

МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО И СРЕДНЕГО
СПЕЦИАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ РСФСР

КУЙБЫШЕВСКИЙ ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ
АВИАЦИОННЫЙ ИНСТИТУТ имени АКАДЕМИКА С. П. КОРОЛЕВА

В. А. ГЛАЗУНОВ, В. А. БОЧКАРЕВ

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЭВМ
ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ
АВИАЦИОННЫХ РАДИОСИСТЕМ
И УСТРОЙСТВ

Утверждено
редакционно-издательским
советом института
в качестве учебного пособия

КУЙБЫШЕВ 1987 [1296]

Глазунов В. А., Бочкарев В. А. *Использование ЭВМ при проектировании авиационных радиосистем и устройств*: Учебное пособие. — Куйбышев: КуАИ, 1987. — 68 с.

В пособии рассмотрены принципы системного подхода и основные методы проектирования радиотехнических систем (РТС), используемых на летательных аппаратах. Для РТС различного назначения выделены наиболее характерные устройства преобразования сигнала, позволяющие построить стохастическую имитационную модель РТС по модульному принципу и с помощью ЭВМ рассчитать оптимальные значения существенных параметров системы. Разработаны алгоритмы отдельных модулей РТС и программа реализации на ЭВМ как набор отдельных программно-ориентируемых элементов системы.

Пособие предназначено для студентов высших учебных заведений при разработке РТС в короткое время с привлечением средств вычислительной техники. Учебное пособие может быть полезно специалистам, занимающимся разработкой и исследованием систем различного назначения.

Ил. 19. Библиогр. — 23 назв.

Рецензенты: В. Я. Купер, В. Н. Ресин

ВВЕДЕНИЕ

Теория систем, и в частности радиосистемотехника, как аппарат исследования и проектирования, все шире распространяется и глубже проникает в деятельность радиоинженера. Это связано как с усложнением радиотехнических систем (РТС), так и с возрастающей специализацией при их разработке, когда возникает необходимость в стыковке и согласовании отдельных звеньев системы. Очевидно, что современный инженер должен разбираться в основных «системных проблемах», связанных с постановкой и решением задач проектирования.

Еще сравнительно недавно задача проектирования считалась успешно решенной, если удалось найти какую-либо допустимую систему. Однако в связи с усложнением РТС актуальной становится задача нахождения одной — наилучшей (оптимальной) системы, ибо необходимое улучшение экономических и технических показателей приводит к значительной экономии, достигающей порой до нескольких миллионов рублей. И чем сложнее и дороже РТС, тем более актуальными и важными становятся научные методы, позволяющие математически, количественно оценить различные варианты построения системы, заранее отбросив недопустимые, и рекомендовать наиболее удачные. Особенно важно получить оптимальное решение для радиотехнических устройств и систем летательных аппаратов, где дорого обходится несовершенство систем, ее невысокие технико-экономические показатели. Системным подходом в равной мере необходимо владеть как радиосхемотехникам, проектирующим элементы РТС, так и системотехникам, объединяющим звенья РТС в единое целое: часто отдельные звенья системы настолько сложны, что при их проектировании также используется системный подход.

Известные решения задач проектирования в строгой математической постановке часто невозможны. Причины тому несколько — это и неполнота исходных данных, и чрезвычайно большая размерность решаемых задач. Отсюда ясно, как важно совре-

менному радионженеру уметь выделить существенные параметры РТС и составить целевую функцию, учесть при проектировании возможные вариации этих параметров и найти в конечном счете оптимальные значения параметров РТС или подобрать элементы системы из имеющегося исходного набора вариантов построения.

Решение поставленных здесь задач проектирования можно эффективно осуществить с помощью средств вычислительной техники. В последние годы разрабатываются методы моделирования систем на ЭВМ [1—6], позволяющие успешно решить задачи проектирования и исследования сложных РТС различного назначения. Однако аппарат моделирования, как и аналитические методы оптимизации, предполагает предварительный анализ проектируемой системы, выделение характерных элементов с точки зрения технологии обработки информации, обоснование показателя эффективности. Все эти вопросы изложены в пособии: детально рассмотрены этапы проектирования, структура и принципы построения РТС, методология и алгоритм построения имитационной модели элементов РТС с учетом предъявляемых к ним требований.

Алгоритмы разработанных моделей и программа расчета основных параметров РТС на примере широко используемого в практике радиоканала передачи информации представлены на языке ФОРТРАН. Выделение в имитационной модели отдельных звеньев РТС, которые сами по себе могут являться предметом исследования и анализа, позволяет осуществить проектирование радиоаппаратуры, начиная с «малых» радиотехнических устройств и кончая сложными системами.

Пособие может быть использовано студентами старших курсов при изучении машинных методов проектирования систем различного назначения, при курсовом и дипломном проектировании.

1. ОСНОВНЫЕ ЭТАПЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ РТС

Проектирование РТС включает комплекс работ по исследованию и выбору структуры системы и расчету основных технико-экономических характеристик — полосы пропускания, параметров сигнала и т. д., кончая схемотехнической разработкой РТС «на бумаге» с выработкой технических предложений.

В настоящее время расчет системы производится либо аналитически, либо с использованием методов моделирования, имитируя функционирование РТС с помощью вычислительных машин. Основные этапы проектирования РТС при любом методе расчета схематично показаны на рис. 11. Проектирование РТС начинают со словесной формулировки задачи (блок 1), при которой указывают назначение РТС, перечень решаемых системой задач, исходные данные об объекте (например, для РТС передачи информации — диапазон измеряемых величин и их вероятностные характеристики и т. п.). При анализе задания на проектирование (блок 2) рассматривают известные решения (ведь лучше всего взять уже готовое решение!), намечают методы исследования.

Следующий этап — описание РТС (блок 3) с помощью внутренних $\vec{x} = (x_1 \dots x_n)$ и внешних $\vec{y} = (y_1 \dots y_m)$ параметров, характеризующих систему с точки зрения разработчика и заказчика (потребителя) системы соответственно. Так, для РТС передачи информации внешними параметрами могут быть дальность связи, точность воспроизведения сообщений, экономические затраты. Внутренними параметрами при этом будут: вид модуляции, способ уплотнения каналов, мощность передатчика. Для РЛС — дальность обнаружения, разрешающая способность, надежность (внешние параметры) и частота несущей, мощность передатчика, длительность и частота следования зондирующего импульса (внутренние параметры). Вариацией внутренних параметров разработчик добивается определенных значений внешних показателей качества РТС. На этом же этапе формулируются ограничения Φ_x и Φ_y на внутренние и внешние параметры

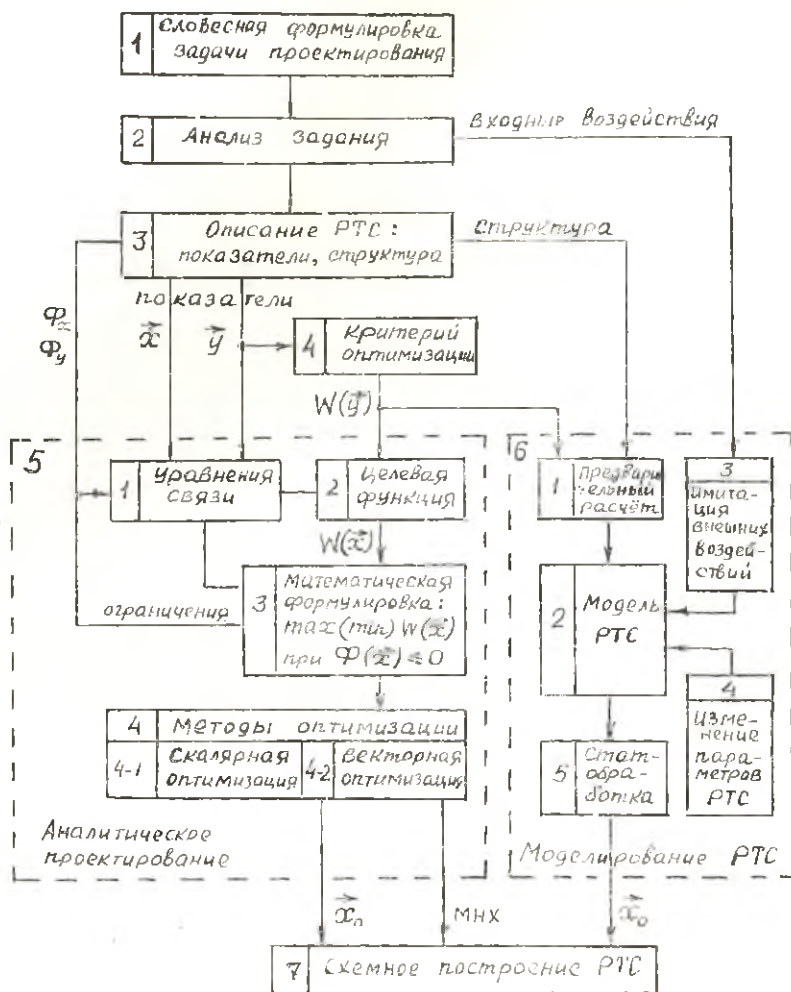


Рис. 1.1

соответственно. Ограничения отделяют область изменения параметров, их назначают либо по техническому заданию и физическому смыслу (например, ограничения неотрицательные), либо исходя из анализа взаимосвязи между параметрами. Если ограничения представлены нематематическими условиями, касающимися элементной базы проектируемой системы или условий эксплуатации, то при аналитическом методе их обязательно нужно

метода является невозможность проверки результатов без построения РТС, ибо только реально построенная система может ответить на вопрос, насколько оптимальны принятые параметры системы, т. е. действительно ли эти параметры определяют наилучший в векторном смысле оптимальный вариант построения РТС.

Таким образом, ограниченность возможностей аналитических расчетов и невозможность сколько-нибудь полного научного эксперимента заставили разработчика обратиться к машинному моделированию (блок 6 на рис. 1.1) как самостоятельному методу проектирования или как дополнению к аналитическим методам.

Непосредственному моделированию РТС предшествует ряд этапов, которые включают в себя анализ задачи, описание РТС и выбор критерия — показателя эффективности $W(\vec{y})$ — блок 1-4. При этом определяется предварительная структура системы и намечаются показатели качества звеньев (подсистем), адекватных показателю качества всей системы.

Из-за сложности рассматриваемых РТС и большого количества учитываемых факторов целесообразно проводить моделирование частями, отсекая для исследования наиболее характерные подсистемы РТС. С этой целью проводится предварительный аналитический расчет основных параметров РТС, определяя значения входных и выходных сигналов отдельных частей (блок 6-1). Моделируемая РТС или ее часть отражает поведение реальной системы (блок 6-2), для чего блоком 6-3 имитируются внешние воздействия, а блоком 6-4 — возможные изменения параметров и структуры РТС. По результатам статистической обработки (блок 6-5) и выбранному показателю эффективности находятся оптимальные параметры x_0 системы, такие как точность воспроизведения информации, скорость передачи, параметры сигналов и др. Одновременно фиксируются структурные параметры, такие как методы выделения и восстановления сообщений, способы кодирования и т. п. Все это позволяет разработать схему проектируемой РТС (блок 7).

Имитационная модель РТС особенно удобна для исследования воздействия совокупности дестабилизирующих факторов, здесь нет нужды в формализации задачи и проведении натурных испытаний, что лишней раз свидетельствует о пользе машинных методов моделирования. В следующем разделе рассмотрена методика предварительного расчета РТС на примере широко используемого в практике цифрового радиоканала передачи и приема информации, которая позволит выделить характерные подсистемы и разработать для них модели функционирования.

2. СИСТЕМНЫЙ АНАЛИТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ РТС

2.1. ПОКАЗАТЕЛИ КАЧЕСТВА РТС

Системный аналитический расчет параметров РТС является начальным этапом проектирования радиосистемы любого назначения. Из рассмотренной в первом разделе методики проектирования видно, что центральное место как при аналитическом расчете, так и при имитационном моделировании занимает проблема выбора критерия, в общем случае вектора показателей, отображающих качество системы. В сложных больших системах однозначный выбор критерия часто затруднен из-за противоречивых требований, предъявляемых к нему разработчиком РТС [12]: с одной стороны, критерий должен учитывать самые различные аспекты проектируемой системы, с другой — возрастает размерность обобщенного показателя, что существенно затрудняет процесс расчета.

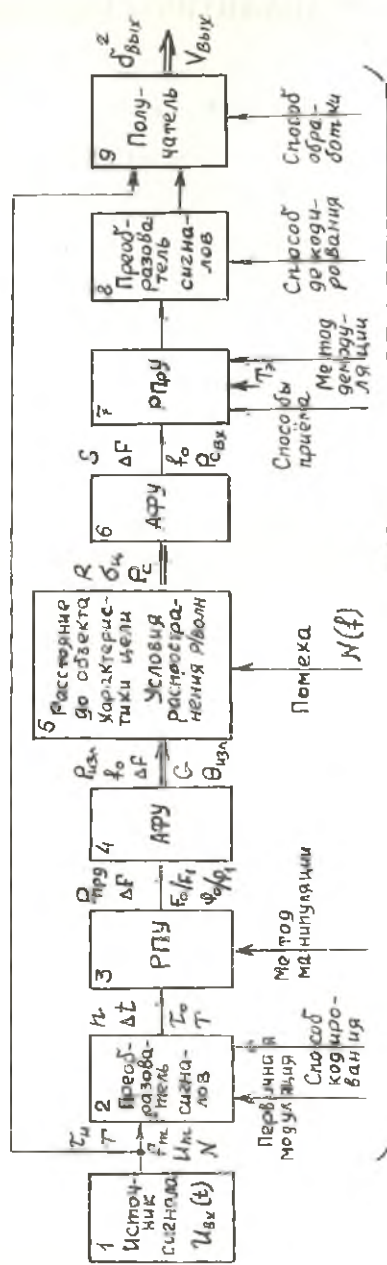
Радиосистема — совокупность радиоэлектронных элементов и устройств (радиопередающих, усилительных, преобразующих, кодирующих, ...), выполняющих взаимосвязанные функции, направленные на достижение определенной общей цели. РТС отличаются большим разнообразием по своему назначению, принципу построения, элементной базе и параметрам: средняя мощность радиопередающих устройств колеблется от долей ватта до тысяч киловатт, стоимость РТС может составлять единицы или миллионы рублей [13] и т. д. Однако, классифицируя радиотехнические системы по информационному назначению, можно выделить сравнительно небольшое число систем:

- РТС передачи информации (РТС ПИ);
- РТС извлечения информации (РТС ИИ);
- системы радиуправления (РТСУ);
- системы радиопротиводействия (РИД);
- комбинированные (к ним часто относят и РТСУ).

Классификация РТС по информационному признаку позволяет, во-первых, в любой системе выделить информационные процессы, производимые над сигналом, и построить обобщенную структурную схему преобразования сигнала в РТС, и во-вторых, определить основные показатели, характеризующие качество системы.

подавляющее число существующих РТС являются дискретными, цифровыми, что объясняется активным включением в состав РТС различных устройств вычислительной техники. Передача информации в таких системах осуществляется методами высокочастотной манипуляции. Это обстоятельство позволяет

Передающий тракт Радиоканал Приемный тракт



$\sigma_{\Sigma}, \sigma_{\Sigma}$

Рис. 2.1

РТС любого назначения представить в виде некоторой цифровой системы, и с точки зрения системного расчета выделить наиболее характерные информационные процессы, приводящие к принципиальным изменениям характеристик сигналов.

Независимо от назначения и выполняемых функций в любой системе можно выделить группы входных и выходных параметров, обозначить варьируемые элементы и определить общие требования, предъявляемые к системе в целом. Проведенный анализ цифровых РТС различного назначения позволил составить обобщенную структурную схему преобразования сигналов в цифровых РТС (рис. 2.1), включающую в свой состав передающий тракт, радиоканал и приемный тракт. На рисунке условно показаны процессы, происходящие в цифровой РТС любого назначения, для каждого элемента схемы указаны входные — выходные характеристики сигнала, возможные варьируемые параметры РТС и общие требования на систему в целом. В общем случае входным воздействием в РТС является некоторый аналоговый или цифровой сигнал, который после ряда преобразований передается по радиоканалу в приемное устройство, где происходит выделение полезной информации. Этот процесс поэлементно показан на структурной схеме рис. 2.1.

Источником сигнала (блок 1) в РТС ПИ являются датчики, образующие N аналоговых сообщений с максимальной частотой спектра F_m , максимальной амплитудой U_m и исходной точностью измерения σ_n . В РТС ИИ и РПД источником сигнала являются формирователи импульсных сигналов длительностью τ_n и периодом повторения T_n . Для наглядности параметры формируемого сигнала обозначены справа от блока 1.

