

НЕМИНИМАЛЬНО-ФАЗОВАЯ КОРРЕКЦИЯ ЦИФРОВОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

А.Н. Серебряков, Д.В. Коробатов
г. Челябинск, ЮУрГУ

Предлагается ввести в состав регулятора скоростного электропривода неустойчивое аperiодическое звено. Показано, что использование неминимально-фазовой коррекции обеспечивает подавление колебаний, возникающих при увеличении периода квантования по времени цифрового регулятора скорости.

Как известно, неминимально-фазовыми называют звенья, у которых хотя бы один нуль или полюс их передаточных функций является правым [1]. При синтезе коррекции с помощью аппроксимированных амплитудных частотных характеристик (ЛАЧХ) неминимально-фазовые корректирующие звенья обычно не используют, хотя их техническая реализация трудностей не вызывает, особенно, если она выполняется программным путем [2]. Это связано с отсутствием у неминимально-фазовых звеньев однозначной связи между амплитудными и фазовыми частотными характеристиками и невозможностью тем самым оценивать переходные процессы по виду ЛАЧХ [3].

Рассмотрим свойства замкнутого по скорости электропривода постоянного тока с малоинерционным преобразователем в цепи якоря. На линеаризованной структурной схеме (рис. 1) преобразователь П представлен аperiодическим звеном с постоянной времени $T_{\text{П}}=0,001$ с. Это малая постоянная, которая учитывает в том числе «паразитные инерционности» элементов контура. Двигатель Д представлен в виде последовательного соединения двух аperiодических звеньев с постоянными времени якорной цепи $T_{\text{Я}}=0,004$ с и электромеханической постоянной $T_{\text{М}}=0,01$ с. При $T_{\text{М}} \approx 4T_{\text{Я}}$ такое представление вполне допустимо. Регулятор скорости (РС) выполнен как пропорционально-дифференциальное звено с фильтрацией, где постоянная времени инерционной части $T_2 \gg T_1$. Все переменные на схеме (рис. 1) выражены в долях от базовых значений, соответствующих номинальному напряжению на якоре $U_{\text{Я}} = U_{\text{Я ном}}$

Стандартной настройке электропривода на «технический оптимум» соответствуют ЛАЧХ и ЛФЧХ, представленные на рис. 2. Контурный коэффициент передачи $K_{\text{Р}} = 100$ задается, исходя из требуемой точности обработки задания ($\Delta\omega = 1\%$).

Частота среза системы $\omega_{\text{С}} = \frac{1}{2T_{\mu}}$ определяется

суммой малых «некомпенсируемых» постоянных времени контура

$$T_{\mu} = T_{\text{Я}} + T_{\text{П}} = 0,004 + 0,001 = 0,005 \text{ с.}$$

Постоянная времени дифференцирующего канала регулятора выбирается равной наибольшей из по-

стоянных времени инерционных элементов объекта $T_1 = T_{\text{М}} = 0,01$ с. Наконец, постоянная времени инерционного (фильтрующего) канала получается $T_2 = K_{\text{Р}} \cdot 2T_{\mu} = 100 \cdot 2 \cdot 0,005 = 1$ с. Переходный процесс на выходе системы при скачке задания, соответствующий выбранной настройке электропривода, протекает с небольшим перерегулированием (рис. 6,а) и заканчивается за время

$$t_{\text{ПН}} = (3 \dots 4)(2T_{\mu} + T_{\mu}) = \\ = (3 \dots 4)(0,01 + 0,005) = (0,045 \dots 0,06) \text{ с.}$$

При программной реализации регуляторов важное значение приобретает правильный выбор периода квантования (дискретизации) по времени T_{σ} . При малых значениях T_{σ} (например, для нашего случая $T_{\sigma} < 0,001$ с) влиянием дискретизации можно пренебречь и рассматривать электропривод как обычную непрерывную систему. Однако при этом время, отводимое для вычисления управляющего воздействия, сокращается и, как следствие, от реализации сложных управляющих алгоритмов приходится отказываться и применять наиболее простые в ущерб точности, быстродействию и другим важным характеристикам привода. Если же необходимо реализовать сложный алгоритм управления, то приходится применять более быстродействующие, а значит и более дорогие микропроцессоры (чаще специализированные) которые, как правило, обладают избыточными функциями, за которые тоже надо платить [4].

