

Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Тамбовский государственный технический университет»

Е.И. ГЛИНКИН

СХЕМОТЕХНИКА

АНАЛОГОВЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

Рекомендовано Ученым советом университета
в качестве учебного пособия

Издание второе, дополненное



Тамбов
Издательство ФГБОУ ВПО «ТГТУ»
2012

УДК 681.335(07)
ББК 844.15я73-5
Г54

Р е ц е н з е н т ы:

доктор технических наук, профессор ФГБОУ ВПО «ТГТУ»
Б.И. Герасимов,

доктор физико-математических наук, профессор ФГБОУ ВПО «ЛГТУ»
Б.Ф. Осинин

Глинкин, Е.И.

Г54 Схемотехника аналоговых интегральных схем : учебное пособие /
Е.И. Глинкин. – 2-е изд., доп. – Тамбов : Изд-во ФГБОУ ВПО
«ТГТУ», 2012. – 152 с. – 400 экз. – ISBN 978-5-8265-1072-8.

Проведен информационный анализ полупроводниковых приборов и интегральных схем для систематизации аналоговых преобразователей и методов расчета в технологию проектирования архитектуры интерфейсов ввода-вывода микропроцессорных средств. Линейные интегральные схемы рассмотрены на уровне структурных схем и формул, таблиц состояния и временных диаграмм, приведена метрологическая оценка характеристик и параметров по закономерностям преобразования интегральных базисов микроэлектроники с дифференциацией в формах схемотехники.

Учебное пособие предназначено для студентов 3 – 5 курсов дневного и заочного отделений специальностей 200402 и 200503, 100400 и 311400, 210200 и 220300, а также может быть использовано студентами других родственных специальностей, аспирантами и инженерами-исследователями, занимающимися вопросами автоматизации биомедицинской техники, электрооборудования и технологических процессов.

УДК 681.335(07)
ББК 844.15я73-5

ISBN 978-5-8265-1072-8

© Е.И. Глинкин, 2012
© Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Тамбовский государственный технический университет» (ФГБОУ ВПО «ТГТУ»), 2012

ВВЕДЕНИЕ

Аналоговые интегральные схемы (АИС) являются основой аналого-цифровых (АЦП) и цифроаналоговых (ЦАП) преобразователей, которые служат компонентами автоматических интерфейсов ввода-вывода (АИВВ) микропроцессорных средств и систем информационных технологий. Развитие интеллектуальных технологий, систем и средств определяется уровнем схмотехники АИС, архитектурой АИВВ и информационным обеспечением на уровне аппаратных (АС) и метрологических средств (МС), программного (ПО) и математического обеспечения (МО).

Схмотехника изучает компоненты информационного обеспечения в основных формах представления функции науки и техники, дает комплексное отображение информационных процессов в виде схем и программ, моделей и алгоритмов на различных уровнях иерархии интегральных структур микроэлектроники. Делители электрических сигналов и энергии в процессе развития функций обмена, преобразования и управления прошли путь от полупроводниковых приборов (ПП) до схем малой (ИС) и средней (СИС) степени интеграции, сформировав аппаратные средства АЦП и ЦАП. Программное обеспечение интегрирует аппаратные средства в архитектуру больших интегральных схем (БИС) за счет процесса хранения информации, а программно управляемые делители сформировались в АИВВ. Развитие обмена до уровня обработки (вычисления) и анализа (измерения) приводит к становлению математического обеспечения и метрологических средств каналов измерения и управления микропроцессорных приборов и контроллеров энергии. Процесс накопления информации приводит к интеграции компонент интеллектуальных систем в информационное обеспечение.

В учебном пособии проводится информационный анализ делителей сигналов от полупроводниковых приборов до больших интегральных схем. Рассмотрена физика работы, характеристики и параметры варисторов, вентилях и транзисторов. Проанализированы компоненты дифференциального и операционного усилителей ИС, как результат последовательного и смешанного соединения транзисторов. Показаны физический и математический смысл условия равновесия моста, избыточности коэффициента усиления и нормирования преобразуемого сигнала в дифференциальных каскаде и усилителе, комплементарной паре и операционном усилителе. Проведены метрологические оценки погрешности измерения и нелинейности преобразования каскадного включения полупроводниковых приборов и усилителей.

Исследованы способы преобразования сигналов и режимы работы интегральных схем, систематизированные на аналоговые, импульсные и цифровые ИС в зависимости от форм представления амплитуды, временных параметров и нормированных потенциалов. На примере аналоговых, цифровых и импульсных инверторов показаны основные формы представления функции в схемотехнике, математике и физике, на уровне структурных схем и формул, таблиц состояния и временных диаграмм.

Систематизированы АИС на амплитудные, функциональные и операционные преобразователи по кинетике информационных процессов и характеристикам режимов преобразования, методам математического исчисления и проектирования форм представления функции. Рассмотрены методы синтеза АИС по основным принципам электроники: аналогии и эквивалентности, инверсии и симметрии. Функции преобразования АИС на делителях с линейными, нелинейными и квазилинейными сопротивлениями проанализированы методами «Узловых потенциалов» и «Сигнальных графов», «Делителя напряжения» и «Суперпозиции». Рассчитаны статические, кинетические и динамические характеристики АИС арифметическими, алгебраическими и операторными методами интегро-дифференциального исчисления и функции комплексного переменного. Проиллюстрирован метод проектирования по аналогии функциональных преобразователей на примере синтеза и анализа мультимножительно-делительных устройств, выпрямителей и стабилизаторов.

Показан вектор развития преобразователей амплитуды через АЦП и ЦАП, интерфейсы ввода-вывода к микропроцессорным приборам и интеллектуальным контроллерам для автоматизации аналитического контроля и электрооборудования повышения эффективности информационных технологий.

Теория проектирования аналоговых интегральных схем положена в основу цикла «Информационно-измерительные системы БМТ», включающего дисциплины «Нелинейные элементы» и «Электроника и микропроцессорная техника», «Автоматизированные системы расчета и проектирования электронных схем» и «Метрологические средства БМТ». Теоретические материалы систематизируют тридцатилетний опыт учебно-методической работы в аналоговой и микропроцессорной технике для автоматизации биомедицинской техники и аналитического контроля, электрооборудования и энергоснабжения, конструирования радиоэлектронных и микропроцессорных средств. Учебное пособие предназначено для инженерного проектирования аналоговых интегральных схем на практике в учебном процессе и научных исследованиях.

1. ДЕЛИТЕЛИ СИГНАЛОВ

Систематизирована иерархия делителей сигналов с позиций интеграции информационных процессов для выявления закономерностей развития архитектуры автоматических интерфейсов ввода-вывода (АИВВ).

Основой информационных процессов в электротехнике и энергетике, радиотехнике и электронике является функция обмена сообщениями и энергией между производителем и потребителем. Процессы преобразования сигнала и управления структурами, хранения программ и обработки сообщений, измерения физических величин и накопления банков данных, передачи информации и синтеза технологий совершенствуют обмен количественно и качественно.

Обмен электрическими сообщениями и энергией аппаратно реализуется делителями сигналов в аналоговой, импульсной и цифровой форме. Обмен аналоговых сигналов осуществляют по амплитуде тока и напряжения за счет управления электрическими параметрами делителя: сопротивлением или проводимостью. Базисным элементом распределителя амплитуды служит электрический делитель напряжения.

Делитель напряжения (ДН) предназначен для обмена электрической энергией между источником и приемником. Целью обмена является эффективное распределение электрического сигнала адресатам по определенным правилам и регламентированным нормам. Делитель напряжения характеризуется коэффициентом K передачи, оценивающим отношение значений выходного $U_{\text{вых}}$ и входного $U_{\text{вх}}$ напряжений

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}.$$

Идеальный делитель должен быть программно управляемым и многофункциональным, т.е. гибким по управлению и универсальным по обработке. Передаваемое напряжение служит эквивалентом при обмене и нормой при измерении, т.е. значение амплитуды не должно дрейфовать под воздействием неконтролируемых величин (температуры, времени, параметров), но обязано быть определенным относительно меры (известного потенциала шины, корпуса, земли). От коэффициента передачи делителя напряжения требуется линейность преобразования в широком диапазоне передачи, что достижимо при глубокой отрицательной обратной связи, когда значение коэффициента избыточно.

1.1. Делители энергии

Пассивный делитель. В рамках электротехники предложен простейший делитель напряжения на пассивных элементах (табл. 1.1, № 1). Пассивный делитель (ПД) организован из последовательного включения резисторов сопротивлением R_1 и R_2 , который параллельно соединен с источником энергии E (рис. 1.1, *a*). Коэффициент передачи определяется величиной сопротивлений R_1, R_2 резисторов по I закону Кирхгофа.

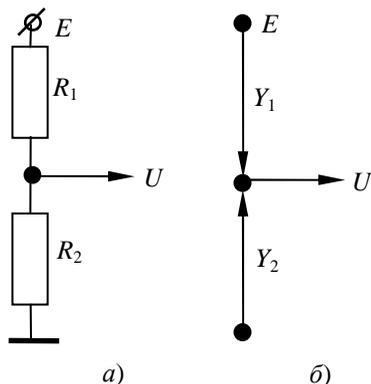


Схема замещения ПД состоит из двух графов (рис. 1.1, *б*), соединяющих узел U с потенциалами E и 0 источника питания. Веса графов определяются проводимостями Y_1 и Y_2 в соответствии с величинами, обратными сопротивлениям R_1 и R_2 резисторов делителя. Сумма токов в узле U равна нулю, т.е. выходящий ток $U(Y_1 + Y_2)$ равен входящим токам EY_1 и $0Y_2$:

$$U(Y_1 + Y_2) = EY_1. \quad (1.1)$$

Рис. 1.1. Делитель напряжения:
a – схема; *б* – граф

После замены проводимостей $Y = 1/R$ сопротивлениями находим:

$$U = \frac{E R_2}{R_1 + R_2},$$

соответственно коэффициент передачи пассивного делителя

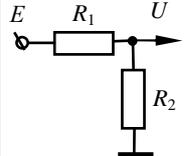
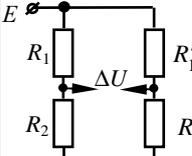
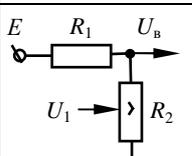
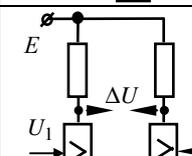
$$K = \frac{U}{E} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (1.2)$$

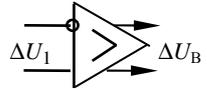
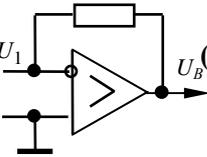
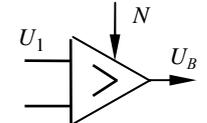
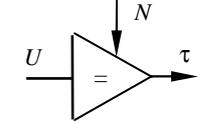
Анализ выражения (1.2) показывает (табл. 1.1):

1. $K < 1$, так как $R_1 + R_2 > R_2$.
2. Коэффициент K нелинейно зависит от изменения сопротивлений R_1 и R_2 .
3. Изменение параметров R_i резисторов от температуры T , времени t , номинала R приводит к дрейфу значения K , т.е.

$$K = K(T, t, R). \quad (1.3)$$

Таблица 1.1

№	Делитель напряжения / Функции K	Диапазон передачи	Линейность преобразования	Эквивалентность при обмене	Нормируемость при измерении	Гибкость по управлению	Универсальность по обработке
1	 ПД	$\frac{R_2}{R_1 + R_2} < 1$	Нелинейно $K \neq R_i$	Дрейф $K = \Delta(T, t, R)$	$\varphi_0 = 0$ +	Неуправляемый -	-
2	 ПМ	$\Delta R \ll 1$	Нелинейно $K \neq R_i$	$K \neq \Delta(T, t, R)$	\neq -	Неуправляемый -	-
3	 АУ	$\frac{-R_2}{R_1 + R_2/\beta} \gg 1$	Нелинейно $K \neq R_i$	Дрейф $K = \Delta(T, t, R)$	$\varphi_0 = 0$ +	Аппаратно управляемый -	-
4	 АМ	$-\Delta R(\beta) > 1$	Нелинейно $K \neq R_i$	ООС $K \neq \Delta(T, t, R)$	\neq -	Аппаратно управляемый -	-

№	Делитель напряжения Функции K	Диапазон передачи	Линейность преобразования	Эквивалентность при обмене	Нормируемость при измерении	Гибкость по управлению	Универсальность по обработке
5	 <p>ДУ</p>	$\Sigma \Delta R_i (\beta) \gg 1$	Линейно + $K \equiv R_i$	ООС + $K \neq \Delta(T, t, R)$	\neq -	Аппаратно управляемый -	+ $K \forall \Phi$
6	 <p>ЛИС (АФП)</p>	$-\frac{R_2}{R_1} \gg \gg 1$	Линейно + $K \equiv R_i$	ПОС + $K \neq \Delta(T, t, R)$	$\varphi_0 = 0$ +	Аппаратно управляемый -	+ $K \forall \Phi$
7	 <p>АЦП</p>	$-\frac{N_2}{N_1} \gg \gg \gg 1$	Линейно + $K \equiv N_i$	ПОС + $K \neq \Delta(T, t, R)$	$\varphi_0 = 0$ +	Программно управляемый +	+ $K \forall \Phi$
8	 <p>АИП</p>	$-\frac{\tau}{U} \gg \gg 1$	Линейно + $K \equiv \tau_i$	ПОС + $K \neq \Delta(T, t, R)$	$\varphi_0 = 0$ +	Программно управляемый +	+ $K \forall \Phi$

4. Параметр K нормирован относительно нулевого потенциала «земли», так как $\varphi_0 = 0$.

5. При постоянных R_1 и R_2 резисторов коэффициент передачи не управляем, так как алгоритм (1.2) реализован жестко схемой пассивного делителя.

6. Делитель напряжения на резисторах не универсален, что обусловлено его единственной функцией обмена энергией между источником E и потребителями, подключенными параллельно резистору R_2 .

Пассивный мостик (ПМ). Для исключения температурного, временного и параметрического дрейфа K электротехническими средствами используют пассивный мостик, известный в измерительной технике для компенсационных сравнений. Мостик создают из двух параллельно включенных пассивных делителей рабочего и эталонного с нормированными сопротивлениями R_{01} , R_{02} (рис. 1.2). В исходном состоянии выходной сигнал $\Delta U = U_1 - U_2$ уравновешивают (приравнивают к нулю), что ликвидирует влияние дрейфа.

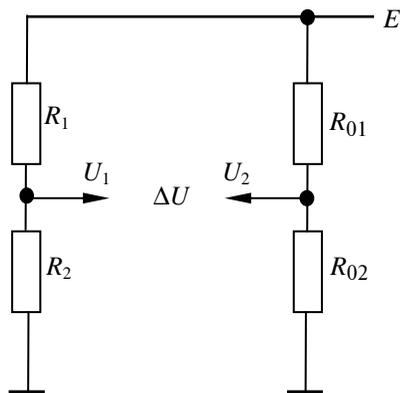


Рис. 1.2. Схема пассивного мостика

Из выражения (1.2) это соответствует $\Delta K = K_1 - K_{01} = 0$, т.е. отношению

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_{02}}{R_{01} + R_{02}}$$

или пропорции

$$\frac{R_{01} + R_{02}}{R_{02}} = \frac{R_1 + R_2}{R_2}.$$

Поделив числители на знаменатели, находим условие равновесия моста:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_{01}}{R_{02}}. \quad (1.4)$$

Компенсация дрейфа достигается при соблюдении условия (1.4), но она «покупается» дорогой ценой, так как выходное напряжение является разностью не менее чем на порядок меньше напряжений каждого делителя.

Оценка равновесного моста показывает (табл. 1.1, № 2):

1. $\Delta K \ll 1$, так как $\Delta K = K_1 - K_{01}$.
2. Параметр передачи не линеен относительно сопротивлений R делителей.
3. При равновесии (1.4) дрейф отсутствует.
4. Коэффициент ΔK не определен из-за отсутствия меры потенциала земли.

При этом пассивному мостику присущи другие недостатки (пп. 5 – 6), так как он реализован на резистивных делителях напряжения.

Как видно из вышеуказанного, на уровне пассивных делителей не возможно реализовать идеальное решение из-за ограниченного значения коэффициента передачи, необходима его избыточность. Достигнуть поставленную цель позволяет электроника, например, полупроводниковые усилители на транзисторах.

1.2. Активные делители

Активный делитель (усилитель-АУ) напряжения реализуют на управляемом резисторе, например, на транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером (рис. 1.3). Схема является инвертором с коэффициентом $-\beta$ усиления транзистора. Структура управляемого сопротивления состоит из делителя R_1 , R_2 и транзистора Т [1, 2].

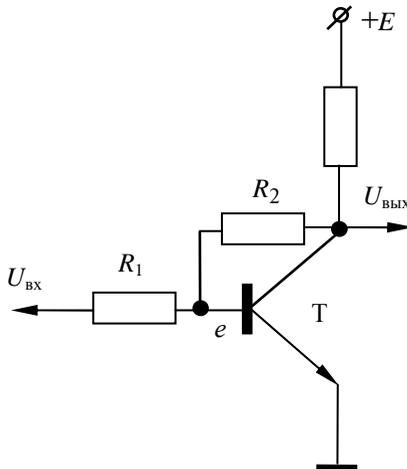


Рис. 1.3. Схема активного делителя

Коэффициент передачи схемы АУ можно рассчитать методом узловых потенциалов, используя схему замещения в виде графа (рис. 1.4) для сигнала по переменному току. Граф содержит узлы $U_{\text{вх}}$, e , $U_{\text{вых}}$, соответствующие прохождению переменного сигнала по кратчайшему пути со входа на выход каскада. Усиленный сигнал с выхода через резистор R_2 поступает на базу транзистора в узел e . Вес графа транзистора соответствует коэффициенту инвертора $-\beta$, а другие графы определяются соответствующими проводимостями Y_1 и Y_2 резисторов R_1 и R_2 .

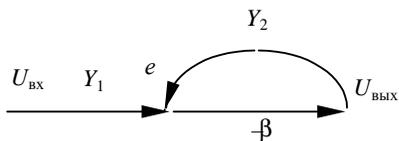


Рис. 1.4. Граф активного делителя

Для узла e по I закону Кирхгофа можно записать:

$$e(Y_1 + Y_2) = U_{\text{вх}}Y_1 + U_{\text{вых}}Y_2.$$

Для выхода справедлив II закон Кирхгофа:

$$U_{\text{вых}} = e(-\beta).$$

Исключая из уравнений неизвестный потенциал, получим уравнение

$$\frac{U_{\text{вых}}(Y_1 + Y_2)}{-\beta} = U_{\text{вх}}Y_1 + U_{\text{вых}}Y_2,$$

и после приведения подобных членов находим коэффициент передачи активного делителя:

$$K = -\frac{Y_1}{Y_2 + \frac{Y_1 + Y_2}{\beta}},$$

или после замены $Y = 1/R$:

$$K = -\frac{R_2}{R_1 + (R_1 + R_2)/\beta}. \quad (1.5)$$

Из анализа выражения (1.5) следует (табл. 1.1, № 3):

1. $K \gg 1$ при условии $R_2 \gg R_1 \gg (R_1 + R_2)/\beta$.
2. Коэффициент K линеаризуется относительно резисторов R_1 и R_2 при увеличении коэффициента β транзистора.

Пункты 3 – 5 аналогичны пассивному делителю напряжения.

6. Активный ДН универсальнее пассивного, так как кроме функции обмена, реализует преобразование сигнала за счет изменения зна-

чения $K > 1$. Это позволяет настраивать усилитель на соответствующие режимы работы: линейный (A и B), импульсный (C) и дискретный (D). На уровне интегральных схем (ИС) по функции преобразования сигнала они разделяются на линейные (ЛИС), аналого-импульсные (АИС) и цифровые (ЦИС) преобразователи.

Использование вместо резисторов R_1 и R_2 реактивных сопротивлений и нелинейных полупроводниковых приборов позволяет создавать активные функциональные преобразователи: интегрирующие и дифференцирующие, логарифмирующие и степенные.

Активный мостик (АМ). Параллельное соединение активных делителей известно как [3, 11] дифференциальный каскад (активный мостик) (рис. 1.5), которому присущи все достоинства и недостатки пассивного мостика за исключением п. 1. Коэффициент ΔK преобразования больше 1, что определяется активными делителями.

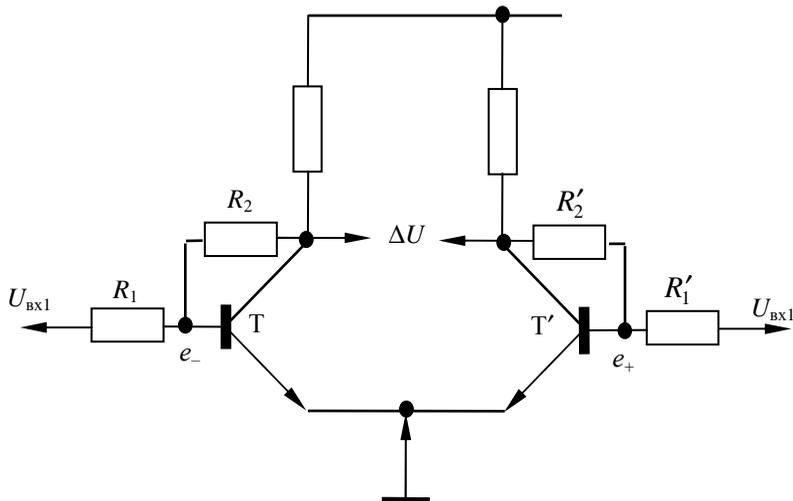


Рис. 1.5. Схема активного мостика

При выполнении условия

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R'_1}{R'_2}$$

равновесия моста коэффициент передачи дифференциального каскада аналогичен выражению (1.5), но на порядок ниже из-за разностного напряжения на входе и выходе схемы (табл. 1.1, № 4).

1.3. Дифференциальный и операционный усилители

Для повышения коэффициента преобразования дифференциальные усилители (ДУ) конструируют многокаскадными из последовательно включенных активных мостиков [4, 7, 9], для которых суммарный коэффициент K равен произведению i -х коэффициентов K_i передачи. Данный факт несложно доказать на примере последовательного включения n каскадов (рис. 1.6, а), граф которых приведен на рис. 1.6, б для узловых потенциалов e_i .

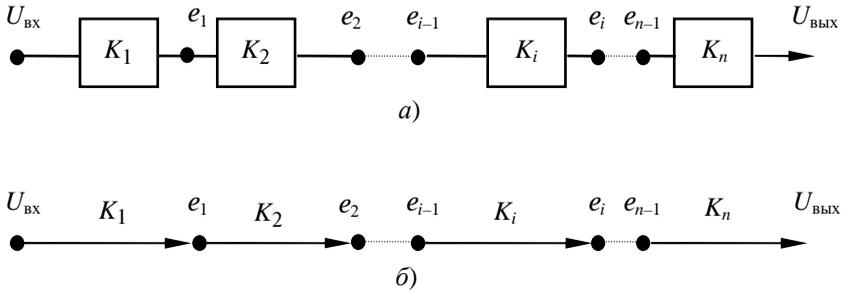


Рис. 1.6. Последовательное включение каскадов:
а – схема; б – граф

Из граф-схемы видно, что узлы e_i одновременно служат входами $(i + 1)$ -х каскадов и выходами i -х каскадов ($i = \overline{1, n}$), т.е.

$$U_{\text{ВЫХ}i} = U_{\text{ВХ}i+1}.$$

По второму закону Кирхгофа для i -го узла справедливо уравнение

$$e_i = e_{i-1} K_i.$$

Учитывая, что $e_n = U_{\text{ВЫХ}}$, а $e_0 = U_{\text{ВХ}}$, находим

$$U_{\text{ВЫХ}} = e_{n-1} K_n,$$

причем $e_{n-1} = e_{n-2} K_{n-1}$. После n -й подстановки получаем решение для последовательно включенных каскадов ДУ:

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}} \prod_{i=1}^n K_i.$$

Принимая во внимание, что $K = U_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{ВХ}}$, можно записать:

$$K = \prod_{i=1}^n K_i. \quad (1.6)$$

Для одинаковых каскадов с равными коэффициентами $K_i = K_{i+1} = K_0$ выражение (1.6) преобразуется к виду:

$$K = (K_0)^n,$$

откуда после логарифмирования можно определить число n каскадов:

$$n = \log K / \log K_0. \quad (1.7)$$

Ограничением для выражения (1.7) служит известное из практики соотношение

$$K_i \leq 500,$$

и чем меньше усиление i -го каскада, тем глубже его отрицательная обратная связь и устойчивее линейное преобразование многокаскадного усилителя.

Формула (1.6) поясняет физическую сущность усиления, организованного последовательным соединением маломощных каскадов. Например, «лилипуть» с $K_i = 10$ уже из трех каскадов ($n = 3$) позволяют создать «гулливера» с $K = 10^3$. Таким образом, маломощные транзисторные дифференциальные каскады организуют дифференциальный усилитель с избыточным коэффициентом передачи, т.е. $\beta \rightarrow \infty$. Это приводит к линейному преобразованию, что очевидно из выражения (1.5), так как член $(R_1 + R_2) / \beta \rightarrow 0$, а коэффициент передачи дифференциального усилителя (табл. 1, № 5)

$$K = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (1.8)$$

Для нормирования K относительно нулевого потенциала выходной каскад выполняют на комплементарной паре из транзисторов с разной проводимостью. Схема, организованная из последовательного включения дифференциального усилителя и комплементарной пары, получила название операционный усилитель. Дифференциальный и операционный усилители за счет интеграции функции преобразования сигналов служат основой интегральных схем, простейшими из них являются аналоговые (линейные) преобразователи.

1.4. Интегральные схемы

Линейная интегральная схема (ЛИС) на операционном усилителе (ОУ) с резисторами R_1, R_2 в цепи отрицательной обратной связи [9 – 11] приведена на рис. 1.7, а. Для расчета схемы составим граф (рис. 1.7, б) и систему уравнений по законам Кирхгофа:

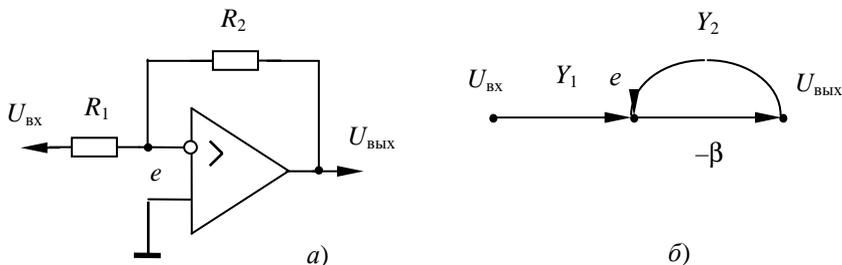


Рис. 1.7. Аналоговый функциональный преобразователь:
а – схема; *б* – граф

$$\begin{cases} e(Y_1 + Y_2) = U_{\text{вх}} Y_1 + U_{\text{вых}} Y_2, \\ U_{\text{вых}} = e(-\beta). \end{cases}$$

Выразим из второго уравнения потенциал $e = -U_{\text{вых}}/\beta$ и используем избыточность коэффициента усиления. При $\beta \rightarrow \infty$ значение $e = 0$, тогда первое равенство запишется как

$$0 = U_{\text{вх}} Y_1 + U_{\text{вых}} Y_2,$$

откуда следует выражение (1.8) или через проводимости соотношение

$$U_{\text{вых}} = -\frac{Y_1}{Y_2} U_{\text{вх}} \quad (1.9)$$

для активного делителя на ОУ.

Анализ формул (1.8) и (1.9) показывает, что для линейных интегральных схем (табл. 1, № б):

1. $K \gg \gg 1$, так как $R_2 \gg R_1$, которые ограничены лишь токами ОУ, причем $R_2 = \frac{U_{\text{вых max}}}{I_{\text{вых}}}$, $R_1 = \frac{U_{\text{вх max}}}{I_{\text{вх}}}$. На практике $K \leq 500$.

2. K линейно зависит от сопротивлений резисторов R_1 и R_2 , но не является функцией от параметров ОУ! Это обусловлено избыточным коэффициентом усиления ОУ, так как $\beta \rightarrow \infty$. Избыточность β с физической точки зрения обеспечивает линейность преобразования, а с позиций математики упрощает вычислительные операции.

3. Коэффициент передачи ЛИС не подвержен температурному, временному и параметрическому дрейфу параметров ОУ и аналогового функционального преобразователя при выполнении условия равновесия моста.

4. Параметр K нормирован регламентированным потенциалом «земли».

5. При переменных резисторах R_1 и R_2 коэффициент K аппаратно управляем.

6. Активный делитель на ОУ является универсальным преобразователем, реализующим математические функции различного иерархического уровня.

ЛИС на резисторах с активным сопротивлением реализуют арифметические операции [3 – 11], так как служат сумматорами и вычитателями аналоговых сигналов. При использовании в цепи отрицательной обратной связи ЛИС нелинейных элементов (диодов, транзисторов) создаются логарифматоры и потенциаторы [7, 9], выполняющие алгебраические операции со степенными функциями [10] и тригонометрические преобразования [5, 7, 10] в аналоговой форме. Конструирование ЛИС на делителях с реактивным сопротивлением (конденсаторы, варикапы) решает задачи высшей математики [5, 9] за счет дифференциаторов и интеграторов.

Из-за универсальности к функциональным преобразованиям усилитель на интегральной схеме назван операционным, а ЛИС на его основе служат функциональными компонентами аналоговых вычислительных машин (АВМ) [5].

1.5. Средние и большие интегральные схемы

Управляемые делители сигнала реализуют на цифровых регистрах и аналоговых компараторах [2 – 15], базой последних ИС служит операционный усилитель. Операционный усилитель как интегральная схема (ИС) – результат развития полупроводниковых приборов для обмена информации в преобразователи сигнала, интегрирующие функцию преобразования. За счет задания в операционном усилителе режима работы: аналогового (A и B), импульсного (C) и дискретного (D) – ИС дифференцированы на линейные (ЛИС), аналого-импульсные (АИС) и цифровые (ЦИС).

ЦИС в процессе совершенствования микроэлектроники привели к созданию больших интегральных схем (микропроцессора, интерфейсов ввода-вывода и памяти) [8 – 13] и персональных компьютеров (калькуляторы, микро- и миниЭВМ) – основы компьютерных анализаторов [13 – 15]. Перспективы развития АИС расширили возможности вычислительной техники в области приборостроения за счет автоматических интерфейсов ввода-вывода (АИВВ) – базы микропроцессорных

измерительных средств (МИС), часто называемых *аналоговыми микропроцессорами* или *интеллектуальными приборами* [13 – 19].

Импульсный режим в операционном усилителе организуют введением положительной обратной связи, за счет которой ИС имеет два устойчивых состояния в зависимости от соотношения сигналов на прямом и инверсном входах [2, 7, 9]. Схема позволяет сравнивать (компарировать) аналоговые сигналы и называется «компаратор». АИС включает компаратор с функциональным преобразователем и образует схему со следящей обратной связью – генератор импульсов. Параметры импульсов (ширина, частота, фаза) изменяются в зависимости от соотношения разницы амплитуд сравниваемых сигналов.

Например, АИС частотного типа [9, 13, 15] преобразуют амплитуду напряжения U_i в частоту F_i импульсов по алгоритму

$$F_i = F_0 \frac{KU_i}{U_0},$$

где F_0 – максимальная частота генерации; K – коэффициент усиления; U_0 – опорное напряжение.

АИС являются релаксационными генераторами [9, 13, 18], в которых время релаксации импульсов определяется аппаратными средствами функциональных преобразователей. АИС присущи все достоинства и недостатки ЛИС, однако времяимпульсные преобразования отличаются более высокой помехозащищенностью.

Аналого-цифровые схемы (АЦС) являются логическим развитием АИС за счет использования цифровых интегральных схем: счетчиков и регистров для преобразования импульсных сигналов в код. АЦС относятся к классу средних интегральных схем и служат аналого-импульсными преобразователями последовательного действия: аналог-код с промежуточным преобразованием через время [8 – 11], а счет счетчиков и регистров АЦС, кроме функций обмена и преобразования, интегрируют информационный процесс – управление.

Цифровые СИС позволяют управлять интервалом преобразования импульсов в код, так как код N_i пропорционален числу импульсов n с частотой F_i за период T :

$$N_i = F_i T,$$

а период T определяется числом разрядов счетчиков и регистров. Емкость ЦИС изменяют с помощью импульсов реверса, управляющих операциями суммирования и вычитания импульсов.

АЦС завершают становление аппаратных средств АИВВ, а на уровне БИС совершенствуется архитектура за счет развития программного обеспечения [13, 14, 18].

Программно управляемые делители организуют на базе ЛИС, в цепь отрицательной обратной связи которых включаются прецизионные резистивные матрицы, изменяющие сопротивление (или проводимость) коммутацией избыточных связей в соответствии с кодом. Программируемые ЛИС позволяют создавать аналого-импульсные (АИП) и аналого-цифровые (АЦП) преобразователи, на которых проектируются АИВВ последовательного, параллельного и смешанного действия [15 – 18].

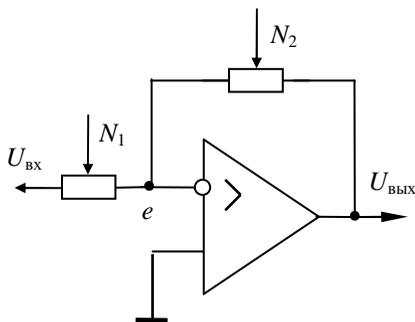


Рис. 1.8. Схема программного управляемого делителя

Коэффициент K передачи программируемого делителя (рис. 1.8) несложно вывести из соотношений (1.8 или 1.9) с учетом алгоритма резистивных матриц $R_i = R_0 N_i$, управляемых кодом N (табл. 1.1, № 7):

$$K = -\frac{R_0 N_2}{R_0 N_1} = -\frac{N_2}{N_1}. \quad (1.10)$$

Из выражения (1.10) видно, что благодаря использованию прецизионных резистивных матриц из сопротивлений R_0 коэффициент передачи и диапазон преобразования программируемого делителя не зависят от номиналов резисторов и определяются только кодом. При этом коэффициент K не подвержен аналоговому дрейфу и в N раз шире диапазона передачи ЛИС. В отличие от амплитуды число постоянно в любой системе координат управления (время-пространство-функция). Функция хранения позволяет управлять подстановками кодов, т.е. программировать алгоритм преобразования по оптимальному закону измерения. Программируемый делитель многофункционален: реализует функции обмена и преобразования, управления и обработки, хранения и измерения, накопления и передачи информации, а также энергии в частном случае [8, 19].

Особо следует отметить дуальность функций программируемых ЛИС, позволяющих организовать инверсию информационных процессов. Из выражения (1.10) следует функциональная зависимость преобразования амплитуды в код:

$$\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{N_2}{N_1}. \quad (1.11)$$

Использование интеллектуальных ЛИС по прямому назначению как усилителей, в которых $U_{\text{ВЫХ}} = U_0$ за счет сравнения с опорным сигналом и зафиксирована глубина обратной связи $N_2 = N_{\text{max}}$, известно [1 – 15] как аналого-цифровое преобразование. В АЦП код $N_1 = N_i$ пропорционален изменению входного напряжения $U_{\text{ВХ}} = U_i$, и алгоритм преобразования напряжение-код имеет вид

$$N_i = N_{\text{max}} \frac{U_i}{U_0}. \quad (1.12)$$

При инверсном включении ЛИС в качестве источника U_{0i} эталонных мер, формируемых из входного опорного напряжения $U_0 = U_{\text{ВХ}}$ пропорционально коду $N_i = N_2$ при фиксированном входном токе ($N_1 = N_{\text{max}}$), осуществляется цифроаналоговое преобразование по алгоритму

$$U_{0i} = U_0 \frac{N_i}{N_{\text{max}}}. \quad (1.13)$$

Применение ЦАП в следящей обратной связи компараторов реализует структуры АЦП последовательного действия и поразрядного уравнивания. Если использовать для управления кодом N_i микропроцессор, то лишь программными средствами архитектура АИВВ осуществляет различные способы обмена, преобразования и измерения.

Автоматические интерфейсы ввода-вывода (АИВВ) являются большими интегральными схемами (БИС) и служат для сопряжения микропроцессора с объектом автоматизации [9, 11, 18]. АИВВ организуют на программируемых коммутаторах и аналого-импульсных преобразователях [15 – 19].

Аналого-импульсные преобразователи (АИП) проектируют чаще всего на основе ЦАП, выполняющих функцию источников образцовых мер, управляемых по заданным законам. При управлении мерами по линейному закону за время τ_i в момент равенства измеряемой амплитуды $U_i = U_{0i}$ справедливо соотношение

$$U_i = \frac{1}{T} \int_0^{\tau_i} U_{01} dt, \quad (1.14)$$

где U_{01} – минимальная дискрета образцовой меры; T – период тактовой частоты $F = 1/T$ АИП.

Из выражения (1.14) следует функциональная зависимость преобразования амплитуды U_i во время τ_i (табл. 1.1, № 8):

$$\tau_i = T \frac{U_i}{U_{01}}. \quad (1.15)$$

На базе ЦАП по алгоритму (1.15) проектируют времяимпульсные АИП широтного и частотного типов, аналогично конструируются преобразователи амплитуды в фазу, скважность и число импульсов [15]. По модели (1.14) реализуют компенсационные измерения на АЦП двойного интегрирования [9, 15, 18].

При изменении образцовых мер по законам регулирования (позиционный, интегральный, дифференциальный) на основе ЦАП синтезируют АИВВ смешанного типа: последовательного приближения и поразрядного уравнивания [15, 18]. Времяимпульсные АИП служат базой АИВВ последовательного измерения с промежуточным преобразованием: амплитуда-время-код, так как $N = F\tau$ (код – число импульсов частотой F за интервал времени τ).

С учетом времяимпульсного преобразования (1.15) для фиксированной частоты F_0 синхронизации АИВВ код соответствует

$$N_i = F_0 T \frac{U_i}{U_{01}}, \quad (1.16)$$

где $F_0 T$ – минимальная дискрета кода $\Delta N = 1$.

Из выражения (1.16) несложно определить максимальный код N_{\max} , при котором $U_i = U_0$:

$$N_{\max} = \frac{U_0}{U_{01}}. \quad (1.17)$$

Результатом решения системы уравнений (1.16) и (1.17) является алгоритм преобразования (1.12), справедливый для АИВВ любого типа измерений и преобразований.

Анализ АИВВ показывает (табл. 1.1, № 7 – 8):

1. Коэффициент передачи $K \gg \gg 1$, так как коды $N_2 \gg N_1$ и определяются разрядностью.

2. K линейно зависит от кодов N_1 и N_2 в широком диапазоне с заданной погрешностью, определяемой числом разрядов.

3. Характеристики АИВВ не зависят от параметров структуры программируемых интегральных схем: аналоговых, импульсных и цифровых.

4. Метрологические характеристики (точность и быстродействие, чувствительность и диапазон АИВВ) определяются нормированными мерами, управляемыми по программе.

5. Гибкость программного обеспечения АИВВ регламентируется информативностью алгоритмов, реализующих перспективные законы регулирования.

6. Универсальность архитектуры АИВВ повышает воспроизводимость и достоверность измерений в адаптивном диапазоне с заданной погрешностью за счет дифференциации метрологических средств и интеграции информационных процессов.

Таким образом, эффективность делителей напряжения повышается при развитии информационного обеспечения и информационных процессов микропроцессорных средств.

Выводы

Анализ иерархии делителей сигналов с позиций информационной концепции показывает:

1. Делители сигналов с жестким алгоритмом обмена развиваются в АИВВ с гибкой архитектурой, управляемой по программе, реализующей заданный алгоритм измерения.

2. Аппаратные средства делителей формируются в базисах: ПП-ИС-СИС за счет интеграции информационных процессов: обмен и преобразование сигналов, управление структурами и связями.

3. Программное обеспечение организует аппаратные средства делителей сигналов в архитектуру АИВВ информации на микроэлектронном уровне БИС за счет хранения программ.

4. Архитектура АИВВ совершенствуется по гибкости и универсальности в процессе повышения эффективности МО и МС микропроцессорных средств.

2. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

Преобразователи информации для обмена энергии за счет изменения электропроводности полупроводника в зависимости от концентрации свободных носителей заряда называют [1 – 19] полупроводниковыми приборами (ПП).

Полупроводниковый эффект повышает технология очистки до заданной степени примесей, позволяющих обмен энергии в физико-химических средах. По способам обмена энергии с произвольным, синхронным и асинхронным режимом ПП подразделяются на варисторы (преобразователи), вентили (диоды) и транзисторы (триоды) [18, 19].

2.1. Варисторы

Варисторы (нелинейные ПП резисторы) используют полупроводниковый эффект в объеме кристалла под воздействием энергии генераторов сигнала [1]. Вольт-амперная характеристика варисторов (рис. 2.1) имеет нелинейный вид (рис. 2.2, а) при произвольном включении к полюсам источника энергии E . Они применяются для защиты от перенапряжения в стабилизаторах и ограничителях амплитуды в качестве датчиков энергии при автоматизации электрооборудования и технологических процессов. По физическому принципу обмена энергии (давление, температура, освещенность) варисторы классифицируют на тензо-, термо- и фоторезисторы [1, 2].

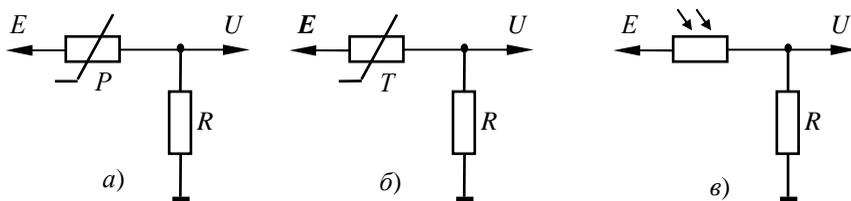


Рис. 2.1. Схемы включения:

а – тензорезистора; б – терморезистора; в – фоторезистора

Тензорезисторы (рис. 2.1, а) изменяют сопротивление R под воздействием давления P за счет деформации структуры полупроводника [1]. При растяжении сопротивление тензорезистора уменьшается из-за появления свободных носителей заряда, вызванных разрывом ковалентных связей между атомами решетки. Сопротивление ПП тензорезистора увеличивается во время сжатия за счет заполнения вакансий ковалентных связей атомов решетки электронами из междуузлий кри-

сталла. В отличие от металлических ПП тензорезисторы имеют нелинейную вольт-амперную характеристику (рис. 2.2, *a*) с отрицательным коэффициентом сопротивления давлению (рис. 2.2, *б*).

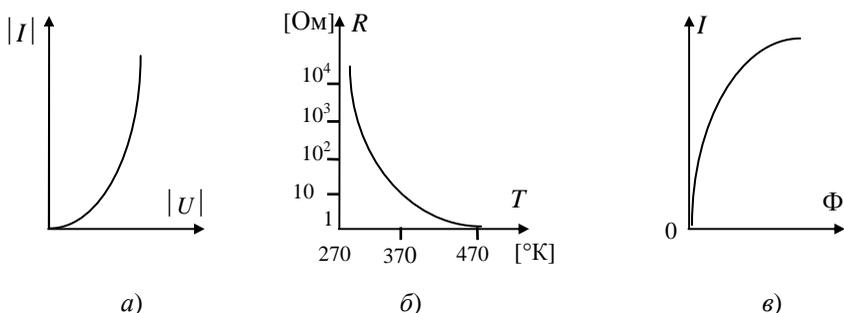


Рис. 2.2. Характеристики ПП резисторов:

a – вольт-амперная; *б* – сопротивления; *в* – энергетическая

Терморезисторы (рис. 2.1, *б*) под воздействием температуры T нелинейно изменяют электрическое сопротивление R (рис. 2.2, *б*) из-за повышения диффузионной проводимости, обусловленной увеличением амплитуды колебаний атомов решетки кристалла [1]. С уменьшением температуры снижается потенциальная энергия атомов и кинетическая энергия свободных носителей заряда, которые заполняют вакантные ковалентные связи. ПП терморезисторы конструируют из оксидов металлов, имеющих отрицательный температурный коэффициент сопротивления (ТКС). Выпускаются также терморезисторы, имеющие в некотором, сравнительно узком интервале температур положительный ТКС, и называемые позисторы.

Фоторезисторы (рис. 2.1, *в*) изменяют сопротивление под действием освещенности [1, 2]. При действии излучения Φ с достаточной энергией фотонов на полупроводник происходит генерация пар подвижных носителей заряда (электронов и дырок) и уменьшение сопротивления R фоторезистора (рис. 2.2, *б*). При отсутствии облучения фоторезисторы имеют высокое темновое сопротивление, которое уменьшается пропорционально освещенности. Фоторезисторы имеют линейную вольт-амперную (рис. 2.2, *a*) и нелинейную энергетическую характеристику (рис. 2.2, *в*).

Достоинством ПП резисторов является широкий диапазон обмена энергии и высокая чувствительность преобразования сигнала. К недостаткам относятся нелинейность процессов обмена и преобразования, а также наличие температурного, временного и параметрического дрейфа.

2.2. Вентили

Полупроводниковые вентили [1, 2, 19] используют эффект одно-сторонней проводимости p - n -перехода, возникающего на границе материалов с электронной (n – негатив) и дырочной (p – позитив) проводимостью. Переход образуется положительными и отрицательными ионами атомов решетки полупроводников за счет их обеднения основными носителями заряда (электронами и дырками), диффундирующими в материал с инверсной проводимостью. Диффузионный ток рекомбинирует пары электрон-дырка и уравнивается электрическим полем ионов обедненного слоя, называемого p - n -переходом (рис. 2.3, а).

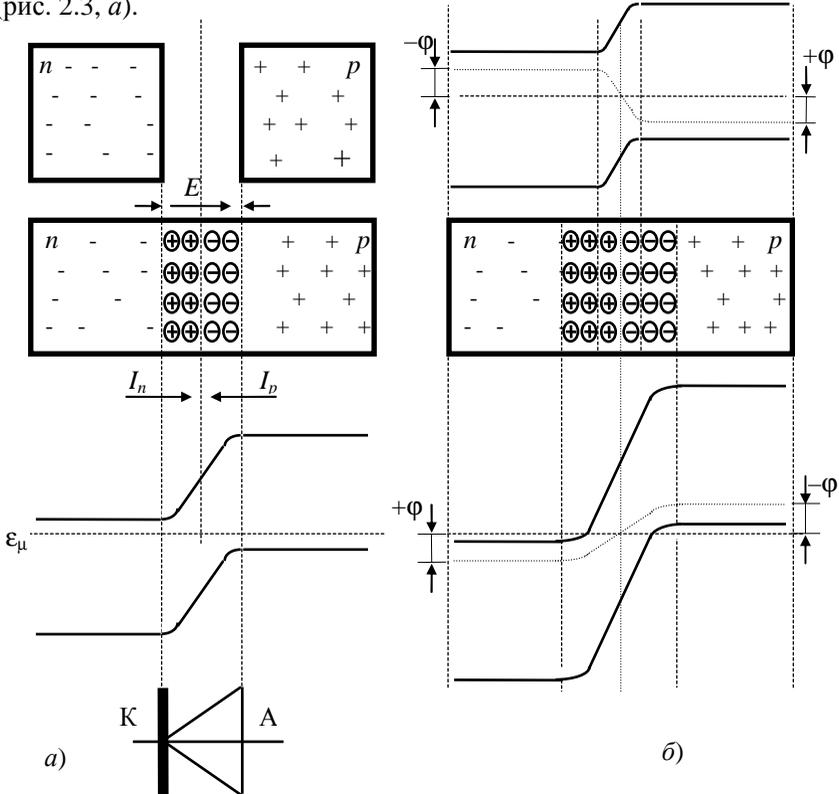


Рис. 2.3. Структуры и зонная модель диода:

а – без источника питания;

б – при прямом (сверху) и обратном (снизу) включениях.

Обозначения: – электроны и + дырки, ионы \oplus положительные, \ominus отрицательные, ϵ_μ – уровень Ферми, ϕ – потенциал

Сопротивление p - n -перехода изменяется относительно внешнего поля источника энергии E . При прямом включении (верхний рис. 2.3, б) вентиля ($+E$ к p -области, $-E$ к n -области) проводимость Y перехода возрастает и стремится в пределе к бесконечности ($Y \rightarrow \infty$ или $R = 1/Y \rightarrow 0$) за счет компенсации ионов обедненного слоя основными носителями заряда. В обратном включении (нижний рис. 2.3, б) полярности источника энергии ($-E$ к p - и $+E$ к n -области) граница обедненного слоя расширяется за счет рекомбинации основных носителей противоположными потенциалами внешнего поля. Это приводит к увеличению сопротивления p - n -перехода, а в пределе его проводимость стремится к нулю ($Y \rightarrow 0$ или $R \rightarrow \infty$). За счет обеднения или компенсации ионов p - n -перехода инверсным включением источника энергии осуществляется функция выпрямления энергии переменного тока. Обратное преобразование энергии постоянного тока организуют коммутацией нагрузки к разнополярным полюсам источника питания за счет синхронизации p - n -перехода управляющими импульсами.

Вентильный эффект реализует функции выпрямления и детектирования, стабилизации и ограничения амплитуды, времяимпульсные (по широте и частоте, фазе и скважности) и дискретные (в число- и кодоимпульсной форме) преобразования. Управляя p - n -переходом, изменяют емкость обедненного слоя и реализуют функции реактивных накопителей энергии электрического и магнитного поля, положенных в основу генераторов импульсов и фазовращателей амплитуды, интеграторов и дифференциаторов сигнала. Нелинейная зависимость вольт-амперной характеристики p - n -перехода (рис. 2.4) используется для функциональных преобразований в аналоговой форме при организации арифметических, алгебраических и тригонометрических операций.

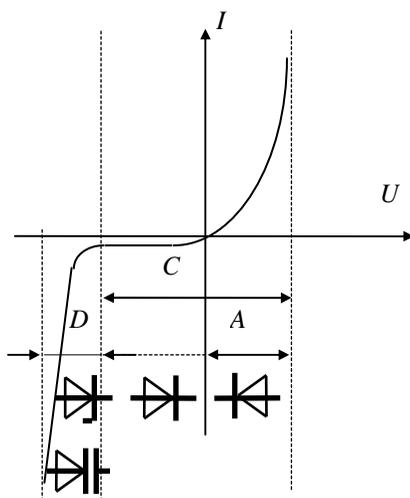


Рис. 2.4. Вольт-амперная характеристика ПП вентиляй; режимы работы: функционального A и выпрямительного C диодов, D – стабилитрона и варикапа

По способам обмена энергии вентили делят на выпрямительные и функциональные диоды, динисторы и тринисторы.

Выпрямительные диоды [1, 19] преобразуют энергию переменного тока в постоянный за счет работы на прямом и обратном участке вольт-амперной характеристики в режиме *C* (рис. 2.4). Рабочая точка диода выбирается при напряжении $U_0 = 0$. Выпрямление организуется за счет пропускания тока на прямом и его отсечки на обратном участке вольт-амперной характеристики.

Функциональные диоды [1, 5, 9] преобразуют аналоговый сигнал по степенной зависимости на прямом участке вольт-амперной характеристики (ВАХ) в режиме *A* (рис. 2.4), на котором выбирается рабочая точка $U_0 > 0$. Функциональное преобразование достигается нелинейностью ВАХ, аппроксимируемой степенным полиномом или экспоненциальной зависимостью тока от напряжения.

Обратный участок ВАХ в режиме *D* (рис. 2.4) используют стабилитроны и варикапы, у которых рабочая точка выбирается на участке электрического пробоя $U_0 < 0$. В варикапах изменяется емкость *p-n*-перехода при варьировании напряжением обратного включения, поэтому они служат управляемыми конденсаторами в цепях автоматической подстройки частоты. Стабилизация амплитуды напряжения достигается в стабилизаторах за счет релейного характера участка электрического пробоя ВАХ.

Динисторы [1, 19] являются управляемыми по амплитуде выпрямительными диодами, хотя отличаются от последних наличием трех *p-n*-переходов. Структура динистора организована из четырех последовательно включенных полупроводников с различным типом проводимости (*npnp* или *pnpn*). При прямом включении катодный и анодный *p-n*-переходы открыты, а средний переход закрыт и включается при достижении порога открывания амплитуды питания динистора за счет лавинного электрического пробоя. Динистор закрывается при обратном включении за счет запирающего катодного и анодного *p-n*-переходов инверсным напряжением источника энергии.

Тринисторы [1, 19], кроме анода и катода, содержат управляющий электрод для включения четырехслойной структуры тиристора через анодный или катодный *p-n*-переход синхронизирующими импульсами. Тиристоры реализуют функции управляемого реле и служат для конструирования управляемых выпрямителей и инверторов энергии, таймеров и генераторов импульсов.

Специальные вентили [1] используют разнообразные эффекты физики полупроводников. К специальным полупроводниковым приборам относятся туннельные и СВЧ-диоды, лавинно-пролетные и диоды Ганна, приборы с гетерогенными переходами и однопереходные транзисторы, фото- и светодиоды, оптроны и знакоиндикаторы.

К достоинствам полупроводниковых вентиляей относятся высокая технологичность и надежность, малые габариты и вес, низкие энергопотребление и стоимость. Недостатки вентиляей обусловлены полупроводниковыми эффектами с нелинейным обменом энергии и нестабильным преобразованием сигнала.

2.3. Транзисторы

Транзисторы [1, 19] реализуют функцию усиления посредством изменения энергии основных носителей заряда в полупроводнике при управлении маломощным сигналом неосновных носителей. Электропроводностью транзистора, включенного последовательно с нагрузкой в цепь источника энергии, управляют через поле или обратный ток p - n -перехода. В зависимости от физики управления переходом транзисторы делят на два класса: униполярные (полевые) и биполярные (токовые) [1, 2].

Транзистор (от англ. *transfer* – переносить и *resistor* – сопротивление) – полупроводниковый прибор с тремя или более выводами, предназначенный для усиления и генерирования электрического сигнала, управления и коммутации энергии постоянного и переменного тока.

Униполярные [1, 13] транзисторы используют подвижные заряды одной полярности (электроны или дырки). В основе принципа их работы лежит изменение проводимости слоя полупроводника, заключенного между двумя контактами источника энергии, посредством электрического поля, создаваемого напряжением входного сигнала. Управляющим электродом (затвором) могут служить p - n -переход и структура «металл-диэлектрик-полупроводник» (рис. 2.5, *a*). Источник энергии подключают к полевому каналу полупроводника через электроды «исток» и «сток».

Биполярные транзисторы [1, 2] конструируют на кристалле полупроводника с тремя чередующимися областями электронного (n – негатив) или дырочного (p – позитив) типов электрической проводимости, разделенными двумя электронно-дырочными p - n -переходами (рис. 2.5, *б*).

Источник энергии подключают в прямом направлении к p - n -переходу для эмиссии основных носителей заряда, называемому «эмиттер», и в инверсном направлении к другому p - n -переходу, собирающему эмиттерный ток и называемому «коллектор». Ток основных носителей заряда эмиттера и коллектора управляют в промежуточной между ними области – базе, изменяя ее электропроводимость (ток неосновных носителей заряда для базы) от генератора входного сигнала.

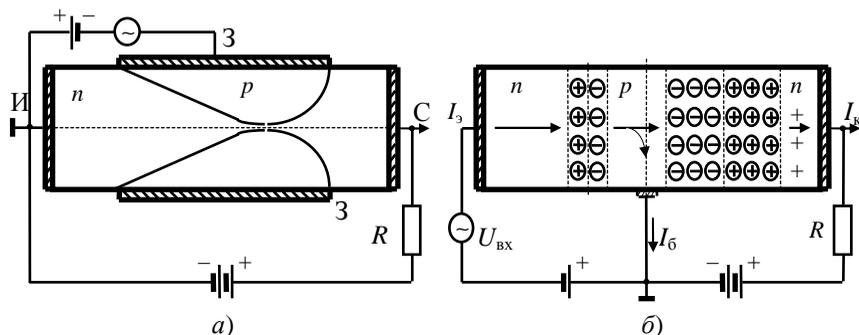


Рис. 2.5. Схемы и конструкции транзисторов:
 а – униполярного; б – биполярного

Транзисторы отличаются высокой экономичностью потребления энергии, прочностью и долговечностью. Основными их недостатками являются нестабильность обмена энергии из-за наличия температурного, параметрического и временного дрейфа.

2.4. Параметры транзистора

Качество преобразования аналогового сигнала определяют параметры транзистора [1, 2, 11] на постоянном и переменном токе при различных схемах включения [1]. Основными параметрами транзистора служат коэффициенты усиления по току K_I , напряжению K_U и мощности K_P , а также входное $R_{вх}$ и выходное $R_{вых}$ сопротивления. Параметры транзистора зависят от его схемы включения как четырехполюсника [1, 2], представляемого структурой «черного ящика» с двумя связями по входу и выходу для подключения соответственно генератора

сигнала и нагрузки. Один из входов транзистора: база (б), эмиттер (э) или коллектор (к) – является общим для входных и выходных соединений структуры, поэтому различают три схемы включения транзистора: с общей базой (ОБ), эмиттером (ОЭ) и коллектором (ОК). Проведем анализ вторичных параметров на переменном токе для основных схем включения транзистора на примере моделирования h -параметров.

Математическая модель H (рис. 2.6, а) транзистора [1] на низкой частоте $\omega \rightarrow 0$ связывает между собой значения амплитуд напряжения U_{m1} и тока I_{m1} входного сигнала $U = U_m \sin \omega t$ с выходным сигналом напряжением U_{m2} и током I_{m2} :

$$\begin{vmatrix} U_{m1} \\ I_{m2} \end{vmatrix} = |H| \begin{vmatrix} I_{m1} \\ U_{m2} \end{vmatrix}, \quad (2.1)$$

где $|H|$ – вектор комплекса параметров

$$|H| = \begin{vmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{vmatrix}.$$

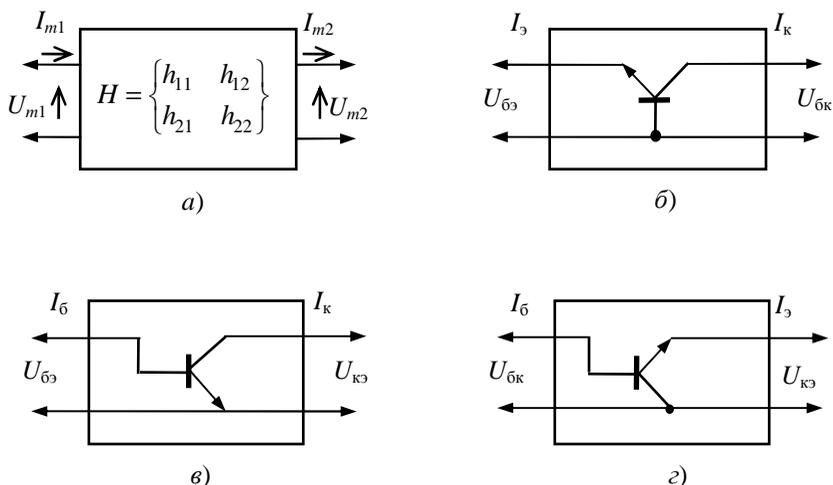


Рис. 2.6. Схемы включения транзистора:
 а – структура четырехполюсника; б – с общей базой;
 в – с общим эмиттером; г – с общим коллектором

Параметр $h_{11} = \frac{U_{m1}}{I_{m1}}$ определяет входное сопротивление $R_{вх}$ четырех-полосника (рис. 2.6, а), а $h_{22} = \frac{I_{m2}}{U_{m2}}$ – проводимость $Y_{вых} = R_{вых}^{-1}$ на его выходе. Коэффициентами усиления по току K_I служит параметр $h_{12} = \frac{I_{m2}}{I_{m1}}$ и по напряжению K_U – параметр $h_{21}^{-1} = \frac{U_{m2}}{U_{m1}}$. Параметры справедливы только для малых амплитуд на низкой частоте, для которых значение мгновенного сигнала $U = U_m \sin \omega t$ принимается равным амплитуде U_m . В зависимости от схем включения транзистора (см. рис. 2.6) параметры принимают различные значения, которые связаны между собой коэффициентами усиления по току $K_I = \{\alpha, \beta, \gamma\}$, соответствующими схемами ОБ, ОЭ и ОК (см. табл. 2.1).

Для схемы ОБ (рис. 2.6, б) математическая модель (2.1) принимает вид:

$$\begin{cases} U_{\bar{6}\bar{3}} = h_{11}I_{\bar{3}} + h_{12}U_{\bar{6}\bar{к}}, \\ I_{\bar{к}} = h_{21}I_{\bar{3}} + h_{22}U_{\bar{6}\bar{к}}, \end{cases} \quad (2.2)$$

причем $h_{11} = R_{\alpha}$ – входное, а $h_{22}^{-1} = R_{\alpha}^*$ – выходное сопротивления транзистора; $h_{21} = \alpha$, $h_{12}^{-1} = K_{\alpha}$ – коэффициенты усиления по току и напряжению [1, 2, 16].

Схеме ОЭ (рис. 2.6, в) из модели (2.1) соответствует система уравнений:

$$\begin{cases} U_{\bar{6}\bar{3}} = h_{11}I_{\bar{6}} + h_{12}U_{\bar{к}\bar{3}}, \\ I_{\bar{к}} = h_{21}I_{\bar{6}} + h_{22}U_{\bar{к}\bar{3}}, \end{cases} \quad (2.3)$$

где $h_{11} = R_{\beta}$, $h_{22}^{-1} = R_{\beta}^*$ являются входным и выходным сопротивлениями, а коэффициенты усиления по току и напряжению определяются параметрами $\beta = h_{11}$ и $K_{\beta} = h_{12}^{-1}$.

Для схемы ОК (рис. 2.6, г) выражение (2.1) преобразуется к виду:

$$\begin{cases} U_{\bar{6}\bar{к}} = h_{11}I_{\bar{6}} + h_{12}U_{\bar{к}\bar{3}}, \\ I_{\bar{3}} = h_{21}I_{\bar{6}} + h_{22}U_{\bar{к}\bar{3}}, \end{cases} \quad (2.4)$$

так как $U_{m1} = U_{\bar{6}\bar{к}}$ и $I_{m1} = I_{\bar{6}}$ на входе транзистора, а на его выходе $U_{m2} = U_{\bar{к}\bar{3}}$ и $I_{m2} = I_{\bar{3}}$. При этом параметры $h_{11} = R_{\gamma}$, $h_{22}^{-1} = R_{\gamma}^*$ служат входным и выходным сопротивлениями, а коэффициенты $h_{21} = \gamma$ и $h_{12}^{-1} = K_{\gamma}$ определяют усиление по току и напряжению [1, 2, 16].

2.1. Параметры схем включения транзистора

$\begin{matrix} H \\ C \end{matrix}$	$h_{11} = R_{BX}$	$h_{12} = K^{-1}U$	$h_{21} = K_I$	$h_{22} = R_{ВЫХ}^{-1}$
ОБ	$R_\alpha = \frac{U_{\delta\alpha}}{I_\alpha} = 1 \dots 10^2$ $R_\alpha = \frac{R_\beta}{\gamma} = \frac{R_\gamma}{\gamma^2}$ $R_\alpha = \frac{\alpha}{\gamma} R_\alpha^*$	$K_\alpha = \frac{U_{\delta\kappa}}{U_{\delta\alpha}} = 10 \dots 10^3$ $K_\alpha = \gamma$ $K_{P\alpha} = \alpha K_\alpha = \beta$	$\alpha = \frac{I_\kappa}{I_\alpha} = 0,9 \dots 0,999$ $\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} = \frac{\gamma - 1}{\gamma}$ $\alpha = \frac{\beta}{\gamma}; \varphi = 0$	$R_\alpha^* = \frac{U_{\delta\kappa}}{I_\kappa} = 10^2 \dots 10^4$ $R_\alpha^* = \frac{R_\beta^*}{\alpha} = \frac{R_\gamma^*}{\alpha^2}$ $R_\alpha^* = \frac{\gamma}{\alpha} R_\alpha$
ОЭ	$R_\beta = \frac{U_{\delta\alpha}}{I_\beta} = 10^2 \dots 10^4$ $R_\beta = \gamma R_\alpha = \frac{R_\gamma}{\gamma}$ $R_\beta = R_\beta^*$	$K_\beta = \frac{U_{\kappa\alpha}}{U_{\delta\alpha}} = 10 \dots 10^3$ $K_\beta = \beta$ $K_{P\beta} = \beta K_\beta = \beta^2$	$\beta = \frac{I_\kappa}{I_\beta} = 10 \dots 10^3$ $\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \gamma - 1$ $\beta = \alpha\gamma; \varphi = 180^\circ$	$R_\beta^* = \frac{U_{\kappa\alpha}}{I_\kappa} = 10^2 \dots 10^4$ $R_\beta^* = \alpha R_\alpha^* = \frac{R_\gamma^*}{\alpha}$ $R_\beta^* = R_\beta$
ОК	$R_\gamma = \frac{U_{\delta\kappa}}{I_\beta} = 10^3 \dots 10^7$ $R_\gamma = \gamma^2 R_\alpha = \gamma R_\beta$ $R_\gamma = \frac{\gamma}{\alpha} R_\gamma^*$	$K_\gamma = \frac{U_{\kappa\alpha}}{U_{\delta\kappa}} \leq 1$ $K_\gamma = \alpha$ $K_{P\gamma} = \gamma K_\gamma = \beta$	$\gamma = \frac{I_\alpha}{I_\beta} = 10 \dots 10^3$ $\gamma = \frac{1}{1 - \alpha} = \beta + 1$ $\gamma = \frac{\beta}{\alpha}; \varphi = 0$	$R_\gamma^* = \frac{U_{\kappa\alpha}}{I_\alpha} = 10^2 \dots 10^4$ $R_\gamma^* = \alpha^2 R_\alpha^* = \alpha R_\beta^*$ $R_\gamma^* = \frac{\alpha}{\gamma} R_\gamma$

Зависимости между коэффициентами усиления по току α , β , γ схем ОБ, ОЭ и ОК несложно выразить из условия физики работы транзистора по схеме с общей базой. На открытом p - n -переходе за счет прямого включения источника входного питания формируется эмиссия тока – ток эмиттера I_3 . Через закрытый переход из базы, за счет обратного включения выходного источника питания, протекает ток коллектора I_k из эмиссии I_3 , небольшая часть которого рекомбинирует в базе, организуя ток I_6 . Из схемы ОБ (рис. 2.5, б) следует, что ток в коллекторе состоит из тока эмиттера без учета тока базы, т.е.

$$I_3 = I_k + I_6 . \quad (2.5)$$

Соотношение (2.5) позволяет выразить из алгоритмов (2.2 – 2.4) зависимости между коэффициентами h_{21} . Например, для схемы ОБ из условия (2.5) следует

$$\alpha = \frac{I_k}{I_3} = \frac{I_k}{I_k + I_6} < 1.$$

Поделив числитель и знаменатель на ток базы I_6 , с учетом соотношения $\beta = \frac{I_k}{I_6}$ находим:

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} . \quad (2.6)$$

Учитывая, что $I_3 > I_k$ за счет рекомбинации носителей заряда в ток I_6 базы, причем $\alpha \leq 1$ принимает значения 0,9...0,999, видно, что $\beta = 9...999$, так как из (2.6) следует

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} . \quad (2.7)$$

Выражение (2.7) можно также найти из схемы ОЭ (рис. 2.6, в) по параметру β модели (2.3) и соотношению $I_6 = I_3 - I_k$, следующему из (2.5):

$$\beta = \frac{I_k}{I_6} = \frac{I_k}{I_3 - I_k} \quad (2.8)$$

после деления числителя и знаменателя на значение тока I_3 эмиттера.

Раскрывая в формуле (2.8) ток коллектора из соотношения (2.5), т.е. $I_k = I_3 - I_6$, видим, что

$$\beta = \frac{I_3 - I_6}{I_6} = \frac{I_3}{I_6} - 1,$$

а так как отношение токов эмиттера и базы является коэффициентом γ усиления по току схемы ОК, находим зависимость

$$\beta = \gamma - 1. \quad (2.9)$$

Из выражения (2.9), а также по модели (2.4) с учетом соотношения (2.5) следует обратная зависимость между параметрами γ и β :

$$\gamma = \beta + 1. \quad (2.10)$$

По аналогии можно определить взаимосвязь между статическими коэффициентами усиления по току γ и α для схем включения транзистора ОК и ОБ. Это следует, например, из математической модели (2.4) для параметра γ :

$$\gamma = \frac{I_3}{I_6} = \frac{I_3}{I_3 - I_k}.$$

Поделив числитель и знаменатель на значение тока I_3 , с учетом соотношения $\frac{I_k}{I_3} = \alpha$, получим в результате

$$\gamma = \frac{1}{1 - \alpha}. \quad (2.11)$$

Из соотношений (2.10) и (2.11) для известных параметров α и β видно, что в схеме ОК усиление по току на единицу больше β , т.е. $\gamma = 10 \dots 10^3$.

Анализ полученных выражений показывает, что

$$\alpha \ll \beta < \gamma,$$

т.е. минимальное значение $\alpha < 1$ для схемы ОБ, максимальное соотношение $\gamma = 10 \dots 10^3$ и на единицу меньше $\beta = 9 \dots 999$ при включении транзистора по схеме ОК и ОЭ.

Оценить количественно статические коэффициенты по напряжению для различных схем включения позволяет анализ физики работы транзистора с общим коллектором. При заземлении коллектора (рис. 2.6, з) входное напряжение $U_{6к}$ между базой и коллектором распределяется на открытом $p-n$ -переходе база-эмиттер $U_{6э}$ и высокоомном сопротивлении коллектор-эмиттер, нагруженным на сопротивление потребителя сигнала с амплитудой $U_{кэ}$. За счет организованного таким образом делителя напряжения амплитуда на нагрузке $U_{кэ} = U_{6к} - U_{6э}$, т.е. $U_{кэ} < U_{6к}$, причем $U_{кэ} \gg U_{6э}$ или по другому: сумма напряжений на транзисторе определяется амплитудой входного сигнала

$$U_{6к} = U_{6э} + U_{кэ}. \quad (2.12)$$

Коэффициент передачи по напряжению K_γ для схемы ОК является отношением амплитуд выходного $U_{кэ}$ и входного $U_{бк}$ напряжений

$$K_\gamma = \frac{U_{кэ}}{U_{бк}} = \frac{U_{кэ}}{U_{бэ} + U_{кэ}} < 1, \quad (2.13)$$

который всегда меньше единицы, так как $U_{кэ} < U_{бэ} + U_{кэ}$.

Для схемы ОБ (рис. 2.6, б) $h_{12}^{-1} = K_\alpha$ зависит от выходного $U_{бк}$ и входного $U_{бэ}$ напряжений

$$K_\alpha = \frac{U_{бк}}{U_{бэ}}.$$

Коэффициент K_α несложно выразить через K_γ с учетом из (2.12) $U_{бэ} = U_{бк} - U_{кэ}$ и выражения (2.13) для схемы ОК:

$$K_\alpha = \frac{1}{1 - K_\gamma}. \quad (2.14)$$

Коэффициент усиления по напряжению $K_\beta = h_{12}^{-1}$ схемы ОЭ (рис. 2.6, в) определяется отношением выходного $U_{кэ}$ к входному $U_{бэ}$ напряжений

$$K_\beta = \frac{U_{кэ}}{U_{бэ}} = \frac{U_{кэ}}{U_{бк} - U_{кэ}}.$$

Поделив числитель и знаменатель на значение $U_{бк}$ с учетом формулы (2.13), находим зависимость

$$K_\beta = \frac{K_\gamma}{1 - K_\gamma}. \quad (2.15)$$

Соотношения параметров $h_{12} = K_U^{-1}$ для различных схем включения транзистора сведены во второй столбец табл. 2.1, который зеркально повторяет статические коэффициенты усиления по току $h_{21} = K_I$, систематизированные в третьем столбце табл. 2.1. Сопоставительный анализ параметров h_{12} и h_{21} в процессе математического моделирования согласуется со справочными данными статических коэффициентов усиления по напряжению и току транзисторов, выпускаемых промышленностью. По принципу инверсии наблюдается дуальная аналогия параметров K_I и K_U схем включения транзистора ОБ и ОК, причем

$$K_\gamma = \alpha; \quad K_\alpha = \gamma. \quad (2.16a)$$

В схеме ОЭ подтверждается равенство анализируемых параметров по току и напряжению

$$K_{\beta} = \beta, \quad (2.166)$$

которое можно объяснить принципом симметрии инверсных схем включения ОБ и ОК как делителей тока и напряжения.

Инверсная симметрия статических коэффициентов по току h_{21} и напряжению h_{12}^{-1} (табл. 2.1) показывает, что

$$K_{\gamma} \ll K_{\beta} < K_{\alpha},$$

т.е. минимальное значение $K_{\gamma} < 1$ для схемы ОК, максимальное соотношение $K_{\alpha} = 10 \dots 10^3$ и на единицу меньше $K_{\beta} = 9 \dots 999$ для схем ОБ и ОЭ транзистора.

Зависимости между входными $h_{11} = R_{вх}$ и выходными $h_{22}^{-1} = R_{вых}$ сопротивлениями транзистора для различных схем включения ОБ, ОЭ, ОК можно выявить из отношений соответствующих токов I_m и напряжений U_m , а также из соотношений значений сопротивлений между собой.

Например, поделив значение сопротивления $R_{\beta} = h_{11}$ схемы ОЭ на выражение сопротивления $R_{\alpha} = h_{11}$ схемы ОБ, находим зависимость

$$R_{\beta} = \gamma R_{\alpha},$$

так как
$$\frac{R_{\beta}}{R_{\alpha}} = \frac{U_{\beta 3} I_{\beta}}{I_{\alpha} U_{\alpha 3}} = \gamma,$$

где $\gamma = \frac{I_{\beta}}{I_{\alpha}}$ – усиление по току схемы ОК.

Аналогично, из отношения выходных сопротивлений $R_{\beta}^* = h_{22}^{-1}$, $R_{\gamma}^* = h_{22}^{-1}$ включения транзистора по схеме ОЭ и ОК, получим зависимость

$$R_{\beta}^* = \frac{R_{\gamma}^*}{\alpha},$$

так как
$$\frac{R_{\beta}^*}{R_{\gamma}^*} = \frac{U_{\beta кэ} I_{\beta}}{I_{\alpha} U_{\alpha кэ}} = \frac{1}{\alpha},$$

где $\alpha^{-1} = \frac{I_{\beta}}{I_{\alpha}}$ – усиление по току схемы ОБ.

Значения входного R_{β} и выходного R_{β}^* сопротивлений схемы транзистора ОЭ можно определить из выражений:

$$R_{\beta} = \frac{U_{\text{бэ}}}{I_{\text{б}}}, \quad R_{\beta}^* = \frac{U_{\text{кэ}}}{I_{\text{к}}},$$

а их взаимосвязь

$$R_{\beta} = R_{\beta}^* \quad (2.17)$$

находят в процессе деления

$$\frac{R_{\beta}}{R_{\beta}^*} = \frac{U_{\text{бэ}}}{I_{\text{б}}} \frac{I_{\text{к}}}{U_{\text{кэ}}} = \frac{\beta}{\beta} = 1,$$

так как отношения токов $\frac{I_{\text{к}}}{I_{\text{б}}} = \beta$ и напряжений $\frac{U_{\text{кэ}}}{U_{\text{бэ}}} = K_{\beta} = \beta$ равны между собой.

Равенство (2.17) можно подтвердить из выражения $K_{\beta} = \frac{U_{\text{кэ}}}{U_{\text{бэ}}} = \beta$ для коэффициента усиления по напряжению транзистора схемы ОЭ:

$$\frac{U_{\text{кэ}}}{U_{\text{бэ}}} = \frac{I_{\text{к}} R_{\beta}^*}{I_{\text{б}} R_{\beta}} = \beta \frac{R_{\beta}^*}{R_{\beta}},$$

так как выходное напряжение (рис. 2.6, в) $U_{\text{кэ}}$ определяется сопротивлением R_{β}^* коллектор-эмиттер и током коллектора $I_{\text{к}}$, а входное напряжение $U_{\text{бэ}}$ вызвано током $I_{\text{б}}$ базы на сопротивлении R_{β} базы-эмиттер транзистора.

Аналогичные вычисления позволяют выявить соотношения между заданными h -параметрами для различных схем включения транзистора, эти зависимости читателю предлагается определить самостоятельно и проверить адекватность решений, систематизированных в табл. 2.1.

Анализ табл. 2.1 показывает, что по входу транзистора минимальное сопротивление $R_{\alpha} = 1 \dots 100$ Ом и максимальное – $R_{\gamma} = 10^3 \dots 10^7$ Ом соответствует инверсным схемам ОБ и ОК, а им симметричная схема ОЭ имеет промежуточное значение $R_{\beta} = 100 \dots 10\,000$ Ом, т.е.

$$R_{\alpha} \ll \gamma R_{\alpha} = R_{\beta} = \frac{R_{\gamma}}{\gamma} \ll R_{\gamma}. \quad (2.18)$$

Для выходных сопротивлений h_{22}^{-1} справедливо неравенство

$$R_{\gamma}^* \leq \frac{R_{\gamma}^*}{\alpha} = R_{\beta}^* = \alpha R_{\alpha}^* \leq R_{\alpha}^*, \quad (2.19)$$

а значения сопротивлений на выходе транзистора для различных схем включения отличаются между собой незначительно и регламентированы диапазоном изменения сопротивления схемы ОЭ $10^2 - 10^4$ Ом (табл. 2.1).

Интегральным значением h -параметров служит коэффициент K_P усиления по мощности, определяемый произведением коэффициентов усиления по току K_I и напряжению K_U . Из асимметрии схем включения транзистора следует, что максимальный коэффициент мощности

$$K_{P\beta} = \beta K_{\beta} = \beta^2$$

характерен для схемы ОЭ, составляет значение $10^2 - 10^6$, а схемы ОБ и ОК обладают равными значениями коэффициентов $K_{P\alpha} = \alpha K_{\alpha} = \alpha \gamma = \beta$, $K_{P\gamma} = \gamma K_{\gamma} = \gamma \alpha = \beta$ и ограничены диапазоном $10 - 10^3$ усиления схемы ОЭ.

Свойства транзистора также характеризует фаза φ между входным U_{m1} и преобразуемым U_{m2} амплитудами сигнала. Анализ работы транзистора методом делителя напряжения (гл. 3.1) показывает инверсию сигнала в схеме ОЭ, отражаемую знаком «минус» перед статической характеристикой. Для схемы ОЭ фаза $\varphi = 180^\circ$, а реализованные на их базе преобразователи называют инверторами. Схемы на транзисторах, включенных с общими базой и коллектором не изменяют фазу $\varphi = 0$ сигнала и служат соответственно повторителями тока (схема ОБ) и напряжения (схема ОК).

Сопоставительный анализ h -параметров транзистора при различных схемах включения показывает:

- схема с общим эмиттером является инвертором сигнала, а схемы с общими базой и коллектором служат повторителями тока и напряжения;
- свойства транзистора асимметричны для схем с общими базой и коллектором относительно схемы с общим эмиттером;
- параметры транзистора являются гранями неделимого комплекса и регламентированы между собой для различных схем включения.

Выводы

1. Полупроводниковые приборы по способу обмена энергии с произвольным, синхронным и асинхронным режимом классифицируют на преобразователи (варисторы), вентили (диоды) и усилители (транзисторы).

2. Обмен энергии в варисторах обусловлен изменением электропроводности объема кристалла полупроводника под воздействием напряжения и температуры, давления и освещенности за счет генерации свободных носителей заряда (электронов или дырок).

3. Вентильный эффект организован изменением электропроводности p - n -перехода при прямом и обратном включении эдс за счет насыщения и обеднения электронами и дырками положительных и отрицательных ионов кристаллов решетки полупроводников электронной и дырочной проводимости.

4. Транзисторы реализуют усиление посредством изменения энергии основных носителей заряда в полупроводнике одного типа проводимости при управлении электрическим полем или током неосновных носителей заряда в полупроводнике другой проводимости.

