

Министерство высшего и среднего специального
образования Р С Ф С Р

Куйбышевский ордена Трудового Красного Знамени
авиационный институт имени академика С.П.Королева

В.А.К и р е в, О.И.С к о б е л е в

МОДЕЛИРОВАНИЕ НА ЭВМ ПОДСИСТЕМ СБОРА
И ПРЕОБРАЗОВАНИЯ АНАЛОГОВОЙ ИНФОРМАЦИИ

Утверждено редакционно-издательским
советом института в качестве учебного
пособия

Киреев В. А., Скобелев О. П.
Моделирование на ЭВМ подсистем сбора и преобразования
аналоговой информации. - Куйбышев: Куйбышевский авиа-
ционный институт, 1984. - 56 с.

В пособии рассматриваются структурные схемы существующих подсистем сбора и преобразования измерительной информации и операторные выражения, описывающие их функционирование. Излагаются методы моделирования на ЭВМ подсистем, построенных на базе тестовых переходных процессов в измерительных цепях. Для их иллюстрации выбираются измерительные цепи, компаратор и АЦП "время-код". Модели этих узлов входят в состав модели подсистемы, предназначенной для преобразования сигналов индуктивных датчиков и представляющей собой модуль в стандарте КАМАК, характеристики которого определяются в процессе моделирования.

Книга предназначена для студентов, специализирующихся в области АСНИ, и может быть использована при изучении курса "Датчики, преобразователи, устройства сбора информации", при курсовом, дипломном проектировании, а также при выполнении УИР. Она полезна аспирантам и инженерам, занимающимся разработкой АСНИ.

ил. 35. Табл. 3. Библиогр. - 17 назв.

Рецензенты: кафедра АЭЭП Куйбышевского политехнического
института им. В.В.Куйбышева, доц. Э. Я. Рапорт

В В Е Д Е Н И Е

Фундаментальные исследования в области физики, химии, биологии, океанологии, а также прикладные исследования в области создания сложных технических объектов связаны с необходимостью сбора и обработки большого объема информации. Автоматизация сбора и обработки значительно сокращает длительность экспериментов, а поскольку стоимость современных исследований, как правило, велика, то сокращение длительности экспериментов сопровождается уменьшением стоимости всей исследовательской программы. В конечном счете экономический эффект определяется разностью затрат на проведение исследований и затрат на создание автоматизированных систем научных исследований (АСНИ). В связи с этим разработчики системы автоматизации стремятся уменьшить стоимость АСНИ, по возможности сохранив или даже улучшив ее качественные показатели. Разумный компромисс здесь возможен лишь на основе разработки методов рационального проектирования.

Одной из основных составных частей АСНИ является подсистема сбора и преобразования измерительной информации, включающая датчики, согласующие устройства и аналого-цифровые преобразователи. Современные эксперименты обычно требуют измерения большого числа разнообразных параметров, поэтому затраты на технические средства подсистем сбора и преобразования измерительной информации в настоящее время достигают половины стоимости АСНИ и продолжают расти. Последнее связано с появлением новых сложных объектов исследований и повышением требований к качеству измерений. Внимание разработчика АСНИ должно быть сосредоточено на применении в подсистемах сбора перспективных агрегатированных средств и использовании методов преобразования, обеспечивающих высокие показатели точности, быстродействия и надежности отдельных агрегатов (модулей) подсистемы.

Однако указанные меры еще не гарантируют оптимальности подсистемы

при заданных показателях. В этом случае оптимальность может быть достигнута только в процессе проектирования, предусматривающего тщательный анализ отдельных вариантов подсистемы.

В настоящее время в Академии наук СССР, а также в некоторых отраслях промышленности подсистемы сбора и преобразования информации строятся в стандарте КАМАК. Промышленность выпускает функциональные модули КАМАК различного назначения, в том числе аналого-цифровые преобразователи (АЦП) и коммутаторы, необходимые для построения подсистем. Имеются сведения о модулях КАМАК, предназначенных для преобразования в код сигналов группы однотипных датчиков [1]. Такие модули ориентируются на естественный выходной сигнал датчиков и не требуют предварительной нормализации, что исключает необходимость во внешней по отношению к крейту КАМАК аппаратуре, объем которой может оказаться значительным при большом числе измеряемых параметров (поля температуры, давлений, деформаций, усилий и т.п.). Построение модулей оказалось возможным в основном благодаря появившимся методам преобразования сигналов, основанным на тестовых переходных процессах в измерительных цепях [2].

Основная идея методов в том, что преобразование входной величины в выходную осуществляется по запросу дискретно во времени путем возбуждения переходного процесса в специально организованной измерительной цепи. Реакция цепи на тестовое возмущение сравнивается с заданным опорным уровнем, дифференцируется или интегрируется, а сигналы датчиков преобразуются во временные интервалы, мгновенные значения токов или напряжений, их производных и интегралов. достоинствами методов являются: дискретный во времени процесс преобразования, облегчающий построение цифровых устройств и ввод результатов в ЭВМ; возможность создания групповых преобразователей, в которых процесс коммутации органично сочетается с процессом измерения; снижение энергопотребления (поскольку оно происходит в момент опроса); возможность увеличения мощности в датчике, свойственная импульсным методам. В ряде случаев применение методов повышает быстродействие, надежность и точность измерений даже в условиях интенсивных дестабилизирующих факторов [2].

При реализации методов в подсистемах сбора и преобразования, выполненных в виде модулей КАМАК, функциональная часть модуля содержит измерительные цепи, включающие датчик, ключи коммутатора, образцовые элементы и операционные блоки и АЦП.

Функциональная часть вызывает наибольшие трудности при проектировании модулей.* Непременным этапом проектных работ является анализ того или иного варианта. Применительно к подсистемам сбора анализ на* Здесь и далее под "проектированием" понимается выбор варианта технического решения по заданным критериям.

правлен на определение основных характеристик – уравнения преобразования, чувствительности, времени преобразования, статических и динамических погрешностей, функций влияния внешних мешающих факторов. Трудности определения перечисленных характеристик и параметров связаны с тем, что рассматриваемые подсистемы являются гибридными устройствами, сочетающими элементы аналоговой и цифровой техники. Такое сочетание затрудняет построение математических моделей и получение аналитических решений, а также не позволяет использовать при анализе существующие методы, разработанные применительно к аналоговым устройствам и цифровым автоматам.

Поиски необходимых способов и средств анализа привели к разработке алгоритмических описаний функционирования некоторых гибридных устройств и методов их моделирования на ЭВМ [3–9]. Методика моделирования предполагает разработку библиотеки моделей отдельных элементов и узлов подсистем сбора, в которую входят модели измерительных цепей, операционных усилителей, компараторов и т.п. С помощью управляющей программы модели-элементов и узлов объединяются в модели подсистем, позволяющие вести анализ их характеристик и параметров.

Рассмотренные в книге примеры моделирования позволят читателю самостоятельно построить модели других подсистем, сравнить результаты моделирования и в конечном счете принять верное проектное решение, не прибегая к дорогостоящему натурному моделированию.

1. Структуры подсистем сбора и преобразования измерительной информации

Подсистемы сбора и преобразования в общем случае содержат датчики (Д), согласующие устройства (СУ) и аналого-цифровые преобразователи (АЦП).

Назначение СУ состоит в преобразовании естественного выходного сигнала датчика к виду, удобному для аналого-цифрового преобразования. Обычно это унифицированный сигнал в виде напряжения или частоты. В состав СУ входят линии связи (ЛС), устройства нормализации (УН), усилители (У) и ключевые элементы (Кл), причем в функцию нормализации входит преобразование параметра в напряжение или ток, коррекция, фильтрация и т.д.

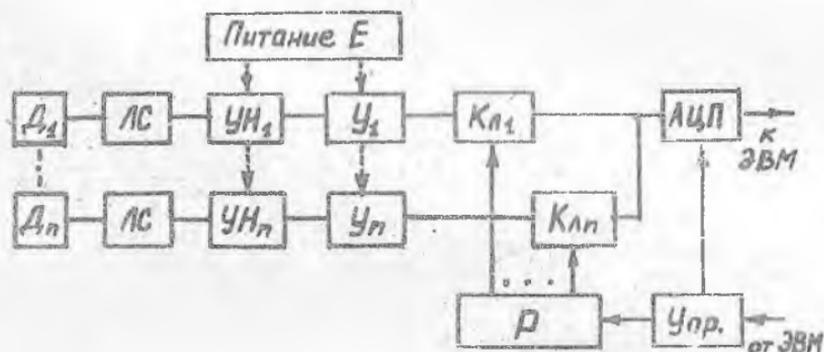
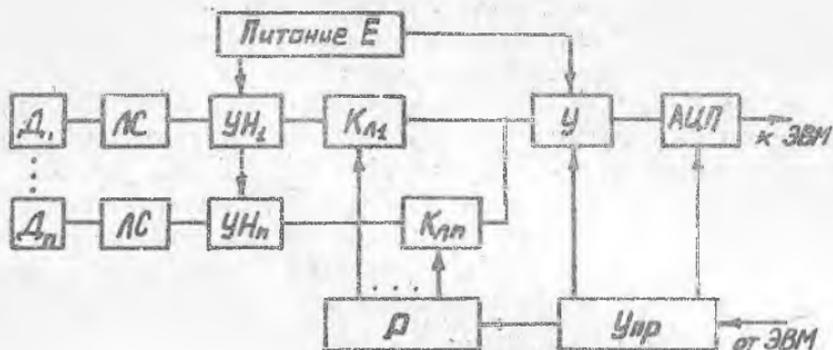
Среди подсистем сбора наиболее традиционными являются два варианта структуры, отличающиеся местоположением ключей коммутатора в СУ. В первом варианте (рис. 1,а) ключи расположены за устройством нормализации, СУ в этом случае называют *г р у п п о в ы м и*. Для групповых СУ (ГСУ) характерна экономия аппаратуры и небольшое энергопотребление.

Операторное выражение, описывающее структурную схему рис.1,а имеет вид [9]

$$N_x = \epsilon_n [x_i(t) P_d P_{ЛС} P_{УН} P_K] P_p P_y P_{АЦП},$$

где N_x и $x_i(t)$ - выходной и входной сигналы, а $P_d, P_{ЛС}, P_{УН}, P_K, P_p, P_y, P_{АЦП}$ - операторы датчиков, линий связи, устройств нормализации, ключей, распределителя, усилителя и АЦП. Выражением $\epsilon_n [x_i(t)] P_p$ обозначены операции по организации входного потока сигналов из множества n каналов.

Во втором варианте (рис.1,б) ключи расположены на выходе СУ (на входе АЦП). В этом случае СУ называют *и н д и в и д у а л ь н ы м и* (ИСУ).



Р и с. 1. Структура подсистем сбора с непрерывным питанием: а-с групповыми СУ; б-с индивидуальными СУ

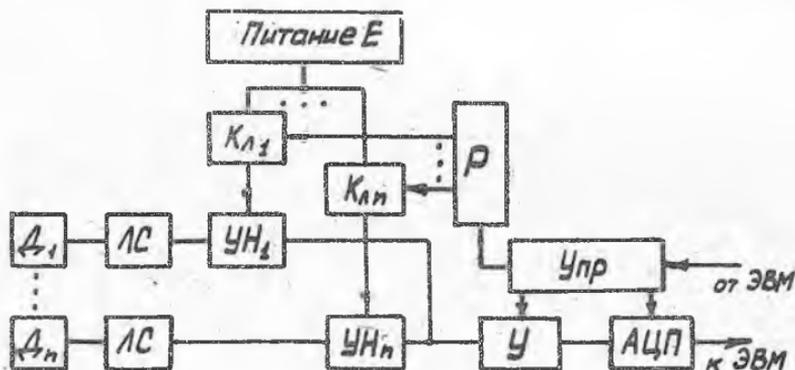
Для подсистемы сбора с ИСУ характерна аппаратная избыточность, повышенное энергопотребление. Достоинство этой структуры - более высокое быстродействие за счет параллельного аналогового преобразования сигналов и коммутации на высоком уровне. Операторное выражение имеет вид

$$N_x = \epsilon \prod_n [x_i(t) P_D P_{ЛС} P_{УН} P_U P_K] P_P P_{АЦП}$$

Рассмотренные структурные варианты характерны для большинства подсистем, в которых преобразуются сигналы датчиков с естественным нормализованным выходным сигналом (термопары и терморезисторы). В более ранних разработках преобладали ИСУ, в более поздних - РСУ. В случае с термопарами УН осуществляет коррекцию температуры холодного спая и фильтрацию; в случае с терморезисторными УН представляет собой, как

правило, мостовую схему. В зависимости от конкретных условий возможны видоизменения схем. Например, при использовании индуктивных или емкостных датчиков ИСУ представляет собой МДМ - преобразователи, включающие мост (модулятор), усилитель, демодулятор и фильтр. Однако, вне зависимости от вариаций структуры, для схем, представленных на рис.1, характерна непрерывная подача питания к УН и У.

Известны подсистемы сбора, в которых осуществляется импульсное питание устройств нормализации и даже усилителей (рис. 2), что бывает полезно в тех случаях, когда ограничена мощность источников питания.



Р и с. 2. Структура подсистем сбора с импульсным питанием

Иногда импульсное питание датчиков позволяет улучшить соотношение "сигнал-шум", это повышает точность преобразования. Импульсное питание получило распространение в тензоэметрии, где используются датчики с малым изменением выходного сигнала.

Операторное выражение для такого варианта структуры записывается в виде

$$N_x = e_n \left[x_i(t) P_E (P_A P_{ЛС} P_{УН} P_K) \right] P_P P_U P_{АЦП}$$

Чтобы подчеркнуть специфику, проявляющуюся в коммутации по питанию, а не по выходному сигналу, вводится оператор P_E .

Очевидно, что методы преобразования, использующие тестовые переходные процессы в измерительных цепях с параметрическими датчиками, можно классифицировать как методы с импульсным питанием. Однако наряду со сходством, между ними имеются существенные отличия, которые выражаются в замене некоторых устройств и появлении новых.

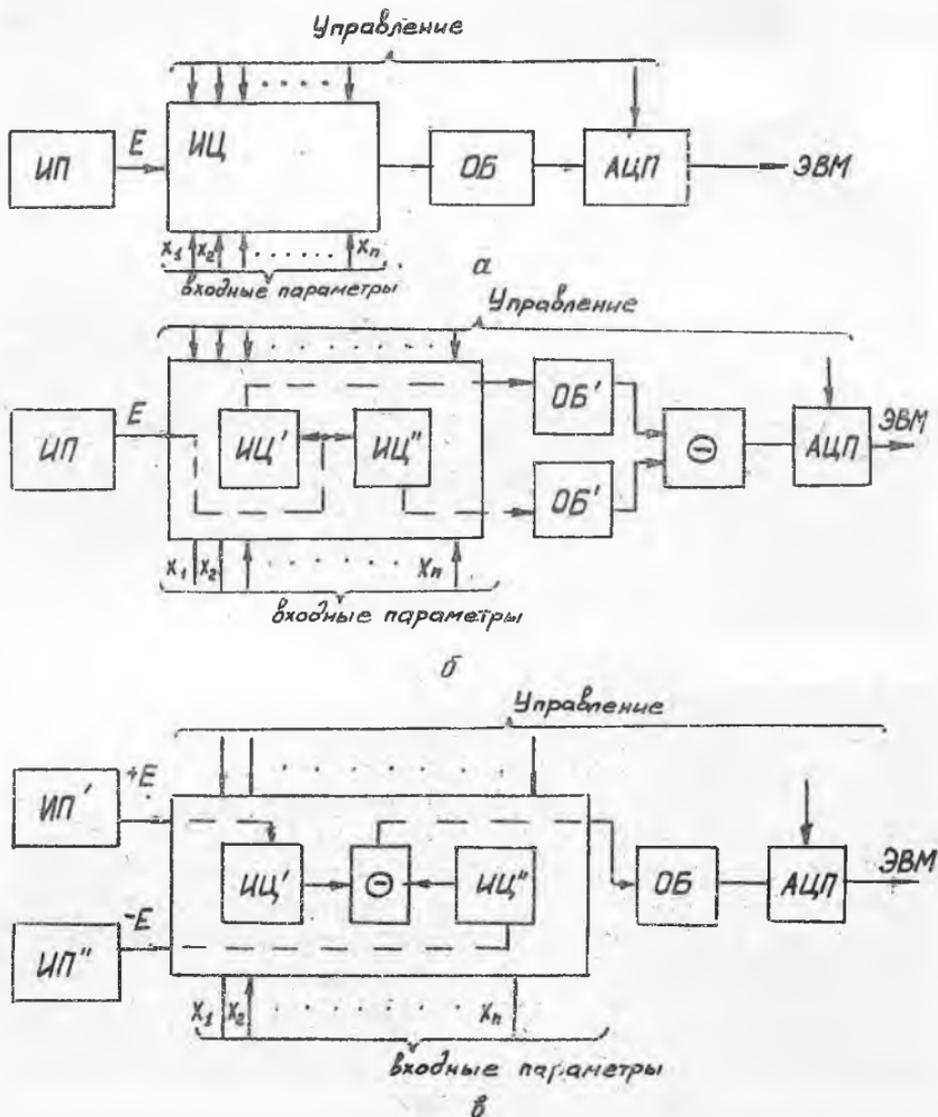
Остановимся на анализе структурных вариантов подсистем, реализующих тестовые переходные процессы.

