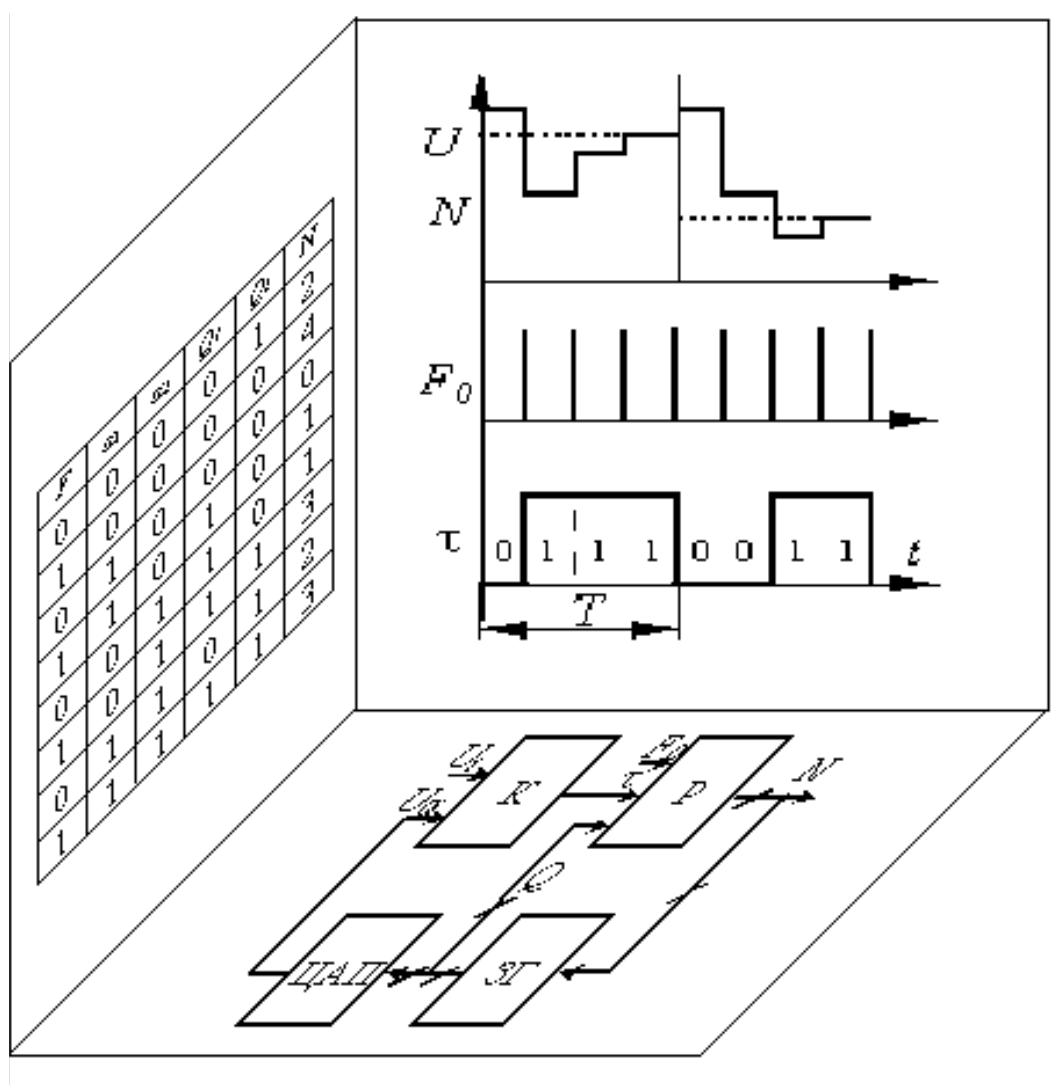


Е.И. ГЛИНКИН, М.Е. ГЛИНКИН

ТЕХНОЛОГИЯ

АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ



Министерство образования и науки Российской Федерации
ГОУ ВПО «Тамбовский государственный технический университет»

Е.И. ГЛИНКИН, М.Е. ГЛИНКИН

ТЕХНОЛОГИЯ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Рекомендовано Научно-техническим советом ТГТУ в качестве монографии



Тамбов
Издательство ТГТУ
2008

УДК 681.335(07)
ББК 844.15я73-5
Г542

Рецензенты:

Доктор технических наук, профессор ТГТУ
Б.И. Герасимов

Доктор технических наук, профессор ТВВАИИРЭ
П.А. Федюнин

Глинкин, Е.И.

Г542 Технология аналого-цифровых преобразователей : монография / Е.И. Глинкин, М.Е. Глинкин. – Тамбов : Изд-во Тамб. гос. техн. ун-та, 2008. – 140 с. – 500 экз. – ISBN 978-5-8265-0737-7.

Проведён информационный анализ аналого-, время-, дискретно-импульсных полупроводниковых приборов и интегральных схем (ИС, СИС и БИС) для систематизации линейных аналого-цифровых преобразований и методов их анализа и синтеза в информационную технологию проектирования адаптивной архитектуры интерфейсов ввода-вывода микропроцессорных средств с коммуникабельным математическим обеспечением и эффективными метрологическими средствами, согласованными с оптимальными аппаратными средствами и программным обеспечением.

Предназначена для аспирантов и магистрантов, научных работников и инженеров-исследователей, занимающихся вопросами автоматизации биомедицинской техники и аналитического контроля, электрооборудования и технологических процессов, а также для студентов 3 – 5 курсов дневного и заочного отделений специальностей 200402 и 200503, 100400 и 311400, 210200 и 220300.

УДК 681.335(07)

ББК 844.15я73-5

ISBN 978-5-8265-0737-7

© Глинкин Е.И., Глинкин М.Е., 2008

© ГОУ ВПО «Тамбовский государственный технический университет» (ТГТУ), 2008

Научное издание

Г л и н к и н Евгений Иванович,
Г л и н к и н Михаил Евгеньевич

ТЕХНОЛОГИЯ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Монография

Редактор Т.М. Г л и н к и н а

Инженер по компьютерному макетированию Т.А. С ы н к о в а

Подписано в печать 5.11.2008.

Формат 60 × 84/16. 8,14 усл. печ. л.

Тираж 500 экз. Заказ № 477

Издательско-полиграфический центр
Тамбовского государственного технического университета
392000, Тамбов, Советская, 106, к. 14

ВВЕДЕНИЕ

Технология – от греч. *techne* – искусство, мастерство, умение и *logos* – слово, учение, наука [1; 2, с. 1330]. Из определения следует, что информационная технология проектирования сигнала – это:

1. Совокупность методов анализа и синтеза форм представления функций схемотехники, математики и физики при создании согласованных компонент информационного обеспечения (ИО): аппаратных (АС) и метрологических (МС) средств, программного (ПО) и математического (МО) обеспечения – для проектирования микропроцессорных средств;

2. Наука о закономерностях информационных процессов для проектирования микропроцессорных средств с адаптивным диапазоном контроля и заданной точностью, определяемых погрешностью образцовых мер границ диапазона.

С позиций информационной концепции [3 – 11] базисные структуры микроэлектроники и измерительной техники от интегральных схем (ИС, СИС, БИС) до микропроцессорных средств (ПК, МИС, МПС) регламентированы интеграцией информационных процессов от преобразования сигнала, управления структурой, программирования архитектуры до вычисления, измерения и накопления информации. С развитием информационных процессов формируются АС в базисах ПП – ИС – СИС и ПО при становлении архитектуры БИС, МО на уровне вычислителей ПК и метрологические средства при создании микропроцессорных измерителей МИС.

Интеграция информационных процессов по вертикали инициирует дифференциацию базисных структур по горизонтали: формам представления функций в адресном континууме пространство – время – функция. При этом преобразование сигнала ИС делится на аналоговое (непрерывное), импульсное (временное) и цифровое (дискретное) представление функций, поэтому в технике преобразования сигнала преобразователи классифицируют на аналоговые (АИС), импульсные (ИИС) и цифровые (ЦИС) интегральные схемы.

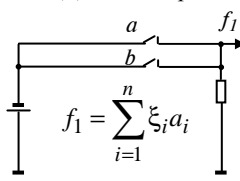
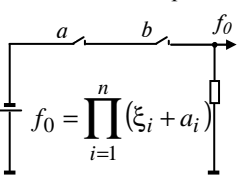
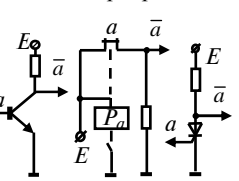
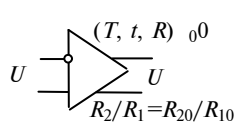
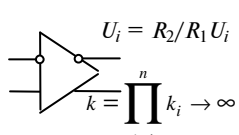
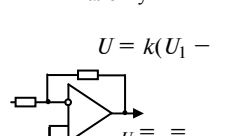
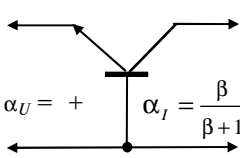
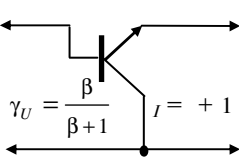
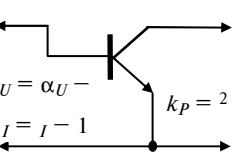
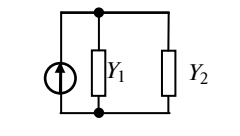
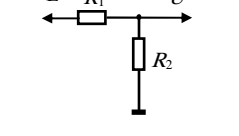
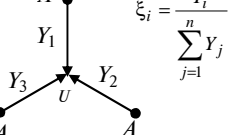
На уровне СИС преобразование становится аппаратно управляемым, поэтому их систематизируют по координатам функции управления [6, 7, 11] на пространственные ПрП, временные ВП и функциональные ФП преобразователи. При организации процесса хранения информации формируется программное управление (программирование) БИС, которые по функции программирования в адресном континууме классифицируют на интерфейсы памяти (ИП), микропроцессоры (М) и интерфейсы ввода-вывода (ИВВ). По способам обмена информацией ИВВ разделяют [3, 8] на диалоговые, сервисные и автоматические (АИВВ). По аналогии с базисами цифровой техники целесообразно систематизировать интегральные преобразователи сигнала.

ЦИС по функции логических преобразований делят [3 – 11] на конъюнкторы, дизъюнкторы и инверторы (см. табл.), соответственно пассивные (резистивные) и активные (полупроводниковые ПП) преобразователи аналогового сигнала логично дифференцировать по функциям объединения, разделения и сравнения на схемы последовательного, параллельного и смешанного соединения. При этом среди пассивных схем (ПС) различают [4, 8] делители напряжения (ДН), тока (ДТ) и мощности (ДМ), а на уровне ПП используют три схемы включения транзисторов: с общими коллектором (ОК), базой (ОБ) и эмиттером (ОЭ) для реализации также усилителей тока, напряжения и мощности. По правилам параллельного, последовательного и смешанного включения транзисторов преобразователи ИС развиваются от дифференциальных и интегральных к комплементарным каскадам – основы аналоговых СИС.

СИС управляемых преобразователей синтезируют из каскадов ИС согласно соответствующей топологии соединений для создания [4] аналоговых дифференциальных (ДУ) и операционных (ОУ) усилителей, аналого-импульсных компараторов и управляемых цифроаналоговых делителей тока и напряжения [8]. Линейные ИС по резистивным (линейным), полупроводниковым (нелинейным) и реактивным (квазилинейным) цепям обратной связи ОУ делят соответственно [4, 8] на амплитудные (АИС), функциональные (ФИС) и операторные (ОИС) управляемые преобразователи. При этом цифровые СИС реализуют [6, 7, 11] дешифраторы и мультиплексоры, счётчики и регистры, запоминающие и арифметико-логические устройства. Аналоговые, импульсные и цифровые СИС служат основой архитектуры БИС для реализации АИВВ и его компонент: нормирующих усилителей и декодеров, аналого-цифровых и цифроаналоговых преобразователей [4, 5, 8].

Программируемые аналого-импульсные и импульсно-цифровые преобразователи АИВВ создают также по трём алгоритмам последовательного, параллельного и смешанного функционирования [8], систематизированным в информационную технологию проектирования гибкой архитектуры АИВВ с коммуникабельным МО и эффективными МС. В монографии рассмотрены теория, практика и развитие информационной технологии проектирования оптимальных аналого-импульсных, аналого-цифровых решений схемотехники, математики и физики.

Схемы

	1. Параллельные	2. Последовательные	3. Смешанные
ЦИС	<p style="text-align: center;">Дизьюнктор</p>  $f_1 = \sum_{i=1}^n \xi_i a_i$	<p style="text-align: center;">Конъюнктор</p>  $f_0 = \prod_{i=1}^n (\xi_i + a_i)$	<p style="text-align: center;">Инверторы</p> 
АИС	<p style="text-align: center;">Дифференциальный каскад</p> <p style="text-align: center;">Отсутствие дрейфа</p>  $R_2/R_1 = R_{20}/R_{10}$	<p style="text-align: center;">Дифференциальный усилитель</p> <p style="text-align: center;">Линейность преобразования</p>  $U_i = R_2/R_1 U_i$ $k = \prod_{i=1}^n k_i \rightarrow \infty$	<p style="text-align: center;">Операционный усилитель</p> <p style="text-align: center;">Тождественность эквиваленту</p>  $U = k(U_1 - \dots)$
ПП	<p style="text-align: center;">Усилитель напряжения (повторитель тока)</p>  $\alpha_U = +$ $\alpha_I = \frac{\beta}{\beta + 1}$	<p style="text-align: center;">Усилитель тока (эмиттерный повторитель)</p>  $\gamma_U = \frac{\beta}{\beta + 1}$ $I = +1$	<p style="text-align: center;">Усилитель мощности (инвертор)</p>  $U = \alpha_U -$ $I = I - 1$ $k_P = 2$
ИС	<p style="text-align: center;">Делитель тока</p>  $I = I \frac{Y_2}{Y_1 + Y_2}$	<p style="text-align: center;">Делитель напряжения</p>  $U = E \frac{R_2}{R_1 + R_2}$	<p style="text-align: center;">Делитель мощности</p>  $\xi_i = \frac{Y_i}{\sum_{j=1}^n Y_j}$ $U = \sum_{i=1}^n \xi_i A_i; I = U \sum_{i=1}^n Y_i$

Информационная технология представлена с позиций диалектического развития функции преобразования от структуры неуправляемых ПП, ИС и управляемых СИС к архитектуре программно управляемых БИС – программируемых автоматических интерфейсов ввода-вывода (АИВВ). С методической точки зрения технология проектирования архитектуры АИВВ отражает основные аспекты гарантированного линейного преобразования относительно нормируемых мер, образов и эквивалентов. От простого к сложному показано совершенствование архитектуры при оптимизации алгоритмов МО, оценке нелинейности преобразователей и устранение нелинейности методами калибровки интеллектуальных преобразователей программируемыми метрологическими средствами.

Предложена информационная технология проектирования оптимального математического обеспечения линейного преобразования с желаемой функцией, тождественной выбранному эквиваленту с минимальной погрешностью нелинейности. При этом комплексная проблема техники преобразования дифференцирована по аксиомам линейности, тождественности и нормируемости сигнала на аналогичные задачи анализа и синтеза интегральных схем по их иерархии. Соответствующим базисным структурам сопоставлены рациональные решения по эквивалентам, определяемые по условиям оптимальности: избыточности усиления, равновесию моста и нулевого потенциала. Оптимальные условия систематизированы в закономерности, позволившие в три раза сократить алгоритм расчёта линейных ИС на активных, вентильных и реактивных элементах. Справедливость информационной технологии проектирования линейных преобразователей доказана для аналоговых, импульсных и аналого-цифровых СИС.

Развита информационная технология проектирования эффективных метрологических средств аналого-импульсно-цифрового преобразования сигнала. Приведён анализ метрологических характеристик пассивных и активных делителей сигнала ПП и ИС, усилителей СИС для закрепления практических навыков проектирования метрологических средств архитектуры АИВВ. Эффективность метрологических характеристик оценивается по их нелинейности методами сигнальных графов и узловых потенциалов, аналогии и эквивалентов, алгебраических и операторных исчислений. Конкретные числовые примеры иллюстрируют нелинейность пассивных и интеграль-

ных преобразователей в форме таблиц и графиков, сопоставительного анализа исследуемых характеристик и выводов по их метрологической эффективности.

Повышение эффективности МС и коммуникабельности МО показано на уровне компьютерных анализаторов влажности [3, 6, 12] методами калибровки. Методы калибровки по двум параметрам систематизированы в четырёх-адресном пространстве способов. Способы калибровки реализуют желаемую функцию преобразования тождественно эквивалентной функции с адаптацией по диапазону за счёт образов на его границах. Приведён сопоставительный анализ калибровки статистическими и аналитическими методами соответственно в системах счисления НКФ и НДФ, а также операторах исчисления в виде степенного ряда и экспоненциальной функции. Показано преимущество экспоненциальной модели, представляемой в явной форме с двумя информативными параметрами. Проведена оптимизация моделей калибровки в адресном пространстве способов, показан их вектор развития от калибровки по зависимым характеристикам к явной модели с информативными параметрами.

Данная работа развивает информационную технологию линейных аналого-импульсных преобразований и является логическим продолжением монографий [6 – 8, 11] по цифровой и аналого-импульсной технике микропроцессорных средств, учебных пособий по аналоговой технике [4] и информационным технологиям творчества [3, 10]. Технология проектирования коммуникабельного математического обеспечения и эффективных метрологических средств гибкой архитектуры положена в основу учебных циклов «Электроника и микропроцессорная техника» и «Информационно-измерительные системы». Теоретические материалы систематизируют тридцатилетний опыт учебно-методической работы и научно-исследовательского творчества авторов по аналоговой и импульсной, цифровой и микропроцессорной технике для автоматизации биомедицинских технологий и аналитического контроля, электрооборудования и энергоснабжения, конструирования радиоэлектронных и микропроцессорных средств. Монография предназначена для инженерного синтеза и анализа архитектуры линейных АИВВ в базах ПП и ИС, СИС и БИС на практике в научных исследованиях и учебном процессе.

Авторы благодарят преподавателей и аспирантов кафедры «Биомедицинская техника» за обсуждения и замечания, послужившие повышению качества изложения материала. Хочется отметить рецензентов д-ра техн. наук, профессора Б.И. Герасимова и д-ра техн. наук, профессора П.А. Федюнина за ценные советы учебно-методического характера, а также сотрудников издательско-полиграфического центра ТГТУ за эффективную техническую помощь при подготовке и публикации работы.

1. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ

Предложена информационная технология проектирования оптимального математического обеспечения линейного преобразования сигнала с априори желаемой функцией, тождественной заданному эквиваленту с минимальной погрешностью нелинейности.

1.1. АКСИОМЫ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Аксиомы линейности преобразований и исключения дрейфа, наличия нулевой меры отсчёта и тождественности исследуемой функции постулируют алгоритмы последовательного, параллельного и смешанного объединения аналоговых, импульсных и смешанных сигналов в топологии схемо- и адресации мнемотехники.

1. *Линейность преобразования* сигнала достигается последовательным соединением каскадов за счёт избыточности усиления. Это обусловлено конъюнкцией сигналов последовательного включения структур, инициирующего оператор умножения их параметров. Коэффициент усиления k последовательных каскадов равен произведению коэффициентов усиления k_i i -х структур:

$$k = \prod_{i=1}^n k_i = k_0^n.$$

Из трёх схем включения транзисторов (уни- и биполярных) наибольшим коэффициентом усиления мощности обладает схема с общим эмиттером (истоком, катодом), организующая при последовательном их объединении идеальный преобразователь сигналов за счёт избыточности ∞ усиления, соответствующей оптимальному решению:

$$\text{opt } \beta = \lim_{i \rightarrow n} \beta_0^i = \infty. \quad (1.1)$$

При условии избыточности (1.1) достигаются постоянная нелинейность η с оптимальным единичным значением

$$\text{opt } \eta = 1. \quad (1.2)$$

и нулевая погрешность нелинейности

$$\text{opt } \varepsilon_\eta = 0. \quad (1.2a)$$

Оптимальные параметры (1.1) и характеристики (1.2) регламентируют линейное преобразование сигнала

$$\text{opt } k = \lim_{\beta \rightarrow \infty} k = k_0 = \frac{R_2}{R_1} \quad (1.3)$$

пропорционально изменению сопротивлений R_i резисторов отрицательной обратной связи усилителя.

Пропорциональность (1.3) отражает линейность преобразования сигнала с минимальной погрешностью нелинейности (1.2) исследуемой функции F , тождественной желаемому эквиваленту F_0 при условии избыточности (1.1) усиления. Линейность преобразования (1.3) достигается минимизацией меры оценки тождественности образов функций F и F_0 , которой служит относительная погрешность

$$\varepsilon = 1 - \frac{F}{F_0} = 1 - \eta. \quad (1.4)$$

Из выражения (1.4) следуют оптимальные характеристики (1.2) при отождествлении исследуемого решения F с эквивалентом F_0 по алгоритму:

$$\text{если } \eta \begin{cases} = \\ \neq \end{cases} 1, \text{ то } F \begin{cases} = \\ \neq \end{cases} F_0. \quad (1.5)$$

Относительная погрешность ε и погрешность нелинейности ε_η связаны нелинейностью η :

$$\varepsilon = \varepsilon_\eta \eta \quad (1.6)$$




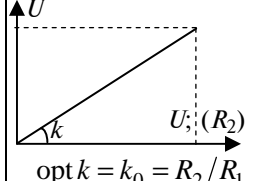
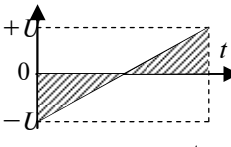
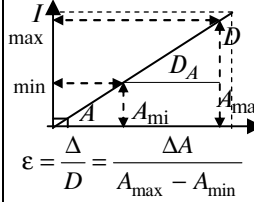
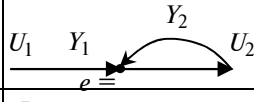
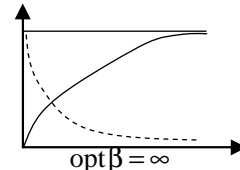
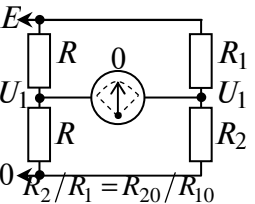
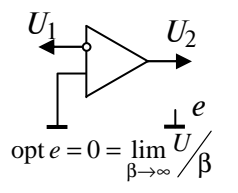
и тождественны для линейных преобразований при оптимальных характеристиках (1.2). Из соотношения (1.6) следует, что погрешность нелинейности ε_η служит оптимальной мерой оценки относительной погрешности ε :

$$\text{opt } \varepsilon = \lim_{\eta \rightarrow 1} \varepsilon_\eta \eta = \varepsilon_\eta. \quad (1.7)$$

Следует отметить аналогию техники преобразования сигнала с цифровой техникой и элементарной ячейкой общества для последовательного алгоритма объединения функции (табл. 1.1, столбец 1).

Последовательное соединение ключей цифровой техники организуют функцию конъюнкции – логического умножения с универсальной математической моделью за счёт структурной избыточности.

1.1. Соединение каскадов

	Последовательное 	Параллельное 	Смешанное 
Аналогия	<ol style="list-style-type: none"> 1. Увеличение (+, ×, ∑, ∫) количества 2. Охотник, защитник (мужчина) 3. Создание инноваций 	<ol style="list-style-type: none"> 1. Распределение (−, ÷, Δ, d) качества 2. Хозяйка, воспитатель (женщина) 3. Хранение традиций, уклад (телегония) 	<ol style="list-style-type: none"> 1. Нормирование оценок 2. Воспитанник (ребёнок) культуры 3. Единение рода, настройка семьи
Отличительная функция	<p>Линейность преобразования сигнала</p>  <p>$\text{opt } k = k_0 = R_2/R_1$</p>	<p>Тождественность преобразования (симметрия)</p>  <p>$k_{10} = k_{20} = R_2/R_1$</p>	<p>Нормируемость преобразований эквиваленту</p>  <p>$\varepsilon = \frac{D}{A_{\max} - A_{\min}}$</p>
Мера оценки (погрешность)	<p>Исключение погрешности нелинейности</p> $\varepsilon = 1 - F/F_0 = 1 - \eta$ $\varepsilon_\eta = \varepsilon/\eta$ <p>$\text{opt } \varepsilon_\eta = 0$ $\text{opt } \eta = 1$</p>	<p>Исключение дрейфа</p> $\delta_T = \delta_\tau = \delta_R$ <p>$\text{opt } \delta = 0$</p>	<p>Гальваническая развязка</p> $\varepsilon_A = \varepsilon_T = \varepsilon_N \leq \varepsilon_0$ 
Условие	<p>Избыточность усиления</p>  <p>$\text{opt } \beta = \infty$</p>	<p>Равновесие моста</p>  <p>$R_2/R_1 = R_{20}/R_{10}$</p>	<p>Виртуальность земли</p>  <p>$\text{opt } e = 0 = \lim_{\beta \rightarrow \infty} \frac{U}{\beta}$</p>

В технике преобразования последовательность каскадов формирует операцию умножения с линейным моделированием сигнала посредством параметрической избыточности усиления. Последовательностью логических опера-

ций в семье мужчина генерирует увеличение качества достатка с адаптивными природе функциями (охотника, мастера, защитника) за счёт функциональной избыточности – инновации.

Следовательно, последовательное соединение реализует линейное преобразование сигнала с минимальной погрешностью нелинейности, тождественной желаемой эквивалентной функции при условии избыточности усиления.

2. *Исключение дрейфа* (температурного, временного, параметрического) организуется параллельным соединением каскадов в структуру моста при условии его равновесия. Это определяется дизъюнкцией сигналов параллельного включения, регламентирующего оператор анализа (сравнения, вычитания, деления), симметрии образов (функций, параметров, характеристик). При аналоговых преобразованиях условие равновесия моста обусловлено отношением сопротивлений R_i, R_{i0} его резистивных делителей:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_{20}}{R_{10}}, \quad (1.8)$$

соответствующих линейным коэффициентам преобразования k_{i0} :

$$k_{10} = k_{20} = \frac{R_2}{R_1}. \quad (1.9)$$

Условия равновесия (1.8) и (1.9) следуют из тождественности нелинейных коэффициентов

$$k_1 = k_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (1.10)$$

для симметричного (уравновешенного) моста, исключая температурный t , временной τ , параметрический R дрейф. Исключение дрейфа с нормируемой δ_0 приведённой погрешностью аналогового сигнала $A(t, \tau, R)$

$$\delta_A = \frac{\Delta}{A_{\max} - A_{\min}} \quad (1.11)$$

удобно представить тождеством

$$\delta_t = \delta_\tau = \delta_R \quad (1.12)$$

с оптимальным значением нормы

$$\text{opt } \delta_A = \delta_0. \quad (1.13)$$

Результатом исключения дрейфа служит симметрия преобразований соответственно алгоритму сравнения:

$$\text{если } \delta_A \begin{cases} \leq \\ > \end{cases} \delta_0, \text{ то } F_A \begin{cases} = \\ \neq \end{cases} F_0. \quad (1.14)$$

Из алгоритма (1.14) видна тождественность симметрии исследуемой F_A и эквивалентной F_0 функций при регламентированном дрейфе $\delta_A \leq \delta_0$, что служит критерием оценки верного проектирования по заданным правилам. В противном случае функции несимметричны из-за дрейфа δ_A , превышающего норму δ_0 , при этом необходимо скорректировать диапазон $D = A_{\max} - A_{\min}$ или погрешность Δ оценки.

Уместно провести аналогию техники преобразования с цифровой техникой и социальными правилами семьи.

Параллельное соединение ключей в цифровой технике инициирует дизъюнкцию – логическое сложение с ассоциативной моделью анализа термов адресного пространства для оценки тождественности базы данных симметричному образу. В технике преобразования параллельные каскады моделируют оператор алгебраического суммирования для анализа тождественности образов симметрии за счёт исключения дрейфа при равновесии. Параллельность ассоциативной логики позволяет женщине решать семейные проблемы дифференцированно по тождественным задачам распределения качества достатка для рачительного хранения, обучения и воспитания наследственных традиций (телегонии – наследственной памяти) за счёт исключения дисбаланса, дискомфорта, дисгармонии (см. табл. 1.1, столбец 2).

Следовательно, параллельное соединение функций исключает температурный, временной, параметрический дрейф инверсных эквиваленту преобразований симметричных структур с оптимальными параметрами, определяемыми условием равновесия моста.

3. *Нормирование оценок* преобразования сигнала обусловлено смешанным соединением каскадов посредством эквивалента с нулевым потенциалом виртуальной земли. Это достигается совокупностью последовательного и параллельного включения с инвертированием сигналов через комплементарную пару для их сравнения относительно нулевой меры отсчёта. При условии виртуальности земли, обусловленной избыточностью усиления и исключением дрейфа, формируется тождественность инверсного e_- и прямого e_+ потенциалов операционного усилителя

$$e_- = e_+ \quad (1.15)$$

относительно нулевого потенциала

$$\text{opt } e = \lim_{\beta \rightarrow \infty} \frac{A}{\beta} = 0. \quad (1.16)$$

Условия инверсии (1.15) и виртуальности (1.16) формируют гальваническую развязку выходного A и входных A_i сигналов амплитудного A , импульсного T и цифрового N преобразований с тождественными коэффициентами

$$k_A = k_T = k_N \quad (1.17)$$

и приведенными погрешностями ε преобразования (1.11). Тожественность аналого-импульсно-цифровых преобразований регламентируется априори заданной мерой ε_0 относительно эквивалентных погрешностей

$$\varepsilon_A = \varepsilon_T = \varepsilon_N \leq \varepsilon_0, \quad (1.18)$$

например, приведённой меры Δ к диапазону D :

$$\varepsilon = \frac{\Delta}{D} = \frac{\Delta A}{A_{\max} - A_{\min}}. \quad (1.19)$$

Для нулевых минимальных A_{\min} значений справедливы из (1.18) и (1.19) тождества по максимальной границе относительно дискреты

$$\frac{\Delta A}{A_{\max}} = \frac{\Delta T}{T_{\max}} = \frac{\Delta N}{N_{\max}}, \quad (1.20)$$

исследуемой A величины

$$\frac{A}{A_{\max}} = \frac{T}{T_{\max}} = \frac{N}{N_{\max}}, \quad (1.21)$$

а также образцовой A_0 меры

$$\frac{A}{A_0} = \frac{T}{T_0} = \frac{N}{N_0}. \quad (1.22)$$

Тождества (1.20) – (1.22) отражают линейность преобразования при отсутствии дрейфа за счёт виртуальной земли (1.16), гарантирующей гальваническую развязку A выходных A_i сигналов преобразования. Гальваническая развязка может трактоваться как идеальная функция аналого-временно-дискретного преобразования, которая не зависит от параметров операционного усилителя, ставшего виртуальным блоком. Условия инверсии (1.15) и виртуальности (1.16) в три раза сокращают алгоритмы анализа и синтеза интегральных преобразователей и совместно с закономерностями последовательного (избыточность усиления) и параллельного (равновесие моста) соединений инициируют технологию проектирования автоматических интерфейсов ввода-вывода (АИВВ), микропроцессорных приборов и систем.

Нельзя обойти аналогию техники преобразования, цифровой техники с семейными традициями.

Смешанное соединение лишь активных ключей цифровой техники реализует функцию инверсии с коммуникабельной моделью управления в адаптивном диапазоне за счёт задания ассоциации эквивалентных архитектуре кодов. В технике преобразования комплементарная пара нормирует инверсные сигналы относительно нулевого потенциала виртуальной земли с их гальванической развязкой по входам и выходу. Последовательностью ассоциативных проб и ошибок ребёнок оценивает и копирует родителей в процессе воспитания культуры оценки благополучия семьи для единения рода, за счёт накопления оригинальных традиций (см. табл. 1.1, столбец 3).

Следовательно, смешанное соединение функций регламентирует норму преобразования сигнала эквивалентом с гальванической развязкой узловых потенциалов относительно нулевой меры отсчёта, организованной образцом с потенциалом виртуальной земли.

Таким образом, неделимый комплекс отличительных свойств функций преобразования дифференцирован с методической точки зрения по топологии схем и адресации мнем архитектуры интерфейсов ввода-вывода на последовательное, параллельное и смешанное объединения алгоритмов. Соответствующим алгоритмам функций систематизированы их отличия в виде аксиом линейности, тождественности и нормируемости преобразований, отражающих увеличение количества (конъюнкцию), распределение качества (дизъюнкцию) и нормирование оценок (анализ инверсий). Определены соответствующим образом функций условия их реализации в виде избыточности коэффициентов усиления, равновесия параметров моста и виртуальности потенциала земли. В итоге комплексная проблема техники преобразований сигнала методически дифференцирована на подобные задачи с рациональными методами решения для интеграции систематизированных закономерностей в информационную технологию проектирования интерфейсов микропроцессорных средств.

1.2. АМПЛИТУДНЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ

Проектирование амплитудно-интегральных схем проведём на примере оптимизации схемы усилителя постоянного тока (УПТ).

1. Структурной схеме УПТ (рис. 1.1, а) сопоставим [4] граф-схему (рис. 1.1, б).
2. По I и II правилам Кирхгофа для сигнального графа (рис. 1.1, б) составим систему уравнений (математическую модель):

$$\begin{cases} e(Y_1 + Y_2) = U_1 Y_1 + U_2 Y_2; \\ U_2 = e(-\beta). \end{cases} \quad (1.23)$$

3. Выразим из второго уравнения потенциал $e = -U_2 / \beta$ и подставим его в первое выражение:

$$-\frac{U_2}{\beta}(Y_1 + Y_2) = U_1 Y_1 + U_2 Y_2.$$

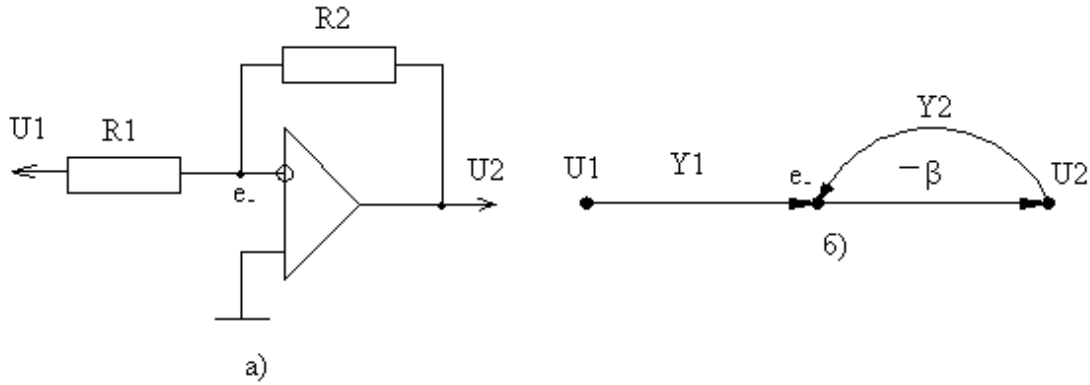


Рис. 1.1. Схемы УПТ

Объединим подобные члены:

$$U_2 \left(Y_2 + \frac{Y_1 + Y_2}{\beta} \right) = -U_1 Y_1,$$

определим характеристику УПТ $U_2(U_1)$:

$$U_2 = -U_1 \frac{Y_1}{Y_2 + \frac{Y_1 + Y_2}{\beta}}$$

и коэффициент усиления $k = U_2 / U_1$:

$$k = -\frac{R_2}{R_1 + \frac{R_1 + R_2}{\beta}}, \quad (1.24)$$

где $R_i = 1/Y_i$, $i = \overline{1, 2}$.

