В. П. ДЬЯКОНОВ

РАСЧЕТ НЕЛИНЕЙНЫХ И ИМПУЛЬСНЫХ УСТРОЙСТВ НА ПРОГРАММИРУЕМЫХ МИКРОКАЛЬКУЛЯТОРАХ

Справочное пособие

МОСКВА «РАДИО И СВЯЗЬ» 1984

ББК 32.847
Д93
УДК 621.374 : 681.321.0(035)

Дьяконов В. П.

Д93 Расчет нелинейных и импульсных устройств на программируемых микрокалькуляторах: Справ. пособие. — М.: Радио и связь, 1984. — 176 с., ил.

70 к.

Описаны расчеты на микро-ЭВМ индивидуального пользования нелинейных и импульсных устройств на современных полупроводниковых приборах и интегральных микросхемах. Дается программная реализация таких расчетов на программируемых микрокалькуляторах «Электроника Б3-21», «Электроника Б3-34», «Электроника МК-54», «Электроника МК-46», «Электроника МК-56» и настольной микро-ЭВМ «Электроника Д3-28». Приведено свыше 170 программ конкретных расчетов на этих ЭВМ.

Для широкого круга инженерно-технических работников.

Д $\frac{2402020000\text{-}015}{046(01)\text{-}84}$ 123-84

ББК 32.847
6Ф2

РЕЦЕНЗЕНТЫ: ДОКТОР ТЕХН. НАУК ПРОФЕССОР Л. Я. НАГОРНЫЙ, КАНД. ТЕХН. НАУК А. Я. АРХАНГЕЛЬСКИЙ

Редакция литературы по кибернетике и вычислительной технике

Владимир Павлович Дьяконов

РАСЧЕТ НЕЛИНЕЙНЫХ И ИМПУЛЬСНЫХ УСТРОЙСТВ НА ПРОГРАММИРУЕМЫХ МИКРОКАЛЬКУЛЯТОРАХ

Редактор И. И. Рюжина
Обложка художника Г. С. Студеникиной
Художественный редактор Н. С. Шеин
Технический редактор Г. И. Колосова
Корректор А. Д. Халанская

ИБ № 621

Сдано в набор 27.05.83. Подписано в печать 9.04.84. Т-08539
Формат 60×90[1]/16. Бумага кн.-журнальная. Гарнитура литературная.
Печать высокая. Усл. печ. л. 11,0. Усл. кр.-отт. 11,25. Уч.-изд. л 14,28
Тираж 40 000 экз. Изд. № 20364. Зак № 1639. Цена 70 к.

Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Почтамт, а/я 693

Московская типография № 4 Союзполиграфпрома
при Государственном комитете СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли
129041, Москва, Б. Переяславская ул., 46

ПРЕДИСЛОВИЕ

С помощью микро-ЭВМ индивидуального пользования можно решать множество учебных, инженерных и научных задач, высвобождая дорогостоящее машинное время больших ЭВМ для решения задач особо большой сложности [1, 2]. Описанные в зарубежной литературе программы непригодны для пользователей отечественных микро-ЭВМ из-за сильного различия символики клавиатуры, языков программирования и функциональных возможностей различных моделей микро-ЭВМ.

В данной книге впервые дается систематизированное изложение теории и практики технических расчетов на микро-ЭВМ нелинейных и импульсных устройств, построенных на современных полупроводниковых приборах и интегральных микросхемах. Особое внимание уделено программной реализации важнейших методов расчета этих устройств, иллюстрированной большим числом конкретных примеров. Описано свыше 170 программ для программируемых микрокалькуляторов «Электроника Б3-21», «Электроника Б3-34», их аналогов и настольной микро-ЭВМ «Электроника Д3-28» с более высоким быстродействием и большими функциональными возможностями, чем у микрокалькуляторов. Программы записаны построчно, как в [2, 3], причем число под их номером указывает на тип микро-ЭВМ. Так как расчеты базируются на электрофизических моделях активных приборов, используется система физических параметров последних. Многополюсники, *RC*- и активные фильтры, малосигнальные усилители (кроме импульсных) не рассматриваются, поскольку они детально описаны в работе Я. К. Трохименко и Ф. Д. Любича «Радиотехнические расчеты на микрокалькуляторах» [3].

Книга рассчитана на широкий круг читателей, инженеров и научных работников, она может быть полезной студентам вузов и техникумов.

Автор выражает глубокую благодарность докторам техн. наук профессорам Я. С. Ицхоки, Л. Я. Нагорному, Я. К. Трохименко, кандидатам техн. наук доцентам А. Я. Архангельскому, Ф. Д. Любичу и И. Г. Недолужко за полезные советы по улучшению книги. Отзывы и пожелания следует направлять по адресу: 101000, Москва, Почтамт, а/я 693, изд-во «Радио и связь».

ГЛАВА 1
ТЕХНИЧЕСКИЕ ДАННЫЕ И ПРОГРАММИРОВАНИЕ МИКРОКАЛЬКУЛЯТОРОВ И МИКРО-ЭВМ

1.1. ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРОГРАММИРУЕМЫХ МИКРОКАЛЬКУЛЯТОРОВ И МИКРО-ЭВМ

В микро-ЭВМ индивидуального пользования предусмотрен простой ввод данных и программы с клавишного пульта (поэтому такие ЭВМ иногда называют электронными клавишными вычислительными машинами — ЭКВМ). В наиболее совершенных микро-ЭВМ этого класса ввод данных и программы возможен с внешних периферийных устройств, а также с встроенного магнитофона [4, 5].

Основные технические характеристики ряда отечественных микро-ЭВМ индивидуального пользования приведены в табл. 1.1 Микрокалькулятор «Электроника Б3-21» прост в эксплуатации. Его удобно применять при выполнении операций над комплексными числами. Для этого в нем предусмотрено вычисление функции $e^{ix} = (\cos x + i \sin x)$ одной операцией. Недостатком последнего является отсутствие микропрограмм вычисления ряда широкораспространенных функций (см. табл. 1.1). Этого недостатка нет у более совершенного микрокалькулятора «Электроника Б3-34». Настольные микрокалькуляторы «Электроника МК-46» и «Электроника МК-56» разработаны на базе двух упомянутых микрокалькуляторов, программно совместимы с ними и аналогичны по функциональным возможностям. У модели «Электроника МК-46» предусмотрена возможность ввода данных с внешних устройств.

Микрокалькуляторы «Электроника МК-54» по своим возможностям аналогичны базовой модели «Электроника Б3-34». У них добавлено представление углов в десятичных градусах — градах, уменьшены габаритные размеры и масса. Символы у ряда машин на клавишах даны на английском языке, что облегчает перевод для них программ, описанных в зарубежной литературе.

Настольная микро-ЭВМ индивидуального и коллективного (при наличии дополнительных пультов управления) пользования «Электроника Д3-28» намного превосходит микрокалькуляторы по быстродействию и числу ячеек памяти, допускает работу с развитым периферийным оборудованием: перфораторами, фотосчитывателями, дисплеями, пишущими машинками и т. д. Данная микро-ЭВМ снабжена встроенным цифровым кассетным магнитофоном для записи и считывания программ, вводимых данных и результатов вычислений. В то же время программирование этой микро-ЭВМ почти не отличается от программирования микрокалькуляторов*. С микро-ЭВМ «Электроника Д3-28» программно совместимы микро-ЭВМ «15ВСМ-5» [5].

Некоторые вычисления на упомянутых микро-ЭВМ могут выполняться при ручном управлении. Однако основным режимом их работы являются вычисления в автоматическом режиме по введенной программе. Последовательность нажатий клавиш пульта при вводе программы почти повторяет таковую при вычислениях «вручную». Поэтому в дальнейшем описываются только вычисления в автоматическом режиме для рассмотренных микро-ЭВМ с символьно-кодовым программированием.

1.2. О ПРОГРАММИРОВАНИИ МИКРО-ЭВМ

Рассмотрим основные понятия о программировании микрокалькуляторов «Электроника Б3-21», «Электроника Б3-34» и микро-ЭВМ «Электроника Д3-28».

---

* На базе микро-ЭВМ «Электроника Д3-28» выпускается вычислительная микросистема с программированием на языке более высокого уровня БЕЙСИК.

Таблица 1.1

Технические характеристики микро-ЭВМ индивидуального пользования

Тип микро-ЭВМ	Электроника					
	Б3-21	МК-46	Б3-34	МК-56	МК-54	Д3-28
Число разрядов мантиссы-порядка	7,8/2	7,8/2	8/2	8/2	8/2	12/2
Число регистров операционного блока	2	2	4	4	4	2
Наличие регистра восстановления результата предшествующей операции	Нет	Нет	Есть	Есть	Есть	Нет
Число добавочных регистров (ячеек) памяти	6+стек на 6 чисел	6+стек на 6 чисел	14	14	14	166 с набором с пульта
Максимальное число шагов программы	60	66	98	98	98	32 512 при ОЗУ, 32кбайт
Вычисление функций x: $1/x$, x^2, $\sqrt{x}$, e^x, $\ln x$, $\sin x$, $\cos x$	Есть	Есть	Есть	Есть	Есть	Есть
Вычисление функций x: $\mathrm{tg}\, x$, $\arcsin x$, $\arccos x$, $\mathrm{arctg}\, x$, 10^x, $\lg x$	Нет	Нет	Есть	Есть	Есть	Есть
Представление углов	Радианы	Радианы	Радианы, градусы	Радианы, градусы, грады*)	Радианы, градусы, грады*)	Радианы, градусы
Адресация	Прямая	Прямая	Прямая и косвенная	Прямая и косвенная	Прямая и косвенная	Прямая и косвенная
Время выполнения арифметических операций, не более, с	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,0005
Габаритные размеры, мм	185×100×48	280×240×90	185×100×48	208×205×60	167×78×36	580×480×180
Масса, кг	0,39	2,5	0,39	1,3	0,25	25
Питание	Универсальное	Сетевое	Универсальное	Сетевое	Универсальное	Сетевое
Оформление	Переносное	Настольное	Переносное	Настольное	Переносное	Настольное

*) 1 град — градусная мера, равная 1/100 части прямого угла.

Представление чисел и их ввод. Числа, большие 1 и меньшие 10^p, где p — число разрядов индикатора, представляются в естественной форме с фиксированной запятой, например 1234 или 12,345 и т. п. Числа, меньшие 1 и большие 10^p, представляются в экспоненциальной форме с плавающей запятой

$$x = \pm M \cdot 10^{\pm E},$$

где M — нормализованная мантисса с первым знаком 0 или в виде целого числа от 1 до 9; E — порядок (целое число до 99). Например, число $423 \cdot 10^{-12}$ при нормализации приобретает вид $0{,}423 \cdot 10^{-9}$ или $4{,}23 \cdot 10^{-10}$.

Конечное число разрядов ЭВМ ограничивает диапазон чисел обычно от $x_{мин} = 1 \cdot 10^{-99}$ до $x_{макс} = 9{,}999999 \cdot 10^{99}$ у микрокалькуляторов «Электроника Б3-21», $9{,}9999999 \cdot 10^{99}$ у микрокалькуляторов «Электроника Б3-34» и $9{,}99999999999 \cdot 10^{99}$ у микро-ЭВМ «Электроника Д3-28».

Числа, большие $x_{макс}$, относятся к машинной бесконечности и ведут к переполнению операционных регистров (см. далее). Числа, меньшие $x_{мин}$, воспринимаются ЭВМ как 0 и относятся к области машинного нуля.

Ввод чисел осуществляется с помощью цифровых клавиш пульта 0,1 ... 9, клавиши запятой, клавиши ввода порядка (ВП или Е) и клавиши смены знака мантиссы и порядка (/—/ или ЗН), например:

1234	ввод	1	2	3	4				
−25,67	ввод	2	5	,	6	7	/−/		
$1{,}74 \cdot 10^{-56}$	ввод	1	,	7	4	ВП	5	6	/−/

У микро-ЭВМ «Электроника Д3-28» нуль мантиссы можно не вводить:

$0{,}123 \cdot 10^9$	ввод	,	1	2	3	E	9

Операционные регистры. В общем случае элементарная двухместная операция выполняется над двумя числами x и y, называемыми операндами. Для ввода их в микро-ЭВМ служат два операционных регистра X и Y. В один из них заносится результат операции. В микрокалькуляторах «Электроника Б3-34» и «Электроника МК-56» используется стековый блок из четырех операционных регистров и дополнительного регистра восстановления результата предшествующей операции, что позволяет реализовать в блоке сложные вычисления. Элементарные одноместные операции выполняются над числами, вводимыми в регистр X, в него поступает и их результат. Регистр X снабжен индикатором (в микро-ЭВМ «Электроника Д3-28» предусмотрена индикация чисел, имеющихся и в регистре Y).

Дополнительные регистры (ячейки) памяти и обращение к ним. Для хранения исходных данных и промежуточных результатов вычислений используются дополнительные десятичные регистры (ячейки) памяти, обозначенные буквами Р или ЯП. Они имеют определенные номера (адреса), обозначенные цифрами, например второй регистр обозначается Р2 в микрокалькуляторах и ЯП 0002 в микро-ЭВМ «Электроника Д3-28». Обращение к регистрам или их адресация производятся, если число x надо записать в регистр или вызвать это число из последнего в регистр X.

Запись чисел в регистры осуществляется командой с символом Р, П или ЗП с последующим указанием адреса регистра. Например, число 12 в регистр 2 записывается вводом символов:

1	2	Р	2	у микрокалькулятора "Электроника Б3-21",

1	2	П	2	у микрокалькулятора "Электроника Б3-34",

1	2	ЗП	00	02	у микро-ЭВМ "Электроника Д3-28".

Вызов чисел из регистров производится командой с символом F, ИП или ВП с указанием адреса регистра, например F 2, ИП 2 или ВП 00 02 для указанных выше типов ЭВМ.

Обращение к регистрам может выполняться как вручную так и по программе. Ввод числа x в регистр с номером N схематично обозначается как $x \Rightarrow ПN$ или $x \Rightarrow ЯПN$

Программа вычислений, символьно-кодовое программироваиие. Последовательность команд, заданных ЭВМ и выполняемых ею, называется программой. Простейшие программы являются линейными, т. е. все их команды выполняются строго последовательно по одной ветви. У разветвляющихся программ вычисления происходят по нескольким ветвям, например в зависимости от комбинации исходных данных. В циклических программах их определенные фрагменты многократно повторяются заданное число раз или до тех пор, пока не будет получен результат с заданной точностью.

Каждая команда имеет свой код в виде числа или особого знака. В режиме ввода программы или при ее пошаговой проверке коды выводятся на индикатор. Однако коды неудобны для запоминания пользователем. Поэтому в микро-ЭВМ с символьно-кодовым программированием каждая команда (операция) вводится соответствующим понятным и легко запоминающимся символом Например, для ввода операции e^x в микрокалькуляторе «Электроника Б3-21» достаточно нажать клавиши Р и e^x. Микрокалькулятор преобразует символ Рe^x в код в виде числа 36. Таблицы кодов даны в инструкциях к микро-ЭВМ и нужны при отладке программы. Далее под программой будет подразумеваться построчная запись символов (иногда кодов) команд (операций), вводимых в микро-ЭВМ в режиме программирования.

Шаги программы и их номера (адреса). Каждая команда в программе занимает строго определенное место, называемое ее адресом. Адреса команд последовательно нумеруются в определенном порядке. Так, в микрокалькуляторах «Электроника Б3-21» все возможные 60 шагов программы можно объединить в десять «страниц» по шесть адресов в каждой или в пять листов (табл. 1.2)

Таблица 1.2

Система адресов программы микрокалькулятора «Электроника Б3-21»

«лист 1»	00	01	02	03	04	05	10	11	12	13	14	15
«лист 2»	20	21	22	23	24	25	30	31	32	33	34	35
«лист 3»	40	41	42	43	44	45	50	51	52	53	54	55
«лист 4»	60	61	62	63	64	65	70	71	72	73	74	75
«лист 5»	80	81	82	83	84	85	90	91	92	93	94	95

Система адресов микрокалькулятора «Электроника Б3-34» проще: 98 шагов его программы нумеруются двузначными десятичными числами от 00 до 97. Удобно записывать их по десять в строке. Адреса (номера) шагов программы микро-ЭВМ «Электроника Д3-28» задаются пятизначными десятичными числами, например нулевой шаг будет обозначаться как 00000, а пятый шаг — 00005 и т. д.

Счет шагов ведет специальный счетчик адресации. Адреса операций при вводе программы индицируются индикатором. Программа запоминается в оперативном запоминающем устройстве (ОЗУ) ЭВМ. Часть объема ОЗУ используется для организации регистров (ячеек памяти).

Прямая и косвенная адресация. Адресацией называется указание адреса (номера) регистра (ячейки) памяти или шага программы. Непосредственное указание адреса — прямая адресация. Так, на с. 6, 7 были даны примеры прямой адресации к регистру 2. Если адрес указывается числом хранящимся в другом регистре памяти, то адресация будет косвенной. Этот регистр называется регистром адресации. Его нельзя будет использовать для хранения исходных данных или промежуточных результатов.

Микрокалькуляторы «Электроника Б3-21» и «Электроника МК-46» имеют только прямую адресацию, другие указанные в табл. 1.1 микро-ЭВМ имеют как прямую, так и косвенную адресацию.

Команды сброса на нуль счетчика адресации и пуска — останова вычислений по программе. После ввода программы и перехода к автоматическим вычислениям программу обычно нужно установить на нулевой шаг. В микрокалькуляторах это производится сбросом на нуль счетчика адресации при нажатии клавиши с символом В/О, а в микро-ЭВМ «Электроника Д3-28» клавиши с символом С (эта клавиша не вводит код в программу). Остановка вычислений в нужном месте программы в микрокалькуляторах осуществляется вводом символа С/П, а в микро-ЭВМ «Электроника Д3-28» — кода 0515. В режиме автоматических вычислений пуск программы с любого шага осуществляется нажатием клавиши С/П (стоп—пуск) в микрокалькуляторах и S в микро-ЭВМ «Электроника Д3-28».

Безусловные прямые и косвенные переходы. При построении разветвляющихся и циклических программ бывают необходимы переходы с одного адреса программы на другой. Такие жесткие переходы называются безусловными. При прямом указании адреса, на который надо перейти, имеем безусловный прямой переход. В микрокалькуляторах он вводится символом БП, за которым указывается оператор *А* перехода к нужному адресу.

В микрокалькуляторах «Электроника Б3-21» оператор *А* является символом, код которого на единицу больше адреса перехода. Так, если надо перейти к адресу 00, надо дать символ Р0, код которого 01. Это поясняется следующим фрагментом циклической программы:

Шаг	00	01	02	03	04	...	51	52	53
Символ	F3	↑	F4	+	Р3	...	Р8	БП	Р0
Код	32	06	42	96	31	...	81	58	01

Безусловный переход на шаг 00 = 01 – 1

При выполнении этой программы происходят следующие операции:

00 — вызов числа из регистра 3 в регистр X (F3);
01 — пересылка числа из регистра X в регистр Y (↑);
02 — вызов числа из регистра 4 в регистр X (F4);
03 — суммирование чисел в регистрах X и Y, причем результат заносится в регистр X (+);
04 — запись результата в регистр 3 (Р3);
05..50 — выполнение последующей части программы;
51 — запись результата в регистр 8 (Р8);
52 — подготовка к безусловному переходу (БП);
53 — безусловный переход по адресу 00 (Р0 = *А*).

Значительно проще организация безусловных переходов в микрокалькуляторах «Электроника Б3-34». Для них команда безусловного прямого перехода имеет вид БП A, где A — номер шага, на который нужно перейти (указывается двузначным десятичным числом). Так, описанный фрагмент программы при реализации его на этом микрокалькуляторе имеет вид

ИП3 ИП4 + П3 ... П8 БП 00

Безусловный переход по адресу 00

В этом фрагменте вызов числа из регистра N обозначен символами ИПN, запись числа в регистр N обозначена символами ПN. Оператор ↑ между командами ИП3 и ИП4 не вводится, так как в этом микрокалькуляторе вызов числа из любого регистра ведет к автоматическому переводу ранее имеющегося в регистре X числа в регистр Y.

Безусловные переходы могут происходить в любом направлении. Их можно использовать для установки программы (в режиме вычислений) на заведомо определенный шаг программы. Так, нажав в этом режиме клавиши микрокалькулятора «Электроника Б3-21» БП и Р5 (код 58 и 51), мы установим программу на шаг с адресом 51 — 1 = 50. Для аналогичного перехода в микрокалькуляторе «Электроника Б3-34» нажимаются клавиши БП, 5 и 0.

Если адрес безусловного перехода указан в специально выделенном регистре адресации, то безусловный переход будет косвенным. В микрокалькуляторах «Электроника Б3-34» косвенный переход вводится командой вида КБПN, где N — номер регистра адресации.

Условные прямые и косвенные переходы. Если переход осуществляется по результатам анализа на определенное условие содержимого операционных регистров, то он называется условным. В микрокалькуляторах такой анализ проводится по содержимому x регистра X. Имеются четыре типа условных переходов, осуществляемых при $x = 0$, $x < 0$; $x \geqslant 0$ и $x \neq 0$. Команды прямых условных переходов вводятся нажатием префиксной клавиши Р («Электроника Б3-21») или F («Электроника Б3-34»), клавиши с символом нужного перехода и клавиши с указанием адреса шага, на который осуществляется переход при невыполнении заданного условия. Если это условие выполняется, команда перехода игнорируется и выполняется команда, следующая после команд перехода.

Например, в фрагменте программы для микрокалькулятора «Электроника Б3-21»

если $x < 0$

F3 ↑ F8 + ... F4 Р$x<0$ Р0 ...

если $x \geqslant 0$

начинающемся с нулевого адреса командой F3, перед командами условного перехода в регистр X вызывается число из регистра 4 (команда F4). Далее содержимое регистра X исследуется на выполнение условия $x < 0$. Если условие выполняется, то команда условного перехода Р$x<0$ Р0 игнорируется и выполняются последующие команды. Если условие не выполняется, т. е. $x \geqslant 0$, то осуществляется переход по адресу, указанному кодом команды Р0 за вычетом 1, т. е. 01 — 1 = 00.

Аналогично выглядит фрагмент программы условного прямого перехода для микрокалькуляторов «Электроника Б3-34»:

если $x<0$

ИП3 ИП8 + ... ИП4 F$x<0$ 00 ...

если $x \geqslant 0$

В микрокалькуляторах этого типа возможны и косвенные условные переходы. В этом случае адрес перехода при невыполнении его условия указывается целым числом, хранящимся в регистре адресации N. Косвенные переходы вводятся символом K, после которого указываются условие перехода и номер регистра N, в котором хранится адрес перехода, например:

если $x < 0$

ИП3 ... ИП4 К$x<0$ N ...

Переход на шаг $N_ш$ если $x \geqslant 0$ (вперед или назад)

Подпрограммы. Отдельные многократно повторяющиеся фрагменты программ могут выделяться в подпрограмму, которая записывается после (иногда до) основной программы. Обращение к подпрограмме в микрокалькуляторах вводится символами ППA, где оператор перехода A указывает на тот шаг подпрограммы, с которого начинается ее выполнение. Для возврата из подпрограммы к выполнению основной программы в конце подпрограммы символом В/О вводится операция возврата. Подпрограммы могут размещаться одна в другой (с глубиной обращения до 5 в микрокалькуляторах).

В микрокалькуляторах «Электроника Б3-21» оператор A вводится символом, код которого на 1 больше адреса шага $N_ш$ подпрограммы, с которого начинается ее выполнение. В микрокалькуляторах «Электроника Б3-34» A — двузначное число, равное номеру шага $N_ш$. В них возможно и косвенное обращение к подпрограмме фрагментом КППN, где N — номер регистра адресации, в котором хранится адрес $N_ш$ перехода. В микро-ЭВМ «Электроника Д3-28» подпрограмма помечается меткой М с номером в виде 4-значного десятичного числа, например М 0005. Для обращения к подпрограмме в тексте основной программы нужно ввести код в виде номера метки. Возврат из подпрограммы осуществляется помещением в ее конце операции возврата, вводимой кодом 0511.

Допустим, некоторый фрагмент программы имеет n шагов и повторяется m раз. Следовательно, без введения подпрограммы на его запись в программу затрачивается mn шагов. Введенная подпрограмма займет $(n+1)$ шаг (один шаг команда возврата). Кроме того, в тексте основной программы микрокалькуляторов придется выполнить $2m$ раз обращения к подпрограмме, заданные двумя шагами. Таким образом, выигрыш в числе записанных шагов при введении подпрограммы будет, если $mn > (2m + n + 1)$ или [2] $n > (2m + 1)/(m - 1)$. При числе обращений $m = 2$ $n > 5$, при $m = 3$ $n > 4$, при $m = 4$ $n > 3$ и т. д.

Аналогично для микро-ЭВМ «Электроника Д3-28» выигрыш по числу записываемых шагов от введения подпрограммы будет, если $mn > (m + n + 3)$ или $n > (m + 3)/(m - 1)$. При $m = 2$ $n > 5$, при $m = 3$ $n > 3$, при $m = 5$ $n > 2$ и т. д.

Сокращая запись программ, введение подпрограмм в то же время увеличивает общее число шагов проводимых вычислений. Поэтому время вычислений при введении подпрограмм увеличивается, что следует иметь в виду при оценке целесообразности введения подпрограмм.

Модификация (изменение) адреса косвенных переходов. При организации в программе косвенных переходов они могут производиться по неизменяемому адресу, указанному в регистре адресации, и по изменяемому при каждом обращении к нему. Так, в микрокалькуляторах «Электроника Б3-34» адрес перехода при каждом обращении к регистру адресации 0, 1, 2 или 3 уменьшается на 1, при каждом обращении к регистру 4, 5 или 6 увеличивается на 1 и не меняется при обращении к регистру адресации 7, 8, 9, А (10) В (11), С (12) или Д (13). Модификация адреса существенно расширяет возможности программирования и позволяет строить программы с автоматически изменяемой при вычислениях структурой.

Модификацию адреса можно использовать для автоматического ввода n чисел в регистры памяти с помощью фрагмента программы

5 П4 С/П КП4 БП 02

Цикл

Здесь в качестве регистра адресации использован регистр 4, в который (в начале программы) вводится число 5. После остановки (команда С/П) вводится число x_1. При пуске программы происходит обращение к регистру 4, его содержимое изменяется на $+1$. В результате число x_1 записывается в регистр 6, после чего осуществляется безусловный переход к команде остановки С/П. Второе число x_2 запишется в регистр 7, третье x_3 — в регистр 8 и т. д. Так как последний регистр Д микрокалькулятора «Электроника Б3-34» имеет номер 13, то максимальное значение $n = 8$. Командой вида КИПN можно организовать последовательный вызов чисел из регистров.

Организация циклов. Для подсчета числа циклов циклических программ используются формулы, дающие ряд целых чисел N: $N_{n+1} = N_n + 1$ или $N_{n+1} = N_n - 1$. В микрокалькуляторах «Электроника Б3-21» эти вычисления организуются следующими фрагментами программы:

... F2 1 + Р2 ...

или ... F2 1 — Р2 ...

В данном случае под счет N отведен регистр 2. Начальное значение N вписывается в него перед первым пуском программы. Фрагмент программы

если $x = N_0$

... F2 1 – Р$x = 0$ Р0 ...

если $x < N_0$

обеспечивает выход из цикла, если число циклов n становится равным числу N_0, введенному в регистр 2.

Подобный фрагмент программы в микрокалькуляторы «Электроника Б3-34» вводится одной командой организации циклов ...FLN..., где $N = 0, 1, 2$ или 3 Так, ввод восьми чисел в регистры 6, 7, 8, 9, А, В, С и Д с автоматическим выходом из цикла при вводе последнего числа организуется фрагментом программы

если $n = 8$

5 П4 8 П0 С/П КП4 FL0 04 ...

если $n < 8$

Если надо ввести меньшее число чисел n, его записывают вместо цифры 8. Числа 5 и 8 можно ввести в регистры 4 и 0 (адресации и счетчика) вручную. Тогда фрагмент программы будет содержать только 4 шага: С/П КП4 FL0 00 ... Отметим, что подобный ввод при использовании прямой адресации для восьми чисел занял бы 15 шагов программы:

П6 С/П П7 С/П П8 С/П П9 С/П ПА С/П

ПВ С/П ПС С/П ПД ... ...

Ввод микропрограмм вычисления функций. Специальные функции аргумента x в микро-ЭВМ вычисляются микропрограммно. Микропрограммы вычисления специальных функций вводятся их символами, например e^x, x^y, $\ln x$,

$\sin x$, $\cos x$ и т. д. Перед символом в микрокалькуляторах указывается символ префиксной клавиши (см. далее). Например, фрагмент программы ... F4 Pe^x ... для микрокалькулятора «Электроника Б3-21» означает, что число x вызывается из регистра 4, после чего запускается микропрограмма вычисления функции e^x. Микропрограммы обычно реализуют итерационные или другие численные методы вычисления функций. Время вычисления их существенно больше времени выполнения простейших арифметических операций.

Команды окончания вычислений. Команда окончания вычислений в микрокалькуляторах вводится в программу символом С/П. Ей может предшествовать вызов числа на индикацию из регистра памяти N и затем запись результата в регистр M. например ... FN С/П ... или ... FN С/П PM ... Отсутствие команды С/П ведет к зацикливанию программы. В микро-ЭВМ «Электроника Д3-28» подобная команда вводится кодом 0515

Редактирование программы. При вводе программ возможны ошибки (нажата не та клавиша, введена лишняя команда, пропущена нужная операция и т. п.) Поэтому бывает необходимо редактирование программы. Оно осуществляется просмотром кодов всех операций. В микрокалькуляторах в режиме программирования индицируются номер шага очередной операции и коды трех операций, в микро-ЭВМ «Электроника Д3-28» — номер шага, код одной операции (в индикаторе регистра X) и номер шага в шестнадцатиричной форме (в индикаторе регистра Y).

Для просмотра кодов с помощью клавиш $\overrightarrow{\text{ШГ}}$ и $\overleftarrow{\text{ШГ}}$ в микрокалькуляторах (Ш и ШН в микро-ЭВМ «Электроника Д3-28») программа смещается на шаг вперед или назад. Ошибочно введенная команда заменяется правильной или исключается. В микрокалькуляторах исключение производится вводом символа НОП (нет операции), а в микро-ЭВМ «Электроника Д3-28» — нажатием клавиши ИШ (исключить шаг). Если нужная команда пропущена, в микрокалькуляторы придется ввести ее и все последующие команды. В микро-ЭВМ с этой целью нажимается клавиша ПШ (поставить шаг), после чего вводится только нужная команда. При исключении или вводе команд в микро-ЭВМ автоматически меняются адреса всех последующих команд.

Пуск программы и ее отладка. Последовательность нажатия клавиш пульта при вводе программы и при выполнении по ней автоматических вычислений описывается далее. Рекомендуется снабжать программы контрольным примером и проверять правильность его решения перед использованием программ. В необходимых случаях отлаживать программу можно, контролируя шаг за шагом вычисления. Для этого служат (в режиме вычислений) клавиша ПП в микрокалькуляторах и Ш в микро-ЭВМ «Электроника Д3-28». Одно нажатие этой клавиши ведет к выполнению одной операции.

Индикация переполнения и ошибок. При некорректных операциях (например, деление на 0, вычисление логарифма отрицательного числа) микро-ЭВМ останавливают счет и выдают на индикаторе специальный знак ошибки: 00 или другой в микрокалькуляторах «Электроника Б3-21», ЕГГОГ* в микрокалькуляторах «Электроника Б3-34», загорание индикатора ОП (ошибка программы) в микро-ЭВМ «Электроника Д3-28». Сбой лентопротяжного механизма этой микро-ЭВМ фиксируется загоранием индикатора ОМ (ошибка механизма).

1.3. ОСОБЕННОСТИ ПРОГРАММИРОВАНИЯ МИКРОКАЛЬКУЛЯТОРОВ «ЭЛЕКТРОНИКА Б3-21» И «ЭЛЕКТРОНИКА МК-46»

Микрокалькулятор «Электроника Б3-21» (рис. 1.1) и настольная микро-ЭВМ «Электроника МК-46» аналогичны по функциональным возможностям. Помимо очевидных символических обозначений на клавишах, над и под ними отметим специфические:

F и P — символы префиксных клавиш,
↑ — оператор переноса числа из регистра X в регистр Y;
/—/ — смена знака мантиссы или порядка числа;

---

* Искаженное написание английского слова Error — ошибка.

ВП — ввод порядка числа;
Cx — сброс регистра X на нуль;

$\overleftrightarrow{XY}$ — обмен числами между регистрами X и Y;

БП — безусловный переход (ввод);

ПП — подпрограмма (ввод) и пошаговое выполнение программы;

$\overrightarrow{ШГ}$ и $\overleftarrow{ШГ}$ — шаг вперед и шаг назад при просмотре программы;

В/О — возврат к нулю счетчика адресации и конец подпрограмм;

С/П — стоп—пуск вычислений по программе;

РР — рабочий режим автоматических вычислений по программе;

РП — режим программирования (ввода программы и ее просмотра);

НОП — нет операции (команда ликвидации ошибочно введенной операции);

↻ и ↺ — поворот стека по часовой стрелке и против нее.

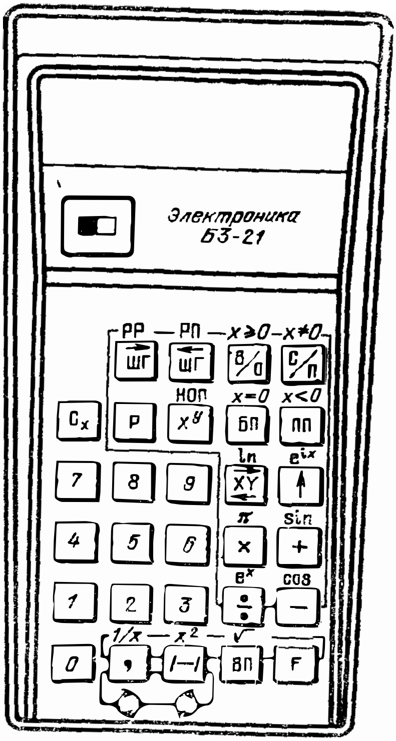
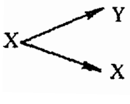


Рис. 1.1 Внешний вид программируемого микрокалькулятора «Электроника Б3-21»

Операции, обозначенные символами на клавишах, выполняются или вводятся в программу при непосредственном нажатии соответствующей клавиши. Операции, обозначенные символами над или под клавишами, выполняются или вводятся в программу после нажатия соответствующей префиксной клавиши. Цветовая маркировка символов (красный цвет для вводимых после нажатия префиксной клавиши Р операций и черный — для операций, вводимых после нажатия префиксной клавиши F) облегчает поиск нужной префиксной клавиши. Программа вводится после нажатия клавиш Р РП. При этом на индикаторе справа высвечивается знак 00—адрес нулевого шага программы. В процессе ввода адреса меняются в соответствии с приведенными в табл 1.2, а слева от адресов появляются коды операций (только что введенной и двух предшествующих). Для перехода в рабочий режим автоматических вычислений нажимаются клавиши Р, РР и В/О. При этом на индикаторе высвечивается знак 0, а при наборе чисел в операционный регистр X или выводе результатов индицируются восемь разрядов мантиссы (включая запятую) и два разряда порядка числа, а также их знаки (знак —, если мантисса или порядок числа отрицательные). Вычисления по программе сопровождаются мерцанием индикатора. Прервать вычисления можно нажатием клавиши С/П, например, если программа «зациклилась».

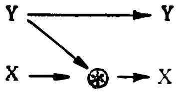
Для рационального составления программ нужно знать, как перемещаются числа в операционных регистрах при выполнении различных операций. Приведем примеры таких перемещений.

1. Операция переноса ↑ (перевод числа из регистра X в регистр Y)



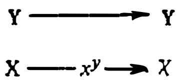
Y		12	12	7
X	12	12	7	7
	12	↑	7	↑

2. Двухместная арифметическая операция с условным символом ⊛ (×, ÷, +, −)



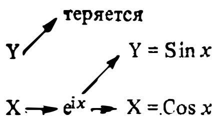
Y		3	3	3	3	4,5	4,5	4,5
X	3	3	2	1,5	4,5	2	6,5	11
	3	↑	2	÷	×	2	÷	÷

3. Операция x^y



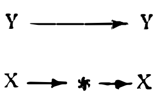
Y		10	10	10	10
X	10	10	2	1024	10240
	10	↑	2	x^y	×

4. Операция e^{ix}



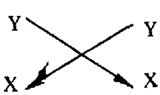
Y		7	7	0,909297	0,909297
X	7	7	2	−0,416146	$4{,}931508 \cdot 10^{-1}$
	7	↑	2	$\text{P}e^{ix}$	+

5. Вычисление функции * аргумента $x =$ PX ($1/x$, x^2, $\sqrt{x}$, e^x, $\ln x$, $\sin x$, $\cos x$, вызов числа $\pi \to$ PX)



Y		5	5	5	5
X	5	5	2	0,693147	3,465736
	5	↑	2	P ln	×

6. Обмен содержимым рагистров X и Y ($\overleftarrow{\overrightarrow{XY}}$ или в дальнейшем упрощенно XY)



Y		9	9	4
X	9	9	4	9
	9	↑	4	XY

Используя приведенные данные, легко объяснить выполнение ряда типовых операций несколько «необычными» фрагментами программ, например:

1. При $a =$ P2, $b =$ P3 величина $y = a \sin b$ вычисляется фрагментом программы

F3 $\text{P}e^{ix}$ F2 ×

вместо очевидного F3 P sin ↑ F2 ×.

2. При $a =$ РХ вычисление $\sin a$ и $\cos a$ с заносом их в регистры 3 и 4 выполняются следующим фрагментом:

$$\mathrm{Pe}^{ix} \quad \mathrm{P3} \quad \mathrm{XY} \quad \mathrm{P4}.$$

3. При $a =$ Р2, $b =$ Р3 вычисление $(2a - b)$ выполняется так:

$$\mathrm{F2} \quad \uparrow \quad \mathrm{F3} \quad - \quad +,$$

а вычисление $(a + b)\,a$ — так:

$$\mathrm{F2} \quad \uparrow \quad \mathrm{F3} \quad + \quad \times.$$

4. При $a =$ РХ, $b =$ PY вычисление $(b - a)$ и $(b + a)$ с заносом результатов в регистры 5 и 6 выполняется следующим образом:

$$- \quad \mathrm{P5} \quad - \quad + \quad \mathrm{P6}.$$

5. Функции $\mathrm{tg}\,x$ при $x =$ РХ вычисляются следующими операциями:

$$\mathrm{Pe}^{ix} \quad \div,$$

а $\mathrm{ctg}\,x$

$$\mathrm{Pe}^{ix} \quad \div \quad \mathrm{F}1/x.$$

Оператор переноса $\uparrow$ можно не вводить, если непосредственно вслед за операцией (включая вызов числа из регистра N) вводится другое число. Так, фрагмент программы F2 2 4 $\times$ означает, что вызванное из регистра 2 число будет умножено на 24. Однако, когда второе число двухместной операции хранится в регистре памяти (например, 3), перед его вызовом вводится оператор, например: F2 $\uparrow$ F3 $\times$. При одноместных операциях после вызова числа из регистра оператор $\uparrow$ не нужен.

Для округления x с точностью до p цифр после запятой можно сложить x с числом $a = 10^M = 10^{(7-p)}$, а из $(x + a)$ вычесть a. Так, если $x = 12{,}34567$ и $p = 4$, имеем $(x + a) = 10012{,}345$. Остальные цифры 8-разрядным регистром X отбрасываются. При $x =$ РN это реализуется фрагментом программы 1 ВП M $\uparrow$ FN $+$ XY $-$, а при $x =$ РХ—фрагментом $\uparrow$ 1 ВП M XY $+$ XY $-$. Для выделения целой части x при $(x + a) < 10^9$ надо положить $M = 7$ $(p = 0)$. Выделение дробной части $x =$ РN обеспечивает фрагмент программы 1 ВП 7 $\uparrow$ FN $+$ XY $-$ /—/ FN $+$.

Как отмечалось, организация переходов (безусловных, условных и к подпрограммам) в микрокалькуляторе «Электроника Б3-21» усложнена тем, что нужно знать код операции, который на 1 больше номера шага, к которому осуществляется переход. Для быстрого поиска символов, задающих переход на нужный шаг $N_ш$, можно использовать табл. 1.3.

Таблица 1.3

Символы, обеспечивающие переходы на требуемый шаг программы

$N_ш$	00	01	02	03	04	05	10	11	12	13	14	15
Символ	P0	F0	P↑	0	Fe^{ix}	↑	P1	F1	Pln	1	FXY	XY
$N_ш$	20	21	22	23	24	25	30	31	32	33	34	35
Символ	P2	F2	Pπ	2	F×	×	P3	F3	Pe^x	3	F÷	÷
$N_ш$	40	41	42	43	44	45	50	51	52	53	54	55
Символ	P4	F4	P,	4	F1/x	,	P5	F5	P/—/	5	Fx^2	/—/
$N_ш$	60	61	62	63	64	65	70	71	72	73	74	75
Символ	P6	F6	PВП	6	F$\sqrt{\ }$	ВП	P7	F7	PCx	7	FCx	Cx
$N_ш$	80	81	82	83	84	85	90	91	92	93	91	95
Символ	P8	F8	Pcos	8	F—	—	P9	F9	Psin	9	F+	+

Подчеркнутые символы с номерами шагов 55, 65, 70, 80, 81, 91 и 92 нельзя использовать в качестве операторов перехода к подпрограмме, так как (специфический недостаток данного микрокалькулятора) эти операторы не будут восприниматься. Использование табл. 1.3 поясним примером. Пусть надо сделать какой-то переход на шаг с $N_{ш} = 41$. Из таблицы находим символ оператора перехода F4. Таблицу 1.3 можно использовать в качестве таблицы кодов приведенных в ней символов. Код всегда на 1 больше $N_{ш}$. Так для оператора ↑ $N_{ш} = 05$, следовательно, его код будет 06.

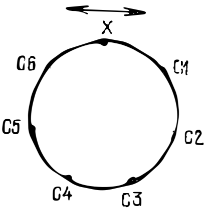


Рис. 1.2 Структура стека микрокалькулятора «Электроника Б3-21»

Структура стека (рис. 1.2) обеспечивает круговой обмен чисел в его ячейках при нажатии клавиш

P ↻ = P, и P ↺ = P/−/ соответственно по часовой

стрелке и против нее. В дальнейшем будут использоваться более удобные для типографского набора символы поворота стека P, и P/—/. Пусть, например, в регистре X хранится число $x_0 = \mathrm{P}X$ (знак = означает присвоение числа x_0 содержимому регистра X), а в других регистрах стека хранятся числа $x_1 = C1$, $x_2 = C2$, ..., $x_6 = C6$. При нажатии клавиш P и , происходят следующие обозначенные стрелками переходы: $x_0 \to C1$, $x_1 \to C2$, ..., $x_5 \to C6$, $x_6 \to \mathrm{P}X$.

При вычислениях функций $\sin x$, $\cos x$, e^x, e^{ix} и x^y аргумента x регистры стека используются как рабочие и в них могут попадать произвольные числа. В [2] приведена таблица значений x и номеров регистров стека, которые нельзя применять для данных значений x. Однако значения x редко бывают наперед известны. Поэтому не рекомендуется применять стек при выполнении этих операций в промежутке между операциями ввода и вывода чисел из стека.

При линейных программах остановки вычисления вводятся оператором С/П. При циклических программах остановка по заданному числу $n = \mathrm{P}N$ циклов выполняется фрагментом

$$\mathrm{F}N \quad 1 \quad - \quad \mathrm{P}N \quad \mathrm{P}x = 0 \quad A \quad \ldots \quad \text{С/П},$$

где A — оператор перехода к нужному адресу при числе циклов меньше n.

Программы, реализующие итерационные циклы, останавливаются при выполнении условия $|x_{n+1} - x_n| < \varepsilon$, где ε — малое число, задающее точность результата. Иногда остановку счета осуществляют по условию $x_{n+1} = x_n$ с точностью до машинного нуля. При $x_n = \mathrm{P}N$ для этого используют следующие фрагменты программ [2]:

$$\ldots \quad \uparrow \quad \mathrm{F}N \quad XY \quad + \quad \mathrm{P}N \quad - \quad \mathrm{P}x = 0 \quad A \quad \mathrm{F}N \quad \text{С/П:}$$

$$\ldots \quad \uparrow \quad \mathrm{F}N \quad + \quad \mathrm{P}N \quad \div \quad \mathrm{P}\sin \quad \mathrm{P}x = 0 \quad A \quad \mathrm{F}N \quad \text{С/П}.$$

В некоторых случаях остановка осуществляется, если приращение $\Delta x = \mathrm{P}N$ достигает машинного нуля, что реализуется фрагментом программы

$$\ldots \quad \mathrm{F}N \quad \mathrm{P}\sin \quad \mathrm{P}x = 0 \quad A \quad \ldots \quad \text{С/П},$$

основанным на том, что $\sin\Delta x \approx \Delta x \neq 0$ при малом Δx, большем машинного нуля, и $\sin\Delta x = 0$ при любом малом Δx, меньшем машинного нуля.

Следует стремиться к удобству и естественности расположения исходных данных и результатов вычислений в регистрах памяти. Так, решая систему из двух уравнений

$$\left.\begin{aligned} a_1x + b_1y = c_1, \\ a_2x + b_2y = c_2, \end{aligned}\right\} \tag{1.1}$$

коэффициенты целесообразно вводить по строкам так:

$$a_1 = \mathrm{P}7, \quad b_1 = \mathrm{P}8, \quad c_1 = \mathrm{P}6,$$

$$a_2 = \mathrm{P}4, \quad b_2 = \mathrm{P}5, \quad c_2 = \mathrm{P}3,$$

что соответствует естественному расположению их и клавиш пульта (см. рис. 1.1).

Сложные константы, например заряд электрона $q = -1{,}602 \cdot 10^{-19}$ Кл по возможности следует вводить в один из регистров N. Тогда константа вызывается одной операцией вида FN. Если константу q вписать в программу, она займет 10 шагов:

1 6 0 2 /—/ ВП 1 9 /—/.

Напротив, малые целые числа (1, 2, 3, ..., 9) удобно вводить прямо в программу, что занимает 1 шаг. Для сокращения программы операцию $0{,}5a$ при $a =$ РN следует записывать как FN 2 ÷ (т. е. деление a на 2). Вычисление амплитудного значения $U_m = \sqrt{2}U_{эфф} \approx 1{,}414\, U_{эфф}$ лучше записывать как FN 2 F$\sqrt{}$ ×, а не как FN 1 , 4 1 4 × ($U_{эфф} =$ РN). Для ускорения вычислений x^3 и x^4 лучше вычислять как $x \cdot x^2$ и $x^2 \cdot x^2$, не используя операцию x^y.

Для табулирования функций аргумента ее последнему задают программно дискретные значения. Например,

$$u(t_n) = U_m\left(1 - e^{-t_n/\tau}\right) \qquad (1.2)$$

вычисляют, задавая

$$t_n = t_{n-1} + \Delta t. \qquad (1.3)$$

Программа при этом имеет вид ($t_n =$ Р2, $\Delta t =$ Р3, $\tau =$ Р4, $U_m =$ Р5)

0 Р2 ↑ F4 ÷ /—/ Рe^x /—/ 1 + ↑ F5

× С/П F2 ↑ F3 + БП F0.

При каждом выполнении программы t получает приращение на величину Δt, после чего новое значение t_n записывается в регистр 2 с помощью команды безусловного перехода БП F0 ко второму шагу программы Р2 (запись t_n и в регистр 2). Например, при $U_m = 1$ В, $\tau = 1$ с и $\Delta t = 0{,}5$ с, нажимая клавишу С/П, получаем: $u(0) = 0$, $u(0{,}5) = 0{,}3934693$; $u(1) = 0{,}6321205$ и $u(1{,}5) = 0{,}7768698$ и т. д. Отметим, что в приведенной программе при первом пуске (нажатием клавиш В/О и С/П) автоматически очищается регистр 2 (в него вводится 0). Значения t_n всегда можно вывести из регистра 2.

Аргумент тригонометрических функций при расчетах на микрокалькуляторах «Электроника Б3-21» должен выражаться в радианах. Если он выражен в градусах, то вводится фрагмент программы ↑ Рπ × 1 8 0 ÷.

Вычисления по введенной и отлаженной программе выполняются в следующем порядке: нажимаются клавиши Р, РР и В/О, вводятся исходные данные и нажимается клавиша С/П. Если вычисления должны вестись не с нулевого адреса, перед нажатием клавиш С/П нажимаются клавиша БП и клавиши ввода символа установки нужного шага $N_ш$.

1.4. ОСОБЕННОСТИ ПРОГРАММИРОВАНИЯ МИКРОКАЛЬКУЛЯТОРОВ «ЭЛЕКТРОНИКА Б3-34» И «ЭЛЕКТРОНИКА МК-56»

Микрокалькуляторы «Электроника Б3-34» (рис. 1.3) более совершенны, чем «Электроника Б3-21». В них больше число шагов программы (98 против 60), увеличено число дополнительных регистров (до 14), введены многофункциональный стековый блок операционных регистров, регистр восстановления результата предшествующей операции, микропрограммное выполнение дополнительных функций аргумента x (10^x, $\lg x$, $\mathrm{tg}\, x$, $\arcsin x$, $\arccos x$, $\mathrm{arctg}\, x$), предусмотрены не только прямые, но и косвенные переходы и обращения, выполняются команды организации счетчиков циклов, упрощена система адресации команд и переходов различных типов. Настольная микро-ЭВМ «Электроника МК-56» является функциональным аналогом данного микрокалькулятора

Помимо очевидных символических обозначений на клавишах, над и под ними для микрокалькулятора «Электроника Б3-34» отметим специальные:
F — символ префиксной клавиши ввода символов, нанесенных над клавишами,
К — символ префиксной клавиши ввода косвенных переходов и обращений к регистрам памяти,

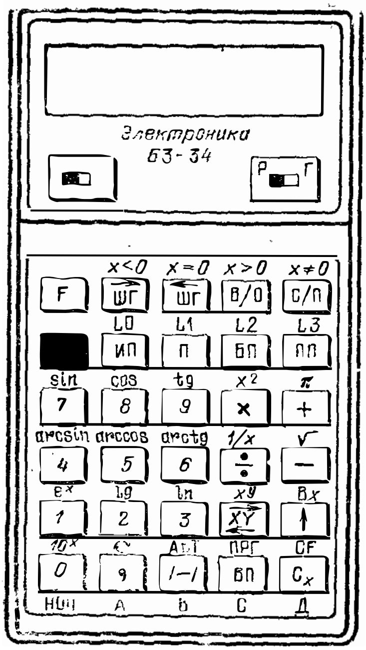


Рис. 1.3. Внешний вид программируемого микрокалькулятора «Электроника Б3-34»

ИП — вызов чисел из регистров памяти,
П — ввод чисел в регистры памяти,
АВТ — перевод в рабочий режим (автоматических вычислений по введенной программе),
ПРГ — программирование (ввод программы),
CF — сброс действия префиксной клавиши F,
Bx — восстановление в регистре X результата предшествующей операции,
А, В, С, Д — обозначения четырех последних регистров памяти (из четырнадцати),
L0, L1, L2, L3 — операторы организации счета циклов в регистрах памяти 0, 1, 2 и 3.

Расшифровка других символов ($\overrightarrow{\text{ШГ}}$, $\overleftarrow{\text{ШГ}}$, В/О, С/П, ПП, БП, ВП, C_x и /—/) аналогична приведенной для микрокалькулятора «Электроника Б3-21». Расшифровка символа ⟳ поясняется далее (рис. 1.4).

В режим программирования микрокалькулятор «Электроника Б3-34» вводится нажатием клавиш F и ПРГ. При вводе программ на индикаторе слева направо индицируются три кода (см. приложение 2, табл. П2.1) введенных последними операций и номер шага очередной вводимой операции. В режим автоматических вычислений микрокалькулятор переходит при нажатии клавиш F и АВТ. При этом индицируются мантисса (восемь разрядов) и порядок (два разряда) вводимого числа или результата вычислений, а также знаки «минус» мантиссы и порядка (если они отрицательны). Запятая мантиссы отдельного разряда индикатора не занимает.

Операционный стек микрокалькулятора «Электроника Б3-34» содержит 4 регистра (X, Y, Z и T), а также регистр восстановления результата предшествующей операции (X1). Перемещение чисел в стеке при различных операциях показано на рис. 1.4. Операции выполняются по так называемой обратной бесскобочной форме записи, предложенной польским математиком Лукасевичем.

Приведем формы записи ряда выражений:

обычная запись	обратная бесскобочная запись
$ab + c$	$a \uparrow b \times c +$
$a + bc$	$a \uparrow b \uparrow c \times +$
$a(b + c)$	$a \uparrow b \uparrow c + \times$
$(a + b)(c - d)$	$a \uparrow b + c \uparrow d - \times$
ab/c	$a \uparrow b \times c \div$
$\dfrac{ad - bc}{uz - vy}$	$a \uparrow d \times b \uparrow c \times -$ $u \uparrow z \times v \uparrow y \times - \div$
$\ln(x + \sqrt{yz - \sin u})$	$y \uparrow z \times u \sin - \sqrt{x} + \ln$

Из этих примеров видно, что обратная бесскобочная запись позволяет производить довольно сложные вычисления непосредственно в операционном стеке, не прибегая к использованию вспомогательных регистров памяти. Для нее возможен последовательный ввод нескольких (до четырех) чисел с последующим указанием операций над ними. В ручном режиме для разделения ввода используется оператор ↑. При его использовании числа в стеке перемещаются на одну ступеньку вверх. В режиме автоматических вычислений по программе такой переход осуществляется автоматически всякий раз, когда в регистр РХ вводится число непосредственно или из N-го регистра памяти. При выполнении ариф-

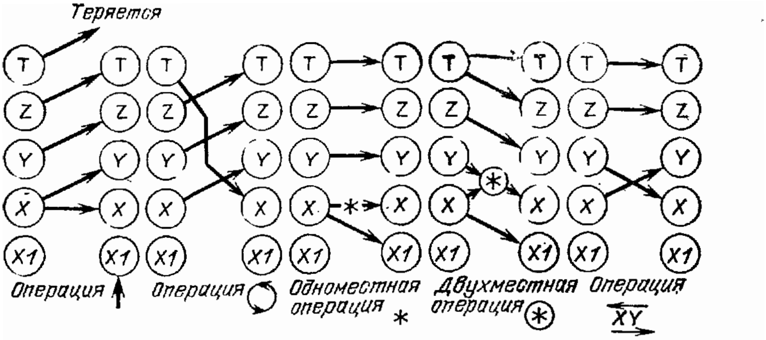


Рис. 1.4. Перемещение чисел в стеке операционных регистров микрокалькулятора «Электроника Б3-34» при различных операциях

метических операций результат получается в регистре X, а все числа в регистрах опускаются на ступеньку вниз. Например, вычисление $a(b+c)$ по программе при a = РА, b = РВ и c = РС реализуется таким фрагментом:

ИПА ИПВ ИПС + × С/П

(вручную a ↑ b ↑ c + ×). Число в регистре Т сохраняется.

Эти правила можно распространить на более сложные вычисления. Например определитель 3-го порядка можно раскрыть, используя правило Крамера

$$\Delta=\begin{vmatrix} a_1 & b_1 & c_1 \\ a_2 & b_2 & c_2 \\ a_3 & b_3 & c_3 \end{vmatrix}=c_1(a_2b_3-a_3b_2)+c_2(a_3b_1-a_1b_3)+c_3(a_1b_2-a_2b_1),$$

следующим образом (вручную):

a_2 ↑ b_3 × a_3 ↑ b_2 × — c_1 ×
a_3 ↑ b_1 × a_1 ↑ b_3 × — c_2 × +
a_1 ↑ b_2 × a_2 ↑ b_1 × — c_3 × +

Разместив коэффициенты определителя в естественной форме в регистрах микрокалькулятора

a_1 = Р7, b_1 = Р8, c_1 = Р9,
a_2 = Р4, b_2 = Р5, c_2 = Р6,
a_3 = Р1, b_3 = Р2, c_3 = Р3,

Δ можно вычислить по следующей программе:

ИП4 ИП2 × ИП1 ИП5 × — ИП9 × ИП1
ИП8 × ИП7 ИП2 × — ИП6 × + ИП7
ИП5 × ИП4 ИП8 × — ИП3 × + С/П

Возможности операционного блока проиллюстрируем также на примере вычисления достаточно сложного выражения

$$k=\ln\frac{a(b+c)}{\sqrt{d+ef}}=\ln\frac{2(0,3+1,7)}{\sqrt{1+2\cdot 1,5}}=\ln 2=0,69314717.$$

Введя a = Р0, b = Р1, c = Р2, d = Р3, e = Р4, и f = Р5, составим программу вычисления k:

ИП0 ИП1 ИП2 + × ИП3 ИП4 ИП5 × +
F√ ÷ Fln С/П

Операторы построения счета циклов упрощают построение ряда циклических программ. Так вычисление суммы n = РХ простых чисел $C = (1 + 2 + 3 + \ldots + n)$ выполняется по программе

если x_0 = Р0 = 0

П0 0 ИП0 + FL0 02 С/П

если x_0 = Р0 < 0

Число n при первом пуске заносится в регистр счетчика 0. При каждом прохождении оператора FL0 число x_0 (вначале $x_0 = n$) уменьшается на 1 и организуется суммирование n чисел. Аналогично вычисляется произведение $\Pi = (1 \times 2 \cdot 3 \cdot \ldots \cdot n)$:

П0 1 ИП0 × FL0 02 С/П

и факториал $n!$ (с учетом особого случая $0! = 1$):

П0 F$x \neq 0$ 11 1 ИП0 × FL0 04 С/П БП
00 1 БП 08.

Косвенная адресация к регистрам памяти с модификацией их адреса удобна для вычисления многочленов по схеме Горнера. Так, многочлен степени $m \leqslant 11$

$$y = a_0 + a_1x + a_2x^2 + \ldots + a_mx^m = a_0 + x(a_1 + x(a_2 + \ldots + xa_m)\ldots)$$

при a_0 = РС, $a_1 \ldots a_{11}$ = Р1 ... Р9, РА, РВ вычисляется по программе

ПД ... m ... П0 ИПm ↑ XY ИПД × КИП0
+ ИП0 F$x = 0$ 06 XY ИПС + С/П БП 00

Фрагмент программы косвенной адресации вида ПN КИПN ИПN, где N — номер регистра 7, 8, 9, А, В, С или Д, можно использовать для выделения целой части дробного числа x = РХ ($10^8 > x > 1$). Для выделения дробной части числа $x > 0$ пригоден другой фрагмент: ... ↑ 1 + ПN КИПN XY ИПN — С/П. Если результат вычислений y = РN получается с точностью до малого $\varepsilon = 1 \cdot 10^{-n}$ = РД, то его округление до n знаков после запятой выполняется с помощью фрагмента программы

ИПN ИПД ÷ ПС КИПС ИПС ИПД × С/П.

1.5. ОСОБЕННОСТИ ПРОГРАММИРОВАНИЯ МИКРО-ЭВМ «ЭЛЕКТРОНИКА ДЗ-28»

Настольные микро-ЭВМ намного превосходят микрокалькуляторы по таким важнейшим параметрам, как быстродействие, число регистров (ячеек) памяти, максимальное число шагов программы, число команд. В то же время работа на них принципиально ничем не отличается от работы на микрокалькуляторах. Микро-ЭВМ «Электроника ДЗ-28» (рис. 1.5) является специализированным вычислительным и управляющим устройством, которое можно использовать и для расчетов, и для управления различными объектами (системы обработки информации, станки с программным управлением и т. д.). При работе с данной микро-ЭВМ следует руководствоваться техническим описанием и справочником программиста, входящими в комплект ее технической документации. Здесь же приведем основные сведения, необходимые для расчетов на этой микро-ЭВМ.

Клавиши прямого кодирования, расположенные сверху на пульте управления, служат для задания кодов всех команд и номеров десятичных регистров памяти. Команды могут быть двух типов: одношаговые и двухшаговые. Они кодируются соответственно двумя В1А1 или четырьмя В1А1 В2А2 шестнадцатиричными числами (от 00 до 15). Числа В1 и В2 набираются как сумма чисел на левых клавишах (нули игнорируются) верхнего ряда. Числа А1 и А2 набираются нажатием соответствующих правых клавиш верхнего ряда. Например,

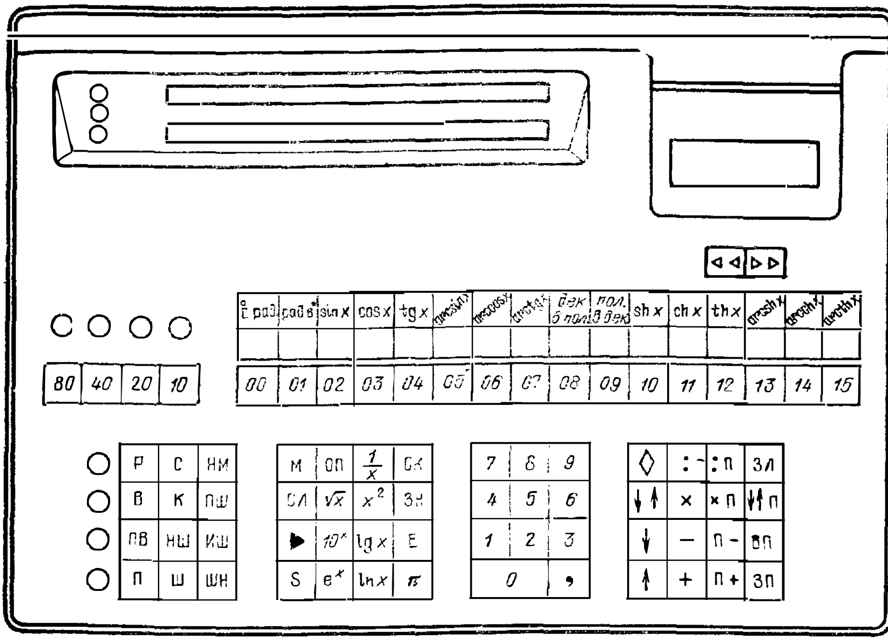


Рис. 1.5. Пульт управления настольной микро-ЭВМ «Электроника ДЗ 28»

команда с кодом 04 12 05 15 набирается нажатием клавиш 40, 12, 40, 10, 15. Следует учитывать, что ряд команд вводится только набором их кодов (при желании в кодах можно ввести все команды).

Операционными в микро-ЭВМ «Электроника ДЗ-28» являются регистры X и Y. Оба они снабжены индикаторами. Имеются также дополнительный регистр Z, регистр остатка и 166 регистров для десятичных чисел с прямой и косвенной адресацией (следует отметить, что большой объем ОЗУ этой ЭВМ в 16 или 32 кбайта позволяет организовать в нем большое число добавочных по отношению к упомянутым регистров памяти). Адрес любого регистра указывается кодом B2A2 (от 0000 до 1515). Часть объема ОЗУ используется для запоминания команд программ.

Функциональное назначение других клавиш пульта ясно из рис. 1.5 и табл. 1.4. Отметим, что помимо микропрограмм, указанных для микрокалькуляторов, микро-ЭВМ «Электроника ДЗ-28» реализует микропрограммы вычисления гиперболических ($\text{sh}x$, $\text{ch}x$, и $\text{th}x$) и обратных гиперболических ($\text{arc sh}x$, $\text{arc ch}x$ и $\text{arc th}x$) функций, а также микропрограммы перевода чисел y и x из декартовой системы координат в полярную:

$$\rho = \sqrt{x^2 + y^2} \rightarrow \text{PY}; \quad \varphi = \text{arctg}\,(y/x) \rightarrow \text{PX}$$

и наоборот (ρ = РУ, φ = РХ):

$$y = \rho \sin\varphi \rightarrow \text{PY}; \; x = \rho \cos\varphi \rightarrow \text{PX}.$$

Функции, указанные над верхними правыми клавишами пульта, вычисляются при наборе кода B1A1, где B1 = 08 (нажимается клавиша 80 левого ряда) и A1 — соответствующее число на клавише правого ряда, над которой дан символ нужной функции.

Коды большинства операций вводятся автоматически при нажатии соответствующей клавиши пульта (см. табл. 1.4). Часть операций вводится в кодах (табл. 1.5 и 1.6). С учетом не упомянутых специальных операций (управления

Таблица 1.4

Функциональное назначение клавиш пульта микро-ЭВМ «Электроника ДЗ-28» и вводимые ими коды

Клавиша	Код B1A1	Наименование команды (операции)
Р	—	Работа — переход в рабочий режим
В	—	Ввод программы
ПВ	—	Печать при вводе программы
П	—	Печать программы
С	—	Сброс — установка программы на нулевой адрес
НМ	—	Найти метку — установка программы на адрес метки
НШ	—	Номер шага — установка программы на заданный номер шага, указанный пятизначным числом
ПШ	—	Поставить шаг — с кодом B1A1, указанным вслед
ИШ	—	Исключить шаг (на котором остановлена программа)
КП	—	Контроль программы — вызов $N_п$ в индикатор регистра X
ШН	—	Шаг назад — смещение программы на шаг назад
Ш	—	Шаг — смещение программы на шаг вперед
▷	0407	Поиск метки с кодом B2A2
М	0408	Метка — отметка места программы меткой B2A2
СЛ	0513	Считывание с ленты
S	0514	Старт — пуск программы
ОП	0510	Ошибка программы — гашение индикатора ОП
$\sqrt{x}$	0612	Вычисление функции $\sqrt{x}\to X$
10^x	0613	Вычисление функции $10^x\to X$
e^x	0614	Вычисление функции $e^x\to X$
$1/x$	0615	Вычисление функции $1/x\to X$
x^2	0713	Вычисление функции $x^2\to X$
$\lg x$	0610	Вычисление функции $\lg x\to X$
$\ln x$	0611	Вычисление функции $\ln x\to X$
СК	0715	Гашение индикатора регистра X
ЗН	0711	Изменение знака мантиссы или порядка числа
Е	0710	Нормализация мантиссы
π	0609	Вызов числа $\pi\to X$
0	0700	$0\to X$
1	0701	$1\to X$
...	...	...
9	0709	$9\to X$
,	0712	Ввод запятой, $\to X$
◇	0411	Печать (при работе с пишущей машинкой)
↑↓	0606	Обмен содержимым регистров X и Y
↓	0605	Ввод числа из регистра Y в регистр X
↑	0604	Ввод числа из регистра X в регистр Y

Клавиша	Код В1А1	Наименование команды (операции)
÷	0603	Деление (Y) : (X) → (Y)
×	0602	Умножение (Y) × (X) → (Y)
—	0601	Вычитание (Y) — (X) → (Y)
+	0600	Суммирование (Y) + (X) → (У)
÷П	0403	Деление в ячейке памяти В2А2 на число (X)
×П	0402	Умножение в ячейке памяти В2А2 на число (X)
П—	0401	Вычитание из ячейки памяти В2А2 числа (X)
П+	0400	Суммирование в ячейке памяти с числом (X)
↑↓П	0406	Обмен числами в ячейке памяти В2А2 и в регистре X
ВП	0405	Вызов числа из ячейки памяти В2А2 → X
ЗП	0404	Запись числа (X) в ячейку памяти В2А2

Таблица 1.5

Организация основных безусловных и условных переходов микро-ЭВМ «Электроника Д3-28»

Код		Условие перехода (ветвления)	Переход на шаг программы*
В1А1	В2А2		
1402	В2А2	Безусловный переход вверх	. — 16В2 + А2 — 1
1403	В2А2	Безусловный переход вниз	. + 16В2 + А2 + 1
0407	*d*	Безусловный переход к метке с номером *d*	Шаг после *d*
0509		(Y) = (X), проверка условия Y—X=0	. + 3
0412	0611	(X) = 0 по первому разряду мантиссы	. + 4
0412	0411	(Y) = 0 по первому разряду мантиссы	. + 4
0507		(Y) ≥ (X), проверка условия (Y—X) ≥ 0	. + 3
0508		(Y) < (X), проверка условия (Y—X) < 0	. + 3
0412	0710	(X) отрицательно (по ненулевому разряду)	. + 4
0412	0510	(Y) отрицательно (по ненулевому знаковому разряду)	. + 4
0412	0711	(X) ≠ 0 по первому разряду мантиссы	. + 4
0412	0511	(Y) ≠ 0 по первому разряду мантиссы	. + 4
0412	0610	(X) положительно (по знаковому разряду)	. + 4
0412	0410	(Y) положительно (по знаковому разряду)	. + 4
1204		Код (Y) равен коду (X) по всем разрядам	. + 3

* Точкой обозначен номер шага программы, предшествующего команде перехода.

Таблица 1.6

Наиболее употребительные команды общего назначения микро-ЭВМ «Электроника Д3-28» и их коды

Код B1A1	Код B2A2	Наименование команды (операции)
0511		Возврат из подпрограммы
0512		Конец программы
0515		Остановка программы для ввода и вывода данных
0608		Сброс дробной части числа в регистре X
0714		Вызов в регистр X остатка числа x
0412	0514	Вызов в регистр X константы $180/\pi$
0412	0515	Вызов в регистр X константы $\pi/180$
0412	0615	Пауза в вычислениях ($\approx 0{,}9$ с) с включением индикации
0412	1209	Перемотка магнитной ленты вперед ($\triangleright\triangleright$)
1200		Перемотка магнитной ленты назад ($\triangleleft\triangleleft$)
1209		Нормализация числа в регистре X
0414	B2A2	Запись числа из регистра Y в ЯП B2A2
0415	B2A2	Запись числа из ЯП B2A2 в регистр Y
0406	B2A2	Обмен содержимым между регистром X и ЯП B2A2
0506		Обмен содержимым между регистром X и ЯП, номер которой указан в регистре Y
1214		Запись числа из регистра Y в регистр Z
1215		Вызов числа из регистра Z в регистр Y
0504		Косвенная адресация — запись числа из регистра X в ЯП с номером N, указанным в регистре Y
0505		Косвенная адресация — вызов числа ЯП с номером N, указанным в регистре Y, в регистр X

периферийным оборудованием, действия с шестнадцатиричными числами и др.) число команд микро-ЭВМ «Электроника Д3-28» составляет 463. Отсутствие упоминания о многих командах связано также с организацией специальных типов косвенной адресации.

Любую часть программы или подпрограмму можно обозначить меткой, вводимой клавишей с символом М (код 0408) и набором номера B2A2 метки. Команда поиска метки вводится клавишей с символом ▷ (код 0407) с последующим набором номера B2A2 искомой метки. Так, если введена метка 0408 0001, то при наличии в программе кода 0407 0001 произойдет безусловный переход к выполнению шага программы, стоящего вслед за командами метки 0408 0001.

Для обращения к подпрограмме в нужном месте программы следует поставить только код номера метки подпрограммы. Так, если в программе встретится код 0002, то произойдет поиск подпрограммы с меткой 0408 0002 и выполнение этой подпрограммы. Возврат из подпрограммы выполняется операцией, вводимой кодом 0511. Если указанной подпрограммы нет, загорается индикатор ОП (ошибка программы). В конце всей программы или блока программ следует поставить оператор «конец программы», вводимый кодом 0512 (можно рекомендовать сделать это дважды, чтобы этот код не воспринимался как часть двухшаговой команды).

Заносить исходные данные в регистры памяти и вызывать числа из них можно операциями ЗП (запись в память) и ВП (вызов из памяти) с указанием кодового номера регистра памяти. Например, если число 1234 надо ввести в регистр 0005, в программу после набора этого числа вводится операция ЗП 0005. Фраг-

Таблица 1.7

Фрагмент программы полуавтоматического ввода исходных данных в микро-ЭВМ «Электроника Д3-28»

Адрес команды	Команда	Код команды	Пояснение
00000	М	0408	Присвоение программе метки
00001	0001	0001	Номер метки
00002	0	0700	Вызов нуля
00003 00004	ЗП 0000	0404 0000	Обнуление ячейки памяти с номером 0000
00005 00006	ЗП 0001	0404 0001	Обнуление ячейки памяти с номером 0001
00007	0515	0515	Команда остановки (ввода данных)
00008 00009	ЗП 0002	0404 0002	Запись в ячейку памяти с номером 0002
00010	СК	0715	Гашение индикатора регистра X
00011	0515	0515	Команда остановки (ввода данных)
00012 00013	ЗП 0003	0404 0003	Запись данных в ячейку памяти с номером 0003
00014	СК	0715	Гашение индикатора регистра X
00015	0515	0515	Команда остановки (ввода данных)
00016 00017	ЗП 0004	0404 0004	Запись данных в ячейку памяти с номером 0004

мент программы полуавтоматического ввода исходных данных с использованием прямой адресации ячеек (регистров) памяти ЯП дан в табл 1.7 Автоматическое распределение исходных данных по ЯП реализуется косвенной адресацией (табл. 1.8). При этом число шагов программы не зависит от числа вводимых чисел N. Числа последовательно вводятся в ЯП с номерами от 0001 до 1500 (ЯП 0000 используется как счетчик) Перед вводом каждого очередного числа гасится индикация регистра X, а на индикатор регистра У выводится порядковый номер этого числа.

Составление основной программы для микро-ЭВМ «Электроника Д3-28» мало отличается от такового для микрокалькуляторов Так, выражение (1 2) программируется следующим образом:

ВП 0002 ЗП ↑ ВП 0003 ÷ ↓ e^x ЗП

↑ 1 + ВП 0004 × 0515 ... ...

Программы для микро-ЭВМ «Электроника Д3-28» получаются несколько длиннее, чем у микрокалькуляторов, так как часть операций осуществляется двухшаговыми командами (например, запись чисел в ЯП и вызов их из ЯП). Однако этот недостаток мало существен так как число шагов программы микро-ЭВМ «Электроника Д3-28» может доходить в пределе до 32512 (для модификации с объемом ОЗУ 32 кбайт).

С содержимым десятичных ЯП и регистра X можно проводить арифметические операции, вводимые клавишами ÷П, ×П, П+ и П− с последующим указанием номера ЯП В эту ЯП заносится результат операции. Командой с кодом 0714 на индикацию регистра X можно вызвать остаток числа, имеющегося в регистре Y (еще 12 знаков)

Для редактирования и просмотра кодов программ служат клавиши Ш (шаг вперед), ШН (шаг назад), С (сброс счетчика адреса команд на нулевой адрес), НШ (номер шага, который указывается затем в виде пятизначного десятичного

Таблица 1.8

Фрагмент программы автоматического размещения исходных данных в ЯП микро-ЭВМ «Электроника Д3-28»

Адрес команды	Команда	Код	Пояснение
00000	ЗП	0404	Запись числа вводимых параметров N
00001	1501	1501	в ЯП 1501
00002	0	0700	Обнуление ЯП 0000, отведенной под
00003	ЗП	0404	счетчик
00004	0000	0000	
00005	1	0701	Вызов 1 в регистр X
00006	П+	0400	Прибавление 1 к содержимому ЯП 0000
00007	0000	0000	($N_n = N_{n-1} + 1$)
00008	ВП	0405	Вызов содержимого ЯП 0000 в регистр
00009	0000	0000	X ($N_n \to X$)
00010	↑	0604	Перенос содержимого ЯП 0000 в регистр Y ($N_n \to Y$)
00011	СК	0715	Гашение индикации регистра X
00012	0515	0515	Команда «стоп» для индикации номера вводимого параметра N_n в регистре Y и его ввода в регистр X
00013	0504	0504	Косвенная адресация — запись числа из регистра X в ЯП с номером, указанным числом в регистре Y
00014	ВП	0405	Вызов N из ЯП 1501
00015	1501	1501	в регистр X ($N \to X$)
00016	0507	0507	Сравнение N_n с N
00017	1402	1402	Безусловный переход при $N_n < N$ вверх на 13 шагов, т. е. к команде с адресом
00018	0013	0013	00005
00019	...	...	Выполнение последующей программы при $N_n = N$

числа), ПШ (поставить шаг), ИШ (исключить шаг) и ▷ (найти метку). С любого шага программа запускается нажатием клавиши S.

В рассматриваемой микро-ЭВМ предусмотрены запись программ и их считывание с помощью встроенного кассетного цифрового магнитофона. Для их выполнения нажимается клавиша Р (работа), что фиксируется загоранием светодиода около этой клавиши (вручную программы вводятся нажатием клавиши В). Для записи программы на магнитную ленту нажимаются клавиши С (или установки нужного шага программы) и ЗЛ (запись на ленту). Для считывания программ нажимаются клавиши С и СЛ (считывание с ленты). При ошибке считывания загораются индикаторы ОП (ошибка программы) или ОМ (ошибка механизма).

Для идентификации программ вычисляется сумма $N_п$ всех кодов, кроме последней операции с кодом 0512. Эта сумма индицируется при нажатии клавиши КП (контроль программ). По номеру метки и $N_п$ нужной программы ее можно легко найти среди других программ, записанных на ленте.

1.6. ПЕРЕВОД ПРОГРАММ С ОДНОГО ЯЗЫКА ПРОГРАММИРОВАНИЯ НА ДРУГОЙ

Большая часть программ в данной книге дана на языке микрокалькулятора «Электроника Б3-21» и легко (часто дословно) переводится на язык других микрокалькуляторов. Обратный перевод намного сложнее.

При переводе программ следует учитывать некоторое различие в символике клавиш даже однотипных по возможностям микрокалькуляторов, например «Электроника Б3-34», «Электроника МК-56» и «Электроника МК-54» (табл. 1.9). В последнем символы ряда клавиш даны на английском языке. В разнотипных по возможностям микрокалькуляторах различие символов может быть менее формальным и может потребоваться введение или устранение той или иной операции.

Таблица 1.9

Соответствие символов клавиш микрокалькуляторов «Электроника»

Б3-34	МК-56	МК-54	Б3-34	МК-56	МК-54
/—/	/—/	CHS	ПП	ПП	GSB
ВП	ВП	EEX	В/О	В/О	RTN
Cx	Cx	CLX	С/П	С/П	R/S
ИП	П→x	RCL	$\overrightarrow{\text{ШГ}}$	$\overrightarrow{\text{ШГ}}$	SST
П	x→П	STO	$\overleftarrow{\text{ШГ}}$	$\overleftarrow{\text{ШГ}}$	BST
$\underleftarrow{\overrightarrow{XY}}$	↔	X↔Y	arcsin	$\sin^{-1}$	$\sin^{-1}$
↑	В↑	ENT	arccos	$\cos^{-1}$	$\cos^{-1}$
БП	БП	GTO	arctg	tg^{-1}	tg^{-1}

Поясним сказанное примером. Пусть нужно занести результат вычисления be^a в регистры X и 4 при a = P2 и b = P3. Фрагменты программ для разных микро-ЭВМ будут иметь вид

1. «Б3-21» F3 ↑ F2 Pe^x × P4 С/П.
2. «Б3-34» ИП3 ИП2 Fe^x × П4 С/П.
3. «МК-56» П → x3 П → x2 Fe^x × x → П4 С/П.
4. «МК-54» RCL3 RCL2 Fe^x × STO4 R/S.
5. «Д3-28» ВП 0003 ↑ ВП 0002 e^x × ↓ ЗП 0004 0515.