При увеличении T_{σ} (например, $0,001 < T_{\sigma} < 0,01$) появляется возможность использовать дешевые микроконтроллеры общего назначения с меньшим быстродействием, так как времени на периоде квантования T_{σ} теперь достаточно для обработки информации от датчиков и формирования воздействий при сложных алгоритмах управления. В то же время увеличение $T_{\sigma} > 0,01$ может привести к неустойчивости системы даже и в том случае, если непрерывная часть обладает достаточными запасами по устойчивости [5]. Предельным значением периода квантования T_{σ} , увеличивать который без потери работоспособности системы недопустимо, является

$T_{\sigma}^{\text{пред}} = \frac{2}{\omega_{\text{С}}}$, где $\omega_{\text{С}}$ - частота среза непрерывной системы [5]. Для рассматриваемого примера (рис. 1)

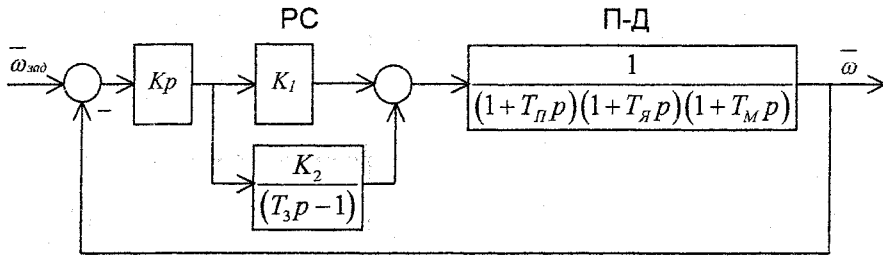


Рис. 1. Структурная схема электропривода

при $\omega_c = \frac{1}{2T_\mu} = 100$ рад/с максимально допустимой величиной периода дискретизации является $T_0 = T_0^{пред} = 0,02$ с.

Наиболее наглядно влияние дискретизации можно выявить с помощью псевдочастотных ЛЧХ [6]. Для рассматриваемого примера (рис. 1) в области малых частот $\omega < \omega_c$ $L_p(\omega^*) \cong L_p(\omega)$,

где $\omega^* = \frac{2}{T_0} \operatorname{tg}\left(\omega \frac{T_0}{2}\right)$, рад/с – размерная псевдочастота.

Так как при $\omega < \omega_c$ $\omega < \frac{2}{T_0}$, то $\operatorname{tg}\left(\omega \frac{T_0}{2}\right) \approx$

$\approx \omega \frac{T_0}{2}$ и $\omega^* \approx \omega$. В области высоких частот $\omega > \omega_c$ передаточная функция непрерывной части может быть записана так:

$$W_H(p) = \frac{\omega_c}{p(T_{яp} + 1)(T_{пp} + 1)} \approx \frac{\omega_c}{p(T_{\mu p} + 1)} = \omega_c \left(\frac{1}{p} - \frac{T_{\mu}}{T_{\mu p} + 1} \right).$$

Переходя к w -форме при использовании подстановки $w = \frac{2 e^{pT_0} - 1}{T_0 e^{pT_0} + 1}$ для прямоугольных импульсов получаем [6]:

$$W_p(w) = \frac{\omega_c \left(1 - w \frac{T_0}{2}\right)}{w} - \frac{\omega_c T_{\mu} \left(1 - w \frac{T_0}{2}\right)}{1 + w T'_{\mu}},$$

где $T'_{\mu} = \frac{T_0}{2} \frac{1 + e^{-\frac{T_0}{T_{\mu}}}}{1 - e^{-\frac{T_0}{T_{\mu}}}}$.

