

П. М. Чеголин

АВТОМАТИЗАЦИЯ
СПЕКТРАЛЬНОГО
И КОРРЕЛЯЦИОННОГО
АНАЛИЗА



П. М. ЧЕГОЛИН

АВТОМАТИЗАЦИЯ
СПЕКТРАЛЬНОГО
И
КОРРЕЛЯЦИОННОГО
АНАЛИЗА



«ЭНЕРГИЯ»

МОСКВА 1969

Чеголин П. М.

- Ч34 Автоматизация спектрального и корреляционного анализа. М., «Энергия», 1969.

384 с. с илл.

Рассматриваются принципы построения систем обработки экспериментальной информации для спектрального и корреляционного анализа в широком смысле применительно к объектам произвольной природы и сложности.

Изложение сопровождается описанием функциональных и принципиальных схем специализированных комплексов разомкнутого и замкнутого типов для анализа первичной информации, а также методики решения практических задач с обсуждением полученных результатов.

Книга рассчитана на широкий круг специалистов, занимающихся исследованием динамических процессов в различных областях науки и техники. Она может быть полезна аспирантам и студентам старших курсов высших учебных заведений.

3-3-14

230-68

6П2.154

ВВЕДЕНИЕ

Всесторонний анализ первичной экспериментальной информации является эффективным *средством поиска решений* для объектов различной природы и практически неограниченной сложности, а если исследуемый объект не имеет полного математического описания, то экспериментальная информация становится единственным источником получения важных инженерных параметров исследуемого объекта. Есть и другие причины, которые диктуют необходимость обращаться к анализу первичной экспериментальной информации. Среди них на первое место следует поставить *оперативность получения результатов и единый подход к решению задач* в различных областях науки и техники — всюду, где динамика процессов отображается электрическим напряжением от датчиков или визуальными графиками на различных носителях. В некоторых случаях первичная информация может быть успешно использована для *проверки правильности полуэмпирического или эмпирического математического описания объектов*. Ей принадлежит исключительная роль в том совершенно новом направлении, которое может быть названо *аналитическим отображением процессов* на основе экспериментального исследования объекта.

Проблемы классификации, восприятия, подготовки, преобразования, хранения, переработки, уплотнения и отображения различных видов первичной информации являются составной частью интегральной науки информатики, основателем которой является профессор Московского энергетического института, доктор технических наук Ф. Е. Темников [Л. 93—94].

Первичная экспериментальная информация — это совокупность сведений о протекании процессов в исследуемом объекте под действием внутренних (химических, атомных, ядерных, биологических) и внешних силовых

факторов различной природы (давление, температура, концентрация, количество движения, сила света, напряжение механическое, моменты и т. д.). В результате отображения такой информации с помощью датчиков и регистрирующих устройств приходится иметь дело с двумя ее формами: электрические сигналы и результаты регистрации на различных носителях (бумажные и фотопленочные осциллограммы, графики самописцев, бланки, таблицы и пр.). В процессе отображения первичной информации в целях передачи ее по каналам связи применяют модуляцию (амплитудную, частотную, фазовую и импульсную).

Для указанных двух форм первичной информации, используемых в настоящей книге, целесообразно выделить следующие категории и процессы.

Виды информации. Наиболее распространенными видами первичной информации являются *числа* на бланках и в таблицах; *величины*, преимущественно скалярные, но могут быть и векторные (например, градиент температуры, скорости, давления и т. д.); *детерминированные и случайные функции* времени или контуры изолиний (изобары, изотермы, изоуровни и т. д.) на геологических картах, картах погоды, первые следует рассматривать как однозначные функции, вторые — как многозначные (графическая информация на носителях); *команды* в виде сигналов различных уровней; *отметки времени* для синхронизации (привязка первичной информации к единой системе времени); *образы* в виде геометрических фигур, контуров раскроя или чертежей. Некоторым из приведенных видов информации свойственны обе формы (электрический сигнал и графическая информация), другим — преимущественно первая, третьим — преимущественно вторая форма, поэтому и аппаратные методы автоматизации анализа различны.

Восприятие информации. Процесс восприятия начинается с поиска и обнаружения, которые могут быть выполнены на основе разворачивания (сканирования), слежения или матричного дешифрирования [Л. 91, 94, 113]. Эти компоненты в действительности являются лишь подготовительными для восприятия чисел, величин, функций, образов и т. д., но чувствительный элемент уже выполняет свое основное назначение. Затем следует избирание определенного вида информации, порядкового номера объекта, блока, детали, различного рода физи-

ческих, технологических и прочих факторов из совокупности всей имеющейся первичной информации. Задача избирания может быть решена на основе использования алгоритмов и программ распознавания, специализированных логических устройств и методами статистики. Обычно оно осуществляется одновременно с сравнением по принципу *да—нет* или более тонких разделений этого диапазона на кванты. Наконец, восприятие завершается измерением всех видов первичной экспериментальной информации (электрическое напряжение от датчиков или графическая информация на различных носителях). В общем случае такая информация относится к реальным динамическим системам и является функцией времени, а так как ее измерение может быть осуществлено в дискретные моменты времени, то в результате мы можем иметь лишь квантованные по времени или по уровню отсчеты величин.

В отдельных случаях задачей измерения первичной информации может быть выделение представительных параметров, экстремальных, дифференциальных или интегральных величин или комбинаций нескольких из них. Если в качестве первичной информации используется электрическое напряжение от датчиков, то указанное выделение должно производиться в реальном масштабе времени, а поскольку спектр первичной информации достаточно велик, на аппаратуру выделения накладываются жесткие требования.

Подготовка информации для ввода ее в вычислительные устройства и машины предполагает выполнение ряда операций, наиболее важными из которых являются: дискретизация, удовлетворяющая заданным требованиям на качество воспроизведения непрерывного процесса квантованными значениями его величин; кодирование прочитанных величин, зависящее от тех вычислительных устройств и машин, которые используются для хранения или переработки первичной информации; унификация всех видов и форм первичной информации и обязательное приведение к единому масштабу — масштабирование; уплотнение (свертка, сжатие) без потери тех существенных признаков, которые важны при дальнейшей переработке информации.

Поскольку подготовка информации носит необратимый характер из-за частичной потери, план подготовки должен быть весьма тщательно продуман.

Переработка информации может осуществляться в специализированных устройствах или в универсальных вычислительных машинах в зависимости от технических условий, требований оперативности и способов отображения результатов переработки. Предварительно воспринятая первичная информация, подготовленная и введенная в систему обработки в соответствии с алгоритмом используется для выполнения вычислительных операций, логических операций или комплексных процессов с учетом синхронизации или без нее.

Хранение информации даже в случае оперативной переработки является обязательным процессом, тем более оно необходимо при статистическом анализе, когда последующая характеристика не может быть вычислена без сохранения предыдущей. Хранение информации здесь подчиняется тем же общим принципам, которые используются в вычислительной технике: организация памяти (оперативная, буферная или долговременная), введение в память, извлечение из нее и перераспределение памяти.

Для автоматизации процессов восприятия, подготовки, переработки и хранения первичной информации, а также для отображения результатов необходимы специальные системы, в составе которых имеются чувствительные устройства, преобразователи одних форм информации в другие, вычислительные устройства, блоки памяти и устройства индикации, регистрации и сигнализации.

Из сказанного ясно, что *автоматизация анализа динамических процессов* не может быть ограничена рамками информационной измерительной системы [Л. 47, 85]. В зависимости от полноты математического описания автоматический анализ динамических процессов может быть выполнен различными средствами кибернетики (табл. В-1). Объекты и системы первого класса успешно исследуются с помощью ЭВМ цифрового и аналогового типа (в табл. В-1 этот класс задач приводится ради общности); два других класса задач диктуют необходимость поиска решений с использованием первичной экспериментальной информации и соответствующих систем преобразования, накопления и ввода, а также путем создания и применения анализаторов, корреляторов, корневых скателей и других специализированных устройств. На вход этих устройств подаются экспери-

Таблица В-1

Класс задач	Полное математическое описание	Неполное математическое описание	Нет математического описания
Характер информации	Формулы, уравнения, начальные данные, краевые условия	а) Формулы, уравнения, начальные данные, краевые условия б) Первичная экспериментальная информация (графики, сигналы от датчиков)	Первичная экспериментальная информация (графики, сигналы от датчиков)
Средства автоматизации	ЭВМ	а) ЭВМ б) Системы преобразования, накопления и ввода первичной информации в ЭВМ	а) Системы преобразования, накопления и ввода первичной информации в ЭВМ. Анализаторы случайных процессов б) ЭВМ

ментальные данные, а на выходе получают отработку нужной статистической характеристики по вполне определенному алгоритму. Такая автоматизация характеризуется оперативностью и специализацией расчетов, простотой эксплуатации, доступностью для неспециалистов по радиоэлектронике и автоматике и небольшой стоимостью автоматов.

Для практических целей анализа разработан математический аппарат в соответствии с теоретическими работами А. Н. Колмогорова [Л. 54, 55], А. Я. Хинчина [Л. 110], Н. Винера [Л. 137], В. А. Котельникова [Л. 58], К. Шеннона [Л. 124], В. С. Пугачева [Л. 75], В. В. Солодовникова [Л. 86]. Точные (интегральные с бесконечными пределами) формулы дают основу для определения приближенных (конечные ряды) значений математического ожидания, среднеквадратичных ошибок, дисперсии, функций распределения, корреляционных и спектральных функций, а также прочностных, энергетических, частотных и ряда других важных для практики характеристик. Они с достаточной точностью могут быть определены по реализации экспериментального процесса, если воспользоваться его ординатами в большом числе (десятки и сотни тысяч) точек при достаточно малом шаге квантования.

Статистический анализ первичной экспериментальной информации получил всеобщее признание во всех областях науки и техники, хотя аппаратные средства для его автоматизации развиты недостаточно, а их производство далеко отстает от потребностей. Задача обработки экспериментальных данных, как уже было отмечено выше (табл. В-1), не может быть решена только за счет вычислительных машин, поскольку автоматизация анализа первичной информации предполагает использование больших массивов информации на входе и выходе, которую надо преобразовывать, передавать, хранить, а результаты — отображать в форме, удобной для восприятия оператором. Необходима система обработки экспериментальных данных, программа создания которой в государственном масштабе изложена Б. Н. Петровым и А. А. Смирновым в статье «Индустрия эксперимента» [газета «Известия» № 59 (15 453), 11 марта 1967 г.]. Реализация этой программы позволит резко сократить сроки обработки, а следовательно, и весь экспериментальный цикл; увеличить точность обработ-

ки и объективность результатов; полнее использовать дорогостоящую экспериментальную информацию и тем самым удешевить эксперимент и повысить темпы исследований.

За последние 15 лет в различных журналах и брошюрах опубликован ряд работ по отдельным вопросам теоретического и схемного характера, способствующих созданию систем для обработки экспериментальных данных; в 1963 г. издана монография Ф. Г. Ланге «Корреляционная электроника» [Л. 62], в 1967 г. — Г. Я. Мирского «Аппаратурное определение характеристик случайных процессов» [Л. 71]. Однако проблема автоматизации анализа первичной информации и сегодня находится в начале своего развития, в особенности ее практическая сторона. Это и побудило автора написать книгу, в которой систематизация прикладных аспектов вероятностных методов анализа динамических систем и достоверность цифрового анализа непрерывных процессов, а также определенные обобщения выполнены применительно к решению практических задач обработки первичной информации. Значительное место отведено системам преобразования, хранения и обработки экспериментальных реализаций двух видов: электрических напряжений от датчиков и многоканальных графиков с различных носителей.

Изложение основных идей, методов и принципов построения комплексов для анализа первичной информации (КАПИ) сопровождается описанием функциональных и принципиальных схем соответствующих устройств, методики и результатов решения практических задач. Вопросы интерпретации физиологических процессов и аналитического воспроизведения экспериментальных графиков затрагиваются лишь в общих чертах.

При завершении рукописи книги были учтены важные программные рекомендации упомянутой выше статьи акад. Б. Н. Петрова и проф. А. А. Смирнова «Индустрия эксперимента» и заседания бюро Отделения механики и процессов управления АН СССР, на котором обсуждалась эта проблема.

Рукопись книги внимательно просмотрел доктор техн. наук, проф. Ф. Е. Темников и дал ценные советы по структуре книги и методике изложения некоторых вопросов, за что автор выражает ему глубокую благодарность.

Автор признателен Н. В. Мурашевой и М. А. Римской за их большую помощь при оформлении рукописи книги.

Автор просит читателей направлять свои отзывы, замечания и предложения в адрес издательства: Москва, Ж-114, Шлюзовая набережная, 10, редакция литературы по автоматике.

Автор

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ПРИКЛАДНЫЕ АСПЕКТЫ ВЕРОЯТНОСТНЫХ МЕТОДОВ АНАЛИЗА ДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМ

1-1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ, ОПРЕДЕЛЕНИЯ И ОСОБЕННОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ

Всякий динамический процесс протекает под действием случайных возмущений и помех, и в этом смысле он носит случайный характер. Движение судов, снарядов и самолетов в турбулентной среде происходит под влиянием случайных изменений скорости воздушных и морских волн, давления, температуры и других параметров этой среды; протекание тока в активной электрической цепи и его величина обусловлены электронными флуктуационными процессами, температурой, электрическим и магнитным полями в окружающей среде; распространение радиоволн происходит в условиях случайных замираний (федингов) радиосигналов; вращение вала силовой установки подвержено флуктуациям крутильных колебаний и т. д. Всякий раз динамический макропроцесс является случайной функцией ряда сопровождающих его микропроцессов.

Таким образом, любой реальный процесс является случайным процессом, для аналитического представления которого применяется обобщенное понятие случайной функции одного или нескольких аргументов.

Реальные случайные процессы протекают во времени и получили название стохастических процессов, а соответствующие им случайные функции — стохастических функций, единственным аргументом которых является время t . Важным специальным классом стохастических процессов являются стационарные (установившиеся) стохастические процессы, которые отличаются тем, что их вероятностные характеристики не изменяются с течением

времени и не зависят от начала отсчета времени. В результате эксперимента стохастическая функция принимает одну из своих возможных форм, называемую *реализацией*; последняя может быть представлена непрерывной функцией времени $x(t)$ или дискретной последовательностью ординат $x_i = x(i\Delta)$, где Δ — шаг квантования по оси времени, $i = 0, 1, 2, \dots$. Стохастическая функция при каждом данном значении времени является случайной величиной, т. е. величиной, которая в данный момент принимает одно из ее возможных значений, а в целом она является бесконечной совокупностью случайных величин, зависящих от времени.

Случайную функцию нельзя однозначно охарактеризовать совокупностью таких важнейших параметров, как амплитуда, частота и фаза — необходимо знать закон их распределения.

n -мерным законом распределения случайного процесса $x(t)$ называется совместное распределение его значений $x(t_1), x(t_2), \dots, x(t_n)$ в n произвольно взятых моментах времени $t_1, t_2, \dots, t_n$; и может быть представлен n -мерной плотностью вероятности $f_n(x_1, x_2, \dots, x_n, t_1, t_2, \dots, t_n)$.

Многомерные законы распределения случайных процессов являются слишком громоздкими характеристиками и с ними крайне трудно оперировать на практике. Поэтому при исследовании законов распределения случайных процессов обычно ограничиваются рассмотрением частных случаев, когда для характеристики достаточно знать одномерный и двумерный законы распределения.

Одномерный закон распределения $f_1(x, t)$ случайного процесса $x(t)$ является достаточной характеристикой, когда значения случайного процесса в различные моменты времени можно рассматривать как независимые друг от друга; он является полной характеристикой случайного процесса с независимыми значениями.

Двумерный закон распределения $f_2(x_1, x_2, t_1, t_2)$ случайного процесса $x(t)$ необходимо знать при решении задач, в которых приходится рассматривать во взаимосвязи два значения процесса, взятых в произвольные моменты времени; он является исчерпывающей характеристикой случайных процессов без последствия (марковских случайных процессов), в которых $x(t_n)$ зависит от $x(t_{n-1})$ и не зависит от остальных значений.

Располагая реализацией случайного процесса $x(t)$ в виде напряжения от датчика или графика, можно установить его закон распределения с определенной степенью точности. Соответствующие устройства должны быть наделены возможностями: 1) прочесть ординаты реализации $x(t)$ с шагом квантования Δ по t , удовлетворяющим принятой точности; 2) отфильтровать ординаты x_i с учетом интервала q , т. е. рассортировать в отдельные каналы все ординаты по их величине через интервал q ; 3) подсчитать число ординат, величина которых лежит в пределах $q = x_i - x_{i-1}$, и построить гистограмму ординат, которая и будет воспроизводить закон распределения случайного процесса; его математическое выражение можно записать после тщательного изучения гистограммы.

Часто вместо законов распределения используют сравнительно простые, но имеющие важный инженерно-физический смысл характеристики случайных процессов. Эти характеристики являются неслучайными функциями или величинами и представляют собой результат вероятностного усреднения различных функций случайных процессов, т. е. усреднения с весом, равным их закону распределения. К ним относятся начальные и центральные моменты различных порядков:

$$\begin{aligned} m_{i_1, i_2, \dots, i_n}^* &= M \{ [x(t_1)]^{i_1} [x(t_2)]^{i_2} \dots [x(t_n)]^{i_n} \} = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} x_1^{i_1} x_2^{i_2} \dots x_n^{i_n} f(x_1, \dots, x_n; t_1, \dots, t_n) dx_1 \dots dx_n, \end{aligned} \quad (1-1)$$

где $i_1 + i_2 + \dots + i_n$ — порядок момента, $n = 1, 2, 3 \dots$

Наибольшее распространение в прикладном анализе случайных процессов получили: начальный момент первого порядка

$$m_x^* = \overline{x(t)} = M[x(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} x f(x, t) dx \quad (1-2)$$

и центральные моменты второго порядка

$$D_x^*(t) = M \{ [x(t) - \overline{x(t)}]^2 \} = \int_{-\infty}^{\infty} [x(t) - \overline{x(t)}]^2 f(x, t) dx; \quad (1-3)$$

$$\begin{aligned} R^*_x(t_1, t_2) &= M \{ [x(t_1) - \overline{x(t_1)}] [x(t_2) - \overline{x(t_2)}] \} = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} [x_1 - \overline{x(t_1)}] [x_2 - \overline{x(t_2)}] f(x_1, x_2, t_1, t_2) dx_1 dx_2, \end{aligned} \quad (1-4)$$

которые называются математическим ожиданием, дисперсией и корреляционной функцией процесса.

В (1-2) — (1-4) функция $x^0(t) = x(t) - \overline{x(t)}$ есть аналитическое выражение центрированного случайного процесса, а ее математическое ожидание в любой момент времени тождественно равно нулю. Математическое ожидание (среднее значение) случайной функции есть неслучайная функция времени $\overline{x(t)}$, вокруг которой группируются все реализации данного случайного процесса и которая полностью определяется одномерным законом распределения.

Дисперсия (1-3) является неслучайной и неотрицательной функцией времени, характеризуя в каждый момент времени разброс (рассеяние, меру отклонения) возможных реализаций случайного процесса относительно математического ожидания; как и математическое ожидание, она определяется одномерным законом распределения. С дисперсией связано среднеквадратичное отклонение случайного процесса

$$\sigma^*_x(t) = \sqrt{D^*_x(t)}. \quad (1-5)$$

Корреляционная функция (1-4) характеризует степень зависимости между значениями $x(t_1)$ и $x(t_2)$ случайного процесса, отстоящими друг от друга через интервал времени $\tau = t_2 - t_1$, и определяется двумерным законом распределения.

В частном случае при $t_1 = t_2 = t$

$$R^*_x(t_1, t_1) = M \{ [x - \bar{x}] [x - \bar{x}] \} = M (x - \bar{x})^2 = D^*_x(t). \quad (1-6)$$

Следовательно, понятие корреляционной функции охватывает понятие функции дисперсии случайного процесса.

Между начальными и центральными вторыми моментами имеется определенная связь:

$$\begin{aligned} D^*_x(t) &= M (x - \bar{x})^2 = M (x^2 - 2x\bar{x} + \bar{x}^2) = \\ &= Mx^2 - 2\bar{x}Mx + \bar{x}^2; \\ D^*_x(t) &= m^{*}_2 - \bar{x}^2. \end{aligned} \quad (1-7)$$

Аналогично

$$R^*_{xy}(t_1, t_2) = m^*_{1,2} - \bar{x}_1 \bar{x}_2. \quad (1-8)$$

Связь между несколькими случайными процессами характеризуется смешанными начальными и центральными моментами, из которых особую важность имеет центральный смешанный момент второго порядка, называемый взаимной корреляционной функцией,

$$\begin{aligned} R^*_{xy}(t_1, t_2) &= M[(x_1 - \bar{x}_1)(y_2 - \bar{y}_2)] = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} (x_1 - \bar{x}_1)(y_2 - \bar{y}_2) f(x, y; t_1; t_2) dx dy. \end{aligned} \quad (1-9)$$

Она определяет связь значений двух случайных процессов $x(t_1)$ и $y(t_2)$ при произвольно взятых значениях их аргументов t_1 и t_2 . Если эта взаимная характеристика двух случайных процессов тождественно равна нулю, то они называются некоррелированными. Иногда для характеристики случайных процессов пользуются нормированными корреляционной и взаимной корреляционной функциями:

$$\rho^*_{xx}(t_1, t_2) = \frac{R^*_{xx}(t_1, t_2)}{\sqrt{R^*_{xx}(t_1, t_1) R^*_{xx}(t_2, t_2)}}; \quad (1-10)$$

$$\rho^*_{xy}(t_1, t_2) = \frac{R^*_{xy}(t_1, t_2)}{\sqrt{R^*_{xx}(t_1, t_1) R^*_{yy}(t_2, t_2)}}. \quad (1-11)$$

По определению стационарного процесса его закон распределения (вероятностная характеристика) не изменяется с течением времени и не зависит от начала отсчета времени, т. е. для двух групп аргументов t_i и $t_i + \theta$ стационарного случайного процесса $x(t)$ справедливо тождество

$$\begin{aligned} &f_n(x_1, \dots, x_i, \dots, x_n; t_1, \dots, t_i, \dots, t_n) = \\ &= f_n(x_1, \dots, x_i, \dots, x_n; t_1 + \theta, \dots, t_i + \theta, \dots, t_n + \theta), \end{aligned} \quad (1-12)$$

причем число n , моменты времени t_i и промежутки θ являются произвольными. Если, в частности, $n_1 = 1$ и $n_2 = 2$, то, положив $\theta = -t$, получим:

$$\begin{aligned} f_1(x_1, t_1) &= f_1(x_1, 0) = f_1(x_1); \\ f_2(x_1, x_2; t_1, t_2) &= f_2(x_1, x_2; 0, t_2 - t_1) = \\ &= f_2(x_1, x_2; t_2 - t_1), \end{aligned} \quad (1-13)$$

т. е. одномерный закон распределения стационарного случайного процесса $x(t)$ не зависит от момента времени, для которого выбрано его значение x , а двумерный закон распределения этого процесса зависит лишь от разности моментов времени, соответствующих значениям x_1 и x_2 . Это существенное упрощение законов распределения для стационарных случайных процессов еще более убедительно в практическом отношении для корреляционных и спектральных характеристик. Для стационарных случайных процессов закон распределения может быть определен в течение достаточно большого промежутка времени из результатов наблюдения над одной

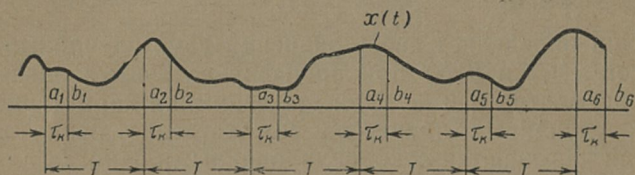


Рис. 1-1. Отрезки T реализации эргодического случайного процесса.

единственной системой, а не над многими подобными системами в один и тот же момент времени. Поэтому любую реализацию (рис. 1-1) стационарного случайного процесса $x(t)$ можно разделить на части длительностью T (T велико по сравнению с периодом любой гармоник процесса) и рассматривать полученные отрезки функции как отдельные реализации стационарного случайного процесса. Отсчеты a_1, a_2 функции $x(t)$ являются независимыми, и по ним может быть определен закон распределения. Следовательно, любую из множества подобных систем, в которых протекает стационарный случайный процесс, можно использовать для анализа поведения всех других систем этого множества в целях определения не только их собственных характеристик, но и характеристик взаимного влияния любой совокупности систем из рассматриваемого множества.

Эти представления вытекают из *эргодической гипотезы*, согласно которой для стационарных случайных процессов *среднее по ансамблю* (средние значения из наблюдения над множеством подобных систем в один и тот же момент времени) и *среднее по времени* (средние значения из наблюдения над одной из этих систем в течение

ние достаточно большого интервала времени) тождественно равны.

В прикладной теории случайных процессов стационарные случайные процессы занимают особое место; получить одну реализацию случайного процесса экспериментально не представляет труда, а для получения семейства реализаций необходимо добиться совпадения всех существенных условий, что сделать особенно трудно, когда условия опыта неуправляемы. Поэтому делаются попытки распространить эргодическую теорию на некоторые классы нестационарных процессов [Л. 74, 75, 127], и в частности на так называемые периодические нестационарные процессы, в целях получения характеристик нестационарных процессов лишь по одной достаточно протяженной реализации.

Для стационарных эргодических случайных процессов характеристики, вычисленные по одной реализации длительностью T , сходятся по вероятности к своим истинным значениям (1-2) — (1-4) и (1-9) — (1-11) при бесконечном увеличении T . Поэтому с учетом (1-13) и обозначения $\tau = t_2 - t_1$ получим:

$$m_x^* = \overline{x(t)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt; \quad (1-14)$$

$$D_x^* = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T [x(t) - m_x]^2 dt; \quad (1-15)$$

$$R_x^*(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T [x(t) - m_x^*] [x(t + \tau) - m_x^*] dt; \quad (1-16)$$

$$R_{xy}^*(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T [x(t) - m_x^*] [y(t + \tau) - m_y^*] dt; \quad (1-17)$$

$$R_{xy}^*(-\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T [x(t + \tau) - m_x^*] [y(t) - m_y^*] dt; \quad (1-18)$$

$$\rho_x^*(\tau) = \frac{R_x^*(\tau)}{\sqrt{D_x^*(t_1) D_x^*(t_2)}}; \quad \rho_{xy}^*(\tau) = \frac{R_{xy}^*(\tau)}{\sqrt{D_x^*(t_1) D_y^*(t_2)}}. \quad (1-19)$$

Аналогично для дискретных стационарных случайных процессов имеем:

$$M_x^* = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \frac{T}{N} \sum_{i=1}^N x_i = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i; \quad (1-20)$$

$$D_x^* = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i - M_x^*)^2; \quad (1-21)$$

$$R_x^*(m) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i - M_x^*) (x_{i+m} - M_x^*); \quad (1-22)$$

$$R_{xy}^*(m) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i - M_x^*) (y_{i+m} - M_y^*); \quad (1-23)$$

$$R_{xy}^*(-m) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_{i+m} - M_x^*) (y_i - M_y^*); \quad (1-24)$$

$$\rho_x^*(m) = \frac{R_x^*(m)}{\sqrt{D_x^*(t_i) D_x^*(t_{i+m})}}; \quad \rho_{xy}^*(m) = \frac{R_{xy}^*(m)}{\sqrt{D_x^*(t_i) D_y^*(t_{i+m})}}, \quad (1-25)$$

где x_{i+m} — дискретный процесс, сдвинутый по оси времени относительно x на величину $m\Delta$; $\Delta = T/N$ — шаг квантования (дискретизации).

На практике при анализе экспериментальных графиков пользуются конечными реализациями процессов, поэтому в (1-14) — (1-18) и в (1-20) — (1-24) справа опускают пределы и знаки точного равенства заменяются знаками приближенного равенства, т. е. все характеристики (1-14) — (1-25) принимают смысл оценок, которые будем обозначать так же, опуская лишь значок (*):

$$m_x, D_x, R_x(\tau), R_{xy}(\tau), R_{xy}(-\tau), \rho_x(\tau), \rho_{xy}(\tau);$$

$$M_x, D_x, R_x(m), R_{xy}(m), R_{xy}(-m), \rho_x(m)$$

и $\rho_{xy}(m)$.

В дальнейшем мы будем предполагать процессы центрированными ($m_x = m_y = M_x = M_y = 0$). Если исходная реализация процесса не удовлетворяет этому условию,

то ее всегда можно предварительно центрировать; оценки характеристик становятся:

$$m_x = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt; \quad (1-14')$$

$$D_x = \frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt; \quad (1-15')$$

$$R_x(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) x(t + \tau) dt; \quad (1-16')$$

$$R_{xy}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) y(t + \tau) dt; \quad (1-17')$$

$$R_{xy}(-\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t + \tau) y(t) dt; \quad (1-18')$$

$$\rho_x(\tau) = \frac{R_x(\tau)}{\sqrt{D_x(t_1) D_x(t_2)}}; \quad \rho_{xy}(\tau) = \frac{R_{xy}(\tau)}{\sqrt{D_x(t_1) D_y(t_2)}}; \quad (1-19')$$

$$M_x = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i; \quad (1-20')$$

$$D_x = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i^2; \quad (1-21')$$

$$R_x(m) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i x_{i+m}; \quad (1-22')$$

$$R_{xy}(m) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i y_{i+m}; \quad (1-23')$$

$$R_{xy}(-m) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_{i+m} y_i; \quad (1-24')$$

$$\rho_x(m) = \frac{R_x(m)}{\sqrt{D_x(t_i) D_x(t_{i+m})}}; \quad \rho_{xy}(m) = \frac{R_{xy}(m)}{\sqrt{D_x(t_i) D_y(t_{i+m})}}, \quad (1-25')$$

С корреляционной функцией в соответствии с теоремой Хинчина [Л. 108] связаны спектральные характеристики случайного процесса.

Парное преобразование Фурье дает:

$$R_x(\tau) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} G_x(\omega) e^{i\omega\tau} d\omega; \quad (1-26)$$

$$G_x(\omega) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} R_x(\tau) e^{-i\omega\tau} d\tau, \quad (1-27)$$

где $G_x(\omega)$ — спектральная плотность мощности стационарного случайного процесса.

Аналогично взаимная спектральная плотность энергии равна:

$$G_{xy}(\omega) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} R_{xy}(\tau) e^{-i\omega\tau} d\tau. \quad (1-28)$$

При $\tau = 0$ из (1-26) следует:

$$D_x = R_x(0) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) d\omega = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T [x^0(t)]^2 dt.$$

Для действительной стационарной случайной функции с учетом свойства четности корреляционной функции и формул Эйлера выражения (1-26) и (1-27) преобразуются к виду:

$$R(\tau) = \int_0^{\infty} G(\omega) \cos \omega\tau d\omega; \quad (1-29)$$

$$G(\omega) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} R(\tau) \cos \omega\tau d\tau. \quad (1-30)$$

Спектр мощности или энергетический спектр (1-27) и (1-30) не содержит сведений о фазах отдельных гармонических составляющих, точно так же как и сама корреляционная функция не несет информации о фазе.

Спектральная плотность энергии стационарного случайного процесса может быть получена и непосредственно по реализации без предварительного вычисления кор-

реляционной функции. Взаимное парное преобразование Фурье:

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) e^{i\omega t} d\omega; \quad (1-31)$$

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-i\omega t} dt \quad (1-32)$$

связывает между собой вещественную функцию времени и комплексную функцию частоты $S(\omega)$, называемую спектральной плотностью амплитуд. Последняя в свою очередь позволяет [Л. 88] получить величину

$$G(\omega) = \frac{1}{\pi} \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{|S(\omega)|^2}{T}. \quad (1-33)$$

Изложенное позволяет сформулировать программу работы для автоматизации спектрального и корреляционного анализа: преобразовать аналоговую первичную экспериментальную информацию в цифровую с определенным шагом квантования по времени и уровню; вычислить требуемые оценки по одной из формул численного анализа для конечных, но достаточных по длительности реализаций.

Состав статистических характеристик и оценок весьма обширен и позволяет без исходных уравнений получить количественное описание исследуемой системы не только в момент испытания, но и в последующие моменты.

Многие системы работают в условиях значительного разнообразия воздействующих (внешних и внутренних) сигналов, которые могут быть описаны лишь в статистическом смысле. К ним относятся некоторые системы автоматического регулирования, промышленные объекты (доменные печи, химические и ядерные реакторы), объекты сейсморазведки, различные движущиеся объекты (самолеты, корабли, автомобили) в их взаимосвязи со средой, узлы механизмов, органы тела человека и животных и т. д. При анализе таких систем на основе использования только первичной экспериментальной информации можно выделить четыре укрупненные задачи:

1. Имеются реализации входного воздействия системы, требуется определить их вероятностные характеристики, т. е. условия работы этой системы.

2. Известны или определены вероятностные характеристики входного сигнала $x(t)$ и задано уравнение для описания работы системы, нужно определить вероятностные характеристики выходного сигнала $y(t)$.

3. Известны реализации входных воздействий $x(t)$ и выходных процессов $y(t)$ системы, нужно определить оператор динамической системы или ее переходную функцию. Иногда задаются также вероятностные характеристики выходного сигнала $z(t)$, при этом нужно определить оператор системы (закон регулирования), оптимальный в том или ином смысле.

4. Имеются реализации выходных процессов некоторого числа подобных систем, требуется произвести диагностику внутреннего состояния каждой из систем и установить, нормально ли она функционирует.

В этих задачах существенно в первую очередь знать вероятностные характеристики (корреляционная функция, спектральная плотность, функция распределения) входного $x(t)$ или выходного $y(t)$ сигнала. Однако в готовом виде их никогда не существует, они должны быть определены в процессе нормальной эксплуатации исследуемой системы. Для этого наиболее доступно использовать экспериментальные данные в виде электрического сигнала или графической записи входной или выходной функций. На практике обычно приходится пользоваться конечными реализациями процессов и, следовательно, не интегральными зависимостями с бесконечными пределами, а оценками временных и спектральных характеристик (1-14) — (1-25). Их отличие от истинных значений соответствующих им вероятностных характеристик может быть несущественным, если длительность реализации достаточно велика и измерение ее выполнено с необходимой точностью. При этом алгоритм вычислений является источником независимых ошибок.

1-2. АЛГОРИТМЫ ВЫЧИСЛЕНИЯ ОЦЕНОК ВРЕМЕННЫХ И СПЕКТРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

Одна и та же статистическая характеристика может быть вычислена по экспериментальным данным различными методами, от которых зависит точность определяемой оценки. За критерии точности обычно принимают отклонение математического ожидания оценки от

истинного значения соответствующей вероятностной характеристики и дисперсию D или среднеквадратичное отклонение σ оценки. Например, для корреляционной функции R_x

$$\Lambda = M(R_x) - R_x; D_R = \sigma_R^2 = M\{[R_x - M(R_x)]^2\}, \quad (1-34)$$

где R_x — оценка корреляционной функции.

Оценка называется несмещенной при $\Lambda=0$ и смещенной при $\Lambda \neq 0$. Если $\Lambda, \sigma \rightarrow 0$ при увеличении времени наблюдения до бесконечности, оценка называется состоятельной.

Остановимся на способах определения основных статистических характеристик, получивших распространение при экспериментальном анализе стационарных эргодических случайных процессов.

1. *Оценки одномерных законов распределения* ординат случайных процессов чаще всего находятся для сравнения предполагаемой статистической гипотезы с результатами экспериментов. При этом применяются два метода для определения интегральной $F^*(x) = P\{x(t) \leq x\}$ и дифференциальной $f^*(x) = dF^*(x)/dx$ функций распределения — непрерывная или периодическая выборка [Л. 6, 82].

Первым способом оценки $F(x)$ (рис. 1-2,а) и $f(x)$ (рис. 1-2,б) определяются по экспериментальным данным из соотношений:

$$F(x, T) = \left(\frac{\sum_i \Delta t_i}{T} \right)_{x(t) \leq x}; \quad (1-35)$$

$$f(x, \Delta x, T) = \left(\frac{1}{\Delta x} \frac{\sum_i \Delta t_i}{T} \right)_{x - \frac{\Delta x}{2} \leq x(t) \leq x + \frac{\Delta x}{2}}. \quad (1-36)$$

Поскольку точность вычисления $f(x)$ по (1-36) зависит от величины интервала, $f(x)$ часто определяют дифференцированием сглаженной оценки $F(x)$. При измерении $F(x)$ и $f(x)$ по методу периодической выборки из непрерывной реализации случайного процесса через равные промежутки времени Δt производится $n = T/\Delta t$ выборок

и вычисляются:

$$F(x, \Delta t, n) = \left(\frac{k}{n} \right)_{x(i\Delta t) \leq x}; \quad (1-37)$$

$$f(x, \Delta x, \Delta t, n) = \left(\frac{1}{\Delta x} \frac{k}{n} \right)_{x - \frac{\Delta x}{2} < x(i\Delta t) \leq x + \frac{\Delta x}{2}}, \quad (1-38)$$

где $i=1, 2, \dots, n$; k — число выборок $x(i\Delta t)$.

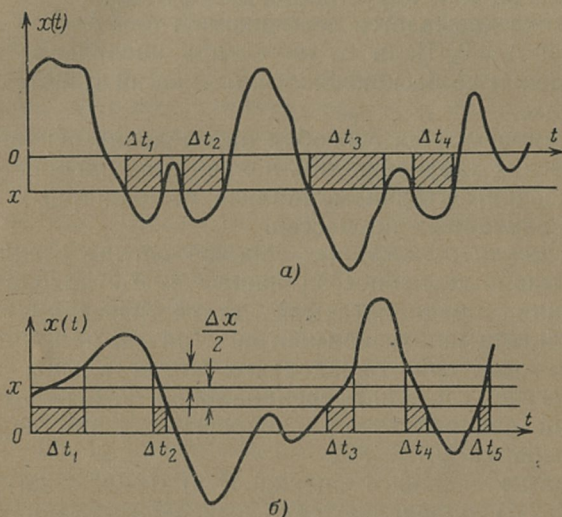


Рис. 1-2. К определению интегрального (а) и дифференциального (б) законов распределения.

При периодической выборке часть информации о случайном процессе между выборками теряется, поэтому при одном и том же времени измерения случайная ошибка определения оценок $F(x)$ и $f(x)$ этим методом оказывается большей по сравнению с ошибкой при определении методом непрерывной выборки.

2. Оценки моментов эргодических стационарных процессов по их конечным реализациям (T -конечное) можно найти, используя формулы (1-15)—(1-19) и (1-21)—(1-25). При этом следует учитывать, что время T интегрирования (рис. 1-3,а) должно выбираться с учетом максимальной задержки $\tau_{\max}$ таким образом, чтобы для любого τ величина $t+\tau$ находилась внутри отрезка $0 \leq t+\tau \leq T$, где T — продолжительность реализации.

Для выполнения этого условия необходимо выбрать $T = T_H - \tau_{\max}$. Такой подход выгоден тем, что время усреднения для любого τ постоянно. Однако при этом для вычисления не используется часть выходной информации и тем большая, чем больше время задержки.

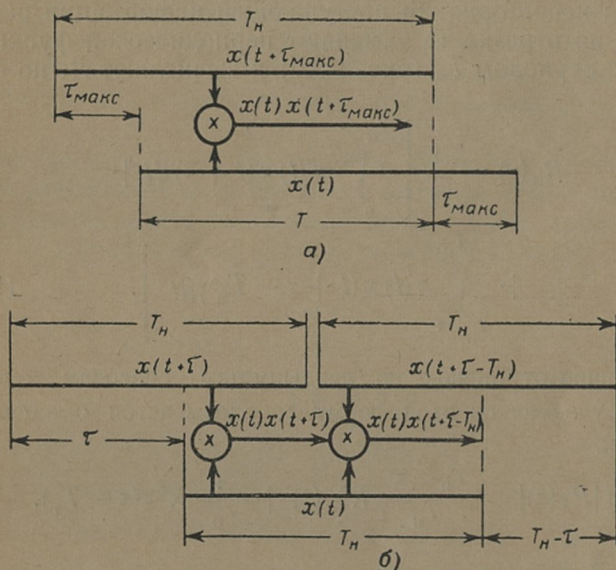


Рис. 1-3. К определению оценки корреляционной функции при неполном (а) и полном (б) использовании реализации случайного процесса.

Последнее становится особенно неприятным при обработке информации на ЭВМ, поскольку объем памяти последних ограничен. Иногда при $m_x = 0$ записывают (1-16) в виде

$$R_x(\tau) = \frac{1}{T_H - \tau_{\max}} \int_0^{T_H - \tau_{\max}} x(t) x(t + \tau) dt. \quad (1-39)$$

Чтобы полностью использовать информацию, которой мы располагаем, время интегрирования T берется изменяющимся в зависимости от τ и равным $T = T_H - \tau$, а функ-

ция $R_x(\tau)$ вычисляется по формуле

$$R_x(\tau) = \frac{1}{T_H - \tau} \int_0^{T_H - \tau} x(t) x(t + \tau) dt. \quad (1-40)$$

Для сохранения времени усреднения постоянным при полном использовании поступающей информации реализацию на отрезке T_H заменяют периодической функцией $x_n(t)$ с периодом T_H (рис. 1-3,б) и вычисляют R_x по формуле

$$R_x(\tau) = \frac{1}{T_H} \left[\int_0^{T_H - \tau} x(t) x(t + \tau) dt + \int_{T_H - \tau}^{T_H} x(t) x(t + \tau - T_H) dt \right]. \quad (1-41)$$

В отличие от оценок по предыдущим способам оценка R_x , получаемая по этой формуле, оказывается смещенной, так как

$$M[R_x(\tau)] = \frac{T_H - \tau}{T_H} R_x^*(\tau) + \frac{\tau}{T_H} R_x^*(\tau - T_H),$$

причем

$$\lim_{\tau \rightarrow 0} M[R_x(\tau)] = R_x^*(\tau).$$

3. Оценка энергетического спектра $G(\omega)$ может быть определена по экспериментальным данным тремя основными методами. Первый из них заключается в непосредственном преобразовании Фурье (1-32) реализации процесса $x(t)$ конечной длительности с последующими пересчетами полученного спектра амплитуд согласно (1-33).

Для дискретной последовательности можно записать:

$$G(\omega) = \frac{1}{\pi N} \left\{ \left[\sum_{i=0}^N (x_i - m_x) \cos i\omega \Delta t \right]^2 + \left[\sum_{i=0}^N (x_i - m_x) \sin i\omega \Delta t \right]^2 \right\}. \quad (1-42)$$

Второй способ использует линейное преобразование исходной функции

$$F(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t + \lambda) h(\lambda) d\lambda, \quad (1-43)$$

где $F(t)$ — преобразованная функция, $h(\lambda)$ — преобразующая или импульсная переходная функция. Эта операция эквивалентна пропусканию сигнала через фильтр с параметрами, определяемыми преобразующей функцией.

Если фильтр имеет достаточно узкую, но конечную полосу пропускания, в пределах которой $G(\omega)$ может рассматриваться как постоянная, то из (1-43), представленной в частотном выражении, можно получить:

$$G(\omega) \approx \frac{x_{\omega_c}^2}{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} A^2(\omega) d\omega}, \quad (1-44)$$

где $x_{\omega_c}^2$ — дисперсия величины на выходе фильтра;

$A(\omega)$ — частотная характеристика фильтра.

Знаменатель (1-44) представляет интегральную чувствительность или дисперсию величины на выходе фильтра, если на его вход подан белый шум.

Третий метод основан на преобразовании Фурье (1-30). Однако при непосредственном использовании преобразования Фурье оценки корреляционной функции случайного процесса конечной длительности, оценка спектральной плотности $G(\omega)$ получается плохой и представляет собой случайную функцию, дисперсия которой для частного случая нормального распределения действительной стационарной случайной функции при $T \rightarrow \infty$ стремится к $G^2(\omega)$, а не к нулю. Это объясняется тем, что $R_x(\tau)$, определенная для конечного интервала наблюдения, является случайной функцией, причем ошибка ее вычисления растет с увеличением времени сдвига. Чтобы получить удовлетворительную оценку $G(\omega)$, рекомендуется полученную $G(\omega)$ по (1-30) сгладить каким-либо способом. Так, при сглаживании методом

скользящего среднего [Л. 21, 29, 38, 39] получаем:

$$G(\omega) = \frac{2}{\pi\alpha} \int_0^T R_x(\tau) \frac{\cos \omega\tau \sin \alpha\tau}{\tau} d\tau, \quad (1-45)$$

где $2/\alpha$ — интервал частот, в котором оценка спектральной плотности может считаться линейной функцией.

В [Л. 29] рассматриваются и сравниваются различные способы сглаживания оценки $G(\omega)$.

1-3. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПО ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ

Располагая корреляционной функцией и спектральной плотностью входного сигнала, можно определять:

1) корреляционную функцию или спектральную плотность выхода

$$R_y^*(\tau) = \int_0^\infty h(\lambda) d\lambda \int_0^\infty R_x^*(\tau + \lambda - \eta) h(\eta) d\eta; \quad (1-46)$$

$$G_y^*(\omega) = |\Phi(j\omega)|^2 G_x^*(\omega), \quad (1-47)$$

где $|\Phi(j\omega)|$ — амплитудная частотная характеристика системы;

2) среднее значение квадрата $\overline{y^2}$ случайной величины $y(t)$

$$\overline{y^2} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_y(\omega) d\omega$$

или среднее значение квадрата $\overline{\varepsilon^2}$ случайной ошибки исследуемой системы

$$\overline{\varepsilon^2} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_\varepsilon(\omega) d\omega, \quad (1-48)$$

где

$$G_\varepsilon(\omega) = |1 - \Phi(j\omega)|^2 G_x(\omega);$$

3) динамические характеристики сложных объектов в процессе их эксплуатации по формуле

$$R_{xy}(\tau) = \int_0^T R_x(\tau - t) h(t) dt, \quad (1-49)$$

где x , y — сигналы на входе и выходе соответственно; R_{xy} — взаимно корреляционная функция входного и выходного сигналов; $h(t)$ — искомая импульсная переходная функция;

4) оптимальные динамические характеристики проектируемой системы в соответствии с интегральным уравнением

$$R_1(\tau) = \int_0^T R_2(\tau - t) h(t) dt, \quad \tau > 0 \quad (1-50)$$

при ограничениях

$$\int_0^T \tau^i h(\tau) d\tau = \mu_i.$$

Последние два пункта представляют наибольшие трудности из-за необходимости располагать математическим описанием процессов и объектов или устанавливать количественные связи между различными переменными, а также и потому, что определять оптимальные динамические характеристики (наивысшая точность при заданных сведениях о системе и воздействиях на нее) приходится с учетом всех ограничений.

В ряде случаев связь между входным и выходным сигналами задается аналитически в виде дифференциального уравнения. Тогда по сигналам входного воздействия и выходной информации можно найти различные параметры объекта: коэффициент усиления k , постоянную времени T , время запаздывания τ_0 . Для получения этих параметров можно также воспользоваться следующей физической интерпретацией интегрального уравнения (1-49). Если подать на вход исследуемого объекта сигнал, являющийся корреляционной функцией действительного входного воздействия, то на выходе объекта появится сигнал, представляющий взаимную корреляционную функцию действительных входного и выходного сигналов. Тогда уравнение объекта (инерционное звено) можно записать в виде

$$\frac{dR_{xy}(\tau)}{d\tau} = -\frac{1}{T} R_{xy}(\tau) + k/T R_x(\tau - \tau_0).$$

Подавая на вход модели, реализующей это уравнение, корреляционную функцию действительного входного воздействия объекта, можно добиться с помощью элементов схемы такой настройки модели, чтобы ее выходное

напряжение совпало с $R^*_{xy}(\tau)$, вычисленной по данным нормальной эксплуатации. Измерение параметров настраиваемых элементов схемы дает значение искомых параметров объекта. Если параметры исследуемого объекта сами медленно меняются во времени, то их определение производится методом непосредственного вычисления [Л. 46]. Пусть переменные x и y связаны уравнением

$$P_0 x + P_1 \dot{x} + P_2 \ddot{x} = y, \quad (1-51)$$

где P_0, P_1, P_2 — неизвестные коэффициенты; x, y — входной и выходной сигналы объекта.

Чтобы избежать дополнительных погрешностей при определении искомых параметров, связанных с вычислением производных $\dot{x}$ и $\ddot{x}$ по реализации $x(t)$, обе части (1-51) умножим на некоторую модулирующую функцию $\varphi(t)$, которая должна быть ограниченной, непрерывной и дифференцируемой:

$$P_0 \varphi x + P_1 \varphi \dot{x} + P_2 \varphi \ddot{x} = \varphi y.$$

Проинтегрируем последнее уравнение в интервале $[0, T]$, внутри которого коэффициенты P_0, P_1 и P_2 можно считать постоянными:

$$P_0 \int_0^T \varphi x dt + P_1 \int_0^T \varphi \dot{x} dt + P_2 \int_0^T \varphi \ddot{x} dt = \int_0^T \varphi y dt. \quad (1-52)$$

Интегрируя второй и третий члены (1-52) по частям 1 и 2 раза соответственно и считая φ и $\dot{\varphi}$ равными нулю на концах $[0, T]$, получим уравнение

$$P_0 \int_0^T \varphi x dt + P_1 \int_0^T \dot{\varphi} x dt + P_2 \int_0^T \ddot{\varphi} x dt = \int_0^T \varphi y dt, \quad (1-53)$$

не содержащее производных реализации $x(t)$. Теперь по реализациям x и y , а также по значениям φ и ее производных вычисляются интегралы в (1-53). Эту операцию достаточно провести 3 раза, чтобы получить систему трех уравнений для нахождения P_0, P_1 и P_2 .

Метод может быть распространен на некоторые классы уравнений в частных производных и некоторые нелинейные уравнения. Он позволяет установить динамику и пределы изменения параметров исследуемого объекта.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ДОСТОВЕРНОСТЬ ЦИФРОВОГО АНАЛИЗА НЕПРЕРЫВНЫХ ПРОЦЕССОВ

2-1. ОЦЕНКА КАЧЕСТВА ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ НЕПРЕРЫВНОЙ РЕАЛИЗАЦИИ ПРИ КВАНТОВАНИИ ЕЕ ПО ВРЕМЕНИ

Обычно первичная информация (электрическое напряжение от датчиков и осциллограммы), характеризующая процессы в исследуемых объектах, является непрерывной в течение достаточно длительных промежутков времени, а ее анализ должен осуществляться средствами цифровой вычислительной техники (универсальные вычислительные машины, специализированные цифровые анализаторы). Поэтому возникает необходимость цифрового воспроизведения непрерывной информации в дискретные моменты времени. Точность такого преобразования зависит от частоты F периодических изменений непрерывного сигнала $x(t)$ и сравнительно просто вычисляется, если определен функционал $Z(x, t, \tau)$, учитывающий исходные данные, требования к точности измерения и характер аппроксимации. Во многих случаях [Л. 56] функционал можно задать абсолютной разностью значений измеряемого сигнала в соседних точках

$$Z = |x(t_i + \tau) - x(t_i)| \quad (2-1)$$

или квадратичной формой

$$Z = \left\{ \frac{1}{\tau} \int_{t_i}^{t_i + \tau} [x(t_i + \tau) - x(t_i)]^2 d\tau \right\}^{1/2}, \quad (2-2)$$

а также конечным представлением интегрального выражения

$$Z = \left\{ \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T [x(t + \tau) - x(t)]^2 d\tau \right\}^{1/2}, \quad (2-3)$$

где $\tau = t_{i+1} - t_i$; T — длина реализации $x(t)$.

Автоматизация спектрального и корреляционного анализа на основе экспериментальной информации предполагает знание оптимальной частоты измерения этой информации; завышенная частота отсчетов неминуемо

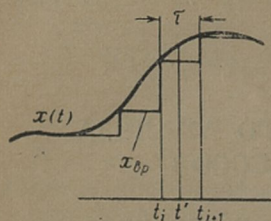


Рис. 2-1. Квантование непрерывной реализации по времени.

приводит к усложнению системы измерения, увеличению памяти и времени обработки, тогда как заниженная — к недостаточности информации, грубым ошибкам в определении характеристик изучаемого процесса, а порой сводит на нет все усилия по дискретному контролю.

Действительная реализация динамического процесса является функцией времени, поэтому оптимальный шаг квантования по вре-

мени легко пересчитывается в оптимальную частоту измерений.

Если задана максимально допускаемая погрешность измерения

$$\delta = \delta_{\text{ш}} + \delta_{\text{а}},$$

где $\delta_{\text{ш}}$ — максимальная погрешность измерительного прибора, $\delta_{\text{а}}$ — максимальная погрешность используемой аппроксимации, то частота замеров может быть определена, если известны физические и технологические условия эксперимента. Действительно, в этом случае задаются $\delta_{\text{а}}$, полоса частот или частота среза $f_{\text{с}}$ исходного процесса и максимальный размах $|x_{\text{макс}}|$. Так, для ступенчатой аппроксимации (рис. 2-1) по интерполяционной формуле Лагранжа имеем текущую величину погрешности

$$x(t) - x_{\text{вп}}(t) = x'(t')\tau$$

и, следовательно, максимальную погрешность

$$\delta_{\text{а}} = |x'_{\text{макс}}|\tau. \quad (2-4)$$

Тогда частота замеров

$$F = \frac{1}{\tau} = \frac{|x'_{\text{макс}}|}{\delta_{\text{а}}}. \quad (2-5)$$

Для ограниченных по модулю функций, какими являются все экспериментальные реализации, имеющих

спектральную плотность с конечной частотой среза $\omega_c = 2\pi f_c$, справедливо неравенство Бернштейна

$$|x_{\text{макс}}^{(k)}| \leq \omega_c^k |x_{\text{макс}}|,$$

в соответствии с которым (2-5) принимает вид:

$$F \leq \frac{\omega_c |x_{\text{макс}}|}{\delta_a}. \quad (2-6)$$

Если положить в (2-6) приведенную относительную погрешность аппроксимации $\delta_a/|x_{\text{макс}}| = 0,2$, то

$$F \approx 30 f_c.$$

Обычно исследуемая реализация удовлетворяет условию Дирихле, поэтому она может быть приближенно отображена [Л. 37, 38, 84] рядом Фурье

$$x(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^m a_k \cos \frac{2\pi t}{t_n} k + \sum_{k=1}^m b_k \sin \frac{2\pi t}{t_n} k \quad (2-7)$$

с коэффициентами

$$\frac{a_i}{b_i} \approx \frac{2}{m} \sum_{k=0}^m x(t_k) \frac{\cos \frac{2ki\pi}{m}}{\sin \frac{2ki\pi}{m}}, \quad (2-8)$$

где $m=2lk$ — число членов ряда; l — целое, отличное от нуля число; $k=1, 2, 3 \dots$ — число участков разбиения; $i=1, 2 \dots, m/2$.

Степень приближения (2-7) к функции $x(t)$ при $n < m$ оценим среднеквадратичной погрешностью

$$\begin{aligned} \sigma_n^2 &= \frac{1}{t_n} \int_0^{t_n} \left\{ x(t) - \frac{a_0}{2} - \sum_{k=1}^n a_k \cos \frac{2\pi t}{t_n} k - \right. \\ &\quad \left. - \sum_{k=1}^n b_k \sin \frac{2\pi t}{t_n} k \right\}^2 dt; \\ \sigma_n^2 &= \frac{1}{t_n} \int_0^{t_n} x^2(t) dt - \frac{a_0^2}{4} - \frac{1}{2} \sum_{k=1}^n (a_k^2 + b_k^2). \end{aligned} \quad (2-9)$$

Добавление нового члена не меняет учтенных коэффициентов, поэтому

$$\sigma_{n+1}^2 = \frac{1}{t_n} \int_0^{t_n} x^2(t) dt - \frac{a_0^2}{4} - \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{n+1} (a_k^2 + b_k^2),$$

т. е. это добавление уменьшает погрешности на величину, равную

$$\frac{1}{2} (a_{n+1}^2 + b_{n+1}^2).$$

Ясно, что для определения погрешности необходимо знать высшую гармонику; принимая $\sigma_m = 0$ и пользуясь полученной связью

$$\left. \begin{aligned} \sigma_{m-1}^2 &= \frac{1}{2} (a_m^2 + b_m^2); \\ \sigma_{m-2}^2 &= \frac{1}{2} (a_m^2 + b_m^2) + \frac{1}{2} (a_{m-1}^2 + b_{m-1}^2); \dots; \\ \sigma_n^2 &= \frac{1}{2} \sum_{k=n+1}^m (a_k^2 + b_k^2) \end{aligned} \right\} \quad (2-10)$$

и уравнением (2-9), получаем уравнение замкнутости

$$\frac{2}{t_n} \int_0^{t_n} x^2(t) dt = \frac{a_0^2}{2} + \sum_{k=1}^m (a_k^2 + b_k^2) \quad (2-11)$$

для функции с ограниченным спектром.

Из сказанного следует, что для определения ошибки $\sigma_{\text{вр}}$ квантования по времени функция может быть разложена в тригонометрический ряд при разбиении ее на m участков; по (2-10) последовательно вычисляются $\sigma_{m-1}^2, \sigma_{m-2}^2 \dots$ до $\sigma_{n+1}^2 \geq \sigma_{\text{вр}}^2 > \sigma_n^2$, что дает возможность определить число необходимых отсчетов $n_n = 2n$ на $[t_0, t_n]$ при условии

$$\sigma_{\text{вп}} = \left[\frac{1}{2} \sum_{k=n+1}^m (a_k^2 + b_k^2) \right]^{1/2}.$$

Покажем теперь, что (2-11) дает возможность распространить предыдущие результаты на реализацию $x(t)$, имеющую разрыв непрерывности в точке g . В этом

последнем случае при всех значениях t необходимо [Л. 116] пользоваться интегральной формой Фурье

$$\frac{x(g-0) + x(g+0)}{2} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} d\omega \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cos \omega(g-t) dt \quad (2-12)$$

или с учетом формулы для косинуса разности получим:

$$\frac{x(g-0) + x(g+0)}{2} = \int_0^{\infty} [a(\omega) \cos \omega g + b(\omega) \sin \omega g] d\omega, \quad (2-13)$$

где

$$a(\omega) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cos \omega t dt; \quad b(\omega) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \sin \omega t dt.$$

Уравнение (2-12) можно записать в виде

$$\frac{x(g-0) + x(g+0)}{2} = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} d\omega \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cos(g-t) dt$$

или

$$\frac{x(g-0) + x(g+0)}{2} = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} d\omega \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{j\omega(g-t)} dt, \quad (2-14)$$

так как

$$\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} d\omega \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \sin \omega(g-t) dt = 0.$$

По формуле Эйлера и с учетом (2-13) имеем:

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt &= \int_{-\infty}^{\infty} x(t) (\cos \omega t - j \sin \omega t) dt = \\ &= \pi [a(\omega) - jb(\omega)] = S(j\omega), \end{aligned}$$

т. е.

$$S(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt,$$

и (2-14) принимает вид:

$$\frac{x(g-0) + x(g+0)}{2} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) e^{j\omega g} d\omega, \quad (2-15)$$

где комплексная амплитуда каждого отдельного колебания равна:

$$dC = \frac{1}{\pi} S(j\omega) d\omega;$$

$d\omega$ — бесконечно малый частотный интервал.

Если непериодическая функция $x(t)$ задана на некотором конечном интервале, то всегда T можно выбрать так, чтобы выполнялось равенство

$$S(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (2-16)$$

Считая T периодом функции $x(t)$, представим ее рядом Фурье в комплексной форме, коэффициенты которого равны:

$$C_k = \frac{\omega_1}{\pi} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x(t) e^{-jk\omega_1 t} dt. \quad (2-17)$$

Из сравнения (2-16) и (2-17) получаем:

$$C_k = \frac{\omega_1}{\pi} [S(j\omega)]_{\omega=\omega_1 k}. \quad (2-18)$$

Существенно, что комплексная амплитуда C_k с точностью до постоянного множителя ω_1/π равна спектральной плотности $S(j\omega)$. Иначе говоря, совокупность комплексных амплитуд C_k есть соответствующие значения функции $S(j\omega)$ при $\omega = k\omega_1$, а непрерывный амплитудный спектр $[S(j\omega)]$ непериодической функции, заданной на некотором конечном промежутке, есть огибающая дискретного ряда коэффициентов C_k , соответствующего периодическому повторению заданной функции.

Заменяя в (2-11) $a_k^2 + b_k^2$ через C_k^2 из (2-18), получаем формулу

$$\sigma_{\text{вп}} = \left[\frac{\omega_1^2}{2\pi^2} \sum_{k=n+1}^m S^2(j\omega)_{\omega=\omega_1 k} \right]^{1/2}, \quad (2-19)$$

позволяющую определять ошибку квантования по времени для разрывных непериодических реализаций на конечном интервале времени T . Формула (2-18) замечательна тем, что при анализе реализаций она всегда позволяет по измеренным амплитудам C_k определить спектральную плотность непериодической функции $x(t)$. Изучение же спектральной функции дает возможность легко найти те промежутки изменения ω , которым отвечают относительно большие значения $S(j\omega)$, т. е. те полосы, частот, которым соответствуют гармонические функции, играющие доминирующую роль в образовании реализации $x(t\omega)$ интегралом Фурье.

2-2. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВРЕМЕННОГО ШАГА КВАНТОВАНИЯ ИЗ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПРЕДСТАВЛЕНИЙ

Экспериментальная реализация $x(t)$ всегда ограничена по времени, но именно поэтому не ограничена по спектру частот, и представление ее рядом Котельникова

$$x(t) \approx x_{\text{вп}}(t) = \sum x(k\tau) \frac{\sin \omega_c (t - k\tau)}{\omega_c (t - k\tau)}, \quad (2-20)$$

где $\tau = 1/2f_c$ — шаг квантования по времени, должно производиться с учетом характера Q убывания модуля спектральной функции с ростом частоты и ширины спектра $\omega_c = 2\pi f_c$. И. Т. Турбович [Л. 103] показал, что относительная среднеквадратичная ошибка воспроизведения $x(t)$ удовлетворяет неравенству

$$\sigma_{\text{вр}}^2 = \frac{[x(t) - x_{\text{вп}}(t)]^2}{x^2(t)} \leq (3 + Q) \frac{E_c}{E}, \quad (2-21)$$

где

$$Q = 4 \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{\int_{(2n+1)\omega_c}^{\infty} |S(\omega)|^2 d\omega}{\int_{\omega_c}^{\infty} |S(\omega)|^2 d\omega} \right];$$

E — общая энергия спектра, E_c — энергия, приходящаяся на часть спектра за пределами ω_c .

При достаточно быстром убывании спектральной функции $S(\omega)$ уже при небольших m справедливо $Q \ll 3$ и

$$\sigma_{\text{вр}}^2 \leq 3 \frac{E_c}{E}.$$

Так, в случае

$$S(\omega) = 1 \quad \text{для } 0 \leq \omega \leq \omega_1;$$

$$S(\omega) = k e^{-\frac{\omega - \omega_1}{\omega_0}} \quad \text{для } \omega_1 < \omega < \infty,$$

где ω_0 — частота, отсчитываемая от ω ; $S(\omega)$ уменьшается в k/e раз при $\omega = \omega_1 + \omega_0$.

Так как ω_c выбирается на спадающем участке $S(\omega)$, то $\omega_c > \omega_1$ и поэтому

$$\frac{E_c}{E} = \frac{\int_{\omega_c}^{\infty} |S(\omega)|^2 d\omega}{\int_0^{\omega_1} |S(\omega)|^2 d\omega + \int_{\omega_1}^{\infty} |S(\omega)|^2 d\omega} = \frac{k^2 \omega_0 \exp \left[-\frac{2(\omega_c - \omega_1)}{\omega_0} \right]}{2\omega_1 + k^2 \omega_0};$$

$$\sigma_{\text{вр}}^2 = \frac{3k^2 \omega_0 \exp \left(\frac{2\omega_1}{\omega_0} - \frac{2\pi}{\tau \omega_0} \right)}{2\omega_1 + k^2 \omega_0}. \quad (2-22)$$

Следовательно, $\sigma_{\text{вр}}^2$ возрастает с увеличением временного шага квантования τ . Вместе с тем В. А. Котельников [Л. 58] показал, что нормальные помехи уменьшаются с увеличением τ :

$$\sigma_{\text{п}}^2 = \frac{\delta^2}{V 4\tau [x'(\lambda, t)]^2}, \quad (2-23)$$

где $x'(\lambda, t)$ — сигнал телеизмерений; λ — постоянная для данного сигнала величина, характеризующая значение передаваемого параметра; δ — интенсивность нормальных флюктуационных помех;

$$x'(\lambda, t) = \frac{\partial x}{\partial \lambda}; \quad \overline{\tau x'(\lambda, t)} = \int_{-\tau/2}^{\tau/2} x'(\lambda, t) dt.$$

Суммарная среднеквадратичная ошибка равна:

$$\sigma^2 = \sqrt{\sigma_{\text{п}}^2 + \sigma_{\text{вр}}^2},$$

куда должны быть подставлены значения σ_{Π}^2 и $\sigma_{\text{вр}}^2$ из (2-22) и (2-23). Для амплитудно-модулированного сигнала

$$x(\lambda, t) = (1 + \lambda)x(t),$$

где $x(t)$ — некоторое колебание, (2-23) дает:

$$\sigma_{\Pi}^2 = \frac{\delta^2}{V 4\tau x^2(t)}.$$

Здесь знаменатель выражает максимальную удельную энергию сигнала $\frac{U_m^2}{2}\tau$, поэтому

$$\sigma_{\Pi} = \frac{2\delta^2}{U_m^2\tau}; \quad \delta_{\Sigma} = \left[\frac{2\sigma^2}{U_m^2\tau} + \frac{3k^2\omega_0 \exp\left(\frac{2\omega_1}{\omega_0} - \frac{2\pi}{\tau\omega_0}\right)}{2\omega_1 + k^2\omega_0} \right]^{1/2},$$

и оптимальный шаг $\tau_{\text{опт}}$ находим из условия $\frac{\partial \sigma_{\Sigma}}{\partial \tau} = 0$:

$$\tau_{\text{опт}} = \frac{2\pi}{\omega_0 \ln \frac{3k^2 U_m^2 \exp \frac{2\omega_1}{\omega_0}}{\sigma^2 (2\omega_1 + k^2\omega_0)}}.$$

Полагая, что основная энергия спектра сосредоточена в его прямоугольной части ($\omega_0 \ll \omega_1$), и учитывая, что

$$\sigma_{\Pi}^2 = \frac{2\delta^2}{U_m^2\tau} = \frac{2\delta^2\omega_1}{\pi U_c^2\tau}; \quad \left(\frac{U_{\Pi}}{U_c}\right)_{\Delta f = \omega_1/2\pi} = \frac{\delta^2\omega_1}{2\pi U_m^2}; \quad \tau = \frac{\pi}{\omega_1},$$

в [Л. 23, 42, 64] получено:

$$\tau_{\text{опт}} = \frac{\pi}{\omega_1} \left\{ 1 + \frac{\omega_0}{\omega_1} \left[\eta - \ln \left(\frac{U_{\Pi}}{U_c} \right)_{\Delta f} \right] \right\}^{-1},$$

где $\eta = \ln 0,75$; $\left(\frac{U_{\Pi}}{U_c}\right)_{\Delta f}$ — отношение напряжения помехи к напряжению сигнала в полосе частот Δf .

Задаваясь величинами k и отношением ω_0/ω_1 , получаем зависимость вида

$$\frac{\tau_{\text{опт}}}{\tau} = \varphi \left(\frac{U_c}{U_{\Pi}} \right)_{\Delta f = \omega_1/2\pi}.$$

Итак, если известны характер изменения спектральной функции передаваемого сигнала, способ передачи и интенсивность помех в канале связи, то существует оптимальный шаг квантования, обеспечивающий минимальную суммарную ошибку.

2-3. СКОЛЬЗЯЩИЙ МЕТОД ВЫЧИСЛЕНИЯ ОЦЕНКИ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ФУНКЦИИ

Точность вычисления оценок m_x и $R(\tau)$ увеличивается с увеличением числа отсчетов; соответствующие ошибки стремятся к нулю при числе отсчетов $N \rightarrow \infty$, — предельный переход к непрерывной реализации. Но стремление сделать погрешность малой приводит к большой емкости ЗУ. Поэтому предварительные требования на точность вычисления оценок m_x и $R(\tau)$ должны быть сформулированы с учетом сказанного: осуществление высокой точности требует большого объема оборудования.

Количественные соотношения хорошо представлены в [Л. 65, 66], на основании которых при допустимой ошибке 0,02 и относительной ширине спектра

$$\gamma_{0,5} = \frac{f_{0,5}}{f_0} = 0,005,$$

где $f_{0,5}$ — ширина энергетического спектра непрерывной случайной функции по уровню 0,5; f_0 — частота квантования непрерывной реализации; число выборочных пар $N_{0,02} = 160 \cdot 10^3$, и при ошибке 0,01 находим $N_{0,01} = 640 \times 10^3$. В настоящее время организация памяти такой емкости не представляет ни принципиальных, ни технических трудностей, но все же в специализированных анализаторах следует стремиться к максимальной простоте. Поэтому представляет интерес скользящий метод вычисления оценок корреляционной функции [Л. 42]. Квантование производится при условии $\gamma_{0,5} \ll 1$, т. е. за один период самой высокочастотной гармоникой берется не менее десяти отсчетов. Множество дискретных отсчетов разбивается на $(l+1)$ подмножеств, в каждом из которых количество m ординат выбирается из условия

$$m = \tau f_0; \left| R\left(\tau = \frac{m}{f_0}\right) \right| \leq \varepsilon,$$

где $\tau = m/f_0$ — время корреляции; ε — заранее заданная малая положительная величина.

Для каждого подмножества определяется сумма парных произведений:

$$\sum_{i=1}^{i=m_k-1} x_i x_{i+\mu}, \mu = 0, 1, 2, \dots, (m_k-2) \quad (2-24)$$

x_i и $x_{i+\mu}$ — ординаты k -го подмножества для моментов отсчета t_i и $t_{i+\mu}$.

Аналогично для каждой соседней пары подмножеств определяется

$$\sum_{i=2}^{i=m_k} x_i x_{i+h}, \quad h=0, 1, 2, \dots, m, \quad (2-25)$$

где i —индекс ординаты k -го подмножества, $i+h$ —соседнего подмножества. Суммы вида (2-24) и (2-25) для реализации длиной T позволяют получить оценку корреляционной функции

$$R(\tau) = \frac{1}{N} \left(\sum_{i=1}^{m_1-1} x_i x_{i+\mu} + \sum_{i=2}^{m_1} x_i x_{i+h} + \dots + \right. \\ \left. + \sum_{i=1}^{m_l-1} x_i x_{i+\mu} + \sum_{i=2}^{m_l} x_i x_{i+h} \right). \quad (2-26)$$

Алгоритм (2-26) не нуждается в заполнении ЗУ ординатами процесса всех $(l+1)$ подмножеств. После записи ординат первого подмножества можно начинать определение первой суммы и стирание информации, начиная с первой ординаты, а в освободившиеся ячейки записывать ординаты второго подмножества; по мере записи последних следует производить вычисление второй и третьей сумм. После вычисления третьей суммы надо стирать информацию в ЗУ начиная с первой ординаты второго подмножества, и в освободившиеся ячейки записывать ординаты третьего подмножества и т. д. Запоминающее устройство скользит по множеству отсчетов на интервале T . На время вычисления необходимо хранить m элементов. Так при $\gamma_{0,5}=0,1$ $\delta_R=0,5\%$, обработке подлежит 640 000 выборочных пар. Обычный метод определения $R(\tau)$ потребовал бы ЗУ емкостью 640 000 ячеек. Скользящий метод требует всего лишь 500 ячеек ЗУ (в 1 280 раз меньше).

2-4. ВЛИЯНИЕ КВАНТОВАНИЯ ПО УРОВНЮ НА СПЕКТРАЛЬНУЮ И КОРРЕЛЯЦИОННУЮ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Ошибки квантования по времени являются одним из источников погрешностей при аппаратурном определении характеристик случайного процесса. Другой источник погрешностей — ошибки квантования по уровню. Эти по-

грешности в первом приближении независимы друг от друга, и поэтому допустимо рассматривать их отдельно.

Возможны два способа квантования по уровню:

1) значение реализации в точке отсчета принимается равным ближайшему большему (меньшему) уровню при некотором шаге квантования q ; 2) значение реализации в точке отсчета относят к середине шага квантования, при этом шаг q и ошибка $\varepsilon(t)$ квантования связаны простым условием

$$|\varepsilon(t)| \leq \frac{q}{2}.$$

Электронная аппаратура для реализации первого и второго способов преобразования непрерывного сигнала в дискретный мало отличается. Если в первом способе значение случайного процесса в точке отсчета принимается равным большему (меньшему) уровню, то для реализации второго способа нужно вычитать (прибавлять) величину $q/2$.

Качественные представления указывают на то, что при квантовании по уровню должно уменьшаться время корреляции и расширяться спектр процесса. А. И. Величкин [Л. 27] показал, что

$$\left. \begin{aligned} R_{к.у}(\tau) &= \sum_{n=1}^{\infty} a_n R^n(\tau); \\ S_{к.у}(\omega) &= 4 \sum_{n=1}^{\infty} a_n \int_0^{\infty} R^n(\tau) \cos \omega \tau d\tau, \end{aligned} \right\} \quad (2-27)$$

где $R_{к.у}$, $S_{к.у}$ — корреляционная и спектральная характеристики квантованного по уровню процесса: $a_1 > a_2 > \dots > a_n > \dots$,

$$\sum_{n=1}^{\infty} a_n = 1.$$

Так как экспериментальная реализация всегда конечна, то (2-27) подтверждает справедливость качественного заключения.

Квантование по времени не изменяет дисперсию, т. е. $\sigma_k^2 = \sigma^2$, но спектр процесса при этом располагается во-

круг частот, кратных частоте квантования $2\pi/T_0$, в соответствии с формулой

$$S_K(\omega) = \frac{P(\omega)}{4T_0} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left[S\left(\omega + \frac{2\pi k}{T_0}\right) + S\left(\omega - \frac{2\pi k}{T_0}\right) \right],$$

где $P(\omega)$ — частотный множитель, принимающий нулевое значение на частотах, кратных $2\pi/T_0$, т. е. $P(2\pi k/T_0) = 0$.

Ослабление увеличивается с ростом периода квантования.

Непрерывная реализация состоит из бесконечного множества значений, а при квантовании ее по уровню она дает ограниченное число дискретных ординат, и вместо мгновенного значения случайной центрированной функции $x(t)$ берется значение ближайшего квантованного уровня

$$x_{KB}(t) = x(t) + m_x + \gamma(t),$$

где m_x — математическое ожидание квантуемой функции; $\gamma(t)$ — ошибка (шум) квантования.

Функции, спектральная плотность которых представляет собой квази- δ -функцию (сюда относятся и нормальная стационарная функция), пропускаются через квантователь с коэффициентом смещения $c=0$; $d=0,5$ или $c=0,5q$; $d=0$, причем выполняется условие

$$\kappa = \frac{q^2}{\sigma_x^2} \ll 1 \quad (2-28)$$

и дисперсия шумов определяется [Л. 22, 42, 57, 69, 114, 125, 126, 136] поправкой Шеппарда $D_\gamma = \frac{1}{12} q^2$. Такую же величину имеет и дискретная спектральная плотность шума квантования, т. е. она постоянна во всем диапазоне частот, а ее величина зависит лишь от величины шага квантования по уровню. В [Л. 64] показано, что выполнение условия $q^2 \ll \sigma_x^2$ означает, что время корреляции шумов квантования в $2(\kappa)^{-\frac{1}{2}}$ раз меньше, чем время корреляции квантуемой случайной функции.

Оценка корреляционной функции $R(\tau)$ квантуемого процесса равна:

$$R(\tau) = R_K(\tau) - m_x^2 - R_\gamma(0). \quad (2-29)$$

Следовательно, оценка $R(\tau)$ непрерывного процесса совпадает с оценкой $R_k(\tau)$ квантованного процесса, если последний центрирован ($m_x=0$) и корреляция между шумами квантования в дискретных отборах значений исходной функции отсутствует.

Первое условие нетрудно выполнить, а второе принципиально невыполнимо, так как $R_\gamma(0)=D_\gamma$ при любом сколь угодно малом шаге квантования q всегда отличается от нуля. В табл. 2-1 приведены [Л. 42] значения D_γ — отношения максимального времени τ_x корреляции нормальной случайной функции к максимальному времени τ_γ корреляции шумов квантования и погрешности δ_R в определении корреляционной функции от квантования по уровню в соответствии с (2-28).

Таблица 2-1

Количество уровней	2	4	8	16	32	64
τ_x/τ_γ	1	2	4	8	16	32
$\delta_R, \%$	—	20	5	1,2	0,3	0,09
$D_\gamma \cdot 10^5$	—	550	130	32	8,1	2,6

Для практических задач можно ограничиться 32 уровнями квантования ($\delta_R=0,3\%$), и лишь в редких случаях приходится использовать 64 уровня ($\delta_R=0,09\%$), что означает необходимость применения регистров и сумматоров, пригодных для выполнения арифметических операций с пяти- или шестизрядными двоичными ординатами. Уменьшение числа уровней приводит к резкому увеличению δ_R . Однако естественным является стремление довести количество уровней до минимума, т. е. до двух, при условии, что погрешность δ_R не превосходит нескольких процентов.

Если реализация приведена к математическому ожиданию, т. е. ее $m_x=0$ и она обладает нормальным законом распределения вероятности ее мгновенных значений

$$P(x) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}},$$

то двойные релейные корреляционные функции (рис. 2-2,в) сигнум-сигнала (рис. 2-2,б) случайной ре-

лизации (рис. 2-2, а) обеспечивают хорошее качество анализа, и для их определения можно использовать простые аппаратные средства. Моменты смены знака исходной реализации и сигнум-сигнала совпадают.

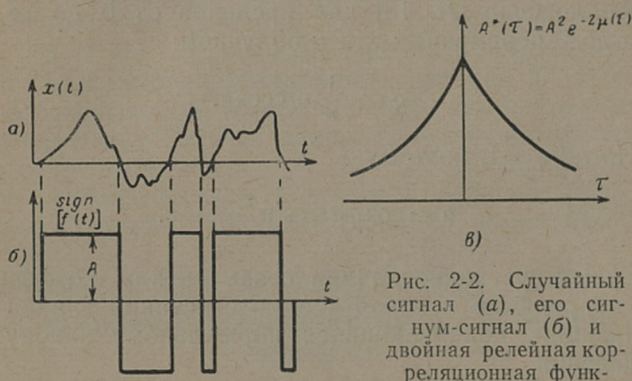


Рис. 2-2. Случайный сигнал (а), его сигнум-сигнал (б) и двойная релейная корреляционная функция (в).

В рассматриваемом случае вероятность сочетания любых двух значений центрированных сигналов $x(t)$ и $y(t)$ известна [Л. 28]:

$$P(x, y) = \frac{1}{2\pi\sigma_x\sigma_y\sqrt{1-\rho^2}} \exp \left[\frac{1}{2(1-\rho^2)} \left(\frac{x^2}{\sigma_x^2} - \frac{2\rho xy}{\sigma_x\sigma_y} + \frac{y^2}{\sigma_y^2} \right) \right],$$

где ρ — нормированный корреляционный момент.

В нашем случае $\sigma_x = \sigma_y = \sigma$, поэтому

$$P(x, y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2\sqrt{1-\rho^2}} \exp \left[-\frac{x^2 + y^2 - 2\rho xy}{2\sigma^2(1-\rho^2)} \right]. \quad (2-30)$$

При интегрировании (2-30) в пределах от 0 до ∞ и изменении пределов интегрирования определяется вероятность того, что знаки $x(t)$ и $y(t)$ одинаковы (r) или противоположны (q). Так, например,

$$P(x > 0, y > 0) = \frac{1}{2\pi\sigma^2\sqrt{1-\rho^2}} \times \int_0^\infty \int_0^\infty e^{-\frac{x^2 + y^2 - 2\rho xy}{2\sigma^2(1-\rho^2)}} dx dy = \frac{1}{4} \left(1 + \frac{2}{\pi} \arcsin \rho \right).$$

Симметрия нормального распределения дает основание записать:

$$r = P(\operatorname{sign} x = \operatorname{sign} y) = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{2}{\pi} \arcsin \rho \right).$$

Аналогично [Л. 13] для пределов от 0 до ∞ и от $-\infty$ до 0 переменных x и y получаем:

$$q = \frac{1}{\pi} \arccos \rho.$$

Но $r + q = 1$, поэтому

$$\rho = \cos q\pi = \sin \frac{r - q}{2} \pi. \quad (2-31)$$

Существует однозначная связь между коэффициентом корреляции и вероятностью сочетания знаков двух реализаций, подчиняющихся нормальному закону распределения.

Двойная релейная автокорреляционная функция знакопеременного сигнум-сигнала $A \operatorname{sign} x(t)$ имеет вид:

$$\begin{aligned} R^*(\tau) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{A^2}{T} \int_0^T \operatorname{sign} x(t) \operatorname{sign} x(t + \tau) dt = \\ &= \overline{A^2 \operatorname{sign} x(t) \operatorname{sign} x(t + \tau)}. \end{aligned}$$

Вероятность появления числа k нулей сигнум-сигнала в $[t, t + \tau]$ подчиняется распределению Пуассона:

$$P(k) = \frac{(\mu_0 \tau)^k}{k!} e^{-\mu_0 \tau},$$

где μ_0 — среднее количество нулей в единицу времени. Для вычисления $R^*(\tau)$ следует учесть вероятности появления четного (нечетного) числа нулей в интервале τ , что эквивалентно r и q соответственно, т. е.

$$R^*(\tau) = (A^2 r - A^2 q) = A^2 (r - q),$$

и при амплитуде сигнум-сигнала $A = 1$ имеем:

$$R^*(\tau) = r - q. \quad (2-32)$$

Подставим (2-32) в (2-31):

$$\rho = \sin \left[\frac{\pi}{2} R^*(\tau) \right]$$

или

$$R^*(\tau) = \frac{2}{\pi} \arcsin \rho.$$

Если $\rho=1$, то $R^*(\tau)=1$, т. е. погрешность определения ρ по $R^*(\tau)$ в этом случае равна нулю. Это точка максимума ρ и $R^*(\tau)$. Полученный результат позволяет по двойной релейной корреляционной функции $R^*(\tau)$ находить нормированный корреляционный момент ρ с хорошей точностью в области малых τ (что очень существенно) и часто применяется [Л. 51—53] для корреляционного измерения скоростей объектов по величине смещения пиковых значений корреляционной характеристики.

2.5. ВЛИЯНИЕ КОНЕЧНОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ НА ВРЕМЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СЛУЧАЙНОГО ПРОЦЕССА

Корреляционная функция $R^*(\tau)$ стационарного случайного процесса $x(t)$, удовлетворяющего условиям эргодичности, корреляционный момент $K^*(\tau)$ и математическое ожидание m_x^* связаны [Л. 35, 60, 66—68, 112] зависимостью

$$R^*(\tau) = K^*(\tau) - (m_x^*)^2, \quad (2-33)$$

где

$$K^*(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t) x(t - \tau) dt. \quad (2-34)$$

Ввиду конечной длительности экспериментальной реализации $x(t)$ усреднение в (2-34) может быть выполнено лишь приближенно, поэтому m_x^* , $K^*(\tau)$ и $R^*(\tau)$ могут быть определены также лишь приближенно:

$$\begin{aligned} m_x^* \approx m_x &= \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt; \quad K^*(\tau) \approx K(\tau) = \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T x(t) x(t - \tau) dt; \quad R^*(\tau) \approx R(\tau) = K(\tau) - m_x^2, \end{aligned} \quad (2-35)$$

где m_x , $K(\tau)$ и $R(\tau)$ — приближенные значения соответственно математического ожидания, корреляционного

момента и корреляционной функции. По определению математического ожидания для $K(\tau)$ имеем:

$$M[K(\tau)] = M \left[\frac{1}{T} \int_0^T x(t) x(t - \tau) dt \right].$$

Меняя местами операции усреднения по ансамблю и интегрирования, получаем:

$$\begin{aligned} M[K(\tau)] &= \frac{1}{T} \int_0^T M[x(t) x(t - \tau) dt] = \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T K^*(\tau) dt = K^*(\tau), \end{aligned}$$

т. е. $K(\tau)$ есть несмещенная оценка $K^*(\tau)$.

Тогда дисперсия $K(\tau)$ равна:

$$\begin{aligned} \sigma_k^2 &= M[\{K(\tau) - M[K(\tau)]\}^2] = M[\{K(\tau) - K^*(\tau)\}^2]; \\ \sigma_k^2 &= M[K^2(\tau)] - [K^*(\tau)]^2. \end{aligned}$$

Используя (2-35) и обозначение $y(t) = x(t) x(t - \tau)$ имеем;

$$\sigma_k^2 = M \left[\left\{ \frac{1}{T} \int_0^T y(t) dt \right\}^2 - [K^*(\tau)]^2 \right]. \quad (2-36)$$

Решение (2-36) дает:

$$\begin{aligned} \sigma_k^2 &= \frac{2}{T} \int_0^T \left(1 - \frac{t}{T} \right) \{ [K^*(t)]^2 + \\ &+ K^*(t + \tau) K^*(t - \tau) - 2(m_x^*)^4 \} dt. \end{aligned} \quad (2-37)$$

Для гауссовой функции корреляции $K^*(\tau) = c \exp(-a\tau^2) \cos b\tau$ на основании (2-37) получаем:

$$\begin{aligned} \sigma_k^2 &= \frac{2c^2}{T} \left\{ \frac{\sqrt{2\pi}}{8\sqrt{a}} \left[1 + \exp\left(-\frac{b^2}{2a}\right) \right] + \right. \\ &+ \left. \frac{\sqrt{2\pi} \exp(-2a\tau^2)}{8\sqrt{a}} \left[\exp\left(-\frac{b^2}{2a}\right) + \cos 2b\tau \right] \right\}. \end{aligned} \quad (2-38)$$

Если $b=0$, то $K^*(\tau) = c \exp(-a\tau^2)$ и

$$\sigma_k^2 = \frac{c^2}{T} \sqrt{\frac{\pi}{2a}} [1 + \exp(-2a\tau^2)]. \quad (2-39)$$

Из (2-38) и (2-39) видно: 1) $K(\tau)$ является состоятельной оценкой $K^*(\tau)$, так как $\sigma_k^2 \rightarrow 0$ при $T \rightarrow \infty$; 2) σ_k^2 имеет максимальное значение при $b=0$; 3) σ_k^2 носит колебательный характер при $b \neq 0$.

Для экспоненциальной функции корреляции $K^*(\tau) = c \exp(-a|\tau|) \cos b\tau$ максимальная дисперсия равна:

$$\sigma_k^2 = \frac{2c^2}{aT} \left\{ \frac{1}{2} - \frac{1}{4aT} + \left[\tau a + \frac{1}{2} - \frac{\tau^3 a}{2T} - \frac{1}{4aT} \right] \exp(-2a\tau) \right\};$$

для прямоугольной формы спектра

$$K^*(\tau) = c \frac{\sin \Delta\omega\tau}{\Delta\omega\tau}$$

и

$$\sigma_v^2 \approx \frac{\pi c^2}{T\Delta\omega} \left(1 + \frac{\sin 2\Delta\omega\tau}{2\Delta\omega\tau} \right)$$

при $T\Delta\omega \gg 1$ и $\tau \ll T$. Максимальная дисперсия соответствует $\tau=0$:

$$\sigma_v^2(0) = \frac{2\pi c^2}{T\Delta\omega}.$$

Математическое ожидание $R(\tau)$ равно:

$$M[R(\tau)] = M[K(\tau)] - M[m_x^2] = K^*(\tau) - M[m_x^2],$$

где аналогично предыдущему

$$\begin{aligned} M[m_x^2] &= \frac{2}{T} \int_0^T \left(1 - \frac{\tau}{T} \right) K^*(t) dt = \\ &= \frac{2}{T} \int_0^T \left(1 - \frac{\tau}{T} \right) R^*(\tau) d\tau + (m_x^*)^2; \end{aligned}$$

следовательно,

$$\begin{aligned} M[R(\tau)] &= K^*(\tau) - (m_x^*)^2 - \frac{2}{T} \int_0^T \left(1 - \frac{\tau}{T} \right) R^*(\tau) d\tau = \\ &= R(\tau) - \frac{2}{T} \int_0^T \left(1 - \frac{\tau}{T} \right) R(\tau) d\tau, \end{aligned}$$

т. е. $R(\tau)$ есть смещенная оценка $R^*(\tau)$ на величину

$$\frac{2}{T} \int_0^T \left(1 - \frac{\tau}{T}\right) R^*(\tau) d\tau,$$

не зависящую от математического ожидания m_x . Так, для функции корреляции $R^*(\tau) = c \exp(-a\tau^2) \cos b\tau$ максимальное смещение (при $b=0$) равно $\frac{c}{T} \sqrt{\frac{\pi}{a}}$, а для $R^*(\tau) = c \exp(-a|\tau|) \cos b\tau$ смещение равно $\frac{2c}{\left(a + \frac{b^2}{a}\right) T}$, и при $b=0$ получаем максимальное смещение $2c/aT$.

Дисперсия случайной величины $R(\tau) = K(\tau) - m_x^2$ может быть записана в виде

$$\sigma_R^2 = \sigma_k^2 + \sigma_m^2 - 2\rho(\tau) \sigma_k \sigma_m,$$

где σ_m^2 — дисперсия случайной величины m_x^2 ; $\rho(\tau)$ — нормированный коэффициент корреляции величин $K(\tau)$ и m_x^2 . Так как $-1 \leq \rho(\tau) \leq +1$, то

$$(\sigma_k - \sigma_m)^2 \leq \sigma_k^2 \leq (\sigma_k + \sigma_m)^2,$$

но

$$\sigma_m^2 = M(m_x^2) - [M(m_x^2)]^2 = 2 \{[M(m_x^2)]^2 - (m^*)^4\}.$$

Аналогично предыдущему

$$\sigma_m^2 = 2 \left\{ \left[\frac{2}{T} \int_0^T \left(1 - \frac{\tau}{T}\right) K^*(\tau) d\tau \right]^2 - (m^*)^4 \right\}.$$

Ошибка определения корреляционного момента сильно зависит от отношения мощности постоянной составляющей к мощности флуктуаций.

Обратимся к математическому ожиданию. Интегральное каноническое разложение [Л. 75] для любой стационарной действительной случайной функции $x(t)$ в бесконечном интервале $|t| \leq \infty$ имеет вид:

$$x(t) = m_x^* + \int_{-\infty}^{\infty} V(\omega) \sin(\omega t + \varphi) d\omega, \quad (2-40)$$

где $V(\omega)$ — белый шум, интенсивность которого равна спектральной плотности $S(\omega)$ функции $x(t)$.

Математическое ожидание функции $x(t)$ для конечной реализации равно:

$$M[x(t)] = m_x^* + \int_{-\infty}^{\infty} \frac{V(\omega_v)}{T} [\cos(\omega_v T + \varphi_v) - \cos \varphi_v] d\omega_v. \quad (2-41)$$

Здесь второе слагаемое является погрешностью, имеющей порядок

$$\frac{V(\omega_v)}{\omega_v T}$$

и убывающей с ростом $\omega_v T$. Если размах реализации принять за единицу, то максимальное значение второго слагаемого (2-41) будет $\frac{1}{\omega_v T}$, т. е. отличие оценки математического ожидания от истинного математического ожидания определяется ошибкой

$$\delta_m = \frac{1}{\omega_v T}.$$

Заданием обычно устанавливается ограничение A на δ_m , поэтому из условия $\delta_m = \frac{1}{\omega_v T} \leq A$ легко определяется необходимая продолжительность T реализации. Так, при $A = 1\%$ имеем $T \geq \frac{T_v}{A \cdot 2\pi} = \frac{100T_v}{6,28} \approx 16T_v$, т. е. $T \geq 16T_v$, где за T_v необходимо принять период самой низкочастотной гармоники реализации (T_H). Необходимая длина T реализации в зависимости от допустимой ошибки δ_m может быть выражена в периодах T_H следующим образом:

$\delta_m, \%$. . .	10	5	2	1	0,1
$\frac{T}{T_H}$	1,6	3,2	8	16	160

2-6. ВЛИЯНИЕ ДИСКРЕТИЗАЦИИ НЕПРЕРЫВНОГО ПРОЦЕССА НА КАЧЕСТВО КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ФУНКЦИИ

Для неограниченного по времени дискретного централизованного случайного процесса с периодом квантования T_0 имеем:

$$\begin{aligned} R(\tau) &= M[x(nT_0) x(nT_0 - \tau)] = \\ &= \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x(nT_0) x(nT_0 - \tau). \end{aligned} \quad (2-42)$$

Усреднение на конечном отрезке времени дает оценку

$$K(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x(nT_0) x(nT_0 - \tau) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N y(nT_0), \quad (2-43)$$

которая является случайной величиной.

Математическое ожидание оценки $K(\tau)$ является несмещенной оценкой $R^*(\tau)$. В самом деле,

$$\begin{aligned} M[K(\tau)] &= M \left[\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x(nT_0) x(nT_0 - \tau) \right] = \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N M[x(nT_0) x(nT_0 - \tau)]; \\ M[K(\tau)] &= R^*(\tau). \end{aligned} \quad (2-44)$$

Меру близости K и R^* можно указать, вычислив дисперсию случайной величины K :

$$\sigma_k^2 = M[K^2(\tau)] - \{M[K(\tau)]\}^2 = M[K^2(\tau)] - [R^*(\tau)]^2;$$

$$\begin{aligned} \sigma_k^2 &= M \left\{ \left[\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N y(nT_0) \right]^2 \right\} - [R^*(\tau)]^2 = \\ &= M \left[\frac{1}{N^2} \sum_{n=1}^N y(nT_0) \sum_{l=1}^N y(lT_0) \right] - [R^*(\tau)]^2; \\ \sigma_k^2 &= M \left[\frac{1}{N^2} \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^N y(nT_0) y(lT_0) \right] - [R^*(\tau)]^2. \end{aligned} \quad (2-45)$$

Переставляя операции усреднения по ансамблю и суммирования, получаем:

$$\sigma_k^2 = \frac{1}{N^2} \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^N R_{y}^*[(n-l)T_0] - [R^*(\tau)]^2, \quad (2-46)$$

где $R_{y}^*_{n-l} = R_y[(n-l)T_0]$ — корреляционная функция случайного процесса $y(nT_0)$.

Я. И. Лившиц [Л. 65] показал, что

$$\sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^N R_{n-l} = R_{N-1} + 2R_{N-2} + \dots + \\ + (N-2)R_2 + (N-1)R_1 + NR_0 + \\ + (N+1)R_{-1} + \dots + R_{-(N-1)}.$$

С учетом симметрии корреляционной функции ($R_p^* = R_{-p}^*$) имеем:

$$\sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^N R_{n-l}^* = NR_0^* + 2 \sum_{p=1}^{N-1} (N-p) R_p^*,$$

и (2-46) принимает вид:

$$\sigma_k^2 = \frac{R_0^*}{N} + \frac{2}{N} \sum_{p=1}^{N-1} \left(1 - \frac{p}{N}\right) R_p^* - [R_1^*(\tau)]^2.$$

Для получения высокой точности определения корреляционной функции требуется обрабатывать огромное количество выборочных пар. Поэтому существенно, чтобы программа обработки дискретных ординат непрерывного процесса составлялась с учетом возможности обработки не всех выборочных пар, а только слабо коррелированных между собой.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ПОДГОТОВКА И ВВОД МНОГОКАНАЛЬНЫХ ГРАФИЧЕСКИХ РЕАЛИЗАЦИЙ

3-1. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ МНОГОКАНАЛЬНЫХ ГРАФИЧЕСКИХ РЕАЛИЗАЦИЙ МАСК

Современная регистрирующая аппаратура (шлейфовые осциллографы, вибрографы, сейсмографы и т. д.) позволяет записывать на одном носителе большое число графиков, каждый из которых характеризует динамику определенного участка или параметра исследуемой системы. Так, шлейфовым осциллографом Н-700 можно производить одновременную запись по 20 каналам. Для обработки этих реализаций разработано несколько многоканальных автоматов считывания непересекающихся кривых (МАСК), пересекающихся кривых (МАСК-П), устройство считывания многоканальных осциллограмм с плоского носителя при прерывании работы ЭВМ по независимой программе (УСМО); некоторые из них уже изготовлены небольшими сериями и успешно эксплуатируются. Все эти устройства воспроизводят в двоичном коде одновременно все графики или выборочно любые из них за один цикл просмотра ленты-носителя, если графики не пересекаются, не касаются и не сливаются. Ординаты каждого графика могут быть прочитаны относительно своего базового уровня в случае непересекающихся графиков или относительно общей для всех базы при любых графиках (пересекающиеся или без пересечений). Выходной информацией этих устройств являются двоичные числа, пропорциональные ординатам читаемых графиков. Поэтому они могут быть агрегатированы с любыми ЭВМ, цифropечатающим устройством, перфоратором или с коммутируемым преобразователем кода в напряжение при необходимости использовать прочитанную информацию в аналоговой машине.

Принципы действия МАСК, МАСК-П, УСМО и их техническая реализация имеют много общего, поэтому ниже дается подробное описание первого, а для всех других устройств отмечаются лишь характерные особенности [Л. 120].

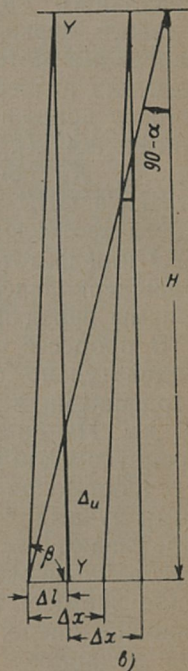
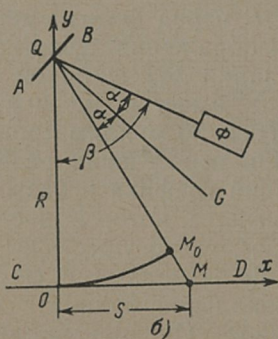
Система развертки

Оптико-механическая система развертки поля считывания может быть выполнена с применением p -гранного зеркального барабана или двухгранного плоскопараллельного зеркала. На рис. 3-1,а представлена общая блок-схема автомата считывания графиков с применением для развертки зеркального барабана ЗБ, приводимого во вращение с постоянной скоростью синхронным двигателем D_1 . Лентопротяжный механизм с катушками K_1 , K_2 обслуживает шаговый двигатель D_2 типа ШД-4 (ШД-5). Изображение поля считывания в плоскости фотоэлементов (фотоэлектронных умножителей ФУЭ или фототриодов) баз Φ_6 и графиков Φ_r создают грань зеркального барабана, объектив O и круговые диафрагмы перед фотокатодами ФЭУ.

В процессе вращения ЗБ перед фотоэлементами последовательно проходят изображения участков ленты с графиками и базовой планки БП шириной примерно 0,3 мм. На базовой планке имеется подвижная база с нониусом для установки базы по миллиметровой шкале с точностью до 0,1 мм. При пересечении развертывающими лучами АВ и CD линий графика и базы ФЭУ вырабатывают импульсные сигналы, которые поступают на электронный регистратор ЭР, где осуществляется измерение времени между этими сигналами и формируется двоичное число, пропорциональное ординате считываемой в данное время кривой. Синхронизация работы устройства развертывания, лентопротяжного механизма, выдачи информации из ЭР в ЭВМ, а также контроль сбоев и управление совместной работой устройства считывания и ЭВМ могут быть выполнены различными путями и будут описаны ниже.

Рассмотрим основные факторы, влияющие на ошибку измерения ординат кривых и обусловленные отдельными звеньями системы развертки; укажем на расчетные соотношения, которые позволяют разрабатывать подобные системы. В наиболее простом случае развертка осуще-

а)



вращения, а ординаты читаются с плоской поверхности носителя на удалении R от центра зеркала и средняя линия ленты совпадает с осью x . Ошибки измерения ординат в приборах этого типа возникают за счет формы поверхности считывания (Δ_{Π}), нестабильности частоты следования импульсов генератора заполнения (Δ_{Γ}), непо-

56

стоянства скорости вращения зеркала (Δ_ω) конечной длительности фронтов управляющих сигналов, поступающих на вентили электронного регистратора, (Δ_ϕ) и перемещения ленты-носителя со скоростью v в процессе сканирования (Δ_v). Кроме того, практически каждая отражающая грань зеркала находится на определенном удалении r (рис. 3-2) от оси вращения, что является причи-

ной возникновения еще одной методической ошибки Δ_r , особенно существенной для многогранных зеркальных барабанов.

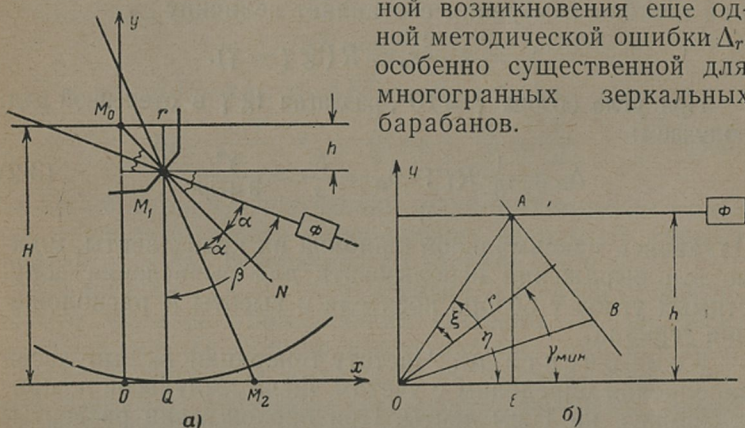


Рис. 3-2. Геометрия развертки зеркальным барабаном (а) и экстремальные углы развертывающего луча (б).

Таким образом, суммарная погрешность измерения ординаты равна $\Delta = \Delta_\pi + \Delta_r + \Delta_\omega + \Delta_\phi + \Delta_v + \Delta_r$. Определим каждую из компонент суммарной ошибки, принимая их независимыми.

Компонента Δ_π . Пусть лента CD расположена от оси вращения Q зеркала AB на расстоянии R и ее середина совпадает с началом координат O , а фоточувствительный элемент Φ расположен произвольным образом ($\angle OQ\Phi = \beta$). Уравнение перемещения точки M в поле считывания CD и скорость сканирования будут:

$$s = R \operatorname{tg} \gamma; \quad v = -2\omega R \sec^2 \gamma, \quad (3-1)$$

где $\gamma = \beta - 2\alpha$ — угол обзора, $\alpha = \omega t_0$.

Скорость сканирования v при равномерном вращении зеркала ($\omega = \text{const}$) является сложной функцией от угла поворота зеркала α , и точка M за одно и то же время проходит различные расстояния s на плоской подложке в отличие от случая круговой формы поля считывания,

когда длина дуги s_0 связана с углом поворота α линейной зависимостью $s_0 = R\gamma$, а линейная скорость $v = 2R\omega$ перемещения точки M есть величина постоянная при $\omega = \text{const}$.

В процессе развертки измеряется интервал времени Δt , необходимый для поворота зеркала на угол γ , т. е. измеряется длина дуги s_0 радиусом R . Поэтому абсолютная ошибка измерения составляет величину

$$\Delta_{\pi} = s - s_0 = R(\text{tg } \gamma - \gamma).$$

При угле обзора $\gamma \leq 10^\circ$, разлагая $\text{tg } \gamma$ в степенной ряд, получаем:

$$\Delta_{\pi} \approx \frac{1}{3} R\gamma^3; \quad \delta_{\pi} = \frac{\Delta_{\pi}}{s} \approx \frac{\gamma^2}{3 + \gamma^2}. \quad (3-2)$$

Задаваясь максимальной ошибкой на краях ленты, можно эти выражения использовать для вычисления допустимых углов γ обзора носителя и высоты R расположения зеркала.

Компонента Δ_{Γ} . Частоту генерации F_{Γ} импульсов заполнения определим с учетом числа импульсов n , проходящих на 1 мм ленты. При прохождении развертывающим лучом расстояния s на счетчик должно поступить количество импульсов

$$N = ns = nR \text{tg } \gamma = nR \text{tg } (\beta - 2\omega t).$$

Частота следования импульсов определяется как предел отношения приращения ΔN к вызываемому его приращению независимой переменной Δt при стремлении Δt к нулю, т. е.

$$F_{\Gamma} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\Delta N}{\Delta t} = \frac{dN}{dt} = 2\omega n R \sec^2 (\beta - 2\omega t).$$

Чтобы ошибка Δ_{Γ} измерения равнялась нулю, частота следования импульсов должна изменяться по сложному закону, что практически трудновыполнимо. Поэтому целесообразно выбрать задающий генератор с постоянной частотой следования, при этом прибор будет измерять не истинную ординату графика, а длину дуги s_0 , т. е. с ошибками, получаемыми из (3-2). Таким образом,

$$N = ns_0 = n\gamma R = nR(\beta - 2\omega t) = nR\beta - 2n\omega Rt,$$

следовательно,

$$F_0 = 2n\omega R = 4\pi f n R,$$

где f — число оборотов зеркала в 1 сек. В данном случае число полных сканирований в единицу времени равно удвоенному числу оборотов зеркала (сканирования производятся обеими зеркальными поверхностями, поэтому, задаваясь n , находим частоту следования импульсов). При изменении частоты следования импульсов на величину ΔF счетчик подсчитывает изменение числа импульсов за время T :

$$\Delta N = \Delta F T.$$

Так как $\Delta N = n \Delta_{\Gamma}$, то $\Delta F T = n \Delta_{\Gamma}$, откуда

$$\Delta_{\Gamma} = \frac{\Delta F T}{n}; \quad \delta_{\Gamma} = \frac{\Delta_{\Gamma}}{s} = \frac{1}{n} \frac{\Delta F}{F} = \frac{\delta F}{n}. \quad (3-3)$$

Таким образом, относительная ошибка измерения ординат от нестабильности заполняющих импульсов меньше ошибки от ухода генератора по частоте F в n раз.

Компонента Δ_{Φ} обусловлена конечной длительностью фронтов управляющих сигналов. В число-импульсном методе формирования ординат это приводит к потерям числовых импульсов на фронтах управляющих сигналов; поскольку в полупроводниковых схемах затянута только один из этих фронтов, то средние потери числа импульсов на фронте одного и того же управляющего сигнала можно принять за ошибку дискретности, т. е. $\Delta_{\Phi} = 1/n$ является абсолютной ошибкой воспроизведения ординаты величиной в 1 мм, а при размахе H графика относительная приведенная погрешность за счет конечной длительности фронтов управляющих сигналов будет:

$$\delta_{\Phi} = \frac{1}{nH} = \frac{1}{N_{\max}}. \quad (3-4)$$

Компонента Δ_{ω} , возникающая из-за нестабильности угловой скорости ω вращения двигателя развертки, в общем виде равна:

$$\Delta_{\omega} = \Delta v t_H, \quad (3-5)$$

где t_H — время сканирования всей ширины $H = CD$;

$$v = 2\omega R = 4\pi f R;$$

$\omega = 2\pi f$ — угловая скорость зеркала развертки.