2. СТРУКТУРЫ ПОДСИСТЕМ СБОРА, ПОСТРОЕННЫХ НА ОСНОВЕ ТЕСТОВЫХ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ

Вид структуры подсистемы зависит от того, какие датчики обслуживает подсистема – параметрические или генераторные. В дальнейшем рассматриваются только те, которые предназначены для преобразования сигналов параметрических датчиков – резисторных, индуктивных, емкостных. Вид структуры таких подсистем определяется видом датчика (дифференциальный, недифференциальный), характером опроса его плеч (последовательный, параллельный), видом источника питания измерительной цепи (однополярный, разнополярный) В (рис.3). На рисунке ИП – источник питания; ИЦ – измерительная цепь, которая содержит датчики, ключевые элементы, линии связи, образцовые и подгоночные элементы; ОБ – операционный блок, осуществляющий дифференцирование, интегрирование или сравнение выходного сигнала ИЦ с заданным уровнем, т.е. реализующий выбранный метод преобразования; АЦП – аналого-цифровой преобразователь. ИЦ представлена как устройство с числом n входных аналоговых сигналов, воздействующих на датчики, с числом n логических сигналов, поступающих с устройства управления (распределителя) на ключевые элементы, осуществляющие коммутацию питания и одновременно тестовое воздействие в цепи выбранного датчика.

На рис.3,а изображена структура подсистем для недифференциальных и дифференциальных датчиков с последовательным опросом плеч. В ИЦ реализуется принцип временного разделения, поэтому цепь имеет один выход, связанный со входом ОБ.

Дополнительные структурные варианты подсистем сбора отличаются видом линии связи (двух-, трех-, четырехпроводная), расположением и количеством ключевых элементов (рис.4). Ключевые элементы могут быть расположены со стороны источника питания (шина E), со стороны операционного блока (шина ОБ); коммутация может производиться двумя синхронными ключами, расположенными с обеих сторон. Варианты расположения ключей обозначены римскими цифрами (вход X_1). На этом же рисунке (X_i) изображены измерительные цепи дифференциальных датчиков с четырехпроводными линиями связи (вариант I – расположение ключей со стороны шины E , варианты II, III аналогичны цепи X_1). В каналах с входными сигналами X_k, X_n представлены измерительные цепи для дифференциальных датчиков с трехпроводными линиями связи.



Р и с. 3. Структура подсистем для параметрических дифференциальных и недифференциальных датчиков: а-с одним источником питания и одним операционным блоком; б-с параллельным опросом плеч датчиков с одним источником и двумя операционными блоками; в-с параллельным опросом плеч датчика, двумя разнополярными источниками и одним операционным блоком

В схеме x_k ключи, расположенные со стороны питания Б и шины ОБ, работают синхронно, что соответствует варианту III в канале X_I . Пунктиром показана схема, соответствующая варианту I. Схема с входным сигналом x_n соответствует варианту II.

Операторное выражение функционирования схемы (см. рис. 3, а), когда во всех n каналах используются недифференциальные датчики, будет иметь вид

$$N_x = \epsilon_n \left[x_i(t) T_{E_i} (P_{di} P_{ki} P_{sci}) \right] P_p P_{ob} P_{\text{вчп}}$$

Оператор T_{E_i} характеризует коммутацию по питанию в выбранном i -м канале и тестовый переходный процесс.

Для подсистемы с дифференциальными датчиками и поочередным опросом, предполагая идентичность каналов, получим

$$N_x = \epsilon_n \left\{ x_i(t) \left[T_{E_i}' (P_{di}' P_{ki}' P_{sci}') T_{E_i}'' (P_{di}'' P_{ki}'' P_{sci}'') \right] \right\} P_p P_{ob} P_{\text{вчп}}$$

где одним и двумя штрихами обозначены операторы цепей обоих плеч датчиков.

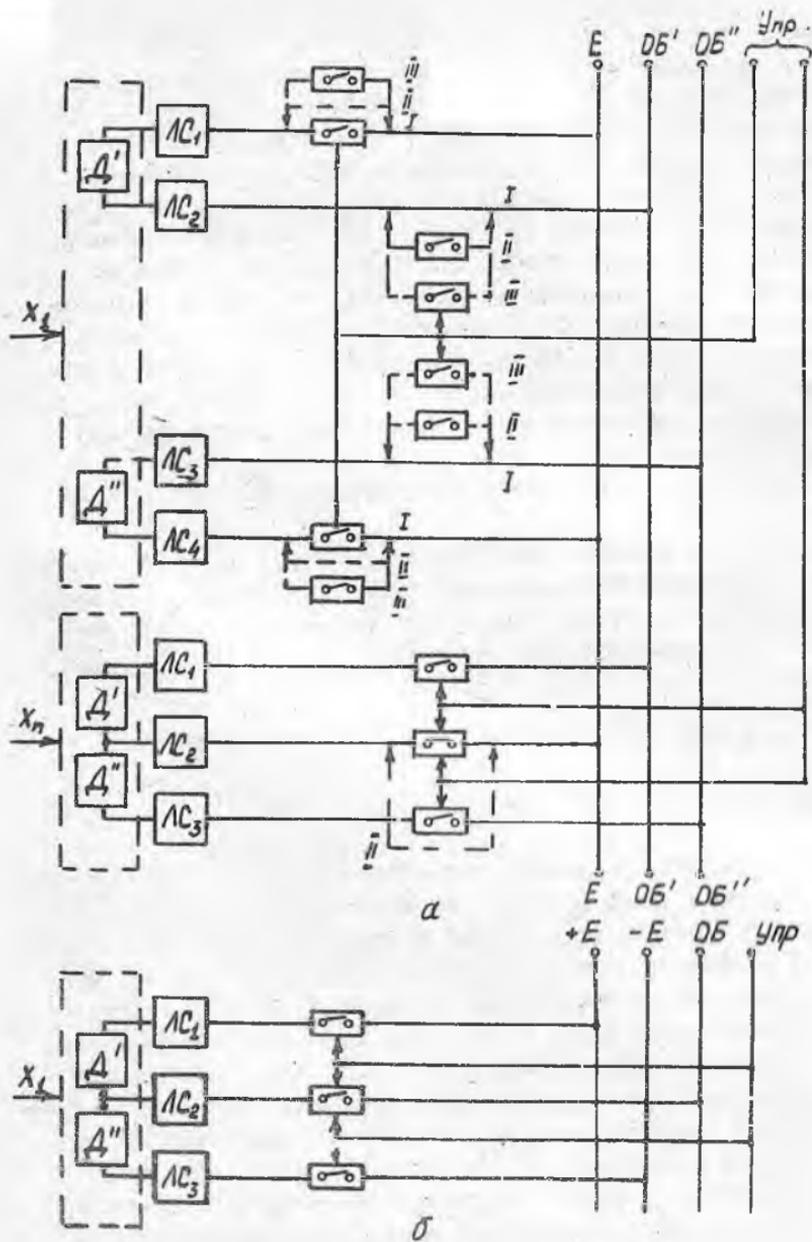
В подсистемах с параллельным (одновременным) опросом плеч датчиков, включенных в измерительные цепи ИЦ' и ИЦ'' (рис. 3, б), выходы ИЦ' и ИЦ'' связаны со входами двух операционных блоков ОБ' и ОБ'', сигналы которых вычитаются в блоке вычитания. Варианты расположения ключей в четырехпроводной схеме (рис. 5, а) аналогичны случаю с недифференциальными датчиками, в схеме с трехпроводными линиями связи непременным условием является разделение каналов ключевыми элементами по шинам ОБ' и ОБ''. Отсутствие развязывающих ключей приводит к недопустимым взаимным влияниям, которые ограничивают число возможных вариантов. Рассматриваемые структуры описываются операторным выражением

$$N_x = \epsilon \left[x_i(t) T_{E_i} \left(\begin{matrix} P_{di}' & P_{ki}' & P_{sci}' \\ P_{di}'' & P_{ki}'' & P_{sci}'' \end{matrix} \right) P_p \begin{matrix} P_{ob}' \\ P_{ob}'' \end{matrix} P_{\text{вчп}} \right]$$

где $P_{\text{вчп}}$ - оператор вычитания.

Благодаря использованию в структуре двух разнополярных источников питания ($\pm E$) (рис. 3, в), удастся осуществить вычитание непосредственно в ИЦ. На рис. 5, б раскрыт вариант ИЦ подсистемы, в которой осуществляется параллельный опрос плеч дифференциального датчика. Обычно такая схема используется при реализации методов дифференцирующего и интегрирующего преобразования. Операторное выражение функционирования имеет вид

$$N_x = \left[x_i(t) T_{E_i} \left(\begin{matrix} P_{di}' & P_{ki}' & P_{sci}' \\ P_{di}'' & P_{ki}'' & P_{sci}'' \end{matrix} \right) P_{\text{вчп}} \right] P_p P_{ob} P_{\text{вчп}}$$



Р и с. 5. Варианты структуры измерительных цепей подсистем: а-с четырех-, трехпроводными линиями связи, одним источником питания и двумя операционными блоками; б-с трехпроводными линиями связи, двумя разнополярными источниками, одним операционным блоком

Из обзора структурных вариантов и операторных выражений следует, что для анализа подсистем необходимы модели операторов $T_E, P_{OB}, P_{АЦП}$, причем операторы T_E и P_{OB} отражают наиболее специфичные свойства рассматриваемых подсистем. Наиболее сложной является модель T_E .

Действительно, оператор T_E характеризует работу многоканальной ИЦ, представляющей в общем случае разветвленную нелинейную цепь с переменными во времени параметрами L, C, R . Не останавливаясь на технологии моделирования, заметим, что число моделей операторов T_{Ei} (моделей ИЦ) можно значительно уменьшить, сопоставляя рассмотренные варианты. В частности, в качестве базовой можно использовать модель оператора T_{Ei} для недифференциальных датчиков. К этой модели сводятся схемы с четырехпроводными линиями связи (см. рис. 4 и 5, а).

Модели T_{Ei} остальных вариантов, модели операционных блоков P_{OB} и АЦП $P_{АЦП}$ по мере разработки образуют достаточно полную библиотеку моделей для анализа подсистем, использующих тестовые переходные процессы.

В дальнейшем, ограничившись базовой моделью T_E , рассмотрим модель компаратора (операционного блока в случае реализации метода постоянной времени), а также модель АЦП "время-код" как наиболее широко используемого в приведенных вариантах подсистем.

3. МОДЕЛИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ

3.1. Уравнения переменных состояния

Задача моделирования ИЦ состоит в определении реакции цепи $U(t)$ или $i(t)$ на замыкание ключа в опрашиваемом канале при изменениях входного сигнала, параметров элементов ИЦ и внешних факторов.

Рассмотрим в качестве примера базовую ИЦ (см. рис. 4, вход X_1) для индуктивных датчиков. Индуктивный датчик с магнитопроводом из стали в общем случае представляет собой нелинейную систему с распределенными и переменными во времени параметрами; линия связи - линейную систему с распределенными, постоянными во времени параметрами. Ключевые элементы в рассматриваемых подсистемах выполняются на биполярных транзисторах и являются нелинейными элементами. ИЦ, представляющая собой совокупность перечисленных элементов, - сложная разветвленная электрическая цепь с распределенными и сосредоточенными, линейными и нелинейными, постоянными

ными и переменными параметрами. Без упрощающих допущений моделирование ИЦ практически невозможно.

Эквивалентная схема Π - канальной ИЦ, в которой распределенные параметры заменены сосредоточенными, приведена на рис.6. Датчик представлен последовательной L_0, R_0 цепью, линии Π -образными эквивалентными схемами замещения (R_d, C_d, L_d), ключи - статическими эквивалентными схемами (в открытом состоянии - $U_{ок}, R_{ок}$, в закрытом $I_{рк}, R_{рк}$). Для построения моделей ИЦ целесообразно использовать метод переменных состояния, который позволяет в деталях изучить поведение цепи и оценить влияние ее параметров на показатели точности, быстродействия, помехозащищенности. Метод переменных состояния ориентирован на применение ЭВМ и не имеет принципиальных ограничений в отношении порядка цепи, нелинейности и постоянства ее элементов во времени (ограничением является быстродействие и объем памяти ЭВМ) [10].

Совокупность данных, характеризующих цепь, можно назвать ее состоянием, если:

для любого времени $t > t_0$ однозначно определяется состояние цепи по известному состоянию в момент t_0 и заданных формах волны входного сигнала (определенного для времени t_0 и дальше);

состояние и входные сигналы в момент времени t однозначно определяют значение любой переменной цепи в этот момент времени. Переменные состояния являются одним из центральных понятий теории систем.

Уравнения переменных состояния в общем случае имеют вид

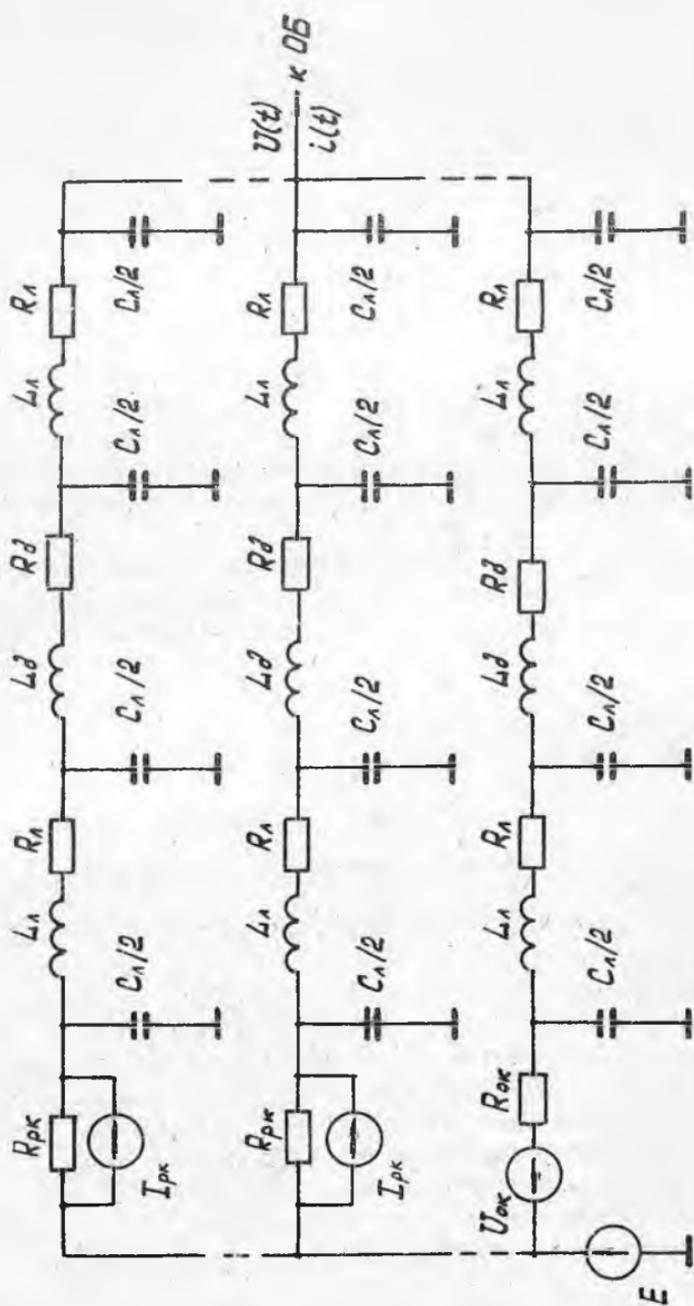
$$\dot{\bar{X}} = f(\bar{X}, \bar{w}, t),$$

где \bar{X} - вектор Π переменных состояния, \bar{w} - вектор входных сигналов, t - время.