Далее аналоговый сигнал за время Δt преобразуется в цифровой (блок 2) с числом импульсов $n = m + k$ в одной посылке, где m — число информационных разрядов, k — число контрольных разрядов (если помехоустойчивое кодирование не используется, то $k = 0$), Δt — интервал Котельникова $/10/$:

$$\Delta t = 1 / (2,3 \dots 2,5) F_m. \quad (2.1)$$

В многоканальной цифровой РТС ПИ с временным разделением каналов (ВРК) формируются кадровые τ_c и каналные $\tau_{k1}, \tau_{k2}, \dots, \tau_{kN}$ синхронимпульсы (рис. 2.2, а, б), а при разделении каналов по форме (РКФ) используются псевдошумовые сигналы (ПШС): функции Уолша, М-последовательности, частотно-временные сигналы с базой $B = 2^l \leq N$, где $l = 1, 2, 3, \dots /14/$ (рис. 2.2, г, д, е). На эюре рис. 2.2, ж показан групповой сигнал на выходе модулятора для одного — первого канала: выборки сигнала $U_1(t)$ в моменты времени, отстоящие на Δt , преобразуются в m -разрядный двоичный код кодово-импульсной моду-

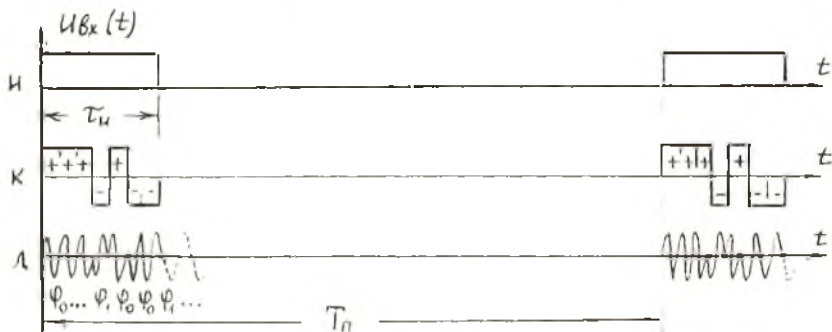
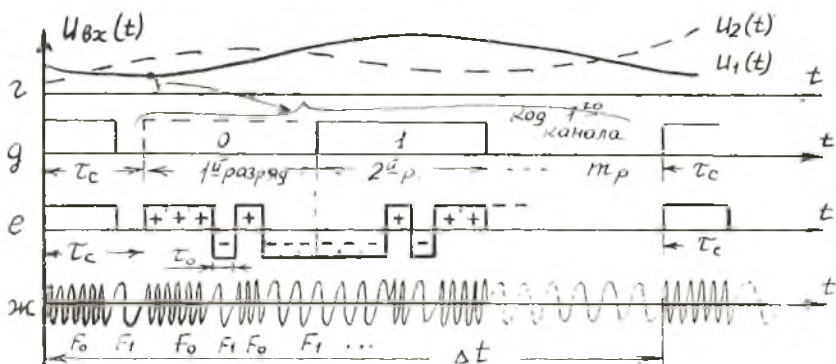
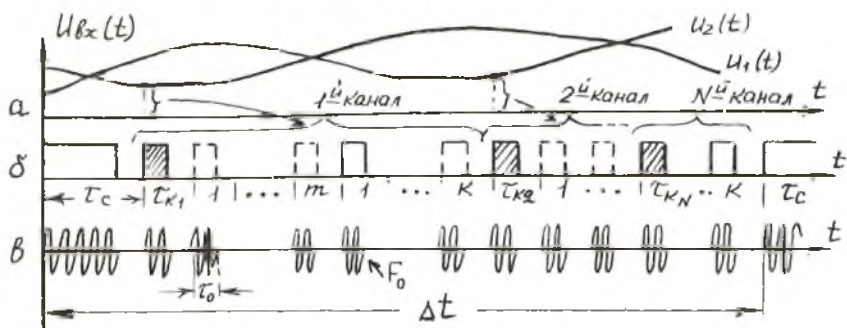


Рис. 22

ляции (КИМ) (рис. 2.2,д); при поступлении «0» КИМ передается M -последовательность, а при передаче «1» — ее инверсия (рис. 2.2,е). В многоканальной РТС ПИ с РКФ групповой сигнал образуется одновременным сложением сигналов вида 2.2,е, каждый из которых отличается своим кодом КИМ и своей M -последовательностью.

В РТС ИИ и РПД для повышения эффективности также используется первичная модуляция ПИНС-сигналом. На рис. 2.2,и, к показан зондирующий сигнал с ПИНС на M -последовательности с базой $B = 7$. Минимальная длительность импульса преобразованного сигнала составляет $\tau_0 = \frac{\Delta t - \tau_c}{\sqrt{(m+k+1) \cdot 2}}$ для временной диаграммы на рис. 2.2,б, $\tau_0 = \frac{\Delta t - \tau_c}{mB}$ для диаграммы на рис. 2.2,е (без учета контрольных разрядов) и $\tau_0 = \tau_n/B$ для диаграммы на рис. 2.2,к.

В радиопередающем устройстве (РПУ), см. блок 3 на рис. 2.1, осуществляется вторичная высокочастотная манипуляция по амплитуде (АМн), частоте (ЧМн) или фазе (ФМн) с параметрами: F_0 и F_1 — частоты манипуляции при ЧМн, φ_0 и φ_1 — фазы манипуляции, $P_{\text{при}}$ — мощность РПУ, ΔF — полоса спектра высокочастотного сигнала. Временные диаграммы сигналов на выходе РПУ показаны на рис. 2.2,в,ж,л.

Групповой высокочастотный сигнал РПУ преобразуется в электромагнитное излучение антенно-фидерным устройством (АФУ), см. блок 4 на рис. 2.1. Основными параметрами излучаемого сигнала (показано справа от блока 4) являются мощность излучения $P_{\text{изл}}$, полоса частот ΔF , значение несущей f_0 , направленность излучения $\Theta_{\text{изл}}$ и коэффициент направленного действия антенны G .

Радиоканал (см. блок 5 на рис. 2.1) характеризуется расстоянием до цели (приемника) R , отражающей способностью цели σ_n (для РТС ИИ), мощностью сигнала на входе приемного тракта P_c и условиями распространения радиоволн. Воздействие помех описывается спектральной плотностью $N(f)$. Для белого шума $N(f) = N_0 = \text{const}$.

В приемном тракте (блоки 6-9) выделяется полезная информация: в АФУ с эффективной площадью приема S (блок 6) электромагнитные волны преобразуются в электрический сигнал, далее после демодуляции и декодирования в радиоприемном устройстве и преобразователе (блоки 7, 8) выделенная информация $U_{\text{вых}}(t)$ поступает к получателю (блок 9), где осуществляется обработка информации. В РТС ИИ в качестве опорного сигнала при обработке используется зондирующий, формируемый источником 1 (связь блоков 1 и 9 на рис. 2.1). Принимаемый сигнал характеризуется значением мощности на входе при-

емника $P_{с_{1x}}$, полосой занимаемых частот ΔF и несущей f_0 . Выходной (полезный) сигнал $U_{вых}(t)$ характеризуется результирующей точностью (погрешностью) $\delta_{вых}^2$ воспроизведения и скоростью передачи или извлечения информации $V_{вых}$. Указанные технические параметры и характеризуют качество РТС в целом: для РТС ПИ результирующая погрешность $\delta_{вых}^2$ определяется как степень отклонения выходного сигнала $U_{вых}(t)$ от входного $U_{вх}(t)$, для РТС ИИ под $\delta_{вых}^2$ понимают достоверность извлекаемой информации и разрешающую способность.

Рассмотренная структурная схема прохождения сигнала является обобщенной: подобным образом можно описать РТС любого назначения. Так, для систем РПД следует рассматривать лишь левую часть схемы, от источника сигнала до АФУ включительно (блоки 1-4). При этом результирующими — выходными показателями системы будут частота f_0 и мощность излучения $P_{изл}$, полоса ΔF и сектор излучения $\Theta_{изл}$ (показано справа от блока 4 на рис. 2.1). Системы радиоразведки, радиоастрономические и радиоизмерительные системы описываются правой частью схемы: совершенствуя параметры приемного тракта, можно обеспечить заданную точность и достоверность извлекаемой информации.

В соответствии с представленной на рис. 2.1 обобщенной схемой можно указать ряд операций, последовательно осуществляемых в цифровой РТС любого назначения, это — дискретизация по времени и уровню, кодирование и манипуляция, излучение, прием, демодуляция, декодирование, восстановление и обработка информации. Изменяя методы модуляции и демодуляции, способы кодирования и декодирования, значение эквивалентной шумовой температуры на входе приемника $T_{шш}$, способ приема (когерентный, некогерентный), способы обработки и восстановления информации (на рис. 2.1 варьируемые элементы системы показаны стрелками снизу вверх), можно добиться определенных, требуемых значений результирующих показателей РТС $\delta_{вых}^2$ и $V_{вых}$. Например, при изменении метода модуляции длительность τ_0 , а следовательно и ΔF , меняются, что приводит к изменению отношения сигнала к шуму. В результате изменяются достоверность приема одного символа и результирующая погрешность воспроизведения $\delta_{вых}^2$ и т. п.

Вместе с тем, изменение параметров РТС связано с затратами ресурсов, которыми располагает разработчик. Сюда относятся как экономические характеристики РТС ($C_{э}$ — затраты на производство и эксплуатацию системы), так и эксплуатационные ($\lambda_{э}$ — надежность функционирования РТС). Постановка и решение технико-экономических задач проектирования РТС подробно описаны в литературе [7, 9, 12], и в настоящем пособии

не рассматриваются. Целью системного аналитического расчета РТС является предварительная оценка основных параметров системы, позволяющая ориентировочно наметить структуру РТС и с помощью имитационной модели, реализующей эту структуру, провести окончательный расчет.

Эффективность системного расчета определяется точностью описания отдельных блоков обобщенной структуры системы, степенью достоверности уравнений взаимосвязи между параметрами приемно-передающего тракта РТС. Рассмотрим основные показатели элементов обобщенной схемы цифровой РТС и взаимосвязь между ними.

2.1.1. Погрешность дискретизации аналоговых сообщений

Погрешность дискретизации аналоговых сообщений по времени определяется выбранным интервалом Котельникова Δt и связанной с ним частью спектра сообщения $S(F)$, лежащего выше (по оси частот) значения $F_{\text{опр}}/2 = 1/2 \Delta t / 14/$:

$$\delta_{\text{д}}^2 = \int_{F_{\text{опр}}/2}^{\infty} S(F) dF / \int_{-\infty}^{\infty} S(F) dF, \quad (2.2)$$

Погрешность дискретизации уменьшается с увеличением частоты опроса (частоты выборок), однако число каналов N или длительность одной элементарной посылки τ_0 также снижается, поэтому интервал Δt выбирается близким к теоретически возможному (2.1).

Погрешность дискретизации аналоговых сообщений по уровню определяется выбранным числом разрядов КИМ m :

$$\delta_{\text{кв}}^2 = 1/2^m. \quad (2.3)$$

Как и в предыдущем случае, следует помнить, что снижение погрешности $\delta_{\text{кв}}^2$ путем увеличения числа разрядов КИМ m связано с сокращением длительности элементарного символа τ_0 , а значит и расширением полосы частот, занимаемой сигналом.

Если задана (известна) среднеквадратическая погрешность квантования, то число информационных разрядов может быть найдено как целая часть $\log_2 \delta_{\text{кв}}$:

$$m = \lfloor \log_2 \delta_{\text{кв}} \rfloor + 1. \quad (2.3')$$

2.1.2. Вероятность ошибочного приема символа

Вероятность ошибочного приема одного элементарного символа $P_{\text{ош}}$ определяется используемым методом модуляции, способом приема и отношением сигнала к шуму I^2 на входе приемника.

Для некогерентного способа приема /15/

$$\text{при АМн} \quad P_{\text{ош}} = 0,5 \exp(-l^2/4), \quad (2.4)$$

$$\text{при ЧМн} \quad P_{\text{ош}} = 0,5 \exp(-l^2/2), \quad (2.5)$$

$$\text{при ОФМн-1} \quad P_{\text{ош}} = 0,5 \exp(-l^2), \quad (2.6)$$

$$\text{при ОФМн-2} \quad P_{\text{ош}} = 0,5 [1 - \Phi(\sqrt{2}l)], \quad (2.6')$$

$$\text{где} \quad l^2 = \frac{P_{\text{свх}}}{P_{\text{швх}}} = \frac{P_{\text{свх}}}{N_0 \Delta F} = \frac{P_{\text{свх}}}{k T_{\text{эш}} \Delta F} \quad (2.7)$$

$\Phi(x) = 2 \int_0^x \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-t^2/2} dt$ — функция Гаусса,

$k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град — постоянная Больцмана,

$T_{\text{эш}}$ — эквивалентная шумовая температура,

$$T_{\text{эш}} = \begin{cases} 20-50 \text{ К} & \text{— для наземных радиоприемных устройств,} \\ 500-1000 \text{ К} & \text{— для бортовых устройств,} \end{cases} \quad (2.7)$$

ΔF — полоса сигнала (полоса пропускания приемника).

Из сравнения выражений (2.4—2.6) видно, что наибольшей помехоустойчивостью обладает фазовая манипуляция, в 2—4 раза превышающая ЧМн и АМн. Для когерентного способа приема соответствующие соотношения потенциальной помехоустойчивости можно найти в работах /10, 15, 16/.

При выбранном способе модуляции и приема вероятность ошибки $P_{\text{ош}}$ можно уменьшить путем повышения мощности сигнала на входе приемника $P_{\text{свх}}$, т. е. либо увеличивая мощность излучения, либо снижая эквивалентную шумовую температуру $T_{\text{эш}}$, либо сужая полосу частот, занимаемую сигналом. Однако любой из названных путей ограничен: увеличение мощности передатчика требует пропорционального роста экономических затрат, значение $T_{\text{эш}}$ практически неизменно (2.7'), а при сокращении полосы сигнала растут погрешности дискретизации (2.2 и 2.3) из-за возрастания длительности τ_0 . Мощность сигнала на входе приемника связана с мощностью передатчика известным уравнением радиолокации /17/, которое определяет дальность действия РТС (дальность связи или дальность обнаружения цели) R .

2.1.3. Дальность действия

Мощность сигнала на входе приемника $P_{\text{свх}}$ пропорциональна средней мощности передатчика $P_{\text{прд}}$ /17/:

$$\dot{P}_{\text{свх}} = P_{\text{прл}} \frac{G S \sigma_{\text{ц}}}{(4\pi)^2 R^4}, \quad (2.8)$$

где G — коэффициент направленного действия антенны передатчика, $G = \eta_1 \left(\frac{\pi D_{\text{прл}}}{\lambda} \right)^2$,

S — эффективная площадь приемной антенны, $S = \eta_1 \frac{\pi D_{\text{пр}}^2}{4}$,

$\sigma_{\text{ц}}$ — эффективная поверхность рассеяния цели,

R — дальность обнаружения цели,

$D_{\text{пр}}, D_{\text{прл}}$ — размеры приемной и передающей антенн,

η_1 — коэффициент эффективного использования апертуры антенн.

Для РТС ПИ радиоволны распространяются только в одном направлении — от передатчика к приемнику. В этом случае, с учетом затухания радиоволн в атмосфере

$$P_{\text{свх}} = P_{\text{прл}} \frac{GS}{4\pi R^2} \exp(-0,23 \alpha R), \quad (2.9)$$

где R — дальность связи,

α — коэффициент затухания.

Параметры АФУ определяются рабочей длиной волны и тактико-техническим назначением РТС (необходимостью сканирования, зоной приема и т. п.). При расчетах ориентировочно можно принять

$$D = \begin{cases} 10 \dots 15 \text{ м для наземных РТС;} \\ 0,5 \dots 1,5 \text{ м для бортовых РТС;} \end{cases}$$

$$\eta_1 = 0,5;$$

$$\lambda = \begin{cases} 1 \dots 3 \text{ см для РТС ИИ,} \\ 13 \dots 14 \text{ см для РТС дальней космической связи;} \end{cases}$$

$$\alpha = \begin{cases} 0 & \text{для } \lambda > 10 \text{ см,} \\ 0,02 - 0,2 \text{ 1/км} & \text{при } \lambda \rightarrow 5 \text{ см,} \\ 0,2 - 1,0 \text{ 1/км} & \text{при } \lambda \rightarrow 1 \text{ см.} \end{cases} \quad (2.10)$$

Рабочая длина волны, как правило, задается заказчиком или устанавливается специальными международными комиссиями. Отметим, что с ростом частоты возрастает пропускная способность РТС и снижается уровень взаимных помех, однако при $f > 10$ ГГц существенно возрастает затухание.

Уравнения (2.8—2.9) позволяют рассчитать дальность действия РТС по известной мощности передатчика или найти требуемую мощность передатчика по заданной вероятности ошибки и дальности с учетом зависимостей (2.4—2.7).

2.1.4. Полоса пропускания и скорость передачи информации

Полоса пропускания приемно-передающего тракта РТС ΔF определяется спектром передаваемого сообщения $0 \dots F_m$ и используемым методом модуляции. В цифровых РТС

$$\text{для ЧМн} \quad \Delta F_{\text{ЧМ}} = F_1 - F_0 + \frac{2}{\tau_0} = 2 \Delta f_m + \frac{2}{\tau_0} = \frac{2}{\tau_0} (1 + m_{\text{ЧМ}}), \quad (2.11)$$

$$\text{для АМн, ФМн} \quad \Delta F_{\text{АМ/ФМ}} = 2 / \tau_0, \quad (2.12)$$

где F_1, F_0 — частоты манипуляции,

$$\Delta f_m = \frac{f_1 - F_0}{2} \text{ — девиация частоты,}$$

$$m_{\text{ЧМ}} = \Delta f_m \cdot \tau_0 \text{ — индекс ЧМ.}$$

Длительность импульса τ_0 определяется из структуры группового сигнала. Так, для многоканальной РТС ПИ с КИМ-ВРК, групповой сигнал которой показан на рис. 2.2,б, легко вычислить

$$\tau_0 = \frac{\Delta t - \tau_c}{N(m+k+1) \cdot 2} \quad (2.13)$$

Для РТС ПИ с КИМ-РКФ-ПШС (рис. 2.2,в)

$$\tau_0 = \frac{\Delta t - \tau_c}{mB}, \quad (2.14)$$

Для РТС ПИ с РКФ-ПШС (рис. 2.2,к)

$$\tau_0 = \tau_n / B = T_n / QB, \quad (2.15)$$

где Q — скважность зондирующих импульсов.

Если в качестве первичного метода модуляции вместо КИМ используется дельта-модуляция (ДМ [18]), то интервал дискретизации определяется заданной погрешностью квантования $\delta_{\text{кв}}$:

$$\Delta t = \frac{\delta_{\text{кв}}}{\mu F_m} = \tau_c + \tau_\delta,$$

где τ_c — длительность синхросигнала, τ_δ — длительность импульса ДМ, $\mu = 2,3 \dots 2,5$.

Каждый дельта-импульс передается «своей» псевдошумовой последовательностью, т. е.

$$\tau_0 = \frac{\tau_\delta}{B} = \frac{\delta_{\text{кв}} / \mu F_m - \tau_c}{B}. \quad (2.16)$$

Скорость передачи информации в цифровых РТС измеряется в бодах (бит/с):

$$V = 1 / \Delta t = 1 / m \tau_0. \quad (2.17)$$

2.1.5. Погрешность воспроизведения сообщений

Результирующая среднеквадратическая погрешность воспроизведения сообщения является основным показателем качества РТС, отражающим назначение системы. В общем случае искомая погрешность определяется сравнением переданного и принятого сообщений:

$$\delta_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{внх}}}{U_{\text{свх}}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [U_{\text{внх}}(t) - U_{\text{свх}}(t)]^2 dt}. \quad (2.18)$$

Среднеквадратическая погрешность на выходе РТС образуется за счет дискретизации входного сообщения во времени $\delta_{\text{д}}$, за счет шумов квантования $\delta_{\text{кв}}$, за счет ошибок в приеме цифровых разрядов $\delta(P_{\text{ош}})$ и за счет неточности восстановления исходной информации в приемнике $\delta_{\text{в}}$:

$$\delta_{\text{вых}} = \sqrt{\delta_{\text{д}}^2 + \delta_{\text{кв}}^2 + \delta^2(P_{\text{ош}}) + \delta_{\text{в}}^2}. \quad (2.19)$$

Составляющие $\delta_{\text{д}}$ и $\delta_{\text{в}}$ определяются по формулам (2.2) и (2.3). Третью составляющую в формуле (2.19) можно оценить приближенно [19]:

$$\delta^2(P_{\text{ош}}) = 4P_{\text{ош}}. \quad (2.20)$$

Погрешность восстановления $\delta_{\text{внх}}$ определяется точностью реализации фильтра нижних частот (ФНЧ) и может быть сведена к такой достаточно малой величине, что ее можно не учитывать.

