

Электротехника

УДК 681.518.3

АНАЛИТИЧЕСКОЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ ВИБРОЗАЩИТЫ С УПРАВЛЯЕМЫМ ДЕМПФЕРОМ

А.М. Абакумов, Э.Г. Чеботков, Д.Г. Рандин

Самарский государственный технический университет
Россия, 443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

Рассматривается система активной виброзащиты с исполнительным элементом в виде магнитореологического демпфера колебаний. Представлена расчетная схема одномассовой колебательной системы с одной степенью свободы. На основе полученных дифференциальных уравнений динамики колебательной системы разработана структурная схема для исследования ее динамических характеристик. На разработанной экспериментальной установке проведено исследование динамики колебательной системы при дискретном изменении управляющего воздействия на исполнительный механизм. Получены экспериментальные значения относительной амплитуды перемещения защищаемого объекта при различных частотах колебаний. Полученные экспериментальные данные аппроксимированы аналитическим выражением амплитудно-частотной характеристики, при помощи которого рассчитаны постоянные и переменные усилия, возникающие на штоке демпфера. По найденным расчетным значениям установлена зависимость между приращением силы сопротивления управляемого демпфера и приращением управляющего воздействия в виде тока на обмотке катушки демпфера.

Ключевые слова: *система активной виброзащиты, магнитореологический демпфер, структурная схема, динамические характеристики, колебания, экспериментальная установка.*

Возрастающие требования к качеству виброзащиты прецизионных металлообрабатывающих станков, измерительных комплексов, энергетических установок, транспортных средств и других объектов обуславливают все более широкое применение «активных» систем виброзащиты (АСВ) [1]. В качестве исполнительных элементов в таких системах используются звенья с управляемой жесткостью [2] или элементы с управляемым коэффициентом вязкого трения, в частности управляемые магнитореологические демпферы (МД) [3, 4].

Расчетная схема одномассовой системы виброзащиты с управляемым демпфером представлена на рис. 1. На рисунке обозначено: виброзащищаемый объект массой m , упругий элемент жесткостью C , неуправляемый и управляемый элементы вязкого трения (демпфер) с параметрами β_0 и β_u соответственно; Z –

Александр Михайлович Абакумов (д.т.н., проф.), профессор кафедры «Электромеханика и автомобильное электрооборудование».

Эдуард Галактионович Чеботков (к.т.н., доц.), доцент кафедры «Электромеханика и автомобильное электрооборудование».

Дмитрий Геннадьевич Рандин, ассистент кафедры «Электромеханика и автомобильное электрооборудование».

перемещение виброзащищаемого объекта; Z_0 – кинематическое возмущение в виде перемещения основания.

Приращение усилия, создаваемого демпфером, для расчетной схемы представлено в виде

$$\Delta F = \beta_0 \Delta V + \beta_u \Delta \dot{V}.$$

Динамика рассматриваемой системы описывается дифференциальным уравнением

$$m \frac{d^2 Z}{dt^2} + (\beta_0 + \beta_u) \frac{d(Z - Z_0)}{dt} + C(Z - Z_0) = 0. \quad (1)$$

Передаточная функция (ПФ), соответствующая дифференциальному уравнению (1), где в качестве выходной переменной принято перемещение Z защищаемого объекта, а входной переменной – Z_0 , имеет вид

$$W_B(p) = \frac{Z(p)}{Z_0(p)} = \frac{\frac{\beta_0 + \beta_u}{C} p + 1}{\left[\frac{m}{C} p^2 + \frac{\beta_0 + \beta_u}{C} p + 1 \right]} = \frac{2\xi_1 T_1 p + 1}{T_1^2 p^2 + 2\xi_1 T_1 p + 1}, \quad (2)$$

где p – оператор Лапласа;

$$T_1 = \sqrt{\frac{m}{C}}, \quad 2\xi_1 T_1 = \frac{\beta_0 + \beta_u}{C}.$$

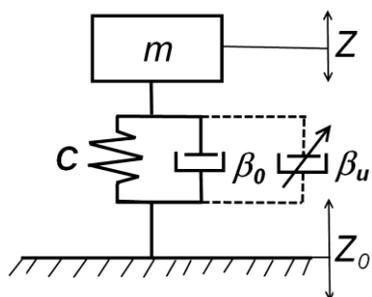


Рис. 1. Расчетная схема одномассовой системы виброзащиты

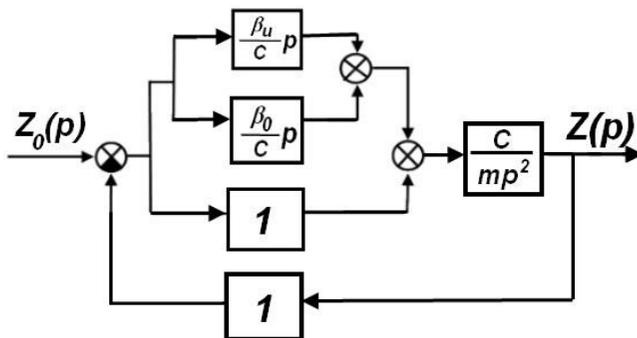


Рис. 2. Структурная схема системы

Разработанная с учетом ПФ (2) структурная схема (рис. 2) позволяет исследовать динамические характеристики разомкнутой по регулируемой переменной (перемещение) системы и оценить возможность снижения вибрационного поля за счет дискретного изменения регулирующего воздействия на МД. На рис. 3 представлена структура разработанной экспериментальной установки для исследования динамических характеристик исследуемой колебательной системы, где обозначено: ИУ – устройство для измерения перемещения защищаемого объекта (ЗО); МД – магнито-реологический демпфер, ток в обмотке электромагнита которого регулируется источником питания (ИП); ЭП – электропривод с двигателем постоянного тока, частота вращения которого задается с помощью задатчика (ЗД) [5]; редуктор (Р) служит для увеличения момента, передаваемого с электродвигателя на кривошип механизма.

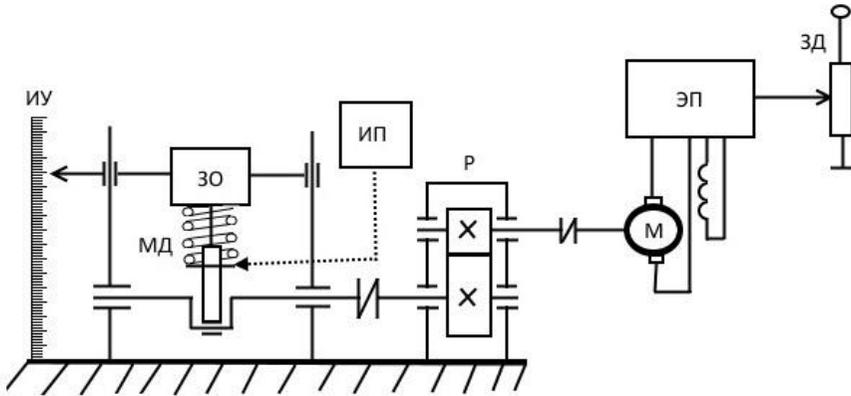


Рис. 3. Экспериментальная установка

В качестве исполнительного элемента в экспериментальной установке использован МД, конструкция которого описана в [6, 7]. Для уменьшения весогабаритных параметров колебательной системы нижняя опора пружины механически соединена с корпусом МД.

