждения оказывают значения 4 параметров: перепад температур воды $\Delta t = 2 \div 12^{\circ}C$; температура воздуха $\theta = 5 \div 35^{\circ}C$; его влажность $\beta = 50 \div 100\%$ и подача насоса Q.

Электропривод вентилятора градирни является фактически единственным каналом воздействия на охлаждающую способность градирни. Так как скорость вращения вентилятора ω задается в условиях одновременного случайного изменения всех параметров, для получения стабильной температуры холодной воды необходимо:

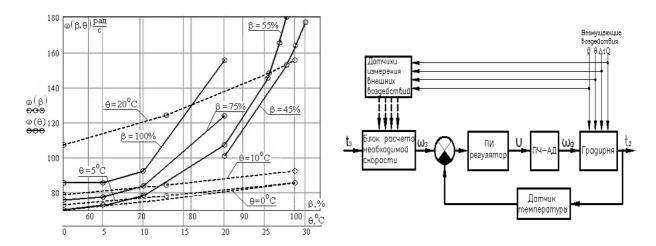


Рисунок 3 — Данные ВГ-70СП. Рисунок 4 — Структура САР.

- 1. получить и обработать достоверную информацию с соответствующих датчиков в цикле с дискретностью порядка минуты;
- 2. вычислить оптимальную (заданную) скорость вращения вентилятора градирни по аналитическим регрессионным алгоритмам:

$$\omega_{_{3}} = f\left(\Delta t, \theta, \beta, Q\right) \tag{2}$$

3. скорректировать ω_3 с учетом стабилизирующего действия обратной связи по температуре охлажденной воды t_2 =28°C.

реализации Для первых двух задач рассмотрены экспериментальные данные $\omega = f(\theta)$ и $\omega = f(\beta)$ градирни ВГ-70СП, рис.3. Очевидный нелинейный представленные на И стохастический характер представленных зависимостей И аналогичный вид остальных – $\omega = f(\Delta t)$; $\omega = f(Q)$ и т.п. – предполагает применение для их обработки и формализации статистических методов, основанных на приложениях центральной теории вероятности. Поэтому искомые многопараметрические получены зависимости (2) были виде нелинейных регрессионных моделей линеаризованных использованием c матричных способов наименьших квадратов [3].

В результате обработки исходных массивов численных данных градирни с ЭП по системе ПЧ-АД мощностью $P_{\text{ном}}$ =90 кВт, работающего на вентилятор по закону U/f^2 =const, с использованием программных средств Mathlab, получены следующие искомые управляющие функции:

для линеаризованной 2-факторной модели

$$\omega_2 = 3.8 \cdot \theta + 0.38 \cdot \beta + 30.99 \tag{3}$$

для линеаризованной 4-факторной модели

$$\omega_{4} = 12.21 \cdot \Delta t + 0.92 \cdot \theta + 0.22 \cdot \beta - 0.22 \cdot Q + 9.6 \tag{4}$$

При формализации зависимостей $\omega = f(\theta, \beta)$, представленных на рис.3, показательным степенным функциям $y = x^n$ искомые регрессионные модели и алгоритмы управления будут иметь вид:

$$\omega = A \cdot \Delta t^{a_1} \cdot \beta^{a_2} \theta^{a_3} \cdot Q^{a_4} \tag{5}$$

где A — коэффициент пропорциональности; a, b, c, d — показатели интенсивности каждого из возмущающих воздействий. После логарифмирования и подстановки численных значений в (5) и операций потенцирования уравнение нелинейной регрессии для 4-факторной модели будет иметь вид:

$$\omega'_{4} = 61.33 \cdot \Delta t^{1.01} \cdot \beta^{0.12} \cdot \theta^{0.04} \cdot Q^{-0.3}$$
(6)

Аналогично получается нелинейная 2-факторная регрессионная модель:

$$\omega_2' = 43.82 \cdot \beta^{0.08} \cdot \theta^{0.24} \tag{7}$$

Анализ сходимости результатов моделирования для 4-факторных моделей показал, что обе регрессионные модели (4) и (6) обеспечивают достаточную точность инвариантного задания ω_3 во всем диапазоне изменения возмущений. Поэтому для расчёта ω_3 целесообразнее использовать более простое линеаризованное уравнение (4). Аналогичный вывод можно сделать по поводу 2-факторных моделей (3) и (7).

Проведённый выше регрессионный анализ заключался в аналитического выражения связи, котором изменение результативного признака (скорости вентилятора или температуры охлажденной воды) обуславливается влиянием факторных признаков нескольких (основных одного ИЛИ метеорологических и технологических), а множество всех прочих факторов принимается за постоянные величины. Поэтому после получения моделей необходимо проверить правильность учёта факторных признаков, установить, имеется ли связь между переменными, и оценить тесноту и структуру этой связи. Это – исследований задачи статистических корреляционного, факторного, ковариационного и дисперсионного анализа.

Анализ полученных регрессионных алгоритмов с использованием средств и методов статистической обработки пакета Mathcad показал:

- **Ø** нормальный закон распределения входных параметров без взаимовлияния;
- интервал корреляции со статистической связью процессов десятки отсчетов;
- **Ø** стохастические процессы являются стационарными и эргодичными;
- **Ø** парный коэффициент корреляции Пирсона 2-факторных уравнений:

$$\operatorname{corr}(\omega, \theta) = 0.932$$
, $\operatorname{corr}(\omega, \beta) = -0.147$, $\operatorname{corr}(\theta, \beta) = -0.32$.

дисперсии уровней каждого фактора говорят о точности линейной модели;

 \emptyset при уровне значимости α =0,05 значение критерия Фишера для степеней свободы f_1 = f_2 =26 составляет менее 1,95, что доказывает адекватность обеих моделей.

Однако особенностью систем управления ЭП по возмущению является то, что управляющий сигнал формируется в зависимости от внешних воздействий и уменьшает влияние их на выходную величину объекта путем компенсации. При этом строго учесть и точно измерить все случайные возмущения невозможно, и для точной стабилизации температуры t_2 необходимо реализовать комбинированную CAP [4] скоростью вращения ЭП с обратной связью по параметру t_2 (рисунок 4).

разработанных проверки адекватности Для алгоритмов задания и стабилизации температуры охлажденной воды градирни производилось моделирование системы в пакете Simulink. Для действия возмущений на градирню введены функциональных блока преобразований, дающие приращения при изменении метео- и технологических условий испарительного Полученный объем результатов охлаждения. наглядных подтверждает корректность реализации данной методологии оптимизации.

Литература

- 1. Гайдукевич В. И., Титов В. С. Случайные нагрузки силовых электроприводов. М.: Энергоатомиздат, 1983. 161 с.
- 2. Киянов Н.В., Крюков О.В., Прибытков Д.Н., Горбатушков А.В. Концепция разработки инвариантных автоматизированных электроприводов для водооборотных систем с вентиляторными градирнями // Электротехника, 2007, №11. С.62-68.
- 3. Крюков О.В., Киянов Н.В. Электрооборудование и автоматизация водооборотных систем предприятий с вентиляторными градирнями: Монография / Нижегород. гос. техн. ун-т. Нижний Новгород, 2007. 260с.
- 4. Крюков О.В. Регрессионные алгоритмы инвариантного управления электроприводами при стохастических возмущениях // Электричество, 2008, №9. С.44-50.

МОДЕРНИЗАЦИЯ ЭЛЕКТРОХОЗЯЙСТВА НКМК

Кузнецов В.А. – главный энергетик НКМК, Рубцов В.П. – главный специалист по энергосбережению, Ермолаева Т.М. – главный специалист по электроснабжению

НкМК, г. Новокузнецк

В настоящий момент в инфраструктуре НкМК происходят остановкой значительные изменения, связанные c неперспективных И экономически невыгодных структурных мартеновский, подразделений, доменный таких, как прокатных цехов. В тоже время серьезное внимание со стороны компании «ЕвразХолдинг» управляющей руководства И предприятия уделяется модернизации энергохозяйства.

1. Ввод новых производств и замена устаревшего оборудования.

- 1.1. В 2008 г. внедрен в эксплуатацию вакуум-дегазатор (изготовитель –фирма Даниели, Италия с поставкой оборудования фирмы Сименс).
- 1.2. В 2008-2009 г.г. установлены высоковольтные ячейки с элегазовыми выключателями фирмы «Элатек», Германия, на напряжение 35 кВ для питания трансформаторов электропечей и агрегатов «Печь-ковш».
- 1.4. В сентябре текущего года в рельсобалочном цехе введены в эксплуатацию устройство гидросбива окалины (изготовитель «Гидросистем», Чешская республика), поточная линия обработки рельсов, линия неразрушающего контроля (изготовитель «НДТ Технология», Канада).
- 1.3. В октябре на ТЭЦ введен в эксплуатацию турбогенератор мощностью 32 MBA с автоматизированной системой управления энерготехнологическими и электрическими режимами.
- 1.5. В 2008 2010 г. продолжается модернизация кранового оборудования ЭСПЦ с установкой тиристорных преобразователей и преобразователей частоты ф. Сименс. Технологический процесс работы крана полностью автоматизирован (программируемые контроллеры ф. Сименс).

- 1.6. В 20011-2012 г.г. планируется глобальная реконструкция рельсобалочного цеха с переходом на прокатку 100 –м рельсов.
- 1.7. В настоящее время рассматриваются для внедрения следующие проекты:
 - **Ø** установка статического регулятора реактивной мощности в сетях питания электросталеплавильных печей 35 кВ, с установкой на подстанции 220/35кВ ОП-9; Реконструкция ЗРУ 220 кВ подстанции ОП-9 с заменой морально и физически устаревших воздушных выключателей на элегазовые выключатели;
 - **Ø** строительство новой опорной подстанции ОП-4A (110/6 кВ) в районе головной части рельсобалочного цеха.
- 1.8. В цехах завода продолжается внедрение тиристорных преобразователей постоянного тока и преобразователей частоты вместо морально и физически устаревших релейно-контакторных и электромашинных схем управления.

2. Диагностика и ремонты.

- 2.1. С конца 2004г. заключен договор с «Инженерно-«Кузбасстехэнерго» аналитическим центром на выполнение хроматографического анализа трансформаторного электропечных трансформаторов важнейших сетевых И мощностью 40 – 160 MBA. По результатам принимается решение о выводе трансформаторов в ремонт. Так по результатам анализа в плановом порядке выведен ремонт ноябре В В трансформатор 16 MBA агрегата «Ковш-печь» №2. При осмотре активной части трансформатора обнаружено замыкание железа на землю. В феврале 2006г. выведен в ремонт реактор РТЦ-30 000/35, было устранено замыкание одной из стяжных шпилек на верхнем горизонтальном шунте фазы «В».
- электротехнических 2.2. В помещениях подстанциях И систематически, комбината В соответствии \mathbf{c} утвержденным «ThermaCAM графиком, портативным тепловизором производится контроль нагрева соединений контактных электрооборудования температурные сетей. Выявленные отклонения устраняются в плановом порядке. В результате

значительно снизились инциденты, связанные с разрушением контактных соединений и обмоток из-за перегрева.

- 2.3. В октябре текущего года в соответствии с Правилами силами сторонней организации производится диагностика важнейшего электрооборудования НКМК: сетевые трансформаторы подстанций: 125 МВА, 160 МВА, 40 МВА, 25 МВА, синхронные компенсаторы 30 МВАР, оборудование ОРУ и ЗРУ напряжением 220, 110, 6 кВ.
- 2.4. Начиная с августа текущего года силами ОГЭ НКМК, а также электрослужб дочерних предприятий выполняется техническая диагностика электрооборудования предприятия, отработавшего нормативный срок.
- 2.3. Ремонты электрооборудования в основном выполняются, количество отказов остается на одном уровне. Серьезные инциденты за 2009 -2010 г.г. отсутствуют.

3. Энергосбережение.

3.1 Общие тенденции в электрохозяйстве и энергетике.

Повышение тарифов на электроэнергию и природный газ.

Динамика изменения регулируемых тарифов на электрическую мощность увеличивается в 2010 г. в сравнении с 2008 г. (по ВН) в 3 раза (за исключением ОП-9 (печи ЭСПЦ), где мощность закупается по тарифу ФСК). Цена на природный газ увеличилась с 2000 рублей за 1 тыс. м. куб. в 2008 г. до 2800 рублей в 2010 г.

Ужесточение систем учета электроэнергии и природного газа.

Снижение надежности передачи энергоресурсов со стороны энергоснабжающих организаций, а также собственных электро- и энергокоммуникаций.

3.2 Этапы процессов энергосбережения.

- 1. Оценка процесса энергообеспечения в ситуации «до как есть».
- 2. Формирование дескрептивной модели энергообеспечения «как можно»
- 3. Формирование видения (политик) процесса энергообеспечение в ситуации «как надо».

- 4. Формирование и обоснование мероприятий по энергосбережению.
- 5. Занесение информации о мероприятиях энергосбережения в банк идей.
- 6. Формирование (с использованием банка идей), обоснование и защита программы энергосбережения на плановый период с целью перехода из текущего состояния «как есть» в состояние «как надо».
- 7. Реализация программы энергосбережения и управление изменениями.
- 8. Оценка энергообеспечения в ситуации «после как получилось».

3.3 Основные направления в энергосбережении на НКМК

- 1. Мероприятия должны быть организационными или затратные, с расходом на реализацию не более 10 млн. рублей и окупаемостью не более 1,5 2 года.
- 2. Использование с целью снижения затрат на внедрение электрооборудования из законсервированных (ликвидированных) цехов.
- 3. Выполнение ремонтов энергооборудования с элементами его модернизации, что позволяет частично компенсировать затраты на ремонт.
- 4. Инвестиционные проекты.

3.4 Программа энергосбережения 2010 г.

В настоящее время на ОАО «НКМК» действует Программа энергосбережения из 25 мероприятий. Наиболее эффективные мероприятия приведены ниже:

Оптимизация потребления мощности электрическими печами ЭСПЦ с переходом цеха на 2-х ставочный тариф электроснабжения позволяет экономить до 1,4 млн. рублей в месяц. Контроль и рекомендации по ограничению мощности электросталеплавильных печей осуществляет диспетчерская служба ОГЭ комбината. Потери маржинального дохода по стали из-за кратковременной остановки печей не превышают 150 тыс. рублей в месяц. Реакция операторов печей на указание диспетчера по ограничению не превышают 1 мин. Среднее время ограничения не более 5 мин.

Установка регуляторов давления и производительности на «всасе» турбокомпрессоров на станции «Западная» позволяют снижать потребление электроэнергии при работе в зоне 20 - 40 % открытия задвижки, при автоматическом контроле режимов помпажа. Экономия – 1,2 млн. рублей в год.

Перевод электроснабжения цеха разделения воздуха на прямую от генерации ТЭЦ НКМК привел к экономии на оплате за транспортировку электроэнергии по сетям МРСК до 2,6 млн. руб. ежемесячно.

Замена аргона азотом в качестве продувочного газа на агрегате «Печь-ковш» позволит снизить закупку жидкого аргона на 400 тонн в год.

Приобретение и установка криогенного насоса для перекачки жидкого аргона без сброса давления. Это позволяет сократить технологические потери аргона при переливе в накопительные емкости и сэкономить до 7 млн. руб. в год.

В стадии формирования Программа энергосбережения на 2011 год.

- 1. Основное направление программы повышение выработки пара и снижение потребления электроэнергии котлов ТЭЦ за счет восстановления и модернизации его основных элементов: горелочных устройств, подогревателей, кислородомеров и др. Экономический эффект составит 6 млн. рублей.
- 2. Внедрение ИИС «Природный газ» позволит экономить природный газ до 6 млн. куб. м в год и снижать штрафные санкции за счет регулирования суточных объемов природного газа (с отклонением не более 0,5%).
- 3. Внедрение АСУ ТП на котле № 5 ТЭЦ позволит оптимизировать потребление электроэнергии и природного газа с экономическим эффектом 5 млн. рублей в год.

Сокращение затрат на энергоресурсы за счет внедрения мероприятий энергосбережения составят в 2010 году – 10 \$/т товарной продукции.

3.5 Оптимизация электроснабжения

Эффективное выполнение поставленной задачи по сбережению электроэнергии не возможно без оптимизации схемы

электроснабжения как внешних, так и внутренних электрических сетей промышленной площадки НКМК.

К настоящему времени, в силу объективных обстоятельств, таких как прекращение производства продукции на станах «750», «280», «360», «500», остановка доменных печей, ликвидация мартеновского и обжимного цехов, схема электроснабжения стала неоптимальной по следующим критериям:

- **Ø** центры электрических нагрузок удалились от источников электроснабжения;
- **Ø** снизилась загрузка электрооборудования распределительных подстанций;
- **Ø** увеличились потери электрической энергии при передаче до потребителей.

Одновременно ужесточились требования к качеству электрической энергии, системе учета и снижению удельных норм потребления электрической энергии. Это вызывает необходимость выполнения мероприятий по оптимизации как внутрицехового, так и внешнего электроснабжения заводской площадки ОАО «НКМК».

внутреннего электроснабжения. Оптимизация Оптимизация электроснабжения и производств цехов «НКМК» включает себя перераспределение нагрузок, В оборудования недоиспользуемого высвобождение распределительные (трансформаторы, подстанции) использование высвобождаемого оборудования для снижения потерь при передаче электроэнергии и перехода на тариф ВН.

компрессоров Электропитание сжатого воздуха компрессорной «Прокатная» станции было переведено собственной ТЭЦ, что позволило получить экономический эффект около 2,5 млн. рублей в месяц (затраты 3 млн. рублей). С целью снижения затрат на материалы использовали существующую кабельную трассу, а также ошиновку ячейки И масляных выключателей из ликвидируемых цехов.

В Программе 2011 г. планируется в районе прокатных цехов установить модульную распределительную подстанцию ПС $N \ge 20$ А (ранее использовалась для электроснабжения потребителей доменной печи $N \ge 5$) и запитать ее от ТЭЦ через шинопроводы «Прокат $N \ge 1$ »; «Прокат $N \ge 2$ » напрямую. К этой подстанции

потребители участка предлагается подключить рельсовых шаропрокатного скреплений, стана №2. станции турбокомпрессорной «Прокатная» и насосной станции оборота проката, в настоящее время запитанных с ОП-5 «Ширпотреб». потребленную электроэнергию потребителей Оплата B/V3a производится по тарифу ВН.

Экономический эффект от внедрения - 25 млн. рублей/год.

Оптимизация внешнего электроснабжения. Основными центрами электроснабжения объектов НКМК по напряжению 110 кВ являются ТЭЦ КМК и главная понизительная подстанция «КМК-1», по напряжению 220 кВ — ГПП «КМК-1» и подстанция электросталеплавильного цеха ОП-9.

ТЭЦ НКМК имеет установленную генераторную мощность 120 МВт, в летнее время из-за профицита пара станция снижает выработку электроэнергии (мощность 25 – 30 МВт). Так как существующая схема электроснабжения 6,3 кВ не в состоянии передать весь объем выработанной электроэнергии потребителям часть электроэнергии передается по сетям 110кВ, собственником которых является ОАО «МРСК Сибири».

В октябре текущего года на ТЭЦ планируется пуск в эксплуатацию нового турбогенератора № 4 мощностью 32 МВА.

Передача избытка электроэнергии по сетям ОАО «МРСК Сибири» составит с издержками за передачу 100 млн. руб.

Для решения задачи транспортировки электроэнергии ТЭЦ по собственным сетям 110кВ и повышению надежности электроснабжения потребителей НКМК в 2011 - 2012 г.г. планируется:

Построить подстанцию 110/6кВ ОП-4А «Прокатная» свободной площадке около РБЦ (центр нагрузок) и тем самым приблизить потребителям источник питания К прокатного электроэстакаду, которая производства, построить соединит распределительными подстанциями питания c рельсобалочного, листопрокатного и других прокатных цехов. С подстанцию целью минимизации затрат разместить существующем здании бывшего машинного зала блюминга с использованием 2-х силовых трансформаторов 40 мВА, ошиновок, КРУ 6 кВ и другого оборудования обжимного цеха.

Построить 2х-цепную ВЛ-110кВ от ГРУ «ТЭЦ» до подстанции «ОП-6» «Электросталеплавильная», протяженностью 4÷4.5км с отпайками на две опорные подстанции «ОП-3» «Кислородная» и ОП-4А.

Модернизировать закрытое распределительное устройство (ЗРУ-110кВ) ТЭЦ, дополнительно установив коммутационные аппараты на двух необорудованных вводах для защиты ВЛ-110кВ.

Несмотря на кризис, модернизация электрооборудования на НКМК не прекращалась. Для питания электродуговых печей электросталеплавильного цеха была приобретена импортная распределительная подстанция 35 кВ с элегазовыми выключателями фирмы «Элатек», Германия.

необходимо заключение напомнить, что «энергоэффективность – стратегическая тема ДЛЯ развития страны». Эта цитата из поручения Президента России Дмитрия Медведева главе госкорпорации «Ростехнологии» должна стать действию: руководством «...надо К использовать новые технологии, в ряде случаев не просто предлагать их потребителю, а внедрять «железной рукой», иначе никакого перехода так и не состоится».

Поэтому, наша основная задача: вовлечение в работу по снижению затрат всего коллектива работающих на комбинате, в инженерно-технических числе рабочих И работников TOM неэнергетических служб, персонала технологического управления, технического технологов цехов a также И подразделений.

УПРАВЛЕНИЕ ПОЛЕМ ДВИГАТЕЛЯ В ДВУХЗОННОЙ СИСТЕМЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПОСТОЯННОГО ТОКА.

Кунинин П.Н., Мурышкин А.К

Сибирский государственный индустриальный университет, г. Новокузнецк

Оптимизация управления напряжением на якоре не решает задачи оптимального двухзонного управления скоростью двигателя. Учитывая, что в режиме стабилизации скорости

одновременное изменение напряжения на якоре и магнитного потока в полюсах машины неблагоприятно сказывается на коммутации тока, целесообразно построить канал управления полем по независимому принципу, изменяя магнитный поток только для задания скорости двигателя выше основной и оставляя его неизменным в процессе нагружения.

Сформулируем основную цель системы электропривода: стабилизация скорости и магнитного потока двигателя при быстрых и плавных переходных процессах отработки воздействия момента нагрузки. В основу синтеза канала управления полем при этом можно положить квадратичный критерий, предложенный в [1], но модифицированный таким образом, чтобы учитывалась особенность синтезируемого канала.

Известно, что зависимость между током I_{6} и магнитным потоком Φ возбуждения двигателя (кривая намагничивания) нелинейна, определяется свойствами материала магнитопровода и конструкцией электрической машины. Однако, несмотря на то, что зависимость индивидуальна для каждой машины, можно выделить ряд особенностей, характерных для кривых $\Phi = f(I_{6})$ крупных электрических двигателей. Наиболее четко эти особенности прослеживаются у тех двигателей, которые рассчитаны на длительную работу с ослабленным магнитным потоком.

Прежде всего, для кривых намагничивания таких машин (рисунок 1) характерно отсутствие участка глубокого насыщения магнитной системы при токах возбуждения, близких номинальному значению $(I_{\it gH}$ = $I_{\it gmax})$, а точка излома кривой Φ = $f(I_{\it g})$ располагается левее минимально допустимой величины тока возбуждения I_{smin} . Поэтому линеаризация такой кривой в любой точке между I_{emax} и I_{emin} дает практически одинаковые результаты. То есть, этот участок кривой намагничивания с достаточной степенью точности может быть аппроксимирован прямой линией. Следовательно, нелинейная зависимость $\Phi = f(I_g)$ в рабочем диапазоне изменения тока возбуждения двигателя может быть описана линейным уравнением:

$$\Phi = \Phi_{0i} + \frac{1}{k_i} I_{\scriptscriptstyle B}, \tag{1}$$

причем при $I_{\text{Bmin}} \leq I_{\epsilon} \leq I_{\epsilon \max}$

$$k_i = \frac{\Delta I_{\rm B}}{\Lambda \Phi} = const, \quad \Phi_{0i} = const.$$
 (2)

Отметим, что уравнение (1) записано без учета влияния реакции якоря двигателя на магнитную систему. Однако для крупных компенсированных машин, работающих с постоянной скоростью, настройка компенсации реакции якоря выполняется с высокой точностью и ее влиянием вполне можно пренебречь.

Таким образом, в качестве цели функционирования канала управления полем можно принять стабилизацию тока возбуждения двигателя на уровне, определяющем требуемую скорость электропривода в диапазоне от I_{gH} до I_{gmin} .

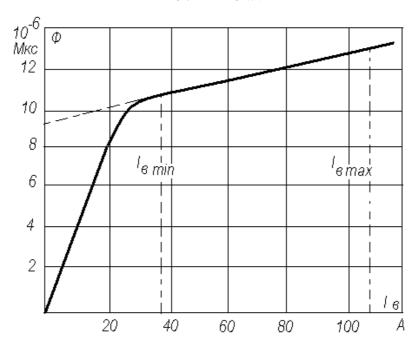


Рисунок 1 — Кривая намагничивания электродвигателя П2-21/33-3,15.

Электромагнитные процессы в обмотке возбуждения описываются уравнением:

$$U_{e} = I_{e}R_{e} + w_{e}\frac{d\Phi}{dt},\tag{3}$$

где $U_{\rm g}$ – напряжение, подводимое к обмотке возбуждения;

 $R_{\rm g}$ — сопротивление обмотки возбуждения;

 w_{g} – число витков обмотки.

Домножив и разделив последнее слагаемое в (3) на dI_{e} , получим:

$$U_{\rm\scriptscriptstyle B} = R_{\rm\scriptscriptstyle e} \bigg(I_{\rm\scriptscriptstyle g} + T_{\rm\scriptscriptstyle g} \frac{dI_{\rm\scriptscriptstyle g}}{dt} \bigg), \tag{4}$$

ГДе
$$T_e = w_e \frac{d\Phi_e}{dI_e} \cdot \frac{1}{R_e}$$
.

В общем случае $T_{\rm e}$ — параметр, зависящий от тока возбуждения и вида кривой намагничивания машины. Однако с учетом (1) и (2) для рабочего участка кривой намагничивания можно записать:

$$T_{\rm B} = \frac{W_{\rm g}}{k_{i}R_{\rm B}}.\tag{5}$$

влияния вихревых токов в магнитной электрической машины оказывается принципиально необходимым лишь для нешихтованных магнитопроводов маломощных машин. Поскольку в настоящее время крупные двигатели с нешихтованной электромашиностроительной магнитной системой выпускаются, промышленностью не a В шихтованном магнитопроводе отсутствуют условия для возникновения заметных вихревых токов, влиянием их вполне можно пренебречь.

Таким образом, процессам в магнитной системе электродвигателя при изменении напряжения на зажимах обмотки возбуждения с достаточной степенью точности (на рабочем участке кривой намагничивания) можно поставить в соответствие следующее линейное уравнение:

$$T_{\text{B}i}\frac{dI_{\text{g}}}{dt} + I_{\text{g}} = \frac{U_{\text{g}}}{R_{\text{g}}}.$$
 (6)

Преобразователь энергии, питающий обмотку возбуждения (преобразователь возбуждения) представим безынерционным звеном и совместно с фильтром управляющего устройства канала промоделируем уравнением:

$$\frac{dU_{g}}{dt} = \frac{1}{T_{dbg}} \left(k_{ng} u_{3g} - U_{g} \right), \tag{7}$$

где $k_{ns}-$ коэффициент передачи преобразователя возбуждения;

 $T_{\phi s}-$ постоянная времени фильтра управляющего устройства.

С учетом (7) перепишем (6) в виде:

$$T_{\phi_6} T_{ei} \frac{d^2 I_e}{dt^2} + \left(T_{\phi_6} + T_{ei} \right) \frac{dI_e}{dt} + I_e = \frac{k_{ne}}{R_e} u_{3e}. \tag{8}$$

Уравнение (8) устанавливает взаимосвязь между током возбуждения и входным воздействием u_{36} на рабочем участке кривой намагничивания.

Если для канала управления якорным напряжением можно легко выделить основное возмущающее воздействие — ток нагрузки двигателя — то для канала управления током возбуждения такое воздействие отсутствует. Поэтому здесь в качестве возмущения целесообразно рассматривать обобщенную эквивалентную функцию $\Delta I_{\rm g}$, включающую в себя суммарное отклонение тока возбуждения от заданного уровня под действием любых внешних воздействий, например, колебания напряжения сети, питающей преобразователь возбуждения, изменение параметров канала и др.

Квадратичный критерий применительно к каналу управления током возбуждения двигателя сформулируем в виде:

$$F_{0} = \int_{0}^{\infty} \left[\left(I_{e} - I_{e3} \right)^{2} + c_{11} \left(I_{e}^{'} \right)^{2} + c_{12} \left(I_{e}^{"} \right)^{2} + c_{0} \left(\frac{k_{ne}}{R_{e}} u_{3e} - I_{e} - f_{e} \Delta I_{e} \right)^{2} + I_{e} \left(\frac{k_{ne}}{R_{e}} u_{3e} - I_{e} - f_{e} \Delta I_{e} \right)^{2} + I_{e} \left(\frac{k_{ne}}{R_{e}} u_{3e} \right) dt = \min,$$

$$(9)$$

где
$$t_{20}^2 = T_{\phi s} T_{ei}$$
; $t_{10} = (T_{\phi s} + T_{ei})$;

 $f_{\it s}$ — оператор преобразования возмущающего воздействия, учитывающий взаимосвязь между выходной координатой и возмущением.

На основании (9) с учетом (2) появляется возможность линейными методами, разработанными в [1], синтезировать структуру и параметры канала управления током возбуждения.

Синтез управления по критерию (9) начнем с записи системы уравнений Эйлера-Пуассона [2]:

$$\frac{\partial j_{e}}{\partial I_{e}} - \frac{d}{dt} \cdot \frac{\partial j_{e}}{\partial I_{e}'} + \frac{d^{2}}{dt^{2}} \cdot \frac{\partial j_{e}}{\partial I_{e}''} = 0;$$

$$\frac{\partial j_{e}}{\partial u_{3e}} = 0,$$
(10)

где j_{s} — подынтегральная функция критерия (9).

Совместное решение уравнений системы (10) дает возможность сформулировать закон формирования управляющей функции канала регулирования тока возбуждения:

$$u_{36} = \frac{R_6}{k_{n6}c_{10}(-t_{10}^2p^2 + t_{10}p)} \begin{cases} -I_{e3} + I_e \left[c_{12}p^4 - \left(c_{11} + c_{10}t_{20}^2\right)p^2 + c_{10}t_{10}p + 1\right] + \\ +c_{10}f_e\Delta I_e \left(-t_{20}^2p^2 + t_{10}p\right) \end{cases}.$$
(11)

По аналогии с каналом управления якорным напряжением, рассмотренным в [1], можно определить конфигурацию второго канала (рисунок 2). Содержащаяся в структуре корректирующая обратная связь по возмущающему воздействию:

$$W_{\kappa}(p) = f_{\ell} - t_{20}^2 p^2 - t_{10} p - 1 \tag{12}$$

затрудняет реализацию канала, поскольку измерение ΔI_g непосредственным невозможно. Поэтому целесообразно определить оператор f_g так, чтобы передаточная функция (12) обращалась в ноль. Это возможно, если:

$$f_{\rm g} = t_{20}^2 p^2 + t_{10} p + 1. \tag{13}$$

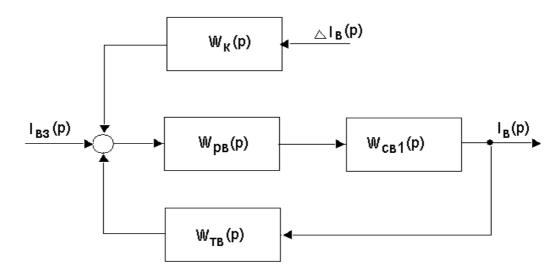


Рисунок 2 – Предварительная структурная схема канала управления возбуждением.

$$\begin{split} W_{p\theta}(p) &= \frac{R_{\theta}}{k_{n\theta}c_{10}(-t_{20}^2p^2 + t_{10}p)}; \quad W_{c\theta I}(p) = \frac{1}{t_{20}^2p^2 + t_{10}p + 1}; \\ W_{TB}(p) &= c_{12}p^4 - (c_{II} + t_{20}^2c_{I0})p^2 + t_{10}c_{I0}p + I \end{split}$$

Уравнение экстремали канала регулирования тока возбуждения определится в результате совместного решения (11) и (8):

$$I_{e}\left[\left(c_{12}+c_{10}t_{20}^{4}\right)p^{4}-\left(c_{11}+c_{10}t_{10}^{2}\right)p^{2}+1\right]=I_{e3}-c_{10}f_{e}\Delta I_{e}\left(-t_{20}^{2}p^{2}+t_{10}p\right). \tag{14}$$

Проводя аналогии управления с каналом якорным напряжением, будем считать, что оптимальному переводу координаты тока возбуждения из одного устойчивого состояния в устойчивое, соответствует равенство также нулю коэффициентов при экспонентах с положительными показателями в решении (14). Базируясь на этом, продолжим процедуру синтеза оптимального канала управления полем двигателя, доведя ее до практически реализуемой схемы с учетом возможных ограничений.

Литература

1. Мурышкин А.К. Оптимизация управления электроприводом высокопроизводительного непрерывно-

заготовочного стана / Автореферат диссертации кандидата технических наук / А.К. Мурышкин. – Томск, ТПИ, 1984. – 18 с.

2. Олейников В.А. Основы оптимального и экстремального управления: Учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений / В.А. Олейников, Н.С. Зотов, А.М. Пришвин. – М.: Высшая школа, 1969.

СИСТЕМЫ С ЭТАЛОННОЙ МОДЕЛЬЮ И СИГНАЛЬНОЙ АДАПТАЦИЕЙ

Кунинин П.Н., Романов А.Р.

СибГИУ, г. Новокузнецк

В ходе выполнения научно-исследовательской работы появилась необходимость создать систему управления объектом, параметры которого изменяются в зависимости от изменения температуры, что не позволило обеспечить заданную точность работы и качество переходных процессов системы. Внимание привлекли системы с эталонной моделью и сигнальной адаптацией из учебников [1, 2] и учебного пособия [3], привлекательные тем, что в них процессы управления обеспечиваются параметрами эталонной модели и не зависят от переменных параметров объекта управления. Обобщенная структурная схема такой системы приведена на рисунке 1:

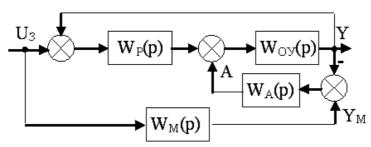


Рисунок 1 – Обобщенная структурная схема системы с объектом управления WOУ(p), регулятором WP(p), эталонной моделью WM(p) и звеном адаптации WA(p) с выходным сигналом адаптации A.

Передаточная функция, соответствующая обобщенной структурной схеме, приведенной на рисунке 1, имеет вид:

$$W(p) = \frac{Y(p)}{U_3(p)} = \frac{\left(W_P(p) + W_A(p)W_M(p)\right)W_{OY}(p)}{1 + W_P(p)W_{OY}(p) + W_A(p)W_{OY}(p)}.$$
 (1)

В работах [1, 2] принимают WA(p)=K. Выносят K в числителе и знаменателе за скобки, сокращают на K, а затем переходят к пределу и обозначая $1/K=\alpha$, получают следующую передаточную функцию:

$$\lim_{K \to \infty, \alpha \to 0} W(p) = \frac{Y(p)}{U_3(p)} = \frac{\alpha W_P(p) + W_M(p) W_{OY}(p)}{\alpha (1 + W_P(p) W_{OY}(p)) + W_{OY}(p)} = W_M(p)$$
(2)

В источнике [2] приведенные преобразования приняты как доказательство того, что переходные процессы не зависят от изменяющихся параметров объекта управления и однозначно определяются передаточной функцией эталонной модели $W_M(p)$, а система устойчивая.

Авторы работы [1] неустойчивость системы не исключают, поэтому вводят, не приводя доказательства, дополнительные условия, только при выполнении которых, по их мнению, можно обеспечить устойчивость. Однако, корректность этих условий вызывает серьезные опасения.

Выполним исследование обобщенной системы (1) на устойчивость. Для этого воспользуемся приемом, предложенном работе [1]. В передаточную функцию системы (1) подставим передаточные функции объекта управления, регулятора, эталонной модели и звена адаптации, раскрыв их структуру, пока в самом общем виде:

$$W_{OY}(p) = \frac{K_{OY}}{D_{OY}(p)}; W_{P}(p) = \frac{A_{P}(p)}{D_{P}(p)}; W_{M}(p) = \frac{K_{M}}{D_{M}(p)}; W_{A}(p) = \frac{A_{A}(p)}{D_{A}(p)},$$
(3)

после подстановки которых в (1) получим развернутую передаточную функцию:

$$W(p) = \frac{Y}{U_3} = \frac{K_{OY}(A_P D_A D_{OY} D_M + K_M A_A D_P)}{D_M (D_P D_A D_{OY} + K_{OY} A_P D_A + K_{OY} A_A D_P)}.$$
 (4)

В обобщенной передаточной функции (4) и далее для упрощения формы записи в многочленах $A_P(p), D_{OY}(p), D_M(p), D_P(p), D_A(p)$ оператор 'p' показывать не будем.

В характеристическом полиноме передаточной функции (4) характеристический сомножителем полином входит модели $W_{M}(p)$ и в силу его предназначения эталонной обеспечение желаемых процессов, не может иметь положительных корней и влиять на устойчивость системы в целом. Такой же сомножитель имеется и в характеристическом уравнении системы в работе [1, формула (5.82)], Но характеристический полином $D_{M}(p)$ почему-то не выносится 3a скобки И поглощается слагаемыми результирующего полинома. Далее члены результирующего полинома разделены на два полинома, степени оператора «р» в которых частично совпадают. Для обеспечения устойчивости системы, считается необходимым устойчивость полинома из слагаемых без малого параметра и определенное соотношение коэффициентов обоих полиномов.

Получается парадоксальная ситуация. Вводят эталонную модель и пытаются синтезировать систему, в которой процессы должны протекать в соответствии с эталонной моделью, исключая влияние изменяющихся параметров объекта управления. Но на завершающем этапе синтеза эталонную модель искажают параметрами объекта управления и теперь озабочены только устойчивостью системы, забыв о зависимости процессов от параметров объекта управления.

Вернемся к характеристическому полиному передаточной функции обобщенной системы (4) и учтем $W_A(p)=K=1/\alpha$, принятое в работах [1, 2], которое с учетом (3) запишем в следующем виде:

$$W_A(p) = \frac{A_A(p)}{D_A(p)} = \frac{1}{\alpha}$$
, r.e. $AA=1$, $D_A(p) = \alpha$.

Подставим значения AA=1 и $D_{\dot{A}}(p)=\alpha$ в передаточную функцию (4):

$$W(p) = \frac{Y(p)}{U_3(p)} = \frac{K_{OY}(\alpha A_P D_{OY} D_M + K_M D_P)}{D_M(\alpha D_P D_{OY} + \alpha K_{OY} A_P + K_{OY} D_P)}.$$
 (5)

В пределе при устремлении $\alpha \rightarrow 0$ также как и при выводе соотношения (2) получаем, что процессы в синтезированной системе вроде бы однозначно определяются эталонной моделью.

Тем не менее имеет место проблема, которая состоит в том, что система содержит малый параметр «α» при производной высшего порядка. Устремляя этот параметр к нулю тем самым пренебрегаем старшими производными и понижаем порядок системы. Согласно работе [4] система при этом может оказаться неустойчивой. Поэтому вводя в систему элемент с бесконечно большим коэффициентом необходимо исследовать синтезированную систему (5) на устойчивость до осуществления предельного перехода с учетом малого параметра α в характеристическом полиноме:

$$D_{M}(\alpha D_{P}D_{OY} + \alpha K_{OY}A_{P} + K_{OY}D_{P}) = 0.$$
 (6)

Поскольку характеристический полином $D_M(p)$ эталонной модели $W_M(p)$ (см. формулу (3)) устойчивый, необходимо, чтобы был устойчивым и полином в скобках в знаменателе передаточной функции системы.

Система на рисунке 1 может быть устойчивой, если характеристический полином не входит сомножителем оператор передаточная функция «p», системы не содержит интегрирующей составляющей. Из анализа полинома в скобках (6) следует, что это условие выполняется только в том случае, если многочлен $D_P(p)$ знаменателя передаточной функции регулятора $W_{P}(p)$ и многочлен $D_{OY}(p)$ знаменателя передаточной функции управления $W_{OV}(p)$ содержат объекта не интегрирующей составляющей. Эти условие для контуров систем подчиненного регулирования никогда не выполняется, поскольку либо регулятор (контура тока и напряжения), либо объект (контура скорости и положения), регулятор либо И объект И (B двукратно контуре) содержат интегрирующем интегрирующую составляющую. Так что структура (5) не может обеспечить устойчивость для контуров системы подчиненного управления. Кривая тока якоря, полученные в результате моделирования и приведенные на рисунке 2 подтверждает неустойчивый процесс по

току якоря, причем чем больше К, тем интенсивнее развиваются колебания.

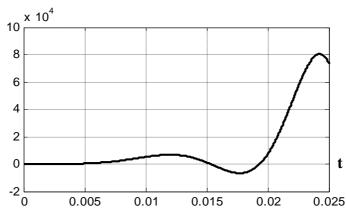


Рисунок 2 — Неустойчивый процесс тока якоря при $K \to \infty$.

Здесь и далее при моделировании используется двигатель П2-1000-248-14С постоянного типа co следующими $P_{H} = 10000 \, \text{KBT};$ мощность ток якоря данными: номинальными $I_{H} = 11450 A;$ вращения частота вала $\omega_{\rm H} = 63$ об/мин = $63\pi/30 = 6{,}597$ рад/с; электромеханическая $T_{\rm M} = 0.033c$; постоянная времени и сопротивление постоянная якорной цепи $T_g = 0.06c R_g = 0.0048 O_M$.

Авторы работы [1] считают, что в системе с передаточной функцией (5) «... может быть использован скользящий режим управления, когда блок адаптации WA(p) представляет усилитель с входным сигналом $\Delta Y \cdot K = (YM - Y) \cdot K$ и с коэффициентом $K \rightarrow \infty$ ». Заявление лишено каких либо оснований, поскольку скользящие процессы возможны в системе с разрывным воздействием ΔY [4], которое в исследуемой системе непрерывное.

Далее авторы учебника [1] линейную функцию (см. рисунок 1)

$$A = (Y_M - Y)K, \ W_A(p) = K \rightarrow \infty$$

заменяют на нелинейную переключательную функцию:

$$A=h \cdot sign(Y_M - Y), \tag{7}$$

где A — выходной сигнал звена адаптации $W_A(p)$, и не раскрывая того, что следует понимать под символом «h», переходят к рассмотрению двухконтурной системе подчиненного

регулирования с пропорциональным регулятором скорости $W_P(p)$, эталонной моделью $W_M(p)$ и объектом управления $W_{OY}(p)$, состоящим из контур тока, представленного упрощенным звеном первого порядка, и механической частью электродвигателя:

$$W_{P}(p) = K_{P}; W_{M}(p) = \frac{1}{2T_{\Im M}^{2}p^{2} + 2T_{\Im M}p + 1)}; W_{OY}(p) = \frac{K_{KT}K_{OC}k\Phi}{Jp(T_{T}p + 1)}, (8)$$

где ТЭМ, КОС, ККТ, Ф, КР – постоянная времени эталонной модели, коэффициент обратной связи по скорости, коэффициент преобразования контура тока, магнитный поток и конструктивная постоянная двигателя. Обозначения в передаточных функциях приняты в соответствии с рисунком 1.

Существование скользящих движений в структуре на рисунке 1 вызывает серьезные сомненья из-за количества обратных связей. Согласно источникам [4, 5] для формирования скользящих движений в объекте второго порядка кроме обратной связи по выходу необходима обратная связь по первой производной. Следует также учесть, что скользящие движения чувствительны к неучтенным к производном с малым параметром α , а в объекте управления $W_{OY}(p)(8)$ звено второго порядка контура тока заменено упрощенным звеном первого порядка $K_{KT} / (T_T p + 1)$.

На рисунке 3 показаны переходные процессы в системе с контуром тока $W_T(p)$, представленном звеном второго порядка:

$$W_{M}(p) = \frac{k_{t}}{2T_{p}^{2}p^{2} + 2T_{p}p + 1}$$

Как видно из рисунка система работает в режиме переключений A, в результате имеет место колебательный процесс в токе I и скорости двигателя ω как при разгоне, так и в установившемся режиме.

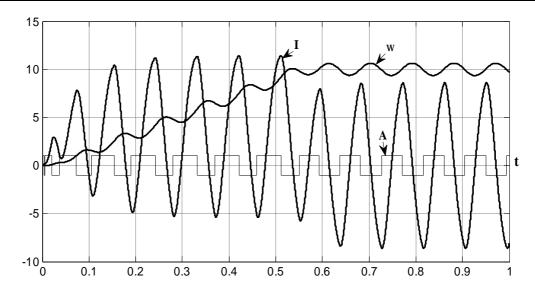


Рисунок 3 – Контур тока - звено второго порядка.

Естественно, замена звена второго порядка звеном первого порядка картину улучшило, обеспечило увеличение частоты переключений (кривая A) и существенное уменьшение амплитуды колебаний, как это следует из рисунка 4.

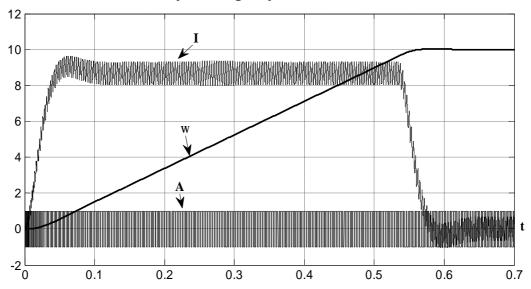


Рисунок 4 – Контур тока – упрощенное звено первого порядка.

В данной работе за основу принимаем систему с упрощенной передаточной функций контора тока, которой соответствуют переходные процессы, приведенные на рисунке 4. На ее основе строится система управления, в которой реализуются как скользящие процессы в соответствии с эталонной моделью, так и

независимость процессов от параметров объекта управления. Модель предложенной системы приведена на рисунке 5.

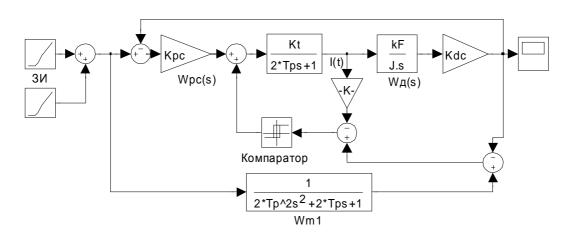


Рисунок 5 – Модель системы со скользящими движениями.

Для обеспечения скользящих режимов на вход переключательного элемента добавляем сигнал по току двигателя — пропорциональный скорости двигателя — введением звена с передаточным коэффициентом «К».

На рисунке 6 показаны переходные процессы в предложенной системе, в которой действительно обеспечиваются скользящие процессы. В связи с этим выходной сигнал переключательного элемента из-за высокой частоты переключения слился в широкую сплошную линию.

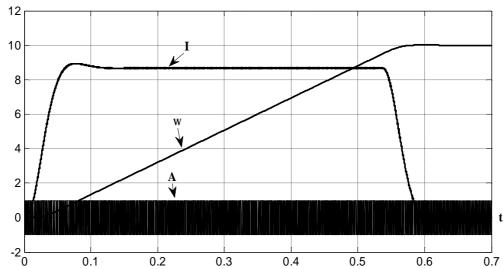


Рисунок 6 – Система с упрощенным контуром тока и производной в цепи переключательного элемента.

Однако следует отметить, что задача обеспечения скользящих режимов в системе с полным звеном контура тока — звеном второго порядка — остается не решенной и, по нашему мнению, ее решение является предметом рассмотрения отдельной статьи.

Литература

- 1. Терехов В.М. Системы управления электроприводом [Текст]: учеб. для студ. высш. учеб. заведений / В.М. Терехов, О.И. Осипов; под ред. В.М. Терехова. 2-е изд., стер. М.: Издательский центр «Академия», 2006. 304 с.
- 2. Башарин А.В. Управление электроприводами: [Текст]: Учебное пособие для вузов / А.В. Башарин, В.А. Новиков, Г.Г. Соколовский. -Л.: Энергоиздат. Ленигр. Отд-ние, 1982. 392 с.
- 3. Островлянчик В.Ю. Автоматический электропривод постоянного тока горно-металлургического производства [Текст]: Учебное пособие / В.Ю. Островлянчик. Новокузнецк, 2004. 383 с.
- 4. Уткин В.И. Скользящие режимы и их применение в системах с переменной структурой [Текст] / В.И. Уткин, М.: Издательство «Наука», Главная редакция физико-математической литературы, 1974. 272 с.
- 5. Олейников В.А. Основы оптимального и экстремального управления [Текст]: Учебн. Пособие для студентов вузов / В.А. Олейников, Н.С. Зотов, А.М. Пришвин. М.: Высшая школа, 1969. 296 с.

ДИНАМИЧЕСКАЯ ОЦЕНКА ЧАСТОТЫ НАПРЯЖЕНИЯ ИНВЕРТОРА С ШИРОКИМ ДИАПАЗОНОМ ИЗМЕНЕНИЯ

Кунинина Д.В.

Сибирский государственный индустриальный университет, г. Новокузнецк

Проектирование и моделирования систем управления насосными агрегатами насосных станций сталкивается с проблемой определение синхронной скорости вращения вала асинхронного электродвигателем с короткозамкнутым ротором, питаемого от инвертора напряжения. Применяемые методы [1, 2]

основаны на математических моделях, имеющих существенные недостатки. Так в работе [1] принимается, что в системе с ориентацией координат ПО потокосцеплению ротора намагничивания не зависит от величины скольжения, а его определение предлагается выполнять на основе модели тока статора, обоснования которой не приводится. В работе [2] в этих же условиях предлагается расчетная модель, в которой для оценки величины скольжения выполняется операция деления проекции тока статора на ось i_{β} координат, вращающейся синхронно с частоты питающего напряжения, угловой скоростью потокосцепление ротора ψ_2 . Но поскольку ток проекции статора i_β по фазе опережает потокосцепление ротора, при пуске двигателя должна выполняться операция деления на нуль. Преодоление этой проблемы при моделировании в работе [2] достигается тем, что задание на контур скорости подается в момент времени t=0.05 c, когда поток уже установился [2, рисунок 8.14а].

В данной работе предлагается алгоритм, основанный на определении длительности промежутков времени Т между двумя синусоид точками прохождения изменяемых ПО частоте трехфазного напряжения инвертора через нулевые значения, которые на рисунке 1 отмечены импульсными сигналами. Способ лишен указанных выше недостатков и применим как в моделях, так программной реализации микроконтроллерных систем управления. _{U 1}

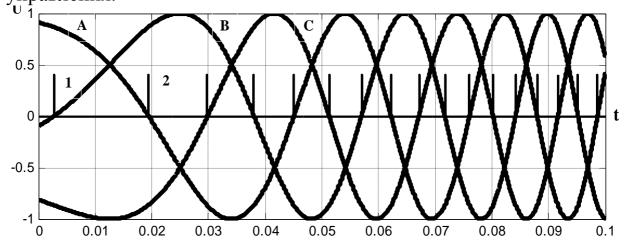


Рисунок 1 – Трехфазное синусоидальное напряжение инвертора переменной частоты.

Угловая частота напряжения ω рассчитывается из соотношения:

$$\omega = 2\pi f/6 = \pi/(3T),$$
 (1)

где f , T — частота напряжения и длительность временного интервала между соседними импульсными сигналами. Коэффициент 6 учитывает то, что за один период напряжения в трехфазной системе происходит три перехода фаз напряжения через нулевое значение. На рисунке частота напряжения меняется от 5 до 50 Гц.

Временной интервал 0-1 не полный. Он начинается не с пересечения фазы «В» с осью ординат, а существенно позже, и его использование В соответствии c соотношением завышенное значение. Поэтому в алгоритме следует предусмотреть присвоение на этом интервале начального значения частоты, в примере на рисунке 1 угловой частоте присвоить значение Wmin= π f/3, соответствующее частоте 5 Гц. Выполнение алгоритма импульса 1. Первый начинается c временной определяется импульсами 1-2.

На рисунке 2 приведена модель алгоритма измерителя Simulink частоты, реализованная В И ориентирована векторного управления асинхронным применения В модели электродвигателем с короткозамкнутым ротором. Входные порты 1, 2 и 3 предназначены для подключения к фазам А, В и С выходного напряжения инвертора частотного преобразователя. Нуль органы обеспечивают фиксацию прохождения напряжений через напряжения нулевые значения, фаз кратковременные импульсы. Модуль OR выполняет логическое импульсов. Работа обсуждаемой ЭТИХ измерителя частоты иллюстрируется рисунком 1.

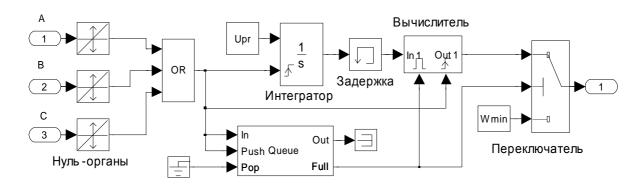


Рисунок 2 – Алгоритм измерителя частоты применительно к модели двигателя.

Измерение интервала времени между соседними импульсами нуль органов осуществляется с помощью интегратора, генерирующего линейно-нарастающий сигнал в соответствии с соотношением

$$\mathcal{H}=\mathbf{U}_{\mathrm{pr}}\cdot\mathbf{T},$$
 (2)

где И – выходной сигнал интегратора, U_{pr} – константный обеспечивающий интегратора, входе линейное сигнал на нарастание сигнала И. Короткие импульсы с выхода модуля OR, фиксируя конец предыдущего временного интервала сбрасывают интегратор по входу сброса в исходное нулевое состояния, подготавливая интегратор к обработке следующего временного Такой режим интегратора обеспечивает выходной интервала. сбросом интегратора, сигнал, перед пропорциональный длительности временного интервала, который рассчитывается в соответствии с формулой (2):

$$T=H/U_{pr}$$
. (3)

Подстановка значения Т из (3) в (1) дает:

$$\omega = \pi \cdot U_{pr}/(3 \cdot H) = K_{pit}/H, \tag{4}$$

где
$$K_{pit} = \pi \cdot U_{pr}/3$$
. (5)

В момент сброса интегратора его выходной сигнал принимает нулевое значение. Чтобы сохранить максимальное значение

используется модуль задержки, хранящий значение предыдущего временного интервала.

Вычисление угловой частоты ω в соответствии с соотношением (4) выполняет вычислитель, модель которого приведена на рисунке 3, в которой константа K_{pit} рассчитывается в соответствии с соотношением (5). Входной порт In_1 передает сигнал из модуля на рисунке 2 в модуль на рисунке 3, а выходной порт Out_1 возвращает результат, текущее значение угловой частоты в модуль на рисунке 2.

Управляющие входы

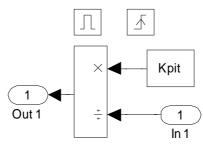


Рисунок 3 – Модуль расчета угловой частоты ω.

Кроме основной функции — вычисление угловой частоты ω , вычислитель совместно с блоком Queue и переключателем (рисунок 2) блокируют вывод значения ω из вычислителя, разрешая через переключатель вывод начального значения угловой частоты W_{min} . Этот процесс выполняется следующим образом.

Модуль Queue, позаимствованный из библиотеки Signal Blockset->Signal Management->Buffers. работает режиме накапливающего счетчика с настраиваемой емкостью. короткие импульсы, Счетчик суммирует поступающие логического блока OR. Пока счетчик не переполнен на выходе Full модуля поддерживается низкий уровень. Переполнение счетчика приводит к смене на выходе Full низкого уровня на высокий Решение поставленной задачи установкой уровень. обеспечивает единицам, счетчика равной ДВУМ ЧТО подготовительных шага. Первый шаг блокирует использование первого неполного интервала синусоиды (фаза В на интервале от 0 до короткого импульса 1 на рисунке 1), а второй шаг обеспечивает

подготовку данных для расчета частоты на первом полном интервале между короткими импульсами 1 и 2 на рисунке 1.

Сигнал с выхода Full модуля Queue подается на левый управляющий вход вычислителя и управляющий вход переключателя. Пока Full имеет низкий уровень, вычислитель не реагирует на сигнал, поступающий с модуля задержки, а переключатель выдает сигнал W_{\min} .

При высоком уровне на выходе Full модуля Queue левый управляющий вход вычислителя разрешает выполнять вычислительные операции по расчету угловой частоты ω. Но здесь следует учесть тот факт, что измеряемой частоте соответствует только максимальное значение интегратора. Чтобы запретить все промежуточные вычисления используется второй управляющий вход вычислителя. Он разрешает выполнение вычислений по OR. логического модуля Причем, вычисления только на текущем периоде дискретизации, оперируя с максимальным значением выхода интегратора, сохраненного в модуле задержки на предыдущем такте дискретизации.

Для проверки работоспособности измерителя сформируем модель инвертора напряжения с линейно-нарастающим изменением выходного напряжения. Для этого воспользуемся настраиваемые по фазе и частоте компоненты Chirps из библиотеки Signal Processing Blockset->Signal Management->Signal Processig Sources. Компонент формирует синусоиду единичной амплитуды. Для обеспечения желаемой амплитуды в каждую фазу включен усилитель с коэффициентом усиления 311,27.

Созданная модель инвертора приведена на рисунке 4, а на рисунке 5 приведены результаты ее исследования с амплитудным напряжением фазы в 312 В при изменении частоты от 1 до 400 Гц (верхняя линия).

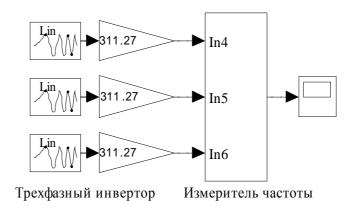


Рисунок 4 — Модель трехфазным инвертором с линейно нарастающей частотой от 1 до 400 Гц.

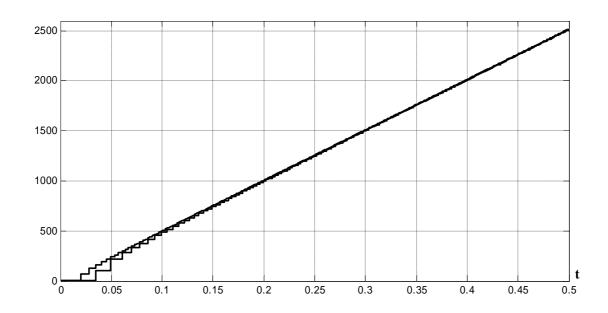


Рисунок 5 – Выходные характеристики трехфазного (верхняя линия) и однофазного измерителей (нижняя линия) в радианах

Точность измерения частоты определяется точностью определения перехода синусоид инвертора через нулевое значение, поэтому точность можно улучшить, уменьшая шаг повторения вычислений. Однако, при этом возрастает время прогона модели. Решить эту проблему можно используя электронный нониус – уменьшая шаг повторения вычислений в области изменения знака синусоид.