Составляющие результирующей погрешности часто вступают между собой в противоречие. Так, стремление уменьшить $\delta_{\text{кв}}$ за счет увеличения числа разрядов при неизменной мощности передатчика приведет к сокращению длительности импульса (см. 2.1.1), расширению полосы частот (см. 2.1.4), повышению мощности шумов (2.7). При этом отношение сигнала к шуму упадет, и вероятность ошибки (см. 2.1.2), а следовательно и $\delta(P_{\text{ош}})$, возрастет. Как изменится в этом случае результирующая погрешность $\delta_{\text{вых}}$? Видимо, существует некоторое оптимальное значение количества информационных разрядов $m = m_{\text{опт}}$, обеспечивающее минимум $W = \delta_{\text{вых}}$. Задача проектирования РТС может быть сформулирована как задача оптимизации:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{найти } m_{\text{опт}}, \text{ обеспечивающее} \\ \min \delta_{\text{вых}} = \sqrt{\delta_{\text{д}}^2 + \delta_{\text{кв}}^2(m) + 4P_{\text{ош}}(m)} \\ \text{при } \left\{ \begin{array}{l} P_{\text{прд}} = \text{const} \\ \delta_{\text{кв}} = \text{const} \end{array} \right. \end{array} \right. \quad (2.21)$$

Задача (2.21) может быть решена методом имитационного моделирования (см. разд. 3).

Аналогично можно сформулировать задачу отыскания оптимального значения T при заданном числе информационных разрядов. Действительно, при уменьшении T погрешность дискретизации снизится, однако вероятность ошибки из-за сокращения τ_0 , расширения полосы и увеличения $P_{\text{шнх}}$ увеличится, т. е. существует значение $T_{\text{опт}}$, обеспечивающее минимум суммарной погрешности:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{найти } T_{\text{опт}}, \text{ обеспечивающее} \\ \min \delta_{\text{вых}} = \sqrt{\delta_{\text{д}}^2(T) + \delta_{\text{кр}}^2 + 4P_{\text{шнх}}(T)} \\ \text{при } \left\{ \begin{array}{l} P_{\text{прл}} = \text{const} \\ \delta_{\text{кр}} = \text{const}. \end{array} \right. \end{array} \right. \quad (2.22)$$

2.1.6. Основные показатели помехоустойчивого кодирования

Для повышения достоверности передачи информации в цифровых РТС используются корректирующие коды, позволяющие обнаруживать и исправлять ошибки при передаче кодовых комбинаций. Помехоустойчивость достигается добавлением к m информационным разрядам k проверочных. Для исправления ошибок кратности t_n

$$k \geq \log_2 \sum_{i=0}^{t_n} C_n^i. \quad (2.23)$$

Для обнаружения ошибок кратности t_0 (при четном t_0 и нечетном t_{0n}):

$$k \geq \log_2 \sum_{i=0}^{t_0/2} C_n^i \text{ или } k \geq 1 + \log_2 \sum_{i=0}^{t_{0n}-1/2} C_n^i. \quad (2.24)$$

Кратность обнаруживаемых и исправляемых ошибок зависит от кодового расстояния d (числа позиций, на которых отличаются две соседние кодовые комбинации):

$$d \geq t_0 + 1, \quad d_0 \geq 2t_n + 1 \quad \text{и} \quad d \geq t_0 + t_n + 1 \quad (2.25)$$

Последнее выражение в (2.25) справедливо при одновременном обнаружении и исправлении одиночных ошибок.

Для оценки целесообразности применения корректирующего кода необходимо сравнить вероятность ошибки, скорость передачи информации и другие параметры цифровой РТС до и после введения дополнительных k контрольных разрядов к имеющимся m информационным [14—16, 20]. Если частота выборок (длительность одной посылки) остается неизменной, т. е.

$\Delta t = n \tau_0 = (m + k) \tau_0 = \text{const}$, то при введении корректирующего кода длительность одного символа сокращается в m/n во сколько же раз расширится полоса сигнала, а отношение сигнала к шуму падает: $l_k^2 = \frac{m}{n} l^2$. При этом вероятность ошибки увеличивается. Так, при ОФМп вероятность ошибочного приема одного символа в кодированной последовательности $P_{\text{ош}_k}$ по сравнению с вероятностью ошибки (2.6) изменится:

$$P_{\text{ош}_k} = 0,5 [1 - \Phi(l_k^2)] = 0,5 \left[1 - \Phi\left(\frac{m}{n} l^2\right) \right]. \quad (2.26)$$

Вместе с тем, корректирующий код позволяет обнаружить или исправить часть ошибок кратности t , и не все ошибки в приеме отдельных символов будут иметь значение. Вероятность ошибочного приема кодовой комбинации с учетом корректирующих свойств кода, приведенная к эквивалентной вероятности ошибки одного символа, составит

$$P_{\text{ош}_{\text{экив}}} = \frac{1}{n} C_n^{t+1} P_{\text{ош}_k}^{t+1} (1 - P_{\text{ош}_k})^{n-t-1}. \quad (2.27)$$

Сравнивая эту величину с вероятностью ошибки безызбыточного кода (2.6'), можно установить, повысится ли качество РТС при использовании помехоустойчивого кодирования. При этом следует учитывать и некоторое усложнение схемы при применении корректирующих кодов. Если корректирующий код вводит, сохраняя прежнюю длительность символа ($\tau_0 = \text{const}$), то $P_{\text{ош}_k} = P_{\text{ош}}$, вероятность ошибки в соответствии с формулой (2.27) уменьшится, однако в m/n раз упадет скорость передачи информации, и может существенно возрасти погрешность дискретизации. Оценку эффективности помехоустойчивого кодирования следует проводить по значению результирующей погрешности (2.19), решая задачу проектирования параметров цифровой РТС в следующем виде:

$$\begin{aligned} & \text{найти } k, \text{ обеспечивающее} \\ \min W &= \delta_{\text{в.м.к.}} = \sqrt{\delta_{\text{д}}^2(k) + \delta_{\text{в}}^2 + 4 P_{\text{ош}}(k)} \\ \text{при } \left\{ \begin{array}{l} \tau_0 = \text{const}, \quad P_{\text{прд}} = \text{const}, \\ \delta_{\text{кр}} = \text{const} \end{array} \right. & \quad (2.28) \end{aligned}$$

Задача (2.28) может быть решена итерационным методом с помощью ЭВМ.

Таким образом, рассмотренная обобщенная схема цифровой РТС и ее основные показатели позволяют оценить качество как системы в целом, так и отдельных ее устройств.

Порядок расчета параметров РТС включает:

выделение из обобщенной схемы (см. рис. 2.1) исследуемых элементов,

описание входных, варьируемых и выходных параметров, ориентировочный расчет показателей качества системы план ее элементов.

Ряд задач системного расчета могут быть сформулированы как задачи оптимального проектирования. Это — задача выбора числа разрядов КИМ (2.21), задача расчета периода опроса (2.22), задача о целесообразности использования помехоустойчивого кодирования (2.28) и др., которые могут быть успешно решены с помощью имитационной модели цифровой РТС на ЭВМ. Для введения в модель исходных данных необходимо предварительно провести аналитический — системный расчет.

2.2. МЕТОДИКА СИСТЕМНОГО РАСЧЕТА ОСНОВНЫХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ КАЧЕСТВА РТС

Расчет параметров цифровых РТС представляет собой сложную и неоднозначную задачу, которая требует учета разнообразных, часто противоречивых технических и экономических показателей качества системы. В реальных условиях на РТС влияет множество случайных факторов с достаточно широким диапазоном изменения, и задача проектирования еще более усложняется, поэтому в практике проектирования РТС широко используется нижеизложенная методика приближенного расчета системы [19, 21], позволяющая на начальном этапе оценить основные параметры РТС и использовать найденные значения в качестве исходных данных имитационной модели системы, а также для дальнейшей детальной разработки элементов РТС.

Исходными данными при системном расчете являются параметры передаваемого сообщения (число сообщений N , максимальная частота спектра F_m), требуемое значение помехоустойчивости (средний квадрат ошибки на выходе РТС $\delta^2_{\text{вых}}$ или вероятность ошибки при приеме одного символа $P_{\text{ош}}$), а также тактико-технические характеристики системы, определяющие параметры АФУ и дальность действия.

Если в качестве ограничения на систему задан экономический показатель, например суммарные затраты на систему C_{Σ} , то первоначально выполняется технико-экономический расчет, подробно описанный в литературе [9—12]. В результате технико-экономического расчета находится мощность передающего устройства, обеспечивающая требуемое отношение сигнала к шуму на входе приемника.

Если экономических ограничений на РТС не задано, расчет параметров РТС начинается с выбора мощности $P_{\text{прд}}$, с распределения результирующей погрешности по составляющим с по-

Следующим расчетом занимаемой полосы частот, выбором методов модуляции и т. д., с проверкой получаемых результатов на соответствие заданным. При несоответствии или большом расхождении значений проводится постепенное уточнение результатов расчета, например, изменяется метод модуляции, вводятся корректирующие коды и т. п.

Основными этапами системного расчета являются:

1. **Выбор мощности радиопередающего устройства $P_{\text{прд}}$.** Определяющими факторами при выборе $P_{\text{прд}}$ являются рабочий диапазон волн и местоположение РПУ. Для наземных систем $F_{\text{прд}}$ можно довести до $10^3 \dots 10^5$ Вт, для бортовых систем на частотах 1...2 ГГц $P_{\text{прд}}$ составляет 25...50 Вт. На более высоких частотах (10...30 ГГц) даже при использовании ламп обратной волны мощность передатчика принимается равной 5...15 Вт, а при использовании транзисторов $P_{\text{прд}} = 0,1 \dots 2$ Вт.

2. **Расчет мощности сигнала на входе приемника $P_{\text{свх}}$.** В соответствии с заданными тактико-техническими требованиями по рекомендациям (2.7', 2.10) выбираются η , $D_{\text{прд}}$, $D_{\text{пр}}$, $T_{\text{эш}}$, α , и по (2.8) или (2.9) рассчитывается $P_{\text{свх}}$;

3. **Анализ заданных требований помехоустойчивости и выбор методов модуляции.** Заданные требования по точности, например $\delta^2_{\text{вых}}$, можно распределить примерно поровну между составляющей погрешности квантования $\delta^2_{\text{кв}}$ и ошибкой при приеме двоичных символов $\delta^2 (P_{\text{ош}})$. Погрешность дискретизации во времени и погрешность восстановления можно не учитывать, если Δt выбрана в соответствии с формулой (2.1) Распределение $\delta^2_{\text{вых}}$ по составляющим производится в соответствии с выражениями (2.19) и (2.20):

$$\delta^2_{\text{вых}} = \delta^2_{\text{квгр}} + \delta^2_{\text{тр}} (P_{\text{ош}}) = \delta^2_{\text{квтр}} + 4 P_{\text{ошгр}}. \quad (2.29)$$

Погрешности $\delta_{\text{квгр}}$ и $\delta_{\text{тр}} (P_{\text{ош}})$ связаны между собой через параметры группового сигнала и определяются выбранными методами модуляции, поэтому после выбора методов первичной и высокочастотной модуляций производится проверка соответствия фактических значений погрешности на заданные.

Возможный порядок расчета может быть следующим:

рассчитывается требуемое число информационных разрядов по формуле (2.3');

выбирается метод первичной модуляции и рассчитывается t_0 по формулам (2.13—2.15) для КИМ и по (2.16) для ДМ. Вначале, как более широкополосный, следует выбрать метод ДМ, хотя это и необязательно. В многоканальных системах метод уплотнения выбирается в зависимости от числа каналов: если N близко к числу вида 2^l (при использовании в качестве ПШС функций Уолша) или $2^l - 1$ (при использовании М-последова-

тельностью), т. е. $N \leq 2^l$ или $N \leq 2^l - 1$, где $l = 1, 2, 3, \dots$, то целесообразно использовать РКФ;

выбирается метод высокочастотной манипуляции и рассчитывается полоса ΔF по формулам (2.11), (2.12);

рассчитывается требуемое отношение сигнала к шуму на входе приемника по формуле (2.7) и вероятность ошибки $P_{\text{ош}}$ по формулам (2.4—2.6). Расчетное значение $P_{\text{ош}}$ должно удовлетворять с некоторым запасом γ_c требуемому, принятому при распределении (2.29), например для ОФМ:

$$P_{\text{ош}} = 0,5 [1 - \Phi(\sqrt{2} l^2)] \leq P_{\text{ош,гр}} / \gamma_c, \quad (2.30)$$

где $\gamma_c = 2 \dots 5$ — коэффициент запаса, учитывающий ряд причин, снижающих помехоустойчивость приема (неидеальность синхронизации, особенности распространения радиоволн и др.) /15/.

Если неравенство типа (2.30) не удовлетворяется, следует пересчитать значения составляющих погрешности при новом их распределении между элементами, изменяя методы модуляции и выбирая менее широкополосные (КИМ, АМн, ФМн), тем самым снижая требования к отношению l^2 и $P_{\text{ош}}$. Если подбором методов модуляции требуемое значение $\delta^2_{\text{вых,гр}}$ не достигается, используются дополнительные методы повышения помехоустойчивости.

4. Введение корректирующего кодирования. Способ кодирования и целесообразность его использования оцениваются по соотношениям, приведенным в 2.1.6. Первоначально задается кратность обнаруживаемых и исправляемых ошибок по неравенствам (2.25), начиная с $l_0 = 1$, и рассчитывается требуемое число контрольных разрядов k по формулам (2.23—2.24). Если $\Delta t = \text{const}$, т. е. общий размер посылок в процессе передачи сохраняется неизменным, то вероятность ошибки в соответствии с формулами (2.26) — (2.27) уменьшится. Увеличение кодового расстояния необходимо производить до тех пор, пока новое значение вероятности ошибки будет удовлетворять неравенству типа (2.30), и после этого сделать вывод о целесообразности помехоустойчивого кодирования.

Если $t_0 = \text{const}$, т. е. размер посылок увеличивается в m/n раз, то оценивается не только снижение вероятности ошибки (по 2.27), но и рост погрешности дискретизации (по 2.2). Вывод о целесообразности помехоустойчивого кодирования делается в соответствии с сформулированной задачей (2.28).

5. Введение допускового контроля. Допусковый контроль эффективен при высокой корреляции между отсчетами, например, в случае временной потери цели, при передаче высокоррелированных сообщений и т. п. Сущность контроля заключает-

ся в том, что по предыдущим отсчетам предсказывается диапазон значений, куда должен попасть последующий отсчет. Если последующий отсчет вышел за пределы допуска, то он считается недостоверным и заменяется предсказанным — средним в диапазоне допуска. Окончательные значения искомых параметров цифровой РТС находятся методом имитационного моделирования, предусматривающим исследование функционирования радиосистемы по шагам при различных требованиях на характеристики элементов и на систему в целом с постепенным увеличением степени детализации.

В качестве примера рассмотрим системный расчет многоканальной РТС ПИ: требуется разработать структуру цифровой РТС ПИ «Космический аппарат — Земля», предназначенный для передачи 40 сообщений с максимальной частотой спектра $F_m = 2$ кГц на расстояние до 3000 км с результирующей погрешностью не хуже 3%.
 В соответствии с изложенной методикой расчета и по рекомендациям (2.7), (2.10) примем $\lambda_0 = 13$ см ($f_0 = 2,3$ МГц), $\alpha = 0$, $P_{\text{прд}} = 6$ Вт, $D_{\text{прд}} = 0,1$ м (бортовая), $D_{\text{пр}} = 2$ м (наземная), $T_{\text{эф}} = 350$ К, $\eta_A = 0,5$, тогда

$$\text{по (2.8)} \quad G_{\text{прд}} = 0,5 \left(\frac{\pi \cdot 0,1}{0,13} \right)^2 = 2,92,$$

$$S_{\text{пр}} = 0,5 \frac{\pi \cdot 2^2}{4} = 1,57 \text{ м}^2,$$

$$\text{по (2.9)} \quad P_{\text{свх}} = 6 \frac{2,92 \cdot 1,57}{4 \pi (3 \cdot 10^6)^2} = 0,243 \cdot 10^{-12} \text{ Вт},$$

$$\text{по (2.7)} \quad N_0 = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 350 = 4,83 \cdot 10^{-21} \text{ Дж}.$$

Распределим заданное требование $\delta_{\text{вых}_{\text{тр}}}^2 = 0,03^2 = 0,0009$ и в соответствии с выражениями (2.19) и (2.20) на составляющие:

$$\left\{ \begin{array}{l} \delta_{\text{вых}_{\text{тр}}}^2 = \delta_{\text{кв}_{\text{тр}}}^2 + 4 \cdot P_{\text{ош}}, \text{ или } 0,0009 = 0,0005 + 0,0004 = \\ = 0,02236^2 + 4 \cdot 0,0001, \text{ отсюда } \delta_{\text{кв}_{\text{тр}}} = 0,02236 \text{ и} \quad (2.31) \\ P_{\text{ош}_{\text{тр}}} = 10^{-4}. \end{array} \right.$$

Если в качестве первичного метода модуляции взять ДМ, то без учета затрат на синхронизацию ($\tau_c = 0$) по (2.16) получим

$$\tau_0 = \frac{\delta_{\text{кв}}}{\mu F_m \cdot B} = \frac{0,02236}{2,5 \cdot 2 \cdot 64} \cdot 10^3 = 0,07 \text{ мкс}.$$

При выборе базы B учтено условие для расчета базы функций Уолша: $B = 2^l \geq 40$, $l = 1, 2, 3, \dots$. Очевидно, что $l = 6$ и $B = 64$.

