

ДЛЯ ВУЗОВ

АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ОПТИКО- ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ

Под общей редакцией д-ра техн. наук
проф. Л.П. Лазарева

*Допущено Министерством высшего
и среднего специального образования СССР
в качестве учебного пособия для студентов
оптических специальностей высших учеб-
ных заведений*



МОСКВА
«МАШИНОСТРОЕНИЕ»
1986

ББК 34.9
Л17
УДК 658.512.011.56 : 537.533.3 (075.8)

Рецензенты: кафедра "Оптико-электронные приборы" ЛИТМО, зав. кафедрой д-р техн. наук проф. Л. Ф. Порфирьев; канд. техн. наук доц. В. В. Сычев

Л. П. Лазарев, В. Я. Колочкин, А. Н. Метелкин, В. Н. Рязанов, Н. В. Чичварин

Автоматизация проектирования оптико-электронных приборов: Учеб. пособие для оптических специальностей вузов/
Л. П. Лазарев, В. Я. Колочкин, А. Н. Метелкин и др. — М.: Машиностроение, 1986. — 216 с.: ил.
(В пер.): 85 к.

В пособии изложены методы автоматизированного проектирования оптико-электронных приборов (ОЭП) на системно- и схмотехническом уровнях, дано описание вычислительных средств и программного обеспечения для САПР ОЭП, приведены методы моделирования ОЭП и способы их реализации на современных ЭВМ.

Может быть полезно студентам не только оптических, но и других приборостроительных специальностей.

Л 2706000000-79 79-86
038 (01)-86

ББК 34.9
6П5.8

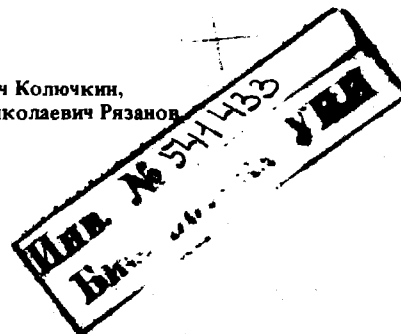
Учебное пособие

Леонид Павлович Лазарев, Василий Яковлевич Колочкин,
Александр Николаевич Метелкин, Валерий Николаевич Рязанов,
Николай Викторович Чичварин

**АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ
ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ**

Редактор З.С. Баранова
Художественный редактор С.С. Водичи
Технический редактор Н.В. Павлова
Корректор Н.В. Давыдова

ИБ № 4488



Сдано в набор 05.07.85. Подписано в печать 19.02.86. Т-06730. Формат 60×90 1/16.		
Бумага офсетная № 2.	Гарнитура: Пресс Роман.	Печать офсетная.
Усл.печ.л. 13,5.	Усл.кр.отт. 13,5	Уч.-изд.л. 15,78.
Тираж 4700 экз.	Заказ 145	Цена 85 к.

Ордена Трудового Красного Знамени издательство "Машиностроение",
107076, Москва, Стромьинский пер., 4

Отпечатано в Московской типографии № 8 (Союзполиграфпрома
при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии
и книжной торговли. 101898, Москва, Хохловский пер., 7, с оригинал-макета,
изготовленного в издательстве "Машиностроение" на наборно-пишущих машинах

© Издательство "Машиностроение", 1986 г.

ПРЕДИСЛОВИЕ

В ускорении научно-технического прогресса важную роль играют проектно-конструкторские организации оптико-электронной промышленности, эффективность работы которых можно значительно повысить с помощью системы автоматизированного проектирования (САПР) оптико-электронных приборов (ОЭП). С помощью САПР реализуется метод эффективного многовариантного проектирования, позволяющий рационально организовать весь комплекс проектных работ с их оптимизацией, выпуском документации на базе автоматизированных средств с приоритетным участием человека, интеллект которого не поддается формализации. САПР применяется для решения задач проектирования, которые ранее ввиду большого объема не решались. САПР обеспечивает всестороннее, многовариантное исследование объекта проектирования без увеличения продолжительности проектных работ и численности конструкторского коллектива.

Эффективность САПР обеспечивается рациональным распределением обязанностей между человеком и техническим комплексом при изменении технологической и организационной структуры процесса проектирования, состава и формы технической документации, самих объектов проектирования. Автоматизированное проектирование характеризуется системным подходом, при котором элементы процесса проектирования объединяются в единую автоматизированную систему, управляемую человеком. При автоматизированном проектировании разработчик ставит задачу и использует вычислительный комплекс для моделирования, синтеза, анализа и оптимизации проектируемой системы, а также руководит процессом создания технической документации. При этом человек работает в режиме диалога с ЭВМ. Методы моделирования, алгоритмы оптимизации моделей проектируемых систем, программное обеспечение ЭВМ и периферийные устройства объединяются при этом в техническую подсистему, помогающую проектанту.

В учебном пособии излагаются основы автоматизированного проектирования ОЭП на системо- и схемотехническом уровнях, обеспечивающих решение важнейших задач проектирования — определение рациональных вариантов и ее подсистем (элементов), включая их принципы действия, характеристики и значения входных и выходных параметров. ОЭП, в отличие от ряда других устройств, по входному пространственному сигналу является многомерной системой, поэтому ее проектирование специфично именно на системо- и схемотехническом уровнях.

Глава 1. ОЭП КАК ОБЪЕКТ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

1. ОБОБЩЕННАЯ СХЕМА ОЭП

ОЭП называется прибор, в котором обработка входного сигнала осуществляется как оптическими, так и электронными системами. Переход от обработки оптического сигнала к обработке электрического сигнала требует анализа изображения. Входной сигнал ОЭП — всегда многомерный оптический, а выходной — электрический или оптический. Физическим носителем оптического сигнала является электромагнитное излучение. Полное излучение объекта может состоять из пассивного собственного и отраженного излучений естественных и искусственных источников.

ОЭП, действующий по собственному пассивному излучению объекта наблюдения, называется пассивным. Если для подсветки объекта наблюдения в ОЭП предусмотрен дополнительный источник излучения, прибор называется активным. Активный ОЭП содержит дополнительную оптическую систему для организации подсветки объекта наблюдения, которая может быть частью основной, (приемной), используемой для формирования подсветки объекта и для формирования изображения подсвечиваемого объекта. В последнем случае оптическая система называется либо автоколлимационной, либо авторефлекторной.

Приемная оптическая система ОЭП преобразует излучение от объектов наблюдения, фонов, организованных оптических помех, которое проходит через слой пространства и поступает в ее входной зрачок. Изображение, построенное оптической системой, модулируется подвижным или неподвижным растром. В результате модуляции на чувствительную площадку приемника излучения падает переменный во времени поток излучения. Приемник излучения преобразует электромагнитное излучение в электрический ток или изменение напряжения.

Образованный таким образом временной электрический сигнал обрабатывается в электронном тракте. Описанная схема оптико-электронного тракта позволяет наилучшим образом использовать преобразующие свойства и оптической, и электронной части ОЭП. Обобщенная структурная схема действия любого ОЭП (рис. 1) состоит из оптического и электрического каналов. Их также называют каналами соответственно первичной и вторичной обработки информации [1, 4, 6]. Выходной сигнал канала вторичной обработки информации выдается в регистратор или видеоустройство, или в систему управления, которые иногда входят в состав ОЭП, но, как правило, являются самостоятельными устройствами. Входной сигнал в оптическом канале содержит полезную составляющую и помехи, обусловленные как естественными фонами, так и специально организованными.

ОЭП как объект проектирования удобнее изучать по схеме, изображенной на рис. 2. Основными подсистемами ОЭП здесь также являются неизменная часть ОЭП — оптико-электронный тракт и изменяемая часть в виде одного из трех принципиально отличающихся по принципу действия устройств исполнительного устройства (сервопривода), в котором выполняются оптические временные процессы; регистратора, предназ-

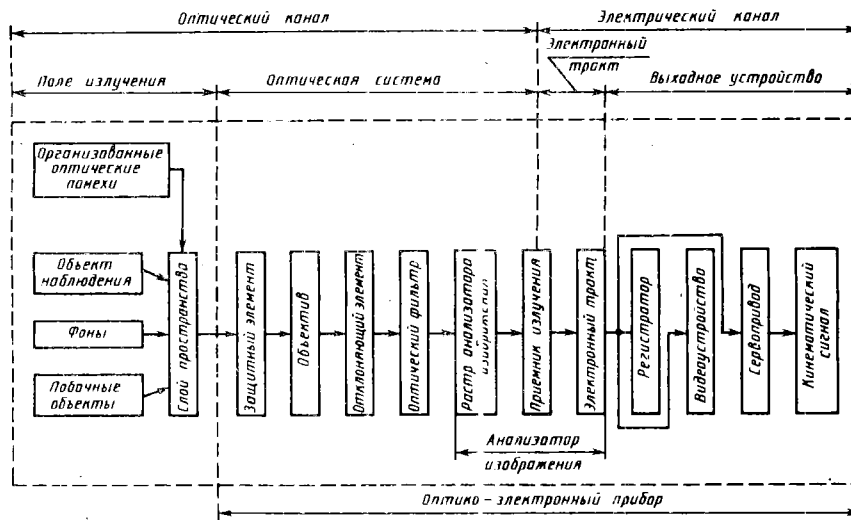


Рис. 1. Схема действия ОЭП

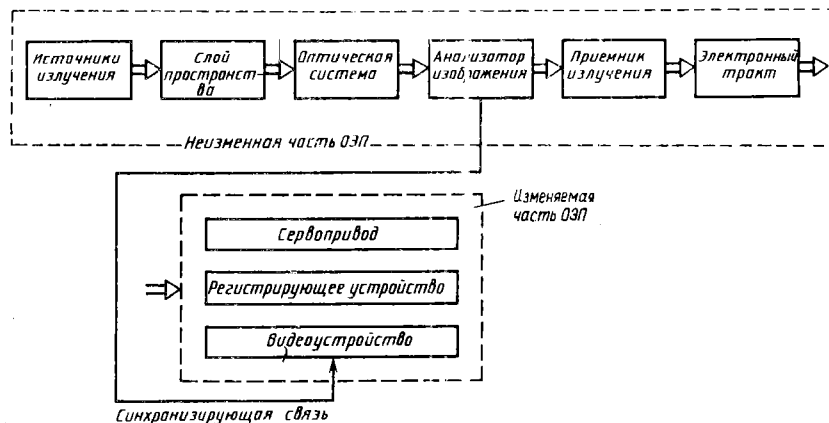


Рис. 2. Схема ОЭП как объекта проектирования

наченного для запоминания или фиксации одномерных временных сигналов; видеоустройства, преобразующего одномерный временной сигнал в пространственный. Изменяемая часть обуславливает функциональную предназначенность ОЭП.

Оптико-электронный тракт в совокупности с сервоприводом и обратной связью к источнику излучения образуют класс ОЭП для определения координат и производных от координат источников излучения в процессе автоматического или полуавтоматического сопровождения источника излучения. Оптико-электронный тракт, на выходе которого установлен регистратор, образует класс ОЭП, предназначенных для измерения и регистрации параметров излучения, а также неоптических величин. Этот

класс включает радиометры, пирометры, спектральные приборы, датчики углового и пространственного положения объектов контроля, дальномеры. Оптико-электронный тракт с видеоустройством образует класс ОЭП для преобразования изображений. В этот класс входят телевизоры, тепловизоры, устройства ввода-вывода изображений в ЭВМ и т. п.

2. МЕТОДЫ И ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ ОЭП

При проектировании ОЭП с помощью традиционных методов и с использованием САПР средства проектирования несколько различны, однако задача разработки ОЭП едина — создание прибора, отвечающего определенному назначению и техническим требованиям, с возможностью его перспективного развития. Поэтому далее будут приведены основные положения о разработке ОЭП, справедливые при любом методе проектирования.

Разработка ОЭП — сложный процесс проектирования большой системы, т. е. совокупности компонентов разной физической природы, функционально связанных для выполнения определенной задачи. Оптико-электронный тракт чаще всего является подсистемой более сложного объекта проектирования. Сложные системы характеризуются определенной иерархией, в основном заключающийся в том, что технические задания на отдельные подсистемы зависят от общего технического задания. Различают вероятностные и детерминированные системы. Поведение подсистем в вероятностных системах прогнозируется с определенной степенью вероятности, в детерминированных системах подчиняется строгим закономерностям и не изменяется при изменении внешних воздействий, если эти изменения не учтены при разработке системы. Примером сложной вероятностной системы может служить ОЭП с адаптивной оптикой и многопрограммным цифровым электронным трактом. К основным этапам разработки системы относятся: общее исследование научно-технической проблемы, постановка задачи, назначение совокупности параметров и характеристик системы, синтез и анализ системы, определение конструктивных параметров и конструирование подсистем, экспериментальное исследование макета, испытания.

Первые пять этапов выполняются в процессе научно-исследовательской работы, проведение которой позволяет вынести обоснованное решение об актуальности изделия, выработать техническое задание на подсистемы и систему в целом с учетом уровня техники, оценить потребности в кооперации при дальнейших проектных работах.

В результате проведения первого и второго этапов устанавливаются общие технические требования к системе. На третьем — пятом этапах формулируют технические требования к ОЭП, уточняют назначение этой подсистемы, устанавливают ее состав и внутренние связи. Под синтезом здесь понимается формирование схемы из элементов разной физической природы. Таких схем-претендентов, как правило, бывает несколько, поэтому на основе инженерного анализа выбирают вариант, в наибольшей степени удовлетворяющий техническому заданию. Моделирование или экспериментальное исследование макета ОЭП ведется для определения соответствия

реальных характеристик расчетным и выявления дополнительных возможностей объекта проектирования. Кроме того, на макете или в модели определяется возможность функционирования ОЭП при воздействии факторов, которые по каким-либо причинам нельзя учесть на предыдущих этапах.

Испытания опытного образца ведутся в целях окончательной доводки его технических характеристик до уровня требований технического задания (ТЗ).

ТЗ на разработку включает сведения о назначении и комплектности ОЭП, об условиях его эксплуатации, о технических требованиях, предъявляемых к основным параметрам, к характеристикам прибора и его конструкции. Назначение ОЭП характеризует его основные и дополнительные функции. В условиях эксплуатации, как правило, определяются следующие параметры:

- максимально допустимые для каждого режима питания значения потребляемой мощности или тока и допуск на отклонение значения напряжения, а при переменном токе — и частоты;

- диапазон температур, давления и относительной влажности среды в рабочем режиме, при хранении и транспортировании;

- необходимость герметизации;

- время непрерывной работы прибора; иногда особо оговаривается время работы в определенном режиме, например при наихудших условиях окружающей среды;

- диапазон частот и амплитуды вибраций, при которых должна обеспечиваться виброустойчивость и вибропрочность;

- максимальное значение коэффициента перегрузки, при котором прибор должен работать;

- допустимые значения коэффициента перегрузки при многократных и единичных ударных нагрузках при транспортировании.

В технических требованиях обычно указывают следующее:

- дальность действия прибора или его чувствительность, при этом оговариваются спектральные характеристики полезного излучателя, фонов и возможных искусственных помех;

- точность определения угловых координат излучателя;

- угол обзора и время просмотра поля обзора, если необходимо осуществить поиск излучателя узкопольным ОЭП, или угол поля зрения, если необходимо одновременно наблюдать значительное пространство;

- диапазон скоростей и ускорений углового сопровождения движущегося излучателя;

- гарантийный срок службы прибора и порядок ремонта (периодичность и техническую оснащенность базы ремонта);

- укомплектованность специально разработанными оптико-электронными и электрическими приборами для проверки в условиях эксплуатации;

- приведенный к излучению абсолютного черного тела (АЧТ) порог чувствительности прибора с определенной температурой;

- крутизну характеристики прибора, которая определяет закон изменения выходного сигнала при изменении входной величины;

- время готовности прибора к действию с момента включения электро-

питания, необходимость световой или звуковой сигнализации с момента появления сигнала, автоматического включения или выключения и т. п.

В требованиях к конструкции, как правило, указывают:

габаритные размеры и массу прибора;

критерии удобства, простоты и безопасности в обслуживании при эксплуатации и ремонте;

требования по максимальному использованию стандартных и нормализованных блоков, деталей, требования к простоте сборки и разборки, удобству и точности регулировки и выверки при изготовлении и ремонте, требования по учету технологических, экономических и эстетических норм на приборы;

минимальное резистивное сопротивление изоляции электрических цепей в электронных и электрических звеньях при температуре $+20 \pm 10^\circ\text{C}$ и относительной влажности $60 \pm 20\%$;

требования к подвижным элементам прибора (должны двигаться плавно, без заеданий);

требования к конструкции крепёжных элементов прибора по обеспечению неподвижности и герметичности соединений в условиях эксплуатации;

гарантированную надежность работы прибора в течение определенного времени с требуемой вероятностью (например, 1000 ч с вероятностью 0,98).

На основе технической документации макета с учетом рекомендаций по совершенствованию прибора и уточненных технических требований разрабатывают чертежи для изготовления опытной серии. Параллельно выполняют технологическую подготовку производства. Техническую документацию уточняют после проведения окончательных Государственных испытаний.

Эффективность разработки нового ОЭП во многом определяется фактором времени. При традиционном проектировании уменьшения времени проектирования добиваются в основном за счет сокращения организационных пауз между этапами и числа итераций. Кроме того, часто используют метод параллельных работ. В последнее время синтез и анализ схем претендентов часто осуществляется с использованием математических моделей. Значительное уменьшение времени разработки и выпуска ОЭП в серийном производстве достигается за счет применения базового и агрегатно-модульного проектирования. Основой такого подхода является объединение и типизация технических требований, схем и конструкций элементов, выявление общих взаимосвязей между объектами, унификация на разных иерархических уровнях [5]. Это позволяет создать на предприятии системы универсально-сборочных технологических приспособлений, контрольных приборов и установок, разрабатывать семейства моделей с различными параметрами, реализуемые гибкими технологическими процессами. Развитие и совершенствование методов проектирования приводит к необходимости унификации методов и средств решения проектных задач на любом этапе разработки. Унификация необходима для создания системы автоматизированного проектирования САПР, которая обуславливает большую эффективность проектирования. В этом слу-

чае объект проектирования на всех этапах рассматривается как подсистема и все инженерные решения проверяются на функционирование в математической модели системы. Такую возможность обеспечивает проектантам применение вычислительных средств в совокупности с универсальным математическим обеспечением, позволяющее автоматизировать разработку математической модели объекта проектирования с заданной степенью подобия. Такой подход к проектированию получил в литературе название системного подхода. При традиционном подходе к проектированию такой подход использовался, однако он был затруднен ввиду отсутствия универсальных средств создания математических моделей разнообразных объектов проектирования.

Процесс проектирования ОЭП с помощью САПР распадается на несколько этапов, на каждом из которых есть строгое разграничение функций, выполняемых ЭВМ и проектантом (рис. 3). Процесс проектирования по такой методике также является итерационным, так как проектант, максимально используя ресурсы ЭВМ, непрерывно уточняет математическую модель объекта проектирования. По окончании итерационного процесса в памяти ЭВМ вырабатываются значения параметров, при которых

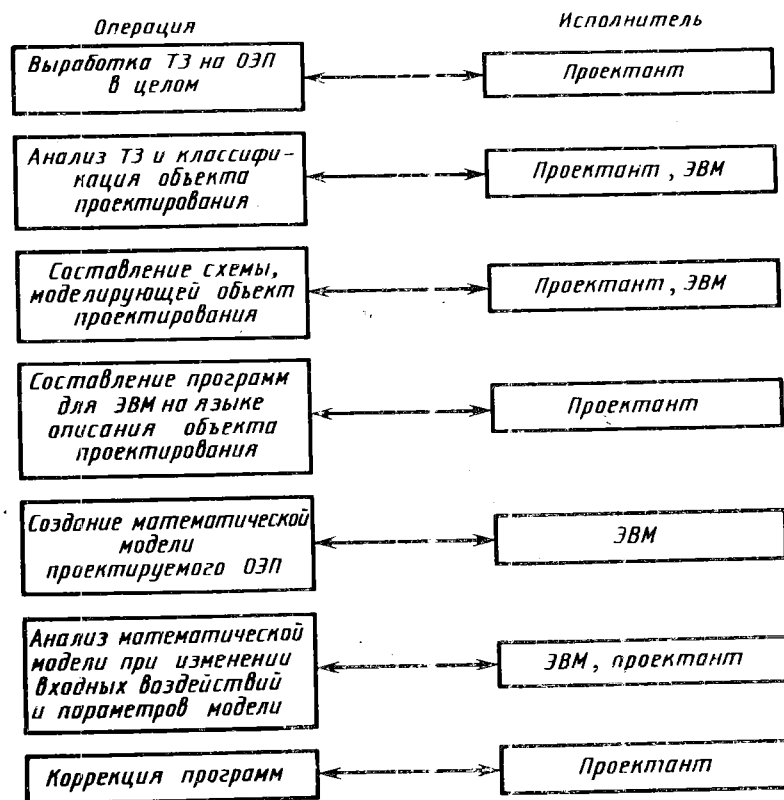


Рис. 3. Процесс проектирования

проектируемый ОЭП отвечает требованиям ТЗ при несложной конфигурации, удовлетворяет требованиям технологичности и экономичности.

Такой объект проектирования в дальнейшем будем называть оптимальным по ТЗ.

Для реализации процесса проектирования необходимо решить следующие задачи.

1. Разработать универсальные программы, позволяющие создавать в оперативной памяти ЭВМ программы, которые моделируют работу любого ОЭП с любой наперед заданной точностью.

2. Выбрать конструктивные параметры ОЭП, которые определяют условия работы любого объекта проектирования. Число этих параметров должно быть строго ограничено, а возможность быстрого изменения их значений в модели доступна любому проектанту.

3. Разработать математическое и программное обеспечение для автоматизированного анализа модели объекта проектирования с участием проектанта в простейших операциях.

4. Выбрать вычислительные средства, облегчающие взаимодействие проектанта и ЭВМ при минимальных временных затратах на их освоение.

Решение двух первых задач возможно на базе анализа структуры обобщенного ОЭП с учетом его технологических и эксплуатационных особенностей. Анализ неминуемо повлечет за собой уточнение методики автоматизированного проектирования.

3. АНАЛИЗ СТРУКТУРЫ ОБОБЩЕННОГО ОЭП

Так как любой ОЭП содержит компоненты различной физической природы и поэтому, естественно, каждый из них представляется совокупностью различных характеристик и параметров, то значительно осложняется выявление закономерностей их взаимосвязи и влияние их на конечные результирующие показатели всей системы. Именно это обуславливает существенные особенности математического описания работы каждого из компонентов ОЭП.

Автоматизация проектирования ОЭП, ее эффективность зависят от степени универсальности используемого математического обеспечения, т. е. возможности описания протекающих процессов в компонентах ОЭП на основе единых физических представлений. Это единство обеспечивается правильностью выбора и физической обоснованностью метода.

Для выбора метода исследования явлений, происходящих в отдельных компонентах и в ОЭП в целом, для оценки влияния единичных параметров и их совокупностей на работоспособность ОЭП необходимо провести параметрический анализ объекта проектирования. Это обеспечит выявление таких конструктивных параметров ОЭП, которые позволят описать структуру обобщенного ОЭП и универсальность математического описания. Желательно, чтобы число этих параметров было минимальным. Это облегчит проектанту оперативную перестройку модели объекта проектирования.

Проведем анализ элементов ОЭП, выделяя конструктивные параметры каждого компонента на основе традиционных методов проектирования.

Источник излучения характеризуется яркостным полем в пространстве предметов $L(x, y, z, t, \lambda, \varphi, \psi, \gamma)$, где x, y, z — координаты в пространстве предметов; t — время; λ — длина волны излучения; φ, ψ, γ — углы в той же системе координат. Источник излучения или является частью объекта проектирования, или задан в техническом задании. Например, при разработке автоматического оптико-электронного спектрометра для эмиссионного анализа источник, как правило, оговаривается до начала проектирования. При проектировании ОЭП для определения координат необходимо знать характер излучения источника [1, 2, 6]. Даже если эти ОЭП активного типа, характер отражения излучения подсветки от цели и окружающей среды строго определен, и вариация проектантом параметров, определяющих этот источник, недопустима.

Параметрами источника излучения являются: спектральный состав излучения, эффективная температура, индикатриса излучения, геометрические параметры. Эти параметры не элементарны, т. е. не задаются одним числом и для их записи приходится применять функции.

При проектировании реальный источник заменяют эквивалентным абсолютно черным телом, излучение которого характеризуется температурой и коэффициентом излучения. Осуществляется также пересчет индикатрисы излучения таким образом, чтобы реальный источник излучения представить через эквивалентный ламбертовский. Протяженные источники заменяют эквивалентными равномерными или точечными. Слой пространства, в котором происходит излучение, поглощает и рассеивает излучение, искажает волновой фронт. Слой пространства можно рассматривать как оптическую систему с распределенными параметрами [9]. Слой пространства может быть объектом проектирования или задаться ТЗ. Например, линия оптической связи на светододах является слоем пространства, который выступает как объект проектирования. Слой пространства в пеленгационном ОЭП — часть атмосферы или межпланетного пространства и объектом проектирования быть не может.

В качестве конструктивных параметров слоя пространства выступают значения спектрального коэффициента пропускания и коэффициента преломления в зависимости от координат и направления визирования. Поэтому проектанту необходимо работать с функциями нескольких переменных. Для перехода к элементарным параметрам создаются методики и программы для ЭВМ, позволяющие заменить изучаемый слой пространства эквивалентной оптической системой с сосредоточенными параметрами, имеющей эквивалентный коэффициент поглощения [1, 6].

Большинство конструктивных параметров оптической системы можно представить числовыми значениями: диаметры и толщины компонентов, расстояния между ними; в случае асферических компонентов — коэффициенты асферичности; спектральные показатели преломления и коэффициенты пропускания оптических компонентов. В сложных оптических системах число конструктивных параметров составляет несколько десятков.

Анализатор изображения характеризуется свойствами пространственного фильтра и модулятора излучения. Этот элемент является объектом проектирования или задается в ТЗ.

Характеристиками анализатора изображения являются функция пропускания раstra и закон относительного перемещения в пространстве анализирующего элемента и изображения. Выразить эти характеристики через элементарные конструктивные параметры пока не удастся. Поэтому эти характеристики условно можно принять за конструктивные параметры, хотя терминологически это неверно, поскольку они выражаются через функции.

Приемник лучистой энергии (ПЛЕ) характеризуется спектральной вольтовой чувствительностью, обнаружительной способностью и инерционными свойствами и всегда может выступать как объект проектирования, если ввести ограничение на его возможные характеристики с учетом настоящего уровня развития техники. При проектировании ОЭП стремятся пересчитать характеристики ПЛЕ так, чтобы получить с учетом свойств конкретного излучения, поступающего на вход ПЛЕ, набор его конструктивных параметров: постоянную времени, пороговую чувствительность и интегральную вольтовую чувствительность.

Электронный тракт описывается набором конструктивных параметров, которыми являются параметры усилительных и преобразующих элементов. Число таких параметров в современных схемах достигает нескольких сотен. С учетом тенденции перехода к цифровой обработке сигналов в ОЭП с использованием микропроцессоров число параметров может достигнуть нескольких тысяч.

Общее число конструктивных параметров, с которыми приходится иметь дело проектанту при традиционном подходе к проектированию одной лишь неизменяемой части ОЭП, колеблется от сотен до нескольких тысяч.

Аналогичный анализ можно провести и для изменяемой части ОЭП. Подсистема восстановления изображения характеризуется теми же конструктивными параметрами, что и анализатор изображения, поскольку ее действие противоположно действию анализатора изображения.

Регистратор может характеризоваться конструктивными параметрами оперативного запоминающего устройства ЭВМ, накопителей на магнитных дисках или лентах и, следовательно, число конструктивных параметров для регистратора может колебаться от сотен до нескольких тысяч.

Сервопривод даже в самом простейшем случае (электрический двигатель) характеризуется десятками конструктивных параметров.

Таким образом, число конструктивных параметров ОЭП в целом, подбор значений которых составляет основу процесса проектирования, может меняться в зависимости от проектируемого ОЭП от сотен до десятков тысяч. Нетрудно видеть, что ненаправленный перебор их значений просто неосуществим. Чтобы придать процессу проектирования характер направленного поиска, необходимо знать характер и степень влияния каждого конструктивного параметра на объект проектирования в целом. Однако это невозможно выяснить до тех пор, пока не будет создан опытный образец прибора. Возникающее в этом случае противоречие снимается опытом и интуицией проектанта и большим числом итераций при традиционном подходе к проектированию.

Аналогичные проблемы существуют и в других областях инженерной

деятельности. Для их решения в различных САПР поступают следующим образом: систему автоматизированного проектирования разбивают на уровни с определенной иерархией. Степень детализации модельного представления объекта проектирования строго регламентируется. На каждом уровне оговариваются конструктивные параметры объекта проектирования, чтобы на высшем и на низшем уровнях их число было примерно одинаково. На каждом уровне применяют аналогичные методы оптимизации структуры объекта проектирования и подбора конструктивных параметров. Таким образом можно провести фрагментацию проектных работ в оптико-электронном приборостроении на нескольких иерархических уровнях.

4. ИЕРАРХИЯ СТРУКТУРЫ И ПРОЦЕССА ПРОЕКТИРОВАНИЯ ОЭП

Так как звенья оптико-электронного тракта имеют разную физическую природу и преобразуют сигнал переменной размерности, ОЭП чаще всего является подсистемой какого-либо объекта проектирования. В этом случае также желательно характеризовать ОЭП компактной совокупностью конструктивных параметров. Следовательно, в процессе проектирования ОЭП неминуемо следует этап, на котором рассматривается взаимодействие подсистем различной физической природы. Причем конструктивные параметры, определяемые на этом уровне, должны определять ТЗ на элементы и их взаимодействие в каждом звене оптико-электронного тракта и изменяемой части ОЭП.

Таким образом, высшим иерархическим уровнем в САПР ОЭП следует считать уровень, на котором согласуется взаимодействие звеньев оптико-электронного тракта, причем каждое из звеньев должно иметь математическую модель, параметры которой можно принять за конструктивные для данного уровня, кроме того они должны быть совместимы в рамках всей модели объекта проектирования. Совокупность подсистем различной физической природы принято считать системой [10], а уровень проектирования, на котором система имеет такую детализацию, называют системотехническим. В дальнейшем будем называть системотехническим уровнем уровень проектных работ, на котором модель объекта проектирования рассматривается с точностью до подсистемы одной физической природы. В случае САПР ОЭП системотехнический уровень проектирования такой, на котором ОЭП моделируется с точностью до звена оптико-электронного тракта. Входной проектной документацией на системотехническом уровне является ТЗ на ОЭП, полученное в процессе проектирования всей системы в целом, причем в модели этой системы данный ОЭП был подсистемой. Выходной проектной документацией данного уровня является ТЗ на каждое звено оптико-электронного тракта и изменяемую часть проектируемого ОЭП.

Более низкий уровень САПР ОЭП ориентирован на проектирование всех звеньев оптико-электронного тракта при моделировании каждого из них с точностью до элемента (компонента оптической системы, компонента электронных схем, узлов механической и электрической схем). Иными словами, на этом уровне выходной проектной документацией яв-

ляются схемы каждого из звеньев оптико-электронного тракта ОЭП и его изменяемой части. Такой уровень САПР получил название схемотехнического [10].

Как уже отмечалось, для САПР характерно единство методологии на каждом уровне проектирования. Поэтому математическое обеспечение схемотехнического уровня САПР ОЭП должно соответствовать математическому обеспечению системотехнического уровня, т. е. одни конструктивные параметры должны выражаться через другие. Схемы каждого из звеньев оптико-электронного тракта являются основой для разработки проектной документации непосредственно для изготовления прибора, т. е. для решения конструкторских задач. Назовем уровень САПР, на котором осуществляется конструирование ОЭП, распределение объема, энергетических затрат и массы, уровнем рабочего проектирования. Выходной проектной документацией на этом уровне являются чертежи узлов и блоков ОЭП.

Для серийного производства спроектированного ОЭП требуется соответствующая технологическая проработка проекта в целом. Поэтому в САПР ОЭП должен существовать уровень технологической подготовки производства. На этом уровне с единых методических позиций при унифицированном математическом обеспечении проектируется технологическая оснастка и весь технологический процесс.

Переход от одного уровня к другому может осуществляться как сверху вниз, так и снизу вверх. В первом случае — нисходящее проектирование, а во втором — восходящее проектирование. В книге основное внимание уделено нисходящему проектированию — от ТЗ на весь объект проектирования до проектной документации.

Глава 2. АВТОМАТИЗИРОВАННОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ ОЭП НА СИСТЕМОТЕХНИЧЕСКОМ УРОВНЕ

На каждом уровне САПР последовательно решаются задачи выбора структуры объекта проектирования (или его подсистемы) и определения его конструктивных параметров. Единая вычислительная среда, позволяющая решать эти задачи, требует единства методологии и математического обеспечения для описания объекта проектирования. Единными должны быть и собственно методики проектирования, т. е. процесс проектирования должен быть формализован настолько, чтобы задачи, решаемые на каждом уровне, формулировались одинаково.

Системотехнический уровень САПР ОЭП должен обеспечивать разработку ТЗ на проектирование звеньев оптико-электронного тракта по известному ТЗ на объект проектирования в целом. Для выполнения такой работы необходимо:

- установить, какие звенья обобщенного оптико-электронного тракта входят в состав проектируемого ОЭП;
- определить структуру изменяемой части ОЭП;
- установить характер анализа изображения в оптико-электронном

тракте, т. е. определить закон сканирования и функцию пропускания анализатора изображения;

провести согласование функционирования звеньев ОЭП для минимизации возможных искажений преобразуемого сигнала и повышения соотношения сигнал/шум;

выбрать конструктивные параметры объекта проектирования, значения которых обеспечивали бы получение схемы ОЭП, оптимального по ТЗ.

Математическая запись этих задач проектирования осуществляется в этой главе с учетом возможности аналогичной постановки задач на остальных уровнях САПР ОЭП.

1. СИНТЕЗ ОЭП

Задача синтеза объекта проектирования заключается в определении взаимосвязи компонентов системы, идентификации этих компонентов и определении значений их конструктивных параметров.

Пусть ТЗ на прибор содержит требования обеспечения визуализации нагретых объектов на местности с перепадом температуры ΔT , вероятностью P , на дальности L , с быстродействием Δt , в условиях заданной фоновой обстановки и при известных параметрах атмосферы, в пределах которой будет функционировать прибор. Заданы также ограничения на массу, габаритные размеры и энергетическое потребление.

При решении задачи синтеза на системотехническом уровне по этим исходным данным необходимо:

определить, какие звенья и в какой последовательности образуют оптико-электронный тракт проектируемого ОЭП;

установить по какому закону и какой аппаратурой осуществляется анализ изображения;

сформулировать требования к каждому из звеньев оптико-электронного тракта;

выбрать изменяемую часть ОЭП.

Как видно из анализа поставленных задач, синтез ОЭП на системотехническом уровне обеспечивает решение всей задачи проектирования на данном уровне. Однако решение задачи синтеза на системотехническом уровне в такой постановке невозможно по нескольким причинам.

Невозможно составить ТЗ, полностью учитывающее настоящий уровень развития техники.

Оптико-электронный тракт может быть существенно нелинейным, а для синтеза нелинейных систем в настоящее время нет еще удовлетворительного математического аппарата.

