

6
Д 44

ИНСТИТУТ ТОЧНОЙ МЕХАНИКИ И ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ
АН СССР

На правах рукописи

Г.И.Гришаков

НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ПОСТРОЕНИЯ СТРОБОСКОПИЧЕСКИХ
ЦИФРОВЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

Автореферат

диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Диссертация выполнена на русском языке

05.252 - Вычислительная техника

Москва - 1972

ИНСТИТУТ ТОЧНОЙ МЕХАНИКИ И ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ
АН СССР

На правах рукописи

Г.И.Гришаков

НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ПОСТРОЕНИЯ СТРОБОСКОПИЧЕСКИХ
ЦИФРОВЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

Автореферат

диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук
Диссертация выполнена на русском языке
05.252 - Вычислительная техника

Москва - 1972

Работа выполнена в Институте Точной Механики и
Вычислительной Техники АН СССР.

Научный руководитель: кандидат технических наук
В.С. Чунаев.

Официальные оппоненты: Профессор, доктор техниче-
ских наук В.С. Бурцев.

Кандидат технических наук А.Н. Кармазинский

Ведущее предприятие: указывается в решении
Ученого Совета.

Автореферат разослан: "24" марта 1972 г.

Защита диссертации состоится "27" апреля 1972 г.
на заседании Ученого Совета по присуждению ученых
степеней ИТМ и ВТ АН СССР по адресу: Москва В-333,
Ленинский проспект, д.51, Актный зал.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке.

Ученый секретарь Совета
канд. физ.-мат. наук

И.С. Мухин (И.С. Мухин)

Центральная научная
библиотека
Академии наук Киргизской ССР

В процессе разработки и изготовления электронных
вычислительных машин /ЭВМ/ производится большое коли-
чество измерений электрических характеристик электрон-
ных схем. Наиболее сложные и трудоемкие измерения бы-
вают обычно связаны с исследованием быстро протекающих
переходных процессов, с определением величин задержек
и параметров импульсных сигналов малой длительности.
Точность таких динамических измерений оказывается в
большинстве случаев значительно ниже точности статичес-
ких измерений.

В настоящее время, в связи с увеличением быстродей-
ствия схем, ростом объема их выпуска и применения, вы-
полнение всех необходимых динамических измерений с тре-
буемой точностью становится еще более сложным и трудо-
емким. Поэтому, решение проблем автоматизации процессов
измерений и повышения точности измерений импульсных сиг-
налов малой длительности приобретает все более важное
значение для сокращения сроков изготовления, улучшения
качества и снижения стоимости новых быстродействующих
ЭВМ.

Автоматизация динамических измерений рассматривается
в диссертации как проблема построения комплексных из-
мерительных систем на основе применения широкополосных

стробоскопических устройств и цифровых вычислительных устройств /ЦВУ/.

Целью данной работы является исследование погрешностей стробоскопических устройств, разработка принципов построения стробоскопических цифровых измерительных систем и методов повышения точности измерения мгновенных значений и параметров импульсных сигналов наносекундного диапазона посредством цифровой коррекции характеристик стробоскопических устройств.

В диссертации предложены принципы построения стробоскопической цифровой измерительной системы, которые дают возможность измерять напряжение исследуемого сигнала для задаваемых моментов времени и координаты времени для задаваемых уровней напряжения компенсационным способом с одновременным преобразованием результатов в цифровую форму. Этот метод компенсационного цифрового стробоскопического преобразования в сочетании с различными способами первичной обработки данных и методом цифровой коррекции нелинейности временной развертки сигнала обеспечивает существенное повышение точности измерений при условии, что время нарастания переходной характеристики стробоскопического устройства достаточно мало по сравнению с длительностями фронта и спада исследуемого импульса.

Реальная возможность достижения высокой точности определения мгновенных значений сигнала на выходе системы послужила основанием для постановки и изучения в диссертации задачи восстановления входного сигнала, когда

главной причиной его искажения является конечное время установления переходной характеристики стробоскопического устройства.

Диссертация содержит три главы. В первой главе исследуются функциональные характеристики компенсационного стробоскопического преобразования, проводится анализ компенсационных стробоскопических преобразователей с наиболее распространенными типами смесителей с целью выяснения зависимости систематической погрешности преобразования напряжения сигнала от схемы смесителя, вольтамперной характеристики нелинейного смесительного элемента, параметров стробимпульса и сигнала, а также рассчитываются составляющие этой погрешности для синусоидального сигнала, проводится сравнительная оценка линейных и нелинейных искажений, даются рекомендации по выбору оптимальных режимов работы компенсационных стробоскопических преобразователей.

Во второй главе описывается система Стробоскопический Цифровой Измеритель Сигналов /СЦИС/, которая действует на основе метода компенсационного цифрового стробоскопического преобразования мгновенных значений сигнала. Главное внимание здесь уделено решению задачи сопряжения стробоскопического устройства и ЦВУ, составлению алгоритмов измерений и первичной обработки информации, направленных на повышение точности и скорости измерений. При этом не затрагиваются общие вопросы сопряжения, связанные с автоматизацией управления различными механическими переключателями стробоскопического

устройства, такими, например, как переключатели диапазонов развертки, чувствительности, задержек синхронизации. В этой же главе рассматриваются функциональные схемы и программы работы основных блоков и узлов специализированного ЦВУ системы СПИС, схемы элементов сопряжения стробоскопического устройства и ЦВУ, описывается метод и схема цифровой коррекции нелинейности временной развертки сигнала.

Третья глава посвящена изучению задачи восстановления исследуемого сигнала по результатам измерения его мгновенных значений, получаемых на выходе системы в цифровой форме. Показывается, что эта задача относится к классу некорректно поставленных задач и при неизбежных ошибках измерения выходного сигнала системы возникает неустойчивость ее численного решения. Для ликвидации неустойчивости предлагается метод приближенного восстановления и алгоритмы нахождения приближенного численного решения с учетом линейных и нелинейных искажений. Проверка метода и алгоритмов осуществляется посредством проведения численных экспериментов и моделирования измерительной системы на ЭВМ.