В качестве высокочастотного метода модуляции используем

простейшую АМн: $\Delta f = 2/\tau_0 = 2/0,07 = 28,6$ МГц, и по формуле (2.4) находим

$$P_{\text{ош}} = 0,5 e^{-\frac{0,243 \cdot 10^{-12}}{4 \cdot 4,83 \cdot 10^{-21} \cdot 28,6 \cdot 10^6}} = 0,5 e^{-0,44} = 0,322, \quad (2.32)$$

что не соответствует требуемому значению (см. 2.31). Практически ничего не изменится, если в качестве ПШС использовать М-последовательность: вместо $B = 64$ будет $B = 2^l - 1 = 63$. При переходе к методам ДМ-ЧМн и ДМ-ФМн вероятность ошибки (2.32) уменьшится в 2—10 раз, но заданные требования (2.31) по-прежнему не будут выполнены, поэтому переходим к первичной КИМ-ВРК:

по (2.1) $\Delta t = 1/2,5 \cdot 2 = 200$ мкс,

по (2.3) $m = \lceil \log_2 0,02236 \rceil + 1 = 6.$

Фактическое значение погрешности квантования $\delta_{\text{кв}\phi}$ в соответствии с погрешностью (2.2) составит $\delta_{\text{кв}\phi} = 2^{-6} = 0,01562$, $\delta_{\text{кв}\phi}^2 = 0,000244$. Также несколько изменится требуемое значение $P_{\text{ошгр}}$:

$$P_{\text{ошгр}} = \frac{\delta_{\text{ошгр}}^2 - \delta_{\text{кв}\phi}^2}{4} = \frac{0,0009 - 0,000244}{4} = 0,000164. \quad (2.33)$$

В соответствии с формулой (2.13) без учета затрат на синхронизацию

$$\tau_0 = \frac{200}{40(6+1) \cdot 2} = 0,36 \text{ мкс}.$$

Для АМн в соответствии с формулами (2.12), (2.7) и (2.4) получим

$$\Delta F = 2/0,36 = 5,56 \text{ МГц},$$

$$l^2 = \frac{0,243 \cdot 10^{-12}}{4,83 \cdot 10^{-21} \cdot 5,56 \cdot 10^6} = 9,$$

$$P_{\text{ошАМ}} = 0,5 e^{9/4} = 0,053.$$

Так как требуемое значение (2.33) не достигается, переходим к более помехоустойчивым методам ЧМн и ФМн. Помехоустойчивость ЧМн зависит от степени разнесения частот манипуляции. Существенное снижение вероятности ошибки достигается при ФМн:

$$P_{\text{ошФМ}} = 1/2 e^{-9} = 0,00006,$$

что меньше требуемого (2.33) в $\gamma_c = 2,5$ раза.

Поскольку практическая реализация ФМп связана с определенными трудностями, можно провести расчеты и для других методов первичной и высокочастотной манипуляций. Для АМп можно снизить вероятность ошибки до требуемого значения либо повышением мощности передатчика, либо снижением эквивалентной шумовой температуры приемника. Найдем требуемое отношение сигнала к шуму из соотношения (2.4):

$$l^2 = 4 \ln \frac{1}{2 \cdot P_{\text{свнгр}}} = 4 \ln \frac{2.5}{2 \cdot 10^{-4}} = 37.73.$$

В соответствии с формулами (2.7) и (2.9) такое отношение достигается при

$$P_{\text{прдгр}} = P_{\text{свнгр}} \frac{4 \pi R^2}{GS} = l^2_{\text{гр}} \cdot N_0 \Delta F \frac{GS}{4 \pi R^2} = 37.73 \cdot 4.83 \cdot 10^{-21} \times \\ \times 5.56 \cdot 10^6 \frac{4 \pi (3 \cdot 10^6)^2}{2.92 \cdot 1.57} = 25 \text{ Вт},$$

т. е. мощность передатчика необходимо увеличить более чем в 4 раза. Возможен и другой путь снижения $P_{\text{ошАМ}}$: при той же мощности передатчика во столько же раз уменьшить $T_{\text{эш}}$; т. е. с 350 К перейти к $T_{\text{эш}} = 85$ К. Можно также попробовать перераспределить требуемое значение $\delta^2_{\text{выхгр}}$ в соответствии с выражением (2.31) и провести перерасчет. Наконец, при прежних параметрах передатчика и приемника можно оценить степень снижения вероятности ошибки при введении корректирующих кодов. Так, при использовании кода Хэмминга с $d = 3$, т. е. кода, обнаруживающего двукратные ($t_0 = 2$) и исправляющего одиночные ($t_n = 1$) ошибки (см. 2.25), имеем по (2.23) при

$$t_n = 1 \quad k \geq \log_2 \sum_{i=0}^1 C_n^i = \log_2 (n+1) = \log_2 (1+m+k) = \log_2 (7+k).$$

Подставляя последовательно значения $k = 1, 2, 3, 4, \dots$, находим, что наименьшее значение k , удовлетворяющее условию $k \geq \log_2 (7+k)$, равно 4. Тогда $n = m+k = 6+4 = 10$.

Предположим, что при введении 4-х контрольных разрядов длительность посылки в целом не меняется, т. е. $\Delta t = \text{const}$, а сокращается длительность элементарного символа, тогда $l^2 = 6/10 l^2$, и прежнее значение $P_{\text{ошАМ}} = 0,053$ изменится: $P_{\text{ошАМк}} = 0,5 e^{-l^2/4} = 0,5 e^{-0,69/4} = 0,13$. Вместе с тем, за счет корректирующих свойств кода согласно формуле (2.27)

$$P_{\text{ошэкрАМ}} = \frac{1}{10} C_{10}^2 \cdot 0,13^2 (1-0,13)^8 = 0,0249 \text{ при исправлении ошибок,}$$

$P_{\text{ошэкрАМ}} = \frac{1}{10} C_{10}^3 \cdot 0,13^3 (1-0,13)^7 = 0,0099456$ при обнаружении ошибок, т. е. выигрыш в достоверности при обнаружении — $0,053/0,0099 = 5,3$ раза, а при исправлении — 2 раза.

Если предположить, что при введении корректирующего кода Хэмминга длительность символа не меняется, а «раздвигается» интервал Δt , то вероятность ошибок в соответствии с формулой (2.27) при исправлении одиночных ошибок составит

$$P_{\text{ош}_{\text{ЭККАМ}}} = \frac{1}{10} C_{10}^{1+1} \cdot 0,053^{1+1} (1 - 0,053)^{10-1-1} = \\ = 0,1 \cdot 45 \cdot 0,053^2 \cdot 0,947^8 = 0,0081783,$$

т. е. выигрыш в достоверности — $0,053/0,00817 = 6,5$ раз. При этом в 1,7 раз падает скорость передачи информации, а также возрастает погрешность дискретизации.

Для уточнения полученных результатов системного расчета используется имитационная модель цифровой РТС, описанная ниже. Эта же модель может быть использована для решения какой-либо частной задачи, например, задач (2.21), (2.22), (2.28), аналитическое решение которых затруднено.

3. ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЦИФРОВОЙ РТС НА ЭВМ

3.1. ПРИНЦИП ПОСТРОЕНИЯ ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ РТС

Моделирование сложных РТС на ЭВМ является одним из направлений математического моделирования. *Математической моделью системы* называют совокупности математических соотношений, которые устанавливают зависимость показателя эффективности W от существенных параметров системы. В состав этих соотношений могут быть включены не только формулы, уравнения, но и различные ограничения на возможные области изменения параметров или их взаимосвязь. При машинном моделировании математическая модель оформляется в виде алгоритмов и программ, которые обеспечивают нахождение выбранных показателей эффективности РТС в широком диапазоне изменения способов построения и параметров системы.

В зависимости от целей исследования могут рассматриваться также различные уровни моделирования, как уровень электронных схем и отдельных устройств, осуществляющих простейшие преобразования сигналов и уровень комплекса устройств, обеспечивающих передачу сообщений. Этим уровням моделирования соответствуют разные методы моделирования и степень их детализации. На первом уровне используется аналитический аппарат радиотехники и теории цепей, на втором для исследования систем используются методы общей теории РТС, а также математическое описание отдельных элементов (уст-

ройств) в виде некоторой совокупности уравнений, приведенных в предыдущих разделах.

Вопросы машинного схемотехнического проектирования электронных схем и устройств знакомы студентам по курсам «Теория и практика применения ЭВМ», «Основы автоматизации проектирования РЭА». В данном разделе рассматривается модель сложной радиосистемы как комплекс отдельных радиотехнических устройств, позволяющая рассчитать основные параметры РТС любого назначения с помощью ЭВМ.

Одним из методов интерпретации РТС при моделировании является функциональный /6/. При этом методе машинная модель системы представляется в виде совокупности некоторых операторов (процедур, или программных модулей), соответствующих отдельным функциональным элементам РТС. Функциональный метод позволяет отображать взаимосвязи между элементами, а также воздействие различных внешних факторов. Построенная на этой основе имитационная модель РТС позволяет изучить вероятностные свойства моделируемой системы как в целом, так и в любом ее сечении, на выходе любого из функциональных элементов. Подобная модель носит название *стохастической имитационной*. В качестве входных данных такой модели используются программно-имитируемые внешние воздействия (рис. 3.1). Внешние воздействия (блок 1) в общем случае являются случайными. В ходе моделирования программ-

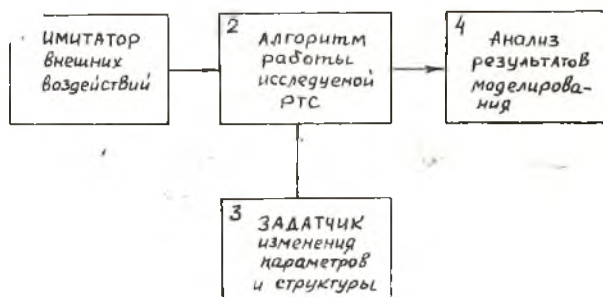


Рис. 3.1

но воспроизводится весь процесс функционирования исследуемой системы (блок 2) с учетом возможных изменений существенных параметров РТС (блок 3). Обработка и интерпретация процессов на выходе системы осуществляется в специальном блоке 4 путем усреднения вычисленных значений показателя эффективности для каждой реализации, отражающей определенное состояние элементов системы. Рассмотренный принцип

построения модели полностью отражает этап 6 схемы проектирования РТС (см. рис. 1.1, блоки 6 — 2, 3, 4, 5).

Имитационная модель дает конкретные результаты при исследовании как больших РТС, так и отдельных частей системы, из которых может быть составлена РТС любого назначения, таких как передающее устройство, обнаружитель сигналов, приемное устройство с восстановленным передаваемым сообщением, и других, упомянутых в предыдущем разделе. На первом этапе моделирования разумно упростить исследуемую РТС и сформулировать программно-реализуемую модель. Далее с построенной моделью выполняется статистический эксперимент. Получаемые при этом результаты могут быть использованы для оценки характеристик РТС при программном изменении параметров и структуры системы, например, при вариации способов кодирования — декодирования, при различных методах выделения сигнала на фоне шума, при изменениях алгоритма восстановления сообщения и т. п. Изменение структуры, а также набор исходных параметров РТС осуществляется по результатам системного расчета.

Выбранный принцип моделирования позволяет проводить блочное (поэлементное) проектирование, т. е. при заданных ограничениях находить оптимальные значения параметров элементов РТС, не нарушая оптимальность системы в целом.

3.2. АЛГОРИТМ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЦИФРОВОЙ РТС

Функциональная схема имитационной модели цифровой РТС строится на основе разработанной в предыдущем разделе обобщенной структурной схемы преобразования сигналов (см. рис. 2.1) и включает в свой состав следующие процессы [22, 23]:

формирование исходного сигнала с заданными характеристиками, т. е. некоторой случайной величины с соответствующим законом распределения;

преобразование аналогового сигнала в безызбыточный двоичный код;

корректирующее кодирование с использованием кода Вальтера, кода Хэмминга и циклического кодирования;

высокочастотная модуляция (манипуляция);

выделение полезного сигнала на фоне случайной помехи;

демодуляция и декодирование;

восстановление сообщения;

расчет статистических характеристик РТС и вывод результатов исследования на печать.

Варьируемыми параметрами при моделировании являются: закон изменения исходного случайного сигнала;

число разрядов двоичного представления сигнала или погрешность квантования;

способ кодирования и декодирования;

метод манипуляции и демодуляции;

отношение сигнала к шуму; при нормировании сигналов по времени и уровню отношение сигнала к шуму отражает энергию сигнала, т. е. его длительность и мощность излучения;

способ восстановления передаваемых сообщений;

число испытаний.

На основе перечисленных процессов и варьируемых параметров разработан алгоритм моделирования цифровой РТС (рис. 3.2), отображающий процесс прохождения сигнала от передатчика сообщения к получателю в РТС ПИ.

После присвоения начальных значений переменным и обнуления массивов (блок 1) организуется цикл испытаний (блоки 2—11), определяющий количество передаваемых отсчетов сообщения $N1 = 1, NISP$. В каждом цикле с помощью генератора случайных чисел (ГСЧ) по заданному закону распределения NP формируется случайное значение аналогового сигнала $U1$ (блок 2), которое при известной погрешности квантования E преобразуется в цифровую двоичную последовательность KIM с помощью аналого-цифрового преобразователя АЦП (блок 3) и кодируется в блоке 4: если $NK \neq 0$, то к информационным разрядам добавляются контрольные символы, образуя двоичную последовательность $KIMK$. Если $NK = 0$, в модели используется избыточный код, который, минуя блок кодирования, поступает в модулятор (блок 5). В модуляторе имитируется высококачественное заполнение: на каждый символ $KIMK$ формируется 10 отсчетов SP . В радиоканале (блок 6) на полезный сигнал SP накладывается помеха — шум Z , имитируемый с помощью ГСЧ. При выделении из смеси сигнала с шумом $SH = SP + Z$ полезного сигнала (блок 7) формируется двоичная последовательность $KIMP$. В блоке декодирования 8 из последовательности $KIMP$ в соответствии с принятым при передаче способом кодирования выделяется двоичная последовательность $KIMД$.

В цифро-аналоговом преобразователе (ЦАП, блоке 9) осуществляется переход от цифрового сигнала $KIMД$ к аналоговому $U2$. Процесс прохождения сигнала по тракту РТС ПИ производится множество раз. В соответствии с методом Монте-Карло число испытаний $NISP$ определяется заданной точностью расчета результирующей погрешности. В блоке 10 ошибка, как результат сравнения переданного $U1$ и принятого $U2$ сигналов, накапливается, а в блоке 12 усредняется. Количество испытаний $N1 = NISP$ задается пользователем (блок 11). На печать (блок 13) выводятся переданный $U1$ и принятый $U2$ сигналы,

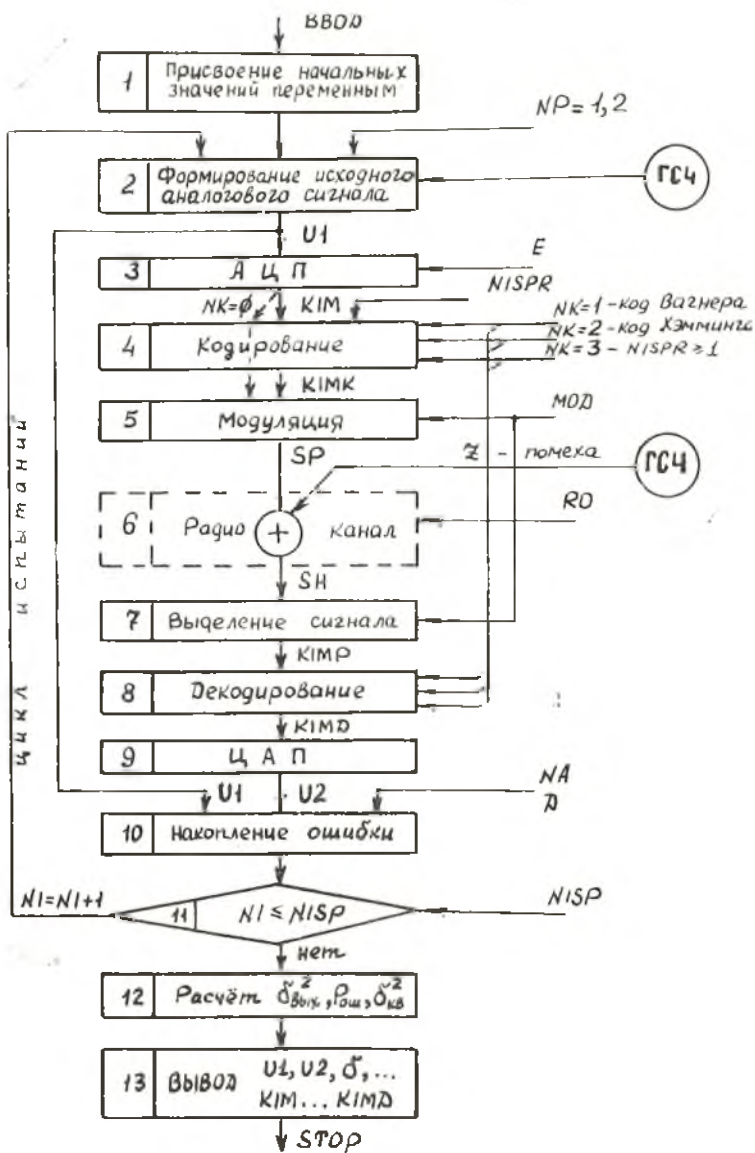


Рис. 3.2

двоичные последовательности КИМ, КИМК, КИМР и КИМД, результирующая погрешность и ее составляющие.

В имитационной модели предусмотрено изменение ряда параметров (показано на рис. 3.2 справа у соответствующих блоков):

изменение характера случайного процесса, используемого в имитаторе аналогового сигнала (блок 2): $NP = 1$ при равномерном и $NP = 2$ при нормальном законе распределения случайной величины;

задание погрешности квантования в АЦП (блок 3) $\delta_{кв} = E$;

выбор способов кодирования и декодирования в блоках 4, 8:

$NK = 0$ — безызбыточный двоичный код,

$NK = 1$ — код с проверкой на четность,

$NK = 2$ — код Хэмминга с исправляющей способностью $t_n = NISPR = 1$,

$NK = 3$ — корректирующий код с $NISPR \geq 1$;

выбор вида модуляции MOD (АМц, ФМц или ЧМц) в блоках 5, 7;

задание отношения сигнала к шуму в блоке 6;

задание величины допуска D при использовании «допускowego» контроля в борьбе с аномальными ошибками ($NA \neq 0$) в блоке 10;

задание числа испытаний NISP (блок 11).

Для каждого блока имитационной модели РТС III разработаны алгоритмы и соответствующие им машинные программы на ФОРТРАНе, приведенные в прил. 1.

