

05.13.01

Б 598

На правах рукописи

БИЗЯЕВ Михаил Николаевич

**ДИНАМИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ И АЛГОРИТМЫ
ВОССТАНОВЛЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКИ ИСКАЖЕННЫХ
СИГНАЛОВ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ
В СКОЛЬЗЯЩЕМ РЕЖИМЕ**

Специальность 05.13.01. — «Системный анализ, управление
и обработка информации (промышленность)»

**Автореферат
диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук**

Челябинск — 2004

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 Юсупов Р.Х.
кандидат технических наук,
доцент Кощеев А.А.

Ведущее предприятие — предприятие ЗАО Промышленная Группа «Метран»,
г. Челябинск.

Защита состоится 29 декабря 2004 г., в 15:00 ч, на заседании диссертационного совета Д 212.298.03 при Южно-Уральском государственном университете по адресу: 454080, г. Челябинск, пр. им. Ленина, 76, зал заседаний ученого совета №1 (ауд.1001).

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

Автореферат разослан «27» ноября 2004 г.

Ученый секретарь диссертационного совета



А.М. Коровин

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность темы. Проблема повышения точности является одной из центральных в измерительной технике. Ее успешное решение – одно из необходимых условий дальнейшего совершенствования средств измерений. 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 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 применение теории скользящих режимов, которые обладают повышенной динамической точностью и пониженной чувствительностью к возмущениям и вариациям параметров системы.

Поэтому актуальным является вопрос разработки динамических моделей измерительных систем функционирующих в скользящем режиме уменьшающих динамическую погрешность измерений. Внедрение таких методов и алгоритмов позволяет создавать измерительные системы, существенно повышающие точность измерительных комплексов и измерительных систем различного применения.

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

Предметом исследования являются динамические модели измерительных систем в скользящем режиме и алгоритмы восстановления динамически искаженных сигналов.

Цель работы заключается в повышение динамической точности измерительных систем на основе динамических моделей измерительных систем функционирующих в скользящих режимах.

Методы исследования. Разработка динамических моделей измерительных систем основана на использовании методов теории автоматического управления, таких как метод скользящих режимов, метод структурного преобразования, метод гармонической линеаризации, метод редукции к динамическим системам низшего порядка, а так же методов математического моделирования.

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 экспериментального исследования подтверждена цифровым моделированием и экспериментальным исследованием.

риментальных результатов обеспечена применением высокоточных средств измерений и хорошо апробированным программным обеспечением, использовавшимся при обработке экспериментальных данных.

Научная новизна диссертационной работы заключается в следующем:

1. С применением методов теории систем управления разработана динамическая модель измерительной системы в скользящем режиме с редукцией модели датчика и на ее основе предложен и исследован новый алгоритм восстановления динамически искаженных сигналов.

2. Используя теорию систем управления, разработана динамическая модель с каскадным разбиением модели датчика, реализующая скользящий режим в каждом каскаде корректирующего устройства, и на ее основе предложен и исследован новый алгоритм восстановления динамически искаженных сигналов.

3. Разработан алгоритм определения оптимальной частоты среза фильтра используемого для фильтрации высокочастотных составляющих восстанавливаемого сигнала.

Практическая ценность полученных результатов заключается в следующем:

1. Разработанные динамические модели и алгоритмы восстановления динамически искаженных сигналов на основе скользящих режимов позволяет существенно уменьшить динамическую погрешность измерения.

2. Алгоритм определения оптимальной частоты среза фильтра позволяет уменьшить влияние внутренних высокочастотных шумов измерительной системы и повысить точность измерительной системы.

Апробация работы. Основные положения и результаты работы докладывались и обсуждались на: 54-й научно-технической конференции при Южно-Уральском государственном университете (г. Челябинск, 2002г.); 55-й юбилейной научной конференции, посвященной 60-летию университета. (ЮУрГУ г. Челябинск, 2003г.); XXIV Российской школе по проблемам науки и технологий, посвященной 80-летию со дня рождения академика В.П. Макеева (г. Миасс, 2004г.).

Публикации. По результатам выполненных исследований и разработок опубликовано 10 печатных работ.

Структура и объем работы. Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка использованной литературы (114 наименований). Основная часть работы содержит 168 страниц, 81 рисунок, 9 таблиц, 4 приложения.

СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении обоснована актуальность темы исследования, сформулирована цель и задачи исследования, указаны научная новизна и практическая ценность полученных результатов.

В первой главе рассмотрены структуры информационно-измерительных систем и проведен анализ состояния исследований в области теории динамических 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.Н. 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. Однако, линейные методы коррекции по своим возможностям ограничены и перспективным представляется применение теории скользящих режимов, которые, как известно, обладают высоким быстродействием и повышенной чувствительностью к помехам. Большой вклад в развитие теории скользящих режимов внесли ученые В.И. Уткин, С.В. Емельянов, Ю.Б. Штессель, К. Янг, Д. Ши, А. Исидори, Х. Сира-Рамирес, И.А. Школьников.

Скользящие режимы применялись к системам управления, которые имеют возможность охвата обратной связью и на ее основе реализовалось управление системой в скользящем режиме. Измерительные системы не имеют возможности охвата первичного измерительного преобразователя обратными связями, что затрудняет преднамеренное введение скользящего режима для управления его динамическими характеристиками.

Поэтому, задача разработки динамических моделей измерительных систем на основе теории скользящих режимов 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 рассмотрена динамическая модель измерительной системы с модальным управлением динамическими параметрами и на ее основе разработаны динамические модели измерительных систем функционирующих в скользящем режиме. Проведен анализ автоколебаний в замкнутом нелинейном контуре с релейным элементом измерительной системы в скользящем режиме. Показано их отсутствие, если порядок линейной части замкнутого нелинейного контура не превышает второго. В системах с линейной частью замкнутого контура выше второго порядка автоколебания, как правило, существуют. Рассмотрены методы устранения автоколебаний, такие как методы редукции и структурного преобразования. Разработаны динамические модели измерительных систем с редуцированной моделью датчика и каскадным преобразованием корректирующего устройства. На их основе получены алгоритмы восстановления динамически искаженных сигналов измерительных систем. Проведено цифровое моделирование, которое подтвердило работоспособность и высокую эффективность разработанных методов.

В работе использована базовая динамическая модель измерительной системы представленная на рис. 1, имеющая в своем составе датчик и его динамическую модель охваченную обратными связями.

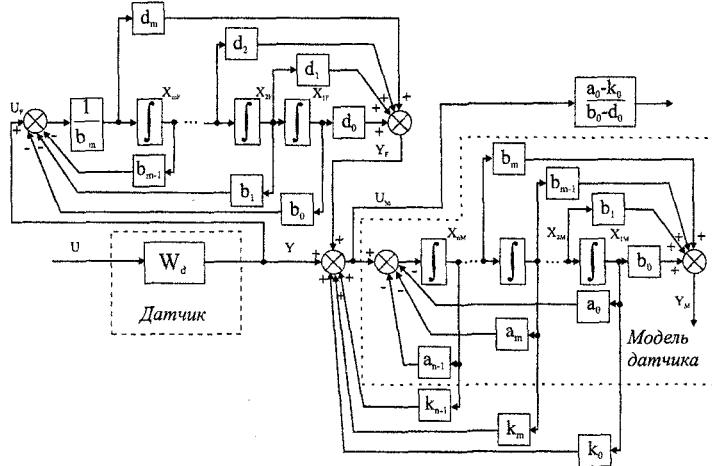


Рис. 1

Передаточная функция такой системы представлена выражением

$$W_{\text{ип}}(p) = \frac{U_M(p)}{U(p)} = \frac{(b_m - d_m)p^m + \dots + (b_1 - d_1)p + (b_0 - d_0)}{p^n + (a_{n-1} - k_{n-1})p^{n-1} + \dots + (a_1 - k_1)p + (a_0 - k_0)}, \quad (1)$$

где p – оператор Лапласа, $a_0, a_1, \dots, a_{n-1}, b_0, b_1, \dots, b_{m-1}$ – постоянные коэффициенты первичного измерительного преобразователя, k_0, k_1, \dots, k_{n-1} , d_0, d_1, \dots, d_{m-1} – настраиваемые параметры корректирующего устройства. Из выражения (1) видно,

что, изменяя настраиваемые параметры k_0, k_1, \dots, k_{n-1} , d_0, d_1, \dots, d_{m-1} , можно получить любую желаемую передаточную функцию измерительной системы. Изменение настраиваемых параметров приводит к изменению постоянных времени всей измерительной системы. С одной стороны, это уменьшает собственную динамическую погрешность измерительной системы за счет расширения полосы пропускания, а с другой стороны, происходит заметное усиление шума в выходном сигнале измерительной системы.

