

Также широко применялась интегрированная система TRIBON шведской фирмы KCS, предназначенная для автоматизации процесса проектирования и постройки судна и позволяющая обеспечивать взаимосвязь проектной и конструкторско-технологической информации, а также выдачу полного объема информации об изготавливаемых деталях и узлах строящегося судна.

Кроме них использовались такие интегрированные автоматизированные системы, как CATIA корпорации IBM, COMPUTERVISION одноименной фирмы, NUPAS финской фирмы NUPAS-CADMATIS, и др.

Однако, все эти системы ориентированы главным образом на проектирование конструкции корпуса судна, трассировку трубопроводов и электрокабелей, монтаж различных систем, размещение оборудования и т.п., а решение задач ТПП в них является второстепенным, либо вообще не предусмотрено.

Таким образом, в настоящее время актуальной задачей является дальнейшая разработка и развитие автоматизированных систем, предназначенных именно для решения задач ТПП в судостроении.

Выводы. Определены основные задачи и функции ТПП, ее особенности в судостроении. Проанализирован опыт применения САПР и АСТПП в судостроении и обоснована необходимость дальнейшего развития автоматизации процессов ТПП и более глубокого внедрения АСТПП, показаны принципы разработки АСТПП.

Список литературы. 1. Арью А.Р. Комплексная подготовка производства в судостроении. – Л.: Судостроение, 1988. – 336с. 2. Брехов А.М. Автоматизированная система управления производством судостроительных предприятий. – Л.: Судостроение, 1978. – 280 с. 3. Казеннов Г. Г., Соколов А. Г. Основы построения САПР и АСТПП. – М.: Высш. шк., 1989. – 200 с. 4. Яглицкий Ю.К. Управление проектами в реализации информационной функции на судостроительном предприятии. // Зб. наук. праць УДМТУ. – Миколаїв: УДМТУ, 2002. – №3. с. 136-143. 5. Кошкин К.В. Организация компьютеризированных интегрированных производств в судостроении: Монография. – Николаев: УГМТУ, 1999. – 220с. 6. Петриченко И.В. Информационные технологии и программное обеспечение для построения виртуальных предприятий. // Зб. наук. праць УДМТУ. – Миколаїв: УДМТУ, 2002. – №3. с.144-152.

Сдано в редакцию 31.01.07

РОБАСТНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ТРЕХМАССОВОЙ ОБМОТОЧНОЙ МАШИНОЙ

Никитина Т.Б. (УИПА, г. Харьков, Украина)

This article deals with the questions of dynamic characteristics stabilization for winding machine control system with the help of robust control for winding machine with elastic elements as three– masses system. The example of dynamic characteristics for such system is given.

1. Введение. Для повышения качества процесса нанесения обмоточных лент необходимо с достаточной точностью поддерживать технологические параметры процесса обмотки на заданном уровне. Для повышения точности регулирования скорости вращения приводного механизма и натяжения обмоточной ленты современные обмоточные машины оборудуются электромеханическими системами автоматического поддержания этих технологических параметров на заданном уровне. В [1-3] выполнен синтез оптимальных по квадратичным критериям качества регуляторов,

наблюдателей и компенсаторов для трех радиусов размотки кружка с обмоточной лентой – начального, среднего и конечного. Естественно, что эти регуляторы, наблюдатели и компенсаторы имеют различные коэффициенты усиления для разных радиусов размотки. Методы синтеза систем управления, основанные на минимизации квадратичного критерия, называются задачами H^2 - оптимизации. Однако, квадратичный критерий чувствителен к наличию неучтенных помех и возмущений как со стороны внешних сигналов, так и параметрических возмущений самих объектов. Поэтому в последнее десятилетие получили развитие методы минимизации H^∞ - нормы, которая служит эффективным показателем реакции системы на различного типа воздействия при наличии неопределенностей в описании объекта управления [4-6]. Рассмотрим построение робастной системы управления для работы во всем диапазоне изменения радиусов размотки кружка с лентой.