ГЛАВА I. СТРОБОСКОПИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ В КОМПЕНСАЦИОННОМ РЕЖИМЕ

В современных стробоскопических устройствах используются схемы преобразования с обратной связью, компенсирующей воздействие сигнала на смеситель посредством обработки напряжения смещения нелинейных элементов смесителя в зависимости от выходного рассогласования преобразователя. Компенсационный режим работы стробоскопического преобразователя можно использовать при построении измерительной системы. В начале данной главы сформулированы общие принципы компенсационного стробоскопического преобразования, которые позволяют автоматизировать измерения мгновенных значений исследуемого сигнала и реализовать в системе компенсационный способ измерения. Далее исследуются погрешности компенсационных стробоскопических преобразователей.

Сущность общих принципов компенсационного стробоскопического преобразования поясняется на примере управления стробоскопическим блоком с помощью двух источников квазипостоянных напряжений E_3 и E_c , подключенных соответственно к управляющему входу схемы сравнения узла задержки стробимпульсов и ко входу смещения смесителя. Изменением напряжения E_3 устанавливается задержка стробимпульсов T по отношению к исследуемому сигналу u_c , а изменением напряжения E_c регулируется уровень ограничения стробимпульсов на нелинейных элементах смесителя. При некоторых значениях E_3 и E_c

возможна компенсация отклонения амплитуды выходного импульса $u_{\text{вых}}$ стробоскопического преобразователя от условного нулевого выходного уровня $u_{\text{вых}}^0$, которому соответствует начальное смещение E_C^0 при $u_C = 0$ и любом значении E_3 . Компенсация достигается либо изменением напряжения начального смещения E_C^0 на некоторую величину ΔE_C при заданном напряжении E_3 и соответствующей задержке стробимпульсов T , либо изменением напряжения E_3 и соответственно величины задержки стробимпульсов T при заданном смещении $E_C = E_C^0 + \Delta E_C$.

Состояние стробоскопического блока в режиме компенсации описывается уравнениями, которые интерпретируются как функциональные характеристики двух последовательно включенных преобразователей двустороннего действия, выполняющих преобразования $E_3 \rightleftharpoons T$ и $T \rightleftharpoons \Delta E_C$. Идеальными характеристиками преобразований $E_3 \rightleftharpoons T$ являются линейные функции, коэффициенты которых определяются через длительность интервала развертки сигнала и через минимальное и максимальное значения напряжения E_3 . Идеальные характеристики преобразований $T \rightleftharpoons \Delta E_C$ совпадают с прямой и обратной функциями исследуемого сигнала. В результате, напряжение E_3 ставится в соответствие задержке стробимпульсов T как координате времени сигнала, а приращение напряжения смещения ΔE_C — мгновенному значению напряжения сигнала $u_C(t)$.

Несовершенство элементов стробоскопического блока

приводит однако к нарушению точных линейных соотношений между величинами E_3 и T , ΔE_C и u_C , что равносильно внесению погрешностей в результаты преобразований. Главной причиной систематической погрешности преобразований $E_3 \rightleftharpoons T$ является нелинейность "быстрого" развертывающего пилообразного напряжения. Систематическая погрешность преобразований $T \rightleftharpoons \Delta E_C$ зависит от исследуемого сигнала, электронной схемы смесителя, параметров стробимпульса и вольтамперных характеристик смесительных элементов. Чтобы выяснить зависимость систематической погрешности преобразования напряжения сигнала $\delta u_C(t)$ от указанных факторов проводится анализ компенсационных стробоскопических преобразователей с наиболее распространенными типами смесителей на одном нелинейном элементе (электронной лампе, полупроводниковом диоде) и на нескольких нелинейных элементах (мостовая и балансная схемы на четырех и двух диодах). Цель анализа заключается в выводе выражений погрешности $\delta u_C(t)$ при некоторых допущениях, упрощающих анализ. Предполагается в частности, что нелинейные элементы смесителя являются безынерционными приборами с одинаковыми вольтамперными характеристиками и что зависимость прямого тока нелинейного элемента от приложенного управляющего напряжения u описывается непрерывной функцией $f(u)$, имеющей первую и вторую производные при любых значениях u . Основным математическим аппаратом анализа — это разложение функций в ряды.

В результате проведенного анализа установлено:

1. Погрешность преобразования $\delta u_c(T)$ представляет собой алгебраическую сумму трех составляющих.

2. Первая составляющая погрешности $\delta u_{c1}(T)$ характеризует линейные искажения стробоскопического преобразования, свойственные схемам любого типа. Величина этой составляющей уменьшается на участках, где скорость изменения напряжения сигнала постоянна, и увеличивается по мере роста модуля второй производной напряжения сигнала во времени.

3. Причиной появления второй составляющей погрешности $\delta u_{c2}(T)$ служит нелинейность вольтамперной характеристики смесительного элемента в области его прямой проводимости или, другими словами, нелинейная зависимость прямого тока этого элемента от напряжения сигнала. Величина $\delta u_{c2}(T)$ зависит также от абсолютного приращения напряжения сигнала за время стробирования, причем искажения сигнала будут нелинейными.

4. Третья составляющая погрешности $\delta u_{c3}(T)$ является следствием изменения промежутков стробирования, вызванных воздействием напряжения сигнала на нелинейные элементы смесителя. Эта составляющая характеризует нелинейные искажения стробоскопического преобразования, и, кроме того, в схемах со смесителями на нескольких нелинейных элементах представляет также дополнительные линейные и нелинейные искажения, возникающие при разбалансировке смесителя начальным напряжением смещения.

