

На правах рукописи

Мещеряков Алексей Вячеславович

**Аппаратно-программные модули и методы адаптивного  
сканирования для быстродействующих систем управления  
сканирующих зондовых микроскопов.**

05.13.05 - Элементы и устройства вычислительной техники и систем  
управления

**АВТОРЕФЕРАТ**

диссертации на соискание ученой степени

кандидата технических наук

Автор:



Москва - 2013 г.

Работа выполнена в Национальном исследовательском ядерном университете «МИФИ».

Научный руководитель: доктор технических наук, профессор  
Масленников Валерий Викторович.

Официальные оппоненты: доктор технических наук  
Гребенко Юрий Александрович,  
профессор НИУ «МЭИ».

кандидат технических наук  
Сироткин Александр Петрович  
техн. дир. ООО «Системы телемеханики».

Ведущая организация: ФГУП «Всероссийский научно-исследовательский институт автоматики имени Н. Л. Духова».

Защита диссертации состоится «21» октября 2013 г. в 15 час. 00 мин. на заседании диссертационного совета Д212.130.02 при Национальном исследовательском ядерном университете «МИФИ» по адресу: 115409, Москва, Каширское шоссе, 31.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке Национального исследовательского ядерного университета «МИФИ».

Отзывы в двух экземплярах, заверенные печатью организации, просьба направлять по адресу: 115409, Москва, Каширское шоссе, д.31.

Автореферат разослан «\_\_» сентября 2013 г.

Ученый секретарь  
диссертационного совета,  
д.т.н., профессор



П.К. Скоробогатов

## ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

**Актуальность темы.** Для развития субмикронной технологии и нанотехнологии требуется создание прецизионных контрольно-измерительных инструментов, позволяющих исследовать свойства конструктивных и функциональных наноматериалов. Одними из таких эффективных инструментов, широко применяемых в настоящее время, являются сканирующие зондовые микроскопы (СЗМ), качество и производительность которых во многом определяются используемыми в них электронными системами управления. Современные электронные системы управления СЗМ представляют собой сложную совокупность систем автоматического регулирования (САР), прецизионных измерительных систем и системы сбора данных. Содержание настоящей работы связано с разработкой аппаратно-программных модулей электронных систем управления СЗМ, обеспечивающих высокое качество изображения и уменьшающих время, требуемое для получения изображения рельефа поверхности в заданном поле сканирования.

Сканирование поверхности исследуемого образца в сканирующей зондовой микроскопии обычно производится в одном из двух режимов: контактном режиме и динамическом режиме (в зарубежной литературе известном, как “tapping mode”). В контактном режиме зонд находится в постоянном взаимодействии с поверхностью исследуемого образца. В этом случае можно обеспечить большую по сравнению с динамическим режимом скорость сканирования при использовании высокочастотных Z-позиционеров. Однако, возникающие боковые силы взаимодействия между иглой зонда и образцом в указанном режиме с увеличением скорости могут привести к разрушению поверхности образца или иглы. В силу этого часто предпочитают динамический режим сканирования.

В динамическом режиме зонд (кантилевер) находится в режиме автоколебаний на резонансной частоте механических колебаний кантилевера. Игла зонда, расположенная на свободном конце кантилевера, кратковременно касается поверхности образца в крайней точке своей траектории. Динамический режим СЗМ считается наиболее прецизионным. Основными ограничениями увеличения скорости сканирования в динамическом режиме при контроле амплитуды колебаний кантилевера являются величина постоянной времени кантилевера, определяющая затухание переходной характеристики, а также быстродействие САР в вертикальном Z-направлении. Указанные факторы проявляются, во-первых, в искажениях изображения рельефа поверхности из-за потери зондом поверхности исследуемого образца (эффект “парашютирования”) и, во-вторых, в возбуждении САР на резонансных частотах Z-позиционера. Исследования по увеличению скорости сканирования СЗМ проводятся в двух основных направлениях. Первое из них – разработка конструкций зондов и позиционеров с большим значением собственной резонансной частоты (уменьшение их размеров и массы, увеличение жесткости). Наиболее заметные результаты получены и опубликованы в работах S.Devasia, S.O.R.Moheimani, A.J.Fleming. Вместе с тем следует отметить, что увеличение резонансной частоты позиционера приводит к сужению диапазона поля сканирования, а для зонда – к увеличению сил взаимодействия с образцом, что может привести к разрушению, как иглы

зонда, так и структуры исследуемых, например, биологических объектов. Второе направление исследований связано с разработкой методов сканирования, позволяющих увеличить скорость сканирования при сохранении качества изображения. Этим вопросам посвящены работы T.Sulchek, M.V.Salapaka, N.Kodera, Y.Zhang.

Увеличение быстродействия САР по Z-направлению ограничено возбуждением системы управления на резонансных частотах позиционера в вертикальном направлении. Расширить рабочий частотный диапазон САР позволяет включение в петлю регулирования режекторных фильтров, настроенных на резонансные частоты позиционера. Предпочтение в этом случае отдается цифровым фильтрам в силу их известных достоинств: воспроизводимость и стабильность частотных характеристик, возможность изменения комплексной частотной характеристики (КЧХ) при неизменной аппаратной реализации. В связи с тем, что резонансные частоты нанопозиционера изменяются при его механическом нагружении, установке оснастки или размещении на нем исследуемого образца, требуется автоматическая перестройка режекторного фильтра на резонансные частоты Z-позиционера. В работах D.Y.Abramovitch, Y.Zhang говорится о необходимости использования режекторных фильтров в САР СЗМ, но публикации, связанные с автоматической перестройкой цифровых режекторных фильтров в СЗМ, отсутствуют.

При использовании режекторного фильтра в САР СЗМ требуется исключить уменьшение запаса устойчивости по фазе системы управления с обратной связью. Для сигнала, проходящего через цифровой линейно-фазовый фильтр с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтр), фазовые соотношения между его спектральными составляющими остаются неизменными. Линейно-фазовые фильтры широко используются для обработки звуковых сигналов, передаче данных, но в системах управления с обратной связью вносимый ими значительный фазовый сдвиг ведет к неустойчивости. Фазово-частотная характеристика фильтров с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ-фильтров) с достаточной точностью соответствует характеристике непрерывного прототипа, из которого получен дискретный фильтр с помощью, например, билинейного преобразования. Главный недостаток БИХ-фильтров - шумы округления (или усечения). Шумы округления в БИХ-фильтрах усиливаются за счет высокодобротных полюсов передаточной функции и могут значительно превышать шум квантования. Кроме того, высокая чувствительность частотных характеристик высокодобротного БИХ-фильтра к изменению коэффициентов при их конечной разрядности может привести к неустойчивости фильтра. Публикации по исследованию шумовых свойств цифровых режекторных фильтров в составе СЗМ и влияния их фазовой характеристики на устойчивость САР СЗМ также отсутствуют.

Точность и быстродействие САР с обратной связью зависит от закона регулирования, заложенного в передаточную функцию контроллера управления – регулятора САР. Параметры регулятора САР определяются видом КЧХ коэффициента передачи управляемого процесса. В системах управления СЗМ широкое распространение находят PI-регуляторы. Принято считать, что количественные соотношения между параметрами PI-регулятора могут быть получены по методике Зиглера-Николса, заключающейся в определении критического значения коэффициента

передачи  $K_c$  пропорциональной компоненты регулятора, при котором в петле регулирования возникают колебания с периодом  $T_c$ . Но использование методики Зиглера-Николса при выборе параметров регулятора в СЗМ затруднительно в связи с тем, что передаточная функция управляемого процесса САР СЗМ в Z-направлении содержит резонансные полюса, связанные с актюатором и подвижным столом. Поэтому одной из задач диссертации является разработка способа выбора параметров регулятора САР СЗМ с учетом резонансных свойств Z-позиционера.

Разработка методов адаптивного управления скоростью сканера в горизонтальной плоскости в зависимости от особенностей измеряемого профиля поверхности является отдельным направлением исследований по уменьшению времени сканирования СЗМ. В работах D.Zhang и Y.Zhang было предложено изменять скорость сканирования в зависимости от формы выходного сигнала PI-регулятора САР СЗМ в Z-направлении. Но этому способу присуще принципиальное ограничение, связанное с инерционностью изменения выходного сигнала регулятора САР, который имеет значительную временную задержку относительно сигнала взаимодействия зонда с поверхностью, что приводит к искажению изображения профиля поверхности исследуемого образца. По этой причине следующей задачей диссертации является модификация метода сканирования с переменной скоростью, для которого реакция контроллера управления не зависела бы от величины постоянной времени интегрирующей компоненты PI-регулятора.

Другой метод адаптивного сканирования сводится к использованию, так называемого, динамического контроллера. В этом случае в зависимости от величины сигнала ошибки регулирования изменяется коэффициент усиления петли регулирования. Основная идея метода динамического контроллера изложена в работе N.Kodera, но до последнего времени нет работ, в которых бы присутствовала информация об его аппаратной реализации. Задачей настоящей диссертации является исследование возможностей и особенностей метода использования динамического контроллера при его реализации на микросхемах программируемой логики (ПЛИС).

Указанные два метода адаптивного сканирования взаимно дополняют друг друга. Для метода сканирования с переменной скоростью динамический контроллер обеспечивает уменьшение времени “парашютирования”, а для метода использования динамического контроллера уменьшение скорости сканирования на участке “парашютирования” снижает искажения, возникающие в момент возвращения зонда на поверхность. Поэтому задачей диссертации является также показать преимущество совместного использования метода переменной скорости сканирования и динамического контроллера для увеличения производительности СЗМ.