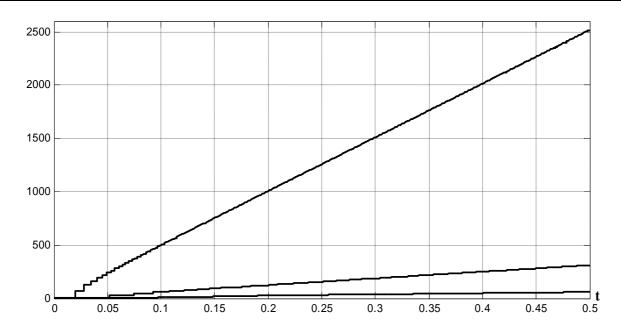


Рисунок 6 — Выходные характеристики трехфазного измерителя при диапазоне изменения частоты 1...400 (верхняя линия), 1...50 (средняя линия) и 1...10 Гц (нижняя линия) в радианах.

Хотя измеритель частоты ориентирован на применение в моделях технологических систем с асинхронными электродвигателями, вполне возможно его модификация для применения в промышленных системах, в частности, в системах управления насосными агрегатами насосных станций и других механизмах, управляемых изменением скорости асинхронного электродвигателя изменением частоты питающего напряжения.

Нуль-орган целесообразно выполнить на маломощных трансформаторах И компараторах, блока ПО аналогии синхронизации с сетью управляющих импульсов в тиристорных Остальную преобразователях. часть программно, преобразовать модель на рисунке 1 в программу микроконтроллера проблемы не составит.

Однако, интегратор целесообразно заменить на таймер, измеряя непосредственно время между импульсами нуль-органа. Расчет интервала времени между импульсами нуль-органов выполняется по следующей формуле:

$$T=dt\cdot N,$$
 (6)

где dt — период повторения высокостабильных импульсов, заполняющих временной интервал между двумя соседними импульсами нуль-органов,

N – число импульсов длительностью dt.

Модель с таймером приведена на рисунке 7.

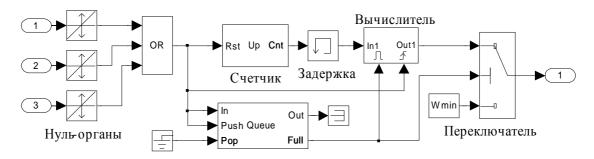


Рисунок 7 – Модель промышленного измерителя частоты.

Изменится также соотношение для расчета угловой частоты, которое после подстановки значения Т в формулу (1) примет следующий вид:

$$\omega = \pi/(3) = K_{pit}/N$$
,

где $K_{pit}=\pi/3$.

Используя тактовую частоту микроконтроллера и делить на онжом таймере плавно И широких пределах В изменять длительность dt, измерения а тем самым точность частоты напряжения инвертора.

УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СИСТЕМОЙ ПРИ ПОМОЩИ СКОЛЬЗЯЩИХ РЕЖИМОВ

Кочетков В.П., д.т.н., профессор, Коловский А.В., ассистент.

Хакасский технический институт — филиал ФГОУ ВПО «Сибирский федеральный университет» г. Абакан

Выполнен синтез системы управления электроприводом с применением скользящих режимов. При помощи компьютерного моделирования получены соответствующие переходные процессы на примере электропривода копающих механизмов карьерного экскаватора в различных режимах работы.

Актуальной проблемой современной теории и практики управления является разработка и совершенствование способов решения задачи управления сложными динамическими объектами. качестве работе в такого объекта рассмотрен электропривод копающего механизма карьерного экскаватора, работающий под действием значительных внешних нагрузок. электропривод представляет Экскаваторный собой сложную многомассовую систему и, следовательно, броски упругого момента оказывают существенное влияние на его динамику. Кроме того, в процессе работы при изменении положения ковша в забое и его заполнении породой значительно изменяется момент инерции механизма.

Одним из перспективных подходов К синтезу динамическими управления сложными объектами применение систем с переменной структурой. Наиболее широкое признание и применение в этой теории получило направление, изучающее так называемые скользящие режимы. В таких режимах изображающей определяется движение точки уравнением поверхности переключения и не зависит от свойств объекта управления. То есть система, находящаяся в скользящем режиме, инвариантна к параметрическим и внешним возмущениям.

В связи с этим, синтез системы управления в классе систем с переменной структурой для наиболее распространенного на карьерных экскаваторах электропривода по системе генератордвигатель (Γ -Д) является целью данной работы.

Математическое описание объекта управления при общепринятых допущениях представляется системой линейных дифференциальных уравнений [1]:

$$\mathbf{A} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{b} u, \tag{1}$$

где $\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_{\rm B} & i_a & \omega_{\rm I} & M_y & \omega_{\rm 2} \end{bmatrix}^{\rm T} - 5$ -мерный вектор состояния системы, $i_{\rm B}$ -ток возбуждения, i_a -тока якорной цепи, $\omega_{\rm I}$ - скорость первой массы, $M_{\rm y}$ -упругий момент, $\omega_{\rm 2}$ - скорость второй массы, $\mathbf{A} - \mathbf{5} \times \mathbf{5}$ -мерная матрица, \mathbf{b} - вектор размера $\mathbf{5} \times \mathbf{1}$.

Для удобства исследования динамики математическое описание системы представлено в относительных единицах, тогда

координаты электропривода рассматриваются относительно их базовых значений. В качестве базовых для напряжения управления, тока возбуждения и угловых скоростей выбраны соответствующие номинальные значения. Для тока якорной цепи и момента в качестве базовых приняты их максимальные (стопорные) значения. Все дальнейшие расчеты в статье ведутся в относительных единицах.

Сведем задачу управления к задаче стабилизации. Для этого введем вектор желаемого состояния $\mathbf{x}_{\text{ж}}$, который для двухмассовой системы:

$$\boldsymbol{x}_{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{i}_{\mathbf{B}}^{***} & \boldsymbol{i}_{a}^{***} & \boldsymbol{\omega}_{1}^{***} & \boldsymbol{M}_{y}^{***} & \boldsymbol{\omega}_{2}^{***} \end{bmatrix}^{\mathsf{T}} = \begin{bmatrix} g & 0 & g & 0 & g \end{bmatrix}^{\mathsf{T}},$$

$$\boldsymbol{x}_{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}^{\mathsf{T}} g = \boldsymbol{l}g,$$

где $i_{\rm B}^{**}$, i_a^{**} , $\omega_{\rm l}^{**}$, M_y^{**} , $\omega_{\rm l}^{**}$ — желаемые значения в установившемся режиме соответственно тока возбуждения, тока якоря, скорости первой массы, упругого момента и скорости второй массы в относительных единицах, g — задающий сигнал.

Необходимо синтезировать такую функцию управления u с использованием информации о векторах состояния объекта \mathbf{x} и вектора желаемых величин $\mathbf{x}_{\mathrm{ж}}$, чтобы вектор рассогласования $\mathbf{e} = \mathbf{x}_{\mathrm{ж}} - \mathbf{x}$ был сведен к нулю.

Запишем уравнение движения относительно вектора рассогласования с учетом того, что $x_{x} = 0$ и обозначая:

$$\mathbf{\&} = \mathbf{A}\mathbf{e} - \mathbf{b}\mathbf{u} - \mathbf{k}\mathbf{g} \,, \tag{2}$$

где
$$e = x_{_{\mathcal{H}}} - x$$
, $k = \mathbf{A}l$.

Таким образом, kg рассматриваем как возмущающее воздействие. В работе [2] доказано, что можно устранить его влияние на динамику системы с помощью разрывного управления.

Как известно, уравнение поверхности переключения обычно имеет вид:

$$\mathbf{s} = \boldsymbol{c}\boldsymbol{e} = 0,\tag{3}$$

где c — вектор коэффициентов поверхности переключения размера 1 х n.

Для приведения системы (1) к регуляторной форме [2] введем пространство новых переменных, связанных с исходными линейным преобразованием:

$$e' = \mathbf{M}e, e' \in \mathbb{R}^n,$$

чтобы для рассматриваемой двухмассовой системы пятого порядка выполнялось условие:

$$\mathbf{M}\boldsymbol{b} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}.$$
 (4)

Для выполнения условия (4) первые 4 строки матрицы \mathbf{M} должны быть составлены из базиса 4-мерного подпространства, ортогонального управлению. Следовательно, матрица \mathbf{M} имеет вид:

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1/b & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Поведение системы (2) в пространстве новых переменных e' описывается уравнением:

$$\mathcal{E} = \mathbf{MAM}^{-1}e' - \mathbf{M}bu - \mathbf{M}kg$$

ИЛИ

$$\begin{cases} \mathbf{A}_{1} = \mathbf{A}_{11} \mathbf{e}_{1}' + \mathbf{a}_{12} \mathbf{e}_{5}' - \mathbf{k}_{1} g \\ \mathbf{A}_{5} = \mathbf{a}_{21} \mathbf{e}_{1}' + \mathbf{a}_{55}' \mathbf{e}_{5}' - u - k_{2} g \end{cases}, \tag{5}$$

где e_1' и e_5' — соответственно 4-мерный и 1-мерный векторы состояния из компонентов вектора e' ,

$$\boldsymbol{e'} = \begin{pmatrix} \boldsymbol{e'_1} \\ \boldsymbol{e'_5} \end{pmatrix}, \ \boldsymbol{e'_1} = \begin{pmatrix} \boldsymbol{e'_1} & \boldsymbol{e'_2} & \boldsymbol{e'_3} & \boldsymbol{e'_4} \end{pmatrix}^{\mathrm{T}}, \ \mathbf{MAM}^{-1} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{11} & \boldsymbol{a}_{12} \\ \boldsymbol{a}_{21} & \boldsymbol{a'_{55}} \end{pmatrix}, \ \mathbf{Mk} = \begin{pmatrix} \boldsymbol{k}_1 \\ \boldsymbol{k'_5} \end{pmatrix}, \ \boldsymbol{k}_1 = \begin{pmatrix} \boldsymbol{k'_1} & \boldsymbol{k'_2} & \boldsymbol{k'_3} & \boldsymbol{k'_4} \end{pmatrix}^{\mathrm{T}}.$$

При синтезе поверхности переключения пренебрегаем возмущающим воздействием, влияние которого скомпенсируем в дальнейшем выбором соответствующего разрывного управления.

Уравнение (3) поверхности разрыва s=0 относительно новых переменных имеет вид:

$$s = c\mathbf{M}^{-1}e' = c_1 e_1' + c_5' e_5' = 0,$$
 (6)

 $c\mathbf{M}^{-1}=\begin{pmatrix} c_1 & c_5' \end{pmatrix}, c_1=\begin{pmatrix} c_1' & c_2' & c_3' & c_4' \end{pmatrix},$ для простоты синтеза принимаем $c_5'=1$.

Для получения уравнения движения в скользящем режиме с учетом (5) необходимо решить уравнение \$=0 и подставить полученное решение в систему (6).

В результате получаем систему уравнений, описывающую движение в скользящем режиме:

$$\begin{cases} \mathbf{A}_{1} = \mathbf{A}_{11} \mathbf{e}_{1}' + \mathbf{a}_{12} \mathbf{e}_{5}' - \mathbf{k}_{1} g \\ \mathbf{e}_{5}' = -\mathbf{c}_{1} \mathbf{e}_{1}' \end{cases}$$
 (7)

Систему (7) можно рассматривать как разомкнутую систему с вектором состояния e'_1 , управлением e'_5 и возмущением g.

Выбор линейной поверхности переключения выполним на основе модального метода, т.е. чтобы в режиме скольжения получить желаемое распределение корней характеристического полинома описывающего движение в скользящем режиме.

Сначала необходимо свести подсистему (7) к пространству канонических переменных. Для этого определяем коэффициенты характеристического полинома матрицы:

$$\det(\mathbf{A}_{11} - p\mathbf{E}) = p^4 + a_4 p^3 + a_3 p^2 + a_2 p + a_1$$

Существует такое преобразование $Ty = e_1$, которое приводит систему (7) к канонической форме:

$$\mathbf{X} = \mathbf{T}^{-1} \mathbf{A}_{11} \mathbf{T} \mathbf{y} + \mathbf{T}^{-1} \mathbf{a}_{12} \mathbf{e}_{5}'$$

Столбцами матрицы Т являются:

$$t_4 = a_{12}$$
; $t_{k-1} = A_{11}t_k + a_kt_k$, где $k = 4, \dots, 2$.

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ a_1 & a_2 & a_3 & a_4 \end{bmatrix} \mathbf{y} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} e_5.$$
 (8)

Для того чтобы собственные числа для уравнения движения в скользящем режиме были равны заданным значениям $\lambda_1, \lambda_2, ..., \lambda_{n-1}$, характеристический полином замкнутой системы должен иметь вид:

$$(p-\lambda_1)(p-\lambda_2)(p-\lambda_2)(p-\lambda_4) = p^4 + a_4^*p^3 + a_3^*p^2 + a_2^*p + a_1^*$$

Коэффициенты уравнения (8) относительно канонических переменных, взятые с обратным знаком, совпадают с коэффициентами характеристического полинома. Следовательно, для получения заданных значений его корней координату e_5 , рассматриваемую в качестве управления, следует выбрать в виде:

$$e_5 = -c_1^* y$$
, $c_1^* = \begin{pmatrix} c_1^* & c_2^* & c_3^* & c_4^* \end{pmatrix}$, $c_i^* = a_i^* - a_i$, где $i = 1, 2, \ldots, 4$.

Соответственно управление e_n , как функция вектора e_n определяется соотношением:

$$e_n = -c_1^* \mathbf{T}^{-1} e_1 = -c_1 e_1$$
, где $c_1 = c_1^* \mathbf{T}^{-1}$, т.е. уравнение поверхности разрыва имеет вид: $s = (c_1 \quad 1) e' = c_1 e_1 + e_n = 0$.

Завершает процедуру синтеза переход к исходному пространству состояний e:

$$s = c\mathbf{M}^{-1}e' = c\mathbf{M}^{-1}\mathbf{M}e = (c_1 \quad c'_n)\mathbf{M}e = (c_1 \quad 1)\mathbf{M}e = 0.$$
 (9)

При возникновении скользящего режима на плоскости (9) собственные числа, соответствующие дифференциальному уравнению этого движения, принимают заданные значения.

Собственные числа λ_1 , λ_2 , ..., λ_{n-1} , необходимые для определения уравнения переключения выбираются на основе требований к качеству переходных процессов, заданного перерегулирования σ и быстродействия t_n .

Закон управления $u = \left(\alpha \sum_{i=1}^{n} \left| e_i \right| - q |g| \right) \operatorname{sign}(s)$ выводит систему на режим скольжения по поверхности s = 0 и обеспечивает устойчивое движение на нём при выполнении условий:

$$\begin{cases} d\alpha > \max(|h_i|) \\ dq < -|p| \end{cases},$$

$$r \le d = cb, \ p = ck, \ h = cA.$$

Структурная схема систем с переменной структурой изображена на рисунке 1.

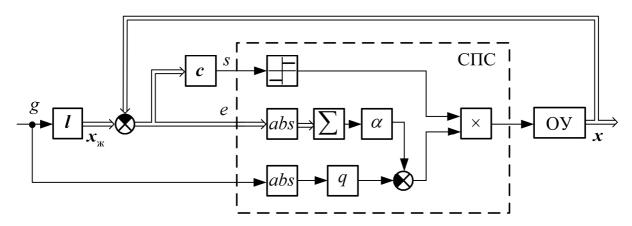


Рисунок 1 — Система с переменной структурой.

Результаты моделирования показали работоспособность синтезированной системы управления, устойчивость к внешним возмущающим воздействиям. А так же в режиме стопорения ток якорной цепи не превышает стопорного значения.

Литература

- 1. Кочетков, В.П. Основы электропривода: учеб. пособие. 2-е изд., испр. / В.П. Кочетков. Абакан: Сиб. федер. ун-т; ХТИ филиал СФУ, 2007. 272 с.
- 2. Уткин, В.И. Скользящие режимы в задачах управления и автоматизации / В.И. Уткин. М.: Наука, 1981. 368 с.
- 3. Ross D. Using the dsPIC30F for Vector Control of an ACIM [Текст] / D. Ross, J. Theys, S. Bowling. Microchip Technology Inc., 2004. 76 с.

4. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием [Текст]: учебник для студ.высш.учеб.заведений / В.В. Соколовский. — М.: Издательский центр «Академия», 2006. — 272 с.

О ЧИСЛЕННОМ МОДЕЛИРОВАНИИ АЛГОРИТМОВ ИДЕНТИФИКАЦИИ, ПОСТРОЕННЫХ НА ОСНОВЕ ЗАМКНУТЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМ²

Мышляев Л.П., Агеев Д.А., Венгер К.Г., Чернявский С.В., Петрунин М.В.

Сибирский государственный индустриальный университет, г. Новокузнецк

В работе [1] были предложены новые процедуры синтеза идентификации, базирующиеся на представлении алгоритмов идентификаторов в виде замкнутых динамических систем, где объектом управления является модель объекта заданной структуры, параметрические управления (оцениваемые коэффициенты) вырабатываются регулятором ИЗ условия минимизации нормы от выходных воздействий модели и натурного объекта.

Для оценивания эффективности синтезированных таким образом алгоритмов проведено их численное моделирование. В сообщении приведены результаты оценивания эффективности для двух типов характерных объектов. Первый из них представлен одномерным пропорциональным звеном, второй - множественным объектом [2].

Численное моделирование алгоритма идентификации одномерного объекта.

Постановка задачи исследования сделана следующим образом.

Дано: 1. Объект идентификации

$$y(i) = k(i)u(i), (1)$$

 $^{^2}$ Работа выполнена в рамках проекта № 2010-218-02-174 и поддержана Российским фондом фундаментальных исследований по проекту № 08-07-00226-а.

где k(i) - оцениваемый параметр объекта.

2. Математическая модель объекта идентификации

$$y^{m}(i) = k^{m}(i-1)u(i), (2)$$

где $y^m(i)$ - выходная величина модели объекта идентификации; $k^m(i)$ - оцениваемый коэффициент модели; начальное значение коэффициента принято равным нулю.

3. Алгоритм идентификации

$$\begin{cases} k^{m}(i) = k^{m}(i-1) + ae(i), \\ e(i) = y(i) - y^{m}(i), \\ y^{m}(i) = k^{m}(i-1)u(i), \end{cases}$$
(3)

где e(i)- ошибка расчета выходного воздействия y(i); α - коэффициент усиления.

4. Входное воздействие объекта идентификации

$$u(i) = \begin{cases} 0 & , & npu \ i \le 0, \\ 1 & , & npu \ i > 0. \end{cases}$$
 (4)

5. Критерий точности идентификации

$$q_{k} = \left| k^{m} (i^{*}) - k(i^{*}) \right|, \tag{5}$$

где i^* - момент времени выхода переходного процесса на установившееся значение.

Требуется: Оценить точность алгоритма идентификации, в сравнении с известным алгоритмом Качмажа [3].

Для одномерного объекта, предлагаемый алгоритм идентификации идентичен известному алгоритму [3]. По результатам моделирования можно заключить, что при правильном выборе начальных оценок коэффициента модели, динамика коэффициента k отслеживается с запаздыванием на один такт расчета, что соответствует результатам [1].

Численное моделирование алгоритмов идентификации множественных объектов.

Дано: 1. Объект идентификации

$$y(i) = \sum_{j=1}^{J} k_{j}(i)u_{j}(i-l_{j}), \qquad (6)$$

где $k_{j}(i)$ - оцениваемые параметры объекта; l_{j} - время чистого запаздывания по каналам управления.

2. Математическая модель объекта идентификации

$$y^{m}(i) = \sum_{j=1}^{J} k_{j}^{m}(i)u_{j}(i-l_{j}), \qquad (7)$$

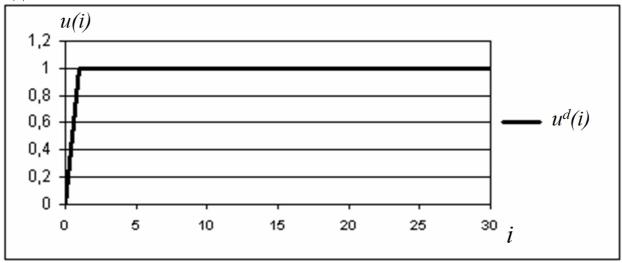
где $y^m(i)$ — выходная величина модели объекта идентификации;

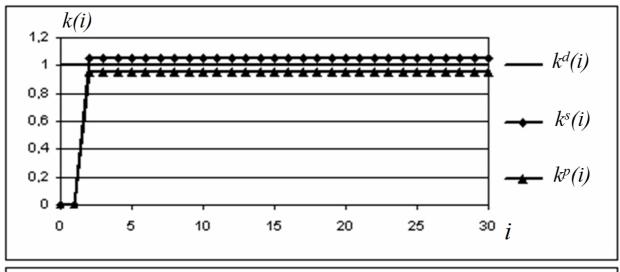
 $k_j^m(i)$ — оцениваемые коэффициенты модели; начальные значения коэффициентов приняты равными нулю.

3. Алгоритм идентификации

$$\begin{cases} k_{j}^{m}(i) = k_{j}^{m}(i-1) + \frac{u_{j}(i-l_{j})e(i)}{\sum_{j=1}^{J} u_{j}^{2}(i-l_{j})}, \\ e(i) = y(i) - y^{m}(i), \\ y^{m}(i) = \sum_{j=1}^{J} k_{j}^{m}(i-1)u_{j}(i-l_{j}), \end{cases}$$
(8)

где e(i)- ошибка расчета выходного воздействия; $k_j^m(i-1)$ - значения модельного коэффициента, с экстраполяцией «простой сдвижкой».





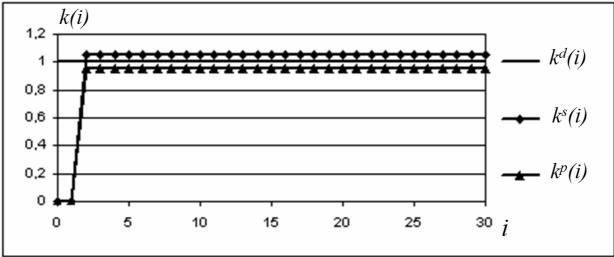


Рисунок 1 — Результаты моделирования индексы «*d*», «s», «*p*» означают соответственно действительные значения параметров, значения, полученные при применении известного алгоритма [3], значения, полученные при применении предлагаемого алгоритма идентификации

4. Входное воздействие объекта идентификации

$$u(i) = \begin{cases} 0 , & npu \ i \le 0, \\ 1 , & npu \ i > 0. \end{cases}$$
 (9)

5. Критерий точности идентификации

$$q_{k} = \sum_{i=1}^{J} \left| k_{j}^{m} (i^{*}) - k_{j} (i^{*}) \right|.$$
 (10)

где i^* - момент времени выхода переходного процесса на установившееся значение.

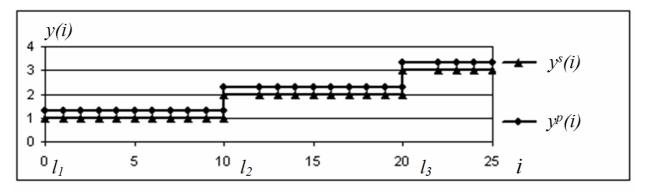
Требуется: Оценить точность алгоритма идентификации в сравнении с известным алгоритмом Качмажа [3].

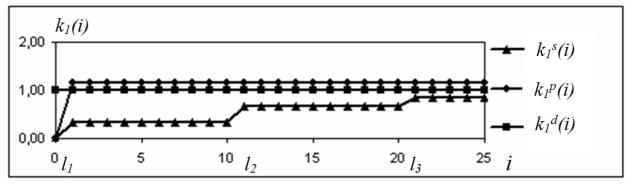
Результаты моделирования алгоритмов идентификации, для различных условий, проиллюстрированы ниже.

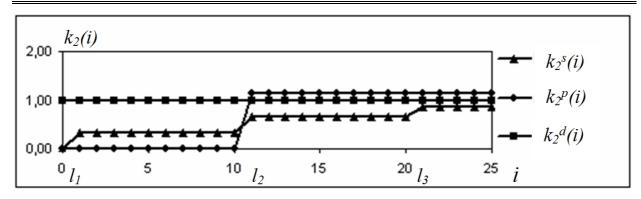
<u>Пример 1.</u> Примем условия: j=3; $k_1^d(i)=k_2^d(i)=k_3^d(i)=1$ отн. ед.; $l_1=0 < l_2 < l_3$; входное воздействие по каждому каналу прикладывается одновременно, $u_1=u_2=u_3=1$ отн. ед.

При этих условиях получены следующие результаты, представленные на рисунке 2, обозначения на котором соответствуют обозначениям рисунка 1.

Из представленных результатов видно, что в установившемся режиме как по известному, так и по предложенному алгоритму идентификации оценки коэффициентов равны их действительным значениям. Однако, до этого режима оценки коэффициента по первому каналу получены сразу равными действительному значению, по второму каналу, через интервал времени l_2 , в то время как для известного алгоритма эти оценки имеют заниженные значения.







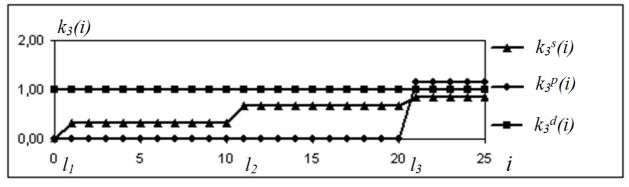


Рисунок 2 — Результаты моделирования

Величины критерия точности идентификации (10) представлены в таблице 1.

Критерий	Алгоритм Качмажа	Предлагаемый алгоритм
q_{k_1}	0,67	0,00
q_{k2}	0,33	0,00
q_{k3}	0,00	0,00

Таблица 1 — Значения критерия q_k

<u>Пример 2.</u> Примем условия: j=3; $k_1^d(i)=1, k_2^d(i)=3, k_3^d(i)=9$ отн. ед.; $l_1=0< l_2< l_3$;

входное воздействие по каждому каналу прикладывается одновременно, $u_1 = u_2 = u_3 = 1$ отн. ед.

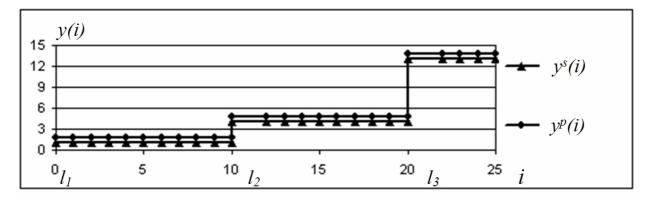
Результаты моделирования представлены на рисунке 3.

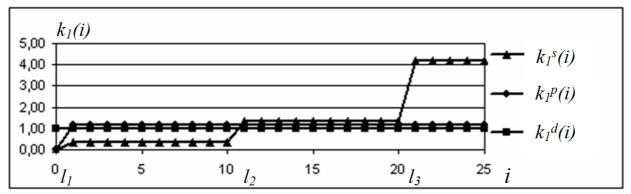
Значения критерия точности идентификации (10) представлены в таблице 2.

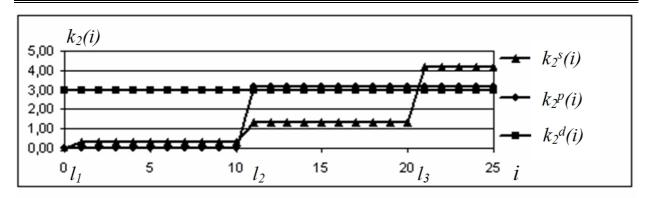
Таблица 2 — Значения критерия q_k

Критерий	Алгоритм Качмажа	Предлагаемый алгоритм
q_{k_1}	0,67	0,00
q_{k2}	1,67	0,00
q_{k3}	4,67	0,00

Из представленных графиков рисунка 3 следует, что при применении известного алгоритма оценки коэффициентов не равны их действительным значениям даже после окончания При процесса. идентификации переходного предложенным коэффициентов алгоритмом оценки остаются равными после действительным значениям окончания переходного процесса. Следует также отметить, что при увеличении разницы коэффициентов, ошибки между значениями ИХ оценок увеличиваются (рисунок 4).







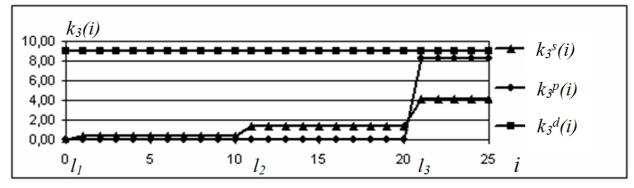


Рисунок 3 — Результаты моделирования

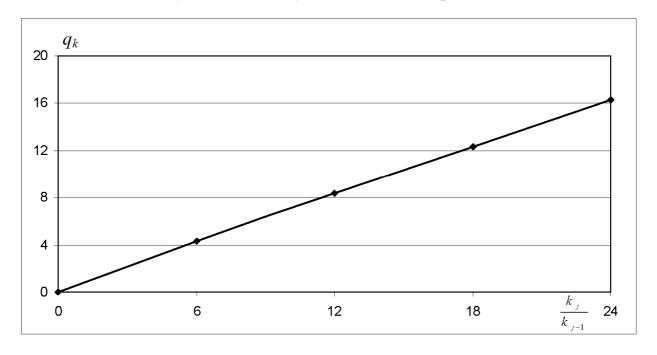


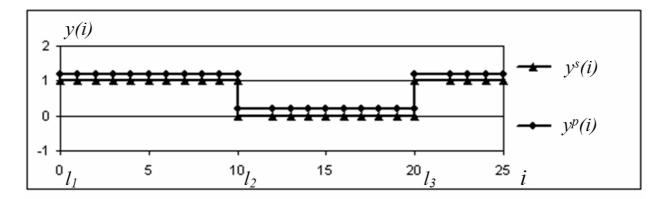
Рисунок 4 — Зависимость ошибок оценок коэффициентов от их действительных значений

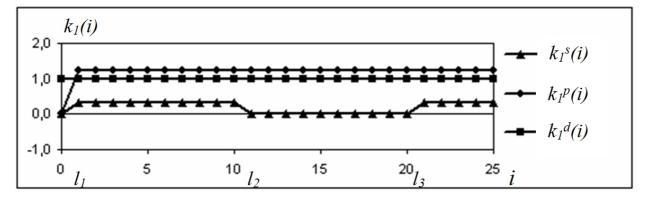
<u>Пример 3.</u> Примем условия: j=3; $k_1^d(i)=1, k_2^d(i)=-1, k_3^d(i)=1$ отн. ед.; $l_1=0 < l_2 < l_3$; входное воздействие по каждому каналу прикладывается одновременно и $u_1=u_2=u_3=1$ отн. ед.

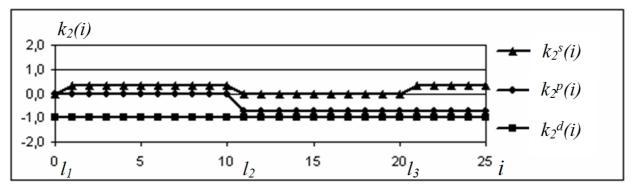
Результаты моделирования представлены на рисунке 5, а значения критерия точности идентификации (10) в таблице 3.

- wood T _k			
Критерий	Алгоритм Качмажа	Предлагаемый алгоритм	
q_{k_1}	0,67	0,00	
q_{k2}	1	0,00	
q_{k3}	0,67	0,00	

Таблица 3 — Значения критерия q_k







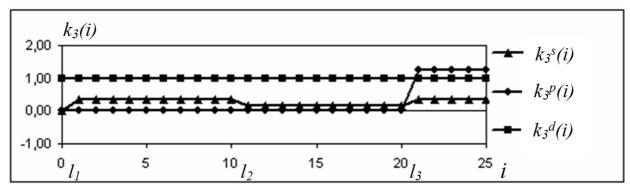
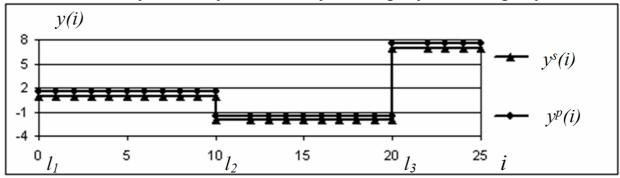
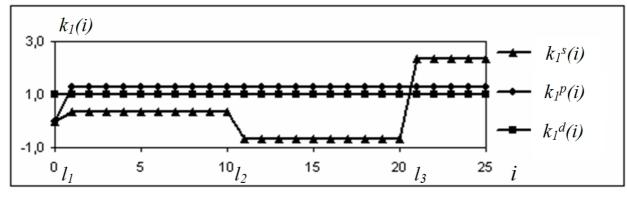


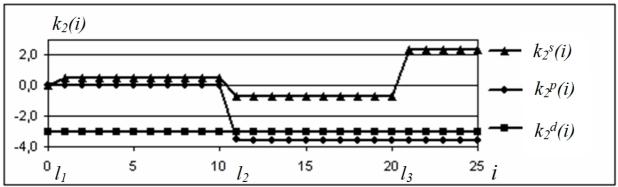
Рисунок 5 — Результаты моделирования

<u>Пример 4.</u> Примем условия: j=3; $k_1^d(i)=1, k_2^d(i)=-3, k_3^d(i)=9$ отн. ед.; $l_1=0 < l_2 < l_3$; входное воздействие по каждому каналу прикладывается одновременно и $u_1=u_2=u_3=1$ отн. ед.

В этом случае получены следующие результаты (рисунок 6).







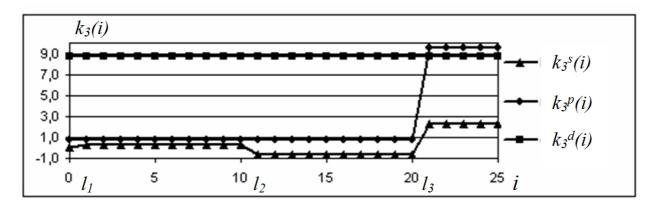


Рисунок 6 — Результаты моделирования

Значения критерия точности идентификации (10) представлены в таблице 4.

	,	1 1 1 1 1
Критерий	Алгоритм Качмажа	Предлагаемый алгоритм
q_{k_1}	0,67	0,00
q_{k2}	2,33	0,00
q_{k3}	6,67	0,00

Таблица 4 — Значения критерия q_k

Из результатов моделирования следует, что при использовании предложенного алгоритма идентификации оценки коэффициентов сходятся к их действительным значениям. В известном алгоритме Качмажа этого не происходит. Более того, при увеличении численной разницы между коэффициентами, ошибки их оценивания возрастают.

Литература

- 1. Синтез идентификаторов в виде замкнутых динамических систем / Л. П. Мышляев, Д.А. Агеев, К.Г. Венгер, С.В. Чернявский // Изв. вузов. Черная металлургия. 2010. -№ 12. С. 60 62.
- 2. Системы автоматизации на основе натурно-модельного подхода: Монография в 3-х т. Т.2: Системы автоматизации производственного назначения / Под. Ред. Л.П. Мышляева. Наука, 2006. 483 с.
- 3. Райбман Н.С. Построение моделей процессов производства / Н.С. Райбман, В. М. Чадеев. М.: Энергия, 1975. 376 с.

СОВРЕМЕННЫЙ АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД ПРОМЫШЛЕННЫХ УСТАНОВОК

Островлянчик В.Ю., Модзелевский Д.Е., Кубарев В.А., Дужий А.В.

Сибирский государственный индустриальный университет, г. Новокузнецк

Современный автоматизированный электропривод охватывает практически все отрасли промышленности и его состояние определяет эффективность любого производства. Поэтому уровень автоматизации электропривода определяет и уровень производства.

Современный автоматизированный электропривод - это управляющий вычислительный комплекс, осуществляющий сбор и обработку информации об объекте управления формирование управляющих воздействий, мониторинг и передачу информации о состоянии объекта и технологического процесса. На рисунке 1 представлена схема электропривода шахтной подъемной установки (ШПУ) реализующей все эти функции.

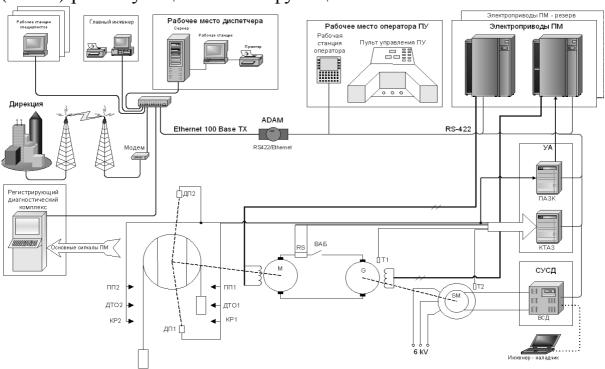


Рисунок 1 — Современный автоматизированный электропривод шахтной подъемной установки.

Основные составляющие могут быть представлены рисунке 2 следующими функциональными элементами: рабочий преобразователя механизм, привод в составе электрической Адаптивная система энергии двигатель. автоматического регулирования АСАР, управляющий автомат в составе: системы управления, управляющего устройства, логического системы технологических защит. Рабочего места оператора (РМО).

Информационно-управляющая система (ИУС), которая выполняет функции измерения, переработки информации, синтез новой информации, диагностики может входить в состав АСУТП и АСУ-П, при возможности может инициировать процесс постоянного цикла, в этом случае электропривод становится автоматическим, т.е. работает без участия человека. В НИИ АЭМ разработаны и внедрены все три основных узла.

Ядром всей структуры является унифицированная структура адаптивной системы автоматического регулирования скорости (рисунок 3).

Разработано и внедрено цифровое устройство автоматического управления электроприводом (ЦУАЭ), которое включает в себя САРС, СИФУ и СЗС и выполняет функции:

- 1) Формирование импульсных последовательностей для управления силовыми полупроводниковым элементами (тиристорами или биполярными транзисторами с изолированным затвором IGBT) в ключевом режиме в соответствии с законом управления и особенностями нагрузки;
- 2) Регулирование координат электропривода напряжения, тока, э.д.с., скорости вращения и положения вала;
- 3) Ограничение заданных координат электропривода напряжения, тока, скорости вращения;
- 4) Обеспечение требуемых технологических и электрических защит;
- 5) Сигнализация текущего состояния, сработавшей защиты и выдача сигналов предупредительной сигнализации;
- 6) Автоматическое выполнение технологического процесса, либо участие в автоматизированной системе управления технологических процессом в целом;

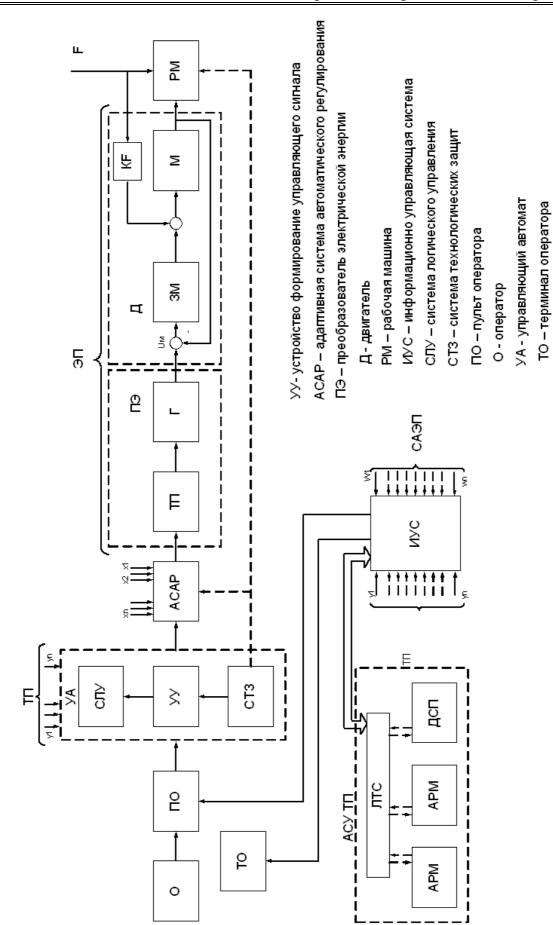


Рисунок 2 — Функциональная структура автоматизированного электропривода.

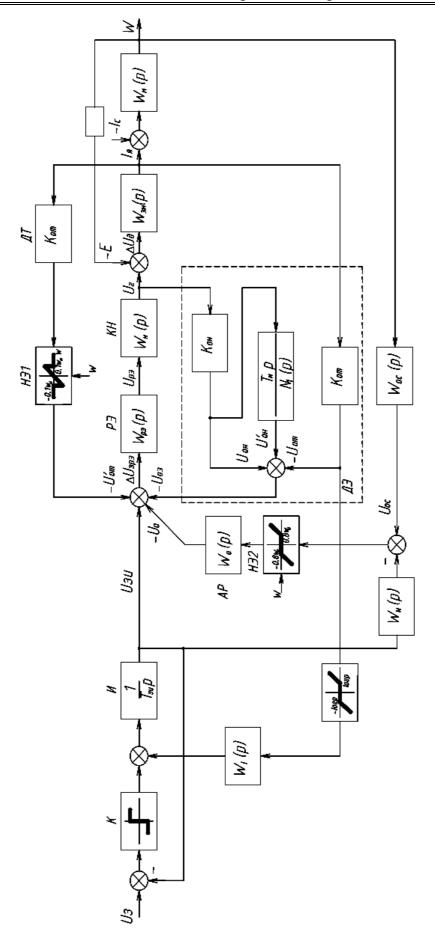


Рисунок 3 — Унифицированная структура электропривода.

7) Самоприведение в исходное положение после включения.

По сравнению с существующими аналогами можно выделить следующие достоинства ЦУАЭ:

Облегчается наладка системы, так как все необходимые настройки осуществляются с помощью отдельно программно подключаемого настроечного модуля.

Применение программируемых элементов позволяет производить изменения параметров системы регулирования в зависимости от фазы технологического процесса и сложившейся в процессе управления ситуации.

Функционально обеспечивается возможность программного задания скорости, комбинированное управление и адаптация скорости в установившихся режимах.

Широкие возможности реализации систем с переменной структурой любой сложности, что находит применение не только в электроприводе шахтных подъемных установок, но и других приводах горно-металлургического производства.

Обеспечивается плавный пуск, выбор зазоров, оптимальные режимы работы и быстродействия.

Так как система открыта, то при желании заказчика возможна её модернизация.

Реализация контроля прохождения выходных сигналов, а также организация самоконтроля, что, как правило, не реализуется в аналоговых системах управления.

Значительно улучшается качество управления, так как импульсные датчики положения и скорости имеют большую точность, чем аналоговые.

Возможность избавиться от не симметрии управляющих импульсов или довести её до предельно малого числа (0.5 эл. град.).

Возможность точной подстройки под частоту питающей сети.

Комплексное решение задачи дает возможность оптимизировать энергопотребление, минимизировать износ механического и электрического оборудования, уменьшение эксплуатационных затрат.

Путём объединения в сети нескольких подобных систем, возможно создание АСУ ТП уровня предприятия, которая сможет контролировать работу нескольких электроприводов в едином комплексе.

Следующим узлом является Программируемый аппарат задания и контроля движения (ПАЗК). Данный аппарат охватывает систему технологической автоматики, систему технологических защит, систему визуализации, также внедрен в эксплуатацию.

Программируемый аппарат задания, контроля движения и технологических защит предназначен для управления технологическим процессами. Система технологической автоматики, защит и сигнализации выделена в обобщенный модуль – систему логического управления.

Использование ПАЗК позволяет:

- **Ø** повысить безопасность, надежность и точность работы;
- **Ø** формировать оптимальную диаграмму движения и требуемые защиты с автоматической корректировкой параметров без изменения нормального режима работы;
- **Ø** заменить громоздкие и менее надежные механические и контактные аппараты управления;
- **Ø** уменьшить затраты на обслуживание;
- **Ø** точно и просто производить настройку аппарата;
- **Ø** определять причины, вызвавшие аварийную ситуацию и фиксировать в этот момент основные параметры технологического процесса;
- **Ø** путём объединения нескольких подобных систем в технологическую сеть, возможно создание АСУ ТП, позволяющей эффективно управлять электроприводами предприятия.

ПАЗК российского выполнен базе промышленного на контроллера Fastwel, предназначен ДЛЯ И управления «Подъём», технологическим процессом процессом экскавации ископаемого, управления поточно-транспортными полезного Предлагаемая система прокатными станами. системами И недостатки используемых В время устраняет настоящее аппаратов, электромеханических a также выполняет дополнительные функции, которые на используемых в данное

время аппаратах не реализуемые. ПАЗК осуществляет следующие основные функции:

- **Ø** измерение пути и индикацию местоположения рабочего органа механизма;
- **Ø** выдачу путевых импульсов для осуществления функций автоматического управления технологическим процессом;
- **Ø** реализует защитную диаграмму движения установки и выдает сигнал аварийного останова в случае её нарушения;
- **Ø** обеспечивает мониторинг состояния технологического процесса и оборудования.

В качестве универсальной элементной базы используется специализированное вычислительное устройство с программируемыми логическими интегральными схемами (ПЛИС), что реализует идею программируемой архитектуры, позволяющую использовать гибкость программного подхода и скорость жесткой логики одновременно.

Формируемые ПАЗК сигналы управления в функции пути и защиты, можно оперативно изменить заданием параметров, и легко настраиваются на конкретные характеристики установки с пульта управления оператора, который реализуется на промышленной рабочей станции. По желанию заказчика возможна автоматическая настройка на требуемые параметры технологического процесса.

Модульное устройство контроллера и структуры программ позволяют осуществить дальнейшее расширение функциональных возможностей системы - качественное улучшение и увеличение самонастройки защит, И самодиагностики. числа введение коммуникаций Используемые предусматривают средства интегрирование ПАЗК в состав автоматизированной системы процессом управления технологическим посредством вычислительной компьютерной сети.

Включение в рабочую программу ПАЗК алгоритмов управления асинхронным электроприводом, а именно: управление разгоном приводного двигателя (непосредственное управление реверсором и контакторами) и током динамического торможения в режиме спуска груза, управление рабочей сигнализацией

установки и осуществление защит и блокировок электропривода существенно расширяют возможности его применения в различных технологических процессах.

Управляющие сигналы используются ДЛЯ автоматизации процесса формирования оптимальных электромеханических характеристик электропривода, что позволяет не только оптимизировать диаграмму движения, но и создать более мягкие условия работы электрического и механического оборудования и повысить комфортность при грузолюдских перевозках.

Рассчитывается защитная скорости диаграмма корректировкой в зависимости от режима работы и уровня задания, значений которой, в течение технологического превышение процесса, регистрируется в памяти контроллера с одновременным формированием наложение команды на предохранительного тормоза. Совместно cконтролем скорости осуществление ряда защит и блокировок (зависание сосуда, обратный ход, переподъем с блокировкой движения в сторону увеличения переподъема и др.).

Действительные местоположения сосудов передаются в устройство цифрового отображения. Информация о скорости, местоположении сосудов, срабатывании защит передается в систему сигнализации и компьютерную сеть для последующей обработки (по желанию заказчика).

Использование ПАЗК позволяет:

- **Ø** повысить безопасность, надежность и точность работы;
- **Ø** формировать оптимальную диаграмму движения и требуемые защиты с автоматической корректировкой параметров без изменения нормального режима работы;
- **Ø** заменить громоздкие и менее надежные механические и контактные аппараты управления;
- **Ø** уменьшить затраты на обслуживание;
- **Ø** точно и просто производить настройку аппарата;
- **Ø** определять причины, вызвавшие аварийную ситуацию и фиксировать в этот момент основные параметры технологического процесса;
- **Ø** путём объединения нескольких подобных систем в технологическую сеть, возможно создание АСУ ТП,

позволяющей эффективно управлять электроприводами предприятия.

Система логического управления, технологических защит и мониторинга на базе ПАЗК наиболее сложная система, охватывающая всю подъемную установку. На пульт оператора, на место глубиномеров, устанавливаются промышленные ЖК-дисплеи с сенсорным экраном и промышленный компьютер вся визуализация выводится на ЖК-мониторы. Установка данной системы позволяет полностью заменить старую СТА и 3 и вывести установку на современный уровень.

И наконец, информационно-измерительная система: данный комплекс решает задачи сбора и переработки информации, синтеза новой информации и передачи по каналам связи. Как инструмент диагностики и настройки электропривода. Несколько модификаций, переносные устройства, стационарные устройства.

Основной задачей регистрирующе-диагностического устройства (РДУ) является централизованный контроль над состоянием технологического объекта, измерение и регистрация значений технологических параметров, обнаружение и регистрация их отклонений от установленных пределов, контроль срабатывания блокировок и защит.

Функции, реализуемые РДУ:

- **Ø** измерение и регистрация значений технологических параметров в виде аналоговых и дискретных сигналов;
- **Ø** обнаружение и регистрация отклонений технологических параметров от установленных пределов;
- **Ø** контроль срабатывания блокировок и защит;
- регистрация динамических и статических характеристик электромеханических систем путем измерения электрических и неэлектрических величин, характеризующих состояние объекта измерения;
- **Ø** определение мощности, потребляемой электроприводом, для оптимизации технологических процессов с целью энергосбережения;

- **Ø** запуск и останов регистрации по логическим условиям и командам, задаваемым оператором до и во время регистрации сигналов;
- **Ø** запоминание и долговременное хранение измерительной информации, упрощающее расследование аварийных ситуаций;
- **Ø** графическое отображение измерительной информации о течении всего технологического процесса, а также архивной информации в удобной для восприятия форме;
- **Ø** первичная обработка осциллограмм по заданным алгоритмам обработки сигналов;
- **Ø** получение из регистрируемых сигналов информации о: весе груза, нагрузке на двигатель, затратах энергии, времени и причинах простоя;
- **Ø** формирование сводок и других отчетных документов на основе архивной информации;
- **Ø** передача измерительной информации и отчетных документов по сети Ethernet;
- **Ø** передача требуемой информации в АСУ ТП, диспетчеру, в производственный отдел и т.д.
- **Ø** приём информации от диспетчера для реализации функций управления.

Считывание сигналов с частотой опроса до десятков килогерц, что позволяет проводить анализ гармонического состава сети, неговоря о любых переходных процесса, происходящих в электроприводе.

РДУ регистрирует аналоговые и дискретные сигналы с малыми временными интервалами в реальном масштабе времени в круглосуточном, однократном и различных режимах: В комбинации входных сигналов, поступающих системы ИЗ технологической автоматики И системы управления РДУ электроприводом. также наделено **ВОЗМОЖНОСТЯМИ** обработки последующей зарегистрированных процессов. Однократный режим работы предназначен ДЛЯ наладки экспериментов. Круглосуточный режим предназначен для сбора последующего целью анализа работы данных автоматизированного электропривода. В режиме регистрации по

комбинации входных сигналов регистрация запускается и останавливается в зависимости от значения логического выражения, переменными которого служат входные сигналы. Этот режим предназначен для регистрации нештатных ситуаций.

При возникновении нештатной или аварийной ситуации срабатывании защит), последний (например, при необходимости и любые) из зарегистрированных процессов можно использовать для анализа и выявления причин аварии. Кроме этого РДУ можно использовать для регистрации переходных процессов проведении различных специально подготовленных при экспериментов, например, при наладочных работах настройке технологического процесса на заданные характеристики.

В соответствии с ПБ 03-533-03 и указаниями Ростехнадзора России регистрируются в функции времени следующие основные параметры подъёмной установки с двигателем постоянного тока:

Аналоговые сигналы:

- 1. Скорость движения сосудов;
- 2. Ток якоря;
- 3. Напряжение якоря;
- 4. Ток обмотки возбуждения;
- 5. Напряжение обмотки возбуждения;
- 6. Напряжение питания тиристорного преобразователя.

Дискретные сигналы:

- 1. Сигнал состояния предохранительного тормоза (снят, наложен);
- 2. Сигнал конечных выключателей положения сосудов:
- 3. Сигналы датчиков точного останова ДТО;
- 4. Сигналы переподъёма;
- 5. Нахождение подъёмного сосуда в кривых (если имеются);
- 6. Сигналы состояния реле или концевых выключателей точек начала замедления сосудов;
- 7. Режимы работы машины;
- 8. Положение предохранительных решёток стволов.

Для подъёмной установки РДУ формирует отчёты за смену следующего содержания:

1. время и дата формирования отчёта;

- 2. наименование подъёмной установки и ствола;
- 3. номер и время смены;
- 4. количество груженых скипов;
- 5. суммарный вес поднятой руды;
- 6. количество циклов;
- 7. количество аварийных ситуаций;
- 8. средний вес груженого скипа;
- 9. число недогруженных скипов;
- 10. число перегруженных скипов;
- 11. среднее время цикла северного и южного скипа и общее;
- 12. время простоя и его причины: верхний бункер полон (не принимает фабрика), ВАБ был выключен, время загрузки более нормы;
- 13. превышение технологическими параметрами установленных пределов.

Кроме того по желанию заказчика возможно расширение списка регистрируемых сигналов и содержания отчёта.

РДУ также может использоваться и на других электроприводах как постоянного, так и переменного тока: экскаваторов, конвейеров, прокатных станов, и т.п.

Например, на Абаканском руднике каждую смену на компьютер поступает информация и параметры производства, кроме того в любое заданное время можно посмотреть осциллограммы в реальных масштабах и времени. По этим осциллограммам можно судить не только о качестве переходных процессов, но и проанализировать аварийную ситуацию.

Вся предлагаемая продукция сертифицирована и имеет разрешение на применение Ростехнадзора РФ. Сборка устройств производится из надежных сертифицированных компонентов известных фирм производителей.

Предлагаемая продукция может быть применена на экскаваторах любой мощности. Причем чем меньше мощность, тем проще и меньше набор модулей. На шагающих экскаваторах понадобится весь набор модулей.

Проведены совещания с КузГТУ, НГТУ и с компанией ЗАО «ЭРАСИБ» г.Новосибирск, где пришли к соглашению, что основная база по реализации проектов, модернизации и

повышению квалификации может быть основана здесь, в СибГИУ, при тесном взаимодействии 3х университетов и завода ЭРАСИБ.

Данная система зарекомендовала себя в эксплуатационных условиях, является унифицированной и может быть внедрена практически на любом приводе.

АСИНХРОННЫЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ ДВОЙНОГО ПИТАНИЯ НА БАЗЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ «ЭРАТОН-ФР»

Отченаш В.А., Панкратов В.В., Берестов В.М., Клан В.А., Котин Д.А.

ЗАО «ЭРАСИБ», г. Новосибирск

Введение. Асинхронные двигатели с фазным ротором (АДФР), статор которых питается от промышленной сети, широко используются в грузоподъемных механизмах, шахтных подъемных главных электроприводах крупных конвейеров машинах, приводах цементных **УГОЛЬНЫХ** главных разрезах, Однако цементных мельницах Т.Д. традиционные И АДФР, электроприводы c комплектуемые резистивными пускорегулирующими станциями, имеют низкий коэффициент полезного действия и требуют регулярного и дорогостоящего технического обслуживания. Потенциал АДФР с неизменными напряжения питания параметрами статора В полной раскрывается лишь в асинхронных электроприводах двойного - системах «преобразователь (АЭПДП) двигатель», в которых обмотки статора и ротора асинхронного двигателя подключены к источникам энергии, причем одна из них (в данном случае – обмотка ротора) получает питание преобразователя частоты (ГОСТ 16593-79). Согласно ГОСТ 27471-87 такое включение АДФР носит название «асинхронизированная синхронная машина» (ACM). С терминологической точки зрения АСМ является частным случаем асинхронной машины двойного питания (МДП) – машины с фазным ротором, обмотки статора и ротора которой присоединяются к одному или разным источникам переменного тока (ГОСТ 27471-87).

В докладе рассматриваются принципы построения систем АЭПДП с питанием обмотки статора от промышленной сети, не использующих внешних по отношению к преобразователю частоты электромагнитных датчиков переменных координат Приводятся механического движения. примеры реализации АЭПДП, осуществленные с участием авторов, И некоторые результаты проведенных исследований.

Особенности АЭПДП. Рабочая область АЭПДП на базе ПЧ, рассчитанного на номинальную мощность двигателя, в плоскости механических характеристик показана на рисунке 1. Для работы ЭП выше синхронной скорости в двигательном режиме и ниже – в генераторном ПЧ должен обладать возможностью не только отбирать мощность скольжения из цепи ротора, как в областях І и IV, но и напротив – передавать мощность скольжения в обмотку ротора ACM в областях II и III, т.е. обеспечивать двусторонний нагрузкой обмен энергией между питающей И Функциональная схема силовой части такого электропривода с двухуровневым ПЧ изображена на рисунке 2, где: Т – силовой согласующий трансформатор; ПЧ – преобразователь частоты; АВН активный выпрямитель напряжения; АИН автономный инвертор напряжения; УПЗ - устройство предварительного заряда; СУ – система управления; М – АДФР. Указанные направления передачи мощности соответствуют областям I и III на рисунке 1. Для реверсирования направления вращения ЭП без увеличения мощности ПЧ необходимо изменять порядок чередования фаз обмотки статора.

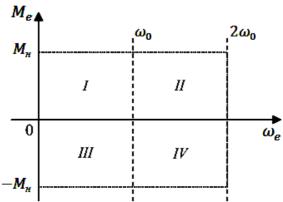


Рисунок 1 – Рабочая область АЭПДП в плоскости механических характеристик.

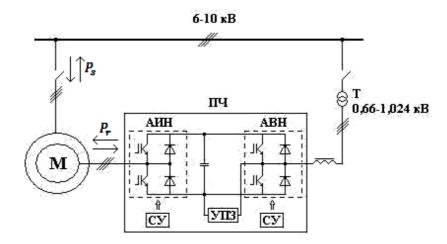


Рисунок 2 – Общая электрическая схема силовой части АЭПДП с двухуровневым ПЧ.

Так как регулирование АДФР с постоянством момента выше ограничено механической синхронной скорости прочностью сопровождается подшипниками, увеличением ротора механических потерь, и потерь в стали ротора, используется оно относительно редко и только в кратковременных или повторнократковременных режимах работы ЭП. В этой связи (и из-за необходимости коммутации цепей статора АСМ для изменения направления вращения) при модернизации электроприводов, АДФР низковольтными (c оснащенных маломощными 0,4кВ), напряжением статора как правило, применяется управление по цепям статора при закороченных выводах обмотки ротора, либо двигатель (если это возможно) заменяется на короткозамкнутый. Однако ориентация на АСМ при модернизации существующих и во вновь разрабатываемых системах ЭП средней и большой мощности позволяет отказаться от дорогостоящих преобразователей частоты (ПЧ) среднего напряжения (6 – 10 кВ) [1].

АЭПДП. управление «Бездатчиковое» векторное построение общепромышленных применениях системы управления электроприводом осложняется необходимостью отказа от датчиков на валу двигателя. В данной связи разработано и продолжает развиваться множество «бездатчиковых» (sensorless) алгоритмов управления АЭПДП. Однако абсолютное большинство «бездатчиковых» систем АЭПДП известных оперируют результатами измерений статорных переменных МДП, т.е. на

«высоковольтной» стороне машины, доступ к которой на практике весьма ограничен. Поэтому на предприятии ЗАО «ЭРАСИБ» (г. Новосибирск) принята к реализации концепция «клеммных» измерений, основанная на возможности прямого получения информации только о переменных, присутствующих во внутренней структуре и на клеммах (входных и выходных) преобразователя частоты [2, 3]. Функциональная схема разработанной системы векторного управления (СВУ) АЭПДП изображена на рисунке 3, структурная схема одного из возможных вариантов построения подсистемы идентификации такого ЭП приведена на рисунке 4.