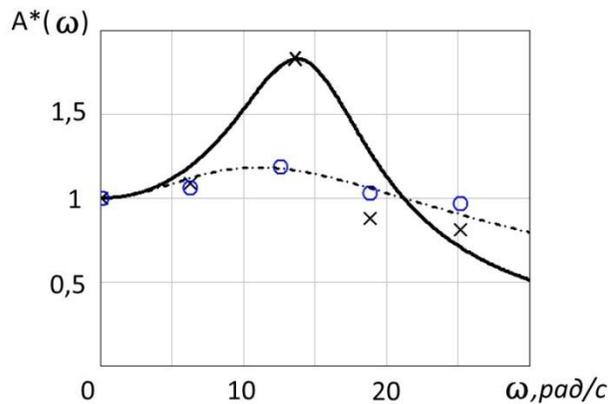


Рис. 4. Амплитудно-частотные характеристики.
Экспериментальные значения: x – ток $I=0$; o – ток $I=2$ А

По результатам проведенных экспериментов на указанной выше установке получены (рис. 4) значения относительной амплитуды перемещений защищаемого объекта в колебательной системе, имеющей параметры $m = 80$ кг и $C = 18$ кН/м для различных значений тока I .

На рис. 4 экспериментальные значения относительной амплитуды перемещений защищаемого объекта аппроксимированы аналитическим выражением для амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), соответствующей ПФ (2):

$$A(\omega) = \sqrt{\frac{1 + (2\xi T\omega)^2}{(1 - T^2\omega^2)^2 + (2\xi T\omega)^2}}, \quad (3)$$

где ξ – коэффициент затухания.

С учетом того, что на резонансной частоте $\omega_c = 1/T$ соотношение (3) принимает вид

$$A(\omega_c) = \frac{\sqrt{1+4\xi^2}}{2\xi},$$

по экспериментальным значениям $A(\omega_c)$ при различных значениях тока I в обмотке МД рассчитаны значения $\xi(I)$.

С учетом соотношения

$$2\xi_1 T_1 = \frac{\beta_0 + \beta_u}{C} = F_0 + F_u, \quad (4)$$

где F_0 – постоянная сила вязкого сопротивления;

F_u – переменная сила вязкого сопротивления, обусловленная током I , найдены значения F_u и F_0 при изменении регулирующего воздействия на МД. Результаты расчетов представлены в таблице и отображены на графике (рис. 5, отмечены символом \times).

Результаты расчетов численных значений выражения (3)

I, A	0	1	2	3
ξ	0,35	0,5	0,8	1,7
$F_0, \text{мПас}$	45			
$F_u, \text{мПас}$	0	22	58	188

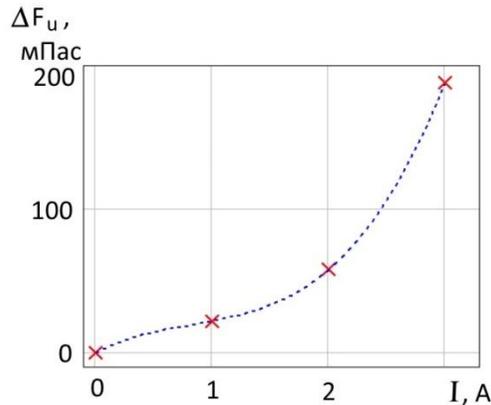


Рис. 5. График зависимости $\Delta F_u = f(\Delta I)$

В результате анализа полученных экспериментальных данных установлено, что полиномиальное уравнение регрессии

$$\Delta F_u(\Delta I) = 13,3\Delta I^3 - 33\Delta I^2 + 41,7\Delta I \quad (5)$$

обеспечивает минимальное значение средней ошибки аппроксимации (менее 1 %) при коэффициенте детерминации, равном 1. В случаях работы системы в режиме малых отклонений целесообразно использовать линейризованное выражение нелинейной зависимости (5)

$$\Delta F_u(\Delta I) = 39,9\Delta I^2 \cdot \Delta I_0 - 66\Delta I \cdot \Delta I_0 + 41,7 \cdot \Delta I_0, \quad (6)$$

где ΔI_0 – значение тока в точке линейризации.

Полученные выражения (5) и (6) могут быть использованы для описания аналитически динамических свойств МД по каналу управления в виде передаточной функции звена.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Чегодаев Д.Е., Шатилов Ю.В.* Управляемая виброизоляция (конструктивные варианты и эффективность). – Самара: Самар. аэрокосм. ун-т, 1995. – 144 с.: ил.
2. *Abakumov A.M., Miatov G.N.* Control algorithms for active vibration isolation systems subject to random disturbance // *Journal of Sound and Vibration*. – № 289. – 2006. – P. 889-907.
3. *Prabakar R.S., Sujatha C., Narayanan S.* Response of a quarter car model with optimal magnetorheological damper parameters // *Journal of Sound and Vibration*. – Volume 332. – Issue 9. – 29 April 2013. – P. 2191-2206.
4. *Гордеев Б.А.* Системы виброзащиты с использованием инерционности и диссипации реологических сред / Гордеев Б.А., Ерофеев В.И., Синёв А.В., Мугин О.О. – М.: Физматлит, 2004. – 176 с. – ISBN 5-9221-0561-2.
5. *Мигунов А.Л., Кауров С.Ю.* Анализ и выбор перспективных постоянных магнитов для магнитных систем стартер-генераторных установок // *Вестник транспорта Поволжья*. – 2013. – № 1 (37). – С. 30-33.
6. *Рандин Д.Г.* Исследование динамических характеристик управляемого демпфера // *Вестник Самарского государственного технического университета. Сер. Технические науки*. – 2013. – № 2 (38). – С. 64-70.
7. *Абакумов А.М.* Исследование активной системы виброзащиты с управляемым магнитореологическим демпфером при случайном характере возмущения / Абакумов А.М., Рандин Д.Г., Чеботков Э.Г. // *Вестник Самарского государственного технического университета. Сер. Технические науки*. – 2014. – № 4. – С. 108-112.

Статья поступила в редакцию 10 сентября 2015 г.

THE ANALYTICAL AND EXPERIMENTAL RESEARCH OF A CONTROLLED-DAMPER VIBRATION ISOLATION SYSTEM

A.M. Abakumov, E.G. Chebotkov, D.G. Randin

Samara State Technical University
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100, Russian Federation

The paper deals with a vibration isolation system with an actuator in the form of a magnetorheological damper. A calculation scheme of a single-mass single-degree-of-freedom vibration system is presented. On the basis of the obtained differential equations of the vibration system dynamics, a structural scheme for the investigation into its dynamic performance is designed. On the developed experimental apparatus, the study of the vibration system dynamics under the conditions of the discrete change of the controlling action on the actuator is made. The experimental values of the relative amplitude of the protected object movement are received for the various vibration frequencies. The experimental data received are approximated by the analytical expression of the amplitude-frequency response. The constant and variable efforts appearing on the damper rod are calculated. On the basis of the calculated data is established the dependence between an increase in the controlled-damper resistance force and an increase in the damper-coil current.