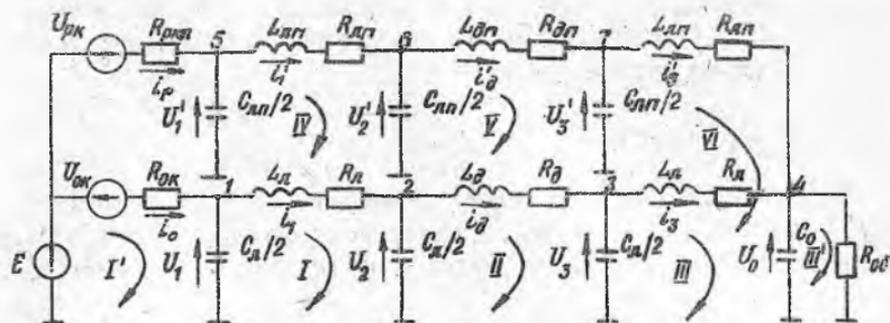
Состояние любой цепи определяется всеми напряжениями на емкостях и всеми токами в индуктивностях. Для электрических цепей \bar{w} - вектор источников тока или напряжения.

Обратимся к схеме Π -канальной измерительной цепи с индуктивными датчиками (рис.6). Пусть параметры датчиков, линий, ключей неопрашиваемых каналов одинаковы, линейны и постоянны в пределах импульса опроса. Тогда схему ИЦ можно существенно упростить, заменив эти каналы одним эквивалентным (рис.7). Такая схема может быть использована при анализе уравнения преобразования и влияния на него параметров цепи. В дальнейшем мы ограничимся рассмотрением только линейных ИЦ с постоянными по времени параметрами. Для таких цепей уравнения переменных состояния имеют вид

$$\dot{\bar{X}} = A\bar{X} + B\bar{w}(t), \quad (I)$$



Р и с. 6. Эквивалентная схема n -канальной измерительной цепи с индуктивными датчиками



Р и с. 7. Упрощенная эквивалентная схема с ключами со стороны питания

где \bar{A} - квадратная матрица цепи размера $n \times n$, \bar{B} - вектор размера n , n - число параметров состояния (для ИЦ на рис.7, $n = 13$). \bar{A} и \bar{B} зависят от элементов цепи и ее конфигурации.

3.2. Численное решение уравнений переменных состояния для линейных измерительных цепей

Общее решение системы дифференциальных уравнений (I) при отличных от нуля входных сигналах $\bar{W}(t)$ и начальных условиях $\bar{X}(0)$ задается выражением [II]

$$\bar{X}(t) = e^{\bar{A}t} \bar{X}(0) + e^{\bar{A}t} \int_0^t e^{-\bar{A}\tau} \bar{B} \bar{w}(\tau) d\tau, \quad (2)$$

$$\text{где } e^{\bar{A}t} = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\bar{A}^k t^k}{k!}, \quad (3)$$

$\bar{A}^0 = I$ - единичная матрица.

Выбирая любой момент времени в качестве начала отсчета $t = 0$, для некоторого момента времени $t = mT$ (T - шаг приращения по времени; $m = 1, 2, 3, \dots$) можно выражение (2) переписать в виде

$$\bar{X}(mT) = e^{\bar{A}mT} \bar{X}(0) + e^{\bar{A}mT} \int_0^{mT} e^{-\bar{A}\tau} \bar{B} \bar{w}(\tau) d\tau. \quad (4)$$

Аналогично для момента времени $t = (m+1)T$ получим

$$\bar{X}[(m+1)T] = e^{\bar{A}(m+1)T} \bar{X}(0) + e^{\bar{A}(m+1)T} \int_0^{(m+1)T} e^{-\bar{A}\tau} \bar{B} \bar{w}(\tau) d\tau. \quad (5)$$

Умножая уравнение (4) на $e^{\bar{A}T}$ и вычитая полученное выражение из уравнения (5), найдем связь вектора переменных состояния схемы в соседние отсчетные моменты времени:

$$\bar{X}[(m+1)T] = e^{\bar{A}T} \bar{X}(mT) + e^{\bar{A}(m+1)T} \int_0^{(m+1)T} e^{-\bar{A}\tau} \bar{B} \bar{w}(\tau) d\tau. \quad (6)$$

Если предположить, что $\bar{w}(t)$ в течение интервала времени $mT < t < (m+1)T$ имеет постоянное значение (т.е. использовать кусочно-ступенчатую аппроксимацию для $\bar{w}(t)$), то интеграл в выражении (6) можно вычислить точно:

$$\begin{aligned} \int_{mT}^{(m+1)T} e^{-\bar{A}\tau} \bar{B} \bar{w}(\tau) d\tau &= \int_{mT}^{(m+1)T} e^{-\bar{A}\tau} d\tau \bar{B} \bar{w}(mT) = -e^{-\bar{A}\tau} \Big|_{mT}^{(m+1)T} \bar{A}^{-1} \bar{B} \bar{w}(mT) = \\ &= \left[-e^{-\bar{A}(m+1)T} + e^{-\bar{A}mT} \right] \bar{A}^{-1} \bar{B} \bar{w}(mT). \end{aligned}$$

Распространенной формой возбуждения в рассматриваемых подсистемах являются прямоугольные (ступенчатые) воздействия, как наиболее просто реализуемые; поэтому вектор $\bar{w}(t)$ постоянен во всем интервале интегрирования системы уравнений (1). Уравнение (6) принимает следующий вид:

$$\bar{X}[(m+1)T] = e^{\bar{A}T} \bar{X}(mT) + \left[e^{\bar{A}T} - I \right] \bar{A}^{-1} \bar{B} \bar{w}.$$

Это разностное уравнение связывает $\bar{X}[(m+1)T]$, с одной стороны, и \bar{w} и $\bar{X}(mT)$ - с другой. Перепишем его в более краткой форме:

$$\bar{X}[(m+1)T] = \bar{F} \bar{X}(mT) + \bar{W} \bar{w},$$

где $\bar{F} = e^{\bar{A}T}$, $\bar{W} = (e^{\bar{A}T} - I) \bar{A}^{-1} \bar{B}$.

Матрицы \bar{F} и \bar{W} вычисляются один раз при заданном шаге вычислений T . Если $e^{\bar{A}T}$ вычисляется с помощью ряда (3), то сомножитель \bar{A}^{-1} может быть учтен в соответствующем разложении:

$$\bar{W} = T \left[\sum_{k=0}^{\infty} \frac{\bar{A}^k T^k}{(k+1)!} \right] \bar{B}.$$

Так как матричный ряд (3) сходится равномерно на любом конечном интервале, то матричную функцию $e^{\bar{A}T}$ можно определить приближенно, используя лишь конечное число членов:

$$e^{\bar{A}T} \cong I + \bar{A}T + \frac{1}{2!} (\bar{A}T)^2 + \dots + \frac{1}{K!} (\bar{A}T)^K = \bar{M}. \quad (7)$$

Матрица ошибки \bar{R} такого представления определяется разностью между бесконечным рядом и многочленом (7) :

$$\bar{R} = \frac{1}{(K+1)!} (\bar{A}T)^{K+1} + \frac{1}{(K+2)!} (\bar{A}T)^{K+2} + \dots = \sum_{k=K+1}^{\infty} \frac{(\bar{A}T)^k}{k!}.$$

Найдем верхний предел значений элементов \bar{R} . Пусть $\|\bar{A}\|$ - одна из следующих норм матрицы \bar{A} порядка n :

$$\|\bar{A}\| = \max_i \sum_{j=1}^n |a_{ij}|$$

$$\|\bar{A}\| = \max_j \sum_{i=1}^n |a_{ij}|.$$

Очевидно, что $|a_{ij}| \leq \|\bar{A}\|$ при всех i и j . Известно, что $\|\bar{A}\bar{B}\| \leq \|\bar{A}\| \|\bar{B}\|$. Используя неравенства, получим граничные значения элементов $\bar{R} = [z_{ij}]$:

$$|z_{ij}| \leq \sum_{k=K+1}^{\infty} \frac{1}{k!} |(i, j) \text{-й элемент } (\bar{A}T)^k| \leq \sum_{k=K+1}^{\infty} \frac{1}{k!} \|\bar{A}T\|^k \leq \frac{\|\bar{A}T\|^K}{(K+1)!} \{1 + \|\bar{A}T\| + \|\bar{A}T\|^2 + \dots\}.$$

Этот ряд сходится при $\|\bar{A}T\| < 1$, при этом получаем

$$|z_{ij}| \leq \frac{\|\bar{A}T\|^{K+1}}{(K+1)!} \frac{1}{1 - \|\bar{A}T\|} = \varepsilon.$$

Значение ε определяет верхний предел ошибки при представлении e^{mT} рядом (7). При заданном ε точность вычисления e^{mT} определяется сравнением ε со всеми элементами $M - m(i, j)$ (наибольшая относительная ошибка равна $\frac{\varepsilon}{\min M(i, j)}$). Шаг T выбирается из соображений точности определения реакции ИЦ и устойчивости численного решения.

Рассмотрим устойчивость численного решения на примере пассивной линейной схемы первого порядка, характеризуемой уравнением $\dot{x} = -\lambda x$. Точное аналитическое решение уравнения $x(t) = x_0 e^{-\lambda t}$, $t \geq 0$. Запишем $x(mT) = x_0 e^{-\lambda mT}$. Это решение при $m \rightarrow \infty$ стремится к нулю. При использовании явного метода Эйлера (в разложении в ряд (7) используются только первые два члена) получим $x[(m+1)T] = (1 - \lambda T)x(mT)$. Если шаг T выбран таким, что $|1 - \lambda T| > 1$, то $x[(m+1)T]$ при $m \rightarrow \infty$ стремится к бесконечности. В таком случае говорят, что процесс численно неустойчив. Для того, чтобы он стал устойчивым, необходимо выполнить неравенства $|\lambda T| \leq 2$. Если в разложении в ряд (7) используется K членов ряда, то условие устойчивости численного решения [12]

$$\left| \sum_{j=1}^k \frac{T_{ji}}{d} \right| \leq 2, \quad i = \overline{1, m},$$

где λ_i - собственные значения матрицы \overline{A} .

Особенность ИЦ состоит в том, что матрица \overline{A} системы уравнений переменных состояния имеет собственные значения, различающиеся по величине на несколько порядков. Такие уравнения называются жесткими уравнениями переменных состояния. Их решение содержит "очень быструю" и "очень медленную" компоненты (обратные величины собственных значений матрицы \overline{A} - постоянные времени экспонент переходной характеристики) [11]. Для устойчивости численного решения этих уравнений шаг T определяется по наибольшему собственному значению (наименьшей постоянной времени в цепочках R_A, L_A, C_A). Число же шагов, необходимое для достижения установившегося состояния цепи, определяется наименьшим собственным значением (наименьшей постоянной времени, задаваемой датчиком и образцовым элементом). Таким образом, для определения шага T в общем случае необходимо вычислить собственные значения λ_i матрицы \overline{A} . Например, все нижеприведенные решения получены при $T = (0,5 \dots 1) 10^{-7}$ с.

В заключение отметим, что численное решение систем уравнений переменных состояния (I) требует значительных затрат машинного времени (единицы - десятки минут на одну переходную характеристику), поэтому необходимо ограничивать сложность модели ИЦ и число ее прогонов на ЭВМ.

3.3. Базовые модели измерительных цепей с индуктивными датчиками

Базовые модели ИЦ отличаются друг от друга местоположением ключевых элементов (см. рис. 7). Величины суммарных эквивалентных параметров цепочки, соответствующей неопрашиваемым каналам, для n -канальной ИЦ с недифференциальными датчиками определяются следующим образом:

$$R_{\partial n} = \frac{R_{\partial}}{n-1}, \quad L_{\partial n} = \frac{L_{\partial}}{n-1}, \quad R_{pkn} = \frac{R_{pk}}{n-1},$$

$$R_{An} = \frac{R_A}{n-1}, \quad L_{An} = \frac{L_A}{n-1}, \quad C_{An} = (n-1)C_A,$$

$$C_0 = \frac{n}{2} C_A, \quad U_{pk} = I_{pkn} R_{pkn} = (n-1) I_{pk} \frac{R_{pk}}{n-1} = I_{pk} R_{pk}. \quad (8)$$

Для ИЦ с дифференциальными датчиками и четырехпроводной линией связи

$$\begin{aligned}
 R_{\partial n} &= \frac{R_{\partial}}{2n-1}, & L_{\partial n} &= \frac{L_{\partial}}{2n-1}, & R_{\rho\kappa n} &= \frac{R_{\rho\kappa}}{2n-1}, \\
 R_{\lambda n} &= \frac{R_{\lambda}}{2n-1}, & L_{\lambda n} &= \frac{L_{\lambda}}{2n-1}, & C_{\lambda n} &= (2n-1)C_{\lambda}, \\
 C_0 &= nC_{\lambda}.
 \end{aligned} \tag{9}$$

Рассмотрим методику получения уравнений переменных состояния [13] на примере этой ИЦ. На основе законов Кирхгофа переменные i_{cj} (токи через емкость) и $U_{L\kappa}$ (напряжения на индуктивностях) выражаются через токи и напряжения других ветвей:

$$\begin{aligned}
 i_{cj} &= f_j \quad (\text{другие переменные}), & j &= \overline{1, m}, \\
 U_{L\kappa} &= f_{\kappa} \quad (\text{другие переменные}), & \kappa &= \overline{1, \ell}, \\
 m + \ell &= n.
 \end{aligned} \tag{10}$$

Затем i_{cj} и $U_{L\kappa}$ заменяются производными в соответствии с выражениями

$$i_{cj} = C_j \frac{dU_{cj}}{dt}, \quad U_{L\kappa} = L_{\kappa} \frac{di_{L\kappa}}{dt}, \tag{II}$$

а переменные в правой части уравнений (10) с помощью комбинирования законов Кирхгофа выражаются через \bar{U}_c и \bar{I}_L . В результате получим систему дифференциальных уравнений в нормальной форме - систему уравнений переменных состояния:

$$\frac{dU_{cj}}{dt} = \frac{1}{C_j} f_j(\bar{U}_c(t), \bar{I}_L(t)),$$

$$\frac{di_{L\kappa}}{dt} = \frac{1}{L_{\kappa}} f_{\kappa}(\bar{U}_c(t), \bar{I}_L(t)).$$

Выберем на схеме (см. рис.7) положительные направления токов элементов схемы, а также направления обхода контуров. При этом считаем, что вектор напряжения на элементе направлен встречно вектору тока.