5. Свойства транзистора инвариантны комплексу взаимосвязанных параметров схем включения с общими эмиттером, базой, коллектором и регламентируют алгоритмы инвертора сигнала, повторителей тока и напряжения.

3. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Рассмотрены компоненты операционного и дифференциального усилителей на основе полупроводниковых приборов, проведены их анализ методом графов и оценка нелинейности каскадов усиления.

Полупроводниковые усилители служат основой аналоговых ИС: дифференциальных и операционных усилителей. Аналоговые ИС реализуют на последовательном включении полупроводниковых каскадов, содержащих параллельное и последовательное соединение транзисторов. Компонентами операционного усилителя являются дифференциальные каскады и комплементарная пара, которые создают на транзисторных каскадах.

Существуют графический [1], графоаналитический [1, 2] и аналитический [13] методы расчета полупроводниковых усилителей. Наиболее универсальным является метод графов, позволяющий аналитически анализировать усилители на различных иерархических уровнях: от полупроводниковых приборов до больших интегральных схем. Метод графов оперирует законами Кирхгофа для узловых потенциалов схемы, создаваемых как постоянным, так и переменными токами [9, 15].

3.1. Транзисторный каскад

Транзисторный каскад [1, 2] по схеме с общим эмиттером (рис. 3.1) применяется для линейного преобразования сигнала в предварительных и оконечных блоках усиления амплитуды, соответственно в режимах *A* и *B*.

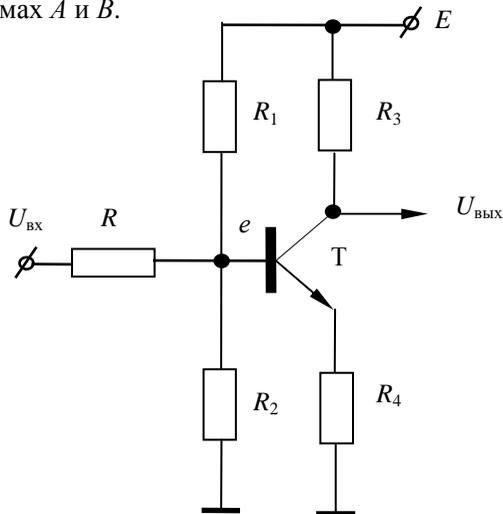


Рис. 3.1. Схема транзисторного каскада

Расчет по постоянному току

Режим работы транзистора Т задается по постоянному току входным и выходным делителями напряжения. Входной делитель на резисторах R_1 и R_2 нормирует напряжение E источника питания до потенциала e , соответствующего рабочей точке для включения $p-n$ -перехода база-эмиттер транзистора Т в прямом направлении. Это необходимо для создания тока I_3 в эмиттерном переходе. Выходной делитель организует последовательным включением резисторов R_3 и R_4 через сопротивление транзистора Т коллектор-эмиттер. При этом $p-n$ -переход база-коллектор подключается в обратном включении для создания тока I_k в цепи коллектора из тока I_3 эмиттера. Принимая $I_k = \alpha I_3 \approx I_3$, так как коэффициент усиления по току $\alpha \leq 1$, для открытого транзистора Т по постоянному току рабочая точка его выходной вольт-амперной характеристики определяется делителем напряжения из резисторов R_3 и R_4 .

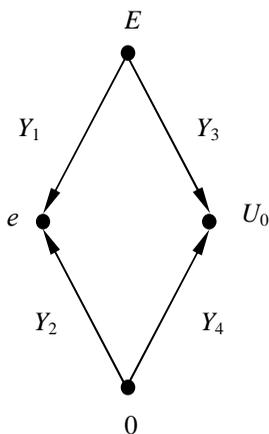


Рис. 3.2. Граф по постоянному току

из которых следует

$$e = \frac{Y_1 E}{Y_1 + Y_2}; \quad U_0 = \frac{Y_3 E}{Y_3 + Y_4}.$$

После замены проводимостей Y значениями сопротивлений $R = 1/Y$ находим расчетные соотношения:

$$e = \frac{R_2 E}{R_1 + R_2}; \quad U_0 = \frac{R_4 E}{R_3 + R_4}.$$

Расчет напряжений рабочих точек транзистора несложно провести методом узловых потенциалов в соответствии с графом (рис. 3.2) транзисторного каскада. Для построения графа по постоянному току выявляют искомые узлы e , U_0 и потенциалы E и 0 источника питания. Потенциалы с узлами соединяют графами, направленными от известных потенциалов к искомым узлам. Вес графов выбирают равным проводимостям Y , соответствующим обратной величине сопротивлений резисторов транзисторного каскада [15, 16].

По первому закону Кирхгофа для узлов справедливы выражения:

$$e(Y_1 + Y_2) = EY_1 + 0Y_2,$$

$$U_0(Y_3 + Y_4) = EY_3 + 0Y_4,$$

Следовательно, напряжения e , U_0 рабочих точек транзисторного усилителя пропорциональны ЭДС источника питания E и определяются сопротивлением R делителей.

Для прецизионных расчетов напряжений в рабочих точках следует учитывать граф транзистора T (рис. 3.3, а) или его сопротивление $R_{эк}$ между эмиттером и коллектором (рис. 3.3, б). Анализ результатов показывает, что значения амплитуды этих графов отличаются от рассмотренного примера не более 10 %. Это соответствует разбросу параметров сопротивлений от номинальных значений на практике.

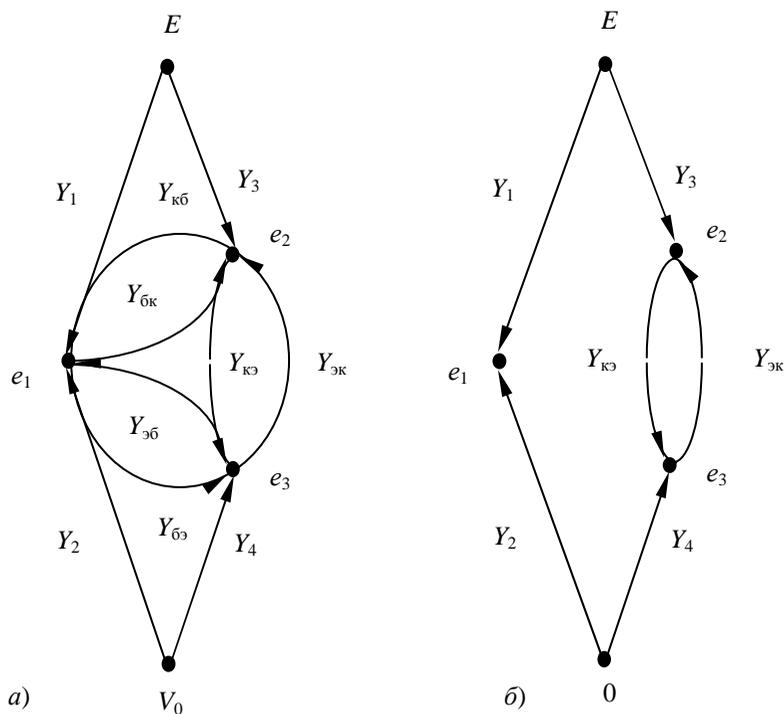


Рис. 3.3. Графы по постоянному току:
 а – полный; б – с учетом $R_{эк}$

Таким образом, для практических расчетов напряжений рабочих точек усилителя справедлив граф (рис. 3.2) по постоянному току без учета графа транзистора.

Коэффициент K усиления транзисторного каскада определяется цепью прохождения сигнала по переменному току. При этом источники постоянного тока обладают бесконечно большим сопротивлением для переменного сигнала, поэтому граф-схема по переменному току не идентична цепи постоянного тока. Кроме того, для постоянного тока источников питания каскада генераторы переменного сигнала имеют бесконечно большое сопротивление [15, 16].

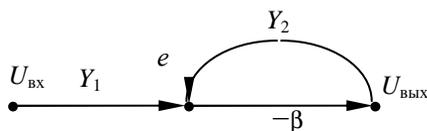


Рис. 3.4. Граф по переменному току сигнала

Сигнальный граф по переменному току (рис. 3.4) отражает исследуемую цепь (рис. 3.1) транзисторного каскада с ОЭ, при этом по кратчайшему пути связывает узлы входа $U_{\text{вх}}$ и выхода $U_{\text{вых}}$ сигнала. Вектор графов соответствует пути прохождения переменного сигнала $U_{\text{вх}}$ со входа схемы через узел с потенциалом e , который служит входом эмиттерного каскада. В узел e поступает также выходной граф, отражающий обратную связь с выхода $U_{\text{вых}}$ коллектора на базу транзистора по переменному току [15].

Вес графов, входящих в узел e , соответствует проводимости Y резисторов R и последовательной цепи R_1, R_3 :

$$Y_1 = 1/R; \quad Y_2 = 1/(R_1 + R_3).$$

Вес сигнального графа, выходящего из узла e , определяется схемой включения транзистора T и равен его коэффициенту усиления по току. Для трех схем включения транзистора: с общей базой (ОБ), общим эмиттером (ОЭ) и коллектором (ОК) – коэффициенты усиления соответствуют: $\alpha, -\beta, \gamma$. Только схема с ОЭ является инвертором сигнала, поэтому коэффициент β берется со знаком «минус».

В соответствии с граф-схемой (рис. 3.4) составляют систему уравнений по законам Кирхгофа для узлов, в которые поступают сигнальные графы.

Для узла e справедлив I закон Кирхгофа (сумма токов, входящих в узел e ($Y_1 + Y_2$), равна выходящей $U_{\text{вх}}Y_1 + U_{\text{вых}}Y_2$ сумме токов):

$$e(Y_1 + Y_2) = U_{\text{вх}}Y_1 + U_{\text{вых}}Y_2. \quad (3.1a)$$

По II закону Кирхгофа связаны узлы $U_{\text{вых}}$ и e коэффициентом усиления $-\beta$ транзистора:

$$U_{\text{вых}} = -\beta e. \quad (3.1б)$$

Решение системы уравнений определяет коэффициент K передачи (усиления) транзисторного каскада по напряжению:

$$K = U_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{ВХ}}.$$

Для этого в уравнениях выражают неизвестный потенциал e :

$$\begin{cases} e = (U_{\text{ВХ}} Y_1 + U_{\text{ВЫХ}} Y_2) / (Y_1 + Y_2), \\ e = U_{\text{ВЫХ}} / (-\beta) \end{cases}$$

и получают равенство:

$$\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{-\beta} = \frac{U_{\text{ВХ}} Y_1 + U_{\text{ВЫХ}} Y_2}{Y_1 + Y_2}.$$

После несложных математических преобразований находят статическую характеристику:

$$U_{\text{ВЫХ}} \left(Y_2 + \frac{Y_1 + Y_2}{\beta} \right) = -U_{\text{ВХ}} Y_1, \quad (3.2a)$$

а также коэффициент усиления каскада

$$K = - \frac{Y_1}{Y_2 + \frac{Y_1 + Y_2}{\beta}}. \quad (3.2б)$$

Анализ выражения (3.2б) показывает нелинейную функциональную зависимость коэффициента K от сопротивлений R резисторов:

$$K = - \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + \frac{R_2 / R_1 + 1}{\beta}}, \quad (3.2в)$$

что обусловлено невысоким коэффициентом усиления β транзисторов. Как правило, $\beta = 10$, для лучших экземпляров не превышает 1000. Лишь для идеального полупроводникового прибора ($\beta \rightarrow \infty$) коэффициент передачи каскада определяется пропорционально отношению сопротивлений R , т.е.

$$K = - \frac{R_2}{R_1} \Big|_{\text{при } \beta \rightarrow \infty}.$$

При этом $K \gg 1$, так как R_2 выбирается много больше R_1 , а номиналы резисторов ограничены токами транзистора и мощностью его рассеяния.

С математической точки зрения избыточность $\beta \rightarrow \infty$ активного элемента необходима для упрощения зависимости $K(R_1, R_2)$, что приводит к линейности преобразования амплитуды сигнала с позиций физики.

На уровне полупроводниковых приборов из дискретных компонентов избыточность β практически недостижима, что обусловлено разбросами технологических параметров элементной базы и несопоставимыми температурными и временными дрейфами. Избыточность усиления достигнута в базисе интегральных схем (ИС) за счет создания на единой подложке последовательно включенных каскадов дифференциальных усилителей.

Метод анализа коэффициента передачи не зависит от элементного базиса микроэлектроники и справедлив как для полупроводниковых приборов, так и для интегральных схем различного иерархического уровня. Представим анализ усилителей методом графов в виде алгоритма расчета схем.

1. Схеме делителя (рис. 3.1) ставят в соответствие исследуемым узловым потенциалам граф-схему (рис. 3.4), в которой сигнальные графы направлены со входа на выход по кратчайшему пути следования усиливаемого сигнала и его воздействия на вход по цепи обратной связи.

2. Вес графов (рис. 3.4) резисторов определяется по значению их проводимости, а вес графов активных элементов пропорционален коэффициенту усиления преобразователей.

3. Составляют систему уравнений (3.1а, б) по законам Кирхгофа для узлов граф-схемы (рис. 3.4).

4. Находят алгоритмы преобразования: статическую характеристику (3.2а) и коэффициент передачи (усиления) каскада (3.2б) в процессе решения системы уравнений (3.1).

5. Проводят анализ усилительного каскада за счет оценки алгоритмов (3.2) преобразования по критериям эффективности.

3.2. Дифференциальный каскад

Дифференциальный каскад (рис. 3.5, а) организуют параллельным включением транзисторных усилителей, например инверторов. Инверторы выполнены на транзисторах T_1 и T_1' по схеме с общим эмиттером и коэффициентами усиления $-\beta$, $-\beta'$. Усиление каскадов определяется резисторами R_1, R_2 и R_1', R_2' . Резисторы R_k служат сопротивлениями нагрузки каскадов, а R_3 является стабилизатором тока для исключения дрейфа рабочих точек транзисторов [1, 2, 9].

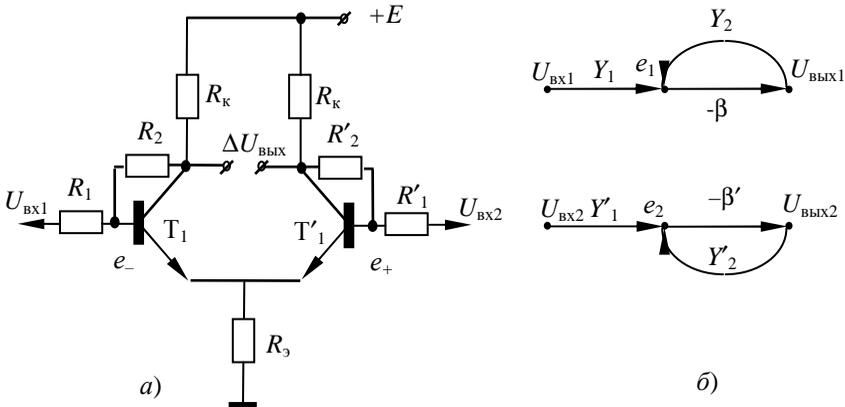


Рис. 3.5. Дифференциальный каскод:
a – схема; *б* – граф

Дифференциальному каскоду (рис. 3.5, *a*) соответствует граф-схема (рис. 3.5, *б*), состоящая из симметричных сигнальных графов с весом $Y_1 = 1/R_1$ и $Y'_1 = 1/R'_1$; $Y_2 = 1/R_2$ и $Y'_2 = 1/R'_2$; $-\beta$ и $-\beta'$. Система уравнений для первого графа по I и II законам Кирхгофа имеет вид [15]:

$$\begin{cases} e_1 (Y_1 + Y_2) = U_{\text{ВХ1}} Y_1 + U_{\text{ВЫХ1}} Y_2, \\ U_{\text{ВЫХ1}} = e_1 (-\beta), \end{cases}$$

и идентична каскоду с ОЭ, рассмотренному в гл. 3.1, поэтому функция преобразования аналогична:

$$U_{\text{ВЫХ1}} = -U_{\text{ВХ1}} \frac{Y_1}{Y_2} \left/ \left(1 + \frac{Y_1 + Y_2}{\beta Y_2} \right) \right.$$

Графы каскодов симметричны (рис. 3.5, *б*), поэтому для второго выхода по аналогии справедливо:

$$U_{\text{ВЫХ2}} = -U_{\text{ВХ2}} \frac{Y'_1}{Y'_2} \left/ \left(1 + \frac{Y'_1 + Y'_2}{\beta' Y'_2} \right) \right.$$

Принимая во внимание, что для дифференциального каскода $\Delta U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВЫХ1}} - U_{\text{ВЫХ2}}$, находим передаточную функцию

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ2}} \frac{Y'_1}{Y'_2} \left/ \left(1 + \frac{Y'_1 + Y'_2}{\beta' Y'_2} \right) \right. - U_{\text{ВХ1}} \frac{Y_1}{Y_2} \left/ \left(1 + \frac{Y_1 + Y_2}{\beta Y_2} \right) \right. \quad (3.3)$$

Анализ выражения показывает, что если параметры симметричных каскадов выбрать аналогичными: $Y_1 = Y'_1$, $Y_2 = Y'_2$, $\beta = \beta'$, то

$$\Delta U_{\text{вых}} = -\Delta U_{\text{вх}} \frac{Y_1}{Y_2} \left/ \left(1 + \frac{Y_1 + Y_2}{\beta Y_2} \right) \right.,$$

где $\Delta U_{\text{вых}} = U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}$. При этом коэффициент передачи дифференциального каскада

$$\Delta K = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta U_{\text{вх}}} = -\frac{R_2}{R_1} \left/ \left(1 + \frac{R_1 + R_2}{\beta R_1} \right) \right.$$

по структуре соответствует коэффициенту K усиления схемы одного каскада с общим эмиттером.

Физический смысл равенства параметров можно понять из следующих рассуждений. Предположим, что $U_{\text{вх1}} = U_{\text{вх2}}$ и для линейных преобразований $U_{\text{вых1}} = U_{\text{вых2}}$, т.е. $\Delta U_{\text{вых}} = 0$. В этом случае выражение (3.3) также равно нулю, откуда следует равенство

$$\left(\frac{Y_2}{Y_1} - \frac{Y'_2}{Y'_1} \right) + \left(\frac{Y_1 + Y_2}{\beta Y_1} - \frac{Y'_1 + Y'_2}{\beta' Y'_1} \right) = 0. \quad (3.4)$$

Это условие выполнимо, если выражения в скобках также равны нулю. Из этого следует соотношение:

$$\frac{Y_2}{Y_1} = \frac{Y'_2}{Y'_1} \quad \text{или} \quad \frac{R_1}{R_2} = \frac{R'_1}{R'_2}, \quad (3.5)$$

известное [15] как условие равновесия моста, при выполнении которого отсутствует температурный, временной и параметрический дрейф схемы. Из равенства нулю выражения второй скобки соотношения (3.4) очевидно, что равновесие моста (3.5) реализуемо, если транзисторы T_1 и T'_1 дифференциального каскада подобрать с одинаковыми коэффициентами усиления, т.е. $\beta = \beta'$.

Следовательно, при конструировании дифференциального каскада на идентичных элементах, когда подобраны транзисторы с равными параметрами $\beta = \beta'$ и выполняется условие (3.5) равновесия моста, в усилителе отсутствует температурный, временной и параметрический дрейф. При этом случайная погрешность отсутствует, а схема находится в режиме метрологической симметрии [15 – 19].

Из анализа дифференциального каскада очевидна сущность условия равновесия моста (3.5).

С математической точки зрения выполнение условия (3.5) упрощает алгоритм преобразования, что исключает случайную погрешность с позиций метрологии.

На уровне технологии полупроводниковых приборов условия метрологической симметрии практически не осуществимы из-за разброса параметров дискретных компонентов. Лишь на уровне ИС дифференциальный каскад выполним симметричным на идентичных элементах единой подложки полупроводника, что реализует условие равновесия моста и исключает погрешность от случайных помех.

3.3. Комплементарная пара

Комплементарная пара (КП) предназначена для нормирования сигналов относительно потенциала «земли» и усиления по мощности. Схема КП функционирует в линейном режиме B и служит усилителем мощности на выходе операционного усилителя, организованного из последовательно включенных дифференциальных каскадов [1, 2, 9].

Выходной каскад (рис. 3.6, *a*) организуют на транзисторах T_1 и T_2 разного типа проводимости, например, $n-p-n$ -типа T_1 и T_2 со структурой $p-n-p$. Пару подбирают с одинаковыми параметрами $\beta = \beta'$ транзисторов T_1 и T_2 . Резисторы R_1 и R_2 (R'_1 и R'_2) определяют коэффициент усиления T_1 (T_2), а нагрузкой являются резисторы R .

На рис. 3.6, *б* приведен граф схемы (рис. 3.6, *a*), которому соответствует система уравнений по I закону Кирхгофа для узлов e_- и e_+ [15]:

$$\begin{cases} e_- (Y_1 + Y_2) = U_{\text{вх1}} Y_1 + U_{\text{вых}} Y_2, \\ e_+ (Y'_1 + Y'_2) = U_{\text{вх2}} Y'_1 + U_{\text{вых}} Y'_2, \end{cases}$$

а также для выхода $U_{\text{вых}}$ по II закону Кирхгофа:

$$U_{\text{вых}} = e_+ \gamma + e_- \gamma,$$

где γ – коэффициент усиления по току транзисторов, включенных по схеме с общим коллектором.

Выражая значение суммы $e_+ + e_- = \frac{U_{\text{вых}}}{\gamma}$ и подставляя ее в систему уравнений, находим

$$\frac{U_{\text{вх1}} Y_1 + U_{\text{вых}} Y_2}{Y_1 + Y_2} + \frac{U_{\text{вх2}} Y'_1 + U_{\text{вых}} Y'_2}{Y'_1 + Y'_2} = \frac{U_{\text{вых}}}{\gamma}.$$

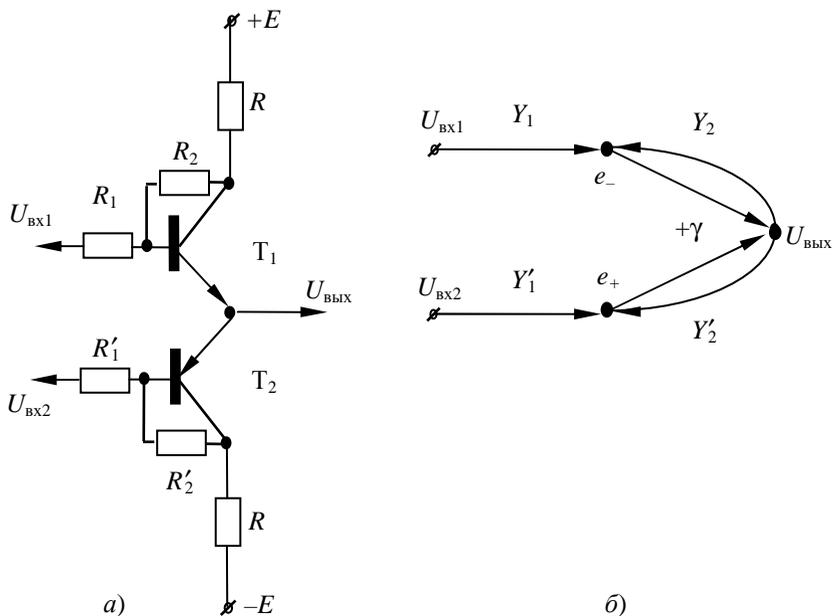


Рис. 3.6. Комплементарная пара:
a – схема; *б* – граф

Приводя подобные члены и учитывая условие равновесия моста $\frac{Y_2}{Y_1} = \frac{Y'_2}{Y'_1}$, получаем алгоритм функционального преобразования усилителя мощности:

$$U_{\text{ВЫХ}} = -(U_{\text{ВХ1}} + U_{\text{ВХ2}}) \frac{Y_1}{Y_2} \left/ \left(2 - \frac{Y_1 + Y_2}{\gamma Y_2} \right) \right. \quad (3.6)$$

Анализ зависимости (3.6) показывает, что при $\gamma \rightarrow \infty$ алгоритм реализует функцию суммирования сигналов:

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{Y_1 U_{\text{ВХ1}} + U_{\text{ВХ2}}}{Y_2},$$

а комплементарная пара является аналоговым сумматором амплитуд. Схема КП в процессе объединения ненормированных относительно корпуса сигналов U_1 и U_2 нормирует их относительно потенциала «земли» – «бесплатного нулевого эталона». При этом исключается не-

определенность значения амплитуд, присущая дифференциальному усилителю, что повышает стабильность и воспроизводимость преобразования сигналов.

В частном случае от КП не требуется усиление по напряжению, при этом $R_1 = R_2 = R'_1 = R'_2$ и в реальной схеме они могут отсутствовать. Как правило, $R = 0$, так как схема КП является управляемым делителем напряжения, состоящим из последовательного соединения транзисторов, включенных по схеме с общим коллектором. При этом в эмиттерном повторителе нагрузка включается между эмиттером и потенциалом «земли», а комплементарная пара служит основной метрологической задачей: нормированию сигналов переменного тока.

Последовательное включение комплементарной пары на выход дифференциального каскада позволяет создать операционный усилитель с нормированными входными сигналами относительно нулевого потенциала.

3.4. Нелинейность

Линейность коэффициента K передачи необходима для формирования выходного сигнала нормируемого уровня пропорционально информационному сигналу ПИП без искажения сообщений. Мерой линейности усилителей служит нелинейность ε статической характеристики, отражающей ее отклонение от прямой зависимости измеряемых и нормируемых величин в заданном диапазоне.

Нелинейность каскада, выполненного на транзисторе с ОЭ, определяется выражением

$$\varepsilon = \frac{1 + R_2/R_1}{\beta},$$

которое искажает линейное преобразование коэффициента K передачи:

$$K = -R_2/R_1 \Big/ \frac{1 + R_2/R_1}{\beta}.$$

Для последовательно включенных n каскадов с равными $K_i = K_{i+1}$ коэффициентами общий коэффициент K_n передачи равен их произведе-

нию $K_n = \prod_{i=1}^n K_i = K^n$, что соответствует

$$K_n = \left[-\frac{R_2}{R_1} \Big/ (1 + \varepsilon) \right]^n.$$

Линейное преобразование, при котором

$$K_n = \left(-\frac{R_2}{R_1} \right)^n,$$

может быть достигнуто при условии, когда

$$\left| 1 - (1 + \varepsilon)^n \right| \leq \varepsilon_0,$$

где ε_0 – нелинейность последовательно включенных каскадов усилителей. Разложение степенного полинома с точностью до линейного члена позволяет получить соотношение между нелинейностью ε_0 n -каскадного усилителя и нелинейностью ε каскада:

$$\varepsilon_0 \geq |n \varepsilon|. \quad (3.7)$$

Из соотношения (3.7) следует, что нелинейность последовательно включенных каскадов является суммарной погрешностью нелинейностей ε_i i -х каскадов

$$\varepsilon_0 \geq \left| \sum_{i=1}^n \varepsilon_i \right| \quad (3.8)$$

и возрастает с увеличением числа n каскадов. Выражение (3.8) согласуется с регламентами ГОСТ метрологической оценки точности измерительной системы, организованной из иерархических структур более низкого ранга.

Философская трактовка соотношения (3.8) соответствует накоплению количества без изменения качества, известного как закон эволюции. Изменение качества, соответствующего закону революции, можно проследить на иерархических уровнях: транзистор-каскад-усилитель.

Оценим изменение нелинейности преобразования по иерархической вертикали на примере $j = \overline{1, m}$ рангов структур, организованных из $i = \overline{1, n}$ последовательно включенных структур более низкого ранга. На j -м ранге для одинаковых каскадов $K_{ij} = K_{i+1j} = K_{nj}$ коэффициент $K_j = \prod_{i=1}^n K_{ij} = K_{nj}^n$ усилителя определяется нелинейностью ε_{ij} следующим соотношением:

$$K_j = K_{rj} / (1 + \varepsilon_{ij}),$$

где $K_{rj} = R_{2j} / R_{1j}$ – линейный коэффициент преобразования j -го ранга.

Нелинейность $\varepsilon_{ij} = \frac{1 + K_{rj}}{K_{j-1}}$ прямо пропорциональна коэффициенту

K_{j-1} более низкого ранга.

На $(j - 1)$ -м ранге справедливо выражение

$$K_{j-1} = K_{rj-1}^n / (1 + n \varepsilon_{ij-1}),$$

причем

$$|n \varepsilon_{ij-1}| \leq \varepsilon_{j-1},$$

где ε_{j-1} – нелинейность последовательно включенных каскадов $(j - 1)$ -го ранга.

Несложно после подстановки K_{j-1} в выражение ε_{ij} найти взаимосвязь между нелинейностями различных иерархических уровней:

$$\varepsilon_{ij} = \frac{1 + K_{rj}}{K_{rj-1}^n} (1 + n \varepsilon_{ij-1}), \quad (3.9)$$

где $i = \overline{1, n}$ – число структур на $(j - 1)$ -м ранге иерархии.

Зависимость (3.9) устанавливает закономерность: нелинейность структуры верхнего ранга можно уменьшить относительно нелинейности структуры более низкого ранга за счет увеличения в ней числа n каскадов, а также коэффициента передачи.

В таблицах 3.1 – 3.3 приведены примеры зависимостей нелинейности от коэффициента K передачи каскада для $K_{j-1} = 10^5$; $i = 1$:

Таблица 3.1

K_j	10	50	100	200	300	400	500	1000
$\varepsilon, \%$	0,011	0,051	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	1,0

от числа n каскадов при $K_{j-1} = 500$:

Таблица 3.2

n	1	2	3	4	5
ε_{ij}	0,005	0,005	0,005	0,005	0,005
$\varepsilon_j, \%$	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5
K_j	500	$2,5 \cdot 10^5$	$1,25 \cdot 10^8$	$6,25 \cdot 10^{10}$	$3,125 \cdot 10^{13}$

и на иерархических уровнях при $n = 5$:

Таблица 3.3

$K_{jr} = R_2/R_1$	K_{j-1}	j	$\varepsilon_{ij}, \%$	ε_j	K_j
10	10^3	2	1,10	0,055	10^5
100	10^5	3	0,10	0,0051	10^{10}
500	10^5	3	0,50	0,0251	$3,13 \cdot 10^{13}$

Из анализа иерархических уровней, состоящих из последовательно включенных каскадов, следует, что:

- нелинейность n каскадов является суммарной погрешностью нелинейностей каждого каскада и возрастает с увеличением числа каскадов;
- нелинейность структуры верхнего ранга можно уменьшить за счет увеличения числа каскадов и коэффициента передачи структуры более низкого ранга;
- коэффициент глубины обратной связи не может превышать коэффициент K преобразования базисного элемента каскада;
- глубина обратной связи каскада пропорциональна нелинейности и повышает линейность преобразования сигнала за счет улучшения характеристик базисного элемента.

Выводы

1. Режимы работы транзисторов задают по постоянному току входным и выходным делителями напряжения источника питания, а коэффициент передачи каскада регламентируют по переменному току делителем напряжения обратной связи усиленного сигнала генератора.

2. Дифференциальный каскад организуют по принципу симметрии параллельным включением транзисторных усилителей, образующих активный мостовой делитель, исключая температурный, временной и параметрический дрейф при условии равновесия моста, соответствующего метрологической симметрии.

3. Комплементарная пара предназначена для нормирования сигналов относительно потенциала «земля» и усиления по мощности, служит для создания операционного усилителя при последовательном соединении дифференциальных каскадов, формирующих избыточный коэффициент усиления.

4. Линейность преобразования сигнала усилителя пропорциональна глубине отрицательной обратной связи и метрологическим характеристикам базисных элементов интегральных схем.

4. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ СИГНАЛОВ

Систематизированы преобразователи сигналов по способам процесса преобразования в полупроводниковых приборах и интегральных схемах. Показано, что способы аналогового, импульсного и цифрового преобразования сигнала регламентированы режимами работы усилителей, которые рассмотрены на примере операционных усилителей. На примере аналоговых, импульсных и цифровых инверторов рассмотрены основные формы представления функции в технике и науке: схемы и таблицы, структурные формулы и временные диаграммы.

Линейность преобразования физических величин обусловлена характеристиками элементов делителей сигналов, включенных в обратную связь преобразователей. Линейные, функциональные и нелинейные преобразования схемотехнически реализуют на активных (резисторы) и реактивных (конденсаторы и индуктивности) сопротивлениях и на полупроводниковых приборах (диоды, транзисторы) со статическими, динамическими и кинетическими характеристиками.

Таким образом, функцию преобразования сигнала моделируют алгоритмом работы делителя сигнала, а форма сигнала регламентируется способами процесса преобразования информации [13 – 15].

Процесс изменения параметров физического носителя из одной формы в другую в координатах пространство-время-функция называется преобразованием информации. Под преобразованием электрического сигнала понимают изменение формы представления физической величины по амплитуде тока и напряжения, временным параметрам и нормированным состояниям потенциала электромагнитного поля.

Важность преобразования в информационно-измерительной технике столь значительна, что совокупность информационных процессов называют так же, как и основополагающий процесс, термином «преобразование» [18].

По форме представления физической величины различают аналоговое (непрерывное), дискретное (цифровое) и импульсное (аналого-дискретное) преобразование сигнала. Аналоговое преобразование непрерывно во времени t (рис. 4.1, *a*) и для любого значения времени существует аналоговый сигнал $A(t)$ преобразуемой физической величины. При импульсном преобразовании изменяются временные параметры сигнала и только для дискретных значений времени t_k формируется импульс $F_k(t_k)$ (рис. 4.1, *б*). Дискретное преобразование изменяет физическую величину в числовой эквивалент-код (рис. 4.1, *в*) через равные интервалы времени $t = \tau_0 k$, и состоянию k соответствует посто-

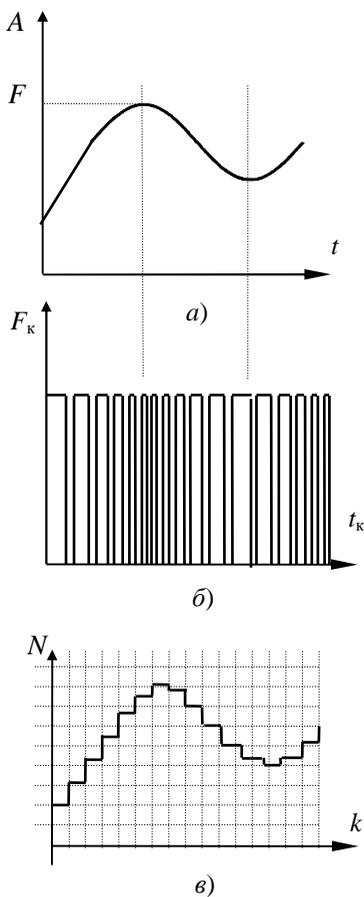


Рис. 4.1. Формы представления сигнала:

a – аналоговый; *б* – импульсный;
в – дискретный

единица) в различных состояниях координат (время, пространство, функция). Различают последовательное и параллельное преобразования сигнала соответственно в число- и кодоимпульсной форме. Цифровые преобразования гибки и универсальны, не подвержены дрейфу и помехам, обладают высокой метрологической эффективностью по точности, надежности и оперативности. Цифровые преобразования эффективны при создании современных информационных технологий в различных отраслях науки и техники.

янный код $N(k)$, который дискретно аппроксимирует аналоговую функцию [18].

Аналоговый сигнал формируют за счет изменения значения амплитуды тока и напряжения, сопротивления и проводимости, мощности и энергии. Аналоговое преобразование отражает изменение физической величины непрерывно в реальных координатах времени и отличается от других преобразований простотой и оперативностью. Ограничивают область применения аналоговых преобразований низкая помехозащищенность и дрейф амплитуды.

Преобразование в импульсной форме осуществляется за счет изменения временных параметров сигнала: ширины и частоты, фазы и скважности. Поэтому импульсные преобразования классифицируют на широтно-, фазо- и времяимпульсные. Импульсные преобразования отличаются высокой помехозащищенностью и низкой энергоемкостью, а их недостатками являются сложность преобразования и низкое быстродействие.

Цифровое преобразование организуют нормированными потенциалами электромагнитного поля, эквивалентными логическим уровням (например, логический ноль и

Способы преобразования сигнала в полупроводниковых приборах и интегральных схемах регламентируются режимами работы, которые аналогичны для линейных и нелинейных преобразователей на транзисторах и операционных усилителях [9, 13, 18].

4.1. Режимы работы операционного усилителя

Режимы работы ОУ определяют способ преобразования сигнала: аналоговый, импульсный, дискретный, и в зависимости от способа ИС классифицируют на линейные (аналоговые) ЛИС, аналого-импульсные (импульсные) АИС и дискретные (цифровые) ЦИС. Различают четыре режима: *A* и *B* в линейной области, *C* – на линейном участке и при насыщении, *D* – в области насыщения. Режим работы ОУ определяет рабочая точка $U_{0\text{вх}}$ и амплитуда $|U_{\text{вх}}|$ входного сигнала. Для работы ОУ в линейном режиме выбирают линейный участок $[U_{\text{max}}^-, U_{\text{max}}^+]$, для дискретных преобразований нелинейный $> |U_{\text{max}}|$ за счет насыщения участка. Рабочая точка $U_{0\text{вх}}$ характеризует исходное состояние ОУ по постоянному току без наличия входного сигнала переменной величины.

4.1.1. Линейный режим *A*

Режим *A* необходим для линейного преобразования отрицательной и положительной полуволн переменного сигнала малой мощности и используется в предварительных каскадах усиления аналогового сигнала [2, 9, 18].

Размах амплитуды входного сигнала ограничивают линейным участком $U_{\text{вх}} = 2U_m \leq |U_{\text{max}}|$, при этом рабочую точку выбирают, как правило, при условии равновесия ОУ на нулевой отметке $U_{0\text{вх}} = 0$ абсциссы статической характеристики (рис. 4.2, б). Статическая характеристика $U_{\text{вых}} = \Psi(U_{\text{вх}})$ аналитически связывает выходной $U_{\text{вых}}$ и входной $U_{\text{вх}}$ сигналы и позволяет организовать семейство временных диаграмм (рис. 4.3).

Графический метод построения по входной временной диаграмме $U_{\text{вх}} = f(t)$ реакции сигнала на выходе ОУ $U_{\text{вых}} = F(t)$ по статической характеристике $U_{\text{вых}} = \Psi(U_{\text{вх}})$ проиллюстрирован на рис. 4.2. Временные диаграммы строят таким образом, чтобы ординаты амплитуд были параллельны соответствующим координатам амплитуд статической характеристики. Если амплитудная характеристика (рис. 4.2, б) в де-

картовых координатах по оси абсцисс зависит от $U_{\text{вх}}$ и ординате соответствует $U_{\text{вых}}$, то входная диаграмма располагается ниже характеристики, а выходная – справа от нее. Временные оси координат входной (рис. 4.2, а) и выходной (рис. 4.2, в) диаграмм совмещают с соответствующими осями координат статической характеристики (рис. 4.2, б). Построение подобно развертке чертежа объекта в декартовых координатах трехмерного пространства, но по координате, перпендикулярной плоскости $\{U_{\text{вых}}, U_{\text{вх}}\}$ отложен вектор времени t .