Keywords: *vibration isolation system, magnetorheological damper, structure scheme, dynamic characteristic, vibration, experimental apparatus.*

*Alexander M. Abakumov (Dr. Sci. (Techn.)), Professor.
Eduard G. Chebotkov (Ph.D. (Techn.)), Associate Professor.
Dmitry G. Randin, Assistant.*

УДК 621.365.53

ИНДУКЦИОННАЯ СИСТЕМА ДЛЯ СНЯТИЯ ТЕРМОНАПРЯЖЕНИЙ В ТРУБЕ ПОСЛЕ СВАРКИ

А.А. Базаров, Д.Ю. Чигирев

Самарский государственный технический университет
Россия, 443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

Рассматривается задача расчета параметров индукционного нагревателя трубы для снятия термонапряжений после сварки. Сварка многих материалов предусматривает предварительный подогрев для исключения появления недопустимых термонапряжений. Несмотря на такие мероприятия, остается проблема снятия остаточных напряжений. При разработке конструкции и режима работы нагревателя требуется учет работы на двух этапах для уменьшения массовых и габаритных показателей и лучшего согласования с источником питания. Использование жесткой конструкции позволяет обеспечить независимость характеристик индуктора от качества изготовления теплоизолирующего слоя между трубой и нагревателем. Предложена разъемная конструкция индуктора, обеспечивающая удобство монтажа и высокую надежность. Выбранные частота и мощность индуктора позволяют решить проблему согласования с источником питания без трансформатора. В конструкции индуктора применен ферритовый магнитопровод, что дало возможность использовать двухсекционную петлевою обмотку.

Ключевые слова: индуктор, термонапряжения, магнитопровод, проектирование, температура, конечные элементы.

Эксплуатация оборудования тепловых электростанций происходит в очень тяжелых условиях, предъявляющих повышенные требования к надежности. Одним из таких элементов является паропровод, который используется на промышленной ТЭЦ. Передача большого количества пара от котла к турбогенератору осуществляется под большим давлением (140 кг/см^2). Главный паропровод в рассматриваемой ситуации имеет диаметр 325 мм, толщину стенки 38 мм и изготавливается из стали 12Х1МФ.

Для предотвращения возникновения внутренних напряжений при изготовлении и ремонте требуется производить предварительный подогрев трубы до температуры $300 \text{ }^\circ\text{C}$ [1]. После завершения сварочных работ необходимо прогреть участок паропровода до $720 \text{ }^\circ\text{C}$ за 1,5 часа, затем выдерживать зону сварного шва при этой температуре в течение 3 часов. После этого зону нагрева следует медленно остужать, понижая мощность индуктора. Снижение температуры до $300 \text{ }^\circ\text{C}$ в течение 1 часа осуществляется в условиях тепловой изоляции. По окончании этого этапа происходит естественное остывание паропровода до температуры окружающей среды на открытом воздухе.

Следует отметить, что при положительной температуре окружающей среды термообработку следует проводить не позже чем через 72 часа после сварки, а если температура окружающей среды отрицательная, то термообработку следует проводить незамедлительно. Так как паропровод нагревают до температуры,

Александр Александрович Базаров (д.т.н.), доцент кафедры «Электроснабжение промышленных предприятий».

Дмитрий Юрьевич Чигирев, аспирант.

которая находится ниже критической, то в сварном шве не будет происходить структурных изменений. Температура термообработки контролируется с датчиков температуры.

Условия прокладки паропровода предъявляют особые требования к массогабаритным показателям и к системе электроснабжения устройства нагрева. Использование индукционных систем сопровождается повышенной частотой напряжения, низким коэффициентом мощности, что вызывает увеличение потерь напряжения и мощности в сети. С учетом в некоторых случаях большой высоты прокладки паропровода и сложности доступа решение задачи проектирования индукционной системы должно быть ориентировано на достижение таких показателей, как минимальная масса комплекса оборудования, максимум автономности от инженерных систем, высокая точность регулирования температуры.

Конструкция индуктора должна соответствовать кроме быстрой установки требованию охлаждения обмотки. Поэтому простые решения, заключающиеся в намотке катушки гибким изолированным проводом, в данном случае непригодны. Вместо классического соленоидального индуктора [2] более приемлемым вариантом является изготовление его в виде разъемной конструкции из двух половинок, содержащих петлевые обмотки [3]. Для устранения компенсирующего эффекта для встречных токов в расположенных рядом проводниках предусмотрено использование магнитопровода. В качестве материала возможно применение феррита МН4000, исключающего появление токов проводимости. Сравнительно невысокое значение индукции насыщения, примерно равное 0,35 Тл, тем не менее позволяет решить поставленные задачи. Конструкция половинки индуктора без корпуса и теплоизоляции показана на рис. 1. Вторая половина имеет зеркальное отображение и обеспечивает замыкание наведенных токов в виде колец в поверхностном слое трубы. Для простоты не показано наличие каналов водяного охлаждения в проводниках обмотки.

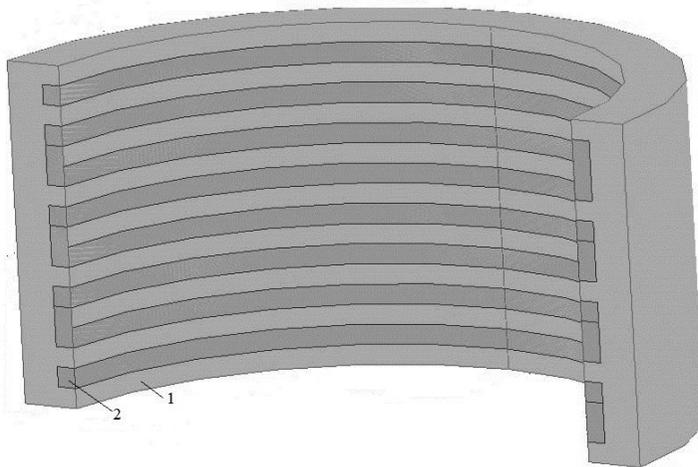


Рис. 1. Фрагмент разъемного петлевого индуктора:
1 – магнитопровод; 2 – обмотка

Для проектирования индукционного нагревателя применены программные пакеты Comsol и Elcut, позволяющие проводить расчеты электромагнитных и тепловых процессов как отдельные, так и связанные.

Общая формулировка процесса индукционного нагрева описывается нелинейной системой уравнений Максвелла и Фурье для электромагнитного и теплового полей соответственно:

$$\begin{cases} \operatorname{rot} \bar{H} = -\delta + \frac{\partial \bar{D}}{\partial t}; & \operatorname{div} \bar{H}; \\ \operatorname{rot} \bar{E} = -\delta + \frac{\partial \bar{B}}{\partial t}; & \operatorname{div} \bar{B} = 0; \end{cases} \quad (1)$$

$$\frac{\partial T}{\partial t} = \operatorname{div}(\lambda(T) \operatorname{grad} T) - \operatorname{div}[\bar{E} \cdot \bar{H}] \quad (2)$$

Здесь $\{\bar{H}\}, \{\bar{E}\}, \{\bar{B}\}, \{\bar{D}\}$ – векторы напряженностей магнитного и электрического полей, электрической и магнитной индукции;

$\delta = \frac{1}{\rho} E$ – плотность тока;

λ – коэффициент теплопроводности;

T – температура.

Объемная плотность внутренних источников тепла, индуцируемых в металле, определяется дивергенцией вектора Пойтинга $\Pi = -\operatorname{div}[\bar{E} \cdot \bar{H}]$.

Система уравнений (1), (2) дополняется краевыми условиями, которые будут рассмотрены ниже.

