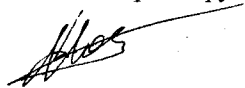


05.13.01

И757

На правах рукописи



Иосифов Дмитрий Юрьевич

**ДИНАМИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ И АЛГОРИТМЫ ВОССТАНОВЛЕНИЯ
СИГНАЛОВ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ С НАБЛЮДАЕМЫМ
ВЕКТОРОМ КООРДИНАТ СОСТОЯНИЯ**

Специальность 05.13.01 — „Системный анализ, управление и обработка информации (промышленность)“

Автореферат
диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Диссертационная работа выполнена на кафедре „Информационно-измерительная техника“ Южно-Уральского государственного университета.

Научный руководитель — доктор технических наук,
профессор Шестаков А.Л.

Официальные оппоненты: доктор технических наук,
профессор Щипицын А.Г.,
кандидат технических наук,
доцент Кошечев А.А.

Ведущее предприятие — ФГУП Государственный ракетный центр
„Конструкторское бюро имени академика
В.П. Макеева“, г. Миасс, Челябинская обл.

Защита состоится 28 марта 2007 г., в 14 ч 00 мин, на заседании диссертационного совета Д212.298.03 при Южно-Уральском государственном университете по адресу: 454080, г. Челябинск, пр. им. В.И. Ленина, 76, зал заседаний ученого совета №1 (ауд.1001).

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке Южно-Уральского государственного университета.

Автореферат разослан “27” февраль 2007 г.

Ученый секретарь диссертационного совета
кандидат технических наук, доцент



А.М. Коровин

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность темы. Проблема повышения точности является одной из центральных в динамических измерительных системах. Ее успешное решение — одно из необходимых условий дальнейшего совершенствования таких систем. Оно оказывает стимулирующее влияние на многие смежные отрасли науки и техники, испытывающие потребность в точных измерениях. Измерения, выполняемые в динамическом режиме, например, в наземных испытательно-измерительных комплексах, характеризуются динамической погрешностью, обусловленной инерционностью первичного измерительного преобразователя (датчика) и случайными шумами, присутствующими на его выходе. Данная составляющая погрешности измерения зачастую оказывается существенно больше всех других составляющих погрешности. Ранее разработанные линейные методы исчерпали возможности дальнейшего повышения точности. Перспективным представляется использование первичных измерительных преобразователей с измеряемым вектором координат состояния. Применение теории модального управления, обладающей возможностью синтеза систем с требуемыми характеристиками качества, для создания динамических моделей измерительных систем и алгоритмов на их основе позволит создавать измерительные системы, существенно превышающие точность измерительных комплексов и измерительных систем различного применения.

Объектом исследования являются динамические измерительные системы, в которых динамическая погрешность является основной составляющей общей погрешности измерения.

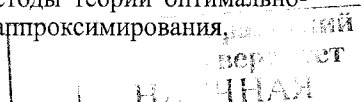
Предметом исследования являются динамические модели измерительных систем с измеряемым вектором координат состояния датчика и алгоритмы восстановления динамически искаженных сигналов.

Цель работы заключается в повышении динамической точности измерительных систем на основе динамических моделей измерительных систем с измеряемым вектором координат состояния первичного измерительного преобразователя.

В соответствии с целью исследования были поставлены следующие задачи:

- 1) Провести анализ существующих методов коррекции динамической погрешности измерений;
- 2) Разработать динамические модели измерительных систем и алгоритмы восстановления динамически искаженных сигналов на основе модели датчика с измеряемым вектором координат состояния;
- 3) Разработать метод оптимальной настройки параметров корректирующего устройства измерительной системы;
- 4) Провести цифровое моделирование и экспериментальное исследование разработанных динамических моделей и алгоритмов выбора оптимальных параметров.

Методы исследования. Разработка динамических моделей измерительных систем основана на использовании методов теории автоматического управления, таких как модальное управление, методы теории оптимального управления, а так же математических методов аппроксимирования.



Достоверность и обоснованность. Динамические модели и алгоритмы, предложенные в работе, основаны на фундаментальных положениях теории систем автоматического управления и корректном применении математического аппарата. Достоверность приведенных теоретических исследований подтверждена цифровым моделированием и экспериментальным исследованием. Достоверность экспериментальных результатов обеспечена применением высокоточных средств измерений и хорошо апробированным программным обеспечением, использовавшимся при обработке экспериментальных данных.

Научная новизна:

1) Разработаны новые динамические модели измерительных систем с измеряемым вектором координат состояния датчика и на их основе предложены новые алгоритмы восстановления динамически искаженных сигналов.

2) Разработан новый метод оптимальной настройки параметров динамических измерительных систем, основанный на минимизации среднеквадратического значения погрешности измерений и аппроксимации „идеальной“ частотной характеристики измерительной системы методом Чебышева-Паде.

Практическая ценность полученных результатов заключается в применении алгоритмов восстановления динамически искаженных сигналов и алгоритмов настройки параметров корректирующего устройства динамических измерительных систем с измеряемым вектором координат состояния первичного измерительного преобразователя для уменьшения динамической погрешности измерения при наличии шумов на входе и выходе датчика.

Апробация работы. Работа была поддержана грантом Российского фонда фундаментальных исследований № 04-01-96085 (региональный конкурс РФФИ-Урал), двумя грантами студентов, аспирантов и молодых ученых вузов Челябинской области 2002 и 2003 гг. Также данная работа была включена в тематический план научно-исследовательских работ, проводимых по заданию Федерального агентства по образованию № 1.4.02.

Результаты работы докладывались и обсуждались на V Международной научно-технической конференции „Динамика систем, механизмов и машин“ (г. Омск, 2004 г.), 54, 56 и 57 научно-технических конференциях при Южно-Уральском государственном университете (г. Челябинск, 2002, 2004 и 2005 гг.).

Публикации. По результатам выполненных исследований и разработок опубликовано 7 печатных работ.

Структура и объем работы. Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка использованной литературы (145 наименований). Основная часть работы содержит 162 страницы, 38 рисунков, 1 таблицу, 3 приложения.

ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во Введении обоснована актуальность исследуемой проблемы, сформулирована цель и задачи диссертационной работы, указаны полученные в диссертации новые результаты, их практическая ценность, представлены положения, выносимые на защиту и описана структура диссертации.

В первой главе рассмотрены структуры информационно-измерительных систем и проведен анализ состояния исследований в области теории ди-

намических измерений. Существенный вклад в развитие теории динамических измерений внесли С.М. Мандельштам, Г.И. Солопченко, В.В. Леонов, В.А. Грановский, Г.И. Кавалеров, В.М. Хрумало, Г.И. Василенко, А.Н. Тихонов, А.Ф. Верлань, Ю.Е. Воскобойников и другие ученые.

До настоящего времени получили развитие методы восстановления динамически искаженного сигнала на основе метода регуляризации А.Н. Тихонова, приводящие к необходимости использовать обратное преобразование Фурье, представленные, например, в работах В.А. Грановского и Г.И. Солопченко, и методы восстановления на основе численного решения интегрального уравнения свертки. Наиболее полно этот метод решения рассмотрен в работах А.Ф. Верлань.