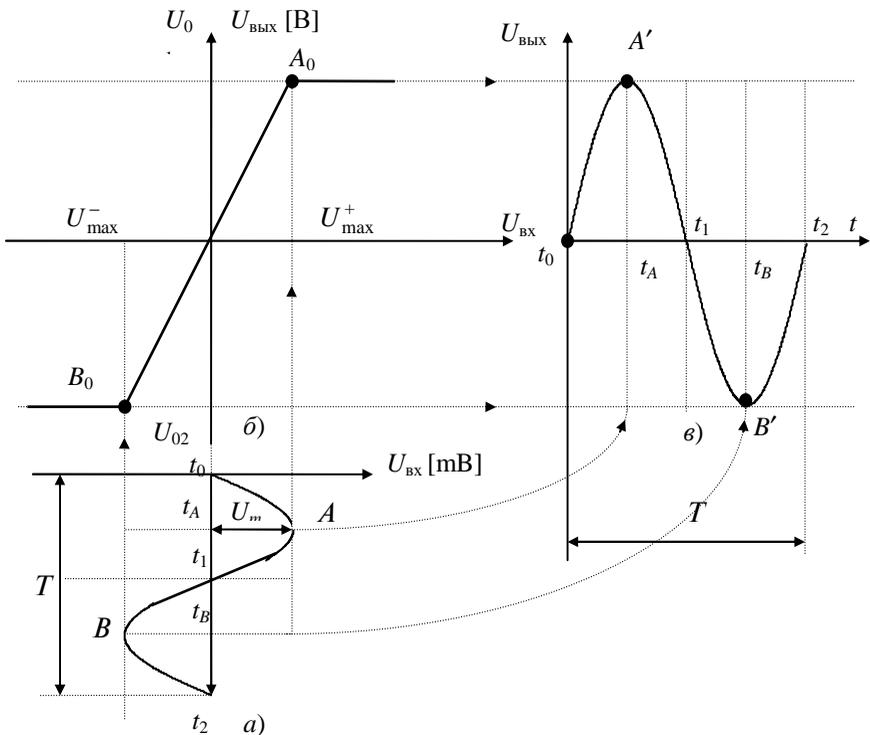


Рис. 4.2. Линейный А режим работы ОУ: $2U_{\text{вх}} \leq |U_{\text{max}}|$; $U_0 = 0$,
 а – $U_{\text{вх}} = f(t)$ – временная диаграмма входного сигнала;
 б – $U_{\text{вых}} = \Psi(U_{\text{вх}})$ – статическая характеристика;
 в – $U_{\text{вых}} = F(t)$ – временная диаграмма выходного сигнала

Анализ линейности преобразования осуществляют по реакции на синусоидальный сигнал, как наиболее простой с позиций математики при разложении в спектр. На входной диаграмме (рис. 4.2, *a*) отображают сигнал $U_{\text{вх}} = U_m \sin \omega t$ симметрично оси времени, так как в режиме *A* рабочую точку выбирают при $U_{\text{вх}} = 0$, т.е. на оси $U_{\text{вых}}$, продолжением которой служит абсцисса временной диаграммы. В соответствии с режимом размах амплитуды $2U_m$ тестового сигнала выбирают на линейном участке статической характеристики не более $2U_{\text{max}}$.

По оси абсцисс t временных диаграмм показывают изменение амплитуды сигнала за период $T = 2\pi/\omega$, а характерные точки амплитуды (экстремумы и нулевые значения) через интервалы $T/4$ откладываются на временной оси. На диаграммах (рис. 4.2, *a*, *б*) соответственно обозначены t_0 , t_1 , t_2 нулевые значения амплитуды через интервал $T/2$, а между ними – значения t_A , t_B , в которых амплитуда принимает максимумы U_m , отмеченные точками *A* и *B* (рис. 4.2, *a*).

Амплитуду отклика на выходной диаграмме получают из графических построений посредством зеркального отображения проекции амплитуды входного сигнала относительно статической характеристики на координатную плоскость диаграммы. Например, точке *A* входной диаграммы (рис. 4.2, *a*) соответствует точка *A'* выходной диаграммы (рис. 4.2, *б*) в момент времени t_A , так как точка *A*

проецируется на амплитудной характеристике (рис. 4.2, *б*) в точке A_0 , определяющей максимум амплитуды положительной полуволны входного сигнала. В момент t_B максимум отрицательной полуволны входной диаграммы (рис. 4.2, *a*, точка *B*) проецируется в точке B_0 амплитудной характеристики (рис. 4.2, *б*), которая соответствует амплитуде выходного сигнала в точке *B'* выходной диаграммы (рис. 4.2, *в*).

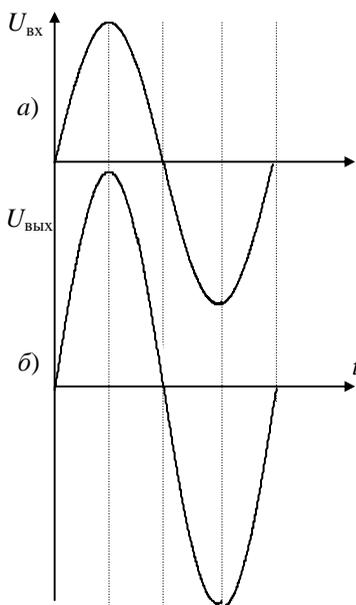


Рис. 4.3. Семейство временных диаграмм ОУ в режиме *A*:
a – на входе; *б* – на выходе

Аналогично можно отобразить значение амплитуды синусоидального сигнала в любой момент времени, но на практике достаточно значений в характеристических точках, которые на выходной диаграмме последовательно соединяют плавной линией. Как видно (рис. 4.2, *в*) при объединении точек t_0, A', t_1, B' и t_2 выходной сигнал в режиме A линейно повторяет синусоиду по амплитуде, усиленную в K раз, так как $U_{\text{вых}}$ измеряется в вольтах, а амплитуда $U_{\text{вх}}$ на входе изменяется в милливольтгах.

Результатом графического метода являются временные диаграммы (рис. 4.2, *а, в*), которые на практике объединяются в семейство (рис. 4.3), как правило, в одних координатах времени за период T . Ординату в семействе временных диаграмм выбирают общую с одинаковыми или нормированными для каждого графика мерами отсчета по амплитуде. Временные диаграммы располагают последовательно сверху вниз, отражая функции информационного процесса схемы со входа (рис. 4.3, *а*) на выход (рис. 4.3, *б*) последовательно включенных структур.

Режим A используется в предварительных и промежуточных каскадах, преобразующих маломощный сигнал с амплитудой $2U_m$ для усиления тока или напряжения. Для линейного преобразования по мощности применяют режим B .

4.1.2. Линейный режим B

Режим B служит для линейного преобразования сигнала по мощности в оконечных каскадах усиления, работающих в течение периода за два такта, причем в каждом такте усиливается положительная или отрицательная полуволна [2, 16, 18].

Размах амплитуды входного сигнала полуволны U_m выбирают на линейном участке $U_m \leq |U_{\text{max}}|$, рабочую точку для положительной полуволны синусоидального сигнала выбирают $U_{\text{max}}^- \leq U_0$, а для отрицательной — $U_0 \leq U_{\text{max}}^+$ (рис. 4.4).

Рассмотрим пример усиления положительной полуволны. На входной временной диаграмме (рис. 4.4, *а*) показан один полупериод $T/2$ преобразования одного из плеч двухтактного каскада. Амплитуда сигнала синусоиды изменяется от нулевого уровня в точке A в начальный момент времени t_0 до максимума в точке B в момент $t_B = T/4$ и до нуля в точке C при $t_C = T/2$. На временной оси отмечают характеристические моменты времени t_0, t_B, t_C , а также моменты t_1 и t_2 , в которых амплитуда входного сигнала $U_{\text{вх}} = U_m/2$ пересекает абсциссу t .

Характеристические моменты времени параллельным переносом отмечают на координатной оси времени t выходной характеристики (рис. 4.4, ϵ), а экстремальные значения амплитуды, отмеченные точками A, B, C (рис. 4.4, a) зеркально отражают с помощью амплитудной характеристики ОУ (рис. 4.4, δ) на ось ординат $U_{\text{ВЫХ}}$. Значения амплитуд откладывают на выходной диаграмме (рис. 4.4, ϵ) в характеристические моменты времени t_0, t_B, t_C , что показано точками A', B', C' .

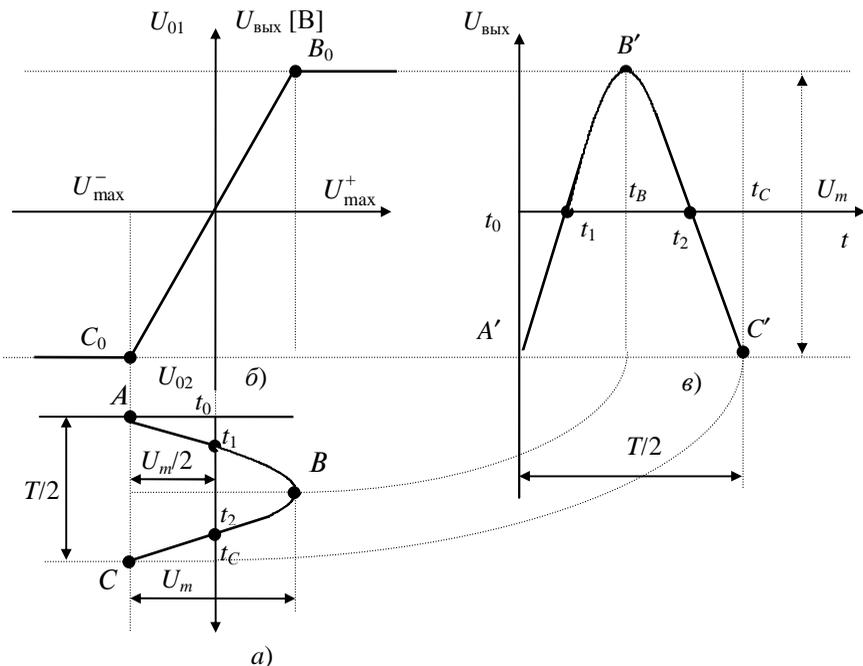


Рис. 4.4. Линейный режим B работы ОУ: $U_m \leq |U_{\text{max}}|$; $U_0 = |U_{\text{max}}|$
 $a - U_{\text{ВХ}} = f(t)$ – временная диаграмма входного сигнала;
 $\delta - U_{\text{ВЫХ}} = \Psi(U_{\text{ВХ}})$ – амплитудная характеристика ОУ;
 $\epsilon - U_{\text{ВЫХ}} = F(t)$ – временная диаграмма выходного сигнала

Например, максимуму входной амплитуды (рис. 4.4, a , точка B) соответствует отображение точкой B_0 на статической характеристике (рис. 4.4, δ), амплитуда U_m – на выходе ОУ. Максимум на выходе появляется в момент времени t_B и обозначен точкой B' (рис. 4.4, ϵ), получаемой при пересечении под углом 90° проекций осей координат.

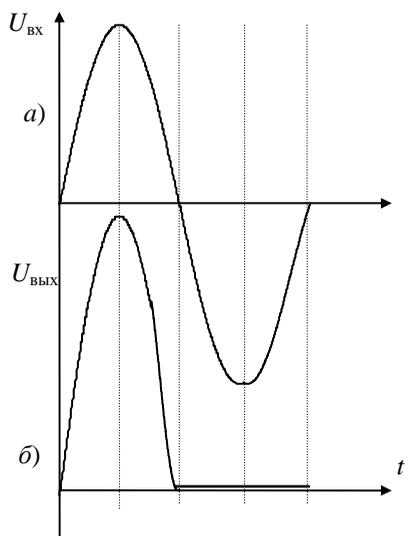


Рис. 4.5. Семейство временных диаграмм ОУ в режиме В:
a – на входе; *б* – на выходе

Аналогично могут быть построены любые точки амплитуды, но для синусоидального сигнала достаточно характеристических, которые затем последовательно по координатам A' , B' , C' соединяют плавной кривой.

Анализ синтеза временных диаграмм (рис. 4.4) показывает линейность преобразования сигнала в режиме В с усилением амплитуды на выходе в K раз, соответствующим углу наклона статической характеристики. По переходным характеристикам (рис. 4.4) строят семейство временных диаграмм (рис. 4.5) по правилам, описанным выше для режима А.

4.1.3. Дискретный режим D

В режиме D операционный усилитель организует дискретное преобразование информации в число- и кодоимпульсной форме, необходимое для цифровой обработки сигнала. Режим D служит для логических преобразований и используются в цифровых интегральных схемах различного уровня иерархии [9, 14, 18].

Дискретный режим формируется в том случае, если амплитуда U_m синусоидального сигнала $U = U_m \sin \omega t$ много больше порога гистерезиса $|U_{\max}|$ статической характеристики, т.е. $U_m \gg |U_{\max}|$. Рабочая точка при отсутствии входного сигнала выбирается при $U_0 = 0$ для минимального потребления энергии в статическом состоянии. В режиме D усилитель работает в области насыщения как при положительной, так и отрицательной полярности. При этом входной синусоидальный сигнал трансформируется в П-образные импульсы с крутыми фронтами и срезами, обусловленными линейными преобразованиями.

Повышение крутизны переключения сигналов добиваются сокращением времени гистерезиса амплитудной характеристики за счет повышения избыточности коэффициента усиления для использования

СВЧ-диапазона и улучшения качества планарной технологии на МДП и МОП структурах для снижения энергопотребления в статических состояниях логического нуля и единицы.

Принцип построения по входной временной диаграмме (рис. 4.6, *a*) с помощью амплитудной характеристики ОУ (рис. 4.6, *б*) выходной диаграммы (рис. 4.6, *в*) аналогичен вышеописанным режимам. Отличие заключается в выборе характеристических точек $A_1 - A_4$, соответствующих амплитуде $|U_{\max}|$ гистерезиса в моменты времени $t_1 - t_4$ (рис. 4.6, *a*). На статической характеристике точкам A_1 и A_2 соответствует точка A_{12} (рис. 4.6, *б*) при насыщении в положительной полярности, а точкам A_3 и A_4 – координата A_{34} в области насыщения отрицательной полярности. На выходной временной диаграмме (рис. 4.6, *в*) данные координаты проецируются в точки $A'_1 - A'_4$ в моменты времени $t_1 - t_4$ соответственно.

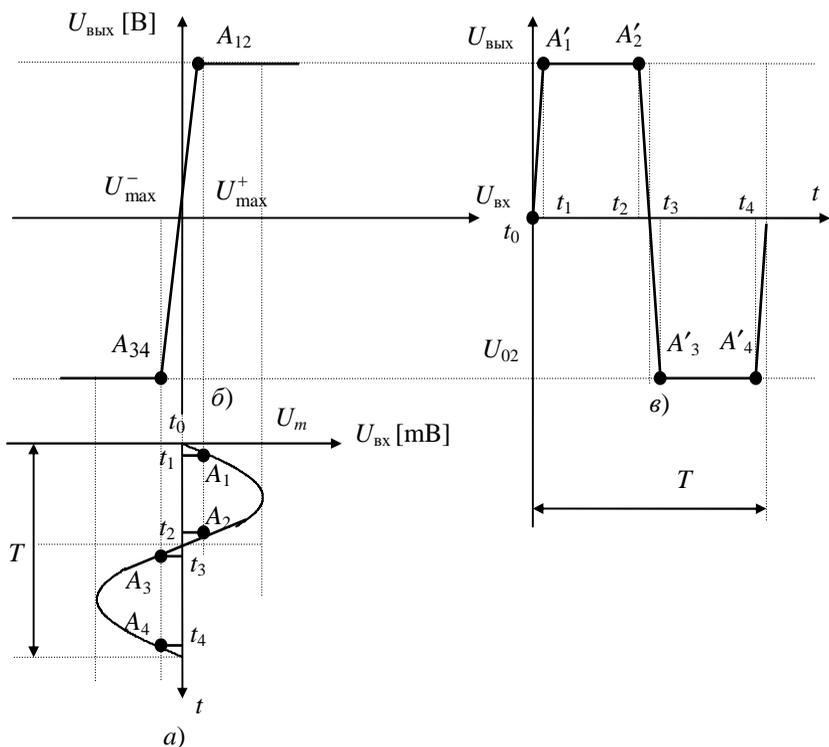


Рис. 4.6. Дискретный режим D работы ОУ: $U_m \geq |U_{\max}|$; $U_0 = 0$,
a – входная; *б* – выходная временные диаграммы;
в – амплитудная характеристика ОУ

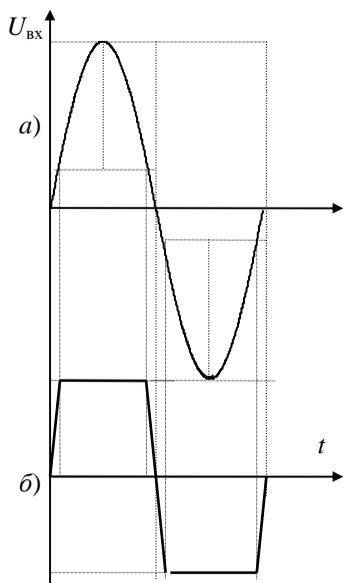


Рис. 4.7. Семейство временных диаграмм в режиме D :

a – на входе; b – на выходе

Семейство временных диаграмм для режима D приведено на рис. 4.7. Для цифровой обработки сигнала логические ИС конструируют на ОУ с униполярным источником питания, и на временной диаграмме (рис. 4.7, б) амплитуда изменяется в положительной или отрицательной полярности. Цифровой сигнал представляют также в положительной и отрицательной логике независимо от полярности питания. При этом в положительной логике потенциалу $|E|$ ставят в соответствие логическую единицу, а нулевому – логический нуль. При отрицательной логике логическая единица определяет нулевой потенциал, а амплитуде $|E|$ сопоставляют логический нуль. В процессе описания функционирования схем отмечают работу в отрицательной логике, если оговорка отсутствует, то по умолчанию понимают режим положительной логики.

Для цифровых преобразований существенным является наличие логического уровня, а амплитуда не служит информационным параметром. По этой причине ЦИС создают с минимально возможным напряжением питания, что повышает оперативность обработки информации и сокращает энергопотребление. Определяющими параметрами служат фронт и срез П-образного сигнала (рис. 4.6 и 4.7), а их крутизна повышается при уменьшении линейной области статической характеристики.

Таким образом, для дискретных преобразований рабочим участком амплитудной характеристики являются области насыщения, а линейный участок отражает форму сигналов.

4.1.4. Импульсный режим C

Импульсный режим C служит для времяимпульсных преобразований в широтной, частотной и фазовой форме. В режиме C работают аналого-импульсные преобразователи, релаксационные генераторы, активные фильтры и формирователи импульсов [1, 18].

Режим *C* организуют на линейном участке статической характеристики с отсечкой сигнала в области насыщения. Рабочую точку выбирают в установившемся режиме насыщения ОУ $U_0 > |U_{\max}|$, чтобы выполнялось условие для амплитуды входного сигнала $U_m > |U_{\max}|$. Как видно из временной диаграммы (рис. 4.8, *a*), входной синусоидальный сигнал $U = U_m \sin \omega t$ формируется с U_0 до U_{\max}^- при нахождении ОУ в отрицательной области насыщения, усиливается на линейном участке $|U_{\max}|$ характеристики (рис. 4.8, *б*) в момент переключения и после отсекается при $U_m > U_{\max}^+$, когда ОУ установился в инверсное состояние положительной области насыщения.

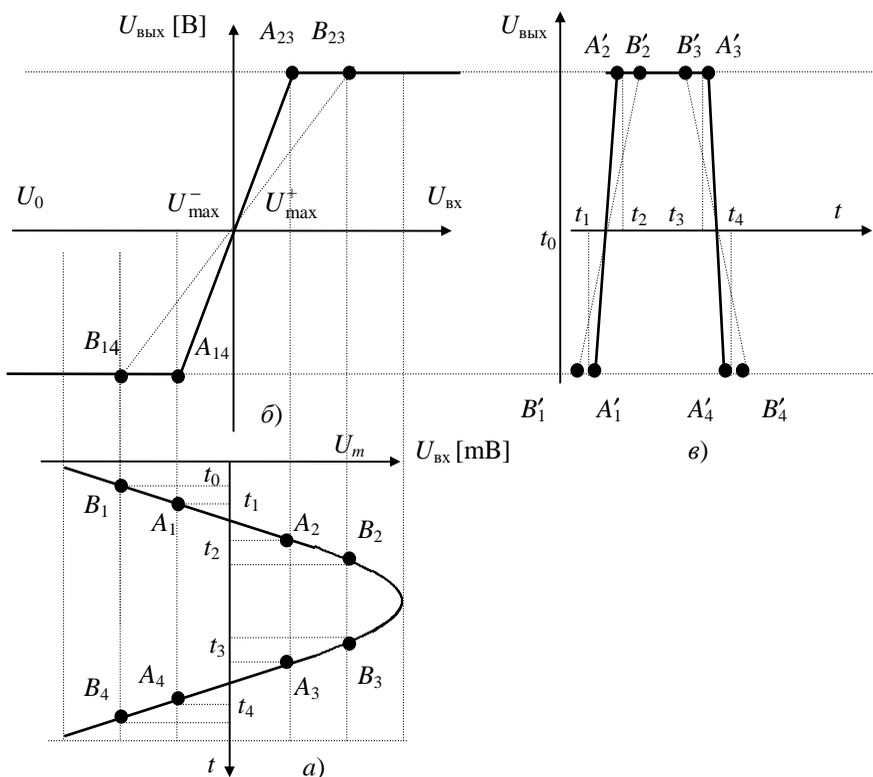


Рис. 4.8. Импульсный режим *C* работы ОУ: $U_m > |U_{\max}|$; $U_0 > |U_{\max}|$,
a – входная временная диаграмма; *б* – амплитудная характеристика ОУ;
в – выходная временная диаграмма

Импульсные ИС отличают два устойчивых состояния и их переключение при выполнении условия компарирования между входными сигналами. В приведенном примере (рис. 4.8) при увеличении амплитуды $U > U_{\max}^-$ ОУ переключается из отрицательной в положительную область насыщения, а при уменьшении сигнала $U < U_{\max}^+$ ОУ возвращается в исходное состояние. Потенциалам устойчивых состояний присваивают логические значения «ноль» и «единица», но кроме логических уравнений информативными параметрами импульсов являются динамические характеристики. Это период и частота следования, длительность и скважность, ширина и фаза импульсов. Временные параметры определяют форму импульсов (рис. 4.8, в), которая зависит от амплитуды входного сигнала (рис. 4.8, а), выбора рабочей точки U_0 в режиме С и от крутизны амплитудной характеристики ОУ (рис. 4.8, б).

В качестве примера показано изменение формы импульса на выходной диаграмме (рис. 4.8, в) при уменьшении крутизны линейного участка амплитудной характеристики (рис. 4.8, б). В исходном состоянии, показанном сплошной линией, характеристические точки $A_1 - A_4$ в моменты времени $t_1 - t_4$ (рис. 4.8, а) проецируются в точки $A_{14} - A_{23}$ (рис. 4.8, б), а на выходной диаграмме (рис. 4.8, в) в моменты $t_1 - t_4$ – в соответствующие координаты $A'_1 - A'_4$. При уменьшении угла наклона амплитудной характеристики характеристические координаты $\{A_i, t_i\}$ перемещаются в точки $\{B_i, t_i\}$, причем значение амплитуды B_i увеличивается, а моменты времени t_i трансформируются по арксинусоидальному закону (рис. 4.8, а). На амплитудной характеристике (рис. 4.8, б) значения точек B_{14} и B_{23} больше соответствующих величин A_{14} и A_{23} по абсциссе $U_{\text{вх}}$. На выходе ОУ (рис. 4.8, в) амплитуда точек A'_i и B'_i постоянная, но изменились их координаты t_i по временной оси, что приводит к деформации формы импульса. Длительность вершины сократилась, а длительность основания – расширилась, что приводит к изменению временных параметров (рис. 4.9) импульса, в частности (широта, фаза) и последовательности импульсов в целом (частота, скважность).

Режим С позволяет осуществлять переход от амплитудных к временным преобразованиям и обратно по линейным и функциональным преобразованиям, поэтому на его основе конструируют функциональные и аналого-импульсные ИС различного уровня иерархии.

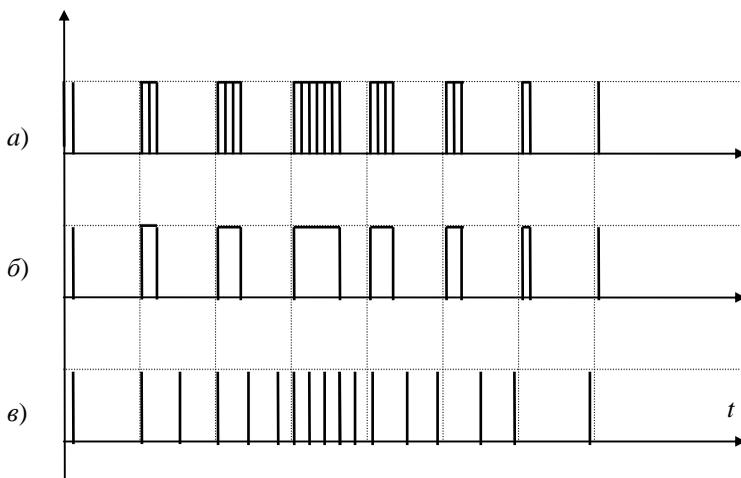


Рис. 4.9. Времяимпульсные преобразования в режиме С:
a – по числу; *б* – по широте; *в* – по частоте

Анализ режимов работы ОУ показывает:

1. Режимы *A* и *B* служат для линейного преобразования сигнала в аналоговой форме по амплитуде, используются в усилителях и функциональных преобразователях на ЛИС.

2. Режим *D* организует дискретное преобразование сигнала в цифровой форме по коду, применяется в логических преобразователях для цифровой обработки информации в координатах управления: пространство-время-функция.

3. Режим *C* инициирует преобразование сигнала в аналого-импульсной форме по амплитуде и временным характеристикам импульсов, является основой АИС и автоматических интерфейсов ввода-вывода информации.

4. Режимы работы ОУ дифференцируют ИС по способам преобразования сигнала на аналоговые (ЛИС), импульсные (АИС) и дискретные (ЦИС).

Следует отметить взаимозаменяемость ИС за счет изменения их режимов работы. При этом ЛИС могут служить для логических (режим *D*) и аналого-импульсных (режим *C*) преобразований. Логические ЦИС можно использовать для импульсных (режим *C*) и аналоговых (режимы *A*, *B*) преобразований. Импульсные АИС несложно модифицировать для цифровой (режим *D*) и функциональной (режим *A*) обработки информации.

4.2. Инверторы

Инверторы – это преобразователи, осуществляющие инверсию функции за счет принципа дуальности. В зависимости от способов преобразования, обусловленных режимами работы схем A , C и D , инверторы классифицируют на аналоговые, импульсные и цифровые. Основные формы представления инверторов (табл. 4.1) организуют в виде схем (a) и таблиц (b), формул ($в$) и диаграмм ($г$), отражающих функцию инверсии комплексом неделимых граней схемотехники и мнемотехники, математики и физики [3, 18, 19].

4.2.1. Аналоговые инверторы

Аналоговые инверторы [1, 2, 13] преобразуют синусоидальный сигнал $U_{\text{вх}} = U_m \sin \omega t$ на линейном участке режима работы A (AB или B) усилителя с изменением знака полярности амплитуды

$$U_{\text{вых}} = -K U_{\text{вх}} \quad (4.1)$$

и фазы выходного сигнала

$$\Phi_{\text{вых}} = \pi - \Phi_{\text{вх}}.$$

Инверсия реализуется на транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером (ОЭ), который является основой интегральных схем с линейным, временным и логическим преобразованием сигнала.

В схеме с ОЭ инверсия формируется за счет обратной зависимости сопротивления p - n -перехода транзистора T относительно входного сигнала $U_{\text{вх}}$, приложенного к открытому переходу база-эмиттер. При увеличении амплитуды входного $U_{\text{вх}}$ напряжения (табл. 4.1, 1 ϱ) ток эмиттера увеличивается, возрастает падение напряжения на сопротивлении R , а на транзисторе T уменьшается амплитуда $U_{\text{вых}}$ (табл. 4.1, 1 ϱ). Это видно из анализа делителя напряжения, составленного из последовательного включения транзистора T и резистора R , для которого справедливо соотношение

$$U_{\text{вых}} = \lim \frac{R_T E}{R_T + R}.$$

Для положительной полуволны $U_{\text{вх}}^+$ сопротивление $R_T \rightarrow 0$ из-за прямого включения p - n -перехода база-эмиттер относительно положительной полярности источника сигнала, тогда

$$U_{\text{вых}}^+ = \lim_{R_T \rightarrow 0} \frac{R_T E}{R_T + R} \rightarrow 0.$$

4.1. Инверторы

	1. Аналоговые	2. Импульсные	3. Цифровые																					
<p>a)</p> <p style="writing-mode: vertical-rl; transform: rotate(180deg);">СХЕМЫ</p>																								
<p>б)</p> <p style="writing-mode: vertical-rl; transform: rotate(180deg);">ТАБЛИЦЫ</p>	<table border="1" style="border-collapse: collapse; text-align: center;"> <tr> <td>U_{BX}</td> <td>$U_{ВЫХ}$</td> </tr> <tr> <td>+</td> <td>-</td> </tr> <tr> <td>-</td> <td>+</td> </tr> </table>	U_{BX}	$U_{ВЫХ}$	+	-	-	+	<table border="1" style="border-collapse: collapse; text-align: center;"> <tr> <td>α</td> <td>α^*</td> <td>E</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>+1</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>-1</td> </tr> </table>	α	α^*	E	1	0	+1	0	1	-1	<table border="1" style="border-collapse: collapse; text-align: center;"> <tr> <td>a</td> <td>F</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> </tr> </table>	a	F	0	1	1	0
U_{BX}	$U_{ВЫХ}$																							
+	-																							
-	+																							
α	α^*	E																						
1	0	+1																						
0	1	-1																						
a	F																							
0	1																							
1	0																							
<p>в)</p> <p style="writing-mode: vertical-rl; transform: rotate(180deg);">ФОРМУЛЫ</p>	$U_{ВЫХ} = -k U_{BX}$ $U_{BX} = U_m \sin \omega t$	$E = \alpha E_1 + \bar{\alpha} E_2$ $\alpha = \frac{Y_1}{Y + Y_1 + Y_2}$ $\alpha^* = \frac{Y_2}{Y + Y_1 + Y_2}$	$F = \bar{a}$																					
<p>г)</p> <p style="writing-mode: vertical-rl; transform: rotate(180deg);">ДИАГРАММЫ</p>																								

При отрицательной полуволне $U_{\text{вх}}^-$ растет сопротивление $R_T \rightarrow \infty$ транзистора Т за счет обратного включения p - n -перехода база-эмиттер по отношению к полярности генератора сигнала, поэтому

$$U_{\text{вых}}^- = \lim_{R_T \rightarrow \infty} \frac{E}{1 + R/R_T} \rightarrow E.$$

Аналогичные результаты дают расчеты по переменному току схемы с ОЭ и инверторов на интегральных схемах, для которых статические характеристики определяются формулой (4.1).

Схеме активного инвертора (табл. 4.1, 1а), кроме других форм представления функции, можно сопоставить таблицу истинности $\Phi(U_{\text{вых}}) = \Phi(U_{\text{вх}})$, которая отражает инверсию по амплитуде и фазе выходного сигнала $U_{\text{вых}}$ относительно управляющего напряжения $U_{\text{вх}}$. В таблице 4.1, 1б положительной полярности соответствует знак «+», а отрицательной – знак «-».

Следует отметить, что из трех возможных схем включения транзистора только схема с общим эмиттером реализует инверсию сигнала по амплитуде и фазе.

4.2.2. Цифровые инверторы

Цифровые инверторы [9, 13, 14] выполняют логическое отрицание функции – элементарное булево преобразование:

$$F = \bar{a}, \quad (4.2)$$

называемое операцией НЕ. Алгебра Буля базируется на трех элементарных функциях: логического сложения (ИЛИ), умножения (И) и отрицания (НЕ).

Функцию логической инверсии НЕ поясняет таблица истинности (табл. 4.1, 3б), где для входной переменной a , принимающей два возможных состояния $\{0, 1\}$, выходная функция F принимает противоположные логические значения $\{1, 0\}$. Таблице истинности и структурной формуле (4.2) операции НЕ ставятся в соответствие временные диаграммы (табл. 4.1, 3з) и структурная схема (табл. 4.1, 3а) логического инвертора.

По принципам аналогии формы представления в схемотехнике, математике и физике являются гранями единого целого инварианты: структурные схемы и формулы, таблица истинности и временные диаграммы.

В положительной логике физическим потенциалам высокого (E) и низкого уровней (0) временной диаграммы (табл. 4.1, 3а) соответствуют логические «единица» (1) и «нуль» (0) таблицы истинности (табл. 4.1, 3б). Таблица раскрывает все состояния аргумента a и функции F в соответствии со структурной формулой (4.2), так как отрицание единицы – есть нуль ($\bar{1} = 0$), а инверсия нуля – это единица ($\bar{0} = 1$).

Схема инвертора представляется структурой «черного ящика» логического элемента ИЛИ (условное обозначение «1») со связями по числу переменных, с обозначением на выходе (или на входе) структурной схемы функции инверсии в виде полого кружка диаметром не менее 3 мм. Схемное решение логического инвертора базируется на схеме транзистора с ОЭ, но в отличие от аналогового каскада используется дискретный режим D .

На практике цифровые инверторы выпускаются в базе интегральных схем из многовходовых элементов на основе операционных усилителей, работающих в области насыщения.

4.2.3. Импульсные инверторы

Импульсные инверторы [19] служат для преобразования энергии источника постоянного тока в энергию переменного тока. Импульсный инвертор конструируют на базе управляемого выпрямителя, причем в диагональ моста постоянного напряжения включают источник энергии постоянного тока, а диагональ моста переменного напряжения нагружают фазным потребителем энергии (табл. 4.1, 2а).

Коммутацию индуктивной нагрузки L к источникам энергии E_1 и E_2 постоянного тока осуществляют тринисторы 1, 4 и 3, 2 при поступлении синхронизирующих импульсов α и α^* на управляющие входы тиристоров в соответствии с таблицей состояний (табл. 4.1, 2б). Цикл работы инвертора (табл. 4.1, 2а) включает 2 такта за период T длительностью $T/2$ в течение времени $\{0, \pi\}$ и $\{\pi, 2\pi\}$ (табл. 4.1, 2с). На входной диаграмме семейства совмещены эпюры преобразуемых источников энергии E_i , $i = 1, 2$ и импульсы синхронизации α , α^* , показанные для наглядности работы разной полярности.

В первом такте импульсы синхронизации α включают тринисторы 1 и 4, которые коммутируют нагрузку L к источникам энергии $E_1 = +E$ и $E_2 = -E$. За время $\omega t = \{0, \pi\}$ через нагрузку течет ток по цепи E_1-L-E_2 через открытые вентили 1 и 4. Во второй полупериод тиристоры 1, 4 закрыты, так как включены тринисторы 3, 2 синхронизирующими импульсами α^* . За время $\omega t = \{\pi, 2\pi\}$ ток течет через нагрузку в противо-

положном направлении (табл. 4.1, 2а) по цепи $E_1-3-L-2-E_2$ (табл. 4.1, 2а). На нагрузке формируется синусоидальное напряжение за счет реактивного сопротивления индуктивности L .

Математическая модель импульсного инвертора аналогична архитектуре программируемой логической матрицы

$$E = \alpha E_1 + \overline{\alpha^*} E_2, \quad (4.3)$$

где $\alpha = \frac{Y_1}{Y + Y_1 + Y_2}$, $\alpha^* = \frac{Y_2}{Y + Y_1 + Y_2}$ – весовые коэффициенты кода управления, определяемого проводимостями Y_i вентилях 1, 4 – Y_1 , нагрузки Y и коммутаторов 2, 3 – Y_2 .

При открытых диодах 1, 4 в первом такте проводимости стремятся к пределам $Y_1 \rightarrow \infty$, $Y_2 \rightarrow 0$, что приводит модель (4.3) к алгоритму

$$E = \alpha E_1 = \frac{Y_1}{Y + Y_1} E_1.$$

Подставляя предельное выражение $Y_1 \rightarrow \infty$, находим

$$E = \lim_{Y_1 \rightarrow \infty} \frac{E_1}{1 + Y/Y_1} = E_1.$$

Во втором такте закрыты вентили 1, 4 и открыты тринисторы 3, 2, а их проводимости $Y_1 \rightarrow 0$ и $Y_2 \rightarrow \infty$ преобразуют модель (4.3) к виду

$$E = \overline{\alpha^*} E_2 = \frac{Y_2}{Y + Y_2} E_2.$$

После подстановки пределов получим значение

$$E = \lim_{Y_2 \rightarrow \infty} \frac{E_2}{1 + Y/Y_2} = E_2.$$

Принимая во внимание $|E_1| = |E_2|$, видно, что в первом такте $E = +E$, а во втором $E = -E$, что соответствует нормировке выходной диаграммы по ординате (табл. 4.1, 2а) и логическим состояниям +1 и -1 выходной таблицы, отражающей энергию на нагрузке с нормируемым множителем E (табл. 4.1, 2б).

Схемному решению импульсного инвертора на транзисторах соответствует комплементарная пара из полупроводников разной проводимости, работающих в режиме C , однако более простые и надежные схемы силовых инверторов реализуют на управляемых тиристорах. Многофазное преобразование энергии постоянного тока в переменную

частоту организуют на n -фазных мостах, конструируемых по принципу аналогии из рассмотренного выше мостового инвертора.

Анализ инверторов позволяет систематизировать их по способам преобразования на аналоговые, импульсные и цифровые в соответствии с режимами работы A , C и D .

– Аналоговые инверторы усиливают синусоидальный сигнал с его инверсией по амплитуде и фазе.

– Импульсные инверторы преобразуют энергию постоянного тока в переменный.

– Цифровые инверторы выполняют логическое отрицание функции в коде.

Выводы

1. Функцию преобразования сигнала моделирует алгоритм работы делителя сигнала, а его форма регламентирована способом преобразования информации.

2. Способы преобразования сигнала в аналоговой, импульсной и дискретной форме определяют режимы работы полупроводниковых приборов и интегральных схем.

3. Преобразователи сигнала классифицируют по способам преобразования на аналоговые, импульсные и цифровые.

4. Функцию преобразования сигнала отображают в схемотехнике, математике и физике неделимым комплексом представления: в форме схем и таблиц, структурных формул и временных диаграмм.

5. АНАЛОГОВЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ

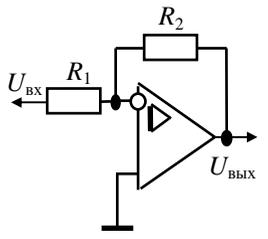
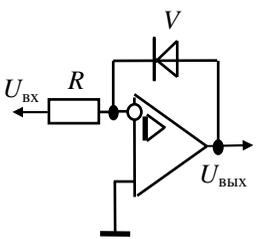
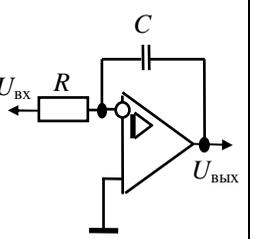
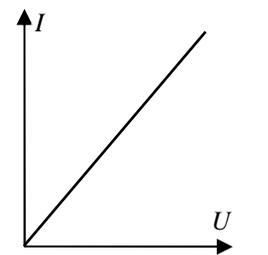
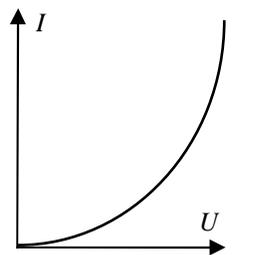
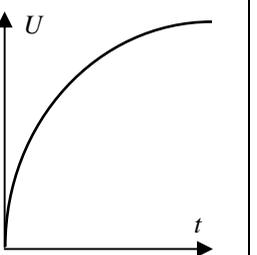
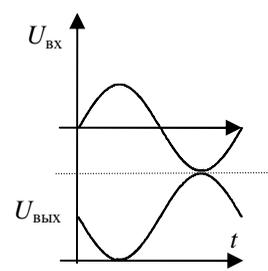
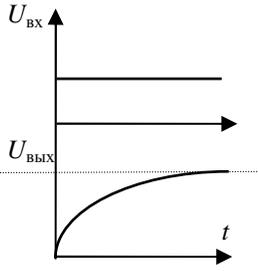
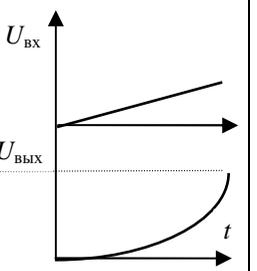
Аналоговые интегральные схемы (АИС) преобразуют амплитуду электрического сигнала по алгоритмам методов математического исчисления различного иерархического уровня. Алгоритмы исчисления математики инвариантны по принципу аналогии функциональным признакам схемотехники. В АИС функция реализуется жестким алгоритмом, регламентирующим фиксированные связи и структуры амплитудных преобразований тока и напряжения, сопротивления и проводимости [9, 11, 16].