Примем $T_0 = \frac{T_0^{пред}}{2} = \frac{0,02}{2} = 0,01$ с, тогда

$T'_{\mu} = 0,00655$. Передаточная функция разомкнутого контура

$$W_p(w) = \omega_c \frac{\left(1 - w \frac{T_0}{2}\right) \left[1 + w(T'_{\mu} - T_{\mu})\right]}{w(1 + w T'_{\mu})} =$$

$$= 100 \frac{(1 - 0,005w)(1 + 0,00155w)}{w(1 + 0,00655w)}.$$

Последнее выражение позволяет определить частотные характеристики цифрового электропривода как функции псевдочастоты (рис. 3). Из рис. 3 видно, что учет дискретизации по времени приводит к значительному увеличению отстающей фазы при частоте среза $\omega_c^* = \omega_c = 100$ рад/с. Если в непрерывной системе запас устойчивости по фазе составил $\Delta\phi = 60^\circ$ (рис. 2), то в дискретной системе с $T_0 = 0,01$ с он уменьшился до величины $\Delta\phi^* = 36^\circ$. Для того, чтобы приблизить динамические характеристики цифрового и аналогового электроприводов в контур регулирования может быть введен дополнительный дискретный фильтр с ЛАЧХ $L_{\phi}^* \approx L_p - L_p^*$ и ЛФЧХ $\phi_{\phi} \approx (\phi_p - \phi_p^*)$ (рис. 4). Так как $\omega^* \neq \omega$ при $\omega^* > \omega_c^*$, характеристики L_{ϕ} и L_{ϕ}^* , ϕ_{ϕ} и ϕ_{ϕ}^* близки лишь в среднечастотном диапазоне, когда ω^* превышает ω_c^* примерно в (2...4) раза. На высоких частотах ($\omega^* > 10 \omega_c^*$) расхождения амплитудных L_{ϕ} и L_{ϕ}^* и фазовых ϕ_{ϕ} и ϕ_{ϕ}^* характеристик более заметны. Однако при выборе структуры фильтра указанным различием характеристик можно пренебречь.

Особенность характеристик (рис. 4) состоит в том, что «падающему» виду желаемой ЛАЧХ фильтра должна соответствовать опережающая фаза при частотах, близких к частоте среза непрерывной части. Такой вид ЛЧХ имеет неминимально-фазовое звено с передаточной функцией

$$W_{\phi}(p) = \frac{1 - k_{\phi} T_{\phi} p}{1 - T_{\phi} p}.$$

Если выбрать $T_{\phi} = T_{я} = 0,004$ с, а $k_{\phi} = 0,25 < 1$ и, следовательно, $k_{\phi} T_{\phi} = 0,25 \cdot 0,004 = 0,001$ с = $T_{п}$, то аппроксимирующие ЛАЧХ и ЛФЧХ (они показаны на рис. 4 штриховыми линиями) будут близки к желаемым. При необходимости максимум штриховой опережающей фазы может быть смещен влево путем соответствующего выбора параметров T_{ϕ} и k_{ϕ} .

К сожалению, введение в контур дополнительного фильтра, формирующего на выходе сигнал,