4. Выражение (1.24) нелинейно, оценим его нелинейность $\eta(R_i, \beta)$ относительно линейного преобразования с желаемым эквивалентом k_0 :

$$k_0 = -R_2 / R_1, \quad (1.25)$$

при этом выражение (1.24) с учётом (1.25) приводится к виду

$$k = k_0 \eta, \quad (1.25a)$$

где нелинейность $\eta(R_i, \beta)$ представлена как

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{R_1 + R_2}{R_1 \beta}}.$$

После учёта зависимости (1.25) находим

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{1 - k_0}{\beta}}. \quad (1.26)$$

5. Качественная оценка выражения (1.25a) показывает, что линейность преобразования

$$k = k_0 \quad (1.27)$$

возможна при условии единичного значения нелинейности $\eta = 1$.

Тот же результат даёт оптимизация выражения (1.25а) и (1.26) относительно коэффициента усиления β , например

$$\frac{\partial \eta}{\partial \beta} = \partial \left(\frac{\beta}{\beta + 1 - k_0} \right) / \partial \beta = 0.$$

После взятия производной находим

$$\frac{\partial \eta}{\partial \beta} = \frac{1}{\beta + 1 - k_0} - \frac{\beta}{(\beta + 1 - k_0)^2} = \frac{1}{\beta} \left[\frac{\beta}{\beta + 1 - k_0} - \left(\frac{\beta}{\beta + 1 - k_0} \right)^2 \right] = 0.$$

Приводим подобные члены с учётом зависимости (1.26):

$$\frac{\eta}{\beta} (1 - \eta) = 0,$$

откуда следует условие оптимума

$$\text{opt } \eta = 1 \quad \text{при} \quad \beta \rightarrow \infty. \quad (1.28)$$

Следовательно, линейность преобразования УПТ (1.27) достигается при условии (1.28), когда нелинейность – постоянная величина, равная единице, т.е.

$$\text{opt } k|_{\eta=1} = k_0 = -R_2 / R_1. \quad (1.29)$$

6. Дробь в знаменателе выражения (1.26) является погрешностью ε_n нелинейности η :

$$\varepsilon_n = \frac{1 - k_0}{\beta}, \quad (1.30)$$

так как $\frac{1}{1 + \varepsilon_n} = 1$ или $\varepsilon_n = 0$, что справедливо для нулевого отклонения k от k_0 .

Очевидно, решение (1.29) справедливо только при нулевой погрешности (1.30), что возможно для двух условий:

$$\begin{cases} k_0 = 1; \\ \beta = \infty. \end{cases} \quad (1.31)$$

Первое условие является частным решением для повторителей сигнала по току или напряжению, когда $R_2 = R_1$. В отличие от первого, второе условие отражает общую закономерность УПТ – линейность преобразования амплитуды, что достигается избыточностью коэффициента β операционного усилителя (ОУ).

7. Избыточность β ОУ приводит к линейному преобразованию (1.29) за счёт организации виртуальной земли: равенства нулю потенциала $e_- = 0$, что гальванически разделяет выходной сигнал U_2 от входного U_1 . При этом параметры ОУ (коэффициенты преобразования по току и напряжению, входные и выходные импедансы) не присутствуют в оптимальном решении (1.29), что соответствует идеальному конечному результату (ИКР) выполнения функции: «функция выполняется, а ОУ виртуально отсутствует».

Закономерное требование линейного преобразования (1.29) при нулевой погрешности (1.30) и избыточности усиления (1.31) позволяет упростить до минимума решение уравнений (1.23), так как

$$\lim_{\beta \rightarrow \infty} e_- = \lim_{\beta \rightarrow \infty} \frac{U_2}{\beta} = \frac{U_2}{\infty} = 0.$$

8. Для виртуальной земли $e_- = 0$ первое уравнение системы (1.23) принимает вид

$$U_1 Y_1 + U_2 Y_2 = 0,$$

откуда напрямую следует линейное решение

$$U_2 = -U_1 \frac{Y_1}{Y_2} = -U_1 \frac{R_2}{R_1}, \quad (1.32)$$

которому соответствуют оптимальные параметры (1.29) УПТ при условиях нулевой погрешности (1.30) нелинейности и избыточности коэффициента (1.31) усиления виртуального ИКР.

Следовательно, алгоритм расчёта сокращается вдвое (с семи до трёх операций), после первого и второго шага следует третьим 8-й пункт.

Таким образом, алгоритм расчёта УПТ включает:

1. Замещение структурной схемы (рис. 1.1, а) сигнальным графом (рис. 1.1, б) схемы УПТ.
2. Сопоставление по правилам Кирхгофа системы уравнений (1.23).

3. Решение системы (1.23) для виртуальной земли с потенциалом $e_- = 0$ за счёт избыточного усиления в виде линейной характеристики (1.32) и коэффициента (1.29) преобразования с априорными условиями оптимальности:

$$\begin{cases} \eta = 1 & \text{– единичная константа нелинейности;} \\ \varepsilon_n = 0 & \text{– нулевая погрешность нелинейности;} \\ \beta = \infty & \text{– избыточность виртуального ОУ.} \end{cases} \quad (1.33)$$

Информационный алгоритм расчёта УПТ, в отличие от классических методов, вдвое сокращает расчёты за счёт систематизации закономерностей: избыточности усиления и линейности преобразования – в информационную технологию проектирования аналоговых ИС. Использование закономерностей (1.33) позволяет проектировать УПТ с оптимальными параметрами благодаря замене итерационного алгоритма методом проектирования по эквивалентам с априори адаптивным диапазоном с точностью образцовых мер.

Метод эквивалентов. Сущность метода эквивалентов [4, 8] заключается в сопоставлении исследуемому решению желаемого результата, принимаемого за эквивалент, и выявлении условий эквивалентности при их тождественности.

Сопоставим нелинейному коэффициенту k решения (1.24) желаемый линейный k_0 результат в виде системы уравнений:

$$\begin{cases} k = -\frac{R_2}{R_1 + \frac{R_1 + R_2}{\beta}}; \\ k_0 = -\frac{R_2}{R_1}. \end{cases}$$

Из тождественности $k = k_0$ следует равенство

$$\frac{R_2}{R_1 + \frac{R_1 + R_2}{\beta}} = \frac{R_2}{R_1}.$$

С учётом линейного коэффициента k_0

$$k_0 \eta = k,$$

отсюда находим условие эквивалентности при единичном значении нелинейности:

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{1 - k_0}{\beta}} = 1,$$

откуда находят условия линейности в виде закономерностей (1.33).

Метод эквивалентов приводит к тождеству

$$\frac{U_2}{U_1} = k = k_0 = -\frac{R_2}{R_1},$$

из которого следуют линейная характеристика УПТ

$$U_2 = -U_1 \frac{R_2}{R_1},$$

а также прямая зависимость линейного преобразования

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{R_2}{R_1}. \quad (1.34)$$

Таким образом, метод эквивалентов, в отличие от итерационного анализа, позволяет технологично находить в явном виде линейное решение и условия оптимизации, регламентируемые физическими закономерностями.

1.3. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ

Оптимизацию функциональных интегральных схем покажем на примере проектирования экспоненциаторов.

1. Структурной схеме экспоненциатора (рис. 1.2, а) сопоставим схему замещения [4] из сигнальных графов (рис. 1.2, б).

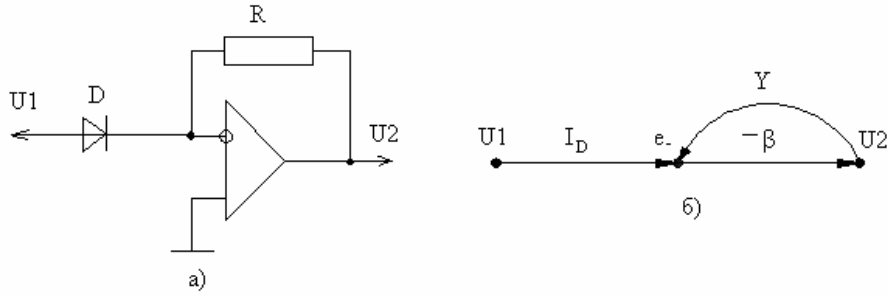


Рис. 1.2. Схемы экспоненциатора

2. По правилам Кирхгофа для схемы замещения (рис. 1.2, б) составим систему уравнений:

$$\begin{cases} e_- Y = U_2 Y + I_D; \\ U_2 = -\beta e_-. \end{cases} \quad (1.35)$$

Учитывая, что $I_D = I_0 \exp\left(\frac{U_1 - e_-}{U_0}\right)$, а $e_- = -U_2 / \beta$, преобразуем систему (1.35) к тождеству

$$-\frac{U_2}{\beta} Y = U_2 Y + I_0 \exp\left(\frac{U_1 + U_2 / \beta}{U_0}\right).$$

3. Определим характеристику исследуемой схемы после приведения подобных членов

$$U_2 Y \left(1 + \frac{1}{\beta}\right) = -I_0 \exp\left(\frac{U_1 + U_2 / \beta}{U_0}\right),$$

откуда исследуемая характеристика находится в неявной форме нелинейного вида:

$$U_2 = -I_0 R \exp\left(\frac{U_1 + U_2 / \beta}{U_0}\right) / \left(1 + \frac{1}{\beta}\right). \quad (1.36)$$

4. Нелинейной характеристике (1.36) по методу эквивалентов (см. п. 1.2) сопоставим линейное решение в явном виде

$$U_{20} = -I_0 R \exp(U_1 / U_0) \quad (1.37)$$

и определим условия линейризации решения (1.36) с учётом эквивалента (1.37):

$$U_2 = U_{20} \eta, \quad (1.36a)$$

где нелинейность η имеет вид

$$\eta = e^{\frac{U_2}{\beta}} \frac{\beta}{1 + \beta}. \quad (1.38)$$

5. Качественная оценка выражения (1.36a) приводит его к эквиваленту (1.37) при единичном значении нелинейности $\eta = 1$.

Докажем это аналитическим решением в процессе оптимизации уравнения (1.38) относительно коэффициента усиления при обнулении производной

$$\frac{d\eta}{d\beta} = d \left(e^{\frac{U_2}{\beta}} \frac{\beta}{1 + \beta} \right) / d\beta = 0. \quad (1.39)$$

После дифференцирования (1.39) получим

$$\frac{d\eta}{d\beta} = \frac{1}{1 + \beta} \left(1 - \frac{\beta}{1 + \beta} \right) e^{\frac{U_2}{\beta}} - \frac{U_2}{\beta^2} e^{\frac{U_2}{\beta}} = 0,$$

а приведя подобные члены, с учётом (1.38), находим соотношение

$$\frac{1}{1 + \beta} \left[e^{\frac{U_2}{\beta}} - \eta - \frac{U_2 (1 + \beta)}{\beta^2} e^{\frac{U_2}{\beta}} \right] = 0.$$

Отсюда следуют равенство для определения оптимума нелинейности

$$\eta = \left[1 - U_2 \left(\frac{1}{\beta^2} + \frac{1}{\beta} \right) \right] e^{\frac{U_2}{\beta}}, \quad (1.40)$$

а также условие избыточности $\beta = \infty$.

Избыточность коэффициента усиления β находится из обнуления дроби

$$\frac{1}{1 + \beta} = 0,$$

что возможно для предела

$$\lim_{\beta \rightarrow \infty} \frac{1}{1 + \beta} = 0.$$

Вычислим пределы сомножителей выражения (1.40) при избыточном усилении:

$$\lim_{\beta \rightarrow \infty} \left(\frac{1}{\beta^2} + \frac{1}{\beta} \right) = \frac{1}{\infty} + \frac{1}{\infty} = 0 + 0 = 0;$$

$$\lim_{\beta \rightarrow \infty} e^{\frac{U_2}{\beta}} = e^{\frac{U_2}{\infty}} = e^0 = 1.$$

Подставляя пределы в равенство (1.40), находим оптимум нелинейности для избыточности β :

$$\text{opt } \eta = 1 \quad \text{при} \quad \beta = \infty. \quad (1.41)$$

6. Анализ нелинейности (1.38) при условии оптимальности (1.41) показывает физический смысл дроби

$$\frac{1}{\beta} = \varepsilon_n, \quad (1.42)$$

как погрешности нелинейности исследуемого решения (1.36), так как при $\varepsilon_n = 0$ $U_2 = U_{20}$, а нелинейность является единичной константой

$$\eta|_{\varepsilon_n=0} = e^{U_2 \varepsilon_n} / (1 + \varepsilon_n) = e^0 / (1 + 0) = 1. \quad (1.43)$$

7. Нулевая погрешность ε_n (1.42) и оптимумы (1.41) и (1.43) обеспечивают линейность экспоненцирования (1.37) за счёт организации виртуальной земли потенциала e_- :

$$e_- = U_2 \varepsilon_n = 0,$$

что приводит к гальванической развязке выходного U_2 от входного U_1 сигнала.

8. Для виртуальной земли система (1.34) приводится к уравнению

$$U_2 Y + I_0 \exp(U_1 / U_0) = 0,$$

откуда непосредственно следует линейное решение (1.36) для оптимума (1.43) при нулевой погрешности (1.42) и избыточности усиления, т.е. оптимальные параметры УПТ, который служит ИКР.

Следовательно, как и для амплитудных ИС, для функциональных ИС также правомерен информационный алгоритм расчёта из трёх пунктов, после первых двух следует третий шаг по п. 8, с аналогичными эффективностью и выводами для линейных интегральных схем (см. анализ п. 1.2).

1.4. ОПЕРАТОРНЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ

1. Для синтеза математической модели операторной ИС заменим структурную схему (рис. 1.3, а) схемой замещения (рис. 1.3, б) в сигнальных графах [4].

2. По правилам Кирхгофа составим систему уравнений для неизвестных узлов с потенциалами e_- и U_2 :

$$\begin{cases} e_- Y = U_1 Y + I_C; \\ U_2 = -e_- \beta. \end{cases} \quad (1.44)$$

3. Подставим в первое уравнение системы (1.44) значение потенциала e_- из второго уравнения:

$$-\frac{U_2}{\beta} Y = U_1 Y + C \frac{dU}{dt}$$

с учётом тока $I_C = C \frac{dU}{dt}$.

Объединим подобные члены одного порядка и введём постоянную времени $T = C / Y = CR$:

$$\frac{U_2}{\beta} + U_1 = -T \frac{dU}{dt}.$$

Разделим переменные интегрирования и проинтегрируем по частям уравнение

$$\int_{e_-}^{U_2} dU = -\frac{1}{T} \int_0^{\tau} \left(U_1 + \frac{U_2}{\beta} \right) dt,$$

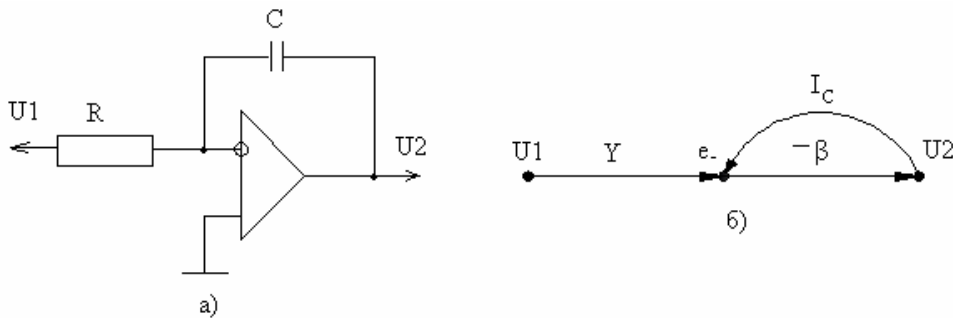


Рис. 1.3. Схемы интегратора

после подстановки пределов получим исследуемую динамическую характеристику $U_2(U_1, t, \beta)$ операторной схемы:

$$U_2 = -\frac{1}{T} \int_0^{\tau} (U_1 + U_2/\beta) dt / (1 - 1/\beta). \quad (1.45)$$

Анализ решения (1.45) показывает, что исследуемая схема – интегратор с нелинейной характеристикой в неявном виде.

4. Используя метод эквивалентов (см. п. 1.2), потребуем линейное решение исследуемого уравнения (1.45) в явном виде

$$U_{20} = -\frac{1}{T} \int_0^{\tau} U_1 dt, \quad (1.46)$$

тогда характеристику (1.45) можно выразить через нелинейность η :

$$U_2 = U_{20} \eta, \quad (1.46a)$$

которая имеет следующий вид

$$\eta = \left(\beta - \int_0^{\tau} \frac{U_2}{U_{20}} dt \right) / (\beta - 1) U_{20}. \quad (1.47)$$

5. Для получения линейного тождества выражения (1.46a) качественная оценка показывает единичное значение нелинейности (1.47). Докажем это аналитически, приравняв к нулю производную нелинейности $d\eta$ к приращению усиления $d\beta$, обозначив интеграл символом S :

$$\frac{d\eta}{d\beta} = d[(\beta - S)/(\beta - 1)U_{20}] / d\beta = 0.$$

После дифференцирования получим

$$\frac{d\eta}{d\beta} = \frac{1}{(\beta - 1)U_{20}} - \frac{\beta - S}{(\beta - 1)^2 U_{20}} = \frac{1}{(\beta - 1)U_{20}} (1 - \eta) = 0$$

при условии (1.47), откуда следует единичное значение оптимума нелинейности

$$\text{opt } \eta = 1 \quad \text{при} \quad \beta \rightarrow \infty. \quad (1.48)$$

Следовательно, линейность интегрирования ИС с эквивалентной (желаемой) характеристикой (1.46) достигается при оптимальных условиях (1.48) для тождества (1.46a):

$$U_2 = U_{20} = -\frac{1}{T} \int_0^{\tau} U_1 dt. \quad (1.49)$$

6. Из нелинейности (1.47) следует физический смысл дроби $1/\beta = \varepsilon_n$, определяющий погрешность нелинейности от интегрирования:

$$\eta = (1 - \varepsilon_n S)/(1 - \varepsilon_n), \quad (1.50)$$

оптимальное значение которой при условиях (1.48) соответствует нулю:

$$\text{opt } \varepsilon_n = 0, \quad (1.51)$$

так как из предела при избыточности коэффициента усиления видно, что

$$\lim_{\beta \rightarrow \infty} \varepsilon_n = \lim_{\beta \rightarrow \infty} \frac{1}{\beta} = \frac{1}{\infty} = 0.$$

7. Линейность динамической характеристики (1.49) достигается условиями (1.48) и (1.51) за счёт виртуальной земли узлового потенциала e_- , равного нулю:

$$\lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \varepsilon_- = \lim_{\varepsilon \rightarrow 0} U_2 \varepsilon = U_2 0 = 0.$$

Виртуальная земля узла e_- гальванически разделяет выходной U_2 сигнал от входного напряжения U_1 .

8. При условиях виртуальной земли и избыточности усиления упрощается решение системы (1.44), так как первое уравнение тождественно равно нулю:

$$0 = U_1 Y + I_C.$$

Из этого тождества очевидна квазилинейная динамическая характеристика (1.46) интегратора, так как

$$T \frac{dU}{dt} = -U_1,$$

а после разделения переменных и интегрирования по частям равенства

$$\int_0^{U_2} dU = -\frac{1}{T} \int_0^{\tau} U_1 dt$$

напрямую следует, что

$$U_2 = -\frac{1}{T} \int_0^{\tau} U_1 dt. \quad (1.52)$$

Следовательно, алгоритм расчёта интегратора сокращается вдвое, так как после первых двух шагов следует третьим 8-й пункт.

За счёт виртуальных закономерностей операционного усилителя, как ИКР, квазилинейное преобразование (1.52) приводится к линейной динамической характеристике при постоянном или медленно изменяющемся входном напряжении U_1 :

$$U_2 = -U_1 \frac{\tau}{T}, \quad (1.53)$$

так как интегрирование константы приводит к линейной функции:

$$U_1 \int_0^{\tau} dt = U_1 t \Big|_0^{\tau} = U_1 (\tau - 0) = U_1 \tau.$$

Аналогичная характеристика справедлива при линейном разложении в ряд экспоненты за счёт избыточности усиления напряжения:

$$U_2 = U_1 \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} \right) = U_1 \left[1 - \left(1 - \frac{t}{T} \right) \right],$$

что соответствует выражению (1.53) с обратным знаком. Знак минус характеристики (1.53) отражает инверсию сигнала операционным усилителем. Это говорит о закономерности линейного преобразования амплитуды в координатах времени:

$$\frac{U_2}{U_1} = k_0 = \frac{t}{T}. \quad (1.54)$$

Прямая пропорция (1.54) позволяет реализовать не только линейное измерение амплитуды аналогового сигнала, но и служит основой линейного преобразования функциональных координат амплитуды в координаты времени, например мультивибраторами (см. п. 1.6).

1.5. КОМПАРАТОР

1. Сопоставим структурной схеме (рис. 1.4, а) компаратора схему [8] в сигнальных графах (рис. 1.4, б).
2. По правилам Кирхгофа для узловых потенциалов e_- , e_+ , E составим систему уравнений:

$$\begin{cases} e_-(Y_1 + Y_2) = U_1 Y_1 + E Y_2; \\ e_+(Y_3 + Y_4) = U_2 Y_3 + E Y_4; \\ E = \beta(e_+ - e_-). \end{cases} \quad (1.55)$$

3. Значения потенциалов e_- , e_+ из первых уравнений системы (1.55) подставим в последнее:

$$\frac{E}{\beta} = \frac{U_2 Y_3 + E Y_4}{Y_3 + Y_4} - \frac{U_1 Y_1 + E Y_2}{Y_1 + Y_2}.$$

Выразим подобные члены, используя условие разбаланса моста $Y_2 = 0$, тогда получим

$$E \left(\frac{Y_4}{Y_3 + Y_4} - \frac{1}{\beta} \right) = \frac{U_2 Y_3}{Y_3 + Y_4} - U_1.$$

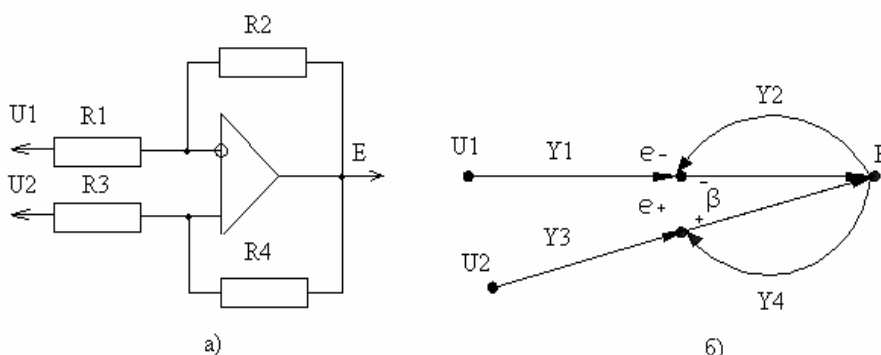


Рис. 1.4. Схемы компаратора

Поделим правую и левую часть уравнения на первое слагаемое скобки, заменив отношение Y_4/Y_3 коэффициентом k_0 :

$$E \left(\frac{1+k_0}{\beta} - 1 \right) = U_1(k_0 + 1) - U_2 k_0.$$

После деления уравнения на множитель при E найдём исследуемую характеристику компаратора:

$$E = \frac{U_1(k_0 + 1) - U_2 k_0}{(1+k_0)/\beta - 1} \quad (1.56)$$

и, используя метод эквивалентов, потребуем линейное решение

$$E_0 = k_0(U_1 - U_2). \quad (1.57)$$

При этом исследуемое решение (1.56) можно выразить через эквивалент (1.57):

$$E = E_0 \eta,$$

где η – нелинейность характеристики вида

$$\eta = \frac{\beta(1 + U_1/E_0)}{\beta - (1 + k_0)}. \quad (1.58)$$

4. Определим оптимальное выражение нелинейности η относительно усиления β ОУ, для чего возьмём производную выражения (1.58) и приравняем её нулю:

$$\frac{d\eta}{d\beta} = d \left[\frac{\beta(1 + U_1/E_0)}{\beta - (1 + k_0)} \right] / d\beta = 0.$$

После дифференцирования получим

$$\frac{(1+U_1/E_0)}{\beta-(1+k_0)} - \frac{\beta(1+U_1/E_0)}{[\beta-(1+k_0)]^2} = \frac{1}{\beta-(1-k_0)} [1+U_1/E_0 - \eta] = 0,$$

откуда следует избыточность усиления ОУ, а также оптимальная к нему нелинейность

$$\eta^* = 1 + U_1/E_0. \quad (1.59)$$

5. Оптимизируем зависимость (1.59) относительно коэффициента k_0 усиления компаратора:

$$\frac{d\eta^*}{dk_0} = d \left[1 + \frac{U_1}{k_0(U_1 - U_2)} \right] / dk_0 = 0.$$

Дифференцирование нелинейности по усилению приводит к уравнению

$$\frac{1}{k_0} - \frac{U_1/(U_1 - U_2)}{k_0^2} = \frac{1}{k_0} (1 - \eta^*) = 0,$$

что соответствует условиям линейности

$$\text{opt } \eta = 1 \quad \text{при } \beta \rightarrow \infty, \quad k_0 \rightarrow \infty. \quad (1.60)$$

6. Закономерность линейности (1.60) обусловлена избыточностью усиления компаратора:

$$\frac{1}{k_0} = \frac{Y_4}{Y_3} = 0,$$

что соответствует условию разбаланса $Y_3 \gg Y_4$ или $R_4 \gg R_3$, когда сопротивление $R_3 = 0$ минимально.

Следовательно, линейность компаратора достигается избыточностью коэффициентов усиления β ОУ и k_0 схемы при условии разбаланса $R_4 \gg R_3$ и $R_2 \gg R_1$.

7. Оптимальное единичное значение нелинейности (1.60) диктует линейную характеристику (1.57) при тождественности потенциалов

$$e_+ = e_-, \quad (1.61)$$

которая следует в пределе третьего уравнения системы (1.55) при избыточности усиления:

$$\lim_{\beta \rightarrow \infty} E/\beta = E/\infty = 0 = (e_+ - e_-).$$

Тождество (1.61) обусловлено виртуальным потенциалом земли, гальванически развязывающим входные амплитуды напряжения U_1 и U_2 с выходным сигналом E . Закономерности (1.60) и (1.61) повышают технологичность расчёта статической характеристики компаратора, при этом алгоритм вычисления сокращается вдвое, а за первым и вторым пунктами непосредственно следует восьмой шаг.

8. Равенство потенциалов (1.61) и условие разбаланса приводят систему (1.55) к уравнению

$$U_1 = \frac{U_2 Y_3 + E Y_4}{Y_3 + Y_4},$$

из которого по методу эквивалентов следует непосредственно линейное решение (1.57) при условии $Y_4 \ll Y_3$ разбаланса.

Из линейности статической характеристики (1.57) компаратора (рис. 1.4) следует пропорциональность преобразования функциональных координат $F(\Phi)$ в пространственные координаты $F(R)$ параметров:

$$(U_1 - U_2)/E_0 = R_3/R_4. \quad (1.62)$$

За счёт избыточности коэффициентов усиления статическая характеристика компаратора имеет релейную форму, что важно для оперативного переключения схемы в момент сравнения напряжений по алгоритму:

$$\text{если } U_1 \begin{cases} > \\ < \end{cases} U_2, \text{ то } E_0 = \begin{cases} 1 \\ 0 \end{cases}. \quad (1.63)$$

Как видно из выражений (1.57) и (1.62), при увеличении коэффициента $k_0 = R_4/R_3$ для постоянного порога E_0 пропорционально уменьшается абсолютная мера $\Delta = U_1 - U_2$, что соответственно повышает точность контроля сравнения амплитуд и их преобразования во временной интервал за счёт снижения приведённой погрешности:

$$\varepsilon = \frac{\Delta}{D}. \quad (1.64)$$

Для регламентированной разницы Δ при уменьшении погрешности ε (1.64) расширяется диапазон $D = A_{\max} - A_{\min}$ изменения амплитуд сравниваемых напряжений.

Таким образом, в отличие от итерационных расчётов, метод эквивалентов вдвое сокращает технологичность алгоритма получения априори линейной статической характеристики с закономерными условиями избыточности усиления ОУ и компаратора.

1.6. МУЛЬТИВИБРАТОР

1. Структурной схеме (рис. 1.5, а) мультивибратора сопоставим схему замещения (рис. 1.5, б) в виде сигнальных графов [8].

2. Методом узловых потенциалов по правилам Кирхгофа составим систему уравнений для неизвестных узлов с потенциалами e_- , e_+ , E :

$$\begin{cases} e_- Y = 0 \cdot Y + C \frac{dU}{dt}; \\ e_+ (Y_1 + Y_2) = 0 \cdot Y_1 + E Y_2; \\ U_2 = +\beta(e_+ - e_-). \end{cases} \quad (1.65)$$

3. Подставим первое и второе уравнения системы (1.65) в третье вместо потенциалов e_+ и e_- :

$$\frac{U_2}{\beta} = E \frac{Y_2}{Y_1 + Y_2} - T \frac{dU}{dt},$$

где $T = RC$ – постоянная времени.

Для условия разбаланса $Y_1 \gg Y_2$, с учётом коэффициента усиления $k_0 = Y_1/Y_2 = R_2/R_1$, после разделения переменных дифференцирования получим уравнение

$$dU = \frac{1}{T} \left(\frac{E}{k_0} - \frac{U_2}{\beta} \right) dt,$$

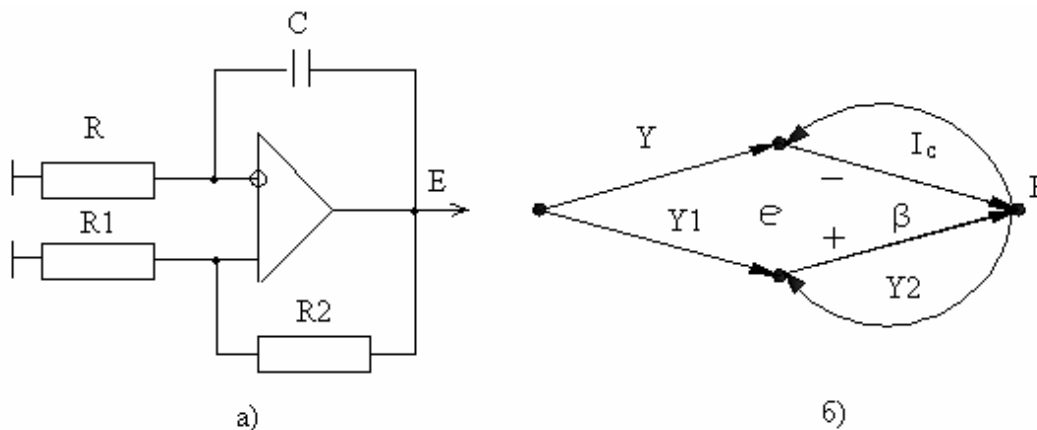


Рис. 1.5. Схемы мультивибратора

которое для интегрирования по частям приводится к виду

$$\int_{e_-}^{U_2} dU = \frac{1}{T} \int_0^{\tau} \left(\frac{E}{k_0} - \frac{U_2}{\beta} \right) dt.$$

Проинтегрируем уравнение по напряжению в пределах U_2 , $e_- = U_2/\beta$ на интервале времени $\overline{0, \tau}$ для нахождения динамической характеристики мультивибратора:

$$U_2 = \left[\frac{1}{T} \int_0^{\tau} \left(\frac{E}{k_0} - \frac{U_2}{\beta} \right) dt \right] / \left(1 - \frac{1}{\beta} \right). \quad (1.66)$$

Характеристика (1.66) мультивибратора (рис. 1.5) нелинейная с неявным представлением напряжения U_2 .

4. Потребуем решение в явном виде с квазилинейной характеристикой

$$U_{20} = \frac{1}{T} \int_0^{\tau} \frac{E}{k_0} dt, \quad (1.67)$$

тогда исследуемую характеристику (1.66) можно представить произведением эквивалента (1.67) на нелинейность η :

$$U_2 = U_{20}\eta, \quad (1.67a)$$

с функцией вида

$$\eta = \frac{1-S/\beta}{1-1/\beta}, \quad (1.68)$$

аналогичной для схемы интегратора (1.47).

5. Тожеству эквивалентной и исследуемой характеристики из выражения (1.67a) соответствуют оптимальные условия (см. п. 1.4, шаги 5 – 7):

$$\begin{aligned} &\text{единичная нелинейность } \eta = 1, \\ &\text{избыточность усиления } \beta \rightarrow \infty, \\ &\text{нулевая погрешность } \epsilon_n = 0, \\ &\text{тождественность потенциалов } e_- = e_+. \end{aligned} \quad (1.69)$$

6. Закономерности (1.69) вдвое сокращают алгоритм вычисления характеристики (1.67) мультивибратора, так как из тождественности потенциалов следует простое соотношение с учётом уравнений системы (1.65)

$$T \frac{dU}{dt} = \frac{E}{k_0},$$

где $k_0 = R_2/R_1$ – коэффициент усиления. После разделения переменных дифференцирования и интегрирования по частям

$$\int_0^{U_2} dU = \frac{E}{k_0 T} \int dt,$$

находим не только квазилинейную характеристику (1.67), но и тождественное линейное преобразование амплитуды напряжения во время:

$$\frac{k_0 U_2}{E} = \frac{\tau}{T}. \quad (1.70)$$

Из закономерности линейного преобразования (1.70) следуют импульсные характеристики по широте $\tau(U)$ и частоте $f(U)$:

$$\begin{cases} \tau = T \frac{k_0 U_2}{E}; \\ f = \frac{1}{\tau} = F \frac{E}{k_0 U_2}, \end{cases} \quad (1.71)$$

где $F = 1/T$ – частота следования периодов T при равенстве напряжений $U_2 = E/k_0$.

Уравнения (1.71) показывают, что широтно-импульсное преобразование организуется пропорционально изменению мгновенного напряжения U_2 при его равенстве нормируемому эквиваленту E/k_0 в момент времени с шириной измерения τ . Преобразование амплитуды в частоту f линейно изменению нормируемым мерам $E_{0i} = E/k_0$ в момент их равенства порогу напряжения $U_0 = U_2$ с частотой следования импульсов длительностью $\tau = 1/f$.

Анализ соотношения (1.70) показывает закономерность линейного преобразования амплитуды во время импульсов и импульсов в амплитуду за счёт сравнения исследуемого U_2 и нормируемого E_{0i} сигналов за период T (необходимое условие) при их различии между собой во временном соотношении на один порядок (достаточное условие), что соответствует широтно- или частотно-импульсному преобразованию амплитуды.