В данной работе исходной математической моделью является дифференциальное уравнение вида

$$\frac{\partial T(r, x, t)}{\partial t} = a(T) \left[\frac{\partial^2 T(r, x, t)}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial T(r, x, t)}{\partial r} + \frac{\partial^2 T(r, x, t)}{\partial x^2} \right] + \frac{1}{c(T)\gamma} W_n(r, x, t), \quad (3)$$

с начальными и граничными условиями

$$\begin{cases} T(r, x, 0) = T_0 = T_c; \\ T(r, x, t)|_{x=-X} = T_c; \quad T(r, x, t)|_{x=X} = T_c; \\ \frac{\partial T(r_1, x, t)}{\partial r} = h_1(T(r_1, x, t) - T_c); \quad \frac{\partial T(r_2, x, t)}{\partial r} = h_2(T(r_2, x, t) - T_c); \end{cases} \quad (4)$$

где r_1 и r_2 – внешний и внутренний радиусы трубы;

$X, -X$ – границы расчетной области трубы;

c – удельная теплоемкость;

γ – плотность материала трубы;

h – приведенный коэффициент теплообмена, $h = \frac{\alpha}{\lambda}$;

a – коэффициент температуропроводности, $a = \frac{\lambda}{c\gamma}$;

$W_n(r, x, t)$ – функция распределения внутренних источников тепла.

Численное решение задачи основывается на минимизации энергетического функционала вида

$$\chi = \iint_S \left[\frac{1}{2} \lambda r \left(\left(\frac{\partial T}{\partial r} \right)^2 + \left(\frac{\partial T}{\partial x} \right)^2 \right) + c\gamma \frac{\partial T}{\partial t} - WT \right] dr dx + \frac{1}{2} \int_{L_K} h(T^2 - 2T_c T) dl. \quad (5)$$

Линейный вид уравнения (5) не соответствует зависимости параметров процесса от температуры. Для преодоления этой сложности используется итерационный процесс решения системы уравнений, содержащих функции коэффициентов теплопроводности и теплоемкости от температуры. Для корректного учета влияния температуры на свойства материала размеры конечных элементов, особенно в области тепловыделения, принимаются достаточно малыми.

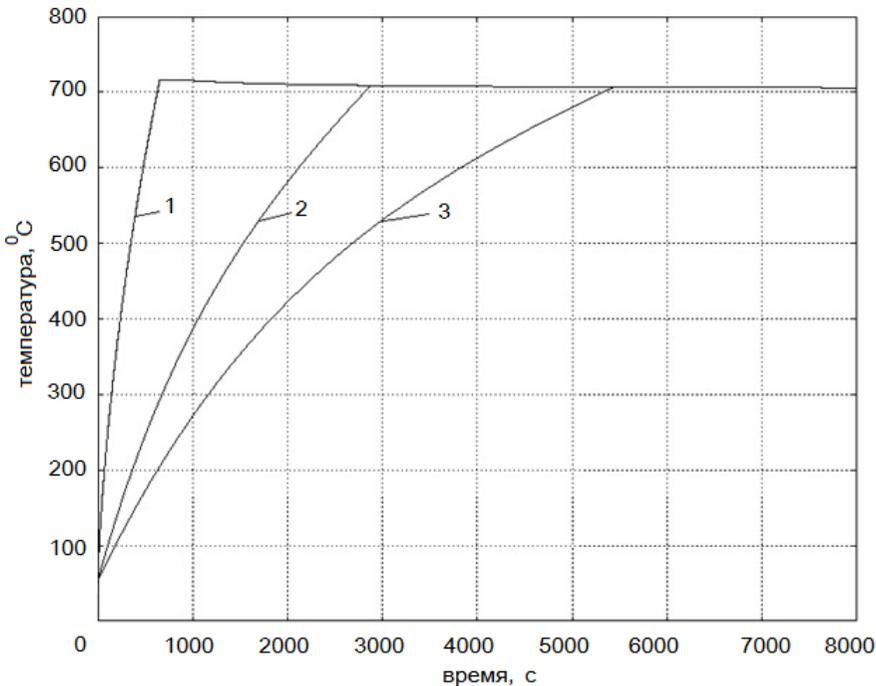


Рис. 2. Временные диаграммы температур участка трубы под индуктором:

- 1 – при мощности индуктора 37,5 кВт; 2 – при мощности индуктора 15 кВт;
3 – при мощности индуктора 10,5 кВт

Целью тепловых расчетов является выбор необходимой мощности индуктора, обеспечивающей требуемую скорость нагрева. Создание модели замкнутой системы управления нагревом позволило определить приемлемое значение мощности. Приведенные на рис. 2 диаграммы температур при мощностях тепловыделения от 10,5 до 37,5 кВт показали возможность достижения температуры за разное время. Минимальная мощность, равная 10,5 кВт, обеспечивает нагрев за заданное время, равное 1,5 часа. В дальнейшем, как показано на рис. 3, вся потребляемая мощность расходуется на компенсацию потерь тепла, рассеиваемых в окружающую среду с боковой поверхности трубы. Также учитывается теплоотвод через теплоизоляцию к индуктору. Соотношение мощностей индуктора в режимах разогрева и стабилизации температуры не превышает двух, что говорит о высоком коэффициенте использования. Кроме того, эта сравнительно небольшая мощность не вызывает проблем с электроснабжением практически в

любом месте производственного помещения. Для достижения требуемых показателей тепловой изоляции по ограничению потерь тепла и механической прочности целесообразно применение современных материалов.

Анализ электромагнитных полей проводится на основе уравнений (1) Максвелла. Учитывая, что длины дуги витка и перемычки между соседними витками отличаются почти в 15 раз, можно с допустимой погрешностью расчетов перейти от трехмерной к двумерной постановке задачи. Такое упрощение оборачивается гораздо более существенной экономией вычислительных ресурсов.

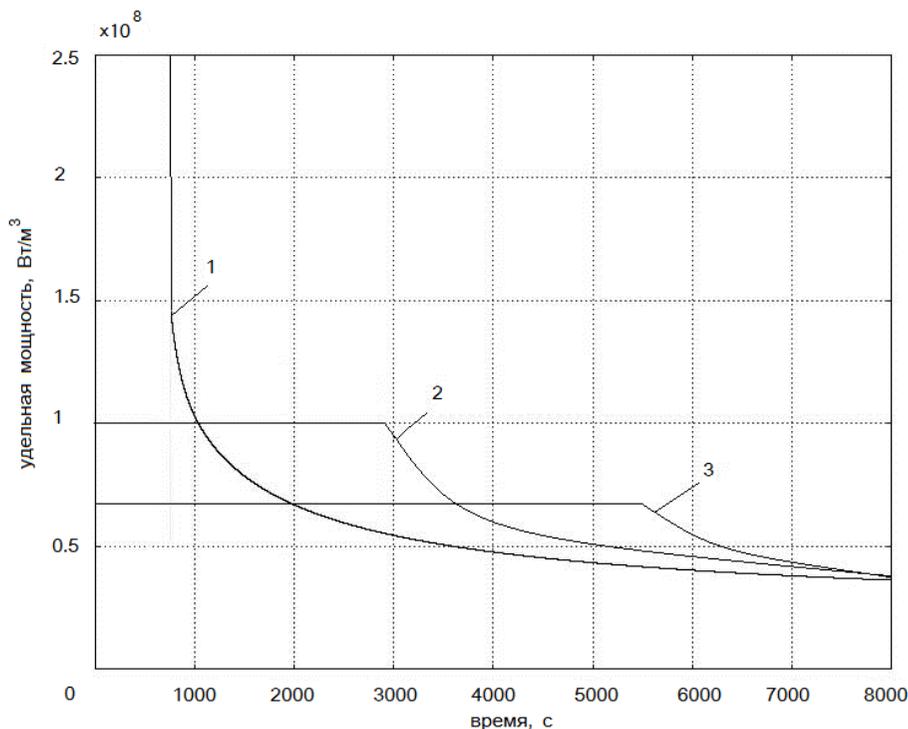


Рис. 3. Временные диаграммы изменения мощности индуктора:
 1 – при мощности индуктора 37,5 кВт; 2 – при мощности индуктора 15 кВт;
 3 – при мощности индуктора 10,5 кВт