Оптико-электронный тракт преобразует сигнал переменной размерности, а математический аппарат для синтеза таких систем даже в линейном приближении не разработан. Если работу оптико-электронного тракта описать линейным оператором, то получим уравнение

$$\mathcal{L}\{x, y, z, \lambda, t, \theta, \gamma, \varphi\} = u_{\text{вых}}(t),$$

где L — яркостное поле в пространстве предметов; $u_{\text{вых}}$ — электрический сигнал на выходе тракта.

Следовательно, пространства входных и выходных сигналов неизоморфны, и уравнение, которое необходимо решать относительно ядра преобразования $\mathcal{L}$, недоопределено. Такая задача относится к классу существенно некорректных.

Более упрощенная постановка задачи синтеза возможна, если рациональным образом распределить функции между проектантом и ЭВМ, а также наложить ряд дополнительных ограничений на объект проектирования. Рассмотрим эти ограничения.

ТЗ формулируется относительно яркостного поля пространства предметов, полностью описанного математически, и содержит перечень требований к выходному сигналу проектируемого ОЭП (вид сигнала, его форма и т. п.).

В ТЗ оговаривается, что оптическая система, приемник лучистой энергии, электронный тракт, входящие в объект проектирования, должны иметь показатели качества, соответствующие настоящему уровню развития техники, т. е. быть технологически реализуемыми. Это ограничение, вообще говоря, в подавляющем большинстве случаев вводится и при традиционных методах проектирования.

ОЭП линейно преобразует входной сигнал в выходной: если на входе присутствует сигнал, описываемый функцией

$$F_1(\mathbf{r}) = \sum_{i=1}^{\infty} f_{1i}(\mathbf{r}),$$

где $\mathbf{r}$ — вектор в соответствующих координатах x_j , то сигнал на выходе после преобразования описывается так:

$$F_2\{\mathbf{r}\} = \mathcal{L}\{F_1(\mathbf{r})\} = \sum_{i=1}^{\infty} \mathcal{L}\{f_{1i}(\mathbf{r})\}.$$

Проектирование существенно нелинейных приборов удобнее всего вести по следующей методике:

осуществляют линеаризацию связи вход-выход, т. е. выбирают условия, при которых в пределах малых изменений входного сигнала объект проектирования выполняет линейное преобразование;

выбирают звенья оптико-электронного тракта и изменяемую часть ОЭП, т. е. определяют общую компоновку объекта проектирования;

определяют конструктивные параметры звеньев, входящих в состав объекта проектирования, для каждого изменения входного сигнала, в пределах которого ОЭП линеен;

выбирают элемент (или добавляют элемент) оптико-электронного тракта, конструктивные параметры которого (или один из них) зависят от изменения входного сигнала. Этот элемент и создает нелинейность характеристики оптико-электронного тракта.

ТЗ на форму выходного временного сигнала ОЭП должно быть составлено с учетом возможности представления его в некоторой эквивалентной пространственной форме. Такая перестройка формы сигнала осуществляется за счет изменения системы координат. В общем виде преобразование временного сигнала $u(t)$ в пространственный описывается выражением

$$E(x, y) = \Omega u(t_a), \quad (1)$$

где $x = x(t_a)$, $y = y(t_a)$ — параметрическая запись закона, с помощью которого каждому значению t_a ставятся в соответствие координаты x , y положения безразмерной сканирующей апертуры; Ω — коэффициент пропорциональности.

Закон изменения координат x , y с точностью до масштабных коэффициентов l_x , l_y совпадает с законом анализа изображения в проектируемом ОЭП:

$$x_a = l_x x(\tau); \quad y_a = l_y y(\tau). \quad (2)$$

Для общности описания процессов анализа и восстановления изображения время анализа t и восстановления (τ) представляют безразмерной переменной

$$t_i = t_a/T_a = \tau/T_B. \quad (3)$$

Такая переменная является инвариантом и отвечает требованиям гомохронности.

Преобразование (1) с учетом выражений (2), (3) соответствует дополнению ОЭП, выходной сигнал которого одномерный, идеальным устройством восстановления изображения с передаточной функцией

$$H_B(\nu_x, \nu_y) = 1.$$

Это устройство будем называть восстанавливающим звеном. Дополнение ОЭП таким звеном не меняет его принципа действия, а связь между входным L и выходным E сигналами определится интегральным уравнением

$$E(x, y) = k \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} L(x - x', y - y') h(x', y') dx' dy',$$

где k — коэффициент пропорциональности; $L(x, y)$ — яркостное поле пространства предметов; $h(x, y)$ — импульсный отклик оптико-электронного тракта.

Величины $E(x, y)$ и $L(x, y)$ известны из ТЗ; $h(x, y)$ выражается (неявным образом) через конструктивные параметры и определяет структуру объекта проектирования. При решении задачи синтеза $h(x, y)$ является неизвестным.

Таким образом, формулировка задачи синтеза оптико-электронного тракта или разомкнутого ОЭП аналогична хорошо известной задаче Винера [15], но для преобразования многомерного детерминированного сигнала.

С учетом ограничений на объект проектирования сформулируем задачу синтеза ОЭП в общем случае, когда на вход оптико-электронного тракта поступают одновременно случайный и детерминированный сигналы, являющиеся адаптивными. Детерминированный сигнал является полезной компонентой и описывается детерминированной функцией $L(x, y)$, случайный сигнал — соответственно корреляционной функцией $K(x, y)$.

Энергетический спектр случайного сигнала (шума) выражается соотношением

$$\tilde{K}_{\text{ш}}(\nu_x, \nu_y) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} K(x, y) \exp \{-2\pi j(x\nu_x + y\nu_y)\} dx dy.$$

Оптико-электронный тракт синтезируемого прибора с учетом фиктивного восстанавливающего звена имеет передаточную функцию

$$\tilde{H}(\nu'_x, \nu'_y) = |\tilde{H}(\nu'_x, \nu'_y)| \exp \{j2\pi(\nu'_x x + \nu'_y y)\},$$

где $|\tilde{H}(\nu'_x, \nu'_y)|$ — частотно-контрастная характеристика (модуль передаточной функции); $\nu'_x = \nu_x \beta$; $\nu'_y = \nu_y \beta$; β — коэффициент масштабирования изображения пространства предметов ("увеличение" оптико-электронного тракта).

Преобразование полезной компоненты входного сигнала определяется из соотношения

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} |L(x, y)|^2 dx dy = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{K}(\nu_x, \nu_y) d\nu_x d\nu_y.$$

Среднее квадратическое значение уровня помехи на выходе оптико-электронного тракта определяется как

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} |\tilde{H}(\nu_x, \nu_y)|^2 \tilde{K}_{\text{ш}}(\nu_x, \nu_y) d\nu_x d\nu_y.$$

В качестве целевой функции, неявно зависящей от конструктивных параметров объекта проектирования, удобнее всего выбрать соотношение сигнал/шум, которое всегда задается в ТЗ. Целевая функция

$$\mu(\alpha_i) = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{K}(\nu_x, \nu_y) |\tilde{H}(\nu_x, \nu_y)|^2 d\nu_x d\nu_y}{\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} |\tilde{H}(\nu_x, \nu_y)|^2 \tilde{K}_{\text{ш}}(\nu_x, \nu_y) d\nu_x d\nu_y}, \quad (4)$$

где α_i — конструктивные параметры.

Если случайный сигнал на входе описывается как стационарный, то выражение (4) точно совпадает с постановкой задачи Винера, но для двумерных сигналов. Корреляционная функция выходного сигнала

$$R_{\text{вых}}(x, y) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R_{\text{вх}}(x - x', y - y') h(x', y') dx' dy', \quad (5)$$

где $R_{\text{вх}}$ — корреляционная функция входного сигнала; $h(x, y)$ — импульсный отклик синтезируемого объекта проектирования.

Таким образом, для случайных сигналов, как и для детерминированного сигнала, на входе оптико-электронного тракта возможно использование задачи синтеза.

Записанные для двух случаев интегральные уравнения относительно ядра $h(x, y)$ называются уравнениями Винера—Хопфа и относятся к некорректно поставленным задачам. Такие задачи характеризуются тем, что малым приращениям в исходных данных соответствуют скачкообразные

тной пространственной форме. Такая перестройка формы осуществляется за счет изменения системы координат. В общем виде преобразование временного сигнала $u(t)$ в пространственный описывается выражением

или разрывные приращения решения. Однако специальные методы регуляризации таких уравнений позволяют решать эти задачи на ЭВМ.

Гораздо большие трудности возникают при попытке идентифицировать полученное решение, т. е. по найденной функции $h(x, y)$ или по ее спектру $\tilde{H}(\nu_x, \nu_y)$ определить состав объекта проектирования и его конструктивные параметры. Такую задачу по аналогии с решением ее в других областях техники решают следующим образом:

в начале процесса идентификации рассматривают полную модель обобщенного объекта проектирования, в состав которой входят все возможные звенья;

устанавливают звенья тракта, для которых из условий реализуемости на существующем уровне развития техники или на основании ТЗ можно записать соответствующую передаточную функцию;

в модели объекта проектирования выделяют синтезируемое звено, передаточная функция которого не может быть определена на основании сведений, указанных выше;

решают задачу Винера относительно импульсного отклика или передаточной функции этого звена.

При синтезе ОЭП в качестве синтезируемого звена рациональнее выбрать анализатор изображения, определяющий по существу все особенности оптико-электронного тракта, присущие данному объекту проектирования. Покажем это на основе следующих рассуждений. С одной стороны, источник излучения, слой пространства и приемник лучистой энергии чаще всего не являются объектами проектирования и оговариваются техническим заданием, но даже если они выступают как объект проектирования, вариации их конструктивных параметров или передаточных функций допустимы в очень ограниченных пределах. Например, для спектрального диапазона 8–14 мкм существуют приемники излучения только двух–трех видов. Оптико-электронная система чрезвычайно трудно поддается расчету на схемотехническом уровне и еще больше ограничений на вариацию ее конструктивных параметров накладывает технология оптического производства.

С другой стороны, электронный тракт позволяет широко варьировать конструктивные параметры — в основном коэффициент усиления и постоянную времени (см. гл. 3), поэтому его на этапе синтеза ОЭП можно рассматривать как идеальный.

Анализатор изображения всегда является объектом проектирования. Это звено оптико-электронного тракта дает возможность перейти от обобщенного представления ОЭП к конкретной технической реализации, поскольку знание его конструктивных параметров позволяет решить такие важнейшие задачи проектирования ОЭП, как определение характера сканирования пространства предметов; определение характера модуляции сигналов в оптико-электронном тракте, а следовательно, наличие и тип детекторов и демодуляторов; определение весовой функции раstra (причем, если эта функция является элементарной или вырожденной, сразу можно ответить на вопрос, нужен ли в проектируемом ОЭП такой элемент, который бы расчленил поле зрения на мгновенное и поле обзора).

Следовательно, своего рода "узким местом" в оптико-электронном

тракте для проектанта является анализатор изображения; его выбор, а также определение конструктивных параметров решают, по существу, основную проблему проектирования ОЭП на системотехническом уровне.

Изменяемая часть ОЭП или оговаривается в ТЗ или может быть выбрана проектантом исходя из функциональной принадлежности проектируемого ОЭП на этапе постановки задачи синтеза.

Рассмотрим более подробно результат решения записанного выше интегрального уравнения Винера-Хопфа. Этим решением является функция $h(x, y)$ или ее Фурье-образ $\tilde{H}(\nu_x, \nu_y)$. Если $h(x, y)$ получена из уравнения (5) при введении фиктивного звена, то, по существу, $h(x, y)$ записывает функцию пропускания раstra при построчном анализе изображения, причем при выбранном законе анализа это решение является единственным.

Итак, для решения задачи синтеза ОЭП, сформулированной в настоящем параграфе, необходимо, чтобы в ТЗ было наложено ограничение на закон анализа изображения, причем закон анализа должен быть выбран для случаев плоскопараллельного или чисто вращательного переноса поля $E(x, y)$ относительно системы координат, в которой задана функция пропускания $h(x_a, y_a)$ (или наоборот, $h(x_a, y_a)$ относительно $E(x, y)$).

Если закон развертки, задаваемый ТЗ, отличен от строчного, интегральное уравнение (5) принимает более сложный вид:

$$\Phi'(x', y') = k \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} L(x, y) H_{\Sigma}(x, y; x', y') dx dy,$$

где $\Phi'(x', y')$ — сигнал на выходе восстанавливающего звена; k — коэффициент пропорциональности (его смысл раскрывается ниже); $L(x, y)$ — яркость источника излучения; $H_{\Sigma}(\xi, \eta)$ — импульсный отклик анализатора изображения.

Такое уравнение относится к классу интегральных уравнений Вольтерра, которые являются некорректными.

Благодаря существованию специальных методов регуляризации эти уравнения имеют решение, и в настоящее время существует программное обеспечение, позволяющее решать такие задачи.

Если оговорить в техническом задании импульсный отклик анализатора изображения, искомым становится закон анализа изображения и задача синтеза имеет другую формулировку. В начале решения задачи синтеза определяется сигнал, который возникает на выходе анализатора изображения при строчном законе анализа по известному распределению освещенности на входе и заданной по ТЗ функции $h(x, y)$:

$$\Phi(x', y') = K \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} E(x, y) h(x' - x, y' - y) dx dy. \quad (6)$$

Дискретный аналог функции $\Phi(x', y')$ — матрица отсчетов Φ_{ij} содержит множество значений сигнала при любом положении раstra в поле анализа, если движение раstra плоскопараллельное или чисто вращательное. Выборка этих значений по закону $x'(t), y'(t)$ позволяет получить матрицу-столбец значений временного сигнала на выходе анализатора изображения. Однако в данном случае $x'(t), y'(t)$ — искомые функции. Поскольку

при постановке задачи известен желаемый сигнал $\Phi_{\text{ж}}(x', y')$ или $\Phi_{\text{ж}}\{x'(t), y'(t)\}$, то следующим этапом синтеза является установление соответствия между матрицами Φ_{ij} и $\Phi_{\text{ж}ij}$ или матрицами Φ_{ij} и $\Phi_{\text{ж}k}$; матрица-столбец $\Phi_{\text{ж}k}$ содержит отсчеты функции $\Phi\{x'(t), y'(t)\}$ в равноотстоящих на Δt точках при изменении t . В первом случае синтезируется ОЭП информационного типа, а во втором — ОЭП для определения координат. Алгоритм, по которому строится соответствие матрицы Φ_{ij} и Φ_k , изображен на рис. 4. Для выполнения расчетов по этому алгоритму проектант задается значением

$$\delta = |\Phi_{ij} - \Phi_{\text{ж}}|,$$

являющимся степенью соответствия желаемого сигнала полученному в результате найденного закона анализа изображения [точнее, его дискретному аналогу — $k_2(n), k_3(n)$].

Аналогичным образом строится и алгоритм установления соответствия Φ_{ij} и $\Phi_{\text{ж}ij}$.

Поскольку величина δ устанавливается проектантом, сформулированная выше задача может иметь столько же решений, сколько значений δ задает проектант, многократно решая задачу синтеза на ЭВМ. Следовательно, выбор единственного варианта закона сканирования должен проводиться на этапе решения задачи анализа.

В заключение рассмотрим результат решения задачи синтеза ОЭП, преобразующего изображение (типа тепловизора).

Распределение нормированной яркости на входе оптической системы — изображение тест-объекта (рис. 5).

В качестве желаемого выходного сигнала рассматривалось изображение тест-объекта h_{ij} , отфильтрованное устройством с известным импульсным откликом (рис. 6). В результате решения интегрального уравнения (6) получим матрицу отсчетов функции $H(\nu_x, \nu_y)$, соответствующую Фурье-образу h_{ij} (рис. 7).

До сих пор задача синтеза ОЭП формулировалась относительно нормированных безразмерных функций $L(x, y)$, $h(x, y)$ и др. В интегральных уравнениях Винера—Хопфа и Вольтерра принимался $k = 1$. Однако определение его значения — сложная задача при проектировании ОЭП именно на системотехническом уровне. Этот коэффициент

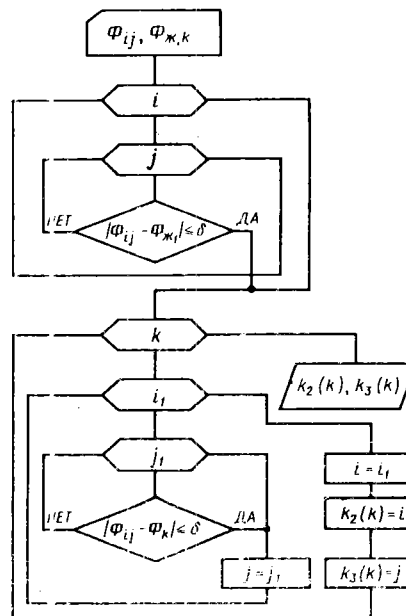


Рис. 4. Алгоритм выборки отсчетов закона анализа изображения при синтезе ОЭП

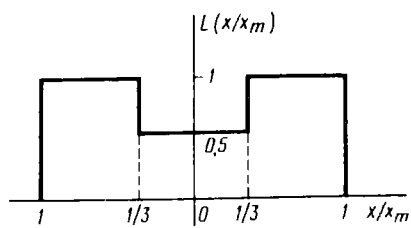


Рис. 5. Изображение тест-объекта:
 x_m – половина ширины объекта

Рис. 6. Импульсный отклик известного прибора:
 а – сечение $j = 32$; б – сечение $i = 32$, где
 i, j – номера отсчетов

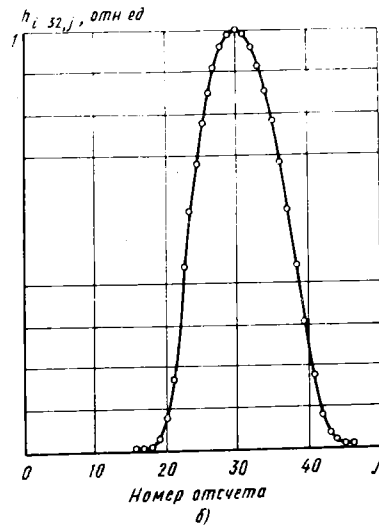
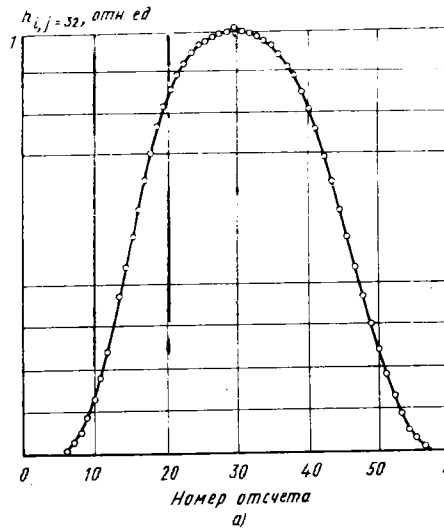
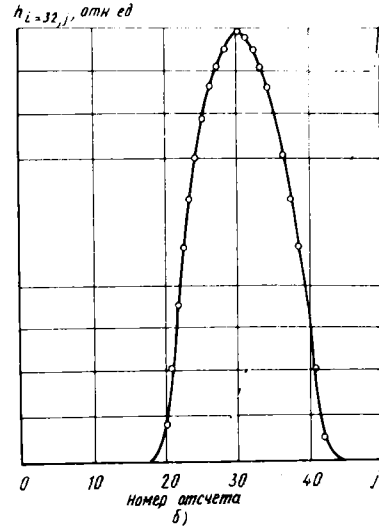
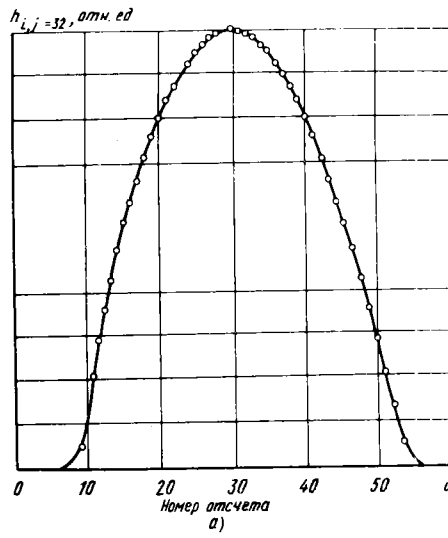


Рис. 7. Импульсный отклик синтезируемого прибора:
 а – сечение $j = 32$; б – сечение $i = 32$

учитывает свойства оптико-электронного тракта изменять физическую природу преобразуемого сигнала:

$$k = \pi L_0 \sin^2 \sigma'_A S k_{э.т} \eta,$$

где τ — интегральный коэффициент пропускания слоя пространства; L_0 — максимальное абсолютное значение яркости излучения источника; σ'_A — задний апертурный угол оптической системы; S — интегральная вольтова чувствительность приемника лучистой энергии; $k_{э.т}$ — коэффициент усиления электронного тракта; η — интегральный коэффициент пропускания анализатора изображения.

Величины τ , S и η должны быть пересчитаны из соответствующих спектральных характеристик с учетом спектрального состава излучения. Вопросы такого пересчета достаточно подробно изложены в литературе [2, 3], поэтому дальнейшие рассуждения проводятся без дополнительных ссылок. Вопросы пересчета спектральных характеристик рассмотрены подробно в гл. 3.

В общем случае с учетом спектрального диапазона излучения на входе ОЭП можно записать

$$k = \begin{cases} 0 & \text{при } \Phi < \Phi_{\text{пор}}; \\ \pi \eta \sin^2 \sigma'_A \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} L(\lambda) \tau_c(\lambda) \tau_o(\lambda) s(\lambda) d\lambda & \text{при } \Phi \geq \Phi_{\text{пор}}, \end{cases}$$

где Φ — поток излучения на входе ОЭП; $\Phi_{\text{пор}}$ — пороговое значение потока; $L(\lambda)$ — спектральная плотность излучения; τ_c , τ_o — спектральные коэффициенты пропускания слоя пространства и оптической системы; $s(\lambda)$ — спектральная чувствительность ПЛЭ.

Величина $\Phi_{\text{пор}}$ при синтезе ОЭП на системотехническом уровне определяется или непосредственным пересчетом D^* , или с учетом приема и обработки сигнала с накоплением.

Величина σ'_A определяется диаметром входного зрачка оптической системы и ее фокусным расстоянием. Коэффициент η зависит от отношения элементарного поля анализа ω_a и общего поля зрения оптической системы ω_o . Следовательно,

$$k = k \{ \omega_o, \eta, \omega_a, s(\lambda), \tau_o(\lambda), D_{\text{зр.вх}}, f'_o \},$$

где f'_o — фокусное расстояние оптической системы; $D_{\text{зр.вх}}$ — диаметр входного зрачка. Часть перечисленных аргументов можно считать конструктивными параметрами системотехнического уровня проектирования ОЭП. К ним прежде всего следует отнести $D_{\text{зр.вх}}$, f'_o , ω_o и ω_a .

Величина η становится известной на первом этапе решения задачи синтеза ОЭП, когда определяется состав оптико-электронного тракта, изменяемой части, а также закон анализа изображения. Ориентировочные значения конструктивных параметров выбирают на втором этапе решения задачи синтеза, который сводится к определению значений конструктивных параметров, при которых отношение сигнал/шум достигает максимального значения. Такая задача решается направленным подбором значений конструктивных параметров и относится к задачам параметрической оптимизации.

Конструктивные параметры $D_{\text{э.в.}}$, f_0 , ω_0 , ω_a и S не являются единственными параметрами ОЭП. Кроме определения их значений, проектанту требуется найти передаточные функции звеньев, составляющих ОЭП. Уточнение значений параметров, с помощью которых задаются указанные функции, составляет часть задач анализа и параметрической оптимизации.

2. АНАЛИЗ ОЭП

На этапе синтеза ОЭП (см. гл. 2 п. 4) проектант получает представление о характере анализа изображения в оптико-электронном тракте и выбирает изменяемую часть прибора. Вследствие неоднозначности решения задачи синтеза проектанту необходимо установить закон анализа изображения и закон сканирования изображения. Кроме того, в силу специфики постановки задачи синтеза остальные звенья оптико-электронного тракта выбраны только лишь с учетом настоящего уровня развития техники, значения их конструктивных параметров требуют уточнения. Для уточнения темы объекта проектирования необходимо провести выбор значений конструктивных параметров так, чтобы проектируемый прибор был оптимальным по ТЗ.

Решение задачи оптимизации распадается на следующие этапы [10]: построение математической модели объекта проектирования; выбор целевой функции; выбор метода оптимизации; направленный поиск сочетания значений параметров математической модели, обеспечивающего достижение целевой функции.

При проектировании ОЭП эти этапы имеют более конкретную трактовку: построение математической модели оптико-электронного тракта и изменяемой части ОЭП, определение тестового входного возмущения и желаемого выходного сигнала, определение значений конструктивных параметров модели, обеспечивающих получение желаемого выходного сигнала минимальным количеством аппаратных средств.

Существует развитый аппарат оптимизации для различных математических моделей, однако его применение требует строгой математической постановки задачи, а это не всегда возможно, особенно если в качестве целевой функции выступает желаемый многомерный сигнал. Поэтому при решении задач проектирования в САПР часто прибегают к расчленению процесса оптимизации на два этапа.

1. Анализ веса конструктивных параметров. На этом этапе определяется степень влияния того или иного конструктивного параметра на процесс функционирования объекта проектирования.

2. Собственно параметрическая оптимизация. При таком подходе удается снизить размерность целевой функции и придать направленный характер поиску оптимального сочетания значений конструктивных параметров.

Таким образом, между этапами синтеза и параметрической оптимизации ОЭП необходимо провести анализ модели объекта проектирования.

С учетом сказанного выше задачу анализа ОЭП на системотехническом уровне проектирования можно сформулировать следующим образом:

на математической модели объекта проектирования по заданному входному воздействию необходимо определить степень влияния изменений значений конструктивных параметров на выходной сигнал ОЭП.

Такая постановка задачи анализа аналогична задачам, решаемым в теории чувствительности [15]. Рассмотрим ее математическую формулировку в самом общем виде. Пусть на этапе решения задачи синтеза ОЭП была получена передаточная функция ОЭП в виде $\tilde{H}(v_x, v_y, \alpha_i)$, где α_i — конструктивные параметры объекта проектирования. Если один из конструкторских параметров α_i отклоняется от своего номинального значения на величину γ_i , то передаточную функцию можно записать в виде $\tilde{H}(v_x, v_y, \gamma_i)$. Тогда выходной сигнал ОЭП можно определить из соотношения

$$\tilde{E}(v_x, v_y, \gamma_i) = \tilde{H}(v_x, v_y, \gamma_i) \tilde{L}(v_x, v_y).$$

Если функции $\tilde{E}(v_x, v_y, \gamma_i)$ и $E(x, y, \gamma)$ являются дифференцируемыми по γ , то их можно представить рядом Тейлора. Запишем разложение функции $E(x, y, \gamma_i)$ в ряд Тейлора:

$$E(x, y, \gamma_i) = E(x, y) + \frac{\partial E(x, y, \gamma_i)}{\partial \gamma_i} \Big|_{\gamma_i=0} \gamma_i + \\ + \frac{\partial^2 E(x, y, \gamma_i)}{\partial \gamma_i^2} \Big|_{\gamma_i=0} \frac{\gamma_i^2}{2} + \dots + \frac{\partial^n E(x, y, \gamma_i)}{\partial \gamma_i^n} \Big|_{\gamma_i=0} \frac{\gamma_i^n}{n!}.$$

Аналогичным образом можно записать разложение в ряд Тейлора функции $H(x, y, \gamma_i)$ в окрестностях номинального значения параметра α_i :

$$H(x, y, \gamma_i) = H(x, y) + \frac{\partial H(x, y, \gamma_i)}{\partial \gamma_i} \Big|_{\gamma_i=0} \gamma_i + \\ + \frac{\partial^2 H(x, y, \gamma_i)}{\partial \gamma_i^2} \Big|_{\gamma_i=0} \frac{\gamma_i^2}{2} + \dots + \frac{\partial^n H(x, y, \gamma_i)}{\partial \gamma_i^n} \Big|_{\gamma_i=0} \frac{\gamma_i^n}{n!}.$$

С учетом разложений $E(x, y)$ и $H(x, y)$ в ряды выражение для выходного сигнала ОЭП принимает вид

$$E(x, y) + \frac{\partial E(x, y, \gamma_i)}{\partial \gamma_i} \Big|_{\gamma_i=0} \gamma_i + \dots + \frac{\partial^n E(x, y, \gamma_i)}{\partial \gamma_i^n} \Big|_{\gamma_i=0} \frac{\gamma_i^n}{n!} = \\ = \int_{-\infty}^{\infty} L(x', y') \left\{ H(x_1, y_1) + \frac{\partial H(x_1, y_1, \gamma)}{\partial \gamma_i} \Big|_{\gamma_i=0} \gamma_i + \dots + \right. \\ \left. + \frac{\partial^n H(x_1, y_1, \gamma)}{\partial \gamma_i^n} \Big|_{\gamma_i=0} \frac{\gamma_i^n}{n!} \right\} dx' dy',$$

где $x_1 = x - x'$; $y_1 = y - y'$.

Потребовав почленного соответствия слагаемых в левой и правой частях, можно записать

$$E(x, y) = \int_{-\infty}^{\infty} L(x', y') H(x_1, y_1) dx' dy',$$

$$\Psi(x, y, \gamma_i) = \frac{\partial E(x, y, \gamma_i)}{\partial \gamma_i} = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} L(x', y') \frac{\partial E(x_1, y_1, \gamma_i)}{\partial \gamma_i} \Big|_{\gamma_i=0} \gamma_i dx' dy',$$

$$\Psi^{(n)}(x, y, \gamma_i) = \frac{\partial^n E(x, y, \gamma_i)}{\partial \gamma_i^n} = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} L(x', y') \times \\ \times \frac{\partial^n E(x_1, y_1, \gamma_i)}{\partial \gamma_i^n} \Big|_{\gamma_i=0} \frac{\gamma_i^n}{n!} dx' dy'.$$

Таким образом, для получения выражения, связывающего выходной сигнал ОЭП с изменением i -го конструктивного параметра тракта, достаточно найти выражения для $\Psi^{(n)}(x, y, \gamma_i)$ и образовать ряд вида

$$E(x, y, \gamma_i) = E(x, y) + \sum_{n=1}^m \Psi^{(n)}(x, y, \gamma_i).$$

Число членов ряда m определяет точность, с которой описывается влияние изменения i -го конструктивного параметра на выходной сигнал.

Заметим, что для вычисления $\Psi^{(n)}(x, y, \gamma_i)$ на ЭВМ применяется такой же алгоритм, как и для модельного представления оптико-электронного тракта или многомерной части тракта (оптической системы, слоя пространства и т. п.). Различие в вычислениях заключается в том, что в качестве ядра интегрального уравнения в одном случае выступает $H(x, y)$, а в других — ее частные производные.

Вычисление частных производных $\Psi^{(n)}(x, y, \gamma_i)$ на ЭВМ потребовало бы формирования в оперативной памяти трехмерных массивов (если при моделировании учитывать длину волны излучения, размерность возрастает). Возрастание размерности массивов приводит к росту затрат машинного времени по закону

$$T = \Delta t \prod_{i=1}^n N_i,$$

где Δt — затраты машинного времени на выполнение одной операции; N_i — размерность i -го измерения; n — число измерений.

Затраты ресурсов ЭВМ можно существенно сократить, если в качестве функции, описывающей $H(x, y)$ или $\tilde{H}(\nu_x, \nu_y)$, использовать ее разложение в степенной ряд:

$$H(x, y) = \sum_{j=0}^{\infty} \sum_{i=0}^{\infty} \alpha_{ij} x^i y^j;$$

$$\tilde{H}(\nu_x, \nu_y) = \sum_{j=0}^{\infty} \sum_{i=0}^{\infty} \beta_{ij} \nu_x^i \nu_y^j.$$

Рассмотрим преимущества такого подхода. Коэффициенты α_{ij} легко определяются на ЭВМ с использованием стандартного математического обеспечения. Эти коэффициенты можно рассматривать как конструктивные параметры системотехнического уровня проектирования, дополняющие множество $D_{\text{эп.вх.}}, \omega_a, \omega_o, \eta, S, f_o$. Тогда определение частных произ-

водных $\Psi^{(n)}(x, y, \gamma_i)$ сводится к аналитическому однократному дифференцированию (производные степени $n > 1$ тождественно равны 0), т. к. степенные ряды записаны по x и y . В этом случае функция Ψ должна иметь индекс:

$$\Psi_{ij} = x_i y_j.$$

При этом вычислением первой производной исчерпывается точный анализ чувствительности по ij -му конструктивному параметру:

$$E(x, y, \alpha_{ij}) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} E(x', y') [H(x_1, y_1) + \alpha_{ij} x_i^1 y_j^1] dx' dy',$$

где $x_1 = x - x'$, $y_1 = y - y'$.

Существенным недостатком такого модельного представления ядер $H(x, y)$ является отсутствие физического смысла у коэффициентов α_{ij} . При анализе ОЭП проектант должен оценивать чувствительность коэффициентов α_{ij} к вариациям конструктивных параметров схемотехнического уровня. Устранить этот недостаток можно, подобрав соответствующую технологию проектных работ, согласно которой на системотехническом уровне осуществляется оптимизация изменением и подбором коэффициентов α_{ij} (β_{ij}), а на схемотехническом уровне после оценки чувствительности соответствующих конструктивных параметров по отношению к α_{ij} (β_{ij}) производится оптимизация в целях достижения соответствующих значений α_{ij} . При этом на системотехническом уровне на основе анализа чувствительности α_{ij} назначаются и допуски на эти коэффициенты. Поэтому для проектанта схемотехнического уровня САПР открывается возможность варьирования значениями соответствующих конструктивных параметров.

Рассмотрим постановку задачи анализа для одномерной части оптико-электронного тракта. Процесс преобразования сигнала в электронной части ОЭП может быть однозначно описан системой обыкновенных дифференциальных уравнений

$$Y^{(n)}(x_i) = F^{(m)}(x_j).$$

Такие системы дифференциальных уравнений удобно представить в алгебраической форме, воспользовавшись свойствами преобразования Лапласа или Фурье, а затем записать отношение левой и правой частей в виде передаточной функции. После факторизации этой функции и наложения условий физической реализуемости обобщенная передаточная функция

$$W(p) = \prod_i w_i(p),$$

где $w_i(p)$ — передаточные функции типовых звеньев САП.

Если электронный тракт описывается системой нелинейных уравнений, его можно моделировать последовательно соединенными линейной частью $W(p)$ и безынерционной нелинейностью $f(x, t)$. Нелинейное звено описывается амплитудной характеристикой вида

$$f(x) = \sum_{i=1}^n \delta_i x^i,$$

где x — амплитуда входного сигнала.

Тогда сигнал $u_1(t)$ на входе нелинейности и выходной сигнал $u_2(t)$ связываются алгебраическим соотношением

$$u_2(t) = \sum_{i=1}^n \delta_i u_1^2(t).$$

Важнейшей, по существу — основной задачей проектирования, решаемой на системотехническом уровне проектирования ОЭП, является обеспечение заданного по ТЗ соотношения сигнал/шум. Это требование удовлетворяется выбором полосы пропускания тракта и подбором специальной нелинейности. Проектиранту ОЭП привычно пользоваться понятиями: коэффициент усиления, транспортная задержка κ , постоянные времени типовых звеньев τ_i , T_j , Q_k , L_m , ξ_j , ξ_n . Таким образом, перечисленные параметры являются конструктивными на системотехническом уровне.