Очевидно, что

$$\Delta v = 4\pi R \Delta f; \quad \Delta_{\omega} = \frac{H}{v \pm \Delta v} = \frac{H}{4\pi (f \pm \Delta f) R}. \quad (3-6)$$

Подставляя (3-6) в (3-5), находим:

$$\Delta_{\omega} = 4\pi R \Delta f \frac{H}{4\pi (f \pm \Delta f) R} = H \frac{\Delta f}{f \pm \Delta f};$$

$$\delta_{\omega} = \frac{\Delta_{\omega}}{H} = \frac{\Delta f}{f \pm \Delta f}. \quad (3-7)$$

Компонента Δ_v возникает только в случае одновременного перемещения носителя со скоростью u и сканирования со скоростью v или периодом квантования T . Шаг Δx квантования вдоль ленты-носителя

$$\Delta x = uT = \frac{u}{f_0}.$$

При этом погрешность квантования согласно теореме Котельникова определяется формулой

$$|\eta|_{\text{макс}} = \frac{1}{2} T^2 \pi^2 f_v^2,$$

где T — период квантования (10^{-3} сек); f_v — высшая анализируемая частота на выходе устройства считывания. Если максимальный наклон кривой равен $(90-\alpha)^\circ$, а угол сканирования β , то (рис. 3-1, в)

$$\frac{H}{\Delta l} = \frac{u}{v} = \operatorname{tg} \beta$$

и предельная абсолютная погрешность воспроизведения ординаты в сечении УУ будет:

$$\Delta_v = \Delta l \operatorname{tg} \alpha = H \frac{\operatorname{tg} \alpha}{\operatorname{tg} \beta},$$

или, вводя понятие относительной крутизны $k = \operatorname{tg} \alpha / \operatorname{tg} \beta$, находим относительную погрешность:

$$\delta_v = \frac{\Delta_v}{H} = k, \quad (3-8)$$

т. е. предельная относительная погрешность измерения ординаты при сканировании в процессе перемещения носителя полностью определяется относительной крутизной k или в конечном счете отношением скоростей перемещения ленты и сканирующего луча и максимальной крутизной читаемой кривой. Существенно, что шаг квантования при сканировании с перемещением ленты и без него не изменяется.

Компонента Δ_r для p -гранного зеркального барабана может быть с достаточной строгостью получена из следующих построений. Ось вращения барабана расположена в точке $M_0[0, H]$, отраженный луч $M_1\Phi$ с осью Oy составляет угол β : точка отражения M_1 не изменяет своей высоты (рис. 3-2,а). Если r — радиус вписанной окружности многогранника, то координаты точек M_1 и M_2 будут:

$$M_1[r \sin(\beta - \alpha), H - h]; M_2[r \sin(\beta - \alpha) + \\ + (H - h) \operatorname{tg}(\beta - 2\alpha), 0].$$

Уравнение прямой, совпадающей с лучом M_2M_1 , запишем через координаты M_1 и M_2 :

$$y = -x \operatorname{ctg}(\beta - 2\alpha) + H + r[\sin(\beta - \alpha) \times \\ \times \operatorname{ctg}(\beta - 2\alpha) - \cos(\beta - \alpha)].$$

Если Φ расположить на высоте $R = H - h$ ($\beta = 90^\circ$), то

$$y = -x \operatorname{tg} 2\alpha + H + r(\cos \alpha \operatorname{tg} 2\alpha - \sin \alpha) = \\ = -x \operatorname{tg} 2\alpha + R + r \cos \alpha \operatorname{tg} 2\alpha. \quad (3-9)$$

Уравнение движения точки M_2 получаем при совместном решении (3-9) и прямой $y=0$:

$$x = R \operatorname{ctg} 2\alpha + r \cos \alpha. \quad (3-10)$$

Первое слагаемое дает ошибку за счет плоского поля, а второе — компоненту $\Delta_r = r \cos \alpha$.

Грани барабана имеют определенную ширину, поэтому угол поворота барабана ограничен справа и слева. Определим граничные значения углов, в пределах которых возможно восприятие. Чтобы появлялся развертывающий луч, барабан должен повернуться (рис. 3-2,б) на угол

$$\gamma_{\min} = \eta - \xi, \quad \xi = \frac{\pi}{p}.$$

Из $\triangle OAB$ и $\triangle OAE$ находим соответственно:

$$OA = \frac{r}{\cos \xi}; \quad \sin \eta = \frac{AE}{AO} = \frac{h}{r} \cos \xi.$$

Следовательно,

$$\gamma_{\min} = \arcsin\left(\frac{h}{r} \cos \xi\right) - \xi.$$

Аналогично определяется максимальное значение угла поворота барабана, при котором развертывающий луч пропадает:

$$\gamma_{\text{макс}} = \arcsin \left(\frac{h}{r} \cos \xi \right) + \xi.$$

Таким образом, экстремальные углы отклонения развертывающего луча равны:

$$\varphi_{\text{макс}} = 90^\circ - 2\gamma_{\text{мин}} = 90^\circ + 2\xi - 2\arcsin \left(\frac{h}{r} \cos \xi \right);$$

$$\varphi_{\text{мин}} = 90^\circ - 2\gamma_{\text{макс}} = 90^\circ - 2\xi - 2\arcsin \left(\frac{h}{r} \cos \xi \right).$$

В заключение следует сказать, что некоторые методические ошибки могут быть устранены, другие сведены к весьма незначительным величинам. Так, Δ_r можно сделать сколь угодно малой величиной, если применить для развертки очень тонкое плоскопараллельное зеркало ($r \rightarrow 0$); если при этом в поле считывания носитель располагать на внутренней поверхности кругового цилиндра, то ошибка формы подложки $\Delta_0 \rightarrow 0$. Ошибка из-за неустойчивости генератора Δ_r заполняющих импульсов и неустойчивости скорости вращения Δ_ω развертывающего элемента также можно сделать сколь угодно малыми, применив необходимую стабилизацию (параметрическую, кварцевую) генератора импульсов заполнения и частоты управляющих импульсов для синхронного двигателя развертки. Наконец, ошибка Δ_v полностью устраняется, если применить шаговую протяжку носителя и развертку производить в промежутке между перемещениями ленты.

Развертывающие системы считывания наиболее полно удовлетворяют требованиям универсальности, простоты изготовления, удобства и безопасности эксплуатации, долговечности, надежности, высокой точности и экономичности. Совокупность этих требований нашла отражение в основных технических характеристиках МАСК.

Обеспечивается электрическое (цифровое в двоичном коде или непрерывное в виде электрического напряжения) воспроизведение любого сочетания непересекающихся кривых за одну протяжку ленты. Номера считываемых реализаций устанавливаются с пульта управления. Максимальное количество графиков на одной

ленте — шесть, но может быть увеличено без изменения функциональной схемы до любого числа.

Ширина ленты — до 200 мм, длина — до 40 м. Кривые должны быть записаны любыми цветными чернилами, тушью или фотоспособом с контрастом по отношению к фону не меньше 0,35; фон — чистый, желательного белый. Толщина линий записи — не менее 0,2 мм. Максимальная крутизна кривых 87°. Шаг квантования вдоль ленты (0,4, 0,8 или 1,6 мм) устанавливается с пульта управления. Максимальная скорость перемещения ленты 4,8 м/мин. Число вырабатываемых ординат в 1 сек для каждой читаемой кривой 50—100. Предусмотрена система управления, контроля и исправления сбоев при некачественных записях. Ординаты (положительные и отрицательные) всех считываемых графиков измеряются относительно базовых уровней, устанавливаемых в любом положении в пределах зоны графика при условии, что базовые линии на ленте-носителе фиксируются. МАСК имеет автономное управление (сброс, запуск и остановку) и автоматическое управление от ЭЦВМ. По окончании считывания необходимой длины ленты автоматически вырабатывается сигнал остановки МАСК и управление передается первой команде программы анализа прочитанной информации. Условия работы: температура воздуха $+5 \div +35^\circ \text{C}$; относительная влажность $-80 \pm 15\%$; атмосферное давление 650—780 мм рт. ст., питание от сети переменного тока 220 в $\pm 10\%$, $f = 50 \text{ гц} \pm 1\%$; потребляемая мощность не более 600 вт.

В МАСК используется метод оптико-механической развертки кругового поля равномерно вращающимся плоскопараллельным тонким зеркалом.

Для обеспечения заданного быстродействия (50 или 100 ординат в секунду) для каждой из читаемых кривых в качестве преобразователя световой энергии в электрическую используется фотоэлектронный умножитель, имеющий высокую разрешающую способность; при этом минимальное расстояние между соседними линиями записи может быть доведено до 1 мм. Это позволяет увеличить плотность записи и более экономично использовать ленту-носитель.

Постоянство скорости развертки достигается применением синхронного электропривода, питаемого от генератора с кварцевым резонатором; нестабильность

последнего по частоте равна 10^{-7} гц. Это дает возможность почти полностью устранить ошибку Δ_{ω} .

Быстродействие современных полупроводниковых вычислительных и логических ячеек достигает 1,5 Мгц. Поэтому обработку ординат на полупроводниковых схемах при число-импульсном заполнении временных интервалов можно производить с весьма высокой точностью. В МАСК принято отображать каждый миллиметр ординаты 14 импульсами; ошибка от потери одного импульса не превосходит 0,07 мм.

Принцип действия МАСК

Структурная схема МАСК (рис. 3-3) содержит электро-оптико-механическую систему развертки изображения поля считывания, лентопротяжный механизм, электронный регистратор ординат, устройство управления и

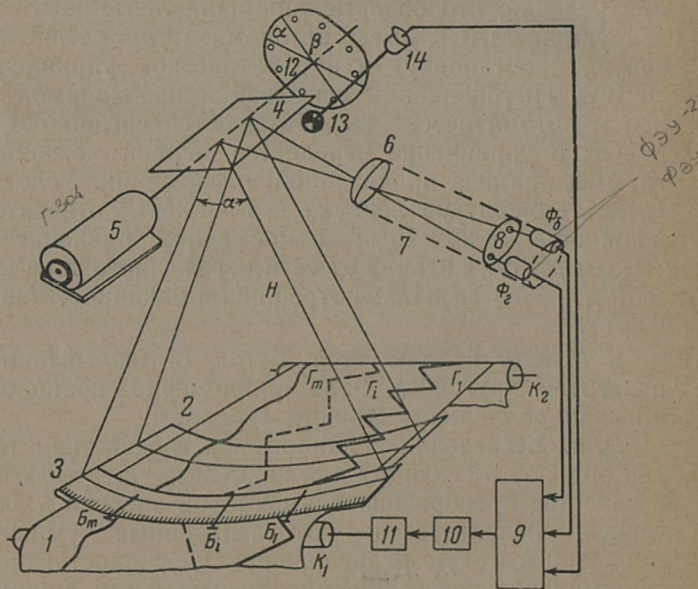


Рис. 3-3. Структурная схема МАСК.

контроля и блок питания. Система развертки предназначена для линейной развертки поля считывания в направлении, перпендикулярном перемещению ленты-носителя 1, и содержит: после считывания 2 в форме кругового

цилиндра с базовой планкой 3, где устанавливаются с помощью нониуса подвижные базовые индикаторы B_i , относительно которых осуществляется измерение ординат графиков Γ_i ; оптический узел, включающий тонкое плоскопараллельное зеркало 4 с двумя отражающими поверхностями, приводимое во вращение синхронным гистерезисным двигателем 5 типа Г304, объектив 6 типа И-55, вмонтированный в светонепроницаемый тубус 7, и две круглые диафрагмы 8 диаметром 0,3 мм; два фоточувствительных элемента Φ_r и Φ_b типа ФЭУ-26 для восприятия линий графиков Γ_i и баз B_i соответственно. При вращении зеркала перед Φ_r и Φ_b последовательно проходят изображения участков ленты и базовой планки шириной 0,2 мм. В момент пересечения развертывающим лучом линий графика и базы фотоэлементы вырабатывают импульсы тока, которые после усиления и формирования подаются в электронный регистратор ординат 9.

На одной оси с зеркалом жестко насажен синхродиск 12 с двумя парами зон сканирования α и подготовки β ; в зонах подготовки β сделано по четыре равноотстоящих круглых диафрагмы, находящихся на расстоянии q от оси диска, по обе стороны которого размещены источники света 13 и фотодиод 14 так, что соединяющая их прямая параллельна оси диска и находится от нее также на расстоянии q .

Лентопротяжный механизм обеспечивает шаговое перемещение ленты-носителя в зоне подготовки; во время прохождения луча по ленте (зона сканирования) она остается неподвижной. Команда запуска шагового двигателя 11 формируется в блоке управления шаговым двигателем 10 (БУШД) по сигналу, вырабатываемому в устройстве управления МАСК. Такой способ протяжки ленты-носителя полностью устраняет ошибки Δ_v измерения ординат. В МАСК применен шаговый двигатель типа ШД-4 с разрешающей способностью по частоте 800 гц совместно с блоком управления типа БУ-1-60.

Ширине ленты, удаленной от оси вращения зеркала на величину H , соответствует угол сканирования α ; при повороте оси зеркала и синхродиска на этот угол в плоскости изображения (диафрагма 8) последовательно проходят все точки поперечного сечения ленты.

Сигналы, возникающие на выходах Φ_r , Φ_b и фотодиода 14, подаются в электронный регистратор и устрой-

ство управления и контроля, которые изображены на рис. 3-3 единым блоком 9. Последний вырабатывает в двоичном коде величины ординат, синхронизирует и контролирует автономную работу автомата и совместную его работу с ЭВМ. Все части блока 9 очень тесно связаны функционально и поэтому далее описываются во взаимодействии на основе единой функциональной схемы (рис. 3-4) *.

В процессе перемещения изображения поля считывания линия графика Γ_i и соответствующая ему базовая линия B_i поочередно попадают на фотоэлементы Φ_r , Φ_b , на выходах которых при этом формируются отрицательные импульсы тока. Все эти импульсы возникают одновременно, кроме точек пересечения, касания или слияния графика и базы (ордината равна нулю). Временной интервал между сигналами с фотоумножителей Φ_r и Φ_b заполняется серией импульсов N_i от генератора $ГИ$ стабильной частоты. Число импульсов N_i пропорционально ординате x_{ik} графика Γ_i в точке k ($k=1, 2, 3 \dots$). Функциональная схема обеспечивает формирование как модуля ординаты, так и ее знака. Для этой цели используются управляющие триггеры T_2 , T_3 и дешифратор $Дш_1$. Рассмотрим их работу в трех возможных случаях:

а) Ордината положительная. Тогда при последовательном перемещении поля считывания первой перекроет входное окно фотоумножителя Φ_r линия графика. Усиленный на усилителе-формирователе $УФ$ сигнал поступает на единичный вход триггера T_3 . Дешифратор $Д_1$ выдает разрешающий потенциал на выходной шине 01 , открывая клапан B_4 . Через открытый при запуске автомата клапан B_1 сигналы с $ГИ$ проходят через клапан B_4 , собирательную схему $Сб_1$ и поступают на клапан B_6 , который открыт только в том случае, если сканируемый в это время график должен считываться в ЭВМ. Пройдя B_6 , сигналы от $ГИ$ поступают на переключатель $П_5$, которым задается один из двух возможных режимов отсчета: от края линии записи или от ее

* Обозначения отдельных функциональных элементов приведены в правой части рис. 3-4. Для обозначения порядкового номера узлов им присвоены соответствующие цифровые индексы. В тексте при описании функциональной схемы отдельные элементы расшифровываются полностью, например T_1 , B_8 , $Сб_{10}$ и т. д. Такая система обозначений функциональных схем принята по всей книге.

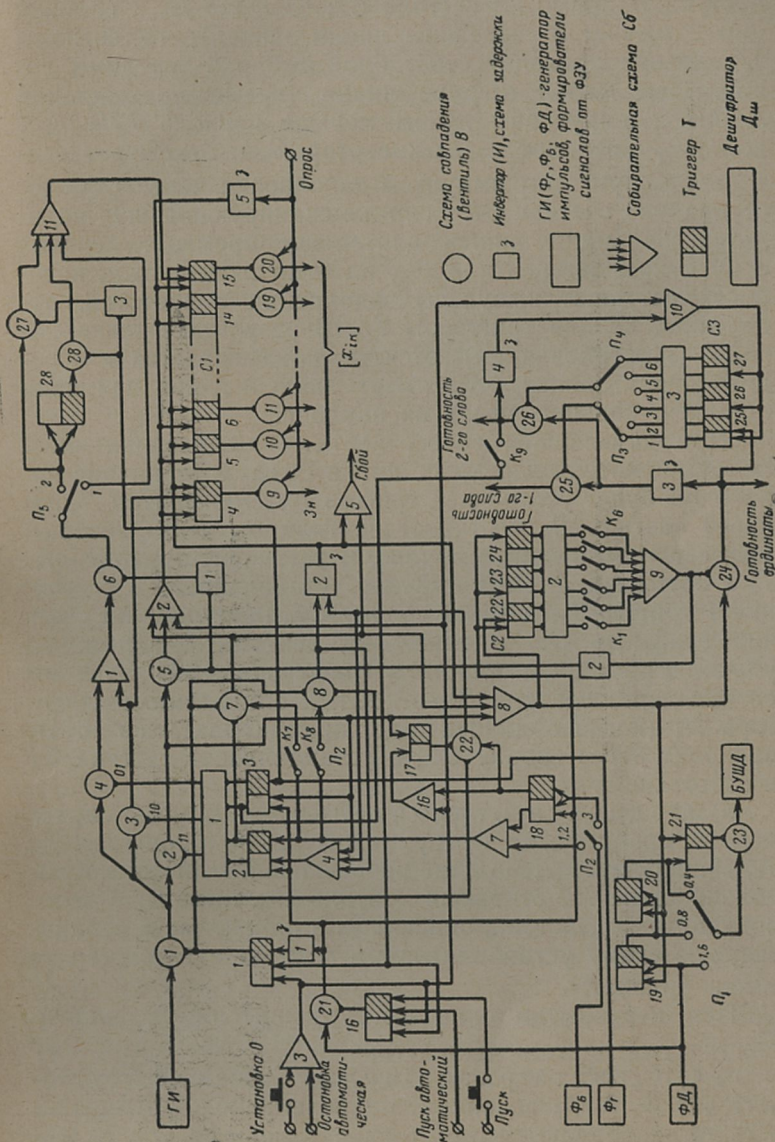


Рис. 3-4. Функциональная схема МАСК.

середины. Если переключатель находится в положении 1 (отсчет от края линии записи), то сигналы заполнения поступают прямо на счетчик $С1$; если же $П_5$ в положении 2 (отсчет от середины линии записи), то сигналы заполнения проходят через блок выборки середины линии. При малой ширине линии (время прохождения линии сканирующим лучом меньше периода $ГИ$) сигнал Φ_r проходит через инвертор $И_3$ и открывает вентиль B_{27} , при этом импульсы заполнения через $Сб_{11}$ поступают на счетчик $С1$. Если же сканирующий луч находится на линии записи длительное время, то сигнал с Φ_r открывает вентиль B_{28} , на импульсный вход которого поступают импульсы заполнения с частотой, поделенной на два триггером T_{28} . В результате точка начала (или окончания) отсчета привязывается к середине линии записи, что имеет значение при широких линиях и больших углах их наклона.

При дальнейшей развертке поля считывания окно фотоумножителя перекроет линия базы, в единичное положение будет установлен триггер T_2 , дешифратор D_1 закроет вентиль B_4 и откроет вентиль B_2 , через который пройдет только один импульс, и установит триггеры T_2 , T_3 в состояние 0. Этот импульс устанавливает в состояние 1 триггер T_{17} и через сборку $Сб_8$ поступает на счетчик графиков $С2$, а также на вентиль B_{24} , который управляет выдачей ординаты графика в ЭВМ. Этот же сигнал через вентиль B_5 , открытый сигналами с инвертора $И_1$ (когда ордината не должна считываться в ЭВМ), проходит через сборку $Сб_2$ и устанавливает счетчик $С1$ в состояние 0.

б) Ордината отрицательная. В этом случае первым срабатывают фотоумножитель Φ_6 и триггеры T_2 , T_3 . Дешифратор D_1 выдает разрешающий сигнал на выходной шине 10, открывая вентиль B_3 , сигналы с которого помимо действий, описанных в п. «а», через собирательную схему устанавливают в состояние 1 триггер T_4 знака ординаты.

При перекрытии окна фотоумножителя Φ_r повторяются уже описанные действия.

в) Ордината равна нулю. Сигналы фотоумножителей Φ_r и Φ_6 возникнут одновременно. Триггеры T_2 и T_3 устанавливаются в состояния 1, дешифратор D_1 выдает разрешающий сигнал на шине 11, открывая вентиль B_2 , через который пройдет только один импульс $ГИ$,

выполняющий уже перечисленные функции. Так как B_3 и B_4 были закрыты, то в счетчик $C1$ импульсы с $ГИ$ не поступят, поэтому при считывании (опросе) будет выдана нулевая ордината.

Выдача кодов ординат x_{ih} определенных графиков Γ_i (нужных оператору для обработки в данное время) достигается при помощи группы ключей $K_1—K_6$, которые в замкнутом состоянии подают разрешающие потенциалы с дешифратора кода D_2 счетчика номера графиков $C2$ через собирательную схему $Сб_9$ на вентиль B_{24} . Вентиль B_{24} опрашивается сигналами с вентилями B_2 , B_7 и генератора задержки $ГЗ_2$ при выдаче результата через собирательную схему $Сб_8$. В процессе одного сканирования ширины ленты на счетчик $C2$ поступают импульсы при окончании считывания каждого графика. Перед выдачей в ЭВМ первого (по порядку сканирования) графика счетчик находится в состоянии 001 , второго — 010 , третьего — 011 и т. д. Таким образом, дешифратор D_2 формирует разрешающие потенциалы на всех шинах в соответствии с номером считываемого графика, но на вентиль B_{24} будут поданы только потенциалы тех графиков, считывание которых задано включением тумблеров с определенными номерами (1, 2, ..., 6). Сигнал *Готовность ординаты* будет возникать на выходе вентиля B_{24} только при условии, если считывается график, заданный определенным ключом $K_1—K_6$. Пройдя вентиль B_{24} , сигнал выдачи ординаты поступает на счетчик читаемых ординат $C3$ и в ЭВМ — для формирования сигнала *Опрос*. Последний через группу вентиля $B_9—B_{20}$ позволяет передать содержимое $C1$ в ЭВМ, после чего через генератор задержки $ГЗ_5$ счетчик $C1$ и триггер знака T_4 устанавливаются в 0. Если же график не должен читаться, т. е. ордината не должна выдаваться в ЭВМ, то инвертор I_2 открывает B_5 . Сигнал с выхода B_2 сбрасывает счетчик $C1$ и триггер знака в состояния 0. Схема готова к формированию ординаты следующего графика.

При записи ординат в ЭВМ для полного использования разрядности памяти необходимо формировать машинные слова из нескольких ординат. Для этой цели служит блок формирования слов. Счетчик $C3$ считает все читаемые ординаты; его состояние расшифровывается дешифратором D_3 , выходы которого подключаются к ламелям переключателей P_3 и P_4 . Общие клеммы по-

следних подключены к управляющим входам вентиля B_{25} и B_{26} , которые опрашиваются сигналом с выхода B_{24} через генератор задержки $ГЗ_3$. Вентили выдают в машину сигналы о готовности одного или двух слов соответственно при установке переключателей в любое из шести положений. Это дает возможность формировать машинные слова из одной, двух и трех ординат. Сигнал готовности двух машинных слов проходит через $ГЗ_4$, $Сб_{10}$ и сбрасывает счетчик $СЗ$ в состояние 0.

Важной задачей функциональной схемы является обеспечение синхронизации работы электронного регистратора ординат, системы развертки, шагового двигателя и ЭВМ. Синхронизация первых трех блоков достигается при помощи фотоэлектронного датчика (рис. 3-3), состоящего из непрозрачного диска 12 с отверстиями, закрепленного на оси вращения зеркала, источника света 13 и фотодиода 14. Этот датчик должен обеспечить: 1) включение генератора импульсов заполнения $ГИ$, после того как электродвигатель развертки войдет в синхронизм; 2) выключение $ГИ$ в начале зоны подготовки β или в конце ее. Первый вариант предпочтительней, так как при этом не налагаются жесткие требования на скорость переходного процесса при включении $ГИ$. Невыполнение этого требования может привести к тому, что $ГИ$ включится в тот момент, когда перед фотоумножителями уже проходит поле считывания, будут перепутаны номера графиков или неправильно соотнесены линии графиков и баз.

Работа системы синхронизации основана на том, что ширине ленты-носителя соответствует определенный угол α поворота оси зеркала, при котором в плоскости диафрагмы последовательно проходят все точки поперечного сечения ленты. Этот угол при определенном выборе расстояния от оси зеркала до ленты значительно меньше угла π , соответствующего каждой отражающей поверхности. Следовательно, при переходе от считывания одной поверхностью к считыванию другой есть некоторый угол β подготовки, в пределах которого на фотоумножитель не попадает изображение ленты-носителя и должен включаться генератор $ГИ$ после достижения электродвигателем заданной скорости вращения. Для фиксирования границы зон α и β в двух секторах диска, соответствующих зоне β , просверливаются четыре отверстия. Первое отверстие является границей зон, а все

вместе они служат для формирования различных по величине шагов считывания. При вращении зеркала и закрепленного на одной с ним оси диска отверстия на диске проходят между фотодиодом $\Phi Д$ и источником света, при этом $\Phi Д$ выдает сигналы, которые используются как признак прохождения зеркалом угла β .

Перед запуском необходимо произвести начальный сброс триггеров схемы. Это достигается подачей сигнала сброса от генератора одиночных импульсов при помощи кнопки *Установка 0* или подачей сигнала от ЭВМ по входу *Остановка автоматическая*. Автомат включается в работу после ввода двигателя развертки в режим постоянной скорости двояким образом — вручную и автоматически. Непосредственный запуск осуществляется при установке триггера T_{16} в состояние 1 или от генератора одиночных импульсов кнопкой *Пуск*, или сигналом с ЭВМ *Пуск автоматический*. При вращении зеркала в зоне подготовки с выхода $\Phi Д$ поступают импульсы, первый из которых проходит через открытый клапан B_{21} и выполняет следующие функции: сбрасывает триггера T_2 , T_3 и T_{18} в состояние 0, переводит триггер T_1 (через $ГЗ_1$) в единичное состояние и устанавливает на счетчике графиков $C2$ номер первого графика — схема подготовлена к считыванию графиков, так как через клапан B_1 на клапан B_2 поступают импульсы от $ГИ$.

Автомат может работать совместно с ЭВМ в непрерывном или старт-стопном режиме. В случае непрерывного режима ключ K_7 разомкнут и МАСК, будучи однажды включенным, продолжает работать до прихода из ЭВМ сигнала *Остановка автоматическая*. При этом начальные установки управляющих триггеров T_1 , T_2 , T_3 , T_{18} и счетчика $C2$ подтверждаются сигналами с выхода B_{21} , так как триггер T_{16} остается в единичном положении, а на B_{21} поступают сигналы от $\Phi Д$. Если автомат работает в старт-стопном режиме, то ключ K_7 замыкается и после каждого заполнения ординатами двух машинных слов МАСК выключается, так как сигналы с выхода B_{26} устанавливают в нулевые состояния T_1 и T_{16} . Для очередного включения из ЭВМ должны быть поданы два сигнала *Установка 0* и со сдвигом — *Пуск автоматический*.

Фотоэлектронный датчик сигналов зоны подготовки используется также для управления шаговым перемещением ленты. Шаговый двигатель ШД-4 лентопротяжного

механизма с каждым управляющим сигналом производит линейное перемещение ленты-носителя на 0,4 мм. Для увеличения шага считывания (в целях экономии ОЗУ ЭВМ) в 2 и 4 раза необходимо в зоне подготовки возбудить ШД 2 или 4 раза соответственно. Синхродиск с четырьмя равноотстоящими отверстиями в секторе β позволяет получить четыре импульса в зоне подготовки, которые используются для управления шаговым двигателем. Схема управления содержит фотодиод, делитель частоты на триггерах T_{19} , T_{20} , переключатель шагов $П_1$, триггер T_{21} и вентиль B_{23} . При помощи переключателя $П_1$ оператор имеет возможность с пульта устанавливать любой из трех шагов. Делитель частоты сигналов фотодиода в зависимости от положения переключателя подает на запуск ШД или каждый сигнал (шаг 1,6 мм), или каждый второй (шаг 0,8 мм), или каждый четвертый (шаг 0,4 мм). Сигналы с ФД попадают на блок управления шаговым двигателем через вентиль B_{23} , управляемый триггером T_{21} , чтобы исключить протяжку ленты, до того как начнется считывание. Только после того как произойдет хотя бы одно считывание, с вентиля B_2 поступит сигнал на установку триггера T_{21} в состояние 1, а триггеров T_{19} , T_{20} — в состояние 0 и вентиль B_{23} откроется для сигналов запуска блока управления шаговым двигателем БУШД. В нулевое состояние триггер T_{21} устанавливается импульсом переполнения триггеров T_{19} , T_{20} .

При прохождении границ поля считывания фотоумножители Φ_r и Φ_6 выдают сигналы от передней и задней границ линии записи. Первые срезаются усилителями фотоумножителя, а вторые воспринимаются как дополнительные линии графика и базы, поэтому после прохождения границы поля считывания триггеры T_2 , T_3 одновременно установятся в единичное состояние и вентиль B_2 выдаст сигнал конца сканирования. В $C2$ в это время будет находиться число $m+1$ (m — количество графиков на данной ленте), но ввиду отсутствия такой шины у дешифратора D_2 или разомкнутого положения ключа K_{n+1} сигнал *Готовность ординты* не сформируется и, следовательно, не возникнет опроса $C1$.

Система контроля работает в трех режимах в зависимости от качества записей и позволяет контролировать не только качество записей, но также и работу цепей восприятия графиков. Основой контроля служит надеж-

ная работа канала, воспринимающего линии баз, сигналы от которых наиболее стабильны.

Режим контроля: 1) При надежной записи осуществляется контроль в конце сканирования; признаком ошибки является поступление подряд двух сигналов с фотоумножителя базы. 2) Контролируется качество записи каждого графика при установке базовых линий в зонах разделения графиков. 3) Контролируется качество записи каждого графика при чтении их относительного базового уровня, устанавливаемого в любом месте зоны записи. Для обнаружения ошибки используется дополнительная база на каждый график, устанавливаемая на границе раздела зон записи отдельных графиков.

В первом режиме осуществляется контроль в процессе сканирования без указания графика, где произошел сбой. При наличии сбоя (разрыва графика) возникнут обязательно два сигнала от базы, в худшем случае в конце сканирования, так как при переходе из зоны сканирования в зону подготовки оба фотоумножителя одновременно выдают сигналы. Для реализации контроля переключатель режимов контроля Π_2 устанавливается в положение 1 и замыкается ключ K_7 (при разомкнутом ключе K_8). Сигнал на выходе Φ_6 каждый раз, прежде чем установить триггер базы T_2 в состояние 1, опрашивает B_7 . Если в момент прихода сигнала от линии базы транзистор T_2 наводится в состояние 1, то это является признаком того, что с вентиля не поступает сигнал выдачи ординаты в ЭВМ для предыдущей базовой линии. В этом случае через B_7 придет сигнал, который через собирательную схему $Cб_5$ поступит на знаковый разряд машины (сигнал *Сбой*), через сборку $Cб_8$ — на счетчик $C2$, чтобы не потерять номер читаемого графика, и на вентиль B_{24} , чтобы неправильно прочитанные ординаты все же участвовали в формировании слов при изменении адреса записи следующей ординаты.

Во втором режиме контроля линии баз устанавливаются по границе зон записей отдельных графиков, т. е. условно принимается, что все ординаты положительны и линия базы должна следовать за линией графика. Нарушение этого условия является признаком сбоя. Переключатель Π_2 устанавливается в то же положение 2, замыкается ключ K_8 при разомкнутом ключе K_7 и сигнал от линии базы опрашивает вентиль B_8 , который открывается сигналом с выхода триггера T_3 . Если линии базы

не предшествовала линия графика, то триггер T_3 находится в положении 0 и в момент прихода сигнала базы на единичный вход триггера T_2 клапан B_8 выдает сигнал, который поступает через $ГЗ_2$ в виде сигнала *Сбой* в знаковый разряд машинного слова, на сброс триггера базы в нуль, на опрос клапана B_{24} , в счетчик C_2 , на установку ординаты в положение $111 \dots 1$, и служит признаком сбоя в данном сечении определенного графика. Использование этого условного кода исключает влияние неправильно считанной ординаты одного графика на ординаты остальных графиков в данном сечении, что имеет место при контроле в первом режиме.

Недостатком второго режима являются строго обусловленные положения базы-ординаты, которые могут быть только положительными. Этот недостаток исключается при работе в третьем режиме ценой установки двух базовых отметок: одной — в произвольном месте зоны графика, другой — в зоне раздела. Первая принимается за линию отсчета ординаты, а вторая (дополнительная) устанавливает границу раздела зон записи. При правильном считывании вторая база должна следовать после выдачи ординаты в ЭВМ, т. е. после сигнала с выхода B_2 . Этот признак используется для контроля.

Переключатель $П_2$ ставится в положение 3, сигналы с фотоумножителя Φ_6 поступают на счетный вход триггера T_{18} , один импульсный выход которого подается через $Сб_7$ на установку T_2 в единичное состояние, а второй — на опрос клапана B_{22} , управляемого триггером T_{17} и на нулевой вход T_{17} . Опрос клапана B_{22} производится несколько раньше сброса T_{17} , так как установка триггера производится с задержкой. Если считывание правильно, то до прихода сигнала дополнительной базы триггер T_{17} устанавливается в состояние 1 сигналом с выхода B_2 и клапан B_{22} в этом случае закрыт. Если же сигнала с выхода B_2 не было (сбой), то клапан B_{22} открыт сигналом с нулевого выхода T_{17} , второй импульс от дополнительной базы установит в состояние 1 триггер T_{18} , появится сигнал на выходе B_{22} , что служит признаком сбоя. Он поступает: в виде сигнала *Сбой* на знаковый разряд машинного слова, на сброс T_2 , опрос B_{24} , в C_2 , на установку C_1 в положение $11 \dots 1$.

Клапаны B_7 , B_8 , B_{22} имеют дополнительный управляющий вход с триггера T_1 , который разрешает работу тол-

ко в тех случаях, когда происходит считывание, т. е. когда триггер T_1 находится в единичном состоянии.

Наличие второго и третьего режимов контроля качества линий записи дает возможность считывать дискретные записи (точечные, пунктирные) при условии, что элемент записи (точка, штрих) больше шага считывания. Кроме того, нужна специальная программа обработки таких записей, выполняющая замену пропущенного значения в месте разрыва предыдущим, последующим или интерполированным значением.

Состав элементов (ячеек)

Электронный регистратор ординат, устройство управления и контроля МАСК собраны на восьми типах стандартных ячеек ЭВМ «Минск-22»: 1) триггер (ячейка ТУ); 2) импульсно-потенциальная схема совпадения (ячейки 2Ф3 и 2Ф2); 3) генератор импульсов (ячейка 2ГИ); 4) генератор задержки (2КИ); 5) усилитель (ячейка 4У); 6) инвертор (ячейка 4И); 7) диодные схемы ИЛИ (ячейка 2СК); 8) усилитель-формирователь (ячейка УФ). Кроме того, применена одна нестандартная ячейка ГИЗ — генератор импульсов заполнения с принудительной стабилизацией частоты с помощью кварцевого резонатора.

Конструктивно каждая из ячеек выполнена на одной гетинаксовой плате с печатным монтажом и навесными радиодеталями. Ячейка имеет размеры $96 \times 202 \times 22,5$ мм.

Указанные ячейки предназначены для работы в стационарных условиях: температура окружающей среды $+10 \div +35^\circ \text{C}$; относительная влажность $65 \pm 15\%$; атмосферное давление 750 ± 30 мм рт. ст.

Ячейка ТУ состоит (рис. 3-5) из четырех самостоятельных элементов: триггера T , двух стандартных усилителей $У$ и блокинг-генератора индикации. Триггер как основной запоминающий элемент используется для построения регистра, счетчиков и в цепях управления. Импульсный усилитель предназначен для формирования стандартных импульсов запуска триггера, блокинг-генератор — для индикации состояния триггера.

Основные технические характеристики ТУ следующие:

а) триггер: номинальная частота $f_{\text{ном}} = 250$ кГц; время установления переднего фронта $\tau_{п.ф} = 0,9$ мксек; время установления заднего фронта $\tau_{з.ф} = 0,9$ мксек; перепад напряжения на выходе $U_{\text{вых}} = 9,0$ в;

б) импульсный усилитель: номинальная частота $f_{\text{ном}} = 250$ кГц; амплитуда входного сигнала $u_{\text{вх}} = 8,5$ в; длительность входного сигнала $\tau_{\text{вх}} = 1,0$ мксек; амплитуда выходного сигнала $U_{\text{вых}} = 8,5$ в; длительность выходного сигнала $\tau_{\text{вых}} = 1,0$ мсек; длительность переднего фронта $\tau_{п.ф} = 0,25$ мксек; нагрузка — два стандартных импульсных усилителя. Работоспособность ячейки не нарушается при изменении питающих напряжений на $\pm 15\%$, но амплитуды выходных сигналов при этом соответствующим образом изменяются.

Расположение в одной ячейке одного триггера и двух импульсных усилителей позволяет легко осуществлять схему логического счетного и установочного запусков триггера.

Ячейка $2\Phi 3$ состоит (рис. 3-6, а) из двух самостоятельных элементов-формирователей $\Phi 3$, предназначенных для формирования импульсов, передаваемых по магистральным каналам, которые связывают отдельные устройства. Ячейка $2\Phi 3$ применяется для построения логических схем, использующих диодно-трансформаторный принцип.

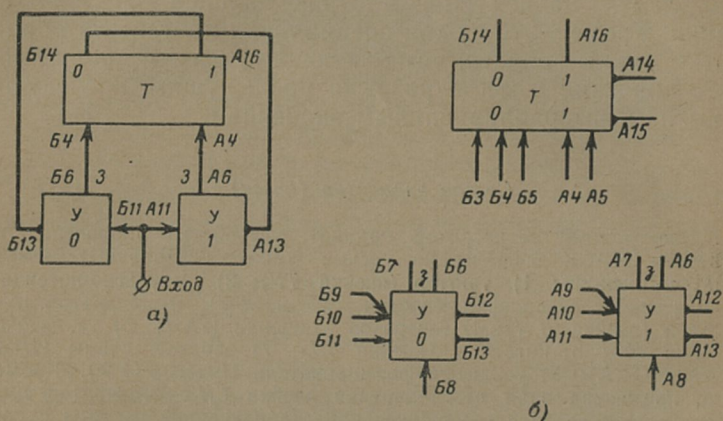


Рис. 3-5. Функциональное обозначение (а) и система выводов (б) триггерной ячейки ТУ.

Основные технические характеристики $2\Phi 3$ следующие: напряжение питания $E_k = -15$ в; напряжение смещения $E_{см} = +2,5$ в; номинальная частота $f_{ном} = 250$ кГц; амплитуда входного сигнала $U_{вх} = 8,5$ в; длительность входного сигнала $\tau_{вх} = 1,0$ мксек.

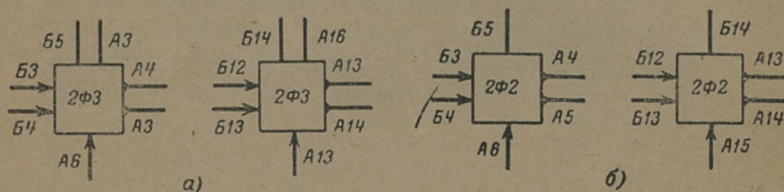


Рис. 3-6. Функциональное обозначение импульсно-потенциальных формирователей $2\Phi 3$ (а) и $2\Phi 2$ (б).

Выход B5: амплитуда выходного сигнала $U_{вых} = 8,5$ в; длительность выходного сигнала $\tau_{вых} = 1,1$ мксек; выход A3: амплитуда выходного сигнала $U_{вых} = 7,0$ в; нагрузка — шесть стандартных усилителей.

Ячейка $2\Phi 2$ состоит (рис. 3-6, б) из двух самостоятельных элементов-формирователей $2\Phi 2$, предназначенных для формирования импульсов заданной амплитуды и длительности; ячейки $2\Phi 2$ применяются для построения логических схем, использующих диодно-трансформаторный принцип.

Основные технические характеристики формирователя при нагрузке на 13 импульсных усилителей следующие: напряжение питания $E_k = -15$ в; напряжение смещения $E_{см} = +25$ в; номинальная частота $f_{ном} = 250$ кГц; амплитуда входного сигнала $U_{вх} = 8,5$ в; длительность входного сигнала $\tau_{вх} = 1,0$ мксек; амплитуда выходного сигнала $U_{вых} = 8,5$ в; длительность выходного сигнала $\tau_{вых} = 1,2$ мксек.

Ячейка 2ГИ состоит из двух самостоятельных генераторов импульсов, предназначенных для получения импульсов определенных частоты, длительности, амплитуды.

Основные технические характеристики генератора импульсов следующие: напряжение питания $E_k = -15$ в; напряжение смещения $E_{см} = 2,5$ в; номинальная частота $f_{ном} = 250$ кГц; амплитуда выходного сигнала $U_{вых} = 8,5$ в; длительность выходного сигнала $\tau_{вых} = 1,0$ мксек; длительность переднего фронта $\tau_{п.ф} = 0,25$ мксек; нагрузка — два стандартных усилителя.

Генератор импульсов 2ГИ имеет следующие режимы работы: а) непрерывная генерация импульсов в диапазоне частот 100—400 кГц — режим ГИ;

б) генерация импульсов низкой частоты не менее 1,0 Гц — режим ГН (режим одиночных импульсов, автоматический);

в) генерация одиночных импульсов от кнопки — режим ГОИ. Работа генератора в одном из указанных режимов достигается коммутацией выводов на разъеме. Генератор импульсов состоит из трех каскадов: генератора одиночных импульсов, блокинг-генератора, выходного каскада, выполненного по схеме стандартного импульсного усилителя.

Ячейка 2КИ состоит (рис. 3-7,б) из четырех самостоятельных элементов: двух одновибраторов и двух инверторов. Используются одновибраторы для получения задержек большой величины. Инвертор ячейки предназначен для формирования сигнала с одновибратора (не допускается использование сигнала непосредственно с одновибратора). В случае необходимости инвертор ячейки 2КИ может использоваться самостоятельно, как обычный стандартный инвертор.

Основные технические характеристики следующие:

а) для одновибратора: напряжение питания $E_k = -15$ в; $E_{ф} = -8,5$ в; $E_{см} = +1,5$ в; максимальная рабочая частота $f_{раб.макс} = 100$ кГц; амплитуда входного сигнала $U_{вх} = 8,5$ в; длительность входного сигнала $\tau_{вх} = 1,0$ мксек; перепад напряжения на выходе А11 $U_{вых1} = 8,0$ в; перепад напряжения на выходе Б9 $U_{вых} = 5,5$ в; длительность сигнала на выходе А12 $\tau_{вых} = 4,0$ мксек;

б) для потенциального выхода инвертора при нагрузке на один стандартный усилитель: перепад напряжения на выходе $U_{вых} = 9,0$ в; длительность переднего фронта $\tau_{п.ф} = 0,5$ мксек; длительность заднего фронта $\tau_{з.ф} = 0,5$ мксек.

Ячейка 4У состоит (рис. 3-7,б) из четырех самостоятельных элементов — импульсных усилителей, предназначенных для усиления сигнала с диодно-трансформаторного клапана и для формирования стандартного сигнала по амплитуде и длительности. Ячейка 4У применяется для построения логических схем, использующих диодно-трансформаторный принцип.

Основные технические характеристики импульсного усилителя следующие: $E_k = -15$ в; $E_{ф} = -8,5$ в; $E_{см} = +2,5$ в; номинальная частота $f_{ном} = 250$ кГц; амплитуда входного сигнала $U_{вх} = 8,5$ в; длительность входного сигнала $\tau_{вх} = 1,0$ мксек; амплитуда выход-

ного сигнала $U_{\text{вых}} = 8,5 \text{ в}$; длительность выходного сигнала $\tau_{\text{вых}} = 1,0 \text{ мксек}$; длительность переднего фронта $\tau_{\text{п.ф}} = 0,25 \text{ мксек}$; нагрузка — два стандартных импульсных усилителя.

Ячейка 4И состоит (рис. 3-8,а) из четырех самостоятельных элементов — инверторов, предназначенных для инвертирования, развязки триггера от нагрузки, увеличения мощности некоторых схем. Ячейка 4И применяется при построении логических схем, использующих диодно-трансформаторный принцип.

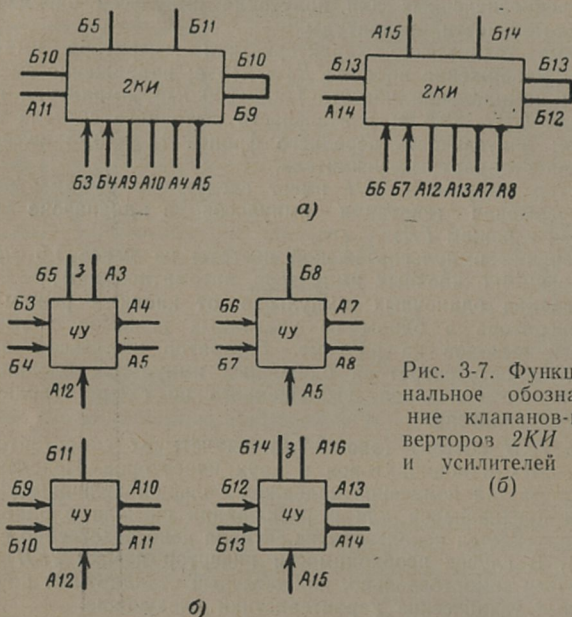


Рис. 3-7. Функциональное обозначение клапанов-инверторов 2КИ (а) и усилителей 4У (б)

Основные технические характеристики инвертора следующие: $E_{\text{к}} = -15 \text{ в}$; $E_{\text{ф}} = -8,5 \text{ в}$; $E_{\text{см}} = +2,5 \text{ в}$; номинальная частота работы $f_{\text{ном}} = 250 \text{ кГц}$; длительность переднего фронта $\tau_{\text{п.ф}} = 0,5 \text{ мксек}$; длительность заднего фронта $\tau_{\text{з.ф}} = 0,5 \text{ мксек}$; ток, отдаваемый в нагрузку в импульсе, $I_{\text{н.и}} = 25 \text{ ма}$.

Ячейка 2СК состоит (рис. 3-8,б) из четырех самостоятельных элементов: диодно-трансформаторного клапана СК на два входа, диодно-трансформаторного клапана СК на восемь входов и двух потенциальных сборок СбП.

Диодно-трансформаторный клапан СК предназначается для выполнения логической операции И—ИЛИ и одновременно служит входным трансформатором импульсных усилителей и формирователей.

Потенциальная сборка СбП предназначена для выполнения логической операции ИЛИ. Сочетание в ячейке 2СК трех различных элементов вызвано удобством монтажа устройств и обеспечивает экономию ячеек.

Ячейка 2СК применяется для построения логических схем, использующих диодно-трансформаторный принцип.

Основные технические характеристики диодно-трансформаторного клапана следующие: $E_K = -8,5$ в; номинальная частота $f_{ном} = 250$ кГц; амплитуда входного сигнала $u_{вх} = 8,5$ в; амплитуда выходного сигнала $U_{вых} = 2,4$ в.

Усилитель-формирователь 2УФ предназначен для усиления сигнала, вырабатываемого фотоэлектронным умножителем, и для формирования его по амплитуде и длительности.

Основные технические характеристики 2УФ следующие: $E_K = -15$ в; напряжение ограничения $E_{\phi} = -8,5$ в; напряжение базового смещения $E_{см} = +2,5$ в; номинальная частота $f_{ном} = 500$ кГц;

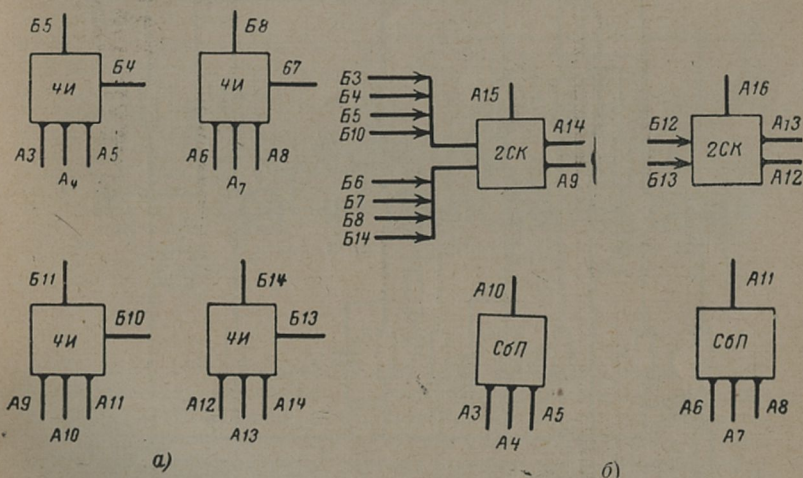


Рис. 3-8. Функциональное обозначение ячейки 4И (а) и ячейки 2СК (б).

амплитуда выходного сигнала $U_{вых} = 8,5$ в; длительность выходного сигнала $\tau_{вых} = 2$ мксек; длительность переднего фронта $\tau_{п.ф} = 0,6$ мксек; нагрузка — два стандартных импульсных усилителя; ячейка 2УФ содержит два одинаковых усилителя-формирователя.

Выходной сигнал ФЭУ имеет сложную форму — рабочие импульсы от линии графика располагаются на площадке потенциального сигнала, возникающего от белого фона ленты-носителя. Эта особенность вызывает необходимость выделения рабочих импульсов, что обусловило некоторое своеобразие в построении схемы 2УФ.

Принципиальная схема 2УФ приведена на рис. 3-9. Первый каскад усилителя, представляющий собой эмиттерный повторитель, служит для согласования высокоомного выхода ФЭУ, с низкоомным входом усилителя. В базу эмиттерного повторителя включена цепочка R_1C_1 , параметры которой рассчитаны на прохождение через нее импульса большой длительности. Через резистор R_2 в базу транзистора T_2 подается напряжение смещения. Чтобы избавиться от помех, возникающих от различных помарок на поле ленты-носителя, и избежать их усиления на следующих каскадах, импульс после эмиттерного повторителя ограничивается с помощью фиксирующего диода D_1 . Уровень ограничения формируется от напряже-

ния $-8,5$ в с помощью делителя R_5-R_6 и резистора R_4 . Резисторы R_5, R_6 подбираются при наладке ячейки.

Второй и третий каскады (T_2 и T_3) — усилительные, включены по схеме с общим эмиттером и работают в режиме простого инвертора. Для увеличения чувствительности транзистора T_2 в его базу с помощью делителя R_7-R_8 подается отрицательное смещение от источника коллекторного питания. Эмиттерные цепочки $R_{10}C_4$ и $R_{13}C_5$

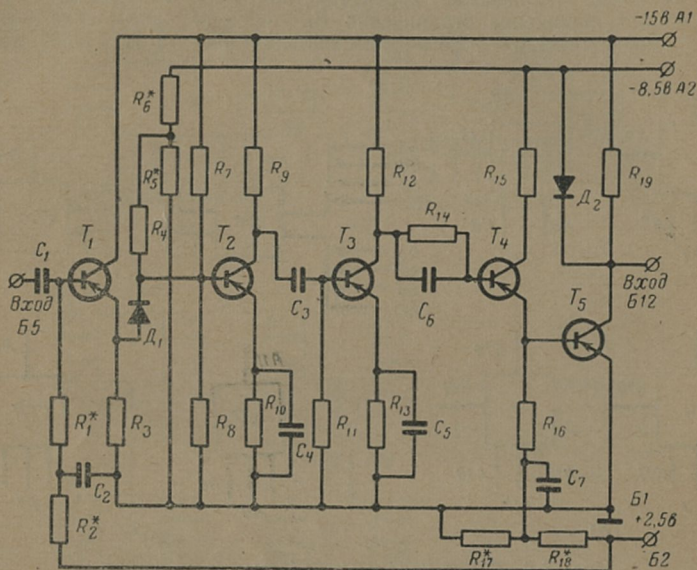


Рис. 3-9. Принципиальная электрическая схема усилителя-формирователя ячейки 2УФ.

$R_1=1$ Мом; $R_2=680$ ом; $R_3=2$ ком; $R_4=51$ ком; $R_5=560$ ом; $R_6=R_{10}=R_{13}=110$ ом; $R_7=120$ ком; $R_8=68$ ом; $R_9=3,9$ ком; $R_{11}=39$ ком; $R_{12}=820$ ом; $R_{14}=22$ ком; $R_{15}=R_{16}=200$ ом; $R_{17}=R_{18}=360$ ом; $R_{19}=1,5$ ком; $C_1=3\ 000$ пф; $C_2=C_7=0,5$ мкф; $C_3=1\ 000$ пф; $C_4=C_5=15,0$ мкф; $C_6=510$ пф; D_1, D_2 — Д9Д; T_1-T_5 — П16Б.

обеспечивают стабилизацию режима каскадов и независимость их свойств от разброса параметров триода. Дифференцирующая цепочка $R_{11}C_3$ на выходе транзистора T_2 формирует двухполярные импульсы малой длительности, которые усиливаются транзистором T_3 .

На выходе четвертого каскада происходит окончательное формирование импульса по длительности на цепочке $R_{14}C_6$. Четвертый каскад усилителя (T_4) представляет собой эмиттерный повторитель, осуществляющий предварительное усиление мощности.

Выходной каскад 2УФ представляет собой инвертор, транзистор которого T_5 работает в режиме глубокого насыщения. В его базу через делитель $R_{17}-R_{18}$ подается напряжение смещения.

Амплитуда выходного сигнала ограничивается с помощью фиксирующего диода D_2 на уровне $E_{\Phi}=-8,5$ в.

Генератор импульсов заполнения предназначен для создания импульсов с высокой стабильностью частоты следования, служащих

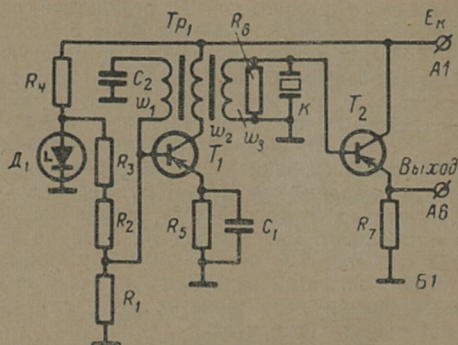
для измерения времени прохождения развертывающим лучом расстояния от линии графика до его оси абсцисс.

Основные технические характеристики следующие: $E_K = -15$ в; $E_{см} = 2,5$ в; номинальная частота $f_{ном} = 500$ кГц; амплитуда выходного сигнала $U_{вых} = 8,5$ в; длительность выходного сигнала $\tau_{вых} = 2$ мксек; длительность переднего фронта $\tau_{п.ф} = 2,0$ мксек; нагрузка — два стандартных импульсных усилителя.

Генератор импульсов заполнения, принципиальная схема которого приведена на рис. 3-10, состоит из двух каскадов: блокинг-генератора и эмиттерного повторителя.

Рис. 3-10. Принципиальная электрическая схема генератора импульсов заполнения (ГИЗ).

$R_1 = 270$ ом; $R_2 = 110$ ом; $R_3 = 2,2$ ком; $R_4 = R_5 = 620$ ом; $R_6 = 1,2$ ком; $R_7 = 910$ ом; $C_1 = 2200$ пф; $C_2 = 3300$ пф; T_1, T_2 — П416Б; Tr_1 — трансформатор импульсный: феррит ($\mu = 2000$) размером $17 \times 8 \times 5$ мм, провод ПЭЛШО — 0,13 мм, $w_1 = w_2 = 15$, $w_3 = 30$; $Kв$ — кварц, 500 кГц.



Блокинг-генератор представляет собой спусковую схему с положительной обратной связью. Данный задающий генератор работает в режиме автоколебаний с синхронизацией частоты кварцевым резонатором, расположенным в выходной обмотке импульсного трансформатора; большую часть периода колебательного процесса транзистор T_1 заперт положительным напряжением конденсатора C_2 , разряд которого происходит через резистор R_1 . Когда это напряжение достигает величины отпирания транзистора T_1 , он открывается и коллекторный ток, протекая по первичной обмотке трансформатора Tr , индуцирует во вторичной обмотке w_2 э. д. с., которая способствует увеличению базового тока транзистора T_1 и T_1 открывается еще больше. Увеличение базового тока вызывает увеличение тока коллектора, развивается лавинообразный процесс, формируется передний фронт сигнала на коллекторе транзистора T_1 . Нарастание коллекторного тока замедляется, когда триод входит в режим насыщения, трансформаторная обратная связь ослабевает.

За время формирования фронта выходного сигнала напряжение на конденсаторе C_2 почти не изменяется, емкость C_2 начинает заряжаться через сопротивление участка база—эмиттер открытого триода.

По мере заряда емкости C_2 базовый ток транзистора T_1 уменьшается, однако, пока он остается в режиме насыщения, формируется плоская вершина выходного сигнала. Когда базовый ток уменьшается настолько, что его величина оказывается недостаточной для поддержания транзистора T_1 в режиме насыщения, коллекторный ток триода начинает быстро уменьшаться. Снова вступает в действие трансформаторная положительная обратная связь, вызывающая лавинообразный процесс. Транзистор запирается, формируется задний фронт сигнала на коллекторе T_1 .

Скважность генерируемых импульсов определяется временем закрытого состояния транзистора T_1 и может регулироваться изменением постоянной времени разряда емкости C_1 . В цепи эмиттера транзистора T_1 стоит фильтр R_5C_1 . Конденсатор фильтра C_1 обеспечивает получение более крутых фронтов импульсов, так как на высокой частоте он имеет малое сопротивление. Резистор R_5 служит для ограничения тока коллектора. В выходной обмотке импульсного трансформатора ω_3 стоит кварцевый резонатор, который возбуждается выходным импульсом блокинг-генератора, причем частота блокинг-генератора выбирается несколько меньше, чем частота кварцевого резонатора. В результате в выходной обмотке образуются синусоидальные колебания с высокой стабильностью частоты ($1 \cdot 10^{-6}$), которые передаются в базовую обмотку транзистора T_1 . Таким образом осуществляется синхронизация частоты блокинг-генератора на резонансной частоте кварцевого резонатора, что обеспечивает высокую стабильность частоты блокинг-генератора.

В схеме применена стабилизация напряжения смещения базы с помощью стабилитрона Д808, установленного в коллекторном делителе напряжения (R_1-R_4), параллельно резисторам (R_1-R_3). Поэтому работоспособность ячейки не нарушается при изменении коллекторного напряжения E_k от 8 до 18 в, но амплитуда выходных сигналов соответственным образом изменяется.

Для развязки задающего генератора от последующих каскадов и улучшения характеристик выходных импульсов генератор имеет эмиттерный повторитель.

В схеме задающего генератора применены триоды П416Б. Импульсный трансформатор собран на ферритовом сердечнике Ф-2000, $d=10$ мм, $\omega_1=\omega_2=15$ витков, $\omega_3=30$ витков.

Оптический узел

Система развертки, структура которой была представлена на рис. 3-3, производит линейное оптическое сканирование поля считывания в направлении, перпендикулярном перемещению ленты-носителя. Она включает фотоэлементы Φ_r , Φ_6 (ФЭУ-26); оптический узел (объектив И-55 с тубусом, плоское зеркало с двумя отражающими поверхностями, приводимое во вращение двигателем, и диафрагма с двумя круглыми отверстиями); поле считывания в форме кругового цилиндра с базовой планкой, где установлены подвижные базовые метки, относительно которых осуществляется измерение ординат графиков. При вращении зеркала перед фотоэлементами последовательно проходит изображение участка ленты-носителя размером примерно $0,3 \times 0,3$ мм. В момент пересечения развертывающего луча с линией графика и базовой меткой фотоэлементы вырабатывают импульсные сигналы, которые поступают на электронный регистратор ординат.

Используемый в МАСК фотоэлектронный умножитель ФЭУ-26 имеет сравнительно малые габариты, боковой вход и предназначен для фотометрирования узких световых пучков. Его интегральная чувствительность 1 а/лм при напряжении $U=850 \text{ в}$; темновой ток $0,05 \text{ мка}$. Перед фотоумножителями установлена диаграмма, диаметр отверстий в которой равен $0,3 \text{ мм}$, что соответствует наименьшей толщине линии записи $0,2 \text{ мм}$ при коэффициенте перекрытия $0,7$.

Применяемый в МАСК объектив «Индустар-55» имеет фокусное расстояние $F=140,5 \text{ мм}$, диаметр зрачка $D=31,2 \text{ мм}$ и коэффициент пропускания $\tau=0,8$. Увеличение системы принято равным $k_y=1$.

Скорость вращения зеркала определяется числом p отражающих граней, заданным числом m читаемых ординат в секунду для каждого графика и зависимостью $f=m/p$. Выбор типа ФЭУ обусловлен в основном его постоянной времени τ_{ϕ} (разрешающей способностью), интегральной чувствительностью и спектральными свойствами фотокатода. Если минимальная толщина линии графика $d=0,2 \text{ мм}$, радиус развертки $R=230 \text{ мм}$ и $f=100 \text{ сек}$, то разрешающее время

$$\tau_{\phi} \leq \frac{d}{2\pi f R} = 1,38 \text{ мксек}, \text{ т. е. } \tau_{\phi} \approx 10^{-6} \text{ сек}.$$

Этому условию удовлетворяют только фотоэлектронные умножители.

Освещенный носитель графика рассматривается как источник света, создающий пространственно распределенный поток и обладающий соответственно распределенной яркостью. Если диффузно отражающая поверхность имеет освещенность E и коэффициент отражения ρ , то

$$B = \rho \frac{E}{\pi}. \quad (3-11)$$

Линии записи отличаются от носителя (фона) с характеристиками ρ_{ϕ} и B_{ϕ} коэффициентом отражения ρ_{π} и соответственно яркостью B_{π} . Контраст записи может быть определен из соотношения

$$\kappa = \frac{\rho_{\phi} - \rho_{\pi}}{\rho_{\phi} + \rho_{\pi}} = \frac{B_{\phi} - B_{\pi}}{B_{\phi} + B_{\pi}}.$$

При расположении зеркала перед объективом с круглым зрачком входа его рабочая зона представляет собой эллипс [Л. 104], большая и малая оси которого

$$2a = \frac{R \sin \gamma \sin \frac{\Psi}{2}}{\sin \frac{\Psi + \gamma}{2} \sin \frac{\Psi - \gamma}{2}}; \quad 2b = \frac{2ay}{\sqrt{a^2 - x^2}} \quad (3-12)$$

определяют ширину и длину зеркала. Здесь γ — угол при вершине конуса лучей от точек объекта, заполняющих зрачок объектива; Ψ — угол отклонения лучей зеркалом;

$$x = a - l \frac{\sin \frac{\gamma}{2}}{\sin \frac{\Psi + \gamma}{2}}, \quad y = R \operatorname{tg} \frac{\gamma}{2} \text{ — координаты смещения}$$

центра эллипса относительно осевого луча пучка.

Для лучей, падающих на зеркало под углом α , угол отклонения $\omega = 180^\circ - 2\alpha$, а зрачок объектива D , удаленный от объекта на расстояние L , виден с его поверхности под углом

$$\gamma = \operatorname{arctg} \frac{D}{L}.$$

Уменьшение габаритных размеров зеркала по сравнению с расчетными равносильно диафрагмированию оптической системы.

В фотометрическом расчете учитываются характер светораспределения в объективе, передаточные свойства проекционной системы и характеристики фотоприемника.

Площадь считываемой детали $S = \pi d^2$ можно принять за источник света с силой $J = BS$. В зрачок объектива, который из центра площадки виден под телесным углом

$$\Omega = \frac{\pi D^2}{4L^2},$$

с учетом коэффициента отражения зеркала η попадает световой поток

$$F = \eta J \Omega = \frac{\pi \eta B D^2}{4L^2} S.$$

Выходящий от объектива световой поток $F' = \tau F$, где $\tau \approx 0,8$ — коэффициент пропускания объектива. В плоско-

сти изображения на площади $S' \leq S$ этот световой поток будет создавать освещенность

$$E' = \frac{F'}{S'} = \frac{\pi \tau \eta B D^2}{4 L^2} \frac{S}{S'}. \quad (3-13)$$

Подставив (3-11) в (3-13) и обозначив $S/S' = k_y$ — увеличение системы, получим:

$$E' = \frac{\tau \eta D^2}{4 L^2 k_y} \rho_{\Phi} E,$$

откуда

$$E = \frac{4 k_y L^2 E'}{\tau \eta D^2 \rho} = C \frac{E'}{\rho_{\Phi}}, \quad (3-14)$$

где

$$C = \frac{4 k_y L^2}{\tau \eta D^2}.$$

Коэффициент C , зависящий от параметров оптической системы, характеризует степень передачи в изображении светотехнических свойств объекта. Задавшись C и коэффициентом ρ_{Φ} отражения от поверхности носителя, получим простую связь между освещенностями объекта и изображения, а из нее вытекают требования к фотоприемнику. При считывании кривых рабочие зоны фотоприемников делаются малыми, поэтому они должны обладать способностью к эффективному восприятию малых световых потоков. Этому условию хорошо удовлетворяют фотоумножители, инерционность и темновой ток которых на несколько порядков меньше, чем у фототриодов при равной чувствительности.

Известно [Л. 34, 48], что отношение сигнал/шум на выходе приемника определяется из выражения

$$\frac{i}{V(\Delta i_0)^2} = \sqrt{\frac{\sigma F'}{2 e n \Delta f}}, \quad (3-15)$$

где σ — интегральная чувствительность фотокатода; e — заряд электрона; Δf — полоса пропускания по частоте; n — коэффициент, учитывающий непостоянство эмиссии вторично-электронных катодов ($n \approx 2,5 + 3$).

В (3-15) только F' не зависит от параметров ФЭУ, поэтому определенное отношение сигнал/шум, необходи-

мое для надежного считывания точек графика на фоне шумов, может быть обеспечено выбором оптимального значения F' . Так как в данной схеме рабочая зона ФЭУ составляет небольшую часть всей площади фотокатода, то следует ожидать несколько большего значения уровня шумов, чем при освещении фотокатода полностью. Это обстоятельство также должно быть учтено при обеспечении необходимого светового потока от объекта.

Поскольку

$$i = \sigma F',$$

то, задавшись для сигнала током i , по формулам (3-13) и (3-14) можно определить условия освещенности носителя графика. Для большинства типов ФЭУ наиболее точные измерения проводятся при токах $i \approx 10^{-6}$ а, так как при этом достигается прямая пропорциональность между освещенностью на входе и током на выходе, то считается приемлемым ток $i \leq 10^{-3}$ а.

Вторым условием надежного считывания является контраст изображения, достаточный для выделения сигнала на уровне фона носителя, а также качество изображения преобразующей системы. Из-за остаточных аберраций объективов контраст объекта не передается полностью в изображении, т. е. не существует фотометрического подобия между распределением яркостей в объекте и распределением освещенности в изображении. Степень несоответствия, являющаяся мерой качества преобразующей системы, в зависимости от размера изображения описывается функцией передачи контраста, или, как ее иначе называют, частотно-контрастной характеристикой (ЧКХ). Разрешающая сила в данном случае не дает необходимой информации. В самом деле, современные проекционные объективы, визуальная разрешающая сила которых для центральной зоны изображения превышает 100 линий на миллиметр, без особых трудностей создадут разрешенное изображение линий графика в плоскости входного окна фотоприемника, но практические измерения ЧКХ показали [Л. 36], что, начиная уже с деталей, во много раз превышающих предел разрешения, передача контраста в изображении происходит с потерей. Это следует учитывать при оценке качества оптических систем, работающих с конечных расстояний, так как при этом увеличиваются их аберрации.

Поэтому именно ЧКХ, определяемую по схемам, сходным со схемами преобразующих систем фотоэлектронных автоматов считывания, следует считать важнейшей характеристикой при выборе элементов преобразующих систем в заданном диапазоне параметров преобразующего объекта.

В дополнение к объективам, рекомендованным Д. Г. Волосовым и М. В. Цивкиным [Л. 32], для эпидианпроекции можно предложить также объектив И-55, применяемый в фотоувеличителе СБ-2. Простые двухлинзовые объективы телескопических приборов, которые иногда применяются в схемах сканирующих устройств, имеют хорошее качество изображения только в центральной зоне ($1-2^\circ$), поэтому их следует применять с учетом этого ограничения.

На качество изображения будут оказывать влияние свойства, точность и расположение других элементов системы. Зеркала, расположенные в широком пучке лучей, должны иметь отражающие поверхности, изготовленные с точностью $\lambda/2$. Во избежание деформаций толщина зеркала не должна быть меньше десятой части наибольшего габаритного размера, определяемого по формулам (3-12).

Серебряные покрытия, обладающие наибольшим коэффициентом отражения, со временем окисляются, и ввиду этого отражающие поверхности обычно покрывают слоем алюминия и защищают его прозрачной пленкой; такие поверхности обеспечивают практически постоянный коэффициент отражения $\eta \approx 0,8$ для углов падения от 0 до 80° .

Известно, что

$$E = \frac{F}{S} \cos \beta = \frac{I}{l^2} \cos \beta,$$

где β — угол падения лучей на поверхность. Расчетная величина освещенности линии графика может быть обеспечена как за счет силы света источника, так и концентрацией необходимого светового потока. Второй путь предпочтительнее. Для его осуществления за источником света помещаются отражатели и используются конденсаторные системы. Тогда световой поток от источника $F = 4\pi I$ будет распространяться в меньшем телесном угле. Применение направленных (зеркальных) отражателей

увеличивает мощность источника в осевом направлении в 7 раз. Диффузные отражатели дают меньший выигрыш в увеличении мощности источника (в 3—4 раза), но обеспечивают хорошую равномерность освещения. Половина светового потока от источника при применении диффузного отражателя может быть собрана в нижней полусфере в пределах $\pm 40^\circ$.

Полученные результаты дают возможность связать линейной зависимостью источник света и приемник с учетом их свойств, геометрии расположения и характеристик промежуточных элементов. Так как действительные параметры элементов схемы могут отличаться от номинальных или справочных, следует при расчете освещения учитывать самый неблагоприятный вариант, поскольку фотопоток системы всегда может быть уменьшен, например, диафрагмированием объектива. Аналогичным образом можно поддерживать выбранный при юстировке режим в случае изменения световых характеристик обрабатываемой графической поверхности.

При удалении $R=230$ мм оси вращения от поверхности графика при наименьшем угле $\omega=95^\circ$ отклонения лучей и расстоянии $r=30$ мм между входными диафрагмами ФЭУ по формулам (3-12) получены следующие размеры зеркала: ширина 30 мм, длина 55 мм. Толщина стеклянной пластины принята равной 6 мм. При этом находим $C \approx 500$; тогда $E \approx 500 \frac{E'}{\rho}$. Для фототока $i = 5 \cdot 10^{-7}$ а, что превышает в 10 раз номинальное значение темнового тока, применяемого в МАСК фотоумножителя ФЭУ-26; находим $E' = 16$ лк. Если в худшем случае $\rho_{\text{ф}} = 0,2$, то $E = 8 \cdot 10^3$ лк. Для получения такой освещенности от источника на удалении $l = 0,2$ мм при угле падения лучей $\alpha = 30^\circ$ необходима мощность $I \approx 370$ св. Применение диффузных отражателей позволяет уменьшить мощность источника в 3—4 раза и получить необходимую освещенность за счет шести — восьми малогабаритных осветительных ламп 220 в, 15 вт.

Так как характеристики ФЭУ и носителя могут изменяться в определенном диапазоне, что в свою очередь вызывает изменение тока сигнала, конструкция оптической системы позволяет производить регулировку освещения ФЭУ. Одним из способов регулировки является диафрагмирование объектива. Если принять освещенность E при полном относительном отверстии 1:4,5 за

единицу, то при других его значениях (1:5,6; 1:8; 1:11; 1:16) величина E будет меньше соответственно в 1,6; 3,2; 6 и 13 раз.

Стабилизация скорости двигателя развертки

Нестабильность частоты вращения зеркала развертки полностью входит в ошибку измерения ординат. Поэтому скорость вращения двигателя развертки должна быть высокостабильной. В МАСК это требование осуществляется за счет применения синхронного электродвигателя Г304, питание которого производится от частотно-стабилизированного блока питания (рис. 3-11), содержащего генератор ГСК синусоидальных колебаний с кварцевым резонатором, буферный каскад БФ для устранения влияния нагрузки на работу ГСК, пересчетную схему ПС-256 и усилитель мощности УМ.

Генератор синусоидальных колебаний с трехполосным кварцевым резонатором КВ, имеющим максимальную добротность на частоте 12,8 кГц, выполнен на транзисторах T_1 , T_2 . Положительная обратная связь с выхода на вход генератора осуществлена через конденсатор C_3 , напряжение питания ГСК стабилизируется стабилизатором D_1 .

Буферный каскад состоит из эмиттерного повторителя T_3 и усилителя-формирователя T_4 , преобразующего синусоидальное напряжение ГСК в прямоугольные сигналы той же частоты.

Перерасчетная схема ПС-256, являющаяся делителем частоты следования прямоугольных импульсов с выхода БФ, собрана на восьми последовательно соединенных триггерах; на выходе ПС-256 сигналы будут иметь частоту 50 Гц. Первые семь триггеров одинаковы. Восьмой триггер T_{19} , T_{20} выполняет функцию делительного звена аналогично другим семи триггерам, но он используется также в качестве выходного формирователя ПС-256 для преобразования прямоугольных сигналов в синусоидальное напряжение.

Усилитель мощности УМ состоит из фазоинверсного трансформаторного каскада (T_{21} , T_{p2}) и двухтактного выходного каскада (T_{22} , T_{23} , T_{p3}), работающего в режиме класса В. Для повышения стабильности коэффициента усиления по напряжению УМ охвачен отрицательной обратной связью по напряжению, осуществляемой через цепь $R_{81}C_{40}$. Данные трансформаторов выходного формирователя П-256 и УМ приведены в табл. 3-1.

Таблица 3-1

Условные обозначения	Сердечник	ω_1	ω_2
Tr_1	Ш12×10	2×280 ПЭВ 0,1	280 ПЭВ 0,15
Tr_2	Ш25×20	460 ПЭВ 0,2	2×120 ПЭВ 0,3
Tr_3	Ш25×50	2×70 ПЭЛБО 0,8	1 150+200 ПЭВ 0,55

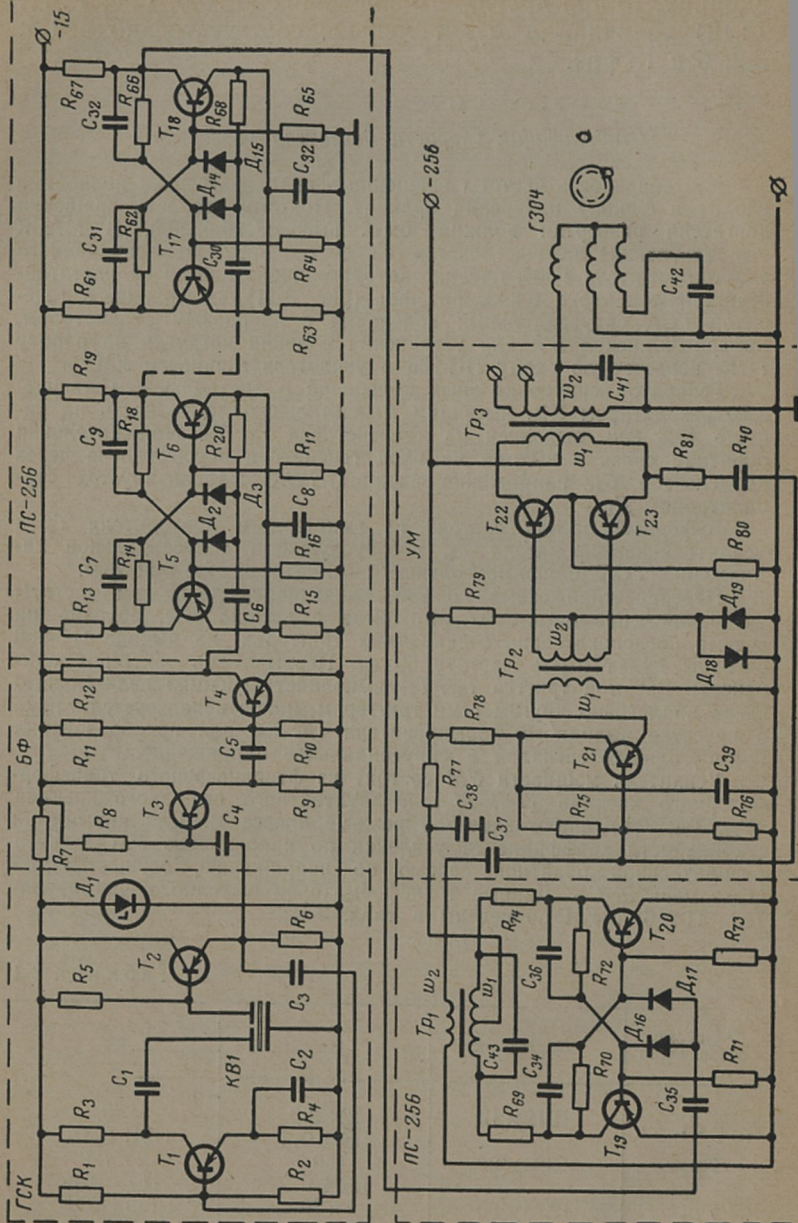


Рис. 3.11 Принципиальная электрическая схема стабилизатора напряжения.

$$R_1 = 360 \text{ км}; R_2 = 300 \text{ км}; R_3 = R_{11} = 11 \text{ км}; R_4 = 5,1 \text{ км}; R_5 = 110 \text{ км}; R_6 = R_9 = R_{12} = 2,2 \text{ км}; R_7 = R_{60} = R_{74} = 680 \text{ ом}; R_8 = R_{10} = 43 \text{ км};$$
$$R_{13(21,29,37,45,53)} = R_{61} = R_{19(27,35,43,51,59)} = R_{67} = R_{20(28,36,44,52,60)} = R_{68} = 1 \text{ км}; R_{14(22,30,38,46,54)} = R_{62} = R_{18(26,34,42,50,58)} = R_{66} = 6,2 \text{ км};$$
$$R_{15(23,31,39,47,55)} = R_{63} = 240 \text{ ом}; R_{16(24,32,40,48,56)} = R_{64} = R_{17(25,33,41,49,57)} = R_{65} = 2 \text{ км}; R_{17} = R_{72} = 180 \text{ км}; R_{71} = R_{73} = 5,6 \text{ км}; R_{75} = 3 \text{ км};$$
$$R_{76} = 1,1 \text{ км}; R_{77} = 1,5 \text{ км}; R_{78} = 300 \text{ ом}; R_{79} = 160 \text{ ом}; R_{80} = 0,25 \text{ км}; R_{81} = 0,5 \text{ км}; C_1 = C_{40} = 0,5 \text{ мкф}; C_2 = C_3 = C_{6(10,14,18,22,26)} = C_{30} =$$
$$= C_{7(11,15,19,23,27)} = C_{31} = C_{9(13,17,21,25,29)} = C_{33} = 1 \text{ 000 нф}; C_4 = C_5 = 2 \text{ 200 нф}; C_8(12,16,20,24,28) = C_{32} = 0,02 \text{ мкф}; C_{34} = C_{36} = 200 \text{ пф}; C_{35} =$$
$$= 0,01 \text{ мкф}; C_{37} = 4,0 \text{ мкф}; C_{53} = C_{39} = 20,0 \text{ мкф}; C_{42} = 3,0 \text{ мкф}; C_{49} = 1,0 \text{ мкф}; D_1 - Д810; D_2 - D_{17} - Д9В; D_{18}, D_{19} - Д7Д; T_1 - Т_{20} -$$
$$\Pi 116Б; T_{21} - \Pi 203; T_{22}, T_{23} - \Pi 210А.$$

Трехфазный гистерезисный синхронный электродвигатель типа Г304 имеет следующие характеристики: мощность на валу 12 *вт*; напряжение питания 220 *в*; скорость вращения 3 000 *об/мин*; частота питающего напряжения 50 *гц*.

Устройство питания

Устройство питания предназначено для преобразования переменного напряжения сети 220 в, 50 гц в стабилизированные постоянные напряжения +2,5 в; —8,5 в; —15 в; —25 в; —1 000 в и постоянное напряжение 220 в.

Конструктивно устройство питания выполнено в виде отдельных блоков. Таких блоков шесть:

1) БП-2,5; 2) БП-8,5; 3) БП-15 — предназначены для питания полупроводниковых схем электронного регистратора ординат (стабилизированное напряжение +2,5 в используется для питания базовых цепей; стабилизированное напряжение —15 в, схема которого находится в блоке БП-2,5, используется в качестве опорного для других стабилизаторов напряжения; стабилизированное напряжение —8,5 в — для питания потенциальных сборок и стабилизированные напряжения —15 в блока БП-15 — для питания коллекторных цепей; 4) БП-25 — для питания шагового двигателя; 5) БП-1000 — для питания фотоэлектронных умножителей; 6) БП-220 — для подсветки зоны считывания ленты.

Переменное напряжение сети 220 в поступает на трансформаторы, со вторичных обмоток которых напряжение подается на выпрямители. Выпрямленное напряжение через сглаживающие фильтры поступает на стабилизаторы напряжения. Стабилизированное напряжение через контакты исполнительных реле подается в соответствующие цепи МАСК. Выпрямители, фильтры, стабилизаторы и реле защиты находятся в блоках питания. Сигнальные лампочки, контрольный прибор с переключателем уровней напряжений, ручки потенциометров, служащих для плавной регулировки уровней выходных напряжений блоков питания, и кнопки включения устройства питания вынесены на пульт управления.

Каждый из блоков питания состоит из следующих элементов:

а) выпрямителя, собранного по мостовой схеме на диодах; б) сглаживающего фильтра; в) стабилизатора напряжения, построенного на полупроводниковых приборах по типовой

схеме компенсационного стабилизатора напряжения с последовательным включением регулирующего элемента.

Кроме того, в блок питания БП-2,5 входит источник опорного напряжения —15 в, который состоит из сглаживающего RC-фильтра и стабилизатора напряжения —15 в.

Типовой стабилизатор напряжения (рис. 3-12) состоит из следующих функциональных элементов:

а) схемы сравнения, в которую входят делитель выходного напряжения, делитель (для блока БП-2,5 — источник) опорного напряжения и сам элемент сравнения; б) усилителя постоянного тока

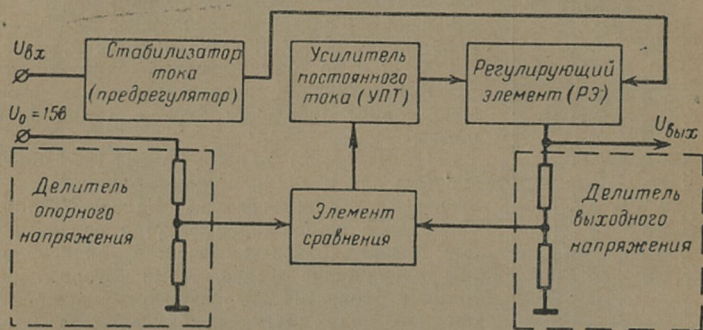


Рис. 3-12. Структурная схема стабилизатора напряжения.

тока (УПТ); в) регулирующего элемента (РЭ); г) стабилизатора тока или предрегулятора.

Компенсационный стабилизатор напряжения с последовательным включением регулирующего элемента может быть представлен как регулируемый делитель напряжения, состоящий из участка коллектор—эмиттер регулирующего элемента (верхнее плечо) и сопротивления нагрузки R_n (нижнее плечо). Сопротивление R_n представляет собой соединение сопротивления внешней нагрузки и суммарного сопротивления делителя выходного напряжения (делителя цепи обратной связи).

Стабилизатор должен поддерживать постоянным (с заданной степенью точности) напряжение на нижнем плече делителя независимо от изменения входного напряжения и тока нагрузки. Это достигается применением отрицательной обратной связи, которая изменяет сопротивление верхнего плеча делителя таким образом, что напряжение на нижнем плече остается постоянным. Стабилизатор напряжения является астатическим, поэтому его выходное напряжение изменяется при изменении выходного напряжения и тока нагрузки.

Часть выходного напряжения, определяемая соотношением плеч делителя выходного напряжения, сравнивается с постоянным (опорным) напряжением в элементе сравнения. Делитель опорного напряжения каждого блока подключен к выходу стабилизатора опорного напряжения, расположенного в блоке питания БП-2,5. В качестве источника опорного напряжения для стабилизатора

опорного напряжения —15 в (блок БП-2,5) использован стабилизатор типа Д808.

Элемент сравнения построен на схеме дифференциального усилителя, т. е. такого усилителя, выходной ток которого пропорционален разности входных напряжений: одно из напряжений — опорное, а второе — часть выходного. Выходной ток элемента сравнения изменяется синфазно с изменением выходного напряжения стабилизатора.

Изменение выходного тока (сравнения как следствие разности сравниваемых напряжений) передается через усилитель постоянного тока (УПТ) к регулируемому элементу (РЭ).

Регулирующий элемент построен по схеме составного триода; для получения необходимой выходной мощности выходной каскад выполнен из параллельно соединенных транзисторов с выравнивающими сопротивлениями в эмиттерных цепях.

Основные технические характеристики блоков питания сведены в табл. 3-2.

Таблица 3-2

Наименование характеристик	Блок БП-2,5		БП-8,5	БП-15	БП-25	БП-1000	БП-220
	Основной канал	Канал опорного напряжения					
Номинальное выходное напряжение, в . . .	+2,5	—15	—8,5	—15	—25	—1 000	—200
Максимальный ток нагрузки, а	2	0,1	2	6	2	$0,2 \cdot 10^{-3}$	0,5
Изменение выходного напряжения при изменении напряжения сети на $\pm 10\%$ от номинального, в	0,02	0,05	0,03	0,05	0,05	0,001	0,1
Пульсация выходного напряжения, мв . .	10	5	10	30	10	2	500
Изменение выходного напряжения при изменении тока нагрузки от $I_{\text{макс}}$ до нуля (при $U_{\text{вых, ном.}}$). в	0,1	—	0,1	0,3	0,1	0,5	0,7
Предельное значение регулировки выходного напряжения	$\pm 20\% U_{\text{ном}}$ по всем каналам						

Примечание. Максимальный ток нагрузки стабилизатора напряжения $\pm 2,5$ в может быть увеличен до 3 а, если соответственно увеличить выходное напряжение блока.

3-2. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЦИФРОВЫХ ОРДИНАТ МНОГОКАНАЛЬНЫХ РЕАЛИЗАЦИИ В АНАЛОГОВЫЕ НАПРЯЖЕНИЯ

При работе МАСК с вычислительной машиной непрерывного действия ординаты считываемых кривых должны быть представлены в виде аналоговых напряжений. Вследствие того что МАСК выдает ординаты всех кривых на один выход, преобразователь кода в напряжение

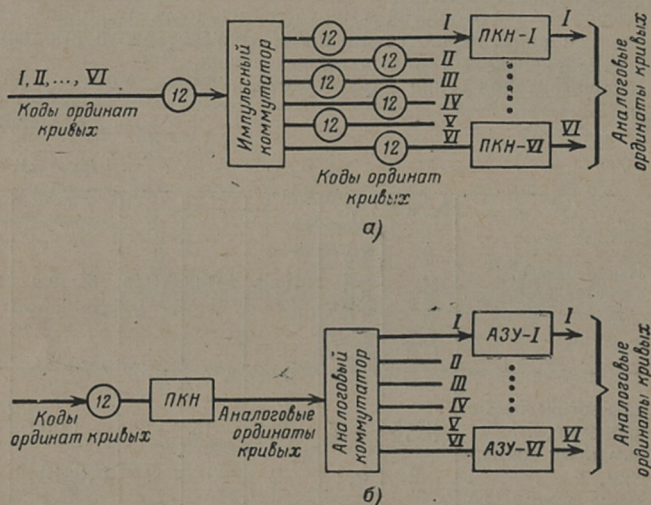


Рис. 3-13. Два варианта построения многоканального ПКН.
а — число ПКН равно числу каналов; б — один ПКН на все каналы.

(ПКН) должен быть многоканальным, а именно — должен иметь один вход и шесть выходов. Возможны два варианта создания такого рода многоканальных ПКН:

1. Выходные коды ординат кривых МАСК распределяются по шести каналам и поступают на имеющийся в каждом канале самостоятельный ПКН (рис. 3-13,а).

2. Все коды ординат кривых подаются на один общий для всех каналов ПКН. Распределение ординат кривых по каналам осуществляется уже на аналоговом выходе ПКН (рис. 3-13,б). Вследствие того что ПКН поочередно преобразует коды ординат шести кривых, в каждом канале должно быть аналоговое запоминающее устройство (АЗУ), которое запоминает и выдает в вычислительную машину аналоговое значение ординаты

данной кривой во время преобразования в *ПКН* кодов ординат других кривых.

Первый вариант многоканального *ПКН* ведет к значительному усложнению аппаратуры, особенно при преобразовании многоразрядных кодов, так как в каждом канале требуется отдельный *ПКН*.

Второй вариант связан с трудностями принципиального характера: во-первых, требуется создание *АЗУ*; во-вторых, коммутатор аналоговых значений должен иметь (во избежание ухудшения точности) весьма малое сопротивление в цепи включенного канала и очень большое сопротивление в цепях разомкнутых каналов. Но, несмотря на это, второй вариант следует считать в данном случае более предпочтительным, так как при работе *ПКН* на вычислительную машину непрерывного действия *АЗУ* могут быть выполнены на базе блоков самой машины. Что касается электронного коммутатора, то в настоящее время разработано большое количество транзисторных ключей (основных элементов аналогового коммутатора), имеющих достаточно хорошие параметры. В первом варианте на выходах всех *ПКН* тоже должны быть *АЗУ* или интеграторы, которые сглаживали бы выбросы напряжений на выходе во время смены кода в *ПКН* (от сброса регистра до приема нового кода). Избежать этих выбросов можно только при передаче ординат кривых из *МАСК* на *ПКН* в прямом и инверсном коде, что связано с дополнительным усложнением аппаратуры. С учетом вышеизложенного многоканальный *ПКН* (*МПКН*) был разработан по второму варианту*.

Конструктивно *МПКН* выполнен в виде отдельной приставки к *МАСК*. Все функциональные узлы и электронные стабилизаторы напряжений +14, -14, +10 и -10 в смонтированы на стандартных платах ячеек ЭВМ «Минск-2». Крупногабаритные элементы (сетевой трансформатор, электролитические конденсаторы фильтров питания и т. д.) размещены в отдельном отсеке. На лицевую панель этого отсека выведены: регулировочные потенциометры стабилизаторов, контрольные гнезда напряжений питания, тумблер включения сети, сигнальная лампочка включения сети и предохранитель сети на 0,25 а. На задней стенке этого отсека расположены три

* *МПКН* разработан инж. А. Г. Ярусовым под руководством автора.

20-контактные колодки для подключения к МАСК и к машине «Аналог-1». МПКН преобразует 12-разрядные коды (с учетом знака) считываемых кривых в пропорциональное напряжение. Диапазон выходных напряжений самого ПКН (до коммутатора) ± 10 в. Точность преобразования кодов в этой же точке не хуже $\pm 0,025\%$. Диапазон напряжений ($U_{\text{макс}} = \pm 100$ в) на выходах АЗУ зависит от элементов обратной связи усилителей блока и решающих усилителей БУ машины «Аналог-1».

Функциональная схема МПКН

На рис. 3-14 изображена блок-схема МПКН, состоящая из следующих основных узлов:

1) синхронизатор (ячейки 23Ф-1 и 23Ф-2), предназначенный для выдачи синхроимпульсов (И20, И25, И30, И35);

2) двенадцатиразрядный ПКН, работающий на принципе суммирования напряжений на аттенуаторе сопротивлений (ячейка С12, четыре ячейки 2Т и две ячейки 2ТП);

3) устройство управления каналами (ячейка Дш-6 и две ячейки 2Т);

4) ключи для коммутации каналов (три ячейки 2К).

В МПКН в качестве АЗУ используется решающий усилитель ТУ-10 аналоговой вычислительной машины «Аналог-1» (два блока БУ), работающий в режиме интегрирования.

При наборе кода ординаты первой кривой в выходном регистре МАСК последний выдает импульс *готовности информации* (рис. 3-15), который поступает на трехразрядный счетчик устройства управления каналами и устанавливает в состояние 1 триггер T_{12} . Одновременно импульс готовности информации сбрасывает T_{15} устройства управления каналами. Вследствие этого ни на одном выходе дешифратора Дш в это время нет сигналов и все ключи, коммутирующие каналы, будут разомкнуты.

Импульс готовности информации запускает также одновибратор ОВ-1 синхронизатора. Задержанный на 20 мксек и сформированный формирователем Ф-1 импульс готовности информации (И20) сбрасывает все числовые триггеры регистра ПКН ($T_{11}-T_4$, $ТП_3-ТП_1$) и устанавливает в состояние 1 знаковый триггер $ТП_0$.

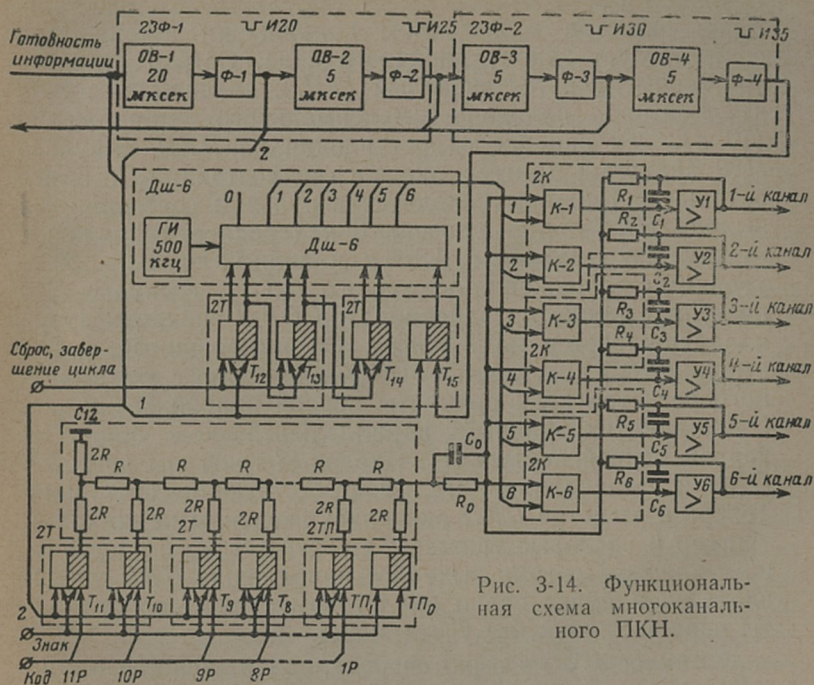


Рис. 3-14. Функциональная схема многоканального ПКН.

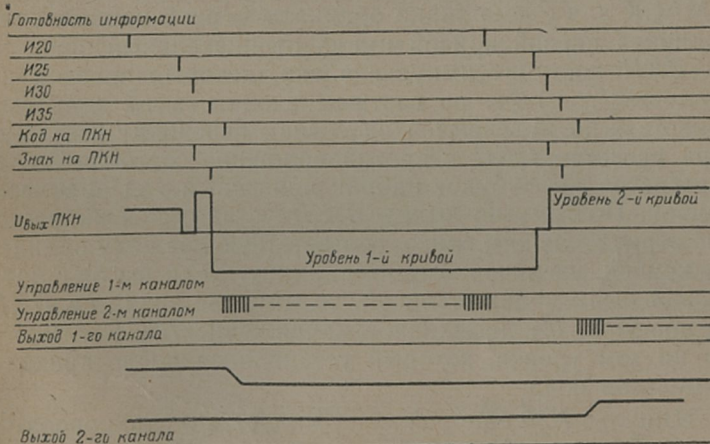


Рис. 3-15. Временная диаграмма многоканального ПКН.

Аттенюатор $C12$ выполнен таким образом, что доля триггеров регистра в выходном напряжении аттенюатора соответствует закону двоичного кода. Самым старшим триггером является знаковый ($ТП_0$), дающий на выход аттенюатора половину максимального напряжения (10 в). Так как после поступления на $ПКН$ импульса $I20$ знаковый триггер оказался в состоянии 1, а все остальные триггеры находятся в нулевом состоянии, на выходе $ПКН$ будет уровень 0 в (среднее напряжение между максимальным $+10\text{ в}$ и минимальным -10 в уровнями напряжения выходного $ПКН$). Импульс $I20$ поступает также на одновибратор $ОВ-2$ синхронизатора и задерживается на 5 мксек. Сформированный в $\Phi-2$ импульс $I25$ поступает в МАСК для съема с его выходного регистра кода ординаты первой кривой без знака. Одиннадцатиразрядный параллельный код ординаты первой кривой поступает на кодовые триггеры регистра $ПКН$ и устанавливает их в соответствующие состояния. Теперь в регистре $ПКН$ оказались введенными знаковый триггер и числовые триггеры в соответствии с поступившим кодом. Поэтому выходное напряжение $ПКН$ увеличивается и будет равно аналоговому значению ординаты первой кривой без учета знака.

Импульс $I25$, в свою очередь, задерживается в синхронизаторе еще на 5 мксек (одновибратор $ОВ-3$ и формирователь $\Phi-3$). Полученный импульс $I30$ поступает в МАСК для съема знака ординаты первой кривой. Если ордината первой кривой имела отрицательный знак, то на $ПКН$ поступит импульс знака, который заведен на числовые триггеры по счетным входам, а на знаковый триггер — по нулевому входу. Знак переводит все триггера регистра $ПКН$ в противоположное состояние, т. е. в регистре $ПКН$ будет набран инверсный код ординаты кривой. Поэтому на выходе $ПКН$ установится напряжение отрицательного знака, соответствующее коду ординаты кривой, увеличенному на единицу. Если бы ордината кривой была положительной, то импульс знака на $ПКН$ не поступил бы и выходное напряжение $ПКН$ осталось бы на том уровне, который установился после прихода импульсов кода.

Импульс $I30$ еще раз задерживается в синхронизаторе на 5 мксек (одновибратор $ОВ-4$ и формирователь $\Phi-4$); полученный импульс $I35$ запускает триггер T_{15} устройства управления каналами, который разрешает

выдачу сигнала управления на первый выход дешифратора *Дш*. Все выходы *Дш* дополнительно управляются высокочастотным генератором импульсов *ГИ* (500 кГц). Поэтому поступающие с выхода *Дш* сигналы на управление ключами коммутатора заполнены импульсами *ГИ*.

Сигнал управления с первого выхода *Дш* поступает на ключ *К-1* первого канала, ключ замыкается и пропускает выходное напряжение *ПКН* (аналоговую ординату первой кривой) на вход интегрирующего усилителя *У1* (рис. 3-14) первого каскада. При $R_1/R_0 = \alpha$ выходное напряжение U_1 будет равно αu , такое же напряжение фиксируется и на конденсаторе C_1 . Для ускорения переходных процессов резистор R_0 шунтирован конденсатором C_0 . При соблюдении условия $R_0 C_0 = R_1 C_1$ длительность переходных процессов минимальна.

При поступлении из *МАСК* импульса готовности информации второй кривой в счетчике устройства управления каналами устанавливается цифра 2, а триггер T_{15} сбрасывается. В результате этого на ключ *К-1* не будет поступать сигнал управления и он разомкнется. Время размыкания насыщенных транзисторных ключей 15—20 мксек. Только после полного размыкания ключа *К-1* импульс *И20* сбрасывает регистр *ПКН*, подготавливая его для приема кода ординаты второй кривой. Далее начинается процесс преобразования кода ординаты второго графика, который осуществляется аналогично предыдущему.

После размыкания ключа *К-1* на выходе усилителя *У1* и на конденсаторе C_1 сохраняется напряжение αu_1 , которое будет поступать в машину «Аналог-1». С завершением цикла считывания кривых (после шестой кривой) вновь открывается ключ *К-1* и напряжение на выходе *У1* и на C_1 корректируется до нового аналогового значения ординаты первой кривой и т. д.

Для установки счетчика устройства управления ключами в нулевое состояние после считывания последней кривой на этот счетчик спустя $t \geq 20$ мксек поступает импульс завершения цикла с фотодиода синхродиска *МАСК*.

Электрические схемы МПКН

Ячейка 23Ф-1 (рис. 3-16) предназначена для последовательной задержки импульсов на 20 и 5 мксек и формирования задержанных выходных импульсов. Она состоит из одновибратора с длительностью импульса 20 мксек, построенного на транзисторах T_1 и T_2 ,

одновибратора с длительностью импульса 5 мксек на транзисторах T_6 и T_7 и двух усилителей на транзисторах T_3 , T_5 и T_8 , T_{10} , формирующих выходные импульсы ячейки. Оба одновибратора выполнены по одинаковой схеме и отличаются только времязадающими резисторами R_2 и R_{17} .

Входной импульс отрицательной полярности поступает через конденсатор C_2 и D_1 на базу транзистора T_1 и начинает открывать его. Положительный перепад с коллектора T_1 поступает через конденсатор C_1 на диод D_3 и запирает его. В результате этого разрывается цепь тока базы T_2 и этот транзистор начинает запирается. Отрицательный импульс с коллектора транзистора через стабилитрон D_2 типа Д813 поступает на базу T_1 и дополнительно открывает его. Происходит лавинообразный скачок, который приводит к полному отпиранию T_1 и запираению T_2 . Отрицательное напряжение на коллекторе T_2 ограничивается стабилитроном D_2 на уровне -13 в. Конденсатор C_1 в это время перезаряжается через открытый транзистор T_1 и резистор R_2 . Ток перезаряда C_1 создает в общей точке R_2 и D_3 положительный потенциал, который поддерживает диод D_3 в закрытом состоянии. При уменьшении тока перезарядки до такого уровня, когда создаваемый им положительный потенциал уже становится недостаточным для запираения D_3 , последний отпирается и возникает базовый ток транзистора T_2 ; положительный перепад с коллектора T_2 через стабилитрон D_2 передается на базу T_1 и начинает запирает его. Отрицательный перепад с коллектора T_1 через C_1 поступает на диод D_3 и еще больше открывает D_3 и T_2 . Возникает весьма интенсивный лавинообразный скачок, приводящий к резкому возврату схемы в исходное состояние (T_1 закрыт, а T_2 открыт). На коллекторе транзистора T_2 получается отрицательный импульс длительностью 20 мксек и амплитудой 13 в с очень крутым задним фронтом. Этот импульс дифференцируется цепочкой C_3R_7 , положительный пик от заднего фронта поступает на формирователь импульсов на триодах T_3 — T_5 . Одновибратор имеет высокую стабильность длительности импульса при изменении параметров запускающих импульсов, питающих напряжений и смене транзисторов.

Формирователи работают по схеме усилителя постоянного тока, охваченного отрицательной обратной связью. Они состоят из усилителя на транзисторе $T_3(T_8)$ и эмиттерных повторителей на транзисторах T_4 , T_5 (T_9 , T_{10}).

Ячейка 23Ф-2 выполнена так же, как и ячейка 23Ф-1, и отличается только номиналом резистора R_2 времязадающей цепочки C_1R_2 ; длительность импульсов каждого из одновибраторов равна 5 мксек.

Ячейка Дш-6 состоит из диодного дешифратора Дш на восемь входов и шесть выходов и генератора импульсов ГИ на 500 кГц.

Дешифратор Дш выполнен по схеме классического трехразрядного дешифратора, дополненного шинами ГИ и D_1 для дополнительного управления генератором импульсов ГИ и триггером T_5 (шина D_1). На любом из шести выходов сигнал появляется только в том случае, если одновременно на счетчике набран номер этого выхода, по шине ГИ поступают импульсы с генератора и на шине D_1 имеется отрицательный уровень.

Генератор импульсов на 500 кГц выполнен по схеме блокинг-генератора в автоколебательном режиме на триоде типа П416Б. Выходные сигналы ячейки Дш-6 имеют вид пачки импульсов ГИ отрицательной полярности.

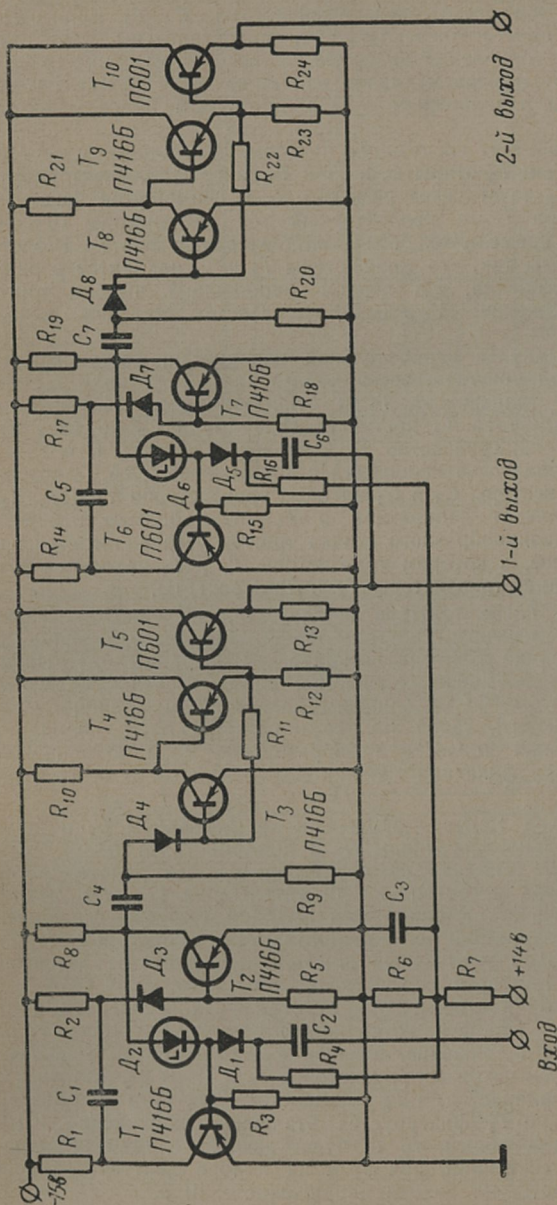


Рис. 3-16. Принципиальная электрическая схема задержки и формирования импульсов (ячейки 23Ф-1).