Разработка вопросов анализа динамической погрешности и ее коррекции методами структурной теории автоматического управления приведена в работах А.Л. Шестакова. Данный подход позволяет получить динамические модели измерительных систем с модальным управлением динамическими характеристиками. Более того, при таком подходе возможно создание адаптивных измерительных систем, которые предполагают изменение своих динамических параметров на основе получаемой измерительной информации. Создание таких интеллектуальных измерительных систем является перспективным направлением в области теории динамических измерений.

В теории автоматического управления хорошо разработаны методы синтеза корректирующих устройств для задания системам требуемых характеристик качества. Прямое применение методов теории модального управления невозможно в обычных измерительных системах, поскольку их структура не позволяет охватить себя обратными связями с выхода на вход, что является основным требованием для восстановления вектора координат состояния. Но в некоторых случаях измерительные системы обладают необходимыми качествами, для управления отдельными модами и уменьшения динамической составляющей погрешности измерения.

Поэтому задача разработки динамических моделей измерительных систем с измеряемым вектором координат состояния и алгоритмов восстановления динамически искаженных сигналов с помощью этих методов является весьма актуальной. Успешное ее решение значительно улучшит метрологические характеристики и эффективность существующих дорогостоящих наземных испытательно-измерительных комплексов без значительных материальных затрат за счет глубокой математической обработки результатов измерений.

Во второй главе рассматриваются линейные стационарные динамические измерительные системы с измеряемым вектором координат состояния первичного измерительного преобразователя описываемые в форме пространства состояний:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A \cdot x(t) + B \cdot u(t), \\ y(t) &= C \cdot x(t) + D \cdot u(t), \end{aligned} \quad (1)$$

где A, B, C, D — матрицы размеров $n \times n, n \times r, l \times n, l \times r$ соответственно ($l \leq n$), A — матрица коэффициентов фазовых координат, B — матрица коэффициентов управляющих воздействий, C — матрица выхода, D — матрица обхода системы.

Структурная схема такого датчика, с возможностью измерения вектора координат состояния представлена на рис. 1.

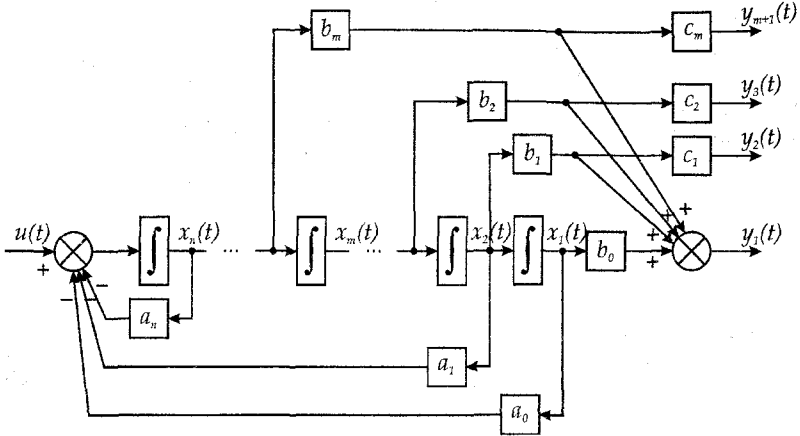


Рис. 1. Структурная схема первичного измерительного преобразователя с измеряемым вектором координат состояния

Измерительная система рассматривается в работе в виде трех последовательно соединенных звеньев, представляющих собой датчик $W_\delta(p)$, блок коррекции нулей $W_{БКН}(p)$ и блок коррекции полюсов $W_{БКП}(p)$ (рис. 2).

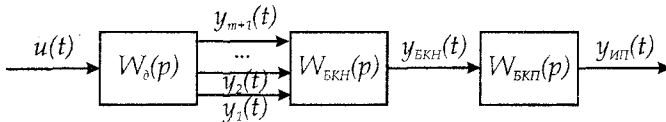


Рис. 2. Блочное представление измерительной системы

Датчик имеет возможность прямого измерения вектора координат состояния. В пространстве состояний он описывается матрицами

$$A_\delta = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & & & \dots & \dots \\ 0 & & & 0 & 1 \\ -a_0 & -a_1 & \dots & -a_{n-1} & -a_n \end{bmatrix}, \quad B_\delta = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad (2)$$

$$C_\delta = \begin{bmatrix} b_0 & b_1 & \dots & b_m & 0 \\ 0 & c_1 \cdot b_1 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & & & & \\ 0 & 0 & \dots & c_m \cdot b_m & 0 \end{bmatrix}, \quad D_\delta = [0].$$

Блок коррекции нулей имеет количество входов, равное размерности измеряемого вектора координат состояния датчика и один выход. Исследованы

различные структуры блока коррекции нулей с суммированием всех сигналов с разными весовыми коэффициентами и с дополнительной фильтрацией различных измерительных каналов (рис. 3).

Блок коррекции полюсов имеет одинаковую структуру для всех моделей динамических измерительных систем и представляет собой модель датчика, охваченную обратными связями (рис. 4).

Такая структура измерительной системы позволяет восстанавливать сигнал на входе первичного измерительного преобразователя, за счет обеспечения близости параметров датчика и его модели, охваченной обратными связями. При совпадении выходных сигналов, в условиях отсутствия помех, входные так же будут совпадать. Звено с передаточной функцией $(a_0 - K_0)/(b_0 - d_0)$, на выходе измерительного преобразователя обеспечивает единичность коэффициента передачи в статическом режиме работы.

Для каждой структурной схемы исследованы передаточные функции и показана возможность размещения нулей и полюсов требуемым образом. За счет использования измеряемого вектора координат состояния датчика и дополнительных фильтрующих устройств в передаточных функциях возникают дополнительные настраиваемые параметры, использование которых приводит к более точной фильтрации шумов на входе и выходах датчика.

На основе описания блоков в виде пространства состояний (1) были получены передаточные функции измерительной системы с блоком коррекции нулей, представленным на рис. 3а, по формуле:

$$\mathbf{W}(p) = Y(p) \cdot U^{-1}(p) = D + C \cdot (p \cdot I_n - A)^{-1} \cdot B, \quad (3)$$

где I_n — единичная матрица размера $n \times n$.

Матричная передаточная функция датчика

$$\mathbf{W}_\delta(p) = Y_\delta(p) \cdot U_\delta^{-1}(p) = \begin{bmatrix} W_{\delta 1}(p) \\ W_{\delta 2}(p) \\ W_{\delta 3}(p) \\ \vdots \\ W_{\delta m}(p) \end{bmatrix}, \quad (4)$$

где

$$\begin{aligned} W_{\delta 1}(p) &= \frac{y_1(p)}{u(p)} = \frac{p^m \cdot b_m + p^{m-1} \cdot b_{m-1} + \dots + p \cdot b_1 + b_0}{p^n \cdot a_n + p^{n-1} \cdot a_{n-1} + \dots + p \cdot a_1 + a_0} \\ W_{\delta 2}(p) &= \frac{y_2(p)}{u(p)} = \frac{p \cdot b_1 \cdot c_1}{p^n \cdot a_n + p^{n-1} \cdot a_{n-1} + \dots + p \cdot a_1 + a_0} \\ W_{\delta 3}(p) &= \frac{y_3(p)}{u(p)} = p \cdot W_{\delta 2}(p) \\ &\dots \\ W_{\delta m}(p) &= \frac{y_m(p)}{u(p)} = p^{m-2} \cdot W_{\delta m-1}(p) \end{aligned}$$