1.7. АНАЛОГО-ИМПУЛЬСНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

1. Структурная схема (рис. 1.6, а) аналого-импульсного преобразователя (АИП) синтезирована методом аналогии [8] по определению функции «измерения», как алгоритма последовательности действий необходимых и достаточных условий (см. п. 1.6). Заменяем структуру АИП (рис. 1.6, а) граф-схемой (рис. 1.6, б) замещения для математического моделирования импульсных характеристик.

2. Для узлов граф-схемы с неизвестными потенциалами e_- , e_+ , U_2 по правилам Кирхгофа составим систему уравнений

$$\begin{cases} e_- Y = C \frac{dU}{dt}; \\ e_+ (Y_1 + Y_2) = U_1 Y_1 + U_2 Y_2; \\ U_2 = \beta (e_+ - e_-). \end{cases} \quad (1.72)$$

3. Подставим неизвестные потенциалы e_- и e_+ из первого и второго уравнений системы (1.72) в третье и получим выражение

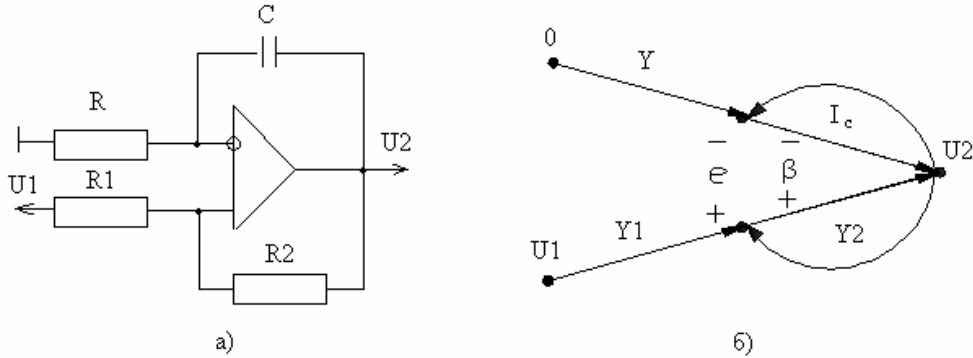


Рис. 1.6. Схемы АИП

$$\frac{U_2}{\beta} = U_1 + \frac{U_2}{k_0} - T \frac{dU}{dt},$$

при условии $Y_1 \gg Y_2$ разбаланса, а также наличии коэффициента усиления схемы $k_0 = Y_1/Y_2$.

Приведём подобные члены и запишем уравнение для интегрирования по частям на интервале $t = \overline{0, \tau}$ в диапазоне напряжения $U = \overline{e_-, U_2}$:

$$\int_{e_-}^{U_2} dU = \frac{1}{T} \int_0^\tau \left[U_1 + U_2 \left(\frac{1}{k_0} - \frac{1}{\beta} \right) \right] dt.$$

Из третьего уравнения системы (1.72) следует значение потенциала:

$$e_- = U_2 \left(\frac{1}{k_0} - \frac{1}{\beta} \right), \quad (1.73)$$

так как из схемы АИП (рис. 1.6) $e_+ = U_2/k_0$.

После интегрирования по напряжению и подстановки пределов U_2 и e_- получим динамическую характеристику исследуемого АИП:

$$U_2 = \frac{1}{T} \int_0^\tau [U_1 + U_2(1/k_0 - 1/\beta)] dt / (1 - 1/k_0 + 1/\beta). \quad (1.74)$$

4. Используя метод эквивалентов, потребуем желаемое линейное решение:

$$U_{20} = \frac{1}{T} \int_0^\tau U_1 dt, \quad (1.75)$$

тогда исследуемую характеристику (1.74) можно представить через эквивалент (1.75)

$$U_2 = U_{20} \eta, \quad (1.76)$$

где η – нелинейность преобразования.

Нелинейность АИП представляется дробью

$$\eta = \frac{1 + S \left(\frac{1}{k_0} - \frac{1}{\beta} \right)}{1 - \left(\frac{1}{k_0} - \frac{1}{\beta} \right)}, \quad (1.77)$$

в которой S – сокращение интеграла

$$S = \frac{1}{T} \int U_2 dt / U_{20} .$$

5. Качественный анализ выражения (1.76) показывает единичное значение $\eta = 1$ при нулевой погрешности нелинейности:

$$\varepsilon_n = \frac{1}{k_0} - \frac{1}{\beta}, \quad (1.78)$$

что достигается избыточностью коэффициентов усиления β – ОУ и k_0 – АИП. Докажем это аналитически, преобразовав (1.77) к виду удобному для дифференцирования относительно β :

$$\eta = \frac{\beta(1+S/k_0) - S}{\beta(1-1/k_0) + 1},$$

приравняв к нулю производную

$$\frac{d\eta}{d\beta} = d \left[\frac{\beta(1+S/k_0) - S}{\beta(1-1/k_0) + 1} \right] / d\beta = 0.$$

Вычислим производную нелинейности η :

$$\frac{1+S/k_0}{\beta(1-1/k_0) + 1} - \frac{\beta(1+S/k_0) - S}{[\beta(1-1/k_0) + 1]^2} = 0,$$

$$\frac{1}{\beta(1-1/k_0) + 1} [1 + S/k_0 - \eta] = 0,$$

что достигается при избыточности $\beta \rightarrow \infty$, а также когда

$$\eta = 1 + S/k_0. \quad (1.79)$$

Определим оптимум нелинейности η относительно усиления k_0 при дифференцировании выражения (1.79) и обнулении производной:

$$\frac{d\eta}{dk_0} = d \left(\frac{k_0 + S}{k_0} \right) / dk_0 = 0,$$

что соответствует с учётом (1.79) уравнению

$$\frac{1}{k_0} - \frac{k_0 + S}{k_0^2} = \frac{1}{k_0} (1 - \eta) = 0,$$

или линейности преобразования (1.76) и (1.75)

$$\text{opt } \eta = 1 \quad (1.80)$$

при условиях избыточности усиления

$$\beta \rightarrow \infty, \quad k_0 \rightarrow \infty. \quad (1.80a)$$

6. Аналогичный результат (1.80) следует для нулевой погрешности нелинейности ε_n :

$$\text{opt } \eta = \lim_{\varepsilon_n \rightarrow 0} \eta = \lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \frac{1 + S\varepsilon_n}{1 - \varepsilon_n} = \frac{1 + 0}{1 - 0} = 1,$$

а также оптимизации нелинейности η по ε_n :

$$\frac{d\eta}{d\varepsilon} = d \left(\frac{1 + S\varepsilon_n}{1 - \varepsilon_n} \right) / d\varepsilon = 0.$$

После дифференцирования и приведения подобных членов получим, что

$$\frac{S}{1 - \varepsilon_n} + \frac{1 + S\varepsilon_n}{(1 - \varepsilon_n)^2} = \frac{1}{1 - \varepsilon_n} (S + \eta) = 0.$$

Это соответствует тождеству

$$\eta = -S, \quad (1.81)$$

которое возможно, как следует из выражения (1.77), при $S = -1$.

Действительно, из решения уравнения (1.77) получим

$$-S + S\varepsilon = 1 + S\varepsilon,$$

а нелинейность (1.81) при этом является единичной константой (1.80).

7. Для закономерностей (1.80) при $S = -1$ следует условие линеаризации АИП: инверсия аналогового входного напряжения U_1 относительно порогового напряжения U_2 выхода АИП, т.е. $U_1 = -U_2$

$$S = \frac{\frac{1}{T} \int_0^{\tau} U_2 dt}{\frac{1}{T} \int_0^{\tau} U_1 dt} = -1,$$

что приводит к тождеству

$$\int_0^{\tau} U_1 dt = - \int_0^{\tau} U_2 dt,$$

из которого следует разнополярность преобразуемых амплитуд.

Следовательно, квазилинейное преобразование (1.75) достигается в АИП при избыточных коэффициентах усиления и единичной нелинейности (1.80) при нулевой погрешности ϵ_n и инверсии преобразуемых амплитуд.

8. При выполнении закономерных условий квазилинейное преобразование (1.75) тождественно линейной динамической характеристике АИП для медленно изменяющегося входного $U_1 \approx \text{const}$ сигнала:

$$U_{20} = \frac{U_1}{T} \int_0^{\tau} dt = U_1 \frac{\tau}{T}, \quad (1.82)$$

из которой следует амплитудно-частотная зависимость

$$f = F \frac{U_1}{E} \quad (1.83)$$

при фиксации выходного напряжения равным $U_{20} = E$ нормированной мере за период $T = 1/F$ следования импульсов частоты f .

Линейность частотного преобразования (1.83) амплитуды приводит к прямо пропорциональной закономерности – трансформации функции из координат функционального $F(\Phi)$ пространства во временные $F(T)$ координаты:

$$F(\Phi) = \frac{U_1}{E} = \frac{f}{F} = F(T). \quad (1.84)$$

Справедливо и обратное линейное частотно-амплитудное преобразование при выполнении закономерностей: избыточности усиления ОУ и АИП при нулевой погрешности нелинейности и единичной нелинейности.

9. Закономерные условия (1.80), (1.84) приводят к тождественности узловых потенциалов ОУ (см. рис. 1.6):

$$e_+ = e_-, \quad (1.85)$$

что очевидно из третьего уравнения системы (1.72) при избыточности β в пределе

$$\lim_{\beta \rightarrow \infty} \frac{U_2}{\beta} = \frac{U_2}{\infty} = 0 = (e_+ - e_-).$$

Условие (1.85) соответствует виртуальной земле, гальванически развязывающей амплитудные и импульсные сигналы для их линейной адресации из функциональных $F(\Phi)$ во временные $F(T)$ координаты (1.84).

Это приводит к виртуальности ОУ в АИП-преобразованиях, что справедливо для оптимального решения – ИКР.

10. Для условий линейной закономерности (1.80), (1.84), (1.85) из системы (1.72) напрямую следует простое дифференциальное уравнение первого порядка

$$U_1 = T \frac{dU}{dt},$$

которое после интегрирования на интервале времени $t = \overline{0, \tau}$ по диапазону напряжений $U_2 = \overline{0, E}$:

$$\int_0^E dU = \frac{1}{T} \int_0^{\tau} U_1 dt$$

приводит к тождеству

$$E = \frac{1}{T} \int_0^{\tau} U_1 dt. \quad (1.86)$$

Для медленно изменяющегося напряжения U_1 относительно частоты следования импульсов из (1.86) определяется линейная зависимость (1.83).

Анализ зависимостей (1.83) и (1.86) показывает закономерность линейного преобразования амплитуды напряжения в частоту импульсов и обратно за счёт сравнения линейно нарастающего исследуемого сигнала с нормируемым эквивалентом за период измерения.

Следует в заключение отметить, что все закономерности линейного преобразования также справедливы при минимизации амплитуды напряжения U_2 и длительности τ измерения, что соответствует повышению частоты в область ВЧ или СВЧ диапазона, а это снижает приведенную погрешность амплитудно-частотного преобразования

$$\varepsilon = \frac{\Delta}{D}. \quad (1.87)$$

При этом абсолютная погрешность Δ уменьшается в пределе к нулю, а диапазон $D = A_{\max} - A_{\min}$ расширяется в пределе до бесконечности и в функциональных $F(\Phi)$, и временных $F(T)$ координатах.

1.8. ЦИФРОАНАЛОГОВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

1. Заменяем структурную схему цифроаналогового преобразователя (ЦАП) (рис. 1.7, а) схемой замещения [4, 8] в сигнальных графах (рис. 1.7, б) для моделирования характеристик.

2. Граф-схеме (рис. 1.7, б) по методу узловых потенциалов согласно правилам Кирхгофа сопоставим математическую модель в виде системы уравнений

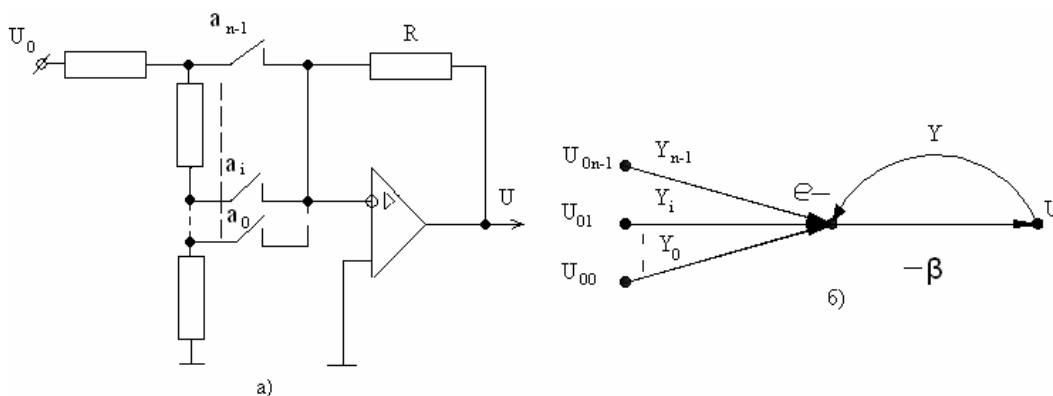


Рис. 1.7. Схемы ЦАП

$$\begin{cases} e_- \left(\sum_{i=0}^n Y_i \right) = \sum_{i=0}^{n-1} Y_i U_{0i} + YU; \\ U = -\beta e_-. \end{cases} \quad (1.88)$$

3. Заменяем в первом уравнении системы (1.88) потенциал e_- его значением из второго уравнения и приведём подобные члены:

$$U \left(Y + \frac{1}{\beta} \sum_{i=0}^n Y_i \right) = - \sum_{i=0}^{n-1} Y_i U_{0i}.$$

Введём относительную проводимость ξ_i соответственно весу кода N с предельными состояниями $\overline{0, 1}$ согласно алгоритму сравнения исследуемого напряжения U с нормируемыми мерами U_{0i} на позициях $i = 0, n-1$:

$$\text{если } U \begin{cases} < \\ \geq \end{cases} U_{0i}, \text{ то } \xi_i = \frac{Y_i}{Y} = \begin{cases} 0 \\ 1 \end{cases}, \quad (1.89)$$

после чего получим статическую исследуемую характеристику

$$U = - \sum_{i=0}^{n-1} \xi_i U_{0i} / \left(1 + \frac{1}{\beta} \sum_{i=0}^n \xi_i \right). \quad (1.90)$$

Методом эквивалентов нелинейному преобразованию (1.90) сопоставим линейное решение

$$U_{\text{э}} = - \sum_{i=0}^{n-1} \xi_i U_{0i} = U_{00} N, \quad (1.91)$$

так как $U_{0i} = U_{00}a(i)$ – амплитуды с минимальной дискретой напряжения $U_{00} = -U_0/N_{\max}$ и основанием $a(i)$ кода

$$N = \sum_{i=0}^{n-1} \xi_i a(i). \quad (1.92)$$

4. Исследуемую характеристику (1.90) выразим через эквивалент

$$U = U_0 \eta \quad (1.93)$$

с линейностью

$$\eta = \frac{\beta}{(\beta + N_m)}, \quad (1.94)$$

где $N_m = \sum_{i=0}^n \xi_i$ – максимальный код для $\xi_i = \xi_{i+1} = 1$.

5. Качественный анализ произведения (1.93) показывает, что линейность соответствует единичному значению $\eta = 1$. Для количественной оценки нелинейности η продифференцируем выражение (1.94) относительно усиления β и приравняем производную к нулю, чтобы найти оптимальное решение:

$$\frac{d\eta}{d\beta} = d[\beta/(\beta + N_m)]/d\beta = 0.$$

После дифференцирования с учётом (1.94) получим

$$\frac{1}{\beta + N_m} - \frac{\beta}{(\beta + N_m)^2} = \frac{1}{\beta + N_m} (1 - \eta) = 0,$$

откуда следует оптимум нелинейности

$$\text{opt } \eta = 1 \quad \text{при } \beta \rightarrow \infty. \quad (1.95)$$

Следовательно, линейность преобразования ЦАП достигается при закономерности (1.95), когда нелинейность – константа, т.е.

$$\text{opt } U = U_0 = \frac{U_0 N}{N_{\max}}. \quad (1.96)$$

6. Из зависимостей (1.90) и (1.94) следует физический смысл значения $1/\beta$ как погрешности ϵ_n нелинейности:

$$\epsilon_n = 1/\beta, \quad (1.97)$$

так как при $\epsilon_n = 0$ $\text{opt } \eta = 1$, что справедливо при нулевом отклонении исследуемой (1.90) характеристики от эквивалентной (1.96).

7. Избыточность усиления и единичная нелинейность (1.95), линейность преобразования (1.96) и нулевая погрешность (1.97) – закономерности функции ЦАП при виртуальном нулевом потенциале земли $e_- = 0$, что очевидно для предела

$$\lim_{\beta \rightarrow \infty} e_- = \lim_{\epsilon_n \rightarrow 0} U \epsilon_n = U \cdot 0 = 0,$$

который следует из второго уравнения системы (1.88). При этом операционный усилитель в схеме ЦАП (рис. 1.7) является виртуальным как идеальный конечный результат.

8. Для виртуальных решений, как закономерностей (1.95) и (1.97), первое уравнение системы (1.88) упрощается:

$$0 = \sum_{i=0}^{n-1} Y_i U_{0i} + YU$$

и для относительной проводимости с алгоритмом (1.89) по методу эквивалентов напрямую соответствует линейным оптимальным (1.91) и (1.96) статическим характеристикам ЦАП.

Следует очередной раз отметить, что линейное преобразование (1.96) схемы ЦАП постулирует прямую пропорцию

$$\frac{U}{U_0} = \frac{N}{N_{\max}} \quad (1.98)$$

преобразования аналоговых амплитуд функциональных координат $F(\Phi)$ в числовые значения адресного пространства $F(R)$, что также является закономерностью линейности ЦАП.

1.9. АНАЛОГО-ЦИФРОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

Аналого-цифровой преобразователь (АЦП) параллельного действия (рис. 1.8) включает по числу каналов сравнения $i = 0, n-1$ напряжений

$$U \begin{cases} < \\ \geq \end{cases} U_{0i}, \text{ то } \xi_i = \begin{cases} 0 \\ 1 \end{cases} \quad (1.99)$$

исследуемого U и нормируемой меры U_{0i} , функционирующих по алгоритму (1.99), количество компараторов K_i с релейными статическими характеристиками (1.57)

$$E_i = k_0(U - U_{0i}). \quad (1.100)$$

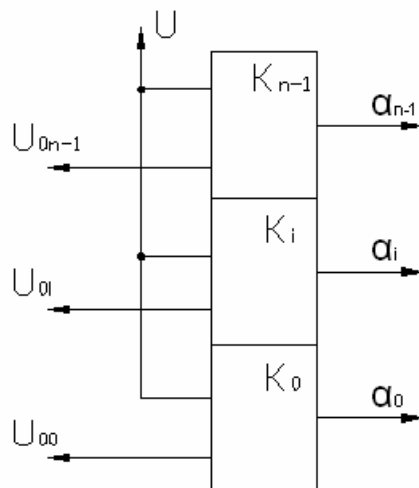


Рис. 1.8. Схема АЦП

Синтез схемы АЦП (рис. 1.8) организуют методами аналогии, например по необходимым и достаточным условиям представления аналогового сигнала в дискретный за один такт синхронизации [8, п. 5.2.3]. Исследуемый сигнал U сравнивают по (1.99) и (1.100) с интегралом образцовых мер:

$$U_{0j} = \sum_{i=0}^{j-1} \xi_i U_{0i}, \quad (1.101)$$

одновременно по i каналам в j -м такте измерения формируют параллельный код

$$N_j = \sum_{i=0}^{j-1} \xi_i a_i. \quad (1.102)$$

Несложно уравнение (1.101) разложить в базисе (1.102), например при условии $U_{0i} = U_{00} a_i$, где U_{00} – минимальная дискрета напряжения U_0/N_m :

$$U_{0j} = \sum_{i=0}^{j-1} \xi_i U_{00} a_i = U_{00} N_j. \quad (1.103)$$

Для опорного напряжения $U_0 = U_{0n}$ при максимальном коде N_m из (1.103) следует, что

$$U_0 = U_{00} \sum_{i=0}^{n-1} \xi_i a_i = U_{00} N_m. \quad (1.104)$$

Поделив выражение (1.103) на (1.104), находим статическую линейную характеристику АЦП

$$N_j = N_m U_{0j} / U_0, \quad (1.105)$$

фиксирующую для любых тактов j синхронизации прямую пропорцию

$$\frac{N}{N_m} = \frac{U}{U_0}. \quad (1.106)$$

Это соответствует преобразованию адресного пространства $F(R)$ в аналоговые амплитуды функциональных координат $F(\Phi)$ и обратно, что тождественно отношению (1.98) и закономерно не только для ЦАП, но и для АЦП.

Линейность статической характеристики АЦП (1.105) и пропорциональность (1.106) обусловлены избыточными усилениями ОУ и компараторов (см. п. 1.5) с единичным коэффициентом и нулевой погрешностью нелинейности, организованных виртуальным нулевым потенциалом земли с ИКР-функцией аналоговых интегральных схем.

Соотношения (1.106) и (1.98) доказывают инверсность функций АЦП и ЦАП, позволяющих использовать АИС не только по прямому назначению, но и для реализации обратных преобразований. На их базе проектируют АЦП на основе ЦАП и поразрядного уравнивания, последовательные АЦП и следящего действия [8, п. 5].

ВЫВОДЫ

Комплексная проблема техники преобразования сигнала методически систематизирована по аксиомам линейности, тождественности и нормируемости на подобные задачи анализа и синтеза базисных структур неуправляемых ИС, управляемых СИС и программируемых БИС с рациональными методами их решения по эквивалентам за счёт избыточности коэффициента усиления, равновесия параметров моста и виртуального потенциала земли для интеграции систематизированных закономерностей в информационную технологию проектирования коммуникабельного математического обеспечения гибкой архитектуры интерфейсов микропроцессорных средств.

2. МЕТРОЛОГИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Развита информационная технология проектирования эффективных метрологических средств аналого-импульсно-цифрового преобразования сигнала на примере практической оценки нелинейности характеристик делителей сигнала ПП, ИС и усилителей СИС для создания гибкой архитектуры АИВВ методами сигнальных графов и узловых потенциалов, аналогии и эквивалентов.

2.1. МЕТОД ДЕЛИТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ

Цель работы: сравнить характеристики делителей сигналов методами сигнальных графов и эквивалентов.

Задачи: рассчитать напряжения $U_1, U_2, U_3, U_{12}, U_{13}$ и U_{23} .

Исходные данные: схема делителя напряжения (рис. 2.1, а) состоит из четырёх резисторов с сопротивлением: $R_1 = 15, R_2 = 16, R_3 = 17, R_4 = 18$ Ом и напряжением $E = 3$ В.

Решение

Вначале рассмотрим простую схему (рис. 2.1, б).

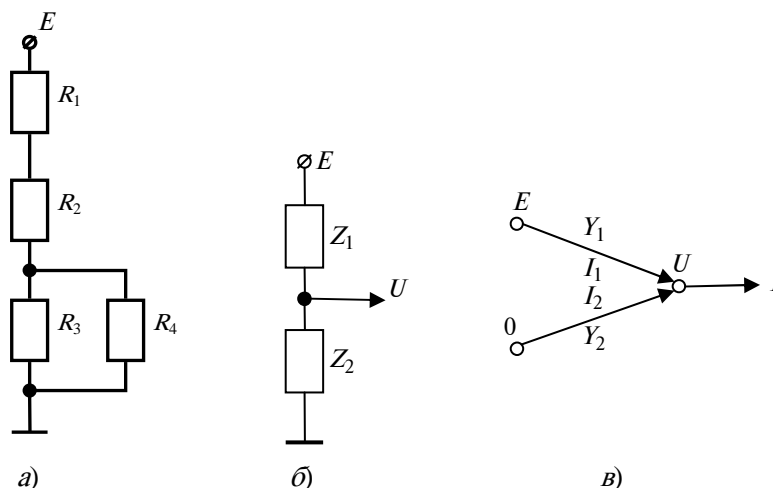


Рис. 2.1. Схемы делителя напряжения:

а – анализируемая; б – эквивалентная; в – граф-схема

В соответствии с методом узловых потенциалов отображаем узлы: $E, 0, U$. Данной принципиальной схеме сопоставим схему замещения (рис. 2.1, в). Решаем задачу методом графов. Потенциалы E и 0 нам известны, поэтому выбираем сигнальные графы, направленные в сторону искомого узла U . Вес каждого графа равен величине проводимости, обратной сопротивлению:

$$Y_i = \frac{1}{Z_i}, \quad i = 1, 2. \quad (2.1)$$

Используем первое правило Кирхгофа для данного узла:

$$I = \sum_{i=1}^2 I_i; \quad I_1 = E \cdot Y_1; \quad I_2 = 0 \cdot Y_2.$$

$$I = U(Y_1 + Y_2). \quad (2.2)$$

После подстановки получим уравнение токов:

$$U(Y_1 + Y_2) = E \cdot Y_1 + 0 \cdot Y_2. \quad (2.3)$$

Из уравнения (2.3) находим характеристику делителя:

$$U = \frac{EY_1}{Y_1 + Y_2} = E \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}. \quad (2.4)$$

Примем решение (2.4) за меру отсчёта или эквивалент, который несложно обобщить для многомерного делителя напряжения на $i = 2, n$ резисторах сопротивлением Z_i :

$$U_i = E \frac{Z_i}{\sum_{i=1}^n Z_i}. \quad (2.5)$$

Теперь решаем анализируемую задачу методом эквивалентов [7, п. 2.5] посредством отождествления с эквивалентом (рис. 2.1, б) исследуемой схемы (рис. 2.1, а) по принципам аналогии и эквивалентности [8, п. 1.4].

1. Расчёт напряжения U_1

Используя первое правило Кирхгофа, преобразуем анализируемую схему (рис. 2.1, а) методом итерации до уровня эквивалента (рис. 2.2).

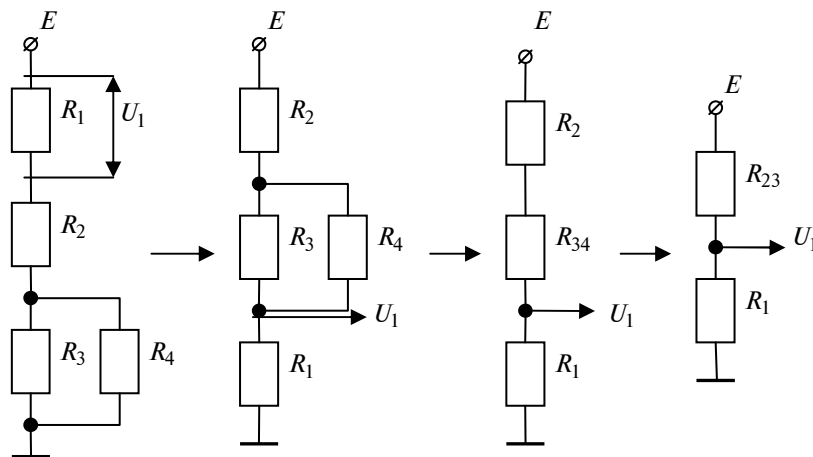


Рис. 2.2. Схема замещения $F_1(R)$

Так как сопротивления R_3 и R_4 соединены параллельно, то

$$R_{34} = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} = \frac{17 \cdot 18}{17 + 18} = 8,7 \text{ Ом.}$$

Сопротивления R_2 и R_{34} соединены последовательно, значит

$$R_{23} = R_2 + R_{34} = 16 + 8,7 = 24,7 \text{ Ом.}$$

По методу делителя напряжения требуем тождественность схемы замещения $F_1(R)$ и эквивалента $F_0(R)$:

$$F_1(R) = F_0(R).$$

Это возможно при выполнении условий

$$R_{23} = Z_1 \quad \text{и} \quad R_1 = Z_2.$$

По формуле (2.4) делителя рассчитываем значение напряжения

$$U_1 = E \frac{R_1}{R_{23} + R_1} = \frac{3 \cdot 15}{24,7 + 15} = 1,1 \text{ В.}$$

2. Расчёт напряжения U_2

Используя непрерывность тока, преобразуем исходную схему (рис. 2.1, а) до эквивалентного делителя (рис. 2.3).

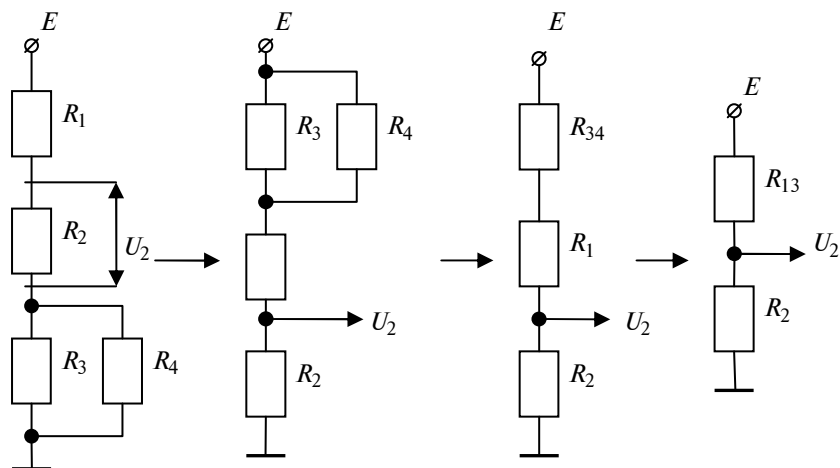


Рис. 2.3. Схема замещения $F_2(R)$

Сопротивления R_1 и R_{34} соединены последовательно, значит

$$R_{13} = R_1 + R_{34} = 15 + 8,7 = 23,7 \text{ Ом.}$$

Принимаем, что схема $F_2(R)$ тождественна схеме $F_0(R)$:

$$F_2(R) = F_0(R),$$

следовательно, выполняются условия:

$$R_{13} = Z_1 \text{ и } R_2 = Z_2.$$

Тогда по формуле (2.4) находим

$$U_2 = E \frac{R_2}{R_2 + R_{13}} = \frac{3 \cdot 16}{16 + 23,7} = 1,2 \text{ В.}$$

3. Анализ значения U_3

По первому правилу Кирхгофа преобразуем анализируемую схему (рис. 2.1, а) итерациями к простому делителю (рис. 2.4).

Сопротивления R_1 и R_2 соединены последовательно, значит

$$R_{12} = R_1 + R_2 = 15 + 16 = 31 \text{ Ом.}$$

Из пункта 1: $R_{34} = 8,7 \text{ Ом.}$

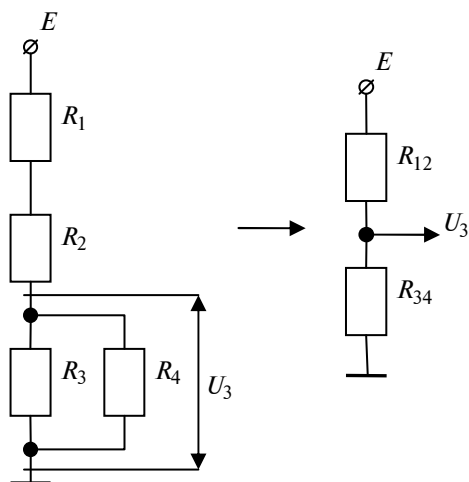


Рис. 2.4. Схема замещения $F_3(R)$

Так как схема $F_3(R)$ подобна схеме $F_0(R)$, то можно записать, что $F_3(R) = F_0(R)$, следовательно, выполняются условия:

$$R_{12} = Z_1 \text{ и } R_{34} = Z_2.$$

Подставим условия в (2.4) и рассчитаем анализируемое значение

$$U_3 = E \frac{R_{34}}{R_{12} + R_{34}} = \frac{3 \cdot 8,7}{31 + 8,7} = 0,7 \text{ В.}$$

Проводим проверку согласно второму правилу Кирхгофа:

$$E = \sum_{i=1}^3 U_i = U_1 + U_2 + U_3 = 3 \text{ В,} \quad (2.6)$$

где U_4 не учитывается, так как U_4 равно U_3 .

Вывод: решение является верным, так как рассчитанное напряжение равно заданному.

4. Нахождение значения U_{12}

Используя первое правило Кирхгофа, преобразуем анализируемую схему (рис. 2.1, а) к эквиваленту замещения (рис. 2.5).

Сопротивления $R_{12} = 31$ Ом и $R_{34} = 8,7$ Ом.

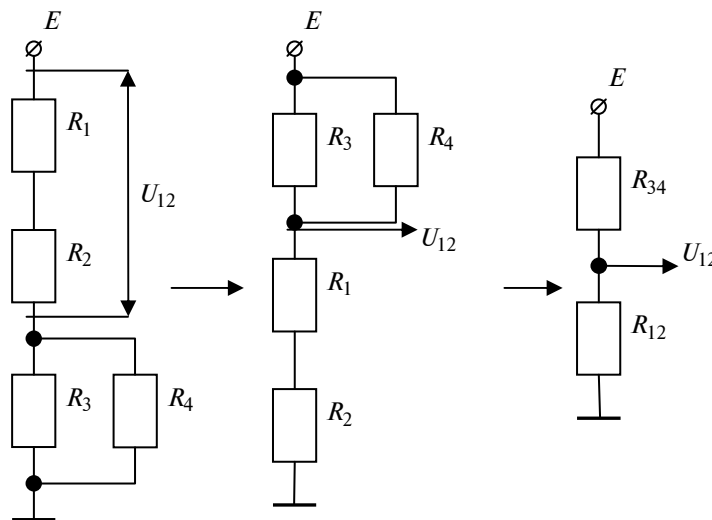


Рис. 2.5. Схема замещения $F_{12}(R)$

Утверждаем тождественность схемы $F_{12}(R)$ эквиваленту $F_0(R)$

$$F_{12}(R) = F_0(R).$$

Следовательно, выполняются условия:

$$R_{34} = Z_1 \text{ и } R_{12} = Z_2.$$

Тогда по формуле (2.4) рассчитываем

$$U_{12} = E \frac{R_{12}}{R_{12} + R_{34}} = \frac{3 \cdot 31}{31 + 8,7} = 2,3 \text{ В.}$$

5. Определение значения U_{23}

Методом итерации упростим исходную схему (рис. 2.1, а) до уровня эквивалента (рис. 2.6).

Из пункта 1: $R_{23} = 24,7$ Ом.