**Целью диссертационной работы** является уменьшение времени сканирования СЗМ при сохранении качества изображения путем разработки цифровых аппаратно-программных модулей системы управления и адаптивных методов сканирования. Достижение поставленной цели предусматривало решение следующих основных задач:

1. Анализ причин, ограничивающих скорость сканирования СЗМ. Разработка моделей блоков системы управления СЗМ в вертикальном Z-направлении для определения возможностей увеличения быстродействия.
2. Разработка цифровых режекторных фильтров с минимальным фазовым сдвигом в полосе рабочих частот САР СЗМ.
3. Разработка способа автоматической настройки цифрового режекторного фильтра на резонансную частоту Z-позиционера СЗМ, позволяющего использовать режекторный фильтр в системе управления СЗМ в условиях при изменении резонансной частоты позиционера.
4. Разработка способа выбора параметров регулятора системы управления СЗМ с учетом резонансных свойств Z-позиционера, обеспечивающего наименьшее время установления переходной характеристики САР.
5. Анализ шумовых свойств цифрового PI-регулятора и регулятора с передаточной функцией общего вида в составе САР СЗМ, разработка цифрового регулятора САР с уровнем шума округления не выше уровня шума квантования, определяющего разрешающую способность СЗМ.
6. Модификация метода сканирования с переменной скоростью, для которого реакция контроллера управления не зависит от величины постоянной времени интегрирующей компоненты PI-регулятора.
7. Исследование возможностей динамического контроллера и реализация его при использовании метода адаптивного сканирования на микросхемах ПЛИС в составе серийного СЗМ “НаноСкан-3D”.

#### **Научная новизна работы**

1. Предложен метод расчета КЧХ цифровых минимально-фазовых режекторных КИХ-фильтров с низким значением группового времени задержки, что позволило использовать их в САР СЗМ с обратной связью с целью уменьшения влияния резонансных свойств актюатора с подвижным столом и, тем самым, увеличить быстродействие САР.
2. Разработан способ автоматической настройки цифрового режекторного КИХ-фильтра на резонансную частоту актюатора с подвижным столом, реализуемый на микросхемах программируемой логики за счет возможности производить перестройку частотной характеристики без пересчета постоянных коэффициентов импульсной характеристики.
3. Предложено использовать в цифровых регуляторах системы управления СЗМ дополнительную цепь обратной связи по сигналу ошибки округления, что позволяет уменьшить уровень шума округления до уровня шума квантования.
4. Предложен модифицированный метод сканирования СЗМ с переменной скоростью, величина которой изменяется в зависимости от уровня сигнала ошибки петли регулирования. Показано, что при использовании этого метода удастся уменьшить длительность участка “парашютирования” до трех раз и улучшить качество изображения.

### **Практическая значимость работы**

1. Разработан и реализован метод проектирования цифрового режекторного фильтра для уменьшения влияния резонансных свойств  $Z$ -позиционера системы управления СЗМ, включающий выбор аппроксимирующей линейно-фазовой функции, переход к минимально-фазовому фильтру, разработку алгоритма автоматической настройки режекторного фильтра на резонансную частоту позиционера.
2. Разработана модель цифрового звена 2-го порядка с дополнительной цепью обратной связи по сигналу ошибки округления в интегрированной оболочке SimuLink среды MatLab. Входной сигнал и арифметические операции в модели выполняются с фиксированной запятой. Модель позволяет рассчитать уровень спектральной плотности шума на выходе цифрового регулятора САР СЗМ.
3. Разработана модель в оболочке SimuLink системы управления СЗМ в вертикальном  $Z$ -направлении, позволяющая определить степень влияния частотных свойств актюатора и кантилевера на качество изображения профиля поверхности исследуемого образца.
4. На основе разработанных цифровых блоков на ПЛИС спроектировано электронное устройство, обеспечивающее аппаратно-программную реализацию методов адаптивного сканирования. В случае сканирования калибровочных решеток без использования разработанных методов сканирования для обеспечения одинакового качества изображения потребовалось бы снизить скорость сканирования более, чем в 2.5 раза.

### **Положения, выносимые на защиту**

1. Способ преобразования нулей передаточной функции цифрового режекторного линейно-фазового КИХ-фильтра при переходе к минимально-фазовому фильтру, предназначенному для подавления резонансов  $Z$ -позиционера в петле регулирования СЗМ и, тем самым, увеличивающему быстродействие САР.
2. Способ автоматической настройки полосы заграждения цифрового режекторного КИХ-фильтра на резонансную частоту  $Z$ -позиционера СЗМ, используемый в системе управления СЗМ с изменяющейся резонансной частотой позиционера.
3. Результаты расчета шумовых характеристик для цифровых регуляторов системы управления СЗМ, а также структурная схема цифрового регулятора с дополнительной цепью обратной связи по сигналу ошибки округления, обеспечивающая снижение уровня спектральной плотности мощности шума округления, приведенного к выходу регулятора.
4. Модифицированный метод сканирования СЗМ с переменной скоростью на основе разработанных аппаратно-программных модулей, в котором значение скорости изменяется в зависимости от уровня сигнала ошибки регулирования САР, позволяющий уменьшить время сканирования при сохранении качества изображения.

### **Апробация результатов диссертации**

Результаты работы по теме диссертации докладывались на трех международных конференциях Курчатовской молодежной научной школы 2009, 2010 и 2012г.; на двух

международных конференциях молодых ученых и студентов “Молодежь и наука” 2010 и 2011г.; на Всероссийской научной школе для молодежи “Метрологическое обеспечение и оценка соответствия нанотехнологий, наноматериалов и продукции наноиндустрии” 2011г.; на международном симпозиуме «Nano and Giga Challenges in Electronics, Photonics and Renewable Energy» 2011г.; на 67-й Всероссийской конференции Российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи им. А.С.Попова “RDC-2012”; на научных сессиях МИФИ 2008, 2009, 2010, 2011 и 2012г.

### **Публикации**

По результатам исследований и разработок, выполненных в процессе работы над диссертацией, опубликовано 4 статьи в научно-технических журналах, рекомендованных ВАК; 1 статья в международном журнале; 14 тезисов докладов в сборниках российских и международных научных конференций и 7 научно-технических отчетов.

### **Структура и объем диссертации**

Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка литературы, включающего 87 наименований и приложения, содержащего акты о внедрении результатов диссертации. Содержание диссертации изложено на 194 страницах машинописного текста, включая 71 рисунок и 4 таблиц.

### **Основное содержание диссертации**

Сканирующий зондовый микроскоп (СЗМ) состоит из двух основных комбинированных блоков: системы позиционирования зонда в вертикальном Z-направлении и сканера в горизонтальной плоскости. Система позиционирования по Z-направлению представляет собой САР с обратной связью и содержит подвижный стол с пьезокерамическим актюатором (приводом) и высоковольтным усилителем для управления им; зонд, представляющий собой кантилевер с иглой; схему возбуждения зонда и детектор сигнала его колебаний; а также регулятор САР. Основными ограничениями увеличения производительности СЗМ являются: резонансные свойства стола, нелинейность передаточной характеристики пьезокерамического актюатора с присущими эффектами гистерезиса и ползучести, инерционность установления амплитуды автоколебаний кантилевера при внешнем воздействии. Для уменьшения времени сканирования СЗМ при сохранении качества изображения может быть использовано: во-первых, применение цифровых аппаратно-программных модулей быстродействующих систем управления СЗМ и, во-вторых, использование новых методов сканирования.

### **Определение параметров и анализ погрешностей цифрового PI-регулятора системы управления СЗМ**

Регулятор определяет во многом точность позиционирования и динамические свойства САР с обратной связью. Наиболее часто в системах управления СЗМ используется PI-регулятор, реализующий пропорционально-интегральный закон регулирования. Использование известной методики Зиглера-Николса для выбора параметров PI-регулятора в случае САР СЗМ затруднительно из-за влияния резонансных свойств актюатора с подвижным столом в



вертикальном направлении. По этой причине предложено производить выбор параметров регулятора на основе численного расчета передаточной функции замкнутой петли регулирования СЗМ в Z-направлении, что требует знания передаточной функции управляемого процесса. На основе измерений КЧХ подвижного стола с актюатором, определяющим КЧХ управляемого процесса в целом, составлена его аппроксимирующая неминимально-фазовая передаточная функция второго порядка. По результатам численного моделирования, основанного на расположении полюсов передаточной функции замкнутой петли регулирования на комплексной плоскости, сформулированы рекомендации по выбору параметров PI-регулятора, обеспечивающие наименьшее время установления переходной характеристики САР СЗМ.

Цифровая реализация регулятора позволяет пользователю изменять в реальном времени не только характеристики СЗМ, но и выбирать тип регулятора. Алгоритм регулирования включает операции хранения выборок, 16-разрядное умножение на постоянные коэффициенты и суммирование. Цифровая обработка сигналов на основе арифметики с фиксированной запятой требует при разработке дискретных устройств внимательного исследования шумов и предотвращения переполнения разрядной сетки при вычислениях.