Матричная передаточная функция блока коррекции нулей

$$\mathbf{W}_{БКН}(p) = Y_{БКН}(p) \cdot U_{БКН}^{-1}(p) = [-q_0 \quad -q_1 \quad -q_2 \quad \dots \quad -q_{m+1}]. \quad (5)$$

Матричная передаточная функция блока коррекции полюсов

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_{БКП}(p) &= Y_{БКП}(p) \cdot U_{БКП}^{-1}(p) = \\ &= \frac{p^n \cdot a_n + p^{n-1} \cdot a_{n-1} + \dots + p \cdot a_1 + a_0}{p_n + p^{n-1} \cdot (a_{n-1} - K_{n-1}) + \dots + p \cdot (a_1 - K_1) + (a_0 - K_0)}. \end{aligned} \quad (6)$$

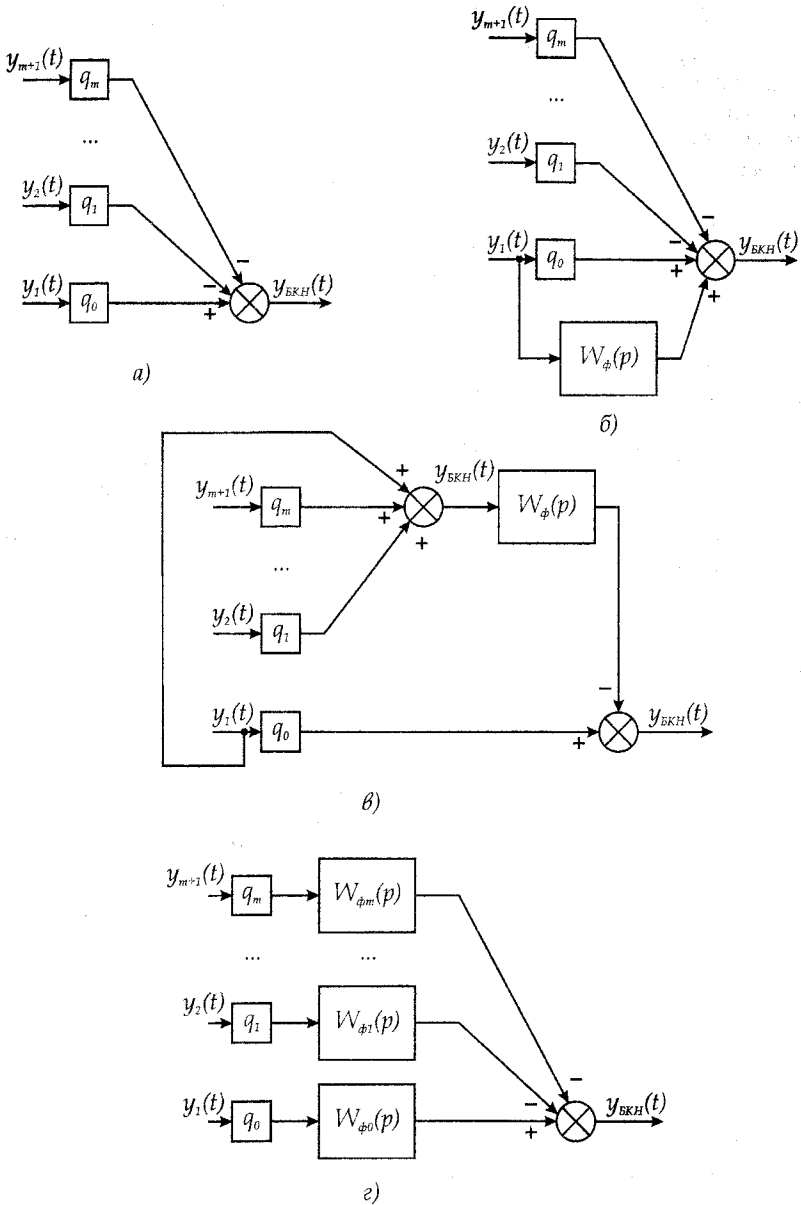


Рис. 3. Варианты использования измеряемого вектора координат состояния в блоке коррекции нулей

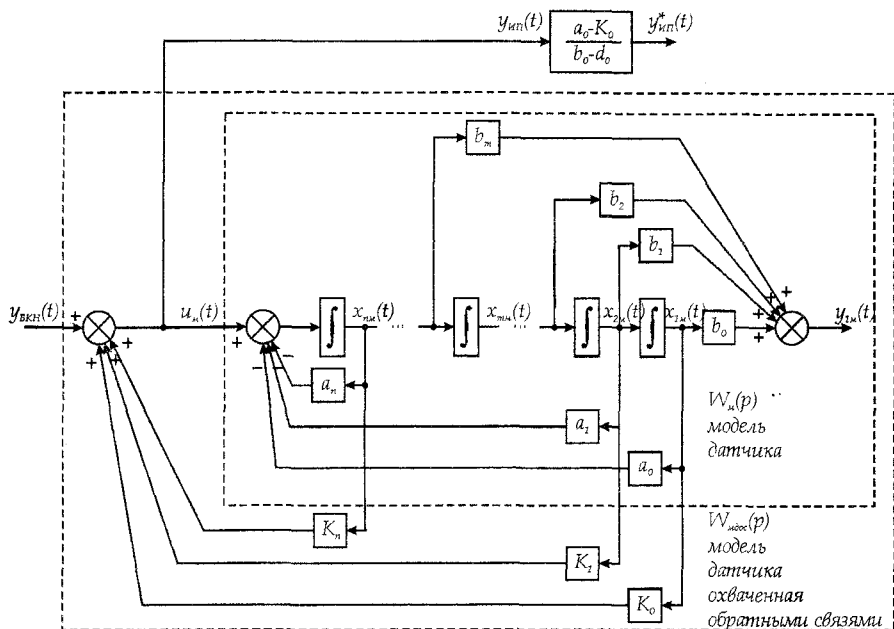


Рис. 4. Структурная схема блока коррекции полюсов в виде модели датчика, охваченной обратными связями

Для матричных передаточных функций последовательно соединенных систем, имеет место следующее соотношение:

$$\mathbf{W}(p) = \mathbf{W}_{БКП}(p) \cdot \mathbf{W}_{БКН}(p) \cdot \mathbf{W}_o(p), \quad (7)$$

отсюда находится матричная передаточная функция всей системы. Так как в нашем случае результирующая система имеет один вход и один выход — ее матричная передаточная функция (7) записывается в скалярном виде:

$$W_{ин}(p) = \frac{y_{ин}(p)}{u(p)} = \frac{p^m \cdot b_m \cdot (q_0 + c_m \cdot q_m) + p^{m-1} \cdot b_{m-1} \cdot (q_0 + c_{m-1} \cdot q_{m-1}) + \dots}{p_n + p^{n-1} \cdot (a_{n-1} - K_{n-1}) + \dots} \cdot \frac{\dots + p \cdot b_1 \cdot (q_0 + c_1 \cdot q_1) + b_0 \cdot q_0}{\dots + p \cdot (a_1 - K_1) + (a_0 - K_0)}. \quad (8)$$

Из формулы (8) видно, что получено полное управление полюсами передаточной функции, а количество управляемых нулей системы равно количеству измеряемых координат состояния первичного измерительного преобразователя, при этом полином в числителе передаточной функции содержит коэффициенты $c_i \neq 0$ при соответствующих q_i . При всех коэффициентах $c_i \neq 0$ получаем полное управление нулями передаточной функции измерительного преобразователя.