Для тождественных схем $F_{23}(R) = F_0(R)$ выполняются условия:

$$R_1 = Z_1 \text{ и } R_{23} = Z_2,$$

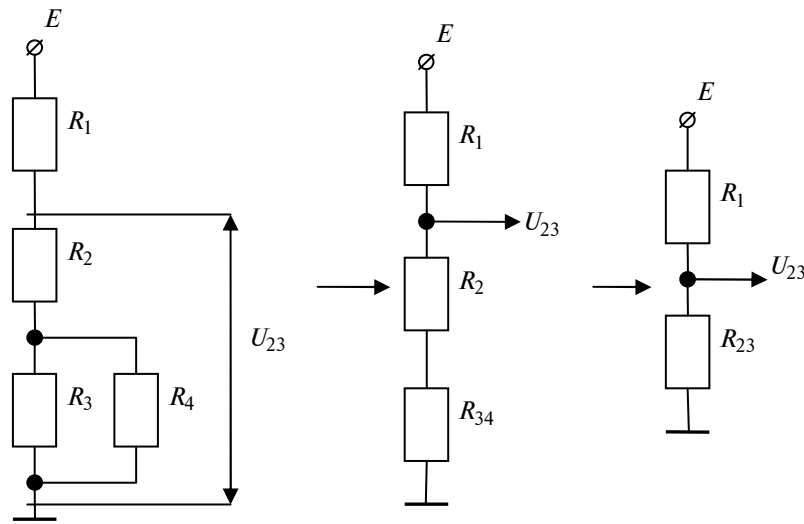


Рис. 2.6. Схема замещения $F_{23}(R)$

по формуле (2.4) находим напряжение

$$U_{23} = E \frac{R_{23}}{R_1 + R_{23}} = \frac{3 \cdot 24,7}{15 + 24,7} = 1,9 \text{ В.}$$

6. Вычисление значения U_{13}

По аналогии преобразуем анализируемую схему (рис. 2.1, а) к эквивалентному делителю (рис. 2.7).

Из пункта 2: $R_{13} = 23,7 \text{ Ом}$.

Тождественным схемам $F_{13}(R) = F_0(R)$ соответствуют условия:

$$R_2 = Z_1 \text{ и } R_{13} = Z_2,$$

по которым из формулы (2.4) вычисляем

$$U_{13} = E \frac{R_{13}}{R_2 + R_{13}} = \frac{3 \cdot 23,7}{16 + 23,7} = 1,8 \text{ В.}$$

О т в е т :

$$U_1 = 1,1 \text{ В; } U_2 = 1,2 \text{ В; } U_3 = 0,7 \text{ В;}$$

$$U_{12} = 2,3 \text{ В; } U_{23} = 1,9 \text{ В; } U_{13} = 1,8 \text{ В.}$$

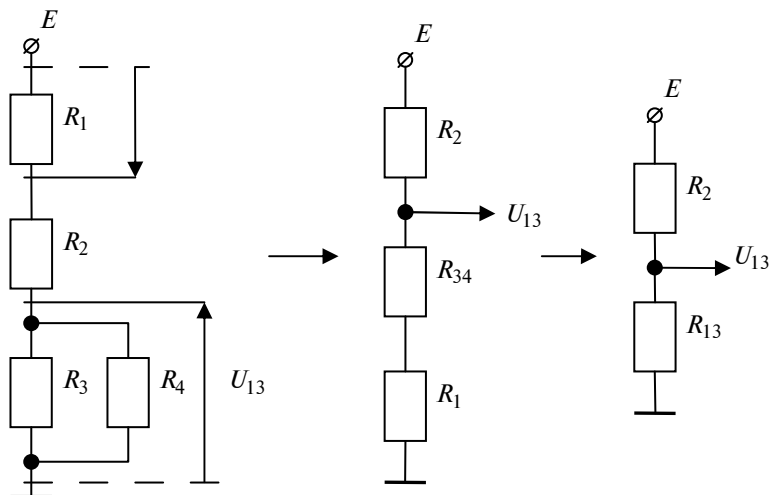


Рис. 2.7. Итерации схемы $F_{13}(R)$

2.2. ДЕЛИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

Цель работы. оценить метрологические характеристики делителей сигналов методами сигнальных графов и эквивалентов.

Задачи. построить функцию $U(R_2)$ при $R_1 \leq R_2 \leq 10R_1$; найти коэффициент нелинейности η ; определить условия, при которых дрейф равен нулю, т.е. $\varepsilon = 0$; построить характеристику $\Delta k(R_2)$ для моста.

Исходные данные: схема делителя напряжения состоит из двух последовательно включённых резисторов сопротивлением $R_1 = 12 \text{ Ом}$, $R_2 = 13 \text{ Ом}$, а также источника напряжения $E = 3 \text{ В}$ (рис. 2.8, а).

Решение

Для расчёта методом узловых потенциалов структурной схеме (рис. 2.8, а) сопоставим граф-схему замещения (рис. 2.8, б).

Рассчитаем токи сигнальных графов (рис. 2.8, б) по закону Ома:

$$I = \frac{U}{R} = UY. \quad (2.7)$$

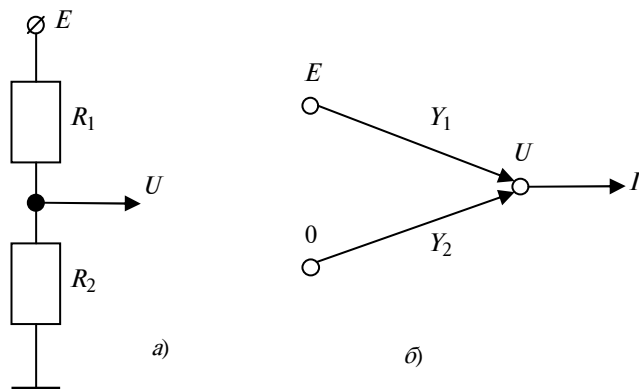


Рис. 2.8. Схема делителя напряжения (а) и его граф-схема (б)

Согласно первому правилу Кирхгофа (сумма токов в узле равна нулю)

$$I = \sum_{i=1}^2 I_i; \quad I_1 = E \cdot Y_1; \quad I_2 = 0 \cdot Y_2 \quad (2.8)$$

составим уравнение для исследуемого узла с потенциалом U :

$$U(Y_1 + Y_2) = E \cdot Y_1 + 0 \cdot Y_2. \quad (2.9)$$

Поделим правую часть уравнения (2.9) на значение скобки и найдём статическую характеристику $U(R)$ делителя напряжения:

$$U = \frac{EY_1}{Y_1 + Y_2} = E \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (2.10)$$

1. Построим функцию $U(R_2)$ при $R_1 \leq R_2 \leq 10R_1$.

Используя формулу (2.10), находим амплитуду напряжения U при данных значениях R_2 . Результаты запишем в табл. 2.1.

Таблица 2.1

R_2	12	24	36	48	60	72	84	96	108	120
U	1,5	2	2,25	2,4	2,5	2,57	2,63	2,67	2,7	2,73

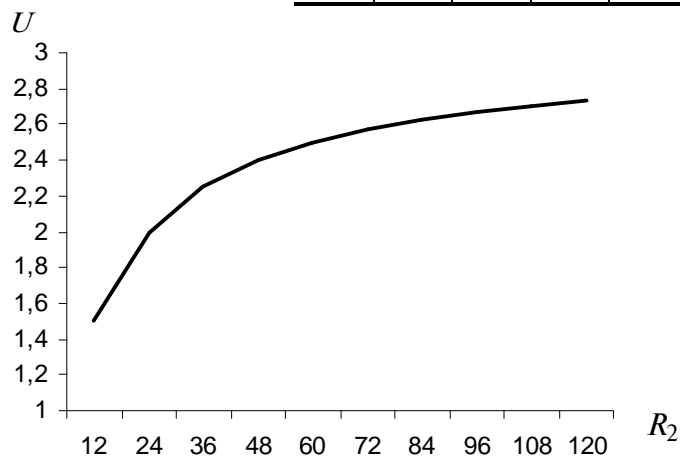


Рис. 2.9. График зависимости $U(R_2)$

По полученным данным (табл. 2.1) строим график (рис. 2.9) функции $U(R_2)$.

Вывод. Как видно из графика (рис. 2.9), зависимость $U(R_2)$ изменяется нелинейно.

2. Определим коэффициент нелинейности η пассивного делителя напряжения на примере коэффициента преобразования $k_U = U/E$ по напряжению

$$k_U = \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (2.11)$$

Для решения используем метод эквивалентов [2, 3], согласно которому выбираем желаемый результат с линейной зависимостью:

$$k_0 = \frac{R_2}{R_1}. \quad (2.11a)$$

Утверждаем, что анализируемая схема равна эквиваленту или $k = k_0$, т.е.

$$\begin{cases} k = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \\ k_0 = \frac{R_2}{R_1} \end{cases} \Leftrightarrow k = \frac{R_2}{R_1} \left(\frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \right) \Rightarrow k = k_0 \eta. \quad (2.12)$$

Из тождеств (2.12) следует выражение для расчёта нелинейности

$$\eta = \frac{k}{k_0} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}, \quad (2.13)$$

которая обратно пропорциональна сопротивлению R_2 .

Условие линейности для тождественности эквиваленту (2.11a) согласно (2.12) выполняется при постоянном единичном значении нелинейности $\eta = 1$. Из соотношения (2.13) следует, что это может быть при двух условиях:

$$\begin{cases} R_1 \gg R_2 \rightarrow 0; \\ R_2 \ll R_1 \rightarrow \infty, \end{cases} \quad (2.14)$$

так как при этом $R_1 = R_1 + R_2$.

На практике условия (2.14) не выполнимы, поэтому в рамках электротехники нельзя достичь линейного преобразования, но можно исключить временной t , температурный T и параметрический R дрейф, когда $\varepsilon \neq \varepsilon(t, T, R)$ или $\varepsilon = 0$.

3. Определим условия, при которых $\varepsilon = 0$.

Для анализируемой (рис. 2.8) схемы (R_1, R_2) строим эквивалентную схему (R_{10}, R_{20}). Параллельное соединение делителей напряжения называют пассивным мостиком (рис. 2.10).

Согласно выражению (2.10) подобные делители мостика имеют аналогичные по структуре характеристики:

$$U_2 = E \frac{R_2}{R_1 + R_2}; \quad U_{20} = E \frac{R_{20}}{R_{10} + R_{20}}. \quad (2.15)$$

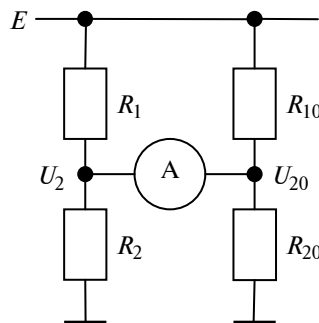


Рис. 2.10. Схема мостика

Отсутствие дрейфа означает, что

$$\varepsilon = \Delta U / U = 0; \quad \varepsilon = U_{20} - U_2 = 0 \Rightarrow U_{20} = U_2. \quad (2.16)$$

Методом эквивалентов стандартным приемом находим условия тождественности (2.16)

$$E \frac{R_2}{R_1 + R_2} = E \frac{R_{20}}{R_{10} + R_{20}}.$$

После несложных стандартных преобразований получим

$$\frac{R_2}{R_1} + 1 = \frac{R_{20}}{R_{10}} + 1 \Rightarrow \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_{20}}{R_{10}} \Rightarrow k = k_0.$$

Следовательно, исключение дрейфа $\varepsilon = 0$ достигается при условии «равновесия моста»:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_{20}}{R_{10}}. \quad (2.17)$$

Вывод. $\varepsilon = 0$ при выполнении условия $\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_{20}}{R_{10}} = 0,92$.

4. Построим характеристику $\Delta k(R_2)$ мостика.

$$\Delta k = k_1 - k_2, \quad (2.18)$$

где коэффициенты преобразования напряжения соответствуют:

$$k_1 = \frac{U_2}{E} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad \text{и} \quad k_2 = \frac{U_{20}}{E} = \frac{R_{20}}{R_{10} + R_{20}}.$$

Исходя из условия «равновесия моста» (2.17) выбираем значения сопротивлений:

$$R_{10} = 12 \text{ Ом}, \quad R_{20} = 13 \text{ Ом}, \quad R_1 = 14 \text{ Ом}, \quad R_2 = 15 \text{ Ом}.$$

Для построения зависимости (2.18) зафиксируем коэффициент:

$$k_2 = \frac{U_{20}}{E} = \frac{R_{20}}{R_{10} + R_{20}} = 0,52 = \text{const}.$$

По формуле (2.18) находим координаты функции Δk при различных значениях сопротивления R_2 . Результаты запишем в табл. 2.2.

Таблица 2.2

R_2	15	20	25	30	35	40	45	50	55	60
Δk	0	0,07	0,12	0,16	0,19	0,22	0,24	0,26	0,28	0,29

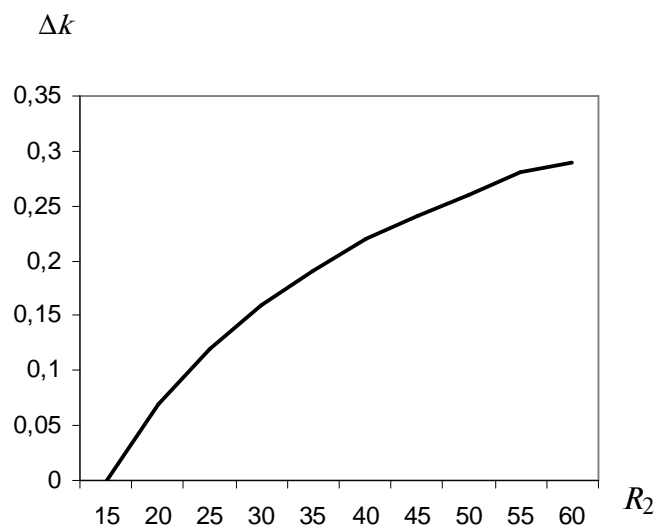


Рис. 2.11. График функции преобразования мостика

По полученным данным (табл. 2.2) строим график (рис. 2.11) функции $\Delta k(R_2)$.

Вывод. Зависимость $\Delta k(R_2)$ для мостика (рис. 2.10) изменяется нелинейно аналогично функции $U(R_2)$ делителя напряжения (рис. 2.8), но при этом на порядок меньше. Следовательно, устранение дрейфа достигается условием «равновесия моста» за счёт снижения на порядок коэффициента преобразования с нелинейной зависимостью.

2.3. АКТИВНЫЙ ДЕЛИТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ

Цель работы: оценить характеристики активных делителей напряжения методом узловых потенциалов по граф-схемам.

Задачи: рассчитать транзисторный каскад по постоянному току. Оценить погрешность измерения ε при различных условиях построения граф-схем.

Исходные данные: $R_1 = 12 \text{ Ом}$, $E = 3 \text{ В}$. Сопротивления транзистора $R_6 = R_3 = R_4 = 10 \cdot R_1$; $R_9 = R_k = R_1 / 100$.

Решение

1. Первый граф синтезирует напряжения рабочих точек открытого транзистора.

Рассмотрим схему (рис. 2.12, а) транзисторного каскада и его граф по постоянному току (рис. 2.12, б) для открытого транзистора с нулевым сопротивлением $R_{\text{эк}}$ эмиттер-коллектор.

При этом сопротивление транзистора $R_T = 0$, а потенциалы $U_2 = U_3$.

По первому правилу Кирхгофа для узла U_1 составим уравнение:

$$U_1(Y_1 + Y_2) = E \cdot Y_1 + 0 \cdot Y_2, \quad (2.19)$$

аналогичное выражение запишем для $U_2 = U_3$:

$$U_2(Y_3 + Y_4) = E \cdot Y_3 + 0 \cdot Y_4. \quad (2.20)$$

Из этого следует, что узлы U_1 и $U_2 = U_3$ независимы, т.е.

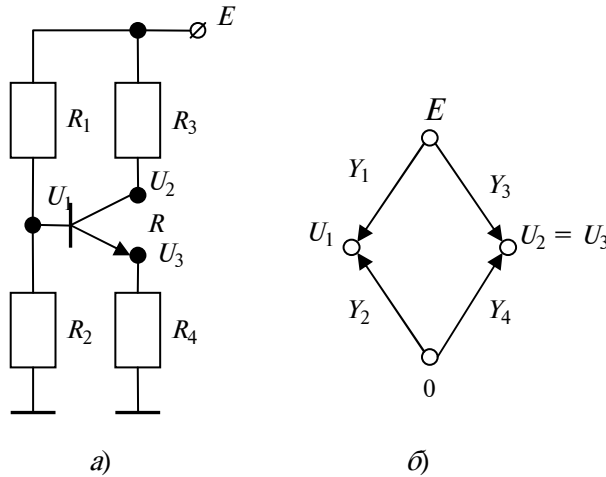


Рис. 2.12. Схема транзисторного каскада (а), граф по постоянному току (б)

$$\begin{cases} U_1 = E \frac{Y_1}{Y_1 + Y_2} = E \frac{R_2}{R_1 + R_2}; \\ U_2 = E \frac{Y_3}{Y_3 + Y_4} = E \frac{R_4}{R_3 + R_4}. \end{cases} \quad (2.21)$$

Решая систему (2.21) для исходных данных, получим напряжение рабочих точек:

$$U_1 = 1,56 \text{ В}; \quad U_2 = 1,49 \text{ В}.$$

2. Второй граф (рис. 2.13, а) учитывает вентиляльные свойства транзистора, сопротивление транзистора в этом случае $R_T \neq 0$.

Для узла U_1 решение эквивалентно простому графу (рис. 2.12).

Узлам U_2 и U_3 соответствует система уравнений:

$$\begin{cases} U_2(Y_3 + Y_\infty) = E \cdot Y_3 + U_3 \cdot Y_\infty; \\ U_3(Y_4 + Y_0) = 0 \cdot Y_4 + U_2 \cdot Y_0. \end{cases} \quad (2.22)$$

Из системы уравнений (2.22) видно, что узлы U_2 и U_3 взаимозависимы. Преобразуем систему уравнений (2.22):

$$\begin{cases} U_2 = \frac{ER_\infty + U_3 R_3}{R_\infty + R_3}; \\ U_3 = \frac{U_2 R_4}{R_0 + R_4}. \end{cases} \quad (2.23)$$

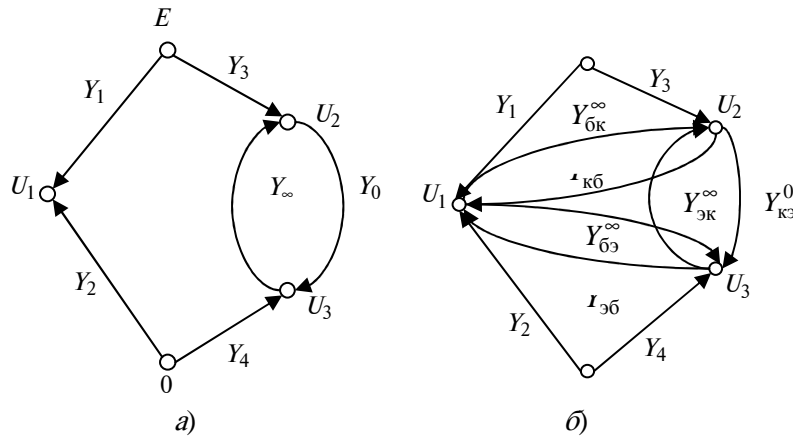


Рис. 2.13. Граф-схемы с учётом R_T

Решая систему (2.23), получим напряжения:

$$U_2 = 1,51 \text{ В}; \quad U_3 = 1,49 \text{ В}.$$

3. Полный граф (рис. 2.13, б) учитывает все сопротивления транзистора.

Используя правило Кирхгофа, получим систему уравнений с тремя неизвестными:

$$\begin{cases} U_1(Y_1 + Y_2 + Y_{кб}^0 + Y_{9б}^0) = E \cdot Y_1 + 0 \cdot Y_2 + U_2 \cdot Y_{кб}^0 + U_3 \cdot Y_{9б}^0; \\ U_2(Y_3 + Y_{6к}^\infty + Y_{9к}^\infty) = E \cdot Y_3 + U_1 \cdot Y_{6к}^\infty + U_3 \cdot Y_{9к}^\infty; \\ U_3(Y_4 + Y_{69}^\infty + Y_{к9}^0) = 0 \cdot Y_4 + U_1 \cdot Y_{69}^\infty + U_2 \cdot Y_{к9}^0. \end{cases} \quad (2.24)$$

Преобразуем систему уравнений (2.24):

$$\begin{cases} U_1 \frac{(R_1 R_0 + R_2 R_0 + 2R_1 R_2)}{R_2} = E R_0 + R_1 (U_2 + U_3); \\ U_2 (R_\infty + 2R_3) = E R_\infty + R_3 (U_1 + U_3); \\ U_3 \frac{(R_0 R_\infty + R_4 R_\infty + R_4 R_0)}{R_4} = U_1 R_0 + U_2 R_\infty. \end{cases} \quad (2.25)$$

Решая систему (2.25), получим значения напряжений:

$$U_1 = 1,6 \text{ В}; \quad U_2 = 1,50 \text{ В}; \quad U_3 = 1,50 \text{ В}.$$

4. Примем значения U_1^3, U_2^3, U_3^3 полного графа за эквивалент U_0 и рассчитаем погрешность измерений ϵ для каждого графа по формуле:

$$\epsilon = \frac{U_0 - U}{U_0} \cdot 100 \%. \quad (2.26)$$

Результаты расчётов сведём в табл. 2.3.

Таблица 2.3

U	U_{3i} В	U_{2i} В	U_{1i} В	ϵ_{2i} %	ϵ_{1i} %
U_1	1,6	1,56	1,56	2,5	2,5
U_2	1,50	1,51	1,49	-0,7	0,7
U_3	1,50	1,49	-	0,7	-

Вывод. Напряжения исследуемых схем от значений эквивалентов полного графа отличаются не более чем на 3 %. Следовательно, нет необходимости рассчитывать на практике второй и третий графы, а достаточно исследовать только первый, так как погрешности измерений невелики.

2.4. УСИЛИТЕЛИ

Цель работы. оценить характеристики усилителей сигналов методами сигнальных графов и эквивалентов.

Задачи. построить функции $k(R_2)$ и $\eta(R_2)$ для активного делителя и характеристику $k(R_2)$ для дифференциального каскада.

Исходные данные: схема с биполярным транзистором Т с общим эмиттром, $R_1 = 12 \text{ Ом}$, $R_2 = 13 \text{ Ом}$, $E = 3 \text{ В}$ (рис. 2.14).

Решение

Транзисторный усилитель организуют по схеме активного делителя напряжения (рис. 2.14) с управляемой проводимостью за счёт изменения входного сигнала по напряжению U_1 или току. Преобразуем структурную схему (рис. 2.14, а) в принципиальную (рис. 2.14, б).

Рассчитаем принципиальную схему (рис. 2.14, б) по переменному току, который проходит от U_1 до e и через транзистор Т на выход U_2 .

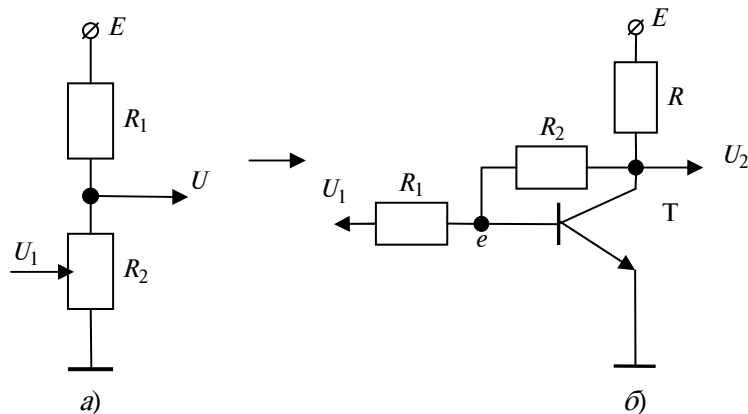


Рис. 2.14. Схемы усилителя:
а – структурная; б – принципиальная

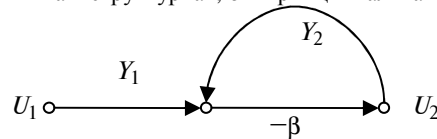


Рис. 2.15. Граф-схема замещения

Рассмотрим граф-схему замещения (рис. 2.15) с узловыми потенциалами U_1 , e , U_2 для синтеза системы уравнений.

По первому правилу Кирхгофа для узла e :

$$e(Y_1 + Y_2) = U_1 Y_1 + U_2 Y_2. \quad (2.27)$$

По второму правилу Кирхгофа для узла U_2 с учётом коэффициента β усиления:

$$U_2 = -e\beta. \quad (2.28)$$

Объединим уравнения (2.27) и (2.28) в систему:

$$\begin{cases} e(Y_1 + Y_2) = U_1 Y_1 + U_2 Y_2; \\ U_2 = -e\beta. \end{cases} \quad (2.29)$$

Из уравнения (2.28) $e = -U_2/\beta$, подставим его в (2.27):

$$-\frac{U_2}{\beta}(Y_1 + Y_2) = U_1 Y_1 + U_2 Y_2. \quad (2.30)$$

Определим выходное напряжение из (2.30):

$$U_2 = -U_1 \frac{Y_1}{\frac{Y_1 + Y_2}{\beta} + Y_2}. \quad (2.31)$$

Зависимость $U_2(U_1)$ называют статической характеристикой усилителя. Из характеристики (2.31) следует коэффициент преобразования $k = U_2/U_1$ усилителя:

$$k = \frac{Y_1}{Y_2 + \frac{Y_1 + Y_2}{\beta}}. \quad (2.32)$$

По методу эквивалентов требуем линейное решение $k_0 = Y_1/Y_2$. Для этого определяем условия из системы уравнений:

$$\begin{cases} k = -\frac{U_2}{U_1} = \frac{Y_1}{\frac{Y_1+Y_2}{\beta} + Y_2} = \frac{Y_1}{Y_2} \eta; \\ k_0 = \frac{Y_1}{Y_2}, \end{cases}$$

где η – нелинейность вида

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{Y_1+Y_2}{\beta Y_2}} = 1 \quad (2.33)$$

с оптимальным единичным значением $\text{opt } \eta = 1$.

В зависимости (2.33) функция

$$\varepsilon = \frac{Y_1+Y_2}{\beta Y_2} \quad (2.33a)$$

соответствует погрешности нелинейности η усиления с оптимумом

$$\text{opt } \varepsilon = 0. \quad (2.33b)$$

Следовательно, линейное решение $k = k_0$ реализуется при условиях оптимальности (2.33).

1. Построим функцию $k(R_2)$, считая, что $R_1 \leq R_2 \leq 10R_1$, для чего выражение (2.32) приведём к виду

$$k = \frac{R_2 \beta}{R_1(1+\beta) + R_2}. \quad (2.34)$$

По формуле (2.34) находим координаты функции k при различных значениях сопротивления R_2 . Результаты запишем в табл. 2.4 для коэффициента $\beta = 100$.

По полученным данным (табл. 2.4) строим графики функций $k(R_2)$ и $k_0(R_2)$ (рис. 2.15).

Таблица 2.4

R_2	12	24	36	48	60	72	84	96	108	120
k_0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
k	0,98	1,94	2,88	3,81	4,72	5,61	6,48	7,34	8,18	9,01

k

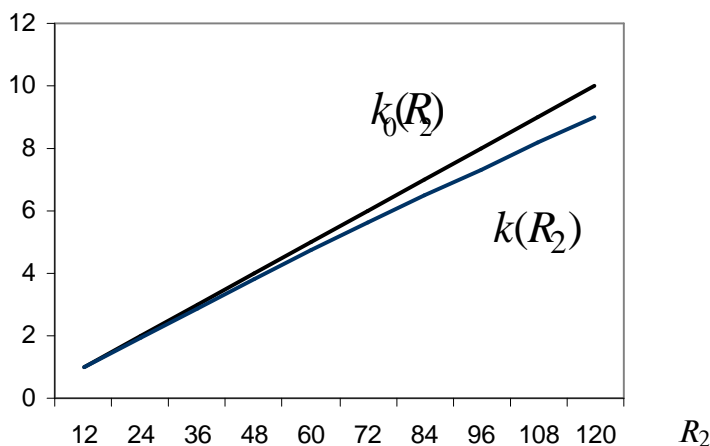


Рис. 2.15. Графики зависимостей усиления

Вывод. Как видно из графиков, зависимость $k_0(R_2)$ линейна, а зависимость $k(R_2)$ нелинейная, т.е. $\eta \neq 1$, что снижает усиление каскада.

2. Построим зависимость коэффициента нелинейности η от изменения сопротивления R_2 по соотношению

$$\eta = k/k_0. \quad (2.35)$$

По формуле (2.35) находим координаты функции η при различных значениях сопротивления R_2 . Результаты запишем в табл. 2.5.

По полученным данным (табл. 2.5) строим график функции (рис. 2.16) $\eta(R_2)$.

Таблица 2.5

R_2	12	24	36	48	60	72	84	96	108	120
η	0,98	0,97	0,96	0,95	0,94	0,93	0,92	0,91	0,91	0,9

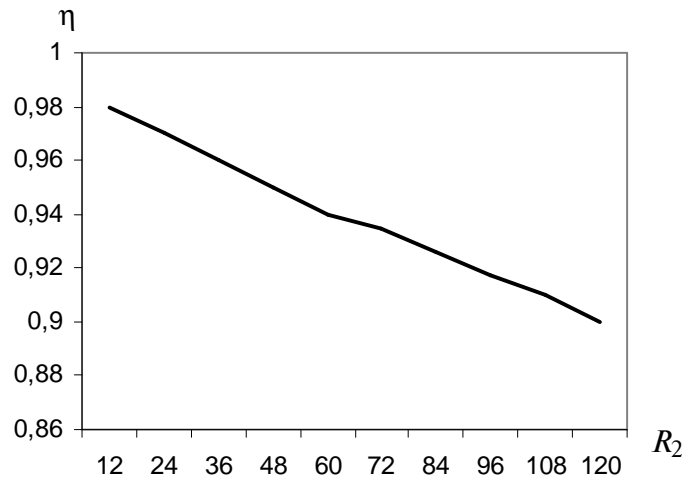


Рис. 2.16. Зависимость нелинейности усилителя

Вывод. Из графика видно, что коэффициент нелинейности η в зависимости от сопротивления R_2 изменяется нелинейно по обратной зависимости и в исследуемом диапазоне ниже единицы от 2 до 10 %, что соответствует пропорциональной потере усиления (рис. 2.15).

3. Построим характеристику $\Delta k(R_2)$ для дифференциального каскада (рис. 2.17), синтезируемого из параллельного включения усилителей (рис. 2.14, б) с коэффициентом усиления $\beta = 25$.

За счёт параллельного включения усилителей коэффициент преобразования Δk дифференциального каскада равен разности коэффициентов:

$$\Delta k = k_1 - k_2, \quad (2.36)$$

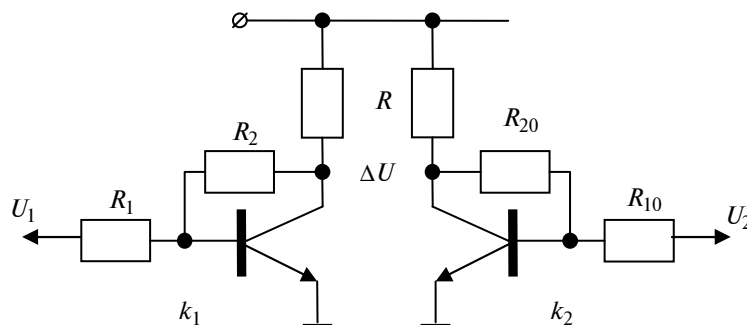


Рис. 2.17. Дифференциальный каскад

где

$$\begin{cases} k_1 = \frac{R_2 \beta}{R_1 (\beta + 1) + R_2}; \\ k_2 = \frac{R_{20} \beta}{R_{10} (\beta + 1) + R_{20}}. \end{cases} \quad (2.37)$$

Исходя из условия «равновесия моста», выбираем значения сопротивлений:

$$R_{10} = 12 \text{ Ом}, \quad R_{20} = 13 \text{ Ом}, \quad R_1 = 14 \text{ Ом}, \quad R_2 = 15 \text{ Ом}.$$

Для наглядности расчётов зафиксируем коэффициент k_2 усиления

$$k_2 = \frac{R_{20}\beta}{R_{10}(1+\beta) + R_{20}} = 1,06 = \text{const.} \quad (2.38)$$

По формуле (2.36) находим координаты функции Δk при различных значениях сопротивления R_2 . Результаты запишем в табл. 2.6.

По полученным данным (табл. 2.6) строим график (рис. 4.18) функции $\Delta k(R_2)$.

Таблица 2.6

R_2	15	20	25	30	35	40	45	50	55	60
Δk	0	0,1	0,12	0,16	0,19	0,22	0,24	0,26	0,28	0,3

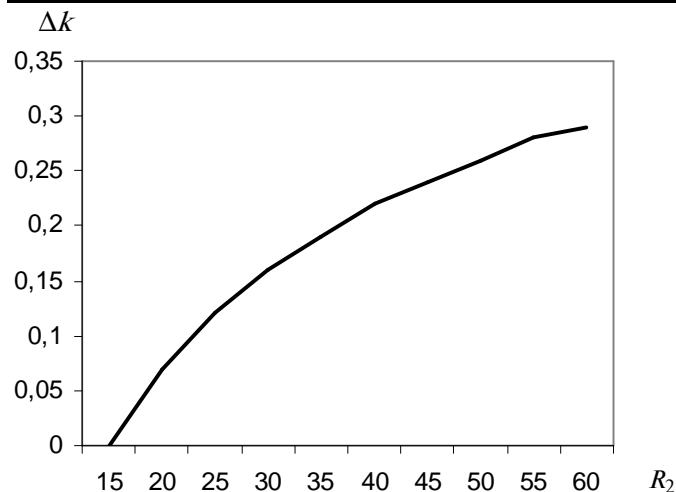


Рис. 2.18. Зависимость усиления дифференциального каскада

Вывод. Зависимость $\Delta k(R_2)$ дифференциального каскада изменяется нелинейно по аналогии с пассивным мостиком (см. рис. 2.11) из-за маленького коэффициента усиления ($\beta = 25$) усилителей.

2.5. ИНВЕРСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Цель работы: проанализировать информационную технологию проектирования усилителей.

Задачи: построить функцию $k(R_2)$ для инверсного усилителя на базе операционного усилителя (ОУ).

Исходные данные: сопротивления $R_1 = 12$ Ом, $R_2 = 13$ Ом и напряжение $E = 3$ В.

Решение

1. Построим схему инверсного усилителя напряжения (рис. 2.19, а) на ОУ с отрицательной обратной связью на резисторах R_1, R_2 .

Рассчитаем схему усилителя (рис. 2.19, а) методом узловых потенциалов с помощью граф-схемы замещения (рис. 2.19, б).