Во 2...4-м фрагментах отсутствует оператор ↑. В 5-м фрагменте перед записью результата в ячейку памяти (регистр) с номером 0004 стоит оператор ↓, так как результат предшествующей операции заносится в регистр Y (а нам надо получить его в регистре X).

Операции ввода чисел в стек и вывода их в программах для микрокалькулятора «Электроника Б3-21», например вида

при реализации программы на микрокалькуляторе «Электроника Б3-34» можно заменить следующими:

... П1 ... П2 ... П3 ... ... ИП3 ... ИП2 ... ИП1 ... .

Операнд, введенный в регистр Y микрокалькулятора «Электроника Б3-21», сохраняется в нем при всех операциях, кроме вычисления e^{ix}, так что его можно использовать в качестве константы. Микрокалькуляторы «Электроника Б3-34» этим свойством не обладают, а микро-ЭВМ «Электроника Д3-28» оно присуще только при выполнении одноместных операций. Поэтому в последние константы следует ввести в один из регистров памяти или использовать регистр восстановления результата предшествующей операции (в микрокалькуляторах «Электроника Б3-34», «Электроника МК-56» и «Электроника МК-54»).

Перевод программ с языка микрокалькуляторов «Электроника Б3-34» и микро-ЭВМ «Электроника Д3-28» на язык более простых микрокалькуляторов «Электроника Б3-21» дословно, как правило, невозможен. Препятствием является отсутствие у последнего микропрограмм вычисления ряда функций, в частности обратных тригонометрических, а также косвенной адресации и операционного стека.

Наиболее ценным в сложных программах обычно бывает алгоритм вычислений. Поэтому нередко проще разобраться в алгоритме вычислений имеющейся программы, а затем составить нужную программу для микро-ЭВМ, имеющейся в распоряжении пользователя.

Для облегчения перевода программ в § 1.2 параллельно рассматриваются элементарные приемы программирования для основных типов микро-ЭВМ. Далее описана программная реализация ряда часто встречаемых расчетов для этих микро-ЭВМ.

1.7. ПОГРЕШНОСТИ ЧИСЛЕННЫХ РАСЧЕТОВ НА МИКРО-ЭВМ

Расчетам на микро-ЭВМ присущи погрешности. Если получаемый результат y отличается от точного y_0, то погрешность $\Delta y = y_0 - y$. Абсолютной и относительной погрешностью y называются величины

$$\Delta y = |\Delta y| = |y_0 - y|; \; \delta_y = \Delta y / |y_0|.$$

Иногда задается предельное значение Δy безотносительно к y_0. Например, если $\Delta y = \pm 1$, то при $y_0 = 2$ имеем $1 < y < 3$ или $y = 2 \pm 1$, но уже при $y_0 = 100$ получим $99 < y < 101$ или $y = 100 \pm 1$. Для десятичных чисел погрешность часто задается числом верных цифр. Верными называются цифры, если представляемое ими число имеет абсолютную погрешность не более 1/2 младшего разряда (так, при $35{,}95 < x < 36{,}05$ верными можно принять три цифры любого x).

Погрешность в общем случае зависит от ряда факторов. Например, она может быть обусловлена неточной математической постановкой задачи, неточностью принятых моделей компонентов схем и неточностью задания исходных данных.

Ввиду ограниченного числа десятичных разрядов чисел, которыми оперирует микро-ЭВМ, возникает погрешность округления. Обычно заведомо неизвестно, как округляются числа. В этом случае считается, что погрешность округления составляет ∓ 1 младшего разряда.

Каждому методу вычислений присуща методическая погрешность. Методическая погрешность для основных численных методов и причины ее возникновения описываются в гл. 2. Отметим, что погрешность присуща и вычислениям основных функций по встроенным микропрограммам (e^x, $\ln x$, $\sin x$ и т. д.). Обычно она обусловлена заменой бесконечных рядов или цепных дробей, аппроксимирующих эти функции, рядами или целыми дробями с конечным числом членов. Для функций e^x и $\ln x$ методическая погрешность микрокалькулятора «Электроника Б3-21» составляет ± 2, а для остальных функций ± 1 младшего разряда.

В ряде случаев весьма важной является операционная погрешность, т. е. погрешность, возникающая при операциях над приближенными числами. В качестве примера отметим, что операционная погрешность алгебраического суммирования, вычитания, умножения и деления равна сумме погрешностей чисел, над которыми выполняются эти операции. Погрешность вычисления сложной функции $f(x_1, x_2, x_3, \ldots, x_n)$ нескольких переменных может быть оценена с помощью коэффициентов чувствительности S_i этой функции к изменению каждого параметра $x_1, x_2, x_3, \ldots, x_i, \ldots, x_n$. Процедура определения коэффициентов чувствительности описана в § 9.1. При такой оценке не учитывается статистическое распределение параметров и получается завышенная погрешность вычислений. Более близкой к истинной будет погрешность

$$\delta_f = \sqrt{\sum_{i=1}^{n} (S_i \delta_i)^2},$$

получаемая путем среднеквадратичного суммирования частных погрешностей с учетом чувствительности функций $f(x_i)$ к изменению каждого параметра x_i.

Для уменьшения операционной погрешности следует выполнять некоторые правила вычислений [2]. При сложении слагаемые целесообразно разбить на группы чисел, близких по порядку величины. Сложение следует начинать с меньших чисел. При умножении рекомендуется умножать меньшее из чисел на большее. Если промежуточный результат $y_i > 1$, то его надо умножить на меньшее, если $y_i < 1$, то на большее из оставшихся чисел и т. д. При вычислении выражений вида $abc/(dek)$ целесообразно чередовать операции умножения и деления, избегая переполнения регистров, возможного при раздельном вычислении произведений abc и dek. Следует всегда избегать вычитания близких чисел, так как результат может попасть в область машинного нуля, что ведет к грубейшим ошибкам (например, при его последующем умножении на любое, в том числе большое число)

Вычисляемые выражения нередко удается преобразовать так, чтобы соблюдались эти рекомендации. Например, выражение $y = (a + b)^2 - a^2$, где $b \ll a$, следует представить в виде $y = 2ab + b^2$, что исключит вычитание близких чисел $(a + b)^2$ и b^2. Замена выражения $y = (e^{50x} - e^{-49x})/(e^{49x} - 1)$ на равноценное $y = (e^x - 1)/(1 - e^{-49x})$ позволяет избежать переполнения регистров даже при довольно больших x (при $x > 4{,}6$ $e^{50x} > 9{,}999 \cdot 10^{99}$, т. е. попадает в область машинной бесконечности). Полезно также нормировать полиномы, уравнения и другие выражения так, чтобы вычислялись числа, далекие от машинного нуля и бесконечности.

ГЛАВА 2

ОСНОВНЫЕ ЧИСЛЕННЫЕ МЕТОДЫ И ИХ ПРОГРАММНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ

2.1. ВЫЧИСЛЕНИЕ И ТАБУЛИРОВАНИЕ СПЕЦИАЛЬНЫХ ФУНКЦИЙ

Некоторые из широкораспространенных специальных функций микрокалькуляторы не могут вычислять по встроенным в них микропрограммам. Однако их можно выразить через доступные для вычислений функции и вычислять по специально составленным программам.

К указанным функциям относятся гиперболические функции, выражаемые через экспоненциальные [6]:

$$\left.\begin{aligned} \operatorname{sh} x &= (e^x - 1/e^x)/2, \\ \operatorname{ch} x &= (e^x + 1/e^x)/2, \\ \operatorname{th} x &= \operatorname{sh} x/\operatorname{ch} x, \\ \operatorname{cth} x &= 1/\operatorname{th} x \end{aligned}\right\}$$

Программа 1. Вычисление гиперболических функций. Ввод: x = РХ

Pe^x P2 ↑ F1/x — 2 ÷ P3 С/П F2 ↑ F1/x
\+ 2 ÷ P4 С/П F3 ↑ F4 ÷ С/П F1/x С/П
БП P0

Программа 1 позволяет вычислять на микрокалькуляторе «Электроника Б3-21» все эти функции для любого x. Фрагменты этой программы можно использовать самостоятельно.

Обратные гиперболические функции (ареафункции) имеют решения в определенных диапазонах изменения аргумента x [6]:

$$\operatorname{arsh} x = \ln (x + \sqrt{1+x^2}), \quad -\infty < x < \infty,$$

$$\operatorname{arch} x = \ln (x + \sqrt{x^2-1}), \quad x > 1,$$

$$\operatorname{arth} x = \ln \sqrt{-\frac{x+1}{x-1}}, \quad -1 < x < 1,$$

$$\operatorname{arcth} x = \ln \sqrt{\frac{x+1}{x-1}}, \quad x > 1.$$

Программа 2. Вычисление ареафункций. Ввод: x = РХ.

Р8	Fx^2	1	+	F$\sqrt{}$	↑	F8	+	Рln	Р2	0	0
Р3	Р4	Р5	F8	1	+	Р7	1	↑	F8	—	Р6
Р$x<0$	7	F8	Fx^2	1	—	F$\sqrt{}$	↑	F8	+	Рln	Р3
F7	↑	F6	÷	/—/	F$\sqrt{}$	Рln	Р5	БП	Р+	F7	Р$x \geqslant 0$
Р+	F7	↑	F6	÷	F$\sqrt{}$	Рln	Р4	F2	С/П	БП	Р0

Программа 2, в которой используются условные переходы, обеспечивает установление допустимого интервала изменения x и вычисление тех ареафункций, для которых x попадает в допустимый для них интервал. Если x выходит за этот интервал, на индикатор микрокалькулятора «Электроника Б3-21» выводится знак 00. Функция arsh$x$ вычисляется для любого x. Пример вычислений дан в табл. 2.1.

Таблица 2.1

Результаты вычисления ареафункций

x	arsh$x$=РХ	arch$x$=Р3	arth$x$=Р4	arcth$x$=Р5
1,175201	1	0,583628	00.	1,259472
1,313035	1,086372	0,771936	00.	1
0,761594	0,702396	00.	0,999998	00.
—2	—1,443636	00.	00,	00.

Выше отмечалось, что микрокалькуляторы «Электроника Б3-21» не имеют микропрограмм вычисления *обратных* тригонометрических функций. Ряд программ для их вычисления описан в [2]. Ограничимся приведением программы 3 (см. табл. 2.1), по которой вычисляется arctg x при $x = \pm\infty$ с точностью до 0,09° с помощью нелинейной аппроксимации:

$$\operatorname{arctg} x = \frac{80,67x}{\sqrt{1+\sqrt{1+x^2}+0,805x^2}}.$$

Программа 3. Вычисление обратных тригонометрических функций. Ввод: x = РХ.

Р2	Fx^2	1	—	Р$x<0$	×	/—/	F$\sqrt{}$	↑	F2	XY	÷
ПП	F4	Р4	—	Р5	F2	ПП	F4	Р6	—	Р7	F6
С/П	Р8	Fx^2	0	,	8	0	5	×	1	+	Р3
F8	Fx^2	1	+	F$\sqrt{}$	↑	F3	+	F$\sqrt{}$	↑	F8	XY
÷	8	0	,	6	7	×	9	0	XY	В/О	

Остальные функции вычисляются по известным соотношениям.

$$\left.\begin{aligned} \arcsin x &= \operatorname{arctg}\left(x/\sqrt{1-x^2}\right), \\ \arccos x &= \pi/2 - \arcsin x, \\ \operatorname{arcctg} x &= \pi/2 - \operatorname{arctg} x. \end{aligned}\right\}$$

При нажатии клавиши С/П получаем $\operatorname{arctg} x$ = РХ = Р6. Остальные функции, если x попадает в область их определения, заносятся в регистры 4,5 и 7. При $x \geqslant 1$ значения $\arcsin x$ и $\arccos x$ не вычисляются, а содержимое регистров 4 и 5 не меняются. Результат (угол) получается в градусах.

Обширной сферой применения программируемых микрокалькуляторов является формульный счет и табулирование формул. Число примеров такого применения неограничено. Обычно при табулировании формул программу составляют так, чтобы получались данные для заполнения колонок таблиц. Расчетные формулы целесообразно нормировать. В качестве примера рассмотрим вычисление длительности импульса $t_и$ обычного транзисторного ждущего мультивибратора по формуле

$$\frac{t_и}{\tau} = \ln\left[2 - \frac{I_{К0}(R_б + R_к)}{E_К + I_{К0} R_б}\right]$$

при различных температурах T, вызывающих изменение обратного тока коллекторного перехода

$$I_{К0}(T) = I_{К0}(20°С)\, 2^{\frac{T - 20°С}{T_у}},$$

где τ — постоянная времени времязадающей RC-цепи; $R_б$ и $R_к$ — сопротивления резисторов в цепи базы и коллектора; $T_у$ — температура удвоения обратного тока коллектора.

Допустим, надо составить таблицу значений T, $I_{К0}(T)$ и $t_и/\tau$ при дискретных значениях T, отличающихся на величину $\Delta T = 10°$ С. Сформируем сетку значений T: $T_n = T_{n-1} + 10$. По программе 4 последовательно вычисляются T, $I_{К0}(T)$ и $t_и/\tau$ согласно формулам и можно составить требуемую таблицу (табл. 2.2) при нажатиях единственной клавиши С/П.

Программа 4. Вычисление T, $I_{К0}(T)$ и $t_и/\tau$ транзисторного мультивибратора (ввод $T_н$ = Р2, $T_у$ = Р3, $I_{К0}$(20° С) = Р4, $R_б$ = Р5, $R_к$ = Р6, $E_К$ = Р7)

F2	2	0	—	↑	F3	÷	↑	2	x^y	↑	F4
×	Р8	С/П	↑	F5	×	↑	F7	+	Р,	F5	↑
F6	+	↑	F8	×	↑	Р/—/	÷	/—/	2	+	Рln
С/П	F2	1	0	+	Р2	С/П	БП	Р0			

Таблица 2.2

Результаты расчета по программе 4 при
$T_н = -20°$ С, $T_у = 8°$ С, $I_{К0}(20° С) = 1 \cdot 10^{-6}$ А, $R_Б = 10^5$ Ом, $R_К = 5{,}1 \cdot 10^3$ Ом, $E_К = 10$ В

T, °С	−20	−10	0	+10	+20
$I_{К0}(T)$, 10^{-8} А	3,125	7,432544	17,67768	42,04481	100
$t_и/\tau$	0,692982	0,692755	0,692219	0,690942	0,687929

Описанные и подобные им расчеты легко выполняются и на микрокалькуляторах других типов. Они относятся к относительно простым, хотя и весьма распространенным.

2.2. РЕШЕНИЕ СИСТЕМ ЛИНЕЙНЫХ УРАВНЕНИЙ

Вычислительные возможности программируемых микрокалькуляторов позволяют автоматически вычислять неизвестные систем из двух и трех линейных уравнений. Программа 5 обеспечивает решение системы из двух уравнений

$$\left.\begin{aligned} a_1x + b_1y = c_1,\\ a_2x + b_2y = c_2 \end{aligned}\right\}$$

при последовательном вводе по столбцам a_1, a_2, b_1, b_2, c_1 и c_2 (после ввода каждого коэффициента нажимается только клавиша С/П). Значения x и y получаются соответственно в регистрах X и Y.

Программа 5. Решение системы из двух линейных уравнений на микрокалькуляторе «Электроника Б3-21»

P7	С/П	P4	С/П	P8	С/П	P5	С/П	P6	С/П	P3	F4
↑	F8	×	P2	F7	↑	F5	×	↑	F2	—	P2
F3	↑	F8	×	P,	F5	↑	F6	×	↑	P/—/	—
↑	F2	÷	P,	F4	↑	F6	×	P,	F7	↑	F3
×	↑	P/—/	—	↑	F2	÷	↑	P/—/	С/П	БП	XY

Для системы

$$\left.\begin{aligned} 2x - y = 3,\\ 3x + y = 7, \end{aligned}\right\}$$

введя коэффициенты 2, 3, —1, 1, 3 и 7, получим $x = 2 = $ PX. Нажав клавишу XY, получим $y = 1$.

На микрокалькуляторах «Электроника Б3-21» нельзя полностью автоматически вычислять неизвестные x_1, x_2 и x_3 системы из трех линейных уравнений

$$\left.\begin{aligned} a_1x_1 + a_2x_2 + a_3x_3 = a_4,\\ a_5x_1 + a_6x_2 + a_7x_3 = a_8,\\ a_9x_1 + a_{10}x_2 + a_{11}x_3 = a_{12}. \end{aligned}\right\} \tag{2.1}$$

Однако на нем можно вычислить главный определитель этой системы

$$\Delta = \begin{vmatrix} a_1 & a_2 & a_3 \\ a_5 & a_6 & a_7 \\ a_9 & a_{10} & a_{11} \end{vmatrix}$$

и вспомогательные определители, получаемые заменой первого, второго и третьего столбцов столбцом свободных членов a_4, a_8 и a_{12}:

$$\Delta_1 = \begin{vmatrix} a_4 & a_2 & a_3 \\ a_8 & a_6 & a_7 \\ a_{12} & a_{10} & a_{11} \end{vmatrix}, \quad \Delta_2 = \begin{vmatrix} a_1 & a_4 & a_5 \\ a_5 & a_8 & a_7 \\ a_9 & a_{12} & a_{11} \end{vmatrix}, \quad \Delta_3 = \begin{vmatrix} a_1 & a_2 & a_4 \\ a_5 & a_6 & a_8 \\ a_9 & a_{10} & a_{12} \end{vmatrix}.$$

Тогда по методу Крамера [7]

$$x_1 = \Delta_1 / \Delta, \; x_2 = \Delta_2 / \Delta \text{ и } x_3 = \Delta_3 / \Delta. \tag{2.2}$$

Определители Δ, Δ_1, Δ_2 и Δ_3 могут вычисляться на микрокалькуляторе «Электроника Б3-21» по программе БП84, приведенной в приложении 1 и используемой при параболической аппроксимации кривых с минимизацией среднеквадратичной погрешности методом наименьших квадратов. Значения x_1, x_2 и x_3 вычисляются по формулам (2.2) в непрограммируемом режиме.

Большее число шагов программы в микрокалькуляторе «Электроника Б3-34» и большее число регистров памяти позволяют ввести в него полную матрицу коэффициентов системы (2.1), расположив их в регистрах в естественном порядке расположения клавиш:

$$\begin{vmatrix} a_1 = P7 & a_2 = P8 & a_3 = P9 & a_4 = PA \\ a_5 = P4 & a_6 = P5 & a_7 = P6 & a_8 = PB \\ a_9 = P1 & a_{10} = P2 & a_{11} = P3 & a_{12} = PC \end{vmatrix},$$

а также реализовать вычисления x_1, x_2 и x_3 методом Крамера по программе ПП1/34 пакета программ, приведенных в приложении 2. Перед пуском этой программы следует очистить операционный стек, нажав клавиши C_x ↑ ↑ ↑ · В/О. Для системы

$$\left.\begin{aligned} 4x_1 + 0{,}24x_2 - 0{,}08x_3 &= 8, \\ 0{,}09x_1 + 3x_2 - 0{,}15x_3 &= 9, \\ 0{,}04x_1 - 0{,}08x_2 + 4x_3 &= 20 \end{aligned}\right\}$$

вычисления дают $x_1 = 1{,}9091982$; $x_2 = 3{,}1949644$ и $x_3 = 5{,}0448073$ при времени счета около 1 мин. В программе ПП1/34 регистры стека используются как буферные, при этом обеспечивается последовательная замена столбцов определителя Δ столбцами свободных членов. Определители вычисляются с обратным знаком, что не сказывается на знаке x_1, x_2 и x_3.

Метод Крамера в общем случае не экономичен по числу арифметических операций. Лучше результаты дает метод исключения переменных при прямом ходе — метод Гаусса. Прямой ход реализуется алгоритмом:

$$b = a_5/a_1,\ a_6 = a_6 - a_2b,\ a_7 = a_7 - a_3b,\ a_8 = a_8 - a_4b,$$

$$b = a_9/a_1,\ a_{10} = a_{10} - a_2b,\ a_{11} = a_{11} - a_3b,\ a_{12} = a_{12} - a_4b,$$

$$b = a_{10}/a_6.$$

Здесь запись вида $a_6 = a_6 - a_2b$ означает, что выражение $(a_6 - a_2b)$ записывается после вычислений в регистр памяти, где раньше был коэффициент a_6. Затем находится оставшаяся переменная x_3 и организуется обратный ход:

$$x_3 = (a_{12} - a_8\ b)/(a_{11} - a_7b),$$

$$x_2 = (a_8 - a_7x_3)/a_6,\ \ x_1 = (a_4 - a_2x_2 - a_3x_3)/a_1.$$

Программа, реализующая метод Гаусса на микрокалькуляторе «Электроника Б3-34», дана в приложении 2 (ПП2/34). Сравнение ее с программой ПП1/34 показывает, что для системы из трех линейных уравнений метод Гаусса не дает заметного выигрыша по программной реализации по сравнению с методом Крамера. Ряд других программ, в том числе реализующих итерационные методы решения систем линейных уравнений, описан в [2]. Там же описана методика решения в полуавтоматическом режиме систем из более трех уравнений.

2.3. РЕШЕНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ УРАВНЕНИЙ

Нелинейные уравнения легко приводятся к виду

$$F(x) = 0^*. \tag{2.3}$$

Расчет корней $\bar{x}_i$ (или одного корня $\bar{x}$) сводится к установлению интервала $[a,\ b]$ существования корня, в пределах которого $F(x)$ меняет знак один раз. Для этого применим метод проб, при котором задаются рядом значений x и определяют знаки $F(x)$. Если между какими-то значениями $x = a$ и $x = b$ $F(x)$ получается с разными знаками, то полагают, что интервал существования корня $[a,\ b]$ найден. Далее сужением $[a,\ b]$ добиваются уточнения корня с заданной степенью точности

---

* Программы для решения алгебраических уравнений, у которых $F(x)$ — степенной многочлен одной переменной x, даны в книге [2].

При методе простых итераций (2.3) приводится к виду $x = f(x)$. Взяв нулевое приближение $x = x_0$, получим $x_1 = f(x_0)$, при $x = x_1$ получим $x_2 = f(x_1)$ и т. д., т. е. в общем случае итерационный процесс описывается уравнением

$$x_{n+1} = f(x_n). \tag{2.4}$$

Программа 6. Метод простых итераций. Ввод: $x_0 = $ Р2.

P2 F2 ... ↑ F2 XY P2 — Px = 0 F0 F2 С/П

Программная реализация этого метода на микрокалькуляторе «Электроника Б3-21» (программа 6) весьма проста, занимает один регистр памяти (в нем формируются текущие значения x) и всего 11 шагов. Итерационный процесс сходится, если выполняется условие [8—13]

$$|f'(x)| < 1. \tag{2.5}$$

Скорость сходимости оказывается тем выше, чем сильнее выполняется это неравенство.

Для электронных цепей с резко нелинейными приборами (диодами, транзисторами и т. д.) условие (2.5) часто не соблюдается (в этом случае x — напряжение или ток). Это наряду с необходимостью предварительной оценки условия (2.5) ограничивает применимость данного метода.

Для ускорения сходимости используется метод Ньютона (метод касательных). При этом методе шаг итераций, т. е. разность $(x_{n+1} - x_n)$, делается обратно пропорциональным производной $f'(x)$, т. е.

$$x_{n+1} = x_n - f(x_n)/f'(x_n). \tag{2.6}$$

Сходимость обеспечивается при

$$f(x)\,f''(x) > 0. \tag{2.7}$$

Программная реализация метода Ньютона описана в [2]. Однако его практическое применение затруднено из-за необходимости оценки производных $f'(x)$ и $f''(x)$, а также выполнения условия (2.7). Это относится и к другому классическому методу — методу хорд, при котором

$$x_{n+1} = x_n - \frac{f(x_n)(b - x_n)}{f(b) - f(x_n)}, \quad \text{или} \quad x_{n+1} = x_n - \frac{f(x_n)(x_n - a)}{f(x_n) - f(a)},$$

причем берется одна из формул в зависимости от того, на каком конце интервала $[a, b]$ соблюдается условие сходимости (2.7). Оба метода чувствительны к погрешностям округления, а скорость сходимости их сильно зависит от вида функции $f(x)$ и ширины интервала $[a, b]$.

При практических расчетах на микро-ЭВМ предпочтение следует отдавать методам, имеющим улучшенную или даже безусловную сходимость при широком интервале $[a, b]$. Например, в большинстве электронных устройств с нелинейными приборами, имеющими монотонные вольт-амперные характеристики, целесообразно считать $a = 0$, а $b = E$, где E — напряжение питания. Тогда корень $\overline{U} = \overline{x}$ заведомо лежит в интервале $[0, E]$. Обычно известен и знак $F(U)$ при $U = x = 0$ или $U = x = E$.

При монотонных $F(x)$ на интервале $[a, b]$ абсолютную сходимость обеспечивает метод половинного деления. При его применении не требуется анализ условий сходимости, преобразований функции $F(x)$ и оценки производных $f(x)$. При методе половинного деления интервал $[a, b]$ делится пополам. Затем выбирается тот полуинтервал, на котором $F(x)$ меняет знак, он вновь делится пополам и т. д. Выбор интервала осуществляется сменой границы — берется та, на которой знак $F(x)$ противоположен знаку $F(x)$ в середине интервала.

Программа 7. Метод половинного деления. Ввод. $x_л = $ Р2, $\Delta x_0 = $ Р3, $n = $ Р4.

F3	2	÷	P3	↑	F2	+	P2	÷	Psin	Px = 0	P×
F2	С/П	...	...	...	...	...	...	...	...	...	..
↑	F4	XY	P4	×	Px < 0	P0	F3	/—/	P3	БП	P0

Реализация метода половинного деления (программа 7) описана в [2]. Она занимает 26 шагов и 3 регистра памяти. В регистр 2 заносится левая граница интервала $x_л = a$, в регистр 3 — начальная ширина интервала изоляции корня $\Delta x_0 = (b - a)$, в регистр 4 — любое число (например, ∓ 1) со знаком, совпадающим со знаком $F(x_л)$.

К сожалению, эта реализация метода половинного деления неэкономична по числу шагов программы и числу занятых регистров памяти. Счет останавливается по критерию максимальной точности, т. е. в пределах точности вычисления функции $F(x)$ верны все 7—8 знаков результата. Такая точность в практике расчета нелинейных цепей явно избыточна и ведет к большому времени вычислений, даже когда нужно знать результат с точностью до $p = 2...4$ верных знаков. Ввод критерия окончания счета вида $|x_{n+1} - x_n| < \varepsilon$ усложняет программу и требует использования еще одного регистра памяти для записи ε, отличного от машинного нуля.

Метод поразрядного приближения к корню можно рассматривать как метод проб с поразрядным формированием значений x_n. Он реализуется следующим обобщенным алгоритмом [14]:

1. Формируется ряд значений

$$x_{n+1} = x_n + \Delta x_N$$

с шагом Δx_N, вначале (при $N = 1$) равном Δx_1.

2. Вычисляется $F(x_{n+1})$ и проверяется условие

$$F(x_{n+1}) < 0. \tag{2.8}$$

3. Если (2.8) выполняется, организуется возврат к п. 1.

4. Если (2.8) не выполняется, от значения x_{n+1} отнимается Δx_N (т. е. делается шаг назад, компенсирующий лишний шаг вперед), после чего Δx_N делится на показатель разрядности M метода, т. е.

$$\Delta x_{N+1} = \Delta x_N / M.$$

5. Проверяется условие

$$\Delta x_{N+1} < \varepsilon, \tag{2.9}$$

и если оно не выполняется, организуется возврат к п. 1.

6. Если (2.9) выполняется, счет прекращается и получается значение $\bar{x}$ с точностью до ε.

При $M = 2$ метод поразрядного приближения аналогичен методу половинного деления, если взять $\Delta x_1 = \Delta x_0$. При $\Delta x_1 < \Delta x_0$ метод поразрядного приближения реализует выделения интервала изоляции корня $\bar{x}$ методом проб с равноотстоящими значениями x_n с последующим уточнением его методом половинного деления.

Особо следует отметить случай, когда $M = 10$, т. е. реализацию метода подекадного приближения. При этом значении Δx_1 целесообразно брать равным условной единице измерения (например, 10 В, 1 В, 0,1 В и т. д.). В последующем Δx_1 уменьшается в 10, 100, 1000 раз и т. д. Если учесть, что наиболее вероятной цифрой каждого десятичного разряда является цифра 5 (средняя между 0 и 9), то с учетом двух лишних шагов при каждой смене Δx_N число итераций составит

$$n \approx (5 + 2)\, p = 7p.$$

Строгий учет n сложен. Отметим, что с ростом M растет число итераций с шагом Δx_N, но сам шаг меняется реже. При малых M меньше число итераций с шагом Δx_N, но растут потери времени счета из-за увеличения числа операций при частой смене Δx_N, сопровождаемой двумя «лишними» шагами. Практическая проверка показывает, что обычно оптимальное значение M составляет 3—5. При подекадном приближении время вычисления зависит от $\bar{x}$. Оно минимально, если $\bar{x} = 0$, и максимально, если все знаки $\bar{x}$ девятки.

Программа 8. Полуавтоматический метод подекадного приближения. Ввод: $x_г = P2$, $\Delta x_1 = P3$.

F2 ↑ F3 + P2 ... ... Px < 0 P0 F2
↑ F3 — P2 С/П F3 1 0 ÷ P3 БП P0

Программа 8 реализует метод подекадного приближения с выдачей поочередно каждой цифры результата при каждом нажатии клавиши С/П. Эта программа занимает 20 шагов и 2 регистра (x_n берется из регистра 2). В регистр 2 перед пуском программы заносится граница $x_г$ интервала изоляции корня, а в регистр 3 — начальное значение шага Δx_1. Пользователь имеет возможность оперативно останавливать счет, если приближенное значение $\bar{x}$ далеко от нужного или если достигнутая точность $\bar{x}$ достаточна. На практике это существенно уменьшает время вычислений при $p = 2...4$.

Программа 9. Автоматический метод подекадного приближения. Ввод: $x_г = P2$, $\Delta x_1 = P3$.

F2 ↑ F3 + P2 ... ...
. ... Px < 0 P0 F2 ↑ F3 — P2 F3 1
0 ÷ P3 1 ВП 3 /—/ — Px < 0 P0 F2 С/П

Программа 9 обеспечивает выдачу результата с точностью до $\varepsilon = 10^{-3}$, вписанного в нее. Изменив показатель степени 3, можно легко перестроить программу под другую точность $\bar{x}$. Программа занимает 26 шагов и 2 регистра памяти. Отметим, что программы 9 и 10 выдают на индикатор все верные цифры результата, что избавляет пользователя от наблюдения последующих произвольных цифр, получаемых при $M \neq 10$.

Программа 10. Метод поразрядного приближения. Ввод: $x_г = P2$, $\Delta x_1 = P3$, $\varepsilon = P4$.

F2 ↑ F3 + P2 ... Px<0 P0 F2 ↑ F3 —
P2 F3 M ÷ P3 ↑ F4 — Px < 0 P0 F2 С/П

Программа 10 позволяет оперативно менять ε и реализует поразрядное приближение с M, вписанным в программу. Значение M можно по желанию изменять. В общем случае мантисса $\bar{x}$ выдается с 7—8 разрядами, но точность результата определяется величиной ε (при $\varepsilon = 10^{-3}$ точны три знака после запятой). Эта программа занимает 23 шага и 3 регистра памяти.

Программа 11. Метод поразрядного приближения по критерию максимальной точности. Ввод: $x_г = P2$, $\Delta x_1 = P3$.

F2 ↑ F3 + P2 ... ... Px < 0 P0 F2 ↑
F3 — P2 F3 M ÷ P3 Psin Px = 0 P0 F2 С/П

Программа 11 реализует критерий максимальной точности, т. е выдает результат с точностью до 1 последнего знака мантиссы. Остановка производится фрагментом программы ... ... Psin, Px = 0 P0 F2 С/П при уменьшении Δx_n до машинного нуля. Эта программа занимает 21 шаг и 2 регистра памяти.

Для контроля и сопоставления описанных программ вычислим прямое напряжение $\bar{U}$ на диоде, подключенном через резистор R к источнику питания E. Напряжение $\bar{U} = \bar{x}$ в этом случае определяется из решения нелинейного уравнения $(E - \bar{U})/R = I(\bar{U}) = 0$, где $I(\bar{U}) = I_0(e^{\nu\bar{U}} - 1)$ — вольт амперная характеристика диода. Таким образом, (2.3) имеет вид

$$F(\bar{U}) = E - \bar{U} - RI_0\left(e^{\nu\bar{U}} - 1\right) = 0.$$

Фрагмент программы, по которому вычисляется $F(U)$ при $E = P5$, $R = P6$, $I_0 = P7$ и $\nu = P8$ следующий:

F2 ↑ F8 × Pe^x 1 — ↑ F7 × ↑ F6
× ↑ F2 + /—/ ↑ F5 +

Для обеспечения сходимости метода простых итераций можно перейти от экспоненциальной формы записи вольт-амперной характеристики диода к логарифмической. Тогда

$$I_{n+1}=\frac{E-U(I_n)}{R}=\frac{E-\nu^{-1}\ln(I_n/I_0+1)}{R},$$

а в программу 6 надо вписать фрагмент ($1/\nu$ = P3, I_0 = P4, E = P5, R = P6)

↑ F4 ÷ 1 + Pln ↑ F3 × P8 F5 ↑
F8 — ↑ F6 ÷ ↑

Метод простых итераций дает схождение к корню в этом случае с двух сторон, т. е. приближения U_1, $U_2, \ldots$, U_{n+1} поочередно становятся то больше, то меньше $\overline{U}$ Иногда это нежелательно. В частности, в этом случае невозможна остановка программы по простому критерию заданной точности $(U_n - U_{n+1}) < \varepsilon$. Этого недостатка не имеет метод итераций с усреднением нелинейной зависимости $U(I)$ «диодного» вида или $I(U)$ «пентодного» вида на каждом шаге итераций.

Процесс итераций для зависимости $U(I)$, проиллюстрированный на рис. 2.1, *а*, соответствует уравнению

$$I_{n+1}=\frac{E}{R+R_{n\text{ср}}}=\frac{E}{R+U(I_n)/I_n},$$

где $R_{n\text{ср}} = U(I_n)/I_n$ — усредненное (статическое) сопротивление нелинейного прибора, определяемое наклоном прямых *01, 02, 03* и т. д. Для прибора с нелинейной зависимостью $I(U)$ «пентодного» типа (рис. 2.1, *б*)

$$U_{n+1}=E\frac{R_{n\text{ср}}}{R_{n\text{ср}}+R}=E\Big/\left[1+\frac{RI(U_n)}{U_n}\right].$$

При первом приближении $I_1 > \overline{I}$ (рис. 2.1, *а*) и $U_1 > \overline{U}$ (рис. 2.1, *б*) значения I_n и U_n монотонно стремятся к $\overline{I}$ и $\overline{U}$. Сходимость возможна и при $0 < I_1 < \overline{I}$ или $0 < U_1 < \overline{U}$.

При максимальной точности вычислений число итераций метода с усреднением нелинейности в 1,5—2 раза больше, чем у метода простых итераций. Однако если в программу 6 вместо операции — Рx=0 ... ввести операцию — Psin Рx = 0 ... или — ↑ F7 — Р$x < 0$ ... (ε = P7), то для разумной точности ε — время вычисления методом с усреднением нелинейности можно уменьшить в 2—4 раза.

В табл 2.3 сопоставлены результаты расчета $\overline{U}$ для цепи с диодом, полученные различными методами при E = 0,5 В, R = 100 Ом, $I_0 = 10^{-5}$ А, ν = 20/В,

Таблица 2.3

Сравнение результатов расчета $\overline{U}$ различными методами

Программа	Метод	$\overline{U}$, В	Время счета $t_с$, с
6	Простых итераций	0,2717421	75
6	Итераций с усреднением нелинейности	0,2717421	120
7	Половинного деления	0,2717423	214
8	Подекадного приближения (M=10)	0,2717423	200
9	Подекадного приближения (M=10)	0,2717423	180
10	Поразрядного приближения (M=3)	0,2717421	140
11	Поразрядного приближения (M=3)	0,2717421	140

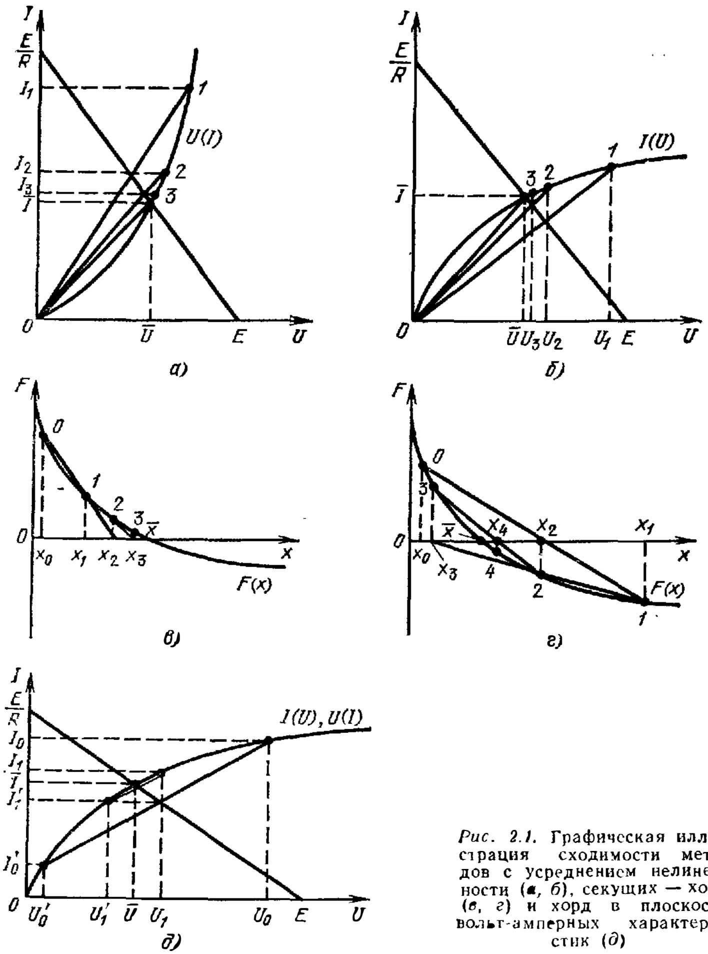


Рис. 2.1. Графическая иллюстрация сходимости методов с усреднением нелинейности (*а*, *б*), секущих — хорд (*в*, *г*) и хорд в плоскости вольт-амперных характеристик (*д*)

$\Delta x_1 = 0{,}1$ В и реализации максимальной точности. Согласно приведенным данным при реализации максимальной точности методы половинного деления и подекадного приближения примерно одинаковы по затратам времени на вычисление одного корня. Метод поразрядного приближения при $M = 3$ дает несколько меньшее время вычисления. При $\varepsilon = 10^{-3}$ программы 8 и 9 позволяют получить результат за $t_c \approx 80 \ldots 85$ с. Программная реализация методов поразрядного приближения несколько проще, чем методов половинного деления. Достоинством последнего (программа 7) является возможность вычисления корня при функции $F(x)$, нарастающей в пределах интервала $[a, b]$ или падающей с ростом x без перестройки команд условных переходов.

Микрокалькуляторы «Электроника БЗ-34» позволяют реализовать более сложные методы, обеспечивающие ускоренную или гарантированную сходимость. Так, используя итерационную формулу (2.6), можно избавиться от необходимости вычисления производной $f'(x)$, заменив касательную секущей или хордой, проходящей через точки $[x_{n-1}, f(x_{n-1})]$ и $[x_n, f(x_n)]$. Тогда получим реализацию комбинированного метода секущих — хорд с помощью формулы

$$x_{n+1} = x_n - f(x_n)\,\frac{x_n - x_{n-1}}{f(x_n) - f(x_{n-1})}\,.$$

При выборе $x_0 < x_1 < \overline{x}$ этот метод дает быструю монотонную сходимость как метод секущих (рис. 2.1, *в*). Сходимость возможна и при $x_0 < \overline{x}$ и $x_1 > x$, но при этом она немонотонна (рис. 2.1, *г*). При реализации этого метода надо задаваться двумя начальными приближениями: нулевым x_0 и первым x_1. Останавливать вычисления следует по критерию

$$(x_{n+1}-x_n)^2 < \varepsilon^2 \text{ или } [f(x_{n+1})-f(x_n)]^2 < \varepsilon^2.$$

Быструю сходимость обеспечивает итерационный метод Эйткена — Стеффенсона. При этом методе задаются начальным приближением x_0 и определяют два следующих приближения: $x_1 = f(x_0)$ и $x_2 = f(x_1)$. После этого находится уточненное значение

$$x_3 = (x_0x_2 - x_1^2)/(x_0 - 2x_1 + x_2).$$

Если $(x_3 - x_0)^2 < \varepsilon^2$, вычисления останавливают, в противном случае за новое нулевое приближение принимают значение x_3 и описанный выше итерационный процесс повторяется.

Гарантированная сходимость обеспечивается при решении нелинейных уравнений методом Монте-Карло. В этом случае программно генерируются случайные числа V_n с равномерным распределением на интервале $[0,1]$, которые затем пересчитываются в интервал $[a, b]$ (см. далее § 9.4). Для любого случайного числа x_n в интервале $[a, b]$ вычисляется $F(x_n)$. Если (для функции с $F(a) > 0$) $F(x_n) > 0$, то значение x_n приписывается границе a, если $F(x_n) < 0$, то значение x_n приписывается границе b. Таким образом, интервал $[a, b]$ сужается с обеих концов по случайному закону. Вычисление прекращается, если $(b - a) < \varepsilon$.

В ПП3/34 даны программы решения нелинейных уравнений. Для типовых задач, рассмотренных в данной книге, время вычисления методами секущих — хорд и Эйткена — Стеффенсона примерно в 2 и 4 раза меньше, чем методами половинного деления (или Монте-Карло). Однако программная реализация первых существенно сложнее.

Отметим некоторые дополнительные методы улучшения сходимости. Так, если метод простых итераций для цепи с «пентодной» зависимостью $I(U)$ не сходится, то можно представить $I(U)$ обратной функцией, например введя в рассмотрение вспомогательную нагрузочную прямую, характеризующуюся сопротивлением $R_n = (E - U_n)/I(U_n)$, и организовав итерационный процесс по формуле

$$U_{n+1} = U_n R_n/R = U_n (E - U_n)/(RI(U_n)).$$

При $n \to \infty$ $U_{n+1} \to U_n$, $R_n \to R$, что возможно, если $U_{n+1} \to \overline{U}$. Сходимость возможна при начальном приближении $U_0 < \overline{U}$ и $U_0 > \overline{U}$.

Быструю сходимость обеспечивает метод с усреднением нелинейности и сдвигом обеих границ интервала изоляции корня к корню (рис. 2.1, *д*). Его реализация требует, чтобы функция $I(U)$ аналитически была определена и как $U(I)$. Задавшись двумя приближениями $U_0 > \overline{U}$ (в частности, $U_0 = E$) и $I'_0 < I$ (в частности, $I'_0 = 0$) итерационный процесс можно описать выражениями

$$R_n = (U_n - U'_n)/(I_n - I'_n);$$

$$I'_{n+1} = (E - U'_n + I_n R_n)/(R_n + R);$$

$$U_{n+1} = E - I'_{n+1} R.$$

При $U_0 = E$, $I'_0 = 0$ и $\varepsilon = 10^{-7}$ этот метод имеет наименьшее число итераций: всего пять — семь. Однако на каждой итерации нелинейная функция вычисляется дважды как $I(U_n)$ и $U(I_n)$. Поэтому выигрыш по времени вычислений оказывается незначительным. Сходимость этого метода монотонная.

2.4. ЧИСЛЕННОЕ ИНТЕГРИРОВАНИЕ

Основной задачей численного интегрирования является вычисление собственных определенных интегралов вида

$$I = \int_a^b f(x)\,dx.$$

Оно равносильно вычислению площади фигуры (рис. 2.2, *а*), ограниченной осью x, кривой $f(x)$ и отрезками прямых $x = a$ и $x = b$. Обычно интервал $[a, b]$ разбивается на N интервалов с шагом

$$h = \Delta x = (b - a)/N.$$

В пределах шага h функция $f(x)$ аппроксимируется полиномом той или иной степени, что позволяет вычислить интеграл в пределах h аналитически. Погрешность аппроксимации приводит к появлению остаточного члена R — разности между вычисленным и действительным значениями интеграла. Величина R определяет погрешность выбранного метода численного интегрирования.

В простейшем методе прямоугольников (рис. 2.2,*б*) интеграл берется как сумма площадей элементарных прямоугольников с основанием $h = \Delta x$ и высотой $y_i = f(x_i)$:

$$I = \sum_{i=0}^{N} y_i \Delta x = \frac{b-a}{N} \sum_{i=0}^{N} y_i.$$

Этот метод имеет низкую точность и применяется крайне редко.

Значительно более высокую точность дает модифицированный метод прямоугольников, при котором y_i берется в середине соответствующего отрезка Δx (рис. 2.1, *в*):

$$I = \sum_{i=0}^{N} y\left(x_i + \frac{\Delta x}{2}\right)\Delta x = \frac{b-a}{N} \sum_{i=0}^{N} y\left(x_i + \frac{\Delta x}{2}\right).$$

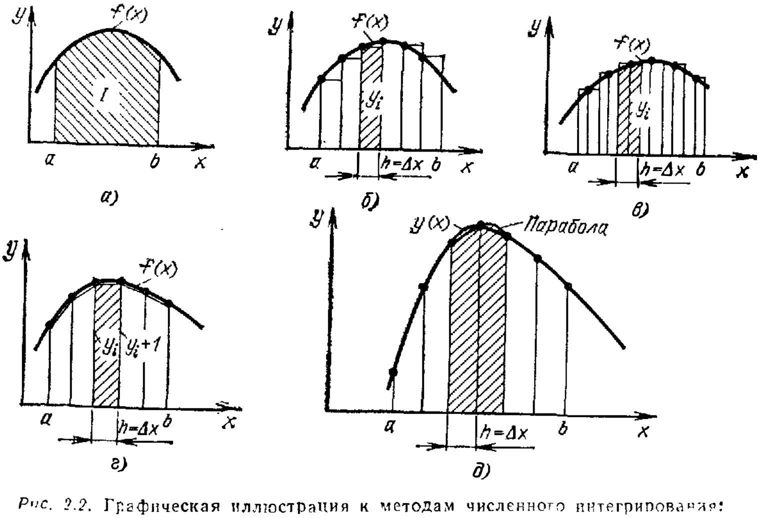


Рис. 2.2. Графическая иллюстрация к методам численного интегрирования: *а* — идеальное; *б* — простым методом прямоугольников; *в* — модифицированным методом прямоугольников, *г*, *д* — методом трапеций и Симпсона

В этом случае остаточный член

$$R = h^2 (b - a) f''_M (\xi) /24,$$

где $f''_M (\xi)$ — максимальное значение второй производной на отрезке $[a\ \ b]$; ξ — значение x, при котором производная максимальна.

При методе трапеций (рис. 2.1, *г*) $f(x)$ аппроксимируется в пределах шага Δx прямой, а интеграл вычисляется как сумма площадей элементарных трапеций

$$I = \sum_{i=0}^{N} \frac{y_i + y_{i+1}}{2} \Delta x = \frac{b-a}{2N} \sum_{i=0}^{N} (y_i + y_{i+1})$$

с остаточным членом

$$R = - h^2 (b - a) f''_M (\xi)/12.$$

Широкое применение нашел метод Симпсона — параболической аппроксимации $f(x)$ в пределах интервала $2\Delta x$ (рис. 2.1, *д*). В этом случае

$$I = \frac{\Delta x}{3} [f(a) + 4f(a + \Delta x) + 2f(a + 2\Delta x) + 4f(a + 3\Delta x) + \ldots +$$

$$+ 4f(b - \Delta x) + f(b)]$$

при остаточном члене

$$R = -Nh^5 f^{IV}_M (\xi)/90.$$

Число интервалов Δx при методе Симпсона должно быть четным. Метод дает точные результаты, если $f(x)$ описывается полиномом до 3-й степени включительно.

Еще более высокую точность дает формула Уэддля для $f(x)$, описываемых полиномом до 6-й степени [6]:

$$I = \int_{x_0}^{x_6} f(x)\, dx = \frac{3h}{10} (y_0 + 5y_1 + y_2 + 6y_3 + y_4 + 5y_5 + y_6), \tag{2.10}$$

где $y_0 \ldots y_6$ — ординаты $f(x)$; $h = (x_6 - x_0)/6$.

Остаточный член формулы Уэддля

$$R \leqslant -h^7 \left[10 f^{VI}_M (\xi) + 9h^2 f^{VIII}_M (\xi)\right]/1400.$$

Высокую точность интегрирования обеспечивает метод Гаусса. При нем $f(x)$ преобразуется в функцию $f(t)$, определенную на отрезке $[-1, 1]$, причем абсциссы x_i ординат ее подбираются как корни полинома Лежандра с тем, чтобы получалась высокая точность интегрирования. Процедура интегрирования методом Гаусса довольно проста [12,13]:

1) производится замена переменной x и находится

$$x_i = (b + a)/2 + (b - a)\, t_i/2 \quad (i = 1,2,3,\ldots, n),$$

где t_i — нули полинома Лежандра заданной степени n, определяющей число ординат $f(x)$ в пределах шага $h = \Delta x$;

2) находятся коэффициенты A_i;

3) определяется интеграл

$$I = \int_a^b f(x)\, dx = \frac{b-a}{2} \sum_{i=1}^{n} A_i f(x_i). \tag{2.11}$$

Значения t_i и A_i для $n \leqslant 4$ даны в табл. 2.4.

Таблица 24

Значения t_i и A_i при интегрировании методом Гаусса

n	i	t_i	A_i
1	1	0	2
2	1,2	$\mp 0{,}57735027$ $(\mp\sqrt{1/3})$	1
3	1,3	$\mp 0{,}77459667$ $(\mp\sqrt{0{,}6})$	5/9
	2	0	8/9
4	1,4	$\mp 0{,}86113631$	0,34785484
	2,3	$\mp 0{,}33998104$	0,65214516

Остаточные члены при интегрировании методом Гаусса для $n=2$, 3 и 4 определяются выражениями [13]:

$$R_2 = \frac{1}{135}\left(\frac{b-a}{2}\right)^5 f_M^{\mathrm{IV}}(\xi);$$

$$R_3 = \frac{1}{15\,750}\left(\frac{b-a}{2}\right)^7 f_M^{\mathrm{VI}}(\xi);$$

$$R_4 = \frac{1}{3472875}\left(\frac{b-a}{2}\right)^9 f_M^{\mathrm{VIII}}(\xi).$$

Из них следует, что метод Гаусса дает точное значение интеграла, если $f(x)$ аппроксимируется полиномом до $(2n-1)$-го порядка. При $n=1$ имеем результат, аналогичный получаемому модифицированным методом прямоугольников.

Точность методов Уэддля и Гаусса также повышается разбиением предела интегрирования $[a, b]$ на N частей. Тогда (2.10) и (2.11) последовательно применяются для новых (суженных) пределов интегрирования N раз с суммированием полученных частных интегралов.

Сравнение описанных методов показывает, что чем выше порядок метода, тем выше точность (меньше остаточный член R), но тем сложнее расчетные формулы и, как следствие сложнее их программная реализация. Следует отметить, что точность интегрирования с повышением порядка метода растет быстрее, чем время вычислений. Поэтому при заданной (не слишком низкой) точности меньшее время вычислений обеспечивают методы с высоким порядком (Симпсона, Уэддля, Гаусса).

Программа 12. Метод прямоугольников. Ввод: h = Р2, $(a+0{,}5h)$ = Р3, b = Р4, 0 = Р5, данные $f(x)$ при x = Р3.

...	...	...	...	...	↑	F2	×	↑	F5	+	Р5
F3	↑	F2	+	Р3	↑	F4	—	Р$x \geqslant 0$	Р0	F5	С/П

Программа 13. Метод трапеций. Ввод: a = Р2, h = Р3, b = Р4, 0 = Р5 (Р6 занят), данные $f(x)$ при x = Р2.

ПП	4	Р6	F2	↑	F3	+	Р2	ПП	4		↑	F6
+	↑	F5	+	Р5	F2	↑	F4	—	Р$x < 0$		F4	БП
Р0	F5	С/П	...	...	...	↑	F3	×	2		÷	В/О

Программа 14. Метод Симпсона. Ввод: a = Р2, b = Р3, N = Р4 (Р8 занят), данные $f(x)$ при x = Р3.

ПП	FСx	Р8	F3	↑	F2	Р3	—	↑	F4	÷	Р2
ПП	FСx	1	ПП	Р5	4	ПП	Р5	2	БП	2	F8
3	÷	↑	F2	×	С/П	×	↑	F8	+	Р8	F4
1	—	Р4	Р$x \neq 0$	F ÷	F3	↑	F2	+	Р3	...	В/О

Программа 15. Упрощенная реализация метода Симпсона. Ввод: a = Р2, b = Р3, N = Р4, $h = (b - a)/N$ = Р5 (Р8 занят).

ПП	5	Р8	F2	Р3	ПП	5	1	ПП	×	4	ПП
×	2	БП	РXY	С/П	×	↑	F8	+	Р8	F4	1
—	Р4	$Px \neq 0$	F×	F3	↑	F5	+	Р3	...	...	В/О

Для получения I нажать клавиши F8 3 ÷ ↑ F5 ×.

Программа 16. Интегрирование табличных моделей методом Симпсона. Ввод: h = Р2, y_i = РХ. После набора последнего y_i нажать клавиши В/О и **С/П.**

↑	F8	$Px = 0$	4	XY	Р8	С/П	↑	4	×	↑	F8
+	Р8	С/П	↑	2	×	↑	F8	+	Р8	С/П	БП
F1	+	↑	F2	×	3	÷	Р7	0	Р8	F7	С/П

В программах 12—16 на микрокалькуляторе «Электроника Б3-21» реализуются простой и модифицированный методы прямоугольников, метод трапеций и три варианта метода Симпсона [2]. При реализации простейшего метода прямоугольников по программе 12 в регистр 3 записывается предел a, а не величина $(a + 0{,}5\,h)$. В табл. 2.5 приведены результаты вычислений контрольного примера

$$I = \int_0^1 10e^{-x}\,dx = 10 - \frac{10}{e} = 6{,}321205 \qquad (2.12)$$

при различном числе N участков разбиения $[a, b]$. Преимущество метода Симпсона по точности перед остальными в данном случае очевидно. Однако его программная реализация занимает 47 шагов и 4 регистра памяти. Следовательно, для записи $f(x)$ в программу остается только 13 шагов и 3 регистра (не считая стекового). Поэтому при вычислениях на микрокалькуляторе «Электроника Б3-21» метод Симпсона применим только для интегралов с очень простыми подынтегральными функциями. При увеличении N с 10 до 50 время вычисления этим методом возрастает (для подобных приведенному примеров) с 1 до 5—8 мин. Текущие значения x берутся из регистра 3, регистр 8 является суммирующим.

Таблица 2.5

Результаты вычисления интеграла (2.12) различными методами

Метод	I при N			
	4	10	20	50
Прямоугольников модифицированный	6,304773	6,318572	6,320547	6,321098
Трапеций	6,354094	6,326472	6,322521	6,321414
Симпсона	6,321342	6,321209	6,321205	6,321204

Значительно большие возможности для численного интегрирования имеют микрокалькуляторы «Электроника Б3-34». В приложении 2 даны программы для этого микрокалькулятора, реализующие методы Симпсона, Уэддля и Гаусса (для $n = 2$ и 3). В реализации метода Симпсона (программа ПП4/34) для записи $f(x)$ остается 57 шагов и 10 регистров памяти (включая регистр В, из которого берутся текущие значения x). В качестве суммирующего используется регистр С. Программа ПП5/34 реализует вычисления по формуле Уэддля при разбивке пределов интегрирования на N частей. Для записи $f(x)$ остается 38 шагов и 11 регистров (включая регистр А, из которого берутся текущие значения x). В программах ПП6/34 и ПП7/34, реализующих метод Гаусса при $n = 2$ и 3 соответственно, также предусмотрена возможность разбиения интервала $[a, b]$ интегрирования на N частей. Для записи $f(x)$ в них остаются соответственно 44 и 33 шага программы.

Таблица 2.6

Сравиение результатов интегрирования различными методами на микрокалькуляторе «Элекроника Б3-34»

Интеграл I и его точное значение	Программа и метод	N/n	Значение I расчетное	Время счета t_c, мин
$\int_1^5 \frac{x^3}{x^4+16}dx=0{,}9074539$	ПП4/34 Симпсоиа	8/3	0,90813815	1,2
		16/3	0,907764	2,4
		64/3	0,90753062	8,5
	ПП5/34 Уэддля	1/7	0,9065265	1,2
		2/7	0,90743982	2,4
		4/7	0,90745405	5
	ПП6/34 Гаусса	4/2	0,90737762	1,5
		8/2	0,90745076	3,5
		16,2	0,90745383	6,5
	ПП7/34 Гаусса	4/3	0,90745631	2,5
$\int_0^1 \sqrt{2x+1}\,dx=1{,}3987175$	ПП4/34 Симпсона	4/3	1,4173964	0,5
		8/3	1,4036318	1
		16/3	1,3999809	2
		64/3	1,3949855	8
	ПП5/34 Уэддля	1/7	1,3987159	1
		2/7	1,3987174	2
	ПП6/34 Гаусса	2/2	1,3987501	0,7
		4/2	1,3987198	1,7
		8/2	1,3987177	2,5
	ПП7/34 Гаусса	2/3	1,3987179	1
		4/3	1,3987174	2

Реализация метода Симпсона и Гаусса ($n = 3$) на микро-ЭВМ «Электроника Д3-28» дана в приложении 3 (программы ПП1/28 и ПП2/28). Время вычисления на этой микро-ЭВМ примерно в 100 раз меньше, чем на программируемых микрокалькуляторах (т.е. при высокой точности вычисления измеряется секундами, а не минутами). Практически сложность $f(x)$ не ограничивается.

Сравнение результатов интегрирования точными методами Симпсона, Уэддля и Гаусса (табл 2.6) показывает, что при высокой точности (до последнего знака) преимуществами перед методом Симпсона по времени счета обладают методы Гаусса и Уэддля При выборе метода пользователь должен оценить число шагов программы и регистров для записи фрагмента программы, по которому вычисляется $f(x)$, а также типовые времена счета t_c при заданной точности.

Описанные программы применимы и для вычисления несобственных интегралов, у которых предел интегрирования $b = \infty$ или $f(x) \to \infty$ при $x \to x(\infty)$ в интервале $[a, b]$. В первом случае интеграл разбивается на части:

$$\int_a^\infty f(x)\,dx=\int_a^c f(x)\,dx+\int_c^\infty f(x)\,dx, \qquad (2.13)$$

причем c подбирается так, чтобы

$$\left|\int_c^\infty f(x)\,dx\right| < \frac{\varepsilon}{2}.$$

Следовательно, вычисляется только первый интеграл в (2.13).

Если $f(x) \to \infty$ в интервале $[a, b]$, то надо предусмотреть, чтобы значение $x(\infty)$, при котором $f(x) \to \infty$, не совпало с дискретными значениями x, при которых вычисляются ординаты $f(x)$. В этом случае метод Гаусса не удобен, так как определение дискретных значений x при нем сложно — они находятся внутри отрезков Δx. При других методах подбором N можно исключить попадание $x(\infty)$ на дискретные отсчеты x. Однако метод Гаусса применим, если $f(x)$ имеет особенность при $x = a$ или $x = b$, так как ординаты $f(x)$ заведомо не попадают на границы интервала $[a, b]$.

2.5. РЕШЕНИЕ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ

Расчет переходных процессов в нелинейных и импульсных устройствах чаще всего базируется на решении систем дифференциальных уравнений. Это решение аналогично решению одного дифференциального уравнения 1-го порядка, представленного в нормальном виде:

$$y' = dy/dx = f(x, y). \tag{2.14}$$

Зависимость $y(x)$ при известных начальных условиях $y(0)$ и $x(0)$ находится интегрированием (2.14) с шагом $h = \Delta x$:

$$y_{n+1} = y_n + \int\limits_{x_n}^{x_n + \Delta x} f(x, y)\, dx. \tag{2.15}$$

Различные численные методы решения (2.14) отличаются в основном способом вычисления входящего в (2.15) интеграла. В качестве переменной x при расчете переходных процессов выступает время t или нормированное время t/τ, где τ — наиболее характерная постоянная времени переходного процесса. Переменной y являются меняющийся ток или меняющееся напряжение.

Вычисляя интеграл в (2.15) простейшим методом прямоугольников, получаем

$$y_{n+1} = y_n + \Delta x f(x_n, y_n),$$

что соответствует простому методу Эйлера 1-го порядка.

Интегрирование модифицированным методом прямоугольников дает формулы модифицированного метода Эйлера 2-го порядка:

$$\left.\begin{aligned} y^*_{n+\frac{1}{2}} &= y_n + \Delta x f(x_n, y_n)/2; \\ y_{n+1} &= y_n + \Delta x f\left(x_n + \Delta x/2,\ y^*_{n+\frac{1}{2}}\right). \end{aligned}\right\}$$

Еще более точная параболическая аппроксимация $f(x, y)$ приводит к уравнениям метода Рунге — Кутта 4-го порядка:

$$y_{n+1} = y_n + (k_1 + 2k_2 + 2k_3 + k_4)/6,$$

где

$$\left.\begin{aligned} k_1 &= \Delta x f(x_n, y_n); \\ k_2 &= \Delta x f(x_n + \Delta x/2,\ y_n + k_1/2); \\ k_3 &= \Delta x f(x_n + \Delta x/2,\ y_n + k_2/2); \\ k_4 &= \Delta x f(x_n + \Delta x,\ y_n + k_3). \end{aligned}\right\} \tag{2.16}$$

Эти методы на микрокалькуляторе «Электроника Б3-21» реализуются программами 17—20 [2]. Чем выше порядок метода, тем больше шагов занимает его программная реализация и тем больше время вычислений на одном шаге интегрирования. Однако точность вычислений растет быстрее, чем время их проведения. Поэтому при заданной (не слишком низкой) точности результат можно получить быстрее методами более высокого порядка.

Программа 17. Простой метод Эйлера. Ввод: $x(0) = P2$, $h = P3$, $y(0) = P4$, $(x_n = P2,\ y_n = P4)$*.

F3 ↑ F2 + P2 ПП F× ↑ F3 × ↑ F1

\+ P4 С/П БП P0 … … … … … … B/O

Программа 18. Модифицированный метод Эйлера. Ввод: $h/2 = P2$, $(x(0) - h/2) = P3$, $y(0) = P4$, $(y_n = P5,\ x_n = P3)$*.

ПП 1 ПП 1 + P4 С/П БП P0 P5 F2 ↑

F3 + P3 … … ↑ F2 × ↑ F4 + B/O

Программа 19. Метод Рунге-Кутта. Ввод: $h/2 = P2$, $x(0) = P3$, $y(0) = PX$, $(y_n = P7,\ x_n = P3$, P8 — занят) *.

P7 P8 3 × P4 ПП F5 P4 ПП P, + P4

ПП F5 + P4 F7 + P7 ПП P, 3 ÷ С/П

БП P0 F2 ↑ F3 + P3 … … … … …

… … ↑ F2 × ↑ F8 + P7 F4 + B/O

Программа 20. Упрощенная реализация метода Рунге — Кутта. Ввод: $h/2 = P2$, $x(0) = P3$, $3y(0) = P4$, $y(0) = PX$ $(y_n = P7,\ x_n = P3$, P8 — занят)*

P7 P8 ПП F4 ПП P÷ + P4 ПП F4 + P4

F7 + P7 ПП P÷ 3 ÷ С/П F2 ↑ F3 +

P3 … … … … … … … … … … …

… ↑ F2 × ↑ F8 + P7 F4 + P4 B/O

К сожалению, реализация широкораспространенного метода Рунге — Кутта 4-го порядка на микрокалькуляторе «Электроника Б3-21» сложна. В программе 19 для записи $y'(x, y)$ остается только 19 шагов и 3 регистра памяти, что недостаточно для решения большинства решаемых на практике нелинейных дифференциальных уравнений. В упрощенной программе 20 число шагов увеличено до 24, но каждый пуск надо производить нажатием двух клавиш: В/О и С/П.

В приведенной в приложении 2 программе ПП8/34 реализации метода Рунге — Кутта 4-го порядка на программируемом микрокалькуляторе «Электроника Б3-34» для записи $y' = f(x, y)$ остаются 52 шага и 9 свободных регистров, что позволяет решать достаточно сложные нелинейные дифференциальные уравнения.

Для контроля программ можно решить простейшее дифференциальное уравнение

$$y' = dy/dx = -y/\tau,$$

аналитическое решение которого заведомо известно и имеет вид $y(x) = \exp(x/\tau)$. Это позволяет в первом приближении оценить точность вычислений и минимальное время счета одного шага. Результаты контрольных вычислений даны в табл. 2.7 при шаге $\Delta x = 0{,}1$ и $\tau = 1$. Согласно табл. 2.7 метод Рунге — Кутта 4-го порядка и имеет высокую точность (верны 6 знаков после запятой). Однако следует учитывать, что на практике погрешность аппроксимации нелинейных вольт-амперных характеристик электронных и полупроводниковых приборов редко бывает менее 2—5%. В этом случае вполне оправданно применение более простых методов, например Эйлера. Уменьшение погрешности при этом достигается уменьшением шага $h = \Delta x$.

В приложении 3 дана программная реализация метода Рунге—Кутта 4-го порядка на микро-ЭВМ «Электроника Д3-28» (программа ПП3/28). Применение микро-ЭВМ этого типа обеспечивает примерно на два порядка большую скорость вычислений и практически снимает ограничения на сложность вписываемой в программу функции $y' = f(x, y)$.

При большом шаге $h = \Delta x$ может наблюдаться неустойчивость решения. Для ее устранения надо выбрать шаг заметно меньше минимальной постоянной вре-

---

* В незаполненную часть программ вписывается фрагмент вычисления $f(x_n, y_n)$ при значениях x_n и y_n, которые надо брать из указанных регистров.

Таблица 2.7

Сравнение численных методов решения простейшего дифференциального уравнения

t/τ	$\exp(-t/\tau)$	Результат решения методом*		
		Эйлера простым	Эйлера модифицированным	Рунге—Кутта 4-го порядка
0,5	0,6065306	0,59049	0,60707576	0,6065306
1	0,3678794	0,3486784	0,36854098	0,3678790
1,5	0,2231301	0,2058911	0,2237323	0,223130
2	0,1353352	0,1215766	0,13582248	0,135335

* Время вычисления на одном шаге этими методами составляет соответственно 4, 5 и 18 с.

мени цепи или использовать неявные методы (см. § 7.2). Для оценки точности на практике выполняют решение при уменьшенном вдвое h и считают, что точность характеризуется верными p цифрами, совпадающими в полученных двух результатах — при шаге h и $h/2$.

2.6. ОПТИМИЗАЦИЯ

Оптимизация заключается в установлении значений проектных параметров x, y, z и т. д., при которых целевая функция $M(x, y, z, \ldots)$ имеет экстремум. Многие задачи сводятся к одномерной оптимизации, т. е. нахождению экстремума $M(x)$ — целевой функции одной переменной. Отметим, что если $M(x)$ при $x = x_M$ имеет максимум, то функция $-M(x)$ будет иметь минимум (и наоборот). Алгоритмы оптимизации детально описаны в [15].

Одномерный поиск экстремума $M(x)$ можно осуществлять методом поразрядного приближения, задавая ряд значений x, начиная с $x = x_0$ с шагом Δx_N (вначале $\Delta x_N = \Delta x_0$) и оценивая знак приращения $\Delta M(x)$. Следует отметить, что при однократном прохождении экстремума знак $\Delta M(x)$ может не изменяться. Поэтому следует предусмотреть возврат на два шага после смены знака $\Delta M(x)$, после чего изменить Δx_V на Δx_{V+1}. Ниже дана реализация одномерной оптимизации на микрокалькуляторах.

Программа 21. Одномерная оптимизация на микрокалькуляторе «Электроника Б3-21» [2]. Ввод: x_0 = Р2, Δx_0 = Р3 (текущие значения x — в Р2).

F2	↑	F3	÷	P2	...	...	...	...	...	...	...
...	↑	F8	XY	P8	XY	—	$Px \geqslant 0$	P0	F3	/—/	4
÷	P3	↑	F2	XY	+	XY	—	$Px = 0$	P ↑	F2	С/П

Программа 22. Одномерная оптимизация на микрокалькуляторе «Электроника Б3-34» [21]. Ввод x_0=РА, Δx_0=РВ $\varepsilon/4$=Р0 (текущее значение x—в РА, $M_{\text{макс}}$ заносится в РС).

0	ПС	ИПА	ИПВ	÷	ПА	ПП	35	↑	ИПС
—	$Fx \geqslant 0$	19	XY	ПС	ИПА	ПД	БП	02	ИПА
ИПВ	2	×	—	ПА	ИПВ	4	÷	ПВ	ИП0
—	$Fx<0$	02	ИПД	С/П	...	...	...	...	В/О

Первая из этих программ обеспечивает поиск минимума, а вторая — максимума. Функция $M(x)$ вписывается в незаполненную часть программ. Например, для определения x_M функции $M(x) = xe^{-2x}$, имеющей максимум, воспользуемся программой 22 и впишем в нее фрагмент вычисления $M(x)$: ИПА 2 /—/ × Fe^x ИПА ×. При $x_0 = 0$, $\Delta x_0 = 0{,}2$ и $\varepsilon/4 = 2{,}5 \cdot 10^{-4}$ получим $x_M = 0{,}5$ и $M_{\text{макс}} = 0{,}18395972$ при времени счета около 100 с. Отметим, что в первой программе вычисления останавливаются по равенству ε машинному нулю.

2.7. ИНТЕРПОЛЯЦИЯ И ЭКСТРАПОЛЯЦИЯ

Отыскание значений нелинейной функции $y(x)$, заданной только n ординатами в интервале аргумента $x\,[x_0,\ x_{n-1}]$, называется интерполяцией, а за пределами этого интервала — экстраполяцией этой функции. Простейшие виды интерполяции и экстраполяции реализуются на микрокалькуляторе «Электроника Б3-21».

Программа 23. *Линейная интерполяция и экстраполяция по формуле*

$$y(x) = y_0 + (x - x_0)(y_1 - y_0)/h,$$

где h — шаг, на который отстоят друг от друга абсциссы x_0 и $x_1 = x_0 + h$. Ввод: h = Р8, x_0, y_0, y_1 и x в регистр X.

Р5	С/П	Р6	С/П	Р7	С/П	↑	F5	—	Р4	F7	↑
F6	—	↑	F4	×	↑	F8	÷	↑	F6	+	БП
↑											

При $h = 0{,}01$, $x_0 = 2{,}47$, $y_0 = 0{,}493244$, $y_1 = 0{,}493431$ и $x = 2{,}475$ получаем $y(x) = 0{,}4933375$ (интерполяция), затем, вводя $x = 2{,}465$ = РX и нажимая клавишу С/П, получаем $y(x) = 0{,}4931505$ (экстраполяция).

Программа 24. Квадратичная интерполяция и экстраполяция по формуле Лагранжа при равноотстоящих друг от друга абсциссах по формуле

$$y(x_0 + ph) = p(p - 1)\,y_{-1}/2 + (1 - p^2)\,y_0 + p(p + 1)\,y_1/2,$$

где $p = (x - x_0)/h$; $y_{-1} = y(x_0 - h)$; $y_0 = y(x_0)$; $y_1 = y(x + h)$. *Ввод*: h = Р8, y_{-1}, y_0, y_1, x_0 и x в регистр X.

Р4	С/П	Р5	С/П	Р6	С/П	Р7	С/П	↑	F7	—	↑
F8	÷	Р3	1	—	×	2	÷	↑	F4	×	Р2
F3	1	+	×	2	÷	↑	F6	×	↑	F2	+
Р2	1	↑	F3	Fx^2	—	↑	F5	×	↑	F2	+
БП	F1										

При $h = 0{,}1$, $y_{-1} = 0{,}934$, $y_0 = 0{,}9525$, $y_1 = 0{,}9661$, $x_0 = 1{,}4$ и $x = 1{,}43$ получаем $y(x) = 0{,}9570945$ (интерполяция), а при $x = 1{,}55$ $y(x) = 0{,}9710625$ (экстраполяция).

Большее число шагов программы микрокалькулятора «Электроника Б3-34» позволяет реализовать интерполяцию и экстраполяцию с помощью интерполяционного полинома Лагранжа с произвольным расположением до пяти абсцисс и с одновременным вычислением коэффициентов $B_0 - B_4$ (по схеме, описанной в [16, с. 690]) этого полинома, представленного в виде

$$y(x) = [[[B_4(x - x_3) + B_3](x - x_2) + B_2](x - x_1) + B_1](x - x_0) + B_0.$$

Программа 25. Интерполяция и экстраполяция полиномом Лагранжа при произвольном расположении пяти абсцисс. Ввод: $x_0 \ldots x_4$ = Р0...Р4, y_0 = Р9, $y_1 \ldots y_4$ = РА...РД. Результат: 0 = РX, B_0 = Р9, $B_1 \ldots B_4$ = РА...РД и (после ввода x = РX) $y(x)$ = РX.

ИПА	ИП9	—	ИП1	ИП0	—	÷	ПА	ИПВ	ИП9
—	ИП2	ИП0	—	÷	ИПА	—	ИП2	ИП1	—
÷	ПВ	ИПС	ИП9	—	ИП3	ИП0	—	÷	ИПА
—	ИП3	ИП1	—	÷	ИПВ	—	ИП3	ИП2	—
÷	ПС	ИПД	ИП9	—	ИП4	ИП0	—	÷	ИПА
—	ИП4	ИП1	—	÷	ИПВ	—	ИП4	ИП2	—
÷	ИПС	—	ИП4	ИП3	—	÷	ПД	0	С/П
П8	ИП3	—	ИПД	×	ИПС	+	ИП8	ИП2	—
×	ИПВ	+	ИП8	ИП1	—	×	ИПА	+	ИП8
ИП0	—	×	ИП9	+	БП	69			

Пусть $y(x)$ задана значениями $x_0 = 2{,}2$, $y_0 = 0{,}4860966$, $x_1 = 2{,}3$, $y_1 = 0{,}4892759$, $x_2 = 2{,}4$, $y_2 = 0{,}4918025$, $x_3 = 2{,}5$, $y_3 = 0{,}4937903$, $x_4 = 2{,}4$ и $y_4 = 0{,}4953388$. Вводим эти данные и, нажимая клавишу С/П, ожидаем появления на индикаторе цифры 0. При этом вычисляются $B_0 \ldots B_4$ ($B_0 = 0{,}4860966$, $B_1 = 0{,}031793$, $B_2 = -0{,}032635$, $B_3 = 0{,}0189833$ и $B_4 = -0{,}0599965$). Далее, набирая, например, $x = 2{,}45 = РХ$ и нажимая клавишу С/П, получаем $y(x) = 0{,}49285719$ при точном значении $0{,}4928572$.

Программа 25 может использоваться и для обратной интерполяции и экстраполяции, т. е. нахождения значения x, соответствующего заданному значению y. Для этого значения $x_0 \ldots x_4$ вводятся в регистры Р9, РА...РД, а значения $y_0 \ldots y_4$ — в регистры Р0...Р4. Обратная интерполяция является одним из методов решения нелинейного уравнения (2.3), если положить $y = F(x) = 0$ и вычислить $x = \bar{x}$.

ГЛАВА 3

МОДЕЛИ АКТИВНЫХ ПРИБОРОВ ДЛЯ РАСЧЕТА НЕЛИНЕЙНЫХ И ИМПУЛЬСНЫХ УСТРОЙСТВ

3.1. ОСНОВНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ К МОДЕЛЯМ АКТИВНЫХ ПРИБОРОВ ПРИ РАСЧЕТАХ НА МИКРО-ЭВМ

Модели, используемые при расчетах на микрокалькуляторах, должны удовлетворять ряду требований: быть достаточно простыми и точными, иметь небольшое число доступных для измерения или расчета исходных параметров, описываться уравнениями, содержащими функции, доступные для вычислений по микропрограммам, и др. Обычные модели не всегда удовлетворяют этим требованиям. Например, универсальные модели биполярных транзисторов имеют более 25—30 исходных параметров [17—20], что не позволяет разместить их в регистрах памяти микрокалькуляторов. Поэтому целесообразно использовать упрощенные модели, например описывающие приборы не во всех режимах, а только в необходимых для расчета заданных схем. Поскольку многие второстепенные параметры моделей часто не задаются в ТУ и достоверно не известны, то исключение их из упрощенных моделей не делает последние менее точными, чем универсальные и гораздо более сложные модели.

При расчетах на больших ЭВМ стремятся автоматизировать процесс составления уравнений, описывающих работу электронных устройств. При расчетах на микрокалькуляторах преобладает иной подход: уравнения составляются вручную и нередко требуют упрощающих преобразований, например нормирования переменных и уменьшения их числа.

Часто расчет и моделирование радиоэлектронных устройств можно свести к расчету их параметров по известным, подчас сложным, аналитическим выражениям. Такие задачи нецелесообразно решать на больших ЭВМ из-за отсутствия стандартных программ, сложности программирования, большой стоимости машинного времени и зачастую сложной и долгой процедуры подготовки к вычислениям на большой ЭВМ. В этом случае весьма удобны микрокалькуляторы.

3.2. МОДЕЛЬ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ДИОДА

Полупроводниковый диод можно представить в виде идеального диода, зашунтированного барьерной $C_б$ и диффузионной $C_д$ емкостями и шунтирующим сопротивлением $R_ш$ (рис. 3.1). Часто считают $R_ш = \infty$. Последовательное сопротивление выводов и областей p и n перехода диода учитывается введением последовательного сопротивления $R_п$.

На основании анализа физических закономерностей работы идеального диода вольт-амперная характеристика (ВАХ) может быть представлена уравнениями [21]:

$$I = I_0 \left(e^{U/m\varphi_T} - 1\right); \tag{3.1}$$

$$U = m\varphi_T \ln\left(\frac{I}{I_0} + 1\right), \tag{3.2}$$

где I_0 — обратный ток диода; $\varphi_T = kT/q$ — тепловой потенциал (при комнатной температуре $\varphi_T = 0{,}25$ В); $m = 1...2$ — коэффициент, учитывающий влияние рекомбинации носителей в p — n-переходе; k — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура; q — заряд электрона. Значение $I_0 \approx 10^{-4} ... 10^{-7}$ А для германиевых диодов и на несколько порядков меньше для кремниевых (при $T = 20°$ С).

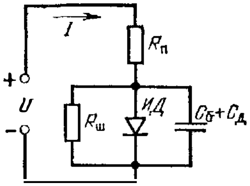


Рис. 3.1. Электрическая модель диода

Барьерная емкость диода

$$C_б = C_0 \sqrt[n]{\Delta\varphi_0/(\Delta\varphi_0 - U)},$$

где $\Delta\varphi_0$ — барьерная разность потенциалов (доли вольт); C_0 — барьерная емкость при напряжении на диоде, равном 0. Учет $C_б$ существен при обратном напряжении на диоде $U < 0$, так как при $U > 0$ преобладает диффузионная емкость. Показатель $n = 2$ для резких и $n = 3$ для плавных переходов.