Аналогичным образом были получены передаточные функции остальных измерительных систем (рис. 3б, в, г). Вид фильтра $W_\phi(p)$ в схеме 3б может быть различным в зависимости от задачи измерения и характеристик измеряемых и шумовых сигналов. В наиболее общем виде фильтр описывается как динамическое звено:

$$W_\phi(p) = \frac{y_\phi(p)}{y_0(p)} = \frac{p^m \cdot d_m + p^{m-1} \cdot d_{m-1} + \dots + p \cdot d_1 + d_0}{p^m \cdot b_m + p^{m-1} \cdot b_{m-1} + \dots + p \cdot b_1 + b_0},$$

при этом передаточная функция измерительного преобразователя

$$W_{инп}(p) = \frac{y_{инп}(p)}{u(p)} = \frac{p^m \cdot (d_m + q_m \cdot b_m) + \dots + p \cdot (d_1 + q_1 \cdot b_1) + d_0}{p^n + p^{n-1} \cdot (a_{n-1} - K_{n-1}) + \dots + p \cdot (a_1 - K_1) + (a_0 - K_0)}.$$

Таким образом, получено избыточное управление нулями измерительного преобразователя при полностью управляемых полюсах.

В блоке коррекции нулей, представленном на рис. 3в фильтруется взвешенная сумма измеряемых координат состояния первичного измерительного преобразователя, что позволяет уменьшать влияние шумов измерения, с одинаковыми характеристиками на всех каналах одновременно. При использовании фильтра с передаточной функцией

$$W_\phi(p) = \frac{y_\phi(p)}{y_0(p)} = \frac{1}{p^m \cdot d_m + p^{m-1} \cdot d_{m-1} + \dots + p \cdot d_1 + d_0},$$

получили передаточную функцию измерительного преобразователя:

$$\begin{aligned} W_{инп}(p) = \frac{y_{инп}(p)}{u(p)} = & \left(\frac{p^m \cdot b_m + p^{m-1} \cdot b_{m-1} + \dots + p \cdot b_1 + b_0}{p^n \cdot a_n + p^{n-1} \cdot a_{n-1} + \dots + p \cdot a_1 + a_0} \cdot q_0 + \right. \\ & + \frac{1}{p^m \cdot d_m + p^{m-1} \cdot d_{m-1} + \dots + p \cdot d_1 + d_0} \times \\ & \times \left(\frac{q_1 \cdot b_1 \cdot p}{p^n \cdot a_n + p^{n-1} \cdot a_{n-1} + \dots + p \cdot a_1 + a_0} + \right. \\ & + \frac{q_2 \cdot b_2 \cdot p^2}{p^n \cdot a_n + p^{n-1} \cdot a_{n-1} + \dots + p \cdot a_1 + a_0} + \dots + \\ & \left. \left. + \frac{q_f \cdot b_f \cdot p^f}{p^n \cdot a_n + p^{n-1} \cdot a_{n-1} + \dots + p \cdot a_1 + a_0} \right) \right) \times \\ & \times \frac{p^n \cdot a_n + p^{n-1} \cdot a_{n-1} + \dots + p \cdot a_1 + a_0}{p^n + p^{n-1} \cdot (a_{n-1} - K_{n-1}) + \dots + p \cdot (a_1 - K_1) + (a_0 - K_0)}. \end{aligned}$$

Таким образом, получено избыточное управление нулями и полюсами передаточной функции измерительного преобразователя, а также, исходя из структурной схемы — возможность фильтрации однотипных по своим характеристикам шумов измерения на всех выходах первичного преобразователя одновременно.

В блоке коррекции нулей на рис. 3г фильтруется каждый измерительный канал, что позволяет более точно восстанавливать измеряемый сигнал

при значительных различиях в характеристиках шумовых сигналов на выходах первичного измерительного преобразователя.

Также, разработанный метод коррекции динамической ошибки возможно применять в процессе косвенных измерений параметров, при которых в систему вводятся элементы, интегрирующие выходной сигнал первичного измерительного преобразователя. Выходы таких интеграторов могут использоваться как составляющие измеряемого вектора координат состояния (рис. 5).

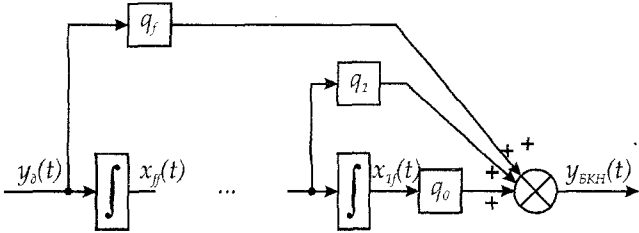


Рис. 5. Структурная схема построения блока коррекции нулей при косвенных измерениях

При использовании блока коррекции полюсов (6) передаточная функция измерительного преобразователя с числом дополнительных интеграторов f примет вид :

$$\begin{aligned}
 W_{ин}(p) &= \frac{y_{ин}(p)}{u(p)} = W_0(p) \cdot W_{БКН}(p) \cdot W_{БКП}(p) = \\
 &= \frac{p^m \cdot b_m + p^{m-1} \cdot b_{m-1} + \dots + p \cdot b_1 + b_0}{p^n \cdot a_n + p^{n-1} \cdot a_{n-1} + \dots + p \cdot a_1 + a_0} \times \\
 &\times \frac{p^f \cdot q_f + p^{f-1} \cdot q_{f-1} + \dots + p \cdot q_1 + q_0}{p^f} \times \\
 &\times \frac{p^n \cdot a_n + p^{n-1} \cdot a_{n-1} + \dots + p \cdot a_1 + a_0}{p^n + p^{n-1} \cdot (a_{n-1} - K_{n-1}) + \dots + p \cdot (a_1 - K_1) + (a_0 - K_0)} = \\
 &= \frac{p^m \cdot b_m + p^{m-1} \cdot b_{m-1} + \dots + p \cdot b_1 + b_0}{1} \times \\
 &\times \frac{p^f \cdot q_f + p^{f-1} \cdot q_{f-1} + \dots + p \cdot q_1 + q_0}{p^f} \times \\
 &\times \frac{1}{p^n + p^{n-1} \cdot (a_{n-1} - K_{n-1}) + \dots + p \cdot (a_1 - K_1) + (a_0 - K_0)}.
 \end{aligned}$$

Из последнего выражения видно, что числитель имеет управляемые коэффициенты, позволяющие корректировать расположение нулей передаточной функции измерительного преобразователя.