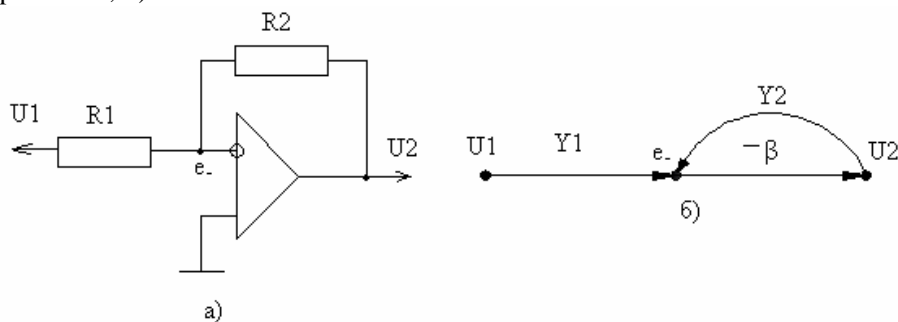


Рис. 2.19. Инверсный усилитель (а) и его граф-схема (б)

По первому и второму правилам Кирхгофа для сигнального графа (рис. 2.19, б) составим систему уравнений (математическую модель):

$$\begin{cases} e(Y_1 + Y_2) = U_1 Y_1 + U_2 Y_2; \\ U_2 = -e\beta; \quad e = -\frac{U_2}{\beta} \underset{\beta \rightarrow \infty}{=} 0. \end{cases}$$

Подставляя второе уравнение в первое, находим

$$U_1 Y_1 + U_2 Y_2 = 0.$$

Отсюда следуют характеристика УПТ

$$U_2 = -\frac{U_1 Y_1}{Y_2} = -\frac{U_1 R_2}{R_1} = U_1 k_0$$

и коэффициент усиления линейного вида

$$k = k_0 = \frac{U_2}{U_1} = \frac{R_2}{R_1}. \quad (2.39)$$

По формуле (2.39) находим координаты функции k при различных значениях сопротивления R_2 . Результаты запишем в табл. 2.7.

Таблица 2.7

R_2	120	240	360	480	600	720	840	960	1080	1200
k	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100

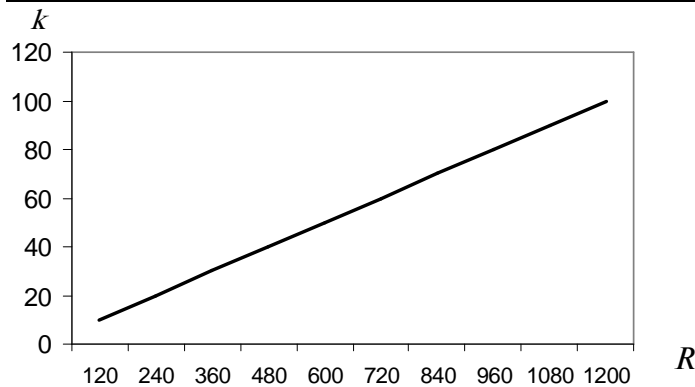


Рис. 2.20. Характеристика $k(R_2)$ УПТ

По полученным данным (табл. 2.7) строим график (рис. 2.20) функции $k(R_2)$.

Вывод. Зависимость $k(R_2)$ изменяется линейно, так как $k = k_0 = \frac{R_2}{R_1}$, а нелинейность $\eta = 1$ – константа за счёт избыточности усиления ОУ.

2.6. АМПЛИТУДНАЯ ИНТЕГРАЛЬНАЯ СХЕМА

Цель работы. оценить характеристики АИС методом эквивалентов при условии равновесия моста.

Задачи. построить характеристики $U(R_2)$ и $U_0(R_2)$ для амплитудной интегральной схемы при $R_1 \leq R_2 \leq kR_1$, где $k = 10, 20, \dots$

Исходные данные: схема АИС (рис. 2.21, а) с сопротивлениями $R_1 = 12$ Ом, $R_2 = 13$ Ом, $R_3 = 14$ Ом, $R_4 = 15$ Ом.

Решение

Чтобы рассчитать анализируемую схему (рис. 2.21, а), построим граф-схему (рис. 2.21, б).

Задачу решаем методом эквивалентов, используя первое и второе правила Кирхгофа:

$$\begin{cases} e_-(Y_1 + Y_2) = 0 \cdot Y_1 + U \cdot Y_2; \\ e_+(Y_3 + Y_4) = U_1 \cdot Y_3 + 0 \cdot Y_4; \\ e_- = e_+ \quad \text{при} \quad \beta \rightarrow \infty. \end{cases}$$

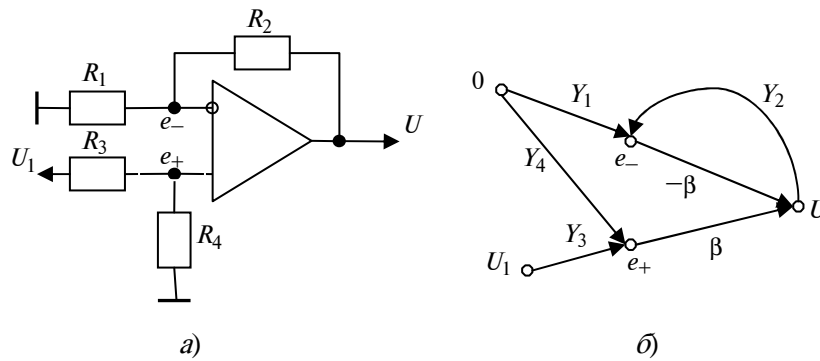


Рис. 2.21. Схема АИС

После несложных преобразований находим:

$$\frac{UY_2}{Y_1 + Y_2} = \frac{U_1 Y_3}{Y_3 + Y_4} \Rightarrow U = U_1 \frac{Y_3(Y_1 + Y_2)}{Y_2(Y_3 + Y_4)}. \quad (2.40)$$

Нелинейной характеристике по методу эквивалентов сопоставим линейное решение:

$$U_0 = U_1 \frac{Y_3}{Y_4}. \quad (2.41)$$

Определяем условие тождественности характеристик (2.40) и (2.41)

$$\frac{Y_1 + Y_2}{Y_2} = \frac{Y_3 + Y_4}{Y_4} \Leftrightarrow \frac{Y_1}{Y_2} = \frac{Y_3}{Y_4}$$

или линейности (2.41), соответствующей условию равновесия моста:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}. \quad (2.42)$$

Следовательно, решение будет иметь следующий вид:

$$\begin{cases} U_0 = U_1 \frac{R_2}{R_1}; \\ \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}. \end{cases} \quad (2.43)$$

Таблица 2.8

R_2	12	120	240	360	480	600	720	840	960	1080
U	0,03	0,17	0,33	0,48	0,64	0,79	0,95	1,10	1,26	1,41
U_0	0,03	0,3	0,6	0,9	1,2	1,5	1,8	2,1	2,4	2,7

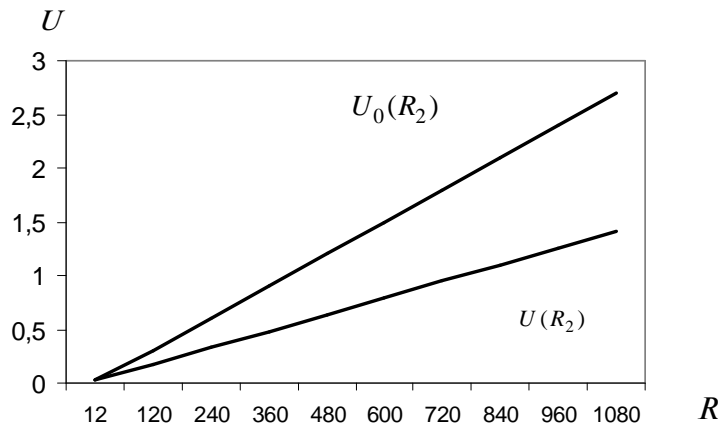


Рис. 2.22. Характеристики АИС

По формулам (2.40) и (2.43) находим координаты U и U_0 при различных значениях сопротивления R_2 для входного напряжения $U_1 = 0,03$ В. Результаты запишем в табл. 2.8.

По полученным данным строим графики (рис. 2.22) функций $U(R_2)$ и $U_0(R_2)$.

Вывод. Из графиков видно, что характеристика $U_0(R_2)$ изменяется линейно, так как для нее выполняется условие равновесия моста, а характеристика $U(R_2)$ – нелинейная и имеет более низкую крутизну.

2.7. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ

Цель работы: оценить характеристики функциональных схем методами узловых потенциалов и эквивалентов.

Задачи: построить статические характеристики $U_2(U_1)$ и $U_2(U_1, U_2)$ для экспоненциатора и логарифматора пассивного и активного делителей, оценить их нелинейность преобразования.

Исходные данные: $R = 12$ Ом – сопротивление нагрузки, $I_0 = 0,001$ А, $U = 3$ В – диффузионные ток и напряжение диода D .

Решение

1. Пассивный экспоненциатор организуют на пассивном делителе напряжения с нелинейным сопротивлением диода D , определяемым экспоненциальной вольт-амперной характеристикой (ВАХ) (рис. 2.23, а):

Ток диода $I_D = I_0(e^{\frac{U}{U_0}} - 1)$, или с учётом того, что $\exp \frac{U}{U_0} \gg 1$, принимает вид:

$$I_D = I_0 e^{\frac{U}{U_0}}. \quad (2.44)$$

Рассчитаем анализируемую схему (рис. 2.23, а) методом графов (рис. 2.23, б).

По первому правилу Кирхгофа запишем уравнение для узла U_2 :

$$U_2 \cdot Y = I_D + 0 \cdot Y = I_0 \cdot e^{\frac{U}{U_0}}. \quad (2.45)$$

Учитывая падение напряжения на диоде $U = U_1 - U_2$, найдем статическую характеристику функционального преобразователя:

$$U_2 = \frac{I_0}{Y} \cdot e^{\frac{U}{U_0}} = I_0 \cdot R \cdot e^{\frac{U_2 - U_1}{U_0}}. \quad (2.46)$$

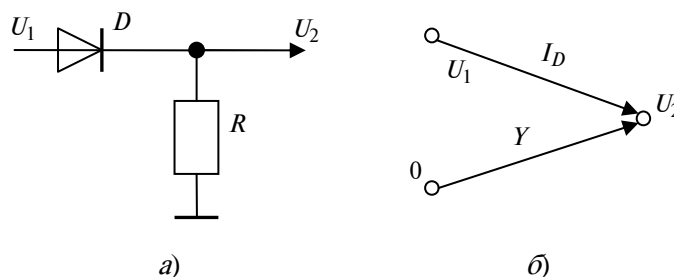


Рис. 2.23. Схема диодного делителя

Очевидно, ВАХ (2.46) экспоненциатора представлена в неявном виде из-за отсутствия искомой величины U_2 под экспонентой, т.е. $U_2(U_1, U_2)$.

Сравним выражение (2.46) с эквивалентом ВАХ в явном виде $U_2(U_1)$:

$$U_2 = I_0 \cdot R \cdot e^{\frac{U_1}{U_0}}. \quad (2.47)$$

По выражению (2.47) рассчитаем эквивалентные напряжения U_2 при различных значениях U_1 . Результаты $U_2(U_1)$ запишем в табл. 2.9. Координаты ВАХ неявного вида находим по формуле (2.46) для значений U_1 и U_2 табл. 2.9. Результаты вычислений $U_2(U_1, U_2)$ также систематизируем в табл. 2.9.

По полученным данным (табл. 2.9) строим графики (рис. 2.24) зависимостей $U_2(U_1)$ и $U_2(U_1, U_2)$, а также нелинейности η .

Таблица 2.9

U_1	0,2	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$U_2(U_1)$	0,13	0,17	0,23	0,33	0,46	0,64	0,87	1,24	1,73	2,71	3,36
$U_2(U_1, U_2)$	0,12	0,16	0,22	0,29	0,39	0,51	0,66	0,82	0,97	1,08	1,10

η	0,96	0,95	0,93	0,90	0,86	0,81	0,75	0,66	0,56	0,45	0,33
--------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------

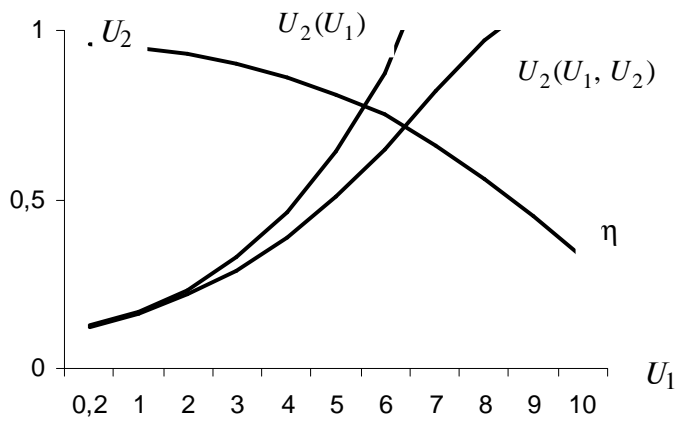


Рис. 2.24. Характеристики экспоненциаторов

Вывод. Зависимость $U_2(U_1)$ явно возрастает по сравнению с характеристикой $U_2(U_1, U_2)$, зависящей от U_1 , а также в неявной форме от U_2 по нелинейности убывающей экспоненты. При возрастании входного напряжения U_1 крутизна неявной зависимости уменьшается пропорционально нелинейности.

2. Рассмотрим схему экспоненциатора на активном делителе (рис. 2.25, а).

Сопоставим структуре (рис. 2.25, а) схему замещения в сигнальных графах (рис. 2.25, б).

Применяя первое и второе правила Кирхгофа, получим систему уравнений:

$$\begin{cases} e_- \cdot Y = I_D + U_2 \cdot Y; \\ e_- = 0 \text{ при } \beta \rightarrow \infty. \end{cases} \quad (2.48)$$

Подставим второе уравнение системы (2.48) в первое:

$$I_D + U_2 Y = 0.$$

Находим ВАХ экспоненциатора в явном виде за счёт избыточного усиления ИС:

$$U_2 = -I_D \cdot R \cdot e^{\frac{U_1}{U_0}}. \quad (2.49)$$

Знак «минус» показывает, что преобразование организовано по инверсному входу. Для сопоставительного анализа построим характеристику $U_2(U_1)$ по модулю. Из рис. 2.24 следует, что графическая зависимость будет такой же как для экспоненциатора на пассивном делителе при отсутствии нелинейности, обусловленной неявной зависимостью от U_2 (см. табл. 2.9).

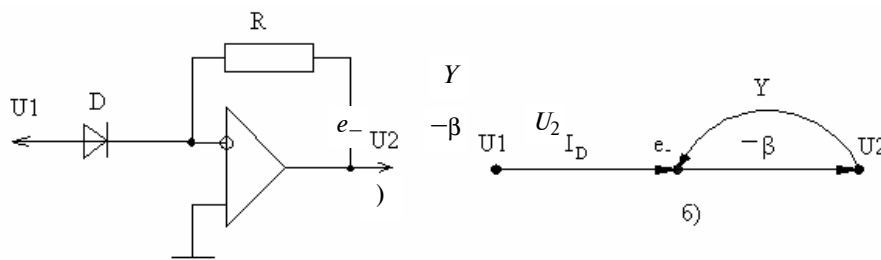


Рис. 2.25. Схемы интегрального экспоненциатора

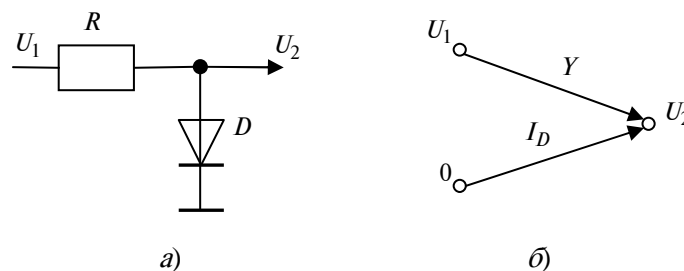


Рис. 2.26. Схемы пассивного логарифматора

3. Рассмотрим схему логарифматора на пассивном делителе (рис. 2.26, а).

Рассчитаем схему (рис. 2.26, а) методом графов по схеме замещения (рис. 2.26, б).

Применяя первое правило Кирхгофа, получим уравнение:

$$U_2 Y = U_1 Y + I_0 e^{\frac{U_2 - 0}{U_0}} \Rightarrow U_2 = U_1 + \frac{I_0}{Y} e^{\frac{U_2}{U_0}}.$$

Отсюда следует выражение: $\frac{U_2 - U_1}{I_0 R} = e^{\frac{U_2}{U_0}}.$

После логарифмирования найдём ВАХ пассивной схемы в неявном виде $U_2(U_1, U_2)$:

$$U_2 = U_0 \ln\left(\frac{U_2 - U_1}{I_0 R}\right). \quad (2.50)$$

Оценим исследуемую ВАХ (2.50) по эквивалентной зависимости в явном виде:

$$U_2 = U_0 \ln\left(\frac{U_1}{R I_0}\right). \quad (2.51)$$

Зная выражения (2.50) и (2.51), находим значения ВАХ $U_2(U_1)$ и $U_2(U_1, U_2)$ при различных напряжениях U_1 и U_2 . Результаты занесем в табл. 2.10.

По данным табл. 2.10 строим графики (рис. 2.27) характеристик $U_2(U_1)$ и $U_2(U_1, U_2)$.

Таблица 2.10

U_1	12	24	36	48	60	72	84	96	108	120
$U_2(U_1)$	0	2,1	3,3	4,2	4,8	5,4	5,8	6,2	6,6	6,9
$U_2(U_1, U_2)$	0	1,8	3	3,9	4,6	5,1	5,6	6	6,4	6,7

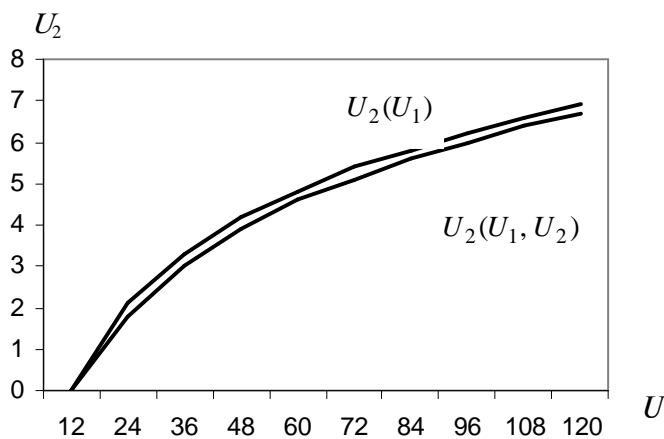


Рис. 2.27. Характеристики логарифматоров

Вывод. Явная зависимость $U_2(U_1)$ выше неявной функции $U_2(U_1, U_2)$, поэтому за эквивалент принимаем явную зависимость ВАХ $U_2(U_1)$.

4. Рассмотрим схему логарифматора на активном делителе (рис. 2.28, а).

Рассчитаем структуру (рис. 2.28, а) методом графов согласно рис. 2.28, б.

Применяя первое и второе правила Кирхгофа, получим систему уравнений:

$$\begin{cases} e_- \cdot Y = U_1 \cdot Y + I_D; \\ e_- = 0 \text{ при } \beta \rightarrow \infty. \end{cases}$$

из которого следуют преобразования

$$U_1 \cdot Y = -I_D = -I_0 \cdot e^{\frac{U_2 - e_-}{U_0}} = -I_0 \cdot e^{\frac{U_2}{U_0}}.$$

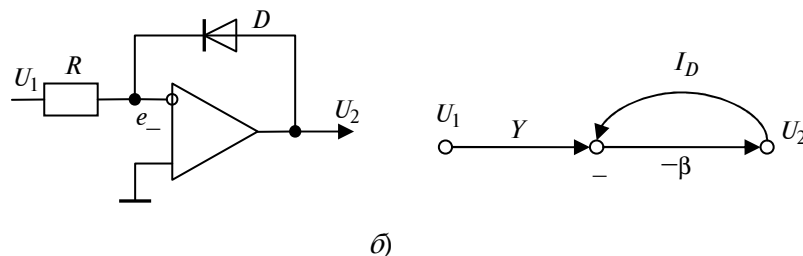


Рис. 2.28. Схемы активного логарифматора

После логарифмирования находим ВАХ функциональной ИС в явном виде за счёт избыточного усиления:

$$U_2 = U_0 \ln \left(-\frac{U_1}{RI_0} \right). \quad (2.52)$$

Знак «минус» отражает инверсию сигнала, поэтому построим график (рис. 2.27) характеристики $U_2(U_1)$ по модулю. Очевидно, графическая зависимость будет такой же, как для логарифматора с эквивалентной ВАХ $U_2(U_1)$.

Вывод. Пассивные функциональные преобразователи с нелинейной ВАХ реализуют функцию в неявном виде, несоответствующую эквиваленту с явным представлением за счёт избыточного усиления, организованного на функциональных интегральных схемах.

2.8. ОПЕРАТОРНЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ

Цель работы. оценить характеристики операторных схем интегро-дифференциальными методами и методом эквивалентов.

Задачи. построить динамическую характеристику $U_{\text{ВЫХ}}(t)$ для интегратора на активном и пассивном делителях, учитывая, что $U_{\text{ВХ}}$ изменяется по закону: $U_{\text{ВХ}} = U_0 t$.

Исходные данные. $R = 12$ Ом, $U_0 = 3$ В.

Решение

1. Рассмотрим схему интегратора на активном делителе (рис. 2.29, а).

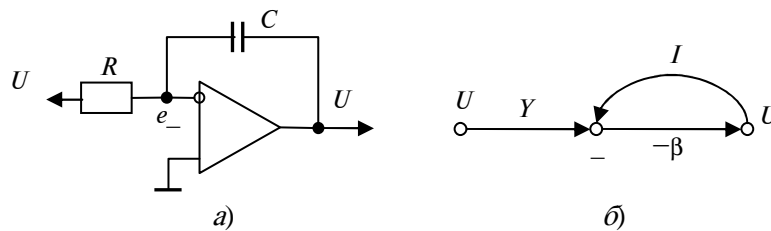


Рис. 2.29. Схема интегратора на активном делителе

Составляем граф-схему замещения (рис. 2.29, б), где $I_C = C \frac{dU}{dt}$ – ток конденсатора C в дифференциальной форме.

По первому и второму правилам Кирхгофа составим систему уравнений для неизвестных узлов:

$$\begin{cases} e_- \cdot Y = U_{\text{ВХ}} \cdot Y + I_C \\ e_- = 0 \text{ при } \beta \rightarrow \infty. \end{cases} \Rightarrow -U_{\text{ВХ}} \cdot Y = C \frac{dU}{dt}. \quad (2.53)$$

Преобразуем выражение (2.53) с учётом проводимости $Y = 1/R$ и постоянной времени $T = RC = 1$:

$$-U_{\text{ВХ}} = T \frac{dU}{dt}$$

и разделим переменные для интегрирования по частям:

$$-\frac{dt}{T} = \frac{dU}{U_{\text{ВХ}}}.$$

$$\text{Отсюда } -\frac{1}{T} \int_0^t dt = \frac{1}{U_1} \int_0^U dU.$$

После интегрирования получим динамическую характеристику:

$$U^* = -\frac{1}{T} \int_0^t U_{\text{ВХ}} dt. \quad (2.54)$$

Для линейного входного сигнала

$$U_{\text{ВХ}} = U_0 t, \quad t \in [0; 2] \quad (2.55)$$

решение уравнения (2.54) имеет вид:

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{1}{T} \int_0^t U_0 t dt = -\frac{U_0 t^2}{2} \quad (2.56)$$

с учётом значения $T = 1$.

Согласно (2.55) и (2.56) находим значения $U_{\text{ВХ}}$ и $U_{\text{ВЫХ}}$ на интервале времени $t \in [0; 2]$ с шагом $\Delta t = 0,2$. Результаты запишем в табл. 2.11.

По полученным значениям (табл. 2.11) построим графики (рис. 2.30) зависимостей $U_{\text{ВХ}}(t)$ и $U_{\text{ВЫХ}}(t)$.

Таблица 2.11

t	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1	1,2	1,4	1,6	1,8	2
$U_{\text{ВХ}}$	0	0,6	1,2	1,8	2,4	3	3,6	4,2	4,8	5,4	6
$U_{\text{ВЫХ}}$	0	0,06	0,24	0,54	0,96	3	2,16	2,94	3,84	4,86	6

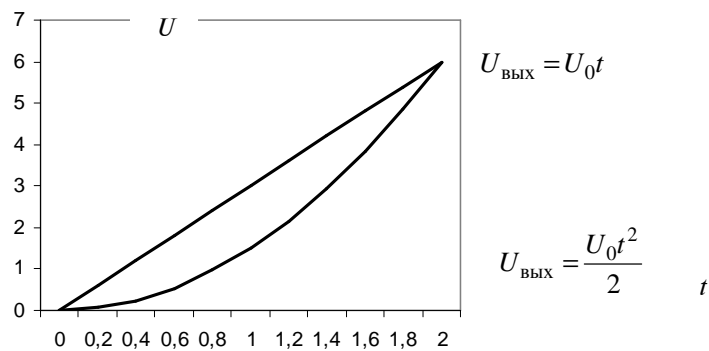
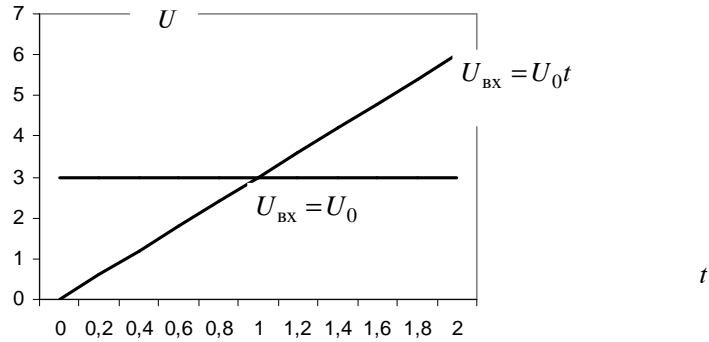


Рис. 2.30. Семейство временных диаграмм интегратора

Вывод. Как видно из графиков, при $U_{\text{ВХ}} = \text{const}$ $U_{\text{ВЫХ}}(t)$ изменяется линейно, при зависимости $U_{\text{ВХ}}$ от $t - U_{\text{ВЫХ}}(t)$ изменяется параболически, что соответствует функции интегрирования в явном виде.

3. Рассмотрим схему интегратора на пассивном делителе (рис. 2.31, а).

Для анализа пассивного делителя строим его граф-схему замещения (рис. 2.31, б).

По первому правилу Кирхгофа получим:

$$U_{\text{ВЫХ}} \cdot Y = U_{\text{ВХ}} \cdot Y + I_C \cdot \quad (2.57)$$

Преобразуем выражение (2.57) с учётом замены $Y = 1/R$, $C \cdot R = T = 10$ к виду:

$$U_{\text{ВЫХ}} - U_{\text{ВХ}} = T \frac{dU}{dt},$$

а после разделения переменных $\frac{dt}{T} = \frac{dU}{U_{\text{ВЫХ}} - U_{\text{ВХ}}}$ к интегральному уравнению:

$$\int_0^t \frac{U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВЫХ}}}{T} dt = \int_0^{U_{\text{ВЫХ}}} dU.$$

В результате преобразований получим решение в неявной форме относительно выходного напряжения:

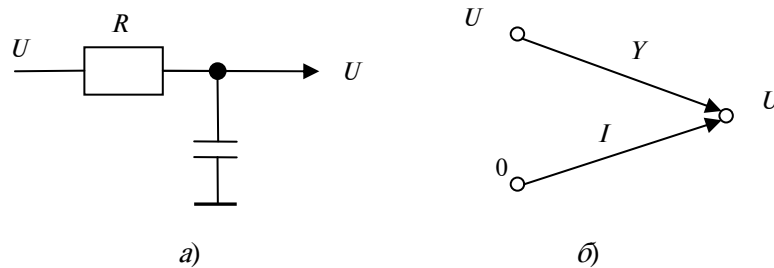


Рис. 2.31. Схема интегратора на пассивном делителе

$$U_{\text{ВЫХ}} = U^* - \frac{1}{T} \int_0^t U_{\text{ВЫХ}} dt, \quad (2.58)$$

где U^* – эквивалент (см. 2.54).

Решение уравнения (2.58) имеет вид:

$$U_{\text{ВЫХ}} = U^* - \frac{U_{\text{ВЫХ}} t}{T}. \quad (2.59)$$

По динамической характеристике (2.59) находим значения $U_{\text{ВЫХ}}$ на исследуемом интервале времени t . Результаты сведем в табл. 2.12.

По полученным значениям (табл. 2.12) построим график (рис. 2.32) зависимости $U_{\text{ВЫХ}}(t)$.

Вывод. Как видно из графика для интегратора на пассивном делителе, зависимость $U_{\text{ВЫХ}}(t)$ линейного сигнала представляет собой параболу с крутизной на порядок ниже эквивалента (см. рис. 2.30) из-за нелинейности, обусловленной неявным представлением функции.

Таблица 2.12

t	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1	1,2	1,4	1,6	1,8	2
$U_{\text{ВЫХ}}$	0	0,006	0,02	0,06	0,1	0,16	0,24	0,33	0,44	0,56	0,71

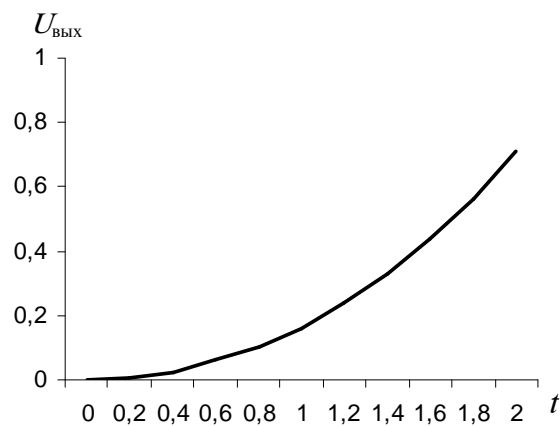


Рис. 2.32. Динамическая характеристика пассивного интегратора
2.9. АНАЛОГО-ШИРОТНЫЙ МУЛЬТИВИБРАТОР

Цель работы: оценить характеристики аналого-импульсных схем операторными методами и методом эквивалентов.

Задача: построить амплитудно-широтную характеристику $\tau(U_1)$ мультивибратора при $0 < U_i < E$.

Исходные данные: $R = 12$ Ом, $E = 3$ В.

Решение

Проанализируем схему мультивибратора на основе операционного усилителя (ОУ) (рис. 2.33).

ОУ выполняет функции компаратора по прямому входу.

Измеряемое напряжение U_i через делитель $R_1 R_2$ прямого входа сравнивается со значением опорного напряжения

$$U_{0i} = \frac{1}{T} \int_0^t U_0 dt,$$

формируемого RC -цепочкой на инверсном входе компаратора. В момент времени τ_1 , когда $U_i \geq U_{0i}$ компаратор находится в единичном состоянии. Время τ_1 находится из условия равенства $U_i = U_{0i}$, т.е.

$$U_i = \frac{1}{T} \int_0^{\tau_1} U_0 dt,$$

и соответствует

$$\tau_1 = T \frac{U_i}{U_0}. \quad (2.60)$$

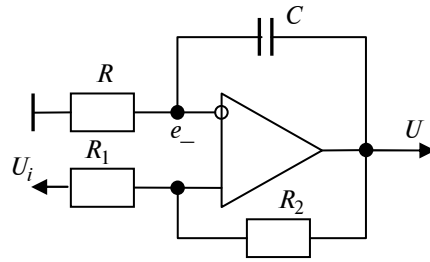


Рис. 2.33. Схема мультивибратора на основе ОУ

На интервале $\tau_2 - \tau_1$ компаратор находится в нулевом состоянии, линейноубывающий сигнал U_0 сопоставляется с потенциалом низкого уровня, т.е.

$$U_i = -\frac{1}{T} \int_{\tau_1}^{\tau_2} U_0 dt,$$

откуда находим интервал времени

$$\tau_2 = \tau_1 - T \frac{U_i}{U_0}. \quad (2.61)$$

Ширина τ переключения компаратора за время $\tau_2 + \tau_1$ определяется соотношениями (2.60) и (2.61):

$$\tau = 2\tau_1 - T \frac{U_i}{U_0}; \quad \tau = T \frac{U_i}{U_0}, \quad (2.62)$$

т.е. прямо пропорциональна измеряемому напряжению U_i и коэффициенту преобразования $k = T/U_0$. Период T переключения мультивибратора выбирается τ_{\max} , когда измеряемое U_i и опорное U_0 напряжения равны. На практике они связаны соотношением

$$U_0 = kU_{i \max}, \quad (2.63)$$

поэтому $U_0 = kU_{\max} = E \frac{R_2}{R_1} = 3,25$ В.

По алгоритму (2.62) находим интервалы времени τ при различных значениях U_i . Результаты запишем в табл. 2.13.

По полученным значениям (табл. 2.13) построим график (рис. 2.34) амплитудно-широтной характеристики $\tau(U_i)$.

U_i	0,3	0,6	0,9	1,2	1,5	1,8	2,1	2,4	2,7	3
τ	0,09	0,18	0,28	0,37	0,46	0,55	0,65	0,74	0,83	0,92

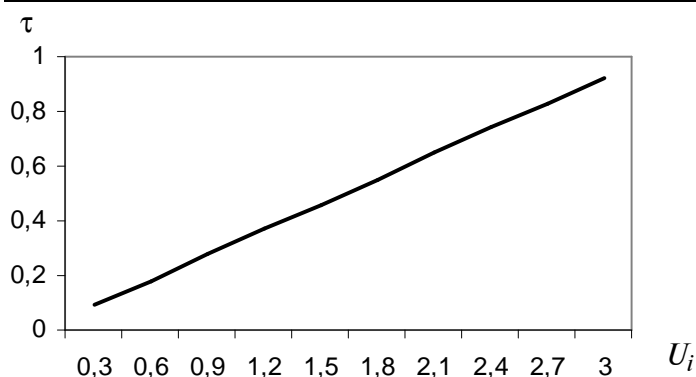


Рис. 2.34. Статическая характеристика мультивибратора

Вывод. Из графика видно, что зависимость широты τ переключения компаратора от изменения входного напряжения U_i линейная.

ВЫВОДЫ

Представлен практикум анализа метрологических характеристик преобразователей сигнала постоянного тока на примере пассивных и активных делителей напряжения; усилителей в базисах ПП, ИС, СИС с линейными, нелинейными и квазилинейными функциями; аналого-широтного мультивибратора для закрепления навыков информационной технологии проектирования метрологических средств архитектуры АИВВ при оценке их нелинейности методами сигнальных графов и узловых потенциалов, эквивалентов и операторных исчислений.

3. МЕТРОЛОГИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА

Показано совершенствование эффективности метрологических средств аналитического контроля влажности в процессе калибровки исследуемой функции по двум информативным параметрам при адаптации по диапазону с заданной точностью, определяемой погрешностью образцов границ диапазона.

Совокупность мер и методов оценки, способов и критериев повышения точности определим как метрологические средства (МС) аналитического контроля. В отличие от других компонент МС интегрируют в информационное обеспечение $\mathcal{H}(R, T, \Phi, \varepsilon)$ компьютерных анализаторов [3 – 9] аппаратные средства $\mathcal{H}(R)$, программное $\mathcal{H}(T)$ и математическое $\mathcal{H}(\Phi)$ обеспечение в метрологическом адресном пространстве $\mathcal{H}(\varepsilon)$ с нормированными мерами оценки схем ε_R , программ ε_T и алгоритмов ε_Φ за счёт совокупной меры $\varepsilon(\varepsilon_R, \varepsilon_T, \varepsilon_\Phi)$. Метрология предлагает широкий арсенал методов и критериев повышения точности. Известные методы оценки качества используют эвристический и квалиметрический анализ с математическим аппаратом статистической обработки, а количественные методы итерационного анализа и оптимизационного синтеза реализуют математические операторы от алгебры логики до математики образов. Критерии повышения точности развивают эффективность оценки по гибкости и универсальности от среднеарифметических и среднегеометрических до среднеквадратических и мультипликативно симметричных операторов счисления.