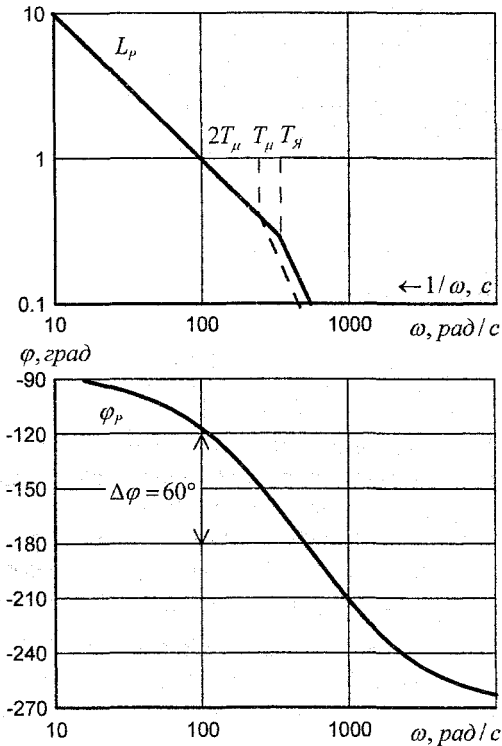


Рис. 2. ЛЧХ аналогового электропривода

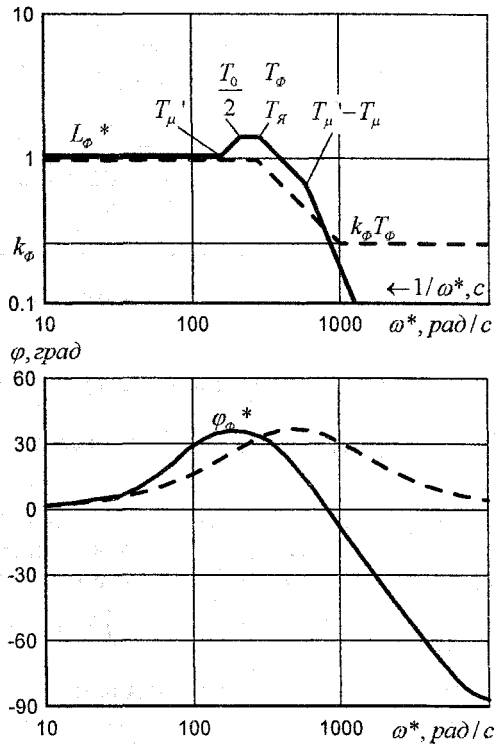


Рис. 3. ЛЧХ цифрового электропривода

построения регулятора показан на рис. 5. По сравнению с обычным исполнением (рис. 1) здесь вместо дифференциального канала использовано неустойчивое аperiodическое звено с коэффициентом передачи k_2 и постоянной времени T_3 . В отличие от исходной схемы (рис. 1), где коэффициент передачи пропорционального канала k_1 принимался равным единице, здесь k_1 может варьироваться в широких пределах. Необходимость в дополнительной фильтрации отпадает, поэтому $T_2 = 0$. Передаточная функция регулятора, соответствующая схеме на рис. 5, имеет вид:

$$W_{PC}(p) = k_{PC} \frac{T_4 p + 1}{T_3 p - 1}$$

где $k_{PC} = k_2 - k_1$; $T_4 = \frac{k_1 T_3}{k_2 - k_1}$.

Получается необычное реальное форсирующее звено, с помощью которого при $k_2 > k_1$ и, следовательно, $T_4 < T_3$ возможно реализовать эффективную запаздывающую коррекцию.

Если отнести k_{PC} в состав контурного коэффициента передачи системы, условия выбора параметров k_1, k_2, T_3 при настройке на технический оптимум запишутся так:

$$T_3 = k_{PC} \cdot K_P \cdot T_4; \quad T_4 = \frac{k_1 T_3}{k_2 - k_1} = T_M.$$

Отсюда, при $K_P = 100$ получаем $k_1 = 0,01$; $T_3 = k_2 - k_1 = k_2 - 0,01$. В частном случае, при $k_2 = 1,001$ коэффициент передачи регулятора $k_{PC} = 1$, а фильтрующая постоянная времени $T_3 = 1$ с. Амплитудная характеристика разомкнутого контура с новой коррекцией в точности совпадает с ис-

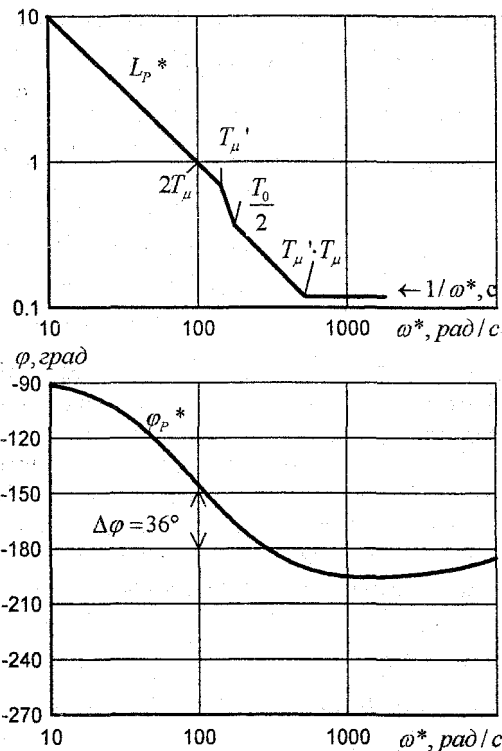


Рис. 4. Желаемые ЛЧХ цифрового фильтра

пропорциональный отрицательной производной входа, приводит к неустойчивости непрерывной и тем более импульсной систем. Сказанное побуждает к поиску нестандартных подходов к синтезу регуляторов высокоточных электроприводов [7, 8]. Один из возможных вариантов нетрадиционного