Диффузионная емкость диода обусловлена накоплением в его структуре зарядов неосновных носителей при их инжекции в прямом включении диода. Заряд неосновных носителей $Q_б$, накопленный в базе диода, можно определить, решая дифференциальное уравнение заряда

$$dQ_б/dt + Q_б/\tau_н = i_д(t),$$

которое отражает то обстоятельство, что скорость изменения заряда $dQ_б/dt$ равна разности между скоростью их поступления (т. е. тока $i_д$) и скоростью рекомбинации их (член $Q_б/\tau_н$, где $\tau_н$ — эффективное время жизни носителей в базе. При $i_д(t) = I = \text{const}$ $dQ_б/dt = 0$ и $Q_б = \tau_н I$. Значение $\tau_н$ обычно составляет от долей до десятков наносекунд.

Диффузионная емкость диода определяется как

$$C_д = dQ_б/dU = I\tau_н/(m\varphi_T) = \tau_н/r_{д.диф},$$

где $r_{д.диф}$ находим из (3.2), дифференцируя последнее:

$$r_{д.диф} = \frac{dU}{dI} = \frac{m\varphi_T}{I + I_0} \approx \frac{m\varphi_T}{I}$$

— и полагая, что при прямом включении $I \gg I_0$. Обычно $C_д \gg C_б$ уже при токах порядка единиц миллиампер. Исключением являются диоды Шотки, имеющие $C_д \approx 0$.

3.3. МОДЕЛЬ ТУННЕЛЬНОГО ДИОДА

Туннельные диоды, в отличие от обычных, выполняются из сильнолегированного полупроводника (германия или арсенида галлия). При такой степени легирования в них наблюдается туннелирование носителей через p — n-переход при малых U (при узком переходе). С ростом U p — n-переход расширяется и туннелирование носителей уменьшается. Однако при этом начинает сказываться рост тока через p — n-переход за счет инжекции неосновных носителей.

Вольт-амперная характеристика туннельного диода (рис. 3.2, *а*) может быть представлена как зависимость туннельной и диффузионной составляющих тока от напряжения U. Такому представлению хорошо отвечает аппроксимация

$$I = AUe^{-\alpha U} + D\left(e^{\beta U} - 1\right), \quad (3.3)$$

где первый член описывает туннельную, а второй диффузионную составляющие тока. При этом величины α, β, A и D легко определяются через параметры ВАХ и параметры идеального диода (см. выше):

$$\alpha = 1/U_1; \quad \beta = 1/m\varphi_T;$$

$$A = e\, I_П/U_1; \quad D = I_0.$$

Достоинством данной аппроксимации является ее непрерывность во всем диапазоне изменения U. Существует ряд других аппроксимаций [22, 23].

Инерционность туннельного диода учитывается его общей емкостью C_0. У современных туннельных диодов нелинейная барьерная емкость p — n-перехода $C_п$ составляет малую часть емкости C_0, обусловленной в основном элементами конструкции. Это позволяет считать $C_0 = \mathrm{const}$. Обобщенным параметром, характеризующим инерционность туннельного диода, является отношение пикового тока $I_П$ к емкости C_0 (чем больше $I_П/C_0$, тем быстрее переключается диод). В ряде случаев необходимо учитывать еще и индуктивность выводов (рис. 3.2,б). У арсенид-галлиевых туннельных диодов типовые параметры следующие: $U_1 \approx 0{,}1$ В; $I_П = 1...100$ мА; $I_0 \leqslant 10^{-8}$ А и $C_0 = 5...100$ пФ.

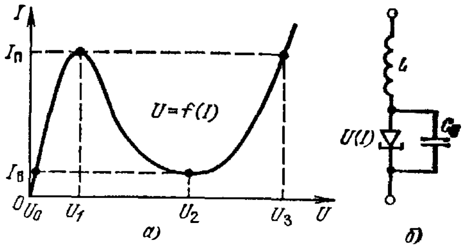


Рис. 3.2. Вольт-амперная характеристика (а) и электрическая модель (б) туннельного диода

3.4. МОДЕЛИ БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА

Одной из наиболее распространенных статических моделей биполярного транзистора является хорошо известная модель Эберса — Молла [17, 21]. Она дает связь напряжений и токов эмиттерного и коллекторного переходов:

$$\left.\begin{aligned} I_Э &= \frac{I_{Э0}}{1-\alpha_N\alpha_I}\left(e^{U_Э/\varphi_T}-1\right)-\frac{\alpha_I I_{К0}}{1-\alpha_N\alpha_I}\left(e^{U_К/\varphi_T}-1\right);\\ I_К &= \frac{\alpha_N I_{К0}}{1-\alpha_N\alpha_I}\left(e^{U_Э/\varphi_T}-1\right)-\frac{I_{К0}}{1-\alpha_N\alpha_I}\left(e^{U_К/\varphi_T}-1\right). \end{aligned}\right\} \quad (3.4)$$

В таком виде модель сложна для расчета на микрокалькуляторах, поскольку в нее входят семь исходных параметров: обратные токи коллекторного $I_{К0}$ и эмиттерного $I_{Э0}$ переходов, прямой α_N и инверсный α_I коэффициенты передачи тока эмиттера, температурный потенциал φ_T и напряжения $U_К$ и $U_Э$. Хотя расчет ВАХ по (3.4) на микрокалькуляторах вполне возможен, он занимает всю программную память. Однако существует ряд возможностей существенного упрощения модели Эберса-Молла.

Прежде всего отметим, что у современных диффузионных и планарных транзисторов $\alpha_I \ll \alpha_N \approx 1$. Это позволяет записать уравнения Эберса — Молла в более компактном виде:

$$\left.\begin{aligned} I_Э &\approx I_{Э0}\left(e^{U_Э/\varphi_T}-1\right)-\alpha_I I_{К0}\left(e^{U_К/\varphi_T}-1\right);\\ I_К &\approx \alpha_N I_{Э0}\left(e^{U_Э/\varphi_T}-1\right)-I_{К0}\left(e^{U_К/\varphi_T}-1\right). \end{aligned}\right\} \quad (3.5)$$

В схеме с общей базой заданной величиной удобно считать ток эмиттера, а не напряжение на нем. Тогда, выражая член $(e^{U_Э/\varphi_T}-1)$ в верхнем уравнении (3.5) через другие параметры и подставляя этот член в нижнее уравнение, получаем простое выражение для семейства выходных характеристик:

$$I_К = \alpha_N I_Э - I_{К0}\left(e^{U_К/\varphi_T}-1\right). \quad (3.6)$$

Аналогичным образом, разрешая верхнее уравнение (3 5) относительно $U_Э$, получаем выражение для семейства входных характеристик

$$U_Э=\varphi_T \ln\left[\frac{I_Э}{I_{Э0}}+1+\alpha_N\left(e^{U_К/\varphi_T}-1\right)\right].$$

В активном режиме работы ($U_К < 0$, $U_Э > 0$ и $|U_К > 3\varphi_T$) эти выражения еще более упрощаются и принимают вид:

$$I_К=\alpha_N I_Э+I_{К0}; \tag{3.7}$$

$$U_Э=\varphi_T \ln(I_Э/I_{Э0}). \tag{3.8}$$

Конечное усредненное дифференциальное сопротивление коллектора $\bar{r}_к$ можно учесть, добавив в (3.7) член $U_К/\bar{r}_к$, а конечное последовательное сопротивление базы $r_б$ учитывается добавлением в (3.8) члена $r_б I_Э(1-\alpha_N)$. В последнем случае учтено, что через $r_б$ течет ток $I_Б=(I_Э-I_К)\approx I_Э(1-\alpha_N)$.

В схеме с общим эмиттером удобно выразить $I_К$ и $U_Б=U_Э$ через ток базы:

$$I_К=\beta_N I_Б+(\beta_N+1)I_{К0}; \tag{3.9}$$

$$U_Б=\varphi_T \ln(I_Б(\beta_N+1)/I_{Э0}), \tag{3.10}$$

где $\beta_N=\alpha_N/(1-\alpha_N)$.

Дифференциальное сопротивление коллектора в этом случае $\bar{r}_к^*=\bar{r}_к/\beta_N$. Его можно учесть, добавив в (3.9) член $U_{КЭ}/\bar{r}_к^*$; $r_Б$ учитываем, добавляя в (3.10) $r_б I_Б$.

Из уравнений Эберса—Молла можно найти напряжение $U_{КЭн}$ биполярного транзистора в области насыщения, т. е. при прямо-смещенных эмиттерном и коллекторном переходах. Ограничимся приведением выражения, справедливого при $\beta_N I_Б > (3...4)\, I_К \gg I_{К0}$:

$$U_{КЭн}\approx\varphi_T \ln\frac{\alpha_I}{1+I_К/(1+\beta_N)I_Б}. \tag{3.11}$$

Рекомбинацию носителей в эмиттерном переходе, как и в случае диода, можно учесть, заменив во всех приведенных формулах φ_T на $m\varphi_T$ (считаем, что $m=1$ у германиевых и $m\approx 1...2$ у кремниевых приборов). Типовые параметры модели можно оценить по справочным данным на транзисторы.

Динамические свойства биполярного транзистора обусловлены рядом механизмов его инерционности. Основными из них являются конечное время пролета неосновными носителями активной области прибора и влиянием емкости коллекторного перехода $C_{КБ}$ [21]. Эти механизмы учтены в электрической модели — эквивалентной схеме транзистора (рис. 3.3, *а*). Емкость

$$C_{кб}=C_{кб0}\sqrt[n]{\Delta\varphi_0/(\Delta\varphi_0-U_{КБ})}.$$

Конечное время пролета ведет к частотной зависимости коэффициента передачи тока базы

$$\alpha_N(i\omega)=\alpha_N e^{-i\omega t_{з\alpha}}/(1+i\omega/\omega_\alpha),$$

где $t_{з\alpha}$ — время задержки переходной характеристики $\alpha_N(t)$; $\omega_\alpha=1/\tau_\alpha$ — предельная частота коэффициента передачи тока базы; τ_α — постоянная времени переходной характеристики $\alpha_N(t)$. В ряде случаев допустимо считать $t_{з\alpha}=0$.

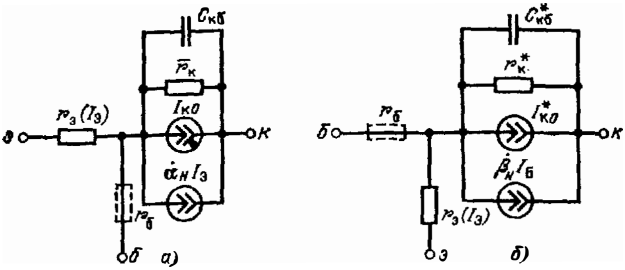


Рис. 3.3. Электрическая модель биполярного транзистора (*а*) и ее модификация для схемы с общим эмиттером (*б*)

В схеме с общим эмиттером удобно использовать электрическую модель (рис. 3.3, *б*) с параметрами:

$$r_к^* = r_к/(1+\beta_N);$$

$$C_{кб}^* = C_{кб}(1+\beta_N);$$

$$\beta_N(i\omega) \approx \beta_N/(1+i\omega/\omega_\beta);$$

$$\omega_\beta = \omega_\alpha/(1+\beta_N) = 1/\tau_\beta.$$

Для расчета импульсных устройств удобной и физически наглядной оказывается математическая зарядная модель биполярного транзистора:

$$\frac{dQ_б}{dt} + \frac{Q_б}{\tau_{экв}} = \frac{\tau_\beta}{\tau_{\beta экв}} i_Б(t), \tag{3.12}$$

$$Q_б = \tau_\alpha I_К/\alpha_N,$$

где в активном режиме

$$\tau_{\beta экв} = \tau_\beta + \bar{C}_{кб}^* R_к$$

($R_к$ — сопротивление коллекторной нагрузки, активное), а в режиме насыщения $\tau_{\beta экв} = \tau_н$ ($\tau_н$ — время жизни неосновных носителей в базе в режиме насыщения, часто считают $\tau_н = \tau_\beta$). Усредненная емкость $C_{кб}$ различна при включении и выключении транзистора [21]. В ключевом режиме считают $C_{кб} = 1{,}6\, C_{кб}(E_К)$ при отпирании и $C_{кб} = 2{,}1\, C_{кб}(E_К)$ при запирании транзистора, где $C_{кб}(E_К)$ — емкость $C_{КБ}$ при $U_{КБ} = E_К$

3.5. МОДЕЛЬ МАЛОМОЩНОГО ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА

Из анализа физических процессов в маломощных полевых транзисторах при условии постоянства подвижности носителей в канале получены уравнения для выходных вольт-амперных характеристик МДП-транзисторов [21]:

$$I_С = b\left[(U_З - U_0)\, U_С - \frac{1}{2}(1+\eta)\, U_С^2\right] \tag{3.13}$$

при $U_С \leqslant (U_З - U_0)/(1+\eta)$;

$$I_С = \frac{1}{2}\frac{b}{1+\eta}(U_З - U_0)^2 \tag{3.14}$$

при $U_С > (U_З - U_0)/(1+\eta)$,

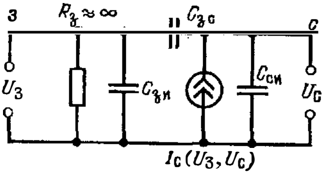


Рис. 3.4. Электрическая модель полевого транзистора

где $I_\text{С}$ — ток стока; $U_\text{С}$ — напряжение на стоке; U_0 — напряжение отсечки; $U_\text{З}$ — напряжение на затворе; b — удельная крутизна и η — коэффициент влияния подложки. Формулы (3.13), (3.14) применимы и к полевым транзисторам с управляющим переходом.

Электрическая модель маломощного полевого транзистора (рис. 3.4) может использоваться для расчета как статических, так и динамических режимов электронных цепей. Инерционность полевого транзистора обусловлена его емкостями: «затвор—исток» $C_\text{зи}$, «сток — исток» $C_\text{си}$ и «затвор — сток» $C_\text{зс}$.

В ряде случаев уравнения для нелинейной зависимости $I_\text{С}$ ($U_\text{С}$, $U_\text{З}$) (3.13) и (3.14) неудобны для расчетов, так как описывают ВАХ раздельно для указанных значений $U_\text{С}$. Единое для всех значений $U_\text{С}$ выражение дает аппроксимация ВАХ вида

$$I_\text{С} = \frac{1}{2}\,\frac{b\,(U_\text{З}-U_0)^2}{1+\eta}\left[1-e^{-kU_\text{С}/(U_\text{З}-U_0)}\right], \tag{3.15}$$

где $k = \text{const}$ — коэффициент, подбираемый по наилучшему совпадению результатов расчета и эксперимента. Эта аппроксимация удобна для расчета импульсных устройств. В ряде случаев приведенные выражения можно упростить, полагая $\eta = 0$. В частности, значение $\eta = 0$ следует принимать для полевых транзисторов с управляющим переходом и МДП-транзисторов с подложкой, соединенной с истоком.

3.6. МОДЕЛЬ МОЩНОГО ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА

В настоящее время появилась серия мощных кремниевых ВЧ и СВЧ МДП-транзисторов с большими мощностями (от 3 до 75 Вт) и рабочими токами (от 0,2 до 7,5 А). К ним относятся отечественные приборы КП901, КП902, КП904, КП905, КП907, КП908 [24, 25].

Электрическая модель мощных МДП-транзисторов в первом приближении аналогична модели маломощных приборов (см. рис. 3.4). Однако выражения для выходных ВАХ маломощных полевых транзисторов неприменимы для мощных приборов. Прежде всего необходимо отметить, что из-за уменьшения подвижности носителей в канале мощных приборов при больших $U_\text{З}$ зависимость $I_\text{С}$ от ($U_\text{З} - U_0$) в пологой области ВАХ отлична от квадратичной (3.13) и до напряжений $U_\text{З} = 10\ldots15$ В близка к линейной, т. е.

$$I_\text{С} = S\,(U_\text{З}-U_0) = I_\text{Сн} + SU_\text{З},$$

где $I_\text{Сн} = SU_0$ — начальный ток стока (при $U_\text{З} = 0$); $U_0 = \pm 2$ В — напряжение отсечки; S — крутизна при больших $U_\text{С}$. Эта формула верна только при $(U_\text{З} - U_0) \geqslant 0$, при $(U_\text{З} - U_0) < 0$ $I_\text{С} = 0$, так как транзистор запирается.

Используя такую передаточную характеристику и учитывая, что зависимость $I_\text{С}$ от напряжения на стоке $U_\text{С}$ близка к экспоненциальной, можно получить следующее выражение для полного семейства ВАХ мощного МДП-транзистора [25]:

$$I_\text{С} = S\,(U_\text{З}-U_0)\,[1-\exp\,(-pU_\text{С}/(U_\text{З}-U_0))]. \tag{3.16}$$

Аппроксимация (3.16) справедлива в первом приближении. При $U_\text{З} > 10\ldots15$ В передаточная характеристика отклоняется от линейной и с ростом $U_\text{З}$ постепенно ограничивается ток стока. Для учета этого явления, обусловленного наличием последовательного сопротивления полностью открытого канала, можно использовать более точную параболическую аппроксимацию передаточной характеристики:

$$I_С = I_{Сн} + SU_З + aU_З^2 = S(U_З - U_0 + bU_З^2),$$

где $a < 0$ и $b = a/S < 0$. Параметры $I_{Сн}$, S и a могут быть определены по ряду экспериментальных значений $I_С$ и $U_З$ с использованием критерия минимума среднеквадратичной погрешности аппроксимации (методика параболической аппроксимации подробно описана в § 9.5).

С учетом параболической аппроксимации передаточной характеристики полное семейство ВАХ описывается формулой

$$I_С = S(U_З - U_0 + bU_З^2)\,[1 - \exp(-pU_С/(U_З - U_0 + bU_З^2))]. \qquad (3.17)$$

Коэффициент p в формулах (3.16), (3.17) может определяться по значению тока стока $I_С = I_{С0}$ для $U_З = U_С = U_{С0} = \mathrm{const}$ (значения $I_{С0}$ и $U_{С0}$ обычно являются паспортными параметрами). С учетом этих условий из (3.17) получаем

$$p = -\frac{U_{С0} - U_0 + bU_{С0}^2}{U_{С0}} \ln\left[1 - \frac{I_{С0}}{S(U_{С0} - U_0 + bU_{С0}^2)}\right]^{-1}. \qquad (3.18)$$

При упомянутой методике определения параметров аппроксимации (3.17) погрешность вычисления обычно не превышает 5—20%, что вполне приемлемо для инженерных расчетов.

3.7. МОДЕЛИ ЛАВИННОГО ТРАНЗИСТОРА

Лавинные транзисторы основаны на использовании явления лавинного умножения носителей в коллекторном переходе биполярного транзистора [26]. Зависимость коэффициента умножения M от напряжения на коллекторном переходе описывается полуэмпирической формулой Миллера

$$M = [1 - (U_{КБ}/U_M)^{n^*}]^{-1}, \qquad (3.19)$$

где U_M — напряжение лавинного пробоя коллекторного перехода; n^* — показатель, зависящий от типа транзистора ($n^* = 2...6$).

Статические ВАХ лавинных транзисторов описываются уравнениями Эберса — Молла, если в них записать $MI_{К0}$ вместо $I_{К0}$ и $\alpha_N M$ вместо α_N. Например, учтя, что $\alpha_N M > 1$, следует записать

$$I_К = (-\alpha_N M I_Б - MI_{К0})/(\alpha_N M - 1). \qquad (3.20)$$

Обычно лавинные транзисторы используются при обратной полярности тока базы ($I_Б < 0$) и имеют в схеме с общим эмиттером S образные выходные ВАХ. При $I_К < |I_Б|$ эмиттерный переход закрыт, $\alpha_N = 0$ и $I_К = MI_{К0}$. С ростом $U_{КЭ} \approx U_{КБ} \to U_M$ ток $I_К$ растет, и при $I_К \geqslant |I_Б|$ эмиттерный переход отпирается. При этом $I_К$ определяется выражением (3.20). Нетрудно заметить, что рост $I_К$ должен сопровождаться уменьшением напряжения $U_{КБ}$. Так, при $I_К \to \infty$ $\alpha_N M \to 1$, что возможно, если

$$U_{КЭ} \approx U_{КБ} \to U_\beta = U_M \sqrt[N]{1 - \alpha_N}, \qquad (3.21)$$

где U_β — напряжение пробоя транзистора при обрыве базы.

По своим динамическим свойствам лавинные транзисторы делятся на ряд типов. Из них основными являются лавинно-инжекционные и транзисторы с областью объемного заряда, ограниченной смыканием.

Значение f_γ лавинно-инжекционных транзисторов близко к обычному значению (в действительности оно может быть существенно меньше, так как при больших $U_{КБ}$ ширина базы транзистора уменьшается). Динамическая зарядная модель таких транзисторов описывается выражением (3.12), если α_N заменить на $\alpha_N M$.

В лавинных транзисторах с ограниченной смыканием областью объемного заряда в рабочем диапазоне токов коллекторный переход смыкается с эмиттерным [27, 28]. При этом время пролета неосновными носителями активной области прибора резко уменьшается, достигая значения

$$\tau_{T\,\text{мин}} \approx (W_б + l_{n0})/v_{\text{др}},$$

где $W_б$ и l_{n0} — конструктивная ширина базы и высокоомного коллекторного слоя; $v_{\text{др}} \approx 10^7$ см/с — скорость дрейфа неосновных носителей в сильном поле. Значения $\tau_{T\,\text{мин}}$ часто составляют доли наносекунды.

Достаточно точную физико-математическую модель биполярного транзистора, учитывающую смыкание переходов в лавинном режиме [28], из-за сложности трудно использовать при расчетах на микрокалькуляторах. Для таких расчетов удобна более формальная модель динамического пробоя [26], в основе которой лежит описание быстрого спада напряжения на коллекторе с уровня $U_0 \approx U_M$ до уровня U_β с помощью приближенного выражения

$$U_{КЭ}(t) \approx U_M \sqrt[n]{1-\alpha_N\left(1-e^{-t/\tau_T}\right)+M_0^{-1}},$$

или при большом начальном умножении $M_0 \gg 1$

$$U_{КЭ}(t) \approx U_M \sqrt[n^*]{1-\alpha_N\left(1-e^{-t/\tau_T}\right)}. \qquad (3.22)$$

Согласно (3.22) $U_{КЭ}(t)$ не может падать ниже уровня U_β. В действительности такой спад наблюдается в релаксационных схемах на лавинном транзисторе (он легко объясняется зарядной моделью лавинно-инжекционного транзистора). К спаду $U_{КЭ}(t)$ приводит также наличие последовательной эквивалентной индуктивности коллекторной цепи. Существование индуктивных свойств у лавинных транзисторов вытекает и из общих свойств всех приборов с S-образными ВАХ [29].

ГЛАВА 4

РАСЧЕТ СТАТИЧЕСКОГО РЕЖИМА НЕЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ ЦЕПЕЙ

4.1. РАСЧЕТ ВОЛЬТ-АМПЕРНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

Ряд задач синтеза нелинейных электронных цепей просто решается на основе расчета ВАХ полупроводниковых приборов. Так, для определения E и R в простейшей (рис. 4.1, *а*) и в более сложных цепях достаточно задаться положением рабочей точки (рис. 4.1, *б*) $U_р$, $I_р$. Тогда $E = (U_р + RI_р)$ при заданном R или $R = (E - U_р)/I_р$ при заданном E. Такой расчет можно объединить с расчетом температурной нестабильности рабочей точки.

По программе БП1 (см. приложение 1) реализуется расчет ВАХ диода по формуле (3.2), причем I_0 и φ_T при заданной температуре T рассчитывается по формулам:

$$I_0(T) = I_0(20°C)\cdot 2^{(T-20°C)/T_у}; \qquad (4.1)$$

$$\varphi_T(T) = \varphi_T(20°C)\left(1 - \frac{T-20°C}{293°C}\right). \qquad (4.2)$$

При расчете ВАХ S, N и Λ-образной формы (рис. 4 2) необходимо считаться с их неоднозначностью при питании от источника напряжения или тока. Так, $I(U)$ по программе БП2 будет однозначной, если задавать напряжение на туннельном диоде и определять ток.

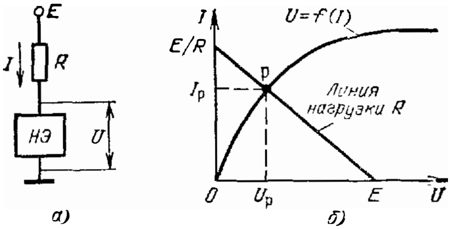


Рис. 4.1. Элементарная нелинейная цепь *(а)* и положение ее нагрузочной прямой *(б)*

В некоторых случаях ВАХ рассчитывается по нескольким формулам с помощью разветвляющихся программ. Так, в программе БП3 для расчета выходных ВАХ маломощных полевых транзисторов с помощью операций с адресами 03—19 рассчитывается разница между напряжением $U_С$ и $(U_З - U_0)/(1+\eta)$. Если она отрицательна, расчет осуществляется по формуле (3.13). При положительной разнице выполняется условие условного перехода $x \geqslant 0$ (адрес операции 20) и программа переводится автоматически на вычисления по формуле (3.14).

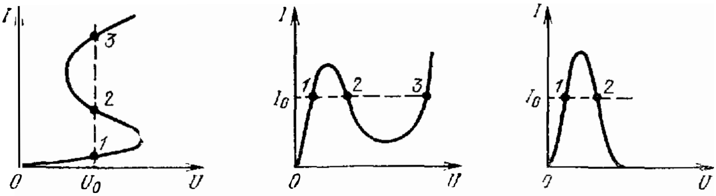


Рис. 4.2. S-, N- и λ-образные ВАХ

Программы БП4 и БП5 служат для расчета семейства выходных ВАХ мощных МДП-транзисторов по формуле (3.17) и для определения параметра p по формуле (3.18)

Программа БП6 предназначена для расчета выходных S-образных ВАХ лавинных транзисторов. Для обеспечения однозначности расчетов уравнение (3.20) представлено в виде

$$U_{КЭ}=U_M \sqrt[n^*]{1-[\alpha_Э(I_К-|I_Б|)+I_{К0}]/I_К}; \qquad (4.3)$$

В программе сравниваются $I_К$ с $|I_Б|$—операции с адресами 00—03. Если $(I_К - |I_Б|) < 0$, происходит безусловный переход к операции с адресом 14, т. е. расчет осуществляется по (4.3) с $\alpha_Э = 0$ (транзистор закрыт). В противном случае выполняется переход на команду с адресом 12, т. е. из регистра 2 вызывается значение α_M, а расчет идет по (4.3) при $\alpha_Э = \alpha_N$.

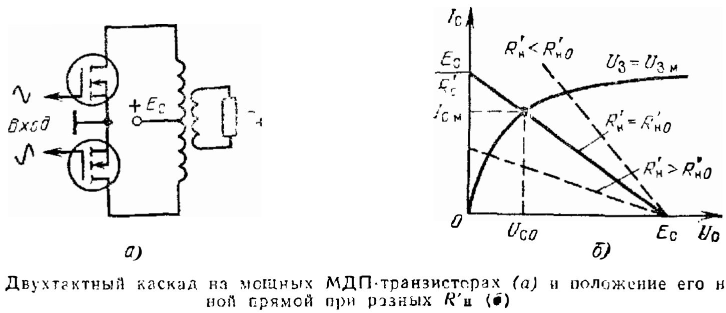


Рис. 4.3. Двухтактный каскад на мощных МДП-транзисторах *(а)* и положение его нагрузочной прямой при разных $R'_н$ *(б)*

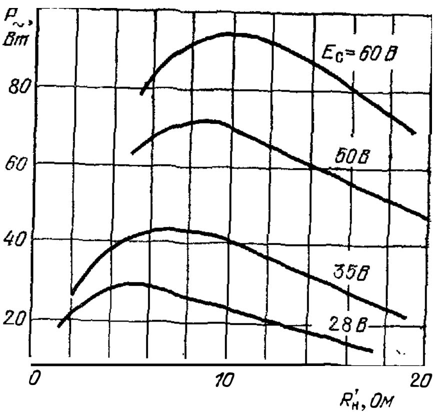


Рис. 4.4. Зависимость выходной мощности двухтактного каскада от $R'_н$ при разных E

Программа БП7 иллюстрирует применение расчета ВАХ для инженерного расчета выходной мощности $P_\sim$ двухтактного каскада (рис. 4.3,*а*) на мощных МДП-транзисторах и приведенного сопротивления нагрузки $R'_н$ при E = const по формулам:

$$P_\sim = 0{,}5\,(E_С - U_{С0})\,I_{См}; \qquad (4.4)$$

$$R'_н = 2P_\sim / I^2_{См}, \qquad (4.5)$$

где значение амплитуды тока стока одного плеча $I_{См}$ при амплитудном значении напряжения на затворе $U_{3м}$ вычисляется по формуле (3.17), записанной в виде

$$I_{См} = S\,(U_{3м} - U_0 + bU^2_{3м})\left[1 - e^{-pU_{С0}/(U_{3м} - U_0 + bU^2_{3м})}\right]. \qquad (4.6)$$

На рис. 4.4 приведены результаты расчета $P_\sim$ по программе БП7 для двухтактного каскада на мощных МДП-транзисторах КП904 с типовыми параметрами: S = 0,502 А/В; U_0 = 1 В; p = 1; b = — 0,012 и $U_{3м}$ = 15 В. Из них отчетливо видно существование оптимального значения $R'_н = R_{н0}$, при котором $P_\sim$ максимальна. При $R'_н > R_{н0}$ транзисторы недоиспользуются по току, а при $R'_н < R_{н0}$ падает коэффициент использования по напряжению из-за роста остаточного напряжения $U_{с0}$ (см. рис. 4.3, *б*). Расчет $P_\sim$ справедлив в области средних частот, где влиянием инерционности каскада допустимо пренебречь, и при идеальном трансформаторе.

Упомянутые программы расчета статических ВАХ различных полупроводниковых приборов могут входить (в виде подпрограмм) в более сложные программы, рассматриваемые далее.

4.2. РАСЧЕТ НЕЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ ЦЕПЕЙ НА ПОСТОЯННОМ ТОКЕ

Расчет нелинейных цепей сводится к определению положения рабочих точек активных приборов. Так, для простейшей цепи (см. рис. 4.1, *а*), к которой могут быть сведены более сложные цепи, рабочая точка определяется из решения системы уравнений

$$\left.\begin{aligned} I &= f\,(U); \\ I &= (E - U)/R, \end{aligned}\right\} \qquad (4.7)$$

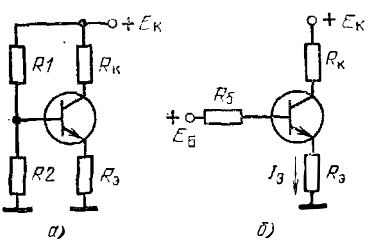


Рис. 4.5. Каскады с эмиттерной стабилизацией:
а — с делителем; *б* — с отдельным источником базового смещения

первое из которых — нелинейное уравнение вольт-амперной характеристики нелинейного элемента (НЭ), второе — уравнение нагрузочной прямой резистора R. Аналитического решения система (4.7) обычно не имеет. Однако решение (4.7) возможно (наряду с приближенными графическими методами) численными методами, описанными в гл. 2.

Рассмотрим расчет типовых нелинейных цепей на биполярном транзисторе, показанных на рис. 4.5. Схема на рис. 4,5, *а* сводится к схеме на рис. 4.5, *б*, ток эмиттера $I_Э$ которой определяется из решения нелинейного уравнения

$$E_Б-(1-\alpha_N)\,I_Э\,R_б+I_{К0}\,R_б-I_Э\,R_э-m\varphi_T\ln\frac{I_Э}{I_{Э0}}=0 \qquad (4.8)$$

или

$$F\,(I_Э)=\frac{E_Б}{R_б}+kI_Э+nI_{Э0}-\frac{m\varphi_T}{R_б}\ln\frac{I_Э}{I_{Э0}}=0, \qquad (4.9)$$

где

$$k=(\alpha_N-1-R_э/R_б); \qquad (4.10)$$

$$n=I_{К0}/I_{Э0}\approx\alpha_N/\alpha_I.$$

По программе БП8 параметры $R1$, $R2$, $R_э$ и $E_К$ схемы на рис. 4.5, *а* пересчитываются в параметры

$$E_Б/R_б=E_К/R_1=\text{С6}; \qquad (4.11)$$

$$1/R_б=1/R_1+1/R_2=\text{Р8} \qquad (4.12)$$

схемы на рис. 4.5, *б*, затем вычисляется значение k = Р6 согласно (4.10); $I_{Э0}$= = Р5 при заданной температуре окружающей среды T согласно (4.1) и

$$\frac{m\varphi_T}{R_б}=\frac{m\varphi_T\,(20^\circ\text{C})}{R_б}\left(1+\frac{T-20^\circ\text{C}}{293^\circ\text{C}}\right)=\text{Р7}, \qquad (4.13)$$

где φ_T (20°С) = 0,025 В. Эти параметры по программе заносятся соответственно в ячейку 6 стека и регистры 8, 6, 5 и 7.

Программа БП9 является продолжением программы БП8 для схемы на рис. 4.5, *а* или может использоваться самостоятельно при расчете схемы на рис. 4.5, *б*. С помощью этой программы вычисляется $I_Э$ методом подекадного приближения при $F\,(x) = F\,(I_Э)$ вида (4.9).

Оценим дополнительные возможности программ БП8 и БП9. Они могут использоваться (наряду со специальными программами, описанными в § 4.3) для расчета температурной нестабильности тока покоя усилительных каскадов. Результаты расчета схемы на рис. 4.5, *а* с параметрами R_1 = 20 кОм; R_2 = =10 кОм; $R_э$ = 1 кОм и $E_К$ = 10 В приведены в табл. 4.1.

Таблица 4.1

Результаты расчета параметров схемы на рис. 4.5, *а*

T	+20°С	+60°С
α_N	0,95	0,96
$I_{ЭО}$, мА, при $T_у=8^\circ$ С	0,001	0,032
k	—0,2	—0,19
$m\varphi_T/R_б$, мА	$7{,}5\cdot10^{-3}$	$8{,}524\cdot10^{-3}$
$I_Э$, мА	2,235	3,266

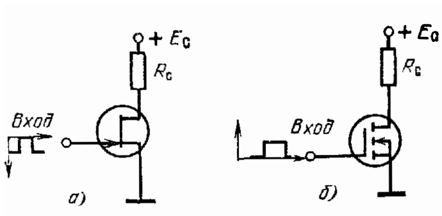


Рис. 4.6. Ключи на маломощном (*а*) и мощном (*б*) полевых транзисторах

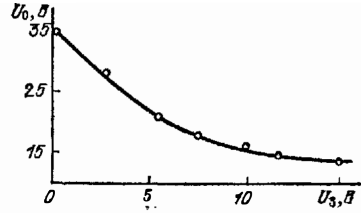


Рис. 4.7. Передаточная характеристика ключа со схемой на рис. 4.6, *б*

Дополнив программу БП9 элементарными вычислениями в непрограммируемом режиме по формуле

$$U_{\text{К}} = E_{\text{К}} - (\alpha_N I_{\text{Э}} + I_{\text{К}0}) R_{\text{к}}, \tag{4.14}$$

можно оценить температурную нестабильность напряжения на коллекторе, а рассматривая $E_{\text{Б}}$ как входное напряжение — построить передаточную характеристику каскада со схемой на рис. 4.5, *б*, т. е. зависимость $U_{\text{К}} = \varphi(E_{\text{Б}})$ или $U_{\text{К}} = \varphi\,(U_{\text{вх}})$. Взяв два близких отсчета в пределах линейного участка передаточной характеристики, нетрудно найти коэффициент усиления в режиме малого сигнала по формуле

$$K_{\sim} = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta U_{\text{вх}}} = \frac{\Delta U_{\text{К}}}{\Delta E_{\text{Б}}} = \frac{U_{\text{К}1} - U_{\text{К}2}}{E_{\text{Б}1} - E_{\text{Б}2}}.$$

Для расчета остаточного напряжения ключа на маломощном ключевом транзисторе (рис. 4.6, *а*) можно использовать программу БП10 решения нелинейного уравнения

$$F\,(U_{\text{С}}) = E_{\text{С}} - U_{\text{С}} - bR_{\text{с}}\,[(U_{\text{З}} - U_0)\,U_{\text{С}} - (1+\eta)\,U_{\text{С}}^2/2] = 0 \tag{4.15}$$

методом подекадного приближения с записью $\varepsilon = 10^{-3}$ и $\Delta U_{\text{С}1} = 1$ В непосредственно в программу. Программу удобно использовать при получении $\overline{U}_{\text{С}} = U_{\text{ост}}$ при различных $U_{\text{З}} - U_0$, вводимых в регистр X. В (4.15) использована аппроксимация вольт-амперных характеристик, справедливая при $U_{\text{З}} - U_0 > U_{\text{С}}$.

Расчет передаточной характеристики ключа на мощном МДП-транзисторе (рис. 4.6, *б*) требует решения нелинейного уравнения

$$F\,(U_{\text{С}}) = E_{\text{С}} - U_{\text{С}} - SR_{\text{с}}\,(U_{\text{З}} - U_0 - bU_{\text{З}}^2)\,[1 - \exp\,(-pU_{\text{С}}/(U_{\text{З}} - U_0 - bU_{\text{З}}^2))] = 0. \tag{4.16}$$

Для уменьшения числа шагов программы это уравнение целесообразно представить в виде

$$F\,(U_{\text{С}}) = SR_{\text{с}}\,(bU_{\text{З}}^2 - U_{\text{З}} + U_0) \times$$
$$\times\,[\exp\,pU_{\text{С}}/(bU_{\text{З}}^2 - U_{\text{З}} + U_0) - 1] + U_{\text{С}} - E_{\text{С}} = 0. \tag{4.17}$$

С помощью программы БП11 вычисляется $U_{\text{С}} = f\,(U_{\text{З}})$ согласно (4.17) методом подекадного приближения с записью $\varepsilon = 10^{-2}$ и $\Delta U_{\text{С}1} = 1$ В непосредственно в программу. Для получения $\overline{U}$ при заданном $U_{\text{З}} - U_0$ достаточно это значение набрать на цифровых клавишах и нажать клавишу С/П. При этом автоматически значение $U_{\text{З}} - U_0$ заносится в регистр 8, а $\Delta U_{\text{С}1}$ — в регистр 3. Предшествующее значение сохраняется в регистре 2, что уменьшает число итераций, нужных для приближения к новому значению $\overline{U}_{\text{С}}$. Расчет нужно начинать с больших $U_{\text{З}} - U_0$ и соответственно малых $\overline{U}_{\text{С}}$. Для уменьшения времени вычисления член $(bU_{\text{З}}^2 - U_{\text{З}} + U_0)$ вычисляется в начале программы один раз.

По программе ПП9/34 на программируемом микрокалькуляторе «Электроника Б3-34» уравнение (4.17) решается методом секущих — хорд, описанным в § 2.3. На рис. 4.7 показана расчетная зависимость $\overline{U}_С = f(U_З)$ для ключа на мощном МДП-транзисторе КП904, полученная при следующих данных: $b = 0{,}01$ 1/В; $p = 1$; $E_С = 35$ В: $R_С = 5$ Ом и $S = 0{,}5$ А/В

4.3. РАСЧЕТ ТЕМПЕРАТУРНОЙ НЕСТАБИЛЬНОСТИ КАСКАДОВ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Известные схемы одиночных каскадов на биполярных транзисторах являются модификацией обобщенной схемы на рис. 4.8. Их можно получить из этой схемы, полагая сопротивления тех или иных резисторов равными нулю или бесконечности.

Анализ приведенной схемы показывает, что приращение коллекторного тока $\Delta I_К$ при изменении температуры T определяется приращением обратного тока коллекторного перехода $\Delta I_{К0}$, смещением входной вольт-амперной характеристики на величину $\xi\Delta T$ (где $\xi \approx -2{,}5$ мВ/°С — смещение на 1°С) и относительной нестабнльностью $\Delta\beta_N/\beta_N$ коэффициента передачи тока базы в заданном диапазоне температур [30]. При этом

$$\Delta I_К = S\left[\Delta I_{К0} + \frac{\xi\Delta T}{R_э + R_б} + (I_Б + I_{К0})\,\frac{\Delta\beta_N}{\beta_N}\right], \tag{4.18}$$

где S — коэффициент нестабильности, а

$$R_б = R_1\,(R_2 + R_{к1})/[R_1 + (R_2 + R_{к1})] \tag{4.19}$$

— эквивалентное сопротивление в цепи базы.

Для S схемы на рис. 4.3 известно выражение [31]

$$S = (1 + D)/(1 - \alpha_N + D),$$

где $D = \dfrac{R_э}{R_1} + \dfrac{R_э}{R_2} + \dfrac{R_{к1}}{R_2} + \dfrac{R_э\,R_{к2}}{R_1\,R_2}$.

Для удобства расчета S на микрокалькуляторе преобразуем эти выражения, учтя, что $\alpha_N = \beta_N/(\beta_N + 1)$. Тогда получим:

$$(1 + D) = 1 + \frac{R_э}{R_1} + \frac{R_э}{R_2} + \frac{R_{к1}}{R_2} + \frac{R_э\,R_{к2}}{R_1\,R_2}; \tag{4.20}$$

$$S = \left[1 - \frac{1}{(1 + 1/\beta_N)\,(1 + D)}\right]^{-1}. \tag{4.21}$$

Обычно при расчетах задаются положением рабочей точки на входной и выходной вольт-амперных характеристиках каскада (см § 4.2 и относящиеся к нему программы). После этого по закону Ома рассчитывают сопротивления ре-

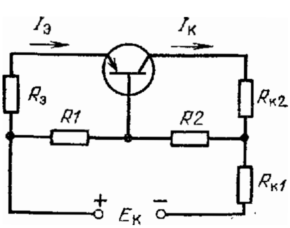


Рис. 4.8. Обобщенная схема стабилизации каскада на биполярном транзисторе

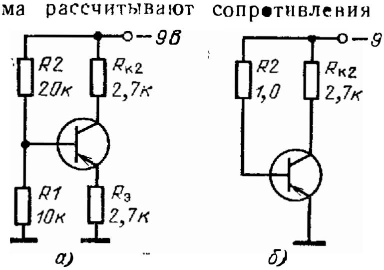


Рис. 4.9. Примеры к расчету коэффициента нестабильности S

зисторов для выбранной схемы каскада. Завершает расчет по постоянному току определение S и $\Delta I_К$.

По программе БП12 рассчитывается S для обобщенной схемы, а по сопряженной с ней программе БП13 — значение $\Delta I_К$. При совместном использовании этих программ вначале необходимо найти значение

$$\Delta I_{К0} = I_{К0}(T) - I_{К0}(T_0) \tag{4.22}$$

и нестабильность $\Delta\beta_N/\beta_N$ оценить из справочных данных (см. например, [32]).

Затем по программе БП12 находится значение S и запоминается в регистре 8. После этого вводится программа БП13, причем значения $R_э$, R_i и S вводить не требуется. Вычисленное значение $\Delta I_К$ сравнивается с допустимым, и если оно меньше последнего, результат расчета считается удовлетворительным. В противном случае следует повторить расчет, задавшись целью получить меньшее значение S. Часто величина S служит основным показателем температурной нестабильности каскада, и $\Delta I_К$ не рассчитываются. Достаточно хорошей температурной стабильностью обладают обычные резисторные каскады при $S < (3-5)$.

Уменьшить S можно, увеличивая $R_э$ и уменьшая $R_б$. Однако при уменьшении $R_б$ может сильно возрасти влияние второго члена в квадратных скобках (4.18). Иногда целесообразно рассчитать значения $\Delta I_К$ при различных S, $R_э$ и $R_б$, выбрав эти значения по минимуму $\Delta I_К$.

Для иллюстрации расчетов на рис. 4.9 приведены две схемы каскадов с постоянной составляющей коллекторного тока $I_К$ (20° C) $\approx$ 1 мА, значения S и $\Delta I_К$ которых рассчитывались по упомянутым программам при $\beta_N = 100$; $\Delta\beta_N/\beta_N = 0{,}1$; $I_{К0}$ (20°C) = 1 мкА; $I_Б = 9$ мкА; $\Delta I_{К0} = 15$ мкА; $I_{К0}$ (60°C) = = 16 мкА и $(I_Б + I_{К0}) = 10$ мкА. Для схемы на рис. 4.9, *б* расчет дает $S = 101$; $\Delta I_К = 1626$ мкА (при $\Delta T = 40$°C), и для схемы на рис. 4.9, *а* $S = 3{,}194$ и $\Delta I_К =$ = 85,2 мкА.

4.4. РАСЧЕТ РЕЖИМНОЙ И ТЕМПЕРАТУРНОЙ НЕСТАБИЛЬНОСТЕЙ КАСКАДОВ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Стабилизация каскада на полевом транзисторе (рис. 4.10) обеспечивается соответствующим выбором постоянной составляющей тока стока $I_С$, а также введением отрицательной обратной связи по току, осуществляемой включением резистора $R_и$. В усилительных каскадах рабочая точка полевого транзистора выбирается на пологом участке выходной вольт-амперной характеристики. Обозначив ток стока при $U_З = 0$ через $I_{См}$ и учтя падение напряжения на резисторе $R_и$, получим [33]

$$I_С = I_{См}\,(1 - (I_С R_и - E_З)/U_0)^2. \tag{4.23}$$

Дифференцируя (4.23) по параметрам $I_{См}$, U_0 и T, после простых преобразований и замены дифференциалов малыми приращениями находим

$$k_М = \frac{\Delta I_С/I_С}{\Delta I_{См}/I_{См}} = \left[1 + \frac{2\sqrt{I_С I_{См}}\,R_и}{U_0}\right]^{-1}; \tag{4.24}$$

$$k_0 = \frac{\Delta I_С/I_С}{\Delta U_0/U_0} = \frac{2\left(1 - \sqrt{I_{См}/I_С}\right)}{1 + 2\sqrt{I_С I_{См}}\,R_и/U_0}; \tag{4.25}$$

$$\frac{\Delta I_С}{\Delta T} = \frac{\dfrac{\Delta I_{См}}{I_{См}\,\Delta T} + 2\left(\sqrt{\dfrac{I_{См}}{I_С}} - 1\right)\dfrac{\Delta U_0}{U_0\,\Delta T}}{1 + 2\sqrt{I_С I_{См}}\,R_и/U_0}\, I_С. \tag{4.26}$$

Коэффициенты нестабильности по масштабному току стока $k_м$ и пороговому напряжению k_0 показывают, какую часть составляет относительная нестабильность тока стока $\Delta I_C/I_C$ от относительных нестабильностей $\Delta I_{См}/I_{См}$ и $\Delta U_0/U_0$. Они характеризуют стабильность каскада при смене транзисторов. Величина $\Delta I_C/\Delta T$ характеризует изменение I_C на 1°С.

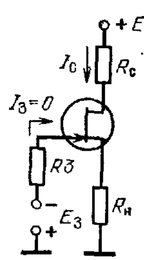


Рис. 4.10. Каскад на полевом транзисторе с автоматическим смещением

Расчет по формулам (4.24) — (4.26) реализуется программой БП14. Для иллюстрации расчета по ней рассмотрим следующий пример. Пусть $\Delta I_{См}/\Delta T = -0{,}002$ мА/°С; $I_{См} = 1$ мА; $U_0 = -1$ В и $\Delta T/\Delta U_0 = -400$°С/В (это значение занесено как типовое в программу). Результаты вычислений соответствуют типовым данным для полевого транзистора КПС104В с управляющим p — n-переходом (табл. 4.2). Из таблицы видно, что при больших $I_C \to I_{См}$ ток стока (как и $I_{См}$) падает с ростом температуры. При уменьшении I_C величина $|\Delta I_C/\Delta T|$ падает и затем $\Delta I_C/\Delta T$ меняет знак. Значение тока $I_C = I_{C0}$, при котором $\Delta I_C/\Delta T = 0$, равно

$$I_{C0} = I_{См}\left(1 - \frac{\Delta I_{См}}{\Delta T}\,\frac{U_0}{2I_{См}}\,\frac{\Delta I}{\Delta U_0}\right)^{-2}. \qquad (4.27)$$

К сожалению, при выборе $I_C = I_{C0}$ значительно уменьшается крутизна полевого транзистора и уменьшается коэффициент усиления каскада. Поэтому более гибкой является стабилизация каскада с помощью отрицательной обратной связи. Для устранения этой связи по переменному току резистор $R_И$ шунтируется конденсатором большой емкости.

Таблица 4.2

Результаты расчета нестабильности каскада на полевом транзисторе

$R_И$, Ом	0				5 000			
I_C, мА	0,2	0,5	0,75	1	0,2	0,5	0,75	1
$k_м$	1	1	1	1	0,183	0,124	0,104	0,091
k_0	2,472	0,828	0,309	0	0,452	0,103	0,032	0
$\Delta I_C/\Delta T\cdot 10^{-7}$, А/°С	8,361	0,355	−0,199	−20	1,528	0,044	−0,952	−1,818

4.5. РАСЧЕТ СТАТИЧЕСКИХ РЕЖИМОВ НА МИКРО-ЭВМ

С помощью микро-ЭВМ могут решаться существенно более сложные, чем рассмотренные в § 4.1—4.4, задачи расчета и моделирования статического режима работы нелинейных схем. Например, одной из таких задач является расчет напряжения на стоках $\bar{U}_C$ параллельно включенных мощных МДП-транзисторов с произвольными параметрами S_i, U_{0i}, b_i и p_i, а также распределения токов их стоков I_{Ci} при заданном напряжении на затворе $U_З$ (рис. 4.11). Такая задача возникает при проектировании многоструктурных мощных МДП-транзисторов, расчете ключей на параллельно включенных мощных МДП-транзисторах, расчете усилителей с распределенным усилением и т. д. Математически решение данной задачи сводится к подбору такого значения $\overline{U}_C$, при котором соблюдается условие

$$\frac{E_C-\overline{U}_C}{R_C}-\sum_{i=1}^{N} S_i\,(U_З-U_{0i}+b_i\,U_З^2)\times$$
$$\times\left[1-\exp\left(-p_i\,\overline{U}_C/(U_З-U_{0i}+b_i\,U_З^2)\right)\right]=0, \qquad (4.28)$$

и расчету

$$I_{Ci}=S_i\,(U_З-U_{0i}+bU_З^2)\left[1-\exp\left(-p_i\,\overline{U}_C/(U_З-U_{0i}+b_i\,U_З^2)\right)\right]$$

для каждого транзистора. Если получаются $I_{Ci}<0$, программа должна интерпретировать их как нулевые.

Для решения такой задачи необходимо большое число регистров (ячеек памяти). Например, при $N=30$ только для запоминания S_i, U_{0i}, b_i и p_i потребуется 120 ячеек памяти. В пакете программ микро-ЭВМ «Электроника ДЗ-28» приведена программа ПП4/28, реализующая такой расчет при $N\leqslant 30$. В программе используется косвенная адресация ячеек памяти по четырем группам последних. Адреса их указываются регистром-счетчиком 0000.

Массив S_i, U_{0i}, b_i и p_i размещается в $4N$ ячейках от 0001 до $4\,N$ (при $N=30$ всего 120 ячеек). При выполнении расчетов нужные параметры вызываются из соответствующей ячейки памяти. По программе решается нелинейное уравнение (4.28) методом подекадного приближения.

Порядок работы для данной программы следующий. Вводятся N, ε, массив S_i, U_{0i}, b_i и p_i, R_C, E_C и $U_З$ (после ввода каждого параметра нажимается клавиша S). После ввода $U_З$ программа автоматически переходит к вычислению $\overline{U}_C$ с точностью до ε. Общий ток стоков I_{C0} всех транзисторов заносится в ЯП 1514, а токи $I_{C1}\ldots I_{CN}$ — в ЯП с номерами от 121 до $(120+N)$. При смене $U_З$ достаточно набрать новое значение $U_З$ и нажать клавишу S.

По описанной программе были рассчитаны зависимости $I_{C1}\ldots I_{C4}$ и I_{C0} для четырех параллельно включенных мощных МДП-транзисторов (рис. 4.12) при следующих исходных данных: $N=4$; $\varepsilon=0{,}001$; $S_1=0{,}15$ А/В; $U_{01}=1$ В; $b_1=0{,}002$ 1/В; $p_1=1$; $S_2=0{,}15$ А/В; $U_{02}=1$ В; $b_2=0{,}002$ 1/В; $p_2=1$; $S_3=0{,}12$ А/В; $U_{03}=2$ В; $b_3=0{,}002$ 1/В; $p_3=1$; $S_4=0{,}18$ А/В; $U_{04}=0{,}5$ В; $b_4=0{,}002$ 1/В; $p_4=1$; $R_C=25$ Ом; $E_C=60$ В. Например, для $U_З=5$ В получим $\overline{U}_C=8{,}135$ В; $I_{C1}=0{,}526$ А; $I_{C2}=0{,}526$ А; $I_{C3}=0{,}3401$ А; $I_{C4}=0{,}682$ А и $I_{C0}=2{,}075$ А.

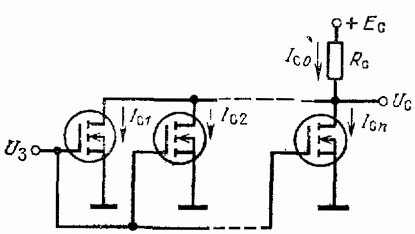


Рис. 4.11. Параллельное включение мощных МДП-транзисторов

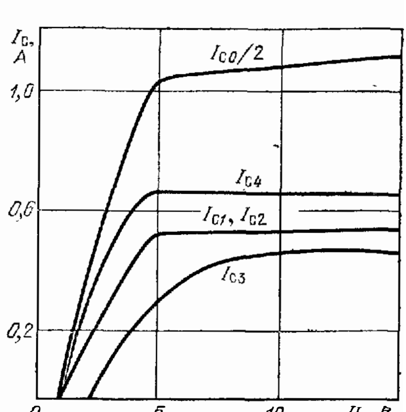


Рис. 4.12 Результаты расчета распределения токов четырех параллельно включенных мощных МДП-транзисторов →

Другой задачей является расчет $\overline{U}_C = U_{ост}$ ключа (например, на рис. 4.6, *б*) с учетом саморазогрева мощного МДП-транзистора. Такой расчет можно выполнить, моделируя процесс саморазогрева на микро-ЭВМ по следующему алгоритму:

1) находим температуру кристалла.

$$T = U_C I_C R_T + T_0, \qquad (4.29)$$

где T_0 — температура окружающей среды; $U_C I_C$ — выделяемая мощность; R_T — тепловое сопротивление, причем в первом приближении полагаем $U_C = 0$ и $T = T_0$;

2) вычисляем температурозависимые параметры

$$S(T) = S\,[1 + \alpha_S\,(T - 20°\,C)]; \qquad (4.30)$$

$$U_0(T) = U_0\,[1 + \alpha_U\,(T - 20°\,C)], \qquad (4.31)$$

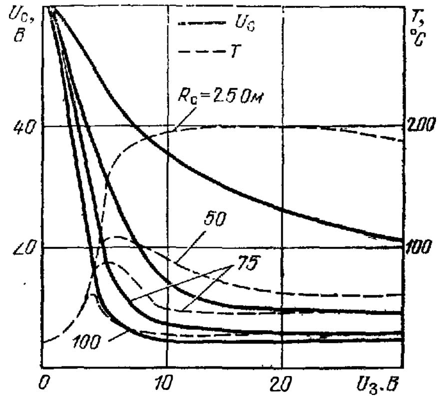


Рис. 4.13. Расчетные зависимости напряжения на стоке МДП-транзистора в схеме ключа рис. 4.6, *б* и температуры кристалла от напряжения $U_З$

где α_S и α_U — температурные коэффициенты изменения крутизны и порогового напряжения;

3) методом подекадного приближения находим значение U_{CN}, решая трансцендентное уравнение

$$(E_C - U_{CN})/R_C - S(T)\,[U_З - U_0(T) - bU_З^2] \times$$
$$\times \{1 - \exp\{-pU_{CN}/[U_З - U_0(T) - bU_З^2]\}\} = 0, \qquad (4.32)$$

где N — номер приближения;

4) подставляя найденное значение U_{CN} в (4.29), повторяем расчет с п. 1 и т. д. до тех пор, пока не будет соблюдаться условие

$$U_{CN} - U_{CN-1} = \varepsilon; \qquad (4.33)$$

5) при выполнении (4.33) прекращаем счет и получаем значение $\overline{U}_C$ с точностью до ε.

Таким образом, в программе необходимо организовать два итерационных цикла. Один—внутренний — используется для решения трансцендентного уравнения (4.32), другой — внешний — для моделирования процесса саморазогрева. Такой расчет осуществляется на микро-ЭВМ «Электроника Д3-28» (программа ПП5/28). Все параметры схемы и транзистора (кроме $U_З$) последовательно заносятся в ячейки памяти с номерами от 0001 до 0011 (S, U_0, b, p, α_S, α_U, E_C, R_C, T_0, R_T, ε) путем косвенной адресации к ним (счетчик организован в ЯП 0000). После ввода $U_З$ рассчитываются I_C = PY и U_C = PX. Значения T, $S(T)$ и $U_0(T)$ заносятся соответственно в ячейки памяти 0015, 0106 и 0107. Например, при $S = 0{,}15$ А/В; $U_0 = 1$ В; $b = -0{,}002$ 1/В; $p = 1$; $\alpha_S = -0{,}002$ 1/°С; $\alpha_U = -0{,}005$ 1/°С (параметры мощного МДП-транзистора КП901); $E_C = 60$ В; $R_C = 50$ Ом; $T_0 = 20$°С; $R_T = 5°$ С/Вт; $\varepsilon = 0{,}001$; $U_З = 10$ В получим: $I_C = 0{,}927$ А; $U_C = 13{,}645$ В; $T = 83{,}25$°С (отсюда видно, насколько существен перегрев мощного МДП-транзистора по отношению к температуре окружающей среды). Из рис. 4.13, на котором показаны рассчитанные по программе ПП5/28 зависимости, видно, что с уменьшением R_C температурный режим ключа существенно ухудшается. Для уменьшения остаточного напряжения U_C и температуры кристалла следует отпирать ключ большими $U_З$ (более 15 В, но не выше $U_{Зм}$ = 30 В).

ГЛАВА 5

СПЕКТРАЛЬНЫЙ И ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ НЕЛИНЕЙНЫХ И ИМПУЛЬСНЫХ УСТРОЙСТВ

5.1. РАСЧЕТ СПЕКТРА ГРАФИЧЕСКИ И ТАБЛИЧНО ЗАДАННЫХ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

Сигналы в импульсных и нелинейных устройствах резко отличаются от синусоидальных. Это делает особенно важным их спектральный анализ, включающий оценку степени искажений сигналов, расчет отдаваемой на заданных частотах мощности, определение коэффициента нелинейных искажений и т. д.

Спектр периодических несинусоидальных сигналов $y(t)$ с периодом повторения $T_1 = 1/f_1$ и частотой повторения f_1 задается зависимостью амплитуд и фаз гармоник от частоты. Он определяется разложением в усеченный m членами ряд Фурье функции $y(t)$. Для последней, заданной N дискретными отсчетами $y_i = y(t_i)$ при $i = 1, 2, \ldots, N$ с шагом $\Delta t = T_1/N$, в тригонометрической форме этот ряд имеет вид

$$y(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{m} |A| \cos(2\pi n f_1 t + \varphi) =$$

$$= A_0 + \sum_{n=1}^{m} (A_s \sin 2\pi n f_1 t + A_c \cos 2\pi n f_1 t), \tag{5.1}$$

где n — номер гармоники; A_0 — постоянная составляющая $y(t)$.

Амплитуда синусной A_s и косинусной A_c составляющих

$$A_{s,c}(f) = \frac{2}{T_1} \int_0^{T_1} y(t) \begin{matrix}\sin\\ \cos\end{matrix} (2\pi n f_1 t)\, dt, \tag{5.2}$$

причем для определения A_s берется $\sin(2\pi n f_1 t)$, а для A_c — соответственно $\cos(2\pi n f_1 t)$. Амплитудно- и фазочастотная характеристики спектра определяются выражениями:

$$A(f) = \sqrt{[A_s(f)^2 + A_c(f)^2]}; \tag{5.3}$$

$$\varphi(f) = -\operatorname{arctg}[A_s(f)/A_c(f)]. \tag{5.4}$$

Для периодических $y(t)$ имеют смысл частоты $f = nf_1$, где n — целые числа (номера гармоник).

Численные методы спектрального анализа сводятся к численному интегрированию (5.2) и определению $A(f)$ и $\varphi(f)$ по формулам (5.3) и (5.4). Их реализация на микрокалькуляторах довольно сложна. При вычислении A_s и A_c численным методом прямоугольников [2]

$$A_{s,c} = \frac{2}{N} \sum_{i=1}^{N} y_i \begin{matrix}\sin\\ \cos\end{matrix} \left(\frac{2\pi n i}{N}\right) \tag{5.5}$$

и методом трапеций [34] точность спектрального анализа низка, так как входящие в (5.2) быстроосциллирующие множители при практически приемлемом шаге интегрирования Δt обусловливают ухудшение точности интегрирования по мере роста n или $f = nf_1$. Уменьшение Δt требует использования неоправданно большого числа отсчетов y_i функции $y(t)$ и ведет к увеличению времени анализа.

Повысить точность интегрирования можно, применяя следующий метод [10]. Представим $y(t)$ аппроксимирующей функцией на каждом шаге Δt, произведение которой на осциллирующие члены дает аналитически интегрируемую функцию. В этом случае шаг Δt достаточно выбирать лишь исходя из точности аппроксимации $y(t)$, а не всего подынтегрального выражения (5.2). Тогда на ЭВМ осуществляются расчет N частных интегралов по точным формулам и их суммирование.

Простейшей для $y(t)$ будет ступенчатая аппроксимация, при которой в пределах шага Δt $y_i = y(t_i) =$ const. При этом ступенчатая функция аппроксимации располагается слева от $y(t)$, т. е. сдвинута на полшага ($-\Delta t/2$). Повысить точность аппроксимации можно, устранив этот сдвиг, т. е. добавив к текущему времени t величину $+\Delta t/2$. Тогда вместо (5.2) можно записать

$$A_{s,c}(f) = \frac{2}{T_1(2\pi n f_1)} \sum_{i=1}^{N} y_i \times$$

$$\times \int\limits_{(i-1)\Delta t}^{i\Delta t} \begin{matrix}\sin\\ \cos\end{matrix} \left[2\pi n f_1 \left(t + \frac{\Delta t}{2}\right)\right] d\left[2\pi n f_1 \left(t + \frac{\Delta t}{2}\right)\right]. \qquad (5.6)$$

Выполнив интегрирование в (5.6) аналитически, после простых преобразований получим

$$A_{s,c}(f) = \frac{2}{N}\left(\frac{\sin \pi n f_1 \Delta t}{\pi n f_1 \Delta t}\right) \sum_{i=1}^{N} y_i \begin{matrix}\sin\\ \cos\end{matrix} (2\pi n f_1 \Delta t_i).$$

От (5.5) это выражение отличается корректирующим множителем перед знаком суммы, меньшим 1. Это отличие существенно повышает точность расчета $A_{s,c}(f)$.

Иногда желательно разложение в ряд Фурье с синусоидальными членами, в частности для периодических $y(t) \approx 0$ при $t = 0$. Введя нормированную переменную $x = \omega_1 t = 2\pi f_1 t$, такой ряд можно записать в виде

$$f(x) = A_0 + \sum_{n=1}^{m} |A| \sin(nx + \varphi), \qquad (5.7)$$

где

$$A = \sqrt{A_s^2 + A_c^2};$$

$$A_{s,c} = \frac{2}{N}\left(\frac{\sin \pi n/N}{\pi n/N}\right) \sum_{i=1}^{N} y_i \begin{matrix}\sin\\ \cos\end{matrix} \left(\frac{2\pi n i}{N}\right).$$

Фазовый сдвиг гармоник определяется выражением

$$\varphi(x) = \operatorname{arctg}(A_c/A_s). \qquad (5.8)$$

Аналогично находится спектр непериодических сигналов, определенных на конечном промежутке времени от 0 до t_0 (финитные сигналы). Их спектральная плотность

$$S(i\omega) = S_c + iS_s = S(\omega)\, e^{i\varphi(\omega)},$$

причем расчет по описанному методу дает

$$S_{s,c} = \int\limits_{0}^{t_0} y_t \begin{matrix}\sin\\ \cos\end{matrix} (2\pi f t)\, dt = \Delta t \left(\frac{\sin \pi f \Delta t}{\pi f \Delta t}\right) \sum_{i=1}^{N} y_i \begin{matrix}\sin\\ \cos\end{matrix} (2\pi f i \Delta t). \qquad (5.9)$$

При этом

$$S(f) = \sqrt{[S_s(f)^2 + S_c(f)^2]}; \qquad (5.10)$$

$$\varphi(f) = -\operatorname{arctg}[S_s(f)/S_c(f)]. \qquad (5.11)$$

Из (5.9) и (5.6) следует, что при $f = nf_1$

$$\frac{S_{s,c}}{\Delta t} = \frac{A_{s,c} N}{2} \text{ и } \frac{S}{\Delta t} = \frac{AN}{2},$$

5*

т. е. АЧХ периодических и финитных колебаний по форме идентичны и отличаются только масштабом. Поэтому их спектральный анализ может проводиться по одной программе БП15.

Программа БП15 имеет ряд особенностей. Перед ее пуском в регистр 8 вводится число N ненулевых отсчетов y_i, в регистр 5 вводится первый отсчет y_1, а на цифровых клавишах набирается число n (при непериодических y (t) значение n задает $f = nf_1$, где $f_1 = 1/t_0$, причем n может быть любым положительным числом). После нажатия клавиш В/О и С/П вычисляется значение $\pi n/N$, обнуляются регистры 2, 3 и регистр 3 счетчика $i = (i+2)$, а затем обрабатывается первый отсчет. Величины $\sin\,(2\,\pi ni/N)$ и $\cos\,(2\pi ni/N)$ вычисляются одной операцией (e^{ix}), что сокращает время обработки каждого отсчета примерно до 5 с. После ввода каждого отсчета y_i нажимается клавиша С/П. По окончании ввода всех ненулевых отсчетов суммы

$$\sum_{i=1}^{N} y_i \begin{matrix}\sin\\ \cos\end{matrix} \left(\frac{2\pi ni}{N}\right)$$

накапливаются в регистрах 2 и 3. Для перехода к вычислению величин

$$\frac{NA_{s,c}}{2} = \left(\frac{\sin \pi n/N}{\pi n/N}\right) \sum_{i=1}^{N} y_i \begin{matrix}\sin\\ \cos\end{matrix} \left(\frac{2\pi ni}{N}\right);$$

$$\frac{NA}{2} = \sqrt{\left(\frac{NA_s}{2}\right)^2 + \left(\frac{NA_c}{2}\right)^2}$$

нажимаются клавиши БП 6 и С/П. Нажав еще раз клавишу С/П, получим $\mathrm{tg}\,\varphi = -(A_s/A_c)$.

Для контроля программы вычислим спектр прямоугольного импульса с длительностью $t_и = 1$ мкс, периодом $T_1 = 4$ мкс и амплитудой $U_и = 1$ В. В табл. 5.1 представлены результаты расчета по программе [2], реализующей вычисления по (5.5), и по программе БП15 при $N = 32$ (восемь отсчетов $y_i = 1$). Как видно из этой таблицы, описанный метод существенно повышает точность расчета S (f).

Таблица 5.1

Контрольный текст для программ спектрального анализа

f, кГц		250	500	750	1 000	1 250
S, 10^{-7} В/Гц	Б3-21 [2]	9,01764	6,40728	3,04488	$7,90569 \cdot 10^{-7}$	1,87503
	Б3-21	9,00315	6,36619	3,00105	$7,30867 \cdot 10^{-7}$	1,80063
φ, рад	Б3-21	−0,883572	1,374446	0,490873	—	−1,2762721
S, 10^{-7} В/Гц	Б3-34	9,0031637	6,366198	3,0010541	$1,5835548 \cdot 10^{-7}$	1,800632
φ, град		−50,624991	78,759007	28,124997	—	−73,124981
S, 10^{-7} В/Гц	Д3-28	9,0031646	6,3661936	3,0010578	$4,87248 \cdot 10^{-8}$	1,8006278
φ, рад		−0,8835735	1,374446	0,490875	—	−1,276272
S, 10^{-7} В/Гц	Точно	9,00316316	6,3661977	3,0010544	0	1,8006326

Следует отметить, что при использовании программы БП15 нельзя задавать $n = 0$, так как при вычислении корректирующего множителя деление на $\pi n/N = 0$ приведет к переполнению регистра X. Однако малые n можно задавать (например, $n = 10^{-6}$, что на практике эквивалентно заданию $n = 0$).

В качестве другого примера рассмотрим спектральный анализ графически заданного несинусоидального сигнала (рис. 5.1). Так как сигнал $y(t)$ симметричен относительно оси абсцисс, то четных гармоник в разложении не будет. Пусть ординаты $y(t)$ соответствуют примеру в [35, с. 240] и для первого полупериода определяются табл. 5.2 (для второго полупериода они отрицательны).

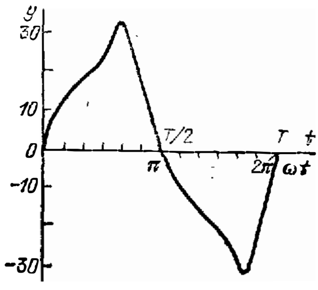


Рис. 5.1. **Зависимость $y(t)$**

Вычисления организуем для ряда (5.7), для чего в программе БП15 заменим вычисления $\operatorname{tg} \varphi = -A_s/A_c$ (5.4) на $\operatorname{tg} \varphi = A_c/A_s$ (5.8). Результаты вычислений в сравнении с приведенными в [35] даны в табл. 5.3. Соответствие их высокое.

Большой интерес представляет вычисление спектров наносекундных импульсов, частоты составляющих которых нередко измеряются долями — единицами гигагерц, где прямые измерения весьма сложны. На рис. 5.2 показана осциллограмма импульса формируемого наносекундным релаксатором на лавинном транзисторе. Выделим на ней интервал $t_0 = 10$ нс, т. е. припишем импульсам условно частоту повторения 0,1 ГГц. Составим таблицу значений ординат импульсов (табл. 5.4). Результаты вычисления спектра импульса (рис. 5.2, *б*) по программе БП15 представлены на рис. 5.3.

Таблица 5.2

Ординаты $y(t_i)$ для рис. 5.1

i	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$y(t_i)$	7	11	13,5	15,4	17,4	20,5	25,4	32,5	27,7	19,2	10	0

Недостатком программы БП15 является необходимость отдельно вычислять угол φ по значению $\operatorname{tg} \varphi$, так как в микрокалькуляторе «Электроника Б3-21» вычисление обратных тригонометрических функций не предусмотрено. Этого недостатка нет у подобной программы ПП10/34 (см. приложение 2). Данные контрольного расчета даны в табл. 5.1. Время обработки одного отсчета по этой программе — около 10 с.

Более серьезным является другой недостаток — необходимость повторного ввода всех значений y_i при смене значения n (или $f = n f_1$). При большом числе отсчетов y_i это становится утомительным, а время анализа сильно возрастает.

Таблица 5.3

Результаты спектрального анализа сигнала, форма которого приведена на рис. 5.1

Метод	A_{1s}	A_{1c}	A_1	$\operatorname{tg} \varphi_1$	A_{3s}	A_{3c}	A_3	$\operatorname{tg} \varphi_3$
Численный	25,32	—5,11	25,76	—0,202	3,43	5,11	6	1,47
Графоаналитический [35]	25,3	—5,23	25,9	—0,206	3,47	5,1	6	1,49

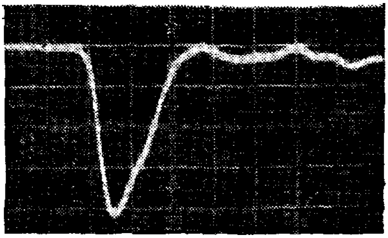


Рис. 5.2. Осциллограмма импульса, формируемого релаксационным генератором на лавинном транзисторе

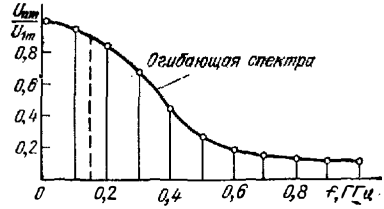


Рис. 5.3. Рассчитанный на микрокалькуляторе спектр выходных импульсов релаксатора на лавинном транзисторе

Таблица 5.4

Ординаты осциллограммы на рис. 5.2, б (Δt=0,25 нс, остальные ординаты нулевые)

t_i, нс	0	0,25	0,5	0,75	1	1,25	1,5	1,75	2	2,25	2,5	2,75	3
U_i, В	0	0,1	0,5	2,5	4,2	3,5	3,2	2,7	2	1,5	0,5	0,3	0,2

Этих недостатков практически нет в программе ПП6/28 (см. приложение 3) спектрального анализа на настольной микро-ЭВМ «Электроника ДЗ-28». Благодаря использованию косвенной адресации ячеек памяти согласно программе обеспечиваются ввод, запоминание и вывод до 150 значений y_i. Поэтому при смене значения f, для которого вычисляются $S(f)$ и $\varphi(f)$, повторять ввод отсчет в y_i уже не требуется. Кроме того, скорость вычисления $S(f)$ и $\varphi(f)$ после ввода y_i примерно в 100 раз выше, чем при ранее описанных программах для микрокалькуляторов. В табл. 5.1 приведены данные контрольного расчета по этой программе.

Часто возникает обратная задача — суммирование m членов ряда Фурье (5.1). При m = 3,...5 для этого можно использовать микрокалькуляторы «Электроника БЗ-21» [2]. Программа ПП7/28 обеспечивает автоматическое разнесение A_n и φ_n по ячейкам памяти микро-ЭВМ «Электроника ДЗ-28» и суммирование до $m \leqslant 75$ членов ряда Фурье. Число m может задаваться любым до $m = 75$. В программе используется косвенная адресация ячеек памяти при вводе пар A_n, φ_n и их выводе в процессе суммирования (см. также подобную программу ПП27/34 для $m \leqslant 6$).

При суммировании конечного числа гармоник разрывных функций $y(t)$ следует считаться с эффектом Гиббса [16]. Он заключается в образовании выбросов восстановленной функции $y(t)$, амплитуда которых в местах разрыва может достигать 18% от амплитуды перепадов $y(t)$. При $m \to \infty$ длительность выбросов $t_в \to 0$.

5.2. РАСЧЕТ ЧАСТОТНЫХ И ФАЗОЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ ПО ЗАДАННЫМ ПЕРЕХОДНЫМ ХАРАКТЕРИСТИКАМ

О способности линейных четырехполюсников передавать или усиливать импульсные сигналы с заданными искажениями формы часто судят по их амплитудно- и фазочастотной характеристикам. Они описывают зависимость от частоты f коэффициента передачи $K(f)$ и угла сдвига фаз $\varphi(f)$ выходного сигнала относительно входного.

Процесс снятия частотных характеристик 4-полюсников, особенно широкополосных, весьма трудоемок. Нередко он требует применения нескольких генераторов стандартных сигналов, перекрывающих требуемый диапазон частот. Еще сложнее снятие фазочастотных характеристик в широкой полосе частот. При этом одни только частотные характеристики не позволяют однозначно судить о степени искажений импульсных сигналов при прохождении их через четырехполюсник.

В то же время появление широкополосных стробоскопических осциллографов (с эффективной полосой частот до 10—20 ГГц) и разработка импульсных генераторов с длительностью фронта импульсов <1 нс на лавинных транзисторах, туннельных диодах и диодах с накоплением заряда позволяют экспериментально наблюдать переходную характеристику 4-полюсников $a(t)$, т. е. их реакцию на единичный перепад напряжения или тока.

В связи с этим существенный практический интерес представляет расчет частотных и фазочастотных характеристик 4-полюсников по заданной переходной характеристике. В основе его лежит известная связь между нормированной частотной характеристикой $A(i\omega)$ и переходной $a(t)$ [37]:

$$A(i\omega)=a(0)+\int_0^{\infty} a'(t)\, e^{i\omega t}\, dt=$$

$$=a(0)+\int_0^{\infty} a'(t)\cos\omega t dt+i\int_0^{\infty} a'(t)\sin\omega t dt, \tag{5.12}$$

где $a'(t)$ — производная переходной характеристики, не имеющей начального скачка; $a(0)$ — начальное значение переходной характеристики; $\omega = 2\pi f$

На практике $a(t)$ определяется на конечном интервале времени от 0 до t_0. Тогда (5.12) можно записать в виде

$$A(i\omega) = a(0) + A_c(\omega) + iA_s(\omega),$$

где частотная характеристика

$$A(f) = \sqrt{A_s(f)^2 + A_c(f)^2},$$

а фазочастотная

$$\varphi(f) = -\mathrm{arctg}\,[A_s(f)/A_c(f)],$$

причем

$$A_{s,c}(f)=\int_0^{t_0} a'(t) \begin{matrix}\sin\\ \cos\end{matrix} (2\pi f t)\, dt. \tag{5.13}$$

Если $a(t)$ задана N дискретными отсчетами $a_i = a(t_i)$, где $i = 1, 2, \ldots, N$, то в пределах шага $\Delta t = t_0/N$ можно считать

$$a_i' = a'(t_i) = (a_i - a_{i-1})/\Delta t.$$

Такая ступенчатая аппроксимация $a'(t)$ означает сдвиг ступенчатой кривой на $\Delta t/2$, приводящий к возникновению значительных фазовых погрешностей. Для устранения этого сдвига к текущему времени t следует прибавить величину $-\Delta t/2$. Тогда вместо (5.13) можно записать

$$A_{s,c}(f)=\sum_{i=1}^{N} \frac{a_i-a_{i-1}}{\Delta t} \int_{(i-1)\Delta t}^{i\Delta t} \begin{matrix}\sin\\ \cos\end{matrix} \left[2\pi f\left(t-\frac{\Delta t}{2}\right)\right] d\left(t-\frac{\Delta t}{2}\right). \tag{5.14}$$

Выполнив аналитически интегрирование (5.14), находим

$$A_{s,c}(f)=\left(\frac{\sin\pi f\Delta t}{\pi f\Delta t}\right)\sum_{i=1}^{N}(a_i-a_{i-1}) \begin{matrix}\sin\\ \cos\end{matrix} [\pi f\Delta t\,(2i-1)].$$

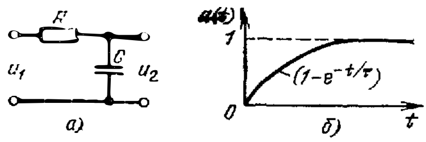


Рис. 5.4. Интегрирующая *RC*-цепь (*а*) и ее переходная характеристика (*б*)

Программа БП16 рассчитывает $A(f)$ и $\operatorname{tg}\varphi(f)$ при множителе $(\sin \pi f\Delta t)/(\pi f \Delta t) = 1$. Для уточнения $A(f)$ он может вычисляться вручную. Программа ПП11/34 позволяет вводить и запоминать 11 значений a_i: от a_0 до a_{10} — с использованием косвенной адресации к регистрам памяти. Поэтому при смене $f\Delta t$ повторять ввод a_i не требуется. Кроме того, эта программа выдает значения φ в пределах $\pm 180°$. Программа ПП9/28 для микро-ЭВМ «Электроника Д3-28» обеспечивает ввод и запоминание до 150 отсчетов a_i и вычисляет $A(f)$ и $\varphi(f)$ для заданного f на два порядка быстрее, чем предшествующие программы для микрокалькуляторов.