Такая степень детализации удобна проектиранту и облегчает решение задачи анализа. Связь между этими и конструктивными параметрами схемотехнического уровня во многих случаях известна или может быть установлена на математической модели соответствующего уровня. Анализ чувствительности выходных сигналов электронного тракта к изменению конструктивных параметров для линейных звеньев, описываемых соответствующими сомножителями в выражении для обобщенной функции разомкнутого тракта, хорошо описан в литературе [5]. Сигнал на выходе линейной части электронного тракта при изменении одного из конструктивных параметров q_m из множества $\{\kappa, \tau_i, T_j, Q_k, L_m, \xi_j, \xi_n\}$ с помощью преобразования Лапласа описывается в виде [15]

$$u_2(t, q_m) = L^{-1} \{ W(p, q_m) \tilde{u}_1(p) \},$$

где L^{-1} — оператор обратного преобразования Лапласа.

Воспользовавшись условием существования всех производных левой и правой частей этого выражения, этот сигнал можно записать с помощью ряда Тейлора:

$$u_2(t, q_m) = u_0(t) + \Psi(t) q_m + \Psi^{(2)}(t) \frac{q_m^2}{2} + \dots + \Psi^{(n)}(t) \frac{q_m^n}{n!} + \dots, \quad (7)$$

где

$$\Psi^{(n)}(t) = L^{-1} \left\{ \frac{\partial^n W(p, q_m)}{\partial q_m^n} \Big|_{q_m=0} \tilde{u}_1(p) \right\}; \quad \tilde{u}_1(p) = L \{ u_1(t) \}.$$

Функции $\Psi^{(n)}(t)$ носят название функций чувствительности. Аналогичный ряд можно записать и в частотной области:

$$\tilde{u}_2(p, q_m) = \tilde{u}_0(p) + \tilde{\Psi}(p) q_m + \dots + \tilde{\Psi}^{(n)}(p) \frac{q_m^n}{n!} + \dots,$$

где знак $\sim$ означает преобразование Лапласа от соответствующего оригинала; $\tilde{\Psi}^{(n)}(p)$ — функция чувствительности.

Таким образом, как и для многомерной части оптико-электронного тракта, задачу анализа удобнее ставить с позиций теории чувствительности. При этом частные производные для определения функций чувствительности при анализе ОЭП можно вычислять аналитически.

Аналогичным образом ставится задача анализа и при наличии нелинейностей в электронном тракте. Пусть амплитудная характеристика безынерционной нелинейности описывается степенным рядом

$$f(u) = \sum_{i=0}^{\infty} \delta_i u^i.$$

В этом случае $\{\delta_i\}$ можно рассматривать как множество конструктивных параметров. Изменение значения i -го параметра обозначим $\sigma_i = \delta_i - \delta_{0i}$. Тогда выражение (7), записанное через ряд Тейлора в окрестностях δ_{0i} , будет иметь вид

$$u_2(t, \sigma_i) = \sum_{i=1}^n \delta_{0i} u_1^i(t) + \sum_{i=1}^n \sigma_i u_1^i(t).$$

Характерная особенность такой постановки задачи анализа заключается в том, что для проектанта параметры δ_i имеют конкретный физический смысл и существует связь между δ_i и параметрами схемотехнического уровня проектирования.

Рассмотрим подробнее методику анализа чувствительности сигналов ОЭП к изменению его конструктивных параметров. Если для анализа одномерной части ОЭП проектанту достаточно оценить влияние изменения параметров объекта проектирования на форму сигнала или его одномерный спектр, то в многомерных звеньях такая оценка затруднена ввиду известных сложностей представления двумерных (в общем случае многомерных) сигналов. Поэтому если нет необходимости проводить анализ влияния изменения параметров на выходной сигнал, а следует оценить лишь степень влияния того или иного параметра в сопоставлении с остальными, удобнее пользоваться интегральными оценками выходных сигналов. Для двумерных участков оптико-электронного тракта такой оценкой является

$$K_{ij} = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} |\tilde{H}(\nu_x, \nu_y, \gamma_{ij})|^2 d\nu_x d\nu_y.$$

В этом случае множество значений K_{ij} образует матрицу чувствительности, форма и размеры которой дают значительную информацию проектанту об объекте проектирования.

Например, если

$$K_{ij} = \begin{cases} 0 & \text{при } i \neq j; \\ K_{ij} & \text{при } i = j, \end{cases}$$

то матрица чувствительности является диагональной, сигнал и его спектр обладают свойством симметрии. Степень вырожденности матрицы $\|K_{ij}\|$ дает проектанту возможность свободного выбора значений тех или иных параметров. Точно так же можно ввести интегральный критерий для весовой оценки чувствительности конструктивных параметров одномерной части ОЭП или оптико-электронного тракта:

$$G_i = \int_0^{\infty} |\tilde{u}(\nu_i)|^2 d\nu_i.$$

Множество значений $\{G_i\}$ также образует матрицу чувствительности в виде матрицы-столбца.

Оценив относительные веса конструктивных параметров с помощью математической модели объекта проектирования, реализованной на ЭВМ, проектант может переходить к решению задачи параметрической оптимизации.

В заключение этого раздела следует еще раз подчеркнуть, что достоинством сформулированной выше постановки задачи анализа является то, что при проведении как одновариантного, так и многовариантного анализа, используется одна и та же модель объекта проектирования, которая реализуется на ЭВМ с помощью алгоритмов быстрых спектральных преобразований.

3. ЗАДАЧА ОПТИМИЗАЦИИ ПРИ АВТОМАТИЗИРОВАННОМ ПРОЕКТИРОВАНИИ ОЭП

Если рассматривать множества конструктивных параметров объекта проектирования $\{\gamma_{ij}\}$, $\{\delta_i\}$ и т. п. как проекции некоторого вектора F в ортонормированном базисе, то задачу оптимизации можно сформулировать в виде

$$\min |F - F_{\text{ж}}|,$$

где $F_{\text{ж}}$ — желаемый вектор, соответствующий желаемому выходному сигналу ОЭП. Иногда вектор $Y = F - F_{\text{ж}}$ носит название целевой функции [10]. Задача минимизации целевой функции может решаться несколькими методами.

Для оптимизации объектов проектирования, в которых происходят одномерные процессы, предлагаются методы [2], основанные на анализе знака и значения соответствующих производных от целевой функции, а также на анализе градиента целевой функции.

Поскольку в задаче анализа объекта проектирования используются алгоритмические модели, для проведения оптимизации в САПР используется поисковая схема.

Поисковая оптимизация [2] осуществляется с помощью специального программного обеспечения и заключается в переборе значений целевой функции в окрестности некоторой наперед заданной точки, соответствующей множеству значений аргументов целевой функции. В начале поиска экстремума задаются ориентировочные значения аргументов целевой функции. Далее на каждом шаге оптимизации происходит изменение аргументов и вычисление нового значения целевой функции. Сопоставление значений целевой функции позволяет принимать решение об изменении тактики поиска экстремума.

В зависимости от характера экстремума различают методы условной и безусловной, а также локальной и общей оптимизации. Наиболее удобно и просто реализовать на ЭВМ методы поиска безусловных локальных экстремумов.

В зависимости от тактики поиска экстремума различают методы ну-

левого, первого и второго порядка (по порядку производной от целевой функции, анализ которой и определяет тактику поиска).

Наибольшее распространение в задачах автоматизированного проектирования получили градиентные методы оптимизации [2]. Особенность этих методов заключается в поиске локальных экстремумов целевой функции с использованием первых и вторых производных этой функции. Если в качестве целевой функции выбрано отклонение от желаемого выходного сигнала, то для оптимизации удобно пользоваться результатами анализа чувствительности конструктивных параметров.

При поиске локальных экстремумов целевой функции используются алгоритмы, по которым на каждом шагу оптимизации вычисляется целевая функция, и по заданной ϵ -окрестности оптимальной точки назначается прекращение поиска. Например, метод скорейшего спуска реализуется путем вычисления

$$W = \text{grad } |Y(\bar{x})|, \quad \bar{x} = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$$

и переходом на следующий цикл в направлении максимального значения W .

При реализации этого метода на ЭВМ последовательно выполняются следующие операции.

1. Строится математическая модель объекта проектирования в виде программы, с помощью которой устанавливается связь между конструктивными параметрами и выходными характеристиками объекта проектирования.

2. Определяется выходная характеристика при ориентировочно выбранных значениях конструктивных параметров и степень ее отличия от желаемой.

3. Определяется значение W по вычисленным значениям функции чувствительности.

4. Осуществляется переход к п. 2 с одновременным приращением значений конструктивных параметров. Процесс прекращается, как только изменится знак градиента или

$$|Y_k - Y_{k+1}| < \sigma,$$

где σ — наперед заданная величина, определяющая точность оптимизации; k — номер шага.

Приращение значения конструктивного параметра, именуемое шагом, выбирают на начальном этапе в десятки раз больше, чем исходное значение параметра в ϵ -окрестности.

Программы оптимизации, использующие метод Ньютона, построены так, чтобы автоматически выбирать и начальные значения, и направление поиска. Для определения приращения целевой функции пользуются величиной

$$\Delta X_k = H_{k-1} \text{grad } |Y(\bar{x})|,$$

где H_{k-1} — матрица Гессе, элементы которой — вторые частные производные Y по x :

$$H_{k-1} = \begin{vmatrix} \frac{\partial^2 Y}{\partial x_1^2} & \dots & \frac{\partial^2 Y}{\partial x_1 \partial x_n} \\ \frac{\partial^2 Y}{\partial x_2^2} & \dots & \frac{\partial^2 Y}{\partial x_2 \partial x_n} \\ \dots & \dots & \dots \end{vmatrix}$$

Описанные выше методы оптимизации относятся к методам первого и второго порядков в соответствии с порядком производных, используемых при их реализации. Большинство существующих градиентных методов так или иначе сводятся к указанным [2].

Методы оптимизации, основанные на прогнозе поведения модели, в меньшей мере освещены в литературе. Тем не менее эти методы наиболее перспективны при значительной размерности вектора $Y(\bar{x})$. Существо этих методов заключается в следующем. В память ЭВМ вводят таблицу статистических данных, полученных случайной (или псевдослучайной — от генератора случайных чисел) выборкой значений конструктивных параметров; указывают критерий, по которому ЭВМ должна выдать прогноз проведения выходной характеристики объекта проектирования оптимальной сложности. В качестве такого прогноза выступает полином, описывающий связь конструктивных параметров с целевой функцией. Указанные методы используют в качестве базового метод группового учета аргументов (МГУА). Его преимуществом является возможность получения объективного прогноза по данным, вычисленным в 10–20 точках, если число коэффициентов прогнозирующего полинома исчисляется миллионами.

Следует отметить, что МГУА (и его модификации) используются в настоящее время в основном для прогнозирования временных процессов. Его применение для задач оптимизации приводит к необходимости изменения числа независимых переменных при построении прогнозирующей функции.

Рассмотрим схему МГУА на примере прогнозирующей функции одного переменного. Пусть необходимо сделать прогноз поведения объекта проектирования на основе изменения одного аргумента x_1 . В качестве функций, моделирующих связь x_1 с выходной характеристикой, рассматривается набор полиномов:

$$\begin{aligned} a_0 + a_1 x_1, & \quad a_0 + a_2 x_1^2, & \quad a_0 + a_3 x_1^3, \\ a_0 + a_1 x_1 + a_2 x_1^2, & \quad a_0 + a_1 x_1 + a_3 x_1^3, \\ a_0 + a_2 x_1^2 + a_3 x_1^3, \\ a_0 + a_1 x_1 + a_2 x_1^2 + a_3 x_1^3. \end{aligned}$$

Группы полиномов расположены по возрастанию сложности модели прогнозирующей функции. Каждый из полиномов-претендентов оценивают в соответствии с исходными значениями x_1 и Y и по критерию схожести выбирают полином наилучшего приближения $Y(x_1)$. Алгоритм выбора называется селекцией. При большом числе независимых переменных алгоритм, реализующий МГУА, строят следующим образом.

1. Образуют функции двух аргументов, для каждой из которых находят частную модель:

$$f_i(x_j, x_k) = a_{0i} + a_{1i}x_j + a_{2i}x_k + a_{3i}x_j^2 + a_{4i}x_k^2 + a_{5i}x_jx_k,$$

где $i = 1, 2, \dots, s_1$; $k = j + 1, j + 2, \dots, l$; $j = 1, 2, \dots, (l - 1)$; $s_1 = l(l - 1)/2$.

2. Коэффициенты $a_0, \dots, a_5$ частной модели оценивают по части исходных данных (эта совокупность исходных данных, являющихся результатом расчетов на модели объекта проектирования, называется обучающей последовательностью).

3. Из всех частных моделей выбирают N лучших, отвечающих заданному критерию сходимости.

4. Пункты 1–3 повторяют с одновременным подбором пар выходных зависимых переменных, которые на новом шагу селекции выступают как независимые, относительно которых строят частные модели.

В результате образуется система полиномов, прогнозирующих поведение объекта проектирования в аналитическом виде, например

$$z(x_1, x_2, x_3) = b_{02} + b_{12}y_1 + b_{22}y_2;$$

$$y_1 = a_{01} + a_{11}x_1 + a_{21}x_2;$$

$$y_2 = a_{03} + a_{13}x_2 + a_{23}x_3.$$

Отметим, что первый полином образовался на первом шаге селекции, второй – на втором, третий – на третьем.

Поиск экстремумов функции $z(x_1, x_2, x_3)$ – задача, решаемая любым из методов оптимизации, причем время расчета каждой пробы (выполнение числа оптимизаций) существенно меньше времени расчета пробы по модельному представлению объекта проектирования. Что касается затрат оперативной памяти ЭВМ, то они по меньшей мере на порядок больше при использовании градиентных методов оптимизации непосредственно, т. е. при проведении оптимизации модели объекта проектирования.

Алгоритм, с помощью которого строится программа параметрической оптимизации объекта проектирования с использованием МГУА, имеет следующий вид.

1. По описанию проектанта или в результате решения задачи синтеза в ЭВМ строится программа, реализующая математическую модель объекта проектирования.

2. С помощью программы по п. 1 рассчитываются выходные сигналы (или значения целевой функции) при случайном (или псевдослучайном) наборе значений конструктивных параметров, т. е. строится обучающая последовательность.

3. С помощью программы, реализующей МГУА, строится прогнозирующая функция, т. е. модель объекта проектирования, указанная в п. 1, строится как модель поведения объекта проектирования при вариации его параметров.

4. В зависимости от степени полиномов, с помощью которых строится модель в п. 3, выбирается тот или иной метод оптимизации.

5. Выполняется оптимизация объекта проектирования с использованием модели, найденной в п. 3.

Особенностью этого алгоритма является возможность его использования на схемотехническом уровне проектирования при большом числе конструктивных параметров.

Кроме того, при его применении отпадает необходимость в анализе чувствительности, поскольку модель поведения объекта проектирования является оптимальной по сложности [18].

Реализация модели ОЭП на ЭВМ даже с использованием быстрых алгоритмов требует значительных затрат ресурсов ЭВМ, прежде всего машинного времени (см. гл. 3). Использование МГУА для проведения оптимизации ОЭП позволит существенно сократить ресурсы, поскольку в этом случае "первичная модель" используется лишь для получения 10–20 значений целевой функции, образующих обучающую последовательность. После этого программа, реализующая эту последовательность, может быть переписана из оперативной памяти во внешнюю.

Глава 3. МОДЕЛИРОВАНИЕ ОЭП НА СИСТЕМОТЕХНИЧЕСКОМ УРОВНЕ

1. ОСНОВЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ СИСТЕМ

Моделирование является способом отображения или воспроизведения объективных закономерностей исследуемых явлений и объектов. Определяя гносеологическую роль моделирования, т. е. его значение в процессе познания, необходимо прежде всего выделить то общее, что присуще всем моделям.

Это общее заключается в наличии некоторой структуры (статической или динамической, реальной или абстрактной), которая действительно подобна другой системе или рассматривается в качестве подобной структуры. Под моделью понимается такая представленная теоретически или реально существующая система, которая, отображая или воспроизводя объект исследования, способна замещать его так, что ее поведение дает представление о поведении объекта. Итак, модель – это естественный или искусственный объект, находящихся в соответствии с изучаемым объектом или его частью.

Математическая запись, составленная на основании совокупности образов и отражающая физические закономерности исследуемого объекта или явления, представляет собой математическую модель. Поэтому моделирование рассматривается как создание некоторой системы – модели, имеющей определенное сходство с реальной системой – оригиналом. Модель и оригинал связаны сложными зависимостями подобия.

Модель называется *изоморфной*, если она и реальная система поэлементно соответствуют одна другой, например, как чертеж и изготовленное по нему изделие, негатив и полученный с него отпечаток. Во многих случаях изоморфные модели оказываются чрезмерно сложными и неудобными для использования.

Модели, элементы которых соответствуют лишь крупным частям реальной системы, а полное поэлементное соответствие между моделью

и системой отсутствует, называются гомоморфными. Обычно модель сложной системы строится как гомоморфный образ объекта в целом, но изоморфный по отношению к изучаемым характеристикам.

Моделирование по степени подобия системы реализуется тремя способами.

Способ полного моделирования характеризуется выражением

$$X_j = m_j Y_j,$$

где X_j — параметры моделирующей системы; m_j — масштабирующий множитель, или масштабный коэффициент; Y_j — параметры модели.

Способ неполного моделирования основан на том, что протекание всех основных процессов, характеризующих изучаемое явление, подобно реальному только частично.

Способ приближенного моделирования основан на приближенном подобии. При его реализации имеются сознательно допускаемые и оцениваемые погрешности, связанные с упрощением физических представлений.

Понятие модели требует введения понятия подобия или адекватности. Первоначально заимствованное из геометрии понятие подобия получило в дальнейшем более широкий смысл, переросло в самостоятельный теоретический раздел, определяющий условия взаимно однозначного соответствия между моделью и объектом, а также между различными модельными представлениями одного и того же явления или объекта.

Моделирование во всех его видах и формах должно осуществляться на основе некоторых математических соотношений, количественно фиксирующих условия подобия, — критериев подобия. Однако не во всех случаях моделирования удастся найти критерии подобия. Поэтому иногда говорят о критериальных и некритериальных моделях, хотя все модели должны быть в той или иной форме критериальными.

Рассмотрим кратко элементы теории подобия. Процессы или системы подобны друг другу, если существует некоторое соответствие сходственных величин (параметров). При этом полное моделирование и полное подобие математически характеризуются следующим соотношением сходных параметров модели R_j и оригинала P_j :

$$P_j/R_j = m_j.$$

Подобию во всех видах свойственны общие закономерности.

Первая теорема подобия. Подобные явления или системы имеют численно одинаковые сочетания параметров, называемые критериями подобия. Существо теоремы в том, что два явления или две системы называются подобными, если все их количественные характеристики имеют одинаковые сочетания параметров.

Если допустить, что первая система имеет количественные характеристики $P_1, P_2, \dots, P_n$, а вторая — характеристики $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_n$, то системы подобны, если между этими характеристиками существуют зависимости:

$$P_1 = m_1 \varphi_1;$$

$$P_2 = m_2 \varphi_2;$$

.....

$$P_n = m_n \varphi_n.$$

Величины $m_1, m_2, \dots, m_n$ — масштабные коэффициенты или коэффициенты подобия; P_i, φ_i — сходственные параметры процессов (элементов) рассматриваемых систем.

Коэффициенты подобия связаны теми же уравнениями, что и количественные характеристики, зависимость между которыми они выражают.

Критерии подобия — это безразмерные комбинации из всех или части параметров устройств и переменных величин, которые характеризуют данные процессы (системы).

В соответствии с первой теоремой подобия для всех подобных процессов (систем) числовые значения критериев подобия одинаковы. Критерии обычно обозначают буквой π .

Для s подобных процессов или систем справедливо равенство

$$\varphi_j^{(1)}/\varphi_n^{(1)} = \dots = \varphi_j^{(s)}/\varphi_n^{(s)} = \pi - \text{idem},$$

где $j = 1, \dots, n$, символ idem означает: соответственно равно для всех рассматриваемых процессов.

Критерии подобия любого явления могут преобразовываться в критерии другой формы, получаемые за счет операций перемножения или деления критериев, возведения их в степень или умножения на любой постоянный коэффициент. Если $\pi\mu_k - \text{idem}$, $\pi\mu_{k+1} - \text{idem}$, то

$$\pi\mu_k \cdot \pi\mu_{k+1} - \text{idem}; \quad \pi\mu_k/\pi\mu_{k+1} - \text{idem};$$

$$1/\pi\mu_k - \text{idem}, \quad k\pi\mu_k - \text{idem}.$$

Если процессы описываются уравнениями, содержащими неоднородные функции, а подобие существует, то аргументы подобных функций равны и являются также критериями подобия. Например, для

$$\varphi_j = k \sin \alpha x y \quad \text{и} \quad \Phi_j = k \sin A X Y$$

подобие процессов требует равенства:

$$\alpha x y = A X Y - \text{idem}.$$

Существует следующее правило интегральных аналогов: при установлении условий подобия в уравнениях с интегральными и дифференциальными символами, используемыми для выявления подобия, в соответствии с теорией подобия можно заменить символы d^n/dx^n на $1/x^n$ и $\int x dy$ на $x y$, т. е. отбросить символы дифференцирования и интегрирования. При этом подобие явлений и процессов не нарушается.

Вторая теорема подобия (π — теорема). Всякое полное уравнение физического процесса, записанное в определенной системе единиц, можно представить зависимостью между критериями подобия.

Физический процесс, описываемый уравнением, которое связывает между собой N величин, среди которых K величин являются независимыми (имеют независимые размерности), можно описать также и уравнением, связывающим между собой $N-K$ независимых безразмерных соотношений, образованных из этих величин. Иными словами физический процесс можно описать уравнением, связывающим между собой $N-K$ критериев подобия.

Использование π – теоремы поясним на примере. Электрическая цепь с сопротивлением R и емкостью C описывается уравнением

$$u = iR + \frac{1}{C} \int i \, dt, \quad (8)$$

где i – ток; u – напряжение; t – время.

Преобразуем уравнение (8) в безразмерную форму, разделив все его члены на u :

$$1 = \frac{iR}{u} + \frac{1}{Cu} \int i \, dt. \quad (9)$$

Размерности входящих в уравнение (9) величин в системе СИ:

$$[u] = \text{М}^2 \cdot \text{кг} \cdot \text{с}^{-3} \cdot \text{А}^{-1} = \text{В}; \quad [R] = \text{М}^2 \cdot \text{кг} \cdot \text{с}^{-3} \cdot \text{А}^{-2} = \text{Ом};$$

$$[i] = \text{А}; \quad [t] = \text{с}; \quad [C] = \text{М}^{-2} \cdot \text{кг}^{-1} \cdot \text{с}^4 \cdot \text{А}^2 = \text{Ф}.$$

Каждую величину уравнения (9) представим в виде произведения ее числового значения $\{P\}$ на единицу измерения $[P]$ этой величины:

$$P = \{P\}[P]. \quad (10)$$

Единицу измерения $[P]$ величины называют ее базисным значением, а указанный способ представления физических величин – выражением в относительных, или долевых единицах. При этом $[P]$ означает базисную единицу, а $\{P\}$ – выражение соответствующей величины в относительных единицах.

Уравнение (9) можно представить в виде

$$1 = \frac{\pi_1 \{i\} \{R\}}{\{u\}} + \pi_2 \frac{1}{\{C\}} \int \{i\} \, d\{t\},$$

где $\pi_1 = \frac{[i][R]}{[u]}$; $\pi_2 = \frac{[i][t]}{[u][C]}$. Из пяти величин, входящих в уравнение (9),

независимые размерности имеют три. Размерности являются независимыми, если они отличаются хотя бы одним элементом. Уравнение (10) имеет $N=5$, из которых $K=3$ независимых величин. Поэтому оно представлено двумя безразмерными критериями подобия. Это, во-первых, упрощает анализ протекающего процесса за счет уменьшения числа переменных величин, а, во-вторых, критериальное уравнение является одинаковым для всех подобных процессов, протекающих в разных системах, сходственные параметры которых пропорциональны.

Третья теорема подобия. Для подобия явлений должны быть соответственно одинаковыми определяющие критерии подобия и подобны условия однозначности.

Под определяющими критериями понимают критерии, содержащие те параметры процессов (системы), которые можно считать независимыми (время, длина и др.). Под условиями однозначности понимается группа параметров, значения которых определяют конкретное явление.

Блочнo-иерархическое представление объектов проектирования требует применения этого же принципа и при моделировании этих объектов.

В соответствии с принятой классификацией уровней проектирования можно ввести и соответствующую классификацию моделей.

Модели системотехнического уровня. Для построения математических моделей систем на системотехническом уровне используют элементы математической логики, теорию массового обслуживания (для ЭВМ), методы теории автоматического управления, теорию линейных пространственно-инвариантных оптических систем, теорию преобразования сигналов в ОЭП.

Модели схемотехнического уровня. Математические модели систем этого уровня представляют собой дифференциальные уравнения, которые в частных случаях превращаются в алгебраические и трансцендентные уравнения.

На каждом уровне блочно-иерархического проектирования различают математические модели элементов и систем. Математические модели систем, получаемые непосредственным объединением математических моделей элементов в общую систему уравнений, называют полными математическими моделями.

На практике часто возможны обоснованные изменения степени детализации полной математической модели, т. е. создание модели, требующей при реализации меньших затрат ресурсов ЭВМ. Такие модели называют макромоделями. Макромодели подразделяют на факторные модели и базовые макромодел.

Факторные модели предназначены для использования на следующем, более высоком уровне иерархического проектирования в качестве моделей элементов следующего уровня.

Базовые макромодел используются на том же уровне проектирования, на каком они получаются. Эти модели служат для сокращения размерности решаемых задач данного уровня заменой фрагментов полной модели макромоделями. Основные требования, предъявляемые к математическим моделям: универсальность, точность, экономичность. Не всегда возможно создать модели высокой степени универсальности, поэтому целесообразно различать модели действия объектов и модели объектов проектирования. В дальнейшем будем рассматривать модели объектов проектирования, понимая под ними такие модели, которые отражают взаимосвязь между конструктивными параметрами и процессами, протекающими в объекте.

Точность математической модели — ее свойство, отражающее степень совпадения предсказанных с помощью модели значений параметров объекта с действительными значениями этих параметров. Точность модели непосредственно связана с ее адекватностью моделируемому объекту или явлению.

Экономичность математических моделей определяется прежде всего затратами ресурсов ЭВМ и зависит от числа операций, выполняемых при однократной реализации уравнений модели, а также от числа внутренних параметров, используемых в модели. Разработка экономичных математических моделей элементов ОЭП, адекватных объектам проектирования, является задачей разработчика САПР ОЭП.

Инженер-разработчик должен быть освобожден от сложной и ответст-

венной работы по конструированию математических моделей элементов ОЭП, но должен ясно представлять принципы их построения и области применимости.

2. МОДЕЛЬНОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ МНОГОМЕРНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННОГО ТРАКТА

Многомерные элементы ОЭП характеризуются сложностью математического описания. Особое место среди них занимает анализатор изображения — звено, на котором происходит изменение размерности преобразуемого сигнала. Как будет показано далее, описание работы этих подсистем ОЭП возможно с единых методических позиций с использованием сложившегося математического аппарата.

Модели источников излучения. Работа любого ОЭП невозможна без наличия объекта или совокупности объектов — источников излучения. В модели ОЭП источник излучения рассматривается как источник многомерного оптического сигнала, несущего в себе информацию о состоянии объекта. При анализе этого сигнала в оптико-электронном тракте ОЭП из всей информации об объекте, содержащейся в оптическом сигнале, выделяется та ее часть, которая соответствует функциональному назначению ОЭП.

Рассмотрим информационные характеристики и параметры оптических сигналов источников излучения. Оптическое излучение полностью описывается волновой и квантовой теориями излучения. Волновая теория хорошо объясняет большинство явлений, связанных с формированием изображения; квантовая теория описывает возбуждение электромагнитного поля, фотоэлектрический эффект и ряд других эффектов, связанных с взаимодействием излучения с веществом. Остановимся на волновом описании электромагнитного поля.

Любой объект как источник излучения возбуждает вокруг себя электромагнитное поле, классическим описанием которого являются электрический вектор $E(r, t)$ и вектор магнитной индукции $H(r, t)$ как функции координат r любой точки электромагнитного поля и времени t . Эти векторы описывают пространственное распределение электромагнитного поля вместе со всей совокупностью его свойств — монохроматичностью, когерентностью, поляризационными свойствами [11]. Наряду с векторным представлением электромагнитного поля используется скалярное представление через декартовы компоненты соответствующих векторов:

$$E(r, t) = \{E_x(r, t), E_y(r, t), E_z(r, t)\};$$

$$H(r, t) = \{H_x(r, t), H_y(r, t), H_z(r, t)\}.$$

Скалярное описание электромагнитного поля нашло широкое применение при использовании скалярной теории дифракции, не учитывающей, однако, поляризационные свойства света. Любая скалярная составляющая стационарного электромагнитного поля представляется в виде

$$V(r, t) = a(r) \cos [2\pi\nu t - g(r)], \quad (11)$$

где $a(r)$ и $g(r)$ — вещественные скалярные функции положения.

Для упрощения расчетов, связанных с гармоническими волнами [см. (11)], вместо тригонометрических функций используют экспоненциальные:

$$V(\mathbf{r}, t) = \operatorname{Re} \{ U(\mathbf{r}) \exp [-j2\pi\nu t] \}, \quad (12)$$

где

$$U(\mathbf{r}) = a(\mathbf{r}) \exp [jg(\mathbf{r})] \quad (13)$$

— комплексная амплитуда волны.

Для описания электромагнитного поля в рамках скалярной теории вполне достаточно задания комплексной амплитуды волны, так как зависимость поля от времени заранее известна.

Энергетической характеристикой электромагнитного поля является вектор Умова—Пойнтинга

$$\mathbf{S} = \frac{c}{4\pi} \mathbf{E} \times \mathbf{H},$$

который представляет собой количество энергии, протекающей за одну секунду через единичную площадку, перпендикулярную направлениям $\mathbf{E}$ и $\mathbf{H}$. Так как между значениями векторов $\mathbf{E}$ и $\mathbf{H}$ существует связь

$$\sqrt{\mu} |\mathbf{H}| = \sqrt{\epsilon} |\mathbf{E}|,$$

где μ — магнитная проницаемость; ϵ — диэлектрическая проницаемость, то

$$\mathbf{S} = \frac{c}{4\pi} E H \mathbf{s}_1 = \frac{c}{4\pi} \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} E^2 \mathbf{s}_1 = \frac{c}{4\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} H^2 \mathbf{s}_1,$$

где $E = |\mathbf{E}|$, $H = |\mathbf{H}|$; $\mathbf{s}_1$ — единичный вектор в направлении распространения волны; c — скорость света. Амплитуда $a(\mathbf{r})$ любой скалярной составляющей в выражениях (11)–(13) пропорциональна E или H . Поэтому

$$\mathbf{S} \sim a^2(\mathbf{r}) \mathbf{s}_1.$$

Интенсивность излучения определяется как абсолютное значение от среднего по времени вектора Умова—Пойнтинга:

$$I = |\langle \mathbf{S} \rangle|,$$

где символ $\langle \rangle$ означает усреднение по времени.

Если необходимо сохранить векторный характер электромагнитного поля (например, при проектировании ОЭП, регистрирующего состояние поляризации излучения объекта), то для описания векторной волны (например, $\mathbf{E}(\mathbf{r}, t)$) общего вида необходимо определить все три ее проекции на оси координат:

$$E_x(\mathbf{r}, t) = a_x(\mathbf{r}) \cos [2\pi\nu t - g_x(\mathbf{r})];$$

$$E_y(\mathbf{r}, t) = a_y(\mathbf{r}) \cos [2\pi\nu t - g_y(\mathbf{r})];$$

$$E_z(\mathbf{r}, t) = a_z(\mathbf{r}) \cos [2\pi\nu t - g_z(\mathbf{r})],$$

где $a_i(\mathbf{r})$ и $g_i(\mathbf{r})$ — вещественные функции координат. Приведенные выше способы описания электромагнитного поля используются для описания поля когерентных монохроматических излучателей, для ко-

торых амплитуда колебаний в любой точке поля постоянна, а фаза линейно зависит от времени. Такие источники являются физической идеализацией. К их числу можно отнести лазеры, точечные источники излучения с линейчатым спектром. Большинство реальных источников создают волновые поля, амплитуда и фаза которых претерпевают нерегулярные флуктуации.

Для описания излучения стационарных немонохроматических протяженных источников используются корреляционные функции, характеризующие корреляцию между световыми колебаниями в двух любых пространственно-временных точках поля. Для описания поля протяженного полихроматического источника вводится функция взаимной когерентности

$$\Gamma(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \tau) = \langle V(\mathbf{r}_1, t + \tau) V(\mathbf{r}_2, t) \rangle$$

световых колебаний в точках $\mathbf{r}_1$ и $\mathbf{r}_2$, причем колебания в точке $\mathbf{r}_1$ рассматриваются в момент времени, запаздывающий на величину τ по сравнению с моментом времени рассмотрения колебаний в точке $\mathbf{r}_2$. Если функция взаимной когерентности рассматривается в одной точке, например $\mathbf{r}_1$:

$$\Gamma(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_1, \tau) = \langle V(\mathbf{r}_1, t + \tau) V(\mathbf{r}_1, t) \rangle, \quad (14)$$

то имеет место автокогерентность световых колебаний в точке $\mathbf{r}_1$. При $\tau = 0$ это соотношение с точностью до постоянного множителя определяет интенсивность в точке $\mathbf{r}_1$:

$$\Gamma(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_1, 0) \sim I(\mathbf{r}_1).$$

Если излучение источника является квазимонохроматическим, т. е. состоит из спектральных компонентов, занимающих частотный интервал $\Delta\nu \ll \bar{\nu}$ — средней частоты излучения, то при условии $|\tau| \ll \frac{1}{\Delta\nu}$ функцию $\Gamma(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \tau)$ можно представить в виде

$$\Gamma(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \tau) = J(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2) \exp(-j2\pi\bar{\nu}\tau),$$

т. е. вместо $\Gamma(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \tau)$ можно применять корреляционную функцию, не зависящую от параметра τ , считая, что закон изменения корреляционных функций во времени заранее известен. Функцию $J(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2)$ называют функцией взаимной интенсивности.

Предельным случаем частично когерентного излучения является некогерентное излучение, для которого функция взаимной когерентности $\Gamma(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \tau) = 0$ во всех точках $\mathbf{r}_1 \neq \mathbf{r}_2$ и $\tau \neq 0$.

Поле излучения описывается функцией автокогерентности (14) или, что эквивалентно, функцией распределения интенсивности $I(\mathbf{r})$.