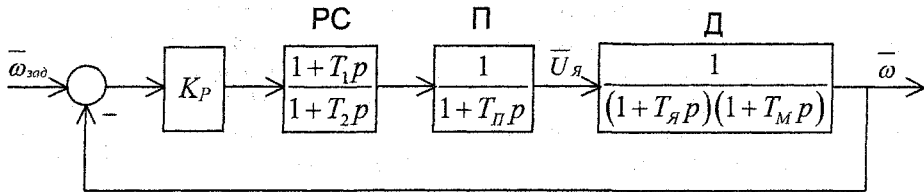


Рис. 5. Структурная схема электропривода с неминимально-фазовым регулятором

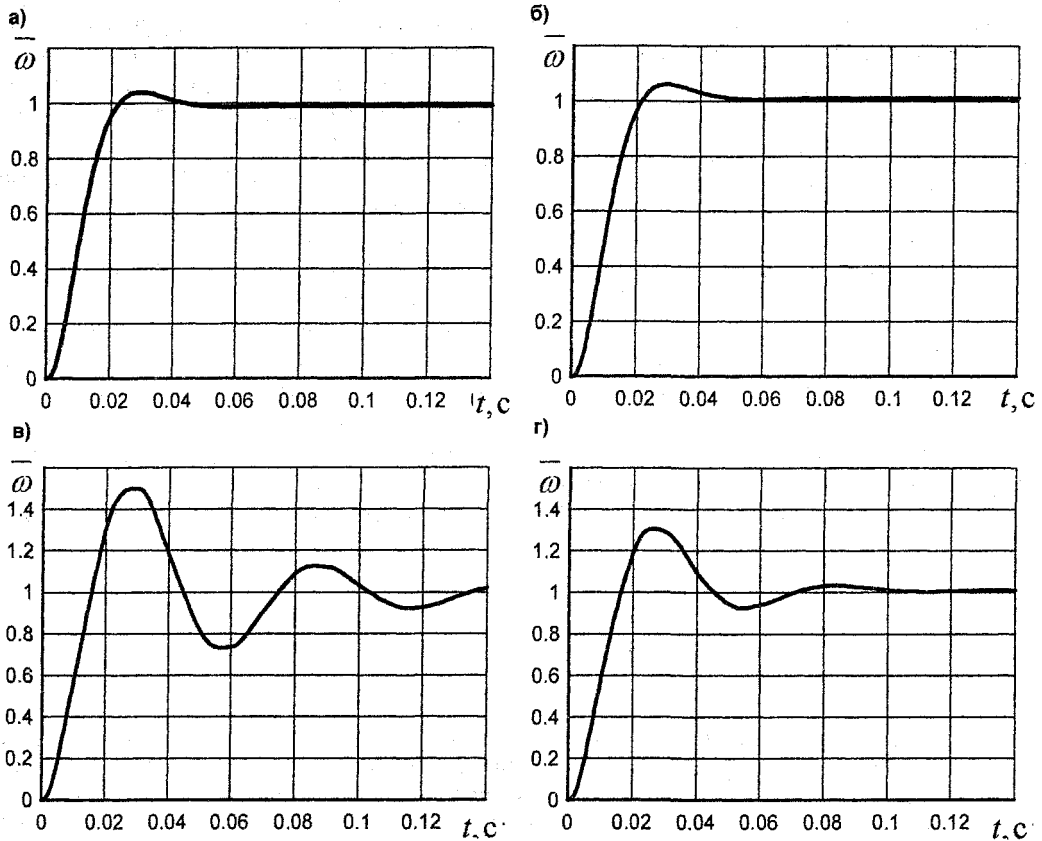


Рис. 6. Переходные процессы в аналоговом и цифровом приводе

ходной ЛАЧХ (рис. 2). Фазовые же характеристики в области низких частот существенно различаются. Если в исходной системе (рис. 1) отстающая фаза с ростом частоты равномерно увеличивается от 0° до 270° , то в схеме (рис. 5) она изменяется от -180° до -270° с существенным подъемом в области средних частот, компенсирующим отстающую фазу наиболее инерционного звена объекта. Подъем фазы с уровня -180° до уровня -90° , осуществляемый неминимально-фазовым звеном, свидетельствует как бы о появлении в контуре фиктивного форсирующего звена с постоянной времени $T_{\text{фикт}} = T_3$. Это обстоятельство благоприятно отражается на динамике контура. В этом можно убедиться, если проанализировать переходную характеристику регулятора