Для практического использования более приспособлена формулировка задачи в терминах векторного магнитного потенциала:

$$\begin{cases} \operatorname{rot}\left(\frac{1}{\mu_a} \operatorname{rot}\bar{A}\right) + \sigma \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} = \bar{J}_0; \\ \operatorname{rot}\bar{A} = \bar{B}; \quad \operatorname{div}\bar{A} = 0; \end{cases} \quad (6)$$

где \bar{A} – векторный магнитный потенциал;
 \bar{B} – магнитная индукция;
 \bar{J}_0 – плотность наведенных токов;
 σ – электрическая проводимость;
 $\mu_a = \mu_0 \mu$ – абсолютная магнитная проницаемость.

Переходя к конечно-элементной формулировке, нелинейную электромагнитную задачу записывают в виде уравнения Пуассона в двумерной осесимметричной области $V(r, x)$ вида

$$\frac{\partial}{\partial x} \left[\frac{1}{\mu_a(r, x)} \cdot \frac{\partial A(r, x)}{\partial x} \right] + \frac{\partial}{\partial r} \left[\frac{1}{\mu_a(r, x)} \cdot \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial r A(r, x)}{\partial r} \right] - j\omega A(r, x) - J_0 = 0, \quad (7)$$

где $\omega = 2\pi f$ – круговая частота.

Для определенности решения задачи на границе расчетной области векторный магнитный потенциал принимается равным нулю. Линии потока в условиях геометрической симметрии принимаются перпендикулярными плоскостям симметрии:

$$\dot{A}|_{S_1 \in S} = 0; \quad \frac{\partial A}{\partial n}|_{S_2 \in S} = 0; \quad (8)$$

где S_1 – удаленная граница расчетной области Q ;

S_2 – граница плоскостей симметрии.

Рассмотренная постановка электромагнитной задачи позволяет решить задачи в нелинейной постановке. Нужно отметить, что наличие двух материалов, имеющих существенные отличия в свойствах, вносит некоторые проблемы. Феррит имеет меньшее значение индукции насыщения, что требует больших размеров магнитопровода по сравнению с обычным электротехническим железом. Второй особенностью является прямоугольная петля гистерезиса, что сказывается на более резком переходе от почти вертикального участка к участку с небольшим наклоном. Такой характер нелинейности плохо сказывается на сходимости вычислительного процесса. Для ускорения вычислительного процесса целесообразно переход делать более плавным.

При расчете параметров индуктора, изображенного на рис. 1, были исследованы варианты с разной частотой тока. Результаты расчетов приведены в табл. 1. Исходя из располагаемой длины индуктора, равной 0,15 м, были приняты: ширина витка 0,01 м; ширина зубца магнитопровода 0,01 м; число витков $w = 8$; общая длина индуктора $L = 0,15$ м.

Таблица 1

Параметры петлевого разъемного индуктора с магнитопроводом

F, кГц	P ₂ , кВт	ΔP _и , кВт	P _и , кВт	U _и , В	S, кВА	I, А	cos φ
2 400	10,55	11,77	22,32	170	244,3	1437	0,091
4 000	10,5	9,96	20,49	197	205,9	1045	0,1
10 000	10,5	7,66	18,16	275	179,3	652	0,101

Наиболее предпочтительным вариантом оказался третий, использующий частоту 10 кГц. Напряжение на индукторе равно 275 В, что сопоставимо с выходным напряжением стандартного преобразователя и не требует применения согласующего трансформатора. Кроме частоты на увеличение напряжения на индукторе влияет наличие магнитопровода [4]. Возможно еще большее приближение к параметрам источника питания, но здесь есть один минус: по мере нагрева трубы увеличивается ее удельное сопротивление, что приводит к снижению мощности, выделяющейся в нагрузке. Для компенсации этого явления можно

поднять напряжение на выходе преобразователя. В случае равенства расчетного напряжения для холодной загрузки и выходного напряжения преобразователя эта возможность утрачивается.

Для сравнения приведены параметры соленоидального индуктора без магнитопровода с числом витков, равным 15 (табл. 2). Учитывая малый зазор между индуктором и трубой, равный 10 мм, энергетические параметры этого варианта можно считать более предпочтительными. Однако сложность изготовления, особенно обеспечения водяного охлаждения, делает такую конструкцию малоприменимой.

Таблица 2

Параметры соленоидального индуктора

F, кГц	P ₂ , кВт	ΔP _и , кВт	P _и , кВт	U _и , В	S, кВА	I, А	cos φ
2 400	10,55	0,53	11,08	191	38,37	201	0,289
4 000	10,52	0,366	10,88	227	32,4	143	0,336
10 000	10,6	0,33	10,93	240	24,7	103	0,442

Особенностью распределения мощности тепловыделения в трубе является эффект полос, вызванный протеканием встречно направленных токов в соседних витках. Это выражается в чередовании максимальной мощности и провалов (рис. 4).

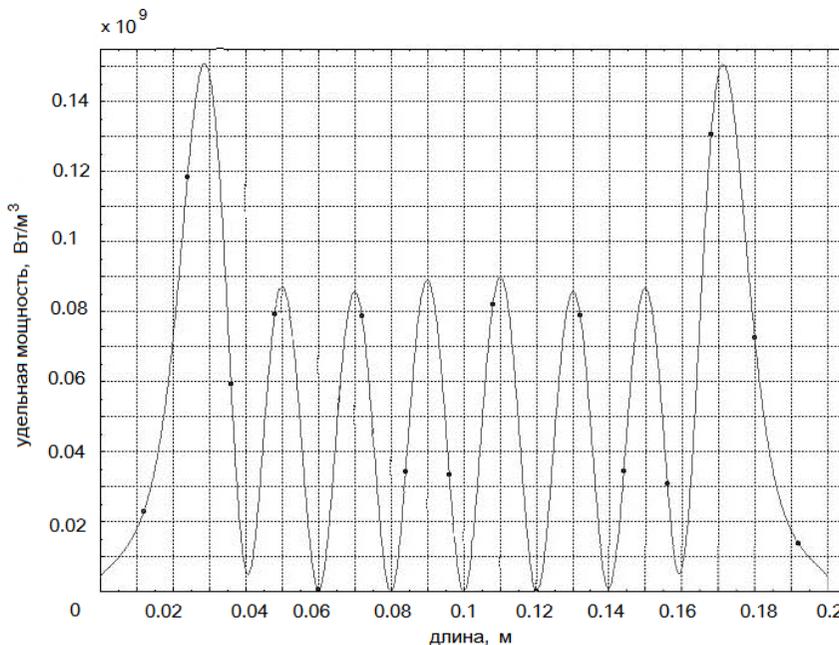


Рис. 4. Распределение удельной мощности тепловыделения в трубе под индуктором

При высоких скоростях нагрева такое явление могло бы привести к значительным градиентам температуры в рабочей зоне. В условиях низкой интенсивности нагрева, малой ширины полос и сравнительно высокого коэффициента теплопроводности наблюдаемый эффект практически исчезает, что показано на распределении температуры в трубе в процессе разогрева (рис. 5).