Сказанное выше о частично когерентном излучении относится к его скалярному описанию (предполагается, что излучение плоскополяризовано), так как рассматриваются декартовы компоненты векторного поля $E_x(\mathbf{r}, t)$ или $E_y(\mathbf{r}, t)$. Поляризационные свойства частично когерентного излучения описываются матрицей когерентности световой волны. Если ортогональные компоненты электрического вектора квазимонохромати-

ческой плоской волны в некоторой фиксированной точке пространства описываются функциями

$$E_x(t) = a_x(t) \exp\{j[\varphi_x(t) - 2\pi\nu t]\};$$

$$E_y(t) = a_y(t) \exp\{j[\varphi_y(t) - 2\pi\nu t]\},$$

то матрица когерентности световой волны

$$M = \begin{vmatrix} \langle E_x E_x^* \rangle & \langle E_x E_y^* \rangle \\ \langle E_y E_x^* \rangle & \langle E_y E_y^* \rangle \end{vmatrix}.$$

Шпур $\text{Sp } M$ матрицы когерентности, равный сумме диагональных членов, определяет полную интенсивность излучения в рассматриваемой точке поля:

$$\text{Sp } M = J_{xx} + J_{yy} = \langle E_x E_x^* \rangle + \langle E_y E_y^* \rangle.$$

Недиагональные элементы матрицы $J_{xy} = \langle E_x E_y^* \rangle$ и $J_{yx} = \langle E_y E_x^* \rangle$ в общем случае комплексны, но являются сопряженными и определяют поляризационные свойства света. Для их описания вводится комплексный коэффициент корреляции

$$\mu_{xy} = J_{xy} / \sqrt{J_{xx} J_{yy}}.$$

Если $\mu_{xy} = 0$ и $J_{xx} = J_{yy}$, то свет полностью неполяризован; если $|\mu_{xy}| = 1$, то свет полностью поляризован, а вид поляризации определяется фазой μ_{xy} . Для практических расчетов поляризационных характеристик излучения сложного состава важен факт: если это излучение представляется как суперпозиция нескольких независимых световых волн

$$E_x = \sum_{n=1}^N E_x^{(n)}, \quad E_y = \sum_{n=1}^N E_y^{(n)},$$

то матрица когерентности для сложной волны равна сумме матриц когерентности составляющих волн:

$$M = \sum_{n=1}^N M^{(n)}.$$

Выбор метода описания волнового поля источника излучения зависит от системы допущений на его характеристики (монохроматичность, когерентность, поляризацию) и, как показано ниже, определяет аппарат, с помощью которого описывается преобразование оптического сигнала в оптико-электронном тракте.

Энергетические характеристики оптического излучения описываются квантовой теорией, в соответствии с которой любой излучатель представляет собой совокупность квантовых осцилляторов. Суммарное излучение излучателя определяется в результате статистического осреднения излучения отдельных осцилляторов. Спектральные характеристики излучения зависят от агрегатного состояния излучающего вещества, а также от способа возбуждения энергетических уровней его атомов и молекул. По характеру излучения различают источники: тепловые с непрерывным спектром излучения, в которых энергия излучения образуется за счет преобразования тепловой энергии; люминесцентные, как правило, с линейчатым

или полосовым спектром, в которых возбуждение энергетических уровней осуществляется за счет преобразования энергии различных видов, кроме тепловой (фотолюминесцентные, хемилюминесцентные, электролюминесцентные, катодолуминесцентные); источники смешанного типа, в спектре одновременно присутствуют тепловое и люминесцентное излучения; лазеры, характеризующиеся высокой монохроматичностью, когерентностью и большой спектральной мощностью излучения.

Наиболее простым способом возбуждения излучения является нагрев излучающей среды. Для описания излучения реальных тел при их нагреве введено понятие АЧТ. Спектральная плотность энергетической светимости АЧТ описывается формулой Планка и зависит только от абсолютной температуры АЧТ:

$$M_{\lambda}^{\text{АЧТ}}(\lambda, T) = C_1 \lambda^{-5} \left[\exp\left(\frac{C_2}{\lambda T}\right) - 1 \right]^{-1},$$

где λ — длина волны излучения, мкм; T — температура АЧТ, К; $C_1 = 37,4 \cdot 10^4 \text{ Вт} \cdot \text{мкм}^4 \cdot \text{см}^{-2}$; $C_2 = 1,44 \cdot 10^4 \text{ мкм} \cdot \text{К}$.

Спектральная плотность яркости АЧТ

$$L_{\lambda}^{\text{АЧТ}}(\lambda, T) = \frac{1}{\pi} M_{\lambda}^{\text{АЧТ}}(\lambda, T).$$

Тепловое излучение реальных тел отличается от излучения АЧТ и подчиняется закону Кирхгофа, который для спектральных плотностей излучения формулируется следующим образом:

$$\frac{M_{\lambda}(\lambda, T)}{\alpha(\lambda, T)} = M_{\lambda}^{\text{АЧТ}}(\lambda, T),$$

где $M_{\lambda}(\lambda, T)$ — спектральная плотность светимости реального тела; $\alpha(\lambda, T)$ — спектральный коэффициент поглощения реального тела, который совпадает со спектральным коэффициентом излучения $\epsilon(\lambda, T)$:

$$\alpha(\lambda, T) = \epsilon(\lambda, T).$$

Последнее выражение предполагает, что источник излучает по закону Ламберта. Для реальных источников излучения яркость может существенно зависеть от направления визирования, поэтому в общем случае спектральная плотность энергетической яркости источника в заданном направлении N (рис. 8)

$$L_{\lambda}(\lambda, T, \varphi, \psi) = \epsilon(\lambda, T, \varphi, \psi) L_{\lambda}^{\text{АЧТ}}(\lambda, T),$$

где $\epsilon(\lambda, T, \varphi, \psi)$ — спектральный коэффициент излучения источника в заданном направлении.

Поскольку спектральный коэффициент излучения зависит не только от физических характеристик материала излучателя, но и от состояния (микроструктуры) излучающей поверхности, то получить аналитические зависимости для $\epsilon(\lambda, T, \varphi, \psi)$ удастся лишь для ограниченного числа источников излучения.

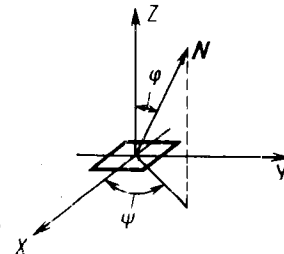


Рис. 8. Энергетическая яркость источника излучения

Так, для полированных непрозрачных диэлектриков спектральный коэффициент излучения может быть определен по формулам Френеля:

$$\epsilon(\lambda, T, \varphi) = 1 - \frac{1}{2} \left[\left(\frac{\cos \varphi - I_1(\lambda, T, \varphi)}{\cos \varphi + I_1(\lambda, T, \varphi)} \right)^2 + \right. \\ \left. + \left(\frac{n_\lambda^2(T) \cos \varphi - I_1(\lambda, T, \varphi)}{n_\lambda^2(T) \cos \varphi + I_1(\lambda, T, \varphi)} \right)^2 \right], \quad (15)$$

где $I_1(\lambda, T, \varphi) = \sqrt{n_\lambda^2(T) - \sin^2 \varphi}$; $n_\lambda(T)$ — показатель преломления диэлектрика.

Формулу (15) можно использовать и для определения спектрального коэффициента излучения металлов, однако в этом случае показатель преломления является комплексной величиной:

$$\dot{n}_\lambda = n_\lambda + j\kappa_\lambda,$$

где κ_λ — показатель поглощения.

В большинстве случаев спектральный коэффициент излучения определяют экспериментально. Тогда принимают, что спектральные характеристики излучения и его пространственное распределение независимы и функция $\epsilon(\lambda, T, \varphi, \psi)$ представляется в виде

$$\epsilon(\lambda, T, \varphi, \psi) = \epsilon_1(\lambda, T) \epsilon_2(\varphi, \psi),$$

где $\epsilon_1(\lambda, T)$ — спектральный коэффициент излучения источника; $\epsilon_2(\varphi, \psi)$ — нормированная функция, характеризующая индикатрису излучения.

С увеличением шероховатости поверхности твердотельного излучателя селективность его излучения уменьшается, а распределение излучения в пространстве выравнивается. Для таких излучателей допустимы предположения о неселективности его спектральных свойств и постоянстве яркости в широком диапазоне углов визирования:

$$\epsilon(\lambda, T, \varphi, \psi) = \epsilon - \text{const.}$$

Существенная селективность излучения газовых сред требует специальных методов ее описания. Спектральная плотность светимости газа в одной спектральной линии [11]

$$M_\nu(\nu) = \frac{M_\nu^{\max}}{1 + [(\nu - \nu_0)/\Delta\nu_\Sigma]^2},$$

где $M_\nu^{\max}$ — максимальная спектральная плотность светимости газа на частоте $\nu_0 = c/\lambda_0$; ν — текущая частота излучения; $2\Delta\nu_\Sigma$ — ширина спектральной линии на уровне 0,5.

Аналогичной зависимости подчиняется и распределение энергии в спектре лазера. Ширина спектральной линии в общем случае зависит от ряда факторов: затухания осциллятора вследствие действия лоренцова трения, соударений однородных и разнородных атомов; соударений атомов газа со стенками сосуда, в котором он находится; эффекта Доплера, и с достаточным для практики приближением может быть описана формулой

$$2\Delta\nu_\Sigma = [(2\Delta\nu_{\text{Доп}})^2 + (2\Delta\nu_{\Sigma c})^2]^{1/2},$$

где $2\Delta\nu_{\text{доп}}$ — уширение спектральной линии, вызванное эффектом Доплера;

$$2\Delta\nu_{\Sigma c} = 2\Delta\nu_{\text{ест}} + 2\Delta\nu_{\text{ст}} + 2\Delta\nu_{\text{стен}};$$

$2\Delta\nu_{\text{ест}}$, $2\Delta\nu_{\text{ст}}$, $2\Delta\nu_{\text{стен}}$ — уширения спектральной линии, вызванные соответственно затуханием осциллятора в силу действия лоренцова трения, соударениями однородных и разнородных атомов газа, соударениями атомов газа со стенками сосуда, в котором он находится.

При перекрытии линий излучения газов вследствие значительного их уширения или в силу близости расположения линий излучения газов, составляющих композицию, образуется сравнительно плавный (полосовой) спектр излучения. В этом случае, а также в случаях, когда в спектре источника присутствует как тепловое, так и люминесцентное излучение, или когда источник излучения является электрическим прибором (лампы накаливания, дуговые, дуговые газоразрядные лампы и пр.), спектральные характеристики излучения которого зависят не только от физических свойств излучающей среды, но и от характеристик элементов конструкции лампы, спектральная плотность яркости источника $L_\lambda(\lambda, \varphi, \psi)$ задается либо графически, либо таблично по результатам экспериментального измерения спектра источника в стандартных условиях его эксплуатации.

Сказанное выше относилось к детерминированным источникам излучения.

Наряду с детерминированными источниками ОЭП работают с источниками излучения, характеристики излучения которых не описываются точными математическими соотношениями. Такие источники, главным образом естественного происхождения, называют фонами. Параметры фонов являются случайными и описываются статистически.

При анализе преобразования излучения фона в ОЭП обычно принимают допущение однородности и изотропности фона [8, 9], что позволяет использовать в качестве его статистических характеристик корреляционную функцию и соответствующую пространственную спектральную плотность мощности фона. Излучение фона некогерентно, т. е. его энергетические характеристики описываются пространственным распределением энергетической яркости $L(x, y)$. Тогда корреляционная функция яркости фона определяется как математическое ожидание произведения флуктуаций яркости фона $L_\Phi(x, y)$, взятых в двух точках пространства предметов (x, y) и $(x + \xi, y + \eta)$:

$$R_L(\xi, \eta) = M \{ L_\Phi(x, y) L_\Phi(x + \xi, y + \eta) \},$$

$$\text{где } L_\Phi(x, y) = L(x, y) - M \{ L(x, y) \}.$$

Пространственная спектральная плотность яркости фона находится на основании соотношения Хинчина–Винера, как Фурье-образ от корреляционной функции

$$\tilde{R}_L(\nu_x, \nu_y) = F \{ R_L(\xi, \eta) \}.$$

Модель оптической системы. Модель оптической системы на системотехническом уровне проектирования должна отражать общие закономерности преобразования оптического сигнала оптическими системами. Оп-

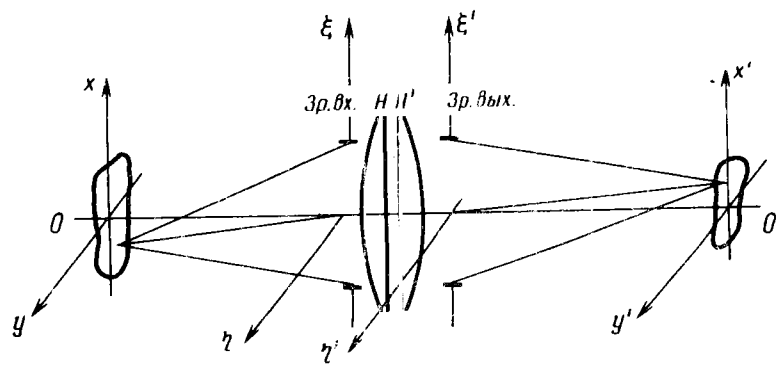


Рис. 9. Формирование изображения оптической системой

Оптическая система, как звено оптико-электронного тракта, преобразует оптический сигнал пространства предметов в распределение поля в пространстве анализа на входе анализатора изображения. Модель оптической системы должна учитывать масштабные преобразования, осуществляемые оптической системой, т. е. передачу размеров и формы поля предметов в изображении; фильтрующее действие оптической системы, т. е. передачу тонкой структуры поля предметов; энергетические преобразования (спектральные и интегральные) оптического сигнала.

Преобразующее действие оптической системы зависит от вида входного воздействия: когерентное, некогерентное, частично когерентное.

На системотехническом уровне оптическая система определяется совокупностью параметров и характеристик, выражающих ее действие в оптико-электронном тракте и позволяющих производить ее синтез, анализ и параметрическую оптимизацию.

В рамках скалярной теории дифракции преобразование поля излучения пространства предметов оптической системой описывается как процесс двойной дифракции в пространстве предметов и изображений с учетом преобразующего действия самой оптической системы.

Преобразующее действие оптической системы описывается оператором преобразования комплексной амплитуды поля на входном зрачке оптической системы $U_{\text{зр. вх}}(\xi, \eta)$ в комплексную амплитуду поля в выходном зрачке $U_{\text{зр. вых}}(\xi, \eta)$ (рис. 9). Комплексная амплитуда поля входного зрачка в приближении скалярной теории дифракции описывается интегралом суперпозиции в виде интеграла Кирхгофа:

$$U_{\text{зр. вх}}(\xi, \eta) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} U_{\text{пр}}(x, y) h_{\text{с.п}}(\xi, \eta; x, y) dx dy, \quad (16)$$

где $U_{\text{пр}}(x, y)$ — комплексная амплитуда поля предметов; $h_{\text{с.п}}(\xi, \eta; x, y)$ — функция рассеяния слоя пространства между объектом и входным зрачком оптической системы.

Аналогично поле в произвольной точке (x', y') пространства изображений определяется полем в выходном зрачке оптической системы

$U_{\text{зр.вых}}(\xi', \eta')$ и функцией рассеяния слоя пространства в пространстве изображений $h_{\text{с.п}}^{\text{из}}(x', y'; \xi', \eta')$:

$$U_{\text{из}}(x', y') = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} U_{\text{зр.вых}}(\xi', \eta') h_{\text{с.п}}^{\text{из}}(x', y'; \xi', \eta') d\xi' d\eta'. \quad (17)$$

При такой форме описания преобразующее действие оптической системы задается оператором преобразования $\mathcal{L}_{\text{о.с.}}$:

$$U_{\text{зр.вых}}(\xi', \eta') = \mathcal{L}_{\text{о.с.}} \{ U_{\text{зр.вх}}(\xi, \eta) \}.$$

Обычно считают, что распространение оптического излучения от входного зрачка к выходному достаточно точно описывается геометрической оптикой, и дифракционные эффекты в оптической системе можно не учитывать. Тогда действие оператора $\mathcal{L}_{\text{о.с.}}$ представляется в виде

$$U_{\text{зр.вых}}(\xi', \eta') = U_{\text{зр.вх}}(\xi, \eta) t_{\text{п}}(\xi, \eta; \xi', \eta'), \quad (18)$$

где $t_{\text{п}}(\xi, \eta; \xi', \eta')$ — комплексный коэффициент пропускания амплитудно-фазового транспаранта, описывающего действие оптической системы.

В общем случае оптическая система как амплитудно-фазовый транспарант описывается обобщенной функцией зрачка [9]:

$$P_{\text{зр}}(\xi', \eta') = |P_{\text{зр}}(\xi', \eta')| \exp[jk\Delta l(\xi', \eta')], \quad (19)$$

где $P_{\text{зр}}(\xi', \eta')$ — амплитудный коэффициент пропускания оптической системы; $\Delta l(\xi', \eta')$ — волновые aberrации оптической системы. Тогда

$$t_{\text{п}}(\xi', \eta') = P_{\text{зр}}(\xi', \eta') \exp[-j \frac{k}{2f'} (\xi'^2 + \eta'^2)], \quad (20)$$

где f' — фокусное расстояние оптической системы; k — волновое число.

Преобразование комплексного поля оптической системой с учетом выражений (18)–(20) записывается так:

$$U_{\text{зр.вых}}(\xi', \eta') = U_{\text{зр.вх}}(\frac{\xi'}{\beta_{\text{зр}}}, \frac{\eta'}{\beta_{\text{зр}}}) P_{\text{зр}}(\xi', \eta') \exp[jk\Delta l(\xi', \eta')] \times \\ \times \exp[-j \frac{k}{2f'} (\xi'^2 + \eta'^2)], \quad (21)$$

где $\beta_{\text{зр}}$ — увеличение в зрачках оптической системы.

Зависимости (16), (17) и (21) определяют преобразование оптической системой поля излучения в пространстве предметов в произвольную область пространства изображений. Такой способ описания преобразующего действия оптической системы используется прежде всего в том случае, когда анализ оптического поля на выходе оптической системы с помощью анализатора изображения осуществляется в произвольной плоскости пространства изображений, в общем случае не совпадающей с плоскостью изображений, определяемой геометрической оптикой. Тогда моделью оптической системы является выражение (21), а преобразования (16) и (17) осуществляются с помощью модельных представлений слоя пространства.

Преобразующее действие оптической системы для оптически сопряженных плоскостей является частным случаем рассмотренного выше пре-

образования, когда плоскость анализа совпадает с плоскостью изображений, и может быть описано рассмотренным выше способом. Вследствие распространенности этого случая и возможности существенного упрощения описания преобразующего действия оптической системы он требует специального рассмотрения.

Рассмотрим математическое описание преобразующего действия оптической системы для когерентных, некогерентных и частично когерентных источников.

Когерентная оптическая система линейна относительно комплексной амплитуды поля, поэтому в случае пространственно инвариантной системы или для изопланатических зон пространственно неинвариантной системы справедлив интеграл суперпозиции

$$U_{\text{из}}(x', y') = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} U_{\text{пр}}(x, y) h_{\beta}(x' - \beta x, y' - \beta y) dx dy, \quad (22)$$

где x, y и x', y' — координаты оптически сопряженных плоскостей предмета и изображения; $h_{\beta}(x', y')$ — когерентная функция рассеяния.

Вводя новые переменные $u = \beta x, v = \beta y$, выражение (22) получим в виде

$$\begin{aligned} U_{\text{из}}(x', y') &= \frac{1}{\beta^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} U_{\text{пр}}\left(\frac{u}{\beta}, \frac{v}{\beta}\right) h_{\beta}(x' - u, y' - v) du dv = \\ &= \frac{1}{\beta^2} U_{\text{пр}}\left(\frac{x'}{\beta}, \frac{y'}{\beta}\right) \otimes h_{\beta}(x', y'), \end{aligned} \quad (23)$$

т. е. выходное изображение когерентной оптической системы описывается как свертка входного сигнала и когерентной функции рассеяния. Последняя определяется обобщенной функцией зрачка оптической системы [9]:

$$h_{\beta}(x', y') = \beta F^{-1} \left\{ P_{\text{зр}}(-\lambda a'_{\rho}, \nu_x, -\lambda a'_{\rho}, \nu_y) \right\}, \quad (24)$$

где β — увеличение оптической системы; F^{-1} — оператор обратного преобразования Фурье; a'_{ρ} — расстояние от зрачка выхода до плоскости изображений; ν_x, ν_y — пространственные частоты, приведенные к плоскости изображений.

Выражение (23) представляется в виде

$$U_{\text{из}}(x', y') = \frac{1}{\beta} U_{\text{пр}}\left(\frac{x'}{\beta}, \frac{y'}{\beta}\right) \otimes F^{-1} \left\{ P_{\text{зр}}(-\lambda a'_{\rho}, \nu_x, -\lambda a'_{\rho}, \nu_y) \right\}. \quad (25)$$

Последнее выражение можно использовать для модельного представления оптической системы, которое отражает как масштабные преобразования, так и фильтрующее действие оптической системы. Учитывая то, что реализация операции свертки на ЭВМ является трудоемкой задачей, целесообразно перейти от когерентного оптического отклика к его Фурье-образу — когерентной передаточной функции (КПФ):

$$\begin{aligned} \tilde{h}(\nu_x, \nu_y) &= F \left\{ \frac{1}{\beta} h_{\beta}(x', y') \right\} = P_{\text{зр}}(-\lambda a'_{\rho}, \nu_x, -\lambda a'_{\rho}, \nu_y) = \\ &= P_{\text{зр}}(-\lambda a'_{\rho}, \nu_x, -\lambda a'_{\rho}, \nu_y) \exp[jk\Delta l(-\lambda a'_{\rho}, \nu_x, -\lambda a'_{\rho}, \nu_y)], \end{aligned} \quad (26)$$

а преобразующее действие оптической системы моделировать в частотной области:

$$\begin{aligned} \tilde{U}_{из}(\nu_x, \nu_y) = & \beta \tilde{U}_{пр}(\beta\nu_x, \beta\nu_y) P_{зр}(-\lambda a'_p \nu_x, -\lambda a'_p \nu_y) \times \\ & \times \exp[jk\Delta l(-\lambda a'_p \nu_x, -\lambda a'_p \nu_y)]. \end{aligned} \quad (27)$$

Для пространственно неинвариантной системы вводится КПФ для каждой изопланатической зоны $\tilde{h}_i(\nu_x, \nu_y)$, которая определяется зональной функцией зрачка $P_{зр i}(\xi', \eta')$ и называется зональной КПФ.

Частным случаем является безабберационная дифракционно-ограниченная оптическая система, для которой функция зрачка является действительной, т. е. волновые aberrации $\Delta l(\xi', \eta') = 0$. Тогда фильтрующие свойства оптической системы полностью определяются размером ее выходного или входного зрачка:

$$P_{зр}(\xi', \eta') = \begin{cases} 1 & \text{при } (\xi', \eta') \in D_{зр}; \\ 0 & \text{при } (\xi', \eta') \notin D_{зр}. \end{cases}$$

где $D_{зр}$ — область зрачка оптической системы, т. е. оптическая система задается параметрически, причем параметрами являются размеры зрачка: радиус зрачка R или линейные размеры a и b для прямоугольного зрачка.

КПФ реальной оптической системы зависит также от волновых aberrаций $\Delta l(\xi', \eta')$, характеризующих отклонение реальной волновой поверхности от сферы сравнения. В основе структурного анализа волновой aberrационной функции $\Delta l(\xi', \eta')$ лежит ее разложение в степенной ряд. Для оптической системы с осевой симметрией волновую aberrацию в полярной системе координат (ρ, φ) можно представить в виде степенного ряда

$$\begin{aligned} \Delta l(\rho, \varphi) = & B_1 \rho^2 + C_1 \rho^4 + C_2 l_0'^2 \rho^2 \cos^2 \varphi + C_3 l_0'^2 \rho^2 + \\ & + C_4 l_0'^3 \rho \cos \varphi + C_5 l_0'^3 \rho^3 \cos \varphi + D_1 \rho^6 + \dots, \end{aligned} \quad (28)$$

где $B_1 \rho^2$ — продольная дефокусировка; $C_1 \rho^4$ — сферическая aberrация; $C_2 l_0'^2 \rho^2 \cos^2 \varphi$ — астигматизм; $C_3 l_0'^2 \rho^2$ — кривизна поля изображения; $C_4 l_0'^3 \rho \cos \varphi$ — дисторсия; $C_5 l_0'^3 \rho^3 \cos \varphi$ — кома; $D_1 \rho^6$ — сферическая aberrация пятого порядка и т. д.

Следовательно, волновая aberrация выражается через aberrации Зейделя, которые наряду с габаритными размерами зрачка могут использоваться для параметрического синтеза и оптимизации оптической системы, а также для выдачи ТЗ на проектирование оптической системы на схемотехническом уровне.

Сказанное ранее относилось к когерентному монохроматическому излучению. Если оптическая система принимает несколько волн различной длины, то имеет место когерентное полихроматическое освещение. Для расчета поля амплитуд в изображении необходимо найти КПФ (26) оптической системы для каждой монохроматической волны. Далее, найти в каждой точке плоскости изображения комплексную амплитуду монохроматических составляющих (27) и, суммируя их, получить полное поле в плоскости изображения, являющееся функцией времени $U_{из}(x', y', t)$.

Выходным сигналом оптической системы является не комплексная амплитуда, а интенсивность $I_{из}(x', y')$ в плоскости изображения, которая

определяется как средний по времени квадрат модуля комплексной амплитуды поля в изображении:

$$I_{из}(x', y') = \langle U_{из}(x', y', t) U_{из}^*(x', y', t) \rangle.$$

Некогерентная оптическая система линейна относительно интенсивности. Поэтому распределение интенсивности в плоскости изображения $I_{из}(x', y')$ представляется взвешенной непрерывной суммой некогерентных функций рассеяния $H_{\beta}(x', y')$:

$$I_{из}(x', y') = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} I_{пр}(x, y) H_{\beta}(x' - \beta x, y' - \beta y) dx dy.$$

После замены переменных, аналогичной замене в выражении (23), получим

$$I_{из}(x', y') = \frac{1}{\beta^2} I_{пр}\left(\frac{x'}{\beta}, \frac{y'}{\beta}\right) \otimes H_{\beta}(x', y') = I_{\Gamma}(x', y') \otimes H(x', y'), \quad (29)$$

где $I_{\Gamma}(x', y') = I_{пр}\left(\frac{x'}{\beta}, \frac{y'}{\beta}\right)$ — распределение интенсивности в идеальном геометрическом изображении; $H(x', y') = \frac{1}{\beta^2} H_{\beta}(x', y')$ — приведенная некогерентная функция рассеяния обобщенной оптической системы.

Некогерентная функция рассеяния связана с когерентной функцией рассеяния $h_{\beta}(x', y')$ выражением

$$H_{\beta}(x', y') = |h_{\beta}(x', y')|^2. \quad (30)$$

Так как выражение (29) по аналогии с выражением (25) описывает связь между входным и выходным сигналами пространственно инвариантной оптической системы, то оно представляет собой одно из возможных модельных представлений оптической системы при некогерентном освещении и лежит в основе частотного описания некогерентной системы.

Некогерентной передаточной функцией $\tilde{H}(\nu_x, \nu_y)$, т. е. передаточной функцией оптической системы при некогерентном освещении, называется Фурье-образ приведенной некогерентной функции рассеяния

$$\tilde{H}(\nu_x, \nu_y) = F\left\{\frac{1}{\beta^2} H_{\beta}(x', y')\right\}. \quad (31)$$

Обычно при описании оптических систем используют вместо некогерентной передаточной функции $\tilde{H}(\nu_x, \nu_y)$ ее нормированную характеристику

$$\tilde{H}_N(\nu_x, \nu_y) = \frac{\tilde{H}(\nu_x, \nu_y)}{\tilde{H}(0, 0)} = \frac{\tilde{H}(\nu_x, \nu_y)}{\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} H(x', y') dx' dy'}, \quad (32)$$

которую называют оптической передаточной функцией (ОПФ). ОПФ в общем случае комплексная функция:

$$\tilde{H}_N(\nu_x, \nu_y) = |\tilde{H}_N(\nu_x, \nu_y)| \exp[j\varphi(\nu_x, \nu_y)].$$

Модуль ОПФ $|\tilde{H}_N(\nu_x, \nu_y)|$ называется модуляционной передаточной функцией (МПФ), функция $\varphi(\nu_x, \nu_y)$ задает фазово-частотную характеристику (ФЧХ) оптической системы.

Зависимости (24), (26), (30)–(32) позволяют связать ОПФ с обобщенной функцией зрачка оптической системы

$$\tilde{H}_N(\nu_x, \nu_y) = \frac{F \{ |h(x', y')|^2 \}}{\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} |h(x', y')|^2 dx' dy'}$$

Так как преобразование Фурье квадрата модуля некоторой функции

$$F \{ |h(x', y')|^2 \} = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{h}(\nu'_x, \nu'_y) \times \\ \times \tilde{h}^*(\nu'_x - \nu_x, \nu'_y - \nu_y) d\nu'_x d\nu'_y,$$

то

$$\tilde{H}(\nu_x, \nu_y) = P_{\text{зр}}(-\lambda a'_p \nu_x, -\lambda a'_p \nu_y) * P_{\text{зр}}(-\lambda a'_p \nu_x, -\lambda a'_p \nu_y); \\ \tilde{H}_N(\nu_x, \nu_y) = \frac{P_{\text{зр}}(-\lambda a'_p \nu_x, -\lambda a'_p \nu_y) * P_{\text{зр}}(-\lambda a'_p \nu_x, -\lambda a'_p \nu_y)}{\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} |P_{\text{зр}}(-\lambda a'_p \nu'_x, -\lambda a'_p \nu'_y)|^2 d\nu'_x d\nu'_y}.$$

При разбиении поля зрения на изопланатические зоны по аналогии с зональной КПФ можно ввести зональную ОПФ, которая представляет собой нормированную автокорреляционную функцию для зональной обобщенной функции зрачка $P_{\text{зр}i}(\xi', \eta')$:

$$\tilde{H}_N(\nu_x, \nu_y) = \frac{P_{\text{зр}i}(-\lambda a'_p \nu_x, -\lambda a'_p \nu_y) * P_{\text{зр}i}(-\lambda a'_p \nu_x, -\lambda a'_p \nu_y)}{\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} |P_{\text{зр}2}(-\lambda a'_p \nu'_x, -\lambda a'_p \nu'_y)|^2 d\nu'_x d\nu'_y}.$$

Так как ОПФ однозначно связана с обобщенной функцией зрачка, то она, как и КПФ, допускает параметрическое задание через габаритные размеры выходного зрачка для дифракционно ограниченной системы и через габаритные размеры выходного зрачка и aberrации Зейделя (28) для системы с aberrациями.

Для некогерентной оптической системы интенсивность входного сигнала $I_{\text{вх}}(x, y)$ задается распределением яркости в предметной плоскости $L(x, y)$.

Тогда распределение освещенности в плоскости изображения линейной пространственно инвариантной оптической системы в соответствии с выражением (29) имеет вид

$$E(x', y') = L_{\Gamma}(x', y') \otimes H(x', y'). \quad (33)$$

Переходя в частотную область, получим пространственно-частотный спектр освещенности в плоскости изображения

$$\tilde{E}(\nu_x, \nu_y) = \pi \tau_{0.c} \beta^2 \sin^2 \sigma'_A \tilde{L}(\beta \nu_x, \beta \nu_y) \tilde{H}_N(\nu_x, \nu_y) = \\ = \pi \tau_{0.c} \sin^2 \sigma'_A \tilde{L}_{\Gamma}(\nu_x, \nu_y) \tilde{H}_N(\nu_x, \nu_y), \quad (34)$$

где $\tau_{0.c}$ — коэффициент пропускания оптической системы;

$$\beta^2 L(\beta \nu_x, \beta \nu_y) = F \left\{ L \left(\frac{x'}{\beta}, \frac{y'}{\beta} \right) \right\};$$

σ'_A — задний апертурный угол оптической системы.

Зависимость (34) является моделью некогерентной оптической системы. Она учитывает как фильтрующие свойства оптической системы, так и осуществляемые ею масштабные и энергетические преобразования, последние учитываются множителем $\pi \tau_{o.c} \sin^2 \sigma'_A$.

Модель некогерентной оптической системы получена для некогерентного монохроматического источника излучения. Для большинства прикладных задач некогерентность излучения сопровождается его полихроматичностью (тепловые, люминесцентные источники излучения). Тогда распределение освещенности в изображении, даваемом оптической системой, определяется спектральными характеристиками источников излучения, монохроматическими aberrациями оптической системы и зависимостью дифракционных явлений от длины волны:

$$\tilde{E}_\lambda(\nu_x, \nu_y, \lambda) = \pi \tau_{o.c}(\lambda) \sin^2 \sigma'_A \tilde{L}_{\Gamma\lambda}(\nu_x, \nu_y, \lambda) \tilde{H}_{\lambda N}(\nu_x, \nu_y).$$

В этом случае целесообразно ввести в рассмотрение редуцированные энергетические характеристики объекта и изображения, учитывающие спектральные характеристики $\tau_{o.c}(\lambda)$ не только оптической системы, но и других звеньев оптико-электронного тракта; $\tau_{c.p}(\lambda)$ слоя пространства между объектом и оптической системой и $S_{отн}(\lambda)$ приемника излучения. Пространственный спектр редуцированной освещенности в изображении оптической системы

$$\begin{aligned} \tilde{E}_p(\nu_x, \nu_y) &= \pi \sin^2 \sigma'_A \int_0^\infty \tau_{o.c}(\lambda) \tau_{c.p}(\lambda) S_{отн}(\lambda) \tilde{L}_{\Gamma\lambda} \times \\ &\times (\nu_x, \nu_y, \lambda) \tilde{H}_{\lambda N}(\nu_x, \nu_y) d\lambda, \end{aligned} \quad (35)$$

а так как в ряде случаев пространственные и спектральные характеристики излучения объектов разделяются, то из выражения (35) получим

$$\begin{aligned} \tilde{E}_p(\nu_x, \nu_y) &= \pi \sin^2 \sigma'_A \tilde{L}_p^{\text{пр}}(\nu_x, \nu_y) \int_0^\infty \tau_{o.c}(\lambda) \tau_{c.p}(\lambda) S_{отн}(\lambda) L_\lambda^{\text{отн}}(\lambda) \times \\ &\times \tilde{H}_{\lambda N}(\nu_x, \nu_y) d\lambda, \end{aligned} \quad (36)$$

где $\tilde{L}_{\Gamma\lambda}(\nu_x, \nu_y, \lambda) = \tilde{L}_p^{\text{пр}}(\nu_x, \nu_y) L_\lambda^{\text{отн}}(\lambda)$; $\tilde{L}_p^{\text{пр}}(\nu_x, \nu_y)$ – спектр пространственного распределения яркости в пространстве предметов; $S_{отн}(\lambda)$ – относительная спектральная чувствительность ПЛЭ; $L_\lambda^{\text{отн}}(\lambda)$ – относительное спектральное распределение излучения пространства предметов; $\tilde{H}_{\lambda N}(\nu_x, \nu_y)$ – монохроматическая ОПФ.