Структурные схемы измерительной системы с введением модели датчика и обратных связей дают возможность применить к таким системам теорию скользящих режимов.

На основе рассмотренной структуры разработан измерительный преобразователь общего вида с измеряемым вектором состояния в скользящем режиме. Для обеспечения скользящего режима использован релейный элемент и усилитель с коэффициентом усиления K . Идея восстановления динамически искаженных сигналов состоит в следующем. Пусть датчик имеет измеряемый вектор состояния с измеряемыми координатами состояния x_1, x_2, \dots, x_m . Пусть также датчик и модель датчика описываются идентичными дифференциальными уравнениями. Тогда для реализации скользящего режима, выбирая поверхность скольжения вида $\bar{S} = C \cdot (\bar{X} - \bar{X}_M) = 0$, где C – диагональная матрица. При движении в режиме скольжения ($\bar{S} = 0$) получаем равенство векторов выходных координат датчика и его динамической модели $\bar{X} = \bar{X}_M$. Координаты состояния датчика и модели датчика равны соответственно $x_1 = x_{1M}, x_2 = x_{2M}, \dots, x_n = x_{nM}$. Так как датчик и его модель описываются идентичными дифференциальными уравнениями, то и входные сигналы будут равны между собой (т.е. $U = U_M$), что позволяет судить об измеряемом сигнале U по сигналу модели датчика U_M . Таким образом, происходит восстановление измеряемого сигнала.

Часто измерительные системы не имеют возможности измерения всего вектора состояния. Кроме того, даже при наличии информации о большом числе координат вектора состояния, невозможно добиться скользящего режима по всем поверхностям скольжения, так как в системе образуется большое количество замкнутых нелинейных контуров, автоколебания в которых вызывают трудности в реализации скользящего режима и даже могут привести к выходу из него.

Для случая, наиболее распространенного в практике, когда измеряемым является выходной сигнал датчика Y , разработана динамическая модель измерительной системы в скользящем режиме, структурная схема которой представлена на рис.2. Первичный измерительный преобразователь и его модель описываются идентичными дифференциальными уравнениями. Для реализации скользящего режима в системе выбрана поверхность скольжения вида $S = Y - Y_M$. При движении в режиме

скольжения ($S = 0$) выходные сигналы датчика Y и модели датчика Y_M будут равны. Так как датчик и его модель описываются идентичными дифференциальными уравнениями, то и входные сигналы будут равны между собой (т.е. $U = U_M$), что

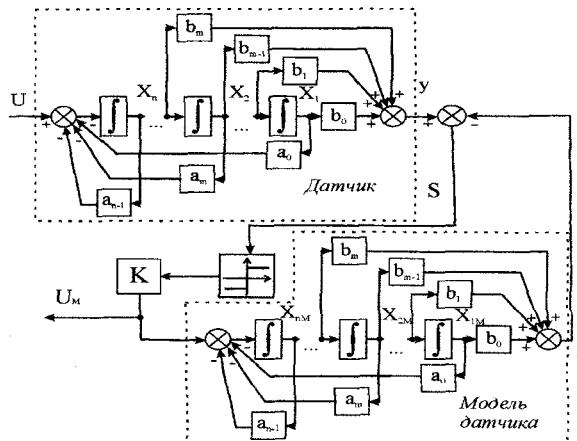


Рис. 2

позволяет судить об измеряемом сигнале U по сигналу модели датчика U_M . Корректирующее устройство в данном случае выполняет роль следящей системы, которая при $S = Y - Y_M < 0$ уменьшает Y_M , обеспечивая $\dot{S} > 0$, а при $S = Y - Y_M > 0$ увеличивает Y_M , приближая тем самым данную разницу к нулю, обеспечивая $\dot{S} < 0$. В результате Y_M стремится к Y и соответственно U_M

стремится к U . Условия регуляризации заложены в структуре измерительной системы. В этом заключается идея построения измерительной системы в скользящем режиме.

Если у первичного измерительного преобразователя возможно использование не только одного информационного выхода, но и других координат состояния, то использование измеряемых координат вектора состояния датчика позволяет уменьшить влияние динамических звеньев и шумов на результат измерения. При этом динамическую модель измерительной системы целесообразно синтезировать на основе старшей из измеряемых координат состояния датчика.

В работе предложена измерительная система со старшей измеряемой координатой состояния датчика структурная схема, которой представлена на рис. 3. Передаточные функции модели и датчика идентичны и имеют возможность измерения координаты состояния x_m . Скользящий режим реализуется выбором поверхности скольжения $S = (x_m - x_{mM})c_m$, где c_m – элемент диагональной матрицы коэффициентов выходных сигналов датчика, характеризующий возможность измерения координаты состояния x_m . Тогда при движении в режиме скольжения ($S = 0$) получаем равенство координат состояния датчика и модели $x_m = x_{mM}$, и соответственно равенство входных сигналов датчика и его модели.

При увеличении коэффициента усиления K увеличивается частота переключения релейного элемента. Поэтому K необходимо выбирать таким, чтобы спектр

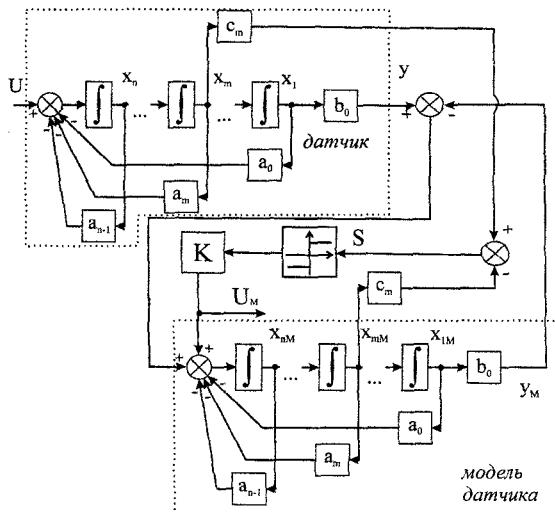


Рис. 3

вызывают рассогласование на входе релейного элемента и приводят к выходу из скользящего режима. Замкнутый контур измерительной системы в скользящем ре-

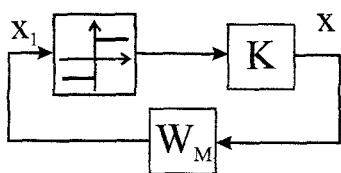


Рис. 4

жиме в общем виде с релейным элементом представлен на рис. 4. В работе проведен анализ автоколебаний с помощью метода гармонической линеаризации. В результате показано, что для систем второго порядка с передаточной функцией

линейной части вида

$$W_M = (b_2 p^2 + b_1 p + b_0) / (p^2 + a_1 p + a_0),$$

автоколебания в нелинейном контуре с реле отсутствуют.