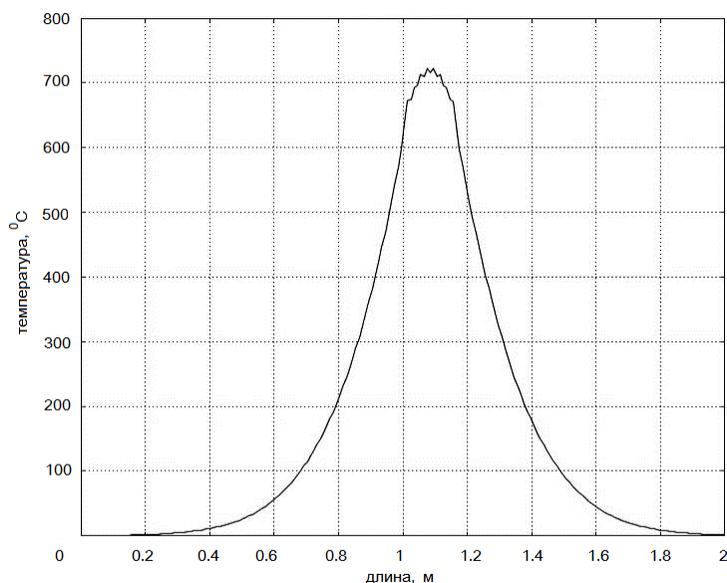


Рис. 5. Распределение температуры под индуктором при выходе на режим стабилизации температуры

Полученное решение для индукционного нагревателя позволяет ориентироваться на комплекс оборудования: транзисторный источник питания СЧВ-35В мощностью 35 кВт, массой 31 кг; конденсатор ЭСПВ-0,4-10 мощностью 650 кВАр, массой 25 кг; чиллер для охлаждения воды ЧА-8,7 производительностью по холоду 8,7 кВт, массой 150 кг. За исключением системы охлаждения воды оборудование является очень компактным и легко транспортируемым. При использовании автомобильных гидроподъемников эта проблема полностью решается.

Выполненное исследование по применению современных технических решений в области проектирования индукционных нагревателей показало высокую эффективность и точность расчетов с помощью существующего аппаратного и программного обеспечения и реализации на базе современных материалов и оборудования.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Лившиц Л.С., Хакимов А.Н. Металловедение сварки и термическая обработка сварных соединений. 2-е изд. – 1989. – 167 с.
2. Йон Инге Асперхайм, Лейф Маркегорд. Оптимизация процесса нормализации сварного шва с помощью 2D-моделирования // Индукционный нагрев. – 2009. – № 4. – С. 21-25.
3. Слухоцкий А.Е., Рыскин С.Е. Индукторы для индукционного нагрева. – Л.: Энергия, 1974. – 264 с.
4. Филиппов К.П., Булатова Л.Ш. Индукторы для нагрева осесимметричных изделий большого диаметра // Индукционный нагрев. – 2012. – № 2. – С. 37-44.

Статья поступила в редакцию 25 сентября 2015 г.

INDUCTION SYSTEM FOR REMOVAL OF THERMAL STRESSES IN THE PIPE AFTER WELDING

A.A. Bazarov, D.Y. Chigirev

Samara State Technical University
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100, Russian Federation

The problem of calculating the parameters of a pipe induction heater to remove thermal stresses after welding is discussed. In welding, many materials are supposed to be pre-heated to avoid the development of harmful thermal stresses. Despite such arrangements, there is a problem of removing residual stresses. In the heater's design and operation mode, the consideration of the two-stage development is required for decreasing the weight and dimensions, and for better coordination with the power supply. Using the rigid structure allows ensuring the inductor parameters independence from the production quality of the insulating layer between the pipe and heater. The sectional structure of the inductor ensures easy installation, and reliability. The selected frequency and power of the inductor can solve the problem of the coordination with the power supply without a transformer. Magnetic ferrite is applied in the design of the inductor, which made it possible using a two-section lap winding.

Keywords: *inductor, thermal stresses, magnetic, design, temperature, finite elements.*

УДК 621.92

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТИ В ВОСПРОИЗВЕДЕНИИ ЗАДАННОЙ ТРАЕКТОРИИ ДВИЖЕНИЯ ПОЗИЦИОННО-СЛЕДЯЩЕГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ЭКСТРАПОЛЯТОРОМ НУЛЕВОГО ПОРЯДКА

В.Е. Лысов, И.С. Сидоров

Самарский государственный технический университет
Россия, 443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

E-mail: sidoov@rambler.ru

Позиционно-следящие системы с числовым программным управлением являются основными при синтезе электроприводов подачи металлорежущих станков, и в частности, координатно-расточных (КРС) особо высокой точности. В структуре таких систем команды от вычислителя ЧПУ передаются на усилители мощности, питающие электродвигатели подвижных органов станка, через экстраполятор нулевого порядка. Дискретность последнего вносит погрешность в воспроизведение задания в динамических режимах, которые характерны при обработке изделия со сложным профилем. В статье рассматривается оценка динамической погрешности от дискретности экстраполятора и даются рекомендации по формированию задания для реализации технологического процесса с постоянной (заданной) производительностью.

Ключевые слова: период дискретности, экстраполятор нулевого порядка, электропривод, передаточная функция, цифровая система.

Расчетная структурная схема дискретной системы, настроенной на технический оптимум [1], показана на рис. 1. Дискретность, вносимая экстраполятором, будем оценивать относительно непрерывной САУ, которая служит эталоном.

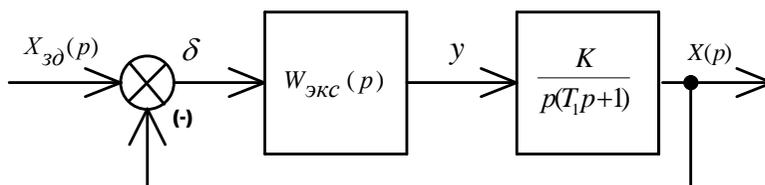


Рис. 1. Структурная схема электропривода

Оценка погрешности, вносимая экстраполятором, является важной составляющей в погрешности воспроизведения заданной траектории движения электропривода $X_{зδ}(p)$. Это особенно важно для прецизионных позиционно-следящих электроприводов, которыми оснащаются, например, координатно-расточные станки особо высокой точности [2]. Например, для станков класса С при перемещениях подвижного органа станка до 1250 мм погрешность должна составлять до 2 мкм [2]. При обработке сложной поверхности следящий электропривод

Владимир Ефимович Лысов (д.т.н., проф.), профессор кафедры «Электропривод и промышленная автоматика».

Игорь Сергеевич Сидоров, аспирант.