Применяя к интегралу в выражении (36) теорему о среднем, получим

$$\begin{aligned} &\int_0^\infty \tau_{o.c}(\lambda) \tau_{c.p}(\lambda) S_{отн}(\lambda) L_\lambda^{\text{отн}}(\lambda) \tilde{H}_{\lambda N}(\nu_x, \nu_y) d\lambda = \\ &= \tilde{H}_N^{\text{п.к}}(\nu_x, \nu_y) \int_0^\infty \tau_{o.c}(\lambda) \tau_{c.p}(\lambda) S_{отн}(\lambda) L_\lambda^{\text{отн}}(\lambda) d\lambda. \end{aligned} \quad (37)$$

Справедливость представления выражения (37) обусловлена непрерывностью ОПФ оптических систем и неизменностью знака подынтегральной функции в правой части по всей области интегрирования, что объясняется физикой процесса преобразования оптического сигнала.

Функция $\tilde{H}_N^{п.х}(\nu_x, \nu_y)$ представляет собой полихроматическую ОИФ оптической системы:

$$\tilde{H}_N^{п.х}(\nu_x, \nu_y) = \frac{\int_0^\infty \tau_{о.с}(\lambda) \tau_{с.п}(\lambda) S_{отн}(\lambda) L_\lambda^{отн}(\lambda) \tilde{H}_{\lambda N}(\nu_x, \nu_y) d\lambda}{\int_0^\infty \tau_{о.с}(\lambda) \tau_{с.п}(\lambda) S_{отн}(\lambda) L_\lambda^{отн}(\lambda) d\lambda}.$$

С учетом выражения (37) модель оптической системы для некогерентного немонахроматического излучения представляется в виде

$$\begin{aligned} \tilde{E}_p(\nu_x, \nu_y) &= \pi \sin^2 \sigma'_A L_\Gamma^{п.х}(\nu_x, \nu_y) \tilde{H}_N^{п.х}(\nu_x, \nu_y) \int_0^\infty \tau_{о.с}(\lambda) \tau_{с.п}(\lambda) \times \\ &\times S_{отн}(\lambda) L_\lambda^{отн}(\lambda) d\lambda = a_3 L_\Gamma^{п.х}(\nu_x, \nu_y) \tilde{H}_N^{п.х}(\nu_x, \nu_y), \end{aligned} \quad (38)$$

где $a_3 = \pi \sin^2 \sigma'_A \int_0^\infty \tau_{о.с}(\lambda) \tau_{с.п}(\lambda) S_{отн}(\lambda) L_\lambda^{отн}(\lambda) d\lambda$ – энергетический параметр модели оптической системы.

При частично когерентном освещении используются взаимная интенсивность – функция $J_{пр}(x_0, y_0; x_1, y_1)$ для точек (x_0, y_0) , (x_1, y_1) в плоскости предмета и когерентная функция рассеяния $h_\beta(x' - \beta x, y' - \beta y)$. Тогда взаимная интенсивность в плоскости изображения

$$\begin{aligned} J_{из}(x'_0, y'_0; x'_1, y'_1) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} J_{пр}(x_0, y_0; x_1, y_1) \times \\ &\times h_\beta(x'_0 - \beta x_0, y'_0 - \beta y_0) h_\beta^*(x'_1 - \beta x_1, y'_1 - \beta y_1) dx_0 dy_0 dx_1 dy_1. \end{aligned}$$

Введя новые переменные, получим

$$\begin{aligned} J_{из}(x'_0, y'_0; x'_1, y'_1) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\beta^2} J_{пр}\left(\frac{u_0}{\beta}, \frac{v_0}{\beta}; \frac{u_1}{\beta}, \frac{v_1}{\beta}\right) \times \\ &\times \frac{1}{\beta} h_\beta(x'_0 - u_0, y'_0 - v_0) \frac{1}{\beta} h_\beta^*(x'_1 - u_1, y'_1 - v_1) du_0 dv_0 du_1 dv_1 = \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} J_\Gamma(u_0, v_0; u_1, v_1) h(x'_0 - u_0, y'_0 - v_0) h^*(x'_1 - u_1, \\ &y'_1 - v_1) du_0 dv_0 du_1 dv_1, \end{aligned} \quad (39)$$

где $J_\Gamma(u_0, v_0; u_1, v_1)$ – функция взаимной интенсивности в идеальном изображении.

Переходя от пространственной модели оптической системы для частично когерентного квазимонохроматического излучения (39) в пространственно частотную область, с учетом выражения (26) получим

$$\begin{aligned} \tilde{J}_{из}(\nu_x, \nu_y; \nu'_x, \nu'_y) &= \tilde{J}_\Gamma(\nu_x, \nu_y; \nu'_x, \nu'_y) P_{пр}(-\lambda a'_p \nu_x, \\ &-\lambda a'_p \nu_y) P_{пр}^*(-\lambda a'_p \nu'_x, -\lambda a'_p \nu'_y). \end{aligned} \quad (40)$$

Таким образом, воздействие линейной пространственной инвариант-

ной оптической системы на взаимную интенсивность эквивалентно действию четырехмерного линейного фильтра. Функция

$$\begin{aligned} \tilde{T}(v_x, v_y; v'_x, v'_y) = & P_{\text{зр}}(-\lambda a'_p v_x, \\ & -\lambda a'_p v_y) P_{\text{зр}}^*(-\lambda a'_p v'_x, -\lambda a'_p v'_y) \end{aligned} \quad (41)$$

называется передаточной функцией для частично когерентного квазимонохроматического излучения.

На основании выражений (40) и (41) получим пространственно частотную модель оптической системы для частично когерентного освещения:

$$\tilde{J}_{\text{из}}(v_x, v_y; v'_x, v'_y) = \tilde{J}_r(v_x, v_y; v'_x, v'_y) \tilde{T}(v_x, v_y; v'_x, v'_y),$$

которая, как и рассмотренная ранее, отражает фильтрующие свойства и масштабные преобразования оптической системы и имеет параметрическую связь с геометрическими и абберационными характеристиками оптической системы.

Оптические сигналы, которые не вписываются в рамки рассмотренных ранее случаев, — это фоновые оптические сигналы, имеющие случайный характер. Так как излучение фона некогерентно, то при преобразовании фона оптической системой последнюю можно рассматривать как систему с некогерентным освещением.

В случае пространственно инвариантной оптической системы связь между флуктуациями фоновой яркости

$$L_{\Phi}(x, y) = L(x, y) - M\{L(x, y)\}$$

и освещенности

$$E_{\Phi}(x', y') = E(x', y') - M\{E(x', y')\}$$

описывается интегралом свертки (33):

$$\begin{aligned} E_{\Phi}(x', y') &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} L_{\Phi}(x, y) H_{\beta}(x' - \beta x, y' - \beta y) dx dy = \\ &= L_{\Phi r}(x', y') \otimes H_{\beta}(x', y'), \end{aligned} \quad (42)$$

где $L_{\Phi r}(x', y') = L_{\Phi}(\frac{x'}{\beta}, \frac{y'}{\beta})$. Тогда в соответствии с определением корреляционной функции фоновой освещенности

$$R_E(\xi', \eta') = M\{E_{\Phi}(x', y') E_{\Phi}(x' + \xi'; y' + \eta')\}$$

из интеграла (42) получим

$$\begin{aligned} R_E(\xi', \eta') &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} H(u_1, v_1) H(u_2, v_2) M\{L_{\Phi r}(x' - u_1, \\ & y' - v_1) L_{\Phi r}(x' + \xi' - u_2, y' + \eta' - v_2) du_1 dv_1 du_2 dv_2, \end{aligned}$$

откуда зависимость, описывающая прохождение оптического фонового сигнала через оптическую систему в пространственной области,

$$\begin{aligned} R_E(\xi', \eta') &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} H(u_1, v_1) H(u_2, v_2) R_{Lr}(\xi' + u_1 - u_2, \\ & \eta' + v_1 - v_2) du_1 dv_1 du_2 dv_2, \end{aligned}$$

где $R_{L\Gamma}(\xi', \eta') = R_L(\frac{\xi'}{\beta}, \frac{\eta'}{\beta})$.

Переходя в пространственно-частотную область, получим

$$\begin{aligned}\tilde{R}_E(v_x, v_y) &= \tilde{R}_{L\Gamma}(v_x, v_y) \tilde{H}(v_x, v_y) \tilde{H}^*(v_x, v_y) = \\ &= (\pi \sigma_{\text{о.с}} \sin^2 \sigma'_A)^2 R_{L\Gamma}(v_x, v_y) |\tilde{H}_N(v_x, v_y)|^2.\end{aligned}$$

Это выражение является модельным представлением оптической системы при преобразовании фонового монохроматического сигнала. Если фон немонхроматический, а спектральное распределение яркости фона в отличие от его пространственного распределения является детерминированной функцией $L_{\lambda}^{\text{опт}}(\lambda)$, то по аналогии с выражением (38) спектр Хинчина–Винера фоновой освещенности в плоскости изображений

$$\tilde{R}_E(v_x, v_y) = a_3^2 \tilde{R}_{L\Gamma}^{\text{оп}}(v_x, v_y) |\tilde{H}_N^{\text{оп}}(v_x, v_y)|^2,$$

где $\tilde{R}_{L\Gamma}^{\text{оп}}(v_x, v_y)$ – Фурье-образ приведенной к плоскости изображения корреляционной функции пространственного распределения яркости фона.

Таким образом, моделирование оптической системы целесообразно выполнять на ЭВМ, вычисляя соответствующий интеграл суперпозиции в частотной области, и в качестве ядра проблемного математического обеспечения использовать алгоритм преобразования Фурье.

Отметим также, что в качестве конструктивных параметров оптической системы как объекта проектирования на системотехническом уровне выступают размеры зрачка входа и его положение, увеличение системы, а также параметры разложения в ряд соответствующей передаточной функции или импульсного отклика.

Модель слоя пространства. Как было показано выше, модельное представление источника излучения сводится к описанию некоторой излучающей или отражающей поверхности (чаще всего плоскости). Оптическая система представляется некоторым фазовым транспарантом, причем в качестве ее входной части рассматривается плоскость входного зрачка. Искажения фронта волны, производимые оптической системой, описываются дифракцией на зрачках системы с учетом фазовых искажений, которые вносят оптические элементы.

Реальный ОЭП часто действует на значительном удалении от источника излучения. При этом между входным зрачком оптической системы и источником может находиться среда, воздействующая на амплитуду и фазу волны. Действие такой среды на передачу пространственных частот можно описывать с помощью оптической передаточной функции слоя пространства.

Выражение для передаточной функции слоя пространства зависит от степени когерентности источника излучения. При прохождении когерентного излучения через слой пространства его фильтрующие свойства описываются так же, как и свойства когерентной оптической системы. Слой пространства называют по аналогии также когерентным. Некогерентный слой пространства описывается с помощью оптической передаточной функции. Влияние слоя пространства на частично когерентное излучение, на взаимную функцию когерентности считают эквивалентным действию че-

тырехмерного линейного фильтра, т. е. влиянию на частично когерентную оптическую систему.

Слой пространства изменяет амплитуду и фазу волн и, следовательно, существенно влияет на изображение, которое строится оптической системой ОЭП. Поэтому для построения модели обобщенного ОЭП необходимо учесть свойства среды со случайным распределением коэффициентов пропускания и преломления. Характеристики таких распределений для практически важных сред, например для атмосферы, определяются полуэмпирическими зависимостями. При модельном представлении слоя пространства используют выражение для совместной передаточной функции слоя пространства и оптической системы [4]:

$$\tilde{H}_{\text{о.с.п}}(\nu_x, \nu_y) = \tilde{H}_{\text{о.с}}(\nu_x, \nu_y) \tilde{H}_{\text{с.п}}(\nu_x, \nu_y),$$

где $\tilde{H}_{\text{о.с}}(\nu_x, \nu_y)$ и $\tilde{H}_{\text{с.п}}(\nu_x, \nu_y)$ — оптические передаточные функции оптической системы и слоя пространства.

В качестве примера передаточной функции турбулентного слоя пространства в атмосфере можно рассматривать выражение

$$H(\nu) = \exp \left\{ -1,45 k^2 r_{\text{с.п}}^{5/3} c_n^2 \right\}.$$

Здесь $\nu = r_{\text{с.п}}/\lambda f', f'$ — фокусное расстояние оптической системы; $r_{\text{с.п}}$ — расстояние между двумя точками в плоскости входного зрачка оптической системы; c_n^2 — структурная характеристика показателя преломления, определяемая экспериментально.

Когерентный слой пространства оказывает воздействие как на амплитудные, так и на фазовые характеристики излучения, т. е. его модельное представление строится на тех же основных допущениях, что и модель оптической системы.

Поэтому в качестве основной математической модели поведения можно рассматривать стохастическое уравнение Гельмгольца:

$$\nabla^2 U(\mathbf{r}) = k[1 + n_1(\mathbf{r})]U(\mathbf{r}) = 0, \quad (43)$$

где $U(\mathbf{r})$ — волна в точке пространства с координатами $\mathbf{r}$; $n_1(\mathbf{r})$ — случайное значение показателя преломления.

Поглощение в когерентном слое пространства оценивается так же, как и в некогерентном, но для монохроматического излучения.

При модельном представлении оптической системы в качестве функции Грина, удовлетворяющей уравнению Гельмгольца для когерентного сигнала, рассматривается импульсный отклик $h(x, y)$. Аналогичная функция может быть найдена и для выражения (43). Следовательно, модель когерентного слоя пространства можно представить в виде фазового транспаранта, аналогично оптической системе:

$$h_{\text{с.п}}(x', y'; x, y) = h_0 \exp \{ \Psi_1(x', y'; x, y) + jk\Psi_2(x', y'; x, y) \}, \quad (44)$$

где h_0 — коэффициент, учитывающий поглощение излучения когерентным слоем пространства; Ψ_1, Ψ_2 — вещественная и мнимая компоненты функции, учитывающей случайные изменения фазы волны.

Наиболее просто можно оценить $h_{\text{с.п}}$, если случайные функции Ψ_1 и Ψ_2 описывают гауссовский случайный процесс. Это допущение возможно,

если рассматривать области флуктуации показателя преломления, большие длины волны излучения. Для оптического излучения это допущение не является строгим. В этом случае Ψ_1 и Ψ_2 рассматриваются как гауссовские случайные поля, и их статистические свойства определяются первыми двумя моментами. Ковариационные функции для Ψ_1 и Ψ_2 имеют вид [4]

$$K_{\psi 1}(x', y'; x, y) = 4\pi^2 k^2 \int_0^L dz \int_0^\infty d u u c_n^2(z) s_n(u) J_0(d_0 u) \times \\ \times \sin^2 \left[\frac{u^2 z (L-z)}{2kL} \right]; \quad (45)$$

$$K_{\psi 2}(x', y'; x, y) = 4\pi^2 k^2 \int_0^L dz \int_0^\infty d u u c_n^2(z) s_n(u) J_0(d_0 u) \times \\ \times \cos^2 \left[\frac{u^2 z (L-z)}{2kL} \right],$$

где $c_n^2(z)$ — структурная функция, учитывающая влияние физических свойств среды; $s_n(u)$ — нормированный трехмерный пространственный спектр флуктуаций показателя преломления, определяемый экспериментально для каждой конкретной модели слоя пространства; $J_0(d_0 u)$ — функция Бесселя,

$$d_0 = [\sqrt{x'^2 + y'^2} z + \sqrt{x^2 + y^2} (L-z)]/L;$$

L — длина слоя пространства.

Для атмосферы эта функция зависит от высоты над уровнем моря, градиента температуры, скорости ветра, перепадов давления.

Математическое ожидание выражения (45) определяется из соотношений

$$m_{\psi 1} = -k_{\psi}(\infty; \infty); \quad m_{\psi 2} = 0.$$

Аналогичным образом, зная ковариационные функции, можно получить выражения для дисперсий $\sigma_{\psi 1}$ и $\sigma_{\psi 2}$. Например, получено [10]

$$\sigma_{\psi 1} = 0,563 k^{7/6} \int_0^L dz c_n^2(z) \left[\frac{z(L-z)}{L} \right]^{5/6}.$$

Дисперсия фазовой компоненты $\sigma_{\psi 2} = \pi$. Таким образом, модель когерентного слоя пространства можно записать в виде

$$U'(x', y') = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} U(x, y) h(x' - x, y' - y) dx dy. \quad (46)$$

Обозначения функций, входящих в выражение (46), даны ранее.

Частично когерентный слой пространства можно также описать, используя стохастическое уравнение Гельмгольца. Если источник излучения нельзя рассматривать как точечный и монохроматический или как протяженный, каждая точка которого является источником некоррелированного излучения, то допущения скалярной теории дифракции неправомерны. Следует применять теорию дифракции и интерференции частично

когерентного излучения. Основные положения строгой теории частичной когерентности строятся на предположении, что световое возмущение распространяется как волна. Кроме того, как отмечалось ранее, рассматривая поле, создаваемое протяженным немонахроматическим источником не в одной, а в двух произвольно выбранных точках p_1 и p_2 ; для любой пары точек p_1, p_2 вводят понятие степени корреляции между колебаниями в этих точках. При этом в случае сильной корреляции можно считать сигнал когерентным, а при отсутствии корреляции — некогерентным. Строгая теория дифракции формулирует два уравнения относительно функции взаимной когерентности Γ :

$$\nabla_1^2 \Gamma(p_1, p_2, \tau) - (n_1 + 1) k^2 \frac{\partial^2 \Gamma(p_1, p_2, \tau)}{\partial \tau^2} = 0; \quad (47)$$

$$\nabla_2^2 \Gamma(p_1, p_2, \tau) - (n_2 + 1) k^2 \frac{\partial^2 \Gamma(p_1, p_2, \tau)}{\partial \tau^2} = 0,$$

где ∇_1 — лапласиан по координатам точки p_1 ; ∇_2 — лапласиан по координатам точки p_2 ; $n_1(p_1, p_2)$, $n_2(p_1, p_2)$ — реализации случайного распределения показателя преломления.

Сопоставляя уравнения (47) и (43), нетрудно заметить их формальное совпадение.

Функция Грина, удовлетворяющая уравнению (47), как и в предыдущем случае, существует, но выражается через функцию взаимной когерентности. Особенность этой функции заключается в том, что в ней поглощение в слое пространства не может быть выражено через пропускание некогерентного слоя пространства.

Если выразить координаты точек p_1, p_2 через вектора ρ_1, ρ_2 , то выражение для импульсного отклика выразится в виде

$$h(\rho_1, \rho_2, z) = \frac{\exp\left\{-\frac{1}{2}[\sigma(\lambda) + n(\lambda)]\right\}}{\lambda z} \times \\ \times \exp\left\{\psi_1(\rho_1, 0, \rho_2, z) + jk\psi_2(\rho, 0, \rho_2, z)\right\}.$$

Функции ψ_1 и ψ_2 , а также все обозначения имеют такой же смысл, что и в выражениях (44).

Таким образом, распределение поля на выходе частично когерентного слоя пространства определяется соотношением

$$U(\rho_2, z) = \int_D U(\rho_1, 0) h(\rho_1, \rho_2, z) d\rho_1.$$

Однако непосредственное использование этого выражения для модельного представления возможно после осредненной оценки и перехода к функции взаимной интенсивности.

В предположении изотропного нормального распределения случайных фаз, сделанного и для когерентного слоя пространства, осреднение функции $h_{c.p.}$ [4]

$$\langle h_{c.p.} \rangle = \exp\left\{-\frac{1}{2} D_{\psi_1, \psi_2}(z, \rho, \rho_2, \rho'_1, \rho'_2)\right\},$$

где

$$D_{\psi_1, \psi_2} = \pi k^2 \int_0^z dx \int_{-\infty}^{+\infty} d\kappa F(z, \kappa) \times \\ \times \left\{ 1 - \cos \left[\kappa \left(\rho_3 \frac{x}{L_{c.p.}} + \rho'_3 \left(1 - \frac{x}{L_{c.p.}} \right) \right) \right] \right\} d\kappa; \\ \rho_3 = \rho_1 - \rho_2, \quad \rho'_3 = \rho_1 - \rho_2;$$

$F(z, \kappa)$ — спектральная плотность вероятности флуктуаций показателя преломления; $\kappa = \kappa \{x_1, y_1\}$.

Если предположить, что характерные размеры области флуктуации показателя преломления значительно меньше $L_{c.p.}$, то спектральная плотность вероятности для турбулентного слоя атмосферы выражается следующим образом:

$$F(z, \kappa) = 0,033 c_n^2 \kappa^{-11/3} \exp(-\kappa^2 / \kappa_m^2),$$

где c_n^2 — структурная характеристика показателя преломления; $\kappa_m = 5,92/l_0$; l_0 — средний размер неоднородностей.

Функция взаимной интенсивности с учетом сказанного выше имеет следующий вид:

$$J(\rho'_1, \rho'_2, z) = \exp \left\{ - \frac{[\sigma(\lambda) - k(\lambda)]}{(\lambda z)^2} \right\} D_{\text{зр. вх}} \int D_{\text{зр. вх}} d\rho_1 d\rho_2 J(\rho_1, \rho_2) \times \\ \times \exp \left\{ ik \left[\sqrt{z^2 + (\rho_1 - \rho'_1)^2} - \sqrt{z^2 + (\rho_2 - \rho'_2)^2} \right] \right\} \times \\ \times \exp \left\{ - \frac{1}{2} D_{\psi_1, \psi_2}^*(z, R, R') \right\},$$

где R, R' — координаты в плоскости, ортогональной направлению распространения излучения z .

Если $R, R' \geq l_0$, то

$$D_{\psi_1 \psi_1}^*(z, R, R') = 0,73 c_n^2(z) k^2 \left[\frac{1}{2} (R^{5/3} + R'^{5/3}) - \frac{1}{8} |R - R'|^{5/3} \right].$$

В противном случае

$$D_{\psi_1 \psi_1}^*(z, R, R') = \frac{1}{\rho_a^2} [R^2 + R'^2 - \frac{1}{3} (R - R')^2].$$

Если флуктуации показателя преломления происходят в атмосфере, то

$$\rho_a = (0,41 c_n^2 k^2 z^2 l_0^{1/3})^{-1/2},$$

где

$$c_n^2 = \left(\frac{8 \cdot 10^{-7} p}{T^2} \right)^2 \frac{\kappa^{4/3} T_*}{h^{2/3}} a^2(R_i);$$

$\kappa_0 = 0,4$; $T_* = \frac{dT}{d \ln H}$; H — высота над уровнем моря; $a^2(R_i)$ — функция от числа Ричардсона, определяющая зависимость градиентов температур от скорости ветра; коэффициенты рассеяния $\sigma(\lambda)$ и поглощения $k(\lambda)$ задаются таблично [4].

Это выражение является модельным представлением частично когерентного слоя пространства. Анализируя его, легко убедиться, что, как и для когерентного слоя пространства, реализация такой математической модели на ЭВМ сводится к операции свертки, которая легко реализуется с помощью алгоритма БПФ в частотной области. Таким образом, открывается возможность в качестве ядра математического обеспечения для модельного представления многомерных звеньев оптико-электронного тракта выбрать преобразование Фурье.

Модель анализатора изображения Ранее отмечалось, что характерной особенностью любого ОЭП как объекта проектирования является наличие подсистемы, с помощью которой выделяется и особым образом кодируется та часть информации об источнике излучения, которая определяет функциональное назначение ОЭП.

Такой подсистемой может быть подвижный и неподвижный растр, оправа приемника лучистой энергии, мозаика фоторезисторов и т. п. В вырожденном случае — это неподвижная диафрагма и стоящий непосредственно за ней приемник лучистой энергии. Методически удобно отнести к подсистеме анализатор изображения — развертывающее устройство, характеризующееся некоторым коэффициентом пропускания τ и законом перемещения в поле анализа изображения, а также устройство, осуществляющее преобразование многомерного сигнала в одномерный без искажений во временной координате. Таким устройством может быть, например, безынерционный фотоприемник. В этом случае можно считать, что на вход анализатора изображения поступает сигнал в виде распределения освещенности, создаваемого либо оптической системой, либо слоем пространства.

Будем считать по условиям физической реализуемости, что развертывающее устройство имеет конечные размеры, т. е. функция $h(x, y)$ финитна. Тогда в момент времени t освещенность на выходе развертывающего устройства

$$E'(x, y, \lambda, t) = E(x, y, \lambda, t)h(x, y, t), \quad (48)$$

причем

$$h(x, y, t) = h\{x, y, x'(t), y'(t)\}$$

где $x'(t), y'(t)$ — параметрически заданный закон перемещения развертывающего устройства; λ — длина волны; x, y — пространственные координаты.

На выходе устройства, преобразующего многомерный сигнал в одномерный, сигнал описывается функцией

$$\Phi_1(\lambda, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} E(x, y, \lambda, t) dx dy. \quad (49)$$

Координату λ в модели анализатора изображения можно не рассматривать, так как в большинстве случаев функция

$$\Phi_1(\lambda, t) = \Phi(t)\Phi_2(\lambda).$$

Составляющая $\Phi_2(\lambda)$ учитывается при разработке модели приемника лучистой энергии.

Таким образом, с учетом соотношений (48) и (49) выражение, моделирующее работу анализатора изображения, имеет вид

$$\Phi(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} E(x, y, t) h[x, y, x'(t), y'(t)] dx dy. \quad (50)$$

В последнее время все большее внимание уделяется цифровой обработке изображений, причем анализ изображения осуществляется по одной из следующих схем.

Изображение кодируется по закону $x'(t), y'(t)$ в виде аналогового сигнала $\Phi(t)$, а затем с помощью аналогово-цифрового преобразователя формируется цифровой сигнал Φ_i в виде последовательности отсчетов $\Phi(t)$ через равные интервалы времени Δ .

Осуществляется дискретизация изображения, затем цифровая обработка двумерного массива отсчетов.

Преобразование сигнала на первом этапе описывается выражением

$$E_{ij} = q^{\nu} \text{ENTIER} \{ E(i\Delta x, j\Delta y) / q^{\nu} \},$$

где q — основание системы счисления, в которой работает устройство для квантования изображения и процессор; Δx и Δy — шаг дискретизации по осям x и y ; ν — заданное число разрядов регистров оперативной памяти.

На втором этапе происходит цифровая фильтрация с одновременным кодированием изображения:

$$\Phi_{ij} = \sum_{k=0}^N \sum_{l=0}^N E_{kl} h_{ijkl}. \quad (51)$$

Сравнивая выражения (50) и (51), легко убедиться, что уравнение (51) является дискретным аналогом выражения (50). Следовательно, реализацию на ЭВМ модельного представления анализатора изображения можно использовать и для моделирования цифровых и аналоговых анализаторов изображения.

Уравнение (51) отвечает также требованиям, предъявляемым к модели элементов оптико-электронного тракта как объекта проектирования. Оно наглядно представляет процесс преобразования сигнала в анализаторе изображения и в то же время явным образом связано с конструктивными параметрами системотехнического уровня проектирования. В качестве таких параметров целесообразно рассматривать коэффициенты рядов, описывающих импульсный отклик $h(x, y)$ и закон анализа: $x = x(t)$, $y = y(t)$. Как и в случае оптической системы, функцию $h(x, y)$ удобнее представлять в ЭВМ в форме двумерного массива (матрицы) и в форме степенного ряда

$$h(x, y) = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m (\alpha_i x^i + \beta_{ij} x^i y^j + \gamma_j y^j).$$

Первое представление удобно для решения задачи анализа, а второе — для параметрической оптимизации. Степенной ряд получается аппроксимацией двумерного массива, заданного пользователем, и его коэффициенты отвечают условиям ортогональности:

$$\frac{\partial^2 h}{\partial \beta_{ij} \partial \gamma_i} \equiv 0; \quad \frac{\partial^2 h}{\partial \alpha_i \partial \beta_{ij}} \equiv 0; \quad \frac{\partial^2 h}{\partial \alpha_i \partial \gamma_j} \equiv 0.$$

В этом случае облегчается процесс параметрической оптимизации анализатора изображения.

В общем случае входной сигнал $E(x, y, t)$ является нестационарным. Если характеристическое время анализа такого сигнала соизмеримо с постоянной времени приемника излучения или каких-либо систем электронного тракта ОЭП, в рассмотрение вводится импульсный отклик в виде функции, инвариантной и к временному сдвигу: $h(x, y, x', y', t-t')$. Тогда модельное представление анализатора изображения

$$\Phi(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{\infty} E(x, y, t) h(x, y, x', y', t-t') dx dy dt'; \quad (52)$$

где $x' = x'(t)$; $y' = y'(t)$.

Дискретный аналог такой модели представим выражением

$$\Phi_{ij} = \sum_{k=0}^{N_1} \sum_{l=0}^{N_2} \sum_{m=0}^{N_3} E_{klm} h_{ijklm-j}. \quad (53)$$

Таким образом, выражение (52) и его дискретное представление являются наиболее полной моделью анализатора изображения. Однако его реализация на ЭВМ требует значительных затрат ресурсов, причем полученная при этом информация может быть и не нужна проектанту. При разработке большинства ОЭП проектант стремится выбрать постоянную времени его тракта такой, чтобы за цикл анализа изображения распределение освещенности менялось во времени на пренебрежимо малое значение. Поэтому модельное представление (52) является избыточным и практическое значение имеет модель (50) и ее дискретный аналог (51).

Реализация модельного представления (53) потребовала бы даже с использованием ЭВМ N^6 операций сложения и N^6 операций умножения. Практическая реализация расчета сигнала на выходе анализатора изображения при дискретном представлении E_{ij} в виде массива 256×256 отсчетов требует при использовании процедуры Гаусса приблизительно 3 ч машинного времени для ЭВМ с производительностью $8 \cdot 10^5$ опер./с.

Если наложить нестрогое ограничение на характер анализа изображения в проектируемом ОЭП, задача реализации модельного представления существенно упростится. Такое ограничение является существенным только для многоэлементных растров.

Пусть при анализе изображения осуществлялось только произвольное плоское движение многоэлементного растра или чисто вращательное движение многоэлементного растра. Многоэлементный растр в связи с этим ограничением не может участвовать одновременно в произвольном плоском и вращательном движении относительно мгновенного центра скоростей. При одноэлементном симметричном растре это ограничение, естественно, не существует.

Следует отметить, что указанный выше закон анализа практически не встречался в практике проектирования ОЭП. Тенденция проектирования ОЭП направлена на упрощение процесса анализа изображения и усложнение электронного тракта ОЭП.

С учетом сказанного модельное представление анализатора изобраа-

жения для произвольного рисунка раstra и произвольной траектории при плоском движении имеет вид

$$\Phi(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E(x, y, t) h\{x-x'(t), y-y'(t)\} dx dy.$$

В практике проектирования ОЭП стремятся выбрать время цикла анализа изображения несоизмеримо меньшим времени изменения освещенности $E(x, y, t)$. Поэтому в качестве модельного представления анализатора изображения используется выражение, в котором принимается, что $E(x, y, t) = E(x, y)$:

$$\Phi(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E(x, y) h\{x-x'(t), y-y'(t)\} dx dy. \quad (54)$$

В этом случае алгоритм, реализующий на ЭВМ модельное представление (54), можно записать в виде

$$\tilde{E}(v_x, v_y) = F\{E(x, y)\},$$

где F — оператор преобразования Фурье;

$$\tilde{H}(v_x, v_y) = F\{h(x, y)\};$$

$$\tilde{\Phi}_1(v_x, v_y) = \tilde{E}(v_x, v_y) \tilde{H}(v_x, v_y);$$

$$\Phi_1(x, y) = F^{-1}\{\tilde{\Phi}_1(v_x, v_y)\},$$

где F^{-1} — оператор обратного преобразования Фурье; $\Phi(t) = \Phi_1\{x'(t), y'(t)\}$ — переход от пространственных координат к временным в соответствии с законом развертки.

Дискретная запись для этого алгоритма имеет вид

$$\begin{aligned} \tilde{E}_{m,j} &= \frac{1}{\sqrt{N_1 N_2}} \sum_{k=0}^{N_1-1} \sum_{l=0}^{N_2-1} E_{k,l} \exp\left\{j2\pi\left[\frac{km}{N_1} + \frac{lj}{N_2}\right]\right\}; \\ \tilde{H}_{m,j} &= \frac{1}{\sqrt{N_1 N_2}} \sum_{k=0}^{N_1-1} \sum_{l=0}^{N_2-1} H_{k,l} \exp\left\{j2\pi\left[\frac{km}{N_1} + \frac{lj}{N_2}\right]\right\}; \\ \tilde{\Phi}_{m,j}^{(1)} &= \tilde{E}_{m,j} \tilde{H}_{m,j}; \\ \Phi_{k,l}^{(1)} &= \frac{1}{\sqrt{N_1 N_2}} \sum_{m=0}^{N_1-1} \sum_{j=0}^{N_2-1} \Phi_{m,j}^{(1)} \exp\left\{-j2\pi\left[\frac{km}{N_1} + \frac{lj}{N_2}\right]\right\}. \end{aligned} \quad (55)$$

Операции повторяются для каждого отсчета.

Таким образом, для выполнения алгоритма (55) требуются два прямых и одно обратное преобразование Фурье, а также прямое умножение матрицы на матрицу. Если в качестве дискретного преобразования Фурье использовать алгоритм БПФ, число операций сложения составит $2N^2 \log_2 N$, а число операций умножения — N^2 .

В случае модельного представления анализатора изображения с вращательным законом развертки в качестве исходного выражения выступает запись модели в полярной системе координат:

$$\Phi(t) = \int_0^{\infty} \int_0^{2\pi} E(\rho, \varphi, T) h\{\rho, \varphi - \varphi'(t)\} \rho d\rho d\varphi.$$

В этом случае алгоритм (55) не изменяется, если исходные массивы представлены отсчетами в полярной системе координат.

Были рассмотрены алгоритмы, моделирующие работу анализатора изображения при детерминированных (когерентных) сигналах на входе.

Если входной сигнал является случайной функцией координат и описывается взаимно корреляционной функцией, алгоритм (55) практически не изменяется. Покажем это [9]. Если случайный сигнал на входе анализатора изображения описывается корреляционной функцией, то на выходе корреляционную функцию сигнала можно описать выражением

$$R_{\Phi}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_E(x, y; x_1, y_1) \times \\ \times h(x-x', y-y'; x_1, y_1) dx dy dx_1 dy_1, \quad (56)$$

где $x' = x'(\tau)$; $y' = y'(\tau)$.

Следовательно, корреляционную функцию (56) в случае применения для моделирования анализатора изображения алгоритма (55) можно получить интегрированием функции $\Phi(t)$ в пределах времени анализа ΔT :

$$R_{\Phi}(\tau) = M \{ \Phi(t) \Phi^*(t-\tau) \}.$$

Реализация функции (56) на ЭВМ эквивалентна последовательному включению анализатора изображения и интегрирующего одномерного звена (см. п. 4 гл. 3) с постоянной времени, равной времени анализа изображения.

Таким образом, как и при модельном представлении оптической системы и слоя пространства, ядром проблемного математического обеспечения является преобразование Фурье или его дискретный аналог — БПФ.

Модель приемника лучистой энергии. Модель ПЛЭ как звена оптико-электронного тракта должна учитывать следующие факторы, влияющие на его функционирование [8, 9]:

- 1) неравномерность чувствительности по площадке ПЛЭ;
- 2) зависимость чувствительности ПЛЭ от пространственного распределения облученности по его площадке;
- 3) селективность ПЛЭ;
- 4) частотно-временные свойства ПЛЭ;
- 5) шумы ПЛЭ.

Первый фактор характеризует ПЛЭ как пространственный фильтр и в этом смысле его следует учитывать при моделировании анализатора изображения. Второй и третий факторы определяют энергетические характеристики ПЛЭ. Четвертый и пятый факторы характеризуют свойства ПЛЭ как электронного элемента.