Запишем уравнения Кирхгофа для узлов схемы:

$$1 \text{ узел} - i_0 + i_1 + i_{c1} = 0,$$

$$2 \text{ узел} - i_1 + i_{\partial} + i_{c2} = 0,$$

$$3 \text{ узел} - i_{\partial} + i_3 + i_{c3} = 0,$$

$$4 \text{ узел} - i_3 - i_3' + i_{R0\partial} + i_{c0} = 0,$$

$$5 \text{ узел} - i_{\partial} + i_1' + i_{c1} = 0,$$

$$6 \text{ узел} - i_1' + i_{\partial}' + i_{c2}' = 0,$$

$$7 \text{ узел} - i_{\partial}' + i_3' + i_{c3}' = 0.$$

Уравнения Кирхгофа для контуров:

$$I \text{ контур} \quad U_1 - U_{L1} - U_{R1} - U_2 = 0,$$

$$II \text{ контур} \quad U_2 - U_{L\partial} - U_{R\partial} - U_3 = 0,$$

$$III \text{ контур} \quad U_3 - U_{L3} - U_{R3} - U_0 = 0,$$

$$\text{IV контур } U_1' - U_{L1}' - U_{R1}' - U_2' = 0,$$

$$\text{V контур } U_2' - U_{L2}' - U_{R2}' - U_3' = 0,$$

$$\text{VI контур } U_3' - U_{L3}' - U_{R3}' - U_0 = 0.$$

Перепишем эти уравнения в виде уравнений (10):

$$i_{C1} = i_0 - i_1, \quad i_{C2} = i_1 - i_2, \quad i_{C3} = i_2 - i_3,$$

$$i_{C0} = i_3 + i_3' - i_{R0\delta},$$

$$i_{C1}' = i_p - i_1', \quad i_{C2}' = i_1' - i_2', \quad i_{C3}' = i_2' - i_3',$$

$$U_{L1} = U_1 - U_{R1} - U_2, \quad U_{L2} = U_2 - U_{R2} - U_3, \quad U_{L3} = U_3 - U_{R3} - U_0,$$

$$U_{L1}' = U_1' - U_{R1}' - U_2', \quad U_{L2}' = U_2' - U_{R2}' - U_3', \quad U_{L3}' = U_3' - U_{R3}' - U_0.$$

Произведем замену левых частей уравнений в соответствии с уравнениями (10):

$$\frac{dU_1}{dt} = \frac{2}{C_A} (i_0 - i_1), \quad \frac{dU_2}{dt} = \frac{2}{C_A} (i_1 - i_2), \quad \frac{dU_3}{dt} = \frac{2}{C_A} (i_2 - i_3),$$

$$\frac{dU_0}{dt} = \frac{1}{C_0} (i_3 + i_3' - i_{R0\delta}),$$

$$\frac{dU_1'}{dt} = \frac{2}{C_{A1}} (i_p - i_1'), \quad \frac{dU_2'}{dt} = \frac{2}{C_{A2}} (i_1' - i_2'), \quad \frac{dU_3'}{dt} = \frac{2}{C_{A3}} (i_2' - i_3'),$$

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{1}{L_A} (U_1 - U_{R1} - U_2), \quad \frac{di_2}{dt} = \frac{1}{L_B} (U_2 - U_{R2} - U_3), \quad \frac{di_3}{dt} = \frac{1}{L_A} (U_3 - U_{R3} - U_0),$$

$$\frac{di_1'}{dt} = \frac{1}{L_{A1}} (U_1' - U_{R1}' - U_2'), \quad \frac{di_2'}{dt} = \frac{1}{L_{A2}} (U_2' - U_{R2}' - U_3'), \quad \frac{di_3'}{dt} = \frac{1}{L_{A3}} (U_3' - U_{R3}' - U_0).$$

Выразим i_0 , i_p , $i_{R0\delta}$, U_{R1} , U_{R2} , U_{R3} , U_{R1}' , U_{R2}' , U_{R3}' через переменные состояния и независимые источники E , U_{OK} , U_{pK} .

Для контура I' справедливо $E - U_{OK} - U_{pOK} - U_1 = 0$,

откуда $U_{pOK} = E - U_{OK} - U_1$ и $i_0 = \frac{E - U_{OK} - U_1}{R_{OK}}$.

По аналогии с i_0

$$i_p = \frac{E + U_{pK} - U_1}{R_{pK1}}.$$

Для контура III' $U_0 - U_{R0\delta} = 0$, откуда $U_{R0\delta} = U_0$ и $i_{0\delta} = \frac{U_0}{R_{0\delta}}$.

Напряжения можно вычислить по формулам

$$U_{R_1} = R_A i_1, \quad U_{R_D} = R_D i_D, \quad U_3 = R_A i_3,$$

$$U'_{R_1} = R_{A\Omega} i'_1, \quad U'_{R_D} = R_{D\Omega} i'_D, \quad U'_3 = R_A i'_3.$$

В итоге уравнения переменных состояния будут иметь вид:

$$\frac{dU_1}{dt} = -\frac{2}{R_{OK} C_A} U_1 - \frac{2}{C_A} i_1 + \frac{2}{R_{OK} C_A} E - \frac{2}{R_{OK} C_A} U_{OK},$$

$$\frac{dU_2}{dt} = \frac{2}{C_A} i_1 - \frac{2}{C_A} i_D,$$

$$\frac{dU_3}{dt} = \frac{2}{C_A} i_D - \frac{2}{C_A} i_3,$$

$$\frac{dU_0}{dt} = -\frac{1}{R_{OD} C_0} U_0 + \frac{1}{C_0} i_3 + \frac{1}{C_0} i'_3,$$

$$\frac{dU'_1}{dt} = -\frac{2}{R_{PK\Omega} C_{A\Omega}} U'_1 - \frac{2}{C_{A\Omega}} i'_1 + \frac{2}{R_{PK\Omega} C_{A\Omega}} E + \frac{2}{R_{PK\Omega} C_{A\Omega}} U_{PK},$$

$$\frac{dU'_2}{dt} = \frac{2}{C_{A\Omega}} i'_1 - \frac{2}{C_{A\Omega}} i'_D,$$

$$\frac{dU'_3}{dt} = \frac{2}{C_{A\Omega}} i'_D - \frac{2}{C_{A\Omega}} i'_3,$$

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{1}{L_A} U_1 - \frac{1}{L_A} U_2 - \frac{R_A}{L_A} i_1,$$

$$\frac{di_D}{dt} = \frac{1}{L_D} U_2 - \frac{1}{L_D} U_3 - \frac{R_D}{L_D} i_D,$$

$$\frac{di_3}{dt} = \frac{1}{L_A} U_3 - \frac{1}{L_A} U_0 - \frac{R_A}{L_A} i_3,$$

$$\frac{di'_1}{dt} = \frac{1}{L_{A\Omega}} U'_1 - \frac{1}{L_{A\Omega}} U'_2 - \frac{R_{A\Omega}}{L_{A\Omega}} i'_1,$$

$$\frac{di'_D}{dt} = \frac{1}{L_{D\Omega}} U'_2 - \frac{1}{L_{D\Omega}} U'_3 - \frac{R_{D\Omega}}{L_{D\Omega}} i'_D,$$

$$\frac{di'_3}{dt} = \frac{1}{L_{A\Omega}} U'_3 - \frac{1}{L_{A\Omega}} U_0 - \frac{R_{A\Omega}}{L_{A\Omega}} i'_3.$$

(12)

В матричной форме уравнения переменных состояний приведены на рис. 8.

Из теории дифференциальных уравнений известно, что общее решение системы n уравнений будет содержать n произвольных постоянных, определяемых с помощью n начальных условий. Обычно в качестве начальных условий берутся значения переменных состояний в некоторый начальный момент времени: $t = t_0$, $x_{oi} = x_i(t_0)$, $i = \overline{1, n}$.

В рассматриваемой схеме (см. рис. 7) до момента t_0 все ключи закрыты. Сопротивление закрытого транзисторного ключа составляет десятки - сотни мегом и, следовательно, с большой степенью точности $x(t_0) = 0$, т.е. $U_c(t_0) = 0$, $i_z(t_0) = 0$. В момент t_0 ключ в опрашиваемом канале открывается, и в ИЦ начинается переходный процесс, описываемый системой уравнений (12).

Графики переходных процессов $U_{R06}(t)$ (рис. 9) приведены для случая, когда в ИЦ включены малогабаритные дифференциальные датчики Д1 при различной длине линии ℓ и числе каналов ИЦ n . Параметры ИЦ принимались следующими:

$$L_0 = 0,001 \text{ Гн}, R_0 = 20 \text{ Ом}, R_{06} = 20 \text{ Ом}, R_n = R_{n0}\ell, L_n = L_{n0}\ell,$$

$$C_n = C_{n0}\ell, \text{ где } R_{n0} = 0,05 \text{ Ом/м}, L_{n0} = 0,2 \cdot 10^{-6} \text{ Гн/м},$$

$$C_{n0} = 90 \cdot 10^{-12} \text{ ф/м} - \text{погонные параметры линии},$$

$$R_{0к} = 2 \text{ Ом}, U_{0к} = 0,02 \text{ В} - \text{открытый ключ},$$

$$R_{рк} = 10^7 \text{ Ом}, U_{рк} = 0,1 \text{ В} - \text{закрытый ключ}.$$

В варианте ИЦ с ключами со стороны питания влияние неопрашиваемых каналов на переходную характеристику $U_{R06}(t)$, а следовательно и на уравнение преобразования, велико. При изменении числа каналов от 8 до 16 при $\ell = 50 \text{ м}$ (рис. 9, а) время $t_{ср}$ от момента t_0

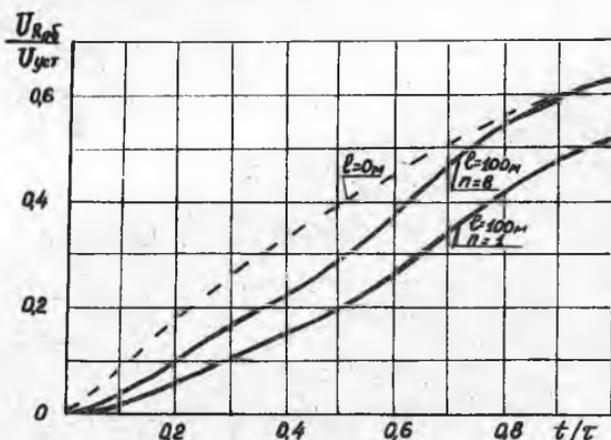
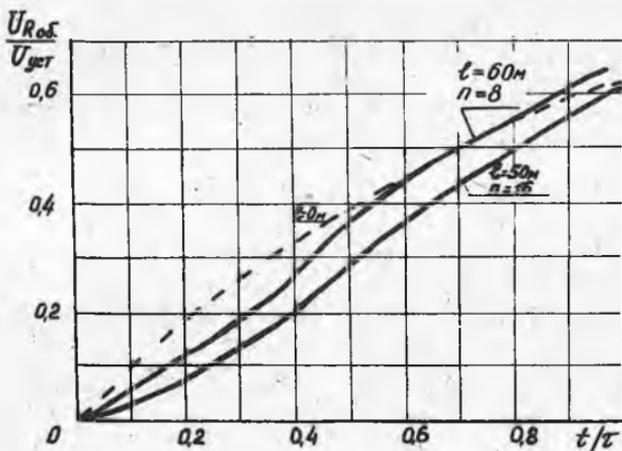
до момента сравнения $U_{R06}(t)$ с опорным уровнем, равным $0,63 U_{усм} (U_{усм} = \frac{ER_{06}}{R_{06} + R_0 + 2R_n + R_{0к}})$, увеличилось на 9,7%, а при $\ell = 100 \text{ м}$

(рис. 9, б) - на 18,6%. Для сравнения на графиках приведена кривая

переходного процесса для идеального случая $\ell = 0 \text{ м}$ - это экспонен-

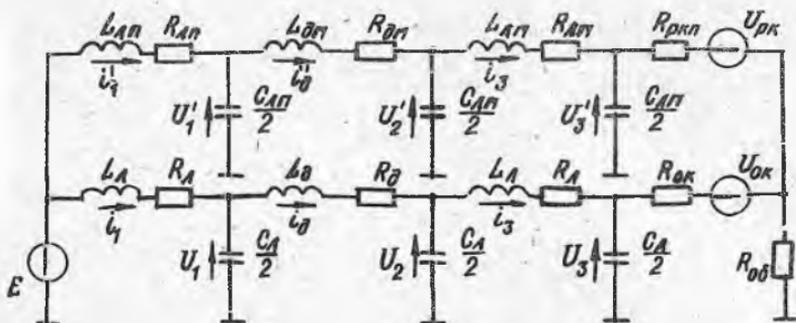
та, описываемая уравнением $U_{R06}(t) = U_{усм} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$,

$$\text{где } U_{усм} = \frac{ER_{06}}{R_{06} + R_0}, \tau = \frac{L_0}{R_0 + R_{06}}.$$



Р и с. 9. Графики переходных процессов (для схемы на рис.7)
 (датчики Д1) : а - при длине линии 50 м; б- при
 длине линии 100 м

Эквивалентная схема ИЦ с ключами со стороны операционного блока приведена на рис.10, уравнения переменных состояния этой схемы - на рис. 11. Неопрашиваемые каналы соединены с образцовым сопротивлением R_{00} через закрытые ключи, поэтому практически не оказывают влияния



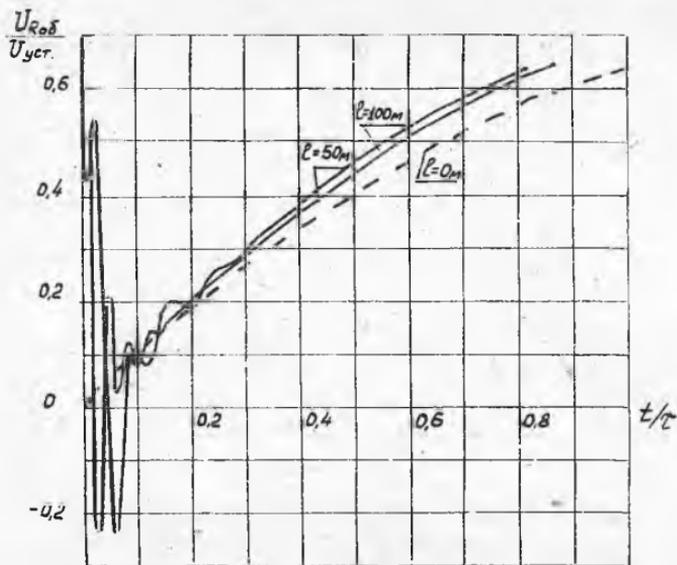
Р и с. 10. Эквивалентная схема ИЦ с ключами со стороны операционного блока

на $U_{род}(t)$ (рис.12). Изменение длины линии опрашиваемого канала от 50 до 100 м приводит к увеличению $t_{ср}$ на 5,8%. В такой схеме заметную роль играют начальные условия (напряжения на емкостях) перед преобразованием. При замыкании ключа в момент времени t_0 емкость линии опрашиваемого канала, заряженная почти до напряжения питания E , разряжается на образцовое сопротивление, вызывая на нем всплески напряжения. Анализ модели позволяет сделать важный вывод - емкость участка линии от источника питания до датчика практически не влияет на процесс преобразования (заряд этой емкости после коммутации почти не изменяется).

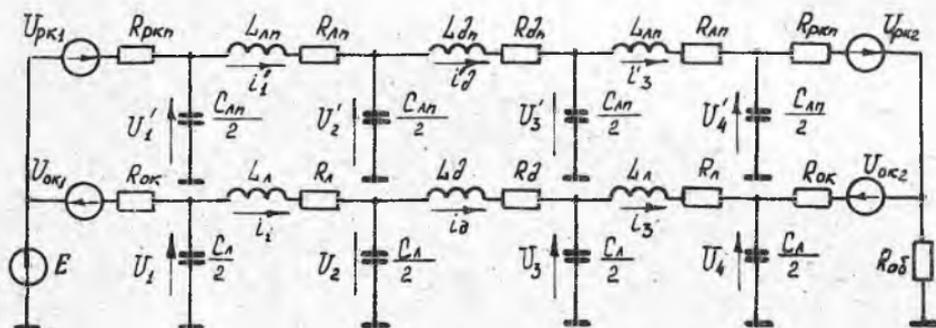
Схема базовой модели ИЦ с ключами со стороны питания и со стороны операционного блока представлена на рис.13, уравнения переменных состояния - на рис.14. Графики переходных процессов приведены на рис.15. В этой схеме ИЦ неопрашиваемые каналы так же, как и в схеме, приведенной на рис.10, не влияют на преобразование в опрашиваемом канале. В то же время она имеет нулевые начальные условия. Когда $R_{д} = 80$ Ом, $L_{д} = 0,1$ Гн (крупногабаритные датчики $D 2$), $R_{од} = 80$ Ом влияние неопрашиваемых каналов в ИЦ с ключами со стороны питания существенно меньше: при изменении числа каналов от 8 до 16 для $l = 50$ м $t_{ср}$ изменилось на 1% (рис. 16,а) для $l = 100$ м - 2,5% (рис.16,б).