Таблица 55

Расчет $A(f)$ и $\varphi(f)$ по программам для различных микро-ЭВМ

f/τ		0,05	0,1	0,159	0,25	0,5
$A(f)$*)	Б3-21	0,954	0,856	0,713	0,550	0,339
		0,953	0,853	0,706	0,535	0,305
$\varphi°(f)$		—17,4	—32,9	—46,6	—59,0	—76,1
$A(f)$	Б3-34	0,954	0,853	0,706	0,535	0,305
$\varphi°(f)$		—17,4	—32,9	—46,6	—59,0	—76,1
$A(f)$	Д3-28	0,954	0,853	0,706	0,535	0,305
$\varphi°(f)$		—17,0	—32,9	—46,6	—59,0	—76,1
$A(f)$	Точно	0,954	0,847	0,707	0,537	0,303
$\varphi°(f)$		—17,4	—32,1	—45	—57,5	—72,3

*) Верхние цифры значения $A(f)$ — вычисленные непосредственно по программе БП16, нижние — уточненные умножением на множитель $(\sin \pi f\Delta t)/(\pi f\Delta t)$, вычисленный на том же микрокалькуляторе.

Для проверки правильности программ выполним контрольный расчет $A(f)$ и $\varphi(f)$ для интегрирующей *RC*-цепи (рис. 5.4, *а*), переходная характеристика которой (рис. 5.4, *б*) экспоненциальна: $a(t) = 1 - \exp(-t/\tau)$, где $\tau = RC$, а для $A(f)$ и $\varphi(f)$ заведомо известны аналитические выражения $A(f) = (\sqrt{1 + (2\pi f\tau)^2})^{-1}$; $\varphi(f) = -\operatorname{arctg} 2\pi f\tau$. Взяв $\tau = 1$ с, $N = 10$, $t_0 = 5$ с и $\Delta t = 0{,}5$ с, определим $a(t_i)$ десятью отсчетами: 0,393; 0,632; 0,776; 0,864; 0,918; 0,95; 0,97; 0,982; 0,989; 0,993 (с точностью до трех цифр после запятой). Результаты расчета и точные значения $A(f)$ и $\varphi(f)$ даны в табл. 5.5.

5.3. РАСЧЕТ СПЕКТРА МЕТОДОМ БЕРГА

В резонансных усилителях и умножителях частоты (рис. 5.5) активные приборы часто работают в нелинейном режиме. При этом импульсы выходного тока при синусоидальном входном напряжении имеют форму отсеченных отрезков синусоиды (рис. 5.6). Они характеризуются углом отсечки

$$\theta = -\arccos[(E_0 - U_0)/(U_{m\text{вх}})],$$

где $E_0 = E_3$ — напряжение смещения входной цепи; U_0 — напряжение отпирания активного прибора; $U_{m\text{вх}}$ — амплитуда входного синусоидального сигнала. Предполагаем, что передаточная характеристика активного прибора линейна при $U_{\text{вх}} > U_0$.

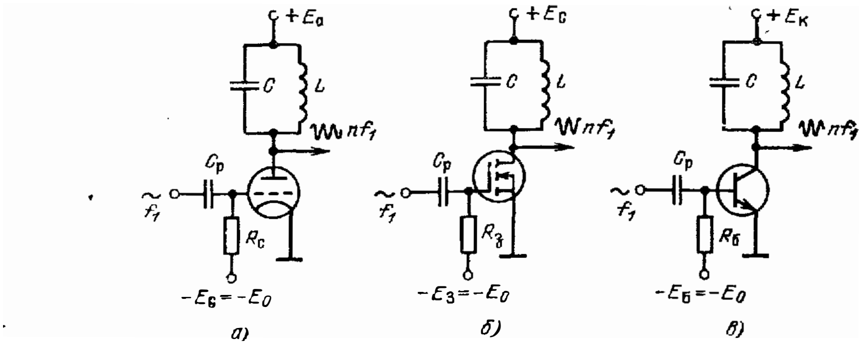


Рис. 5.5. Резонансные каскады на электронной лампе (*а*), мощном полевом (*б*) и биполярном (*в*) транзисторах

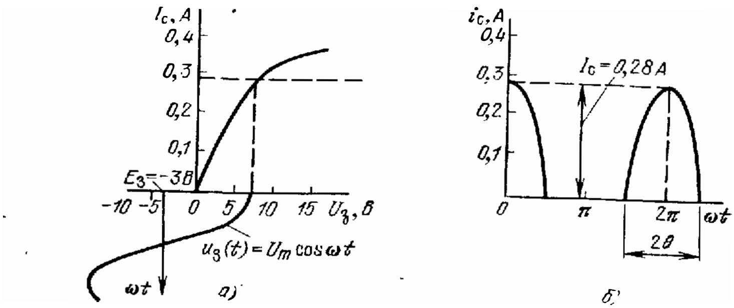


Рис. 5.6. Передаточная характеристика резонансного каскада на мощном МДП-транзисторе КП908 (*а*) и форма импульса тока стока (*б*)

Нормированные постоянная составляющая выходного тока и амплитуды первой и высших гармоник определяются значениями коэффициентов Берга [37, 38]:

$$\alpha_0=\frac{I_0}{I_м}=\frac{\sin\theta-\theta\cos\theta}{\pi(1-\cos\theta)}; \tag{5.15}$$

$$\alpha_1=\frac{I_{1m}}{I_м}=\frac{\theta-\sin\theta\cos\theta}{\pi(1-\cos\theta)}; \tag{5.16}$$

$$\alpha_n=\frac{I_{nm}}{I_м}=\frac{2}{\pi}\cdot\frac{\sin n\theta\cos\theta-n\cos n\theta\sin\theta}{n(n^2-1)(1-\cos\theta)}. \tag{5.17}$$

Таким образом, спектральный анализ выходного тока методом Берга сводится к прямым вычислениям по формулам (5.15), (5.17). Коэффициенты Берга рассчитываются по программе БП17 [2] (определяются α_n при любом $n=0, 1, 2$ и т. д.).

5.4. РАСЧЕТ КОЭФФИЦИЕНТА НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ МЕТОДОМ ПЯТИ ОРДИНАТ

В ряде случаев, например при расчете усилителей низкой частоты, кусочно-линейная аппроксимация передаточных характеристик активных приборов неприемлема. Если известна нелинейная передаточная характеристика, то анализ спектра, ограниченного первыми четырьмя гармониками, можно выполнить хорошо известным методом пяти ординат [3●].

Пусть необходимо вычислить спектр коллекторного тока усилителя (рис. 5.7, *а*). Передаточная характеристика такого усилителя (рис. 5.7, *б*) строится как зависимость тока коллектора $i_К$ от напряжения на входе $U_{вх} = U_{БЭ}(I_Б) + R_г I_Б$. Допустим, что рабочий участок ее ограничен почти линейным участком — от значения $i_К = i_1$ до $i_К = i_5$. Разобьем этот интервал на

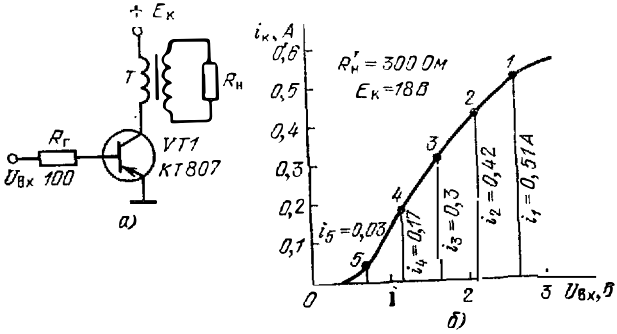


Рис. 5.7. Схема трансформаторного однотактного усилителя мощности низкой частоты (*а*) и его передаточная характеристика (*б*) с пятью ординатами

четыре равных отрезка и найдем пять ординат зависимости $i_К(U_{вх})$: i_1, i_2, i_3, i_4 и i_5. Составив систему уравнений, описывающих разложение $i_К(t)$ в степенной тригонометрический ряд [37], при отмеченных значениях $i_К$, решение такой системы можно получить в виде формул:

$$I_{ср} = \frac{(i_1 + i_5) + 2(i_2 + i_4)}{6};$$

$$I_{m1} = \frac{(i_1 - i_5) + (i_2 - i_4)}{3};$$

$$I_{m2} = \frac{(i_1 + i_5) - 2i_3}{4} = \frac{(i_1 + i_5)/2 - i_3}{2};$$

$$I_{m3} = \frac{(i_1 - i_5) - 2(i_2 - i_4)}{6} = \frac{I_{m1} - (i_2 - i_4)}{2};$$

$$I_{m4} = \frac{(i_1 + i_5) - 4(i_2 + i_4) + 6i_3}{12} = I_{m2} - I_{ср} + i_3.$$

Три последние формулы преобразованы так, чтобы сократилось число шагов программы БП18 [2], по которой вычисляются $I_{ср}$, $I_{m1} \ldots I_{m4}$ и коэффициент гармоник

$$k_г = \sqrt{I_{m2}^2 + I_{m3}^2 + I_{m4}^2} / I_{m1}.$$

Для трансформаторного усилителя мощности низкой частоты на транзисторе КТ807 (рис. 5.7, *а*) и построенной обычным способом (использованием графически заданного справочного семейства характеристик) передаточной характеристики (рис. 5.7, *б*) расчет дает $k_г = 6{,}351793 \cdot 10^{-2}$, или $k_г \approx 6{,}35\%$; $I_{ср} = 0{,}2866666$ А; $I_{m1} = 0{,}2433333$ А; $I_{m2} = -1{,}5 \cdot 10^{-2}$ А; $I_{m3} = -3{,}333335 \cdot 10^{-3}$ А; $I_{m4} = -1{,}66666 \cdot 10^{-3}$ А. Эти вычисления выполняются и с помощью программы ПП12/34.

5.5. РАСЧЕТ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ

Энергетическими параметрами характеризуются сигналы и различные устройства (усилители мощности, генераторы и т. д.), генерирующие или усиливающие эти сигналы. Энергетическими параметрами сложных сигналов (например, импульсов) являются их вольт-секундные и вольт-амперные площади. Так, если в интервале времени от начального $t_н$ до конечного $t_к$ сложное напряжение меняется по закону $u(t)$, то вольт-секундная площадь определяется как

$$S_U = \int_{t_н}^{t_к} u(t)\,dt.$$

Эффективное значение периодически повторяющегося сигнала

$$U_{эф} = \sqrt{\frac{1}{T_1}\int_0^{T_1} [u(t)]^2\,dt} \quad (5.18)$$

Для расчета данных параметров непосредственно пригодны программы численного интегрирования (§ 2.4), дополненные делением на T_1 и извлечением корня в (5.18). Выбор конкретной программы определяется сложностью подынтегральной функции, свободными регистрами памяти и шагами программы микрокалькуляторов.

Энергетические параметры радиоэлектронных устройств определяются по результатам спектрального анализа их выходных сигналов или временной зависимости выходного тока активного прибора. Например, для однотактного резонансного каскада (усилителя мощности или умножителя частоты), используя коэффициенты Берга, можно найти выходную P_n и потребляемую P_0 мощности и КПД η на n-й гармонике:

$$P_n = (\alpha_n I_M)^2/2R'_н;$$

$$P_0 = \alpha_0 I_M E_C; \quad \eta = P_n/P_0,$$

где $R'_н$ — сопротивление нагрузки, пересчитанное в выходную цепь активного прибора.

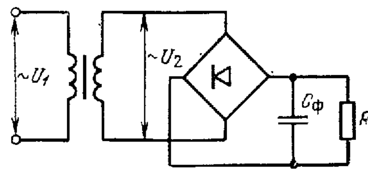


Рис. 5.8 Двухфазный мостовой выпрямитель

Так, для схемы на рис. 5.5, *б* при $I_M = 0{,}28$ А; $\theta = 72{,}54°$; $\alpha_0(\theta) = 0{,}261$; $\alpha_1(\theta) = 0{,}446$ (рассчитывается по программе БП17) получим $P_0 = 1{,}971$ Вт; $P_1 = 0{,}781$ Вт и $\eta = 0{,}396$ ($n = 1$).

Для усилителя низкой частоты (рис. 5.7, *а*) $P_1 = I^2_{m1}/2R'_н$; $P_0 = I_{ср}E_C$; $\eta = P_1/P_0$. В приведенном в § 5.4 примере $R'_н = 30$ Ом; $I_{ср} = 0{,}287$ А: $I_{m1} = 0{,}243$ А и $E_К = 9$ В. Следовательно, $P_1 = 0{,}886$ Вт: $P_0 = 2{,}583$ Вт и $\eta = 0{,}343$.

В выпрямителях угол отсечки θ зависит от уровня выходного напряжения. Например, для m-фазной схемы выпрямителя (на рис. 5.8 показана двухфазная мостовая схема) со сглаживающим конденсатором угол отсечки θ находится из решения трансцендентного уравнения [39]

$$\mathrm{tg}\,\theta - \theta = A = \pi r/mR_н, \quad (5.19)$$

где r — внутреннее сопротивление открытых вентилей и вторичной обмотки трансформатора

Определив коэффициенты

$$K(\theta) = \sin\theta - \theta\cos\theta; \quad (5.20)$$

$$F(\theta) = \pi(1 - \cos\theta)/K(\theta); \quad (5.21)$$

$$B(\theta) = 0{,}707/\cos\theta \quad (5.22)$$

$$D(\theta) = \sqrt{\pi[\theta(1 + \cos 2\theta/2) - 3\sin 2\theta/4]/K(\theta)}, \quad (5.23)$$

при заданном выходном напряжении U_0 можно найти нужное напряжение на вторичной обмотке трансформатора

$$U_2 = U_0 B(\theta); \tag{5.24}$$

пиковое значение тока вентиля

$$I_{\text{в}m} = I_0 F(\theta)/m; \tag{5.25}$$

действующее значение тока вентиля

$$I_{\text{в}} = D(\theta) I_0/m; \tag{5.26}$$

ток вторичной обмотки

$$I_2 = \sqrt{2} I_{\text{в}} = 1{,}41 I_{\text{в}} \tag{5.27}$$

и коэффициент пульсаций

$$k_{\text{п.в}} = (1/m + \theta/\pi)/(2fCR_{\text{н}}). \tag{5.28}$$

Расчет по формулам (5.20)—(5.22) обеспечивает пакет из двух сопряженных программ БП19. С помощью первой решается трансцендентное уравнение (5.19) методом поразрядного приближения и вычисляются $\theta = \text{P2}$; $\sin\theta = \text{P5}$; $\cos\theta = \text{P6}$; $K(\theta) = \text{P7}$; $1/B(\theta)$ и $F(\theta)$. По совмещенной с ней второй программе вычисляются $D(\theta)$ и $k_{\text{п в}}$. Совместив эти вычисления с элементарными расчетами по (5.23)—(5.27), можно рассчитать выпрямитель по его заданному выходному напряжению U_0 и току $I_0 = U_0/R_{\text{н}}$.

Проиллюстрируем вычисления по этим программам на конкретном примере. Пусть требуется рассчитать параметры выпрямителя при $U_0 = 150$ В и $I_0 = 0{,}15$ А, т. е. $R_{\text{н}} = U_0/I_0 = 1000$ Ом. Выбираем диоды Д226 В с $U_{\text{обр}} = 300 \text{ В} > 1{,}3U_0 = 195$ В и примерно подходящим средним током. Сопротивление этих диодов $2r_{\text{в}} = 20$ Ом. Считая сопротивление вторичной обмотки трансформатора $r_{\text{тр}} = 80$ Ом, принимаем $r = (r_{\text{тр}} + 2r_{\text{в}}) = 100$ Ом. Расчет по (5.19) дает $A = 0{,}1570796$.

По первой программе БП19, введя $A = \text{P8}$; $\theta(0) = 0$, $\Delta\theta = 0{,}1$ и $\varepsilon = 0{,}001$, найдем $\theta = 0{,}71875 = \text{P2}$, $1/B(\theta) = 1{,}064378$, т. е. $B(\theta) = 0{,}9395153$; $K(\theta) = 0{,}1174920 = \text{P7}$ и $F(\theta) = 6{,}614386$. Введя вторую программу БП19 без выключения микрокалькулятора, найдем $D(\theta) = 2{,}296037$. Для расчета $k_{\text{п.в}}$ введем новые данные: $m = 2 = \text{P3}$; $f = 50$ Гц $= \text{P4}$; $C = 50 \cdot 10^{-6}$ Ф $= \text{P5}$ и $R_{\text{н}} = 1000$ Ом $= \text{P6}$. Нажав клавишу С/П, получим $k_{\text{п.в}} = 0{,}1457570$.

По формулам (5.24)—(5.27) находим $U_2 = 140{,}9272$ В; $I_{\text{в}m} = 0{,}4960789$ А; $I_{\text{в}} = 0{,}1722027$ А и $I_2 = 0{,}2428059$. Потребляемая от трансформатора мощность $P_{\text{потр}} = U_2 I_2 = 34{,}21795$ Вт; мощность в нагрузке $P_{\text{н}} = 22{,}5$ Вт. КПД выпрямителя $\eta = P_{\text{н}}/P_{\text{потр}} = 0{,}6575495$. Сравнение $I_{\text{в}}$ с предельно допустимым значением $I_{\text{в.макс}} = 0{,}3$ А показывает, что диоды выбраны правильно. Для уменьшения пульсаций на выходе выпрямителя можно предусмотреть сглаживающий фильтр.

ГЛАВА 6

РАСЧЕТ ПАССИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ НЕЛИНЕЙНЫХ И ИМПУЛЬСНЫХ УСТРОЙСТВ

6.1. РАСЧЕТ ИНДУКТИВНОСТЕЙ

Индуктивные катушки являются важными компонентами радиоэлектронных цепей. Они отличаются разнообразием конструкций (рис. 6.1—6.6). Индуктивность L катушек или электрических цепей зависит от их конфигурации, геометрических размеров, наличия внутри их или около них ферромагнитных материалов.

В справочной литературе [40] приводятся формулы для индуктивности L применяемых на практике конструкций катушек. Однако обычно нужно выбрать определенный конструктивный параметр катушек x (чаще всего число витков

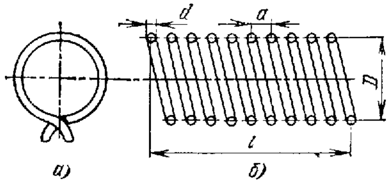


Рис. 6.1. Индуктивные катушки:
а — в виде витка в плоскости;
б — однослойная цилиндрическая

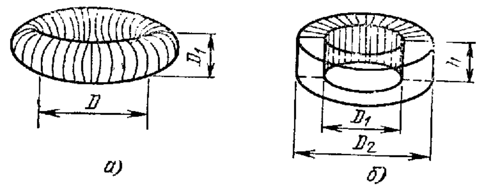


Рис. 6.2. Тороидальные катушки круглого (*а*) и прямоугольного (*б*) сечений

w) при заданных L и других конструктивных параметрах. В дальнейшем величина L будет задаваться в наногенри, а геометрические размеры катушек — в сантиметрах.

Индуктивность витка в свободном пространстве (рис. 6.1, *а*)

$$L = 4{,}6\,(\ln l/d)\,/\,(\ln 10) - k \approx 2\ln(l/d) - k, \tag{6.1}$$

так как $4{,}6/\ln 10 = 1{,}99754 \approx 2$. Длина провода $l_п$ диаметром d определяет диаметр витка

$$D = de^{(L+k)/2}/\pi. \tag{6.2}$$

Простота формул (6.1), (6.2) делает целесообразным расчет по ним в ручном режиме счета. Константа $k = 2{,}1$ для круглого витка. Например, для $L = 7$ нГн при $d = 0{,}1$ см расчет дает $D = 3{,}012242$ см. Для витков другой формы удобно находить длину провода $l_п = de^{(L+k)/2}$, причем $k = 3{,}6$ для витка в виде равнобедренного треугольника, 2,9 для квадрата и 2,5 для правильного шестиугольника.

Индуктивность однослойной цилиндрической катушки (рис. 6.1, *б*) рассчитывается по формуле

$$L = \frac{(\pi w D)^2}{l + 0{,}45D} + wD\left(\frac{3{,}5a}{d} - 4\right), \tag{6.3}$$

где D — диаметр (между центрами витков); a — шаг намотки; l — длина катушки.

Для этой катушки определение w по заданной L представляет трудности. Отметим, что при изменении w и заданной длине l меняется шаг намотки $a = l/w$. При этом L становится сложной нелинейной функцией от w и определение w по заданной L приводит к весьма громоздкому уравнению.

Для вычисления некоторого параметра x, сложной функцией от которого является индуктивность $L(x)$, целесообразно воспользоваться численными методами решения нелинейных уравнений. Если L_0 — заданное значение индуктивности, то x находится из решения уравнения $F(x) = L_0 - L(x) = 0$. В данном случае $w = x$ и при $l = \text{const}$ для катушки на рис. 6.1, *б*

$$F(w) = L_0 - \frac{(\pi w D)^2}{l + 0{,}45D} - wD\left(\frac{3{,}5l}{wd} - 4\right) = 0. \tag{6.4}$$

Решение (6.4) методом подекадного приближения обеспечивает программа БП20. При $w(0) = 0$; $\Delta w_1 = 10$; $D = l = 2$ см; $3{,}5l/d = 140$ ($d = 0{,}05$ см) и $L_0 = 5 \cdot 10^3$ нГн получим (нажав 3 раза клавишу С/П) $w = 18{,}9$.

Для катушек на рис. 6.1, *б* с сечением в виде n-стороннего многоугольника в (6.3), (6.4)

$$D = D_0 \cos^2(\pi/2n),$$

где D_0 — диаметр описанной окружности.

Приведенные в [40] формулы для L можно разрешить относительно числа витков w:

1) для однослойной тороидальной катушки круглого сечения (рис. 6.2, *а*) с плотной намоткой

$$w = \sqrt{L/\left(2\pi\left(D - \sqrt{D^2 - D_1^2}\right)\right)};$$

2) для однослойной тороидальной катушки прямоугольного сечения (рис. 6.2, *б*) с плотной намоткой

$$w = \sqrt{L/(2h \ln (D_2/D_1))};$$

3) для многослойной тороидальной катушки круглого сечения (рис. 6.2, *в*)

$$w = \sqrt{L/(2\pi D(\ln (8D/D_1) - 1{,}75)))};$$

4) для короткой цилиндрической многослойной катушки (рис. 6.3)

$$w = \sqrt{L(3D + 9l + 10c)/(25\pi D^2)}.$$

Расчет w для этих катушек реализует пакет программ БП21. Подобные выражения можно получить и для катушек с ферромагнитными сердечниками. Так, для катушки на кольцевом сердечнике

$$w = \sqrt{L(d_н+d_в)/4\mu h(d_н-d_в)} \text{ при } d_н/d_в < (1{,}5\ldots 2);$$

$$w = \sqrt{L/2\mu h \ln (d_н/d_в)} \text{ при } d_н/d_в > (1{,}5\ldots 2), \tag{6.5}$$

где $d_н$, $d_в$ — наружный и внутренний диаметры сердечника; h— высота его; μ — относительная магнитная проницаемость.

Расчет по формулам (6.5) выполняется с помощью программы БП22.

Для катушки на броневом сердечнике (рис. 6.4)

$$w = \sqrt{L\left[h_m\left(\frac{1}{F_a}+\frac{1}{F_i}\right)+\frac{1}{\pi d}\ln\frac{v}{u}\right]\Big/(\mu\mu_0)}, \tag{6.6}$$

где $h_m = (h_1 + h_2)/2$; $d = (h_2 - h_1)/2$; $F_i = \pi(d_2^2 - d_1^2)/4$; $F_a = \pi(d_4^2 - d_3^2)/4$; $u = (d_1 + d_2)/4$; $v = (d_3 + d_4)/4$; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-9}$ Гн/см — магнитная проницаемость вакуума; L — индуктивность, Гн.

Обозначив

$$A(h_1+h_2)\left(\frac{1}{d_4^2-d_3^2}+\frac{1}{d_2^2-d_1^2}\right); \; B = \frac{1}{h_2-h_1}\ln\left(\frac{d_3+d_4}{d_1+d_2}\right),$$

можно (6.6) представить в виде, где L выражена в наногенри:

$$w = \sqrt{L(A + B)/(19{,}74\,\mu)}.$$

С помощью совмещенных программ БП23 рассчитывается w катушки на броневом сердечнике. По программе 1 вычисляются A и B, по программе 2 — число витков w.

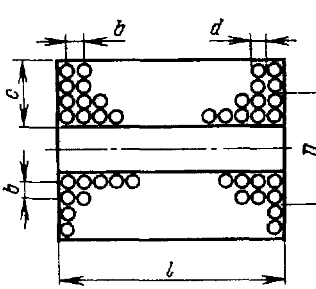


Рис. 6.3. Короткая цилиндрическая катушка

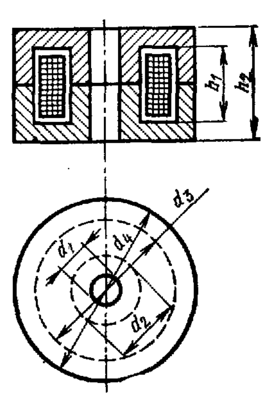


Рис. 6.4. Катушка в броневом сердечнике →

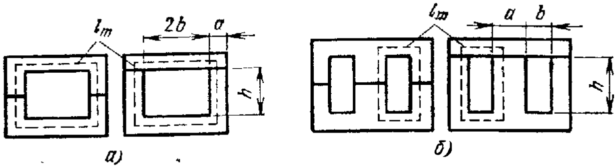


Рис. 6.5. Сердечники П- (*а*) и Ш (*б*)-образной формы

Индуктивность катушек с замкнутым сердечником (рис. 6.5) без зазора

$$L = 4\pi\mu w^2 F_c / l_m, \tag{6.7}$$

где F_c — площадь поперечного сечения сердечника; l_m — средняя длина магнитной линии. При введении зазора L (6.7) надо умножить на коэффициент

$$k_l = [1 + \mu d_l / (a l_m)]^{-1}, \tag{6.8}$$

где a — ширина рабочей части сердечника; d_l — зазор.

Объединив (6.7) и (6.8), получим

$$w = \sqrt{L l_m (1 + \mu d_l / a l_m) / (4\pi\mu F_c)}.$$

Расчет k_l и w производится по программе БП24.

В интегральных микросхемах применяются тонкопленочные катушки (рис. 6.6), для которых

$$L = k_1 (A_н + A_в)\, w^{5/3} \ln (k_2 (A_н + A_в)/(A_н - A_в)), \tag{6.9}$$

откуда

$$w = \{L/[k_1 (A_н + A_в) \ln (k_2 (A_н + A_в)/(A_н - A_в))]\}^{3/5}. \tag{6.10}$$

Коэффициенты $k_1 = 2{,}33$ и $k_2 = 4$ для круглой (рис. 6.6, *а*) и $k_1 = 12{,}05$ и $k_2 = 8$ для квадратной (рис. 6.6, *б*) катушек. Расчет w выполняется по программе БП25.

Расчет по формуле (6.10) дает требуемое значение w при заданных L и размерах $A_н$ и $A_в$ катушки. Однако в практике разработки пленочных микросхем часто нужно получать заданные L при минимальных размерах катушки. Обычно в этом случае задаются внутренним размером $A_в$ и шагом спирали l исходя из технологических возможностей и нужной добротности катушки. Тогда $A_н$ становится функцией числа витков: $A_н = A_в + wl$. Подставляя $A_н$ в (6.9), получаем нелинейное уравнение вида $L(w)$, аналитически не разрешимое относительно w. Однако, как было показано выше, значение w можно получить, решая численными методами уравнение $L_0 - L(w) = 0$, где L_0 — заданная индуктивность. Это уравнение в данном случае имеет вид

$$F(w) = L_0 - k_1 \left(1 + \frac{2A_в}{wl}\right) l w^{8/3} \ln \left[k_2 \left(1 + \frac{2A_в}{wl}\right)\right] = 0. \tag{6.11}$$

Решение (6.11) обеспечивает программа БП26, в которой реализуется метод подекадного приближения. При $w(0) = 0$; $\Delta w_1 = 1$; $A_в = 0{,}2$ см; $l = 0{,}05$ см;

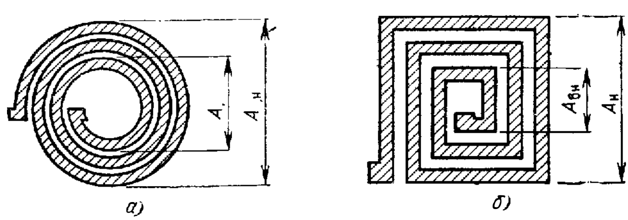


Рис. 6.6. Тонкопленочные индуктивные катушки круглой (*а*) и квадратной (*б*) формы

$L_0 = 100$ нГн получим $w = 7{,}14$ для круглой катушки. Отметим, что значение $k_2 = 4$ вписано в программу. При расчете w для квадратной катушки надо взять другие коэффициенты: $k_1 = 12{,}05$ и $k_2 = 8$.

Для импульсных устройств, в которых индуктивные элементы используются в основном как корректирующие, знать точное значение добротности Q катушки не требуется. Расчет потерь в катушках и Q на высоких частотах можно найти в литературе [40].

6.2. РАСЧЕТ ДРОССЕЛЯ ФИЛЬТРА

Дроссели фильтров выпрямителей должны обеспечивать заданную индуктивность $L_{др}$ при постоянной составляющей тока нагрузки I_0. Методика расчета дросселя фильтра на П- или Ш-образном сердечнике описана в [39]. Порядок расчета следующий:

1. По заданным $L_{др}$ и I_0 определяем ширину стержня $a = 2{,}6\sqrt[4]{L_{др}I_0^2}$ и сечение сердечника (стального) $Q_{ст} = 1{,}5\ a^2$.
2. Выбираем стандартный сердечник со значением a, большим полученного, и расчетным $Q_{ст}$ (или чуть большим). Выбранный сердечник характеризуется уточненными параметрами: $Q_{ст}$, шириной окна b, высотой окна h и длиной магнитной линии l_m. В дальнейших расчетах используем эти параметры сердечника.
3. Определяем толщину набора пластин сердечника $c = Q_{ст}/a$.
4. Находим вспомогательный коэффициент $M = L_{др}I_0^2/(acl_m)$.
5. Находим оптимальную длину воздушного зазора $l_z/2$ и значение эффективной магнитной проницаемости μ_z. Обычно они заданы графически [39]. Однако, используя нелинейную аппроксимацию функций с минимизацией погрешности по методу наименьших квадратов (см. § 9.5), зависимость $l_{z\%}$ (в процентах от l_m) можно аппроксимировать параболой: $l_{z\%} = 330M - 15 \cdot 10^3 M^2$, а μ_z экспонентой: $\mu_z = 114e^{-401M} + 50$. Погрешность вычисления $l_{z\%}$ и μ_z по этим формулам не превышает 2—5%, т. е. не больше той, которую можно получить, определяя эти параметры непосредственно по графикам. Используя данные формулы, можно отказаться от использования графиков, которые не всегда находятся под рукой.
6. Находим длину зазора (толщину немагнитной прокладки)

$$l_z/2 = 0{,}05 l_{z\%}\, l_m = l_{z\%}\, l_m/20.$$

7. Задавшись допустимой плотностью тока δ, находим диаметр провода $d = 1{,}13\sqrt{I_0/\delta}$.
8. Определяем число витков дросселя $w_{др} = 10^4\sqrt{L_{др}l_m/1{,}26\mu_z ac}$.
9. Находим коэффициент заполнения окна сердечника медью

$$k_м = 8 \cdot 10^{-3} w_{др} d^2/(bh).$$

10. Определяем сопротивление обмотки дросселя по постоянному току $r_{др} = 2{,}25 \cdot 10^{-4} w_{др}\,[2(a + c) + \pi b]/d^2$.

Расчет параметров дросселя фильтра на микрокалькуляторе «Электроника Б3-21» реализуется пакетом из трех совмещенных программ БП27. Порядок расчета и используемые размерности величин рассмотрим на конкретном примере для дросселя с индуктивностью $L_{др} = 3 \cdot 10^{-4}$ Гн и рабочим током $I_0 = 15$ А.

Вводим программу 1, заносим $L_{др} = 3 \cdot 10^{-4}$ Гн = Р2; $I_0 = 15$ А = Р3. Нажимая клавишу С/П, получаем $Q_{ст} = 2{,}634449$ см². В регистр 4 программой заносится значение a. Нажимая клавиши F и 4, считываем $a = 1{,}325254$ см. По нормали Н0.666.002 («Магнитопроводы ленточные») выбираем броневой ленточный сердечник с шириной стержня $a = 1{,}6$ см (ШЛ 16 × 16), шириной окна $b = 1{,}6$ см, высотой окна $h = 4$ см и средней длиной магнитной линии $l_m = 13{,}7$ см. Вводим уточненные исходные данные: $a = 1{,}6$ см = Р4; $l_m = 13{,}7$ см = Р5; $Q_{ст} = 2{,}65$ см² = РХ. Нажимая клавишу С/П, получаем $l_z/2 = 3{,}847643 \cdot 10^{-1}$ мм, значение $c = 1{,}65625$ см $\approx 1{,}6$ см вызываем из регистра 7, а значение $M = 1{,}859248 \cdot 10^{-3}$ — из регистра 8.

Не выключая микрокалькулятор, вводим программу 2. Набираем значение $\delta = 3$ А/мм^2 = РХ. Нажимая клавишу С/П, получаем $d = 2{,}526756$ мм. Еще раз нажимая клавишу С/П, получаем $w_{\text{др}} = 34{,}38818$.

Не выключая микрокалькулятор, вводим программу 3. Заносим уточненные (округленные) данные: $w_{\text{др}} = 35$ = Р2; $d = 2{,}5$ мм = Р3; $b = 1{,}6$ см = Р5 и $h = 4$ см = Р6. Нажав клавишу С/П, получим $k_{\text{м}} = 2{,}734374 \cdot 10^{-1}$. Еще раз нажимая клавишу С/П, получаем $r_{\text{др}} = 1{,}45392 \cdot 10^{-2}$ Ом.

6.3. РАСЧЕТ СИЛОВОГО ТРАНСФОРМАТОРА

Силовой трансформатор рассчитывается при следующих исходных данных: габаритная мощность трансформатора $P_{\text{габ}}$, максимальная индукция в сердечнике B_m, частота сети f, число стержней сердечника с обмотками s, допустимая плотность тока δ, коэффициент заполнения сердечника сталью k_c, коэффициент заполнения окна медью $k_{\text{м}}$, КПД трансформатора $\eta_{\text{тр}}$, напряжения U_1 и U_2 и токи I_1 и I_2 обмоток. Последовательность расчета следующая [39]:

1. Находим произведение сечений стали сердечника $Q_{\text{ст}}$ и окна Q_0 $Q_{\text{ст}}Q_0 = P_{\text{габ}}/(0{,}0222 f B_m \delta \eta_{\text{тр}} s k_c k_{\text{м}})$. Выбираем подходящий тип сердечника (магнитопровода) и уточняем значения $Q_{\text{ст}}$ и Q_0.
2. Определяем ЭДС одного витка $e = 4{,}44 f B_m Q_{\text{ст}} k_c \cdot 10^{-4}$.
3. Находим число витков вторичной обмотки $w_2 = U_2/e$.
4. Находим приближенное число витков первичной обмотки $w_1 = U_1/e$.
5. Определяем диаметр провода вторичной обмотки (без изоляции) $d_2 = 1{,}13\sqrt{I_2/\delta}$.
6. Определяем диаметр провода первичной обмотки трансформатора $d_1 = 1{,}13\sqrt{I_1/\delta}$.
7. Находим длину провода первичной обмотки $l_1 = w_1[2(a + c) + \pi b] \cdot 10^{-2}$, где a — ширина стержня сердечника; b — ширина окна; c — толщина набора пластин сердечника.

Таблица 6.1

Порядок расчета силового трансформатора

Ввод исходных данных	Порядок нажатия клавиш	Вывод результата
—	Ввод программы БП28, Р РР В/О	—
В регистры 2—8 согласно БП28	50 ↑ 1,2 × Р2 2 Р3 2 Р4 0,95 Р5 0,96 ↑ 0,32 × Р6 215 Р7 0,0222 Р8 С/П	$Q_{\text{ст}}Q_0 = 138{,}2704$ см^4
$Q_{\text{ст}}$ = Р7 $4{,}44 \cdot 10^{-4}$ = Р8	2,5 ↑ 5 × Р7 4,44 ВП 4 /—/ Р8 С/П	$e = 3{,}1635 \cdot 10^{-1}$ В
$w_1/100$ = Р5	127 ↑ F7 ÷ 100 ÷ Р5	$w_1 = 401{,}4540$ витка
U_2 = РХ	450 ↑ F7 ÷	$w_2 = 1422{,}475$ витка
I_2 = Р6 1,13 = Р8	0,475 Р6 1,13 Р8 С/П	$d_2 = 5{,}506938 \times 10^{-1}$ мм
I_1 = Р6	1,7 Р6 БП 5 С/П	$d_1 = 1{,}041808$ мм
d_1^2 = Р2, $2(a+c)$ = Р3, πb = Р4, 0,0225 = Р8	Fx^2 Р2 2,5 ↑ 5 + ↑ 2 × Р3 Рπ 2 × Р4 0,0225 Р8 С/П	$l_1 = 85{,}44221$ м
—	С/П	$\Delta U_1 = 3{,}011120$ В
—	/—/ 127 + ↑ F7 ÷	$w_1 = 391{,}9357$ витка

8. Рассчитываем падение напряжения в первичной обмотке $\Delta U_1 = 2{,}25 \cdot 10^{-2} I_1 l_1 / d_1^2$.

9. Уточняем число витков первичной обмотки $w_1 = (U_1 - \Delta U_1)/l$.

Этот расчет реализуется одной программой БП28 при условии, что часть элементарных вычислений проводится вручную. Порядок расчета дан в табл. 6.1. Там же даны контрольные результаты расчета трансформатора, имеющего следующие исходные данные: $P_{\text{габ}} = 215$ Вт; $B_m = 1{,}2$ Тл; $s = 2$; $\delta = 2$ А/мм^2; $k_с = 0{,}95$; $k_м = 0{,}32$; $\eta_{тр} = 0{,}96$. Так как $Q_{ст}Q_0 = 140$ см^4, то выбираем подходящий ленточный магнитопровод ПЛ 25 × 50 = 65 ($a = 2{,}5$ см; $b = 2$ см; $c = 5$ см) с $Q_{ст}Q_0 = 162$ см^4. При дальнейшем расчете использованы значения исходных параметров $Q_{ст} = 2{,}5 \times 5$ см^2; $U_1 = 127$ В; $U_2 = 450$ В; $I_1 = 1{,}7$ А и $I_2 = 0{,}475$ А.

6.4. РАСЧЕТ ЕМКОСТЕЙ

В отличие от индуктивных элементов, конструкции которых нередко нестандартны, конденсаторы являются обычно стандартными компонентами электронных схем и их емкости разработчики схем не рассчитывают. Исключение составляет расчет емкости пленочных конденсаторов (например, пленочных схем) и емкости проводников в свободном пространстве. Последний необходим и для оценки паразитных емкостей монтажа.

Пленочные конденсаторы (рис. 6.7) рассчитываются в следующем порядке:

1. Вычисляется удельная емкость (на 1 см^2) $C_0 = 0{,}0885\varepsilon\,(m - 1)/d$, где ε — относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика; m — число обкладок; d — толщина диэлектрика.

2. Находится площадь обкладок $S = C/C_0$, где C — требуемая емкость конденсатора.

3. Определяются размеры сторон обкладок $A = \sqrt{QS}$ и $B = \sqrt{S/Q}$, где $Q = A/B$ — требуемое отношение A к B. Этот расчет выполняется по программе 1 пакета БП29.

Расчет емкости проводников в свободном пространстве выполняется по формуле [40]

$$C = k_1 \varepsilon l \ln 10 / \ln (k_2 x/d) \tag{6.12}$$

с помощью программы 2 пакета БП29. В табл. 6.2 даны значения коэффициентов k_1 и k_2, а также расшифровка параметра x.

Таблица 6.2

Значения k_1, k_2 и смысл коэффициента x в формуле (6.12)

Элементы, определяющие емкость	k_1	k_2	x
Два провода вдали от земли	0,12	2	Расстояние между проводами
Горизонтальный провод и земля	0,24	4	Высота подвески
Вертикальный провод и земля при расстоянии от земли до нижнего конца $h > l/4$	0,24	1	Длина провода
То же при $h < l/4$	0,24	1,15	Длина провода
Провод и корпус при вводе провода через отверстие	0,24	2	Диаметр отверстия

6.5. РАСЧЕТ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ, ЛИНИЙ ЗАДЕРЖКИ И РЕАКТИВНЫХ ФОРМИРУЮЩИХ ДВУХПОЛЮСНИКОВ

В радиоэлектронных импульсных устройствах широкое применение находят линии передачи — проводные, коаксиальные, полосковые и др. Полосковые несимметричные (см. 6.8, *а*) и симметричные (рис. 6.8, *б*) линии часто используются в пленочных микросхемах, а также в аппаратуре, построенной на основе печатного монтажа. Основными параметрами линий передачи являются их входное сопротивление $Z_л$, фазовая скорость распространения волны v и (для относительно длинных линий) потери на единицу геометрической длины.

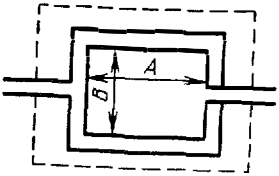


Рис. 6.7. Пленочный конденсатор

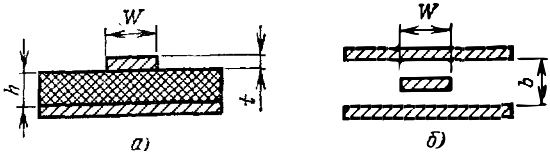


Рис. 6.8. Полосковые линии — несимметричная (*а*) и симметричная (*б*)

В справочной литературе обычно приводятся формулы для $Z_л$ и v, выраженных через конструктивные параметры линий [40]. Однако на практике бывает необходимо проектировать линию с заданным $Z_л$, изменяемым одним из конструктивных параметров x, при заданных других параметрах. Для ряда линий $Z_л$ выражается через параметр $x = D/d$ с помощью простых формул:

$$Z_л = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon}} \ln\left(k\frac{D}{d}\right)$$

и

$$x = \frac{D}{d} = \frac{\exp(Z_л\sqrt{\varepsilon}/60)}{k},$$

где ε — относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика; d — диаметр внутреннего проводника; k — константа, зависящая от типа линии. Расшифровка D и значение k для таких линий следующие:

1) линия в виде круглого проводника, помещенного в середине между проводящими плоскостями, находящимися друг от друга на расстоянии D ($k = 1{,}27$);

2) линия в виде круглого проводника, помещенного в экран с квадратным сечением и стороной последнего D ($k = 1{,}08$);

3) линия в виде круглого проводника, помещенного в экран круглого сечения (коаксиальная линия) диаметром D ($k = 1$);

4) линия в виде круглого проводника, расположенного на биссектрисе прямого угла, образованного двумя полубесконечными проводящими плоскостями, на равном расстоянии $D/2$ от каждой ($k = 1{,}4$).

Расчет по этим формулам довольно прост, и его целесообразно выполнять в режиме ручных вычислений (без использования программ). Для несимметричной полосковой линии (рис. 6.8, *а*) формулу для $Z_л$ можно представить в виде, при котором ширина полоски W определяется через заданные $Z_л$ и другие параметры линии [41]:

$$W = 1{,}25\left[\frac{5{,}98h}{\exp\left[Z_л(\varepsilon+1{,}41)^{1/2}/87\right]} - t\right]. \qquad (6.13)$$

При этом для такой линии

$$v/c = 1/\left[(0{,}475\varepsilon + 0{,}67)^{1/2}\right], \qquad (6.14)$$

где c — скорость света.

Для симметричной линии:

$$W=0,59\left[\frac{4b}{\exp\,(Z_л\sqrt{\varepsilon}/60)}-2,1t\right];\qquad(6.15)$$

$$v/c=1/\sqrt{\varepsilon}.\qquad(6.16)$$

Программы 1 и 2 пакета БП30 позволяют рассчитать W и v/c полосковых линий непосредственно по формулам (6.13)—(6.16). Отметим, что время задержки для линий длиной l составляет $t_з=vl$.

Полосковые линии применяются в качестве линий задержки при малом времени задержки (до 20—30 нс). При больших длительностях часто используются искусственные линии. В простейшем случае такие линии состоят из звень-

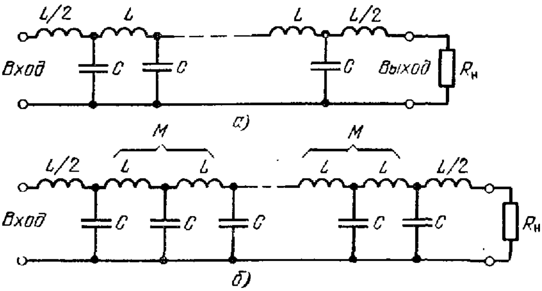


Рис. 6.9. Звенья искусственных линий К- (*а*) и М (*б*)-типов

ев (рис. 6.9) LC-фильтров нижних частот типа К [42, 43]. Время задержки и длительность фронта одного звена рассчитывают по формулам $t_{з1}=1,07\sqrt{LC}$; $t_{ф1}=1,13\sqrt{LC}$. Линия со звеньями К-типа имеет линейную фазовую характеристику и относительное постоянство характеристического сопротивления в узкой полосе частот $\omega\leqslant(0,2\ ...\ 0,3)\omega_c$, где $\omega_c=1/\sqrt{LC}$. Лучшими характеристиками обладают линии со звеньями М-типа, между смежными индуктивными элементами которых имеется магнитная связь (коэффициент взаимоиндукции M). В таких линиях при $M=1,27$

$$t_{з1}=1,2\sqrt{LC},\quad t_{ф1}=1,15\sqrt{LC}.\qquad(6.17)$$

Для линий с n звеньями

$$t_з=nt_{з1}\ \text{и}\ t_ф=t_{ф1}\sqrt[3]{n}.\qquad(6.18)$$

На практике представляет интерес расчет значений n, C и L по заданным $t_ф$, $t_з$ и волновому сопротивлению $Z_л=\sqrt{L/C}$. В этом случае из выражений (6.17) и (6.18) можно получить следующие расчетные формулы:

$$n=k_1\,(t_з/t_ф)^{1,5};\qquad(6.19)$$

$$C=t_з/k_2\,nZ_л;\quad L=t_з\,Z_л/k_2\,n,\qquad(6.20)$$

где $k_1=1,1$ и $k_2=1,07$ для линий со звеньями К-типа; $k_1=0,94$ и $k_2=1,2$ для линий со звеньями М-типа при $M=1,27$.

При нагрузке линии со стороны входа на активное сопротивление $R_и$ и выхода $R_н$ коэффициенты отражения

$$K_{овх}=\frac{R_и-Z_л}{R_и+Z_л};\quad K_{овых}=\frac{R_н-Z_л}{R_н+Z_л}.\qquad(6.21)$$

Параметры искусственных линий задержки по формулам (6.19)—(6.21) рассчитываются по программе 3 пакета ПБ30. Допустим, нужно определить параметры линий К-типа с исходными данными: $t_ф = 0{,}05 \cdot 10^{-6}$ с; $Z_л = 600$ Ом; $R_н = R_ц = 1000$ Ом; $t_з = 10^{-6}$ с. По этой программе получим $n = 98{,}3$; $C = 15{,}57$ пФ; $L = 5{,}61$ мкГн; $K_0 = 0{,}25$.

Для многих типов линий выражения для $Z_л$ неразрешимы или трудно разрешимы в аналитическом виде относительно требуемого конструктивного параметра x. Приведем выражения для $Z_л$ некоторых из таких линий [40].

1) коаксиальная линия со смещенным на расстояние l от центра внутренним проводником:

$$Z_л = k \operatorname{arch} \frac{D^2 + d^2 - 4l^2}{2dD}, \quad k = 60/\sqrt{\varepsilon};$$

2) линия из двух проводников одинакового диаметра a, расположенных в свободном пространстве на расстоянии d:

$$Z_л = k \operatorname{arch} x, \quad k = 120/\sqrt{\varepsilon}, \quad x = a/d;$$

3) линия в виде круглого проводника диаметром d, расположенного на расстоянии $D/2$ от проводящей плоскости:

$$Z_л = k \operatorname{arch} x, \quad k = 60/\sqrt{\varepsilon}, \quad x = D/d;$$

4) линия в виде двух проводников диаметром d, расположенных на расстоянии a друг от друга и на расстоянии D от проводящей плоскости:

$$Z_л = k \left[\operatorname{arch} \frac{a}{d} - \ln \sqrt{1 + \left(\frac{a}{2D} \right)^2} \right], \quad k = 120/\sqrt{\varepsilon};$$

5) линия из двух проводников разного диаметра (d_1 и d_2) на расстояние a друг от друга и расположенных в свободном пространстве:

$$Z_л = k \operatorname{arch} \frac{4a^2 - d_1^2 - d_2^2}{2d_1 d_2}, \quad k = 60/\sqrt{\varepsilon};$$

6) линия коаксиальная с внутренним проводником, выполненным в виде намотанной спиралью ленты:

$$Z_л = Z_{лк} F_W, \quad F_W = \sqrt{1 + \frac{(\pi n d)^2}{2 \ln (D/d)} \left[1 - \left(\frac{d}{D} \right)^2 \right]},$$

где n — число витков спирали на 1 см длины (эта линия характеризуется большим $Z_л$ и малой $v = v_к/F_W$; $Z_{лк}$ — сопротивление коаксиальной линии с обычным круглым проводником такого же диаметра d; $v_к$ — фазовая скорость обычной коаксиальной линии.

Для линий указанных (и ряда других) типов требуемый параметр x при заданном волновом сопротивлении $Z_{л0}$ может рассчитываться численным методом поразрядного приближения (или другим методом, обеспечивающим сходимость). Для этого волновое сопротивление представляется нелинейной функцией параметра x, т. е. $Z_л(x)$, и решается уравнение $F(x) = Z_{л0} - Z_л(x) = 0$.

В пакете программ БП31 даны фрагменты программ вычисления функций $F(x)$ для линий перечисленных типов. Для вычисления соответствующего параметра x достаточно вписать нужный фрагмент в программу, реализующую метод подекадного приближения (см. § 2.3) с полуавтоматической выдачей результата (каждое нажатие клавиши С/П ведет к выдаче очередной десятичной цифры результата x). При трех-четырех цифрах результата время расчета составляет 1,5—2,5 мин. В программах используется известное выражение $\operatorname{arch} y = \ln (y + \sqrt{y^2 + 1})$. Применение описанного метода избавляет разработчика от использования многочисленных графиков [40], по которым нужные параметры определяются с большой погрешностью (примерно до 5%), и повышает точность расчетов. Исключив из фрагментов программ пакета БП31 операцию получения разности $Z_{л0}$ и $Z_л(x)$ и добавив команду остановки С/П, с помощью этих программ можно непосредственно вычислить $Z_л$, занося параметр x (теперь уже как заданный) в регистр 2.

Часто возникает задача определения модуля коэффициента отражения $|K_0|$, фазового сдвига φ и входного сопротивления $Z_{вх}$ однородной линии передачи с потерями, нагруженной на комплексное сопротивление $Z_н = R_н + iX_н$, при известных длине линии l и параметрах β (волновое число) и α (коэффициент затухания). Расчетные формулы для искомых параметров следующие:

$$|K_0| = \sqrt{\frac{(R_н - Z_л)^2 + X_н^2}{(R_н + Z_л)^2 + X_н^2}}; \tag{6.22}$$

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{2X_н Z_л}{R_н^2 + X_н^2 - Z_л^2}; \tag{6.23}$$

$$Z_{вх} = Z_л \frac{(1 - K_0^2 e^{-4\alpha l}) - 2iK_0 e^{-2\alpha l} \sin(2\beta l - \varphi)}{(1 + K_0^2 e^{-4\alpha l}) - 2K_0 e^{-2\alpha l} \cos(2\beta l - \varphi)}.$$

Расчет по (6.22) и (6.23) реализуется программой 1 [2] пакета программ БП32, по которой вычисляются $|K_0|$ и $\operatorname{tg}\varphi$. После пуска и выполнения программы значения $|K_0|$ и $\operatorname{tg}\varphi$ заносятся в регистры 4 и 7 соответственно, а на индикаторе высвечиваются цифры 7, 180 или 90 в зависимости от знака числителя или знаменателя выражения, определяющего $\operatorname{tg}\varphi$. Если дробь этого выражения положительна, высвечивается цифра 7, указывающая, что значение $\operatorname{tg}\varphi$ ищется в регистре 7. Если знаменатель дроби отрицателен, высвечивается число ∓ 180, указывающее, что его надо добавить к значению φ, определенному по значению $\operatorname{tg}\varphi$, взятому из регистра 7. Если знаменатель дроби равен 0, высвечивается число 90 (это значит, что $\varphi = \pm 90°$, причем знак определяется знаком мнимой части $X_н$ полного сопротивления нагрузки).

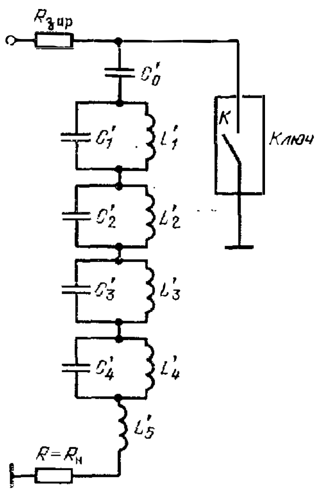


Рис. 6.10. Формирующий реактивный двухполюсник

По программе 2 [2] пакета БП32 вычисляются $|Z_{вх}|/Z_л$, $R_{вх}/Z_л$ и $X_{вх}/Z_л$, причем эти данные заносятся соответственно в регистры РХ = Р6, Р7 и Р8 (содержимое других регистров не меняется). Здесь $R_{вх}$ и $X_{вх}$ — активная и реактивная составляющие входного сопротивления линий с потерями при комплексной нагрузке.

Параметры α и β зависят от частоты. Используя эти зависимости, приведенные в [37], можно найти зависимость составляющих $Z_{вх}(i\omega)$ от частоты $\omega = 2\pi f$. Для этого достаточно при использовании программы 5 изменять значения α и β. В [2] описана программа вычисления параметров линии на микрокалькуляторе «Электроника Б3-34». Распределение напряжения и тока вдоль линии позволяет рассчитать программа, описанная в [44].

Линии передачи и задержки нередко используются в качестве формирующих в генераторах импульсов почти прямоугольной формы. Наряду с ними применяются реактивные формирующие двухполюсники. Такие двухполюсники обычно состоят из колебательных контуров, рассчитанных так, что их колебания, суммируясь, образуют почти прямоугольные импульсы. Формирующий двухполюсник подключается к нагрузке через ключ (рис. 6.10), в качестве которого используется тиристор, лавинный транзистор или другой коммутирующий прибор.

Синтез и расчет формирующих двухполюсников хорошо освещен в литературе [42]. Расчет их сводится к определению индуктивностей и емкостей звеньев двухполюсников по известным формулам. Так, для двухполюсника с пятью звеньями, скорректированными по наилучшей форме импульсов:

$$C_0' = 0{,}46 t_{\text{и}0}/R;\quad C_1' = 0{,}51 C_0';\quad C_2' = 0{,}56 C_0';\quad C_3' = 0{,}675 C_0';\quad C_4' = 1{,}43 C_0';$$
$$L_5' = 0{,}08 R t_{\text{и}0};\quad L_4' = 0{,}024 L_5';\quad L_3' = 0{,}092 L_5';\quad L_2' = 0{,}248 L_5';\quad L_1' = 1{,}07 L_5'.$$

Ввиду простоты этих выражений параметры звеньев можно вычислить вручную, что займет меньше времени, чем составление и ввод соответствующей программы. При $t_{\text{и}0} = 1$ мкс (длительность импульса при числе звеньев $s \to \infty$) и $R = 100$ Ом расчетные значения емкостей и индуктивностей следующие: 4,6; 2,346; 2,576; 3,165; 6,578 нФ, 8; 0,192; 0,736; 1,984 и 8,56 мкГн.

6.6. РАСЧЕТ РЕЗОНАНСНЫХ ЦЕПЕЙ УСИЛИТЕЛЕЙ РАДИОИМПУЛЬСОВ

Полоса пропускания резонансных широкополосных усилителей высокой и сверхвысокой частот $2\Delta f$, измеренная на уровне усиления 0,7 от максимального, в первом приближении определяет длительность фронта радиоимпульса на выходе настроенного усилителя

$$t_{\text{ф ри}} \simeq 2{,}2/(2\pi\Delta f) \simeq 0{,}7/(2\Delta f).$$

Для построения резонансных цепей усилителей радиоимпульсов применяются как отдельные колебательные контуры, так и их системы, обеспечивающие получение более близкой к прямоугольной формы частотной характеристики усилителей. Рассмотрим расчет последних на микрокалькуляторах.

Простейший последовательный колебательный контур (рис. 6.11, *а*) характеризуется резонансной частотой f_0 и добротностью

$$Q = \sqrt{L/C}/r = f_0/(2\Delta f).$$

Представляет интерес расчет резонансной кривой контура

$$K_i(f) = I(f)/(E/r),$$

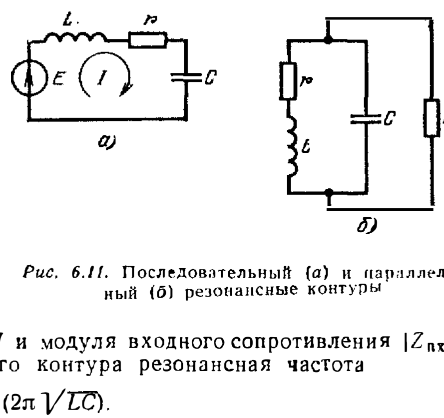


Рис. 6.11. Последовательный (*а*) и параллельный (*б*) резонансные контуры

сдвига фаз φ между ЭДС E и током I и модуля входного сопротивления $|Z_{\text{вх}}|$. Для последовательного колебательного контура резонансная частота

$$f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC}).$$

Удобно рассчитывать основные параметры для ряда частот $f = f_0 + \Delta f$, соответствующих обобщенным расстройкам

$$\xi = Q\,|f/f_0 - f_0/f|. \tag{6.24}$$

Тогда $K_i = 1/\sqrt{1+\xi^2}$; $r = \sqrt{L/C}/Q$; $|Z_{\text{вх}}| = r\sqrt{1+\xi^2}$ и $\operatorname{tg}\varphi(\xi) = \xi$. Эти расчеты выполняются по программе 1 пакета БП33. Цикл выдачи результатов f, ξ, K_i, r и $|Z_{\text{вх}}|$ повторяется автоматически по мере формирования сетки значений f с шагом Δf (положительным или отрицательным), что позволяет строить амплитудно- и фазочастотные характеристики.

Для параллельного ненагруженного ($R_{\text{н}} = \infty$) колебательного контура (рис. 6.11, *б*) определяется эквивалентное активное сопротивление при резонансе $R_{\text{э}} = Q\sqrt{L/C}$, причем $|Z_{\text{вх}}| = R_{\text{э}}/\sqrt{1+\xi^2}$. Расчет выполняется по программе 2 пакета БП33.

Для расчета параметров нагруженного параллельного контура $R_н \neq \infty$ с заданной частотой f_0 используются следующие выражения:

$$L = 1/C\,(2\pi f_0)^2;\ \rho = \sqrt{L/C};\ Q_н = \rho/\,(r + \rho^2/R_н);$$
$$d_н = 1/Q_н;\ 2\Delta f = f_0 d_н.$$

Эти параметры рассчитываются по программе 3 пакета БП33. В нем приведены также контрольные примеры расчета по программам 1—3.

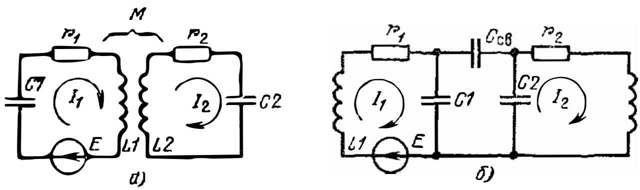


Рис. 6.12 Связанные контуры с индуктивной (*а*) и емкостной (*б*) связью

Резонансная кривая одиночного LC-контура заметно отличается от прямоугольной. В этом отношении лучшие результаты дает применение связанных контуров (рис. 6.12). Коэффициент связи

$$k_{св} = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}},\ \text{или}\ k_{св} = \frac{C_{св}}{\sqrt{(C_1 + C_{св})\,(C_2 + C_{св})}}.$$

Нормированная относительно тока при резонансной частоте резонансная кривая при идентичных контурах определяется выражением [37]

$$K(f) = \frac{I_2}{I_{2р}} = \left[\frac{1 + p_{св}^2}{\sqrt{(1 + p_{св}^2 - \xi^2)^2 + 4\xi^2}}\right]^n,$$

где $n = 1$ для одной пары контуров (случай $n > 1$ соответствует расчету n-каскадного усилителя с n-парами связанных контуров).

Резонансную кривую связанных контуров можно рассчитать по программе БП34. В ней значения обобщенной расстройки вычисляются по формуле

$$\xi_{n+1} = \xi_n + \Delta\xi,$$

где $\Delta\xi$ — шаг расстройки

Дальнейшее улучшение формы кривой избирательности достигается в усилителях, содержащих большее число резонансных контуров. Рассмотрим расчет кривой избирательности для ряда типовых усилителей радиоимпульсов. Результаты будем представлять в нормированном виде:

$$Y(f) = K(f)/K_{макс}$$

где $K(f)$ — коэффициент усиления (передачи) на заданной частоте f: $K_{макс}$ — максимальное значение $K(f)$.

Широкое применение в усилителях радиоимпульсов нашли идентичные каскады со связанными контурами (рис. 6.13). Для таких каскадов уравнение нормированной относительно $K_{макс}$ кривой избирательности имеет вид [37]

$$Y(f) = \left[2p_{св}/\sqrt{(1 + p_{св}^2 - \xi^2)^2 + 4\xi^2}\right]^n, \qquad (6.25)$$

где n — число пар связанных контуров (каскадов). Кривая избирательности n-каскадного усилителя с такими контурами согласно (6.24) и (6.25) может рассчитываться по программе БП35.

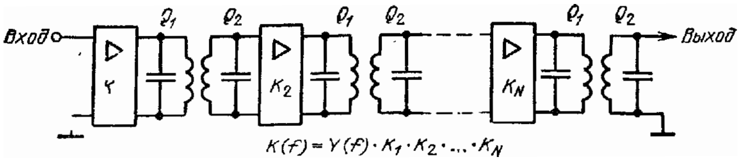


Рис. 6.13. Функциональная схема избирательного усилителя со связанными контурами

Программа БП36 позволяет рассчитать кривую избирательности n-каскадного ($n \leqslant 4$) усилителя с идентичными по добротности взаимно расстроенными контурами (частоты из f_{01}, f_{02}, f_{03} и f_{04} в общем случае различны, но могут быть и одинаковыми) по формуле

$$Y(f)=\frac{1}{\sqrt{1+\xi_1^2}}\,\frac{1}{\sqrt{1+\xi_2^2}}\,\frac{1}{\sqrt{1+\xi_3^2}}\,\frac{1}{\sqrt{1+\xi_4^2}},$$

причем, начиная с адреса 52, оформляются вычисления члена

$$\xi_i=\{\sqrt{1+[Q(f/f_{0i}+f_{0i}/f)]^2}\}^{-1},$$

где $i=1\ldots4$ — номер контура (каскада). Значения $Q<999$ записываются непосредственно в программу по адресам 72, 73 и 74.

Усилители с взаимно расстроенными контурами могут иметь кривую избирательности с одним или n горбами. Обычно желательно, чтобы высота горбов была одинаковой. Это условие сравнительно легко выполняется в трехкаскадном усилителе, у которого один из контуров настроен на среднюю частоту, т. е. $f_{03}=(f_{01}+f_{02})/2$, и имеет добротность $Q_3=0{,}5Q_{1,2}$ $(Q_1=Q_2)$.

Для расчета такого усилителя можно использовать программу БП37. Расчет ведется по формуле

$$Y(f)=\{\sqrt{[1+(Q_{1,2}\,a_1)^2]\,[1+(Q_{1,2}\,a_2)^2]\,[1+(Q_3\,a_3)^2]}\}^{-1},$$

причем значения

$$a_i=(f/f_{0i}-f_{0i}/f)$$

вычисляются по подпрограмме, записанной с адреса 72.

Близкую к прямоугольной форму кривой избирательности обеспечивают усилители, в которых каскады со связанными контурами комбинируются с каскадом на одиночном контуре (рис. 6.14). Уравнение резонансной кривой в этом случае имеет вид

$$Y(f)=\left[\frac{1+k_{\text{св}}^2\,Q_1\,Q_2}{\sqrt{[1+Q_1\,Q_2\,(k_{\text{св}}^2-\nu^2)]^2+(Q_1+Q_2)^2\,\nu^2}}\right]^2\frac{1}{\sqrt{1+(Q_3^2\,\nu^2)}},\quad(6.26)$$

где $\nu=2\Delta f/f_0$.

Первый сомножитель в (6.26) — квадрат $K(f)$ системы из двух связанных контуров, второй — значение $K(f)$ для одиночного контура. Таким образом, (6.26) описывает 3-каскадный усилитель, один из каскадов которого содержит одиночный контур, два каскада — идентичные связанные контуры. Если в программе убрать возведение в квадрат первого сомножителя, то получим уравне-

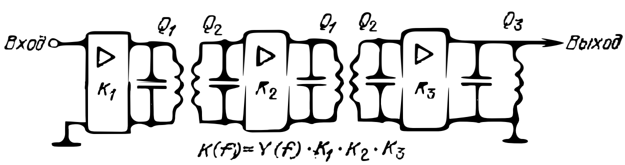


Рис. 6.14. Функциональная схема избирательного усилителя со связанными контурами и каскадом с одиночным контуром

ние кривой избирательности двухкаскадного усилителя (один каскад со связанными контурами и один с одиночным контуром).

Расчет по (6.26) выполняется с помощью программы БП38. Следует отметить, что для получения симметричной кривой избирательности целесообразно выбирать добротности Q_1 и Q_2 связанных контуров одинаковыми. Другие примеры расчета резонансных усилителей и цепей на микрокалькуляторах можно найти в [45, 46].

Описанные программы позволяют рассчитывать АЧХ резонансных каскадов при линейном изменении текущего значения частоты f или обобщенной расстройки. При необходимости легко задать другой закон изменения, например логарифмический. Для вычисления АЧХ сложных линейных 4-полюсников, выражаемых многочленами с числом полюсов $m \leqslant 10$, могут использоваться программы, описанные в [2]. Программы расчета фильтров и передаточных характеристик линейных цепей описаны в работах [47—53].

ГЛАВА 7

РАСЧЕТ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ И ПЕРЕКЛЮЧАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

7.1 РАСЧЕТ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В ЛИНЕЙНЫХ ЦЕПЯХ ПО АНАЛИТИЧЕСКИМ ВЫРАЖЕНИЯМ

Три типа аналитически заданных входных воздействий: ступенчатое

$$\left.\begin{aligned} u_{вх}(t) &= 0 \text{ при } t < 0; \\ u_{вх}(t) &= E \text{ при } t \geqslant 0; \end{aligned}\right\} \tag{7.1}$$

линейно изменяющееся

$$\left.\begin{aligned} u_{вх}(t) &= 0 \text{ при } t < 0; \\ u_{вх}(t) &= Et/t_{ф0} \text{ при } 0 \leqslant t < t_{ф0}; \\ u_{вх}(t) &= E \text{ при } t \geqslant t_{ф0} \end{aligned}\right\} \tag{7.2}$$

и экспоненциальное

$$\left.\begin{aligned} u_{вх}(t) &= 0 \text{ при } t < 0; \\ u_{вх}(t) &= E\left(1 - e^{-t/\tau_ф}\right) \text{ при } t \geqslant 0 \end{aligned}\right\} \tag{7.3}$$

— позволяют с хорошим приближением описать нарастание реальных входных сигналов. Сигналы в виде ступенчатого перепада (7.1) обычно используются как контрольные при оценке переходных характеристик цепей. На практике такое воздействие не реализуется, однако к нему сводятся более близкие к реальным воздействиям (7.2) и (7.3), если $t_{ф0}$ или $\tau_ф$ значительно меньше времени нарастания переходной характеристики цепи в области малых времен.

Выражения (7.1)—(7.3) описывают характер возникновения воздействия. При исчезновении воздействия временнáя зависимость его также может быть скачкообразной, линейной или экспоненциальной. Для многих встречающихся на практике линейных цепей реакция на аналитически заданные воздействия вида (7.1)—(7.3) может определяться аналитически. В таких случаях расчеты на микрокалькуляторах сводятся к вычислениям выходного напряжения по формулам. Рассмотрим несколько характерных примеров таких расчетов.

Для линейных дифференцирующих цепей выходное напряжение $u_2(t)$ в любой момент времени t можно найти, воспользовавшись интегралом Дюамеля (см. подробнее в § 7.11). Так, для RC-цепи

$$u_2(t) = \int_0^t (du_{вх}/dt)_{t=t-\theta}\, a(\theta)\, d\theta, \tag{7.4}$$

где $a(\theta) = e^{-\theta/RC}$ — переходная характеристика цепи; θ — текущее время.

При линейно нарастающем входном сигнале вида (7.2) интегрирование (7.4) дает:

$$u_2(t) = E\frac{\tau}{t_{ф0}}\left(1 - e^{-t/\tau}\right) \text{ при } t \leqslant t_{ф0}; \tag{7.5}$$

$$u_2(t) = u_2(t_{ф0})\, e^{-(t - t_{ф0})/\tau} \text{ при } t > t_{ф0}, \tag{7.6}$$

где $\tau = RC$ (или $\tau = L/R$ для RL-цепи) — постоянная времени цепи.

Временна́я зависимость $u_2(t)$ по этим выражениям рассчитывается с помощью программы БП39. Вначале вычисляется $(t - t_{ф0})$ и сравнивается t со значением $t_{ф0}$. Если $t \leqslant t_{ф0}$, то организуется вычисления по (7.5), в противном случае — по (7.6). После вычисления u_2 на данном шаге значению t дается приращение Δt и производится безусловный переход к началу программы. Перед выдачей значения $u_2(t)$ выдается соответствующее значение t (для удобства составления таблицы).

При экспоненциальном воздействии на линейную дифференцирующую RC-цепь (7.4) дает

$$u_2(t) = \frac{E}{1 - \tau_ф/\tau}\left(e^{-t/\tau} - e^{-t/\tau_ф}\right) \text{ при } \tau \neq \tau_ф; \tag{7.7}$$

$$u_2(t) = (Et/\tau_ф)\, e^{-t/\tau_ф} \text{ при } \tau = \tau_ф. \tag{7.8}$$

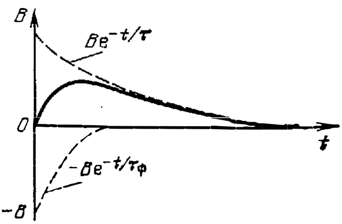


Рис. 7.1. Двухэкспоненциальный импульс

Расчет $u_2(t)$ выполняется по программе БП40. Программа обеспечивает сравнение τ с $\tau_ф$. При $\tau \neq \tau_ф$ вычисления проводятся по (7.7), а при $\tau = \tau_ф$ — по (7.8). Перед выдачей значения $u_2(t)$ выдается соответствующее значение t.

Временна́я зависимость вида (7.7) при $\tau > \tau_ф$ является частным случаем временно́й зависимости напряжения двухэкспоненциального импульса [42]:

$$u(t) = B\left(e^{-t/\tau} - e^{-t/\tau_ф}\right), \tag{7.9}$$

где экспонента $e^{-t/\tau_ф}$ формирует в основном фронт импульса, а $e^{-t/\tau}$ — его спад (рис. 7.1).

Дифференцируя (7.9) по времени t и полагая $du/dt = 0$, находим время нарастания двухэкспоненциального импульса до максимального значения $u(t)$

$$t_м = \tau\tau_ф \ln \nu / (\tau - \tau_ф), \tag{7.10}$$

где $\nu = \tau/\tau_ф$.

Подставив (7.10) в (7.9), найдем относительную амплитуду импульса

$$k_M = A/B = e^{-\nu_1} - (e^{-\nu_1})^{\nu}, \tag{7.11}$$

где $\nu_1 = (\ln \nu)/(\nu - 1)$. (7.12)

Сравнивая (7.7), (7.8) и (7.9), можно найти, что выходной импульс линейной дифференцирующей цепи при экспоненциальном воздействии тождествен двухэкспоненциальному, если положить

$$B = (1 - \tau_ф/\tau)^{-1} = (1 - 1/\nu)^{-1}.$$

Тогда относительная амплитуда импульса на выходе дифференцирующей цепи

$$U'_m/E = k_M(1 - 1/\nu)^{-1}, \tag{7.13}$$

где U_m — амплитуда выходного импульса.

Расчет по этим выражениям реализуется при использовании программы БП41. Последовательность выдачи параметров при расчете следующая: ν, t_m,

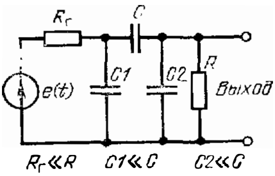


Рис. 7.2. Реальная дифференцирующая цепь

ν_1, k_M, $k_д$. Для расчета активной длительности двухэкспоненциального импульса [42] даны приближенные (с точностью до 10%) выражения:

$$t_и = \tau\,(0{,}78 + 2/\nu) \text{ при } \nu < 20; \qquad (7.14)$$

$$t_и = \tau\,(0{,}7 + 3/\nu) \text{ при } \nu > 20. \qquad (7.15)$$

Расчет по формулам (7.14) или (7.15) реализуется программой БП42, с помощью которой значение ν сравнивается с числом 20 и в зависимости от результатов сравнения автоматически вычисляется $t_и$.

С учетом конечного сопротивления источника входного сигнала $R_г$ и паразитных емкостей C_1 и C_2 на входе и выходе дифференцирующая RC-цепь принимает вид, показанный на рис. 7.2. Для нее реакция на ступенчатое входное воздействие имеет вид также двухэкспоненциального импульса

$$u_2(t) = k_д E\left(e^{-t/\tau} - e^{-t/\tau_{ф0}}\right), \qquad (7.16)$$

где при $R_г \ll R$:

$$\tau \simeq R_г\,(C + C_2); \qquad (7.17)$$

$$\tau_{ф0} \simeq R_г\,(C_1 + C_2); \qquad (7.18)$$

$$k_д \simeq \left(1 + \frac{R_г}{R} + \frac{C_1 + C_2}{C}\right)^{-1}. \qquad (7.19)$$

Если на вход такой цепи подается сигнал в виде экспоненциального перепада то вместо $\tau_{ф0}$ надо записать значение $\sqrt{\tau_{ф0}^2 + \tau_ф^2}$. Таким образом, по существу цепь на рис. 7.2 может рассчитываться по описанным ранее программам.

Объем программной памяти микрокалькулятора «Электроника Б3-21» позволяет рассчитывать переходную характеристику линейных многокаскадных усилителей в области малых времен. Последняя при идентичных каскадах с экспоненциальной переходной характеристикой описывается выражением [30]

$$a(t) = \frac{K(t)}{K_0} = 1 - \left[1 + \frac{t}{\tau_в} + \frac{1}{2!}\left(\frac{t}{\tau_в}\right)^2 + \ldots \right.$$
$$\left. \ldots + \frac{1}{(N-1)!}\left(\frac{t}{\tau_в}\right)^{N-1}\right] e^{-t/\tau_в}, \qquad (7.20)$$

где N — число каскадов; K_0 — общий коэффициент усиления всех каскадов на средних частотах; $\tau_в$ — постоянная времени верхних частот одного каскада. Ограничившись числом каскадов $N \leqslant 6$ и введя выражения

$$\tau = t/\tau_в; \quad k_3 = \frac{1}{3!} = \frac{1}{1\cdot 2\cdot 3} = 0{,}167;$$

$$k_4 = \frac{1}{4!} = \frac{1}{1\cdot 2\cdot 3\cdot 4} = 4{,}17\cdot 10^{-2}; \quad k_5 = \frac{1}{5!} = \frac{1}{1\cdot 2\cdot 3\cdot 4\cdot 5} = 8{,}33\cdot 10^{-3},$$

преобразуем (7.20) к виду, удобному для вычислений на микрокалькуляторе:

$$a(\tau) = 1 - (1 + \tau + \tau^2/2 + k_3\tau^3 + k_4\tau^4 + k_5\tau^5)e^{-\tau}. \qquad (7.21)$$

Вычисления по (7.21) для $N = 3 \ldots 6$ осуществляются по программе БП43. Значения k_3, k_4 и k_5 заносятся в регистры, что уменьшает число шагов программы и позволяет использовать ее для расчетов при разных N. При $N < 6$ вместо неиспользованных коэффициентов в соответствующие им регистры вносятся нули.

7.2. РАСЧЕТ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В ЛИНЕЙНЫХ И НЕЛИНЕЙНЫХ ЦЕПЯХ 1-ГО ПОРЯДКА ЧИСЛЕННЫМ МЕТОДОМ ПЕРЕМЕННЫХ СОСТОЯНИЯ

Анализ переходных процессов в линейных цепях усложняется по мере усложнения входного воздействия. Особый интерес представляет анализ при произвольном (заданном графически или таблично) воздействии, который целесообразно проводить численными методами. Отклик же нелинейных цепей даже на простейшие воздействия, как правило, не рассчитывается аналитическими методами, что делает принципиально необходимыми численные методы. Переходные процессы удобно рассчитывать классическим методом переменных состояния, в качестве которых берутся напряжения на конденсаторах, токи через индуктивные элементы и другие параметры цепи, которые не могут изменяться мгновенно из-за ограничений, налагаемых на них законами коммутации.

Часто оказывается необходимым рассчитывать переходные процессы в простейших RC- и RL-цепях при произвольном $u_{вх}(t)$, заданном дискретными значениями. Цепь RC описывается уравнениями состояния:

$$du_C/dt=(u_{вх}(t)-u_C)/\tau\,; \tag{7.22}$$

$$u_R(t)=u_{вх}(t)-u_C, \tag{7.23}$$

где $\tau = RC$ — постоянная времени цепи. Если снимать $u_{вых}(t)$ с конденсатора, цепь будет интегрирующей, если с резистора — дифференцирующей.