При невозможности измерения вектора координат состояния датчика, также возможно введение дополнительных интеграторов не только в блок коррекции нулей, но и в блок коррекции полюсов (рис. 6), что позволяет

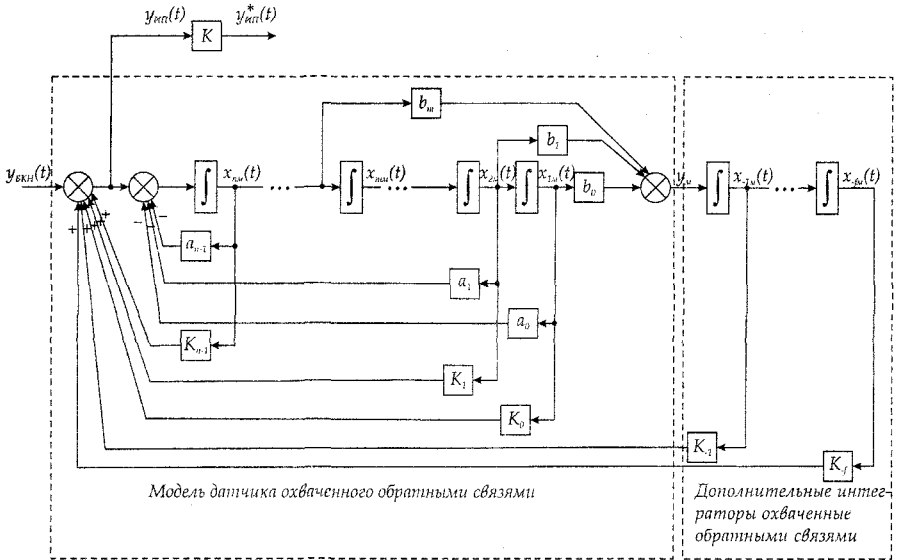


Рис. 6. Структурная схема блока коррекции полюсов, при введении дополнительных интеграторов

получать на выходе измерительной системы сигнал, совпадающий с входным, и применять предлагаемый метод настройки параметров корректирующего устройства. Передаточная функция измерительного преобразователя после упрощения принимает вид:

$$\begin{aligned}
 W_{ин}(p) &= \frac{y_{ин}(p)}{u(p)} = \\
 &= \frac{p^m \cdot b_m + p^{m-1} \cdot b_{m-1} + \dots + p \cdot b_1 + b_0}{1} \times \\
 &\times \frac{p^f \cdot q_f + p^{f-1} \cdot q_{f-1} + \dots + p \cdot q_1 + q_0}{1} \times \\
 &\times \frac{1}{p^{n+f} + p^{n+f-1} \cdot (a_{n-1} - K_{n-1}) + \dots + p^{n+f-(n-1)} \cdot (a_1 - K_1) + \\
 &+ p^{n+f-n} \cdot (a_0 - K_0) - p^{f-1} \cdot K_{(-1)} - \dots - p \cdot K_{(-(f-1))} - K_{(-f)}}.
 \end{aligned} \quad (9)$$

При проведении цифрового моделирования в качестве входного воздействия первичного измерительного преобразователя с передаточной функцией

$$W_o(p) = \frac{y_o(p)}{u(p)} = \frac{1}{T_o^2 p^2 + 2\xi_o T_o p + 1},$$

где $T_o=0,004$ с и $\xi_o=0,5$, был использован сигнал, в виде одного полупериода квадрата синусоиды с частотой 75 Гц и единичной амплитудой. Датчик

имеет возможность прямого измерения одной координаты состояния и на его выходах присутствуют шумы измерения с частотой 150 Гц и амплитудой 0,03. Корректирующее устройство представляет собой блок коррекции нулей (рис. 3а) с параметрами $q_0=1$, $q_1=0,004$ и блок коррекции полюсов (рис. 4), передаточная функция которого

$$W_{БКП} = \frac{y_{ин}(p)}{y_о(p)} = \frac{T_о^2 p^2 + 2\xi_о T_о p + 1}{T_2^2 p^2 + 2\xi_2 T_2 p + 1},$$

где $T_2=0,003$ с, $\xi_2=0,5$.

Параметры измерительного преобразователя найдены из условия наибольшего соответствия выходного сигнала измеряемому.

Из рис. 7 видно восстановление полезного сигнала без увеличения шумовой составляющей в сравнении с расширением полосы пропускания за счет коррекции только полюсов измерительного преобразователя.

В третьей главе разработан алгоритм оптимальной настройки параметров корректирующего устройства динамической измерительной системы с измеряемым вектором координат состояния датчика.

Измеряемые и шумовые сигналы заданы таким образом, что их спектральные плотности описываются в дробно-рациональной форме:

$$S(\omega) = \frac{b_n \cdot \omega^n + \dots + b_1 \cdot \omega + b_0}{a_m \cdot \omega^m + \dots + a_1 \cdot \omega + a_0}.$$

Критерий оптимальности основан на минимизации среднеквадратичной погрешности системы, в которую входят погрешности от искажения входного сигнала самим первичным измерительным преобразователем и составляющие погрешности, вносимые шумами на его выходах:

$$M\{\varepsilon^2\} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |W_\varepsilon(j\omega)|^2 \cdot S_u(\omega) d\omega + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |W_{v_1}(j\omega)|^2 \cdot S_{v_1}(\omega) d\omega + \dots \\ \dots + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |W_{v_r}(j\omega)|^2 \cdot S_{v_r}(\omega) d\omega, \quad (10)$$

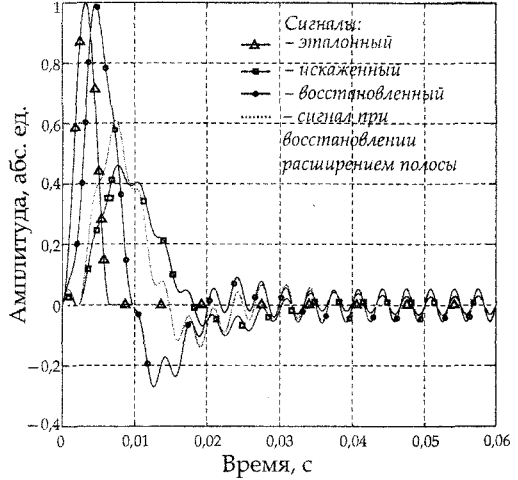


Рис. 7. Результаты цифрового моделирования по восстановлению динамически искаженного сигнала

где $W_\varepsilon(j\omega)$ — частотная характеристика измерительного преобразователя по погрешности, $W_{vi}(j\omega)$ — частотная характеристика измерительного преобразователя по i -й помехе, $S_u(\omega)$ — спектральная плотность полезного сигнала, $S_{vi}(\omega)$ — спектральные плотности шумовых составляющих.

Предложен метод нахождения оптимальных параметров, основанный на нахождении „идеальных“ передаточных функций корректирующего устройства измерительной системы, с использованием измеряемого вектора координат состояния датчика и последующим аппроксимированием с помощью аппроксимаций Чебышева–Паде.

„Идеальные“ передаточные функции — это передаточные функции корректирующего устройства $W_{xy}^i(j\omega)$, которые минимизируют критерий (10), но не обязаны быть рациональными (т.е. отношением двух многочленов). Они получаются из следующих соображений.

Объединив интегралы в (10) в один интеграл, при условии, что на функции $W_{xy}^i(j\omega)$ не накладывается дополнительных ограничений, то минимум интеграла достигается тогда, когда значения $W_{xy}^i(j\omega)$ при каждом ω минимизируют значение подынтегральной функции:

$$\begin{aligned} f(W_{xy}^1(j\omega), W_{xy}^2(j\omega), \dots, W_{xy}^l(j\omega)) = \\ = |1 - W_\delta^1(j\omega)W_{xy}^1(j\omega) - W_\delta^2(j\omega)W_{xy}^2(j\omega) - \dots - W_\delta^l(j\omega)W_{xy}^l(j\omega)|^2 \cdot S_u(\omega) + \\ + |W_\delta^1(j\omega)W_{xy}^1(j\omega) + W_\delta^2(j\omega)W_{xy}^2(j\omega) + \dots + W_\delta^l(j\omega)W_{xy}^l(j\omega)|^2 \cdot S_{v_1}(\omega) + \\ + |W_{xy}^1(j\omega)|^2 \cdot S_{v_2}^1(\omega) + |W_{xy}^2(j\omega)|^2 \cdot S_{v_2}^2(\omega) + \dots + |W_{xy}^l(j\omega)|^2 \cdot S_{v_2}^l(\omega), \quad (11) \end{aligned}$$

где для простоты опущен общий множитель $\frac{1}{2\pi}$. Таким образом, в каждый момент ω рассматривается как фиксированное число, а $W_{xy}^i(j\omega)$ — как комплексные переменные и находится минимум выражения (11).