Это следует из системы уравнений

$$\begin{cases} (-w^2 + a_0)\pi A + (-b_2 w^2 + b_0)4C = 0, \\ w(a_1 \pi A + b_1 4C) = 0. \end{cases} \quad (2)$$

полученной из характеристического уравнения линеаризованной системы с коэффициентами гармонической линеаризации $q = 4C/\pi A$, $q' = 0$. Данная система имеет единственное решение $w = 0$, так как $a_1 > 0$, $b_1 > 0$, $C > 0$, поэтому выражение $a_1 \pi A + b_1 4C \neq 0$.

В измерительной системе в скользящем режиме с линейной частью выше второго порядка автоколебания, как правило, существуют. Устранить автоколебания можно редукцией первоначальной модели до второго порядка или структурным преобразованием системы на каскады, содержащие замкнутые нелинейные контуры с линейной частью, не превышающей второго порядка.

высокочастотных колебаний лежал за пределами спектра основного сигнала. На выходе релейного элемента возникают высокочастотные составляющие, искажающие измеряемый сигнал. Для качественного восстановления входного сигнала измерительного преобразователя после релейного элемента и коэффициента усиления K должен использоваться фильтр низкой частоты.

В замкнутом нелинейном контуре с моделью датчика и релейным элементом могут возникать автоколебания, которые

В работе рассмотрен метод редукции, позволяющий добиться соответствия в низкочастотной области первоначальной и редуцированной моделей. Принято, что исходная модель датчика описывается выражениями $\dot{x} = Ax + Bu$, $y = Cx + Du$, где x – n -мерный вектор состояния датчика, y – m -мерный вектор выходного сигнала датчика, u – скалярное измеряемое входное воздействие, A – матрица размерностью $n \times n$, B – матрица размерностью $n \times 1$, C – матрицы размерностью $1 \times n$, D – нулевая матрица. Редуцированная модель датчика рассматривалась в следующем виде: $\dot{x}_r = A_r x_r + B_r u$, $y = C_r x_r + D_r u$, где x_r – n_1 -мерный вектор состояния редуцированной модели датчика ($n_1 < n$), y – m_1 -мерный вектор выходного сигнала исходной модели датчика, u – скалярное измеряемое входное воздействие, A_r – матрица размерностью $n_1 \times n_1$, B_r – матрица размерностью $n_1 \times 1$, C_r – матрица размерностью $1 \times n_1$, D_r – нулевая матрица.

Редуцированные матрицы определены следующим образом $A_r = LAT$, $B_r = LB$, $C_r = CT$, где L и T матрицы преобразования размерностью $n \times i$ и $i \times n$ соответственно (i – порядок редуцированной системы).

Редуцированные модели датчиков, полученные этим методом, определяются некоторым выбором матриц L и T . В результате основным становится вопрос выбора этих матриц преобразования. В практике измерений необходимо соответствие частотных характеристик первоначальной и редуцированной модели в низкочастотной области, в которой расположен спектр измеряемого сигнала. Для этого в работе использован частотный момент $M_i(w) = C(A - jwI)^{-1}B$, где $i \geq 1$, $0 \leq w < \infty$, и при $w=0$ достигается необходимое соответствие в низкочастотной области. Матрицы преобразования имеют следующий вид

$$L = \operatorname{Re} \begin{bmatrix} (A - jwI)^{-(i-1)}C \\ (A - jwI)^{-(i-2)}C \\ \vdots \\ C \end{bmatrix} + \operatorname{Im} \begin{bmatrix} (A - jwI)^{-(i-1)}C \\ (A - jwI)^{-(i-2)}C \\ \vdots \\ C \end{bmatrix},$$

$$W = \operatorname{Re}[(A^{-i}B A^{-(i-1)}B \cdots A^{-1}B)] + \operatorname{Im}[(A^{-i}B A^{-(i-1)}B \cdots A^{-1}B)], T = W(LW)^{-1},$$

где W – промежуточная матрица преобразования размерностью $i \times n$.

В качестве примера приведена редукция датчика 5-го порядка

$$Wd(p) = \frac{80000000000}{(p^2 + 140p + 10000) \cdot (p + 200)}. \quad (3)$$

Используя предложенный метод редукции, получена передаточная функция редуцированной модели датчика второго порядка

$$Wmdr2(p) = \frac{200000}{77p^2 + 5800p + 200000}. \quad (4)$$

На рис. 5 и 6 представлены ФЧХ и ЛАЧХ первоначальной модели и редуцированных моделей четвертого, третьего и второго порядков. Из графиков, приведенных на рис. 5 и 6, видно полное совпадение в низкочастотной области ФЧХ и ЛАЧХ первоначальной и редуцированных моделей. Приведенный пример показывает, что чем ниже порядок редуцированной модели датчика, тем больше расхождение ФЧХ и ЛАЧХ исходной и редуцированной моделей.

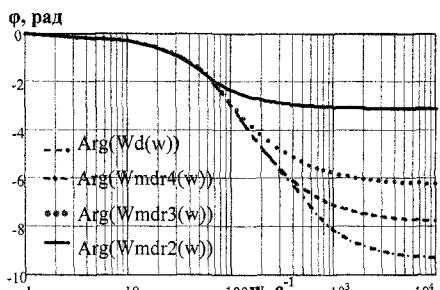


Рис. 5

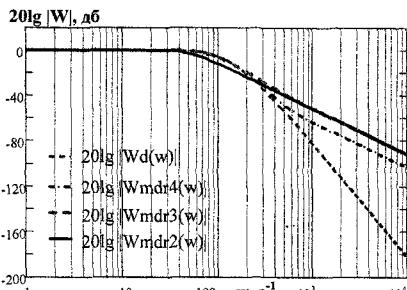


Рис. 6

На рис. 7 представлены результаты моделирования измерительной системы с датчиком пятого порядка (3) и редуцированной моделью датчика второго порядка (4) в скользящем режиме. В качестве входного измеряемого воздействия использован гармонический сигнал $U(t) = \sin(200t)$, а для приближения условий моделирования к реальным на выход первичного измерительного преобразователя добавлена гармоническая шумовая составляющая $\zeta(t) = 0.03 \sin(4000t)$.

На рис. 7 изображены графики $U(t)$ – входного сигнала измерительной системы,

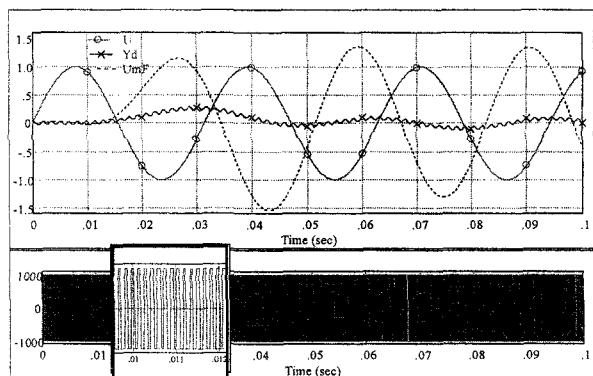


Рис. 7

$Yd(t)$ – выходного сигнала первичного измерительного преобразователя и $UmF(t)$ – отфильтрованного сигнала измерительной системы, из которых видно искажение входного сигнала датчика и влияние помех, для заданных параметров моделирования. Амплитуда выходного сигнала $Yd(t)$ более чем в два раза меньше амплитуды входного сигнала $U(t)$.

Из графика $UmF(t)$ видно восстановление измеряемого сигнала в сравнении с $Yd(t)$, так как после завершения переходного процесса амплитуда сигнала $UmF(t)$ приближается к амплитуде измеряемого сигнала $U(t)$. Так же на рис. 7 показан вы-

ходной сигнал релейного элемента, наглядно показывающий наличие скользящего режима в системе. Влияние помех на результаты незначительно, что говорит о работоспособности данного метода. Разница в амплитуде измеряемого и восстановленного сигналов все же существенна. Использование метода редукции для восстановления динамически искаженных сигналов из-за различия первоначальной и редуцированной моделей ведет к значительной погрешности. Погрешность редуцированной системы тем больше, чем выше порядок первичного измерительного преобразователя. Устранить автоколебания и добиться уменьшения динамической погрешности можно методами структурного преобразования, позволяющими сохранить соответствие датчика и его модели.