$R_1=R_{14}=18$ ком; $R_2=39$ ком; $R_3=R_4=R_{15}=R_{16}=10$ ком; $R_5=R_{18}=1$ ком; $R_6=2,2$ ком; $R_7=11$ ком; $R_8=R_9=R_{19}=R_{20}=5,1$ ком;
 $R_{10}=R_{21}=2,4$ ком; $R_{11}=R_{22}=6,8$ ком; $R_{12}=R_{23}=510$ ом; $R_{13}=R_{24}=110$ ом; $R_{17}=16$ ком; $C_1=C_4=C_5=C_7=510$ пф; $C_2=C_6=100$ нф;
 $D_1, D_3, D_5, D_7, D_8 - Д9Д$; $D_2, D_6 - Д813$.

Ячейка 2Т (рис. 3-17,а) состоит из двух одинаковых триггеров с дополнительной симметрией, транзисторы T_1 , T_2 типа МП10А, транзисторы T_3 , T_4 типа П21А и предназначены для работы в устройстве управления ключами и восьми младших разрядах регистра ПКН. В первом случае она включается между потенциалом корпуса и напряжением -15 в, во втором — между напряжениями ± 10 в.

Триггер работает следующим образом. В сброшенном состоянии транзисторы T_2 и T_3 открыты, а T_1 и T_4 заперты. Коллекторный ток транзистора T_3 течет через резистор R_7 и промежуток база—эмиттер транзистора T_2 , а коллекторный ток транзистора T_2 — через резистор R_3 и промежуток база—эмиттер транзистора T_3 . Резисторы R_3 и R_7 выбраны так, что транзисторы T_2 и T_3 находятся в режиме глубокого насыщения. На первом (единичном) выходе триггера при этом напряжение -15 в (-20 в), на левом (нулевом) выходе — 0 в ($+20$ в).

Входной импульс отрицательной полярности, поступающий на единичный вход триггера, через конденсатор C_7 и диод D_4 , попадает на базу транзистора T_4 и открывает его. Положительный перепад с коллектора T_4 поступает через C_1 и C_2 на базу транзисторов T_1 и T_3 . Транзистор T_1 начинает открываться, а T_3 — закрываться. Отрицательный перепад с коллекторов T_1 и T_3 передается через конденсаторы C_3 и C_4 на базы транзисторов T_2 и T_4 . Транзистор T_2 начинает запирается, а T_4 — еще больше отпираться. В результате лавинообразного скачка триггер устанавливается в единичное состояние, в котором транзисторы T_1 и T_4 находятся в глубоком насыщении, транзисторы T_2 и T_3 — заперты.

В каждом плече триггера всегда один из триодов (верхний или нижний) насыщен, поэтому выходные сопротивления плеч в любом состоянии триггера весьма малы (единицы ом). Падение напряжения на насыщенных триодах равно нескольким десяткам милливольт. Это является большим достоинством данной схемы и позволяет применить такой триггер в регистре ПКН, где для достижения высокой точности преобразования кода в напряжение требуется точная фиксация напряжения $+10$ и -10 в на выходе триггера.

Нулевой вход триггера образован конденсатором C_5 и диодом D_1 , а счетный — конденсатором C_6 и диодами D_2 и D_3 .

Ячейка 2ТП (рис. 3-17,б) предназначена для работы старших разрядов регистра и состоит из двух триггеров (T_1 — T_4), расположенных в ячейке 2Т. К единичным выходам триггеров подключены эмиттерные повторители с дополнительной симметрией (триоды T_5 , T_6). Нагрузкой эмиттерных повторителей является аттенуатор С-12. Питание триггеров осуществляется от источников ± 14 в, питание эмиттерных повторителей — от эталонных источников ± 10 в.

Если триггер сброшен, то на коллекторах транзисторов T_2 и T_4 устанавливается напряжение, близкое к -14 в, которое поступает через резистор R_{12} на базы транзисторов T_5 и T_6 . В результате этого транзистор T_6 запирается, а T_5 насыщается. При этом на эмиттерах транзисторов T_6 и T_5 фиксируется эталонное напряжение -10 в. Если триггер переброшен, то T_5 будет закрыт, а транзистор T_6 — в насыщенном состоянии, при этом на выходе эмиттерного повторителя фиксируется эталонное напряжение $+10$ в.

Ошибка преобразования ПКН в значительной мере определяется точностью фиксации эталонных напряжений в старших разрядах.

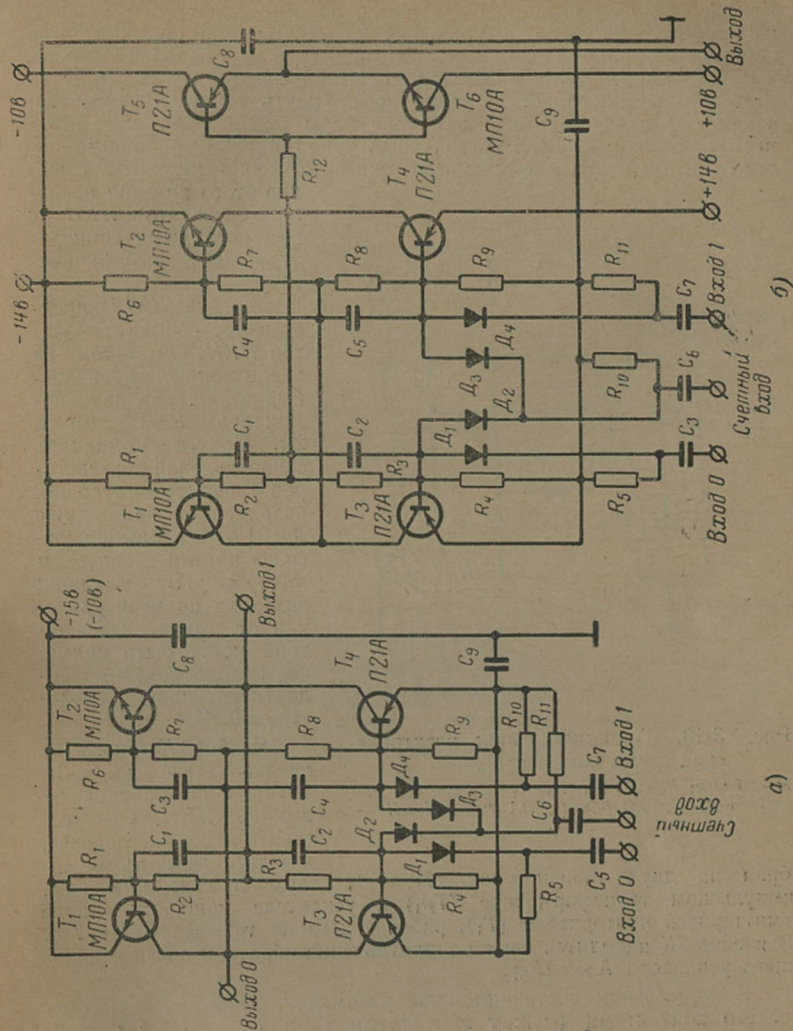


Рис. 3-17. Принципиальные электрические схемы триггера ячейки 2Т (а) и триггера — повторителя ячейки 2ТП (б).

а: $R_1=R_4=R_5=R_6=2 \text{ ком};$
 $R_3=R_8=R_7=R_9=15 \text{ ком};$
 $R_5=R_{10}=R_{11}=10 \text{ ком}; C_1=C_7=680 \text{ нф}; C_3, C_6, C_9=0,1 \text{ мкф}; D_1-D_4-D_9Д;$
б: $R_1=R_4=R_5=R_6=2 \text{ ком};$
 $R_3=R_8=R_7=R_9=75 \text{ ком};$
 $R_5=R_{10}=R_{11}=10 \text{ ком}; R_{12}=1 \text{ ком}; C_1=C_7=680 \text{ нф}; C_3, C_6=0,1 \text{ мкф}; D_1-D_4-D_9Д.$

Как известно, транзисторы в схеме с общим коллектором в насыщенном режиме имеют напряжение на участке эмиттер—коллектор порядка единиц милливольт, т. е. примерно на порядок меньше, чем в схеме с общим эмиттером. Использование этого свойства транзисторов позволяет существенно повысить точность преобразования ПКН. Кроме этого, при токе базы около 4 ма, что имеет место в данном случае, насыщенный триод в схеме с общим коллектором имеет нулевой температурный коэффициент. Использование

этого явления позволило создать ПКН с весьма малыми температурными коэффициентами.

Ячейка С-12 представляет собой attenuator ПКН. Он состоит из прецизионных проволочных резисторов двух номиналов: $R=1,8 \text{ ом}$ и $2R$. Допуск номиналов сопротивлений резисторов четырех старших разрядов не хуже $\pm 0,01\%$; они выбираются из партии с допуском $\pm 0,05\%$. В младших разрядах по мере удаления от выхода attenuator могут быть применены сопротивления стандартного класса точности $\pm 0,5\%$.

Ячейка 2К (рис. 3-18) предназначена для коммутирования каналов на выходе ПКН. Она состоит из двух ключей, каждый из которых со-

бран на двух транзисторах (T_2, T_3), двух диодах (D_2, D_3), импульсном трансформаторе (Tr_1) и усилителе мощности в виде эмиттерного повторителя (T_1), работающего на трансформатор Tr_1 . В ячейке 2К находится также сопротивление обратной связи решающего усилителя АЗУ (R_5).

В нормальном состоянии ключ разомкнут, сопротивление между его контактами (между эмиттерами T_2 и T_3) достигает величины нескольких десятков мегом. Серия входных управляющих импульсов поступает через конденсатор C_1 на усилитель мощности (T_1 типа П416Б). Усиленные импульсы выпрямляются во вторичной обмотке двухполупериодным выпрямителем (диоды D_2 и D_3). Полученное постоянное напряжение подается на участки коллектор—база транзисторов T_2 и T_3 типа П104 и насыщает их. Использование триодов T_2 и T_3 в инверсном включении позволяет добиться при насыщении минимального остаточного напряжения участков эмиттер—коллектор триодов и минимального напряжения между контактами ключа. До тех пор пока будут подаваться импульсы на

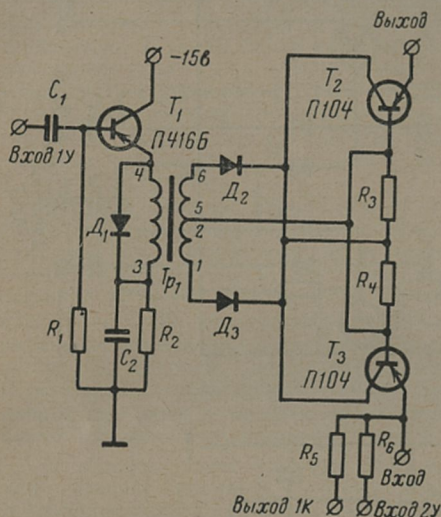


Рис. 3-18. Принципиальная электрическая схема ключа ячейки 2К.

$R_1=30 \text{ ком}$; $R_2=270 \text{ ом}$; $R_3=R_4=330 \text{ ом}$; $R_5=R_6=1 \text{ Мом}$; $C_1=680 \text{ пф}$; $C_2=0,1 \text{ мкф}$; D_1-D_3 — Д9Д.

транзистор T_1 , ключ будет замкнут. Сопротивление замкнутого ключа около 100 ом.

При прекращении подачи входных управляющих импульсов триоды T_2 и T_3 выходят из режима насыщения и ключ размыкается. Для обеспечения высокой точности преобразования кодов ординат в электрическое напряжение все ячейки МПКН питаются от высокостабилизированных источников ± 10 , ± 14 и -15 в.

Электронный стабилизатор эталонных напряжений $+10$ и -10 в (питание ячеек 2ТП и 2Т) имеет характеристики: максимальный ток нагрузки 100 ма, внутреннее сопротивление 0,15 ом, коэффициент пульсаций $2 \cdot 10^{-5}$, нестабильность выходного напряжения при изменении на $\pm 10\%$ входного напряжения $\pm 5 \cdot 10^{-5}$, дрейф в течение месяца 4 мв.

Электронный стабилизатор напряжения 14 в (питание ячеек 4ТП, 23Ф-1 и 23Ф-2) имеет характеристики: $U_{\text{вых}} = 0,3 \pm 20$ в; $I_{\text{н. макс}} = 0,2$ а; $k_{\text{ст}} = 100$; $R_i = 0,1$ ом; допустимые колебания сетевого напряжения — $\pm 20\%$.

К электронному стабилизатору напряжения -15 в высоких требований не предъявляется (допустимо отклонение на $\pm 2\%$).

3.3. АГРЕГАТИРОВАНИЕ МАСК С ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫМИ МАШИНАМИ

При подключении МАСК к ЭВМ необходимо учитывать следующие основные условия:

1. МАСК воспроизводит ординаты читаемых графиков двенадцатиразрядным двоичным кодом (один разряд знаковый, одиннадцать — числовых). Выходной регистр МАСК имеет систему клапанов, которые могут быть опрошены сигналами из МАСК или ЭВМ.

2. Синхронная совместная работа МАСК и ЭВМ возможна на основе двусторонней их связи с учетом быстроедействия автомата и машины. МАСК может выдавать в ЭВМ сигналы *Готовность ординаты*, *Готовность 1-го слова* и *Готовность 2-го слова*. Первый из них формируется в МАСК по окончании считывания каждой ординаты, второй — после поступления заданного числа ординат в одну ячейку памяти, третий — после заполнения двух ячеек памяти информацией о прочитанных ординатах. Наличие такой системы управляющих сигналов позволяет агрегатировать МАСК с ЭВМ различной адресности, длины слова и системы управления.

Из ЭВМ в МАСК следует подавать сигналы для автоматического пуска и остановки. Все известные в настоящее время цифровые вычислительные машины имеют большое количество сигналов управления, которые могут быть использованы для указанных целей.

Естественно, ввод ординат из МАСК в ЭВМ должен осуществляться непосредственно в случае полупроводниковых машин или через буферные устройства, предназначенные для согласования уровней сигналов МАСК и ЭВМ в случае ламповых машин.

Наконец, для ввода двоичных ординат из МАСК в различные ЭВМ необходимо располагать соответствующими подпрограммами ввода.

Агрегатирование МАСК с ЭВМ «Минск-22» и «Минск-2»

Электрические схемы МАСК выполнены на стандартных ячейках «Минск-22», поэтому при подключении автомата к машине не требуется согласования характеристик выходных и входных сигналов (амплитуда, длительность, крутизна фронтов, нагрузочная способность и т. д.); отпадает необходимость в согласующем (буферном) устройстве. Для агрегатирования МАСК и «Минск-22» («Минск-2») должны быть решены вопросы синхронизации совместной их работы и размещения ординат в ячейках МОЗУ — все это должно быть отражено в программе ввода.

Длина машинного слова «Минск-22» — 37 двоичных разрядов, поэтому в одной ячейке МОЗУ можно разместить одну, две или три ординаты. Поскольку на ленте-носителе может быть от одного до шести графиков, предусмотрены два основных варианта занесения информации с МАСК:

1) МАСК читает от одной до трех кривых независимо от общего их числа на ленте-носителе: результаты одного сканирования размещаются в одном слове в соответствии с первой половиной табл. 3-3;

2) МАСК читает от четырех до шести кривых независимо от общего их числа на ленте; результаты одного сканирования размещаются в двух словах в соответствии со второй половиной таблицы.

Таблица 3-3

Число читаемых реализаций	Размещение читаемых реализаций							
	Разряды ячейки α				Разряды ячейки $\alpha+1$			
	знаковый	1—12	13—24	25—36	знаковый	1—12	13—24	25—36
1	—	1	—	—	—	—	—	—
2	—	1	2	—	—	—	—	—
3	—	1	2	3	—	—	—	—
4	—	1	2	3	—	4	—	—
5	—	1	2	3	—	4	5	—
6	—	1	2	3	—	4	5	6

Наиболее рационально ячейки МОЗУ используются при чтении автоматом трех или шести графиков; в остальных случаях ячейки заполнены частично. Если число читаемых реализаций не более трех, то для машины достаточно использовать сигналы *Готовность*

ординаты и Готовность 1-го слова, а при большем числе реализаций, кроме того, обязательно использование сигнала Готовность 2-го слова.

В любую вычислительную машину, в том числе и в «Минск-22», ввод из МАСК может быть осуществлен в зависимости от организации входа различными вариантами: 1 раз двенадцатью разрядами, 2 раза по шесть разрядов и 3 раза по четыре разряда (система ввода «Бланк»). В первом варианте передача двенадцатиразрядной ординаты производится за один такт без дополнительного оборудования, во втором и третьем — за два и три такта соответственно с обязательным применением небольших буферных устройств (пять—семь ячеек) для формирования задержанных сиг-

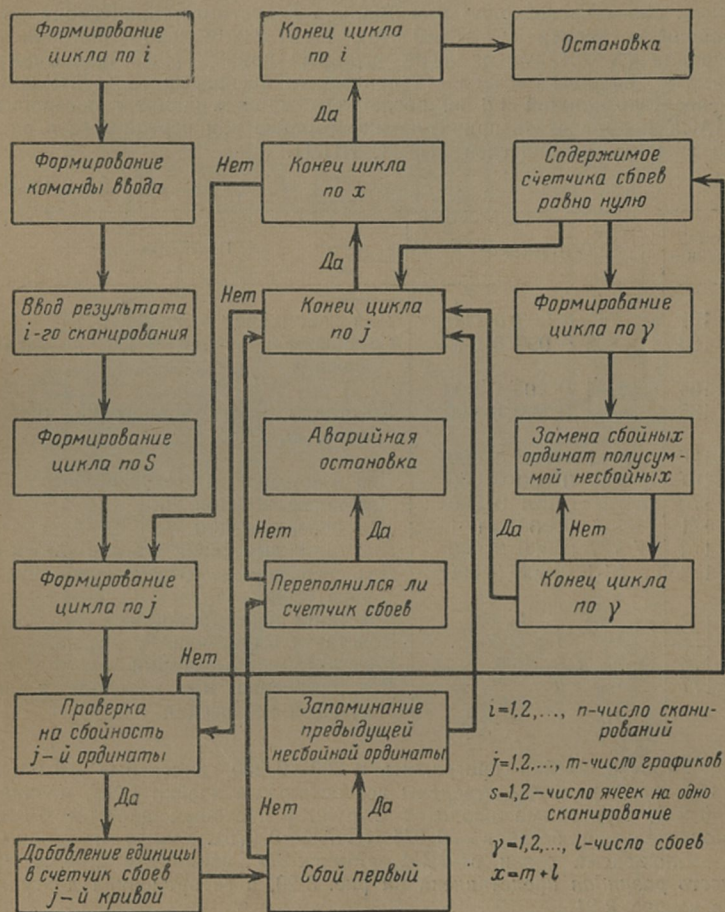


Рис. 3-19. Блок-схема ввода информации из МАСК в ЭВМ «Минск-22».

налов выдачи и сдвига. Блок-схема программы ввода *1 раз двенадцатью разрядами* представлена на рис. 3-19.

Новообразованная команда —55 00 A_1 A_2 обеспечивает ввод всех ординат (от первой до шестой) с учетом сбойных ситуаций. При числе графиков $m \leq 3$ адрес A_1 — нулевой, результат сканирования размещается в ячейке A_2 , при $m > 3$ в любой из разрядов A_1 заносится единица, и по этому признаку результат сканирования запишется в две последовательные ячейки: первая тройка ординат размещается в ячейке A_2 , остальные — в A_2+1 .

Сбойные ординаты заменяются полусуммой несбойных, одна из которых является предыдущей, вторая — последующей, после сбоя (разрыв линий записи, пометка, наклон превосходит 87°). Если число сбоев превосходит максимально допустимое, происходит аварийная остановка (СЧАК=0 046). При минимальном шаге квантования ($\Delta=0,4$ мм) и числе читаемых кривых $m > 3$ оперативная память машины позволяет произвести непрерывное считывание с носителя длиной 1,6 м, после чего машина должна остановить МАСК и обработать принятую информацию или передать ее в один из внешних накопителей (НМЛ, НПЛ).

Таблица 3-4

Номер ячейки	Содержимое	Пояснения
0 162	s 0 000 0 000	Для накопления в ячейке 0 157
0 163	222 0 000 0 000	Содержимое ячейки 0 157 до накопления
0 164	$n-1$ 0 000 0 000	Константы числа повторений циклов по n , m , s
0 165	$m-1$ 0 000 0 000	
0 166	$s-1$ 0 000 0 000	Для накопления в счетчике сбоев
0 167	1 0 000 0 000	
0 170	0 001 0 000	Для переадресации A_1
0 171	0 000 0 001	Для переадресации A_2
0 172	7 777 0 000 0 000	Константа выделения старшего разряда
0 173	$l+1$ 0 000 0 000	Для сравнения на переполнение счетчика сбоев
0 174	s	Константа переадресации
0 175	7 777	Константа выделения A_2
0 176	s 0 000	Константа переадресации
0 177	2	Для сравнения при переходе к следующей реализации

Рабочие ячейки программы 0 200—0 220, индексные — 0 001—0 007; под ординаты отведены все остальные ячейки ОЗУ, начиная с 0 222. Программа вводится с пульта пусковым адресом 0 010; окончательный останов — 0 074 (СЧАК=0 075).

Блок-схема связи с ЭВМ «Минск-22» вариантом 2 *раза по шесть разрядов* представлена на рис. 3-20, а ее временная диаграмма на рис. 3-21.

Рабочая программа (приложение 1) занимает 106 ячеек 0,010—0 161, восьмеричные константы — 14 ячеек (0 162—0 177); распределение памяти указано в табл. 3-4.

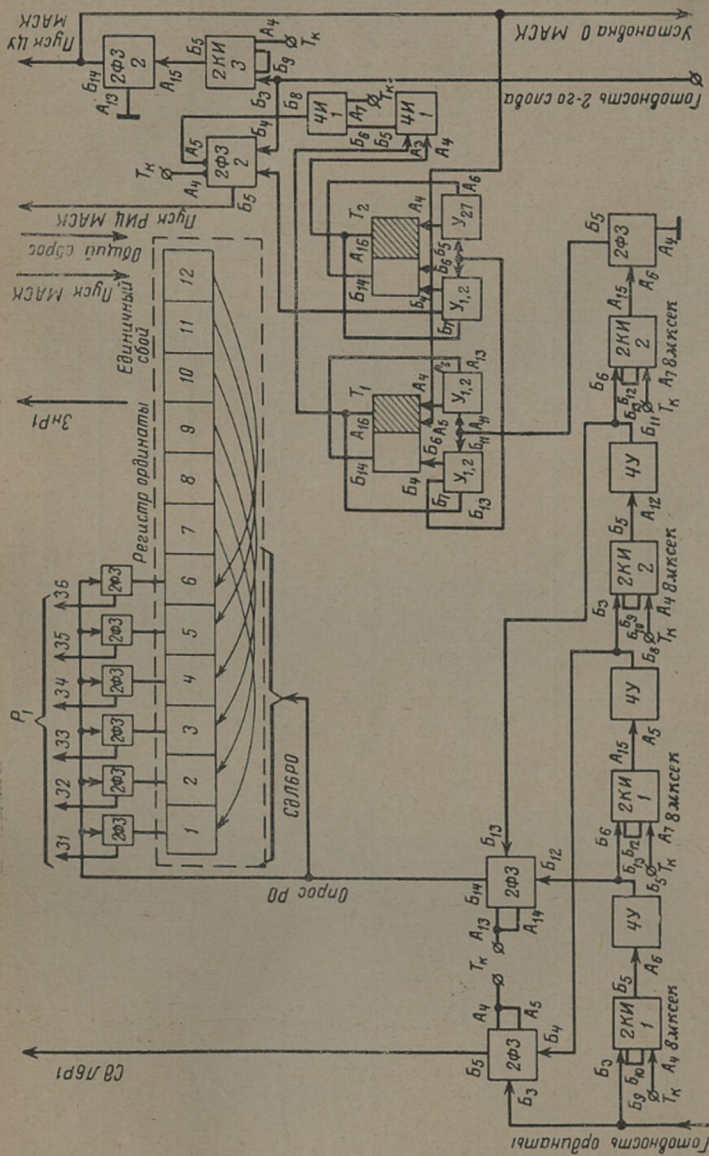


Рис. 3-20. Схема агрегатирования MASK с ЭВМ «Минск-22».

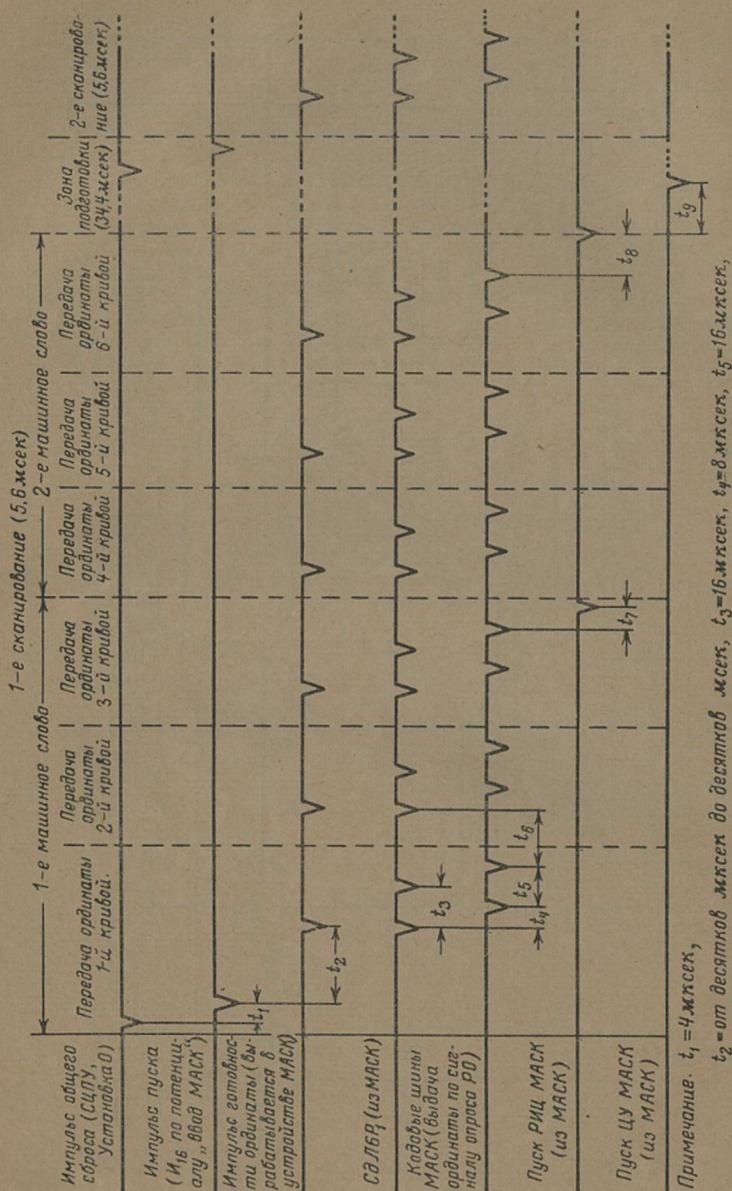


Рис. 3-21. Временная диаграмма совместной работы MASK с ЭВМ «Минск-22».

Запись сформированного машинного слова осуществляется в пятом такте сигналом *Пуск РИЦ МАСК*, который вырабатывается в МАСК после сканирования трех кривых (счетчик $T_1 - T_2$) или по концу сканирования. Запуск ЦУ осуществляется сигналом *Пуск ЦУ МАСК*, который вырабатывается в МАСК с задержкой не менее 40 мксек по отношению к последнему сигналу *Пуск РИЦ МАСК*, формируемому по концу сканирования. Запуск ЦУ на выполнение следующей команды после одного сканирования производится аналогично запуску ЦУ при работе с устройством «Бланк». Одно сканирование осуществляется за 3 мсек, а интервал времени между сканированиями равен 20 мсек, поэтому операцию считывания кривых нецелесообразно делать групповой; такой режим не позволил бы эффективно использовать «Минск-22» из-за потери 17 мсек на каждом сканировании.

Команда считывания графиков должна обеспечить ввод ординат, получаемых МАСК за одно сканирование. Такая команда может быть организована с помощью операции —55 с признаком в одном из разрядов первого адреса, а второй адрес используется для указания ячейки МОЗУ, начиная с которой размещаются вводимые ординаты. Для организации ввода результатов n сканирований необходимо выполнение условий: а) команда считывания кривых используется совместно с командой организации циклов (—20); количество шагов сканирования задается числом n циклов в команде с операцией —20; б) модификация адреса A_2 команды считывания кривых производится путем задания s в ячейке памяти с адресом, указанным по A_2 ; $s_1 = 1$, если МАСК вводит от одной до трех кривых, и $s_2 = 2$, если вводится от четырех до шести кривых; в) изменение адреса внутри одного шага сканирования обеспечивается в памяти также командой с операцией —55; г) после команды *ввод с МАСК* ставится команда безусловного перехода для выхода на подпрограмму сбоя при наличии сигнала *Сбой МАСК*.

По команде считывания ЦУ выполняет следующие функции: начальная установка МАСК (установка в 0), посылка A_2 в РА МОЗУ, пуск МАСК, остановка ЦУ на время формирования слова в P_1 , пуск ЦУ на запись слова из P_1 в МОЗУ (пятый такт) по сигналу *Пуск РИЦ МАСК*, наращивание адреса в РА МОЗУ (I_{56}) и остановка ЦУ после записи каждого слова, пуск ЦУ на следующую команду после каждого сканирования.

Команда считывания выполняется в два такта, первый из которых является стандартным тактом чтения команды с посылкой A_2 в РА МОЗУ в конце такта, причем сигнал I_{16} останавливает ЦУ и формирует сигнал запуска МАСК. После окончания формирования слова в P_1 сигнал *Пуск РИЦ МАСК* запускает ЦУ.

Пятый шаг — стандартный, но с записью из P_1 ; по шестому шагу (I_{56}) добавляется единица в РА МОЗУ и ЦУ останавливается до конца формирования следующего слова, после чего ЦУ снова запускается на пятый шаг сигналом *Пуск РИЦ МАСК*, а сигналом конца сканирования — на выполнение следующей команды сигналом *Пуск ЦУ МАСК*.

Передача ординаты из МАСК в P_1 осуществляется следующим образом: а) содержимое шести старших разрядов P_0 (МАСК) параллельно поступает в 31—36-й разряды P_1 ; б) содержимое P_1 сдвигается влево на шесть разрядов сигналом $S_{дл6P_1}$. Эти операции занесения и сдвига влево на шесть разрядов повторяются до окончания формирования машинного слова.

При возникновении единичного сбоя в $ЗнР_1$ из МАСК выдается сигнал *Сбой*, который устанавливает знаковый разряд P_1 в состояние 1, которое при записи в МОЗУ расшифровывается как сбой, и в соответствии с программой принимаются меры к устранению сбоя.

Сбойная ордината $11...1$ формируется также в МАСК и заносится в соответствующее машинное слово в обычном порядке. Неоднократное последовательное возникновение сбоев можно обнаружить путем заполнения счетчика на заданное приемлемое число сбоев. Сигнал переполнения этого счетчика и может быть принят в качестве сигнала *Сбой МАСК—остановка*, который следует использовать в ЦУ таким же образом, как и при наличии сбоя устройства «Бланк». Счетчик сбоев в МАСК отсутствует и должен быть образован на нужное число разрядов (обычно 2—3) в свободных гнездах «Минск-22». Сигналы связи имеют следующее назначение:

а) Сигналы из «Минск-22»:

Общий сброс — установка регистровых элементов МАСК в исходное состояние в первом такте команды; этот сигнал подается автоматически ($УИ_{15}$) на клемму *Нач. уст.* или вручную с ЦПУ.

Пуск МАСК — сигнал $И_{16}$ (потенциальный) для запуска МАСК через клемму *Пуск*.

б) Сигналы из МАСК:

$СдЛ6Р_1$ — сигнал триггера T_K конца сканирования, предназначенный для сдвига (*Сд*) информации в регистре P_1 на шесть разрядов влево ($Л6$).

$КШ$ МАСК — сигналы шести разрядов ординаты по шести кодовым шинам ($КШ$), формируемые импульсом *Опрос РО* с T_K .

Единичный сбой — импульс для индикации сбоя при сканировании и занесения в знаковый разряд P_1 по кодовой шине знака; МАСК не останавливается.

Сбой МАСК — импульс, формируемый при переполнении счетчика сбоев; ввод с МАСК прекращается, выполняется первая команда нужной программы.

Пуск РИЦ МАСК — импульс запуска ЦУ на пятый шаг; формируется счетчиком $T_1—T_2$, T_K и системой управления и формирования.

Пуск ЦУ МАСК — импульс запуска ЦУ на выполнение следующей команды (продолжение ввода или программа расчетов). Этот сигнал добавляет единицу в $СчАК$ и при отсутствии сигнала *Сбой МАСК* пропускается команда, следующая за вводом с МАСК.

Работа МАСК совместно с машиной начинается с подачи потенциала $И_{16}$ (ввод МАСК). Временная диаграмма требует, чтобы расстояние между кривыми было не менее 3 мм, что при скорости сканирования $5 \cdot 10^3$ см/сек соответствует интервалу времени 60 мксек.

Методика агрегатирования МАСК с ЦВМ «Минск-14»

Для обращения машины к автомату считывания графиков вводится специальная команда с кодом +67. По первому адресу A_1 записывается начальный адрес массива ячеек МОЗУ, по второму адресу A_2 — конечный адрес. Большинство цепей для выполнения этой команды имеется в машине. Команда должна состоять из следующих микроопераций машины:

I такт РИ — вызов команды из МОЗУ на регистр C .

II такт РИ — передача C_1 (часть C , в которой записан A_1) в ад-

ресный регистр AP , блокировка сигнала чтения числа, записанного в $ЗУ$ по A_1 .

III такт РИ — передача кода регистра C в регистр B , блокировка сигнала передачи C_2 в AP , сигнал *операция* подается на единственный установочный вход триггера T_{16} МАСК. МАСК формирует следующие микрооперации:

1. По сигналу *Готовность ординаты* код C_1 передается в младшие разряды регистра C .

2. Через линию задержки 6 мксек сигнал *Готовность ординаты* подается в цепь машинного сигнала *запись*. По этому же сигналу машина формирует сигнал *Добавление 1* в AP .

IV такт РИ — при совпадении кодов AP и B вырабатывается уровень $+200$ в, по которому с задержкой 40 мксек формируется сигнал остановки МАСК и сигнал запуска машины на выполнение команды, которая следует за операцией $+67$. Для реализации этой команды сигналы *Чтение* и *Передача $C_2 \rightarrow AP$* должны управляться операцией $+67$, как показано на рис. 3-22, а. Уровень шины $+67$ блока операций через схему отрицания подается на вентили B_1 и B_2 , которые разрывают цепь указанных выше сигналов. При выполнении любых других операций, в которых содержатся эти сигналы, последние проходят через вентили B_1 и B_2 , а при выполнении операции $+67$ они блокируются.

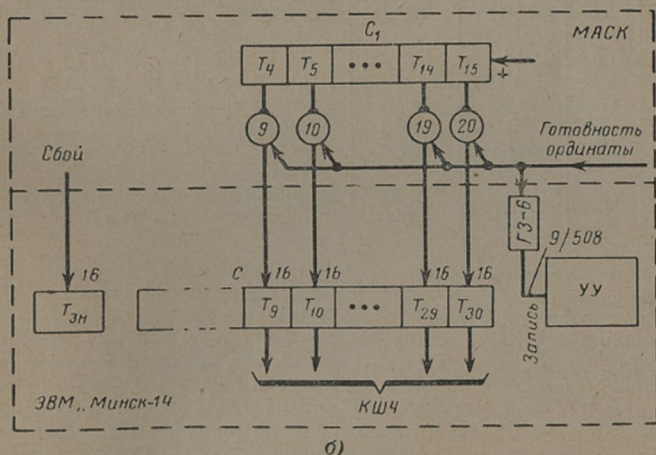
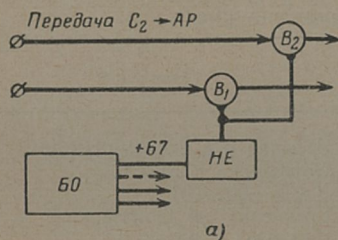


Рис. 3-22. Блок-схема связи МАСК с ЭВМ «Минск-14».

Для передачи кода C_1 в регистр C невыгодно использовать цепи устройства ввода, так как время ввода при этом составляет около 225 мксек. Это время накладывает сильное ограничение на расстояние между зонами графиков, которое при этих условиях достигает 20 мм. Это время также оказывает влияние и на формирование машинного слова из двух ординат, так как не исключается возможность, когда сигналы готовности ординаты будут возникать на смежных границах зон графиков. Поэтому для машины «Минск-14» целесообразно принять режим первоначальной записи всех 12 разрядов C_1 в одну ячейку памяти, с тем чтобы в последующем (в зоне подготовки) в случае необходимости произвести уплотнение записи по две ординаты в ячейку. Рассмотренная выше команда представляет для этого хорошие возможности. Зная количество графиков на ленте, оператор по A_2 задает конечный адрес ячейки массива, после заполнения которого целесообразно уплотнить запись.

Рассмотрим пример ввода для случая двух графиков на ленте. Для ординат отводится сплошной массив памяти, начиная с ячейки p и кончая ячейкой $p+p_i$, рабочие ячейки начинаются с номера m , дальний адрес программы ввода k , в ячейку n заносится число 00...01, в ячейку $n+1$ — константа выделения знакового разряда и 12 младших разрядов — 000...07 777, в ячейку t заносится число p_i .

В этих условных адресах программа имеет вид:

Адрес	Операция	A_1	A_2	Пояснения
k	05	0 000	$m+2$	Засылка 0 в ячейку-счетчик
$k+1$	67	m	$m+1$	Обращение к МАСК
$k+2$	00	n	$m+2$	$\langle n \rangle = 00...01$
$k+3$	-11	$m+2$	t	Сравнение на запоминание массива
$k+4$	54	$k+6$	$k+6$	Условный переход
$k+5$	24	$k+15$	0 000	Безусловный переход после заполнения массива
$k+6$	06	$n+1$	m	$\langle n+1 \rangle = -00...07 777$
$k+7$	-27	0 014	m	Сдвиг влево на 12 разрядов
$k+10$	06	$n+1$	$m+1$	Формирование машинного слова из
$k+11$	-06	m	$m+1$	двух ординат
$k+12$	05	$m+1$	p	Засылка слов в отведенный массив в ЗУ
$k+13$	00	n	$k+12$	Формирование команды засылки
$k+14$	24	$k+1$	0 000	

При считывании другого количества графиков программа будет несколько отличаться от приведенной, но ее составление не представляет трудностей. Вместо программы уплотнения записи в зоне подготовки можно выполнять небольшую (до 50 средних операций) программу обработки графика. Понятно, что программа может быть достаточно сложной и большой по времени выполнения, но в режиме ввода с МАСК она должна быть разбита на части, не превосходящие по времени 50 средних операций и заканчивающиеся командами перехода к вводу с МАСК с формированием новых адресов команды 67A₁A₂.

Для передачи кода ординаты в машину счетчик C_1 соединяется с приемным регистром C по схеме, показанной на рис. 3-22,б. Триггеры счетчика управляют вентилями B_9-B_{20} , выходы которых подаются на единичные установочные входы (клемма 16) соответствующих триггеров регистра C ; сигнал $C_{бой}$ подается на знаковый разряд C . Для установки триггеров машины необходим отрицательный сигнал амплитудой 30—60 в. Для получения такого сигнала с вентилей (ячейка 2Ф2) передачи кода выходной трансформатор должен быть повышающим с коэффициентом трансформации $n=4$. Выходная мощность 300 мвт элемента 2Ф2 позволяет это делать.

Сигнал *Готовность ординаты* поступает на вентили выдачи и через генератор задержки 6 мксек в виде сигнала *Запись* выдается в УУ машины на клемму 9/508. По этому сигналу число с регистра C записывается в память машины. Время записи числа с регистра C около 40 мксек, а весь цикл переписи содержимого C_1 в машину занимает не более 50 мксек.

Поэтому при считывании графиков необходимо иметь в виду, что зона разделения графиков должна быть не менее 5 мм.

Агрегатирование МАСК с ЭВМ «Урал-2».

Совместная автоматическая работа МАСК и ЭВМ «Урал-2» обеспечивается за счет двусторонней связи. Из МАСК в машину выдаются двенадцатиразрядный двоичный код ординат графика и сигнал *Готовность ординаты*, а также сигналы *Cбой* и *Конец сканирования*; из машины в МАСК поступают сигналы автоматического пуска и остановки, обуславливающие начало и окончание считывания ординат графиков соответственно, а также сигнал сброса регистра ординаты, сигнал окончания считывания может быть сформирован по специальной команде программой или при переполнении оперативной памяти машины. Соединительный жгут подключается к МАСК через разъем РША-20, расположенный внизу на левой боковой стенке электронного шкафа, а к «Урал-2» — на дополнительный вход.

Перепись ординаты графика со счетчика МАСК производится командой $P_{см}$, по которой выполняется операция 40 отсылки числа с дополнительного входа машины на ее сумматор. Для правильной работы машины по команде $P_{см}$ необходимо, чтобы код информации с дополнительного устройства, (в данном случае таким устройством является МАСК), удерживался неизменным в течение длительности сигнала готовности, равной 160 мксек.

Подпрограмма ввода из МАСК в «Урал-2» такова:

Номер команды	Операция	Адрес	Пояснения
k	25	n	Начало цикла
$k+1$	40	0	Занесение из МАСК в сумматор
$k+2$	-16	l	Засылка из Σ в НФ
$k+3$	24	$k+1$	Конец цикла — условная передача
$k+4$	25	n	Начало цикла вывода ординат на печать
$k+5$	-02	l	Выборка из НФ в сумматор
$k+6$	33	0 001	Печать
$k+7$	37	0 000	Остановка
$k+10$	22	0 001	Передача управления машине

Здесь n — количество вводимых ординат; оно назначается оператором в зависимости от характера решаемой задачи и по команде k засылается в счетчик циклов; l — номер полной ячейки, с которой последовательно будут записываться очередные ординаты. По команде $k+1$ в МАСК выдается с усилителя 11-У-50 в виде высокого уровня сигнал У16 — сигнал запуска МАСК. После выработки в МАСК сигнала *Готовность ординаты* длительностью 160 мксек начинается исполнение операции 40 переписи кода ординаты из МАСК на сумматор; для этого используется сигнал И3.

По команде $k+2$ машина выполняет операцию отправки кода ординаты из сумматора АУ в ячейку НФ; в этой команде указы-

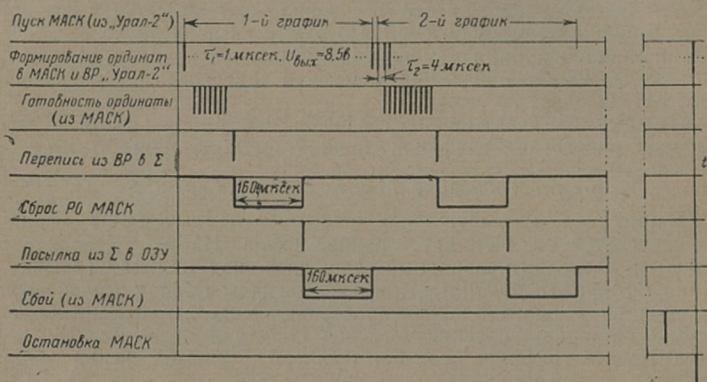


Рис. 3-23. Временная диаграмма совместной работы МАСК с ЭВМ «Урал-2».

вается признак полноты ячейки — в данном случае в целях экономного использования НФ ячейка должна быть неполной — 20 разрядов. Затем происходит выполнение операции 24, по которой в зависимости от содержимого адресной части $k+1$ происходит передача управления следующей по порядку команде, если $\langle k+1 \rangle = 0$, или началу цикла при $\langle k+1 \rangle \neq 0$. Если МАСК продолжает считывание следующей ординаты, то по команде $k+1$ вновь выдается сигнал запуска МАСК и происходит последовательное исполнение операции 40, как было написано ранее. Если команда $k+1$ передает управление следующей по порядку команде, то, поскольку обращение к операции 40 отсутствует, сигнала запуска МАСК нет и сигнал готовности с МАСК не воспринимается. Остановка МАСК осуществляется по команде $k+7$ после выборки из НФ в Σ и печати результата. Временная диаграмма совместной работы МАСК и «Урал-2» показана на рис. 3-23, откуда видно, что для выполнения последовательной записи ординат в ячейке НФ по данной подпрограмме необходим интервал времени 400 мксек ($80 + 160 + 160$), что соответствует ширине ленты 30 мм. Чтобы обеспечить считывание кривых, находящихся на любом расстоянии (меньше 30 мм), без повторной заправки графика, целесообразно предусмотреть возможность двукратного сканирования по одной линии считывания. Для этого на свободных разъемах ЭВМ «Урал-2» собрана схема, показанная на рис. 3-24 пунктиром. Она содержит следующие допол-

нительные элементы: триггеры T_1, T_2 вентили потенциальные $B_1—B_6$, вентиль импульсно-потенциальный B_7 . Работа схемы основана на принципе череззонного считывания и двукратного сканирования

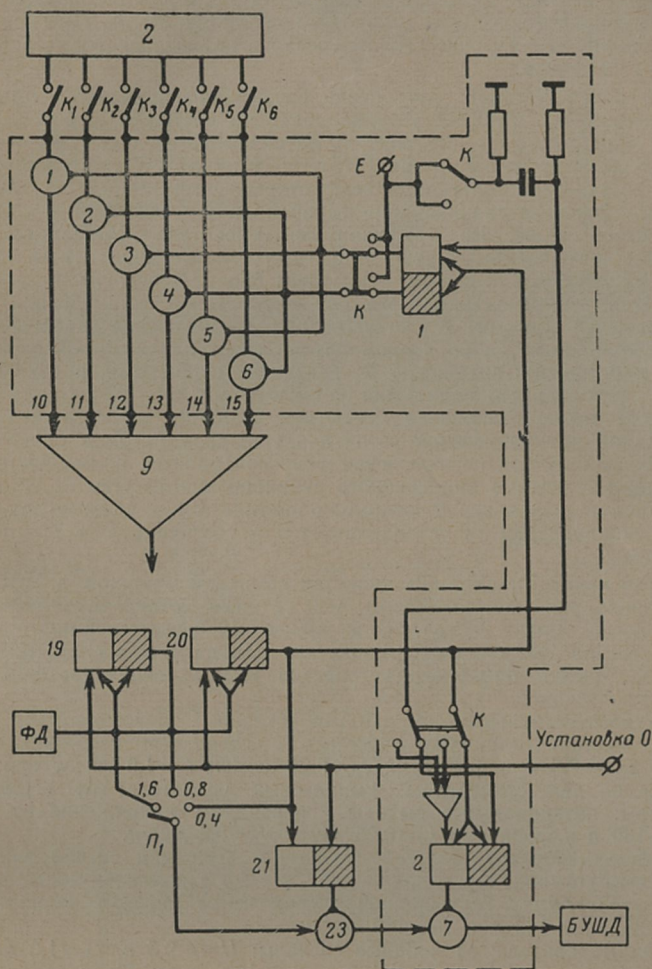


Рис. 3-24. Состав дополнительного оборудования для подключения МАСК к ЭВМ «Урал-2».

по одной линии считывания, т. е. при первом прохождении луча считываются нечетные графики ленты, при втором прохождении — четные графики. Между ключами $K_1—K_6$ и схемой $Сб_9$ установлено шесть потенциальных вентилей, управляемых триггером T_1 . На его счетный вход поступают импульсы от триггера счетчика шагов T_{20} ,

соответствующие концу зоны подготовки. Так как из вентилях $B_1—B_6$ нечетные подключены к нулевому выходу T_1 , четные — к единичному, то открытыми всегда будут только четные или только нечетные вентили. Начальное положение T_1 в режиме двукратного сканирования таково, что открытыми являются B_1, B_3, B_5 . При первом сканировании осуществляется выдача ординат первого, третьего, пятого графиков.

В конце мертвой зоны после считывания появляется импульс с триггера T_{20} , который устанавливает по счетному входу триггер T_2 в такое состояние, что клапан B_7 оказывается закрытым — перемещения ленты не происходит. Этот же импульс с T_{20} устанавливает T_1 в состояние 1, благодаря чему открываются вентили B_2, B_4, B_6 и при очередном сканировании осуществляется считывание второго, четвертого и шестого графиков ленты-носителя. Управление номерами считываемых кривых и шагами протягивания ленты производится обычным способом, описанным ранее. Переключение работы МАСК в режим однократного или двукратного сканирования осуществляется ключом K , который в первом случае коммутирует описанную схему, а во втором случае все вентили $B_1—B_6$ подключает к источнику питания, т. е. делает их открытыми, и отключает у T_2 счетный вход, подключая установочный, благодаря чему клапан B_7 также становится открытым. Этот же ключ служит для начальной принудительной установки триггеров T_1, T_2 в определенные состояния при переключении режимов работы, а именно: с его помощью в режиме однократного сканирования триггер T_2 устанавливается в положение 0, открывая клапан B_7 ; в режиме двукратного сканирования T_2 устанавливается в состояние 1, а T_1 — в состояние 0.

Так как ЭВМ «Урал-2» является ламповой машиной, а МАСК — полупроводниковым автоматом, между ними установлено буферное устройство (рис. 3-25,а), содержащее 12 усилителей-инверторов, одну ячейку $2Ф2$ и два формирователя для схем пуска и останова МАСК. Ячейки буферного устройства имеют следующие характеристики сигналов.

Усилитель-инвертор а) входные сигналы: потенциальные выходы полупроводниковых триггеров с перепадом напряжения от $-0,1$ до $-8,5$ в и фронтами $t_{\text{п}}=0,25$ мксек; $t_{\text{з}}=1,0$ мксек при нагрузке на два стандартных импульсных усилителя; б) выходные сигналы: потенциальные выходы с перепадом напряжения от $+55$ до $+160$ в и фронтами $t_{\text{п}}=0,25$ мксек, $t_{\text{з}}=0,8$ мксек.

Мультивибратор ждущий (МЖ): а) выходной сигнал запуска МЖ имеет амплитуду напряжения $U=-8,5$ в и длительность фронта $t_{\text{ф}}=1,0$ мксек; б) выходной сигнал имеет перепад напряжения от $+55$ до $+140$ в и $t_{\text{ф}}=160$ мксек.

Формирователь: а) входные сигналы: $U=-9,5$ в, $t_{\text{ф}}=1,0$ мксек; б) выходные сигналы: $U=+160$ в, $t_{\text{ф}}=160$ мксек. Полупроводниковые формирователи и их выходные дифференцирующие цепи для сигналов Пуск и Остановка в МАСК. Буферное устройство строится на ламповых схемах с использованием стандартных ячеек «Урал-2» 4И-1 и ОД, которые монтируются в свободных гнездах стойки УУ. Ячейка 4И-1 представляет собой четыре независимых усилителя-инвертора постоянного тока, собранных на двух лампах 6Н6П с постоянным источником смещения.

Ячейка 4И-1 надежно работает (в профилактическом контроле), если входные сигналы удовлетворяют следующим требованиям:

верхний уровень должен быть не менее 109 в, нижний уровень — не менее 65 в.

Усилители-инверторы применяются в машине для инвертирования сигналов, а также для развязывания схем, не допускающих больших нагрузок; сами же они способны работать непосредственно на низкоомные схемы.

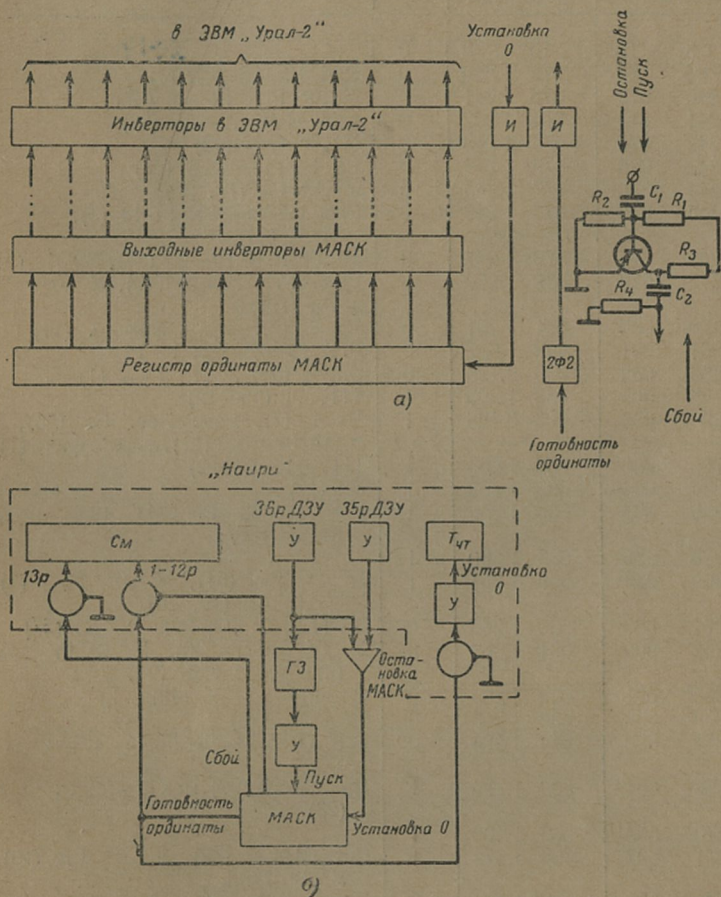


Рис. 3-25. Блок-схема буферных устройств для агрегатирования МАСК с ЭВМ «Урал-2» (а) и «Наири» (б).

Операция 4 отличается тем, что при анализе кода операции 66 машина не останавливается, как это было предусмотрено раньше, а переходит к выполнению микропрограммы, приведенной в табл. 3-5.

Микропрограмма ввода информации с МАСК (микро)

Адрес микро-команды		Адрес следующей микрокоманды		$T_{удв}$	Пояснения
8	10	10	8	0	
66	54	672	1 240	0	$1 \div 14$ РгК 12—25→См (3)
1 240	672	673	1 241	0	У „0“ РгК 12—25 (37)
1 241	673	674	1 242	0	СчК→РгК 12—25 (49)
1 242	674	675	1 243	0	У „0“ СчК (42)
1 243	675	676	1 244	0	См 1—14→СчК (48)
1 244	676	677	1 245	0	У „0“ См (19, 20)
1 245	677	678	1 246	0	РгК 12—25→См 1—14 (3), Чт A_3 (54)
1 246	678	679	1 247	0	У „0“ РгК 12—25 (37), Зп A_3 (51)
1 247	679	680	1 250	0	СчК→РгК 12—25 (49), У „0“ См (19) $2d?$
1 250	680	681	1 251	0	Чт A_4 (7), строб. фиксир. (11) разр. ч
1 251	681	682	1 552	0	РгК 12—25→См 1—14
1 252	682	2 005	3 725	0	Зп A_4 (54) У „1“ $T_{удв}$ (1)
3 725	2 005	683	1 253	1	111...1 (36—12)
1 253	683	2 006	3 726	1	Чт A_4 (7), Разр Лог. Сл (55), У „0“ Рг ОЗУ (21), строб. фикс (11)
3 726	2 006	683	1 254	1	111...1 (36—12)
1 254	684	685	1 255	1	Зп (12)
1 255	685	686	1 256	1	РгК 12—22→Рг ОЗУ (23), Пуск МАСК (36)
1 256	686	688	1 260	1	
1 260	688	689	1 261	1	У „1“ $T_{чт}$ (51), У „0“ $T_{удв}$ (2), У „0“ См (19, 20) 7
1 261	689	690	1 262	0	Зп (12), У „0“ РгК 12—25 (37)
1 262	690	691	1 263	0	У „0“ См (19, 20), У „0“ Рг ОЗУ (21) 3 „1“ СчК (24)
1 263	691	692	1 264	0	Сч→РгК 12—25 (49)
1 264	692	693	1 265	0	Чт ОЗУ (15)
1 265	693	694	1 266	0	РгК 12—25→См $1 \rightarrow 14$ (3) У „1“ $T_{удв}$
1 266	694	696	1 270	1	Пр. См=0 (59) РгК12→22 Рг ОЗУ (23)
1 270	696	688	1 260	1	
1 271	697	698	1 272	1	Ост. МАСК (35), У „0“ См (19), У „0“ $T_{удв}$
1 272	698	699	1 273	0	Чт A_3 (54), У „0“ СчК (24), строб. фикс (11)
1 273	699	700	1 274	0	См 1—12→СчК (48)
1 274	700	1			Возврат к микропрограмме „Выборка команды“

Это достигается тем, что вместо адреса 1 223 (остановка машины) прошит первый адрес (1 240) микропрограммы новой команды.

Адрес команды предыдущей микропрограммы, находящийся в СЧАК запоминается для его последующего восстановления при выходе из этой микропрограммы к фиксированной ячейке (третий фиксированный адрес ОЗУ). В нулевой ячейке ОЗУ записывается конечный адрес.

Ячейка одновибратора ОД предназначена для выработки прямоугольных сигналов регулируемой длительности при подаче на вход отрицательных перепадов напряжения.

Агрегатирование МАСК с ЭВМ «Наири»

Вычислительная машина «Наири» не имеет команд, которые позволили бы осуществить непосредственное ее агрегатирование с МАСК, поэтому введена новая команда с незадействованным кодом операции 66 (в восьмеричной системе), которая имеет следующий вид:

36	35	34	33	32	31	30	29	28	27	26	25		12	11
0	0	0	0	0	1	0	1	1	0	0		A		← n →
Модификация операции			n s		Код операции 26						Начальный адрес для записи ординат		Количество ординат, которое необходимо занести в ОЗУ	

Эта команда в ЭВМ «Наири» выполняется аналогично другим, т. е. машина последовательно выполняет следующие операции: 1) выборка команды; 2) анализ модификации; 3) анализ n (33-й разряд РгК) и s (32-й разряд РгК); 4) выполнение выбранной команды; 5) запись результатов.

Однако выполнение новой команды несколько отличается операциями 1 и 4 от хода выполнения других команд. Операция 1 отличается тем, что в микропрограмме *Выборка команды* по адресам микрокоманд 3 и 14 добавлены следующие операции: а) по адресу 3—ЧтА₄ (четвертый фиксированный адрес ОЗУ); б) по адресу 14—ЗпА₄ массива считываемой автоматом информации. Далее 36-м разрядом ДЗУ осуществляется пуск МАСК, сумматор подготавливается к приему кода ординаты и осуществляется остановка машины. После появления сигнала *Готовность ординаты* код ординаты поступает в сумматор (рис. 3-25б); этим же сигналом осуществляется пуск машины (У«0»Т_{чт}) и код считанной ординаты записывается в ОЗУ по адресу, находящемуся в СЧАК. Затем согласно микропрограмме осуществляется запись необходимого количества ординат в ОЗУ машины, после чего поступает микрокоманда *Остановка МАСК* и в счетчике команд происходит восстановление адреса предыдущей команды, который хранился во время ввода информации в МАСК в сформированной ячейке А₃.

фиксированный

Таким образом, для синхронизации совместной работы МАСК с ЭВМ «Наири» используются следующие управляющие сигналы: 1) *готовность ординаты*; 2) *сбой*; 3) *пуск МАСК*; 4) *останов МАСК*. Первые два сигнала вырабатываются прибором МАСК, другие два — машиной «Наири». Кроме того, введены дополнительно генератор задержки ГЗ, усилитель У и сборка Сб на два входа.

3.4. КОНСТРУКЦИЯ МАСК

Конструктивно МАСК выполнен (рис. 3-26) в виде двух вертикально-размещенных устройств: 1 — фотоэлектрического преобразователя (ФЭП), 3 — электронного регистратора и распределителя ординат (ЭРРО) с пульта управления 2.

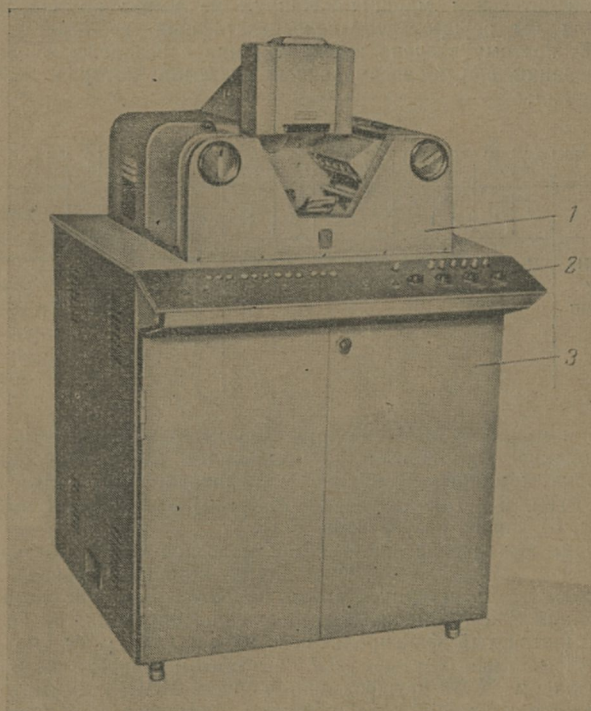


Рис. 3-26. Внешний вид МАСК.

Лента-носитель (рис. 3-27,а) с графиками 5 заправляется в катушку подачи 1, подводится к вращающемуся в подшипниках ролик 2, укрепленному на рычаге 10. Он может поворачиваться вокруг своей оси штоками 12, на которые воздействуют пружины 11 и 13. Блок 10—13 выполняет функции демпфирующего устройства, пре-

дупреждающего провисание или чрезмерное натяжение ленты при заедании или проскальзывании катушки подачи 1. Последняя проворачивается усилием натяжения ленты и оборудована фрикционным тормозным устройством, обеспечивающим равномерную подачу ленты.

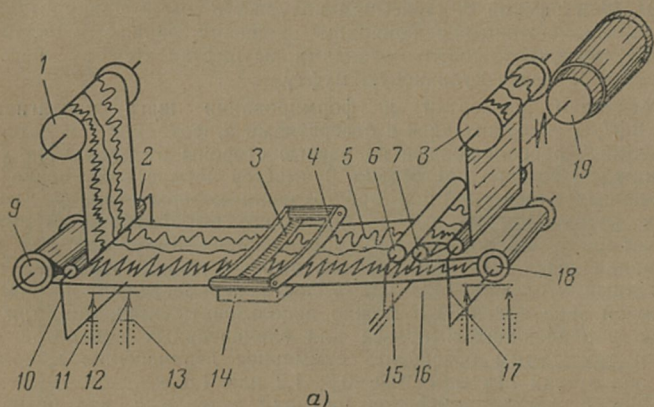
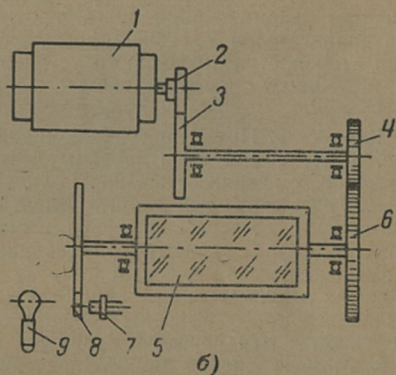


Рис. 3-27. Лентопротяжный механизм (а) и система развертки и синхронизации (б).



От блока 10—13 лента поступает на направляющий ролик 9, затем через направляющее ложе 14, рамку 4, второй направляющий ролик 18 — на ведущий обремененный валик 7 и демфирующее устройство 17, конструкция и назначение которого аналогичны ранее описанному блоку 10—13, и на приемную катушку 8. Протягивание ленты осуществляется ведущим валиком 7, к которому лента прижимается роликом 6, установленным в качающемся кронштейне 15. Усилие прижима создается двумя регулируемыми пружинами 16. Диаметр ведущего валика изготовлен с высокой точностью. Расстояние от оси обремененного валика 7 до линии контакта с лентой выдерживается установкой межцентрового расстояния между прижимным 6 и ведущим 7 валиками; это расстояние должно быть равно полусумме их диаметров. Оно устанавливается при помощи регулируемых упоров, при этом на поверхности резины появляется

пятно контакта, что предотвращает проскальзывание ленты по ведущему валу. На наружной поверхности прижимного валика 6 нарезана трапециевидная резьба, справа по ходу движения ленты — правая, слева — левая. Это позволяет предотвратить снятие ленты от краев к середине при прохождении ее между направляющим ложом 14 и рамкой 4. Приемная катушка 8 имеет принудительный привод, совмещенный с приводом вращения ведущего валика 7. Привод лентопротяжного механизма осуществляется от шагового двигателя 19 через кулачковую муфту.

Механизм развертки и формирования шага протягивания (рис. 3-27,б) содержит диск с отверстиями 8, фотодиод 7 и лампочку подсветки 9, расположенные по разные стороны от диска. На диске 8 в каждом секторе подготовки β имеется четыре равномерно расположенных отверстия, при прохождении которых между лампочкой и фотодиодом на выходе последнего вырабатываются группы (по четыре в каждой группе) управляющих импульсов для формирования шага. Диаметр валика выбран таким, чтобы за один дискретный угол поворота ШД-4 лента переместилась на 0,4 мм; в каждой зоне подготовки можно использовать один, два, три или четыре управляющих импульса для элементарных поворотов вала ШД и тем самым обеспечить суммарное перемещение в каждой зоне подготовки ленты на 0,4; 0,8; 1,2 или 1,6 мм.

Диск 8 жестко закреплен на валу зеркала 5, что позволяет упростить схему синхронизации механизма вращения зеркала с механизмом формирования шага протягивания. Зеркало вращается электродвигателем 1 (Г304) через шестеренчатый редуктор 2, 3, 4, 6, на второй ступени которого установлены сменные шестерни 4 и 6, что позволяет изменять число оборотов зеркала от 3 000 до 750 об/мин.

Корпус ФЭП собран из алюминиевых листов 1 на стяжках 2 (рис. 3-28); в нем смонтированы лентопротяжный механизм, оптическая система развертывания, головка фотоэлектронных умножителей, блок усилителей-формирователей и привод зеркала. На ведущем валике 7 жестко закреплен шкив 9, конструктивно выполненный совместно с полумуфтой соединительной муфты 10, который с помощью пассива 4 соединяется со шкивом 5, свободно вращающимся на ведущем валике приемной катушки 8. На этом же валике на шпонках по обе стороны шкива 5 сидят два фрикционных диска 3, служащих для передачи вращения от шкива 5 к валику катушки 8. Момент трения между поверхностями шкива и дисков создается усилием нажатия пружины 6, которое может регулироваться гайкой 11 с контргайкой 12 таким образом, чтобы обеспечить постоянное проскальзывание шкива 5 относительно 3, возникающее в связи с тем, что скорость ленты постепенно возрастает с увеличением наружного диаметра поверхности намотанного слоя ленты относительно равномерной скорости подачи последней ведущим валиком 7. Для компенсации чрезмерного натяжения или провисания ленты в результате заедания или проскальзывания в механизме вращения намоточной катушки предусмотрен ранее описанный на рис. 3-27,а демпфер 17, который способствует созданию необходимого угла охвата ведущего валика.

При повороте зеркала 5 (рис. 3-29,б) через входные отверстия диафрагменного диска 9 к фотоэлементам 11 последовательно поступают изображения всех точек поперечного сечения поля считывания. При перекрытии входных отверстий фотоэлементов (ФЭУ-26)

линиями графика или базы на выходах фотоэлементов образуются импульсы тока. Базовые отметки устанавливаются с помощью нониуса на рамке 4. Точность установки базы $\pm 0,1$ мм. Объектив 6, диафрагма 9 и блок фотоэлементов 10 крепятся к тубусу 7. Последний закреплен в корпусе 3, в котором смонтирован также механизм зеркальной развертки. Кольцо диафрагмы имеет внутреннюю резьбу для юстировки и закрепляется контргайкой 8. Величина поля считывания, определяемая шириной считываемой ленты, регулируется подвижной заслонкой 2 с фиксатором.

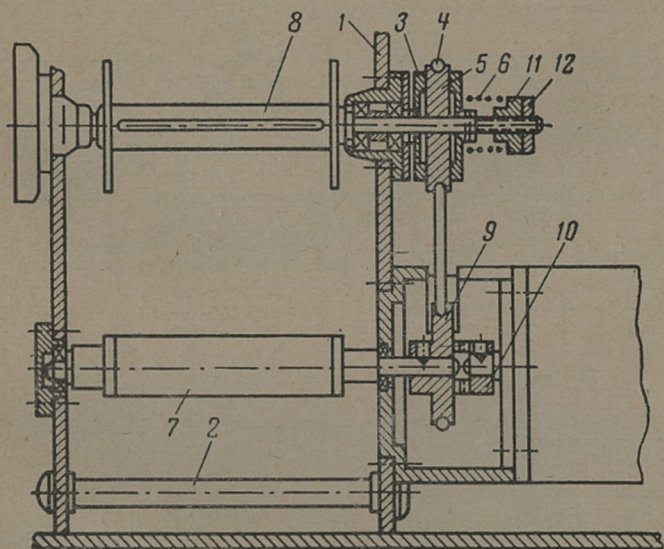


Рис. 3-28. Привод лентопротяжного механизма.

Направляющие ложе и рамка, служащие для изгибания ленты в поле считывания, выполнены как один узел, который можно регулировать отдельно от прибора. Фиксирование рамки относительно ложа в открытом и закрытом положении осуществляется рычагом 14, воздействующим на кулачок рамки, и пружиной 13. В корпусе головки установлены два усилителя-формирователя импульсов с выхода ФЭУ 12, смонтированные на стандартной плате ЭВМ «Минск-22». Для улучшения качества восприятия информации предусмотрена дополнительная подсветка поля считывания. С этой целью по обе стороны от круговой подложки на кронштейнах монтируются рефлекторы с осветителями: пять ламп мощностью по 15 вт с каждой стороны. Схема установки последних обеспечивает равномерную освещенность всего поля считывания.

Электронный регистратор ординат размещен в шкафу (рис. 3-29,а), каркас которого 9 сварен из уголкового железа. Блоки питания 1—5 (1-БП1000, 2-БП25, 3-БП15, 4-БП2,5, 5-БП8,5) и блоки стабилизации скорости вращения двигателя развертки 6 расположены с учетом степени их нагревания.

Ячейки 7 смонтированы на панели, закрепленной на поворотном кронштейне 8. Для улучшения условий охлаждения в боковой стенке сделаны жалюзи, днище представляет собой решетку с отверстиями, а в верхней крышке, под считывающей головкой, проделан ряд пазов. Фотоэлектрический преобразователь имеет опорные амортизационные подставки высотой 30 мм, за счет чего между ними и верхней крышкой создается зазор для пропускания нагретого воздуха, идущего из шкафа. Вентиляция — конвективная.

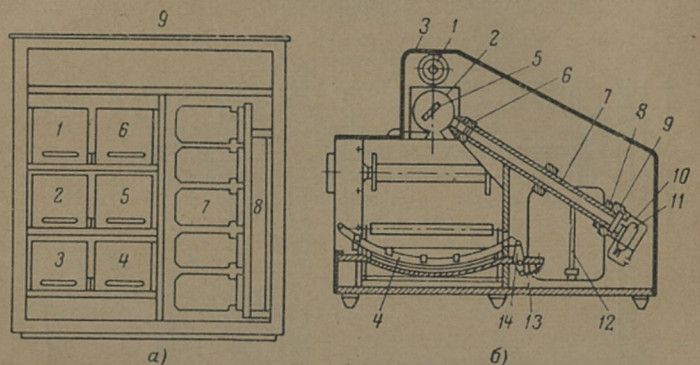


Рис. 3-29. Электронный шкаф (а), головка считывания (б) и пульт управления (в) МАСК.

К раме шкафа на шарнирных подвесках крепится пульт управления (рис. 3-29, в), на котором размещены следующие органы управления, контроля, индикации:

1) кнопки 1 и 2 для включения и выключения напряжения сети *Сеть*: Вкл., Выкл. и лампы индикации 10, которая загорается при подаче напряжения от сети 220 в, 50 гц;

2) четырехпозиционный переключатель 3 для установки шага квантования 0,4; 0,8 или 1,6 мм с гравировкой *Шаг*, *Выкл.*, 0,4; 0,8; 1,6. Крайнее левое положение этого переключателя выключает лентопротяжный механизм;

3) трехпозиционный переключатель 4 для установки одного из трех режимов контроля сбойной ситуации с гравировкой *Режим*, 1, 2, 3;

4) кнопки 5 и 6 для сброса всех элементов МАСК в нулевое состояние и для запуска МАСК вручную; имеют гравировки *Установка 0* и *Пуск* соответственно;

5) кнопка $\hat{7}$ для включения ЛПМ вручную с гравировкой ЛПМ;
6) трехпозиционный переключатель 8 для выбора варианта формирования одного машинного слова с гравировкой 1-е слово; число ординат 1, 2, 3. Номер выбранной позиции этого переключателя соответствует числу ординат, заносимых в одно машинное слово (адрес ячейки оперативного запоминающего устройства);

7) шестипозиционный переключатель 9 для выбора варианта формирования двух машинных слов, имеет гравировку 2-е слово; число ординат 1, 2, 3, 4, 5, 6. Номер выбранной позиции этого переключателя соответствует числу ординат, заносимых в два машинных слова (Адреса ячеек оперативного запоминающего устройства ЭВМ);

8) сигнальные лампы 11—22 для индикации состояний регистра ординат; лампа 11 показывает состояние триггера знака ординаты — она горит, когда триггер знака находится в состоянии 1;

9) сигнальная лампа 23 Вкл. ГИ для индикации запуска МАСК и включения ГИ на схему регистрации;

10) тумблер 24 для включения непрерывного или старт-стопного режима считывания с гравировкой Непр, Старт—стоп;

11) шесть тумблеров 25 для включения номеров считываемых графиков с гравировкой График; 1, 2, 3, 4, 5, 6, Выключено.

Эксплуатация МАСК совместно с ЭВМ «Минск-22», «Наири» и «Урал-2» показала, что при анализе случайных процессов производительность ввода реализаций в различные машины увеличивается в 400—600 раз, а себестоимость обработки 1 м реализации уменьшается примерно 300 раз. При этом улучшаются такие качественные показатели конечных результатов анализа динамических процессов, как точность, надежность и оперативность.

3-5. УСТРОЙСТВО ВВОДА СПЕКТРОГРАММ

Функция распределения интенсивности излучения пробы $E(\lambda)$ (рис. 3-30, а) в зависимости от длины волны λ обычно формируется в виде электрического напряжения $u(t)$ путем сканирования спектрограммы по щели автоматического микрофотометра или оптического спектра по выходной щели монохроматора. Разложение функции $E(\lambda)$ в ряд Фурье, определение автокорреляции, энтропии и других информационных характеристик легко реализуется с помощью ЭВМ после предварительного представления $E(\lambda)$ совокупностью равноотстоящих дискретных ее ординат e_i , взятых с некоторым шагом квантования по времени Δt .

Если скорость сканирования спектра равна v и отсчеты ординат e_i производятся в моменты времени t_i , соответствующие длинам волн λ_i , то

$$\Delta t = t_i - t_{i-1} = \frac{\lambda_i - \lambda_{i-1}}{v} = \frac{\Delta \lambda}{v}.$$

Здесь $i = 1, 2, \dots, n$; n — количество чисел e_i для отображения реализации $E(\lambda)$.

Достаточно точное преобразование $\{E(\lambda_i) \rightarrow e_i\}$ диктует необходимость выбора интервала $\Delta\lambda$ из условия $\Delta\lambda = 0,1 s$, где s — спектральная ширина входной щели оптического прибора. Тогда

$$\Delta t = \frac{\Delta\lambda}{v} = 0,1 \frac{s}{v}. \quad (3-16)$$

Блок-схема (рис. 3-30, б) устройства ввода спектрограмм в ЭВМ содержит канал преобразования $\{E(\lambda_i) \rightarrow e_i\}$ и

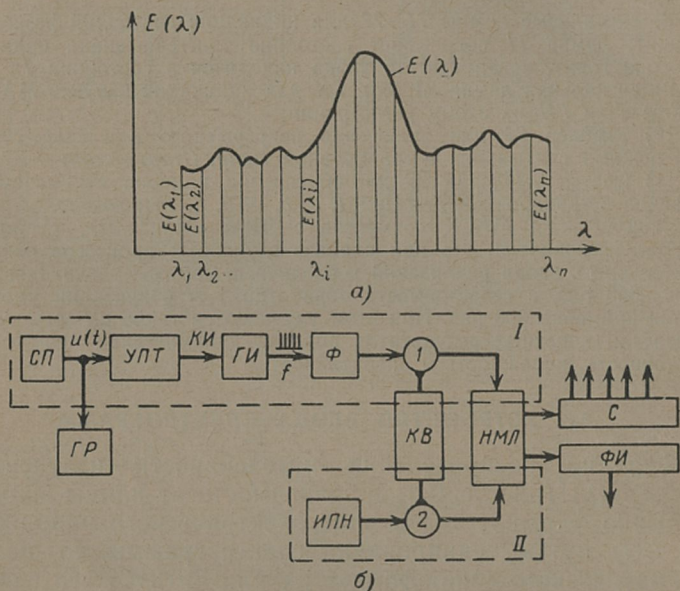


Рис. 3-30. Функция интенсивности спектра излучения (а) и блок-схема устройства автоматического ввода в ЭВМ (б).

записи чисел e_i на магнитную ленту (канал I), а также канал формирования и записи импульсов управления с вводом накопленной совокупности e_i в оперативную память ЭВМ (канал II).

Напряжение $u(t)$ с выхода спектрального прибора СП подается на самописец (графический регистратор) ГР и через усилитель постоянного тока УПТ — на вход управляемого импульсного генератора ГИ, частота которого является линейной функцией входного напряжения:

$$f = cu(t),$$

где c — константа, учитывающая коэффициент передачи УПТ.

Далее импульсы поступают на вход формирователя стандартных импульсов Φ , с его выхода — на импульсный вход вентиля B_1 , управляющий вход которого соединен с выходом коммутатора временных интервалов (KB), а выход — с входом I канала НМЛ (магнитофон). Таким образом, KB периодически подключает через B_1 выход Φ к НМЛ.

За время ΔT действия KB на МЛ запишется последовательность импульсов, образующих число $N_i = \bar{f} \Delta T = bE(\lambda_i) \approx \int (t_i) \Delta T = bE(\lambda_i)$, где $b = \text{const}$; $\bar{f}$ — средняя частота в интервале времени $\left[t_i - \frac{\Delta T}{2}, t_i + \frac{\Delta T}{2} \right]$; $E(\lambda_i)$ — среднее значение $E(\lambda)$ (в интервале длин волн $\left[\lambda_i - \frac{v\Delta T}{2}, \lambda_i + \frac{v\Delta T}{2} \right]$).

При преобразовании $\{E(\lambda_i) \rightarrow e_i\}$ возникает ошибка $\delta = |e_i - \bar{f}(t_i) \Delta T|$, обусловленная тем, что отсчет чисел e_i производится в течение ΔT , а не мгновенно. Задавшись величиной допустимой ошибки, можно найти необходимое Δt . Ряд чисел e_i приближенно отображает непрерывную реализацию $E(\lambda)$ квантованными величинами. Канал II позволяет регистрировать на МЛ управляющие импульсы. Выход источника постоянного напряжения ИПН управляет вентилем B_2 , который формирует импульсы путем дифференцирования перепадов Δt и выдает их для записи в НМЛ. Коммутатор KB временных интервалов Δt и ΔT вырабатывает для I канала Π -импульсы с коэффициентом заполнения $\Delta T / \Delta t$, а для II канала — Π -импульсы длительностью Δt , но задержанные по отношению к первым на время θ (рис. 3-31, а). Функция $E(\lambda)$, кроме того, воспроизводится в виде графика с помощью самописца или шлейфового осциллографа $ГР$, что позволяет контролировать ход преобразования.

Считывание НМЛ и ввод двоичной информации в ЭВМ производятся с помощью магнитных головок воспроизведения и занесения последовательностей e_i в счетчик C , а сдвинутых на θ сигналов Δt — в формирователь управляющих импульсов $\Phi И$. После образования двоичных чисел N_i в счетчике C через время $\theta - \Delta T$ на выходе $\Phi И$ возникают управляющие сигналы, которые исполь-

зуются для передачи содержимого (N_i) счетчика C в память ЭВМ.

В целях уменьшения помех применяется амплитудная селекция сигналов считывания: счетчик C и форми-

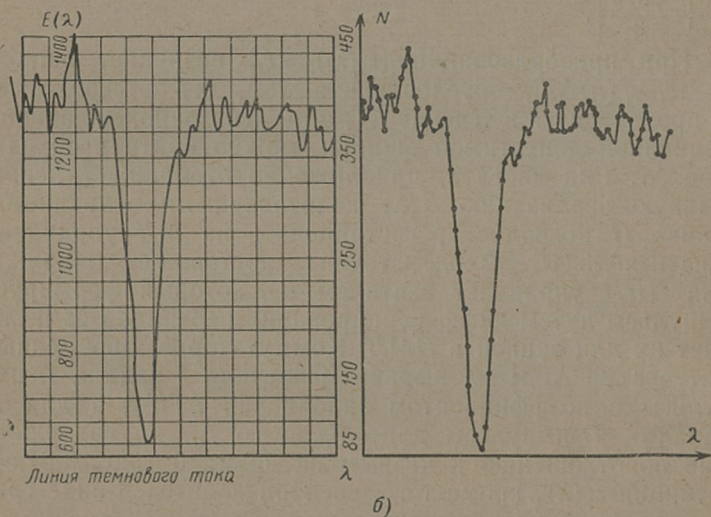
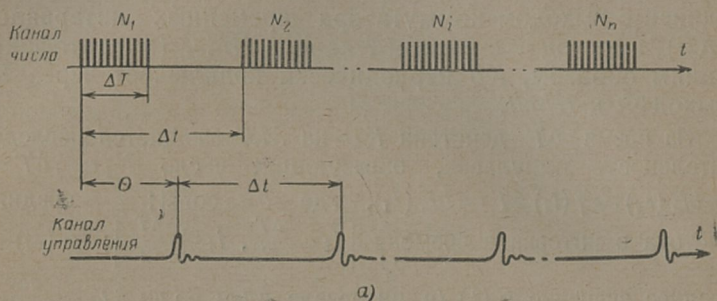


Рис. 3-31. Временная диаграмма устройства ввода спектрограмм (а) и результаты его работы (б).

рователь импульсов настроены на определенный уровень срабатывания, сигналы помех, имеющие более низкий уровень, не воспринимаются. Кроме того, выбрана магнитная лента ТИП-6, имеющая шлифованную поверхность ферромагнитного слоя и хорошее постоянство чувствительности по длине. Однако эти меры не исключают

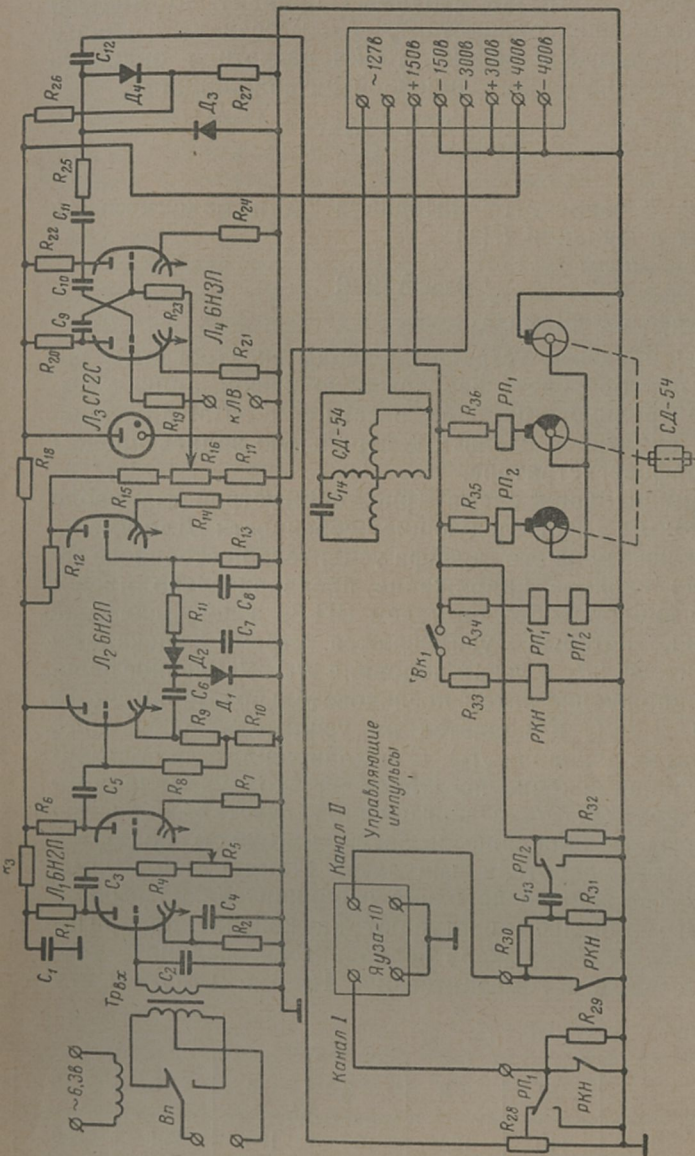


Рис. 3-32. Принципиальная схема устройства преобразования и записи спектрограмм на МЛ.

ют полностью ошибки. Поэтому программа ввода предусматривает контроль вводимых ординат по модулю разности соседних ординат $|N_i - N_{i-1}|$; если на i -м шаге $|N_i - N_{i-1}| > h$, где h задано, то i -я расчетная ордината определяется по закону линейной интерполяции

$$\tilde{N}_i = \frac{N_{i-1} + N_{i+1}}{2}.$$

Величина h зависит от интервала $\Delta\lambda$ и максимальной крутизны α функции $E(\lambda)$:

$$h = \Delta\lambda \operatorname{tg} \alpha;$$

если $\alpha = 87^\circ$, то $h = 20\Delta\lambda$.

Таким образом, устройство ввода спектрограмм позволяет преобразовать непрерывную информацию с выхода спектрального прибора, ввести ее в ЭВМ для дальнейшего анализа и сделать контрольную запись процесса на графорегистраторе.

Принципиальная схема (рис. 3-32) устройства ввода спектрограмм имеет следующие особенности. Для уменьшения относительного дрейфа усилителя постоянного тока (УПТ) входное напряжение предварительно преобразуется вибропреобразователем ВП-34 в периодические колебания, которые усиливаются тремя каскадами RC-усилителя (J_1 и левая половина J_2). Усиленное переменное напряжение затем последовательно выпрямляется диодами D_1 , D_2 и подается на усилитель постоянного тока (правая половина J_2). С выхода усилителя постоянного тока напряжение поступает на вход управляемого мультивибратора J_3 с повышенной чувствительностью к входному напряжению и затем импульсы подаются на вход формирователя импульсов стандартной формы (D_3 , D_4), собранного по схеме ограничителя. С выхода последнего импульсы поступают на контакт поляризованного реле $P\Pi_1$, и якорь периодически соединяет этот контакт с входом I магнитофона. На магнитную ленту

u_j , мв	0	1	2	3	4	5	6
$\bar{N}_j$	84	110	138	166	195	221	250
δ_j , %	1,92	1,17	0,9	1,56	0,80	1,06	0,73

записываются числа N_i , пропорциональные входному напряжению $u(t)$.

При изменении $u(t)$ в пределах 0—40 в частота генерации мультивибратора линейно изменяется в пределах 800—4500 гц, стабильность частоты $\pm 1-2$ гц в течение 30 мин, нелинейность рабочей характеристики 0,5%; верхняя частота генерации $f_{\text{макс}}=4500$ гц выбрана с учетом частотной характеристики усилителя магнитофона и допустимой плотности записи на магнитной ленте.

Величина Δt определена исходя из того, что $s=20$ мкм, $v=5$ мкм/сек, $\Delta t=0,1$ с/ $v=0,4$ сек, а $\Delta T=0,1$ сек выбрано из условия обеспечения широкого линейного диапазона дискретной шкалы, при этом $N_{\text{макс}}=f_{\text{макс}}\Delta T=450$ и $N_{\text{мин}}=80$.

Коммутатор временных интервалов Δt и ΔT выполнен по схеме циклического прерывателя, приводимого в действие синхронным двигателем типа СД-54. Реле $РП_2$ формирует управляющие импульсы, которые записываются на II дорожку МЛ. В качестве НМЛ используется двухканальный магнитофон «Яуза-10», в качестве самописца (ГР) — автоматический потенциометр ПП-09 (шкала 13 мв, время пробега всей шкалы 1 сек). Счетчик С и формирователь управляющих импульсов выполнены на стандартных ячейках ЭВМ и «Минск-1».

В табл. 3-6 приведены экспериментальные результаты, полученные при отображении линейной функции дискретными отсчетами.

13 мв на МЛ записывалось 100—120 чисел, из которых

Для каждого из входных напряжений $u_j=0, 1, 2, \dots$, ЭВМ определяла $\bar{N}_j$ и $\delta_j = \frac{N_i - \bar{N}_j}{\bar{N}_j}$, где N_{ij} — i -е измерение входного напряжения постоянного тока u_j . Максимальная погрешность не превосходит 2%.

На рис. 3-31,б показаны записи спектра $E(\lambda)$, выполненные самописцем на диаграммной ленте (слева), и

Таблица 3-6

7	8	9	10	11	12	13
278	309	336	365	395	421	451
1,87	1,68	1,09	1,74	0,53	0,69	0,39

устройством ввода спектрограмм (справа), на основе дискретных значений $N(\lambda_i)$, введенных в ЭВМ с исправлением ошибок и затем выведенных на ленту цифрочитающего устройства. Дискретная запись достаточно точно соответствует непрерывной записи.

3-6. ПОТЕНЦИОМЕТРИЧЕСКИЙ МЕТОД СЧИТЫВАНИЯ ГРАФИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ

Потенциометрические полуавтоматы

Дискретные ординаты кривых различной формы и произвольного взаимного расположения, а также координаты замкнутых многосвязанных контуров, геометрических фигур и чертежей, представляющих собой аналоговую информацию, могут быть надежно преобразованы в электрические сигналы и введены в вычислительные машины с помощью потенциометрических устройств. Некоторые из них являются автоматическими, другие — полуавтоматическими, но и те и другие выгодно отличаются простотой электрической схемы, удобством эксплуатации.

На рис. 3-33 представлено последовательное развитие схемы устройства для полуавтоматического считывания координат точек с бумажного носителя. На электрический мост R_1-R_2 , R_3-R_4 подается напряжение U , а к выходным его точкам A и B подключен блок контроля и управления БКУ (рис. 3-33, а). В качестве одной пары плеч R_3-R_4 используется проводящая лента L длиной $l=l_1+l_2$, вдоль которой происходит равномерное падение потенциала от U до 0 ($\partial U/\partial l = \text{const}$); другая пара плеч R_1-R_2 должна перестраиваться под действием выходного сигнала БКУ таким образом, чтобы суммарный состав сопротивлений в этой паре плеч оставался постоянным. Стрелка в точке A моделирует контактное острие электрокарандаша.

К поверхности проводящей ленты L сверху прилегает участок бумажного носителя с графической информацией (реализации случайных процессов, геометрическая фигура, замкнутые контуры, информативные тона и пр.). При прокладывании бумаги контактным острием карандаша диагональная ветвь моста замыкается через БКУ. Разность потенциалов U_A-U_B можно использовать для управления перераспределением сопротивлений плеч R_1 и R_2 , так чтобы сбалансировать мост. Тогда

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

Учитывая, что $R_3 + R_4 = \text{const}$; $R_3 = \rho \frac{l_1}{sh}$; $R_4 = \rho \frac{l_2}{sh}$, где ρ — удельное сопротивление ленты L ; h и s — высота и ширина ленты, соответственно получаем:

$$R_1 = kl_1; \quad R_2 = kl_2, \quad (3-17)$$

где

$$k = \frac{\rho (R_1 + R_2)}{sh (R_3 + R_4)}.$$

Если пара R_1-R_2 состоит из набора резисторов, сопротивления которых изменяются по двоичному закону: $R/2^0, R/2^1, R/2^2, \dots, R/2^n$, то положение ключей P_0-P_n будет отображать двоичный код потенциала U_A (рис. 3-33, б). Пусть нижнее положение P_i ($i=0, 1,$

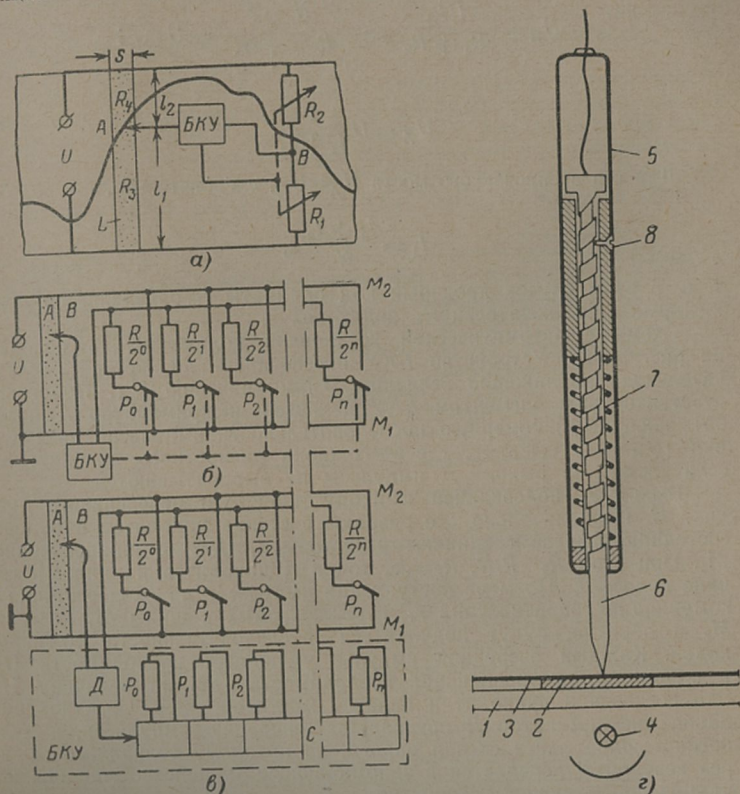


Рис. 3-33. Принцип устройства потенциметрического электрокарандаша.

2, ..., n) соответствует коду 0, а верхнее — 1. Тогда результирующие сопротивления R_1 и R_2 будут определяться из условия:

$$\frac{1}{R_1} = \frac{1}{R} \sum_{i=0}^n a_i 2^i;$$

$$\frac{1}{R_2} = \frac{1}{R} \sum_{i=0}^n \bar{a}_i 2^i; \quad a_i = \begin{cases} 1 \\ 0 \end{cases}.$$

Если $\frac{1}{R_2} = \frac{z}{R}$, то $\frac{1}{R_1} = \frac{N-z}{R}$, где $N = 2^{n+1} - 1$. Потенциалы A и B равны:

$$U_B = \frac{UR_1}{R_1 + R_2} = \frac{U \frac{R}{N-z}}{\frac{R}{N-z} + \frac{R}{z}} = U \frac{z}{N};$$

$$U_A = U \frac{l}{l_1 + l_2}.$$

Для сбалансированного моста $U_A = U_B$; следовательно,

$$l_1 = \frac{l_1 + l_2}{N} z,$$

т. е. в этом случае двоичный код ординаты l_1 определяется положениями переключателей P_i , задающих z .

Схема с автоматической установкой положения P_i показана на рис. 3-33,в. Устройство БКУ обеспечивает дискретное последовательное приближение величины U_B к значению U_A . Пороговым чувствительным элементом БКУ является дискриминатор D , вырабатывающий равномерную последовательность импульсов при условии $|U_A - U_B| = W_0 \geq \varepsilon$, где ε — ошибка дискретного приближения; если $W_0 < \varepsilon$, на выходе D импульсы не вырабатываются.

Выход D подсоединен к входу двоичного реверсивного счетчика C . Первоначально все разряды счетчика находятся в нулевом состоянии, а реле соединяют резисторы $r_i = R/2^i$ с нижней шиной M_1 . При этом $R_1 = R/N$, $R_2 = \infty$, точка A находится на нижней границе полосы L . По мере поступления импульсов на вход счетчика C комбинации сопротивлений r_i , переключаемых с шины M_1 на шину M_2 и обратно, будут подчиняться последовательности двоичных кодов. Каждый очередной импульс уменьшает проводимость $1/R_1$ и одновременно увеличивает проводимость $1/R_2$ на величину $1/R$. Это постепенно приводит к балансу мостовой схемы электрокарандаша; дискриминатор D прекращает генерацию импульсов, а нуль-орган вырабатывает сигнал опроса, по которому содержимое C через вентили B передается в запоминающее устройство машины или на цифрочитающее устройство.

Другая схема (рис. 3-34) электрокарандаша не имеет электромеханических реле и построена на основе сравнения напряжения U_A с выходным напряжением замкнутого преобразователя типа напряжение—код—напряжение (ПНКН). На масштабный усилитель постоянного тока УПТ с коэффициентом передачи q подаются с противоположными знаками напряжения U_A с потенциометра L и U_B с выхода ПНК. Если их алгебраическая сумма $W_0 = -U_A + U_B$ по абсолютному значению превосходит порог ε чувствительности УПТ, то его выходной сигнал $W = qW_0$ возбudit один из дискриминаторов D_+ или D_- , а если $|W_0| \leq \varepsilon$, то срабатывает нуль-орган HO , выходной сигнал которого используется для опроса счетчика C .

Если $|U_A > U_B|$, то $W_0 < 0$ и положительное напряжение $W > 0$, возникающее на выходе УПТ, возбуждает D_+ ; генерируется последовательность импульсов ω . Первый же из этих импульсов устанавливает триггер T в состояние 1, что обеспечивает включение

реверсивного счетчика C на сложение импульсов u_1 , предварительно задержанных схемой $З$ на время t_3 , несколько большее времени t_T срабатывания триггера T . Этот процесс будет продолжаться до тех пор, пока содержимое счетчика C достигнет такой величины, что $|U_A| = |U_B|$, т. е. когда $W=0$ — нуль-орган HO генерирует одиночный импульс, который опрашивает C через вентили B ; в это время D_+ и D_- не работают.

Если $|U_A| < |U_B|$, то $W_0 > 0$ и отрицательное напряжение W возбуждает дискриминатор D_- — генерируется последовательность импульсов u_2 , триггер T устанавливается в 0 , реверсивный счетчик C включается на вычитание импульсов u_2 . Аналогично предыдущему такое состояние будет продолжаться до тех пор, пока содержимое C достигнет такой величины, что $|U_A| = |U_B|$, т. е. когда $W=0$.

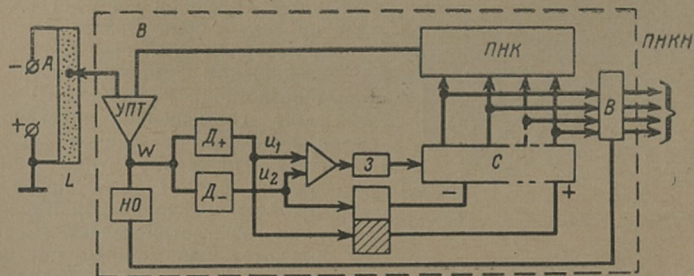


Рис. 3-34. Следящая цифровая система электрокарандаша.

Так, при перемещении щупа карандаша вдоль ленты L следящая цифровая система будет вырабатывать двоичные эквивалентные ординаты l_{ii} . Преобразование U_A в цифровой код с автоматической выдачей дискретных значений ординат l_{ii} может быть выполнено с помощью различных типов ПНК: последовательного счета или поразрядного кодирования.

Устройство цифрового электрокарандаша состоит из каретки для размещения и транспортировки ленты-носителя, электрического наконечника со щупом и цифровой системы уравнивания.

Рабочее поле (рис. 3-33,з) каретки образуется так. На плоском стекле 1 наклеивается проводящая лента 2 . Бумажный носитель 3 с графической информацией размещается сверху. Под стеклом 1 установлена осветительная лампа 4 для надежного просвечивания носителя 3 и теневого выделения на его поверхности проводящей ленты 2 .

Электрический наконечник со щупом смонтирован в цилиндрическом держателе 5 и внешне оформлен, как обычный механический карандаш или шариковая ручка. Острие щупа 6 устанавливается в измеряемую точку, и производится легкий нажим на держатель вниз: щуп будет вдавливаться в осевом направлении против действия нажимной пружины 7 . На поверхности щупа имеется специальная нарезка, которая находится в зацеплении с выступом 8 , закрепленным в держателе. Поэтому при нажатии на наконечник щуп будет вращаться вокруг своей оси и вдавливаться, прокалывая при этом бумагу 3 и создавая тем самым электрический контакт с проводящей лентой 2 . Электрический мост автоматически уравни-

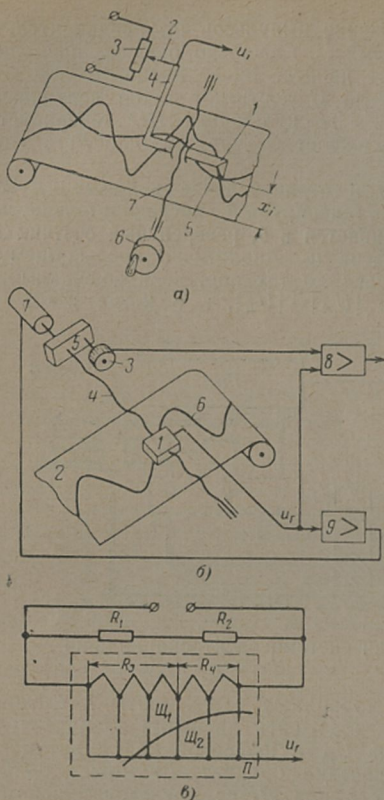


Рис. 3-35. Структурные схемы потенциметрического визира (а), автомата (б) и его головки (в).

те (0,1—1 гц). В последнем случае оператор должен на каждом шаге перемещения ленты успевать совместить перекрестие с кривой и нажать кнопку запуска генератора одиночных импульсов.

Потенциметрический автомат

Чувствительным элементом следящего автомата с потенциометром может быть электрическая или магнитная головка 1, линейное перемещение которой поперек ленты-носителя 2 преобразуется в угол поворота потенциометра 3 с помощью червячного вала 4 и редуктора 5 (рис. 3-35,б). При равномерном перемещении ленты 2 с графиком 6, записанным чернилами с электрической или магнитной проводимостью или обычным графитовым карандашом, чувствительная головка 1 перемещается поперек ленты следящим электродвигателем 7 так, чтобы положение ее однозначно воспроизводилось величиной напряжения, снимаемого с поворотного

вешивается схемой управления, и ордината, пропорциональная I_1 , двоичным кодом передается в ЭВМ. При считывании графической информации электрокарандашом на носителе остаются следы в виде отверстий, которые могут быть использованы для контроля считывания, а также указывают, до какого места была прочитана лента в прошлый раз.

Структурная схема потенциметрического датчика ординат графиков представлена на рис. 3-35,а. Визир 1 с наконечником жестко связан с движком 2 потенциометра 3 при помощи ползуна 4. В момент совмещения индексного наконечника с линией графика 5 напряжение u_i пропорционально ординате x_i , преобразуется в цифровой код и с выходного регистра выдается в вычислительную машину, на магнитную ленту или на перфоратор, при каждом нажатии кнопки включения генератора одиночных импульсов.

Перемещение ленты-носителя можно производить вручную вращением маховичка 6, ось которого прямо или через редуктор связана с червячной передачей 7, а также автоматически с помощью шагового двигателя (ДШ-025А, ШД-4), работающего на низкой частоте

потенциометра 3 и подаваемого на один из входов суммирующего усилителя постоянного тока 8.

Чувствительная головка (рис. 3-35,б) выполнена в виде мостовой схемы, одну пару плеч которой составляют равные по величине резисторы R_1 и R_2 , а вторую — переменные сопротивления R_3 и R_4 , являющиеся составными частями щеточного потенциометра П. В одной из щеток $Щ_1$ токопроводящие стержни изолированы друг от друга и соединены с отводами сопротивлений R_3 и R_4 , а в другой $Щ_2$ соединены вместе и служат для съема потенциала. Роль подвижного токопроводящего ползуна выполняет линия записи. При отклонении ее от середины щетки $Щ_1$ на выходе головки возникает напряжение u_r , которое после усиления с помощью усилителя тока 9 приводит во вращение реверсивный электродвигатель 7. Последний перемещает головку 1 до тех пор, пока сравняются сопротивления R_3 и R_4 , т. е. пока середина головки совпадет с линией графика б. Одновременно через редуктор 5 потенциометр 3 поворачивается на угол, пропорциональный величине перемещения головки. Таким образом, следящая система обеспечивает съем с потенциометра 3 напряжения, пропорционального ординате графика в любой момент времени.

Для уменьшения динамических ошибок следящей системы используется операционный усилитель 8, который суммирует напряжение головки 1, пропорциональное ошибке слежения, и напряжение 3, пропорциональное перемещению головки. Очевидно, их сумма строго пропорциональна величине функции.

В случае записи графиков магнитными чернилами в качестве чувствительного элемента должна использоваться магнитная головка.

Описанные устройства считывания графической информации в виде электрокарандаша и потенциометрического визира являются полуавтоматическими, предельно просты и удобны в эксплуатации. Они свободны от ограничений на крутизну визуальных линий и, что особенно важно, позволяют одинаково успешно считывать однозначные и многозначные функции, контрастные графики и тоновые поля отметки времени, пересекающиеся кривые различных цветов и оттенков на носителях с диаграммной сеткой и без нее. Поэтому эти два устройства могут применяться при обработке разнообразных экспериментальных документов: графиков динамических процессов, геологических карт, машиностроительных чертежей, карт погоды, аэрофотоснимков, а также при автоматизации решения геометрических задач.