должен воспроизводить гармонический сигнал [3]. При этом в процессе обработки нужно поддерживать постоянную скорость подачи инструмента (V_{3d}), заданную для данного технологического процесса. Связь между круговой частотой ω_{3d} , линейной скоростью V_{3d} и сигналом задания X_{3d} устанавливается зависимостью

$$\omega_{3d} = \frac{V_{3d}}{X_{3d}}. \quad (1)$$

Анализ погрешности, вносимой экстраполятором нулевого порядка, будем проводить с помощью передаточной функции системы по ошибке в форме Z-преобразования с последующим переходом в область псевдочастот λ с использованием билинейного преобразования $Z = \frac{1+w}{1-w}$ [4]. Это, в свою очередь, позволяет использовать логарифмические амплитудно-фазовые частотные характеристики для исследования системы. Передаточная функция по ошибке в форме Z-преобразования имеет вид

$$W_{\delta}(z) = \frac{\delta(z)}{X_{3d}(z)} = \frac{1}{1 + W_p(z)}. \quad (2)$$

В (2) передаточная функция системы в форме Z-преобразования в разомкнутом состоянии представлена зависимостью

$$W_p(z) = \frac{K[z(T - T_1 + T_1d) + T_1(1 - d) - dT]}{(z-1)(z-d)}. \quad (3)$$

В (3) принято: K – коэффициент передачи системы; T – период дискретности экстраполятора; $d = e^{-\frac{T}{T_1}}$; T_1 – постоянная времени аperiodического звена. С учетом (3) зависимость (2) представим в виде

$$W_{\delta}(z) = \frac{\delta(z)}{X_{3d}(z)} = \frac{(z-1)(z-d)}{(z-1)(z-d) + K[z(T - T_1 + T_1d) + T_1(1 - d) - dT]}. \quad (4)$$

Аналитическое исследование зависимости (4) в общем виде не представляется возможным. Поэтому используем численный метод для оценки погрешности, вносимой экстраполятором. Дадим ряд значений периода дискретности T , которые определяют частоту квантования $\omega_0 = \frac{2\pi}{T}$:

$T = 0,04$ с; $T = 0,08$ с; $T = 0,16$ с; $T = 0,3$ с; $T = 0,4$ с. Результаты расчетов сведены в табл. 1.

Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика аналоговой САУ, принятой за эталон, определяется передаточной функцией

$$W_{\delta}(p) = \frac{\delta(p)}{X_{3d}(p)} = \frac{1}{1 + W_p(p)} = \frac{0,147p(0,08p + 1)}{0,012p^2 + 0,147p + 1}.$$

На основании полученного выражения проведем расчет необходимых параметров для построения ЛАФЧХ:

$$20\lg 0,147 = -16,8\text{дб};$$

$$\omega_1 = \frac{1}{0,08} = 12,5\text{с}^{-1}; \lg 12,5 = 1,1\text{дек}; \omega_2 = \frac{1}{0,109} = 9,17\text{с}^{-1}; \lg 9,17 = 0,96\text{дек}.$$

Результаты расчетов

Период дискретности экстраполятора «0» порядка T, c	Передаточная функция разомкнутой системы $W_p(z) = \frac{x(z)}{x_{зд}(z)}$	Передаточная функция по ошибке системы $W_{\delta}(w) = \frac{\delta(z)}{x_{зд}(z)}$	Амплитудно – фазовая частотная характеристика системы по ошибке $W_{\delta}(j\lambda \frac{T}{2})$ $\lambda, c^{-1}; \lambda, \text{дек}; K, \text{дб}; T, c.$
0,04	$\frac{0,05(1,1Z+1)}{(Z-1)(Z-0,6)}$	$\frac{Z-0,6}{\frac{0,0544(Z+1)}{z-1} + (Z-0,6)}$	$\frac{0,147j\lambda(1+j\lambda 0,08)}{0,0116^2(j\lambda)^2 + 0,125j\lambda + 1}$ $T_1 = 0,08; T_2 = 0,108.$ $\lambda_1 = \frac{1}{T_1} = 12,5;$ $\lg 12,5 = 1,1. c \cong 0,58$ $\lambda_2 = \frac{1}{T_2} = 9,26;$ $\lg 9,26 = 0,966$ $20\lg K = 20\lg 0,147 = -16,8$
0,08	$\frac{0,143(1,39Z+1)}{(Z-1)(Z-0,366)}$	$\frac{Z-0,366}{(Z-0,366) + 0,145(\frac{1,37Z+1}{Z-1})}$	$\frac{0,147j\lambda(1+j\lambda 0,086)}{0,112^2(j\lambda)^2 + 0,1136j\lambda + 1}$ $T_1 = 0,086; T_2 = 0,112.$ $\lambda_1 = \frac{1}{T_1} = 11,63;$ $\lg 11,63 = 1,06.$ $c \cong 0,52$ $\lambda_2 = \frac{1}{T_2} = 8,93;$ $\lg 8,93 = 0,95.$ $20\lg K = 20\lg 0,147 = -16,8$
0,16	$\frac{0,325(1,88Z+1)}{(Z-1)(Z-0,134)}$	$\frac{Z-0,134}{(Z-0,134) + 0,326(\frac{1,875Z+1}{Z-1})}$	$\frac{0,147j\lambda(1+j\lambda 0,1)}{0,116^2(j\lambda)^2 + 0,092j\lambda + 1}$ $T_1 = 0,1; T_2 = 0,116.$ $\lambda_1 = \frac{1}{T_1} = 10; \lg 10 = 1.$ $c \cong 0,4$ $\lambda_2 = \frac{1}{T_2} = 8,62;$ $\lg 8,6 = 0,93.$ $20\lg K = 20\lg 0,147 = -16,8$

0,3	$\frac{0,48(3,09Z+1)}{(Z-1)(Z-0,023)}$	$\frac{Z-0,023}{(Z-0,023)+0,48\left(\frac{3,09Z+1}{Z-1}\right)}$	$\frac{0,146j\lambda(1+j\lambda 0,157)}{0,109^2(j\lambda)^2+0,075j\lambda+1}$ $T_1 = 0,157; T_2 = 0,108.$ $\lambda_1 = \frac{1}{T_1} = 6,37;$ $\lg 6,37 = 0,8. c \cong 0,347$ $\lambda_2 = \frac{1}{T_2} = 9,26;$ $\lg 9,26 = 0,96.$ $20\lg K = 20\lg 0,146 = -16,8$
0,4	$\frac{0,52(4,21Z+1)}{(Z-1)(Z-0,0066)}$	$\frac{Z-0,0066}{(Z-0,0066)+0,52\left(\frac{4,21Z+1}{Z-1}\right)}$	$\frac{0,147j\lambda(1+j\lambda 0,2)}{0,069^2(j\lambda)^2+0,069j\lambda+1}$ $T_1 = 0,2; T_2 = 0,069.$ $\lambda_1 = \frac{1}{T_1} = 5; \lg 5 = 0,7.$ $c \cong 0,347$ $\lambda_2 = \frac{1}{T_2} = 14,5;$ $\lg 14,5 = 1,16$ $20\lg K = 20\lg 0,147 = -16,8$
0,5			Система не устойчива

По расчетным данным табл. 1 и аналоговой системы на рис. 2 представлена логарифмическая амплитудно-частотная характеристика по ошибке позиционно-следящего электропривода.