Для расчета $u_C(t)$ можно воспользоваться стандартной программой 20 (см. § 2.5), реализующей метод Рунге—Кутта 4-го порядка. Для этого в ее незаполненную часть следует вписать выражение F6 ↑ F7 — ↑ F5 ÷. Оно служит для вычисления правой части (7.22) при τ = P5 и $u_{вх}$ = P6. Однако применение стандартной программы не всегда удобно, так как требует перед каждым шагом вычислений вносить в регистр 6 новое значение $u_{вх}(t)$ и вручную вычислять $u_R(t)$. Кроме того, многократное обращение к подпрограммам ведет к большому времени счета (около 16 с на один шаг). Поэтому целесообразно составить специальную программу для таких расчетов. С этой целью, обозначив

$$\theta = t/\tau = t/RC; \tag{7.24}$$

$$H = \Delta t/\tau = \Delta t/RC, \tag{7.25}$$

после простых преобразований приведем основные уравнения метода Рунге—Кутта 4-го порядка (2.16) при $x = t$ и $y = u_C$ к следующему виду:

$$u_{C_{n-1}}=u_{C_n}+H(k_1+2k_2+2k_3+k_4)/6, \tag{7.26}$$

$$\text{где } k_1=u_{вх}(\theta_n)-u_{C_n}=u_{R_n};$$

$$k_2=u_{R_n}(1-H/2);$$

$$k_3=u_{R_n}-u_{R_n}(1-H/2)H/2\,;$$

$$k_4=u_{вх}(\theta_n)-u_{C_n}-u_{R_n}H+u_{R_n}(1-H/2)H^2/2.$$

Подставляя k_1 — k_4 в (7.26), получаем окончательную систему уравнений в более простом виде:

$$u_{C_{n+1}}=u_{C_n}+Hu_{R_n}(6-3H+H^2-H^2H/4)/6\,;$$

$$u_{R_n}=u_{вх}(\theta_n)-u_{C_n};\quad \theta_{n+1}=\theta_n+\Delta\theta.$$

Расчет по этим формулам реализует программа БП44. По сравнению со стандартной программой время вычисления по ней на одном шаге уменьшается до 10 с, причем вычисляется не только $u_C(\theta)$, но и $u_R(\theta)$. После вычисления

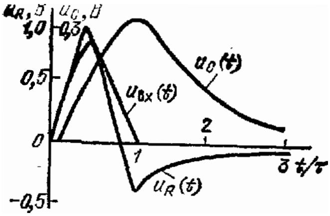


Рис. 7.3. Результаты расчета переходного процесса RC-цепи методом Рунге — Кутта

$u_R(\theta)$ сразу же набирается новое значение $u_{вх}(\theta)$ = РХ, нажимается клавиша С/П и т. д. Пример расчета при $H = 0{,}1$ дан на рис. 7.3

Переходные процессы можно рассчитывать также неявными методами. Так, неявный метод Эйлера реализуется выражением

$$y_{n+1} = y_n + hf(y_{n+1},\ x_n), \tag{7.27}$$

где y_{n+1} входит как в левую, так и в правую части выражения (7.27). В общем случае для решения (7.27) на каждом шаге приходится использовать тот или иной итерационный метод. Это значительно усложняет реализацию неявного метода и ведет к большим затратам времени на вычисления при каждом шаге. Поэтому для расчетов на микрокалькуляторах этот метод (за исключением отмеченных далее особых случаев) почти не используется. Достоинством неявных методов является отсутствие числовой неустойчивости решения при больших h.

В отдельных случаях уравнение (7.27) удается разрешить относительно y_{n+1} аналитически. Так, для рассмотренной RC-цепи (7.27) приобретает вид ($y = u_C$, $h = \Delta t$, $x = t$)

$$u_{C_{n+1}} = u_{C_n} + \Delta t\,(u_{вх}(t_n) - u_{C_{n+1}})/\tau\,.$$

Разрешив это уравнение относительно $u_{C_{n+1}}$, получим

$$u_{C_{n+1}} = \frac{\tau u_{C_n} + \Delta t u_{вх}(t)}{\tau + \Delta t} = \frac{u_{C_n}}{1 + \Delta t/\tau} + \frac{u_{вх}(t_n)}{1 + \tau/\Delta t}. \tag{7.28}$$

Сравним (7.28) с уравнением простого явного метода Эйлера для данной цепи:

$$u_{C_{n+1}} = u_{C_n} + \Delta t\left(u_{вх}(t_n) - u_{C_n}\right)/\tau\,. \tag{7.29}$$

Из (7.29) видно, что при больших $\Delta t/\tau$ приращение $(u_{C_{n+1}} - u_{C_n})$ может изменить нормальный знак, а при $\Delta t/\tau > 2$ возникает нарастающая числовая неустойчивость решения. Согласно (7.28) такая ситуация при неявном методе принципиально невозможна. Однако это достоинство на практике обычно не реализуется, так как при больших Δt погрешность оказывается недопустимо большой (а при малых Δt предпочтение отдается более простым явным методам).

Интересно отметить, что абсолютные погрешности явного и неявного методов близки, но противоположны по знаку. Взяв полусумму результатов, полученных этими методами, можно получить существенно меньшую погрешность при больших $\Delta t/\tau$. Такой комбинированный метод расчета реализует программа БП45. В табл. 7.1 сопоставлены результаты расчета контрольного примера — расчета $u_{вых}(t)$ дифференцирующей RC-цепи при скачкообразном воздействии для $u_{вх}(t) = 1$ В при $t \geqslant 0$ и $\Delta t/\tau = 0{,}5$. По точности комбинированный метод уступает методу Рунге — Кутта 4-го порядка, но значительно превосходит явный и неявный методы Эйлера.

Нелинейные RC-цепи в общем случае описываются нелинейным дифференциальным уравнением вида

$$du_C/dt = (u_{вх}(t) - u_C)/[R(u_R)\,C(u_C)]\,, \tag{7.30}$$

где $R(u_R)$ — нелинейное сопротивление и $C(u_C)$ — нелинейная емкость RC-цепи. Решение (7.30) с нелинейным $R(u_R)$ будет рассмотрено в § 7.3 (пример схемы с туннельным диодом). Рассмотрим расчет переходного процесса в RC-цепи с нелинейной емкостью (варикапом), описываемой зависимостью

$$C = C_0\sqrt{1/(1 + u_C/\varphi_к)}\,,$$

Таблица 7.1

Результаты контрольного расчета $u_R(t)$ дифференцирующий RC-цепи при большом шаге $\Delta t/\tau=0{,}5$

$\frac{t}{\tau}$	$e^{-t/\tau}$ (точное решение)	$u_{вх}(0)$, В, при методе			
		Эйлера явном	Эйлера неявном	Эйлера комбинированном	Рунге—Кутта 4-го порядка
0,5	0,606530	0,5	0,6666666	0,5833333	0,606770
1	0,367879	0,25	0 4444444	0,3472222	0,368170
1,5	0,223130	0,125	0,2962563	0,2106482	0,223395
2	0 1355535	0,0625	0,1975308	0,1300154	0,135545

где $\varphi_к$ — контактная разность потенциалов; u_C — обратное напряжение. Предположим, что $u_{вх}(t)$ нарастает по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau_{вх}$ и предельным уровнем U_m.

При экспоненциальном законе изменения $u_{вх}(t)$, применяя простой метод Эйлера, получаем следующие уравнения для численного моделирования нелинейной RC-цепи:

$$u_{вх}(t_n)=U_m\left(1-e^{-t_n/\tau_{вх}}\right);$$

$$u_{C_{n+1}}=u_{C_n}+\frac{\Delta t}{RC_0}\,\frac{u_{вх}(t_n)-u_{C_n}}{\sqrt{1/(1+u_C/\varphi_к)}};$$

$$t_{n+1}=t_n+\Delta t.$$

Таблица 7.2

Результаты расчета нелинейной RC-цепи при экспоненциальном входном воздействии

t_n, 10^{-8} с	$u_{вх}(t_n)$, В	$u_C(t_n)$, В	$u_R(t_n)$, В
0	0	0	0
1	1,90325	0	1,90325
2	3,625386	0,190325	3,435061
4	6,5936	1,176490	5,417109
6	9,023766	3,126234	5,897531
8	11,01342	5,874051	5,13937
10	12,64241	8,798765	3,843644
12	13,97611	11,31756	2,658548
14	15,06806	13,24310	1,824957
16	15,96207	14,66582	1,296245
18	16,69402	15,73297	0,961046
20	17,29329	16,55617	0,737119
25	18,35830	17,94727	0,411029
30	19,00425	18,76422	0,240025

Расчет по этим формулам реализуется программой Б1146. При каждом шаге вычислений клавиша С/П нажимается 4 раза с перерывами на время счета, что ведет к выдаче последовательно t_n, $u_{вх}(t_n)$, $u_C(t_n)$ и $u_R(t_n)$. Перед пуском первого шага нажимаются клавиши В/О. Вычисления начинаются с нулевых значений указанных величин. Результаты расчета цепи с параметрами $\Delta t = 10^{-8}$ с, $RC_0 = 10^{-7}$ с, $\tau_{вх} = 10^{-7}$ с, $U_m = 20$ В, $\varphi_к = 0,8$ В приведены табл. 7.2.

Следует отметить, что при анализе нелинейных цепей шаг Δt следует брать меньше минимальной постоянной времени $\tau_{мин}$. В последнем примере $C_{мин} = C(20\ В) = 0{,}196C_0$. Следовательно, $\tau_{мин} = 0{,}196\ RC_0 = 0{,}196 \cdot 10^{-7}$ с $> \Delta t = 10^{-8}$ с. Поэтому числовая неустойчивость в данном случае отсутствовала.

Возможности микрокалькуляторов «Электроника Б3-21» для расчета переходных процессов в нелинейных цепях довольно ограничены. Так, методом Рунге—Кутта 4-го порядка можно рассчитывать только простейшие цепи. Значительно шире возможности микрокалькуляторов «Электроника Б3-34». Например, программа ПП8/34 позволяет рассчитывать схемы с приборами, имеющими достаточно сложные нелинейные ВАХ. Однако время таких расчетов значительно (до 10—60 с на один шаг). Это время на 2 порядка меньше при выполнении расчетов на микро-ЭВМ «Электроника Д3-28». Реализация метода Рунге—Кутта на этой ЭВМ обеспечивается программой ПП3/28.

7.3. РАСЧЕТ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В ПЕРЕКЛЮЧАЮЩЕЙ ЦЕПИ НА ТУННЕЛЬНОМ ДИОДЕ

Расчет переключающей цепи на туннельном диоде (рис. 7.4) является хорошей практической иллюстрацией к применению микрокалькулятора для решения нелинейного дифференциального уравнения первой степени. Схемы, приведенные на рис. 7.4, находят широкое применение, например, в узлах синхронизации современных электронных осциллографов.

Применив модель и аппроксимацию N-образной ВАХ туннельного диода, описанные в § 3.3, для расчета цепи на рис. 7.4, *а* получим дифференциальное уравнение

$$C_0 \frac{du}{dt} = I_{вх}(t) - Aue^{-\alpha u} - D(e^{\beta u} - 1).$$

Отсюда для простого метода Эйлера

$$u_{n+1} = u_n + \Delta t\,(I_{вх}(t) - Aue^{-\alpha u} - D(e^{\beta u} - 1))/C_0. \tag{7.31}$$

Вычисления по (7.31) обеспечиваются программой БП47. Для примера временна́я зависимость $u(t)$ при действии на туннельный диод прямоугольного импульса тока рассчитана (рис. 7.5) при следующих данных: $m\varphi_T = 0,055$ В; $U_1 = 0,1$ В; $D = I_0 = 10^{-8}$ А; $C_0 = 20 \cdot 10^{-12}$ Ф; $I_П = 10$ мА; $A = 0{,}2718$; $I_{вх} = 12$ мА при $t \leqslant t_и$ и $I_{вх} = 0$ при $0 > t > t_и$; $\Delta t = 0,1$ нс; $t_и = 3$ нс. Отчетливо видны задержка переключения и регенеративные стадии этого процесса.

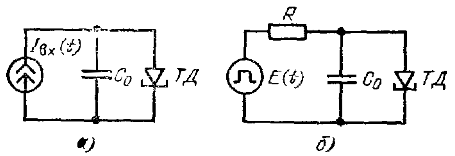


Рис. 7.4. Переключающие цепи с туннельным диодом, управляемым импульсами тока (*а*) и напряжения (*б*)

Переключающая цепь на рис. 7.4, *б* обычно используется как быстродействующий триггер с двумя устойчивыми состояниями равновесия. Из одного состояния в другое триггер переходит при кратковременном увеличении или уменьшении $E(t)$ (рис. 7.6). Возможно также пе-

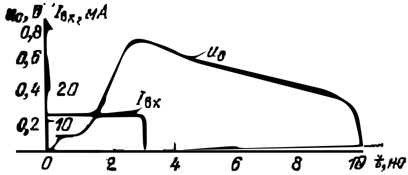


Рис. 7.5. Результаты расчета переходного процесса при переключении туннельного диода импульсами тока

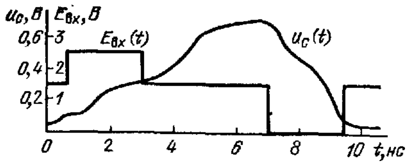


Рис. 7.6. Результаты расчета переходного процесса при переключении триггера на туннельном диоде

реключение разнополярными импульсами тока $I_{вх}(t)$ — они увеличивают напряжение E на величину $RI_{вх}(t)$. Нелинейное дифференциальное уравнение, описывающее работу данной цепи, имеет вид

$$C_0 \frac{du}{dt} = \frac{\dot{E}(t)-u}{R} - Aue^{-\alpha u} - D\left(e^{\beta u}-1\right).$$

Следовательно, по простому методу Эйлера

$$u_{n+1} = u_n + \frac{\Delta t}{C_0}\left[\frac{E(t_n)-u_n}{R} - Au_n e^{-\alpha u_n} - D\left(e^{\beta u_n}-1\right)\right]. \qquad (7.32)$$

Схема на рис. 7.4, *б* рассчитывается по программе БП48. Из рис. 7.8, на котором приведена расчетная зависимость $u(t)$, легко оценить разрешающее время триггера и параметры его стабильных состояний.

7.4. РАСЧЕТ КЛЮЧЕЙ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Рассчитывать ключ на биполярном транзисторе (рис. 7.7) удобно исходя из зарядовой модели, описанной в § 3.4. Рассмотрим два характерных случая, когда ключ управляется прямоугольным импульсом (рис. 7.8) и импульсами с конечной длительностью фронта и среза (рис. 7.9 и 7.10).

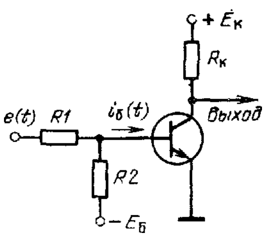


Рис. 7.7. Схема ключа на биполярном транзисторе

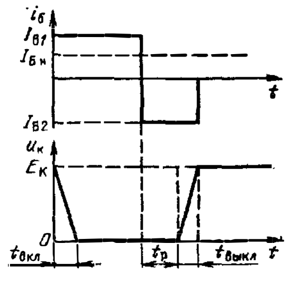


Рис. 7.8. Временные диаграммы ключа при запуске прямоугольным импульсом

В первом случае, учтя нелинейную зависимость емкости $C_{кб}$ от напряжения $U_{КБ} \simeq U_{КЭ}$, времена включения, рассасывания неосновных носителей и выключения можно определить по известным аналитическим выражениям [21]:

$$t_{вкл} = \tau_{вкл} \ln\left[I_{Б1}/(I_{Б1}-I_{Б\,н})\right]; \qquad (7.33)$$

$$t_р = \tau_р \ln\left[(I_{Б1}-I_{Б2})/(I_{Б\,н}-I_{Б2})\right]; \qquad (7.34)$$

$$t_{выкл} = \tau_{выкл} \ln\left[(I_{Б2}-I_{Б\,н})/I_{Б2}\right], \qquad (7.35)$$

где

$$\tau_{\text{вкл}} = (\tau_T + 1{,}6\bar{C}_{\text{кб}} R_{\text{к}})(\beta_N + 1); \tag{7.36}$$

$$\tau_{\text{р}} = k_{\text{р}} \tau_T (\beta_N + 1); \tag{7.37}$$

$$\tau_{\text{выкл}} = \left(\tau_T + 2{,}1\bar{C}_{\text{кб}} R_{\text{к}}\right)(\beta_N + 1) \tag{7.38}$$

и численные коэффициенты 1,6 и 2,1 учитывают нелинейность зависимости $C_{\text{кб}}$ от $U_{\text{КБ}}$ (усредненная емкость $\bar{C}_{\text{кб}}$ получается разной при включении и выключении ключа). Коэффициент $k_{\text{р}}$, в общем случае не равный 1, позволяет учесть некоторое отличие постоянной времени рассасывания от постоянной времени

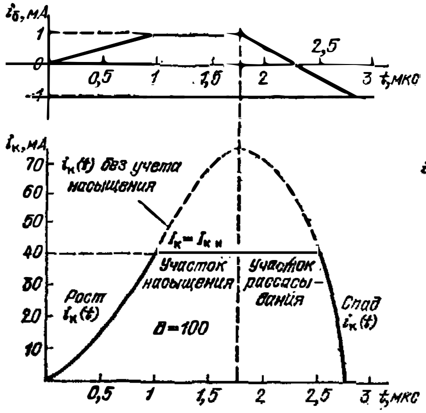


Рис. 7.9. Результаты расчета переходного процесса ключа при запуске импульсами с линейно изменяющимся фронтом и срезом

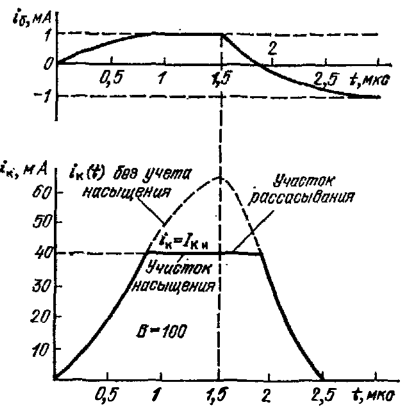


Рис. 7.10. Результаты расчета переходного процесса ключа при запуске импульсами с экспоненциально изменяющимся фронтом и срезом

$\tau_\beta = \tau_T(\beta_N + 1)$ в активном режиме (τ_T — время пролета носителями активной области прибора). При записи $\tau_{\text{р}}$ емкость $C_{\text{кб}}$ не учитывается, так как $u_{\text{кэ}}(t) = \text{const}$ на стадии рассасывания носителей и емкостный ток равен нулю. Токи $I_{\text{Б1}}$, $I_{\text{Б2}}$, $I_{\text{Б н}}$ и сопротивление резистора $R_{\text{к}}$ рассчитываются по простым формулам [21] в ручном режиме.

Расчет по приведенным выражениям реализуется двумя сопряженными программами БП49 и БП50. В первой из них по (7.36)—(7.38) вычисляются постоянные времени $\tau_{\text{вкл}}$, $\tau_{\text{р}}$ и $\tau_{\text{выкл}}$. Значение $k_{\text{р}} = 1{,}0$ вписано в программу по адресам 25, 30 и 31 (при $k_{\text{р}} \neq 1$ следует по этим адресам вписать нужное значение k_0). После вычислений постоянные времени заносятся в регистры 2, 3 и 4. Следующая программа является продолжением первой и позволяет вычислить значения $t_{\text{вкл}}$, $t_{\text{р}}$ и $t_{\text{выкл}}$ по (7.33)—(7.35).

При $\tau_T = 10^{-8}$ с, $\bar{C}_{\text{кб}} = 5 \cdot 10^{-12}$ Ф, $\beta_N + 1 = 101$ и $R_{\text{к}} = 500$ Ом расчет по первой программе дает: $\tau_{\text{вкл}} = 1{,}414 \cdot 10^{-6}$ с, $\tau_{\text{р}} = 1{,}01 \cdot 10^{-6}$ с и $\tau_{\text{выкл}} = 1{,}54 \cdot 10^{-6}$ с. Если $I_{\text{Б1}} = 2$ мА, $I_{\text{Бн}} = I_{\text{К н}}/\beta_N = 0{,}5$ мА и $I_{\text{Б2}} = -2$ мА, то расчет по второй программе дает: $t_{\text{вкл}} = 0{,}407 \cdot 10^{-6}$ с, $t_{\text{р}} = 0{,}475 \cdot 10^{-6}$ с и $t_{\text{выкл}} = 0{,}344 \cdot 10^{-6}$ с.

При конечной длительности фронта входного сигнала влияние нелинейности емкости $C_{\text{кб}}$ (и самой емкости) существенно ослабляется. В этих случаях часто представляет интерес расчет временной зависимости коллекторного тока.

При запуске ключа импульсами с линейными фронтом и срезом (см. рис. 7.9) для временной зависимости $i_б(t)$ можно использовать универсальное выражение

$$i_б(t) = I_Б(a + t/\tau_ф). \qquad (7.39)$$

Так, если $a = 0$ и $I_Б \gg 0$, получим линейный рост $i_б(t) = I_Б t/t_ф$. При $a = 0$ и $I_Б < 0$ получим линейный спад $i_б(t) = -I_Б t/t_ф$. Если взять $a = -0{,}5$ и $I_Б < 0$, то произойдет линейный спад $i_б(t)$ от уровня $+0{,}5\ I_Б$ до $-0{,}5 I_Б$, т. е.

$$i_б(t) = -I_Б(-0{,}5 + t/t_ф).$$

Наконец, при $a = 0$ и $t = t_ф$ зависимость (7.39) имеет вид $i_б(t) = I_Б = \text{const}$.

Для рассматриваемого случая уравнения зарядной модели можно представить в виде

$$dQ_б/dt + Q_б/\tau_\beta = I_Б(a + t/t_ф);$$

$$Q_б \approx \tau_\beta i_к/\beta_N.$$

Отсюда

$$\frac{di_к}{dt} + \frac{i_к}{\tau_\beta} = \frac{\beta_N I_Б(a + t/t_ф)}{\tau_\beta}.$$

Численный расчет простым методом Эйлера выполняется по формулам:

$$i_{кn+1} = i_{кn} + \frac{\Delta t}{\tau_\beta}\left[i_к(\infty)\left(a + \frac{t}{t_ф}\right) - i_{кn}\right],$$

$$t_{n+1} = t_n + \Delta t,$$

где $i_к(\infty) = \beta_N I_Б$. Расчет по этим выражениям можно выполнить по программе БП51. Расчетная зависимость $i_к(t)$, приведенная на рис. 7.9, получена для транзистора с $\tau_\beta = 10^{-6}$ с ($\Delta t = 50 \cdot 10^{-9}$ с). При включении принималось: $i_к(\infty) = 100$ мА; $a = 0$; $i_к(0) = 0$. При выключении $i_к(\infty) = -200$ мА; $a = -0{,}5$; $i_к(0) = 73$ мА.

Зависимость $i_б(t)$ вида, показанного на рис. 7.10, может быть получена соответствующим выбором $I_{Б0}$ и $I_{Бм}$ в выражении

$$i_б(t) = I_{Б0} + I_{Бм}\left(1 - e^{-t/\tau_{вх}}\right).$$

Тогда

$$\frac{di_к}{dt} + \frac{i_к}{\tau_\beta} = \frac{\beta_N\left[I_{Б0} + I_{Бм}\left(1 - e^{-t/\tau_{вх}}\right)\right]}{\tau_\beta}$$

и для численных расчетов пригодны уравнения:

$$t_{n+1} = t_n + \Delta t \qquad (7.40)$$

$$i_{кn+1} = i_{кn} + \frac{\Delta t}{\tau_\beta}\left[I_{0К} + I_{Км}\left(1 - e^{-t_{n+1}/\tau_{вх}}\right) - i_{кn}\right], \qquad (7.41)$$

где $I_{0К} = \beta_N I_{0Б}$ и $I_{Км} = \beta_N I_{Бм}$.

Вычисления по (7.40) и (7.41) реализуются программой БП52. Результаты вычислений показаны на рис. 7.10 для случая, когда $\tau_{вх} = 0{,}5 \cdot 10^{-6}$ с; $\tau_\beta = 10^{-6}$ с; $\Delta t = 10^{-7}$ с; $I_{0К}(0) = 0$; $i_к(0) = 0$; $I_{Км} = 100$ мА при включении (при выключении $I_{0К} = 100$ мА; $I_{Км} = -200$ мА и $i_к(0) = I_{Кн} = 64$ мА).

7.5. РАСЧЕТ КЛЮЧА НА МАЛОМОЩНОМ ПОЛЕВОМ ТРАНЗИСТОРЕ

Типовой ключ на маломощном полевом транзисторе с управляющим p—n-переходом (рис. 7.11) описывается нелинейным дифференциальным уравнением

$$Cdu/dt = (E - u)/R - I_C(u, u_З), \tag{7.42}$$

где для нелинейной зависимости $I_C(u, u_З)$ целесообразно использовать единую аппроксимацию вида (3.15). В емкость C входят емкость монтажа, нагрузки и выходная емкость транзистора.

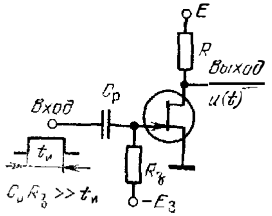


Рис. 7.11. Схема ключа на маломощном полевом транзисторе

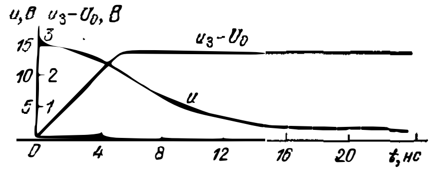


Рис. 7.12. Результаты расчета переходного процесса ключа на маломощном полевом транзисторе

Обозначив $\tau = RC$ и $b' = b/(1 + \eta)$, для решения (7.42) простым методом Эйлера запишем следующие уравнения:

$$N_{n+1} = N_n + 1;$$

$$u_{n+1} = u_n + \frac{\Delta t}{\tau}\left[E - u - b'R(u_З - U_0)^2\left(1 - e^{-\frac{ku}{u_З - U_0}}\right)\right].$$

Вычисления производятся по программе БП53. На рис. 7.12 приведены результаты расчета переходного процесса ключа на полевом транзисторе с параметрами: $b' = I_{C\,м}/U_0^2 = 5$ мА/В²; $k = 1$; $U_0 = 3$ В. Параметры ключа: $b'R = 5$ 1/В; $R = 1$ кОм; $E = 15$ В; $C = 20$ пФ; $\tau = 20$ нс. Расчет велся при шаге $\Delta t = 1$ нс, входное воздействие было в виде линейно растущего перепада: напряжение $(U_З - U_0)$ возрастало с 0 до 2,5 В за 5 нс.

7.6. РАСЧЕТ КЛЮЧЕЙ НА МОЩНЫХ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Ключи на мощных МДП-транзисторах обеспечивают уникальное сочетание высокого быстродействия с большими переключаемыми токами [24, 25]. Так, ключ на МДП-транзисторе КП907 способен переключать ток до 2—2,5 А за время менее 1 нс.

Рассмотрим расчет переходных процессов в ключе (рис. 7.13) при различных приближениях. Оценить переходный процесс в идеальных условиях, когда $L = 0$ и $R_Г = 0$, можно, решая нелинейное дифференциальное уравнение (7.42) при зависимости $I_C(U_З, U_C)$, определяемой (3.16). Используя простой метод Эйлера, получаем следующие расчетные выражения для зависимости $u(t)$:

$$t_{n+1} = t_n + \Delta t; \tag{7.43}$$

$$u_{n+1} = u_n + \frac{\Delta t}{\tau}\left[E_C - u_n - R_C S U_З\left(1 - e^{-pu_n/U_З}\right)\right], \tag{7.44}$$

где $\tau = R_C C$ и $C = (C_{22} + C_{12} + C_Н)$.

На рис. 7.13, *в* сплошной линией показаны результаты расчета по формулам (7.43) и (7.44), реализуемого программой БП54 при следующих данных: $S = 0{,}03$ А/В; $p = 2$ (транзистор КП905); $R_c = 100$ Ом; $C = 10$ пФ; $\tau = 1$ нс; $E_C = 20$ В и $\Delta t = 0{,}1$ нс.

Как видно из рис. 7.13, *в*, времена переключения ключа составляют 1 нс и менее, что хорошо согласуется с экспериментальными данными [25]. Однако при таких малых временах переключения даже малая индуктивность L стоковой

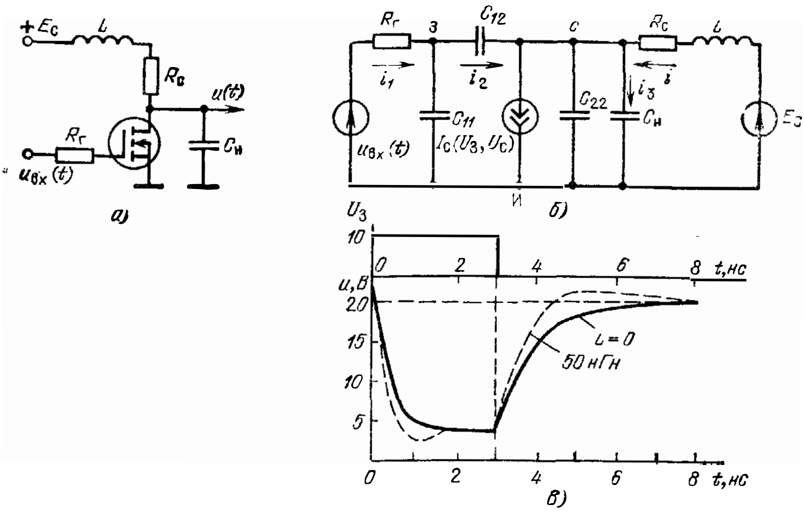


Рис. 7.13. Схема ключа на мощном МДП-транзисторе (*а*), эквивалентная схема (*б*) и пример расчета переходных процессов в нем (*в*)

цепи (единицы наногенри) может существенно влиять на характер и временные параметры переходного процесса. Учет $L \neq 0$ при $R_г = 0$ приводит к системе из двух дифференциальных уравнений 1-го порядка:

$$du/dt = \left(i - SU_з\left(1 - e^{-pu/U_з}\right)\right)/C;$$

$$di/dt = (E_C - u - iR_c)/L,$$

первое из которых нелинейно. Им соответствуют формулы для расчета простым методом Эйлера:

$$u_{n+1} = u_n + \left(\frac{\Delta t}{C}\right)\left[i_n - SU_з\left(1 - e^{-pu_n/U_з}\right)\right]; \qquad (7.45)$$

$$i_{n+1} = i_n + \left(\frac{\Delta t}{L}\right)(E_C - u_{n+1} - i_n R_c). \qquad (7.46)$$

Расчет по (7.45) и (7.46) выполняется с помощью программы БП55. На каждом шаге вычислений выдается номер шага n, что позволяет оценивать текущее время $t_n = n\Delta t$. На рис. 7.13, *в* штриховой линией показан переходный процесс, рассчитанный при $L = 50$ нГн и указанных остальных данных ключа. Наличие индуктивности L ведет к уменьшению времени переключения при малых $m = L/(R_c^2 C)$. Однако при $m > 0{,}25$ во временной зависимости $u(t)$ появляются выбросы. В рассматриваемом случае $m = 0{,}5$ и эти выбросы отчетливо видны на кривой переходного процесса.

Возможности расчета на серийных микрокалькуляторах переходных процессов в нелинейных цепях, описываемых дифференциальными уравнениями

2-го и более высокого порядков, ограничены. В частности, из-за этого при $L \neq 0$ приходится использовать упрощенную аппроксимацию для зависимости $I_C(U_C, U_З)$ вида (3.14). В программе БП55 уже нет места для учета $R_г \neq 0$ и автоматического формирования более сложной, чем скачок, зависимости $U_{вх}(t)$ (однако можно вручную задавать значения $U_{Зn}$ на каждом n-м шаге вычислений). Кроме того, в приведенных примерах не учитывается обратная связь через проходную емкость C_{12}, что допустимо только при $R_г = 0$. Таким образом, расчет переходных процессов оказывается в известной мере идеализированным даже при учете $L \neq 0$.

Эти ограничения практически отсутствуют при организации подобных расчетов на микро-ЭВМ. В пакете программ микро-ЭВМ «Электроника Д3-28» дана программа ПП9/28 расчета ключа (рис. 7.13, *а*) при $L \neq 0$ с учетом $R_г \neq 0$. В этом случае ключ описывается системой из трех дифференциальных уравнений, следующих из рассмотрения эквивалентной схемы на рис. 7.13, *б* [54]:

$$\frac{dU_З}{dt} = \frac{i_1 - i_2}{C_{11}}; \quad \frac{dU_C}{dt} = \frac{i_3}{C_н}; \quad \frac{di}{dt} = \frac{E_C - U_C - iR_c}{L},$$

где

$$i_1 = (U_{вх} - U_З)/R_г;$$

$$i_2 = \frac{i_1/C_{11} + (i - I_C - i_3)/C_{22}}{1/C_{11} + 1/C_{22} - 1/C_{12}};$$

$$i_3 = (i - I_C - i_2)/(1 + C_{22}/C);$$

$I_C = f(U_З, U_C)$ дается формулой (3.17); $U_{вх}$ — напряжение генератора входного сигнала ($U_{вх} \neq U_З$, так как в данном случае учтено конечное $R_г$).

Вычисление любого заданного аналитически значения $U_{вх}(t)$ программой ПП9/28 обеспечивается с помощью подпрограммы, помеченной меткой М 0002. Непосредственно в текст программы вписана подпрограмма вычисления $U_{вх}(t)$ в виде импульса с экспоненциальными фронтом и срезом:

$$\left.\begin{aligned} u_{вх}(t) &= U_m\left(1 - e^{-t/\tau_{вх}}\right) \text{ при } t \leqslant t_и; \\ u_{вх}(t) &= u_{вх}(t_и)\, e^{-(t - t_и)/\tau_{вх}} \text{ при } t > t_и. \end{aligned}\right\}$$

Такой сигнал чаще всего используется для запуска ключей на мощных МДП-транзисторах. При необходимости расчета переходного процесса при другом законе изменения $u_{вх}(t)$ подпрограмма может быть изменена без изменения текста основной программы.

После ввода исходных данных при каждом пуске согласно программе ПП9/28 выдаются значения $u_{вх}(t)$ = РУ, t — РХ, затем $U_C(t)$ = РУ и $i(t)$ = — РХ (время вычисления для одного значения t — доли секунды, так что на практике оно ограничено лишь скоростью записи результатов). Предусмотрена возможность выдачи результатов через интервалы времени $N\Delta t$, что позволяет выбирать Δt малым с целью обеспечения необходимой точности и предотвращения числовой неустойчивости решения. Вычисления по программе легко проверить, введя в рассмотренном примере дополнительные данные: $\tau_{вх}$, $t_и$, C_{11}, C_{12}, C_{22}, $R_г$, b, $u_З(0)$. При малых $R_г$ и $\tau_{вх}$ полученный результат будет близок к приведенному на рис. 7.13, *в* штриховой линией. Программа ПП9/28 реализует расчет простым методом Эйлера, так как из-за невысокой точности аппроксимации ВАХ полевого транзистора применение более точного метода Рунге—Кутта не дает особых преимуществ.

7.7. РАСЧЕТ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ ПРЯМЫМ ЧИСЛЕННЫМ ИНТЕГРИРОВАНИЕМ

Нередко важно знать не саму зависимость напряжения (или тока) переходного процесса от времени, а время, в течение которого напряжение (или ток) меняется в определенных пределах. Например, длительность фронта и среза импульсов обычно оценивается как время, в течение которого $u(t)$ меняется от значения $0{,}1U_m$ до $0{,}9U_m$, где U_m — амплитуда импульса. Для импульсных устройств, описываемых нелинейным дифференциальным уравнением 1-го порядка, например вида

$$du/dt = (E - u - RI(u))/(RC), \tag{7.47}$$

допускающим разделение переменных, получить время t можно численным интегрированием. Так, для уравнения (7.47) можно записать $dt = CRdu/(E - u - RI(u))$. Отсюда искомое время

$$t = CR\int_{u_\text{к}}^{u_\text{н}} \frac{du}{E-u-RI(u)}. \tag{7.48}$$

Процедуре численного интегрирования в общем случае должен предшествовать расчет статического режима соответствующей схемы (см. гл. 4), при котором определяются начальные $u_\text{н}$ и конечные $u_\text{к}$ значения $u(t)$.

В качестве конкретного примера рассмотрим расчет переходного процесса включения ключа на полевом транзисторе, запускаемого перепадом $U_m = \text{const}$ или $t \geqslant 0$ (при $U_\text{З}(t) = \text{var}$ данный метод не применим). Для зависимости $I_\text{С}(u)$ маломощных и мощных полевых транзисторов можно использовать обобщенное выражение

$$I_\text{С} = I_\text{С м}\left(1 - e^{-u/U^*}\right), \tag{7.49}$$

где для маломощных транзисторов $I_\text{С м} = b'(U_\text{З} - U_0)^3$, а для мощных $I_\text{С м} = S(U_\text{З} - U_0)$, причем $U^* = (U_\text{З} - U_0)/p$. Тогда из (7.48) и (7.49) получим

$$\frac{t}{RC} = \int_{u_\text{к}}^{u_\text{н}} \frac{du}{E_\text{С} - u - RI_\text{С м}\left(1 - e^{-u/U^*}\right)}. \tag{7.50}$$

Для вычислений по (7.50) воспользуемся программой вычисления определенного интеграла методом трапеций (см. § 2.4), дополнив ее подпрограммой вычисления подынтегральной функции (7.50). Программа БП56 составлена таким способом.

Следует отметить, что вычисление интеграла методом трапеций дает более высокую точность, чем интегрирование дифференциальных уравнений простым методом Эйлера (при том же шаге). Шаг Δu при этом следует выбирать из условия $\Delta u = (u_\text{н} - u_\text{к})/N$, где N — целое число (обычно от 4 до 20).

Описанным методом можно рассчитывать не только единичные значения t, но и всю кривую монотонного переходного процесса. Для этого следует задаваться рядом значений $u_{\text{к}i}$ и определять соответствующие t_i (пример в табл. 7.3 для случая: $RI_\text{С м} = 30$ В; $R = R_\text{С} = 100$ Ом; $I_\text{С м} = 0{,}3$ А (прибор КП905); $U^* = 5$ В; $E_\text{С} = 20$ В; $C = 10$ пФ и $\tau = 1$ нс). Надо помнить, что нельзя задавать $u_\text{к}$ ниже остаточного напряжения включенного ключа в статическом режиме, поскольку в противном случае расчет будет заведомо ошибочным. При закрытом ключе $u_\text{н} = (E_\text{С} - I_\text{С з}R) \approx E_\text{С}$, где $I_\text{С з}$ — ток стока закрытого транзистора.

Таблица **7.3**

Результаты расчета переходного процесса включения ключа на мощном МДП-транзисторе

u, В	20	15	10	8	6	5	4
$t/(RC)$	0	0,189	0,443	0,588	0,805	1,003	2,09

7.8. РАСЧЕТ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В ЛИНЕЙНЫХ И НЕЛИНЕЙНЫХ РЕЗОНАНСНЫХ ЦЕПЯХ

Резонансные контуры широко применяются в импульсных устройствах. Так, высокодобротные контуры с ударным возбуждением используются в отметчиках временных интервалов, а низкодобротные контуры — для формирования коротких импульсов. Реакция реального (особенно низкодобротного) контура на перепад с конечной длительностью фронта может вычисляться аналитически, но расчетные формулы при этом оказываются весьма громоздкими и выводятся с рядом упрощений [37, 38]. Микро-ЭВМ позволяют вычислить реакцию численными методами, в частности методом переменных состояния, без таких упрощений

Параллельный колебательный контур (рис. 7.14) с ударным возбуждением коллекторным током i (t) транзистора описывается системой из двух линейных дифференциальных уравнений 1-го порядка:

$$\left.\begin{aligned} du/dt &= (i\,(t) - i_1 - u/R)/C; \\ di/dt &= (u - i_1 r)/L. \end{aligned}\right\} \qquad (7.51)$$

С помощью программы БП57 решается система (7.51) при экспоненциально нарастающем возбуждающем токе $i\,(t) = 1\text{А}\,(1 - e^{-t/\tau})$ простым методом Эйлера. На рис. 7.15 дан пример расчета переходного процесса по этой программе при следующих исходных данных: $M = \tau/\Delta t = 5$; $L = 10^{-3}$ Гн; $C = 10^{-9}$ Ф; $\Delta t = 0{,}25 \cdot 10^{-6}$ с; $r = 20$ Ом; $R = 10^4$ Ом; $u\,(0) = 0$ и $i\,(0) = 0$.

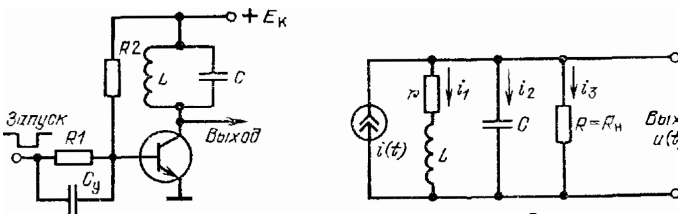


Рис. 7.14. Транзисторная схема возбуждения параллельного контура ударного возбуждения (*а*) и его эквивалентная схема (*б*)

Система (7.51) решается с помощью программы БП58 при линейно нарастающем до 1 А за время $t_{ф0} = M\Delta t$ воздействии i (t). Результат расчета по ней дан на рис. 7.16 (R уменьшено до $2 \cdot 10^3$ Ом, остальные данные прежние). Следует отметить, что такой характер переходного процесса наблюдается при работе транзистора в схеме на рис. 7.14, *а* в активном режиме.

Последовательный контур, возбуждаемый источником напряжения E (t) (рис. 7.17, *а*), описывается следующими дифференциальными уравнениями

$$di/dt = (E\,(t) - iR - u)/L; \quad du/dt = i/C.$$

По программе БП59 рассчитывается переходный процесс при скачкообразном воздействии $E(t) = E = \text{const}$ при $t \geqslant 0$. Результаты расчета представлены на рис. 7.17, *б* при $E = 10$ В; $L = 10^{-3}$ Гн; $C = 10^{-9}$ Ф; $R = 0$; $\Delta t = 0{,}5 \cdot 10^{-6}$ с; $u(0) = 0$; $i(0) = 0$.

Аналогично могут быть рассчитаны переходные процессы при возбуждении нелинейных контуров. По программе БП60 рассчитывается переходный процесс

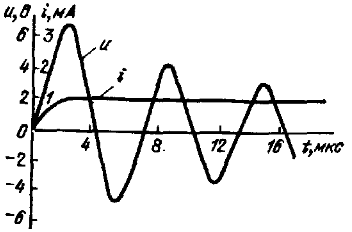


Рис. 7.15. Результаты расчета переходного процесса в параллельном LC-контуре при возбуждении его экспоненциальным перепадом тока

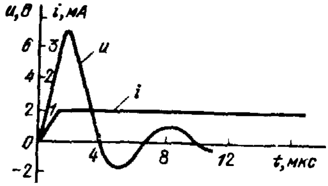


Рис. 7.16. Результаты расчета переходного процесса в параллельном LC-контуре при возбуждении его линейно изменяющимся перепадом тока

в контуре, изображенном на рис. 7.17, *а*, при нелинейной емкости, в качестве которой используется варикап. Зависимость C от u в этом случае следующая:

$$C = C_0 \sqrt{U_0/(u + \varphi_к)},$$

где C_0 — емкость C при $(u + \varphi_к) = U_0$; $\varphi_к$ — контактная разность потенциалов.

Если $E(t)$ меняется во времени, то в программах БП59 и БП60 нужно вводить соответствующее значение $E(t_n)$ для каждого $t_n = N\Delta t$. Результат расчета переходного процесса в нелинейном последовательном LC-контуре при линейно

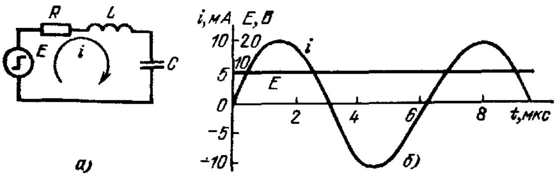


Рис. 7.17. Последовательный линейный контур ударного возбуждения (*а*) и пример расчета переходных процессов в нем (*б*)

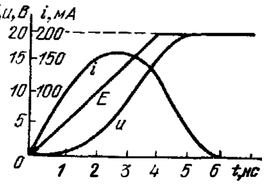


Рис. 7.18 Переходные процессы при возбуждении нелинейного LC-контура линейно нарастающим перепадом напряжения

нарастающем до 20 В за время $t_ф = 4$ нс напряжении $E(t)$ и параметрах $C_0 = 20 \cdot 10^{-12}$ Ф, $L = 20 \cdot 10^{-9}$ Гн, $R = 50$ Ом, $u(0) = 0$ и $i(0) = 0$ приведен на рис. 7.18. Как видно из рисунка, уменьшение $C(u)$ при переходном процессе ведет к обострению фронта входного перепада. Следовательно, нелинейный контур можно использовать для укорочения фронта импульсов, что находит применение в импульсной технике.

7.9. РАСЧЕТ ПЕРЕХОДНОГО ПРОЦЕССА УСТАНОВЛЕНИЯ АМПЛИТУДЫ КОЛЕБАНИЙ LC-ГЕНЕРАТОРА

Генератор синусоидальных колебаний на полевом транзисторе (рис. 7.19) или электронной лампе описывается нелинейным дифференциальным уравнением 2-го порядка [37, 38]

$$\frac{d^2 u}{dt^2} + \frac{1}{L}\left[r - \frac{MS(u)}{C}\right]\frac{du}{dt} + \omega_0^2 u = 0, \qquad (7.52)$$

где M — коэффициент взаимоиндукции катушек контура и связи; $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ и принято, что выходное сопротивление активного прибора $R_i = \infty$ (его легко пересчитать в последовательное сопротивление контура r).

В принципе уравнение (7.52) при известной нелинейной зависимости крутизны S от напряжения u решается численными методами. Однако известно, что при высокой добротности колебательного контура напряжение $u(t)$ оказывается практически синусоидальным:

$$u(t) = U(t) \sin \omega_0 t, \tag{7.53}$$

причем его амплитуда $U(t)$ оказывается медленно изменяющейся по отношению к $\sin \omega_0 t$ функцией. Поскольку шаг численного интегрирования должен быть заметно меньше периода высокочастотной синусоидальной составляющей $u(t)$, то непосредственное численное решение (7.52) требует весьма большого объема вычислений и на микрокалькуляторах нецелесообразно.

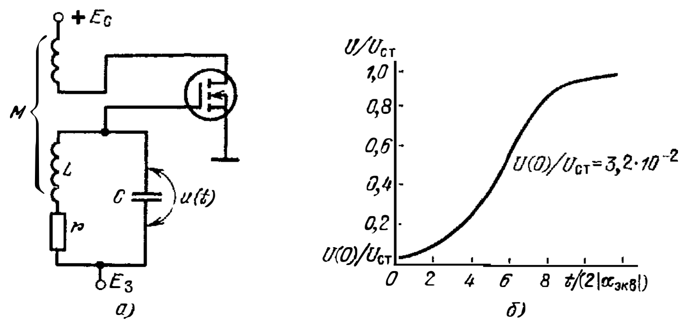


Рис. 7.19. LC-генератор синусоидальных колебаний на мощном МДП-транзисторе (*а*) и временная зависимость амплитуды колебаний (в относительных единицах)

Если решение (7.52) заранее искать в форме (7.53), то оно приводит к аналитическим выражениям для зависимости $U(t)$ [37, 38]. При таком подходе нелинейную зависимость тока i_1 от u аппроксимируют неполным полиномом 3-й степени: $i_1 = a_0 + a_1 u + a_3 u^3$ ($a_1 > 0$, $a_3 < 0$). Тогда $S(u) = di_1/du = a_1 + 3a_3 u^2 = S_0 - 3|a_3| u^2$ и уравнение (7.52) принимает вид

$$\frac{d^2 u}{dt^2} + \left(\frac{r}{L} - \frac{MS_0}{LC} + 3|a_3| \frac{M}{LC} u^2\right) \frac{du}{dt} + \omega_0^2 u = 0. \tag{7.54}$$

Считая, что колебания возрастают медленно, решение (7.54) можно получить в виде [38]

$$U(t) = U_{ст} / \sqrt{1 + [(U_{ст}/U_0)^2 - 1] \exp(-2|\alpha_{экв}| t)}, \tag{7.55}$$

где

$$U_{ст} = \frac{2}{\sqrt{\nu_{экв}/2\alpha_{экв}}}; \quad 2\alpha_{экв} = \frac{1/r - a_1 M/L}{C}; \quad \nu_{экв} = \frac{3|a_3| M^3}{L^3 C}; \tag{7.56}$$

U_0 — начальное значение амплитуды.

Расчет переходного процесса установления амплитуды колебаний LC-генератора по (7.55) и (7.56) реализуется программой БП61 (пример расчета см. на рис. 7.19, *б*). Он соответствует мягкому режиму возникновения колебаний.

7.10. РАСЧЕТ РЕАКЦИИ ВИДЕОУСИЛИТЕЛЕЙ С ВЫСОКОЧАСТОТНОЙ КОРРЕКЦИЕЙ

Импульсные усилители находят широкое применение в различных радиотехнических устройствах. Усилители без коррекции имеют экспоненциальные переходные характеристики, и их аналитический или численный расчет не вызывает трудностей. Усилители с простой индуктивной коррекцией можно рассчитывать, используя программу БП55 расчета ключа при ограничении входного сигнала по амплитуде.

Видеоусилители со сложной коррекцией обычно проектируются с использованием известных критериев оптимальности частотных или переходных характеристик [55]. Однако при этом неясно, к каким искажениям переходной харак-

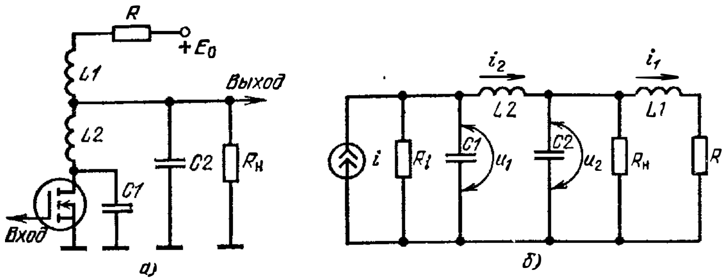


Рис. 7.20. Усилитель на полевом транзисторе со сложной коррекцией (*а*) и его эквивалентная схема (*б*)

теристики ведет отклонение параметров коррекции от оптимальных. Кроме того, реакция таких усилителей на более сложное, чем перепад, воздействие аналитически трудно предсказуема. В связи с этим расчет реакции каскадов видеоусилителей как на простое, так и сложное воздействия численными методами представляет большой практический интерес.

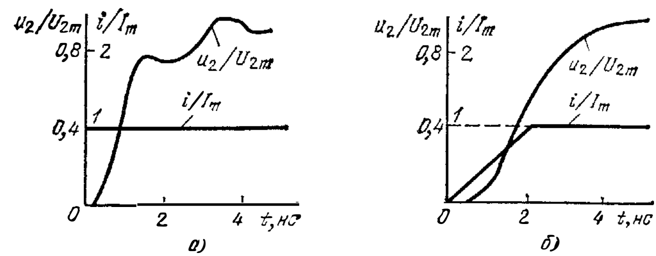


Рис. 7.21. Результаты расчета временно́й зависимости выходного напряжения каскада со сложной коррекцией при ступенчатом (*а*) и линейно нарастающем (*б*) входном перепаде

Реакция выходной цепи каскада со сложной коррекцией (рис. 7.20) на сигнал $i(t) = Su_{вх}(t)$, где S — крутизна передаточной характеристики усилителя, определяется решением системы из четырех линейных дифференциальных уравнений 1-го порядка:

$$\left.\begin{aligned} C_1 du_1/dt &= i - i_2 - u_1/R_i \\ C_2 du_2/dt &= i_2 - i_1 - u_2/R_н; \\ L_2 di_2/dt &= u_1 - u_2; \\ L_1 di_1/dt &= u_2 - i_1 R. \end{aligned}\right\}$$

Эта система решается простым методом Эйлера по формулам.

$$\left.\begin{aligned} u_{1n+1} &= u_{1n} + (\Delta t/C_1)(i_n - i_{2n} - u_{1n}/R_i); \\ i_{2n+1} &= i_{2n} + (\Delta t/L_2)(u_{1n+1} - u_{2n}); \\ u_{2n+1} &= u_{2n} + (\Delta t/C_2)(i_{2\,n+1} - i_{1n} - u_{2n}/R_н); \\ i_{1n+1} &= i_{1n} + (\Delta t/L_1)(u_{2n+1} - i_{1n} R). \end{aligned}\right\} \qquad (7.57)$$

Для решения системы (7.57) программной памяти микрокалькулятора «Электроника Б3-21» недостаточно. В связи с этим целесообразно рассмотрение трех частных случаев: 1) $R_i = \infty$ и $R_н = \infty$; 2) $R_i = \infty$ и $R_н \neq \infty$; 3) $R_i \neq \infty$ и $R_н = \infty$. Расчеты при этих данных реализуются по программам БП62—64. На рис. 7.21 показаны расчетные реакции видеоусилителя на ступенчатый и линейно нарастающий ($t_{ф0} = 2$ нс) сигналы при следующих данных: $C_1 = 2{,}5$ пФ; $C_2 = 20$ пФ; $L_1 = L_2 = 50$ нГ; $\Delta t = 0{,}1$ нс; $R_i = 500$ Ом; $R_н = \infty$ и $R = 100$ Ом. Как видно из приведенного примера, реакция на скачок имеет заметную колебательную составляющую, которая отсутствует при реакции на линейно нарастающий перепад конечной длительности $t_{ф0} = 2$ нс. Данный пример (решение системы из четырех дифференциальных уравнений) характеризует предел сложности подобных вычислений для микрокалькуляторов «Электроника Б3-21».

7.11. РАСЧЕТ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В ЛИНЕЙНЫХ ЦЕПЯХ С ПОМОЩЬЮ ИНТЕГРАЛА СУПЕРПОЗИЦИИ

Одним из широкораспространенных методов расчета переходных процессов в линейных импульсных цепях является метод, основанный на использовании интеграла суперпозиции (Дюамеля) [35, 37, 38, 56]. При этом методе находится выходное напряжение (или ток) цепи $y(t)$ в любой момент времени t при известных переходной характеристике цепи $a(\theta)$ и входном сигнале $x(\theta)$, где θ — текущее время (обозначение θ введено, чтобы текущее время отличалось от заданного момента времени t).

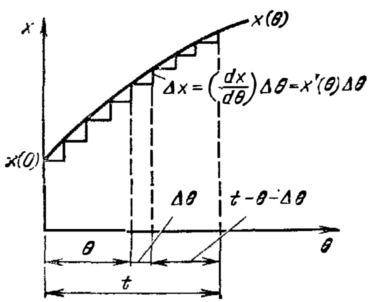


Рис 7.22. Представление кривой $x(\theta)$ суперпозицией скачков

Суть метода поясняет рис. 7.22. Заменим плавную зависимость $x(\theta)$ ступенчатой. Начальное значение $x(0)$ создает выходной сигнал $x(0)\,a(\theta)$. Если в момент времени $(\theta + \Delta\theta)$ возникает скачок входного сигнала, то его значение $\Delta x \approx (dx/d\theta)\,\Delta\theta$. Этот скачок создает выходной сигнал, являющийся результатом умножения Δx на значение переходной характеристики, определяемое с учетом времени действия скачка до момента времени t. Это время равно $t - \theta - \Delta\theta$. Просуммировав реакции от $x(0)$ и всех скачков, получим выходной сигнал как суперпозицию реакций цепи на все скачки.

$$y(t) = x(0)\,a(t) + \sum_{0}^{\theta=t} \left(\frac{dx}{d\theta}\right) a(t-\theta-\Delta\theta)\,\Delta\theta. \tag{7.58}$$

Формула (7.58) непосредственно пригодна для численных расчетов Если $\Delta\theta \to d\theta \to 0$, то она переходит в обычную конечную форму записи интеграла суперпозиции:

$$y(t) = x(0)\,a(t) + \int_0^t x'(\theta)\,a(t-\theta)\,d\theta. \tag{7.59}$$

Приведем также другие равноправные выражения [57]:

$$y(t) = x(0)\,a(t) + \int_0^t x'(t-\theta)\,a(\theta)\,d\theta; \tag{7.60}$$

$$y(t) = a(0)\,x(t) + \int_0^t a'(\theta)\,x(t-\theta)\,d\theta; \tag{7.61}$$

$$y(t) = a(0)\,x(t) + \int_0^t a'(t-\theta)\,x(\theta)\,d\theta. \tag{7.62}$$

Применение одной из формул (7.59)—(7.62) обычно определяется условиями простоты дифференцирования входного воздействия или переходной характеристики. Для реализации расчетов данным методом легко приспособить подходящую (прежде всего по числу шагов и свободных регистров памяти) программу численного интегрирования (см. § 2.4).

Данный метод применим при расчете реакции линейных цепей (усилителей, четырехполюсников и др.) на произвольное, заданное своими дискретными значениями, воздействие. По программе БП65, использующей для интегрирования метод прямоугольников, вычисляется реакция цепи с экспоненциальной переходной характеристикой

$$a(\theta) = \left(1 - e^{-\theta/\tau}\right) \tag{7.63}$$

на дискретно заданные входные сигналы $u_{вх}(t)$. Результат расчета выходного напряжения $u(t)$ на графически заданное входное воздействие дан на рис. 7.23.

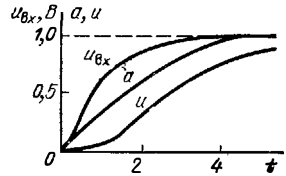


Рис. 7.23. К расчету $u(t)$ на выходе цепи с экспоненциальной переходной характеристикой с помощью интеграла суперпозиции

Если $u_{вх}(\theta)$ выражается аналитически, то дискретные значения $u_{вх}(\theta)$ можно сформировать в самой программе. Иллюстрацией к такому подходу является программа БП66, по которой вычисляется $u(t)$ при $a(\theta)$ вида (7.63) и

$$u_{вх}(\theta) = \left(1 - e^{-\theta/\tau_{вх}}\right).$$

Результат вычислений по этой программе практически совпадает с приведенным на рис. 7.23. По примеру составления этой программы можно составить программы для вычисления реакции линейных цепей на более сложные воздействия, трудно поддающиеся аналитическому расчету.

ГЛАВА 8

РАСЧЕТ И МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕЛАКСАЦИОННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

8.1. РАСЧЕТ И МОДЕЛИРОВАНИЕ МУЛЬТИВИБРАТОРОВ НА ТУННЕЛЬНОМ ДИОДЕ

Автоколебательный и ждущий мультивибраторы на туннельных диодах (рис. 8.1) являются нелинейными регенеративными импульсными устройствами высокого быстродействия. Их работа описывается системой из двух дифференциальных уравнений 1-го порядка:

$$di/dt = (E - iR - u)/L; \tag{8.1}$$

$$du/dt = (i + i_{зап}(t) - I(u))/C, \tag{8.2}$$

где $i_{зап}(t)$ — временная зависимость запускающего тока (у автоколебательного мультивибратора $i_{зап}(t) = 0$); $I(u)$ — нелинейная N-образная характеристика туннельного диода (3.3). Уравнение (8.2) нелинейно, так что данная система не имеет аналитического решения.

Для автоколебательного мультивибратора (8.1) и (8.2) решаются простым численным методом Эйлера с использованием формул:

$$i_{n+1} = i_n + (\Delta t/L)(E - i_n R - u_n); \tag{8.3}$$

$$u_{n+1} = u_n + (\Delta t/C)\left[i_{n+1} - A u_n e^{-\alpha u_n} - D\left(e^{\beta u_n} - 1\right)\right]. \tag{8.4}$$

Расчет по (8.3) и (8.4) реализуется программой БП67, а результат примера расчета временных зависимостей $i(t)$ и $u(t)$ по этой программе показан на рис. 8.2 при $C = 10 \cdot 10^{-12}$ Ф; $L = 100 \cdot 10^{-9}$ Гн; $\Delta t = 0{,}1$ нс; $E = 0{,}3$ В; $A = 0{,}2718$; $I_П = 10$ мА; $D = 10^{-8}$ А; $U_1 = 0{,}1$ В; $\alpha = 10$ 1/В и $\beta = 20$ 1/В.

Программой БП68 реализуется расчет и моделирование ждущего мультивибратора по формулам:

$$u_{n+1}=u_n+(\Delta t/C)\left[i_n+i_{\text{зап}}(t_n)-Au_n\,e^{-\alpha u_n}-De^{\beta u_n}\right]; \tag{8.5}$$

$$i_{n+1}=i_n+(\Delta t/L)\ (E-i_nR-u_{n+1}). \tag{8.6}$$

При записи (8.5) в члене ($e^{\beta u}$ — 1) опущена единица, что ведет к очень малой погрешности в определении $I(u)$ — порядка $D=I_0$. Последнее упрощает программу и уменьшает до допустимого значения число ее шагов. Результаты рас-

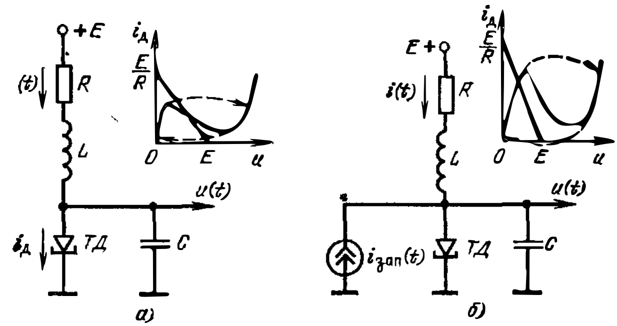


Рис. 8.1. Автоколебательный (*а*) и ждущий (*б*) мультивибраторы на туннельном диоде

чета временнóй зависимости при запуске мультивибратора прямоугольным импульсом даны рис. 8.3 (R = 10 Ом; $u(0)$ = 0,095 В; $i(0)$ = 9,986 мА; остальные данные см. выше).

Расчет временны́х зависимостей $u(t)$ и $i(t)$, т. е. моделирование мультивибратора занимает много времени. Поэтому в инженерной практике целесообразен расчет с использованием аналитических выражений, получаемых при со-

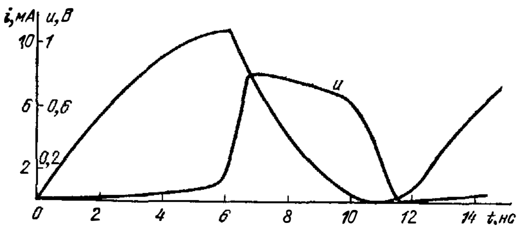


Рис. 8.2. Результаты расчета переходных процессов автоколебательного мультивибратора на туннельном диоде

ответствующей аппроксимации $I(u)$. При больших L длительность стадии роста тока от значения $I_В$ до $I_П$ (рабочая точка на туннельной ветви ВАХ) может быть определена по выражениям [23]

$$t_1=2\tau_L\ m_1/(1+2m_1e), \tag{8.7}$$

где $$m_1=(U_{2R}-U_{1R})/(U_{1R}-U_{0R}); \tag{8.8}$$

$$e=(E-U_{1R})/(U_{2R}-U_{1R}); \tag{8.9}$$

$$\tau_L=L\ (I_П-I_В)/(U_{2R}-U_{1R}), \tag{8.10}$$

и значения напряжений

$$U_{0R}=U_0+I_В R;\quad U_{1R}=U_1+I_П R;\quad U_{2R}=U_2+I_В R,$$

Результаты расчета по (8.7)—(8.10), реализуемого программой БП69, соответствуют промежуточным результатам расчета по линейной и параболической аппроксимации туннельного участка ВАХ туннельного диода. Результаты этого расчета более близки к реальным результатам чем получаемые при расчете по указанным аппроксимациям. Для времени спада тока от значения $I_П$ до $I_В$ воспользуемся выражением [23]

$$t_1 = 1{,}5m_2\tau_L/(1 + 1{,}5m_2(1 - e)),$$

где

$$m_2 = (U_{2R} - U_{1R})/(U_{3R} - U_{2R});$$

$$U_{3R} = U_3 + I_П R.$$

Расчет t_2 выполняется по программе БП70.

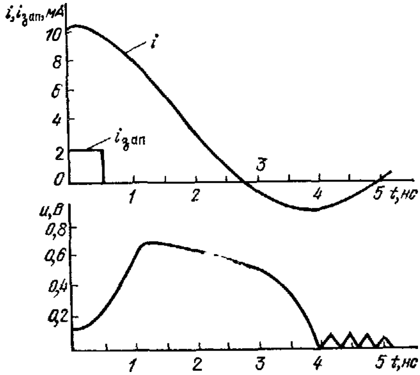


Рис. 8.3. Результаты расчета переходных процессов ждущего мультивибратора на туннельном диоде

Приближенные выражения для длительности фронта и среза выходных импульсов $u(t)$ приведены в [22, 23, 58]. Так, для GaAs туннельных диодов

$$t_ф \approx (0{,}78\ldots 1)\, C/(I_П - I_В); \quad t_с \approx (120\ldots 134)\, CU_П/I_П.$$

Расчет по этим формулам легко провести в непрограммируемом режиме работы микрокалькулятора.

Рассмотрим пример расчета t_1 и t_2 по программам БП69 и 70. Пусть $U_{0R} = 0{,}05$ В; $U_{1R} = 0{,}2$ В; $U_{2R} = 0{,}542$ В; $U_{3R} = 0{,}77$ В; $E = 0{,}3$ В; $I_П = 10 \cdot 10^{-3}$ А; $I_В = 0{,}5 \cdot 10^{-3}$ А $L = 100 \cdot 10^{-9}$ Гн; $R = 10$ Ом. Тогда расчет дает: $e = 0{,}2924$; $t_1/\tau_L = 1{,}954$; $t_1 = 5{,}43 \cdot 10^{-9}$ с; $t_2/\tau_L = 0{,}868$; $t_2 = 2{,}41 \cdot 10^{-9}$ с.

8.2. РАСЧЕТ РЕЛАКСАЦИОННОГО ГЕНЕРАТОРА НА ОДНОПЕРЕХОДНОМ ТРАНЗИСТОРЕ

Релаксационный генератор на однопереходном транзисторе (рис. 8.4, *а*) применяется как высокостабильный низкочастотный задающий автогенератор импульсных колебаний. Резистор *R1* иногда включается для термокомпенсации, а *R2* — для съема коротких разрядных импульсов. Сопротивление зарядного резистора R выбирается из условий

$$(E - U_П)/I_П > R > (E - U_В)/I_В,$$

где $U_П$, $U_В$ и $I_П$, $I_В$ — напряжения и токи пика и впадины S-образной ВАХ однопереходного транзистора (рис. 8.4, *б*). Постоянная времени RC определяет время заряда t_3 конденсатора C, а постоянная времени $CR_p = C(R_2 + R_Д)$ ($R_Д$ — дифференциальное сопротивление включенного прибора со стороны эмиттера) — время разряда C.

Коэффициент деления напряжения при $R_1 \neq 0$ и $R_2 \neq 0$ [59, 60]

$$\eta_R = \frac{\eta + R_2/R_{бб}}{1 + R_2/R_{бб} + R_1/R_{бб}}, \tag{8.11}$$

где η — собственный коэффициент деления транзистора; $R_{бб}$ — межбазовое сопротивление.

Напряжение пика (включения)

$$U_П = \eta_R E + U_Д, \quad \text{где} \quad U_Д \approx m\varphi_Г \ln(I_П/I_{Э0}) \tag{8.12}$$

и $I_{Э0}$ — обратный ток эмиттера.

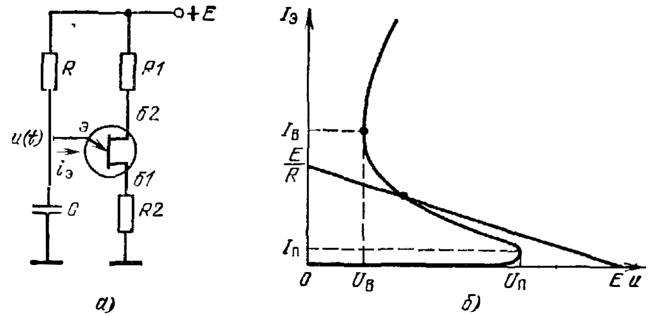


Рис. 8.4. Релаксатор на однопереходном транзисторе (*а*) и выбор положения нагрузочной прямой зарядного резистора *R* (*б*)

Время экспоненциального заряда конденсатора *C* от уровня $U_В$ до уровня $U_П$ (рис. 8.5)

$$t_з = RC \ln [(E - U_В)/(E - U_П)],$$

а время разряда

$$t_р = R_р C \ln (U_П/U_В).$$

Расчет по этим выражениям реализуется совмещенными программами БП71 и 72. Первая из них определяет значения η_R и $U_Д$ по (8.11) и (8.12), причем значение $m\varphi_T \approx 0{,}050$ В вписано в программу по адресам 53—55, 60, 61. Вторая позволяет найти $U_П$, $t_з$, $t_р$, период колебаний $t_0 = t_з + t_р$ и скважность импульсов $Q = t_0/t_р$.

В качестве примера рассмотрим расчет релаксатора на однопереходном транзисторе КТ117В с параметрами: $\eta = 0{,}6$, $R_1 = 1000$ Ом; $R_2 = 100$ Ом; $R_{бб} = 10^4$ Ом; $I_П = 20$ мкА; $I_{э0} = 0{,}01$ мкА; $U_В = 5$ В; $E = 15$ В $R = 10^5$ Ом; $C = 0{,}1 \cdot 10^{-6}$ Ф; $R_д = 100$ Ом. Расчет по первой программе дает $\eta_R = 0{,}5495$ и $U_Д = 0{,}38$ В, а по второй $U_П = 8{,}623$ В; $t_з = 4{,}5 \cdot 10^{-3}$ с; $t_р = 1{,}09 \cdot 10^{-5}$ с; $t_0 = 4{,}50 \cdot 10^{-3}$ с и $Q = 412{,}8$.

8.3. РАСЧЕТ И МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕЛАКСАТОРА НА ЛАВИННОМ ТРАНЗИСТОРЕ

Наиболее распространенная схема емкостного релаксатора на лавинном транзисторе с общим эмиттером (рис. 8.6, *а*) широко применяется в качестве генератора импульсов с временем нарастания $t_ф \leqslant 1$ нс [26—28]. Детальный рас

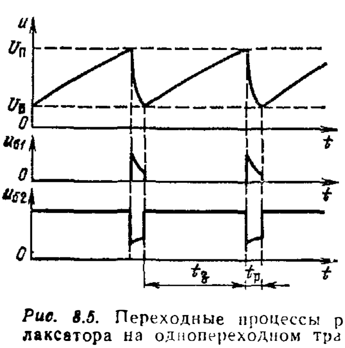


Рис. 8.5. Переходные процессы релаксатора на однопереходном транзисторе

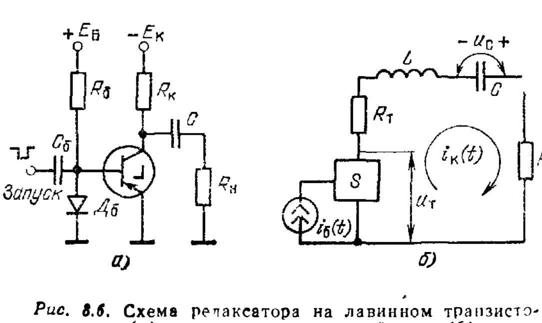


Рис. 8.6. Схема релаксатора на лавинном транзисторе (*а*) и модель его разрядной цепи (*б*)

чет сложных переходных процессов в этой схеме весьма труден, так как требует учета ряда факторов нелинейности и инерционности. В ряде случаев он выполнен на ЭВМ [28, 61]. Однако для некоторых практически важных случаев его можно провести и с помощью микрокалькулятора.

Прежде всего отметим, что рассматриваемый релаксатор обычно используется в ждущем режиме. При этом необходимо выполнение условия

$$i_к(0) = I_{0К} \approx (E_К - u_C(0))/R_к < I_{0Б} \approx E_Б/R_б.$$

В исходном состоянии ток базы $i_б(0) = i_к(0)$, а разность токов $(I_{0Б} - I_{0К})$ протекает через открытый диод $Д_Б$. При этом конденсатор C заряжен до начального напряжения $u_C(0)$, весьма близкого к U_M. При подаче запускающего импульса ток базы обратной полярности уменьшается до нуля (или становится прямой полярности). При этом конденсатор C разряжается через лавинный транзистор и резистор нагрузки $R_н$, на котором формируется короткий импульс. После разряда C заряд происходит по экспоненциальному закону с постоянной времени $CR_к$. Эта стадия не представляет для расчета каких-либо трудностей. При $R_к \gg R_н$ значения $R_к$ практически не влияют на процесс разряда.

При использовании в релаксаторе лавинных транзисторов с ограниченной смыканием областью объемного заряда (в частности, специальных лавинных транзисторов серии ГТ338 и большинства кремниевых планарно-эпитаксиальных) соблюдается условие

$$\tau_т \ll \tau_L = L/R = L/(R_т + R_н), \tag{8.13}$$

где L — индуктивность разрядной цепи; $R_т$ — последовательное активное сопротивление полностью открытого лавинного транзистора.

В этом случае можно пренебречь собственной инерционностью лавинного транзистора и представить модель разрядной цепи релаксатора в виде, показанном на рис. 8.6, *б*. Здесь S — нелинейный двухполюсник, динамическая ВАХ которого определяется формулой (3.20), если положить в ней $I_Б = i_б(t)$. При $i_Б(t) = \mathrm{const}$ эта характеристика совпадает со статической. Так как обычно ток $I_{К0}$ ничтожно мал, то им можно пренебречь и из (3.19) и (3.20) получить

$$u_т(t) \simeq U_{КЭ}(t) = U_M \sqrt[n^*]{1 - \alpha \frac{i_к - i_б(t)}{i_к}}. \tag{8.14}$$

Согласно рис. 8.6, *б*

$$\frac{di_к}{dt} = \frac{u_C - Ri_к - u_т(t)}{L}, \qquad \frac{du_C}{dt} = -\frac{i_к}{C}.$$

Следовательно, используя простой метод Эйлера, временные зависимости $i_к(t)$ и $u_C(t)$ можно рассчитывать по формулам:

$$i_{к\,n+1} = i_{кn} + (\Delta t/L)(u_{Cn} - Ri_{кn} - u_{тn}); \tag{8.15}$$

$$u_{C\,n+1} = u_{Cn} - (\Delta t/C)\, i_{к\,n+1}, \tag{8.16}$$

где $u_{тn} = u_т(t_n)$ на каждом шаге вычислений определяется по (8.14).

Моделирование и расчет на микрокалькуляторе релаксатора по формулам (8.14), (8.15) и (8.16) реализуются программой БП73. При расчетах по программе необходимо вводить начальные значения $i_к(0)$ и $u_C(0)$ (обычно $i_к(0) = I_{0К}$ и $u_C(0) = U_M$), а временную зависимость $i_б(t)$ учитывать вводом значений $i_б(t_n)$ в соответствующие моменты времени.

На рис. 8.7 показаны рассчитанные зависимости $u_т(t)$, $u_C(t)$ и $i_к(t)$ при запуске релаксатора импульсом тока $i_б(t)$, также показанным на рисунке. Расчет велся при типовых данных релаксатора на лавинном транзисторе ГТ338А:

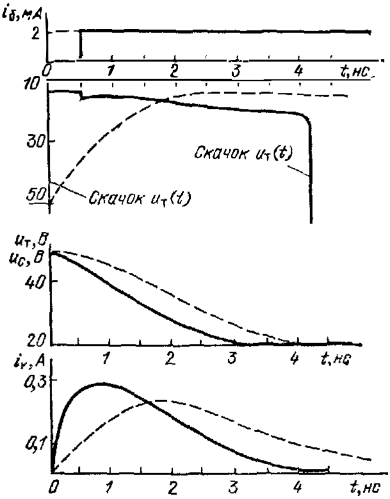


Рис. 8.7. Переходные процессы релаксатора на лавинном транзисторе, рассчитанные на микрокалькуляторе (— — — расчет методом динамического пробоя)

$U_M = 50$ В; $\alpha = 0{,}98$; $n^* = 3$ (записано по адресу 22); $R_т = 15$ Ом; $R_н = 75$ Ом; $R = 90$ Ом (записано по адресам 41 и 42); $L = 40$ нГ; $\Delta t = 0{,}1$ нс; $\Delta t/L = 2{,}5\cdot10^{-3}$ с/Гн; $C = 20$ пФ; $\Delta t/C = 5$ с/Ф; $i_к(0) = 10^{-3}$ А; $u_C(0) = 50$ В. Расчет справедлив до момента выключения лавинного транзистора, определяемого по скачку $u_т(t)$. Обычно после скачка наблюдается неустойчивость решения, легко отмечаемая по нереальным значениям $u_т > u_C$. Скачок соответствует переходу релаксатора в стадию заряда конденсатора C, при котором напряжение $u_C(t)$ экспоненциально (с постоянной времени $CR_к$) достигает уровня $u_C(0)$.

Основная особенность описанной модели релаксатора — отсутствие учета собственной инерционности лавинного транзистора. Поэтому зависимость $u_т(t)$ содержит разрывные участки спада (при включении транзистора) и роста (при выключении транзистора). В действительности резких скачков $u_т(t)$ не наблюдается. В то же время эта модель легко учитывает влияние временной зависимости $i_б(t)$ на характер переходного процесса.

Если условие (8.13) не выполняется, то расчет можно выполнить более приближенным методом динамического пробоя (см. § 3.7). В этом случае модель релаксатора на стадии разряда конденсатора C представляется также в виде представленной на рис. 8.6, *б*, но двухполюсник S следует рассматривать как источник перепада напряжения $u_т(t)$ конечной длительности, причем зависимость $u_т(t) = U_{КЭ}(t)$ определяется приближенной формулой (3.22). Расчет реализуется программой БП74. В начале программы (адреса 00—10) организуется ряд значений величины

$$(t/\tau_т)_{n+1} = (t/\tau_т)_n + (\Delta t/\tau_т),$$

после чего по (3.22) рассчитывается значение $u_т$ — адреса команд 11—43. Затем по (8.15) определяется значение $i_к$ (адреса команд 43—75) и по (8.16) — значение u_C (адреса команд от 75 до 94).

Для сравнения на рис. 8.7 даны зависимости $u_т(t)$, $u_C(t)$ и $i_к(t)$, рассчитанные методом динамического пробоя ($\Delta t/\tau_г = 0{,}2$). Как видно, в данном случае учет заметной инерционности транзистора ($\tau_т = 0{,}5$ нс) ведет к дополнительной задержке разрядного импульса, удлинению его фронта и среза, а также уменьшению амплитуды. Более детально моделирование релаксатора на лавинном транзисторе описано в [28, 61].