Основой метрологических средств служат способы повышения точности и оценки качества измерений компьютерных анализаторов. По вектору развития информативности метрологические способы делятся [3] на градуировку и коррекцию, калибровку и идентификацию (табл. 3.1). Способы коррекции повышают степень градуировки за счёт эталонирования функции преобразования по одному образцу с известными мерами. За счёт устранения аддитивной или мультипликативной погрешности повышается точность в узком диапазоне образцовой меры. Способы калибровки корректируют градуировочную функцию по нескольким образцовым мерам, выбираемым на границах диапазонов и поддиапазонов для их априорного нормирования с заданной точностью. За счёт множества

3.1. Методы аппроксимации

	1. Калибровка {1, 1}	2. Градуировка	3. Калибровка {1, 0}
а) Характеристики			
б) Модели	$W_{0j}(I_j, I_s, W_0)$ $W_0(1 - I_s/I_j)$	$W_j(I_j, I_{sj}, 1)$ $(1 - I_{sj}/I_j)$	$W_{0j}(I_j, I_{sj}, 1)$ $(1 - I_{sj}/I_j)$
в) Аппроксимация	$I_j(W_{0j}, I_s, W_0)$ $I_s/(1 - W_{0i}/W_0)$	$I_{sj} = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m I_{si}$ $I_{si}(I_j, W_j, 1)$ $I_i(1 - W_j)$	$I_{si}(W_{0j}, a_0, a_1)$ $a_0 \exp(W_{0i}/a_1)$
г) Алгоритмы	$I_s(I_j, W_{0i})$ $i = \overline{1, 2}$ $W_0(I_j, W_{0i})$	$I_{sj}(I_{si})$ $i = \overline{1, m}$ $I_{si}(I_j, W_j)$	$a_0(I_j, W_{0i}, 1)$ $i = \overline{0, 1}$ $a_1(I_j, W_{0i}, 1)$

эталонная калибровка устраняет не только аддитивные и мультипликативные погрешности, но и учитывает нелинейность функции аналитического контроля. Способы идентификации калибруют функцию измерения по множеству параметров аналитического контроля за счёт тождественности моделируемой характеристики с реальной зависимостью в процессе программного управления магазином образцовых мер, а тождественные меры идентифицируют как результат аналитического контроля. Эти способы идентифицируют измерения комплекса параметров с достоверной точностью образцовых мер в широком диапазоне адаптивного контроля за счёт интеллектуальных алгоритмов самообучения.

Сущность программно управляемых способов аналитического контроля [3, 8] поясняет структурная схема калибровки (рис. 3.1). Структура контроля организована из двух идентичных каналов: измерения и калибровки. В канале измерения регистрируют электрический сигнал $X = \{x_j\}_0^{m-1}$ и определяют действительное значение физической величины

$X = \left\{ \begin{matrix} 0 \\ x_j \end{matrix} \right\}_0^{m-1}$ по модели Q с параметрами $A = \{a_j\}_0^{n-1}$:

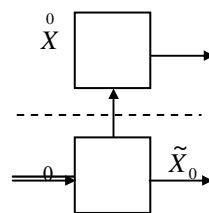
$$X = Q\{A, X\}. \quad (3.1)$$

Прямые измерения сигналов X не позволяют идентифицировать действительные значения X без знания оптимальных параметров A реальной характеристики (3.1). Для решения поставленной задачи используют метод образцовых мер (сигналов), нормирующий параметры A на образцовых материалах с известными действительными значениями $X_0 = \{x_{0,j}\}_0^{m-1}$ по измеренным величинам $\tilde{X}_0 = \{\tilde{x}_{0,j}\}_0^{m-1}$ в канале калибровки. На практике каналы калибровки и измерения реализованы структурой аппаратных средств и блок-схемой программного обеспечения, организующих неделимую архитектуру технических средств компьютерного анализатора. Функцию калибровки с оптимальными параметрами A в образцовом диапазоне контроля находят по инверсной модели Q :

$x_{\min} \leq X_0 \leq x_{\max}$ и измерения $\tilde{x}_{\min} \leq \tilde{X}_0 \leq \tilde{x}_{\max}$

$$A = Q^{-1}(X_0, \tilde{X}_0). \quad (3.2)$$

Аналитический контроль в компьютерных последовательности калибровки на образцах и штатным тестированием архитектуры в поверки.



. 3.1. Структура калибровки

анализатора состоит из циклической измерения исследуемых материалов со режимах диагностики и метрологической

3.1. МЕТОДЫ КАЛИБРОВКИ

Метод образцовых мер (образцовых сигналов) основан [1] на определении действительного значения измеряемой величины по реальной функции преобразования средства измерения, связывающей образцовые меры с

измеряемыми физическими величинами. Реальная функция калибровки определяется в каждом цикле измерения посредством структурной, параметрической или комплексной оптимизации [3].

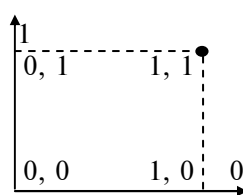
Структурная оптимизация определяет структуру функции: вид оператора исчисления или степень полинома, аппроксимирующих с минимальной погрешностью в нормированном диапазоне реальную градуировочную характеристику. Результатом структурной оптимизации служит выявление числа образцовых мер (степени аппроксимирующего полинома или оператора исчисления), автоматически корректирующих градуировочную характеристику относительно реальной функции калибровки. Параметрическая оптимизация, не изменяя структуру, корректирует весовые коэффициенты полиномов – параметры функций. За счёт подбора параметров структура моделируемой функции калибрует реальную функцию с заданной точностью в нормируемом диапазоне. Комплексная оптимизация включает последовательность структурной и параметрической калибровки реальной функции с параллельным, последовательным или смешанным алгоритмом итерации структуры и параметров моделируемой характеристики. К недостаткам методов итерационного приближения относятся нетехнологичность и низкая оперативность из-за многошаговых циклов перебора операторов статистического анализа. Аналитические методы решают задачу калибровки оперативно по прямому алгоритму без итерации.

Технологичность аналитических методов обусловлена выбором на этапе структурной оптимизации моделируемой характеристики в явном виде с информативными параметрами, отражающими физику аналитического контроля. Калибровка сводится к параметрической оптимизации информативных параметров по образцовым мерам и измеренным физическим величинам для моделирования реальной функции преобразования. Повышение точности калибровки достигается оптимизацией режимов управления и измерения эксперимента. Эксперимент включает последовательность циклов калибровки и измерения, последние определяют по калибровочным характеристикам, параметры которых рассчитывают по алгоритмам, корректирующим измерения по известным значениям образцовых мер. Алгоритмы расчёта информативных параметров калибровки, оптимальных режимов управления и измерения действительных значений априори учитывают изменения реальной статической характеристики, т.е. аналитический метод сводится к совокупному измерению, минимизирующему аддитивную и мультипликативную погрешность, а также погрешность нелинейности [1, с. 94].

Структурная оптимизация реальной функции моделью, отражающей физику аналитического контроля, позволяет организовать калибровку в нормированном диапазоне с заданной точностью только по двум образцовым мерам, соответствующим верхней и нижней границам диапазона, а также двум информативным параметрам. В зависимости от числа информативных параметров и пропорциональных им образцовых мер границ нормированного диапазона возможны четыре метода калибровки [3, 8], отличающиеся технологичностью и метрологической эффективностью. Различные методы калибровки систематизированы в двумерном адресном пространстве информативных параметров $\{a0, a1\}$ (рис. 3.2). Проведем сопоставительный анализ четырех методов калибровки $\{1, 1\}$ и $\{1, 0\}$, $\{0, 1\}$ и $\{0, 0\}$, оценим их преимущества и недостатки. Для конкретизации рассмотрим определение влажности W по предельному току I_d связанных математической моделью делителя токов

$$W = W_0 \left(1 - \frac{I_s}{I_d} \right) \quad (3.3)$$

с информативными параметрами W_0 и I_s , влажности и минимальному току структуры



3.2. Методы калибровки

соответствующими максимальной нормой сухого материала [8, 12].

ПАРАМЕТРАМ

калибровки по двум информативным рис. 3.3. Реальная функция калибруется известной влажностью (W_{01} и W_{02}) и представленной на рис. 3.3, а. Сущность измерения предельных токов I_{d1} и I_{d2} для

3.1.1. КАЛИБРОВКА ПО ДВУМ

Характеристики и алгоритм метода параметрам $\{W_0, I_s\} = \{1, 1\}$ представлены на моделью $W(I_d, W_0, I_s)$ по двум образцам с измеренными предельными токами (I_{d1} и I_{d2}), способа заключается [12] в последовательном материалов с известной влажностью нижней W_{01} и верхней W_{02} границ нормированного диапазона. По измеренным токам I_{di} и известным значениям влажности W_{0i} , $i = \overline{1, 2}$ вычисляют оптимальные параметры W_0 и I_s калибровочной модели (3.1), с минимальной погрешностью аппроксимирующей реальную статическую характеристику (рис. 3.3, а). Определение исследуемой влажности W при измерении предельного тока I_d организуют по калибровочной модели (3.1) с оптимальными информативными параметрами $W(I_d, W_0, I_s, W_{0i}, I_{di})$ в нормированном диапазоне $W_{01} \leq W \leq W_{02}$ влажности и токов $I_{d1} \leq I_d \leq I_{d2}$ с минимальной погрешностью на границах диапазона (рис. 3.3, б).

Для нахождения двух информативных параметров W_0 и I_s модели калибровки (3.3) необходимо решить систему из двух уравнений для двух образцовых материалов нижней $\{W_{01}, I_{d1}\}$ и верхней $\{W_{02}, I_{d2}\}$ границ нормированного диапазона, причём $I_s \leq I_{d1}$, а $W_{02} \leq W_0$.

$$\begin{cases} W_{01} = W_0 (1 - I_s / I_{d1}); \\ W_{02} = W_0 (1 - I_s / I_{d2}). \end{cases} \quad (3.4)$$

Стандартное решение нахождения алгоритма расчёта одного из параметров заключается в исключении из системы (3.4) другого параметра (за счёт подстановки, деления, вычитания уравнений). Поделив второе уравнение на первое, исключают параметр W_0 для вычисления I_s по тождеству

$$\frac{W_{02}}{W_{01}} = \frac{1 - I_s/I_{d2}}{1 - I_s/I_{d1}},$$

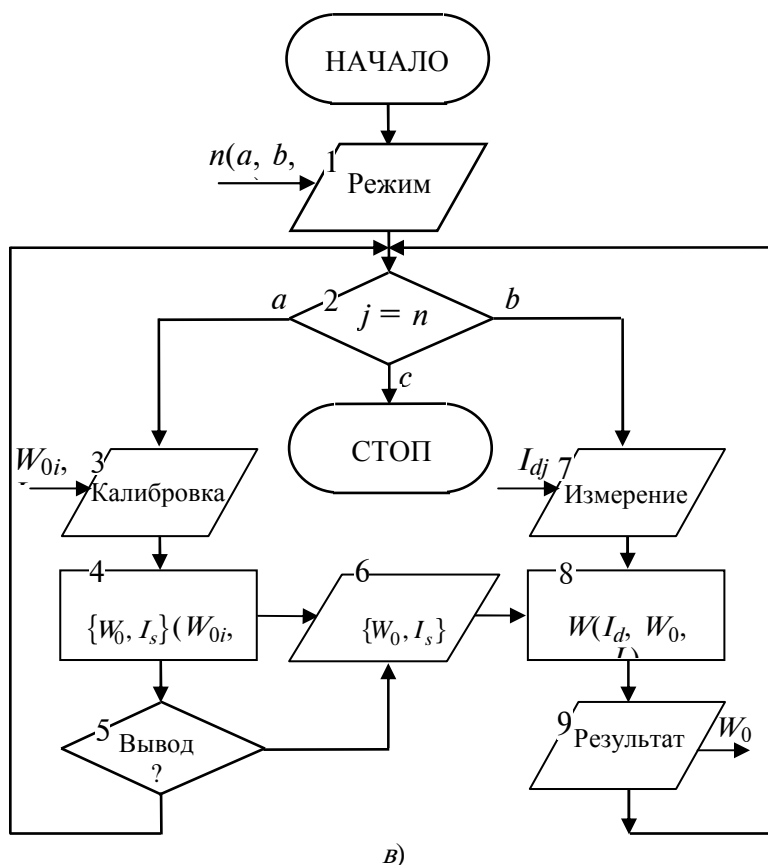
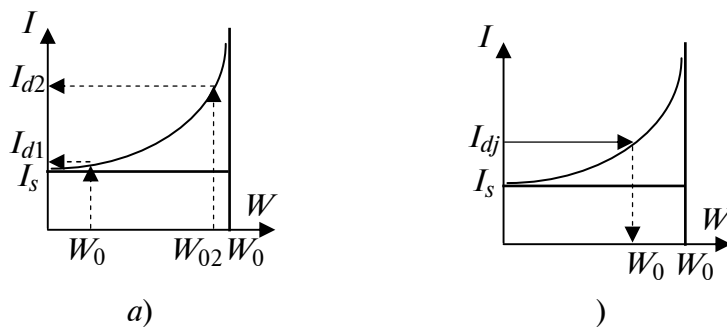


Рис. 3.3. Блок-схема определения $W(I_d, W_0, I_s)$.
Калибровка $\{W_0, I_s\} = \{1, 1\}$

приведённому к виду

$$W_{02} - W_{02} I_s/I_{d1} = W_{01} - W_{01} I_s/I_{d2}.$$

После приведения подобных членов

$$I_s(W_{02}/I_{d1} - W_{01}/I_{d2}) = W_{02} - W_{01}$$

находят алгоритм вычисления информативного параметра I_s – минимального тока структуры

$$I_s = \frac{W_{02} - W_{01}}{W_{02}/I_{d1} - W_{01}/I_{d2}}. \quad (3.5)$$

Преобразуем систему уравнений (3.4) к виду, удобному для вычисления второго информативного параметра W_0 :

$$\begin{cases} I_s = I_{d1}(1 - W_{01}/W_0); \\ I_s = I_{d2}(1 - W_{02}/W_0). \end{cases} \quad (3.6)$$

После подстановки одного уравнения в другое исключают параметр I_s и получают тождество для вычисления W_0 :

$$I_{d1} - I_{d1} W_{01}/W_0 = I_{d2} - I_{d2} W_{02}/W_0.$$

Приведение подобных членов преобразует тождество к виду

$$\frac{1}{W_0}(I_{d2} W_{02} - I_{d1} W_{01}) = I_{d2} - I_{d1},$$

откуда находят алгоритм вычисления максимальной нормы W_0 влажности:

$$W_0 = \frac{I_{d2} W_{02} - I_{d1} W_{01}}{I_{d2} - I_{d1}}. \quad (3.7)$$

Действительное значение влажности W_{0j} исследуемого j -го материала ($j = \overline{1, n}$) определяют при измерении тока I_{dj} по функции калибровочной кривой (3.3) с оптимальными значениями информативных параметров $W_0(W_{0i}, I_{di})$ и $I_s(W_{0i}, I_{di})$, вычисляемыми по алгоритмам (3.5) и (3.7) на i -х образцовых мерах ($i = 1, 2$):

$$W_{0j} = W_0(W_{0i}, I_{di}) \left[1 - \frac{I_s(W_{0i}, I_{di})}{I_{dj}} \right]. \quad (3.8)$$

3.1.2. АНАЛИЗ МОДЕЛИ {1, 1}

Правильность решений алгоритмов (3.5) и (3.7) оценивают по формуле (3.8) подстановкой измеренного тока I_{dj} для i -го образца, т.е. $j = i = 1, 2$. Например, для $I_{dj} = I_{d1}$ выражение (3.8) запишется как

$$W_{0j} = \frac{I_{d2} W_{02} - I_{d1} W_{01}}{I_{d2} - I_{d1}} \left(1 - \frac{W_{02} - W_{01}}{W_{02}/I_{d1} - W_{01}/I_{d2}} \frac{1}{I_{d1}} \right). \quad (3.9)$$

Решение считается верным, если измеренному току I_{d1} соответствует известная мера W_{01} , т.е. $W_{0j}(I_{d1}) = W_{01}$. Для анализа выражения (3.9) приведём к общему знаменателю дробь в скобках за счёт множителей I_{d1} и I_{d2} :

$$W_{0j} = \frac{I_{d2} W_{02} - I_{d1} W_{01}}{I_{d2} - I_{d1}} \left(1 - \frac{W_{02} - W_{01}}{I_{d2} W_{02} - I_{d1} W_{01}} \frac{I_{d1} I_{d2}}{I_{d1}} \right).$$

После преобразования выражения в скобках и сокращения его знаменателя на числитель первой дроби получим

$$W_{0j} = \frac{I_{d2} W_{02} - I_{d1} W_{01} - I_{d2} W_{02} + I_{d2} W_{01}}{I_{d2} - I_{d1}}.$$

Сокращая подобные члены и вынося общий член W_{01} числителя за скобку, преобразуем выражение к виду

$$W_{0j} = W_{01} \left(\frac{I_{d2} - I_{d1}}{I_{d2} - I_{d1}} \right),$$

которое после сокращения дроби приводится к ожидаемому тождеству $W_{0j} = W_{01}$. Это соответствует алгоритму метода оценки эквивалентов:

$$\text{если } W_{0j}(I_{0i}) \begin{cases} = \\ \neq \end{cases} W_{0i}, \text{ то } \{W_0, I_s/W_{0i}, I_{0i}\} = \begin{cases} 1 - \text{истинно;} \\ 0 - \text{нет,} \end{cases} \quad (3.10)$$

т.е. при тождественности исследуемого значения $W_{0j}(I_{0i})$ эквиваленту W_{0i} алгоритмы вычисления параметров $\{W_0, I_s\}$ по физическим величинам эталонов $\{W_{0i}, I_{0i}\}$ для $i = 1, 2$ соответствуют истинному значению логической единицы. В противном случае при $W_{0j}(I_{0i}) \neq W_{0i}$ алгоритмы расчёта параметров неверны и их следует вывести еще раз до достижения тождественности решений эквиваленту.

Аналогичное тождество $W_{0j}(I_{d2}) = W_{02}$ эквиваленту границы верхнего диапазона получаем при подстановке в выражение (3.8) измеренного тока $I_{dj} = I_{d2}$. Метод тождественности эквивалентов доказывает, согласно алгоритму (3.10) оценки, истинность алгоритмов (3.5) и (3.7), а также, формулы (3.8) определения исследуемой влажности по модели (3.3) калибровки по двум параметрам $\{W_0, I_s\} = \{1, 1\}$, рассчитанным при калибровке на образцовых мерах с известными значениями на границах нормированного диапазона.

3.1.3. БЛОК-СХЕМА МЕТОДА

На рис. 3.3, в приведена блок-схема метода калибровки по двум параметрам $\{W_0, I_s\} = \{1, 1\}$, поясняющая во временных координатах аналитический контроль влажности по образцовым мерам границ нормированного диапазона с минимальной погрешностью.

Блок-схема контроля состоит из трёх режимов: калибровка (*a*), измерение (*b*) и ожидание (*c* – команда стоп), которые инициируются блоком 1 в диалоговом режиме оператором по адресу $n = a, b, c$. Блоком 2 по условию $j = n$ задаются выбранные оператором режимы *a, b, c*. По адресу *a* через блок 3 вводятся оператором известные значения влаги W_{0i} границ диапазона и измеряются предельные токи I_{di} *i*-х образцовых мер. В блоке 4 по алгоритмам (3.5) и (3.7) вычисляются оптимальные параметры $W_0(W_{0i}, I_{0i})$ и $I_s(W_{0i}, I_{0i})$, которые по условию блока 5 выводятся в блок 6 регистрации. После калибровки автоматически по адресу *b* включается режим «Измерение». При этом через блок 7 измеряются предельные токи I_{dj} исследуемых материалов, определяются в блоке 8 по зависимости (3.8) действительные значения влажности $W(I_{dj}, W_0, I_s)$ по данным блока 6 «Регистрация», и выводится блоком 9 на экран дисплея искомый результат W_{0j} . Число циклов *j* измерения при стандартных условиях неограниченно ($j = 1, m$), а при нестационарных условиях режим «Измерение» следует последовательно за режимом «Калибровка». Окончание контроля влажности инициируется оператором по адресу *c*, и блок-схема переходит в режим ожидания по команде «Стоп».

Контроль влажности при калибровке двух параметров $\{W_0, I_0\} = \{1, 1\}$ оперативен, технологичен и прост благодаря использованию двух образцовых мер, соответствующих границам диапазона $\{W_{0i}, I_{0i}\}$ и двум итерациям в цикле «Калибровка». При этом информативные параметры при стандартных условиях постоянны $W_0 = \text{const}$ и $I_s = \text{const}$, а калибровочная зависимость (3.8) с минимальной погрешностью аппроксимирует реальную статическую характеристику. Метрологическая эффективность обусловлена явным видом модели (3.3), алгоритмов расчёта (3.5) и (3.7) информативных параметров и формулой (3.8) определения действительных значений исследуемых материалов.

3.1.4. ДИАГНОСТИКА

Ценным преимуществом способа калибровки по двум информативным параметрам $\{W_0, I_s\} = \{1, 1\}$ является функция диагностики [1, 7]. Блок-схема (рис. 3.3) без дополнительных ресурсов позволяет последовательно за калибровкой по образцовым мерам $\{W_{0i}, I_{0i}\}$ организовать в режиме «Измерение» авто- и самодиагностику программно или в диалоге с оператором. В отличие от штатного режима на исследуемых материалах при диагностике через блок 7 измеряют токи I_{di}^* на образцах с известной влажностью W_{0i} границ диапазона. В блоке 8 определяют значения влажности W_{di}^* на границах диапазона. По результату блока 9 оценивают полученные значения W_{di}^* с известной влажностью W_{0i} относительно заданной погрешности, например относительно ε_0 . Сравнивают текущие погрешности ε_i на границах нормированного диапазона

$$\varepsilon_i = \left| \frac{W_{0i} - W_{0i}^*}{W_{0i}} \right|$$

с заданной априори величиной ε_0 по алгоритму диагностики:

$$\text{если } \varepsilon_i(I_{0i}) \begin{cases} \leq \\ > \end{cases} \varepsilon_0, \text{ то } \{W_{0i}, I_{0i}/W_{0i}, I_{0i}\} = \begin{cases} 1 - \text{истинно;} \\ 0 - \text{нет.} \end{cases} \quad (3.11)$$

Если текущая погрешность ε_i меньше или равна заданной ε_0 для $i = 1, 2$, то определение влажности W_{0i}^* по измеренному току I_{0i}^* истинно эквивалентно $\{W_{0i}, I_{0i}\}$, т.е. диагностика удовлетворяет логической единице. В противном случае, при условии $\varepsilon_i \geq \varepsilon_0$, когда погрешность ε_i больше заданной нормы ε_0 , диагноз отрицательный «нет», что соответствует логическому нулю.

Диагностика в метрологических координатах $F(\varepsilon)$ эквивалентна анализу решений функции $F(\Phi)$ в математических образах, что соответствует однозначным преобразованиям метрологических средств в области физики и математического обеспечения из математики. Это подтверждают измерения влажности W_{0i} на границах ($i = 1, 2$) диапазона по формуле (3.8) с погрешностью измерения ε_{Ii} токов и влажности ε_{Wi} :

$$\begin{cases} W_{0j}(I_{di} + \varepsilon_{Ii}) = W_0[1 - I_s/(I_{di} + \varepsilon_{Ii})]; \\ W_{0j}(I_{di}) = W_0[1 - I_s/I_{di}], \end{cases} \quad (3.12)$$

где $W_{0j}(I_{di})$ – определение влажности на *i*-м образце без погрешности $\varepsilon_{Ii} = 0$, а $W_{0j}(I_{di} + \varepsilon_{Ii}) = W_{0i} + \varepsilon_{Wi}$.

Из соотношений (3.12) несложно найти взаимосвязь между погрешностями по току ε_{Ii} и влажности ε_{Wi} , так как

$$\varepsilon_{Wi} = W_{0j}(I_{di} + \varepsilon_{Ii}) - W_{0j}(I_{di}).$$

После подстановки значений влажности из первого и второго уравнений выражения (3.12) получим тождество

$$\varepsilon_{W_i} = W_0 \left[1 - \frac{I_s}{I_{di} + \varepsilon_{I_i}} \right] - W_0 \left[1 - \frac{I_s}{I_{di}} \right],$$

которое после приведения подобных членов и сокращения имеет вид

$$\varepsilon_{W_i} = W_0 I_s \left(\frac{1}{I_{di}} - \frac{1}{I_{di} + \varepsilon_{I_i}} \right).$$

Приведём к общему знаменателю

$$\varepsilon_{W_i} = \frac{W_0 I_s \varepsilon_{I_i}}{I_{di}(I_{di} + \varepsilon_{I_i})},$$

с учётом неравенства $I_{di} \gg \varepsilon_{I_i}$ находим зависимость между погрешностями

$$\varepsilon_{W_i} = \frac{W_0 I_s}{I_{di}^2} \varepsilon_{I_i}. \quad (3.13)$$

Из выражения (3.13) следует, что погрешность ε_{W_i} уменьшается пропорционально квадрату измеряемых токов I_{di} .

Недостатком диагностики с калибровкой по двум параметрам является случайная погрешность однократных измерений токов на i - и j -х материалах, которую минимизируют стандартными метрологическими средствами за счёт использования многократных или интегральных измерений.

Аналогичную зависимость (3.13) между погрешностями ε_{W_i} и ε_{I_i} можно получить классическим приёмом дифференцирования выражения (3.8) влажности W_{0i} по току I_{di} . Это обусловлено тождеством $\partial W / \partial I = \varepsilon_W / \varepsilon_I$, которое для i -х образцов запишется как

$$\frac{\varepsilon_{W_i}}{\varepsilon_{I_i}} = \frac{\partial W_0 (1 - I_s / I_{di})}{\partial I_{di}}. \quad (3.14)$$

Дифференцирование правой части уравнения (3.14) преобразует его к виду

$$\frac{\partial W_{0i}}{\partial I_{di}} = - \frac{W_0 I_s}{I_{di}^2} (-1),$$

откуда следует тождество, эквивалентное выражению (3.13):

$$\frac{\varepsilon_{W_i}}{\varepsilon_{I_i}} = \frac{W_0 I_s}{I_{di}^2}. \quad (3.15)$$

Эквивалентность тождеств (3.13) и (3.15) доказывает инвариантность преобразования метрологических средств и математического обеспечения способа калибровки по двум параметрам, достоверность аналитического контроля с автодиагностикой на образцовых мерах границ нормированного диапазона. Способ контроля по калибровке $\{W_0, I_0\} = \{1, 1\}$ устраняет аддитивную и мультипликативную погрешность с учётом нелинейности реальной статической характеристики.

3.2. КАЛИБРОВКА ПО ТОКУ СТРУКТУРЫ

Приведение нормировки по влажности W_0 к единице упрощает вид модели из-за исключения информативных параметров $\{W_0, I_s\}$, а параметр тока I_s структуры модифицируется в функцию I_{si} , зависящую от предельного тока I_i влажности нормированных эквивалентов W_{0i} . Математическая модель влажности W_i с кодом $\{1, 0\} = \{W_0, I_s\}$ преобразуется из модели с информативными параметрами $\{1, 1\}$ к виду

$$W_i(I_i, I_{si}) = (1 - I_{si} / I_i), \quad (3.16)$$

предполагающему калибровку по току I_{si} структуры. При этом задача калибровки сводится к нахождению функции тока I_{si} структуры образца с известной влажностью W_{0i} и предельным током I_i , которую возможно синтезировать методами статистического анализа [1] и аналитического контроля [8].

3.2.1. СТАТИСТИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ

Статистические методы синтезируют структуру функции $I_{si}(I_i, W_{0i})$ степенным полиномом логических операторов [11] счисления (НДФ и НКФ, И-НЕ и ИЛИ-НЕ) и алгебраическим оператором исчисления (экспоненты и логарифмы, тригонометрические зависимости и комплексные переменные). Для определённости приведём примеры аппроксимации функции I_{si} от измеряемого предельного тока I_i образцовых мер влажности W_{0i} в формах НКФ $F(0)$, НДФ $F(1)$ и экспоненты [3, 8].

Аппроксимация в НКФ представляет функцию в нормальной конъюнктивной форме $F(0)$ счисления [7] как произведение сумм $(a_k + f_k)$ k -х аргументов $f_k(0)$ с весовыми коэффициентами $\{a_k\}_0^{n-1}$ для $k = \overline{0, n-1}$:

$$F(0) = \prod_{k=0}^{n-1} (a_k + f_k). \quad (3.17)$$

При определении влажности по модели (3.16) калибруется характеристика $I_{si}(I_j, W_{0i})$ тока структуры по измеренному предельному току I_j образцов с известной влажностью W_{0i} . Это соответствует функции $I_{si} = F(0)$ с аргументами $\{f_k\}_0^1 = \{I_j, W_{0i}\}$ и коэффициентами a_0, a_1 , поэтому код в НКФ (3.17) калибровочной характеристики тока структуры имеет вид

$$I_{si} = (a_0 + I_j)(a_1 + W_{0i}), \quad (3.18)$$

что соответствует полиному второй степени

$$I_{si} = (a_0 a_1 + a_0 W_{0i} + a_1 I_j + W_{0i} I_j), \quad (3.19)$$

из суммы четырёх слагаемых: нулевого $a_0 a_1$, первого $(a_0 W_{0i} + a_1 I_j)$ и второго $W_{0i} I_j$ порядка.

Весовые коэффициенты a_k в полиноме (3.18) не отражают физический смысл, свойственный только информативным параметрам $\{W_0, I_s\}$, а лишь нормируют значимость вклада степенного члена при аппроксимации желаемой функции градуировки:

$$I_{si} = I_j(1 - W_{0i}). \quad (3.20)$$

Калибровка характеристики (3.20) статистической зависимостью (3.19) организуется методом наименьших квадратов, оптимизирующим весовые коэффициенты a_k в выбранном диапазоне по четырём эталонам $i = \overline{1, 4}$, соответствующим числу слагаемых, т.е. $a_0 a_1 = a_{01}$, а квадратичный член $W_{0i} I_j$ на практике умножается на коэффициент a_2 . Параметрическая оптимизация k -х коэффициентов производится в соответствии с алгоритмами их расчёта, являющимися решением системы из четырёх уравнений (3.19) по четырём образцам с известной влажностью W_{0i} и нормированным током I_j .

Алгоритм контроля включает режимы калибровки, измерения и останова. Калибровка начинается с измерения предельного тока I_j на i -х образцах с известной влажностью W_{0i} для $i = \overline{1, 4}$. Затем рассчитывают токи $I_{si}(I_j, W_{0i})$ структуры на четырёх образцах и аппроксимируют полиномом (3.19) функцию (3.20) статистическим методом для параметрической оптимизации весовых коэффициентов $a_k(I_j, I_{si}, W_{0i})$. Зависимость $I_{si}(a_k^0)$ с оптимальными коэффициентами $\{a_k^0\}_0^2$ запоминается (фиксируется) как желаемая статическая характеристика в выбранном диапазоне $\{W_{01}, W_{04}\}$ с априори заданной точностью.

В режиме измерения на исследуемом материале регистрируется предельный ток I_j и через статическую характеристику $I_{si}(a_k^0)$ рассчитывают ток I_{sj} структуры. Зная полный ток I_j и структурный I_{sj} , определяют искомую влажность W_j согласно математической модели (3.16) по формуле

$$W_j(I_j, I_{sj}, 1) = 1 - I_{sj}/I_j. \quad (3.21)$$

Результаты аналитического контроля хранятся в памяти компьютера и выводятся на экран монитора для анализа оператором в диалоговом режиме. Программа измерения служит также для прогнозирования достоверности контроля влажности и поверочных испытаний на образцовых материалах с нормированными характеристиками. Адаптация к выбранному диапазону достигается очередной калибровкой характеристики I_{si} (3.19) на соответствующих образцах с нормированными значениями.

Недостатками аппроксимации в НКФ является нефизичность весовых коэффициентов, избыточное количество эталонов (больше трёх) и сложность алгоритмов расчёта оптимальных коэффициентов, что значительно снижает метрологические и технологические характеристики. Сократить число эталонов в адаптивном диапазоне позволяет дизъюнктивное представление.

Аппроксимация в НДФ кодирует функцию в нормальной дизъюнктивной форме $F(1)$ счисления [6, 7] в виде суммы произведений $a_k f_k$ k -х аргументов $f_k(1)$ с весовыми коэффициентами $\{a_k\}_0^{n-1}$, где $k = \overline{0, n-1}$:

$$F(1) = \sum_{k=0}^{n-1} a_k f_k. \quad (3.22)$$

В коде счисления (3.22) функцией служит ток структуры $I_{si} = F(1)$, определяемый предельным током I_j и известной влажностью W_{0i} аргумента $f_k(I_j, W_{0i}) = I_j^k + W_{0i}^k$, составляющими степенной полином

$$I_{si} = \sum_{k=0}^{n-1} (a_k I_i^k + b_k W_{0i}^k) \quad (3.23)$$

с весовыми коэффициентами a_k, b_k . Структурная оптимизация с погрешностью не более 3 % аппроксимирует кодом (3.23) желаемую функцию (3.20) линейным полиномом

$$I_{si} = c_0 + c_1 I_i + c_2 W_{0i}, \quad (3.24)$$

где $c_0 = a_0 + b_0, c_1 = a_1, c_2 = b_1$ – нормировочные коэффициенты, калибруемые по трём эталонам.

Алгоритмы оптимизации коэффициентов c_k находят при решении системы (3.24) из трёх уравнений для $i = \overline{1, 3}$, как показано в монографии [3]. Сложность алгоритмов проиллюстрирована на примере расчёта коэффициента c_1

$$c_1 = \frac{\frac{I_{si+2} - I_{si+1}}{W_{0i+2} - W_{0i+1}} - \frac{I_{si+1} - I_{si}}{W_{0i+1} - W_{0i}}}{\frac{I_{i+2} - I_{i+1}}{W_{0i+2} - W_{0i+1}} - \frac{I_{i+1} - I_i}{W_{0i+1} - W_{0i}}}, \quad (3.25)$$

но это на порядок проще, чем аппроксимация в НКФ за счёт уменьшения эталонов до трёх, сокращающих квадратичный полином до линейного.

Калибровочную характеристику (3.24) с оптимальными коэффициентами (3.25), регламентируемыми образцами с известной влажностью $W_{0i}, W_{0i+1}, W_{0i+2}$, нормированными I_i, I_{i+1}, I_{i+2} токами используют для определения влажности W_j исследуемых j -х материалов по математической модели (3.21).

Относительно несложные модели (3.21), (3.24) и алгоритмы (3.25) повышают оперативность и точность аналитического контроля за счёт способов калибровки характеристик по трём образцовым мерам в адаптивном диапазоне. Однако отсутствие в явном виде калибровочной характеристики (3.24) с весовыми коэффициентами, отражающими физические величины, вносит методическую и инструментальную погрешность из-за наличия трёх эталонов.