Применяемый идентификатор основан на уравнении роторной относительно неподвижной АДФР ротора цепи Модель ротора (МЦР) вычисляет цепи координат [2, 3]. компоненты вектора потокосцеплений статора. Для определения вращения ротора используется следящий оценки частоты тригонометрический анализатор. Его работа заключается сведении к нулю проекции вектора потокосцеплений статора на вращающейся поперечную ось системы координат (d, q)посредством пропорционально-интегрального регулятора.

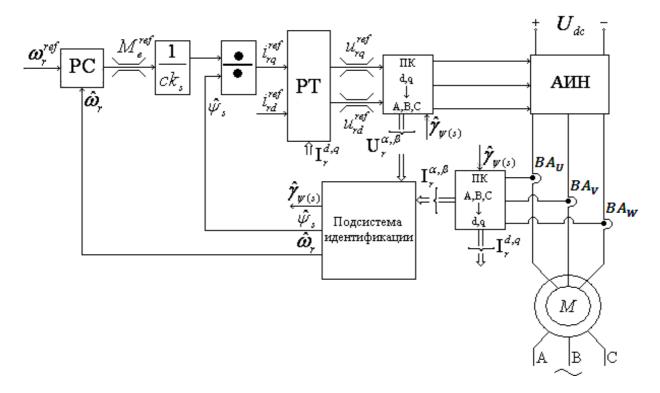


Рисунок 3 – Функциональная схема «бездатчиковой» СВУ АЭПДП

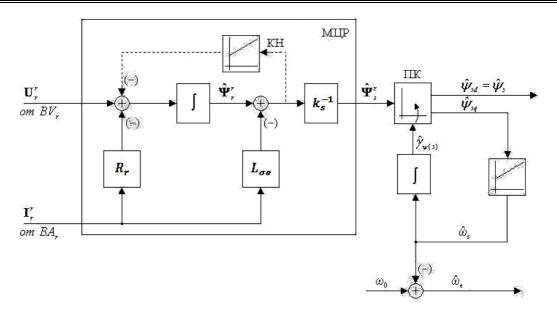


Рисунок 4 – Структурная схема подсистемы идентификации

Заметим, что модель представленного на рисунке 4 идентификатора является векторной, т.е. обрабатывает сигналы в плоской декартовой системе координат по обеим осям одновременно.

Реализация АЭПДП на базе ПЧ «ЭРАТОН-ФР». На основе описанного выше подхода на предприятии ЗАО «ЭРАСИБ» при непосредственном участии авторов настоящей работы, а также В.Ю. Волкова, А.В. Тарана и др. разработаны и изготовлены «ЭРАТОН-ФР» ПЧ «цифровые» типа ДЛЯ электроприводов вращающихся главного движения цементных печей 3AO «Белгородский цемент» (трехуровневый ПЧ, 630 кВт), «Ангарский цементный завод» (двухуровневый ПЧ, 320 кВт), для двухдвигательного ЭП клети шахтной подъемной машины ГОК (2 «Приморский» взаимосвязанных ПО управлению четырехуровневых ПЧ. 630 кВт. работающие ПО схеме выравнивания нагрузок с резервированием (рисунок 5), где ВЯ – высоковольтные ячейки) и других не менее сложных механизмов.

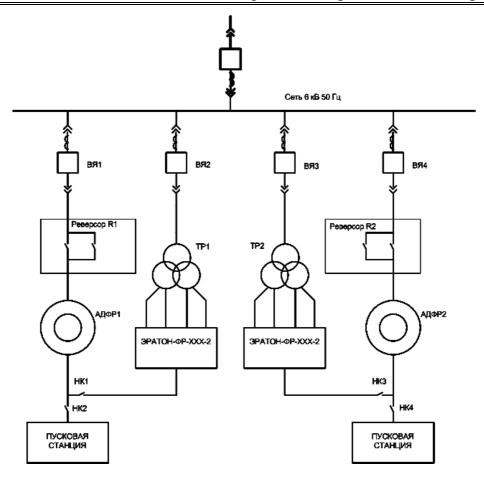


Рисунок 5 – Общая электрическая схема четырехуровневого ПЧ «ЭРАТОН-ФР-630».

Внешний вид трехуровневого ПЧ мощностью 630 кВт с открытыми дверцами шкафов изображен на рисунке 6. Кроме основных режимов регулирования частоты вращения или момента, в «ЭРАТОН-ФР» предусмотрены: разветвленная система защит и блокировок, самонастройка на параметры двигателя, режим «Маster – Slave», подхват вращающейся нагрузки «на лету», возможность подключения ротора АДФР к «штатной» резисторной пусковой станции.

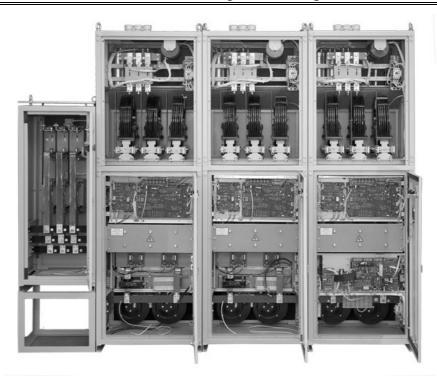


Рисунок 6 – Внешний вид трехуровневого ПЧ «ЭРАТОН-ФР-630».

Результаты проведенных испытаний позволяют рекомендовать применение ПЧ типа «ЭРАТОН-ФР» для бесконтактного плавного пуска и регулирования частоты вращения АДФР среднего напряжения (6, 10 кВ) мощностью от 320 до 630 кВт в составе электроприводов промышленных механизмов как с «вентиляторным» характером нагрузки, так и с постоянным моментом сопротивления.

Заключение. Полнодиапазонные «бездатчиковые» АЭПДП построенные трехфазной напряжения, схеме ПО асинхронизированной синхронной машины и ПЧ «ЭРАТОН-ФР», повысить службы сроки позволяют значительно элементов механического оборудования и уменьшить простои, связанные с их выходом из строя, благодаря плавному выбору люфтов, зазоров и «преднатяжению» элементов передачи программируемым c темпом в процессе запуска («линейная заводка» или S-образная характеристика), а также программной стабилизации пускового особенности обуславливают преимущества Эти момента. «ЭРАТОН-ФР» АЭПДП частности, использования И, приведенными электроприводах механизмов c большими (цементные печи, конвейеры, маховыми массами мельницы,

дробилки и т.п.) и в других механизмах с тяжелыми условиями эксплуатации, в частности – шахтных подъемных машинах.

Литература

- 1. Котин Д.А. Разработка и исследование системы векторного управления машиной двойного питания / Д.А. Котин, В.В. Панкратов // Материалы IX международной конф. «Актуальные проблемы электронного приборостроения» АПЭП-2008 (Новосибирск, 24 26 сентября 2008 г.). Новосибирск: НГТУ, 2008. Т.7. С. 95 100.
- 2. Панкратов В.В. Бездатчиковый асинхронизированный синхронный электропривод с векторным управлением / В.В. Панкратов, Д.А. Котин // Электротехника. 2009. № 12. С. 13—19.
- 3. Панкратов В.В. Принципы векторного управления и алгоритмы ориентирования по полю в асинхронизированном синхронном электроприводе / В.В. Панкратов, Д.А. Котин // Мехатроника. Автоматизация. Управление. 2010. № 4. С. 46 51.

ОПТИМАЛЬНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ТОКАМИ ТРЕХФАЗНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Макаров В.Г., Матюшин В.А.

Казанский государственный технологический университет, г. Казань

Сформулируем задачу оптимального управления асинхронным двигателем (АД), принимая традиционные для обобщенной электрической машины допущения. Основными являются допущения об отсутствии насыщения магнитной системы и потерь в стали. Предположим, что механические процессы протекают более медленно, чем электромагнитные, т.е. условимся, что имеет место квазистационарный режим протекания токов.

Уравнения баланса напряжений обобщенной электрической машины (ОЭМ) на основе АД для квазистационарного режима имеют вид:

$$\begin{cases} u_{1d} = R_{1}i_{1d} - \omega_{1}(L_{1}i_{1q} + M_{m}i_{2q}); \\ u_{1q} = R_{1}i_{1q} + \omega_{1}(L_{1}i_{1d} + M_{m}i_{2d}); \\ 0 = R_{2}i_{2d} - \omega_{2}(L_{2}i_{2q} + M_{m}i_{1q}); \\ 0 = R_{2}i_{2q} + \omega_{2}(L_{2}i_{2d} + M_{m}i_{1d}), \end{cases}$$

$$(1)$$

где $^{u_{1d}}$, $^{u_{1q}}$ — напряжения фаз обмотки статора; $^{i_{1d}}$, $^{i_{1q}}$, $^{i_{2d}}$, $^{i_{2q}}$ — токи фаз обмоток статора и ротора; R_1 , R_2 , L_1 , L_2 — активные сопротивления и индуктивности фаз обмоток статора и ротора; M_m — взаимная индуктивность; $^{\omega_1}$ — частота вращения системы координат d, q, эл. рад/c; $^{\omega_2}$ — частота скольжения, определяемая как разность частоты вращения системы координат $^{\omega_1}$ и частоты вращения ротора $^{\omega}$.

Электромагнитный момент определяется выражением:

$$M_{\circ} = p_{i} M_{m} (i_{1q} i_{2d} - i_{1d} i_{2q}) , \qquad (2)$$

где $p_{\tilde{1}}$ – число пар полюсов.

Предположим, что напряжения фаз обмотки статора не превышают допустимых значений. Следовательно, уравнения баланса напряжений фаз обмотки статора системы (1) при оптимизации можно не учитывать. Тогда система (1) принимает вид:

$$\begin{cases}
0 = R_2 i_{2d} - \omega_2 (L_2 i_{2q} + M_m i_{1q}); \\
0 = R_2 i_{2q} + \omega_2 (L_2 i_{2d} + M_m i_{1d}).
\end{cases}$$
(3)

Условимся также, что электромагнитный момент, определяемый выражением (2), равен требуемому значению:

$$M_{\circ} = p_{\ddot{1}} M_m (i_{1q} i_{2d} - i_{1d} i_{2q}) = M_{\circ}^{\circ}.$$
 (4)

Задача оптимизации решается при фиксированных значениях угловой частоты вращения ротора ω . Угловая частота вращения системы координат d, q рассчитывается вычислительным устройством по формуле:

$$\omega_1 = \omega + \omega_2 \,. \tag{5}$$

Требуется определить токи $^{i_{1d}}$, $^{i_{1q}}$, $^{i_{2d}}$, $^{i_{2q}}$, создающие требуемый электромагнитный момент $^{M_{\circ}^{0}}$ при минимальных потерях в обмотках:

$$\Delta P = R_1 \left(i_{1d}^2 + i_{1q}^2 \right) + R_2 \left(i_{2d}^2 + i_{2q}^2 \right) \Rightarrow \min_{\omega_2}.$$
 (6)

Следовательно, может быть сформулирована следующая задача оптимизации: при заданных ω и $^{M}_{\ \ y}^{\ \ 0}$ требуется найти четыре тока $-^{i_{1d}}$, $^{i_{1q}}$, $^{i_{2d}}$, $^{i_{2q}}$ и частоту скольжения $^{\omega_2}$ при четырех функциях ограничений типа равенства:

$$G_{1} = p_{\Pi} M_{m} (i_{1q} i_{2d} - i_{1d} i_{2q}) - M_{\vartheta}^{o} = 0; \qquad G_{2} = R_{2} i_{2d} - \omega_{2} (L_{2} i_{2q} + M_{m} i_{1q}) = 0; G_{3} = R_{2} i_{2q} + \omega_{2} (L_{2} i_{2d} + M_{m} i_{1d}) = 0; \qquad G_{4} = \omega_{1} - \omega - \omega_{2} = 0,$$

когда критерием оптимизации является выражение (6).

От такой постановки задачи оптимизации перейдем к постановке и решению задачи оптимального изменения угловой частоты скольжения $^{\omega_2}$ в функции угловой частоты вращения ротора $^{\omega}$ из условия минимума мощности потерь в обмотках при заданном значении электромагнитного момента $^{M_{\hat{y}}^{\circ}}$. Для решения задачи оптимизации имеем два уравнения системы (3), а также уравнения (4), (5).

Основные результаты:

1. Соотношение между величинами векторов токов и параметрами фаз обмоток статора и ротора ОЭМ на основе АД

Условимся, что вектор тока статора направлен по оси d OЭM:

$$i_{1d} = I_{1m}$$
 : $i_{1q} = 0$

Тогда из системы (3) и уравнения (2) следует:

$$\begin{cases}
0 = R_2 i_{2d} - \omega_2 L_2 i_{2q}; \\
0 = R_2 i_{2q} + \omega_2 (L_2 i_{2d} + M_m I_{1m}); \\
M_{\circ} = -p_{\circ} M_m I_{1m} i_{2q}.
\end{cases}$$
(7)

Из уравнений системы (7) следуют выражения:

$$i_{2q} = -\frac{\omega_2 M_m R_2}{R_2^2 + \omega_2^2 L_2^2} I_{1m}; \qquad i_{2d} = -\frac{\omega_2^2 L_2 M_m}{R_2^2 + \omega_2^2 L_2^2} I_{1m}.$$
 (8)

Тогда величина вектора тока ротора ОЭМ определяется выражением:

$$I_{2m} = \sqrt{i_{2d}^2 + i_{2q}^2} = \frac{\omega_2 M_m}{\sqrt{R_2^2 + \omega_2^2 L_2^2}} I_{1m}. \tag{9}$$

Выражение мощности потерь в обмотках будет иметь вид: $\Delta P = R_1 \Big(i_{1d}^2 + i_{1q}^2 \Big) + R_2 \Big(i_{2d}^2 + i_{2q}^2 \Big) = R_1 I_{1m}^2 + R_2 I_{2m}^2$

С учетом (9) запишем выражение для мощности потерь в виде

$$\Delta P = R_1 I_{1m}^2 + R_2 \frac{\omega_2^2 M_m^2}{R_2^2 + \omega_2^2 L_2^2} I_{1m}^2.$$
 (10)

Выражение электромагнитного момента системы (7) с учетом (8) принимает вид:

$$M_{\circ} = \frac{p_{\circ} M_m^2 I_{1m}^2 R_2 \omega_2}{R_2^2 + \omega_2^2 L_2^2}.$$
 (11)

Анализ выражений (10), (11) показывает, что мощность потерь и электромагнитный момент зависят от угловой частоты скольжения ω_2 .

Выбирая в качестве критерия оптимизации удельную мощность потерь, можем записать:

$$\frac{\Delta P}{M_{\circ}} = \frac{R_1 R_2^2 + R_1 \omega_2^2 L_2^2 + R_2 \omega_2^2 M_m^2}{\omega_2} \Rightarrow \min_{\omega_2}.$$
 (12)

Приравняв производную от (12) нулю, получаем выражение оптимальной частоты скольжения:

$$\omega_2^{\rm o} = \sqrt{\frac{R_1 R_2^2}{R_1 L_2^2 + R_2 M_m^2}} \,. \tag{13}$$

Анализ выражения (13) показывает, что оптимальная частота скольжения не зависит от требуемого момента и от частоты вращения ω , т.е. постоянна. Очевидно, что в этом случае токи i_{1d} ,

 $^{i_{1q}}$, $^{i_{2d}}$, $^{i_{2q}}$ при изменении частоты вращения будут оставаться постоянными.

Таким образом, при заданных ω и $M_{\dot{y}}^{0}$ могут быть определены частота скольжения ω_{2} , частота вращения магнитного поля ω_{1} и токи i_{1d} , i_{1q} , i_{2d} , i_{2q} . Кроме того, на основании первых двух уравнений системы (1) могут быть определены напряжения фаз обмотки статора u_{1d} , u_{1q} .

При заданном значении электромагнитного момента M_{\circ}° на основании (11) можем определить величину вектора тока I_{1m} :

$$I_{1m} = \sqrt{\frac{R_2^2 + (\omega_2^{\circ})^2 L_2^2}{p_1 M_m^2 R_2 (\omega_2^{\circ})^2} M_{\dot{y}}^{\circ}}$$

Подставив (13) в (9), получим следующее соотношение между величинами векторов токов и сопротивлениями фаз обмоток статора и ротора обобщенной электрической машины на основе АД

$$\frac{I_{1m}}{I_{2m}} = \sqrt{\frac{R_2}{R_1} + 2\frac{L_2^2}{M_m^2}} {14}$$

В (14) фигурируют величины векторов токов обмоток статора и ротора обобщенной электрической машины, для которых можем записать:

$$I_{1m} = \frac{2}{3}\sqrt{i_{1d}^2 + i_{1q}^2} \qquad I_{2m} = \frac{2}{3}\sqrt{i_{2d}^2 + i_{2q}^2}$$

2. Результаты численного решения задачи оптимизации:

Выше показано, что критерием оптимизации является минимум удельной мощности потерь. Однако важной энергетической характеристикой является коэффициент полезного действия (КПД), который можем определить по формуле:

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + \Delta P}.$$

Мощность на валу P_2 определяем без учета механических потерь:

$$P_2 = \frac{\omega M_{\circ}}{p_{\ddot{1}}}$$

С использованием рассмотренного математического описания произведено решение задачи оптимизации мощности потерь в обмотках обобщенной машины на базе асинхронного двигателя АИР80А6У2 в зависимости от частоты скольжения. Решение задачи оптимизации производилось методом квадратической интерполяции при условии, что требуемый электромагнитный момент равен номинальному. Результаты решения задачи оптимизации приводятся на рисунке 1 и рисунке 2.

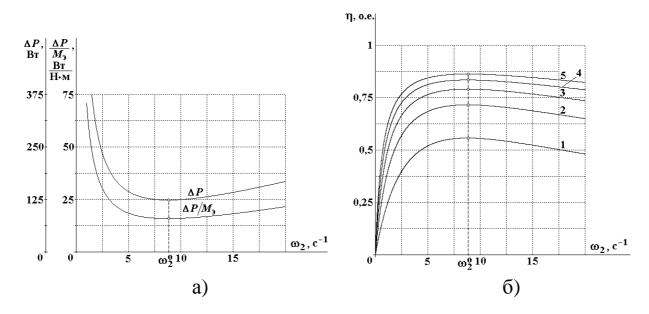


Рисунок 1 – Зависимости мощности потерь в обмотках, удельной мощности потерь в обмотках и КПД от частоты скольжения.

На рисунке 1, а приведена зависимость мощности потерь в обмотках от частоты скольжения, а также зависимость удельной мощности потерь в обмотках от частоты скольжения. На рис. 1, б приводятся зависимости КПД от частоты скольжения, которые отмечены цифрами от 1 до 5 и получены при фиксированных значениях угловой частоты вращения ротора $^{\omega}$ от 60 эл. рад/с до 300 эл. рад/с с шагом 60 эл. рад/с. Отметим, что зависимости на

рис. 1 получены при требуемом электромагнитном моменте, равном номинальному значению.

Из рис. 1, а видно, что мощность потерь в обмотках и удельная мощность потерь от частоты вращения ротора не зависят, поскольку при различных фиксированных значениях ω получаем одни и те же кривые. Минимум указанных зависимостей наблюдается при оптимальной частоте скольжения ω_2^0 , равной 8,785 эл. рад/с. Анализ зависимостей на рис. 1, б показывает, что с увеличением частоты вращения ротора наблюдается увеличение КПД и при любых значениях ω максимум КПД наблюдается при оптимальной частоте скольжения ω_2^0 , равной 8,785 эл. рад/с.

Таблица1 — Результаты решения задачи оптимизации

таолицат тезультаты решения зада и оптимизация					
Обозначения величин	Значения величин и параметров				
и параметров,					
единицы измерения					
Значения требуемого					
электромагнитного	0,25	0,5	0,75	1	1,25
момента в долях					
от номинального M_{H}					
$\sqrt{\frac{R_2}{R_1} + 2\frac{L_2^2}{M_m^2}}$, o.e.	1,683				
I_{1m} , A	1,118	1,580	1,936	2,235	2,499
I_{2m} , A	0,664	0,939	1,150	1,328	1,485
$\frac{I_{1m}}{I_{2m}}$, o.e.	1,683	1,683	1,683	1,683	1,683

В процессе решения задачи оптимизации проводился анализ Результаты выполнения выражения (14).решения задачи оптимизации, приведенные В таблице, подтверждают, что (14)любых соотношение выполняется при значениях электромагнитного момента.

Данные таблицы показывают, что при задании оптимальной частоты скольжения минимум потерь в обмотках для требуемых значений электромагнитного момента может быть достигнут при выполнении соотношения (14).

УПРАВЛЯЕМОСТЬ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Макаров В.Г.

Казанский государственный технологический университет, г. Казань

Под полной управляемостью понимается свойство, состоящее в возможности перевода объекта управления из произвольного начального состояния в конечное состояние за заданное время [1].

При линейном описании асинхронного электропривода с объектом управления и отсутствии ограничений на управление и фазовые координаты, т.е. на напряжения, токи и электромагнитный момент, начальное и конечное состояния могут быть выбраны сколь угодно большими (управляемость в целом). В реальном электроприводе нелинейности асинхронном имеются ограничения на управление, связанные с ограничениями на токи, напряжения и выделяемую мощность. Поэтому при выбранном управления начальная И конечная точки времени принадлежат некоторому ограниченному множеству и ОНЖОМ управляемости говорить ≪B большом». Наконец, ОНЖОМ выделить малую окрестность начала координат фазового пространства, в которой асинхронный электропривод описывается линейно, а время управления взять достаточно большим, чтобы управление не выходило на ограничение. Здесь можно решать вопрос об управляемости «в малом».

Рассмотрим асинхронный двигатель (АД), описываемый системой дифференциальных уравнений обобщенной электрической машины:

$$\begin{cases} u_{1d} = R_{1}i_{1d} + L_{1}\frac{di_{1d}}{dt} + M_{m}\frac{di_{2d}}{dt} - \omega_{1}(L_{1}i_{1q} + M_{m}i_{2q}); \\ u_{1q} = R_{1}i_{1q} + L_{1}\frac{di_{1q}}{dt} + M_{m}\frac{di_{2q}}{dt} + \omega_{1}(L_{1}i_{1d} + M_{m}i_{2d}); \\ 0 = R_{2}i_{2d} + L_{2}\frac{di_{2d}}{dt} + M_{m}\frac{di_{1d}}{dt} - \omega_{2}(L_{2}i_{2q} + M_{m}i_{1q}); \\ 0 = R_{2}i_{2q} + L_{2}\frac{di_{2q}}{dt} + M_{m}\frac{di_{1q}}{dt} + \omega_{2}(L_{2}i_{2d} + M_{m}i_{1d}); \\ M_{\circ} = p_{1}M_{m}(i_{1q}i_{2d} - i_{1d}i_{2q}); \\ J_{\Sigma}\frac{d\omega}{dt} = p_{1}(M_{\circ} - M_{\circ}) \\ \frac{d\alpha}{dt} = \omega, \end{cases}$$

$$(1)$$

где $^{u_{1d}}$, $^{u_{1q}}$ — напряжения фаз обмотки статора; $^{i_{1d}}$, $^{i_{1q}}$, $^{i_{2d}}$, $^{i_{2q}}$ — токи фаз обмоток статора и ротора; R_1 , R_2 , L_1 , L_2 — активные сопротивления и индуктивности фаз обмоток статора и ротора; M_m — взаимная индуктивность; $^{\omega_1}$ — частота вращения системы координат d, q, эл. рад/c; $^{\omega_2}$ — частота скольжения, определяемая как разность частоты вращения системы координат $^{\omega_1}$ и частоты вращения ротора $^{\omega}$; $^{M_{\circ}}$ — электромагнитный момент; $^{p_{\circ}}$ — число пар полюсов; $^{J_{\Sigma}}$ — суммарный момент инерции; M_c — статический момент; $^{\alpha}$ — угол поворота ротора.

Проведем анализ управляемости АД, рассматривая первое — шестое уравнения системы (1). Выполним традиционные для систем векторного управления преобразования уравнений АД [2] и условимся, что вектор потокосцепления ротора направлен по оси d:

$$\Psi_{2d} = \Psi_2 : \qquad \qquad \Psi_{2q} = 0$$

Получим следующую систему уравнений АД:

$$\begin{cases} \frac{di_{1d}}{dt} = -\frac{R_{\circ}}{L_{\circ}} i_{1d} + \omega_{1} i_{1q} + \frac{R_{2} M_{m}}{L_{2}^{2}} \Psi_{2d} + \frac{u_{1d}}{L_{\circ}}; \\ \frac{di_{1q}}{dt} = -\omega_{1} i_{1d} - \frac{R_{\circ}}{L_{\circ}} i_{1q} - \omega \frac{M_{m}}{L_{\circ} L_{2}} \Psi_{2d} + \frac{u_{1q}}{L_{\circ}}; \\ \frac{d\Psi_{2d}}{dt} = \frac{M_{m} i_{1d} - \Psi_{2d}}{T_{2}}; \\ M_{\circ} = p_{\circ} \frac{M_{m}}{L_{2}} i_{1q} \Psi_{2d}; \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{p_{\circ}}{J_{\Sigma}} (M_{\circ} - M_{\circ}), \end{cases}$$

$$(2)$$

где T_2 — электромагнитная постоянная времени цепи ротора. В (2) используются обозначения:

$$R_{\circ} = R_1 + \frac{M_m^2}{L_2^2} R_2$$

$$L_{\circ} = L_1 - \frac{M_m^2}{L_2}$$

и получено равенство:

$$\omega_2 = \frac{R_2 M_m i_{1q}}{L_2 \Psi_{2d}}$$

позволяющее записать выражение угловой частоты магнитного поля статора в виде:

$$\omega_1 = \omega + \frac{R_2 M_m i_{1q}}{L_2 \Psi_{2d}}$$

Запишем уравнения системы (2) в отклонениях от базовых значений. При этом полагаем, что статический момент $^{M_{\, {\scriptscriptstyle C}}}$ равен нулю, тогда:

$$\begin{cases} \frac{d\delta i_{1d}}{dt} = -\frac{R_{\dot{y}}}{L_{\dot{y}}} \delta i_{1d} + \left(\omega_{\hat{1}} + \frac{2R_{2}M_{m}i_{1q\hat{1}}}{L_{2}\Psi_{2d\hat{1}}}\right) \delta i_{1q} + \\ + \left(\frac{R_{2}M_{m}}{L_{2}^{2}L_{\dot{y}}} + \frac{R_{2}M_{m}i_{1q\hat{1}}^{2}}{L_{2}\Psi_{2d\hat{1}}^{2}}\right) \delta \Psi_{2d} + i_{1q\hat{1}} \delta \omega + \frac{\delta u_{1d}}{L_{\dot{y}}}; \\ \frac{d\delta i_{1q}}{dt} = -\left(\omega_{\hat{1}} + \frac{R_{2}M_{m}i_{1q\hat{1}}}{L_{2}\Psi_{2d\hat{1}}}\right) \delta i_{1d} - \left(\frac{R_{2}M_{m}i_{1d\hat{1}}}{L_{2}\Psi_{2d\hat{1}}} + \frac{R_{\dot{y}}}{L_{\dot{y}}}\right) \delta i_{1q} - \\ -\left(\frac{R_{2}M_{m}i_{1d\hat{1}}i_{1q\hat{1}}}{L_{2}\Psi_{2d\hat{1}}} + \frac{M_{m}\omega_{\hat{1}}}{L_{\dot{y}}L_{2}}\right) \delta \Psi_{2d} - \left(i_{1d\hat{1}} + \frac{M_{m}}{L_{\dot{y}}L_{2}}\Psi_{2d\hat{1}}\right) \delta \omega + \frac{\delta u_{1q}}{L_{\dot{y}}}; \\ \frac{d\delta \Psi_{2d}}{dt} = \frac{R_{2}M_{m}}{L_{2}}i_{1do} + \frac{R_{2}M_{m}}{L_{2}}\delta i_{1d} - \frac{R_{2}}{L_{2}}\Psi_{2do} - \frac{R_{2}}{L_{2}}\delta \Psi_{2d}; \\ \frac{d\delta \omega}{dt} = \frac{p_{\hat{1}}M_{m}\Psi_{2do}}{J_{\Sigma}L_{2}}\delta i_{1q} + \frac{p_{\hat{1}}M_{m}i_{1qo}}{J_{\Sigma}L_{2}}\delta \Psi_{2d} + \frac{p_{\hat{1}}M_{m}i_{1qo}\Psi_{2do}}{J_{\Sigma}L_{2}}, \end{cases}$$

где индексом \circ обозначены базовые значения величин; буквой δ обозначены отклонения величин от базовых значений.

На основании (3) можем записать вектор переменных состояния [x], матрицу системы [A], матрицу входа [B] и вектор управляющих воздействий [u]. Порядок системы (3) равен четырем, поэтому матрица управляемости будет иметь вид:

$$[M_{\circ}] = [B, AB, A^2B, A^3B],$$
 (4)

следовательно, ее размерность 4×8 .

Перемножив матрицы в (4), получим, что левая часть матрицы $M_{\dot{0}}$ размерностью $M_{\dot{0}}$ может быть преобразована к диагональной матрице, строки и столбцы которой будут линейно независимыми.

Данное обстоятельство позволяет при анализе управляемости АД правую часть матрицы $M_{6}^{M_{6}}$ уже не рассматривать. В таком случае определитель левой части матрицы управляемости:

$$|M_{\dot{o}}| = \frac{p_{\ddot{1}} R_2 M_m^2 \Psi_{2do}}{L_2^2 L_{\dot{y}}^4 J_{\Sigma}} > 0$$

Определитель матрицы управляемости отличен от нуля, а ранг матрицы M_{δ} равен порядку системы дифференциальных

уравнений (3). Следовательно, АД обладает свойством полной управляемости.

На рисунке 1 приведена структурная схема формирования величин АД, построенная в соответствии с уравнениями системы (2). Видно, что напряжение u_{1d} создает ток i_{1d} , который формирует Tok i_{1q} . потокосцепление Ψ_{2d} , a напряжение создает потокосцепления Ψ_{2d} И тока Взаимодействие создает электромагнитный момент M_{\circ} , под действием которого ротор начинает вращаться с частотой ω и имеет угол поворота α .

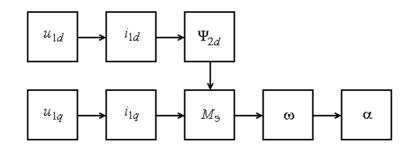


Рисунок 1 — Структурная схема формирования величин АД.

Таким образом, в канале формирования потокосцепления Ψ_{2d} имеем две инерционности, а в канале формирования тока $^{i_{1q}}$ – одну. Как было показано выше при взаимодействии $^{\Psi_{2d}}$ и $^{i_{1q}}$ создается электромагнитный момент, который вызывает вращение ротора. Видно, что в канале электромагнитный момент $^{M_{\circ}}$ – угол поворота ротора $^{\alpha}$ так же присутствуют две инерционности.

С помощью рассмотренного математического описания АД проведено компьютерное моделирование переходных процессов при скачкообразном изменении отклонений фазных напряжений δu_{1d} , δu_{1q} для двигателя АИР80А6У2. Результаты моделирования переходных процессов по управлению приведены на рисунке 2.

Законы изменения отклонений фазных напряжений статора показаны на рисунке 2 а, б. Из рисунке 2 в, г видно, что на начальном этапе законы изменения отклонений фазных токов статора имеют линейный характер, следовательно, их разложения в ряд Маклорена можем записать в виде:

$$\delta i_{1d}(t) = e_1 t + e_2 t^2 + \dots ;$$
 $\delta i_{1q}(t) = g_1 t + g_2 t^2 + \dots ,$ (5)

т.е., токи статора имеют первый порядок управляемости.

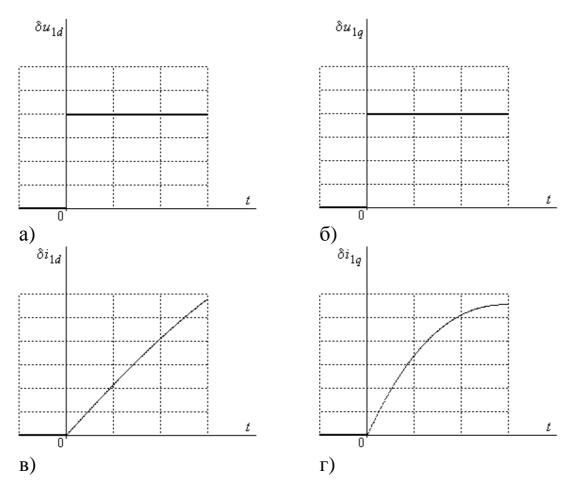
Из рисунке 5.2 д видно, что на начальном этапе отклонение потокосцепления ротора изменяется по закону квадратической параболы, следовательно, его разложение в ряд Маклорена можно представить в виде:

$$\delta\Psi_{2d}(t) = f_2 t^2 + f_3 t^3 + \dots , \qquad (6)$$

т.е., потокосцепление ротора имеет второй порядок управляемости.

На основании выражения электромагнитного момента системы (2) можем записать в отклонениях:

$$\delta M_{\circ} = p_{i} \frac{M_{m}}{L_{2}} \left(\Psi_{2d\hat{i}} \, \delta i_{1q} + i_{1q\hat{i}} \, \delta \Psi_{2d} \right). \tag{7}$$



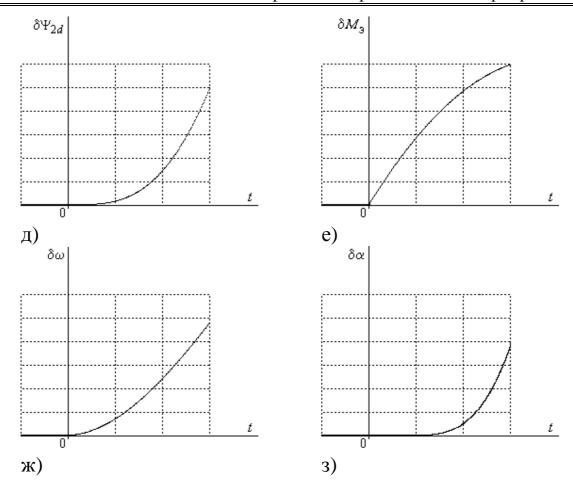


Рисунок 2.— Анализ порядка управляемости величин АД

Анализ выражений (5) – (7) показывает, что при разложении в ряд Маклорена младшая степень закона изменения отклонения равна единице, а младшая степень закона изменения тока $\delta\Psi_{2d}$ равна двум. Следовательно, отклонения потокосцепления младшая степень разложения в ряд Маклорена закона изменения отклонения электромагнитного момента согласно (7) будет равна единице. Таким образом, по электромагнитному моменту получим управляемость первого порядка. Этот вывод подтверждает кривая $\delta M_{\acute{\rm V}}(t)$ рис. на начальном e. где этапе электромагнитного момента изменяется по линейному закону. Тогда на начальном этапе можем записать разложение отклонения электромагнитного момента в ряд Маклорена в следующем виде:

$$\delta M_{\dot{\mathbf{v}}}(t) = q_1 t + q_2 t^2 + \dots$$
 (8)

Из рисунка 2 ж, з видно, что на начальном этапе законы изменения отклонений частоты вращения и угла поворота ротора имеют форму квадратической и кубической параболы соответственно, следовательно, их разложения в ряд Маклорена можем записать в виде:

$$\delta\omega(t) = r_2 t^2 + r_3 t^3 + \dots ;$$
 $\delta\alpha(t) = s_3 t^3 + s_4 t^4 + \dots ,$ (9)

т.е., частота вращения и угол поворота ротора имеют второй и третий порядок управляемости соответственно.

Проведенный качественный анализ результатов моделирования позволил установить, что разомкнутый электропривод с асинхронным двигателем по токам фаз статора $^{i_{1d}}$, $^{i_{1q}}$ и электромагнитному моменту $^{M_{\circ}}$ имеет первый порядок управляемости, по потокосцеплению ротора $^{\Psi_{2d}}$ — второй, по частоте вращения ротора $^{\omega}$ — второй, а по углу поворота ротора $^{\alpha}$ — третий.

Литература

- 1. Воронов А. А. Устойчивость, управляемость, наблюдаемость. М.: Наука, 1979. 336 с.
- 2. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием. М.: Академия, 2006. 272 с.

НАБЛЮДАЕМОСТЬ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Макаров В.Г.

Казанский государственный технологический университет, г. Казань

Под наблюдаемостью понимается свойство асинхронного электропривода, заключающееся в возможности восстановления всех фазовых координат по известному закону изменения вектора наблюдения [1].

Рассмотрим асинхронный электропривод, описываемый системой дифференциальных уравнений при постоянном значении ω_1 :

$$\begin{cases} u_{1d} = R_{1}i_{1d} + L_{1}\frac{di_{1d}}{dt} + M_{m}\frac{di_{2d}}{dt} - \omega_{1}(L_{1}i_{1q} + M_{m}i_{2q}); \\ u_{1q} = R_{1}i_{1q} + L_{1}\frac{di_{1q}}{dt} + M_{m}\frac{di_{2q}}{dt} + \omega_{1}(L_{1}i_{1d} + M_{m}i_{2d}); \\ 0 = R_{2}i_{2d} + L_{2}\frac{di_{2d}}{dt} + M_{m}\frac{di_{1d}}{dt} - \omega_{2}(L_{2}i_{2q} + M_{m}i_{1q}); \\ 0 = R_{2}i_{2q} + L_{2}\frac{di_{2q}}{dt} + M_{m}\frac{di_{1q}}{dt} + \omega_{2}(L_{2}i_{2d} + M_{m}i_{1d}); \\ M_{\circ} = p_{\circ} M_{m}(i_{1q}i_{2d} - i_{1d}i_{2q}) \\ J_{\Sigma}\frac{d\omega}{dt} = p_{\circ} (M_{\circ} - M_{c}), \end{cases}$$

$$(1)$$

где $^{u_{1d}}$, $^{u_{1q}}$ — напряжения фаз обмотки статора; $^{i_{1d}}$, $^{i_{1q}}$, $^{i_{2d}}$, $^{i_{2q}}$ — токи фаз обмоток статора и ротора; R_1 , R_2 , L_1 , L_2 — активные сопротивления и индуктивности фаз обмоток статора и ротора; M_m — взаимная индуктивность; $^{\omega_1}$ — частота вращения системы координат d, q, эл. рад/c; $^{\omega_2}$ — частота скольжения, определяемая как разность частоты вращения системы координат $^{\omega_1}$ и частоты вращения ротора $^{\omega}$; $^{M_{\circ}}$ — электромагнитный момент; $^{p_{\circ}}$ — число пар полюсов; $^{J_{\Sigma}}$ — суммарный момент инерции; M_c — статический момент.

Необходимо наблюдать токи короткозамкнутого ротора, которые не подлежат непосредственному измерению.

Выразим производную $\frac{dt_{2d}}{dt}$ из первого уравнения системы (1)

и подставим в третье, аналогично выразим производную $\frac{dt^2q}{dt}$ из второго уравнения и подставим в четвертое. Учитывая, что

$$\omega = \omega_1 - \omega_2$$
,

получим систему вида:

$$\begin{cases}
R_{2}i_{2d} + \omega L_{2}i_{2q} = \left(\frac{L_{1}L_{2}}{M_{m}} - M_{m}\right) \frac{di_{1d}}{dt} - \frac{L_{2}}{M_{m}} u_{1d} + \frac{R_{1}L_{2}}{M_{m}} i_{1d} + \left(\omega_{2}M_{m} - \omega_{1}\frac{L_{1}L_{2}}{M_{m}}\right)_{1q}; \\
R_{2}i_{2q} - \omega L_{2}i_{2d} = \left(\frac{L_{1}L_{2}}{M_{m}} - M_{m}\right) \frac{di_{1q}}{dt} - \frac{L_{2}}{M_{m}} u_{1q} + \frac{R_{1}L_{2}}{M_{m}} i_{1q} + \left(\omega_{1}\frac{L_{1}L_{2}}{M_{m}} - \omega_{2}M_{m}\right)_{1d}.
\end{cases} (2)$$

На основании (2) запишем матрицу коэффициентов при искомых токах ротора i_{2d} , i_{2q} и ее определитель:

мых токах ротора
$$2u$$
, u ее определите $[D] = \begin{bmatrix} R_2 & \omega L_2 \\ -\omega L_2 & R_2 \end{bmatrix}$; $|D| = R_2^2 + \omega^2 L_2^2 > 0$.

Следовательно, система (2) имеет ненулевое решение.

Введем обозначения:

$$\begin{split} d_{11} &= R_2 \; ; \qquad d_{12} = \omega L_2 \; ; \qquad d_{21} = -\omega L_2 \; ; \qquad d_{22} = R_2 \; ; \\ e_1 &= \left(\frac{L_1 L_2}{M_m} - M_m\right) \frac{di_{1d}}{dt} - \frac{L_2}{M_m} u_{1d} + \frac{R_1 L_2}{M_m} i_{1d} + \left(\omega_2 M_m - \omega_1 \frac{L_1 L_2}{M_m}\right) i_{1q} \; ; \\ e_2 &= \left(\frac{L_1 L_2}{M_m} - M_m\right) \frac{di_{1q}}{dt} - \frac{L_2}{M_m} u_{1q} + \frac{R_1 L_2}{M_m} i_{1q} + \left(\omega_1 \frac{L_1 L_2}{M_m} - \omega_2 M_m\right) i_{1d} \end{split}$$

с помощью которых запишем систему (2) в более компактном виде:

$$\begin{cases}
d_{11}i_{2d} + d_{12}i_{2q} = e_1; \\
d_{21}i_{2d} + d_{22}i_{2q} = e_2.
\end{cases}$$
(3)

Выполнив некоторые преобразования, введем обозначения:

$$a = R_{2} \left(\frac{L_{1}L_{2}}{M_{m}} - M_{m} \right); \quad b = \omega L_{2} \left(\frac{L_{1}L_{2}}{M_{m}} - M_{m} \right);$$

$$c = \frac{R_{1}R_{2}L_{2}}{M_{m}} + \omega L_{2} \left(\omega_{2}M_{m} - \omega_{1} \frac{L_{1}L_{2}}{M_{m}} \right);$$

$$f = \frac{\omega R_{1}L_{2}^{2}}{M_{m}} + R_{2} \left(\omega_{1} \frac{L_{1}L_{2}}{M_{m}} - \omega_{2}M_{m} \right);$$

$$g = \frac{-L_{2}R_{2}}{M_{m}}; \quad h = -\frac{\omega L_{2}^{2}}{M_{m}};$$

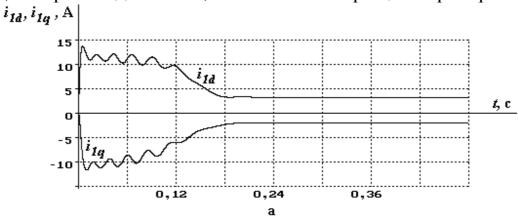
Таким образом, на основании системы (3) с учетом введенных обозначений можем записать для токов ротора следующие выражения:

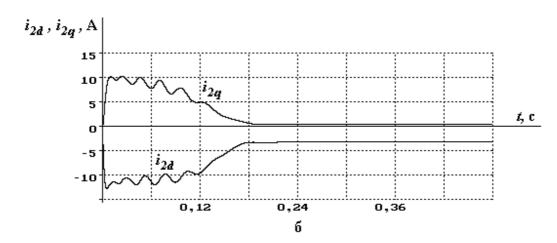
$$i_{2d} = \frac{a\frac{di_{1d}}{dt} - b\frac{di_{1q}}{dt} + ci_{1d} - fi_{1q} + gu_{1d} - hu_{1q}}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2};$$
(4)

$$i_{2q} = \frac{b\frac{di_{1d}}{dt} + a\frac{di_{1q}}{dt} + fi_{1d} + ci_{1q} + hu_{1d} + gu_{1q}}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2}.$$
 (5)

Очевидно, что при наличии информации о параметрах схемы замещения фазы АД и частоте вращения ротора ω можем

наблюдать токи короткозамкнутого ротора на основании информации о напряжениях фаз статора u_{1d} , u_{1q} , токах фаз статора i_{1d} , i_{1q} , их производных $\frac{di_{1d}}{dt}$, $\frac{di_{1q}}{dt}$ и частоте вращения ротора ω .





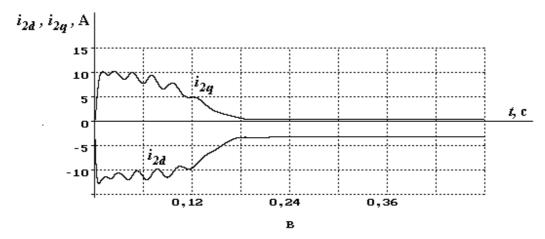


Рисунок 1. Наблюдаемость токов короткозамкнутого ротора АД: а – токи фаз статора; б – токи фаз ротора; в – наблюдаемые токи фаз ротора.

Результаты моделирования в виде кривых фазных токов статора и ротора показаны на рисунке 1 а, б. Кривые фазных токов ротора, расчет которых производился с помощью выражений (4), (5) показаны на рисунке 1 в.

Сравнивая кривые фазных токов ротора на рисунке 1 б и рисунке 1 в, видим, что выражения (4), (5) позволяют наблюдать токи короткозамкнутого ротора с высокой точностью.

Таким образом, компьютерное моделирование подтверждает, что при наличии информации о параметрах схемы замещения фазы АД и частоте вращения ротора ω можем с высокой точностью наблюдать токи короткозамкнутого ротора на основании информации о напряжениях u_{1d} , u_{1q} и токах i_{1d} , i_{1q} фаз статора, полученной путем непосредственного измерения этих величин.

Предлагаемая методика наблюдения токов короткозамкнутого ротора может быть реализована с помощью микропроцессорной техники с соответствующей фильтрацией сигналов производных фазных токов статора.

Литература

1. Воронов А.А. Устойчивость, управляемость, наблюдаемость. – М.: Наука, 1979. – 336 с.

ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Макаров В.Г.

Казанский государственный технологический университет, г. Казань

Под чувствительностью понимается свойство асинхронного электропривода изменять процессы при изменении первичных параметров [1, 2]. Центральное место здесь занимают функции чувствительности, представляющие собой частные производные от величин или процессов по параметрам или по функциям отклонений.

Рассмотрим асинхронный электропривод при условии, что статический момент $^{M_{\rm c}}$ равен нулю:

$$\begin{cases} ku_{1d}^{\tilde{a}\tilde{o}} = T \frac{du_{1d}}{dt} + u_{1d} - \omega_{1}Tu_{1q}; \\ ku_{1q}^{\tilde{a}\tilde{o}} = T \frac{du_{1q}}{dt} + u_{1q} + \omega_{1}Tu_{1d}; \\ u_{1d} = R_{\dot{y}}i_{1d} + L_{\dot{y}} \frac{di_{1d}}{dt} - \frac{R_{2}M_{m}}{L_{2}^{2}} \Psi_{2d} - \omega_{1}L_{\dot{y}}i_{1q}; \\ u_{1q} = R_{\dot{y}}i_{1q} + L_{\dot{y}} \frac{di_{1q}}{dt} - \omega_{2} \frac{M_{m}}{L_{2}} \Psi_{2d} + \omega_{1} \left(L_{\dot{y}}i_{1d} + \frac{M_{m}}{L_{2}} \Psi_{2d} \right); \\ \frac{L_{2}}{R_{2}} \frac{d\Psi_{2d}}{dt} + \Psi_{2d} = M_{m}i_{1d}; \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{p_{1}^{2}M_{m}}{J_{\Sigma}L_{2}} \Psi_{2d}i_{1q}; \\ \omega_{2} = \frac{R_{2}M_{m}i_{1q}}{L_{2}\Psi_{2d}}; \\ \omega_{1} = \omega + \omega_{2}. \end{cases}$$

$$(1)$$

где k , T — коэффициент усиления и постоянная времени силового полупроводникового преобразователя; $^{u_{1d}^{\hat{a}\hat{o}}}$, $^{u_{1q}^{\hat{a}\hat{o}}}$ — напряжения управления, поступающие на входы фаз силовых полупроводниковых преобразователей; $^{u_{1d}}$, $^{u_{1q}}$ — напряжения фаз обмотки статора; $^{i_{1d}}$, $^{i_{1q}}$, $^{i_{2d}}$, $^{i_{2q}}$ — токи фаз обмоток статора и ротора; $^{\Psi_{2d}}$ — потокосцепление по оси фазы d ротора; R_2 , L_2 — активное сопротивление и индуктивность фазы обмотки ротора; M_m — взаимная индуктивность; $^{\omega_1}$ — частота вращения системы координат $^{\omega_1}$ и уастоты вращения ротора $^{\omega}$; $^{p_{\overline{1}}}$ — число пар полюсов; $^{J_{\Sigma}}$ — суммарный момент инерции.

Для параметров $R_{\dot{y}}$, $L_{\dot{y}}$ справедливы выражения:

$$R_{\circ} = R_1 + \frac{M_m^2}{L_2^2} R_2$$
; $L_{\circ} = L_1 - \frac{M_m^2}{L_2}$.

где $^{R_{\rm l}},~^{L_{\rm l}}$ – активное сопротивление и индуктивность фазы статора.

Предположим, что $u_{1d}^{\hat{a}\tilde{o}}$, $u_{1q}^{\hat{a}\tilde{o}}$ изменяются при $t\geq 0$ по известным законам $u_{1do}^{\hat{a}\tilde{o}}(t)$, $u_{1q\hat{i}}^{\hat{a}\tilde{o}}(t)$ и при фиксированных начальных условиях

$$\begin{aligned} u_{1d}\left(0\right) &= u_{1d}^{o}\;; & u_{1q}\left(0\right) &= u_{1q}^{o}\;; & i_{1d}\left(0\right) &= i_{1d}^{o}\;; \\ i_{1q}\left(0\right) &= i_{1q}^{o}\;; & \Psi_{2d}\left(0\right) &= \Psi_{2d}^{o}\;; & \omega(0) &= \omega^{o} \end{aligned}$$

имеем базовое решение системы (1)

$$\begin{array}{lll} u_{1d} = u_{1d\mathrm{o}}(t) \; ; & u_{1q} = u_{1q\mathrm{o}}(t) \; ; & i_{1d} = i_{1d\mathrm{o}}(t) \; ; & i_{1q} = i_{1q\mathrm{o}}(t) \; ; \\ \Psi_{2d}(0) = \Psi_{2d\mathrm{o}} \; ; & \omega = \omega_{\mathrm{o}}(t) \; ; & \omega_{1} = \omega_{1\mathrm{o}}(t) \; ; & \omega_{2} = \omega_{2\mathrm{o}}(t) \\ \end{array}$$

Найдем системы уравнений относительно функций чувствительности v_{1dn} , v_{1qn} , j_{1dn} , j_{1qn} , p_{2dn} , w_n , w_{1n} , w_{2n} , т.е. частных производных от u_{1d} , u_{1q} , i_{1d} , i_{1q} , Ψ_{2d} , ω , ω_1 , ω_2 по параметрам k, T, R_1 , R_2 , R_2 , R_2 , R_3 , R_4 , R_5 , R_6 , R_6 , R_6 , R_7 , R_8 , R_8 , R_9 ,

$$F_{1}(\cdot) = T \frac{dv_{1dn}}{dt} + v_{1dn} - T(\omega_{1o}v_{1qn} + u_{1qo}w_{1n}),$$

$$F_{2}(\cdot) = T \frac{dv_{1qn}}{dt} + v_{1qn} + T(\omega_{1o}v_{1dn} + u_{1do}w_{1n}),$$

$$F_{3}(\cdot) = -v_{1dn} + R_{\dot{y}}j_{1dn} + L_{\dot{y}}\frac{dj_{1dn}}{dt} - \frac{R_{2}M_{m}}{L_{2}^{2}}p_{2dn} - L_{\dot{y}}(\omega_{1o}j_{1qn} + i_{1qo}w_{1n}),$$

$$F_{4}(\cdot) = -v_{1qn} + R_{\dot{y}}j_{1qn} + L_{\dot{y}}\frac{dj_{1qn}}{dt} - \frac{M_{m}}{L_{2}}(\omega_{2o}p_{2dn} + \Psi_{2do}w_{2n}) +$$

$$+ L_{\dot{y}}(\omega_{1o}j_{1dn} + i_{1do}w_{1n}) + \frac{M_{m}}{L_{2}}(w_{1o}p_{2dn} + \Psi_{2do}w_{1n}),$$

$$F_{5}(\cdot) = -\frac{L_{2}}{R_{2}}\frac{dp_{2dn}}{dt} - p_{2dn} + M_{m}j_{1dn};$$

$$F_{6}(\cdot) = -\frac{dw_{n}}{dt} + \frac{p_{1}^{2}M_{m}}{J_{\Sigma}L_{2}}(i_{1qo}p_{2dn} + \Psi_{2do}j_{1qn}),$$

$$F_{7}(\cdot) = -w_{2n} + \frac{R_{2}M_{m}}{L_{2}}\left(\frac{i_{1qo}p_{2dn} - j_{1qn}\Psi_{2do}}{\Psi_{2do}^{2}}\right)$$

$$F_{8}(\cdot) = -w_{1n} + w_{n} + w_{2n},$$

где v_1dn , v_1qn — функции чувствительности по напряжениям фаз статора u_1d и u_1q ; j_1dn , j_1qn — функции чувствительности по токам фаз статора i_1d и i_1q ; w_n , $^{w_{1n}}$, $^{w_{2n}}$ — функции чувствительности по частотам $^{\omega}$, $^{\omega_1}$ и $^{\omega_2}$; p_2dn — функция чувствительности по потокосцеплению ротора $^{\Psi_{2d}}$.

Функции чувствительности v_{1dn} , v_{1qn} , j_{1dn} , j_{1qn} , w_n , w_{1n} , w_{2n} , p_{2dn} представляют собой производные от u_{1d} , u_{1q} , i_{1d} , i_{1q} , ω , ω , ω , ω , ω , Ψ_{2d} по параметрам k, T, R_1 , L_1 , R_2 , L_2 , M_m , J_Σ при $n=1,\ldots,8$.

При нулевых начальных условиях система уравнений (2) имеет нулевое решение:

$$F_1(\cdot) = 0$$
; $F_2(\cdot) = 0$; $F_3(\cdot) = 0$ $F_4(\cdot) = 0$; $F_5(\cdot) = 0$; $F_6(\cdot) = 0$; $F_7(\cdot) = 0$; $F_8(\cdot) = 0$.

Рассмотрим случай вариации коэффициента k . Дифференцируя уравнения системы (1) по k , получим:

$$\begin{cases} F_{1}(\cdot) = u_{1d}^{\hat{a}\tilde{o}}(t); \\ F_{2}(\cdot) = u_{1q}^{\hat{a}\tilde{o}}(t); \\ F_{3}(\cdot) = 0; \dots; F_{8}(\cdot) = 0; \\ n = 1. \end{cases}$$
(3)

При вариации постоянной времени T из уравнений системы (1) с учетом системы (2) следует:

$$\begin{cases} F_{1}(\cdot) = -\frac{du_{1do}}{dt} + \omega_{1o}u_{1qo} = \frac{1}{T_{1}} \left(u_{1do}(t) - k_{1} u_{1d}^{\hat{a}\tilde{o}}(t) \right), \\ F_{2}(\cdot) = -\frac{du_{1qo}}{dt} - \omega_{1o}u_{1do} = \frac{1}{T_{1}} \left(u_{1qo}(t) - k_{1} u_{1q}^{\hat{a}\tilde{o}}(t) \right), \\ F_{3}(\cdot) = 0; \dots ; F_{8}(\cdot) = 0; \\ n = 2. \end{cases}$$

$$(4)$$

При вариации активного сопротивления R_1 запишем:

$$\begin{cases} F_{1}(\cdot) = 0; & F_{2}(\cdot) = 0; \\ F_{3}(\cdot) = -i_{1do}(t); \\ F_{4}(\cdot) = -i_{1qo}(t); \\ F_{5}(\cdot) = 0; & \dots ; F_{8}(\cdot) = 0; \\ n = 3. \end{cases}$$
(5)

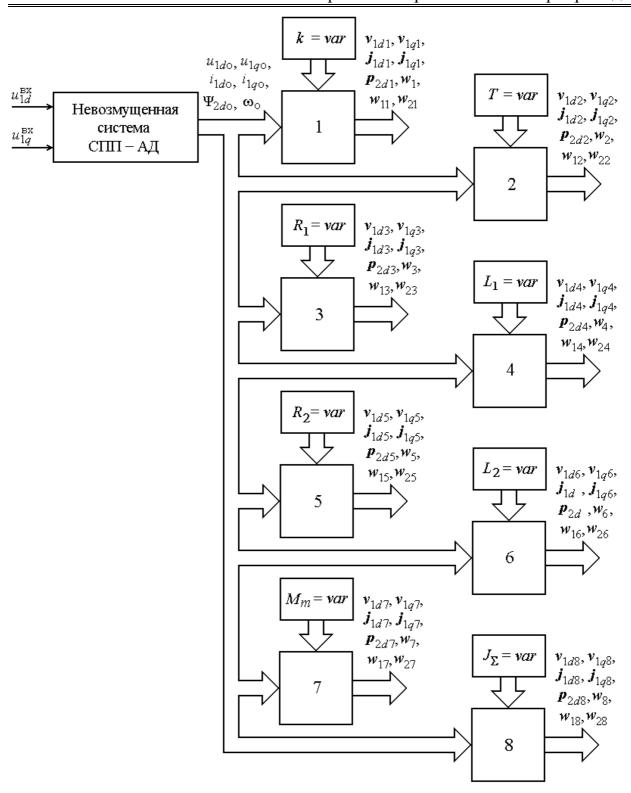


Рисунок 1 — Структурная схема устройства генерации функций чувствительности разомкнутого асинхронного электропривода.