8.4. РАСЧЕТ АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНЫХ МУЛЬТИВИБРАТОРОВ НА ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМАХ

Одна из наиболее простых схем мультивибраторов на интегральных ТТЛ-микросхемах (рис. 8.8, *а*) содержит два инвертора и времязадающую RC-цепь. Длительности основных стадий переходного процесса (рис. 8.8, *б*) определяются выражениями [62]:

$$\frac{t_1}{RC} = \ln\frac{2U^0 + I^1_{вх}R - U_п - U^1}{U^0 + I^1_{вх}R - U_п}; \qquad \frac{t_2}{RC} = \frac{R_{б.мт}}{R + R_{б.мт}}\ln\frac{2U^1 - U_п - U^0}{U^1 - U_п},$$

где $I^1_{вх}$ — входной ток при $U_{вх} > U_п$; $R_{б.м.т}$ — сопротивление в цепи базы многоэмиттерного транзистора, входящего в ТТЛ-микросхему.

Расчет по этим формулам реализуется программой 1 пакета БП75. Период колебаний t_0 легко найти, суммируя значения $t_1/(RC)$ и $t_2/(RC)$. При типовых для серий 155 ТТЛ-микросхем данных $U^0 = 0{,}2$ В; $U^1 = 3{,}5$ В, $U_п = 1{,}4$ В; $R_{б.м.т} = 1200$ Ом; $R = 510$ Ом; $I^1_{вх} = 10 \cdot 10^{-6}$ А расчет дает $t_1/(RC) = 1{,}325$;

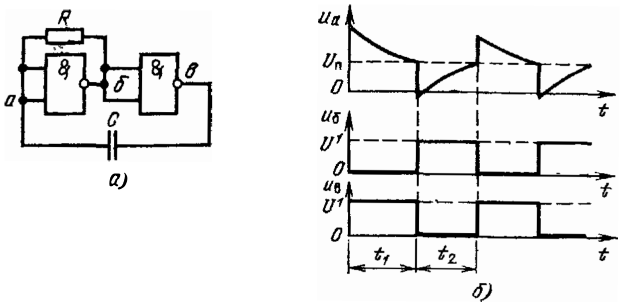


Рис. 8.8. Схема автоколебательного мультивибратора на двух логических микросхемах *(а)* и временные диаграммы его работы *(б)*

$t_2/(RC) = 0{,}663$ и $t_0/(RC) = 1{,}988$. Следовательно, если нужна частота колебаний 100 кГц ($t_0 = 10 \cdot 10^{-6}$ с), то значение $C = t_0/(1{,}988R) = 9{,}863 \cdot 10^{-9}$ Ф $\approx$ $\simeq 10$ нФ.

Мультивибраторы такого типа просты, но имеют низкую стабильность t_1, t_2 и t_0, так как напряжение U^1 почти пропорционально напряжению питания, а $U_п \approx \text{const}$. Кроме того, U^1 и $U_п$ сильно меняются при изменении температуры. Лучшие результаты получаются при построении мультивибраторов на интегральных операционных усилителях и компараторах.

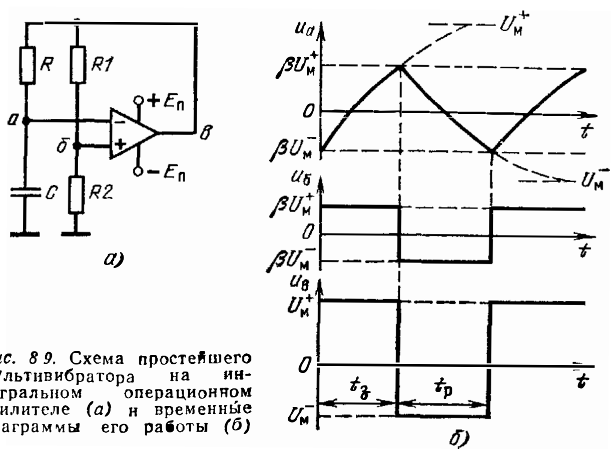


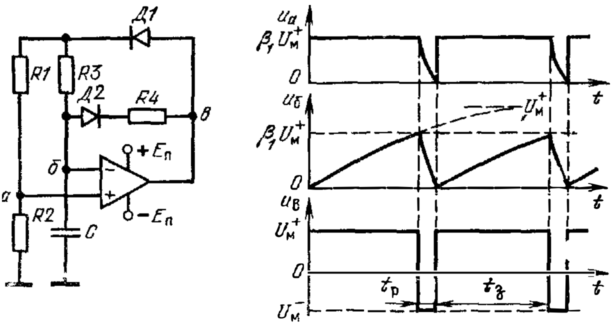
Рис. 8.9. Схема простейшего мультивибратора на интегральном операционном усилителе *(а)* и временные диаграммы его работы *(б)*

Простейший мультивибратор на интегральном операционном усилителе (или компараторе) помимо RC-цепи содержит резисторный делитель цепи положительной обратной связи R_1, R_2 (рис. 8.9, *а*). Из анализа экспоненциальных времязадающих процессов (рис. 8.9, *б*) известны следующие выражения для длительности медленных стадий [62]:

$$\frac{t_з}{RC} = \ln \frac{U_м^+ + \beta U_м^-}{U_м^+ (1-\beta)}; \quad \frac{t_р}{RC} = \ln \frac{U_м^- + \beta U_м^+}{U_м^- (1-\beta)},$$

где $\beta = R_2/(R_1 + R_2)$; $U_м^+$, $U_м^-$ — предельные уровни выходного напряжения положительной и отрицательной полярностей.

Для расчета параметров этого мультивибратора может использоваться программа 2 пакета БП75. При типовых данных мультивибратора на микросхемах серий 140УД1 и 140УД5 ($U_м^+ = 9$ В; $U_м^- = 7$ В; $R_1 = R_2 = 10$ кОм) расчет дает $t_з/(RC) = 1{,}022$ и $t_р/(RC) = 1{,}19$, т. е. различие $U_м^+$ и $U_м^-$ ведет к различию $t_з$ и $t_р$. Поскольку $U_м^+$ и $U_м^-$ зависят от напряжения питания и температуры, стабильность $t_0 = t_р + t_з$ оказывается также невысокой (но почти на порядок лучшей, чем у мультивибраторов на ТТЛ-микросхемах).



а) б)

Рис. 8.10. Схема высокостабильного автоколебательного мультивибратора на интегральном операционном усилителе (а) и временные диаграммы его работы (б)

Высокостабильный несимметричный мультивибратор на интегральном операционном усилителе или компараторе (рис. 8.10, а) описан в [63]. В нем (с помощью диодов *Д1* и *Д2*) разделены цепи заряда и разряда конденсатора *C*, причем при заряде через резистор *R* напряжение переключения прямо пропорционально (коэффициент пропорциональности β_1) предельному напряжению заряда $U_м^+$. Поэтому значение $U_м^+$ не влияет на время $t_з$. Анализ переходных процессов (рис. 8.10 б) дает следующие выражения для длительности медленных стадий [63]:

$$\frac{t_з}{R_3 C} = \ln\frac{1}{1-\beta_1}; \quad \frac{t_р}{R_4 C} = \frac{1}{1-\beta_2}\ln\left[1 + \frac{U_м^+}{U_м^-}\beta_1(1-\beta_2)\right],$$

где $\beta_2 = R_4(R_1 + R_2 + R_3)$; $\beta_1 = R_2/(R_1 + R_2)$.

Расчет по этим формулам выполняется по программе 3 пакета БП75. При указанных в [63] данных ($R_1 = 16$ кОм; $R_2 = 27$ кОм; $R_3 = 43$ кОм; $R_4 = 0{,}68$ кОм; $U_м^+/U_м^- = 1{,}5$; микросхема 140УД1) получаем $t_з/R_3C = 0{,}465$; $t_р/R_4C = 0{,}444$; $\beta_1 = 0{,}372$; $\beta_2 = 7{,}91 \cdot 10^{-3}$. Так как $R_3 \gg R_4$, то $t_з \gg t_р$ и $t_0 \approx t_з$. Нестабильность $t_з$ такого мультивибратора не превышает $\pm$ 0,3% при изменении питающих напряжений на $\pm$ 10 и $\pm$ 0,1% при изменении температуры от 20 до 60° С (эти нестабильности мультивибратора со схемой на рис. 8.9 составляют примерно $\pm$ 2 и 1%, т. е. почти на порядок больше).

В ряде случаев необходимы мультивибраторы с управляемой внешним строб-импульсом генерацией. Такой мультивибратор (рис. 8.11, а) [64] генерирует колебания только в том случае, если $U_{вх} > U_0$. При $U_{вх} < U_0$ на выходе будет «высокое» напряжение $U_н$. Это достигается построением мультивибратора на сдвоенном интегральном компараторе, на выходе которого установлена логическая микросхема. Компаратор *К1* используется для стробирования выход-р ...с сигнала, $K2$ — нижний — для построения собственно мультивибратора. В режиме автоколебаний (рис. 8.11, *б*) [64]

$$\frac{t_з}{CR_3}=\ln\frac{U_l-U_H}{U_h-U_H};\quad \frac{t_р}{CR_4}=\ln\frac{U_h-U_H}{U_l-U_L},$$

где $U_h = U_H R_1/(R_1+R_2)$; $U_l = U_L R_1/(R_1+R_2)$; $U_H = U_s - 0.75$ [В]; U_s — напряжение на входе стробирования; U_H, U_L — верхний и нижний уровни выходного напряжения; U_h, U_l — соответствующие им пороги переключения, задаваемые делителем *R1*, *R2*.

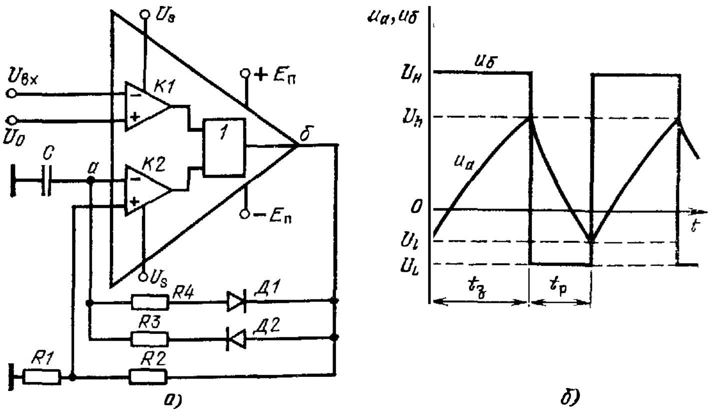


Рис. 8.11. Схема мультивибратора с управляемой генерацией на интегральном компараторе (*а*) и временные диаграммы его работы в автоколебательном режиме (*б*)

Расчет по этим формулам можно проводить, используя программу 4 пакета БП75. Взяв типовые данные (компаратор 521СА1, $R_1 = R_2 = 10$ кОм; $U_H = 4{,}25$ В; $U_L = -1$ В), получим $t_з/R_3C = 0{,}8044$ и $t_р/R_4C = 1{,}8326$. При $R_3 = R_4$ полупериоды существенно различны ($t_з < t_р$) так как различны уровни U_H и U_L.

8.5. РАСЧЕТ ЖДУЩИХ МУЛЬТИВИБРАТОРОВ НА ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМАХ

Ждущие мультивибраторы используются в качестве генераторов и формирователей почти прямоугольных импульсов с заданными длительностью амплитудой и длительностями фронта и среза. Последовательность их расчета практически аналогична описанной в § 8.4 для автоколебательных мультивибраторов. Спецификой проектирования ждущих мультивибраторов обычно является определение порога запуска, т. е. минимальной амплитуды запускающих импульсов заданной длительности. При построении мультивибраторов на интегральных логических микросхемах этот важный параметр однозначно определяется порогом переключения $U_п$ и задержкой $t_з$ микросхемы, т. е. его рассчитывать не требуется. Точный расчет, как правило, необходим для длительности выходного импульса. Время восстановления ждущих мультивибраторов допустимо рассчитывать с большой (до 10—20%) погрешностью, что упрощает расчеты — в расчетных формулах можно не учитывать второстепенные параметры (малые входные токи микросхем, малое напряжение U^0 и т. д.).

В простейшей схеме ждущего мультивибратора (рис. 8.12, *а*) [65] использованы два инвертора (ТТЛ-микросхемы) и времязадающая *RC*-цепь. Анализ

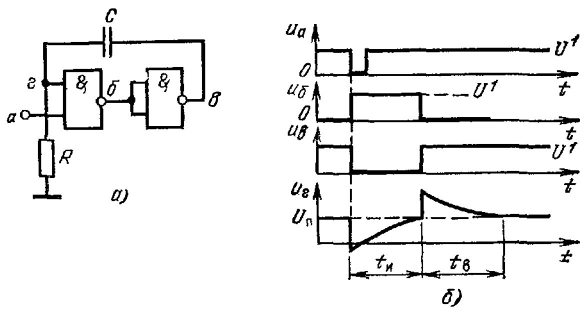


Рис. 8.12. Схема ждущего мультивибратора на двух логических микросхемах (*а*) и временные диаграммы его работы (*б*)

временных диаграмм (рис. 8.12, *б*) дает следующие выражения для длительности формируемого импульса $t_и$ и времени восстановления $t_в$:

$$\frac{t_и}{RC} = \frac{R_{б.\,мт}}{R + R_{б.\,мт}} \ln\left(1 + \frac{U^1 - U^0}{E_{экв} - U_п}\right),$$

$$\frac{t_в}{RC} = \ln\left(1 + \frac{U^1 - U^0}{U_п}\right),$$

где

$$E_{экв} = R\,(E - 0{,}7\,[В])/(R + R_{б.\,м.\,т}).$$

Вычисления по этим формулам реализуются программой 1 пакета БП76. При типовых данных (R = 2 кОм; $R_{б.м.т}$ = 1,2 кОм; U^1 = 3,5 В; U^0 = 0,2 В; $U_п$ = = 1,4 В и E = 5 В) получаем $t_и/(RC)$ = 0,476; $t_в/(RC)$ = 1,211. Отсюда по заданным $t_и$ и R нетрудно найти нужное значение C. Заметим, что величина R в этой схеме должна удовлетворять условию

$$R > U_п/I^п_{вх},$$

где $I^п_{вх}$ — входной ток микросхемы перед ее переключением из состояния логического 0 на выходе в состояние логической 1 (1 мА для ТТЛ-микросхем серий 133 и 155).

Недостатком рассматриваемого мультивибратора (см. рис. 8.12, *а*) является то, что пиковые значения напряжения в точке *г* близки к предельно допустимым и могут превысить последние. Поэтому широкое применение находят мультивибраторы, построенные на основе RS-триггера с интегрирующей хронирующей RC-цепью (рис. 8.13, *а*). В них после запуска напряжение в точке *г* (рис. 8.13, *б*) меняется от уровня U^1 до $U_п$.

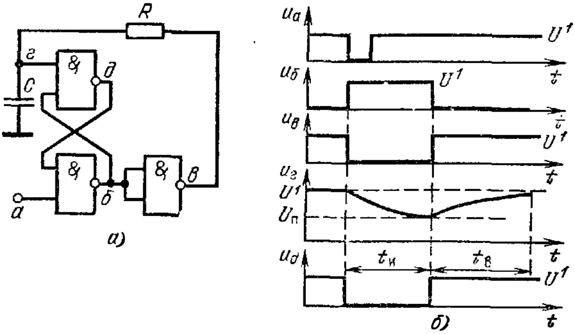


Рис. 8.13. Схема ждущего мультивибратора на основе RS-триггера (*а*) и временные диаграммы его работы (*б*)

Для такого мультивибратора [62]

$$\frac{t_и}{RC}=\ln\frac{U^0-U^1}{U^0-I^1_{вх}R-U_п};\quad t_в\approx 3RC. \qquad (8.17)$$

Расчет по (8.17) проводится с использованием программы 2 пакета БП76. При указанных выше типовых данных и R = 510 Ом (здесь нужно выбирать $R \lessdot U_п/I^п_{вх}$) получим $t_и/RC$ = 1,007, т. е. значение, близкое к значению постоянной времени RC-цепи.

Общим недостатком описанных схем является низкая стабильность $t_и$ (изменения $t_и$ достигают 10—20% при изменении питающего напряжения E на ± 10% ($\Delta E \approx \Delta U^1$ и температуры от + 20 до + 60° С) В [66] предложена новая модификация высокостабильного мультивибратора (рис. 8.14). Ее отличи-

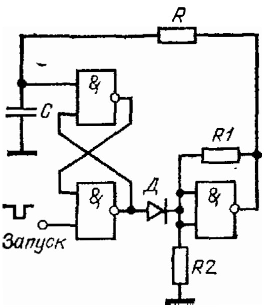


Рис. 8.14. Схема высокостабильного ждущего мультивибратора на логических микросхемах

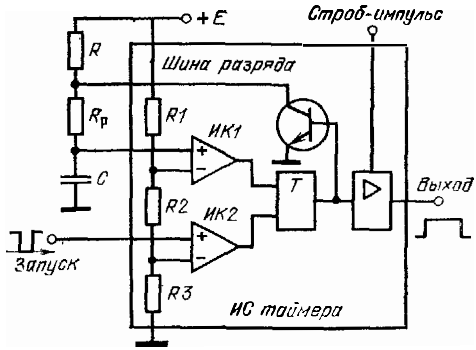


Рис. 8.15. Схема высокостабильного ждущего мультивибратора на основе интегрального таймера

тельной особенностью является охват третьего инвертора нелинейной отрицательной обратной связью, осуществляемой через резисторный делитель $R1$, $R2$ Если бы коэффициент усиления инвертора в линейном режиме K_U был равен ∞, то на выходе его устанавливалось бы напряжение

$$U^1_{ос}=U_п\,(R_1+R_2)/R_2. \qquad (8.18)$$

При $U^0 \approx 0$ и $I^1_{вх} \approx 0$ из (8.17) и (8 18) получаем

$$t_и/(RC)=\ln\,[(R_1+R_2)/R_2]=\text{const}, \qquad (8.19)$$

если все три инвертора идентичны (они должны быть в составе одной микросхемы).

Более точный анализ, учитывающий конечное значение K_U и входной ток инвертора, дает для $U^1_{ос}$ выражение [67]

$$U^1_{ос}=\frac{U_п K_U-I^п_{вх}R_1R_2/(R_1+R_2)}{1+K_U R_2/(R_1+R_2)}. \qquad (8.20)$$

Значение $t_и$ определяется по (8.17) при замене в ней U^1 на $U^1_{ос}$. Расчет по (8.17) и (8.20) реализуется по программе 3 пакета БП76. При $R_1 = R_2 = R$ = 510 Ом; K_U = 40; $U_п$ = 1,4 В; $I^п_{вх} = 10^{-3}$ А; U_0 = 0,2 В и $I^1_{вх} = 10\cdot10^{-6}$ А расчет дает значение $t_и/(RC)$ = 0,716. Заметим, что при $K_U = \infty$ согласно (8.19) $t_и/(RC) = \ln 2$ = 0,693. При изменении $E_п$ на ± 10% изменение $t_и$ составляло по данным эксперимента + 0,3 ... — 0,8%, а при изменении температуры (+ 20 ... + 60° С) не более 1,5% [67].

В последнее время получают распространение специальные микросхемы, предназначенные для формирования импульсов стабильной длительности — интегральные таймеры [68, 69] В типовой схеме ждущего мультивибратора на основе таймера (рис. 8.15) реализуется мостовой принцип стабилизации $t_и$. При нем пороговое напряжение переключения $U_{п1}$, задаваемое интегральным компаратором *ИК1*, прямо пропорционально напряжению питания E хронирующей *RC*-цепи. Это достигается заданием $U_п$ с помощью делителя из резисторов *R1*, *R2*, *R3* с одинаковыми сопротивлениями

$$U_{п1} = \eta_1 E = \frac{R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_2} E \approx 0{,}666E .$$

Высокая идентичность номиналов резисторов достигается интегральной технологией изготовления Другое пороговое напряжение

$$U_{п2} = \eta_2 E = R_3 E/(R_1 + R_2 + R_3) \approx 0{,}333E$$

определяет порог запуска мультивибратора.

При запуске интегральный компаратор *ИК2* переводит триггер *Т* в такое состояние, при котором запирается ключевой транзистор таймера. Конденсатор *С* заряжается через резисторы (R, $R_р$) от начального уровня $U^0 \leqslant 0{,}05$ В до уровня $U_{п1}$ при предельном уровне

$$u_C(\infty) = E - I_{вх}(R + R_р),$$

где $I_{вх}$ — малый входной ток компаратора *ИК1*

Следовательно,

$$\frac{t_и}{RC} = \ln \frac{E - I_{вх}(R + R_р) - U^0}{E - I_{вх}(R + R_р) - \eta_1 E}. \tag{8.21}$$

Время восстановления $t_в \approx 3CR_р$

Малые значения U^0 и $I_{вх}$ интегральных таймеров позволяют получать значения $t_и/(C(R + R_р))$, весьма близкие к идеальному значению $\ln 3 = 1{,}0986 =$ = const. не зависящему от E Расчет по (8.21) с помощью программы 4 пакета БП76 дает $t_и/(C(R + R_р)) = 1{,}09328$ при $E = 15$ В; $I_{вх} = 10^{-9}$ А, $U^0 = 0{,}05$В и $R + R_р = 100$ кОм Это значение отличается от идеального в третьем знаке после запятой, что указывает на высокую стабильность $t_и$

Схемы ряда других мультивибраторов и расчетные выражения для них можно найти в литературе [62—72].

ГЛАВА 9

СТАТИСТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И МАКРОМОДЕЛИРОВАНИЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ И УСТРОЙСТВ

9.1. РАСЧЕТ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ К ИЗМЕНЕНИЯМ ПАРАМЕТРОВ

При проектировании радиоэлектронных устройств весьма важен анализ чувствительности их выходных параметров y_i к изменениям или разбросу внешних и внутренних параметров x_i, совокупность которых обозначим через П.

В общем случае параметр

$$y_i = f(x_1, x_2, \ldots, x_i, \ldots, x_k) = f(\text{П}), \tag{9.1}$$

где под $x_1 \ldots x_k$ подразумеваются такие параметры, как напряжения, токи, сопротивления резисторов, емкости конденсаторов и т. д. Разложив (9.1) в ряд Тейлора, получим

$$\Delta y_i = \frac{\partial f(\text{П})}{\partial x_1} \Delta x_1 + \frac{\partial f(\text{П})}{\partial x_2} \Delta x_2 + \ldots + \frac{\partial f(\text{П})}{\partial x_i} \Delta x_i + \ldots + \frac{\partial f(\text{П})}{\partial x_k} \Delta x_k.$$

Коэффициенты перед абсолютными приращениями параметров x_1, x_2, ..., x_i называются абсолютными коэффициентами нестабильности Так, при изменении x_i абсолютный коэффициент нестабильности

$$A_i = \partial f(x_1, x_2, \ldots, x_i, \ldots, x_h)/\partial x_i \approx \Delta f(\Pi)/\Delta x_i. \qquad (9.2)$$

Нередко используются безразмерные относительные коэффициенты нестабильности, например

$$S_i = \frac{\partial f(\Pi)/f(\Pi)}{\partial x_i/x_i} \simeq \frac{\Delta f(\Pi)/f(\Pi)}{\Delta x_i/x_i}. \qquad (9.3)$$

Тождества $\Delta f(\Pi) = \partial f(\Pi)$ и $\Delta x_i = \partial x_i$ справедливы лишь при линейной зависимости $f(\Pi)$ от параметра x_i. Иногда (см. § 4.3, 4.4) коэффициенты нестабильности определяются аналитически. В большинстве случаев, однако, эта зависимость нелинейная, указанные тождества оказываются неточными при реальных изменениях x_i и $f(\Pi)$ и расчет A_i и S_i упрощается при использовании ЭВМ.

Из множества возможных методов расчета чувствительности на ЭВМ [73—75] для микрокалькуляторов наиболее приемлем простейший — метод малых приращений x_i. При этом методе параметру x_i задают малое приращение Δx_i и находят $\Delta f(\Pi)$ при постоянных других параметрах. Затем по формулам (9.2) и (9.3) находят A_i и S_i.

Выбор Δx_i противоречив. При двух значениях x_i, определяющих $\Delta x_i = x_{i1} - x_{i2}$, получаем $\Delta f(\Pi) = f(\Pi)_1 - f(\Pi)_2$. При близких $f(\Pi)_1$ и $f(\Pi)_2$ их разность может вычисляться с большой погрешностью. В общем случае увеличение Δx_i приводит к увеличению погрешности из-за нелинейности $f(\Pi)$. Полезно задавать два значения Δx_i — положительное и отрицательное. Если $|-\Delta f(\Pi)| \approx \Delta f(\Pi)$, то нелинейность сказывается слабо и можно увеличить Δx_i. Значения A_i и S_i при этом целесообразно вычислять как средние при расчете по приращениям $+\Delta x_i$ и $-\Delta x_i$.

Для иллюстрации рассчитаем чувствительность длительности импульса $t_и$ релаксатора на однопереходном транзисторе (см. рис. 8.4, *а*) к изменению параметров R, C и η при $R_1 = R_2 = 0$. Для $t_и$ имеем выражение

$$t_и = RC \ln (1 - \eta)^{-1}. \qquad (9.4)$$

Пусть $R = 100$ кОм; $C = 10$ нФ и $\eta = 0{,}66$. При точных значениях этих параметров $t_и = t_{и0} = 1{,}0788 \cdot 10^{-3}$ с. Зададимся $\Delta R = 1$ кОм, т. е возьмем $R = 101$ кОм При этом $t_и = 1{,}0896 \cdot 10^{-3}$ с. Следовательно, $A_R = 1{,}08 \cdot 10^{-5}$ с/кОм Аналогично, взяв $\Delta C = 1$ нФ, получим $A_C = 1{,}08 \cdot 10^{-4}$ с/нФ.

Из (9.4) следует, что зависимость $t_и$ от R и C линейна, так что выбор ΔR и ΔC произволен. Однако зависимость $t_и$ от η нелинейна. Допустим, что изменения η составляют $\pm 10\%$, т. е. $\Delta\eta = \pm 0{,}066$. Задав приращение $\Delta\eta$ положительным, а затем и отрицательным, получим $A_\eta^+ = 3{,}27 \cdot 10^{-3}$ с и $A_\eta^- = 2{,}69 \times 10^{-3}$. Различие A_η^+ и A_η^- не очень большое, но указывает на нелинейность зависимости $t_и$ от η. В интервале изменения η на $\pm 10\%$ более точно принять среднее значение $A_\eta = (A_\eta^+ + A_\eta^-)/2 = 2{,}98 \cdot 10^{-3}$ с. Относительные коэффициенты нестабильности в данном примере $S_R = S_C = 1$; $S_\eta = 1{,}823$

Зная коэффициенты нестабильности, легко вычислить абсолютные и относительные изменения выходных параметров при заданных малых изменениях внешних и внутренних параметров. Так, в данном примере

$$\Delta t_и = A_R \Delta R + A_C \Delta C + A_\eta \Delta\eta;$$

$$\Delta t_и / t_{и0} = S_R \Delta R/R + S_C \Delta C/C + S_\eta \Delta\eta/\eta. \qquad (9.5)$$

Описанная методика расчета применима при любых изменениях параметров: вследствие технологического разброса, из-за изменения температуры, частоты и т. д Проиллюстрируем это следующим примером. Пусть требуется определить величины $\delta_{t_и} = \Delta t_и/t_{и0}$ при изменении температуры схемы на 1° С, если применен резистор R с температурным коэффициентом изменения сопротивления $+100 \cdot 10^{-6}$ 1/° С, конденсатор C с температурным коэффициентом емкости — $150 \cdot 10^{-6}$ 1/° С и однопереходный транзистор с температурным коэффициентом δ_η = — $25 \cdot 10^{-6}$ 1/° С Используя (9.5), получаем $\Delta t_и / t_{и0} = 1 \cdot 100 \cdot 10^{-6} - 1 \cdot 150 \cdot 10^{-6} + 1{,}823 \cdot 25 \cdot 10^{-6} = -4{,}425 \cdot 10^{-6}$ 1/° С. Малое значение $\delta_{tи}$ в данном случае получено благодаря частичной взаимной компенсации нестабильности R, η и C

Описанный метод легко приспособить к расчету диапазона изменения выходных параметров при заданных диапазонах изменения внешних и внутренних параметров Если берутся максимальные отклонения параметров x_i, ведущие к максимальному изменению y_i, то выполняется расчет на наихудший случай. Следует отметить, что такое отклонение всех параметров x_i в худшую сторону маловероятно.

9.2. ОСНОВЫ СТАТИСТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ И РАСЧЕТА РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ (МЕТОД МОНТЕ-КАРЛО)

При расчете на наихудший случай игнорируется статистический характер изменения параметров устройств Это ведет к неоправданному ужесточению допусков на параметры, усложнению настройки и регулировки аппаратуры, снижению процента выхода годных изделий, а иногда ошибочно указывает на невозможность создания аппаратуры с требуемыми выходными параметрами

В связи с этим на практике нередко прибегают к испытаниям большой партии готовых устройств с последующей статистической обработкой полученных результатов (см § 9 3) Такой метод называется статистическим экспериментальным методом анализа Его недостатком является то, что он применим на заключительных стадиях разработки (когда аппаратура или ее узлы уже разработаны), весьма трудоемок, требует больших материальных затрат на проведение экспериментальных работ и последующую доводку аппаратуры В связи с этим перспективны автоматизированные методы статистического моделирования [8, 74—76] основанные на заимствованном из теории игр методе Монте-Карло [8 77]

При методе Монте-Карло входные и другие воздействия моделируются на ЭВМ. С этой целью создаются датчики случайных чисел с равномерным распределением, из которых затем формируются числа с иными требуемыми законами распределения (см § 9.4). Эти числа используются как эквиваленты входных воздействий, внутренних параметров схем и т. д. Затем многократно рассчитываются выходные параметры по математической модели устройства На заключительной стадии выполняется статистическая обработка полученных результатов Итогом моделирования могут быть гистограммы разброса выходных параметров, расчетные данные о работоспособности устройства, оценка его реакции на сложные сигналы (с помехами) и т. д.

Таким образом, метод Монте-Карло позволяет оценить на ЭВМ работу устройств при самом различном сочетании их внешних и внутренних параметров с учетом их статистических характеристик В отличие от экспериментального статистического метода, данный метод применим на начальном этапе проектирования устройств, позволяет резко уменьшить объем трудоемких экспериментальных исследований, уменьшить затраты на приобретение лабораторного оборудования, задать такую совокупность параметров, которую трудно или рискованно задавать при эксперименте.

Статистическое моделирование на ЭВМ имеет и недостатки. Для его реализации нужны корректные и апробированные (иногда сложные) математические модели устройств. При малой погрешности расчетов (0,1—0,001%) требуется очень большое число испытаний N (многие тысячи) Однако при обычно приемлемой на практике погрешности моделирования 1—5% необходимое число испытаний сокращается до 100—500 [8]. Это позволяет в некоторых случаях реализовать статистическое моделирование с помощью программируемых микрокалькуляторов Возможности его резко увеличиваются при реализации на современных микро- и мини-ЭВМ с большой скоростью вычислений.

9.3. РАСЧЕТ ОСНОВНЫХ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК

Важнейшей статистической характеристикой является вероятность события (например, появления величины x_n) P. Если при общем числе условий возникновения события N оно появляется при K условиях, то $P = K/N$. Плотность вероятностей можно оценить частотой появления случайной величины x_n в интервале dx, т. е. функцией $f(x)$. Интеграл от этой функции

$$F(x) = \int_{-\infty}^{x} f(x)\,dx$$

называется функцией распределения вероятности.

Обычно случайные числа заданы массивом из N случайных величин. К важнейшим характеристикам такого массива относятся начальные

$$m_k(x) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N} x_n^k \qquad (k=1, 2, \ldots)$$

и центральные

$$M_k(x) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N} [x_n - m_1(x)]^k \qquad (k=2, 3, \ldots)$$

моменты k-го порядка. Как правило, ограничиваются рассмотрением моментов до 4-го порядка включительно. Момент $M_1(x) = 0$.

Вычисление начальных моментов легко организовать по мере ввода чисел x_n (n от 1 до N) с накоплением сумм величин x_n^k в соответствующих регистрах памяти ЭВМ. Сложнее вычислять $M_k(x)$, так как в формулы для центральных моментов входит первый момент $m_1(x)$, определяемый после ввода всех x_n. Чтобы избежать запоминания всех x_n или их повторного ввода, целесообразно воспользоваться известными выражениями [2, 10], позволяющими вычислить центральные моменты через начальные (для простоты записи далее опускаем x в скобках):

$$M_2 = m_2 - m_1^2;$$

$$M_3 = m_3 - 3m_1 m_2 + 2m_1^3 = m_3 + m_1(2m_1^2 - 3m_2);$$

$$M_4 = m_4 - 4m_1 m_3 + 6m_1^2 m_2 - 3m_1^4 = m_4 + 4m_1\left[\frac{3}{4} m_1(2m_2 - m_1^2) - m_3\right].$$

Основными статистическими характеристиками массива x_n считаются: среднее значение $\bar{x}$, дисперсия D, асимметрия S и эксцесс E. Среднее значение — первый начальный момент —

$$m_1 = \bar{x} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N} x_n$$

характеризует математическое ожидание (или наиболее вероятное значение) величины x. Дисперсия

$$D = \sigma^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N} (x_n - \bar{x}) = M_2$$

характеризует вероятную степень отклонения случайной величины от ее математического ожидания. При этом величина $\sigma = \sqrt{D}$ является стандартным отклонением (или средней квадратической погрешностью).

Для нормального распределения (см. § 9.4) дисперсия оказывается смещенной. Несмещенная дисперсия определяется выражением

$$D_0 = \sigma^2_{N-1} = M_2 N/(N-1).$$

Асимметрией является нормированный относительно дисперсии центральный момент 3-го порядка

$$S = \frac{1}{ND^{3/2}} \sum_{n=1}^{N} (x_n - \bar{x})^3 = M_3/M_2^{3/2}.$$

Асимметрия указывает на характер скошенности графика функции $f(x)$ (рис. 9.1). При $S = 0$ кривая $f(x)$ симметрична, при $S > 0$ вытянута правая, а при $S < 0$ — левая спадающая часть этой кривой. Искажения формы оцениваются относительно формы при нормальном распределении. Эксцесс является показателем «сгруппированности» случайных величин вокруг среднего значения

$$E = \frac{1}{ND^2} \sum_{n=1}^{N} (x_n - \bar{x})^4 = \frac{M_4}{M_2^2} - 3$$

и характеризует степень заостренности пика кривой $f(x)$ (относительно кривой при нормальном распределении).

С помощью программы БП77 вычисляются четыре начальных момента, среднее значение и дисперсия D_0 массива N вводимых в микрокалькулятор «Электроника Б3-21» чисел. Ее первая часть (до команды с адресом 50) служит для вычисления N, x_n^2, x_n^3 и x_n^4, а также накопления сумм x_n и трех последних величин в регистрах памяти Р2 ... Р5. По окончании ввода запускается вторая часть программы (нажатием клавиш БП Р5 С/П) и вычисляется значение $(N - 1) =$ Р7 и $\bar{x} - m_1 =$ Р2 = РХ (до команды с адресом 61). При еще одном

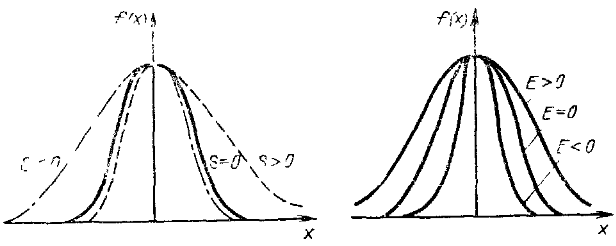


Рис. 9.1. Вид кривых распределения случайных чисел при разных S и E

нажатии клавиши С/П вычисляются $m_1^2 =$ Р8 и $D_0 =$ РХ. Для вычисления D в конце расчета D_0 следует нажать клавиши ↑ F7 × ↑ F6 ÷. С целью облегчения ввода x_n предусмотрен вывод на индикацию номера каждого введенного числа после его обработки. Обработка одного числа занимает около 5 с.

Для вычисления S и E служит программа БП78, которая вводится после программы БП77 и является ее продолжением. Минимизация числа шагов этой программы достигнута преобразованием формул для M_3 и M_4 и рациональным использованием регистров памяти микрокалькулятора.

Наглядное представление о виде функции $f(x)$ дают гистограммы распределения величин x_n в заданных интервалах Δx. Программа БП79 служит для автоматического подсчета числа значений x_n, попадающих в следующие интервалы (числа хранятся в регистрах Р2 .. Р7): $x < 5$ (Р2); $5 \leqslant x < 6$ (Р3); $6 \leqslant x < 7$ (Р4); $7 \leqslant x < 8$ (Р5); $8 \leqslant x < 9$ (Р6); $9 < x$ (Р7). Левая граница интервала $x_л = 5$ может быть изменена путем записи по адресам 05 и 10 вместо числа 05 другого значения $x_л \leqslant 99$. В общем случае числа x_n следует нормировать (умножая их на константу K и суммируя с константой S), чтобы полученные значения попали в указанные пределы.

Число значений x_n подсчитывается с помощью операций условных переходов. Вначале величина $x_n - x_л$ сравнивается с 0. Если $x_n - x_л < 0$, т. е. $x_n < x_л$, то происходит прибавление 1 к содержимому регистра памяти Р2 и возврат к адресу 02 (началу программы). Если $x_n - x_л > 0$, то проверяется условие $(x_n - x_л - 1) < 0$; если оно не выполняется, то проверяется условие $(x_n - x_л - 2) < 0$ и т. д. При этом 1 прибавляется всегда к содержимому только того регистра, который соответствует интервалу Δx, в который попадает данное значение x_n. Время обработки одного отсчета составляет от 2 до 5 с (в зависимости от значения x_n).

Большее число регистров памяти и шагов программы микрокалькулятора «Электроника Б3-34» позволяет вычислять все перечисленные статистические параметры по одной программе ПП13/34 (см. приложение 2). При этом переход от накопления данных к расчету осуществляется автоматически после ввода последнего числа x_N.

Еще бо́льшие возможности автоматизации статистических расчетов открывают микро-ЭВМ, в частности «Электроника Д3-28». В ее математическое обеспечение включена программа статистических расчетов. Пакет программ содержит программу ПП10/28, по которой рассчитываются среднее, дисперсия, асимметрия, эксцесс и осуществляется накопление данных для построения гистограмм при 20 интервалах с произвольно заданными границами. По этой программе вычисляются также коэффициенты

$$\alpha_S = \sqrt{\frac{6(N-1)}{(N+1)(N+3)}}; \qquad \alpha_E = \sqrt{\frac{24N(N-2)(N-3)}{(N-1)^2(N+3)(N+5)}}.$$

Если S и E меньше $2\alpha_S$ и $2\alpha_E$, то можно считать, что закон распределения случайных чисел близок к нормальному.

В микро-ЭВМ «Электроника Д3-28» и в настольный микрокалькулятор «Электроника МК-46» числа могут вводиться с внешних периферийных устройств, например аналого-цифровых преобразователей. Это открывает возможности применения этих микро-ЭВМ в автоматических системах сбора и статистической обработки информации.

9.4. ФОРМИРОВАНИЕ ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫХ ЧИСЕЛ С ЗАДАННЫМ ЗАКОНОМ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ

Для имитации параметров радиоэлектронных систем и устройств широко применяются равномерно распределенные случайные числа. Они заключены в интервале от 0 до 1 с одинаковой вероятностью любой их величины в этом интервале. Источниками таких чисел служат специальные физические датчики, таблицы случайных чисел, их получают различными программными способами. В последнем случае речь идет о повторяющихся больших последовательностях случайных чисел с равномерным распределением, т. е. псевдослучайных чисел. Приставку «псевдо» будем опускать, помня, однако, о таком характере программно формируемых чисел. Рассмотрим некоторые методы формирования случайных чисел [2, 10, 77, 78].

Метод Неймана получения случайных чисел с равномерным распределением заключается в возведении p-разрядного числа V_n в квадрат, причем из середины цифровой последовательности результата V_n^2 выделяют p цифр, образующих новое число V_{n+1}, и т. д. Другой метод заключается в таком выделении середины ряда цифр произведения $V_{n-1}V_n$. Апериодичность последовательности, т. е. число неповторяющихся чисел L, мала и составляет $L < 2^p$.

Метод Коробова основан на вычислении случайных чисел по формуле

$$U_{n+1} = (qV_n)_{\mathrm{mod}\,p},$$

где p — большое простое число (2027, 5087 и т. д.), а q берется близким к $p/2$ из множества чисел $p - 3^m$ (где m — целое число). Большое число параметров (p, q, m) является недостатком этого метода, программная реализация которого на микрокалькуляторах описана в [2]. Кроме того, получаемые случайные числа распределены в интервале [1, $p - 1$], и их для приведения в интервал [0, 1] следует дополнительно делить и p.

Более простой мультипликативный метод реализуется формулой

$$V_{n+1} = (kV_n)_{\text{др}},$$

где $k = 8t \pm 3 = \text{const}$; $(kV_n)_{\text{др}}$ — дробная часть произведения kV_n, t — целое число. В дальнейшем взято $k = (8 \cdot 5 - 3) = 37$. Получающиеся случайные числа равномерно распределены в интервале 0, 1. Их можно привести в интервал $[a, b]$, применив формулу пересчета каждого числа: $X_n = a + (b - a) V_n$.

По программе 1 пакета БП80 реализуется этот метод. Дробная часть произведения $37V_n$ отделяется фрагментом программы (Р2 1 ВП 7 XY + XY — / — / ↑ F2 +), описанным в § 1.5. Согласно программе выдаются числа $V_n \times$ $\times [0, 1]$ и X_n $[a, b]$ после ввода a, b и начального случайного числа V_0 (любое нечетное число менее 1, например 0,37843). Приведем 50 случайных чисел (округленных на третьем знаке после запятой), полученных с помощью этой программы: 0,378; 0,002; 0,071; 0,615; 0,747; 0,648; 0,958; 0,441; 0,324; 0,989; 0,597; 0,092; 0,389; 0,387; 0,308; 0,406; 0,022; 0,8; 0,612; 0,624; 0,102; 0,79; 0,227; 0,368, 0,311; 0,516; 0,074; 0,733; 0,128; 0,737; 0,273; 0,103; 0,833; 0,815; 0,144; 0,338; 0,506; 0,708; 0,207; 0,676; 0,026; 0,978; 0,183; 0,759; 0,075; 0,784; 0,99; 0,625; 0,132; 0,885.

Случайные числа с иными законами распределения можно получить с помощью соответствующих уравнений преобразования (табл. 9.1), например по

Таблица 9.1

Законы распределения случайных чисел и уравнения преобразования

Закон распределения	Уравнения преобразования равномерно распределенной величины
Экспоненциальный $f(x) = \lambda e^{\lambda x}$	$X_n = -\dfrac{1}{\lambda} \ln V_n$
Сдвинутый экспоненциальный $f(x) = \lambda\, e^{-\lambda (x-b)}$	$X_n = b - \dfrac{1}{\lambda} \ln V_n$
Вейбулла $f(x) = \dfrac{m(x-\gamma)}{x_0}^{m-1} e^{-\frac{(x-\gamma)m}{x_0}}$	$X_n = \sqrt{-x_0 \ln (1 - V_n) + \gamma}$
Рэлея $f(x) = \dfrac{x}{\sigma^2} e^{-x^2/2\sigma^2}$	$X_n = \sigma \sqrt{-2 \ln V_n}$

программе 2 пакета БП80. Особое значение имеет нормальный закон распределения (Гаусса)

$$f(x)=\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}\exp\left[-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right],$$

функция распределения вероятностей которого (рис. 9.2)

$$F(x)=\int_{-\infty}^{x}f(x)\,dx=\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^{x}\exp\left[-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right]dx,$$

где $\mu=\bar{x}$; $\sigma^2=D$.

Ввиду сложности генерации чисел с нормальным распределением R используется ряд специальных методов получения их из случайных чисел с равномерным распределением V [33, 77, 78] Так, базируясь на известной центральной теореме [77] R можно вычислить по $m\geqslant 6$ равномерно распределенных чисел V_n:

$$R_n=\left(\sum_{n=1}^{m}V_n-m/2\right)\Big/(m/2)^{1/3}$$

или при $m=6$

$$R_n=\left(\sum_{n=1}^{6}V_n-3\right)/0{,}7071.$$

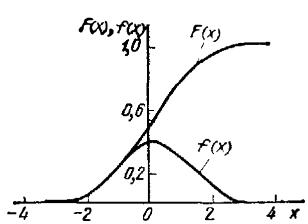


Рис. 9.2. Нормированные зависимости $f(x)$ и $F(x)$ для случайных чисел с нормальным распределением при $\mu=0$, $\sigma=1$

Этот способ не удобен для реализации на микрокалькуляторах, так как требует запоминания шести чисел V_n.

Нейманом предложена процедура отбора чисел с нормальным распределением из массива V_n с помощью формул [77]:

$$R_n=c\,(2V_n-1) \tag{9.6}$$

при условии

$$-2c^2(V_n-0{,}5)^2\geqslant\ln V_{n+1}. \tag{9.7}$$

Если условие (9.7) не выполняется, вычисленное по (9.6) значение R_n бракуется. Реализация метода Неймана иллюстрируется программой 3 пакета БП80. Недостаток метода — низкая скорость генерации случайных чисел, поскольку значительная их часть бракуется. Этот недостаток относится и к другому методу отбраковки по формуле

$$R_n=-\ln V_n$$

при условии

$$0{,}5(-\ln V_n-1)^2\geqslant-\ln V_{n+1}.$$

Еще один способ генерации случайных чисел с нормальным распределением, предложенный Муллером [77], позволяет получить пару сопряженных чисел с помощью формул

$$R_n'=\sqrt{2\ln(1/V_n)}\cos(2\pi V_{n-1});$$

$$R_n''=\sqrt{2\ln(1/V_n)}\sin(2\pi V_{n-1}). \tag{9.8}$$

Для упрощения программной реализации можно использовать одну из последних двух формул.

Получаемые описанными способами числа R_n соответствуют нормированному нормальному распределению ($\sigma = 1$, $\mu = \bar{x} = 0$). В общем случае, если $\sigma \neq 1$ и $\bar{x} \neq 0$, получаем

$$r_n = \bar{x} + R_n \sigma. \tag{9.9}$$

Генерацию случайных чисел с нормальным распределением обеспечивает программа 4 пакета БП80. В начале ее выполнения формируются случайные числа с равномерным распределением, а затем с помощью (9.8) и (9.9) вычисляются числа r_n. В конце программы число V_{n+1} вызывается из регистра 3, происходит безусловный переход на первый шаг программы, т. е. это число заносится в регистр 2, и операции повторяются. Приведем первые 50 случайных чисел, формируемых по этой программе при $\bar{x} = 1$, $\sigma = 0{,}1$ и $V_0 = 0{,}12345$: 1,074513; 0,8596403; 1,004002; 1,121478; 1,106327; 1,009541; 1,215648; 1,046015; 0,9514849; 1,124708; 1,04446; 0,987115; 1,060980; 1,099730; 0,9224485; 1,059320; 1,014229; 0,9265782; 1,085754; 1,059342; 0,9483776; 0,959669; 0,881554; 1,007637; 1,082138; 0,8556025; 1,145623; 1,177357; 1,085406; 0,9961106; 0,9998403; 0,9814776; 0,951891; 0,9246351; 0,9508412; 1,042991; 0,9575241; 0,9595863; 0,9127397; 0,775545; 1,026912; 0,9244854; 1,005543; 0,8880986; 1,036104; 0,9489098; 1,023539; 1,023054; 0,8397063; 1,062862.

Качество последовательностей случайных чисел, т. е. соответствие их статистических параметров требуемым, проверяется различными способами. Один из них — частотный — заключается в подсчете относительного числа n/N чисел, попадающих в интервал $\pm\sigma$ (от 0,2113 до 0,7887 для равномерно распределенных чисел). Для последних теоретически $n/N = 0{,}5774$ (для чисел полученных по программе БП80 $n = 27$, $N = 50$ и $n/N = 0{,}54$, что близко к 0,5774 с учетом относительно малого N). Для таких чисел $\bar{x} = 0{,}5$ и $\sigma = 0{,}2887$ [77].

Для чисел с нормальным нормированным распределением $\bar{x} = 0$ и $D = 1$. Для проверки нормальности распределения вычисляются коэффициенты α_S и α_E. Как отмечалось, распределение можно принять нормальным, если S и E превышают α_S и α_E не более чем в 2 раза.

9.5. АППРОКСИМАЦИЯ РАЗЛИЧНЫХ ЗАВИСИМОСТЕЙ

Одной из областей практического приложения статистических методов расчета является аппроксимация различных зависимостей, задаваемых числами. Обычно с этой целью график искомой зависимости $y = f(x)$ строят в линейном, логарифмическом или ином масштабе, что по его виду позволяет оценить закон изменения величины $y(x)$. Такой процесс трудоемок, а главное, не обеспечивает предельно высокой точности аппроксимации.

Согласно известному методу наименьших квадратов (см. подробно в [79]) условие максимальной приближенности реальной зависимости $y = f(x)$, заданной числами, к аппроксимирующей ее функции, заданной аналитически, совпадает с условием минимума суммы квадратов погрешностей для всех дискретных значений $y_n = f(x_n)$. Формулы, позволяющие найти параметры аппроксимирующей зависимости по ряду ее приближенных дискретных значений $y_n = f(x_n)$, полученные на основе метода наименьших квадратов, даны в [77]. Рассмотрим реализацию таких расчетов на микрокалькуляторах при любом (в отличие от [2]) числе дискретных значений x_n и y_n

А. Линейная аппроксимация. Пусть дано N пар точек x_n, y_n, приближенно представляющих линейную зависимость $y = \beta_0 + \beta_1 x$, где β_0 — отрезок, отсекаемый прямой $y = f(x)$ на оси y; β_1 — угловой коэффициент этой прямой. Тогда β_0 и β_1 определяются как

$$\beta_1=\frac{\sum_{n=1}^{N} x_n \sum_{n=1}^{N} y_n - N \sum_{n=1}^{N} x_n y_n}{\left(\sum_{n=1}^{N} x_n\right)^2 - N \sum_{n=1}^{N} x_n^2}, \tag{9.10}$$

$$\beta_0=\frac{1}{N}\left(\sum_{n=1}^{N} y_n - \beta_1 \sum_{n=1}^{N} x_n\right). \tag{9.11}$$

Значения β_0 и β_1 рассчитываются по согласованным программам БП81 и БП82. Первая из них — программа накопления данных — служит для вычисления сумм величин x_n, x_n^2, y_n и $x_n y_n$. Вторая позволяет найти β_1 и β_0 по формулам (9.10) и (9.11).

Рассмотрим практический пример. Пусть преобразователь напряжения U в частоту f имеет зависимость $f(U)$, заданную значениями:

$x=U$, В	2	4	6	8	10
$y=f$, кГц	5,5	6,3	7,2	8	8,6

Расчет по программе БП81 дает $\sum_{n=1}^{N} x_n = 30$; $\sum_{n=1}^{N} x_n^2 = 220$, $\sum_{n=1}^{N} y_n = 35,6$; $\sum_{n=1}^{N} x_n y_n = 229,4$; $N = 5$. Расчет по программе БП82 дает $\beta_0 = 4,75$ кГц; $\beta_1 = 0,395$ кГц/В. Следовательно, аппроксимирующая прямая выражается формулой $f = 4,75 + 0,395U$, где f — в килогерцах, U — в вольтах. Программа ПП14-34 реализует линейную аппроксимацию с помощью микрокалькулятора «Электроника Б3-34».

Б. Параболическая аппроксимация. Пусть между Y и X существует нелинейная зависимость вида $Y = \beta_0 + \beta_1 X + \beta_2 X^2$. В этом случае для нахождения коэффициентов β_0, β_1 и β_2 необходимо решить довольно громоздкую систему линейных алгебраических уравнений

$$\left.\begin{aligned}
&\beta_0 N + \beta_1 \sum_{n=1}^{N} X_n + \beta_2 \sum_{n=1}^{N} X_n^2 = \sum_{n=1}^{N} Y_n;\\
&\beta_0 \sum_{n=1}^{N} X_n + \beta_1 \sum_{n=1}^{N} X_n^2 + \beta_2 \sum_{n=1}^{N} X_n^3 = \sum_{n=1}^{N} X_n Y_n;\\
&\beta_0 \sum_{n=1}^{N} X_n^2 + \beta_1 \sum_{n=1}^{N} X_n^3 + \beta_2 \sum_{n=1}^{N} X_n^4 = \sum_{n=1}^{N} X_n^2 Y_n
\end{aligned}\right\} \tag{9.12}$$

Систему (9.12) можно привести к классическому виду системы из трех алгебраических уравнений (2.1), считая β_0, β_1 и β_2 неизвестными x_1, x_2 и x_3, а суммы, входящие в (9.12), коэффициентами в соответствии с матрицей

$$\left|\begin{matrix}
N & \sum_{n=1}^{N} X_n & \sum_{n=1}^{N} X_n^2 & \sum_{n=1}^{N} Y_n\\
\sum_{n=1}^{N} X_n & \sum_{n=1}^{N} X_n^2 & \sum_{n=1}^{N} X_n^3 & \sum_{n=1}^{N} X_n Y_n\\
\sum_{n=1}^{N} X_n^2 & \sum_{n=1}^{N} X_n^3 & \sum_{n=1}^{N} X_n^4 & \sum_{n=1}^{N} X_n^2 Y_n
\end{matrix}\right| = \left|\begin{matrix}
a_1\, a_2\, a_3\, a_4\\
a_5\, a_6\, a_7\, a_8\\
a_9\, a_{10}\, a_{11}\, a_{12}
\end{matrix}\right| \tag{9.13}$$

Программа БП83 для микрокалькулятора «Электроника Б3-21» обеспечивает накопление данных для расчета коэффициентов матрицы (9.13), а программа БП84 позволяет найти главный определитель Δ системы (9.12). Заменяя в нем столбцы столбцом свободных членов a_4, a_8 и a_{12}, находим Δ_1, Δ_2 и Δ_3 и соответственно $x_1 = \beta_0 = \Delta_1/\Delta$; $x_2 = \beta_1 = \Delta_2/\Delta$ и $x_3 = \beta_2 = \Delta_3/\Delta$.

Рассмотрим пример параболической аппроксимации зависимости, заданной следующими значениями X_n и Y_n:

X	2	4	6	8	10	12	14
Y	3,76	4,44	5,04	5,56	6,0	6,36	6,64

Используя программу БП83, получаем матрицу чисел, соответствующую (9.13):

$$\begin{vmatrix} 7 & 56 & 560 & 37{,}8 \\ 56 & 560 & 6272 & 329{,}28 \\ 560 & 6272 & 74816 & 3440{,}64 \end{vmatrix}.$$

Взяв первых три столбца, с помощью программы БП84 находим $\Delta = 1\,053\,696$. Заменив первый столбец четвертым и повторив все операции по программе БП84, получим $\Delta_1 = 3\,161\,052$. Следовательно, $\beta_0 = \Delta_1/\Delta = 2{,}999965 \approx 3$. Заменив второй столбец четвертым, получим $\Delta_2 = 421478{,}4$, следовательно, $\beta_1 = \Delta_2/\Delta = 0{,}4$, и, наконец, заменив третий столбец четвертым, получим $\Delta_3 = -10537$, т. е. $\beta_2 = \Delta_3/\Delta = -1{,}000003 \cdot 10^{-2} \approx -0{,}01$. Таким образом, заданная зависимость аппроксимируется выражением $Y = 3 + 0{,}4X - 0{,}01X^2$. На микрокалькуляторе «Электроника Б3-34» эти вычисления реализуются одной программой ПП15/34.

В. Степенная аппроксимация. Будем искать зависимость y от x в виде степенной функции

$$y = \beta_0 x^{\beta_1},$$

коэффициенты которой

$$\beta_1 = \frac{\sum_{n=1}^{N} \ln x_n \sum_{n=1}^{N} \ln y_n - N \sum_{n=1}^{N} \ln x_n \ln y_n}{\left(\sum_{n=1}^{N} \ln x_n\right)^2 - N \sum_{n=1}^{N} (\ln x_n)^2}; \tag{9.14}$$

$$\ln \beta_0 = \frac{1}{N}\left(\sum_{n=1}^{N} \ln y_n - \beta_1 \sum_{n=1}^{N} \ln x_n\right); \tag{9.15}$$

$$\beta_0 = \exp(\ln \beta_0). \tag{9.16}$$

Накопление данных организуем по программе БП85, а расчет по формулам (9.14)—(9.16) — по программе БП86. Рассмотрим аппроксимацию зависимости, заданной числами:

x	1	2	3	4	5	6
y	3	12	27	48	75	108

Расчет по программе БП85 дает значения:

$$\sum_{n=1}^{N} \ln x_n = 6{,}58; \quad \sum_{n=1}^{N} x_1^2 = 9{,}41; \quad \sum_{n=1}^{N} \ln y_n = 19{,}75; \quad \sum_{n=1}^{N} \ln x_n \ln y_n = 26{,}05.$$

Расчет по программе БП86 при $N = 6$ дает значения $\beta_1 = 2$; $\beta_0 = 3$. Следовательно, зависимость (9.16) имеет вид $y = 3x^2$. Тот же результат получим, используя одну программу ПП16/34, реализующую степенную аппроксимацию с помощью микрокалькулятора «Электроника Б3-34»

Г. Экспоненциальная аппроксимация. В простейшем виде такая аппроксимация описывается зависимостью

$$y = \beta_0 e^{\beta_1 x}. \tag{9.17}$$

Значения β_0 и β_1 определяются по формулам:

$$\beta_1 = \frac{\sum_{n=1}^{n} x_n \sum_{n=1}^{N} \ln y_n - N \sum_{n=1}^{N} x_n \ln y_n}{\left(\sum_{n=1}^{N} x_n\right)^2 - N \sum_{n=1}^{N} x_n^2}; \tag{9.18}$$

$$\ln \beta_0 = \frac{1}{N}\left[\sum_{n=1}^{N} \ln y_n - \beta_1 \sum_{n=1}^{N} x_n\right]; \tag{9.19}$$

$$\beta_0 = \exp(\ln \beta_0). \tag{9.20}$$

Для накопления данных служит программа БП87, а для расчета β_0 и β_1 по (9.18)—(9.20) — программа БП88. Приведем численный пример. Пусть зависимость $y(x)$ задана числами:

x	2	3	4	5	6	7	8	9	10
y	3,5	5,0	6,2	9,0	13,0	16,0	23,0	30,0	40,0

Применяя программу БП87, получаем

$$\sum_{n=1}^{N} x_n = 54; \quad \sum_{n=1}^{N} x_n^2 = 384; \quad \sum_{n=1}^{N} \ln y_n = 22{,}45; \quad \sum_{n=1}^{N} x_n \ln y_n = 153.$$

Далее по программе БП88 находим $\beta_1 = 0{,}305$ и $\beta_0 = 1{,}94$. Следовательно, зависимость (9.17) имеет вид $y = 1{,}94e^{0{,}305x}$. Этот результат можно получить используя единую программу ПП17/34.

В [2] описан ряд программ для вычисления специальных функций на микрокалькуляторе «Электроника Б3-21» по их аппроксимациям или разложениям в ряд. Наиболее распространенные функции можно вычислить с помощью программ ПП18/34—ПП27/34.

9.6. МАКРОМОДЕЛИРОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ И ИМПУЛЬСНЫХ УСТРОЙСТВ

Микро-ЭВМ могут использоваться для макромоделирования, т. е. для укрупненной имитации работы и для расчета параметров нелинейных и импульсных устройств. Макромоделирование особенно целесообразно для устройств построенных на интегральных микросхемах, внутренняя структура и параметры компонентов которых разработчику аппаратуры достоверно неизвестны. Рассмотрим два примера макромоделирования нелинейных импульсных устройств.

Структурная схема функционального генератора (рис. 9.3) содержит задающий генератор прямоугольных импульсов ЗГ, интегратор И и нелинейный преобразователь (НП), преобразующий треугольные импульсы интегратора в сину

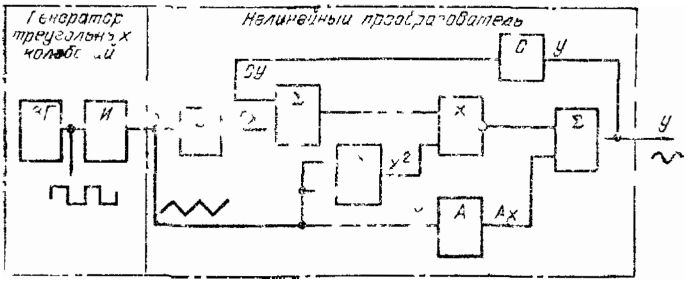


Рис. 9.3. Структурная схема функционального генератора

соидальный сигнал. В состав НП входят сумматоры (Σ), умножители (×), масштабирующий усилитель A и делители напряжения B и C, осуществляющие нелинейное преобразование вида

$$y(x) = Ax - x^2(B + Cy) = (Ax - Bx^3)/(1 + Cx^2) \qquad (9.21)$$

где $y(x)$ — нормированное выходное напряжение, $x = \pm \pi/2$ — нормированное напряжение на входе НП.

Пусть θ_1 и θ_2 — приведенные погрешности числителя и знаменателя (9.21), обусловленные ЭДС смещения операционных усилителей, входящих в сумматор и умножители НП. Тогда функционирование генератора можно описать уравнением

$$y(x) = (Ax - Bx^3 + \theta_1)/(1 + Cx^2 + \theta_2)$$

Задача макромоделирования заключается в подборе коэффициентов A, B и C по минимуму погрешности $\delta_y(x) = \sin x - y(x)$ выходного синусоидаль-

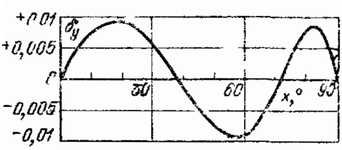


Рис. 9.4. Зависимость относительной погрешности аппроксимации от параметра x при оптимальном выборе коэффициентов A, B и C

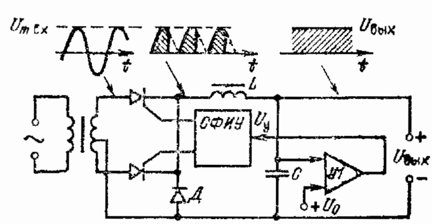


Рис. 9.5. Функциональная схема тиристорного стабилизирующего выпрямителя

ного сигнала. Для этого может использоваться программа БП89, позволяющая вычислять $\delta_y(x)$ по заданным A, B, C, θ_1 и θ_2 с помощью микрокалькулятора «Электроника БЗ-21». Значения x вводятся в градусах.

Вычислительные возможности микрокалькуляторов не позволяют решать данную задачу как задачу автоматической оптимизации коэффициентов A, B и C при $\theta_1 = \theta_2 = 0$ по минимуму $\delta_y(x)$ в диапазоне $x = \pm \pi/2$. Поэтому такая оптимизация может проводиться лишь методом целенаправленных проб [80]. В результате получим: $A = 1{,}00042$, $B = 0{,}111382$ и $C = 0{,}056646$. Из завис сети $\delta_y(x)$ р ссчитанной по программе БП89 (рис 9 4) вид о что максималь-ная погрешность несколько меньше 0,01%

Согласно расчету при $A = 1$ (т е когда из схемы исключен масштабирующий усилитель) максимальная погрешност $\delta_y(x)$ возраст ет до — 0,0 % и наблюдается при $= 90°$ Аналогично можно оценить погрешность $\delta_y(x)$ при изменениях других параметров и сделать выводы о необходимой точности входящих *НП* узлов

В качестве другого примера рассмотрим функциональное макромоделирование замкнутой импульсной системы тиристорного стабилизирующего выпрямителя (рис 9 5) содержащего двухполупериодный управляемый выпрямитель на тиристорах, диод *Д* *LC*-фильтр, схему фазоимпульсного управления *СФИУ* и усилитель рассогласования *У1*, сравнивающий сглаженное выходное напряжение $U_{вых}$ с опорным U_0 и меняющим с помощью *СФИУ* фазовый угол регулирования α

Работа такого выпрямителя описывается равнениями

$$U_{вых} = U_{m\,вх}(1+\cos\alpha)/\pi, \quad U_у = K(U_0 - U_{вых}), \quad \alpha = 0{,}5\pi(1 + K_у U_у),$$

где K — коэффициент усиления *У1*; $K_у$ — коэффициент преобразования управляющего напряжения $U_у$ *СФИУ* в угол регулирования α; $U_{m\,вх}$ — амплитуда входного напряжения

Эти уравнения легко свести к следующим

$$\left.\begin{aligned} f(\alpha) &= U_у/K = U_0 - U_{вых} = U_0 - U_{m\,вх}(1+\cos\alpha)/\pi; \\ \varphi(\alpha) &= U_у/K = (2\alpha/\pi - 1)/(KK_у) \end{aligned}\right\} \qquad (9\ 22)$$

Нелинейную систему (9 22) можно решить численным методом поразрядного приближения определив равенство $f(\alpha) = \varphi(\alpha)$ соответствующее квазистационарному режиму работы выпрямителя По программе БП90 реализуется подобное цифровое моделирование и находится $U_{вых} = f(U_{m\,вх}\ U_0\ K\ K_у)$ и α При $U_0 = 10$ В; $KK_у = 20$ рад/В; $\Delta\alpha = 1$ рад вычисления дают следующую зависимость $U_{вых}$ от $U_{m\,вх}$

$U_{m\,вх}$, В	20	25	30	35	40
$U_{вых}$ В	10,01945	10,00827	10,00138	9,996718	9,993012

Используя эти данные нетрудно найти коэффициент стабилизации

$$K_{ст} = \Delta U_{m\,вх} U_{вых} / \Delta U_{m\,вых} U_{вх} \approx 335 \text{ для } U_{m\,вх} = 30 \ \ldots\ 35\ \text{В}.$$

БИБЛИОТЕКА ПРОГРАММ ПРОГРАММИРУЕМОГО МИКРОКАЛЬКУЛЯТОРА «ЭЛЕКТРОНИКА Б3-21»

Общая инструкция к пользованию программами:

1 Для ввода программы ажимаются клавиши Р и РП.

2. Программы вводятся последовательным нажатием клавиш, указанных в тексте программ, записанных построчно. Для упрощения типографской записи программ операция поворота стека по часовой стрелке обозначена символами Р,, а против часовой стрелки Р/—/. Ввод контролируется по кодам операций, определяемым с помощью таблицы кодов.

3. После ввода программы переход в рабочий режим производится нажатием клавиш Р РР и В/О.

4. В регистры памяти вводятся исходные данные согласно правилам ввода, указанным в инструкции к программе.

5. Программа или ее части запускаются нажатием клавиши С/П. При полуавтоматическом вводе исходных данных, когда номер регистра памяти содержится в тексте программы, после ввода каждого числа нажимается клавиша С/П.

6. Перед использованием программ следует опробовать их на контрольных примерах, приведенных в тексте или в кратком описании программы.

7. Сложные программы снабжены дополнительными краткими инструкциями Рекомендуется тщательно разобраться в последовательности ввода данных и вывода результатов. Для согласованных программ каждая последующая программа вводится без выключения микрокалькулятора после выполнения предшествующей программы.

8 Если программа «зациклилась», счет останавливается нажатием клавиши С/П В этом случае и при выдаче знаков переполнения следует тщательно проверить программу по шагам и убедиться в правильности решаемой задачи.

Программа БП1. Расчет ВАХ диода по (4.1), (4.2) и (3.2). Ввод: T = Р2, T_y Р3, I_0 (20° С) Р4 m = Р5 Результат: I_0 (T), φ_T (T) и (после набора I) U.

F2	2	0	—	2	9	3	÷	Р8	F3	÷	2
x^y	↑	F4	×	Р7	С/П	F8	1	+	4	0	÷
Р6	С/П	↑	F7	÷	1	+	Р ln	↑	F5	×	↑
F6	×	С/П	БП	Р							

Контрольный пример: $T = +60°$ С, $T_y = 8°$ С, I_0 (20° С) $= 10^{-11}$ А, $m = 2$ Получаем $I_0 = 3{,}199999 \cdot 10^{-10}$ А $\varphi_T = 2{,}841296 \cdot 10^{-2}$ В и вводя $I = 10^{-3}$ А, $U = 8{,}498286 \cdot 10^{-1}$ В

Программа БП2. Расчет ВАХ туннельного диода по формуле (3.3). Ввод: A = Р2, α = Р3 D = Р4, β = Р5, U = Р0. Результат: I (при изменении U = Р0 нажать клавишу С/П и получить новое значение I).

↑	Р6	F3	×	/—/	Pe^x	↑	F2	×	↑	F6	×
Р8	F6	↑	F5	×	Pe^x	1	—	↑	F4	×	↑
F8	+	С/П	БП	Р0							

Контрольный пример: $A = 2{,}718281 \cdot 10^{-1}$ А/В, $\alpha = 10$ В$^{-1}$, $D = 10^{-6}$ А, $\beta = 20$ В$^{-1}$ Получаем при $U = 0{,}1$ В $I = 10^{-2}$ А, при $U = 0{,}4$ В $I = 1{,}994462 \times 10^{-3}$ А, при $U = 0{,}8$ В $I = 8{,}959058 \cdot 10^{-3}$ А.

Программа БП3. Расчет семейства ВАХ маломощного полевого транзистора по формулам (3.13), (3.14). Ввод: b = Р2, $U_з$ = Р3, U_0 = Р4, $1 + \eta$ = Р5, U_C Р0. Результат: I_C (при смене U_C нажать клавишу С/П и получить новое значение I_C).

Р6	F3	↑	F4	—	Р8	↑	F5	÷	↑	F6	—
$Px \geqslant 0$	/—/	F6	Fx^3	↑	F5	×	2	÷	Р7	F6	↑
F8	×	↑	F7	—	↑	F2	×	С/П	БП	Р0	F8
Fx^2	↑	F2	×	↑	F5	÷	2	÷	С/П	БП	Р0

Контрольный пример: $b = 10^{-4}$ А/В², $U_З = 0$, $U_0 = -5$В, $(1+\eta) = 1$. При $U_G = 1$ В $I_G = 4{,}5\cdot10^{-4}$ А, при $U_G = 3$ В $I_G = 1{,}05\cdot10^{-3}$ А, при $U_G \geqslant 5$ В $I_G = 1{,}25\cdot10^{-3}$ А.

Программа БП4. Расчет ВАХ мощного МДП-транзистора по формуле (3.17). Ввод: S = Р2, U_0 = Р3, $U_З$ = Р4, p = Р5, b = Р6, U_G = Р0. Результат: I_G (при смене U_G нажать клавишу С/П и получить новое значение I_G).

Р7	F4	Fx^2	↑	F6	×	↑	F3	+	↑	F4	+	
↑	Р8	F7	↑	F5	×	↑	F8	÷	/—/	Рe^x	/—/	
1	+	↑	F8	×	↑	F0	×	С/П	БП	Р0		

Контрольный пример: $S = 0{,}15$ А/В, $U_0 = 1$ В, $U_З = 10$ В, $P = 1$, $b = 0{,}01$ (транзистор КП901) При $U_G = 5$ В $I_G = 0{,}6133669$ А, при $U_G = 10$ В $I_G = 1{,}017723$ А при $U_G = 40$ В $I_G = 1{,}735786$ А.

Программа БП5. Расчет коэффициента p для аппроксимации ВАХ мощного МДП-транзистора по формуле (3.18). Ввод: S = Р2, $U_{С0}$ = Р3 U_0 = Р4, b = Р5, $I_{С0}$ = Р6.

F3	Fx^2	↑	F5	×	↑	F3	+	↑	F4	—	Р8
↑	F2	×	F1/x	↑	F6	×	/—/	1	+	F1/x	Рln
↑	F8	×	↑	F3	÷	С/П					

Контрольный пример: $S = 0{,}15$ А/В, $U_{С0} = 20$ В, $U_0 = 1$ В, $b = 0{,}01$/В², $I_{С0} = 2$ А. Получаем $p = 0{,}996831$.

Программа БП6. Расчет ВАХ лавинного транзистора по формуле (4.3). Ввод: α_N = Р2, n^* = Р3, U_M = Р4, $|I_Б|$ = Р5, $I_{К0}$ = Р6, 0 = Р8, $I_К$ = Р0 Результат: M и $U_{КЭ}$.

Р7	↑	F5	—	Р$x<0$	РXY	БП	FXY	F2	Р8	F7	↑
F5	—	↑	F8	×	↑	F6	+	↑	F7	÷	Р8
F1/x	С/П	F8	/—/	1	+	↑	Р,	F3	F1/x	↑	Р/—/
x^y	↑	F4	×	С/П	БП	Р0					

Контрольный пример: $\alpha_N = 0{,}98$, $n^* = 2$, $U_M = 120$ В, $|I_Б| = 10^{-3}$ А, $I_{К0} = 10^{-6}$ А. При $I_К = 0{,}5\cdot10^{-3}$ А получаем $M = 500$, $U_{КЭ} = 119{,}8798$ В, при $I_К = 2\cdot10^{-3}$ А $M = 2{,}038735$, $U_{КЭ} = 85{,}65511$ В, при $I_К = 20\cdot10^{-3}$ А $M = 1{,}074056$, $U_{КЭ} = 31{,}50999$ В.

Программа БП7. Расчет $I_{см}$ мощных МДП-транзисторов и энергетических параметров двухтактного каскада на них. Ввод: S = Р2, U_0 = Р3 $U_{З\,и}$ = Р4, p = Р5, b = Р6, $U_{С0}$ = Р7. Результат: $I_{См}$ (после набора $E_С$) $P_\sim$ и $R'_н$.

F4	Fx^2	↑	F6	×	↑	F3	—	↑	F4	—	↑
Р8	F7	↑	F5	×	↑	F8	÷	/—/	Рe^x	/—/	1
+	↑	F8	×	↑	F2	×	Р8	С/П	↑	F7	—
↑	F8	×	2	÷	С/П	2	×	↑	F8	÷	↑
F8	÷	С/П									

Контрольный пример: см в § 4.1.

Программа БП8. Подготовка данных к расчету каскада по схеме на рис 4 5, *а* Ввод: R_1 = **Р2**, R_2 = Р3, $R_Э$ = Р4, $E_К$ = Р0. Результат: $E_К/R_1$ = С6, $I_{Э0}(T)$ = Р5. k = Р6, $m\varphi_T(T)/R_б$ = Р7 и $1/R_б$ = Р8.

↑	F2	÷	Р,	F3	F1/x	Р8	F2	F1/	↑	F8	+
Р8	↑	F4	×	1	+	/—/	С/П	+	Р6	С/П	↑
2	0	—	Р7	↑	F3	÷	↑	2	x^y	↑	F2
×	Р5	F7	2	9	3	÷	1	+	0	,	0
5	•	×	↑	F8	×	Р7	С/П	БП	Р0		

Инструкция: При первом нажатии клавиши С/П получаем значение — $(1 + R_э/R_б)$. Набираем α_N (T) и нажав клавишу С/П получим k. Вводим $I_{э0}$ (20° С) = Р2 и $T_у$ = Р3 набираем T = Р0. Нажав клавишу С/П, завершаем расчет ($m\varphi_T/R_б$ заносится в Р7, $I_{э0}$ (T) в Р5). При изменении T повторяем расчет.

Программа БП9. Расчет $I_э$ каскада со схемой на рис. 4.5, *б*. Ввод: $E_К/R_1$ = Р1, $I_э$ (0) = Р3, $\Delta I_{э1}$ = Р4, $I_{э0}$ = Р5, k = Р6, $m\varphi_T/R_б$ = Р7, $n = I_{К0}/I_{э0}$ = Р8

Р/—/	Р2	F3	↑	F4	+	Р3	↑	F5	÷	Fln	↑
F7	×	Р,	F6	↑	F5	×	Р,	F5	↑	F3	×
↑	F2	+	↑	Р/—/	+	↑	Р/—/	—	$Px < 0$	Р↑	F3
↑	F4	—	Р3	F4	1	0	÷	Р4	1	ВП	3
/—/	—	$Px < 0$	Р↑	F3	С/П						

Контрольный пример: для T = 20° С и 60° С, R_1 = 20 кОм, R_2 = 10 кОм, $R_э = R_к$ = 1 кОм, $E_К$ = 10 В, $T_у$ = 8° С, $I_э$ (0) = 0, $\Delta I_{э1}$ = 1 мА, n = 5 получаем приведенные в таблице данные.

T, °С	α_N	k	$I_{э0}$, мА	$E_Б/R_Б$, мА	$I_э$, мА	$U_К = (E_К - I_К R_к)$, В
20	0,95	—0,2	0,001	0,5	2,235	7,765
60	0,96	—0,19	0,032	0,5	3,266	6,734

Программа БП10. Расчет остаточного напряжения ключа на маломощном полевом транзисторе $U_С < (U_З - U_0)$. Ввод: $U_С$ (0) = Р2, $R_С$ = Р5, b = = Р6, $E_С$ = Р7, $(1 + \eta)$ 2 = Р8, $(U_З - U_0)$ = РХ

Р4	1	Р3	F2	↑	F3	+	Р2	Fx^2	↑	F8	×
Р,	F2	↑	F4	×	↑	Р/—/	—	↑	F6	×	↑
F5	×	↑	F2	+	/—/	↑	F7	+	$Px<0$	0	F2
↑	F3	—	Р2	F3	1	0	÷	Р3	1	ВП	3
/—/	—	$Px<0$	0	F2	С/П	БП	Р0				

Контрольный пример. при $U_С$ (0) = 0, $R_с = 2 \cdot 10^4$ Ом, $b = 10^{-4}$ А/В², $E_С$ = 12 В, η = 0,8 и $U_З - U_0$ = 12, 10 и 8 В получаем $U_{ОСТ} = \overline{U}_С$ = = 0,497; 0,602 и 0,768 В, нажимая клавишу С/П после ввода $U_З - U_0$ = РХ.

Программа БП11. Расчет передаточной характеристики $U_С = f(U_З)$ ключа на мощном МДП-транзисторе. Ввод: 0 = Р2, p = Р4, b = Р5, $SR_с$ = = Р6, $E_С$ = Р7 и $U_З - U_0$ = РХ

↑	Р3	Fx^2	↑	F5	×	↑	F8	—	Р8	1	Р3
F2	↑	F?	+	Р2	↑	F4	×	↑	F8	÷	Pe^x
1	—	↑	F8	×	↑	F6	×	↑	F2	+	↑
F7	—	$Px \geqslant 0$	Р?	F2	↑	F3	—	Р2	F3	1	0
÷	Р?	1	ВП	2	/—/	—	$Px < 0$	Р2	F2	С/П	В/О

Контрольный пример: при p = 1, b = 0,01 1/В, $SR_с$ = 2, $E_С$ = 35 В и $U_З - U_0$ = 15, 10, 5, 2 и 0,5 В имеем $U_С$ = 13,86, 16,21, 23,21, 30,1 и 33,75 В.

Программа БП12. Расчет коэффициента нестабильности S каскада на биполярном транзисторе. Ввод: $R_э$ = Р2, R_1 = Р3, R_2 = Р4, $R_{к1}$ = Р5, $R_{к2}$ = = Р6, β_N = Р7.

F2	↑	F6	×	↑	F3	÷	↑	F1	÷	Р	[illegible]
↑	F4	÷	Р,	F2	↑	F4	÷	Р	F2	↑	F5
÷	1	+	↑	Р/—/	+	↑	Р/—/	+	↑	Р/—/	—
Р/—/	F7	F1/x	1	+	↑	Р,	×	F1/x	/—/	1	+
F1/x	Р8	С/П									

Контрольный пример: см. в § 4.3.