Экспоненциальная аппроксимация [8] реально отражает физику контроля влажности за счёт закономерной зависимости тока I_{si} от влажности W_j по двум эталонам:

$$I_{si} = a_0 \exp(a_1 W_j). \quad (3.26)$$

При определении влажности W_j по току структуры I_{si} калибруется характеристика (3.26) на двух образцах с известной влажностью W_{0i}, W_{0i+1} на границах диапазона. Параметрическая оптимизация аппроксимирует желаемую функцию $I_{si}(W_j)$ с заданной точностью в адаптивном диапазоне $W_{0i} \leq W_j \leq W_{0i+1}$. Оптимальные весовые коэффициенты $\{a_k\}_0^1$ вычисляются по алгоритмам, полученным при решении системы из двух уравнений:

$$\begin{cases} I_{si} = a_0 \exp(a_1 W_{0i}); \\ I_{si+1} = a_0 \exp(a_1 W_{0i+1}), \end{cases} \quad (3.27)$$

составленных по математической модели (3.26). Коэффициент a_1 находят при делении одного уравнения на другое:

$$I_{si+1}/I_{si} = \exp[a_1(W_{0i+1} - W_{0i})]$$

после операции логарифмирования

$$a_1 = \frac{\ln I_{si+1} - \ln I_{si}}{W_{0i+1} - W_{0i}}. \quad (3.28)$$

Для вычисления нулевого коэффициента a_0 систему уравнений (3.27) за счёт логарифмирования приводят к виду

$$\begin{cases} a_1 W_{0i} = \ln(I_{si}/a_0); \\ a_1 W_{0i+1} = \ln(I_{si+1}/a_0). \end{cases} \quad (3.29)$$

Поделив второе уравнение системы (3.29) на первое и принимая $W_{0i+1}/W_{0i} = k$, получают тождество

$$k \ln(I_{si}/a_0) = \ln(I_{si+1}/a_0),$$

которое после экспоненцирования преобразуют в равенство

$$(I_{si}/a_0)^k = I_{si+1}/a_0.$$

После несложных преобразований получают алгоритм вычисления нулевого коэффициента:

$$a_0 = I_{si} \cdot k^{-1} \sqrt[k]{I_{si}/I_{si+1}}, \quad (3.30)$$

где $k-1 = (W_{0i+1} - W_{0i})/W_{0i+1}$ – отношение нормированных влажностей адаптивного диапазона.

Влажность на исследуемом материале W_j определяют при измерении тока I_{sj} по оптимизированной статической характеристике (3.26) с откалиброванными по алгоритмам (3.28), (3.30) коэффициентами $\{a_k\}_0^1$:

$$W_j = \frac{1}{a_1} \ln(I_{sj}/a_0). \quad (3.31)$$

Оценить размерность весовых коэффициентов a_k позволяют алгоритмы (3.28) и (3.30) с учётом безразмерности отношения токов I_{si}/I_{si+1} . При этом $a_0 = I_{si}$, а коэффициент $a_1 = (D_W/D_I)^{-1} = W_0^{-1}$, что соответствует физическому смыслу информативных параметров: I_s – оптимального тока структуры высушенного материала и W_0 – максимальной влажности адаптивного диапазона. Важным преимуществом экспоненциальной модели (3.26), в отличие от других статистических аппроксимаций (3.18) и (3.23), является её адекватность физике аналитического контроля влажности древесины, моделируемой зависимостью

$$W_j = W_0 \ln(I_{sj}/I_s), \quad (3.32)$$

где информативные параметры W_0 и I_s вычисляются по алгоритмам:

$$\begin{cases} W_0 = \frac{W_{0i+1} - W_{0i}}{\ln I_{si+1} - \ln I_{si}}; \\ I_s = I_{si} (I_{si}/I_{si+1})^{\frac{W_{0i}}{W_{0i+1} - W_{0i}}}. \end{cases} \quad (3.33)$$

К недостаткам способа калибровки по экспоненциальной характеристике относятся сложная реализация прямых измерений токов I_{si} структуры и методическая погрешность при их косвенных измерениях через предельные токи I_j переходной динамической характеристики. Устраняют указанные недостатки методы калибровки по математическим моделям, адаптивным физике аналитического контроля влажности через прямые измерения полного тока.

Анализ статистических методов показывает:

1. Способы калибровки статистическими методами развиваются по метрологической и технологической эффективности от аппроксимации счисления в НКФ через НДФ к операторам алгебраического исчисления за счёт сокращения избыточности аргументов и уменьшения числа образцовых мер в адаптивном диапазоне.

2. Совершенствуются способы калибровки по току структуры от статистических методов структурной и параметрической оптимизации весовых коэффициентов фиксированной градуировочной характеристики до методов аналитического контроля параметрической оптимизации информативных параметров метрологической модели, программно управляемой в адаптивном диапазоне за счёт соответствующих образцовых материалов с нормированными мерами его границ.

3. Эффективность способов аналитического контроля повышается при замене косвенных измерений по аппроксимирующим зависимостям на прямые измерения характеристик для оптимизации информативных параметров по алгоритмам в явной форме и достоверного определения искомых характеристик веществ.

3.2.2. АНАЛИТИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ

Методы аналитического контроля [6 – 9] влажности с калибровкой по току I_{si} структуры определяются возможными комбинациями использования градуировочных характеристик полного тока $I_i(I_{si}, W_{0i})$ и тока структуры $I_{si}(I_i, W_{0i})$, которые отличаются прямыми и косвенными измерениями тока структуры.

Аппроксимация косвенных измерений (табл. 3.2, столбец 1) тока структуры $I_{si}(I_i, W_{0i,1})$ по прямым измерениям полного тока I_i образцов с известной влажностью W_{0i} [12] является логическим развитием калибровки по току структуры статистическими методами. Это обусловлено определением влажности по модели (3.16) с кодом $\{1, 0\} = \{W_0, I_s\}$, а статистическая аппроксимация градуировочной характеристики I_{si} заменена аналитической моделью (3.20) калибровки $I_{si}(I_i, W_{0i})$:

$$I_{si} = I_i [1 - W_0 (1 - I_s / I_i)]. \quad (3.34)$$

Зависимость (3.34) следует из требований калибровки тождественности значений влажности, определяемых по модели (3.20) с кодом $\{1, 0\}$ и по эквиваленту с кодом $\{1, 1\}$:

$$\begin{cases} W_{0i}(I_i, I_{si}, 1) = 1 - I_{si}/I_i; \\ W_{0i}(I_i, I_s, W_0) = W_0(1 - I_s/I_{di}). \end{cases} \quad (3.35)$$

Учитывая закономерности калибровки: тождественность токов $I_i = I_{di}$ и влажностей $W_{0i}(I_i, I_{si}, 1) = W_{0i}(I_i, I_s, W_0)$, находим из системы (3.35) равенство

3.2. Модель калибровки {1, 0}

	1. Косвенный	2. Прямой	3. Комбинированный
Характеристики контроля			
Модели влажности	$W_{0j}(I_j, I_{sj}, 1)$ $(1 - I_{sj}/I_j)$	$W_{0j}(I_{sj}, I_s, W_0)$ $W_0 \frac{I_{sj} - I_s}{I_{sj} - I_s W_0}$	$W_{0j}(I_j, I_s, W_0)$ $W_0(1 - I_s/I_j)$
Модели калибровок	$I_{si}(I_i, W_{0i}, 1) =$ $= I_i(1 - W_{0i})$ $W_{0i}(I_i, I_s, W_0) =$ $= W_0(1 - I_s/I_i)$	$I_{si}(I_s, W_0, W_{0i})$ $I_s \frac{1 - W_{0i}}{1 - W_{0i}/W_0}$	$I_{si}(I_i, I_s, W_0)$ $I_i[1 - W_0(1 - I_s/I_i)]$
Алгоритмы оптимизации	$I_s(I_i, I_{si}, 1)$ $i = 1, 2$ $W_0(I_i, I_{si}, 1)$	$I_s(W_{0i}, I_{si}, 1)$ $i = 1, 2$ $W_0(W_{0i}, I_{si}, 1)$	$I_s(I_i, I_{si}, 1)$ $i = 1, 2$ $W_0(I_i, I_{si}, 1)$

$$1 - I_{si}/I_i = W_0(1 - I_s/I_i),$$

из решения которого относительно тока I_{si} получена калибровочная зависимость (3.34).

Зависимость I_{si} можно аппроксимировать функцией (3.20), но из-за отсутствия информативных параметров $\{W_0, I_s\}$ требуется множество эталонов с известной влажностью W_{0i} и нормированными токами I_i , где $i = \overline{1, m}$. Способ калибровки по множеству эталонов метрологически и технологически неэффективен из-за громоздкости и сложности, неоправданной избыточности и субъективной оценки. Субъективность вызвана неопределённостью выбора образца с известной влажностью W_{0i} для однозначной идентификации определяемого значения W_j . Снижает неопределённость субъективной оценки идентификация по итерационному алгоритму эвристического приближения. Исключают неопределённость оценки закономерности калибровки, регламентирующие тождественность измеряемых и действительных значений образцовых мер. Это позволяет исключить неопределённость характеристики (3.20) и получить адекватную физике аналитическую модель калибровки (3.34) тока структуры I_{si} в явном виде с информативными параметрами $\{W_0, I_s\}$. При этом эвристическая аппроксимация с субъективной оценкой по итерационному алгоритму идентификации заменяется программно управляемой калибровкой с объективной оценкой по априорному алгоритму оптимизации информативных пара-

метров на образцах с нормированными мерами. Задача калибровки фактически свелась к синтезу алгоритмов расчета информативных параметров по информационной технологии проектирования метрологической модели с кодом $\{1, 1\}$.

Проектирование метрологического обеспечения начинают с синтеза алгоритмов расчёта $\{W_0, I_s\}$ по двум измерениям на образцах с известной влажностью W_{0j} и измеряемым полным токам I_j для $i = \overline{1, 2}$. Для поиска двух неизвестных по модели (3.34) составляется система из двух уравнений на границах диапазона, соответствующих i -м и $(i + 1)$ -м измерениям:

$$\begin{cases} W_0(I_j - I_{sj}) = I_j - I_{sj}; \\ W_0(I_{i+1} - I_s) = I_{i+1} - I_{si+1}. \end{cases} \quad (3.36)$$

Деление уравнений системы (3.36) исключает параметр W_0 и для поиска второго параметра I_s приводит к тождеству

$$I_{i+1}(I_j - I_{sj}) - I_s(I_j - I_{sj}) = I_j(I_{i+1} - I_{si+1}) - I_s(I_{i+1} - I_{si+1}),$$

позволяющему после несложных преобразований получить алгоритм расчёта информативного параметра тока структуры I_s при нулевой влажности:

$$I_s = \frac{I_{i+1}I_{sj} - I_jI_{si+1}}{(I_{i+1} - I_j) - (I_{si+1} - I_{sj})}. \quad (3.37)$$

Для поиска параметра W_0 систему уравнений (3.36) приводят к виду

$$\begin{cases} W_0I_s = (I_j - I_{sj}) - W_0I_j; \\ W_0I_s = (I_{i+1} - I_{si+1}) - W_0I_{i+1}, \end{cases} \quad (3.38)$$

из которой после подстановки одного уравнения в другое находят тождество

$$(I_j - I_{sj}) - W_0I_j = (I_{i+1} - I_{si+1}) - W_0I_{i+1},$$

а после приведения подобных членов получают алгоритм расчёта нормируемой максимальной влажности W_0 :

$$W_0 = 1 - \frac{I_{si+1} - I_{sj}}{I_{i+1} - I_j}. \quad (3.39)$$

Алгоритмы расчёта (3.37), (3.39) оптимальных информативных параметров W_0, I_s калибруют зависимость (3.34) к желаемой характеристике косвенных измерений $I_{sj}(I_j, W_0, I_s)$ в адаптивном диапазоне $\overline{W_{0j}, W_{0i+1}}$ для расчёта тока структуры I_{sj} исследуемого материала j -го эксперимента

$$I_{sj} = I_j[1 - W_0(1 - I_s/I_j)]. \quad (3.40)$$

Искомую влажность определяют по модели (3.16) с учётом выражения (3.40):

$$W_j = 1 - I_{sj}/I_j, \quad (3.41)$$

что в итоге тождественно аналитическому контролю влажности по метрологической модели в явном виде с информативными параметрами $\{W_0, I_s\} = \{1, 1\}$:

$$W_j = W_0(1 - I_s/I_j) \quad (3.42)$$

и следует из подстановки значения I_{sj} формулы (3.40) в анализируемую модель (3.41) с кодом $\{1, 0\}$.

Калибровка по адаптивным характеристикам токов структуры I_{sj} и полной влаги I_j , в отличие от аппроксимации статистическими методами, повышает достоверность измерений за счёт программного управления калибровочной зависимостью тока структуры по алгоритмам оптимизации информативных параметров метрологической модели определения достоверной влажности в априори выбранном диапазоне. Метрологическая и технологическая эффективность калибровки по косвенным измерениям тока структуры значительно повышается благодаря адаптации по двум образцам на границах диапазона, однако использование двух характеристик усложняет способ калибровки в частности и метод определения влажности в целом. Для снижения методической и инструментальной погрешности разработан оригинальный метод определения влажности по нормированным измерениям только тока структуры.

Аппроксимация прямых измерений (см. табл. 3.2, столбец 2) тока структуры $I_{sj}(I_s, W_0, W_{0j})$ организует определение влажности по калибровочной характеристике с оптимальными информативными параметрами $\{W_0, I_s\}$ тока структуры I_{sj} в адаптивном диапазоне образцовых материалов с известной влажностью W_{0j} на его

границах. Характеристика прямых измерений тока структуры выводится из закономерностей калибровки тождественности полных токов $I_j = I_{dj}$ моделей $\{1, 1\}$ и $\{1, 0\}$:

$$\begin{cases} I_{di} = I_s / (1 - W_i / W_0); \\ I_i = I_{si} / (1 - W_{0i}). \end{cases} \quad (3.43)$$

После подстановки одного уравнения системы (3.43) в другое, с учётом закономерности $W_{0i} = W_i$, получаем калибровочную зависимость I_{si} от влажности W_{0i} с информативными параметрами $\{W_0, I_s\}$:

$$I_{si} = I_s \frac{1 - W_{0i}}{1 - W_{0i} / W_0}. \quad (3.44)$$

Модель определения влажности W_{0i} находится из характеристики (3.44) после несложных преобразований:

$$W_{0i} = W_0 \frac{I_{si} - I_s}{I_{si} - I_s W_0}. \quad (3.45)$$

Как видно из выражения (3.45), для определения влажности W_{0i} необходимы прямые измерения структурного тока I_{si} и калибровка информативных параметров $\{W_0, I_s\}$. Параметрическая оптимизация организуется в процессе калибровки характеристики (3.44) в адаптивном диапазоне на двух образцах с известной влажностью W_{0i}, W_{0i+1} на его границах. Алгоритмы оптимизации информативных параметров находят при решении системы из двух уравнений (3.44):

$$\begin{cases} I_{si} = I_s \frac{1 - W_{0i}}{1 - W_{0i} / W_0}; \\ I_{si+1} = I_s \frac{1 - W_{0i+1}}{1 - W_{0i+1} / W_0}. \end{cases} \quad (3.46)$$

Поделим второе уравнение системы (3.46) на первое и после перекрестного умножения запишем тождество

$$I_{si+1} (1 - W_{0i}) (1 - W_{0i+1} / W_0) = I_{si} (1 - W_{0i+1}) (1 - W_{0i} / W_0),$$

из которого после приведения подобных членов получим алгоритм расчёта информативного параметра максимальной влажности:

$$W_0 = \frac{I_{si+1} W_{0i+1} (1 - W_{0i}) - I_{si} W_{0i} (1 - W_{0i+1})}{I_{si+1} (1 - W_{0i}) - I_{si} (1 - W_{0i+1})}. \quad (3.47)$$

Деление числителя и знаменателя соотношения (3.47) на выражения в скобках, с учётом формулы полного тока $I_j = I_{sj} / (1 - W_{0j})$, даёт алгоритм оптимизации параметра W_0 , эквивалентный способу калибровки с кодом $\{1, 1\}$, что подтверждает правильность синтеза решения (3.47). Это доказывает закономерности калибровки, а также тождественность математического обеспечения калибровок с кодами $\{1, 0\}$ и $\{1, 1\}$, отличающихся уровнем сложности реализации и, как следствие, технологической и метрологической эффективностью.

Исходя из вышеуказанного, для технологичности расчётов введём сокращения $I_j = I_{sj} / (1 - W_{0j})$ и перепишем систему (3.46) уравнений относительно параметра W_0 в виде

$$\begin{cases} W_{0i} / W_0 = 1 - I_s / I_i; \\ W_{0i+1} / W_0 = 1 - I_s / I_{i+1}. \end{cases} \quad (3.48)$$

Алгоритм нахождения параметра I_s для кода $\{1, 1\}$ был получен выше (см. п. 3.1.1):

$$I_s = \frac{W_{0i+1} - W_{0i}}{W_{0i+1} / I_i - W_{0i} / I_{i+1}}. \quad (3.49)$$

После подстановки в выражение (3.49) значения I_j получаем алгоритм оптимизации минимального тока I_s при нулевой влажности для способа калибровки с кодом $\{1, 0\}$:

$$I_s = \frac{I_{si+1} I_{si} (W_{0i+1} - W_{0i})}{I_{si+1} W_{0i+1} (1 - W_{0i}) - I_{si} W_{0i} (1 - W_{0i+1})}. \quad (3.50)$$

В предлагаемом методе определения влажности исключается погрешность косвенных измерений по двум характеристикам токов структуры и влажного материала за счёт контроля влажности при прямых измерениях тока структуры по одноимённой калибровочной характеристике в адаптивном диапазоне, априори заданном нормированными мерами двух образцовых материалов на его границах. Недостатками данного способа калибровки

является сложная техническая реализация прямых измерений тока структуры и соответствующей калибровочной характеристики. Устраняет недостатки комбинированный способ.

Аппроксимация комбинированных измерений (см. табл. 3.2, столбец 3) использует тождественность калибровки полного I_i и структурного I_{si} токов для синтеза алгоритмов расчёта оптимальных информативных параметров $\{W_0, I_s\}$ и оценки влажности W_{0i} исследуемых материалов в адаптивном диапазоне, программно управляемом нормированными мерами, по математической модели $\{1, 1\}$ с фиксированными параметрами $\{W_0, I_s\}$. Эквивалентность математических моделей с кодами $\{1, 0\}$ и $\{1, 1\}$

$$W_i = 1 - I_{si}/I_i = W_0(1 - I_s/I_{di}) = W_{0i} \quad (3.51)$$

за счёт тождественных закономерностей

$$\begin{cases} I_i = I_{di}; \\ W_i = W_{0i} \end{cases} \quad (3.52)$$

позволяет найти информативные параметры из калибровочной характеристики тока I_{si} структуры

$$I_{si} = I_i[1 - W_0(1 - I_s/I_i)]. \quad (3.53)$$

Алгоритмы оптимизации параметров $\{W_0, I_s\}$ соответствуют для прямых измерений I_{si} формулам (3.47) и (3.50), а для косвенных – (3.37) и (3.39), которые несложно выводятся из соотношений (3.18) и (3.20) после подстановки значений соответственно $I_i = I_{si}/(1 - W_{0i})$ или $W_{0i} = 1 - I_{si}/I_i$ в систему уравнений

$$\begin{cases} W_0 = \frac{I_{i+1}W_{0i+1} - I_iW_{0i}}{I_{i+1} - I_i}; \\ I_s = \frac{W_{0i+1} - W_{0i}}{W_{0i+1}/I_i - W_{0i}/I_{i+1}}. \end{cases} \quad (3.54)$$

Для измерения влажности применяют модель $\{1, 1\}$ с двумя информативными параметрами $\{W_0, I_s\}$, найденными при калибровке характеристики I_{si} (3.53) на двух образцах с известной влажностью W_{0i} , W_{0i+1} границ адаптивного диапазона. При этом правомерны прямые измерения полного тока I_i и при калибровке характеристики (3.53) и при определении влажности W_{0j} по тождественной модели $\{1, 1\}$ равенства (3.51)

$$W_{0j} = W_0(1 - I_s/I_j).$$

Комбинированный способ приближается к калибровке с кодом $\{1, 1\}$ и отличается лишь оптимизацией информативных параметров по зависимости (3.53), что привносит дополнительные методические и инструментальные погрешности.

Сопоставительный анализ способов калибровки характеристики токов структуры показывает:

1. Методы определения влажности развиваются от косвенных и прямых измерений токов структуры к комплексным измерениям через полный ток.
2. Повышается эффективность способов калибровки за счёт сокращения числа аппроксимируемых характеристик: от полных и структурных токов по множеству неопределённых мер до калибровки по двум образцам с известной влажностью на границах адаптивного диапазона.
3. Совершенствуется технологичность проектирования метрологических средств благодаря выявленным закономерностям калибровки, регламентирующим тождественность измеряемых и действительных значений образцовых мер.
4. Закономерности калибровки замещают математические модели с кодом $\{1, 0\}$ на тождественные – с информативными параметрами $\{W_0, I_s\} = \{1, 1\}$, поэтому эвристическая аппроксимация с субъективной оценкой по итерационному алгоритму заменяется объективной идентификацией по априори оптимальным алгоритмам калибровки информативных параметров по образцам с нормированными мерами.

3.2.3. КАЛИБРОВКА ПО НОРМИРОВАННОЙ ВЛАЖНОСТИ

Калибровка по нормированной влажности (табл. 3.3) компенсирует нелинейность характеристики $W_0(I)$ при фиксированном значении параметра $I_0 = \text{const}$, не равном току I_s структуры. При этом математическая модель $\{1, 1\}$ с двумя информативными параметрами $\{W_0, I_s\}$ вырождается в модель $\{0, 1\}$:

$$W_i(I_i, I_0, W_{i0}) = W_{i0}(1 - I_0/I_i), \quad (3.55)$$

предполагающую калибровку функции нормированной влажности W_0 , учитывающей неопределённость параметра I_0 .

Нелинейность η_w функции $W_{j0}(I_j)$ следует из закономерностей калибровки, требующей тождественность измеряемых I_j и нормируемых I_{di} величин токов $I_j = I_{di}$ образцов с контролируемой W_j и известной W_{0j} влажностью $W_j = W_{0j}$, представленных системой уравнений моделей $\{0, 1\}$ (3.55) и $\{1, 1\}$:

3.3. Модель калибровки $\{W_{j0}, I_0\} = \{0, 1\}$

	1. Низкая влажность	2. Высокая влажность	3. $\{0, 1\}/\{1, 1\}$
а) Характеристики			
б) Модели влажности	$W_j(I_j, W_{j0}, I_0) = W_{j0}(1 - I_0/I_j)$ $I_i < I_j < I_{i+1} < I_0$	$W_j(I_j, W_{j0}, I_0) = W_{j0}(1 - I_0/I_j)$ $I_0 < I_i < I_j < I_{i+1}$	$W_j(I_j, W_0, I_s) = W_0(1 - I_s/I_j) = W_{j0}(1 - I_0/I_j)$
в) Калибровка	$W_{j0}(I_j, I_s, W_0) = W_0 \frac{I_j - I_s}{ I_j - I_0 }$	$W_{j0}(I_j, I_s, W_0) = W_0 \frac{I_j - I_s}{I_j - I_0}$	$W_{j0}(I_j, I_s, W_0) = W_0 \frac{I_j - I_s}{ I_j - I_0 }$
г) Алгоритмы оптимизации	$I_s(I_j, W_{j0}, I_0)$ $i = 1, 2$ $W_0(I_j, W_{j0}, I_0)$	$I_s(I_j, W_{j0}, W_j)$ $W_0(I_j, W_{j0}, W_j)$	$I_s(I_j, I_0, W_{j0})$ $i = 1, 2$ $W_0(I_j, I_0, W_{j0})$

$$\begin{cases} W_j(I_j, I_0, W_{j0}) = W_{j0}(1 - I_0/I_j); \\ W_{0i}(I_{di}, I_s, W_0) = W_0(1 - I_s/I_{di}). \end{cases} \quad (3.56)$$

С учётом тождественности токов и влажности находим равенство

$$W_{j0}(1 - I_0/I_j) = W_0(1 - I_s/I_j),$$

из которого получают калибровочную характеристику

$$W_{j0}(I_j, I_s, W_0) = W_0 \eta_w \quad (3.57)$$

с искомой нелинейностью

$$\eta_w = \frac{I_j - I_s}{I_j - I_0}. \quad (3.58)$$

Функция (3.58) компенсирует неопределённость параметра I_0 за счет нелинейного нормирования характеристики (3.57).

Тождественность $W_{j0} = W_0$ отражает линейность преобразования характеристики (3.57) при равенстве единице выражения (3.58), из которого следует

$$I_j - I_0 = I_i - I_s,$$

а после сокращения подобных членов – условие эквивалентности

$$I_0 = I_s, \quad (3.59)$$

исключающее неопределённость.

Анализ нелинейности (3.58) показывает, что только при условии эквивалентности (3.59) модель (3.55) с калибровочной характеристикой (3.57), компенсирующей неопределённость параметра I_0 в адресном пространстве $\{0, 1\} = \{W_0, I_0\}$, трансформируется в модель с двумя информативными параметрами $\{W_0, I_s\}$ с кодом $\{1, 1\}$.

Калибровочная характеристика (3.57) оптимизируется к линейной функции при расчёте двух информативных параметров $\{W_0, I_s\}$ для заданного коэффициента I_0 и измеряемого тока I_i, I_{i+1} в адаптивном диапазоне на образцах с известной влажностью W_0, W_{0+1} на его границах. Алгоритмы расчёта информативных параметров находят при решении системы из двух уравнений, организованных из характеристики (3.57) для калибровки по i -му и $(i+1)$ -му образцам:

$$\begin{cases} W_{i0} = W_0 \frac{I_i - I_s}{I_i - I_0}; \\ W_{i+1,0} = W_0 \frac{I_{i+1} - I_s}{I_{i+1} - I_0}. \end{cases} \quad (3.60)$$

Поделим одно уравнение системы (3.60) на другое для поиска параметра тока I_s и приведём к виду

$$W_{i0}(I_i - I_0)(I_{i+1} - I_s) = W_{i+1,0}(I_{i+1} - I_0)(I_i - I_s).$$

Суммируем подобные члены

$$I_s[W_{i+1,0}(I_{i+1} - I_0) - W_{i0}(I_i - I_0)] = W_{i+1,0}(I_{i+1} - I_0)I_i - W_{i0}(I_i - I_0)I_{i+1}$$

и после деления правой части уравнения на левую получим алгоритм вычисления информативного параметра I_s – минимального тока структуры

$$I_s = \frac{W_{i+1,0}(I_{i+1} - I_0)I_i - W_{i0}(I_i - I_0)I_{i+1}}{W_{i+1,0}(I_{i+1} - I_0) - W_{i0}(I_i - I_0)}. \quad (3.61)$$

Учитывая выражение (3.55), алгоритм (3.61) преобразуется к калибровке по известной влажности W_{0i}, W_{0i+1} образцов границ адаптивного диапазона:

$$I_s = \frac{W_{0i+1} - W_{0i}}{W_{0i+1}/I_i - W_{0i+1}/I_{i+1}}. \quad (3.62)$$

Алгоритм расчёта параметра W_0 найдём из решения системы уравнений токов:

$$\begin{cases} I_i = I_s / (1 - W_{0i}/W_0); \\ I_{i+1} = I_s / (1 - W_{0,i+1}/W_0), \end{cases} \quad (3.63)$$

полученной из системы (3.60) с учётом модели (3.55) и тождества калибровки $W_i = W_{0i}$. Приравниваем уравнения системы (3.63) относительно тока I_s структуры

$$I_i(1 - W_{0i}/W_0) = I_{i+1}(1 - W_{0,i+1}/W_0),$$

объединяем подобные члены

$$(I_{i+1}W_{0,i+1} - I_iW_{0i})/W_0 = I_{i+1} - I_i$$

и после преобразования выразим алгоритм расчёта параметра W_0 через нормированные значения образцов:

$$W_0 = \frac{I_{i+1}W_{0,i+1} - I_iW_{0i}}{I_{i+1} - I_i}. \quad (3.64)$$

Алгоритм (3.64) тождественен эквиваленту по модели $\{1, 1\}$, а для аппроксимации желаемой функции по калибровочной характеристике (3.57) модели $\{0, 1\} = \{W_0, I_0\}$ учтём тождество $W_{0i} = W_i$ и выражение (3.55):

$$W_0 = \frac{I_{i+1}W_{i+1,0}(1 - I_0/I_{i+1}) - I_iW_{i0}(1 - I_0/I_i)}{I_{i+1} - I_i}.$$

После перемножения находим алгоритм расчёта информативного параметра W_0 – нормируемого максимума влаги:

$$W_0 = \frac{W_{i+1,0}(I_{i+1} - I_0) - W_{i0}(I_i - I_0)}{I_{i+1} - I_i}. \quad (3.65)$$

Алгоритмы (3.61) и (3.65) показывают, что:

- аппроксимация желаемой функции по модели $\{0, 1\}$ сводится к калибровке характеристики (3.57) при оптимизации параметров $\{W_0, I_s\}$ по комплексу физических величин $\{I_s, W_0, I_0\}$ для i -х образцов границ адаптивного диапазона;
- функция (3.58) отражает нелинейность характеристики нормируемого максимума влажности W_0 , компенсирующую неопределённость постоянной $I_0 \neq I_s$ и регламентирующую линейность калибровки для оптимальных значений $\{W_0, I_0\}$, тождественных информативным параметрам $\{W_0, I_s\}$;
- нелинейность характеристики (3.58) возрастает пропорционально увеличению значения постоянной I_0 , что повышает чувствительность калибровки (3.57);
- калибровочная характеристика (3.57) – разрывная функция, которая стремится к бесконечности при обнулении знаменателя нелинейности (3.58) для тождественных токов $I_i = I_0$ и соответствует инверсным обратным функциям в отрицательной и положительной области нормируемого максимума W_0 ;
- характеристика (3.57) нормируемой влажности равна нулю при тождественности токов $I_i = I_s$ в числителе нелинейности (3.58), что соответствует минимальному току структуры образца сухой древесины при нулевой влажности;
- калибровка по нормированной влажности модели $\{0, 1\} = \{W_0, I_0\}$, в отличие от моделирования с кодом $\{1, 0\} = \{1, I_{si}\}$, значительно сложнее из-за инверсных характеристик разрывной функции в отрицательной и положительной областях ненормированного диапазона $|\overline{0, \infty}| = W_0$. Калибровка по характеристике тока структуры модели $\{1, 0\}$ более предпочтительна модели $\{0, 1\}$ из-за подобия функций предельного I_i и структурного I_{si} токов, изменяющихся в относительных координатах влажности унитарного диапазона $\overline{\{0, 1\}} = W_0$ образцов с известными характеристиками. Метрологическая и технологическая эффективность снижается при аппроксимации по модели $\{0, 1\}$ из-за неявной оценки информативных параметров $\{W_0, I_s\}$ по алгоритмам их оптимизации относительно известных мер образцов границ адаптивного диапазона.

3.2.4. КАЛИБРОВКА ПО ЗАВИСИМЫМ ХАРАКТЕРИСТИКАМ

Калибровка по зависимым характеристикам (табл. 3.4) максимума влажности W_0 и минимума тока I_{is} организуется по математической модели $\{0, 0\} = \{W_0, I_{is}\}$:

$$W_i = W_0(1 - I_{is}/I_i), \quad (3.66)$$

сформированной из модели $\{1, 1\}$ с информативными параметрами $\{W_0, I_s\}$

$$W_{0i} = W_0(1 - I_s/I_{di}) \quad (3.67)$$

при неопределённом их значении. Сложность аппроксимации желаемой функции зависимостью (3.66) обусловлена калибровкой по двум зависимым характеристикам W_0 и I_{is} с общим решением, выявляемым итерационным анализом методом последовательного приближения.

Вспомогательные калибровочные характеристики моделируют из совместного решения уравнений (3.66) и (3.67) для закономерных тождественных значений влажности $W_i = W_{0i}$ и токов $I_i = I_{di}$ образцов с известными характеристиками i и $(i + 1)$ -й границ адаптивного диапазона:

$$\begin{cases} D_W = W_{0i+1} - W_{0i}; \\ D_I = I_{i+1} - I_i. \end{cases} \quad (3.68)$$

3.4. Модель калибровки $\{0, 0\} = \{W_0, I_s\}$

	1. I_i	2. W_0	3. I_{is}
а) Характеристики			
б) Модели	$W_j(I_j, W_{j0}, I_{js})$ $W_{j0}(1 - I_{js}/I_j)$	$W_0(I_i, I_{is}, W_0, I_s)$ $W_0 \frac{I_i - I_s}{I_i - I_{is}}$	$I_{is}(W_i, W_0, W_0, I_s)$ $I_s \frac{1 - W_i/W_0}{1 - W_i/W_0}$
в) Аппроксимация	$W_{j0} = W_0 \frac{I_j - I_s}{I_j - I_{js}}$ $I_{js} = I_s \frac{1 - W_j/W_{j0}}{1 - W_j/W_0}$	$I_{is}(I_i, W_0, W_0, I_s)$ $I_i - \frac{W_0}{W_0} (I_i - I_s)$	$W_0(W_i, W_{is}, W_0, I_s)$ $\frac{W_i}{1 - I_{is} \left(1 - \frac{W_i}{W_{is}}\right) / I_s}$
г) Параметры	$W_0(I_i, W_0, I_{is})$ $i = \overline{1, n}$ $I_s(I_i, W_0, I_{is})$	$W_0(I_i, W_0, I_{is})$ $i = \overline{1, n}$ $I_s(I_i, W_0, I_{is})$	$W_0(I_i, W_0, I_{is})$ $i = \overline{1, n}$ $I_s(I_i, W_0, I_{is})$

Тождественность влажностей $W_i = W_{0i}$ из моделей (3.66) и (3.67) реализует характеристику нормируемой влажности W_0 :

$$W_0 = W_0 \frac{I_i - I_s}{I_i - I_{is}}, \quad (3.69)$$

а тождественность токов $I_i = I_{0i}$ приводит к синтезу характеристики минимума структурного тока I_{is} :

$$I_{is} = I_s \frac{1 - W_{0i}/W_0}{1 - W_{0i}/W_0}. \quad (3.70)$$

Анализ выражений (3.69) и (3.70) показывает взаимозависимость дополнительных калибровочных характеристик W_0 и I_{is} и их связь с информативными параметрами $\{W_0, I_s\}$ и нормированными величинами $\{W_{0i}, I_i\}$. Общее решение уравнений (3.69), (3.70) находят итерационным анализом, а алгоритмы параметрической оптимизации $\{W_0, I_s\}$ выводят из калибровки характеристик (3.69) и (3.70) по i и $(i+1)$ -м образцам верхней и нижней границ адаптивного диапазона D_W и D_I .