Потенциометрический автомат наиболее целесообразно использовать при считывании непересекающихся графиков.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

ПОДГОТОВКА И НАКОПЛЕНИЕ МНОГОКАНАЛЬНОЙ СТАТИСТИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ, ПОЛУЧАЕМОЙ ОТ ДАТЧИКОВ

4-1. ДАТЧИКИ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРВИЧНОЙ ИНФОРМАЦИИ

Датчики являются первичными измерительными устройствами, сигналы с которых должны однозначно отображать внешние воздействия. В качестве последних могут быть измеряемые или регулируемые параметры (электрическое напряжение или ток, давление, температура, скорость, освещенность, концентрация раствора и т. д.). По принципу действия все датчики являются преобразователями контролируемых весьма разнообразных величин с непосредственным или промежуточным преобразованием в электрические сигналы. Такая унификация выхода позволяет использовать вторичные устройства (системы контроля, управления, анализа) с однотипным электрическим входом.

В датчиках с непосредственным преобразованием используется изменение физических свойств веществ, входящих в чувствительный орган, под влиянием внешних воздействий: тензодатчик, термopapa, фотоэлемент и т. д. Изменение параметров вещества чувствительного органа приводит к изменению тока в измерительной цепи или используется для воздействий на элементы автоматических или телемеханических устройств.

Датчики с промежуточным преобразованием содержат чувствительный орган и преобразователь с унифицированным (электрическим) выходом. Характерными примерами являются потенциометрические датчики положения гироскопические датчики, уровномеры, датчики давления и температуры.

Большинство унифицированных датчиков снабжено дополнительными усилителями и преобразователями выходных сигналов. Если усилительно-преобразовательное устройство конструктивно выполнено совместно с датчиком, то такой комплекс называется датчиком-преобразователем.

Унифицированные датчики высокой точности выполняются по компенсационному методу, когда сам датчик охватывается цепью обратной связи (рис. 4-1). К ним применимы положения теории обратной связи:

$$\Delta x = x_1 - \beta x_2; \quad x_2 = k \Delta x = k(x_1 - \beta x_2);$$

$$x_2 = x_1 \frac{k}{1 - k\beta};$$

$$\delta = \frac{\Delta x}{x_2} = \frac{1}{k} \text{ — характеристика статизма системы.}$$

Чем больше k и степень действия обратной связи, тем меньше статизм. Однако, чтобы удовлетворить условиям устойчивости замкнутой системы, приходится ограничивать k и β . Следует охватывать обратной связью максимальное число звеньев, сами элементы обратной связи должны иметь стабильные характеристики, а цепь обратного преобразования в целом должна быть выполнена с высокой точностью.

К унифицированным датчикам предъявляются следующие важнейшие требования: 1) линейная зависимость выходного сигнала от внешнего воздействия; 2) широкие пределы изменения преобразуемой и выходной величин; 3) высокая чувствительность и достаточно большая мощность выходного сигнала; 4) малое время установления выходного сигнала при скачкообразном изменении преобразуемой величины; 5) малая основная погрешность и дополнительная погрешность, обусловленная изменением окружающей температуры, влажности, напряжения, частоты питания, внешнего магнитного поля и т. д.; 6) возможность изменения масштаба входного сигнала; 7) достаточные надежность, долговечность, простота конструкции.

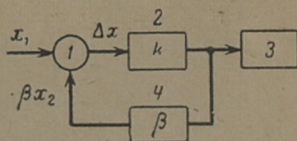


Рис. 4-1. Схема компенсации для унифицированного датчика.

1 — устройство сравнения; 2 — преобразователь прямого действия; 3 — измерительное или регулирующее устройство; 4 — обратный преобразователь.

Электрическими сигналами унифицированных датчиков могут быть: 1) постоянный и переменный ток или напряжение постоянного и переменного тока; 2) частота переменного тока; 3) импульсы тока, которые могут различаться амплитудой, длительностью или скважностью, количеством и комбинаторикой в зависимости от измеряемой величины; 4) цифровой код в виде импульса тока или напряжения.

Установлены (ГОСТ 9895-61) следующие аналоговые электрические сигналы: постоянный ток 0—5 и 0—20 *мв*; напряжение постоянного тока 0—10 *в* и напряжение переменного тока ± 1 и ± 2 *в*.

Автоматизация спектрального и корреляционного анализа предполагает широкое применение унифицированных датчиков и построение вычислителей статистических характеристик, использующих первичную информацию от датчиков или от устройств предварительного преобразования и накопления. Некоторые примеры таких устройств и специализированных вычислителей рассмотрены в последующих параграфах и главах.

4-2. СИСТЕМА НАКОПЛЕНИЯ И ВВОДА (СНВ)

Система накопления и ввода предназначена для цифровой регистрации на магнитную ленту (МЛ) непрерывно изменяющегося электрического напряжения, возникающего на выходе различного рода датчиков. Она представляет собой совокупность информационно-измерительных устройств для выполнения следующих функций:

1) прием и усиление аналоговой информации от датчиков испытуемого объекта;

2) регистрация процессов на документе-носителе (бумага, фотопленка, фотобумага);

3) преобразование информации в код;

4) организация памяти и введение информации в память;

5) считывание данных с документа-носителя и ввод в ЭВМ;

6) извлечение информации из памяти и ввод ее в ЭВМ.

Каждая из этих функций выполняется соответствующими блоками и устройствами. В целом СНВ является универсальным комплексом (рис. 4-2) для восприятия, преобразования, хранения и ввода любого вида первич-

ной информации в ЭВМ. Всякий такой комплекс характеризуется диапазоном входных сигналов по амплитуде $U_{\text{макс}}$ и частоте f_c , максимальным числом каналов m , допустимой относительной погрешностью преобразования δ , наличием привязки всех процессов к единому времени

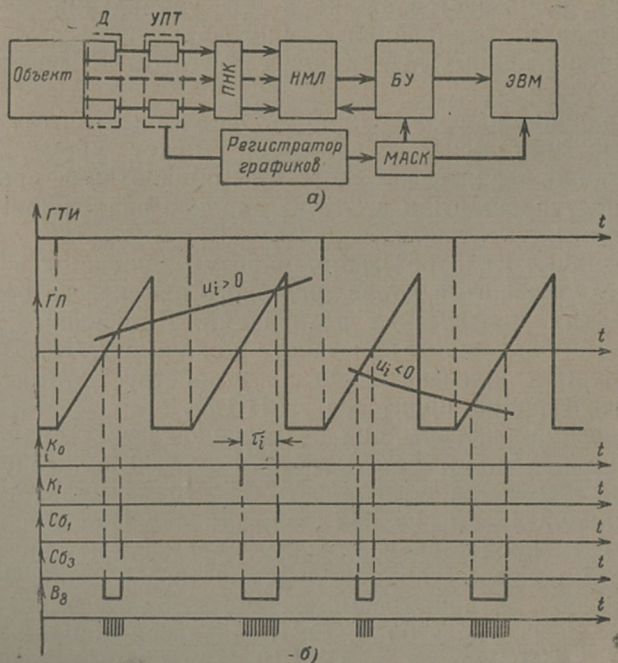


Рис. 4-2. Блок-схема системы преобразования, накопления и ввода первичной информации в ЭВМ (а); временная диаграмма ПНК (б).

диапазоном задержки τ по каждому информационному каналу, организацией текущего контроля и исправления сбоев и быстродействием.

Электрические сигналы с датчиков $Д$ по каждому каналу поступают на блок усилителей постоянного тока $УПТ$, который осуществляет пропорциональное увеличение сигналов и развязку входных цепей (датчиков $Д$) и последующих преобразующих и регистрирующих блоков СНВ. Блок $ПНК$ преобразует непрерывные напряжения в цифровой код, вырабатывает временные коэффициенты для каждого такта преобразования, форми-

рует контрольную сумму для каждого кадра информации и передает результаты в накопитель большой емкости. На рис. 4-2,а в качестве такого накопителя взята магнитная лента (НМЛ). Ввод накопленной информации в ЭВМ производится через буферное устройство БУ, которое используется также и для управления занесением ординат реализаций с многоканального автомата считывания кривых МАСК или с другого считывающего устройства в НМЛ.

Первичная информация, полученная в результате считывания визуальных реализаций, может кроме того, оперативно вводиться в ЭВМ для обработки в процессе ее поступления или в случае анализа реализаций малой длины.

Материал гл. 3 объясняет работу блок-схемы в случае спектрального и корреляционного анализа на основе считывания графических реализаций. Дальнейшее развитие этой блок-схемы при работе по каналу ПНК—ЭВМ производится применительно к устройству автоматической регистрации процессов АРП-10*.

Первичная информация от датчиков имеет диапазон изменения ± 5 в и частоты от 0,01 до 200 гц. Допустимая относительная погрешность 3%. Максимальное число каналов десять, из них семь рабочих, два для привязки всех процессов к единому времени и один для текущего контроля обрабатываемой информации. Первоначальная величина напряжения ± 5 в усиливается блоком УПТ до ± 100 в. Этот диапазон напряжения (200 в) отображается в АРП-10 8-разрядными двоичными числами, что обуславливает максимальную погрешность 0,8% (0,8 в соответствует единице младшего разряда). Быстродействие преобразования и записи в НМЛ характеризуется частотой преобразования 2 кгц (2000 восьмиразрядных ординат в 1 сек).

При одновременной обработке нескольких процессов скорость преобразования уменьшается при сохранении общей частоты преобразования $f_k = 2$ кгц.

Возможно выборочное преобразование и накопление как по количеству каналов, так и по времени протекания процессов. Запись в НМЛ позволяет длительно хранить первичную информацию и многократно использовать ее

* Устройство АРП-10 разработано и выполнено в Институте технической кибернетики АН БССР коллективом инженерно-технических работников под руководством канд. техн. наук А. М. Оранского.

для обработки по различным программам. Введение информации в ЭВМ сопровождается временными координатами, привязанными к началу процесса.

Выходные напряжения с блока УПТ преобразуются в двоичные эквиваленты методом обегавшего контроля с частотой регистрации 2000 значений параметров объекта в 1 сек. Это делается быстродействующим многоканальным ПНК, который преобразует информацию, вырабатывает временные коэффициенты для каждого типа преобразования кода и определяет контрольную сумму текущего кадра. Информация и контрольная сумма записываются 8-разрядными числами, временная координата каждого кадра записывается 16-разрядным числом. Затем цифровая информация поступает на буферное устройство БУ, которое формирует ее в соответствии с длиной слов, определенной ЭВМ, и вводит в ОЗУ. В БУ предусмотрена возможность ввода в ЭВМ массива информации, заранее определяемого и устанавливаемого схемой управления.

Буферное устройство работает в следующих режимах: 1) ввод в ЭВМ информации, зафиксированной в НМЛ; 2) ввод в ЭВМ информации непосредственно с ПНК, минуя НМЛ; 3) ввод в НМЛ информации с МАСК; 4) ввод в ЭВМ информации с МАСК, минуя НМЛ.

Преобразователь напряжение — код ПНК построен [Л. 73] по принципу промежуточного преобразования величины измеряемого напряжения u_i во временной интервал τ_i (рис. 4-2,б), который формируется парой компараторов K_0 и K_i . Первый из них генерирует импульс в момент прохождения через нуль-уровень, второй — в момент равенства преобразуемого сигнала u_i и напряжения u_n генератора пилы ГП, а очередность характеризует знак преобразуемого напряжения: $K_i - K_0$ — положительный, $K_0 - K_i$ — отрицательный.

Основные погрешности такого метода преобразования обусловлены нелинейностью пилообразного напряжения, нестабильность генератора импульсов заполнения, конечным порогом чувствительности компаратора и возможным несовпадением моментов открытия вентиля B_0 и следования импульса заполнения (ошибка дискретности). Эти погрешности могут быть сведены к минимуму за счет схемной компенсации и применения элементов отрицательной обратной связи, стабилизации работы гене-

ратора импульсов заполнения и повышения частоты f_0 его выходных импульсов до верхнего предела быстродействия накопительных и логических элементов схемы, а также за счет применения стабилизированных источников питания. Суммарная приведенная погрешность преобразования в системе АРП-10 не превосходит 0,5% при $f_0 = 10^6$ гц.

Преобразование непрерывной функции $x(t)$, отображаемой напряжением постоянного тока, в дискриминаторе ординаты сопровождается квантованием ее по времени, шаг квантования по времени определяется по теореме Котельникова. Задаваясь верхней частотой в спектре первичной информации, равной $f_c = 200$ гц, получаем необходимую частоту квантования:

$$f_{\text{кв}} = \frac{1}{\Delta t} = 2f_c = 400 \text{ гц}.$$

Реальные сигналы ограничены по времени и, следовательно, обладают бесконечно широким спектром. Поэтому применение теоремы Котельникова сопряжено с трудностями, поскольку не существует функции с одновременным ограничением по времени и по ширине спектра. Можно, однако представить реальный сигнал неограниченным во времени, но с очень малыми колебаниями до и после некоторых моментов времени, учитывая конечный порог чувствительности измерительной аппаратуры; при этом уменьшается точность обработки непрерывной функции $x(t)$. Так, при $f_{\text{кв}} = 400$ гц и допустимой относительной погрешности 3% длина краевых участков с несколько повышенной продолжительностью составляет десятки и сотни секунд, и в этом случае применение теоремы Котельникова становится оправданным.

Функциональная схема устройства ПНК (рис. 4-3) состоит из двух основных частей: I — блок широтной модуляции входных сигналов ($i=1, 2, \dots, 7$) и цифрового воспроизведения дискретных ординат с учетом их знаков; II — блок синхронизации, контроля и управления записью. В блок I входят: генератор тактовых импульсов ГТИ отрицательной полярности частотой 2 кгц; генератор линейно изменяющегося напряжения (генератор пилы ГП) в интервале $-100 \div +100$ в; восемь однотипных компараторов K_1-K_7 и K_0 , из которых первые семь работают в измерительных каналах сигналов от датчиков, а восьмой K_0 фиксирует момент прохождения пило-

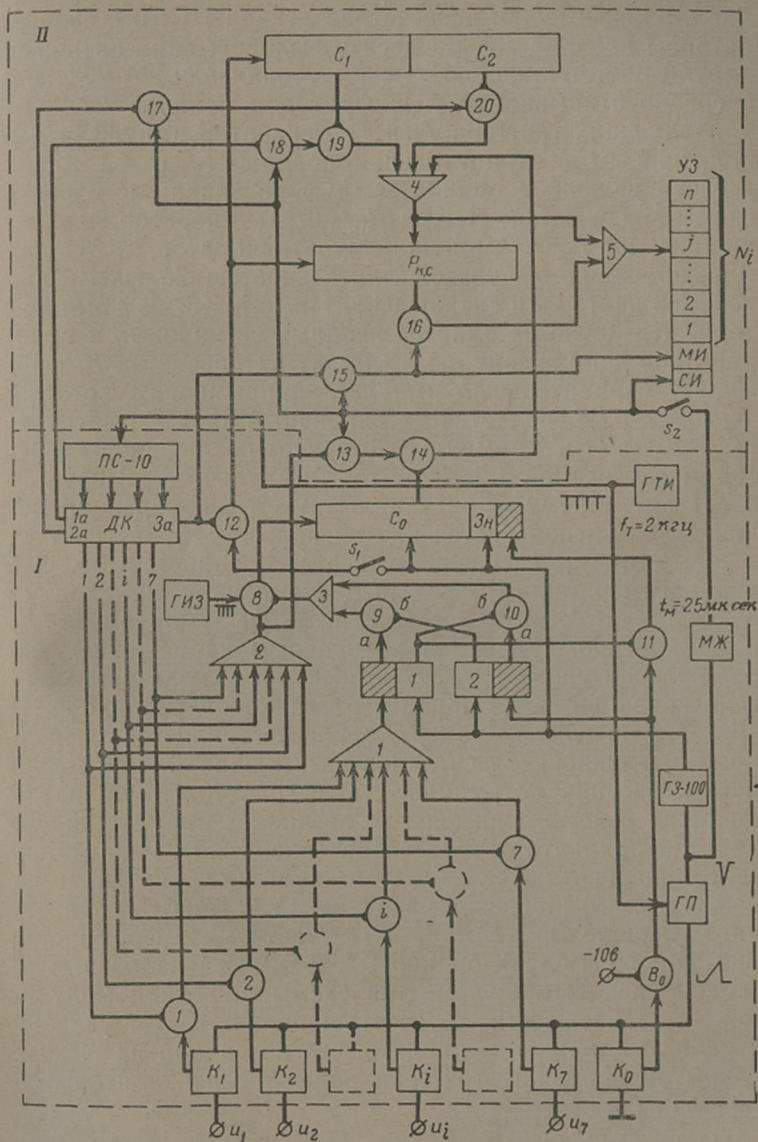


Рис. 4-3. Функциональная схема системы накопления и ввода.

образного напряжения через нуль, так как в качестве одного из его входных напряжений используется потенциал, равный нулю; пересчетная декада ПС-10 с дешифратором каналов ДК на десять выходов; семь активных импульсно-потенциальных схем совпадения $B_1—B_7$, поочередно открываемых дешифратором каналов ДК; два управляющих триггера T_1 и T_2 ; генератор импульсов заполнения ГИЗ отрицательной полярности ($f_0=1$ МГц); регистр величины ординаты C_0 и ее знака; логические схемы И ($B_8—B_{12}$), ИЛИ ($Cб_1—Cб_3$); генератор задержки сигналов ГЗ-100; ждущий мультивибратор (МЖ) для формирования импульсов длительностью 25 мксек при коэффициенте заполнения 0,05. На каждый из компараторов K_i подаются один из входных сигналов u_i и пилообразное напряжение u_n ; в момент их равенства K_i формирует отрицательный импульс напряжения, который через B_i и $Cб_1$ подается на единичный вход T_1 ; на нулевые входы T_1 и T_2 импульс поступает после задержки на 100 мксек схемой ГЗ-100. Этот импульс формируется в ГП по заднему фронту пилы путем дифференцирования, он же используется как сигнал сброса счетчика C_0 и при замкнутом ключе отсчета S_1 подается на B_{12} , управляемый каналом 3а ДК. На единичный вход T_2 воздействует импульс с выхода B_0 , формируемый K_0 в момент прохождения пилообразным напряжением через нулевой уровень; этот же импульс используется для формирования знака ординаты в знаковом разряде счетчика C_0 . Признаком знака ординаты является очередность возникновения сигналов на выходах K_0 и K_i ; если первым возникает импульс на выходе K_i , то ордината положительна, а если первым возникает импульс на выходе K_0 , ордината отрицательна (рис. 4-2,б). Реализация этого признака осуществляется схемами T_1 , T_2 , B_{11} и запоминающим знаковым разрядом C_0 . Таким образом, управляющие триггеры T_1 и T_2 участвуют в формировании знака и модуля ординаты входных сигналов u_i . Состояние некоторых элементов схемы широтной модуляции в зависимости от состояния T_1 и T_2 указано в табл. 4-1, при этом принято, что потенциал на выходе закрытой половины триггера равен -10 в, а открытой половины 0.

Один цикл (кадр) последовательного преобразования всех входных сигналов u_i ($i=1, 2, \dots, m$) происходит за $m+3$ такта, т. е. за время $t_n=0,5(m+3)$ мсек. Два пер

Состояние триггеров		Потенциалы в точках <i>a</i> и <i>б</i> на входах вентилях (u_a/u_b)		Состояние в 3-м и 9-м тактах
T_1	T_2	B_9	B_{10}	B_8
0	0	-10/0	-10/0	Закрит
1	0	0/0	-10/-10	Открыт
0	1	-10/-10	0/0	Открыт
1	1	0/-10	0/-10	Закрит

вых выхода $1a$ и $2a$ ДК управляют передачей содержимого последовательно соединенных счетчиков C_1 и C_2 , а последний выход $3a$ управляет счетом кадров и записью на МЛ маркерных отметок, свидетельствующих об окончании очередного цикла преобразования.

Продолжительность воздействия каждого из выходов ДК равна периоду t_T тактовых импульсов ГТИ и, очевидно,

$$t_T = t_{\pi} + t_y = \frac{1}{f_T} = 0,5 \text{ мсек},$$

где $t_{\pi} = 0,3$ мсек — длительность пины; $t_y = 0,2$ мсек — время, отводимое на вспомогательные операции и управление. В течение времени t_{π} в зависимости от знака u_i попеременно подаются импульсы на единичные входы T_1 и T_2 , а в определенный момент интервала времени t_y (спустя 0,1 мсек после окончания пины) выходной сигнал ГЗ одновременно устанавливает T_1 и T_2 в состояние 0. Из табл. 4-1 видно, что широтная модуляция каждого из u_i происходит за счет интервала времени, когда T_1 и T_2 находятся в различных состояниях. Так как разрешение с выхода $Cб_2$ существует в течение t_T , то длительность пачки импульсов на выходе B_8 определяется длительностью прямоугольного импульса на выходе $Cб_3$, т. е. временем широтной модуляции сигнала u_i в момент измерения его ординаты.

Блок II включается в работу тумблером *Пуск*, который замыкает ключи s_1 и s_2 . Импульсом конца пины запускаются МЖ и ГЗ, первый из них формирует прямоугольные импульсы длительностью $t_m = 25$ мксек, которые используются в качестве синхронизирующих и записываются по первому каналу, а также используются для опроса счетчика ординаты C_0 через B_{13} и группу B_{14} ,

счетчика времени (восемь младших разрядов) C_1 через B_{18} и группу B_{19} в первом такте (на выходе ДК возбуждена шина $1a$) и счетчика времени C_2 (восемь старших разрядов) через B_{17} и группу B_{20} во втором такте (возбуждена шина $2a$ ДК). Числа N_i поступают через активные сборки $Cб_4, Cб_5$ на усилители записи дорожек $1, 2, \dots, j, \dots, n$ МЛ, а также на регистр контрольной суммы $P_{к.с}$ по модулю два, откуда эта сумма через группу B_{16} с приходом тактового импульса через B_{15} передается на те же усилители записи двумя группами по n разрядов; через время $\frac{t_y}{2} - t_m = 75$ мксек по окон-

чании записи на ленте каждого числа происходит сброс в нуль регистров $P_0, P_{к.с}$ и добавление единицы в $C_1 - C_2$, тем самым временная координата следующего кадра оказывается подготовленной.

Таким образом, один кадр информации состоит (табл. 4-2) из $m+3$ машинных слов, два слова составляют временную координату длиной $2n$ (n старших и n младших разрядов), m слов — измеренные ординаты выходных сигналов u_i и одно слово, сопровождаемое маркерным импульсом МИ в последнем такте — модульная

Таблица 4-2

№ кадра	Состояние ДК	Служебные каналы		Информационные каналы			
		СИ	МИ	1	2, ..., j, ..., n		
1	1a	1	0	0	0...	0...	0
	2a	1	0	0	0...	0...	0
	1	1	0		$\longleftrightarrow N_1 \longleftrightarrow$		
	2	1	0		$\longleftrightarrow N_2 \longleftrightarrow$		
	.	.	.		.		
	.	.	.		.		
	m	1	0		$\longleftrightarrow N_m \longleftrightarrow$		
	3a	1	0		$\longleftrightarrow \Sigma N_i _2 + 0 \longleftrightarrow$		
2	1a	1	0	0	0...	0...	0
	2a	1	0	0	0...	0...	0
	1	1	0		$\longleftrightarrow N_1 \longleftrightarrow$		
	2	1	0		$\longleftrightarrow N_2 \longleftrightarrow$		
	.	.	.		.		
	.	.	.		.		
	m	1	0		$\longleftrightarrow N_m \longleftrightarrow$		
	3a	1	1		$\longleftrightarrow \Sigma N_i _2 + 1 \longleftrightarrow$		

сумма всех чисел данного кадра, с помощью которой осуществляется проверка правильности записи и передачи через буферное устройство БУ измеренной информации по каждому кадру.

Первый кадр информации сопровождается нулевой координатой времени, но он не пропускается в ЭВМ схемой управления БУ.

В устройстве автоматической регистрации процессов АРП-10 используются слова длиной $n=8$, в том числе один знаковый, а количество входных величин $m=7$.

Накопитель на магнитной ленте (НМЛ) предназначен для записи и хранения цифровой информации, содержит блоки магнитных головок, усилителей записи и воспроизведения, лентопротяжного механизма, питания и выполнен на основе применения бытового магнитофона «Тембр» типа КПД.

В АРП-10 блок магнитных головок состоит из двух пятиканальных универсальных головок ($17 \times 21,5 \times 26$ мм) для записи и воспроизведения и одной десятиканальной стирающей головки; последняя питается от источника постоянного тока и производит стирание по всей ширине ленты до состояния насыщения. Головки записи и воспроизведения взаимно сдвинуты по вертикали на полшага, этим достигается равномерное расположение на МЛ десяти дорожек записи с удвоенной плотностью. Одна головка обслуживает нечетные, а другая — четные каналы, каждый из которых имеет усилитель записи и воспроизведения. Ведущий двигатель (1410 об/мин) блока лентопротяжного механизма обеспечивает перемещение магнитной ленты со скоростью $v=59$ см/сек, что позволяет с одной кассетой ($l=350$ м) работать непрерывно в течение $\theta=10$ мин. Плотность записи по длине ленты три-четыре двоичных знака на 1 мм. Максимальная емкость одной кассеты равна:

$$N = \frac{ln}{v} f_k \approx 9,5 \cdot 10^6 \text{ бит},$$

где $n=8$ — количество числовых дорожек с учетом знака; скорость передачи информации $\chi = N/\theta \approx 1,6 \times 10^3$ бит/сек.

В целях максимальной надежности записи и считывания информации под служебные сигналы (СИ, МИ) отведены дорожки средней части с номерами 5 и 6 (табл. 4-3).

Таблица 4-3

№ дорожки головки	1	2	3	4
Назначение	1-й разряд	3-й разряд	4-й разряд	5-й разряд

Продолжение табл. 4-3

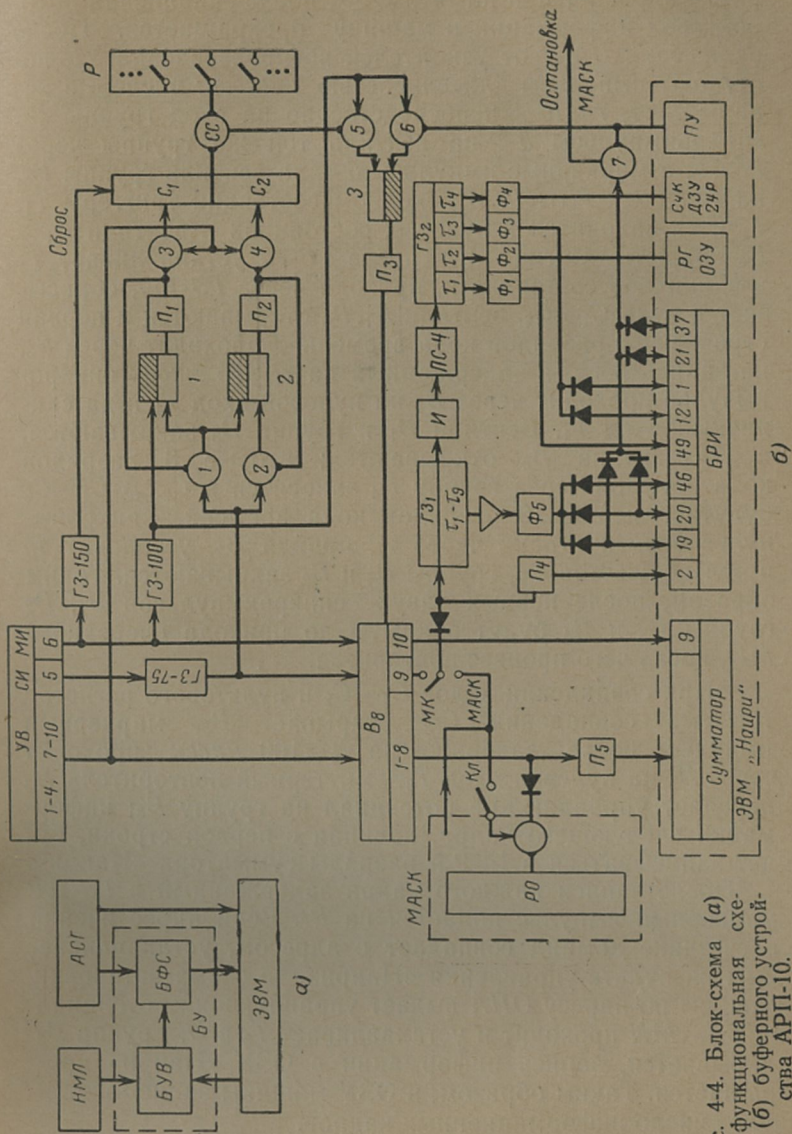
№ дорожки головки	5	6	7	8	9	10
Назначение	СИ	МИ	6-й разряд	7-й разряд	8-й разряд (знак)	2-й разряд

Схема управления *НМЛ* обеспечивает работы в режимах стирания, записи со стиранием, записи без стирания, воспроизведения, переключение которых производится одним тумблером.

Буферное устройство *БУ* (рис. 4-4,а) предназначено для агрегатирования *НМЛ* или автомата считывания графиков АСГ с ЭВМ. Оно содержит блоки управления вводом *БУВ*, блоки формирования слов и связи с машиной в процессе ввода информации *БФС*, которые определяют начало ввода с задаваемого номера первого рабочего кадра, окончание ввода по адресу с пульта управления и размещение ординат в машинных словах. В различных ЭВМ *БУ* имеют ряд принципиальных особенностей.

В состав *БУВ* (рис. 4-4,б) системы АРП-10 и машины «Наири» входят три управляющих триггера T_1, T_2, T_3 , три генератора задержки *ГЗ-75, ГЗ-100, ГЗ-150*, пять одиночных схем совпадения B_1, B_1, B_5, B_6, B_7 , где группы B_3 и B_4 по восемь вентилях в каждой группе, одна группа B_8 на десять вентилях, 16-ти разрядный регистр времени, схема совпадения *СС* на 16 выходов, три эмиттерных повторителя (P_1, P_2, P_3), комплект тумблеров *P* для задания начальной временной координаты при считывании с *МЛ*. В состав *БФС* входят два многофазных ждущих мультивибратора *ГЗ-75* и *ГЗ-100*, диодные сборки, пять усилителей-формирователей $\Phi_1—\Phi_5$, инвертор *И*, делитель частоты на четыре (*ПС-4*), эмиттерный повторитель P_4 и клапан B_7 .

Перед пуском *НМЛ* тумблерами *P* Регистр времени устанавливается код начала ввода информации в «Наи-



ри», а набором тумблеров на пульте управления «Наири» — адрес ячейки памяти ОЗУ, после заполнения которой ввод информации в машину прекращается. После включения НМЛ от усилителей воспроизведения УВ поступают импульсы длительностью 2 мксек; числовые каналы 1—4, 7—10 — непосредственно на вход группы B_8 , синхриимпульсы 5 — на вентиль той же группы через ГЗ-75, а маркерные импульсы 6 — на вентиль группы B_8 , на ГЗ-150 и ГЗ-100. В исходном состоянии триггеры T_1 , T_2 и T_3 находятся в нулевых состояниях и вентили B_1 — B_6 закрыты. Сигнал МИ после ГЗ-10 устанавливает T_1 в единичное состояние и, проходя через ГЗ-150, сбрасывает в нуль C_1 — C_2 , вентили B_1 , B_3 открываются и первая строчка — 8 разрядов кода времени — проходит через B_3 , на запись в C_1 , а задержанный на $\tau_1 = 75$ мксек синхриимпульс проходит через B_1 на нулевой вход T_1 и на единичный вход T_1 . Вентили B_1 и группа B_3 закрываются, а B_2 и группа B_4 открываются; вторые 8 разрядов кода времени через группу B_4 заносятся в C_2 . В C_1 — C_2 будут записаны 16 разрядов кода времени. Синхриимпульс второй строки через τ_1 , пройдя B_2 , установит T_2 в нулевое состояние, группы B_4 и B_2 закрываются. Таким образом, после первых двух синхриимпульсов B_1 , B_2 группы B_3 и B_4 будут закрыты до прихода очередного МИ, после чего процесс повторится.

При совпадении кодов C_1 — C_2 и пультового регистра P схема совпадения СС открывает B_5 , маркерный импульс после задержки на $\tau_2 = 100$ мксек проходит через B_5 на нулевой вход T_3 , эмиттерный повторитель P_3 передает управляющий потенциал на группу B_8 ; информация следующего кадра, начиная с первой строки, будет записываться в 1—9-й разряды сумматора «Наири».

После записи каждого кадра задержанный в ГЗ-100 маркерный импульс подается на B_6 . Если адрес ячейки в счетчике команд совпадает с адресом, устанавливаемым на пульте управления «Наири», то схема остановки машины по адресу ОПА выдает управляющий потенциал на B_6 — МИ проходит и устанавливает T_3 в 0. Группа B_8 закрывается, запись информации в ОЗУ «Наири» прекращается. Таким образом, в ОЗУ машины записывается целое число информационных кадров.

Блок формирования слов и связи с машиной «Наири» в процессе ввода информации состоит из двух многофазных генераторов задержки ГЗ₁ и ГЗ₂ (многофазные

одновибраторы), пяти усилителей-формирователей $\Phi_1—\Phi_5$, пересчетной схемы ПС-4, усилителей мощности ПЗ, П4 и логических схем И, ИЛИ, НЕТ.

При подаче импульса на вход ГЗ₁ девятикаскадная задержка $\tau_1—\tau_9$ и Φ_5 позволяют получить серию из девяти импульсов длительностью $t_{и}=2$ мксек, взаимно сдвинутых на $\tau_c=15$ мксек, а при подаче импульса на ГЗ₂ на выходе $\Phi_1—\Phi_4$ формируются четыре импульса с такими же характеристиками $t_{и}$ и τ_c . Перед началом работы подается положительный потенциал ключом МК в шину РМК БПИ и отрицательный потенциал ключом МК в шину РМК СУК.

Сигнал СИ после задержки в ГЗ-75 через один из вентилях группы В₈ поступает в ГЗ₁ и через блок распределения импульсов БРИ «Наири» — на вход ДЗУ 2Р; при этом в БРИ вырабатывается импульс, устанавливающий в О триггер удвоения $T_{удв}$. Серия из девяти импульсов с ГЗ₁ поступает на входы БРИ 19Р, 20Р и 46Р; импульсы, поданные на вход 46Р, обеспечивают формирование команды Разрешение сдвига влево, импульсы на двух других входах сбрасывают в нуль сумматор. При этом происходит сдвиг кода влево на 9 разрядов; этот процесс повторяется 4 раза.

Девятый импульс с выхода ГЗ₁ подается через инвертор И на пересчетную схему ПС-4, а с нее лишь каждый четвертый импульс поступает на ГЗ₂. К этому моменту в сумматоре будет сформировано 36-разрядное машинное слово, состоящее из четырех 9-разрядных слов НМЛ. После запуска ГЗ₂ на вход БРИ ДЗУ 49Р поступает импульс с выхода Φ_1 и формирует команду СчК РГК 12—25, а так как в счетчике команд перед началом работы установлен адрес ячейки ОЗУ, в которую заносится первое машинное слово, то этот адрес переписывается в 12—22-й разряды регистра команд. Вторым импульс ГЗ₂ с выхода Φ_2 поступает в ОЗУ на РГК (12—22 РГ ОЗУ), при этом адрес из РГК переписывается в РГ ОЗУ. Третий импульс ГЗ₂ с выхода Φ_3 поступает в БРИ на входы ДЗУ 12Р и ДЗУ 1Р и формируются команды 3п (код из сумматора переписывается в выбранную ячейку ОЗУ) и Уст. 1 $T_{удв}$ (установка в единичное состояние триггера удвоения) соответственно. Этим подготавливается выполнение команды Уст. 0 РГК. Четвертый импульс ГЗ₂ с выхода Φ_4 поступает в БРИ на входы ДЗУ 21Р, ДЗУ 37Р, ДЗУ 19Р, сбрасывая ВГ ОЗУ

в нуль и далее в сумматор, *РГК* и в *СчК* на вход *ДЗУ 24Р*, добавляя единицу в *СчК* и формируя тем самым адрес следующей ячейки *ОЗУ*. «Наири» подготовлена к приему следующего кода от *НМЛ*.

Следовательно, каждое 36-разрядное слово «Наири» формируется из четырех 8-разрядных ординат *АРП-10*, каждая из которых дополняется разделительным разрядом нуля, за исключением контрольной суммы (маркерной строки), в 9-м разряде которой формируется единица от поступающего из *НМЛ* маркерного импульса (табл. 4-4).

Таблица 4-4

Разрядная сетка ЭВМ „Наири“

1—8	9	10—17	18	19—26	27	28—35	36
t_1	0	t_2	0	u_1	0	u_2	0
u_3	0	u_4	0	u_5	0	u_6	0
u_7	0	<i>КС</i>	1	t_1	0	t_2	0
u_1	0	u_2	0	u_3	0	u_4	0
u_5	0	u_6	0	u_7	0	<i>КС</i>	1

Эти правила размещения информации в *ОЗУ* позволяют реализовать удобный алгоритм обработки ее в машине. Два информационных кадра занимают пять машинных слов. Признаки контрольной суммы (единица) занимают 18-й или 36-й разряды, другое их расположение свидетельствует о наличии сбоя.

Принципиальные электрические схемы *АРП-10*

а) Генератор пилообразного напряжения *ГП* (рис. 4-5,а) выполнен на триодах типа 6С2Б и представляет собой обычный триггер, одна из обратных связей которого (анод L_2 — сетка L_1) является генератором пилы (L_3, L_4). В исходном состоянии L_1 и L_3 открыты, C_3 разряжена. Выходной отрицательный сигнал *ГТИ* переводит триггер в другое устойчивое состояние, L_1 и L_3 запираются, L_2 открывается, C_3 заряжается. Выход катодного повторителя (L_4) следит за напряжением на C_3 и передает это напряжение на C_2 , на катод D_1 . Начало прямого хода пилы сопровождается отключением D_1 со стороны катода, поэтому заряд C_3 будет происходить за счет разряда C_2 , а так как коэффициент усиления катодного повторителя близок к единице, ток заряда остается практически постоянным, что и обеспечивает линейность выходного пилообразного напряжения. Длительность заряда C_3 определяется величиной напряжения обратной связи, подаваемого с части катод-

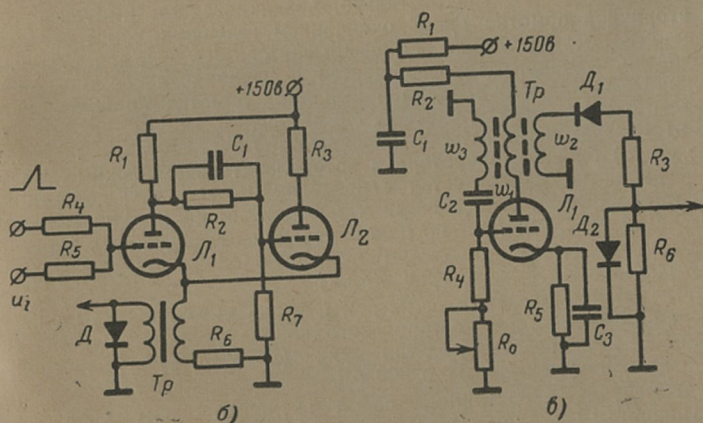
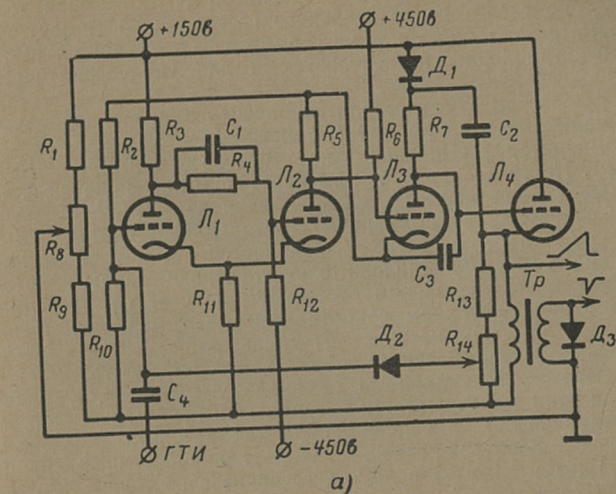


Рис. 4-5. Принципиальные электрические схемы элементов устройства АРП-10.

а — генератор пилообразного напряжения ($R_1=R_9=75$ ком; $R_2=110$ ком; $R_3=12$ ком; $R_4=100$ ком; $R_5=3.9$ ком; $R_6=360$ ком; $R_7=750$ ком; $R_8=22$ ком; $R_{10}=36$ ком; $R_{11}=7.5$ ком; $R_{12}=51$ ком; $R_{13}=12.6$ ком; $R_{14}=4.7$ ком; $C_1=100$ пф; $C_2=1.0$ мкф; $C_3=C_4=680$ пф; D_1 — Д205, D_2 , D_3 — Д7Г; L_1 — L_4 — 6С2Б); б — компаратор ($R_1=51$ ком; $R_2=330$ ком; $R_3=2.4$ ком; $R_4=R_5=1$ Мом; $R_6=180$ ком; $R_7=910$ ом; $C_1=680$ пф; D_1 — Д7Г; L_1 , L_2 — 6С6Б); в — генератор импульсов заполнения ($R_1=680$ ом; $R_0=R_2=470$ ом; $R_3=820$ ом; $R_4=510$ ом; $R_5=30$ ом; $R_6=300$ ом; $C_1=0.1$ мкф; $C_2=680$ пф; $C_3=3000$ пф; D_1 — Д9Д; D_2 — Д813; L_1 — 6С2Б; T_p — трансформатор на феррите $20 \times 10 \times 10$ мм; $\omega_1=\omega_2=10$; $\omega_3=5$).

ного резистора (R_{14}) повторителя (L_4) на сетку L_1 . Емкость C_3 разряжается через промежуток анод—катод L_3 , открывая D_1 , C_2 заряжается до своего первоначального состояния. В момент окончания прямого хода пилы с трансформатора Tr снимается импульс отрицательной полярности, используемый для управления работой $ПК$.

Описанная схема $ГП$ позволяет получить линейно нарастающее напряжение амплитудой до 250 в с нелинейностью не хуже 0,3%.

б) Компаратор выполнен на основе триггера Шмитта (рис. 4-5,б). На сетку левой лампы через суммирующие резисторы R_4 , R_5 подаются соответственно напряжения пилы и преобразуемое u_i . Порог срабатывания компаратора устанавливается выбором R_6 . В момент запуска $ГП$ на сетке L_1 появляется отрицательное напряжение, а на сетке L_2 — положительное, первая закрыта, вторая в насыщении и создает режим отсечки L_1 за счет падения напряжения на общем катодном сопротивлении. По мере роста пилы отрицательное смещение на сетке L_1 уменьшается, и когда суммарный выходной сигнал превысит порог чувствительности, L_1 начинает открываться, потенциал на ее аноде уменьшится, L_2 начнет закрываться, ток через катодное сопротивление уменьшится, что вызовет отпирание L_1 и запирается L_2 как результат воздействия положительной обратной связи. Такой лавинообразный процесс переводит триггер Шмитта в другое устойчивое состояние (L_1 в насыщении, L_2 закрыта) и сопровождается резким изменением тока в катодной цепи, а следовательно, возникновением импульса тока во вторичной обмотке Tr . С окончанием генерации пилы сетка L_1 становится отрицательной, L_1 закрывается, L_2 открывается лавинообразно, компаратор возвращается в первоначальное положение. Положительный импульс тока в выходной обмотке Tr шунтируется диодом D и на выход сигнал не снимается.

в) Генератор импульсов заполнения $ГИЗ$ построен по схеме (рис. 4-5,в) блокинг-генератора в автоколебательном режиме. Частота генерации f_3 регулируется в пределах 0,8—1,2 Мгц переменным сопротивлением R_0 в цепи сетки и выведенным на переднюю панель $ПНК$. Для развязки $ГИЗ$ по цепям питания от других узлов введен RC -фильтр в анодной цепи; амплитуда выходных импульсов регулируется подбором резисторов R_3 — R_6 .

г) Триггеры в схемах регистров и узлов управления выполнены по схеме «Элемент-2» Новгородского завода радиотехнических изделий. В высокочастотных триггерах (до 2 Мгц) коллекторные сопротивления уменьшены до 500 ом.

д) Вентиль представляет собой активную схему совпадения с высокоомным входом. Для устойчивой работы вентили источники его входных сигналов должны иметь низкоомные выходы.

е) Генератор тактовых импульсов состоит из симметричного мультивибратора и формирователя, охваченного отрицательной обратной связью для улучшения стабильности его работы. Первый каскад формирователя выполнен по схеме усилителя с общим эмиттером, а второй — по схеме эмиттерного повторителя.

ж) Усилитель записи состоит из ждущего мультивибратора и эмиттерного повторителя. Первый запускается импульсами отрицательной полярности ($t_n = 2 \div 5$ мксек) с выхода $ПНК$ и формирует импульс амплитудой 8,5 в и длительностью 25 мксек. В эмиттер повторителя включены последовательно обмотка головки записи (R_r) и гасящее сопротивление. В динамическом режиме $R_r \approx 10^3$ ом

и R_6 на процесс записи не влияет, но в случае пробоя оно ограничивает ток через головку и тем самым предохраняет ее.

з) Усилитель воспроизведения состоит из двух каскадов усилителя переменного тока, триггера Шмитта и оконечного формирователя. Для подавления высокочастотных помех и создания условий надежного срабатывания триггера Шмитта первые два каскада выполнены на триодах П15, имеют местную отрицательную связь; общий коэффициент усиления этих каскадов около $4 \cdot 10^3$. На выходе триггера Шмитта крутые перепады напряжения дифференцируются цепью RC и формируются оконечным каскадом в импульсы стабильной формы длительностью 3—5 мксек и амплитудой 8,5 в.

Малое динамическое выходное сопротивление эмиттерного повторителя является одним из условий надежного подключения НМЛ к БУ.

и) Генератор задержки с формирователем (ГЗ-75, ГЗ-100, ГЗ-150) содержит ждущий мультивибратор и типовой формирователь. Ждущий мультивибратор запускается отрицательными импульсами.

к) Многофазные генераторы задержки МГЗ выполнены на разомкнутых многофазных мультивибраторах; МГЗ вырабатывает на выходах серию из девяти импульсов, следующих друг за другом через 15 мксек. На его вход подаются отрицательные сигналы ГТИ.

В процессе экспериментальной работы АРП-10 были получены [Л. 73] следующие результаты. Относительная приведенная погреш-

Таблица 4-5

Характеристики	Система ИРЭ АН БССР	Система ИТК АН БССР
Количество преобразуемых сигналов	1	7
Частотный спектр, гц	20—40	0,05—80
Частота измерения и записи кода, гц	125	2 000
Разрядность кода	5	8
Диапазон изменения входного сигнала, в	$\pm 0,5$	± 100
Количество уровней квантования	± 15	± 127
Скорость протяжки МЛ, мм/сек:		
при записи	190,5	191
при воспроизведении	381	591
Ширина МЛ, мм	6,35	12,7
Число дорожек на МЛ	2	10
Скорость записи на МЛ, бит/сек	625	16 000
Общий объем информации на 350 м МЛ, бит	$1,2 \cdot 10^6$	$9,6 \cdot 10^6$
Габаритные размеры, мм:		
ПНК	1 700×640×500	240×360×500
НМЛ	1 170×640×500	500×260×400
Блок воспроизведения и ввода	1 000×740×500	380×200×230

ность линейности преобразования не превосходит 1,5%. Взаимного влияния каналов *НМЛ* не обнаружено, стирание, запись и воспроизведение заданного кадра информации выполняются надежно. Буферное устройство обеспечивает хорошие условия для совместной работы *ПНК* и *НМЛ*. При комплексных испытаниях осуществлялись преобразование аналоговой информации и запись цифровой в *НМЛ*, совместная работа *НМЛ* с *БУ* и *БУ* с *ПНК*.

Аналогичная система, но имеющая несколько худшие характеристики, была разработана и выполнена в 1963 г. Институтом радиотехники и электротехники (ИРЭ) АН БССР для преобразования непрерывных сигналов в двоичный код с записью на *МЛ* с последующим вводом в БЭСМ-2. Сравнительные характеристики этих двух систем приведены в табл. 4-5.

ГЛАВА ПЯТАЯ

АВТОМАТИЗАЦИЯ АНАЛИЗА ДИНАМИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ МЕТОДОМ МОДЕЛИРОВАНИЯ

5-1. ТИПЫ МОДЕЛИРУЮЩИХ АНАЛИЗАТОРОВ

Наряду с цифровыми вычислительными машинами и цифровыми анализаторами, широко применяемыми для статистического анализа динамических систем, используются для этих же целей электрические модели или аналоговые устройства, но их возможности меньше, так как структура проектируемой модели всегда обуславливает тип решаемой задачи, а погрешность результата на выходе модели выше, чем у цифровых устройств. Однако для оперативного решения некоторых инженерных задач моделирующие установки полезны и могут применяться на практике.

Стремление использовать метод моделирования для частотного, спектрального и корреляционного анализа объясняется прежде всего тем, что все интегральные характеристики случайных процессов могут быть получены за счет выполнения математических операций (умножение, задержка во времени, интегрирование), которые свойственны электрическим и электронным аналоговым элементам (звенья электрических цепей, электронные операционные усилители и т. д.). Кроме того, первичная информация от датчиков носит аналоговый характер даже в случае быстро протекающих процессов (ударные нагрузки, взрывы, переходные процессы в системах управления и т. п.), поэтому естественно стремление к использованию этой информации без промежуточного преобразования.

Ниже будут рассмотрены два типа аналоговых анализаторов: устройства непрерывного действия для воспроизведения интегральных характеристик исследуемого процесса и цепные электрические аналоги, получаемые

методом замещения элементов объекта. В состав первых обычно входят блоки считывания визуальных графиков, поскольку для регистрации процессов широко используются осциллограммы.

5-2. АНАЛОГОВЫЙ АНАЛИЗАТОР СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ «МОДЕЛЬ II»

Анализатор «Модель II» предназначен [Л. 123] для определения оценок математического ожидания, корреляционной и взаимной корреляционной функций, интегрального закона распределения случайных величин и спектральной плотности случайных функций и по формулам:

$$m_x = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt;$$

$$R(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) x(t + \tau) dt;$$

$$R_{12}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T x_1(t) x_2(t + \tau) dt;$$

$$F(x) = \frac{\sum t_i}{T} \text{ при } P(x > x_0);$$

$$S(\omega) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} R(\tau) \cos \omega \tau d\tau \quad \text{или}$$

$$S(f) = 2 \int_0^{\infty} R(\tau) \cos f\tau d\tau, \quad (5-1)$$

где $P(x > x_0)$ — вероятность, определяемая в интервале $x > x_0$; $\sum t_i$ — сумма отрезков времени в том же интервале.

В состав анализатора «Модель II» входят блок переписи и регистрации, вычислительное устройство и блок питания (рис. 5-1). В блоке переписи подлежащую анализу реализацию однократно обводят, записывая прочитанную таким образом информацию на магнитную ленту МЛ. Лентопротяжный механизм содержит синхронный

двигатель для перемещения бумажных и фотопленочных лент ($ДЛ$), шестиступенчатый редуктор N , фотоувеличитель для проектирования фотопленки (на рисунке не показан), потенциометр записи $ПЗн$ с двумя индексами $И_1, И_2$ для установки на масштабной линейке $МЛ$ максимальной ординаты $x_0(t)$, принимаемой за единицу, и самописец для регистрации результатов.

В вычислительном устройстве находятся блок памяти с лентопротяжным механизмом, вычислительный блок и блок генерации.

Блок памяти на $МЛ$ обслуживается двигателем записи $ДЗн$, двигателем воспроизведения $ДВ$ и двигателем каретки $Д_τ$ для установки запаздывания $τ$. Перемещение каретки позволяет изменять длину участка $МЛ$ между двумя магнитными головками $Г1$ и $Г2$. Запись информации может производиться одновременно на две дорожки или только на одну (взаимная корреляционная функция). Длина петли $МЛ$ между $Г1$ и $Г2$ определяет величину $τ$, которая нужна только для вычисления корреляционных характеристик; при вычислении других характеристик петля $МЛ$ может не заводиться. На валу $Д_τ$ установлены контакты $К1$, с которых за один оборот $Д_τ$ снимаются два импульса, посылаемых в счетчик $T_1—T_4$. С кареткой связан потенциометр $П_τ$, с которого снимается напряжение в блок сравнения при вычислении $F(x)$ или на генератор частоты при вычислении $S(ω)$. Максимальное значение $τ$ равно примерно одной десятой длины реализации (4 000 мм). Начало и конец анализируемого процесса отмечаются на $МЛ$ прозрачными окнами, при прохождении которых мимо фотодиодов $Φ_n$ и $Φ_k$ создаются импульсы включения и выключения. Операционные усилители $УI, УII, УIII$ и $У_1—У_6$ со схемами коммутации и органами управления а также генератор импульсов $ГИ$ и импульсные делители (модуляторы по амплитуде) $ИД$ обеспечивают реализацию зависимостей (5-1).

После установки нужного участка реализации переключатель редуктора N устанавливается в одно из шести положений, с тем чтобы переписываемая на $МЛ$ реализация составила 2—4 м в соответствии с таблицей:

Положение переключателя	I	II	III	IV	V	VI
l_p/l_m	0,48	0,8	1,2	2	3	5

Индексы I_1 , I_2 устанавливаются на максимальное значение ординаты кривой. Для записи на $МЛ$ очень медленных процессов применена широтно-импульсная модуляция. Напряжения $u_{вх}$ с $ПЗн$ и $u_{оп}$ с импульсного делителя $ИД$ подаются на входы устройства сравнения ($У2$), на выходе которого получается усиленное в μ раз напряжение $(U_{вх} - U_0k)\mu$, которое подается в $ГИ$, где преобразуется в пакеты импульсов с коэффициентом за-

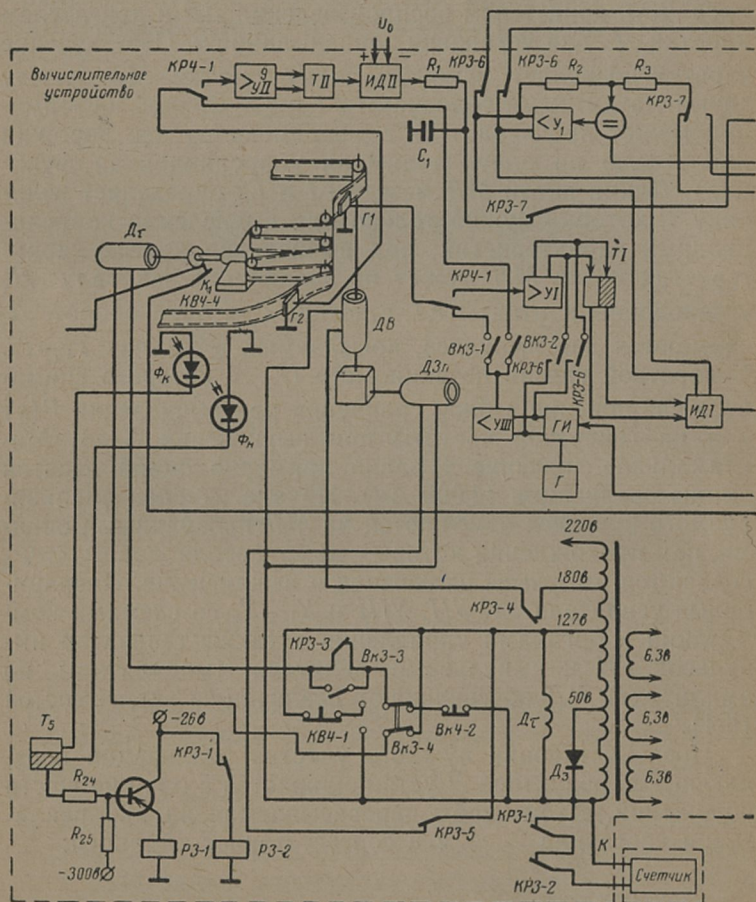
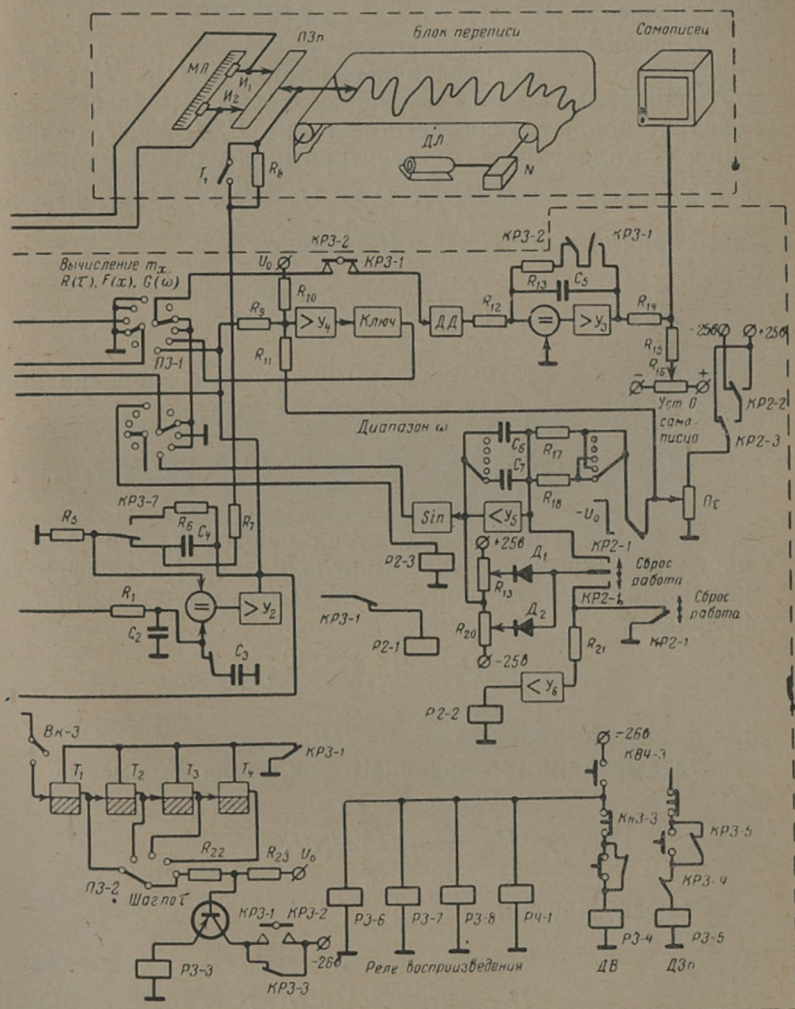


Рис. 5-1. Общая схема анализатора

полнения K , т. е. $(U_{вх} - U_0 k) \mu = mk$, где m — коэффициент пропорциональности. Так как $k/\mu \ll 1$, то

$$k = \frac{U_{вх}}{U_0} = \frac{l}{L},$$

где $l = mx(t)$ — длина участка ПЗп, соответствующая текущему значению функции; $L = mx_{\max}$ — расстояние



между I_1 и I_2 . Следовательно, коэффициент модуляции

$$k = \frac{x(t)}{x_{\max}}$$

не зависит от параметров усилителей, формы прямоугольных импульсов и величины u_0 .

Сформированные импульсы подаются на $УIII$ и через выключатели ВКЗ-1 и ВКЗ-2 — на $\Gamma 1$ и $\Gamma 2$.

В процессе вычислений сигналы с головок $\Gamma 1$ и $\Gamma 2$ поступают на два идентичных канала ($УI$ и $УII$); $ТI$ и $ТII$ восстанавливают исходную форму импульсов, последние подаются соответственно на $ИДI$, $ИДII$, являющиеся амплитудными модуляторами, выходные напряжения которых равны $U_{\text{вых}} = U_0 k = U_0 \frac{x(t)}{x_{\max}}$. Так, сигнал первого канала, снимаемый с $ИДI$, равен:

$$U_I = U'_0 k = U'_0 \frac{x_1(t)}{x_{\max}},$$

где U'_0 имеет следующие коммутируемые значения при вычислении m_x и $F(x)$ и $S(\omega)$ соответственно:

$$U'_0 = U_0 = 25 \text{ в}; \quad U'_0 = 25 \frac{x_2(t)}{x_{2\max}}; \quad U'_0 = 25 \cos \omega t \, dt.$$

Выходные сигналы $ИДI$ усиливаются $У_2$ в 4 раза и поступают [кроме случая вычисления $F(x)$] в дифференциальный делитель напряжения $ДД$, с выхода которого получаем:

$$U_I = 4U'_0 \alpha \frac{x_1(t)}{x_{\max}},$$

где α — коэффициент деления $ДД$.

На выходе интегрирующего усилителя $У_3$ имеем:

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{RC} \int_0^T U_I \, dt.$$

Отсюда получим:
для m

$$U_{\text{вых}} = \frac{1000\alpha}{x_{\max}} \int_0^T x_1(t) \, dt; \quad (5-2)$$

для $R(\tau)$

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{1\,000\alpha}{x_{1\text{макс}}x_{2\text{макс}}} \int_0^T x_1(t) x_2(t) dt; \quad (5-3)$$

для $S(\omega)$

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{1\,000\alpha}{x_{\text{макс}}} \int_0^T x(t) \cos \omega_{\mu} t dt.$$

Так как для $S(\omega)$ $x(t) = R(\tau)$ и $x_{\text{макс}} = D$ — дисперсия, то

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{1\,000\alpha}{D} \int_0^T R(\tau) \cos \omega_{\mu} t dt. \quad (5-4)$$

Выходной сигнал U_2 , равный

$$u_F = 100 \frac{x(t)}{x_{\text{макс}}},$$

поступает на сравнивающий усилитель U_4 ; если $u_F > u_{\tau}$, то на выходе ключа генерируется сигнал фиксированной амплитуды 100 в, который поступает на $ДД$, и на выходе интегрирующего усилителя U_3 снимается напряжение

$$U_{\text{ВЫХ}} = 1\,000\alpha \int_0^T \Delta t = 1\,000\alpha \Sigma t_i, \quad (5-5)$$

где Σt_i — суммарное время, в течение которого $u_F > u_{\tau}$.

Вычисления для одной точки заканчиваются с формированием сигнала Φ_K , при этом T_5 устанавливается в исходное состояние, срабатывает цепь отбивки точки самописца, снимается напряжение с интегрирующей емкости U_3 , включается $Д_{\tau}$ и делает число оборотов определяемое положением переключателя Шаг по τ , или удлиняется петля $МЛ$ на $\Delta\tau$, или переместится движок $П_{\tau}$ до опорного напряжения U_{τ} для сравнения при вычислении $F(x)$, либо задается определенная частота при вычислении $S(\omega)$.

Усилители U_5 и U_6 с диодами $Д_1$ и $Д_2$ являются генераторами линейно изменяющегося напряжения с ча-

стотой, линейно зависящей от U_{τ} . пилообразное напряжение подается на кусочно-линейный аппроксиматор функции $\cos \omega \tau$.

Напряжения (5-2) — (5-5) поступают через Y_3 на самописец с масштабом записи 1 мм/в, поэтому их можно переписать в виде ординат l_m , l_R , l_S и l_F , которые теперь надо поставить в левую часть (5-2) — (5-5) вместо $U_{\text{вых}}$. Если сгруппировать в одной стороне равенства неизвестные, а в другой — известные члены, то получим:

$$\frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt = \frac{l_m x_{1\text{макс}}}{T 1000\alpha} = m_x; \quad (5-6)$$

$$\frac{1}{T} \int_0^T x_1(t) x_2(t) dt = \frac{l_R x_{1\text{макс}} x_{2\text{макс}}}{1000\alpha T} = R(\tau); \quad (5-7)$$

$$\frac{1}{\pi} \int_0^T R(\tau) \cos \omega_{\mu} t dt = \frac{l_S D}{1000\alpha \pi} S(\omega); \quad (5-8)$$

$$\frac{\Sigma t_i}{T} = \frac{l_F}{1000\alpha T} = F(x). \quad (5-9)$$

Для ML и реализации справедливо соотношение

$$\frac{\tau_M}{\tau} = \frac{l_M}{l_P} \text{ или } \tau = \frac{\tau_M l_P}{l_M}$$

— временной сдвиг по длине реализации, мм. Шаг по τ определится теперь с учетом числа точек n полученной характеристики $R(\tau)$

$$\Delta \tau = \frac{\tau_M l_P}{n l_M}.$$

Если m — масштаб времени, то связь между временем T вычисления $S(\omega)$ и временем τ вычисления $R(\tau)$ будет $T = m\tau$. Тогда при частоте $f n$, выдаваемой прибором, и частоте процесса f будем иметь:

$$\frac{\tau}{T} = \frac{f_n}{f}; \quad f = m f n; \quad \omega = m \omega_n,$$

и выражение (5-8) становится:

$$S(\omega) = \frac{l_s D}{1000 \pi m}.$$

Итак, анализатор «Модель II» производит расчет m_x [в величинах $x(t)$], $R(\tau)$ (в величинах произведения x_1, x_2), $S(\omega)$ (в величинах D , умноженных на время) и $F(x)$ (безразмерная величина) по формулам (5-6) — (5-9) при условии, что $\Delta\tau = \frac{400l_p}{nl_m}$ (в мм длины реализации);

$$\Delta\omega = \frac{\omega T}{n\tau}, 1/\text{сек},$$

где $\omega = 2\pi f$; f — максимальная частота выбранного диапазона генератора ГИ вычислительного устройства; n — номер вычисляемой точки.

По сообщению автора, анализатор «Модель II» в течение нескольких лет показал хорошие результаты и надежность в работе.

5-3. ЦЕПНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ АНАЛОГИ ДИНАМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

Электрический аналог изгибных колебаний стержня

Дифференциальное уравнение вынужденных колебаний стержня с распределенной по длине массой имеет вид:

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} \left[EJ \frac{\partial^2 y}{\partial x^2} \right] + \mu \frac{\partial^2 y}{\partial t^2} = P(x, t), \quad (5-10)$$

где μ — погонная масса стержня; J — момент инерции поперечного сечения; $P(x, t)$ — нагрузка, меняющаяся во времени и переменная по длине стержня; y — перемещение оси стержня, являющееся функцией координат и времени.

Если стержень постоянной жесткости (рис. 5-2,а) несет равномерно распределенную по длине нагрузку (сосредоточенные массы m_i) и подвержен продолжительному действию гармонических синфазных сил P_i и моментов M_i , то решение уравнения (5-10) по методу начальных параметров [Л. 10, 11] приводит к следующим зависимостям для амплитуд прогиба, углов поворота, изгибающих моментов и поперечных сил на концах 1 и 2:

$$\begin{aligned}
y_2 &= y_1 A(l) + \varphi_1 \frac{B(l)}{k} + M_1 C(l) \frac{1}{EJk^2} + \\
&+ Q_1 D(l) \frac{1}{EJk^3} + y; \\
\varphi_2 &= -y_1 D(l) k + \varphi_1 A(l) - M_1 B(l) \frac{1}{EJk} + \\
&+ QC(l) \frac{1}{EJk^2} - \varphi; \\
M_2 &= y_1 C(l) EJk^2 + \varphi_1 D(l) EJk + \\
&+ M_1 A(l) + Q_1 B(l) \frac{1}{k} + M; \\
Q_2 &= -y_1 B(l) EJk^3 + \varphi_1 C(l) EJk^2 - M_1 D(l) k + \\
&+ Q_1 A(l) - k \Sigma P_i A(S_i) - k \Sigma M_i D(r_i) - \\
&- \theta^2 \Sigma m_i y_i A(t_i) - k \theta^2 \Sigma J_i \varphi_i D(t_i), \quad (5-11)
\end{aligned}$$

где $y_1, y_2, \varphi_1, \varphi_2, M_1, M_2, Q_1, Q_2$ — амплитуды прогиба, угла поворота, изгибающего момента и поперечной силы соответственно в начальном сечении 1 и конечном сечении 2; P_i, M_i — амплитуды пульсирующих сосредоточенных сил и моментов; m_i, J_i — значения сосредоточенных масс и их моментов инерции; y_i, φ_i — амплитуды прогиба и угла поворота тех сечений, где находятся сосредоточенные массы; A, B, C, D — гиперболо-тригонометрические функции, определяемые выражениями:

$$A(x) = \frac{1}{2} (\cos kx + \operatorname{ch} kx);$$

$$B(x) = \frac{1}{2} (\sin kx + \operatorname{sh} kx);$$

$$C(x) = \frac{1}{2} (\cos kx - \operatorname{ch} kx);$$

$$D(x) = \frac{1}{2} (\sin kx - \operatorname{sh} kx),$$

где аргумент x принимает значения l, r_i, t_i, s_i ; θ — частота внешних пульсирующих нагрузок;

$$k = \sqrt[4]{\frac{\mu \theta^2}{EJ}}; \quad (5-12)$$

y, φ и M учитывают внешние нагрузки и определяются выражениями:

$$\left. \begin{aligned}
 y &= \frac{1}{EJk^2} \left[\sum_i M_i C(r_i) + \frac{1}{k} \sum_i P_i D(s_i) + \right. \\
 &\quad \left. + \theta^2 \sum_i J_i \varphi_i C(t_i) - \frac{\theta^2}{k} \sum_i m_i y_i D(t_i) \right]; \\
 \varphi &= \frac{1}{EJR} \left[\frac{1}{k} \sum_i P_i C(s_i) - \sum_i M_i B(r_i) - \right. \\
 &\quad \left. - \theta^2 \sum_i J_i \varphi_i B(t_i) - \frac{\theta^2}{k} \sum_i m_i y_i C(t_i) \right]; \\
 M &= \sum_i M_i A(r_i) + \frac{1}{k} \sum_i P_i B(s_i) + \\
 &\quad + \theta^2 \sum_i J_i \varphi_i A(t_i) - \frac{\theta^2}{k} \sum_i m_i y_i B(t_i).
 \end{aligned} \right\} \quad (5-13)$$

Знак Σ в (5-11) распространяется на все внешние силовые факторы (моменты и силы) и на все сосредоточенные массы, расположенные между начальным 1 и обследуемым сечениями 2.

Приведем уравнения (5-11) к форме уравнений Кирхгофа для электрического трехполюсника.

Разрешая первые два уравнения (5-11) относительно φ_1 и φ_2 , находим:

$$\left. \begin{aligned}
 \varphi_1 &= \frac{l}{EJ} S(l) M_2 + \frac{l}{EJ} T(l) M_2 + \\
 &\quad + \frac{y_2 T'(l) - y_1 S'(l)}{l} + \frac{l T(l)}{EJ} M - \frac{y}{l} T'(l); \\
 \varphi_2 &= -\frac{l}{EJ} T(l) M_1 - \frac{l}{EJ} S(l) M_2 + \\
 &\quad + \frac{y_2 S'(l) - y_1 T'(l)}{l} + \frac{l S(l)}{EJ} M - \frac{y}{l} S'(l) + \varphi,
 \end{aligned} \right\} \quad (5-14)$$

где

$$\left. \begin{aligned}
 S(l) &= \frac{\operatorname{cth} kl - \operatorname{ctg} kl}{2kl}; \\
 T(l) &= \frac{\operatorname{csc} kl - \operatorname{csch} kl}{2kl}; \\
 S'(l) &= \frac{kl (\operatorname{cth} kl + \operatorname{ctg} kl)}{2}; \\
 T'(l) &= \frac{kl (\operatorname{csch} kl - \operatorname{csc} kl)}{2}.
 \end{aligned} \right\} \quad (5-15)$$

Приняв обозначения

$$\left. \begin{aligned} E_1 &= \frac{y_2 T'(l) - y_1 S'(l)}{l} + \frac{lT}{EJ} M - \frac{y}{l} T'(l); \\ E_2 &= \frac{y_2 S'(l) - y_1 T'(l)}{l} + \frac{lS}{EJ} M - \frac{y}{l} S'(l) + \varphi, \end{aligned} \right\} \quad (5-16)$$

запишем уравнения (5-14) в виде:

$$\left. \begin{aligned} \varphi_1 &= \frac{l}{EJ} S(l) M_1 + \frac{l}{EJ} T(l) M_2 + E_1; \\ -\varphi_1 &= \frac{l}{EJ} T(l) M_1 + \frac{l}{EJ} S(l) M_2 + E_2. \end{aligned} \right\} \quad (5-17)$$

Заметим, что каждый член в уравнениях (5-16) представляет собой угол поворота или угол перегиба стержня в целом, а функции S , T , S' и T' связаны с частотой формулами (5-15), так как аргументы этих функций связаны с частотой колебаний выражениями (5-12).

Пользуясь системой электромеханических аналогий, можно полученный результат (5-17) истолковать как уравнения Кирхгофа для активного электрического трехполюсника (рис. 5-2,б). Цепь этого трехполюсника определяется величинами

$$R = \frac{l}{EJ} (S + T); \quad R_0 = -\frac{l}{EJ} T, \quad (5-18)$$

а также E_1 и E_2 , которые называются параметрами электрической схемы замещения. Как видно из формул (5-16) и (5-17), эти параметры зависят от геометрических и упругих характеристик стержня, а также от частоты колебаний θ . Полученный результат можно использовать как для расчетов, так и для разработки и построения электрической модели стержневой системы.

Следует, однако, подчеркнуть, что полученные уравнения (5-17) не могут быть использованы для непосредственного расчета изгибаемых балок с сосредоточенными массами при вынужденных колебаниях, так как неизвестными являются прогибы и углы поворотов поперечных сечений, в которых сосредоточены массы.

Преодолеть возникшее затруднение можно, если воспользоваться понятием массовых функций [Л. 89]. При

этом функции $S(l)$, $T(l)$, входящие в уравнение (5-17), находятся в зависимости от числа сосредоточенных масс по формулам, приведенным в приложении 2, а величины

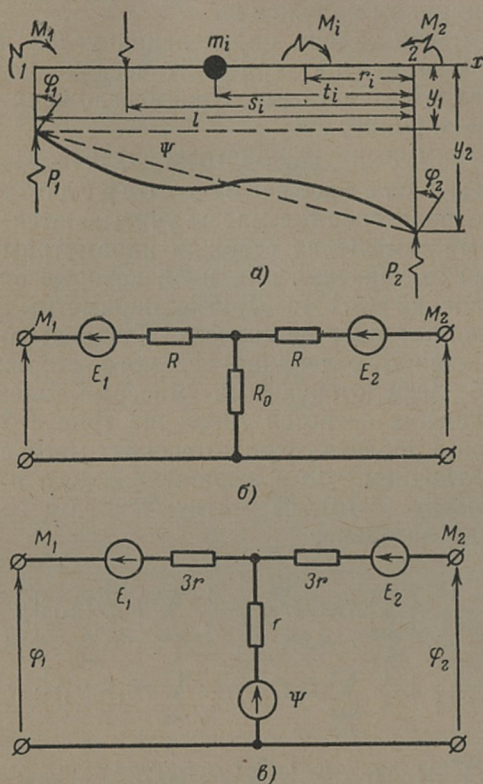


Рис. 5-2. Стержень постоянной жесткости (а) с равномерно распределенной и сосредоточенными массами под действием периодических сил, его электрическая схема-аналог (б) и электрическая схема-аналог стержня без распределенной массы (в).

E_1 и E_2 , зависящие от характера действующей гармонической нагрузки, значения, числа и точек расположения сосредоточенных масс, определяются в соответствии с приложением 3. В этих таблицах параметры в первых строках, относящиеся к схеме замещения невесомого стержня без сосредоточенных масс, такие же, как и

в случае статики, если за внешние нагрузки принять амплитудные значения периодических силовых факторов. При одновременном воздействии гармонических сил и моментов значения э. д. с. E_1 и E_2 находятся в соответствии с принципом наложения.

Заметим, что задача определения углов поворота и изгибающих моментов при статических деформациях стержня является частным случаем изложенной динамической задачи [Л. 49, 76].

Рассмотрим несколько частных случаев.

Весомый стержень без сосредоточенных масс. Сосредоточенные массы учитываются в электрической схеме замещения стержня параметрами E_1 и E_2 , зависящими от значений y , φ и M , которые определяют-ся из уравнений (5-13). Другие параметры схемы от сосредоточенных масс не зависят. Следовательно, в случае вынужденных колебаний весомого стержня, не нагруженного сосредоточенными массами, электрическая схема замещения остается такой же (рис. 5-2,б), как и при наличии в пролете сосредоточенных масс, с тем единственным отличием, что в выражениях y , φ и M , входящих в формулу (5-16), отсутствуют члены, содержащие m_i и J_i . Следовательно,

$$\left. \begin{aligned} y &= \frac{1}{EJk^2} \left[\sum_i M_i C(r_i) + \frac{1}{k} \sum_i P_i D(s_i) \right]; \\ \varphi &= \frac{1}{EJk} \left[\frac{1}{k} \sum_i P_i C(s_i) - \sum_i M_i B(r_i) \right]; \\ M &= \sum_i M_i A(r_i) + \frac{1}{k} \sum_i P_i B(s_i). \end{aligned} \right\} \quad (5-19)$$

С учетом сказанного формулы (5-16) и (5-18) для определения параметров трехполюсной схемы замещения изгибающего стержня остаются справедливыми и здесь.

Невесомый стержень с сосредоточенными массами. Пусть на стержне (рис. 5-2,а) расположены сосредоточенные массы, величины которых намного превышают массу стержня, тогда собственным весом последнего можно пренебречь. Формулы метода начальных параметров для определения амплитуды прогиба y_2 , угла поворота φ_2 , изгибающего момента M_2 и

поперечной силы Q_2 в сечении 2 могут быть записаны в виде:

$$\left. \begin{aligned} y_2 &= y_1 + \varphi_1 l - \frac{l^2}{2EJ} M_1 + \frac{l^3}{6EJ} Q_1 + y; \\ \varphi_2 &= \varphi_1 - \frac{l}{EJ} M_1 + \frac{l^2}{2EJ} Q_1 + \varphi; \\ M_2 &= M_1 - lQ_1 + M; \\ Q_2 &= Q_1 + \sum_i Q_i + \theta^2 \sum_i m_i y_i, \end{aligned} \right\} \quad (5-20)$$

где

$$\left. \begin{aligned} y &= \frac{1}{EJ} \left[\sum_i M_i \frac{r_i^2}{2} + \sum P_i \frac{s_i^3}{6} + \right. \\ &\quad \left. + \theta^2 \left(\sum_i m_i y_i \frac{t_i^3}{6} + \sum_i J_i \varphi_i \frac{t_i^2}{2} \right) \right]; \\ \varphi &= \frac{1}{EJ} \left[\sum_i M_i r_i + \sum_i P_i \frac{s_i^2}{2} + \theta^2 \times \right. \\ &\quad \left. \times \left(\sum_i M_i y_i \frac{t_i^2}{2} + \sum_i J_i \varphi_i t_i \right) \right]; \\ M &= \sum_i M_i + \sum_i P_i s_i + \theta^2 \left(\sum_i m_i y_i + \sum_i J_i \varphi_i \right). \end{aligned} \right\} \quad (5-21)$$

Знак суммы в выражениях (5-20) распространяется на все силы, изгибающие моменты и сосредоточенные массы, расположенные между начальным сечением 1 и исследуемым сечением 2.

Замечая, что угол перекоса стержня равен:

$$\psi = \frac{y_2 - y_1}{l}, \quad (5-22)$$

из уравнений (5-20) находим:

$$\left. \begin{aligned} \varphi_1 &= \frac{l}{3EJ} M_1 + \frac{l}{6EJ} M_2 + E_1 + \psi; \\ -\varphi_2 &= \frac{l}{6EJ} M_1 + \frac{l}{3EJ} M_2 + E_2 - \psi, \end{aligned} \right\} \quad (5-23)$$

Где

$$\left. \begin{aligned} E_1 &= -\left(\frac{l}{6EJ} M + \frac{y}{l}\right); \\ E_2 &= \frac{l}{3EJ} M + \frac{y}{l} + \varphi. \end{aligned} \right\} \quad (5-24)$$

Если теперь углы поворота φ и ψ трактовать как напряжения и э. д. с., а изгибающие моменты M_1 и M_2 как токи электрической цепи, то, как легко видеть, уравнениям (5-23) отвечает схема активного электрического трехполюсника, приведенная на рис. 5-2,в. Сопротивления r и напряжения ψ этого трехполюсника вполне определяются параметрами:

$$r = \frac{l}{6EJ}; \quad \psi = \frac{\Delta y}{l}, \quad (5-25)$$

а E_1 и E_2 определяются формулами (5-24).

В заделке угол поворота сечения балки равен нулю ($\varphi=0$), а в схеме замещения этому отвечает короткое замыкание соответствующей стороны трехполюсника. При шарнирной опоре конца стержня изгибающий момент в опорном сечении равен нулю ($M=0$); в электрической схеме замещения это может быть отображено размыканием соответствующей стороны трехполюсника (вход или выход), так как при этом обеспечивается равенство нулю электрического тока, а напряжение соответствует углу поворота опорного сечения. Если упругую заделку конца характеризовать коэффициентом $0 \leq \kappa \leq 1$, равным нулю при свободно опертом конце и единице при жесткой заделке, то напряжение (угол поворота), передаваемое трехполюснику, определится соотношением

$$\varphi' = (1 - \kappa) \varphi,$$

где φ — угол поворота свободного конца стержня.

Это соотношение можно моделировать, если на соответствующей стороне трехполюсника ввести сопротивление, которое можно было бы изменять в пределах от 0 до ∞ , что создавало бы нужные условия по напряжению и току.

Для стержня с несмещающимися концами источник э. д. с. в средней ветви трехполюсника отсутствует ($\psi=0$).

Так как трехполюсная схема пригодна для замещения каждого участка стержневой системы при произволь-

ном расположении масс и нагрузок, то для расчета и моделирования всей системы в целом необходимо моделирующие трехполюсники соединить с учетом условий сочленения: узлу моментов в стержневой системе должен соответствовать узел тока в электрической схеме замещения. Всякий раз конец участка стержня выбирается так, чтобы он совпадал с опорой или с узлом.

На основании изложенного можно рекомендовать следующий порядок операций при моделировании стержневых систем:

1. Нарисовать электрическую трехполюсную схему замещения стержневой конструкции с учетом граничных условий и условий сочленения и пронумеровать концы стержней и соответствующие им стороны трехполюсника. Эта операция выполняется легко, так как в избранной нами второй системе электромеханических аналогий соблюдается геометрическое подобие между механической и электрической цепями.

2. В зависимости от характера распределения масс и силовых факторов определить параметры R_1, R_0, E_1, E_2 и ψ для схем замещения отдельных стержней, входящих в рассматриваемую цепь.

3. При моделировании собрать полученную схему замещения из электрических элементов, подвести к ней возбуждающие э. д. с. и произвести измерения интересных величин (частот, токов и напряжений).

Свободные изгибные колебания стержня

Пусть весомый стержень 1—2 (рис. 5-2,а) несет равноотстоящие одинаковые сосредоточенные массы и находится в режиме свободных изгибных колебаний ($M_i = P_i = 0$). В этом случае связь между усилиями и деформациями на концах стержня может быть выражена [Л. 122] системой уравнений:

$$\left. \begin{aligned} M_1 &= i \left(\bar{\alpha} \varphi_1 + \bar{\beta} \varphi_2 - \bar{\gamma} \frac{y_1}{l} - \bar{\eta} \frac{y_2}{l} \right); \\ -M_2 &= i \left(\bar{\beta} \varphi_1 + \bar{\alpha} \varphi_2 - \bar{\eta} \frac{y_1}{l} - \bar{\gamma} \frac{y_2}{l} \right), \end{aligned} \right\} \quad (5-26)$$

где $i = EJ/l$ — погонная жесткость стержня; l — длина стержня; $\bar{\alpha}, \bar{\beta}, \bar{\gamma}, \bar{\eta}$ — частотные функции метода деформации.

Разрешая уравнения (5-26) относительно углов поворота φ_1 и φ_2 концевых сечений 1 и 2, получаем:

$$\left. \begin{aligned} \varphi_1 &= M_1 \frac{\bar{\alpha}}{i(\bar{\alpha}^2 - \bar{\beta}^2)} + M_2 \frac{\bar{\beta}}{i(\bar{\alpha}^2 - \bar{\beta}^2)} + \\ &+ \frac{y_2(\bar{\alpha}\bar{\eta} - \bar{\gamma}\bar{\beta}) - y_1(\bar{\beta}\bar{\eta} - \bar{\alpha}\bar{\gamma})}{l(\bar{\alpha}^2 - \bar{\beta}^2)}; \\ -\varphi_2 &= M_1 \frac{\bar{\beta}}{i(\bar{\alpha}^2 - \bar{\beta}^2)} + M_2 \frac{\bar{\alpha}}{i(\bar{\alpha}^2 - \bar{\beta}^2)} + \\ &+ \frac{y_2(\bar{\beta}\bar{\eta} - \bar{\alpha}\bar{\gamma}) - y_1(\bar{\alpha}\bar{\eta} - \bar{\beta}\bar{\gamma})}{l(\bar{\alpha}^2 - \bar{\beta}^2)}. \end{aligned} \right\} \quad (5-27)$$

Если углы поворота трактовать как напряжения и э. д. с., а изгибающие моменты как токи в электрической цепи, то соотношения (5-27) можно рассматривать как уравнения активного электрического трехполюсника (рис. 5-2,б) с параметрами

$$R = \frac{l}{EJ} \frac{1}{\bar{\alpha} - \bar{\beta}}; \quad R_0 = \frac{l}{EJ} \frac{\bar{\beta}}{\bar{\alpha}^2 - \bar{\beta}^2}; \quad (5-28)$$

$$\left. \begin{aligned} E_1 &= \frac{y_2(\bar{\alpha}\bar{\eta} - \bar{\beta}\bar{\gamma}) - y_1(\bar{\beta}\bar{\eta} - \bar{\alpha}\bar{\gamma})}{l(\bar{\alpha}^2 - \bar{\beta}^2)}; \\ E_2 &= \frac{y_1(\bar{\alpha}\bar{\eta} - \bar{\beta}\bar{\gamma}) - y_2(\bar{\beta}\bar{\eta} - \bar{\alpha}\bar{\gamma})}{l(\bar{\alpha}^2 - \bar{\beta}^2)}. \end{aligned} \right\} \quad (5-29)$$

Рассмотрим несколько частных случаев.

Весомый шарнирно опертый стержень, нагруженный сосредоточенными массами. Поскольку концы рассматриваемого стержня не могут иметь линейных перемещений, то $y_1 = y_2 = 0$, и формулы (5-27) принимают вид:

$$\left. \begin{aligned} \varphi_1 &= M_1 \frac{\bar{\alpha}}{i(\bar{\alpha}^2 - \bar{\beta}^2)} + M_2 \frac{\bar{\beta}}{i(\bar{\alpha}^2 - \bar{\beta}^2)}; \\ -\varphi_2 &= M_1 \frac{\bar{\beta}}{i(\bar{\alpha}^2 - \bar{\beta}^2)} + M_2 \frac{\bar{\alpha}}{i(\bar{\alpha}^2 - \bar{\beta}^2)}; \end{aligned} \right\} \quad (5-30)$$

э. д. с. (5-29) при этом обращаются в нули и моделирующий трехполюсник (рис. 5-2,б) становится пассивным, его сопротивления R и R_0 подсчитываются по формулам (5-28).

Весомый шарнирно опертый стержень без сосредоточенных масс. Уравнения моделирующего трехполюсника получаем из (5-30), заменяя в последних α и β выражениями для α и β [Л. 9]:

$$\left. \begin{aligned} \varphi_1 &= M_1 \frac{l}{EJ} S(l) + M_2 \frac{l}{EJ} T(l); \\ -\varphi_2 &= M_1 \frac{l}{EJ} T(l) + M_2 \frac{l}{EJ} S(l). \end{aligned} \right\} \quad (5-31)$$

Легко показать, что сопротивления этого трехполюсника (рис. 5-2,б) равны:

$$R = \frac{l}{EJ} (S + T); \quad R_0 = -\frac{l}{EJ} T, \quad (5-32)$$

а

$$E_1 = E_2 = 0.$$

Невесомый стержень с сосредоточенными массами. Для описания свободных колебаний невесомого стержня с сосредоточенными массами можно воспользоваться уравнениями (5-31), если под $T(l)$ и $S(l)$ подразумевать массовые функции [Л. 89]. Для некоторых часто встречающихся симметрично расположенных грузов массовые функции приводятся в приложении.

Учет влияния продольных сил

Если колеблющийся стержень находится под воздействием постоянных осевых сил, то его также можно моделировать трехполюсной схемой замещения. Пусть стержень 1—2 (рис. 5-2,а), не имеющий взаимного смещения концов, несет одинаковые равноудаленные сосредоточенные массы и находится под воздействием гармонических силовых факторов и постоянных осевых сил N . Уравнения, связывающие моменты и углы поворотов [Л. 9], могут быть записаны в виде:

$$\left. \begin{aligned} M_1 &= i(\bar{\alpha}\varphi_1 + \bar{\beta}\varphi_2) + M'_1; \\ -M_2 &= i(\bar{\beta}\varphi_1 + \bar{\alpha}\varphi_2) + M'_2, \end{aligned} \right\} \quad (5-33)$$

где M_1, M_2 — амплитудные значения изгибающих моментов на концах стержня с жестко защемленными концами; M'_1, M'_2 — амплитуды изгибающих моментов, возникающие от внешних периодических нагрузок в концевых сечениях этого стержня.

Решив уравнения (5-33) относительно углов поворота φ_1 и φ_2 концевых сечений 1 и 2, получим:

$$\left. \begin{aligned} \varphi_1 &= (M_1 - M'_1) \frac{l}{EJ} \frac{\bar{\alpha}}{\alpha^2 - \beta^2} + \\ &+ (M_2 - M'_2) \frac{l}{EJ} \frac{\bar{\beta}}{\alpha^2 - \beta^2}; \\ -\varphi_2 &= (M_1 - M'_1) \frac{l}{EJ} \frac{\bar{\beta}}{\alpha^2 - \beta^2} + \\ &+ (M_2 - M'_2) \frac{l}{EJ} \frac{\bar{\alpha}}{\alpha^2 - \beta^2}. \end{aligned} \right\} \quad (5-34)$$

Нетрудно видеть, что уравнениям (5-34) отвечает схема пассивного электрического трехполюсника, приведенная на рис. 5-2,б. Цепь этого трехполюсника определяется следующими параметрами:

$$R = \frac{l}{EJ} \frac{1}{\alpha - \beta}; \quad R_0 = -\frac{l}{EJ} \frac{\bar{\beta}}{\alpha^2 - \beta^2}. \quad (5-35)$$

В формулах (5-34) концевые изгибающие моменты, возникающие от действия внешней гармонически изменяющейся нагрузки, можно определить для каждого вида внешней нагрузки, а затем, пользуясь принципом наложения, найти формулы для этих моментов в случае действия на стержень ряда силовых факторов. Как известно [Л. 122], при наличии в пролете рамы в месте расположения i -й сосредоточенной массы гармонически изменяющейся силы с амплитудой P имеем:

$$M'_1 = \bar{\Psi}_P^a l P; \quad M'_2 = -\bar{\Psi}_P^b l P, \quad (5-36)$$

где

$$\begin{aligned} \bar{\Psi}_P^a &= \bar{\eta}(\lambda_{14})_{n-i} + \bar{\beta}(\lambda_{13})_{n-i}; \\ \bar{\Psi}_P^b &= \bar{\eta}(\lambda_{14})_i + \bar{\beta}(\lambda_{13})_i; \end{aligned}$$

функции λ для различных частных случаев приведены в [Л. 122].

Если на стержень действует внешний момент, приложенный к одной из сосредоточенных масс, например к массе i , то

$$M'_1 = \bar{\Psi}_M^a M; \quad M'_2 = -\bar{\Psi}_M^b M, \quad (5-37)$$

где

$$\begin{aligned}\bar{\Psi}_M^a &= \bar{\eta}(\lambda_{13})_{n-i} - \bar{\beta}(\lambda_{23})_{n-i}; \\ \bar{\Psi}_M^b &= \bar{\eta}(\lambda_{13})_i - \bar{\beta}(\lambda_{23})_i.\end{aligned}$$

При одновременном действии нескольких сил с одинаковой частотой θ изгибающие моменты M' определяются в соответствии с принципом независимости действия сил в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned}M'_1 &= l \sum_i \bar{\Psi}_{P_i}^a P_i; \\ M'_2 &= -l \sum_i \bar{\Psi}_{P_i}^b P_i,\end{aligned} \right\} \quad (5-38)$$

а при действии нескольких моментов с такой же частотой имеем:

$$\left. \begin{aligned}M'_1 &= \sum_i \bar{\Psi}_{M_i}^a M_i, \\ M'_2 &= -l \sum_i \bar{\Psi}_{P_i}^b P_i.\end{aligned} \right\} \quad (5-39)$$

Таким же образом находим моменты M' в самом общем случае, когда на стержень одновременно действуют и сосредоточенные равночастотные и синфазные силы P_i и моменты M_i , суммируя выражения (5-38) и (5-39):

$$\left. \begin{aligned}M'_1 &= l \sum_i \bar{\Psi}_{P_i}^a P_i + \sum_i \bar{\Psi}_{M_i}^a M_i; \\ M'_2 &= -l \sum_i \bar{\Psi}_{P_i}^b P_i - \sum_i \bar{\Psi}_{M_i}^b M_i.\end{aligned} \right\} \quad (5-40)$$

В электрическом трехполюснике разности $M_1 - M'_1$ и $M_2 - M'_2$ можем рассматривать как результирующие токи на входе и выходе цепи, что в механической системе отображается суммарными изгибающими моментами на соответствующих концах стержня. Эти изгибающие моменты возникают в результате одновременного действия силовых факторов во всех пролетах рамы, включая и тот пролет, для которого записаны уравнения (5-34).

Рассмотрим теперь частные случаи вибрации сжатого или растянутого стержня.

Вынужденные поперечные колебания вешомого стержня без сосредоточенных масс. В этом случае форма уравнений (5-34) сохранит-

ся полностью, изменятся лишь значения частотных функций:

$$\left. \begin{aligned} \varphi_1 &= (M_1 - M'_1) \frac{l}{EJ} \frac{\alpha}{\alpha^2 - \beta^2} + \\ &+ (M_2 - M'_2) \frac{l}{EJ} \frac{\beta}{\alpha^2 - \beta^2}; \\ -\varphi_2 &= (M_1 - M'_1) \frac{l}{E} \frac{\beta}{\alpha^2 - \beta^2} + \\ &+ (M_2 - M'_2) \frac{l}{EJ} \frac{\alpha}{\alpha^2 - \beta^2}. \end{aligned} \right\} \quad (5-41)$$

При наличии в пролете силы $P \sin \theta t$

$$M'_1 = -\Psi_P^a l P; \quad M'_2 = \Psi_P^b l P, \quad (5-42)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \Psi_P^a &= \eta F''(b) + \beta F'''(b); \\ \Psi_P^b &= \eta F''(a) + \beta F'''(a). \end{aligned} \right\} \quad (5-43)$$

Формулы для изгибающих моментов M' , когда на стержень действует момент $M \sin \theta t$, имеют вид:

$$M'_1 = \Psi_M^a M; \quad M'_2 = \Psi_M^b M, \quad (5-44)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \Psi_M^b &= \eta F'''(a) - \beta F^{IV}(b); \\ \Psi_M^a &= \eta F'''(a) - \beta F^{IV}(a). \end{aligned} \right\} \quad (5-45)$$

Формулы для расчета функций F'' , F''' , F^{IV} приведены в [Л. 122].

При одновременном действии нескольких сил и нескольких моментов изгибающие моменты определяются по формулам:

$$\left. \begin{aligned} M'_1 &= -l \sum_i \Psi_{P_i}^a P_i - \sum_i \Psi_{M_i}^a M_i; \\ M'_2 &= l \sum_i \Psi_{P_i}^b P_i + \sum_i \Psi_{M_i}^b M_i. \end{aligned} \right\} \quad (5-46)$$

Формулы для расчета параметров электрической схемы замещения находим из (5-35), заменив α и β соответственно на α и β :

$$R = \frac{l}{EJ} \frac{1}{\alpha - \beta}; \quad R_0 = \frac{l}{EJ} \frac{\beta}{\alpha^2 - \beta^2}. \quad (5-47)$$

Свободные изгибные колебания стержня с несмещающимися концами. При отсутствии внешних нагрузок изгибающие моменты M' равны нулю, и формулы (5-34) и (5-41) переписутся в виде:

$$\left. \begin{aligned} \varphi_1 &= M_1 \frac{\bar{\alpha}}{\alpha^2 - \beta^2} + M_2 \frac{l}{EJ} \frac{\bar{\beta}}{\alpha^2 - \beta^2}; \\ -\varphi_2 &= M_1 \frac{l}{EJ} \frac{\bar{\beta}}{\alpha^2 - \beta^2} + M_2 \frac{l}{EJ} \frac{\bar{\alpha}}{\alpha^2 - \beta^2} \end{aligned} \right\} \quad (5-48)$$

и

$$\left. \begin{aligned} \varphi_1 &= M_1 \frac{l}{EJ} \frac{\alpha}{\alpha^2 - \beta^2} + M_2 \frac{l}{EJ} \frac{\beta}{\alpha^2 - \beta^2}; \\ -\varphi_2 &= M_1 \frac{l}{EJ} \frac{\beta}{\alpha^2 - \beta^2} + M_2 \frac{l}{EJ} \frac{\alpha}{\alpha^2 - \beta^2} \end{aligned} \right\} \quad (5-49)$$

Параметры моделирующего трехполюсника подсчитываются по формулам (5-35) и (5-47).

Таким образом, в случае свободных и вынужденных колебаний сжатого и растянутого стержня его электрическая схема может быть представлена в виде активного трехполюсника при наличии внешних сил в виде пассивного трехполюсника при анализе свободных колебаний. Параметры последнего можно найти, если заданы геометрические и упругие характеристики стержня.

Электрические аналоги условий резонанса механической системы

Спектральные свойства упругих систем, как известно, могут быть определены по резонансным явлениям в этих системах. Сила с постоянной амплитудой, но переменной частотой в резонансе вызывает максимальную деформацию, и, наоборот, одна и та же деформация (амплитудное значение угла поворота или смещения) при различных частотах возбуждения вызывается в резонансном состоянии силой, имеющей минимальную амплитуду. При этом безразлично, каковы природа и величина внешнего силового фактора: будь то изгибающие моменты или сосредоточенные и распределенные силы. Место приложения этих возмущающих факторов не оказывает влияния на спектр частот упругой системы, если только при этом не нарушаются граничные условия задачи и не теряется часть спектра частот.

В электрической схеме замещения стержневой системы мы можем моделировать состояние резонанса, если, используя вторую систему электромеханических аналогий, создадим в электрической схеме одно из двух состояний:

1) сохраним в одной из ветвей электрической цепи постоянное по амплитуде значение тока (обобщенной силы), фиксируя при этом напряжения на зажимах цепи, необходимые для обеспечения этого тока на различных частотах; максимумам напряжений соответствуют собственные частоты;

2) поддержим постоянным амплитудное значение питающего напряжения (угла поворота), фиксируя при этом на различных частотах эффективный ток в произвольной ветви электрической цепи; минимуму тока (момента) соответствуют собственные частоты колебаний исследуемой стержневой системы.

Ввиду того что сопротивления моделирующей схемы являются функциями частоты, оба указанных требования удовлетворяются последовательной установкой реактивных сопротивлений (положительных или отрицательных) согласно заранее составленной таблице их значений. Иначе говоря, условия резонанса для механической системы таковы, как если бы в резонансных состояниях она обладала наименьшими сопротивлениями к деформации и соответственно электрическая цепь — наименьшей электрической проводимостью.

Возможные области применения трехполюсной схемы-аналога

Свободные крутильные колебания валов. Для регулярного участка валопровода (рис. 5-3) связь между концевыми углами закручивания и крутящими моментами выражается [Л. 122] уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} \varphi_1 &= M_1 \frac{v}{i_P} - M_2 \frac{\omega}{i_P}; \\ \varphi_2 &= M_1 \frac{\omega}{i_P} - M_2 \frac{v}{i_P}, \end{aligned} \right\} \quad (5-50)$$

где

$$v = \frac{\cos \lambda \left(n + \frac{1}{2} \right)}{2 \sin \frac{\lambda}{2} \sin \lambda (n+1)}; \quad \omega = \frac{1}{2 \operatorname{tg} \frac{\lambda}{2} \sin \lambda (n+1)}; \quad (5-51)$$

λ — величина, определяемая из зависимости $u = 4 \sin^2 \frac{\lambda}{2}$,

причем $u = J \frac{\omega^2}{i_p} \leq 4$; J — момент инерции сосредоточенной массы относительно оси вала; ω — круговая частота крутильных колебаний; n — число равных участков, на которые подразделяется вал сосредоточенными массами; $l_p = GJ_p/a$ — погонная жесткость при кручении.

Уравнениям (5-50) отвечает электрический трехполюсник (рис. 5-2,б) с параметрами



Рис. 5-3. Регулярный участок вала.

$$R = \frac{v - \omega}{i_p}; \quad R_0 = \frac{\omega}{i_p}; \quad E_2 = E_1 = 0. \quad (5-52)$$

Если на рассматриваемом участке всего лишь одна масса, то $n=0$, $v=\omega/u$ и, следовательно, $R=0$, $R_0=1/ui_p$. Трехполюсник имеет одно поперечное сопротивление, углы закручивания конечных сечений равны и противоположны ($\varphi_1 = -\varphi_2$).

Для нерегулярного участка валопровода уравнения (5-50) принимают вид:

$$\left. \begin{aligned} \varphi_1 &= M_1 \frac{v_{13}}{i_p} - M_2 \frac{\omega_{12}}{i_p}; \\ \varphi_2 &= M_1 \frac{\omega_{21}}{i_p} - M_2 \frac{v_{21}}{i_p}, \end{aligned} \right\} \quad (5-53)$$

где

$$v_{12} = \frac{1}{u} - 1; \quad v_{21} = \omega_{12} = \omega_{21} = \frac{1}{u}; \quad u = \frac{J\omega^2}{i_p}.$$

И в этом случае структура электрической схемы замещения остается прежней (рис. 5-2,б), но параметры ее теперь равны:

$$R = -\frac{1}{i_p}; \quad R_0 = \frac{\omega}{i_p}; \quad E_1 = E_2 = 0. \quad (5-54)$$

Этот результат можно использовать при моделировании как крутильных колебаний валов двигателей, так и изгибных колебаний пространственных стержневых систем, поскольку в таких системах часть стержней испытывает деформацию кручения.

Учет внутреннего трения при моделировании стержневых систем. При расчете параметров моделирующих трехполюсных схем можно учесть рассеяние энергии в материале стержня. Для этого достаточно аргументы частотных функций γ^2 , u^4 , u_3 , u_φ [Л. 122] умножить на модуль коэффициента рассеяния энергии

$$\Delta = \frac{1 - j \frac{\delta}{\pi}}{1 + j \frac{\delta}{\pi^2}}, \quad (5-55)$$

где δ — логарифмический декремент затухания; j — мнимая единица.

Однако, как показано в работах [Л. 89, 122], при обычных значениях логарифмического декремента затухания материалов стержней ($0 < \delta \leq 0,3$) величина модуля заключена в пределах

$$0,995 \leq \Delta \leq 1,$$

т. е. возможная погрешность в амплитуде усилий и деформаций не превышает 0,5%. На этом основании при исследованиях упругих балок и рам определение параметров электрической схемы замещения можно производить, полагая $\Delta = 1$.

Исходные уравнения метода начальных параметров или метода деформации, использованные нами для вывода электрической аналогии, предполагают установившиеся вынужденные колебания с частотой θ , равной частоте синфазных возмущающих сил, или свободные гармонические колебания с частотой ω . Поэтому моделирующий трехполюсник пригоден для анализа лишь гармонических колебательных процессов в упругих стержнях.

5-4. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ АНАЛОГ СИСТЕМЫ КОНЕЧНО-РАЗНОСТНЫХ УРАВНЕНИЙ

Схема-анализ конечно-разностных уравнений изгибных колебаний

Трехполюсная схема замещения вибрирующего стержня пригодна для анализа лишь гармонических процессов и не может быть использована для исследования поли-

гармонических колебаний или переходных процессов. Существенным ограничением для трехполюсной схемы замещения является и то, что она не позволяет определять форму колебания без усложнения модели стержня или без привлечения уравнений динамики сооружений. Таким образом, приходим к заключению, что для экспериментального исследования полигармонических поперечных колебаний, для определения форм колебаний и для анализа переходных процессов необходимо моделировать само дифференциальное уравнение изгиба, описывающее состояние произвольного сечения балки в любой момент времени, а не те соотношения, которые являются решением этого дифференциального уравнения в предположении лишь гармонических процессов.

Дифференциальное уравнение свободных поперечных колебаний весомого однородного стержня

$$EJ = \frac{\partial^4 y}{\partial x^4} = -\mu \frac{\partial^2 y}{\partial t^2} \quad (5-56)$$

можно рассматривать как результат применения последовательных операций дифференцирования и умножения, показанных в табл. 5-1, где, кроме того, записаны конечно-разностные уравнения, соответствующие дифференциальным зависимостям [Л. 116].

Таблица 5-1

Дифференциальная зависимость	Уравнение в конечных разностях
$\frac{\partial y}{\partial x} = \varphi$	$\frac{y_{k+1} - y_k}{\Delta x} = \varphi_{k+0,5} \quad (5-57)$
$\frac{\partial \varphi}{\partial x} = -\frac{M}{EJ}$	$\varphi_{k-0,5} - \varphi_{k+0,5} = M_k \frac{\Delta x}{EJ} \quad (5-58)$
$\frac{\partial M}{\partial x} = Q$	$\frac{M_{k+1} - M_k}{\Delta x} = Q_{k+0,5} \quad (5-59)$
$\frac{\partial Q}{\partial x} = -\mu \frac{\partial^2 y}{\partial t^2}$	$\frac{Q_{k+0,5} - Q_{k-0,5}}{\Delta x} = -\mu \frac{d^2 y}{dt^2} \quad (5-60)$

Уравнения в конечных разностях, если исходить из П-системы аналогий, моделируются электрической схемой, показанной на рис. (5-4,а) в виде пятиполюсника.