При вариации индуктивности L_1 получим:

$$\begin{cases} F_{1}(\cdot) = 0; & F_{2}(\cdot) = 0; \\ F_{3}(\cdot) = \omega_{1o}i_{1qo} - \frac{di_{1do}}{dt}; \\ F_{4}(\cdot) = \omega_{1o}i_{1do} - \frac{di_{1qo}}{dt}; \\ F_{5}(\cdot) = 0; & \dots ; F_{8}(\cdot) = 0; \\ n = 4. \end{cases}$$
(6)

При вариации R_2 можем записать:

$$\begin{cases} F_{1}(\cdot) = 0; F_{2}(\cdot) = 0; \\ F_{3}(\cdot) = \frac{M_{m}}{L_{2}^{2}} \Psi_{2do}(t) - \frac{M_{m}^{2}}{L_{2}^{2}} i_{1do}; \\ F_{4}(\cdot) = -\frac{M_{m}^{2}}{L_{2}^{2}} i_{1qo}; \\ F_{5}(\cdot) = -\frac{L_{2}}{R_{2}^{2}} \frac{d\Psi_{2do}}{dt}; \\ F_{6}(\cdot) = 0; \\ F_{7}(\cdot) = \frac{M_{m}}{L_{2}^{2}} \left(\frac{i_{1qo}(t) p_{2d} - j_{1q} \Psi_{2do}(t)}{\Psi_{2do}^{2}(t)} \right) \\ F_{8}(\cdot) = 0; \\ n = 5. \end{cases}$$

$$(7)$$

При вариации L_2 получим:

$$\begin{split} F_{1}(\cdot) &= 0; \\ F_{2}(\cdot) &= 0; \\ F_{3}(\cdot) &= \frac{R_{2}M_{m}^{2}}{L_{2}^{4}} i_{1do}(t) + \frac{M_{m}^{2}}{L_{2}^{2}} \frac{di_{1do}}{dt} + \frac{R_{2}M_{m}}{L_{2}^{4}} \Psi_{2do}(t) - \frac{M_{m}^{2}}{L_{2}^{2}} \left(\omega_{1o}(t)j_{1q} + w_{1}i_{1qo}\right) \\ F_{4}(\cdot) &= \frac{R_{2}M_{m}^{2}}{L_{2}^{4}} i_{1qo}(t) + \frac{M_{m}^{2}}{L_{2}^{2}} \frac{di_{1qo}}{dt} - \frac{M_{m}}{L_{2}^{2}} \left(\omega_{2o}(t)p_{2d} + w_{2}\Psi_{2do}(t)\right) + \\ &+ \frac{M_{m}}{L_{2}^{2}} \left(M_{m} \left(\omega_{1o}(t)j_{1d} + w_{1}i_{1do}(t)\right) - \omega_{1o}(t)p_{2d} - w_{1}\Psi_{2do}(t)\right); \\ F_{5}(\cdot) &= -\frac{1}{R_{2}} \frac{d\Psi_{2do}}{dt}; \\ F_{6}(\cdot) &= -\frac{p_{1}^{2}M_{m}}{J_{\Sigma}L_{2}^{2}} \left(\Psi_{2do}(t)j_{1q} - p_{2d}i_{1qo}(t)\right); \\ F_{7}(\cdot) &= -\frac{R_{2}M_{m}}{L_{2}^{2}} \left(\frac{i_{1qo}(t)p_{2d} - j_{1q}\Psi_{2do}(t)}{\Psi_{2do}^{2}(t)}\right) \\ F_{8}(\cdot) &= 0; \\ n &= 6. \end{split}$$

Варьируя параметр M_m , получаем:

$$\begin{split} F_{1}(\cdot) &= 0 \; ; F_{2}(\cdot) = 0; \\ F_{3}(\cdot) &= -\frac{2M_{m}}{L_{2}^{2}} R_{2} i_{1do}(t) + \frac{2M_{m}}{L_{2}} \frac{di_{1do}}{dt} + \frac{R_{2}}{L_{2}^{2}} \Psi_{2do}(t) - \frac{2M_{m}}{L_{2}} \left(\omega_{1o}(t) j_{1qo} + w_{1} i_{1} \right) \\ F_{4}(\cdot) &= -\frac{2M_{m}}{L_{2}^{2}} R_{2} i_{1qo}(t) + \frac{2M_{m}}{L_{2}} \frac{di_{1qo}}{dt} + \frac{1}{L_{2}} \left(\omega_{2o}(t) p_{2d} + w_{2} \Psi_{2do}(t) \right) - \\ &- \frac{1}{L_{2}} \left(2\omega_{1o}(t) M_{m} j_{1do} + 2w_{1} M_{m} i_{1do}(t) - \omega_{1o}(t) p_{2d} - w_{1} \Psi_{2do}(t) \right); \\ F_{5}(\cdot) &= -i_{1do}(t) \; ; \\ F_{5}(\cdot) &= -i_{1do}(t) \; ; \\ F_{6}(\cdot) &= -\frac{p_{1}^{2}}{J_{\Sigma} L_{2}} \left(\Psi_{2do}(t) j_{1q} + p_{2d} i_{1qo}(t) \right); \\ F_{7}(\cdot) &= \frac{R_{2}}{L_{2}} \left(\frac{i_{1qo}(t) p_{2d} - j_{1q} \Psi_{2do}(t)}{\Psi_{2do}^{2}(t)} \right) \\ F_{8}(\cdot) &= 0; \\ n &= 7. \end{split}$$

При вариации J_{Σ} можем записать:

$$\begin{cases} F_{1}(\cdot) = 0; & \dots F_{5}(\cdot) = 0; \\ F_{6}(\cdot) = -\frac{p_{1}^{2} M_{m}}{J_{\Sigma}^{2} L_{2}} \left(i_{1qo}(t) p_{2d} + j_{1q} \Psi_{2do}(t) \right); \\ F_{7}(\cdot) = 0; F_{8}(\cdot) = 0; \\ n = 8. \end{cases}$$
(10)

На основании математического описания (3) — (10) разработана структурная схема устройства генерации функций чувствительности разомкнутого асинхронного электропривода, приведенная на рисунке 1.

Таким образом, проведенный анализ математического описания системы СПП — АД позволил записать выражения функций чувствительности разомкнутого асинхронного электропривода и разработать для него структурную схему устройства генерации функций чувствительности.

Литература

- 1. Розенвассер Е. Н., Юсупов Р. М. Чувствительность систем управления. М.: Наука, 1981. 464 с.
- 2. Томович Р., Вукобратович М. Общая теория чувствительности. М.: Советское радио, 1972. 240 с.

МЕХАТРОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ — КЛЮЧ К ПОВЫШЕНИЮ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЭКСКАВАТОРА

Сатанова Г.К.

Экибастузский политехнический колледж, г. Экибастуз

Существенное повышение производительности, безотказности, надежности и экологичности экскаваторов горного производства достигается созданием системы управления на основе новой, интенсивно развивающейся науки — мехатроники. Термин состоит из двух частей: «меха», от слова механика, и «троника», от слова электроника и введён японцем Тецуро Мориа (Tetsuro Moria), старшим инженером компании Yaskawa Electric, в 1969 году.

Мехатроника — область науки и техники, охватывающая создание, исследование и эксплуатацию машин и систем с компьютерным управлением движением, И базирующаяся на электропривода, области механики, электроники, микропроцессорной техники, информатики и компьютерного управления движением машин и агрегатов. Мехатроника изучает синергетическое объединение **УЗЛОВ** точной механики электронными, электротехническими И компьютерными проектирования компонентами целью производства cИ качественно новых модулей, машин, систем и комплексов машин с интеллектуальным управлением функциональными движениями. Синергетический характер интеграции компонентов в мехатронной системе обеспечивает ей новые свойства в плане реализации качественного управляемого движения [1, 2]. Синергетическая интеграция - это не просто соединение отдельных частей в систему помощью интерфейсных блоков, построение a приводного модуля через конструктивное объединение и даже взаимопроникновение элементов, которые имеют, как правило, различную физическую природу.

На рисунке 1 приведена функциональная схема мехатронного комплекса взаимодействующих систем управления электроприводов современного экскаватора, основными подсистемами которого являются:

- 1. Электропитающая система;
- 2. Интеллектуальная микроконтроллерная система согласованного взаимосвязанного управления электроприводами;
 - 3. Интеллектуальная информационно-измерительная система;
- 4. Компьютерная система оперативной диагностики приводов главного движения;
 - 5. Контроль сопротивления изоляции электрооборудования;
 - 6. Эффективный человеко-машинный интерфейс;
 - 7. Виброзащитное кресло-пульт.

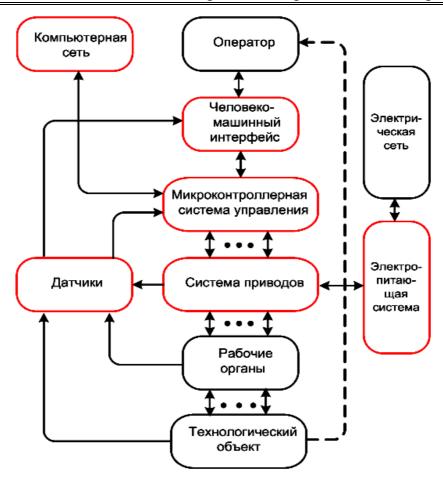


Рисунок 1 – Функциональная схема мехатронного комплекса экскаватора.

- 1. Электропитающая система обеспечивает:
- минимизацию количества потребляемой электроэнергии для работы
 - минимальное воздействие на питающую сеть;
- удовлетворительную работу при ухудшении качества электроэнергии;
 - надежную защиту при аварийных режимах;
- минимальные потери энергии при выполнении технологического процесса.
- 2. Интеллектуальная микроконтроллерная система согласованного взаимосвязанногно управления электроприводами обеспечивает:
- формирование статических и динамических характеристик, необходимых для рационального выполнения технологического процесса;

- формирование управлений, обеспечивающих работу электрических машин при режимах, близких к оптимальным;
 - обеспечение работы при допустимых перегрузках;
 - организация взаимодействия в многомашинных системах.
 - новые алгоритмы управления;
 - унификация управляющих блоков;
 - программная настройка коэффициентов;
 - диагностика;
 - непрерывный контроль сопротивления изоляции;
 - компьютер согласованного управления и диагностики;
- на рисунках 2 и 3 в качестве примера приведены развернутые функциональные схемы системы Г-Д и ТП-Д согласованного управления механизмами экскаватора.

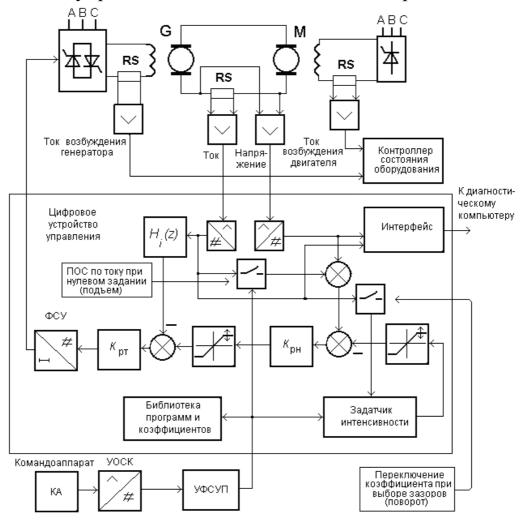


Рисунок 2 - Функциональная схема система Г-Д.

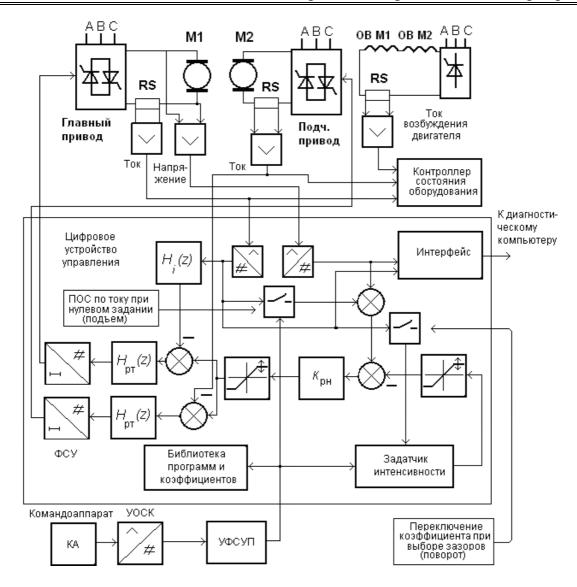


Рисунок 3 — Функциональная схема систем ТП-Д поворота и подачи

- 3. Интеллектуальная информационно-измерительная система:
- а. Локальный уровень:
- комплексная диагностика состояния оборудования;
- контроль качества электроэнергии;
- контроль сопротивления изоляции;
- монитор оператора;
- компьютерная диагностика и настройка приводов;
- защита и предупреждение аварий.
- б. Уровень АСУ экскаватора:
- измерение расхода электроэнергии;
- измерение массы, отгруженной в транспорт;

- передача информации в управляющую ЭВМ.
- с. Уровень АСУ предприятием:
- автоматизированное управление группой горных машин с использованием беспроводных каналов связи.
- 4. Компьютерная система оперативной диагностики приводов:
- автоматически выполняет диагностику основных элементов электропривода главного привода, поворота, напора
- 5. Контроль сопротивления изоляции электрооборудования осуществляется с помощью микроконтроллерных устройств типа «Аргус», эффективные в цепях как переменного, так и постоянного тока. При этом обеспечивается электробезопасность оборудования в полном соответствии с требованиями действующих стандартов и технических условий;
 - 7. Эффективный человеко-машинный интерфейс;
 - 8. Виброзащитное кресло-пульт.

На примере экскаватора ЭКГ-20А проведены исследования мехатронной системы управления, результаты которых подтверждают высокие качественные показатели комплекса электроприводов, достигнутые с помощью предложенной системы управления. Осциллограммы напряжения и токов двигателей различных приводов экскаватора приведены на рисунках 4...7.

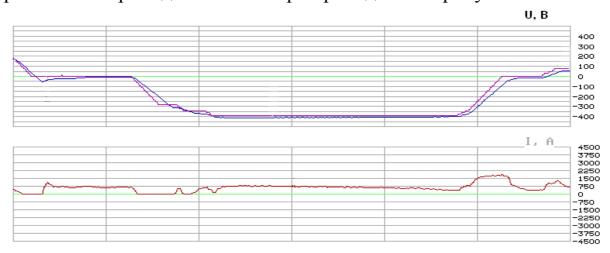


Рисунок 4, а — Электропривод подъема.

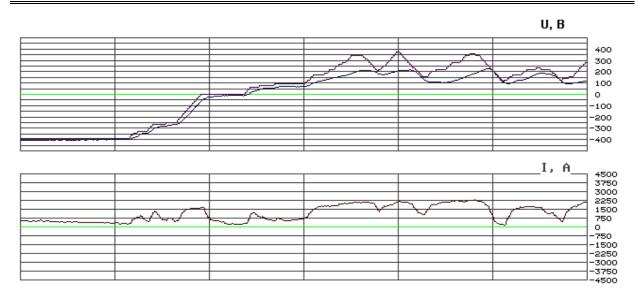


Рисунок 4, б — Электропривод подъема.

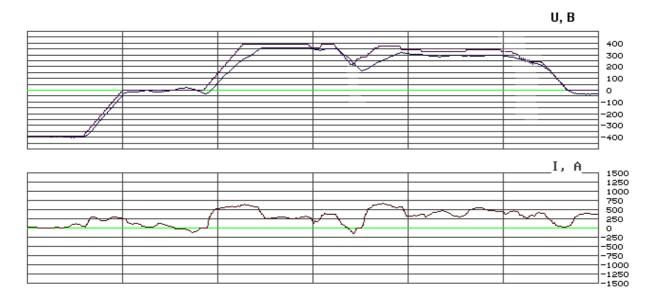


Рисунок 5, а — Электропривод напора.

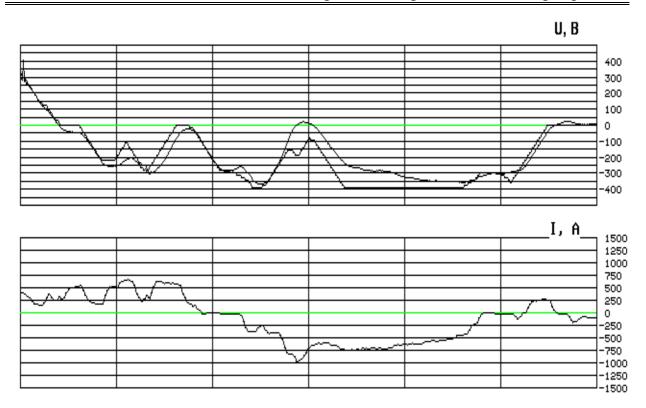


Рисунок 5,б — Электропривод напора.

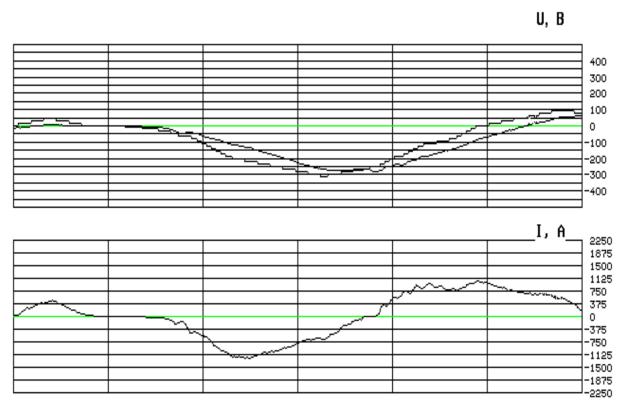


Рисунок 6, а — Электропривод поворота.

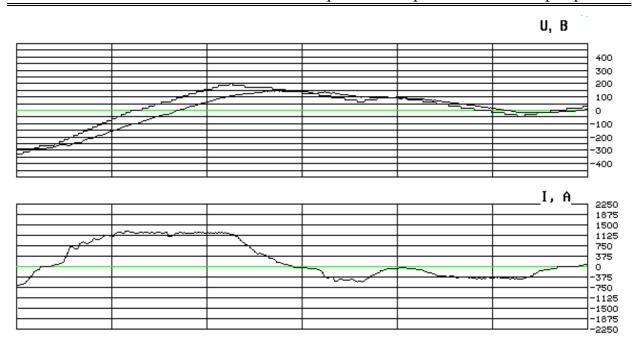


Рисунок 6, б - Электропривод поворота.

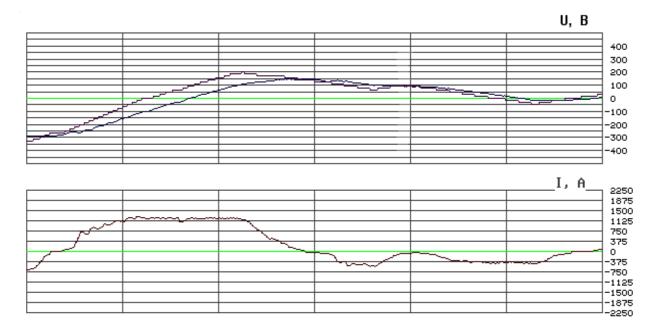


Рисунок 7 - Электропривод хода.

Следует отметить также основные задачи, решение которых намечено на ближайшую перспективу:

- 1. Совершенствование технических средств энергообеспечения экскаватора:
- новое высоковольтное оборудование повышенной надежности;

- быстродействующие фильтро-компенсирующие устройства.
- 2. Внедрение перспективных электромеханических преобразователей и систем приводов:
 - электроприводы ТП-Д;
 - асинхронный частотно-регулируемый электропривод;
 - электропривод с вентильно-индукторными двигателями.

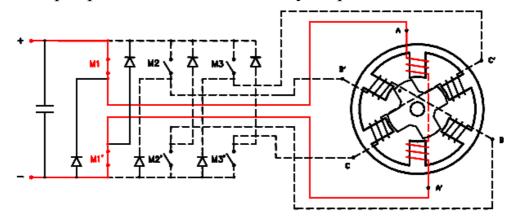


Рисунок 8 – Электропривод с вентильно-идукторным двигателем.

- 3. Разработка и внедрение новых диагностических систем:
- диагностика механической подсистемы;
- диагностика электромеханических преобразователей;
- контроль электроэнергетических процессов;
- контроль за действиями машиниста, предупреждение ошибочных действий.
 - 4. Разработка новых информационных систем управления:
- сбор, обработка и передача данных о процессах функционирования экскаватора;
 - телеуправление.

Таким образом, поставлена и решена задача создания мехатронной системы сбора данных, обработки информации и управления механизмами экскаватора с использованием элементов организующего синергетического подхода.

Литература

1. http://www.studfiles.ru/dir/cat41/subj1246/file11280/view1109 36.html / [Электронный ресурс], Основы мехатроники, 2010. 3 с.

2. Подураев Ю.В. основы мехатроники [Текст] / Ю.В. Подураев. Учебное пособие // М.: Издательство «Станкин», 2000. – 104 с.

ЭНЕРГООПТИМАЛЬНОЕ ГРАДИЕНТНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

Семыкина И. Ю.

Кузбасский государственный технический университет, г. Кемерово

Ни технологический процесс ОДИН В современном производстве не может функционировать без использования электроприводов в качестве исполнительных механизмов автоматизации технологических операций. При ЭТОМ сам электропривод также выступает в роли объекта управления к которому предъявляются все более жесткие требования как к качеству управление механическими координатами рабочих машин при их движении, так И К режиму функционирования, в первую очередь к количеству потребляемой электроэнергии уровню потерь. \mathbf{C} ЭТИХ И целесообразно сформулировать задачу управления образом, чтобы электроприводом таким одновременно регулированием механических координат осуществлялось функционирование в энергооптимальном режиме.

Для того чтобы обеспечить качественное управление механическими координатами электропривода необходимо иметь возможность свободно воздействовать на величину электромагнитного момента M, развиваемого двигателем, исходя из чего, основной технологической целью управления является критерий

$$DM = M - M^* = 0,$$
 (1)

где M^* – заданное значение электромагнитного момента.

В настоящее время управление электромагнитным моментом электропривода, как самостоятельная задача, имеет большое количество вариантов решения, поскольку существуют

электроприводы различными типами электромеханических преобразователей энергии, a также множество подходов, применяемых управлению электроприводами, К однако практически все существующие варианты одновременно требуют M также регулированием величины осуществлять регулирование магнитного состояния двигателя путем стабилизации на заданном уровне амплитуды вектора потокосцепления статора ψ_1 или потокосцепления ротора ψ_2 .

Поскольку в обобщенном виде двигатель электропривода имеет четыре управляющих воздействия, помимо стабилизации магнитного состояния, задавшись дополнительным критерием управления, можно добиться энергооптимального режима его работы. Учитывая общепринятые допущения, применяемые при математическом описании электрических машин [1], строгой формализации простыми средствами могут быть подвергнуты только значения электрических потерь при функционировании электропривода. В общем виде эти потери можно записать как $i_1^2 R_1 + i_2^2 R_2$, где i_1 , i_2 — амплитуды векторов тока статора и ротора; R_1 , R_2 — активные сопротивления обмоток статора и ротора.

С точки зрения физической реализации электропривода, для любого типа электрических машин параметры и переменные величины обмотки статора более просто поддаются прямому измерению либо оценке косвенными методами. В связи с этим дополнительной целью управления, обеспечивающей стабилизацию магнитного состояния, является критерий:

$$Dy = y_1^2 - (y_1^*)^2 = y_{1u}^2 + y_{1v}^2 - (y_1^*)^2 = 0,$$
 (2)

где ψ_{1u} , ψ_{1v} — составляющие вектора потокосцепления статора в произвольно вращающейся системе координат u, v; ψ_1 * — заданное значение амплитуды вектора потокосцепления статора.

Дополнительная цель управления, обеспечивающая энергооптимальное функционирование электропривода, также должна быть выражена через параметры и переменные величины обмотки статора, следовательно, для формализации этого критерия управления необходимо записать величину электрических потерь в виде зависимости от ψ_{1u} , ψ_{1v} , а также составляющих вектора тока

статора в произвольно вращающейся системе координат i_{1u} , i_{1v} . Воспользовавшись уравнениями магнитной связи электрической машины и приняв допущение, что при работе системы управления $\psi_1 = \psi_1^*$, получим уравнение для электрических потерь:

$$\frac{\left(y_{1}^{*}\right)^{2}}{L_{12}}R_{2}+\left(i_{1u}^{2}+i_{1v}^{2}\right)\left(R_{1}+R_{2}\frac{L_{1}^{2}}{L_{12}^{2}}\right)-2\left(y_{1u}i_{1u}+y_{1v}i_{1v}\right)\frac{R_{2}L_{1}}{L_{12}^{2}},\tag{3}$$

где L_1 – индуктивность обмотки статора; L_{12} – взаимная индуктивность двигателя.

Очевидно, что первое слагаемое выражения (3) является неизменной величиной электрических потерь, вызванных необходимостью намагничивания двигателя, в то время как соотношение второго и третьего слагаемого определяет величину дополнительных электрических потерь, для минимизации которых следует применять критерий:

$$DP = \left(i_{1u}^2 + i_{1v}^2\right) \left(R_1 + R_2 \frac{L_1^2}{L_{12}^2}\right) - 2\left(y_{1u}i_{1u} + y_{1v}i_{1v}\right) \frac{R_2L_1}{L_{12}^2} = 0.$$
 (4)

Таки образом выражения (1), (2) и (4) представляют собой полный набор критериев для организации энергооптимального управления электроприводом.

Задача реализации перечисленных критериев управления с учетом сложности математического описания объекта требует использования нелинейных методов управления. Одним из них является метод скоростного градиента [2], гарантирующий изменение управляющего воздействия пропорционально градиенту скорости изменения функционала, задающего цель управления.

Применив данный метод для электропривода, двигатель которого описан математически в виде модели обобщенной электрической машины, состояние которой выражено через ψ_{1u} , ψ_{1v} , i_{1u} и i_{1v} , получим требуемый закон изменения управляющих воздействий электропривода:

$$\frac{du_{1u}}{dt} = -\tilde{A}_{1} \left[h_{1} p DM \left(i_{1v} - s L_{2} y_{1v} \right) + 2h_{2} Dy \cdot y_{1u} + \right. \\
+ 2h_{3} DP \left(i_{1u} \left(s L_{2} \left(R_{1} L_{12}^{2} + R_{2} L_{1}^{2} \right) - L_{1} R_{2} \right) - s L_{1} L_{2} R_{2} y_{1u} \right) / L_{12}^{2} \right];$$

$$\frac{du_{1v}}{dt} = -\tilde{A}_{2} \left[-h_{1} p DM \left(i_{1u} - s L_{2} y_{1u} \right) + 2h_{2} Dy \cdot y_{1v} + \right. \\
+ 2h_{3} DP \left(i_{1v} \left(s L_{2} \left(R_{1} L_{12}^{2} + R_{2} L_{1}^{2} \right) - L_{1} R_{2} \right) - s L_{1} L_{2} R_{2} y_{1v} \right) / L_{12}^{2} \right];$$

$$\frac{du_{2u}}{dt} = -\tilde{A}_{3} \left[h_{1} p s L_{12} DM \cdot y_{1v} - \right. \\
- 2h_{3} DP \left(i_{1u} \left(R_{1} L_{12}^{2} + R_{2} L_{1}^{2} \right) - L_{1} R_{1} y_{1u} \right) / L_{12}^{2} \right];$$

$$\frac{du_{2v}}{dt} = -\tilde{A}_{4} \left[-h_{1} p s L_{12} DM \cdot y_{1u} - \right. \\
- 2h_{3} DP \left(i_{1v} \left(R_{1} L_{12}^{2} + R_{2} L_{1}^{2} \right) - L_{1} R_{1} y_{1v} \right) / L_{12}^{2} \right];$$

где u_{1u} , u_{2u} , u_{2v} , — составляющие векторов напряжения, подводимого к статору и ротору соответственно, в произвольно вращающейся системе координат; Γ_1 - Γ_4 — коэффициенты усиления; h_1 - h_4 — весовые коэффициенты; p — число пар полюсов; L_2 — индуктивность обмотки ротора; σ — коэффициент рассеяния, который определяется как:

$$S = \frac{1}{L_1 L_2 + L_{12}^2}.$$

Анализируя полученный закон градиентного управления, следует обратить TO, внимание на ЧТО при его синтезе использовалась математическая модель, рассматриваемая произвольно вращающейся системе координат, однако угловая скорость системы координат в (5) отсутствует. Это позволяет сделать вывод, что полученный закон управления инвариантен выбранной системы относительно координат может изменений использоваться для организации энергооптимального градиентного управления любым типом электрических машин.

Литература

- 1. Ключев, В. И. Теория электропривода: учеб. для вузов. 3-е изд. перераб. и доп. М.: Энергоатомиздат, 2001. 704 с.
- 2. Фрадков, А. Л. Кибернетическая физика: принципы и примеры. СПб.: Наука, 2003. 208 с.

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ УРАВНЕНИЙ ДВИЖЕНИЯ ИДЕАЛИЗИРОВАННОГО МНОГОФАЗНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С КОРОТКОЗАМКНУТЫМ РОТОРОМ

Стексов А.М.

Сибирский государственный индустриальный университет, г. Новокузнецк

Редукция системы уравнений движения идеализированного асинхронного двигателя и соответствующей эквивалентной схемы дополнительные предоставляет возможности замещения Описание сложности алгоритма управления. снижению электромагнитных процессов трехфазного симметричного АД с синусоидального уравновешенным источником напряжения независимыми уравнениями одной фазы приведено в [1]. В [2,3] предлагается подход к редукции уравнений преобразованием Здесь рассматривается переменных состояния. поэтапно расширение на асинхронные п-т-фазные машины.

Уравнения электрического и механического равновесия асинхронного n-m-фазного двигателя с симметричным n-фазным статором и m-фазным гладким ротором (n, $m \ge 2$) в координатах, совпадающих с осями обмоток [4], имеют вид:

$$U_{s} = R_{s}I_{s} + L_{s}C_{ss}pI_{s} + L_{sr}((pH(\phi))I_{r} + H(\phi)pI_{r}), \qquad (1.1)$$

$$0 = R_r I_r + L_r C_{rr} p I_r + L_{sr} ((pH^+(\phi))I_s + H^+(\phi)pI_s), \qquad (1.2)$$

$$M = Jp^{2}\phi_{r} - \frac{1}{2}(I_{r}^{+}(\frac{d}{d\phi_{r}}H^{+}(\phi_{r}))I_{s} + I_{s}^{+}(\frac{d}{d\phi_{r}}H(\phi_{r}))I_{r}), \qquad (1.3)$$

где R_s и R_r -активное сопротивление обмотки статора и ротора с индуктивностями L_s и L_r , $^{L_{sr}}$ -взаимная индуктивность обмотки статора и ротора, $^{L_{sr}}$ = $^{L_{rs}}$, +-символ транспонирования.

Через C_{ss} , C_{rr} , $H(\phi_r)$ обозначены матрицы относительных индуктивностей статора, ротора, взаимных индуктивностей статора и ротора соответственно:

$$\begin{split} C_{ss,ij} &= \cos\frac{2\pi}{n}(j-i) \\ C_{rr,ij} &= \cos\frac{2\pi}{m}(j-i) \\ H(\phi_r)_{ij} &= \cos2\pi(\frac{\phi}{2\pi} + \frac{j}{m} - \frac{i}{m}), \\ i,j &= 0,1,...,m-1, \\ i &= 0,1,...,n-1, \quad j = 0,1,...,m-1, \end{split}$$

 ϕ_r -угол поворота вала.

Введем матрицы столбцы $S_s, S_r u C_s, Cr$ вида:

$$S_{s,i} = \sin \frac{2\pi}{n}i, \qquad C_{s,i} = \cos \frac{2\pi}{n}i, \qquad i = 0,1,...,n-1, \qquad (2.1)$$

$$S_{r,i} = \sin \frac{2\pi}{m}i, \qquad C_{r,i} = \cos \frac{2\pi}{m}i, \qquad j = 0,1,...,m-1. \qquad (2.2)$$

При введенных обозначениях (2.1) и (2.2) матрицы C_{ss} , C_{rr} и $H(\phi)$ могут быть записаны как

$$egin{aligned} & C_{ss} = C_s C_s^+ + S_s S_s^+ \,, \qquad C_{rr} = C_r C_r^+ + S_r S_r^+ \,, \\ & H(\phi_r) = C_{sr} \cos \phi_r + S_{sr} \sin \phi_r \,, \\ & \text{где} \\ & C_{sr} = C_s C_r^+ + S_s S_r^+ \,, \qquad S_{sr} = S_s C_r^+ - C_s S_r^+ \,. \end{aligned}$$

Отметим часто применяемое в дальнейшем свойство ортогональности столбцов S_s, C_s и S_r, C_r , а именно:

$$S_s^+ S_s = C_s^+ C_s = \frac{n}{2}, \qquad S_r^+ S_r = C_r^+ C_r = \frac{m}{2},$$

$$S_s^+ C_s = S_r^+ C_r = 0.$$

С учетом равенства

$$I_s^+(\frac{d}{d\varphi_r}H(\varphi_r))I_r = I_r^+(\frac{d}{d\varphi_r}H^+(\varphi_r))I_s$$

уравнение (1.3) принимает вид:

$$M = J \frac{d^2 \varphi_r}{dt^2} - I_s^+ (\frac{d}{d\varphi_r} H(\varphi_r)) I_r = J \frac{d^2 \varphi_r}{dt^2} - I_r^+ (\frac{d}{d\varphi_r} H^+(\varphi_r)) I_s.$$
 (3)

Приведем уравнения (1.1-1.2) и (3) к системе с постоянными коэффициентами преобразованием токов ротора:

$$\overline{I_r} = H(\phi_r)I_r. \tag{4}$$

Обратное преобразование нетрудно определяется из прямого, и для класса уравновешенных токов имеет вид:

$$I_r = \frac{4}{nm} H^+(\phi_r) \overline{I_r}.$$
 (5)

Подстановкой выражения для тока ротора (5) в (1.1-1.2) и (4) с последующим умножением левой и правой части уравнения (1.2) на матрицу $H(\phi)$ получим приведенную к стационарой систему:

$$U_{s} = R_{s}I_{s} + L_{s}C_{ss}\frac{dI_{s}}{dt} + L_{rs}\frac{d\overline{I_{r}}}{dt},$$

$$0 = \frac{2}{n}R_{r}C_{ss}\overline{I_{r}} - \frac{m}{n}\omega_{r}L_{r}S_{ss}\overline{I_{r}} + \frac{m}{n}L_{r}C_{ss}\frac{d\overline{I_{r}}}{dt} - \frac{m}{2}\omega_{r}L_{sr}S_{ss}I_{s} + \frac{m}{2}L_{sr}C_{ss}\frac{dI_{s}}{dt},$$

$$(6.1)$$

$$M = J \frac{d^2 \phi_r}{dt^2} - \frac{2}{n} I_s^+ S_{ss} \overline{I_r}, \qquad (6.3)$$

 $_{\Gamma \text{Де}} \; \omega_{r} = rac{d \phi_{r}}{dt} \, \text{-скорость вращения вала,}$

$$S_{ss} = S_s C_s - C_s S_s.$$

Системе (6.1, 6.2) соответствует гальванически разделенная схема замещения. Приведем ее к широко распространенной Тобразной гальванически связанной. В качестве общей ветви примем условную ветвь возбуждения двигателя с разностным током статорной и приведенной к ней роторной цепи. Приведение осуществим помощью дополнительного преобразования, которое запишем совместно с обратным:

$$\tilde{I}_r = -\frac{2}{n} \frac{L_r}{L_{sr}} \overline{I_r}; \qquad \overline{I_r} = -\frac{n}{2} \frac{L_{sr}}{L_r} \tilde{I}_r$$
 (7)

После подстановки второго соотношения (7) в (6.1-6.3) и выделения множителя $I_{\mu} = I_s - I_r$, интерпретируемого как ток возбуждения, имеем:

$$U_{s} = R_{s}I_{s} + (L_{s}C_{ss} - \frac{n}{2}\frac{L_{sr}^{2}}{L_{r}}E)\frac{dI_{s}}{dt} + \frac{n}{2}\frac{L_{sr}^{2}}{L_{r}}\frac{dI_{\mu}}{dt},$$
(8.1)

$$0 = -R_r \frac{L_{sr}}{L_r} C_{ss} \tilde{I}_r - \frac{m}{2} L_{sr} \omega_r S_{ss} I_{\mu} + \frac{m}{2} L_{sr} \frac{dI_{\mu}}{dt}, \qquad (8.2)$$

$$M = J \frac{d^2 \phi_r}{dt} - \frac{L_{sr}}{L_r} I_s^+ S_{ss} I_{\mu}, \qquad (8.3)$$

где Е-единичная матрица.

Вид уравнений (8.1-8.3),отражающий симметричность n-m-фазного АД, позволяет осуществить переход к скалярным переменным состояния посредством свертки:

$$x = \frac{2}{n}C_s^+F_c, \tag{9}$$

где F-произвольная вектор-функция размерности п. Отметим, что однозначное обратное преобразование, в частности, допустимо для синусоидальной вектор-функции угла F_S

$$F_{s,i}(t) = A(t)\cos(\omega_s(t)t - \frac{2\pi i}{n} - \varphi_s(t))$$

причем

$$x = A(t)\cos(\omega_s(t)t - \varphi_s(t))$$

и обратное преобразование определяется как

$$F = xC_s + xS_s. (10)$$

Применяя преобразование (9) к выходным напряжениям источника питания и переменным состояния приведенного к n-n-фазному АД с соответствующими обозначениями скалярных переменных:

$$u_s = \frac{2}{n}C_s^+U_s$$
, $i_s = \frac{2}{n}C_s^+I_s$, $i_r = \frac{2}{n}C_s^+\widetilde{I}_s$, $i_{\mu} = \frac{2}{n}C_s^+I_{\mu}$ (11)

$$\overline{i_s} = \frac{2}{n} S_s^+ I_s$$
 $\overline{i_\mu} = \frac{2}{n} S_s^+ I_\mu$

и умножая левую и правую части (8.1-8.2) на вектор-строку $\frac{2}{n}C_s^+$, имеем с с учетом (11) следующую форму системы:

$$u_{s} = R_{s}i_{s} + \frac{n}{2}(L_{s} - \frac{L_{sr}^{2}}{L_{r}})\frac{di_{s}}{dt} + \frac{n}{2}\frac{L_{sr}^{2}}{L_{r}}\frac{di_{\mu}}{dt},$$
 (12.1)

$$0 = -\frac{n}{2} R_r \frac{L_{sr}}{L_r} i_r + \frac{nm}{4} L_{sr} \omega_r i_{\mu} + \frac{m}{2} L_{sr} \frac{di_{\mu}}{dt}, \qquad (12.2)$$

$$M = J \frac{d^2 \varphi_r}{dt^2} - \frac{n^2 L_{sr}}{4L_r} (\overline{i_s} i_{\mu} - i_s \overline{i_{\mu}}). \qquad (12.3)$$

Для приведения системы (12.1-12.3) к виду, соответвующему Т-образной схеме замещения, левая и правая части уравнения (12.2) умножаются на $\frac{nL_{sr}}{mL_{r}}$. После введения обозначений

$$l_s = \frac{n}{2}(L_s - \frac{L_{sr}^2}{L_r}), \quad l_\mu = \frac{nL_{sr}^2}{L_r}, \quad r_r = \frac{n^2L_{sr}^2}{2mL_r^2}R_r, \quad k_\omega = \frac{n^2L_{sr}^2}{4L_r}$$
 (13)

уравнения принимают более удобный конечный вид:

$$u_{s} = r_{s}i_{s} + l_{s}\frac{di_{s}}{dt} + l_{\mu}\frac{di_{\mu}}{dt},$$
 (14.1)

$$0 = -r_r i_r + k_\omega \omega_r \overline{i_\mu} + l_\mu \frac{di_\mu}{dt}. \qquad (14.2)$$

Переход от исходной системы к (12.3), (14.1-14.2), возможный вследствие симметричности АД и уравновешенности источника питания, однократным преобразованием переменных состояния является результатом цепочки последовательных подстановок (4), (7), (11):

$$\begin{split} i_{r} &= \frac{4L_{r}}{n^{2}L_{sr}}C_{s}^{+}H(\phi_{r})I_{r}, \quad i_{\mu} = \frac{2}{n}C_{s}^{+}I_{s} - i_{r} = i_{s} - i_{r}, \\ \overline{i_{r}} &= \frac{4L_{r}}{n^{2}L_{sr}}S_{s}^{+}H(\phi_{r})I_{r}, \quad \overline{i_{\mu}} = \frac{2}{n}S_{s}^{+}I_{s} - \overline{i_{r}} = \overline{i_{s}} - \overline{i_{r}}. \end{split}$$

Преобразование оставшихся переменных определено в (11).

Второе слагаемое правой части (14.2) $k_{\varphi}\omega_{r}i_{\overline{\mu}}=u_{r}$,обозначенное здесь через u_{r} ,соответствует источнику напряжения, управляемому током $i_{\overline{\mu}}$ схемы замещения и интерпретируется как противоэдс ротора. Третье слагаемое $l_{\mu}\frac{di_{\mu}}{dt}=u_{\varphi}$ является напряжением ветви возбуждения и ротора.

При этом цепь ротора не содержит индуктивности.

Частный случай. Пусть напряжение статора есть синусоидальная функция угла с изменяемой во времени амплитудой $\mathbf{u}_{o}(t)$

$$U_{s,i} = u_o(t)\cos(\varphi_s - \frac{2\pi i}{n}),$$

т.е. является напряжением уравновешенного источника. Легко показать справедливость следующих выражений:

$$u_{s} = u_{o}(t)\cos\varphi_{s}, \quad \overline{i_{s}} = i_{s}(\varphi_{s} - \frac{\pi}{2}), \quad \overline{i_{r}} = i_{r}(\varphi_{r} - \frac{\pi}{2}).$$
 (15)

Последние два соотношения формально можно представить как действие оператора дифференцирования $-\frac{d}{dt}$ на токи статора и ротора

$$\overline{i_s} = -\frac{di_s}{d\phi_s}$$
, $\overline{i_r} = -\frac{di_r}{d\phi_r}$.

Кроме того следствием выражений (15) является совпадение фаз ЭДС ротора \mathbf{u}_r и напряжения цепи возбуждения \mathbf{u}_{φ} .

Обратное преобразование скалярных переменных в исходные векторные системы (1.1-1.2) однозначны и определяются также с помощью цепочки подстановок типа (10) в (7) и (5):

$$I_s = i_s(C_s + S_s),$$
 $I_r = -\frac{8}{n^2 m} \frac{L_r}{L_{sr}} H^+(\phi_r)(C_s + S_s),$ $U_s = u_s(C_s + S_s).$

Рассмотрим режим работы АД с постоянной амплитудой тока возбуждения $^{i_{\mu o}}$ с инвертором напряжения

$$i_{\mu}(t) = i_{\mu o} \sin \varphi_{\mu}$$

Напряжение, формируемое инвертором следует из соотношения (14.1)

$$u_s(t) = r_s i_s + l_s \frac{di_s}{dt} + l_{\mu} i_{\mu o} \frac{d\varphi_{\mu}}{dt} \cos \varphi_{\mu}$$

Уравнение (14.2) дает выражение для тока ротора $i_r = \frac{i_{\mu o}}{r_r} (l_\mu \frac{d\phi_\mu}{dt} - k_\omega \omega_r) \cos \phi_\mu$, подстановка которого в (12.3) позволяет получить зависимость момента двигателя от мгновенной частоты тока возбуждения $\omega_\mu(t) = \frac{d\phi_\mu}{dt}$ и скорости вращения вала $\omega_r(t)$ при постоянной амплитуде тока $i_\mu(t)$:

$$M = J \frac{d^2 \phi_r}{dt^2} - \frac{n^2 i_{\mu o}^2 L_{sr}}{4 r_r L_r} (l_{\mu} \omega_{\mu}(t) - k_{\omega} \omega_r(t))$$

При подключении двигателя к инвертору тока, формируемый им ток, как сумма токов ротора и возбуждения, имеет вид:

$$i_s = \frac{i_{\mu o}}{r_r} (l_{\mu} \omega_{\mu} - k_{\omega} \omega_r) \cos \varphi_{\mu} + i_{\mu o} \sin \varphi_{\mu}$$

Формула для момента двигателя при этом не изменяется.

Пусть в качестве управляющего инверторами сигнала выбрана амплитуда тока ротора $i_{ra}(t)$. В этом случае мгновенная частота выходного сигнала инвертора формируется исходя из условия поддержания мгновенной частоты тока возбуждения:

$$\omega_{\mu}(t) = (l_{\mu}i_{\mu o})^{-1}(r_{r}i_{ra}(t) + i_{\mu o}k_{\omega}\omega_{r}(t))$$

в соответствии с выражениями для выходного тока или напряжения.

В заключении можно отметить следующее:

- система исходных уравнений движения n-m-фазного (n,m≥2) идеализированного АД с уравновешенным источником эквивалентна системе относительно скалярных переменных состояния;
- цепь ротора схемы замещения содержит физически интерпретируемую противо-ЭДС ротора, включаемую в алгоритмы управления;
- при постоянной амплитуде тока возбуждения управляющим сигналом инвертора напряжения и тока может быть выбран ток ротора, пропорциональный электромагнитному моменту.

Литература:

- 1. Ямамура Сакае. Спирально-векторная теория машин переменного тока.//Электротехника. 1996. №6. с. 7-15.
- 2. Стексов А.М. Редуцированные уравнения движения асинхронного двигателя с фазным ротором.//Автоматизированный электропривод и промышленная электроника в металлургической и горно-топливной отраслях: Труды Третьей Всероссийской научнопрактической конференции. Новокузнецк, 2006, с. 238-244.
- 3. Стексов А.М. Формирование механических характеристик АД с фазным ротором. Там-же, с.244-249.
- 4. Уайт Д., Вудсон Г. Электромеханическое преобразование энергии. М-Л.: Энергия, 1964.-528c.

CERTINA	1
СЕКЦИЯ	

Информационные и управляющие системы, комплексы программ. Вопросы подготовки инженерных и научных кадров

ПРОБЛЕМАТИКА ВЫБОРА СПЕЦИАЛЬНОСТИ АБИТУРИЕНТАМИ ВЫСШЕГО УЧЕБНОГО ЗАВЕДЕНИЯ

Бабичева Н.Б., Ляховец М.В.

ГОУ ВПО «Сибирский государственный индустриальный университет», г. Новокузнецк

В последнее время наблюдается рост числа студентов, которые в процессе обучения разочаровываются в выбранной специальности. По данным статистических исследований, всего 41% респондентов ответили, что работают по выбранной и полученной в ВУЗе специальности до сих пор. Работали ранее по специальности, сейчас работают по другой, НО опрошенных. Никогда не работали по специальности, полученной в ВУЗе, 34% респондентов. По оценке авторов исследования, это может говорить, прежде всего, о несформировавшихся карьерных планах и целях части выпускников ВУЗов. Многие идут учиться под влиянием мнения родителей, а не исходя из собственных предпочтений [1].

Сгладить подобную ситуацию может профориентационное тестирование абитуриента на стадии выбора специальности и среднесрочного прогноза для абитуриента составление помощи прогнозной имитационной модели. Для более точного тестирования профориентационного результата желательно проводить многовариантное типирование личности, обеспечивающее получение более полных И детальных количественных характеристик в каждом из типологических базисов, чем при традиционной однозначной классификации. Для этого разработана многовариантная типологическая методика применительно к типированию интеллектуальных особенностей человека с количественным определением долевых оценок, с профориентацией по видам обеспечения, функциям и объектам деятельности [2]. Однако тестирование личности не всегда даёт адекватный результат в связи с тем, что носит субъективный характер оценки текущего состояния объекта исследования, по мнению самого респондента.

С другой стороны, имитационное моделирование позволяет описать сложные нелинейные взаимодействия в образовательном

объёмную предысторию процессе, используя достижений поступающего. С его помощью можно оценить последствия различных сценариев, смоделировать поведение абитуриента в период обучения. Таким образом, имитационная динамической модель является моделью учитывающей период обучения на 1 и 2 курсах вуза будущего рассчитывается вариантов студента, когда серия развития абитуриента. Необходимо отметить, что имитационная модель адаптивную структуру, иметь так как должна в процессе совершенствоваться уточняться И использования, подстраиваясь К постоянно изменяемым условиям функционирования.

имитационных расчетах изучаемые характеристики абитуриента, а так же процессы обучения в вузе (участие в учебном процессе, внутривузовских олимпиадах, конференциях, творческих и спортивных мероприятий за учитываемый отрезок времени) соотношений описываются В виде разностных математической модели, отражающей динамику развития этих процессов. Математическое описание модели разрабатывается на основе использования существующих математических методов в сочетании с интуитивным моделированием и реализуется в виде программы для ЭВМ, с помощью которой и проводятся серии экспериментов. Варианты сценариев расчетов формируются путем вариативного изменения значений входных показателей с учетом вероятностного подхода к факту возникновения того или иного события в жизни студента (статистическое моделирование с использованием аппарата нелинейной логики).

Таким образом, данная модель может быть использована как абитуриентом в целях ранней профессиональной диагностики и формирования траектории развития на довузовском этапе для достижения поставленных целей. А так же для руководителей вузов в целях адекватного оценивания достижений и способностей абитуриентов и адаптивного изменения учебного процесса и внеучебной работы для достижения максимального качества образования.

В дальнейшем планируется возможность долгосрочных прогнозом на срок от 5 лет. Целью долгосрочного прогнозирования

будет как прогнозная оценка достижений абитуриента на протяжении всего периода обучения в вузе и нескольких следующих лет трудовой практики.

Литература:

- 1. Жалеют ли россияне о полученном образовании? [Электронный ресурс]. Режим доступа [http://novosibirsk.hh.ru/article.xml?articleId=726] Загл. с экрана.
- 2. Фетинина Е.П. Человеческая многовариантность в познании и созидании: Монография /СибГИУ. Новокузнецк, 2001.-136 с.

ОСОБЕННОСТИ ПОДГОТОВКИ БАКАЛАВРОВ ПО ПРОФИЛЮ «ЭЛЕКТРОПРИВОД И АВТОМАТИКА»

Дружилов С.А.

Сибирский государственный индустриальный университет, г. Новокузнецк

В России с 2007 г. вступил в силу закон о двухуровневой системе высшего образования: степень бакалавра соответствует первому уровню образования, магистра – второму. В условиях соглашении, которые наша Болонского выполняет заложены англо-саксонские традиции, есть свои достоинства и недостатки [1]; теперь важно не рассуждать о них, а использовать первые и избегать – вторые. С 2010 г. введен в действие Федеральный государственный образовательный стандарт (ФГОС) высшего профессионального образования (ВПО), определяющий, в том числе, подготовку бакалавров по профилю «Электропривод и автоматика» [2], учебно-методическим объединением (УМО) вузов разработана Примерная основная образовательная программа (ПрООП) ВПО [3].

Кафедре автоматизированного СибГИУ, электропривода сорокалетний выпуска инженеровимеющей ПОЧТИ ОПЫТ электроприводчиков, предстоит отныне выпускать бакалавров, а работодателям выпускников использовать решения ДЛЯ

производственных задач. Поэтому важно осмыслить особенности их подготовки, определяемые нормативными документами.

Общепризнано, что высшее профессиональное образование должно ориентироваться на подготовку специалистов, обладающих высоким уровнем профессиональной компетентности, которая обобщенно рассматривается как характеристика качества теоретической подготовки выпускника вуза, его знаний, а также актуальных и потенциальных способностей [4].

Действовавший 2000 ранее (c г.) государственный образовательный (ΓOC) специальность стандарт включал «Электропривод и автоматика промышленных установок технологических определял квалификацию комплексов» И выпускника «инженер» и срок подготовки при очной форме обучении 5 лет. ФГОС, в состав которого, согласно ПрООП, входит и профиль «Электропривод и автоматика», определяет квалификацию (степень) выпускника «бакалавр» подготовки при очном обучении 4 года). ФГОС, в состав которого, ΠρΟΟΠ, входит профиль «Электропривод согласно И автоматика», определяет квалификацию (степень) выпускника -«бакалавр» (срок подготовки при очном обучении 4 года).

Слова «инженер», «инженерная деятельность» в ФГОС не используются. Возникает вопрос, является ли инженерной профессиональная деятельность бакалавров? Словари определяют инженера (от. лат. ingeniare – творить, создавать) как специалиста с высшим техническим образованием, создающего информации об архитектуре материального средства достижения цели или способа изготовления этого средства (продукта) и осуществляющего руководство и контроль за его изготовлением. Исключительной функцией инженера считается интеллектуальное обеспечение процесса создания и эксплуатации техники.

квалификационной характеристике выпускника государственные стандарты всегда определяют область, объекты и виды его профессиональной деятельности. Согласно ФГОС, область профессиональной деятельности бакалавров включает в себя совокупность технических средств, способов и методов производства, человеческой деятельности ДЛЯ передачи, преобразования, электрической распределения, применения

энергии, управления ее потоками, разработки и изготовления элементов, устройств и систем, реализующих эти процессы. Эта часть совпадает с обозначенной прежним ГОС областью деятельности инженеров-электриков, разве что с новым акцентом на методы разработки и изготовления.

профессиональной Объекты деятельности бакалавра направлению подготовки «Электроэнергетика и электротехника» обширны. Это связано с большим числом профилей внутри направления. В ПрООП приводится конкретизация объектов применительно к профессиональной деятельности бакалавров по «Электропривод и автоматика»: профилю a) электрические трансформаторы, электромеханические комплексы и машины, регулирование; управление системы, включая ИХ И электрические и электронные аппараты, комплексы и системы электромеханических и электронных аппаратов, автоматические устройства потоками системы управления энергии; электрический привод И автоматика механизмов технологических комплексов в различных отраслях хозяйства; г) электрического транспорта средства различные виды И обеспечения эффективного функционирования транспортных систем.

В качестве нововведения в числе объектов деятельности бакалавров указанного профиля (по сравнению с объектами труда специалистов - в старом стандарте) в ПрООП приводятся энергетические установки, электростанции и комплексы на базе нетрадиционных и возобновляемых источников энергии. Кроме того, впервые в качестве объектов для бакалавров указанного направления (всех профилей) в качестве объектов деятельности нормативно-техническая документация ΦΓΟС называется системы стандартизации, методы и средства испытаний и контроля качества изделий электротехнической промышленности, систем электрооборудования электроснабжения, электротехнологических установок и систем. Очевидно, выпускающей кафедре при формировании учебных планов следует обратить внимание на эти направления деятельности выпускников.

В ФГОС для бакалавров по направлению «Электроэнергетика и электротехника» выделяются те же виды профессиональной

деятельности, как и для инженеров: проектно-конструкторская; производственно-технологическая; организационноуправленческая; научно-исследовательская; монтажно-наладочная; сервисно-эксплуатационная. Но в ФГОС впервые определяется, что «конкретные виды профессиональной деятельности, к которым в основном готовится бакалавр, определяются высшим учебным заведением совместно с обучающимися, научно-педагогическими и объединениями работодателей» работниками ... позволяет профилирующей кафедре в качестве ориентиров в своей деятельности выбирать конкретные профессионального которым основном будут труда, К В подготавливаться выпускники. При этом кафедре необходимо учет сбалансированный склонностей обеспечить профессиональных возможностей преподавателей и учебной базы, а также потребностей работодателей региона. В ПрООП для бакалавров, подготавливаемых по профилю «Электропривод и автоматика», приводится расшифровка основных видов и задач профессиональной деятельности. Это тоже, по сути, ориентиры для создания образовательных программ, формирования содержания и оформления НИРС, курсовых проектов, выпускной квалификационной работы.

Проектно-конструкторская деятельность бакалавров указанного профиля включает: а) технологического процесса для проектирования электроприводов (ЭП) и их компонентов; б) поиск и систематизацию технико-экономических показателей существующих технических решений, их предварительный анализ; в) эскизное проектирование отдельных узлов низковольтных комплектных устройств (НКУ) и ЭП в соответствии с техническим заданием с использованием стандартных методов.

Научно-исследовательская деятельность бакалавров включает: а) разработку и анализ простых моделей ЭП и технологий, ими обслуживаемых; б) эскизное проектирование экспериментальных установок для исследования ЭП, проведение экспериментов, анализ результатов.

Монтажно-наладочная деятельность включает монтаж, наладку и опытную эксплуатацию НКУ и электроприводов.

К организационно-управленческой деятельности бакалавров отнесено: а) составление техдокументации по утвержденным формам для ЭП; б) выполнение работ по стандартизации и подготовке к сертификации ЭП.

Сервисно-эксплуатационная деятельность бакалавров включает: а) проверку технического состояния и остаточного ресурса ЭП, проведение текущего ремонта; б) приемку и освоение ЭП вводимого электроэнергетического и электротехнического оборудования по техдокументации; в) составление заявок на оборудование ЭП, подготовка техдокументации на ремонт.

Производственно-технологическая деятельность бакалавров предполагает: а) использование ими типовых методов контроля качества и программ испытаний электроприводов и их компонент по имеющейся нормативно-технической документации; б) анализ специфики технологических процессов, обслуживаемых ЭП.

Для спешного осуществления каждого из указанных видов деятельности бакалавр должен быть подготовлен к решению профессиональных Сравнительный комплекса задач. профессиональных задач контент-анализ (формулируемых ФГОС и ПрООП) и инженера – выпускника специалитета (определяемых прежним ГОС) свидетельствует, что деятельность бакалавра профессиональная несет исполнительские функции, направленные на непосредственную реализацию в производственной практике инженерных идей, проектов и планов. Вероятно, предполагается, что их генерировать выпускники магистратуры. С другой стороны, преобладание в ФГОС у бакалавров общекультурных компетенций (ОК) – 16 наименований, и общепрофессиональных компетенций сравнению наименование ПО профильно- (ΠK) 51 специализированными компетенциями (ПСК) – 13 наименований (для профиля «Электропривод и автоматика) свидетельствует о том, что бакалавр существенно отличается и от «техника», имеющего среднее специальное образование, прежде всего по более низкому уровней умений и практической подготовки к деятельности.

Формально ФГОС определяет образование бакалавров как «профессиональное», в действительности примерно же 40%

учебного времени в вузе отдано общим дисциплинам («Гуманитарный и социально-экономический» и «Математический и естественнонаучный» циклы). С одной стороны, дисциплины указанных циклов определенно важны, они носят общенаучный и мировоззренческий характер, предупреждают однобокость узкого специалиста. С другой, они не оставляют достаточного места для дисциплин профессионализации.

Примечательно, (60%) большинство ЧТО формулировок компетенций ФГОС начинаются со слова «способность», остальные - со слова «готовность». Известно, что способности определяются как индивидуально-психологические особенности личности, являющиеся условием успешного выполнения деятельности [5]. А обнаруживаются они в процессе овладения этой деятельностью. Формирование способностей происходит на обнаружение Очевидно, ЧТО задатков. профессиональных способностей («компетенции») выпускника возможно лишь в самой деятельности по выбранной профессии. Кафедры вуза могут заложить основы для развития потенциальных способностей. И обязаны профессиональных сформировать способности бакалавра, обеспечивающие актуальные успешность самостоятельного применения знаний, формирования умений и навыков в профессиональной сфере, оперативно осваивать новшества и быстро адаптироваться к изменяющимся условиям производства, обеспечивать саморегуляцию поведения и добиваться трудовых успехов.

В новых условиях преподавательскому составу кафедры предстоит колоссальная методическая работа по формированию образовательной $(OO\Pi)$ программы основной **учебных** (модулей) профессионального на базе дисциплин цикла внедряемого компетентностного подхода [6]. Одной из важнейших ΦΓΟС особенностей вводимого является использование называемых «зачетных единиц» в качестве меры трудоемкости образовательной программы (трудоемкости для осваивающих студентов). Показатели трудоемкости ОПП в целом, трудоемкости циклов учебных дисциплин заданы в новом стандарте в зачетных Приступая К разработке учебных программ единицах. дисциплинам и организации учебного процесса, для каждой

учебной дисциплины предстоит определить эквивалент трудоемкости в часах учебной нагрузки студентов. При этом преподавателям необходимо наметить адекватные поставленным в ФГОС задачам образовательные технологии и в соответствии с ними распределить фонд часов каждой дисциплины между аудиторными часами и часами самостоятельной работы студентов, необходимое выделить время на контрольные мероприятия промежуточной аттестации и т.д.