Функция (11) является вещественнозначной, т.е. принимающей вещественные или, что то же самое, действительные значения, функцией комплексного аргумента $z^i = W_{xy}^i(j\omega)$. Записав ее как функцию аргументов $z^i = W_{xy}^i(j\omega)$ и $\bar{z}^i = \overline{W_{xy}^i(j\omega)}$:

$$\begin{aligned} f(z^1, z^2, \dots, z^l, \bar{z}^1, \bar{z}^2, \dots, \bar{z}^l) = \\ = (1 - z^1 W_\delta^1(j\omega) - z^2 W_\delta^2(j\omega) - \dots - z^l W_\delta^l(j\omega)) \cdot \\ \cdot (1 - \bar{z}^1 \overline{W_\delta^1(j\omega)} - \bar{z}^2 \overline{W_\delta^2(j\omega)} - \dots - \bar{z}^l \overline{W_\delta^l(j\omega)}) S_u(\omega) + \\ + (z^1 \bar{z}^1 W_\delta^1(j\omega) \overline{W_\delta^1(j\omega)} + z^2 \bar{z}^2 W_\delta^2(j\omega) \overline{W_\delta^2(j\omega)} + \dots \\ \dots + z^l \bar{z}^l W_\delta^l(j\omega) \overline{W_\delta^l(j\omega)}) S_{v_1}(\omega) + \\ + z^1 \bar{z}^1 S_{v_2}^1(\omega) + z^2 \bar{z}^2 S_{v_2}^2(\omega) + \dots + z^l \bar{z}^l S_{v_2}^l(\omega) \quad (12) \end{aligned}$$

и найдя и приравняв нулю производные (12) по \bar{z}^l :

$$\begin{aligned} \frac{\partial f}{\partial \bar{z}^1} &= -(1 - z^1 W_\delta^1(j\omega) - z^2 W_\delta^2(j\omega) - \dots - z^l W_\delta^l(j\omega)) \bar{W}_\delta^1(j\omega) S_u(\omega) + \\ &\quad + z^1 W_\delta^1(j\omega) \bar{W}_\delta^1(j\omega) S_{v_1}(\omega) + z^1 S_{v_2}^1(\omega) = 0, \\ \frac{\partial f}{\partial \bar{z}^2} &= -(1 - z^1 W_\delta^1(j\omega) - z^2 W_\delta^2(j\omega) - \dots - z^l W_\delta^l(j\omega)) \bar{W}_\delta^2(j\omega) S_u(\omega) + \\ &\quad + z^2 W_\delta^2(j\omega) \bar{W}_\delta^2(j\omega) S_{v_1}(\omega) + z^2 S_{v_2}^2(\omega) = 0, \\ &\dots \\ \frac{\partial f}{\partial \bar{z}^l} &= -(1 - z^1 W_\delta^1(j\omega) - z^2 W_\delta^2(j\omega) - \dots - z^l W_\delta^l(j\omega)) \bar{W}_\delta^l(j\omega) S_u(\omega) + \\ &\quad + z^l W_\delta^l(j\omega) \bar{W}_\delta^l(j\omega) S_{v_1}(\omega) + z^l S_{v_2}^l(\omega) = 0, \end{aligned} \quad (13)$$

находятся элементы „идеальной“ матричной частотной характеристики из полученной системы линейных неоднородных уравнений (13), решив ее с помощью соответствующих математических методов, например, правила Крамера:

$$\widehat{\mathbf{W}}_{xy}(j\omega) = \left[\widehat{\mathbf{W}}_{xy}^1(j\omega) \quad \widehat{\mathbf{W}}_{xy}^2(j\omega) \quad \dots \quad \widehat{\mathbf{W}}_{xy}^l(j\omega) \right]^T. \quad (14)$$

Полученные „идеальные“ частотные характеристики в большинстве случаев не могут быть реализованы в выбранной структуре измерительной системы, поэтому возникает необходимость в приближении параметров реального измерительного преобразователя к „идеальному“. В качестве метода аппроксимации был выбран метод Чебышева-Паде, объединяющий идеи разложения по многочленам Чебышева и аппроксимации Паде. Основным преимуществом такого аппроксимирования является приближение аппроксиманты к „идеальной“ частотной характеристике измерительной системы в желаемом диапазоне частот. Пусть элементы „идеальной“ частотной характеристики корректирующего преобразователя, описываемые в общем виде выражениями

$$\widehat{\mathbf{W}}_{xy}^i(j\omega) = \frac{\widehat{b}_0 + \widehat{b}_1 \cdot j\omega + \dots + \widehat{b}_{M_i} \cdot (j\omega)^{M_i}}{\widehat{a}_0 + \widehat{a}_1 \cdot j\omega + \dots + \widehat{a}_{L_i} \cdot (j\omega)^{L_i}}, \quad (15)$$

имеют разложение по ортогональным многочленам Чебышева

$$f(\omega) = \sum_{j=0}^{\infty} \widehat{c}_j \cdot T_j(\omega).$$

А частотная передаточная функция, реализация которой возможна при нашей структуре корректирующего устройства

$$\mathbf{W}_{xy}^i(j\omega) = \frac{b_0 + b_1 \cdot j\omega + \dots + b_{m_i} \cdot (j\omega)^{m_i}}{a_0 + a_1 \cdot j\omega + \dots + a_{n_i} \cdot (j\omega)^{n_i}}, \quad (16)$$

раскладывается в ряд Чебышева

$$f(\omega) = \sum_{j=0}^{\infty} c_j \cdot T_j(\omega).$$

Тогда, они будут совпадать на достаточно большом участке, при совпадении как можно больших коэффициентов $\hat{c}_j \cdot p^j$ и $c_j \cdot p^j$. При этом коэффициенты a_i и b_i находят из решения системы нелинейных уравнений:

$$\begin{cases} \hat{c}_0 = c_0 \\ \hat{c}_1 = c_1 \\ \dots \\ \hat{c}_{n+m} = c_{n+m} \end{cases}, \quad (17)$$

где \hat{c}_i и c_i — коэффициенты разложения функций в ряд Чебышева.

В качестве примера для проведения цифрового моделирования с использованием разработанного алгоритма, был принят ранее рассмотренный датчик, но без возможности измерения координат состояния. На его входе присутствовала помеха в виде синусоидального воздействия с частотой 150 Гц и амплитудой 0,03. Шум измерения на выходе первичного измерительного преобразователя описывался „белым“ шумом с нормальной функцией распределения и среднеквадратическим отклонением 3% от амплитуды выходного сигнала.