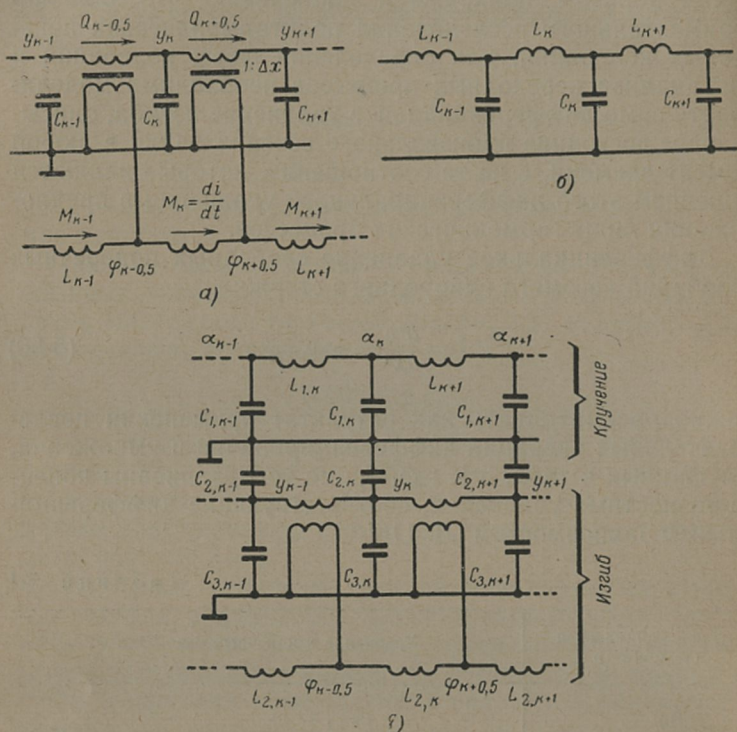


Рис. 5-4. Электрические схемы-аналоги дифференциальных уравнений поперечных (а), крутильных или продольных (б) и связанных изгибно-крутильных колебаний (в).

Уравнение (5-57) выражает отношение между первичным и вторичным напряжением трансформатора с коэффициентом трансформации, равным Δx . Уравнение (5-58) должно быть истолковано как закон Ома на индуктивном участке цепи L_n . Так как углы поворота в принятой системе аналогий отображаются электрическими напряжениями, а моменты — производными токов, то, сравнивая (5-58) с формулой падения напряжения на индуктивности L_n

$$u = L_n \frac{dl}{dt},$$

мы приходим к необходимости принять, что индуктивность равна:

$$L_n = \frac{\Delta x_n}{E J_n}. \quad (5-61)$$

Уравнение (5-59) можно рассматривать как закон Кирхгофа для суммы производных от токов в узле $\varphi_{n+0,5}$. Ток, протекающий во вторичной обмотке трансформатора, есть произведение тока первичной обмотки $Q_{n+0,5}$ на коэффициент трансформации Δx , т. е. $Q_{n+0,5} \Delta x$. Уравнение (5-60) есть закон Кирхгофа для токов в узле y_n , причем емкость

$$C_n = \mu_n \Delta x_n. \quad (5-62)$$

Здесь нам пришлось воспользоваться системой аналогий *изгибающий момент — производная тока*, так как в уравнении (5-60) имеется вторая производная от смещения (напряжение) по времени. Поэтому силу P и момент M мы вынуждены понимать не как ток, а как производные токов в соответствующих ветвях. При исследовании гармонических процессов это обстоятельство не меняет сути дела, так как на осциллографе, с помощью которого можно производить измерения, форма кривой не изменяется: косинусоида преобразуется в синусоиду и наоборот. При анализе полигармонических колебаний и переходных процессов достаточно воспользоваться измерениями напряжений y и φ , которые отображают смещение и угол поворота определенного сечения балки и, будучи измеренными в нескольких точках вдоль балки, дают в совокупности форму колебаний.

Таким образом, моделирование системы конечно-разностных уравнений изгибаемой балки позволило получить еще одну электрическую схему замещения, включающую в себя трансформаторы и реактивные элементы обоих знаков.

Электрические аналоги конечно-разностных уравнений крутильных и продольных колебаний

Дифференциальные уравнения свободных крутильных и продольных колебаний неоднородного стержня или вала можно представить в виде

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(GJ_P \frac{\partial \varphi}{\partial x} \right) = -J_m \frac{\partial^2 \varphi}{\partial t^2}; \quad (5-63)$$

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(EF \frac{\partial w}{\partial x} \right) = -\mu \frac{\partial^2 w}{\partial t^2}, \quad (5-64)$$

где φ — угол закручивания; J_m — момент инерции на единицу длины; G — модуль сдвига; J_P — полярный момент инерции сечения; для круглых стержней (вал) $J_P = \pi d^4/32$ (d — диаметр вала); GJ_P — жесткость при кручении; EF — жесткость стержня на растяжение (F — площадь поперечного сечения); μ — линейная плотность стержня; w — продольное смещение поперечного стержня.

Выполним операции в такой же последовательности, как это было сделано для изгибных колебаний, а именно:

а) непрерывную механическую систему представим в виде составной, а уравнения дифференциальной формы заменим конечно-разностными уравнениями;

б) найдем для составной механической системы моделирующую электрическую цепь.

Заметим, что уравнениям (5-63) и (5-64) отвечает дифференциальное уравнение длинной электрической линии без потерь

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = L_0 C_0 \frac{\partial^2 u}{\partial t^2}, \quad (5-65)$$

где u — мгновенное напряжение в некотором сечении длинной линии с координатой x ; L_0 и C_0 — индуктивность и емкость длинной линии, отнесенные к единице ее длины.

Сопоставляя дифференциальные уравнения крутильных и продольных колебаний стержня (5-63) и (5-64) с уравнением длинной линии (5-65), можно электрические параметры выразить через упругие и геометрические параметры стержня. Подобные приемы моделирования разработаны и описаны в [Л. 61, 69].

Из соображений единства методики расчета электрических параметров и моделирования найдем здесь электрические аналоги конечно-разностных, а не дифференциальных соотношений.

Пусть балка разделена на n частей. Тогда для R -го участка можно записать приближенные равенства:

$$\left(\frac{\partial \varphi}{\partial x}\right)_{k+0,5} = \frac{\varphi_{k+1} - \varphi_k}{\Delta x};$$

$$\left(\frac{\partial \omega}{\partial x}\right)_{k+0,5} = \frac{\omega_{k+1} - \omega_k}{\Delta x} \quad (k = 1, 2, \dots, n). \quad (5-66)$$

На этом основании уравнения (5-63) и (5-64) представим в виде:

$$\frac{(GJ_P)_{k+0,5} (\varphi_{k+1} - \varphi_k) - (GJ_P)_{k-0,5} (\varphi_k - \varphi_{k-1})}{\Delta x^2} = J_m \frac{\partial^2 \varphi_k}{\partial t^2}; \quad (5-67)$$

$$\frac{(EF)_{k+0,5} (\omega_{k+1} - \omega_k) - (EF)_{k-0,5} (\omega_k - \omega_{k-1})}{\Delta x^2} =$$

$$= \mu_k \frac{\partial^2 \omega_k}{\partial t^2}, \quad (5-68)$$

где $(GJ_P)_{k+0,5}$ и $(EF)_{k+0,5}$ равны GJ_F и EF при $x = \frac{x_k + x_{k+1}}{2}$;

J_{mk} и μ_k равны J_m и μ при $x = x_k$.

Умножив каждое из уравнений (5-67) и (5-68) на Δx , получим:

$$\left(\frac{GJ_P}{\Delta x}\right)_{k+0,5} (\varphi_{k+1} - \varphi_k) + \left(\frac{GJ_P}{\Delta x}\right)_{k-0,5} (\varphi_{k-1} - \varphi_k) =$$

$$= (J_m \Delta x)_k \frac{\partial^2 \varphi_k}{\partial t^2}; \quad (5-69)$$

$$\left(\frac{EF}{\Delta x}\right)_{k+0,5} (\omega_{k+1} - \omega_k) + \left(\frac{EF}{\Delta x}\right)_{k-0,5} (\omega_{k-1} - \omega_k) =$$

$$= (\mu \Delta x)_k \frac{\partial^2 \omega_k}{\partial t^2}. \quad (5-70)$$

Если теперь, исходя из второй системы электромеханических аналогий, углы поворота и сдвиги рассматривать как напряжения, а коэффициенты при них — как проводимости, то каждое из уравнений (5-69) и (5-70) можно рассматривать как закон Кирхгофа для токов в R -м узле электрической цепи, представленной на рис. 5-4,б. Ввиду наличия второй производной по времени мы

должны каждый член рассматривать как производную тока. Это значит, что при моделировании гармонических процессов синусоида тока будет представлена косинусоидой, но при осциллографической записи решения это не имеет значения, а в случае анализа полигармонических и переходных колебаний достаточно ограничиться измерением напряжений, чтобы получить форму колебания.

Сопоставление аналогичных величин выполнено в табл. 5-2, где также приведены и параметры электрической схемы замещения стержня, совершающего поперечные колебания.

Т а б л и ц а 5-2

Характер величины		Механические величины		
		Крутильные колебания	Продольные колебания	Поперечные колебания
Электрические величины	Емкость	$J_m \Delta x$	$\mu \Delta x$	$\mu \Delta x$
	Индуктивность	$\frac{\Delta x}{GJ_P}$	$\frac{\Delta x}{EF}$	$\frac{\Delta x}{EJ}$

Для $k+1$ -го узла уравнения (5-69) и (5-70) запишутся так:

$$\begin{aligned} \left(\frac{GJ_P}{\Delta x} \right)_{k+1,5} (\varphi_{k+2} - \varphi_{k+1}) + \left(\frac{GJ_P}{\Delta x} \right)_{k+0,5} (\varphi_k - \varphi_{k+1}) = \\ = (J_m \Delta x)_{k+1} \frac{\partial^2 \varphi_{k+1}}{\partial t^2}; \end{aligned} \quad (5-71)$$

$$\begin{aligned} \left(\frac{EF}{\Delta x} \right)_{k+1,5} (w_{k+2} - w_{k+1}) + \left(\frac{EF}{\Delta x} \right)_{k+0,5} (w_k - w_{k+1}) = \\ = (\mu \Delta x)_{k+1} \frac{\partial^2 w_{k+1}}{\partial t^2}. \end{aligned} \quad (5-72)$$

Из рассмотрения уравнений (5-69), (5-71), (5-70) и (5-72) видно, что коэффициенты при $(\varphi_{k+1} - \varphi_k)$ и при $(w_{k+1} - w_k)$ равны по абсолютному значению. Следовательно, электрическая аналогия такова, что непрерывная механическая система заменяется непрерывной электрической цепью.

Заметим, что в схеме на рис. 5-4,б можно учесть рассеяние (необратимое поглощение) энергии в механиче-

ской системе. Для этого необходимо последовательно с емкостями включить активные сопротивления.

При получении электрической схемы замещения можно придерживаться первой системы электромеханических аналогий, рассматривая уравнения (5-69) и (5-70) как выражения закона Кирхгофа для суммы напряжений в k -м контуре электрической цепи на рис. 5-6. При этом q_k и ω_k следует понимать как заряды, а коэффициенты при них — как импедансы ветвей. Теперь индуктивности определяются через механические параметры теми же выражениями, которые использовались во второй системе аналогий для расчета емкостей, а емкости — через выражения для индуктивности. Напряжению соответствует сила, а току скорость деформации.

Схема-аналог системы уравнений связанных изгибных и крутильных колебаний

До сих пор при выводе электрических аналогий мы предполагали автономность каждого вида колебаний. В действительности поперечные, крутильные и продольные колебания могут наступать одновременно, и тогда возникает вопрос об определении результирующей формы колебания и о нахождении спектра частот балки или рамы. В различных задачах взаимное влияние тех или иных видов колебаний проявляется по-разному. Так, при изучении вибраций самолетного крыла доминирующей оказывается связь поперечных и крутильных колебаний, приводящая к явлению флаттера [Л. 49]; изгибно-крутильные колебания разрушающе действуют на лопадки турбомашин.

С другой стороны, для рамных конструкций наиболее существенной является связь продольных и поперечных колебаний: величины перемещений тех и других колебаний имеют один порядок, а неучет продольных колебаний приводит к завышению частот собственных колебаний до 10%.

Поскольку электромеханическая интерпретация крутильных и продольных колебаний одинакова, ниже рассматриваются лишь аналоги связанных изгибно-крутильных колебаний и предполагается возможность подобного рассмотрения для связанных изгибно-продольных колебаний. Структура электрической схемы замещения остается неизменной.

При несовпадении центра тяжести сечения с центром изгиба поперечные и крутильные колебания будут описываться [Л. 116] следующими дифференциальными уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial^2}{\partial x^2} \left(EJ \frac{\partial^2 y}{\partial x^2} \right) + \mu \frac{\partial^2 y}{\partial t^2} - \mu b \frac{\partial^2 y}{\partial t^2} &= 0; \\ - \frac{\partial}{\partial x} \left(GJ_P \frac{\partial \varphi}{\partial x} \right) + \\ + J_m \frac{\partial^2 \varphi}{\partial t^2} - \mu b \frac{\partial^2 y}{\partial t^2} &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (5-73)$$

где μ — погонная масса крыла; b — расстояние центра тяжести от оси центров изгиба.

Значения других величин в (5-73) были даны выше. Уравнения (5-73) отличаются от уравнений (5-63) и (5-64) тем, что в них входят члены с μb , которые отражают влияние изгиба на кручение и кручения на изгиб.

Преобразуем суммы членов с производными по времени таким образом, чтобы у них появились совершенно одинаковые слагаемые:

$$\left. \begin{aligned} \mu \frac{\partial^2 y}{\partial t^2} + \mu b \frac{\partial^2 \varphi}{\partial t^2} &= \\ = (\mu + \mu b) \frac{\partial^2 y}{\partial t^2} - \mu b \frac{\partial^2 (y - \varphi)}{\partial t^2}; \\ J_m \frac{\partial^2 \varphi}{\partial t^2} - \mu b \frac{\partial^2 y}{\partial t^2} &= \\ = (J_m - \mu b) \frac{\partial^2 \varphi}{\partial t^2} - \mu b \frac{\partial^2 (y - \varphi)}{\partial t^2}. \end{aligned} \right\} \quad (5-74)$$

Подставим (5-74) в (5-73):

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial^2}{\partial x^2} \left(EJ \frac{\partial^2 y}{\partial x^2} \right) + (\mu + \mu b) \frac{\partial^2 y}{\partial t^2} - \\ - \mu b \frac{\partial^2 (y - \varphi)}{\partial t^2} &= 0; \\ \frac{\partial}{\partial x} \left(GJ_P \frac{\partial \varphi}{\partial x} \right) - (J_m - \mu b) \frac{\partial^2 \varphi}{\partial t^2} + \\ + \mu b \frac{\partial^2 (y - \varphi)}{\partial t^2} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (5-75)$$

Уравнения (5-75) отличаются от уравнений (5-63) и (5-64) общими членами $\mu b \frac{\partial^2 (y - \varphi)}{\partial t^2}$. Но уравнения (5-63) и (5-64) были представлены в конечных разностях, и для них найдены электрические аналоги, изображенные на рис. 5-4, а, в. Структура этих цепей для уравнений (5-75) остается прежней, если их связать общим слагаемым $\mu b \frac{\partial^2 (y - \varphi)}{\partial t^2}$, которое во второй системе аналогий следует рассматривать как производную тока в общей связывающей ветви с емкостью $\mu b \Delta x$ (рис. 5-4, в). Характерно, что обе моделирующие цепи — цепь изгиба и цепь кручения оказались связанными не только общим слагаемым $\mu b \frac{\partial^2 (y - \varphi)}{\partial t^2}$, но и тем, что во вторых слагаемых в (5-75) коэффициенты μ и J_m при производных по времени получили одинаковые приращения. В моделирующих цепях это обстоятельство должно быть отображено соответствующим изменением величины емкостей.

Написание конечно-разностных уравнений, соответствующих уравнениям (5-75), оказывается излишним. На рис. 5-4 приняты следующие обозначения:

$$\left. \begin{aligned} C_{1,k} &= [\Delta x (J_m - \mu b)]_k; \quad C_{2,k} = (\Delta x \mu b)_k; \\ C_{3,k} &= [\Delta x (\mu + \mu b)]_k; \\ L_{1,k} &= \left(\frac{\Delta x}{GJ_P} \right)_k; \quad L_{2,k} = \left(\frac{\Delta x}{EJ} \right)_k. \end{aligned} \right\} \quad (5-76)$$

Некоторые из элементов моделирующей цепи, рассчитанные по формулам (5-76) для конкретной механической конструкции, могут оказаться настолько большими, то их неудобно или невозможно будет реализовать. Чтобы устранить это затруднение, необходимо использовать масштабные коэффициенты переменных величины.

Достоинства и недостатки пятиполюсной моделирующей цепи

Важным положительным качеством пятиполюсной схемы замещения вибрирующей балки является возможность исследования широкого круга задач динамики. К таким задачам в первую очередь относятся:

1) исследование свободных и вынужденных гармонических колебаний, при этом внешние силы вводятся

в электрическую цепь в виде токов в y -е узлы цепи, а изгибающие моменты — в виде токов в φ -е цепи тех ячеек, которым соответствуют нагруженные сечения балки. Напряжения на обкладках конденсаторов отображают линейные смещения, а напряжения в узлах φ — углы поворота сечений балки; схема, таким образом, позволяет определить форму прогибов, углов поворота и усилий и тем точнее, чем большее число ячеек укладывается на длине балки;

2) анализ ударных нагрузок и полигармонических колебаний. Для имитации периодических ударов в электрической цепи можно воспользоваться импульсным генератором или простейшим циклическим прерывателем, регулируя скорость вращения которого, можно изменять частоту воздействия ударной нагрузки. Исследование полигармонических колебаний предполагает наличие специального генератора тока или напряжения, в качестве которого можно использовать фотоэлектрический датчик, рассмотренный в работах [Л. 96, 97];

3) исследование переходных процессов, происходящих в механических системах с различными геометрическими и упругими параметрами;

4) исследование связанных поперечно-крутильных и поперечно-продольных колебаний механических систем со сложно изогнутыми элементами;

5) определение деформаций и усилий по длине балки при статических нагрузках. Описанная ниже схема замещения (рис. 5-7,а), если в ней убрать конденсаторы, а индуктивности заменить активными сопротивлениями, преобразуется в схему моделирования статически нагруженных перекрестных балок [Л. 81].

Все эти задачи могут решаться как для однородных систем, так и для систем переменного профиля любой сложности, если только заданы кривая жесткости и кривая собственной распределенной нагрузки.

К существенным недостаткам конечно-разностной аналогии относятся:

1) более сложная схема замещения и по форме и по структуре, чем в случае трехполюсника, этот недостаток принципиально неустраним;

2) достаточно большие погрешности результатов (7—8%); эти погрешности возникают прежде всего как результат замены дифференциальных соотношений конечно-разностными выражениями и из-за несовершенства

элементов модели. Оптимальное количество участков, на которые необходимо делить балку при моделировании, можно установить как расчетным, так и опытным путем. Опыты показали, что для однородных балок нужно брать четыре-пять секций; в стержневых системах можно ограничиться тремя секциями на пролет. Элементы индуктивности и емкости можно подобрать с допуском $\pm 1\%$ и, следовательно, в связи с применением этих элементов заранее гарантировать достаточную точность результата — эти параметры не зависят от частоты, и поэтому модель можно использовать в очень широком диапазоне частот. На точность моделирования гораздо сильнее могут влиять трансформаторы из-за возможных искажений и потерь в них, поэтому для моделирования предпочтительнее использовать трансформаторы с тороидальными сердечниками;

3) необходимость приведения распределенных сил к сосредоточенным с числом не более общего числа ячеек, составляющих модель балки.

5-5. ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ

Расчет узлов и элементов модели

Основой конструирования электрической модели стержневой системы является схема-аналог одного стержня. Последнюю можно построить на переменном токе, исходя из любой трехполюсной или четырехполюсной схемы замещения с наличием идеального трансформатора или без него. В первом случае число переменных параметров схемы уменьшается на единицу по сравнению с числом их в T - или Π -схеме, однако трансформатор вносит погрешности, учесть которые практически невозможно. Эти погрешности связаны с наличием активного сопротивления обмоток трансформатора, их индуктивности и межвитковой емкости, с потерями в сердечнике, весьма значительными на высоких частотах. Поэтому нами была использована для моделирования T -схема замещения стержня. Она легко выполняется конструктивно, а ее элементы (индуктивности и конденсаторы) портативны, дешевы и изготавливаются с большой степенью точности. Если схему питать от источника э. д. с. с достаточно высокой частотой (10^4 — 10^5 гц), то катушка самоиндукции будет насчитывать небольшое число витков. Катушки при этом можно выполнить с боль-

шой добротностью и малой собственной емкостью. На этих частотах добротность катушки была повышена применением литцендрата — многожильного провода, отдельные жилы которого изолированы друг от друга специальным лаком.

Отметим, что выполнять сопротивления одного знака в виде емкостей, а противоположного знака в виде индуктивностей практически невозможно, потому что R и R_0 в широком диапазоне частот могут принимать как одинаковые, так и противоположные по знаку значения. К тому же подобная схема чувствительна к изменению частоты и поэтому не позволяет производить спектрального исследования без изменения реактивных параметров обоих знаков.

Сопротивления R и R_0 выполнены в виде двухполюсников (рис. 5-5,а), состоящих из параллельно включенной катушки постоянной индуктивности и конденсатора переменной емкости. Амплитуды напряжений, возникающих на чистых индуктивных и емкостных сопротивлениях, сдвинуты по фазе на 180° . Поэтому с ними можно оперировать, как со скалярными величинами, имеющими противоположные знаки. Для создания сопротивления (проводимости) нужного знака применяется магазин емкостей с параллельно включенной катушкой постоянной индуктивности $L = 2$ мГн. Проводимость катушки выбрана равной половине максимальной проводимости магазина емкостей. При изменении проводимости емкостей от нуля до численного значения, равного индуктивной проводимости, получаем результирующую отрицательную проводимость необходимой величины от $1/\omega L$ до 0, а сопротивление при этом (рис. 5-5,б) изменяется соответственно от $-Z_{\text{мин}}$ до $-\infty$. Дальнейшее увеличение емкости обеспечивает положительную проводимость звена LC от 0 до максимального значения; при этом сопротивление принимает значение от $+\infty$ до $+Z_{\text{мин}}$. Для звена LC сопротивление и проводимость равны:

$$Z = \frac{\omega L}{\omega^2 LC - 1}; \quad Y = \omega C - \frac{1}{\omega L}, \quad (5-77)$$

Практически емкость конденсатора всегда ограничена сверху. Поэтому для положительных Z счет начинается не с нуля, а с некоторого числа

$$+Z_{\text{мин}} = \frac{\omega L}{\omega^2 LC_{\text{макс}} - 1}. \quad (5-78)$$

Аналогично и отрицательные значения Z начинаются с некоторого значения

$$-Z_{\min} = \omega L \quad (5-79)$$

при значении емкости C , равной нулю.

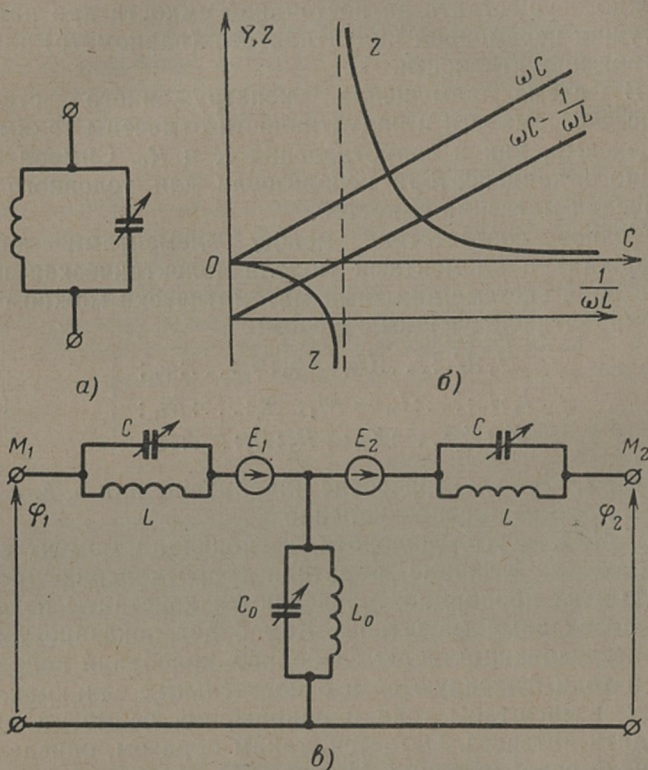


Рис. 5-5. Реактивный двухполюсник (а) для моделирования знакопеременных сопротивлений схемы-аналога вибрирующего стержня, диаграмма его проводимости (б) и схема-аналог стержня в режиме поперечных колебаний (в).

Таким образом, двухполюсник LC дает возможность изменить знак и величину реактивного сопротивления введением необходимой емкости. Из бесконечного большого промежутка сопротивлений ($-\infty \leq Z \leq +\infty$) исключаются их значения в небольшом интервале:

$$\omega L \leq Z \leq \frac{1}{\omega C_{\max} - \frac{2}{\omega L}}, \quad (5-80)$$

который можно сузить, варьируя величинами частоты ω , индуктивности L и емкости C .

Рассмотренный реактивный двухполюсник, предназначенный для реализации сопротивлений обоих знаков, можно осуществить на постоянной емкости при наличии катушки переменной индуктивности (вариометр) или магазина индуктивности.

В схеме замещения ненагруженного стержня (рис. 5-8) емкости и индуктивности отмечены такими же индексами, как и сопротивления R и R_0 . Символ переменного конденсатора использован для условного обозначения магазина емкостей.

Точное соответствие между элементами натуры (стержни) и элементами модели (электрическая цепь) во второй системе аналогий математически можно сформулировать следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} U_1:U_2:\dots:U_n &= \varphi_1:\varphi_2:\dots:\varphi_n; \\ I_1:I_2:\dots:I_n &= M_1:M_2:\dots:M_n; \\ Z_1:Z_2:\dots:Z_n &= R_1:R_2:\dots:R_n, \end{aligned} \right\} \quad (5-81)$$

где U , I , Z — электрические напряжение или э. д. с., ток и сопротивление;

φ , M , R — угол поворота, изгибающий момент и величина, обратная сопротивлению трения.

Из этих пропорций определяются константы подобия или переходные масштабы. Как будет показано далее, при исследовании частот свободных колебаний напряжения и токи фиксируются в относительных единицах, поэтому и масштабы тока и напряжения не могут представлять интереса. Остается, таким образом, определить масштаб сопротивления. Из третьего уравнения системы (5-81) получаем:

$$\frac{Z_1}{R_1} = \frac{Z_2}{R_2} = \dots = \frac{Z_n}{R_n} = m_Z. \quad (5-82)$$

Для сопротивления Z находим:

$$Z = Rm_Z \text{ или } \frac{1}{\omega C - \frac{1}{\omega L}} = \frac{l}{EJ} (S + T)m_Z,$$

откуда

$$C = \frac{1}{\omega^2 L} - \frac{EJ/l}{m_Z \omega (S + T)}, \quad (5-83)$$

где m_Z — переходный масштаб сопротивления.

Аналогично получаем формулу для подсчета емкости в средней ветви T -схемы замещения:

$$C_0 = \frac{1}{\omega^2 L} - \frac{EJ/l}{m_z \omega T}. \quad (5-84)$$

Отношение $EJ/m_z l$ может быть взято заранее определенным по величине, и при известных ω и L по этим формулам составляются таблицы для значений C и C_0 в широком диапазоне характеристических чисел вибрации стержня α_i .

Упругие и геометрические характеристики балки EJ и l или участков рамы задаются условиями задачи, а частота ω возбуждающей э. д. с., индуктивность L контура LC и переходный масштаб m_z выбираются таким образом, чтобы в широком диапазоне изменения аргумента α получать практически приемлемые значения C и C_0 .

Это прежде всего означает, что величинами ω , L и m_z нужно варьировать так, чтобы не иметь отрицательных емкостей.

Из (5-83) и (5-84) следует, что с увеличением частоты значения емкостей C и C_0 уменьшаются. Поэтому целесообразно моделирующую цепь питать от источника тока достаточно высокой частоты. Чтобы сопротивление звена LC могло принимать малые положительные значения при заданной частоте питающего тока, максимальные величины емкостей C и C_0 должны быть достаточно большими. С другой стороны, наличие конденсаторов большой емкости удорожает модель и делает ее громоздкой. Из чисто практических соображений были выбраны следующие значения параметров:

$$\frac{i}{m} = 10^{-4}; \quad L = 2 \cdot 10^{-3} \text{ гн}, \quad (5-85)$$

где $i = EJ/l$ — погонная жесткость балки.

Питание модели производилось от звукового генератора типа ЗГ-10 на частоте 20 кГц. Добротность катушек индуктивности на рабочей частоте 20 кГц $Q = 110$.

С учетом сказанного уравнения (5-83) и (5-84) принимают вид:

$$\left. \begin{aligned} C &= \left(31,7 + \frac{0,796}{S + \bar{T}} \right) 10^3 \text{ нф}; \\ C_0 &= \left(31,7 - \frac{0,796}{T} \right) 10^3 \text{ нф}. \end{aligned} \right\} \quad (5-86)$$

Учитывая, что для аргументов ka в пределах от 0 до 10 (в этих пределах укладывается не менее четырех первых собственных частот колебаний для любой практически приемлемой балки и гораздо большее их число для стержневых систем) гипербола-тригонометрические функции изменяются в пределах $-18,89379 \leq T \leq 4,71991$; $-37,61396 \leq S+T \leq 7,90198$, находим требуемые для устройства модели емкости C и C_0 , изменяющиеся в следующих границах:

$$\left. \begin{aligned} 4200 \leq C \leq 64900 \text{ нф}; \\ 19000 \leq C_0 \leq 41000 \text{ нф}. \end{aligned} \right\} \quad (5-87)$$

Из выражения (5-86) для C и C_0 видно, что при наличии таблицы значений функций $S+T$ и T в достаточно широком диапазоне изменения аргумента a можно составить таблицу числовых величин емкостей конденсаторов C и C_0 , которые должны устанавливаться в электрической модели. Для принятого отношения $i/m = 10^{-4}$ такая таблица составлена (приложение 4).

Податливости $\frac{l}{EJ}(S+T)$ и $\frac{l}{EJ}T$ для различных участков стержневой конструкции могут меняться в очень широком диапазоне и, кроме того, могут отличаться во много раз друг от друга из-за различия длин и жесткостей этих участков. Соответственно этому и звенья реактивных сопротивлений LC электрической модели выбирались в довольно широком диапазоне их изменения: от 251 ом индуктивно выраженного сопротивления до 80 ом емкостного сопротивления. Так как величина реактивного сопротивления устанавливается изменением емкости, то задача в конечном счете сводится к составлению таблицы сопротивление — емкость и к устройству соответствующего магазина емкостей.

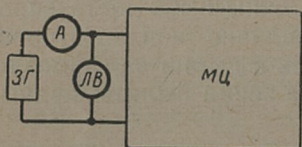


Рис. 5-6. Блок-схема динамической стержневой системы ЭМДСС-2.

В блок-схему (рис. 5-6) электрической модели динамической стержневой системы ЭМДСС (рис. 5-7) входят следующие узлы:

1) модулирующая цепь (МЦ), эквивалентная исследуемой стержневой системе, собранная из катушек индуктивности и конденсаторов;

2) генератор для воспроизведения внешней возбуждающей силы;

3) измерительное устройство.

Возбуждение модели можно осуществить от любого генератора гармонического напряжения; в ЭМДСС использовался звуковой генератор типа ЗГ-10, работающий в модели на частоте 20 кГц. Измерение напряжения проводилось ламповыми вольтметрами ЛВ-9 или ВКС-76,

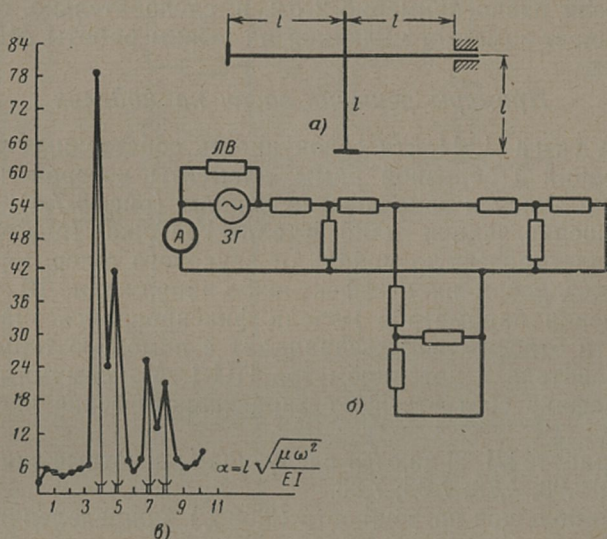


Рис. 5-7. Т-образная рама (а), ее электрическая схема замещения (б) и спектр частот (в) поперечных колебаний.

первый из которых предпочтительнее при работе модели на низких напряжениях (от сотен милливольт до нескольких вольт). Регистрация по току производилась двумя способами. Первый способ: в одну из ветвей электрической цепи включалось малое активное сопротивление (2—5 ом), и с него напряжение подавалось на вход осциллографа; горизонтальная развертка осциллографа убиралась, и ток через $МЦ$ в относительных единицах регистрировался по напряжению на этом сопротивлении. Второй способ: в одну из ветвей $МЦ$ включался термопреобразователь на 100 или 200 ма в зависимости от величины питающего напряжения; возникающая в нем термоэлектродвижущая сила подавалась на потенциометр

ПП-1. Изменение тока в МЦ регистрировалось весьма чувствительным зеркальным нуль-гальванометром. При этом не ставилась задача определить абсолютное значение тока, и потому не было необходимости обращаться к множительным коэффициентам или к так называемым константам подобия, это облегчает работу на модели и исключает возможности случайных ошибок при пересчетах. Внутреннее активное сопротивление термопреобразователя равно примерно 2 ом, и, следовательно, оно не оказывает заметного влияния на режим работы МЦ.

Примеры решения задач на моделях

Задача 1. Найти совокупность собственных частот колебаний Т-образной рамы, элементы которой имеют равную длину и заделаны по концам (рис. 5-7,а).

Решение задачи дано в виде графика (рис. 5-7,в).

В электрическую модель от звукового генератора подавалось неизменное эффективное напряжение 10 в. При изменении параметров модели фиксировались значения тока (в относительных единицах) с помощью термопреобразователя и потенциометра ПП-1. Максимумам тока на графике соответствуют характеристические числа 4, 5, 7, 8.

В работе [Л. 3] даются следующие расчетные значения чисел: 3,93; 4,73; 7,06; 7,85.

Наибольшая погрешность (3,58%) в определении корней частотного уравнения при решении задачи на модели относится к первой частоте симметричной формы колебаний.

Нечетные корни частотного уравнения относятся к антисимметричным, а четные — к симметричным формам колебаний. Следовательно, при антисимметричных колебаниях при равной длине элементов каждый стержень рамы колеблется как балка, один конец которой жестко заделан, а другой шарнирно оперт; при симметричных же колебаниях каждый горизонтальный стержень колеблется независимо, как балка с жестко заделанными концами.

Задача 2*. Определить основной тон колебаний трехпролетной неразрезной балки, погонная масса и длина каждого пролета которой показаны на рис. 5-8.

* Условия задачи взяты из книги С. А. Бернштейна «Основы динамики сооружений», Стройиздат, 1941.

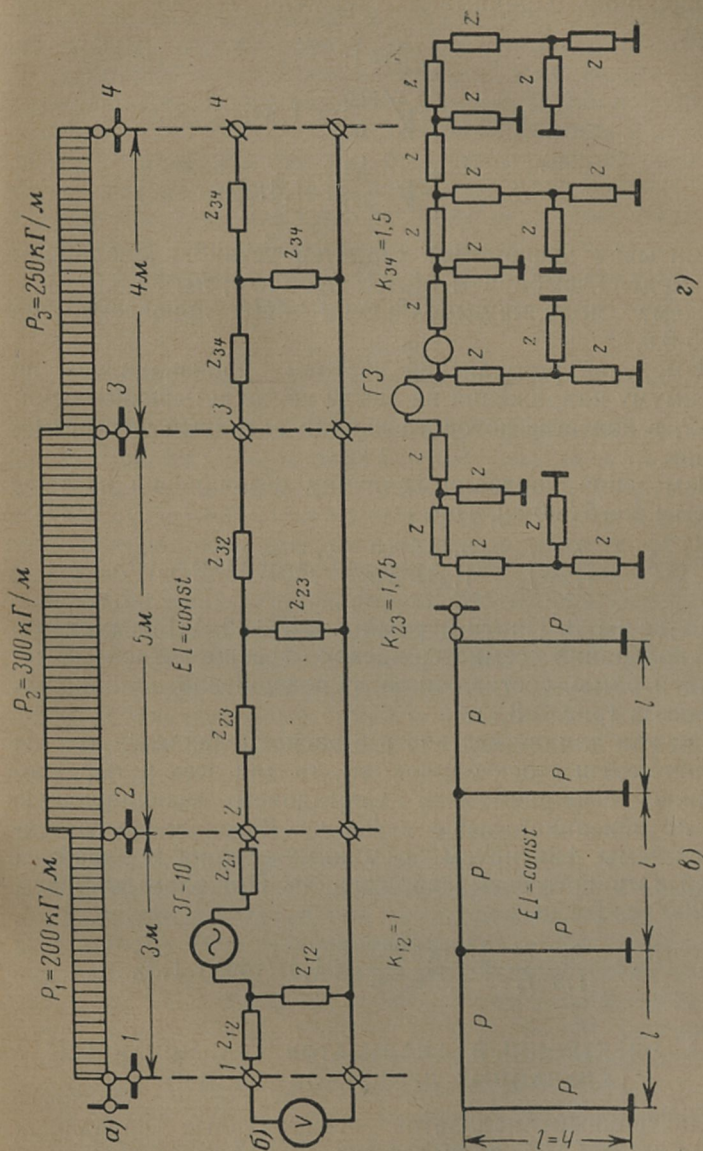


Рис. 5-8. Трехпролетная неразрезная балка (а) и рама (б) и их электрические схемы замещения (б и г соответственно).

Пронумеруем элементы балки так, как это указано на рис. 5-8,а. Принимаем стержень 1-2 за основной. Тогда

$$k_{12}=1;$$

$$k_{23}=\frac{5}{3}\sqrt[4]{\frac{300}{200}}=1,84;$$

$$k_{34}=\frac{4}{3}\sqrt[4]{\frac{250}{200}}=1,4.$$

Учитывая дискретный характер установки величины k на модели, выбираем $k_{12}=1$; $k_{23}=1,75$; $k_{34}=1,5$.

Схема модулирующей цепи МЦ приведена на рис. 5-8,б.

Измерение резонансной частоты производилось по максимуму напряжения на левом конце четырехполюсника 1-2, в качестве которого избран активный четырехполюсник.

Измерения показали величину резонансной частоты системы $f_c=5\ 300$ гц. Тогда

$$\lambda_0=\frac{\lambda}{1,25}\frac{f_c}{f_0}=\frac{3,15\ 5\ 300}{1,25\ 6\ 280}=2,11\frac{1}{2}(\text{точно } 2,04).$$

Задача 3. Найти первый ток [Л. 49, 11] симметричных колебаний семистержневой трехпролетной одноэтажной рамы, составленной из совершенно одинаковых элементов (рис. 5-8,в).

Так как длина, жесткость и распределенная нагрузка для ригелей и стоек одинаковы, то для всех четырехполюсников выбираем $k=1$. Составляем моделирующую цепь по описанной выше методике. Резонансное состояние системы фиксируем по минимуму тока в одной из ветвей активного четырехполюсника. При этом получаем $f=5\ 200$ гц. Тогда

$$\lambda_i=\frac{\lambda_0}{1,5}\frac{f_c}{f_0}=\frac{3,15\ 5\ 200}{1,5\ 6\ 280}=1,4\ (\text{точно } 1,8).$$

5-6. ЭЛЕКТРОННЫЙ АНАЛИЗАТОР СТАЦИОНАРНЫХ СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ (ЭАСП-С)

Электронный анализатор стационарных случайных процессов ЭАСП-С является аналоговой вычислительной машиной блочного типа, предназначенной для определения корреляционной и взаимной корреляционной функ-

ций, спектральной и взаимной спектральной плотности, мощности и коэффициентов Фурье непосредственно из визуальных записей случайного процесса или по записям на магнитной ленте. Блок электронно-оптического считывающего устройства выполнен на телевизионной трубке видиконе типа ЛИ-23, блок элементов памяти и задержки — на магнитной ленте и блок электронного вычислителя — на стандартных усилителях постоянного тока УПД-3 и других аналоговых элементах, максимальное допустимое напряжение на выходе которых равно ± 100 в. Предельная нижняя частота полосы пропускания 0 гц, верхняя частота определяется формулой

$$f_v = \frac{v_0 \operatorname{tg} \alpha}{\pi H}, \quad (5-88)$$

где v — скорость носителя при изготовлении записи; H — размах записи; α — максимальный угол наклона между касательной и кривой и осью времени (крутизна); в ЭАСП-С $\alpha = 84^\circ$. Визуальные графики воспроизводятся пропорциональным электрическим напряжением с бумажных лент шириной 100, 120, 140, 185, 230, 250 и 305 мм, с фотобумажной ленты шириной 305 мм и с киноплетки шириной 35 мм. Линии записи должны иметь толщину не менее 0,5 мм для больших и 0,2 мм для малых форматов носителей и выполняться черным цветом на белом фоне. Дополнительные знаки и пометки в зоне графика не допускаются. Отношение коэффициентов отражения света от линии записи и от поверхности ленты должно быть не более 0,35. Скорость перемещения ленты-носителя устанавливается переключателем и имеет четыре значения: 5, 10, 25 и 50 мм/сек.

Накопитель прочитанной информации выполнен на двухдорожечной магнитной ленте; режим записи ведется на скорости 190,5, а воспроизведения — 381 мм/сек; шаг запаздывания ($\Delta\tau$) записи на одной дорожке магнитной ленты по отношению ко второй устанавливается по нолиусу и может быть изменен от 0 до 40 мм. Нарращивание запаздывания осуществляется путем перезаписи информации по двум дорожкам магнитной ленты.

В состав ЭАСП-С входят устройство электрического воспроизведения визуальных графиков, накопительное устройство, электронный вычислитель непрерывного действия и устройство вывода результатов вычислений. Основным элементом считывающего устройства (рис. 5-9,а)

является телевизионная трубка видикон 3, на экран которой при помощи объектива 2 проектируется изображение участка графика 1. Пилообразный ток частотой

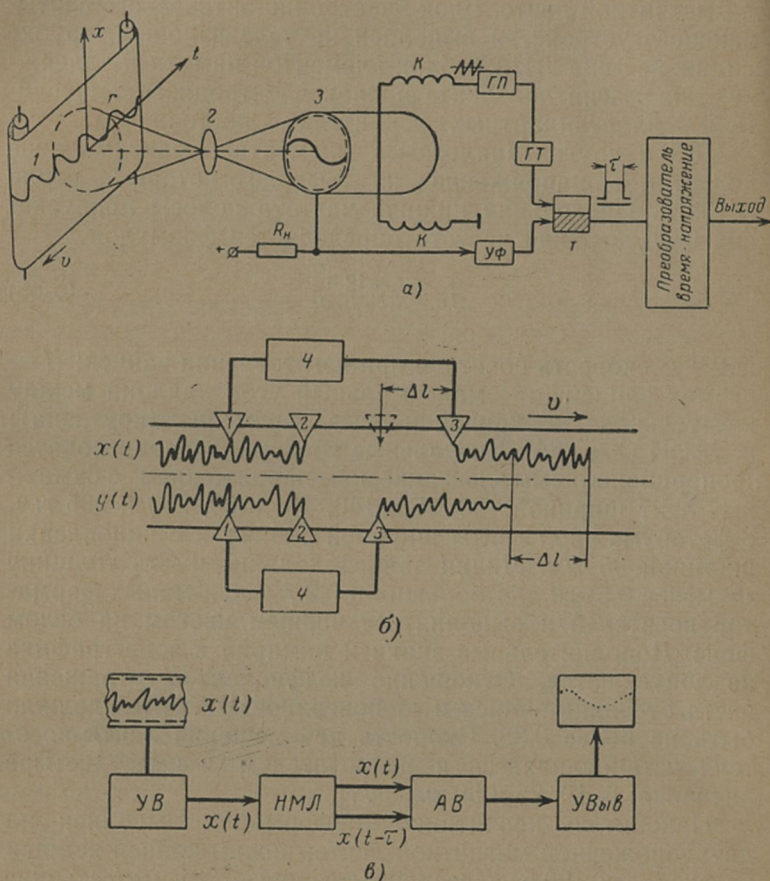


Рис. 5-9. Схемы устройства считывания (а), формирования задержки (б) и вычисления корреляционной функции (в) ЭАСП-С.

$f=1$ кГц развертывает электронный луч видикона перпендикулярно вектору скорости протягивания ленты v . При пересечении проекции кривой электронным лучом на сопротивлении R_H возникает положительный видеоимпульс — положение его во времени пропорционально ординате считываемой точки графика относительно опорной линии.

Для отображения величины ординаты кривой используется принцип широтной модуляции. Усилитель-формирователь выдает короткие импульсы на один из установочных входов триггера T в момент пересечения лучом видикона проекции кривой. Тактовый генератор $ГТ$ запускает генератор пилообразного напряжения $ГП$, обеспечивая начало развертки луча, и устанавливает триггер T в единичное состояние (на выходе высокое напряжение). В момент прихода импульса с усилителя-формирователя $УФ$ триггер опрокидывается и с его выхода снимается прямоугольный импульс, длительность которого пропорциональна ординате прочитанной точки графика, если развертка луча линейная.

Преобразователь времени в напряжение формирует выходное напряжение, пропорциональное длительности прямоугольных импульсов, за счет интегрирования последних. После интегрирования полученные пилообразные импульсы детектируются, на выходе возникает напряжение, пропорциональное ординате считываемой кривой.

Накопительное устройство представляет собой двухканальную систему на магнитной ленте — оно предназначено для запоминания электрического напряжения, поступающего из устройства считывания, выдачи этой информации в вычислитель непрерывного действия и для создания временного запаздывания одной записи относительно другой. Запись и воспроизведение информации производятся [Л. 41] обычным способом (примерно, как в магнитофоне). В состав накопителя входят реверсивный лентопротяжный механизм, два идентичных узла воспроизведения сигналов, модулятор частотно-импульсного типа, схема управления и источник питания.

Запись на магнитную ленту производится по двум дорожкам (рис. 5-9,б) двумя блоками магнитных головок, каждый из которых имеет головки записи 3, воспроизведения 1 и стирания 2. Запаздывание создается за счет многократной перезаписи (регенерации) сигналов через блоки усиления и формирования 4 без изменения расстояния между головками. Если расстояние l_x и l_y между головками 1 и 3 обоих блоков одинаковы, то взаимное расположение во времени функций $x(t)$ и $y(t)$ неизменно, если же $l_x - l_y = \Delta l$, то после каждой протяжки ленты и регенерации этих функций будет возникать их взаимное смещение на время $\Delta t = \Delta l / v$, где v — ско-

рость перемещения ленты. Следовательно, после протяжек на ленте будут записаны функции $x(t)$ и $y(t+n\Delta\tau)$. В режиме регенерации головка 2 стирает предыдущую запись, подготавливая магнитную ленту для записи функции головкой 3. Элементарный шаг запаздывания Δl может устанавливаться оператором с помощью микрометрического устройства и может варьироваться в пределах от 0 до 45 мм, что с учетом возможных скоростей протяжки (190,5 и 381 мм/сек) обеспечивает

$$\Delta\tau_{\text{макс}} = \frac{\Delta l_{\text{макс}}}{v_{\text{мин}}} = \frac{45 \text{ мм}}{190 \text{ мм/сек}} \approx 236 \text{ мсек.}$$

Электронный вычислитель непрерывного действия осуществляет операции умножения и интегрирования применительно к задачам нахождения оценок:

а) корреляционных функций

$$\left. \begin{aligned} R(\tau) &= c \int_0^T x(t) x(t+\tau) dt; \\ R_{xy}(\tau) &= c \int_0^T x(t) y(t+\tau) dt; \end{aligned} \right\} \quad (5-89)$$

б) функций спектральной плотности

$$\left. \begin{aligned} S(\omega) &= c \int_0^T R(\tau) \cos \omega\tau d\tau; \\ S_{xy}(\omega) &= cA(\omega) - iB(\omega), \end{aligned} \right\} \quad (5-90)$$

где

$$\begin{aligned} A(\omega) &= c \int_0^T R(\tau) \cos \omega\tau d\tau; \\ B(\omega) &= c \int_0^T R_{xy}(\tau) \sin \omega\tau d\tau; \end{aligned}$$

в) коэффициентов рядов Фурье для функции

$$x(t) = \sum_{k=0}^n (a_{2k} \sin \omega_k t + a_{2k+1} \cos \omega_k t). \quad (5-91)$$

Структурными звеньями вычислителя являются типовые решающие усилители постоянного тока УПД-3,

нелинейные блоки на тиритах и генератор синусоидального косинусоидального напряжения инфранизкой частоты, собранный на решающих усилителях по схеме решения дифференциального уравнения второго порядка (гармонических колебаний)

$$\frac{d^2x}{dt^2} + a \frac{dx}{dt} - \omega^2 x = 0.$$

Блок-схема вычислений по формуле (5-89) представлена на рис. 5-9, в. Электрическое напряжение, пропорциональное случайному процессу $x(t)$, из устройства воспроизведения $УВ$ передается в накопитель $НМЛ$ и записывается одновременно по двум дорожкам. Производится перемотка магнитной ленты и устанавливается элементарное запаздывание Δt , после чего запускается вычислитель 3 и далее производится автоматическая обработка корреляционных функций и выдача результатов вычислений на выводное устройство $УВыв$, которое печатает результат на бумажной ленте в виде отдельных точек кривой, соответствующих шагу квантования по времени Δt . Для получения взаимной корреляционной функции на одну из дорожек накопителя записывается $x(t)$, а на другую $y(t)$, при этом необходимо строго синхронизировать эти записи по началу.

Блок-схема вычисления функций спектральной плотности по формуле (5-90) отличается от предыдущей тем, что на входе считывающего устройства 1 используются графики $R(\tau)$ или $R_{xy}(\tau)$, предварительно напечатанные в виде точек и затем соединенные вручную сплошной линией, а также необходимостью производить последовательную установку частот ω_k генератора гармонических колебаний. При вычислении мнимой части функции взаимной спектральной плотности генератор гармонических колебаний электронного вычислителя ставится в режим генерирования синусоидального напряжения.

Коэффициенты рядов Фурье вычисляются аналогично функциям спектральных плотностей с тем лишь отличием, что вместо корреляционных функций на входе используется разлагаемая в ряд функция $x(t)$.

Питание ЭАСП-С производится от сети 220 в 50 гц; потребляемая мощность 1,8 кВт; занимаемая площадь 15 м², обслуживание анализатора осуществляет инженер. Частотный диапазон анализируемых случайных про-

цессов лежит в пределах 0—50 гц; погрешность корреляционного анализа — порядка 5%, спектрального 8%. Динамический диапазон сквозного тракта не менее 40 дб.

Применение ЭАСП-С для анализа случайных процессов оказалось эффективным для инженерной практики [Л. 8]. По сравнению с ручным способом он дает выигрыш времени более чем в 1 000 раз, а по сравнению с ЭВМ — в сотни раз.

5-7. ЭЛЕКТРОННЫЙ КОРРЕЛОМЕТР МТИ

В аналоговом коррелометре Массачузетского технологического института (МТИ) [Л. 132] используется представление о достаточно длинной реализации (рис. 1-1) $x(t)$ случайного процесса без периодической составляющей. Пусть функция $x(t)$ содержит столь большие части T , что отсчеты $a_1, a_2 \dots$ являются независимыми; при этом участки T можно рассматривать самостоятельными реализациями. Тогда среднее по ансамблю дает:

$$R(\tau) = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n a_i b_i,$$

где b_i — отсчеты функции $x(t)$, сдвинутые на τ_k относительно отсчетов a_i .

Идея построения коррелометра последовательно раскрывается временными диаграммами на рис. 5-10. Отсчеты функции (5-10,а) производятся в моменты поступления импульсов меток времени от генератора периодических колебаний (5-10,б) и задержанных дублеров этих импульсов на время τ_k . Первая последовательность импульсов дает прямоугольные импульсы (5-10,в), амплитуды которых равны a_i , а вторая — b_i (5-10,г). пилообразные сигналы (пунктир) преобразуют амплитудно-модулированную последовательность b_i в такую широко-модулированную последовательность b_i (рис. 5-10,д), когда ширина каждого из этих импульсов пропорциональна амплитуде b_i . Сигналы, показанные на графиках рис. 5-10,в и д, перемножаются с помощью схем совпадения — образуются прямоугольные сигналы (рис. 5-10,е), площади которых равны парным произведениям $a_i b_i$, а их интегрирование дает величину, пропорциональную $R(\tau)$.

Сдвиг τ_k автоматически изменяется малыми скачками от цикла к циклу в процессе поточечного вычисления и записи $R\tau$. Число n отрезков L сохраняется постоянным для всех τ_k .

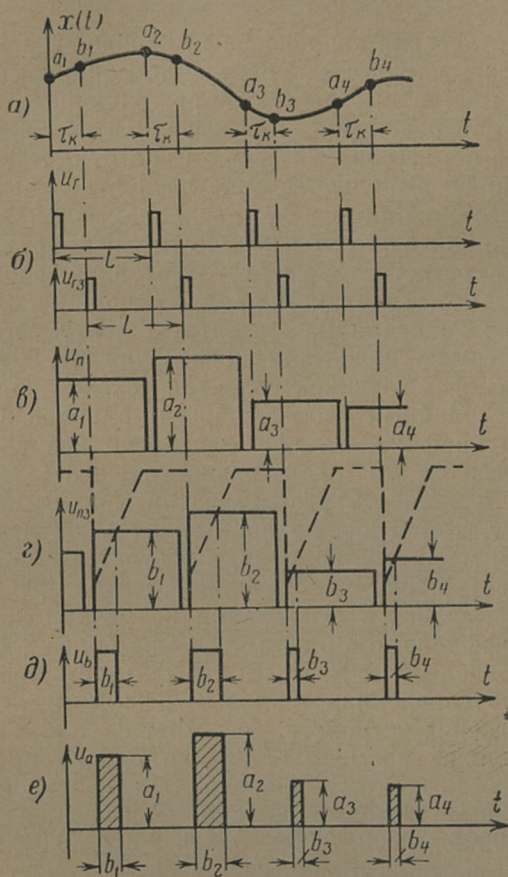


Рис. 5-10. Временная диаграмма коррелятора МТМ.

Величина дисперсии σ_R^2 среднего значения $R(\tau_k)$ обусловлена эффективным значением процесса E , дисперсией σ^2 измерения a_i и b_i и числа n участков L

$$\sigma_R^2 = \frac{1}{n} \left(\frac{1}{2} E^4 + 2E^2\sigma^2 + \sigma^4 \right).$$

Ясно, что чем больше n , тем меньше дисперсия среднего значения $R(\tau_k)$; если $n \rightarrow \infty$, то $\sigma_R^2 \rightarrow 0$.

5-8. КОРРЕЛОГРАФ НК-200

Автоматический коррелограф НК-200 [Л. 87] является специализированной вычислительной машиной непрерывного действия для расчета корреляционных функций, функций распределения и коэффициентов рядов Фурье случайных процессов со спектром частот 0—200 *гц*. Конструктивно он выполнен в виде двух отдельных блоков: переносного накопителя на двухдорожечной магнитной ленте шириной 6,35 *мм* и вычислителя корреляционных функций с регистратором результатов. Информация об анализируемом случайном процессе должна быть предварительно записана на магнитную ленту. Это создает благоприятные условия для применения НК-200 в случае использования датчиков электрического напряжения. Если же случайный процесс зарегистрирован в виде визуального графика, то для обработки его с помощью НК-200 необходимо такой график прочесть каким-либо способом и записать результат считывания на магнитную ленту. Коррелограф производит вычисления в натуральном масштабе времени, а результаты записываются в виде графика на бумажной ленте. Среднеквадратичная погрешность вычисления корреляционных функций и коэффициентов рядов Фурье не более 2%, а функции распределения 8%. Продолжительность непрерывной работы, обусловленная тепловым режимом электронных и механических устройств, достигает 6—7 *ч*.

Накопление времени задержки одного процесса по отношению к другому производится путем повторения элементарных шагов задержки τ , имеющих величины 0,0004, 0,0008, 0,002, 0,004, 0,008, 0,016, 0,04, 0,08 *сек*. Весьма большой выбор этих шагов позволяет получать корреляционные характеристики случайных процессов в большом диапазоне частот. Основными функциональными устройствами коррелографа являются накопитель на магнитной ленте, линия задержки, блоки перемножения, интегрирования и регистрации, автоматического управления и питания. Для вычисления корреляционных функций исходная информация (процесс x или процессы x и y) одновременно записывается на обе дорожки накопителя и магнитная лента переносится в линию

задержки, где производится сдвиг записей на время τ . Электрические напряжения с выхода линии задержки поступают последовательно на блок перемножения, интегрирования и регистрации. Операции умножения, интегрирования и регистрации повторяются соответствующими блоками для каждого очередного значения τ . Вычисление коэффициентов рядов Фурье производится аналогичным образом с той лишь разницей, что на одну дорожку ленты записывается анализируемый процесс, а на другую — гармонические колебания последовательных частот ω_k и время задержки не меняется. Запись гармонических колебаний на магнитную ленту, ее протяжку и вычисления производят $2k$ раз в соответствии с определением коэффициентов A_k и B_k .

Среднее значение процесса вычисляется путем подачи сигнала с линии задержки непосредственно в блок интегрирования, а функция распределения амплитуд — на ограничитель уровня. Порог ограничения устанавливается вручную, и для каждого его значения вычисления повторяются.

Блок автоматического управления обеспечивает реверсирование движения магнитной ленты, изменение времени задержки τ , координацию во времени работы блока воспроизведения и интегратора, вычисление и регистрацию точек корреляционных функций.

Среднеквадратичная погрешность вычисления не более 2% по сравнению с погрешностью при численном методе, динамический диапазон по входу 12—14 дБ, по выходу 23—28 дБ; время вычисления корреляционной функции $T_0 = T_1 + T_2$, где T_1 — время записи процесса, $T_2 = n(T + t_0)$ — время вычисления, T_0 — время интегрирования, t_0 — время ввода, n — число точек корреляционной функции и при $n = 100$ T_2 составляет 50 мин.

Стоимость одного часа работы на НК-200 без накладных расходов равна около 2 руб. С помощью коррелографа НК-200 решены задачи по определению динамических характеристик для системы каталитического крекинга и ряд других. Успешная эксплуатация коррелографа НК-200, разработанного и построенного в ЦНИИКА, показала целесообразность и экономическую эффективность его применения для автоматизации корреляционного анализа.

5-9. КОРРЕЛЯТОР С АВТОМАТИЧЕСКИМ ИЗМЕНЕНИЕМ ВРЕМЕНИ ЗАДЕРЖКИ

Коррелятор предназначен для обработки визуальных записей на бумаге, фотобумаге и фотопленке. Считывающее устройство коррелятора построено на передающей телевизионной трубке типа видикона, которая используется, кроме того, и для формирования задержки, что значительно повышает скорость вычисления корреляционной функции [Л. 115].

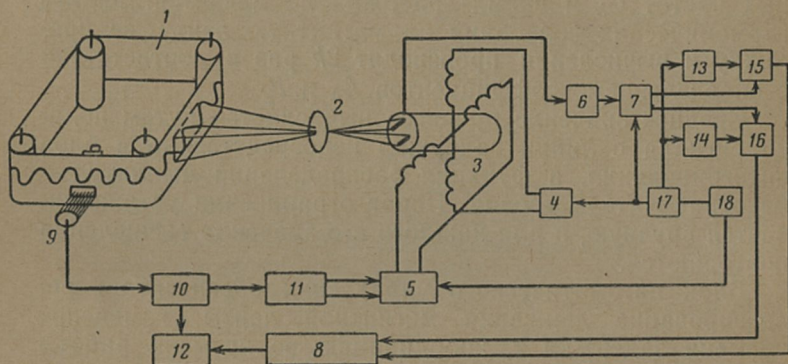


Рис. 5-11. Блок-схема коррелятора с автоматическим формированием задержки.

Блок-схема коррелятора с системой автоматического управления временем задержки приведена на рис. 5-11. Лента 1 с графиком исследуемой кривой, склеенная в кольцо, перемещается перед оптической системой 2 видикона 3. Потенциальный рельеф экрана трубки, соответствующий проектируемому оптической системой 2 участку ленты-носителя, сканируется электронным лучом со ждущей разверткой. Луч отклоняется по вертикали пилообразными импульсами тока, создаваемыми генератором 4, который в свою очередь запускается от задающего генератора импульсов 17. За время одного сканирования по сигнальной пластине видикона при прямом и обратном ходе луча появляются два видеоимпульса, временное расположение каждого из которых пропорционально величинам двух соседних считываемых ординат функции. Расстояние между ними равно шагу квантования по времени. Чтобы получить ординаты кривой,

задержанные на некоторое время τ относительно двух первых, на горизонтально отклоняющие катушки подаются прямоугольные импульсы с каскада переменной задержки 5, частота которых в 2 раза ниже частоты импульсов вертикальной развертки. Следовательно, за полный период прямоугольных импульсов луч, дважды переместившись по вертикали, считает значения двух пар ординат, отстоящих друг от друга на величину времени задержки. При этом на сигнальной пластине возникнут две группы видеосигналов, которые после усиления видеоусилителем 6 разделятся коммутатором выхода 7 на два канала. Коммутатор выходов 7 управляется от генератора коммутирующих импульсов 18. С помощью демодуляторов 15 и 16 временные положения импульсов основного и задержанного каналов преобразуются в пропорциональные ординатам напряжения, которые образуются на вычислительном устройстве 8 по формуле

$$R(\tau) = \frac{1}{2T} \int_0^T x(t) x(t + \tau) dt,$$

где T — период прохождения всей ленты.

Как только носитель с графиком сделает полный оборот, с фотоэлемента 9 через усилитель 10 поступит сигнал на шаговый двигатель 11, который повернет ось потенциометра в каскаде 5 и изменит амплитуду импульсов переменной задержки. Полученное значение $R(\tau)$ поступает в блок записи 12.

Несомненный интерес здесь представляет система (13, 14) формирования задержки τ , величина которой определяется амплитудой прямоугольных импульсов управления горизонтальной разверткой в пределах диаметра экрана трубки. Токовое управление разверткой луча в вертикальном и горизонтальном направлениях является одним из недостатков, который, вероятно, может быть устранен в дальнейшем.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

РАСПОЗНАВАНИЕ ПЕРЕСЕКАЮЩИХСЯ РЕАЛИЗАЦИЙ

Автоматы многоканального распознавания пересекающихся реализаций позволяют рационально использовать всю ширину ленты-носителя для регистрации каждого процесса и тем самым обеспечить максимально возможную точность цифрового воспроизведения ординат. В случае разноцветных записей задача выделения ординат, принадлежащих определенной по цвету кривой, решается применением светофильтров. Этот наиболее простой случай, однако, накладывает трудно выполнимые на практике требования к процессу записи. Поэтому необходимы алгоритмы и устройства, которые позволяли бы автоматически распознавать пересекающиеся записи одного цвета не хуже, чем это делает человек при внимательном их осмотре. Рассмотрим теоретические и схемные аспекты автоматизации распознавания пересекающихся визуальных кривых. Разделение алгоритмического и приборного (схемного) вариантов решения задачи носит условный характер, поскольку всякий алгоритм реализуется программно управляемой машиной, а прибор делается по заранее составленной программе. Алгоритм является первым этапом, прибор — окончательной целью, однако при наличии ЭВМ алгоритм является необходимым и достаточным условием решения вопроса. Целесообразность применения варианта распознавания пересекающихся визуальных графиков должна определяться характером задачи и типом вычислителя.

6-1. АЛГОРИТМИЧЕСКОЕ РАСПОЗНАВАНИЕ

Рассмотрим две визуальные кривые x_j и x_{j+1} (рис. 6-1,б), информация об $n+1$ ординатах каждой из которых ($x_{p,j}$ и $x_{p,j+1}$ при $p=0, 1, 2, \dots, n$) до точки

пересечения прочитана каким-либо автоматом и занесена в секторы X_j и X_{j+1} памяти ЭВМ. Задача состоит в том, чтобы ЭВМ правильно занесла в эти секторы памяти очередные ординаты $x_{n+1,j}$ и $x_{n+1,j+1}$, вырабатываемые за точкой пересечения тем же читающим автоматом. Она сможет это сделать, если, например, сравнит $x_{n+1,j}$

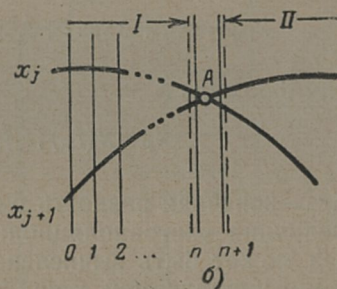
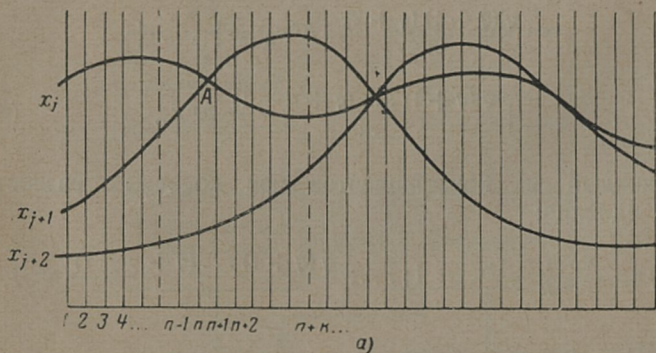


Рис. 6-1. Пересекающиеся реализации и их равномерное квантование по времени

и $x_{n+1,j+1}$ с подсчитанными ею экстраполяционными точками $x_{n+1,j}$, $x_{n+1,j+1}$ и произведет засылку $x_{n+1,j}$ и $x_{n+1,j+1}$ в X_j , X_{j+1} , исходя из меры близости сравниваемых величин, при этом расчетные значения $x_{n+1,j}$, $x_{n+1,j+1}$ удерживаются в ЭВМ временно, до получения и сравнения их с действительными величинами ординат $x_{n+1,j}$, $x_{n+1,j+1}$, которые затем занимают их место в памяти машины. Применительно к возможностям автоматов считывания ординат графиков необходимо осуществлять экстраполирование на шаг вперед при условии, что ординаты лежат по одну сторону от выбранного начального значения x_0 и шаг квантования h по времени t остается

постоянным в пределах интересующей нас длины ленты-носителя. В этом случае для j -го процесса во второй интерполяционной формуле Ньютона [Л. 12, 40, 77] имеем:

$$\begin{aligned}\bar{x}_{n+1} = & x_n + q\Delta x_{n-1} + \frac{q(q+1)}{2!} \Delta^2 x_{n-2} + \\ & + \frac{q(q+1)(q+2)}{3!} \Delta^3 x_{n-3} + \dots + \\ & + \frac{q(q+1) \dots (q+n-1)}{n!} \Delta^n x_0,\end{aligned}\quad (6-1)$$

где каждый из коэффициентов при конечных разностях равен единице:

$$q = \frac{x_{n+1} - x_p}{h} = 1; \dots; \frac{q(q+1) \dots (q+n-1)}{n!} = 1$$

и (6-1) принимает простой вид:

$$x_{n+1} = x_n + \Delta x_{n-1} + \Delta^2 x_{n-2} + \dots + \Delta^n x_0. \quad (6-2)$$

В этих формулах

$$x_p = x(t_p); \quad t_p = t_0 + ph;$$

Δ^p — конечная разность p -го порядка.

Величина экстраполяционной ординаты $\bar{x}_{n+1}$ на шаг вперед может быть вычислена по формуле (6-2) в программно управляемой машине [Л. 118], если воспользоваться значениями $n+1$ ординат, прочитанных специальным автоматом до точки пересечения кривых A и введенных в память этой машины.

Для хранения ординат всех m кривых с длины реализации $L = hN$, где N — максимальное число читаемых ординат, нужно mN ячеек памяти, а для хранения конечных разностей — mn ячеек; общий объем памяти, занимаемый при распознавании считываемых кривых, будет:

$$M = m(N + n).$$

Если автомат считывает ординаты кривых относительно одной базы, то в формуле (6-2) целесообразно

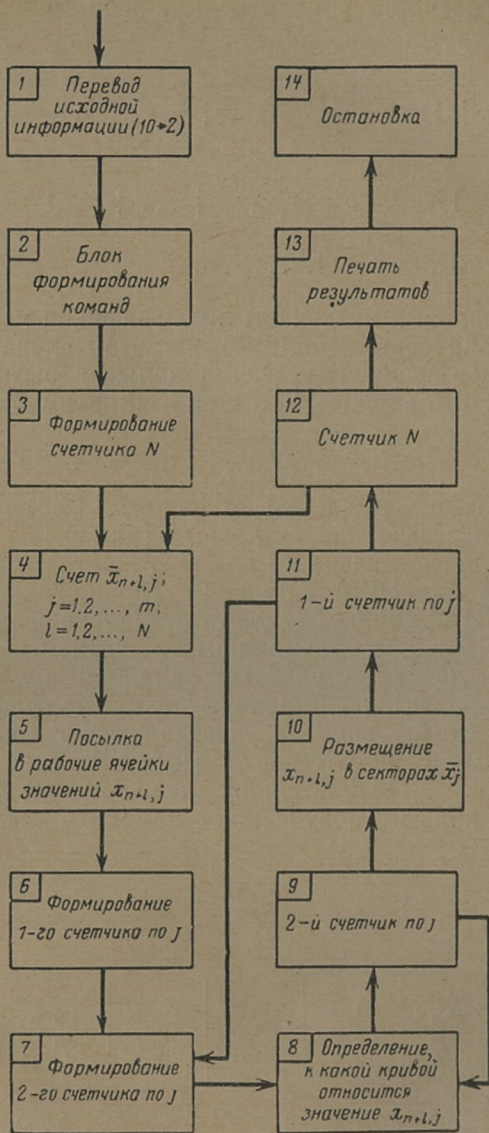


Рис. 6-2. Блок-схема вычислений при алгоритмическом распознавании пересекающихся реализаций по формуле (6-3).

конечные разности заменить выражениями через ординаты непосредственно, тогда

$$\left. \begin{aligned} \bar{x}_{n+1} = (n+1)x_n - \sum_{p=1}^n c_p^1 x_{n-1} + \sum_{p=1}^{n-1} c_{p+1}^2 x_{n-2} - \dots \\ \dots + (-1)^k \sum_{p=1}^{n-k+1} c_{p+k-1}^k x_{n-p} + \dots + (-1)^n x_0; \\ k = 1, 2, \dots, n. \end{aligned} \right\} (6-3)$$

Для реальных низкочастотных графиков можно ограничиться значениями $n=3 \div 5$, и в этом случае биномиальные коэффициенты c_{p+k-1}^k должны быть введены в память ЭВМ заранее. Так, при $n=3$ формула (6-3) запишется:

$$\bar{x}_4 = 4x_3 - 6x_2 + 4x_1 - x_0.$$

Блок-схема вычислений по формуле (6-3) для распознавания пересекающихся кривых (рис. 6-1, а) при шаге $h=2,5$ мм представлена на рис. 6-2. Программа решения составлена для ЭВМ «Минск-2» (приложение 5). Она занимает 34 команды без учета стандартной программы перевода $10 \rightarrow 2$ и объема памяти читаемых ординат. Решение и печать результатов заняли 4 мин, сбоев не было. В табл. 6-1 представлены ординаты графиков при чтении их сверху вниз на участках, где графики пересекаются или сливаются, а также правильное размещение ординат в ОЗУ по принадлежности их к соответствующим кривым, полученное с помощью алгоритма на

Формальный номер реализации	Ординаты при					
1	...63,0	61,5	61,0	64,0	65,5...58,0	55,0
2	...55,5	58,5	60,5	59,5	58,5...51,5	52,5
3	...18,0	19,0	20,0	20,5	21,5...48,5	52,0
Истинный номер реализации	Ординаты после размеще					
1	...63,0	61,5	60,5	59,5	58,5...51,5	52,5
2	...55,5	58,5	61,0	64,0	65,5...58,0	55,0
3	...18,0	19,0	20,0	20,5	21,5...48,5	52,0

ЭВМ. Ординаты графиков, принадлежащие определенным кривым, выделены разными шрифтами.

Вполне приемлемое распознавание получено И. Т. Пархоменко [Л. 72] по упрощенной формуле экстраполяции

$$\Delta x_{n+1} = a_0 \Delta x_n + a_1 \Delta x_{n-1} + \dots + a_m \Delta x_{n-m} + (\Delta x_n - \Delta x_{n-1}), \quad (6-4)$$

где $a_0 > a_1 > \dots > a_m$ — весовые коэффициенты; $\sum_{i=0}^m a_i = 1$; Δx_i — приращение ординаты в точке i .

Для выполнения алгоритма (6-4) выбирается небольшой участок реализации без пересечения (три — пять шагов) и прочитанные автоматом ординаты заносятся в ОЗУ машины; в дальнейшем они используются для вычисления Δx_i и Δx_{n+1} . Возможен и более простой план экстраполирования: ординаты первого сканирования распределяются в ОЗУ в порядке очередности их получения и используются в качестве экстраполяционных точек для второго сканирования; для третьего сканирования экстраполяционные точки уже могут быть рассчитаны по первым двум сканированиям, для четвертого — по трем предыдущим и т. д. Постепенно количество точек в правой части формулы (6-4) увеличивается до тех пор, пока будет обеспечена достаточная точность экстраполяции. Если с ленты читается m графиков, то число возможных размещений этих графиков равно $m!$, число вычитаний в каждой комбинации m и число сложений

Таблица 6-1

считывании сверху вниз

55,0	57,5	60,0...49,5	47,0	45,5	44,0	42,5
53,5	55,0	56,0...48,5	47,0	45,5	44,0	41,5
51,5	48,5	45,5...17,5	17,0	17,0	17,0	17,0

ния их в ОЗУ вычислительной машины

53,5	55,0	56,0...48,5	47,0	45,5	44,0	42,5
51,5	48,5	45,5...17,5	17,0	17,0	17,0	17,0
55,0	57,5	60,0...49,5	47,0	45,5	44,0	41,5

в каждой комбинации $m-1$. Тогда количество операций по процедурам (6-4) будет равно: получение разностей экстраполяционная точка минус истинная $m!m$, получение сумм разностей по каждой комбинации $m!(m-1)$, анализ полученных сумм и выбор истинной комбинации $m!+10$ (логический выбор); расчет экстраполяционных точек $20m$ сложений. Общее количество простых операций

$$N = m!m + m!(m-1) + (m!+10) + 20m = \\ = 2m(m!+10) + 10.$$

Если на одну операцию требуется время t_T такта машины, то общее время t_0 обработки ординат одного сканирования будет в N раз больше и предельная частота сканирования будет $1/t_0$. Поэтому при шаге квантования Δ максимальная скорость перемещения ленты равна:

$$v_{\text{макс}} = \frac{\Delta}{t_0} = \frac{\Delta}{t_T [2m(m!+10) + 10]}.$$

Так, при $m=4$, $\Delta=1$ мм и $T=10$ мксек допустимая скорость перемещения ленты $v_{\text{макс}}=21,36$ м/мин, а при $m=6$ она резко уменьшается до 0,67 м/мин.

Автоматы с шаговым перемещением носителя позволяют использовать ЭВМ в режиме прерывания так, чтобы она в зоне подготовки (время работы лентопротяжного механизма и коммутации логических элементов) успевала распознавать ординаты предыдущего сканирования. Так, при $m=5$ находим $t_0=13,1$ мсек, и ЭВМ, работающая совместно с МАСК (зона подготовки занимает 17 мсек), будет справляться с задачей ввода и распознавания в процессе считывания.

6.2. УЧЕТ ЛОГИЧЕСКИХ ПРИЗНАКОВ ПЕРЕСЕЧЕНИЯ

Алгоритмический метод распознавания пересекающихся экспериментальных графиков [Л. 72, 118], основанный на применении интерполяционных формул, позволяет надежно группировать ординаты всех графиков, прочитанные многоканальным автоматом при сканировании всей ширины ленты-носителя в одном направлении. При этом электронная вычислительная машина должна выполнять большой объем арифметических и логических операций в течение всего времени считывания реа-

лизаций автоматом независимо от того, имеются ли на данном участке ленты точки пересечения или их нет. Очевидно, в последнем случае целесообразно освободить ЭВМ от бесполезной работы по экстраполяции непересекающихся графиков, поскольку на участках 1 и 2 без пересечения (рис. 6-1,б) автомат считывания выдает ординаты в правильной последовательности непосредственно в соответствующие секторы памяти машины.

Машину следует включать на распознавание только на тех участках ленты, где специальное логическое устройство обнаружит пересечение. На рис. 6-1 таким участком является переход через точку А. На участках 1 и 2 машина может выполнять другую программу.

Введем специальный признак пересечения визуальных кривых. При считывании возможны два случая: 1) сканирующий луч проходит через точку пересечения кривых А; 2) сканирующий луч не попадает на эту точку. В первом случае признаком пересечения может служить несовпадение между числом считываемых кривых, заранее засылаемых в счетчик числа читаемых графиков $C1$, и числом фактически прочитанных кривых, накапливаемых в другом счетчике $C2$ в процессе сканирования. Однотактная схема сравнения Cp , запускаемая сигналом конца сканирования, в случае несовпадения содержимого $C1$ и $C2$ выдает импульс пересечения $П$. Во втором случае возможные пересечения, касания или слияния кривых должны быть выявлены иначе. При сближении графиков временной интервал t между первым и вторым импульсами уменьшается по мере приближения к точке А (рис. 6-3,а). Условимся считать, что кривые могут пересекаться, касаться или сливаться, если $t \leq \theta$, где θ — минимальное время между импульсами, свидетельствующее о достаточном сближении кривых, и в дальнейшем должна быть включена ЭВМ для экстраполирования; в этом состоянии она должна оставаться до тех пор, пока кривые разойдутся и будет выполняться условие $t > \theta$. При этом выбор величины θ не влияет на результат распознавания; от величины θ зависит лишь продолжительность использования ЭВМ для экстраполяционных расчетов в местах сближения кривых: с уменьшением θ машинное время уменьшается.

Определим зависимость θ от шага квантования Δ , угла сближения кривых ψ и скорости сканирования v , принимая участки кривых вблизи точки А за отрезки

прямых вдоль касательных к ним в этой точке и считая, что A находится от рассматриваемого участка сканирования на расстоянии l , несколько большем Δ , например $l = 1,1\Delta$.

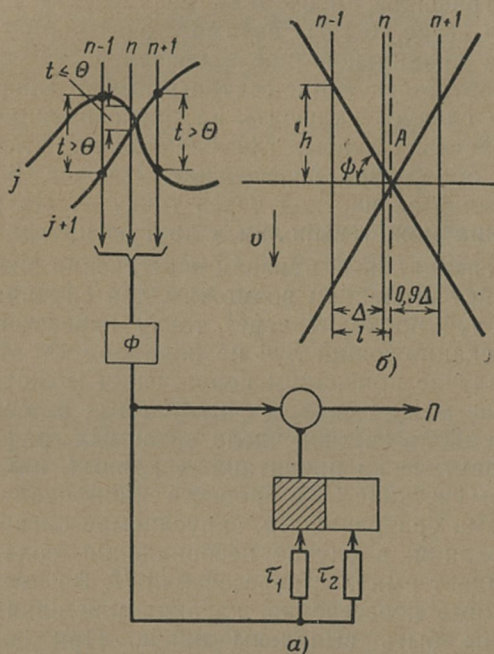


Рис. 6-3. Схема логического определения признака сближения реализаций с номерами j и $j+1$.

Непосредственно из рис. 6-3,б находим:

$$h = l \operatorname{tg} \psi = 1,1\Delta \operatorname{tg} \psi; \quad (6-5)$$

$$h = vt = \frac{v\theta}{2}. \quad (6-6)$$

Из (6-5) и (6-6) получаем:

$$\theta = \frac{2,2\Delta \operatorname{tg} \psi}{v}. \quad (6-7)$$

Для реальных записей $0 < \psi < 90^\circ$, и так как в этом диапазоне углов функция $\operatorname{tg} \psi$ является прямой, то

$$\theta_{\max} = \frac{2,2\Delta \operatorname{tg} \psi_{\max}}{v},$$

где для определенности возьмем $\psi_{\text{макс}} = 87^\circ$, тогда $\theta_{\text{макс}} = 0,2$ мсек, $h_{\text{макс}} = 18$ мм.

Если в качестве светочувствительного элемента использовать фотоэлектронный умножитель, то разрешающее время можно принять равным $\theta_{\text{мин}} = 10^{-9}$ сек, тогда из (6-6) и (6-7) получаем:

$$h_{\text{мин}} = \frac{1}{2} v \theta_{\text{мин}} \approx 0,5 \cdot 10^{-4} \text{ мм}; \quad \psi_{\text{мин}} \approx 24''.$$

Таким образом, при принятых условиях ЭВМ будет выполнять программу экстраполирования при всех $h_i \leq h_{\text{макс}}$; на участках сканирования, где $h_i > h_{\text{макс}}$, экстраполирование не производится.

Построим схему, которая позволяет вырабатывать сигналы для включения ЭВМ на выполнение программы экстраполирования в тех областях кривых, где $t \leq \theta$.

Для случая двух графиков схема выработки импульса-команды экстраполирования представлена на рис. 6-3,а. Так как n -е сканирование соответствует условию $t < \theta$, то через схему совпадения B (вентиль) пройдет импульс Π , используемый в ЭВМ как команда на выполнение программы экстраполирования на шаг вперед, т. е. на вычисление $\bar{x}_{n+1, j}$ и $\bar{x}_{n+1, j+1}$. Схема работает следующим образом. Импульс $\Phi_{n, j}$, вырабатываемый фоточувствительным элементом Φ , одновременно поступает на схему Cn и линии задержки τ_1 и τ_2 . В исходном состоянии триггер T находится в состоянии 0, поэтому сигнал $\Phi_{n, j}$ не будет пропущен на выход Π схемой Cn . Через время τ_1 триггер T будет установлен в 1, и так как интервал времени между $\Phi_{n, j}$ и $\Phi_{n, j+1}$ меньше θ , а разность $\tau_2 - \tau_1$ можно выбрать равной θ , то с приходом $\Phi_{n, j+1}$ схема Cn будет открыта и на ее выходе Π возникнет импульс-команда. С учетом времени t_T переходного процесса триггера и длительности t_n импульса $\Phi_{n, j}$ (или $\Phi_{n, j+1}$) временные соотношения можно записать в виде:

$$\left. \begin{aligned} \tau_1 + t_T &= t_n; \\ \tau_2 - \tau_1 &= \theta, \end{aligned} \right\} \quad (6-8)$$

откуда, зная t_T и t_n и задаваясь θ , находим τ_1 и τ_2 .

Если графики сближаются под малым углом или если шаг квантования мал, то на выходе схемы будет возникать серия импульсов Π . Такая же серия формируется и при увеличении θ . При этом в ЭВМ команды экстра-

полирования подаются столько раз, какова величина серии P . Можно, однако, организовать более правильную работу схемы (рис. 6-4,а), если она будет вырабатывать лишь сигналы начала $ПН$ и конца $ПК$ экстраполяции.

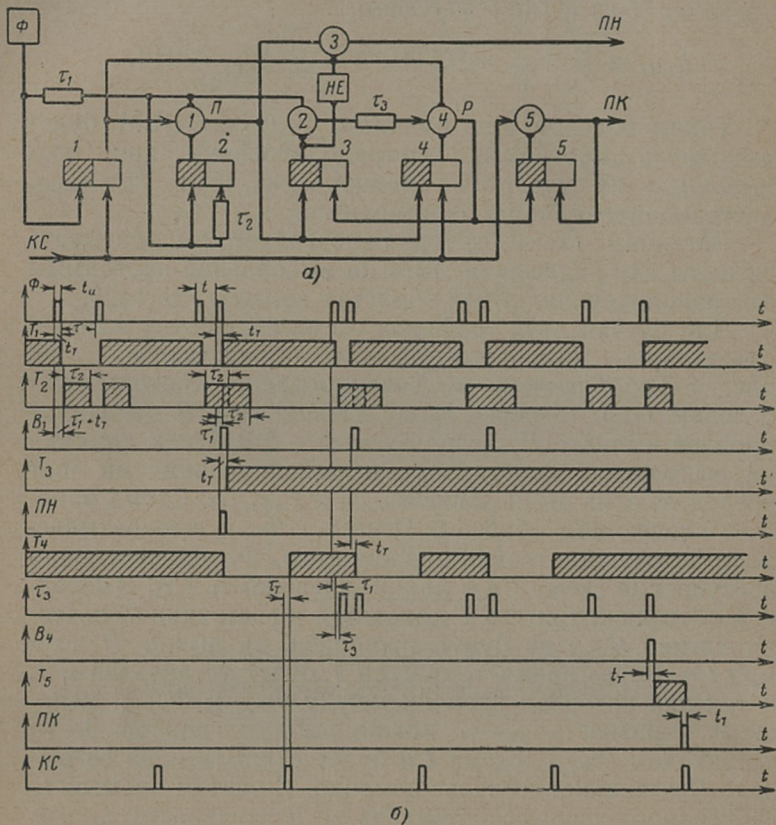


Рис. 6-4. Одноканальная схема выработки сигналов начала (ПН) и конца (ПК) экстраполяции (а) и ее временная диаграмма (б).

в промежутке между которыми ЭВМ производит вычисления, сравнения и размещение в соответствии с алгоритмом. Триггер T_2 и клапан B_1 выполняют функцию формирования импульса сближения Π , как и схема на рис. 6-3,а. Здесь $\tau_2=0$, а $\tau_1=t_T$ необходимо для того, чтобы первый импульс $\Phi_{n,j}$ установить T_1 по счетному входу в состояние 1 (исходное состояние T_1 0), до того

как он поступит на B_1 . Иначе говоря, τ_1 позволяет проходить через B_1 только второму импульсу.

Триггер T_3 со схемами B_2 , HE и B_3 используется как запоминающий элемент на все время экстраполяции от момента появления импульса $ПН$ до момента возникновения импульса расхождения двух кривых P ($m=2$). Но, как будет показано ниже, в случае $m>2$ импульс P должен запоминаться до окончания сканирования по сигналу $КС$, от которого он формируется как импульс $ПК$ конца экстраполирования. Для этого в схеме предусмотрен запоминающий триггер T_5 .

Поскольку в исходном состоянии T_3 находится в 0 , то схема B_3 в момент прихода $П$ открыта и на ее выходе формируется сигнал $ПН$; она закроется по истечении времени t_T срабатывания T_3 .

Для формирования сигнала P расхождения кривых при $t>0$ используется триггер T_4 , схемы τ_3 и B_4 , которые работают следующим образом. Схема B_4 открывается импульсом триггера T_1 только с приходом импульса второго графика и сигналом с нулевого выхода T_4 ; поэтому если графики разошлись на интервал $t>0$, то сигнал 2 не будет сформирован и T_4 останется в состоянии 0 ; импульсная отметка от второго графика после последовательного прохождения схем τ_1 , B_2 , τ_3 и B_4 используется как сигнал расхождения P , который устанавливает T_3 в 0 , а T_5 — в 1 ; последний запоминает это состояние до прихода очередного сигнала $КС$, который схемой B_5 формируется в сигнал $ПК$, поступающий на вход ЭВМ и на установку T_5 в состояние 0 . Импульсы $КС$, P и $ПК$ устанавливают триггеры T_1 , T_3 , T_4 , T_5 в состояние 0 , триггер T_2 устанавливается в 0 автоматически сигналами с Φ через интервал $\tau_1 + \tau_2$ — устройство готово к работе на следующее сканирование. Временные диаграммы работы схемы показаны на рис. 6-4,б.

Рассмотрим теперь схему (рис. 6-5) устройства для формирования сигналов начала $ПН$ и окончания $ПК$ работы ЭВМ по программе экстраполирования в случае считывания и распознавания $N>2$ пересекающихся или касающихся графиков. Для определенности возьмем $N=4$, что, однако, не лишено общности. В этой схеме содержатся три канала, аналогичных каналам в схеме на рис. 6-4,а, элементы которых имеют двоичные индексы: первый из них совпадает с соответствующим индексом на рис. 6-4,а, а второй указывает номер канала;

элементы, не зависящие от числа N каналов, имеют одинаковые индексы и номера; кроме того, многоканальная схема содержит дополнительно дешифратор на три $(N-1)$ выхода, собирательную схему $Сб_1$, триггер T_6 и схему совпадения $Сп_6$; триггер T_1 в одноканальной схеме (рис. 6-4,а), выполнявший функцию пересчета на два,

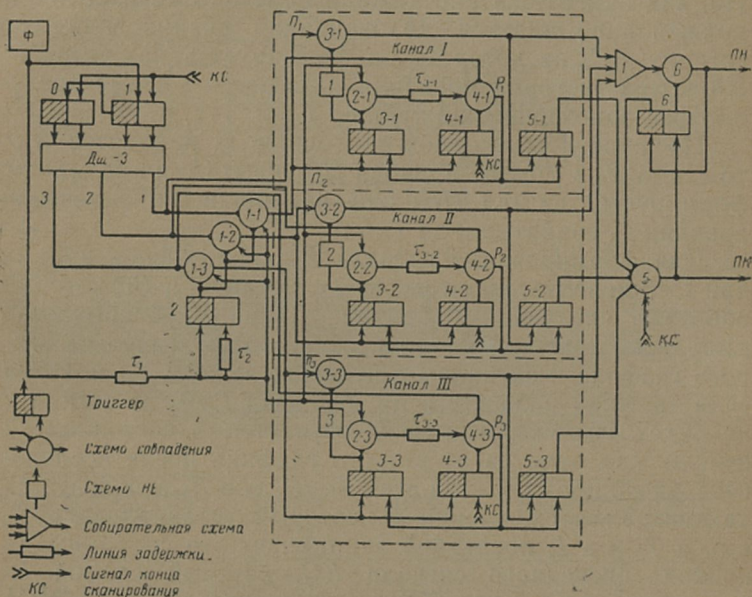


Рис. 6-5. Трехканальная схема выработки сигналов начала (ПН) и конца (ПК) экстраполяции для четырех реализаций.

в многоканальной схеме (рис. 6-5) заменен счетчиком T_0-T_1 для подсчета числа графиков. Каждый из трех $(N-1)$ каналов на рис. 6-5 работает так же, как одноканальная схема. Дополнительные элементы и устройства функционируют следующим образом. Дешифратор $Дш-3$ формирует высокие потенциалы при поступлении на счетчик T_0-T_1 сигналов от второго, третьего и четвертого графиков и поочередно открывает схемы совпадения $1-1$, $1-2$, $1-3$. На разрешающие вторые входы этих схем подключен единичный выход триггера T_2 , который создает сигналы Π возможного сближения графиков $1-2$, $2-3$ или $3-4$. Естественно, сигнал Π в момент прихода импульса от первого графика всегда отсутствует. Если,

например, пересекаются графики первый и второй, то потенциал на шине 1 и сигнал сближения с T_2 возникнут одновременно, схема совпадения 1-1 пропустит импульс второго графика, который используется далее как сигнал сближения второго и первого графиков. Любой из сигналов Π_1, Π_2, Π_3 через одну из соответствующих им схем совпадения 3-1, 3-2, 3-3, собирательную схему $Сб_1$ и схему совпадения $Сн_6$ проходит на выход ПН, включая ЭВМ на экстраполирование и устанавливая T_6 в состояние 1. Существенно, что от первого из сигналов Π возникает сигнал ПН, а T_6 устанавливается в состояние 1; все последующие сигналы Π на вход не проходят, и ЭВМ будет продолжать выполнение программы экстраполирования.

Такое состояние сохранится до тех пор, пока все считываемые кривые разойдутся друг от друга на интервалы $t > \theta$ и по

всем каналам сформируются импульсы расхождения P_1, P_2, P_3 , которые запоминаются триггерами $T_{5-1}, T_{5-2}, T_{5-3}$ соответственно. Сигналы с нулевых выходов триггеров одновременно поступят на B_5 , и с приходом импульса КС в конце зоны сканирования будет сформирован сигнал-команда ПК окончания работы ЭВМ по программе экстраполирования.

Проиллюстрируем работу схемы на примере поочередного пересечения графиков 1, 2 и 3, 4 (рис. 6-6).

На n -м сканировании $t_{12} > \theta, t_{23} > \theta$, с приходом импульсов Φ_{n2}, Φ_{n3} на шинах 1 и 2 дешифратора Дш-3 поочередно появятся разрешающие потенциалы, но T_2 не формирует ни одного импульса сближения, поэтому Φ_{n2} и Φ_{n3} не пройдут через схемы совпадения 1-1 и 1-2, и импульсы Π_1, Π_2 не образуются. С приходом Φ_{n4} на шине 3 дешифратора также появится разрешающий потенциал, но так как $t_{34} \leq \theta$, то T_2 сформирует импульс Π , схема совпадения 1-3 окажется для задержанного Φ_{n4} открытой, и на ее выходе появится импульс сближения

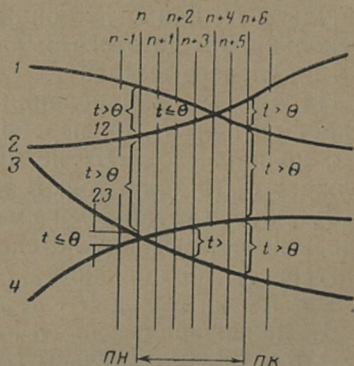


Рис. 6-6. Пример четырех произвольно пересекающихся функций.

соответствующих кривых Π_3 . Пройдя канал 3, схемы $Cб_1$ и $Cн_6$, он включит ЭВМ на выполнение программы экстраполирования и установит T_6 в состояние 1.

В дальнейшем до $n+3$ -го сканирования t_{12} и t_{23} остаются большими θ , а t_{34} — меньшим θ , но возникающие при этом импульсы $\Pi_{3, n+1}$ и $\Pi_{3, n+2}$ не пройдут по каналу 3, так как T_{3-3} находится в состоянии 1 и схема совпадения 3-3 закрыта низким потенциалом с HE_3 .

Если бы на $n+1$ или $n+2$ сканированиях возникли импульсы Π_1 или Π_2 , то они не прошли бы на выход ПН, поскольку $Cн_6$ до этого была закрыта низким потенциалом с нулевого выхода T_6 .

На $n+3$ -м сканировании $t_{12} \leq \theta$, $t_{23} > \theta$, $t_{34} > 0$ — возникает сигнал Π_1 , он перебросит в единичное состояние T_{3-2} , но на выход ПН не пройдет, поскольку $Cн_6$ продолжает быть закрытой. В канале 3 возникает импульс P_3 , T_{5-3} будет установлен им в состояние 0, на входе $Cн_5$ теперь имеем высокие потенциалы по каналам 2, 3 и на триггере T_6 , но по каналу 1 она закрыта, поэтому импульсы КС на выход ПК не пройдут.

В дальнейшем до $n+6$ -го сканирования $t_{12} \leq \theta$, а $t_{23} > \theta$ и $t_{34} > 0$, импульсы $\Pi_{1, n+4}$ и $\Pi_{1, n+5}$ не пройдут по каналу 1, так как T_{3-1} находится в состоянии 1 и схема совпадения 3-1 закрыта низким потенциалом с HE_1 .

На $n+6$ -м сканировании t_{12} становится большим θ , формируется импульс P_1 , который устанавливает T_{5-1} в состояние 0. Теперь $Cн_5$ полностью открыта, и очередной импульс КС пройдет на выход ПК, прекратив работу ЭВМ по программе экстраполирования.

Таким образом, принцип логического формирования импульсов сближения считываемых визуальных графиков позволяет построить схему многоканального автомата для управления работой ЭВМ по программе экстраполирования только на участках пересечения или слияния кривых, освобождая ее для расчетов по другой программе на участках, где нет пересечения или слияния. Каждый канал такого автомата содержит незначительное количество запоминающих и логических элементов.

6-3. СТАТИСТИЧЕСКАЯ ЭКСТРАПОЛЯЦИЯ

В 1941 г. А. Н. Колмогоров [Л. 54] и в 1949 г. Н. Винер [Л. 137] показали, что случайный стационарный процесс, удовлетворяющий свойству эргодичности, может быть предсказан с определенной степенью точности по

его корреляционной функции. Это обстоятельство имеет огромное значение в процессах управления. Здесь же на основе указанных работ рассматриваются теоретические и схемные аспекты экстраполяции записей случайных процессов в целях их распознавания при автоматическом считывании с постоянным шагом квантования по времени τ .

Постановка задачи: Известны процесс $x(t)$ и величина корреляционной функции $R(\tau)$; необходимо определить закон для вычисления ординаты $x(t+\tau)$ на t вперед.

Представим функцию

$$x(t+\tau) = ax(t) + bu(t) \quad (6-9)$$

таким образом, чтобы составляющие $x(t)$ и $u(t)$ являлись статистически независимыми, т. е. чтобы их взаимная корреляционная функция $R_{xu}(\tau) = 0$, при этом коэффициенты a и b подлежат определению. Автокорреляционная функция процесса равна:

$$\left. \begin{aligned} R_x(\tau) &= \overline{x(t)x(t+\tau)} = \overline{x(t)[ax(t) + bu(t)]}; \\ R_x(\tau) &= \overline{ax^2(t) + bx(t)u(t)} = \overline{ax^2(t)}. \end{aligned} \right\} \quad (6-10)$$

В течение интервала наблюдения $2Tx(t)$ и $x(t+\tau)$ имеют одинаковые эффективные значения, поэтому

$$\overline{x^2(t)} = \overline{x^2(t+\tau)}$$

и коэффициент

$$a = \frac{R_x(\tau)}{\overline{x^2(t+\tau)}} = \frac{R_x(\tau)}{R_x(0)} = \rho_x(\tau) \quad (6-11)$$

совпадает по величине с нормированной автокорреляционной функцией, так как

$$\overline{x^2(t+\tau)} = \sqrt{\overline{x^2(t)} \overline{x^2(t+\tau)}}.$$

На основании формул (6-9) и (6-11) получаем:

$$\overline{x^2(t+\tau)} = \overline{[\rho_x(\tau)x(t) + bu(t)]^2}$$

или

$$\begin{aligned} \overline{x^2(t)} &= \rho_x^2(\tau) \overline{x^2(t)} + \\ &+ 2b\rho_x(\tau) \overline{x(t)u(t)} + b^2 \overline{u^2(t)}, \end{aligned} \quad (6-12)$$

откуда

$$\rho_x^2(\tau) + b^2 = 1.$$

Принимая дополнительно равенство действующих значений $x(t)$ и $u(t)$, из (6-12) получаем:

$$b = [1 - \rho_x^2(\tau)]^{1/2}. \quad (6-13)$$

Подставляя (6-11) и (6-13) в (6-9), окончательно находим:

$$x(t + \tau) = \rho_x(\tau) x(t) + [1 - \rho_x^2(\tau)]^{1/2} u(t). \quad (6-14)$$

Это и есть аналитическое представление корреляционной теоремы предсказания: ордината $x(t + \tau)$ случайного процесса разлагается на две составляющие, отнесенные к моменту времени t — одна из них $\rho_x(\tau)x(t)$ коррелирована с $x(t)$, другая $[1 - \rho_x^2(\tau)]^{1/2}u(t)$ не коррелирована с $x(t)$.

Следствия из теоремы:

1. Мера предсказания будущей ординаты $x(t + \tau)$ флюктуационного процесса определяется величиной коррелированной составляющей $\rho_x(\tau)x(t)$. Качественная сторона этого следствия вытекает из условия симметрии $\rho_x(\tau)$ относительно $\tau = 0$:

$$\rho_x(\tau) = \rho_x(-\tau).$$

2. Точность предсказания статистического среднего значения $x(t + \tau)$ увеличивается с приближением $\rho_x(\tau)$ к единице, а при $\rho_x(\tau) = 1$ предсказание будет достоверным.

3. Чем меньше τ , тем точнее предсказание; поэтому более точное предсказание хода флюктуационных процессов (их графиков) на шаг вперед соответствует меньшему шагу τ .

4. Если τ_0 есть длительность корреляции, то при $\tau \gg \tau_0$ предсказание (распознавание) становится невозможным.

5. Для распознавания пересекающихся процессов необходимо на участке реализации процессов до точки их пересечения определение нормированной корреляционной функции $\rho(\tau)$.

В отличие от классической задачи о фильтрации по отношению к результирующему сигналу *управляющее плюс возмущающее воздействия* в нашей задаче распо-

знавания пересекающихся процессов ординаты x_i не представляют суммы сигналов, а лишь совокупность $\{x_m(t)\}$, из которой надо выделить каждый поочередно (m процессов распознаются за m последовательных обзоров) или параллельно любое сочетание их за один обзор.

Найдем оптимальную передаточную функцию построения системы, которая способна выделять $x_j(t)$ из $\{x_m(t)\}$. Эта функция должна обеспечивать минимум среднего значения квадрата ошибки и быть физически осуществимой. Если $h(t)$ есть импульсная переходная функция распознающей системы, то ее физическая осуществимость означает, что $h(t) = 0$ при $t < 0$. Передаточная функция $\Phi(j\omega)$ и $h(t)$ связаны взаимным парным соответствием:

$$\left. \begin{aligned} \Phi(j\omega) &= \int_0^{\infty} h(t) e^{-j\omega t} dt; \\ h(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Phi(j\omega) e^{j\omega t} d\omega. \end{aligned} \right\} \quad (6-15)$$

Если на систему воздействует произвольный входной сигнал $x(t)$, его можно представить состоящим из большого числа элементарных вертикальных ступенек-импульсов величиной $x(t) dt$, каждая из которых вызывает реакции $x(t)h(t_1 - t)dt$. Выходной сигнал системы получаем суммированием:

$$\left. \begin{aligned} y(t_1) &= \int_{-\infty}^{t_1} x(t) h(t_1 - t) dt = \int_0^{\infty} x(t_1 - \tau) h(\tau) d\tau, \\ \text{или} \\ y_1 &= \int_0^{\infty} x_1(t - \tau) h(\tau) d\tau, \end{aligned} \right\} \quad (6-16)$$

где $\tau = t_1 - t$ — время задержки.

Средний квадрат ошибки равен:

$$\begin{aligned} \overline{\sigma^2} &= M [\{x_1(t) - y_1(t)\}^2] = \\ &= M \left[\left\{ x_1(t) - \int_0^{\infty} x_1(t - \tau) h(\tau) d\tau \right\}^2 \right] \end{aligned}$$

или после раскрытия скобки:

$$\begin{aligned} \bar{\sigma}^2 = & R_1(0) - 2 \int_0^\infty R_1(\xi) h(\xi) d\xi + \\ & + \int_0^\infty h(\xi) d\xi \int_0^\infty h(\theta) R_1(\xi - \theta) d\theta, \end{aligned} \quad (6-17)$$

где ξ, θ — временные задержки.

Найдем необходимое и достаточное условие, которому должна удовлетворять весовая функция, чтобы быть оптимальной по выбранному критерию оценки. Для этого обозначим правую часть (6-17) через $Q(h)$ и будем решать вариационную задачу. Заменяем $h(t)$ через $h(t) + \kappa N(t)$, где κ — параметр, не зависящий от t , $N(t)$ — некоторая функция от t . При этом $Q(h)$ получит вариацию δQ , т. е.

$$\begin{aligned} Q(h) + \delta Q(h) &= Q(h + \kappa N) = \\ &= R_1(0) - 2 \int_0^\infty |h(\xi) + \kappa N(\xi)| R_1(\xi) d\xi + \\ &+ \int_0^\infty |h(\xi) + \kappa N(\xi)| d\xi \int_0^\infty |h(\theta) + \kappa N(\theta)| R_1(\xi - \theta) d\theta = \\ &= R_1(0) - 2 \int_0^\infty R_1(\xi) \eta(\xi) d\xi - \int_0^\infty h(\theta) R_1(\xi - \theta) d\theta - \\ &- 2\kappa \int_0^\infty R_1(\xi) N(\xi) d\xi + 2\kappa \int_0^\infty N(\xi) d\xi \int_0^\infty h(\theta) R_1(\xi - \theta) d\theta + \\ &+ \kappa^2 \int_0^\infty N(\xi) d\xi \int_0^\infty N(\theta) R_1(\xi - \theta) d\theta \end{aligned}$$

или

$$Q(h) + \delta Q(h) = Q(h) - 2\kappa Q_1(h) + \kappa^2 Q_2(h), \quad (6-18)$$

где

$$\begin{aligned} Q_1(h) &= \int_0^\infty N(\xi) d\xi \left[R_1(\xi) - \int_0^\infty h(\theta) R_1(\xi - \theta) d\theta \right]; \\ Q_2(h) &= \int_0^\infty N(\xi) d\xi \int_0^\infty R_1(\xi - \theta) N(\theta) d\theta. \end{aligned} \quad (6-19)$$

Вариационный подход к нахождению необходимого условия, при выполнении которого Q будет иметь экстремум (в данном случае — минимум), выражается равенством

$$\frac{\partial}{\partial z} (Q + \delta Q)_{z=0} = 0 \quad (6-20)$$

при любых $N(t)$, которое с учетом (6-18) дает:

$$Q_1(h) = 0. \quad (6-21)$$

Нетрудно видеть, что условие (6-21) является достаточным. Действительно, если справедливо (6-21), то

$$Q(h) + \delta Q(h) = Q(h) + \kappa^2 Q(h),$$

но

$$\begin{aligned} Q_2(h) &= \int_0^\infty N(\xi) d\xi \int_0^\infty R_1(\xi - \theta) N(\theta) d\theta = \\ &= \int_0^\infty N(\xi) d\xi \int_0^\infty N(\theta) d\theta \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x_1(t - \xi) x_1(t - \theta) dt = \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \left\{ \int_0^\infty N(\xi) x(t - \xi) d\xi \right\}^2 dt > 0, \end{aligned}$$

а так как справедливо (6-21), то

$$Q(h + \kappa N) \geq Q(h).$$

Следовательно, чтобы $h(t)$ обращало $\bar{\sigma}^2$ в минимум, необходимо и достаточно выполнение условия $Q=0$ или

$$\int_0^\infty N(\xi) d\xi \left\{ R_1(\xi) - \int_0^\infty R_1(\xi - \theta) h(\theta) d\theta \right\} = 0,$$

т. е.

$$R_1(\xi) - \int_0^\infty R_1(\xi - \theta) h(\theta) d\theta = 0. \quad (6-22)$$

Вывод. Необходимым и достаточным условием минимума среднего квадрата ошибки является решение $R_1(\xi)$ интегрального уравнения (6-22). Следуя методике Н. И. Боде и С. Шеннона, решим сначала (6-22), игнорируя условие физической осуществимости, т. е. принимая в (6-22) бесконечные пределы [Л. 86].