2. Цель работы. Целью работы является снижение чувствительности системы автоматического регулирования скорости вращения приводного двигателя и натяжения обмоточной ленты к изменению параметров обмоточной машины как объекта управления в процессе выработки обмоточной ленты путем применения теории робастного управления.

3. Задачи. Задачами работы является синтез и исследование динамических характеристик робастной системы двухканального управления обмоточной машиной по каналам регулирования скорости вращения приводного механизма и натяжения обмоточной ленты для модели обмоточной машины как трехмассовой электромеханической системой.

4. Основное содержание и результаты работы. Рассмотрим математическую модель обмоточной машины как трехмассовую электромеханическую систему [3]. Введем вектор состояния $\vec{X}(t)$ этой системы в следующем виде

$$\vec{X}(t) = \{V_o(t), F_{y1}(t), V_p(t), F_{y2}(t), V_n(t), V_T(t), F_T(t), V(t), S(t)\}$$

и вектор управления

$$\vec{U}(t) = \{F_o(t), U_T(t)\}^T.$$

Тогда матрица состояния примет следующий вид

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{\beta_1}{m_o} & -\frac{1}{m_o} & \frac{\beta_1}{m_o} & & & & & & \\ c_1 & & -c_1 & & & & & & \\ \frac{\beta_1}{m_p} & \frac{1}{m_p} & -\frac{\beta_1 - \beta_2}{m_p} & -\frac{1}{m_p} & \frac{\beta_2}{m_p} & & & & \\ & & c_2 & & -c_2 & & & & \\ & & \frac{\beta_2 R_n^2}{I_n} & \frac{R_n^2}{I_n} & a_{55} & & & & -\frac{\lambda_n^2}{I_n} \\ & & & & & -k_5 & -k_6 & & \\ & & & & & 1 & & & \\ & & & & & & -\frac{R^2}{I} & -\frac{\beta}{I} & \frac{r^2}{I} \\ & & & & c_s & & & -c_s & \end{bmatrix}$$

В этих уравнениях $a_{55} = -\left(\frac{\beta_2 R_n^2}{I_n} - \frac{\beta_n}{I_n}\right)$ m_o, m_p – массы движущихся частей двигателя и редуктора; C_1, C_2 – коэффициенты жесткости валов, соединяющих двигатель с редуктором (быстроходного вала) и редуктор с приводным механизмом

(тихоходный вал); β_1, β_2 - коэффициенты внутреннего вязкого трения этих валов; F_y, F_{y2} – силы упругости, передаваемые быстроходным и тихоходным валами соответственно; V_d, V_p - скорости двигателя и редуктора.

По полученной матрице состояния в качестве примера на рис.1 показаны переходные процессы скорости вращения приводного двигателя а), силы упругости б), скорости вращения редуктора в) и натяжения обмоточной ленты г) трехмассовой модели бумагообмотчика ИЖ-32 по силе приводного механизма. На рис. 2 показаны переходные процессы тех же переменных состояния трехмассовой модели бумагообмотчика ИЖ-32 по заданию на тормозной механизм. Как видно из этих графиков, переходные процессы содержат высокочастотные колебания, обусловленные наличием упругих элементов между приводным двигателем и редуктором и между редуктором и приводным механизмом.

На основании этой математической модели рассмотрим построение робастного регулятора обмоточной машины. Основное назначение системы управления обмоточной машиной заключается в поддержании скорости вращения приводного механизма $\omega_n(t)$ и натяжения обмоточной ленты $S(t)$ на заданных уровнях V_3 и S_3 . Для построения астатического регулятора введем вектор регулируемых координат: $\bar{y}(t) = C\bar{x}(t) + D\bar{u}(t)$, компонентами которого являются: $\bar{y}(t) = \{V(t), S(t)\}^T$ и вектор задающих воздействий: $\bar{y}_3(t) = \{V_3(t), S_3(t)\}^T$. Введем вектор вспомогательных переменных $\bar{z}(t)$, связанный с вектором регулируемых координат $\bar{y}(t)$ и вектором задающих воздействий $\bar{y}_3(t)$ уравнением состояния:

$$\frac{d\bar{z}(t)}{dt} = \bar{y}_3(t) - \bar{y}(t).$$

Для уравнения состояния расширенной системы, включающей уравнение состояния обмоточной машины как объекта управления и уравнение состояния вектора вспомогательных переменных запишем стандартную форму уравнения состояния, вектора контролируемых параметров $\bar{Z}(t)$ и вектора измеряемых переменных $\bar{Y}(t)$, принятой в теории робастного управления [7]:

$$\begin{aligned}\frac{dx(t)}{dt} &= A\bar{X}(t) + B_1\bar{W}_1(t) + B_2\bar{U}(t) \\ \bar{Z}(t) &= C_1\bar{X}(t) + D_{11}\bar{W}_1(t) + D_{12}\bar{U}(t) \\ \bar{Y}(t) &= C_2\bar{X}(t) + D_{21}\bar{W}_1(t) + D_{22}\bar{U}(t)\end{aligned}$$

Введем компоненты вектора внешних воздействий $\bar{W}_1(t)$ в следующем виде: заданные значения скорости вращения приводного механизма $V_3(t)$ и натяжения обмоточной ленты $S_3(t)$, а также помехи $f_1(t), f_2(t)$ измерения ошибок $\varepsilon_1(t), \varepsilon_2(t)$ регулирования скорости вращения приводного механизма: $\varepsilon_1(t) = V_3(t) - V_{II}(t)$, и натяжения обмоточной ленты: $\varepsilon_2(t) = S_3(t) - S(t)$, а также помехи $f_3(t), f_4(t)$ измерения переменных состояния интеграторов $Z_1(t)$ и $Z_2(t)$. При этом вектор внешних воздействий примет, следующий вид:

$$\bar{W}(t) = \{V_3(t), S_3(t), f_1(t), f_2(t), f_3(t), f_4(t)\}^T.$$

Компонентами вектора управления $\bar{U}(t)$ являются сила приводного механизма $F(t)$ и напряжение на входе тормозного механизма $U(t)$ так, что

$$U(t) = \{F(t), u(t)\}^T.$$

Для получения приемлемых показателей качества синтезируемой системы в вектор контролируемых переменных $\bar{z}(t)$ необходимо включать ошибку системы, переменные состояния системы, которые нужно ограничивать, а также компоненты вектора управления $\bar{u}(t)$. Причем, роль весовых матриц в критерии качества выполняют матрицы C_1 , D_{11} и D_{12} , с помощью которых формируется вектор контролируемых переменных $\bar{z}(t)$. Выбором значений этих матриц обеспечивается выполнение заданных требований по качеству регулирования путем минимизации H^∞ - нормы взвешенной энергии ошибок каналов, переменных состояния, которые необходимо ограничивать.

Примем компонентами вектора контролируемых переменных $\bar{Z}(t)$ ошибки $\varepsilon_1(t)$, $\varepsilon_2(t)$ регулирования скорости вращения приводного механизма и натяжения обмоточной ленты, переменные $Z_1(t)$ и $Z_2(t)$ состояния интеграторов, а также управляющие воздействия $F(t)$ и $U(t)$. При этом вектор контролируемых переменных примет следующий вид:

$$\bar{Z}(t) = \{\varepsilon_1(t), \varepsilon_2(t), Z_1(t), Z_2(t), F(t), U(t)\}^T.$$