Программа БП13. Расчет $\Delta I_К$ каскада на биполярном транзисторе. Ввод: $R_э$ = Р2, R_1 = Р3, $(R_2 + R_{к1})$ = Р4 ΔT = Р5, $\Delta I_{К0}$ = Р6 $\Delta\beta/\beta$ = Р7, S = Р8, $(I_Б \cdot I_{К0})$ = Р0.

↑	F7	×	Р,	F3	↑	F4	+	F1/x	↑	F3	×
↑	F4	×	↑	F2	+	F1/x	↑	F5	×	2	,
5	×	↑	F6	+	↑	Р/—/	+	↑	F8	×	С/П

Инструкция. Сопротивления вводятся в килоомах, токи — в микроамперах, значение ε = 2,5 мВ/° С вписано в программу

Контрольный пример: см. в § 4.3.

Программа БП14. Расчет коэффициентов температурной нестабильности и $\Delta I_С/\Delta T$ каскада на полевом транзисторе Ввод: $\Delta I_{С м}/\Delta T$ = Р2, $I_{С м}$ = Р3, $|U_0|$ = Р4 $R_и$ = Р5 $I_С$ = Р0 Результат: $k_м$ $k_и$ и $\Delta I_С/\Delta T$

Р6	↑	F3	×	F√	↑	F5	×	2	×	↑	F4
÷	[illegible]	[illegible]	Р7	F1/x	С/П	F3	↑	F6	÷	F√	1
—	2	×	Р3	↑	F7	÷	С/П	F2	↑	F3	÷
Р	F4	4	0	0	×	F1/x	↑	F8	×	↑	Р/—/
+	↑	F7	÷	↑	F6	×	С/П				

Контрольный пример: см. в § 4.4.

Программа БП15. Гармонический анализ таблично или графически заданной функции Ввод: y_1 = Р5, N = Р8, n = Р0 Результат: $A N/2$ = Р0, A_{ns} $N/2$ = Р2 $A_{nc}N/2$ = Р3 tg φ_n = Р[illegible]

↑	F3	÷	↑	Рπ	×	Р5	0	Р2	Р3	Р1	F4
2	+	Р4	↑	F5	×	Рe^{ix}	Р7	F5	×	↑	F2
+	Р2	F7	↑	F5	×	↑	F3	+	Р3	F5	С/П
Р5	БП	XY	F2	Fx^2	↑	F3	Fx^2	+	F√	↑	F6
Рsin	×	↑	F3	÷	С/П	F2	↑	F3	÷	/—/	С/П

Инструкция. После ввода y_1 и N и набора на цифровых клавишах n нажимаем клавишу С/П После отработки отсчета набираем второй отсчет y_2 и нажимаем клавишу С/П и т д (в конце отработки каждый отсчет вновь высвечивается на индикаторе) После отработки ненулевых отсчетов нажимаем клавиши БП6 и С/П получаем $A_n N/2$ нажав еще раз клавишу С/П получим tg φ_n (значения $A_{ns}N/2$ и $A_{nc}N/2$ можно вызвать из регистров Р2 и Р3)

Контрольный пример: см. в § 5.2.

Программа БП16. Расчет частотной и фазочастотной характеристик 4-полюсников по заданной таблично или графически переходной характеристике Ввод: $f\Delta t$ = Р6 a_i = Р0 Результат: $A(f)$ $\varphi(f)$

Р2	0	Р3	Р5	Р7	Р8	F2	↑	F3	—	Р3	F5
2	+	Р5	1	—	↑	F6	×	↑	Рπ	×	Рe^{ix}
Р4	F3	×	↑	F7	+	Р7	F4	↑	F3	×	↑
F8	—	Р8	F2	Р3	С/П	Р2	БП	F1	F7	Fx^2	↑
F8	Fx^2	+	F√	С/П	F7	↑	F8	÷	/—/	С/П	

Инструкция. После ввода $f\Delta t$ набираем на цифровых клавишах первый отсчет a_1 и нажимаем клавишу С/П и т. д до ввода a_N (в конце отработки каждый отсчет вновь высвечивается на индикаторе) Затем нажав клавиши БП7 и С П, получим $A(f)$ нажав еще раз клавишу С/П получим tg $\varphi(f)$.

Контрольный пример: см. в § 5 3.

Программа БП17. Расчет коэффициентов Берга α_n. Ввод: n = Р2, $\theta_{(\text{град})}$ = Р0.

Р3	1	8	•	÷	↑	Рπ	XY	×	Р4	Рcos	×
—	Р5	F2	Рx = 0	Р,	F4	↑	Рcos	×	XY	Рsin	XY
БП	F7	1	+	ПП	Р8	Р8	F2	1	—	Рx = 0	6
F4	БП	ВП	ПП	Р8	↑	F8	—	↑	F5	÷	С/П
Р7	↑	F4	×	Рe^{ix}	F7	÷	↑	F2	÷	В/О	

Контрольный пример: α_0 (30° С) = 0,1105983, α_1 (90° С) = 0,4999999, α_1 (180° С) = 0,5, α_2 (60° С) = 0,2756644, α_3 (40° С) = 0,1845363.

Программа БП18. Расчет спектра и коэффициента гармоник методом пяти ординат. Ввод: i_3 = Р6, i_4 = Р7, i_2 = Р8, i_1 = Р1, i_5 = Р0. Результат: $k_г$ ($I_{ср}$, I_{m1} ... I_{m4} заносятся соответственно в регистры Р2 ... Р6).

—	Р5	—	+	2	÷	↑	F6	—	Р,	F7	+
↑	F8	+	3	÷	Р2	Р/—/	2	÷	Р4	↑	F2
—	↑	F6	+	Р6	F8	↑	F7	—	Р7	↑	F5
+	3	÷	Р3	↑	F7	—	2	÷	Р5	Fx^2	↑
F6	Fx^2	+	↑	F4	Fx^2	+	F$\sqrt{\ }$	↑	F3	÷	С/П

Контрольный пример: см. в § 5.4.

Программа БП19. Расчет выпрямителя.

1. Расчет θ, $1/B$ (θ) и F (θ) по заданному А. Ввод: θ (0) = Р2, $\Delta\theta_1$ = Р3, ε = Р4, и A = Р8.

F2	↑	F3	+	Р2	Рe^{ix}	÷	↑	F2	—	↑	F8
—	Р$x \geqslant 0$	Р0	F2	↑	F3	—	Р2	F3	2	÷	Р3
↑	F4	—	Р$x < 0$	Р0	F2	Рe^{ix}	Р6	XY	Р5	F6	↑
F2	×	/—/	↑	F5	+	Р7	2	F$\sqrt{\ }$	↑	F6	×
С/П	1	↑	F6	—	↑	Рπ	×	↑	F7	÷	С/П

2. Расчет D (θ) и $k_{пв}$. Ввод: θ = Р2, m = Р3, $\sin\theta$ = Р5, $\cos\theta$ = Р6, k (θ) = Р7. При использовании перед расчетом программы 1 эти данные можно не вводить.

F2	2	×	Р8	Рcos	2	÷	↑	1	+	↑	F2
×	Р4	F8	Рsin	0	,	7	5	×	/—/	↑	F4
+	↑	Рπ	×	↑	F$\sqrt{\ }$	↑	F7	÷	С/П	F2	↑
Рπ	÷	Р8	F3	F$1/x$	↑	F8	+	2	÷	↑	F4
÷	↑	F5	÷	↑	F6	÷	С/П				

Контрольный пример: см. в § 5.5.

Программа БП20. Расчет w для заданной индуктивности L катушки (рис. 6.1, *б*). Ввод: w (0) = Р2, Δw = Р3, D = Р4, l = Р5, 3,5 l/d = Р6, L_0 = Р7.

F2	↑	F3	+	Р2	F4	0	,	4	5	×	↑
F5	+	Р/—/	F2	↑	F4	×	Р8	↑	Рπ	×	Fx^2
↑	Р,	÷	Р/—/	F6	↑	F2	÷	4	—	↑	F8
×	↑	Р,	+	/—/	↑	F7	+	Р$x < 0$	Р0	F2	↑
F3	—	Р2	С/П	F3	1	0	÷	Р3	БП	Р0	

Контрольный пример: см в § 6.1.

Программа БП21. Расчет числа витков катушек (рис. 6.2, 6.3).

1. Катушка тороидальная однослойная круглого сечения (рис. 6.2, *а*) Ввод: D = Р2, D_1 = 3, L = РX

Р4	F2	Fx^2	↑	F3	Fx^2	—	F$\sqrt{\ }$	/—/	↑	F2	+
2	×	↑	Рπ	×	F$1/x$	↑	F4	×	F$\sqrt{\ }$	С/П	БП
Р0											

Для D = 5 см, D_1 = 2 см, L = 10^6 нГн имеем w = 195,2635.

2. Катушка тороидальная однослойная прямоугольного сечения (рис. 6.2, б). Ввод: D_1 = P2, D_2 = P3, h = P4, L = PX.

P5	F3	↑	F2	÷	Pln	2	×	↑	F4	×	F1/x
↑	F5	×	F$\sqrt{\ }$	С/П	БП	P0					

Для $D_1 = 3$ см, $D_2 = 4$ см, $h = 1$ см, $L = 10^4$ нГн имеем $w = 131{,}8344$

3. Катушка тороидальная многослойная круглого сечения. Ввод: D = P2, D_1 = P3, L = PX

P4	F2	8	×	↑	F3	÷	Pln	1	,	7	5
—	↑	Pπ	×	↑	F2	×	2	×	F1/x	↑	F4
×	F$\sqrt{\ }$	С/П	БП	P0							

Для $D = 4$ см, $D_1 = 0{,}8$ см, $L = 10^7$ нГн имеем $w = 458{,}0067$.

4. Катушка короткая цилиндрическая многослойная (см. рис. 6.3). Ввод: D = P2, l = P3, c = P4, L = PX.

P5	F2	3	×	P6	F3	9	×	P7	F4	1	0
×	↑	F6	+	↑	F7	+	↑	F5	×	↑	F2
Fx^2	÷	↑	Pπ	÷	2	5	÷	F$\sqrt{\ }$	С/П	БП	P0

Для $D = 2{,}5$ см, $l = c = 1$ см, $L = 200\,000$ нГн имеем $w = 103{,}9089$.

Программа БП22. Расчет w при заданной индуктивности L для тороидальной катушки на ферромагнитном сердечнике с круглым сечением. Ввод: $d_н$ = P2, $d_в$ = P3, h = P4, μ = P5, и L = PX. Результат: w при $d_н/d_в < 1{,}5 \ldots 2$ и w при $d_н/d_в > 1{,}5 \ldots 2$.

P6	F2	↑	F3	—	↑	F4	×	↑	F5	×	4
×	P8	F2	↑	F3	+	↑	F6	×	↑	F8	÷
F$\sqrt{\ }$	С/П	F2	↑	F3	÷	Pln	↑	F4	×	↑	F5
×	2	×	↑	F6	÷	F1/x	F$\sqrt{\ }$	С/П	БП	P0	

Контрольный пример: при $d_н = 4$ см, $d_в = 2$ см, $h = 1$ см, $L = 2 \cdot 10^7$ нГн и $\mu = 1000$ имеем $w = 122{,}4744$ и $120{,}1122$.

Программа БП23. Расчет w катушки на броневом сердечнике (см. рис. 6.4).

1. Расчет коэффициентов A и B. Ввод: d_1 = P2, d_2 = P3, d_3 = P4, d_4 = P5, h_1 = P6 и h_2 = P7.

F4	Fx^2	P,	F5	Fx^2	↑	P/—/	—	F1/x	P8	F2	Fx^2
P,	F3	Fx^2	↑	P/—/	—	F1/x	↑	F8	+	P8	F6
↑	F7	+	↑	F8	×	P,	F2		F3	+	P8
F4	↑	F5	+	↑	F8	÷	Pln	P8	F7	↑	F6
—	F1/x	↑	F8	×	P8	P/—/	P7	С/П			

При $d_1 = 1$ см, $d_2 = 2$ см, $d_3 = 4$ см, $d_4 = 5$ см, $h_1 = 3$ см $h_2 = 4$ см имеем $A = 3{,}111111$ = P7 = PX, $B = 1{,}098611$ = P8.

2. Расчет w. Ввод: μ = P2, L = PX (A = P7 и B = P8 заносятся предшествующей программой).

P3	F2	1	9	,	7	4	×	P4	F7	↑	F3
+	↑	F3	×	↑	F4	÷	F$\sqrt{\ }$	С/П	БП	P0	

При $\mu = 10$, $L = 5 \cdot 10^8$ нГн имеем $w = 103{,}2614$.

Программа БП24. Расчет $k_э$ и L катушек с сердечником (см. рис. 6.5). Ввод: a = P2, d_l = P3, l_m = P4, F_c = P5, μ = P6, L = PX.

P7	F6		F3	×	↑	F2	÷	↑	F4	÷	1
+	P8	F1/x	С/П	F8	↑	F7	×	↑	F4	×	↑
F5	÷	↑	F6	÷	↑	Pπ	÷	4	÷	F$\sqrt{\ }$	С/П
БП	P0										

Контрольный пример: при $a = 1{,}5$ см, $d_l = 0{,}05$ см, $l_m = 10$ см, $F_c = 1$ см^2, $\mu = 1000$, $L = 50 \cdot 10^6$ нГн имеем $k_э = 0{,}2307692$ и $w = 415{,}2322$.

Программа БП25. Расчет w тонкопленочных катушек (см. рис. 6.6). Ввод: $A_н$ = P2, $A_в$ = P3, k_1 = P4, k_2 = P5, L = PX.

P6	F2	↑	F3	+	P8	F3	−	F1/x	↑	F5	×
↑	F8	×	Pln	↑	F8	×	↑	F4	×	↑	F6
÷	F1/x	P8	3	↑	5	÷	↑	F8	x^y	С/П	БП
P0											

Контрольный пример: при $A_н$ = 1 см, $A_в$ = 0,5 см, k_1 = 2,33, k_2 = 4, L = 200 нГн имеем w = 6,566939

Программа БП26. Расчет w тонкопленочной катушки (см. рис. 6.6) с заданным шагом витков. Ввод: w (0) = P2, Δw_1 = P3, $A_в$ = P4, l = P5, L_0 = P6, k_1 = P7.

F2	↑	F3	+	P2	F4	2	×		↑	÷	↑
F5	÷	1	+	F8	$\underline{4}$	×	Pln	↑	F5	×	↑
F8	×	↑	F7	×	↑	P8	8	↑	3	−	↑
F2	x^y	↑	F8	×	/−/	↑	F6	+	Px < 0	P0	F2
↑	F3	−	P2	С/П	F3	1	0	÷	P3	БП	P0

Примечание. Значение k_2 (подчеркнутая цифра 4) вписано в программу).

Контрольный пример: дан в § 6.1.

Программа БП27. Расчет дросселя фильтра.

1. Расчет $Q_{ст}$, a, c, M и $l_z/2$.

F3	Fx^2	↑	F2	×	P8	F√	F√	2	,	6	×
P4	Fx^2	1	,	5	×	С/П	P6	↑	F4	÷	P7
F8	↑	F4	÷	↑	F5	÷	↑	F7	÷	F8	Fx^2
1	5	ВП	3	×	P,	F8	3	3	0	×	↑
P/−/	−	2	0	÷	↑	F5	×	С/П			

2. Расчет d и $w_{др}$.

↑	F3	÷	F1/x	F√	1	,	1	3	×	P3	С/П
F8	4	0	1	×	/−/	Pe^x	1	1	4	×	5
[illegible]	+	↑	F4	×	↑	F7	×	1	,	2	6
×	F1/x	↑	F2	×	↑	F5	×	F√	1	ВП	4
×	P2	С/П									

3. Расчет $k_м$ и $r_{др}$.

F3	Fx^2	P3	↑	F2	×	↑	F5	÷	↑	F6	÷
8	ВП	3	/−/	×	С/П	F5	↑	Pπ	×	P8	F4
↑	F7	+	2	×	↑	F8	+	↑	F2	×	↑
F3	÷	2	,	2	5	ВП	4	/−/	×	С/П	

Порядок ввода и пример расчета даны в § 6.2.

Программа БП28. Расчет силового трансформатора. Ввод: fB_m = P2, s = P3, δ = P4, k_c = P5, $\eta_{тр}k_м$ = P6, $P_{габ}$ = P7, 0,0222 = P8

F2	↑	F3	×	↑	F4	×	↑	F5	×	↑	F6
×	↑	F8	×	F1/x	↑	F7	×	С/П	F8	÷	F2
×	↑	F7	×	↑	F5	×	P7	С/П	F6	↑	F4
÷	F√	↑	F8	×	С/П	F3	↑	F4	+	↑	F5
×	С/П	↑	F6	×	↑	F8	×	↑	F2	÷	С/П

Порядок расчета дан в § 6.3.

Программа БП29. Расчет емкостей.

1. Расчет C_0, S, A и B пленочного конденсатора. Ввод: ε = P2, m = P3, C = P5, Q = P6, d = PX.

P4	F3	1	−	↑	F2	×	0	,	0	8	8
5	×	↑	F4	÷	С/П	F1/x	↑	F5	×	P7	С/П
F6	↑	F7	×	F√	С/П	F7	↑	F6	÷	F√	С/П

При $\varepsilon = 4,7$, $m = 3$, $C = 150$ пФ $Q = 2$, $d = 0,01$ см имеем $C = 93,19$ пФ см^2 $S = 1,803101$ см^2, $A = 1,899$ см, $B = 0,9495001$ см

2 Расчет емкости проводников. Ввод: k_1 = P2, k_2 = P3, ε = P4, l = P5, d = P6, x = PX.

↑ F3 × ↑ F6 ÷ Pln P8 F2 ↑ F4 ×
↑ F5 × 1 0 Pln × ↑ F8 ÷ С/П БП
P0

При $k_1 = 0,24$, $k_2 = 4$ $l = 10^3$ см, $d = 0,2$ см $\varepsilon = 1$, $x = h = 100$ см получаем $C = 72,70157$ пФ

Программа БП30. Расчет линий передачи

1 Расчет W и v/c линии (см рис. 6 8 *а*) Ввод: ε = P2, $Z_л$ = P3, t = P5, h = P0.

P4 F2 1 4 1 + F$\sqrt{\ }$ ↑ F3 × 8
7 — Pe^x ↑ F1/x 5 9 , 8 × ↑ F4
× ↑ F5 — 1 , 2 5 × С/П F2 •
, 4 7 5 × 0 6 7 + F$\sqrt{\ }$ F1/x
С/П БП P0

При $\varepsilon = 4,7$, $Z_л = 75$ Ом $t = 0,05$ мм $h = 1$ мм получаем $W = 0,8250117$ мм $v/c = 0,5869672$

2 Расчет W и v/c линии (см рис 6 8, *б*) Ввод: ε = P2 $Z_л$ = P3 t = P5, b = PX

P4 F2 F$\sqrt{\ }$ ↑ F3 × 6 0 ÷ ↑ Pe^x F1/x
4 × ↑ F4 × P8 F5 2 , 1 × /—/
↑ F8 + 0 , 5 9 × С/П F2 F$\sqrt{\ }$ F1/x
С/П БП P0

При $\varepsilon = 4,7$, $Z_л = 50$ Ом $t = 0,5$ мм и $b = 2,5$ мм получаем $W = 0,3493252$ мм, $v/c = 0,4612656$

3. Расчет параметров искусственных линий задержки Ввод $t_ф$ = P2, $Z_л$ = P3, $R_н = R_и$ = P4, k_1 = P5 k_2 = P6 $t_з$ = PX

P8 ↑ F2 ÷ P7 1 , 5 ↑ F7 x^y ↑
F5 × С/П P7 F8 ↑ F6 ÷ ↑ F7 ÷ ↑
F3 ÷ С/П F8 ↑ F6 ÷ ↑ F3 × ↑ F7
÷ С/П F4 ↑ F3 + P F4 ↑ F3 — ↑
P/—/ ÷ С/П БП P0

При $t_ф = 0,05 \cdot 10^{-6}$ с. $Z_л = 600$ Ом, $R_и = R_н = 1000$ Ом $k_1 = 1,1$ $k_2 = 1,07$ и $t_з = 10^{-6}$ с получаем $n = 98,38697$ Округляем $n = 100$ ⇒ PX и получаем $C = 1,557632 \times 10^{-10}$ Ф $L = 5,607476$ мкГн и $K_и = 0,25$

Программа БП31. Вычисление параметра x линий передачи по заданному $Z_{л0}$, фрагменты вписываются в программу реализации метода подекадного приближения

1 $x = d$ Ввод: $x(0)$ = P2. Δx_1 = P3 $60/\sqrt{\varepsilon}$ = P4 D = P5, l = P6, $Z_{л0}$ = P7

F6 Fx^2 4 × /—/ ↑ F2 Fx^2 + ↑ F5 Fx^2
+ ↑ F2 ÷ ↑ F5 ÷ 2 ÷ P8 Fx^2 1
— F$\sqrt{\ }$ ↑ F8 + Pln ↑ F4 × ↑ F7 —

При $x(0) = 0$, $\Delta x_1 = 0,1$ см, 60 = P4 $D = 1$ см $l = 0,25$ см $Z_{л0} = 100$ Ом имеем $d = x = 0,1403$ см

2. $x = a/d$ Ввод: $x(0)$ = P2, Δx_1 = P3, $120/\sqrt{\varepsilon}$ = P4 $Z_{л0}$ = P5.

Fx^2 1 — F$\sqrt{\ }$ ↑ F2 + Pln ↑ F4 × P6
F5 ↑ F6 —

При $x(0) = 0$ $\Delta x_1 = 1$ см, 120 = P4 $Z_{л0} = 300$ Ом имеем $x = 6,132$

3 $x = D/d$ Ввод $x(0)$ = P2, Δx_1 = P3, $60/\sqrt{\varepsilon}$ = P4 $Z_{л0}$ = P5 Программа совпадает с приведенной в п. 2.

4. $x = a$. Ввод: $x(0) = P2$, $\Delta x_1 = P3$, $120/\sqrt{\varepsilon} = P4$, $D = P5$, $d = P6$, $Z_{л0} = P7$.

↑	F5	÷	2	÷	Fx^2	1	+	F√	Pln	P8	F2
↑	F6	÷	Fx^2	1	—	F√	XY	F√	+	Pln	↑
F8	—	↑	F4	×	P8	F7	↑	F8	—		

При $x(0) = 0$, $\Delta x_1 = 0{,}1$ см, $120 = P4$, $D = 1{,}5$ см, $d = 0{,}1$ см, $Z_{л0} = 200$ Ом имеем $a = 0{,}275$ см.

5. $x = a$. Ввод: $x(0) = P2$, $\Delta x_1 = P3$, $60/\sqrt{\varepsilon} = P4$, $d_1 = P5$, $d_2 = P6$, $Z_{л0} = P7$.

Fx^2	4	×	↑	F5	Fx^2	—	↑	F6	Fx^2	—	↑
F5	÷	↑	F6	÷	2	÷	P8	Fx^2	1	—	F√
↑	F8	+	Pln	↑	F4	×	P8	F7	↑	F8	—

При $x(0) = 0$, $\Delta x_1 = 0{,}1$ см, $60 = P4$, $d_1 = 0{,}1$ см, $d_2 = 0{,}05$ см $Z_{л0} = 300$ Ом имеем $a = 0{,}434$.

6. Расчет $x = n$ по заданному F_{W0}. Ввод: $x(0) = P2$, $\Delta x_1 = P3$, $D = P4$, $d = P5$, $F_{W0} = P6$.

F4	↑	F5	÷	P7	Pln	2	×	P3	F7	F1/x	Fx^2
/—/	1	+	↑	F8	÷	P8	F2	↑	Pπ	×	↑
F5	×	Fx^2	↑	F8	×	1	+	F√	P8	F6	↑
F8	—										

При $x(0) = 0$, $\Delta x_1 = 0{,}1$ см, $D = 1$ см, $d = 0{,}5$ см, $F_{W0} = 4$ имеем $n = 3{,}35$ витка на 1 см.

Программа БП32. Расчет линий передачи при комплексной нагрузке.

1. Расчет K_0 и tg φ. Ввод: $Z_л = P6$, $R_н = P7$, $X_н = P8$.

F6	F1/x	↑	F7	×	P7	F8	×	P8	Fx^2	↑	F7
Fx^2	+	1	+	2	÷	P6	↑	F7	+	P5	F7
—	↑	F5	÷	F√	P4	F6	1	—	P$x \neq 0$	P—	P2
↑	F8	XY	÷	P7	F2	P$x \geqslant 0$	FC$_x$	7	С/П	1	8
0	С/П	F8	↑	Fx^2	F√	÷	9	0	×	С/П	

2. Расчет $Z_{вх}$. Ввод: $2\beta l = P2$, $\alpha/\beta = P3$, $K_0 = P4$, $\varphi_{рад} = P5$.

F2	↑	F5	—	P7	F3	×	/—/	Pe^x	↑	F4	×
P6	2	×	↑	F7	Psin	×	/—/	P8	F7	Pcos	×
P7	F6	Fx^2	1	+	P6	2	—	/—/	P/—/	F6	↑
F7	—	P6	P,	↑	F6	÷	P7	F8	↑	F6	÷
P8	Fx^2	↑	F7	Fx^2	+	F√	P6	С/П	БП	P0	

Контрольный пример: вычислить параметры линии при $Z_л = 75$ Ом, $R_н = 50$ Ом, $X_н = 30$ Ом, $\alpha = 0{,}01$ Нп/м, $\beta = 1$ рад/м и $l = \pi/10$ м. Введя программу 1 и ее исходные данные, нажав клавишу С/П, получим на индикаторе число 180. Из регистра 4 вызываем значение $K_0 = 0{,}3037835$, из регистра 7 вызываем значение tg $\varphi = -2{,}022471$ (время счета — около 10 с). Последнему соответствует $\varphi = 2{,}0299896$ рад. Вводим программу 2 и ее исходные данные $2\beta l = \pi/5$, $\alpha/\beta = 0{,}01$, $\varphi = 2{,}0299896$ рад. Нажимая клавишу С/П, получаем $|Z_{вх}|/Z_л = 1{,}097909$, из регистров 7 и 8 вызываем составляющие $R_{вх}/Z_л = 0{,}9185060$ и $X_{вх}/Z_л = 0{,}6014585$.

Программа БП33. Расчет колебательных контуров.

1. Расчет параметров последовательного контура. Ввод: $L = P2$, $C = P3$, $Q = P4$, $\Delta f = PX$.

P5	F2	↑	F3	×	F√	2	×	↑	Pπ	×	F1/x
P6	С/П	↑	F5	+	P7	С/П	F6	↑	F7	÷	P,
F7	↑	F5	÷	↑	P/—/	—	↑	F4	×	С/П	Fx^2
1	+	F√	P8	F1/x	С/П	F2	↑	F3	÷	F√	↑
F4	÷	С/П	↑	F8	×	С/П	БП	P0			

Для $L = 2{,}533\cdot10^{-4}$ Гн, $C = 100\cdot10^{-12}$ Ф, $Q = 100$, $\Delta f = 10\,000$ Гц получим $f_0 = 1\,000\,005$ Гц, $f = 1\,010\,005$ Гц, $\xi = 1{,}99008$, $K_i = 0{,}4489943$ $r = 15{,}9154$ Ом, $Z_{вх} = 35{,}44677$ Ом.

2. Расчет параметров параллельного контура. Ввод: L = Р2, С = Р3 Q = Р4, Δf = РХ

Р5	F2	↑	F3	×	F$\sqrt{\ }$	2	×	↑	Рπ	×	F1/x
Р6	С/П	↑	F5	+	Р7	С/П	F6	↑	F7	÷	Р,
F7	↑	F6	÷	↑	Р/—/	—	↑	F4	×	С/П	Fx^2
1	+	F$\sqrt{\ }$	Р8	F1/x	С/П	F2	↑	F3	÷	F$\sqrt{\ }$	↑
F4	×	С/П	↑	F8	÷	С/П	БП	Р0			

Для $L = 2{,}533\cdot10^{-4}$ Гн, $C = 100\cdot10^{-12}$ Ф, $Q = 100$, $\Delta f = 10\,000$ Гц получаем $f_0 = 1\,000\,005$ Гц, $f = 1\,010\,005$ Гц, $\xi = 1{,}99008$, $K_i = 0{,}4489943$, $R_э = 159154$ Ом, $|Z_{вх}| = 71459{,}24$ Ом.

3. Расчет параметров **нагруженного** контура. Ввод f_0 = Р2, C = Р3, r = Р4, $R_н$ = Р5.

F2	2	×	↑	Рπ	×	Fx^2	↑	F8	×	F1/x	Р6
С/П	↑	F3	÷	F$\sqrt{\ }$	Р7	С/П	Fx^2	↑	F5	÷	↑
F4	+	F1/x	↑	F7	×	С/П	F1/x	С/П	↑	F2	×
С/П											

Для $f_0 = 10^6$ Гц, $C = 100\cdot10^{-12}$ Ф, $r = 10$ Ом, $R_н = 5\cdot10^5$ Ом получаем $L = 2{,}533\cdot10^{-4}$ Гн, $\rho = 1592$ Ом, $Q_н = 106$, $d_н = 9{,}47\cdot10^{-3}$, $2\Delta f = 9466$ Гц (округленно)

Программа БП34. Расчет резонансной кривой n-каскадного усилителя с идентичными связанными контурами. Ввод: $\rho_{св}$ = Р2, ξ_0 = Р3, $\Delta\xi$ = Р4, n = Р5. Результат: ξ и K

F3	↑	F4	+	Р3	С/П	Fx^2	/—/	Р6	F2	Fx^2	↑
F6	+	1	+	Fx^2	Р6	F3	Fx^2	4	×	↑	F6
+	F$\sqrt{\ }$	Р6	F2	Fx^2	1	+	↑	F6	÷	Р6	F5
↑	F6	x^y	С/П	БП	Р0						

Контрольный пример: $\rho_{св} = 1$, $\xi_0 = 0$, $\Delta\xi = 0{,}5$, $n = 1$. Получаем, нажимая клавишу С/П, $\xi_1 = 0{,}5$, $K_1 = 0{,}992275$ $\xi_2 = 1$, $K_2 = 0{,}894428$, $\xi_3 = 1{,}5$ $K_3 = 0{,}664364$ $\xi_4 = 2$ $K_4 = 0{,}447214$ и т. д.

Программа БП35. Расчет резонансной кривой n-каскадного усилителя с идентичными связанными контурами, нормированной относительно максимального значения, по формулам (6.24) и (6.25). Ввод: $\rho_{св}$ = Р2 $\Delta\xi$ = Р4, n = Р5, ξ_0 = Р0 Результат: ξ и K.

Р3	Fx^2	/—/	Р6	F2	Fx^2	↑	F6	+	1	+	Fx^2
Р6	F3	Fx^2	4	×	↑	F6	+	F$\sqrt{\ }$	Р6	F2	2
×	↑	F6	÷	Р6	F5	↑	F6	x^y	С/П	F3	↑
F4	+	С/П	БП	Р0							

Контрольный пример: $\rho_{св} = 1{,}5$, $\Delta\xi = 0{,}5$, $n = 1$, $\xi_0 = 0$. Получаем $K_0 = 0{,}923075$, $\xi_1 = 0{,}5$, $K_1 = 0{,}948682$, $\xi_2 = 1$, $K_2 = 0{,}996544$. $\xi_3 = 1{,}5$, $K_3 = 0{,}948682$, $\xi_4 = 2$, $K_4 = 0{,}737154$, $\xi_5 = 2{,}5$ $K_5 = 0{,}514495$ и т. д.

Программа БП36. Расчет резонансной кривой n-каскадного ($n \leqslant 4$) избирательного усилителя с взаимно расстроенными идентичными контурами Ввод: f_{01} = Р2, f_{02} = Р3, f_{03} = Р4, f_{04} = Р5. f = Р0 (добротность $Q = 30$ вписана в программу как число 030)

Р8	F2	Р7	ПП	F5	Р,	F3	Р7	ПП	F5	Р,	F4
Р7	ПП	F5	Р,	F5	Р7	ПП	F5	↑	Р/—/	×	↑
Р/—/	×	↑	Р/—/	×	С/П	БП	Р0	F7	↑	F8	÷
Р6	F8	↑	F7	÷	↑	F6	—	0	3	0	×
Fx^2	1	+	F$\sqrt{\ }$	F1/x	В/О						

Инструкция. При $n = 3$ по адресам 04 и 05 записать РНОП и 1, при $n = 2$ то же записать по адресам 13 и 14. Значение $Y(f)$ получаем, набрав f = Р0 и нажав клавишу С/П, и т. д

Контрольный пример: $f_{01} = 97$ МГц, $f_{02} = 98$ МГц, $f_{03} = 102$ МГц, $f_{04} = 103$ МГц, $Q = 30$. Получаем

f, МГц	95	96	97	98	99	100	101	102	103	104	105	106
$Y(f)\cdot 10^{-2}$	1,35	3,26	7,17	10,4	10,2	9,66	10,3	10,4	7,33	3,53	1,570	0,764

Программа БП37. Расчет кривой избирательности 3-каскадного усилителя с взаимно расстроенными контурами с разной добротностью. Ввод: f_{01} = P2, f_{02} = P3, f_{03} = P4, $Q_{1,2}$ = P5, Q_3 = P6, f = P0.

P8	F2	P7	ПП	F7	↑	F5	×	Fx^2	1	+	P,
F3	P7	ПП	F7	↑	F5	×	Fx^2	1	÷	P	F4
P7	ПП	F7	↑	F6	×	Fx^2	1	+	↑	P/—/	×
↑	P/—/	×	F$\sqrt{\ }$	F1/x	С/П	БП	P0	F8	↑	F7	÷
↑	F1/x	—	В/О								

Контрольный пример: f_{01} = 110 МГц, f_{02} = 90 МГц, f_{03} = 100 МГц, $Q_{1,2}$ = 20, Q_3 = 10. Получаем:

f, МГц	80	84	88	92	96	100	104	108	112	116	120
$Y(f)$, 10^{-2}	0,35	0,86	2,98	5,32	5,04	5,84	5,44	5,93	3,68	1,31	0,62

Программа БП38. Расчет кривой избирательности комбинированного УПЧ по (6.20). Ввод: Q_1 = P2, Q_2 = P3, Q_3 = P4, $k_{св}$ = P5, $\nu = 2\Delta f/f$ = P0.

Fx^2	P7	F5	Fx^2	↑	F7	—	↑	F2	×	↑	F3
×	1	+	Fx^2	P8	F2	↑	F3	+	Fx^2	↑	F7
×	↑	F8	+	F$\sqrt{\ }$	P8	F5	Fx^2	↑	F2	×	↑
F3	×	1	+	↑	F8	÷	Fx^2	P8	F4	Fx^2	↑
F7	×	1	+	F$\sqrt{\ }$	F1/x	↑	F3	×	С/П	БП	P0

Контрольный пример: $Q_1 = Q_2 = 100$, $Q_3 = 50$, $k_{св} = 0{,}02$. Получаем

ν	0	0,005	0,01	0,015	0,02	0,025	0,03	0,035	0,04
Y	1	1,03	1,12	1,21	1,04	0,588	0,267	0,122	0,06

Программа БП39. Расчет $u_2(t)$ дифференцирующей RC-цепи при линейном нарастающем $u_1(t)$. Ввод: τ = P2, $t_{ф0}$ = P3, E = P4, Δt = P5, t_0 = PX. Результат: t и $u_2(t)$

P3	/—/	↑	F3	+	P6	P$x \geqslant 0$	P,	F2	÷	Pe^x	/—/
1	+	↑	F4	×	↑	F2	×	↑	F3	÷	P7
БП	/—/	F6	↑	F2	÷	Pe^x	↑	F7	×	↑	P6
F8	↑	С/П	F6	С/П	F[illegible]	+	БП	P0			

Контрольный пример: τ = 1 с, $t_{ф0}$ = 1 с, E = 10 В, Δt = 0,5 с, t_0 = 0. Получаем: $u_2(0) = 0$, $u_2(0{,}5) = 3{,}934693$, $u_2(1) = 6{,}321205$, $u_2(1{,}5) = 3{,}[illegible]$, $u_2(2) = 2{,}325441$, $u_2(2{,}5) = 1{,}410451$, $u_2(3) = 0{,}8554821$ и т. д.

Программа БП40. Расчет $u_2(t)$ дифференцирующей RC-цепи при экспоненциальном $u_1(t) = E(1 - e^{-t/\tau_ф})$. Ввод: τ = Р2, $\tau_ф$ = Р3, E = Р4, Δt = Р5, t_0 = РХ. Результат: t и $u_2(t)$.

Р8	↑	F3	÷	/—/	Pe^x	F6	F2	↑	F3	—	$Px = 0$
F4	F6	↑	F4	×	↑	F8	×	↑	F3	÷	БП
F8	F8	↑	F2	÷	/—/	Pe^x	↑	F6	—	Р6	F3
↑	F2	÷	/—/	1	+	$F1/x$	↑	F4	×	↑	F6
×	Р7	F8	↑	С/П	F7	С/П	F5	+	БП	Р0	

Контрольный пример: τ = 1 с, $\tau_ф$ = 1 с, E = 10 В, Δt = 0,5 с, t_0 = 0, Получаем: $u_2(0) = 0$, $u_2(0{,}5) = 3{,}032653$, $u_2(1) = 3{,}678795$, $u_2(1{,}5) = 3{,}346953$, $u_2(2) = 2{,}706706$, $u_2(2{,}5) = 2{,}052125$, $u_2(3) = 1{,}493612$ При τ = 2 с и указанных других исходных данных $u_2(0) = 0$, $u_2(0{,}5) = 3{,}445402$, $u_2(1) = 4{,}773024$, $u_2(1{,}5) = 4{,}984728$, $u_2(2) = 4{,}650884$, $u_2(2{,}5) = 4{,}088396$, $u_2(3) = 3{,}466862$ и т. д.

Программа БП41. Расчет $t_м$ и $k_м$ двухэкспоненциального импульса и U_m/E дифференцирующей цепи по (7.10)—(7.12). Ввод: τ = Р2, $\tau_ф$ = Р3

F2	↑	F3	÷	Р4	Р1n	Р5	F3	—	$F1/x$	↑	F2
×	↑	F3	×	↑	F5	×	С/П	F4	1	—	$F1/x$
↑	F5	×	Р6	/—/	Pe^x	Р8	F4	↑	F8	x^y	/—/
↑	F8	+	Р8	С/П	F4	$F1/x$	/—/	1	+	$F1/x$	↑
F8	×	С/П									

Контрольный пример: τ = 5 мкс, $\tau_ф$ = 1 мкс. Получаем: $t_м$ = 2,011796 мкс, $k_м$ = 0,5349934, U_m/E = 0,6687417.

Программа БП42. Расчет активной длительности $t_и$ двухэкспоненциального импульса по (7.14) и (7.15). Ввод: τ = Р2, $\tau_ф$ = Р3

F2	↑	F3	÷	Р4	2	0	↑	F4	—	$Px \geqslant 0$	F4
2	↑	F4	÷	0	,	7	8	+	↑	F2	×
С/П	3	↑	F4	÷	0	,	7	+	↑	F2	×
С/П											

Контрольный пример: τ = 5 мкс, $\tau_ф$ = 1 мкс. Получаем $t_и$ ≐ 5.9 мкс (при τ = 30 мкс, $\tau_ф$ = 1 мкс, $t_и$ = 24 мкс).

Программа БП43. Расчет переходной характеристики $a(\tau)$ многокаскадного (n = 3 . . 6) усилителя в области малых времен по (7.21). Ввод: k_3 = Р3, k_4 = Р4 k_5 = Р5 τ = РХ.

Р2	Fx^2	2	÷	Р6	3	↑	F2	x^y	↑	F3	×
Р7	4	↑	F2	x^y	↑	F4	×	Р8	5	↑	F2
x^y	↑	F5	×	↑	F8	+	↑	F7	+	↑	F6
+	↑	F2	+	1	+	Р8	F2	/—/	Pe^x	↑	F8
×	/—/	1	+	С/П	БП	Р0					

Контрольный пример: n = 6, k_3 = 0,167 $k_4 = 4{,}17 \cdot 10^{-2}$, $k_5 = 8{,}33 \cdot 10^{-3}$. Получаем:

τ	1	2	3	4
$a(\tau)$	$4{,}603 \cdot 10^{-4}$	$1{,}61449 \cdot 10^{-2}$	$8{,}33778 \cdot 10^{-2}$	0,2143851
τ	5	6	8	10
$a(\tau)$	0,3836906	0,5541009	0,8086974	0,9328989

Программа БП44. Расчет $u_C(t)$ и $u_R(t)$ линейной RC-цепи при заданных дискретных значениях, $u_{вх}(0) = Р4$, $u_{вх}(t)$. Ввод: $\theta = 0 = Р2$, $H = Р3$, $u_R(0) = Р5$, $u_C(0) = Р6$, $u_{вх} = РХ$.

```
F4   ↑    F6   —    Р5   С/П  F3   Fx²  Р8   ↑    F3   ×
4    ÷    /—/  ↑    F8   +    Р8   F3   3    ×    /—/  6
+    ↑    F8   +    ↑    F5   ×    ↑    F3   ×    6    ÷
↑    F6   +    Р6   С/П  Р4   F2   ↑    F3   +    Р2   БП
Р0
```

Контрольный пример: см. в § 7.2 (рис. 7.3).

Программа БП45. Расчет $u_C(t)$ и $u_R(t)$ RC-цепи при заданном дискретными значениями $u_{вх}(t)$ комбинированным методом Эйлера. Ввод: $0 = Р2$, $\Delta t = Р3$, $\Delta t/\tau = Р4$, $u_C(0) = Р5 = Р6$, $u_{вх}(0) = Р7$ и $u_{вх}(t) = РХ$.

```
F2   ↑    F3   +    Р2   F7   ↑    F5   —    ↑    F4   ×
↑    F5   +    Р5   F4   F1/x 1    +    F1/x ↑    F7   ×
Р8   F4   1    +    F1/x ↑    F6   ×    ↑    F8   +    Р6
↑    F5   +    ↑    2    ÷    С/П  /—/  ↑    F7   +    С/П
Р7   БП   Р0
```

Контрольный пример: см. в § 7.2.

Программа БП46. Расчет t, $u_{вх}(t)$, $u_R(t)$ и $u_C(t)$ нелинейной RC-цепи при экспоненциальном входном сигнале. Ввод: $0 = Р2$, $\Delta t = Р3$, $u_C(0) = Р4$, $RC_0 = Р5$, $\tau_{вх} = Р6$, $U_m = Р7$, $\varphi_к = Р8$.

```
F2   С/П  ↑    F6   ÷    /—/  Peˣ  /—/  1    +    ↑    F7
×    С/П  ↑    F4   С/П  —    С/П  Р,   F4   ↑    F8   ÷
1    +    F1/x F√   F1/x ↑    Р/—/ ×    ↑    F3   ×    ↑
F5   ÷    ↑    F4   +    Р4   F2   ↑    F3   +    Р2   БП
Р0
```

Контрольный пример: см. § 7.2.

Программа БП47. Расчет переходного процесса $u(t)$ при переключении туннельного диода импульсами тока по (7.31). Ввод: $I_{вх} = Р2$, $-A = Р3$, $u(0) = Р4$, $D = Р5$, $C_0 = Р6$, $\Delta t = Р7$.

```
F4   1    0    ×    /—/  Peˣ  ↑    F4   ×    ↑    F3   ×
↑    F2   +    Р8   F4   0    ,    0    5    5    ÷    Peˣ
1    —    ↑    F5   ×    /—/  ↑    F8   +    ↑    F7   ×
↑    F6   ÷    ↑    F4   +    Р4   С/П  БП   Р0
```

Контрольный пример: см. в § 7.3 (рис. 7.5). Рекомендуется предварительно составить таблицу t_n.

Программа БП48. Расчет переходного процесса $u(t)$ переключающей схемы на туннельном диоде по (7.32). Ввод: $E(0) = Р2$, $A = Р3$, $u(0) = Р4$, $D = Р5$, $C = Р6$, $\Delta t = Р7$, $R = Р8$.

```
F4   1    0    ×    /—/  Peˣ  ↑    F4   ×    ↑    F3   ×
Р,   F4   0    ,    0    5    5    ÷    Peˣ  1    —    ↑
F5   ×    ↑    Р/—/ +    /—/  Р,   F2   ↑    F4   —    ↑
F8   ÷    ↑    Р/—/ +    ↑    F6   ÷    ↑    F7   ×    ↑
F4   +    Р4   С/П  Р2   БП   Р0
```

Инструкция. После получения каждого значения $u(t)$ набирается новое значение $E(t)$ на цифровых клавишах.

Контрольный пример: см. в § 7.3 при $R = 200$ Ом (рис. 7.6). Рекомендуется предварительно составить таблицу t_n.

Программа БП49. Расчет постоянных времени $\tau_{вкл}$, $\tau_р$ и $\tau_{выкл}$ ключа на биполярном транзисторе по (7.36)—(7.38). Ввод: τ_T = P2, $\overline{C}_{кб}$ = P3, $(\beta_N + 1)$ = P4, $R_к$ = P5

F5	1	,	6	×	↑	F3	×	↑	F2	+	↑
F4	×	P6	С/П	F2	1	,	0	×	↑	F4	×
P7	С/П	F3	[illegible]	,	1	×	↑	F5	×	↑	F2
+	↑	F4	×	P4	F6	P2	F7	P3	F4	С/П	

Примечание. После вычисления $\tau_{выкл}$ значения $\tau_{вкл}$ $\tau_р$ и $\tau_{выкл}$ заносятся в регистры 2, 3 и 4

Контрольный пример см. в § 7.4

Программа БП50. Расчет времен $t_{вкл}$, $t_р$ и $t_{выкл}$ ключа на биполярном транзисторе по (7.33) — (7.39). Ввод: $\tau_{вкл}$ = P2 $\tau_р$ = P3 $\tau_{выкл}$ = P4 $I_{б1}$ = P5, $I_{бн}$ = P6, $I_{б2}$ = P7.

F5	↑	F6	−	↑	F5	÷	F1/x	Pln	↑	F2	×
С/П	F5	↑	F7	−	P8	F6	↑	F7	−	↑	F8
÷	F1/x	Pln	↑	F3	×	С/П	F7	↑	F6	−	↑
F7	÷	Pln	↑	F4	×	С/П					

Инструкция Рекомендуется вводить программу после выполнения вычислений по программе БП49, не выключая микрокалькулятора. В этом случае ввод $\tau_{вкл}$, $\tau_р$ и $\tau_{выкл}$ не требуется.

Контрольный пример см. в § 7.4.

Программа БП51. Расчет $i_к(t)$ ключа на биполярном транзисторе при линейном нарастании и спаде тока базы. Ввод: $i_К(\infty)$ = P2, a = P3, $i_к(0)$ = P4, τ_β = P5, Δt = P6, 0 = P7, $t_ф$ = P8, 0 = P/—/. Результат $i_К(t)$ и t.

F7	↑	F6	+	P7	F8	↑	F7	−	Px ≥ 0	F2	F7
БП	×	F8	P7	F7	↑	F8	÷	↑	F3	+	↑
F2	×	↑	F4	−	↑	F6	×	↑	F5	÷	↑
F4	+	P4	С/П	P.	↑	F6	+	С/П	P/—/	БП	P0

Контрольный пример: см. в § 7.4 (рис. 7.9).

Программа БП52. Расчет $i_к(t)$ ключа на биполярном транзисторе при экспоненциальном нарастании и спаде тока базы. Ввод: $I_{0К}$ = P2, $I_{К м}$ = P3, $i_к(0)$ = P4, $\tau_{вх}$ = P5, τ_β = P6 Δt = P7, 0 = P8. Результат t и $i_к(t)$

F8	↑	F7	+	P8	С/П	↑	F6	÷	/—/	Pe^x	/—/
1	+	↑	F3	×	↑	F2	+	↑	F4	−	↑
F7	×	↑	F6	÷	↑	F4	+	P4	С/П	БП	P0

Контрольный пример: см. в § 7.4 (рис. 7.10).

Программа БП53. Расчет переходного процесса переключения ключа на маломощном полевом транзисторе. Ввод: E = P2, $u_{вх}(0)$ = P3, $b'R$ = P4, k = P5, $\Delta t/\tau$ = P6, 0 = P7, $u(0)$ = P8. Результат: N, $(U_З - U_0)_{n-1}$, u.

F7	1	+	P7	С/П	F3	С/П	P3	F1/x	↑	F8	×
↑	F5	×	/—/	Pe^x	/—/	↑	1	+	↑	P.	[illegible]
Fx^2	↑	F4	×	↑	P/—/	×	/—/	↑	F8	−	↑
F2	+	↑	F6	×	↑	F8	+	P8	С/П	ВП	P0

Инструкция. На каждом шаге первое нажатие клавиши С/П дает значение N, второе — $(U_З - U_0)$. Если $(U_З - U_0)_n$ отлично от $(U_З - U_0)_{n-1}$, то первое значение набирается на цифровых клавишах и клавиша С/П нажимается третий раз (получаем u и т. д.).

Контрольный пример: см. в § 7.5 (рис. 7.12).

Программа БП54. Расчет переходного процесса **переключения ключа на** мощном МДП-транзисторе Ввод: E = Р2. $U_З$ = Р3 R_0S = Р4, ρ = Р5, τ = Р6 Δt = Р7 u (0) = Р8. 0 = Р/—/ Результат: t_n $U_З (t_{n-1})$ и $u (t_n)$.

Р,	↑	F7	+	С/П	Р/—/	F3	С/П	Р3	F1/x	↑	F8
×	↑	Р5	×	/—/	Pe^x	/—/	↑	1	+	↑	F3
×	↑	F4	×	↑	F8	+	/—/	↑	F2	+	↑
F7	×	↑	F6	÷	↑	F8	+	Р8	С/П	БП	Р0

Инструкция. При вычислениях нельзя задавать $U_З$ = 0 (в этом случае задается малое значение $U_З$. например 0,001 В), порядок вычислений см. в инструкции к программе БП53.

Контрольный пример: см. в § 7.6 (рис. 7.13).

Программа БП55. Расчет переходного процесса переключения ключа на мощном МДП-транзисторе с индуктивностью в цепи стока. Ввод: $\Delta t/C$ = Р2, $\Delta t/l$ = Р3. E_G = Р4, R_0 = Р5 $-U_З$ = Р6. i (0) = Р7, u (0) = Р8, 0 = Р/—/. Результат: n и u (i = Р7)

Р	↑	1	+	С/П	Р/—/	F8	2	,	0	×	↑
F6	÷	Pe^x	/—/	1	+	0		,	3	0	×
↑	F6	×	↑	F7	+	↑	F2	×	↑	F8	+
Р8	С/П	F7	↑	F5	×	↑	F8	+	/—/	↑	F4
+	↑	F3	×	↑	F7	+	Р7	БП	Р0		

Инструкция Значеине ρ = 2,0 и S = 0,030 А/В вписаны в программу. Нельзя задавать $-U_З$ = 0 (можно задать $-U_З$ близким к нулю например — 0,001 В) На каждом шаге выдается номер шага n и u (значение i можно вызвать из регистра 7 после вывода u).

Контрольный пример: см. в § 7.6 (рис 7.13)

Программа БП56. Расчет времени переключения ключа на полевом транзисторе численным интегрированием Ввод: $E_С$ = Р2, $I_{См}$ R = Р3 $u_н$ = Р4 Δu = Р5 0 = Р6 $u_к$ =

ПП	4	Р8	F4	↑	F5	+	Р4	ПП	4	↑	F8
+	↑	F6	+	Р6	F7	↑	F4	—	Px<0	F4	БП
Р0	F6	С/П	F4	5		0	÷	/—/	Pe^x	/—/	1
+	↑	F3	×	↑	F4	+	/—/	↑	F2	+	F1/x
↑	F5	×	2	÷	В/О						

Инструкция Значение Δu должно выбираться как целая часть ($u_н - u_к$), знак Δu отрицателен, если u (t) падает, и положителен. если u (t) растет

Контрольный пример: см в § 7 7 (табл 7.2)

Программа БП57. Расчет реакции LC-контура на экспоненциальный перепад тока. Ввод: $\Delta t/L$ = Р2, $\Delta t/C$ = Р3, r = Р4, R = Р5 u (0) = Р6, i_1 (0) = Р7, 0 = Р8 Результат: n, i (t_n), u (t_n) и i_1 (t_n) = Р7.

F8	1	+	Р8	С/П	0	0	5	÷	/—/	Pe^x	/—/
1	+	С/П	Р.	F6	↑	F5	÷	↑	F7	+	/—/
↑	Р/—/	+	↑	F3	×	↑	F6	+	Р6	С/П	F7
↑	F4	×	/—/	↑	F6	+	↑	F2	×	↑	F7
+	Р7	БП	Р0								

Контрольный пример: см. в § 7.8 рис. 7.15).

Программа БП58. Расчет реакции LC-контура на линейно нарастающий перепад тока. Ввод: $\Delta t/L$ = Р2, $\Delta t/C$ = Р3, r = Р4, R = Р5. u (0) = Р6, i_1(0) = Р7, 0 = Р/—/. Результат: n, u (t_n) и i_1 (t_n) = Р7

Р,	1	+	С/П	Р8	Р/—/	F8	0	5	÷	Р8	1
—	Px<0	8	F6	↑	F5	÷	↑	F7	+	—/	,
F8	+	↑	F3	×	↑	F6	+	Р6	С/П	F7	↑
F4	×	/—/	↑	F6	+	↑	F2	×	↑	F7	+
Р7	БП	Р0	1	Р8	БП	2					

Контрольный пример: см. в § 7.8 (рис. 7 16).

Программа БП59 Расчет переходного процесса в последовательном LC-контуре Ввод: L = P2, C = P3 R = P4, Δt = P5. $E(0)$ = P6 $u(0)$ = P7, $i(0)$ = P8, 0 = Р/—/ Результат: n, $i(t_n)$ и $u(t_n)$

P	↑	1	+	С/П	Р/—/	F8	↑	F4	×		F7
+	↑	F6	—	/—/	↑	F2	÷	↑	F5	×	↑
F8	+	P8	С/П	F8	↑	F3	÷	↑	F5	×	↑
F7	+	P7	С/П	P6	БП	P0					

Инструкция После вычисления на каждом шаге значений n $i(t_n)$ и $u(t_n)$ следует на цифровых клавишах набрать очередное значение $E(t)$ При $E(t)$ = const целесообразно исключить команду P6 третью с конца, тогда E заносится в регистр 6 один раз *Контрольный пример*: см. § 7.8 (рис 7.17)

Программа БП60. Расчет переходного процесса в последовательном нелинейном LC-контуре. Ввод: L = P2 C_0 = P3. R = P4 Δt = P5 $E(0)$ = P6, $u(0)$ = P7, $i(0)$ = P8 0 = Р/—/ Результат: n, $i(t_n)$ и $u(t_n)$

P	↑	1	+	С/П	Р/—/	F8	↑	F4	×	↑	F7
+	↑	F6	—	/—/	↑	F2	÷	↑	F5	×	↑
F8	+	P8	С/П	F7	0	,	4	+	1	0	÷
F√	↑	F8	×	↑	F5	×	↑	F3	÷	↑	F7
+	P7	С/П	P6	БП	P0						

Инструкция. Значения $\varphi_к$ = 0,4 В и V_0 = 10 В вписаны в программу. Порядок работы соответствует инструкции к программе БП59

Контрольный пример: см. в § 7.8 (рис. 7.18)

Программа БП61. Расчет установления амплитуды LC-генератора. Ввод: $2|\alpha_{экв}|$ = P2, $\nu_{экв}$ = P3, U_0 = P5, 0 = P6, Δt = P7. Результат: t и $U(t)$ (U_{cm} = P4).

F6	↑	F7	+	P6	С/П	F3	↑	F2	÷	F√	↑
F1/x	2	×	P4	↑	F5	÷	Fx^2	1	—	P8	F2
/—/	↑	F6	×	Pe^x	↑	F8	×	1	+	F√	F1/x
↑	F4	×	С/П	БП	P0						

Контрольный пример: при $2|\alpha_{экв}| = 1$, $\nu_{экв} = 0{,}1$, $U_0 = 0{,}2$, $\Delta t = 0{,}5$ (единицы везде безразмерные) получаем $U_{cm} = 6{,}324$, при $t = 0.5$ $U = 0{,}2567218$, при $t = 1$ $U = 0{,}3294613$ и т. д. (см. также рис. 7.19).

Программа БП62. Расчет реакции видеоусилителя со сложной коррекцией на заданный таблично входной сигнал ($R_i = \infty$, $R_н = \infty$). Ввод: $i(0)$ = P2, $i_1(0)$ = P3, $i_2(0)$ = P4, $u_1(0)$ = P5, $u_2(0)$ = P6, $\Delta t/L_1$ = P7. $\Delta t/L_2$ = P8. Результат: $u_2(t)$.

F2	↑	F4	—	4	0	×	↑	F5	+	P5	↑
F6	—	↑	F8	×	↑	F4	+	P4	↑	F3	—
1	0	×	↑	F6	+	P6	С/П	P2	F3	1	0
0	×	/—/	↑	F6	+	↑	F7	×	↑	F3	+
P3	БП	P0									

Инструкция Значения $\Delta t/C_1 = 40$, $\Delta t/C_2 = 10$ и $R = 100$ вписаны в программу. После получения u_{2n} очередное значение i набирается на цифровых клавишах. При $i = 0{,}01$ = const, $\Delta t/L_1 = \Delta t/L_2 = 2\cdot10^{-3}$, $i_1(0) = 0$, $i_2(0) = 0$, $u_1(0) = 0$, $u_2(0) = 0$ получаем значения u_2 при каждом нажатии клавиши С/П· $0{,}8\cdot10^{-3}$; $3{,}104\cdot10^{-2}$; $7{,}43744\cdot10^{-2}$; $1{,}408609\cdot10^{-1}$ и т. д.

Программа БП63. Расчет реакции видеоусилителя со сложной коррекцией на заданный таблично входной сигнал ($R_н = \infty$). Ввод: $i(0)$ = P2, $i_1(0)$ = P3, $i_2(0)$ = P3, $u_1(0)$ = P5, $u_2(0)$ = P6, $\Delta t/L_1$ = P7. $\Delta t/L_2$ = P8. Результат: $u_2(t)$.

F5	5	0	0	÷	↑	F4	+	/—/	↑	F2	+
4	0	×	↑	F5	+	P5	↑	F6	—	↑	F8
×	↑	F4	+	P4	↑	F3	—	0	5	×	↑
F6	+	P6	С/П	P2	F3	1	0	0	×	/—/	↑
F6	+	↑	F7	×	↑	F3	+	P3	БП	P0	

Инструкция. Значения $R_i = 500$, $\Delta t/C_1 = 40$ и $\Delta t/C_2 = 5$ и $R = 100$ вписаны в программу После получения u_{2n} очередное значение i набрать на цифровых клавишах.

Контрольный пример: $i = 0{,}01 = \text{const}$, $i_1(0) = 0, i_2(0) = 0$, $u_1(0) = 0$, $u_2(0) = 0$, $\Delta t/L_1 = \Delta t/L_2 = 2 \cdot 10^{-3}$. Получаем, нажимая клавишу С/П, значения u_2 : $4 \cdot 10^{-3}$; $1{,}528 \cdot 10^{-2}$; $3{,}6128 \cdot 10^{-2}$; $6{,}768412 \cdot 10^{-2}$; $1{,}099054 \cdot 10^{-1}$ и т. д.

Программа БП64. Расчет реакции видеоусилителя со сложной коррекцией на заданный таблично входной сигнал ($R_i = \infty$). Ввод: $i(0) = $ P2, $i_1(0) = $ P3, $i_2(0) = $ P4, $u_1(0) = $ P5. $u_2(0) = $ P6, $\Delta t/L_1 = $ P7, $\Delta t/L_2 = $ P8. Результат: $u_2(t)$.

F2	↑	F4	—	4	0	×	↑	F5	+	P5	↑
F6	—	↑	F8	×	↑	F4	+	P4	F6	5	0
0	÷	↑	F3	+	/—/	↑	F4	+	1	0	×
↑	F6	+	P6	С/П	P2	F3	1	0	0	×	/—/
↑	F6	+	↑	F7	×	↑	F3	+	P3	БП	P0

Инструкция Значения $\Delta t/C_1 = 40$, $R_н = 500$, $\Delta t/C_2 = 10$ и $R = 100$ вписаны в программу. После получения u_{2n} очередное значение i набрать на цифровых клавишах.

Контрольный пример: см. в § 7.10 (рис. 7.21).

Программа БП65. Расчет переходного процесса линейной цепи 1-го порядка с применением интеграла суперпозиции при табличном задании входного воздействия. Ввод: $0 = $ P2, $\tau = $ P3, $0 = $ P4, $\Delta\theta = $ P5, $0 = $ P6, $t = $ P7, $0 = $ P /—/. Результат $u_{вх n}$ ($u = $ P6).

F4	↑	F5	+	P4	F2	P,	С/П	P2	↑	P/—/	—
P8	F4	↑	F5	+	↑	F7	—	↑	F3	÷	Pe^x
/—/	1	+	↑	F8	×	↑	F6	+	P6	БП	P0

Инструкция: После ввода исходных данных нажать клавиши В/О и С/П, на индикаторе высвечивается $u_{вх0} = 0$. Набрать значение $u_{вх1}$ и нажать клавишу С/П. После обработки этого отсчета он высвечивается на индикаторе. Набрать $u_{вх2}$, нажать клавишу С/П и т. д. (до ввода и обработки всех отсчетов $u_{вх}$). Вызвать значение $u(t)$ из регистра 6, нажав клавиши F и 6.

Контрольный пример: см. в § 7.11.

Программа БП66. Расчет переходного процесса линейной цепи 1-го порядка с применением интеграла суперпозиции при аналитически заданном входном воздействии (экспоненциальном). Ввод $\tau_{вх} = $ P2, $\tau = $ P3, $0 = $ P4, $\Delta\theta = $ P5, $0 = $ P6, $t = $ P7. Результат: $u(t)$.

ПП	4	P8	F4	↑	F5	+	P4	ПП	4	↑	F8
+	↑	F6	+	P6	F4	↑	F7	—	$Px < 0$	F4	БП
P0	F6	С/П	F7	↑	F4	—	↑	F3	÷	/—/	Pe^x
/—/	1	+	P,	F4	↑	F2	÷	/—/	Pe^x	↑	P/—/
×	↑	F2	÷	↑	F5	×	2	÷	В/О		

Контрольный пример: см. в § 7.11.

Программа БП67. Расчет переходного процесса автоколебательного мультивибратора на туннельном диоде. Ввод: $\Delta t/C = $ P2, $\Delta t/L = $ P3, $E = $ P4, $A = $ P5, $D = $ P6, $u(0) = $ P7, $i(0) = $ P8. Результат: i_n и u_n.

F8	1	0	×	↑	F7	+	/—/	↑	F4	+	↑
F3	×	↑	F8	+	P8	С/П	F7	2	0	×	Pe^x
1	—	↑	F6	×	P,	F7	1	0	×	/—/	Pe^x
↑	F7	×	↑	F5	×	↑	P/—/	+	/—/	↑	F8
+	↑	F2	×	↑	F7	+	P7	С/П	БП	P0	

Примечание. Рекомендуется перед началом вычислений составить таблицу значений t_n.

Контрольный пример: см. в § 8.1 (рис. 8.2).

Программа БП68. Расчет переходного процесса ждущего мультивибратора на туннельном диоде. Ввод: $\Delta t/C$ = P2, $\Delta t/L$ = P3, E = P4, A = P5, D = P6, u (0) = P7, i (0) = P8

F7	2	0	×	Pe^x	↑	F6	×	P,	F7	↑	0
×	/—/	Pe^x	↑	F7	×	↑	F5	×	↑	P/—/	+
↑	С/П	—	/—/	↑	F8	+	↑	F2	×	↑	F7
+	P7	С/П	F8	1	0	×	↑	F7	+	/—/	↑
F4	+	↑	F3	×	↑	F8	+	P8	БП	P0	

Инструкция Значения $\beta = 20$ 1/В, $\alpha = 10$ 1/В и $R = 10$ Ом вписаны в программу. Перед вычислением вносим u (0) в регистр 7 и, нажимая клавиши В/О и С/П, получаем i (0). Вычисляем вручную $E = [u\ (0) + i\ (0)\ R]$ и заносим в регистр 4. Заносим i (0) в регистр 8. Далее, набирая на каждом шаге значения $i_{зап}$ (в амперах, не используя клавишу ВП) и нажимая два раза клавишу С/П, получаем u и t и т. д.

Контрольный пример: см. в § 8.1 (рис. 8.3).

Программа БП69. Расчет t_1 автоколебательного мультивибратора на туннельном диоде. Ввод U_{0R} = P2, U_{1R} = P3, U_{2R} = P4, E = P5, $(I_П - I_В)$ = P6, L = P7. Результат: e, t_1/τ_L, t_1 и m_1 = P8.

F3	↑	F2	—	P,	F4	↑	F3	—	↑	P/—/	÷
P8	F5	↑	F3	—	↑	P,	÷	С/П	↑	F8	×
2	×	1	+	F1/x	2	×	↑	F8	×	С/П	↑
F7	×	↑	F6	×	↑	P,	F4	↑	F3	—	F1/x
↑	P/—/	×	С/П								

Контрольный пример: см. в конце § 8.1.

Программа БП70. Расчет t_2 автоколебательного мультивибратора на туннельном диоде. Ввод: U_{3R} = P2, U_{1R} = P3, U_{2R} = P4, E = P5, $(I_П - I_В)$ = P6, L = P7. Результат: e, t_2/τ_L, t_2 и m_2 = P8.

F2	↑	F4	—	P,	F4	↑	F3	—	↑	P/—/	÷
P8	F5	↑	F3	—	↑	P,	÷	С/П	/—/	1	+
↑	F8	×	1	,	5	×	1	+	F1/x	1	
5	×	↑	F8	×	С/П	↑	F6	×	↑	F7	×
↑	P	F4	↑	F3	—	F1/x	↑	P/—/	×	С/П	

Контрольный пример: см. в конце § 8.1.

Программа БП71. Расчет η_R = P2, и $U_Д$ = P3 = PX релаксатора на однопереходном транзисторе. Ввод: η = P2, R_1 = P3, R_2 = P4, $R_{бб}$ = P5, $I_П$ = P6, $I_{Э0}$ = P7.

F4	↑	F5	÷	↑	F2	+	P8	F3	↑	F5	÷
P,	F4	↑	F5	÷	↑	P/—/	+	1	+	F1/x	↑
F8	×	P2	F6	↑	F7	÷	Pln	0		0	5
0	×	P3	С/П								

Примечание. Значение $m\varphi_T = 0{,}050$ В вписано в программу.

Контрольный пример: см. в конце § 8.2.

Программа БП72. Расчет $U_П$, $t_з$, $t_р$, t_0 и Q релаксатора на однопереходном транзисторе. Ввод: η_R = P2, $U_Д$ = P3, $U_В$ = P4, E = P5, RC = P6, $R_рC$ = P7.

F2	↑	F5	×	↑	F3	+	P8	С/П	F5	↑	F8
—	P,	F5	↑	F4	—	↑	P/—/	÷	Pln	↑	F6
×	С/П	P/—/	F8	↑	F4	÷	Pln	↑	F7	×	P8
С/П	↑	P,	+	С/П	↑	F8	÷	С/П			

Примечание. Если предварительно выполнялась программа БП71, то значения η_R и $U_Д$ могут не вводиться.

Контрольный пример: см. в конце § 8.2.

Программа БП73. Расчет переходных процессов ждущего релаксатора на лавинном транзисторе Ввод: $\Delta t/L$ = P2. $\Delta t/C$ = P3, $t_б$ = P4, U_M = P5, α_0 = P6, $i_к$ (0) = P7, u_C (0) = P8. Результат: $u_т$, $i_к$ и u_C.

```
F7  ↑   F4   —     ↑    F7    ÷    ↑    F6   ×    /—/  1
+   P,  3    F1/x  ↑    P/—/  x^y  ↑    F5   ×    С/П  P,
F7  9   0    ×     ↑    P/—/  +    /—/  ↑    F8   +    ↑
F2  ×   ↑    F7    +    P7    С/П  ↑    F3   ×    /—/  ↑
F8  +   P8   С/П   БП   P0    ↑
```

Примечание. Значения $n = 3$ и R = 90 Ом вписаны в программу.

Контрольный пример см. в § 8.3 (рис. 8.7).

Программа БП74. Расчет переходных процессов ждущего релаксатора на лавинном транзисторе методом динамического пробоя. Ввод: 0 = P2, $\Delta t/L$ = P3, $\Delta t/C$ = P4, α = P5, U_M = P6, u_C (0) = P7, i (0) = P8. Результат: $u_т$, i и u_C.

```
F2  0    ,    2    +    P2   /—/  Pe^x  /—/  1     +    ↑
F5  ×    /—/  1    +    P,   3    F1/x  ↑    P/—/  x^y  ↑
F6  ×    С/П  P,   F8   9    0    ×     ↑    P/—/  +    /—/
↑   F7   +    ↑    F3   ×    ↑    F8    +    P8    С/П  ↑
F4  ×    /—/  ↑    F7   +    P7   С/П   БП   P0
```

Примечание. Значения $\Delta t/\tau_т$ = 0,2, n = 3, и R = 90 Ом вписаны в программу.

Программа БП75. Расчет временных параметров автоколебательных мультивибраторов.

1 Расчет $t_1/(RC)$ и $t_2/(RC)$ мультивибратора (см. рис. 8.8, *а*). Ввод: R = P2, $R_{б.\,м\,т}$ = P3, U^0 = P4, U^1 = P5, $U_п$ = P6, $I^1_{вх}$ = P7.

```
F7  ↑     F2  ×    P8    ↑    F4  +    ↑     F6    —     P,
F4  2     ×   ↑    F8    +    ↑   F6   —     ↑     F5    —
↑   P/—/  ÷   Pln  С/П   F5   ↑   F6   —     P,    F5    2
×   ↑     F6  —    ↑     F4   —   ↑    P/—/  ÷     Pln   P8
F2  ↑     F3  +    F1/x  ↑    F3  ×    ↑     F8    ×     С/П
```

2. Расчет β, $t_э/(RC)$, $t_р/(RC)$ и $t_0/(RC)$ мультивибратора (см. рис. 8.9,*а*). Ввод. R_1 = P2. R_2 = P3, $U^+_м$ = P4, $U^-_м$ = P5.

```
F2   ↑    F3  +    F1/x  ↑    F3   ×    P8   С/П  /—/  1
+    ↑    F4  ×    P7    F8   ↑    F5   ×    ↑    F4   +
↑    F7   ÷   Pln  P7    С/П  1    ↑    F8   —    ↑    F5
×    P6   F8  ↑    F4    ×    ↑    F5   +    ↑    F6   ÷
Pln  С/П  ↑   F7   +     С/П
```

3. Расчет $t_э/(RC)$, $t_р/(RC)$, β_1 = P7 и β_2 = P8 мультивибратора (см. рис. 8.10,*а*). Ввод: R_1 = P2, R_2 = P3, R_3 = P4, R_4 = P5, $U^+_м/U^-_м$ = P6.

```
F2    ↑    F3   +    F1/x  ↑    F2   ×    P7    /—/  1     +
F1/x  Pln  С/П  F2   ↑     F3   +    ↑    F4    +    F1/x  ↑
F5    ×    P8   /—/  1     +    ↑    F7   ×     ↑    F6    ×
1     +    Pln  P,   1     ↑    F8   —    F1/x  ↑    P/—/  ×
С/П
```

4. Расчет $t_1/(R_3C)$, $t_2/(R_4C)$, U_h = P7, U_l = P8 мультивибратора (см. рис. 8.11, *а*). Ввод: R_1 = P2, R_2 = P3, U_H = P5, U_L = P6.

```
F2  ↑   F3  +    F1/x  ↑    F2   ×    P8   ↑    F5  ×
P7  F8  ↑   F6   ×     P8   F7   ↑    F5   —    P4  F8
↑   F5  —   ↑    F4    ÷    Pln  С/П  F8   ↑    F6  —
P4  F7  ↑   F6   —     ↑    F4   ÷    Pln  С/П
```

Программа БП76. Расчет временных параметров ждущих мультивибраторов.

1. Расчет $t_и/(RC)$ и $t_в/(RC)$ мультивибратора (см. рис. 8.12,а). Ввод: R = = P2, $R_{б.м.т}$ = P3, U^1 = P4, U^0 = P5 $U_п$ = P6, E = P7.

F2	↑	F3	+	P8	F7	0	,	7	—	↑	F2	
×	↑	F8	÷	↑	F6	—	P,	F4	↑	F5	—	
↑	P/—/	÷	1	+	Pln	↑	F3	×	↑	F8	÷	
С/П	F4	↑	F5	—	↑	F6	÷	1	+	Pln	С/П	

2. Расчет $t_и/(RC)$ мультивибратора (см. рис. 8.13,а). Ввод. R = P2, U^0 = = P3, U^1 = P4, $U_п$ = P5, $I^1_{вх}$ = P6.

F2	↑	F6	×	↑	F5	+	/—/	↑	F3	+	P8	
F3	↑	F4	—	↑	F8	÷	Pln	С/П				

3. Расчет $U^1_{ос}$ и $t_и/(RC)$ мультивибратора (см. рис. 8.14). Ввод: R = P2, R_1 = P3, R_2 = P4, K_U, U^0 = P5, $U_п$ = P6, $I^п_{вх}$ = P7.

F3	↑	F4	+	F1/x	↑	F4	×	P8	↑	F5	×
1	+	P,	F8	↑	F3	×	↑	F7	×	P8	F6
↑	F5	×	↑	F8	—	↑	P/—/	÷	P8	С/П	↑
F2	×	↑	F6	+	/—/	↑	F5	+	P,	F5	↑
F8	—	↑	P/—/	÷	Pln	С/П					

П р и м е ч а н и е. В регистр 5 вводится K_U, после расчета $U^1_{ос}$ в него вводится U^0, а $I^1_{вх}$ = PX.

4. Расчет $t_и/(C(R + R_p))$ мультивибратора (см. рис. 8.15). Ввод $(R + R_p)$ = P2, E = P3, U^0 = P4, η_1 = P5. $I_{вх}$ = P6.

F2	↑	F6	×	P8	F5	↑	F3	×	↑	F8	+	
/—/	↑	F3	+	P7	F3	↑	F8	—	↑	F4	—	
↑	F7	+	Pln	С/П								

Программа БП77. Расчет начальных моментов $m_1 \ldots m_4$ среднего значения $\bar{x}$, дисперсии D_0 и числа введенных отсчетов N случайных величин. Ввод: 0 = = P2 = P3 = P4 = P5 = P6 x_n = PX. Результат $\bar{x}$, D_0, m_1 = P2, m_2 = P3, m_3 = P4, m_4 = P5 N = P6, $(N - 1)$ = P7 и m_1^2 = P8

P8	↑	F2	+	P2	F8	×	↑	F3	+	P3	F8
×	↑	F4	+	P4	F8	×	↑	F5	+	P5	F6
1	+	P6	С/П	БП	P0	F1/x	XY	P7	F2	×	P2
С/П	Fx²	P8	F4	×	P4	F5	×	P5	F3	×	P3
↑	F8	—	↑	F6	×	↑	F7	÷	С/П		

Контрольный пример: введя программу и нажав клавиши Р РР и В/О, вводим случайные числа 9; 8; 10; 9; 11; 12; 10; 10; 9 и 11 (в конце каждого ввода нажимается клавиша С/П). Получаем, нажимая клавиши БП Р5 С/П и еще раз С/П, следующие результаты: $\bar{x}$ = 9,9; D_0 = 1,4333333· m_1 = 9,9, m_2 = 99,3; m_3 = 1008,9; m_4 = 10379,7: N = 10 и $(N - 1)$ = 9

Программа БП78. Расчет асимметрии S и эксцесса E случайных чисел. Ввод m_1 = P2, m_2 = P3, m_3 = P4, m_4 = P5 m_1^2 = P8 (при выполнении перед данной программой программы БП77 ввод не требуется)

F3	↑	F8	—	↑	Fx²	P6	×	F√‾	P7	F3	3
×	P	F8	2	×	↑	P/—/	—	↑	F2	×	↑
F4	+	↑	F7	÷	С/П	F3	2	×	↑	F8	—
↑	F2	×	3	×	4	÷	↑	F4	—	↑	F2
×	4	×	↑	F5	+	↑	F6	÷	3	—	С/П

Контрольный пример: при $m_1 \ldots m_4$, вычисленных в примере предшествующей программы, получаем $S = 1{,}965657 \cdot 10^{-1}$; $E = -7{,}519427 \cdot 10^{-1}$.