Несмотря на то, что перечисленные факторы взаимосвязаны, для инженерных расчетов допустимо принять независимость их действия. Кроме того, при разработке модели ПЛЭ следует стремиться к ее параметрическому заданию, что существенно упрощает ее работу в САПР.

Учитывая сказанное, а также существующие методы описания ПЛЭ в оптико-электронных трактах различных ОЭП [9], можно предложить структурную схему ПЛЭ, приведенную на рис. 10. Она состоит из входно-

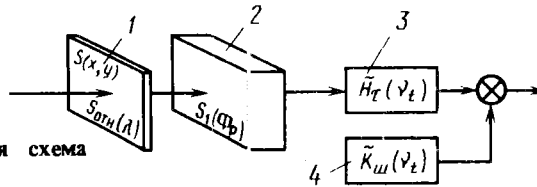


Рис. 10. Структурная схема ПЛЭ

го окна 1, идеального ПЛЭ 2, линейного частотно-зависимого звена 3 и генератора шума 4.

Входное окно представляет собой идеализированный бесконечно тонкий оптический фильтр, спектральный коэффициент пропускания которого совпадает с относительной спектральной чувствительностью ПЛЭ:

$$\tau(\lambda) = S_{\text{отн}}(\lambda),$$

а пространственное распределение коэффициента пропускания по площади фильтра определяется пространственным распределением интегральной чувствительности ПЛЭ:

$$\tau_1(x, y) = S(x, y),$$

где $S(x, y)$ — относительное пространственное распределение чувствительности ПЛЭ.

Таким образом, общий коэффициент пропускания входного окна

$$\tau_0(x, y, \lambda) = \tau_1(x, y)\tau(\lambda) = S(x, y)S_{\text{отн}}(\lambda).$$

Идеальный ПЛЭ представляет собой неселективный безынерционный нешумящий ПЛЭ, чувствительная площадка которого имеет форму и размеры реального ПЛЭ, а дифференциальная чувствительность площадки ПЛЭ зависит только от редуцированного потока излучения:

$$S_{\text{ПЛЭ}}(t) = S_{\lambda}^{\text{max}} S_1[\Phi_p(t)],$$

где S_{λ}^{max} — максимальная спектральная чувствительность ПЛЭ при сигналах, близких к пороговым; $S_1[\Phi_p(t)]$ — относительная дифференциальная чувствительность ПЛЭ;

$$\Phi_p(t) = \Phi_{\lambda}^{\text{max}}(t) \int_0^{\infty} \Phi_{\lambda}^{\text{отн}}(\lambda) S_{\text{отн}}(\lambda) d\lambda$$

— редуцированный поток излучения, который падает на идеальный ПЛЭ.

Линейное частотно-зависимое звено осуществляет преобразование электрического сигнала с выхода идеального ПЛЭ и имеет передаточную функцию $\tilde{H}_T(\nu_t)$, совпадающую с временной передаточной функцией реального ПЛЭ.

Генератор шума в точности воспроизводит спектр мощности шума реального ПЛЭ. Следует отметить, что, как и в реальном приемнике, шум в данной модели аддитивен по отношению к сигналу с ПЛЭ.

Таким образом, предложенная структурная схема ПЛЭ отражает все перечисленные ранее факторы, определяющие функционирование ПЛЭ и присущие всем типам ПЛЭ — как тепловым, так и фотоэлектрическим. Однако конкретные характеристики звеньев модели существенно зависят от типа ПЛЭ.

Характер спектральной характеристики ПЛЭ в общем случае определяется тем, относится ли ПЛЭ к тепловым (термоэлементы, болометры, пневматические, оптико-акустические, пирозлектрические ПЛЭ) или к фотоэлектрическим (фоторезисторы, фотодиоды, фототриоды, фотоэлементы, ЭОП, ФЭУ, телевизионные трубки). Тепловые ПЛЭ неселективны: спектральная чувствительность идеального теплового ПЛЭ постоянна во всем оптическом диапазоне $S_{\text{отн}}(\lambda) = \text{const}$. Однако у реальных ПЛЭ спектральный диапазон чувствительности ограничен, например, спектральной полосой пропускания оптических фильтров, используемых как элемент конструкции ПЛЭ. Поэтому спектральную характеристику даже идеализированного теплового приемника следует записывать:

$$S_{\text{отн}}(\lambda) = \begin{cases} 1 & \text{при } \lambda_1 \leq \lambda \leq \lambda_2; \\ 0 & \text{" } \lambda < \lambda_1 \text{ или } \lambda > \lambda_2. \end{cases}$$

Спектральная характеристика идеального фотоэлектрического ПЛЭ

$$S_{\text{отн}}(\lambda) = \begin{cases} \lambda/\lambda_{\text{гр}} & \text{при } \lambda \leq \lambda_{\text{гр}}; \\ 0 & \text{" } \lambda > \lambda_{\text{гр}}, \end{cases}$$

где $\lambda_{\text{гр}}$ — длинноволновая граница чувствительности фотоэлектрического ПЛЭ, определяемая физическими свойствами материала чувствительной площадки ПЛЭ.

Использование идеальных спектральных характеристик ПЛЭ целесообразно на начальных этапах параметрической оптимизации ОЭП, когда уточняется спектральный диапазон его чувствительности, так как процесс оптимизации не сковывается рамками каталога ПЛЭ. Реальные спектральные характеристики ПЛЭ используются на завершенных этапах оптимизации ОЭП, когда окончательно формируется задание на ПЛЭ как элемент оптико-электронного тракта. Необходимость конкретизации спектральной характеристики и, следовательно, материала ПЛЭ вызывается тем, что в ряде случаев реальные спектральные характеристики могут существенно отличаться от идеальных.

Неравномерность чувствительности по площадке ПЛЭ в основном обусловлена дефектами технологического процесса производства и имеет случайный характер. Поэтому учет неравномерности при моделировании ПЛЭ затруднен отсутствием статистических данных для конкретных типов ПЛЭ, и чувствительность ПЛЭ обычно принимают постоянной по всей чувствительной площадке. Однако данная модель позволяет разработчику ОЭП задать закон распределения чувствительности по площадке ПЛЭ. В этом случае необходимо связать параметры ПЛЭ с неравномерной пространственной чувствительностью с паспортными данными на ПЛЭ, не учитывающими эту неравномерность:

$$S_{\lambda}^{\text{max}} = \frac{S_{\lambda_{\text{п}}}^{\text{max}} A_{\text{ПЛЭ}}}{\int_{A_{\text{ПЛЭ}}} S(x, y) dx dy},$$

где $S_{\lambda_{\text{п}}}^{\text{max}}$ — паспортное значение максимальной спектральной чувствительности ПЛЭ; $A_{\text{ПЛЭ}}$ — площадь ПЛЭ.

При описании частотных свойств ПЛЭ его рассматривают как апери-

одическое звено с постоянной времени τ , т. е. его временная передаточная функция определяется зависимостью

$$\tilde{H}_\tau(\nu_t) = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi\nu_t\tau)^2}} \exp[-j \arctg(2\pi\nu_t\tau)].$$

Шум ПЛЭ характеризуется спектральной плотностью мощности $\tilde{K}_{\text{ш}}(\nu_t)$. Эта характеристика указана в паспорте на ПЛЭ. Если функция $\tilde{K}_{\text{ш}}(\nu_t)$ неизвестна, информацию о ней можно получить на основании общих сведений о природе шумов и условиях эксплуатации ПЛЭ. Основными видами шумов ПЛЭ являются тепловой, дробовый, токовый, генерационно-рекомбинационный и ряд других. Определению спектральной плотности мощности каждого из перечисленных видов шумов посвящено много работ [7, 8], к которым и отсылаем читателей для более подробного ознакомления.

Таким образом, преобразование потока излучения, осуществляемое ПЛЭ, представляется следующей моделью:

$$u_{\text{ПЛЭ}}(t) = \Phi_\lambda^{\text{max}}(t) S_1[\Phi_p(t)] \int_0^\infty \Phi_\lambda^{\text{отн}}(\lambda) S_{\text{отн}}(\lambda) d\lambda \otimes H_\tau(t) + u_{\text{ш}}(t),$$

где $H_\tau(t) = F^{-1}\{\tilde{H}_\tau(\nu_t)\}$ — импульсный отклик ПЛЭ как временного апериодического звена; $u_{\text{ш}}(t)$ — случайная функция, описывающая шум ПЛЭ.

Зависимость дифференциальной чувствительности ПЛЭ от редуцированного потока $S_1[\Phi_p(t)]$ характеризует нелинейность преобразования входного сигнала, осуществляемого ПЛЭ.

Модель восстановления изображения. Во многих ОЭП изменяемой частью прибора является подсистема, с помощью которой временной сигнал $u(t)$ преобразуется в пространственный $L(x, y)$:

$$L(x, y) = \mathcal{L}\{u(t)\}.$$

Восстановление сигнала возможно, если известен закон, по которому в процессе анализа изображения происходило преобразование двумерного сигнала в одномерный:

$$x' = x'(t); \quad y' = y'(t).$$

Реальные устройства, восстанавливающие изображение, такие как электронно-лучевые трубки, электрохимические или фотоэлектрические регистраторы, характеризуются наличием восстанавливающей апертуры. В пределах этой апертуры имеется некоторое распределение яркости $h(x, y)$, которое можно рассматривать как реакцию на воздействие $\delta(t)$. Процесс восстановления изображения можно представить в виде

$$L(x, y, t) = u(t) h\{x, y, x'(t), y'(t)\}, \quad (57)$$

где $L(x, y, t)$ — выходной сигнал; $u(t)$ — входной сигнал.

Поскольку процесс восстановления изображения происходит во времени и изменение координат восстанавливающей апертуры не влияет на значение и форму импульсного отклика, можно принять, что

$$u_p(t) = \int_0^\infty u(\tau) h_1(\tau - t) d\tau, \quad (58)$$

где $h_1(t)$ — импульсный отклик одномерной части восстанавливающего устройства.

С учетом допущения (58) выражение (57) можно существенно упростить, если ввести в рассмотрение такой редуцированный временной сигнал $u_p(t)$, что

$$L(x, y, t) = u_p(t) h\{x, y; x'(t), y'(t)\}.$$

Такая запись возможна, если принять, что время восстановления изображения [область финитности функции $h_1(\tau)$] несоизмеримо меньше времени цикла развертки, т. е. времени формирования кадра или периода повторения развертки.

Второе существенное упрощение сделаем на основе анализа процесса восстановления с учетом особенностей пятна рассеяния восстанавливающего звена и законов развертки. Процесс восстановления можно вести двумя способами:

с использованием одноэлементной схемы восстановления, в этом случае $h(\xi, \eta)$ описывает реакцию восстанавливающего звена на входное воздействие $u_0\delta(\tau)$;

с использованием многоэлементной схемы, в этом случае процесс восстановления носит параллельно-последовательный характер.

Первая схема применяется для восстановления изображения в телевидении; вторая схема — для сканирования, например, линейки светодиодов в пространстве по закону развертки. В любом из приведенных случаев траектория развертки, соответствующая одновременному плоскопараллельному и вращательному законам развертки, является нереальной. Поэтому выражение (57) при плоском движении принимает вид

$$L(x, y, t) = u_p(t) h\{x - x'(t), y - y'(t)\}.$$

Если время восстановления соизмеримо со временем развертки, необходимо использовать в качестве модельного представления выражение (57), проведя интегрирование во временной области. С учетом сказанного выше более строгая модель процесса восстановления изображения выражается следующей записью:

$$L(x, y, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{\infty} u(t) h\{x_1 - x(t), y_1 - y(t)\} h_1(t - \tau) dt dy_1 dx_1,$$

и в этом случае модельное представление можно упростить. Введем в рассмотрение такую импульсную характеристику восстанавливающего звена, что

$$h\{x - x'(t), y - y'(t)\} = h\{x, y\} \otimes \delta\{x - x'(t), y - y'(t)\},$$

тогда окончательно полную модель восстановления изображения, учитывающую временные и пространственные фильтрующие свойства процесса восстановления, можно принять в виде

$$L_{\text{вых}}(x, y) = \int_0^{\infty} u(t) \delta\{x - x'(t), y - y'(t)\} \otimes h(x, y) dt.$$

Алгоритмы реализации модельного представления сканера на ЭВМ описываются следующей последовательностью операций.

1. Преобразование одномерного массива u_n в двумерный:

$$L_{k,l}^{(1)} = u_n,$$

где $k = 1, 2, \dots, m, l = 1, 2, \dots, j, n = kl$.

2. Фильтрация промежуточного изображения, реализуемая на ЭВМ с использованием дискретного преобразования Фурье (ДПФ)

$$L_{k,l}^{(2)} = \sum_{i=0}^{m-1} \sum_{j=0}^{n-1} L_{j,i}^{(1)} h_{i+k, j+l}.$$

Таким образом, модельное представление процесса восстановления изображения сводится к преобразованию матрицы столбца в прямоугольную матрицу и вычислению дискретной свертки, т. е. алгоритм восстановления изображения является обратным алгоритму анализа изображения.

3. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ЛИНЕЙНЫХ ОДНОМЕРНЫХ СИСТЕМ ТРАКТА ОЭП

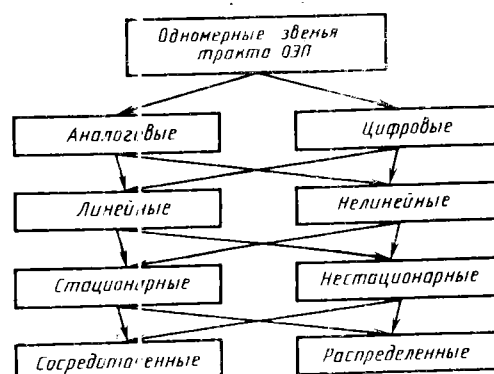
Классификация и общий подход к анализу линейных звеньев электронного тракта. На системотехническом уровне автоматизированного проектирования ОЭП возникает задача анализа и синтеза тракта прибора, содержащего оптическую, электронную части и сервоприводы. Прежде чем рассмотреть эту задачу на системотехническом уровне для одномерного тракта, включающего электронную часть (ОЭП) и сервоприводы, проведем классификацию входящих в них звеньев.

Общее свойство звеньев электронной части и сервоприводов любого прибора заключается в том, что они реализуют некоторую функциональную связь между одномерными входными и выходными сигналами. Эта функциональная связь математически описывается дифференциальными, интегродифференциальными или дифференциально-разностными уравнениями. Поэтому за основу классификации звеньев естественно взять вид уравнений, применяемых для их математического описания (рис. 11) [14].

Аналоговые звенья описываются дифференциальными уравнениями в полных или частных производных; цифровые звенья — дифференциально-разностными уравнениями. Аналоговые и цифровые звенья подразделяются на линейные и нелинейные в зависимости от того, линейны или нелинейны уравнения, применяемые для их описания. Как линейные, так и нелинейные звенья могут относиться к одному из следующих четырех классов:

стационарные с сосредоточенными параметрами (первый класс),

Рис. 11. Классификация одномерных звеньев тракта ОЭП



стационарные с распределенными параметрами (второй класс),
 нестационарные с сосредоточенными параметрами (третий класс),
 нестационарные с распределенными параметрами (четвертый класс).

Непрерывные динамические элементы первого класса описываются линейными дифференциальными уравнениями в полных производных с постоянными коэффициентами; второго класса — дифференциальными уравнениями в частных производных с постоянными коэффициентами; третьего класса — дифференциальными уравнениями в полных производных с коэффициентами, являющимися функциями времени; четвертого класса — дифференциальными уравнениями в частных производных с коэффициентами, являющимися функциями времени.

Все нестационарные звенья подразделяются на звенья с детерминированными и со случайными параметрами в зависимости от того, описывается изменение параметров детерминированными или случайными функциями времени.

В одномерной части тракта современных ОЭП, как правило, не встречаются звенья с распределенными параметрами. Вопросы построения математических моделей звеньев и элементов цифровой техники достаточно подробно освещены в литературе, поэтому в дальнейшем изложении основное внимание уделено аналоговым системам и звеньям с сосредоточенными параметрами.

Рассмотрим звено, описываемое системой нелинейных дифференциальных уравнений в полных производных с переменными во времени параметрами:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dg_1}{dt} &= Y_1(g_1, \dots, g_n, t) + u(t); \\ &\dots\dots\dots \\ \frac{dg_n}{dt} &= Y_n(g_1, \dots, g_n, t), \end{aligned} \right\} \quad (59)$$

где функция $u(t)$ описывает сигнал на входе звена, а $g(t)$ — на выходе.

Пусть действующее на входе звена воздействие $u(\tau)$ представляет собой δ -функцию, приложенную в момент времени t :

$$u(t) = \delta(t - \tau).$$

Введем понятие импульсного отклика звена $H(t, \tau)$, являющегося решением системы уравнений (59) при нулевых начальных условиях и при действии на входе сигнала в виде δ -функции. Импульсный отклик в общем случае является функцией текущего времени t и момента времени τ приложения воздействия.

Поскольку любое входное воздействие можно представить как суперпозицию δ -функций [14]:

$$u(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u(\tau) \delta(t - \tau) d\tau,$$

то задача анализа при произвольном воздействии сводится к тому, чтобы выразить решение системы уравнений через импульсный отклик рассмат-

риваемого устройства. Для линейных стационарных и нестационарных звеньев, сигнал на выходе которых определяется интегралом суперпозиции

$$g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u(\tau) H(t, \tau) d\tau,$$

понятие импульсного отклика получает смысл универсальной динамической характеристики. Хотя для нелинейных звеньев принцип суперпозиции не справедлив, решение системы уравнений (59), определяющее сигнал на выходе нелинейного звена, как будет показано ниже, также можно выразить через импульсный отклик $H(t, \tau)$. Но в этом случае импульсный отклик сам по себе не является столь определяющей характеристикой, как для линейных звеньев.

Другой весьма важной характеристикой линейных звеньев является передаточная функция, которая определяется как некоторое интегральное преобразование от импульсного отклика:

$$\tilde{H}(s, t) = \int_{-\infty}^{\infty} H(t, \tau) \psi(s, \tau) d\tau, \quad (60)$$

где $\psi(s, \tau)$ — известная функция, называемая ядром интегрального преобразования.

Частным случаем преобразования (60), которое используют для анализа линейных звеньев и систем в радиотехнике и теории автоматического регулирования, является преобразование Лапласа. В этом случае передаточная функция [12]

$$\tilde{H}(p, t) = \int_{-\infty}^{\infty} H(t, \tau) \exp(-p\tau) d\tau, \quad (61)$$

где $\psi(p, \tau) = \exp(-p\tau)$ — ядро преобразования; p — комплексная переменная.

Преобразование Лапласа определено лишь для функций $u(\tau)$, которые имеют конечное число точек разрыва первого рода и равны нулю при значениях аргумента $\tau < 0$, а также, если выполняется условие ограниченности роста функции $u(\tau)$, заключающееся в следующем: существуют такие числа A и α (показатель роста), при которых для всех $\tau \in [0, \infty]$ справедливо неравенство

$$|u(\tau)| \leq A \exp(\alpha\tau). \quad (62)$$

Условие равенства нулю функции при значениях ее аргумента $\tau < 0$ выполняется далеко не всегда. Примером таких функций являются многомерные моменты случайного процесса, которые используются при статистическом анализе систем [12]. Поэтому наряду с преобразованием Лапласа для анализа линейных систем применяют преобразование Фурье. Передаточная функция в этом случае связана с импульсным откликом следующими соотношениями:

$$\begin{aligned} \tilde{H}(v, t) &= \int_{-\infty}^{\infty} H(t, \tau) \exp(-j2\pi v\tau) d\tau; \\ H(t, \tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{H}(v, t) \exp(j2\pi v\tau) dv. \end{aligned}$$

Как известно, Фурье-образ $\tilde{H}(\nu, t)$ функции $H(t, \tau)$ является комплексной функцией, которая может быть представлена как

$$\tilde{H}(\nu, t) = |\tilde{H}(\nu, t)| \exp[j\varphi(\nu, t)],$$

где $|\tilde{H}(\nu, t)|$ — амплитудно-частотная характеристика; $\varphi(\nu, t)$ — фазочастотная характеристика.

Как будет показано ниже, для вычисления преобразования Фурье на ЭВМ разработаны алгоритмы быстрого преобразования Фурье (БПФ), которые обуславливают предпочтительное применение преобразования Фурье для анализа линейных звеньев при автоматизированном проектировании. Если подходить формально, то преобразование Фурье может быть получено из преобразования Лапласа заменой в формуле (61) переменной p на $j2\pi\nu$. Но при этом следует помнить, что в отличие от преобразования Лапласа, преобразование Фурье существует для функций, которые удовлетворяют условию ограниченности [см. формулу (62)] лишь при показателе роста функции $\alpha < 0$. В связи с этим преобразование Фурье для ряда функций, не удовлетворяющих сформулированному условию ограниченности, может быть вычислено при замене самой функции предельным соотношением вида

$$u_1(\tau) = \lim_{\alpha \rightarrow 0} u(\tau) \exp(-\alpha\tau).$$

При вычислении преобразования Фурье для функций, не удовлетворяющих условию ограниченности, следует выбирать α таким, чтобы обеспечивалась необходимая точность вычисления.

Анализ стационарных линейных звеньев и систем. Рассмотрим линейные звенья, параметры которых не меняются во времени. Если для проведения анализа достаточно получить решение относительно одной функции $g_i = g$, то система уравнений (59) сводится к одному уравнению

$$a_n \frac{d^n g}{dt^n} + \dots + a_1 \frac{dg}{dt} + a_0 g = b_m \frac{d^m u}{dt^m} + \dots + b_1 \frac{du}{dt} + b_0 u. \quad (63)$$

В соответствии с общим определением импульсный отклик $H(t, \tau)$ рассматриваемой системы является решением уравнения (63) при нулевых начальных условиях для случая воздействия в виде δ -функции. Таким образом, импульсный отклик определяется из уравнения

$$a_n \frac{d^n H}{dt^n} + \dots + a_1 \frac{dH}{dt} + a_0 H = b_m \frac{d^m \delta}{dt^m} + \dots + b_1 \frac{d\delta}{dt} + b_0 \delta. \quad (64)$$

Ввиду стационарности импульсный отклик не зависит от момента приложения воздействия ($H(t, \tau) = H(t - \tau)$) и является функцией одной переменной. Кроме того, импульсный отклик должен удовлетворять условию физической реализуемости, или условию причинности

$$H(t) = 0 \text{ при } t < 0$$

и условию устойчивости

$$\int_0^{\infty} |H(t)| dt < \infty.$$

Как отмечалось выше, для линейных звеньев справедлив принцип суперпозиции, который для стационарных звеньев описывается интегралом свертки

$$g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t-\tau)H(\tau)d\tau. \quad (65)$$

Выполнив преобразование Фурье для выражения (65) и учитывая, что преобразование Фурье от свертки двух функций равно произведению Фурье-образов этих функций, получим

$$\tilde{g}(\nu) = \tilde{H}(\nu)\tilde{u}(\nu), \quad (66)$$

где передаточная функция рассматриваемого линейного стационарного звена

$$\tilde{H}(\nu) = \int_{-\infty}^{\infty} H(t) \exp(-j2\pi\nu t) dt,$$

а $\tilde{g}(\nu)$ и $\tilde{u}(\nu)$ — Фурье-образы сигналов соответственно на выходе и входе звена.

Выражение (66) можно получить непосредственно из дифференциального уравнения (63). Выполнив преобразование Фурье для выражения (63) и учитывая, что преобразование Фурье от производной некоторой функции $u(t)$ равно Фурье-образу этой функции, умноженному на $j2\pi\nu$ при нулевых начальных условиях, получим

$$\begin{aligned} [a_n (j2\pi\nu)^n + \dots + a_1 (j2\pi\nu) + a_0] \tilde{g}(\nu) = \\ = [b_m (j2\pi\nu)^m + \dots + b_1 (j2\pi\nu) + b_0] \tilde{u}(\nu). \end{aligned} \quad (67)$$

Проведя аналогичные операции с уравнением (64), запишем

$$\tilde{H}(\nu) = \frac{b_m (j2\pi\nu)^m + \dots + b_1 (j2\pi\nu) + b_0}{a_n (j2\pi\nu)^n + \dots + a_1 (j2\pi\nu) + a_0}. \quad (68)$$

Подставим в уравнение (67) выражение (68) и после несложных преобразований получим формулу (66), которая играет важнейшую роль при анализе линейных звеньев. Важность этого соотношения заключается в том, что оно дает довольно простой способ нахождения реакции на выходе стационарных звеньев при любом входном воздействии, не прибегая к решению системы дифференциальных уравнений, описывающей работу устройства. С вычислительной точки зрения это означает, что при известной передаточной функции задача анализа сводится к нахождению преобразования Фурье от функции, описывающей входное воздействие, умножению его на передаточную функцию и вычислению обратного преобразования Фурье от полученного произведения. Применение для вычисления БПФ позволяет выполнить эти операции при использовании сравнительно небольших ресурсов ЭВМ и малых затратах машинного времени.

Передаточную функцию, являющуюся определяющей динамической характеристикой линейной системы, можно довольно просто выразить через параметры линейного звена, входящие как коэффициенты в дифференциальное уравнение, описывающее его работу. Электрический тракт и содержащиеся в приборе сервоприводы представляют собой совокуп-

ность звеньев, образующих иногда довольно сложную систему. Если звенья рассматриваемой системы линейны, то система также линейна. Если система образована совокупностью последовательно подключенных один к другому линейных звеньев, то нетрудно убедиться, что результирующая передаточная функция равна произведению передаточных функций, составляющих систему звеньев, и по-прежнему может быть представлена выражением (68).

Введем в выражение (68) новую переменную $p = j2\pi\nu$, тогда передаточную функцию системы можно записать следующим образом [14]:

$$\tilde{H}(p) = \frac{b_m(p - \gamma_1)(p - \gamma_2) \dots (p - \gamma_m)}{a_n(p - \lambda_1)(p - \lambda_2) \dots (p - \lambda_n)}, \quad (69)$$

где γ_i и λ_i — корни числителя и знаменателя.

Пусть знаменатель выражения (59) имеет k нулевых корней. Тогда если преобразовать сомножители числителя и знаменателя, соответствующие действительным и комплексным корням, то выражение (69) можно представить в виде

$$\tilde{H}(p) = \frac{\prod_{i=1}^k k_i \prod_{i=1}^{\mu} (j2\pi\nu\tau_i + 1) \prod_{i=1}^n (1 + j\pi\xi_{d_i}\tau_{d_i} - 4\pi^2\nu^2\tau_{d_i}^2)}{(j2\pi\nu)^k \prod_{i=1}^{\rho} (j2\pi\nu\tau_i + 1) \prod_{i=1}^{\sigma} (1 + j\pi\nu\xi_{k_i}\tau_{k_i} - 4\pi^2\nu^2\tau_{k_i}^2)},$$

где

$$\tau_{k_i} = -\frac{1}{\sqrt{\alpha_i^2 + \beta_i^2}}, \quad \xi_{k_i} = \frac{\alpha_i}{\sqrt{\alpha_i^2 + \beta_i^2}};$$

$$\tau_{d_i} = \frac{1}{\sqrt{\alpha_e^2 + \beta_e^2}}; \quad \xi_{d_i} = \frac{\alpha_e}{\sqrt{\alpha_e^2 + \beta_e^2}},$$

а коэффициенты α_i и β_i являются действительными и мнимыми частями комплексных корней.

В соответствии с этой формой записи передаточной функции, содержащей шесть видов сомножителей, электронную систему можно рассматривать в общем случае как последовательное соединение шести типов элементарных структурных звеньев. Звенья, описываемые передаточными флуктуациями, соответствующими трем видам сомножителей, входящих в знаменатель, называются соответственно интегрирующими, апериодическими и колебательными. Звенья, имеющие передаточные функции, соответствующие трем видам сомножителей, входящих в числитель, называются усилительными, дифференцирующими первого порядка и дифференцирующими второго порядка.

Такое представление результирующей передаточной функции через произведение передаточных функций перечисленных выше типовых звеньев оказывается особенно удобным для решения задачи синтеза одномерных подсистем тракта ОЭП на системотехническом уровне, так как коэффициенты, входящие в выражения для передаточных функций звеньев, связаны с их конструктивными параметрами.

Выбор ядра проблемного математического обеспечения САПР ОЭП. Как известно, для обеспечения единства проблемного математического обеспечения при моделировании ОЭП удобно использовать интегральные уравнения. В этом случае ядром проблемного математического обеспечения САПР является преобразование Фурье. Реализация такого аппарата на ЭВМ имеет ряд особенностей.

Спектральный анализ на базе аналитических методов вычисления преобразования Фурье нашел широкое применение во многих областях современной науки и техники: в автоматике, радиотехнике, оптике и др.

Преобразование Фурье позволяет представить любую функцию, описывающую физически реализуемый процесс, через ее проекции на базис, образованный некоторой системой ортогональных функций. При аналитических исследованиях в качестве такого базиса, как правило, используют гармонические функции.

Использование ЭВМ во многом определило практическую ценность и эффективность анализа Фурье при моделировании ОЭП: для описания волновых процессов, для решения дифференциальных уравнений, которые с помощью преобразования Фурье переводятся в алгебраические уравнения.

При автоматизации проектирования и исследования ОЭП возникает необходимость представления сигналов в дискретной форме. Поэтому проведение спектрального анализа на базе цифровой аппаратуры органически связано с такими понятиями, как дискретизация и квантование сигналов и процессов, дискретное преобразование Фурье (ДПФ), разновидностью которого является БПФ.

Рассмотрим вопросы дискретного представления сигналов и общие принципы построения алгоритмов дискретного и быстрого преобразований Фурье.

Дискретное представление сигналов. Практическое использование ЭВМ при анализе и синтезе ОЭП требует преобразования характерных для ОЭП функций, описывающих непрерывные сигналы, в дискретные, пригодные для обработки на ЭВМ. Работа ЭВМ связана с числами (числовыми последовательностями), т. е. дискретными величинами.

Представление непрерывных сигналов в дискретной форме осуществляется с помощью дискретизации, т. е. представлением сигнала в форме конечного числа ординат N . Обычно отсчеты выбирают на оси аргументов равномерно: $t_k = k\Delta t$.

Процесс дискретизации непрерывных сигналов состоит из дискретизации по аргументу и по уровню (квантование). Сущность квантования заключается в выражении истинного значения сигнала округленными значениями в соответствии с выбранной точностью, при этом возможна определенная погрешность.

Сигнал, дискретизированный по аргументу и по уровню, называется цифровым, сигнал, дискретизированный только по аргументу — дискретным.

Чем меньше интервал дискретизации, тем выше точность преобразования. Однако чрезмерное уменьшение интервала приводит к неоправданному увеличению затрат времени на процесс обработки сигнала. Недопустимое увеличение интервала дискретизации может привести к существенным погрешностям вычисления.

Интервал дискретизации выбирают по теореме Котельникова, в соответствии с которой непрерывный сигнал $u(t)$, не содержащий в спектре частот выше ν_B , полностью описывается выборочными значениями $f(kT)$, взятыми через интервал времени $\Delta t \leq \frac{1}{2\nu_B}$. Реальные сигналы имеют конечную длительность, что порождает неограниченность их спектра. Даже сколь угодно малый интервал дискретизации вызывает некоторую погрешность. При правильно выбранной ν , погрешностью можно пренебречь, а сигналы можно описать конечным числом выборочных значений.

Представление сигнала в виде $u(t)$ или $i(t)$, т. е. функции аргумента времени t , обычно носит название сигнала электрического. Оптический сигнал описывается функциями, которые устанавливают соответствие между величинами, характеризующими оптическое излучение (яркость, освещенность и др.) и координатами (пространственными или временными).

Оптические и электрические сигналы разделяют на детерминированные и случайные. При рассмотрении основ дискретизации ограничимся одномерными детерминированными сигналами. Процедуру дискретизации можно интерпретировать как умножение непрерывного сигнала, в частности, электрического, выраженного непрерывной функцией $u(t)$, на периодическую последовательность тактовых импульсов в виде δ -функций:

$$\text{comb}\left(\frac{t}{T}\right) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t/T - k).$$

Дискретизированный сигнал аналитически можно представить в виде

$$u_T(t) = T \sum_{k=-\infty}^{\infty} u(kT) \delta(t - kT). \quad (70)$$

Таким образом, дискретные значения $u(kT)$ сигнала $u(t)$ являются весовыми коэффициентами δ -функций в выражении (70).

Дискретная форма ряда Фурье и преобразования Фурье. В соответствии с теорией рядов Фурье периодическую функцию периода T_r , удовлетворяющую условиям Дирихле, можно представить бесконечным числом дискретных гармоник основной частоты $1/T_r$. Ряд Фурье представляется в виде

$$u(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(2\pi\nu_1 n t) + b_n \sin(2\pi\nu_1 n t)],$$

$$\text{где } a_0 = \frac{2}{T_r} \int_0^{T_r} u(t) dt;$$

$$a_n = \frac{2}{T_r} \int_0^{T_r} u(t) \cos(2\pi\nu_r n t) dt;$$

$$b_n = \frac{2}{T_r} \int_0^{T_r/2} u(t) \sin(2\pi n t / T_r) dt;$$

$$\nu_r = 1/T_r; \quad n = 1, 2, \dots,$$

и носит название ряда Фурье в тригонометрической форме.

Более компактная запись ряда Фурье представляется в комплексной форме:

$$u(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} C_n \exp(j2\pi \frac{n}{T_r} t),$$

$$\text{где } C_n = \frac{1}{T_r} \int_{-T_r/2}^{T_r/2} u(t) \exp(-j2\pi \frac{n}{T_r} t) dt.$$

Особый интерес представляет возможность применения теории рядов Фурье к непериодическим функциям, удовлетворяющим условиям Дирихле. Если функция $u(t)$ непериодическая, но определена на всей числовой оси, имеет конечное число точек разрыва на каждом конечном отрезке и абсолютно интегрируема на интервале $(-\infty, +\infty)$, то такую функцию можно представить в виде совокупности бесконечного числа гармоник с непрерывной последовательностью частот ν :

$$u(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{C}(\nu) \exp(j2\pi \nu t) d\nu.$$

Функция $\tilde{C}(\nu)$ называется прямым преобразованием Фурье функции $u(t)$.

Для непериодических оптических сигналов, в общем случае представляемых функциями нескольких переменных и удовлетворяющих условиям Дирихле, преобразование Фурье записывается в виде:

а) для функции двух переменных прямое преобразование Фурье

$$F\{f(x, y)\} = \tilde{f}(\nu_x, \nu_y) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} f(x, y) \exp[-j2\pi(\nu_x x + \nu_y y)] dx dy,$$

где x, y — пространственные координаты; ν_x, ν_y — пространственные частоты, соответственно равные $1/T_x, 1/T_y$; обратное преобразование Фурье

$$F^{-1}\{\tilde{f}(\nu_x, \nu_y)\} = f(x, y) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{f}(\nu_x, \nu_y) \exp[j2\pi(\nu_x x + \nu_y y)] \times \\ \times d\nu_x d\nu_y;$$

б) для функции трех переменных прямое преобразование Фурье

$$F\{f(x, y, t)\} = \tilde{f}(\nu_x, \nu_y, \nu_t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} f(x, y, t) \exp[-j2\pi(\nu_x x + \\ + \nu_y y + \nu_t t)] dx dy dt;$$

обратное преобразование Фурье

$$F^{-1}\{\tilde{f}(\nu_x, \nu_y, \nu_t)\} = f(x, y, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{f}(\nu_x, \nu_y, \nu_t) \exp[j2\pi(\nu_x x + \\ + \nu_y y + \nu_t t)] d\nu_x d\nu_y d\nu_t.$$

Теперь рассмотрим преобразование Фурье функций, заданных дискретно. Реальные сигналы можно представить выборками как во временной, так и в спектральной области (рис. 12).