Таким образом, в ИЦ с датчиками $D 2$ ключевые элементы можно размещать со стороны питания.

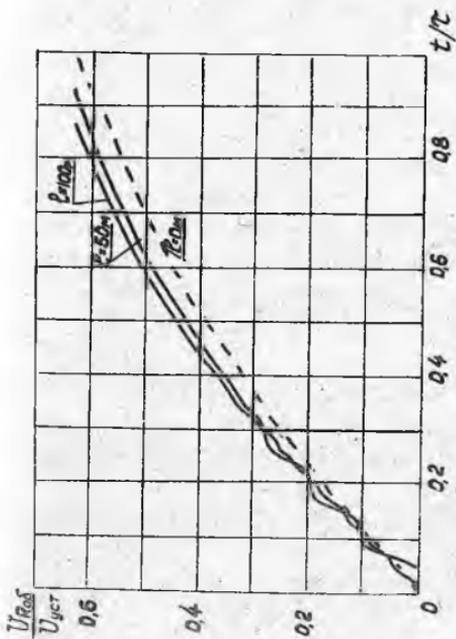
Аналогичные модели можно разработать и для ИЦ с другими параметрическими датчиками - резистивными (рис.17,18) и емкостными.



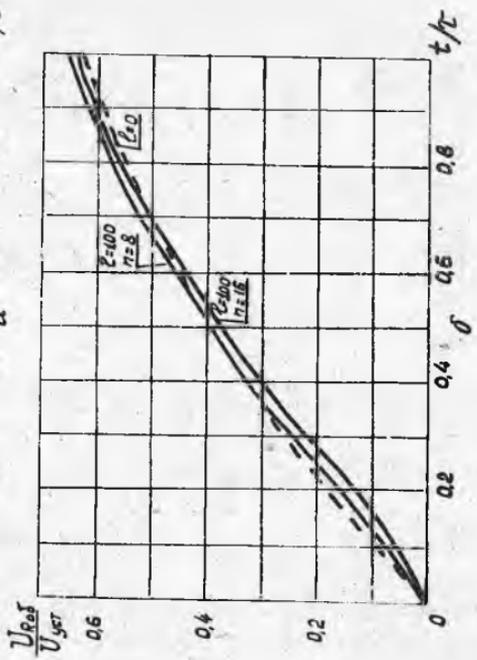
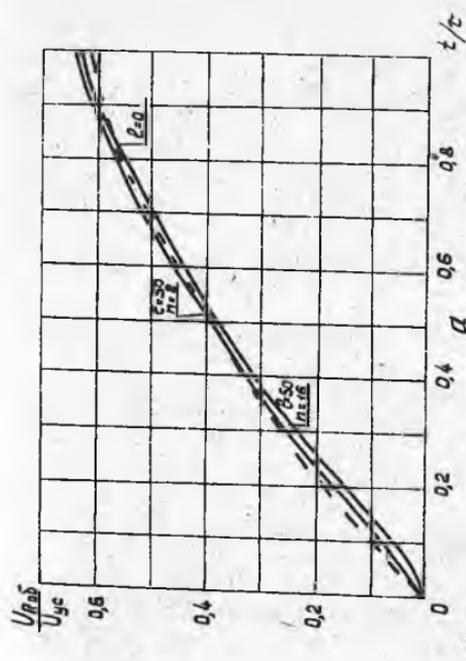
Р и с. 12. Графики переходных процессов (для схемы на рис.10)



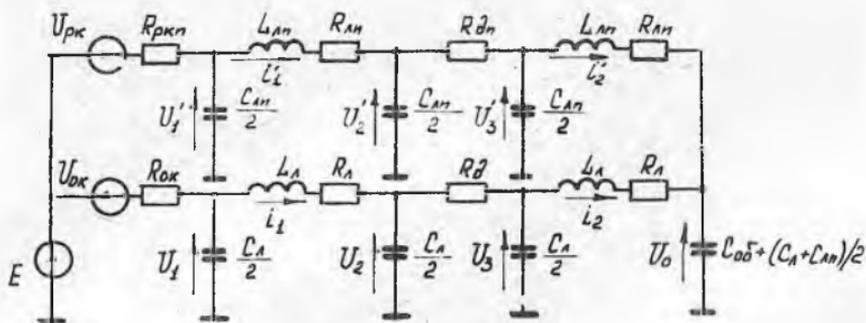
Р и с. 13. Эквивалентная схема ИЦ с ключами со стороны питания и операционного блока



Р и с. 15. Графики переходных процессов (для схем на рис. 13)



Р и с. 16. Графики переходных процессов (для схем на рис. 7) (датчики Д2): а - при длине линии 50 м; б - при длине линии 100 м



Р и с. 17. Эквивалентная схема ИЦ с резисторными датчиками

4. МОДЕЛЬ КОМПАРАТОРА

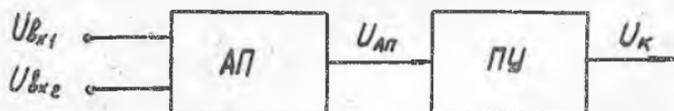
Компаратор является одним из самых распространенных элементов подсистем сбора измерительной информации и предназначен для сравнения двух аналоговых сигналов – напряжения или тока. Компараторы широко применяются в подсистемах сбора, основанных на методах тестовых переходных процессов и используются в качестве операционных блоков в подсистемах, реализующих метод постоянной времени, а также входят в состав операционных блоков подсистем с интегральным методом преобразования [2].

Возможны разнообразные схемные решения компаратора. Но в любом случае он имеет два входа, на которые подаются сравниваемые напряжения (токи), и один выход, где формируется сигнал, соответствующий логическому нулю или единице. Поэтому независимо от конкретного схемного решения компаратор можно представить в виде совокупности двух блоков – блока аналогового преобразования АП, который выполняет определенные линейные или нелинейные преобразования входных сигналов, и порогового устройства ПУ (рис.19).

Ограничимся в дальнейшем рассмотрением сравниваемых сигналов в виде напряжения. В зависимости от соотношения величин напряжений $U_{\beta x1}$ и $U_{\beta x2}$ на входе аналогового блока компаратора напряжение на выходе порогового устройства U_K имеет уровень логической единицы или нуля.

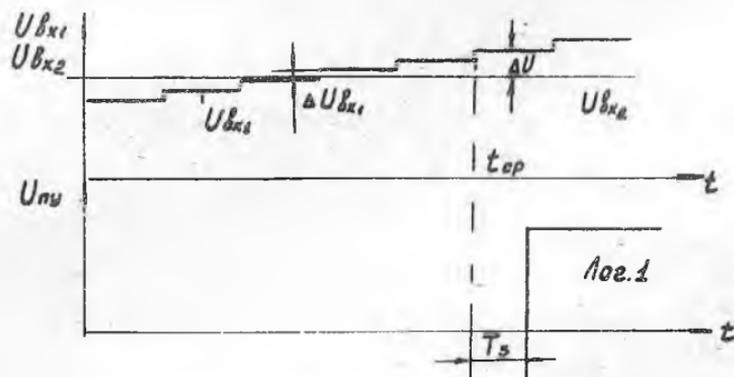
Основными характеристиками компаратора являются точность сравнения и быстродействие.

Пусть напряжение $U_{\beta x1}$ изменяется очень малыми ступенями $\Delta U_{\beta x1}$ ($U_{\beta x1}$ можно считать квазипостоянным), а напряжение $U_{\beta x2}$



Р и с. 19. Структура компаратора

постоянно (рис.20). Тогда точность сравнения характеризуется напряжением ΔU , на которое U_{bx1} должно превысить уровень U_{bx2} , чтобы напряжение $U_{ап}$ на выходе аналогового блока достигло порога срабатывания ПУ. Быстродействие компаратора характеризуется интервалом времени T_3 от момента $t_{ср}$ сравнения U_{bx1} и $U_{bx2} + \Delta U$ до момента срабатывания порогового устройства, т.е. изменения уровня выходного напряжения ПУ. Интервал времени T_3 называют временем задержки.



Р и с. 20. Входные и выходные напряжения компаратора

Очевидно, что точность сравнения ΔU определяет статическую точность компаратора, а время задержки T_3 , как правило, его динамические возможности.

Задача моделирования компаратора в общем случае сводится к нахождению точности сравнения и времени задержки при заданных сигналах, параметрах компаратора и помехах. В работе [5] рассматривается модель

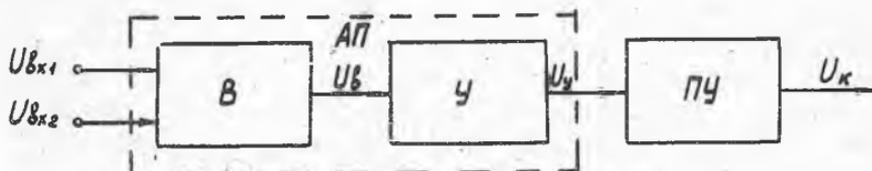
компаратора, используемая при анализе АЦП уравнивающего преобразования. В состав аналогового блока входит вычитатель B и усилитель Y (рис.21). Работа вычитателя описывается выражением

$$U_B = K_B (U_{Bx1} - U_{Bx2} + \xi_B),$$

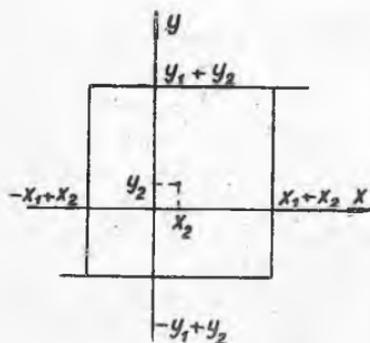
где K_B - коэффициент передачи вычитателя, ξ_B - внешние помехи и внутренний шум вычитателя. Усилитель вырабатывает сигнал в соответствии с выражением

$$U_Y = K_Y (U_B + \xi_Y),$$

где K_Y - коэффициент усиления усилителя, ξ_Y - шум усилителя. функционирование порогового устройства поясняется рис.22.



Р и с. 21. Структура аналогового преобразователя в компараторе



Предыдущее значение U_K	Текущее значение U_K
$U_K = -y_1 + y_2$	$U_K = \begin{cases} y_1 + y_2, & \text{при } U_Y \geq x_1 + x_2 \\ -y_1 + y_2, & \text{при } U_Y < x_1 + x_2 \end{cases}$
$U_K = y_1 + y_2$	$U_K = \begin{cases} y_1 + y_2, & \text{при } U_Y > -x_1 + x_2 \\ -y_1 + y_2, & \text{при } U_Y \leq -x_1 + x_2 \end{cases}$

Р и с. 22. Характеристики компаратора с учетом гистерезиса

Предполагается, что одно из входных напряжений компаратора задается в виде ступеней напряжения, подаваемых с преобразователя "нод-напряжение". Это напряжение может изменяться ступенями в обоих на-

правлениях. При этом на характеристики преобразования оказывают влияние гистерезисные свойства ПУ. Ширину петли гистерезиса характеризует параметр x_1 , высоту - параметр y_1 . Варьируя параметры x_2 и y_2 , можно добиться различного расположения кривой относительно начала координат.

Модель компаратора (рис.23) используется при анализе статических характеристик АЦП. При исследовании динамических характеристик АЦП модель компаратора дополняется динамической приставкой, которая входит в состав АП и учитывает задержки и передаточную функцию усилителя.

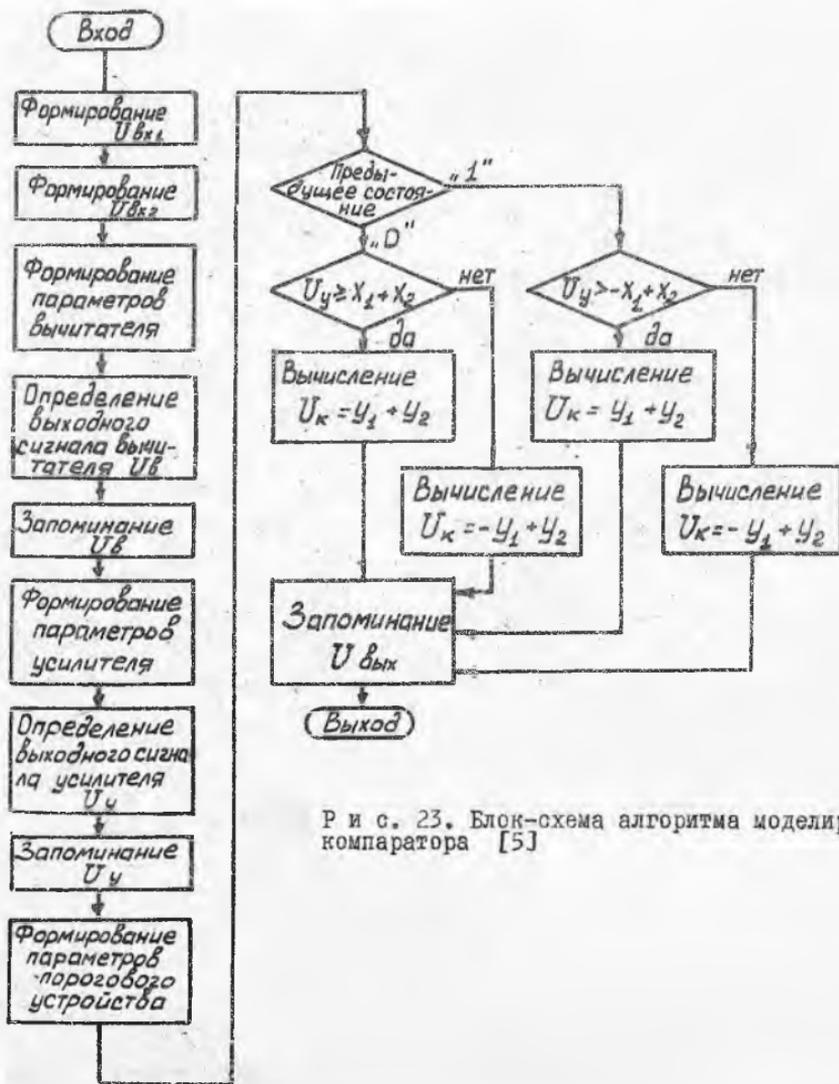
В настоящее время компараторы строятся на базе интегральных операционных усилителей (рис.24,а). Если инвертирующий вход усилителя заземлен, то характеристика $U_{0y} = f(U_+)$ имеет вид нелинейной функции с линейным участком, симметричным относительно начала координат (рис.24,б). Коэффициент усиления операционного усилителя на линейном участке характеристики составляет величину порядка $10^3 - 10^4$. Поэтому при подаче на инвертирующий вход U_- - напряжения вольтового уровня характеристика усилителя имеет практически релейный вид и смещена вправо или влево от начала координат в зависимости от полярности U_- (рис.24,в).

Если изменение напряжения U_+ на неинвертирующем входе (будем называть его входным U_{0x}) скачкообразно, а напряжение U_- постоянно и равно U_{0n} (опорный уровень), то в идеальном случае, когда не принимаются во внимание инерционные свойства операционного усилителя, его выходное напряжение U_{0y} при сравнении U_{0x} и U_{0n} также изменяется скачком от $-U_{r1}$ до U_{r1} (рис.25,а). Изменение выходного напряжения реального усилителя U_y (рис.25,б) происходит не мгновенно, а с некоторой задержкой T_3 , которая образована двумя составляющими T_{31} и T_{32} , связанными с работой выходных каскадов усилителя соответственно в нелинейном и линейном режимах. Задержка T_{31} - время, необходимое для выхода из насыщения транзисторов выходных каскадов усилителя.