Цифровому регулятору присущи погрешности, связанные с квантованием сигнала на входе и округлением (или усечением) при вычислениях. При некоторых допущениях цифровой регулятор можно представить в виде линейной модели с эквивалентными источниками шума квантования и округления. Если в качестве регулятора используется интегратор, то его передаточная функция имеет вид  $H(z) = K_I' \cdot \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}}$ , где  $K_I' = \pi \cdot \frac{f_I}{f_s}$ , а  $f_I, f_s$  - частоты интегратора и дискретизации, соответственно. Шум квантования мощностью  $\sigma_{n,q}^2 = \Delta^2/12$  равномерно распределен в полосе от 0 Гц до частоты Найквиста  $f_s/2$ , где  $\Delta$  - величина младшего значащего разряда. Амплитудный спектр шума квантования на выходе регулятора повторяет зависимость модуля его передаточной функции  $|H(f)| = K_I' \cdot \frac{1}{\sin(\pi f/f_s)}$ . Отношение сигнал/(шум квантования) на выходе регулятора сохраняется равным значению на входе цифрового регулятора. Передачу от источника шума округления с мощностью  $\sigma_{n,r}^2 = \sigma_{n,q}^2$  на выход регулятора можно представить следующей передаточной функцией  $H_r(z) = \frac{1}{1-z^{-1}}$ , а амплитудный спектр определяется функцией  $|H_r(f)| = \frac{1}{2 \sin(\pi f/f_s)}$ . Шум округления  $U_{n,r}$  значительно превышает шум квантования  $U_{n,q}$  дискретного контроллера в области рабочего диапазона частот ( $f \ll f_s/2$ ):  $U_{n,r}(0)/U_{n,q}(0) \approx (2K_I')^{-1} = \left(2\pi \cdot \frac{f_I}{f_s}\right)^{-1}$ . При этом  $\left(2\pi \cdot \frac{f_I}{f_s}\right)^{-1} \gg 1$ .

Мощность шума округления цифрового регулятора, приведенную к выходу САР с коэффициентом передачи управляемого процесса  $G_0$ , можно представить, как  $\sigma_{n,r,out}^2 \approx \sigma_{n,r}^2 \cdot \left(\frac{G_0}{1+K_I'G_0}\right)^2 \cdot \frac{1}{(1-z_p)^2 + (1+z_p)^2 \cdot (\pi f/f_s)^2}$ . Система управления воздействует на шумы

округления цифрового регулятора подобно фильтру нижних частот с частотой полюса замкнутой петли регулирования  $|z_p| = \left| \frac{1-K_I'G_0}{1+K_I'G_0} \right| < 1$  и коэффициентом передачи на низкой частоте  $(2K_I')^{-1}$ . Следовательно, шумы округления дают значительный вклад и уменьшают отношение сигнал/шум на выходе системы управления.

Для уменьшения шума округления в диссертации предложено использовать дополнительную цепь обратной связи по сигналу ошибки округления. В схеме цифрового регулятора с дополнительной цепью обратной связи по ошибке не происходит накопления сигнала ошибки округления в области низких частот. Передаточная функция по сигналу ошибки округления в этом случае:  $H_r'(z) = \frac{1-z^{-1}}{1-z^{-1}} = 1$ . При этом для частот  $f < f_I$  амплитудный спектр шума округления PI-регулятора с дополнительной цепью обратной связи по сигналу ошибки меньше уровня шума квантования.

### **Анализ погрешностей цифрового регулятора с передаточной функцией общего вида для САР СЗМ**

САР СЗМ относится к классу систем управления с минимальным временем переходного процесса, или систем оптимальных по быстродействию. Целевой функцией методов синтеза подобных систем управления является малое время нарастания переходной характеристики при небольшом значении максимального перерегулирования. Вид регулятора системы управления в этом случае не ограничивается PI-регулятором. В общем случае КЧХ регулятора может соответствовать обобщенной передаточной функции n-го порядка с вещественными коэффициентами. Передаточная функция высокого порядка может быть представлена в виде множителей - частных передаточных функций второго порядка, соответствующих комплексно-сопряженным парам нулей и полюсов, и реализована в виде каскадного соединения звеньев 2-го порядка. Дискретную передаточную функцию рекурсивного звена 2-го порядка можно представить в виде  $H(z) = \frac{a_0+a_1z^{-1}+a_2z^{-2}}{1+b_1z^{-1}+b_2z^{-2}}$ . Структурная схема подобного звена, реализованного по прямой форме I с эквивалентными источниками шума квантования  $E_1$  и округления  $E_2$ , показана на рис.1,а.

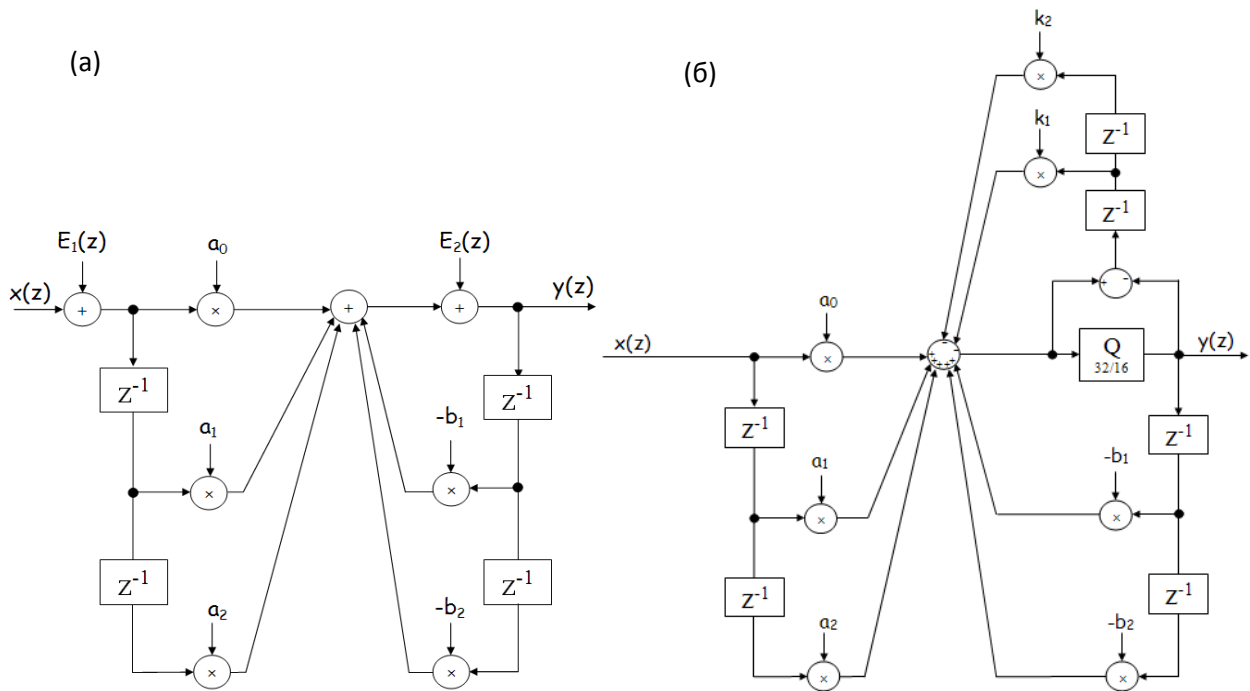


Рис.1. Структурная схема цифрового звена 2-порядка прямой формы I с эквивалентными источниками шума квантования и округления (а) и с дополнительной цепью обратной связи по сигналу ошибки округления (б).

Сигнал от источника шума округления  $E_2$  преобразуется на выход в соответствии с передаточной функцией  $H'(z) = \frac{1}{1+b_1z^{-1}+b_2z^{-2}}$ . Было проведено сравнение влияния указанного шума округления и шума квантования входного сигнала для звена фильтра нижних частот ( $a_0 = a_2 = 1, a_1 = 2$ ) с частотой среза  $f_p$ . В области низких частот ( $\omega = 0$  и, соответственно,  $z = e^{j\omega/f_s} = 1$ ) величина амплитудного спектра шума округления, приведенного к выходу звена, превышает соответствующее значение для шума квантования в  $|H'(z=1)|/|H(z=1)| = (4\varepsilon^2)^{-1}$  - раз, где  $\varepsilon = \frac{\pi \cdot f_p}{f_s}$ . Для снижения влияния шумов округления в рекурсивных звеньях 2-го порядка, как и в случае цифровых PI-регуляторов, необходимо использовать дополнительную цепь обратной связи по ошибке округления. Структурная схема цифрового звена 2-го порядка с обратной связью по сигналу ошибки показана на рис.1,б. Использование дополнительной цепи ОС изменяет передаточную функцию от источника шума округления  $E_2(z)$ . Выражение для выходного сигнала в этом случае преобразуется к виду:

$$Y(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}} \cdot (X(z) + E_1(z)) + \frac{1 + k_1 z^{-1} + k_2 z^{-2}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}} \cdot E_2(z),$$

где  $k_1, k_2$  – 16-разрядные постоянные коэффициенты, на которые умножается задержанный сигнал ошибки в дополнительной цепи ОС. Для исключения возникновения дальнейших ошибок округления в качестве коэффициентов используются целые числа  $\pm 1, \pm 2$ , что позволяет заменить операцию умножения на операцию сдвига. При выборе коэффициентов равными  $k_1 = -2$  и  $k_2 = 1$  КЧХ по сигналу ошибки соответствует фильтру верхних частот (ФВЧ). Числитель передаточной функции

по сигналу  $E_2(z)$  при выбранных значениях коэффициентов имеет вид:  $N(z) = (1 - z^{-1})^2$ , что соответствует кратному нулю по постоянному току (при  $z=1$ ) и обеспечивает значительное подавление шума округления в рабочем диапазоне частот петли регулирования. В результате, использование указанной дополнительной цепи обратной связи по сигналу ошибки округления исключает возможность ухудшения отношения сигнал/шум в цифровом регуляторе.