Зная спектр $\tilde{C}(\nu)$ исходного непрерывного сигнала $u(t)$ (рис. 12, а) и шаг взятия выборок T , можно определить спектр амплитуд функций $u_T(t)$ (рис. 12, в).

$$\tilde{C}_T(\nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} u(t) \text{comb}\left(\frac{t}{T}\right) \exp(-j\nu t) dt. \quad (71)$$

Периодическую последовательность тактовых импульсов представим в виде ряда Фурье (рис. 12, б):

$$\text{comb}\left(\frac{t}{T}\right) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \exp(j2\pi \frac{n}{T} t). \quad (72)$$

Подставив ряд (72) в выражение (71), получим

$$\tilde{C}_T(\nu) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C(\nu - n/T). \quad (73)$$

Спектр $\tilde{C}_T(\nu)$ дискретного сигнала представляет собой последовательность спектров $\tilde{C}(\nu)$ исходного сигнала $u(t)$, сдвинутых один относительно другого на величину $1/T$. Если шаг выборок $T < \frac{1}{2\nu_m}$ выбран в соответствии с теоремой Котельникова, то отдельные спектры во всей последовательности не перекрываются (рис. 13). Приведенная методика определения спектра дискретного сигнала хотя и наглядна, но не рациональна, поскольку по дискретному сигналу необходимо восстановить непрерывный сигнал, далее найти спектр непрерывного сигнала, используя преобразование Фурье, затем его дискретизировать.

Желательно иметь формулу, позволяющую определять $\tilde{C}_T(\nu)$ непосредственно по заданным временным выборкам дискретного сигнала без обращения к спектру $\tilde{C}(\nu)$ исходного непрерывного сигнала.

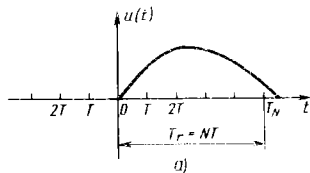


Рис. 12 Дискретное представление непрерывного сигнала

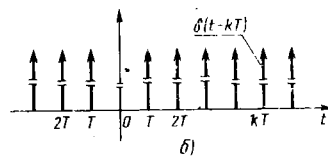
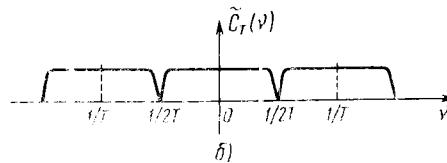
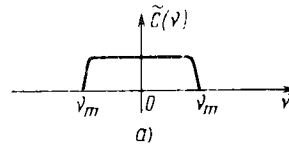
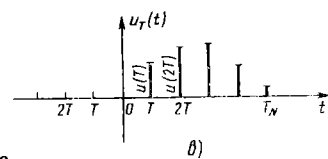


Рис. 13. Спектры сигналов:
а — непрерывного; б — дискретного



Учитывая, что реальный сигнал аппроксимируется конечным числом отсчетов на отрезке $[0, T_r]$, определим конечное преобразование Фурье в виде

$$\tilde{C}_{T_r}(\nu) = \int_0^{T_r} u_T(t) \exp(-j2\pi\nu t) dt. \quad (74)$$

Поскольку сигнал подвергнут дискретизации и представлен, например, N выборками с интервалом дискретности T , то $u_k = u(kT)$, $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$ и для произвольных значений ν с учетом выражения (71) преобразование (74) примет вид

$$\tilde{C}_{T_r}(\nu_m) = T \sum_{k=0}^{N-1} u_k \exp(-j2\pi\nu_m T).$$

При расчете $\tilde{C}_{T_r}(\nu)$ выбирают дискретные значения частоты, соответствующие дискретным отсчетам сигнала:

$$\nu_m = m/T_r = m/(NT), \quad m = 0, 1, 2, \dots, N-1.$$

Преобразованная последовательность дает на этих частотах составляющие спектра Фурье

$$C_m = C_{T_r}(\nu_m) = T \sum_{k=0}^{N-1} u_k \exp(-j2\pi mk/N). \quad (75)$$

Это выражение называется ДПФ. Связь между дискретным сигналом и его ДПФ всегда носит взаимно однозначный характер, и формулы прямого и обратного преобразования являются строгими при любом числе дискретных значений. Поэтому алгоритм ДПФ имеет самостоятельное значение и применим к любым числовым последовательностям. Однако при применении ДПФ к числовым последовательностям необходимо выражение (75) корректировать, так как для числовых последовательностей понятия интервала дискретизации T и длительности сигнала T_r не имеют смысла. Применительно к числовым последовательностям в этой формуле T перед суммой опускают, получая

$$C_m = \sum_{k=0}^{N-1} u_k \exp(-jmk2\pi/N),$$

$$m = 0, 1, 2, \dots, N-1.$$

Для ДПФ характерна периодичность дискретного преобразования Фурье, которую и будем использовать в дальнейшем. Определим значение C_m для $m = m_0 + \Delta N$, где Δ – целое число:

$$\begin{aligned} C_m &= \sum_{k=0}^{N-1} u_k \exp[-jk(m_0 \frac{2\pi}{N} + \Delta 2\pi)] = \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} u_k \exp(-jkm_0 2\pi/N) = C_{m_0}. \end{aligned} \quad (76)$$

При выводе соотношения (76) учитывалось, что $\exp(-jk\Delta 2\pi) = 1$ при k и Δ , равных любому целому числу.

Полученный результат подтверждает, что ДПФ является периодичес-

кой функцией частоты с периодом N . Это важное свойство аналогично свойству периодичности спектра дискретизированных сигналов.

Быстрое преобразование Фурье. Изыскание путей сокращения времени вычислений — это актуальная задача, решению которой способствует создание эффективных алгоритмов преобразований. К таким алгоритмам относится БПФ.

Быстрыми называют алгоритмы, реализующие ДПФ, обеспечивая значительную экономию вычислительных операций за счет частичного сокращения наиболее сложных (в данном случае комплексного умножения).

Заметим, что при реализации ДПФ в соответствии с выражением (75) требуется произвести N^2 операций умножения и N^2 операций сложения комплексных чисел, т. е. требуется в целом $8N^2$ арифметических операций, поскольку сложение комплексных чисел эквивалентно двум операциям арифметического сложения, а каждое комплексное умножение приравнивается к двум сложениям и четырем умножениям.

Идея создания алгоритмов БПФ основана на представлении параметра N в виде сомножителей и осуществлении обычного ДПФ для более коротких последовательностей, определяемых представленными сомножителями.

Сокращение времени вычисления ДПФ базируется на свойствах симметрии гармонических функций и их периодичности.

Если рассматривать N как числовую последовательность и представить ее в виде произведения, состоящего из P сомножителей, являющихся целыми числами, большими единицы, т. е. $N = \prod_{i=1}^P r_i = r_1 r_2 \dots r_P$, то в итераци-

онной схеме вычисления ДПФ число операций сокращается с N^2 до $N(r_1 + r_2 + \dots + r_P)$ операций.

При использовании БПФ ускорение вычислений, характеризуемое коэффициентом ускорения вычислений, определяется соотношением

$$K_{у.в} = \frac{N^2}{N \sum_{i=1}^P r_i} = \frac{N}{\sum_{i=1}^P r_i}.$$

Существует несколько видов алгоритмов БПФ, построенных в зависимости от того, на какие множители разложено число выборки N .

Принцип сокращения вычислительных операций можно пояснить на примере алгоритма БПФ для случая, когда N является целочисленной степенью основания два: $N = 2^n$. Допустим, необходимо вычислить ДПФ числовой последовательности X_k . Разобьем X_k на две последовательности: $X_{2k} = X_{чк}$ и $X_{(2k+1)} = X_{нчк}$, число членов которых вдвое меньше числа последовательности X_k (рис. 14).

По формуле ДПФ (76) произведем преобразование образованных последовательностей X_{2k} и X_{2k+1} , каждая из которых содержит по $N/2$ членов:

$$C_{чм} = \sum_{k=0}^{N/2-1} X_{чк} \exp[-j2\pi mk/(N/2)];$$

$$C_{нчм} = \sum_{k=0}^{N/2-1} X_{нчк} \exp[-j2\pi mk/(N/2)].$$

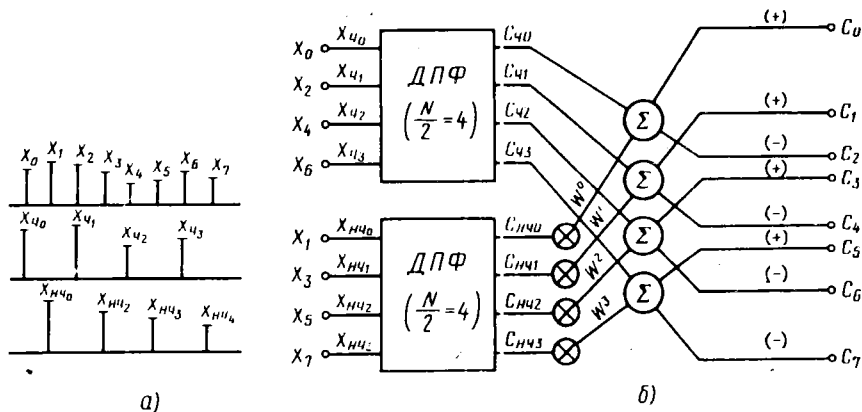


Рис. 14. Алгоритм ДПФ:
а – способ выборки; б – способ преобразования выборок

Обозначив $W = \exp(-j2\pi/N)$, найдем

$$C_{чm} = \sum_{k=0}^{(N/2)-1} X_{чk} W^{2mk},$$

$$C_{нчm} = \sum_{k=0}^{(N/2)-1} X_{нчk} W^{2mk},$$

$$C_m = \sum_{k=0}^{N-1} X_k W^{mk},$$

где X_k – комплексные числа; C_m – m -ая составляющая спектра ДПФ.

Поскольку члены последовательности $X_{чk}$ и $X_{нчk}$ составляют последовательность X_k , то ДПФ последовательности X_k представим в виде

$$C_m = C_{чm} + W^m C_{нчm}.$$

Это выражение справедливо только для $m \leq N/2 - 1$, поскольку $C_{чm}$ и $C_{нчm}$ не определены для значений $m \geq N/2$. Используя свойство периодичности ДПФ, значения C_m можно вычислить для $m \geq N/2$.

Полученные значения $C_{чm}$ и $C_{нчm}$ в предположении четного N являются однозначными для значений $m = 0, 1, 2, \dots, (N/2) - 1$.

Это обосновывается следующим. Обычно предполагают соответствие N выборок дискретного сигнала N значениям частот, отстоящих одна от другой на $1/T$. При этом частоте Найквиста соответствует, как известно, значение $m = N/2$. Воспользовавшись свойством периодичности ДПФ, можно написать

$$C_m = C_{m+N/2} = C_{чm+N/2} + W^{m+N/2} C_{нчm+N/2}.$$

Учитывая, что $W^{m+N/2} = W^m W^{N/2} = -W^m$, получим при $m \geq N/2$ окончательную формулу расчета:

$$C_m = C_{чm} - W^m C_{нчm}.$$

Разбиение на подпоследовательности производится $n = \log_2 N$ раз до тех пор, пока в каждой из них не останется по одному члену.

Общее число операций комплексного умножения в данном алгоритме БПФ определяется выражением $n \frac{N}{2} = 0,5 \log_2 N$, а коэффициент ускорения вычислений

$$K_{y.v} = N^2 / (0,5N \log_2 N) = 2N / (\log_2 N).$$

Представленный алгоритм БПФ требует выполнения $N^2 + 3N/2$ операций сложения и умножения комплексных чисел, т. е. меньше $2N^2$ операций, необходимых для выполнения обычного ДПФ. С возрастанием N эффект сокращения числа операций возрастает значительно.

Рассмотрим принцип построения алгоритма БПФ для более распространенного случая, когда N представимо в виде обычных сомножителей.

Допустим, требуется вычислить ДПФ массива чисел $X_k = X(k\Delta)$ при $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$. В этом случае можно написать

$$C_m = \sum_{k=0}^{N-1} X_k \exp \left[-j \frac{2\pi}{N} mk \right],$$

где $m = 0, 1, 2, \dots, N-1$; $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$, или

$$C_m = \sum_{k=0}^{N-1} X_k W^{mk}. \quad (77)$$

Из выражения (77) нетрудно определить, что для вычисления ДПФ требуется произвести N^2 операций комплексного сложения и умножения.

Представим число выборок в виде произведения двух сомножителей:

$$N = r_1 r_2.$$

В таком случае индексы m и k можно выразить через r_1 и r_2 . Так как $m = 0, 1, 2, \dots, N-1$, $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$, то

$$m = m_1 r_1 + m_0,$$

где $m_1 = 0, 1, \dots, r_2 - 1$; $m_0 = 0, 1, \dots, r_1 - 1$;

$$k = k_1 r_2 + k_0,$$

где $k_1 = 0, 1, \dots, r_1 - 1$; $k_0 = 0, 1, \dots, r_2 - 1$. В этих обозначениях формула (77) примет вид

$$C(m_0, m_1) = \sum_{k_0=0}^{r_2-1} \sum_{k_1=0}^{r_1-1} X(k_1, k_0) W^{(m_1 r_1 + m_0)(k_1 r_2 + k_0)}$$

Поскольку $W^{m+k} = W^m W^k$, то

$$W^{(m_1 r_1 + m_0)(k_1 r_2 + k_0)} = W^{m_1 r_1 k_1} W^{m_0 k_1 r_2} W^{m_0 k_0}.$$

Здесь сомножитель $W^{m_1 r_1 k_1 r_2} = 1$, так как $r_1 r_2 = N$. Тогда

$$\begin{aligned} C(m_0, m_1) &= \sum_{k_0=0}^{r_2-1} \sum_{k_1=0}^{r_1-1} X(k_1, k_0) W^{m_1 r_1 k_0} W^{m_0 k_1 r_2} W^{m_0 k_0} = \\ &= \sum_{k_0=0}^{r_2-1} W^{m_1 r_1 k_0} W^{m_0 k_0} \sum_{k_1=0}^{r_1-1} X(k_1, k_0) W^{m_0 k_1 r_2}. \end{aligned}$$

Внутренняя сумма по k_1 зависит только от $m_0 k_0$ и может быть определена как новая последовательность

$$C_1(m_0, k_0) = \sum_{k_1}^{r_1-1} X(k_1, k_0) W^{m_0 k_1 r_2}.$$

С учетом изложенного выражение (77) принимает вид

$$C(m_0, m_1) = \sum_{k_0}^{r_2-1} C_1(m_1, k_0) W^{(m_1 r_1 + m_0) k_0}.$$

Для вычисления последовательности $C_1(m_0, k_0)$, состоящей из $m_0 r_2 = N$ элементов, необходимо выполнить $N r_1$ операций комплексного умножения и сложения. Для вычисления последовательности $C(m_0, m_1)$, состоящей из $(m_1 r_1 + m_0) = m = N$ элементов, необходимо произвести $N r_2$ операций комплексного сложения и умножения.

Общий алгоритм вычисления $C(m_0, m_1)$ требует $N r_1 + N r_2 = N(r_1 + r_2)$ операций комплексного сложения и умножения. Если $N = \prod_{i=1}^p r_i$, определение коэффициентов Фурье требует выполнения $N(r_1 + r_2 + \dots + r_p)$ операций комплексного сложения и умножения, что приводит к значительному сокращению числа операций и времени счета.

Практика построения вычислительного процесса с использованием алгоритмов БПФ. Рассмотрим структуру вычислительного процесса с использованием алгоритмов БПФ при расчете спектральных плотностей исследуемых сигналов.

Примеры построения алгоритмов БПФ показывают, что для проведения расчета дискретных амплитуд сигнала число выборок N может быть произвольным. Для обеспечения наибольшей эффективности алгоритма БПФ желательно иметь размерность массива $N = 2^p$, поскольку при этом коэффициент ускорения вычислений наивысший. Практическое обеспечение этого соотношения возможно путем сокращения или дополнения нулями объема выборочных значений дискретных сигналов.

Дополнение нулями вызывает побочные эффекты, которые нежелательным образом могут влиять на конечный результат.

Действительно, при определении функции $C(\nu, T)$ в соответствии с выражением (73) на дискретных частотах частотный интервал составляет

$$\Delta\nu = 1/T_f = 1/(NT).$$

При расчете спектральной плотности дискретного сигнала с использованием алгоритмов БПФ при дополнении нулями частотный интервал изменяется:

$$\Delta\nu' = 1/(NT + N_d T),$$

где N_d — число дополнительных нулей.

Для частного случая $N_d = N$ частотный интервал сокращается вдвое и при данной длине дискретного сигнала число оценок спектральной плотности удваивается.

Подобный эффект может существенно уменьшить разрешающую способность спектрального анализа. Появление дополнительных спектраль-

ных составляющих может усилить нежелательное влияние боковых лепестков спектра, следствием которого является в конечном итоге уменьшение энергии в спектре исследуемого сигнала. Эффект влияния боковых лепестков поясним следующим образом.

В целях универсальности алгоритма расчета и упрощения анализа принимают, что сигнал задан в интервале $(-T_r/2, T_r/2)$, а не в интервале $(0, T_r)$. Тогда формулу (74), определяющую преобразование Фурье на конечном интервале, можно рассматривать как преобразование Фурье на бесконечном интервале задания сигнала $u(t)$, умноженное на прямоугольную функцию $\text{rect}(t/T_r)$, не равную нулю только на интервале $(-T_r/2, T_r/2)$:

$$\tilde{C}(\nu, T_r) = \int_{-\infty}^{+\infty} u(t) \text{rect}\left(\frac{t}{T_r}\right) \exp(-j2\pi\nu t) dt.$$

Преобразование Фурье от прямоугольной функции имеет вид

$$F\left\{\text{rect}\left(\frac{t}{T_r}\right)\right\} = T_r \text{sinc}(\pi\nu T_r).$$

Функция $\text{sinc}(\pi\nu T_r)$ обращается в нуль при $\nu = \pm 1/T_r$ и имеет боковые лепестки переменного знака, уменьшающиеся по площади при $\nu \rightarrow \pm \infty$. Функция $\text{sinc}(\pi\nu T_r)$ в данном интегральном преобразовании выполняет роль несглаженного фильтра (рис. 15).

К недостаткам этого фильтра относится возможность пропускания части энергии посредством боковых лепестков. Использование фильтра в алгоритме БПФ может привести к появлению ложных составляющих в спектре исследуемого сигнала. В целях уменьшения этого нежелательного эффекта применяют фильтры другой формы.

Распространенным фильтром, используемым в алгоритмах БПФ, является фильтр косинусоидальной формы (рис. 16, а), заданный на интервале, длина которого составляет $1/10$ длительности сигнала. Из сравнения фильтров, приведенных на рис. 15 и 16, б, следует, что ширина главного лепестка последнего фильтра больше, в то время как пропускание боковых лепестков значительно меньше.

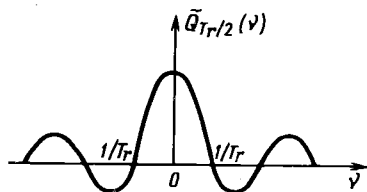


Рис. 15. Частотная характеристика восстанавливающего фильтра

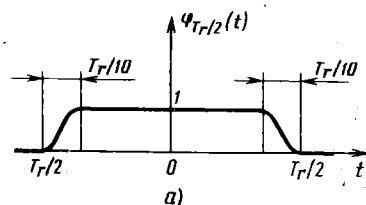
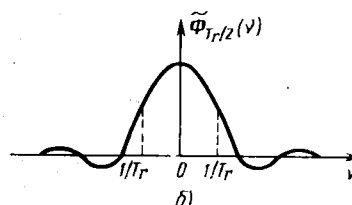


Рис. 16. Формы фильтрующей функции: а — во временной области; б — в частотной области



Дискретное преобразование Лапласа. При анализе математических моделей ОЭП используют и преобразование Лапласа. Поскольку обычному преобразованию Фурье, как показано выше, соответствует ДПФ, то, придерживаясь аналогии, вводят понятие дискретного преобразования Лапласа.

Известно преобразование Лапласа для непрерывных сигналов вида

$$\tilde{f}(p) = \int_0^{\infty} f(t) \exp(-pt) dt,$$

где $p = a + jb$, которое справедливо для сигналов, равных нулю при $t < 0$.

Выразим преобразование Лапласа для дискретного сигнала с помощью последовательности тактовых импульсов

$$u_T(t) = \sum_{k=0}^{\infty} u(kT) \delta(t - kT);$$

$$\tilde{f}(p) = \sum_{k=0}^{\infty} u(kT) \exp(-pkT). \quad (79)$$

Выражение (79) представляет собой дискретное преобразование Лапласа. Часто используют упрощенную запись, положив $e^{pT} = z$. Полученную формулу называют Z -преобразованием:

$$\tilde{f}(z) = \sum_{k=0}^{\infty} u(kT) z^{-k}, \quad (80)$$

где Z -преобразование — модификация дискретного преобразования Лапласа. Часто используют упрощенную запись, положив $e^{pT} = z$. Полученную формулу называют Z -преобразованием.

Видоизменив формулу (80), с учетом изложенных особенностей числовых последовательностей запишем

$$\tilde{f}(z) = \sum_{n=0}^{\infty} f_n z^{-n}.$$

Дискретная свертка. При анализе тракта ОЭП важное значение имеет операция свертки. По определению, свертка двух функций представляет собой интегральное выражение вида

$$f(x) = f_1(x) \otimes f_2(x) = \int_{-\infty}^{\infty} f_1(u) f_2(x-u) du = \int_{-\infty}^{\infty} f_1(x-u) f_2(u) du,$$

где x — аргумент свертки; u — переменная интегрирования.

Преобразование Фурье от свертки двух непрерывных функций равно произведению преобразований Фурье указанных функций:

$$\tilde{f}\{f_1(x) \otimes f_2(x)\} = \tilde{f}_1(\nu) \tilde{f}_2(\nu).$$

Для дискретных сигналов $f_1(x_k) = f_1(kT)$ и $f_2(x_k) = f_2(kT)$ существует также понятие свертки, называемое дискретной сверткой:

$$f(m\Delta x) = \sum_{k=0}^m f_1(kT) f_2(mT - kT) = \sum_{k=0}^m f_1(mT - kT) f_2(kT).$$

ДПФ свертки дискретных сигналов $f_1(kT)$ и $f_2(kT)$ имеет вид

$$\tilde{f}(\nu_{xk}) = T \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} f_1 k f_2 k \exp(-j2\pi \nu_{xk} mT), \quad (81)$$

где $\nu_{xk} = k\Delta\nu$.

Преобразуем формулу (81), представив ее в виде

$$\begin{aligned} \tilde{f}(\nu_{xk}) &= T \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} f_1 k f_2 m-k \exp(-j2\pi \nu_{xk} kT) \times \\ &\times \exp[-j2\pi \nu_{xk} (m-k)T]. \end{aligned}$$

Если обозначить $m-k = n$, то

$$\begin{aligned} \tilde{f}(\nu_{xk}) &= T \sum_{n=-k}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} f_1 k f_2 n \times \\ &\times \exp(-j2\pi \nu_{xk} kT) \exp(-j2\pi \nu_{xk} nT). \end{aligned} \quad (82)$$

Так как в силу принципа физической реализуемости при $t < 0$ сигналы равны нулю, то в формуле (82) нижний предел $n = -k$ можно заменить на $n=0$. Тогда

$$\tilde{f}(\nu_{xk}) = \tilde{f}_1(\nu_{xk}) \tilde{f}_2(\nu_{xk}),$$

т. е. получили полную аналогию с операцией свертки для непрерывных сигналов.

Свертку в частотной области можно вычислять, применяя ДПФ с использованием алгоритмов БПФ. Подобный алгоритм весьма эффективен и часто носит название высокоскоростной свертки. Сначала находят ДПФ последовательностей $f_1(kT)$ и $f_2(kT)$, затем их перемножают и вычисляют обратное ДПФ от их произведения. Высокая скорость вычисления данного метода обеспечивается использованием для выполнения всех ДПФ алгоритма БПФ (рис. 17).

Преобразование Уолша. Функции Уолша служат базисом для построения рядов функций Уолша, являющихся цифровыми аналогами рядов Фурье и обладающих многими свойствами этих рядов.

Структура построения рядов Уолша идентична структуре рядов Фурье и определяется для разложения периодических функций зависимости вида

$$g(Q_x) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} [a_k \text{cal}(k, Q_x) + b_k \text{sal}(k, Q_x)], \quad (83)$$

где

$$a_0 = \int_{-1/2}^{1/2} g(Q_x) dQ_x;$$

$$a_k = \int_{-1/2}^{1/2} g(Q_x) \text{cal}(k, Q_x) dQ_x;$$

$$b_k = \int_{-1/2}^{1/2} g(Q_x) \text{sal}(k, Q_x) dQ_x.$$

В этих формулах функция sal является четной функцией Уолша по аналогии с косинусоидальной функцией.

Расчет коэффициентов ряда Уолша a_k и b_k для функции $g(Q_x)$ значительно проще расчета коэффициентов Фурье, поскольку они принимают одно из двух значений: $+1, -1$. Следовательно, при их расчете определяющим является изменение знака. Выражение (83) справедливо для представления функции Q_x рядом Уолша, если функция непрерывная периодическая. Если же функция $g(Q_x)$ не является периодической, то она представима не рядом, а интегральным преобразованием Уолша в виде

$$g(Q_x) = a_0(\nu) + \int_{-\infty}^{\infty} [a(\nu) \text{cal}(\nu, Q_x) + b(\nu) \text{sal}(\nu, Q_x)] d\nu,$$

где

$$a_0(\nu) = \int_{-\infty}^{\infty} g(Q_x) dQ_x;$$

$$a(\nu) = \int_{-\infty}^{\infty} g(Q_x) \text{cal}(\nu, Q_x) dQ_x;$$

$$b(\nu) = \int_{-\infty}^{\infty} g(Q_x) \text{sal}(\nu, Q_x) dQ_x.$$

Это выражение в определенной степени также аналогично выражению интеграла Фурье.

Величину ν называют частотой, представляющей собой нормированную обобщенную частоту, которая равна половине среднего числа пересечений нулевого уровня за период.

Учитывая свойство ортогональности функций Уолша, коэффициенты $a(\nu)$ и $b(\nu)$ заменяются на один коэффициент вида

$$G(\nu) = a(\nu) + b(\nu).$$

Тогда интегральное преобразование Уолша имеет вид прямого преобразования

$$g(Q_x) = \int_{-\infty}^{\infty} G(\nu) [\text{cal}(\nu, Q_x) + \text{sal}(\nu, Q_x)] d\nu,$$

а обратное преобразование Уолша

$$G(\nu) = \int_{-\infty}^{\infty} g(Q_x) [\text{cal}(\nu, Q_x) + \text{sal}(\nu, Q_x)] dQ_x.$$

По мере внедрения ЭВМ в процессы проектирования для решения задач анализа и синтеза технических систем проводятся изыскания путей, упрощающих вычислительный процесс. Одним из направлений таких

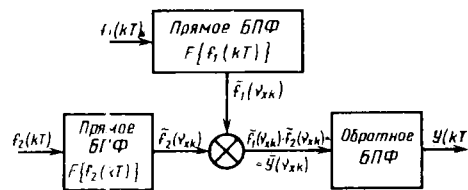


Рис. 17. Алгоритм быстрой свертки

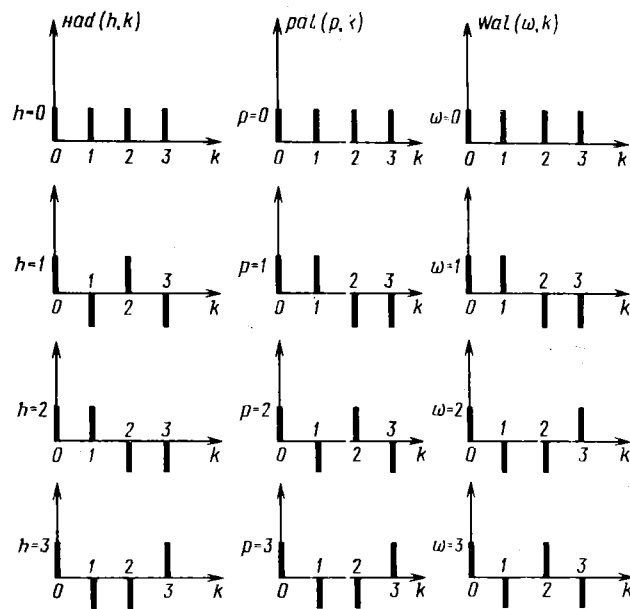


Рис. 18. Функции Уолша–Адамара $[\text{had}(h, k)]$, Уолша–Пэли $[\text{pal}(p, k)]$ и Уолша–Уолша $[\text{wal}(\omega, k)]$

попыток является создание алгоритмов спектрального анализа сигналов с использованием функций Уолша–Адамара, которые принимают только два значения: $+1$ и -1 (с различной частотой перемены знака) и вычисляются с использованием двоичных чисел. Дискретные функции Уолша–Адамара в определенной степени аналогичны дискретным гармоникам Фурье.

Возможность перенумераций функций Уолша–Адамара породила создание подкласса дискретных функций с соответствующими обозначениями, например функция Уолша–Пэли $[\text{pal}(p, k)]$, Уолша–Адамара $[\text{had}(h, k)]$, Уолша – Уолша $[\text{wal}(\omega, k)]$ (рис. 18).

Отметим некоторые свойства функций Уолша–Адамара, которые характерны для всего подкласса этих дискретных функций. Вне зависимости от нумерации, вводя обобщенный порядок функций m , функции Уолша–Адамара называют обобщенными функциями Уолша $\text{wal}(m, k)$. Для функций $\text{wal}(m, k)$ одной и той же системы $N = 2^n$ характерна взаимортогональность.

Матрица дискретных функций Уолша является симметричной и ортогональной:

$$\begin{aligned} \|\text{wal}(m, k)\| &= \|\text{wal}(m, k)\|^T, \\ \|\text{wal}(m, k)\| \|\text{wal}(m, k)\| &= N\mathbf{I}, \end{aligned}$$

где $\mathbf{I}$ – единичная матрица порядка N , в которой все элементы – нули, кроме элементов на главной диагонали, которые равны единице.

Результатом умножения двух функций Уолша является также функция Уолша:

$$\text{wal}(m, k)\text{wal}(l, k) = \text{wal}(p, k) = \text{wal}(l \oplus m, k).$$

Для выполнения операции сложения в двоичном коде $\oplus$ требуется l и m выразить двоичным кодом и сложить их, исключив перенос в старший разряд, а результат перевести из двоичного кода в десятичный.

Пример. $l=3, k=5, l \oplus k$ вычисляется как

$$\begin{array}{r} 0011 \quad 3 \\ \oplus 0101 \quad 5 \\ \hline 1000 \rightarrow 8 \end{array}$$

$$\text{wal}(3, k)\text{wal}(5, k) = \text{wal}(6, k).$$

Отмеченные свойства позволяют применить дискретные преобразования Уолша (ДПУ) к последовательности вещественных чисел y_k ($k = 0, 1, 2, \dots, N-1$):

$$g_m = \sum_{k=0}^{N-1} \text{wal}(m, k)y_k.$$

Используя матричное представление в виде векторов-столбцов $g = \|g_m\|$, $y = \|y_k\|$, это выражение можно представить в виде прямого преобразования Уолша

$$g = \| \text{wal}(m, k) \| y.$$

Умножив последнее равенство на матрицу $\| \text{wal}(m, k) \|$ и используя свойства функций Уолша, нетрудно получить выражение для обратного преобразования Уолша:

$$y = \| \text{wal}(m, k) \| g / N.$$

Следуя аналогии построения алгоритмов БПФ, т. е. используя метод факторизации преобразующей матрицы $\| \text{wal}(m, k) \|$, можно создать алгоритмы быстрого преобразования Уолша (БПУ).

При факторизации используются свойства матрицы Адамара, свойства кронекеровских (прямых) степеней квадратных матриц как результат кронекерского умножения одинаковых матриц и т. д. Использование факторизации матриц, т. е. представление преобразующей матрицы в виде сомножителей со слабо заполненными элементами, приводит к сокращению арифметических операций и к существенному сокращению времени вычислений.

Рассмотренные в гл. 3 математические модели ОЭП построены в линейном приближении. Такой подход к модельному представлению подсистем ОЭП и прибора в целом позволяет с единых методических позиций описывать подсистемы разной физической природы; разработать и реализовать на ЭВМ конечное и ограниченное число алгоритмов для моделирования ОЭП; эффективно использовать ресурсы ЭВМ и возможности проектантов при анализе, синтезе и параметрической оптимизации объекта проектирования.

Глава 4. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ СИСТЕМОТЕХНИЧЕСКОГО УРОВНЯ ТРАКТА ОЭП С НЕЛИНЕЙНЫМИ ЗВЕНЬЯМИ

Действие многомерной части оптико-электронного тракта, в которую входят слой пространства, оптическая система, анализатор изображения, описывается линейными операторами. Однако в таких подсистемах, как приемник лучистой энергии, электронный тракт, а также в изменяемой части ОЭП можно выделить звенья, действие которых описывается нелинейными операторами. К таким элементам можно отнести различные функциональные преобразователи, элементы гидро- и пневмоавтоматики и т.п.

1. МЕТОДЫ АНАЛИЗА ТРАКТА ОЭП, СОДЕРЖАЩЕГО НЕЛИНЕЙНЫЕ ЗВЕНЬЯ

Решение задачи анализа и оптимизации предполагает наличие математической модели оптико-электронного тракта прибора. Математическое моделирование линейных систем основано на принципе суперпозиции. Для нелинейных систем не применим этот принцип, поэтому нереально полагать, что можно найти метод анализа, который был бы наилучшим для всех систем. Существуют две возможности анализа нелинейных систем. Во-первых, можно взять какое-либо конкретное нелинейное устройство или класс устройств и проводить их детальный анализ. Но методы, которые при этом будут развиты, могут оказаться неприменимыми к анализу других нелинейных систем. Очевидно, что такой подход не годится для построения системы автоматизированного проектирования.

Второй подход заключается в выборе некоторого общего метода анализа, не относящегося к какой-либо конкретной системе, но позволяющего проводить анализ и синтез широкого класса систем. Для частной задачи общий подход может оказаться более сложным, чем метод, предназначенный специально для конкретной задачи. Но если ресурсы ЭВМ позволяют реализовать этот общий метод, то для целей САПР это будет вполне оправдано.

Методы анализа нелинейных систем в достаточной мере развиты в теории автоматического управления. Поскольку среди ОЭП существует широкий класс приборов, которые являются частью систем автоматического управления, то некоторые из этих методов можно использовать для анализа электронного тракта ОЭП. При этом следует помнить, что в тракте ОЭП, как правило, решается задача выделения полезного сообщения, которое может представляться реализацией случайного процесса на фоне помех, действующих либо на входе, либо в самом тракте прибора. Поэтому в любом случае тракт ОЭП выполняет функцию фильтрации.