В связи с изменениями требований к выпускнику вуза в соответствии с требованиями рынка труда, следует изменить подходы к концепции практик (учебных и производственных), включенных в учебные планы.

Бакалавр, магистр — все это (по определению), «академические степени», они характеризуют, прежде всего, уровень образованности выпускника, а уже потом — наличие у него определенных компетенций специалиста с высшим образованием, то есть уровень квалификации.

Общепризнано, что технические вузы уже давно поставляют на рынок труда не специалистов (ими люди становятся в ходе работы), а некоторые «полуфабрикаты» с дипломом. Успешность проекта «бакалавриат» будет обеспечена лишь в том случае, если работодатель возьмет на себя определенное бремя забот по превращению бакалавра в нужного работодателю специалиста в конкретной, актуальной для него предметной области. Проявляться лабораторий, организации ЭТО может В оснащении производственных практик, определении тематики квалификационных работ, экспертных функциях.

Переход к подготовке бакалавров – это проблема не только вузов. Дело в том, что сегодня программы планирования и развития карьеры вновь принятых выпускников вузов («молодых специалистов»), которые существуют на крупных предприятиях ориентированы на инженеров. Теперь придется перестраивать программы на бакалавров. А это должно повлечь соответствующее выделяемого увеличение бюджета, кадровым службам. представляя себе, с какими профессиональными компетенциями предприятие бакалавр, придет на трудно оценить ЭТИ дополнительные вложения.

Таким образом, лишь объединяя усилия профилирующих кафедр вуза и работодателей, можно обеспечить промышленные предприятия региона квалифицированными специалистами.

Литература

- 1. Дружилов С. А. Интеграция с европейской системой высшего образования: преимущества и возможные «подводные камни» // Международный журнал экспериментального образования: научный журнал. 2010. № 5. С. 58-60.
- 2.Федеральный государственный образовательный стандарт высшего профессионального образования по направлению подготовки 140400 «Электроэнергетика и электротехника» (квалификация бакалавр): Утвержден приказом № 710 Министра образования и науки Российской Федерации от 8 декабря 2009 г. Введен в действие с 01 января.2010 г.
- 3. Примерная основная образовательная программа высшего профессионального образования. Направление подготовки 140400 «Электроэнергетика и электротехника» (квалификация бакалавр) / Учебно-методическое объединение вузов по образованию в области энергетики и электротехники. Рекомендована Ректором ГОУ ВПО МЭИ (ТУ) 6.04.2010 г.
- 4. Дружилов С. А. Формирование профессиональной компетентности и профессионализма инженеров-электриков в вузе // Электрика: ежемесячный научный, производственнотехнический и информационно-аналитический ж-л. М.: Изд-во «Наука и технология». 2006, № 4. С. 29-33.
- 5. Шадриков В. Д. Способности человека. М.: Изд-во «Институт практической психологии», Воронеж: НПО «МОДЭК», 1997. 288 с.
- 6. Компетентностный подход. Управление двухуровневой системы подготовки и качества образования: реферативный бюллетень / Сост. В. И. Байденко; РГГУ. М., 2005. 27 с.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СТРАТЕГИЙ ПРИ ПРОГРАММИРОВАНИИ СИСТЕМ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ АВТОМАТИКИ

Ермаков И.А.

Сибирский государственный индустриальный университет, г. Новокузнецк

Устаревшие системы технологической автоматики в большинстве случаев представляют собой релейные схемы управления и защит. Для их модернизации необходим метод описания релейных схем языком контроллерной системы. Среди наиболее распространенных способов описания можно выделить:

- Ø использование логических выражений;
- **Ø** применение теории автоматов;
- **Ø** язык релейно-контакторной логики.

В первом случае реализация представляет собой множество логических выражений, постоянно проверяемых в основном цикле программы. К плюсам данного метода можно отнести простоту выполнения пропорционально реализации, время однако количеству сигналов и сложности цепей управления. Теория автоматов требует создания отдельных проектов реализации релейной конкретной схемы, чего необходимы ДЛЯ соответствующие знания и умения. Контроллерные системы, использующие язык релейно-контакторной логики, обладают высоким быстродействием и просты в применении, однако их функциональные возможности ограничены областью применения.

В данной статье предлагается метод описания релейной схемы языком высокого уровня. Время работы алгоритма такой программы не зависит от количества сигналов и сложности их включения в цепи, а простота в проектировании не должна уступать логическим выражениям. Кроме того применение данного способа проектирования не накладывает ограничений на использование дополнительные возможности системы управления.

Каждая релейная цепь должна быть разложена на цепи питания, т.е. на цепи, обеспечивающие подвод напряжения

питания. В свою очередь каждая цепь питания должна состоять из цепочек последовательного включения контактов.

Программа, выполненная по данной методике, может иметь примерный вид:

```
// Подключение библиотек
// . . .
void main(void) {
// . . .
// Определение классов реле
// Определение классов контактов
// . . .
// Логические выражения, характеризующие последовательность
// расположения контактов и реле (построение цепей питания реле)
// . . .
// Инициализация цепей питания
for(;;) {
// Основной цикл программы
// Модуль проверки входных сигналов
// . . .
}
```

Причем, модуль проверки входных сигналов может располагаться в процедуре прерывания от модуля дискретного ввода. Порядок действий при изменении состояния контакта должен быть следующим:

- **Ø** изменение состояния цепочки, в которую входит контакт;
- **Ø** изменение состояния цепей питания, в состав которых входит соответствующая цепочка;
- **Ø** проверка на изменение состояния реле.

Методика программирования четко разделена на реализацию классов реле и контакторов, и создание алгоритмов взаимодействия релейных схем. Одним из наиболее удобных способов реализации данного метода является разработка классов на основе стратегий. Проектирование, основанное на стратегиях, позволяет создавать класс со сложным поведением из множества маленьких классов (называемых стратегиями), каждый из которых

отвечает только за один функциональный или структурный аспект [1, стр. 25]. Применяя стратегии можно создать универсальный интерфейс для возможности использовать различные принципы связывания.

```
Класс контакта может иметь примерный вид:
template < class PolicyConnected>
class Contact : public PolicyConnected {
  int status;
public:
  Contact(int \ a = 0) : status(a), PolicyConnected() \{ \}
  operator int() {return status;}
  operator bool() {return !!status;}
  void On() {if(!status) {status = 1; PolicyConnected::Enable();}}
  void Off() {if(status) {status = 0; PolicyConnected::Disable();}}
 bool operator==(const Contact<PolicyConnected>& a) const {return
status == a;
  bool\ operator = = (int\ a)\ const\ \{return\ status = = a; \}
 bool operator!=(const Contact<PolicyConnected>& a) const {return
status != a; 
  bool operator!=(int a) const {return status != a;}
 bool operator!() {return !status;}
  ~Contact() {}
};
```

Класс Contact является производным от стратегии связывания PolicyConnected, содержит одну переменную состояния, и в нем переопределены операторы логического сравнения.

Класс реле (Relay) должен содержать информацию о своем состоянии и указатель на массив контактов. Среди методов он должен содержать переопределение операторов сравнения и обеспечить доступ к массиву контактов. Аналогично классу контакта, класс реле должен содержать стратегию связывания, но на неё возлагаются меньшие требования.

Для определения составных частей класса связывания, проанализируем основные функции, которые он должен

обеспечивать. Первоначальной его задачей является создание связующих звеньев между контактами и реле. Из этого следует, что в классе должны быть перегружены операторы логического «И» и логического «ИЛИ». В свою очередь для класса реле стратегия связывания должна содержать оператор присвоения. Тремя данными функциями обеспечивается превращение обычного логического выражения в заданный алгоритм управления. В зависимости от типа операции, могут выполняться следующие действия:

- 1. создание цепочки;
- 2. создание цепи питания;
- 3. добавление контакта в состав цепочки;
- 4. добавление контакта в состав цепи питания.

Определение правильности выбора конкретного действия возлагается на перегруженные операторы логического «И» и логического «ИЛИ». Основным критерием в данном случае может быть информация правого операнда. Оператор присвоения стратегии класса реле должен передать свой указатель классу цепи питания, для дальнейших манипуляций.

Данная методика программирования систем технологической автоматики может быть применима при модернизации релейных схем управления и защит, обеспечивая необходимые требования по быстродействию.

Литература

1. Александреску, Андрей. Современное проектирование на C++. Серия C++ In-Depth. : Пер. с англ. – М. : Издательский дом «Вильямс», 2008. – 336 с. : ил. – Парал. Тит. Англ.

КОМПЛЕКС ПРОГРАММ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ И УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

Модзелевский Д.Е.

Сибирский государственный индустриальный университет, г. Новокузнецк.

В ходе разработки системы управления электроприводом потребовался удобный инструмент настройки системы управления и анализа режимов работы электропривода. В ходе работы этот инструмент развился в самостоятельный комплекс программ, реализующий множество дополнительных функций и работающий с различными системами управления.

При разработке комплекса программ ставились задачи настройки сложного электропривода на технологическом объекте, нередко в условиях жестких временных рамок. Предъявлялись большие требования к наглядности и удобству использования и обработки данных с объекта управления, а также легкость анализа сложившейся ситуации для принятия решения по настройке системы управления. В дальнейшем комплекс стал применяться в исследовательских целях, и планируется внедрение комплекса в учебном процессе.

Комплекс программ позволяет решать с применением моделирования следующие задачи:

Контроль внутренних переменных рассчитываемых в управляющей программе на основании входных данных;

Проверка и отладка управляющей программы на основании модели процесса управления;

Автоматизированного поиска параметров объекта управления;

Параметрической и структурной оптимизации системы управления на основании модели объекта управления и выбранного эталона.

Структура программного комплекса состоит из двух аппаратно разнесенных частей: управляющая программа и среда визуализации и моделирования (см. рисунок 1). Управляющая программа, как правило, находится во встраиваемой системе управления — в промышленном или микроконтроллере. Среда

визуализации и моделирования располагается на не относящемся к технологическому процессу устройстве. Это может быть ноутбук или персональный компьютер. Каждая из частей самостоятельна и может функционировать независимо друг от друга.

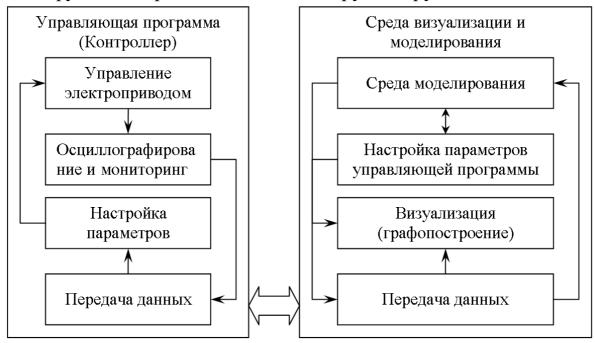


Рисунок 1 – Структура комплекса программ.

В части управляющей программы содержаться, кроме самих функций управления электроприводом или технологических процессом, модули осциллографирования, настройки параметров и передачи данных. Название этих модулей говорит само за себя, и выполняют они функции накопления информации и связи со второй частью комплекса.

Среда моделирования И визуализации предоставляет пользователю оперировать с полученными данными: графически процессы, провести измерения представить переходные графикам и оценить качество переходных процессов, изменить параметры управляющей программы, визуализации или модели, провести анализ данных с использованием среды моделирования. В системе визуализации есть возможность вручную задавать тренды, подавая эти воздействия заданной формы на вход модели.

Передача данных осуществляется через стандартные интерфейсы. Для передачи осциллограмм небольшого объема

вполне достаточно стандартного СОМ порта, присутствующего на большинстве контроллеров и микроконтроллеров.

Модульная структура позволяет использовать программный комплекс в различных управляющих программах и на различной аппаратной базе. Это обеспечивается добавлением участков кода в управляющую программу реализующие функции предложенных модулей. Разработанный комплекс программ используется и в других разработках управляющих устройств, в частности при разработке системы управления электроприводом на РІС контроллере и системы ПАЗК.

Модули, относящиеся к управляющей программе, имеют малую ресурсоемкость, за исключением требования объему памяти под хранение осциллограммы, поэтому возможна одновременная работа программы управления, осциллографирования, настройки и передачи данных без существенного возрастания нагрузки на вычислительные мощности устройства управления.

В современных цифровых системах управления присутствует настроечных параметров. множество В дополнении существуют параметры визуализации и параметры модели системы моделирования. Для работы со всеми ЭТИМИ используется таблица настройки параметров. Размеры таблицы и содержание комментариев задаются в настроечных имеет свой уникальный номер Каждый параметр уникальный номер параметра). Даже при отсутствии описания на какой либо из параметров, все параметры будут переданы и сохранены.

На уровне передачи данных реализованы алгоритмы проверки целостности таблицы параметров и правильность её передачи. Работа с таблицей параметров позволяет сохранять различные настроечные конфигурации, как для управляющей программы, так и для клиентской программы визуализации и моделирования.

Среда моделирования состоит из следующих частей: конструктор модели, настройка параметров компонентов, средства верификации (проверки) модели и система оптимизации параметров.

Система моделирования является вспомогательным средством идентификации параметров и настройки электропривода в составе

разработанного цифрового устройства автоматического управления электроприводом подъемной машины (ЦУАЭПМ). Также система моделирования может рассматриваться как самостоятельное средство расчета и построения переходных процессов для различных по структуре и алгоритмам цифровых систем управления. Полученные таким образом алгоритмы можно напрямую внедрять в цифровые устройства управления.

Задачей системы моделирования является расчет значений различных переменных на основании заданной структуры вычислений (структуры модели), алгоритмов функциональных блоков и входных данных, которые могут быть как генерируемыми переменными (генераторы сигналов), так и снятыми с реально работающего электропривода. Вычисления производятся на основании дискретного времени. После вычислений строится график полученных переходных процессов.

Меняя параметры модели, структуру модели, и также входные воздействия, можно получать переходные процессы для этих изменений, и, следовательно, исследовать характер этих воздействий на систему управления.

Система моделирования встроена в среду визуализации и моделирования, которая взаимодействует с управляющей программой в контроллере ЦУАЭПМ.

Любую сколь угодно сложную систему можно представить в виде комбинации различных звеньев. Разбиение больших блоков на более мелкие возможно вплоть до элементарных. Для линейных непрерывных моделей набором элементарных звеньев является: масштабное, суммирующее, интегрирующие, линии связи, задающие направления распространения сигнала. Для дискретных моделей необходимы также блоки запаздывания (квантования по времени) и дискретизации (квантования по уровню).

Для нелинейных моделей и моделей с переключающейся структурой необходимо использовать блоки умножения, блоки условия и прочие функциональные блоки, реализующие заданную нелинейность. Количество последних может быть неограниченно, но для реализации относительно простых нелинейных моделей этого достаточно.

Любой функциональный блок, кроме блока выходных сигналов может иметь неограниченного количество выходов. Значения выходов одного блока являются одинаковыми.

Все перечисленные блоки можно создавать в редакторе модели и соединять направленными связями. Направление связи указывает направление распространения сигнала. Также возможно раскрашивать модель и выполнять комментарии.

Состав блоков позволяет реализовывать сложные алгоритмы управления, пользуясь набором простейших звеньев. Фактически простейшие звенья являются элементарным моделирования цифровых управления. Состав систем элементарных блоков постоянно расширяется, что позволяет проще и компактнее располагать структуру модели. Реализована также многоуровневая структура блоков, в которой отдельные блоки самостоятельными ΜΟΓΥΤ являться моделями подфункциями.

При запуске моделирования выполняется алгоритм обхода модели, в которой производится вычисления на каждом шаге дискретизации. Алгоритм составляет граф модели, который затем преобразуется в дерево модели.

Получив дерево модели, значительно упрощается алгоритм вычисления модели. Построение дерева не требует большого количества затрат машинного времени, так как строится один раз на время обсчета модели. На основании построенного дерева можно производить верификацию модели, видны недостижимые объекты, также циклы модели и недостаток рассчитанных связей многовходовых блоков.

Подобный подход, с использованием дерева модели, по сравнению с рекурсивным алгоритмом обхода графа модели позволяет для модели среднего размера сократить время выполнение процедуры моделирования в четыре и более раз. Также значительно сократить затраты памяти и позволяет реализовать верификацию модели и генерацию управляющего алгоритма.

Отдельно следует выделить функцию автоматического поиска параметров, основанную на методах оптимизации. Задача автоматизированной системы является помощь разработчику в

выборе структуры и величины параметров модели, во-первых, для получения адекватной модели и, во-вторых, для получения заданной качества регулирования при синтезе системы.

При решении задач идентификации объекта, выбора и настройки структуры и параметров системы регулирования всегда задаются каким либо эталоном, к которому стремятся привести модель. Для задач идентификации эталоном является реально записанные процессы на реальном объекте. Эти процессы сравниваются с процессами, получаемыми в модели.

Для задач синтеза системы регулирования эталонным являются идеализированные характеристики системы, в частности для тока в электроприводе это прямоугольная или трапецеидальная диаграмма, также можно рассматривать отставание выходной регулируемой величины от величины задания и прочее.

В программном комплексе реализовано несколько методов оптимизации: последовательный перебор, метод золотого сечения (МЗС), симплекс метод задачи нелинейной оптимизации (метод Нелдера — Мида). Методы оптимизации выбраны как наиболее эффективные из без градиентных методов. Условие дифференцируемости целевой функции не всегда может быть выполнено, тем самым данные подход считаем достаточным для целей исследования. Впоследствии планируется расширение методов оптимизации.

реализованный Последний метод является методом многомерной оптимизации и позволяет одновременно настраивать несколько коэффициентов модели. Метод Нелдера — Мида (называется также поиском по деформируемому многограннику) является развитием симплексного метода Спендли, Хекста и Химсворта. Множество (n + 1)-й равноудаленной точки в n-мерном пространстве регулярным называется симплексом. конфигурация рассматривается в методе Спендли, Хекста и Химсворта. Следовательно, в двумерном пространстве симплексом равносторонний треугольник, a В пространстве — правильный тетраэдр. Идея метода состоит в сравнении значений функции в (n + 1) вершинах симплекса и перемещении симплекса в направлении оптимальной точки с помощью итерационной процедуры. В методе Спендли, Хекста и

Химсворта симплекс перемещается с помощью трех основных операций: отражения, растяжения и сжатия.

симплексном методе, предложенном первоначально, регулярный симплекс использовался на каждом этапе. Нелдер и модификаций предложили несколько ЭТОГО метода, чтобы допускающих, симплексы были неправильными. результате получился очень надежный метод прямого поиска, являющийся одним из самых эффективных, если n<7.

Метод находит локальный экстремум и может «застрять» в одном из них. Если всё же требуется найти глобальный экстремум, можно пробовать выбирать другой начальный симплекс. Более развитый подход к исключению локальных экстремумов предлагается в алгоритмах, основанных на методе Монте-Карло, а также в эволюционных алгоритмах.

Выбор целевой функции, т.е. вида интегральной оценки, остается за разработчиком модели. Его можно построить теми же средствами, что и модель. Например, если модель оптимизировать по интегральному квадратичному критерию, то достаточно завести сигнал разности эталонного и искомого сигналов дважды на блок умножения и выход блока умножения соединить с выходом модели, который автоматически будет проинтегрирован в заданном диапазоне.

При условии оптимизации не на всем диапазоне осциллограммы, существует возможность задавать участок оптимизации k=a..b, на котором будет вычисляться целевая функция (ЦФ). Если этот диапазон равен 1, то интегральная оценка превращается в точечную, при этом будет оптимизироваться значение функции (или разности) в указанной точке.

Определяем ограничения, которые накладываются на изменения параметров. Проще всего задавать диапазон изменения для каждого параметра, определяя тем самым прямоугольную область определения ЦФ. Размерность области определяется количеством переменных параметров. Ограничения формируются из представлений физической реализуемости и осмысленности параметров. Например, коэффициент регулятора не может быть отрицательным и вряд ли возможна устойчивая система со значением больше 100.

Требуется задаться необходимой точностью вычислений. Для задач электропривода вполне достаточно точности в $0.1 \div 1\%$. Чем меньше параметр точности ϵ , тем дольше будет производиться оптимизация.

Выделим следующие преимущества разработанного комплекса программ:

- **Ø** тесная интеграция с устройством управления;
- **Ø** модульность и расширяемость;
- **Ø** гибкая система настройки и построения модели;
- **Ø** мультиплатформенность (использование на различных устройствах управления);
- **Ø** низкие системные требования.

Некоторые функции, связанные с моделированием, возможно решать и в других пакетах прикладных программ, но тесная интеграция с управляющим комплексом позволяет значительно сократить время на обработке информации и моделировании.

Среда моделирования в дальнейшем планируется к использованию в качестве средства для создания самонастраивающихся систем управления..

Разработанный комплекс программ поставляется совместно с устройством ЦУАЭ ПМ, производимым ООО «НИИ АЭМ СибГИУ», которое в свою очередь внедрено и эксплуатируется на нескольких шахтных подъемных установках.

ПСИХОДИДАКТИКА ЦЕЛЕВОЙ ИНДИВИДУАЛЬНОЙ ФУНКЦИОНАЛЬНО – ОРИЕНТИРОВАННОЙ ПОДГОТОВКИ СПЕЦИАЛИСТОВ

Никифорова С.В., Михелькевич В.Н.

Самарский государственный технический университет, г. Самара

Стохастический проблемы характер рынка труда трудоустройства молодых специалистов-выпускников целевой обусловили высокую актуальность индивидуальной заказам крупных промышленных подготовки специалистов по государственный предприятий. Самарский технический

университет многолетний ОПЫТ имеет организации целевой функционально-ориентированной индивидуальной подготовки (ЦИПС) по многим инженерным специальностям, в том числе, по автоматизированным электроприводу И комплексам трехсторонним «предприятие-вуз-студент»[1]. При договорам предприятие-заказчик заключении договоров таких заблаговременно (за 1,5-3 года) оговаривает какую служебную инженерную функцию будет выполнять молодой специалист на предприятии соответственно, конкретном И, формулирует требования к дополнительной функционально-ориентированной подготовке [2]. Более того, будущий работодатель проводит совместно с центром содействия трудоустройству выпускников университета, в структуре которого имеется психологическая служба, отбор студентов не только по их академическим успехам и способностям, но и по их профессионально-значимым качествам личности (ПЗКЛ).

Педагогический опыт показал, что наиболее эффективными и перспективными системами подготовки специалистов являются те, которые заранее ориентируют студентов конкретных инженерных функций (конструктора, исследователя, технического руководителя производственного коллектива и др.). Отбор студентов в группы функциональных инженерных специализаций проводится, как правило, на старших курсах с учетом их личных интересов, а также выявленных у них профессионально психофизиологических, значимых эмоционально-волевых и характерологических свойств личности. студентам рекомендуется отбора результатам функционально-ориентированную дополнительную подготовку предприятиям-заказчикам рекомендуется специалистов, a заключить c ними договора на целевую индивидуальную подготовку.

Установлено, что необходимые объемы и уровни знаний, умений и навыков в рамках одной и той же номенклатурной специальности существенно отличаются при выполнении специалистом различных видов инженерных функций.

Для представления более общей картины о роли и месте содержательных функций в инженерной деятельности они сведены в сводную таблицу 1.

Таблица 1. — Содержательные функции инженерной деятельности и профессиональные сферы их востребованности.

No No	Стадии «жизненного	Содержательные функции	Служебные	Специализированные
п/п	цикла» инжиниринга	инженерной деятельности	должности инженеров	организации или отделы (службы) предприятий
1	Зарождение и обоснование идеи	Маркетинговые исследования, разработка бизнесплана	Инженер - разработчик, специалист по маркетингу	Отраслевые НИИ, службы развития предприятий
2	Разработка способов создания технич.объекта	Обоснование и разработка аванпроекта	Инженер - исследователь, инженер- разработчик	Отраслевые НИИ, службы развития предприятий
3	Конструирование технического объекта	Разработка конструкций технических объектов	Инженер- конструктор	Специализированные конструкторские бюро или отделы на предприятиях
4	Проектирова- ние	Создание рабочих проектов	Инженер- проектировщик	Проектные институты или проектные отделы предприятий
5	Технологическ ая подготовка	Разработка технической документации на изготовление	Инженер- технолог	Специализированные конструкторские фирмы или проектные отделы предприятий
6	Изготовление технического объекта	Организация работ по изготовлению технического объекта	Инженер по промышленной технологии, мастер	Цеха промышленных предприятий
7	Монтаж, наладка технического объекта	Руководство и участие в монтажно- наладочных работах	Специалист по монтажу и наладке, шеф-монтажник	Промышленные предприятия
8	Управление сложными техническими системами	Обеспечение функционирования человекомашинных систем	Инженер- оператор	Промышленные предприятия

СЕКЦИЯ 2. Информационные и управляющие системы, комплексы программ. Вопросы подготовки инженерных и научных кадров

№ п/п	Стадии «жизненного цикла» инжиниринга	Содержательные функции инженерной деятельности	Служебные должности инженеров	Специализированные организации или отделы (службы) предприятий
9	Эксплуатация	Техническое руководство эксплуатацией	Инженер- эксплуатацион- щик	На предприятиях потребителях

таблице этой приведен перечень номенклатурных должностей, которые ΜΟΓΥΤ занимать специалисты соответствующих содержательных функций. Следует обратить внимание на то, что в числе инженерных должностей специалисты технологи представлены в двух ипостасях: инженеры-технологи и инженеры по промышленным технологиям. Инженеры-технологи это специалисты, работающие в специализированных проектноконструкторских конструкторско-технологических ИЛИ наименованию организациях ИЛИ аналогичных ПО службах (отделах) промышленных предприятий. Они в основном имеют характеристиками количественными инженерной дело деятельности, c инженерными расчетами И разработкой Инженеры технологических процессов. ПО промышленным технологиям работают непосредственно в производстве, в цехах и промышленных предприятий. Они лабораториях качественными характеристиками инженерной имеют дело производством, эксплуатацией деятельности, технических объектов. В последней колонке таблицы приведены специализированных организаций наименования (отделов) промышленных предприятий, в которых могут работать специалисты тех или иных функциональных специализаций.

Для системы подготовки инженерных кадров крайне важной является следующая объективная закономерность: каждая из рассмотренных инженерных функций в силу своей содержательной специфики требует от ее носителя-инженера дополнительных специфических знаний и базовых профессиональных компетенций, умений использования специфических средств инженерной деятельности, наличие профессионально-значимых личностных качеств.

проблемы рассматривается При изучении совокупность дополнительных специфических знаний, умений и компетенций, которыми должны обладать специалисты широкого профиля для успешного выполнения тех или иных содержательных функций. профессиональных совокупности Рассмотрение проводится в связи с тем, что в основу вводимых Федеральных Государственных образовательных стандартов 3-го поколения положена компетентностная модель специалиста. Она содержит в блока компетенций - инвариантные составе два функционально-ориентированные. профессиональные инвариантных компетенций входят группы социально-личностных, экономических и организационно-управленческих, общенаучных и общепрофессиональных компетенций.

Совокупность профессиональных функциональноориентированных компетенций, знаний и умений решает задачи
подготовки студентов к выполнению конкретных содержательных
функций в определенной предметной области. Эта группа
компетенций, обеспечивающих привязку подготовки специалистов
к конкретным объектам и предметам труда, приобретается в
результате изучения цикла общепрофессиональных дисциплин
предметного направления и специальных дисциплин данной
специальности.

Для инженеров и бакалавров техники и технологий наиболее обобщенными видами функциональной деятельности являются: экспериментально-исследовательская, проектно-конструкторская, производственно-технологическая, эксплуатационно-управленческая, оперативно-управленческая.

Ha компетенций основе специалистов, выполняющих функции, разрабатываются различные содержательные соответствующие образовательные программы функциональных специализаций. Дополнительная инженерных функциональная подготовка студентов проводится на базе основополагающих принципов психодидактики высшей школы [3] с использованием компетентностной блочно-модульной педагогической технологии.

Подготовка высококвалифицированного специалиста и развитие его как личности всегда была и является важнейшей задачей высшей школы. Специалист — это не только работник,

избранному получивший подготовку ИМ К виду трудовой деятельности в высшем учебном заведении, но и личность, обладающая высокими профессионально личностными качествами, творческий потенциал, профессиональную имеющая способная саморазвитию самостоятельность, К процессе профессиональной деятельности. Обучение такого специалиста связано с формированием его профессионально значимых качеств, являющихся главным фактором успешной профессиональной деятельности. Таким образом, формирование целостной системы профессионально значимых качеств является узловым моментом профессионального становления личности.

Основу профессиональной пригодности составляют профессионально значимые качества личности (ПЗКЛ). Этот термин объединяет в себе два понятия: профессионализм и личностные качества, т.е. совокупность психофизиологических, эмоционально – волевых, характерологических качеств личности, которые в наибольшей степени соответствуют данной профессии.

Следует отметить, что ПЗКЛ формируются не только в процессе обучения студента в вузе, но и в процессе всех видов его жизнедеятельности. Задатки же, потенциальные возможности к той осуществлению ИЛИ иной конкретной деятельности, индивидуально-психологическими обусловленные свойствами личности, заложены в человеке изначально. Одновременно с формированием ПЗКЛ развивается и профессиональное мышление формируется профессиональный человека, его соответствующими ценностными ориентациями, характером, индивидуальными особенностями профессионального поведения и образа жизни в целом.

Учет психофизиологических требований ПЗКЛ, К выявление общих и специальных способностей позволяет подбирать такие виды деятельности и характер труда, которые наиболее соответствуют специалисту. Например, для наладчиков автоматизированных систем управления металлургического производства, автомобильного требуется высокий машиностроения порог зрительного опознавания; для инженера-проектировщика серийных изделий легкая приспособляемость к однообразным и повторяющимся действиям, способность к длительной концентрации внимания, глазомер.

Для комплексного выявления ПЗКЛ нами используется «Стандартизированный многофакторный метод исследования личности», модифицированный тест Сонди, другие психодиагностические методики, применяемые специалистами по профессиональному отбору кадров [4].

индивидуальная функционально-ориентированная Целевая эффективно гармонично подготовка решает И задачу многокритериальной оптимизации интересов потребностей студентов - будущих специалистов, работодателей, вуза, общества и государства. Для выпускников вуза ценность ЦИПС выражается в том, что она обеспечивает упреждающее и гарантированное трудоустройство; возможность профессиональной деятельности, содержание и характер которой соответствует его личностным качествам; решение задач социальной защищенности (стипендии, зарплата, жилье, соцпакет).

преимущества ЦИПС Ценности И ДЛЯ промышленных предприятий: сокращение в 1,5-3 раза сроков адаптации молодого затрат доучивание; специалиста на его возможность функциональной и предметно-отраслевой специализации будущего специалиста во время его обучения в вузе; снижение ресурсных и моральных издержек за счет исключения миграций молодых из-за неудовлетворенности содержанием будущий специалист уверенность TOM, что воспримет корпоративную идеологию и культуру.

Ценности организации и проведения ЦИПС для вуза состоят в получении внебюджетных средств за оказание дополнительных образовательных услуг; в использовании материальной базы и персонала предприятий для совместной подготовки специалистов; повышение рейтинга и конкурентоспособности за счет гарантированного трудоустройства выпускников.

Реализация ЦИПС представляет ценность и для государства за счет рационального использования человеческих ресурсов, снижения расходов на социальную помощь безработным, на их обучение и переучивание, снижение налогового ущерба от миграции молодых специалистов.

Литература

- 1. Михелькевич В.Н., Кравцов П.Г. Целевая функционально ориентированная подготовка специалистов в техническом университете: концепция, технология обучения, опыт реализации. Монография. Самара. СГТУ, 2001. 112 с.
- 2. Михелькевич В.Н., Кравцов П.Г. Организация функционально-ориентированной подготовки специалистов в техническом вузе: Учебное пособие Самара: Изд-во СамГТУ, 2009.-102 с.
- 3. Фокин Ю.Г. Психодидактика высшей школы: психологодидактические основы преподавания. М.: Изд-во МГТУ им.Н.Э.Баумана, 2000. 424 с.
- 4. Никифорова С.В. Профессионально-значимые качества личности специалиста: сущность, содержание и методика выявления // Вестник Самарского государственного технического университета, № 1 (11) 2009. c.72-75.

КОНЦЕПЦИЯ МОДЕРНИЗАЦИИ ЛАБОРАТОРИЙ КАФЕДРЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА И ПРОМЫШЛЕННОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Островлянчик В.Ю., Богдановская Т.В., Модзелевский Д.С. Сибирский государственный индустриальный университет, г. Новокузнецк

Одним из ключевых условий высокого качества подготовки специалистов является материально- техническая база кафедры и ее методическое обеспечение. В учебном процессе подготовки инженера, а тем более бакалавра, отводится значительное время выполнению лабораторных и практических работ. Поэтому крайне важно наличие лабораторного комплекса, отвечающего требованиям развития промышленности и даже более.

Особенность современного этапа развития лабораторной базы высшего учебного заведения определяется характерными чертами текущего состояния науки и техники. Для автоматических систем управления электроприводами это широкое внедрение микропроцессорных систем управления, а также информационных

обработки сбора, систем И представления информации. Соответственно те же задачи предстоит решать при создании современного лабораторного комплекса ДЛЯ исследования электроприводов характеристик типовых основных технологических производств. При всей индивидуальности автоматизированных электроприводов существуют общие задачи при создании лабораторных установок:

- **Ø** реализация типового автоматизированного электропривода в лабораторных условиях, т.е. имитация промышленной установки;
- **Ø** создание системы автоматического управления (САУ) электроприводом (ЭП);
- **Ø** создание информационной системы.

И если системы автоматического управления существовали на предыдущих этапах развития лабораторий, то информационные системы являются в области управляемого электропривода, и не лабораторных условиях, только В довольно НО новым, Информационная необходимым элементом. система может информировать в процессе эксплуатации автоматизированного электропривода об очень важных вещах за долго до того момента, возникнет необходимость остановки технологического процесса. Информационная система дает возможность для анализа текущих параметров объекта управления И параметров различных систем, в том числе собственных. В связи, с чем появляется возможность нахождения путей решения возникшей проблемы, не дожидаясь аварийной ситуации.

Из вышесказанного вытекает следующая упрощенная схема лабораторной установки (рисунок 1).

Достоинство информационной системы (ИС) не только в своевременном оповещении о создании аварийной ситуации и предотвращении ее. При условии дополнения информационной встраиваемой имитационной моделью системы автоматизированного электропривода ИС наделяется новыми качествами. Главное из них, ЭТО возможность нахождения используя оптимальных настроек САУ ЭП не сам объект управления.

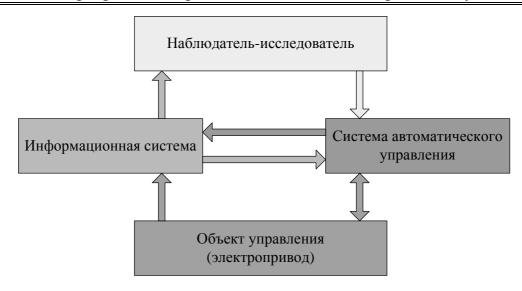


Рисунок 1 — Общая схема универсальной лабораторной установки.

В процессе идентификации модели на объект управления подаются тестовые воздействия различного характера и снимаются осциллограммы переходных процессов, по которым определяются параметры электропривода. Определение параметров производится как расчетным путем, так и оптимизацией параметров модели, с помощью предлагаемых в программном комплексе методов. В результате получаем имитационную компьютерную модель электропривода.

На втором этапе необходимо настроить систему управления. По определенным ранее параметрам электропривода, настройки системы управления определяются расчетным путем и тут же проверяются на имитационной модели. Завершающим этапом является перенос настроек c имитационной модели лабораторную установку И проверка качества полученных переходных процессов и адекватности модели.

Преимущества такого подхода в значительном сокращении времени работы с объектом управления в процессе настройки, понимании структуры взаимосвязей в электроприводе и возможности гибкой настройки системы управления электроприводом. Самым важным в этой работе является то, что обучаемый получает наглядную связь процесса моделирования и реальных процессов, происходящих в электроприводе.

В целом этот процесс повторяет процедуру настройки сложного современного электропривода в промышленных условиях.

Алгоритм проведения лабораторных исследований в целом включает и формирование лабораторной установки путем дополнительных переключений на стенде, и путем задания условий эксплуатации через ПК, моделирование задания, нагрузки и так далее. В первом приближении алгоритм исследования может быть представлен следующим образом.

Алгоритм проведения исследований.

- 1. Моделирование типового промышленного электропривода средствами лабораторной установки:
 - **Ø** путем переключений на стенде;
 - **Ø** путем задания условий эксплуатации через персональный компьютер.
 - 2. Моделирование нагрузки (момент на валу двигателя, и т.д.)
 - 3. Моделирование управляющего воздействия:
 - **Ø** моделирование задатчика интенсивности;
 - **Ø** формирование программы управления движением;
 - **Ø** и т.д.
- 4. Проведение идентификации объекта управления с использованием комплекса программ исследования и настройки систем электропривода.
- 5. Настройка системы автоматического управления электроприводом с помощью имитационной модели.
- 6. Настройка системы автоматического управления электроприводом лабораторной установки.
- 7. Имитация аварийных ситуаций и отработка навыка по предотвращению и ликвидации сложившейся ситуации.
- 8. Подготовка средствами информационной системы материалов к составлению исследовательского отчета.

Все действия, предусмотренные представленным алгоритмом проведения исследований очень важны в отработке практических навыков при подготовке специалистов в области управляемого электропривода.

Правильное сочетание теоретического обучения и практики обеспечивает высокое качество подготовки специалистов с высшим образованием.

Методологический подход с использованием имитационной модели в составе информационной системы апробирован на производствах и вполне применим к постановке и реальных проведению лабораторных и исследовательских работ. Он является новым по существу и позволяет сделать возможной подготовку уровня. Подобные лабораторные специалистов различного установки применимы и при переподготовке специалистов с являются весьма производства, a потому актуальными формировании кафедрального лабораторного комплекса.

ОБЗОР ИСТОЧНИКОВ ПО ДИНАМИЧЕСКИМ ПРОЦЕССАМ В КАНАТАХ ПОДЪЕМНЫХ МАШИН ГЛУБОКИХ ШАХТ

Борщинский М.Ю., Кунинин П.Н.

СибГИУ, г.Новокузнецк

Все подъемные системы, построенные с использованием стального каната как гибкого тягового органа, можно разделить на две принципиально различные группы: полиспастные системы и шахтный подъем [1]. Полиспастные системы в крановых механизмах, в буровых и других установках предназначены для подъема больших грузов на малую высоту. Полиспаст в этом случае служит механизмом для выигрыша в силе, на котором канат, огибая систему блоков, испытывает многократный перегиб.

В шахтном подъеме груз поднимается одной ветвью из одного или нескольких канатов без всяких полиспастных систем на большую высоту, не сравнимую с высотой подъема в полиспастных подъемных системах. Так, например, в Южной Африке на алмазных рудниках, имеются подъемные установки глубиной свыше 2400 м, а такие глубины подъема, как 700—1500 м являются обычными в горной практике. К числу глубоких принято обычно относить подъемы на 700 - 800 м и выше [1].

Подъемные установки, как и многие другие машины и механизмы транспортного назначения, обладают общими

свойствами упругости звеньев и способностью при определенных условиях к возбуждению колебательных процессов, но колебательные процессы в подъемных машинах глубоких шахт усугубляются использованием длинных податливых канатов, длина которых достигает тысячи и более тысячи метров.

Уже в работах [2, 3, 4, 5] показано, что при проектировании транспортно-подъемными управления машинами систем необходимо учитывать упругость достаточно длинного каната как колебаний положения подъемного сосуда дополнительных динамических нагрузок в механических узлах, причем динамические нагрузки тем больше, чем длиннее канат и интенсивнее технологические процессы. Однако приемы снижения динамических нагрузок, действенные в системах с короткими упругими связями, в системах с длинными канатами оказываются не эффективными.

Колебательные процессы в длинном канате приводят резкому возрастанию динамических нагрузок и, как следствие, к интенсивному износу механических трансмиссий и самого каната. нагрузки многократно динамические статические, канат выбирается с большим запасом прочности $m=P_C/F=6.5...$, 13, где P_C , F – максимальное растягивающее и разрывное усилие в канате, то при снижении динамических службы нагрузок возрастет срок каната механического оборудования подъемной машины. Без знания статических и динамических нагрузочных свойств каната невозможно понимание динамики шахтной подъемной установки и создание рациональной способной управления, подавлять колебательные процессы в системе с сосредоточенными массами, соединенными упругими гибкими канатами с распределенными параметрами и волновыми процессами в них.

Теории процессов в канате посвящено достаточно большое количество работ. Но особо следует отметить работу [1], в которой обобщаются и развиваются практически все аспекты теории и предпринимается первая попытка построения целостной теории каната в его сложном внутреннем строении и создания обобщенной модели, связывающей продольные и крутильные

деформации и колебания, учитывающей изгиб канатов на шкивах и барабанах.

Простейшие задачи исследования продольного растяжения каната впервые решается в работах Ш. Бендорфа и Г.А. Чаповского при представлении каната как гибкого сплошного стержня, а на основе этих исследований академик А.Н. Динник создает уже целостную теорию. Проблемы нагрузок при скручивании каната отдельно от процессов растяжения изучает Ф. Дреер. Однако на практике канат работает на совместное растяжение и кручение, причем кручение дополнительно изменяет удлинение каната [1, 6]. Эта более общая задача впервые решается М.Ф. Глушко. Им сформулированы обобщенные уравнения статики каната, учитывающие как растяжение, так и кручение каната:

$$A\varepsilon + C\theta = f,$$

$$C\varepsilon + B\theta = \mu,$$
(1)

где А, В и С – обобщенные коэффициенты жесткости каната, учитывающие осевую, радиальную и тангенциальную жесткости;

$$\varepsilon = \frac{du}{dx}$$
, $\theta = \frac{dv}{dx}$ - деформация растяжения и кручения каната; (1a)

и и V - продольные и угловые перемещения плоских поперечных сечений каната; f и μ – усилие вдоль оси и крутящий момент, приложенные к канату; x – координата произвольного поперечного сечения каната.

Применением этих уравнений автором [1] впервые было доказано существование значительных деформаций кручения шахтных подъемных канатов под действием внешних нагрузок и собственного веса.

Теоретические основы динамики шахтных подъемных канатов постоянной длины изложена в работах Г.Н. Савина и Ф.В. Флоринского, а теория канатов переменной длины приведена в монографии Г.Н. Савина и О.А. Горошко. В указанных работах теория каната строилась на его представлении как упругой или упруговязкой невесомой струны (нити) с учетом только продольных колебаний.

Вывод обобщенных уравнений статики каната при растяжении и кручении (1) позволил М.Ф. Глушко [1] впервые

записать динамические волновые уравнения в частных производных второго порядка, описывающих совместные продольно-крутильные колебания каната:

$$A\frac{\partial^{2} u}{\partial x^{2}} + C\frac{\partial^{2} v}{\partial x^{2}} = \rho \frac{\partial^{2} u}{\partial t^{2}},$$

$$C\frac{\partial^{2} u}{\partial x^{2}} + B\frac{\partial^{2} v}{\partial x^{2}} = m\frac{\partial^{2} v}{\partial t^{2}},$$
(2)

где t – время; ρ - линейная плотность каната; m – приведенный радиус инерции площади поперечного сечения каната.

Заменой переменных:

$$W=u+\lambda v$$
 (3)

автор работы [1] делает попытку преобразовать два взаимно зависимых волновых уравнения (2) в два независимых уравнения волнового типа. Для этого второе уравнение системы (2) умножается на постоянную величину α и полученное уравнение складывается с первым уравнением системы (2):

$$(A + \alpha C) \frac{\partial^2}{\partial x^2} \left[u + \frac{C + \alpha B}{A + \alpha C} v \right] = \rho \frac{\partial^2}{\partial t^2} \left(u + \alpha \frac{m}{\rho} v \right). \tag{4}$$

Теперь предлагается выбором постоянного значения α обеспечить равенство выражений под знаками вторых производных в левой и правой частях уравнения (4):

$$\frac{C + \alpha B}{A + \alpha C} = \alpha \frac{m}{\rho} = \alpha \mu^2 = \lambda.$$
 (5)

Однако автор [1] упускает из виду то, что в соответствии с (4) постоянная величина α помимо соотношения (5) должна удовлетворять и соотношению:

$$(A + \alpha C) = \rho, \qquad (6)$$

которое вытекает из уравнения (4), если левую и правую части последнего сократить на вторую производную. Подставляя значение $A + \alpha C$ из (6) в (5) получим:

$$\frac{C + \alpha B}{\rho} = \alpha \frac{m}{\rho} = \alpha \mu^2 = \lambda, \qquad (7)$$

Откуда следует, что получить квадратное уравнение относительно λ [1]

$$C\lambda^2 - (B - A\mu^2)\lambda - C\mu^2 = 0$$

очевидно невозможно. Это произошло потому, что уравнения (5) и (6) не совместимые, так что вполне обоснованное желание автора работы [1] упростить задачу преобразованием двух зависимых уравнений (2) в два независимые уравнения не увенчалась успехом.

Несовместность новых переменных W_1 и W_2 с исходными переменными **u** и **n**, которые по мнению автора [1] связаны следующими соотношениями:

$$u = \frac{\lambda_1 W_2 - \lambda_2 W_1}{\lambda_1 + \lambda_2}, \quad v = \frac{W_1 - W_2}{\lambda_1 + \lambda_2},$$
 (8)

проводит к тому, что подстановка ${\bf u}$ и ${\bf n}$ в (2) не приводит к уравнениям:

$$a_{1}^{2} \frac{\partial^{2} W_{1}}{\partial x^{2}} = \frac{\partial^{2} W_{1}}{\partial t^{2}}$$

$$a_{2}^{2} \frac{\partial^{2} W_{2}}{\partial x^{2}} = \frac{\partial^{2} W_{2}}{\partial t^{2}}$$

$$(9)$$

с независимыми переменными W_1 и W_2 , которые, как считает автор работы [1], эквивалентные уравнениям (2). Поскольку независимые волновые уравнения (9) неверны, в качестве исходных уравнений следует принять уравнения (2), описывающих совместные продольно-крутильные колебания каната.

В шахтных подъемных установках, в которых сосуд для перемещения грузов движется в жестких направляющих, сосуд не может быть источником внешних крутильных моментов в любом режиме работы шахтной подъемной установки. Верхняя часть каната наматывается либо на шкив, либо на барабан.

Внешний крутящий момент отсутствует и в этом случае канат при набегании на барабан или шкив не сразу укладывается по центру канавки так что происходит перекатыванием каната на дно канавки, сопровождаемое его кручением.

Однако, агрегатные (усредненные по сечению каната) процессы, как показывают исследования В. В. Морозова [14], в отвесно свисающем канате практически не отличаются от процессов в сплошном упругой нити (стержне).

Но при наматывании на барабан или шкив при изгибе каната проволоки или пряди каната сжимаются со стороны вогнутости и растягиваются со стороны выпуклости. Между проволоками и прядями происходит трение, создающее при изгибе каната дополнительную нагрузку [1, 6], причем в работе [1] утверждается, что изгиб канатов на шкивах и барабанах является решающим фактором в разрушении канатов. Разрушение каната часто начинается с появления волнистости оси. Это явление также изучалось в работах [6, 7, 8] при разработке уточненной нелинейной теории работы каната в статических режимах. С другой стороны, авторы работ [9, ..., 13] появление волнистости в канате связывают прежде всего с переходными процессами при изгибании каната на шкивах и барабанах.

Здесь следует отметить, что в работах [1, 6, ..., 13] приводятся сведения о шкивах и барабанах, в которых отношение диаметра шкива или барабана к диаметру сечения каната составляет 15...63, когда дополнительные усилия от изгиба каната на шкиве или барабане действительно существенные. Но как заявляет автор работы [6], при отношении диаметров шкива и каната, равном 80...120, дополнительные усилия от изгиба каната на шкиве и барабане незначительны, и ими, как правило, можно пренебречь. Это объясняется тем, что между проволоками и прядями в канате имеют место неизбежные технологические зазоры и при больших и барабанов изгиб канатов отношениях диаметров шкивов небольшой и происходит только сближение проволок и прядей в пределах зазоров и дополнительные усилия трения при изгибе каната практически не возникают.

Вышеизложенное дает основание придти к выводу, что дополнительные деформации $\theta = dv/dx$ и dv/dt (см. 1a) от кручения каната несущественны, в соотношениях (2) можно положить:

$$\frac{d^2v}{dx^2} = 0$$
, $\frac{d^2v}{dt^2} = 0$, C=0,

и поэтому система уравнений (2) сводятся к одному волновому уравнению:

$$\frac{A}{\rho} \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = \frac{\partial^2 u}{\partial t^2}.$$
 (10)

В соответствии с [1] волновое уравнение (10) описывает канат в виде эквивалентного сплошного изотропного упругого стержня, в котором: $\sqrt{A/\rho} = a$ - скорость распространения упругой волны вдоль каната; ρ - линейная плотность каната; A - продольная жесткость каната.

В соответствии с правилом Даламбера решение уравнение (10) представляет собой сумму двух решений: движения прямой и обратной волн [15, 16, 17] с одинаковой скоростью. Очевидно, и это подтверждают исследования в [14], в канате распространяются волны, вызванные продольными силами и моментом закручивания, имеющие различные скорости. Однако, теоретические построения требуют существенной корректировки и связаны с необходимостью поиска нового корректного решения системы уравнений (2).

Выполненный в данной работе критический анализ показывает, что для исследования продольных колебаний сосуда шахтной подъемной установки достаточно учитывать только силы, направленные вдоль оси каната. В силу того, что если сосуд шахтной подъемной машины движется в жестких направляющих, внешний момент закручивания отсутствует и удлинение каната, связанное с кручением, по отношению к удлинению, связанному с продольными усилиями, несущественны и динамические процессы в канате можно описать волновым уравнением однородного сплошного стержня (9).

Согласно [1] следует, что в отличие от однородных сплошных стержней, в канатах большую роль играют внутренние силы продольного трения при растяжении и сжатии, которые, как диссипативные силы, приводят к тому, что в отличие от однородных сплошных стержней колебательные процессы в канатах носят достаточно интенсивно затухающий характер. Демпфирующие свойства каната в соответствии с гипотезой Фойгта, обоснование которой приведено в работе [1], описываются следующим соотношением:

$$\sigma = E\left(\varepsilon + \alpha \frac{\partial \varepsilon}{\partial t}\right),\tag{11}$$

где ϵ — относительное удлинение каната; α - коэффициент вязкости; E — модуль упругости. Но в работе [1] учет демпфирующих свойств каната осуществляется применительно к ошибочной системе волновых уравнений (9), поэтому задача ожидает своего решения применительно к волновому уравнению (10).

Литература

- 1. Глушко М.Ф. Стальные подъемные канаты [Текст] Киев: Техника, 1966. 327 с.
- 2. Терехов В.М. Учет упругости длинных канатов в динамике электропривода подъемников [Текст] Электричеств, №6, 1962. с. 49-53.
- 3. Залесов О.А. Комплексное рещение задачи подъема в опрокидных клетях [Текст] М.: Недра, 1973. 218 с.
- 4. Киричок Ю.Г. Привод шахтных подъемных установок большой мощности [Текст]/Ю.Г. Киричок, В.М. Чермалых. –М.: Недра, 1972.–256 с.
- 5. Динкель А.Д. Тиристорный электропривод рудничного подъема [Текст] / А.Д. Динкель, В.Е. Католиков, В.И. Петренко. М.: Недра, 1977. 245 с.
- 6. Хальфин М.Н. Теория и расчет стальных канатов с учетом геометрических и механических параметров проволок [Текст] // Горное оборудование и электромеханика № 10, 2007. с. 37-42.
- 7. Глушко М.Ф. Явления, возникающие при набегании на блок и структурные дефекты в канате [Текст] Стальные канаты. Киев. 1966. Вып. 3. с.108-116.
- 8. Кононенко Л.Ф. Исследование основных дефектов подъемных канатов закрытой конструкции и разработка мероприятий по их устранению [Текст] / Автореферат дис. канд. техн. наук. Харцызск. 1971. 20 с.
- 9. Глушко М.Ф. К расчету напряжения в шахтных подъемных канатах [Текст] / М.Ф. Глушко, В.А. Малиновский, А.А. Чиж, Л.И. Шигрина // Изв. Вузов. Горный журнал. 1983. № 6. с. 95-98.

- 10. Сергеев С.Т. Некрутящиеся проходные канаты [Текст]–М.,1952.–78с.
- 11. Сергеев С.Т. Упрощенный метод определения максимальных усилий в элементах набегающего на блок каната [Текст] // Стальные канаты. Киев, 1966. Вып. 3. с. 126-129.
- 12. Малиновский А.В. Расчет прочности стальных канатов [Текст] М.: Машиностроение. 1989. с. 24-29.
- 13. Малиновский А.В. Некоторые вопросы технологии расчета и проектирования канатов [Текст] // Стальные канаты: Научн. тр. Одесса. 2001. с.41-178.

ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ СИСТЕМ ЛОГИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ПОДЪЁМНЫХ УСТАНОВОК

Островлянчик В. Ю., Кубарев В. А.

Сибирский государственный индустриальный университет, г. Новокузнецк

функционирования При программировании алгоритма автоматики одной проблем системы И защит ИЗ является разработанного реализация алгоритма соответствия программной функционирования реализации. Для его И достижения данной цели разрабатывается на основе принципов изложенных в [1, 2] программный комплекс Quick Prog.

Структура системы моделирования системы логического управления подъёмной установки построена на основе структурной схемы, приведенной на рисунке 1.

Основными этапами предлагаемой методики моделирования являются:

- **Ø** задание основных параметров модели объекта (параметры электрооборудования;
- **2** задание основных параметров технологического процесса, основных значений рабочих параметров и параметров защит системы управления);

- **Ø** моделирование процессов происходящих в системе управления электроприводом и в электрооборудовании во время технологического процесса «Подъём»;
- **Ø** получения состояния системы управления и электрооборудования анализ токов и напряжений; обработка и анализ результатов.

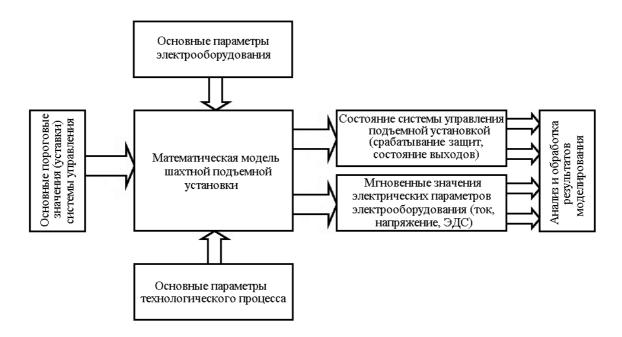


Рисунок 1 — Структурная схема системы математического моделирования системы управления подъёмной установки.

Так как основной упор делается на моделирование работы системы технологической автоматики и защит, то для моделирования электрических процессов в электрооборудовании в работе используются известные соотношения, дополненные уравнениями, описывающими особенности системы управления конкретного объекта.

Разработка методов моделирования велась в три этапа:

- **Ø** теоретический анализ;
- **Ø** разработка математической модели системы логического управления;
- разработка алгоритма вычисления состояния объекта.

На основании реализованной модели была разработана структура программного обеспечения (рисунок 2), реализующего

моделирование и алгоритмы управления для систем логического управления.

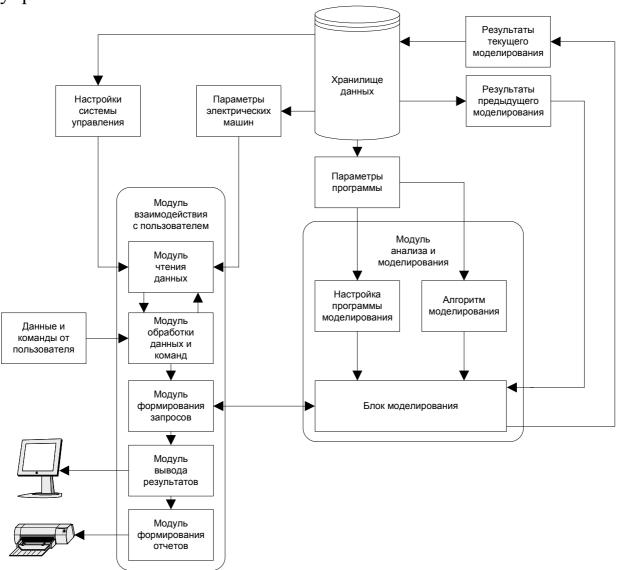


Рисунок 2 — Структура программного комплекса моделирования

При разработке программного обеспечения особое внимание уделялось его направленности на работу с пользователем, не знакомым с основами программирования. Данное программное обеспечение предоставляет пользователю широкий спектр сервисных возможностей, включающих дружественный интерфейс, возможность графического представления данных, гипертекстовую справочную систему и установочный модуль.

На рисунке 3 представлена схема работы описываемого комплекса моделирования.

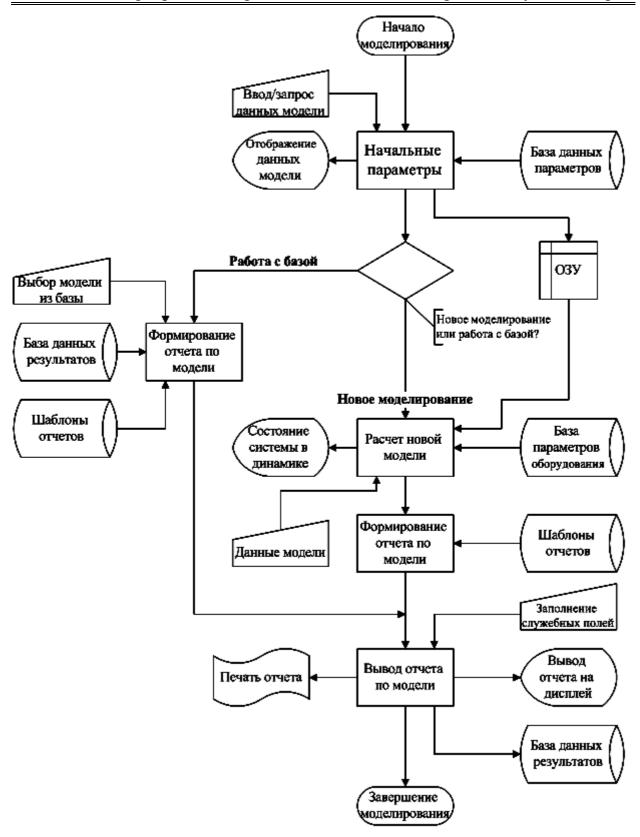


Рисунок 3 — Схема работы комплекса моделирования

Программное обеспечение реализовано для системы Windows XP с применением объектно-ориентированного подхода, данные

ПΟ. B повышает надежность И универсальность подход дальнейшем программные модули могут созданные включены в состав интеллектуальной компьютерной системы моделирования и проектирования систем логического управления сложными технологическими объектами, не ограничиваясь только подъемными установками.