### Модель цифрового регулятора на основе арифметики с фиксированной запятой

Для подтверждения аналитических расчетов шумов цифрового регулятора в интегрированной оболочке SimuLink среды MatLab была разработана функциональная модель цифровой системы 2-го порядка, входной сигнал и арифметические операции в которой выполняются с фиксированной запятой. В модели используются умножители 16x16 разрядов (16-разрядный знаковый сигнал умножается на 16-разрядный знаковый постоянный коэффициент). Чтобы стало возможным выделить шум округления на фоне шума квантования, передаточная функция фильтра выбрана соответствующей всепропускающему фильтру с передаточной функцией  $H(z)$ , модуль которой равен единице во всем диапазоне частот. В этом случае спектральная плотность мощности шума квантования не изменяется при передаче на выход схемы. Модель соответствует БИХ-фильтру с частотой дискретизации  $f_s = 20\text{кГц}$ , частотой полюса (нуля)  $f_p = f_z = 450\text{Гц}$  и добротностью  $Q = 4$ . Для расчета шума округления на вход схемы подается гармонический сигнал с частотой 1кГц. Спектр выходного сигнала при этом содержит сигнал с частотой 1кГц, а также шум квантования с коэффициентом преобразования всепропускающего фильтра, равным единице, и шумы округления, преобразованные на выход звена в соответствии с передаточной функцией  $H(z)$ , (рис.2,а).

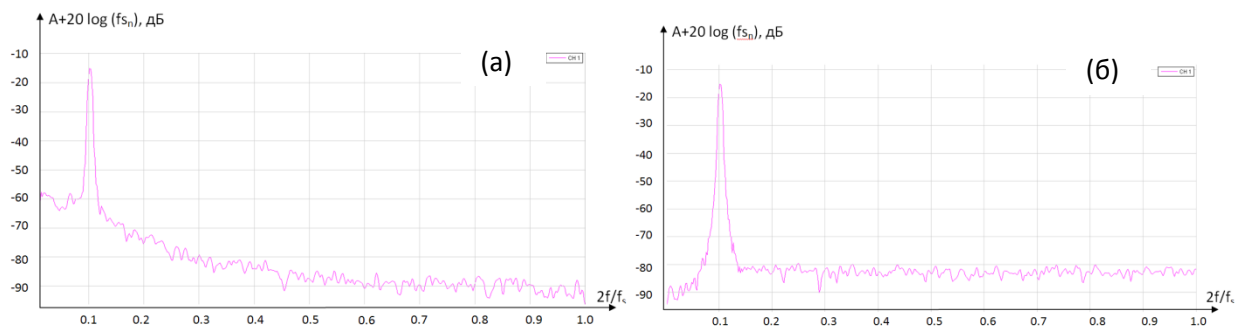


Рис.2. Спектр выходного сигнала модели звена всепропускающего БИХ-фильтра, реализованного по прямой форме I (а), и этого же звена с дополнительной цепью ОС по сигналу ошибки (б).

Подъем спектральной плотности мощности шума на низкой частоте (рис.2,а) связан с частотно-зависимым коэффициентом передачи на выход звена для шума округления. Шум на выходе схемы в высокочастотной области спектра определяется шумом квантования. Величина спектральной плотности мощности шума округления в низкочастотной части спектра в 30 раз превышает шум квантования, что соответствует уменьшению динамического диапазона устройства на 30дБ. Результат расчета спектральной плотности мощности выходного сигнала для модели звена с дополнительной цепью ОС по сигналу ошибки показан на рис.2,б. Дополнительная

цепь ОС обеспечивает кратный нуль передачи по сигналу ошибки округления на частоте  $\omega = 0$ . Сигнал ошибки округления в этом случае проходит через фильтр верхних частот с передаточной функцией  $H_r'(z) = \frac{(1-z^{-1})^2}{(1+b_1z^{-1}+b_2z^{-2})}$ , и низкочастотная часть спектра эффективно ослабляется. Результаты функционального моделирования демонстрируют полное соответствие с проведенными ранее аналитическими расчетами.

### **Структурные методы увеличения быстродействия САР СЗМ в присутствии резонансных свойств управляемого процесса**

Увеличение быстродействия САР СЗМ за счет уменьшения постоянной времени интегрирующей компоненты PI-регулятора ведет к возбуждению САР на резонансной частоте подвижного стола с актюатором. Известно несколько структурных способов борьбы с резонансными свойствами Z-позиционера и увеличения быстродействия системы управления СЗМ: демпфирование позиционера; использование “связи вперед”; подавление спектральных составляющих, соответствующих резонансу пьезостола, применение режекторного фильтра в цепи ОС.

При демпфировании Z-позиционера уменьшается добротность резонансных полюсов его передаточной функции. Но при этом заметно растет шум САР за счет увеличения ширины полосы частот модуля передаточной функции от источников шума на выход системы управления, что может привести к ухудшению разрешающей способности СЗМ. Экспериментальные результаты свидетельствуют об ухудшении разрешающей способности системы позиционирования при использовании контура демпфирования на 25%.

Недостатком структурных схем со “связью вперед” является необходимость в точной модели либо управляемого процесса, либо всей петли регулирования: погрешности модели приводят к значительным погрешностям позиционирования. При этом погрешности модели в значительной степени увеличиваются в случае резонансного характера КЧХ управляемого процесса, что связано с большой чувствительностью передаточной функции Z-позиционера к механической нагрузке. Кроме того, при осуществлении метода “связи вперед” возможны проблемы с физической реализуемостью передаточной функции предыдущающего фильтра в случае неминимально-фазовой КЧХ управляемого процесса.

В диссертации показано, что эффективным способом увеличения рабочего диапазона частот системы управления СЗМ с замкнутой обратной связью является использование режекторного фильтра в петле регулирования. Цифровая реализация указанного фильтра обеспечивает воспроизводимость и стабильность частотных характеристик, а также возможность перестройки полосы заграждения на резонансную частоту позиционера.

### **Способ автоматической настройки цифрового режекторного КИХ-фильтра**

Характеристики САР СЗМ чувствительны к несовпадению частоты нуля передаточной функции режекторного фильтра и резонансной частоты пьезостола. В этом случае возникает необходимость в настройке полосы подавления режекторного цифрового фильтра на резонансную

частоту пьезокерамического привода с подвижным столом по Z-направлению. Настройка осуществляется до начала сканирования при слабом возбуждении петли регулирования за счет уменьшения величины постоянной времени PI-регулятора, либо же за счет уменьшения величины уставки амплитуды колебаний зонда. По измеренному цифровым частотным детектором периоду колебаний производится перестройка средней частоты полосы подавления режекторного фильтра. При выборе реализации цифрового режекторного фильтра предпочтение было отдано фильтру с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтру), поскольку в отличие от БИХ-фильтра (с бесконечной импульсной характеристикой) он абсолютно устойчив, что важно при высокой добротности полюсов и фиксированной разрядности коэффициентов передаточной функции. Кроме того, в КИХ-фильтре не происходит усиления шумов округления за счет полюсов передаточной функции.

Разработанный в диссертации способ перестройки полосы подавления цифрового режекторного фильтра связан с процедурой расчета цифрового фильтра. Выходной сигнал  $y(n)$  КИХ-фильтра длиной  $k_0$  равен  $y(n) = \sum_{i=0}^{k_0-1} b_i x(n-i)$ , где  $b_i$ - постоянные вещественные коэффициенты, соответствующие импульсной характеристике фильтра. Если же теперь увеличить длину фильтра на  $k_1$  за счет коэффициентов  $b'_j = 0$  для всех  $j = k_0 \dots (k_0 + k_1 - 1)$ , то импульсная характеристика будет иметь вид  $y(n) = \sum_{i=0}^{k_0-1} b_i x(n-i) + \sum_{j=k_0}^{k_0+k_1-1} b'_j x(n-k_0-j)$ . Производя операции перемножения коэффициентов на выборки входного сигнала с прежней частотой, получим уменьшение частоты дискретизации. При изменении частоты дискретизации цифрового фильтра пропорционально сдвигаются все его характерные частоты, в том числе и полоса подавления режекторного фильтра. В результате, получается следующая зависимость частоты дискретизации цифрового фильтра от числа коэффициентов  $k_1$ :  $f'_s = f_s \cdot \left(\frac{k_0}{k_0+k_1}\right) = f_s / (1 + k_1/k_0)$ , где  $f_s$  - частота дискретизации при числе коэффициентов равном  $k_0$ , а  $f'_s$  - частота дискретизации при количестве коэффициентов равном  $(k_0 + k_1)$ .

Частотный детектор подсчитывает количество импульсов  $M_0$  тактовой частоты  $f_{cik}$  за время периода измеряемого колебания  $T_0$ . Значение измеряемой резонансной частоты механического привода системы управления получается равной  $f_0 = f_{cik}/M_0$ . При уменьшении резонансной частоты до значения  $f'_0$  количество подсчитываемых импульсов увеличится на число  $M_1$  и станет равным  $(M_0 + M_1)$ . Тогда при настройке полосы подавления режекторного фильтра на частоту возбуждения системы управления соотношение между требуемым увеличением числа коэффициентов импульсной характеристики цифрового КИХ-фильтра  $k_1$  и подсчитанного прибавления количества импульсов  $M_1$  будет равно:  $k_1 = \frac{k_0}{M_0} \cdot M_1$ . Линейная зависимость позволяет достаточно точно производить перестройку цифрового режекторного фильтра.

## Метод синтеза цифровых режекторных КИХ-фильтров с минимально-фазовой передаточной функцией

В диссертации показано, что в системах управления с обратной связью и устройствах с критичным значением группового времени задержки предпочтение следует отдавать цифровым минимально-фазовым КИХ-фильтрам. Современные программные среды, например, MatLab, ориентированы на линейно-фазовые КИХ-фильтры, не вносящие фазовые искажения за счет одинаковой групповой задержки. В диссертации разработана процедура преобразования нулей передаточной функции при переходе от линейно-фазового режекторного КИХ-фильтра к минимально-фазовому КИХ-фильтру.