Составляющие погрешности преобразователей выражены

через определенные интегралы. В подынтегральные выражения входят функция $f[u(\tau)]$ и ее производные, функция стробимпульса $u_n(\tau)$ и функция исследуемого сигнала $u_c(\tau + T)$, где τ — время в системе координат стробимпульса. Пределами интегрирования являются корни уравнений $u(\tau) - u_0 = 0$ (u_0 — напряжение отсечки прямого тока нелинейного элемента), определяющие границы временных участков стробирования, то есть моменты включения и выключения нелинейных элементов смесителя. Полученные выражения можно использовать для расчета составляющих погрешности преобразования сигналов любой формы, описываемых гладкими функциями.

С целью более детального исследования компенсационных стробоскопических преобразователей разработана методика и выполнен расчет составляющих погрешности для синусоидального сигнала при описании формы стробимпульса и вольтамперной характеристики смесительного элемента квадратичными функциями. Необходимость разработки специальной методики расчета объясняется тем, что уравнения $u(\tau) - u_0 = 0$, в которые входят функции $u_n(\tau)$ и $u_c(\tau + T)$, оказываются трансцендентными и не приводятся никакими преобразованиями к алгебраическим уравнениям, допускающим решения в радикалах, а в некоторые выражения $u(\tau)$ входит как слагаемое неизвестная величина приращения напряжения смещения ΔE_c . В предложенной методике расчета использованы два способа приближенных вычислений — полиномиальная аппроксимация функций и метод итераций. Первый способ применяется для

нахождения приближенных значений пределов интегрирования, второй — для нахождения приближенного значения приращения напряжения смещения.

В результате расчета составляющих погрешностей и их сравнительной оценки выяснено следующее:

1. Стробоскопический преобразователь со смесителем на одном нелинейном элементе можно считать линейной (точнее квазилинейной) системой, если амплитуда сигнала A_c много меньше (по крайней мере на порядок) амплитуды активной части вершины стробимпульса $A_{и}^0$, отсчитанной от уровня его ограничения в смесителе в отсутствие сигнала на входе. Если же $A_c > 0,5 A_{и}^0$, то преобладают нелинейные искажения.

2. Главной причиной нелинейных искажений в таких преобразователях является нелинейность вольтамперной характеристики смесительного элемента в области его прямой проводимости, если за время, равное длительности активной вершины стробимпульса $t_{и}^0$, приращение напряжения сигнала $|\Delta u_c|$ не превосходит величины $A_{и}^0$. Изменение промежутка стробирования при этих условиях практически не влияет на точность преобразования и начинает заметно сказываться только при больших приращениях сигнала. Для случаев, когда $|\Delta u_c| \leq 2A_{и}^0$, в работе дается более точная оценка максимальной величины третьей составляющей погрешности преобразования.

3. В преобразователях с мостовым и балансным смесителями происходит значительная компенсация нелинейных искажений вследствие взаимного влияния симметричных

плеч смесителя. В частности, при квадратичной аппроксимации характеристик диодов, вторая составляющая погрешности $\delta u_{c2}(T)$ равна тождественно нулю. Эту составляющую при оценке точности преобразования следует учитывать только в случае очень большого уровня ограничения стробимпульсов, когда квадратичная аппроксимация характеристик диодов становится слишком грубой.

4. Причиной нелинейных искажений в преобразователях с мостовым и балансным смесителями является изменение промежутков стробирования под действием сигнала и начального смещения, вызывающего разбалансировку схем. Влияние разбалансировки на точность преобразования характеризует коэффициент, равный отношению начального смещения E_c^0 к амплитуде активной части стробимпульса $A_{и}^0$.

5. Величина третьей составляющей погрешности преобразователя с мостовым смесителем в 4 раза меньше, чем преобразователя с балансным смесителем при условии, что начальное смещение, амплитуда и длительность активных вершин стробимпульсов одинаковы в той и другой схемах. Это объясняется лучшим взаимокompенсирующим влиянием плеч четырехдиодного моста при воздействии на него сигнала, стробимпульса и начального смещения.

6. Стробоскопический преобразователь с мостовым или балансным смесителем при точной балансировке ($E_c^0 = 0$, $u_{вых}^0 = 0$) можно считать линейной (точнее квазилинейной) системой, если приращение напряжения сигнала $|\Delta u_c|$ за время $t_{и}^0$ не больше удвоенной амплитуды активной

части стробимпульса ($|\Delta u_c| \leq 2A_{и}^0$). Изменение промежутков стробирования при этих условиях не оказывает существенного влияния на точность преобразования и будет заметно сказываться только при больших изменениях напряжения сигнала за время стробирования. Для случаев, когда $|\Delta u_c| \leq 4A_{и}^0$, в работе получена более точная оценка максимальных величин третьих составляющих погрешности для схем мостового и балансного типов.

7. Разбалансировка мостового или балансного смесителя начальным напряжением смещения вносит дополнительные искажения, причем линейные искажения увеличиваются пропорционально квадрату коэффициента разбалансировки, а нелинейные — пропорционально произведению коэффициента разбалансировки и отношения амплитуды сигнала к амплитуде активной части стробимпульса. В работе определены соотношения между параметрами сигнала, стробимпульса и коэффициентом разбалансировки смесителя, при выполнении которых дополнительные искажения не превысят 10% от первой составляющей погрешности преобразования.

В заключение первой главы проведено сравнение погрешностей преобразователей с различными типами смесителей, исходя из предположения, что одинаковые условия их работы в компенсационном режиме обеспечиваются, когда все смесители имеют равные интегрирующие емкости, одинаковую чувствительность (то есть одинаковые коэффициенты передачи) и равные величины условных нулевых выходных уровней. На основании результатов сравнительных оценок сделан вывод, что оптимальные режимы работы

преобразователей, обеспечивающие заданную чувствительность и максимальную точность, следует подбирать принимая во внимание особенности схем смесителей. В преобразователях с мостовым и балансным смесителями для повышения точности нужно стремиться уменьшать коэффициент разбалансировки, а следовательно и условный нулевой выходной уровень. Это дает значительное уменьшение погрешностей, характеризующих нелинейные искажения, что становится тогда одним из главных преимуществ этих преобразователей перед более простыми, но менее точными преобразователями со смесителем на одном нелинейном элементе. Это преимущество особенно существенно в тех случаях, когда изменения напряжения исследуемого сигнала составляют сотни и тысячи милливольт (то есть при исследовании и измерении параметров импульсов переключающих схем, работающих с большими перепадами напряжения) или когда требуется высокая точность измерения.