АИС реализуют на дифференциальных и операционных усилителях, охваченных глубокой отрицательной обратной связью по току или напряжению с помощью делителей сигналов на пассивных и активных элементах с активным или реактивным сопротивлением, а также линейными и нелинейными характеристиками. За счет избыточного коэффициента усиления и метрولوجической симметрии интегральные усилители линейно и стабильно преобразуют функции делителей сигнала, которые определяют алгоритмы работы АИС, статические, кинетические и динамические характеристики. Уровень сложности функции преобразования и метода проектирования АИС соответствует иерархии математического исчисления и кинетике работы элементов делителя [5, 18].

АИС на резисторах с активным сопротивлением реализуют линейные преобразования сигналов на уровне арифметических операций сложения и вычитания за счет линейной статической вольт-амперной характеристики. Функции линейных преобразований проектируют методом узловых потенциалов для расчета схем на постоянном токе в статической системе координат, используя аналогичные арифметические операции [1, 2, 9, 16].

Нелинейность вольт-амперной характеристики полупроводниковых приборов обусловлена диффузионными токами неравновесных носителей заряда, компенсирующими электрический ток основных зарядов, генерируемых эдс источника энергии. За счет кинетических процессов динамического уравнивания статическая характеристика линейна в системе отсчета, движущейся по функциональным законам кинетики, а в статических координатах характеристика нелинейна. Функции кинетических преобразований проектируют методом узловых потенциалов с учетом функциональных преобразований, линеаризующих кинетическую в статическую характеристику по алгебраическим исчислениям [9, 15, 16].

5.1. Аналоговые интегральные схемы

	1. Амплитудные	2. Функциональные	3. Операторные
а) С Х Е М Ы			
б) Х А Р А К Т Е Р И С Т И К И			
в) Ф О Р М У Л Ы	$U = IR$ $U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{R_2}{R_1} U_{\text{ВХ}}$	$I = I_0 \left(e^{\frac{U}{U_0}} - 1 \right)$ $U_{\text{ВЫХ}} = I_0 R \ln \frac{U_{\text{ВХ}}}{U_0}$	$U = U_0 \left(e^{-\frac{t}{T}} - 1 \right)$ $U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{1}{T} \int_0^{\tau} U_{\text{ВХ}} dt$
г) Д И А Г Р А М М Ы			

Интегральным схемам с делителями на реактивных сопротивлениях присущи квазилинейные функции динамических процессов накопления электромагнитной энергии, моделируемые операторными методами интегро-дифференциального исчисления. Методы высшей математики преобразуют к квазистатической функции динамическую характеристику заряда-разряда интегрирующих и дифференцирующих цепочек. АИС на реактивных элементах проектируют динамическими методами расчета электрических цепей на переменном токе, основанными на операторах интегро-дифференциального исчисления, функции комплексного переменного и спектрально-временного анализа [14].

Адекватность линейных, нелинейных и квазилинейных функций статическим, кинетическим и динамическим характеристикам соответствующих делителей сигнала, аналогия математических исчислений с методами проектирования функции в основных формах представления позволяют систематизировать АИС на амплитудные (линейные), функциональные (нелинейные) и операторные (квазилинейные) преобразователи сигнала (см. табл. 5.1).

5.1. Преобразователи амплитуды

Амплитудные АИС преобразуют электрический сигнал датчика до нормированного уровня в реальных координатах времени линейно и непрерывно за счет резистивных делителей с активным сопротивлением и реализуют простые операции математического исчисления. К амплитудным (линейным) преобразователям относятся усилители напряжения и тока с инверсным и прямым изменением параметров сигнала, повторители и преобразователи уровня и фазы, алгебраические сумматоры и вычитатели амплитуды [9, 16].

5.1.1. Инвертирующий усилитель

Инвертирующий усилитель [9, 15, 16] преобразует аналоговый сигнал по амплитуде (напряжению или току) пропорционально коэффициенту K усиления со сдвигом по фазе $\varphi = 180^\circ$ выходного $U_{\text{вых}}$ сигнала относительно входного $U_{\text{вх}}$. Схема инвертора (рис. 5.1, а) строится на операционном усилителе (ОУ) и резистивном делителе с сопротивлениями R_1 и R_2 , который организует отрицательную обратную связь (ООС) по напряжению.

Расчет параметров инвертирующего каскада удобно проводить по граф-схеме (рис. 5.1, б), отражающей прохождение преобразуемого сигнала $U_{\text{вх}}$ на выход $U_{\text{вых}}$ ОУ по кратчайшему пути через узел e . Обратная связь обусловлена разностью потенциалов усиленного сигнала $U_{\text{вых}}$ относительно нулевого узла e током через резистор R_2 .

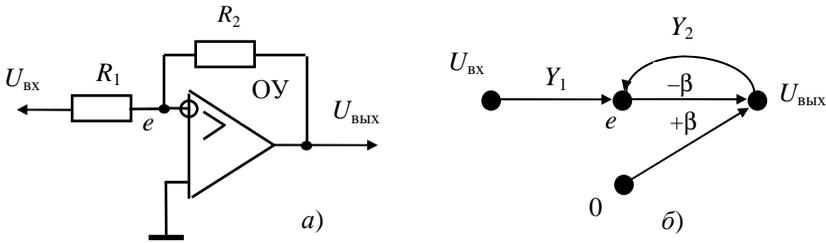


Рис. 5.1. Инвертирующий усилитель

Весы графов, входящих в узел e на инверсный вход ОУ, соответствуют проводимостям Y_1 и Y_2 сопротивлений R_1 и R_2 резистивного делителя, а поступающих на вход $U_{\text{ВЫХ}}$ – определяются коэффициентами $-\beta$ и $+\beta$ усиления ОУ.

Для граф-схемы по законам Кирхгофа для узлов e и $U_{\text{ВЫХ}}$ справедлива система уравнений:

$$\begin{cases} e(Y_1 + Y_2) = U_{\text{ВХ}} Y_1 + U_{\text{ВЫХ}} Y_2, \\ U_{\text{ВЫХ}} = 0 \cdot \beta + e(-\beta). \end{cases}$$

Выражая из второго уравнения неизвестный потенциал e и подставляя в первое, находим

$$\frac{U_{\text{ВЫХ}} (Y_1 + Y_2)}{-\beta} = U_{\text{ВХ}} Y_1 + U_{\text{ВЫХ}} Y_2.$$

После приведения подобных членов получим соотношение

$$U_{\text{ВЫХ}} \left(\frac{Y_1 + Y_2}{-\beta} - Y_2 \right) = U_{\text{ВХ}} Y_1.$$

Учитывая, что для ОУ бесконечно большой ($10^5 - 10^7$) коэффициент усиления, т.е. $\beta \rightarrow \infty$, статическая характеристика инвертора имеет вид

$$U_{\text{ВЫХ}} = - \frac{Y_1}{Y_2} U_{\text{ВХ}}, \quad (5.1)$$

или после замены $Y = 1/R$

$$U_{\text{ВЫХ}} = - \frac{R_2}{R_1} U_{\text{ВХ}}, \quad (5.1a)$$

соответственно коэффициент K передачи (усиления) инвертора:

$$K = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (5.2)$$

Анализ выражений (5.1), (5.2) показывает, что характеристики инвертирующего усилителя не зависят от параметров ОУ, так как $\beta \rightarrow \infty$ и определяются только параметрами R_1 и R_2 резисторов. Избыточность β ОУ с физической точки зрения соответствует линейному преобразованию, т.е. при этом нелинейность $\varepsilon \rightarrow 0$. С позиций математики условие $\beta \rightarrow \infty$ значительно упрощает вычисления.

По этой причине уравнение для $U_{\text{ВЫХ}}$ по II закону Кирхгофа рационально представлять как

$$e_+ = e_-, \quad (5.3)$$

так как после деления $U_{\text{ВЫХ}} / \beta \rightarrow 0$ при $\beta \rightarrow \infty$. Уравнение (5.3) значительно упрощает функциональные выражения и сокращает время расчета параметров.

С физической точки зрения формула (5.3) утверждает равенство потенциалов e_+ и e_- на прямом и инверсном входах ОУ. С позиций метрологии равенство (5.3) отражает симметрию преобразований, т.е. метрологическую симметрию или условие динамического равновесия моста, исключаящего временной, температурный и параметрический дрейф схемы ОУ.

5.1.2. Инвертирующий сумматор

Инвертирующий сумматор [9, 16] является схемой обобщенного инвертора, включающего n входов и организующего суммирование U_i входных сигналов, их усиление и инверсию на выходе $U_{\text{ВЫХ}}$. Обобщенный инвертор (рис. 5.2, а) содержит n -мерный делитель из последовательно включенных резистора R и резистивной матрицы с сопротивлениями R_i , где $i = \overline{1, n}$. Ко входам резисторов матрицы подключены независимые генераторы сигналов с амплитудой U_i .

Схеме (рис. 5.2, а) соответствует граф (рис. 5.2, б) и по законам Кирхгофа система уравнений:

$$\begin{cases} e \left(\sum_{i=1}^n Y_i + Y \right) = \sum_{i=1}^n U_i Y_i + U_{\text{ВЫХ}} Y; \\ e = 0, \end{cases}$$

так как в выражении (5.3) значение $e_+ = 0$ соответствует нулевому потенциалу «земли». По этой причине

$$0 = \sum_{i=1}^n U_i Y_i + U_{\text{ВЫХ}} Y,$$

а функция преобразования имеет вид

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{1}{Y} \sum_{i=1}^n U_i Y_i. \quad (5.4)$$

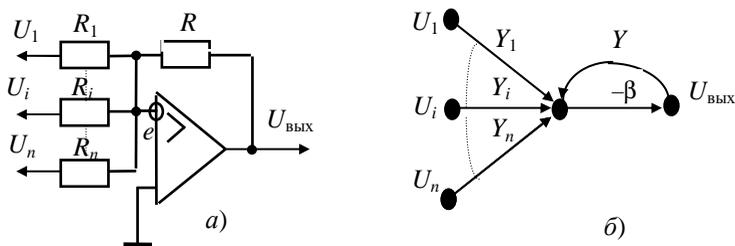


Рис. 5.2. Инвертирующий сумматор

Выражение (5.4) показывает, что схема (рис. 5.2, а) выполняет операцию инверсного сложения сигналов. В радиотехнике инвертирующий сумматор используется для смешения (микширования) линейных сигналов и известен как микшер (смеситель). Сумматор позволяет нормировать до заданного уровня амплитуды входных сигналов U_i различного уровня за счет выбора соответствующих коэффициентов $K_i = R/R_i$ по $i = \overline{1, n}$ каналам. Внешние генераторы идеально развязаны между собой за счет наличия нулевого потенциала на инверсном входе ОУ, а сопротивлениями R_i достигается оптимальное согласование генераторов с нагрузкой.

5.1.3. Неинвертирующий усилитель

Неинвертирующий усилитель [9, 15] линейно преобразует аналоговый сигнал без изменения фазы. От инвертора неинвертирующий усилитель отличается наличием входного сигнала $U_{\text{ВХ}}$ на прямом (неинвертирующем) входе (рис. 5.3, а). Для линейного преобразования ОУ охвачен ООС на делителе R'_1 и R'_2 , а делитель R_1, R_2 необходим для метрологической симметрии.

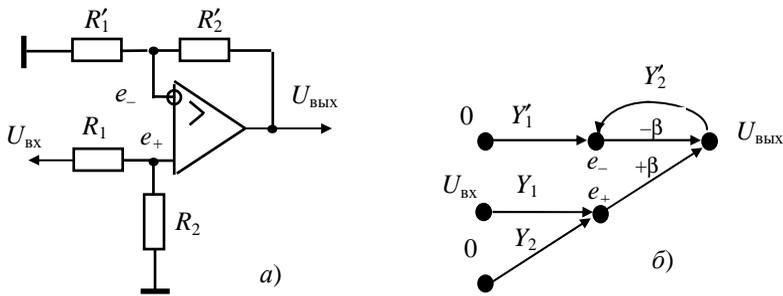


Рис. 5.3. Неинвертирующий усилитель

В соответствии с графом (рис. 5.3, б) схемы (рис. 5.3, а) по законам Кирхгофа справедлива система из трех уравнений. Для узлов e_+ и e_- по I закону:

$$\begin{cases} e_- (Y'_1 + Y'_2) = 0 \cdot Y'_1 + U_{\text{ввых}} Y'_2, \\ e_+ (Y_1 + Y_2) = U_{\text{вх}} Y_1 + 0 \cdot Y_2, \end{cases}$$

а из II закона Кирхгофа следует:

$$e_+ = e_-.$$

После подстановки неизвестных потенциалов из системы в формулу (5.3) получим уравнение

$$U_{\text{ввых}} \frac{Y'_2}{Y'_1 + Y'_2} = U_{\text{вх}} \frac{Y_1}{Y_1 + Y_2}.$$

Поделив правую и левую части уравнения на коэффициент при $U_{\text{ввых}}$, находим:

$$U_{\text{ввых}} = U_{\text{вх}} \frac{Y_1}{Y_2} \left(\frac{Y'_1 + Y'_2}{Y_1 + Y_2} \right).$$

Для линейности преобразования необходимо, чтобы

$$U_{\text{ввых}} = U_{\text{вх}} \frac{Y_1}{Y_2}, \quad (5.5)$$

откуда следует равенство коэффициентов в уравнениях перед $U_{\text{вх}}$:

$$\frac{Y_1}{Y'_2} \left(\frac{Y'_1 + Y'_2}{Y_1 + Y_2} \right) = \frac{Y_1}{Y_2}.$$

После сокращения можно записать пропорцию

$$\frac{Y_1' + Y_2'}{Y_2'} = \frac{Y_1 + Y_2}{Y_2}.$$

После деления получим:

$$\frac{Y_1'}{Y_2'} + 1 = \frac{Y_1}{Y_2} + 1$$

или

$$\frac{Y_1}{Y_2} = \frac{Y_1'}{Y_2'}, \quad (5.6)$$

это выражение известно, как «условие равновесия моста». При замене проводимостей Y на сопротивления условие (5.6) принимает вид:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_1'}{R_2'}. \quad (5.6a)$$

Следовательно, схема (рис. 5.3, а) выполняет операцию прямого преобразования аналогового сигнала по статической характеристике (5.5) при условии равновесия моста (5.6).

Условие равновесия моста осуществляет метрологическую симметрию, что исключает временной, температурный и параметрический дрейфы. Математический прием для вывода зависимостей (5.5) и (5.6) по аналогии с расчетами пассивного мостика назовем «методом делителя напряжения» (ДН). Метод ДН значительно упрощает анализ ЛИС, приводит к линейным характеристикам и метрологической симметрии, обусловленной условием (5.6) равновесия моста [13, 14, 15].

5.1.4. Метод делителя напряжения

Алгоритм метода ДН [13, 14, 15] для анализа ЛИС регламентирует следующую последовательность действий.

1. Рассчитывают статическую характеристику $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ схемы методом графов по I и II законам Кирхгофа.

2. Анализируемой характеристике сопоставляют линейную зависимость $U_{\text{вых}} = KU_{\text{вх}}$ активного делителя напряжения.

3. Решают систему уравнений

$$\begin{cases} U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}}), \\ U_{\text{вых}} = KU_{\text{вх}} \end{cases}$$

и выявляют метрологическую симметрию в виде условия равновесия моста.

4. Идентифицируют анализируемой схеме линейное решение активного делителя и условие равновесия моста, соответствующие преобразованию по линейной статической характеристике в координатах метрологической симметрии.

В координатах метрологической симметрии алгоритм преобразования представляется линейной функцией в явном виде. Это соответствует известному из физики принципу относительности Г. Галилея, с позиций схемотехники утверждающему инвариантность форм представления ИС для любых систем координат. Другими словами, различным схемам соответствует нормированная система координат, в которой формы представления существуют в явном виде и линейным образом. Метод ДН рационально определяет нормированные координаты схемотехники, в которых формы представления определяются оптимальным образом.

5.1.5. Дифференциальный усилитель

Дифференциальный усилитель [9, 16] реализует операцию вычитания аналоговых сигналов, которые поступают на инверсный и прямой входы ОУ. Схема вычитающего усилителя (рис. 5.4, а) интегрирует функции прямого преобразования и инверсии.

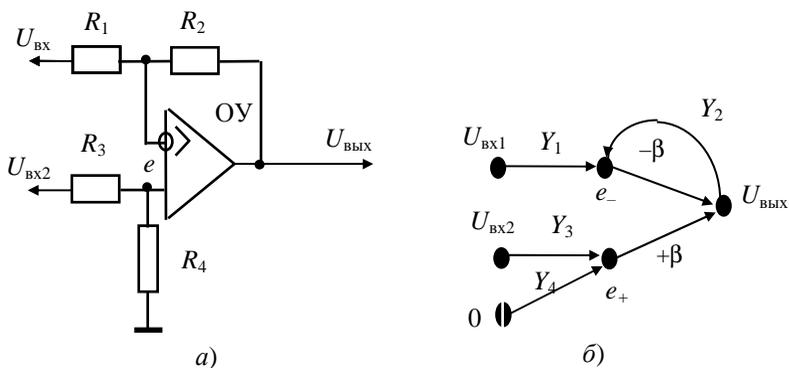


Рис. 5.4. Дифференциальный усилитель

Проведем расчет схемы методом делителя напряжения.

1. Рассчитаем статическую характеристику по граф-схеме (рис. 5.4, б), используя законы Кирхгофа для узлов e_- и e_+ :

$$\begin{cases} e_- (Y_1 + Y_2) = U_{\text{вх1}} Y_1 + U_{\text{вых}} Y_2, \\ e_+ (Y_3 + Y_4) = U_{\text{вх2}} Y_3 + U_{\text{вых}} Y_4, \end{cases}$$

а также для $U_{\text{вых}}$ схемы

$$e_+ = e_-.$$

После подстановки системы уравнений в последнее выражение получим

$$\frac{U_{\text{вх2}} Y_3 + U_{\text{вых}} Y_4}{Y_3 + Y_4} = \frac{U_{\text{вх1}} Y_1 + U_{\text{вых}} Y_2}{Y_1 + Y_2}.$$

Находим статическую характеристику в виде:

$$U_{\text{вых}} \left(\frac{Y_2}{Y_1 + Y_2} - \frac{Y_4}{Y_3 + Y_4} \right) = U_{\text{вх2}} \frac{Y_3}{Y_3 + Y_4} - U_{\text{вх1}} \frac{Y_1}{Y_1 + Y_2}.$$

2. Приведем характеристику к виду для стандартного активного делителя:

$$U_{\text{вых}} = -\frac{Y_1}{Y_2} U_{\text{вх}}, \quad (5.7)$$

для этого необходимо поделить правую и левую часть уравнения на первое слагаемое в скобке:

$$U_{\text{вых}} \left[1 - \frac{Y_4(Y_1 + Y_2)}{Y_2(Y_3 + Y_4)} \right] = U_{\text{вх2}} \frac{Y_3(Y_1 + Y_2)}{Y_2(Y_3 + Y_4)} - U_{\text{вх1}} \frac{Y_1}{Y_2}. \quad (5.8)$$

3. Из анализа полученной характеристики с решением для стандартного делителя очевидно, что

$$\frac{Y_1}{Y_2} = \frac{Y_3(Y_1 + Y_2)}{Y_2(Y_3 + Y_4)}, \quad (5.9)$$

или коэффициент перед $U_{\text{вых}}$ должен равняться нулю, т.е.

$$\frac{Y_4(Y_1 + Y_2)}{Y_2(Y_3 + Y_4)} = 1. \quad (5.10)$$

Требования (5.9) и (5.10) идентичны, так как их решение приводит к условию равновесия моста

$$\frac{Y_1}{Y_2} = \frac{Y_3}{Y_4}. \quad (5.11)$$

4. Учитывая условие (5.11) в уравнении (5.8), находим решение в виде

$$U_{\text{ВЫХ}}(0) = \frac{Y_1}{Y_2} (U_{\text{ВХ2}} - U_{\text{ВХ1}}),$$

и после замены $Y_i = 1/R_i$, $i = 1, 2$:

$$\begin{cases} U_{\text{ВЫХ}}(0) = \frac{R_2}{R_1} (U_{\text{ВХ2}} - U_{\text{ВХ1}}), \\ \frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}. \end{cases} \quad (5.12)$$

Выражение (5.12) показывает, что дифференциальный усилитель (рис. 5.4, а) выполняет вычитание аналоговых сигналов, при этом запись $U_{\text{ВЫХ}}(0)$ отражает условие метрологической симметрии.

5.1.6. Алгебраический сумматор

Алгебраический сумматор [9, 16] является n -входовым дифференциальным усилителем (рис. 5.5, а), осуществляющим сложение сигналов различной полярности. К инвертирующему и прямому входам ОУ через матрицы резисторов R_i, R'_i ($i = \overline{1, n}$) подключены генераторы напряжения с амплитудой U_i, U'_i .

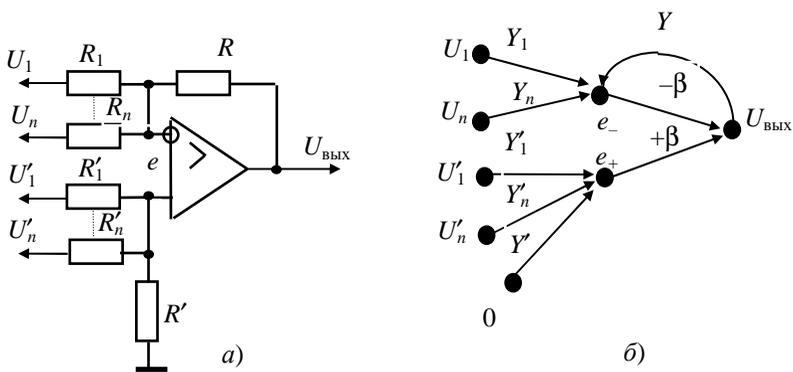


Рис. 5.5. Алгебраический сумматор

Схеме (рис. 5.5, а) соответствует граф (рис. 5.5, б) и система уравнений:

$$\begin{cases} e_- \left(Y + \sum_{i=1}^n Y_i \right) = U_{\text{ВЫХ}} Y + \sum_{i=1}^n U_i Y_i, \\ e_- \left(Y' + \sum_{i=1}^n Y_i' \right) = \sum_{i=1}^n U_i' Y_i', \\ e_+ = e_- . \end{cases}$$

Решением системы уравнений является выражение:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{\left(Y + \sum_{i=1}^n Y_i \right) \sum_{i=1}^n U_i' Y_i'}{Y \left(Y' + \sum_{i=1}^n Y_i' \right)} - \frac{1}{Y} \sum_{i=1}^n U_i Y_i .$$

Применяя метод делителя напряжения, находим решение:

$$U_{\text{ВЫХ}}(0) = \frac{1}{Y} \sum_{i=1}^n Y_i (U_i' - U_i)$$

при выполнении условия равновесия моста

$$\frac{1}{Y} \sum_{i=1}^n Y_i = \frac{1}{Y'} \sum_{i=1}^n Y_i' .$$

Как видно из алгоритма, схема (рис. 5.5, а) осуществляет алгебраическое суммирование амплитуд напряжения независимых генераторов.

5.1.7. Усилители тока

Для организации АИВВ при разработке АЦП и ЦАП необходимы преобразователи тока в напряжение. На практике используются инверторы, усилители и повторители [9, 15].

Инвертор тока (рис. 5.6, а) выполняют на ОУ с резистором R в цепи ООС [9, 15]. Граф (рис. 5.6, б) позволяет составить систему уравнений:

$$\begin{cases} eY = U_{\text{ВЫХ}} Y + I_{\text{ВХ}} , \\ e = 0 . \end{cases}$$

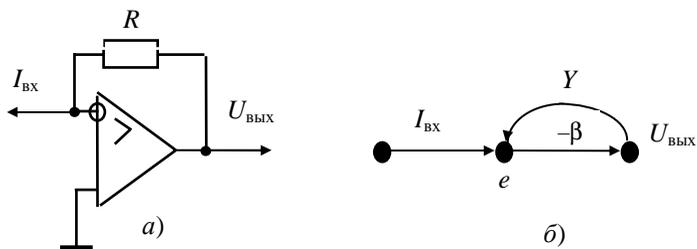


Рис. 5.6. Инвертор тока

Результатом решения является зависимость:

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{1}{Y} I_{\text{ВХ}},$$

а после замены $R = -\frac{1}{Y}$, статическая характеристика принимает вид:

$$U_{\text{ВЫХ}} = -R I_{\text{ВХ}}.$$

Усилитель тока (рис. 5.7, а) позволяет преобразовать ток $I_{\text{ВХ}}$ в напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ с заданным коэффициентом K_i усиления [9, 16]. Схеме сопоставляют граф (рис. 5.7, б), по которому составляют уравнения:

$$\begin{cases} e_- (Y_1 + Y_2) = U_{\text{ВЫХ}} Y_2, \\ e_+ Y = I_{\text{ВХ}}. \end{cases}$$

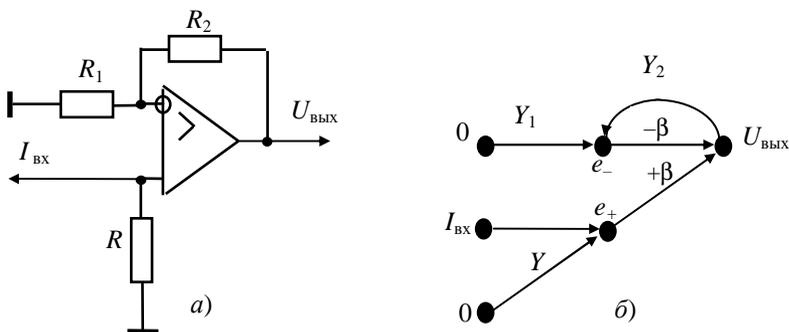


Рис. 5.7. Усилитель тока

Учитывая равенство потенциалов $e_+ = e_-$, находим статическую характеристику

$$U_{\text{ВЫХ}} = K_I R I_{\text{ВХ}},$$

где $K_I = \frac{R_2}{R_1} + 1$ – коэффициент усиления по току.

Повторитель тока (рис. 5.8, а) используют с глубокой отрицательной обратной связью за счет объединения выхода $U_{\text{ВЫХ}}$ с инверсным входом e_- ОУ, при этом прямой вход e_+ подключают к генератору тока [9, 15]. Система уравнений согласно граф-схеме (рис. 5.8, б) имеет вид:

$$\begin{cases} e_- = U_{\text{ВЫХ}}, \\ e_+ Y = I_{\text{ВХ}}. \end{cases}$$

Принимая во внимание равенство потенциалов на входах ОУ, получаем зависимость

$$U_{\text{ВЫХ}} = R I_{\text{ВХ}}.$$

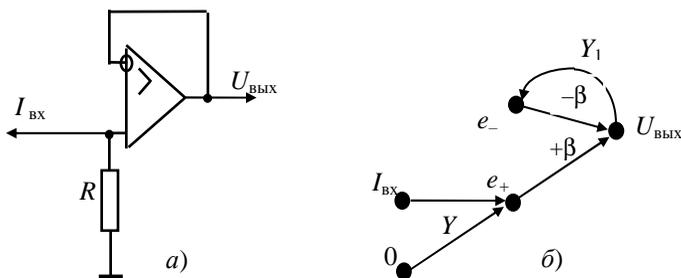


Рис. 5.8. Повторитель тока

Повторитель напряжения, как и предыдущая схема, охвачена глубокой ООС, а входное напряжение $U_{\text{ВХ}}$ через резистор R подводится к неинвертирующему входу ОУ [9, 15]. Анализ схемы (рис. 5.9, а) по графу (рис. 5.9, б) позволяет записать уравнения:

$$\begin{cases} e_- = U_{\text{ВЫХ}}; & e_- = e_+; \\ e_+ Y = U_{\text{ВХ}} Y. \end{cases}$$

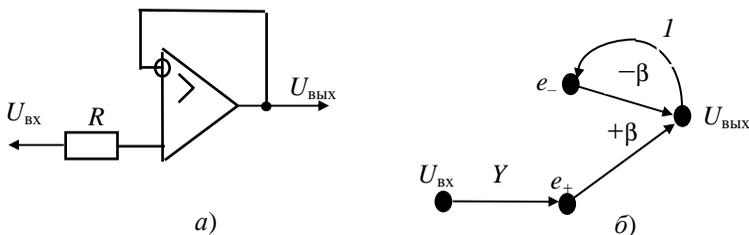


Рис. 5.9. Повторитель напряжения

Решению системы соответствует зависимость

$$U_{ВЫХ} = U_{ВХ}.$$

Рассмотренные схемы отличает высокая линейность преобразования за счет глубокой ООС, позволяющей достигнуть нелинейность $\epsilon = 10^{-3} \%$ и выше на одной ИС. В схемах средней (АЦП и ЦАП) и большой (АИВВ) степени интеграции повторители служат для согласования интерфейсов и микропроцессора [15, 17, 18].

5.2. Функциональные преобразователи

Алгебраические операции (логарифмирование и экспоненцирование, возведение в степень и извлечение корня) и арифметические функции (умножение и деление) рационально организовать на аналоговых функциональных преобразователях (АФП) с нелинейными элементами [9, 16]. Для этой цели чаще всего используются полупроводниковые приборы: диоды и транзисторы с нелинейной вольт-амперной характеристикой кинетических процессов электродинамического уравновешивания диффузионных и электрических токов $n-p$ -перехода.

5.2.1. Логарифмирующие вентили

Кинетика процессов электронно-дырочного перехода полупроводников моделируется степенными полиномами, практический интерес представляет экспоненциальная зависимость тока от напряжения, которой аппроксимируют вольт-амперную характеристику:

$$I = I_0 \left(e^{\frac{U}{U_0}} - 1 \right),$$

где I и I_0 – токи соответственно прямой и обратный через диод, U и U_0 – напряжения на диоде: прямое и обратное.

Обратное смещение $U_0 \leq 25,7 \cdot 10^{-3}$ В и определяется постоянной заряда $1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл, постоянной Больцмана $1,4 \cdot 10^{-23}$ Дж/К и абсолютной температурой 273 К.

Уравнение логарифмирующего вентиля часто представляют обратной зависимостью

$$U = U_0 \ln(I/I_0 + 1).$$

На практике $I/I_0 \gg 1$, так как прямой ток I на несколько порядков больше обратного тока I_0 , по этой причине вольт-амперную и обратную характеристики логарифмирующего диодов и симметричных транзисторов представляют выражениями:

$$I = I_0 \exp(U/U_0), \quad (5.13)$$

$$U = U_0 \ln(I/I_0). \quad (5.14)$$

Анализ выражений (5.13) и (5.14) показывает экспоненциальный характер вольт-амперной и логарифмический вид обратной характеристики полупроводниковых приборов [1, 2, 9].

На рисунке 5.10, *а* представлен делитель напряжения, состоящий из последовательного соединения диода V и резистора R . Схеме соответствует граф на рис. 5.10, *б*, по которому для узла $U_{\text{вых}}$ справедливо уравнение по I закону Кирхгофа [9, 16]:

$$U_{\text{вых}} Y = I + Y \cdot 0,$$

причем в соответствии с (5.13)

$$I = I_0 \exp[(U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}})/U_0],$$

так как через диод V ток обусловлен потенциалом между входным и выходным напряжениями.

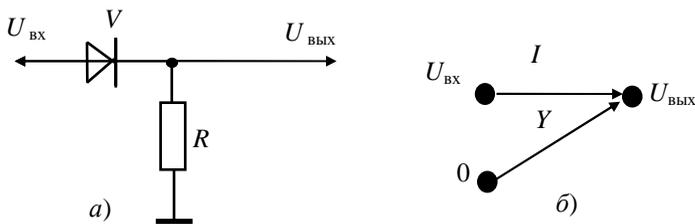


Рис. 5.10. Пассивный экспоненциатор

Подставляя второе уравнение в первое, находим статическую характеристику схемы (рис. 5.10, а):

$$U_{\text{ВЫХ}} = R_0 I_0 \exp(U_{\text{ВХ}}/U_0)$$

при допущении, что $U_{\text{ВХ}} \gg U_{\text{ВЫХ}}$.

Недостатки пассивного экспоненциатора очевидны:

1. Нелинейное функциональное преобразование из-за неявного представления вычислительного алгоритма.

2. Коэффициент K передачи много меньше 1 из-за допущения $U_{\text{ВХ}} \gg U_{\text{ВЫХ}}$.

Аналогичные недостатки присущи пассивному логарифматору (рис. 5.11, а), по графу (рис. 5.11, б) которого и соответствующему уравнению

$$U_{\text{ВЫХ}} Y = U_{\text{ВХ}} Y + I,$$

где

$$I = I_0 \exp U_{\text{ВЫХ}}/U_0,$$

получена характеристика

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_0 \ln \frac{U_{\text{ВЫХ}} - U_{\text{ВХ}}}{R I_0}.$$

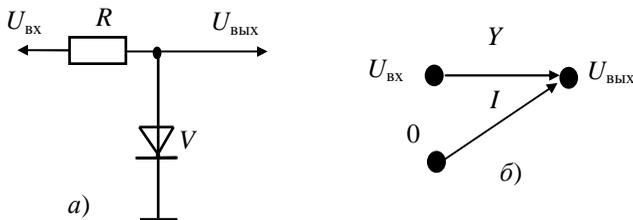


Рис. 5.11. Пассивный логарифматор

Как видно, пассивные функциональные преобразователи с высокой нелинейностью и минимальным коэффициентом передачи решают поставленную задачу. Для исключения указанных недостатков необходимо использование ЛИС.

5.2.2. Логарифматор

Логарифматор [9, 16] реализуют на ОУ с делителем напряжения в цепи ООС. Делитель выполняют на последовательном включении диода V и резистора R (рис. 5.12, а).

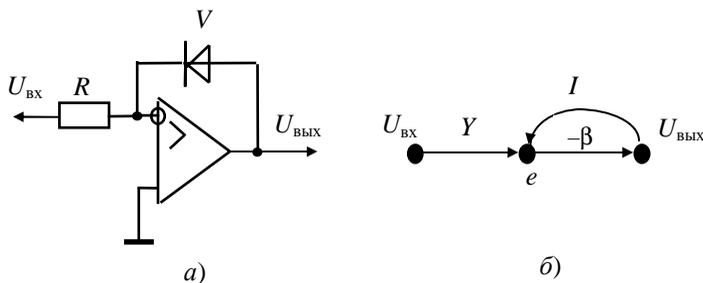


Рис. 5.12. Логарифматор

Для анализа схемы логарифматора сопоставим ей граф (рис. 5.12, б) и запишем для узла e уравнение по I закону Кирхгофа [15, 16]:

$$eY = U_{\text{ВХ}}Y + I.$$

Через диод V протекает ток I , обусловленный потенциалом выходного напряжения

$$I = I_0 \exp(U_{\text{ВЫХ}}/U_0)$$

в соответствии с формулой (5.13).

Для выходного узла $U_{\text{ВЫХ}}$ по II закону Кирхгофа, с учетом бесконечно большого коэффициента усиления $-\beta \rightarrow \infty$ ОУ, справедливо соотношение $e = 0$. После подстановки значений потенциала e и тока I диода в первое уравнение видно, что

$$0 = U_{\text{ВХ}}Y + I_0 \exp(U_{\text{ВЫХ}}/U_0).$$

Приведем выражение к виду, удобному для логарифмирования

$$\exp(U_{\text{ВЫХ}}/U_0) = -U_{\text{ВХ}}Y/I_0,$$

а после замены проводимости Y сопротивлением $R = 1/Y$ получим статическую характеристику

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_0 \ln(-U_{\text{ВХ}}/RI_0), \quad (5.15)$$

где знак «минус» отражает инверсию сигнала. Выражение (5.15) показывает, что схема (рис. 5.12, а) преобразует амплитуду входного сигнала по логарифмической зависимости в явном виде и высокой линейностью за счет избыточного коэффициента $-\beta$ усиления ОУ.

5.2.3. Экспоненциатор

Экспоненциатор (антилогарифматор) [9, 16] реализуют по схеме аналогичной логарифматору (рис. 5.12, *a*), но элементы делителя меняют местами (рис. 5.13, *a*). Такая закономерность в схемотехнике известна как принцип двойственности (дуальности). Принцип дуальности утверждает, что структура, выполняющая прямое преобразование F , может реализовать обратную функцию F^{-1} , если элементы в цепи обратной связи инвертировать относительно пути прохождения сигнала [15, 18].

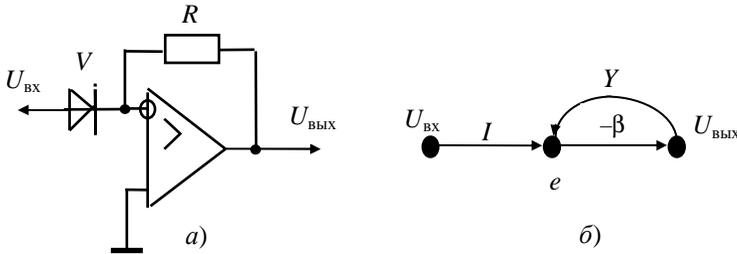


Рис. 5.13. Экспоненциатор

Исследуемой схеме (рис. 5.13, *a*) сопоставим граф (рис. 5.13, *б*) и систему уравнений по законам Кирхгофа

$$\begin{cases} eY = U_{\text{ВЫХ}}Y + I, \\ U_{\text{ВЫХ}} / -\beta = e = 0 \Big|_{\beta \rightarrow \infty}. \end{cases}$$

Ток I диода обусловлен напряжением $U_{\text{ВХ}}$ входа и согласно (5.13) имеет вид:

$$I = I_0 \exp(U_{\text{ВХ}}/U_0).$$

Результатом решения системы уравнений является зависимость

$$U_{\text{ВЫХ}}Y = -I_0 \exp(U_{\text{ВХ}}/U_0),$$

и, соответственно, статическая характеристика

$$U_{\text{ВЫХ}} = -RI_0 \exp(U_{\text{ВХ}}/U_0). \quad (5.16)$$

Знак «минус» отражает инверсию преобразуемого сигнала, так как делитель с диодом V (рис. 5.13, *a*) организован в цепи ООС. Прямое преобразование реализуют при соответствующем подключении делителя к неинвертирующему входу ОУ аналогично схемам на рис. 5.3, *a* и 5.7, *a*.

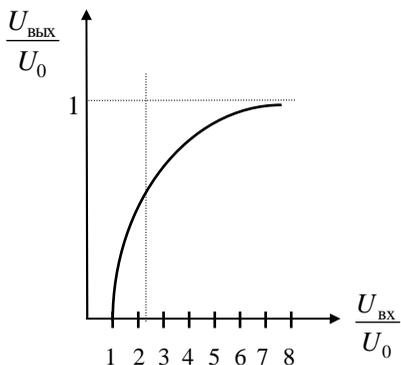


Рис. 5.14. Статическая характеристика логарифматора

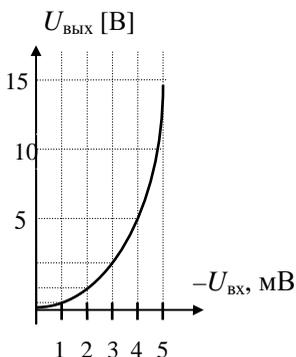


Рис. 5.15. Статическая характеристика экспоненциатора

Вид функциональных зависимостей (5.15) и (5.16) представлен на рис. 5.14 и 5.15 соответственно.

На базе логарифматоров и экспоненциаторов в аналоговой схемотехнике реализуют арифметические, алгебраические и тригонометрические операции.

5.2.4. Метод аналогии

Проектирование средств по жесткой структуре осуществляют, как правило, по методу аналогии. Это обусловлено тем, что функциональные преобразователи по регламентированному алгоритму однозначно соединяют связями структуры низкого иерархического уровня в структуру высокого уровня и организуют функцию, копирующую операции математических исчислений в схемотехнических координатах [17–18].