Для этого разработана линейная измерительная система с каскадным представлением корректирующего устройства структурная схема, которой представлена на рис. 8. Если первичный измерительный преобразователь может быть разбит на динамические звенья

$$W_{\text{д1}}(p) = \frac{p^{s_1} b_{1s_1} + p^{s_1-1} b_{1(s_1-1)} + \dots + b_{10}}{p^{v_1} + p^{v_1-1} a_{1(v_1-1)} + \dots + a_{10}},$$

$$W_{\text{д2}}(p) = \frac{p^{s_2} b_{2s_2} + p^{s_2-1} b_{2(s_2-1)} + \dots + b_{20}}{p^{v_2} + p^{v_2-1} a_{2(v_2-1)} + \dots + a_{20}}, \dots, W_{\text{дн}}(p) = \frac{p^{s_n} b_{ns_n} + p^{s_n-1} b_{n(s_n-1)} + \dots + b_{n0}}{p^{v_n} + p^{v_n-1} a_{n(v_n-1)} + \dots + a_{n0}}, \quad \text{где}$$

$s_1, s_2, \dots, s_n, v_1, v_2, \dots, v_n$ — порядки числителей и знаменателей звеньев первичного преобразователя соответственно, $a_{10}, a_{11}, \dots, a_{1(v_1-1)}, a_{20}, a_{21}, \dots, a_{2(v_1-1)}, a_{n0}, a_{n1}, \dots, a_{n(v_1-1)}$, $b_{10}, b_{11}, \dots, b_{1s_1}, b_{20}, b_{21}, \dots, b_{2s_2}, b_{n0}, b_{n1}, \dots, b_{ns_n}$ — постоянные коэффициенты ($s \leq v$), p — комплексная переменная, то разработанное корректирующее устройство с линейным фильтром (см. рис. 8) и преобразователем, включающих в себя динамические звенья первичного измерительного преобразователя, позволяет управлять координатами числителей и знаменателей составляющих передаточных функций измерительного преобразователя по частям. Передаточная функция линейной каскадной измерительной системы представлена выражением

$$\begin{aligned} W_{\text{кн}}(p) &= \frac{U_n(p)}{U(p)} = \frac{p^s(b_{1s_1} - d_{1s_1}) + p^{s_1-1}(b_{1(s_1-1)} - d_{1(s_1-1)}) + \dots + (b_{10} - d_{10})}{p^{v_1} + p^{v_1-1}(a_{1(v_1-1)} - k_{1(v_1-1)}) + \dots + (a_{10} - k_{10})} \times \\ &\times \frac{p^{s_2}(b_{2s_2} - d_{2s_2}) + p^{s_2-1}(b_{2(s_2-1)} - d_{2(s_2-1)}) + \dots + (b_{20} - d_{20})}{p^{v_2} + p^{v_2-1}(a_{2(v_2-1)} - k_{2(v_2-1)}) + \dots + (a_{20} - k_{20})} \times \dots \times \\ &\times \frac{p^{s_n}(b_{ns_n} - d_{ns_n}) + p^{s_n-1}(b_{n(s_n-1)} - d_{n(s_n-1)}) + \dots + (b_{n0} - d_{n0})}{p^{v_n} + p^{v_n-1}(a_{n(v_n-1)} - k_{n(v_n-1)}) + \dots + (a_{n0} - k_{n0})}, \end{aligned} \quad (5)$$

из которого видно, что изменяя настраиваемые параметры $d_{10}, d_{11}, \dots, d_{1s_1}, d_{20}, d_{21}, \dots, d_{2s_2}, d_{n0}, d_{n1}, \dots, d_{ns_n}$ и $k_{10}, k_{11}, \dots, k_{1(v_1-1)}, k_{20}, k_{21}, \dots, k_{2(v_1-1)}, k_{n0}, k_{n1}, \dots, k_{n(v_1-1)}$ возможно управлять координатами числителей и знаменателей составляющих передаточных функций измерительного преобразователя по частям.

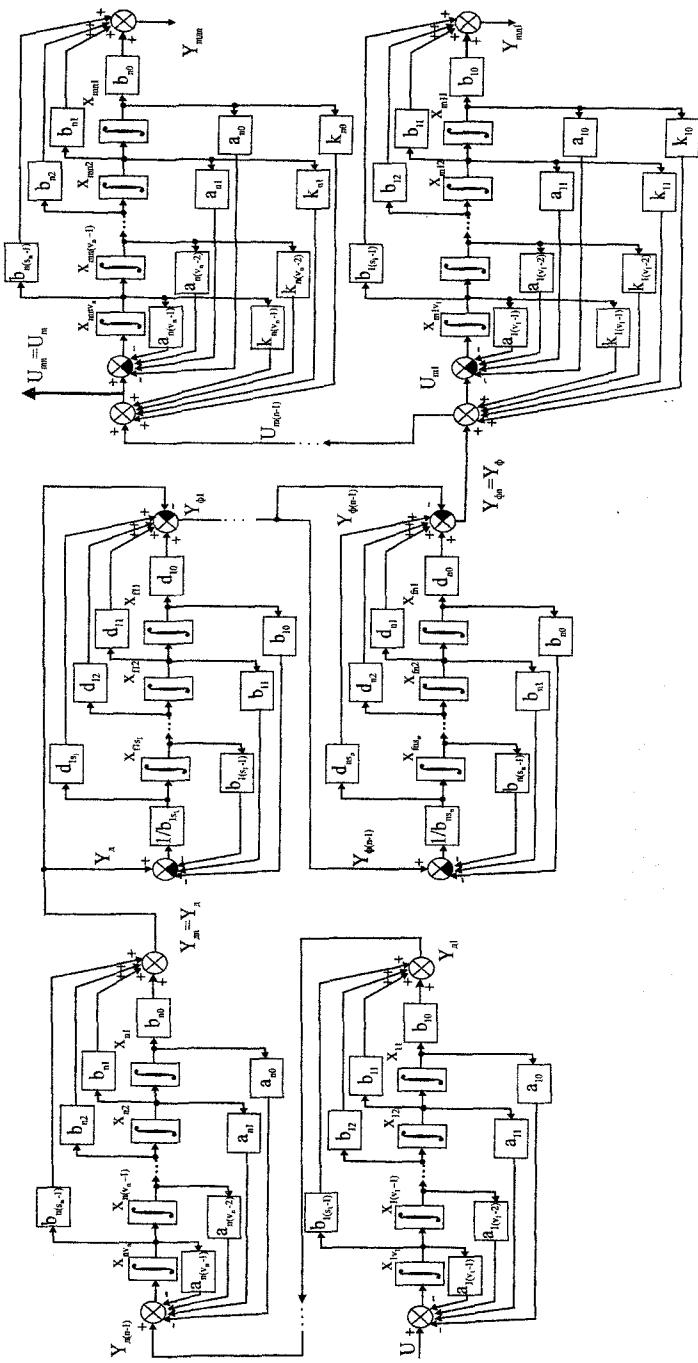


FIG. 8

В предложенной системе структура первичного измерительного преобразователя, определяет структуру корректирующего устройства измерительного преобразователя в виде последовательно соединенных динамических звеньев. Предложенная каскадная структура измерительного преобразователя позволяет синтезировать измерительный преобразователь в скользящем режиме по такому же принципу. Если первичный измерительный преобразователь, возможно, представить в виде динамических звеньев не выше второго порядка

$$W_d(p) = \frac{Y_d(p)}{U(p)} = \frac{b_{11}p + b_{01}}{p^2 + a_{11}p + a_{01}} \times \cdots \times \frac{b_{1q}p + b_{0q}}{p^2 + a_{1q}p + a_{0q}} = W_1(p) \cdots W_q(p), \quad (6)$$

то каскадным разбиением структуры измерительного преобразователя решается проблема автоколебаний в замкнутом нелинейном контуре измерительной системы.