Задержка T_{32} обусловлена конечной величиной коэффициента усиления усилителя и скорости изменения U_y (скорости отклика ρ) [14,15,16].

Для более надежного формирования выходного сигнала компаратора на выходе операционного усилителя устанавливается пороговое устройство. Тогда структура рассматриваемого компаратора аналогична представленной (см.рис.19), где в качестве АП используется операционный усилитель.

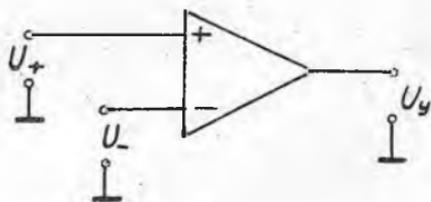
Особенность работы компараторов в подсистемах сбора, основанных на тестовых переходных процессах, в том, что входное напряжение компаратора не изменяется скачком, а имеет вид монотонной, близкой к



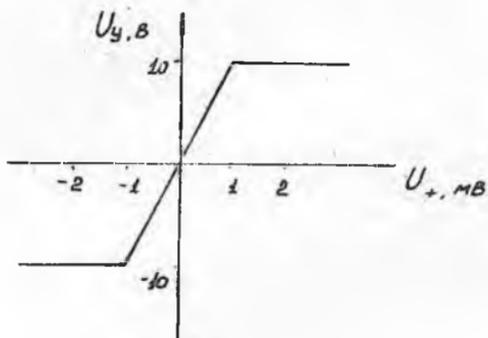
Р и с. 23. Блок-схема алгоритма моделирования компаратора [5]

экспоненциальной, функции. Скорость изменения выходного сигнала V составляет $10^1 - 10^4$ В/с.

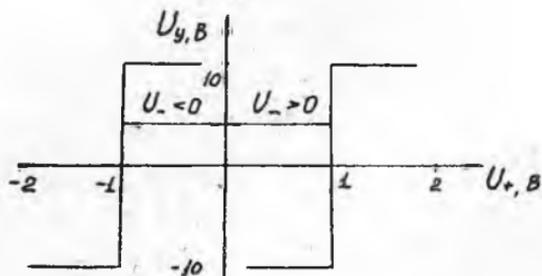
Если $U_{вх}$ изменяется очень медленно, то инерционными свойствами усилителя можно пренебречь, т.е. считать его идеальным, полагая, что в линейном режиме скорость изменения выходного напряжения $U_{ин}$ идеального



а



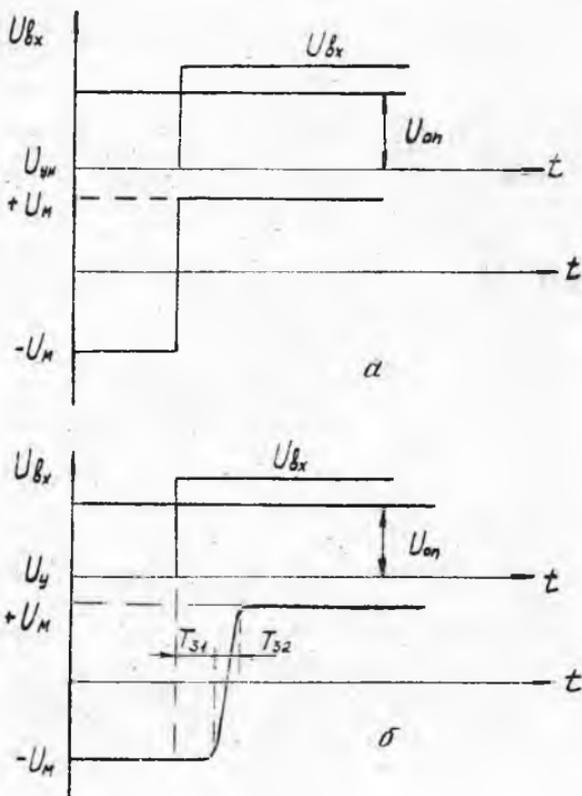
б



в

Р и с. 24. Компаратор на базе операционного усилителя:
 а - структурная схема, б - характеристика $U_{0y} = f(U_t)$
 при заземленном инвертирующем входе; в - характеристика
 $U_{0y} = f(U_t)$ при U_- - вольтовом уровне

усилителя в K раз больше V , так как в этом случае $U_{ум} = K(U_{вх} - U_{0н})$, где K - коэффициент усиления усилителя в линейной области. Величина T_3 в этом случае будет определяться величиной V (рис.26). При увеличении скорости $U_{вх}$ на работу усилителя начинают влиять его



Р и с. 25. Изменения выходного напряжения при скачкообразном $U_{Bx}(t)$: а для идеального усилителя; б — для реального усилителя

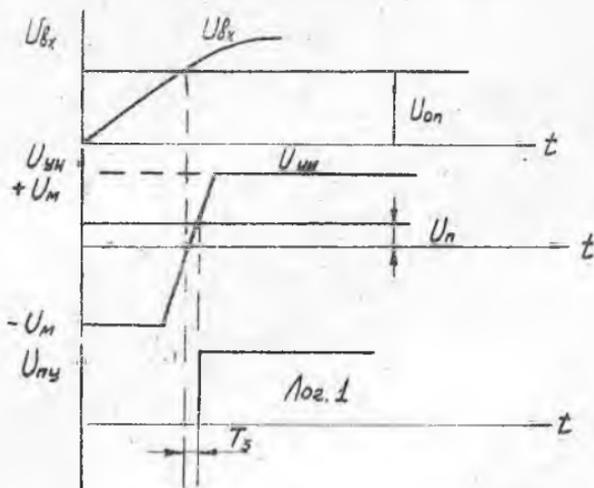
паразитные параметры, и в линейном режиме

$$U_y(p) = U_{yM}(p)W(p), \quad (13)$$

где $W(p)$ — передаточная функция усилителя.

Дальнейшее возрастание V приводит к появлению и увеличению задержки T_{31} в изменении U_y . Задержка T_{31} может достигнуть такой величины, что по ее истечении входной каскад усилителя окажется в нелинейном режиме. Тогда U_y будет изменяться с максимальной скоростью ρ , как в случае скачка на входе (см. рис. 25, б). В пределе, когда U_{Bx} изменяется скачком, T_{31} будет зависеть от разности

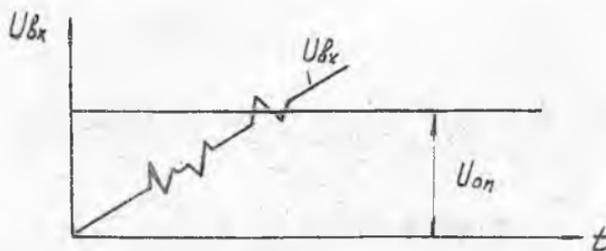
напряжения скачке и опорного уровня (перенапряжения).



Р и с. 26. Зависимость $U_{yn}(t)$ при экспоненциальном $U_{bx}(t)$

В литературе отсутствуют данные о связи T_{31} с V , а связь T_{31} с величиной перенапряжения освещена недостаточно [6,15].

При разработке рассматриваемой далее модели компаратора предполагалось, что для $V < 10^5$ В/с задержка $T_{31} \approx 0$. Когда на входе компаратора помимо полезного сигнала действуют импульсные помехи, изменение суммарного сигнала имеет скачкообразный характер (рис.27).



Р и с. 27. Зависимость $U_{bx}(t)$ при наличии помех

Поэтому в модели (АП) предусмотрено включение блоков формирования постоянной задержки T_{31} и ограничителя скорости U_y . Связь T_{31} с величиной перенапряжения не учитывается. Инерционные свойства операционного усилителя в линейном режиме учитываются передаточной

функцией [17]

$$W(p) = \frac{1}{p\tau_y + 1}, \quad (14)$$

где $\tau_y = \frac{1}{2\pi f_y}$, f_y - частота среза усилителя.

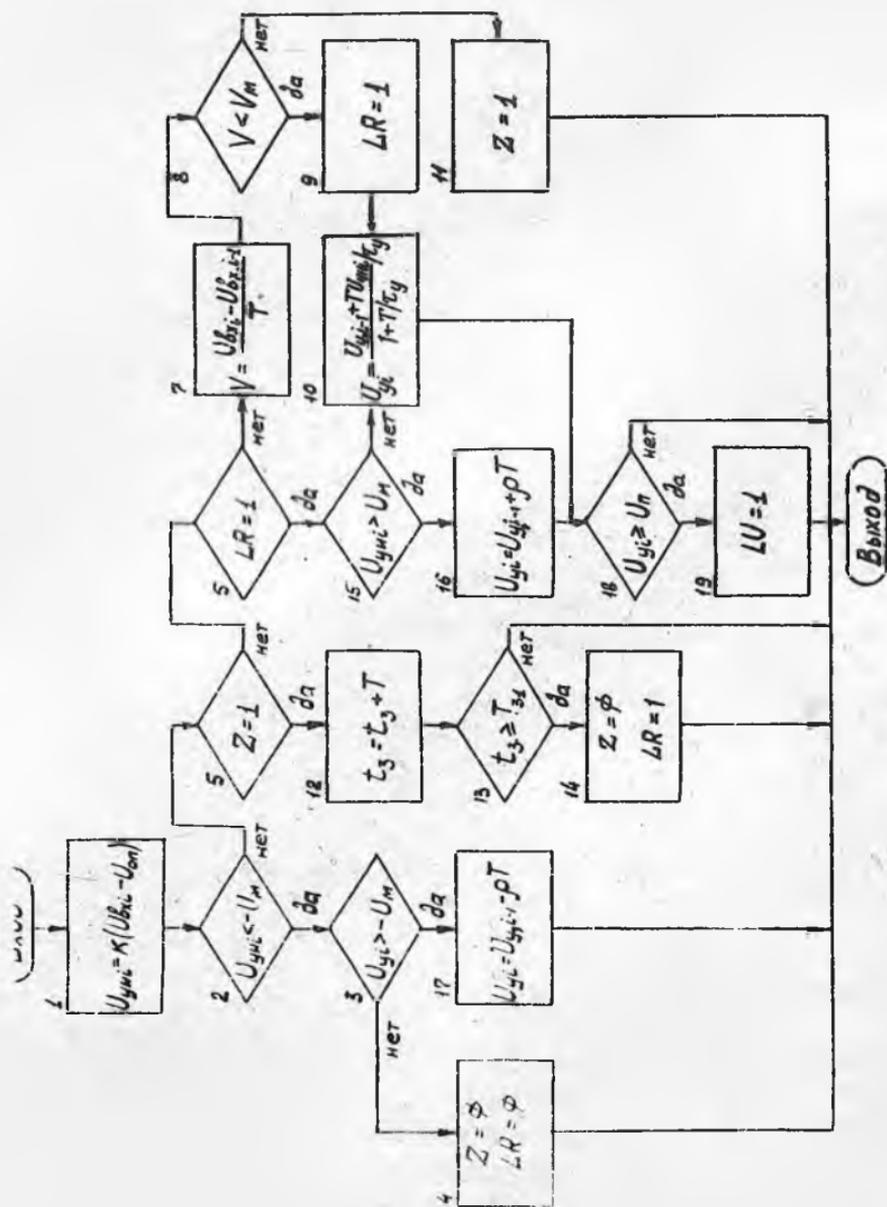
Влияние шумов усилителя на его работу в компараторном режиме незначительно и в модели не учитывается. Поскольку в подсистемах сбора, использующих методы тестовых переходных процессов, изменение полезного сигнала обычно происходит в одном направлении, гистерезисные свойства ПУ также не учитываются.

Параметрами модели (рис.28) являются коэффициенты усиления K , частота среза f_y , скорость отклика ρ , максимальное значение выходного напряжения операционного усилителя U_M , задержка T_{31} , напряжение срабатывания ПУ U_n .

На вход модели поступают значения напряжения $U_{вхi}$ в дискретные моменты времени iT , где T - шаг пересчета системного времени в общей модели подсистемы (очевидно, что должно соблюдаться условие $T \ll \tau_y$). Значения $U_{вхi}$ включают полезный сигнал и, если это необходимо, помеху. Выходом модели является значение переменной $\Delta U: \Delta U = 1$, если напряжение U_y достигло значения U_n , в противном случае $\Delta U = 0$. Функционирование модели определяется значениями двух переменных - Z и ΔR . Значение $Z = 1$ свидетельствует о включении в работу блока формирования задержки T_{31} . Значение $\Delta R = 1$ свидетельствует о выходе из насыщения выходных каскадов усилителя по истечении T_{31} . Начальное состояние модели

$$U_y = -U_M, \Delta U = 0, Z = 0, \Delta R = 0, T_{31} = 0.$$

Блок I реализует функцию идеального усилителя. Если $U_{yni} < -U_M$ и напряжение на выходе операционного усилителя $U_{yi} = -U_M$, то $Z = 0$, $\Delta R = 0$. Если же $U_{yni} < -U_M$ при $U_{yi} > -U_M$, то выходное напряжение усилителя U_y будет уменьшаться со скоростью ρ (блок I7). Скорость V изменения входного сигнала $U_{вхi}$ при достижении U_{yni} уровня $-U_M$ определяется блоком 7. Если она не превышает величины $V_M \ll 10^5$ В/с, то T_{31} принимается равной нулю, а изменение U_{yi} определяется в соответствии с передаточной функцией усилителя (14) в линейном режиме (блоки 9, 10). Выражению (13) соответствует уравнение [12]:
$$\dot{U}_y = -\frac{1}{\tau_y} U_y + \frac{1}{\tau_y} U_{yn}$$
 с начальным условием $U_y = -U_M$. Блок 10 реализует разностную схему решения дифференциального уравнения, полученную с помощью неявного метода Эйлера [11]. Если скорость входного сигнала оказалась больше



Р и с. 28. Блок-схема алгоритма моделирования компаратора

V_M (вследствие импульсной помехи), то в модели формируется задержка T_{31} (блоки II, 5, I2, I3). По истечении T_{31} сигналы Z и LR принимают соответственно значения 0 и 1 (блок I4). При $U_{yи} > U_M$ (входной каскад в нелинейном режиме) увеличение U_y происходит с максимальной скоростью ρ (блок I6). Блок I8 анализирует величину U_y и при $U_y = U_n$ блок I9 формирует сигнал $LU = 1$.

На рис.29 изображены реакции модели компаратора на входные сигналы различной формы. Параметры модели следующие: $K = 1300$, $\tau_y = 0,3 \text{ мкс}$, $\rho = 3 \text{ В/мкс}$, $U_M = 5,7 \text{ В}$ (усилитель К1УТ401Б); $T_{31} = 2 \text{ мкс}$, $U_n = 1,5 \text{ В}$. Полезный сигнал является экспонентой

$$U_{\delta x}(t) = U_{ycm} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_n}}\right), \text{ где } U_{ycm} = 2,5 \text{ В}, \tau_n = 625 \text{ мкс}.$$

Опорный уровень U_{on} взят равным $U_{\delta x}(t)$ при $t = \tau_n$. Из приведенных графиков следует, что при импульсных помехах из-за инерционных свойств компаратора проявляются его фильтрующие свойства.