ГЛАВА II. СТРОБОСКОПИЧЕСКИЙ ЦИФРОВОЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ СИГНАЛОВ (СЦИС)

Общие принципы компенсационного стробоскопического преобразования, изложенные в главе I, могут быть использованы для построения автоматических измерительных систем с применением элементов цифровой вычислительной техники и техники непрерывно-дискретного преобразования. Примером практического использования этих принципов является система Стробоскопический Цифровой Измеритель Сигналов (СЦИС) /I/, разработанная и построен-

ная в процессе выполнения данной работы. В СЦИС функции управления стробоскопическим блоком и всеми процессами измерений выполняет специализированное ЦВУ, работающее по фиксированным программам. С помощью СЦИС можно измерять средние значения напряжений исследуемого сигнала и средние отклонения измеряемых величин для задаваемых координат времени, средние значения координат времени и средние отклонения измеряемых величин для заданных уровней напряжения. Результаты измерений, получаемые в цифровой форме, могут быть переданы в ЭВМ для последующей обработки, выведены на цифровое печатное устройство или же преобразованы в аналоговые напряжения для построения графиков на двухкоординатном самописце.

В данной главе рассматриваются: принцип действия СЦИС, алгоритмы измерений и первичной обработки информации, главные блоки и узлы ЦВУ, программы работы системы, схемы элементов сопряжения стробоскопического блока и ЦВУ, метод и схема цифровой коррекции нелинейности развертки сигнала.

Принцип действия СЦИС основывается на методе компенсационного цифрового стробоскопического преобразования мгновенных значений сигнала /2/. Сущность этого метода заключается в следующем. Для реализации компенсационного режима работы стробоскопического блока, как показано в главе I, требуются два управляемых источника квазипостоянных напряжений. В качестве таких элементов предлагается использовать два преобразователя двоичных ко-

дов в напряжения (ПКН). Этими преобразователями управляет ЦВУ в зависимости от знака выходного рассогласования стробоскопического преобразователя, определяемого с помощью импульсного нуля-органа с пороговой входной характеристикой. На входы ПКН подаются двоичные коды t и x , преобразуемые в напряжения E_a и E_c ; выходы ПКН_t и ПКН_x подключаются соответственно ко входу схемы сравнения узла задержки стробимпульсов и ко входу смещения смесителя. ЦВУ получает от нуля-органа дискретную информацию (сигналы со значениями 1 или 0) о знаке выходного рассогласования стробоскопического преобразователя и производит отработку либо кода x , либо кода t с целью компенсации отклонения амплитуды выходного импульса усилителя стробоскопического преобразователя от условного нулевого выходного уровня, равного пороговому напряжению срабатывания нуля-органа.

Метод компенсационного цифрового стробоскопического преобразования открывает широкие возможности для автоматизации измерений с использованием стробоскопических преобразователей любого типа. Два режима работы системы дают возможность измерять напряжения сигнала для задаваемых моментов времени и координаты времени для задаваемых уровней напряжения.

Отсчет координаты времени сигнала T при работе системы в первом режиме производится установкой на входе ПКН_t определенного кода t исходя из соотношения

$$T = T_t t,$$

где T_t - цена единицы младшего разряда кода t ,

определяемая при калибровке интервала временной раз-
вертки.

Цифровой эквивалент измеренного напряжения сигнала
— код $y(t)$ находится в виде разности отработанных
кодов $x(t)$ и $x(0)$. Код $y(t)$ пропорционален
приращению напряжения смещения ΔE_c , которое при-
нимается равным напряжению сигнала

$$u_c(t) = \Delta E_c(t) = E_x y(t) = E_x [x(t) - x(0)],$$

где E_x — цена единицы младшего разряда кода x ,
определяемая при калибровке системы по напряжению.

Отсчет уровня напряжения при работе системы во вто-
ром режиме производится установкой на входе ПЧ_x кода
 $x = y + x(0)$, вычисляемого по заданному коду y и
отработанному коду $x(0)$ при $t = 0$. Отработанный
код t принимается за цифровой эквивалент измеренной
координаты времени сигнала.

В системе СЦИС отработка компенсирующих кодов x
и t осуществляется методом последовательных приближе-
ний. Алгоритм отработки сводится к вычислению кодов
последовательных приближений x_{k+i} и t_{k+i} путем
сложения или вычитания (в зависимости от значения сиг-
нала нуль-органа) кодов x_{k+i-1} и t_{k+i-1} с ко-
дом переменного приращения Δ_i . Код начального при-
ращения выбирается равным $\Delta_0 = 2^m$, где m — целое
число. В первых k циклах отработки величина кода
приращения сохраняется постоянной, пока значение сигнала
нуль-органа не изменится на противоположное. После
этого, в каждом следующем цикле отработки, величина ко-

да приращения уменьшается в два раза. Обработка закан-
чивается, когда $i = m$ и $\Delta_m = 1$. Такой способ обра-
ботки дает возможность подбирать оптимальную величину
кода начального приращения Δ_0 для каждого конкретного
сигнала и каждого вида измерения, чтобы уменьшить об-
щее время измерения.

В системе, действующей на основе метода компенса-
ционного цифрового стробоскопического преобразования,
практически полностью исключается зависимость резуль-
татов измерений от нелинейности тракта усиления импуль-
са рассогласования стробоскопического преобразователя.
При отработке кода нулевого уровня $x(0)$ всякий раз
перед началом отработки кода $x(t)$ или кода $t(x)$
устраняются погрешности, обусловленные медленным дрей-
фом параметров элементов стробоскопического блока и
порога срабатывания нуль-органа. Для уменьшения слу-
чайных погрешностей ЦВУ системы СЦИС производит стати-
ческую обработку результатов по N повторным измере-
ниям с вычислением средних величин координат сигнала и
средних отклонений результатов повторных измерений, что
позволяет судить о степени совпадения средних величин
с математическим ожиданием и оценить доверительный ин-
тервал измерений.