3.3. ОПИСАНИЕ БЛОКОВ ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ РТС ПИ

3.3.1. Присвоение начальных значений переменным и обнуление массивов

В имитационной модели используются следующие переменные и массивы (помимо уже упомянутых выше варьируемых и вводимых в качестве исходных данных параметров):

UMAX, UMIN — максимальное и минимальное значения входного сигнала,

QM, DQ — среднее значение и дисперсия случайного сигнала,

DU, NOM — шаг квантования и номер уровня квантования,

NINF, NKONT, NS — число информационных, контрольных разрядов и общее число разрядов $NS = n = m + k$,

IW — признак обнаружения одиночной ошибки,

SRQW — средние-квадратическая погрешность на выходе РТС,

EKB — средние-квадратическая погрешность квантования,

PO — вероятность ошибки при приеме одного символа,

KIM, KIMK, KIMP, KIMD — массивы двоичной последовательности KIM в различных точках приемно-передающего тракта РТС ПИ (исходная, после кодирования, выделенная в приемнике и результирующая после декодирования),
 SM1, SM0 — массивы комплексных чисел, отображающих огибающую высокочастотного сигнала при передаче «1» и «0»,
 SP, Z, SH — массивы комплексных чисел, отображающих полезный сигнал, помеху и смесь сигнала с шумом,
 NDW — вспомогательный массив чисел вида 2^i , $i = 0, 1, \dots$,
 NINF.

Описание массивов и присвоение начальных значений переменным осуществляется в начале программы модели (см. прил. 1).

3.3.2. Формирование исходного аналогового сигнала

При формировании исходного аналогового сигнала в блоке 1 (рис. 3.3) по заданному закону распределения NP включается

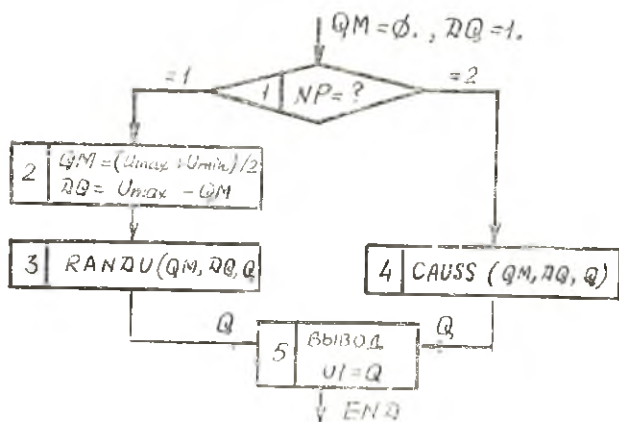


Рис. 3.3

подпрограмма равномерного RANDU (блок 3 при $NP = 1$) или нормального GAUSS (блок 4 при $NP = 2$) закона генерации случайных чисел. Подпрограммы RANDU и GAUSS могут быть взяты из библиотеки стандартных программ ЭВМ. Соответствующие управляющие предложения приведены в конце программы модели (см. прил. 1).

Для правильного функционирования подпрограмм RANDU и GAUSS предварительно назначаются среднее значение сигнала QM и его дисперсия DQ . Для равномерного закона значе-

ния QM и DQ вычисляются в блоке 2: $QM = (UMAX + UMIN) / 2$ и $DQ = UMAX - QM$. В ячейке Q образуется значение аналогового сигнала, которое выводится на печать: $U1 = Q$ (блок 5). Программа формирования исходного аналогового сигнала $U1$, реализующая рассмотренный алгоритм, приведена в приложении 1. Программа ограничена операторами перехода по меткам 1—2—3 и выполняется в начале каждого цикла испытаний $N1 = 1, NISP$.

3.3.3. Аналого-цифровое преобразование

В АЦП после ограничения амплитуды отсчета уровнями U_{max} и U_{min} (блок 1 на рис. 3.4) производится расчет числа разрядов двоичного представления аналогового сигнала $NINF = \lceil \log_2 1/E \rceil + 1$, где знаком $\lceil x \rceil$ отмечена целая часть числа x , а E — заданная погрешность квантования (блок 2). Далее, по числу информационных разрядов находится шаг квантования $DU = (U_{max} - U_{min}) / 2^m$ и номер уровня квантования $NOM = \lceil (|U1| - U_{min}) / DU \rceil$ (блок 3). Для преобразования номера NOM в код блоком 4 формируется массив NDW вида 2^l , $l = 0, NINF$, и по правилу $NOM = KIM(NINF) \cdot 2^0 + \dots + KIM(1) \cdot 2^{(NINF-1)}$ находится искомая двоичная последовательность KIM (блок 5).

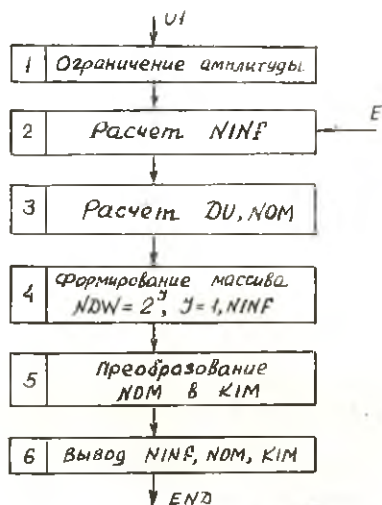


Рис. 3.4

Выходными параметрами АЦП являются числа NOM , $NINF$ и двоичный код KIM (блок 6). Подпрограмма АЦП, реализующая рассмотренный алгоритм, приведена в прил. 1 и расположена следом за формирователем аналогового сигнала $U1$. В тексте программы справа даны пояснения, раскрывающие назначение соответствующих операторов.

3.3.4. Кодирование с проверкой на четность

Блок кодирования с проверкой на четность выполнен в виде отдельной подпрограммы $COD1$ и включается в модель при задании $NK = 1$.

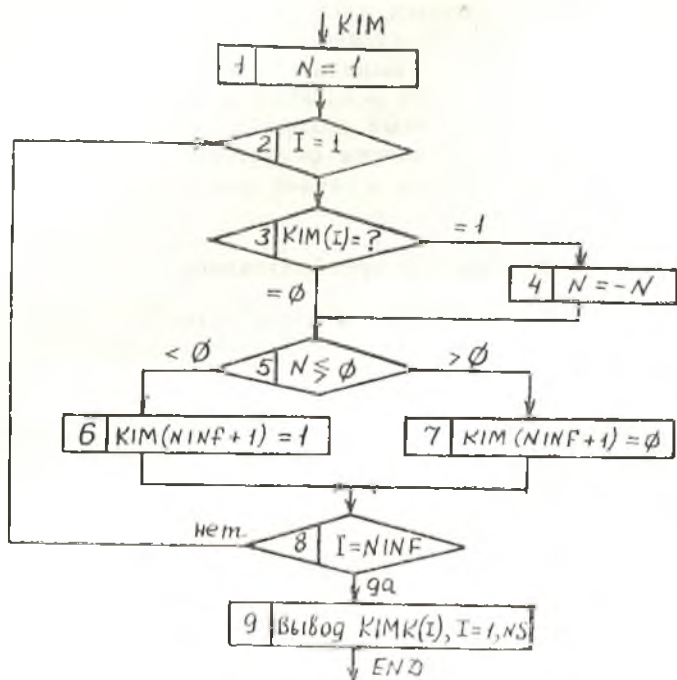


Рис. 3.5

В цикле $I = 1, NINF$ (блоки 2 — 8 на рис. 3.5) формируется признак четности N : если число единиц в коде KIM четное, то $N = 1$, при нечетном числе единиц $N = 0$. В блоке 1 происходит присвоение $N = 1$, блок 3 анализирует содержание очередного разряда KIM («1» или «0»), блок 4 меняет знак N на «-1», если значение разряда KIM равно 1. Далее, в зависимости от знака N (блок 5), к последовательности KIM добавляется поперочный (контрольный) разряд KIM (NS) в виде «0» или «1» (блоки 6, 7), где $NS = NINF + 1$ — общее число разрядов выходной последовательности. Выходным параметром блока кодирования является двоичная последовательность $KIMK, I = 1, NS$ (блок 9). Подпрограмма $COD1$ приведена в прил. 1 и расположена после окончания основной (корневой) программы.

3.3.5. Кодирование кодом Хэмминга

Блок кодирования кодом Хэмминга с исправляющей способностью $NISPR = 1$ выполнен в виде подпрограммы $COD2$

и включается в модель при задании $NK=2$. Подпрограмма COD2 используется для изучения структуры корректирующего кода Хэмминга и принципов кодирования — декодирования, поэтому ее рекомендуется использовать при анализе общего функционирования РТС ПИ. Со структурой кода Хэмминга, принципами построения поверочной матрицы читатель может ознакомиться в [16, 20].

Первоначально, в соответствии с неравенством (2.23), определяется требуемое число контрольных разрядов $NKONT$ (блок 1 на рис. 3.6). Так как $t_u = NISPR = 1$, то выражение (2.23)

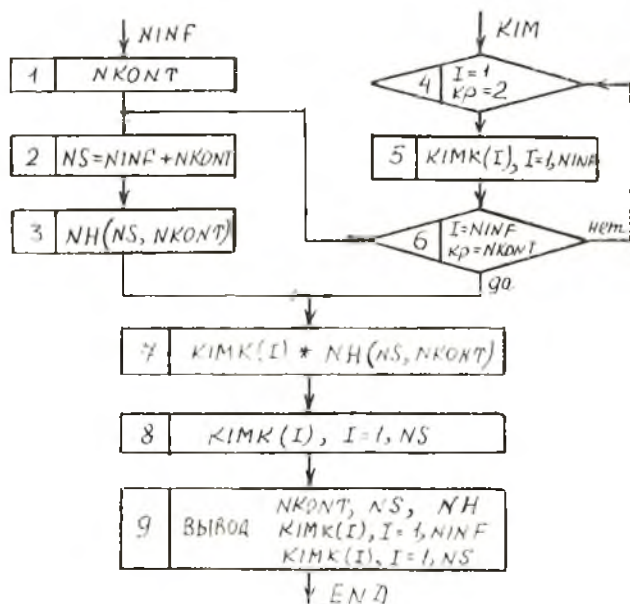


Рис. 3.6

преобразуется к виду $2^k \geq 1 + n$, т. е. $2^k - k - 1 \geq n$. Это условие и используется для расчета числа контрольных разрядов $k = NKONT$. Далее в блоке 2 находится общее число разрядов NS кодированной последовательности $KIMK$. В блоке 3 формируется поверочная матрица $NH(NS, NKONT)$.

В цикле $\begin{cases} I = 1, NINF \\ Kp = 2, NKONT \end{cases}$ элементы массива KIM заносятся в соответствующие ячейки массива $KIMK$ (блоки 4—6). Перенос информационных разрядов KIM в блоке 5 осуществляется до выполнения одного из условий: $I > NINF$ или $Kp > NKONT$, где I — номер последнего перенесенного элемента последова-

тельности КИМ, КР — последний номер участвующего в цикле контрольного разряда.

В блоке 7 производится расчет значений контрольных разрядов скалярным перемножением передаваемого слова КИМК на соответствующую строку поверочной матрицы NH. Контрольные разряды заносятся в соответствующие позиции 2^{K_P-1} , $K_P = 1$, NKONT последовательности КИМК (блок 8).

Для уяснения принципов формирования кода Хэмминга на печать (блок 9) выводятся:

число контрольных разрядов NKONT и общее число разрядов NS,

матрица NH (NS, NKONT),

последовательность КИМК(I), $I = 1$, NINF с нулевыми контрольными разрядами,

последовательность КИМК(I), $I = 1$, NS, поступающая в радиоканал.

Подпрограмма COD2 приведена в приложении 1. Так как поверочная матрица NH используется и при декодировании, то подпрограммы COD2 и DECOD2 имеют общий блок ХЕМ, через который и передается матрица NH.

3.3.6. Кодирование с исправляющей способностью $NISPR \geq 1$

Блок кодирования с исправляющей способностью $NISPR \geq 1$ выполнен в виде подпрограммы COD3 и включается в модель РТС ПИ при задании $NK = 3$, $NISPR \neq \emptyset$. Первоначально, в соответствии с формулой (2.23), определяется требуемое число контрольных разрядов NKONT (блоки 1 и 2 на рис. 3.7). Учитывая условие $m + k = n$, т. е. $NINF + NKONT = NS$, преобразуем формулу (2.23) к виду

соответствии с формулой (2.23), определяется требуемое число контрольных разрядов NKONT (блоки 1 и 2 на рис. 3.7). Учитывая условие $m + k = n$, т. е. $NINF + NKONT = NS$, преобразуем формулу (2.23) к виду

$$2^n / \sum_{i=0}^{NISPR} C_i^n \geq 2^m, \text{ или}$$

$$2^{NS} / \sum_{i=0}^{NISPR} C_i^{NS} \geq 2^{NINF}.$$

По последнему неравенству в блоке 1 рассчитывается общее чи-

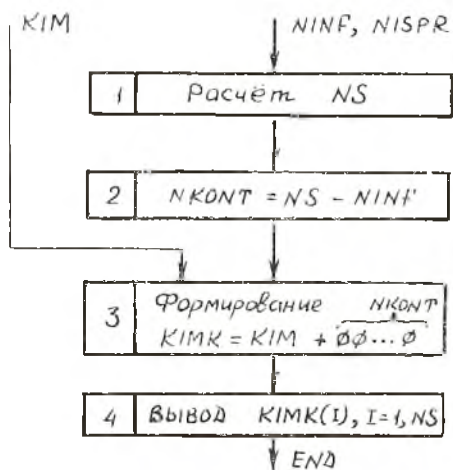


Рис. 3.7

сло символов кода NS , а затем в блоке 2 — число контрольных символов $NKONT = NS - NINF$. Кодированная последовательность $KIMK$ формируется из последовательности KIM добавлением k нулей (блок 3).

На печать выводится двоичная последовательность $KIMK(I)$, $I = 1, NS$ (блок 4). Подпрограмма $COD3$ приведена в прил. 1 и расположена следом за подпрограммами $COD1$ и $COD2$.

3.3.7. Модуляция

При модуляции используется метод «огнивающей», т. е. исследуется закон изменения огнивающей высокочастотного сигнала. Для этого на каждый символ $KIMK$ в цикле $I = 1, NS$ (блоки 1—8 на рис. 3.8) формируется 10 отсчетов $SP(L)$, $L = 1, N$, $N = 10$.

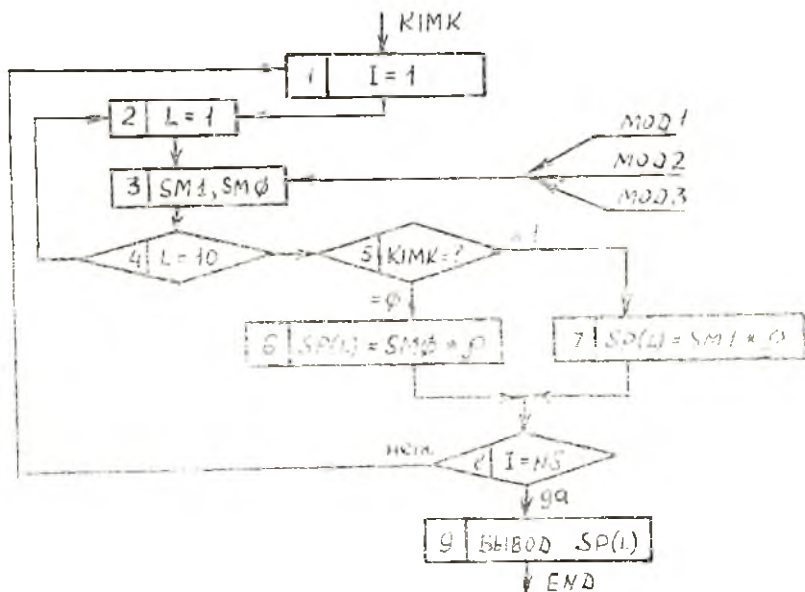


Рис. 3.8

Для каждого вида модуляции в цикле $L = 1, 10$ (блоки 2—4) блоком 3 формируются массивы чисел $SM1$ и $SM0$, соответствующие передаче «1» и «0»:

при амплитудной модуляции (подпрограмма $MOD1$)

$SM1 = 1 + \varnothing \cdot j$ — при передаче «1»,
 $SM\varnothing = \varnothing + \varnothing \cdot j$ — при передаче «0»;
 при фазовой модуляции (подпрограмма MOD2)

$SM1 = 1 + \varnothing \cdot j$ — при передаче «1»,
 $SM\varnothing = -1 + \varnothing \cdot j$ — при передаче «0»;
 при частотной модуляции (подпрограмма MOD3)

$$SM1 = \cos \frac{W1 \cdot L}{N} + j \sin \frac{W1 \cdot L}{N} \text{ — при передаче «1»,}$$

$$SM\varnothing = \cos \frac{W\varnothing \cdot L}{N} + j \sin \frac{W\varnothing \cdot L}{N} \text{ — при передаче «0»,}$$

где ρ — отношение сигнала к шуму,

N — нормированное время (число отсчетов), $N = 10$,
 $W\varnothing$ и $W1$ — частоты манипуляции.

Далее, в зависимости от значения информационного символа КИМК (блок 5), каждый отсчет $SM1$ и $SM\varnothing$ умножается на ρ в блоках 6 и 7, тем самым учитывается степень превышения сигнала над шумом.

Выходным параметром подпрограмм MOD является массив отсчетов $SP(L)$, $L = 1, N$, $I = 1, NS$ (блок 9), т. е. всего $NS \cdot N$ значений на каждое сообщение. Подпрограммы MOD1, MOD2 и MOD3 для АМн, ФМн и ЧМн соответственно приведены в прил. 1 после подпрограмм кодирования.

3.3.8. Радиоканал передачи информации

В радиоканале передачи информации на сигнал накладывается шум. С этой целью в модели с помощью ГСЧ формиру-

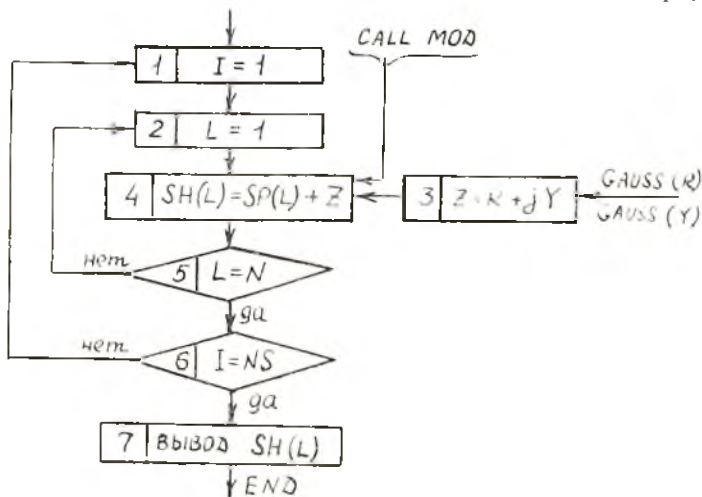


Рис. 3.9

ются случайные комплексные числа $Z = R + jY$ (блок 1 на рис. 3.9), которые складываются с сигналом SP , образуя смесь сигнала с шумом $SH = SP + Z$ (блок 3).