Использование данного программного комплекса, позволяет значительно и ускорить разработку проекта, при реализации несложных проектов возможно отказаться от отдельного программиста, так как задачу проверки полученного программного кода и его тестирования и окончательной реализации может выполнить и инженер-проектировщик имеющий определенные знания в области программирования.

Литература

- 1. В. Ю. Островлянчик «Автоматический электропривод постоянного тока горно-металлургического производства: Учебное пособие» Новокузнецк: 2004 г. 383 с.
- 2. Островлянчик В. Ю., Кубарев В. А. Принципы построения систем логического управления технологическим процессом [Текст]. // Системы автоматизации в образовании, науке и производстве: Труды Пятой всероссийской научно-практической конференции. Новокузнецк, 2005 г. 480 с.

ТЕХНИЧЕСКИЕ РЕШЕНИЯ, РЕАЛИЗУЕМЫЕ ПРИ МОДЕРНИЗАЦИИ ЛАБОРАТОРИЙ КАФЕДРЫ АЭП И ПЭ

Островлянчик В.Ю., Богдановская Т.В., Кубарев В.А. Сибирский государственный индустриальный университет, г. Новокузнецк

В учебном процессе подготовки инженера, и тем более бакалавра значительное время должно уделяться выполнению лабораторных и практических работ. Принятие современных технических решений реализации лабораторных практикумов просто необходимо при подготовке бакалавров по направлению «Электротехника, электромеханика и электротехнологии».

Ha современном развития техники основной этапе особенностью автоматизированного электропривода систем является микропроцессорное управление, которое обеспечивает работу системы автоматического управления и информационных систем. Кроме того, необходимость разработки лабораторных отсутствием обусловлена установок на кафедре автоматизированного электропривода современных систем на базе Подобные промышленных контроллеров. установки необходимы для подготовки специалистов по специальностям 140604 «Электропривод и автоматика промышленных установок и технологических комплексов» 210106 «Промышленная И бакалавров направлению электроника», также ПО электромеханика «Электротехника, И электротехнологии» направлению 210100 «Электроника наноэлектроника» И В соответствии с современным уровнем развития производства.

В связи с вышеизложенным, поставлена задача создания лабораторной установки отвечающей современным требованиям, которая позволяла бы приобрести навыки программирования и настройки микропроцессорных систем.

Предлагается лабораторная установка в виде стендатренажера на базе ПК-совместимого промышленного контроллера фирмы Fastwel. (рисунок 1).

Как видно из рисунка 1 состав стенда-тренажера следующий:

- 1. Контроллер СРU686-Е;
- 2. Источник питания каркаса контроллера 5 В, 2,5А;
- 3. Платы гальванической развязки дискретных сигналов ТВІ-24/0-С (вывод сигналов) и ТВІ-0/24-С (ввод сигналов);
- 4. ЖК-дисплей 4 строки по 20 символов и плата коммутации LCD-IBF к нему;
- 5. Влагозащищенная клавиатура FK-3;
- 6. Модуль аналогового ввода вывода AI16-5A-1 и терминальная плата ТВ-20 к нему;
- 7. Универсальный программируемый модуль дискретного ввода-вывода UNIO96-5.

СЕКЦИЯ 2. Информационные и управляющие системы, комплексы программ. Вопросы подготовки инженерных и научных кадров

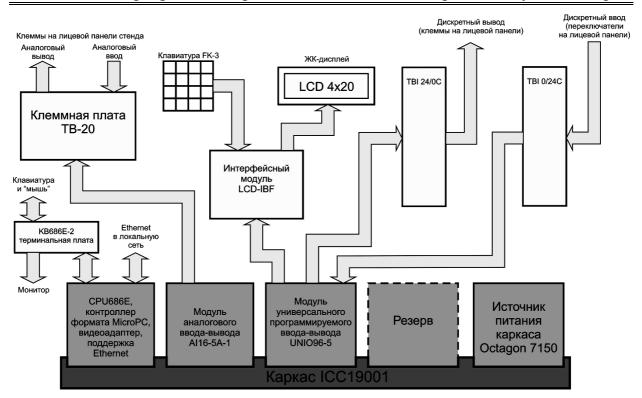


Рисунок 1 — Структурная схема предлагаемого тренажёра на основе ПК-совместимого контроллера Fastwel

Использование модуля процессора, выполненного в стандарте MicroPC и предназначенного для использования В системах реального времени, управления контроля производства высокоскоростного сбора данных [1] позволяет составить сложную программу, полностью реализующую управление различными объектами, например такими, как прокатные станы, подъёмные установки, экскаваторы, и другими.

Использование же универсального программируемого модуля UNIO96-5, выполненного на основе программируемых логических интегральных схем Xilinx, позволяет с помощью программного изменения прошивки работать с цифровым/частотным вводомвыводом, аналоговым вводом-выводом (через модули Grayhill), проводить измерение частоты, работать с модулями ШИМ, и другими средствами ввода-вывода [2].

В качестве программного обеспечения для программирования предлагаемых стендов предполагается применять программное обеспечение Open Watcom v 1.8 и учебную версию системы программирования контроллеров с использованием языков МЭК — UltraLogic32.

На базе разрабатываемого стенда-тренажера планируется создание и в будущем проведение лабораторных работ по темам [3]:

- 1) «Общие сведения об используемых в ПК-совместимых контроллерах операционных системах. Изучение приемов создания и отладки программного обеспечения»;
- 2) «Изучение устройств цифрового ввода-вывода микропроцессорных систем управления»;
- 3) «Изучение устройств аналогового ввода микропроцессорных систем управления»;
- 4) «Изучение устройств аналогового вывода микропроцессорных систем управления»;
- 5) «Реализация функций отсчёта времени и подсчёта внешних событий в микропроцессорных системах управления»;
- 6) «Организация прерываний в микропроцессорных системах управления»;
- 7) «Создание и исследование работы микропроцессорного задатчика интенсивности с ограничением рывка».

Для учебного процесса особенно интересны такие возможности подобного стенда-тренажера как:

- **Ø** возможность обслуживания и работы с реальным объектом;
- **Ø** возможность проведения различных измерений в зависимости от заложенных в модули программ («прошивок»).

Лабораторные установки предполагается объединить в компьютерную сеть (рисунок 2), которая должна обеспечить полноценную работу по стандарту Fast Ethernet 100Base-TX с возможностью доступа к серверу лаборатории и локальной корпоративной сети СибГИУ.

С дальнейшим развитием внедрение лаборатории на базе подобных стендов-тренажеров позволит:

1. Проводить лабораторные работы и эксперименты на реальном оборудовании с использованием реальных контрольно-измерительных и управляющих устройств;

- 2. Появляется возможность разработки и унификации учебных и тестовых программ, создание электронных учебных пособий;
- 3. Упрощается обслуживание стендов, так как практически отпадает необходимость перекоммутаций и большинство операций реализуются программно;
- 4. Создать условия для активизации работы студентов в области НИРС, так как имеется возможность смоделировать работу большинства электроприводов.

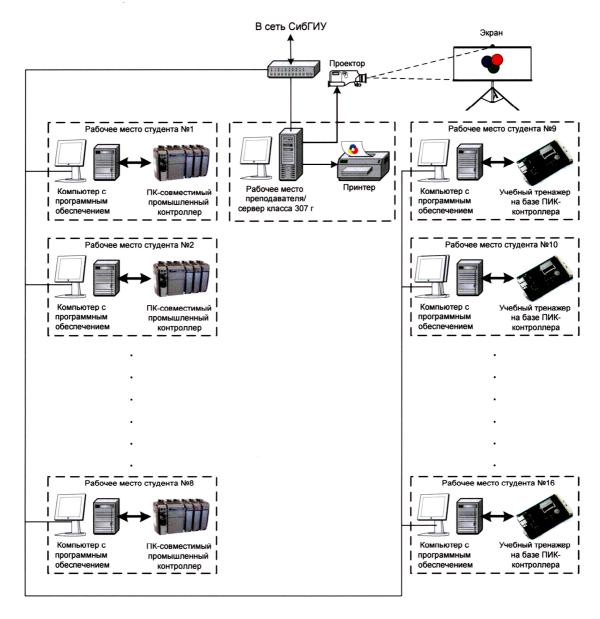


Рисунок 2 — Структура компьютерной сети лаборатории.

В качестве заключения, хотелось бы отметить, что для специальностей связанных с автоматизацией производств попытки создать подобные стенды-тренажеры, уже проводились и заслужили достаточное количество положительных отзывов [4], поэтому необходимо как можно скорее расширить имеющийся опыт на специальности непосредственно связанные с электроприводами с учетом их специфики.

Литература

- 1. Модуль процессора СРU686: Руководство пользователя. Fastwel Inc. 1999 г. 18 с.
- 2. Программируемые модули ввода-вывода UNIOxx-5: Руководство пользователя. Fastwel Inc. 2002 г. 7 с.
- 3. Микропроцессорная техника для вузов / Юрий Афонин, Леонид Шарнин, Ефим Баран, и д.р. // Современные технологии автоматизации. №3 2001 г. с. 58-67.
- 4. Web-лаборатория «Микроконтроллеры и сигнальные процессоры» / Ефим Баран, Пётр Захаров, Андрей Любенко // Современные технологии автоматизации. №1 2005 г. с. 64-68.

ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ МИКРОКОНТРОЛЛЕРНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ

Русских М.Ф.

Сибирский государственный индустриальный университет, г. Новокузнецк

Сегодня развитие средств базе микроконтроллеров на позволяет реализовать некоторые системы, которые ранее было сложно реализовать. В последнее время для управления мощными электроприводами наметилась тенденция использования систем на микроконтроллеров. Промышленные компьютеры контроллеры хотя и обладают таким важным качеством как производительность, но в некоторых случаях представляется целесообразней использовать микроконтроллерные сборки из-за их миниатюрности экономичности, большей устойчивости к вибрации тому же сегодня рынок предоставляет экскаваторах. К

достаточно быстродействующие микроконтроллеры, вследствие чего разрыв в производительности между двумя этими средствами автоматизации также сокращается.

построения Для системы управления тиристорным электроприводом на основе микроконтроллеров в первую очередь необходимо совершить разбиение системы на основные блоки, описывающие функциональные свойства системы. блоками являются система автоматического регулирования (САР), система импульсно-фазового управления (СИФУ) и система защит сигнализации (C3C). Также помимо основных необходимо выделить области, обеспечивающие работоспособность внутрисистемный системы, такие как интерфейс связи, интерфейсы связи с ПК и с пользователем.

Для реализации системы были выбраны 32-разрядные микроконтроллеры семейства PIC32MX фирмы Microchip как одни из наиболее производительных и доступных на сегодняшний день. Блок СИФУ является наиболее требовательной к быстродействию системы, так как именно этот блок выдает задание на тиристорный импульсов, преобразователь $(\Pi\Pi)$ В поэтому виде целесообразно реализовать СИФУ на отдельном Особенности микроконтроллере. блока СИФУ сразу задают некоторые ограничения на реализацию. Исходя его микроконтроллера, характеристик ОНЖОМ судить точности системы при определенном количестве инструкций. Так, полный период фазы синхронизации составляет 0,02с, время одного машинного такта, исходя из частоты работы МК 80 МГц:

$$1/80000000 \Gamma \mu = 0.0125 * 10^{-6} c.$$

Тогда при желаемой точности X минимальное количество инструкций Y найдется следующим образом:

$$Y = (0.02*X/360)/0.0125*10^{-6}$$
.

То есть при $X=0,1^\circ$ Y=444 инструкций, при $X=1^\circ$ Y=4444 инструкций и т.д.

Так как мы имеем несколько блоков, в которых имеются определенные задачи на выполнение микроконтроллерной системой, то для наибольшего удобства их понимания и программирования будет лучше ввести приоритетность задач [1].

Очевидно что, задачи блока СИФУ необходимо сделать высокоприоритетными каждой И выполнять В точке дискретизации, то есть на каждом цикле программы. На рисунке 1 приведена общая блок-схема программы, реализующей СИФУ. Суть данного метода заключается в фиксации перехода трех разностей фаз СА,АВ,ВС через 0 и выдачу импульсов соответствующие тиристоры относительно полученных точек. Здесь можно было бы использовать один таймер, синхронизировав его, например, с фазой СА и вести отсчет для других точек относительно него, но тогда несколько увеличились бы расчеты, и программа была бы более загруженной, что в свою очередь повлияло бы на производительность. Здесь же с каждой фазой было синхронизировано по таймеру TMR1, TMR2 и TMR3 для фаз СА, АВ и ВС соответственно, нагрузив таким образом аппаратную часть системы и разгрузив программную.

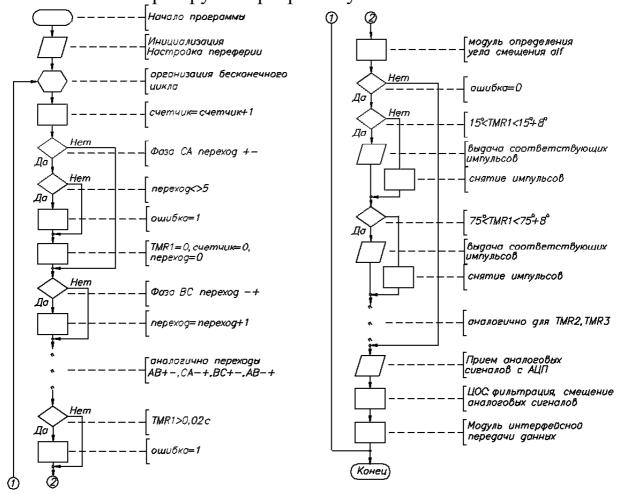


Рисунок 1 – Блок-схема программы СИФУ.

работоспособности СИФУ Результаты проверки блока показали, что за период фазы совершается около 2000 циклов что приемлемым программы, является результатом свидетельствует правильности составления 0 программы ПО алгоритму, показанному на рисунке 1.

Для микроконтроллерного модуля, реализующего САР и СЗС, не столь критична такая привязка по времени, поэтому в данном случае можно равномерно распределить задачи во временном промежутке выполнения цикла (рисунок 2).

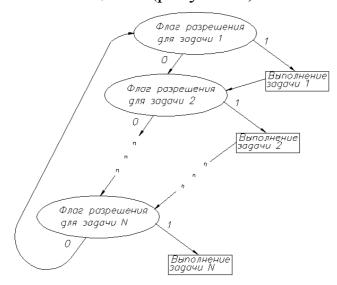


Рисунок 2 — Функциональная диаграмма распределения задач.

Таким образом, можно выделить такие задачи как, например, интенсивности, цифровая реализация задатчика сигналов, реализация регуляторов, реализация большинства защит, которых будет выполняться в своём цикле, а в каждая из следующем цикле будет выполняться другая из вышеназванных задач, и так далее. Некоторые задачи, например, срабатывание ПО превышению тока, лучше защиты сделать высокоприоритетными и выполнять в каждом цикле. Другие же, наоборот, можно сделать низкоприоритетными и выполнять раз в пять-десять циклов в том цикле, где задействована какая-нибудь небольшая по времени выполнения задача для того, чтобы скомпенсировать время выполнения этого цикла и по возможности примерно уравнять время выполнения различных циклов. Это относится к такой задаче как реализация интерфейса пользователя посредством ЖК-дисплея. Здесь человеческий глаз не уловит разницу в изменении данных на ЖК-дисплее за один или за десять циклов.

Задача передачи данных между микроконтроллерами реализуется следующим образом. В целях получения наибольшего быстродействия при передаче данных оптимальным решением является использование параллельного порта в качестве средства связи из имеющихся в данном микроконтроллере таких средств. Также необходимо согласовать время подхода к задаче передачи данных каждого цикла, выполняющихся в одно время, так как передача данных будет осуществляться в каждом цикле. На рисунке 3 показаны блок-схемы программ организации подготовки передачи данных для обоих микроконтроллеров. Из него видно, что для такой организации необходимо еще два дискретных канала. Такой подход позволяет в конечном итоге выровнять время выполнения циклов, выполняемых данный момент, синхронизировать начало передачи данных.

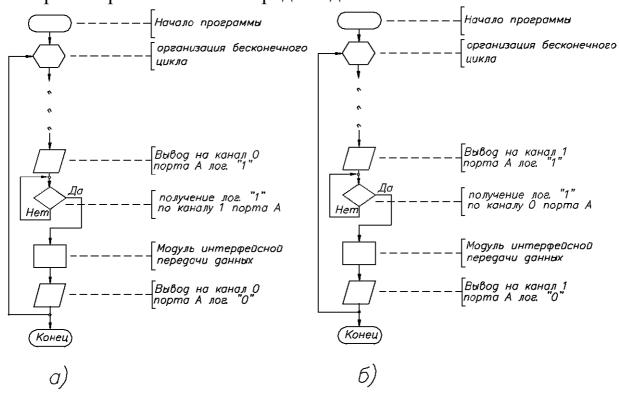


Рисунок 3 – Блок-схемы организации подготовки передачи данных

Таким образом, данное устройство вполне может обеспечить работоспособность экскаваторных электроприводов и других подобных механизмов.

Литература

1. Узенгер А. Алгоритмическая многозадачность в микроконтроллерных разработках / Компоненты и технологии, №8 2001 – стр. 110-111.

КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ ИДЕНТИФИКАЦИИ ПАРАМЕТРОВ И ТОКОВ РОТОРА ТРЕХФАЗНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Макаров В.Г., Яковлев Ю.А.

Казанский государственный технологический университет, г. Казань

Частотно-регулируемый электропривод асинхронными (АД) широко используются двигателями В современном электроприводе. автоматизированном Для построения управления подобными эффективных алгоритмов электроприводами необходима информация о текущих параметрах. Для идентификации параметров схемы замещения фазы и нагрузки АД необходимо располагать информацией о токах ротора. Токи ротора короткозамкнутого подлежат непосредственному не измерению. Использование АД с встроенными датчиками Холла увеличивает его стоимость. В связи с этим возникает задача идентификации процессов, которая должна решаться параллельно с задачей идентификации параметров.

Уравнения АД с позиций теории обобщенной электрической машины имеют вид:

$$\begin{cases} u_{1d} = R_{1o}i_{1d} + L_{1o}i_{1d} + M_{mo}i_{2d} - \omega_{1} \left(L_{1o}i_{1q} + M_{mo}i_{2q} \right); \\ u_{1q} = R_{1o}i_{1q} + L_{1o}i_{1q} + M_{mo}i_{2q} + \omega_{1} \left(L_{1o}i_{1d} + M_{mo}i_{2d} \right); \\ 0 = R_{2o}i_{2d} + L_{2o}i_{2d} + M_{mo}i_{1d} - (\omega_{1} - \omega) \left(L_{2o}i_{2q} + M_{mo}i_{1q} \right); \\ 0 = R_{2o}i_{2q} + L_{2o}i_{2q} + M_{mo}i_{1q} + (\omega_{1} - \omega) \left(L_{2o}i_{2d} + M_{mo}i_{1d} \right); \\ J_{\Sigma_{0}}\omega = p_{\tilde{1}} \left(p_{\tilde{1}} M_{mo} \left(i_{2d}i_{1q} - i_{2q}i_{1d} \right) - M_{co} \right), \end{cases}$$

$$(1)$$

где $^{u_{1d}}$, $^{u_{1q}}$ — напряжения фаз обмотки статора; $^{i_{1d}}$, $^{i_{1q}}$, $^{i_{2d}}$, $^{i_{2q}}$ — токи фаз обмотки статора;— токи фаз обмотки ротора; R_1 , R_2 , L_1 , L_2 — активные сопротивления и индуктивности фаз обмоток статора и ротора; M_m — взаимная индуктивность; $^{J_{\Sigma}}$ — момент инерции подвижных частей; $^{p_{\Pi}}$ — число пар полюсов; M_c — статический момент; $^{\omega_1}$ — частота вращения системы координат d , q ; $^{\omega_2}$ — частота скольжения; индексами обозначены производные соответствующих функций; индексами $^{\circ}$ — истинные значения параметров.

В процессе идентификации приходится иметь дело сразу с двумя видами параметров и процессов — истинными значениями и их оценками. В случае идеальном оценки и истинные значения параметров и процессов должны совпадать, однако оценки в произвольный момент времени отличаются от истинных значений. В связи с этим появляются отклонения, именуемые невязками. Следует отметить, что уравнения системы (1) не выполняются с оценками параметров и процессов.

Выражения невязок будут иметь вид:

$$\Delta u_{1d} = R_{1}i_{1d} + \left(L_{1} - \frac{M_{m}^{2}}{L_{2}}\right) \frac{di_{1d}}{dt} - \frac{R_{2}M_{m}}{L_{2}}i_{2d} - \frac{\omega M_{m}i_{2q}}{L_{2}} + \left(\omega_{2}\frac{M_{m}^{2}}{L_{2}} - \omega_{1}L_{1}\right)i_{1q} - u_{1d};$$

$$\Delta u_{1q} = R_{1}i_{1q} + \left(L_{1} - \frac{M_{m}^{2}}{L_{2}}\right) \frac{di_{1q}}{dt} - \frac{R_{2}M_{m}}{L_{2}}i_{2q} + \frac{\omega M_{m}i_{2d}}{L_{2}} + \left(\omega_{1}L_{1} - \omega_{2}\frac{M_{m}^{2}}{L_{2}}\right)i_{1d} - u_{1q};$$

$$\Delta M = J_{\Sigma}\frac{d\omega}{dt} + p_{\tilde{1}}M_{c} - p_{\tilde{1}}^{2}M_{m}(i_{2d}i_{1q} - i_{2q}i_{1d}).$$
(2)

Введем функции невязок:

$$V_{u_1} = \frac{1}{2} \left[(\Delta u_{1d})^2 + (\Delta u_{1q})^2 \right]; \qquad V_M = \frac{1}{2} (\Delta M)^2.$$

Невязки в процессе оценивания должны стремиться к нулю, а функции невязок должны быть минимизированы.

Традиционно приведение параметров ротора АД к статору осуществляется таким образом, что количество витков фазы обмотки статора w_1 равно количеству витков фазы обмотки ротора w_2 . При таком подходе индуктивность от основного потока статора будет численно равна индуктивности от основного потока ротора, а индуктивности фаз статора и ротора от потоков рассеяния окажутся различными. Таким образом, в процессе идентификации необходимо оценивать следующие пять параметров схемы замещения фазы АД, а именно: R_1 , L_1 , R_2 , L_2 , M_m . Кроме того идентификации подлежат также параметры $^{J_{\Sigma}}$, M_c , поэтому общее количество идентифицируемых параметров равно семи.

В данном случае предлагается осуществлять приведение параметров ротора АД к статору так, чтобы обеспечить равенство индуктивностей фаз статора L_1 и ротора L_2 . Отметим, что при подобном подходе индуктивности фаз статора и ротора от потоков рассеяния будут различными. При этом количество параметров схемы замещения фазы АД, подлежащих оцениванию, сокращается до четырех, а именно: R_1 , R_2 , L_1 (L_2), M_m . Наряду с этим

оцениванию подлежат также параметры $^{J_{\Sigma}}, ^{M_{c}}.$ Общее количество оцениваемых параметров равно шести.

Составим систему дифференциальных уравнений относительно оценок параметров согласно непрерывному градиентному методу поиска минимума функции:

$$\frac{dR_1}{dt} = -\mu_{R_1} \frac{\partial V_{u_1}}{\partial R_1} = -\mu_{R_1} \left[\Delta u_{1d} i_{1d} + \Delta u_{1q} i_{1q} \right] ; \tag{3}$$

$$\frac{dL_1}{dt} = \frac{dL_2}{dt} = -\mu_L \frac{\partial V_{u_1}}{\partial L_1} = -\mu_L \left[\Delta u_{1d} \left(\frac{di_{1d}}{dt} - \omega_1 i_{1q} \right) + \Delta u_{1q} \left(\frac{di_{1q}}{dt} + \omega_1 i_{1d} \right) \right]; \tag{4}$$

$$\frac{dR_2}{dt} = -\mu_{R_2} \frac{\partial V_{u_1}}{\partial R_2} = \mu_{R_2} \frac{M_m}{L_2} \left[\Delta u_{1d} i_{2d} + \Delta u_{1q} i_{2q} \right]; \tag{5}$$

$$\frac{dM_m}{dt} = -\mu_{M_m} \left[\frac{\partial V_{u_1}}{\partial M_m} + \lambda \frac{\partial V_M}{\partial M_m} \right] = -\mu_{M_m} \left[\Delta u_{1d} \left(\frac{R_2}{L_2} i_{2d} - \omega i_{2q} \right) + \frac{1}{2} \frac{\partial u_{1d}}{\partial M_m} \right] = -\mu_{M_m} \left[\Delta u_{1d} \left(\frac{R_2}{L_2} i_{2d} - \omega i_{2q} \right) + \frac{1}{2} \frac{\partial u_{1d}}{\partial M_m} \right] = -\mu_{M_m} \left[\Delta u_{1d} \left(\frac{R_2}{L_2} i_{2d} - \omega i_{2q} \right) + \frac{1}{2} \frac{\partial u_{1d}}{\partial M_m} \right] = -\mu_{M_m} \left[\Delta u_{1d} \left(\frac{R_2}{L_2} i_{2d} - \omega i_{2q} \right) + \frac{1}{2} \frac{\partial u_{1d}}{\partial M_m} \right] = -\mu_{M_m} \left[\Delta u_{1d} \left(\frac{R_2}{L_2} i_{2d} - \omega i_{2q} \right) + \frac{1}{2} \frac{\partial u_{1d}}{\partial M_m} \right] = -\mu_{M_m} \left[\Delta u_{1d} \left(\frac{R_2}{L_2} i_{2d} - \omega i_{2q} \right) + \frac{1}{2} \frac{\partial u_{1d}}{\partial M_m} \right] = -\mu_{M_m} \left[\Delta u_{1d} \left(\frac{R_2}{L_2} i_{2d} - \omega i_{2q} \right) + \frac{1}{2} \frac{\partial u_{1d}}{\partial M_m} \right] = -\mu_{M_m} \left[\Delta u_{1d} \left(\frac{R_2}{L_2} i_{2d} - \omega i_{2q} \right) + \frac{1}{2} \frac{\partial u_{1d}}{\partial M_m} \right] = -\mu_{M_m} \left[\Delta u_{1d} \left(\frac{R_2}{L_2} i_{2d} - \omega i_{2q} \right) + \frac{1}{2} \frac{\partial u_{1d}}{\partial M_m} \right] = -\mu_{M_m} \left[\Delta u_{1d} \left(\frac{R_2}{L_2} i_{2d} - \omega i_{2q} \right) + \frac{1}{2} \frac{\partial u_{1d}}{\partial M_m} \right] = -\mu_{M_m} \left[\Delta u_{1d} \left(\frac{R_2}{L_2} i_{2d} - \omega i_{2q} \right) + \frac{1}{2} \frac{\partial u_{1d}}{\partial M_m} \right] = -\mu_{M_m} \left[\Delta u_{1d} \left(\frac{R_2}{L_2} i_{2d} - \omega i_{2q} \right) + \frac{1}{2} \frac{\partial u_{1d}}{\partial M_m} \right] = -\mu_{M_m} \left[\Delta u_{1d} \left(\frac{R_2}{L_2} i_{2d} - \omega i_{2q} \right) + \frac{1}{2} \frac{\partial u_{1d}}{\partial M_m} \right] = -\mu_{M_m} \left[\Delta u_{1d} \left(\frac{R_2}{L_2} i_{2d} - \omega i_{2q} \right) + \frac{1}{2} \frac{\partial u_{1d}}{\partial M_m} \right] = -\mu_{M_m} \left[\Delta u_{1d} \left(\frac{R_2}{L_2} i_{2d} - \omega i_{2q} \right) + \frac{1}{2} \frac{\partial u_{1d}}{\partial M_m} \right] = -\mu_{M_m} \left[\Delta u_{1d} \left(\frac{R_2}{L_2} i_{2d} - \omega i_{2q} \right) + \frac{1}{2} \frac{\partial u_{1d}}{\partial M_m} \right] = -\mu_{M_m} \left[\Delta u_{1d} \left(\frac{R_2}{L_2} i_{2d} - \omega i_{2q} \right) + \frac{1}{2} \frac{\partial u_{1d}}{\partial M_m} \right] = -\mu_{M_m} \left[\Delta u_{1d} \left(\frac{R_2}{L_2} i_{2d} - \omega i_{2q} \right) + \frac{1}{2} \frac{\partial u_{1d}}{\partial M_m} \right] + \frac{1}{2} \frac{\partial u_{1d}}{\partial M_m} \left[\Delta u_{1d} \left(\frac{R_2}{L_2} i_{2d} - \omega i_{2q} \right) \right] + \frac{1}{2} \frac{\partial u_{1d}}{\partial M_m} \left[\Delta u_{1d} \left(\frac{R_2}{L_2} i_{2d} - \omega i_{2q} \right) \right] + \frac{1}{2} \frac{\partial u_{1d}}{\partial M_m} \left[\Delta u_{1d} \left(\frac{R_2}{L_2} i_{2d} - \omega i_{2q} \right) \right] + \frac{1}{2} \frac{\partial u_{1d}}{\partial M_m} \left[\Delta u_{1d} \left(\frac{R_2}{L_2} i_{2d} - \omega i_{2q} \right) \right] + \frac{1}{2} \frac{\partial u_{$$

$$+ \Delta u_{1q} \left(-\frac{R_2}{L_2} i_{2q} - \omega i_{2d} \right) - \lambda \Delta M p_{\parallel}^2 \left(i_{2d} i_{1q} - i_{2q} i_{1d} \right) \right]; \tag{6}$$

$$\frac{dJ_{\Sigma}}{dt} = -\mu_{J_{\Sigma}} \frac{\partial V_{u_1}}{\partial J_{\Sigma}} = -\mu_{J_{\Sigma}} \frac{d\omega}{dt} \Delta M ; \qquad (7)$$

$$\frac{dM_{\rm c}}{dt} = -\mu_M \frac{\partial V_M}{\partial M_{\rm c}} = -\mu_M p_{\rm T} \Delta M , \qquad (8)$$

где μ_{R_1} , μ_{L_1} , μ_{R_2} , μ_{M_m} , $\mu_{J_{\Sigma}}$, μ_{M} — положительные коэффициенты, определяющие скорости изменения оценок параметров; λ — весовой коэффициент, определяющий относительное влияние функций невязок V_{u_1} и V_{M} .

Идентификацию токов ротора производим на основании уравнений:

$$\frac{di_{2d}}{dt} = \frac{-R_2 i_{2d} - M_m \frac{di_{1d}}{dt} + \omega_2 \left(L_2 i_{2q} + M_m i_{1q} \right)}{L_2} - \mu_I \left[\Delta u_{1q} \omega M_m - \Delta u_{1d} \frac{R_2 M_m}{L_2} \right]; \tag{9}$$

$$\frac{di_{2q}}{dt} = \frac{-R_2 i_{2q} - M_m \frac{di_{1q}}{dt} - \omega_2 \left(L_2 i_{2d} + M_m i_{1d} \right)}{L_2} + \frac{di_{2q}}{dt} = \frac{-R_2 i_{2q} - M_m \frac{di_{1q}}{dt} - \omega_2 \left(L_2 i_{2d} + M_m i_{1d} \right)}{L_2} + \frac{di_{2q}}{dt} = \frac{-R_2 i_{2q} - M_m \frac{di_{1q}}{dt} - \omega_2 \left(L_2 i_{2d} + M_m i_{1d} \right)}{L_2} + \frac{di_{2q}}{dt} = \frac{-R_2 i_{2q} - M_m \frac{di_{1q}}{dt} - \omega_2 \left(L_2 i_{2d} + M_m i_{1d} \right)}{L_2} + \frac{di_{2q}}{dt} = \frac{-R_2 i_{2q} - M_m \frac{di_{1q}}{dt} - \omega_2 \left(L_2 i_{2d} + M_m i_{1d} \right)}{L_2} + \frac{di_{2q}}{dt} = \frac{-R_2 i_{2q} - M_m \frac{di_{1q}}{dt} - \omega_2 \left(L_2 i_{2d} + M_m i_{1d} \right)}{L_2} + \frac{di_{2q}}{dt} = \frac{-R_2 i_{2q} - M_m \frac{di_{1q}}{dt} - \omega_2 \left(L_2 i_{2d} + M_m i_{1d} \right)}{L_2} + \frac{di_{2q}}{dt} = \frac{-R_2 i_{2q} - M_m \frac{di_{1q}}{dt} - \omega_2 \left(L_2 i_{2d} + M_m i_{1d} \right)}{L_2} + \frac{di_{2q}}{dt} = \frac{-R_2 i_{2q} - M_m \frac{di_{1q}}{dt} - \omega_2 \left(L_2 i_{2d} + M_m i_{1d} \right)}{L_2} + \frac{di_{2q}}{dt} + \frac$$

$$+\mu_I \left[\Delta u_{1d} \omega M_m + \Delta u_{1q} \frac{R_2 M_m}{L_2} \right], \tag{10}$$

где μ_I — положительный коэффициент, определяющий скорости изменения токов ротора.

Первые слагаемые в уравнениях (9), (10) позволяют определять токи ротора при условии, что оценки параметров и процессов определены корректно. Однако оценки параметров и токов ротора имеют отклонения от истинных значений. Для учета влияния этого фактора в уравнения (9), (10) введены вторые слагаемые. Иными словами, первые слагаемые в (9), (10) позволяют определять токи ротора на основании уравнений динамики, а вторые слагаемые учитывают отклонения этих токов от истинных значений.

Таким образом, систему уравнений обобщенной машины (1) можно рассматривать, как математическую модель объекта идентификации, а систему уравнений (2) в совокупности с уравнениями (3) — (8) — как математическую модель системы идентификации параметров обобщенной машины R_1 , $L_1(L_2)$, R_2 , M_m , J_Σ и M_c . При этом система уравнений (1) в совокупности с уравнениями (9), (10) представляет собой математическую модель системы идентификации токов ротора $i_{2d}(t)$, $i_{2q}(t)$, которые не подлежат непосредственному измерению.

Следует отметить, что процесс оценивания токов ротора не останавливается в отличие от процесса оценивания параметров, а продолжается параллельно с изменением реальных токов в роторе.

С использованием рассмотренного математического описания проведено компьютерное моделирование процессов идентификации параметров и токов ротора обобщенной машины на базе двигателя типа АИР80А6У2.

Моделирование проводилось при начальном отклонении всех параметров от истинных значений на 50 % и 75 %. Длительность процессов идентификации параметров составила 22 с и 23 с соответственно, а длительность процессов идентификации токов ротора — 12,5 с и 19 с. Оценка точности идентификации параметров и токов ротора приводится в таблице 1.

Таблица 1 — Оценка точности идентификации параметров асинхронного двигателя и токов ротора

асинхронного двигателя и токов ротора						
			Относительная погрешность			
	ше	Истинные значения параметров	идентификации при			
Наименование параметров,	нен		начальном			
единицы измерения	Обозначение		отклонении			
opposite the second			параметров от			
			истинных значений			
			на 50 %	на 75 %		
1	2	3	4	5		
Активное сопротивление фазы обмотки статора, Ом	R_1	8,9779	0,0004 %	0,0007 %		
Индуктивность фазы обмотки статора (ротора), Гн	$L_1(L_2)$	0,5168	0,0000 %	0,0003 %		
Активное сопротивление фазы обмотки ротора, Ом	R_2	5,7426	0,0004 %	0,0008 %		
Взаимная индуктивность, Гн	M_{m}	0,4962	0,0001 %	0,1870 %		
Момент инерции подвижных частей, кг · м ²	J_{Σ}	0,0330	0,0002 %	0,0002 %		
1	2	3	4	5		
Статический момент, Н-м	$M_{\rm c}$	0,1000	0,0004 %	0,0009 %		
Ток фазы d ротора, А	i_{2d}	_	0,1886 %	0,2435 %		
Ток фазы q ротора, А	i_{2q}	_	0,3798 %	0,4611 %		

Компьютерное моделирование и исследование с помощью функции Ляпунова подтвердило асимптотическую устойчивость процессов идентификации. Кроме того, проводилось исследование весового коэффициента влияния величины на характер идентификации, переходных процессов a также на устойчивость. Установлено, что величина весового коэффициента λ не оказывает определяющего влияния на характер процессов идентификации и ИХ устойчивость. Следует отметить,

идентификация осуществляется даже при $^{\lambda}$, равном нулю, а сам процесс идентификации продолжает оставаться устойчивым. В таком случае отсутствие третьего слагаемого в уравнении (6), можно рассматривать как наличие постоянно действующего возмущения, при котором устойчивость есть, но не асимптотическая.

Таким образом, компьютерное моделирование подтвердило работоспособность эффективность, И высокую предлагаемого метода идентификации и разработанного на его алгоритма. С использованием предлагаемого разработана функциональная схема устройства идентификации параметров и токов ротора трехфазного асинхронного двигателя, которой целесообразно при построении применение частотно-регулируемого управления электропривода асинхронными двигателями.

В заключение отметим, что если определение мгновенных значений производных i_{1d} , i_{1q} , i_{2d} , i_{2q} , ω' затруднительно, например, из-за высокого уровня помех в сигналах $i_{1d}(t)$, $i_{1q}(t)$, $i_{2d}(t)$, $i_{2q}(t)$, $\omega(t)$, то в выражениях системы уравнений обобщенной машины вместо процессов i_{1d} , i_{1q} , i_{2d} , i_{2q} , ω' могут быть применены результаты их преобразования некоторым линейным оператором, одинаковым для всех процессов. Например, это могут быть интегралы с переменным верхним пределом или результаты преобразования инерционным звеном.

РЕГИОНАЛЬНЫЕ ВУЗЫ НА РЫНКЕ ТРУДА

Малеева Е.В.

к.э.н., зав. кафедрой Экономики и Социально-Гуманитарных Дисциплин Технического Института (филиала) федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Северо-Восточный университет имени М.К.Аммосова» в г.Нерюнгри

Динамичное развитие экономики, сокращение сферы неквалифицированного и малоквалифицированного труда,

структурные изменения в сфере занятости определяют высокие профессиональной квалификации требования К работников. Образовательная политика России на современном этапе исходит из необходимости повышения роли образования в развитии общества и государства. Эта роль определяется как задачами перехода России к демократическому обществу с рыночной мировыми тенденциями развития. экономикой, так И современном мире образование стало одним из важнейших факторов и ресурсов экономического развития, формирования нового качества экономики. В связи с этим важным становится создание системы прогнозирования потребностей рынка труда в кадрах.

Профессионально-квалификационный потенциал В наибольшей степени характеризует население как ресурс труда территории, который аккумулирует в себе объем, глубину и разносторонность общих и специальных знаний, трудовых навыков и умений, обусловливающий способность работника к труду определенного содержания и сложности. В последнее время оценка работников, конкурирующих на мировом рынке труда, все в большей степени осуществляется под углом новых измерений развития трудового потенциала, каким является качество труда, которое включает в себя такие критерии как квалификацию, способности, отношение К труду, уровень социального экономического мышления [1].

Перенасыщение рынка труда квалифицированными работниками одних специальностей и нехватка других сопровождается рядом отрицательных последствий для экономики региона:

- мерациональным использованием средств на подготовку
 и переподготовку специалистов, снижением
 экономического эффекта от средств, вложенных в
 производство квалифицированной рабочей силы;
- **Ø** увеличением числа безработных, как в общей численности населения, так и по отдельным видам специальностей;

- **Ø** увеличением расходов на переобучение и переквалификацию кадров предприятиями и организациями;
- **Ø** психологической неудовлетворенностью людей, работающих не по специальности.

Таким образом, прогнозирование потребностей в кадрах, прежде всего молодых специалистов, на современном этапе представляется одной из важнейших проблем экономики как в плане развития научно-технического потенциала регионов, так и с позиций совершенствования деятельности вузов в условиях рыночных отношений. Прогнозируемая потребность должна увязываться с подготовкой кадров в системе профессионального образования, а точнее - служить ориентиром при определении необходимых масштабов их подготовки.

Но разработка методик прогнозирования потребности в трудовых ресурсах дело, пусть недалекого, но все-таки будущего. Сегодня дисбаланс на рынке труда можно и нужно решать переподготовки кадров оперативно, путем получения дополнительной квалификации. Выпускники учебных заведений, дополнительную квалификацию, имеющие будут более Кроме востребованы региональном рынке труда. на структурное несоответствие спроса и предложения вакантных рабочих мест можно быстрее преодолеть, имея в регионе широкую сеть образовательных учреждений предлагающих переподготовку кадров и получения дополнительной квалификации.

На базе региональных высших учебных заведений чаще всего уже открыты центры повышения квалификации и переподготовки кадров. Следует только расширить ассортимент предлагаемых образовательных услуг.

Дополнительная квалификация присуждается лицам, имеющим высшее профессиональное образование, при условии дополнительной профессиональной успешного освоения программы образовательной ДЛЯ получения дополнительной квалификации, включая прохождение итоговой государственной Нормативная трудоемкость аттестации. дополнительной профессиональной образовательной программы для получения дополнительной квалификации составляет – 1420 часов [2].

Профессиональная переподготовка представляет собой альтернативу второму высшему образованию, т.е. по окончанию обучения слушатели получают диплом государственного образца о профессиональной переподготовке, который дает право на ведение новой профессиональной деятельности.

На обучение принимаются специалисты, уже имеющие высшее или среднее профессиональное образование. Наличие базового образования позволяет в сжатые сроки получить знания и навыки для работы в новой для Вас сфере деятельности. Данная форма обучения разработана Министерством образования РФ в качестве удобного, недорого и быстрого способа освоить новый вид профессиональной деятельности.

По направлениям профессиональная переподготовка и краткосрочным курсам повышения квалификации возможны три формы обучения:

- 1. Заочная форма обучения
- 2. Вечерняя форма обучения
- 3. Дистанционная форма обучения

Одной из задач образования отмеченной администрацией «Нерюнгринский Муниципального образования район» [3] является разработка системы переподготовки повышения квалификации педагогических кадров района для обеспечения профильного обучения старших классах содержание дополнительного профессионального образования (стажировка, переподготовка, повышение квалификации), обеспечивающего включение действующих педагогических кадров в решение задач общего образования, модернизации a также реализация эффективных форм дополнительного профессионального образования, в том числе на основе интерактивных методов и дистанционного обучения.

Не только образование, но и другие отрасли народного хозяйства региона нуждаются в курсах повышения квалификации, переподготовки кадров и получения дополнительной квалификации.

Сведения и прогнозы о количестве вакантных мест дает служба занятости, одновременно указывая на то, что эта информация содержит в среднем только половину имеющейся

потребности в кадрах. Думается, что число неучтенных ею вакансий значительно больше. Тем не менее, бесспорно, что качественный состав заявленных вакансий остается неизменным на протяжении последних трех лет. В их структуре преобладает спрос на рабочие профессии, доля которых в настоящее время составляет более 60 процентов [1].

Дисбаланс на региональном рынке труда можно преодолеть не только первичным выпуском специалистов востребованных в регионе по прогнозным данным. Ведь подготовка специалиста длится пять лет, а за это время ситуация в регионе может в корне поменяться.

В настоящее время практически при каждом региональном существуют занятости населения образовательные центре работу структуры ведущие c гражданами желающими переобучиться. Затраты на содержание этих структур чаще всего не оправданы, потому что перечень специальностей довольно ограничен и не соответствует региональным потребностям рынка парикмахеры, труда. основном ЭТО кондитеры, то время как регионы требуют технические бухгалтеры, специальности.

Сегодня структура спроса рынке претерпевает на существенные изменения, формирование ЧТО влияет на потребности в специалистах: увеличивается спрос на работников, владеющих знаниями в области информационных технологий; имеет место перераспределение ресурсов труда транспорта промышленности, И строительства экономики, связанные с предоставлением услуг; восстанавливается количество рабочих мест в промышленности после резкого сокращения их числа в результате масштабного кризиса; снижается потребность в неквалифицированных работниках и др.

Было бы весьма разумно со стороны федеральной власти наделить службы занятости полномочиями заключать договоры на переподготовку и дополнительную квалификацию с образовательными учреждениями региона в соответствии с потребностями рынка труда. Тогда, средства отпущенные службам занятости на переобучение безработных, будут использоваться более эффективно, так как перечень образовательных услуг

значительно расширится и повысится качество образования специалистов прошедших переподготовку на базе региональных учебных заведений.

Региональным настоящий вузам В момент, образования, закладывается уровневая система разрабатывать не только планы и образовательные программы очной, заочной формы обучения, но и форм дополнительного профессионального образования, В TOM числе основе интерактивных методов и методов дистанционного обучения.

Создание комплексного механизма согласования потребности направлениями c масштабами И экономики В кадрах профессиональной подготовки становится все более очевидной, поскольку система образования должна не только адекватно реагировать на запросы рынка труда, но и предвидеть структурные изменения в занятости в перспективе. Сегодня же спрос на работников той или иной специальности в основном определяется профессионально-квалификационной сложившейся структурой занятых в производстве и социальной сфере.

Литература

- 1. Северо-Восток России: региональная экономика и управление./ А.Е.Борисов, Е.Н.Галичанин, В.А.Уваров, В.А.Штыров и др.; Под редакцией д.э.н. Е.А.Борисова и д.э.н. В.А.Уварова. Монография: 2-е издание, переработанное и дополненное, Москва: Финтрекс, 2006. 624 с.
- 2. Государственные требования к минимуму содержания и уровню требований к специалистам для получения дополнительной квалификации. Москва, 2004.
- 3. Муниципальная целевая программа социальноэкономического развития Муниципального Образования «НЕРЮНГРИНСКИЙ РАЙОН» Республики Саха (Якутия) на 2007-2011 годы и основные направления на 2015, 2020 годы. Нерюнгри, 2007.

ПЕРСПЕКТИВЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СРЕДСТВ ИНФОРМАЦИОННОЙ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЙ СРЕДЫ В СИСТЕМЕ ПРОФЕССИОНАЛЬНОЙ ПОДГОТОВКИ И ПЕРЕПОДГОТОВКИ СПЕЦИАЛИСТОВ ПО ПРОМЫШЛЕННОЙ ЭЛЕКТРОНИКЕ И АВТОМАТИЗИРОВАННОМУ ЭЛЕКТРОПРИВОДУ

Цапенко В.Н., Филимонова О.В.

Самарский государственный технический университет, г. Самара

Стратегическим направлением развития образовательных обществе в современном обеспечение систем является интеллектуального и нравственного развития человека на основе в разнообразную, вовлечения его самостоятельную, целесообразную деятельность в различных областях Быстрое обновление знаний в области технических наук ставит школой перед высшей задачу подготовки специалистов, способных:

- **2** адаптироваться к быстро изменяющимся условиям современного общества, самостоятельно приобретать необходимые для успешной работы знания и навыки, применять их на практике для решения разнообразных задач;
- **Ø** самостоятельно, критически мыслить, уметь видеть возникающие в реальной действительности проблемы и искать рациональные пути их решения, используя современные технологии;
- **Ø** грамотно работать с информацией, извлекать и обрабатывать информацию, а также эффективно использовать информационные ресурсы для решения поставленных задач;
- **Ø** уметь работать в коллективах, объединяющих специалистов различных областей знания.

Традиционный подход к образованию, ориентированный на классно-урочную систему занятий, на слушание, а не на активную самостоятельную деятельность не позволяет оптимально использовать возможности появившихся в последнее

время новых информационных технологий. К этим возможностям, возможность относится вовлечения всего, учащегося в активный познавательный процесс, направленный на самостоятельную деятельность, применение им на практике полученных знаний и четкого понимания, где, каким образом и для достижения каких целей эти знания могут быть применены. Это работать возможность коллективно при решении также проблем, в сотрудничестве разнообразных не только с преподавателями, но и со сверстниками, возможность свободного к информации с целью формирования собственного независимого и аргументированного мнения по той или иной проблеме.

Новые информационные технологии (НИТ) позволяют легко решить проблемы хранения, поиска и доставки информации В настоящее учащимся. время в вузах в электронном накоплены обширные информационные ресурсы, однако существующие примеры использования НИТ в вузах представлены фрагментарно. В первую очередь, это происходит из-за отсутствия и методологической базы, четкого представления проблемах, о технических и методических применения в образовательном Поэтому, процессе. профессиональной подготовки и переподготовки кадров на первый план выходят задача - разработка методов проектирования и информационной образовательной внедрения среды в учебный дальнейшего процесс с целью повышения эффективности обучения, расширения сферы образовательных услуг и адекватной реакции на возрастающую динамику изменения знаний, особенно в области технических наук. Достижения в области современных информационных технологий и телекоммуникационных находят всё применение в различных сферах человеческой деятельности, в том числе в образовании. Внедрение их в сферу образования привело к возникновению термина информационно-образовательная среда, понимаемого, обычно, как совокупность компьютерных средств и способов их функционирования, используемых для реализации Анализ показывает, что возможные обучающей деятельности. информационно-образовательных сферы применения

не ограничивается образовательными учреждениями. Это крупные промышленные предприятия, военные и гражданские организации, транспортный комплекс - ведущие самостоятельную подготовку и переподготовку кадров. Кроме того, в цивилизованных странах уже становится стандартом снабжать новые сложные машины компьютерными и технологии обучающими системами, облегчающими и ускоряющими процесс их освоения и внедрения. За рубежом разработку информационно-образовательных дорогостоящим делом в силу высокой считают весьма его и необходимости совместной наукоемкости высококвалифицированных специалистов: проектировщиков, преподавателей-предметников, психологов, компьютерных дизайнеров. Несмотря на это, многие крупные зарубежные фирмы проекты создания ИОС в учебных финансируют заведениях и ведут собственные разработки в этой области. В настоящее ключевыми стали такие понятия, как «виртуальная лаборатория», «виртуальная экскурсия», «виртуальный класс», «виртуальный студенческий городок», «виртуальный обобщены университет». Bce ОНИ ΜΟΓΥΤ быть понятием информационно-образовательная среда. С начала становления виртуальных университетов (ВУ) прошло около десятилетие стало эрой распределения образовательных ресурсов с помощью ВУ, которые, по мере расширения информационной и развития инфраструктуры сетей стали включать виртуальные классы, студенческие центры, библиотеки и пр. то же время процесс обучения с использованием ИОС наследует и основные элементы модели традиционной системы образования, практические лабораторные занятия, такие как лекции, практикумы, контрольные задания и пр. Это говорит о том, что методологические аспекты ИОС отстают от развития технических поскольку в методическом плане ИОС интегрируют знания таких разнородных наук, как психология, педагогика, математика, кибернетика, информатика. Разработка ИОС поддержки профессионального образования осложняется и необходимостью хорошо знать содержание предметной области ей специфику обучения. и учитывать присущую Именно проблем, в разработке отставание методологических

«нетехнологичность» имеющихся моделей, методов и методик из основных причин разрыва являются ОДНИМИ между потенциальными и реальными возможностями фрагментов ИОС, разработанными на настоящий момент. Таким образом, опыт разработки и внедрения информационной образовательной настоятельную необходимость среды показывает заинтересованность многих учебных заведений в использовании универсальной единой И инструментальной среды, обеспечивающей специалистов, способных подготовку адаптироваться к быстро изменяющимся условиям современного приобретать общества, самостоятельно необходимые успешной работы знания и навыки, применять их на практике для решения разнообразных задач.

СЕКЦ	DK	3
CEKL		J

Силовое оборудование, преобразовательная техника и микропроцессорные средства управления.

ПЕРЕСТРАИВАЕМЫЙ ЧАСТОТНО-ИЗБИРАТЕЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Жаров Ю.А.

СибГИУ, г.Новокузнецк

Избирательными называются усилители, предназначенные для усиления сигналов в узкой полосе частот. Избирательное усиление получают с помощью частотно-зависимой цепи, включенной в нагрузку транзисторного усилительного каскада. В разработанном усилительном каскаде, схема которого представлена на рисунке 1, в цепь коллекторной нагрузки включен параллельный колебательный контур, состоящий из ёмкости C и индуктивности $L = L_1 + L_2$.

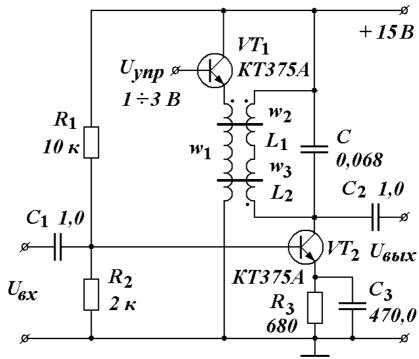


Рисунок 1 — Избирательный усилитель с параллельным LCконтуром.

Сопротивление контура зависит от частоты. На резонансной частоте $f_0 = \frac{1}{2p \cdot \sqrt{L \cdot C}}$ оно имеет максимальное значение R_0 . Соответственно коэффициент усиления каскада на этой частоте максимальный и убывает при расстройке частоты в область более высоких и низких значений.

Особенностью разработанного избирательного усилителя является возможность перестройки резонансной частоты f_0 контура путём изменения индуктивности L дросселя.

Дроссель намотан на двух сердечниках, изготовленных из феррита марки 3000НМ. Размеры сердечника: наружный диаметр 20 мм, внутренний диаметр 10 мм, высота сердечника 5 мм. Обмотки w_2 и w_3 намотаны соответственно на верхний (на схеме) и на нижний сердечники проводом ПЭВ-2 диаметром 0,23 мм. Число витков обмоток $w_2 = w_3 = 600$. Обмотка $w_1 = 600$ витков из провода ПЭВ-2 диаметром 0,15 мм охватывает оба сердечника.

Индуктивность дросселя изменяется от 1,5 Гн до 0,15 Гн путём изменения тока подмагничивания магнитопроводов с помощью транзистора VT_1 при изменении управляющего напряжения U_{ynp} от 1 до 3 В. При этом частота резонанса f_0 перестраивается от 500 Гц до 1500 Гц. Транзисторы VT_1 и VT_2 выбираются исходя из максимальных значений тока и напряжения коллектора. В усилителе используются транзисторы типа KT375A, которые обеспечивают максимальный ток коллектора $I_K = 100$ мА при максимальном напряжении коллектора $U_K = 60$ В.

ПЕРЕСТРАИВАЕМЫЙ АКТИВНЫЙ RC-ФИЛЬТР С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВАРИКАПОВ

Жаров Ю.А.

СибГИУ, г. Новокузнецк

разработанного перестраиваемого Особенностью является применение В качестве управляющих элементов варикапов. В обычных низкочастотных фильтрах на операционных усилителях применение варикапов является нецелесообразным по причине незначительной ёмкости последних. Варикапы могут применяться работающих схемах, В относительно В высокочастотных диапазонах, однако такие высокочастотные схемы не могут быть реализованы на операционных усилителях общего применения.

Передаточная функция операционного усилителя общего применения в первом приближении описывается выражением:

$$A(p) = \frac{B}{p},\tag{1}$$

 $A(p) = \frac{B}{p}\,,$ где B — площадь усиления операционного усилителя, рад/с; p – оператор Лапласа.

Операционный усилитель общего применения, как правило, состоит из трёх каскадов. Модуль комплексного коэффициента передачи операционного усилителя равен:

$$K(w) = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 = \frac{S_1}{w \cdot C},$$
 (2)

где $K_1 = S_1$ — коэффициент передачи первого каскада, равный крутизне S_1 дифференциального каскада, (рад \cdot Ф)/с;

 $K_2(w) = \frac{1}{w \cdot C}$ – коэффициент передачи второго каскада ОУ $c/(paд \cdot \Phi)$;

w — угловая частота, рад/с

C – ёмкость конденсатора обратной связи второго каскада, Ф;

 $K_3 = 1$ — коэффициент передачи выходного каскада ОУ.

рассматриваемого Следовательно, усиления площадь операционного усилителя

$$B = \frac{S_1}{C}. (3)$$

дифференциального каскада операционных усилителей известна. В частности, крутизна дифференциального каскада операционного усилителя типа К157УД2 была определена экспериментально и равна $S_1 = 43.9 \cdot 10^{-5} \text{ (рад} \cdot \Phi)/c.$

Масштабная перестройка рассматриваемого фильтра осуществляется путём изменения площади усиления B, то есть путём изменения ёмкости С. В работе [1] было показано, что для обеспечения высокого динамического диапазона и приемлемой амплитуды входного напряжения порядка 5 Вольт максимальное значение коэффициента передачи а делителя напряжения на входе операционого усилителя при перестройке не должно превышать 0,005. Эксперименты показали, что максимальная величина амплитуды входного напряжения фильтра практически не зависит от ёмкости C . Следовательно, при ограничении по a можно производить перестройку фильтра изменяя ёмкость C . Однако, ёмкость C значительно влияет на устойчивость фильтра. Так, уже при C = 30 пФ и менее возникает самовозбуждение фильтра. Поэтому условие практической реализации качественного перестраиваемого фильтра с высоким динамическим диапазоном можно выразить в виде:

$$\begin{cases} a \le 0.005; \\ C \ge 60\pi\Phi. \end{cases} \tag{4}$$

Ёмкость C выбирается, во-первых, исходя из значений частот комплексно сопряжённых полюсов передачи $^{W}p.1$, $^{W}p.2$, и вовторых, исходя из значений коэффициена a.

Исходя из условий (4) была разработана схема звена фильтра второго порядка, представленная на рисунке 1.

Коэффициент а определяется из соотношения:

$$a = \frac{R_8}{R_7 + R_8} {.} {(5)}$$

Ёмкость C связана с частотой полюса передачи уравнением:

$$w_p = \frac{a \cdot S_1}{C} \,. \tag{6}$$

Ёмкость C включает в себя ёмкость управляемого варикапа и ёмкость разделительных конденсаторов и, в частности, для цепи на ОУ $DA_{2.1}$ и в случае $C_5 = C_6$, определяется по формуле:

$$C = C_4 + \frac{C_{VD1} \cdot C_5}{2 \cdot C_{VD1} + C_5},\tag{7}$$

где C_{VD1} – ёмкость варикапа VD_1 .

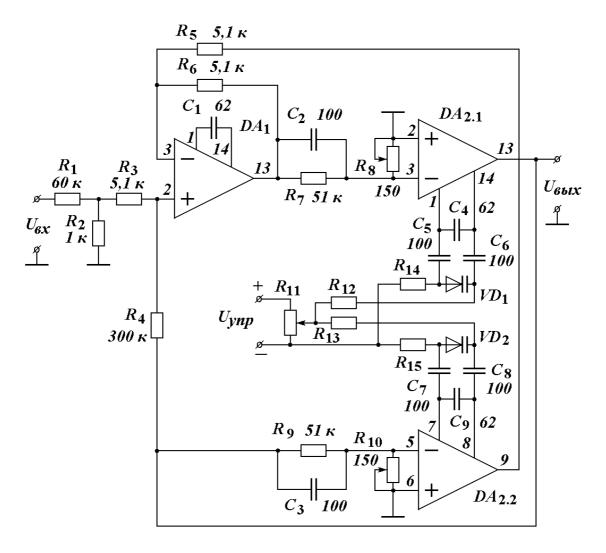


Рисунок 1. — Принципиальная схема фильтра

Ёмкость варикапа зависит от обратного напряжения U_{VD} , которое снимается с делителей напряжения, собранных на резисторах $R_{11} \div R_{15}$ и подключенных к источнику управляющего напряжения U_{ynp} . Ёмкость варикапа типа КВ109В может изменяться от 16 до 6 пФ при изменении обратного напряжения U_{VD} соответственно от 3 до 25 В. Следовательно, при изменении обратного напряжения U_{VD} от 3 до 25 В, частота полюса передачи фильтра изменяется соответственно от 2,7 к Γ ц до 3,0 к Γ ц.