Компонентами вектора измеряемых переменных $\bar{Y}(t)$ примем измеренные $\varepsilon_{1U}(t)$, $\varepsilon_{2U}(t)$ с помехами $f_1(t)$, $f_2(t)$ ошибки $\varepsilon_1(t)$, $\varepsilon_2(t)$ регулирования скорости вращения приводного механизма $V_{II}(t)$ и натяжения обмоточной ленты $S(t)$ так, что:

$$\varepsilon_{1U}(t) = \varepsilon_1(t) + f_1(t),$$

$$\varepsilon_{2U}(t) = \varepsilon_2(t) + f_2(t),$$

а также измеренные $Z_{1U}(t)$ и $Z_{2U}(t)$ с помехами $f_3(t)$, $f_4(t)$ переменные состояния $Z_1(t)$ и $Z_2(t)$ интеграторов так, что:

$$Z_{1U}(t) = Z_1(t) + f_3(t),$$

$$Z_{2U}(t) = Z_2(t) + f_4(t),$$

и, следовательно, вектор измеряемых переменных $\bar{Y}(t)$ примет следующий вид:

$$\bar{Y}(t) = \{\varepsilon_{1U}(t), \varepsilon_{2U}(t), Z_{1U}(t), Z_{2U}(t)\}^T.$$

Для синтеза робастного регулятора необходимо определить такой динамический блок, заданный матрицами A_p , B_p , C_p , D_p , входом которого является измеряемый вектор исходной системы $\bar{y}(t)$, а выходом является вектор управления $\bar{u}(t)$ исходной системы

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{x}_p}{dt} &= A_p \bar{x}_p + B_p \bar{y} \\ \bar{u} &= C_p \bar{x}_p + D_p \bar{y}. \end{aligned}$$

Подставив в уравнение состояния исходной системы управление, сформированное с помощью регулятора, а в уравнение состояния регулятора подставив управление регулятора в виде вектора измеряемых координат исходной системы, получим следующие уравнения.

$$\frac{d\bar{x}}{dt} = A\bar{x} + B_1\bar{w} + B_2 [C_p \bar{x}_p + D_p [C_2 \bar{x} + D_{21} \bar{w}]]$$

$$\begin{aligned}\bar{z} &= C_1 \bar{x} + D_{12} [C_p \bar{x}_p + D_p [C_2 \bar{x} + D_{21} \bar{w}]] \\ \frac{d\bar{x}_p}{dt} &= A_p \bar{x}_p + B_p [C_2 \bar{x} + D_{21} \bar{w}].\end{aligned}$$

После преобразования получим

$$\begin{aligned}\frac{d\bar{x}}{dt} &= (A + B_2 D_p C_2) \bar{x} + B_2 C_p \bar{x}_p + (B_1 + B_2 D_p D_{21}) \bar{w} \\ \frac{d\bar{x}_p}{dt} &= B_p C_2 \bar{x} + A_p \bar{x}_p + B_p D_{21} \bar{w} \\ \bar{z} &= (C_1 + D_{12} C_2) \bar{x} + D_{12} C_p \bar{x}_p + D_{12} D_p D_{21} \bar{w}.\end{aligned}$$

Тогда уравнение состояния исходной системы, замкнутой этим регулятором, в расширенном пространстве состояний $\bar{x}_3(t) = \{\bar{x}^T(t), \bar{x}_p^T(t)\}^T$ и уравнение вектора контролируемых переменных примут следующий вид

$$\begin{aligned}\frac{d\bar{x}_3}{dt} &= A_3 \bar{x}_3 + B_3 \bar{w} \\ \bar{z} &= C_3 \bar{x}_3 + D_3 \bar{w}\end{aligned}$$

где соответствующие матрицы равны

$$\begin{aligned}A_3 &= \begin{bmatrix} A + B_2 D_p C_2 & B_2 C_p \\ B_p C_2 & A_p \end{bmatrix}, & B_3 &= \begin{bmatrix} B_1 + B_2 D_p D_{21} \\ B_p D_{21} \end{bmatrix}, \\ C_3 &= \begin{bmatrix} C_1 + D_{12} C_2 & D_{12} C_p \end{bmatrix}, & D_3 &= D_{12} D_p D_{21}.\end{aligned}$$