Программа БП79. Обработка массива случайных чисел x_n для построения гистограмм их распределения Ввод: x_n = PX

↑	F8	С/П	P8	0	5	—	Px < 0	Pπ	F2	1	+
P2	В/О	1	—	Px < 0	÷	F3	1	+	P3	В/О	1
—	Px < 0	P/—/	F4	1	+	P4	В/О	1	—	Px<0	ВП
F5	1	+	P5	В/О	1	—	Px < 0	P—	F6	1	+
P6	В/О	F7	1	+	P7	В/О					

Контрольный пример введя программу, нажимаем клавиши Р, РР, В/О в С/П, вводим числа 3, 4; 5, 5,5, 5,8, 6, 6,2, 6,7, 7,5, 8; 8,9; 10,5 Получаем числа 2 = P2 3 = P3 3 = P4 1 = P5, 2 = P6 и 1 = P7

Программа П80. Формирование случайных чисел

1 С равномерным распределением Y_n и X_n Ввод a = P5, b = P6, V_0 = PX

P2	3	7	×	P3	1	ВП	7	XY	+	XY	—
/—/	↑	F3	+	P3	F2	С/П	F6	↑	F5	—	↑
F2	×	↑	F5	+	С/П	F3	БП	P0			

2 С экспоненциальным, сдвинутым экспоненциальным, Вейбулла и Рэлея законами распределения Ввод b = P4, x_0 = P5, γ = P6, σ = P7 λ = P8, V_0 = PX

P2	Pln	↑	F8	÷	/—/	С/П	↑	F4	+	С/П	1
↑	F2	—	Pln	↑	F5	×	/—/	F√	↑	F6	+
С/П	F2	Pln	2	×	/—/	F√	↑	F7	×	С/П	F2
3	7	×	P2	1	ВП	7	XY	+	XY	—	/—/
↑	F2	+	С/П	БП	P0						

3 С нормальным распределением (метод Неймана) Ввод c = P4, $\bar{x}$ = P5, σ = P6, V_0 = PX

P2	3	7	×	P3	1	В/П	7	XY	+	XY	—
/—/	↑	F3	+	P3	F2	0	,	5	—	Fx	↑
F4	×	↑	F4	×	2	×	/—/	P7	F3	Pln	/—/
↑	F7	+	Px ⩾ 0	P+	F2	2	×	1	—	↑	F4
×	↑	F6	×	↑	F5	+	С/П	F3	БП	P0	

4 С нормальным распределением (метод Муллера) Ввод σ = P4 $\bar{x}$ = P5, V_0 = PX

P2	3	7	×	P3	1	В/П	XY	+	XY	—
/—/	↑	F3	+	P3	F1/x	Pln	2	×	F√	P8	F2
↑	Pπ	×	2	×	Psin	↑	F8	×	↑	F4	×
↑	F5	+	С/П	F3	БП	P0				

Программа БП81. Накопление данных для расчета коэффициентов β_0 и β_1 при линейной аппроксимации Ввод x_n = PX y_n = PX поочередно

0	P4	P5	P6	P7	С/П	↑	P2	F4	+	P4	F2
Fx	↑	F5	+	P5	F2	С/П	↑	P3	F6	+	P6
F2	↑	F3	×	↑	F7	+	P7	F3	БП	↑	

Инструкция После ввода программы нажимают клавиши В/О и С/П, на индикаторе высвечивается 0 Затем на цифровых клавишах последовательно набирают значения x_1, y_1, x_2, y_2, и т. д, нажимая после набора клавишу С/П В регистрах 4 7 хранятся суммы величин x_n, x_n^2 y_n и $x_n y_n$

Контрольный пример см. в § 9 5

Программа БП82. Расчет коэффициентов β_1 и β_0 при линейной аппроксимации Ввод (после выполнения предшествующей программы) N = P8

F7	↑	F8	×	P2	F4	↑	F6	×	↑	F2	—
P2	F5	↑	F8	×	P3	F4	Fx²	↑	F3	—	P3
F2	↑	F3	—	С/П	↑	F4	×	/—/	↑	F6	+
↑	F8	÷	С/П								

Контрольный пример: см в § 9 5

Программа БП83. Накопление данных при параболической аппроксимации.

```
Р2   ↑    F3   +    Р3   F2   Fx²  ↑    F4   +    Р4   F2
Fy²  ↑    F2   ×    ↑    F5   +    Р5   F2   Fx²  Fx²  ↑
F6   +    Р6   F2   С/П  БП   Р0   F2   С/П  Р2   С/П  Р3
↑    F4   +    Р4   F2   ↑    F3   ×    ↑    F5   +    Р5
F2   Fx²  ↑    F3   ×    ↑    F6   +    Р6   БП   F5
```

Инструкция Введя программу нажимаем клавиши Р, РР В/О затем вводим 0 в регистры 3 4 5 и 6 Набираем последовательно все значения X_n нажимая в конце ввода каждого значения клавишу С/П (после обработки каждого X_n это значение вновь высвечивается на индикаторе) Вызываем суммы величин X_n, X_n^2 X_n^3 и X_n^4 из регистров 3, 4, 5 и 6 соответственно Нажав клавиши БП и 5, переходим ко второй части вычислений Вводим 0 в регистры 4, 5 и 6 Последовательно вводим попарно значения X_1 Y_1 X_2 Y_2 . X_n Y_n, нажимая при вводе каждого значения клавишу С/П (высвечивается всегда ранее введенное значение X_n пары X_n Y_n) Результат выводим из регистров 4 5 и 6 в виде сумм величин Y_n, X_nY_n и X_n^2 Y_n

Контрольный пример см. в § 9.5.

Программа БП84. Вычисление определителя 3-го порядка.

```
Р2   С/П  Р3   С/П  Р4   С/П  Р5   С/П  Р6   С/П  Р7   F4
↑    F6   ×    Р8   F3   ↑    F7   ПП   F—   Р/—/ F2   ↑
F7   ×    Р8   F4   ↑    F5   ПП   F—   Р/—/ F3   ↑    F5
×    Р8   F2   ↑    F6   ×    ↑    ПП   Р9   ↑    Р    +
↑    Р,   +    С/П  ×    ↑    F8   —    ↑    С/П  ×    В/О
```

Инструкция. После ввода программы нажимаем клавиши Р, РР В/О Вводим по столбцам (сверху вниз и слева направо) все коэффициенты определителя, нажимая после ввода каждого клавишу С/П После ввода 6-го, 7-го и 8 го коэффициентов на индикаторе высвечивается значение определителя 2-го порядка, который умножается на последующий коэффициент После ввода 9-го коэффициента получаем значение Δ

Контрольный пример см в § 9.5

Программа БП85. Накопление данных для расчета значений β_0 и β_1 при степенно́й аппроксимации Ввод: x_n, y_n (поочередно)

```
0    Р3   Р4   Р6   Р7   С/П  Р8   Рln  Р2   ↑    F3   +
Р3   F2   Fx²  ↑    F4   +    Р4   F8   С/П  Р8   Рln  Р5
↑    F6   +    Р6   F2   ↑    F5   ×    ↑    F7   +    Р7
F8   БП   ↑
```

Инструкция После ввода программы нажать клавиши В/О и С/П (на индикаторе высвечивается 0) Затем ввести последовательно x_1 y_1 x_2, y_2 x_3 y_3 и т д нажимая в конце каждого ввода клавишу С/П (при этом на индикаторе высвечивается введенное число) Результаты заносятся в регистры 3. 4, 6 и 7 в виде сумм величин $\ln x_n$ $(\ln x_n)^2$ $\ln y_n$ и $\ln x_n y_n$

Программа БП86. Расчет значений β_0 и β_1 при степенно́й аппроксимации Ввод (после выполнения предшествующей программы) N = Р8 Результат. β_0 и β_1

```
F8   ↑    F7   ×    Р2   F3   ↑    F6   ×    ↑    F2   —
Р2   F4   ↑    F8   ×    Р5   F3   Fx²  ↑    F5   —    F1/x
↑    F2   ×    С/П  ↑    F3   ×    /—/  ↑    F6   +    ↑
F8   ÷    Реˣ  С/П
```

Контрольный пример. см в § 9 5.

Программа БП87. Накопление данных для расчета значений β_0 и β_1 при экспоненциальной аппроксимации Ввод x_n y_n (поочередно).

```
0    Р3   Р4   Р5   Р6   С/П  Р2   ↑    F3   +    Р3
F2   Fx²  ↑    F4   +    Р4   F2   С/П  Р8   Рln  Р7
↑    F5   +    Р5   F2   ↑    F7   ×    ↑    F6   +
Р6   F8   БП   ↑
```

Инструкция После ввода программы нажимаем клавиши В/О и С/П на индикаторе высвечивается 0) Затем вводим последовательно x_1 y_1, x_2 y_2 x_3 y_3 и т. д. нажимая в конце каждого ввода клавишу С/П (при этом введенное значение высвечивается на индикаторе). Результаты заносятся в регистры 3. 4. 5, и 6 в виде сумм величин x_n, x_n^2, $\ln y_n$ и $x_n \ln y_n$

Программа БП88. Расчет значений β_0 и β_1 при экспоненциальной аппроксимации. Ввод (после выполнения предшествующей программы): N = P8. Результат: β_1 и β_2

F8	↑	F4	×	/—/	P2	F3	Fx^2	↑	F2	+	P2	
F8	↑	F6	×	/—/	P	F3	↑	F5	×	↑	P/—/	
+	↑	F2	÷	С/П	↑	F3	×	/—/	↑	F5	+	
↑	F8	÷	Pe^x	С/П								

Контрольный пример: см. в конце § 9.5.

Программа БП89. Цифровое моделирование нелинейного преобразователя функционального генератора. Ввод: A = P4, B = P5. C = P6. θ_1 = P7, θ_2 = P8. x (град) = PX. Результат: $y(x)$ и $\delta_y(x)$

↑	Pπ	×	1	8	0	÷	P2	Fx^2	P3	↑	F6
×	1	+	↑	F8	+	P	F3	↑	F5	×	/—/
↑	F4	+	↑	F2	×	↑	F7	+	↑	P/—/	÷
P3	С/П	F2	Psin	/—/	↑	F3	+	С/П	БП	P0	

Контрольный пример: см. в § 9.6

Программа БП90. Цифровое моделирование тиристорного стабилизирующего выпрямителя. Ввод: 0 = P2. $\Delta\alpha_0$ = P3. $U_{m\,вх}$ = P4. U_0 = P6, KK_y = P7. Результат: $U_{вых}$ = PX = P5.

F2	↑	F3	+	P2	Pcos	1	+	↑	Pπ	÷	↑
F4	×	P5	F6	↑	F5	—	P8	F2	2	×	↑
Pπ	÷	1	—	↑	F7	÷	/—/	↑	F8	+	P$x < 0$
6	БП	P0	F2	↑	F3	—	P2	F3	2	÷	P3
1	0	ВП	6	/—/	—	P$x < 0$	P0	F5	С/П		

Контрольный пример: см. в § 9.6.

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

ПАКЕТ ПРОГРАММ ПРОГРАММИРУЕМОГО МИКРОКАЛЬКУЛЯТОРА «ЭЛЕКТРОНИКА Б3-34»

Общая инструкция к пользованию программами

1. Для ввода программы нажимаются клавиши F и ПРГ.

2. Программа вводится последовательным нажатием клавиш, указанных в тексте программ, записанных построчно. Операция поворота стека для упрощения типографской формы записи обозначается как F,. Ввод контролируется по кодам, определяемым с помощью табл. П2.1, приведенной в конце данного приложения.

3. После ввода программы переход в рабочий режим осуществляется нажатием клавиш F АВТ и В/О.

4. Последующие правила работы аналогичны приведенным для микрокалькулятора «Электроника Б3-21» (см. общую инструкцию в приложении 1)

5. Для дословного перевода программ на языки программирования микрокалькуляторов «Электроника МК-54» и «Электроника МК-56» следует воспользоваться таблицей соответствия символов (см. табл. 1.9)

Программа ПП1/34. Решение системы из трех линейных уравнений методом Крамера. Ввод: см. в § 2.2. Вывод: x_1, x_2 и x_3.

ПП	64	П0	ПП	32	ПП	64	ИП0	÷	С/П
ПП	32	ПП	48	ПП	64	ИП0	÷	С/П	ПП
48	ИПА	П9	ИПВ	П6	ИПС	П3	ПП	64	ИП0
÷	С/П	ИП7	ИПА	П7	F,	ПА	ИП4	ИПВ	П4
F,	ПВ	ИП1	ИПС	П1	F,	ПС	В/О	ИП8	ИПА
П8	F	ПА	ИП5	ИПВ	П5	F,	ПВ	ИП2	ИПС
П2	F,	ПС	В/О	ИП1	ИП5	×	ИП4	ИП2	×
—	ИП9	×	ИП7	ИП2	×	ИП1	ИП8	×	—
ИП6	×	+	ИП4	ИП8	×	ИП7	ИП5	×	—
ИП3	×	+	В/О						

Контрольный пример: см. в тексте § 2.2.

Программа ПП2/34. Решение системы из трех линейных уравнений методом Гаусса. Ввод: см в § 2.2. Вывод: x_1 = РХ = Р1; x_2 = Р2 и x_3 = Р3.

ИП4	ИП7	÷	ПД	ИП5	ИПД	ИП8	×	—	П5
ИП6	ИПД	ИП9	×	—	П6	ИПВ	ИПД	ИПА	×
—	ПВ	ИП1	ИП7	÷	ПД	ИП2	ИПД	ИП8	×
—	П2	ИП3	ИПД	ИП9	×	—	П3	ИПС	ИПД
ИПА	×	—	ПС	ИП2	ИП5	÷	ПД	ИПС	ИПД
ИПВ	×	—	ИП3	ИПД	ИП6	×	—	÷	П3
ИПВ	ИП3	ИП6	×	—	ИП5	÷	П2	ИПА	ИП8
ИП2	×	—	ИП3	ИП9	×	—	ИП7	÷	П1
С/П	БП	00							

Контрольный пример: см в § 2.2

Программа ПП3/34. Решение нелинейных уравнений.

1. Методом простых итераций. Ввод: x_0 = РХ, РД → x_n.

ПД ИПД .. ИПД XY ПД — $Fx = 0$ 01 ИПД С/П

2. Методом половинного деления. Ввод: Δx_0 = РА x_1 = РВ. n = РС, ε^2 = РД. РХ → n.

ИПА	2	÷	ПА	↑	ИПВ	+	ПВ	÷	Fx^2
ИПД	—	$Fx < 0$	16	ИПВ	С/П	...	...	..	ИПС
XY	ПС	×	$Fx < 0$	00	ИПА	/—/	ПА	БП	00

3. Методом половинного деления при $F(a) > 0$. Ввод: a = РА. b = РВ, ε = РД, РС → x_n

ИПА	ИПВ	+	2	÷	ПС	...	...	...	..
...	.	...	$Fx \geqslant 0$	$\overline{N}$	ИПС	ПА	БП	$\overline{M}$	ИПС
ПВ	ИПВ	ИПА	—	ИПД	—	$Fx < 0$	00	ИПА	С/П

Примечание N и $\overline{M}$ — номера шагов команд ИПС и ИПВ соответственно при полном тексте программы

4. Методом поразрядного приближения Ввод: x_0 = РА Δx_1 = РВ, ε = = РС, РА → x_n

ИПА	ИПВ	+	ПА	..	...	...	...	...	...
...	..	...	...	$Fx < 0$	00	ИПА	ИПВ	—	ПА
ИПВ	M*	÷	ПВ	ИПС	—	$Fx < 0$	00	ИПА	С/П

---

* M — показатель разрядности, на который делится Δx_N.

5. Комбинированным методом секущих — хорд. Ввод: x_0 = РА. x_1 = РВ, ε^2 = Р0, РХ → x_n (вносится в начало программы).

ИПА	ПП	34	ПС	ИПВ	ПП	34	ПД	ИПА	ИПС
↑	ИПД	ПС	XY	—	÷	ИПА	ИПВ	—	×
+	ИПВ	XY	ПВ	XY	ПА	—	Fx^2	ИП0	—
$Fx < 0$	04	ИПВ	С/П	...	...	...	...	...	В/О

6. Методом Эйткена — Стеффенсона с ускоренной сходимостью. Ввод: x_0 = Р0, ε^2 = РВ, РХ → x_n.

ИП0	ПП	33	ПА	ПП	33	↑	ИП0	×	ИПА
Fx^2	−	XY	ИП0	+	ИПА	2	×	−	$Fx \neq 0$
31	÷	ИП0	XY	П0	−	Fx^2	ИПВ	−	$Fx < 0$
00	ИП0	С/П	...	...	...	...	...	...	В/О

7. Методом Монте-Карло. Ввод: V_0 = Р0, a = РА, b = РВ, ε = РД, РС → x_n.

ИП0	3	7	×	1	+	ПС	КИПС	XY	ИП0
−	П0	ИПВ	ИПА	−	×	ИПА	+	ПС	...
...	...	$Fx \geq 0$	$\underline{N}$	ИПС	ПА	БП	$\overline{M}$	$\underline{\text{ИПС}}$	ПВ
$\overline{\text{ИПВ}}$	ИПА	−	ИПД	−	$Fx < 0$	00	ИПА	С/П	

Примечание. $\underline{N}$ и $\overline{M}$ — номера шагов команд $\underline{\text{ИПС}}$ и $\overline{\text{ИПВ}}$ соответственно при полном тексте программы.

Программа ПП4/34. Численное интегрирование методом Симпсона. Ввод: n = Р0, b = РВ a = РА (регистр С — суммирующий), данные подынтегральной функции.

ПП	40	ПС	ИПВ	↑	ИПА	ПВ	−	ИП0	÷
ПА	ПП	40	1	ПП	28	4	ПП	28	2
БП	14	ИПС	3	÷	ИПА	×	С/П	×	ИПС
+	ПС	FL0	36	БП	22	ИПВ	ИПА	+	ПВ
...	.	.	...	...	.	...	...	...	В/О

Контрольный пример: см в § 2.4. Подынтегральная функция вписывается в незаполненную часть программы при x = РВ

Программа ПП5/34. Численное интегрирование по формуле Уэддля. Ввод: данные подынтегральной функции, N = РХ, b = РХ, и a = РХ (регистры 0, А, В и С — служебные)

П0	0	ПС	С/П	↑	С/П	ПА	−	ИП0	÷
6	÷	ПВ	ПП	26	FL0	13	ИПС	ИПВ	×
3	×	1	0	÷	С/П	ИПА	ПП	59	1
ПП	51	5	ПП	51	1	ПП	51	6	ПП
51	1	ПП	51	5	ПП	51	ИПС	+	ПС
В/О	×	ИПС	+	ПС	ИПА	ИПВ	+	ПА	...
...	..	..	...	...	...	...	...	...	В/О

Контрольный пример: см в § 2.4. Подынтегральная функция вписывается в незаполненную часть программы при x = РА.

Программа ПП6/34. Численное интегрирование методом Гаусса с двумя ординатами. Ввод: данные подынтегральной функции N = РХ, b = РХ и a = = РХ (регистры 0, 1, 2, А, В, С и Д — служебные)

П0	3	F1/x	F$\sqrt{\ }$	ПД	0	ПС	С/П	↑	С/П
П1	−	ИП0	÷	П2	ИП1	↑	ИП2	+	П1
XY	ПП	27	FL0	15	ИПС	С/П	ПВ	+	2
÷	ПА	ИПВ	−	ПВ	ИПД	/−/	ПП	41	ИПВ
ИПД	×	ИПА	+	ПП	52	ИПВ	×	ИПС	+
ПС	В/О	...	...	...	...	...	...	↑	В/О

Контрольный пример: см в § 2.4 Подынтегральная функция вписывается в незаполненную часть программы при x = РХ, вносимом в ее начало

Программа ПП7/34. Численное интегрирование методом Гаусса при трех ординатах Ввод: данные подынтегральной функции, N = РХ, b = РХ и a = РХ (регистры 0, 1, 2, А, В, С и Д — служебные).

П0	0	,	6	$F\sqrt{\ }$	ПД	0	ПС	С/П	↑
С/П	П1	—	ИП0	÷	П2	ИП1	↑	ИП2	+
П1	XY	ПП	28	FL0	16	ИПС	С/П	ПВ	+
2	÷	ПА	ИПВ	—	ПВ	ИПД	/—/	ПП	48
ИПА	ПП	63	8	ПП	54	ИПВ	ИПД	×	ИПА
+	ПП	63	5	×	ИПВ	×	9	÷	ИПС
+	ПС	В/О	...	..	...	...	...	↑	В/О

Контрольный пример: см в § 2.4. Подынтегральная функция вписывается в незаполненную часть программы при x = РХ заносимом в ее начало

Программа ПП8/34. Решение дифференциального уравнения 1-го порядка методом Рунге—Кутта 4-го порядка. Ввод: $h/2$ = РА $x(0)$ = Р0 данные производной, $y(0)$ = РХ (регистры С, Д и 9 — служебные)

ПВ	ПС	3	×	ПД	ПП	35	ПД	ПП	31
ИП9	+	ПД	ПП	35	ИП9	+	ПД	ИП9	ИПВ
+	ПВ	ПП	31	3	÷	ПВ	С/П	ИПВ	БП
01	ИПА	ИП0	+	П0	ПП	47	ИПА	×	П9
ИПС	+	ПВ	ИП9	ИПД	+	В/О	...	..	В/О

Контрольный пример: см. в § 2.5. Функция $F(x, y)$ записывается в незаполненную часть программы, причем x = Р0, y = РВ

Программа ПП9/34. Расчет передаточной характеристики каскада с общим истоком на мощном МДП-транзисторе комбинированным методом секущих — хорд. Ввод: ε^2 = Р0, U_{C1} = РВ (первое приближение) E_C = Р1, U_0 = Р2, R_C = Р3 S = Р4, p = Р5, $|b|$ = Р6, $U_З$ = РХ Результат: U_C.

П9	Fx^3	ИП6	×	ИП2	+	ИП9	—	П9	ИП3
×	ИП4	×	П8	ИП5	ИП9	÷	П9	0	ПА
ИП1	ПС	ИП1	ИПВ	—	FBx	ИП9	×	Fe^x	1
—	ИП8	×	—	ПД	ИПА	ИПС	↑	ИПД	ПС
—	÷	ИПВ	ИПА	—	×	+	ИПВ	XY	ПВ
XY	ПА	—	Fx^2	ИП0	—	$Fx < 0$	22	ИПВ	С/П
БП	00								

Контрольный пример: при указанных в § 4.2 данных U_{C1} = 1 В, U_0 = 0, $\varepsilon^2 = 1 \cdot 10^{-6}$ и $U_З$ = 10 В получаем U_C = 17,300578 В за время около 1 мин.

Программа ПП10/34. Гармонический анализ функции $y(t)$, заданной $i_{макс}$ ненулевыми отсчетами Ввод Δt = РА $i_{макс}$ = РВ, f = РХ, y_1 = РХ, ... $y_{макс}$ = РХ. Результат: $S(f)$ (град)

↑	Fπ	×	ИПА	×	ПС	0	П0	П1	П2
ИП0	1	+	П0	С/П	ПД	ИП0	ИПС	×	2
×	П3	F sin	×	ИП1	+	П1	ИП3	F cos	ИПД
×	ИП2	+	П2	ИПВ	ИП0	—	$Fx = 0$	10	ИПС
F sin	ИПС	÷	П4	ИП1	×	П5	ИП2	ИП4	×
П6	Fx^2	ИП5	Fx^2	+	$F\sqrt{\ }$	П7	ИПА	×	П8
С/П	ИП5	ИП6	÷	F arctg	•	XY	—	П8	1
8	0	×	Fπ	÷	П9	С/П			

Контрольный пример: см. в § 5.1. Переключатель «Р—Г» в положении «Р». При наборе $y_1 \ldots y_{макс}$ высвечивается номер отсчета, вводимого после обработки ранее введенного. Значения $\sin \pi f \Delta t / (\pi f \Delta t)$ = Р4, $NA_s/2$ = Р5 и $NA_c/2$ = = Р6.

Программа ПП11/34. Расчет АЧХ и ФЧХ 4-полюсников по 11 отсчетам a_i переходной характеристики: Ввод: (после нажатия клавиши С/П) a_{10} = РY, $a_9 \ldots a_0$ = РХ, $f \Delta t$ = РХ. Результат: $A(f)$, $\varphi(f)$, A_s = РД, A_c = РС.

1	1	П0	XY	С/П	—	КП0	FBx	ИП0	1
—	$Fx=0$	03	С/П	Fπ	×	ПВ	1	1	П0
0	ПС	ПД	ИП0	1	—	2	×	1	—
ИПВ	×	↑	Fsin	XY	F cos	КИП0	XY	FBx	×
ИПС	+	ПС	F,	×	ИПД	+	ПД	ИП0	1
—	$Fx=0$	23	ИПС	Fx^2	ИПД	Fx^2	+	F√	ИПВ
÷	ИПВ	Fsin	×	С/П	ИПС	$Fx<0$	70	1	8
0	П0	ИП1	ИПС	÷	ПВ	$Fx\geqslant 0$	81	ИП0	/—/
П0	ИПВ	Farctg	1	8	0	/—/	×	Fπ	÷
ИП0	—	БП	13						

Контрольный пример: см в § 5 2 Переключатель «Р—Г» следует установить в положение «Р»

Программа ПП12/34. Расчет $k_г$ методом пяти ординат Ввод. i_1 = Р9 i_2 = = РА i_3 = РВ i_4 = РС i = РД Результат: $k_г$ = РХ $I_{ср}$ = Р0 I_{m1} = Р1. I_{m2} = Р2 I_{m3} = Р3 I_{m4} = Р4

ИП9	ИПД	—	П8	ИПА	ИПС	+	2	×	ИП9
+	ИПД	+	6	÷	П0	ИП8	ИПА	+	ИПС
—	3	÷	П1	ИП9	ИПД	+	2	÷	ИПВ
—	2	÷	П2	ИП1	ИПА	—	ИПС	+	2
÷	П3	ИП2	ИП0	—	ИПВ	+	П4	Fx^2	ИП3
Fx^2	ИП2	Fx^3	+	+	F√	ИП1	÷	С/П	

Контрольный пример: см. в. § 5.4

Программа ПП13/34. Расчет статистических параметров N случайных чисел Ввод N = Р0 = РА, 0 = Р1 = Р2 = Р3 = Р4 = Р5 = Р6, затем нажав клавишу С/П x_1 = РХ x_2 = РХ x_N = РХ Результат: $\bar{x}$, σ^2, S и E (m_1 .. m_4 = = Р1 . Р4 M_2 = РВ M_3 = РС, M_4 = РД)

ИП6	С/П	П6	ИП1	+	П1	ИП6	Fx^2	ИП2	+
П2	ИП6	Fx^2	ИП6	×	ИП3	+	П3	ИП6	Fx^3
Fx^2	ИП4	+	П4	FL0	00	ИП1	ИПА	÷	П1
С/П	ИП2	ИПА	÷	П2	ИП3	ИПА	÷	П3	ИП4
ИПА	÷	П4	ИП2	ИП1	Fx^2	—	ПВ	С/П	ИП1
Fx^2	2	×	ИП2	3	×	—	ИП1	×	ИП3
+	ПС	ИП2	2	×	ИП1	Fx^2	—	ИП1	×
3	×	4	÷	ИП3	—	ИП1	×	4	×
ИП4	+	ПД	ИПС	ИПВ	↑	Fx^2	×	F√	÷
С/П	ИПД	ИПВ	Fx^2	÷	3	—	С/П		

Инструкция После ввода программы нажать клавиши F АВТ и В/О Набрать N = Р0 = РА и 0 в регистры Р1 ...Р6 Нажать клавишу С/П (высвечивается 0) Набрать x_1 ..x_N, нажимая в конце ввода каждого числа клавишу С/П

После ввода последнего числа x_N вычисляется $\bar{x}$, затем σ^2 (для получения несмещенного значения умножим вручную σ^2 на N (N — 1) где N = РА) S и E. Значения m_1 . m_4 и M_2 ... M_4 хранятся в указанных выше регистрах

Контрольный пример: для десяти чисел (9; 8; 10; 9; 11; 12; 10; 10; 9 и 11) получим $\bar{x}$ = 9,9; σ^2 = 1,29; S = 1,9656579 · 10^{-1} и E = —7,52539 10^{-1}

Программа ПП14/34. Линейная аппроксимация. Ввод: N = РХ x_1 = РХ, y_1 = РХ, x_2 = РХ, y_2 = РХ, ..., x_N = РХ, y_N = РХ Результат: β_1 и β_0 (β_1 = РА. β_2 = РВ).

П1	П0	0	П4	П5	П6	П7	ИП1	ИП0	—
1	+	С/П	П2	С/П	П3	ИП6	—	П6	ИП2
ИП4	+	П4	ИП2	Fx^2	ИП5	+	П5	ИП2	ИП3
×	ИП7	+	П7	FL0	07	ИП4	Fx^2	ИП1	ИП5
×	—	П8	ИП4	ИП6	×	ИП1	ИП7	×	—
ИП8	÷	ПА	С/П	ИП6	ИПА	ИП4	×	—	ИП1
÷	ПВ	С/П							

Контрольный пример: см в § 9.5.

Программа ПП15/34. Параболическая аппроксимация Ввод N = Р7 далее **см.** в программе ПП14/34 Результат: $-\Delta$

ИП7	П0	0	П8	П9	П6	П3	ПА	ПВ	ПС
ИП7	ИП0	—	1	+	С/П	П1	С/П	П2	ИП1
ИП8	+	П8	ИП1	Fx^2	ИП9	+	П9	ИП1	Fx^3
ИП1	×	ИП6	+	П6	ИП1	Fx^2	Fx^2	ИП3	+
П3	ИП2	ИПА	+	ПА	ИП1	ИП2	×	ИПВ	+
ПВ	ИП1	Fx^2	ИП2	×	ИПС	+	ПС	FL0	10
ИП8	П4	ИП9	П5	П1	ИП6	П2	ИП1	ИП5	×
ИП4	ИП2	×	—	ИП9	×	ИП7	ИП2	×	ИП1
ИП8	×	—	ИП6	×	+	ИП4	ИП8	×	ИП7
ИП5	×	—	ИП3	×	+	С/П	БП	67	

Порядок вычислений и контрольный пример см в § 9.5

Программа ПП16/34. Степенная аппроксимация Ввод: см. в программе ПП14/34 Результат: β_0 и β_1 (β_0 = РА β_1 = РВ)

П0	П7	0	П3	П4	П5	П6	ИП7	ИП0	—
1	+	С/П	П1	Fln	П8	ИП3	+	П3	ИП8
Fx^2	ИП4	+	П4	ИП1	С/П	П2	Fln	П9	ИП5
+	П5	ИП8	ИП9	×	ИП6	+	П6	FL0	07
ИП3	ИП5	×	ИП7	ИП6	×	—	ИП3	Fx^2	ИП7
ИП4	×	—	÷	ПВ	ИП5	ИП3	ИПВ	×	—
ИП7	÷	Fe^x	ПА	С/П	ИПВ	С/П	БП	00	

Контрольный пример: см в § 9.5

Программа ПП17/34. Экспоненциальная аппроксимация Ввод: см в программе ПП14/34 Результат: β_0 и β_1 (β_0 = РА β_1 = РВ)

П0	П7	0	П3	П4	П5	П6	ИП7	ИП0	—
1	+	С/П	П1	ИП3	+	П3	ИП1	Fx^2	ИП4
+	П4	ИП1	С/П	Fln	П8	ИП5	+	П5	ИП8
ИП1	×	ИП6	+	П6	FL0	07	ИП3	ИП5	×
ИП6	ИП7	×	—	ИП3	Fx^2	ИП4	ИП7	×	—
÷	ПВ	ИП5	ИП3	ИПВ	×	—	ИП7	÷	Fe^x
ПА	С/П	ИПВ	С/П	БП	00				

Контрольный пример: см в § 9.5

Программа ПП18/34. Вычисление с точностью до $1,5 \cdot 10^{-7}$ функции вероятности ошибок [9]

$$\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-\lambda^2} d\lambda = 1 - (a_1 t + a_2 t^2 + \ldots + a_5 t^5) e^{-x^2},$$

где $t = 1/(a_6 x + 1)$

Ввод: $a_1 = 2{,}5482959 \cdot 10^{-1}$ = Р1, $a_2 = -2{,}8449673 \cdot 10^{-1}$ = Р2, $a_3 = 1{,}4214137$ = Р3 $a_4 = -1{,}453152$ = Р4 $a_5 = 1{,}0614054$ = Р5 $a_6 = 0{,}3275911$ = Р6 x = РX.

П9	ИП6	×	1	+	F1/x	П8	5	П0	ИП8
↑	XY	ИП8	×	КИП0	+	ИП0	$Fx = 0$	11	XY
ИП9	/—/	ИП9	×	Fe^x	×	П8	1	ИП8	—
С/П	БП	00							

Контрольный пример: Φ (0, 1) = 0,1124631; Φ (0,5) = 0,5205001; Φ (3) = 0,9999779 (время счета — около 20 с).

Программа ПП19/34. Вычисление с точностью до 1,5 · 10⁻⁷ функции [9]

$$\Pi(x)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^{x} e^{-\lambda^2/2}\,d\lambda = 1-0{,}5\,(1+a_1x+a_2x^2+\ldots+a_6x^6)^{-16}.$$

Ввод: $a_1 = 49867347 \cdot 10^{-9} = \text{Р}1$, $a_2 = 21141006 \cdot 10^{-9} = \text{Р}2$, $a_3 = 3277626 \cdot 10^{-9} = \text{Р}3$, $a_4 = 38004 \cdot 10^{-9} = \text{Р}4$, $a_5 = 48891 \cdot 10^{-9} = \text{Р}5$, $a_6 = 5883 \cdot 10^{-9} = \text{Р}6$, $x = \text{Р}X$.

ПД	6	П0	ИП6	↑	XY	ИПД	×	КИП0	+
ИП0	$Fx=0$	05	XY	1	+	1	6	/—/	XY
Fx^y	2	/—/	÷	1	+	С/П	БП	00	

Контрольный пример: П (0) = 0,5, П (0,1) = 0,5398275 П (1) = 0,841346, П (3) = 0,9986556 (время счета около 30 с).

Программа 20/34. Вычисление гамма-функции с точностью до 5 знаков по формуле Стирлинга

$$\Gamma(Z)=\sqrt{\frac{2\pi}{Z}}\,e^{-Z}Z^{Z}H(Z),$$

$$\text{где } H(Z)\simeq 1+\frac{1}{12Z}+\frac{1}{288Z^2}-\frac{0{,}7}{288Z^3}.$$

Ввод: $Z = \text{Р}X$. Переключатель «Р—Г» в положение «Р».

П9	$Fx<0$	21	/—/	П9	ПП	25	Fπ	ИП9	×
Fsin	×	ИП9	×	F1/x	Fπ	/—/	×	С/П	БП
00	ПП	25	БП	18	↑	↑	1	+	×
П8	ИП9	2	+	↑	П7	1	Fe^x	÷	Fx^y
ИП8	÷	П8	Fπ	2	×	ИП7	÷	F√	ИП8
×	П8	0	,	7	ИП7	÷	1	XY	—
2	4	÷	ИП7	÷	1	+	1	2	÷
ИП7	÷	1	+	ИП8	×	В/О			

Контрольный пример: Г (0,5) = 1,7724781 (время счета 22 с); Г (4,7) = 15.431423; Г (—3,2) = 0,68905558

Программа ПП21/34. Вычисление функции Бесселя

$$J_n(x)=\frac{1}{n!}\left(\frac{x}{2}\right)^n\left[1-\frac{(x/2)^2}{1!\,(n+1)}+\frac{(x/2)^4}{2!\,(n+1)\,(n+2)}+\ldots\right].$$

Ввод: $n = \text{Р}3$, $x = \text{Р}X$.

П2	0	П4	1	П6	ИП3	$Fx\neq 0$	17	П8	ИП6
×	П6	ИП8	1	—	$Fx=0$	08	ИП2	2	÷
П0	Fx^2	П2	ИП3	ИП0	Fx^y	ИП6	÷	П7	П8
КИП4	ИП4	ИП3	+	ИП4	×	ИП2	÷	ИП7	/—/
XY	÷	П7	ИП8	+	П8	FBx	—	$Fx=0$	30
ИП8	С/П	БП	00						

Контрольный пример: J_0 (0,5) = 0,93846981 (время счета — около 40 с), J_0 (4) = —3,9714976 · 10⁻¹ (время счета — около 80 с), J_{30} (20) = 1,2401602 · 10⁻⁴ (время счета — около 180 с).

Программа ПП22/34. Вычисление интегрального синуса при $x < 10$

$$\mathrm{Si}(x) = \int_0^x \frac{\sin t}{t}\,dt = x - \frac{x^3}{3!\,3} + \frac{x^5}{5!\,5} - \frac{x^7}{7!\,7} + \ldots$$

Ввод: $x =$ РХ.

П2	П7	П8	Fx^2	2	/—/	÷	П3	0	П4
КИП4	ИП4	2	×	1	+	Fx^2	П5	ИП4	2
×	1	—	ИП3	×	ИП7	×	ИП4	÷	ИП5
÷	П7	ИП8	+	П8	FBx	—	Fx = 0	10	ИП8
С/П	БП	00							

Контрольный пример: Si (0,1) = 0,099944467 (время счета — около 30 с), Si (1) = 0,94608314 (время счета — около 50 с), Si (3) = 1,8486526 (время счета — около 70 с), Si (10) = 1,6583514 (время счета — около 240 с).

Программа ПП23/34. Вычисление интегрального синуса при $x > 8$ по асимптотическому разложению

$$\mathrm{Si}(x) \simeq \frac{\pi}{2} - \frac{\cos x}{x}\left(1 - \frac{2}{x^2}\left(1 - \frac{12}{x^2}\left(1 - \frac{12}{x^2}\right)\right)\right) -$$

$$- \frac{\sin x}{x^2}\left(1 - \frac{6}{x^2}\left(1 - \frac{20}{x^2}\left(1 - \frac{20}{x^2}\right)\right)\right).$$

Ввод: $x =$ РХ (переключатель «Р—Г» в положении «Р»).

П2	Fx^2	F1/x	П3	1	2	×	↑	↑	1
—	×	1	+	4	×	ИП3	×	2	—
ИП2	Fcos	×	ИП2	÷	П4	ИП3	2	0	×
↑	↑	1	—	×	1	+	1	2	×
ИП3	×	2	—	ИП2	Fsin	×	ИП3	×	ИП4
+	Fπ	+	2	÷	С/П	БП	00		

Контрольный пример: Si (10) = 1,6583685 (время счета — около 20 с), Si (20) = 1,5482415; Si (100) = 1,562254.

Программа ПП24/34. Вычисление интеграла Френеля

$$C(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_0^x \frac{\cos t}{\sqrt{t}}\,dt = \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \left(\frac{\pi}{2}\right)^{2n} \frac{x^{4n+1}}{(2n)!\,(4n+1)}.$$

Ввод: $x =$ РХ.

П8	П7	Fx^2	Fx^2	Fπ	Fx^2	×	4	÷	П2
0	П4	КИП4	ИП4	2	×	П3	1	—	ИП3
×	П3	ИП4	4	×	3	—	П0	4	+
ИП0	XY	÷	ИП3	÷	ИП2	×	ИП7	/—/	×
П7	ИП8	+	П8	FBx	—	Fx = 0	12	ИП8	С/П
БП	00								

Контрольный пример: С (0,5) = 0,49234422 (время счета — около 50 с), С (1) = 0,77989341 (время счета — около 80 с), С (2) = 0,48825333 (время счета — около 160 с).

Программа ПП25/34. Вычисление интеграла Френеля

$$S(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x \frac{\sin t}{\sqrt{t}} dt = \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \left(\frac{\pi}{2}\right)^{2n+1} \frac{x^{4n+3}}{(2n+1)!\,(4n+3)}.$$

Ввод: x = РХ.

П8	Fx^2	$F\pi$	×	2	÷	П0	Fx^2	П2	ИП0
ИП8	×	3	÷	П7	П8	0	П4	КИП4	ИП4
2	×	П3	1	+	ИП3	×	П3	ИП4	4
×	1	—	П0	4	+	ИП0	XY	÷	ИП3
÷	ИП2	×	ИП7	/—/	×	П7	ИП8	+	П8
FBx	—	$Fx = 0$	18	ИП8	С/П	БП	00		

Контрольный пример: S (0,5) = 0,064732433 (время счета около 50 с), S (1) = 0,43825912 (время счета — около 70 с), S (2) = 0,34341539 (время счета — около 165 с).

Программа ПП26/34. Вычисление интегралов Френеля C (x) и S (x) при $x \gg 1$ по асимптотическому ряду:

$$C(x) = \frac{1}{2} + \frac{\sin(\pi x^2/2)}{\pi x}\left[1 - \frac{3}{(\pi x^2)^2}\right] - \frac{\cos(\pi x^2/2)}{\pi^2 x^3}\left[1 - \frac{5}{(\pi x^2)^2}\right];$$

$$S(x) = \frac{1}{2} - \frac{\cos(\pi x^2/2)}{\pi x}\left[1 - \frac{3}{(\pi x^2)^2}\right] - \frac{\sin(\pi x^2/2)}{\pi^2 x^3}\left[1 - \frac{5}{(\pi x^2)^2}\right].$$

Ввод: x = РХ. Результат: C (x) = РХ, S (x) = РХ.

↑	$F\pi$	×	П8	×	П9	2	÷	Fcos	П7
FBx	Fsin	П6	ИП9	Fx^2	3	XY	÷	1	—
ИП6	×	ИП8	÷	П5	ИП9	Fx^2	5	XY	÷
1	—	ИП7	×	ИП9	÷	ИП8	÷	2	F1/x
+	ИП5	—	С/П	ИП7	/—/	↑	ИП6	/—/	П7
XY	БП	12							

Контрольный пример: C (2) = 0,48773584, S (2) = 0,34386864 C (10) = = 0,49989868: S (10) = 0,46816998 (время счета 10—15 с)

Программа ПП27/34. Суммирование $m \leqslant 6$ членов тригонометрического ряда Фурье (5.7). Ввод: a_0 = Р0, $a_1 \ldots a_6$ = Р1 ...Р6, $\varphi_1 \ldots \varphi_6$ = Р7 ..РС, t/T = = РХ

ПД	$F\pi$	2	×	×	ИП7	+	Fsin	ИП1	×
ИПД	$F\pi$	4	×	×	ИП8	+	Fsin	ИП2	×
+	ИПД	$F\pi$	6	×	×	ИП9	+	Fsin	ИП3
×	+	ИПД	$F\pi$	8	×	×	ИПА	+	Fsin
ИП4	×	+	ИПД	$F\pi$	1	0	×	×	ИПВ
+	Fsin	ИП5	×	+	ИПД	$F\pi$	1	2	×
×	ИПС	+	Fsin	ИП6	×	+	ИП0	+	С/П
БП	00								

Контрольный пример: $a_0 = 0$, $a_1 = 1$, $a_2 = 0{,}1$, $a_3 = 0{,}05$, $a_4 = 0{,}02$, $a_5 = 0{,}01$, $a_6 = 0$, $\varphi_1 \ldots \varphi_6 = 0$. Получаем f (0) = 0, f (0,125) = 0,83539108, f (0,25) = 0,96 (время счета — около 30 с).

Таблица П2.1

Коды операций (команд) микрокалькулятора «Электроника Б3-34»

Операция	Код	Операция	Код	Операция	Код	Операция	Код
0	00	П0	40	Кx≠00	70	КПП0	—0
...	...	...	...	...	...	...	..
9	09	П9	49	Кx≠09	79	КПП9	—9
,	0—	ПА	4—	Кx≠0А	7—	КППА	— —
/—/	0 L	ПВ	4 L	Кx≠0В	7 L	КППВ	— L
ВП	0[	ПС	4[	Кx≠0С	7[	КППС	—[
Сx	0 Г	ПД	4 Г	Кx≠0Д	7 Г	КППД	— Г
↑	0E	FВx	0	КБП0	80	КП0	L 0
+	10	С/П	50	...	...	...	. .
—	11	БП	51	КБП9	89	КП9	L 9
×	12	В/О	52	КБПА	8—	КПА	L —
÷	13	ПП	53	КБПВ	8 L	КПВ	L L
ХУ	14	КНОП	54	КБПС	8[	КПС	L[
F10^x	15	Fx≠0	57	КБПД	8 Г	КПД	L Г
Fe^x	16	FL2	58	Кx≥00	90	КИП0	Г0
Flg	17	Fx≥0	59	...	...	...	..
Fln	18	Fx=0	5E	Кx≥09	99	КИП9	Г9
Farcsin	19	Fx<0	5[	Кx≥0А	9—	КИПА	Г —
Farccos	1—	FL0	5 Г	Кx≥0В	9 L	КИПВ	Г L
Farctg	1 L	FL1	5 L	Кx≥0С	9[	КИПС	Г[
Fsin	1[	FL3	5—	Кx≥0Д	9 Г	КИПД	Г Г
Fcos	1 Г	ИП0	60	Кx<01	[1	Кx=00	E0
Ftg	1E	...	...	...	...	...	...
Fπ	20	ИП9	69	Кx<09	[9	Кx=09	E9
F√	21	ИПА	6—	Кx<0А	[—	Кx=0А	E—
Fx^2	22	ИПВ	6 L	Кx<0В	[L	Кx=0В	E L
F1/x	23	ИПС	6[	Кx<0С	[[	Кx=0С	E[
Fx^y	24	ИПД	6 Г	Кx<0Д	[Г	Кx=0Д	E Г

ПРИЛОЖЕНИЕ 3

ПАКЕТ ПРОГРАММ МИКРО-ЭВМ «ЭЛЕКТРОНИКА Д3-28»

Общая инструкция к пользованию программами

1. Для ввода программы нажимаются клавиши С и В.

2. Программа вводится последовательным нажатием соответствующих клавиш пульта. Команды, вводимые кодами вида В1 А1 или В2 А2 и В1 А1 вводятся с помощью верхнего ряда клавиш прямого кодирования. Значения В1 и В2 набираются как сумма чисел на левых клавишах 10, 20, 40 и 80, причем нули игнорируются. Цифры А1 и А2 набираются нажатием соответствующей клавиши правой группы клавиш: от 00 до 15.

3. После ввода программы микро-ЭВМ переводится в режим автоматических вычислений нажатием клавиш Р и С.

4. Вводятся исходные данные (порядок ввода дан в кратких инструкциях к каждой программе). При вводе данных в регистр X после каждого ввода нажимается клавиша S.

5. Программа запускается нажатием клавиши S.

6. В дополнение к пп. 1—5 следует руководствоваться инструкциями, приведенными в § 1.5 и технической документацией к данной микро-ЭВМ

Программа ПП1/28. Численное интегрирование методом Симпсона ($N_п =$ $= 805$). Ввод: $a =$ ЯП 0002, $b =$ ЯП 0003, $N =$ ЯП 0004 данные подынтегральной функции

М	2	0000	ЗП	0005	ВП	0003	↑	ВП	0002
ЗП	0003	—	ВП	0004	÷	↓	ЗП	0002	0000
↑	1	М	0001	0002	↑	4	0002	↑	2
▷	0001	М	0003	ВП	0005	↑	3	÷	ВП
0002	×	СК	0515	М	0002	×	ВП	0005	+
↓	ЗП	0005	ВП	0004	↑	1	—	↓	ЗП
0004	0412	0711	▷	0003	ВП	0003	↑	ВП	0002
+	↓	ЗП	0003	М	0000	ВП	0003	x^2	x^2
↑	ВП	0006	+	↓	ЗП	0007	ВП	0003	x^2
↑	ВП	0003	×	ВП	0007	÷	↓	0511	0512

Инструкция. Вычисление подынтегральной функции оформляется подпрограммой, помеченной меткой М 0000 при x, берущемся из ЯП 0003. Результат должен заноситься в регистр X. В программу вписана подынтегральная функция контрольного примера — интеграл

$$I = \int_a^b \frac{x^3}{x^4 + c}\, dx$$

при $c =$ ЯП 0006. При $a = 1$, $b = 5$, $n = 16$ и $c = 16$, нажав клавишу S получим $I = 0{,}907458959150$

Программа ПП2/28. Численное интегрирование методом Гаусса при $N =$ $= 3$ ($N_п = 1080$) Ввод: данные подынтегральной функции, $N =$ РХ, $b =$ РХ и $a =$ РХ

М	0016	ЗП	0000	,	6	$\sqrt{x}$	ЗП	0001	0
ЗП	0002	СК	0515	ЗП	0003	↑	СК	0515	ЗП
0004	—	ВП	0000	÷	↓	ЗП	0005	М	0000
ВП	0004	ЗП	0006	↑	ВП	0005	+	↓	ЗП
0004	ВП	0006	+	2	÷	↓	ЗП	0007	ВП
0004	↑	ВП	0006	—	2	÷	↓	ЗП	0008
ЗН	↑	ВП	0001	×	ВП	0007	+	↓	0001
5	0002	ВП	0007	0001	8	0002	ВП	0008	↑
ВП	0001	×	ВП	0007	+	↓	0001	5	0002
1	П—	0000	ВП	0000	0412	0611	▷	0000	ВП
0002	↑	ВП	0008	×	СК	0515	М	0002	×
9	÷	↓	П+	0002	0511	М	0001	↑	2
×	1	+	↓	$\sqrt{x}$	↑	0511	0512		

Инструкция. Вычисление подынтегральной функции оформляется подпрограммой, помеченной меткой М 0001 при x, берущемся из регистра X, результат должен заноситься в регистр Y. В программу вписана подынтегральная функция контрольного примера — интеграл

$$I = \int_0^1 \sqrt{2x+1}\, dx.$$

При $N = 10$ получаем $I = 1{,}39871747423$ за время около 2 с.

Программа ПП3/28. Решение дифференциального уравнения 1-го порядка методом Рунге—Кутта 4-го порядка ($N_п$ = 734) Ввод: $h/2$ = ЯП 0002, x (0) = ЯП 0003, данные y' (x, y) y (0) = РХ

М	1	ЗП	0007	ЗП	0006	↑	3	×	↓
ЗП	0004	0000	↓	ЗП	0004	0001	ВП	0005	+
↓	ЗП	0004	0000	ВП	0005	+	↓	ЗП	0004
ВП	0005	↑	ВП	0007	+	↓	ЗП	0007	0001
3	÷	ВП	0003	↑↓	ЗП	0007	0515	▷	1
М	0001	ВП	0002	↑	ВП	0003	+	↓	ЗП
0003	М	0000	0002	ВП	0002	×	↓	ЗП	0005
↑	ВП	0006	+	↓	ЗП	0007	ВП	0005	↑
ВП	0004	+	0511	М	0002	ВП	0008	↑	ВП
0007	—	ВП	0009	÷	0511	0512			

Инструкция Вычисление производной y' (x, y) оформляется подпрограммой, помеченной меткой М 0002 при x, берущемся из ЯП 0003 и y — из ЯП 0007. Результат вычисления производной должен заноситься в регистр Y. В программу вписана y' (x, y) контрольного примера — дифференциальное уравнение $du/dt = (E - u)/(RC)$ при $u = y$, $t = x$, E = ЯП 0008 RC = ЯП 0009. Результаты решения приведены в § 2.5.

Программа ПП4/28. Расчет распределения токов стока параллельно включенных мощных МДП-транзисторов ($N_п$ = 2799)

М	0013	↑	4	×	↓	ЗП	1501	0	↑
СК	0515	ЗП	1515	0	ЗП	0000	1	↑	ВП
0000	+	↓	ЗП	0000	СК	0515	0504	ВП	0501
0507	1402	0015	0	↑	СК	0515	ЗП	1502	СК
0515	ЗП	1503	М	0	СК	0515	ЗП	1504	0
ЗП	1510	1	0	ЗП	1511	М	1	0	ЗП
0000	ЗП	0514	1	2	0	ЗП	1513	ВП	1510
↑	ВП	1511	+	↓	ЗП	1510	0000	ВП	0000
↑	ВП	1501	0507	1402	0008	ВП	1503	↑	ВП
1510	—	ВП	1502	÷	ВП	1514	—	0412	0510
▷	1	ВП	1510	↑	ВП	1511	—	↓	ЗП
1510	ВП	1511	↑	.1	0	÷	↓	ЗП	1511
↑	ВП	1515	—	0412	0510	▷	1	ВП	1510
↑	▷	0	М	0000	ВП	0000	↑	1	+
0505	ЗП	1505	1	+	0505	ЗП	1506	1	+
0505	ЗП	1507	1	+	0505	ЗП	1508	↓	ЗП
0000	ВП	1504	x^2	↑	ВП	1507	×	ВП	1506
+	ВП	1504	—	0412	0410	1403	0004	0	1403
0109	↓	ЗП	1509	ВП	1508	↑	ВП	1510	×
ВП	1509	÷	↓	e^x	↑	1	—	ВП	1509
×	ВП	1505	×	↓	ЗП	1512	ВП	1513	↑
1	+	↓	ЗП	1513	ВП	1512	0504	↑	ВП
1514	+	↓	ЗП	1514	0511	0512			

Инструкция и контрольный пример приведены в § 4.5.

Программа ПП5/28. Расчет статического режима схемы с общим истоком на мощном МДП-транзисторе ($N_п$ = 1904).

М	0014	0	ЗП	0000	1	↑	ВП	0000	+
↓	ЗП	0000	СК	0515	0504	1	1	0507	0402
0015	0	СК	М	0	0515	ЗП	0012	0	ЗП
0110	СК	М	1	0	ЗП	0014	1	0	ЗП
0108	ВП	0110	↑	ВП	0013	×	ВП	0010	×
ВП	0009	+	↓	ЗП	0015	2	0	—	ВП
0005	×	1	+	ВП	0001	×	↓	ЗП	0106
ВП	0015	↑	2	0	—	ВП	0006	×	1
+	ВП	0002	×	↓	ЗП	0107	М	2	ВП
0014	↑	ВП	0108	+	↓	ЗП	0014	ВП	0012

x^2	↑	ВП	0003	×	ВП	0012	+	ВП	0107
—	↓	ЗП	0109	ВП	0004	ЗН	↑	ВП	0014
×	ВП	0109	÷	↓	e^x	ЗН	↑	1	+
ВП	0109	×	ВП	0106	×	↓	ЗП	0013	ВП
0007	↑	ВП	0014	—	ВП	0008	÷	ВП	0013
—	0412	0510	▷	2	ВП	0014	↑	ЗП	0108
—	↓	ЗП	0014	ВП	0108	↑	1	0	÷
↓	ЗП	0108	ВП	0011	0508	▷	2	ВП	0014
↑	ВП	0010	0509	1403	0007	ВП	0013	↑	ВП
0014	0515	↓	ЗП	0110	▷	1	0512		

Инструкция и контрольный пример даны в § 4.5

Программа ПП6/28. Расчет спектральной плотности непериодических сигналов ($N_п$ = 1981) Ввод: t_0 N, Y_1, ..., Y_N и f.

М	0011	ЗП	1501	↑	СК	0515	ЗП	1502	÷
↓	ЗП	1503	0	ЗП	0000	1	↑	ВП	0000
+	↓	ЗП	0000	СК	0515	0504	ВП	1502	0507
1402	0015	М	0	0515	↑	π	×	ВП	1503
×	↓	ЗП	1504	0412	0711	1403	0009	0802	↑
ВП	1504	÷	↓	1403	0001	1	ЗП	1505	0
ЗП	1506	ЗП	1507	ЗП	1508	ЗП	1509	ЗП	1510
ЗП	0000	1	↑	ВП	0000	+	↓	ЗП	0000
0505	0000	ВП	0000	↑	ВП	1502	0507	1402	0101
0515	ВП	1506	↑	ВП	1507	÷	↓	0807	ЗН
ЗП	1508	ВП	1507	x^2	ЗП	1513	ВП	1506	x^2
↑	ВП	1513	+	↓	$\sqrt{x}$	↑	ВП	1505	×
ВП	1503	×	ВП	1508	▷	0	М	0000	ЗП
1509	ВП	0000	↑	2	×	ВП	1504	×	↓
ЗП	1510	0802	↑	ВП	1509	×	ВП	1506	+
↓	ЗП	1506	ВП	1510	0803	↑	ВП	1509	×
ВП	1507	+	↓	ЗП	1507	0511	0512		

Инструкция. При вводе Y_1 ...Y_n номер очередного вводимого отсчета высвечивается на индикаторе регистра Y. После ввода f получаем S (f) и φ (f) в радианах. При смене f вводится только новое значение f и нажимается клавиша S.

Программа ПП7/28. Вычисление усеченного ($m \leqslant 75$) тригонометрического ряда Фурье ($N_п$ = 1256). Ввод: m, f_1 A_1, φ_1 A_2, φ_2, ..., A_m φ_m, y_0, t. Результат: y (t)

М	0009	↑	2	×	↓	ЗП	1502	СК	0515
↑	π	×	↓	ЗП	1503	0	ЗП	0000	1
↑	ВП	0000	+	↓	ЗП	0000	↑	ВП	1502
↑↓	0507	1403	0007	↑↓	СК	0515	0504	1402	0104
СК	0515	ЗП	1508	↑	СК	0515	ЗП	1504	ВП
1508	ЗП	1507	0	ЗП	0000	0000	ВП	0000	↑
ВП	1502	0508	1403	0003	1402	0010	ВП	1507	1402
0109	М	0000	ВП	0000	↑	1	+	0505	ЗП
1505	1	+	0505	ЗП	1506	↓	ЗП	0000	↑
ВП	1503	×	ВП	1504	×	ВП	1506	+	↓
0802	↑	ВП	1505	×	ВП	1507	+	↓	ЗП
1507	0511	0512							

Инструкция При смене t вводится новое значение t и нажимается клавиша S.

Программа ПП8/28. Расчет частотной и фазочастотной характеристик цепей по заданной переходной характеристике ($N_п$ = 2034). Ввод: N, t_0, $a_1 \div a_N$, f. Результат: S (f) и φ (f) в радианах.

М	0008	ЗП	1501	0515	ЗП	1509	↑	ВП	1501
÷	↓	ЗП	1503	0	ЗП	0000	М	1	1
↑	ВП	0000	+	↓	ЗП	0000	СК	0515	0504
ВП	1501	0507	▷	1	М	0	0515	↑	π
×	ВП	1503	×	↓	ЗП	1502	0802	↑	ВП
1502	÷	↓	ЗП	1510	0	ЗП	1504	ЗП	1505
ЗП	1506	ЗП	1507	ЗП	1508	ЗП	0000	М	2
1	↑	ВП	0000	+	↓	ЗП	0000	0505	0000
ВП	0000	↑	ВП	1501	0507	▷	2	ВП	1507
↑	ВП	1508	÷	↓	0807	ЗН	ЗП	1511	ВП
1507	x^2	ЗП	1512	ВП	1508	x^2	↑	ВП	1512
+	↓	$\sqrt{x}$	↑	ВП	1510	×	ВП	1511	▷
0	М	0000	ЗП	1506	↑	ВП	1505	—	↓
ЗП	1505	ВП	0000	↑	2	×	1	—	ВП
1502	×	↓	ЗП	1504	0802	↑	ВП	1505	×
ВП	1507	+	↓	ЗП	1507	ВП	1504	0803	↑
ВП	1505	×	ВП	1508	+	↓	ЗП	1508	ВП
150[illegible]	ЗП	1505	0511	0512					

Инструкция При вводе в индикаторе регистра Y высвечивается номер очередного вводимого отсчета После ввода каждого параметра нажимается клавиша S. При смене f повторяется ввод только f.

Контрольный пример: см в § 5.2

Программа ПП9/28. Расчет переходного процесса ключа на мощном МДП-транзисторе ($N_п$ = 3573) Ввод: Δt — N в порядке, указанном в распределении регистров затем U_C (0) и i_4 (0)

М	0004	0	ЗП	0000	0515	ЗП	0001	0515	ЗП
0002	0515	ЗП	0003	0515	ЗП	0004	0515	ЗП	0005
0515	ЗП	0006	0515	ЗП	0007	0515	ЗП	0008	0515
ЗП	0009	0515	ЗП	0010	0515	ЗП	0011	0515	ЗП
0012	0515	ЗП	0013	0515	ЗП	0014	0515	ЗП	0015
0515	ЗП	0106	0515	ЗП	0107	М	0000	0	ЗП
0209	ЗП	0000	ЗП	0201	ЗП	0202	ЗП	0203	0515
ЗП	0109	0515	ЗП	0200	0515	ЗП	0204	М	0001
ВП	0000	↑	ВП	0001	+	↓	ЗП	0000	0002
ВП	0108	↑	ВП	0109	—	ВП	0012	÷	↓
ЗП	0201	ВП	0109	x^2	↑	ВП	0106	×	ВП
0006	+	↓	ЗН	↑	ВП	0109	+	↓	ЗП
0206	0412	0610	▷	1	ВП	0015	↑	ВП	0200
×	ВП	0206	÷	↓	ЗН	e^x	ЗН	↑	1
+	ВП	0206	×	ВП	0014	×	↓	▷	2
М	1	0	М	2	ЗП	0205	1	↑	ВП
0007	÷	↓	ЗП	0207	1	↑	ВП	0008	÷
ВП	0207	+	↓	ЗП	0207	1	↑	ВП	0009
÷	ВП	0207	+	↓	ЗП	0207	ВП	0201	↑
ВП	0007	÷	↓	ЗП	0208	ВП	0204	↑	ВП
0205	—	ВП	0203	—	ВП	0009	÷	ВП	0208
+	ВП	0207	÷	↓	ЗП	0202	ВП	0009	↑
ВП	0010	÷	1	+	ЗП	0207	ВП	0204	↑
ВП	0205	—	ВП	0202	—	ВП	0207	÷	↓
ЗП	0203	ВП	0201	↑	ВП	0202	—	ВП	0001
×	ВП	0007	÷	ВП	0109	+	↓	ЗП	0109
ВП	0203	↑	ВП	0001	×	ВП	0010	÷	ВП
0200	+	↓	ЗП	0200	ВП	0204	↑	ВП	0013
×	ВП	0200	+	↓	ЗН	↑	ВП	0005	+
ВП	0001	×	ВП	0011	÷	ВП	0204	+	↓
ЗП	0204	ВП	0209	↑	1	+	↓	ЗП	0209
↑	ВП	0107	—	0412	0411	▷	0001	0	ЗП
0209	ВП	0108	↑	ВП	0000	0515	ВП	0200	↑
ВП	0204	0515	▷	0001	М	0002	↑	ВП	0003

—	0412	0510	▷	3	ВП	0000	↑	ВП	0002
÷	↓	ЗН	e^x	ЗН	↑	1	+	ВП	0004
×	↓	ЗП	0300	↑	▷	4	М	3	ВП
00 ,0	↑	ВП	0003	—	ВП	0002	÷	↓	ЗН
e^x	↑	ВП	0300	×	М	4	↓	ЗП	0108
0511	0512								

Инструкция После набора каждого параметра нажимается клавиша **S**. По окончании ввода программа переходит к выдаче на каждом интервале $N\Delta t$ значений t и $U_{вх}(t)$, затем $U_C(t)$ и $i(t)$ при каждом нажатии клавиши **S**

Контрольный пример см в § 7.6.

Таблица П8.1

Распределение ЯП в программе ПП9/28

ЯП	0000	0001	0002	0003	0004	0005	0006	0007	0008	0009	0010	0011	0012
Величина	t	Δt	$\tau_{вх}$	$t_{и}$	U_m	E_C	U_0	C_{11}	C_{12}	C_{22}	$C_{п}$	L	$R_г$
ЯП	0013	0014	0015	0106	0107	0108	0109	0200	0201	0202	0203	0204	0205
Величина	R.	S	p	b	N	$u_{вх}$	$u_З$	u_C	i_1	i_2	i_3	i_4	i_C

Программа ПП10/28. Расчет статистических параметров и подготовка данных для построения гистограмм ($N_п$ — 5225) Ввод: число чисел x_n — N, пределы x_1 . x_{20} для построения гистограмм, массив x_n

М	0015	ЗП	0403	2	0	ЗП	0401	1	П+
0401	ВП	0401	↑	СК	0515	0504	4	0	0507
1402	0013	М	0	0	ЗП	0401	ЗП	0402	ЗП
0601	ЗП	0602	ЗП	0603	ЗП	0604	1	П+	0401
ВП	0401	↑	0	0504	2	0	1507	1402	0012
М	1	1	П+	0402	ВП	0403	↑	ВП	0402
0507	▷	2	↑↓	СК	0515	↓	ЗП	0404	П+
0601	x^2	П+	0602	↑	ВП	0404	×	↓	П+
0603	ВП	0404	×	↓	П+	0604	ВП	0404	↑
ВП	0201	0508	1403	0006	1	П+	0001	▷	1
ВП	0202	0508	1403	0006	1	П+	0002	▷	1
ВП	0203	0508	1403	0006	1	П+	0003	▷	1
ВП	0204	0508	1403	0006	1	П+	0004	▷	1
ВП	0205	0508	1403	0006	1	П+	0005	▷	1
ВП	0206	0508	1403	0006	1	П+	0006	▷	1
ВП	0207	0508	1403	0006	1	П+	0007	▷	1
ВП	0208	0508	1403	0006	1	П+	0008	▷	1
ВП	0209	0508	1403	0006	1	П+	0009	▷	1
ВП	0300	0508	1403	0006	1	П+	0010	▷	1
ВП	0301	0508	1403	0006	1	П+	0101	▷	1
ВП	0302	0508	1403	0006	1	П+	0102	▷	1
ВП	0303	0508	1403	0006	1	П+	0103	▷	1
ВП	0304	0508	1403	0006	1	П+	0104	▷	1
ВП	0305	0508	1403	0006	1	П+	0105	▷	1
ВП	0306	0508	1403	0006	1	П+	0106	▷	1
ВП	0307	0508	1403	0006	1	П+	0107	▷	1
ВП	0308	0508	1403	0006	1	П+	0108	▷	1
ВП	0309	0508	1403	0006	1	П+	0109	▷	1
ВП	0400	0508	1403	0006	1	П+	0200	▷	1

М	2	ВП	0601	↑	ВП	0403	÷	↓	ЗП
0701	x^2	ЗП	0705	x^2	ЗП	0707	ВП	0705	↑
ВП	0701	×	↓	ЗП	0706	ВП	0602	↑	ВП
0403	÷	↓	ЗП	0702	ВП	0603	↑	ВП	0403
—	↓	ЗП	0703	ВП	0604	↑	ВП	0403	÷
↓	ЗП	0704	ВП	0702	↑	ВП	0705	—	↓
ЗП	0802	ВП	0701	↑	ВП	0702	×	3	×
↓	ЗП	0801	ВП	0706	↑	2	×	ВП	0801
—	ВП	0703	+	↓	ЗП	0803	ВП	0701	↑
ВП	0703	×	4	×	↓	ЗП	0708	ВП	0705
↑	ВП	0702	×	6	×	↓	ЗП	0709	ВП
0707	↑	3	×	ВП	0708	+	↓	ЗН	↑
ВП	0709	+	ВП	0704	+	↓	ЗП	0804	ВП
0403	↑	1	—	↓	ЗП	0805	ВП	0802	↑
ВП	0403	×	ВП	0805	÷	↓	$\sqrt{x}$	ЗП	0902
ВП	0701	↑	ВП	0902	0515	ВП	0802	↑	x^2
×	↓	$\sqrt{x}$	$1/x$	↑	ВП	0803	×	↓	ЗП
0903	ВП	0802	x^2	$1/x$	↑	ВП	0804	×	3
—	↓	ЗП	090	ВП	0903	↑↓	0515	ВП	0403
↑	1	—	↓	ЗП	0405	x^2	ЗП	0406	1
—	↓	ЗП	0407	1	—	↓	ЗП	0408	4
+	↓	ЗП	0409	2	+	↓	ЗП	0410	2
+	↓	ЗП	0411	6	↑	ВП	0405	×	ВП
0409	÷	ВП	0410	÷	↓	$\sqrt{x}$	ЗП	0412	2
4	↑	ВП	0403	×	ВП	0407	×	ВП	0408
×	ВП	0406	÷	ВП	0410	÷	ВП	0411	÷
↓	$\sqrt{x}$	↑	ВП	0412	↓	0515	0512		

Инструкция После ввода массива $x_1 = x_N$ получаем $\bar{x}$ = РY и σ = РХ. Нажав клавишу S, получаем S = РY и E = РХ Еще раз нажав клавишу S, получаем α_s = РY и α_E = РХ Моменты $m_1 \dots m_4$ заносятся в ЯП 0701 ..0704 моменты $M_2 \dots M_4$ — в ЯП 0802 ..0804, данные для гистограммы (число попаданий чисел в заданный промежуток) заносятся в ЯП 0001 ...0200, пределы зон гистограмм заносятся в ЯП 0201 ...0400.

Контрольный пример: см. в § 9.3

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Гильде В., Альтрихер З.** С микрокалькулятором в руках: Пер. с нем Ю А. Данилова. — М. Мир, 1980 — 222 с
2. **Трохименко Я. К., Любич Ф. Д.** Инженерные расчеты на микрокалькуляторах — Киев Техника 1980. — 381 с
3. **Трохименко Я К., Любич Ф. Д.** Радиотехнические расчеты на микрокалькуляторах: Справочное пособие — М.: Радио и связь 1983. — 256 с.
4 **Иванов В И., Иванов Е. А., Муренко Л. Л., Филимонов А Н.** Вычислительные и управляющие микросистемы индивидуального пользования. — Электронная промышленность, 1979, № 11, с 22.
5 **Прокофьев В. А.** Программирование для мини-ЭВМ. — М.: Сов радио, 1979. — 80 с.
6 **Корн Г., Корн Т.** Справочник по математике для научных работников и инженеров· Пер с англ /Под ред И Г Арамановича — М.: Наука 1973.— 832 с.
7 **Яремчук Ф П., Дудченко П. А.** Алгебра и элементарные функции – Киев: Наукова думка, 1976 — 688 с.
8 **Ильин В Н.** Основы автоматизации схемотехнического проектирования. — М.· Энергия 1979 — 383 с
9. **Лившиц В М., Лигвин В Ф.** Приближенные вычисления и программирование на ЭВМ «Наири-2». — Л.: Машиностроение 1977. — 240 с.

10. **Горинштейн А. М.** Численное решение задач радиотехники и техники связи на ЭЦВМ. — М.: Связь 1972. — 20) с.
11. **Герсковец Д. Д.** Машинный расчет интегральных схем. Пер. с англ./ Под ред. К. А. Валиева Г. Г. Казеннова, А. П. Голубева. — М.: Мир 1971. — 408 с.
12. **Бахвалов Н. С.** Численные методы. — М.: Наука, 1975. — 631 с.
13. **Демидович Б. П., Марон И. А.** Основы вычислительной математики. — М.: Наука 1980 — 664 с.
14. **Дьяконов В. П.** О рациональном численном методе расчета нелинейных схем с помощью программируемых микрокалькуляторов. — Изв. вузов СССР. Приборостроение, 1982, № 1, с. 42.
15. **Шуп Т.** Решение инженерных задач на ЭВМ: Пер. с англ./ Под ред. В. Б. Миносцева. — М.: Мир, 1982. — 281 с.
16. **Анго А.** Математика для электро- и радиоинженеров: Пер. с франц. /Под ред. К. С. Шифрина. — М.: Наука, 1964. — 772 с.
17. **Носов Ю. Р., Петросянц К. О., Шилин В. А.** Математические модели элементов интегральной электроники. — М.: Сов. радио, 1976. — 304 с.
18. **Калахан Д.** Методы машинного расчета электронных схем. Пер. с англ./ Под ред. С. И. Снрвидаса. — М.: Мир, 1971. — 344 с.
19. **Чахмахсазян Е. А., Бармаков Ю. Н., Гольденберг А. Э.** Машинный анализ интегральных схем: Вопросы теории и программирования. — М.: Сов. радио, 1974. — 272 с.
20. **Сигорский В. П., Петренко А. И.** Алгоритмы анализа электронных схем. — М.: Сов. радио, 1976. — 608 с.
21. **Степаненко И. П.** Основы теории транзисторов и транзисторных схем. — М.: Энергия. 1977. — 671 с.
22. **Моругин Л. А.** Импульсные схемы на туннельных диодах. — М.: Сов. радио, 1966. — 272 с.
23. **Сидоров А. С.** Теория и проектирование нелинейных импульсных схем на туннельных диодах. — М.: Сов. радио, 1971. — 264 с.
24. **Бачурин В. В., Дьяконов В. П., Сопов О. В.** Мощные высокочастотные и сверхвысокочастотные МДП-транзисторы. — Электронная промышленность. 1979, № 5 с. 5.
25. **Сопов О. В., Бачурин В. В., Дьяконов В. П., Зиенко С. И., Смердов В. Ю.** Мощные ВЧ и СВЧ МДП-транзисторы — импульсные приборы наносекундного диапазона. — Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы. 1978, № 5. 6, с. 103.
26. **Дьяконов В. П.** Лавинные транзисторы и их применение в импульсных устройствах — М.. Сов. радио, 1973 — 208 с.
27. **Дьяконов В. П.** Предельные возможности лавинных транзисторов в импульсных цепях. — Радиотехника, 1976, № 7, с. 82.
28. **Дьяконов В. П., Самойлова Т. А.** Математическая модель биполярного транзистора для обычного и лавинного режимов работы. — Радиотехника 1979 № 10. с. 13.
29. **Гаряинов С. А., Абезгауз И. Д.** Полупроводниковые приборы с отрицательным сопротивлением. — М.: Энергия, 1970. — 320 с.
30. **Виноградов Ю. В.** Основы электронной и полупроводниковой техники. — М. Энергия 1968. — 624 с.
31. **Козинцева Л. П.** Усилители на полупроводниковых приборах — М.: Высшая школа 1965 — 136 с.
32. **Транзисторы** для аппаратуры широкого применения: Справочник/ К. М. Брежнева Е. И. Гайтман Т. И. Давыдова и др.; Под ред. Т. Л. Перельмана. — М.: Радио и связь 1981. — 656 с.
33. **Калихман С. Г., Левин Я. М.** Радиоприемники на полупроводниковых приборах: Теория и расчет. — М.: Связь, 1979. — 352 с.
34. **Вилконс.** Программный анализ частотного спектра осциллограмм — Электроника 1977 № 3 с. 62
35. **Бессонов Л. А.** Теоретические основы электротехники. — М. Высшая школа 1964 — 752 с
36. **Горянинов В. Т., Журавлев А. Г., Тихонов В. И.** Статистическая радиотехника. Примеры и задачи. — М.: Сов. радио, 1980. — 544 с.

37. Зернов Н. В., Карпов В. Г. Теория радиотехнических цепей — Л.: Энергия. 1972. — 812 с.
38. Гоноровский И С. Радиотехнические цепи и сигналы. — М.. Сов радио, 1977. — 608 с.
39. Источники электропитания на полупроводниковых приборах: Проектирование и расчет/ С. Д. Додик, Ю. Я Дусавицкий К. Б. Мазель и др.; Под ред. С. Д Додика, Е. И. Гальперина — М Сов радио, 1969 — 448 с.
40. Мейнке Х., Гундлах Ф. Радиотехнический справочник В 2-х т: Пер. с нем. Т. 1. — М.: Госэнергоиздат, 1961. — 416 с.
41. Хейес. Программа для расчета несимметричных и симметричных полосковых линий на микрокалькуляторе НР67. — Электроника 1978 № 2 с. 58.
42. Ицхоки Я. С., Овчинников Н И. Импульсные цифровые устройства. — М.: Сов. радио 1972. — 592 с.
43. Самойлов Л. К. Устройства задержки информации в дискретной технике. — М.. Сов. радио 1973 — 256 с.
44. Питерс. Программа расчета параметров линий передач на калькуляторе. — Электроника 1978 № 3 с. 62.
45. Хейес. Программа расчета резонансных схем на калькуляторе. — Электроника 1977, № 24. с. 44
46. Хейес. Программа расчета взаимно расстроенных резонансных цепей на калькуляторе — Электроника, 1977 № 25, с 39.
47. Мартин. Расчет фильтров при помощи программиру мого калькулятора. — Электроника, 1976, № 24, с. 64.
48. Бойд Программа для вычисления передаточных функций цепей на калькуляторе. — Электроника 1977 № 6, с. 64.
49. Ли. Решение дифференциальных уравнений второго порядка на калькуляторе SR-52 — Электроника 1977 № 20, с 62.
50. Роув, Смит. Калькуляторная программа для оптимизации коэффициента шума системы. — Электроника, 1977 № 14 с. 58
51. Брайант. Программа перерасчета децибел для калькулятора SR-56. — Электроника 1977 № 7 с. 63
52 Албанс Программа Z-преобразования для получения характеристик дискретных систем — Электроника 1978, № 10, с 63.
53. Шульц. Расчет укороченных вертикальных антенн при помощи калькулятора HP-25/HP-33E — Электроника, 1979, № 3 с 61.
54. Дьяконов В. П., Самойлова Т. А. Расчет и моделирование на ЭВМ каскада с общим истоком на мощном МДП-транзисторе. — Изв вузов СССР. Радиоэлектроника. 1980, № 6. с. 97
55 Лурье О Б Усилители видеочастоты — М. Сов радио 1961. — 678 с.
56 Фиш Программа вычисления интеграла свертки для калькулятора TI-59. — Электроника, 1978 № 26 с. 57.
57 Харкевич А А Основы радиотехники. — М.. Связьиздат, 1962 — 560 с.
58 Агаханян Т. М., Гаврилов Л. Е., Мищенко Б. Г. Основы наносекундной импульсной техники — М.: Атомиздат, 1976. — 376 с.
59 Недолужко И. Г, Сергиенко Е. Ф Однопереходные транзисторы. — М.. Энергия. 1974. — 104 с.
60 Ерофеева И. А. Импульсные устройства на однопереходных транзисторах. — М · Связь, 1974. — 72 с.
61 Дьяконов В. П. Анализ переходных процессов емкостного релаксатора на лавинном транзисторе с учетом основных факторов его инерционности. — Радиотехника и электроника 1979, № 6, с. 1103.
62. Дьяконов В. П. Импульсные устройства на интегральных микросхемах. — МЭИ, 1977. — 84 с.
63. Дьяконов В. П., Лыков П. Г. Стабильный мостовой мультивибратор на интегральном операционном усилителе. — Изв. вузов СССР. Приборостроение, 1979, № 4, с. 67.
64. Типонут, Стойциу. Импульсный генератор с внешним включением на одной ИС. — Электроника, 1978, № 25, с. 68.
65 Дьяконов В. П. Ждущие мультивибраторы на интегральных схемах. — Приборы и техника эксперимента, 1976 № 3, с. 158.
66. А. с. СССР № 539367. — БИ. 1976. № 46, с. 163.

67. **Дьяконов В. П., Лыков П. Г.** Высокостабильные мультивибраторы на интегральных микросхемах ТТЛ. — Приборы и техника эксперимента, 1979, № 4, с. 141.
68. **Шило В. Л.** Линейные интегральные схемы. — М.: Сов. радио 1979 — 368 с.
69. **Дьяконов В. П.** Интегральные таймеры и их применение в импульсных устройствах. — Зарубежная радиоэлектроника, 1978, № 6, с. 48.
70. **Алексенко А. Г.** Основы микросхемотехники: Элементы морфологии микроэлектронной аппаратуры. — М.: Сов. радио, 1977. — 405 с.
71. **Проектирование** радиоэлектронных устройств на интегральных микросхемах/ П. Ю. Астанин, В. И. Белицкий, В. В. Краскин и др.; Под ред. С. Я. Шаца. — М.: Сов. радио, 1976. — 312 с.
72. **Куценко А. В., Полосьянц Б. А., Широченков В. А.** Импульсные устройства на монолитных интегральных схемах. — Приборы и техника эксперимента, 1973, № 4, с. 7.
73. **Трохименко Я. К., Каширский И. С., Ловкий В. К.** Проектирование радиотехнических схем на инженерных ЭЦВМ. — Киев: Техника, 1976. — 272 с.
74. **Чуа Л. О., Пен-Мин-Лин.** Машинный анализ электронных схем.: Пер. с англ./ Под ред. В. Н. Ильина. — М.: Энергия, 1980. — 640 с.
75. **Анисимов В. В., Белов Б. И., Норенков И. П.** Машинный расчет элементов ЭВМ. — М.: Высшая школа, 1976. — 336 с.
76. **Широков А. М.** Надежность радиоэлектронных устройств. — М.: Высшая школа, 1972. — 272 с.
77. **Мартин Ф.** Моделирование на вычислительных машинах. — М.: Сов. радио, 1972. — 288 с.
78. **Соучек В.** Мини-ЭВМ в системах обработки информации: Пер. с англ./ Под ред. Е. В. Дробова. — М.: Мир, 1976. — 520 с.
79. **Сигорский В. П.** Математический аппарат инженера. — Киев: Техника, 1975. — 768 с.
80. **Справочник** по нелинейным схемам: Пер. с англ./ Под ред. Д. Шейнголда. — М.: Мир 1977. — 524 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Уважаемые читатели,
пользующиеся книгой Я. К. Трохименко, Ф. Д. Любича «Радиотехнические расчеты на микрокалькуляторах» (1983)!

Сообщаем перечень замеченных в указанной книге опечаток:

Страница	Номер программы (формулы)	Адрес	Напечатано	Должно быть
39	20/34	08	—	÷
73	103/34	78	КИП8	КИПВ
86	127/34			Погрешности вычисления корней возрастают при $q_3 \neq 0$
96	146/34	69	ИПВ	ИП3
96	148/34	00	ИПД	ИПА
98	154/34	88	ИПС	ИП6
117	(3.29)		$...=(w_i/F)...= =100(F_0/F-1)$	$...=(w_i/\Delta w_i)...= =1000(F_0/F-1)$