Литература

1. Жаров Ю.А. Разработка перестраиваемого АR-фильтра с цифровым управлением коррекции ПО цепям частотной усилителей операционных ДЛЯ 16-канальной системы Проблемы развития автоматизированного телемеханики. Всероссийской Труды научно-практической электропривода: конференции. редакцией В.Ю. Островлянчика, Под общей П.Н. Кунинина. – Новокузнецк: СибГИУ. – 2002г. – с. 135-140.

АНАЛИЗ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ В ФЕРРОСПЛАВНОМ ПРОИЗВОДСТВЕ

Кузнецова Е.С., Свирская Г.С.¹, Шмидт Т.С.²

¹Сибирский государственный индустриальный университет ²Филиал Кузбасского государственного технического университета, г. Новокузнецк

Ферросплавные заводы являются энергоемкими потребителями электрической энергии. Печи имеют большую мощность (16-80~MBA) и низкое значение коэффициента мощности (0,6-0,9). Увеличение коэффициента мощности путем компенсации реактивной энергии является актуальной проблемой для производств с рудотермическими печами.

Реактивная нагрузка на ферросплавном предприятии КЗФ-1 имеет переменный характер и ее колебания по различным фидерам имеют коэффициент вариации от 7% до 43%. Большие значения реактивной мощности имеют ферросплавные печи и высоковольтные двигатели. Например, значения реактивной мощности для печи №2 меняются от 0 до 12123 кВАр, а для ПС № 12 от 546 кВАр до 15599,8 кВАр.

Анализ компенсации реактивной мощности приведен в таблице 1. Расчет по средним значениям реактивной мощности показал, что необходимое увеличение мощности компенсирующего устройства для достижения заданного $tg\phi=0.33$ составит:

1 секция шин – 4122,7 кВАр; 2 секция шин – 7807,4 кВАр; 3 секция шин – 9401,1 кВАр;

На основании инструкции по проектированию электроснабжения промышленных предприятий при выборе компенсирующих устройств необходимо выполнять, среди прочих, следующие требования:

- **Ø** наименьшее потребление реактивной мощности путем преимущественного применения синхронных двигателей для нерегулируемых электроприводов;
- **Ø** в качестве основного средства компенсации следует применять батареи силовых конденсаторов.

На газоочистках имеются 6 и 10 кВ асинхронные электродвигатели приводы дымососов суммарной мощностью по фидерам:

 Φ 12 КЗ Φ -1 – 4890 кВт. Φ 9 КЗ Φ -1 – 5510 кВт.

Если вместо этих асинхронных электродвигателей установить подобные по характеристикам синхронные электродвигатели, то они при увеличении тока возбуждения выше номинального значения будут вырабатывать отрицательную реактивную мощность. Т.о. выработка реактивной энергии по фидерам может составить:

Ф12 КЗФ-1 – 2445 кВАр. Ф9 КЗФ-1 – 2755 кВАр.

Таблица 1 – Расчет реактивной мощности по КЗФ-1

Параметры	1 секция шин	2 секция шин	Зсекция шин
Средняя активная мощность, кВт	18798,3	38180,4	33409,9
Средняя реактивная мощность, кВАр	15126,15	25506,9	20426,1
$tg\phi_{\delta\kappa}$ без компенсации $(tgj_{\delta\kappa} = \frac{Q_{cp}}{P_{cp}})$	0,81	0,67	0,61
Средняя мощность БСК, кВАр	4800	5100	-
Среднемесячная реактивная мощность с учетом компенсации	10326,15	20406,9	20426,1

СЕКЦИЯ 3. Силовое оборудование, преобразовательная техника и микропроцессорные средства управления.

Параметры	1 секция шин	2 секция шин	Зсекция шин
$\mathrm{ECK}\left(Q_{\mathrm{ck}} = Q_{\mathrm{cp}} - Q_{\mathrm{бk}}\right)$, к BAp			
tgфск с учетом компенсации БСК			
$(tgj_{CK} = \frac{Q_{CK}}{P_{Cp}})$	0,54	0,53	0,61
Заданный энергосистемой tg фз	0,33	0,33	0,33
Необходимая мощность компенсирующего устройства (Qко=Q _{ск} -0,32Pcp), кВАр	4122,7	7807,4	9401,1

Имеющиеся на заводе батареи статических конденсаторов БСК работают не на полную мощность.

Наиболее перспективным является внедрение индивидуальной компенсации реактивной электроэнергии каждой печи. Точка подключения конденсаторной установки — шины РУ-10кВ печи.

Расчет показал, что для достижения заданной (tgφ=0,33) компенсации реактивной электроэнергии каждой печи, необходимы батареи конденсаторов мощностью около 9000 кВАр каждая. Если принять в учет мощность существующих БСК, можно ограничиться мощностью в 6000 кВАр для каждой печи.

Из компенсации реактивной всех способов мощности наиболее применимым для завода является использование БСК. Такой вариант обеспечит значительную экономию денежных средств на оплату электроэнергии при низком сроке окупаемости вложений, разгрузку вводных трансформаторов капитальных подстанции КЗФ-1, разгрузку кабельных линий питающих печи (уменьшение тока порядка 300 А) и увеличение напряжения на печном трансформаторе (порядка 200 В). Снижение нагрузки на питающие сети позволит в дальнейшем увеличивать номинальные мощности печей до 15%. В таблице 2 приведен расчет значений тока в отходящих линиях до и после компенсации реактивной мощности.

Таблица 2 – Расчет токов в отходящих линиях до и после компенсации реактивной мощности

№ фидера	Средняя активная мощность, кВт	Средняя реактивная мощность, кВАр	Значения тока до компенсации, А	Значения тока после компенсации, А	Величина уменьшения тока, А
1 – 5Ц	222.59	261.37	34.33	22.27	12.05
$2-4\Pi$	14296.8	11084.82	1809.06	1429.69	379.36
10 - 7C	707.35	818.79	108.20	70.75	37.45
10 - 9C	3571.5	2961.17	463.94	357.16	106.77
10 - 12C	3430.5	2799.94	442.801	343.06	99.74
10 – 14C	1834.71	1444.69	233.52	183.48	50.03
$18 - 2\Pi$	16138.37	10788.9	1941.25	1613.85	327.4
10 – 19КП	429.42	0	42.94	0	0
$21 - 1\Pi$	16347.4	10473.4	1941.46	1634.75	306.7
33 – 5П	16567.07	10641.13	1969.01	1656.72	312.29
$34 - 3\Pi$	16488.82	9594.58	1907.71	1648.89	258.81
35 – 5Ц	130.4	171.4	21.53	13.05	8.48
10 – 42КП	223.7	19.036	22.45	0	0

АНАЛИЗ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЯ НА КЗФ-1

Кузнецова Е.С., Свирская Г.С.¹, Шмидт Т.С.²

¹Сибирский государственный индустриальный университет ²Филиал Кузбасского государственного технического университета, г. Новокузнецк

Использование производственных мощностей и электрооборудования характеризуют такие коэффициенты как число часов использования максимальной нагрузки, экстенсивный и интенсивный коэффициенты.

Число часов использования максимальной нагрузки:

$$T_{\text{max}} = \frac{P_{c\delta} \cdot 8760}{P_{\text{max}}}.$$
 (1)

Показатели экстенсивного использования оборудования характеризуют их использование во времени. Коэффициент экстенсивного использования оборудования β э представляет собой отношение фактического времени работы Тр к календарному Тк:

$$\beta \mathfrak{I} = \mathsf{Tp} / \mathsf{Tk} \tag{2}$$

Повышение этого коэффициента для энергетического оборудования возможно при сокращении времени простоя оборудования в ремонте и удлинении межремонтных периодов.

Показатели интенсивного использования оборудования — отражают их использование по производительности.

Коэффициент интенсивного использования оборудования определяется по формуле:

$$\beta$$
и = Pcp / Pycт (3)

Этот коэффициент зависит от технических параметров электрооборудования и технологического процесса.

Последние два показателя комплексно характеризуют степень использования электрооборудования.

Электроснабжение КЗФ 1 осуществляется по трем секциям шин.

Приемники первой секции шин КЗФ -1:

фидер № 1 – дробильные машины, электрические краны;

фидер №2 – ферросплавная печь №1;

фидер №7 – освещение, электрические краны, сварочные трансформаторы;

фидер № 9 – высоковольтные асинхронные двигатели.

Приемники второй секции шин КЗФ -1:

фидер № 12 – высоковольтные асинхронные двигатели;

фидер № 14 – освещение, электрические краны, сварочные трансформаторы, собственные нужды;

фидер №18 – ферросплавная печь №2;

фидер №19 – синхронные двигатели;

фидер № 21 – ферросплавная печь №1.

Приемники третьей секции шин КЗФ -1:

фидер № 33 – ферросплавная печь № 5;

фидер №34 – ферросплавная печь № 3;

фидер №35 – дробильные машины, электрические краны;

фидер №42 – синхронные двигатели.

Электропечная нагрузка в общей нагрузке ферросплавного значительную долю. Ферросплавные завода составляет потребляют до 98 % поступающей на завод электроэнергии и оказывают основное влияние на формирование заводского графика Остальные электрической нагрузки. потребители вспомогательное значение – насосные и компрессорные станции, дымоотсосы и вентиляторы, транспортеры, краны, дробилки, ДЛЯ приготовления электродной установки сепарации шлаков, обжига известняка и др.

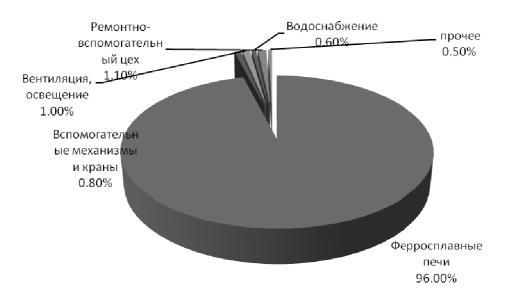


Рисунок 1 — Структура электропотребления ферросплавного завода.

Несмотря на малую долю в общем электропотреблении, абсолютные цифры потребления электроэнергии вспомогательным оборудованием на ферросплавных заводах значительны.

Анализом охвачено 1469 30-минутных интервалов активной и реактивной мощности за май месяц. Были определены статистические параметры электропотребления для всех фидеров завода.

На основании статистических параметров были определены коэффициенты использования установленного электрооборудования по мощности и по времени, значения которых приведены в таблице 1.

Анализ по производительности оборудования показал, что печные трансформаторы максимально загружены по мощности, их интенсивный коэффициент составляет 0,89-0,92. По времени печные трансформаторы также имеют высокие коэффициенты 0,82-0,88. Коэффициент вариации имеет значения примерно 5 %, что говорит о сравнительно спокойной нагрузке технологического оборудования.

Цех переработки ферросилиция (подстанция №19) имеет низкий интенсивный коэффициент (0,14), что говорит о низкой производительности его электрооборудования, но загружены они во времени примерно наполовину. Коэффициент вариации активной мощности характеризует как резко переменную нагрузку.

Подстанция №1 также имеет низкую производительность по электрооборудованию и низкий коэффициент использования во времени, что говорит о частых простоях и недогрузке электрооборудования. Коэффициент вариации активной мощности характеризует как неравномерную нагрузку.

Подстанция N212 имеет низкий коэффициент использования электрооборудования по производительности (0,28) и средние значение коэффициента использования во времени (0,46). Коэффициент вариации активной мощности характеризует как резко переменную нагрузку.

Первая секция шин компрессорной станции имеет коэффициенты использования электрооборудования во времени и по производительности выше среднего (0,58; 0,68), а вторая секция шин имеет значения в половину меньше(0,31; 0,32). Коэффициент вариации имеет самое большее значение по КЗФ-1.

Самое высокое число часов использования максимальной нагрузки имеют фидера, питающие печные трансформаторы, а самые низкие – фидера, питающие электроприводную нагрузку.

Учитывая, что на технологию (ферросплавные печи) расходуется 96% всей электроэнергии, а оставшиеся 4% на

вспомогательные производства можно утверждать, что нагрузка по $K3\Phi-1$ носит равномерный характер.

Таблица 1 – Расчет коэффициентов использования оборудования

№ фидера	Установленная мощность, кВт	Средняя мощность, кВт	Максимальная мощность, кВт	Число часов использования максимума	Интенсивный коэффициент	Экстенсивный коэффициент	Максимальный коэффициент загрузки	Коэффициент вариации
			1 ce	екция шин	I			
1	1600	222,59	504,08	3868,23	0,14	0,44	0,32	41,7
2	29000	14296,8	18959,14	6605,82	0,49	0,75	0,69	44,52
7	7000	707,35	2930,59	2114,39	0,10	0,24	0,42	28,01
9	12630	3571,5	7729,55	4047,92	0,28	0,46	0,61	34,36
			2 ce	екция шин	ł			
12	13630	3430,5	7397,44	4062,4	0,25	0,46	0,54	33,6
14	7000	1834,71	3120,27	5150,87	0,26	0,59	0,45	12,15
18	20000	16138,37	17331,08	8157,15	0,89	0,93	0,86	5,07
19	1323	429,42	740,8	5077,98	0,68	0,58	0,56	71,5
21	20000	16347,4	17416,00	8222,51	0,89	0,94	0,87	4,85
3 секция шин								
33	20000	16567,07	17521,78	8282,69	0,92	0,95	0,88	5,55
34	20000	16488,82	17701,34	8159,95	0,92	0,93	0,82	5,79
35	1600	130,4	231,78	4927,1	0,08	0,56	0,14	29,84
42	693	223,7	726,85	2696,5	0,32	0,31	1,05	137,48

МЕТОДИКА АВТОМАТИЧЕСКОГО РАСПОЗНАВАНИЯ АВАРИЙНЫХ СИТУАЦИЙ МЕХАНИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ, СОПРЯЖЕННОГО С ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МАШИНОЙ

Кипервассер М.В.

Сибирский государственный индустриальный университет, г. Новокузнецк

Большинство современных технологических процессов в качестве основного энергоносителя использует электроэнергию, а в качестве привода – электрический двигатель. С энергетической работа электродвигателя сопровождается зрения, точки непрерывным процессом преобразования электрической энергии в Сама электрическая энергия, механическую. как практически полностью в настоящее время является результатом обратного преобразования механической энергии в электрическую электрогенераторе. Источником механической энергии для электрической машины - генератора являются двигатели разного рода. В целом можно отметить, что преобразование видов энергии в электрической машине, сопряженной с механизмом, является характерной работы большинства чертой технологических агрегатов.

Работа и агрегатов механического **УЗЛОВ** оборудования сопровождается воздействием значительных механических большинстве случаев нагрузок. нагрузки ЭТИ расчетными, но даже в этом случае их постоянное воздействие приводит к постепенному износу и в конечном итоге выходу механизма из строя по тем или иным причинам.

Сами эти причины различны, индивидуальны для каждого типа механизма и весьма разнообразны. Сложность и тяжесть продолжительность повреждения определяет оборудования, затраты на ремонт, размер ущерба. Важно отметить, что во многих случаях технологические механизмы в течении рабочих периодов работают без наблюдения персонала совсем, количеством количество его мало ПО сравнению c обслуживаемого оборудования.

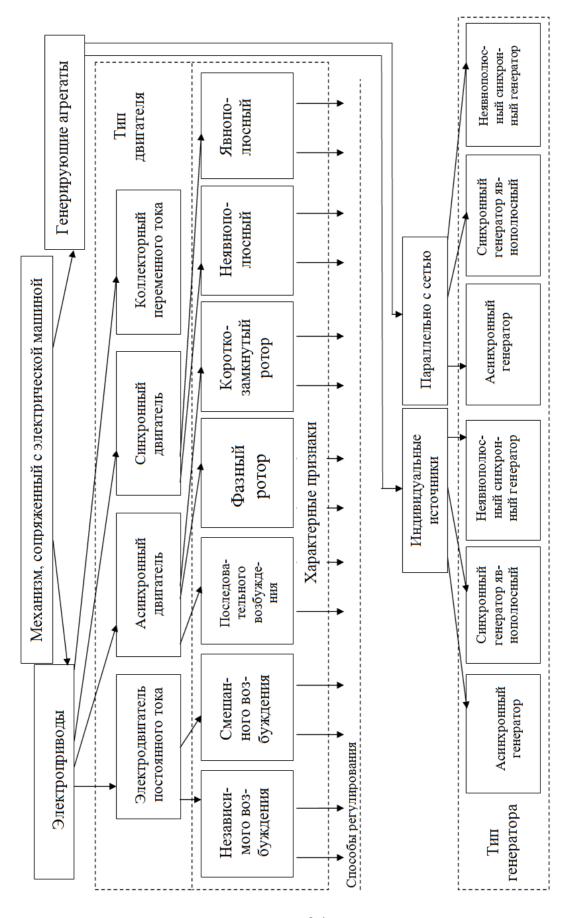


Рисунок 1 — Классификация механизмов по типу присоединенной электромашины

По этой причине сами аварии выявляются несвоевременно, а их характер определяется зачастую неверно, что увеличивает потери производства. В этой связи своевременное и точное определение места и характера повреждения технологического оборудования являются актуальной задачей. В условиях отсутствия постоянного обслуживающего персонала, для определения неисправностей и аварийных ситуаций важно задействовать все имеющиеся возможности, в том числе и косвенные.

Решение указанной проблемы возможно с использованием контроля параметров энергетического потока, имея в виду сопряженную с каждым механизмом электрическую машину.

Количество типов, конструкций и схем регулирования параметров электрических машин весьма значительно (рисунок 1).

Несмотря на это, для любой конструкции, при любой схеме управления и режиме работы, электрической машине присущи параметры, позволяющие определить ее электрическую мощность. Фиксируя эти параметры в формальном режиме работы, затем можно сравнивать их с текущими и, в случае существенного расхождения, судить о возникновении аварийной ситуации.

Литература

1. Система обеспечения безопасности работы шахтных ПУ при застревании сосудов в стволе. А. с. 1676983 СССР, МКИ 5В66В5/02 / Сиб. мет. ин-т. - № 4750757/03. — заявл.21.09.89; опубл.15.09.1991, Бюл. № 34. Кипервассер М.В., Парпаров Я.Г.

БЕЗДАТЧИКОВЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД ДЛЯ УСТРОЙСТВА ПЕРЕМОТКИ ГИБКОГО МАТЕРИАЛА

Малиновский А.Е., Саватеева И.С.

Филиал государственного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Московский энергетический институт (технический университет)» в г. Смоленске, Россия

c. Choneneke, I declar

Технологические установки, производящие обработку непрерывно движущегося материала, достаточно широко

при проводов кабелей, используются производстве химической текстильной, бумажной, отраслях И других промышленности. В таких установках в том или ином виде присутствует устройство для транспортировки материала (нити, ленты, полосы и т.п.). Основными требованиями, предъявляемыми к электроприводу данного устройства, является стабилизация скорости и натяжения перематываемого материала и возможность их регулирования в некоторых пределах. При этом немаловажное придается значение простоте надежности И системы электропривода.

Функциональная схема устройства для перемотки гибкого материала с осевым приводом приемного и отдающего устройства от двигателей постоянного тока независимого возбуждения изображена на рис 1. Данное устройство позволяет осуществлять раздельное регулирование и стабилизацию скорости и натяжения материала.

Устройство содержит источник тока, выпрямитель, якорные обмотки и обмотки возбуждения двигателей, приводящих во вращение приемный и подающий барабаны, суммирующий усилитель, блок управления, регулирующий элемент. Значение скорости линейной перемотки материала определяется алгебраической суммой напряжения якорных обмотках на двигателей, для чего в схему управления введен суммирующий усилитель. Это позволяет исключить датчик линейной скорости и кинематические узлы, связанные с ее измерением, и упростить устройство.

Опорное напряжение и напряжение с якорной обмотки M1неинвертирующие подаются на двигателя входы суммирующего усилителя, а с якорной обмотки двигателя М2 – на инвертирующий вход. Регулирующий элемент представляет собой сопротивление, изменение управляемое величины которого осуществляется блоком управления в зависимости от величины выходного сигнала усилителя. Меняя значение опорного линейной скорости напряжения, изменять значение ОНЖОМ перемотки.

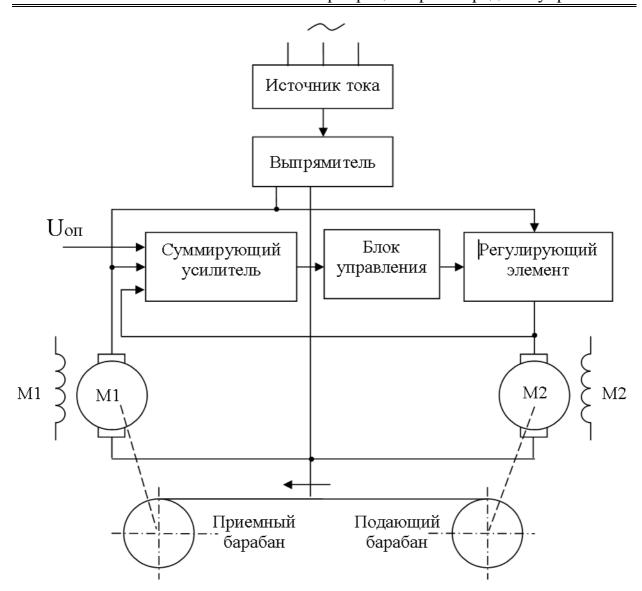


Рисунок 1 - Устройство для перемотки

Обмотки возбуждения двигателей могут быть подключены к источнику питания через переменный резистор, позволяющий регулировать магнитный поток двигателей и за счет этого натяжение перематываемого материала. В схеме может быть параметрический применен источник тока \mathbf{c} емкостным коэффициентом компенсирующий мощности, реактивную мощность в сети.

Представленная схема позволяет без применения датчиков линейной скорости и натяжения стабилизировать с достаточно высокой точностью скорость и натяжение перемотки. При отношении максимального радиуса рулона к минимальному не

более пяти отклонение средней линейной скорости материала не превышает 5%, а отклонение усилия натяжения не превышает 3%.

Литература

1. Многодвигательный электропривод. А.С.1302415 4HO2P7/68, 1987. БИ № 13.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ УГЛОВОГО ПОЛОЖЕНИЯ РОТОРА ДВИГАТЕЛЯ В БЕЗДАТЧИКОВОМ ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ

Митрофаненков Ю.Н.

Филиал государственного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Московский энергетический институт (технический университет)» в

г. Смоленске

В последнее время в нашей стране и зарубежном интенсивно разрабатывается вентильно-индукторный электропривод (ВИП), очень простой, надежный и дешевый, весьма перспективный для широкого круга применений. Одна из особенностей ВИП в традиционной комплектации – наличии датчика положения ротора, усложняющего конструкцию снижающего надежность И Устранения электропривода. ЭТОГО недостатка достигается бездатчикового использованием специальных алгоритмов управления электроприводом.

Вентильно-индукторный двигатель ВИД очень схож по своей конструкции с индукционными датчиками углового положения (рисунки 1 и 2). Данный факт позволяет использовать ВИД в качестве двигателя и в качестве датчика углового положения одновременно. Но для этого необходимо организовать специальные алгоритмы управления коммутациями фаз двигателя. При таком подходе возможно построить качественную систему управления приводом, в которой информация об угловом может использоваться системами управления разного уровня.

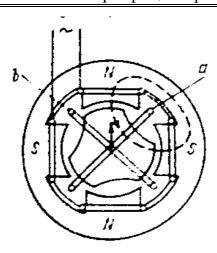


Рисунок 1. – Конструкция индукционных датчиков положения ротора.

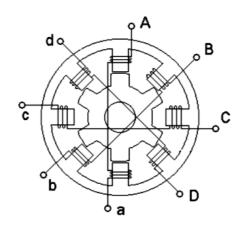


Рисунок 2. – Конструкция вентильно-индукторной машины.

В индукционных датчиках положения питание обмотки возбуждения осуществляется от источника синусоидального напряжения частотой порядка 10 кГц. Измерения снимаются с двух вторичных обмоток (синусной и косинусной). Соотношение амплитуд напряжения на выходе датчика зависит от углового Если же положения датчика. вторичные обмотки датчика подключить к источникам напряжения фазы которых сдвинуты на 90 градусов, а на первичной обмотке измерять фазу напряжения, то фаза напряжения на обмотке будет зависеть от углового положения вала датчика.

Аналогичная технология используется в данной работе для построения бездатчикового ВИП. В двух отключенных фазах двигателя создаются квадратуры токов частотой 10 кГц. Так как

магнитные проводимости под полюсами фаз двигателя различны и соотношения магнитных проводимостей зависит от углового положения ротора двигателя, то потоки вызванные переменными составляющими тока, суммируются в магнитной системе с амплитудами. В результате разными получим суммарный магнитный поток, фаза которого зависит от углового положения ротора двигателя, следовательно имея информацию о фазе потока угловое положение онжом вычислить текущее Анализировать фазу потока можно по фазе ЭДС наводимой в отключенных обмотках машины.

Рассмотрим возможность построение бездатчикового ВИП при использовании шестифазного ВИД конфигурации 12-10 (рисунок 3).

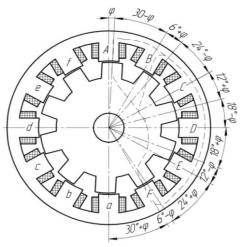


Рисунок 3. — Шестифазная вентильно-индукторная машина конфигурации 12-10

Предположим, фазы E, F участвуют в формировании электромагнитного момента (по обмоткам фаз E, F протекает номинальный рабочий ток). Катушки фаз A и B используются для модулирования квадратур токов частотой 10 кГц. Модулирование квадратур токов производится таким образом, что модулируемые токи обтекают только одну катушку фазы A (полуфазу) и одну катушку фазы B. На отключенной от питания катушке фазы С производится измерение напряжения.

Примем, что магнитная проводимость под полюсами фаз машины в зависимости от углового положения изменяется по синусоидальному закону:

Магнитная проводимость в зазоре под полюсом фазы A: $I_A = I(1 + \cos(j)) \tag{1}$

где ϕ –угол рассогласования зубцов ротора и статора под полюсом фазы A;

Магнитная проводимость в зазоре под полюсом фазы В:

$$I_B = I(1 + \cos(60 + j)) \tag{2}$$

Магнитная проводимость в зазоре под полюсом фазы С:

$$I_C = I(1 + \cos(120 + j)) \tag{3}$$

Магнитная проводимость в зазоре под полюсом фазы D:

$$I_D = I(1 + \cos(180 - j)) \tag{4}$$

Магнитная проводимость в зазоре под полюсом фазы Е:

$$I_E = I(1 + \cos(120 - j)) \tag{5}$$

Магнитная проводимость в зазоре под полюсом фазы F:

$$I_F = I(1 + \cos(60 - j)) \tag{6}$$

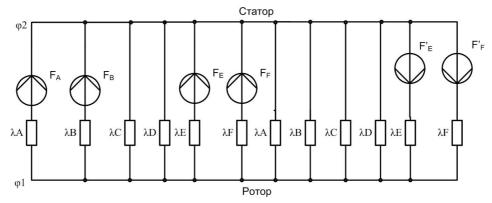


Рисунок 4. — Схема замещения магнитной системы вентильноиндукторной машины, при парной коммутации фаз

Разность магнитных потенциалов (см. рисунок 4) между ротором и статором рассчитывается по формуле:

$$j_1 - j_2 = \frac{F_A l_A + F_B l_B + F_E l_E + F_F l_F - F_E' l_E - F_F' l_F}{2(l_A + l_B + l_C + l_D + l_E + l_F)}$$
(7)

Так как выполняются условия $F_E = F_{E'}$ и $F_F = F_{F'}$ (катушки фаз включены последовательно, согласно), то уравнение (7) сводится к виду:

$$j_1 - j_2 = \frac{F_A I_A + F_B I_B}{2(I_A + I_B + I_C + I_D + I_E + I_F)}$$
(8)

Таким образом последовательное согласное включение катушек фаз исключает силовых токов на информационную систему.

При модулировании квадратур источником тока в полуфазах фазах А и В, получим переменные составляющие МДС:

МДС фазы А:

$$F_A = F \cdot \sin(wt) \tag{9}$$

МДС фазы В:

$$F_R = F \cdot \cos(wt) \tag{10}$$

МДС приводят к возникновению разности магнитных потенциалов между статором и ротором машины:

$$j_{1}-j_{2} = \frac{F_{A}I_{A} + F_{B}I_{B}}{2(I_{A} + I_{B} + I_{C} + I_{D} + I_{E} + I_{F})} = \frac{\sin(wt)(1 + \cos(j)I_{A} + \sin(wt)(1 + \cos(60 + j)I_{B})}{2(I_{A} + I_{B} + I_{C} + I_{D} + I_{E} + I_{F})}$$
(11)

Разность магнитных потенциалов вызывает возникновение потока в отключенных фазах:

$$\Phi = \Phi_{\text{max}}(\sin(wt) + \cos(wt) + 0.5(\sin(wt - j) + \sin(wt + j) + \cos(wt - j - 60^{0}) + \cos(wt + j + 60^{0}))$$
(12)

где для фазы С:

$$\Phi_{\text{max}} = \frac{I_c}{2(I_A + I_B + I_C + I_D + I_E + I_F)}$$
 (13)

Для фазы D:

$$\Phi_{\text{max}} = \frac{I_D}{2(I_A + I_B + I_C + I_D + I_E + I_F)}$$
 (14)

Поток вызывает возникновение ЭДС в отключенных фазах:

$$E = -E_{\text{max}}(\cos(wt) - \sin(wt) + 0.5 \cdot (\cos(wt - j) + \cos(wt + j) - \sin(wt - j - 60) - \sin(wt + j + 60)))$$
(17)

Фаза наведенной ЭДС зависит от углового положения ротора и используется для расчета текущего положения ротора. Измерение фазы ЭДС осуществляется в одной из отключенных обмоток двигателя, причем для повышения точности измерения целесообразно измераять фазу напряжения в тех фазах двигателя, в которых рассогласование зубцов статора и ротора минимальны.

Проанализировав выражение (11) можно заметить, что на фазу ЭДС влияют только магнитные проводимости под полюсами в которых формируем квадратуры токов. Магнитные проводимости под остальными полюсами оказывают влияние лишь на амплитуду ЭДС, которая в идентификации углового положения ротора не участвует.

В среде Mathcad 13.0 рассчитаны и построены семейство зависимостей фазы наведенной ЭДС от углового положения для 6 фазного ВИД конфигурации 12-10 (см. рисунок 5).

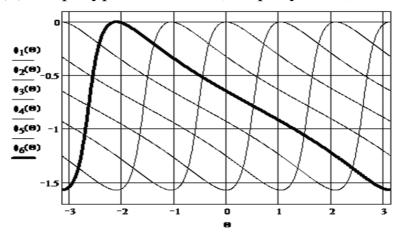


Рисунок 5. — Семейство зависимостей фазы наведенной ЭДС от углового положения ротора двигателя

приведено семейство зависимостей фазы На рисунке 5 ЭДС наведенной углового положения. Переключением OTмодуляции квадратур МДС cфаз, на ОДНИХ осуществляется переход с одной характеристики на другую. Данный переход целесообразно делать при приближении к экстремуму функции, так как в этом случае будет исключатся возможность попадания в зону не однозначной зависимость фазы наведенной ЭДС от углового положения, и как следствие будет исключена возможность попадания методики в неустойчивый режим.

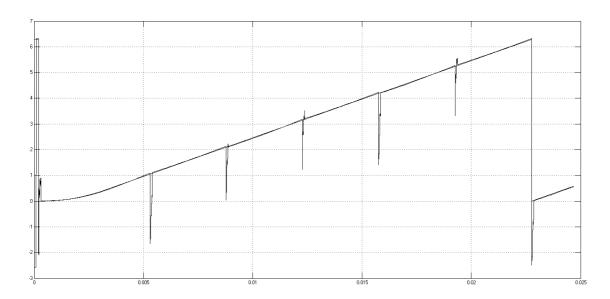


Рисунок 6. – Точное и вычисленное угловое положение ротора двигателя.

MATLAB2008 B среде произведено моделирование вентильно-индукторного бездатчикового электропривода. процессе моделирования была опробована разработанная методика определения углового положения. Результаты моделирования приведены на рисунке 6. Как видно, точное и вычисленное угловое положение вала двигателя почти полностью совпадают, исключением выбросов, происходящих во время коммутации выбросы обусловлены измерительных токов. Данные **MATLAB** инерционность используемых среде блоков. В Длительность выбросов составляет 1-2 периода несущей (10 кГц). При практической реализации данные выбросы будут обусловлены инерционностью активных фильтров, которые будут установлены информационной системе. Выбросы можно будет почти программным полностью скомпенсировать способом микропроцессорной реализации системы управления.

Рассмотренная технология построения бездатчикового ВИП позволяет производить непрерывный контроль углового положения ротора двигателя и использовать информацию об текущем угловом положения для управления коммутациями фаз двигателя и для управления формированием электромагнитного момента.

СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ «ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ — АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ» КАРОТАЖНОГО ПОДЪЁМНИКА

Перепелицын В.П., Кипервассер М.В., Инжелевская О.В.

Сибирский государственный индустриальный университет, г. Новокузнецк

Исследование нефтегазовых и других скважин, доставка технологических грузов в скважину производится с помощью каротажного подъемника, схема которого приведена на рисунке 1.

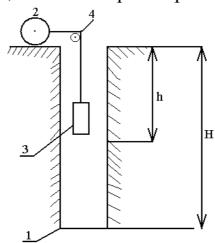


Рисунок 1 — Схема каротажного подъемника.

На рисунке 1 обозначено:

- 1 исследуемая скважина;
- 2 лебедка для намотки каротажного кабеля;
- 3 исследовательский зонд;
- 4 мерный ролик устройства контроля положения зонда.

В первый момент привод лебедки работает в режиме двигателя, разматывает кабель на глубину h. По мере увеличения веса кабеля привод лебедки должен создавать тормозной момент. По достижении глубины H начинается подъем на малой скорости, собственно каротаж.

До 70-х годов XX века в качестве привода использовался вал отбора мощности от двигателя автомобиля, на шасси которого смонтирован подъемник. Недостатками такого подъемника является создание тормозного момента механическим способом.

Часто двигатель автомобиля не обеспечивал минимальную скорость зонда. Поскольку каротаж идет непрерывно несколько суток, необходим большой запас горючего, что вызывает проблемы, т.к. часто проезд к месту каротажа недоступен.

Указанные недостатки привели к разработке электропривода лебедки, основанного на базе двигателя постоянного тока. Хорошие регулировочные характеристики (возможность создания тормозного момента при работе электропривода в режиме инвертирования с отдачей механической энергии в электрическую сеть) и доступность доставки преобразователя (санный вариант) в любое место обеспечили широкое распространение этого подъемника [1].

Недостатком такого варианта подъемника являются недостатки двигателя постоянного тока: большие массогабаритные показатели, высокая цена, низкая надежность из-за наличия щеточного контакта, сложность эксплуатации в экстремальных природных условиях.

Поэтому встал вопрос о разработке каротажного подъемника на базе надежного асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором (АД), чему способствуют новейшие достижения в области полупроводниковой техники и теоретические разработки [2], где АД представляется сложной электромеханической системой, приведена рисунке векторная диаграмма которого Результирующий вектор тока статора $\overline{i_s}$ вращается с угловой скоростью w = 2pf и его положение в комплексной плоскости определяется углом j_s , а положение результирующего вектора тока ротора i_R в комплексной плоскости углом j_R , вращающейся с угловой скоростью ротора во вращающейся системе координат d, q, смещенной на угол є относительно неподвижной системы координат статора.

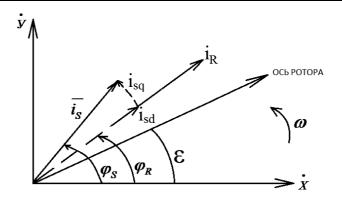


Рисунок 2 – Векторная диаграмма АД.

где x, y — координаты комплексной плоскости (действительная ось совмещена с осью статора).

 $i_{\rm sd}$ — продольная составляющая тока статора $\overline{i_{\scriptscriptstyle S}}$, определяющая поток асинхронного двигателя;

 $i_{\rm sq}$ — поперечная составляющая тока статора $i_{\rm S}$, определяющая ток статора асинхронного двигателя.

Для обеспечения работы АД в 4х квадрантах механической характеристики и обеспечения торможения АД с отдачей энергии в сеть, преобразователь ПЧ переводится в режим рекуперативного торможения по схеме [3], представленной на рис.3, где ПЧ содержит нереверсивный управляемый выпрямитель [УВ] на тиристорах V1÷V6, токоограничивающие реакторы L1, сглаживающий реактор L2, автономный инвертор тока [АИТ], выполненный на запираемых тиристорах V7÷V12, конденсаторы C1.

В соответствии с векторной диаграммой рисунке 2 и схемой преобразователя ПЧ на рисунке 3 предложена структурная схема управления преобразователем [4], замкнутая по скорости с помощью тахогенератора ДС. Сопротивление и индуктивность обмотки ротора R2 и L2.

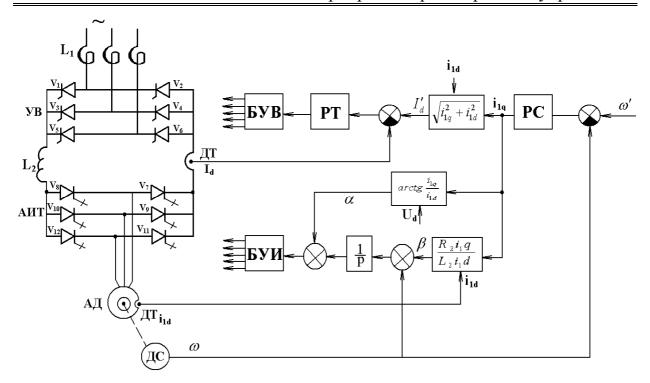


Рисунок 3 – Структурная схема электропривода.

Для формирования сигнала управления инвертором используются сигналы датчика скорости (ДC) И частоты скольжения ротора β, расчет которого производится по выходному сигналу регулятора скорости (РС) и датчика тока (ДТ) достигается идентичность cхарактеристиками машины постоянного тока.

Выводы:

- **Ø** Рассмотренный ПЧ позволяет наиболее просто переходить от работы АД в двигательном режиме, к работе АД в тормозном режиме с рекуперацией энергии в сеть;
- **Ø** Получить удовлетворительные характеристики АД, аналогичные характеристикам двигателя постоянного тока.

Литература

1. А.С. 1670765. СССР. Электропривод подъемника. Перепелицын В.П., Исаев А.С., Савостьянов Ю.Н. – Опубл. в Б.И., 1991, № 30.

- 2. Клевцов А.В. Преобразователи частоты для электроприводов переменного тока. Практическое пособие для инженеров. Тула. Гриф и К.
- 3. Перепелицын В.П., Кипервассер М.В. Электропривод главного подъема с короткозамкнутым асинхронным двигателем. Металлургия: технологии, управление, инновации, качество. Труды Всесоюзной научно-технической конференции. Новокузнецк, 2009г. с. 53-57.
- 4. Аракелян А.И., Солодов К.В, Шабарин Н.И. Оптимизация работы автономного инвертора тока в частотно-регулируемом асинхронном электроприводе. Электротехника № 102. с. 19-24.

ЭЛЕКТРОВЗРЫВНАЯ УСТАНОВКА НА БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ТИРИСТОРАХ ДЛЯ МОДИФИКАЦИИ ПОВЕРХНОСТИ МАТЕРИАЛОВ

Жмакин Ю.Д., Романов Д.А., Будовских Е.А., Кузнецов В.А., Громов В.Е.

Сибирский государственный индустриальный университет, г. Новокузнецк

В последнее время усилился интерес к электровзрывной обработке поверхности. Это вызвано, В первую очередь, многократным повышением эксплуатационных широким электровзрывных спектром слоев, возможностей формирования различных поверхностных слоёв, В том числе молибден-медных поверхностных уникальных слоев И3 несмешивающихся компонентов [1].

Научно-технический прогресс выдвигает новые требования к установкам этого типа. Перспективно более гибкое управление величиной поглощаемой плотности мощности и временем воздействия на поверхность. В связи с этим, была разработана электровзрывная установка на быстродействующих тиристорах для модификации поверхности материалов. Установка соответствует этим требованиям и к тому же полностью безопасна для обслуживающего персонала.

Электрическая схема установки изображена на рисунке 1. Она состоит из источника постоянного напряжения 1 для заряда конденсаторной батареи, производящей взрыв фольги; первого коммутирующего устройства 2; силовой конденсаторной батареи 3, производящей разряд для взрыва фольги; противоперезарядных диодных цепочек 4; второго коммутирующего устройства 5; электровзрывного ускорителя 6; облучаемого образца 7; устройства безопасности 8; цепей управления 9.

Электрическая рассматриваемой схема электровзрывной следующим работает образом. помощью установки \mathbf{C} автоматического выключателя QS1 подается напряжение на всю схему. Автоматическим выключателем QS2 подается напряжение на силовую часть схемы. С помощью трансформаторов TV1 и TV2 устанавливается необходимая величина постоянного напряжения для заряда силовой батареи СВ1 зарядом нужной мощности. С помощью тиристоров VS1, VS2 производится включение процесса заряда батареи CB1 до нужного значения, тиристоры VS1, VS2 закроются после того, как ток заряда станет равен нулю. дроссель L Сглаживающий служит предотвращения ДЛЯ VS1, VS2 вследствие закрывания тиристоров пульсаций выпрямленного напряжения. Разряд конденсаторной батареи СВ1 электровзрывной ускоритель осуществляется включением быстродействующих тиристоров VS3, VS4. Быстродействующие необходимый тиристоры обеспечивают темп нарастания разрядного тока. Два тиристора включены последовательно для допустимого величину чтобы увеличить напряжения на тиристоры. Для включения тиристоров VS1, VS2 вырабатывает одиночный импульс управления. открытыми включения тиристоры остаются благодаря току удержания до полного заряда батареи.

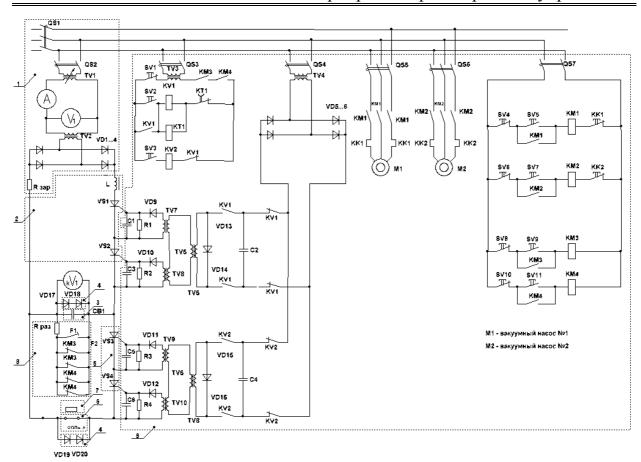


Рисунок 1 — Электрическая схема электровзрывной установки для обработки поверхности материалов напылением на быстродействующих тиристорах:

1 – источник постоянного напряжения для заряда конденсаторной батареи, производящей взрыв фольги; 2 – первое коммутирующее устройство; 3 – силовая конденсаторная батарея, производящая разряд для взрыва фольги; 4 – противоперезарядные диодные цепочки; 5 – второе коммутирующее устройство; 6 – электровзрывной ускоритель; 7 – объект напыления; 8 – устройство безопасности; 9 – цепь управления.

Импульсы управления зарядными тиристорами VS1, VS2 образуются при разряде конденсатора C2 на трансформаторTV5, который включается контактами реле KV1 при нажатии кнопки «заряд батареи» SV2. Вторичная обмотка трансформатора TV5 обмотками включена последовательно c импульсных трансформаторов TV7 TV8 ДЛЯ синхронизации процесса включения тиристоров. Трансформатор TV5 используется для высоковольтной надежного разделения части схемы OT

низковольтной в случае выхода из строя тиристоров VS1, VS2, что повышает безопасность работы на установке. В схеме используется реле времени КТ1 для подготовки процесса нового заряда батареи СВ1. После отключения реле КV1 замыкает нормально замкнутые контакты, конденсатор С2 заряжается, тем самым подготавливая новый цикл заряда конденсаторной батареи.

Аналогично описанному работает схема управления разрядными тиристорами VS3, VS3. Кнопка SV3 включает процесс разряда конденсаторной батареи на электровзрывной ускоритель.

Контакторы КМ3, КМ4 производят запрет процессов самопроизвольного заряда/разряда батареи без предварительного включения, также обеспечивают разряд батареи при обслуживании установки.

Для того, чтобы индуктивность силовой цепи не вызывала перезаряд конденсаторной батареи использованы противоперезарядные диодные цепи, которые прекращают процесс разряда батареи CB1 в момент, когда она разрядится до нуля.

Вакуумные насосы M1, M2 включаются в работу кнопками SV5, SV7, отключаются кнопками SV4, SV6.

Предложенная электрическая схема имеет преимущества перед всеми известными схемами в том, что не используется дуговой разрядник, который значительно увеличивает время на подготовку проведения разряда батареи СВ1 на фольгу вследствие необходимости создавать в нем вакуум. Роль дугового разрядника выполняют бесконтактные быстродействующие коммутирующие тиристорах, которые имеют устройства больший на безаварийной работы. Электрическая схема проста и удобна в простое надежное управлении, имеет схемное решение И выработки управляющих импульсов на тиристоры.

Устройство безопасности, обеспечивающее полное исключение травмирование обслуживающего персонала.

Работа плазменного ускорителя для электровзрывного легирования (ЭВЛ) основана на накоплении энергии батареей импульсных конденсаторов и её последующем разряде через проводник, испытывающий при этом взрывное разрушение. Напряжение от накопителя подается на плазменный ускоритель (рисунок 2), который состоит из коаксиально-торцевых электродов

– внутреннего цилиндрического электрода 1, внешнего кольцевого электрода 2, разделенных изолятором 3, и разрядной камеры 4, локализующей продукты взрыва И переходящей Электровзрыв происходит В результате пропускания через проводник 5 тока большой плотности при разряде конденсаторной Продукты батареи. взрыва истекают вакуумируемую технологическую камеру 6 с остаточным давлением 100 Па. образцов 7 Держатели обеспечивают фиксированное определенной высоте от сопла положение облучаемого образца 8.

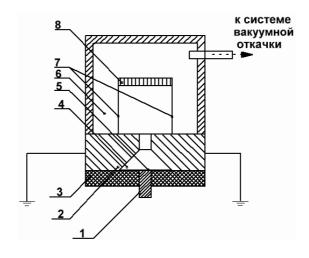


Рисунок 2 – Электровзрывной плазменный ускоритель.

Повышение массовой плотности продуктов взрыва, а также воздействия интенсивности теплового на поверхность значений, материала ДО достаточных упрочняемого ДЛЯ оплавления за малое время импульса, которое можно изменять в пределах от 100 до 500 мкс, и тем самым создание условий, необходимых осуществления ДЛЯ легирования, достигается применением торцевой коаксиальной системы электродов.

импульсными Обработка плазменными струями, формируемыми при электрическом взрыве проводников, находится в одном ряду с другими аналогичными способами упрочнения обработкой плазмой взрывчатых поверхности веществ, компрессоров [2],магнитоплазменных a также плазменнодетонационным способом [3]. Последние из них в настоящее время используются промышленности. развиваются И В Конструктивная простота и надёжность оборудования, гибкие возможности управления процессом обработки путём изменения технологических параметров позволяют сделать вывод 0 дальнейших исследований перспективности научных И практических разработок в области электровзрывного нанесения Использование ЭВЛ. покрытий И модернизированной электровзрывной установки в условиях производства возможно при организации участков мелкосерийного упрочнения деталей и инструментов на промышленных предприятиях, например малых.

Работа выполнена при частичной финансовой поддержке грантом РФФИ (проект №№ 08-02-00024) и ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009—2013 гг. (гос. контракт № Π 332).

Литература

- 1. Прочность и пластичность материалов при внешних энергетических воздействиях // под ред. Громова В.Е. Новокузнецк: Изд-во «Интеркузбасс», 2010г. 393 с.
- 2. Углов В.В., Анищик В.М., Черенда Н.Н. и др. // Физика и химия обраб. материалов. 2005. № 2. С. 36–41.
- 3. Тюрин Ю.Н., Жадкевич М.Л. Плазменные упрочняющие технологии Киев: Наукова думка, 2008. 216 с.

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ РЕГУЛИРУЕМЫЙ ГЕНЕРАТОР МОЩНЫХ ТОКОВЫХ ИМПУЛЬСОВ

Жмакин Ю.Д., Загуляев Д.В., Коновалов С.В., Кузнецов В.А., Громов В.Е.

Сибирский государственный индустриальный университет, г. Новокузнецк

стабильный последние наметился интерес ГОДЫ К токовых использованию источников мощных импульсов В технологических операциях обработки металлов давлением [1, 2]. Их применение расширяет технологические возможности процессов и интенсифицирует их.

При использовании генераторов мощных токовых импульсов (ГМТИ) возникает необходимость регулировать их параметры и, в

первую очередь амплитуду. В разработанных ранее схемах ГМТИ [1-3] регулирование амплитуды осуществлялось изменением напряжения выпрямителя с помощью симисторного регулятора При ЭТОМ точность выполнения напряжения. осуществлялась визуальным контролем по показаниям вольтметра амперметра, так как отсутствовала обратная связь. устранения этого недостатка в схему ГМТИ была отрицательная обратная связь по амплитуде токовых импульсов. В схеме (рисунок 1), выполненной на симисторах, регулирование амплитуды силовых токовых импульсов возможно осуществлять с помощью изменения угла открывания симистора, производящего батареи VS1, благодаря чему регулируется силовой заряд напряжение заряда конденсаторной батареи СВ [3]. Это более выгодно по сравнению со схемой, использующей регулирование заряда конденсаторной батареи от симисторного регулятора напряжения, так как часть аппаратуры, связанная с симисторным регулятором напряжения, будет исключена.

Для анализа работы электросхемы рассмотрим графики: линейных напряжений, выпрямленного напряжения выпрямителя VD 15-20, напряжения управляющих импульсов с трансформатора TV7, опорного напряжения.

Заряд конденсаторной батареи регулируется углом открывания β симистора VS1. β отсчитывается от начала синусоиды линейных напряжений. Угол β можно изменять от 60° до 90° в пределах участков, обозначенных точками 1-2, 3-4, 5-6 на графике выпрямленного напряжения.

При $\beta=60^\circ$ будет максимальный заряд конденсаторной батареи и максимальная амплитуда токовых импульсов, при $\beta=90^\circ$ ГМТИ будет закрываться, конденсаторная батарея заряжаться не будет.

Обратная связь по амплитуде токовых импульсов исключает влияние колебаний напряжения в питающей сети и изменений сопротивления в нагрузке на амплитуду токовых импульсов. Обратная связь осуществляется через датчик тока, выполненный на трансформаторе ТА4 резисторе R5, диоде VD26, конденсаторе C7, резисторе R4 [4]. Сигнал обратной связи складывается с задающим напряжением от выпрямителя VD11-14 на резисторе R3, с которого

снимается общий сигнал обратной связи. На конденсаторе С4 происходит сравнение общего сигнала обратной связи с опорным пилообразным напряжением, образующимся благодаря заряду конденсатора С4 через резистор R9 и диод VD21 от трансформатора TV7.

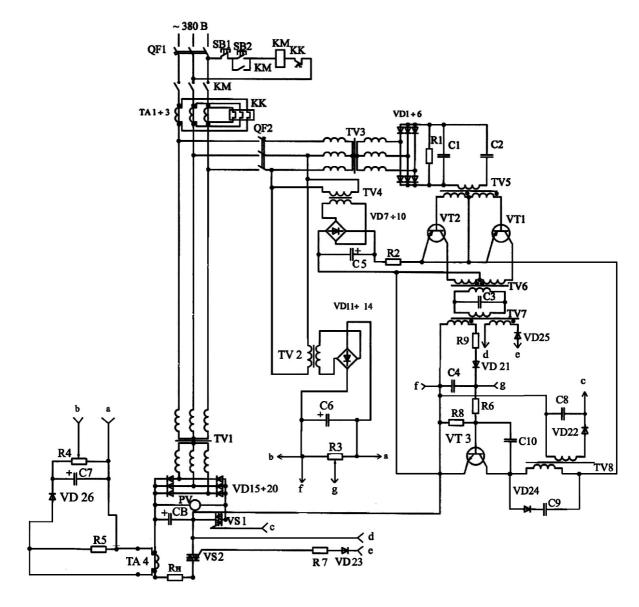


Рисунок 1 – Принципиальная электросхема регулируемого ГМТИ с обратной связью по амплитуде токовых импульсов (частота 300 Гц, амплитуда 320 A).

Результирующий сигнал, полученный вычитанием напряжения общего сигнала обратной связи из опорного пилообразного напряжения, поступает на вход блокинг-генератора,

собранного на транзисторе VT3. В тот момент, когда опорное напряжение превысит напряжение обратной связи, блокинг-генератор вырабатывает управляющий импульс на симистор VS1, симистор откроется, будет происходить заряд конденсаторной

батареи до момента когда dt сменит знак c + ha -, когда угол $\beta = 90^{\circ}$ [4]. Угол открывания симистора VS1 регулируется резистором R3. Резистором R3 можем регулировать фазу сигнала управления, поступающего на симистор VS1 в пределах от 60° до 90° .

Обратная связь по амплитуде токовых импульсов исключает влияние колебаний напряжения в питающей сети и изменений сопротивления в нагрузке на амплитуду токовых импульсов. Обратная связь осуществляется через датчик тока, выполненный на трансформаторе TA4 резисторе R5, диоде VD26, конденсаторе C7, резисторе R4 [4]. Сигнал обратной связи складывается с задающим напряжением от выпрямителя VD11-14 на резисторе R3, с которого снимается общий сигнал обратной связи. На конденсаторе С4 происходит сравнение общего сигнала обратной связи с опорным пилообразным напряжением, образующимся благодаря заряду через резистор **R9** конденсатора C4 И ДИОД TV7. Результирующий трансформатора сигнал, полученный вычитанием напряжения общего сигнала обратной связи из опорного пилообразного напряжения, поступает на вход блокинггенератора, собранного на транзисторе VT3. В тот момент, когда превысит напряжение обратной опорное напряжение вырабатывает блокинг-генератор управляющий импульс симистор VS1, симистор откроется, будет происходить заряд

конденсаторной батареи до момента когда $\overline{}^{dt}$ сменит знак с «+» на «-», когда угол $\beta = 90^\circ$ [4]. Угол открывания симистора VS1 регулируется резистором R3. Резистором R3 можем регулировать фазу сигнала управления, поступающего на симистор VS1 в пределах от 60° до 90° .

Рассмотрим, как работает цепь обратной связи. В случае снижения амплитуды токовых импульсов в нагрузке с конденсатора С7 снимется меньшее напряжение, поступающее на резистор R4. Поэтому с резистора R3 снимается меньшее

напряжение, подающееся на конденсатор С4, фаза управляющего импульса смещается в сторону 60°. Заряд конденсаторной батареи СВ благодаря этому увеличится, что соответствует регулировочной разряде батареи характеристике. При конденсаторной амплитуда тока увеличится. Таким образом, схема будет осуществлять стабилизацию и регулировку амплитуды силовых токовых импульсов.

изображенная Схема, на рисунке 1, позволяет плавно амплитуду токовых импульсов частоте регулировать при следования импульсов, равной 300 Гц. На практике совместно с плавной регулировкой амплитуды импульсов требуется плавно Для регулировать частоту следования. ЭТИХ целей онжом использовать ГМТИ, выполненный на запираемом тиристоре (рисунок 2). В этой схеме регулирование амплитуды токовых импульсов осуществляется изменением напряжения конденсаторной батареи СВ, которая заряжается напряжением выпрямителя VD 1 - 6 и регулируется с помощью симисторного регулятора напряжения VS 1 – 3. В отличие схемы, изображенной на рисунке 1, для работы симисторного регулятора напряжения необходимо управляющие импульсы попарно на симисторы, находящиеся в разных фазах, для чего блокинг-генераторах имеются по 2 управляющие обмотки. импульсы необходимо попарно Управляющие подавать В последовательности фаз A - B, B - C, C - A.

Для наглядности работы схемы, изображенной на рисунке 2. Заряд конденсаторной батареи регулируется углом открывания β симисторов в симисторном регуляторе напряжения. Угол β отсчитывается от начала синусоиды линейного напряжения. Угол β будет меняться в пределах $60^{\circ} < \beta < 90^{\circ}$. При $\beta = 60^{\circ}$ заряд конденсаторной батареи максимален.

Рассмотрим работу по одному каналу. Датчик тока, выполненный на трансформаторе TA1, резисторе R1, диоде VD58, конденсаторе C24, резисторе R2, подает на резистор R3 напряжение, пропорциональное амплитуде силовых токовых импульсов [4], на этот же резистор R3 подается напряжение задания с выпрямителя VD 7-10.

Сумма задающего напряжения и от датчика тока, с резистора R3 подается на конденсатор С8, куда подается и опорное напряжение с выпрямителя VD 27 - 30. На конденсаторе C8 сравнение обоих Когда происходит напряжений. опорное напряжение общее обратной превысит напряжение связи, VT1, откроется блокинг-генератор на транзисторе который управляющих импульса выработает обмотках два трансформатора VT2 [4]. Одно напряжение с конденсатора C7 подается на управляющий электрод находящегося в фазе А симистора VS1, второе напряжение с конденсатора С6 подается на управляющий электрод симистора, находящегося в фазе В VS2. Это необходимо для образования замкнутого контура, в цепи которого происходит заряд конденсаторной батареи СВ. Она будет заряжаться до момента когда линейное напряжение ${}^{\mathrm{d}\mathrm{U}_{\mathrm{AB}}/\mathrm{dt}}$ сменит знак с + на - . Когда на запираемый тиристор VS4 придет батарея СВ разрядится управляющий сигнал, все 3 канала управления. Аналогично работают Амплитуда резисторами импульсов задается R3. R6. токовых Стабилитроны в цепи опорного напряжения VD 49, VD 50, VD 51 необходимы для ограничения амплитуды опорного напряжения при изменении угла β в пределах $60^{\circ} - 90^{\circ}$.

Для регулировки частоты следования импульсов применяется запираемый тиристор VS4 (рисунок 2), открывающийся импульсами, приходящими с конденсатора С24. Для управления запираемым тиристором VS4 в схеме применен автогенератор, собранный на транзисторах VT4, VT5. Частота генерируемых гармонических автогенератором колебаний регулируется [4]. Дифференциальный переменным конденсатором C26 мощности, собранный на транзисторах VT6, VT7, усилитель запирающего сигнала позволяет амплитуду сделать больше амплитуды открывающего сигнала.