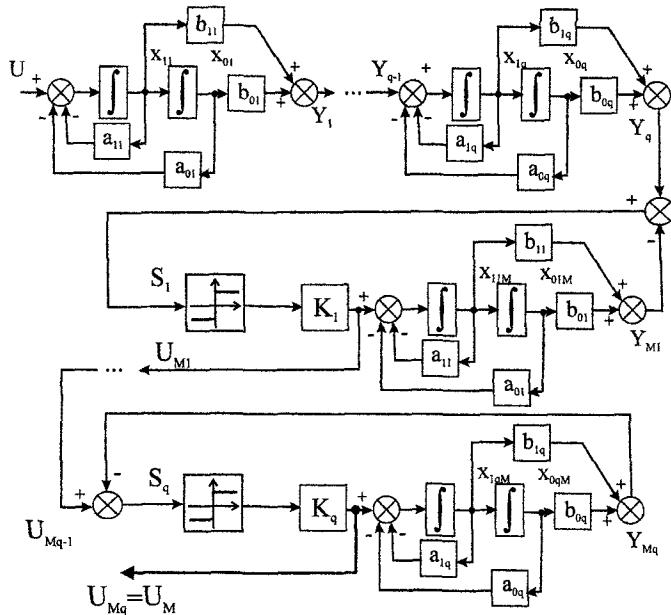


Рис. 9

раны поверхности скольжения $S_1 = Y_d - Y_{M1}$, $S_2 = U_{MF1} - Y_{M2}, \dots, S_q = U_{MF(q-1)} - Y_{Mq}$.

При движении в режиме скольжения ($S_{1...q} = 0$) на выходе первого каскада получено равенство $Y_d(t) = Y_{M1}(t)$, из которого следует и равенство преобразований Лапласа этих сигналов $Y_d(p) = Y_{M1}(p)$. Из структурной схемы рис. 9 имеем выражение $Y_{M1}(p) = W_{M1}(p)U_{M1}(p)$. Используя равенства $Y_d(p) = Y_{M1}(p)$ и $Y_{M1}(p) = W_{M1}(p)U_{M1}(p)$ получена передаточная функция системы (6) вида:

В каждом выделенном каскаде реализован скользящий режим. В соответствии с этим структурная схема каскадной измерительной системы функционирующей в скользящем режиме представлена на рис. 9. Каждый i -ый каскад преобразователя содержит реле, блок усиления с коэффициентом K_i и звено модели датчика, $i = \overline{1, q}$. Для реализации скользящего режима в системе выб-

$$U(p) = \frac{Y_d(p)}{W_1(p) \cdot W_2(p) \cdots W_q(p)} = \frac{W_{M1}(p) \cdot U_{M1}(p)}{W_1(p) \cdot W_2(p) \cdots W_q(p)} = \frac{U_{M1}(p)}{W_2(p) \cdots W_q(p)}. \quad (7)$$

Формула (7) показывает, что если наиболее инерционным звеном является блок с передаточной функцией $W_1(p)$, то выходной сигнал $U_{M1}(t)$ первого каскада структурной схемы будет существенно ближе к измеряемому сигналу $U(t)$, так как не содержит динамических искажений, вызываемых первым каскадом датчика.

Скользящий режим сопровождается высокочастотными шумами, которые необходимо отфильтровывать. Для чего на выходе каждого каскада установлен фильтр низких частот, полоса пропускания которого лежит за пределами спектра полезного сигнала. Для упрощения анализа передаточные функции фильтров опущены.

Проводя обобщение для q -го каскада корректирующего устройства, из структурной схемы рис. 9 получены равенства $Y_{Mq}(p) = U_{Mq}(p) \cdot W_{Mq}(p)$, $U_{M(q-1)}(p) = Y_{Mq}(p)$ и после преобразований, проведенных аналогично предыдущему каскаду, на выходе измерительной системы получено выражение

$$U(p) = \frac{U_{M(q-1)}(p)}{W_q(p)} = \frac{Y_{Mq}(p)}{W_q(p)} = \frac{U_{Mq}(p) \cdot W_{Mq}(p)}{W_q(p)} = U_{Mq}(p). \quad (8)$$

Выходной сигнал предложенной измерительной системы $U_{Mq}(t)$ равен входному измеряемому сигналу $U(t)$. Таким образом, каскадное разбиение решает проблему автоколебаний и позволяет избежать погрешностей, которые возникают при редукции систем.

На основе предложенных динамических моделей разработан алгоритм восстановления динамически искаженных сигналов, который заключается в решении дифференциальных уравнений согласно динамическим моделям (см. рис. 2, 3, 9), где восстановленным сигналом является выходной сигнал измерительной системы U_M .

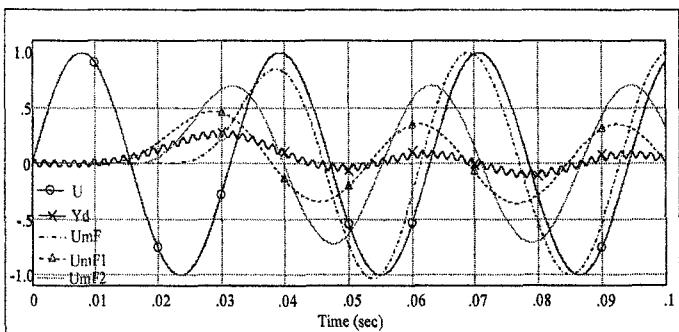


Рис. 10

На рис. 10 представлены результаты моделирования каскадной измерительной системы с датчиком пятого порядка (3) и каскадным разбиением модели датчика. На рис. 10 показано, что входной сигнал $U(t)$ и выходной сигнал $Um(t)$ измерительной системы совпадают по форме и амплитуде после завершения переходного процесса, что говорит о решении поставленной задачи

На рис. 10 представлены результаты моделирования каскадной измерительной системы с датчиком пятого порядка (3) и каскадным разбиением модели датчика. На рис. 10 показано, что входной сигнал $U(t)$ и выходной сигнал $Um(t)$ измерительной системы совпадают по форме и амплитуде после завершения переходного процесса, что говорит о решении поставленной задачи

восстановления динамически искаженного сигнала. Так же на рисунке наглядно показано покаскадное восстановление в сравнении с $Y_d(t)$ – выходным сигналом первичного измерительного преобразователя, где $U_{m1}(t)$, $U_{m2}(t)$, $U_m(t)$ – выходные сигналы первого, второго и третьего каскадов измерительной системы соответственно.

В третьей главе на основе рассмотренных фильтров разработан алгоритм определения оптимальной частоты фильтра, обеспечивающий минимальную динамическую погрешность измерения в зависимости от поставленных задач измерения. Определены критерии выбора типа фильтра и проведено цифровое моделирование на основе параметров соответствующих реальным системам и условиям измерений.

Скользящий режим сопровождается высокочастотными шумами, которые необходимо отфильтровывать. Структурная схема измерительной системы с фильтром в общем виде приведена на рис. 11. В работе рассмотрены наиболее известные

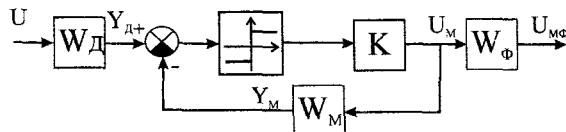


Рис. 11

фильтры низких частот, такие как фильтр Баттервортса, Чебышева первого рода, Бесселя и фильтр, состоящий из последовательно соединенных апериодических звеньев. В результате

анализа фильтров выявлено, что полоса пропускания различных фильтров может зависеть от нескольких параметров. Поэтому в качестве частоты среза всех рассматриваемых фильтров выбрана частота пересечения асимптоты высокочастотной части ЛАХ фильтра с осью частот w .