Умножим (6-22) на $e^{-j\omega\tau}$ и проинтегрируем результат по параметру задержки в диапазоне от $-\infty$ до $+\infty$:

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{\infty} R_1(\xi) e^{-j\omega\tau} d\xi &= \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\omega\tau} d\xi \int_{-\infty}^{\infty} R_1(\xi - \theta) h(\theta) d\theta = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\omega\theta} h(\theta) d\theta \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\omega\beta} R_1(\beta) d\beta, \end{aligned} \quad (6-23)$$

где $\beta = \xi - \theta$.

Учитывая взаимное преобразование Хинчина — Винера

$$s^{\alpha}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega\alpha} R(\alpha) d\alpha \quad (6-24)$$

и выражение (6-15), получаем решение (6-22) в форме

$$\left. \begin{aligned} \Phi(j\omega) &= \frac{s_1^{\xi}(\omega)}{s_1^{\beta}(\omega)}; \\ h(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{s_1^{\xi}(\omega)}{s_1^{\beta}(\omega)} e^{j\omega t} d\omega. \end{aligned} \right\} \quad (6-25)$$

Аналогичный путь решения (6-22) с нулевым нижним пределом (условие физической осуществимости) дает:

$$\int_0^{\infty} e^{-j\omega\xi} R_1(\xi) d\xi = \int_0^{\infty} h(\theta) e^{-j\omega\theta} d\theta \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\omega\beta} R_1(\beta) d\beta. \quad (6-26)$$

Определение $h(t)$ и $\Phi(j\omega)$ при $t < 0$ из (6-22) затруднительно, так как функция $R_1(t) \neq 0$ при $t < 0$. Поэтому преобразуем (6-22) таким образом, чтобы оно вместо $R_1(t)$ содержало некоторую функцию, обращающуюся в нуль при $t < 0$. Для этого введем функции $\Psi_1(t)$ и $\Psi_2(t)$, удовлетворяющие условиям: $\Psi_1(t) = 0$ при $t < 0$;

$$\Psi_2(t) = 0 \text{ при } t > 0; \quad R(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \Psi_1(t - \tau) \Psi_2(\tau) d\tau; \quad (6-27)$$

$$\Psi_1(j\omega) = \int_0^{\infty} e^{-j\omega t} \Psi_1(t) dt; \quad (6-28)$$

$$\Psi_2(j\omega) = \int_{-\infty}^0 e^{-j\omega t} \Psi_2(t) dt. \quad (6-29)$$

Найдем функцию $g(t)$, так чтобы

$$R_1(\xi) = \int_{-\infty}^0 g(\xi - \theta) \Psi_2(\theta) d\theta; \quad (-\infty < \xi < \infty). \quad (6-30)$$

Тогда

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^0 g(\xi - \theta) \Psi_2(\theta) d\theta &= \int_{-\infty}^0 \Psi_2(\theta) d\theta \int_0^{\infty} \Psi_1(\xi - \theta - \eta) h(\eta) d\eta; \\ \int_{-\infty}^0 \Psi_2(\theta) \left\{ g(\xi - \theta) - \int_0^{\infty} \Psi_1(\xi - \theta - \eta) h(\eta) d\eta \right\} d\theta &= 0, \quad \xi \geq 0. \end{aligned}$$

Если $\theta < 0$ и $\xi > 0$, то

$$g(\xi - \theta) - \int_0^{\infty} \Psi_1(\xi - \theta - \eta) h(\eta) d\eta = 0; \quad (\xi - \theta > 0).$$

Поэтому

$$g(\xi) = \int_0^{\infty} \Psi_1(\xi - \theta) h(\theta) d\theta; \quad (\xi \geq 0). \quad (6-31)$$

Это выражение имеет такой же вид, как и (6-22), но при условии, что $\Psi_1(t) = 0$, при $t < 0$.

Умножая (6-31) на $e^{-j\omega\xi}$, интегрируя результат в пределах от 0, до ∞ и заменяя $\xi - \theta$ на β , получаем:

$$\begin{aligned} \int_0^{\infty} g(\xi) e^{-j\omega\xi} d\xi &= \int_0^{\infty} h(\eta) e^{-j\omega\eta} d\eta \int_0^{\infty} \Psi_1(\beta) e^{-j\omega\beta} d\beta = \\ &= \Phi(j\omega) \Psi_1(j\omega), \end{aligned}$$

откуда

$$\Phi(j\omega) = \frac{\int_0^{\infty} g(\xi) e^{-j\omega\xi} d\xi}{\Psi_1(j\omega)}. \quad (6-32)$$

Теперь умножим (6-30) на $e^{-j\omega\xi}$ и проинтегрируем результат в пределах от $-\infty$ до $+\infty$:

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{\infty} R_1(\xi) e^{-j\omega\xi} d\xi &= \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\omega\xi} d\xi \int_{-\infty}^0 g(\xi - \theta) \Psi_2(\theta) d\theta = \\ &= \int_{-\infty}^0 \Psi_2(\theta) d\theta \int_{-\infty}^{\infty} g(\xi - \theta) e^{-j\omega\xi} d\xi; \\ \int_{-\infty}^{\infty} R_1(\xi) e^{-j\omega\xi} d\xi &= \int_{-\infty}^0 \Psi_2(\theta) d\theta \int_{-\infty}^{\infty} g(\xi) e^{-j\omega\xi} d\xi, \end{aligned}$$

или с учетом (6-24), (6-28) и (6-29) получаем:

$$s_1^{\xi}(\omega) = \Psi_2(j\omega) \int_{-\infty}^{\infty} g(\xi) e^{-j\omega\xi} d\xi,$$

откуда

$$g(\xi) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{s_1^{\xi}(\omega)}{\Psi_2(j\omega)} e^{j\omega\xi} d\omega. \quad (6-33)$$

Подставим (6-33) в (6-32):

$$\Phi(j\omega) = \frac{1}{2\pi\Psi_1(j\omega)} \int_0^{\infty} e^{-j\omega\xi} d\xi \int_{-\infty}^{\infty} \frac{s_1^{\xi}(\omega)}{\Psi_2(j\omega)} e^{j\omega\xi} d\omega. \quad (6-34)$$

Таким образом, оптимальная передаточная функция $\Phi(j\omega)$ для построения системы распознавания реализаций определена. Функции Ψ_1 и Ψ_2 находим, умножая (6-27) на $e^{-j\omega\xi}$ и интегрируя результат по ξ в пределах от $-\infty$ до $+\infty$:

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{\infty} R_1(\xi) e^{-j\omega\xi} d\xi &= \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\omega\xi} d\xi \int_{-\infty}^{\infty} \Psi_1(\xi - \theta) \Psi_2(\theta) d\theta = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \Psi_2(\theta) d\theta \int_{-\infty}^{\infty} \Psi_1(\xi - \theta) e^{-j\omega\xi} d\xi = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \Psi_2(\theta) e^{-j\omega\theta} d\theta \int_{-\infty}^{\infty} \Psi_1(\xi) e^{-j\omega\xi} d\xi; \\ s_1^{\xi}(\omega) &= \Psi_1(j\omega) \Psi_2(j\omega). \end{aligned} \quad (6-35)$$

Так как $\Psi_1(j\omega)$ есть трансформация Фурье для функции $\Psi_1(t)$, равной нулю при $t < 0$, то функция $\Psi_1(j\omega)$ является аналитической и ограниченной в нижней полуплоскости. Аналогично функция $\Psi_2(j\omega)$ является аналитической и ограниченной функцией в верхней полуплоскости.

Так как спектральная плотность всегда неотрицательная, т. е.

$$s_1^{\xi}(\omega) \geq 0,$$

то из (6-35) следует, что $\Psi_1(j\omega)$ и $\Psi_2(j\omega)$ являются комплексно-сопряженными функциями, что дает основание записать:

$$s_1^{\alpha}(\omega) = |\Psi(j\omega)|^2. \quad (6-36)$$

Следовательно, способ определения Ψ_1 и Ψ_2 аналогичен способу определения передаточной функции $\Phi(j\omega)$.

В соответствии с (6-34) функциональная схема с адаптированным фильтром представлена на рис. 6-7. Процесс распознавания осуществляется при выполнении следующих операций: 1) определение корреляционных функций $R_i(\xi)$ и $R_i(\xi-\theta)$ при помощи блока корреляторов; 2) обработка спектральных плотностей энергии

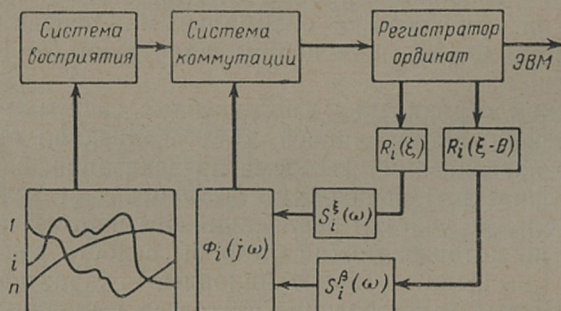


Рис. 6-7. Блок-схема адаптированного фильтра с оптимальной передаточной функцией для выделения i -й реализации из множества $\{x_i\}$, $i = 1, 2, \dots, n$.

$S_i^{\xi}(\omega)$ и $S_i^{\theta}(\omega)$ по формуле (6-24); 3) определение передаточной функции $\Phi_i(j\omega)$ и использование ее для управления схемой коммутации каналов от системы восприятия.

Автомат распознавания представляет собой самонастраивающуюся систему с петлей обратной связи на участке управляемого фильтроэлектронного регистратора; элементом обратной связи является система адаптации, реализующая уравнение (6-34).

Система восприятия *смотрит* на все графики, нанесенные на ленту-носитель, но *видит* и воспринимает только ту кривую, по автокорреляционным функциям $R_i(\alpha)$ которой определяется оптимальная передаточная функция фильтра. Таким образом, управляющий фильтр позволяет автомату воспроизводить только определенную кривую.

Статистические характеристики кривой на предыдущем участке изменяют вид передаточной функции $\Phi(j\omega)$, которая в свою очередь используется для настройки фильтра, т. е. поведение кривой в прошлом си-

стема автоматически применяет для текущего распознавания.

Описанный автомат способен за одно перемещение ленты выделить одну кривую из совокупности тех, которые представлены на подвижном носителе. Другие кривые могут быть прочитаны аналогичным образом при последующих циклах воспроизведения. Нетрудно построить автомат, позволяющий распознавать одновременно m записанных процессов. Для этого нужно применить m фильтров с оптимальными передаточными функциями $\Phi_i(j\omega)$ и m цепями адаптации ($i=1, 2, \dots, \dots, m$).

Укажем ограничения, свойственные системам со статистической экстраполяцией. Для реализации статистического предсказания (теорема предсказания, адаптированные фильтры) необходимо выбирать достаточно продолжительные участки реализаций без пересечения процессов, на которых можно было бы с достаточной точностью вычислить корреляционные характеристики. Практически это требование не всегда выполнимо. Шаг квантования Δ распознаваемых процессов обусловлен шириной их полосы частот: $\Delta=1/2f_v$. Следовательно, для распознавания высокочастотных процессов (10^4 — 10^5 гц) с учетом скоростей перемещения лент-носителей в современных регистрирующих приборах (шлейфовые осциллографы) и считывающих автоматах («Силуэт», МАСК и др.) шаг квантования должен быть не более 1 мм.

6.4. АВТОМАТ СЧИТЫВАНИЯ ПЕРЕСЕКАЮЩИХСЯ ВИЗУАЛЬНЫХ КРИВЫХ МАСК-П

В целях распознавания пересекающихся кривых в электронное устройство автомата считывания кривых МАСК (§ 3-1) вводятся экстраполяторы (Э), вырабатывающие экстраполяционные значения ординат всех кривых на шаг вперед; схема сравнения $СхСр$, осуществляющая сравнение каждого приходящего кода ординаты с экстраполяционными и по минимуму разности между пришедшим кодом ординаты и экстраполяционными устанавливающая принадлежность измеренных ординат к соответствующей кривой [Л. 80].

МАСК-П состоит (рис. 6-8) из трех блоков: I — блок считывания и регистрации ординат кривых; II — блок предварительного запоминания ординат и III — блок

выработки экстраполяционных значений ординат графиков и определения принадлежности считываемых ординат к соответствующим графикам.

Для алгоритмического экстраполирования ординаты всех реализаций обязательно должны отсчитываться относительно одной базы, которую обычно совмещают с краем ленты-носителя. Целесообразно эту базу [Л. 37] выбрать в начале сканирования ширины ленты. Иногда ее задают принудительно с помощью схемы, работающей

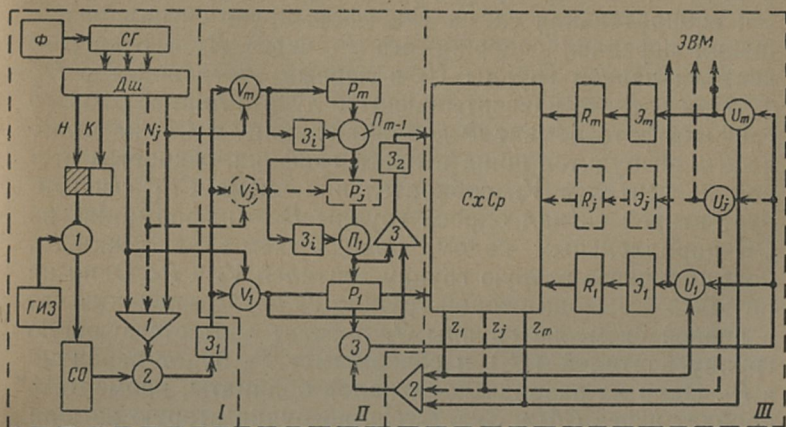


Рис. 6-8. Функциональная схема многоканального автомата считывания пересекающихся реализаций случайных процессов.

синхронно с системой развертки, но возможно электрическое формирование базового сигнала при наличии на ленте-носителе специальной базы линии записи (нулевой график), что одновременно избавляет от необходимости корректировать дрейф нуля в светолучевом осциллографе.

При прохождении развертывающим лучом базового уровня фотоэлемент Φ выдает сигнал, поступающий на счетчик числа графиков $СГ$, дешифратор $Дш$ устанавливается в состояние H (начало сканирования), управляющий триггер T принимает единичное состояние, открывается вентиль V_1 и счетные импульсы с генератора импульсов заполнения стабильной частоты $ГИЗ$ начинают поступать в счетчик величины ординаты $СО$. Как только развертывающий луч встретится с линией первого графика, фотоэлемент выдаст второй импульс встречи,

который прибавится к содержимому $\bar{C}\bar{Г}$, на выходе $\bar{Дш}$ шина первого графика N_1 из совокупности шин N_j ($j = 1, 2, \dots, m$) станет разрешающей и собирательная схема $Сб_1$ сформирует первый импульс опроса группы вентилей B_2 — информация из $СО$ параллельным кодом, пройдя схемы задержки $З_1$, поступит через первую группу V_1 вентилей V_j в регистр P_1 ; один из разрядных сигналов ординаты, кроме того, пройдет через собирательную схему $Сб_3$ и схему задержки $З_2$ в $СхСр$, возбуждив первую z_1 из шин z_j ; откроется первая группа вентилей U_j ; собирательная схема $Сб_2$ сформирует сигнал разрешения передачи содержимого P_1 через B_3 и открытые вентили первой группы U_1 в первый экстраполятор $\mathcal{E}_1$.

При встрече развертывающего луча с линией второго графика фотоэлемент Φ добавит единицу в $\bar{C}\bar{Г}$, на выходе $\bar{Дш}$ возбудится шина второго графика, откроется второй из вентилей V_j , собирательная схема $Сб_1$ сформирует второй сигнал опроса группы B_2 — информация из $СО$ параллельным кодом, пройдя схемы задержки $З_1$, поступит через вторую группу вентилей V_2 в P_2 . Один из сигналов с выхода второй группы V_2 после задержки его в первой схеме из группы $З_i$ опросит соответствующую группу вентилей (P_1) и содержимое P_2 будет передано в P_1 . Один из разрядных сигналов ординаты, кроме того, пройдет через $Сб_3$ и $З_2$ в $СхСр$, возбуждив вторую из шин z_j , — откроется вторая группа вентилей U_j и $Сб_2$ сформирует сигнал разрешения передачи содержимого P_1 через B_3 и открытую вторую группу U_2 во второй экстраполятор $\mathcal{E}_2$. Аналогичным образом будут записаны в регистры $P_3, P_4, \dots, P_m$ коды ординат остальных графиков и переданы в экстраполяторы $\mathcal{E}_3, \mathcal{E}_4, \dots, \mathcal{E}_m$.

В момент прохождения развертывающим лучом второго края ленты дешифратор вырабатывает сигнал конца сканирования (возбуждена шина K), триггер T устанавливается в нулевое состояние, B_1 закрывается и поступление импульсов $\bar{ГИЗ}$ в $СО$ прекращается, а вся схема блока I будет возвращена в исходное состояние (сбрасываются $\bar{C}\bar{Г}$ и $СО$). Таким образом, прием кодов ординат происходит во время развертывания всей ширины ленты последовательно по различным регистрам P_j .

Перед началом работы автомата экстраполяционные значения ординат отсутствуют, т. е. регистры R_j и экстраполяторы $\mathcal{E}_j$ находятся в нулевом состоянии. С поступлением ординаты первого графика в P_1 с вентилей V_1

через $S\bar{b}_3$ и $\bar{Z}_2$ на схему сравнения $SxSr$ поступит сигнал запуска, возбудится шина z_1 , откроется U_1 и через группу B_3 содержимое P_1 передается в $\mathcal{E}_1$. Таким же образом заносятся ординаты других кривых. По мере поступления кодов ординат через группу U_j в $\mathcal{E}_j$ они также выдаются в ЭВМ для размещения их в памяти ЭВМ. В таком режиме автомат работает, пока будет сделано n сканирований, а экстраполяторы $\mathcal{E}_j$ вычислят экстраполяционные значения ординат. После n -го сканирования $\mathcal{E}_j$ определяют экстраполяционные ординаты и выдают их в регистры сравнения R_j . На $n+1$ -м сканировании и при последовательном поступлении ординат на P_1 схема $SxSr$ начинает сравнивать каждый приходящий на P_1 код с кодами регистров R_j и по минимуму разности содержимого R_1 и R_j или по минимуму среднеквадратичного отклонения определяет принадлежность поступающей из P_1 ординаты. После этого выдаются сигналы на другие шины z_j . Истинная ордината кривой записывается в соответствующий экстраполятор $\mathcal{E}_j$ и регистр R_j , заменяя в нем экстраполяционное значение ординаты.

При определенном заранее заданном числе m каналов можно существенно сократить объем оборудования: группа регистров P_j и связанных с ними схем коммутации легко может быть доведена до числа $m/2$. Все экстраполяторы $\mathcal{E}_j$ можно заменить одним работающим последовательно на все m графиков, если можно допустить уменьшение скорости. В целях распознавания частотно-модулированных сигналов коды ординат могут быть сглажены до подачи их в P_j .

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

СТАТИСТИЧЕСКИЙ КОНТРОЛЬ ОСТОЙЧИВОСТИ СУДОВ

7-1. ОСНОВЫ МЕТОДА

Судно на взволнованном море принято рассматривать [Л. 15, 59, 79, 83, 128, 130, 133] как динамическую систему, входом которой является нерегулярное волнение, а выходом — качка (бортовая, килевая) или вертикальные перемещения. При этом корабль по отношению к волнению выполняет роль фильтра с характеристиками, которые обуславливаются его параметрами. С энергетической точки зрения в составе волнения существенно выделить регулярную и флюктуационную составляющие с частотами ω_p и ω_ϕ ; соответственно этому результирующий угол $\gamma(t)$ волнового склона является суммой двух компонент:

$$\gamma(t) = \gamma_0 \cos \omega_p t + \gamma_\phi(t),$$

где γ_0 — амплитуда регулярной составляющей угла волнового склона; γ_ϕ — флюктуационная составляющая. Если корабль считать линейной системой с изменяющимися параметрами, то на основании принципа суперпозиции угол качки корабля (здесь всюду рассматривается лишь бортовая качка) будет содержать также регулярную и флюктуационную компоненты:

$$\alpha(t) = \alpha_p(t) + \alpha_\phi(t),$$

а его поведение будет подчинено дифференциальному уравнению

$$J\ddot{\alpha} + Q\dot{\alpha} + Ph\alpha = Ph\gamma, \quad (7-1)$$

где J — момент инерции судна относительно продольной центральной оси с учетом присоединенных масс воды; Q — коэффициент сопротивления бортовой качки; P — водоизмещение; $h = r - a$ — метацентрическая высота; r —

малый метацентрический радиус; α — возвышение центра тяжести над центром величины.

В отсутствие внешних возмущений уравнение (7-1) дает формулу периода собственных колебаний судна

$$\tau_0 = 2\pi \sqrt{\frac{J}{Ph_0}}, \quad (7-2)$$

где h_0 — начальная метацентрическая высота.

Точное значение h можно было бы найти из этой формулы, приняв отношение $J/P = \text{const}$ и определив экспериментально τ_0 . Однако J/P может изменяться в довольно широких пределах в связи с расхождением, приемом и перемещением грузов в процессе плавания, поэтому определение h непосредственно по формуле (7-2) практически невозможно. Она играет важную роль в связи с указанием на принципиальный характер зависимости

$$\tau^2 \sim 1/h, \quad (7-3)$$

которая, как будет показано ниже, в совокупности со статистическими представлениями о качке корабля на взволнованном море позволяет создать алгоритм слежения за текущей остойчивостью.

Теория флуктуационных процессов [Л. 20, 55, 78, 90, 99, 100, 102] позволяет сформулировать следующие важные положения:

1. Если корабль считать линейной системой и $\gamma_{\text{ф}}$ подчинена нормальному закону распределения, то этому же закону следует $\alpha_{\text{ф}}$.

2. Характер закона распределения $\alpha_{\text{ф}}$ отличается от характера распределения $\gamma_{\text{ф}}$, если они не подчинены нормальному закону.

3. В большинстве случаев закон распределения $\alpha_{\text{ф}}$ является нормальным независимо от закона распределения $\gamma_{\text{ф}}$; степень нормализации зависит от ширины резонансной кривой (коэффициента динамической восприимчивости корабля) и положения ее относительно спектра $\gamma_{\text{ф}}$.

Последнее положение особенно важно для практики, так как позволяет делать выводы из анализа выходной величины α , не обращаясь к входу γ , при этом в соответствии с [Л. 102] стационарная составляющая γ_0 при нерегулярном волнении не учитывается, т. е. принимается $\gamma_0 = 0$, $\gamma = \gamma_{\text{ф}}$. Аналогично $\alpha = \alpha_{\text{ф}}$. Спектральная плотность

интенсивности случайной величины $S_B(\omega)$ и интенсивность флуктуаций γ_ϕ^2 связаны известной зависимостью

$$\int_0^\infty S_B(\omega) d\omega = \overline{\gamma_\phi^2}. \quad (7-4)$$

Интенсивность флуктуаций α равна:

$$\sigma^2 = \overline{\alpha^2} = \int_0^\infty S_B(\omega) K^2(\omega) d\omega = \int_0^\infty S_K(\omega) d\omega, \quad (7-5)$$

где выходная спектральная плотность или спектральная плотность углов качки равна:

$$S_K(\omega) = K^2(\omega) S_B(\omega), \quad (7-6)$$

а коэффициент динамической восприимчивости (резонансная кривая), являющийся частотной характеристикой корабля, размеры которого много меньше длины волн, имеет вид:

$$K(\omega) = \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + \left(\frac{2\mu_0\omega}{\omega_0}\right)^2}}; \quad (7-7)$$

$\omega_0 = 2\pi/\tau_0$ — собственная частота бортовой качки;
 ω — частота волны.

Относительный коэффициент μ_0 сопротивления качке равен:

$$\mu_0 = 0,5\eta (Dh_0 J)^{-\frac{1}{2}}, \quad (7-8)$$

где η — средний коэффициент пропорциональности между угловой скоростью качки $\dot{\alpha}$ и моментом сил сопротивления воды.

При однородном спектре на входе

$$S_B(\omega) = (S_B)_0, \quad (7-9)$$

где $(S_B)_0$ — входная спектральная плотность, отвечающая частоте $\omega = \omega_0$.

Определим скрытую периодичность колебаний корабля (если она существует) с помощью вычисления коэффициента корреляции:

$$\rho_K(\theta) = \frac{R_K(\theta)}{R_K(0)}, \quad (7-10)$$

где $R_K(\theta)$ — корреляционная функция процесса качки.

Для этого воспользуемся теоремой Хинчина — Винера о взаимном соответствии между корреляционной функцией и спектральной плотностью случайной величины α :

$$R_K(\theta) = \int_0^{\infty} S_K(\omega) \cos \omega \theta d\omega; \quad (7-11)$$

$$S_K(\omega) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} R_K(\theta) \cos \omega \theta d\theta. \quad (7-12)$$

На основании (7-6) и (7-9) из (7-11) получаем:

$$R_K(\theta) = (S_n)_0 \int_0^{\infty} K^2(\omega) \cos \omega \theta d\omega. \quad (7-13)$$

После подстановки сюда значения $K^2(\omega)$ из (7-7) и интегрирования в соответствии с (7-10) найдем:

$$\rho_K(\theta) = e^{-\mu|\theta|} \cos \omega \theta + \frac{\mu}{\omega} \sin \omega |\theta|, \quad (7-14)$$

где

$$\mu = \mu_0 \omega_0; \quad \omega = \sqrt{\omega_0^2 - \mu^2} = \omega_0 \sqrt{1 - \mu_0^2} \quad (7-15)$$

Для преобладающего большинства кораблей, включая все суда рыболовного флота, $\mu_0 \ll 1$, поэтому на основании (7-15) приходим к заключению, что спектр и функция корреляции (или коэффициент корреляции) качки в области, где коэффициент восприимчивости $K(\omega)$ существенно отличен от нуля, определяются исключительно частотной характеристикой корабля. Таким образом, доказано: при однородном спектре флуктуаций волнения и коэффициенте динамической восприимчивости $K(\omega)$, существенно отличном от нуля, спектр качки определяется резонансной кривой корабля.

В силу (7-15) значительно упрощаются выражения для коэффициента динамической восприимчивости, спектральной плотности и коэффициента корреляции:

$$K(\omega) = \frac{\omega_0}{2\sqrt{(\omega - \omega_0)^2 + \mu^2}}; \quad (7-16)$$

$$S_K(\omega) = \frac{(S_n)_0 \omega_0^2}{4 [(\omega - \omega_0)^2 + \mu^2]}; \quad (7-17)$$

$$\rho_K(\theta) = e^{-\mu|\theta|} \cos \omega_0 \theta. \quad (7-18)$$

Подставляя (7-17) в (7-5) и выполняя интегрирование, находим дисперсию угла качки:

$$\sigma^2 = (S_E)_0 \frac{\pi \omega_0}{4 \mu_0}. \quad (7-19)$$

В выражении (7-14) для коэффициента корреляции (или функции корреляции) присутствует только одна частота ω . Но корреляционная функция всегда имеет тот же период, что и временная функция. Следовательно, временная функция углов качки корабля (выходная временная функция) имеет такую же частоту ω , а согласно (7-15) она близка к собственной частоте ω_0 колебаний корабля, если сопротивление качки мало ($\mu_0 \ll 1$).

Теория стационарных случайных процессов в применении к анализу качки корабля дает убедительные и весьма наглядные результаты. Случайный процесс качки запишем в виде

$$a = a \cos \varphi, \quad (7-20)$$

где a и φ — амплитуда огибающей и фаза случайного процесса (независимые случайные процессы) с плотностями вероятности

$$f(a) = \frac{a}{\sigma^2} e^{-\frac{a^2}{2\sigma^2}}, \quad (7-21)$$

$$f(\varphi) = \frac{1}{2\pi}. \quad (7-22)$$

Тогда среднее значение амплитуды качки

$$\bar{a} = \int_0^\infty a f(a) da = \frac{1}{\sigma^2} \int_0^\infty a^2 e^{-\frac{a^2}{2\sigma^2}} da = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma, \quad (7-23)$$

среднее значение квадрата амплитуды

$$\bar{a}^2 = \int_0^\infty a^2 f(a) da = \frac{1}{\sigma^2} \int_0^\infty a^3 e^{-\frac{a^2}{2\sigma^2}} da = 2\sigma^2, \quad (7-24)$$

дисперсия амплитуды

$$D(a) = \bar{a}^2 - (\bar{a})^2 = \sigma^2 \left(2 - \frac{\pi}{2} \right) \quad (7-25)$$

и коэффициент изменчивости амплитуды

$$\delta_a = \frac{\sqrt{D(a)}}{\bar{a}} = 0,52. \quad (7-26)$$

Максимально возможную амплитуду a_m определим, считая случайное событие практически невозможным, если вероятность его появления менее 0,007, т. е. из условия

$$\frac{1}{\sigma^2} \int_0^{a_m} a e^{-\frac{a^2}{2\sigma^2}} da = 1 - 0,007 \text{ находим } a_m \approx 3,16\sigma, \quad (7-27)$$

тогда $a_m/\bar{a} = 2,52$.

Для плотности вероятности частоты нерегулярной качки В. И. Бунимович [Л. 20] получил выражение

$$f(\nu) = \left\{ \frac{1}{[(\nu + \omega_1)^2 + \delta\omega^2]^{3/2}} + \frac{1}{[(\nu - \omega_1)^2 + \delta\omega^2]^{3/2}} \right\} \frac{\delta\omega^2}{2}, \quad (7-28)$$

где

$$\omega_1 = \frac{1}{\sigma^2} \int_0^\infty \omega S_K(\omega) d\omega \quad (7-29)$$

есть средняя частота;

$$\delta\omega^2 = \frac{1}{\sigma^2} \int_0^\infty (\omega - \omega_1)^2 S_K(\omega) d\omega = \omega_2^2 - \omega_1^2 \quad (7-30)$$

есть квадрат средней ширины спектра.

Среднее значение частоты

$$\bar{\nu} = \int_0^\infty \nu f(\nu) d\nu = \omega_2, \quad (7-31)$$

где

$$\omega_2^2 = \frac{1}{\sigma^2} \int_0^\infty \omega^2 S_K(\omega) d\omega \quad (7-32)$$

есть средний квадрат частоты.

Подставляя $S_K(\omega)$ из (7-6) в (7-29) и (7-32) и учитывая, что $\mu \ll \omega$, получаем:

$$\begin{aligned} \omega_1 &= \frac{\omega_0^2}{\omega} \left(1 - \frac{2}{\pi} \arctg \frac{\mu}{\omega} \right) \approx \omega_0 \left(1 - \frac{2}{\pi^2} \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right); \\ \omega_1 &\approx \omega_0 \left(1 - \frac{2\mu_0}{\pi} \right), \end{aligned} \quad (7-33)$$

где $\Delta\omega = \pi\mu_0\omega_0$ — эффективная ширина спектра;

$$\omega_2^2 = \frac{(S_n)_0 \omega_0^4}{\sigma^2} \int_0^\infty \frac{\omega^2 d\omega}{(\omega^2 - \omega_0^2) + 4\mu^2 \omega^2} = \omega_0^2; \quad (7-34)$$

$$\delta\omega^2 \sim \frac{4}{\pi^2} \Delta\omega\omega_0 = \frac{4}{\pi} \mu_0 \omega_0^2. \quad (7-35)$$

Из (7-31) и (7-34) заключаем: средняя частота $\bar{\nu}$ чисто нерегулярной качки равна частоте ω_0 свободных колебаний корабля, т. е. характер закона распределения частоты нерегулярной качки корабля определяется свойствами корабля ($\mu_0\omega_0$) и не зависит от свойств волнения.

Следует иметь в виду, что переход от частоты ν к периоду τ предполагает представление $\alpha(t)$ на протяжении $\tau/2$ в виде синусоидального процесса, т. е. в связи с дисперсией амплитуд и периодов необходимо на практике производить измерения полупериодов и все усреднения производить, основываясь на них.

Для случайной величины $x = \tau/\tau_1$ (τ_1 соответствует угловой частоте ω_1) плотность вероятности (7-28) имеет вид:

$$f(x) = \frac{d}{2} \left\{ \frac{x}{\sqrt{[(1+x)^2 + dx^2]^3}} + \frac{x}{\sqrt{[(1-x)^2 + dx^2]^3}} \right\}, \quad (7-36)$$

где

$$d = \frac{\delta\omega^2}{\omega_1^2} = \frac{1}{\left(1 - \frac{2\mu_0}{\pi}\right)^2} - 1.$$

Исследование (7-36) на максимум дает наивероятнейшее значение

$$x_m \approx \frac{1 + \sqrt{9 + 8d}}{4(d + 1)}. \quad (7-37)$$

Для бортовой качки $\mu_0 \ll 1$, $d \ll 1$ и $x_m \approx 1$, т. е. максимум кривой распределения периодов находится в точке, где период качки весьма близок к периоду свободных колебаний на тихой воде.

Пример. Корабль имеет $\mu_0=0,10$. Тогда $d=0,13$; $x_m=0,95$; наивероятное значение периода $\tau_m=0,95\tau_1$, согласно (7-33)

$$\frac{\tau_0}{\tau_1} = 1 - \frac{2\mu_0}{\pi} = 0,94; \quad \tau_1 = 1,06\tau_0.$$

Средняя частота качки тем ближе к собственной, чем меньше демпфирование качки. При $\mu_0 \rightarrow 0$ (бесконечно узкая передаточная функция) имеет место равенство $\tau_1 = \tau_0$ при любом равномерном спектре волнения $S_b(\omega)$.

К таким выводам пришел Н. Б. Севастьянов [Л 83], используя общие свойства спектральной плотности волнения, разложение ее в ряд Тейлора и параболическую аппроксимацию.

На основании изложенного ясно, что упрощенный расчет текущей остойчивости путем предварительного определения среднего полупериода, а затем по формуле (7-2) — средней метацентрической высоты h громоздок и не гарантирует безопасности плавания в условиях сложной навигационной обстановки при одновременном приеме, расходовании и перемещении грузов, когда величины I и P в общем случае следует считать независимыми переменными. Изменение центра тяжести судна приводит к изменению h , поэтому произвольное размещение грузов недопустимо. Это особенно важно для судов промыслового флота (траулеры, китобойцы, тунцеловы и др.), загрузка которых производится в открытом море в сложных динамических условиях, в то время как их водоизмещение в десятки раз меньше, чем океанских транспортов, предназначенных для плавания в тех же районах.

Анализ случаев опрокидывания промысловых судов показал, что лишь изредка причиной аварии является действие «непреодолимых» стихийных сил. Обычно авария происходит вследствие незнания судоводителем фактических характеристик остойчивости, обусловленных водоизмещением и распределением грузов непосредственно перед аварией. Если в порту загрузка судна производится по каргоплану и может быть согласована с характеристиками остойчивости, то расходование и прием грузов промысловыми судами в открытом море диктуются промысловой обстановкой и не могут быть предусмотрены планом. Накопленные данные по результатам плавания судов, статистический анализ, а также

особенности динамики судна на взволнованном море позволяют полностью автоматизировать процесс вычисления метацентрической высоты и тем самым предупредить команду о приближении критического состояния.

7-2. АЛГОРИТМ СЛЕЖЕНИЯ ЗА ТЕКУЩЕЙ ОСТОЙЧИВОСТЬЮ И БЛОК-СХЕМА АО-1

Поле периодов и амплитуд (рис. 7-1) бортовых колебаний судна обладает следующими характерными признаками:

1. Распределение амплитуд подчинено закону Релея.
2. Малым амплитудам соответствует большая дисперсия (разброс амплитуд относительно среднего), большим амплитудам — малая дисперсия.

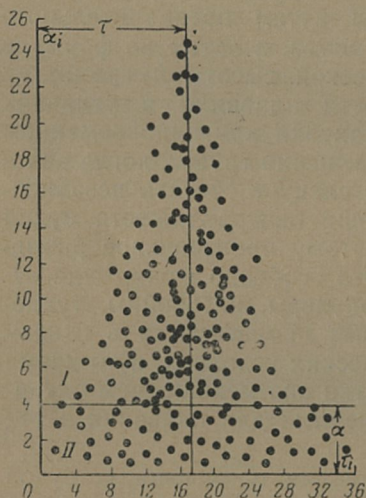


Рис. 7-1. Корреляционное поле период—амплитуда для судна на взволнованном море.

3. В области I, где i -е амплитуды α_i не меньше средней амплитуды α ($\alpha_i \geq \alpha$), точки плотно сосредоточены вблизи линий среднего периода.

4. Совокупность точек в области $\alpha_i \geq \alpha$ характеризуется отношением τ/τ_0 , близким к единице.

5. Резонансная составляющая в спектре морского волнения слаба, если $\alpha_i \leq 2^\circ$.

Совокупность этих признаков использована для формулировки алгоритма, по которому должен работать анализатор устойчивости: 1) параллельное накопление ин-

формации о текущих амплитудах α_i и периодах τ_i ; 2) определение среднего размаха качки из достаточно большой совокупности α_i ; 3) отбор из памяти тех значений периодов τ_i , которым соответствует $\alpha_i \geq \alpha$, и определение по ним среднего периода τ , который можно принять за период собственных колебаний судна τ_0 ($\tau \approx \tau_0$); 4) сравнение τ с $\tau_{кр}$ и немедленное автоматическое

включение авральной сигнализации при $\tau = \tau_{кр}$ ($h = h_{кр}$). Реальный размах бортовой качки не превышает 120° , а период — 12 сек. Если амплитуду крена отсчитывать с погрешностью не более $0,5^\circ$, а период — не более 0,05 сек, то для хранения α_i и τ_i в памяти достаточно предусмотреть 8-разрядные двоичные слова, так как их

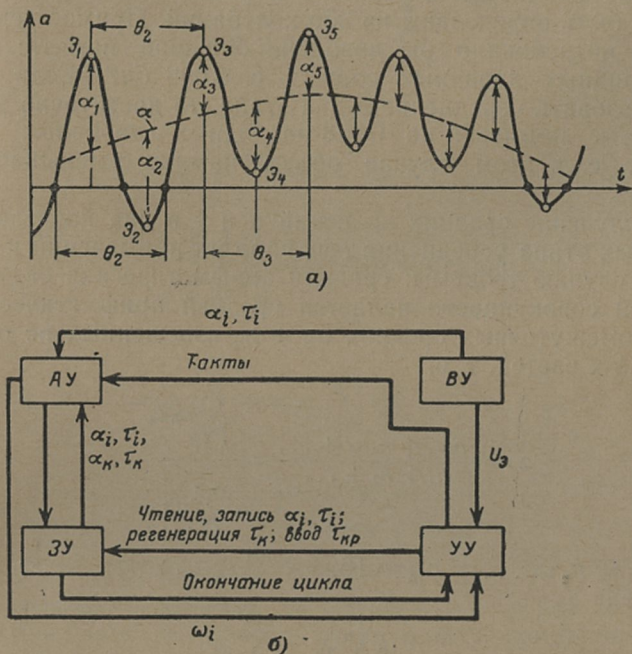


Рис. 7-2. Методика определения текущих периодов и амплитуд качки (а) и блок-схема анализатора устойчивости судов АО-1 (б).

десятичное содержание (255) превосходит $240 = 120 : 0,5$.

В условиях нерегулярного волнения текущий период τ_i должен быть определен как временной интервал между смежными положениями статистического равновесия при одинаковом знаке скорости (рис. 7-2,а) или между смежными экстремальными точками одного знака (между максимумами или минимумами). Для стационарных процессов эти способы регистрации дают одинаковые значения среднего периода. Но бортовую качку корабля нельзя считать строго стационарным процессом, так как

возможно изменение положения равновесия. Поэтому на практике необходимо регистрировать периоды по экстремальным точкам. В дальнейшем в выражениях «текущая амплитуда» и «текущие периоды» ради краткости будем опускать слово «текущий».

На основе статистического анализа установлено, что средние амплитуда и период с хорошей достоверностью могут быть определены из 256 колебаний. Прямое усреднение потребовало бы довольно большой памяти: 512 8-разрядных двоичных слов, т. е. 4096 бит. Если же использовать усреднение в два этапа, то достаточно располагать памятью на 64 8-разрядных двоичных чисел, т. е. в этом случае объем памяти уменьшается в 8 раз.

Получение средних значений α и τ в два последовательных этапа усреднения основано на применении к нашему случаю теоремы: средняя арифметическая объединенной совокупности является средней арифметической из промежуточных средних α_k и τ_k , взвешенных по объемам k -х частей, т. е.

$$\alpha = \frac{n_1 \bar{\alpha}_1 + n_2 \bar{\alpha}_2 + \dots}{n_1 + n_2 + \dots} = \frac{\sum_{k=1}^{16} n_k \alpha_k}{\sum_{k=1}^{16} n_k},$$

где $n_1 = n_2 = \dots = n_{16} = 16$.

Тогда

$$\alpha = \frac{16 \sum_{k=1}^{16} \alpha_k}{256} = \frac{\sum_{k=1}^{16} \alpha_k}{16},$$

но

$$\alpha_k = \frac{\alpha_1 + \alpha_2 + \dots + \alpha_i + \dots + \alpha_{16}}{16} = \frac{\sum_{i=1}^{16} \alpha_i}{16},$$

поэтому

$$\alpha = \frac{\sum_{k=1}^{16} \sum_{i=1}^{16} \alpha_i}{16 \times 16} = \frac{\sum_{i=1}^{256} \alpha_i}{256}. \quad (7-38)$$

Аналогично этому можно проиллюстрировать применение теоремы для поэтапного усреднения текущих и

промежуточных периодов в целях вычисления периода собственных колебаний корабля на взволнованном море:

$$\tau = \frac{n_1 \bar{\tau}_1 + n_2 \bar{\tau}_2 + \dots}{n_1 + n_2 + \dots} = \frac{\sum_{k=1}^{16} n_k \tau_k}{\sum_{k=1}^{16} n_k} = \frac{\sum_{k=1}^{16} \tau_k}{16},$$

но

$$\tau_k = \frac{1}{16} \left[\sum_{i=1}^{16} \omega_i \tau_i + (16 - n) \tau_{k-1} \right],$$

поэтому

$$\begin{aligned} \tau &= \frac{\sum_{k=1}^{16} \left[\sum_{i=1}^{16} \omega_i \tau_i + (16 - n) \tau_{k-1} \right]}{256} = \\ &= \frac{1}{256} \left[\sum_{i=1}^{256} \omega_i \tau_i + \sum_{k=1}^{16} (16 - n) \tau_{k-1} \right], \end{aligned} \quad (7-39)$$

где

$$\omega_i = \begin{cases} 0, & \text{если } \alpha_i < \alpha; \\ 1, & \text{если } \alpha_i \geq \alpha; \end{cases} \quad (7-40)$$

n — число учитываемых периодов при $\omega_i = 1$.

Операцию деления на $z=16=2^4$ в (7-38) и (7-39) целесообразно выполнять путем сдвига суммы на четыре разряда в младшую сторону или выборкой результата, начиная с пятого разряда. В АО-1 используется второй способ. Величина n подсчитывается четырехрядным счетчиком чисел ω_i , а недостающие τ_i заменяются последним промежуточным средним τ_{k-1} столько раз, какова разность $z-n$. Такая методика оправдана тем, что за время (~ 3 мин) 16 колебаний средний период остается практически неизменным и значительно упрощает схему вычислителя.

Поскольку $2 \text{ сек} \leq \tau_i \leq 12 \text{ сек}$, для накопления первых 256 колебаний, необходимых для получения первого τ , потребуется около 30 мин. Такое время всегда имеется непосредственно перед загрузкой промыслового судна в открытом море. После этого прибор будет отрабатывать новое текущее значение τ через каждые 16 коле-

баний, т. е. через каждые 1,5—2 мин после вычисления очередного промежуточного периода τ_k .

Блок-схема анализатора остойчивости АО-1 (рис. 7-2,б) в соответствии с описанным алгоритмом состоит из входного устройства с гироскопическим датчиком ВУ, арифметического устройства АУ, устройства управления УУ, магнитного оперативного запоминающего устройства ЗУ и устройства электропитания. Все эти устройства спроектированы и выполнены на полупроводниковых приборах и ферритах применительно к решению специализированной задачи статистического анализа.

7.3. ВХОДНОЕ УСТРОЙСТВО

Входное устройство предназначено для обработки основных параметров — амплитуд и периодов — бортовой качки корабля в двоичном коде, а также для формирования коротких импульсов при появлении экстремальных состояний. Функциональная схема ВУ показана на рис. 7-3.

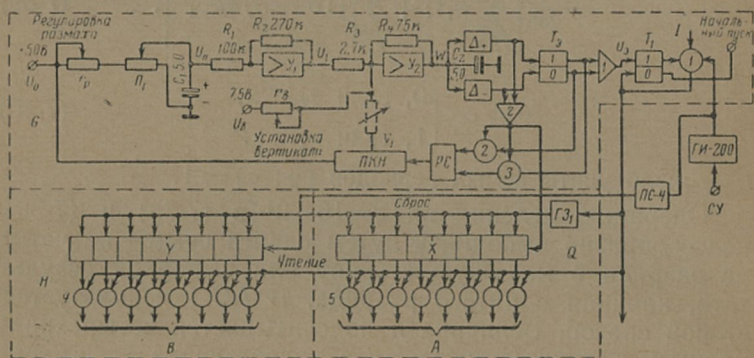


Рис. 7-3. Схема входного устройства АО-1.

Цифровой следящий вычислитель текущих амплитуд α_i и периодов бортовой качки корабля τ_i содержит: 1) цифровую следящую систему G ; 2) регистратор Q текущих амплитуд α_i (регистр X) и 3) регистратор H периодов τ_i (регистр Y).

Источником информации о характере колебательного процесса является положительное электрическое напряжение, снимаемое с потенциометра Π_r гироскопическо-

го датчика ГД типа АП-5. Это напряжение U_n поступает на масштабный усилитель постоянного тока с отрицательной обратной связью, на выходе которого формируется отрицательное пропорциональное напряжение U_1 .

На вход суммирующего усилителя Y_2 следящей системы подается отрицательное напряжение U_1 , воспроизводящее в определенном масштабе исследуемый процесс, и положительное напряжение V_1 , являющееся аналогом двоичного кода числа, накопленного в реверсивном счетчике преобразователя код — напряжение. Если $|U_1| = V_1$, то на выходе Y_2 суммарное напряжение $W = 0$, дискриминаторы Δ_+ и Δ_- заперты, на их выходах напряжение равно нулю, поэтому в реверсивном счетчике информация не изменится. Если $|U_1| > V_1$ ($|U_1| < V_1$), то на входе Y_2 разбаланс имеет знак минус (плюс), W — плюс (минус); сработает Δ_+ (Δ_-), на выходе которого возникнет положительный импульс; триггер экстремума T_3 установится в единичное (нулевое) состояние, откроется схема собирания $Сб_1$, формирующая импульсные отметки экстремума. Одновременно реверсивный счетчик будет включен в режим сложения (вычитания) сигналов с Δ_+ (Δ_-). Этот процесс продолжается до тех пор, пока V_1 , пропорциональное числу в реверсивном счетчике преобразователя, сравняется с $|U_1|$.

При переходе через экстремальную точку неравенство $|U_1| > V_1$ изменяется на противоположное $|U_1| < V_1$; триггер T_3 переходит из одного состояния (единичное) в другое (нулевое), схема $Сб_1$ вырабатывает сигнал экстремума U_3 , который используется непосредственно для установки T_1 в состояние 1 и считывания накопленной информации α_i и τ_i из счетчиков X и Y соответственно. Сигнал U_3 после задержки его генератором задержки $ГЗ_1$ производит сброс счетчиков X и Y , подготавливая их к началу приема информации об очередных значениях α_{i+1} и τ_{i+1} . Следовательно, в случае неравенства модуля сигнала U_1 и напряжения-аналога его ординаты V_1 импульсы с Δ_+ (Δ_-) проходят на вход реверсивного счетчика преобразователя, изменяя его состояние так, чтобы разницу $W = V - |U|$ свести к нулю. Иначе говоря, содержимое реверсивного счетчика все время поддерживается на уровне входного сигнала $U_1 \sim U_n$, а изменение его монотонности (изменение знака производной случайной функции) отмечается появлением сигнала экстремума U_3 , последний используется как отметка

окончания предыдущего $i-1$ -го и начала последующего i -го полупериода.

Так, следящий преобразователь с управляющими и формирующими схемами образует импульсные отметки в начале и в конце полупериодов τ_i .

На вход накопительного счетчика Y импульсы поступают равномерно от генератора ГИ-200 после формирования и деления их пересчетной схемой ПС-4 на четыре в течение интервала времени между соседними отметками экстремума, т. е. в течение τ_i , поэтому полупериоду τ_i будет соответствовать число F_i , накопленное в счетчике Y ($F_i = \tau_i f$), где $f = 50$ гц — частота заполнения.

Накопительный счетчик X , формирующие и управляющие схемы Δ_- , Δ_+ , $Сб_2$ позволяют обрабатывать амплитуды a_i . Схема $Сб_2$ передает на счетчик X импульсы с Δ_+ для Δ_- только при нарастании (убывании) ординат графика колебаний от минимума (максимума) до максимума (минимума). На счетчик X поступит количество импульсов, пропорциональное соответствующему перепаду ординат $A_{i-1} = x_i - x_{i-1}$, $i = 1, 2, 3, \dots$

7.4. АРИФМЕТИЧЕСКОЕ УСТРОЙСТВО

Арифметическое устройство (рис. 7-4) предназначено для вычисления текущих значений амплитуд и периодов бортовой качки по информации об этих параметрах,

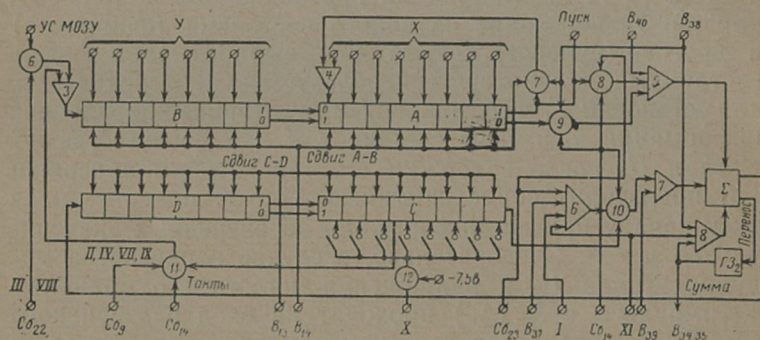


Рис. 7-4. Схема арифметического устройства АО-1.

получаемой от ВУ и из МОЗУ, для сравнения среднего значения амплитуды из последних 256 колебаний с амплитудами отдельных последующих i -х накрений и формирований на этой основе чисел ω_i , а также для 260

сравнения τ с $\tau_{кр}$. Арифметическое устройство содержит четыре сдвигающихся регистра A , B , C и D , сумматор последовательного действия и схемы управления и задержки. Все сдвигающие регистры 8-разрядные в соответствии с обоснованными выше длинами слов α_i и τ_i , при этом регистры A и B , C и D могут работать попарно, как единые сдвигатели.

Регистр A принимает информацию об амплитудах α_i , а регистр B — о периодах τ_i из ВУ путем параллельного занесения. В течение 16 тактов эта информация подвигается в Σ тактовыми сигналами от генератора тактовых импульсов (ГТИ) с частотой 10 кГц через схемы управления B_8 (B_9) и $Cб_5$. На вход регистра D из Σ подается результат суммирования последовательным кодом, а регистр C может принимать параллельным кодом с наборного пульта известное для данного судна критическое значение периода $\tau_{кр}$, которое используется для сравнения со средним периодом τ .

Система управляющих элементов $B_6—B_{11}$ с сумматором Σ позволяет осуществить следующие операции:

а) суммирование чисел, находящихся в регистрах A и B с промежуточными суммами, накопленными в регистрах C и D при выполнении операций: $\Sigma\alpha_i$, $\Sigma\alpha_h$ и $\Sigma\tau_h$;

б) суммирование чисел, находящихся в регистрах C и D с числами, поступающими из памяти, при выполнении операции $\Sigma\omega_i\tau_i$;

в) вычитание (в дополнительном коде) числа, хранящегося в регистре A , из числа, поступающего из памяти, при определении чисел ω_i ;

г) вычитание (в дополнительном коде) числа $\tau_{кр}$, находящегося в регистре C , из числа τ , поступающего из регистра A при сравнении τ с $\tau_{кр}$.

В процессе выполнения последней операции осуществляется восстановление регистра A путем включения его в кольцо через B_7 . На вход регистра D из Σ поразрядно поступает сумма первых 16 амплитуд α_i ($i=1, 2, 3, \dots, 16$)

и сдвигается вправо. Величина $\sum_{i=1}^{16} \alpha_i$, которая в случае,

если все α_i имеют максимальное значение (255), может заполнить весь регистр C и четыре правых разряда ре-

гистра D $\left(16 \sum_{k=0}^7 2^k \leq \sum_{i=0}^{11} 2^i\right)$.

Обработка $\alpha_k = \frac{1}{16} \sum_{i=1}^{16} \alpha_i$ выполняется путем пере-

дачи информации из регистров C и D в регистр B , начиная с пятого разряда регистра C , что равносильно сдвигу информации в C и D на четыре разряда в сторону младших, т. е. ее делению на $z=2^4=16$. Информация из МОЗУ с усилителя считывания проходит в регистр B через B_6 и $Cб_3$ в процессе выполнения операций $\Sigma \alpha_k$ и $\Sigma \tau_k$ в III и VIII циклах.

Аналогично суммируются 16 значений α_k , выбираемых из МОЗУ, и усредняются для получения среднего значения амплитуды качки α в соответствии с формулами (7-38). Сумматор Σ является устройством последовательного действия; он содержит два триггера (триггер суммы и триггер переноса) схемы задержки сигналов на различную длительность, схемы совпадения, собирательные схемы, усилители мощности сигналов (эмиттерные повторители), схемы дифференцирования (цепочки RC) и усилители-инверторы. Все операции в Σ выполняются в дополнительном коде, для чего в случае отрицательных чисел перед началом операции в триггер переноса вводится единица младшего разряда.

Сдвиг $A-B$ и $C-D$ осуществляется импульсами от ГТИ, приходящими из УУ (рис. 7-5) через усилители-инверторы, схемы совпадения B_{14} , B_{15} и схемы задержки ГЗ.

В АУ вычисляется также средний период τ качки из соответствующих 256 отдельных периодов τ . Это значение τ обновляется через каждые последующие 16 колебаний и засылается в регистр A , после чего в Σ производится его сравнение с набранным на пульте управления значением $\tau_{кр}$. Если τ окажется равным или больше $\tau_{кр}$, то сумматор вырабатывает сигнал $\gamma=1$, устанавливающий T_7 в единичное состояние; включается световая или звуковая аварийная сигнализация, свидетельствующая о необходимости принятия мер для правильного размещения грузов на корабле.

7-5. УСТРОЙСТВО УПРАВЛЕНИЯ

Устройство управления (рис. 7-5) предназначено для синхронизации и управления работой всех других узлов вычислителя. В него входят следующие основные блоки:

1) счетчик циклов S и дешифратор циклов $Ди-Ц$; 2) счетчик тактовых импульсов (E, T_2); 3) генератор тактовых импульсов $ГТИ$ с логическими формирователями B_{13}, B_{14}, B_{17} импульсов сдвига $AУ$ и заполнения S ; 4) счетчик Ω чисел ω_i ; 5) система управляющих схем и схем задержки сигналов для синхронизации работы других устройств вычислителя.

Полный расчет текущего среднего значения периода качки корабля при морском волнении выполняется за 11 циклов, которые сведены в функциональную таблицу циклов (табл. 7-1).

В I цикле, которому соответствует состояние 0000 счетчика циклов (триггеры S), производятся накопление величин амплитуд α_i и периодов τ_i в цифровом регистраторе $ВУ$ и выработка импульсной отметки экстремума $U_э$. Этот сигнал переводит триггер T_1 в состояние 1. При этом через B_1 проходит первый импульс от $ГИ-200$ и после $B_{15}, Сб_{18}$ и $Сб_{20}$ устанавливает T_4 и T_5 в 1. Этот же импульс устанавливает T_1 в 0, подготавливая последний к срабатыванию от следующего импульса $U_э$, и разрешает параллельную передачу α_i и τ_i из X и Y через группы B_4, B_5 в A и B соответственно. Кроме того, этот же импульс поступает на $ГЗ_1$, после чего используется для сброса X и Y .

Единичные состояния T_4 и T_5 открывают B_{13}, B_{14} , через которые проходят тактовые импульсы от $ГТИ$; будучи задержанными на 3 мсек, они сдвигают $A-B$ и $C-D$. Тем самым обеспечивается поразрядная передача α_i в Σ через B_8 и α_i и τ_i в МОЗУ через B_{42} . С выхода B_{13}, B_{14} тактовые импульсы проходят также через $Сб_{14}$ в счетчик тактовых импульсов $E-T_2$. В течение первых 8 тактов T_2 находится в нулевом состоянии и через $Сб_{28}$ в МОЗУ подается команда α_i , а в следующие 8 тактов T_2 находится в единичном состоянии и через $Сб_{13}$ в МОЗУ подается команда τ_i . После 16 тактов T_2 установится в нулевое состояние, через $B_{19}, Сб_{19}$ и $Сб_{21}$ триггеры T_4 и T_5 будут сброшены — прекращается прохождение тактовых и сдвигающих импульсов, поскольку B_{13} и B_{14} окажутся закрытыми.

Совокупность всех операций в течение 16 тактов составляет один подцикл. По окончании 16 таких подциклов из МОЗУ поступает импульсный сигнал *окончание цикла*, который прибавляет единицу в счетчик циклов S .

Таким образом, в первом цикле осуществляется накопление в регистрах C и D суммы $\sum_{i=1}^{16} \alpha_i$, а значения α_i и τ_i заносятся в соответствующие ячейки МОЗУ.

Во II цикле (состояние счетчика цикла 0001) производятся деление суммы $\sum_{i=1}^{16} \alpha_i$ на $16=2^4$, т. е. формируется очередное промежуточное значение α_i ($k=1, 2, \dots, 16$), и засылка α_k в регистр A . Эти операции выполняются следующим образом.

Импульс начала II цикла через диодные сборки $Cб_9$, $Cб_{18}$ и $Cб_{20}$ устанавливает триггеры T_4 и T_5 в состояние 1; на регистры A, B, C, D через схемы совпадения B_{13}, B_{14} подаются очередные 16 сдвигающих импульсов. Так как схема совпадения B_{11} открыта сигналом II цикла, то в процессе сдвига часть информации $\sum_{i=1}^{16} \alpha_i$, находящаяся

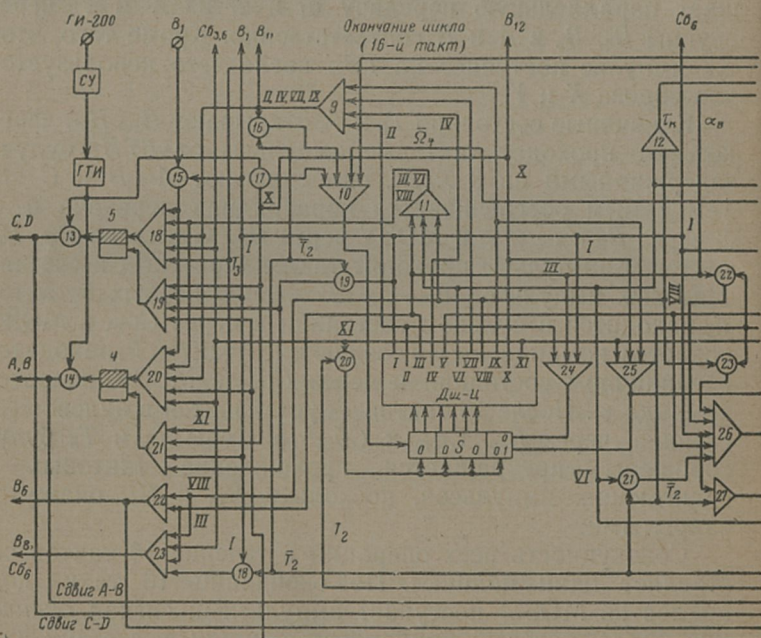
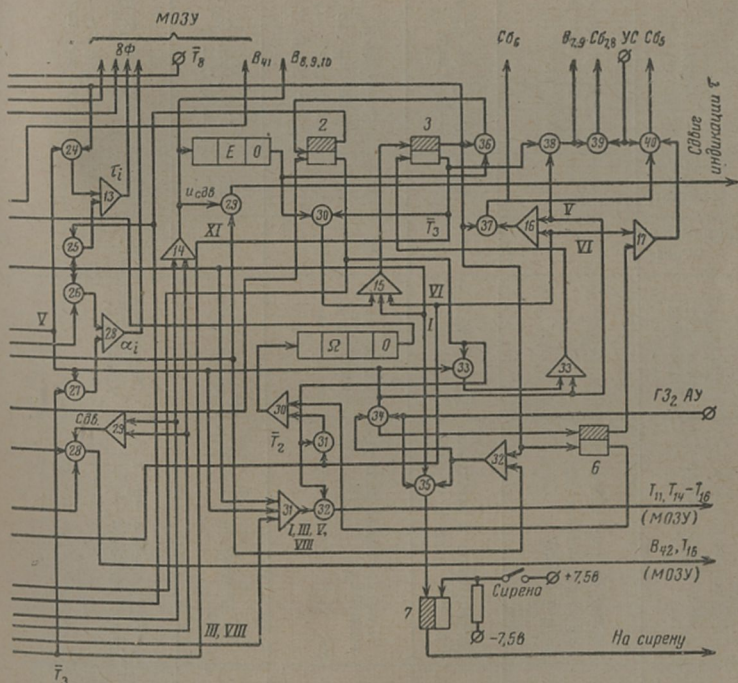


Рис. 7-5. Схема устрой

в разрядах регистров $C_5 - C_8$, $D_1 - D_4$ будет из разряда C_5 последовательно передаваться на B_8 и указанными 16 тактовыми импульсами сдвигаться в регистрах $B - A$.

Деление двоичной суммы $\sum_{i=1}^{16} \alpha_i$ на 16 равносильно ее сдвигу на четыре разряда в младшую сторону или, что то же самое, ее последовательной выборке (разряд за разрядом), начиная с разряда C_5 , который принимают при этом за младший.

Таким образом, указанная методика обеспечивает отработку $\alpha_k = \frac{1}{16} \sum_{i=1}^{16} \alpha_i$ и передачу α_k , максимальное значение которого может занимать не более 8 разрядов ($C_5 - C_8$, $D_1 - D_4$), в регистр A .



ства управления АО-1.

Таблица 7-1

№ цикла	Назначение цикла	Признак окончания подцикла	Число подциклов	Число тактов в подцикле	Функции АУ и УУ	Признак для МОЗУ	Функции МОЗУ	Содержимое АУ в конце цикла	
								A-B	C-D
I	Счет α_i и τ_i ; суммирование α_i ; занесение α_i и τ_i в МОЗУ	U_2	16	16	Сдвиг A-B, C-D-16 тактов; на Σ поступает α_i только 8 тактов	8 тактов — запись α_i ; 8 тактов — запись τ_i	Запись с выхода A	—	$\sum_{i=1}^{16} \alpha_i$
II	Получение и введение α_k в A	$\bar{T}_2$ (через I_{10})	1	16	Передача C_3 на B_8 ; сдвиг A-B, C-D	—	—	α_k	—
III	Суммирование и пере- запись α_k	Окончание цикла ($\bar{T}_8$)	16	16	Передача α_k из A в МОЗУ; чтение α_k из МОЗУ в B_8 ; накопление $\Sigma \alpha_k$ в C-D, сдвиг A-B, C-D	8 тактов — запись α_k ; 8 тактов — запрет	Запись — чтение	—	$\sum_{k=1}^{16} \alpha_k$
IV	Получение и введение α в A	$\bar{T}_2$ (через I_{10})	1	16	Передача C_3 на B_8 , сдвиг A-B, C-D	—	—	α	—
V	Определение ω_i и n ; получение $\Sigma \omega_i \tau_i$	Окончание цикла ($\bar{T}_8$)	16	16	Сдвиг A; чтение α на Σ с A; сдвиг C-D; чтение τ_i из МОЗУ в Σ через I_{10} , управляемый ω_i ; накопление $\Sigma \omega_i \tau_i$ в Ω	8 тактов — α_i ; 8 тактов — τ_i	Чтение	α	$\sum_{i=1}^{16} \omega_i \tau_i$

№ цикла	Назначение цикла	Признак окончания подцикла	Число подциклов	Число тактов в подцикле	Функции АУ и УУ	Признак для МОЗУ	Функции МОЗУ	Содержимое АУ в конце цикла	
								A-B	C-D
VI	Суммирование $\tau_k=16$ и $\sum \omega_i \tau_i$ до тех пор, пока Σ не накопит 16	Заполнение Σ до 16	16	16	Сдвиг C-D; чтение $\tau_k=16$ из МОЗУ; добавление единиц в Σ	$\tau_k=16$	Регенерация	α	$\sum_{i=1}^{16} \omega_i \tau_i + (16-n) \tau_k=16$
VII	Введение τ_k в A	$\bar{T}_2$ (через I_{10})	1	16	Сдвиг A-B, C-D; передача C_5 на B_8	—	—	τ_k	—
VIII	Суммирование и запись τ_k	Окончание цикла ($\bar{T}_8$)	16	16	Сдвиг A-B, C-D; суммирование A_1 с C_1 ; накопление $\Sigma \tau_k$ в C-D	τ_k	Запись — чтение	—	$\sum_{k=1}^{16} \tau_k$
IX	Получение и ввод τ в A	$\bar{T}_2$ (через I_{10})	1	16	Сдвиг A-B, C-D; передача C_5 на B_8	—	—	τ	—
X	Параллельный ввод $\tau_{кр}$ в C	Окончание цикла ($\bar{T}_8$)	1	1	Параллельный ввод $\tau_{кр}$ в C	—	—	τ	$\tau_{кр}$
XI	Сравнение τ с $\tau_{кр}$	Гашение S	1	8	Переход к циклу; $\gamma = \begin{cases} 1 & \text{— аврал} \\ 0 & \text{— норм. работа} \end{cases}$	—	—	—	—

Счетчик тактовых импульсов (триггеры E и T_2) разрешает подачу только 16 сдвигающих импульсов, так как после 16-го импульса он устанавливается в состояние 0 и через B_{16} и $Cб_{10}$ в счетчик циклов добавляется единица и осуществляется переход к III циклу.

С началом III цикла (состояние счетчика циклов 0010) для МОЗУ формируется команда a_k и через $Cб_{11}$, $Cб_{18}$ и $Cб_{20}$ подтверждается состояние 1 триггера T_4 , T_5 ; схемы совпадения B_{13} , B_{14} продолжают оставаться открытыми, через них подаются сдвигающие импульсы от ГТИ на регистры АУ.

Одновременно из регистра А последнее значение a_k , полученное во II цикле, поразрядно сдвигающими импульсами посылается в Σ через B_8 — $Cб_5$ и для записи в МОЗУ через B_{42} . Предыдущее значение из МОЗУ через B_6 открытый импульсом начала III цикла через $Cб_{22}$ вводится в В и за 16 тактов заполняет А. Из Σ сумма засылается в регистры D — С. После 16 тактов, составляющих 1-й подцикл, в регистрах С — D будет находиться a_k , в регистре А — a_{k-1} , тем самым эта информация в качестве слагаемых оказывается готовой для суммирования в следующем подцикле.

Переход от подцикла к подциклу осуществляется через каждые 16 тактов триггером T_2 при переходе его из 1 в 0, при этом отрицательный перепад T_2 проходит через B_{32} , открытый на время III цикла через $Cб_{22}$, $Cб_{31}$, и далее на счетчик адресов у МОЗУ. После 16 подциклов счетчик адресов У устанавливается в 0, а отрицательный перепад напряжения $\bar{T}_8$, пройдя через $Cб_{10}$, добавляет в счетчик циклов S единицу, что определяет начало IV цикла.

Таким образом, в III цикле за 16 подциклов осуществляется перезапись значений a_k в МОЗУ со сдвигом на один адрес, а в АУ выполняется суммирование a_k и на-

капливается сумма $\sum_{k=1}^{16} a_k$ в регистрах D — С; при этом в первом адресе МОЗУ окажется последнее значение a_k , подготовленное еще во II цикле в регистре А, и самое раннее значение a_0 будет выведено из МОЗУ, но в регистр В не попадет, так как ко времени его передачи в АУ закончится III цикл (B_6 закроется).

Схему перемещений a_k в III цикле можно представить так:

Место для величин α_k		A	МОЗУ, адреса α_k		
Размещение α_k	До III цикла	α_k	α_{k-1}	$\alpha_{k-2} \dots \alpha_1 \alpha_0$	Выводится из МОЗУ
	После III цикла	—	α_k	$\alpha_{k-1} \dots \alpha_2 \alpha_1$	

IV цикл (состояние счетчика циклов 0011) по работе функциональных элементов аналогичен II циклу. При этом в АУ выполняется деление суммы $\sum_{k=1}^{16} \alpha_k$ на 16,

в результате чего вырабатывается среднее значение амплитуды качки a , которое заносится в A .

По окончании IV цикла счетчик тактовых импульсов (E и T_2) устанавливается в состояние 0; через B_{16} и $Cб_{10}$ в счетчик циклов S добавляется единица, дешифратор циклов Ди-Ц осуществляет переход к очередному V циклу.

В V цикле (состояние счетчика циклов 0100) производятся определение значений $\omega_i = \begin{cases} 0 \\ 1 \end{cases}$, накопление

$\sum_{i=1}^{16} \omega_i$ и вычисление суммы $\sum_{i=1}^{16} \omega_i \tau_i$. Цикл состоит из

16 подциклов, каждый из которых продолжается 24 такта. За первые 8 тактов определяется очередное значение ω_i в соответствии с условием (7-40). В следующие 16 тактов (с 9 по 24) вычисляется очередное слагаемое $\omega_i \tau_i$ и посылается в Σ . В конце каждого подцикла согласно условию (7-40) в счетчик Ω заносится значение ω_i .

Эти операции выполняются следующим образом:

1. К началу V цикла счетчик тактов $E - T_2$ находится в 0, а T_3 — в 1. С началом V цикла через $Cб_{33}$ триггер T_3 устанавливается в 0, схема B_{36} закрывается и связь между E и T_2 оказывается разорванной. Восьмой такт перебрасывает триггер E_3 в 0, продифференцированный отрицательный перепад $\bar{E}_3$ через B_{30} , $Cб_{15}$ устанавливает T_3 в 1, тем самым восстанавливается связь между E и T_2 . С приходом 16-го тактового импульса T_2 через B_{36} перебрасывается в 1; 24-й импульс устанавливает E_3 а, следовательно, и T_2 в 0 — это обеспечивает прохождение импульса через $B_{33} - Cб_{33}$ на установку T_3 в 0. Таким обра-

зом, после подачи 24 тактовых импульсов счетчики $E - T_2$ и T_3 оказываются в исходном состоянии и готовы к выполнению следующего аналогичного подцикла.

2. Значение ω_i вырабатывается по знаку разности $\alpha_i - \alpha$ следующим образом. Регистр A , в котором находится α , включается в кольцо на первых 8 тактах, что обеспечивается открытием B_{38} сигналами $\bar{T}_3$ и V цикл и разрешением на включение в кольцо регистра A через B_7 . Одновременно сигнал с B_{38} разрешает прохождение считываемых из МОЗУ значений α_i через $B_{39} - Cб_7$ на сумматор в качестве уменьшаемого. Вычитаемое α снимается в регистр $\bar{A}_1$ и через $B_9 - Cб_5$ поступает в Σ , где операция $\alpha_i - \alpha$ выполняется в дополнительном коде. Необходимое в этом случае занесение единицы в младший разряд суммы производится в начале каждого подцикла сигналом с B_{38} через $Cб_8$ на Σ . Этот же сигнал используется для принудительной установки в 0 триггера суммы, поскольку величина суммы $(\alpha_i + \bar{\alpha})_{\text{доп}}$ не используется и не должна поступать в регистры $D - C$. Величина ω_i определяется состоянием триггера переноса (канал *перенос* сумматора Σ), единичный выход которого подается на B_{34} , на два других входа которого поступают сигналы V_{Π} и T_3 . Поэтому на выходе B_{34} может возникнуть сигнал только в том случае, если после 8 такта канал *перенос сумматора* Σ окажется в состоянии 1, что и означает выполнение условия $\alpha_i - \alpha \geq 0$.

3. Сигнал с выхода B_{34} устанавливает T_6 в 1 и через $Cб_{17}$ открывает B_{40} , разрешая тем самым прохождение считываемого из МОЗУ в течение 8 тактов (с 9 по 16) значения τ_i в Σ через $Cб_5$. В регистрах $C - D$ накапливается сумма отобранных из МОЗУ τ_i , которая в конце V

цикла будет равна
$$\sum_{i=1}^{16} \omega_i \tau_i.$$

Сектор α_i в МОЗУ выбирается открытием B_{27} сигналами V_{Π} и $\bar{T}_3$, а сектор τ_i — открытием B_{24} сигналами V_{Π} и T_3 .

4. Необходимый порядок сдвига регистров $A - B$ в течение первых 8 тактов (с 1 по 8) и регистров $C - D$ в течение следующих 16 тактов (с 9 по 24) обеспечивается управлением триггерами T_4 и T_5 . В начале подцикла продифференцированным отрицательным перепадом $\bar{T}_3$ через $Cб_{20}$ триггер T_4 устанавливается в 1, а T_5 через $Cб_{19}$ в 0. Эти состояния T_4 и T_5 продолжаются в течение

Функционально это происходит следующим образом:

1. С началом VI цикла с дешифратора циклов *Дш-Ц* через $Cб_{12}$ в МОЗУ поступает сигнал в виде команды Чтение τ_k .

2. Информация из памяти поступает через B_{40} и $Cб_5$ на вход сумматора Σ и прибавляется к промежуточной сумме, хранящейся в регистрах $C-D$.

3. Триггеры T_4, T_5 через $Cб_{18}$ и $Cб_{20}$ устанавливаются в состояние 1, открываются схемы B_{13}, B_{14} и на регистры $A-B, C-D$ от ГТИ поступают сдвигающие импульсы, обеспечивающие поразрядную выдачу информации в сумматор Σ .

4. Сигнал VI цикл через $Cб_{15}$ устанавливает T_3 в состояние 1, схема B_{36} открыта, поэтому T_2 участвует в счете тактовых импульсов; 8-й такт устанавливает T_2 в 1, а 16-й возвращает его в состояние 0.

Кроме того, сигнал с T_2 через B_{31} и $Cб_{30}$ поступает на счетчик Ω .

Эти операции будут повторяться до тех пор, пока переполнится счетчик Ω и установится в нулевое состояние. При этом продифференцированный отрицательный перепад с $\bar{\Omega}$ поступает через $Cб_{10}$ в счетчик S , добавляя в него единицу, и тем самым обеспечивает переход к следующему циклу.

Цикл VII (состояние счетчика циклов 0110) в функциональном отношении аналогичен циклам II и IV.

В этом цикле производится деление суммы $\sum_{i=1}^{16} \omega_i \tau_i + (16-n)\tau_{k-1}$, находящейся в регистрах $C-D$, на 16 и занесение результата, т. е.

$$\tau_k = \frac{1}{16} \left[\sum_{i=1}^{16} \omega_i \tau_i + (16-n)\tau_{k-1} \right],$$

в регистр A . Переход к следующему циклу осуществляется путем добавления единицы в S аналогично тому, как это было описано во II и IV циклах.

В VIII цикле (состояние счетчика циклов 0111) производится суммированием $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_k, \dots, \tau_{16}$ и перезаписью их в МОЗУ со сдвигом на один адрес в сторону младших. Каждый из 16 подциклов выполняется так же, как и в III цикле, с той лишь разницей, что здесь произ-

водится выборка из МОЗУ и суммирование в АУ значений τ_k . Адрес сектора τ_k в МОЗУ выбирается с началом VIII цикла через $Cб_{12}$. К концу VIII цикла в регистрах $C-D$ будет накоплена $\sum_{k=1}^{16} \tau_k$. Переход к следующему циклу происходит по команде *окончание цикла* из МОЗУ.

В IX цикле (состояние счетчика циклов 1000) производится деление $\sum_k \tau_k$, находящейся в регистрах $C-D$, на 16 и занесение результата в регистр А.

В функциональном отношении этот цикл аналогичен циклам II, IV, VII.

В X цикле (состояние счетчика циклов 1001) производится занесение $\tau_{кр}$ в регистр C параллельным кодом.

Сигнал X цикла с выхода *Ди-Ц* через B_{12} и тумблеры наборного поля, расположенного на пульте управления, заносит в регистр C предварительно набранное в обратном коде двоичное значение $\tau_{кр}$. Одновременно этот же сигнал разрешает прохождение импульса с ГТИ через B_{17} и $Cб_{10}$ в счетчик S , и происходит переход к следующему циклу.

В последнем, XI цикле (состояние счетчика циклов 1010) выполняется сравнение среднего текущего значения периода τ (регистр А) с $\tau_{кр}$ (регистр C) путем вычитания $\tau - \tau_{кр}$ в дополнительном коде и в зависимости от знака результата сравнения вырабатывается сигнал $\gamma = \begin{cases} 1 & \text{— аврал} \\ 0 & \text{— I цикл} \end{cases}$, управляющий сигнализацией *аврал*.

Эти операции выполняются за 8 тактов следующим образом.

В начале цикла через $Cб_8$ в Σ на триггер переноса заносится единица младшего разряда для обеспечения суммирования в дополнительном коде. Одновременно через $Cб_{18}$, $Cб_{20}$ триггеры T_4 , T_5 устанавливаются в 1, чем обеспечивается сдвиг регистров $A-B$ и $C-D$. Информация $\tau_{кр}$ из C поступает в Σ через B_{10} , $Cб_7$, а слагаемое τ из регистра A — через B_8 и $Cб_5$. Так как сумма $(\tau + \tau_{кр})_{доп}$ не используется, то триггер суммы принудительно устанавливается в 0. Величина γ определяется состоянием триггера переноса, единичный выход кото-

рого подается на B_{35} , на два других входа B_{35} поступают задержанный задний фронт импульса XI цикла и I цикла с целью выработки сигнала в 9-м разряде. Сигнал с B_{35} подается на единичный вход T_7 , при этом сирена будет включена, если $\gamma=1$. Выключение sireны производится тумблером на пульте управления путем подачи положительного перепада напряжения на нулевой вход T_7 . С приходом 8-го такта T_2 устанавливается в 1, через B_{20} счетчик S сбрасывается (принимает состояние 0000) и перепад с S_4 устанавливает T_2 в 0 — осуществляется переход к I циклу.

7-6. ЗАПОМИНАЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО АО-1

Запоминающее устройство (рис. 7-6) предназначено для приема, хранения, выдачи информации о текущих периодах τ_i , усредненных промежуточных периодах τ_k , амплитудах α_i и усредненных промежуточных амплитудах α_k , а также для формирования импульсов окончания I, III, V, VIII циклов в процессе вычислений. Оно имеет следующие характеристики. Длина двоичных слов (чисел) — 8 разрядов; емкость — 64 слова; разделено на четыре равных сектора α_i , α_k , τ_i , τ_k , каждый из которых содержит по 16 слов и обладает сравнительной автономностью по характеру функционирования и по смыслу той информации, которая к нему относится.

Принцип действия — последовательный; генерация осуществляется только для одного последнего слова, выработанного за последние 16 периодов τ_i качки. Обращение к МОЗУ производится путем последовательного прибавления единиц к содержимому адресного счетчика. Минимальный цикл обращения к МОЗУ — время от начала импульса до завершения процесса записи — 100 мксек. Время выборки — время с момента обращения к МОЗУ до момента появления импульсного кода на кодовой шине числа — не более 3 мксек. Код адреса фиксируется 7-разрядным адресным регистром, дешифратором циклов *Дш-Ц* совместно с триггерами T_2 , T_3 и схемами B_{25} , B_{26} , B_{27} . Три разряда адресного регистра (T_{12} — T_{14}) используются для определения разряда слов и четыре разряда (T_8 — T_{11}) — для определения адреса в секторе. Выбор одного из секторов α_i , α_k , τ_i , τ_k обеспечивается дешифратором циклов *Дш-Ц* и триггерами T_2 и T_3 .

Запоминающее устройство выполнено по схеме амплитудного совпадения двух полутоков на стандартной матрице М-3 (32×32), в которой используется 512 бит ($4 \times 16 \times 8$). Запоминающими элементами являются ферриты с прямоугольной петлей гистерезиса марки ВТ-1 размером $1,4 \times 1,0 \times 0,65$ мм. Для хранения каждого разряда запоминаемого слова используется сердечник (двойная ячейка). Ферритовые сердечники прошиты координатными проводами в двух взаимно перпендикулярных направлениях x и y .

Все сердечники матрицы пронизаны также считывающим проводом так, чтобы обеспечивалась компенсация помех от полувозбужденных сердечников.

При чтении с ферритового сердечника кода 1 происходит стирание информации. Для регенерации считанной информации по избранным координатным проводам поступают токи записи, равные по амплитуде токам чтения, но противоположной полярности. Эти токи возвращают ферритовые сердечники в исходное состояние, т. е. записывают код 1. При чтении кода 0 стирания информации не происходит, регенерации не требуется.

В системе, построенной по принципу совпадения двух полутоков, код 1 представляется сигналом на считывающем проводе матрицы, а код 0 — отсутствием сигнала.

В МОЗУ входят следующие основные узлы: адресные регистры ($T_8—T_{11}$, $T_{12}—T_{14}$); система управления считыванием и регенерацией (B_{41} , B_{42} , $Cб_{34}$); дешифратор координатных токов по оси x (Дш-16 x); дешифратор координатных токов по оси y (Дш-16 y); ферритовая матрица на 512 $\times$ 2 бит; диодный дешифратор Дш-8; усилитель считывания УС; формирователи токов 4Ф и 8Ф.

Выбор разряда числа определяется состоянием счетчика $T_{12}—T_{14}$, которое дешифрируется Дш-8. Отрицательный потенциал возбужденной выходной шины Дш-8 после инвертирования и усиления поступает на соответствующую шину диодно-трансформаторного дешифратора Дш-16 x . Изменение состояния счетчика разрядов $T_{12}—T_{14}$ происходит в режиме последовательного счета восьми задержанных тактовых импульсов. Задержка выбрана так, чтобы переход с разряда происходил после окончания токов записи.

Выбор сектора определяется командами a_i , τ_i , α_k и τ_k , поступающими из УУ. Каждая из этих команд после усиления и инвертирования поступает на потенциальные

Входы диодно-трансформаторных клапанов *чтение* и *запись* формирователей токов 8Φ и подготавливает их к формированию токов для выбранного сектора запоминающей матрицы.

Тактовые импульсы *такты*, выработанные в УУ, усиливаются и формируются ячейками Φ и поступают на импульсные входы клапанов *чтение* всех формирователей токов. В результате этого на выходе формирователей тока, выбранного одним из признаков (a_i , τ_i , a_k или τ_k), формируются с тактовой частотой импульсы тока, которые поступают на импульсный вход *Дш-16 x* и совместно с возбужденным потенциальным входом дешифратора обуславливают посылку тока в одну из 16 адресных шин *x* запоминающей матрицы.

По команде *запись* или *регенерация*, задержанной относительно команды *такты* (тактовые импульсы), аналогично формируется ток в той же адресной шине, но противоположного направления. Таким же образом дешифратором *Дш-16 y* формируются токи в адресных шинах *y* запоминающей матрицы. Выбор одного из 16 адресов *y* определяется состоянием триггеров счетчика адресов $T_8—T_{11}$, которое дешифруется *Дш-8*, 4Φ и *Дш-16 y*. На счетный вход этого счетчика в I, III, V и VIII циклах из УУ поступают задержанные импульсы $\bar{T}_2$, обозначающие конец подциклов и вызывающие с каждым подциклом смену чисел *y*.

При переходе счетчика из состояния *1111* в состояние *0000* продифференцированный перепад $\bar{T}_8$ служит командой *Окончание цикла*.

Команда *запись* формируется в схеме совпадения B_{42} , на входы которой поступает сигнал с выхода A_1 , тактовые импульсы с выхода B_{28} и инвертированный импульс VI цикла. С выхода B_{42} импульс поступает на один из входов $Cб_{34}$, на второй вход $Cб_{34}$ поступает импульс регенерации с выхода B_{41} , на входы которого подаются сигнал $VI_{ц}$ и инвертированный сигнал с усилителя считывания УС. Сигнал с выхода $Cб_{34}$ задерживается и поступает для формирования токов *запись*.

В момент прохождения токов *чтение* по адресным шинам запоминающей матрицы в обмотке считывания наводится э. д. с., если в соответствующем запоминающем сердечнике была записана *1*. Эта э. д. с. со считывающей обмотки поступает в усилитель считывания УС, усиливается и направляется в АУ. Для выделения полезного

сигнала считывания I на фоне помех в УС вводится стробирующий импульс, который формируется в ячейке Φ только при команде *чтение*. Дальнейшее его формирование и согласование во времени со считанным сигналом производится в УС.

7-7. УСТРОЙСТВА ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ (УЭП), ИНДИКАЦИИ (УИ) И ПУЛЬТ УПРАВЛЕНИЯ (ПУ)

Устройство электропитания конструктивно изготовлено с вычислителем и размещено в его нижней части и на боковой радиаторной створке. Оно питает решающие управляющие и задающие схемы приборов постоянным током следующих стабилизированных номиналов: $\pm 7,5$ в, 2 а; -15 в, 2 а; -25 в, 0,25 а; ± 50 в, 0,25 а, а также нестабилизированным напряжением $+27$ в. Погрешность стабилизации при изменении напряжения бортовой сети $+110$ в на $\pm 15\%$ — не более 0,1% по линиям $\pm 7,5$ и -15 в и не более 0,3% по линиям -25 и ± 50 в.

В состав УЭП входит магнитный преобразователь постоянного напряжения бортовой сети в переменное напряжение с частотой 400 гц, силовой трансформатор и каналы выпрямления, усиления и стабилизации на полупроводниках. Во избежание выхода из строя полупроводниковых элементов в случае резких перегрузок или коротких замыканий предусмотрена общая блокировка, отключающая УЭП от входной цепи.

Анализатор остойчивости снабжен устройством индикации УИ и органами регулировки и управления, размещенными на пульте управления ПУ. УИ позволяет визуально наблюдать: среднее значение периода τ колебаний, наличие сдвигов $A-B$, отработку γ , содержимое реверсивного счетчика преобразователя кода в напряжение и выработку сигналов экстремума U_3 . Органами индикации являются лампы ТН-02.

С пульта управления можно производить оперативное стирание информации в МОЗУ, управление цепями питания, выключение сигнализации *аврал*, включение питания гироскопического датчика ГД, набор с помощью тумблеров величины $\tau_{кр}$ и контроль напряжений питания. Оперативное стирание МОЗУ осуществляется путем принудительной установки выхода A в нулевое состояние кнопкой *Пуск* (рис. 7-4) и T_1 в единичное состояние кнопкой *Начальный пуск* (рис. 7-3). При этом в МОЗУ записываются нули с частотой 200 гц.

Схемные элементы АО-1 выполнены на полупроводниках и смонтированы на гетинаксовых отдельных модульных платах размерами $50 \times 50 \times 2$ мм, каждая из которых имеет 15 выводов для межмодульных связей; на трех сторонах модульной платы имеется по четыре контактных штырька, а на четвертой стороне — три, что позволяет использовать ее как ключ для нумерации штырьков.

Триггер

Схема триггера (модуль Т) (рис. 7-7) собрана на двух полупроводниковых триодах типа П16А, имеет счетный 13, два установочных 5 и 7, два управляющих 14

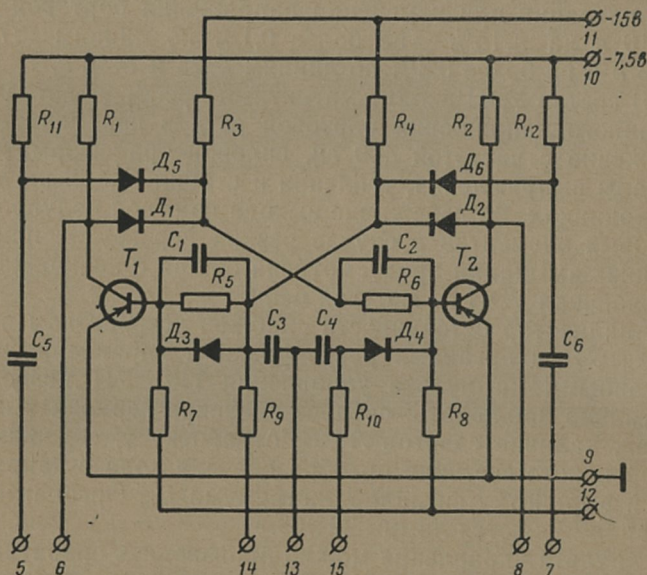


Рис. 7-7. Принципиальная электрическая схема триггера.

$R_1=R_2=750$ ом; $R_3=R_4=1,5$ ком; $R_5=R_6=7,5$ кэм; $R_7=R_8=20$ ком;
 $R_9=R_{10}=5,1$ ком; $R_{11}=R_{12}=3,6$ ком; $C_1-C_4=750$ пф; $C_5=C_6=6\ 800$ пф;
 $Д1-Д6-Д9Д$; $T_1, T_2-П16А$.

и 15 входа и два выхода 6 и 8. Отличительной особенностью этого триггера является универсальность — его можно использовать в качестве счетного или сдвигающего элемента без задержки. Поэтому в АО-1 на них вы-

полнены сдвигающие регистры *A, B, C, D*, индикация τ , все счетчики и электронные переключатели ($T_1—T_7$).

В режиме счета выходы *14* и *6*, *15* и *8* должны быть соединены попарно; в режиме сдвига сдвигающие импульсы подаются на счетный вход *13*, а на управляющие входы *14*, *15* — управляющие потенциалы. Воздействие на триггер по счетному и установочным входам производится только положительными перепадами или импульсами напряжения с амплитудой не менее *5 в*. На выходах *6*, *8* перепады напряжения имеют величину *9 в* относительно земли.

Усилитель-инвертор

Элемент усиления и инвертирования (модуль 4УИ) (рис. 7-8,а) содержит четыре одинаковых усилителя-инвертора, выполненных на триодах П16А. На вход подается сигнал отрицательной полярности, а с выхода снимается сигнал с амплитудой *7,5 в*. Триод работает в режиме насыщения: емкость C_1 является ускоряющей.

Активная схема совпадения

Активные элементы совпадения (модуль АСС) (рис. 7-8,б) содержат две одинаковые схемы логического умножения отрицательных сигналов и выполнены на двух триодах типа П16А. Каждая из этих схем имеет три входа. Вход *2* является импульсным, а *3* — потенциальным; вход *4* можно использовать для подключения к нему дополнительных диодов внешним монтажом для увеличения числа входов. Контакт *1* соединяется с источником *+7,5 в*. С выхода снимается положительный импульс амплитудой *7,5 в* (от $-7,5$ до *0 в*) при совпадении входных сигналов, а при несовпадении на нем сохраняется постоянный потенциал $-7,5 в$.

Генератор задержки

Элемент задержки электрических сигналов (генератор задержки ГЗ) (рис. 7-8,в) обеспечивает временную задержку в пределах от *5* до *50 мксек* и формирование выходных сигналов требуемой полярности.

Первый каскад (T_1) является усилителем-инвертором для входных отрицательных импульсов (контакт *13*). На

триодах T_2 , T_3 собран одновибратор, длительность импульса которого определяется величиной сопротивления R_3 и емкости C_4 . Эта длительность импульса определяет

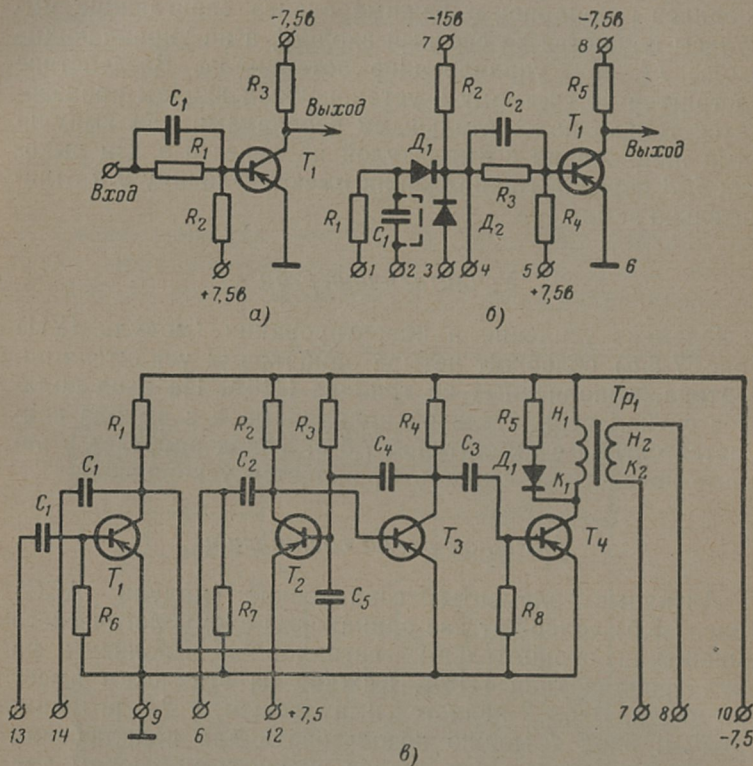


Рис. 7-8. Принципиальные электрические схемы.

a — усилителя-инвертора ($R_1=270$ ом; $R_2=1,5$ ком; $R_3=3,6$ ком; $C_1=75$ пф; T_1 — П16А); $б$ — узла совпадения ($R_1=3,6$ ком; $R_2=7,5$ ком; $R_3=1,5$ ком; $R_4=20$ ком; $R_5=750$ ом; $C_1=6\ 800$ пф; $C_2=750$ пф; D_1 , D_2 — Д9Д; T_1 — П16А); $в$ — генератора задержки ($R_1=R_4=750$ ом; $R_2=1,5$ ком; $R_3=24$ ком; $R_5=360$ ком; $R_6=R_7=R_8=560$ ом; $C_1=C_2=C_3=300$ пф; $C_4=100$ пф; $C_5=750$ пф; D_1 — Д9Д; T_1-T_4 — П16А; Tr_1 — трансформатор импульсный ТИ-106).

время задержки t_3 входного сигнала, т. е. выходной сигнал формируется по заднему фронту импульса одновибратора окончательным каскадом T_4 , нагрузкой которого является трансформатор Tr_1 . С его выходной обмотки могут сниматься сигналы требуемой полярности с амплитудой 9 в в зависимости от схемы включения выходных контактов 7 и 8. Вывод 14 используется для подачи положительных сигналов, минуя первый каскад.

Генератор тактовых импульсов

Элемент тактовых импульсов (модуль ГТИ) (рис. 7-9,а) вырабатывает последовательность отрицательных импульсов длительностью 5 мксек, амплитудой

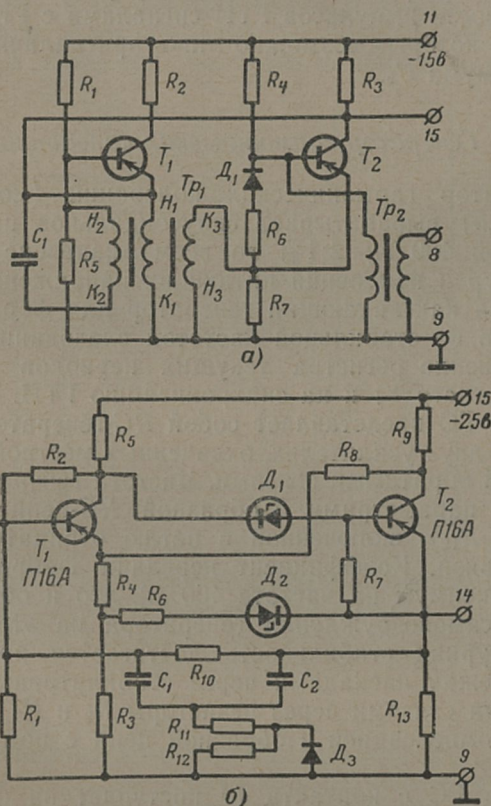


Рис. 7-9. Принципиальные электрические схемы генераторов.

а — тактовых импульсов ($R_1=22 \text{ ком}$; $R_2=51 \text{ ком}$; $R_3=3.6 \text{ ком}$; $R_4=33 \text{ ком}$; $R_5=5.1 \text{ ком}$; $R_6=150 \text{ ом}$; $R_7=270 \text{ ом}$; $C_1=0.015 \text{ мкф}$; D_1 — Д9Д; Tr_1 — трансформатор импульсный ТИ-101; Tr_2 — ТИ103); б — синусоидальных колебаний ($R_1=56 \text{ ком}$; $R_2=27 \text{ ом}$; $R_3=33 \text{ ком}$; $R_4=1.3 \text{ ком}$; $R_5=R_3=R_{13}=8.2 \text{ ком}$; $R_6=1.6 \text{ ком}$; $R_7=680 \text{ ком}$; $R_8=1.1 \text{ ком}$; $R_{10}=15 \text{ ком}$; $R_{11}=24 \text{ ком}$; $R_{12}=200 \text{ пф}$; $C_1=C_2=0.07 \text{ пкф}$; D_1, D_2 — Д811; D_3 — Д7Е.

10 в с частотой следования 10 кГц. Импульсы ГТИ являются основными рабочими сигналами вычислителя. Его схема построена на двух транзисторах П16А; на тран-

зисторе T_1 собран задающий блокинг-генератор, каскад с T_2 является выходным усилителем; трансформатор Tr_1 имеет три обмотки, одна из которых ($H_3—K_3$) используется для связи с выходным каскадом. Через Tr_2 осуществляется синхронизация начала формирования последовательности импульсов ГТИ сигналами с ГИ-200, прохождение которых возможно лишь при наличии импульса экстремума U_3 .

Генератор гармонических колебаний

Генератор гармонических колебаний (модуль ГС) (рис. 7-9,б) вырабатывает синусоидальное напряжение с частотой 400 гц $\pm 1\%$ во всем диапазоне заданных температур и изменения питающих напряжений. Он используется как задающий генератор для формирования импульсов со стабильной частотой следования, идущих на заполнение регистра текущих периодов колебаний судна (регистр Y) и на синхронизацию ГТИ.

Схема ГС представляет собой RC -генератор, построенный на двух усилителях, охваченных местной и междукаскадной обратными связями. Частота генератора определяется параметрами T -образной RC -цепи ($C_1—C_2—R_{10}—R_{11}—R_{12}$), включенной в петлю отрицательной обратной связи. Коэффициент передачи T -образной цепи имеет максимум на частоте 400 гц, что и обеспечивает условие самовозбуждения генератора на этой частоте. Температурная стабильность достигается применением связей между каскадами через стабилитроны D_1 и D_2 , обратными связями через резисторы R_2 и R_8 и температурной компенсацией T -образной цепи с помощью диода D_3 .

Выход ГС с контакта 14 поступает на формирователь-делитель.

Формирователь-делитель

Формирователь-делитель (модуль ФД) (рис. 7-10) формирует прямоугольные импульсы из синусоидального напряжения, поступающего из ГС на контакт 13, и делит частоту входных сигналов на два; с выхода 15 снимаются прямоугольные импульсы длительностью 5 мксек, амплитудой 10 в с частотой следования 200 гц.

Схема ФД собрана на одном триоде П16А и пред-

ставляет собой заторможенный блокинг-генератор. Отрицательная полуволна синусоидального напряжения открывает диод D_2 при достижении уровня отрицательного потенциала с делителя $R_2—R_3$ и восстанавливает обратную связь с коллектора на базу триода через Tr_1 . В результате блокинг-процесса генерируется импульс. Следующая полуволна входного напряжения не может

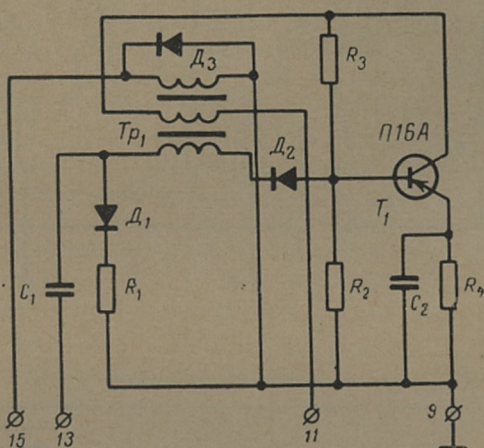


Рис. 7-10. Принципиальная электрическая схема формирователя-делителя.

$R_1=43$ ком; $R_2=6,8$ ком; $R_3=51$ ком; $R_4=33$ ком; $C_1=-0,05$ мкф; $C_2=0,25$ мкф; $D_1, D_2—Д101А$; $D_3—Д7Е$; Tr_1 — трансформатор импульсный ТИ-106.

вызвать блокинг-процесс, так как триод еще будет закрыт потенциалом смещения на цепочке R_4C_2 , постоянная времени которой близка к двум периодам ГС.

Выходные положительные импульсы снимаются с контакта 15.

Усилители постоянного тока УПТ-1 и УПТ-2

Усилитель постоянного тока УПТ-1 (рис. 7-11,а) является масштабным развязывающим усилителем напряжения, снимаемого с потенциометра Π_r , с коэффициентом передачи 2,7 и входным сопротивлением 100 ком. В первом каскаде (T_1), выполненном на триоде П16Б, применена температурная компенсация дрейфа включением диодов D_1, D_2 через резистор R_4 в цепь смещения

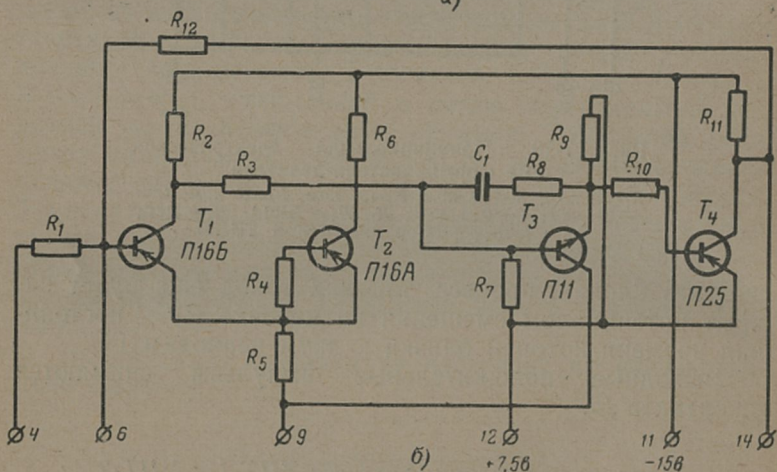
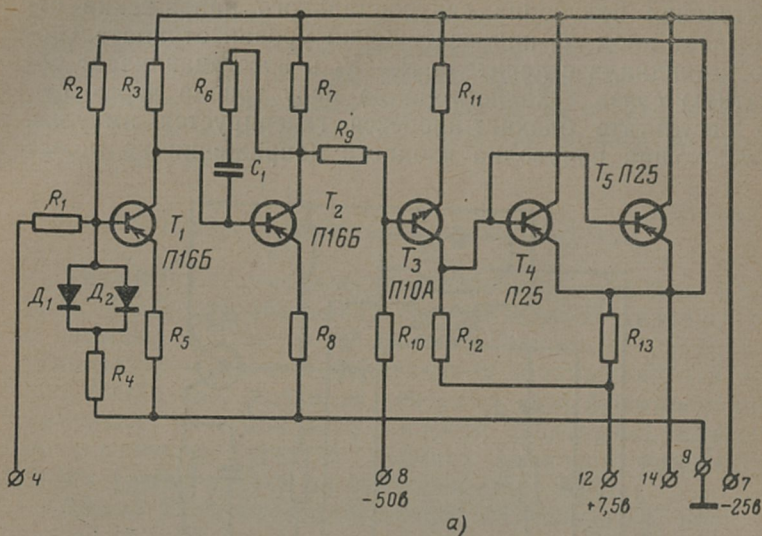


Рис. 7-11. Принципиальные электрические схемы.

а — усилителя УПТ-1 ($R_1=100$ ком; $R_2=270$ ком; $R_3=390$ ком; $R_4=3,6$ ком; $R_5=680$ ком; $R_6=18$ ком; $R_7=6,8$ ком; $R_8=2,2$ ком; $R_9=4,3$ ком; $R_{10}=82$ ком; $R_{11}=1,1$ ком; $R_{12}=75$ ком; $R_{13}=4,7$ ком; $C_1=1500$ пф; D_1, D_2 — Д9Д); б — усилителя УПТ-2 ($R_1=3$ ком; $R_2=120$ ком; $R_3=2,7$ ком; $R_4=9,1$ ком; $R_5=1$ ком; $R_6=5,1$ ком; $R_7=43$ ком; $R_8=220$ ком; $R_9=1,1$ ком; $R_{10}=680$ ком; $R_{11}=3,3$ ком; $C_1=0,1$ мкф).

базы T_1 , а также местная отрицательная обратная связь эмиттер — база через резистор R_5 . Второй каскад (T_2) также имеет элемент R_8 местной отрицательной обратной связи и цепь R_6C_1 для предотвращения самовозбуждения. Третий каскад (T_3) на триоде П10А типа $n-p-n$ работает на мощный эмиттерный повторитель, состоящий из двух параллельно включенных триодов T_4 — T_5 типа П25. С выхода 14 эмиттерного повторителя УПТ-1 охвачен общей отрицательной обратной связью через резистор R_2 .

УПТ-2 (рис. 7-11,б) является трехкаскадным суммирующим усилителем напряжений с УПТ-1 и преобразователя код—напряжение цифровой следящей системы ВУ. Первый каскад (T_1 — T_2) выполнен на триодах П16А по схеме температурной компенсации дрейфа током T_2 на резисторе R_5 . Второй каскад (T_3) выполнен на триоде П11 типа $n-p-n$ и имеет цепь R_8C_1 для подавления возможного самовозбуждения, а третий каскад (T_4) — на триоде П25. Выход 14 УПТ-2 охвачен общей отрицательной обратной связью через резистор R_{12} .