$$h(t) = -(k_2 + k_1) + k_2 e^{\frac{t}{T_3}}.$$

Для рассматриваемого численного примера при $k_1 = 0,01$; $k_2 = 1,01$; $T_3 = 1$ с получаем

$$h(t) = -1 + 1,01e^t.$$

При $t = 0$ $h(t) = k_1 = 0,01$; при $t \rightarrow \infty$ $h(t) \rightarrow \infty$. Форсировка, которую создает неминимально-фазовое звено, более эффективна даже в сравнении с обычным интегральным регулятором. Если в интегральном регуляторе $h(t)$ - это линейно-нарастающая функция, то здесь - нарастающая, но не по линейному, а по экспоненциальному закону.

Расчет переходных процессов в системах (рис. 1, рис. 5) с помощью ЭВМ также доказывает эффективность рассматриваемой коррекции. На рис. 6 показаны диаграммы рассчитанных переходных процессов. При этом, на ЭВМ моделировались как режимы работы систем с непрерывным корректирующим звеном (рис. 6а - для классической коррекции, рис. 6б - для неминимально-фазовой коррекции), так и режим работы с дискретным корректирующим звеном с периодом квантования $T_0 = 0,01$ с (рис. 6в - для классической коррекции, рис. 6г - для неминимально-фазовой коррекции). Сравнивая характер переходного процесса (рис. 6г) в системе с неминимально-фазовым регулятором и характер процесса в системе с классиче-

ским регулятором (рис. 6в) можно убедиться в том, что при неминимально-фазовой коррекции максимальное перерегулирование составляет 27 %, то есть почти в два раза меньше, чем при обычной коррекции. Время затухания колебаний при использовании классического регулятора составляет 0,2 с (рис. 6в) против 0,1 с в случае неминимально-фазовой коррекции (рис. 6г).

Таким образом, усиление фильтрующих свойств системы, а также формирование на входе непрерывной части возрастающей функции веса $w(t) = \frac{dh(t)}{dt}$ создает необходимые предпосылки для устранения колебаний, связанных с увеличением периода дискретизации.

Литература

1. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования. — М.: Наука, 1972.
2. Коробатов Д.В., Серебряков А.Н. Компьютеризированный учебно-исследовательский стенд «Цифровой электропривод»// Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». - 2002. - Вып. 2. — № 7.
3. Суворов Г.В. Оценка динамики сложной системы автоматического регулирования по ам-

плитудным частотным характеристикам// Исследование электрических машин и автоматизированных электроприводов: Сб. науч. тр. № 69. - Челябинск: ЧПИ, 1970. - С. 4-23.

4. Козаченко В. Основные тенденции развития встроенных систем управления двигателями и требования к микроконтроллерам// CHIP NEWS. 1999. № 5.

5. Серебряков А.Н. Приближенный критерий устойчивости линейных импульсных систем// Исследование автоматизированных электроприводов, электрических машин и вентиляльных преобразователей: Сб. науч. тр. №247. - Челябинск: ЧПИ, 1980. - С. 4-23.

6. Теория автоматического управления: Учебник для вузов/ Под ред. А. В. Нетушила. — 2-е изд. - М.: Высшая школа, 1976.

7. Кодкин В.П., Гафиятуллин Р.Х., Хайбяков Э.Р. Частотный анализ цифровых систем управления высокоточными следящими электроприводами с учетом звена подавления// Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». - 2002. - Вып. 2. — № 7.

8. Хусаинов Р.З., Чайчук А.Ю. Исследование перспективных структур цифрового управления следящим электроприводом// Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». - 2003. - Вып. 3. — № 11.

Серебряков Анатолий Николаевич в 1961 г. окончил Челябинский политехнический институт по специальности «Электрификация промышленных предприятий и установок». В 1968 г. защитил кандидатскую диссертацию. В 1970 г. получил звание доцента. С 1988 г. и по настоящее время работает доцентом на кафедре электромеханики и электромеханических систем. Руководитель цикла «Теория автоматического управления».

Коробатов Денис Владимирович, окончил Южно-Уральский государственный университет в 1998 году, доцент кафедры электромеханики и электромеханических систем, руководитель цикла «Микропроцессорные средства и системы».