Наглядным примером метода аналогии служат множительно-делительные устройства на ОУ, которые на базе логарифматоров и экспоненциаторов копируют преобразование Эйлера

$$XY = \exp(\ln X + \ln Y), \quad (5.17)$$

$$X/Y = \exp(\ln X - \ln Y). \quad (5.17a)$$

Метод аналогии [5, 13] заключается в замене структур и связей функционального пространства на подобные признаки координат схемотехники. При этом операции сложения и вычитания, логарифмирования и экспоненцирования заменяют сумматорами и вычитателями, логарифматорами и экспоненциаторами и жестко коммутируют связя-

ми путь сигналов со входа на выход, в процессе которого сигналы преобразуются по заданному разработчиком алгоритму. При этом синтез схем прост и прозрачен, а алгоритм проектирования замещается переводом признаков из одной системы координат в аналогичные структуры и связи другой системы координат.

Число входов схемы определяют по числу переменных в функции, а число выходов соответствует количеству уравнений системы исчисления.

5.2.5. Множительное устройство

Множительное устройство [9, 15] осуществляет перемножение двух аналоговых сигналов амплитудой U_A и U_B в выходной сигнал U_C в соответствии с алгоритмом (5.17).

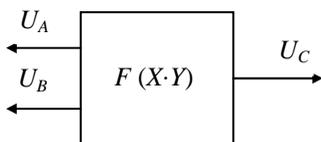


Рис. 5.16. Обобщенная структурная схема множительно-делительного устройства

Алгоритм синтеза по аналогии устройства следующий [5, 13].

1. Аргументам X и Y функции $F(X \cdot Y)$ поставим в соответствие обобщенную структуру (рис. 5.16) с двумя входами и одним выходом, на которых присутствуют сигналы амплитудой U_A и U_B на входе, а также U_C на выходе схемы.

2. Согласно алгоритму (5.17) выберем функциональные ЛИС:

- а) функциям логарифмирования $\ln X$ и $\ln Y$ сопоставим схемы логарифматоров;
- б) операции сложения соответствует неинвертирующий сумматор;
- в) выход сумматора подключим к экспоненциатору, реализующему показательную функцию.

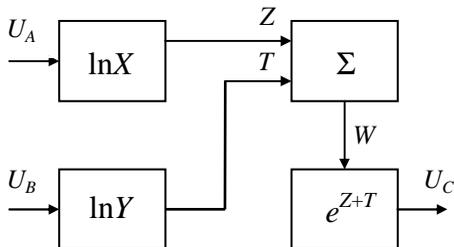


Рис. 5.17. Функциональная схема множительного устройства

3. Обобщенной структурной схеме (рис. 5.16) поставим в соответствие функциональную схему (рис. 5.17).

4. Выбираем стандартные модули операционных ЛИС и из справочников базис их реализации, по которым составляем принципиальную схему.

Проектирование заканчивают после проведения анализа принципиальной схемы на уровне физического или математического моделирования.

5.2.6. Делительное устройство

Делительное устройство [9, 15] реализует операцию деления сигналов U_A и U_B по алгоритму (5.17, а). Реализованная методом аналогии схема делителя отличается лишь блоком вычитания (рис. 5.18). На примере делительного устройства приведем анализ функциональной схемы по методу аналогии [5, 13].

Анализ заключается в синтезе структурной формулы F^* с выхода на входы устройства за счет замены структур в схемотехнических координатах функциями математического исчисления последовательно соответствующим связям.

Алгоритм анализа схемы, т.е. синтеза формулы, по методу аналогии следующий.

1. Сигналу U_C сопоставляют функцию $F^*(W)$ в виде показательной зависимости, так как ее реализует экспоненциатор:

$$F^*(W) = \exp W.$$

2. Записывают преобразование вычитателя, связывающего сигналы Z и T по входу с сигналом W в виде разницы:

$$W = Z - T.$$

3. Определяют уравнения связи переменных Z и T со входными сигналами U_A и U_B в виде функций логарифмирования

$$Z = \ln U_A, \quad T = \ln U_B,$$

так как сигналы преобразуются логарифматорами $\ln X$ и $\ln Y$.

4. Подставляют последовательно одни уравнения в другие для получения искомой зависимости

$$F^*(W) = \exp(Z - T) = \exp(\ln U_A - \ln U_B).$$

Очевидно, что полученная зависимость соответствует алгоритму (5.17, а), а синтезированное устройство (рис. 5.18) реализует деление сигналов:

$$U_C = \exp(\ln U_A / U_B) = U_A / U_B.$$

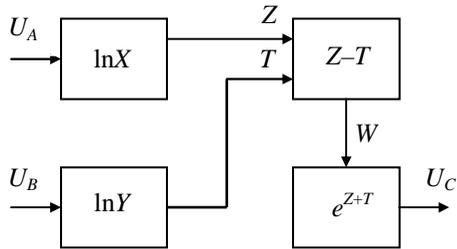


Рис. 5.18. Функциональная схема делительного устройства

Из приведенных примеров видно, что задача проектирования по методу аналогии сводится к алгоритмам синтеза и анализа математических и схемных решений за счет замены одной формы представления на другую (структурную схему на формулу и наоборот). Метод аналогии отражает инвариантность различных форм представления в координатах схемотехники и математики.

Принцип инвариантности форм представления широко используется при физическом и математическом моделировании объектов и процессов проектирования по аналогии. Метод аналогии положен в основу аналоговых вычислительных машин (АВМ), в которых исследуемый алгоритм реализуют аппаратно за счет коммутирования связей функционально законченных блоков – структур с помощью перемычек и переключателей. Название АВМ обусловлено моделированием по аналогии подобных форм представления и компонент информационного обеспечения, единством физических явлений природы, отражающим сходные закономерности [13 – 18].

В АВМ на уровне функциональных ЛИС структуры и связи аппаратно управляются регламентированным алгоритмом, моделирующим физические и математические процессы. Модули АВМ, кроме простейших математических операций, аппаратно реализуют исчисления высшей математики: интегрирование и дифференцирование, векторные преобразования и геометрию образов [5, 9, 15].

5.3. Операторные преобразователи

Операции интегрального и дифференциального исчисления моделируют на ЛИС с реактивными элементами. В базисе ИС, как правило, в качестве реактивных элементов используются накопители электрической энергии – конденсаторы емкостью C . В интегральной технологии функции конденсаторов выполняют p - n -переходы планарных вентилях, реализуемых на диодах и транзисторах. Индуктивности в планарной технологии занимают по сравнению с конденсаторами больший полезный объем, требуют дополнительных ресурсов энергии и схемных решений для защиты ИС от резонансных явлений. Накопители магнитной энергии моделируют на интегральных схемах без индуктивностей за счет инверсии электрической энергии конденсаторов [5, 13].

Реактивные делители позволяют в аналоговой форме интегрировать и дифференцировать сигнал, инвертировать по фазе ток и напряжение. Управляя временем заряда и разряда конденсатора, реактивные делители используют как линии задержки для преобразования аналогового сигнала в интервалы времени.

5.3.1. Интегрирующая цепочка

Интегрирующая цепочка [1, 2] конструируется на пассивном реактивном делителе напряжения из последовательно включенных активного r и реактивного X_C сопротивлений резистора R и конденсатора C (рис. 5.19, а).

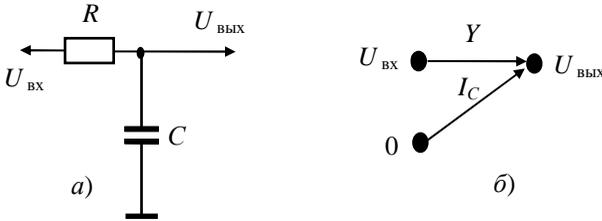


Рис. 5.19. Интегрирующая цепочка

Преобразуемый сигнал $U_{\text{ВХ}}$ через резистор R накапливается на конденсаторе C и поступает на выход с амплитудой $U_{\text{ВЫХ}}$. Функцию преобразования цепочки RC определим методом узловых потенциалов по схеме графа (рис. 5.19, б).

Запишем для узла $U_{\text{ВЫХ}}$ первый закон Кирхгофа:

$$U_{\text{ВЫХ}} Y = U_{\text{ВХ}} Y + I_C,$$

где $I_C = C \frac{dU}{dt}$ – ток заряда конденсатора, обусловленный амплитудой узла $U_{\text{ВЫХ}}$.

После подстановки тока I_C в уравнение находим

$$C \frac{dU}{dt} = Y(U_{\text{ВЫХ}} - U_{\text{ВХ}})$$

или

$$TdU = (U_{\text{ВЫХ}} - U_{\text{ВХ}}) dt,$$

где $T = C/Y$ – постоянная времени.

Интегрируя это уравнение $T \int_0^{U_{\text{ВЫХ}}} dU = \int_0^t (U_{\text{ВЫХ}} - U_{\text{ВХ}}) dt$,

получаем решение

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{1}{T} \int_0^t (U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВЫХ}}) dt. \quad (5.18)$$

Анализ выражения (5.18) показывает нелинейный характер функции преобразования, так как $U_{\text{ВЫХ}}$ присутствует в неявном виде.

5.3.2. Дифференцирующая цепочка

Инверсное включение интегрирующей цепочки (рис. 5.19, а) организует дифференцирующую цепочку (рис. 5.20, а), позволяющую определять производную входного сигнала.

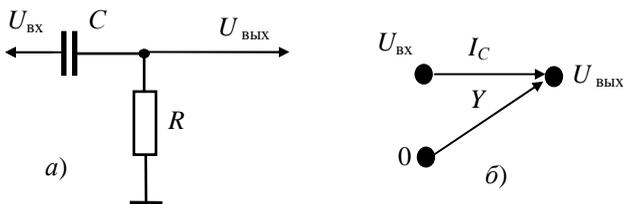


Рис. 5.20. Дифференцирующая цепочка

Анализ схемы проведем по графу (рис. 5.20, б) для узла $U_{\text{ВЫХ}}$, используя I закон Кирхгофа:

$$U_{\text{ВЫХ}} Y = 0 \cdot Y + I_C,$$

где ток I_C обусловлен потенциалом между узлами $U_{\text{ВХ}}$ и $U_{\text{ВЫХ}}$. Из этого следует, что

$$U_{\text{ВЫХ}} Y = C \frac{d(U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВЫХ}})}{dt}.$$

Соответственно динамическая характеристика цепочки имеет вид

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = T \frac{d(U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВЫХ}})}{dt}. \quad (5.19)$$

Как и в выражении (5.18), полученное решение (5.19) определяет $U_{\text{ВЫХ}}$ в неявном виде, что указывает на нелинейный характер преобразования. Исключить указанный недостаток невозможно без использования ОУ с избыточным коэффициентом усиления.

5.3.3. Интегратор

Интегратор на ОУ [9, 16] организуют, применяя RC -цепочку, причем конденсатор C включают между инвертирующим входом и выходом ЛИС, а резистор R служит входом схемы (рис. 5.21, а). Определим

переходную характеристику интегратора методом сигнальных графов (рис. 5.21, б), составив по законам Кирхгофа систему уравнений:

$$\begin{cases} eY = U_{\text{вх}} Y + I_C, \\ e = 0 \text{ при } \beta \rightarrow \infty, \end{cases}$$

где $I_C = C \frac{dU}{dt}$ – ток заряда конденсатора, определяемый амплитудой $U_{\text{вх}}$.

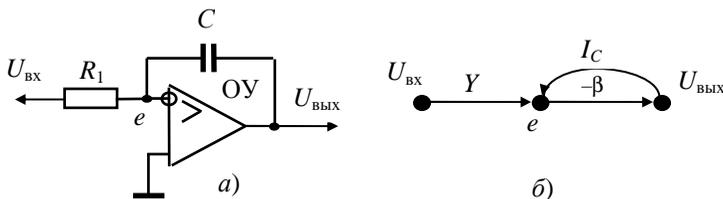


Рис. 5.21. Интегратор

После подстановки в первое уравнение значений тока I и потенциала e находим

$$0 = U_{\text{вх}} Y + C \frac{dU}{dt},$$

а разделяя переменные, получим

$$TdU = -U_{\text{вх}} dt,$$

где $T = C/Y$ – постоянная заряда.

Интегрирование правой и левой частей уравнения по соответствующим переменным

$$T \int_0^{U_{\text{вых}}} dU = - \int_0^t U_{\text{вх}} dt$$

позволяет найти переходную характеристику интегратора (рис. 5.21, а):

$$U_{\text{вых}}(t) = -\frac{1}{T} \int_0^t U_{\text{вх}} dt. \quad (5.20)$$

Из выражения (5.20) следует явная зависимость выходного сигнала от входного в отличие от характеристики (5.18) интегрирующей цепочки, что обусловлено избыточным коэффициентом β усиления ОУ.

Аналогичное выражение можно получить при решении задачи операторным методом. При этом схеме (рис. 5.21, а) соответствует граф (рис. 5.21, б), но вес графа обратной связи с $U_{\text{ВЫХ}}$ на узел e определяется проводимостью Y_C реактивного элемента C . В этом случае по I закон Кирхгофа уравнение имеет вид:

$$e(Y + Y_C) = U_{\text{ВХ}} Y + U_{\text{ВЫХ}} Y_C.$$

После подстановки в уравнение значения потенциала $e = 0$ и проводимости конденсатора $Y_C = pC$, где $p = j\omega$ оператор Лапласа, находим передаточную функцию:

$$K(p) = -\frac{1}{pT}.$$

Осуществляя переход из операторной p области в координаты времени t [9], получаем переходную характеристику (5.20), так как отображению $1/pT$ соответствует оригинал в виде интеграла.

5.3.4. Дифференциатор

Схема дифференциатора (рис. 5.22, а) может быть получена по схеме (рис. 5.21, а) интегратора за счет принципа дуальности функций информационных процессов. При этом дифференцирующая цепочка организуется из интегрирующей за счет инвертирования ее входов или замещением элементов R, C между собой в делителе напряжения [16 – 18].

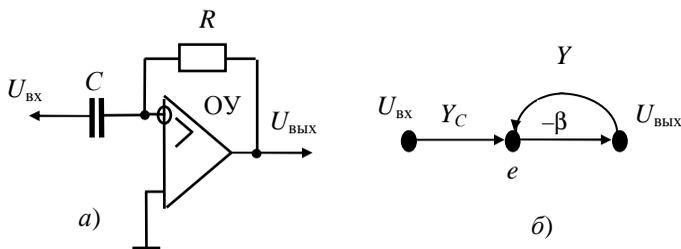


Рис. 5.22. Дифференциатор

Определим динамические характеристики дифференциатора (рис. 5.22, а) операторным методом, которому соответствует граф-схема на рис. 5.22, б. Графу сопоставим уравнения по законам Кирхгофа:

$$\begin{cases} e(Y_C + Y) = U_{\text{ВХ}} Y_C + U_{\text{ВЫХ}} Y, \\ e = 0, \text{ так как } \beta \rightarrow \infty. \end{cases}$$

После замены в первом уравнении неизвестных потенциала e и проводимости $Y_C = pC$ конденсатора находим

$$0 = U_{\text{ВХ}} pC + U_{\text{ВЫХ}} Y,$$

откуда следует передаточная функция:

$$K(p) = -pT.$$

Отображению pT операторной области соответствует по Лапласу во временных координатах дифференциал $dK(t)/dt$, и после замены $K(p) = U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВХ}}$ получим переходную характеристику

$$U_{\text{ВЫХ}} = -T \frac{dU_{\text{ВХ}}}{dt}. \quad (5.21)$$

В отличие от выражения (5.19) для реактивной цепочки характеристика (5.21) дифференциатора имеет явный вид, что обусловлено избыточностью коэффициента β ОУ.

Аналогичное решение (5.21) можно получить по методу интегро-дифференциального исчисления. При этом в граф-схеме (рис. 5.22, б) проводимость Y_C графа между входом $U_{\text{ВХ}}$ в узел e заменяется током

$$I_C = C \frac{dU}{dt} \text{ конденсатора } C, \text{ вызванным напряжением } U_{\text{ВХ}}. \text{ Для графа по}$$

I закону Кирхгофа справедливо уравнение:

$$e(Y) = I_C + U_{\text{ВЫХ}} Y.$$

При подстановке в уравнение значений потенциала $e = 0$ и тока I_C после несложных преобразований находим переходную характеристику дифференциатора в виде выражения (5.21).

Проведенный анализ показывает, что включение делителя напряжения на реактивных элементах в цепь обратной связи ОУ позволяет организовать функциональные ЛИС интегро-дифференциального преобразования аналогового сигнала. В отличие от ЛИС на активных и нелинейных элементах со статической характеристикой, ЛИС с реактивными элементами связывают выходной сигнал с входным посредством динамических характеристик.

Выводы

1. Аналоговые интегральные схемы преобразуют амплитуду электрического сигнала линейно и непрерывно соответственно статическим, кинетическим и динамическим процессам делителей напряжения цепи обратной связи операционного усилителя.

2. Функции АИС аналогичны иерархии математического исчисления, описывающей статистику, кинетику и динамику элементов делителя с линейными, нелинейными и квазилинейными характеристиками, которые проектируют подобными методами в основных формах представления математики и физики, схемо- и мнемотехники.

3. АИС систематизируют по методам проектирования функций преобразования сигнала на амплитудные (линейные), функциональные (нелинейные) и операторные (квазилинейные) преобразователи, которые синтезируют на резистивных делителях с активным и реактивным сопротивлением, на полупроводниковых диодах и транзисторах.

4. Амплитудные АИС моделируют стационарные процессы по линейной вольт-амперной характеристике резисторов с активным сопротивлением и реализуют арифметические операции с током и напряжением сигнала.

5. Функциональные АИС отражают кинетику электродинамического равновесия по линейной вольт-амперной характеристике полупроводников и организуют алгебраические исчисления по степенным полиномам, аппроксимируемым зависимость дифференциального от диффузионного сопротивления.

6. Операторные АИС линейно преобразуют нестационарные процессы накопления электромагнитной энергии в делителях на реактивных сопротивлениях с динамической характеристикой, и их проектируют операторными методами интегро-дифференциального исчисления.

6. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЭНЕРГИИ

Рассмотрены амплитудные преобразователи энергии на линейных интегральных схемах для выпрямления и стабилизации напряжения в широком диапазоне с регламентируемой погрешностью.

Высокоэффективные преобразователи энергии синтезируют по принципу аналогии проектирования функциональных интегральных схем (см. п. 5.2) с использованием вентильных свойств p - n -перехода полупроводниковых приборов. В цепь следящей обратной связи ОУ включают пассивные выпрямители и стабилизаторы, и за счет избыточного коэффициента усиления, а также метрологической симметрии ЛИС линеаризуют преобразование энергии и расширяют диапазон, улучшают энергетические характеристики и метрологическую эффективность.

В настоящем пособии рассмотрены лишь активные выпрямители, так как анализ пассивных выпрямителей представляет самостоятельный интерес и приведен в книге [19]. Интегральные выпрямители и стабилизаторы ниже проектируются по информационной технологии в основных формах представления функций. Их сопоставительный анализ проводится с пассивными преобразователями по энергетическим показателям и метрологической оценке.

Следует отметить управляемость активных преобразователей энергии за счет усиления амплитуды тока и напряжения ЛИС, что является основой прецизионных источников энергии и генераторов сигнала на аналого-цифровых и цифроаналоговых преобразователях. Программно управляемые интерфейсы ввода-вывода конструируются на базе АЦП и ЦАП, которые по заданному закону регулируют энергопотребление автоматизированного электрооборудования, управляют технологическими процессами и аналитическим контролем [17 – 19].

Развитие перспективных технологий [18] инициирует появление интеллектуальных систем и средств микропроцессорной техники на интегральных схемах различного иерархического уровня. Адекватность их функций информационным процессам определяется стабильностью источников энергии с помощью интегральных стабилизаторов и выпрямителей.

6.1. Однополупериодный выпрямитель

Активный однополупериодный выпрямитель [9, 19] конструируют на ОУ с управляемым делителем напряжения в цепи отрицательной обратной связи (рис. 6.1, а). Делитель напряжения на резисторах R_1 и R_2 аппаратно управляется амплитудой входного напряжения $U = U_m \sin \omega t$ за счет изменения проводимости диодов D_1 и D_2 току в прямом и обратном включении.

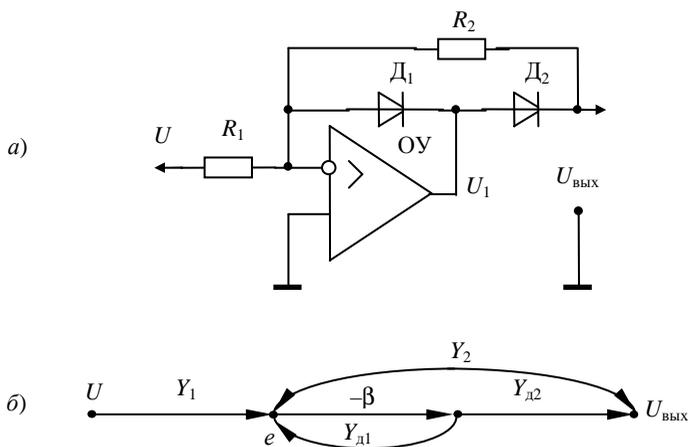


Рис. 6.1. Схема выпрямителя:
а – структурная; б – в графах

В первый полупериод положительная полуволна напряжения U (рис. 6.2, а) открывает диод D_1 (рис. 6.2, б) и компенсируется на выходе ОУ в узле U_1 инверсной амплитудой (рис. 6.2, з). Последняя формируется на выходе ОУ за счет инверсного преобразования положительной полуволны входного напряжения, которая через резистор R_2 выделяется на диоде D_2 (рис. 6.2, в) из-за его обратного включения. При этом на выходе выпрямителя напряжение отсутствует (рис. 6.2, д).

Во втором полупериоде отрицательная полуволна входного напряжения (рис. 6.2, а) закрывает диод D_1 (рис. 6.2, б) и открывает вентиль D_2 (рис. 6.2, в) через резистор R_2 и за счет инвертирования ОУ (рис. 6.2, з) на выходе U_1 . Инверсное напряжение с выхода ОУ через открытый диод D_2 выделяется на нагрузке (рис. 6.2, д), подключенной к выходу выпрямителя (рис. 6.1, а).

Напряжение на выходе активного однополупериодного выпрямителя рассчитаем по эквивалентной граф-схеме (рис. 6.1, б) методом

узловых потенциалов. Для узлов e , $U_{\text{вых}}$ по первому, а для U_1 по второму закону Кирхгофа справедлива система уравнений:

$$\begin{cases} e(Y_1 + Y_2 + Y_{д1}) = UY_1 + U_{\text{вых}}Y_2 + U_1Y_{д1}, \\ U_{\text{вых}}(Y_2 + Y_{д2}) = U_1Y_{д2} + eY_2, \\ U_1 = -e\beta, \end{cases}$$

где Y_i и $Y_{дi}$ – проводимости резисторов R_i и диодов D_i , $i = \overline{1, 2}$.

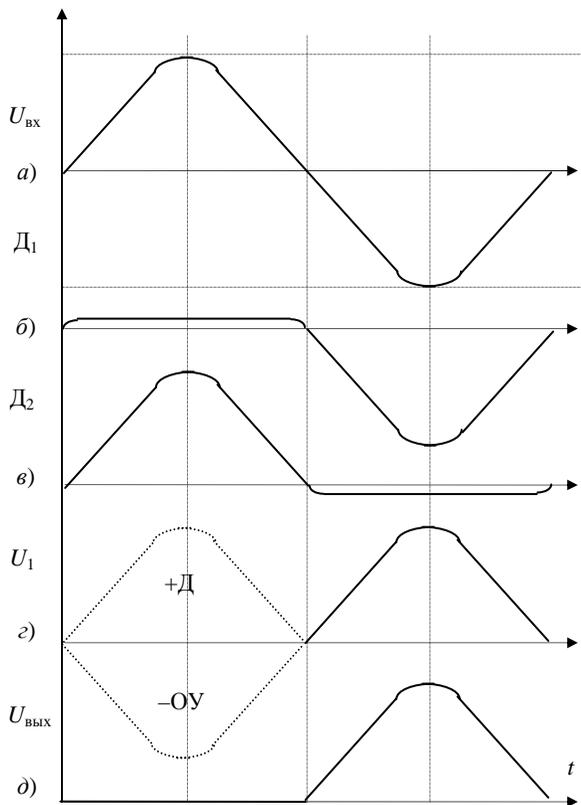


Рис. 6.2. Временные диаграммы на:

a – входе; $б-в$ – диодах D_1 и D_2 ; $г$ – выходе $ОУ$; $д$ – нагрузке

За счет избыточного коэффициента $\beta \rightarrow \infty$ операционного усилителя потенциал на инверсном входе бесконечно мал, т.е. $e = 0$, и система уравнений имеет вид:

$$\begin{cases} UY_1 + U_{\text{ВЫХ}}Y_2 + U_1Y_{д1} = 0, \\ U_1Y_{д2} = U_{\text{ВЫХ}}(Y_2 + Y_{д2}). \end{cases}$$

После подстановки одного уравнения в другое, приведя подобные члены, получим выражение

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{Y_1}{Y_2} \frac{U}{Y_{д1} \left(\frac{1}{Y_{д1}} + \frac{1}{Y_{д2}} + \frac{1}{Y_2} \right)},$$

а после замены проводимостей их значениями сопротивления $R_i = 1/Y_i$, $R_{дi} = 1/Y_{дi}$, находим статическую характеристику

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{R_{д1}}{R_{д1} + R_{д2} + R_2} U. \quad (6.1)$$

Анализ временных диаграмм (рис. 6.2) приведенный выше, показывает наличие двух режимов работы выпрямителя за счет коммутации резистивного делителя R_1 и R_2 в цепи ОУ вентилями D_1 , D_2 двумя полуволнами синусоидального напряжения. Поэтому выходное напряжение (рис. 6.1) является суперпозицией значений U^+ и U^- , соответственно, от преобразования положительной и отрицательной полуволн:

$$U_{\text{ВЫХ}} = |U^+| + |U^-|. \quad (6.2)$$

При положительной полуволне (рис. 6.2) сопротивления диодов D_1 и D_2 стремятся к предельным значениям: $R_{д1} \rightarrow 0$, $R_{д2} \rightarrow \infty$, при этом из выражений (6.1) и (6.2) следует

$$U^+ = -\frac{R_2}{R_1} \lim_{\substack{R_{д1} \rightarrow 0 \\ R_{д2} \rightarrow \infty}} \frac{R_{д1}}{R_{д1} + R_{д2} + R_2} U,$$

или после подстановки пределов находим

$$U^+ = -\frac{R_2}{R_1} \frac{0}{\infty + R_2} U = 0.$$

Как видно из временной диаграммы (рис. 6.2, д), в первом полупериоде на выходе выпрямителя (рис. 6.1, а) напряжение отсутствует.

Во втором полупериоде при отрицательной полуволне (рис. 6.2) для закрытого D_1 и открытого D_2 вентилях предельные значения их сопротивлений стремятся соответственно к бесконечности и нулю.

Выходное U^- напряжение на нагрузке, согласно (6.1) и (6.2), определяется пределом

$$U^- = -\frac{R_2}{R_1} \lim_{\substack{R_{д1} \rightarrow \infty \\ R_{д2} \rightarrow 0}} \frac{R_{д1}}{R_{д1} + R_2} U = -\frac{R_2}{R_1} \lim_{R_{д1} \rightarrow \infty} \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_{д1}}} U$$

и после подстановки пределов имеет вид:

$$U^- = -\frac{R_2}{R_1} U.$$

За период преобразования с учетом выражения (6.2) находим результирующее значение на выходе выпрямителя

$$U_{\text{вых}} = -\frac{R_2}{R_1} |U|. \quad (6.3)$$

Средневыпрямленное значение на нагрузке определяется интегралом

$$|U| = -\frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} U_m \sin \omega t \, d(\omega t).$$

После интегрирования находим

$$|U| = \frac{U_m}{2\pi} \cos \omega t \Big|_{\pi}^{2\pi}.$$

Принимая во внимание, что $\cos 2\pi = 1$, а $\cos \pi = -1$, получим

$$|U| = \frac{U_m}{\pi},$$

а выражение (6.3) запишется в виде

$$U_{\text{вых}} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{U_m}{\pi}. \quad (6.4)$$

Анализ решения (6.4) показывает, что на выходе однополупериодного активного преобразователя, в отличие от пассивного, формируется средневыпрямленное значение, усиленное в $K = R_2/R_1$ раз. При изменении параметров сопротивлений на выходе выпрямителя пропорционально коэффициенту усиления ОУ регулируется амплитуда напряжения.

Недостатком однополупериодного выпрямителя является низкий КПД преобразования энергии, его повышают за счет включения диодного моста в цепь обратной связи операционного усилителя.

6.2. Мостовой выпрямитель

Мостовой выпрямитель на ОУ [9, 19] обеспечивает преобразование напряжения переменного тока в импульсное напряжение тока одной полярности. Двухполупериодное преобразование реализуют диоды 1 – 4, коммутирующие в диагональ моста на нагрузку сопротивление R однонаправленный ток из синусоидального напряжения на выходе ОУ (рис. 6.3, а).

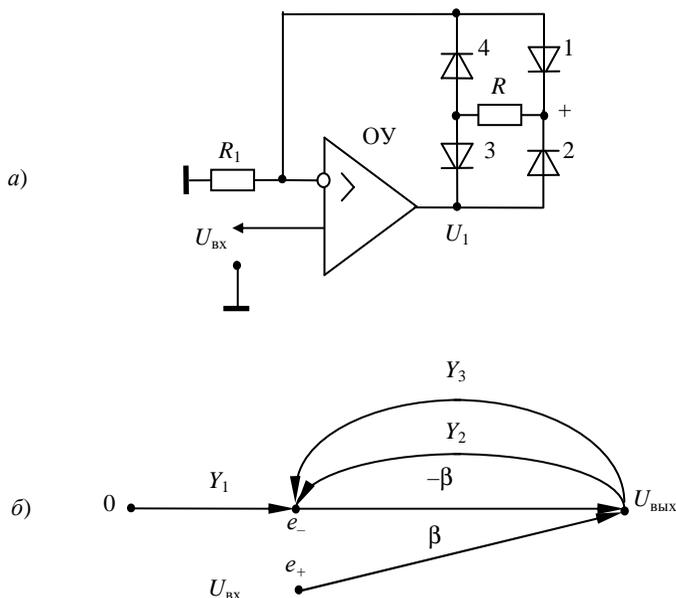


Рис. 6.3. Схемы мостового выпрямителя:
 а – структурная; б – в графах

Работу схемы поясняют временные диаграммы (рис. 6.4). При положительной полуволне (рис. 6.4, а) открыты диоды 2, 4 и ток с выхода ОУ течет по цепи узел U_1 –диод 2–сопротивление R –диод 4–резистор R_1 –корпус источника U_1 . На нагрузке R выделяется напряжение положительной полярности (рис. 6.4, з), а на диодах 2 и 4 – остаточное напряжение (рис. 6.4, б), так как $R \gg R_{д2} + R_{д4}$. Из-за инверсного включения диоды 1 и 3 закрыты, поэтому на них формируется (рис. 6.4, в) положительная полуволна входного напряжения $U_{вх}$, усиленная в K раз на выходе ОУ в узле U_1 .

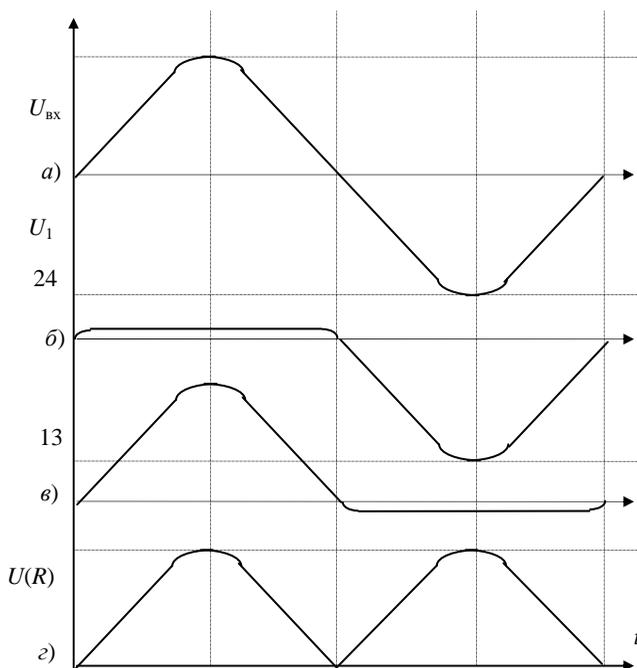


Рис. 6.4. Временные диаграммы напряжений на:
а – входе; *б* и *в* – диодах моста; *г* – нагрузке

При отрицательной полуволне на втором полупериоде (рис. 6.4, *а*) через нагрузку течет ток в том же направлении по цепи: корпус–резистор R_1 –диод 1–резистор R –диод 3–узел U_1 , усиливающий в K раз напряжение $U_{вх}$ на входе ОУ. На нагрузке сопротивлением R также формируется напряжение положительной полярности (рис. 6.4, *г*), а на диодах 1 и 3 – остаточное напряжение (рис. 6.4, *в*), при этом на вентилях 2 и 4 выделяется отрицательное напряжение (рис. 6.4, *б*) из-за диффузного тока неосновных носителей заряда p – n -переходов.

Анализ работы схемы (рис. 6.3, *а*) проведем по эквивалентной схеме (рис. 6.3, *б*) в сигнальных графах методом делителя напряжения. По законам Кирхгофа составим систему уравнений для узлов e_- и $U_{вых}$:

$$\begin{cases} e_- (Y_1 + Y_2 + Y_3) = U_{вых} (Y_2 + Y_3), \\ e_- = e_+ = U_{вх} \text{ при } \beta \rightarrow \infty, \end{cases}$$

где последовательное соединение нагрузки и диодов с сопротивлением R_i обозначены

$$\begin{cases} 1/Y_2 = R_{24} = R_2 + R_4 + R, \\ 1/Y_3 = R_{13} = R_1^* + R_3 + R. \end{cases}$$

Подставляя в первое уравнение значение e_- из второго, получим равенство

$$U_{\text{вх}} (Y_1 + Y_2 + Y_3) = U_{\text{вых}} (Y_2 + Y_3).$$

Поделив выражение на коэффициент $(Y_2 + Y_3)$ и заменив проводимости значениями сопротивлений, найдем статическую характеристику активного моста:

$$U_{\text{вых}} = \left[1 + \frac{1}{R_1 \left(\frac{1}{R_2 + R_4 + R} + \frac{1}{R_1^* + R_3 + R} \right)} \right] U_{\text{вх}}. \quad (6.5)$$

За два полупериода работы напряжение $U_{\text{вых}}$ на входе активного моста равно суперпозиции напряжений положительной U^+ и отрицательной U^- полувольт:

$$U_{\text{вых}} = |U^+| + |U^-|. \quad (6.6)$$

В режиме положительной полувольты для открытых диодов 2 и 4 их суммарное сопротивление $R_{24} = R_2 + R_4$, бесконечно мало, а закрытые вентили 1 и 3 обладают бесконечно большим сопротивлением $R_{13} = R_1^* + R_3$, тогда

$$U^+ = \lim_{\substack{R_{24} \rightarrow 0 \\ R_{13} \rightarrow \infty}} U_{\text{вых}} = \lim_{R_{24} \rightarrow 0} \left(1 + \frac{R_{24} + R}{R_1} \right) U_{\text{вх}},$$

соответственно после подстановки предела R_{24} :

$$U^+ = \left(1 + \frac{R}{R_1} \right) U_{\text{вх}} = K U_{\text{вых}}.$$

Во втором полупериоде для открытых диодов 1 и 3 с сопротивлением $R_{13} \rightarrow 0$ и закрытых вентилях с сопротивлением $R_{24} \rightarrow \infty$ на выходе выпрямителя амплитуда U^- равна:

$$U^- = \lim_{\substack{R_{24} \rightarrow \infty \\ R_{13} \rightarrow 0}} U_{\text{ВЫХ}} = \lim_{R_{13} \rightarrow 0} \left(1 + \frac{R_{13} + R}{R_1} \right) U_{\text{ВХ}},$$

ПОЭТОМУ

$$U^- = \left(1 + \frac{R}{R_1} \right) U_{\text{ВХ}} = K U_{\text{ВЫХ}}.$$

После подстановки решений для U^+ и U^- в выражение (6.6) находим средневыпрямленное значение на нагрузке

$$U_{\text{ВЫХ}} = K |U_{\text{ВХ}}|, \quad (6.7)$$

где модуль определяется интегралом

$$|U_{\text{ВХ}}| = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} U_m \sin \omega t d(\omega t).$$

Учитывая, что период включает интервалы $\{0, \pi\}$ и $\{\pi, 2\pi\}$, можно записать:

$$|U_{\text{ВХ}}| = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} U_m \sin \omega t d(\omega t) - \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} U_m \sin \omega t d(\omega t).$$

Проинтегрировав выражение, получим

$$|U_{\text{ВХ}}| = \frac{U_m}{2\pi} \left(\cos \omega t \Big|_{\pi}^0 + \cos \omega t \Big|_{\pi}^{2\pi} \right),$$

или

$$|U_{\text{ВХ}}| = \frac{U_m}{\pi} (\cos 0 - \cos \pi),$$

так как $\cos 0 = \cos 2\pi = 1$, а $\cos \pi = -1$, находим

$$|U_{\text{ВХ}}| = 2 \frac{U_m}{\pi}.$$

Заменяя в выражении (6.7) значение модуля $|U_{\text{ВХ}}|$, получаем значение средневыпрямленного напряжения на нагрузке активного моста

$$U_{\text{ВЫХ}} = K \frac{2U_m}{\pi}. \quad (6.8)$$

Анализ выражения (6.8) показывает, что в отличие от пассивного выпрямительного моста на активном достигается усиление в K раз, а по отношению к однополупериодному выпрямителю на ОУ на выходе активного моста средневыпрямленное значение в два раза выше (6.4).

Интегральные выпрямители служат базисом АЦП и ЦАП интерфейсов ввода-вывода микропроцессорных средств и систем, адекватность функций которых определяется стабильностью источников энергии. Пульсирующее значение выпрямленной амплитуды сглаживают до постоянного уровня с помощью фильтров на операционных ЛИС (см. п. 5.3), а заданный уровень пульсации энергии формируют стабилизаторами напряжения и тока.

6.3. Пассивный стабилизатор напряжения

Стабилизатор напряжения [1, 2] служит для поддержания постоянного напряжения U_0 на нагрузке при девиации амплитуды входного напряжения $U_{\text{вх}}$ или изменения параметров потребителя энергии.

Схема пассивного стабилизатора (рис. 6.5, а) является делителем напряжения из последовательного включения балластного резистора R и стабилитрона S опорного напряжения U_0 . Определим статическую характеристику схемы по сигнальным графам (рис. 6.5, б), используя I закон Кирхгофа для выходного узла напряжения $U_{\text{вых}}$:

$$U_{\text{вых}} (Y + Y_S) = U_{\text{вх}} Y,$$

где Y и Y_S – проводимости балластного резистора R и стабилизатора S . Искомое решение имеет вид:

$$U_{\text{вых}} = \frac{R_S}{R + R_S} U_{\text{вх}}. \quad (6.9)$$

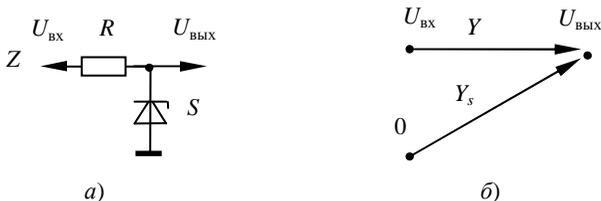


Рис. 6.5. Схема пассивного стабилизатора:
а – структурная; б – в графах

Стабилизация предполагает равенство нулю девиации $dU_{\text{вых}} = 0$ выходного напряжения от изменения входного сигнала $U_{\text{вх}}$ (или параметров нагрузки) при фиксированном опорном напряжении U_0 за счет изменения сопротивления R_S . Условие стабилизации определим из решения (6.9) после его дифференцирования:

$$dU_{\text{вых}} = \frac{R_S}{R + R_S} \partial U_{\text{вх}} + U_{\text{вх}} \left[\frac{1}{R + R_S} - \frac{R_S}{(R + R_S)^2} \right] \partial R_S.$$

Вынося общие члены за скобки и приравнивая дифференциал нулю, получим

$$dU_{\text{вых}} = \frac{1}{R + R_S} \left(R_S \partial U_{\text{вх}} + \frac{R U_{\text{вх}}}{R + R_S} \partial R_S \right) = 0,$$

откуда находим условие стабилизации:

$$\frac{\partial U_{\text{вх}}}{U_S} = - \frac{\partial R_S}{R_S}, \quad (6.10)$$

где $U_S = \frac{R}{R + R_S} U_{\text{вх}}$ – падение напряжения на балластном сопротивлении R .