Особенности задачи измерений требуют измерения различных сигналов, что дает различные критерии оценки качества фильтрации и различные оптимальные фильтры. Так при ступенчатом входном воздействии по критериям минимума времени входа в зону допустимой погрешности и СКО выходного сигнала измерительной системы относительно входного воздействия в установившемся режиме наилучшим по своим свойствам является фильтр Бесселя.

В работе проведено цифровое моделирование измерительной системы в скользящем режиме с передаточной функцией датчика $W_d(p) = 1/(p^2 T^2 + 2\xi T p + 1)$, где $T=0.01$ с, $\xi=0.7$, шумовой составляющей на выходе датчика в виде доминирующего гармонического сигнала с частотой $w_n = 4000$ рад/с и амплитудой $A_n=0.03$, и с фильтрами, имеющими различные частоты среза. Графики полученных зависимостей представлены на рис. 12 и 13, по которым определяются минимальные значения времени переходного процесса и СКО, и, следовательно, оптимальные частоты среза фильтров при ступенчатом входном воздействии. Также из рис. 12 и 13 видно, что оптимальным является фильтр Бесселя, имеющий минимальные значения

времени переходного процесса и СКО в сравнении с другими приведенными фильтрами. На рис. 14 представлена блок-схема алгоритма определения оптимальной частоты среза фильтра при ступенчатом входном воздействии. На рис. 15 представлены результаты моделирования при ступенчатом входном воздействии.

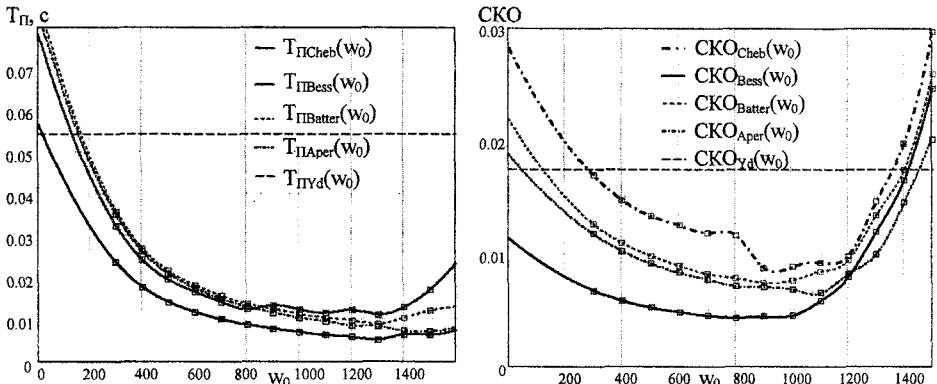


Рис. 12

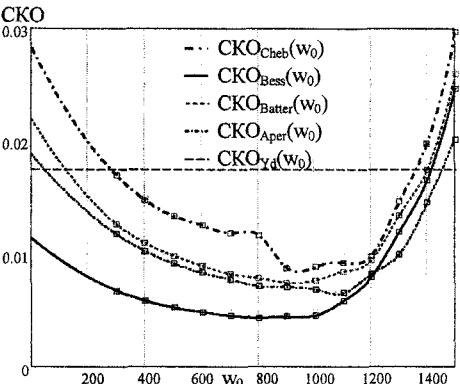


Рис. 13

При гармоническом воздействии по критерию минимума СКО выходного сигнала измерительной системы относительно входного воздействия в установившемся режиме наилучшим по своим свойствам является фильтр Баттервортса. Проведено моделирование с различными частотами среза фильтра при гармоническом входном воздействии $U(t)=A\sin(\omega t)$, где $A=1$ и $\omega=200$ рад/с, и тех же параметрах системы. Полученная зависимость СКО в установившемся режиме от частоты среза фильтра представлена на рис. 16.

Результаты моделирования с применением фильтра Баттервортса с оптимальной частотой среза представлены на рис. 17, из которого видно, что восстановленный сигнал в установившемся режиме практически полностью совпадает по форме и амплитуде с измеряемым входным воздействием при значительной динамической погрешности и зашумлении выходного сигнала датчика.

При импульсном входном воздействии по критерию минимума СКО выходного сигнала измерительной системы относительно входного воздействия наилучшим является фильтр Бесселя. Если целью измерений является определение амплитудных характеристик импульсного воздействия, то используется фильтр Баттервортса. Проведено моделирование с параметрами системы аналогичными предыдущему случаю при импульсном входном воздействии $U(t)=A\sin(\omega t)$ ($0 < t < T/2$), где $A=1$, $\omega=200$ рад/с, $T=0.005\pi$ с. На рис. 18 представлена зависимость СКО от частоты среза для различных фильтров. Из которого видно, что наименьшее СКО у сигнала прошедшего через фильтр Бесселя. Результаты моделирования с оптимальными фильтрами при импульсном входном воздействии представлены на рис. 19.