Смешение сигнала с шумом происходит на каждом отсчете символа в цикле $L = 1, N$ (блоки 1—5) и по всем символам в цикле $I = 1, NS$ (блоки 1—6). Выходным параметром является массив отсчетов $SH(L)$, $L = 1, N$, $I = 1, NS$ (блок 7). Программа, имитирующая радиоканал, в основной программе модели (прил. 1) вписана в цикл $DO 1 \emptyset \emptyset I = 1, NS$.

3.3.9. Выделение сигнала на фоне помех

Оптимальный приемник построен по корреляционному принципу, т. е. решение о приеме «1» или «0» определяется по условию

$$\operatorname{Re} \int_0^T SH(t) \cdot SM^*(t) dt \geq \text{POR},$$

где POR — нормированный порог, $\text{POR} = \begin{cases} 0 & \text{при ЧМн, ФМн,} \\ 0,5 & \text{при АМн,} \end{cases}$
 $SH(t)$ — сигнал на входе приемника (смесь с шумом),

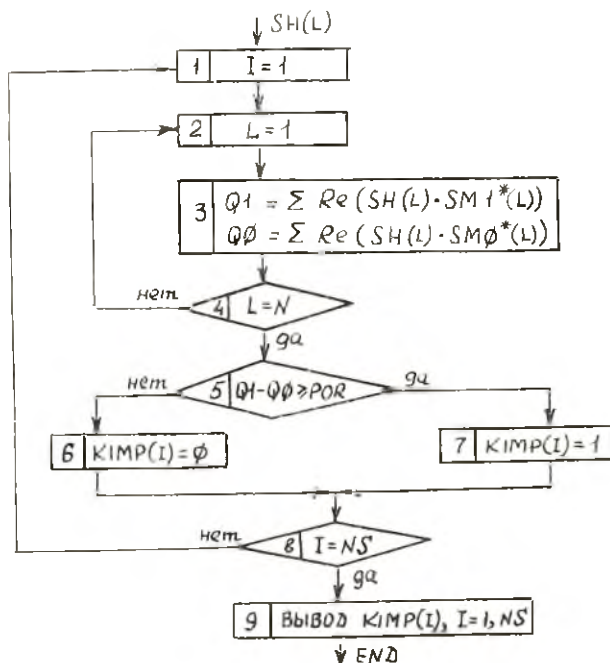


Рис. 3.10

$SM^*(i)$ — опорный сигнал (копия передаваемого сигнала без помех).

Приемник выполнен в виде подпрограммы SF и включает в себя блоки накопления корреляционных сигналов за N отсчетов — блоки 2, 3 и 4 (рис. 3.10), блок сравнения корреляционного интеграла с порогом POR — блок 5 и блоки присвоения двоичным разрядам значений «1» и «0»: если корреляционный интеграл превысит пороговый уровень, то соответствующему разряду выходной двоичной последовательности присваивается значение «1» (блок 7), в противном случае — «0» (блок 6).

Выделение сигнала происходит в цикле $I = 1, NS$ (блоки 1—8) для каждого разряда входной двоичной последовательности. Выходным параметром является выделенная последовательность $KIMP(I)$, $I = 1, NS$ (блок 9). Подпрограмма SF приведена в прил. 1 после подпрограмм модуляции.

3.3.10. Декодирование с проверкой на четность

Блок декодирования с проверкой на четность выполнен в виде подпрограммы DECOD1 и включается в модель при задании $NK = 1$, т. е. когда включается соответствующий кодер (подпрограмма COD1).

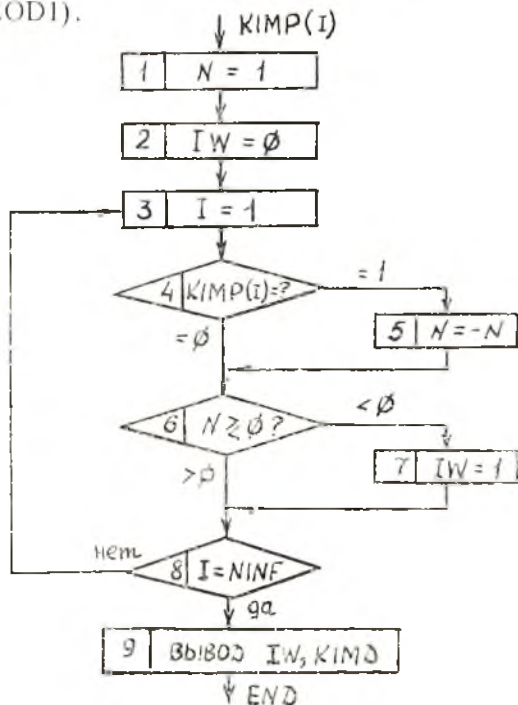


Рис. 3.11

В цикле $l = 1, NS$ (блоки 3—8 на рис. 3.11) формируется признак четности N : если число единиц в коде КИМР четное, то $N = 1$, если нечетное, то $N = 0$. В блоке 1 присваивается $\dot{N} = 1$, в блоке 2 — $IW = \emptyset$ (признак обнаружения ошибки). Блок 4 анализирует содержание очередного разряда КИМР («1» или «0»). Блок 5 меняет знак N на «-1», если значение разряда КИМР равно «1». Далее, в зависимости от знака N (блок 6) формируется признак $IW = 1$ (блок 7).

Выходными параметрами декодера являются признак IW и декодированная последовательность КИМД (блок 9). Подпрограмма DECOD1 приведена в приложении 1 после подпрограммы SF.

3.3.11. Декодирование кода Хэмминга

Блок декодирования кода Хэмминга выполнен в виде подпрограммы DECOD2 и включается в модель при задании $NK = 2$ и $NISPR = 1$, т. е. когда включается соответствующий кодер (подпрограмма COD2).

В цикле $KP = 1, NKONT$ (блоки 1—5 на рис. 3.12) вычисляются:

синдром ошибки K , равный произведению матрицы NI на входную последовательность КИМР (l), $l = 1, NS$, взятому по mod 2 (блок 2),

номер искаженного символа $NISK = K(KP) \cdot 2^{KP-1}$ (блок 3),

признак ошибки $IW = \sum_{KP=1}^{NKONT} K(KP)$ (блок 4).

Найденный синдром K представляет собой некоторое число в двоичном коде с числом $NKONT$ разрядов. Если $K = \underbrace{\emptyset\emptyset\dots\emptyset}_{NKONT}$,

то $IW = 0, NISK = 0$. Если $K \neq 0$, т. е. $IW = 1$, производится исправление искаженного символа (блок 6), а затем восстановление искаженной последовательности (блок 7) путем изменения искаженного символа на противоположный. В результате последовательность КИМР исправляется на КИМР*, из которой выделяется информационная двоичная последовательность КИМД. Если $IW = 0$, то в блоке 7 происходит простое выделение КИМД из исходной—входной КИМР.

Так как кодирование по Хэммингу с $NISPR = 1$ введено в модель для изучения принципов формирования и выделения передаваемого сообщения, то разработанная подпрограмма DECOD2, реализующая алгоритм рис. 3.12, повторяет процесс декодирования в реальной аппаратуре. Для изучения этого процесса в программе предусмотрен вывод на печать признака ошибки IW , синдрома ошибки K , исправленной КИМР (l), $l = 1,$

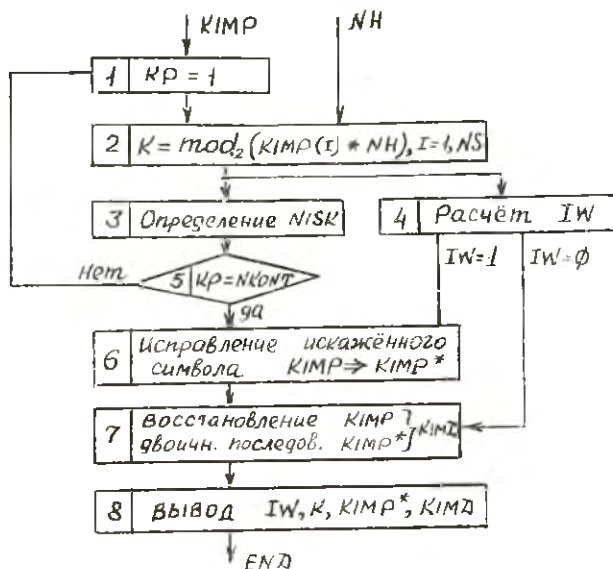


Рис. 3.12

NS и восстановленной $KIMD(I)$, $I = 1, NINF$ двоичных последовательностей (блок 8).

При исследовании помехоустойчивости кодирования по Хэммингу следует помнить, что подпрограмма DECOD2 эффективна лишь при одиночных ошибках. Это необходимо учитывать при выборе исходного отношения сигнала к шуму RO , т. е. такого отношения, при котором в радиоканале присутствовали бы преимущественно одиночные ошибки. Подпрограмма DECOD2 приведена в прил. 1.

3.3.12. Декодирование кода с исправляющей способностью $NISPR \geq 1$

Блок декодирования с исправляющей способностью $NISPR \geq 1$ выполнен в виде подпрограммы DECOD3 и включается в модель РТС ПИ при задании $NK=3$, $NISPR \neq 0$. Первоначально, в цикле $I = 1, NS$ (блоки 1—3 на рис. 3.13) сравниваются исходная последовательность $KIMK$ с «испорченной» в радиоканале и выделенной приемником $KIMP$ (блок 2). В ходе сравнения определяется число ошибочно принятых символов NO : если соответствующие разряды $KIMP$ и $KIMK$ не равны, к пре-

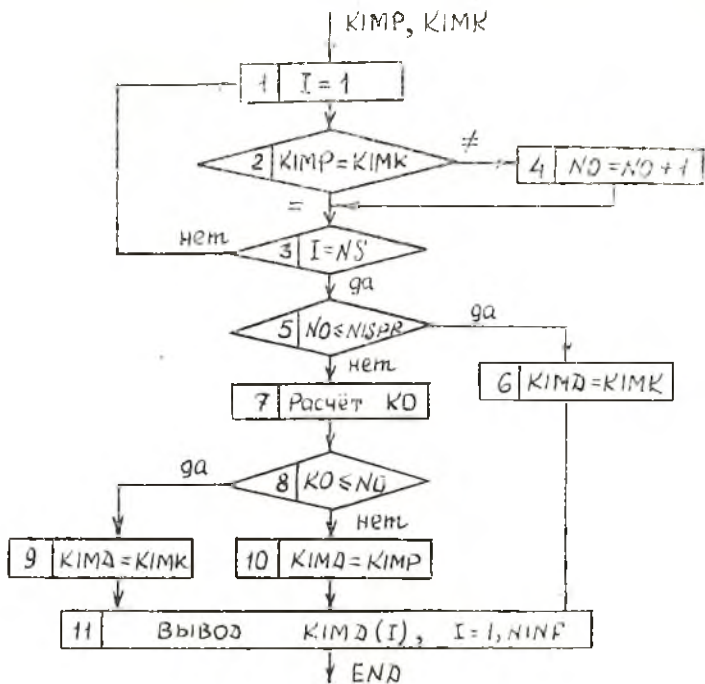


Рис. 3.13

дыдущему значению NO добавляется единица (блок 4). Полученное число NO сравнивается в блоке 5 с заложенным в модель числом исправляемых ошибок $NISPR$ (блок 5). Если $NO \leq NISPR$, то выделенная приемником последовательность «исправляется», в результате чего выходная последовательность $KIMD(1), I = 1, NINF$ в блоке 6 формируется из исходной $KIMK$. Если $NO > NISPR$, то определяется число ошибок, происходящих на данном шаге испытаний в «К» контрольных разрядах (блок 7). Полученное число KO сравнивается с NO в блоке 8. Если все NO ошибок произошли в контрольных разрядах, т. е. если $KO \leq NO$, значит информационные разряды переданы верно. В этом случае выходная последовательность $KIMD$ формируется из исходной $KIMK$ (блок 9). Если $NO > KO$, исправлений не производится: выходная двоичная последовательность $KIMD$ формируется из выделенной приемником $KIMP(1), I = 1, NINF$ (блок 10). Выходными параметрами декодера являются числа NO, KO и декодированная последовательность $KIMD(1), I = 1, NINF$ (блок 11). Подпрограмма $DECOD3$ приведена в прил. 1 следом за подпрограммами $DECOD1$ и $DECOD2$.

3.3.13. Цифро-аналоговое преобразование

При восстановлении отчета сигнала в ЦАП двоичная последовательность $KIMD$ преобразуется в номер уровня NOM по формуле $NOM = 2^I \cdot KIMD(NINF) + 2^{I-1} \cdot KIMD(NINF - 1) + \dots + 2^0 \cdot KIMD(1)$ (блок 2 на рис. 3.14) в цикле $I = 1, NINF$ (блоки 1—3). Затем уровень NOM преобразуется в аналоговый

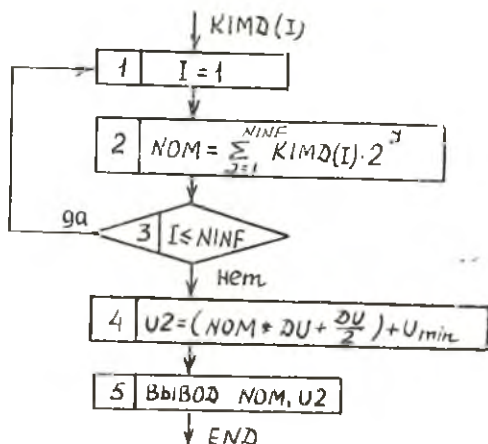


Рис. 3.14

сигнал по формуле $U_2 = NOM \cdot DU + DU/2 + U_{\min}$ (блок 4). Выходными параметрами ЦАП являются номер восстановленного уровня NOM и значение выходного сигнала U_2 (блок 5).

Подпрограмма ЦАП приведена в прил. 1 в конце основной программы и ограничена операторами перехода по меткам «72» и «73».

3.3.14. Допусковый контроль

При допусковом контроле по предыдущему отсчету UP предсказывается диапазон значений, куда должен попасть последующий отсчет $U_2: UP \pm D \cdot UP$. Если он выйдет за эти пределы, то считается недостоверным и заменяется предсказанным.

Допусковый контроль включается в модель РТС Пп при $NA = 1$ (блок 1 на рис. 3.15). При этом рассчитывается интервал достоверности $\pm D \cdot UP$ (блок 2), затем значение сигнала U_2 , получаемое в ЦАП, сравнивается последовательно с нижним предельным значением $UP - D \cdot UP$ (блок 3) и верхним

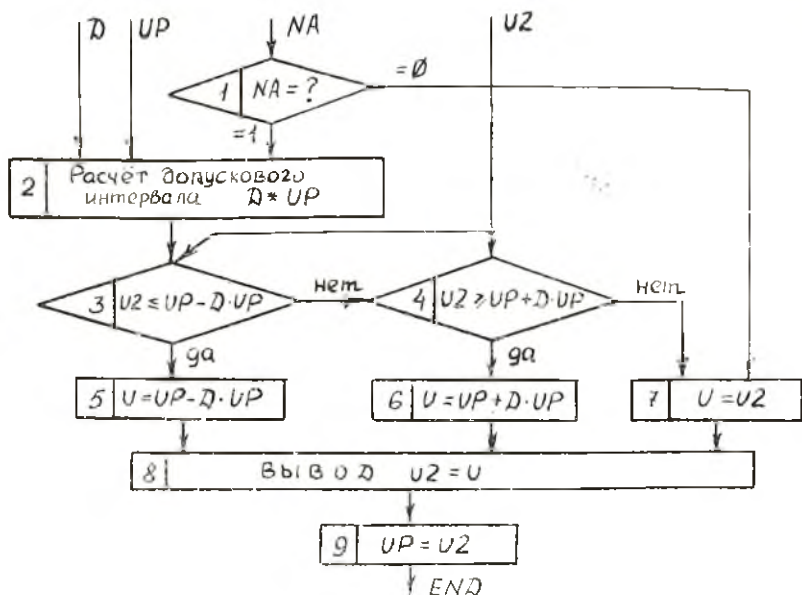


Рис. 3.15

$UP + D \cdot UP$ (блок 4). Если $U2$ выходит за допуск, то за выходное напряжение U принимается крайнее из допустимых (блоки 5 и 6 соответственно). Если $U2$ является допустимым или допусковый контроль не используется ($NA = 0$), то $U = U2$ (блок 7). Выходным параметром при допусковом контроле является выходное напряжение $U2 = U$ на данном отчете (блок 8). Это напряжение играет роль «предыдущего» UP на следующем отчете $UP = U2$ (блок 9). На первом шаге предыдущим отчетом является текущее значение сигнала.

Подпрограмма, реализующая допусковый контроль, входит в основную и ограничена оператором условного перехода по метке «70» (прил. 1).

3.3.15. Оценка результатов моделирования

Для оценки результатов моделирования используют вероятность ошибочного приема одного символа $P_{ош}$, средне-квадратическую погрешность квантования $\delta_{кв}^2$ и результирующую среднеквадратическую погрешность прохождения сигнала по РТС ПИ $\delta_{вых}^2$.