Из этих уравнений может быть найдена матрица передаточных функций $W_3(s)$ вектора контролируемых параметров $\bar{z}(t)$ по вектору внешних воздействий $\bar{w}(t)$ для замкнутой системы.

$$W_3(s) = C_3 (sI - A_3)^{-1} B_3 + D_3.$$

При синтезе робастного регулятора минимизируется максимальное значение следа матрицы амплитудно – частотных характеристик матричной передаточной функции $W_3(s)$ вектора контролируемых параметров $\bar{z}(k)$ по вектору внешних воздействий $\bar{w}(k)$. Необходимо найти такой регулятор с матричной передаточной функцией $w_p(s)$, который бы минимизировал H^∞ норму т.е. минимизировал максимальное значение следа матрицы амплитудно-частотных характеристик

$$J = \min_{w_p} \max_{-\infty < \omega < \infty} \text{trace} [W^*(-j\omega) W(j\omega)].$$

Синтез регулятора, минимизирующего H^∞ – норму, сводится к нахождению собственных значений матриц Гамильтона по управлению

$$H_\infty = \begin{bmatrix} A & \gamma^{-2} B_1 B_1^T - B_2 B_2^T \\ -C_1^T C_1 & -A^T \end{bmatrix},$$

и по фильтрации

$$J_\infty = \begin{bmatrix} A^T & \gamma^{-2} C_1^T C_1 - C_2^T C_2 \\ -B_1 B_1^T & -A \end{bmatrix},$$

что соответствует решению уравнений Риккати по управлению:

$$A^T X_\infty + X_\infty A - X_\infty (B_2 B_2^T - \gamma^2 B_1 B_1^T) X_\infty + C_1^T C_1 = 0$$

и по фильтрации:

$$A Y_\infty + Y_\infty A^T - Y_\infty (C_2^T C_2 - \gamma^2 C_1^T C_1) Y_\infty + B_1 B_1^T = 0.$$

Теория H^∞ - оптимизации является обобщением известных частотных методов синтеза систем и позволяет решать широкий спектр задач управления при наличии неопределенностей. H^∞ - теория может работать как с параметрическим, так и с внешними возмущениями, причем о возмущениях делают предположения самого общего характера, например, что они ограничены по мощности [8-9]. H^∞ - норма передаточной функции представляет собой верхнюю грань коэффициента усиления между H^2 - нормой входного сигнала и H^2 - нормой выходного сигнала и следовательно H^∞ - норма равна квадратному корню из энергии выхода при входном возмущении с единичной энергией. Поэтому минимум H^∞ - приводит к минимизации максимального по всему частотному диапазону энергии выходного сигнала для наихудшего случая приложения входного воздействия. Алгоритмы управления, полученные на основе H^∞ - теории, являются минимаксными, предлагая наилучший регулятор для наихудшего возмущения, и по этой причине превосходят алгоритмы, полученные без учета возмущений по различным критериям. С другой стороны, H^∞ - теория управления хорошо работает только при наличии предположений, в рамках которых были построены алгоритмы управления, т.е. при наличии неконтролируемых возмущений. Если же разработчик имеет информацию о действующих на систему возмущениях, то алгоритмы, полученные с учетом этой информации, как правило, оказываются лучше разработанных с помощью H^∞ - теории управления.

Наибольший эффект можно получить при использовании комбинации регуляторов, синтезированных из условия наилучшего использования положительных свойств обоих типов регуляторов. Нахождение оптимального регулятора, минимизирующего H^2 - норму также сводится к решению двух уравнений Риккати по управлению:

$$A^T X_2 + X_2 A - X_2 B_2 B_2^T X_2 + C_1^T C_1 = 0$$

и по фильтрации:

$$A Y_2 + Y_2 A^T - Y_2 C_2^T C_2 Y_2 + B_1 B_1^T = 0.$$

Решение этих уравнений Риккати также эквивалентно нахождению собственных значений соответствующих матриц Гамильтона по управлению и фильтрации.