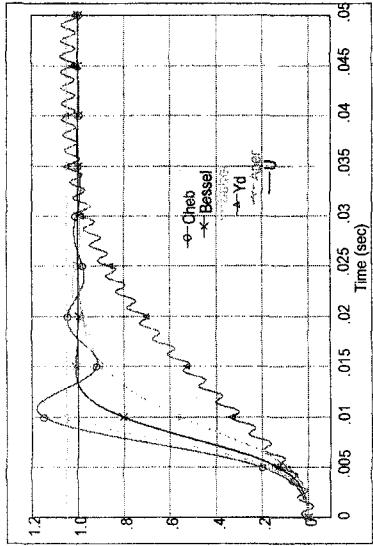


Рис. 15

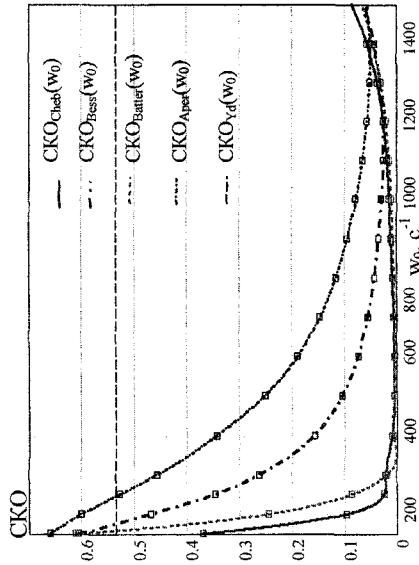


Рис. 16

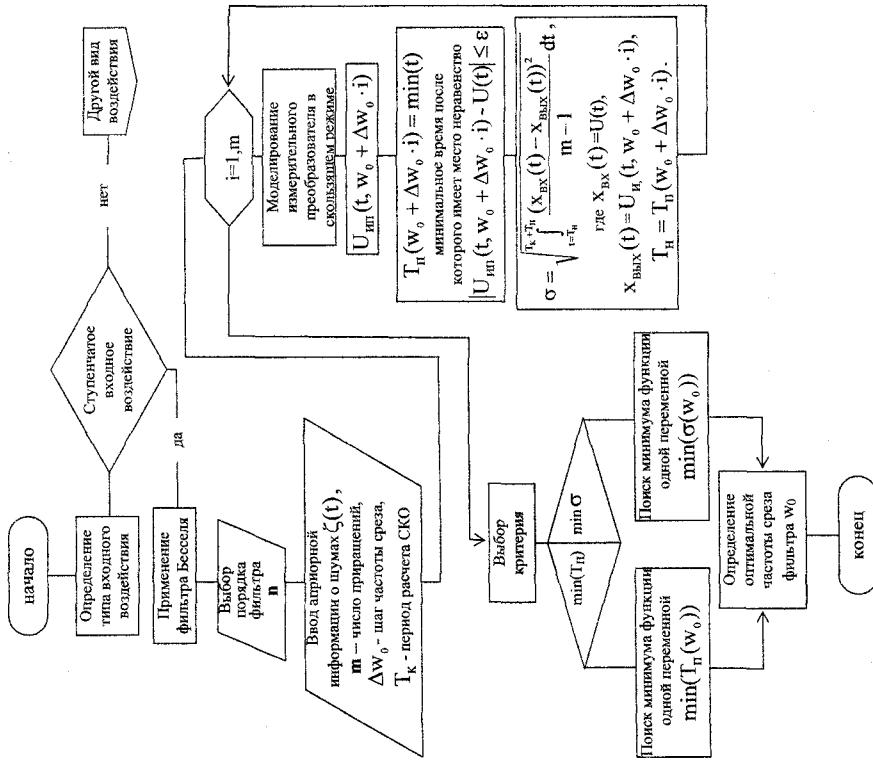


Рис. 14

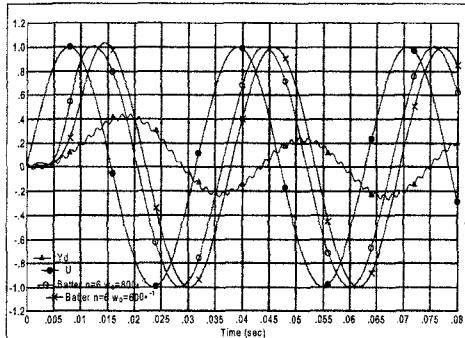


Рис. 17

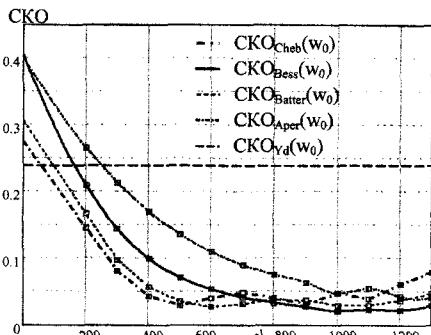


Рис. 18

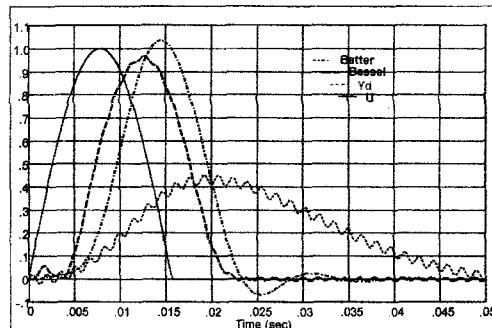


Рис. 19

В четвертой главе приведены результаты обработки экспериментальных данных динамического измерения температуры с использованием термопар. Используя метод скользящих режимов при динамическом измерении температуры, время измерений уменьшается в несколько раз, что позволяет применять термопары с защитным кожухом и отследить динамику быстротекущих процессов.

Для проверки применимости метода восстановления динамически искаженных сигналов в скользящем режиме к динамическому измерению температур была создана установка, функциональная схема которой представлена на рис 20.

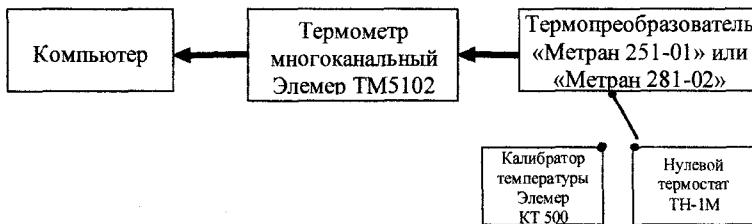


Рис. 20

Используя эту экспериментальную установку, снята переходная характеристика нагрева термопреобразователя «Метран 251-01». Для снятия переходной характеристики необходимо ступенчатое воздействие. Такой вид входного воздействия на термопару создавался нагреванием от 0 °C до +400 °C. Для этого термопара погружалась в нулевой термостат TH-1M со смесью воды и льда, что обеспечивало 0°C. После установления показаний термометра многоканального Элемер TM-5102, за-

пускалась программа для снятия данных, идущая в комплекте с многоканальным термометром. Далее термопара погружалась в прогретый до +400 °C калибратор температуры Элемер КТ-500. Данные снимались до получения установившегося режима. По полученной временной зависимости с использованием программ идентификации по переходным характеристикам М.Н. Устюгова (ГосФАП П007259) получена передаточная функция данной термопары

$$W(p) = \frac{p \cdot 0.285949 \cdot 10^{-2} + 0.526661 \cdot 10^{-3}}{p^2 + p \cdot 0.546282 \cdot 10^{-1} + 0.526773 \cdot 10^{-3}}.$$

Результаты обработки эксперимен-

тальных данных с использованием разработанных методов представлены на рис. 21, из которого видно уменьшение времени измерения с 250 секунд ($UmF(t)$) до 40 секунд ($YReal(t)$). Тем самым подтверждается эффективность разработанных методов.

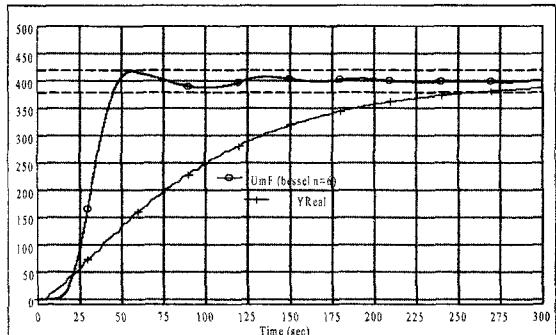


Рис. 21

$$W(p) = \frac{7.749 \cdot 10^{-3} \cdot p + 1.8 \cdot 10^{-2}}{p + 1.8 \cdot 10^{-2}} \cdot \frac{2.522 \cdot p^2 + 0.125 \cdot p + 3.788 \cdot 10^{-3}}{p^2 + 6.12810^{-2} \cdot p + 3.788 \cdot 10^{-3}} \cdot \frac{0.01279}{p + 0.01279}.$$

При реализации скользящего режима с таким датчиком использован каскадный принцип представления модели динамической измерительной системы. На рис. 22

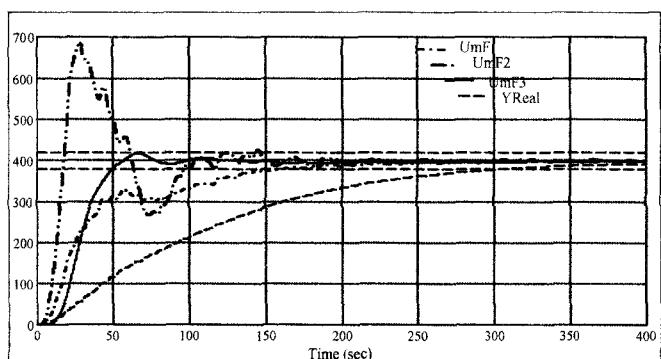


Рис. 22

Термопара с большим защитным кожухом может идентифицироваться динамической моделью более высокого порядка. Так для термопреобразователя «Метран-281» в результате идентификации по переходной характеристике получена передаточная функция четвертого порядка

приведены результаты обработки экспериментальных данных. Из которых видно восстановление измеряемого сигнала после каждого каскада преобразований. И в результате время измерения уменьшилось с 300 секунд ($YReal(t)$) до 160 секунд после первого каскада ($UmF1(t)$), до

145 секунд после второго ($UmF2(t)$) и до 50 секунд после третьего каскада ($UmF3(t)$) измерительной системы. Экспериментальное применение полученных методов и алгоритмов восстановления динамически искаженных сигналов полностью подтверждает их работоспособность и высокую эффективность.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе предложены и исследованы динамические модели измерительных систем в скользящем режиме и алгоритмы восстановления измеряемых сигналов. На основе материалов теоретических, экспериментальных исследований и цифрового моделирования сформулированы следующие выводы и результаты:

1. Использование структуры динамической измерительной системы, включающей в себя динамическую модель первичного измерительного преобразователя, и синтез на ее основе динамической измерительной системы в скользящем режиме, позволяет получить динамическую модель и алгоритмы восстановления динамически искаженного сигнала, и существенно уменьшает динамическую погрешность измерений.