Для расчета вероятности ошибки производят подсчет числа ошибочно принятых символов NO за каждое испытание (блоки 1—5 на рис. 3.16): в цикле $I = 1, NINF$ (блоки 2—5) срав-

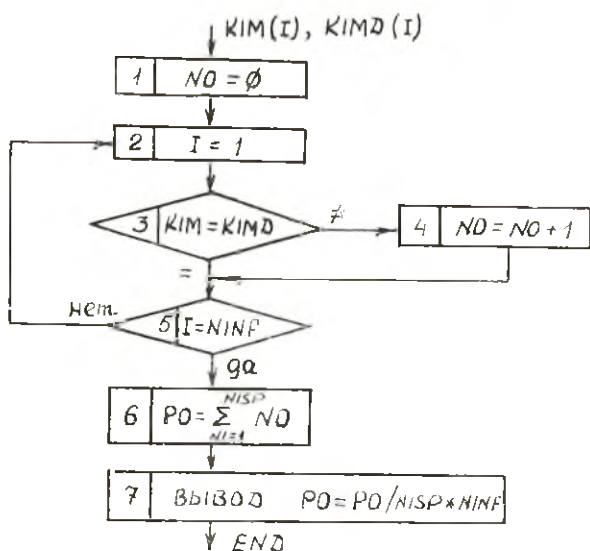


Рис. 3.16

ниваются исходная KIM и принятая — декодированная $KIMD$ последовательности поразрядно (блок 3). В результате в блоке 4 происходит накопление числа ошибок за каждое прохождение сигнала по РТС. Далее, в блоке 6 производится накопление числа ошибочно принятых символов за весь цикл испытаний $NISP$: $PO = \sum_{NI=1}^{NISP} NO$, а в блоке 7 — расчет вероятности ошибки:

$$P_{ош} = PO = PO / (NISP * NINF).$$

Аналогично происходит накопление среднего квадрата ошибки за цикл испытаний $NI = 1, NISP$, а затем и усреднение:

$$\delta_{\text{вх}}^2 = SRQW = \frac{\sum_{NI=1}^{NISP} [U_2(NI) - U_1(NI)]^2}{NISP}.$$

Среднеквадратическая погрешность квантования рассчитывается по выражению (2.3): $\delta_{\text{кв}}^2 = EKB = 1/2^{**} (2 * NINF)$.

Программа расчета показателей $P_{ош}$, $\delta_{\text{вх}}^2$ и $\delta_{\text{кв}}^2$ входит в состав основной корневой программы модели (прил. 1). Под-

счет числа NO ограничен оператором цикла по метке «71», выполнение PO и SRQW производится в конце цикла испытаний N1, а по окончании цикла (после метки «100») — расчет $P_{\text{оп}}$, $\delta_{\text{вчх}}^2$ и $\delta_{\text{кв}}^2$.

Выходными параметрами модели являются PO, SRQW, ЕКВ, а также другие показатели, характеризующие качество системы (число разрядов NINF, NKONT, NS, двоичные последовательности КИМ и т. п.).

3.4. ПОДГОТОВКА ИСХОДНЫХ ДАННЫХ ПРИ ИМИТАЦИОННОМ МОДЕЛИРОВАНИИ

Для эффективного решения задач проектирования программа имитационной модели (см. прил. 1, основную программу вместе с подпрограммами) без исходных данных, записывается в библиотеку загрузочных модулей BZM в оттранслированном и отредактированном виде. С этой целью в конце программы используются специальные управляющие предложения. Исходные данные записываются в отдельную программу «ICXOD» (прил. 2). Это существенно облегчает пользование моделью и сокращает время решения: достаточно вызвать эту короткую программу, записать в нее или изменить исходные данные, и, используя BZM, провести необходимые исследования. При этом ЭВМ будет многократно выполнять только команду GO.

Для записи исходных данных используется бесформатный ввод по списку VVOD через оператор NAMELIST (см. прил. 1). Вводятся следующие параметры:

NP — целое число, равное 1 или 2, определяющее закон изменения случайного процесса (равномерный или нормальный),

UMAX, UMIN — действительные числа, определяющие уровни ограничения дискретных отсчетов перед квантованием по амплитуде,

E — допустимая погрешность квантования (действительное число в пределах 0,001 ... 0,05, т. е. 0,1 ... 5,0%),

NK — целое число, принимающее значения 0, 1, 2, 3 и определяющее способ кодирования и декодирования,

NK = 0 — безызбыточный код,

NK = 1 — код с проверкой на четность,

NK = 2 — код Хэмминга,

NK = 3 — код с исправляющей способностью NISPR ≥ 1 ,

NISPR — целое число исправляемых ошибок,

MOD — целые числа 1, 2 и 3, определяющие метод модуляции (АМв, ФМн и ЧМн соответственно),

V — действительное число, определяющее степень разнесения частот манипуляции,

RO — действительное число, определяющее отношение сигнала к шуму,

NA — целое число («0» или «1»), определяющее наличие (NA=1) или отсутствие (NA=0) борьбы с аномальными ошибками путем допускового контроля,

D — действительное число, определяющее размер допуска при допусковом контроле (находится в пределе 0...1),

NISP — целое число, определяющее количество испытаний, M1, M2, M3, M4, M5 — целые числа, определяющие необходимость вывода на печать («0» или «1») следующих параметров:

M1 = 1 — входное сообщение U1,

M2 = 1 — номер уровня NOM и двоичная последовательность KIM(1),

M3 = 1 — двоичные последовательности KIMK(1) и KIMD(1),

M4 = 1 — двоичная последовательность KIMP(1), $i=1, NS$,

M5 = 1 — номер уровня NOM и выходное сообщение U2,

M6 = 1 — график PO(RO).

Указанные параметры выводятся на печать в каждом цикле испытаний $NI = 1, NISP$. После NISP циклов осуществляется печать результатов проведенного эксперимента, т. е. вероятности ошибки PO, числа информационных разрядов NINF и среднеквадратической погрешности квантования EQW, результирующей среднеквадратической погрешности SRQW. Кроме этого, в соответствии с оператором WRITE(6, VVOD) (см. прил. 1) на печать выводятся исходные данные. Если параметры, или группа параметров, на печать не выводятся, то соответствующие числа M1, M2, ... приравниваются к нулю. При выводе графика принять $M1 \dots M5 = \emptyset$ и задать начало RH, шаг DR0 и число точек графика IRO.

Конкретные значения перечисленных исходных параметров определяются по результатам предварительного системного расчета (см. раздел 2 настоящего пособия) и вводятся в программу ICXOD (см. прил. 2).

Пусть требуется спроектировать цифровую РТС для передачи 10 сообщений с максимальной частотой $F_{\max} = 400$ Гц и нормальным законом распределения. Амплитуда входного сигнала меняется в пределе ± 3 В. Вероятность ошибки при передаче информации не хуже 0,01. По приведенным исходным данным производится расчет системы.

Пусть в результате системного расчета найдено, что предъявленные требования могут быть выполнены при использовании семirazрядного двоичного кода, что соответствует погрешности квантования 0,8%. Если не использовать корректирующий код, то отношение сигнала к шуму на выходе приемника при ФМн должно быть не менее 30.

Поставим задачу: проверить с помощью имитационной модели будущую РТС передачи информации на общее функционирование. Используем печать всевозможных параметров при небольшом количестве испытаний. Запись исходных данных в этом случае будет следующей: &VVD NP = 2, UMAX = +3., UMIN = -3., E = Ø.ØØ8, NK = Ø, NISPR = Ø, MOD = 2, V = Ø., RO = 3Ø., NA = Ø, D = Ø., NISP = 5, M1 = 1, M2 = 1, M3 = 1, M4 = 1, M5 = 1, M6 = 0, &END.

Исходные данные записываются на экране дисплея непосредственно в программу ICXOD после ее вызова из соответствующего раздела диска RADTEX.

Для пояснения структуры и содержания программы имитационной модели, приведенной в прил. 1, в тексте программ справа даны соответствующие разъяснения. В подпрограммах при перечислении формальных и фактических параметров одной чертой подчеркнуты выходные параметры данной подпрограммы. После набора исходных данных проводят экспериментальное исследование РТС на ЭВМ, запуская на выполнение программу ICXOD. В ходе исследований и многократных выполнений задания исходные данные можно изменять, тем самым меняя структуру системы (NK), способы модуляции (MOD) и т. п., в зависимости от поставленной задачи.

По результатам экспериментальных исследований уточняют структуру системы и ее параметры, тем самым подтверждая или корректируя результаты системного расчета.

3.5. ИССЛЕДОВАНИЕ ЦИФРОВЫХ РТС НА ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ

При исследовании цифровых РТС на модели можно решать самые разнообразные задачи проектирования радиосистем, начиная с изучения принципов функционирования РТС, т. е. наблюдения процесса преобразования, передачи и восстановления сигнала, и кончая расчетом оптимальной структуры РТС. В основе исследований лежат определенные вариации исходных данных.

3.5.1. Исследование функционирования цифровых РТС ПИ

При исследовании функционирования цифровых РТС ПИ число испытаний NISP, т. е. число прохождений сигнала от формирователя до получателя, берется небольшим. Выбор структуры РТС (параметров NK, MOD, NA и др.) зависит от используемых методов кодирования и модуляции. Для нагляд-

ности рекомендуется использовать максимально возможное число выходов на печать.

Используемый в модели код Хэмминга служит лишь для целей изучения принципов помехоустойчивого кодирования, поэтому целесообразно при исследовании функционирования принять $NK = 2$, $NISPR = 1$, $MOD = 1$, $M1, M2, M3, M4, M5 = 1$. Исследование функционирования удобно провести для различных отношений сигнала к шуму, например для $RO = 0,01 - 0,1 - 1,0$ и т. д. По полученным распечаткам двоичной последовательности КИМ в различных точках РТС хорошо виден процесс прохождения сигнала в системе.

Для оценки реально достигаемой точности передачи сообщений $\delta^2_{\text{вых}}$ и вероятности ошибки $P_{\text{ош}}$ следует увеличить число испытаний до 1000, исключив при этом выходы на печать ($M1, M2 \dots = 0$).

3.5.2. Исследование зависимости вероятности ошибки от отношения сигнала к шуму

Исследование зависимости $P_{\text{ош}}(l^2)$ проводится без использования корректирующего кода ($NK = 0$, $NISPR = 0$). Число испытаний должно быть достаточно большим ($10^3 - 10^4$), выходы на печать исключить.

В модели предусмотрен режим автоматического выбора числа испытаний в зависимости от значения достигаемой точки. При этом в качестве исходных данных дополнительно вводятся признак режима $NT = 1$ и значение достигаемой точности ETP (в программах не показано). В этом случае через каждые 100 испытаний (каждые 100 прохождений сигнала по РТС) производится оценка точности определения выходного параметра ξ ($P_{\text{ош}}$ или $\delta^2_{\text{вых}}$) по формуле

$$\frac{\xi_i - \xi_{i-1}}{\xi_i} \leq ETP,$$

где ξ_i, ξ_{i-1} — вычисленные значения искомой величины на данном и предыдущем шаге испытаний.

Искомая зависимость $P_{\text{ош}}(l^2)$ строится по данным достаточно большой серии экспериментов для различных значений RO и сравнивается с теоретической (2.4) — (2.6). При ЧМн можно дополнительно проанализировать влияние степени разноса частот манипуляции.

При $M6 = 1$ на печать выводится график $PO(RO)$ при заданных значениях RH, DRO и IRO .

3.5.3. Расчет оптимального значения числа информационных разрядов КИМ

В соответствии с задачей (2.21) изменение числа информационных разрядов $m = NINF$ для заданной структуры РТС приводит к перераспределению погрешности между составляющими $P_{\text{ош}}$ и $\delta_{\text{кв}}^2$. Поэтому, вводя различные значения E в исходные данные, можно получить ряд искомых составляющих $P_{\text{ош}}$, $\delta_{\text{кв}}^2$ и $\delta_{\text{вых}}^2$ и сделать вывод об оптимальном значении m . Значение E выбирается по формуле (2.3).

3.5.4. Оценка целесообразности помехоустойчивого кодирования

В соответствии с задачей (2.27) при введении корректирующего кода с увеличением числа контрольных разрядов k и кодового расстояния d помехоустойчивость передачи одного символа повышается. Однако при $\Delta t = \text{const}$ из-за сокращения длительности импульса отношение сигнала к шуму падает, что отражается на показателях $P_{\text{ош}}$, $\delta_{\text{вых}}^2$.

Оценку целесообразности помехоустойчивого кодирования проводят при $NK = 3$ с постепенным увеличением NISPR, начиная с «1». Одновременно следует снижать и отношение сигнала к шуму (пропорционально $m/n = m/m + k$, где k рассчитывается по формуле (2.23), а m по формуле (2.3')). В ходе эксперимента осуществляется наблюдение за результирующей погрешностью и ее составляющими, по значениям которых можно судить о целесообразности использования помехоустойчивого кодирования.

Окончательный выбор структуры РТС ПИ следует делать с учетом сложности используемой аппаратуры.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Процесс проектирования РТС является сложным, зависящим от множества условий, трудноучитываемых факторов и большого разнообразия исходных данных. Тем не менее, рассмотренный в пособии общий подход к проектированию РТС, основанный на разумном сочетании аналитических и машинных методов расчета, позволяет успешно решать самые разнообразные задачи оптимизации, и может быть рекомендован при проектировании систем различного назначения.

Разработанная в пособии имитационная модель РТС позволяет изучить основные принципы построения современных цифровых радиосистем, используемых на летательных аппаратах, и провести расчет основных параметров, характеризующих качество радиосистем. Заключительным этапом проектирования РТС является разработка схемы устройств. Для радиопередающих устройств определяется класс выходных электронных приборов, дается характеристика антенно-фидерного тракта и разрабатывается принципиальная схема выходных и предварительных каскадов. Для радиоприемных устройств определяется необходимое число входных каскадов, класс УВЧ, формулируются требования к выходному сигналу и разрабатывается принципиальная схема. Процесс проектирования является циклическим, с постоянным повышением степени детализации на каждом этапе, с возвратом на предыдущие этапы как с привлечением аналитических методов расчета, так и с широким использованием современных средств вычислительной техники. В этом — залог успешного решения задачи проектирования РТС.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Поляк Ю. Г.* Вероятностное моделирование на электронных вычислительных машинах. — М.: Сов. радио, 1971. — 400 с.
2. *Борисов Ю. П.* Математическое моделирование радиосистем. — М.: Сов. радио, 1976. — 296 с.
3. *Воронов А. А., Чистяков Ю. В.* Аналитические методы выбора технических АСУ. — М.: Наука, 1976. — 355 с.
4. *Быков В. В.* Цифровое моделирование в статистической радиотехнике. — М.: Сов. радио, 1971. — 328 с.
5. *Ильин В. П.* Машинное проектирование электронных схем. — М.: Энергия, 1972. — 280 с.
6. *Бусленко Н. П.* Моделирование сложных систем. — М.: Наука, 1968. — 356 с.
7. *Гуткин Л. С.* Оптимизация радиоэлектронных устройств по совокупности показателей качества. — М.: Сов. радио, 1975. — 368 с.
8. *Окунев Ю. Б., Плотноков В. Г.* Принципы системного подхода к проектированию в технике связи. — М.: Связь, 1976. — 184 с.
9. *Юрлов Ф. Ф.* Техничко-экономическая эффективность сложных радиоэлектронных систем. — М.: Сов. радио, 1980. — 280 с.
10. *Конюхов Н. Е., Глазунов В. А.* Техничко-экономическая оценка эффективности радиотехнических систем передачи информации. — Куйбышев: КуАИ, 1980. — 32 с.
11. *Глазунов В. А., Федоров Ю. В.* Оптимизация многозвенных информационно-измерительных систем. — Изв. вузов «Приборостроение», 1982, № 2, с. 7—10.
12. *Глазунов В. А.* Оптимизация радиосистем. — Куйбышев: КуАИ, 1986. — 54 с.
13. *Гуткин Л. С.* Современная радиоэлектроника и ее проблемы. — М.: Сов. радио, 1980. — 192 с.
14. *Тепляков Н. М., Калашиников И. Д., Роцин Б. В.* Радиолинии космических систем передачи информации. — М.: Сов. радио, 1975. — 400 с.
15. *Ненин П. И.* Системы передачи цифровой информации. — М.: Сов. радио, 1976.
16. *Гойхман Э. Ш., Лосев Ю. И.* Передача информации в АСУ. — М.: Связь, 1976.

17. Пестряков В. Б., Кузенков В. Д. Радиотехнические системы. — М.: Радио и связь, 1985. — 376 с.
18. Лев А. Ю. Теоретические основы многоканальной связи. — М.: Связь, 1978. — 192 с.
19. Когновицкий Л. В. Проектирование многоканальных систем передачи информации. — М.: МЭИ, 1980. — 72 с.
20. Лосев Ю. И., Плотников Н. Д. Основы теории передачи данных. — Киев: Впша школа, 1977. — 160 с.
21. Основы радиоуправления/Под ред. В. А. Вейцеля и В. Н. Тупугина. — М.: Сов. радио, 1973. — 464 с.
22. Оганян Л. Н., Панков Л. В. Машинные методы исследования цифровых систем передачи. — М.: Связь, 1978. — 144 с.
23. Баранников Л. И., Сердитенко А. Г. Методические указания по изучению принципов построения и основных этапов автоматизированного проектирования цифровых РСПИ. — М.: МАИ, 1983. — 18 с.