Импульсная характеристика КИХ-фильтра с линейной фазой и длиной  $(M + 1)$  имеет симметричные значения коэффициентов :  $h[n] = h[M - n], 0 \leq n \leq M$  ( $M$  – количество элементов задержки (длина) фильтра), а КЧХ  $H(e^{j\omega}) = A_e(e^{j\omega}) \cdot e^{-j\omega M/2}$ , где  $A_e(e^{j\omega})$  – действительная четная функция. Величина фазовой задержки линейно связана с частотой сигнала:  $\varphi = -\pi \cdot \frac{f}{f_s} \cdot M$ . КЧХ линейно-фазового фильтра с вещественными коэффициентами содержит комплексно-сопряженные пары нулей внутри круга единичного радиуса  $|z| < 1$  комплексной плоскости, инверсные им нули вне этого круга, а также комплексно-сопряженные пары нулей, расположенные на окружности  $|z| = 1$ . Тогда характеристическая функция линейно-фазового фильтра определяется следующим выражением  $H(z) = H_{min}(z) \cdot H_{max}(z) \cdot H_{uc}(z)$ , где  $H_{min}(z)$  – минимально-фазовый множитель характеристической функции  $H(z)$ , содержащий нули внутри единичного круга,  $H_{max}(z)$  – максимально-фазовый множитель с нулями вне единичного круга и  $H_{uc}(z)$  – множитель с нулями на окружности единичного радиуса.

Логарифмическую АЧХ можно представить в виде суммы частных слагаемых от комплексно сопряженных пар нулей:  $20 \log |(z - z_k)(z - z_k^*)| = 20 \log(1 + r^2 - 2r \cdot \cos(\omega - \theta)) + 20 \log(r^2)$ . При значении модуля  $r < 1$  данная пара нулей относится к минимально-фазовой характеристической функции  $H_{min}(z)$ .

Для инверсной пары нулей, относящейся к максимально-фазовой характеристической функции  $H_{max}(z)$ , соответствующая частная логарифмическая АЧХ имеет вид:

$$20 \log \left| \left( z - \frac{1}{z_k^*} \right) \left( z - \frac{1}{z_k} \right) \right| = 20 \log(1 + r^2 - 2r \cdot \cos(\omega - \theta)) - 20 \log r^2.$$

Вклад в АЧХ фильтра от нулей внутри единичного круга и инверсных им нулей одинаков с точностью до частотно-независимого коэффициента  $20 \log(r^2)$ . Передаточная функция минимально-фазового КИХ-фильтра формируется из передаточной функции линейно-фазового фильтра посредством удаления нулей, расположенных вне круга единичного радиуса. Оставляя только пары нулей внутри единичного круга комплексной плоскости и удаляя инверсные им нули, неравномерность результирующей ЛАЧХ в полосе пропускания и относительное затухание в полосе подавления

уменьшаются в два раза. Кроме того, коэффициент передачи в целом уменьшается на величину  $\sum_k 20 \log r_k^2$ .

Частную логарифмическую АЧХ характеристической функции  $H_{uc}(z)$ , связанную с нулями  $e^{\pm j\theta'}$  и  $e^{\pm j\theta''}$ , расположенными на окружности единичного радиуса, можно представить как:  $20 \log |(z - e^{j\theta'})(z - e^{j\theta''})| = 20 \log \left| \cos \frac{\theta' - \theta''}{2} - \cos \left( \omega - \frac{\theta' + \theta''}{2} \right) \right| + 20 \log 2$ . Вклад в результирующую ЛАЧХ минимально-фазового фильтра от нулей, расположенных на окружности единичного радиуса, должен также уменьшиться в два раза. В диссертации показано, что при переходе от линейно-фазового режекторного КИХ-фильтра к минимально-фазовому для нулей, расположенных на единичной окружности, вместо пары нулей с аргументами  $\theta'$  и  $\theta''$ , частоты которых симметрично расположены в полосе заграждения, необходимо использовать нуль на той же окружности с аргументом равным среднему арифметическому значению этих углов  $\frac{\theta' + \theta''}{2}$ .

Например, для полосно-заграждающего линейно-фазового фильтра длиной 128 с частотой дискретизации 19.6кГц и полосой заграждения от 1.1кГц до 1.2кГц фазовый сдвиг на частоте 100Гц составит 117°. При переходе от линейно-фазовой характеристики к минимально-фазовой фазовый сдвиг разработанного фильтра в полосе частот до 500Гц не превышает 5°(рис.3).

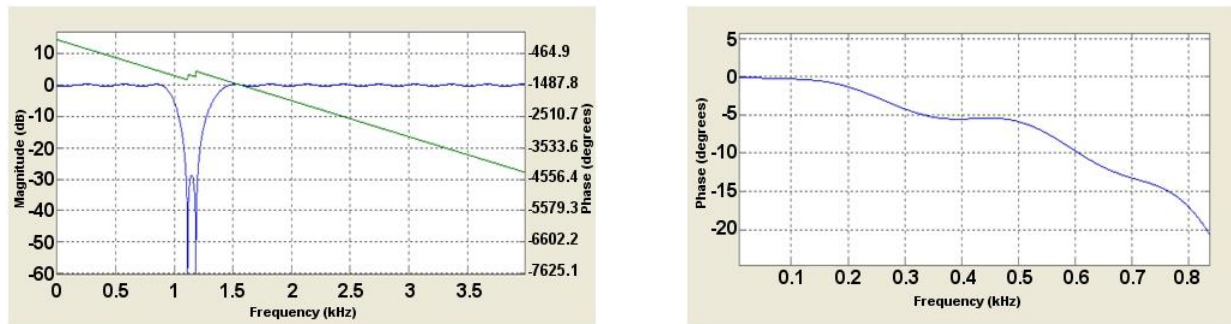


Рис.3. Результаты расчета частотных характеристик: а). АЧХ и ФЧХ линейно-фазового режекторного фильтра длиной 128; б). ФЧХ преобразованного минимально-фазового фильтра.

С учетом того, что запас устойчивости по фазе систем управления СЗМ с обратной связью, как правило, значительно превышает указанное значение фазовой задержки, данный минимально-фазовый фильтр можно использовать в петле отрицательной обратной связи САР.

### Расчет предельного значения скорости сканирования СЗМ

Результаты, полученные в диссертации, напрямую относятся к СЗМ с пьезокерамическим зондом, но они могут быть использованы и для СЗМ с другим типом кантилевера, в том числе и кремниевым. При переходе от одного типа кантилевера к другому происходит масштабирование процессов во времени, но характер и особенности этих процессов сохраняются, что связано с тем, что система управления СЗМ с различными зондами построены, практически, одинаково.

КЧХ модели кантилевера представляется функцией 2-го порядка с резонансной частотой  $f_0$  и добротностью  $Q_0$ . Соответствующая импульсная характеристика имеет вид  $h(t) \sim e^{-\pi f_0 t / Q_0} \cos(2\pi f_0 t)$ . Время установления амплитуды колебательного переходного процесса



в этом случае определяется постоянной времени  $\tau_c = \frac{Q_0}{\pi f_0}$ . При расчете передаточной функции САР СЗМ зонд со схемой возбуждения можно представить в виде инерционного звена первого порядка с частотой полюса  $\tau_c^{-1}$ . В диссертации показано, что для обеспечения запаса устойчивости САР СЗМ по Z-направлению необходимо, чтобы полюса ее передаточной функции были действительными и имели существенно разные значения частот:  $\frac{G_0 K_0}{\tau_i} \ll \tau_c^{-1}$ , где  $K_0, G_0$  - коэффициенты передачи детектора сигнала колебаний зонда и актюатора, соответственно,  $\tau_i$  - постоянная времени интегрирующей компоненты регулятора. Быстродействие системы управления при замкнутой петле обратной связи (т.е. без отрыва от поверхности) определяется большей по величине постоянной времени, т.е.  $\frac{\tau_i}{G_0 K_0}$ . Но из приведенного выше условия для обеспечения устойчивости петли регулирования при контроле амплитуды автоколебаний зонда, увеличение скорости актюатора в Z-направлении невозможно при заданной величине постоянной времени кантилевера  $\tau_c$ .

Увеличение скорости сканирования (т.е. горизонтальной скорости перемещения зонда относительно поверхности образца) приводит на определенном этапе к эффекту отрыва зонда от поверхности - эффекту “парашютирования” при сканировании рельефа вида “ступеньки вниз”, что приводит к значительному искажению изображения. В диссертации получено выражение для предельного значения скорости сканирования  $(v_H)_{lim}$ , при котором еще не происходит потери зондом поверхности образца:  $(v_H)_{lim} = \frac{(A_{fr} - A_{sp}) \cdot \omega_0 \cdot tg(\alpha/2)}{20 \cdot Q}$ , где  $A_{fr}$  - амплитуда свободных колебаний кантилевера,  $A_{sp}$  - устанавливаемая амплитуда колебаний у поверхности образца,  $\alpha$  - угол острия алмазной иглы. Амплитуда свободных колебаний кантилевера составляет  $A_{fr} \approx 100 \mu m$ . Устанавливаемая амплитуда колебаний выбирается, как правило, на уровне 80% от амплитуды свободных колебаний:  $A_{sp} = 0.8 \cdot A_{fr}$ . Если принять значение резонансной частоты керамического кантилевера равной  $f_0 = 11.5 \text{ кГц}$ , добротность  $Q = 100$ , а угол острия алмазной иглы зонда  $\alpha = 130^\circ$ , то величина допустимой скорости сканирования без потери поверхности получается равной  $(v_H)_{lim} \approx 2.5 \text{ мкм/с}$ .

Полученное выражение для  $(v_H)_{lim}$  позволяет определить способы увеличения скорости сканирования. Это, во-первых, увеличение резонансной частоты  $\omega_0$  за счет роста жесткости и уменьшения размеров (массы) кантилевера, что требует, однако, изменения конструкции зонда. Во-вторых, уменьшение добротности кантилевера, но это связано со снижением чувствительности прибора и уменьшением его разрешающей способности. В-третьих, усиление сигнала ошибки регулирования в режиме “парашютирования”.