5. МОДЕЛЬ АЦП "ВРЕМЯ - КОД"

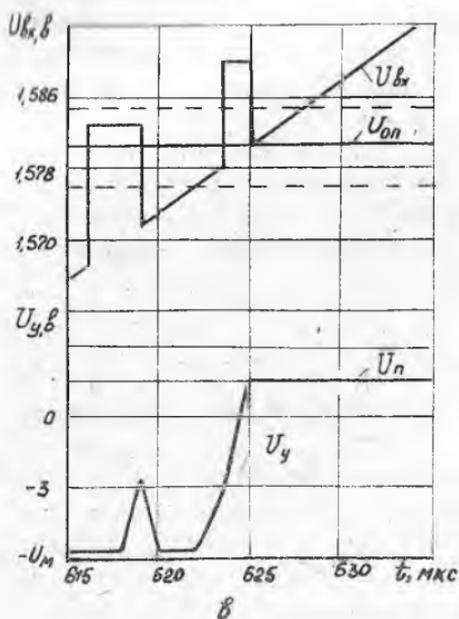
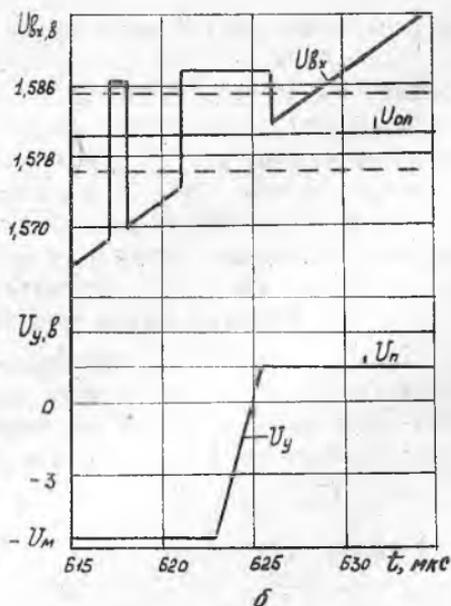
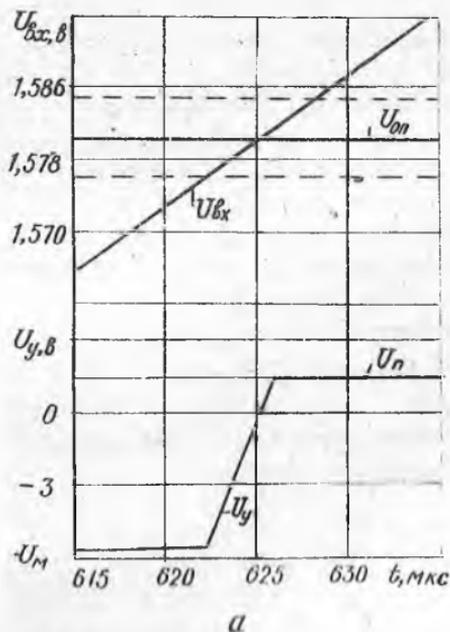
АЦП "время-код" (рис.30, а) предназначен для преобразования временных интервалов в цифровой код. Преобразование основано на заполнении измеряемого интервала времени T_x импульсами стабильной частоты f_0 и подсчете числа этих импульсов. Импульс начала временного интервала (старт-импульс) устанавливает триггер T_p в такое положение, при котором через схему И на счетчик $С_2$ поступают импульсы от генератора Γ стабильной частоты (рис.30, б). Импульс конца интервала (стоп-импульс) переводит триггер в исходное состояние, схема И закрывается, а на выходе счетчика устанавливается код, пропорциональный измеряемому временному интервалу:

$$N_x = T_x f_0 = T_x / T_0,$$

где $T_0 = \frac{1}{f_0}$ - период импульсов Γ .

Перед новым циклом преобразования показания счетчика сбрасываются в нуль.

Если в структуру АЦП включить реверсивный счетчик PC_2 (рис.31, а), то появляется возможность измерения разности двух временных интервалов. При преобразовании первого временного интервала T_{x1} счетчик работает на сложение, и на его вход поступает N_{x1} импульсов, где $N_{x1} = T_{x1} f_0$ (рис.31, б). Затем производится переключение направления счета, и при преобразовании второго интервала T_{x2} счетчик работает на вычитание. На его вход поступает N_{x2} импульсов. В результате в PC_2 формируется



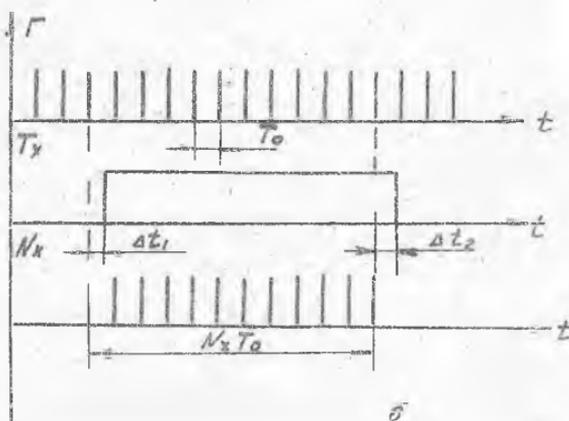
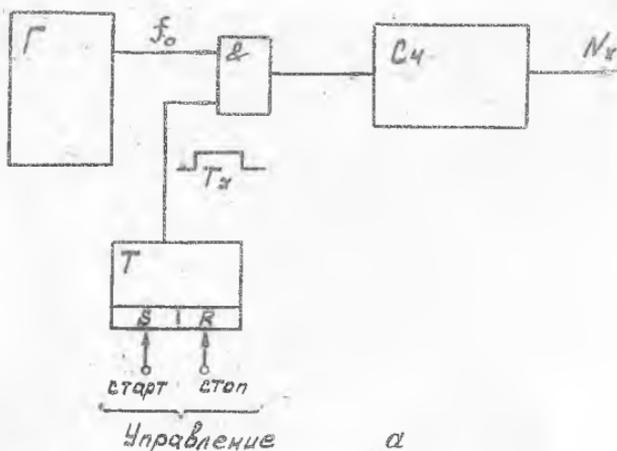
Р и с. 29. Напряжение на выходе операционного усилителя в режиме компаратора (а, б, в - при различных формах входного напряжения)

код, пропорциональный разности временных интервалов

$$T_{x1} \text{ и } T_{x2} :$$

$$N_x = N_{x1} - N_{x2} = f_0 (T_{x1} - T_{x2}). \quad (15)$$

Отсутствие связи между моментами прихода старт- и стоп-импульсов и импульсов генератора Γ и, следовательно, неопределенность в расположении старт- и стоп-импульсов относительно последовательности импульсов Γ обуславливает возникновение двух погрешностей при определении

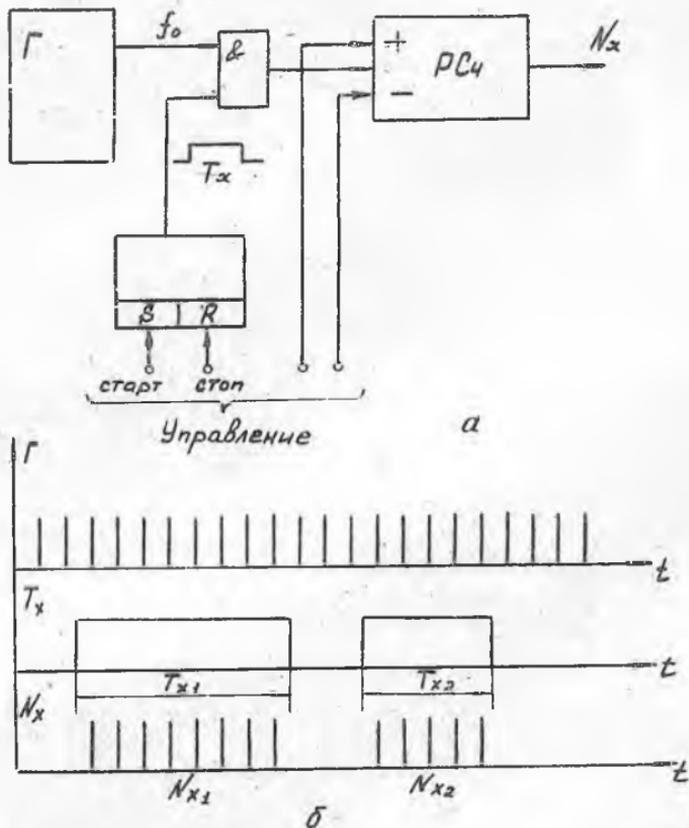


Р и с. 30. Структурная схема (а) и временные диаграммы (б) АЦП "время-код"

временного интервала: Δt_1 (начальная фаза квантования) и Δt_2 - (см. рис. 30, б). Начальная фаза Δt_1 увеличивает измеряемый интервал, Δt_2 - уменьшает [5]:

$$T_0 N_x = T_x + \Delta t_1 - \Delta t_2. \quad (16)$$

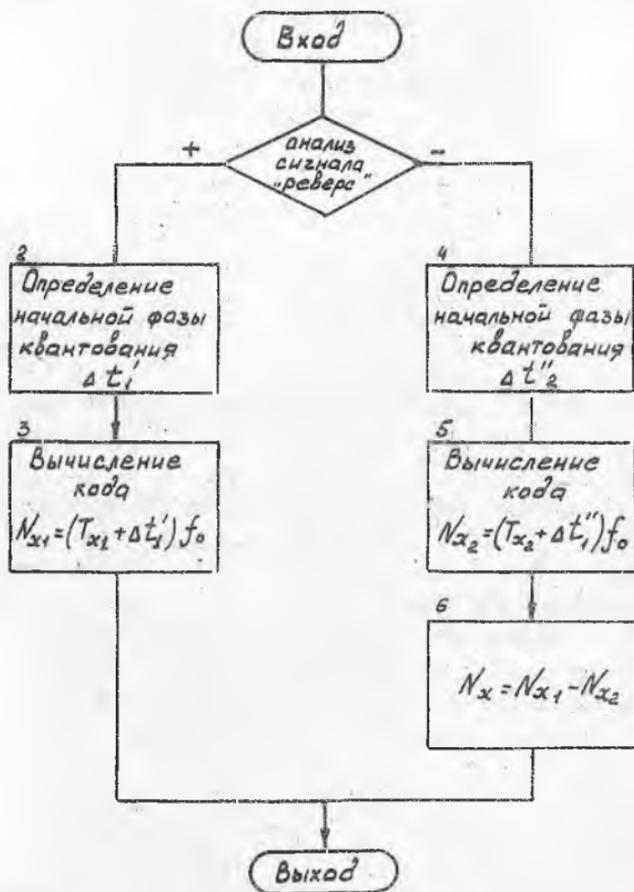
Поскольку появление старт- и стоп-импульсов равновероятно для любого момента времени между двумя соседними импульсами генератора, то для обеих ошибок справедлив равномерный закон распределения в диапазоне $(0, T_0)$.



Р и с. 31. Структурная схема (а) и временные диаграммы (б) АЦП разности двух интервалов времени

Очевидно, что максимальная погрешность в определении временного интервала равна $\pm T_0$ для АЦП (см. рис. 30, а) и $\pm 2T_0$ для АЦП (рис. 31, а), что следует из выражений (15) и (16). Анализ этих погрешностей и является целью моделирования АЦП "время-код".

В модели АЦП с реверсивным счетчиком (рис. 32) сигнал "реверс" определяет направление счета реверсивного счетчика. Модель АЦП, структурная схема которого изображена на рис. 30, а, описывается левой ветвью блок-схемы. Начальная фаза квантования Δt_1 определяется как $\Delta t_1 = T_0 z$, где z - равномерно распределенное на интервале (0, 1) случайное число. Программа получения z входит в пакет стандартных программ большинства ЭВМ. Возникающая в преобразовании временного интервала в код ошибка Δt_2 проявляется при операции взятия целой



Р и с. 32. Блок-схема алгоритма моделирования АЦП

части от выражения $(T_x + t_1) f_0$. В ЭВМ эта операция выполняется автоматически, если описать N_x как переменную целого типа.

6. ПРИМЕР МОДЕЛИРОВАНИЯ ПОДСИСТЕМЫ СБОРА И ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ

Рассмотренные модели элементов подсистем, объединенные управляющей программой, могут использоваться для моделирования подсистемы в целом. Управляющая программа реализует процесс моделирования в соответствии с алгоритмом функционирования исследуемой подсистемы, формирует параметры узлов, организует передачу информации между моделями узлов и обработку результатов моделирования.

В состав подсистем входит логическая часть, осуществляющая управление и сервисные функции (калибровку, задержку, сигнализацию и т.п.). Она обычно не оказывает влияния на характеристики подсистемы, если только тот или иной логический узел не имеет грубого повреждения. Поэтому логическая часть в дальнейшем не моделируется.

В то же время для функциональной части моделируемой подсистемы задаются: входной сигнал, число каналов, параметры ключей, линий связи, параметры операционных блоков и т.д.

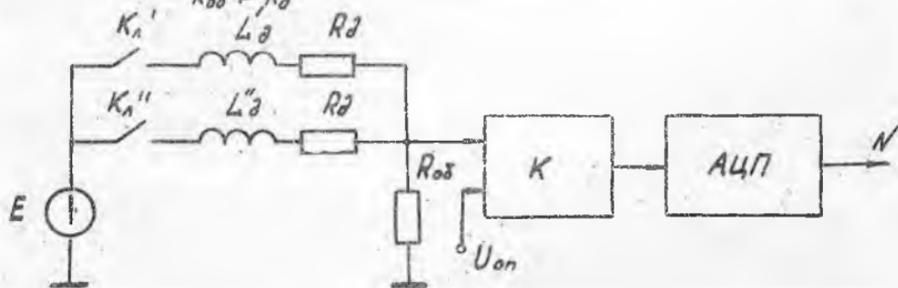
Целью моделирования является анализ характеристик и параметров подсистемы.

В данном разделе рассматривается пример моделирования подсистемы сбора и преобразования информации, получаемой с индуктивных датчиков [2]. В процессе моделирования определяют уравнение преобразования в виде линейной функции, его нелинейность, оценивают влияние числа каналов и параметров линий связи, а также разброса параметров транзисторных ключей и влияние помех. В рассматриваемой подсистеме используется метод постоянной времени [2].

Метод постоянной времени. Идеализированная эквивалентная схема одноканальной измерительной цепи с дифференциальным индуктивным датчиком L'_d, L''_d, R_d изображена на рис.33. Процесс преобразования осуществляется последовательно для каждого плеча датчика. При замыкании ключа K'_A напряжение на образцовом сопротивлении нарастает по экспоненте:

$$U_{R_{0d}}(t) = U_{ycm} (1 - e^{-\frac{t}{\tau'}}),$$

где $U_{ycm} = \frac{E R_{0d}}{R_d + R_{0d}}$ — установившееся значение $U_{R_{0d}}$,
 $\tau' = \frac{L_d}{R_{0d} + R_d}$ — постоянная времени.



Р и с. 33. Идеализированная измерительная цепь

Через время $t' = \tau' \ln \frac{1}{1 - U_{0n} / U_{ycm}}$ напряжение $U_{R_{0d}}(t)$ сравнивается с заданным уровнем U_{0n} , и срабатывает компаратор К.

Таким образом, метод постоянной времени обеспечивает линейное преобразование постоянной времени, а следовательно и L_d , в интервал

времени. Сигнал t' с помощью АЦП "время-код" преобразуется в цифровой код $N' = t' f_0$.