Алгоритм расчёта параметра I_s следует из решения системы уравнений (3.69) для i и $(i+1)$ -х измерений на образцах границ диапазона:

$$\begin{cases} W_0 = W_0 \frac{I_i - I_s}{I_i - I_{is}}; \\ W_{i+1,0} = W_0 \frac{I_{i+1} - I_s}{I_{i+1} - I_{i+1,s}}. \end{cases} \quad (3.71)$$

Поделим одно уравнение системы (3.71) на второе и сгруппируем подобные члены:

$$W_{i+1,0}(I_{i+1} - I_{i+1,s})(I_i - I_s) = W_{i0}(I_i - I_{is})(I_{i+1} - I_s).$$

Разделим между собой переменные относительно параметра I_s :

$$I_s [W_{i+1,0}(I_{i+1} - I_{i+1,s}) - W_{i0}(I_i - I_{is})] = W_{i+1,0}(I_{i+1} - I_{i+1,s})I_i - W_{i0}(I_i - I_{is})I_{i+1}$$

и выразим алгоритм расчёта информативного параметра минимума тока структуры:

$$I_s = \frac{W_{i+1,0}(I_{i+1} - I_{i+1,s})I_i - W_{i0}(I_i - I_{is})I_{i+1}}{W_{i+1,0}(I_{i+1} - I_{i+1,s}) - W_{i0}(I_i - I_{is})}. \quad (3.72)$$

Алгоритм (3.72) показывает зависимость тока I_s структуры от полного тока I_i и значений характеристик W_{i0} , I_{is} для i и $(i+1)$ -х границ диапазонов $\{D_W, D_I\}$, т.е. $I_s\{I_b, W_{i0}, I_{is}\}$, и лишь в неявной форме параметр I_s зависит от известных значений W_{0b} , W_{0i+1} влажности образцов.

Учитывая зависимость (3.66) и тождественность влажностей $W_i = W_{0b}$, несложно преобразовать алгоритм (3.72) к стандартному виду калибровки по модели $\{1, 1\}$:

$$I_s = \frac{W_{0i+1} - W_{0i}}{W_{0i+1}/I_i - W_{0i}/I_{i+1}}, \quad (3.73)$$

так как выразив в числителе и знаменателе (3.72) подобные члены I_b , I_{i+1} , после их сокращения получаем зависимость

$$I_s = \frac{W_{i+1,0}(1 - I_{i+1,s}/I_{i+1}) - W_{i0}(1 - I_{is}/I_i)}{W_{i+1,0}(1 - I_{i+1,s}/I_{i+1})/I_i - W_{i0}(1 - I_{is}/I_i)/I_{i+1}},$$

которая преобразуется к выражению (3.73).

Калибровочная зависимость (3.70) удобна для вывода алгоритма оптимизации W_0 из системы уравнений для i и $(i+1)$ -х измерений на образцах границ диапазона:

$$\begin{cases} I_{is} = I_s \frac{1 - W_{0i}/W_{i0}}{1 - W_{0i}/W_0}; \\ I_{i+1,s} = I_s \frac{1 - W_{0i+1}/W_{i+1,0}}{1 - W_{0i+1}/W_0}. \end{cases} \quad (3.74)$$

С учётом модели (3.66) систему (3.74) можно представить (после подстановки I_s из одного уравнения в другое) в виде выражения

$$(W_{0i+1}I_{i+1} - W_{0i}I_i)/W_0 = I_{i+1} - I_i,$$

из которого следует алгоритм расчёта параметра W_0 для калибровки по модели $\{1, 1\}$ относительно нормированных значений $\{I_b, W_{0i}\}$ и $\{I_{i+1}, W_{0i+1}\}$. Используя закономерность тождественности $W_i = W_{0i}$ и модель (3.66), получаем зависимость

$$W_0 = \frac{I_{i+1}W_{i+1,0}(1 - I_{i+1,s}/I_{i+1}) - I_iW_{i0}(1 - I_{is}/I_i)}{I_{i+1} - I_i}.$$

Перемножая в числителе выражения в скобках на соответствующие токи I_b , I_{i+1} , находим алгоритм оптимизации нормированного максимума влажности W_0 для калибровочных характеристик (3.69) и (3.70) математической модели (3.66) с кодом $\{0, 0\} = \{W_{i0}, I_{is}\}$:

$$W_0 = \frac{W_{i+1,0}(I_{i+1} - I_{i+1,s}) - W_{i0}(I_i - I_{is})}{I_{i+1} - I_i}. \quad (3.75)$$

Из алгоритма (3.75) очевидна неявная зависимость информативного параметра W_0 от известных норм $\{W_{0b}, W_{0i+1}\}$ образцов. Искомый параметр W_0 является функцией от зависимых характеристик $\{W_{i0}, I_{is}\}$ и полного тока I_i образцов для i и $(i+1)$ -х границ диапазонов $\{D_W, D_I\}$.

Анализ аппроксимации желаемой функции по модели $\{0, 0\} = \{W_{i0}, I_{is}\}$ показывает:

– сложность процедуры калибровки из-за использования трёх взаимозависимых характеристик $W_i(I_b, W_{i0}, W_{is})$, $W_{i0}(I_b, I_{is})$ и $I_{is}(W_{0b}, W_{i0})$ в отличие от двух и одной по моделям с кодами $\{0, 1\} = \{W_{i0}, I_{i0}\}$, $\{1, 0\} = \{W_{0i}, I_{si}\}$ и $\{1, 1\} = \{W_{0i}, I_{si}\}$;

– неявную связь информативных параметров $\{W_0, I_s\}$ от нормированных значений образцов $\{W_{0b}, W_{0i+1}\}$ для i и $(i+1)$ -х границ диапазонов $\{D_W, D_I\}$ при их регламентации от взаимозависимых значений характеристик $\{W_{0b}, I_{is}\}$;

– низкую метрологическую и технологическую эффективность аналитического контроля из-за иррациональных аппроксимаций по итерационным алгоритмам последовательного приближения субъективных мер измерения.

3.3. ОПТИМИЗАЦИЯ МОДЕЛЕЙ КАЛИБРОВКИ

Оценить математические модели можно из сопоставления их оптимальных выражений, предельных образов характеристик и значений их параметров [3, 8, 12].

3.3.1. МОДЕЛЬ {1, 0}

Модель {1, 0} с фиксированной константой $W_0 = 1$ и функцией тока I_{si} структуры, компенсирующей неопределённость единичной нормы W_0 :

$$W_i = (1 - I_{si}/I_i) \quad (3.76)$$

организуют из модели с кодом {1, 1} с двумя информативными параметрами $\{W_0, I_s\}$:

$$W_{0i} = W_0(1 - I_s/I_{di}). \quad (3.77)$$

Закономерности калибровки регламентируют тождественность эквивалентам $\{W_{0i}, I_{di}\}$ измеряемых величин $\{W_i, I_i\}$, что преобразует модели (3.76) и (3.77) к системе уравнений

$$\begin{cases} I_i = I_{si}/(1 - W_i); \\ I_i = I_s/(1 - W_i/W_0). \end{cases} \quad (3.78)$$

Поделим первое уравнение системы (3.78) на второе и выразим калибровочную функцию тока I_{si} структуры

$$I_{si} = I_s \eta_w \quad (3.79)$$

через нелинейность η_w , компенсирующую неопределённость единичной нормы $W_0 = 1$ в виде отношения исследуемого $D = 1 - W_i$ и нормируемого $D_0 = 1 - W_i/W_0$ диапазонов:

$$\eta_w = \frac{1 - W_i}{1 - W_i/W_0}. \quad (3.80)$$

Качественная оценка функции (3.79) показывает её линейность $I_{si} = I_s$ при единичном значении нелинейности $\eta_w = 1$. Докажем это количественно, приравняв нулю производную $d\eta_w/dW_i = 0$:

$$\frac{d}{dW_i} \left(\frac{1 - W_i}{1 - W_i/W_0} \right) = \frac{1 - W_i}{(1 - W_i/W_0)^2} \frac{1}{W_0} - \frac{1}{1 - W_i/W_0} = 0.$$

Вынесем подобные члены за скобку

$$\frac{1}{1 - W_i/W_0} \left(\frac{1 - W_i}{1 - W_i/W_0} \frac{1}{W_0} - 1 \right) = 0 \quad (3.81)$$

и с учётом формулы (3.80) нелинейности η_w запишем равенство

$$\eta_w/W_0 - 1 = 0,$$

следующее из соотношения (3.81). Это соответствует тождеству

$$\eta_w = W_0 = 1 \quad (3.82)$$

качественной оценки функции (3.79) после подстановки в (3.81) выражения (3.80):

$$1 - W_i = W_0 - W. \quad (3.83)$$

Для условия (3.81) формула (3.80) тождественна единице, так как

$$\eta_w(W_0 = 1) = \frac{1 - W_i}{1 - W_i/1} = 1,$$

при этом функция I_{si} (3.79) стремится к информативному параметру

$$I_{si} = I_s \quad (3.84)$$

соответствующему минимальному значению тока I_s структуры.

Тождество (3.84) отражает предельное значение функции I_{si} при обнулении производной нелинейности (3.80), когда выполняется тождество (3.82) согласно алгоритму

$$\lim_{W_0 \rightarrow 0} I_{si} = I_s \frac{1 - W_i}{1 - W_i} = I_s. \quad (3.85)$$

Из анализа нелинейности (3.80) предела (3.85) функции (3.79) следует, что математическая модель $\{1, 0\} = \{W_0, I_{si}\}$ формулы (3.76) стремится к образу модели $\{1, 1\}$ с информативными параметрами $\{W_0, I_s\}$ за счёт исключения нелинейности по алгоритму минимизации (3.85) предела функции калибровки.

Следовательно, оптимальными значениями неопределённой постоянной и компенсирующей её функции $\{W_0, I_{si}\} = \{1, 0\}$ служат информативные параметры $\{W_0, I_s\} = \text{opt}\{W_0, I_{si}\}$, преобразующие модель (3.76) со сложной калибровочной функцией I_{si} к оптимальной математической модели (3.77) с кодом $\{1, 1\}$, программно управляемым в адаптивном диапазоне по образцам с известными значениями, нормируемыми на его границах.

3.3.2. МОДЕЛЬ $\{0, 1\}$

Модель $\{0, 1\}$ с произвольной постоянной I_0 и функцией нормированной влажности W_0 , компенсирующей неопределённость константы, имеет вид

$$W_i = W_{i0}(1 - I_0/I_i). \quad (3.86)$$

Формула (3.86) следует из модели $\{1, 1\}$ с информативными параметрами $\{W_0, I_s\}$:

$$W_{0i} = W_0(1 - I_s/I_{di}) \quad (3.87)$$

при замене минимального тока I_s структуры на произвольную константу I_0 , а максимальная влажность W_0 трансформируется в калибровочную функцию W_0 .

Сопоставим математические модели (3.86) и (3.87) по их нелинейности η_I при условии тождественности измеряемых $\{W_i, I_i\}$ и нормируемых $\{W_{0i}, I_{di}\}$ значений в процессе решения системы уравнений

$$\begin{cases} W_i = W_{i0}(1 - I_0/I_i); \\ W_i = W_0(1 - I_s/I_i). \end{cases} \quad (3.88)$$

Находим функцию калибровки W_{0i} , приравнявая уравнения системы (3.88)

$$W_{i0} = W_0 \eta_I, \quad (3.89)$$

с учётом нелинейности η_I , компенсирующей неопределённость постоянной I_0 по зависимости:

$$\eta_I = \frac{I_i - I_s}{I_i - I_0}. \quad (3.90)$$

Качественная оценка выражения (3.89) показывает предельное значение информативного параметра W_0 калибровочной функции W_0 при единичном значении нелинейности $\eta_I = 1$. Количественную оценку находят оптимизацией соотношения (3.90), приравнявая нулю его производную:

$$\frac{d\eta_I}{dI_i} = \frac{d}{dI_i} \left(\frac{I_i - I_s}{I_i - I_0} \right) = 0. \quad (3.91)$$

Дифференцируя нелинейность η_I по току I_i находим:

$$\frac{1}{I_i - I_0} + \frac{I_i - I_s}{(I_i - I_0)^2} (-1) = \frac{1}{I_i - I_0} \left(1 - \frac{I_i - I_s}{I_i - I_0} \right) = 0,$$

а с учётом выражения (3.90) определяем оптимальное тождество

$$\eta_I = 1. \quad (3.92)$$

Из линейности (3.92) зависимость (3.90) преобразуется в уравнение

$$I_i - I_0 = I_i - I_s,$$

которое показывает оптимальное значение константы I_0 , эквивалентное информативному параметру минимального тока I_s структуры:

$$\text{opt}(I_0) = I_s. \quad (3.93)$$

Тождества (3.92) и (3.93) требуют стабилизации функции W_0 к оптимальному значению информативного параметра W_0 максимума нормированной влажности. Информативные параметры $\{W_0, I_s\}$ как предельные значения $\text{opt}\{W_0, I_0\}$ преобразуют модель (3.86) с кодом $\{0, 1\}$ к оптимальной математической модели (3.87) с кодом $\{1, 1\}$.

Следовательно, предельным образом модели $\{0, 1\}$ с произвольной постоянной I_0 и функцией нормированной влажности W_0 , компенсирующей неопределённость константы, является оптимальная математическая модель $\{1, 1\}$ с оптимальными информативными параметрами $\{W_0, I_s\}$. Информативными параметрами программно управляют по алгоритмам оптимизации в адаптивном диапазоне образцами с известными значениями влажности, нормируемыми на его границах.

Оценка нелинейности моделей {1, 0} и {0, 1} с фиксируемой произвольной константой и компенсирующая её неопределённость функцией показывают их стремление к оптимальному образу модели {1, 1} с программно управляемыми по образцам информативными параметрами. Следующим шагом по вектору сложности логичным является оценка модели {0, 0} с двумя варьируемыми функциями $\{W_{i0}, I_{is}\}$.

3.3.3. МОДЕЛЬ {0, 0}

Модель $\{0, 0\} = \{W_{i0}, I_{is}\}$ с зависимыми калибровочными характеристиками максимальной влажности W_{i0} и минимальным током I_{is} структуры

$$W_i = W_{i0}(1 - I_{is}/I_i) \quad (3.94)$$

формируется из модели {1, 1} с информативными параметрами $\{W_0, I_s\}$:

$$W_{0i} = W_0(1 - I_s/I_{di}) \quad (3.95)$$

при их неопределённости. Исследование влажности W_i по модели (3.94) усложняется алгоритмом аппроксимации желаемой функции по трём зависимым между собой калибровочным характеристикам $I_i(W_b, W_{i0}, I_{is})$, $I_{is}(I_b, W_{i0}, W_i)$ и $W_{i0}(I_b, I_{is}, W_i)$, варьируемым по субъективным законам.

Для сопоставления моделей {0, 0} и {1, 1} определим калибровочные характеристики W_{i0} и I_{is} из совместного решения выражений (3.94) и (3.95) при условии тождественности измеряемых $\{W_b, I_j\}$ и нормируемых $\{W_{0b}, I_{di}\}$ значений. Тождественность значений влажности $W_i = W_{i0}$ приводит к системе уравнений

$$\begin{cases} W_i = W_{i0}(1 - I_{is}/I_i); \\ W_i = W_0(1 - I_s/I_i), \end{cases} \quad (3.96)$$

позволяющей найти образ калибровочной характеристики нормировки W_{i0} :

$$W_{i0} = W_0 \eta_I, \quad (3.97)$$

с нелинейностью

$$\eta_I = \frac{I_i - I_s}{I_i - I_{is}}. \quad (3.98)$$

Нелинейность зависимости (3.98) в отличие от выражения (3.90) усугубляется неопределённостью множества параметров I_0 , связанных калибровочной характеристикой I_{is} :

$$I_{is} = I_i[1 - W_0(1 - I_s/I_i)/W_{i0}], \quad (3.99)$$

что следует из решения уравнений (3.97) и (3.98), так как

$$W_{i0}(I_i - I_{is}) = W_0(I_i - I_s).$$

Тождественность значений токов $I_i = I_{di}$ преобразует модели (3.94) и (3.95) к системе уравнений:

$$\begin{cases} I_i = I_{is}/(1 - W_i/W_{i0}); \\ I_i = I_s/(1 - W_i/W_0) \end{cases} \quad (3.100)$$

для получения калибровочной характеристики I_{is} минимального тока структуры

$$I_{is} = I_s \eta_w, \quad (3.101)$$

определяемой нелинейностью

$$\eta_w = \frac{1 - W_i/W_{i0}}{1 - W_i/W_0}. \quad (3.102)$$

Зависимость (3.102) по сравнению с соотношением (3.80) более нелинейна из-за неопределённости комплекса значений W_0 , формирующих калибровочную зависимость

$$1/W_{i0} = [1 - I_{is}(1 - W_i/W_0)/I_s]/W_i, \quad (3.103)$$

являющуюся решением системы уравнений (3.101) и (3.102) относительно W_{i0} .

Зависимости (3.99) и (3.103) служат для анализа правильности синтеза калибровок (3.97), (3.101) и оптимальных решений линеаризации нелинейностей (3.98), (3.102).

Анализируют соответствие калибровочной характеристики (3.97) модели {0, 0}, подстановкой формулы (3.99) в выражение (3.94):

$$W_i = W_{i0} \left\{ 1 - \frac{I_i}{I_i} [1 - W_0(1 - I_s/I_i)/W_{i0}] \right\}.$$

После сокращения подобных членов: единиц, предельных токов I_i и нормируемых влажностей W_{i0} – получаем тождественность преобразования модели {0, 0} в эквивалентную модель {1, 1}:

$$W_i = W_0(1 - I_s/I_i). \quad (3.104)$$

Тождественность исследуемого решения (3.104) эквиваленту (3.95) подтверждает правильность синтеза калибровочной характеристики (3.97).

Аналогичные рассуждения справедливы при подстановке зависимости (3.103) в первое уравнение системы (3.100):

$$I_i = I_{is} / \{1 - [1 - I_{is}(1 - W_i/W_0)]/I_s\}$$

с получением тождественности исследуемого решения эквиваленту – второму уравнению системы (3.100), что подтверждает правильность синтеза характеристики (3.101).

Качественная оценка выражений (3.97) и (3.101) показывает, что предельными значениями характеристик $\{W_0, I_{is}\}$ служат информативные параметры $\{W_0, I_s\}$ при единичных значениях нелинейностей $\eta_I = \eta_w = 1$. Количественную оценку находят оптимизацией нелинейностей (3.98) и (3.102) при равенстве нулю их производных.

Определим оптимум нелинейности (3.98) по току:

$$\frac{d\eta_I}{dI_i} = \frac{d}{dI_i} \left(\frac{I_i - I_s}{I_i - I_{is}} \right) = 0. \quad (3.105)$$

Производная выражения (3.105) имеет вид:

$$\frac{1}{I_i - I_{is}} - \frac{I_i - I_s}{(I_i - I_{is})^2} [1 - \partial I_{is} / \partial I_i] = \frac{1}{I_i - I_{is}} \left[1 - \frac{I_i - I_s}{I_i - I_{is}} (1 - \partial I_{is} / \partial I_i) \right]$$

или с учётом (3.98) находим, что

$$1 - \eta_I (1 - \partial I_{is} / \partial I_i) = 0. \quad (3.106)$$

Определим частную производную из равенства (3.99), приведя его к удобному для дифференцирования образу:

$$\frac{\partial I_{is}}{\partial I_i} = \frac{\partial}{\partial I_i} [I_i(1 - W_0/W_{i0}) + W_0 I_s / W_{i0}] = 1 - W_0/W_{i0}. \quad (3.107)$$

Подставляя выражение (3.107) в уравнение (3.106), получим соотношение

$$1 - \eta_I [1 - (1 - W_0/W_{i0})] = 0,$$

из которого следует оптимальное единичное значение предельного выражения нелинейности по току:

$$\text{opt } \eta_I = 1. \quad (3.108)$$

Это решение справедливо для равенства (3.106) при нулевом значении частной производной (3.107), а также из соотношения (3.98) при подстановке предельного значения характеристики тока:

$$\text{opt } I_{is} = I_s. \quad (3.109)$$

Оптимальные решения (3.108) и (3.109) требуют стабилизации функции (3.97) W_0 к оптимальному значению информативного параметра W_0 – оптимального максимума нормы влажности. Информативные параметры $\{W_0, I_s\}$ как пределы характеристик $\{W_0, I_{is}\}$ преобразуют модель (3.94) с кодом $\{0, 0\}$ к оптимальной математической модели (3.95) с кодом $\{1, 1\}$.

По аналогии вычислим оптимум $\text{opt } \eta_w$ нелинейности (3.102) по влажности:

$$\frac{d\eta_w}{dW_i} = \frac{d}{dW_i} \left(\frac{1 - W_i/W_{i0}}{1 - W_i/W_0} \right) = 0. \quad (3.110)$$

Дифференцируя нелинейность η_w , находим, что

$$\frac{1}{1 - W_i/W_0} \left[\frac{1 - W_i/W_{i0}}{1 - W_i/W_0} \frac{1}{W_0} - (1/W_{i0} + W_i \partial(1/W_{i0}) / \partial W_i) \right] = 0,$$

а с учётом выражения (3.102), получим уравнение

$$\eta_w / W_0 - 1/W_{i0} - W_i \partial(1/W_{i0}) / \partial W_i = 0. \quad (3.111)$$

Определим частную производную из выражения (3.103):

$$\frac{\partial(1/W_{i0})}{\partial W_i} = \frac{\partial}{\partial W_i} [1 - I_{is}(1 - W_i/W_0)] / W_i = (I_{is} / I_s W_0 - 1/W_{i0}) / W_i, \quad (3.112)$$

которое после подстановки в равенство (3.111) приводит его к виду:

$$\eta_w/W_0 - 1/W_{i0} - W_i(I_{is}/I_s W_0 - 1/W_{i0})/W_i = 0.$$

Сокращая подобные члены, находим оптимальное единичное значение предельного выражения нелинейности по влажности:

$$\text{opt } \eta_w = 1, \quad (3.113)$$

которое также следует из уравнения (3.111) при нулевом значении частной производной (3.112). Линейность оптимума (3.113) возможна при стремлении функции W_{i0} к пределу W_0 , что очевидно из анализа формулы (3.102). Единичный предел (3.113) нелинейности (3.102) определяет оптимум предельного выражения характеристики I_{is} по току (3.101):

$$\text{opt } I_{is} = I_s, \quad (3.114)$$

что преобразует модель (3.94) с кодом $\{0, 0\}$ к оптимальному выражению (3.95) с информативными параметрами $\{W_0, I_s\}$ адресного пространства $\{1, 1\}$.

Оценка нелинейностей модели $\{0, 0\}$ с зависимыми калибровочными характеристиками показывает её преобразование к оптимальному образу модели $\{1, 1\}$ с программно управляемыми по образцам информативными параметрами.

3.3.4. СОПОСТАВИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МОДЕЛЕЙ

Модель с кодом $\{1, 1\}$ адекватна физике аналитического контроля, в явном виде связывает определяемую влажность W_{0j} с измеряемым полным током I_j .

- Желаемую градуировочную характеристику модель $\{1, 1\}$ аппроксимирует с минимальной погрешностью при оптимизации двух информативных параметров W_0, I_s , нормирующих максимальную влажность и минимальный ток структуры адаптивного диапазона контроля.

- Оптимальные информативные параметры находят по алгоритмам расчёта нормированных значений при измерении полных токов I_i, I_{i+1} на образцах с известной влажностью W_{0i}, W_{0i+1} границ адаптивного диапазона.

- Повышают точность измерений в фиксированном диапазоне или находят оптимальный диапазон с заданной погрешностью при калибровке в процессе оптимизации информативных параметров $\{W_0, I_s\}$ за счёт программного управления образцами материалов.

- Определяет влажность исследуемого материала W_{0j} через измеряемый полный ток I_j по калибровочной характеристике с оптимальными параметрами $\{W_0, I_s\}$.

Модель с кодом $\{1, 0\}$ в неявном виде связывает определяемую влажность W_{0j} с измеряемым полным током I_j из-за отсутствия информативных параметров $\{W_0, I_s\}$, регламентирующих модель адекватно физике аналитического контроля.

- Характеристика тока I_{si} структуры нелинейно зависит от полного тока I_i образцов с известной влажностью W_{0i} для компенсации субъективного значения постоянной величины $W_0 = 1$.

- Аппроксимируют характеристику структурного тока I_{si} в процессе градуировки и коррекции, калибровки и идентификации методами итерационного анализа при последовательном приближении к действительному результату, методами счисления в конъюнктивной (НКФ) и дизъюнктивной (НДФ) формах, а также методами исчисления с операторами, выявленными структурной и параметрической оптимизацией.

- Перспективные методы калибровки развиваются от косвенных через прямые к комбинированным способам измерения структурного тока I_{si} образцов с известной влажностью W_{0i} и нормированным током I_i .

- Определение влажности по модели $\{1, 0\}$ приближает к аналитическому контролю по модели $\{1, 1\}$ за счёт тождественных закономерностей измеренных и нормированных величин образцов границ адаптивного диапазона.

Экспоненциальная модель является структурной оптимизацией операторов исчисления по среднеквадратической оценке с минимальной погрешностью аппроксимации нелинейности характеристики контроля влажности по предельному току $W_{0j}(I_{sj})$.

- Весовые коэффициенты a_i экспоненциального исчисления при параметрической оптимизации подобны информативным параметрам $\{W_0, I_s\}$ математической модели $\{1, 1\}$.

- Тождественная закономерность весовых коэффициентов и информативных параметров позволяет заменить субъективизм и неопределённость градуировки с эвристическим алгоритмом итерационного приближения на объективную оценку и достоверную идентификацию метода калибровки.

- Калибровка аппроксимирует экспоненциальную модель к желаемой градуировочной характеристике по алгоритмам оптимизации весовых коэффициентов к информативным параметрам адаптивного диапазона при программном управлении образцовыми мерами.

– Определяют влажность исследуемых материалов W_{0j} через полный ток I_j по модели $\{1, 0\}$ и рассчитанный структурный I_{sj} ток по калибровочной характеристике I_{si} экспоненциальной модели с оптимальными весовыми коэффициентами a_i для $i = 0, 1$.

Модель градуировки с постериорной вероятностью по субъективному критерию неопределённости аппроксимирует характеристику влажности $W(J)$ из-за отсутствия образцовых мер, корректирующих с регламентированной точностью весовые коэффициенты $a_i(W_i, I_i)$ для $i = 0, m-1$.

– Градуировочную характеристику строят при статистической обработке (например, методом наименьших квадратов) множества j -х ($j = \overline{1, n}$) измерений i -х величин W_i, I_i , выявляют доверительный интервал, который линеаризуют корректирующей зависимостью $I_{si}(I_i, W_i, a_i)$.

– Структура и весовые коэффициенты в неявном виде градуируют характеристику I_{si} тока I_{sj} структуры из-за вероятной статистической модели с неинформативными весовыми коэффициентами.

– Градуировочная характеристика из-за температурного, временного и параметрического дрейфа нестабильна даже в узком диапазоне коррекции за счёт неопределённости измерений по итерационному алгоритму с субъективным критерием оценки.

– Определяют влажность исследуемых материалов W_j через полный ток I_j по модели $\{1, 0\}$ и структурный ток I_{sj} градуировочной характеристики I_{si} в узком диапазоне с постериорной оценкой неточности контроля.

ВЫВОДЫ

Показано развитие информационной технологии проектирования эффективных метрологических средств аналитического контроля за счёт калибровки влажности по линейной математической модели в явном виде с информативными параметрами предельного тока структуры и нормированной влажности в адаптивном диапазоне и заданной точностью, регламентированными погрешностью образцовых мер границ диапазона. Вектор развития четырёх методов калибровки направлен от модели с зависимыми параметрами к оптимальному решению с двумя информативными параметрами тока структуры и нормированной влажности.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В процессе информационного анализа аналого-, время-, дискретно-импульсных полупроводниковых приборов и интегральных схем (ИС, СИС и БИС) систематизированы по упорядоченности линейные аналого-цифровые преобразования и методы их анализа и синтеза в информационную технологию проектирования адаптивной архитектуры интерфейсов ввода-вывода микропроцессорных средств с коммуникабельным математическим обеспечением и эффективными метрологическими средствами, согласованными с оптимальными аппаратными средствами и программным обеспечением.

Комплексная проблема техники преобразования сигнала методически дифференцирована по аксиомам линейности, тождественности и нормируемости. Это позволяет сложную проблему привести к решению типовых задач анализа и синтеза базисных структур неуправляемых ИС, управляемых СИС и программируемых БИС с рациональными методами их решения. Линейные преобразования достигнуты оригинальными решениями по эквивалентам за счёт оптимальных условий: избыточности коэффициента усиления, равновесия параметров моста и виртуального потенциала земли. Оптимальные закономерности линейного преобразования систематизированы в информационную технологию проектирования коммуникабельного математического обеспечения гибкой архитектуры интерфейсов микропроцессорных средств.

Информационная технология как целенаправленная последовательность оптимальных операций для достижения рациональных решений представлена методически с позиций теории, практики и мастерства с целью воспитания культуры оценки и создания инноваций. Развитие архитектуры линейных АИВВ от простого к сложному позволяет последовательно изучить оптимизационное моделирование математического обеспечения интегральных преобразователей, на практике закрепить навыки оценки нелинейности преобразования и творчески применять адаптивную калибровку эффективных метрологических средств при автоматизации биомедицинских технологий и аналитического контроля, электрооборудования и энергосбережения, конструирования радиоэлектронных и микропроцессорных средств.

Информационная технология базируется на информационной концепции творчества, утверждающей диалектическое развитие процессов познания от простой функции обучения к образованию через созидание к воспитанию гармонично развитой личности. Процессы познания интегрируются исторически последовательно в более сложную функцию за счет перехода количества в качество. Каждая функция характеризует соответствующую сферу человеческой деятельности. Обучение теоретическим знаниям – свойство науки, вырабатывающей и систематизирующей объективные законы о действительности. Теорию в практику реализует техника совокупностью средств производства и обслуживания непродовольственных потребностей общества. После накопления навыков для самодостаточного их развития интеграл научно-практических приемов формируется в мастерство, создающее

художественные образы искусства. Из мастерства рождаются нормы оценки эффективности сфер человеческой деятельности, которые воспитывают культуру общения в рамках духовной жизни людей. Неделимая совокупность научной и технической, художественной и духовной форм представляет объективное мировоззрение творческого коллектива и личности, дифференцируемое с методической точки зрения на сферы: наука и техника, искусство и культура.

Мировоззрение творчества с позиций информационной концепции отражает диалектическое развитие познания как неделимую последовательность интегральных функций обучения научным знаниям и образования технических навыков, созидания художественного мастерства и воспитания норм эффективности. Функции развивают процесс познания от простого к сложному из обучения и образования к созиданию и воспитанию при формировании мировоззрения, как неделимой совокупности сфер деятельности людей: науки и техники, искусства и культуры. Интегральные компоненты мировоззрения целесообразно классифицировать в адресном пространстве программирования: пространство – время – функция, – для проектирования согласованных дифференциальных компонент рациональными методами творчества. Интеграция процессов познания формирует творчество субъекта от теоретических знаний к практическим навыкам через художественное творчество к нормам культуры за счёт созидательных функций: знать и уметь, творить и ценить.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Фарзана, Н.Г. Технологические измерения и приборы / Н.Г. Фарзана, Л.В. Илясов, А.Ю. Азим-Заде. – М. : Высшая школа, 1989. – 456 с.
2. Советский энциклопедический словарь / гл. ред. А.М. Прохоров. – М. : Сов. энциклопедия, 1987. – 1600 с.
3. Глинкин, Е.И. Схемотехника микропроцессорных систем / Е.И. Глинкин. – Тамбов : Изд-во Тамб. гос. техн. ун-та, 1998. – 158 с.
4. Глинкин, Е.И. Схемотехника аналоговых интегральных схем / Е.И. Глинкин. – Тамбов : Изд-во Тамб. гос. техн. ун-та, 2000. – 120 с.
5. Глинкин, Е.И. Схемотехника БИС. Автоматические интерфейсы ввода-вывода / Е.И. Глинкин. – Тамбов : ТГТУ, 1997. – 72 с.
6. Герасимов, Б.И. Микропроцессорные аналитические приборы / Б.И. Герасимов, Е.И. Глинкин. – М. : Машиностроение, 1989. – 248 с.
7. Герасимов, Б.И. Микропроцессоры в приборостроении / Б.И. Герасимов, Е.И. Глинкин. – М. : Машиностроение, 2000. – 328 с.
8. Глинкин, Е.И. Схемотехника АЦП / Е.И. Глинкин. – Тамбов : Изд-во Тамб. гос. техн. ун-та, 2001. – 160 с.
9. Глинкин, Е.И. Схемотехника МИС / Е.И. Глинкин, М.Е. Глинкин. – Тамбов : Изд-во Тамб. гос. техн. ун-та, 1999. – 72 с.
10. Глинкин, Е.И. Технология творчества / Е.И. Глинкин, Б.И. Герасимов, К.Н. Шупило. – Тамбов : Изд-во Тамб. гос. техн. ун-та, 2003. – 80 с.
11. Глинкин, Е.И. Схемотехника микропроцессорных средств / Е.И. Глинкин, М.Е. Глинкин. – Тамбов : Изд-во Тамб. гос. техн. ун-та, 2005. – 148 с.
12. Пат. 2316761 РФ, кл. G 01 N 27/04. Способ определения влажности капиллярно-пористых материалов / А.А. Голощапов и др. // Открытия, изобретения. – 2008. – № 42.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	3
1. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ	8
1.1. Аксиомы интегральных преобразований	8
1.2. Амплитудные интегральные схемы	15
1.3. Функциональные интегральные схемы	20
1.4. Операторные интегральные схемы	24
1.5. Компаратор	28
1.6. Мультивибратор	32
1.7. Аналого-импульсный преобразователь	35

1.8. Цифроаналоговый преобразователь	41
1.9. Аналого-цифровой преобразователь	44
Выводы	46
2. МЕТРОЛОГИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ	47
2.1. Метод делителя напряжения	47
2.2. Делители напряжения	54
2.3. Активные делители напряжения	59
2.4. Усилители	63
2.5. Инверсный усилитель	69
2.6. Амплитудная интегральная схема	71
2.7. Функциональные интегральные схемы	73
2.8. Операторные интегральные схемы	79
2.9. Аналого-широтный мультивибратор	84
Выводы	86
3. МЕТРОЛОГИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА	87
3.1. Методы калибровки	90
3.1.1. Калибровка по двум параметрам	92
3.1.2. Анализ модели {1, 1}	95
3.1.3. Блок-схема метода	96
3.1.4. Диагностика	97
3.2. Калибровка по току структуры	99
3.2.1. Статистические методы	100
3.2.2. Аналитические методы	106
3.2.3. Калибровка по нормированной влажности	114
3.2.4. Калибровка по зависимым характеристикам	119
3.3. Оптимизация моделей калибровки	123
3.3.1. Модель {1, 0}	123
3.3.2. Модель {0, 1}	125
3.3.3. Модель {0, 0}	127
3.3.4. Сопоставительный анализ моделей	132
Выводы	134
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	135
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	137