Выражение для предельного значения скорости сканирования  $(v_H)_{lim}$  получено для режима сканирования при контроле амплитуды колебаний зонда: в качестве сигнала

уставки используется желаемое значение амплитуды колебаний зонда. В диссертации при использовании среды электронного моделирования OrCAD разработана модель автоколебательной системы на основе резонансного высокочастотного чувствительного элемента. Показано, что при ступенчатом изменении резонансной частоты чувствительного элемента амплитуда автоколебательной системы, как и следовало ожидать, изменяется экспоненциально с постоянной времени  $\tau = \frac{Q_0}{\pi f_0}$ , но при этом частота изменяется за один период колебаний. Следовательно, при сканировании в режиме контролирования частоты автоколебаний указанное выше ограничение, связанное с постоянной времени кантилевера  $\tau_c$ , заменяется на ограничение, связанное с постоянной времени частотного детектора. Но величина постоянной времени детектора может быть выбрана в несколько раз меньше постоянной времени кантилевера. В результате, при контролировании частоты автоколебаний удастся в 5-6 раз увеличить скорость сканирования по сравнению с режимом контролирования амплитуды.

### **Методы увеличения скорости сканирования**

Точность воспроизведения профиля поверхности определяется соотношением скорости сканирования и скорости реакции обратной связи по вертикальному Z-направлению. Вертикальная составляющая скорости зонда относительно исследуемого образца определяется величиной постоянной времени петли регулирования  $\tau_{fb} = \tau_i / K_0 G_0$ . При большом значении  $\tau_{fb}$  уменьшается скорость реакции обратной связи, что приводит к увеличению участка “парашютирования”, возникающего при потере зондом поверхности образца на спаде ступеньки, с появлением характерного наклона на изображении профиля. Но при уменьшении величины постоянной времени  $\tau_{fb}$  до определенного уровня возникает возбуждение системы управления. Для уменьшения времени сканирования при получении изображения профиля без ухудшения качества в диссертации были предложены модифицированные методы адаптивного сканирования. Одним из разработанных способов увеличения производительности зондового микроскопа является метод сканирования с переменной скоростью (обозначим его, как VSM). Другой метод сканирования – способ использования динамического контроллера (обозначим, как DynC), место которого в схеме петли регулирования СЗМ в вертикальном Z-направлении показано на рис.4.

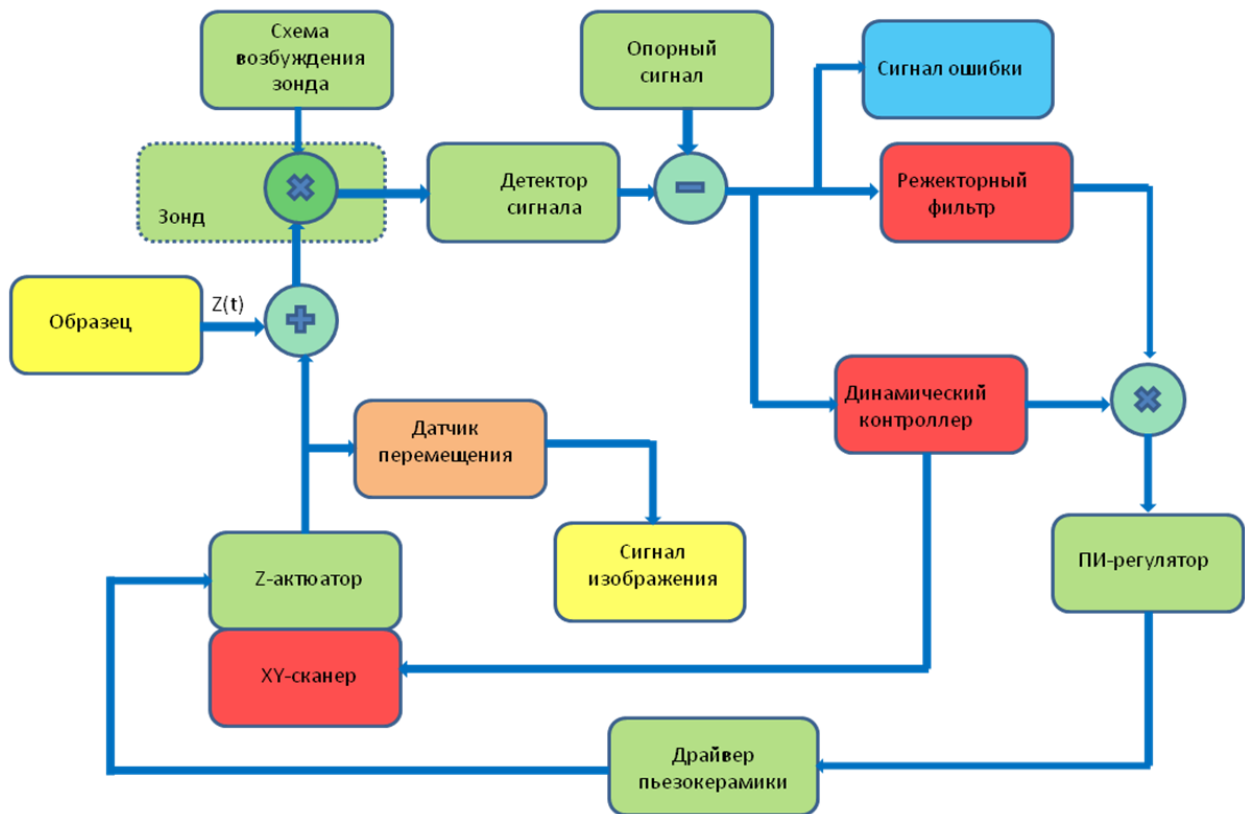


Рис.4. Структурная схема петли регулирования в Z-направлении СЗМ с учетом предложенных в диссертации модифицированных методов адаптивного сканирования.

Особенность представленной структурной схемы заключается в присутствии блоков режекторного фильтра и динамического контроллера. Использование в схеме сигнала управления от контроллера к сканеру в горизонтальной плоскости определяет содержание метода VSM. В предложенном методе сканирования с переменной скоростью скорость сканирования изменяется в зависимости от уровня сигнала ошибки петли регулирования (рис.4). Сигнал ошибки регулирования  $E(t)$  связан с изменением высоты измеряемого профиля поверхности  $\Delta z$ , как  $E(t) \sim \Delta z \cdot e^{-\frac{t}{\tau_c}}$ , т.е., исходя из вида переходной характеристики, петля регулирования для сигнала ошибки представляет собой фильтр верхних частот. Изменение сигнала ошибки происходит значительно быстрее, чем изменение сигнала изображения – выходного сигнала PI-регулятора. В опубликованной практически одновременно работе Y.Zhang в основу метода с переменной скоростью закладывается анализ выходного сигнала регулятора, но это в значительной степени ограничивает возможности метода, поскольку скорость реакции системы управления определяется в этом случае величиной постоянной времени  $\tau_i$ , что увеличивает погрешность в изображении профиля поверхности.

Предложенный в диссертации модифицированный метод использования динамического контроллера сводится к уменьшению величины постоянной времени интегрирования PI-контроллера петли регулирования по Z-направлению также в зависимости от величины сигнала ошибки регулирования (рис.4). Значение указанной постоянной времени снижается при

достижении сигналом ошибки регулирования уровня ограничения. Метод ДунС уменьшает длительность участка парашютирования, но уже за счет увеличения быстродействия петли регулирования. Особенность метода ДунС заключается в том, что уменьшение постоянной времени интегрирования регулятора происходит на участке “парашютирования”, когда зонд “теряет” поверхность: автоколебания зонда совершаются без взаимодействия с поверхностью. Обратная связь петли регулирования в этом случае разрывается из-за потери зондом поверхности образца, а сигнал ошибки ограничивается на уровне  $E_{max} = (A_{fr} - A_{sp})$ . Чтобы исключить или хотя бы уменьшить участок “парашютирования” динамический контроллер должен усилить сигнал ошибки  $E_{max}$  или же уменьшить величину постоянной времени интегратора  $\tau_i$ . В предложенном методе при превышении сигналом ошибки регулирования  $E(t)$  устанавливаемого порогового значения  $E_{th}$  величина постоянной времени интегрирующей компоненты PI-регулятора уменьшается по закону:  $\tau_i(t) = \tau_i - g \cdot (E(t) - E_{th})$ , где  $g$  - коэффициент усиления динамического контроллера.

Каждый из двух разработанных методов различными средствами позволяет уменьшить длительность участка “парашютирования”, но вместе указанные два метода адаптивного сканирования взаимно дополняют друг друга. Так, для метода сканирования с переменной скоростью динамический регулятор обеспечивает уменьшение времени “парашютирования”, а для метода использования динамического регулятора уменьшение скорости сканирования на участке “парашютирования” снижает искажения, возникающие в момент возвращения зонда на поверхность.

Особенности предложенных в диссертации методов быстрого сканирования были исследованы на тестовой решетке TGZ1 с высотой ступенек 25нм. При сканировании на скорости 20мкм/с без использования методов адаптивного сканирования и режекторного фильтра в системе управления изображение профиля указанной решетки показано на рис.5,а. Участок парашютирования в этом случае достигает 1.2мкм.