Алгоритм статистической обработки заключается в на-
коплении результатов повторных измерений, вычислении
абсолютных величин мгновенных отклонений от среднего
значения, вычислении средних значений координат и сред-
них отклонений делением на число N , которое может

быть выбрано равным 1, 16, 32 и 64. Для уменьшения общего времени измерения координат последовательных точек сигнала и при нахождении средних значений применяется алгоритм квазиследящей отработки компенсирующих величин.

ЦВУ системы СЦИС состоит из арифметического блока и блока управления, построенных на диодно-транзисторных логических элементах, работающих с тактовой частотой 2,5 мГц. Арифметический блок содержит параллельный комбинационный сумматор, работающий в обратных кодах. Деление кода переменного приращения осуществляется на сдвиговом регистре. Для хранения данных измерений и результатов промежуточных вычислений используются триггерные регистры. Вычисление средних значений осуществляется путем передачи содержимого накопительного регистра в регистр хранения средних величин со сдвигом на число разрядов равное показателю двоично-кодированного числа N . Результаты измерений выдаются в печатающее устройство (или ЭВМ) через выходные регистры, выполняющие функции буферной памяти для совмещения во времени операций по измерению, обработке и выводу результатов. Исходные данные измерений вводятся в ЦВУ через тумблерные регистры.

Блок управления ЦВУ осуществляет общую синхронизацию работы элементов системы и вырабатывает управляющие импульсы для арифметического блока в соответствии с заданной программой. В состав блока входят: схема выработки управляющих импульсов (коммутатор операций),

схема формирования сигналов условий - признаков операций, схема центрального управления выполнением циклов операций (ЦУ2), схема центрального управления операциями в цикле (ЦУ1), две пусковые схемы для включения ЦУ1 и ЦУ2, генератор парафазных синхронизирующих импульсов, тумблерный регистр для задания программ, ряд других вспомогательных элементов и органов управления для отладки и контроля ЦВУ.

В диссертации приведены функциональные схемы блоков ЦВУ и отдельных узлов, входящих в состав блоков; поясняются принципы их работы и взаимодействия с использованием временных диаграмм. Работа системы рассматривается на примерах выполнения конкретных программ измерений.

В диссертации обосновывается выбор типа и параметров ПЧН (II разрядов) исходя из особенностей выполняемых ими функций в измерительной системе. Рассмотрены практические схемы подключения ПЧН_t и ПЧН_x к схеме сравнения узла задержки стробимпульсов и к смесителю стробприставки С1-2I. Рассчитаны максимальные частоты изменения кодов на входе каждого ПЧН, при которых величина динамической погрешности, обусловленной переходными процессами в управляемых ими элементах, не превысит единичного уровня квантования.

В системе СЦИС применяется специально разработанный импульсный нуль-орган на транзисторах и туннельном диоде с регулируемым порогом срабатывания в пределах от 20 мВ до 2В и узкой зоной неопределенности срабатыва-

ния (~ 2 мВ), который практически не вносит погрешностей в результаты измерений.

Для уменьшения систематической погрешности отсчета и измерения координат времени сигнала, возникающей вследствие нелинейного характера изменения "быстрого" пилообразного напряжения развертки, предлагается метод цифровой коррекции этой нелинейности /3/. Суть метода состоит в том, что для получения линейной зависимости между кодом t и реальной задержкой стробимпульсов T на вход ПКН t нужно подавать некоторый код θ , являющийся нелинейной функцией кода t , $\theta = G(t)$, где функция $G(t)$ совпадает с точностью до постоянных коэффициентов с функцией зависимости "быстрого" пилообразного напряжения от величины задержки стробимпульсов. Далее предлагается аппроксимировать $G(t)$ квадратичным многочленом, так как точный вид этой функции заранее неизвестен. Для нахождения коэффициентов аппроксимирующего многочлена требуется экспериментальное определение отклонения развертывающего напряжения от прямой в средней точке интервала развертки. Это можно сделать путем измерения координат времени сигнала по заданному уровню напряжения, используя в качестве тестового сигнала импульс или синусоиду. В работе дается оценка эффективности коррекции для случая изменения развертывающего напряжения по экспоненциальному закону. Разработан алгоритм вычисления корректирующего кода и описана схема цифрового устройства коррекции.

Предложенный метод цифровой коррекции нелинейности развертки дает возможность, с одной стороны, уменьшить погрешность нелинейности до десятых долей процента и, с другой стороны, снизить требования к линейности "быстрого" пилообразного напряжения. За счет этого можно повысить крутизну рабочего участка пилы (уменьшив, например, зарядную емкость генератора пилы) и улучшить таким образом стабильность положения стробимпульсов (снизить влияние шумов) на коротких развертках.

Основными систематическими погрешностями системы СЦИС (при линейной развертке сигнала и достаточно малом времени установления стробоскопического преобразователя) будут погрешность цифроаналогового преобразования и погрешность калибровки масштабов измерений. Первая погрешность не должна превышать 0,2 - 0,3 % от пределов измерений, если постоянная времени установления выходного напряжения ПКН в 7 - 8 раз меньше периода повторения стробимпульсов. Для получения минимальной погрешности калибровки можно использовать 5-, 6-значные цифровые приборы (вольтметр и частотомер). Статистическая обработка результатов измерений дает возможность уменьшать случайные ошибки в 4-8 раз.

При числе разрядов ПКН равном II на отработку кодов для измерения координат одной точки сигнала в самом неблагоприятном случае будет затрачиваться время равное 20 периодам повторения стробимпульсов. Тогда, при частоте работы ПКН порядка 10-20 кГц, время измерения координат одной точки будет меньше 1-2 мсек, что экви-

валентно проведению в секунду свыше 250-500 измерений динамических параметров (задержек, фронтов) сигналов электронных схем.