В блок коррекции нулей (рис. 5) и в блок коррекции полюсов были введены по два интегрирующих элемента. При этом передаточная функция корректирующего устройства принимает вид

$$W_{\text{кв}} = \frac{y_{\text{ип}}(p)}{y_{\text{д}}(p)} = \frac{(T_0^2 p^2 + 2\xi_0 T_0 p + 1) \cdot (T_3^2 p^2 + 2\xi_3 T_3 p + 1)}{(T_1^2 p^2 + 2\xi_1 T_1 p + 1) \cdot (T_2^2 p^2 + 2\xi_2 T_2 p + 1)}. \quad (18)$$

Постоянные времени и коэффициенты демпфирования в выражении (18) найдены из условия минимума среднеквадратической погрешности: $T_1=1,26 \cdot 10^{-3}$ с, $\xi_1=0,467$, $T_2=1,23 \cdot 10^{-3}$ с, $\xi_2=0,47$, $T_3=3,28 \cdot 10^{-4}$ с, $\xi_3=0$.

Из рис. 8 видно восстановление измеряемого сигнала при использовании дополнительных интеграторов в блоке коррекции нулей и блоке коррекции полюсов.

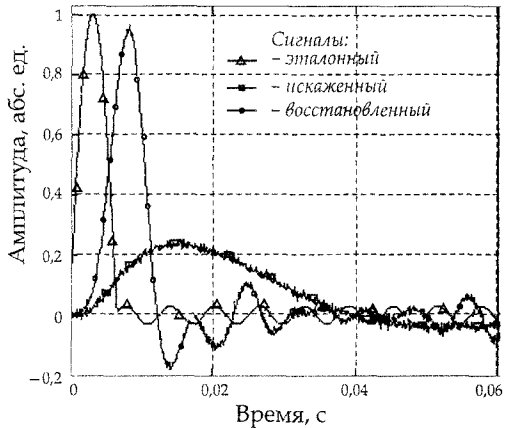


Рис. 8. Результаты восстановления динамически искаженного сигнала при оптимальной настройке корректирующего устройства

В четвертой главе приводятся результаты экспериментального исследования по восстановлению динамически искаженных сигналов перемещения, скорости и ускорения при косвенном измерении посредством датчика линейного ускорения Вт20±11-16 с узкой полосой пропускания (0...16 Гц) и датчика линейного перемещения ПЛИ058-02 с широкой полосой пропускания (0...100 Гц) в качестве эталонного.

Упрощенная схема экспериментальной установки, приведена на рис. 9. В ходе эксперимента два объекта большой массы „Нагрузка“ и „Носитель“ начинают двигаться относительно друг-друга в условиях свободного падения. Необходимо определить параметры их взаимного движения. На практике, в большинстве случаев для нахождения линейных скоростей объектов применяют датчики линейного перемещения (из-за отсутствия прямых методов измерения и большой полосы пропускания датчиков данного типа) с последующим дифференцированием, что приводит к резкому усложнению математического аппарата при вторичной обработке полученных данных.

Применение данного алгоритма восстановления динамически искаженных сигналов при введении дополнительных интеграторов в блок коррекции нулей и блок коррекции полюсов, позволяет на основе датчиков линейного ускорения Вт20±11-16 с малой полосой пропускания (0...16 Гц) получать сигналы перемещения, скорости и ускорения при наличии шумов на входе и выходе первичного измерительного преобразователя.

Проведено экспериментальное исследование коррекции динамической погрешности при измерении сигнала скорости, с помощью датчика ускорения, при наличии интегрирующих звеньев для обеспечения косвенного измерения. Датчик линейного ускорения описывался передаточной функцией

$$W_{\delta} = \frac{y_{\delta}(p)}{u(p)} = \frac{1}{T_{\delta}^2 p^2 + 2\xi_{\delta} T_{\delta} p + 1},$$

где $T_{\delta} = 5,26 \cdot 10^{-3}$ с, $\xi_{\delta} = 0,52$. Для нахождения скорости блок коррекции нулей был построен на основе двух интегрирующих звеньев (в общем виде представлен на рис. 5), при одновременном дополнении блока коррекции полюсов одним дополнительным интегрирующим элементом (рис. 6). В результате, был получен следующий вид корректирующего преобразователя:

$$W_{\text{кп}} = \frac{y_{\text{инт}}(p)}{y_{\delta}(p)} = \frac{(T_{\delta}^2 p^2 + 2\xi_{\delta} T_{\delta} p + 1) \cdot (T_3^2 p^2 + 2\xi_3 T_3 p + 1)}{p \cdot (T_1^2 p^2 + 2\xi_1 T_1 p + 1) \cdot (T_2^2 p^2 + 2\xi_2 T_2 p + 1)}.$$

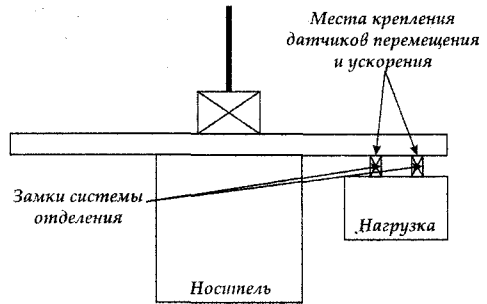


Рис. 9. Схема расположения объектов испытания

Его параметры были получены с помощью разработанного алгоритма оптимальной настройки по минимуму среднеквадратической погрешности системы: $T_1=0,25 \cdot 10^{-2}$ с, $\xi_1=0,45$, $T_2=0,24 \cdot 10^{-2}$ с, $\xi_2=0,3$, $T_3=0,15 \cdot 10^{-2}$ с, $\xi_3=0$.

Графики сигналов представлены на рис. 10. Выходной сигнал измерительного преобразователя входит в допуск 10-ти % погрешности через 0,008 с (при введении поправки на задержку восстановленного сигнала). Без коррекции это значение равно 0,025 с. Получили трехкратное уменьшение времени вхождения восстановленного сигнала в зону 10-ти процентной погрешности. Суммарная среднеквадратическая погрешность измерения в результате уменьшилась в 1,5 раза с 0,0015 до 0,0010.

Также проведено восстановление ускорения по данным датчика линейного ускорения при наличии двух интеграторов в блоке коррекции нулей и дополнении двумя интеграторами блока коррекции полюсов (рис. 5 и рис. 6):

$$W_{xy} = \frac{y_{инт}(p)}{y_0(p)} = \frac{(T_0^2 p^2 + 2\xi_0 T_0 p + 1) \cdot (T_3^2 p^2 + 2\xi_3 T_3 p + 1)}{(T_1^2 p^2 + 2\xi_1 T_1 p + 1) \cdot (T_2^2 p^2 + 2\xi_2 T_2 p + 1)}$$

Параметры корректирующего устройства были получены с помощью разработанного алгоритма

оптимальной настройки по минимуму среднеквадратической погрешности системы: $T_1=0,21 \cdot 10^{-2}$ с, $\xi_1=0,51$, $T_2=0,22 \cdot 10^{-2}$ с, $\xi_2=0,49$, $T_3=0,12 \cdot 10^{-2}$ с, $\xi_3=0$.