Выражение (6.10) показывает, что стабилизация относительного приращения $\partial U_{\text{вх}} / U_{\text{вх}}$ входного напряжения достигается отрицательным приращением $\partial R_S / R_S$ сопротивления стабилитрона за счет изменения напряжения на балластном сопротивлении при фиксированном значении опорного напряжения U_0 на диоде S . При выполнении условия (6.10), когда приращение $dU_{\text{вых}} = U_{\text{вых}} - U_0$ равно нулю, выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ определяется опорным напряжением U_0 стабилитрона, т.е. $U_{\text{вых}} = U_0$.

Анализ выражения (6.10) показывает нелинейный характер преобразования пассивного стабилизатора (табл. 6.1), обусловленный недостатками делителя напряжения (рис. 6.6). Линейность стабилизации предполагает пропорциональную зависимость относительных приращений

$$\frac{\partial U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}}} = - \frac{\partial R_S}{R_S}, \quad (6.11)$$

что достигается при условии $R \gg R_S$. Поэтому пассивный диодный делитель имеет невысокий коэффициент стабилизации и предполагает

слаботочную нагрузку. Достигнуть эффективных линейности и стабилизации при большой мощности на нагрузке и заданном диапазоне преобразования позволяют только активные стабилизаторы на линейных интегральных схемах.

Таблица 6.1

U_{BX}	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
R_S	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
K_1	1,0	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7	1,8	1,9	2,0
R_{S1}	0	1,1	2,4	3,9	5,6	7,5	9,6	11,9	14,4	17,1	20
K_1^*	0,9	1,1	1,3	1,5	1,7	1,9	2,1	2,3	2,5	2,7	2,9
K_{10}	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
R_{S10}	0	2	6	12	20	30	42	56	72	90	110
K_{10}^*		2	4	6	8	10	12	14	16	18	20

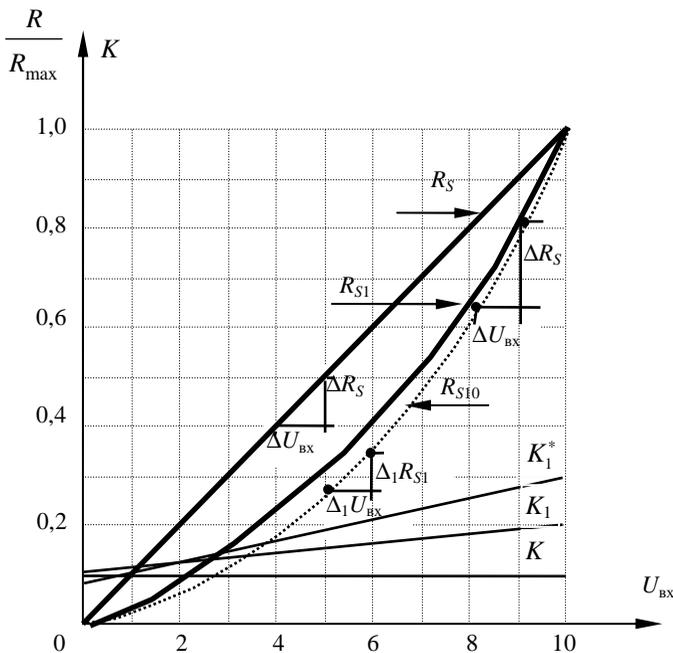


Рис. 6.6. Характеристики пассивного стабилизатора

6.4. Стабилизатор напряжения

На линейных интегральных схемах проектируют стабилизаторы напряжения параметрического и компенсационного типа. Компенсационные стабилизаторы организуют со следящей обратной связью, управляющей напряжением стабилизации на нагрузке за счет изменения проводимости управляемого балластного сопротивления по разностному сигналу. Управляющий сигнал формируют при сравнении амплитуд на сопротивлении нагрузки с опорным напряжением стабилизатора, а дифференциальный сигнал приращения по алгоритму (6.11) регулирует проводимость в выходной цепи до компенсации напряжения [2, 12].

Параметрические стабилизаторы на ЛИС конструируют на базе пассивных диодных делителей, включенных в цепь глубокой отрицательной обратной связи операционного усилителя (см. рис. 6.7, а). Схема неинвертирующего стабилизатора содержит параметрический делитель из балластного сопротивления R и опорного диода S , подключенный на прямой вход ОУ. Глубокая отрицательная обратная связь организована резистивным делителем на сопротивлениях R_1 и R_2 по инвертирующему входу усилителя.

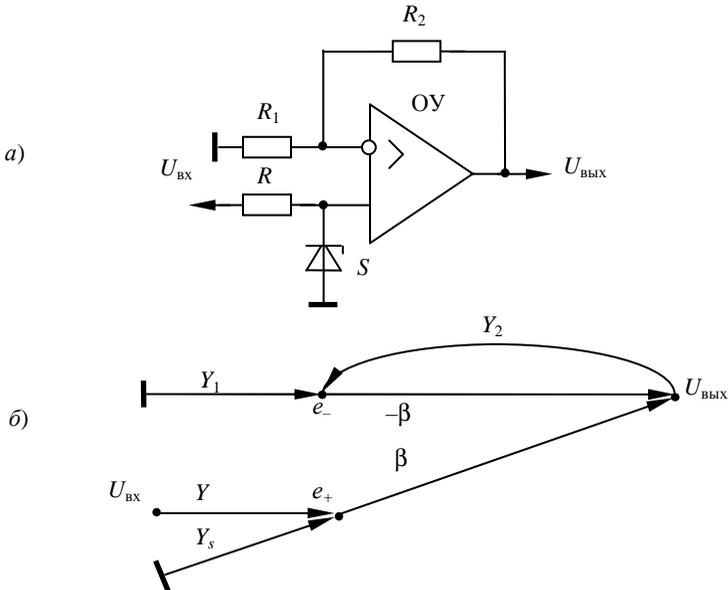


Рис. 6.7. Схема стабилизатора напряжения:
 а – структурная; б – в графах

Определим характеристики активного стабилизатора в соответствии с граф-схемой (рис. 6.7, б) методом узловых потенциалов. Для исследуемых узлов e_- и e_+ по первому закону Кирхгофа, а для выходного узла $U_{\text{ВЫХ}}$ – по второму справедлива система уравнений:

$$\begin{cases} e_- (Y_1 + Y_2) = U_{\text{ВЫХ}} Y_2, \\ e_+ (Y + Y_S) = U_{\text{ВХ}} Y, \\ U_{\text{ВЫХ}} / \beta = e_+ - e_- = 0 \text{ при } \beta \rightarrow \infty. \end{cases}$$

После подстановки неизвестных потенциалов e_- и e_+ из первого и второго уравнений в третье находим

$$\frac{U_{\text{ВЫХ}} Y_2}{Y_1 + Y_2} = \frac{U_{\text{ВХ}} Y}{Y + Y_S},$$

откуда определяем выходное напряжение

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{Y(Y_1 + Y_2)}{Y_2(Y + Y_S)} U_{\text{ВХ}}.$$

По методу делителя напряжения стабилизация напряжения возможна при условии

$$U_{\text{ВЫХ}}(0) = \frac{Y_1}{Y_2} U_0,$$

что достигается принципом симметрии при равновесии моста

$$\frac{Y_1}{Y_2} = \frac{Y}{Y_S}.$$

Следовательно, статическая характеристика активного стабилизатора (рис. 6.7, а) имеет вид:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{R_1}{R_2} U_0 \quad (6.12a)$$

при выполнении условия

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_S}{R}. \quad (6.12б)$$

Анализ статической характеристики (6.12) показывает на линейное преобразование стабилизированного напряжения с высоким коэффициентом стабилизации амплитуды низкоомной нагрузки. Это достигается избыточным коэффициентом усиления $\beta \rightarrow \infty$ операционного

усилителя и условием равновесия моста. Действительно, равенство $U_{\text{вх}} = U_0$ справедливо при выполнении соотношения (6.11) стабилизации, явно следующего из дифференцирования характеристики (6.12):

$$dU_{\text{вых}} = \frac{R_S}{R} \partial U_{\text{вх}} + \frac{U_{\text{вх}}}{R} \partial R_S = 0.$$

Качество преобразования оценивают коэффициентом K_S стабилизации, представляющим собой отношение приращений напряжений на входе $\Delta U_{\text{вх}}$ и выходе $\Delta U_{\text{вых}}$

$$K_S = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{вых}}}.$$

Для активного стабилизатора с характеристикой (6.12а) приращение $\Delta U_{\text{вых}}$ соответствует

$$\Delta U_{\text{вых}} = \frac{R_2}{R_1} \Delta U_{\text{вх}},$$

а коэффициент стабилизации пропорционален отношению:

$$K_S = \frac{R_1}{R_2} = \frac{R}{R_S}$$

и достигает в реальных схемах значений от 10^2 до 10^4 , в то время как для пассивных стабилизаторов его диапазон не превышает пределов $10 - 10^2$ с учетом нелинейного преобразования коэффициента (рис. 6.6)

$$K_S = \frac{R + R_S}{R_S}.$$

Существенного повышения коэффициента стабилизации до $10^5 - 10^6$ позволяют достичь ЛИС с источником стабильного тока, включаемым на входе активных стабилизаторов вместо балластного сопротивления R [8, 9], а когда выходное напряжение больше амплитуды ΔU_0 опорного диода используют усилители с инверсным и прямым включением.

6.5. Стабилизатор с усилением

Стабилизатор с усилением [2, 12] организуют по принципу инверсии за счет дуального включения пассивного делителя, при этом опорное напряжение U_0 формируют из выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ от источника питания E операционного усилителя (рис. 6.8, а).

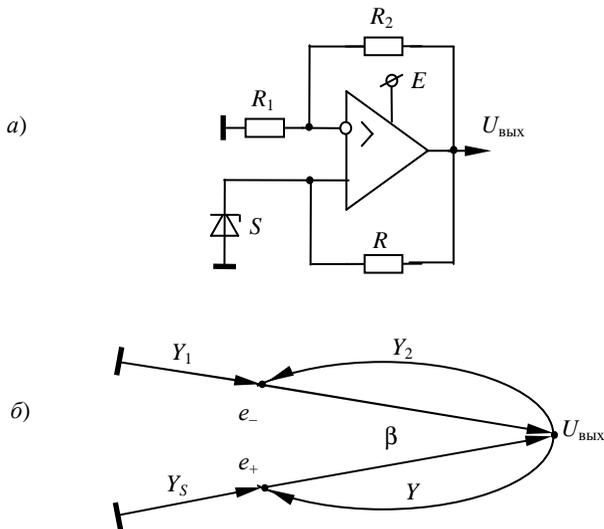


Рис. 6.8. Схема стабилизатора с усилением:
a – структурная; *б* – в графах

Аналогичные расчеты эквивалентной граф-схемы (рис. 6.8, б) позволяют получить статическую характеристику

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{R}{R_1} U_0 \quad (6.13a)$$

при выполнении условия равновесия моста

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R}{R_S}. \quad (6.13б)$$

Анализ статической характеристики (6.13) показывает, что выходное напряжение в $K = R/R_1$ раз выше напряжения U_0 опорного диода S . Коэффициент K_S стабилизации схемы (рис. 6.8, а) определяется главным образом коэффициентом K_D ослабления изменения напряжения питания ОУ:

$$K_D = \frac{\Delta E}{\Delta U_0},$$

где ΔE и ΔU_0 – приращения амплитуды напряжений питания E и опорного диода U_0 .

Принимая во внимание, что в соответствии со статической характеристикой (6.13а)

$$\Delta U_{\text{вых}} = \frac{R}{R_1} \Delta U_0,$$

где отношение $\Delta U_0 / \Delta U_{\text{вых}} = K_S$, находим коэффициент пульсации K_S стабилизатора с усилителем:

$$K_S = K_D \frac{R_1}{R}. \quad (6.14)$$

Коэффициент ослабления определяется бесконечно большим коэффициентом β усиления ОУ, для которого

$$\Delta E = \beta \Delta U_0,$$

а выражение (6.14) приводится к виду

$$K_S = \beta / K,$$

где $K = R/R_1$ – коэффициент усиления ОУ, охваченного обратной связью.

Учитывая, что $\beta \gg K$, причем $10 \leq K \leq 100$, а $10^6 \leq \beta \leq 10^8$, видно, что диапазон коэффициента стабилизации находится в пределах $10^5 \leq K_S \leq 10^6$. Для увеличения тока нагрузки последнюю включают к ОУ через эмиттерный повторитель [2, 15].

Таким образом, применение ОУ позволяет достичь линейного преобразования с высоким коэффициентом стабилизации напряжения и значительным коэффициентом усиления амплитуды опорного диода на низкоомной нагрузке. В настоящее время выпускаются стабилизаторы в интегральном исполнении на напряжение 5...24 В с током нагрузки 1...5 А. Примером являются отечественные ЛИС серии К142ЕН [12].

Стабильность источников электроэнергии регламентирует эффективность микропроцессорных средств и систем. Адекватность функций перспективных технологий информационным процессам также определяется стабильностью источников энергии, реализуемых на интерфейсах ввода-вывода, АЦП и ЦАП, базисом которых служат интегральные выпрямители и стабилизаторы.

Выводы

1. Интегральные преобразователи электроэнергии проектируют по аналогии с функциональными преобразователями сигнала и используют вентиляный эффект p - n -перехода полупроводниковых приборов.

2. Активные выпрямители и стабилизаторы повышают энергетические и метрологические характеристики источников энергии и генераторов сигнала за счет избыточного коэффициента усиления и метрологической симметрии линейных интегральных схем.

3. Вектор развития преобразователей энергии определяется совершенствованием информационных процессов: обмен – преобразование – управление на уровне аппаратных средств, хранение – вычисление – измерение – накопление при становлении информационного обеспечения.

4. Интегральные выпрямители и стабилизаторы служат базисом АЦП и ЦАП интерфейсов ввода-вывода микропроцессорных средств и систем, повышающим эффективность информационных технологий в целом, а также при автоматизации электрооборудования и аналитического контроля, в частности.

7. ЗАКОНОМЕРНОСТИ АНАЛОГОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ

Создание аналоговых интегральных схем с линейным преобразованием сигнала без температурного, временного, параметрического дрейфа с нормируемыми характеристиками относительно эквивалента, а именно линейных интегральных схем (ЛИС), невозможно без знаний закономерностей аналоговых преобразований для оптимального проектирования идеального конечного результата (ИКР) микроэлектроники. Структурная и параметрическая оптимизация реальных АИС с нелинейными характеристиками, подверженными дрейфу с неравномерными мерами отсчета, – сложная задача из-за неопределенности характеристик и критериев оценки, неявных алгоритмов и трудоемких затрат, не учитывающих закономерности диалектического развития информации и процесса преобразования, интегральных базисов и дифференциальных форм микроэлектроники.

Известные методы синтеза АИС по итерационному анализу не дают оптимальных решений за счет последовательного приближения к неопределенному фантому с эфемерными характеристиками по субъективному критерию с нерациональной оценкой. Длительность и трудоемкость синтеза функций сводит итерационный анализ к недетерминированным решениям с неизвестной вероятностью. Графоаналитические методы синтеза транзисторных схем по вольт-амперным характеристикам полупроводниковых приборов нерациональны для целенаправленного проектирования АИС с оптимальными параметрами из-за множества независимых характеристик и сложного комплексного критерия нормирования несогласованных режимов.

Анализ графоаналитических, итерационных и оптимизационных методов диктует необходимость создания инженерной технологии проектирования ЛИС – аналоговых интегральных схем с оптимальными параметрами, включающую целенаправленную последовательность простых операторов и стандартных алгоритмов для достижения инновационных решений с желаемыми характеристиками в адаптивном диапазоне и априори заданной точностью, определяемыми погрешностью образцовых мер границ диапазона.

Ниже систематизированы закономерности диалектического развития информации и процесса преобразования в интегральном базисе микроэлектроники с дифференциацией по формам функций для организации информационной технологии проектирования ЛИС методом тождественности эквивалентам. Метод эквивалентов отличают оператив-

ность и простота относительно оптимизации по производным за счет закономерностей последовательного, параллельного и смешанного соединения каскадов, обусловленных избыточностью усиления, симметрией структуры и нормированием потенциала для реализации компенсационных измерений с линейным преобразованием в адаптивном диапазоне с априори регламентируемой точностью образцовых мер.

Проведем анализ информационных процессов и свойств информации для систематизации закономерностей аналоговых преобразований.

7.1. Информационные процессы

Предложена систематизация информационных процессов по вектору диалектического развития процесса преобразования в интегральных базисах микроэлектроники с дифференциацией по формам представления функции в пространственно-временном континууме для создания технологии проектирования новых технических решений по закономерностям информации.

Анализ развития технических решений [1 – 19] показывает их совершенствование за счет прогресса научно-технической революции (НТР) от механизации и автоматизации через электрификацию к информатизации [5, с. 5 – 7]. Это расширяет мировоззрение творчества в сферах науки и техники, искусства и культуры [18, с. 17 – 21]. Оценить уровень творчества и эффективность инновации можно по шкале времени появления инновационных решений в рамках патентного поиска, а также при информационном анализе степени функциональной интеграции, определяемой компонентами НТР и сферами мировоззрения [18, с. 74 – 94]. Очевидно, и временные и функциональные шкалы субъективны и эфемерны из-за произвольности выбора систем координат и мер оценки неопределенных признаков компонентов НТР и сфер мировоззрения с ненормируемой метрикой из различных областей творчества.

Эффективность прогресса творчества и инноваций в настоящий момент диктует информатизация НТР, как неделимая совокупность информатики и микроэлектроники, уровень которых регламентируют информация и процессы преобразования, интегральные базисы и формы представления функций – несогласованные между собой меры порядка и интеграции закономерностей, степени дифференциации образов и точности мер отсчета.

7.1.1. Анализ классификаций

Информационные процессы до настоящего времени рассматривают как неупорядоченное множество независимых друг от друга функций, что не позволяет их использовать в качестве меры оценки эффективности базисов микроэлектроники (дифференциальных форм и интегральных компонент) и сфер мировоззрения (науки и техники, искусства и культуры) для оценки творческого потенциала и выбора рациональных методов проектирования. Из анализа литературы [1 – 17] можно выделить систематизацию информационных процессов по обмену энергией и преобразованию сигнала, дифференциации процесса телесвязи и интеграции процесса регулирования.

Классификация по обмену энергией [5, с. 10–11] включает механические (гидравлические, пневматические, акустические), и тепловые (плавление и кипение, кристаллизация и конвекция), оптические процессы (рассеивание и поляризация, интерференция и дифракция) и диффузионные функции (электронов и ионов, молекул и частиц), физико-химические (поглощение и выделение, диссоциация и аннигиляция) и электромагнитные явления (электрические и магнитные). Обмен энергией реализует физические явления в кристалле и жидкости, газе и плазме за счет слабого и сильного взаимодействия, электромагнитных и гравитационных превращений. Физические превращения и взаимодействия отражают статику, кинетику и динамику обмена энергией в веществе при изменении его состава и свойств. Например, изменение сопротивления и проводимости электрическому току от механических и тепловых, электрических и оптических возмущений соответственно в тензо- и терморезисторах, варисторах и фотодатчиках.

Простота энергообмена отражает первооснову физики явления, что позволяет его считать исходным процессом, началом преобразования.

Систематизация преобразования сигналов [5, с. 9–10] различает аналоговые (непрерывные), импульсные (временные) и цифровые (дискретные) функции относительно их характеристик и параметров. Характеристиками аналоговых преобразований служат мгновенные значения амплитуды тока и напряжения, мощности и энергии, сопротивления и проводимости как в активной, так и реактивной форме. Параметры амплитуды отражают установившееся и начальное значения напряжения и тока, диффузионное и волновое сопротивление и проводимость. Импульсы характеризуют широта и частота, фаза и скважность, длительность и период, а параметрами временных преобразований являются резонансная частота и время релаксации, температуро-

проводность и постоянная времени. К цифровым характеристикам относят число импульсов и разрядов, последовательный, параллельный и смешанный коды, а за параметры выбирают цифровые значения диэлектрической проницаемости и магнитной восприимчивости, коэффициентов затухания и диффузии, удельного сопротивления и проводимости.

Анализ аналоговых, импульсных и цифровых преобразований показывает, что они являются результатом дифференциации по форме представления процесса обмена энергией (механической и тепловой, физико-химической и электромагнитной и т.д.). При этом классификация процесса обмена энергией организована не по форме представления сигнала, а по физике явления, без ранжирования превращений по историческим мерам времени, количественным оценкам сложности и качественным эквивалентам творчества. В рассмотренных классификациях процессы преобразования сигналов и обмена энергией не сопоставлены между собой по интеграции, а лишь дифференцированы соответственно по форме представления сигнала (аналоговый, импульсный, цифровой) и физике явления (механические и тепловые превращения, электрическое и магнитное взаимодействия и т.д.).

Дифференциация процесса телесвязи [5, с. 8] предложена по технологической последовательности преобразований: сбор – хранение – обработка – передача – визуализация информации. При связи регламентированы, как правило, первая и последняя функции, другие реализуют гибкий алгоритм. Названия информационных процессов телесвязи по прямой аналогии (как слышим, так и пишем) соответствуют дефинициям русского языка для однозначности определений и исключения различных толкований. Приведем примеры дефиниций функций преобразования процесса телесвязи.

- Сбор – накопление исследуемой информации в упорядоченную систему интеграции множества локальных измерений функций с различными координатами места и времени.

- Хранение – регистрация информации в адресном континууме за счет ее копирования и извлечения по правилам последовательной, произвольной и ассоциативной адресации.

- Обработка – анализ регистрируемой информации для синтеза желаемого эквивалента и закономерностей по математическим операциям счисления и исчисления.

- Передача – перемещение информации на расстояние от необходимого транслятора к заданному приемнику по известным физическим явлениям.

- Визуализация – представление информации в удобных для оператора (или преобразователя) образах (схемы и конструкции, программы и алгоритмы, модели и характеристики, временные диаграммы и когнитивные мнемокоды), реализующих технологию телесвязи.

Подобные определения формулирует информатика – отрасль науки, изучающая структуру и свойства информации, процессы сбора и хранения, поиска и переработки, преобразования и распространения, использования и представления [7, с. 499].

Свойства информации отражают закономерности информационных процессов для синтеза инновационных структур схемотехники, физики и математики и анализа технических решений по тождественности признаков желаемых эквивалентов (способов и устройств, веществ и штаммов). В информатике известны [10, с. 82 – 89] шесть свойств информации: управляемость и сохраняемость, упорядочивание и активизация, передаваемость и обрабатываемость.

- Управляемость – способность управлять построением структур.

- Сохраняемость – свойство сохраняться в течение любых промежутков времени.

- Упорядочивание – способность изменяться во времени, т.е. разрушение и совершенствование.

- Активизация – способность переходить из пассивной формы в активную, что инициирует копирование и извлечение при хранении.

- Передаваемость – способность быть переданной на расстояние как следствие сохраняемости.

- Обрабатываемость – свойство информации подвергаться переработке для ее упорядочивания.

Свойства информации интегрируют закономерности в информационные процессы телесвязи и регулирования, что соответствует функциональной классификации процессов преобразования. Под преобразованием понимают совокупность информационных процессов вообще, а также представление по форме сигнала (аналоговое, импульсное, цифровое) в частности.

Интеграция процесса регулирования [5, с. 8] представлена последовательностью возрастающих по сложности функций: преобразование – измерение – контроль – управление – регулирование.

- Преобразование – представление физической величины из одной формы в другую. Очевидно, для регулирования под преобразованием понимают и обмен энергией (превращение при взаимодействии),

т.е. преобразование вообще, и преобразование формы сигнала в частности. Это обусловлено интеграцией обмена и преобразования в простых регуляторах механизации и автоматизации без применения электрификации и информатизации.

- Измерение – сравнение исследуемой величины функции с эквивалентной мерой отсчета. В сложных системах, как правило, канал измерения нормирует величину до стандартного уровня и преобразует аналоговую и импульсную форму в код, который согласуют с адресным пространством вычислителя функциональными преобразованиями шифрации и мультиплексирования цифровых эквивалентов, синхронизации импульсов и нормированием амплитуды. Как видно, измерению сопутствуют преобразование и управление, хранение и вычисление информации.

- Контроль – измерение с принятием решения по заданным критериям и алгоритмам оценки. Под контролем понимают интеллектуальное, программно управляемое измерение, включающее сравнение по программе математического моделирования характеристик режимов экспериментальных исследований и параметров их состава или свойств веществ. Контроль, как интеллектуальное измерение, дополнительно интегрирует программирование (копирование, хранение, извлечение) по алгоритмам вычисления (операторам счисления и исчисления).

- Управление – изменение характеристик преобразований по результатам контроля, тождественное образу желаемого эквивалента с учетом выявленных закономерностей. Канал управления системы автоматического регулирования симметрично выполняет инверсные преобразования канала измерения: декодирование (дешифрация и демльтиплексирование) цифрового эквивалента и его преобразование в импульс или амплитуду, их нормирование для реализации управляющего воздействия за счет управляемого обмена «потоками энергии или вещества, поступающих в управляющий процесс» [5, с. 8].

- Регулирование – целенаправленная последовательность процессов преобразования и измерения, контроля и управления для реализации технического решения. Процесс регулирования представлен суммой развивающихся преобразований от обмена энергией и преобразования сигнала к измерению по мере и контролю по норме, от управления структурой до гибкого обмена энергией.

Недостатком интеграции регулирования является произвольная классификация информационных процессов по уровням функциональ-

ного развития из-за субъективных мер их оценки с неполной шкалой преобразований мер отсчета без объективных признаков весовых эквивалентов, регламентирующих априорную погрешность идентификации. Поставленную задачу решает концепция диалектического развития информационных процессов.

7.1.2. Информационная концепция

Информационная концепция [13 – 19] основана на диалектическом развитии информационных процессов микроэлектроники от простейшей функции обмена энергией в ПП, преобразования сигнала ИС и управления структурой СИС аппаратных средств через программирование связей БИС и вычисление параметров ПК при становлении программного и математического обеспечения до измерения характеристик МИС при организации метрологических средств в адресном континууме: пространство–время–функция.

Систематизация информационных процессов по вектору развития от простого к сложному позволяет нормировать по мере потенциала творчества уровень инновации по базисам микроэлектроники, достигнувшей вершин созидания за счет информатизации науки и техники, искусства и культуры. Это цифровая аудио-, фото- и видеотехника, мобильная связь и коммуникационные компьютерные сети, дистанционное управление предприятиями и образованием в учебных заведениях.

Логично процесс преобразования систематизировать по вектору интеграции базисов микроэлектроники для организации информационной технологии проектирования на основе информационной концепции [13, 17], структура которой представлена в табл. 7.1. Структура концепции упорядочена в двухкоординатную матрицу, строки которой снизу-вверх отражают диалектическое развитие функции F по уровню интеграции от простого обмена (строка 1) к синтезу эквивалентов (строка 9) информационного процесса (табл. 7.1, столбец 2) в базисах (столбец 1) микроэлектроники от ПП (строка 1) до ИР (строка 9). Столбцы таблицы дифференцируют слева – направо формы представления процесса F в адресном континууме: пространство R – время T – функция Φ неделимого комплекса схемо- и мнемотехники, математики и физики для организации ассоциативной структуры аппаратных средств и гибкой архитектуры программного обеспечения, универсального математического обеспечения и эффективных метрологических средств, согласованных между собой.

7.1. Информационная концепция

Базис <i>B</i>	Функция <i>F</i>	Качество <i>R</i>	Количество <i>T</i>	Критерий <i>Ф</i>
ИР	СИНТЕЗ эквивалентов	ПР программа	АР адаптация	КР самообучение
МС	ПЕРЕДАЧА образов	Радио звук	Телевидение изображение	Лазеры голограмма
МПС	НАКОПЛЕНИЕ данных	ИВС сбор	ИВК хранение	ИИС обработка
МИС	ИЗМЕРЕНИЕ характеристик	Контроллер качество	МИП количество	МАП критерий
ПК	ВЫЧИСЛЕНИЕ параметров	Микро-ЭВМ слово	МК символ	МиниЭВМ схема
БИС	ПРОГРАММИ-РОВАНИЕ связей	ИВВ передача	ИП хранение	М обработка
СИС	УПРАВЛЕНИЕ структурой	ПрП пространство	ВП время	ФП функция
ИС	ПРЕОБРАЗОВАНИЕ сигнала	АП амплитуда	ИП импульс	ДП код
ПП	ОБМЕН энергией	Резисторы генерация	Диоды вентильный эффект	Транзисторы усиление

7.1.3. Меры творчества

За меры творчества целесообразно принять базисы диалектического развития процесса преобразования информации при интеграции обмена энергией ПП в синтез эквивалентов интеллектуальными роботами [13, с. 9 – 15].

Обмен энергией – превращение одного вида энергии в другой, исходная стадия информационного процесса (табл. 7.1, ПП) рожденной функции для адаптации с внешней средой. В микроэлектронике – это

появление полупроводниковых приборов (ПП), изменяющих электропроводимость кристалла на несколько порядков под воздействием электромагнитного поля и светового потока, температуры и давления. Обмен энергией ПП развивается от неполярного включения варисторов через полярное соединение вентилях к усилению транзисторов. По аналогии с обменом энергией ПП товарообмен развивается от бартера через куплю-продажу к торговле с прибылью.

Преобразование – дифференцированный по сигналу (табл. 7.1, ИС) обмен энергией. Различают по форме представления сигнала дискретное (цифровое), импульсное (временное) и аналоговое (амплитудное) преобразование сигнала в базе интегральных схем (ИС). Соответственно ИС делят на аналоговые (АП), импульсные (ИП) и дискретные (ДП) преобразователи. Оценивают качество преобразования сигнала по линейному, нелинейному и квазилинейному закону. Аналогично кондуктометрию классифицируют в зависимости от используемого участка вольт-амперной характеристики (ВАХ) на линейные, нелинейные и квазилинейные способы. Неуправляемое преобразование становится аппаратно управляемым.

Управление – аппаратно управляемое преобразование (табл. 7.1, СИС) структуры средних интегральных схем (СИС). Управление организуют в координатах: пространство–время–функция. Управление дифференцирует СИС на пространственные (ПрП), временные (ВП) и функциональные (ФП) преобразователи, это соответственно дешифраторы и знакогенераторы, мультиплексоры и линии задержки, цифровые компараторы и запоминающие устройства. Известны механические лифты и транспортеры для перемещения в пространстве, наземный и воздушный транспорт сокращает время доставки груза, токарные и текстильные станки изготавливают оснастку и материю.

Программирование – программное управление (табл. 7.1, БИС) связями больших интегральных схем (БИС) за счет хранения функции для копирования и извлечения информации. Тождественность образов программ обусловлена последовательной, произвольной и ассоциативной адресацией. БИС по передаче, хранению и обработке информации делят на интерфейсы ввода-вывода (ИВВ) и памяти (ИП), микропроцессоры (М). Программно управляемое преобразование, линейное без дрейфа по образцам, определено соответствующими закономерностями: избыточностью, симметрией и виртуальностью. Поэтому программируемые методы аналитического контроля разделяют на способы избыточности усиления, нормировки координат и виртуальных характеристик.

Вычисление параметров – это программирование по алгоритмам (табл. 7.1, ПК) персональных компьютеров (ПК) математическими операторами счисления и исчисления. ПК классифицируют по форме параметров: слово, символ, схема, – на микро-ЭВМ, микрокалькуляторы (МК) и миниЭВМ. Вычислительные методы регулирования упорядочивают по исчислениям на способы дифференциальных, интегральных и линейных характеристик.

Измерение характеристик – результат процесса вычисления по мерам (табл. 7.1, МИС) в микропроцессорных измерительных средствах (МИС). По оценке эффективности характеристик МИС дифференцируют на контроллеры качества, микропроцессорные измерительные приборы (МИП) для количественных оценок и микропроцессорные аналитические приборы (МАП) при анализе качества в количественной оценке. Повышают метрологическую эффективность МИС от коррекции через калибровку к идентификации. По аналогии с микроэлектроникой методы метрологии регламентируют на способы градуировки характеристик (коррекции), эквивалентности по образцам (калибровки) и ассоциации нормируемых мер (идентификации).

Накопление данных – сбор измерений для их хранения и обработки (табл. 7.1, МПС) микропроцессорными системами (МПС). По массиву накопления данных среди МПС различают измерительно-вычислительные системы (ИВС) для сбора и комплексы (ИВК) для хранения, информационно-измерительные системы (ИИС) для обработки информации. ИВС нижнего уровня группируют в ИВК, на базе которых собирают ИИС верхнего ранга. Аналогично создают библиотечный коллектор и компьютерные системы: предприятие – город – регион.

Передача образов – перемещение на расстояние массивов для мобильной связи (табл. 7.1, МС) микропроцессорных сетей (МС). Организуют мобильные сети средствами радио, телевидения и лазерной связи для передачи звука, изображения и голограммы на наземном, водном и воздушном транспорте, а также для беспроводной и космической связи между регионами и государствами. Аналогично формируют электронный библиотечный коллектор и глобальные компьютерные сети: регион – страна – государства – планеты.

Синтез эквивалентов – тиражирование мобильных образов по тождественным признакам образцов (табл. 7.1, ИР) интеллектуальных роботов (ИР). По уровню интеллекта: программируемый, адаптивный и обучаемый, – ИР систематизируют на программируемые (ПР), адаптивные (АР) и кибернетические (КР) роботы. ПР нашли применение на

предприятиях с замкнутым циклом, АР используют для геологической разведки, в оборонительных целях и научном эксперименте, а КР разрабатывают для высоких технологий среднего и тяжелого машиностроения, в образовании и медицине, подземном и подводном транспорте, в авиации и космосе.

Следовательно, информационная концепция систематизирует множество различных информационных процессов по вектору диалектического развития процесса преобразования интегральных базисов микроэлектроники для организации мер отсчета уровня творчества технических решений.

Прогресс творчества и инноваций диктует информатизация НТР, как неделимая совокупность информатики и микроэлектроники, уровень которых регламентируют информация и процессы преобразования, интегральные базисы и формы представления функций – меры порядка и интеграции закономерностей, степени дифференциации образов и точности мер отсчета.

Вектор интеграции базисов направлен от обмена энергией ПП, преобразования сигнала ИС и управления структурой СИС аппаратных средств через программирование связей БИС и вычисление параметров ПК программного и математического обеспечения к измерению характеристик МИС с высокой метрологической эффективностью. Мобильность повышают от накопления данных МПС и передачи образов МС к синтезу эквивалентов ИР.

Меры отсчета творчества дифференцируют по весу формы представления функций в пространственно-временных координатах информационной технологии проектирования инноваций по закономерностям информации.

Информационная технология позволяет сложную проблему творчества свести к целенаправленной последовательности решения стандартных задач в адресном пространстве двумерной матрицы информационной концепции с мерами отсчета творчества по вектору развития процесса преобразования интегральных базисов микроэлектроники с дифференциацией функции в пространственно-временном континууме.

7.2. Закономерности ЛИС

Закономерности анализа и синтеза оптимальных функций в согласованных формах представления схемо- и мнемотехники, математики и физики, систематизированные в правила и алгоритмы, интегрируют информационную технологию проектирования микропроцессорных

средств в целом и их основы – линейных интегральных схем (ЛИС) в частности. Поиск оптимальных решений традиционными методами дифференциального исчисления сложен и трудоемок, уступает на порядок по оперативности и технологичности методам по эквивалентам, основанным на закономерностях анализа и синтеза последовательного, параллельного и смешанного соединения каскадов ЛИС.

Закономерности ЛИС систематизированы в табл. 7.3 в декартовой системе координат, строки которой определяют а – последовательное (=), б – параллельное (||) и в – смешанное (#) соединения связей каскадов, а столбцы нормируют структуры ЛИС в виде исходных (1) и оптимальных (2) условий, оптимальных (3) и виртуальных (4) характеристик. Проанализируем закономерности ЛИС последовательного, параллельного и смешанного соединения.

7.2.1. Последовательное соединение

Последовательное соединение каскадов преобразует за счет избыточности усиления нелинейные преобразования в линейные характеристики виртуального операционного усилителя (ОУ). Последовательное соединение каскадов характеризует коэффициент преобразования β ЛИС как произведение коэффициентов β_i каскадов числом $i = \overline{1, n}$:

$$\beta = \prod_{i=1}^n \beta_i . \quad (7.1)$$

7.2. Избыточность ЛИС

k_{0i} i	$0,9 < 1$	$9 > 1$	$\eta(k_{0i})$
1	$9,00 \cdot 10^{-1}$	$9,00 \cdot 10^0$	10^1
2	$8,10 \cdot 10^{-1}$	$8,10 \cdot 10^1$	10^2
3	$7,29 \cdot 10^{-1}$	$7,29 \cdot 10^2$	10^3
4	$6,56 \cdot 10^{-1}$	$6,56 \cdot 10^3$	10^4
5	$5,91 \cdot 10^{-1}$	$5,91 \cdot 10^4$	10^5
6	$5,31 \cdot 10^{-1}$	$5,31 \cdot 10^5$	10^6
7	$4,78 \cdot 10^{-1}$	$4,78 \cdot 10^6$	10^7
8	$4,31 \cdot 10^{-1}$	$4,31 \cdot 10^7$	10^8
9	$3,87 \cdot 10^{-1}$	$3,87 \cdot 10^8$	10^9
10	$3,49 \cdot 10^{-1}$	$3,49 \cdot 10^9$	10^{10}

Каскады организуют на пассивных элементах с $\beta_i < 1$ и активных преобразователях с $\beta_i > 1$ для ослабления и усиления сигнала соответственно на делителях (напряжения, тока, мощности) и усилителях. Пассивные схемы характеризуют коэффициенты ослабления (деления), а эффективность активных ЛИС отражает коэффициент усиления. В табл. 7.2 показана эффективность ЛИС по числу $i = \overline{1, 10}$ соединения каскадов для делителей сигнала с коэффициентом ослаб-

ления $k_{0i} = 0,9 < 1$ и усиления $k_{0i} = 9 > 1$ ЛИС. Коэффициенты ослабления и усиления рассчитаны по выражению (7.1) при условии тождественности последовательных каскадов $k_{0i} = \beta_i = \beta_{i+1}$ с равными коэффициентами для наглядности оценки. Для делителей закономерно снижение коэффициента ослабления $k_{0,9}$ с 0,9 при $i = 1$ до 0,35 при $i = 10$ и поступательный рост коэффициента усиления k_9 с 9 при $i = 1$ до 10^9 при $i = 10$ по степенной зависимости:

$$k_{0i} = k_0^i; \quad i = \overline{1, n}. \quad (7.2)$$

Избыточность организует зависимость (7.2) для $k_{0i} > 1$. Табл. 7.2 иллюстрирует повышение эффективности $\eta = k_{9i}/k_{0,9i}$ ЛИС относительно делителей по правилу

$$\eta(k_{0i}) = k_{9i} / k_{0,9i}; \quad i = \overline{1, n} \quad (7.3)$$

для создания избыточности усиления – исходного условия линейного преобразования. Из анализа выражений (7.1 – 7.3) следует предельное условие избыточности

$$\lim_{i \rightarrow n} \beta = \infty \quad \text{для } \beta_i > 1 \quad (7.4a)$$

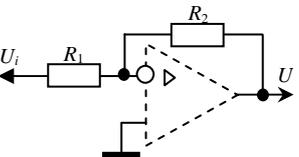
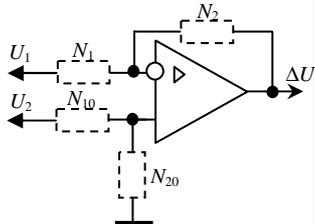
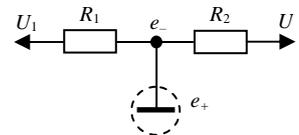
или закономерность избыточности последовательного соединения каскадов усиления

$$\text{opt } \beta = \infty \quad \text{для } \beta_i > 1, \quad i = \overline{1, n}. \quad (7.4б)$$

Следовательно, последовательное включение каскадов – лилипутов, даже с небольшим коэффициентом усиления ($k_{0i} = 10$), приводит к созданию ЛИС – гуливера ($\beta = 10^n$) с избыточным коэффициентом усиления в виде закономерностей (7.4), систематизированных в табл. 7.3, сегмент 1, а.