Дискриминатор

Дискриминатор Д (Δ_+ , Δ_-) (рис. 7-12) предназначен для формирования положительных прямоугольных импульсов при достижении уровня входного напряжения

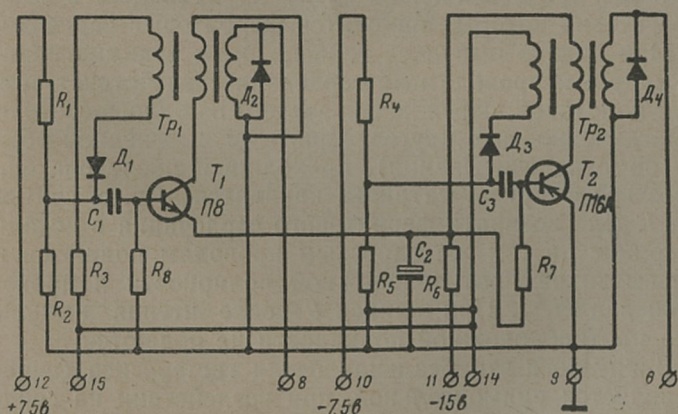


Рис. 7-12. Принципиальная электрическая схема дискриминатора.

$R_1=R_4=10$ ком; $R_2=R_3=R_6=1,1$ ком; $R_3=470$ ом; $R_7=160$ ком; $R_8=470$ ком; $C_1=C_3=0,04$ мкф; $C_2=4,0$ мкф; $Д_1, Д_3$ — Д101А; $Д_2, Д_4$ — Д9Д.

+1,3 или -1,3 в относительно земли. Он состоит из двух независимых заторможенных блокинг-генераторов на триодах T_1 (П8) и T_2 (П16А). В исходном положении на диоды D_1 и D_2 подаются запирающие потенциалы с делителей $R_1—R_2$ и $R_4—R_5$ соответственно. При этом цепи положительной обратной связи выключены и ни один из блокинг-генераторов не генерирует. Положительное напряжение на входе 15 при достижении уровня +1,3 в открывает D_1 , возникает обратная связь в первом блокинг-генераторе T_1 и генерируются импульсы (выход 8). Аналогично работает второй блокинг-генератор T_2 при отрицательном напряжении на входе 14. Резистор R_3 — развязывающий, R_6 ограничивает токи блокинг-генераторов, конденсатор C_2 блокирует переменную составляющую на R_6 .

Кроме того, в АО-1 используются полупроводниковые усилители мощности (эмиттерные повторители), диодные и триодные ключи, высоковольтные ключи индикации с напряжением питания 110 в, диодные дешифраторы и ряд других широко распространенных схем без каких-либо особенностей.

Ферритовая матрица

Запоминание информации производится в ферритовой матрице, представляющей сетку из проводов, в точках пересечения которых находятся ферритовые сердечники.

При подаче импульса тока по двум взаимно перпендикулярным проводам на сердечник воздействует сумма двух полutoков, переключающая его из одного состояния намагниченности в другое. При этом в выходной обмотке (обмотка считывания), проходящей последовательно через все ферриты матрицы, наводится э. д. с. считывания 1. Для возврата ферритового сердечника в исходное состояние по тем же адресным проводам подаются импульсы токов противоположной полярности и производится запись 1. При записи 0 после чтения импульсы тока противоположной полярности не подаются.

Ввиду того что реальная петля гистерезиса феррита не является прямоугольной, при воздействии на сердечник одного из адресных токов на выходной обмотке наводится э. д. с. помехи. Поскольку количество полувозбужденных сердечников может оказаться большим, то и суммарная э. д. с. помех будет соизмеримой с э. д. с.

считывания 1. Для устранения этого сердечники протравливаются адресными обмотками так, что э. д. с. помехи, возникающие в паре соседних ферритов, компенсируют друг друга.

Для запоминания информации в МОЗУ используются ферриты ВТ-1 размерами $1,4 \times 1,0 \times 0,6$ мм. Вся память выполнена в виде одной квадратной матрицы, состоящей из 32 адресных шин по координате x и 32 адресных шин по координате y , из которых в АО-1 используется лишь 16.

Определим величины адресных токов. Напряженность перемagnetизирования внутреннего слоя феррита с радиусом $\frac{1}{2} d_{\text{вн}} = 0,05$ см равна:

$$H_1 = H_c \frac{2\gamma}{\gamma + 1}.$$

где $H_c = 103$ а/м — коэрцитивная сила ферритов марки ВТ-1; $\gamma = 0,72$ — коэффициент, характеризующий геометрические размеры феррита. Следовательно, $H_1 = 80$ а/м.

Напряженность поля разрушения не должна превышать величины H_1 . Соответствующие этой напряженности токи I определяются из выражения

$$H = \frac{0,4I\omega}{d_{\text{вн}}},$$

где $\omega = 1$ — число витков;

$$I = \frac{H_1 d_{\text{вн}}}{0,4\omega} = 0,28 \text{ а}.$$

Время переключения ферритов

$$t_{\text{п}} = \frac{S}{(2H_1 - H_0)},$$

где $S = 45$ мкк/м — постоянная переключения феррита;

$H_0 = 1,27$ а/м — поле старта;

$t_{\text{п}} = 1,3$ мксек.

Таким образом, адресные токи должны быть равны по амплитуде $0,28$ а и по длительности не менее $1,3$ мксек.

Диодно-трансформаторный дешифратор

Для выборки адресных шин запоминающей матрицы применен диодно-трансформаторный дешифратор (рис. 7-13,а), выполненный в виде отдельных диодно-трансформаторных матриц на 32 выхода каждая.

Каждая матрица представляет совокупность 32 диодно-трансформаторных схем совпадения, которые находятся в перекрестиях 8 вертикальных и 4 горизонтальных

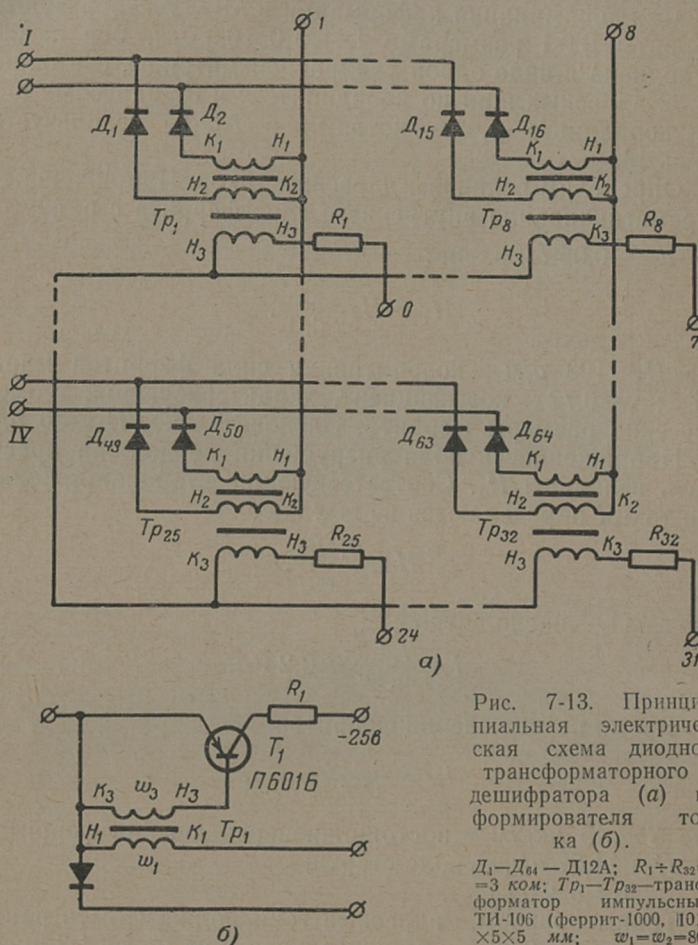


Рис. 7-13. Принципиальная электрическая схема диодно-трансформаторного дешифратора (а) и формирователя тока (б).

$D_1-D_{64} - Д12А$; $R_1+R_{32} = 3 \text{ ком}$; $Тр_1-Тр_{32}$ — трансформатор импульсный ТИ-106 (феррит-1000, $10 \times 5 \times 5 \text{ мм}$; $w_1=w_2=80$; $w_3=20$; провод ПЭЛШО 0,1 мм).

шин. На вертикальные шины поступают потенциалы с усилителей-инверторов 4УИ, а на горизонтальные шины — импульсы тока с формирователей 2Ф. Цепь тока формирователя замыкается через обмотку только одного трансформатора, находящегося на пересечении выбран-

ных вертикальной и горизонтальной шин. При прохождении тока через первичную обмотку трансформатора в его выходной обмотке наводится э. д. с., необходимая для возбуждения адресной шины ферритовой матрицы.

Для получения на выходе трансформатора импульса противоположной полярности используется еще одна первичная обмотка, включенная встречно по сравнению с первой (обмотка записи). С одной стороны эти обмотки соединяются на те же вертикальные шины, с другой — через диоды они связаны с четверкой горизонтальных шин записи, возбуждаемых одним из четырех формирователей токов.

Таким образом, при чтении открывается один из четырех формирователей, связанных с обмотками чтения, при записи I — один из четырех формирователей, связанных с обмотками записи. В качестве трансформаторов дешифратора используются стандартные трансформаторы ТИ-106 вычислительной машины «Минск-22», в которых

$$\omega_1 = \omega_2 = 80; \omega_3 = 20.$$

Для измерения амплитуды токов и для некоторой их стабилизации в выходной цепи трансформатора ставится балластный резистор $R_n = 3 \text{ ом}$. При токе $I_n = 0,28 \text{ а}$ напряжение на выходе дешифратора равно:

$$U_n = 0,28 \cdot 3 = 0,84 \text{ в.}$$

Напряжение на первичных обмотках дешифратора равно:

$$U'_n = \frac{U_n}{n} = \frac{U_n}{\omega_3/\omega_1} = 3,36 \text{ в.}$$

Значение тока нагрузки, приведенное к первичной обмотке трансформатора, равно:

$$I'_n = nI_n = 0,25 \cdot 0,28 \text{ а} = 0,07 \text{ а.}$$

В дешифраторе используются диоды Д12. При токе 70 ма на диоде Д12 падает около $U_d = 1,0 \text{ в}$. Таким образом, к дешифратору должно быть подведено от формирователя напряжение

$$U_{\text{вх}} \geq U'_n + U_d = 3,36 \text{ в} + 1,0 \text{ в} = 4,36 \text{ в.}$$

Формирователь тока (модуль 2Ф) (рис. 7-13,б) предназначен для формирования токов возбуждения диодно-трансформаторного дешифратора. В одном модуле расположены два формирователя токов, каждый из которых состоит из диодно-трансформаторного клапана и собственно формирователя тока.

Диодно-трансформаторный клапан выполнен на диоде Д9Д и импульсном трансформаторе ТИ-106. В конец K_1 обмотки ω_1 подается разрешающий потенциал. В начало H_1 обмотки через диод подается импульс опроса отрицательной полярности. При наличии разрешающего потенциала, близкого к потенциалу земли, на обмотке ω_3 наводится э. д. с., если в конец K_1 обмотки ω_1 подан отрицательный потенциал порядка -7 в (запрещающий потенциал), э. д. с. в обмотке ω_3 не наводится.

Собственно формирователь тока выполнен на триоде П601Б по схеме с общим эмиттером. Начало H_3 обмотки ω_3 соединено с базой триода, конец K_3 — с эмиттером. При наличии разрешающего потенциала в момент опроса клапана на базе триода появляется отрицательный импульс, триод открывается и замыкает цепь коллекторного потенциала через балластный резистор в эмиттер, который соединяется с цепью нагрузки. На нагрузке появляется отрицательный потенциал. Ввиду того что триод работает в режиме насыщения, длительность формируемого тока оказывается несколько больше длительности опрашивающего импульса.

Коллекторное напряжение — 25 в распределяется следующим образом: падение напряжения $U_{кл}$ на триоде модуля 4У, находящегося в цепи формирователя, — не более 1 в; падение напряжения в первичной цепи диодно-трансформаторного дешифратора $U'_н = 4,5$ в; падение напряжения на триоде формирователя тока $U_{ф.т} = 0,5 \div 1,0$ в.

Остальная часть напряжения должна быть погашена балластным резистором. Исходя из этого величина балластного резистора равна:

$$R_1 = \frac{E_k - U'_н - U_{кл} - U_{ф.т}}{I_n} = 120 \text{ ом.}$$

Усилитель чтения

Усилитель чтения (модуль УС, рис. 7-14) предназначен для усиления сигналов 1, считанных с ферритовой матрицы, временного селектирования их и формирования

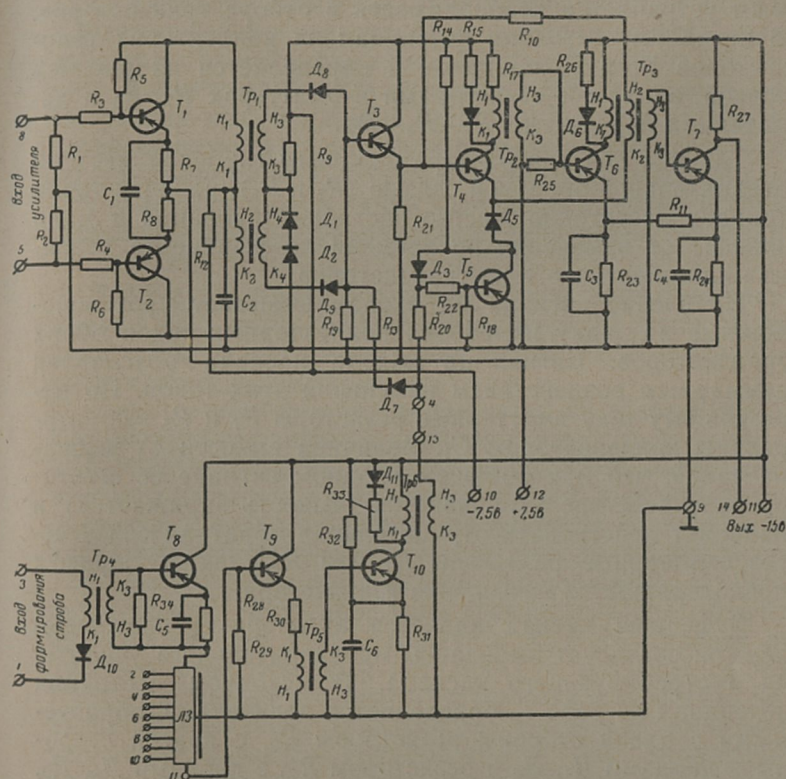


Рис. 7-14. Принципиальная электрическая схема усилителя чтения.

$R_1=R_2=200 \text{ ом}$; $R_3=R_4=R_{23}=R_{34}=100 \text{ ом}$; $R_5=R_6=10 \text{ ком}$; $R_7-R_{11}, R_{27}, R_{32}-3,6 \text{ ком}$; $R_{12}-R_{13}, R_{29}=1,5 \text{ ком}$; $R_{19}-R_{21}=7,5 \text{ ком}$; $R_{22}-R_{24}, R_{30}, R_{31}=510 \text{ ом}$; $R_{25}=R_{26}=R_{33}=360 \text{ ом}$; $C_1=C_2=10,0 \text{ мкф}$; $C_3-C_6=6 \text{ 800 пф}$; $D_1-D_7, D_{10}, D_{11}-D_{12}$; $D_3, D_9-D_{12}A$; Tp_1 — трансформатор импульсный ТИ-12; Tp_2 — трансформатор ТИ-110; Tp_3 — ТИ-104; Tp_4, Tp_5 — ТИ-106; Tp_6 — ТИ-108; ЛЗ — линия задержки $0,2 \cdot 10 \text{ мсек}$.

выходного импульса. Он имеет предварительный усилитель, буферный каскад, формирователь строба, стробирующий каскад, выходной формирователь.

Предварительный усилитель представляет собой балансный каскад на триодах T_1 и T_2 с трансформаторным

выходом, работающий на двухполупериодный выпрямитель (диоды D_8, D_9). Использование балансного каскада позволяет ликвидировать разницу усиления по напряжению входных сигналов, получающуюся за счет разброса коэффициентов усиления по току триодов T_1 и T_2 ; тем самым устраняется необходимость в отборе транзисторов. В исходном состоянии потенциал на коллекторах транзисторов T_1 и T_2 одинаков и определяется их рабочей точкой, заданной резисторами в эмиттерах R_7, R_8 и делителями $R_5—R_3—R_1, R_6—R_4—R_2$.

Так как оба транзистора охвачены глубокой местной отрицательной обратной связью (R_5 и R_6), рабочая точка триодов достаточно жестко застabilизированна и мало зависит от изменения во времени коэффициента усиления или обратного тока транзисторов.

Появление сигнала на входах вызывает противоположные по знаку изменения коллекторных токов обоих транзисторов. Сигнал на выходе каскада обусловлен суммарным воздействием изменений этих токов. По переменному току эмиттерные резисторы R_7 и R_8 зашунтированы конденсатором C_1 . Величина емкости C_1 выбрана такой, что при большом входном сигнале ее шунтирующее действие утрачивается (емкость заряжается) и начинает действовать отрицательная обратная связь через эмиттерные резисторы R_7 или R_8 , таким образом предотвращается насыщение транзистора.

Буферный каскад является эмиттерным повторителем, он согласует импедансы предварительного усилителя и стробирующего каскада. В исходном состоянии потенциал на базе T_3 определяется делителями, образуемыми с одной стороны резистором R_9 , с другой стороны — диодами D_1, D_2 и резистором R_{19} с диодами D_8, D_9 . Небольшой ток, протекающий через диоды D_8, D_9 , смещает их в прямом направлении, уменьшая их прямое сопротивление. Диоды D_1, D_2 стабилизируют уровень смещения при изменении температуры и питающих напряжений. Резистор R_{13} и диод D_7 не оказывают влияния на уровень смещения (диод D_7 заперт отрицательным потенциалом порядка 0,5 в), но при отсутствии стробирующего сигнала ограничивают выпрямленный после предварительного усилителя сигнал до уровня нулевого потенциала, так как точка 4 при отсутствии стробирующего сигнала находится на уровне нулевого потенциала. При наличии отрицательного стробирующего сигнала

цепь ограничения отключается и сигнал с выхода предварительного усилителя через диоды D_8, D_9 поступает на базу T_3 и открывает его. С эмиттера T_3 отрицательный сигнал поступает на стробирующий каскад.

Формирователь строба состоит из входного каскада (T_8), линии задержки ЛЗ, эмиттерного повторителя (T_9) и формирующего каскада (T_{10}). Запуск входного каскада осуществляется через диодно-трансформаторный клапан. В эмиттерной цепи транзистора T_8 включена формирующая цепочка $R_{28}C_5$. Резистор R_{34} служит для подавления помех на входе формирователя. Последовательно с транзистором T_8 со стороны эмиттера включена линия задержки. Конец линии задержки нагружен на согласующий резистор R_{29} и подключен к базе эмиттерного повторителя.

В качестве линии задержки использована стандартная ЛЗ на 2 мксек с 10 отводами через 0,2 мксек. Изменение времени задержки осуществляется закорачиванием части секций линии задержки.

Эмиттерный повторитель выполнен на транзисторе T_9 . Его нагрузкой являются трансформатор Tr_5 и балластный резистор R_{30} . Параметры эмиттерного повторителя выбраны из условия получения высокого входного сопротивления, с одной стороны, и обеспечения надежного запуска выходного усилителя — с другой. Выходной усилитель выполнен на транзисторе T_{10} по схеме с общим эмиттером. В эмиттерной цепи транзистора стоит формирующая цепочка $R_{31}C_6$. Делитель $R_{31}-R_{32}$ создает небольшой отрицательный потенциал в эмиттере транзистора, что делает его нечувствительным к помехам, возникающим на базе транзистора. Нагрузкой выходного усилителя является трансформатор Tr_6 , включенный в коллекторную цепь транзистора; цепочка $R_{33}D_{11}$ является демпфирующей и служит для подавления паразитных колебаний в выходном трансформаторе. Конец выходной обмотки заземлен. На выходе формирователя строба получаем импульс отрицательной полярности с уровня нулевого потенциала, задержанный относительно входного импульса на время, пропорциональное числу включенных секций линии задержки.

Стробирующий каскад, представляющий каскад последовательного стробирования, выполнен на транзисторах T_4 и T_5 , включенных по схеме с общим эмиттером. Воздействие одного лишь сигнала I на базу транзистора

T_4 недостаточно для открытия, так как он заперт отрицательным потенциалом по эмиттеру, а транзистор T_5 заперт до прихода стробирующего импульса. При поступлении только стробирующего импульса транзистор T_5 открывается, но на базе транзистора T_4 положительный потенциал, на эмиттере нулевой потенциал и последний остается закрытым. Только совместное воздействие сигнала с буферного каскада и стробирующего импульса вызывает отпирание транзистора T_4 , и на его коллекторе появляется положительный импульс, который через трансформатор Tr_2 подается непосредственно на вход формирователя. Вследствие действия положительной обратной связи (обмотка H_2-K_2 трансформатора Tr_3 , резистор R_{10}) транзистор T_4 находится в режиме насыщения и после действия сигнала с предварительного усилителя. При этом длительность импульса, формируемого транзистором T_4 , зависит от длительности стробирующего импульса и насыщения трансформатора Tr_3 .

Резистор R_{17} ограничивает коллекторный ток T_4 . Цепочка из резистора R_{15} и диода D_4 служит для демпфирования паразитных колебаний в трансформаторе Tr_2 . Резистор R_{14} является коллекторной нагрузкой транзистора T_5 . Резисторы R_{18} , R_{20} , R_{22} определяют базовый ток транзистора T_5 . Цепочка, состоящая из диода D_3 и резистора R_{22} , образует отрицательную нелинейную обратную связь для уменьшения насыщения транзистора T_5 .

Выходной формирователь собран на транзисторах T_6 и T_7 . Первый каскад представляет собой импульсный усилитель, собранный по схеме с общим эмиттером, нормально закрытый. Сигнал с коллектора T_4 через трансформатор Tr_2 , служащий для согласования выхода T_4 и входа T_6 , подается в базу T_6 и открывает его. Для стабилизации длительности сигнала на выходе T_6 введена отрицательная обратная связь по току (в цепь эмиттера включены резистор R_{23} и конденсатор C_3). Для обеспечения необходимой помехоустойчивости формирователя в эмиттер транзистора T_6 подано отрицательное смещение (делитель $R_{11}-R_{23}$). Нагрузкой этого каскада служит трансформатор Tr_3 . Демпфирующая цепочка $R_{26}-D_6$ служит для устранения паразитных колебаний трансформатора Tr_3 .

Второй каскад формирователя, собранный на транзисторе T_7 , также представляет собой импульсный усилитель. В эмиттер включена цепочка обратной связи $R_{24}C_4$.

для стабилизации длительности выходного сигнала. Нагрузкой выходного каскада является резистор R_{27} . Выходной сигнал имеет положительную полярность с уровня —15 в амплитудой 15 в при длительности около 2 мксек.

Конструктивно анализатор устойчивости судов АО-1 (рис. 7-15) выполнен в виде двух блоков — электронного

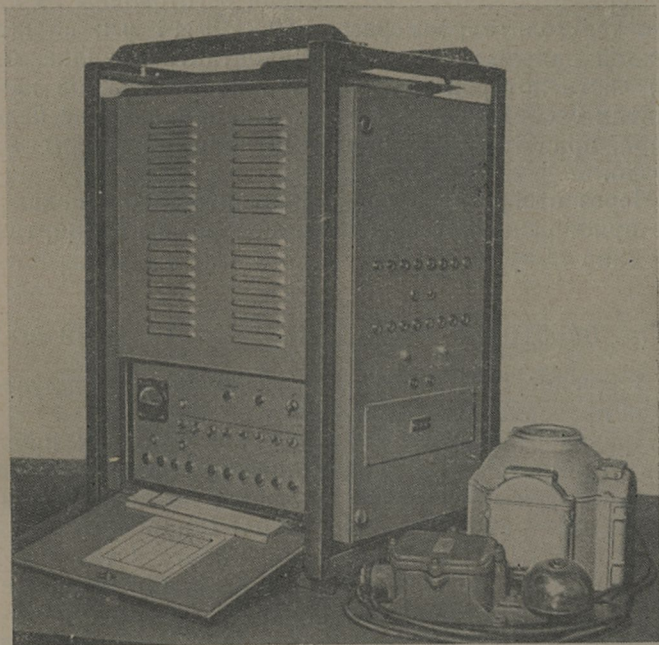


Рис. 7-15. Внешний вид АО-1 с гироскопическим датчиком.

вычислителя и гироскопического датчика кренов (гироскоп от АП-5), закрепленных на сварной раме. Электронный вычислитель представляет собой прямоугольную сварную конструкцию размерами 560×470×285 мм, выполненную из стальных уголков. В нижней части передней стенки размещается пульт управления, который закрывается откидной крышкой; в верхней части этой стенки пробиты жалюзи для охлаждения. Правая боковая объемная панель используется для органов индикации, а левая боковая стенка выполнена в виде радиатора,

в теле которого размещены транзисторы блока питания. В задней стенке имеется отверстие для вывода жгута, идущего на разъем гироскопа, а в нижней закреплен разъем типа ШР для связи с бортовой сетью и сиреной.

Внутри корпуса АО-1 расположены 8 панелей основных устройств вычислителя, фиксация положения которых осуществляется в направляющих пазах. На каждой панели могут разместиться 29 модулей стандартными размерами $50 \times 50 \times 2$ мм. Панели изготовлены из листового текстолита размерами $380 \times 299 \times 4$ мм; на концах каждой панели закреплена 30-контактная вилка, ответная часть которой расположена на монтажной панели. Панели свободно вставляются в направляющие пазы до упора, при этом вилка разъема надежно входит в свое гнездо.

Через отверстия в верхней и нижней обшивках корпус прибора крепится к подвесной раме на амортизаторах типа «Лорд».

7-9. НЕКОТОРЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЛУАТАЦИИ АО-1

В течение 1964—1966 гг. производилась эксплуатационная проверка АО-1.

Предварительно в лабораторных условиях проверялись режимы работы блоков питания, правильность выполнения функциональных операций по циклам и в целом, общая работоспособность АО-1 и получаемая при этом точность. При непрерывной работе в течение 18 ч блок питания при полной нагрузке выдает заданные номиналы напряжений со стабильностью не хуже 0,3% при изменении подводимого напряжения на $\pm 10\%$; пределы регулировки стабилизированных напряжений составляют $\pm 10\%$ и вполне достаточны для эксплуатации; схемы защиты работают исправно, потребляемая мощность составляет 175 вт.

Осциллографический контроль работы функциональных элементов и узлов показал, что все устройства функционируют правильно, полезные сигналы превышают сигналы помех не меньше чем в 5 раз при заданных номинальных напряжениях и не менее чем в 3 раза при изменении всех питающих напряжений на $\pm 10\%$.

Выполнение операций по циклам проверено с помощью осциллографов ИО-1 и И-5 (с послесвечением до 30 сек), при этом в качестве генератора входных сигнала

лов использован низкочастотный генератор периодических колебаний НГПК в режиме генерирования синусоидальных колебаний и периодических колебаний треугольной формы. Частота изменялась от 0,1 до 0,5 гц, амплитуда — от 140 мв до 7 в. Во всех циклах функциональные операции выполняются правильно для всех частот и амплитуд указанных пределов.

Общая работоспособность АО-1, правильность выполнения алгоритма вычислений и получаемая при этом точность проверены установкой гироскопического датчика (ГД) на подвесной качающейся платформе с изменяемым периодом качки и сравнением периода τ_0 собственных колебаний платформы с величиной τ , вычисленной с помощью АО-1. Период τ_0 изменялся в пределах от 2,8 до 3,6 сек, а угол крена — от ± 1 до $\pm 40^\circ$. В целях имитации качки на море в колебания платформы вводились нерегулярности с амплитудой меньшей, чем при регулярных колебаниях. Испытания проводились непрерывно по 14 ч. Общее время работы АО-1 при этом составило 140 ч.

Установлено, что АО-1 работает устойчиво, а его температурный режим не ставит ограничений на продолжительность непрерывной работы; алгоритм вычислений периода τ качающейся платформы выполняется правильно; первое после включения прибора достоверное значение τ вырабатывается через 128 полных колебаний и не более чем через 256 колебаний, если кроме собственного периода платформа имеет колебания с малыми амплитудами под действием вынуждающей силы; ошибка в вычислении τ не превышает $\pm 0,02$ сек в течение всего времени испытаний; сигнализация о достижении или превышении $\tau_{кр}$ работает четко.

Морские испытания АО-1 производились дважды; первое — (краткосрочные) — в июле 1965 г., второе — с 3 марта по 14 апреля 1966 г. в бассейне Северной Атлантики на СРТ-117 и СРТ-4177 соответственно. Первое испытание показало, что принятая методика вычисления метацентрической высоты судна правильна. Выявлена возможность расширить диапазон вычисляемых периодов качки до 20 сек и улучшить конструкцию.

Вторичное (длительное) испытание было предпринято по решению Межведомственной комиссии, созданной Министерством рыбной промышленности при Государственном проектном институте рыбопромыслового флота

«Гипрорыбфлот». Рабочая группа* смонтировала дополнительную контрольно-измерительную аппаратуру (волнограф ГМ-16, уклонограф КТИ, анеморумбометр М-47, приборы для записи качки, инклинограф КТИ и др.) и провела длительные многократные наблюдения за непрерывной работой АО-1 при различных условиях погоды, состояниях моря и загрузки судна.

В последнем испытании АО-1 прошел всестороннюю проверку в реальных условиях эксплуатации. Он был установлен в кормовой четырехместной каюте левого борта СРТ-4177 «Мудьюг» (капитан П. Г. Малышев, судовладелец—Атлант НИРО). Во время рейса с 3/III 1966 г. по 17/IV 1966 г. выполнено 6 испытаний в Северной Атлантике и в Северном море, проведено 12 кренований в бухтах Шотландских островов (Фугле-Фьёрд). Сила волнения изменялась за это время от двух до восьми баллов; водоизмещение судна — от 335 до 417 т ($0,62 \leq h \leq 0,72$ м; $7,8 \geq \tau \geq 7,09$ сек); скорость винта от 145 до 250 об/мин; измерения проводились в дрейфе и на ходу на разных курсах в обычных для СРТ условиях вибрации и влажности. Питание АО-1 производилось от судовой сети постоянного тока.

Коэффициент остойчивости Rh определялся кренованием на глубинах не менее 10 м. Для оценки правильности показаний АО-1 производилась регистрация условий испытаний (волнение, ветер, углы волнового склона, курс по отношению к главному направлению волны, давление и температура воздуха, удельный вес воды, осадка судна, надводный борт, вес судна и крен балласта, углы крена, марки времени и т. д.). Затем эти экспериментальные данные обрабатывались в соответствии с нормами остойчивости и результаты сравнивались с показаниями АО-1. Некоторые из этих результатов представлены на рис. 7-16, а—в, которые не нуждаются в пояснениях. На рис. 7-17, а представлены результаты, полученные в СССР и в ГДР (верфь в г. Штральзунде) при креновании СРТ с малыми нагрузками, и значения τ — h , полученные в плавании с помощью АО-1. Отличие этих результатов достигает 13%, однако вряд ли эту ошибку можно истолковать как только погрешность результатов кренова-

*Морские испытания АО-1 проводились рабочей группой в составе тт. В. Г. Зиньковского-Горбатенко, Г. И. Шпаковского, А. Г. Митрофанова, П. Г. Малышева, Г. Н. Абрамовича, Ю. И. Быкова, Е. Н. Култышева.

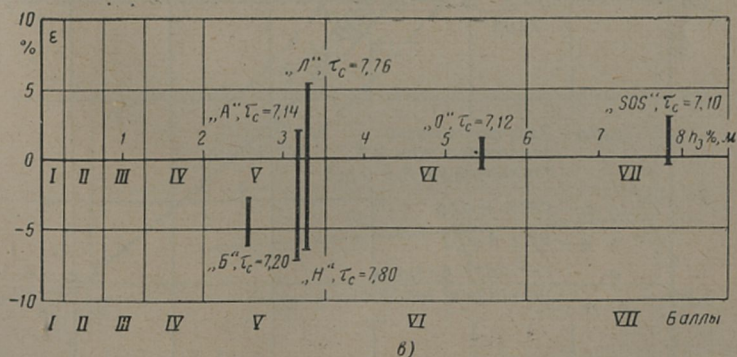
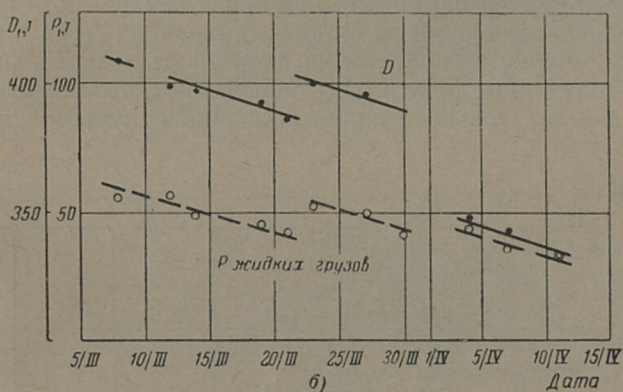
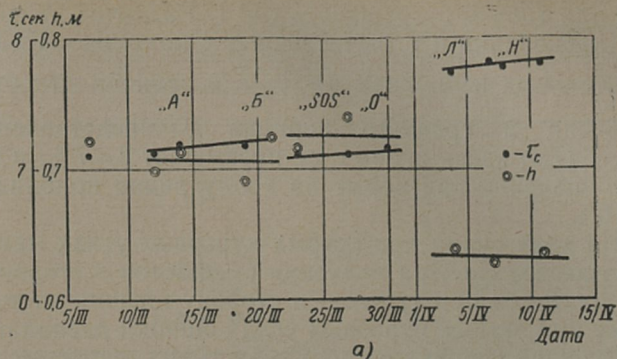


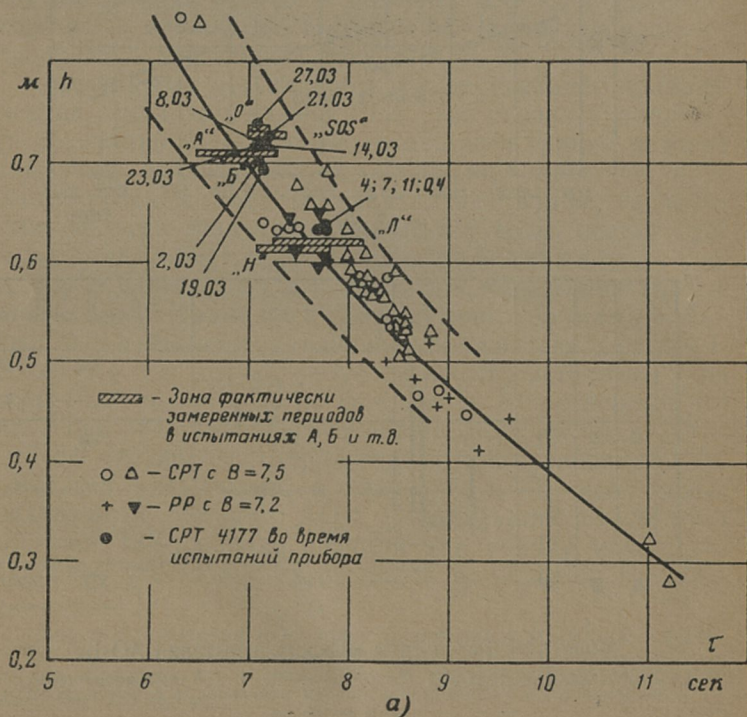
Рис. 7-16. Результаты морских испытаний АО-1.

а — определение τ и h судна; б — определение τ и h судна при изменении грузоподъемности; в — зависимость ошибки измерения τ с помощью АО-1 от силы волнения.

ния или только погрешность АО-1. Различия значений τ_c при креновании и τ , вычисленных с помощью АО-1, в относительных величинах $\epsilon = \frac{\tau - \tau_c}{\tau_c}$ в зависимости от силы волнения и среднего периода θ представлены на рис. 7-17,б; здесь вновь ϵ не превышает 5—7%, и только одно значение при корме на волну равно приблизительно 10%.

На ходу судна при острых курсовых углах максимум кажущегося спектра волнения смещается в сторону высших частот, а при тупых — в сторону низших частот. Поэтому при острых курсовых углах ошибки располагаются ниже линий средних ошибок, при тупых, наоборот, выше. Этот характер изменения ошибок в зависимости от курса позволяет ввести поправку в показания АО-1 и уменьшить ошибку в определении τ с помощью АО-1 вдвое.

Полученные результаты показывают, что погрешности связаны не только с силой волнения и курсом корабля,



но и с характером спектра волнения. Так, при испытаниях 20 марта 1966 г. в волнении практически отсутствовали составляющие низких частот и ошибка в определении τ оказалась сдвинутой в отрицательную сторону ($7,01 <$

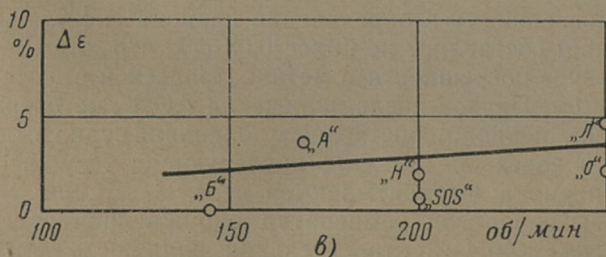
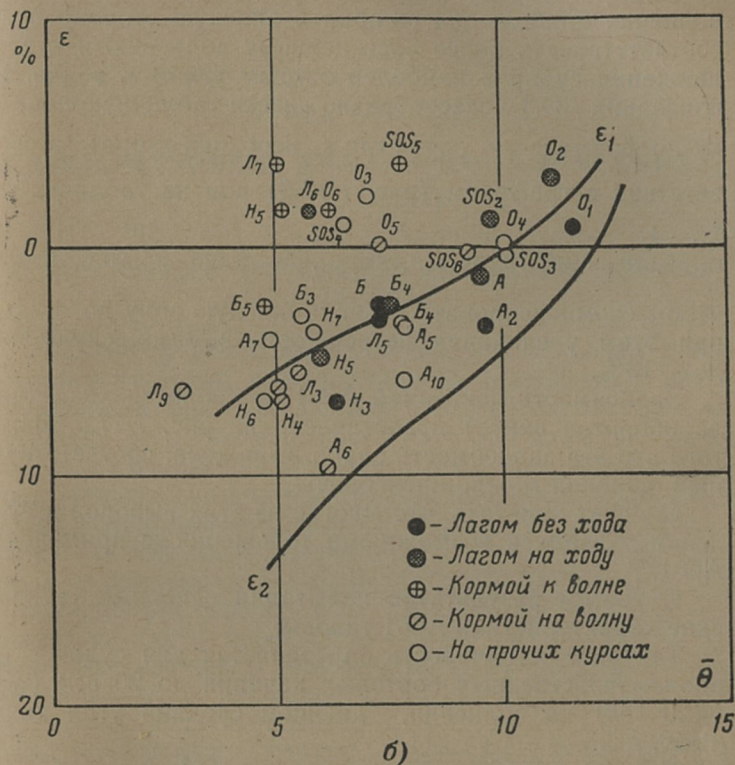


Рис. 7-17. Результаты морских испытаний АО-1.

a — величины τ и h , найденные с помощью АО-1 (СССР) и при креновании СРТ (ГДР); b — относительная ошибка определения τ с помощью АО-1 и кренованием в зависимости от силы волнения и среднего периода; a — абсолютная ошибка определения τ в зависимости от числа оборотов винта.

$<\tau_c=7,2 \text{ сек})$. Наоборот, при испытаниях 29 марта 1966 г. волнение было близко к насыщенному с вполне развитой низкочастотной частью — ошибка сдвинута в положительную сторону. Поэтому при одной и той же силе волнения наибольшая ошибка в опасную сторону будет соответствовать более насыщенному волнению и курсам движения судна с наиболее острым углом к волне. На показания АО-1 целесообразно ввести табличную поправку по формуле $\bar{\tau} = \frac{\tau}{1 + \varepsilon_1}$, где ε_1 необходимо брать в соответствии с графиком (рис. 7-17,б) или из таблицы:

$\bar{\varepsilon} \dots$	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$\varepsilon \dots$	-0,070	-0,055	-0,044	-0,035	-0,024	-0,015	-0,003	0,012	0,031

чтобы скомпенсировать сдвиг в опасную зону до $+2,5\%$, при этом увеличивая погрешность в безопасную зону до -18% .

Зависимость показаний АО-1 от скорости хода (числа оборотов винта) представлена на рис. 7-17,в. Ввиду того что эта зависимость слабо выражена, соответствующей ошибкой можно пренебречь.

Следует отметить, что многие из этих выводов и суждений оказались возможными только после применения АО-1.

С учетом результатов испытаний основные технические характеристики АО-1 таковы:

Текущая остойчивость определяется для судов с периодом собственных бортовых качаний до 20 сек ($\tau_0 \leq 20 \text{ сек}$) на волнении, дающем средний угол качки $\alpha > 2^\circ$.

Максимальный угол качки $\alpha_{\text{макс}} = 50^\circ$.

Погрешность в определении периода собственных колебаний составляет не более 0,08 сек, что для СРТ соответствует погрешности в метацентрической высоте не более 1 см. Первое после включения АО-1 достоверное замечание периода собственных колебаний судна вырабатывается через 30—40 мин; последующие текущие значения периода вырабатываются через 1—3 мин. Условия работы: диапазон температур окружающей среды — от -10 до $+40^\circ \text{C}$; относительная влажность — не более 90%. Вес в комплекте с гировертикалью от АП-5 и рамой подвески — около 80 кг.

ГЛАВА ВОСЬМАЯ

АППАРАТУРНЫЙ АНАЛИЗ ДИНАМИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ

8-1. АНАЛИЗАТОР КРУТИЛЬНЫХ КОЛЕБАНИЙ СИЛОВЫХ УСТАНОВОК

Машиностроительные установки представляют собой сложные системы, подвергающиеся воздействию внешних силовых факторов (моменты, силы). Вследствие неизбежной неуравновешенности масс при вращении валов проводов возникают крутильные колебания, которые должны учитываться при расчетах на прочность и долговечность. Оперативный анализ таких колебаний, получаемых с помощью опытной установки или модели, позволяет ускорить проектирование или улучшить имеющийся проект. В большинстве случаев задача сводится к анализу процесса изменения давления в цилиндре установки, т. е. к обработке многочисленных индикаторных диаграмм (рис. 8-1), в результате чего получают коэффициенты Фурье по одной из приближенных формул в несколько этапов.

С помощью датчиков давления процесс изменения давления регистрируется на бумаге электроискровым, электротермическим, электрохимическим способами или с помощью шлейфовых осциллографов на фотобумаге или фотопленке. Ординаты полученной кривой измеряются с определенным шагом квантования по времени

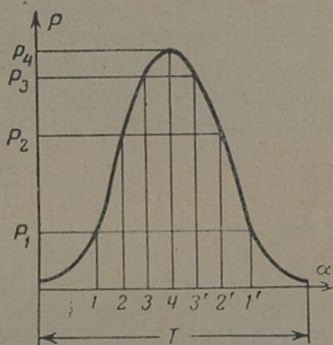


Рис. 8-1. Индикаторная диаграмма давления в цилиндре двигателя.

с помощью масштабных линеек-трафаретов и вводятся в ЭВМ для обработки. Такая методика не удовлетворяет требованиям оперативности, сопряжена с субъективными ошибками и становится весьма затруднительной в отсутствие ЭВМ.

Для полной автоматизации анализа крутильных колебаний поршневых двигателей разработан [Л. 119] анализатор АКД *, соединяющий в себе электропневматический датчик и специализированный цифровой вычислитель для определения коэффициентов Фурье. Результаты расчетов выводятся на печать или могут быть выданы на электроннолучевой индикатор.

Анализатор крутильных колебаний двигателей позволяет также перестроить кривую давления путем перемножения каждой ординаты основной индикаторной диаграммы на коэффициенты

$$B_i = \sin \alpha_i + \frac{\lambda}{2} \sin 2\alpha_i,$$

где λ — постоянная для данной установки величина, $\alpha_0 = 0$ (в нижней мертвой точке — НМТ), $\alpha_1 = 2\pi/p$, $\alpha_2 = 2\alpha_1$, $\alpha_3 = 3\alpha_1$, ..., $\alpha_p = p\alpha_1$, разложить перестроенную кривую в ряд Фурье, определить текущий период T и вывести на печать результаты гармонического анализа перестроенной кривой и текущие периоды.

Для вычисления интегралов Эйлера — Фурье

$$A_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \cos kt \, dt;$$

$$B_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \sin kt \, dt$$

используются формулы Бесселя

$$\frac{a_k}{b_k} = \frac{2}{p} \sum_{i=0}^{p-1} y_i \frac{\cos ki}{\sin ki} \frac{2\pi}{p}, \quad (8-1)$$

где y_i — значения ординат индикаторной диаграммы в p равностоящих точках, k — номер гармоники.

* АКД изготовлен под руководством Г. И. Шпаковского в ВЦ Белгосуниверситета.

Погрешность вычисления коэффициентов определяется соотношением Умова

$$a_k - A_k = \sum_{n=1}^{\infty} (Anp + k + Anp - k);$$

$$b_k - B_k = \sum_{n=1}^{\infty} (Bnp + k + Bnp - k); \quad n = 1, 2, 3, \dots$$

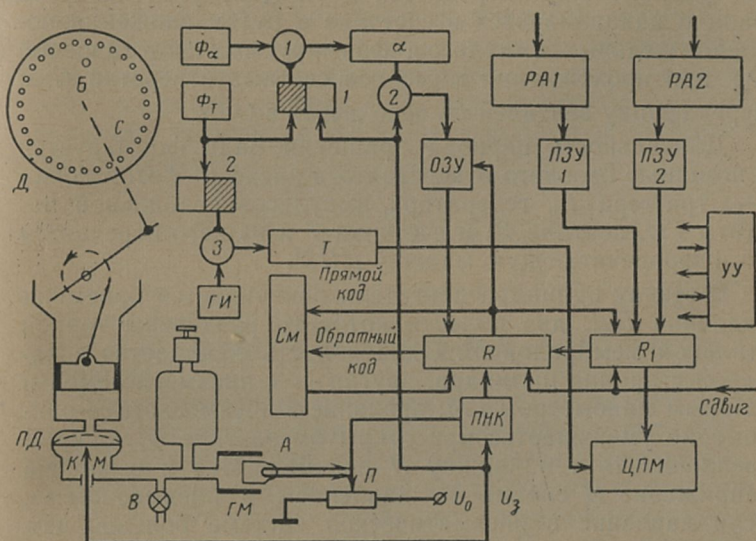


Рис. 8-2. Функциональная схема анализатора крутильных колебаний вала силовой установки.

При малых p погрешность может достигать значительной величины, с увеличением p она уменьшается. Более точными являются выражения, полученные при замене исследуемой функции близкой к ней кусочно-параболической функцией. В этом случае

$$\tilde{a}_k = \gamma_k(k, p) a_k; \quad \tilde{b}_k = \gamma_k(k, p) b_k, \quad (8-2)$$

где γ — корректирующий множитель.

В АКД принят метод кусочно-параболической аппроксимации, для которой погрешность имеет порядок $[f(t)/p]^{l+1}$; l — степень параболы.

Функциональная схема (рис. 8-2) реализует программу вычислений по формулам (8-1) и (8-2), переводит результат в двоично-десятичный код и выдает его в электроуправляемую печатающую машину. На первом этапе входная информация (индикаторная диаграмма) вводится в оперативное запоминающее устройство ОЗУ: а) давление P , измеряемое манометром M , воспроизводится пропорциональным напряжением на выходе потенциометра Π , преобразуется в код схемой ПНК и через регистр давления R передается в ОЗУ; б) угол поворота вала α накапливается в счетчике α путем сложения последовательных импульсов, формируемых фотоголовкой Φ_α при прохождении мимо нее счетных отверстий C , и через группу клапанов B_2 передается в ОЗУ.

Длительность периода вращения вала формируется с помощью базового отверстия B в диске D , фотоголовки Φ_T , триггера T_2 , генератора импульсов стабильной частоты ГИ, клапана B_3 и счетчика T и из него передается на цифропечатающую машину ЦПМ.

В стенку цилиндра двигателя ввинчивается приемник давления ПД, две полости которого разделены тонкой стальной мембраной M . Одна полость сообщается с камерой сгорания цилиндра, другая — с пневмосистемой и газовым манометром ГМ; давление в пневмосистеме равномерно уменьшается при открытом клапане B , точка A крепления тяги к движку Π перемещается и выходное напряжение Π следит за давлением в пневмосистеме. Если давление в пневматической системе больше, чем в камере сгорания, мембрана прогнется вверх (пунктир), контакт K будет разомкнут. В момент равенства давлений мембрана M касается контакта K и формируется управляющий сигнал, используемый для выдачи из ПНК кода давления в регистр R ; из регистра α через B_2 — кода угла поворота вала в ОЗУ и для установки триггера T_1 в нулевое состояние, чтобы прекратить поступление счетных импульсов через B_1 . Этот триггер устанавливается в единичное состояние базовым сигналом с фотоголовки Φ_1 . Таким образом, T_1 формирует разрешающий потенциал для B_1 в течение всего интервала времени от момента прохождения базы B мимо Φ_T до момента равенства давлений в обеих камерах пневмосистемы.

За каждый оборот вала двигателя давление сравнивается дважды, дважды замыкается и размыкается мембрана M с контактом K и дважды снимается отсчет угла

поворота со счетчика α , т. е. за один оборот вала снимаются две точки индикаторной диаграммы. Так как давление в пневмосистеме падает, то получаются пары точек (рис. 8-1) в последовательности: 4, 3-3', 2-2', 1-1'. Импульсы замыкания U_3 поступают также в регистр адреса PA ОЗУ и выбирается адрес ячейки ОЗУ, в которую должно быть записано очередное значение давления из регистра R .

Вся диаграмма снимается за большое количество (несколько сотен или тысяч) оборотов. Вследствие различных люфтов, неравномерного поступления горючего, изменения нагрузок диаграмма состоит из последовательных комплексов несколько рассеянных точек — одному и тому же углу поворота вала соответствуют различные давления. Поэтому в АКД производится усреднение по схеме Горнера:

$$y_i = \{[(y_{i1} + y_{i2}) : 2 + y_{i3}] : 2 + y_{i4}\} : 2, \quad (8-3)$$

где $y_{i1}, y_{i2} \dots$ — последовательные ординаты индикаторной диаграммы в циклах 1, 2, ...

В этом случае наибольшим весом обладает последняя ордината.

Для измеренного давления p_i угол α_i является адресом, в котором должна быть размещена величина P_i в ОЗУ. Поэтому адрес α_i определяется усреднением по схеме Горнера. Такой способ ввода позволяет существенно уменьшить разброс точек индикаторной диаграммы.

Число вводимых в ОЗУ ординат P_i равно числу (256) счетных отверстий в диске D . Признаком окончания ввода может служить, например, переход от незаполненной ячейки ОЗУ к первой заполненной, если в ОЗУ отведено под P_i число ячеек, равное числу отверстий C в диске D .

В постоянном запоминающем устройстве ПЗУ1, построенном на ферритовых кольцах по принципу *прошито — не прошито*, размещены табличные значения $\sin$ -функции, заданной с интервалом $2\pi/m$ в пределах полупериода π , где $\sin$ -функция положительна. Чтобы получить значение $\sin$ - или $\cos$ -функции в пределах оборота вала (от 0 до 2π), вся таблица используется дважды для первой гармоники и $2k$ раз для k -й гармоники. При этом последовательные адреса в $PA1$ для k -й гармоники изменяются с шагом k . Ячейка $PA1$ имеет емкость на

$m/2$ единиц, а так как за время вычисления коэффициента поступит km единиц, то произойдет $2k$ переполнений, каждое из которых используется для определения знака $\sin$ -функции. При вычислении a_k начальное состояние $PA1$ — нуль, а при вычислении B_k — код числа $m/4$ (сдвиг на угол 90°).

В постоянном запоминающем устройстве $ПЗУ2$ хранится таблица корректирующих коэффициентов γ_k . Работа канала $PA2$ — $ПЗУ2$ организуется аналогично работе канала $PA1$ — $ПЗУ1$.

После засылки в $ОЗУ 256$ ординат индикаторной диаграммы входное устройство отключается и начинается вычисление коэффициентов Фурье. Все операции в арифметическом устройстве (сумматор $См$, регистры R и R_1) выполняются в двоичной системе счисления.

Основная операция — накопление сумм парных произведений — осуществляется следующим образом. Из $ОЗУ i$ -я ордината индикаторной диаграммы выбирается в R . В зависимости от состояния первого разряда R (0 или 1) содержимое соответствующей k_i -й ячейки (или k -й гармоники) таблицы из $ПЗУ1$ суммируется (в случае 1) в R_1 и сдвигается влево на один разряд. После 16 сложений и сдвигов в R оказываются 16 старших разрядов i -го произведения $y_i \cos i \frac{2k\pi}{p}$, которое затем округляется и прямым или обратным кодом прибавляется в сумматор, где уже находится сумма $i-1$ таких произведений. После 256 суммирований и переноса запятой в $См$ влево на семь разрядов (деление на $p/2=128$) получаем в сумматоре:

$$a_k = \frac{2}{p} \sum_{i=0}^{p-1} y_i \cos i \frac{2k\pi}{p}.$$

Далее a_k умножается на корректирующий множитель γ_k , который хранится в виде таблицы в $ПЗУ2$. Для этого a_k из $См$ передается в R . В R_1 выбирается γ_k $ПЗУ2$, производится умножение 16 старших разрядов произведения, т. е.

$$\tilde{a}_k = \gamma_k a_k$$

оказывается в регистре R . Так как печать производится в десятичной форме, $\tilde{a}_k$ преобразуется в двоично-десятич-

ный код. Для этого $\tilde{a}_h$ из R передается в $См$. Затем с помощью вычитания единицы число в $См$ преобразуется в последовательность импульсов, которая пересчитывается разделенным на тетрады и работающим в качестве десятичного пересчетного устройства регистром R_1 . Затем двоично-десятичное число из регистра R_1 поступает на печатающее устройство. Аналогично происходит и вычисление коэффициентов $\tilde{b}_h$.

При расчете индикаторной диаграммы производится перестроение полученных с преобразователя ординат по формуле

$$y^*i = y_i b_i = y_i \left(\sin \alpha_i + \frac{\lambda}{2} \sin 2\alpha_i \right).$$

Чтобы не усложнять адресную систему ПЗУ, целесообразно производить вычисления по преобразованной формуле. В первом цикле производится операция умножения $y_i \sin \alpha_i$ для всех последовательных i и запись этих произведений по прежним адресам. Затем адресная система ПЗУ1 переключается на получение $\cos \alpha_i$ и для каждого i производятся следующие действия: выборка λ с пульта управления в регистр R ; умножение λ на $\cos \alpha_i$; передача старших разрядов произведений из R в R_i ; выборка регистром R величины $y_i \sin \alpha_i$ из ОЗУ; суммирование $y_i \sin \alpha_i$ в $См$; умножение содержимого R и R_i : $y_i \sin \alpha_i \lambda \cos \alpha_i$; суммирование старших разрядов произведений в $См$, где получается сумма $y_i \sin \alpha_i + y_i \sin \alpha_i \lambda \cos \alpha_i = y_i \sin \alpha_i (1 + \lambda \cos \alpha_i)$; передача перестроенной ординаты из $См$ в R и запись ее по i -му адресу в ОЗУ; переход к $(i+1)$ -й ординате.

После того как все ординаты будут перестроены, коэффициенты Фурье вычисляются по описанному выше способу.

Анализатор пригоден для расчета индикаторных диаграмм и торсиограмм, характеризующих зависимость крутильных колебаний от скорости вращения коленчатого вала. Во втором случае имеются особенности, обусловленные методикой занесения ординат реализации в ОЗУ. Для торсиограмм все ординаты, получаемые с помощью того же преобразователя ПНК (рис. 8-2), заносятся в ОЗУ в течение одного оборота вала двигателя. Заметим, что вместо потенциометра Π для воспроизведения давления в пневмосистеме можно использовать перфорированную линейку с фотоголовкой. Перемещение

точки A вместе с линейкой будет создавать счетные импульсы на выходе фотоголовки. Эти импульсы можно подавать на счетный вход P . В этом варианте отпадает необходимость применения ПНК.

Для занесения в ОЗУ дополнительной информации предусмотрен ручной ввод ординат с пульта управления.

Анализатор выполнен на полупроводниковых элементах и содержит три основных блока: вычислитель с преобразователем, блок питания, печатающее устройство. Время вычисления и печати одного коэффициента составляет несколько секунд.

8-2. ВЫЧИСЛИТЕЛЬ ЧАСТОТ СВОБОДНЫХ КОЛЕБАНИЙ ВАЛОПРОВОДОВ

Различные виды колебательных систем, различающиеся родом энергии (механическая, электрическая), характером возбуждения (непрерывное, импульсное), структурой (простые, разветвленные, разомкнутые, кольцевые), передаточными звеньями (без редукиции, с редукицией), распределением масс (дискретное, непрерывное, смешанное), характером параметров (линейные, нелинейные) и степенью устойчивости, обладают определенной общностью, вытекающей из того, что они описываются одинаковыми дифференциальными уравнениями. Эти системы получили название цепных, для определения частот свободных колебаний которых имеется обширный аналитический аппарат. Большой интерес представляет метод цепных дробей, разработке и аналитическим приложениям теории которого посвящен ряд монографий и статей советских ученых [Л. 95, 111].

Безусловно, универсальные вычислительные машины позволяют вести расчеты на основе векового уравнения и метода спектральной функции Бернштейна, однако алгоритмы цепных дробей более удобны и экономичны при построении специализированных вычислителей для оперативных инженерных расчетов. Занимать универсальную вычислительную машину в этом случае нецелесообразно; кроме того, не всегда имеется возможность использовать ЭВМ. Поэтому создание достаточно быстродействующего вычислителя цепной дроби с удобным и простым вводом исходных параметров цепной системы крайне необходимо.

Основное уравнение свободных колебаний валопровода в форме цепной дроби имеет вид:

$$\begin{aligned}
 & -m_1\Delta + \frac{1}{E_{1,2} + \frac{1}{-m_2\Delta + \frac{1}{E_{2,3} + \frac{1}{-m_3\Delta + \frac{1}{\ddots + \frac{1}{E_{n-1,n} + \frac{1}{m_n\Delta}}}}}}} = 0; \\
 & \hspace{15em} (8-4)
 \end{aligned}$$

в дальнейшем будем записывать его в виде

$$\begin{aligned}
 & (-m_1\Delta) + \frac{1}{E_{1,2} +} \frac{1}{(-m_2\Delta) +} \frac{1}{E_{2,3} +} \times \\
 & \times \frac{1}{(-m_3\Delta) +} \dots \frac{1}{E_{n-1,n} +} \frac{1}{(-m_n\Delta)} = 0, \hspace{2em} (8-5)
 \end{aligned}$$

где m_n — коэффициент инерции k -й сосредоточенной массы рассматриваемой цепной системы (валопровода) в безразмерной системе единиц; $E_{k,k+1}$ — комплексная податливость соединения k -й и $(k+1)$ -й сосредоточенных масс в безразмерной системе единиц; $\omega_i = \sqrt{\Delta_i}$ — аргумент (круговая частота) гармонических колебаний с главными составляющими

$$x_k = X_k \sin(t + \sqrt{\Delta_k} + \gamma);$$

X_k — амплитуда колебаний k -й массы;

γ — общая для всех масс начальная фаза.

Решение (8-5) может быть осуществлено с целью определения корней Δ_k при заданных для исходной цепной системы параметрах по одному из описываемых алгоритмов.

Приведенные корни соответствуют диапазону чисел 0—1, поэтому, положив $\Delta_0 = h = 0,0001$, где h — шаг изменения корня, можем вычислить левую часть (8-5) для $R = 0, 1, 2, \dots, N$, где $N = \frac{1}{0,0001} = 10^4$. Значениям $H_k \approx 0$ соответствуют корни уравнения (8-5). Этот табличный метод имеет простую геометрическую интерпретацию: корни частотной функции расположены в точках ее пересечения с осью Δ .

Погрешность определения корней Δ_k при этом не превышает $h/2$, тем более если учитывать еще перемену знака частотной функции $H(\Delta)$. Последняя равна нулю лишь при подстановке в (8-4) или (8-5) точных значений Δ_k , поэтому при раскрытии дроби снизу вверх или справа налево она, вообще говоря, будет отличаться от нуля, т. е.

$$H(\Delta) = -m_1\Delta + \frac{1}{E_{1,2} - \frac{1}{m_2\Delta}} \times \\ \times \frac{1}{E_{2,3} - \frac{1}{m_3\Delta}} \dots \frac{1}{E_{k+1,k+2} - \frac{1}{m_{k+2}\Delta}} \dots \frac{1}{E_{n-1,n} - \frac{1}{m_n\Delta}}. \quad (8-6)$$

Вычисления по (8-6) сводятся к сложениям и делениям соответствию с рекуррентными связями:

$$\left. \begin{aligned} a_{n-k} &= m_{n-k}\Delta; \\ b_{n-k} &= \frac{1}{a_{n-k}}; \\ c_{n-k} &= b_{n-k} + E_{n-k-1,n-k} + d_{n-k+1}; \\ d_{n-k} &= \frac{1}{c_{n-k}}, \end{aligned} \right\} \quad (8-7)$$

причем $d_{n+k} = 0$; $k = 0, 1, 2, \dots, (n-2)$.

Тогда $H_n(\Delta) = a_1 + a_2 = -m_1\Delta + \frac{1}{C_2}$.

Метод раскрытия дроби снизу вверх легко реализуется функциональной схемой, содержащей арифметическое устройство для сложений и обращений, запоминающее

устройство для хранения исходных данных (m_{k+1} , n , $E_{k, k+1}$) и устройство управления для синхронизации работы вычислителя в соответствии с (8-7). Существенным недостатком этого метода является избыточность в вычислителях $H(\Delta)$ при последовательном увеличении Δ с шагом h . Желая получить высокую точность, следует брать малое h . Это оправдано лишь в области, близкой к значению корней Δ_k ; в других областях вычисления будут происходить при переполнении разрядной сетки $H(\Delta)$ и являются лишними.

Метод подходящих дробей

Известно [Л. 111], что всякая конечная цепная дробь

$$\alpha_0 + \frac{1}{\alpha_1} + \frac{1}{\alpha_2} + \dots + \frac{1}{\alpha_n} \quad (8-8)$$

в общем случае есть дробно-рациональная функция относительно элементов α_k ($k=0, 1, 2, \dots, n$)

$$H(\Delta) = \frac{p(\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_n)}{q(\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_n)}$$

с целыми коэффициентами.

При подстановке числовых значений α_k цепная дробь представляется в виде обыкновенной дроби, закон вычисления которой может быть записан в виде рекуррентных формул [Л. 63]:

$$\left. \begin{aligned} p_k &= \alpha_n p_{k-1} + p_{k-2}; \\ q_k &= \alpha_n q_{k-1} + q_{k+1}; \\ p_{-1} &= 1; \\ q_{-1} &= 0; \\ p_0 &= \alpha_0; \\ q_0 &= 1. \end{aligned} \right\} \quad (8-9)$$

В нашем случае

$$\left. \begin{aligned} \alpha_0 &= -m_1 \Delta; \\ \alpha_k &= E_{k, k+1} - \frac{1}{m_{k+1} \Delta}; \quad k \geq 1. \end{aligned} \right\} \quad (8-10)$$

Поэтому система (8-9) принимает вид:

$$\left. \begin{aligned} p_k &= \left(E_{k, k+1} - \frac{1}{m_{k+1}\Delta} \right) p_{k-1} + p_{k-2}; \\ q_k &= \left(E_{k, k+1} - \frac{1}{m_{k+1}\Delta} \right) q_{k-1} + q_{k-2}; \\ p_{-1} &= 1; \quad p_0 = -m_1\Delta; \\ q_{-1} &= 0; \quad q_0 = 1; \quad k \geq 1. \end{aligned} \right\} \quad (8-11)$$

Метод подходящих дробей выгодно отличается от метода раскрытия снизу вверх, поскольку он позволяет на каждом этапе вычислений сравнить $H(\Delta)$ с предыдущим приближением и выяснить достигнутую точность, после чего рекуррентный процесс может быть продолжен или прекращен в зависимости от требуемой точности. Наиболее существенным достоинством метода подходящих дробей является возможность определения корней Δ_k при определении и анализе знака дроби p_n/q_n . В самом деле, в области Δ_k величина H_k изменяет знак. Поэтому, сообщая Δ последовательные приращения h и на каждом шаге определяя знаки p_k и q_k , можно в качестве признака для выделения очередного корня использовать переменную знака дроби p_k/q_k ; при этом корень Δ_k будет определен с точностью до $h/2$. Знаковый критерий освобождает от необходимости выполнять самую трудоемкую операцию — деление. Только по этой причине значительно сокращается объем необходимой памяти, экономится машинное время и во много раз упрощается функциональная схема вычислителя цепной дроби.

Знаковый критерий метода подходящих дробей был использован при решении большого числа практически важных задач. С целью сравнения результатов, полученных при использовании этого критерия, все задачи были решены по методу раскрытия снизу вверх. Кроме того, в самом методе подходящих дробей блок-схема счета и программа для решения на ЭВМ «Минск-22» составлены таким образом, что корни определялись только по знаковому критерию (рис. 8-3) или вычислялась также и величина дроби p_k/q_k (рис. 8-4). Первая программа заняла 56 ячеек памяти, а вторая — 72 ячейки, т. е. объем памяти в первом случае на 22% меньше, чем во втором. За нулевое приближение корня Δ_0 принят шаг приращения $h=0,001$.

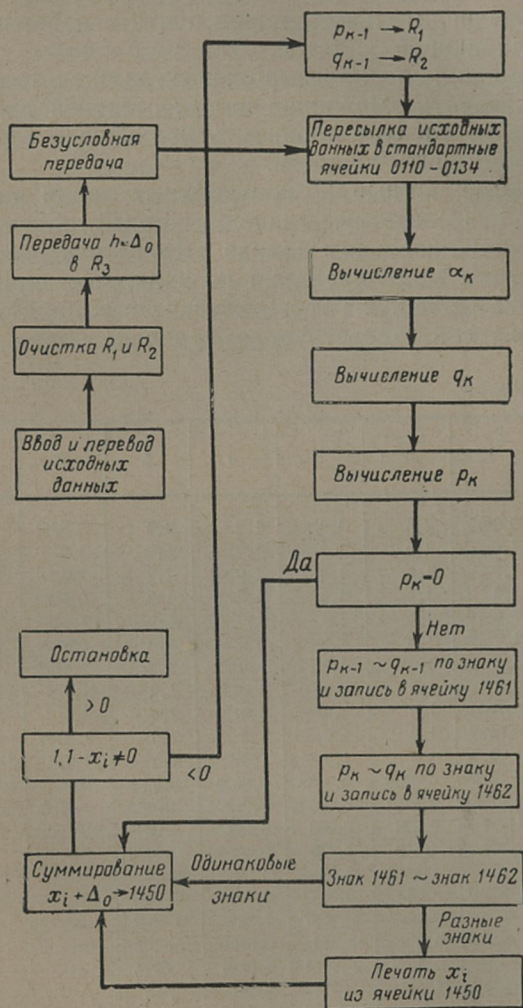


Рис. 8-3. Блок-схема анализа цепных систем методом подходящих дробей без вычисления величины цепной дроби.

Величины α_k могут быстро возрастать в зависимости от исходных данных m_k и $E_{k, k+1}$, поэтому для анализаторов и вычислительных машин почти неизбежно применение плавающей запятой. Это необходимо учитывать при построении специализированных вычислителей. Можно использовать выделение целых степеней двоек в α_k , но при этом следует проявлять большую осторожность, чтобы не потерять точности.

Исходные данные 17 контрольных задач размещены в табл. 8-1, а расчетные значения корней, полученные на Горьковском дизельном заводе «Двигатель революции», и результаты моделирования по знаковому критерию — в табл. 8-2. Сравнение теоретических и аппаратурных результатов свидетельствует о хорошем совпадении их,

m и E	1	2	3	4	5	6	7	8
m_1	0,0995	1,0	1,0	1,0	1,0	0,9851	1,0079	1,0
$E_{1,2}$	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0
m_2	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0
$E_{2,3}$	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	0,8474	0,8474	1,0
m_3	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	0,6883	0,6838	1,0
$E_{3,4}$	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	0,8474	0,8474	1,0
m_4	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	0,9892	1,0	1,0
$E_{4,5}$	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0
m_5	0,985	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0
$E_{5,6}$	0,5289	1,0	1,0	1,0	1,0	1,2485	1,2483	1,0
m_6	18,04	1,0	1,0	1,0	1,0	11,042	11,323	1,0
$E_{6,7}$	0,1092	0,8059	0,8069	0,8039	0,8069	—	—	0,2695
m_7	0,5738	0,2753	0,2753	0,2753	0,2753	—	—	0,328
$E_{7,8}$	1,155	0,284	0,284	0,284	0,284	—	—	0,242
m_8	9,484	4,618	4,775	9,4555	9,4355	—	—	36,8
$E_{8,9}$	—	4,831	5,24	45,82	88,88	—	—	1,232
m_9	—	0,254	0,302	0,9784	0,9784	—	—	22,4
$E_{9,10}$	—	3,1597	3,1597	4,5833	4,5833	—	—	5,505
m_{10}	—	15,874	15,874	0,57215	0,5215	—	—	0,505
$E_{10,11}$	—	0,4974	0,4974	3,2715	3,2715	—	—	—
m_{11}	—	15,874	15,874	0,357	0,357	—	—	—
$E_{11,12}$	—	—	—	2,83	2,83	—	—	—
m_{12}	—	—	—	0,1493	0,1493	—	—	—
$E_{12,13}$	—	—	—	6,7	6,7	—	—	—
m_{13}	—	—	—	6,98	6,98	—	—	—
$E_{13,14}$	—	—	—	1,15	1,15	—	—	—
m_{14}	—	—	—	6,98	6,98	—	—	—

а анализ p_k и q_k — о том, что в области, близкой к корню, они малы по величине и их отношение при прохождении функции через корень меняет знак на противоположный. Последнее обстоятельство позволило при разработке функциональной схемы вычислителя цепной дроби не включать в ее состав устройств для деления p_k и q_k — достаточно ограничиться вычислением величины и знака p_k и q_k и сравнением этих знаков. При перемене знака отношения p_k/q_k устройство управления сигнализирует о возможности принять Δ_l за Δ_h , где $\Delta_l = lh$.

Занесение исходных данных (m_{k+1} , k , h , E_{k+1}) двоичным кодом в оперативную память вычислителя цепной дроби (ВЦД) производится с пульта управления десятичным клавишным набором. После нажатия кнопки

Таблица 8-1

т и E	9	10	11	12	13	14	15	16	17
m_1	1,0	1,0	1,7776	1,0	0,995	1,0	1,7776	1,7776	1,7776
$E_{1,2}$	1,0	1,0	1,1458	1,0	1,0	1,0	1,1458	1,1458	1,4558
m_2	1,0	1,0	1,0	1,0742	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0
$E_{2,3}$	1,0	1,0	1,0	1,0583	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0
m_3	1,0	1,0	1,6723	8,9154	1,0	1,0	1,6723	1,6723	1,6723
$E_{3,4}$	1,0	1,0	1,1458	25,722	1,0	1,0	1,1458	1,1458	1,1458
m_4	1,0	1,0	1,0	0,2741	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0
$E_{4,5}$	1,0	1,0	1,0	10,311	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0
m_5	1,0	1,0	1,6832	0,539	0,983	1,0	1,6832	1,6832	1,6832
$E_{5,6}$	1,0	1,0	1,2583	1,643	0,529	1,0	1,2583	1,2583	1,2583
m_6	1,0	1,0	1,0253	0,0976	18,02	1,0	1,0253	1,0253	1,0253
$E_{6,7}$	0,2694	1,136	1,1458	9,8139	0,52	1,0523	1,1458	1,1458	1,1458
m_7	0,328	56,8	1,6723	0,0912	0,553	24,6	1,6723	1,6723	1,6723
$E_{7,8}$	0,242	0,7912	1,0	0,8319	1,155	2,03	1,0	1,0	1,0
m_8	36,8	35,417	1,0	2,4793	8,55	0,293	1,0	1,0	1,0
$E_{8,9}$	0,363	4,17	1,1458	—	—	4,01	1,1458	1,1458	1,1458
m_9	0,278	0,7718	1,7712	—	—	18,34	1,7712	1,7712	1,7712
$E_{9,10}$	2,368	111,68	1,0	—	—	—	1,0	1,0	1,0
m_{10}	19,54	0,3002	0,9857	—	—	—	0,9857	0,9857	0,9857
$E_{10,11}$	—	—	1,3775	—	—	—	1,3775	1,3775	1,3775
m_{11}	—	—	19,449	—	—	—	19,449	19,5725	0,5296
$E_{11,12}$	—	—	—	—	—	—	—	3,7917	3,7917
m_{12}	—	—	—	—	—	—	—	12,4203	12,4203
$E_{12,13}$	—	—	—	—	—	—	—	3,7917	3,7917
m_{13}	—	—	—	—	—	—	—	0,2472	0,2472
$E_{13,14}$	—	—	—	—	—	—	—	3,7917	3,7917
m_{14}	—	—	—	—	—	—	—	11,895	11,895
$E_{14,15}$	—	—	—	—	—	—	—	0,5966	0,5966
m_{15}	—	—	—	—	—	—	—	11,895	11,895

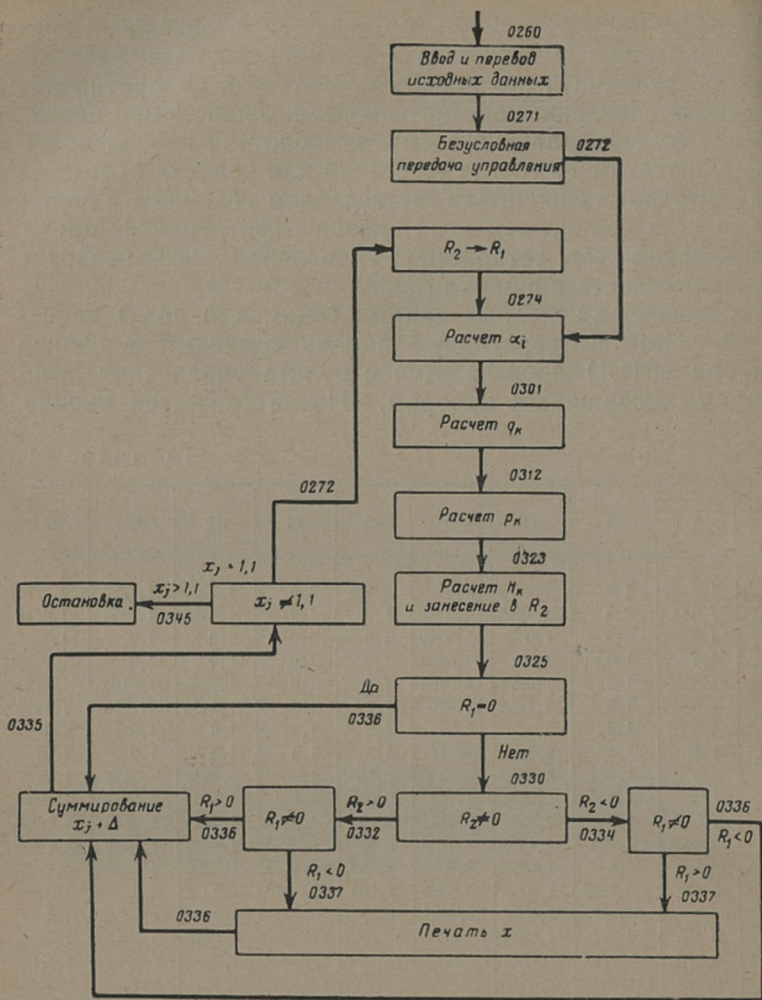


Рис. 8-4. Блок-схема анализа систем методом подходящих дробей с вычислением величины цепной дроби.

Пуск арифметическое устройство и устройство управления реализуют алгоритм (8-11). Остановка выполняется по заданному k_1 , которое заносится в четырехзарядный счетчик, работающий затем в режиме вычитания. По мере вычисления каждого корня, т. е. при каждой переме-

Таблица 8-2

№ задачи		А	1					
№ корня		Б						
Расчетные значения по методу раскрытия снизу вверх Результаты расчета на ЭВМ „Минск-2“ по методу подходящих дробей p_k q_k		В	0,092	0,15	—			
		Г	0,0918	0,1499	0,8397			
		Д	—0,0004	+0,0004	—0,038			
		Е	0,0307	—0,0011	0,0017			
А		2				3		
Б		1	2	3	4	1	2	3
В	0,01363	0,1194	—	—	0,013	0,117	—	
Г	0,01370	0,1194	0,2571	0,5517	0,013	0,117	0,2566	
Д	—0,0015	—0,0047	—0,0145	+0,0767	—0,0123	0,0106	—0,0025	
Е	0,0019	—0,0058	0,0204	—0,0770	0,0015	—0,0004	—0,0237	
А		4						
Б		1	2	3	4	5	6	
В	0,03203	—	—	—	—	—	—	
Г	0,00210	0,0571	0,08599	0,253340	0,48999	0,51909		
Д	—0,00177	0,01179	—0,01714	0,12484	—0,2162	0,1364		
Е	0,00111	—0,00298	0,00312	—0,1781	0,0771	—0,2421		
А		5						
Б		1	2	3	4	5	6	
В	0,00125	0,05077	0,08544	0,25290	0,4834	0,519		
Г	0,00120	0,05080	0,08549	0,25309	0,48349	0,51909		
Д	—0,0014	0,0197	—0,0218	0,2074	—0,3159	0,0522		
Е	0,0027	—0,0097	0,0321	—0,3916	0,3101	—0,7843		
А		6		7		8		
Б		1	2	1	2	1	2	3
В	0,1145	0,745	0,1126	0,817	0,04973	0,0838	—	
Г	0,11449	0,7455	0,11259	0,7366	0,05040	0,08379	0,05915	
Д	—0,0009	0,0021	—0,0009	0,0003	—0,0014	0,0001	—0,0539	
Е	0,0033	—0,0013	0,0002	—0,0029	0,0008	—0,0031	0,0784	
А		9			10			
Б		1	2	3	1	2	3	4
В	0,02362	0,0785	—	—	0,04835	0,6997	—	
Г	0,02369	0,0783	0,5912	0,0283	0,0484	0,0698	0,3308	
Д	—0,0008	0,0047	—0,1376	—0,0017	0,0011	—0,0011	0,1977	
Е	0,0029	—0,0045	0,1194	0,0003	—0,0004	0,0027	—0,1838	

А	11				12		
	1	2	3	4	1	2	3
В	0,0216	0,132	—	—	0,00955	0,275	0,44
Г	0,0217	0,132	0,3358	0,6209	0,00930	0,27470	0,43870
Д	-0,0018	0,0011	-0,0087	0,0073	-0,0007	0,0053	-0,0138
Е	0,0005	-0,0040	0,0010	-0,0112	0,0003	-0,0045	0,0037

А	13			14		
	1	2	3	1	2	3
В	0,0825	0,1363	—	0,01414	0,07	0,0216
Г	0,0826	0,1263	0,8397	0,01420	0,0704	0,5069
Д	-0,0002	0,0012	-0,0021	-0,0017	0,0038	-0,0226
Е	0,0008	-0,0003	0,0405	0,0020	-0,0106	0,0361

А	15					16	
	1	2	3	4	5	1	2
В	0,0216	0,132	—	—	—	0,00573	0,0201
Г	-0,0217	0,1319	0,3358	0,6209	0,9023	0,00580	0,0202
Д	-0,0018	0,0011	-0,0087	0,0073	-0,0029	-0,0012	0,0053
Е	0,0005	-0,0040	0,0010	-0,0112	0,0459	0,0027	-0,0011

А	16					
	3	4	5	6	7	8
В	0,0445	—	—	—	—	—
Г	0,04450	0,1331	0,2870	0,3361	0,6210	0,9123
Д	-0,0175	0,1145	-0,0308	0,2247	-0,0681	0,0076
Е	0,0041	-0,1430	0,6491	-0,6491	0,041	-0,0003

А	17				
	1	2	3	4	5
В	0,0069	0,0248	0,091	—	—
Г	0,0039	0,0248	0,0912	0,2718	0,02870
Д	-0,0026	0,0046	-0,0052	0,0141	-0,0092
Е	0,0305	-0,0022	0,0330	-0,0122	0,0202

не знака дроби p_k/q_k , из счетчика вычитается единица; после определения k -го корня нулевое состояние счетчика используется для остановки ВЦД.

8-3. МЕТОД ГРУППИРОВАНИЯ ДЛЯ ЦИФРОВЫХ СПЕКТРОМЕТРОВ

Наиболее оперативное определение спектра физического процесса (механического, электрического, теплового, акустического и т. д.) предполагает анализ воспроиз-

водящего этот процесс электрического напряжения при помощи резонаторов, настроенных на определенные частоты (одновременный анализ), или одного перестраиваемого резонатора (последовательный анализ). В обоих случаях основным элементом анализатора является резонатор, который может выполнять преобразование Фурье [Л. 98] идеальным образом только при некоторых, реально недостижимых условиях. При этом отсутствует регистрация процесса на том или ином документе.

Если $f(t)$ — произвольное воздействие, включенное на вход резонатора в момент $t=0$, то реакция резонатора выражается интегралом Дюамеля

$$x(t) = \int_0^t f(\tau) h(t - \tau) d\tau,$$

где $h(t)$ — импульсная реакция резонатора. Для контура с затуханием

$$h(t) = e^{-\alpha t} \sin \omega_0 t;$$

тогда

$$\begin{aligned} x(t) &= \int_0^t f(\tau) e^{-\alpha(t-\tau)} \sin \omega_0(t - \tau) d\tau = \\ &= \sin \omega_0 t \int_0^t f(\tau) e^{-\alpha(t-\tau)} \cos \omega_0 \tau d\tau - \\ &- \cos \omega_0 t \int_0^t f(\tau) e^{-\alpha(t-\tau)} \sin \omega_0 \tau d\tau, \end{aligned}$$

т. е.

$$x(t) = A_\alpha \sin \omega_0 t - B_\alpha \cos \omega_0 t,$$

где A_α и B_α — косинусная и синусная составляющие текущего спектра, но не исследуемой $f(t)$, а взвешенной функции

$$f_\alpha(\tau) = e^{-\alpha(t-\tau)} f(\tau) = e^{-\frac{1}{2} \omega_0 d(t-\tau)} f(\tau).$$

Здесь d — затухание контура.

Идеальное преобразование Фурье осуществлялось бы в случае, когда $d=0$. Тот факт, что затухание не может быть сделано равным нулю, исключает возможность идеального разрешения по частоте и точного измерения спектральной плотности.

Действительно, предположим, имеется линейчатый спектр двух частот ω_1 и ω_2 (рис. 8-5, а). Резонансная характеристика контура с затуханием имеет вид, показанный пунктиром. Поэтому при перестройке контура вместо двух линий спектра мы получим двугорбую кривую. Отношение ординаты седла к максимальной спектральной

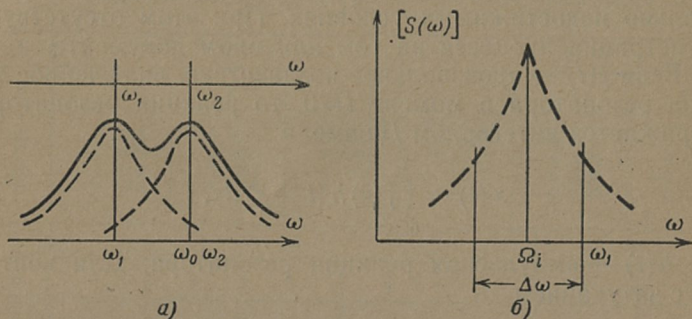


Рис. 8-5. К определению разрешающей способности резонатора (а) и времени анализа случайного процесса (б).

ной плотности и определяет способность резонатора разделять две соседние частоты. В рассматриваемом случае

$$\frac{y_0}{y_{\max}} = \frac{2}{4 \left[\frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_1 + \omega_2} + 1 \right]}.$$

Только при $d=0$ разрешение было бы бесконечным.

Поскольку полоса пропускания резонатора $\Delta\omega$ не является бесконечно малой величиной, на резонатор в момент измерения отдельной составляющей спектра ω_k действуют все составляющие спектра сложного колебания. Комплексная амплитуда колебания резонатора в этом случае будет:

$$y_k = \frac{x_k}{jd} + \sum_{k \neq i} \frac{x_i}{1 - \left(\frac{\omega_i}{\omega_k} \right)^2 + jd \frac{\omega_i}{\omega_k}},$$

где x_k , x_i — собственные амплитуды колебаний составляющих спектра.

Сумма в правой части представляет погрешность измерения амплитуды x_k , обусловленную наличием в спектре сложного колебания с частотами ω_i . Эта сумма ока-

зывает тем меньшее влияние, чем меньше затухание резонатора.

Чтобы приблизить анализ с помощью резонаторов к идеальному, необходимо уменьшать d , но при этом будет возрастать время переходного процесса резонатора. Во многих случаях это делает анализ невозможным. Принципиальная возможность преодолеть эти трудности, приблизиться к идеальному анализу лежит на пути вычисления спектра. Пусть

$$A_t(\omega) = \int_0^t f(\tau) \cos \omega \tau d\tau;$$

$$- B_t(\omega) = \int_0^t f(\tau) \sin \omega \tau d\tau,$$

где $A_t(\omega)$ и $B_t(\omega)$ — коэффициенты текущего спектра процесса.

Устройство, которое осуществляло бы вычисления в соответствии с приведенными выражениями, было бы идеальным анализатором с бесконечной разрешающей способностью по частоте, а точность определения спектральной плотности зависела бы только от точности вычислений.

Рассмотрим практические возможности организации таких вычислений с помощью цифровой техники. Непрерывный входной процесс должен быть подвергнут дискретизации. Обычно отсчеты значений процесса $f(\tau)$ берут в последовательных точках, следующих друг за другом через равные промежутки времени Δt . Для процессов с ограниченным спектром, какими являются реальные физические процессы,

$$\Delta t = \frac{\pi}{\omega_c},$$

где ω_c — наивысшая имеющаяся в спектре частота (частота среза), можно записать:

$$\left. \begin{aligned} A_k(\omega) &= a(\omega) \Delta t \sum_{k=1}^l f(k\Delta t) \cos \omega k \Delta t; \\ B_k(\omega) &= b(\omega) \Delta t \sum_{k=1}^l f(k\Delta t) \sin \omega k \Delta t, \end{aligned} \right\} \quad (8-12)$$

где $f(k\Delta t)$ — последовательные отсчеты ординат исследуемого процесса; $a(\omega)$, $b(\omega)$ — поправочные функции.

Функции $a(\omega)$ и $b(\omega)$ в случае кусочно-линейной или ступенчатой аппроксимации [Л. 98] легко получить в виде таблицы значений. Более высокая точность определения $A_k(\omega)$ и $B_k(\omega)$ может быть получена при аппроксимации процесса интерполяционным полиномом Котельникова, но при этом выражения (8-12) усложняются и становятся малопригодными для построения специализированного цифрового устройства.

Для вычисления выражений (8-12) применяются цифровые спектральные анализаторы (ЦСА), которые обладают рядом характерных достоинств. К ним относятся возможность получения фазы составляющих спектра, легкость получения низкочастотной части спектра, вплоть до нулевой частоты, пригодность для гармонического синтеза.

Цифровой спектральный анализатор содержит входное устройство, необходимое для квантования по времени непрерывного электрического напряжения, поступающего с датчика; вычислитель, производящий операции в соответствии с выражениями (8-12); запоминающее устройство, в котором в виде таблицы хранятся значения тригонометрических функций, поправочные функции $a(\omega)$ и $b(\omega)$, а также вычисленные значения $A_k(\omega)$ и $B_k(\omega)$, и, наконец, выходное устройство, которым может быть, например, цифropечатающая приставка.

Рассмотрим один из алгоритмов работы такого ЦСА. Если вычисляется m значений спектра, то для каждой частоты необходимо произвести при поступлении из выходного устройства очередной k -й ординаты $f(k\Delta t)$ следующие операции: выбрать из ЗУ значения $\frac{\sin}{\cos}(\omega k \Delta t)$, на что требуется время t_1 ; произвести умножение $f(k\Delta t) \frac{\sin}{\cos}(\omega k \Delta t)$ за время t_2 ; выбрать из ЗУ предыду-

щее значение текущего спектра $\sum_{i=1}^{k-1} f(i\Delta t) \frac{\sin}{\cos}(\omega i \Delta t)$ за время t_3 ; получить сумму для k ординат $\sum_{i=1}^k f(i\Delta t) \frac{\sin}{\cos}(\omega i \Delta t)$ за время t_4 ; занести эту сумму снова в ЗУ за время t_5 . При поступлении следующей $k+1$ -й ординаты цикл по-

вторяется подобным образом. За время Δt мы должны получить коэффициенты текущего спектра для m частот, при этом необходимо, чтобы

$$(t_1 + t_2 + t_3 + t_4 + t_5) m \leq \Delta t.$$

Время Δt для реализации такого алгоритма должно быть большим; следовательно, частота среза f_c исследуемого процесса должна быть низкой, порядка нескольких десятков герц. Это существенный недостаток алгоритма. Можно сделать $m=1$, но для получения всего спектра понадобится повторить процесс m раз.

Возможен другой алгоритм, позволяющий исследовать процессы с более высокими частотами среза. В этом случае последовательно поступающие из входного устройства ординаты записываются в ЗУ, а все вычисления производятся по окончании процесса. Значит, за время Δt производится только одна операция — запись ординат в ЗУ. Но чтобы записать все значения ординат, требуется значительный и притом переменный объем ЗУ — это также большой недостаток алгоритма.

Метод группировки ординат свободен от указанных недостатков. В дальнейшем все преобразования выполнены только для коэффициентов $A_h(\omega)$ дискретного спектра, так как для $B_h(\omega)$ они аналогичны.

Преобразуем (8-12) к следующей форме.

$$A(m) = a(m) \Delta t \sum_{k=1}^l y_k \sin \frac{\pi}{m_c} m k. \quad (8-13)$$

Здесь y_k — значения ординат процесса; m_c — номер наименьшей вычисляемой частоты; m — порядковый номер частоты; при этом шаг по частоте равен:

$$\Delta \omega = \frac{\omega_{cp}}{m_{cp}} \quad \text{и} \quad \omega = \frac{\omega_{cp}}{m_{cp}} m.$$

Представим (8-13) в виде последовательных сумм, в каждую из которых входит n ординат при условии

$$n = 2m_c.$$

Из всех l ординат процесса можно образовать s полных сумм ($l = cn + r$):

$$\begin{aligned}\frac{A(m)}{a(m)\Delta t} &= \sum_{k=1}^l y_k \cos \frac{2\pi}{n} mk = \sum_{k=1}^n y_k \cos \frac{2\pi}{n} mk + \\ &+ \sum_{k=n+1}^{2n} y_k \cos \frac{2\pi}{n} mk + \dots + \\ &+ \sum_{k=cn+1}^{cn+r} y_k \cos \frac{2\pi}{n} mk.\end{aligned}$$

Если в первой сумме последовательность ординат k обозначить через i , во второй — через $i+n$, в третьей — через $i+2n$ и в последней — через $i+cn$, то

$$\begin{aligned}\frac{A(m)}{a(m)\Delta t} &= \sum_{i=1}^n y_i \cos \frac{2\pi}{n} mi + \sum_{i=1}^n y_{i+n} \cos \frac{2\pi}{n} m(i+n) + \dots \\ &\dots + \sum_{i=1}^r y_{i+cn} \cos \frac{2\pi}{n} m(i+cn).\end{aligned}$$

Так как

$$\begin{aligned}\cos \frac{2\pi}{n} mi &= \cos \frac{2\pi}{n} m(i+n) = \dots = \\ &= \cos \frac{2\pi}{n} m(i+cn),\end{aligned}$$

то

$$\begin{aligned}\frac{A(m)}{a(m)\Delta t} &= \sum_{i=1}^n y_i \cos \frac{2\pi}{n} mi + \\ &+ \sum_{i=1}^n y_{i+n} \cos \frac{2\pi}{n} m(i+n) + \dots + \\ &+ \sum_{i=1}^n y_{i+cn} \cos \frac{2\pi}{n} m(i+cn).\end{aligned}$$

После группирования подобных членов имеем:

$$\frac{A(m)}{a(m)\Delta t} = \sum_{i=1}^n (y_i + y_{i+n} + \dots + y_{i+cn}) \cos \frac{2\pi}{n} mi.$$

Следует отметить, что член y_{i+cn} может отсутствовать. Если принять, что

$$Y_i = y_i + y_{i+n} + \dots + y_{i+cn},$$

то

$$A(m) = a(m) \Delta t \sum_{i=1}^n Y_i \cos \frac{2\pi}{n} mi. \quad (8-14)$$

Аналогично можно записать:

$$B(m) = b(m) \Delta t \sum_{i=1}^n Y_i \sin \frac{2\pi}{n} mi. \quad (8-15)$$

Чтобы вычислить выражения (8-14) и (8-15), нужно подготовить предварительные суммы Y_i .

Для этого в ЗУ в отличие от рассмотренных ранее методов нужно дополнительно иметь еще n адресов. По мере поступления первых n ординат процесса они последовательно располагаются в адресах от 1 до n . Следующие n ординат последовательно складываются с предыдущими в тех же адресах от 1 до n .

Все остальные группы ординат обрабатываются аналогичным образом. К моменту окончания процесса в любом i -м адресе будет содержаться сумма ординат

$$y_1 + y_{i+n} + y_{i+2n} + \dots + y_{i+cn} = Y_i.$$

Вычисление $A(m)$ и $B(m)$ производится затем обычным путем параллельно с печатью результата. Таким образом, при любой длительности процесса объем ЗУ ограничен и равен n .

При записи процесса в рассматриваемом методе группирования за время Δt необходимо произвести операции: выбрать из i -го адреса текущее y_i , прибавить к нему поступившую ординату, новую сумму записать в i -й адрес ЗУ. При этом нужно, чтобы $(t_1 + t_2 + t_3) \leq \Delta t$, поэтому Δt может быть достаточно малым, и представляется возможность обрабатывать процессы с граничной частотой до нескольких десятков килогерц. Это особенно ценно при анализе длительных непрерывных непериодических процессов, когда точность получения спектра зависит от времени анализа, т. е. от времени включения анализатора. В момент включения анализатора текущий спектр однороден, и только с течением времени начинают формироваться максимумы, соответствующие частотам, имеющимся в исследуемом процессе. Рассмотрим один из та-

ких максимумов (рис. 8-5,б). Как показал В. М. Черницер [Л. 121], в этом случае

$$|S(\omega)| = \left| \frac{2b_i \Omega_i}{\Omega_i^2 - \omega^2} \right| \left| \frac{\sin \frac{\tau \omega}{2}}{\cos \frac{\tau \omega}{2}} \right|; |S(\omega)|_{г.л.} = \frac{b_i \tau}{2}.$$

Необходимая длительность анализа τ определяется отношением достижимой спектральной плотности на частоте ω' к плотности максимума, которое стало меньше заданной величины κ . Это означает концентрацию определенной части энергии данной составляющей в пределах рассматриваемой полосы частот $\Delta\omega$:

$$\kappa = \frac{|S(\omega')|}{|S(\omega)|_{г.л.}} = \frac{2b_i \Omega_i}{\Omega_i^2 - (\omega')^2} \frac{2}{b_i \tau}.$$

Если принять

$$\Omega_i + \omega' \approx 2\Omega_i; \quad \Omega_i - \omega' = \frac{\Delta\omega}{2},$$

то

$$\tau \approx \frac{4}{\Delta\omega \kappa}.$$

Представляется возможным создать в ЦСА специальный блок, который автоматически прекращал бы исследование процесса при достижении заданного κ .

Было бы желательно (в целях экономии оборудования) в функциональной схеме анализатора иметь один из каналов S_1 или S_2 , т. е. канал косинуса или синуса, но это невозможно, так как сдвиг по фазе неэквивалентен сдвигу по частоте. Если диапазон измеряемых частот n и номер частоты по порядку m , то

$$\omega k \Delta t = \frac{\omega_{ср} m}{n} k \frac{\pi}{\omega_{ср}} = mk \frac{\pi}{n}$$

и

$$A_m = \sum_k y_k \cos mk \frac{\pi}{n}; \quad B_m = \sum_k y_k \sin mk \frac{\pi}{n}.$$

Пусть $m = m_1 - \Delta m$ (сдвиг частот m и m_1 на величину Δm), тогда

$$\begin{aligned} B_m &= \sum_k y_k \sin mk \frac{\pi}{n} = \\ &= - \sum_k y_k \sin (m_1 - \Delta m) k \frac{\pi}{n}. \end{aligned}$$

Выберем сдвиг по фазе равным $\Delta mk \frac{\pi}{n} = \frac{\pi}{2}$, т. е.

$\Delta m = \frac{n}{2k}$, тогда

$$\begin{aligned} B_m &= \sum_k y_k \sin \left(m_1 k \frac{\pi}{n} - \frac{\pi}{2} \right) = \\ &= - \sum_k y_k \cos m_1 k \frac{\pi}{n} \end{aligned}$$

или

$$B_m = -A_{m_1}.$$

Вывод: канал вычисления S_1 нельзя использовать для получения S_2 и наоборот.

Пусть $k \leq 62\,500$, $m_{\text{макс}} = 128$, т. е. имеется 128 значений A_m и 128 значений B_m . Функции $\cos x$ и $\sin x$ для всех $0 \leq x \leq \frac{\pi}{2}$ записываются таблично в ОЗУ, при этом будем иметь 64 значения $\cos x$ или $\sin x$. В самом деле,

$$\omega k \Delta t = mk \frac{\pi}{n}; \quad mk = \frac{n}{2};$$

при $n = 128$ и $k = 1$ имеем $m = 64$.

Можно сформулировать следующий алгоритм.

Выработать ординату процесса и заслать на входной регистр.

Для данных k и m из ОЗУ выбрать значения косинуса и синуса.

Умножить $\cos x$ и $\sin x$ на ординату. Выбрать частные A_m и B_m из ОЗУ. Сложить частные A_m и B_m с произведениями. Занести в ОЗУ полученные результаты. Это занимает 50—70 мксек. Такой процесс за время Δt между двумя отсчетами ординат совершается 128 раз (для всех $0 \leq m \leq 127$). Поэтому $\Delta t = 128 \cdot 50 = 6,4$ мсек или $f_{\text{ср}} = 75$ гц. Поскольку частота среза $f_{\text{ср}}$ оказалась низкой, схема может быть надежно реализована на элементах среднего быстродействия.

К моменту окончания процесса в 128 каналах A_m и 128 каналах B_m готовый спектр можно вывести на печать. Масштабировать $\omega_{\text{ср}}$ можно изменением Δt . Для процессов с частотами от 0 до 50 гц

$$\Delta t = \frac{1}{2f_{\text{ср}}} = 0,01 \text{ сек.}$$

Эти вычисления займут время

$$t = 100\,000 \Delta t = 1\,000 \text{ сек, или } 15\text{—}20 \text{ мин.}$$

Увеличив число значений $\cos x$ и $\sin x$ можно детальнее рассмотреть отдельные участки спектра.

Такое устройство можно использовать и для синтеза функции, поскольку преобразование Фурье обратимо. Если в прибор введено 128 гармоник, можно на выходе получить 256 значений функции, т. е. число значений $\sin x$ и $\cos x$ должно быть вдвое больше, чем при анализе.

8-4. КОРРЕЛЯЦИОННЫЕ ИЗМЕРИТЕЛИ СКОРОСТИ

В преобладающем большинстве случаев измерение скорости движения объекта не допускает применения контактных элементов (скорость движения горячего проката в металлургии) или они полностью исключаются по условиям задачи (радионавигация на самолетах и кораблях). Одним из эффективных бесконтактных методов измерения скорости движения объекта является корреляционный метод, основанный на измерении времени запаздывания в восприятии сигнала от одного и того же источника с объекта O_2 чувствительными элементами A и B объекта O_1 , разнесенными на определенное расстояние один относительно другого (рис. 8-6,а). Корреляционная система измерения скорости движения инвариантна по отношению к скорости: результат измерения не зависит от того, какой из объектов O_1 или O_2 находится в движении. Так, в навигационных системах неподвижным является объект O_2 с источником C (берег для корабля, земля для самолета, звезда для космического корабля или для ракеты и т. д.), а корреляционная система с чувствительными элементами A и B размещается на борту подвижного объекта O_1 . В металлургическом производстве подвижным объектом O_2 может быть лента проката с текущим штрихом. C_1 , а корреляционная система с чувствительными элементами A и B неподвижна [Л. 1, 14].

Если сигнал источника C со временем не изменяется и чувствительные элементы A и B идентичны, то их выходные сигналы можно записать в общем виде как

$$f_A(t) = f_B(t) = f_A(t - \tau_T),$$

где $\tau_T = l/v$ — транспортное запаздывание.

С выхода блока регулируемого запаздывания БРЗ будет получен сигнал $f_A(t+\tau)$, отличающийся от сигнала на входе $f_A(t)$ аргументом (на величину задержки τ). При помощи БРЗ добиваются равенства $\tau=\tau_T$, тогда коррелятор K отработает максимум корреляционной функции $R(0)$. Если корреляционная функция начинает уходить от своего максимального значения, подстройкой

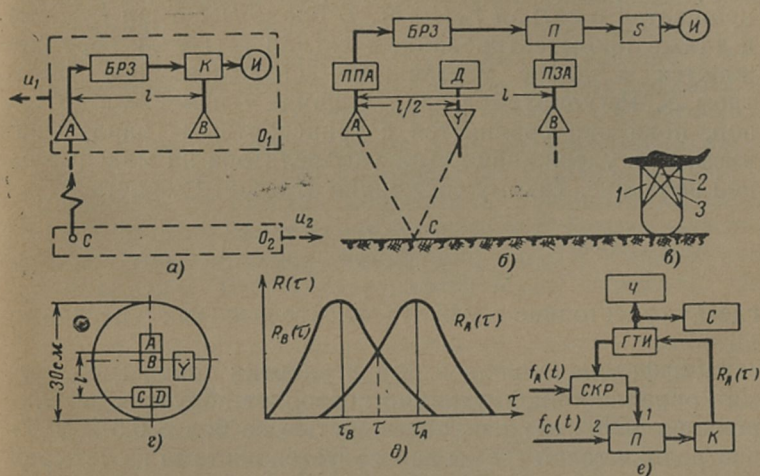


Рис. 8-6. Корреляционные измерители скорости.

а — инвариантность корреляционного измерителя скорости; б — блок-схема корреляционного измерителя скорости самолета; в — диаграммы направленности главных лепестков передающей (2) и приемных (1, 3) антенн; г — расположение приемных (А, В, С, D) и передающей (У) антенн; д — корреляционные функции передних сигналов $f_A(t)$ и $f_B(t)$ с задней парой $f_C(t) - f_D(t)$; е — блок-схема цифро-аналоговой корреляционной системы измерения скорости и расстояния.

БРЗ можно добиться восстановления величины $R(0)$, т. е. обеспечить выполнение условия $\tau=\tau_T=l/v$. Подстройка БРЗ, осуществляется автоматически, а его шкала градуируется в единицах измерения скорости.

Блок-схема корреляционного измерителя скорости самолета, показанная на рис. 8-6, б, содержит [Л. 70, 129] бортовой передатчик Д с излучающей рупорной антенной У, приемные рупорные антенны А и В, расположенные друг от друга на расстоянии l , блок регулируемого запаздывания БРЗ, множительное устройство П, усреднитель С и устройство отображения (индикатор) И.

Неподвижным источником сигнала является отражающая точка земной поверхности C . После приема сигнала антенной A и приемником передней антенны $ППА$ по истечении транспортного времени $\tau_T = \frac{l}{2} v$ сигнал от этого же источника будет принят антенной B и приемником задней антенны $ПЗА$. Продетектированный сигнал $f_A(t)$ задерживается в $БРЗ$ на время τ и тем самым превращается в сигнал $f_A(t+\tau)$. В блоке Π сигнал $f_A(t+\tau)$ и также продетектированный сигнал $f_B(t+\tau_T)$ перемножаются и далее усредняются сглаживающим фильтром S . Регулируемое запаздывание τ изменяют до тех пор, пока оно сравняется с транспортным запаздыванием, т. е. удерживают выход коррелятора на максимальной величине. Такому состоянию отвечает скорость

$$\dot{v} = \frac{l}{2\tau},$$

где l — расстояние между электрическими центрами антенн.

Дифференциальная схема обработки точки максимума корреляционной функции позволяет получить регулирование величины τ с погрешностью не более 0,5%. Для построения такой схемы используется система из четырех приемных (A, B, C, D) и одной (Y) передающей антенн (рис. 8-6,2). Сигналы передних антенн A и B порознь коррелируют с сигналами двух задних антенн C и D , создавая корреляционные функции $R_A(\tau)$ и $R_B(\tau)$ соответственно (рис. 8-6,3). Затем определяют разностный сигнал $R_A(\tau) - R_B(\tau)$, который равен нулю в точке τ , где пересекаются $R_A(\tau)$ и $R_B(\tau)$. Изменяя τ с помощью $БРЗ$ так, чтобы разностная схема удерживалась в состоянии нулевого выхода [$R_A(\tau) - R_B(\tau) = 0$], производят отсчет показаний $БРЗ$ в единицах измерения скорости $v = l/2\tau$, где l — среднее расстояние между центрами антенн (рис. 8-6,2). Система управления и коррелятор могут быть построены на основе аналоговой или цифровой вычислительной техники. В последнем случае все или часть непрерывных сигналов $f_A(t), f_B(t), f_C(t)$ и $f_D(t)$ преобразуются в цифровой код, а блок регулируемой задержки выполняется с помощью регистров и генератора импульсов стабильной частоты, т. е. по существу регулирование по τ для аналоговых сигналов преобразуется в регулирование по частоте для чисто цифровых

или цифро-аналоговых корреляционных измерителей. Блок схема одной из смешанных цифро-аналоговых автоматических корреляционных систем для измерения скорости и расстояния приведена на рис. 8-6,е. Сигналы передних и задних антенн детектируются, усиливаются и ограничиваются по амплитуде. Сигнал $f_A(t)$ подается на схему квантования и регистрации *СКР*, содержимое которой сдвигается импульсами блока *ГТИ* в блок перемножения *П*. Последний представляет собой схему совпадения однополярных выходных импульсов *СКР* и выходного напряжения $f_C(t)$; с его выхода сигналы подаются на вход сглаживающего накопителя, выполняющего функцию коррелятора *К*. Если амплитуда выходных импульсов блока произведения *П* равна E , то в зависимости от степени корреляции (совпадения) входов 1 и 2 уровень напряжения на выходе *К* будет изменяться от E (максимальное совпадение) до $E/2$ (минимальное совпадение). Выход коррелятора $R_A(t)$ управляет генератором тактовой частоты *ГТИ*, частота генерации которого пропорциональна входному сигналу u_R . Частота квантования сигнала $f_A(t)$ и время его задержки τ в блоке *СКР* изменяются таким образом, чтобы $R_A(t)$ было максимальным; при этом частота *ГТИ* однозначно связана со скоростью самолета. Следовательно, частотомер *Ч* измеряет скорость самолета, а счетчик *С* — пройденный путь.