Исследования подтвердили улучшение динамических характеристик датчика ускорения. Из рис. 11 видно улучшение формы сигнала ускорения. Погрешность измерения амплитуды ударного воздействия в результате уменьшилась примерно в 3 раза (с 44,18% до 16,28%), так же, как и погрешность продолжительности воздействия (с 24% до 8%)

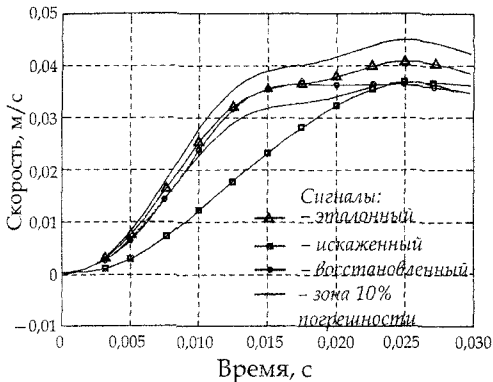


Рис. 10. Графики сигналов при восстановлении скорости по информации об ускорении

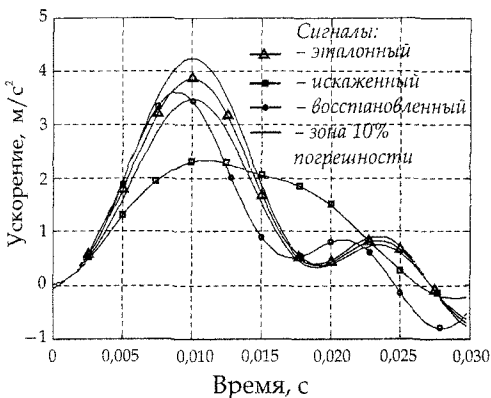


Рис. 11. Графики сигналов при восстановлении ускорения

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе разработаны и исследованы динамические модели измерительных систем с измеряемым вектором координат состояния первичного измерительного преобразователя и алгоритмы настройки параметров корректирующих устройств на их базе. На основе материалов теоретических, экспериментальных исследований и цифрового моделирования можно сформулировать следующие выводы и результаты.

- Использование измеряемого вектора координат состояния первичного измерительного преобразователя позволяет уменьшить динамическую погрешность измерения на основе метода модального управления и определения идеальной частотной характеристики методом Чебышева-Паде.

- Полученные дополнительные настраиваемые параметры корректирующего устройства возможно использовать для проведения оптимальной настройки по критерию минимума среднеквадратической погрешности, учитывая динамическую погрешность датчика и погрешность, вызванную шумами по измеряемым координатам, при известных спектральных плотностях сигналов.

- Разработан алгоритм настройки корректирующего устройства динамической измерительной системы с измеряемым вектором координат состояния первичного измерительного преобразователя на основе метода модального управления.

- Разработан алгоритм нахождения оптимальных параметров передаточной функции корректирующего устройства динамической измерительной системы, основанный на вычислении идеальной частотной характеристики и последующим ее приближением к реальной на основе аппроксимации Чебышева-Паде.

- Математическое моделирование подтвердило эффективность использования разработанных динамических моделей при наличии и отсутствии возможности прямого измерения вектора координат состояния первичного измерительного преобразователя и импульсных измеряемых сигналах при наличии шумов на входе измерительной системы и в измеряемом векторе координат состояния первичного измерительного преобразователя.

- Обработка экспериментальных данных подтвердила уменьшение динамической погрешности измерения при использовании разработанных динамических моделей и алгоритма восстановления динамически искаженного сигнала. При эталонных сигналах датчика ПЛИИ058-02 с полосой пропускания 100 Гц погрешность восстановления длительности измеряемого импульсного сигнала линейного ускорения датчиком Вт20±11-16 с полосой пропускания 16 Гц уменьшилась в 3 раза с 24 % до 8 %, погрешность измерения амплитуды импульса ускорения уменьшилась с 44,18% до 16,28%, а среднеквадратическая погрешность измерения скорости уменьшилась с 0,0015 до 0,0010.

НАУЧНАЯ ПУБЛИКАЦИЯ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ В ВЕДУЩЕМ РЕЦЕНЗИРУЕМОМ ЖУРНАЛЕ ВАК

1. **Иосифов, Д.Ю.** Управление нулями и полюсами передаточной функции измерительного преобразователя с измеряемым вектором параметров состояния датчика / Д.Ю. Иосифов, А.Л. Шестаков // Вестник ЮУрГУ. Серия „Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника“. — 2003. — Вып. 2. — № 4. — С. 42–49.

ДРУГИЕ НАУЧНЫЕ ПУБЛИКАЦИИ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

1. **Иосифов, Д.Ю.** Динамические измерительные системы с измеряемым вектором параметров состояния датчиков / Д.Ю. Иосифов, А.Л. Шестаков // Приборостроение: тем. сб. научн. тр. — Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2002. — С. 98–102.

2. **Иосифов, Д.Ю.** Динамические измерительные системы с измеряемым вектором параметров состояния первичного измерительного преобразователя / Д.Ю. Иосифов // Конкурс грантов студентов, аспирантов и молодых ученых вузов Челябинской области: сб. реф. науч.-исслед. раб. — Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2002. — С. 43–44.

3. **Иосифов, Д.Ю.** Оптимальные динамические измерительные системы с измеряемым вектором параметров состояния первичного измерительного преобразователя / Д.Ю. Иосифов // Конкурс грантов студентов, аспирантов и молодых ученых вузов Челябинской области: сб. реф. науч.-исслед. раб. — Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2003. — С. 122–123.

4. **Иосифов, Д.Ю.** Оптимальная настройка параметров корректирующего устройства динамической измерительной системы с измеряемым вектором параметров состояния датчика / Д.Ю. Иосифов, А.Л. Шестаков // Динамика систем, механизмов и машин: Матер. V Междунар. науч.-техн. конф. — Омск: Изд-во ОмГТУ, 2004. — Кн. 1. — С. 278–281.

5. **Иосифов, Д.Ю.** Оптимальная настройка корректирующего устройства измерительного преобразователя для решения обратной задачи динамики при неполной информации о характеристиках сигналов и использовании измеряемого вектора параметров состояния первичного измерительного преобразователя / А.Л. Шестаков, И.Г. Корепанов, Д.Ю. Иосифов // Изв. Челябинского научного центра. — <http://www.csc.ac.ru/ej/file/1715>. — 2005. — № 4. — С. 150–155.

6. **Иосифов, Д.Ю.** Решение обратной задачи динамики на основе теории модального управления на основе модального управления с использованием измеряемого вектора параметров состояния первичного измерительного преобразователя / А.Л. Шестаков, Д.Ю. Иосифов // Изв. Челябинского научного центра. — <http://www.csc.ac.ru/ej/file/1712>. — 2005. — № 4. — С. 144–149.

Иосифов Дмитрий Юрьевич

ДИНАМИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ И АЛГОРИТМЫ ВОССТАНОВЛЕНИЯ
СИГНАЛОВ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ С НАБЛЮДАЕМЫМ
ВЕКТОРОМ КООРДИНАТ СОСТОЯНИЯ

Специальность 05.13.01 — „Системный анализ, управление и обработка
информации (промышленность)“

Автореферат
диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Издательство Южно-Уральского государственного университета

Подписано в печать 25.01.2007. Формат 60×84 1/16. Печать офсетная.
Усл. печ. л. 1,16. Уч.-изд. л. 1. Тираж 100 экз. Заказ 22/62.

Отпечатано в типографии Издательства ЮУрГУ. 454080, г. Челябинск,
пр. им. В.И. Ленина, 76.