Силовая схема (рисунок 2) вырабатывает силовые токовые импульсы с регулируемой частотой от f_{min} до 300 импульсов в секунду. Если вырабатывать силовые токовые импульсы в нагрузке с частотой больше 300 Γ ц, то будут иметь место колебания амплитуды импульсов. Для устранения этого недостатка предлагается использовать 12-ти пульсную систему. В этом случае

частота заряда конденсаторной батареи равна 600 Гц, частота импульса может регулироваться от f_{min} до 600 Гц со стабилизацией амплитуды, но при этом сузится диапазон регулирования угла β от 75° до 90° [1].

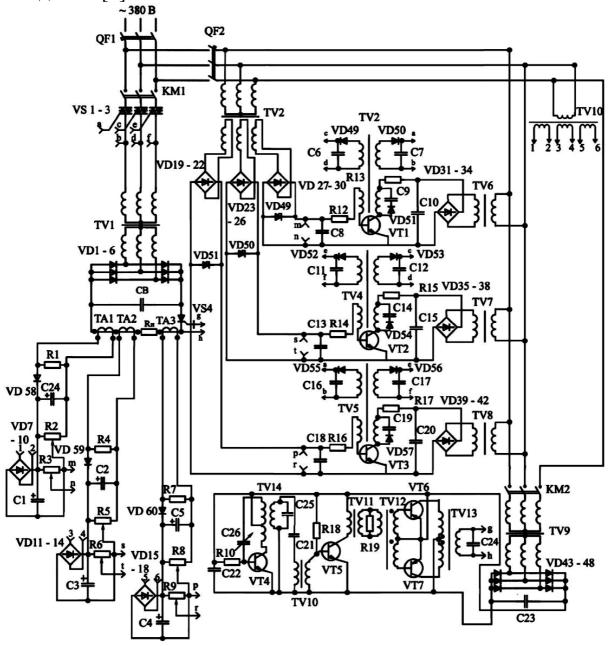


Рисунок 2 – Регулируемый ГМТИ на запираемом тиристоре.

Возможен второй вариант увеличения частоты следования силовых токовых импульсов, заключающийся в значительном увеличении емкости силовой конденсаторной батареи СВ так, чтобы амплитуда импульсов до подзарядки батареи снижалась незначительно. В этом случае частота регулирования может быть от f_{min} до 3600 Γ ц.

Таким образом, схема, изображенная на рисунке 1, более удобна для получения высоких частот следования импульсов способом суперпозиции.

Схемы ГМТИ, приведенные на рисунках 1 и 2, необходимо включать в работу с нулевой амплитудой токовых импульсов и постепенно выводить на рабочий режим. При включении на полный режим первоначальный импульс может оказаться максимальной амплитуды, что вызовет повреждения в нагрузке.

Работа выполнена при финансовой поддержке Φ ЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России на 2009-2013 г.г.» (гос. контракт № П411).

Литература

- 1. Генераторы мощных токовых импульсов ДЛЯ интенсификации процессов обработки металлов давлением / Ю.Д. Жмакин, Д.В. Загуляев, С.В. Коновалов, Кузнецов В.А., Громов В.Е. // Металлургия: новые технологии, управление, инновации и Всероссийской научно качество: Труды практической конференции / Сибирский государственный индустриальный университет; Под ред. Е.В. Протопопова – Новокузнецк, 2008. – 466 c.
- 2. Аппаратурное обеспечение электропластического эффекта на основе генератора мощных токовых импульсов / Ю.Д. Жмакин, Д.В. Загуляев, С.В. Коновалов, Кузнецов В.А., Громов В.Е. // Физическое материаловедение. Сборник трудов IV международной школы. Тольятти: ТГУ, 2009. С.78-79.
- 3. Жмакин Ю.Д. Использование схем и групп включения трансформаторов в генераторе мощных токовых импульсов / Ю.Д. Жмакин, Д.В. Загуляев, С.В. Коновалов, Кузнецов В.А., Громов В.Е. // Промышленная энергетика. 2009. №6. С.10-13.
- 4. Манаев, Е. И. Основы радиоэлектроники: Учебное пособие для вузов / Е. И. Манаев. М.: Радио и связь, 1985. 504 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ НА ТОКИ УТЕЧКИ В КАБЕЛЬНЫХ СЕТЯХ С ИЗОЛИРОВАННОЙ НЕЙТРАЛЬЮ

Завьялов В.М., Ложкин И.Ю.

Кузбасский государственный технический университет, г Кемерово

Интенсивное развитие силовой электроники И микропроцессорной техники стало причиной широкого распространения регулируемого электропривода переменного тока, в том числе и в горной промышленности. Современный рынок преобразователей частоты автономного базе на напряжения представлен большим количеством производителей, и, несмотря на существующие различия в принципах управления, они имеют сходство, заключающееся в формировании выходного напряжения при помощи коммутации ключей с высокой частотой. Согласно [1] кабельная электрическая сеть с изолированной нейтралью, эксплуатируемая на горных предприятиях, должна быть защищена от опасных токов утечки на землю. Применение экранированных кабелей в шахтных сетях, которые имеют высокую емкость, и использование преобразователей частоты создает сложность контроля сопротивления изоляции, возникновения импульсных емкостных токов.

Для оценки влияния преобразователя частоты на токи утечки была проведена серия опытов в лабораторных условиях на кафедре электропривода и автоматизации КузГТУ. Исследования проводились для участка кабельной сети с преобразователем частоты ACS800 фирмы ABB мощностью 2,2 кВт. Длина кабеля марки КОГВЭШ 3x4+1x4+1x2,5 от трансформатора до $\Pi \Psi - 5$ м, от $\Pi \Psi$ до двигателя -20 м.

Схема установки показана на рисунке 1. Для создания сети с изолированной нейтралью применен трансформатор TV, который осуществляет гальваническую развязку c питающей сетью. Преобразователь испытывался прямого частоты режиме управления моментом. В этом режиме частота коммутации силовых ключей изменяться в зависимости от режима работы электродвигателя.

Для создания пути утечки тока использовались резисторы R1-R3 сопротивлением 30 кОм включенными по схеме «звезда», общая точка которой через измерительный ШУНТ сопротивлением 430 Ом подключена к заземляющей жиле кабеля. Опыты проводились при различных частотах напряжения на выходе ПЧ и различных нагрузках двигателя. На рисунке 2 осциллограмма представлена тока заземления В цепи при исправной изоляции кабельной линии и частоте на преобразователя 50 Гц, а на рисунке 3 его частотный спектр.

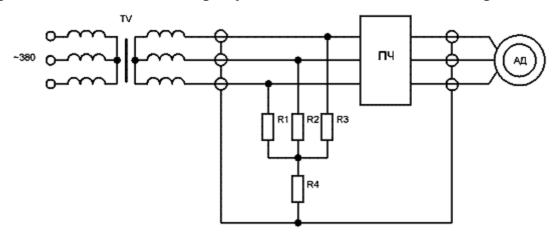


Рисунок 1 – Схема установки.

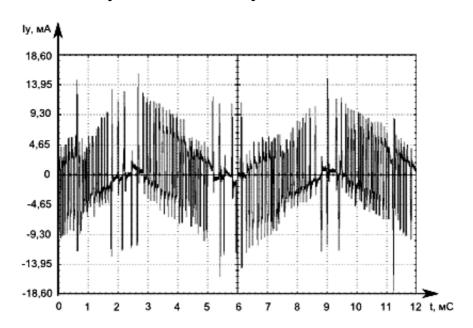


Рисунок 2 — Осциллограмма тока цепи заземления при исправной изоляции.

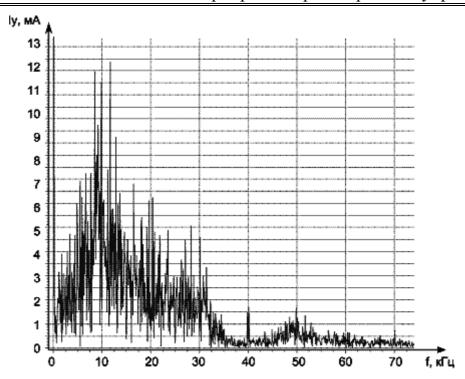


Рисунок 3 – Спектр тока цепи заземления.

Из рисунков видно, что частотный состав тока в цепи заземления распределен в достаточно широком диапазоне. При этом высокочастотная составляющая тока имеет достаточно большую амплитуду, что может привести к срабатыванию реле утечки даже при исправной изоляции. Широкий спектр частот объясняется тем, что ПЧ ACS800 работал в режиме прямого управления моментом, при котором отсутствует фиксированная частота ШИМ преобразователя. Анализ частот коммутации ключей инвертора показал, что наименьшие частоты приемлемы режиму преобразователя удержания, когда выходе формируется на постоянный ток, и равна ≈ 1 к Γ ц.

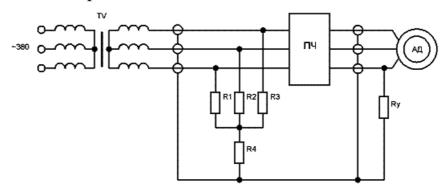


Рисунок 4 – Схема установки с имитацией утечки.

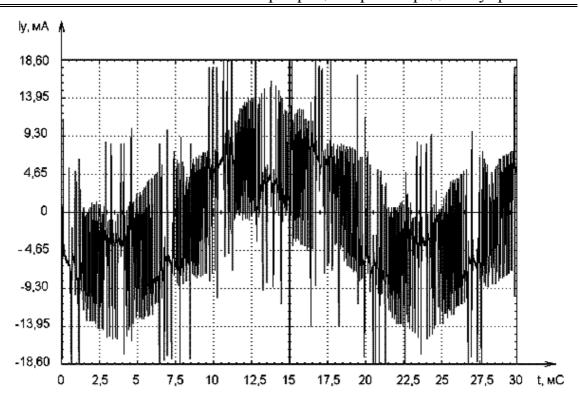


Рисунок 5 – Осциллограмма тока цепи заземления при наличии утечки.

Для имитации утечки в схему был добавлен дополнительный резистор Ry сопротивлением 12 кОм, как это показано на рисунке 4. На рисунке 5 представлена осциллограмма тока цепи заземления при наличии утечки, на рисунке 6 спектрограмма. Как видно на рисунках после введения Ry появляется низкочастотная гармоника тока достаточно большой амплитуды. При этом также видна импульсная составляющая вызванная коммутацией ключей.

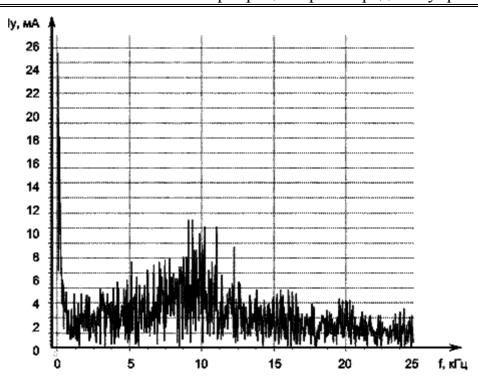


Рисунок 6 – Спектр тока цепи заземления при наличии утечки.

Проведя серию опытов с имитацией утечек в различных точках кабельной сети и в различных режимах работы преобразователя, были получены графики тока. Их анализ показал, что форма тока и его частотный состав схожи при различных вариантах подключения. Это позволяет сделать вывод, что для защиты всей кабельной сети достаточно одного защитного аппарата расположенного в любой точке сети, а для исключения ложных срабатываний реле утечки должно быть оснащено фильтром нижних частот, с частотой среза в несколько сотен герц.

Литература

1. Технические требования к рудничному взрывозащищенному электрооборудованию с силовыми полупроводниковыми приборами напряжением до 1140 В / ВостНИИ, Кемерово, 1988 г.

ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД

Полющенков И.С., Льготчиков В.В.

Смоленский филиал МЭИ г. Смоленск

положения ротора (ДПР) в схеме вентильноиндукторного электропривода (ВИП) применяется для управления силовым полупроводниковым преобразователем и реализации позиционной обратной связь по положению ротора. ДПР при нужный вращении ротора В момент переключает преобразователь полупроводниковый чтобы сохранить так, заданный знак и величину вращающего момента. Несмотря на принципиальное значение датчика положения ротора, применение увеличивает стоимость и габариты двигателя, снижает надёжность всей системы в целом. Основной проблемой при разработке бездатчиковых ВИП синхронизация является управляющих воздействий с положением ротора электродвигателя.

В работе рассматривается возможность использования математического аппарата дискретного преобразования Фурье (ДПФ) и искусственных нейронных сетей (ИНС) на базе современной микропроцессорной техники для идентификации положения ротора в бездатчиковом ВИП и прогнозирования моментов коммутации фаз вентильно-индукторной машины (ВИМ).

Алгоритм идентификации таков:

В процессе управления осуществляется выборка изменяющегося фазного тока при детерминированном алгоритме изменения питающего фазного напряжения;

Формируется частотный образ состояния объекта управления ВИМ (процесса изменения тока);

Использование нейронной сети для идентификации положения ротора по частотному образу.

SIMULINK Для исследований В пакете системы компьютерной **MATLAB** была математики составлена модель ВИП, в основу математическая которой положены уравнения электрического равновесия и электромеханического преобразования энергии фазы ВИМ.

Компьютерное моделирование ВИМ показало, что при фазном управлении, когда питание фаз двигателя осуществляется прямоугольными импульсами напряжения, форма фазных токов, определяясь электромагнитными переходными процессами, зависит от углов включения фаз, частоты вращения ротора, частоты вращения поля статора, рассогласования ротора и поля статора.

Искажение формы тока означает изменение его гармонического состава. Расчёт гармонического состава фазных токов ВИМ с использованием ДПФ осуществлён с помощью **SIGNAL** блоков пакета DIGITAL **PROCESSING** MATLAB. У каждого отсчёта сигнала в частотной области определена амплитуда и фаза. Измерительный участок, т. е. интервал времени, в течение которого накапливается массив временной области, дискретных отсчётов BO соответствовал повороту ПОЛЯ на 360 электрических статора Совокупность отсчётов тока фаз ВИМ в частотной области фазы гармонических составляющих) (амплитуды И назовём частотным образом объекта управления.

Так как аналитическая зависимость между частотным образом и параметрами движения ВИМ неизвестна, для их идентификации применяется искусственная нейронная сеть. При использовании ИНС указанная зависимость автоматически аппроксимируется в процессе обучения. Обученная ИНС должна ставить в соответствие частотному образу вектор идентифицируемых параметров движения.

Для обучения ИНС использована выборка, полученная с помощью компьютерной модели ВИМ. В качестве входных векторов этой выборки использовались частотные образы объекта управления, а в качестве целевых векторов – векторы варьируемых параметров движения. НС создана и обучена с помощью пакета NEURAL NETWORKS TOOLBOX системы MATLAB. Обученная ИНС оказалась способной идентифицировать параметры движения, когда ей были предъявлены частотные образы, не входящие в обучающую выборку.

После дополнения компьютерной модели подсистемой, осуществляющей расчет момента коммутации фаз ВИМ на основе

идентифицированных параметров движения, она оказалась способной выявить на измерительном участке несинхронность вращения ротора и поля статора и скомпенсировать её путём изменения частоты вращения поля статора и коммутацией фаз в нужные моменты времени.

реализации алгоритма Для управления принят микроконтроллер PIC18F2320 фирмы MICROCHIP. Рассматриваемый микроконтроллер позволяет реализовать операции указанные математические благодаря наличию аппаратного умножения, возможности передавать данные памяти программ в память данных, наличию указателей для наличию косвенной адресации данных, программируемых таймеров и модуля АЦП. Разработка и отладка программного обеспечения производилась с использованием интегрированной среды проектирования MPLAB IDE.

Полученные результаты компьютерного моделирования, экспериментальных исследований, а также отладки ПО демонстрируют работоспособность предложенного алгоритма управления бездатчиковым ВИП.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ГИДРОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯРИЗАЦИОННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ РАСХОДА

Садчикова Г.М.

Кт.н., доцент, кафедра «Технология и автоматизация машиностроения» БИТТУ (филиал) ГОУ ВПО СГТУ, г. Балаково

производственных Автоматизация процессов является существенным условием повышения производительности труда и улучшения качественных показателей производства. Одними из важнейших параметров, которые подвергаются автоматизированному контролю, являются скорость и расход рабочих жидкостей, в том числе и в гидроприводе станков, что необходимости приводит К повсеместного внедрения совершенствования систем автоматического контроля,

регулирования и управления потоками технологических жидкостей.

В настоящее время для измерения расхода воды используются основном три типа гидроэлектрических преобразователей расхода (ГЭПР): турбинные, ультразвуковые и электромагнитные [1]. Данные преобразователи расхода имеют ряд достоинств, определили широкое которые ИХ использование промышленности ДЛЯ измерения расхода технологических жидкостей и теплоносителей.

Но следует отметить, что хотя вода и является диэлектриком, но методом, свойственным диэлектрическим жидкостям, расход воды не измеряется. В связи с этим интересны методы, близкие к электромагнитному методу измерения расхода технологических жидкостей, но учитывающие, что вода, спирт, глицерин и ряд смазочно-охлаждающих жидкостей являются сильнополярными диэлектриками.

В качестве альтернативного вышеуказанным методам предложен поляризационный метод измерения расхода жидкости. Проведены экспериментальные исследования, подтверждающие возможность использования эффекта поляризации для измерения расхода сильнополярных жидкостей.

Разработанная конструкция экспериментального образца гидроэлектрического поляризационного гидроэлектрического преобразователя расхода (ГЭППР) позволяет менять расстояние между электродами и конфигурацию электродов. При проведении ГЭППР исследований экспериментальных варьировались 5 мм до 20 мм с учетом расстояние между электродами от толщины изоляции и угол между электродами от 0^0 до 30^0 (рис. 1). электродами менялся дискретно Угол между путем смены изолирующих втулок, выполненных из оргстекла.

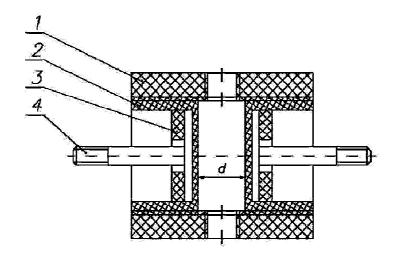


Рисунок 1 - Конструкция экспериментального ГЭППР с плоскопараллельными электродами.

На рисунке 1 показаны следующие элементы преобразователя расхода: 1- цилиндрический корпус, 2- изолирующая втулка с резьбой, 3-крепежная втулка, 4- электроды. Электроды имеют меньший диаметр, чем проточная часть в связи с тем, что, поляризации обусловлена величина тока не только электростатического МЭП, напряженностью поля градиентом напряженности поля. Разница между электродов и диаметром проточной части ГЭППР обеспечивает неравномерность электростатического поля в межэлектродном промежутке. Характеристики снимались для питьевой воды $\varepsilon = 81$ при температуре 20° С.

На рисунке 2 приведены вольтамперные характеристики ГЭППР, снятые при различной высоте проточной части. Рабочая среда - питьевая вода. Высота проточной части h изменялась дискретно, h=2 мм, h=5 мм, h=10 мм.

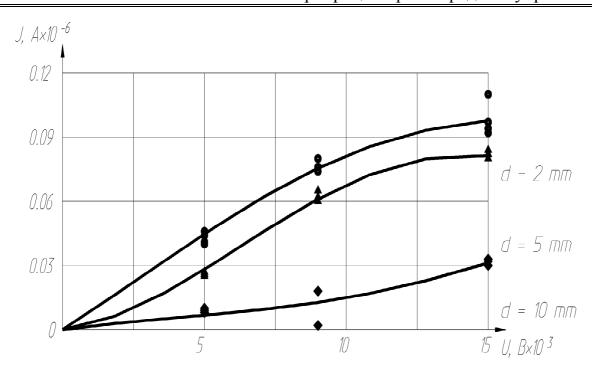


Рисунок - 2. Вольтамперные характеристики ГЭППР.

Рассчитан коэффициент крутизны

$$K_{KD} = \Delta U / \Delta j$$
,

где: ΔU - диапазон величины напряжения, подаваемого на электроды, B;

 Δj — диапазон величины полного тока, фиксируемого микроамперметром, A.

Результаты расчетов коэффициента крутизны сведены в таблицу 1.

Таблица 1. — Коэффициент крутизны ВАХ ГЭППР

h, mm	2	5	10
K_{KP} , B/A	7.3×10^{-3}	6.3×10^{-3}	$2x10^{-3}$

Как видно из таблицы 1, крутизна вольтамперной характеристики (BAX) имеет явно выраженную зависимость от высоты проточной части h.

Уменьшение высоты проточной части приводит к увеличению коэффициента крутизны ВАХ ГЭППР, однако уменьшение h менее 2 мм нецелесообразно, так как возрастает гидросопротивление в проточной части ГЭППР и сужается диапазон измеряемого расхода.

Увеличение высоты проточной части h более 10 мм приводит к резкому уменьшению крутизны ВАХ, что может обусловить определенные трудности при экспериментальном исследовании статической характеристики преобразователя расхода, так как величина тока на выходе ГЭППР имеет порядок $(10^{-7} \div 10^{-9})$ А. характеристика Вольтамперная при управляющего напряжения U_v от 0 кВ до 15 кВ. При величине напряжения U_v менее 5 кB, величина измеряемого тока на выходе преобразователя расхода изменяется от 10^{-8} A при h=10 мм до 2.5×10^{-8} A при h = 2 мм. Дальнейшее уменьшение управляющего напряжения $U_{\rm v}$ приведет к соответствующему уменьшению измеряемого тока. Для измерения тока менее 10^{-9} А требуется разработка спецэлектрометрического усилителя или применение специальных дорогостоящих измерительных устройств. увеличении U_v более 15 кВ возрастает ток проводимости, обусловленный примесями, которые содержатся в диэлектрических жидкостях любой степени очистки, что может привести к электрическому пробою межэлектродного промежутка (МЭП) ГЭППР.

На основании проведенных экспериментальных исследований статической характеристики ГЭППР с плоскопараллельными электродами электрически изолированными от измеряемой среды диэлектрическими втулками сделаны следующие выводы:

- оптимальная величина управляющего напряжения U_y составляет 9 кВ;
 - оптимальная высота проточной части h = 2 мм;
- крутизна статической характеристики при оптимальных величинах U_y и h составляет $20 \times 10^{-4}~{\rm Axc/m}^3$;
- глубина регулирования исследованного ГЭППР при всех устанавливаемых параметрах h и $U_{\rm y}$ составляет более 50%.

Исходя из вышесказанного, можно отметить, что экспериментально подтверждена возможность использования эффекта поляризации для построения преобразователя расхода питьевой воды, причем конструктивное исполнение ГЭППР с плоскопараллельными электродами обеспечивает достаточную глубину регулирования (более 50%).

Использование в качестве рабочих жидкостей очищенной воды и этилового спирта не принесло положительных результатов, что объясняется малой величиной тока проводимости указанных жидкостей вследствие более высокой степени их очистки от загрязнений. Нижний примесей И предел измерения микроамперметра, используемого в качестве измерительного устройства (10 - 9 А) не позволяет зафиксировать начальный ток характеристики. Следовательно, статической ГЭППР электродами плоскопараллельными изолированными OT измеряемой среды, нецелесообразно применять для измерения расхода этилового спирта и очищенной воды, хотя данные жидкости являются сильнополярными диэлектриками.

Литература

- 1. Кремлевский П.П. Расходомеры и счетчики количества/ П.П. Кремлевский. Л.: Машиностроение, 1989. 701с.
- 2. Анализ первичных измерителей гидроэлектрических преобразователей расхода в системах управления по первому векторно рейтингову критерию Власова / В.В. Власов, Г.М Садчикова; СГТУ. Саратов., 1994. 48 с. Библиогр.: с. 46 47. Деп. в ВИНИТИ 22. 02. 94, № 453 В94.

ОБ ОДНОМ ПОДХОДЕ К АЛГОРИТМУ УПРАВЛЕНИЯ ФИЛЬТРОКОМПЕНСИРУЮЩИМ УСТРОЙСТВОМ ПРИ РАБОТЕ С ПОДЪЕМНОЙ СКИПОВОЙ УСТАНОВКОЙ НА ПРИМЕРЕ ТЫРЕТСКОГО СОЛЕРУДНИКА

Темников А.В.

НИИ АЭМ СибГИУ, г. Новокузнецк

При работе электропривода постоянного тока «ТП-Д» подъемной скиповой установки на шинах второй секции РП-1 питания главного ствола Тыретского солерудника была снята осциллограмма коэффициента активной мощности соѕф за рабочий цикл, которая может быть полезной для управления фильтрокомпенсирующим устройством на основе трех силовых фильтров фирмы «Матик-Электро» [1]. Здесь рекомендовались

фильтры: пятой и седьмой гармоники – мощностью 2400 кВАр каждый; одиннадцатой – 1200 кВАр.

Осциллограммы (рисунок 1 и 2) показывают состав и амплитуды гармоник тока и напряжения по отношению к первой гармонике привода скиповой подъемной машины в рабочем цикле длительностью 210 с.

Силовые фильтры пятой, седьмой и одиннадцатой гармоники позволяют снять проблему потерь энергии от этих гармоник. Существенными остаются потери от первой гармоники, о чем свидетельствует осциллограмма соѕф за тот же рабочий цикл (рисунок 3).

При рациональном управлении силовыми фильтрами можно компенсировать реактивную мощность и обеспечить энергосбережение в данной расчетной точке сети. Для этой цели разобьем осциллограмму соѕф на три участка: наброс нагрузки до максимума (0...20 с); постоянная по величине нагрузка (20...120 с); сброс нагрузки до минимума (120...210 с).

В режиме наброса нагрузки коэффициент мощности растет от минимума (0,1) до максимума (0,5...0,52), поэтому в данный период времени целесообразно включение в работу всех трех фильтров.

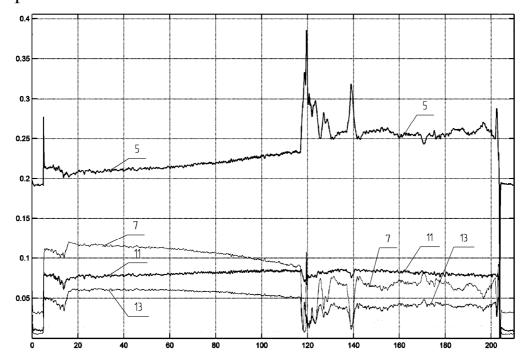


Рисунок 1 – Осциллограммы тока в рабочем цикле.

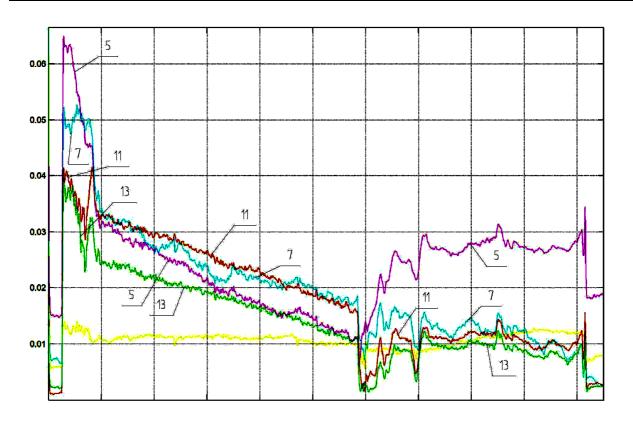


Рисунок 2 – Осциллограммы напряжения в рабочем цикле.

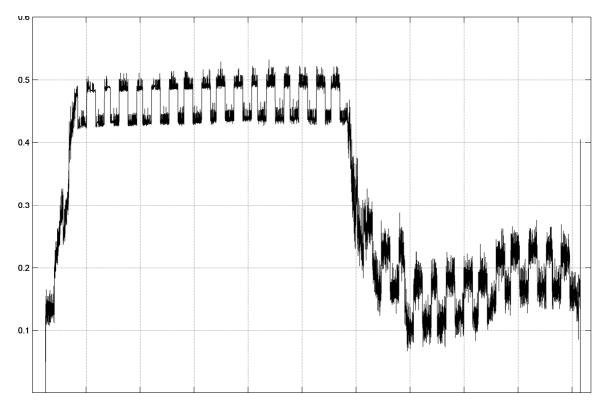


Рисунок 3 – Осциллограмма соѕф за рабочий цикл.

При достижении максимальной величины нагрузки, что соответствует $\cos \varphi = 0.52$, следует отключить фильтр седьмой гармоники мощностью 2400 кВАр. При его отключении коэффициент несинусоидальности увеличится на 1...3 процента и в максимуме составит 5,7 процента, что близко к норме в 5 процентов для распределительной сети 6...10 кВ.

На третьем участке при $\cos \varphi = 0.2$ в работе должны оставаться фильтры пятой и седьмой гармоник, что даст максимум коэффициента несинусоидальности в 4,2 процента.

Значения соѕф на всех этапах управления остается на уровне 0,95 и более.

Таким образом, процесс управления становится рациональным. Для оптимизации управления по критерию соѕф и коэффициенту несинусоидальности можно рекомендовать силовые фильтры с прямой компенсацией реактивной мощности и использованием автономного инвертора.

Литература

1. Темников А.В., Модзелевский Д.Е. Исследование эффективности использования ФКУ в электроснабжении Тыретского солерудника. — В кн: Системы автоматизации в образовании, науке и производстве/ труды VI Всероссийской научно-практической конференции/ — Новокузнецк: СибГИУ, 2009.

ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ КОМПЛЕКСЫ В УДАРОВИБРОЗАЩИТЕ КРУПНОГАБАРИТНЫХ ОБЪЕКТОВ

Хамитов Р.Н., Татевосян А.А.

Омский государственный технический университет, г. Омск

Виброударозащитные устройства (ВЗУ) крупногабаритных содержат амортизаторы различных объектов видов гидродемпферы [1]. Амортизатор обычно является пневмоамортизатором (ПА) с наличием или без воздушного Для демпфирования. устранения виброударопроводимости

других недостатков гидродемпфера в динамических режимах предлагается работы ВЗУ вместо них применить электромеханический демпфер на базе асинхронной машины (АМ). ВЗУ является комбинированным и содержит ПА, обеспечивающий (несущую способность) статическую нагрузку демпфер на базе АМ, работающий только в электромагнитный динамических режимах работы ВЗУ. ВЗУ представляет собой электротехнический предназначенный комплекс, преобразования механической энергии колебаний амортизируемого объекта (АО) в тепловую энергию, рассеиваемую в роторной цепи АМ, или в электрическую энергию, отдаваемую с помощью обратимых преобразователей в сеть (источник питания) АМ. Для проектирования оптимальных ВЗУ, выбора параметров компенсаторной силы АМ и режима торможения АМ необходимо разработать динамическую модель пневмоэлектромеханической системы: ПА - демпфер на базе АМ.

Пример запатентованной конструкции ВЗУ приведен рисунок 1. Блок управления ВЗУ обеспечивает работу демпфера только в режиме отбоя ПА (одностороннее демпфирование) на основе сигнала преобразователя перемещений. В качестве АМ используется трехфазный асинхронный электродвигатель (АД), режиме работающий на ходе отбоя ПА В торможения противовключением создающий компенсационную И электромагнитную силу [2].

Моделирование пневмоэлектромеханической системы динамике построим на базе совместного рассмотрения процессов в пневматической, механической и электрической подсистемах, образующий комплекс ВЗУ в целом, на основе расчетной схемы и с допущений. учетом известных Если рассматриваемая одностепенная система (Рисунок 1,б) выведена из положения равновесия, то она совершает свободные колебания. При этом на систему действуют: сила инерции М · Z"; сила тяжести Мg; сила давления воздуха в объемах ПА (упругая сила); сила трения в (PKO) RΣ; резинокордной оболочке компенсаторная электромагнитного демпфера АГэ.

В общем виде система дифференциальных уравнений движения АО для свободных колебаний запишется в следующем виде:

$$\begin{cases} \frac{dP}{dt} = -\frac{k \cdot P \cdot S_{3} \cdot k}{V_{0} + S_{3} \cdot z} \\ \frac{\dot{z}}{z} = \frac{dz}{dt} \\ M \cdot k + (P - P_{0}) \cdot S_{3} + R_{\Sigma} \cdot sign \quad k + A F_{3} \cdot sign \quad z = 0 \end{cases}$$

$$(1)$$

где z, \P , \P — вертикальные перемещения, скорость и ускорение AO, P — текущее давление сжатого газа упругого элемента ПА, A — режимный коэффициент электромагнитного демпфера, V_0 — начальный объем ПА при статическом положении AO, k — коэффициент адиабаты (для воздуха k=1,4), M — масса AO, Sэ — эффективная площадь упругого элемента ПА, Po — давление сжатого воздуха упругого элемента ПА в статическом положении AO, $R\Sigma$ — сила трения в PKO.

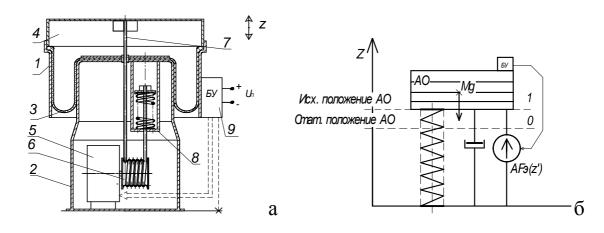


Рисунок 1 — Комбинированное виброзащитное устройство: конструкция (а): 1-подвижная часть (обойма), 2-неподвижная часть, 3- РКО, 4-пневматический упругий элемент, 5- АМ, 6-барабан с тросом, 7- трос, 8-устройство натяга троса, 9-блок управления; расчетная схема динамики (б).

Сила инерции $M \cdot M$ АО создает на валу АМ момент сопротивления Мс:

$$M_C = M \cdot \Re R_E, \qquad (2)$$

где RБ – плечо приложения силы к валу AM (радиус барабана).

Компенсаторная сила электромагнитного демпфера F зависит от значения режимного коэффициента A и электромагнитного момента M Э, создаваемого AД (F₃=M₃/R₂):

$$A = \begin{cases} 1 & \text{при } 8 > 0, \\ 0 & \text{при } 8 < 0. \end{cases}$$
 (3)

В качестве модели электрической подсистемы рассматривалась модель трехфазной обобщенной асинхронной машины [3].

Моделирование процессов в ВЗУ проводилось с помощью программы Matlab с расширением Simulink. Схема набора приведена на рисунке 2.

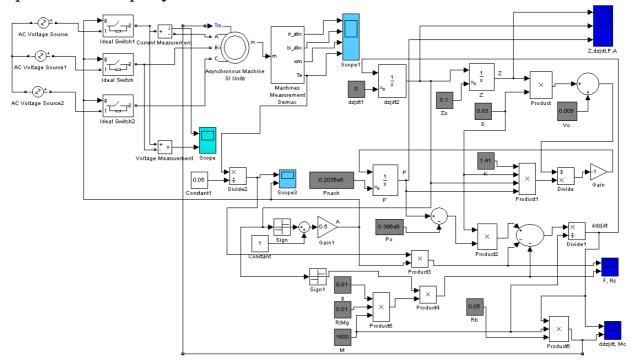


Рисунок 2 – Имитационная модель ВЗУ.

Результаты решения системы уравнений для одностороннего демпфирования при свободных колебаниях приведены на рисунках 3-5 при следующих параметрах ПА и АМ и исходных (начальных) данных:

Параметры ПА с РКО И-10: $M=1500~\rm kr$, Рстат = 0,396*106 Па, K=1,41, S9 = 0,03 м2, RБ = 0,05 м, $g=9,81~\rm m/c2$, $R\sum=0,01~\rm Mg$, P0 = 0,2035*106 Па, V0 = 0,005 м3, Z0 = 0,1 м, (dz/dt)0 = 0 м/c2.

Параметры АМ: выбранная модель АД из библиотечных моделей — 10HP460V60Hz1760RPM, система координат — вращающаяся, связана с ротором (оси d и q), PH = 7,46 кВт, Rs = 0,6837 Ом, L1s= 0,004152 Гн, R`r = 0,451 Ом, L`1r= 0,004152 Гн, Lm= 0,1486 Гн, J = 0,05 кг*м2, p = 2.

Питающее симметричное трехфазное напряжение АД: Uл = 380~B, f = $50~\Gamma$ ц.

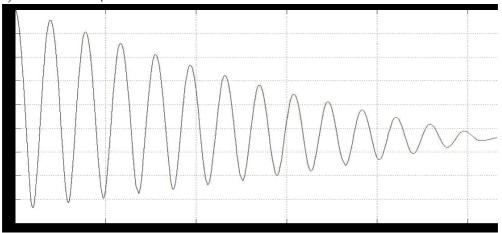


Рисунок 3 — Свободные колебания AO при отключенном электромеханическом демпфере Z(t) ($t\pi = 10.8 c$).

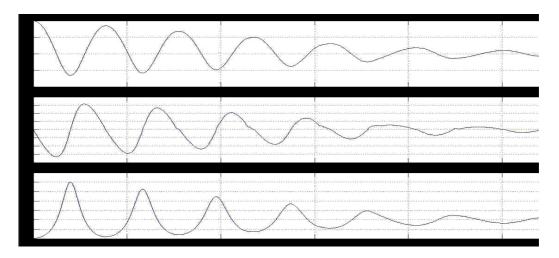


Рисунок 4 — Свободные колебания AO при включенном одноходовом электромеханическом демпфере Z(t), V(t), P(t) (tпп = 5,5 c).

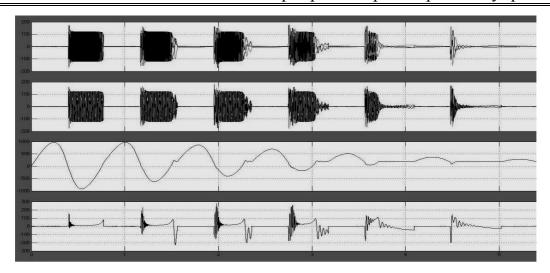


Рисунок 5 — Осциллограммы основных величин одноходового электромеханического демпфера i rot (t), i st (t), w (t), M $_{9}$ (t) (tпп = 5,5 c).

был выбран расчете модели неявный метод Рунге-Кутта в интегрирования начале решения И метод, формулы обратного дифференцирования использующий порядка в последующем - ode23tb с автоматическим выбором параметров метода. Время переходного процесса tпп определялось по «вхождению» кривой свободных колебаний AO в коридор ± 0,01 M.

образом, на базе данной Таким модели возможно оптимизировать режим колебаний управляемых ВЗУ АО, время переходного процесса при применении в качестве демпфера АМ два раза, т.е. АМ сократилось практически в эффективно демпфера использовать качестве конструкциях «длинноходовых» ВЗУ.

При использовании в качестве демпферов АД серии RA производства Ярославского электромеханического завода, различных по мощности, при питании непосредственно от сети расчеты по данной модели показали результаты, приведенные в таблице 1 и рисунке 6. Параметры схемы замещения АД определялись по методике, приведенной в [4]. При питании непосредственно от сети данного ВЗУ видно, что время переходного процесса снижается при росте мощности АД до значения 4 кВт, что является оптимальным значением для данного ВЗУ.

Таблица 1 — Расчет переходного процесса при различных по мощности АД

Марка двигателя	$P_{\text{\tiny HOM}}$, $\kappa B_{ ext{T}}$	R _s , Ом	R' _r , Om	$L_{_{1s}}$, Γ_{H}	L'_{lr},Γ_{H}	$L_{m, \Gamma H}$	<i>t</i> , c
RA90S4	1.1	10.3894	2.3297	0.0103	0.0103	0.3794	6.95
RA90L4	1.5	7.0805	1.787	0.0077	0.0077	0.2846	5.96
RA100LA4	2.2	5.3797	1.6774	0.0057	0.0057	0.2396	5.7
RA100LB4	3	3.309	1.167	0.0039	0.0039	0.167	5.48
RA112M4	4	1.8748	0.8179	0.0029	0.0029	0.1409	5.28
RA132S2	5.5	1.8868	0.5303	0.0022	0.0022	0.138	5.66
RA132M2	7.5	1.686	0.3488	0.0016	0.0016	0.1012	6.59
RA160MA4	11	0.6546	0.2107	0.0012	0.0012	0.0614	7.7
RA160ML4	15	0.3978	0.1653	0.0008	0.0008	0.0483	9.0

Предлагаемое ЭТК направление ПО использованию ударовиброзащите может быть рекомендовано более ДЛЯ детального исследования и внедрения в системах амортизации крупногабаритных объектов. Достоинством использования АД в ВЗУ является их щирокая номенклатура по типам, по мощности, по конструктивным исполнениям И т.д. [5, 6], разнообразным эксплуатации условиям систем амортизации крупногабаритных объектов, а также возможность регулирования их характеристик за счет частотного управления.

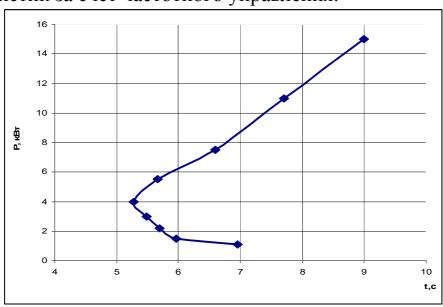


Рисунок 6 — Зависимость переходного процесса от мощности АД.

Литература

- 1. Фитилев Б.Н. Гидропневматическая подвеска и ее упругодемпфирующие характеристики/ Б.Н. Фитилев, В.А. Комочков, В.М. Труханов, И.В. Соболевский // Справочник. Инженерный журнал. 2007. N 11. C.62 64.
- 2. Коловский М.З. Автоматическое управление виброзащитными системами/ М.З. Коловский. М.: Наука, 1976. 167 с.
- 3. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин/ И.П.Копылов. М.:Высш. Школа, 1987. 248 с.

Герман-Галкин, С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем/ С.Г. Герман-Галкин. - СПб.: КОРОНА- Принт, 2001. - 368 с.

Электротехнический справочник: В 4 т. Т.2. Электротехнические изделия и устройства / Под. общ. ред. профессоров МЭИ (гл. ред. И.Н. Орлов). – М.: МЭИ, 2003. – 518 с.

Электродвигатели. Каталог ВЭМ3. – Владимир: ВЭЗМ, 1997. – 24 с.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ НАГРУЗОЧНЫХ КОМПЛЕКСОВ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ.

Юдинцев А. Г., Дементьев Ю. Н.

Томский политехнический университет, ЭНИН, Кафедра ЭПЭО, г. Томск.

Нагрузочный комплекс (НК) необходим для отработки сеансного расписания нагрузок в автоматическом и ручном режимах, для формирования нагрузочных токов в динамическом и статическом режимах, а также для исследования быстродействия и надежности регуляторов систем электропитания космических (СЭП KA), измерения аппаратов выходного сопротивления СЭП КА и оценки качества выходного напряжения. НК является испытательной системой, содержащей различные виды имитационных нагрузок: постоянная (активная) нагрузка, импульсная (скачкообразная), комплексная

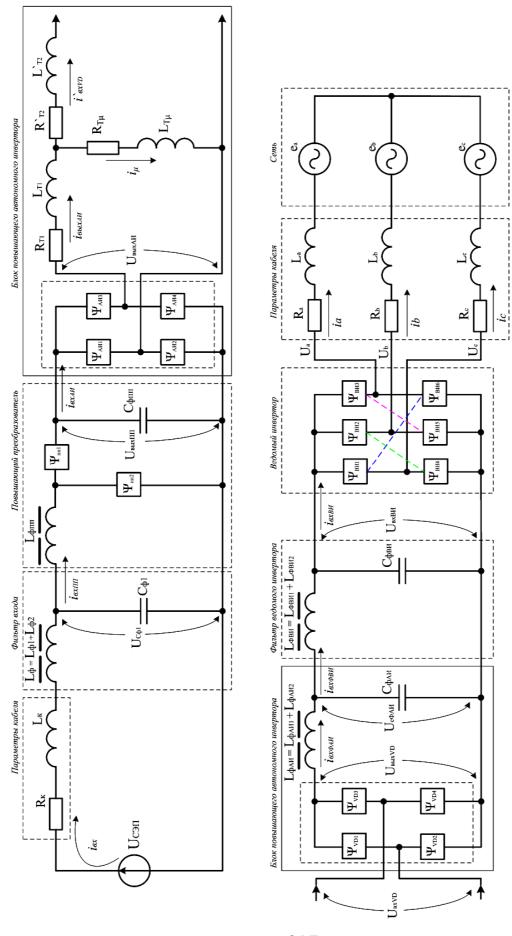


Рисунок 1 — Схема замещения основного канала нагрузки.

(активно-емкостная), переменная с синусоидальной формой тока. производства развития Ha современном этапе СЭП КА инженерные отсутствуют методология И рекомендации разработке нагрузочных комплексов. Таким образом, исследование данного вопроса весьма актуально, т.к. каждый новый создаваемый создания блоков КА требует новых имитации нагрузки. Отсутствует математическое описание НК, позволяющее увидеть общую картину физики протекающих электромагнитных процессов, необходимые a выявить аналитические также разработчику соотношения, позволяющие беспрепятственно выбирать необходимую элементную базу, рассчитывать время переходных процессов, потери и, следуя рекомендациям, выбирать структуры нагрузочных устройств, исходя из начальных условий технического задания.

Для решения поставленных задач разработаны схемы замещения основного нагрузочного канала (рисунок 1) и дополнительных нагрузочных модулей (рисунки 2-5), опираясь на блок-схемы НК представленные в [1,2].

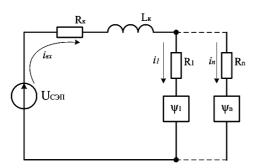


Рисунок 2 — Схема замещения блока формирования фронта.

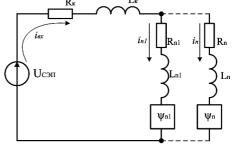


Рисунок 3 — Схема замещения блока импульсной нагрузки.

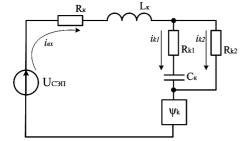


Рисунок 4 — Схема замещения блока комплексной нагрузки.

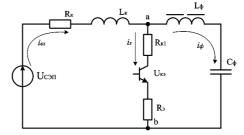


Рисунок 5 — Схема замещения блока гармонической нагрузки.

Разработка моделей проведена при необходимых допущениях и базовых соотношениях. Таким образом, априорно принято:

 $UCЭ\Pi$ – это идеальный источник напряжения, т.е. RBH = 0.

Так как решение системы дифференциальных уравнений проведено не более чем для третьей гармоники, блоки фильтров радиопомех исключены, как не оказывающие влияние на основную гармонику тока.

Значения индуктивностей и сопротивлений межблочных соединений не учтены, но при этом учтены параметры кабелей соединяющих КИН с СЭП КА и силовой трехфазной сетью.

Полупроводниковые элементы, такие как диоды, полевые транзисторы и биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT), представлены идеализированными ключами в виде коммутационных функций ψ.

Трехфазная силовая цепь принята идеальным потребителем передаваемой мощности.

полученным По схемам замещения составлены дифференциальных математические модели В виде систем уравнений, описывающие зависимости входных ТОКОВ параметров схемы нагрузочного устройства.

Найдены решения полученных систем дифференциальных уравнений в аналитическом виде для токов основного канала и вышеперечисленных блоков нагрузок (1-3), позволяющие проводить проектирование системы и составлять инженерные расчётные выражения.

$$I_{exBM} = \frac{U_{exBM}^{2}(1)}{W^{2}L_{\Phi BM}^{2}T} \left(1 + \left(\overline{K}_{\Gamma}\right)^{2}\right) - \frac{2U_{exBM}(1)U_{C\Phi AM}(1)}{W^{2}L_{\Phi BM}^{2}T} \left(1 + \left(\overline{K}_{\Gamma}\right)^{2}\right) + \frac{U_{C\Phi AM}^{2}(1)}{W^{2}L_{\Phi BM}^{2}T}, \quad (1)$$

$$i_{ex} = \sqrt{\frac{U_{CDH} - \left(R_{k} + \sum_{n=1}^{k} R_{n}\right)^{2} \sum_{n=1}^{k} \Psi_{n0}^{2} \cdot \frac{I_{n(1)}^{2}}{W}}{\left(L_{k} + \sum_{n=1}^{k} L_{n}\right)^{2} \sum_{n=1}^{k} \Psi_{n0}^{2}}}, \quad (2)$$

$$P_{Rk} = \frac{1}{T} \int_{0}^{T} R_{k} (I_{0} + I_{m} \sin wt)^{2} dt = I_{0}^{2} R_{k} + \frac{R_{k}}{T} \int_{0}^{T} 2I_{0}I_{m} \sin wt dt + \frac{R_{k}}{T} \int_{0}^{T} I_{m}^{2} \sin^{2} wt dt = I_{0}^{2} R_{k} + \frac{R_{k}I_{m}^{2}}{2}. \quad (3)$$

Где, 1 – выражение для входного тока ведомого инвертора, 2 – расчетная формула для входного тока блока формирователя фронтов, 3 – расчётная суммарная мощность нагрузочных резисторов блока синусоидальной нагрузки.

С помощью полученных расчётных выражений построены графические зависимости, показывающие работоспособность математических моделей. Проведена проверка адекватности и точности математических моделей блоков нагрузок, ошибка лежит в пределах $\pm 10\%$. Это позволяет рекомендовать полученные выражения для практического использования.

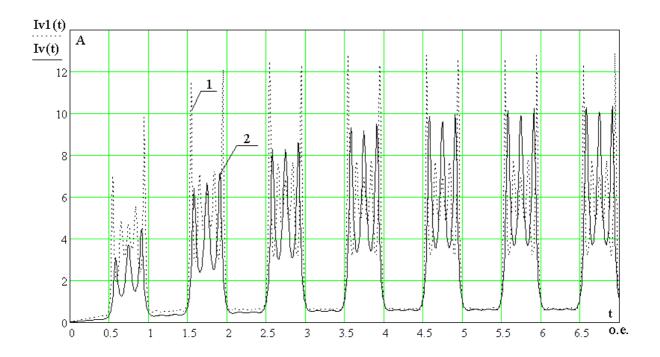


Рисунок 6 - Диаграммы токов импульсной нагрузки для шины 27 В, где 1 — численное решение, 2 — аналитическое решение.

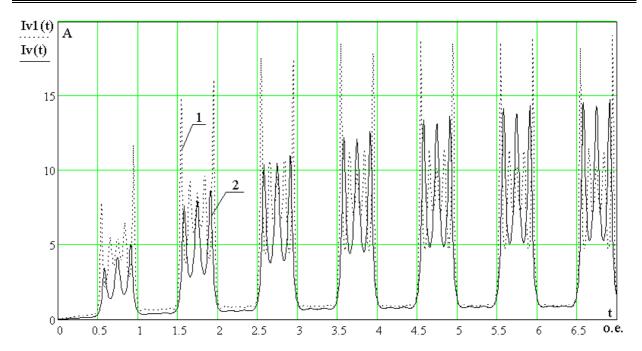


Рисунок 7 - Диаграммы токов импульсной нагрузки для шины 40 B, где 1 — численное решение, 2 — аналитическое решение.

Литература

- 1. Юдинцев А.Г., Дементьев Ю.Н., Бубнов О.В. Нагрузочные устройства для испытаний систем электропитания космических аппаратов // Известия Томского политехнического университета. Томск, 2005. №6, Т.307. с.126-130.
- 2. Yudintsev A.G., Analysis of structuring variants of loading devices for the systems of electric supply of space aircrafts // XI International Scientific and Practical Conference of students, post graduates and young scientists "Modern Techniques and Technology" (MTT 2005), Tomsk, Tomsk Polytechnic University. p. 94-95.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение
Идентификация динамических объектов на основе вещественного
интерполяционного метода
Алексеев А.С., Замятин С.В., Пушкарев М.И5
Анализ и синтез двухдвигательного электропривода с общим
роторным импульсным регулятором
Барышников В. А., Намёткин Д. О
Автоматизированный тиристорный электропривод экскаватора $ЭК\Gamma-5$
Борщинский М. Ю., Веригин Н. В
Автоматический выбор зазора в электроприводе кранового
механизма
Завьялов В.М., Гусев А.В
Синтез нелинейных динамических систем с запаздыванием
Иванов А.С
Методика распознавания аварийных ситуаций оборудования
шахтных подъемов с электроприводом постоянного тока
Кипервассер М.В., Инжелевская О.В
Принципы построения инвариантных электроприводов
энергетических объектов
Крюков О.В., Горбатушков А.В., Степанов С.Е
Модернизация электрохозяйства НКМК
Кузнецов В.А., Рубцов В.П., Ермолаева Т.М
Управление полем двигателя в двухзонной системе
электропривода постоянного тока.
Кунинин П.Н., Мурышкин А.К 53
Системы с эталонной моделью и сигнальной адаптацией
Кунинин П.Н., Романов А.Р
Динамическая оценка частоты напряжения инвертора с широким
диапазоном изменения
Кунинина Д.В
Управление электромеханической системой при помощи
скользящих режимов
Кочетков В.П., Коловский А.В

О численном моделировании алгоритмов идентификации,
построенных на основе замкнутых динамических систем
Мышляев Л.П., Агеев Д.А., Венгер К.Г., Чернявский С.В.,
Петрунин М.В
Современный автоматизированный электропривод
промышленных установок
Островлянчик В.Ю., Модзелевский Д.Е., Кубарев В.А.,
Дужий А.В
Асинхронные электроприводы двойного питания на базе
преобразователей частоты «Эратон- ΦP »
Отченаш В.А., Панкратов В.В., Берестов В.М., Клан В.А.,
Котин Д.А
Оптимальное управление токами трехфазного асинхронного двигателя
Макаров В.Г., Матюшин В.А 113
Управляемость асинхронного электропривода
Макаров В.Г
Наблюдаемость асинхронного электропривода
Макаров В.Г
Чувствительность асинхронного электропривода
Макаров В.Г
Мехатронные технологии — ключ к повышению эффективности
экскаватора
Сатанова Г.К
Энергооптимальное градиентное управление электроприводом
Семыкина И. Ю
Преобразование уравнений движения идеализированного
многофазного асинхронного двигателя с короткозамкнутым
ротором
Стексов А.М
Проблематика выбора специальности абитуриентами высшего
учебного заведения
Бабичева Н.Б., Ляховец М.В 161
Особенности подготовки бакалавров по профилю «Электропривод
и автоматика»
Дружилов С.А
<i>и автоматика»</i> Дружилов С.А

Использование стратегий при программировании систем
технологической автоматики
Ермаков И.А
Комплекс программ для исследования и управления
электроприводом
Модзелевский Д.Е
Психодидактика целевой индивидуальной функционально -
ориентированной подготовки специалистов
Никифорова С.В., Михелькевич В.Н
Концепция модернизации лабораторий кафедры
автоматизированного электропривода и промышленной
электроники
Островлянчик В.Ю., Богдановская Т.В., Модзелевский Д.С 189
Обзор источников по динамическим процессам в канатах
подъемных машин глубоких шахт
Борщинский М.Ю., Кунинин П.Н 193
Программный комплекс для моделирования систем логического
управления подъёмных установок
Островлянчик В. Ю., Кубарев В. А
Технические решения, реализуемые при модернизации лабораторий
кафедры АЭП и ПЭ
Островлянчик В.Ю., Богдановская Т.В., Кубарев В.А 205
Особенности построения микроконтроллерных систем
управления электроприводами
Русских М.Ф
Компьютерное моделирование процессов идентификации
параметров и токов ротора трехфазного асинхронного двигателя
Макаров В.Г., Яковлев Ю.А
Региональные ВУЗы на рынке труда
Малеева Е.В. 223
Перспективы использования средств информационной
образовательной среды в системе профессиональной подготовки и
переподготовки специалистов по промышленной электронике и
автоматизированному электроприводу
Цапенко В.Н., Филимонова О.В
Перестраиваемый частотно-избирательный усилитель
Жаров Ю.А

Перестраиваемый активный RC-фильтр с использование	М
варикапов	
Жаров Ю.А	33
Анализ реактивной мощности в ферросплавном производстве	
Кузнецова Е.С., Свирская Г.С. ¹ , Шмидт Т.С. ²	37
Анализ показателей использования электрооборудования на КЗФ-	1
Кузнецова Е.С., Свирская Г.С. ¹ , Шмидт Т.С. ²	40
Методика автоматического распознавания аварийных ситуаци	
механического оборудования, сопряженного с электрическо	ŭ
машиной	
Кипервассер М.В	45
Бездатчиковый электропривод для устройства перемотки гибког	0
материала	
Малиновский А.Е., Саватеева И.С	47
Определение углового положения ротора двигателя	в
бездатчиковом вентильно-индукторном электроприводе	
Митрофаненков Ю.Н	50
Система управления «Преобразователь частоты — асинхронны	й
двигатель» каротажного подъёмника	
Перепелицын В.П., Кипервассер М.В., Инжелевская О.В 25	57
Электровзрывная установка на быстродействующих тиристора	x
для модификации поверхности материалов	
Жмакин Ю.Д., Романов Д.А., Будовских Е.А., Кузнецов В.А.,	
Громов В.Е	51
Автоматизированный регулируемый генератор мощных токовы.	X
импульсов	
Жмакин Ю.Д., Загуляев Д.В., Коновалов С.В., Кузнецов	
В.А., Громов В.Е	56
Исследование влияния преобразователя частоты на токи утечк	u
в кабельных сетях с изолированной нейтралью	
Завьялов В.М., Ложкин И.Ю	74
Вентильно-индукторный электропривод	
Полющенков И.С., Льготчиков В.В	79
Экспериментальные исследования гидроэлектрического	
поляризационного преобразователя расхода	
Садчикова Г.М	81

Об	одном	$no\partial x$	оде	κ	алгорі	итму	управления
фильп	прокомпенсі	<i>ірующи</i>	м устр	ройств	ом при	работе	с подъемной
скипо	вой установ	вкой на	пример	е тыр	етского	солеруд	ника
Темн	иков А.В	• • • • • • • • • • • • •	• • • • • • • • • • • • • • • • • • • •	• • • • • • • • • • • • • • • • • • • •	• • • • • • • • • • • • • • • • • • • •	• • • • • • • • • • • • • • • • • • • •	286
Элект	протехничес	ские	комп.	пексы	в	ударо	виброзащите
крупн	огабаритнь	іх объен	стов				
Хами	тов Р.Н., Тат	гевосян	A.A	• • • • • • • • • • • • • • • • • • • •	• • • • • • • • • • • • • • • • • • • •	•••••	289
Проен	ктирование	нагрузс	чных к	сомплек	ссов сис	тем элег	ктропитания
косми	ических аппа	ратов					
Юдин	нцев А. Г., Д	ементь	ев Ю. І	H	• • • • • • • • • • • • • • • • • • • •	• • • • • • • • • • • • • • • • • • • •	296

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД И ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

ТРУДЫ ЧЕТВЕРТОЙ ВСЕРОССИЙСКОЙ НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКОЙ КОНФЕРЕНЦИИ

12-15 ОКТЯБРЯ 2010 г.

Под. общ. ред.: д.т.н., проф. Островлянчик В.Ю.

Техническая редакция: Кубарев В.А.

Компьютерная верстка: Кубарев В.А., Жеглов А.Н.

Изд. лиц. ИД №014	Формат 60х84 1/16		
Подписано в печат	Ъ	Тираж 1000 экз.	
Бумага писчая	Ризография	Заказ	
Vсл печ л 18 88	Vч -изл п 19 53		