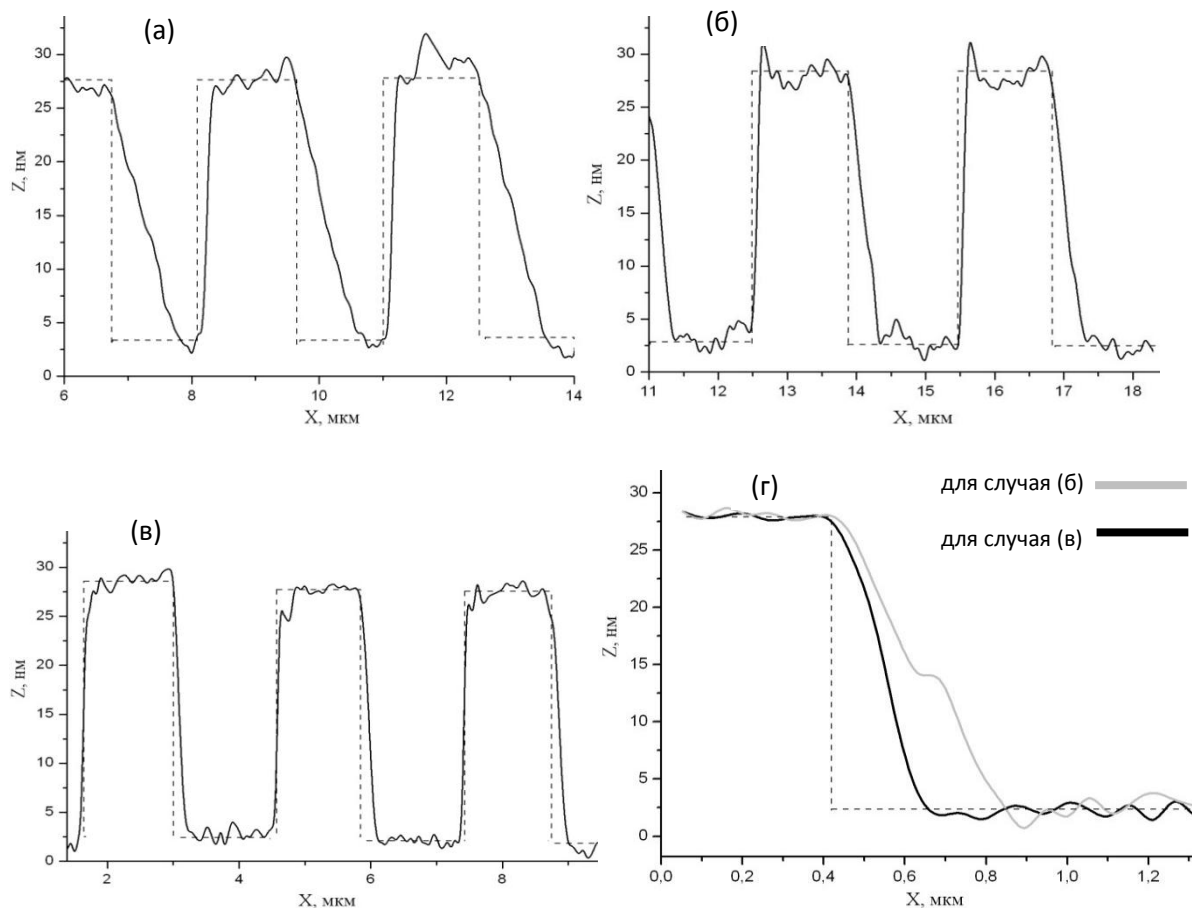


Рис.5. Линии сканирования тестовой решетки TGZ-01 при различных условиях:

- а). При начальном значении величины  $T_i$  на скорости 20мкм/с;
- б). При уменьшении  $T_i$  и использовании режекторного фильтра на скорости 20мкм/с;
- в). При использовании методов адаптивного сканирования и режекторного фильтра на скорости 30мкм/с;
- г). Сравнение участков парашютирования для случаев (б) и (в).

Уменьшение величины постоянной времени обратной связи петли регулирования с целью уменьшения длительности участка “парашютирования” приводит к неустойчивому поведению системы управления на резонансной частоте Z-позиционера. Использование режекторного фильтра в петле регулирования, настроенного на резонансную частоту позиционера, равную 450Гц, и уменьшение величины постоянной времени обратной связи обеспечивает сокращение длительности участка “парашютирования” до 0.45мкм (рис.5,б).

Применение разработанных методов адаптивного сканирования позволяет увеличить скорость сканирования до 30мкм/с без ухудшения качества изображения профиля решетки (рис.5,в). Длительность участка парашютирования сокращается при этом до 0.25мкм. Для сравнения на рис.5,г. приведены изображения профиля на участках парашютирования при сканировании с использованием предложенных методов сканирования на скорости 30мкм/с и без их использования на скорости 20мкм/с. Чтобы обеспечить длительность участка

“парашютирования” величиной 0.25мкм без использования разработанных методов адаптивного сканирования требуется снизить скорость сканирования с 20 до 10мкм/с.

Алгоритмы адаптивного сканирования, цифровой регулятор и режекторный фильтр были реализованы на ПЛИС фирмы Altera семейства Cyclone II EP2C8F256I8. На рис.6 показан цифровой модуль системы управления и сбора данных СЗМ, разработанный на основе двух микросхем ПЛИС с встроенными процессорами Nios II.

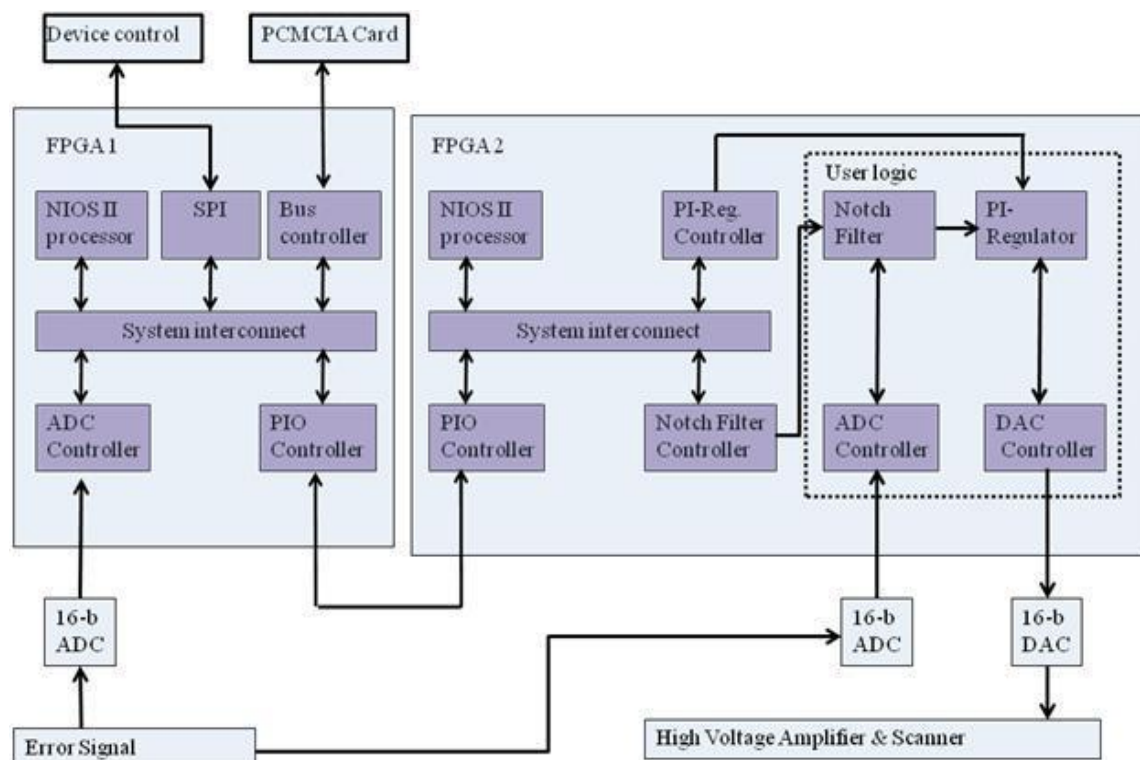


Рис.6. Цифровой модуль системы управления СЗМ.

Представленные измерения производились на отечественном СЗМ-нанотвердомере “НаноСкан-3D”. На рис.7 показаны примеры трехмерного изображения поверхности решетки, полученные с помощью СЗМ-нанотвердомера “НаноСкан-3D”.

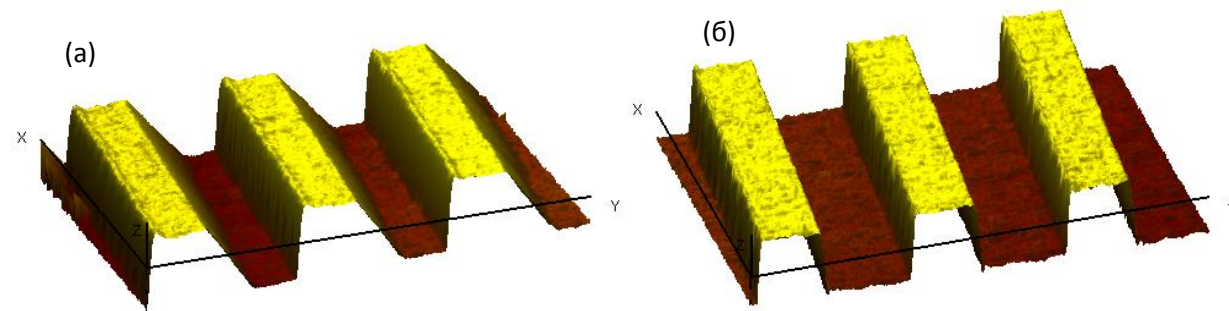


Рис.7. Изображения поверхности калибровочной решетки TGZ1 при скорости сканирования 30мкм/с:

- а). С режекторным фильтром в петле регулирования, но без использования методов быстрого сканирования;
- б). С использованием предложенных в диссертации методов быстрого сканирования.

Поле сканирования для представленных изображений равно  $(5 \times 10) \text{ мкм}^2$ .