Матрица коэффициентов усиления оптимального регулятора и матрица состояния замкнутой оптимальной системы, минимизирующей H^2 норму, примут следующий вид:

$$F_2 = -B_2^T X_2, \quad L_2 = -Y_2 C_2^T \\ \hat{A}_2 = A + B_2 F_2 + L_2 C_2.$$

В качестве примера на рис.3 показаны переходные процессы скорости вращения приводного двигателя а), силы упругости б), скорости вращения редуктора в) и натяжения обмоточной ленты г) системы управления бумагообмотчиком ИЖ-32 с робастным регулятором по заданию на регулятор скорости. Установившиеся значения скоростей приводного механизма $V_n(t)$, редуктора $V_P(t)$ и приводного двигателя равны заданному значению скорости регулирования, а установившиеся значения натяжений обмоточной ленты $S(t)$ равно нулю. Время первого согласования

составляет 0.4-0.5 с, а время регулирования 5 с. Причем в переходных процессах скорости вращения имеются высокочастотные составляющие, обусловленные наличием упругих элементов. Переходные процессы переменных состояния наблюдателя, внешне похожи на переходные процессы переменных состояний исходной системы, но отличаются числовыми значениями.

Рассмотрим теперь переходные процессы по заданию на регулятор натяжения, которые показаны на рис. 4. Установившиеся значения скорости приводного двигателя $V_d(t)$, редуктора $V_P(t)$ и приводного механизма $V_n(t)$ равны нулю, а установившиеся значения $S(t)$ равно заданному значению, т.е. единице. Время регулирования натяжения составляет около 1.2 с. В переходных процессах скоростей $V_d(t)$, $V_P(t)$ и $V_n(t)$, а также сил упругости F_{y1} и F_{y2} имеются высокочастотные колебания, обусловленные наличием упругих элементов в трансмиссии приводного механизма. Переходные процессы переменных состояния наблюдателя также внешне похожи на переходные процессы переменных состояния исходной системы, однако существенно отличаются по амплитуде.

Рассмотрим влияние коэффициентов матрицы D_{12} , характеризующих «вес» управления в критерии качества. Уменьшим эти коэффициенты до единицы. При этом переходные процессы протекают существенно быстрее, так что время регулирования составляет 1 с, (практически без перерегулирования, в то время как в исходной системе время первого согласования составляло 0.5 с). Установившееся значение натяжения равно нулю. Переходные процессы по натяжению также протекают существенно быстрее, чем в исходной системе и заканчиваются за 1.2 с, в отличие от исходной системы, у которой время регулирования составляет 5 с.

Рассмотрим теперь влияние матриц C_1 и D_{11} на динамические характеристики синтезируемой системы. С помощью этих матриц формируют «вес» компоненты вектора контролируемых параметров Z - ошибок регулирования $\varepsilon_1(t)$, $\varepsilon_2(t)$ и переменных состояния интеграторов $Z_1(t)$ и $Z_2(t)$. Увеличим значения матриц C_1 и D_{11} в десять раз по сравнению с исходными значениями этих матриц. По сравнению с исходной системой переходные процессы в этой системе протекают еще более быстро. Время первого согласования уменьшилось до 0.1 с, однако в переходном процессе скорости вращения редуктора $V_P(t)$ наблюдаются слабозатухающие высокочастотные колебания в течение 1 с. Переходные процессы по заданию на регулятор натяжения также протекают значительно быстрее по сравнению с исходной системой и практически заканчиваются за 0.4с.

5. Заключение. Таким образом, применение робастных регуляторов позволило получить приемлемые показатели качества для всего диапазона изменения радиусов размотки обмоточной машины по мере выработки кружка с обмоточной лентой. За счет введения двух интегрирующих звеньев в робастной системе управления обеспечивается астатизм как по каналу регулирования скоростей вращения приводного двигателя и приводного механизма, так и по каналу регулирования натяжения обмоточной ленты. Причем, влияние каналов регулирования друг на друга проявляется в переходных режимах, а в установившихся режимах регулируемые переменные равны задающим воздействиям.