Анализ амплитудно-частотной характеристики показывает, что при увеличении периода дискретности экстраполятора существенно возрастает динамическая ошибка в воспроизведении заданной траектории движения. Это особенно важно для приводов прецизионных КРС класс С. Для КРС особо высокой точности при обработке сложных профилей с закруглениями предъявляются вполне определенные требования по скоростям движения приводов подачи [3]. Например, в табл. 2 приведены значения $V_{зд}, \omega_{зд}$ для различных по твердости заготовок при радиусах закругления R.

Таблица 2

Значения $V_{зд}, \omega_{зд}$

R, мм	$V_{зд}, \frac{м}{мин}$	$\omega_{зд}, c^{-1}$	$\lg \omega_{зд}, дек$
1	0,5	8,3	0,92
	1	16,7	1,2
	2	33,3	1,52
2,5	0,5	3,32	0,52
	1	6,68	0,82
	2	13,32	1,12

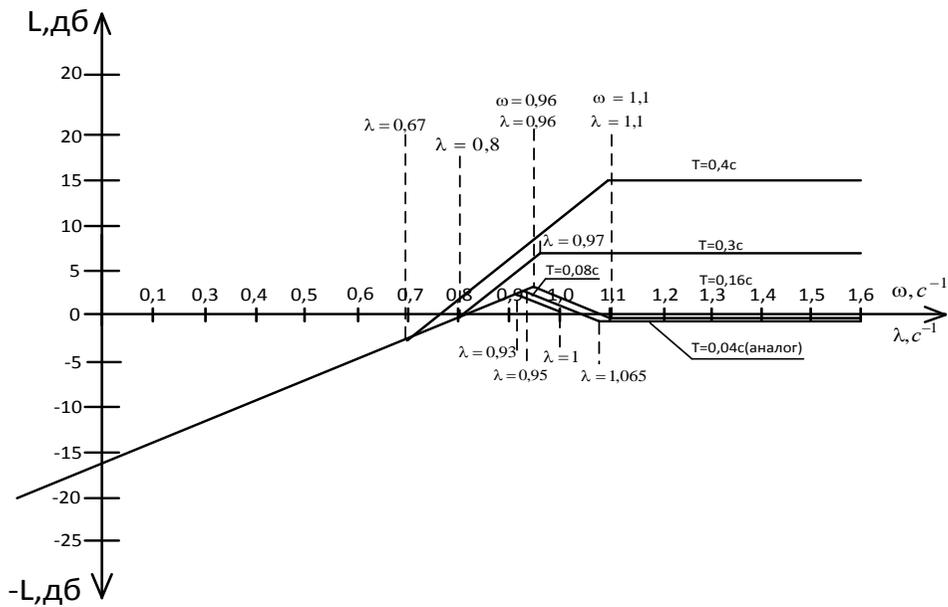


Рис. 2. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика по ошибке

Заметим, что при $T = 0,04$ с или $\omega_0 = 157$ с⁻¹ имеем хорошее совпадение с погрешностью аналоговой системы, которая при заданных параметрах имеет полосу пропускания в разомкнутом состоянии $\omega_c = 7$ с⁻¹, $2\omega_c = 14$ с⁻¹. Хорошее совпадение дискретной системы с непрерывным аналогом реализуется, если $\frac{\omega_0}{2\omega_c} = \frac{157}{14} = 11,2$. Поэтому для достижения высокой точности необходимо, что-

бы $\omega_0 > 2\omega_c$ в 12 раз.

Моделирование системы в среде Matlab подтверждает полученные расчетным путем выводы. Графики отклонения ошибки $\delta(t)$ дискретной системы от аналогового прототипа показаны на рис. 3 при входном воздействии $1(t)$.

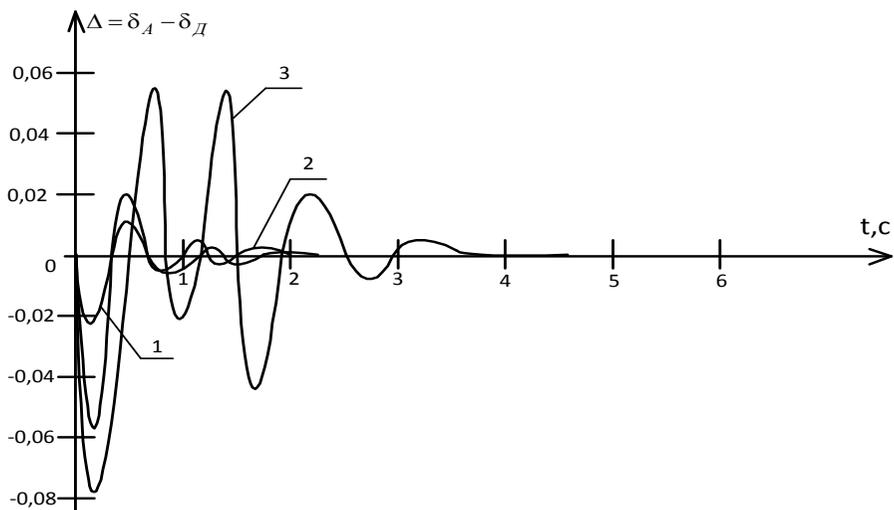


Рис. 3. Отклонение ошибки $\delta(t)$ дискретной системы от аналогового прототипа:

1 – $T = 0,04$ с; 2 – $T = 0,08$ с; 3 – $T = 0,16$ с

На основании рассмотренного можно сформулировать вывод. Если линейный прототип удовлетворяет техническим требованиям по ошибке воспроизведения заданной траектории, то дискретный регулятор может внести дополнительную погрешность, что может привести к увеличению погрешности и неудовлетворению технических требований. В этом случае требуется увеличить либо частоту ω_0 экстраполятора, либо быстродействие аналоговой части системы.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Ранопорт Э.Я.* Системы подчиненного регулирования электроприводов постоянного тока. Конспект лекций. – Куйбышев, 1985. – 56 с.
2. *Решетов Д.Н., Портман В.Г.* Точность металлорежущих станков. – М.: Машиностроение, 1986. – 336 с.
3. *Михайлов О.П., Орлова Р.Т.* Современный электропривод станков с ЧПУ и промышленных роботов.– М.: Высшая школа, 1989. – 111 с.
4. *Лысов В.Е.* Теория автоматического управления. – М.: Машиностроение, 2010. – 500 с.

Статья поступила в редакцию 25 сентября 2015 г.

THE ANALYSIS OF THE ERROR IN THE REPRODUCTION OF THE PREDETERMINED PATH OF A ZERO-ORDER PREDICTOR POSITION-TRACKING ELECTRIC DRIVE

V.E. Lysov, I.S. Sidorov

Samara State Technical University
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100, Russia

Position-tracking systems with numerical control are fundamental for the synthesis of electric drives for metal-cutting machines and, in particular, for jig-boring high-precision machine tools. In the structure of such systems, CNC commands are transferred to the power amplifiers feeding the machine moving-parts electric motors by means of a zero-order predictor. The latter's discreteness causes an error in the reproduction tasks in dynamic modes, which are typical of the processing of complex-profile products. The paper deals with the estimation of the dynamic error coming from the discreteness of the predictor, and provides recommendations on the formation of the tasks for the implementation of the constant (predetermined) productivity technological process.

Keywords: *period of discreteness, the zero-order extrapolator, digital system function transfer.*