ГЛАВА III. ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ МЕТОДОВ МАТЕМАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ И ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ НА ЭВМ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ

В связи с разработкой стробоскопических цифровых измерительных систем представляет значительный интерес исследование возможности применения методов математического моделирования и обработки информации на ЭВМ для повышения точности измерения переходных процессов, когда главной причиной искажения сигналов является конечное время установления переходной характеристики стробоскопического устройства.

Известно, что для уменьшения времени нарастания переходной характеристики стробоскопического преобразователя могут быть использованы корректирующие фильтры. Аналогичный способ коррекции можно осуществить с помощью ЭВМ на основе математической модели фильтра. На практике, однако, невозможно построить фильтр, частотная характеристика которого была бы обратной по отношению к частотной характеристике стробоскопического преобразователя. Возникающая неравномерность результирующей характеристики преобразователя и фильтра дает выброс на соответствующей переходной характеристике, что наряду с шумами в области высоких частот корректи-

руемого сигнала существенно ограничивает возможность повышения точности измерения.

Задача коррекции искажений, вносимых стробоскопическим устройством измерительной системы, рассматривается в данной главе как задача восстановления входного сигнала. В результате проведенного исследования возможности численного решения этой задачи на основе представления функциональной зависимости между входным $z(s)$ и выходным $u(t)$ сигналами системы в виде линейного интегрального уравнения показано, что при неизбежных ошибках определения значений выходного сигнала возникает неустойчивость численного решения. Неустойчивость решения есть следствие некорректной постановки задачи, причем погрешность восстановления сигнала будет тем больше, чем выше степень гладкости переходной характеристики системы $h(t)$ на некотором начальном участке ее изменения во времени.

В диссертации предлагается метод приближенного восстановления исследуемого сигнала, ликвидирующий неустойчивость решения посредством построения приближенной функциональной зависимости между $z(s)$ и $u(t)$ также в виде линейного интегрального уравнения, используя для этого преобразование функции $h(t)$ сдвигом влево на некоторую величину α . Решение вспомогательного уравнения представляет собой параметрическое семейство приближенных значений входного сигнала $z^\alpha(s)$. Последовательность решений $z^\alpha(s)$, зависящих от параметра α , сходится к $z(s)$ при $\alpha \rightarrow 0$ и к $u(s)$ при

$\alpha \rightarrow \infty$. Выбор величины α находится в прямой зависимости от погрешности δ определения значений сигнала на выходе системы, задаваемой погрешности ϵ приближенного восстановления сигнала и формы переходной характеристики $h(t)$. Нижний предел α_M варьирования параметра восстановления, при котором обеспечивается заданная точность приближенного восстановления сигнала по крайней мере в одной точке, определяется из уравнения

$$h(\alpha_M) = \frac{\delta}{\epsilon}.$$

Характерной особенностью разработанного метода приближенного восстановления сигнала является то, что приближенные значения $z^\alpha(s)$ можно рассматривать как точные значения сигнала на выходе некоторого "гипотетического" устройства с переходной характеристикой $g^\alpha(t)$, зависящей от параметра α . Отсюда следует, что задача нахождения приближенных значений исследуемого сигнала становится эквивалентной задаче коррекции переходной характеристики измерительной системы.

Эффективность метода проанализирована на ряде примеров по нахождению функций $g^\alpha(t)$ и по оценке времени их нарастания по сравнению с временем нарастания функций $h(t)$ в зависимости от δ и ϵ для типичных аппроксимаций переходных характеристик стробоскопических устройств. В результате проведенного анализа установлено следующее:

1. При изменении функции $h(t)$ по экспоненциальному закону с постоянной времени τ функция $g^\alpha(t)$ будет

также представлять экспоненту с постоянной времени $\tau^\alpha = \tau h(\alpha)$. Минимальное значение этой постоянной времени при $\epsilon \gg \delta$ равно $\tau^{\alpha_M} = \tau \frac{\delta}{\epsilon}$. Таким образом, при $\delta = 2 \cdot 10^{-3}$ (типичная погрешность системы СЦИС) и $\epsilon = 10^{-1}$ время нарастания $g^\alpha(t)$ может быть значительно уменьшено, но не более чем в 50 раз.

2. В случае, если функция $h(t)$ представляет собой суперпозицию двух экспонент с постоянными времени $\tau_1 > \tau_2$, то при $\alpha \geq \alpha_K$ (где α_K - критическое значение параметра восстановления) функция $g^\alpha(t)$ имеет такой же вид как и $h(t)$ и меньшие значения постоянных времени τ_1^α и τ_2^α , зависящие от α . Если $\alpha < \alpha_K$, то $g^\alpha(t)$ становится колебательной функцией с частотой колебаний ω^α и частотой затухания β^α , но ее максимум при $\alpha \rightarrow 0$ не превышает 4,3% над установившемся значением. При тех же величинах δ и ϵ при $\alpha = \alpha_M$ имеем $\omega^\alpha \approx \beta^\alpha \approx \frac{1}{\alpha_M}$, а время нарастания $g^\alpha(t)$ по крайней мере в 10 раз меньше времени нарастания даже при неблагоприятном соотношении $\tau_1 \gg \tau_2$.

3. При колебательном характере изменения функции $h(t)$ с частотой колебаний ω и частотой затухания β функция $g^\alpha(t)$ имеет такой же вид как и $h(t)$ при любом α и большие величины частоты колебаний ω^α и частоты затухания β^α . Если $\delta = 2 \cdot 10^{-3}$, $\epsilon = 10^{-1}$ и $\alpha = \alpha_M$, то $\omega^\alpha \approx \beta^\alpha \approx \frac{1}{\alpha_M}$ и время нарастания $g^\alpha(t)$ в 3,8 раза меньше времени нарастания $h(t)$ при неблагоприятном соотношении $\omega \gg \beta$. Однако, уже при

$\omega \geq 4\beta$ максимальная амплитуда колебаний $h(t)$ превышает установившееся значение более чем на 40%, а затухание колебаний происходит довольно медленно, тогда как максимум $g^\alpha(t)$ при $\alpha = \alpha_M$ составляет около 4,3% над установившемся значением. В таких случаях метод приближенного восстановления сигнала дает возможность не только уменьшать время нарастания переходной характеристики системы, но и улучшать ее форму.