Нелинейность отражает недостаток избыточности и может служить мерой достатка линейности преобразования сигнала. Вывести математический образ нелинейности итерационными методами сложно из-за неопределенности нормы и критерия оценки при итерационном анализе последовательного приближения. Метод эквивалентов определяет нелинейность «в лоб» за счет тождественности исследуемого решения произведению известной закономерности на нелинейность, результатом которых служит оптимальное условие.

7.3. Закономерности ЛИС

Струк- туры Связи	1. Исходные условия	2. Оптимальные условия	3. Оптимальные характеристики	4. Виртуальность (ИКР)
а =	<p>Избыточность</p> $\beta = \prod_{i=1}^n \beta_i; \beta_i > 1$ $\lim_{i \rightarrow k} \beta = \infty$	<p>Нелинейность</p> $\eta = \eta(\beta, k_0)$ $\lim_{\beta \rightarrow \infty} \eta = 1$	<p>Линейность</p> $k_i = U/U_i = k_0 \eta$ $\lim_{\eta \rightarrow 1} k_i = k_0$	<p>ОУ</p> 
б 	<p>Компенсация измерений</p> $\Delta U = \Delta U(0) + \varepsilon(U)$ $\text{opt } \Delta U = \Delta U(0)$ $\lim_{k_i \rightarrow k_{0i}} \varepsilon(U) = 0$	<p>Равновесие моста</p> $k_{0i} = k_0 + \varepsilon(k_{0i})$ $\text{opt } k_{0i} = k_0 = R_{20}/R_{10}$ $\lim_{k_{0i} \rightarrow k_0} \varepsilon(k_{0i}) = 0$	<p>Нормировка сопротивлений</p> $k_0 = N_2/N_1 + \varepsilon(R_i)$ $\text{opt } k_0 = N_2/N_1$ $\lim_{R_i \rightarrow R_0} \varepsilon(R_i) = 0$	<p>ДН</p> 
в #	<p>Нормирование</p> $F = e_- \cdot A(Y_i)$ $e_+ = 0 \quad (\perp)$ $\lim_{e_- \rightarrow 0} F = 0$	<p>Потенциалы</p> $e_- = U/\beta$ $\lim_{\beta \rightarrow \infty} e_- = e_+$	<p>Гальваническая развязка</p> $F = U_1 Y_1 + U Y_2$ $\lim_{F \rightarrow 0} U_1/U_2 = R_2/R_1$	<p>Потенциал «земли»</p> 

ЛИС на операционном усилителе (см. табл. 7.3, 4, а) с избыточным коэффициентом β и резистивной отрицательной обратной связью (ООС) с коэффициентом $k_0 = Y_1/Y_2$ соответствует система уравнений [15 – 17]:

$$\begin{cases} e(Y_1 + Y_2) = U_1 Y_1 + U Y_2; \\ U = -\beta e, \end{cases} \quad (7.5)$$

где U_1 и U – входное и выходное напряжения; Y_1 и Y_2 – проводимости резисторов R_i ООС; e – потенциал инверсного входа ОУ (см. табл. 7.3, 4, а).

Значение потенциала e из второго уравнения системы (7.5) подставим в первое и после приведения подобных членов выразим статическую характеристику $U(U_1)$ исследуемой ЛИС:

$$U = -U_1 Y_1 / \left(Y_2 + \frac{Y_1 + Y_2}{\beta} \right). \quad (7.6)$$

Характеристика (7.6) имеет нелинейный характер, для выявления алгоритма нелинейности η по методу эквивалентов потребуется линейное решение $U(0)$

$$U(0) = -U_1 Y_1 / Y_2$$

для поиска оптимальных условий линейности преобразования. С учетом замены $k_0 = Y_1/Y_2$ составим систему уравнений

$$\begin{cases} U = -U_1 k_0 / \left(1 + \frac{k_0 + 1}{\beta} \right); \\ U(0) = U_1 k_0. \end{cases} \quad (7.7)$$

Из системы (7.7) уравнений следует тождественность исследуемой характеристики U произведению эквивалента $U(0)$ на нелинейность η

$$U = U(0)\eta, \quad (7.8)$$

что позволяет записать из первого уравнения системы (7.7) и соотношения (7.8) алгоритм нелинейности

$$\eta = 1 / \left(1 + \frac{k_0 + 1}{\beta} \right). \quad (7.9)$$

Линейность преобразования

$$\text{opt } U = U(0) \quad (7.10)$$

статической характеристики $U(U_1)$ достигается при оптимальном условии нелинейности η

$$\text{opt } \eta = 1, \quad (7.11)$$

нормированной постоянной величиной единичного значения (см. табл. 7.3, 2, а). Предельным значением коэффициента усиления $k = U/U_1$ исследуемой ЛИС является его тождественность линейному отношению k_0 (см. табл. 7.3, 3, а):

$$\lim_{\eta \rightarrow 1} k = k_0, \quad (7.12)$$

при оптимальном условии нелинейности (7.11). Предельное условие нелинейности η следует из алгоритма (7.9) при оптимизации (7.11)

$$\lim_{\beta \rightarrow \infty} \eta = 1, \quad (7.13)$$

так как справедливо тождество

$$1 + \frac{k_0 + 1}{\beta} = 1$$

с закономерностью избыточности (7.4).

Виртуальность ОУ регламентирована линейностью. Линейная статическая характеристика (7.7) эквивалента $U(0)$ оптимального решения не зависит от параметров ОУ из-за избыточности β усиления, что известно [18] как идеальный конечный результат (ИКР): функция выполняется, а устройство отсутствует. Это позволяет утверждать виртуальность ОУ в оптимальном решении ЛИС, соответствующем ИКР (см. табл. 7.3, 4, а).

Следовательно, последовательное соединение каскадов с усилением приводит к избыточности ОУ (7.4) с единичной нелинейностью (7.11, 7.13) и оптимальной характеристикой (7.10) линейного преобразования, соответствующей идеальному конечному результату ЛИС с виртуальным операционным усилителем.

Закономерности линейности последовательного включения усилительных каскадов ОУ оптимальных решений ЛИС систематизированы в табл. 7.3, а.

7.2.2. Исключение дрейфа

Исключение температурного, временного, параметрического дрейфа достигается параллельным соединением согласованных элементов каскада за счет компенсационных измерений уравновешенного моста с нормированными сопротивлениями виртуальных делителей цепей обратной связи. Исключение дрейфа организуют поэтапной оптимизацией коэффициентов преобразования k_i ЛИС – k_{0i} делителей – k_0 эквивалентов – k_n моста при последовательном приближении соответствующих погрешностей $\varepsilon(U) - \varepsilon(k_{0i}) - \varepsilon(k_0) - \varepsilon(R)$.

Компенсация измерений достигается уравновешиванием плечей моста (см. табл. 7.3, 4, б) ЛИС, включенных в цепи отрицательной (ООС) и положительной (ПОС) обратной связи операционного усилителя. Это доказывает оптимизация статической характеристики $\Delta U(U_1, U_2)$ дифференциального усилителя (табл. 7.3, 4, б) желаемому эквиваленту $\Delta U(0)$ из анализа системы уравнений для узлов e_- и e_+

$$\begin{cases} e_-(Y_1 + Y_2) = U_1 Y_1 + \Delta U Y_2; \\ e_+(Y_{10} + Y_{20}) = U_2 Y_{10} + 0 Y_{20}, \end{cases} \quad (7.14a)$$

и выходного узла ΔU

$$\Delta U = \beta(e_- - e_+). \quad (7.14б)$$

Избыточность усиления (7.4) инициирует тождество $e_- = e_+$ узловых потенциалов, при подстановке которых из системы (7.14а) приводит к уравнению

$$\frac{U_1 Y_1 + \Delta U Y_2}{Y_1 + Y_2} = \frac{U_2 Y_{10}}{Y_{10} + Y_{20}},$$

а после приведения подобных членов к статической характеристике исследуемой ЛИС

$$\Delta U = U_2 \frac{1 + Y_1/Y_2}{1 + Y_{20}/Y_{10}} - U_1 \frac{Y_1}{Y_2}.$$

С учетом коэффициентов усиления $k_0 = Y_{10}/Y_{20}$ и $k_{0i} = Y_1/Y_2$ плечей моста характеристика ЛИС с дрейфом $\varepsilon(U)$ по напряжению U имеет вид

$$\Delta U = U_2 \frac{1 + k_{0i}}{1 + 1/k_0} - U_1 k_{0i}, \quad (7.15a)$$

что соответствует желаемому эквиваленту

$$\Delta U(0) = k_{0i}(U_2 - U_1) \quad (7.15б)$$

в сумме с погрешностью $\varepsilon(U)$ дрейфа (см. табл. 7.3, 1, б)

$$\Delta U = \Delta U(0) + \varepsilon(U). \quad (7.15в)$$

Из тождественности характеристик (7.15а) и (7.15в) находим дрейф по напряжению

$$\varepsilon(U) = k_{0i}U_2 \left(\frac{1 + 1/k_{0i}}{1 + 1/k_0} - 1 \right), \quad (7.16)$$

за счет суммирования и вычитания к выражению (7.15а) линейного относительно входного напряжения U_1 члена $k_{0i}U_2$.

Исключение дрейфа $\varepsilon(U)$ по напряжению оптимизирует исследуемое решение (7.15а) к желаемому эквиваленту (7.15б)

$$\underset{\varepsilon(U) \rightarrow 0}{\text{opt}} \Delta U = U(0), \quad (7.17а)$$

при условии нормирования дрейфа к нулевому значению за счет тождественности коэффициента усиления $k_i = \Delta U / (U_2 - U_1)$ ЛИС коэффициенту k_{0i} отрицательной обратной связи:

$$\lim_{k_i \rightarrow k_{0i}} \varepsilon(U) = 0. \quad (7.17б)$$

Закономерность (7.17б) вытекает из нормировки характеристики (7.15в) на разность сигналов $U_2 - U_1$:

$$k_i = k_{0i} + \varepsilon(k), \quad (7.18)$$

так как при $k_i = k_{0i}$ погрешности дрейфа преобразования $\varepsilon(k) = \varepsilon(U) / (U_2 - U_1)$ и напряжения $\varepsilon(U)$ обнуляются.

Исключение дрейфа разбаланса моста очевидно из выражения (7.16) при обнулении значения скобки для равенства

$$1 + \frac{1}{k_{0i}} = 1 + \frac{1}{k_0},$$

откуда получаем условие равновесия моста

$$\text{opt } k_{0i} = k_0 = \frac{R_{20}}{R_{10}}. \quad (7.19)$$

При этом погрешность разбаланса моста $\varepsilon(k_{0i})$ связывает нормируемые коэффициенты инверсного k_{0i} и прямого k_0 плечей моста аналогичным выражению (7.18) соотношением

$$k_{0i} = k_0 + \varepsilon(k_{0i}). \quad (7.20)$$

Из равенства (7.20) также следует закономерность (7.19) равновесия при регламентации дрейфа $\varepsilon(k_{0i})$ нулю (см. табл. 7.3, 2, б)

$$\lim_{k_{0i} \rightarrow k_0} \varepsilon(k_{0i}) = 0. \quad (7.21)$$

Исключение дрейфа параметров сопротивлений R делителей следует из аналогичной соотношению (7.20) зависимости

$$k_0 = k_N + \varepsilon(R_i), \quad (7.22a)$$

где $k_N = N_2/N_1$ – коэффициент усиления отношения кодов N_2 и N_1 управляемых делителей; $\varepsilon(R)$ – погрешность параметрического дрейфа резисторов магазинов сопротивлений.

Желаемое решение эквивалента без дрейфа, как следует из выражения (7.22a), имеет вид

$$k_0(0) = k_N. \quad (7.22б)$$

Это соответствует закономерной оптимизации

$$\text{opt } k_0 = \frac{N_2}{N_1}, \quad (7.23a)$$

так как $k_N = N_2/N_1$, для предельного нулевого значения погрешности $\varepsilon(R)$ параметров резисторов (см. табл. 7.3, 3, б)

$$\lim_{R_i \rightarrow R_0} \varepsilon(R_i) = 0. \quad (7.23б)$$

Закономерности (7.23) обусловлены нормированием резисторов R_i сопротивлением R_0 . Действительно, для коэффициента усиления $k_0 = R_2/R_1$ при использовании управляемых магазинов сопротивлений с нормированными сопротивлениями $R_i = R_{i+1} = R_0$ справедливы тождества

$$\begin{aligned} R_2 &= \sum_{i=1}^{N_2} R_{2i} = \sum_{i=1}^{N_2} R_0 \xi_i a_i = R_0 N_2; \\ R_2 &= \sum_{i=1}^{N_1} R_{1i} = \sum_{i=1}^{N_1} R_0 \xi_i a_i = R_0 N_1, \end{aligned} \quad (7.24)$$

где $\sum_{i=1}^N \xi_i a_i$ – код N с основанием a_i и весом ξ_i . Из отношения тождеств (7.24) справедлива закономерность (7.23а), так как после сокращения нормы R_0 :

$$\text{opt } k_0 = \frac{R_2}{R_1} = \frac{N_2}{N_1}.$$

Следовательно, параллельное соединение элементов каскадов приводит к исключению дрейфа при последовательном приближении погрешности напряжения к погрешности преобразования ЛИС, от погрешности моста к погрешности цифровых эквивалентов. Закономерность (7.23а) определяет эквивалент преобразования в кодах N_2 , N_1 с бесконечно большим коэффициентом усиления ЛИС для максимально возможного кода N_2 и минимального числа N_1 , которые не зависят от температурного, временного и параметрического дрейфа. Это соответствует ИКР-преобразователю с виртуальными магазинами сопротивлений в цепях обратной связи операционных усилителей (см. табл. 7.1, 4, б).

Таким образом, ИКР-преобразователь (7.23) с нормировкой сопротивлений (7.24) за счет условий равновесия моста (7.19) и тождественности эквиваленту (7.17) организует компенсационные измерения с гальванической развязкой входных и выходных сигналов.

Гальваническая развязка обусловлена наличием виртуальной земли, иницируемой смешанным включением элементов каскада.

7.2.3. Нормирование потенциалов

Смешанное соединение не только интегрирует линейность последовательных каскадов и исключение дрейфа параллельных делителей за счет избыточности усиления и баланса моста, но и нормирует потенциалы до нулевого уровня виртуальной земли для гальванической развязки преобразовательных сигналов ЛИС.

Виртуальность земли наиболее наглядна на примере инверсного УПТ (табл. 7.3, 4, а) с отрицательной обратной связью резисторов R_1 , R_2 и заземлением потенциала $e_+ = 0(\perp)$ прямого входа ОУ. Математическая модель инверсного УПТ включает систему уравнений (7.5), составленных по первому и второму правилам Кирхгофа.

Нормирование потенциала e_- инверсного входа нулевому уровню виртуальной земли обусловлено зеркальной (инверсной) индукцией электрического потенциала реальной земли с нулевым зарядом прямо-

го входа ОУ за счет избыточности коэффициента усиления β согласно закономерности (7.4). Из второго уравнения системы (7.5) для избыточности (7.4) следует нормирование нулю потенциала e_- инверсного входа (см. табл. 7.1, 2, в):

$$\lim_{\beta \rightarrow \infty} e_- = \lim_{\beta \rightarrow \infty} \frac{U}{\beta} = 0 = e_+ \quad (7.25a)$$

или

$$\lim_{\beta \rightarrow \infty} e_- = 0. \quad (7.25b)$$

Симметрия потенциалов $e_- = e_+$ при заземлении одного из входов ОУ зеркально регламентирует потенциал инверсного входа и обнуляет функцию F преобразования. Для первого уравнения системы (7.5) равны нулю как правая часть

$$F = e_-(Y_1 + Y_2) = 0, \quad (7.26a)$$

так и его левая часть

$$F = U_1 Y_1 + U Y_2 = 0, \quad (7.26b)$$

что отражает закономерность обнуления функции для зеркальной симметрии (см. табл. 7.3, 1, в):

$$\lim_{e_- \rightarrow 0} F = 0. \quad (7.26в)$$

Гальваническая развязка (табл. 7.3, 3, в) входного U_1 и выходного U сигналов (см. 7.26б) организуется из закономерности (7.26) и линейности преобразования

$$\lim_{F \rightarrow 0} \frac{U_1}{U} = \frac{R_1}{R_2} \quad (7.27a)$$

статической характеристики $U(U_1)$ и коэффициента $k_0 = R_2/R_1$, связанных закономерностью тождественности

$$\text{opt}_{\varepsilon(k) \rightarrow 0} k = k_0 \quad (7.27b)$$

при отсутствии временного, температурного, параметрического дрейфа $\varepsilon(k)$.

Виртуальная земля за счет зеркальной симметрии (7.25) и гальванической развязки (7.26) формирует линейное преобразование без

дрейфа (7.27б), что соответствует представлению схемы ЛИС (табл. 7.3, 4, а) схемой замещения делителя (табл. 7.3, 4, в) на резисторах сопротивлением R_1 и R_2 , разделенных нулевым потенциалом.

По закону непрерывности тока в цепи справедливо тождество входного I_1 и выходного I_2 токов

$$I_1 = I_2, \quad (7.28)$$

которые по закону Ома равны отношениям

$$\begin{cases} I_1 = \frac{U_1 - e_-}{R_1}; \\ I_2 = \frac{e_- - U}{R_2}. \end{cases} \quad (7.29)$$

Подставляя значения токов системы (7.29) в тождество (7.28) с учетом закономерности (7.25) виртуальной земли, находим линейное преобразование (7.27а) с желаемой линейной статистической характеристикой

$$U = U_1 R_2 / R_1, \quad (7.30)$$

аналогичных эквиваленту $U(0)$ системы (7.7).

Делитель с виртуальной землей служит ИКР анализируемой ЛИС с оптимальным решением. Анализ столбца 4 табл. 7.3 иллюстрирует оптимальное решение ЛИС с линейным преобразованием без дрейфа, нормированное относительно виртуальной земли – как идеальный конечный результат с виртуальным операционным усилителем (табл. 7.3, 4, а), делителями напряжения управляемого по программе моста (табл. 7.3, 4, б), и потенциалами земли (табл. 7.3, 4, в), организованный за счет избыточности усиления, равновесия моста и зеркальной симметрии нормированных потенциалов.

Информационный анализ проектирования ЛИС показывает:

1. Предложена технология проектирования ЛИС – аналоговых интегральных схем с линейным преобразованием сигнала, нормированным по эквиваленту потенциала земли без температурного, временного, параметрического дрейфа, интегрирующая по методу тождественности эквиваленту закономерности последовательного, параллельного и смешанного соединения структур.

2. Доказаны закономерности оптимизации ЛИС: избыточность усиления операционного усилителя, условие равновесия моста и зеркальная симметрия нормируемых потенциалов, – иницирующие ИКР

с виртуальными операционным усилителем, плечами моста обратной связи и потенциалами с нормируемой мерой эквивалента земли, обеспечивающие гальваническую развязку входных и выходных сигналов в процессе компенсационных измерений.

3. Последовательное соединение каскадов с усилением приводит к избыточности ОУ с единичной нелинейностью и оптимальной характеристикой линейного преобразования, соответствующими идеальному конечному результату ЛИС с виртуальным операционным усилителем.

4. Параллельное соединение элементов каскадов приводит к исключению дрейфа за счет условия равновесия моста при последовательном приближении погрешности напряжения к погрешности преобразования ЛИС, от погрешности моста к погрешности цифровых эквивалентов, устраняющих дестабилизацию температуры, времени и параметров, что соответствует ИКР-преобразователю с виртуальными магазинами сопротивлений в цепях обратной связи операционных усилителей.

5. Смешанное соединение не только интегрирует линейность последовательных каскадов и исключение дрейфа параллельных делителей при избыточности усиления и балансе моста, но и нормирует потенциалы до нулевого уровня виртуальной земли для гальванической развязки преобразуемых сигналов ЛИС, иницирующей компенсационные измерения.

6. Информационная технология дифференцирует комплексную проблему трудоемкого проектирования оптимальных ЛИС на целенаправленную последовательность решения типовых задач синтеза и анализа по закономерностям желаемой функции методом тождественных эквивалентов в основных формах представления схемотехники, математики и физики.

7.3. Оптимизация АИС по точности

Доказано преимущество информационной технологии проектирования линейных интегральных схем методом эквивалентов с алгебраическим оператором тождественности исследуемых характеристик по закономерностям преобразования относительно классических методов с итерационным алгоритмом и дифференциального исчисления.

Оптимизацию АИС по точности приведем на примере исключения дрейфа $\varepsilon(t, T, R)$ дифференциального УПТ методами эквивалентов и дифференциального исчисления.

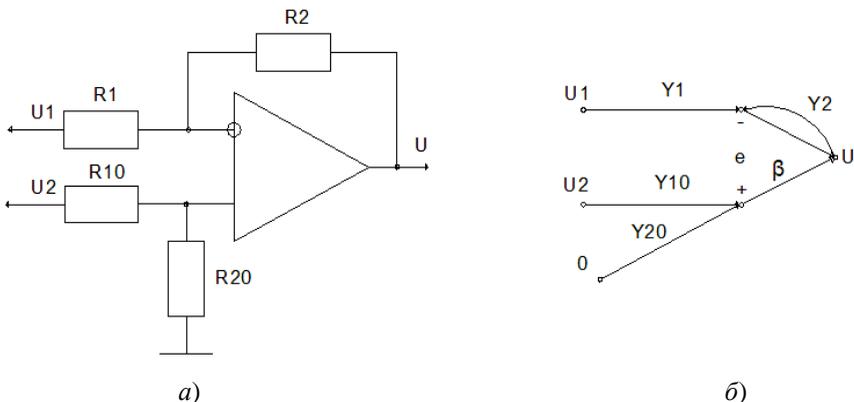


Рис. 7.1. Схемы дифференциального УПТ

1. Структурной схеме дифференциального УПТ (рис. 7.1, а) сопоставим граф-схему (рис. 7.1, б).

2. По I и II правилам Кирхгофа для сигнального графа (рис. 7.1, б) составим систему уравнений:

$$\begin{cases} e_-(Y_1 + Y_2) = U_1 Y_1 + U Y_2; \\ e_+(Y_{10} + Y_{20}) = U_2 Y_{10} + 0 Y_{20}; \\ U = \beta(e_+ - e_-). \end{cases} \quad (7.31)$$

Третье уравнение системы (7.31) приводит к закономерности тождественности потенциалов

$$e_+ = e_- \quad (7.32)$$

при избыточности усиления β операционного усилителя:

$$\lim_{\beta \rightarrow \infty} (e_+ - e_-) = U / \beta = 0. \quad (7.33)$$

3. Выразим из первого и второго уравнений системы (7.31) значения потенциалов e и подставим их в тождество (7.32):

$$\frac{U_1 Y_1 + U Y_2}{Y_1 + Y_2} = \frac{U_2 Y_{10}}{Y_{10} + Y_{20}}.$$

Из полученного тождества выразим статическую характеристику $U(U_1, U_2)$ дифференциального УПТ:

$$U = U_2 \frac{1 + \frac{Y_1}{Y_2}}{1 + \frac{Y_{20}}{Y_{10}}} - U_1 \frac{Y_1}{Y_2}. \quad (7.34)$$

4. Статическая характеристика (7.34) реального усилителя не-симметрична из-за различных коэффициентов преобразования $k(Y_1, Y_2)$ входных амплитуд напряжения U_2 и U_1 , что приводит к временному t , температурному T и параметрическому R дрейфу $\varepsilon(t, T, R)$ выходного сигнала U . Для исключения дрейфа усилителя потребуем симметричное решение $U(0)$ статической характеристики (7.34)

$$U(0) = \frac{Y_1}{Y_2} (U_2 - U_1). \quad (7.35)$$

Определим закономерности (условия) исключения дрейфа характеристики (7.34) относительно эквивалента (7.35) с линейным коэффициентом усиления $k_0 = \frac{Y_1}{Y_2}$, сведя их в систему уравнений

$$\begin{cases} U = U_2 \frac{1 + k_0}{1 + 1/k_{01}} - U_1 k_0; \\ U(0) = k_0 (U_2 - U_1), \end{cases} \quad (7.36)$$

где $k_{01} = \frac{Y_{10}}{Y_{20}}$ – линейный коэффициент преобразования по прямому входу усилителя (рис. 7.1).

5. Представим исследуемую характеристику $U(U_1, U_2)$ через желаемый эквивалент системы (7.36) с погрешностью дрейфа $\varepsilon(t, T, R)$:

$$U = U(0) + \varepsilon(t, T, R) \quad (7.37a)$$

для оценки дрейфа и его исключения при выявлении закономерности условий по методу эквивалентов. Качественная оценка выражения (7.37a) показывает тождественность преобразований

$$U = U(0) \quad (7.37б)$$

при условии нулевого значения погрешности $\varepsilon(t, T, R) = 0$.

6. Преобразуем первое уравнение системы (7.36) к выражению (7.37a) за счет добавления и вычитания сигнала $U_2 k_0$, симметричного инверсному входу U_1 .

$$U = k_0(U_2 - U_1) + U_2 \left(\frac{1 + k_0}{1 + 1/k_{01}} - k_0 \right). \quad (7.38)$$

Из тождественности выражений (7.37а) и (7.38) находим оценку погрешности дрейфа ε усилителя относительно линейного коэффициента k_0 .

$$\varepsilon(t, T, R) = U_2 k_0 \left(\frac{1 + 1/k_0}{1 + 1/k_{01}} - 1 \right). \quad (7.39)$$

7. Исключению дрейфа соответствует условию тождественности погрешности $\varepsilon(t, T, R)$ нормированному значению $\varepsilon(0) = 0$ нулевого уровня, что возможно при обнулении скобки в выражении (7.39):

$$(s - 1) = 0,$$

где $s = \frac{1 + 1/k_0}{1 + 1/k_{01}}$ – коэффициент асимметрии преобразования дифференциального УПТ.

Из последнего уравнения следует закономерность исключения дрейфа $\varepsilon(t, T, R) = \varepsilon(0)$ при нормировании коэффициента $s = 1$ единичному значению.

$$\lim_{s \rightarrow 1} \varepsilon(t, T, R) = \varepsilon(0). \quad (7.40)$$

Определим условие нормирования коэффициента s асимметрии:

$$s = \frac{1 + 1/k_0}{1 + 1/k_{01}} = 1,$$

что достигается при условии тождественности коэффициентов усиления $k_0 = k_{01}$ по инверсному и прямому входам УПТ:

$$\lim_{k_{01} \rightarrow k_0} s = 1. \quad (7.41)$$

8. Тожественность коэффициентов дифференциального усилителя известна [15 – 17] как условие равновесие моста

$$k_0 = \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_{20}}{R_{10}} = k_{01}, \quad (7.42)$$

при котором ток в измерительной диагонали резистивного моста отсутствует, что соответствует компенсационному методу измерения, гальванической развязке входных и выходных сигналов, а также исключению температурного, временного и параметрического дрейфа. Очевидно, активные измерения при условии равновесия (7.42) моста подтверждают закономерности контроля параллельных пассивных цепей и развивают инверсные преобразования линейных интегральных схем к инновационным симметричным решениям с единичной асимметрией (7.41) без дрейфа (7.40) при гальванической развязке входных и выходных сигналов, что повышает метрологическую эффективность компенсационных измерений в k_0 раз.

9. Закономерности (7.40 – 7.42), выявленные качественно методом эквивалентов, справедливы при количественной оценке характеристик (7.37 – 7.39) методом оптимизации. Например, из характеристики (7.39) следует значение коэффициента асимметрии

$$s = \frac{1 + \frac{1}{k_0}}{1 + \frac{1}{k_{01}}}, \quad (7.43a)$$

дифференцирование которого по k_0 и приравнение производной нулю выявляет его оптимум $s^* = \text{opt} s$. Преобразуем выражение (7.43a) к виду, удобному для дифференцирования

$$s = \frac{k_0 + 1}{Ak_0}, \quad (7.43b)$$

где $A = 1 + \frac{1}{k_{01}}$ – независимая от дифференцирования константа.

Оптимизация формулы (7.43b) относительно коэффициента k_0 усиления соответствует уравнению

$$\frac{ds}{dk_0} = d \left(\frac{k_0 + 1}{Ak_0} \right) / dk_0 = 0.$$

После взятия производной находим

$$\frac{ds}{dk_0} = \frac{1}{Ak_0} - \frac{k_0 + 1}{(Ak_0)^2} = \frac{1}{Ak_0} \left(1 - \frac{k_0 + 1}{Ak_0} \right) = 0,$$

а с учетом (7.43б) получим

$$1 - s^* = 0,$$

откуда следует условие оптимума

$$\text{opts} = 1. \quad (7.44)$$

Следовательно, оптимальное значение коэффициента асимметрии достигается при постоянной величине, равной единице (см. 7.41), когда справедлива тождественность преобразований (7.37б) и исключен дрейф (7.40) при условии (7.42) равновесия моста.

10. Тождественные закономерности справедливы для оптимизации погрешности (7.39) относительно изменения k_0 :

$$\frac{d\varepsilon}{dk_0} = d \left[k_0 \left(\frac{1 + 1/k_0}{1 + 1/k_{01}} - 1 \right) \right] dk_0 = 0.$$

С учетом независимой константы A дифференцирования (7.43б) после взятия производной находим

$$\frac{d\varepsilon}{dk_0} = \left(\frac{1 + k_0}{Ak_0} - 1 \right) + k_0 \left(\frac{1}{Ak_0} - \frac{1 + k_0}{(Ak_0)^2} \right) = (s - 1) \left(1 - \frac{1}{A} \right) = 0,$$

откуда следуют закономерности (7.40 – 7.42, 7.44), а также дополнительное условие

$$\text{opt}k_{01} = \infty \quad (7.45)$$

избыточности усиления прямого и инверсного каналов дифференциального УПТ, так как $A = 1 = 1 + 1/k_{01}$, или $1/k_{01} = 0$, а это выполняется при $k_{01} = \infty$.

11. Идеальный конечный результат (ИКР), независимый от параметров резисторов R_j плечей обратной связи, достигается включением магазинов сопротивлений с нормированными по эквиваленту R_0 значениями. Например, для магазина из последовательно соединенных резисторов R_j , $j = \overline{1, n}$ справедлива зависимость делителя напряжения

$$\sum_{j=1}^i R_j / \sum_{j=1}^n R_j = i/n \text{ при } R_j = R_{j+1} = R_0, \quad (7.46)$$

где i и n – позиционные коды с единичным основанием. Это обусловлено зависимостью

$$R_i = \sum_{j=1}^i R_j = \sum_{j=1}^i R_0 \xi_j 1_j = R_0 N_1(i) = R_0 i,$$

а также

$$R_n = \sum_{j=1}^n R_j = R_0 \sum_{j=1}^n \xi_j 1_j = R_0 n$$

при сокращении на эквивалент R_0 отношения (7.46). Нормировка резисторов магазинов сопротивлений по эквивалентам с заданным по алгоритму весом позволяет создавать программируемые дифференциальные УПТ с желаемым основанием a кода N_a , а коэффициенты усиления не зависят от параметров резисторов мостов и определяются отношением кодов N_a , N_b :

$$k_0 = N_a / N_b = k_{01}. \quad (7.47)$$

Зависимость (7.47) позволяет организовать избыточность усиления дифференциального УПТ по закономерности (7.45) за счет нормирования резисторов по условию (7.46). Это инициирует создание ИКР-усилителя с виртуальными мостами в обратной связи и прогнозируемым избыточным усилением без временного, температурного и параметрического дрейфов.

12. Для синтеза оптимального решения с линейной статической характеристикой (7.35) без дрейфа (7.40) необходимо исследуемое решение (7.34) привести к выражению (7.37а) и определить погрешность (7.39), из которой получают условия равновесия моста (7.42) для резистивных цепей или (7.47) для представления в коде. Оптимальному решению (7.35) с тождеством (7.42) соответствуют согласованные компоненты АИВВ схемотехники, математики и физики за счет закономерностей исключения дрейфа (7.40), асимметрии (7.41) и избыточности (7.45).

Следовательно, алгоритм расчета по методу эквивалентов не требует дифференцирования характеристик за счет использования закономерностей и сокращается вдвое (с восьми до четырех операций).

Таким образом, алгоритм расчета дифференциального УПТ включает:

1. Замещение структурной схемы (рис. 7.1, *a*) сигнальным графом (рис. 7.1, *б*) схемы УПТ.

2. Составление по правилам Кирхгофа системы из трех уравнений (7.31).

3. Решение системы (7.31) для нахождения исследуемой характеристики (7.34), заведомо нелинейной и с временным, температурным, параметрическим дрейфом.

4. отождествление исследуемого решения (7.34) с желаемым эквивалентом (7.35) для нахождения погрешности дрейфа (7.39). Эквивалент выбирают с линейной характеристикой без дрейфа и симметричными условиями оптимальности – закономерностями баланса:

$$\left\{ \begin{array}{ll} s = 1 & \text{– единичная асимметрия;} \\ k_{0i} = k_0 & \text{– условие равновесия моста;} \\ \varepsilon(t, T, s) = 0 & \text{– нулевая погрешность дрейфа;} \\ k_0 = N_2 / N_1 = \infty & \text{– избыточность усиления.} \end{array} \right.$$

Информативный алгоритм расчета оптимального УПТ, в отличие от классических методов, вдвое сокращает расчеты за счет систематизации закономерностей: равновесия моста и избыточности усиления, исключения асимметрии и дрейфа, – в информационную технологию проектирования аналоговых ИС и СИС автоматических интерфейсов ввода-вывода.

Использование закономерностей баланса позволяет проектировать дифференциальные УПТ с оптимальными параметрами благодаря замене итерационного алгоритма и дифференциальных исчислений методом проектирования по эквивалентам в алгебраической форме с априори адаптивным диапазоном с точностью образцовых мер, исключая временной, температурный и параметрический дрейфы.

Выводы

1. Систематизировано множество различных информационных процессов по вектору диалектического развития процесса преобразования интегральных базисов микроэлектроники для организации мер отсчета уровня творчества технических решений. Меры творчества дифференцируют по весу формы представления функций в простран-

ственно-временных координатах информационной технологии проектирования инноваций по закономерностям информации.

2. Предложена информационная технология проектирования ЛИС – аналоговых интегральных схем с линейным преобразованием сигнала, нормированным по эквиваленту потенциала земли без температурного, временного, параметрического дрейфов, интегрирующая по методу тождественности эквиваленту закономерности последовательного, параллельного и смешанного соединения структур.

3. Информационная технология дифференцирует комплексную проблему трудоемкого проектирования оптимальных ЛИС на целенаправленную последовательность решения типовых задач синтеза и анализа по закономерностям желаемой функции методом тождественных эквивалентов, который отличают оперативность и простота относительно оптимизации по производным за счет закономерностей, обусловленных избыточностью усиления, симметрией структуры и нормированием потенциала для реализации компенсационных измерений в адаптивном диапазоне с точностью образцовых мер.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Жеребцов, И.П. Основы электроники / И.П. Жеребцов. – Л. : Энергоатомиздат, 1985. – 352 с.
2. Титце, У. Полупроводниковая схемотехника / У. Титце, К. Шенк. – М. : Мир, 1982. – 512 с.
3. Ленк, Дж. Руководство для пользователей операционных усилителей / Дж. Ленк. – М. : Связь 1978. – 328 с.
4. Аналоговые интегральные схемы / под ред. С.В. Якубовского. – М. : Сов. радио, 1979. – 336 с.
5. Справочник по средствам автоматики / под ред. В.И. Низэ и И.В. Антика. – М. : Энергоатомиздат, 1983. – 504 с.
6. Современные интегральные микросхемы и их применение / под ред. М.В. Гальперина. – М. : Энергия, 1980. – 272 с.
7. Советский энциклопедический словарь / гл. ред. А.М. Прохоров. – М. : Сов. Энциклопедия, 1986. – 1600 с.
8. Шило, В.Л. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре / В.Л. Шило. – М. : Сов. радио, 1974. – 312 с.
9. Гутников, В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах / В.С. Гутников. – Л. : Энергоатомиздат, 1988. – 304 с.
10. Шилейко, А.В. Беседы об информатике / А.В. Шилейко, Т.Н. Шилейко. – М. : Мол. Гвардия, 1989. – 287 с.
11. Алексенко, А.Г. Микросхемотехника / А.Г. Алексенко, И.И. Шагурин. – М. : Радио и связь, 1990. – 496 с.
12. Полянин, К.П. Интегральные стабилизаторы напряжения / К.П. Полянин. – М. : Энергия, 1979. – 192 с.
13. Герасимов, Б.И. Микропроцессорные аналитические приборы / Б.И. Герасимов, Е.И. Глинкин. – М. : Машиностроение, 1989. – 248 с.
14. Герасимов, Б.И. Микропроцессоры в приборостроении / Б.И. Герасимов, Е.И. Глинкин. – М. : Машиностроение, 1997. – 246 с.
15. Глинкин, Е.И. Схемотехника БИС: Автоматические интерфейсы ввода-вывода / Е.И. Глинкин. – Тамбов : Изд-во ТГТУ, 1997. – 72 с.
16. Глинкин, Е.И. Схемотехника аналоговых интегральных схем / Е.И. Глинкин. – Тамбов : Изд-во Тамб. гос. техн. ун-та, 2000. – 120 с.
17. Глинкин, Е.И. Схемотехника аналого-цифровых преобразователей / Е.И. Глинкин. – Тамбов : Изд-во Тамб. гос. техн. ун-та, 2009. – 160 с.
18. Глинкин, Е.И. Техника творчества / Е.И. Глинкин. – Тамбов : Изд-во Тамб. гос. техн. ун-та, 2010. – 168 с.
19. Глинкин, Е.И. Схемотехника БИС. Выпрямители и инверторы / Е.И. Глинкин, М.Е. Глинкин. – Тамбов : Изд-во ТГТУ, 1999. – 72 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	3
1. ДЕЛИТЕЛИ СИГНАЛОВ	5
1.1. Делители энергии	6
1.2. Активные делители	10
1.3. Дифференциальный и операционный усилители	13
1.4. Интегральные схемы	14
1.5. Средние и большие интегральные схемы	16
Выводы	21
2. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ	22
2.1. Варисторы	22
2.2. Вентили	24
2.3. Транзисторы	27
2.4. Параметры транзистора	28
Выводы	38
3. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ УСИЛИТЕЛИ	39
3.1. Транзисторный каскад	39
3.2. Дифференциальный каскад	44
3.3. Комплементарная пара	47
3.4. Нелинейность	49
Выводы	52
4. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ СИГНАЛОВ	53
4.1. Режимы работы операционного усилителя	55
4.2. Инверторы	66
Выводы	71
5. АНАЛОГОВЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ	72
5.1. Преобразователи амплитуды	74
5.2. Функциональные преобразователи	86
5.3. Операторные преобразователи	94
Выводы	100
6. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЭНЕРГИИ	101
6.1. Однополупериодный выпрямитель	102
6.2. Мостовой выпрямитель	106
6.3. Пассивный стабилизатор напряжения	110
6.4. Стабилизатор напряжения	113
6.5. Стабилизатор с усилением	115
Выводы	118
7. ЗАКОНОМЕРНОСТИ АНАЛОГОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ	119
7.1. Информационные процессы	120
7.2. Закономерности ЛИС	129
7.3. Оптимизация АИС по точности	141
Выводы	148
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	150

Учебное издание

ГЛИНКИН Евгений Иванович

СХЕМОТЕХНИКА АНАЛОГОВЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

Учебное пособие

Издание второе, дополненное

Редактор Т.М. Г л и н к и н а

Инженер по компьютерному макетированию М.Н. Р ы ж к о в а

Подписано в печать 17.01.2012.

Формат 60 × 84/16. 8,83 усл. печ. л. Тираж 400 экз. Заказ № 14

Издательско-полиграфический центр ФГБОУ ВПО «ТГТУ»
392000, г. Тамбов, ул. Советская, д. 106, к. 14