Список литературы: 1. Никитина Т.Б. Синтез приближенно – оптимальных нелинейных систем цифрового управления технологическими процессами с аналитическими нелинейностями. //Автоматизація виробничих процесів. Київ. - 2003. -

№2(17). - С.62-65. 2. Никитина Т.Б. Синтез цифровых нелинейных многоканальных систем управления. //Автоматизація виробничих процесів. Київ. - 2005. - №2 (21). С.115-121. 3. Кузнецов Б.И., Никитина Т.Б., Коломиец В.В. Синтез электромеханических систем со сложными кинематическими цепями. Харьков, УИПА.2005.–511с. 4. Куценко А.С., Никитина Т.Б. Уточнение параметров нелинейных оптимальных регуляторов каналов многоканальных систем при последовательном синтезе. Вестник НТУ «ХПИ».–Харьков: НТУ «ХПИ». – 2005. - №59. с.17–25. 5. Никитина Т.Б. Приближенно оптимальное цифровое управление электроприводами с аналитическими нелинейностями. //Вестник НТУ «ХПИ». Сб. научных трудов. Харьков: НТУ «ХПИ».- 2003. - №10. Т1. - С.321-322. 6. Никитина Т.Б. Синтез приближенно – оптимальных нелинейных систем цифрового управления технологическими процессами с аналитическими нелинейностями. //Автоматизація виробничих процесів. Київ. - 2003. - №2(17). - С.62-65. 7. Никитина Т.Б. Синтез многоканальных нелинейных электромеханических систем. //Вестник НТУ «ХПИ». Сборник научных трудов. Харьков. НТУ «ХПИ». – 2005. - №45. - С. 130 – 131. 8. Никитина Т.Б. Ограничение динамических нагрузок в нелинейной системе совместного управления главными приводами блюминга с учетом их взаимного влияния через прокатываемый металл. //Вестник НТУ «ХПИ». Сборник научных трудов. Харьков. НТУ «ХПИ». – 2006. - №9 - С. 95 – 102. 9. Никитина Т.Б. Ограничение нагрузок в нелинейных многоканальных системах с оптимальным управлением.//Технічна електродинаміка. Тематичний випуск. Проблеми сучасної електротехніки. Частина 4. Київ. 2006. С. 90–92.

Сдано в редакцию 19.01.07

ПОВЫШЕНИЕ ОДНОРОДНОСТИ АЛМАЗНЫХ ШЛИФПОРОШКОВ ПО ЛИНЕЙНЫМ РАЗМЕРАМ

**Новиков Н.В., Богатырева Г.П., Ильницкая Г.Д., Невструев Г.Ф., Шепелев А.А.,
Дуброва А.Е., Ткач С.В., Лещенко О.В. (ИСМ НАНУ, г. Киев, Украина)**

It is shown that increase of uniformity is achieved by carrying out of additional classifying of powders by sizes and form of grains.

*Technological process of this classifying consists in the following stages:
chemical ovalization of diamond grains by strong oxidants;
special classification by the set of sieves (screen sizes of these sieves correspond to geometrical progression of twentieth number series (R-20));
additional separation of diamond of narrow grain size by grain form.*

According to developed technology the AC6 series diamond grinding powders of 100/80 grain size with main fraction content up to 84.7 % have been produced.

Введение. Повышение эффективности использования алмазного инструмента в машиностроении является актуальной проблемой. Это сопровождается необходимостью повышения качества алмазных порошков за счет более тонкого управления механизмом синтеза и технологическими процессами получения порошков. Алмазы являются самым прогрессивным инструментальным материалом особенно в тех областях, где предъявляются высокие требования к качеству обрабатываемых изделий, к точности обработки и к шероховатости поверхности. Одним из важнейших путей достижения более высокого класса обрабатываемой поверхности и увеличения износостойкости алмазного инструмента является повышение однородности алмазных