Алгоритм нахождения численного решения линейной задачи приближенного восстановления исследуемого сигнала, когда нелинейные искажения пренебрежимо малы по сравнению с линейными искажениями, может быть построен с использованием зависимости между входным и выходным сигналами системы в виде линейного интегрального уравнения. Это уравнение преобразуется во вспомогательное уравнение заменой функции $h(t)$ на $h^\alpha(t) = h(\alpha + t)$. Нахождение приближенных значений входного сигнала при аппроксимации его ступенчатой функцией на сетке равноотстоящих по оси времени точек сводится к решению системы линейных алгебраических уравнений.

В диссертации разработан алгоритм поиска численного решения нелинейной задачи приближенного восстановления входного сигнала системы СЦИС с учетом нелинейных искажений стробоскопического преобразования, возникающих при больших приращениях напряжения сигнала на входе смесителя. Алгоритм построен на основе представления функциональной зависимости между входным $u_c(s)$ и выходным $\Delta E_c(t)$ сигналами измерительной системы в виде систе-

мы обыкновенных дифференциальных уравнений, описывающих переходный процесс в смесителе, и уравнений, выражающих условие компенсации отклонения амплитуды выходного импульса смесителя $u_{\text{ВЫХ}}(t_M)$ от условного нулевого выходного уровня $u_{\text{ВЫХ}}^0$. Здесь t_M — точка амплитудного значения выходного импульса смесителя. Величина $u_{\text{ВЫХ}}^0$ определяется через порог срабатывания нуля-органа U_n и коэффициент усиления импульсного усилителя стробоскопического преобразователя K_y , $u_{\text{ВЫХ}}^0 = \frac{U_n}{K_y}$. Для нахождения приближенных значений входного сигнала $u_{c_j}^\alpha = u_c^\alpha(j\Delta T) = u_c^\alpha(j\Delta s) = u_c^\alpha(s_j)$ (где $\Delta s = \Delta T$ — шаг считывания), применяется метод последовательных приближений с аппроксимацией приближенного входного сигнала ступенчатой функцией, принимающей в промежутках между точками s_{j-1} и s_j постоянные значения $u_{c_j}^\alpha$. При этом процедура численного интегрирования системы дифференциальных уравнений автоматически сдвигает начальное положение стробимпульса на величину α , что равносильно сдвигу переходной характеристики системы на величину параметра восстановления. В качестве критерия для построения последовательных приближений $u_{c_{jk}}^\alpha$ ($k = 1, 2, \dots, n$, где n — число разрядов цифроаналогового преобразователя) используется знак разности величин $u_{\text{ВЫХ}}^\alpha(t_M)$ и $u_{\text{ВЫХ}}^0$. При $s > s_j$ значение входного сигнала принимается равным $u_{c_{jk}}^\alpha$.

Для проверки предложенного метода и алгоритма была составлена программа и проведены численные эксперименты на ЭВМ. При построении математической модели компен-

сационного стробоскопического преобразователя использовались схемы и технические характеристики стробприставки СИ-2I, в которой нелинейным элементом смесителя является электронная лампа. Форма стробимпульса аппроксимировалась квадратичной функцией, вольтамперная анодно-сеточная характеристика лампы аппроксимировалась кусочно-линейной функцией. Система дифференциальных уравнений, описывающих переходный процесс в смесителе, решалась методом Эйлера с постоянным шагом интегрирования.

При проведении численных экспериментов сначала решалась прямая задача расчета выходного сигнала системы для заданного входного сигнала. Полученные результаты использовались затем как исходные данные измерений для решения обратной задачи приближенного восстановления входного сигнала. По ходу вычислений имитировались ошибки измерений выходного сигнала путем округления его рассчитанных значений с учетом того, чтобы средняя вносимая погрешность составляла 0,2% от пределов изменения входного сигнала.

Результаты численных экспериментов подтвердили возможность применения предложенного метода для повышения точности измерения переходных процессов. В ходе экспериментов производилось приближенное восстановление ступенчатых сигналов (перепадов) и импульсов с линейно нарастающим фронтом различной длительности. Как показали результаты расчетов, время нарастания переходной характеристики системы между уровнями 0,1 и 0,9

составляет 1,65 нсек и определяется в основном постоянной времени заряда входной емкости нелинейного элемента смесителя. На время нарастания переходной функции до уровня 0,2 влияет ряд факторов и именно на этом начальном участке проявляется в наибольшей степени зависимость переходной характеристики от амплитуды сигнала. Время нарастания скорректированной переходной характеристики при минимальном значении параметра восстановления $\alpha_m = 0,12$ нсек составило 0,14 нсек, что соответствует максимальному расширению эффективной полосы пропускания в 12 раз, то есть с 200 мГц до 2,5 ГГц. При $\alpha < 0,12$ нсек наблюдалось резкое увеличение погрешности восстановления

При времени установления системы равном 1,65 нсек погрешность определения длительности фронта импульса будет не хуже 10%, если время нарастания фронта больше 3 нсек. Применение коррекции при $\alpha = 0,24$ нсек позволяет получить такую же точность определения длительности фронта импульса, если время нарастания фронта не меньше 0,5 нсек.

Разработанные математические методы повышения точности измерения переходных процессов могут найти применение при построении цифровых измерительных систем, допускающих совместную работу с ЭВМ, открывая дополнительные возможности для более полного извлечения полезной информации из экспериментальных данных измерений. Кроме того они могут быть использованы для повышения точности измерений динамических параметров быстродейст-

вующих интегральных схем непосредственно на пластине, когда паразитные параметры зондов, соединяющих измерительное устройство со схемой, являются причиной больших искажений измеряемых сигналов.

ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ РАБОТЫ

1. Построена обобщенная формальная схема компенсационного стробоскопического преобразования.

2. Исследованы функциональные характеристики компенсационных стробоскопических преобразователей (КСП) с наиболее распространенными типами смесителей и установлено, что систематическая погрешность преобразования напряжения сигнала является суммой трех составляющих, обусловленных ограниченной полосой пропускания преобразователя, нелинейностью вольтамперной характеристики смесительного элемента в области прямой проводимости и изменением интервалов стробирования под действием сигнала.

3. Получены общие выражения составляющих погрешности КСП, которые могут быть использованы для оценки точности преобразования по заданной зависимости прямого тока нелинейного элемента от напряжения и по заданным функциям стробимпульса и сигнала.

4. Рассчитаны составляющие погрешности КСП для синусоидального исследуемого сигнала при описании формы стробимпульса и вольтамперной характеристики смесительного элемента квадратичными функциями и получены таким образом зависимости величин составляющих от схе-

мы смесителя, параметров стробимпульса, параметров сигнала и начального смещения смесителя (уровня ограничения стробимпульсов).

5. На основании результатов расчета и сравнительной оценки составляющих погрешности КСП определены условия квазилинейности преобразования, выяснены основные причины нелинейных искажений, даны рекомендации по уменьшению погрешности и выбору оптимальных режимов работы КСП.

6. Предложены принципы построения стробоскопической цифровой измерительной системы с использованием двух преобразователей кодов в напряжения (ПКН) и импульсного нуля-органа в качестве элементов сопряжения стробоскопического устройства и цифрового вычислительного устройства (ЦВУ).

7. Разработаны функциональные схемы, алгоритмы и программы работы основных блоков и узлов ЦВУ системы Стробоскопический Цифровой Измеритель Сигналов (СЦИС), обоснован выбор типа и параметров ПКН, разработана схема быстродействующего импульсного нуля-органа. Создан лабораторный образец системы СЦИС.

8. Разработан метод цифровой коррекции нелинейности временной развертки сигнала, проведена оценка его эффективности, предложены алгоритм и схема для реализации коррекции в такой системе как СЦИС.

9. Изучена возможность повышения точности измерения переходных процессов посредством восстановления исследуемого сигнала и установлено, что некорректная поста-

новка такой задачи приводит к неустойчивости ее численного решения. Показано, что погрешность восстановления будет тем больше, чем выше степень гладкости переходной характеристики системы на начальном участке ее изменения во времени.

10. Предложен метод приближенного восстановления сигнала, ликвидирующий неустойчивость численного решения задачи посредством построения приближенной функциональной зависимости между входным и выходным сигналами на основе параметрического преобразования переходной характеристики. Получено соотношение для нахождения минимальной величины параметра восстановления.

11. Проведен анализ коррекции типичных переходных характеристик стробоскопических устройств по методу приближенного восстановления сигнала, определены формы скорректированных переходных характеристик и основные соотношения между временами нарастания, параметрами характеристик, погрешностью измерения выходного сигнала и погрешностью приближенного восстановления входного сигнала.

12. Разработан алгоритм поиска численного решения задачи приближенного восстановления входного сигнала системы СПИС с учетом нелинейных искажений стробоскопического преобразования, основанный на представлении зависимости между входным и выходным сигналами системы в виде системы обыкновенных дифференциальных уравнений, описывающих переходный процесс в смесителе, и уравнений компенсации выходного рассогласования стробоскопическо-

го преобразователя.

13. Проведены численные эксперименты на ЭВМ по решению задачи приближенного восстановления ступенчатых сигналов и импульсов с линейно нарастающим фронтом, которые подтвердили возможность применения предложенного метода для повышения точности измерения переходных процессов.

14. Результаты данной работы могут быть использованы при разработке сложных контрольно-измерительных систем с применением универсальных ЭВМ. Создание таких систем и их применение для решения различных исследовательских задач и для испытания радиоэлектронных изделий в условиях массового производства даст большой экономический эффект.

По материалам диссертации сделан доклад на Всесоюзной конференции "Автоматизация научных исследований на основе применения ЭЦВМ". Новосибирск, 1970.

Основные вопросы, рассмотренные в диссертации, изложены в следующих работах:

1. Гришаков Г.И., Гусев В.П., Лозовой В.В., Судачков Г.А. "Стробоскопический цифровой измеритель сигналов". Авторское свидетельство № 292172. Бюллетень изобретений, 1971, № 4.

2. Гришаков Г.И. "Метод компенсационного цифрового стробоскопического преобразования". Вопросы радиоэлек-

троники. Серия РТ, 1971, вып.4.

3. Гришаков Г.И. "Цифровая коррекция нелинейности развертки в стробоскопической измерительной системе"

Вопросы радиоэлектроники. Серия РТ, 1971, вып.6.

4. Гришаков Г.И. "О погрешности стробоскопического преобразователя с однодиодным смесителем" М.,

ИТМ и ВТ АН СССР, 1972, 17 с.

5. Гришаков Г.И. "К вопросу о погрешности стробоскопического преобразователя с однодиодным смесителем."

М., ИТМ и ВТ АН СССР., 1972, 18 с.

6. Гришаков Г.И. "О погрешности стробоскопического преобразователя с мостовым четырехдиодным смесителем"

М., ИТМ и ВТ АН СССР, 1972, 20 с.

7. Гришаков Г.И. "Об искажениях сигнала стробоскопическим преобразователем с мостовым четырехдиодным смесителем". М., ИТМ и ВТ АН СССР, 1972, 20 с.

Корректор: И.И.Парицына Набор: Е.И.Красновой

Работа поступила 31/1-72 г.

Зак.744.

T-01293

Москва, В-333. ИТМ и ВТ АН СССР. Ленинский пр., 51