## **Заключение**

**Основной научный результат** диссертации заключается в существенном уменьшении времени сканирования СЗМ при сохранении качества изображения на основе разработанных цифровых аппаратно-программных модулей системы управления и адаптивных методов сканирования.

**Основным теоретическим результатом** является разработка методов проектирования цифровых блоков системы управления СЗМ, а также реализация на их основе методов адаптивного сканирования, позволяющих уменьшить время сканирования при сохранении качества изображения.

### **Частные теоретические результаты:**

1. Расчет шумовых характеристик для цифровых регуляторов системы управления СЗМ. Показано, что шум округления усиливается за счет полюсов передаточной функции цифрового регулятора, происходит накопление шума округления в диапазоне рабочих частот САР и в значительной степени уменьшается величина отношения сигнал/шум. Включение дополнительной цепи обратной связи по сигналу ошибки округления обеспечивает уменьшение спектральной плотности мощности шума округления до уровня шума квантования в низкочастотной области.
2. Метод расчета КЧХ цифрового минимально-фазового режекторного КИХ-фильтра с критичным значением группового времени задержки, предназначенного для использования в САР с обратной связью с целью уменьшения влияния резонансов актюатора с подвижным столом СЗМ.
3. Способ автоматической настройки цифрового режекторного КИХ-фильтра на резонансную частоту актюатора с подвижным столом СЗМ. Разработан способ перестройки полосы заграждения цифрового режекторного фильтра, заключающийся в пропорциональном изменении частоты дискретизации.
4. Метод сканирования с переменной скоростью, величина которой изменяется в зависимости от уровня сигнала ошибки САР, что в значительной степени увеличивает быстродействие системы управления и уменьшает погрешность изображения профиля поверхности по сравнению с известными методами, контроль скорости в которых производится по выходному сигналу регулятора.
5. Модифицированный метод использования динамического контроллера, в котором при потере зондом поверхности и разрыве цепи ОС САР за счет увеличения быстродействия петли регулирования на участке “парашютирования” удается уменьшить длительность этого участка.

### **Основной практический результат:**

1. Предложенные в диссертации способы расчета и модели узлов САР СЗМ, а также модифицированные методы сканирования использованы при модернизации электронной системы управления сканирующего зондового микроскопа-нанотвердомера “НаноСкан-3D”, изготавливаемого ФГБНУ ТИСНУМ (г. Троицк). Результаты диссертационной работы внедрены также в виде аппаратно-программных цифровых блоков и алгоритмов быстрого сканирования

системы управления СЗМ и нанотвердомеров в ЗАО “НТ-МДТ” (г. Зеленоград) и ФГУП ЦНИИ конструкционных материалов “Прометей” (г. Санкт-Петербург).

#### **Частные практические результаты:**

1. Разработаны цифровые блоки системы управления и сбора данных СЗМ, аппаратно выполненные в виде “системы на кристалле” и реализованные на ПЛИС Altera семейства Cyclone II, при этом в качестве ядра используется встроенный процессор Nios II. Разработанные блоки могут быть использованы в СЗМ и нанотвердомерах с различным типом Z-позиционера, сканера и зондов.
2. Проведено значительное количество экспериментов по сканированию калибровочных решеток с высотой профиля от 25нм до 500нм с применением методов сканирования с переменной скоростью и динамическим регулированием. Показано, что разработанные аппаратно-программные модули совместно с модифицированными методами адаптивного сканирования обеспечивают уменьшение времени сканирования более, чем в 2.5 раза при сохранении качества изображения.

#### **Список работ, опубликованных по теме диссертации**

##### **Публикации в журналах, входящих в перечень ВАК:**

1. Мещеряков, А.В. Методы повышения быстродействия сканирующего зондового микроскопа/ А.В. Мещеряков, В.В. Масленников, В.В. Мещеряков // Датчики и системы. – 2012. - №11. – С.40-44.
2. Meshtcheryakov, A.V. Scan speed control for tapping mode SPM / A.V.Meshtcheryakov, V.V. Meshtcheryakov // Nanoscale Research Letters.–2012.-Vol.7, -pp.1-10.
3. Мещеряков, А.В. Методы уменьшения времени сканирования СЗМ при сохранении качества изображения / А.В. Мещеряков, В.В. Масленников, В.В. Мещеряков // «Известия Кабардино-Балкарского научного центра РАН».-2013- №2(52).- С.15-22.
4. Мещеряков, А.В. Измерительные схемы для емкостных датчиков системы нанопозиционирования СЗМ/ А.В. Мещеряков, В.В. Мещеряков // Датчики и системы. – 2010. - №3. – С.46-48.

##### **Работы, опубликованные в сборниках трудов конференций:**

5. Мещеряков, А.В. К вопросу о синтезе цифровых минимально-фазовых режекторных КИХ-фильтров/ А.В. Мещеряков, В.В. Масленников, В.В. Мещеряков // Труды Российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова. Сборник докладов. – М.: РНТОРЭС им. А.С.Попова, 2012. - С.319-322.
6. Meshtcheryakov, A.V. Practical realization of the scan speed control in tapping mode SPM/ A.V. Meshtcheryakov // Международный симпозиум “Nano and Giga Challenges in Electronics, Photonics and Renewable Energy”. - 2011. –Режим доступа:  
[http://asdn.net/ngc2011/raw\\_abstracts//attached\\_abstracts/110531025214/abstract.pdf](http://asdn.net/ngc2011/raw_abstracts//attached_abstracts/110531025214/abstract.pdf)
7. Мещеряков, А.В. Методы увеличения быстродействия системы управления СЗМ с улучшенным качеством изображения/ Мещеряков А.В., Масленников В.В., Мещеряков В.В.



// Материалы третьей международной конференции «Автоматизация управления и интеллектуальные системы и среды» - г.Нальчик, 2012— Т.1. – С.88-91.

8. Мещеряков, А.В. Быстродействующие системы управления СЗМ для измерений структуры и свойств наноматериалов/ А.В. Мещеряков // VII Курчатовская молодежная научная школа. Аннотация докладов. – М.: РНЦ “Курчатовский институт”, 2009. – С.200.

9. Мещеряков, А.В. Погрешности дискретного регулятора системы управления СЗМ в Z-направлении/ А.В. Мещеряков // VIII Курчатовская молодежная научная школа. Аннотация докладов. – М.: РНЦ “Курчатовский институт”, 2010. – С.121.

10. Мещеряков, А.В. О возможности увеличения скорости сканирования СЗМ в динамическом режиме/ А.В. Мещеряков // IX Курчатовская молодежная научная школа. Аннотация докладов. – М.: РНЦ “Курчатовский институт”, 2011. – С.119.

11. Мещеряков, А.В. Способы увеличения скорости сканирования СЗМ-нанотвердомера при неизменном качестве изображения / А.В. Мещеряков // X Курчатовская молодежная научная школа. Аннотация докладов. – М.: РНЦ “Курчатовский институт”, 2012. – С.83

12. Мещеряков, А.В. Системы управления СЗМ для измерений структуры и свойств наноматериалов/ А.В. Мещеряков // Научная сессия МИФИ – 2010: Сб. научн. трудов. Т.1.-XIII Международная конференция молодых ученых и студентов “Молодежь и наука” М.: МИФИ, 2010. – С.57.

13. Мещеряков, А.В. Нанопозиционер с цифровым регулированием для сканирующих зондовых микроскопов/ А.В. Мещеряков, Шибалов К.В. // Научная сессия МИФИ – 2011: Сб. научн. трудов. Т.3.-XIV Международная телекоммуникационная конференция студентов молодых ученых “Молодежь и наука” М.: МИФИ, 2011. – С.44.

14. Мещеряков, А.В. Нанопозиционер сканирующего зондового микроскопа на основе пьезостола/ А.В. Мещеряков // X Всероссийская выставка Научно-технического творчества молодежи НТТМ: Сборник материалов. – М.: 2010.- С.127.

15. Мещеряков, А.В. Реализация цифрового регулятора для системы нанопозиционирования СЗМ/ А.В. Мещеряков // Всероссийская научная школа для молодежи “Метрологическое обеспечение и оценка соответствия нанотехнологий, наноматериалов и продукции наноиндустрии”: Сборник научных трудов. – М.: 2010. – Т.1. – С.11-12.

16. Мещеряков, А.В. РС-звено второго порядка с активной компенсацией / А.В. Мещеряков, В.В. Мещеряков // Научная сессия МИФИ – 2008: Сборник научных трудов. – М.: МИФИ, 2008. – Т.13. – С.122.

17. Мещеряков, А.В. Увеличение эффективного разрешения 16-разрядных микросхем АЦП/ А.В. Мещеряков, В.В. Мещеряков // Научная сессия МИФИ – 2009: Сборник научных трудов.– М.: МИФИ, 2009. – Т.1. – С.119.

18. Мещеряков, А.В. Системы нанопозиционирования СЗМ для измерений структуры и свойств наноматериалов/ А.В. Мещеряков, В.В. Мещеряков // Научная сессия МИФИ – 2010: Сборник научных трудов.– М.: МИФИ, 2010. – Т.11. – С.242-245.
19. Мещеряков, А.В. Исследование погрешностей цифрового регулятора системы нанопозиционирования СЗМ / А.В. Мещеряков, В.В. Мещеряков // Научная сессия МИФИ – 2011: Сборник научных трудов.– М.: МИФИ, 2011. – Т.1. – С.138.
20. Мещеряков, А.В. Динамическое регулирование в сканирующем зондовом микроскопе/ А.В. Мещеряков, В.В. Мещеряков // Научная сессия МИФИ – 2012: Сборник научных трудов.– М.: МИФИ, 2012. – Т.1. – С.141.