После опроса первого плеча датчика и разряда энергии, запасенной в катушке датчика за время преобразования (ключ K_1' закрыт), открывается ключ K_1'' и одновременно производится переключение направления счета реверсивного счетчика АЦП. Для второго плеча датчика осуществляется аналогичное преобразование. При этом на счетчик АЦП поступит

$$N'' = f_0 t'' = f_0 \tau'' \ln \frac{1}{1 - \frac{U_{0n}}{U_{сгм}}} \quad \text{импульсов, где} \quad \tau'' = \frac{L_{\partial}''}{R_{0\partial} + R_{\partial}}$$

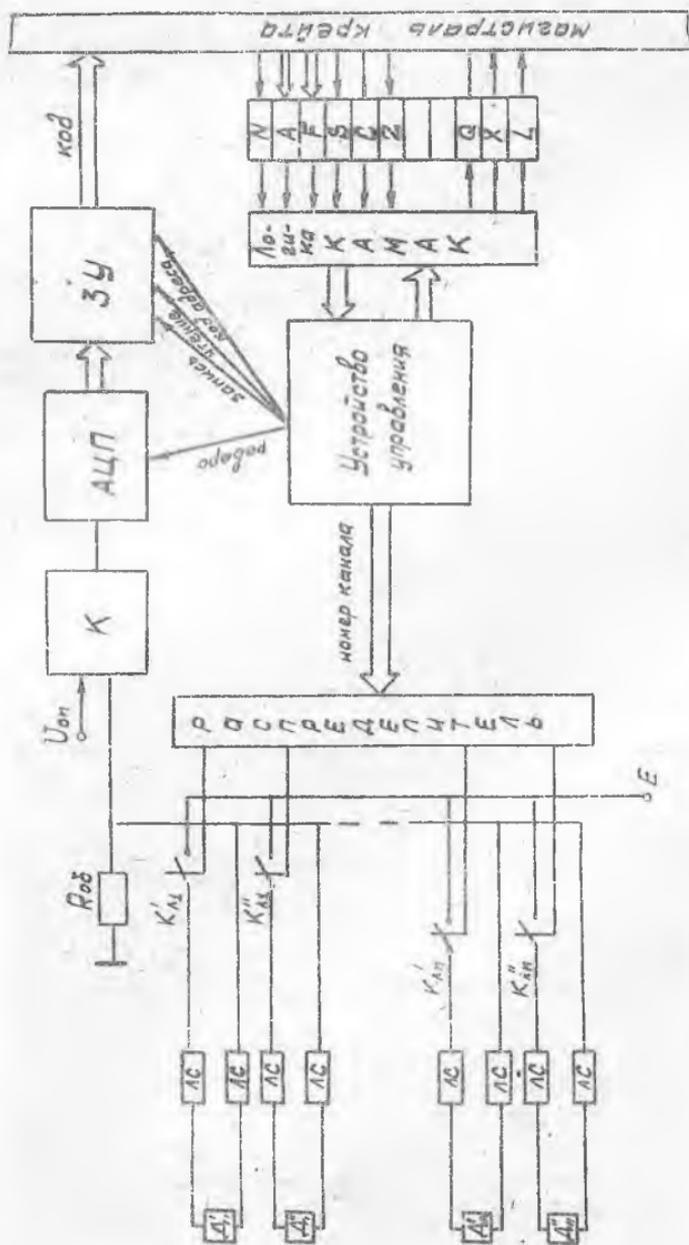
Результирующий код $N = N' - N'' = f_0 (\tau' - \tau'') \ln \frac{1}{1 - \frac{U_{0n}}{U_{сгм}}}$.

Поскольку $L_{\partial}' = L_{\partial 0} + \Delta L_{\partial}$, $L_{\partial}'' = L_{\partial 0} - \Delta L_{\partial}$,
 $L_{\partial 0}$ - индуктивность катушки датчика при нулевом входном воздействии,
 ΔL_{∂} - разбаланс катушек датчика, то $N = f_0 \frac{2\Delta L_{\partial}}{R_{\partial} + R_{0\partial}} \ln \frac{1}{1 - \frac{U_{0n}}{U_{сгм}}}$.

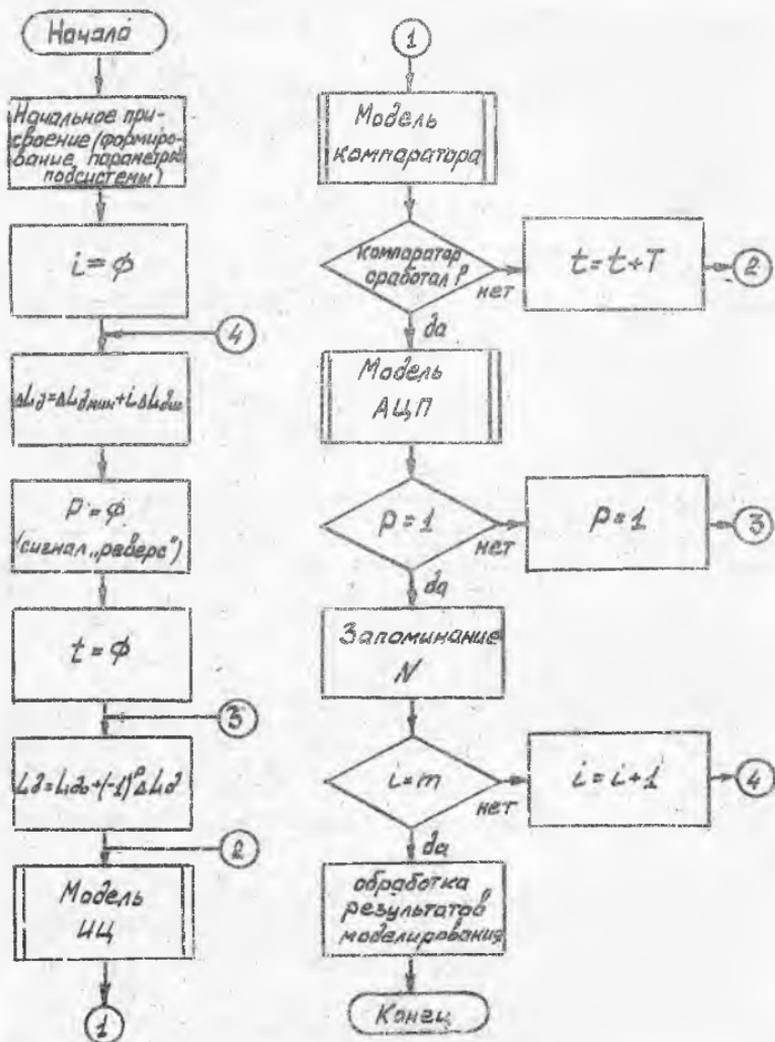
Использование дифференциальных датчиков позволяет повысить точность, чувствительность и линейность преобразования [2].

Структура подсистемы (рис.34). В подсистему входят устройство управления, распределитель, компаратор (K), АЦП, логика КАМАК, устройство согласования с магистралью, цифровое запоминающее устройство ЗУ. Датчики D_i поочередно подключаются к компаратору с помощью распределителя и ключей K_{Li} , размещенных со стороны питания. Количество датчиков (каналов преобразования) 8 или 16. Используются четырехпроводные линии связи ЛС длиной 85-100 м. Результаты преобразования из АЦП переносятся в ЗУ и хранятся там до обновления в следующем цикле. Взаимодействие с магистралью крейта осуществляется через логику КАМАК и сводится к чтению посредством стандартных команд и сигналов КАМАК результатов преобразования из ЗУ.

Модель подсистемы. В блок-схеме моделирования подсистемы при анализе уравнения преобразования (рис.35) m - число определяемых точек градуировочной характеристики. В качестве модели измерительной цепи используется базовая модель с ключами со стороны источника питания (см. рис.7). Суммарные эквивалентные параметры неопрашиваемых каналов определяются по формулам (9), причем $L_{\partial n} = \frac{L_{\partial 0}}{2n-1}$. Опрос первого плеча датчика (сигнал "реверс" отсутствует) описывается системой уравнений переменных состояния (I2) при $L_{\partial} = L_{\partial 0} + \Delta L_{\partial}$, где ΔL_{∂} - изменение индуктивности катушки. Опрос второго плеча (при наличии сигнала "реверс") описывается той же системой уравнений при $L_{\partial} = L_{\partial 0} - \Delta L_{\partial}$. Начальные условия в ИЦ перед каждым тактом преобразования принимаются нулевыми, т.е. $\bar{U}_C(0) = 0$, $\bar{I}_L(0) = 0$ (процесс разряда энергии, накопленной в датчике за время опроса, не моделируется). Выходом модели ИЦ является напряжение $\bar{U}_{R0\partial}$ в дискретные моменты времени iT . Шаг T пересчета системного



Р и с. 34. Структурная схема подсистемы сбора и преобразования измерительной информации с индуктивными датчиками в стандарте КАМАК



Р и с. 35. Блок-схема алгоритма моделирования подсистемы

времени должен обеспечивать сходимость итерационного процесса и необходимую точность определения момента сравнения $U_{\text{доб}}$ и опорного напряжения $U_{\text{оп}}$.

Исходные данные. Приведем значения параметров моделей узлов подсистемы.

I. Измерительная цепь:

датчик - $L_D = 0,1 \text{ Гн} \times R_D = 80 \text{ Ом}$;
образцовое сопротивление - $R_{об} = 80 \text{ Ом}$;
линия - $R_{Л0} = 0,05 \text{ Ом/м}$, $L_{Л0} = 0,2 \cdot 10^{-6} \text{ Гн/м}$, $C_{Л0} = 90 \cdot 10^{-12} \text{ Ф/м}$;
ключи - $R_{ок} = 2 \text{ Ом}$, $U_{ок} = 0,02 \text{ В}$, $R_{рк} = 10^7 \text{ Ом}$, $U_{рк} = 0,1 \text{ В}$.

2. Компаратор:

коэффициент усиления - $K = 50 \cdot 10^3$;
скорость отклика - $\rho = 0,6 \text{ В/мкс}$;
частота среза - $f_y = 1 \text{ МГц}$;
амплитуда выходного сигнала усилителя $U_M = 11 \text{ В}$;
опорное напряжение - $U_{оп} = 0,63 U_{уст}$;
напряжение срабатывания порогового устройства - $U_n = 1,5 \text{ В}$.

3. АЦП "время-код":

частота импульсов счета $f_0 = 10 \text{ МГц}$.

Уравнения преобразования. Результаты моделирования по определению уравнения преобразования подсистемы при $n = 16$ и $\ell = 100$ м приведены в табл. I. При моделировании ΔL_D изменялось от некоторого значения $\Delta L_{D \text{ мин}}$ до значения $\Delta L_{D \text{ макс}}$ с шагом $\Delta L_{Dш} = \frac{\Delta L_{D \text{ макс}} - \Delta L_{D \text{ мин}}}{m-1}$, где m - число определяемых точек градуировочной характеристики, включая и $\Delta L_{D \text{ мин}}$ (см. рис. 35).

Т а б л и ц а I

Градуировочная характеристики

$\Delta L_D / L_{D0}, \%$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
N	114	228	343	458	572	687	801	916	1031	1145

Погрешность линейной аппроксимации градуировочной характеристики в диапазоне $\frac{\Delta L_{D1}}{L_{D0}} = 0,1$ не превышает 0,1%.

Влияние линии. Изменение длины линии опрашиваемого канала приводит к мультипликативной погрешности, которая при заданном изменении линии (до 85 м) и $\frac{\Delta L_D}{L_{D0}}$ (10%) имеет величину порядка 1% (табл. 2).

Т а б л и ц а 2

Влияние длины линии на градуировочную характеристику

$\Delta L_D / L_{D0}, \%$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
N ($\ell = 85 \text{ м}$)	116	232	348	463	578	694	810	925	1041	1157
$\Delta N = N - N$	2	4	5	5	6	7	9	9	10	12

Влияние числа каналов. Влияние числа каналов на уравнение преобразования (табл. 3) носит мультипликативный характер и при заданном изменении числа каналов от 16 до 8 не превышает 1%.

Влияние числа каналов на градуировочную характеристику

$\Delta L_{\delta} / L_{\delta 0}, \%$	I	5	10
$(n = \delta)$ N_k	116	579	1158
$\Delta N = N_k - N$	2	7	13

Влияние разброса остаточных параметров транзисторных ключей. При анализе были взяты следующие значения остаточных параметров:

$$R_{ок} = (14 \dots 26) \text{ Ом}, \quad U_{ок} = (17 \dots 23) \text{ мВ}, \quad R_{рк} = (7 \dots 13) \text{ МОм}, \\ I_p = (8 \dots 12) \text{ мА}.$$

Влияние закрытых ключей незначительно (менее 0,1%). Влияние разброса параметров открытого ключа не превышает 0,5%.

Л и т е р а т у р а

1. К о м п а н е ц В. К., Р а й к о в Б. К., Т е р с к и х В. И. Модуль ККМАК для преобразования сигналов терморезисторных датчиков. Тезисы докладов УШ Всесоюзной конференции по теории кодирования и передачи информации. Ч. У1. Москва-Куйбышев, 1981.
2. С к о б е л е в О. П. Методы преобразования и устройства сбора измерительной информации. Куйбышев, 1980.
3. С о б к и н Б. Л. Библиотека математических моделей основных узлов ПНК: Сб. трудов семинара "Современные методы разработки РЭА". М.: МДНТП, 1974.
4. Г и т и с Э. И., П и с к у л о в Е. А., С о б к и н Б. Л. Методы цифрового моделирования аналого-цифровых устройств. - Приборы и системы управления, 1974, № 11.
5. Г и т и с Э. И. Преобразователи информации для электронных цифровых вычислительных устройств. М.: Энергия, 1975.
6. К о н д а л е в А. И. Вопросы проектирования преобразователей формы информации. Киев: Наукова думка, 1977.
7. С к о б е л е в О. П. Способы и средства анализа подсистем сбора, основанных на тестовых переходных процессах. - В сб: Вопросы кибернетики. Автоматизация экспериментальных исследований. М.: АН СССР, 1979.
8. С к о б е л е в О. П. Анализ структурных вариантов подсистем сбора, использующих тестовые переходные процессы. - В сб: Автоматизация экспериментальных исследований. Куйбышев: КуАИ, 1980.
9. К а г а н Б. М., В о и т е л е в А. И., Л у к љ я н о в Л. М. Системы связи УВМ с объектами управления в АСУ ТП. М.: Советское радио, 1978.

10. Девозер Ч. А., Ку Э. С. Основы теории цепей. М.: Связь, 1976.
11. Чуа Л. С., Лин Пен - Мин. Машинный анализ электронных схем (алгоритмы и вычислительные методы). М.: Энергия, 1980.
12. Сигорский В. П., Петренко А. И. Алгоритмы анализа электронных схем. М.: Советское радио, 1976.
13. Ильин В. Н. Основы автоматизации схемотехнического проектирования. М.: Энергия, 1979.
14. Алексеев А. Г., Коломбет Е. А., Стародуб Г. И. Применение прецизионных аналоговых ИС. М.: Советское радио, 1980.
15. Шило В. Л. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре. М.: Советское радио, 1979.
16. Кофлин Р. Ф., Дрискол Ф. Ф. Операционные усилители и линейные интегральные схемы. М.: Мир, 1979.
17. Кустов О. В., Лундин В. В. Операционные усилители в линейных цепях. М.: Связь, 1978.

СО Д Е Р Ж А Н И Е

Введение	3
I. Структуры подсистем сбора и преобразования измерительной информации	6
2. Структуры подсистем сбора, построенных на основе тестовых переходных процессов	9
3. Модели измерительных цепей	14
3.1. Уравнения переменных состояния	14
3.2. Численное решение уравнений переменных состояния для линейных измерительных цепей	17
3.3. Базовые модели измерительных цепей с индуктивными датчиками	20
4. Модель компаратора	32
5. Модель АЦП "время-код"	43
6. Пример моделирования подсистемы сбора и преобразования измерительной информации	47
Литература	53

Св. план 1984, поз. 963

Владимир Александрович К и р е е в,
Олег Петрович С к о б е л е в

МОДЕЛИРОВАНИЕ НА ЭВМ ПОДСИСТЕМ СБОРА
И ПРЕОБРАЗОВАНИЯ АНАЛОГОВОЙ ИНФОРМАЦИИ

Редактор Е.Д.А н т о н о в а
Техн.редактор Н.М.К а л е н ю к
Корректор Н.С. К у п р и я н о в а

Подписано в печать 13.04.84 г. ЕО 00146.
Формат 60x84 1/16. Бумага оберточная белая.
Печать оперативная. Усл.п.л. 3,2. Уч.-изд.л. 3,0.
Т. 500 экз. Заказ 4437 Цена 15 коп.

Куйбышевский ордена Трудового Красного Знамени
авиационный институт имени академика С.П.Королева,
г. Куйбышев, ул. Молодогвардейская, 151.

Типография им. В.П.Мяги, г. Куйбышев, ул.Венцека, 60.