2. Применение скользящего режима к измерительным преобразователям высокого порядка приводит к возникновению автоколебаний в замкнутом нелинейном контуре системы, что сопровождается выходом из режима скольжения. Устранить автоколебания можно редукцией первоначальной модели до второго порядка или структурным разбиением системы на каскады, содержащие замкнутые нелинейные контура с линейной частью, не превышающей второй порядка.

3. Разработана динамическая модель измерительной системы с редукцией модели датчика до второго порядка в скользящем режиме и на ее основе получен алгоритм восстановления динамически искаженного сигнала существенно уменьшающий динамическую погрешность.

4. Разработана динамическая модель измерительной системы с каскадным разбиением модели датчика, каждый блок которого реализует скользящий режим, и на ее основе получен алгоритм восстановления динамически искаженного сигнала.

5. Установлено, что редуцированная система имеет динамическую погрешность тем выше, чем выше порядок первичного измерительного преобразователя. В измерительной системе с каскадным разбиением модели датчика каждый каскад измерительного преобразователя последовательно уменьшает динамическую погрешность. Применение каскадного разбиения измерительной системы в скользящем режиме позволяет с большой точностью восстановить динамически искаженный сигнал, так как блочная модель полностью соответствует первичному измерительному преобразователю.

6. Проведенные исследования показали, что динамическая погрешность измерительной системы существенно зависит от типа и параметров фильтра, используемого при фильтрации высокочастотных составляющих сопровождающих восстановленный сигнал, а так же от условий выполнения измерений.

7. Разработан алгоритм определения оптимальной частоты среза фильтра по выбранному критерию оценки качества восстановления на основе априорной информации о входном измеряемом воздействии и шумах на выходе первичного измерительного преобразователя.

8. Анализ полученных результатов показал, что при ступенчатом воздействии и доминирующем одночастотном шумовом воздействии оптимальным по критерию СКО выходного сигнала измерительной системы относительно входного измеряемого воздействия и критерию оценки времени входа в зону допустимой погрешности является фильтр Бесселя. При гармоническом воздействии и такой же шумовой составляющей по критерию СКО оптимальным является фильтр Баттервортса. При импульсном воздействии и указанной шумовой составляющей оптимальный фильтр выбирается в зависимости от используемого критерия и условий измерения.

9. Проведенное цифровое моделирование показало эффективность разработанных алгоритмов восстановления динамически искаженных сигналов измерительных систем.

Так для измерительной системы с моделью датчика вида $W_a(p) = 1/(p^2 T^2 + 2\xi T p + 1)$, где $T=0.01$ с, $\xi=0.7$, и гармонической шумовой составляющей на выходе первичного измерительного преобразователя $\zeta(t) = 0.03 \sin(4000t)$ при ступенчатом входном воздействии с единичной амплитудой быстродействие было увеличено с 0.0544 с до 0.0052 с, то есть более чем в десять раз. При измерении гармонического входного воздействия $U(t)=\sin(200t)$ с теми же параметрами датчика и шума динамическая погрешность сводится к минимуму и амплитуда выходного сигнала датчика $A_{yd}=0.2487$ восстанавливается до амплитуды входного воздействия $A=1$ в установившемся режиме (погрешность измерения уменьшилась с 75.13% до 0.043%). Моделирование импульсного входного воздействия $U(t)=\sin(200t)$ ($0 < t < 0.005\pi$) при тех же параметрах системы и шума позволило восстановить амплитуду импульса до амплитуды входного воздействия $A=1$ относительно амплитуды выходного сигнала датчика $A_{yd}=0.45$ (погрешность измерения уменьшилась с 54.93% до 1.113%). Кроме того восстановлена форма импульса, в результате СКО относительно входного измеряемого импульса уменьшилось до 0.0204 в сравнении с СКО выхода датчика 0.2379, то есть более чем в 10 раз.

10. По данным экспериментального измерения температуры термопарой «Метран-251» при нагреве от 0 °C до +400 °C и допустимом отклонении $\Delta=5\%$ относительно установившегося значения температуры после применения разработанных алгоритмов восстановления время измерения уменьшилось с 252 секунд до 40 секунд, то есть более чем в 6 раз. При измерении температуры от 0 °C до +400°C термопарой «Метран-281» и использованием блочного разбиения время измерения уменьшилось с 300 секунд до 160 секунд после первого каскада, до 145 секунд после второго и до 50 секунд после третьего каскада измерительной системы.

НАУЧНЫЕ ПУБЛИКАЦИИ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

1. Бизяев М.Н., Шестаков А.Л. Измерительный преобразователь с моделью датчика в виде последовательных динамических звеньев // Информационные, измерительные и управляющие системы и устройства: Тем. сб. научн. тр. – Челябинск: Изд. ЮУрГУ, 2001. – С. 61–71.
 2. Бизяев М.Н., Шестаков А.Л. Динамический измерительный преобразователь в скользящем режиме // Приборостроение: Тем. сб. научн. тр. – Челябинск: Изд. ЮУрГУ, 2002. – С. 87–90.
 3. Бизяев М.Н., Шестаков А.Л. Динамический измерительный преобразователь в скользящем режиме // Вестник ЮУрГУ. Выпуск 2. №4(20) – Челябинск: Изд. ЮУрГУ, 2003. – С. 35–42.
 4. Бизяев М.Н., Шестаков А.Л. Измерительный преобразователь в скользящем режиме с блочной структурой модели датчика// Информационно-управляющие и радиоэлектронные системы: Тем. сб. научн. тр. – Челябинск: Изд. ЮУрГУ, 2003.– С. 9–15.
 5. Бизяев М.Н., Шестаков А.Л. Динамический измерительный преобразователь в скользящем режиме с измеряемым вектором состояния датчика. // Информационно-управляющие и радиоэлектронные системы: Тем. сб. научн. тр. – Челябинск: Изд. ЮУрГУ, 2003. – С. 3–9.
 6. Бизяев М.Н., Шестаков А.Л. Восстановление динамически искаженных сигналов испытательно-измерительных систем методом скользящих режимов // Известия РАН: Энергетика. №6. 2004. – С. 114–125.
 7. Бизяев М. Н. Динамические измерительные системы в скользящем режиме // Конкурс грантов студентов, аспирантов и молодых ученых вузов Челябинской области: Сборник рефератов научно-исследовательских работ аспирантов. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2002. – С. 31.
 8. Бизяев М.Н. Динамические измерительные системы в скользящем режиме управления с дополнительной фильтрацией шумов. // Конкурс грантов студентов, аспирантов и молодых ученых вузов Челябинской области: Сборник рефератов научно-исследовательских работ аспирантов. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2002. – С. 106.
 9. Бизяев М.Н., Шестаков А.Л. Восстановление динамически искаженных сигналов измерительных систем методом скользящих режимов. // XXIV Российская школа по проблемам науки и технологий, посвященная 80-летию со дня рождения академика В.П. Макеева. Краткие сообщения. – Екатеринбург: УрО РАН. 2004. – С. 371.
 10. Бизяев М.Н. Динамические измерения в скользящем режиме с применением дополнительной фильтрации выходного сигнала. // Известия Челябинского научного центра. http://csc.ac.ru/news/2004_3/2004_3_11_2.zip.
- 