Комбинируя корреляцию сигналов передних (*A*, *B*) и задних (*C*, *D*) антенн, можно получить величину сноса и его направление. Если три антенны разместить по вершинам равностороннего треугольника в горизонтальной плоскости, а четвертую сместить по направлению перпендикуляра, опущенного к центру такого треугольника, на некоторое расстояние h , то попарная корреляция сигнала четвертой антенны с сигналами каждой из трех остальных позволяет определить вертикальную составляющую скорость и снос. Такое решение задачи о бесконтактном измерении вертикальной составляющей скорости корреляционным методом весьма важно для осуществления мягкой посадки космического корабля.

Схема корреляционного измерителя скорости проката (рис 8-7) иллюстрирует случай подвижного источника сигнала (лента проката со штрихом *C*) и неподвижной системы измерения с фотоприемниками Φ_1 и Φ_2 [Л. 17, 19]. Одно и то же сечение проката *C* проходит мимо зон

l и $\angle$ освещения лампами $\mathcal{L}_1$ и $\mathcal{L}_2$ через интервал времени τ_T (транспортное запаздывание). Сигналы $f(\tau)$ и $f(t+\tau_T)$ с выходов Φ_1 и Φ_2 усиливаются схемами Y_1 и Y_2 и подаются в двойной полярный коррелятор (ДПК), выполненный по дифференциальной схеме. Блок регулируемых задержек τ_1 и τ_2 выполнен на магнитной ленте.

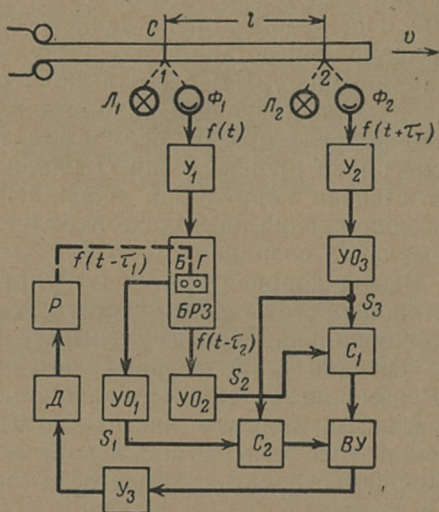


Рис. 8-7. Блок-схема корреляционного измерителя скорости проката.

Принимая на входе сигнал $f(t)$, он создает на выходе сигналы $f(t-\tau_1)$ и $f(t-\tau_2)$, которые схемами усилителей-ограничителей Y_{O1} и Y_{O2} преобразуются в сигнум-сигналы $S_1 = \text{sign } f(t-\tau_1)$ и $S_2 = \text{sign } f(t-\tau_2)$ с большой крутизной фронта. Сигналы S_1 и S_3 , S_2 и S_3 попарно подаются на схемы совпадения C_1 и C_2 , на выходе которых в соответствии с формулой (2-32) формируются двойные релейные корреляционные функции. Их разность на выходе вычитающего устройства $ВУ$ усиливается схемой Y_3 и подается на двигатель $Д$, вал которого через редуктор $Р$ вращает ходовой винт блока считывающих головок $БГ$, поддерживая равновесие схемы за счет удержания ее в таком состоянии, чтобы корреляционная функция имела максимум. Этому соответствует скорость, одно-

значно определяемая временем задержки и расстоянием между сечениями 1 и 2:

$$v = \frac{l}{\tau}. \quad (8-16)$$

Максимальная погрешность измерения скорости

$$\Delta v_{\text{макс}} = \frac{\partial v}{\partial \tau} \Delta \tau + \frac{\partial v}{\partial l} \Delta l, \quad (8-17)$$

где $\Delta \tau$ и Δl — абсолютные погрешности измерения времени задержки в БРЗ и расстояния между сечениями 1 и 2, имеет две составляющие, но первое слагаемое в случае корреляционных измерений является основным источником ошибки. После подстановки (8-16) в (8-17) и деления результата на скорость транспортировки v находим:

$$\delta v_{\text{макс}} = \delta \tau + \delta l.$$

Здесь оба слагаемых взяты с положительными знаками, поскольку определяется максимальная погрешность. Так как $\delta \tau > \delta l$, то следует принять:

$$\delta v \approx \frac{\Delta \tau}{\tau} = \delta \tau. \quad (8-18)$$

Погрешность определения τ зависит от формы корреляционной функции, неточности градуировки БРЗ и зоны нечувствительности экстремального регулятора. Все эти компоненты суммарной погрешности δv обстоятельно рассмотрены в [Л. 50, 51, 124]. При одинаковых фазочастотных характеристиках усилителей Y_1 и Y_2 и интервале интегрирования

$$T \geq \frac{1}{\omega_n \delta R},$$

где δR — относительная погрешность определения взаимной корреляционной функции, ω_n — низшая частота в спектре исследуемых сигналов, можно получить $\delta v \approx 0,03\%$. При $l = 40$ см из (8-18) находим:

$$\delta v \approx \frac{\Delta \tau}{\tau} = \frac{\Delta l}{l}; \quad \Delta l = l \delta v = 0,12 \text{ мм},$$

т. е. корреляционный метод имеет разрешение по времени $\Delta \tau$, эквивалентное смещению светового штриха на металле $\Delta l = 0,02$ мм.

Корреляционный метод измерения скорости объекта и пройденного им расстояния не нуждается в контактных устройствах, не предъявляет никаких требований к электрическим или магнитным свойствам и движущейся поверхности и не критичен к диапазону температур. Это дает возможность широко применять его в радионавигации самолетов, судов, ракет, для измерения скорости движения поверхности в металлургии (черный и цветной прокат), в бумагоделательной промышленности, производстве пластмасс, а также для измерения скорости автомобилей, движущихся на воздушной подушке.

8-5. КОРРЕЛЯЦИОННАЯ СИСТЕМА ДИКС

Дискретная измерительная корреляционная система ДИКС предназначена для определения оценок корреляционных функций, математического ожидания, интегральных одномерных законов распределения, спектральной плотности, энергии и коэффициентов Фурье при разложении исследуемой реализации в ряд по формулам [Л. 42]:

$$R_x(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x\left(\frac{i}{f_c}\right) x\left(\frac{i}{f_c} + \tau\right); \quad (8-19)$$

$$m_x = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x\left(\frac{i}{f_0}\right); \quad (8-20)$$

$$P[X(t) < x(t)] = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left[X\left(\frac{i}{f_0}\right) < x(t) \right]; \quad (8-21)$$

$$S(\omega) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N R_x(\tau) \cos \omega_k t; \quad (8-22)$$

$$a_k = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x(t_i) \cos \omega_k t, \quad (8-23)$$

где f_0 — частота дискретизации; $\tau = v/f_0$ — временной сдвиг; v должно увеличиваться на единицу перед определением каждой новой точки $R_x(\tau)$.

Нетрудно видеть, что (8-20)—(8-23) получаются из (8-19), если в последней положить

$$x\left(\frac{i}{f_0} + \tau\right) = 1;$$

$$X\left(\frac{i}{f_0}\right) < x(t) \text{ и } x\left(\frac{i}{f_0}\right) = R_x(\tau);$$

$$x\left(\frac{i}{f_0} + \tau\right) \cos \omega_h t.$$

Структурная схема ДИКС (рис. 8-8) содержит входные устройства (*Вх. У*) для преобразования непрерывных реализаций случайных процессов в четырехразрядные двоичные числа, запоминающее устройство (*ЗУ*) для накопления квантованных ординат и образования временных сдвигов τ , арифметическое устройство (*АУ*) для выполнения арифметических и логических операций по формулам (8-19)—(8-23), выходные устройства (*Вых. У*) для регистрации результатов в виде таблицы в десятичной системе счисления или графиков на бумажной ленте и устройство управления (*УУ*) для синхронизации работы всей системы.

Входные устройства включают в качестве автономных узлов два устройства считывания графиков: с помощью линейки фотодиодов и развертывающей системы с видеоконом; устройство квантования непрерывных электрических напряжений и накопления квантованных ординат в НМЛ или НМБ. Во всех случаях квантование реализаций исследуемых процессов производится по 16 уровням. Поэтому входные регистры и все последующие схемы *АУ*, *ЗУ*, *УУ* рассчитаны на работу с четырехразрядными двоичными числами. Наличие в системе трех автономных различных по назначению входных узлов позволяет автоматизировать ввод в ДИКС весьма разнообразной первичной информации.

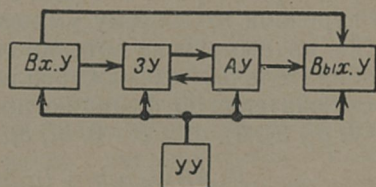


Рис. 8-8. Структурная схема дискретной измерительной корреляционной системы ДИКС.

Узел НМЛ позволяет производить преобразование входных сигналов с верхней частотой $f_c = 10 \text{ кгц}$ при десяти отсчетах на период верхней гармоники; диапазон

изменения входных сигналов — от 0 до 5 в; чувствительность устройств 30 мв; скорость движения магнитной ленты 5 м/сек; плотность записи 12 бит/мм, погрешность узла 7%.

Узел НМБ выполнен на базе стандартного магнитного барабана вычислительной машины М-3. На образующей барабана расположено 13 основных и 5 буферных дорожек, каждая емкостью 1023 бит. Десять первых основных дорожек используются для записи ординат и их знаков, три — для записи результатов вычислений и пять буферных — для хранения ординат во время образования временного сдвига τ . Коды ординат записываются и считываются параллельно, а результаты — параллельно-последовательно (два разряда результата и знак записываются параллельно). Одна точка оценки корреляционной функции вычисляется за два оборота барабана. Сдвиги τ формируются изменением адресов выборов из НМЛ или НМБ.

Арифметическое устройство (рис. 8-9,а) параллельно-го действия имеет два приемных четырехразрядных триггерных регистра A и B для приема кодов ординат из ЗУ и передачи их в схему умножения (СУ), которая выполнена на импульсно-потенциальных схемах совпадения и собирательных схемах, реализующих (рис. 8-9,б) переключательную функцию произведения двух чисел $A = 0, a_1, a_2, a_3, a_4$ и $B = 0, b_1, b_2, b_3, b_4$:

$$\begin{aligned} F(AB) = & a_1b_1 + (a_1b_2 + a_2b_1) + (a_1b_3 + \\ & + a_2b_2 + b_1a_3) + (a_1b_4 + a_2b_3 + a_3b_2 + b_1a_4) + \\ & + (a_2b_4 + a_3b_3 + b_2a_4) + \\ & + (a_4b_3 + b_4a_3) + a_4b_4, \end{aligned} \quad (8-24)$$

где a_i, b_i — двоичные разряды чисел A и B с фиксированной запятой; $i = 1, 2, 3, 4$.

Каждое слагаемое правой части (8-24) следует рассматривать как последовательные двоичные разряды произведения, начиная со старшего второго. Первый старший разряд, следующий непосредственно после запятой, должен формироваться за счет возможного переноса из второго старшего разряда. Необходимо также учесть возможные переносы в другие разряды. Программа реализуется применением операторов задержки, с учетом которых формула (8-24) принимает вид:

$$\begin{aligned}
F(AB) = & [a_1b_1(t)] + [a_1b_2(t) + a_2b_1(t+\theta)] + \\
& + [a_1b_3(t) + a_2b_2(t+\theta) + a_3b_1(t+2\theta)] + [a_1b_4(t) + a_2b_3(t+\theta) + \\
& + a_3b_2(t+2\theta) + a_4b_1(t+3\theta)] + [a_2b_4(t) + \\
& + a_3b_3(t+\theta) + a_4b_2(t+2\theta)] + [a_3b_4(t) + a_4b_3(t+\theta)] + \\
& + [a_4b_4(t)], \quad (8-25)
\end{aligned}$$

где θ — время задержки, в течение которого образуется перенос последующего парного произведения по отношению к предыдущему в пределах каждой квадратной скобки. Кроме того, вес каждой квадратной скобки учитывается путем подачи ее на вход соответствующего разряда накапливающего сумматора, выполненного на триггерах и схемах задержки θ . Слагаемые, объединенные квадратной скобкой, имеют одинаковый вес и подаются на одну собирательную схему.

В предварительно установленные в нулевые состояния регистры A и B из $ЗУ$ заносятся модули сомножителей A и B , затем по сигналу умножения начинается образование парного произведения (8-25), которое будет получено в накапливающем 8-разрядном сумматоре схемы умножения в момент времени $t+3\theta$. Такая методика построения схемы умножения в двух числах A и B оправдана лишь для коротких чисел. Если же количество m разрядов сомножителей более 10, то объем оборудования N в такой схеме резко увеличивается. Если в накапливающем сумматоре у схемы умножения на каждый разряд произведения приходится один триггер и один элемент задержки, то $N = m^2 + 4(3m - 1)$. Уже при $m = 10$ получаем количество схемных элементов (триггер, схемы совпадения, собирания, задержки) $N = 216$. Это только для схемы умножения. Кроме того, с увеличением m нагрузочная способность каждого схемного элемента должна быть увеличена или, если это невозможно, надо ставить дополнительно усилители мощности. Но в ДИКС применение такой схемы умножения целесообразно, поскольку принято $m = 4$.

Знак полученного произведения учитывается специальной схемой знака (рис. 8-9,в) при передаче произведения в накапливающий сумматор $AУ$, имеющий 23 разряда. За признак положительного знака произведения принят нуль триггера T_7 , при этом схема знака совместно с сигналами гашения и слежения, подаваемыми

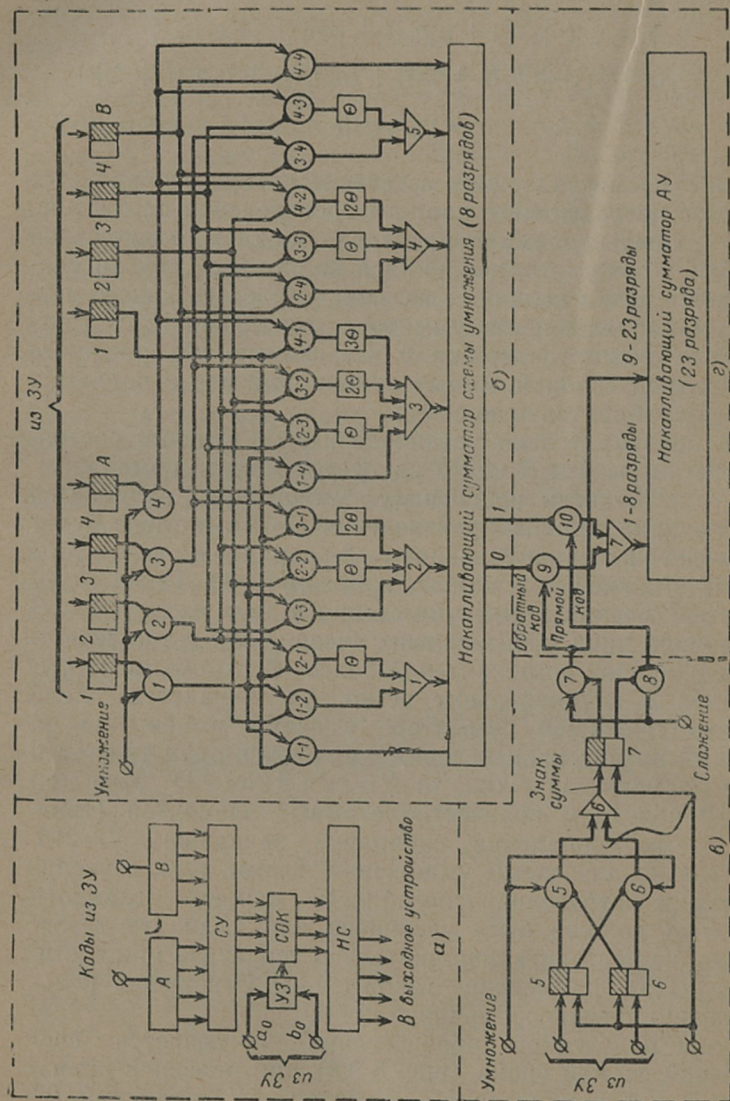


Рис. 8-9. Функциональная схема арифметического устройства ДИКС.

из устройства управления, реализует переключательные функции положительного и отрицательного знаков:

$$\left. \begin{aligned} F_+(\text{sign } AB) &= a_0 b_0 + \bar{a}_0 \bar{b}_0; \\ F_-(\text{sign } AB) &= a_0 \bar{b}_0 + \bar{a}_0 b_0, \end{aligned} \right\} \quad (8-26)$$

где a_0, b_0 — знаковые разряды сомножителей A и B соответственно.

В зависимости от знака произведения его модуль передается в накапливающий сумматор $AУ$ через группу вентилях обратного кода B_9 или через группу вентилях прямого кода произведения B_{10} .

При одноименных (единичных или нулевых) состояниях триггеров T_5 и T_6 оба вентиля B_5 и B_6 закрыты, импульс *Умножение* не пройдет на единичный вход T_7 и он будет оставаться в нулевом состоянии. Вентиль B_8 открыт нулевым выходом T_7 , поэтому сигнал *Сложение* пройдет через B_8 и через группу вентилях B_{10} опросит единичные выходы триггеров накапливающего сумматора схемы умножения. Результат опроса через группу $Сб_7$ поступает в импульсной форме на счетные входы восьми младших разрядов накапливающего сумматора $AУ$. При разноименном состоянии $T_5—T_6$ ($1—0$ или $0—1$) открыт один из вентилях B_5 или B_6 , через который проходит импульс *Умножение* и устанавливает T_7 в состояние 1 ; открытый B_7 пропускает импульс *Сложение*, группу вентилях обратного кода B_9 , управляющие входы которых подключены к нулевым выходам триггеров накапливающего сумматора схемы умножения. Результат опроса через ту же группу $Сб_7$ поступает на счетные входы восьми младших разрядов накапливающего сумматора $AУ$.

Двадцать третий разряд накапливающего сумматора $AУ$ является знаковым, остальные 22 разряда используются для накопления суммы парных произведений в обратном коде. Поскольку одно произведение занимает не более 8 разрядов, оценка корреляционной функции определяется не менее чем по 2^{14} дискретным отсчетом.

Для уменьшения времени умножения и накопления парных произведений накопителя $СУ$ и $AУ$ выполнены на сумматорах с групповым переносом, в которых единица переноса младшего разряда распространяется вдоль всех последующих старших разрядов с ранее занесенными единицами до первого разряда с нулевым содержанием; в этот разряд заносится единица, а во всех разрядах,

мимо которых прошла единица переноса, устанавливаются нули, спустя время задержки t_3 . Еще меньшее время выполнения операции сложения требуется для сумматора с независимым переносом, синтез которого приводится в § 8-7.

Если в 1—8-й разряды накапливающего сумматора АУ передается отрицательное произведение обратным кодом, то одновременно на счетные входы триггеров 9—23-го разрядов заносятся единицы, а при положительном произведении — нули за счет прохождения сигнала *Сложение* через открытый B_7 на соответствующие разряды накапливающего сумматора АУ в первом случае или блокирования этого же сигнала закрытым B_7 во втором случае.

Устройство управления обеспечивает работу ДИКС в следующих режимах: 1) запись преобразованной первичной информации в ЗУ из любого входного устройства; 2) выборку информации из ЗУ в АУ, образование временного сдвига τ при вычислении корреляционных функций и генерацию гармонических колебаний при разложении в ряд Фурье или вычислении спектральной плотности энергии; 3) вывод результатов в одно из регистрирующих устройств.

В качестве синхронизирующих используются импульсы, создаваемые маркерными метками на МЛ или МБ; специального тактового генератора в ДИКС нет. Схемные элементы ДИКС — триггеры, вентили, сборки, усилители-формирователи, повторители сигналов, усилители записи и чтения, одновибраторы, нуль-органы и пр. — выполнены с применением триодов П14, П15, П401; диодов Д101, Д102, Д9; резисторов МЛТ-0,25; конденсаторов КТК и КДК. Предельное быстродействие триггеров 200 кГц.

Эксплуатация ДИКС показала [Л. 42], что оценки корреляционной функции при использовании НМЛ вычисляются за 20—30 мин, при использовании НМБ — за 5 сек; максимальная погрешность не превосходит 5%. При этом обеспечивается полная автоматизация ввода первичной информации и ее обработки по нужному закону. Одних этих показателей достаточно, чтобы прийти к выводу о целесообразности применения специализированных устройств для получения спектральных и корреляционных характеристик реализаций случайных функций.

8-6. КОМПЛЕКСНЫЙ АНАЛИЗАТОР ПЕРВИЧНОЙ ИНФОРМАЦИИ КАПИ

Принцип построения КАПИ

По мере расширения вычислительных и логических функций автоматические комплексы для анализа первичной информации включают все больше устройств, характерных для универсальной цифровой вычислительной машины. Разумеется, речь не идет о формальном перечне устройств такого комплекса, поскольку почти в любом цифровом вычислителе можно выделить (хотя бы условно) АУ, ЗУ, УУ, внешние устройства и блок питания, т. е. все структурные подразделения ЭВМ. Разработка и применение специализированных анализаторов первичной информации оправдываются лишь до тех пор, пока они не нуждаются в составлении программ (хотя программное управление у них предусмотрено алгоритмами статистического анализа), пока их структурные единицы просты и невелики по объему, пока они достаточно транспортабельны и могут работать непосредственно от датчиков в тех местах, где производится эксперимент.

Состав спектральных и корреляционных характеристик достаточно велик, а количество каналов первичной информации в современных опытах может достигать нескольких десятков. Поэтому вряд ли полупроводниковая техника позволит создать переносный вариант комплекса для всестороннего статистического анализа. Некоторые входные устройства (многоканальные ПНК, устройства считывания и распознавания многоканальных осциллограмм) и система отображения результатов (цифропечать, графопостроение, электроннолучевая индикация и т. п.) вместе с блоками питания имеют внушительные габариты и вес. Для оперативного автоматического анализа динамических процессов в пунктах испытаний целесообразно создавать подвижные комплексы, стационарно размещенные в автофургонах, железнодорожных вагонах и на морских судах.

Комплексный анализатор первичной информации КАПИ (рис. 8-10) предназначен для выполнения следующих операций:

1. Автоматическое преобразование и накопление первичной информации от датчиков и с многоканальных

осциллограмм, для чего используются многоканальные преобразователи напряжения в код (МПНК) и многоканальный автомат считывания пересекающихся кривых типа МАСК-П или УСМО, а в качестве накопителя могут быть применены НМЛ, НМБ и даже малоразрядные МОЗУ.

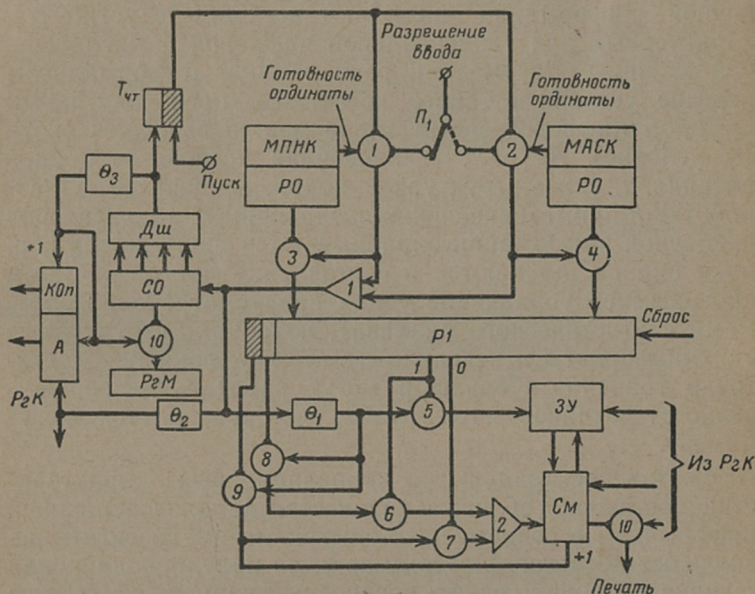


Рис. 8-10. Функциональная схема комплексного анализатора первичной информации КАПИ.

2. Определение:

- математического ожидания реализации;
- базы центрирования реализации исходного процесса;
- среднеквадратичных ошибок;
- дисперсий;
- автокорреляционных и взаимно корреляционных функций;
- интегральных и дифференциальных законов распределения;
- спектральной плотности амплитуд и энергии;
- коэффициентов Фурье и доминирующих тонов исследуемой реализации.

3. Построение гистрограмм и локальных амплитуд и корреляционных полей *амплитуда — период*.

4. Аналитическое воспроизведение экспериментальных графических зависимостей.

5. Определение передаточной функции исследуемой системы.

6. Отображение результатов в виде таблиц на выходе цифропечатающей машинки, графиков с выхода графопостроителя и осциллограмм на экране электроннолучевой трубки. Методика выполнения операций 1, 2, 3, 6 обсуждалась в предыдущих главах. Поэтому здесь будут рассмотрены лишь некоторые особенности алгоритмов, схем и пп. 4 и 5.

Система управления и прерывания позволяет использовать одни и те же регистры, сумматоры и схемы коммутации в режимах накопления, вычисления и отображения. Устройство преобразования и накопления содержит МАСК, МПНК и использует ряд счетчиков, регистров и сумматор, когда КАПИ работает в режиме ввода. Перед началом ввода в регистре команд P_2K устанавливается с пульта управления команда *Запись*, в трехразрядном коде операций KOn набирается 001, а в адресной части A — адрес первой ячейки $ЗУ$, с которой начнется запись в $ЗУ$ ординат реализации. Затем переключателем $П_1$ задается вариант входного устройства: МАСК или МПНК и кнопкой *Пуск* триггер чтения $T_{чт}$ устанавливается в состояние 1. С этого момента начинается ввод в $ЗУ$ квантованных ординат. Сигнал *Готовность ординаты* из МАСК и МПНК через вентили B_1, B_2 и сборку $Сб_1$ поступает в счетчик ординат $СО$, и через группу вентиляей B_3 или B_4 из регистров ординат $РО$ МПНК или $РО$ МАСК код ординаты пересылается в регистр $P1$, а спустя время задержки θ_1 он передается через группу B_5 в $ЗУ$ и в зависимости от состояния $T_{зн}$ — прямым или дополнительным кодом в сумматор $См$. Так как положительный знак ординаты отображается нулем, то при положительной ординате будет открыт клапан B_8 , через него пройдет задержанный на время θ_1 сигнал *Готовность ординаты* и опросит через группу B_6 единичные выходы триггеров $P1$. Содержимое $P1$ прямым кодом пересылается в $См$. Если же ордината отрицательная, единичный выход $T_{зн}$ откроет B_9 , через него пройдет задержанный на время θ_1 сигнал *Готовность ординаты* и опросит через группу B_7 нулевые выходы триггеров $P1$,

а в *См* добавит единицу — так образуется дополнительный код отрицательной ординаты.

Через $\theta_2 > \theta_1$ в *РзК* добавится единица и сбросится регистр *Р1*. Теперь устройство готово к приему следующей ординаты, и с приходом второго сигнала *Готовность ординаты* весь описанный цикл повторяется снова. Ввод определенного числа *N* ординат реализации случайного процесса прекращается сигналом с *Дш*, устанавливающим $T_{\text{чт}}$ в состояние 0, этот же сигнал после задержки его на время $\theta_3 > \theta_1 + \theta_2$ сбрасывает в нуль адресную часть *A* и добавляет единицу в счетчик *КОп* регистра команд *РзК*, а также производит передачу содержимого *СО* в буферный регистр *РзМ*. После этого начинается выполнение новой операции на основе информации о квантованных ординатах в *ЗУ* и их алгебраической сумме в *См*.

Для определения математического ожидания, среднеквадратичного отклонения, дисперсии, корреляционных функций и спектральной плотности энергии используется один и тот же рекуррентный принцип (рис. 8-11). Алгебраическая сумма *S* ординат, находящаяся в *См*, сравнивается с числом *N* прочитанных ординат, находящимся в *РзМ*. Если $S = N$, то на печать выдается математическое ожидание $m = 1$ и далее производится центрирование всех ординат, записанных в *ЗУ*. Если же $S < N$, то на печать выдается $m = 0$ и производится вычисление суммы квадратов ординат, а если $S > N$, то производят поиск *m* частью схемы с блоками 8, 9, 10, полагая в них $m = 2, 3 \dots$ Подсхема *I* вычисляет *m* и центрирует ординаты, *II* — дисперсию и среднеквадратичную погрешность и *III* — корреляционную функцию и спектральную плотность энергии.

Цифровой сумматор с независимым переносом

Одним из основных факторов, определяющих быстродействие арифметических устройств цифровых анализаторов, является время, расходуемое на передачу в старшие разряды суммы единиц переноса, возникающих в предыдущих разрядах при алгебраическом суммировании, а также в случае появления единиц кругового переноса при использовании обратного кода. Это время возрастает пропорционально длине слов. Применение схем сквозного и группового переносов позволяет сокра-

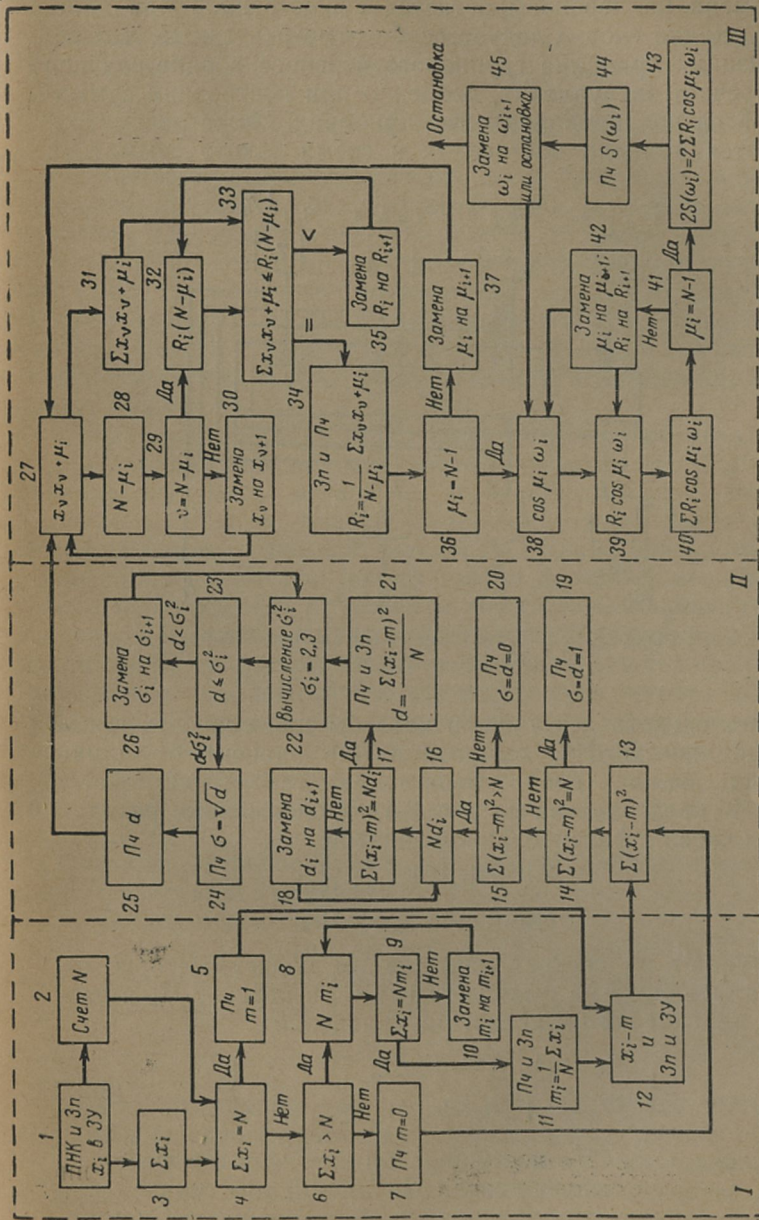


Рис. 8-11. Блок-схема вычислений временных и спектральных характеристик в КАПИ по рекуррентным зависимостям.

тить время цикла суммирования, тем не менее потеря времени на переносы остается существенной при большой длине слов. Следует также отметить, что реализация принципа группового переноса в ряде случаев встречает затруднения, особенно при построении сумматора на полупроводниковых приборах. Ниже рассматриваются принцип построения и схема такого сумматора

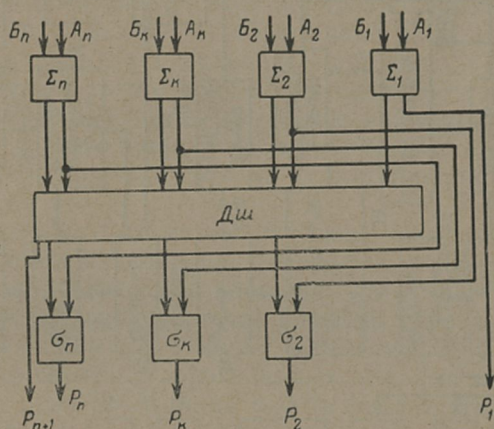


Рис. 8-12. Структурная схема сумматора с независимым переносом.

параллельного действия, в котором длительность цикла алгебраического суммирования не зависит от длины складываемых слов. Блок-схема такого устройства [Л. 30] представлена на рис. 8-12. Одноименные разряды двух чисел с фиксированной запятой

$$A = \pm A_1 A_2 A_3 \dots A_n;$$

$$B = \pm B_1 B_2 B_3 \dots B_n$$

поступают на соответствующие им полусумматоры, обрабатывающие на выходе сумму C_k и перенос Π_k в данном разряде согласно системе уравнений

$$\left. \begin{aligned} C_k &= A_k \bar{B}_k + \bar{A}_k B_k; \\ \Pi_k &= A_k B_k; \quad k = 1, 2, \dots, n. \end{aligned} \right\} \quad (8-27)$$

Сигналы C_k и Π_k поступают на дешифратор переноса $Дш$, который выдает сигнал $Д_k$ лишь в том случае, если сумма данного разряда должна быть сложена с переносом.

сом P_{k-1} из предыдущего разряда. Одновременно сигналы C_k и D_k поступают на вход логической схемы неравнозначности; последняя применительно к данному случаю подчиняется уравнению

$$C_k \approx D_k = C_k \bar{D}_k + \bar{C}_k D_k = P_k \quad (8-28)$$

и, следовательно, выдает единицу двоичного кода лишь тогда, когда только один из сигналов C_k или D_k равен единице. Поскольку уравнение (8-28) является частью системы (8-27), отвечающей принципу действия полусумматора Σ , то и соответствующая ему схема логической неравнозначности может именоваться четвертьсумматором σ ; выход последнего и представляет собой окончательное значение суммы (результата) P в данном разряде.

Описанные операции могут выполняться по всем разрядам параллельно, поэтому длительность цикла суммирования двух чисел не зависит от количества разрядов в слагаемых. Таким образом, блок-схема одного разряда сумматора с независимым переносом должна содержать три основных элемента: полусумматор Σ , ячейку дешифратора переноса $D_{ш}$ и четвертьсумматор σ . Первый и последний из этих элементов описываются уравнениями математической логики (8-27) и (8-28) соответственно. Раскроем теперь логическую структуру k -го разряда дешифратора переноса $D_{ш}$, предварительно сформулировав те условия, при которых возникает перенос из k -го в $(k+1)$ -й разряд; именно в этом случае, как уже отмечалось, и должен отрабатываться дешифратором сигнал D_{k+1} .

Очевидно, перенос в $(k+1)$ -й разряд должен иметь место в следующих случаях:

- 1) сигнал переноса P_k равен единице;
- 2) каждый из сигналов суммы C_k и переноса P_{k-1} равен единице, а сигнал переноса P_k равен нулю.

Следовательно, для сигнала D_{k+1} можно записать:

$$D_{k+1} = P_k + C_k P_{k+1}. \quad (8-29)$$

Синтез сумматора для одного разряда может быть выполнен на основе совместного рассмотрения уравнений (8-27), (8-28) и (8-29). Если в уравнении (8-28) индекс k повысить на единицу, то система уравнений для полного описания одноразрядного сумматора с независи-

мым переносом будет иметь вид:

$$\left. \begin{aligned} C_k &= A_k \bar{B}_k + \bar{A}_k B_k; \\ P_k &= A_k B_k; \\ D_{k+1} &= P_k + C_k P_{k+1}; \\ P_{k+1} &= C_{k+1} + \bar{D}_{k+1} + \bar{C}_{k+1} D_{k+1}. \end{aligned} \right\} \quad (8-30)$$

Здесь индексы у входных (A и B), промежуточных (C , P , D) и у выходной (P) величин симметричны относительно k , причем для формирования результата P в $(k+1)$ -м разряде необходимо, помимо величин с индек-

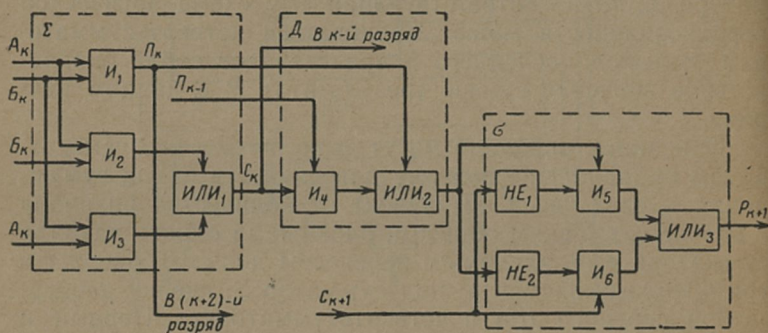


Рис. 8-13. Функциональная схема k -го разряда сумматора с независимым переносом.

ксом k , воспользоваться также промежуточной величиной P_{k-1} из соседнего младшего разряда и C_{k-1} из соседнего старшего разряда. Индексы величин D и P совпадают. Последнее свидетельствует о том, что выходная величина дешифратора $D_{ш}$ не разветвляется в соседние разряды. В свою очередь, система (8-30) позволяет заключить, что подобно тому, как для образования результата P_{k+1} использовались промежуточные перенос P_{k-1} и сумма C_{k+1} , величины P_k и C_k , формируемые в структурной схеме $(k+1)$ -й ячейки, должны ответвляться в $(k+2)$ -ю и в k -ю ячейки соответственно. Полная логическая схема одного разряда сумматора с независимым переносом показана на рис. 8-13.

Если считать, что реальные значения индекса k лежат в пределах

$$1 \leq k \leq n$$

и что сумма на выходе не может иметь результирующего индекса, большего $n+1$, то на основании (8-30) легко

подметить возможные упрощения логических схем сумматора для первого, второго и последнего разрядов.

Действительно, для получения результата сложения в младшем (первом) разряде надо в системе (8-30) положить $k=0$. Тогда первые два уравнения теряют смысл, а два других уравнения запишутся в виде

$$D_1=0; P_1=C_1. \quad (8-31)$$

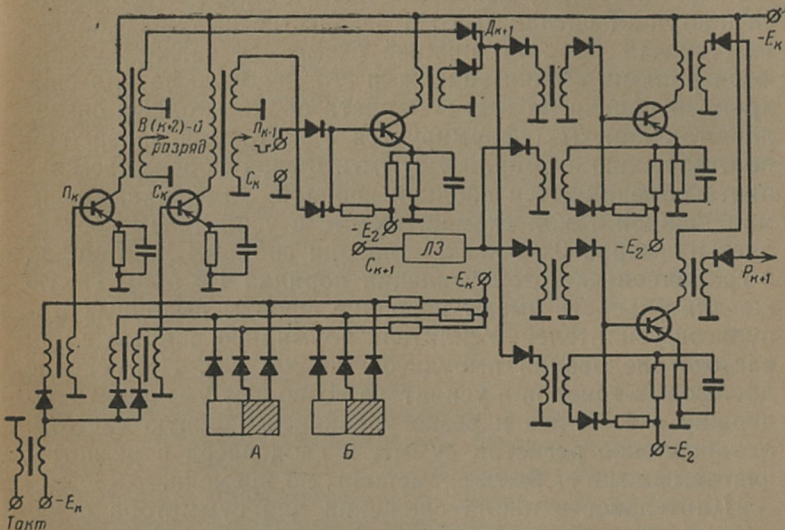


Рис. 8-14. Электрическая схема $(k+1)$ -й ячейки сумматора с независимым переносом на полупроводниковых элементах.

Аналогично при $k=1$ замечаем, что $P_{k-1}=0$ и третье уравнение дает

$$D_2=P_1. \quad (8-32)$$

Наконец, для последнего разряда схемы сумматора, в силу того что $C_{n+1}=0$, четвертое уравнение принимает вид:

$$P_{n+1}=D_{n+1}. \quad (8-33)$$

На основании выражений (8-31)—(8-33) из схемы сумматора для первого разряда исключаются ячейки дешифратора и четвертьсумматор; для второго разряда — схемы $И_4$, $ИЛИ_2$, для последнего разряда — схема четвертьсумматора ($НЕ_1$, $НЕ_2$, $ИЛИ_3$, $И_5$, $И_6$).

Пример схемы $(k+1)$ -й ячейки сумматора на полупроводниковых триодах, приведенный на рис. 8-14, по-

строен на потенциально-импульсных схемах совпадений с усилителями импульсов суммы и переноса.

Дешифратор *Дш* состоит из схемы совпадений, куда поступают импульсы C_k и P_{k-1} , и диодной сборки. На сборку подается кроме сигнала со схемы совпадений еще сигнал P_k .

Четвертьсумматор построен на двух схемах запрета. На верхнюю схему запрета в качестве рабочего импульса поступает сигнал D_{k+1} , а в качестве импульса запрета — сигнал C_{k+1} ; на нижней схеме эти сигналы меняются ролями. Линия задержки *ЛЗ* необходима для синхронной подачи на схемы запрета обоих входных сигналов, так как D_{k+1} формируется с некоторой задержкой по отношению к импульсу суммы. Выводы обеих схем запрета объединяются диодной сборкой. Задержка, вносимая каждой такой схемой, вместе с усилителем составляет примерно 0,2 мксек, если они собраны на триодах с граничной частотой усиления порядка 1,5 Мгц. Такую же длительность имеют передние фронты выходных импульсов усилителей. Усилители нормально работают при частоте следования импульсов до 600 кгц. Применение дрейфовых триодов в усилителе позволяет уменьшить задержку в 4—5 раз и резко увеличить рабочую частоту. Установление регистра суммы и ввод чисел в регистры слагаемых могут быть совмещены во времени.

Длительность цикла сложения для сумматора с независимым переносом можно определить по формуле

$$T_{\Sigma} = T + t, \quad (8-34)$$

где T — время, расходуемое на передачу информации из регистра в сумматор и из сумматора в регистр; t — время задержки, вносимое собственно сумматором.

Слагаемое T в формуле (8-34) определяется в основном задержкой срабатывания триггерных ячеек регистра и равно примерно $1,5t_{\Phi}$, где t_{Φ} — длительность фронта перепада напряжения триггера.

Второе слагаемое t в этой формуле можно считать равным тройному времени задержки схемы совпадений или запрета, и с учетом формирования фронтов оно составляет 1—1,2 мксек при $f_a = 1,5$ Мгц и 0,2—0,3 мксек в случае применения дрейфовых триодов.

Для сумматора со сквозным переносом

$$T_{\Sigma} = T + nt',$$

где t' — время задержки одной схемы совпадения; n — число разрядов в слагаемом.

В лучшем случае, когда циклический сквозной перенос идет через все разряды сумматора, минуя одноразрядные накопительные сумматоры-счетчики, данный тип сумматора не хуже предлагаемого лишь при условии $n \leq 3$, но такие сумматоры не имеют практического значения для вычислительных устройств. Разница в быстродействии сумматоров с независимым и сквозным переносом резко возрастает с увеличением числа разрядов, поскольку быстродействие первого не зависит от длины слова, а для второго оно, за вычетом времени связи с регистрами, обратно пропорционально длине слова. С учетом сказанного находим, например, что для 48-разрядных слов оперативное время у сумматора с независимым переносом ($t = 3t'$) будет в 16 раз меньше, чем у сумматора со сквозным переносом ($t_c = 48t'$).

Кроме того, оценивая быстродействие и сложность схемы сумматора со сквозным переносом, следует учитывать, что для него процесс поразрядного сложения и процесс переносов разделены по времени. Сначала выполняется поразрядное сложение, а затем на вентили переноса подается специальный сигнал управления, по которому осуществляются все переносы. Это диктует необходимость применения дополнительных блоков синхронизации и задержки и приводит к дополнительному времени ожидания. От этих недостатков свободен сумматор с независимым переносом.

Оперативное время сумматора с групповым переносом в худшем случае равно:

$$t_2 = 2(m-1)t',$$

где $m = \sqrt{2n}$ — количество групп.

Полагая $n = 48$, находим $t_2 \approx 18t'$.

Таким образом, оперативное время у сумматора с независимым переносом в 6 раз меньше, чем у сумматора с групповым переносом, при почти одинаковой их сложности.

К наиболее существенным достоинствам сумматора с независимым переносом можно отнести следующие:

1) быстродействие сумматора в любой системе кодирования слагаемых не зависит от их длины, так как результат (сумма) по всем разрядам формируется параллельно;

2) возможность реализации схемы как на вакуумных лампах, так и на полупроводниковых элементах;

3) большое быстродействие при использовании сравнительно низкочастотных элементов; так, например, скорость, равная $5 \cdot 10^5$ сложений в секунду, может быть достигнута при использовании сплавных триодов типов П14, П15;

4) простота и удобство выявления и устранения неисправностей в отдельных разрядах сумматора.

Аналитическое воспроизведение экспериментальных графиков

Результаты эксперимента, зарегистрированные в виде графиков, обычно подвергаются избирательному анализу. При этом общие свойства исследуемого объекта могут потеряться, объем выполняемой работы для получения и обработки семейства кривых может потребовать большого времени, а результаты могут и не дать оснований для ответа на вопрос: как изменится поведение объекта при определенном изменении внешних воздействий?

Осциллограммы процессов в системах управления и энергетике, в химии и медицине, в строительной механике

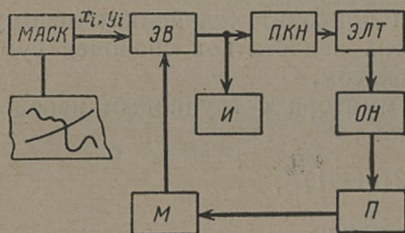


Рис. 8-15. Блок-схема математического моделирования экспериментальных графических реализаций.

и других областях науки и техники несут специфическую информацию (интенсивность реакции, спектр частот, перемещение, энергия и т. д.), но общей для каждого графика является зависимость от времени. Ниже рассматриваются только плоские кривые, когда на одной из координатных осей откладывается время и по отношению к которым решается задача функционального анализа: имеется визуальный график — необходимо автоматизировать получение закона, по которому график следует во времени.

Блок-схема (рис. 8-15) функционального анализатора содержит многоканальный автомат считывания кривых (МАСК), электронный вычислитель (ЭВ), индикатор

(И), преобразователь кода в электрическое напряжение (ПКН), электроннолучевую трубку с системой развертки (ЭЛТ), оптическую систему с негативным кадром исходного графика (ОН), потенциалоскоп с системой развертки (П) и манипулятор (М).

Многоканальный автомат считывания кривых воспроизводит в двоичном коде координаты x_i и y_i каждой осциллограммы и передает их в виде номера i шага квантования Δ по оси Ox ($x_i = i\Delta$) в электронный вычислитель (ЭВ). В последнем эта информация используется для вычисления коэффициентов аппроксимирующего многочлена Лагранжа

$$L_n(x) = (-1)^n \frac{\tau(\tau-1)\dots(\tau-n)}{n!} \sum_{i=0}^n (-1)^i \frac{C_n^i y_i}{\tau-i}, \quad (8-35)$$

где

$$\tau = \frac{x - x_0}{h};$$

$h = x_1 - x_0 = x_2 - x_1 = \dots = x_n - x_{n-1}$ — шаг квантования;

$y_i = f(x_i)$;

$(-1)^{n-i} C_n^i \frac{\tau(\tau-1)\dots(\tau-n)}{(\tau-i)n!}$ — полные коэффициенты Лагранжа;

C_n^i — биномиальные коэффициенты.

Можно искомым функцию воспроизводить по методу равномерного приближения или наименьших квадратов, используя известные интерполирующие полиномы.

Преобразователь напряжение — код преобразует величины этих коэффициентов в электрические напряжения и управляет одной парой отклоняющих пластин ЭЛТ; на другую пару ее пластин подается напряжение развертки

$$u_x = f l t - a \cos(2\pi f t - \varphi_0) + b, \quad (8-36)$$

где f — частота; a , l , φ_0 , b — параметры управления, зависящие от характера и места воспроизводимой кривой и подлежащие определению.

На экране ЭЛТ высвечиваются элементарные участки кривой (в частности, кусочно-линейная кривая), которые являются составляющими в воспроизводящем многочлене. Оптическая система проектирует изображение аппроксимирующей кривой на негативный кадр действительного процесса, а затем их изображение поступает

на экран потенциалоскопа. Электронный луч последнего осуществляет строчную развертку по полю экрана, и в момент встречи с аппроксимирующей и действительной кривыми выдаются импульсы тока, создающие на нагрузочном сопротивлении импульсы напряжения. Временной интервал между ними в манипуляторе *М* сравнивается с допустимым среднеквадратичным отклонением, и результат сравнения вводится в ЭВМ для исправления коэффициентов, новые значения которых снова передаются в *ПКН*. Этот процесс продолжается до тех пор, пока аппроксимирующий многочлен не будет с заданной точностью воспроизводить исходный график.

Аналитическое воспроизведение графика в описанной системе будет осуществляться точка за точкой с определенным интервалом квантования. Естественно, плавная кривая будет отображаться кусочно-линейной функцией. Индикатор предназначен для демонстрации величин коэффициентов Лагранжа. Если обнаруживаются пренебрежимо малые коэффициенты, оператор может с помощью органов управления манипулятора *М* удалить соответствующие слагаемые, повышая роль демонстрирующих коэффициентов. Подобная программа математического описания экспериментальных реализаций может быть применена только к детерминированным процессам, например для анализа треков элементарных частиц, переходного процесса в системе автоматического управления, хода химической реакции при одних и тех же условиях.

Определение передаточной функции динамической системы

В основу анализа любой динамической системы может быть положена ее передаточная функция, определяемая обычно методом переходных характеристик [Л. 2, 4, 16, 24, 33, 105, 113]. Для реализации этого метода исследуемая система должна выключаться из производительной работы и подвергаться воздействию специального вида возмущений, но во многих случаях это невозможно сделать или недопустимо. Кроме того, так как метод переходных характеристик предполагает аппроксимацию выходного сигнала, он не обеспечивает высокой точности при наличии помех и нелинейных элементов.

Весьма эффективным методом определения передаточной функции объекта или системы является корреляционный метод [Л. 86, 88, 101]. Если система имеет один вход $x(t)$ и один выход $y(t)$, то связь этих сигналов определяется интегралом суперпозиции

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t - \theta) h(\theta) d\theta, \quad (8-37)$$

где $h(\theta)$ — импульсная реакция системы, а их взаимная корреляционная функция будет:

$$\begin{aligned} R_{xy}(\tau) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t - \tau) y(t) dt = \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t - \tau) dt \int_{-\infty}^{\infty} x(t - \theta) h(\theta) d\theta. \end{aligned}$$

Изменение порядка интегрирования дает:

$$\begin{aligned} R_{xy}(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} h(\theta) d\theta \left[\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t - \tau) x(t - \theta) dt \right] = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau - \theta) h(\theta) d\theta. \end{aligned} \quad (8-38)$$

Если же на вход системы подать сумму сигнала $x(t)$ и белого шума $n(t)$, то на ее выходе (рис. 8-16) полу-

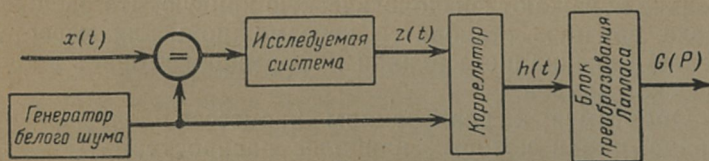


Рис. 8-16. Структурная схема вычислителя передаточной функции динамической системы.

чим сигнал $z(t) = y(t) + N(t)$. Взаимная корреляционная функция $n(t)$ и $z(t)$ на выходе коррелятора даст сумму $R_{yn} + R_{Nn}$, первое слагаемое которой равно нулю в силу независимости белого шума и входного воздействия, а второе дает корреляционную функцию белого шума,

которая, как известно, представляет собой дельта-функцию $\delta(\tau)$. В этом частном случае (8-38) будет иметь вид:

$$R_{xy}(\tau) = \int_0^{\infty} \delta(\tau - \theta) h(\theta) d\theta = h(\tau)$$

и определять импульсную переходную характеристику системы. Схема преобразования Лапласа, на которую подается $h(\tau)$, формирует передаточную функцию $G(p)$ исследуемой системы. Этот алгоритм используется в КАПИ и реализуется дополнением схемы, приведенной на рис. 8-10, генератором белого шума и блоком преобразования Лапласа. Корреляционный метод определения передаточной функции не нуждается в отключении системы от производительной работы и, следовательно, дает реальную характеристику.

8-7. ИНТЕРПРЕТАЦИЯ ФИЗИОЛОГИЧЕСКИХ РЕАЛИЗАЦИЙ

Физиологические реализации (кардиограммы, энцефалограммы, баллистокардиограммы и т. п.) несут большое количество информации и расшифровка их может дать количественные оценки функционального состояния различных органов или в целом организма животного или человека. Однако обработка этих реализаций вручную и качественная оценка степени патологии весьма трудоемки, занимают много времени и не застрахованы от субъективных ошибок. Кроме того, часто помехи настолько искажают физиологическую кривую, что расшифровка вручную становится невозможной; для невооруженного специалиста ценная информация утопает в хаотической кривой.

Обратимся к реализациям процессов деятельности сердца, среди которых наиболее распространены электрокардиограммы (ЭКГ) и баллистокардиограммы (БКГ). Первые характеризуют входной сигнал сердца, заставляющий его сокращаться, а вторые являются результатом работы сердца (выходной сигнал), результатом воздействия на тело толчков крови.

Расшифровка БКГ как результирующей сложной кривой сводится к измерению зубцов, временных интервалов и амплитудных отклонений, которые используются для определения различных коэффициентов, а также

к качественным оценкам формы зубцов, деформаций комплексов и т. д.

При патологическом состоянии сердечно-сосудистой системы БКГ искажается, внешне превращается в хаотический набор пульсаций; на полезный сигнал накладываются случайные помехи, отношение сигнал/шум становится низким. Если внутренние шумы считать некогерентными с сигналами на выходе сердца, подобно тому

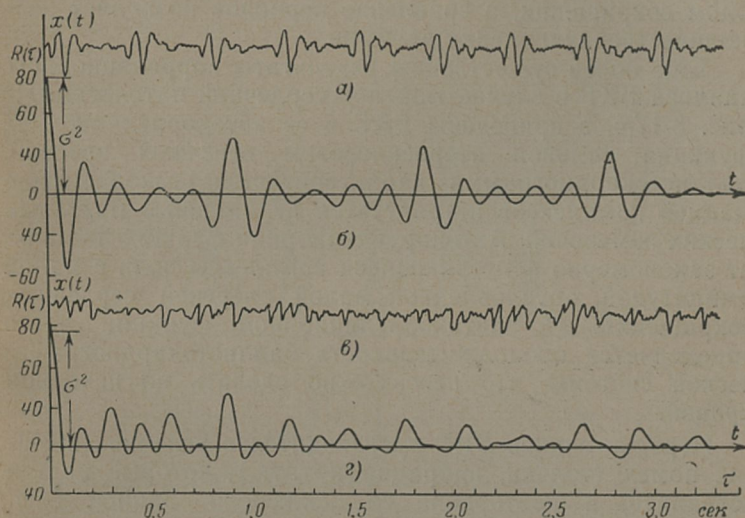


Рис. 8-17. Баллистокардиограммы (а и в) здорового и больного сердца и их корреляционные функции (б и г) соответственно.

как это принято в системах автоматического управления, то становится очевидным путь для выделения полезного сигнала корреляционным методом. Ясно также, что с ростом интервала корреляции τ выделение должно становиться более надежным. На рис. 8-17, а, б показана БКГ здорового сердца, зарегистрированная аппаратом «Галилео». Считывание ее на длине 2 м производилось с помощью фотоэлектронного дешифратора графиков ФДГ-1 с шагом квантования 0,4 мм, а вычисление оценки корреляционной функции по алгоритму, рассмотренному в § 1-2. По ней определялись периодичность исходного сигнала, оценивались дисперсия $D=R(0)$ и среднее эффективное значение $\sigma=\sqrt{D}$. Размах $R(\tau)$ несколько уменьшается с ростом τ , приближаясь к некото-

рому устойчивому значению a , по которому определяется амплитудная характеристика $x = \sqrt{2a}$. Время затухания τ_3 , в течение которого $R(\tau)$ становится устойчивой, позволяет судить о частотном диапазоне шумов БКГ. Параметр τ_3 характеризует также инерционность сердечно-сосудистой системы как объекта регулирования, т. е. ее способность приспосабливаться к изменению нагрузки. Время между соседними максимума $R(\tau)$ является периодом сокращения, а сравнение периодов позволяет дать количественную оценку аритмии.

Еще более существенны результаты корреляционного анализа БКГ в случае тяжелой сердечной патологии. На рис. 8-17, в, г приведены БКГ и ее автокорреляционная функция больной атеросклерозом венечных артерий. Баллистокардиограмма характеризуется резкой деформацией комплексов и трактуется IV степенью патологических изменений. Автокорреляционная функция выявляет закономерно повторяющиеся комплексы волн с малой амплитудой, обусловленной малой энергией сердечных сокращений. По автокорреляционной функции легко определяется продолжительность баллистокардиографической системы, что невозможно сделать по исходной кривой.

Нередко запись БКГ производится в условиях внешних помех (толчки, вибрации и т. д.), которые нельзя устранить, а повторение ее исключено. Записи БКГ в нормальных условиях и при внешних возбуждениях сильно отличаются. Хаотические колебания воспринимающей системы баллистокардиографа и колебания тела под действием внешних сил обычно полностью маскируют исходную БКГ, но автокорреляционные функции обеих реализаций почти полностью совпадают — они имеют одинаковые комплексы, повторяющиеся с одинаковыми периодами. Таким образом, автоматическое выделение закономерных сигналов на фоне помех корреляционным методом позволяет надежно расшифровать баллистокардиографические кривые, выявить их связь с другими функциональными процессами (дыхание), дать количественную оценку динамического состояния организма. Можно надеяться, что все это позволит сформулировать новые количественные критерии на основе объективного анализа.

Не меньшее значение имеет спектральный анализ физиологических кривых. Всякая БКГ является суммой не-

скольких периодических составляющих, поэтому экспериментальное определение энергетического спектра позволяет получить дополнительную информацию о работе сердечно-сосудистой системы по сравнению с тем, что дает корреляционный анализ. Результаты спектрального анализа БКГ здорового человека (возраст 15 лет), представленные на рис. 8-18,а, дают кратные частоты: 1,27;

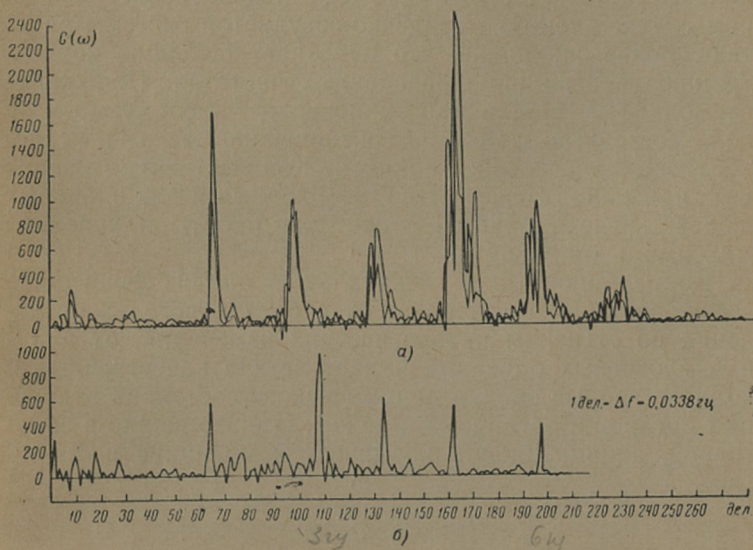


Рис. 8-18. Результаты спектрального анализа баллистокardiограмм здоровых людей.

а — в возрасте 15 лет; б — в возрасте 19 лет.

2,54; 3,81 гц и т. д. Основной тон является собственной частотой сокращений сердца, последующие тона характеризуют резонансные колебания различных упругих структур, образующих сердечно-сосудистую систему. Нижняя частота 0,33 гц соответствует ритму дыхания, остальные гармоники, кратные частоте дыхания, быстро угасают с ростом частоты. Энергетическая характеристика свидетельствует о том, что первая гармоника соответствует небольшой мощности, ярко выражены вторая, третья, четвертая, пятая и шестая гармоники, а на частотах выше 8 гц энергия спектра быстро затухает — это область высокочастотных помех малой амплитуды. Сравнивая рассмотренный спектр со спектром (рис. 8-18,б)

другого здорового человека (возраст 19 лет), приходим к выводу, что они имеют одинаковый характер, являются гармоническими и быстро затухающими, начиная с одного порога (8 гц). Однако в первом случае гармоники представлены уширенными расщепленными пиками, каждый из которых охватывает полосы частот от 0,4 до 0,8 гц, а во втором — пики более узкие и охватывают полосы частот от 0,1 до 0,45 гц. Следовательно, во втором случае элементы сердечно-сосудистой системы работают более синхронно, что и создает большую концентрацию энергии на определенных частотах. Положение гармоник на шкале частот позволяет сформулировать количественные оценки по соотношению частот и отклонений каждой из них от нормы. Количественная оценка всех признаков спектра БКГ необходима и для здоровых людей, когда требуется отбор для работы в условиях максимальной нагрузки.

Корреляционный и спектральный анализ физиологических кривых освобождает от субъективного их разделения по степеням патологических изменений, от длинных словесных описаний и дает четкие качественные и количественные оценки динамического состояния отдельных органов и организма в целом. Все это важно в спортивной, авиационной и космической медицине и биологии.

Заключение

Трудно указать такую область научной и производственной деятельности человека, где не применяется анализ экспериментальной информации. Научно-технический прогресс сопровождается неуклонным ростом скоростей объектов, составных элементов систем и их усложнением. Поиск решений и управление вручную стали невозможными. Кроме того, число объектов с неполным математическим описанием не убывает, а есть и такие области знаний, как, например, сейсмометрия, биология, медицина, измерение с высокой точностью скоростей на расстоянии, исследование космоса, где вряд ли в ближайшие годы можно ожидать аналитического описания. Поэтому инженеры и ученые многих стран последние 15 лет заняты различными аспектами автоматизации анализа первичной информации.

Первый Всесоюзный симпозиум по статистическим проблемам в кибернетике (Москва, 14—18 февраля

1967 г.) привлек внимание ведущих специалистов различных стран по оптимальным системам, нелинейным задачам статистической динамики, системам адаптации и распознавания, статистическому контролю и моделированию, по общим вопросам теории случайных процессов и аппаратурным методам статистического анализа. Симпозиум показал, что аппаратурные средства автоматизации спектрального и корреляционного анализа отстают от теоретических разработок в этой области.

Трудно отдать предпочтение отдельно временному или спектральному методу [Л. 44, 106, 107, 108, 135]. Во многих же случаях исследователю необходимо знать совокупность временных оценок (математическое ожидание, функции распределения, авто- и взаимно корреляционные функции, дисперсия и среднее квадратическое ожидание) и спектральных характеристик (коэффициенты Фурье, спектральная плотность амплитуд и энергии, текущий спектр, спектральная функция, мгновенный спектр, активная полоса спектра). До последнего времени аппаратурные средства разрабатывались и выполнялись лишь для решения отдельных задач [Л. 5, 7, 18, 25, 26, 31, 43, 45, 74, 131]. Для всестороннего оперативного анализа динамических процессов на основе первичной информации современные вычислительные машины не оборудованы соответствующими устройствами ввода и вывода, а кроме того, они нуждаются в стационарных условиях, велики по весу и размерам, их трудно транспортировать к экспериментальным установкам.

Необходимы комплексы автоматического анализа первичной информации типа КАПИ или ДИКС с разветвленными системами ввода, отображения результатов и специализированным цифровым или цифро-аналоговым вычислителем, режим работы которого определяется одним из алгоритмов по выбору оператора. Такие подвижные комплексы, оборудованные в автомашине, можно быстро доставлять для оперативного анализа к объектам исследования в радиусе нескольких сотен километров. Состояние проблемы позволяет надеяться, что такие комплексы в ближайшее время будут созданы и широко распространены.

ПРОГРАММА

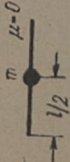
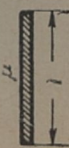
ввода ординат графиков из МАСК в ЭВМ "Минск-22" с устранением сбсвс

Адрес ячейки	Признак	Код операции		Индекс	А ₁	А ₂	№ блока	Адрес ячейки	Признак	Код операции		Индекс	А ₁	А ₂	№ блока	
		Н	Номер опера- ции							Н	Номер опера- ции					
0010 1 2 3 4 5 6 7		—	10	00	0164	0001	1	4		—	34	00	0075	0035	7	
		—	10	00	0000	0002	2	5		—	10	04	0202	0200	8	
		—	10	00	0163	0157		6		—	73	00	0203	0114	9	
		—	75	00	0000	0200	3	7		—	07	00	0202	0014		
		—	05	00	0174	0171		0040		—	34	00	0043	0041	10	
		—	34	00	0016	0017				—	74	04	0203	0222		
		—	10	00	0170	0017				—	30	06	0047	0207		
0020 1 2 3 4 5 6 7		—	55	02	0000	0222		3		1	4	—	21	00	0204	0206
		—	71	00	0175	0002	4	2		—		32	00	0045	0047	
		—	12	00	0166	0003		3		—		00	00	0000	0114	
		—	22	00	0174	0004		4		—		00	00	0045	0000	
		—	10	00	0000	0005	5	5		—	30	00	0045	0000	12	
		—	10	00	0165	0006		6		—	71	00	0175	0006		
		—	10	00	0167	0202		7		—	07	00	0177	0101		
0030 1 2 3		—	10	00	0172	0203	5	0050		6	—	34	00	0052	0057	13
		—	10	00	0173	0204	1	—			60	00	0045	0202		
		—	10	00	0033	0205	2	—			60	00	0045	0203		
		—	10	00	0203	0222	3	—			60	00	0045	0204		
		—	71	03	0033	0206	4	—			60	00	0074	0205		
		—	30	00	0033	0206	5	—			10	00	0041	0171		
		—	07	00	0203	0130	6	—			20	06	0041	0171		

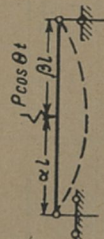
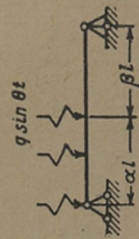
Адрес ячейки	Признак	Код операции		Индекс	А ₁	А ₂	№ блока	Адрес ячейки	Признак	Код операции		Индекс	А ₁	А ₂	№ блока
		+	Номер операции							+	Номер операции				
0060 1 2 3 4 5 6 7		—	—	03	0024 0162 0160 0002 0002 0002 0002 0002	0171 0157 0063 0017 0031 0041 0134 0136		0100 1 2 3 4 5 6 7		—	34 20 10 73 22 71 12 61	00 05 00 00 00 00 00 00	0101 0215 0205 0033 0167 0175 0007 0077	0047 0200 0007 0007 0007 0002 0007 0202	17
0070 1 2 3 4 5 6 7		—	—	00	0002 0000 0174 0017 0000 0203 0077 0000	0137 0157 0002 0000 0014 0200 0215 0013		0110 1 2 3 4 5 6 7		—	30 72 20 71 30 20 05 34	00 00 00 06 00 06 00 00	0111 0206 0216 0216 0115 0220 0217 0120	0216 0217 0206 0207 0220 0220 0141	
0100 1 2 3 4 5 6 7		—	—	00	0101 0000 0174 0017 0000 0203 0077 0000	0047 0157 0002 0000 0014 0200 0215 0013		0120 1 2 3 4 5 6 7		—	05 34 11 30 10 30 11 30	00 00 00 00 06 00 00 06	0216 0122 0206 0130 0000 0000 0126 0220 0130	0217 0124 0206 0000 0207 0220 0220 0207	18

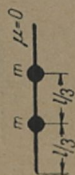
Адрес ячейки	Признак	Код операции		Индекс	A ₁	A ₂	№ блока	Адрес ячейки	Признак	Код операции		Индекс	A ₁	A ₂	№ блока
		+	Номер опера- ции							+	Номер опера- ции				
0130			11	06	0206	0207		0160		—	10	00	0174	0002	14
1			66	00	0050	0206		1			30	00	0073	0000	
2			32	00	0134	0133		2					0000	0000	
3		—	10	00	0216	0206		3			2	22	0000	0000	
4			71	07	0203	0222		4					0000	0000	
5			30	00	0136	0207		5					0000	0000	
6		—	20	07	0207	0222		6					0000	0000	
7			12	07	0206	0222		7					0000	0000	
0140			30	00	0145	0000		0170					1	0000	
1		—	10	00	0000	0217		1					0000	1	
2		—	34	00	0143	0130		2			77	77	0000	0000	
3		—	11	00	0207	0207		3					0000	0000	
4		—	30	00	0124	0000		4							
5		—	60	00	0205	0215		5						7777	
6		—	70	00	0174	0215		6						0000	2
7			20	00	0174	0134		7							
0150			20	00	0174	0136		0200							
1			20	00	0174	0137		1							
2			20	07	0134	0000		2							
3		—	10	00	0215	0134	1	3							
4			10	00	0215	0136		4							
5			10	00	0215	0137		5							
6			30	00	0047	0000		6							
7		—	00	00	0000	0000		7							

МАССОВЫЕ ФУНКЦИИ И ПАРАМЕТРЫ R и R_0

Схема распределения масс	$\bar{m}$	σ	$S(\alpha)$	$T(\alpha)$	$R = \frac{l}{EJ} (S + T)$	$R_0 = -\frac{l}{EJ} T$
$\mu = 0$	0	—	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{6}$	$\frac{l}{2EJ}$	$-\frac{l}{6EJ}$
	$\frac{m}{l}$	$\frac{\alpha^4}{192}$	$\frac{4-7\sigma}{12(1-4\sigma)}$	$\frac{2+\sigma}{12(1-4\sigma)}$	$\frac{l}{EJ} \frac{1-\sigma}{2(1-4\sigma)}$	$-\frac{l}{EJ} \frac{2+\sigma}{12(1-4\sigma)}$
	$\frac{m}{l}$	$\frac{\alpha^4}{162}$	$\frac{108-248\sigma+52\sigma^2}{108(3-\sigma)(1-5\sigma)}$	$\frac{54+32\sigma+2\sigma^2}{108(3-\sigma)(1-5\sigma)}$	$\frac{l}{EJ} \frac{162-216\sigma+54\sigma^2}{108(3-\sigma)(1-5\sigma)}$	$-\frac{l}{EJ} \frac{54+32\sigma+2\sigma^2}{108(3-\sigma)(1-5\sigma)}$
	μ	—	$\frac{\operatorname{cth} \alpha - \operatorname{ctg} \alpha}{2\alpha}$	$\frac{-l \operatorname{sch} \alpha + l \operatorname{sc} \alpha}{2\alpha}$	$\frac{l}{EJ} \frac{\operatorname{th} \frac{\alpha}{2} + \operatorname{tg} \frac{\alpha}{2}}{2\alpha}$	$-\frac{l}{EJ} \frac{l \operatorname{sch} \alpha - l \operatorname{sc} \alpha}{2\alpha}$

$$\alpha = kl; \quad k = \sqrt[4]{\frac{m\omega^2}{EJ}}$$

Схема распределения масс	Схема сил			
			E_1	E_2
$\mu = 0$	$\frac{Pl^2}{16EJ} (1 - \beta) \alpha \beta$	$\frac{Pl^2}{16EJ} \text{ при } \alpha = \beta$	$\frac{ql^3}{24EJ} (1 + \beta)^2 \alpha^2$	$\frac{ql^3}{24EJ} (2 - \alpha^2) \alpha^2$
	$\frac{Pl^2}{16EJ} \frac{1}{1 - \frac{\omega}{48}} (1 + \beta) \alpha \beta$	$\frac{Pl^2}{16EJ} \frac{1}{1 - \frac{\omega}{48}} \text{ при } \alpha = \beta$	$\frac{ql^3}{24EJ} \frac{1 - \frac{\omega}{768}}{1 - \frac{\omega}{48}} \times (1 + \beta)^2 \alpha^2$	$\frac{ql^3}{24EJ} \frac{1 - \frac{\omega}{768}}{1 - \frac{\omega}{48}} (2 - \alpha^2) \alpha^2$



$$\frac{Pl^2}{16EJ} \frac{1 + \frac{\omega}{1458}}{1 - \frac{\omega}{48}}$$

при $\alpha = \beta$

$$\frac{Pl}{16EJ} \frac{1 + \frac{\omega}{1458}}{1 - \frac{5\omega}{48}} \times$$

 $\times (1 + \alpha) \alpha \beta$

$$\frac{Pl^2}{16EJ} \frac{1 + \frac{\omega}{1458}}{1 - \frac{5\omega}{48}} \times$$

 $\times (1 + \beta) \alpha \beta$

$$\frac{ql^3}{24EJ} \frac{1 + \frac{\omega}{162}}{1 + \frac{5\omega}{162}} \frac{(1 + \beta^2) \alpha^2}{1 + \frac{\omega}{162}}$$

$$\frac{ql^3}{24EJ} \frac{1 + \frac{\omega}{162}}{1 + \frac{5\omega}{162}} \frac{(2 - \alpha^2) \alpha^2}{1 + \frac{\omega}{162}}$$

$$\frac{P}{4\sqrt{\mu\theta^2 EJ}} \left(\frac{1}{\cos \frac{\alpha}{2}} - \frac{1}{\frac{\alpha}{2} \operatorname{ch} \frac{\alpha}{2}} \right)$$

при $\alpha = \beta$

$$\frac{P \left(\frac{1}{\cos \frac{\alpha}{2}} - \frac{1}{\frac{\alpha}{2} \operatorname{ch} \frac{\alpha}{2}} \right)}{4\sqrt{\mu\theta^2 EJ}} \times$$

 $\times (1 + \alpha) \alpha \beta$

$$P \left(\frac{1}{\cos \frac{\alpha}{2}} - \frac{1}{\frac{\alpha}{2} \operatorname{ch} \frac{\alpha}{2}} \right) \times$$

 $\times (1 + \beta) \alpha \beta$

$$\frac{q}{2} \frac{\operatorname{tg} \frac{\alpha}{2} + \operatorname{th} \frac{\alpha}{2}}{4\sqrt{\mu^3 \theta^6 EJ}} \times$$

 $\times (2 - \alpha^2) \alpha^2$

$$\frac{q}{2} \frac{\operatorname{tg} \frac{\alpha}{2} - \operatorname{th} \frac{\alpha}{2}}{4\sqrt{\mu^3 \theta^6 EJ}} \times$$

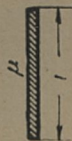
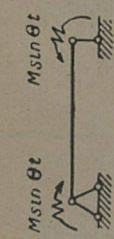
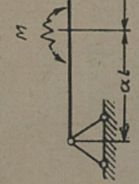
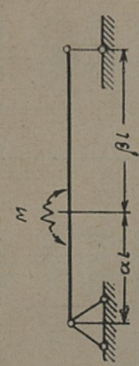
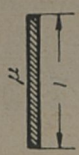
 $\times (1 + \beta^2) \alpha^2$ 

Схема сн.г			Схема сн.г		Схема сн.г		Схема сн.г	
Схема распределения масс	$q \sin \theta t$		$M \sin \theta t$		M			
	E_1	E_2	E_1	E_2	E_1	E_2	E_1	E_2
$\mu = 0$	$\frac{ql^3}{24EJ}$		$\frac{Ml}{2EJ}$		$-\frac{Ml}{6EJ} (3\beta^2 - 1)$		$\frac{Ml}{6EJ} (3\alpha^2 - 1)$	
	$\frac{ql^3}{24EJ}$		$\frac{Ml}{2EJ}$		$\frac{Ml}{6EJ} \frac{\omega}{1 - \frac{\omega}{48}}$		$\frac{Ml}{6EJ} \frac{\omega}{1 - \frac{\omega}{48}} (3\alpha^2 - 1)$	

Схема сил

Схема распределения масс	Схема сил			
				
	E_1	E_2	E_1	E_2
	$q l^3 \frac{1 + \frac{\omega}{162}}{24 E J}$	$\frac{M l}{6 E J} \frac{1 - \frac{\omega}{162}}{1 - \frac{\omega}{162}}$	$\frac{M l}{6 E J} \frac{1 - \frac{\omega}{162}}{1 - \frac{\omega}{162}} (3 \beta^2 - 1)$	$\frac{M l}{6 E J} \frac{1 - \frac{\omega}{162}}{1 - \frac{\omega}{162}} (3 \alpha^2 - 1)$
	$q \frac{\alpha}{2} - \frac{\alpha}{2} \frac{\alpha}{4 \sqrt{\mu^3 6 E J}}$	$\frac{M}{2} \frac{\alpha}{2} + \frac{\alpha}{2} \frac{\alpha}{4 \sqrt{\mu^3 6 E J}}$	$\frac{M}{6} \frac{\alpha}{2} + \frac{\alpha}{2} \frac{\alpha}{4 \sqrt{\mu^3 6 E J}}$	$\frac{M}{6} \frac{\alpha}{2} + \frac{\alpha}{2} \frac{\alpha}{4 \sqrt{\mu^3 6 E J}} \times \frac{\alpha}{2} \frac{\alpha}{4 \sqrt{\mu^3 6 E J}}$

Примечание. $\omega = \frac{m \theta^2 l^3}{E J}$.

ТАБЛИЦЫ ЕМКостей С и С₀

α	C	C ₀	α	C	C ₀
0,0	33 300	26 900	5,5	46 700	37 800
0,5	33 300	26 900	6,0	42 900	34 360
1,0	33 280	27 000	2 π	41 700	31 530
1,5	33 200	27 200	6,5	41 100	29 470
2,0	33 070	27 840	7,0	39 830	24 400
2,5	32 730	29 050	7,5	38 750	20 500
3,0	32 020	31 015	5 $\frac{\pi}{2}$	38 770	19 200
π	31 680	31 740	8,0	37 600	19 000
3,5	30 480	33 600	8,5	36 200	20 900
4,0	36 450	36 400	9,0	34 240	25 800
4,5	42 000	38 600	3 π	31 880	31 330
3 $\frac{\pi}{2}$	51 000	32 440	9,5	31 100	32 840
5,0	64 900	39 200	10,0	25 000	40 400

ПРОГРАММА

ДЛЯ ЭКСТРАПОЛИРОВАНИЯ ПРИ АЛГОРИТМИЧЕСКОМ РАСПОЗНАВАНИИ (ЭВМ "МИНСК-2")

Адрес ячейки	Признак	Код операции		Индекс	А ₁	А ₂	№ блока	Адрес ячейки	Признак	Код операции		Индекс	А ₁	А ₂	№ блока
		±	Номер операции							±	Номер операции				
0100		—	47	00	0001	0500	1	0120		—	10	02	0232	0000	4
1		—	45	00	0177	7601		1			36	03	0200	0040	
2		—	30	00	0100	0000		2			14	04	0040	0050	
3		—	31	00	7777	0017		3		—	20	02	0124	0171	
4			00	00	0000	0061		4		—	20	03	0120	0172	
5		—	31	00	7777	0017		5			20	00	0172	0120	
6			03	63	0200	0200		6		—	20	04	0115	0173	
7		—	10	00	0163	0120	2	7		—	10	00	0167	0002	5
0110		—	10	00	0164	0130		0130		—	10	00	0262	0053	
1		—	10	00	0165	0145		1		—	20	00	0172	0130	
2		—	10	00	0166	0153		2		—	20	02	0130	0173	
3		—	10	00	0175	0005		3		—	10	00	0167	0003	
4		—	10	00	0167	0004		4		—	10	00	0174	0041	
5		—	10	00	0170	0002		5		—	10	00	0167	0002	
6		—	10	00	0170	0003	3	6		—	10	03	0050	0000	6
7		—	10	04	0177	0050		7		—	26	02	0053	0040	

Адрес вчелки	Признак	Код операции		Индекс	A ₁	A ₂	№ блока	Адрес вчелки	Признак	Код операции		Индекс	A ₁	A ₂	№ блока
		+	Номер опера- ции							+	Номер опера- ции				
0156	0070	—	60	00	0400	0041	8	6		—	30	00	0070	0000	14 Псевдокоманды
	1	—	20	00	0172	0153		7		—	20	04	0153	0000	
0157	2	—	30	00	0157	0000		0160		—	60	00	3400	0000	
6		—	10	03	0050	0000	9	1		—	20	03	0152	0000	
7			26	02	0053	0040		2		—	00	00	0000	0000	
0140			55	00	0041	0040		3		—	10	02	0232	0000	
1		—	32	00	0144	0142	10	4		—	10	02	0262	0053	
2		—	10	00	0040	0041		5		—	10	00	0042	0262	
3		—	10	02	0053	0042		6		—	10	00	0232	0040	
4		—	20	02	0136	0172	11	7		—	00	02	0000	0000	
5		—	10	00	0042	0262		0170			00	07	0000	0000	
6		—	20	00	0173	0145		1			00	00	0003	0000	
7		—	20	03	0134	0172	12	2			00	00	0001	0000	Восьмеричные константы
0150		—	20	05	0114	0000		3			00	00	0000	0001	
1		—	10	00	0176	0003		4			40	00	0000	0060	
2		—	10	00	0167	0004	13	5			01	00	0000	0000	
3		—	10	00	0232	0040		6			01	10	0000	0000	
4		—	00	00	0000	0021		7			00	00	0000	0177	
5		—	31	00	7777	0017					00	00	0000		

ЛИТЕРАТУРА

1. Автоматизация производственных процессов в черной и цветной металлургии, ВИНТИ, 1959.
2. Айзинов М. М., Анализ и синтез линейных радиотехнических цепей в переходном режиме, изд-во «Энергия», 1964.
3. Ананьев И. В., Справочник по расчету собственных колебаний упругих систем, Гостехиздат, 1946.
4. Андреев Н. И., Корреляционная теория статистически оптимальных систем, изд-во «Наука», 1966.
5. Ауль Ф. Ф., Коррелятивный анализатор звукового диапазона частот КА-ЗД, сб. «Передовой технический и производственный опыт», Центральный институт технико-экономической информации, 1961, вып. 8, тема 36, № П-61-53/8.
6. Афанасьев Г. К., К вопросу автоматизации анализа случайных процессов, сб. «Вычислительная техника», Минск, изд-во «Наука и техника», 1965.
7. Бабури В. М., Коррелограф — прибор для вычисления корреляционных функций низкочастотных процессов, Труды совещания по применению вычислительной техники для автоматизации производства, Машгиз, 1961.
8. Барткус Т. И. и др., Специализированная электронная вычислительная машина для корреляционного и спектрального анализа визуальных и магнитных записей случайных процессов, «Автоматика и телемеханика», 1963, т. XXIV, № 6.
9. Белоус А. А., Методы деформаций в динамике рамных конструкций, сб. «Исследования по теории сооружений», № 3, Гостройиздат, 1939.
10. Безухов Н. И., Некоторые обобщения методов строительной механики в динамике сооружений, сб. «Исследования по теории сооружений», № 3, Гостройиздат, 1939.
11. Безухов Н. И., Динамика сооружений в примерах и задачах, Гостройиздат, 1947.
12. Березин Н. С., Жидков Н. П., Методы вычислений, т. 1, 2, Физматгиз, 1962.
13. Бернштейн С. Н., Теория вероятностей, Гостехиздат, 1946.
14. Бесконтактная система измерения скорости полосы, Экспресс-информация, ВИНТИ, «Автоматическое управление производственными процессами», 1960, № 27, реферат № 134.
15. Благовещенский С. Н., Качка корабля, Судпромгиз, 1954.
16. Блох З. Ш., Переходные процессы в линейных системах автоматического регулирования, Физматгиз, 1961.
17. Богачев А. М., Лямбах Р. В., Приборы автоматического контроля размеров проката, Госэнергиздат, 1952.

18. Бочаров И. Н., Стаховский Р. И., Анализатор плотности распределения вероятностей случайных процессов, «Автоматика и телемеханика», 1962, т. XXIII, № 2.

19. Брэмли Н., Карлайл С., Симс Р., Некоторые направления автоматизации прокатного производства, Труды I Международного конгресса Международной федерации по автоматическому управлению, т. 6, изд. АН СССР, 1961.

20. Бунимович В. И., Флюктуационные процессы в радиоприемных устройствах, изд-во «Советское радио», 1951.

21. Бусленко Н. П. и др., Метод статистических испытаний, Физматгиз, 1962.

22. Ван-дер-Варден Б. Л., Математическая статистика, Изд-во иностр. лит., 1960.

23. Вальденберг Ю. С., Ленский В. Л., Некоторые особенности применения цифровой техники для решения статистических задач, сб. «Автоматическое управление и вычислительная техника», вып. 5, Машгиз, 1962.

24. Васильев Д. В. и др., Проектирование и расчет следящих систем, изд-во «Судостроение», 1964.

25. Васильев Н. А., Инфразвуковой анализатор спектра, сб. «Передовой научно-технический и производственный опыт», Гос. НИИ научной и технической информации, 1962, вып. 9, тема 36, № П-62-73/9.

26. Васманов В. В., Вычислительные математические приборы, Машгиз, 1958.

27. Величкин А. И., Корреляционная функция и спектральная плотность квантованного процесса, «Радиотехника», 1962, № 7.

28. Вентцель Е. С., Теория вероятностей, Физматгиз, 1962.

29. Винер Н., Нелинейные задачи в теории случайных процессов, Изд-во иностр. лит., 1961.

30. Волковысский В. Л., Чеголин П. М., Цифровой сумматор с независимым переносом, сб. «Вычислительная техника», под ред. Б. В. Анисимова, Оборонгиз, 1963.

31. Воллернер Н. Ф., Криксунов В. Г., Некоторые вопросы автоматизации аппаратного спектрального анализа, «Приборы и техника эксперимента», 1962, № 1.

32. Волосов Д. Г., Цивкин М. В., Теория и расчет светоптических систем, изд-во «Искусство», 1960.

33. Гарднер М. Ф., Бэрнс Д. Л., Переходные процессы в линейных системах, Гостехиздат, 1951.

34. Гартманн В., Бернгард Ф., Фотоэлектронные умножители, Госэнергиздат, 1961.

35. Гельфандбейн Я. А., Оценка точности взаимной корреляционной функции в зависимости от времени экспериментальной записи, Изв. АН СССР, «Техническая кибернетика», 1963, № 1.

36. Герасимов О. А., Гордон Г. Г., Нилов А. А., Определение частотно-контрастных характеристик на электроннооптической скамье ЦНИИГАиК, Труды ЦНИИГАиК, вып. 149, 1964.

37. Гончаров В. Л., Теория интерполирования и приближения функций, Гостехиздат, 1954.

38. Гренандер У., Случайные процессы и статистические выводы, Изд-во иностр. лит., 1961.

39. Давенпорт В. Б., Джонсон Р. А., Мидлтон Д., Статистические ошибки при измерении случайных функций времени,

сб. «Определение параметров случайных процессов», Киев, Гостехиздат УССР, 1962.

40. Демидович В. П., Марон И. А., Основы вычислительной математики, Физматгиз, 1960.

41. Догановский С. А., Иванов В. А., Блоки регулируемого запаздывания, Госэнергоиздат, 1960.

42. Доморацкий А. Н., Иванов Л. Н., Карышев Е. Н., Синицын Б. С., Дискретная измерительная корреляционная система (ДИКС), Новосибирск, Изд-во «Наука» (Сибирское отделение), 1965.

43. Злобин Г. И., Рабинович З. Л., Черняк Р., Цифровые корреляторы вычислительного центра АН УССР, Труды III конференции по Автоматическому контролю и методами электрических измерений, т. I, изд. Сибирское отделение АН СССР, 1964.

44. Ивахненко А. Г., Корреляционные методы в кибернетических системах автоматического управления, «Автоматика», 1960, № 2.

45. Имедадзе В. В., Саакян Э. А., Чахиров И. С., Филимонов В. Н., Коррелограф на феррит-транзисторных ячейках, Труды института электроники, автоматки и телемеханики, т. III, Тбилиси, изд. АН Груз. ССР, 1962.

46. Канторович Л. В., Крылов В. И., Приближенные методы высшего анализа, Физматгиз, 1962.

47. Карандеев К. Б., Измерительные информационные системы и автоматика, Вестник АН СССР, 1962, № 10.

48. Катис Г. П., Сканирующие фотоэлектрические устройства поиска и слежения, изд-во «Наука», 1964.

49. Керопян Ю. К., Чеголин П. М., Электрическое моделирование в строительной механике, Гостройиздат, 1963.

50. Козубовский С. Ф., Общая теория квантования по уровню и ее применения для определения корреляции, «Автоматика», 1963, № 1.

51. Козубовский С. Ф., Автоматические корреляционные измерители скорости, Киев, изд. АН УССР, 1963.

52. Козубовский С. Ф., Автоматизация системы измерения скорости горячего проката корреляционным методом, «Автоматика», 1961, № 3.

53. Козубовский С. Ф., Устройство для измерения скорости движения проката, Авт. свид. № 141017, Бюллетень изобретений, 1961, № 17.

54. Колмогоров А. Н., Интерполирование и экстраполирование стационарных случайных последовательностей, Изв. АН СССР, сер. матем., 1941, т. 5, № 1.

55. Колмогоров А. Н., Статистическая теория колебаний с непрерывным спектром, Юбилейный сборник, изд. АН СССР, 1947.

56. Коротаев Н. А., Чеголин П. М., Шпаковский Г. И., Электронный следящий вычислитель основных параметров случайного процесса, сб. «Вычислительная техника», Минск, изд-во «Наука и техника», 1965.

57. Косякин А. А., Статистическая теория квантования по уровню, «Автоматика и телемеханика», 1961, т. XXII, № 6.

58. Котельников В. А., Теория потенциальной помехоустойчивости при флюктуационных помехах, Диссертация, 1946.

59. Кристоф П., К определению периода собственных колебаний судна в море, Ганза, 1958, 95, № 30—31.

60. Кутин Б. Н., О вычислении корреляционной функции стационарного случайного процесса по экспериментальным данным, «Автоматика и телемеханика», 1957, № 3.

61. Лазарян В. А., К вопросу об электрическом моделировании переходных режимов движения стержней, Труды ДИИТ, вып. XXV, Трансжелдориздат, 1956.

62. Ланге Ф. Г., Корреляционная электроника, Судпромгиз, 1963.

W 63. Ланс Дж. Н., Численные методы для быстродействующих вычислительных машин, Изд-во иностр. лит., 1962.

64. Левин Б. Р., Теория случайных процессов и ее применение в радиотехнике, изд-во «Советское радио», 1960.

65. Лившиц Я. И., О точности определения корреляционной функции по дискретным данным, «Вопросы радиоэлектроники», серия общетехническая, 1962, вып. 16.

66. Лившиц Я. И., К вопросу о точности определения корреляционной функции случайного процесса по отрезку реализации этого процесса, «Вопросы радиоэлектроники», сер. общетехническая, 1962, вып. 14.

67. Малайревский Н. М., К вопросу о погрешности измерения кривой распределения вероятностей случайного процесса, Изв. вузов, «Радиотехника», 1962, № 2.

68. Мандельштам С. М., Погрешность временного квантования при автоматическом контроле, «Автоматика и телемеханика», 1961, т. XXII, № 6.

69. Мидлтон Д., Введение в статистическую теорию связи, т. 1, 2, изд-во «Советское радио», 1961, 1962.

70. Миллер Р., Корреляционная радионавигационная система для самолетов и космических кораблей, «Электроника» (русский перевод), 1961, № 50.

71. Мирский Г. Я., Аппаратурное определение характеристик случайных процессов, изд-во «Энергия», 1967.

72. Пархоменко И. Т., Ввод нескольких кривых с одного носителя в цифровую вычислительную машину, «Автоматика и приборостроение», Киев, 1964, № 4.

73. Попов М. П., Блох С. Х., Многоканальный накопитель телеметрической информации на базе бытового магнитофона, Материалы научно-технической конференции, посвященной 71-й годовщине изобретения радио (14—15 июня 1966 г.), Минск, 1966.

74. Прянишников В. А., Установка для измерения коэффициента корреляции, «Электросвязь», 1964, № 8.

75. Пугачев В. С., Теория случайных функций и ее применение в задачах автоматического управления, Физматгиз, 1960.

76. Пухов Г. Е., Васильев В. В., Степанов А., Токарева О. Н., Электрическое моделирование задач строительной механики, Киев, изд. АН УССР, 1963.

77. Рабинович З. Л. и др., Специализированная электронная счетная машина СЭСМ, Киев, изд. АН УССР, 1961.

78. Райс С., Теория флюктуационных шумов, сб. «Теория передачи электрических сигналов при наличии помех», Изд-во иностр. лит., 1953.

79. Ривкин С. С., Свешников А. А., О теории боковой качки корабля на нерегулярном волнении, Судпромгиз, 1954.

80. Чеголин П. М., Бак Хинг Кханг, О распознавании пересекающихся графиков, Материалы научно-технической конферен-

ции, посвященной 71-й годовщине изобретения радио, Минск, Изд-во Белорусского правления НТОРиЭ им. А. С. Попова, 1966.

81. Роотс О. Т., Электрическое моделирование перекрестных балок, Труды Таллинского политехнического института, 1955, вып. 65.

82. Свешников А. А., Прикладные методы теории случайных функций, Судпромгиз, 1961.

83. Севастьянов Н. Б., О возможности контроля за устойчивостью судов на море по периоду бортовой качки, сб. «Теоретические и практические вопросы устойчивости и непотопляемости морских судов», изд-во «Морской транспорт», 1963.

84. Серебренников М. Г., Перевозванский А. А., Выявление скрытых периодичностей, изд-во «Наука», 1965.

85. Синицын Б. С., Автоматические корреляторы и их применение, Новосибирск, изд. Сибирского отделения АН СССР, 1962.

86. Солодовников В. В., Статистическая динамика линейных систем автоматического управления, Физматгиз, 1960.

87. Солодовников В. В., Матвеев П. С., Бабурин В. М., Статистический метод и аппаратура для определения динамических характеристик объектов управления, сб. «Автоматическое управление и вычислительная техника», Машгиз, 1962, вып. 5.

88. Солодовников В. В., Матвеев П. С., Вальденберг Ю. С., Бабурин В. М., Вычислительная техника в применении для статистических исследований и расчетом систем автоматического управления, Машгиз, 1963.

89. Сорокин Б. С., Колебания статически неопределимых стержневых систем с учетом внутреннего поглощения энергии, сб. «Исследования по теории сооружений», вып. X, Госстройиздат, 1951.

90. Стратонович Р. Л., Избранные вопросы теории флуктуаций в радиотехнике, изд-во «Советское радио», 1961.

91. Темников Ф. Е., Автоматические регистрирующие приборы, Машгиз, 1960.

92. Темников Ф. Е., Теория разветвляющихся систем, Госэнергоиздат, 1963.

93. Темников Ф. Е., Информатика, Известия вузов, «Электромеханика», 1963, № 11.

94. Темников Ф. Е., Некоторые аспекты теории информации, Доклады научно-технической конференции МЭИ, Секция автоматизации, вычислительной и измерительной техники, 1965.

95. Терских В. П., Метод цепных дробей в применении к исследованию колебаний механических систем, Судпромгиз, 1955, т. 1, 2.

96. Тетельбаум И. М., Электрическое моделирование, Физматгиз, 1960.

97. Тетельбаум И. М., Электрическое моделирование изгибных колебаний и метод динамических жесткостей, Оборонгиз, 1949.

98. Титчмарш Е., Введение в теорию интегралов Фурье, Гостехиздат, 1948.

99. Тихонов В. И., Выбросы случайных процессов, «Успехи физических наук», 1962, т. 77, вып. 3.

100. Тихонов В. И., Характеристики выбросов случайных процессов, «Радиотехника и электроника», 1964, № 3.

101. Траксел Дж., Синтез систем автоматического регулирования, Машгиз, 1959.

102. Тупышев А. Н., Приложение теории стационарных случайных процессов к исследованию качки корабля на нерегулярном волнении, Труды НТО судостроительной промышленности, т. VII, вып. 2, Судпромгиз, 1957.

103. Турбович И. Т., Некоторые обобщения теоремы Котельникова, «Радиотехника», 1956, 11, № 4.

104. Турыгин И. А., Прикладная оптика, Машгиз, 1965.

105. Фельдбаум А. А., Вычислительные устройства в автоматических системах, Физматгиз, 1959.

106. Харкевич А. А., Спектры и анализ, Физматгиз, 1962.

107. Харкевич А. А., Борьба с помехами, Физматгиз, 1963.

108. Харкевич А. А., Очерки общей теории связи, Гостехиздат, 1955.

109. Харибин А. Е., Анализ ошибок в определении среднего значения случайной величины и ее квадрата, связанных с конечностью времени наблюдения, «Автоматика и телемеханика», 1957, т. XVIII, № 4.

110. Хинчин А. Я., Теория корреляции стационарных стохастических процессов, «Успехи математических наук», 1938, вып. V.

111. Хинчин А. Я., Цепные дроби, Физматгиз, 1961.

112. Хлистунов В. Н., О погрешности аппроксимации дискретных методов измерения, «Приборостроение», 1960, № 5.

113. Цыпкин Я. З., Теория импульсных систем, Физматгиз, 1958.

114. Цыпкин Я. З., Оценка влияния квантования по уровню на процессы в цифровых автоматических системах, «Автоматика и телемеханика», 1960, т. XXI, № 3.

115. Чеголин П. М., Афанасьев Г. К., Автоматизация анализа экспериментальных графиков, изд-во «Энергия», 1967.

116. Чеголин П. М., Электрическое моделирование конечно-разностных уравнений изгибаемого стержня, сб. «Электрическое моделирование стержневых систем», Госстройиздат, 1958.

117. Чеголин П. М., Теоретические основы автоматизации корреляционного и спектрального анализа, сб. «Вычислительная техника», Минск, изд-во «Наука и техника», 1965.

118. Чеголин П. М., Бак Хынг Кханг, Алгоритмическое распознавание пересекающихся графиков с учетом логических признаков, Изв. АН БССР, сер. физико-техническая, 1966, № 4.

119. Чеголин П. М., Шпаковский Г. И., Автоматизация частотного анализа крутильных колебаний силовых установок, сб. «Вычислительная техника в машиностроении», Минск, ИТК АН БССР, 1966.

120. Чеголин П. М., Леонович Э. Н., Принцип построения многоканального автомата считывания графиков, сб. «Вычислительная техника в машиностроении», Минск, Институт технической кибернетики АН БССР, 1965.

121. Черницер В. М., Определение необходимого времени анализа спектра частот случайных процессов, Изв. вузов, «Приборостроение», 1964, т. VII, № 6.

122. Чудновский В. Г., Методы расчета колебаний и устойчивости стержневых систем, Киев, изд. АН УССР, 1952.

123. Шахов А. Н., Анализатор случайных функций «Модель II», сб. «Передовой научно-технический и производственный опыт», ГосНИИ научно-технической информации, 1963, № П-30-63-516/15.

124. Шеннон К., Работы по теории информации и кибернетике, Изд-во иностр. лит., 1963.
125. Шор Я. Б., Статистические методы анализа и контроля качества и надежности, изд-во «Советское радио», 1962.
126. Bennet W. R., Spectra of quantized signals, Bell System Technical Journal, July 1948, vol. 27.
127. Conn R. W., Von Holdt R. E., Online display for study of approximating functions, Journal of the Association for Computing Machinery, July 1965, vol. 12, № 3, p. 326—349.
128. Denis M. St. and Pierson W. F., On the motion of ships in confused seas, Transaction of the Society of Naval Architects and Marine Engineers, 1953.
129. Dickey F. R., The correlation aircraft navigator, a vertically-beamed Doppler radar, National conference, Proceedings Aeronautical Electronics, Dayton, Ohio, 1958.
130. Iens I., Stabilitäts und rollschwingungsuntersuchungen mit küstenmotorschiffen, Hansa, 1964. (Экспресс-информация, изд-во «Судостроение», 1965, № 1).
131. Keiiti Aki, A relay calculator of correlation function, Zisin Journal of the Seismological Society of Japan, 1955, vol. 8, № 1.
132. Lee Y. W., Cheatham T. P., Wiesner I. B., Application of correlation analysis to the detection of periodic signal in noise, Proc. IRE, 1950, № 10. Русский перевод — в сб. «Теория информации и ее приложения», Физматгиз, 1959.
133. Lewis E. V., The influence of sea conditions on the speed of ships, Journal of the American Society of Naval Engineers, 1955.
134. Veltman B. P., Th., Kwakernaak H., Theorie und techniek der polaritätskorrelation für dynamische analyse niederfrequenter signal und sisteme, Regelungstechnik, September 1961, h. 9, s. 357—364.
135. Watts D. S., A general theory of amplitude quantisation with applications to correlation determination, Proc. IEE, 1962, № 15.
136. Widrow B. A., Study of rough amplitude quantisation by means of Niquist sampling theory, Trans. IRE, 1956, vol. PGCT-3, № 4.
137. Wiener N., Extrapolation, interpolation and smoothing of stationary time series with engin. applications, New York, Wiley and S., 1949.
-

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	3
Глава первая. Прикладные аспекты вероятностных методов анализа динамических систем	11
1-1. Основные понятия, определения и особенности реализаций случайных процессов	11
1-2. Алгоритмы вычисления оценок временных и спектральных характеристик	22
1-3. Определение динамических характеристик по экспериментальной информации	28
Глава вторая. Достоверность цифрового анализа непрерывных процессов	31
2-1. Оценка качества воспроизведения непрерывной реализации при квантовании ее по времени	31
2-2. Определение временного шага квантования из энергетических представлений	37
2-3. Скользящий метод вычисления оценки корреляционной функции	40
2-4. Влияние квантования по уровню на спектральную и корреляционную характеристики	41
2-5. Влияние конечной длительности реализации на временные характеристики случайного процесса	47
2-6. Влияние дискретизации непрерывного процесса на качество корреляционной функции	51
Глава третья. Подготовка и ввод многоканальных графических реализаций	54
3-1. Преобразователь многоканальных графических реализаций МАСК	54
3-2. Преобразование цифровых ординат многоканальных реализаций в аналоговые напряжения	94
3-3. Агрегатирование МАСК с вычислительными машинами	105
3-4. Конструкция МАСК	122
3-5. Устройство ввода спектрограмм	127
3-6. Потенциометрический метод считывания графической информации	134
Глава четвертая. Подготовка и накопление многоканальной статистической информации, получаемой от датчиков	140
4-1. Датчики и преобразователи первичной информации	140
4-2. Система накопления и ввода (СНВ)	142

Глава пятая. Автоматизация анализа динамических процессов методом моделирования	161
5-1. Типы моделирующих анализаторов	161
5-2. Аналоговый анализатор случайных процессов «Модель II»	162
5-3. Цепные электрические аналоги динамических объектов	169
5-4. Электрический аналог системы конечно-разностных уравнений	186
5-5. Электрическая модель	197
5-6. Электронный анализатор стационарных случайных процессов (ЭАСП-С)	206
5-7. Электронный коррелометр МТИ	212
5-8. Коррелограф НК-200	214
5-9. Коррелятор с автоматическим изменением времени задержки	216
Глава шестая. Распознавание пересекающихся реализаций	
6-1. Алгоритмическое распознавание	218
6-2. Учет логических признаков пересечения	224
6-3. Статистическая экстраполяция	232
6-4. Автомат считывания пересекающихся визуальных кривых МАСК-П	242
Глава седьмая. Статистический контроль остойчивости судов	246
7-1. Основы метода	246
7-2. Алгоритм слежения за текущей остойчивостью и блок-схема АО-1	254
7-3. Входное устройство	258
7-4. Арифметическое устройство	260
7-5. Устройство управления	262
7-6. Запоминающее устройство АО-1	274
7-7. Устройства электропитания (УЭП), индикации (УИ) и пульт управления (ПУ)	277
7-8. Состав элементов и их принципиальные схемы	278
7-9. Некоторые результаты эксплуатации АО-1	296
Глава восьмая. Аппаратурный анализ динамических процессов	303
8-1. Анализатор крутильных колебаний силовых установок	303
8-2. Вычислитель частот свободных колебаний валопроводов	310
8-3. Метод группирования для цифровых спектрометров	320
8-4. Корреляционные измерители скорости	330
8-5. Корреляционная система ДИКС	336
8-6. Комплексный анализатор первичной информации КАПИ	343
8-7. Интерпретация физиологических реализаций	358
Приложения	364
Литература	375

Чеголин Петр Михайлович

Автоматизация спектрального и корреляционного анализа

Редактор *В. А. Гармаш* Художественный редактор *Д. И. Чернышев*
Технический редактор *Г. Е. Ларионов* Корректор *Е. В. Кузнецова*

Сдано в набор 6/VIII 1938 г.

Подписано к печати 24/XII 1938 г.

T-17446

Формат 84×108^{1/32}

Бумага типографская № 2

Усл. печ. л. 20,16

Уч.-изд. л. 21,11

Тираж 7 000 экз.

Цена 1 р. 17 к.

Зак. 1423

Издательство „Энергия“. Москва, Ж-114, Шлюзовая наб., 10.

Московская типография № 10 Главполиграфпрома
Комитета по печати при Совете Министров СССР.
Шлюзовая наб., 10.