ПРОГРАММА ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ РТС III

```

// PTC JOB MSGLEVEL(1,1)
// EXEC FORTGCLG
// FORT.SYSIN DD *
    NAMELIST /VVOD/ NP,UMAX,UMIN,E,NK,NISPR,MOD,V,
* RO,RH,DRD,IRD,NA,D,NISP,M1,M2,M3,M4,M5,M6
    READ(5,VVOD)
    WRITE(6,VVOD) - вывод исходных данных
    COMPLEX SM1(I0),SM0(I0),SP(I0),SH(I0),Z
    DIMENSION NDW(40),KIM(20),KIMK(40),KIMR(40),KIMD(20)
    W1=0.
    W0=6,283185*V
    IW=0
    N=I0
    PD=0.
    SRQW=0.
    QM=0.
    DQ=0.
    IX=7777777
    NINF=INT(ALOG(1/E)/ALOG(2.))+1 - число информационных разрядов
    DU=(UMAX-UMIN)/2**NINF - шаг квантования
    DD I00 NI=1,NISP
C      ЦИКЛ ИСПЫТАНИЙ
    GO TO (1,2),NP
1 CONTINUE
    QM=(UMAX-UMIN)/2
    CALL RANDU(QM,DQ,U1)
    GO TO 5
2 CONTINUE
    CALL GAUSS(QM,DQ,U1)
5 IF(M1.EQ.0)GO TO 3
    PRINT 4,U1
4 FORMAT(5X,'U1=',F8.5)
3 CONTINUE
C АНАЛОГО-ЦИФРОВОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ
    IF(U1.LT.UMIN)U1=UMIN
    IF(U1.GT.UMAX)U1=UMAX } - ограничение
    NOM=INT((U1-UMIN)/DU) - номер уровня квантования
    NDW(NINF)=1

```

} - управляющие предложения

} присвоение начальных значений переменным

- число информационных разрядов

} формирование аналогового сигнала

```

DO 12 I=2, NINF
J=NINF+1-I
12 NDW(J)=NDW(J+1)*2 - массив чисел вида 2J
DO 13 I=1, NINF
KIM(I)=0
IF(NOM.LT.NDW) GO TO 13
KIM(I)=1 - последовательность
13 NOM=NOM-NDW(I) KIM
IF(M2.EQ.0) GO TO 14
PRINT 15, NOM, (KIM(I), I=1, NINF) - вывод NOM, KIM
15 FORMAT(5X, 'NOM=', I3, 'KIM=', 20I1) на печать
14 CONTINUE

```

```

IF(NK.EQ.0) GO TO 40
GO TO (10, 20, 30), NK
40 CALL COD1(KIM, NINF, NS, KIMK)
GO TO 50
20 CALL COD2(KIM, NINF, NI, NKONT, NS, KIMK)
GO TO 50
30 CALL COD3(KIM, NINF, NISPR, NKONT, NS, KIMK)
GO TO 50
40 DO 42 I=1, NINF
42 KIMK(I)=KIM(I)
NS=NINF
50 IF(M3.EQ.0) GO TO 53
PRINT 52, (KIMK(I), I=1, NS) - вывод KIMK
52 FORMAT(5X, 'KIMK=', 40I1) на печать
53 CONTINUE

```

} - кодиро-
вание

С РАДИОКАНАЛ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

```

DO 101 I=1, NS
GO TO (7, 8, 9), MOD - модуляция
7 CALL MOD1(KIMK, RO, N, I, SM1, SM0, SP, & 90)
8 CALL MOD2(KIMK, RO, N, I, SM1, SM0, SP, & 90)
9 CALL MOD3(KIMK, RO, N, I, W0, SM1, SM0, SP, & 90)

```

```

90 DO 95 L=1, N
CALL GAUSS(IX, 1., 0., R)
CALL GAUSS(IX, 1., 0., Y)
Z=CMPLX(R, Y)
95 SH=SP+Z

```

} наложение
шума

```

CALL SP(SH, SM1, SM0, N, I, KIMP) - выделение сигнала
на фоне шума
101 IF(M4.EQ.0) GO TO 60
PRINT 61, (KIMP(I), I=1, NS) - вывод KIMP
61 FORMAT(5X, 'KIMP=', 40I1) на печать

```

```

60 IF (NK.EQ.0) GOTO 41
   GO TO (4, 21, 31), NK
11 CALL DECOD1 (KIMP, NS, IW, KIMD)
   GO TO 51
21 CALL DECOD2 (KIMP, NINF, NS, IW, KIMD)
   GO TO 51
31 CALL DECOD3 (KIMP, KIMK, NINF, NKONT, NS, NISPR, KO, NO, KIMD)
   GO TO 51
41 DO 43 I=1, NINF
43 KIMD(I) = KIMP(I)
51 IF (M3.EQ.0) GO TO 54
   PRINT 55, (KIMD(I), I=1, NINF) - вывод KIMD
55 FORMAT (5X, 'KIMD = ', 20I1)      на печать
54 CONTINUE

```

кодоирование

C ЦИФРОВО-АНАЛОГОВОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ

```

NOM = 0
DO 72 I=1, NINF
72 NOM = NOM + NDW(I) * KIMD(I)
   U2 = NOM * DU + DU/2 + UMIN
   IF (M5.EQ.0) GOTO 73
   PRINT 74, NOM, U2
74 FORMAT (5X, 'NOM = ', I3, 'U2 = ', F8.5)
73 IF (NA.EQ.0) GOTO 70
   IF (N1.EQ.1) UP = U1
   IF (U2 - UP.GT. D * UP) U2 = UP + UP * D
   IF (U2 - UP.LT. -D * UP) U2 = -UP - UP * D
   UP = U2
70 CONTINUE
NO = 0
DO 71 J=1, NINF
71 IF (KIM(J), NE. KIMD(J)) NO = NO + 1
   PO = PO + NO
   SRQW = SRQW + (U1 - U2) ** 2
100 CONTINUE - окончание цикла испытаний
   IF (M6.EQ.0) GO TO 85
   K = PO / 0.005
   M = K/4 + 1
   L = MOD(K, 4) + 1
   B(M) = A(L)
   WRITE (6, 99) RO, PO, B
99 FORMAT (2X, F5.2, 3X, F8.6, '.', 25A4)
   B(M) = C
85 CONTINUE

```

- допускной контроль

- накопление ошибок

- вывод графика
PO(RO)

```

SRQW = SRQW / NISP
PO = PO / (NISP * NINF)
EKB = 1. / 2 ** (NINF * 2)
PRINT 80, NINF, EKB, PO, SRQW
80 FORMAT (/5X, 'число информ. разрядов NINF = ', I2 /
* 5X, 'ср.-кв. погрешность квантования EKB = ', F8.6 /
* 5X, 'вероятность ошибки символа PO = ', F8.6 /
* 5X, 'средний квадрат ошибки SRQW = ', F3.6)
STOP
END

```

```

SUBROUTINE COD1 (KIM, NINF, NS, KIMK)
C   КОД С ПРОВЕРКОЙ НА ЧЁТНОСТЬ
DIMENSION KIM (20), KIMK (40)
N=1
DO 1 I=1, NINF
1  IF (KIM(I).EQ.1) N=-N
   KIMK (NINF+1) = 0
   IF (N.LT.0) KIMK (NINF+1) = 1
   NS = NINF + 1
DO 2 I=1, NINF
2  KIMK (I) = KIM (I)
RETURN
END

```

} формирование
контрольного
разряда

} формирование
KIMK

```

SUBROUTINE COD2 (KIM, NINF, NI, NKONT, NS, KIMK)
C   КОД ХЭММИНГА
DIMENSION KIM (20), KIMK (40)
COMMON /HEM/ NH (40,6)
IF (NI.NE.1) GO TO 12
NKONT = 2
10 IF (2**NKONT - NKONT - 1.GE. NINF) GO TO 20
   NKONT = NKONT + 1
   GO TO 10
20 NS = NINF + NKONT
DO 14 I=1, NS
DO 14 J=1, NKONT
NH (I, J) = (1 + ISGN(1, MOD(I, 2**J) - 2** (J-1))) / 2
14 IF (NH (I, J).NE.0) NH (I, J) = 1
PRINT 13, NS, NKONT
13 FORMAT (3X, 'ПРОВЕРочная матрица H(I, J, I, J)')
DO 12 J=1, NKONT

```

} расчёт
NKONT

- расчёт NKONT

- расчёт NS

- расчёт NH

- вывод NH на экран

```

PRINT H1, (NH(I,J), I=1, NS)
H1 FORMAT (5X, 4Φ I1)
I2 CONTINUE
I = 1
KР = 2
4Φ KIMK (KР + I) = KIM(I)
I = I + 1
IF (I.GT. NINF) GO TO 5Φ
IF (I. LE. (2**KР - KР - 1)) GO TO 4Φ
KР = KР + 1
IF (KР. LE. NKONT) GO TO 4Φ
5Φ CONTINUE
PRINT 51, (KIMK(I), I=1, NS)
51 FORMAT (26X, 'KIMK =', 4Φ I1)
DO 7Φ KР = 1, NKONT
NSM = Φ
DO 6Φ I = 1, NS
6Φ NSM = NSM + KIMK(I) * NH(I, KР)
7Φ KIMK (2** (KР - 1)) = MOD (NSM, 2)
PRINT 71, NKONT, NS, (KIMK(I), I=1, NS) - вывод KIMK
71 FORMAT (3X, 'NKONT =', I2, 'NS =', I2, 'KIMK =', 4Φ I1) на печать
RETURN
END

```

Занесение KIM
в массив KIMK

расчёт
значений
контрольных
разрядов

- вывод KIMK
на печать

```

SUBROUTINE COДЗ (KIM, NINF, NISPR, NKONT, NS, KIMK)
C КОД С ИСПРАВЛЯЮЩЕЙ СПОСОБНОСТЬЮ NISPR ≥ 1
DIMENSION KIM (2Φ), KIMK (4Φ)
NS = NINF
IF (NISPR. EQ. Φ) GO TO 1
NS = NINF + 2 * NISPR
2 NS = NS + 1
S = Φ.
NV = NISPR + 1
DO 3 I = 1, NV
3 S = S + NS ** (NISPR + 1 - I)
NKONT = INT (3.3219 * ALOG 1Φ (S / IFACT (NISPR))) + 1
IF (NINF. GT. (NS - NKONT)) GO TO 2
1 DO 5 I = 1, 4Φ
5 KIMK (I) = Φ
DO 1Φ I = 1, NINF
1Φ KIMK (I) = KIM (I)
RETURN
END

```

расчёт
числа
контрольных
разрядов

формирование
KIMK

```

SUBROUTINE MOD1 (KIMK, RO, N, I, SM1, SMφ, SP, *)
C   АМПЛИТУДНАЯ МАНИПУЛЯЦИЯ
DIMENSION KIMK(4φ)
COMPLEX SP(1φ), SM1(1φ), SMφ(1φ)
DO 5 L=1, N
  SM1(L) = CMPLX (1., φ.)
  SMφ(L) = CMPLX (φ., φ.)
  IF (KIMK(I).EQ.1) GO TO 15
DO 1φ L=1, N
1φ SP(L) = SMφ(L) * RO
  GO TO 25
15 DO 2φ L=1, N
2φ SP(L) = SM1(L) * RO
25 RETURN 1
END

```

```

SUBROUTINE MOD2 (KIMK, RO, N, I, SM1, SMφ, SP, *)
C   ФАЗОВАЯ МАНИПУЛЯЦИЯ
DIMENSION KIMK(4φ)
COMPLEX SP(1φ), SM1(1φ), SMφ(1φ)
DO 5 L=1, N
  SM1(L) = CMPLX (1., φ.)
5  SMφ(L) = CMPLX (-1., φ.)
  IF (KIMK(I).EQ.1) GO TO 15
DO 1φ L=1, N
1φ SP(L) = SMφ(L) * RO
  GO TO 25
15 DO 2φ L=1, N
2φ SP(L) = SM1(L) * RO
25 RETURN 1
END

```

```

SUBROUTINE MOD3 (KIMK, RO, N, I, W1, Wφ, SM1, SMφ, SP, *)
C   ЧАСТОТНАЯ МАНИПУЛЯЦИЯ
DIMENSION KIMK(4φ)
COMPLEX SP(1φ), SM1(1φ), SMφ(1φ)
DO 5 L=1, N
  X1 = COS ((W1 * L) / N)
  Y1 = SIN ((W1 * L) / N)
  SM1(L) = CMPLX (X1, Y1)
  Xφ = COS ((Wφ * L) / N)
  Yφ = SIN ((Wφ * L) / N)
5  SMφ(L) = CMPLX (Xφ, Yφ)

```

```

        IF (KIMP(I), 1) GO TO 15
        DO 10 L=1, N
10    SP(L) = SMΦ(L) * R0
        GO TO 25
15    DO 20 L=1, N
20    SP(L) = SM1(L) * R0
25    RETURN 1
        END
    
```

С SUBROUTINE SP(SH, SM1, SMΦ, N, I, MOD, KIMP)
 ВЫДЕЛЕНИЕ ПОЛЕЗНОГО СИГНАЛА НА ФОНЕ ШУМА

```

DIMENSION KIMP(4Φ)
COMPLEX SH(1Φ), SM1(1Φ), SMΦ(1Φ)
POR = Φ.
IF (MOD. EQ. 1) POR = Φ.5
Q1 = Φ.
QΦ = Φ.
DO 5 L=1, N
Q1 = Q1 + REAL(SH(L) * CONJG(SM1(L)))
5 QΦ = QΦ + REAL(SH(L) * CONJG(SMΦ(L)))
KIMP(I) = Φ
IF ((Q1 - QΦ) / N. GE. POR) KIMP(I) = 1
RETURN
END
    
```

С SUBROUTINE DECOD1(KIMP, NS, IW, KIMD)
 ДЕКОДИРОВАНИЕ С ПРОВЕРКОЙ НА ЧЁТНОСТЬ

```

DIMENSION KIMP(4Φ), KIMD(2Φ)
N = 1
IW = 0
DO 1 I=1, NS
1 IF (KIMP(I). EQ. 1) N = -N
  IF (N. LT. Φ) IW = 1 - формирование признака
  DO 2 I=1, NINF - ошибки IW
2 KIMD(I) = KIMP(I) - формирование KIMD
  IF (M3. EQ. Φ) GO TO 3
  PRINT 4, IW - вывод IW на печать
4 FORMAT (5X, 'IW =', I1)
3 RETURN
END
    
```

C SUBROUTINE DECOD2(KIMP, NINF, NKONT, NS, IW, K, KIMD)

ДЕКОДИРОВАНИЕ КОДА ХЭММИНГА

```

DIMENSION KIMP(40), KIMD(20), K(6)
COMMON /HEM/ NH(40, 6)
IW=0
NISK=0
DO 20 KP=1, NKONT
NSM=0
DO 10 I=1, NS
10 NSM=NSM+KIMP(I)*NH(I, KP)
K(KP)=MOD(NSM, 2)
IW=IW+K(KP) - формирование признака ошибки
20 NISK=K(KP)*2**(KP-1)+NISK - вычисление номера искомого разряда
IF(IW.EQ.0) GO TO 30
IW=1
KIMP(NISK)=MOD(KIMP(NISK)+1, 2) - исправление искомого символа
30 I=1
KP=2
40 KIMD(I)=KIMP(KP+I)
I=I+1
IF(I.GT.NINF) GO TO 50
IF(I.LE.(2**KP-1-KP)) GO TO 40
KP=KP+1
IF(KP.LE.NKONT) GO TO 40
50 CONTINUE
PRINT 60, (KIMP(I), I=1, NS)
PRINT 61, (KIMD(I), I=1, NINF)
PRINT 62, IW, (K(I), I=1, NKONT)
60 FORMAT (5X, 'KIMP =', 40 I1)
61 FORMAT (5X, 'KIMD =', 20 I1)
62 FORMAT (8X, 'IW =', I1, 'K =', 10 I1)
END

```

расчет синдрома ошибки K

восстановление KIMD

вывод KIMP, KIMD, IW и K
на печать

C SUBROUTINE DECOD3(KIMK, KIMP, NINF, NKONT, NS, NISPR, NO, KIMD)

ДЕКОДИРОВАНИЕ КОДА С NISPR ≥ 1

```

DIMENSION KIMK(40), KIMP(40), KIMD(20)
KO=0
IF(NISPR.EQ.0) GO TO 20
NO=0
DO 5 J=1, NS
IF(KIMK(J).NE.KIMP(J)) NO=NO+1
5 CONTINUE
IF(NISPR.LE.NO) GO TO 30

```

определение правильного числа
сок NO


```

NKONT=NS-NINF
DO 10 I=1,NKONT
K=NINF+I
IF (KIMD(K).EQ.1) KO=KO+1
10 CONTINUE
IF (KO.NE.NO) GO TO 20
NO=NINF-1
DO 15 I=1,NO
15 KIMD(I)=KIMK(I+1)
KIMD(NINF)=KIMK(1)
GO TO 40
30 DO 35 L=1,NINF
35 KIMD(L)=KIMK(L)
40 CONTINUE
IF (M3.EQ.0) GO TO 45
PRINT 46,NO,KO
46 FORMAT (5X,'NO=',I2,'KO=',I2)
45 RETURN
END

```

- подсчёт числа ошибок KO в контрольных разрядах

- формирование KIMD

- печать NO, KO

```

FUNCTION IFACT(K) - расчёт факториала
K1=K
IFACT=1
IF (K1.EQ.0) GO TO 1
DO 2 L=1,K1
2 IFACT=IFACT*L
1 RETURN
END

```

/*

```

// LKED.SYSLIB DD DNAME=SYS1.FORTLIB,DISP=SHR
// DD DNAME=SYS1.SSPLIB,DISP=SHR - вызов стандартной под-
//                                     программы
// LKED.SYSLMOD DD UNIT=5061,VOL=SER=RAATEX,
// DISP=OLD,DSN=BZM(ICX00) - запись в BZM

```

Приложение 2
ПРОГРАММА ВВОДА ИСХОДНЫХ ДАННЫХ

```
// ICXOD JOB
// JOBLIB DD VOL=SER=RAJTEX,UNIT=5061,DSN=BZM
// EXEC PGM=ICXOD
// PTO6P001 DD SYSOUT=A
// PTO5P001 DD *
&VVOD NP=2,UMAX=3.0,UMIN=-3.0,E=0.008,NK=0,
NISPR=0,MOD=2,V=0.,RO=30.,NA=0,D=0.,NISP=5,
M1=1,M2=1,M3=1,M4=1,M5=1,M6=0
&END
```

СОДЕРЖАНИЕ

| | |
|--|----|
| Введение | 3 |
| 1. ОСНОВНЫЕ ЭТАПЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ РТС | 5 |
| 2. СИСТЕМНЫЙ АНАЛИТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ РТС | 9 |
| 2.1. Показатели качества РТС | 9 |
| 2.2. Методика системного расчета основных показателей качества РТС | 22 |
| 3. ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЦИФРОВОЙ РТС НА ЭВМ | 28 |
| 3.1. Принципы построения имитационной модели РТС | 28 |
| 3.2. Алгоритм моделирования цифровой РТС | 30 |
| 3.3. Описание блоков имитационной модели РТС | 33 |
| 3.4. Подготовка исходных данных при имитационном моделировании | 49 |
| 3.5. Исследование цифровых РТС на имитационной модели | 51 |
| Заключение | 54 |
| Библиографический список | 55 |
| Приложение 1. Программа имитационной модели РТС ПИ | 57 |
| Приложение 2. Программа ввода исходных данных | 66 |

Св. план 1987, поз. 1020

*Владислав Александрович Глазунов,
Валерий Александрович Бочкарев*

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЭВМ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ АВИАЦИОННЫХ РАДИОСИСТЕМ И УСТРОЙСТВ

Редактор Е. Д. Антипова
Техн. редактор Н. М. Каленюк
Корректор Н. С. Куприянова

Сдано в набор 5.02.87 г. Подписано в печать 16.04.87 г.
ЕО 00156. Формат 60×84 1/16. Бумага оберточная.
Литературная гарнитура. Печать высокая.
Усл. п. л. 4,0. Уч.-изд. л. 3,9. Т. 400 экз.
Заказ 181. Цена 15 к.

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

Типография ЭОЗ КуАИ, г. Куйбышев, ул. Ульяновская, 18.