В связи с этим методы, предназначенные для исследования динамических свойств нелинейных систем, такие как метод малого параметра, гармонического баланса, гармонической линеаризации, частотный и др. [14], не могут быть использованы для анализа работы ОЭП, содержащего нелинейные элементы.

Существуют точные и приближенные методы исследования нелинейных систем при случайных воздействиях. Точные методы позволяют отыс-

вать характеристики сигналов, определяющие их полностью в статистическом смысле, а именно: n -мерные функции распределения плотности вероятности выходных сигналов или моменты высших порядков. Среди точных методов анализа нелинейных систем следует отметить [15] метод, основанный на интегрировании уравнений Фоккера – Планка – Колмогорова, метод преобразования моментных функций с использованием рядов Вольтерра, метод канонических разложений и метод Винера. Однако не все перечисленные методы являются универсальными. Например, путем интегрирования уравнений в частных производных Фоккера – Планка – Колмогорова удастся получить лишь одномерные функции плотности распределения вероятности. Для применения метода канонических разложений необходимо, чтобы уравнения описывающие системы автоматического регулирования, содержали непрерывные нелинейные функции относительно величин, характеризующих состояние системы.

Среди приближенных методов наибольшее распространение получили методы статистической линеаризации, эквивалентной передаточной функции и совместной статистической и гармонической линеаризации [15]. Но эти методы дают удовлетворительные результаты лишь при нормальном законе распределения случайного сигнала на входе нелинейного элемента, что ограничивает возможности применения указанных методов.

Поскольку речь идет о выборе метода исследования нелинейных систем, удобного для реализации на ЭВМ, то логично потребовать, чтобы математический аппарат, лежащий в основе этого метода, был аналогичен аппарату, используемому для анализа линейных систем. Известно, что для расчета линейных систем наиболее приемлемым с точки зрения САПР является спектральный метод, в основе применения которого лежат алгоритмы БПФ.

С этой точки зрения особого внимания заслуживает метод исследования нелинейных систем с помощью функциональных рядов Вольтерра. Как будет показано ниже, этот метод обеспечивает наперед заданную точность и применим для рассматриваемого класса систем как при детерминированных, так и при случайных сигналах. Принципиально любое нелинейное устройство можно представить через композицию линейных и нелинейных звеньев. Под нелинейным звеном в дальнейшем будем понимать некоторое безынерционное устройство, на выходе которого мгновенное значение сигнала определяется соотношением

$$g(t) = F[u(t)].$$

Чтобы пояснить метод описания работы нелинейных систем с помощью функциональных рядов Вольтерра, рассмотрим простейшую нелинейную систему, образованную последовательным соединением стационарного линейного звена с импульсным откликом $H(\tau)$ и нелинейного звена в виде квадратора (рис. 19). Так как

$$w(t) = \int_{-\infty}^{\infty} H_1(\tau) u(t-\tau) d\tau; \quad (84)$$

$$g(t) = w^2(t), \quad (85)$$

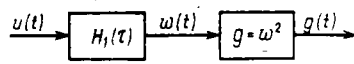


Рис. 19. Простейшая нелинейная система

то, подставив интеграл (84) в выражение (85), получим

$$g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} H_1(\tau_1) u(t-\tau_1) d\tau_1 \int_{-\infty}^{\infty} H_1(\tau_2) \times$$

$$\times u(t-\tau_2) d\tau_2 = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} H_2(\tau_1, \tau_2) u(t-\tau_1) u(t-\tau_2) d\tau_1 d\tau_2.$$

Функционирование всей системы можно выразить двойной сверткой входного сигнала и двумерного ядра $H_2(\tau_1, \tau_2)$, которое в данном случае определяется произведением импульсных откликов линейной части системы

$$H_2(\tau_1, \tau_2) = H_1(\tau_1) H_1(\tau_2),$$

т. е. является сепарабельным [12].

Полученное выражение можно рассматривать как регулярный однородный функционал второй степени, значения которого зависят от параметра t , принадлежащего области $[t_0, t_1]$. При описании более сложных нелинейных динамических систем применяют полиномы Вольтерра, составленные из регулярных однородных функционалов вида

$$g_n[u(\tau), t] = \int_{t_0}^T \dots \int_{t_0}^T H_n(t, \tau_1, \dots, \tau_n) u(\tau_1) \dots u(\tau_n) d\tau_1 \dots d\tau_n. \quad (86)$$

Регулярность этих функционалов понимается как симметричность ядер $H_n(t, \tau_1, \dots, \tau_n)$ относительно переменных $\tau_1, \dots, \tau_n$, т. е. значения функционалов не меняются при произвольной их перестановке. Если параметр t в выражении (86) рассматривать как переменную, изменяющуюся в пределах от t_0 до t_1 , то полином Вольтерра

$$F_N[u(\tau), t] = \sum_{n=0}^N g_n[u(\tau), t]$$

задает оператор, действующий из пространства функций $u(\tau)$ в пространство функций $g(t) = F_N[u(\tau), t]$ [12].

Работу системы, состоящей из линейного и нелинейного звеньев вида $g = w^n$, можно описать оператором $g_n[u(\tau), t]$, который в явном виде задается выражением (86).

Пусть теперь нелинейное звено описывается произвольной непрерывной функцией $\varphi(w)$. Если входной сигнал $u(\tau)$ ограничен, а ядро, описывающее линейное преобразование, устойчиво, т. е.

$$\int_{-\infty}^{\infty} |H_1(\tau)| d\tau < \infty,$$

то сигнал на выходе линейного звена также ограничен.

Из теоремы Вейерштрасса [12] известно, что существует последовательность полиномов, всюду сходящихся к $\varphi(w)$, причем для ограниченных полиномов это влечет за собой сходимость в среднем. Таким образом, $\varphi(w)$ можно аппроксимировать функцией

$$\varphi_N(z) = a_0 + a_1 w + a_2 w^2 + \dots + a_N w^N.$$

Существуют различные способы аппроксимации: соответствующие критериям наименьших квадратов, по Чебышеву и др., причем в каждом случае, задаваясь оценкой приближения, можно определить степень аппроксимирующего полинома.

Аналогично рассмотренному случаю, когда нелинейное звено описывалось функцией вида $g = w^2$, аппроксимирующую систему при нелинейности более сложного вида можно представить функциональным полиномом, образованным суммой регулярных функционалов:

$$\begin{aligned} g_n(t) = & a_{0N} + a_{1N} \int_{-\infty}^{\infty} H_1(\tau) u(t-\tau) d\tau + \\ & + a_{2N} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} H_2(\tau_1, \tau_2) u(t-\tau_1) u(t-\tau_2) d\tau_1 d\tau_2 + \dots + \\ & + a_{NN} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} H_N(\tau_1, \dots, \tau_N) u(t-\tau_1) u(t-\tau_2) \dots u(t-\tau_N) d\tau_1 \dots d\tau_N = \\ = & a_{0N} + \sum_{i=1}^N a_{iN} \int_{E^i} H_i(\tau_1, \dots, \tau_i) \prod_{r=1}^i u(t-\tau_r) d\tau_r, \end{aligned} \quad (87)$$

где $d\tau_r = d\tau_1 \dots d\tau_i$, знак $\int_{E^i}$ обозначает i -кратный интеграл в пределах от $-\infty$ до ∞ .

Чем точнее аппроксимация функции $\varphi(w)$, тем точнее функциональное представление нелинейной системы.

Если функция $\varphi(w)$ аналитична в некоторой области, то ее можно представить в виде степенного ряда [12]

$$\varphi(w) = b_0 + b_1 w + b_2 w^2 + \dots$$

и дать оценку ошибки разложения.

В этом случае сигнал на выходе нелинейной системы может быть описан функциональным степенным рядом вида

$$g(t) = b_0 + \sum_{i=1}^{\infty} b_i \int_{E^i} H_i(\tau_1, \dots, \tau_i) \prod_{r=1}^i u(t-\tau_r) d\tau_r. \quad (88)$$

Нелинейные системы, которые могут быть представлены функциональными степенными рядами, называются аналитическими. Применение функциональных полиномов (или рядов) Вольтерра для описания систем, содержащих нелинейные звенья, позволяет в явном виде получить связь между входным и выходным сигналами. Кроме того, поскольку ядра функциональных полиномов, как будет показано ниже, выражаются через импульсные отклики линейных звеньев системы, то такой подход, как и в случае линейных систем, в принципе позволяет решать задачу синтеза и оптимизации звеньев электронного тракта и сервоприводов ОЭП.

Из соотношений (87) и (88) также следует, что математические выражения, описывающие работу линейных систем, являются частным случаем функциональных полиномов Вольтерра, когда все коэффициенты, кроме a_{1N} , равны нулю. В связи с этим все результаты, которые будут получены ниже, для нелинейных систем можно обобщить на случай, когда тракт прибора содержит только линейные звенья.

2. ПРИМЕНЕНИЕ СТРУКТУРНЫХ СХЕМ ДЛЯ АНАЛИЗА РАБОТЫ ОДНОМЕРНЫХ СИСТЕМ ТРАКТА ОЭП

При анализе систем, содержащих нелинейные звенья, методом рядов и полиномов Вольтерра большое удобство дает графический способ представления сложных систем в виде совокупности нелинейных подсистем. Каждая подсистема, описываемая некоторым оператором $F[u(t), t]$, изображается так, как это показано на рис. 20. Для образования соединений между подсистемами вводятся элементарные системы — сумматор и умножитель.

Сумматором называется безынерционная система, имеющая n входов $u_1, \dots, u_n$ и один выход и описываемая соотношением

$$g = \sum_{i=1}^n a_i u_i, \quad a_i = \pm 1.$$

Если $n > 2$, то сумматор изображается так, как показано на рис. 21, а. При $n = 2$ сумматор имеет вид, изображенный на рис. 21, б: $a_1 = +1$; $a_2 = +1$, и вид, изображенный на рис. 21, в: $a_1 = +1$, $a_2 = -1$. В последнем случае сумматор называют также устройством сравнения.

Умножителем называется безынерционная система, имеющая n входов $u_1, \dots, u_n$ и один выход и описываемая формулой

$$g = \prod_{i=1}^n u_i.$$

Графически умножитель для случая двух входов изображается так, как показано на рис. 21, г.

Взаимодействие простых подсистем, образующих сложную систему, можно охарактеризовать через алгебраические действия с системами [12].

Сумма $J + F$ систем, действие которых описывается операторами J и F , определяется следующим образом:

$$(J + F)[u(t)] = J[u(t)] + F[u(t)].$$

Сумма систем имеет коммутативное свойство $J + F = F + J$ и ассоциативное свойство $F + (D + J) = (F + D) + J$. Сумме двух систем соответствует параллельное соединение (рис. 22).

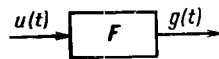
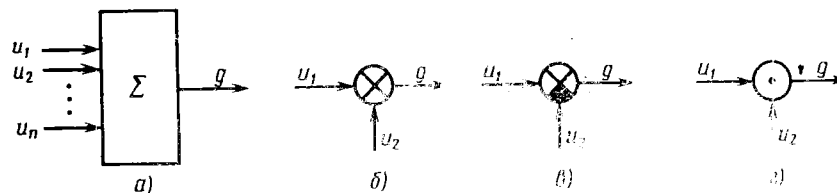


Рис. 20. Графическое изображение нелинейной подсистемы

Рис. 21. Элементарные системы одномерного тракта ОЭП
а — сумматор с n числом входов; б — сумматор на два входа;
в — элемент сравнения; г — умножитель



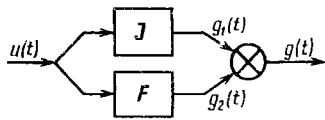


Рис. 22. Параллельное соединение двух нелинейных систем

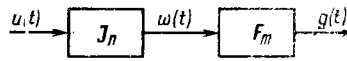


Рис. 23. Последовательное соединение двух нелинейных систем

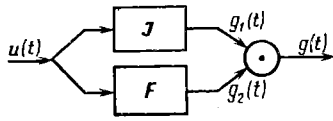


Рис. 24. Произведение двух нелинейных систем

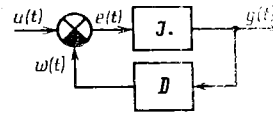


Рис. 25. Нелинейная система с обратной связью

Композиция $J * F$ систем J и F определяется соотношением

$$(J * F)[u(t)] = J[F[u(t)]].$$

Эта операция ассоциативна, т. е. $F * (D * F) = (F * D) * J$, но в общем случае не коммутативна $J * F \neq F * J$. Композиции соответствует последовательное соединение систем (рис. 23).

Произведение систем J и F может быть определено как

$$(J \cdot F)[u(t)] = J[u(t)] \cdot F[u(t)].$$

Определенное таким образом произведение ассоциативно и коммутативно (рис. 24).

Если соединение систем с обратной связью (рис. 25) образовано с помощью устройства сравнения, то вид обратного соединения называется отрицательной обратной связью. Если соединение образовано сумматором, изображенным на рис. 21, б, то обратное соединение называется положительной обратной связью. Если оператор D , описывающий действие устройства, установленного в цепи обратной связи, является единичным, т. е. $D = 1$, то обратная связь называется жесткой, если $D \neq 1$, то гибкой.

Преимущество рассмотренных структурных схем заключается в их наглядности при описании сложных систем, содержащих как линейные, так и нелинейные звенья.

3. АНАЛИЗ НЕЛИНЕЙНЫХ НЕСТАЦИОНАРНЫХ СИСТЕМ ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ

Рассмотрим нелинейную систему (рис. 26), образованную последовательным соединением линейного нестационарного и стационарного безынерционного нелинейного звеньев. Характеристика такого нелинейного звена описывается полиномом степени N . В соответствии с изложенным выше сигналы на выходе линейного и нелинейного звеньев определяются выражениями

$$w(t) = \int_{E^1} H(t, \tau) u(\tau) d\tau; \quad (89)$$

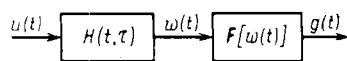


Рис. 26. Последовательное соединение линейного и нелинейного звеньев

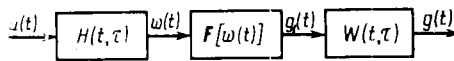


Рис. 27. Последовательное соединение линейных звеньев, разделенных безынерционной нелинейностью

$$g(t) = F[w(t)] = a_0 + \sum_{i=1}^N a_i w^i(t). \quad (90)$$

Тогда соотношение между входным и выходным сигналами можно определить, подставив выражение (89) в (90):

$$\begin{aligned} g(t) &= F\left[\int_{E^1} H(t, \tau) u(\tau) d\tau\right] = \\ &= a_0 + \sum_{i=1}^N a_i \left[\int_{E^1} H(t, \tau) u(\tau) d\tau\right]^i = \\ &= a_0 + \sum_{i=1}^N a_i \int_{E^i} \prod_{r=1}^i [H(t, \tau_r) u(\tau_r)] d^i v_{\tau}. \end{aligned} \quad (91)$$

Если обозначить $\prod_{j=1}^i H(t, \tau_j) = H_i(t, \tau_1, \dots, \tau_i)$, то выражение (91) будет иметь вид полинома Вольтерра

$$g(t) = a_0 + \sum_{i=1}^N a_i \int_{E^i} H_i(t, \tau_1, \dots, \tau_i) \prod_{r=1}^i u(\tau_r) d^i v_{\tau}. \quad (92)$$

Если линейная система стационарна, то полином (92) можно переписать как

$$g(t) = a_0 + \sum_{i=1}^N a_i \int_{E^i} H_i(\tau_1, \dots, \tau_i) \prod_{r=1}^i u(t - \tau_r) d^i v_{\tau},$$

где ядра полинома (92) сепарабельны.

Если ядра сепарабельны, то это существенно упрощает расчет систем. Но, к сожалению, ядра такого типа встречаются далеко не всегда. Рассмотрим, например, часто встречающийся случай, когда система образована последовательным соединением двух линейных инерционных систем, разделенных безынерционной нелинейностью (рис. 27). Сигнал на выходе такой системы

$$\begin{aligned} g(t) &= \int_{E^1} W(t, \tau) F\left[\int_{E^1} H(\tau, \sigma) u(\sigma) d\sigma\right] d\tau = \\ &= a_0 \int_{E^1} W(t, \tau) d\tau + \sum_{i=1}^N a_i \sum_{i=1}^N a_i \int_{E^i} G_i(t, \sigma_1, \dots, \sigma_i) \prod_{r=1}^i u(\sigma_r) d^i v_{\sigma}, \end{aligned}$$

где

$$G_i(t, \sigma_1, \dots, \sigma_i) = \int_{E^1} W(t, \tau) \prod_{r=1}^i H(\tau, \sigma_r) d\tau. \quad (93)$$

Выражение (93) определяет неразделимые ядра Вольтерра.

Рассмотренные примеры нелинейных систем являются иллюстрацией к общему положению, согласно которому любую функциональную нелинейную систему без обратной связи, образованную соединением инерционных линейных систем и аналитических безынерционных нелинейностей, можно описать полиномом Вольтерра.

Предположим, что описания систем в виде рядов или полиномов Вольтерра уже получены. Выведем выражения, описывающие ядра Вольтерра при различном соединении нелинейных систем. Пусть имеются две функциональные полиномиальные системы J_n и F_m с ядрами $H_i(t, \tau_1, \dots, \tau_i)$, $i = 1, \dots, n$ и $W_j(t, \tau_1, \dots, \tau_j)$, $j = 0, 1, \dots, m$ соответственно. Сумма таких систем соответствует их параллельному соединению (см. рис. 22). По определению

$$g(t) = (J_n + F_m)[u(t)] = a_0 + b_0 \sum_{i=1}^N \int_E G_i(t, \tau_1, \dots, \tau_i) \prod_{r=1}^i u(\tau_r) d\tau_r,$$

где $N \leq \max\{n, m\}$, а ядра Вольтерра определяются формулой

$$G_i(t, \tau_1, \dots, \tau_i) = a_i H_i(t, \tau_1, \dots, \tau_i) + b_i W_i(t, \tau_1, \dots, \tau_i).$$

Ядра Вольтерра и сигнал на выходе системы, образованной произведением двух нелинейных систем (см. рис. 24), можно определить из выражения

$$\begin{aligned} g(t) = (J_n F_m)[u(t)] = & a_0 b_0 + \sum_{i=1}^n \int_E [a_0 b_i W_i(t, \tau_1, \dots, \tau_i) + \\ & + b_0 a_i H_i(t, \tau_1, \dots, \tau_i)] \prod_{r=1}^i u(\tau_r) d\tau_r + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m a_i b_j \int_E H_i(t, \tau_1, \dots, \tau_i) \times \\ & \times W_j(t, \tau_{i+1}, \dots, \tau_{i+j}) \prod_{r=1}^{i+j} u(\tau_r) d\tau_r, \end{aligned}$$

где $N \leq m + n$.

Теперь рассмотрим последовательное соединение систем J_n и F_m (см. рис. 23). При таком соединении сигнал на выходе

$$\begin{aligned} g(t) = (F_m * J_n)[u(t)] = & b_0 + \sum_{i=1}^m \int_E b_i W_i(t, \tau_1, \dots, \tau_i) \prod_{l=1}^i [a_0 + \\ & + \sum_{j=1}^n \int_E a_j H_j(\tau_l, \sigma_1, \dots, \sigma_j) \prod_{r=1}^j u(\sigma_r) d\sigma_r] d\tau_r = \\ = & G_0(t) + \sum_{i=1}^N \int_E G_i(t, \sigma_1, \dots, \sigma_i) \prod_{r=1}^i u(\sigma_r) d\sigma_r, \end{aligned}$$

где $N \leq n \cdot m$.

Анализ выражений для ядер полинома Вольтерра, приведенных в п. 1 прил. I, показывает, что задача определения сигнала на выходе нестационарных нелинейных систем методом полиномов Вольтерра сводится к вычислению N -мерных интегралов, зависящих от $N + 1$ параметра.

Рассмотрим нелинейную систему с жесткой отрицательной обратной связью, структурная схема которой представлена на рис. 28. Нетрудно за-

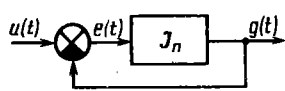


Рис. 28. Нелинейная система с жесткой обратной связью

метить, что соотношения между сигналом $u(t)$ на входе системы, сигналом ошибки $e(t)$ и сигналом $g(t)$ на выходе имеют вид

$$g(t) = J_n[e(t)]; \quad (94)$$

$$e(t) = u(t) - g(t), \quad (95)$$

где J_n — полином Вольтерра степени n с ядрами $H_i(t, \tau_1, \dots, \tau_i)$. Для упрощения выкладок считаем, что $a_0 = 0$, ε коэффициенты полинома a_i входят в выражение ядер $H_i(t, \tau_1, \dots, \tau_i)$. Подставив в выражение (95) уравнение (94), получим

$$e(t) = u(t) - J_n[e(t)]$$

или

$$u(t) = e(t) + J_n[e(t)]. \quad (96)$$

Выражение (96) представляет собой нелинейное интегральное уравнение Вольтерра второго рода и может быть представлено в виде полинома Вольтерра F_n :

$$u(t) = F_n[e(t)],$$

у которого все ядра, кроме ядра первого порядка, совпадают с ядрами полинома J_n , а ядро первого порядка имеет вид

$$H_{1F}^*(t, \tau) = \delta(t - \tau) + H_1(t, \tau). \quad (97)$$

Решение уравнения (96) будем искать в виде ряда Вольтерра:

$$e(t) = D[u(t)] = \sum_{i=1}^{\infty} \int_{E^i} W_i(t, \tau_1, \dots, \tau_i) \prod_{r=1}^i u(\tau_r) d\tau_r.$$

Можно показать [12], что ядро первого порядка выражения, определяющего сигнал ошибки,

$$W_1(t, \tau) = \delta(t - \tau) - \Gamma(t, \tau), \quad (98)$$

и получается как решение линейного интегрального уравнения вида

$$\delta(t - \tau) = W_1(t, \tau) + \int_{\sigma}^t H_1(t, \sigma) W_1(\sigma, \tau) d\sigma. \quad (99)$$

В формуле (98) $\Gamma(t, \tau)$ — резольвента (разрешающее ядро) интегрального уравнения (99), которая может быть определена в виде ряда Лиувилля–Неймана или числовыми методами.

Формулы, определяющие ядра высших порядков для этого случая, приведены в п. 2 прил. I.

Чтобы определить ядра рассмотренной системы с обратной связью относительно выходного сигнала, подставим в уравнение (95) выражение (97) для сигнала ошибки. Тогда

$$g(t) = u(t) - D[u(t)] = u(t) - \sum_{i=1}^{\infty} \int_{E^i} W_i(t, \tau_1, \dots, \tau_i) \times \prod_{r=1}^i u(\tau_r) d\tau_r. \quad (100)$$

Отсюда следует, что ядро системы по выходному сигналу имеет вид

$$\delta(t-\tau) - W_1(t, \tau) = \Gamma(t, \tau),$$

т. е. равно резольвенте линейного уравнения (99), а все остальные ядра равны ядрам той же самой системы по сигналу ошибки, но взятым с противоположным знаком.

Для вычисления сигнала на выходе нелинейной системы с жесткой отрицательной обратной связью во временной области необходимо решить интегральное уравнение (99) относительно $W_1(t, \tau)$, вычислить ядра Вольтерра и затем сам сигнал, естественно, ограничиваясь числом членов ряда Вольтерра в выражении (100), исходя из требуемой точности. При этом, чем выше требуется точность, тем выше должна быть размерность полинома Вольтерра.

Если обозначить m — число интервалов, на которые разбивается область интегрирования по одной переменной, то можно показать, что при выполнении расчетов с использованием алгоритмов интегрирования, например по методу квадратур Гаусса, необходимо выполнить порядка $m^2(N+1)$ операций.

Нетрудно убедиться, что трудоемкость анализа нестационарных и стационарных систем во временной области будет примерно одинаковой.

4. СПЕКТРАЛЬНЫЕ МЕТОДЫ АНАЛИЗА НЕЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМ ПРИ ДЕТЕРМИНИРОВАННЫХ ВОЗДЕЙСТВИЯХ

Применение преобразования Фурье и Лапласа упрощает анализ не только линейных систем, но и нелинейных.

Преимущества при анализе структурных схем стационарных нелинейных полиномиальных систем дает применение многомерного преобразования Фурье. Но в этом случае есть существенное отличие, заключающееся в том, что однородный регулярный функционал Вольтерра степени i

$$g(t) = \int_{E^i} H_i(\tau_1, \dots, \tau_i) \prod_{r=1}^i u(t-\tau_r) d\tau_r \quad (101)$$

не является многомерной сверткой, имеющей вид

$$g(t_1, \dots, t_i) = \int_{E^i} H(\tau_1, \dots, \tau_i) \prod_{r=1}^i u(t_r - \tau_r) d\tau_r. \quad (102)$$

Как следует из выражений (101) и (102), регулярный функционал Вольтерра ставит в соответствие входному сигналу выходной сигнал, зависящий от одной переменной t , тогда как выражение вида (102) определяет многомерный сигнал, зависящий от i переменных.

Алгоритм вычисления спектра сигнала на выходе нелинейной системы дает теорема о переходе к одной переменной в области изображений. Сформулируем эту теорему сначала для функций двух аргументов.

Пусть для функции $g(t_1, t_2)$ существует преобразование Фурье

$$\tilde{g}(\nu_1, \nu_2) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} g(t_1, t_2) \exp[-j2\pi(\nu_1 t_1 + \nu_2 t_2)] dt_1 dt_2,$$

$$g(t_1, t_2) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{g}(\nu_1, \nu_2) \exp[j2\pi(\nu_1 t_1 + \nu_2 t_2)] d\nu_1 d\nu_2. \quad (103)$$

Тогда

$$F\{g(t, t)\} = F\{g_1(t)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{g}_1(\nu_1, \nu - \nu_1) d\nu_1.$$

Докажем это. Пусть в формуле (103) $t_1 = t_2 = t$, тогда

$$g_1(t) = g(t, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{g}(\nu_1, \nu_2) \exp[j2\pi(\nu_1 + \nu_2)t] d\nu_1 d\nu_2.$$

Если ввести новую переменную $\nu = \nu_1 + \nu_2$, то $\nu_2 = \nu - \nu_1$, $d\nu_2 = d\nu$ и

$$\begin{aligned} g_1(t) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{g}(\nu_1, \nu - \nu_1) \exp(j2\pi\nu t) d\nu_1 \right\} d\nu = \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \exp(j2\pi\nu t) \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{g}(\nu_1, \nu - \nu_1) d\nu_1 \right\} d\nu. \end{aligned}$$

Из последнего выражения следует утверждение теоремы:

$$\tilde{g}_1(\nu) = F\{g(t, t)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{g}_1(\nu_1, \nu - \nu_1) d\nu_1. \quad (104)$$

Рассмотрим переход к одной переменной в области изображений для функции трех переменных $g(t_1, t_2, t_3)$, имеющей Фурье-образ $\tilde{g}(\nu_1, \nu_2, \nu_3)$. Приравняв переменные t_2 и t_3 и обозначив по аналогии с предыдущим случаем $\nu = \nu_2 + \nu_3$, получим

$$F\{g(t_1, t, t)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{g}(\nu_1, \nu_2, s - \nu_2) d\nu_2 = \tilde{g}_1(\nu_1, s) = F\{g_1(t_1, t)\}.$$

Если теперь приравнять аргументы функции $g_1(t_1, t)$, т. е. положить $t_1 = t$ и еще раз проделать такие же операции, то окончательно

$$F\{g(t, t, t)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{g}_1(\nu_1, \nu - \nu_1) d\nu_1 = \tilde{g}_2(\nu).$$

Таким образом, для функции трех переменных операция перехода к одной переменной в частотной области сводится к последовательному двукратному вычислению интеграла типа (104) от Фурье-образа функции. Аналогичным образом можно показать, что для функции N переменных $g(t_1, \dots, t_n)$ переход к одной переменной в частотной области сводится к последовательному $N-1$ раз интегрированию по формуле (104) Фурье-образа $\tilde{g}(\nu_1, \dots, \nu_n)$.

В дальнейшем операцию перехода к одной переменной ν обозначим символом $\left\{ \right\}_\nu^*$ [12]. Из доказанной теоремы вытекают два важных для дальнейшего изложения следствия.

Следствие 1. Если изображение имеет вид

$$\tilde{g}(\nu_1, \dots, \nu_n) \equiv \tilde{g}\left(\sum_{i=1}^n \nu_i\right), \text{ то, обозначив } \sum_{i=1}^n \nu_i = \nu,$$

получим

$$F\{g(t, \dots, t)\} = \tilde{g}(\nu),$$

т. е. переход к одной переменной осуществляется в этом случае простой заменой переменной.

Следствие 2. Если изображение имеет вид

$$\tilde{g}(\nu_1, \dots, \nu_n) = \tilde{w}\left(\sum_{i=1}^n \nu_i\right) \tilde{g}_1(\nu_1, \dots, \nu_n),$$

то

$$F\{g(t, \dots, t)\} = \tilde{w}(\nu) \left\{ \tilde{g}_1(\nu_1, \dots, \nu_n) \right\}_{\nu}^*.$$

На основании изложенного Фурье-образ функционала Вольтерра [см. формулу (101)] можно представить в виде

$$\tilde{g}(\nu) = \left\{ \tilde{H}_i(\nu_1, \dots, \nu_i) \prod_{r=1}^i \tilde{u}(\nu_r) \right\}_{\nu}^*.$$

Аналогично полиному Вольтерра вида

$$g(t) = \sum_{i=1}^N \int_{E^i} H_i(\tau_1, \dots, \tau_i) \prod_{r=1}^i u(t-\tau_r) d\nu_r,$$

устанавливающему связь между сигналом на входе $u(t)$ и сигналом на выходе $g(t)$, можно поставить в соответствие выражение в частотной области

$$\tilde{g}(\nu) = \sum_{i=1}^N \left\{ \tilde{H}_i(\nu_1, \dots, \nu_i) \prod_{r=1}^i \tilde{u}(\nu_r) \right\}_{\nu}^*, \quad (105)$$

где $\tilde{g}(\nu)$ и $\tilde{u}(\nu)$ — Фурье-образы сигналов на выходе и входе нелинейной полиномиальной системы; $\tilde{H}_i(\nu_1, \dots, \nu_i)$ — Фурье-образ (изображение) ядра i -го порядка;

Из выражения (105) следует алгоритм вычисления спектра детерминированного сигнала на выходе нелинейной полиномиальной системы, который сводится к следующему:

1. Вычисляются изображения многомерных ядер полиномиальной системы

$$\tilde{H}_i(\nu_1, \dots, \nu_i) = \int_{E^i} H_i(\tau_1, \dots, \tau_i) \exp(-j2\pi \sum_{p=1}^i \nu_p \tau_p) d\nu_r$$

и Фурье-образ сигнала $\tilde{u}(\nu)$ на входе системы.

2. Осуществляется переход к одной переменной в частотной области для каждого члена в выражении (105).

Если для вычисления изображений ядер Вольтерра воспользоваться алгоритмом БПФ, то для вычисления изображения ядра размерности N при разбиении области интегрирования на $m-1$ интервалов потребуется выполнить $2Nm^N \log_2 m$ операций. Необходимое число операций при переходе к одной переменной путем интегрирования по методу квадратур Гаусса составит примерно $m^{2(N-1)}$. Уже при $m = 16$ и $N = 4$ операция перехода к одной переменной оказывается почти на порядок более трудо-

емкой, чем вычисление изображения ядер. Чтобы уменьшить число операций при вычислении интегралов, можно воспользоваться приемом, который основан на известном свойстве преобразования Фурье и заключается в том, что значение нулевой гармоники преобразования Фурье от функции $u(x)$ на нулевой частоте равно интегралу от этой функции, взятому в бесконечных пределах:

$$\tilde{u}(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} u(x) dx.$$

Если для реализации операции перехода к одной переменной применить алгоритм БПФ, учитывая при этом, что нулевая гармоника полученного в результате расчета спектра равна искомому интегралу, то для этого понадобится выполнить всего $2(N-1)m^{(N-1)} \log_2 m$ операций.

Вычисление изображений ядер Вольтерра нелинейных систем. Ядра Вольтерра и их изображения полностью характеризуют нелинейную систему подобно тому, как импульсный отклик и передаточная функция являются определяющими характеристиками линейных систем. В связи с этим изображения ядер иногда называют многомерными передаточными функциями [12]. Рассмотрим вопросы, связанные с определением изображений ядер Вольтерра систем, образованных различными способами соединения стационарных линейных и безынерционных нелинейных звеньев.

В простейшем случае нелинейную систему можно образовать последовательным соединением линейного и нелинейного безынерционного полиномиального звеньев (рис. 29). Как было показано выше, сигнал и спектр сигнала на выходе такой системы описываются выражениями

$$g(t) = a_0 + \sum_{i=1}^N a_i \int_{E^i} H_i(\tau_1, \dots, \tau_i) \prod_{r=1}^i u(t-\tau_r) d\tau_r;$$

$$\tilde{g}(\nu) = a_0 \delta(\nu) + \sum_{i=1}^N a_i \left\{ \tilde{H}_i(\nu_1, \dots, \nu_i) \prod_{r=1}^i \tilde{u}(\nu_r) \right\}_{\nu}^*.$$

Так как ядра подобной системы сепарабельны, то их изображения также являются сепарабельными:

$$\tilde{H}_i(\nu_1, \dots, \nu_i) = \prod_{p=1}^i \tilde{H}_1(\nu_p).$$

В этом случае спектр выходного сигнала можно представить как

$$\begin{aligned} \tilde{g}(\nu) &= a_0 \delta(\nu) + \sum_{i=1}^N a_i \prod_{r=1}^i \left\{ \tilde{H}_1(\nu_r) \tilde{u}(\nu_r) \right\}_{\nu}^* = \\ &= a_0 \delta(\nu) + \sum_{i=1}^N a_i \underbrace{[\tilde{H}_1(\nu) \tilde{u}(\nu)] \otimes [\tilde{H}_1(\nu) \tilde{u}(\nu)] \otimes \dots \otimes [\tilde{H}_1(\nu) \tilde{u}(\nu)]}_{i \text{ раз}}. \end{aligned}$$

Из полученного выражения следует вывод: если ядра системы сепарабельны, то вычисление спектра сигнала на выходе нелинейной полиномиальной системы сводится к перемножению Фурье-образов сигнала $u(t)$ и ядра первого порядка $H_1(\tau)$, вычислению обратного преобразова-

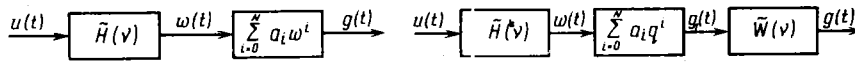


Рис. 29. Последовательное соединение линейного и безынерционного полиномиального звеньев

Рис. 30. Последовательное соединение линейных звеньев, разделенных безынерционным полиномиальным звеном

ния Фурье от произведения, возведению в степень i каждого члена полинома и затем вычислению обратного преобразования Фурье от членов того же полинома. Трудоемкость в этом случае минимальна и составляет примерно $4NM \log_2 M$ операций.

Рассмотрим нелинейную систему, состоящую из двух последовательно соединенных линейных звеньев, разделенных безынерционным элементом (рис. 30). Эту нелинейную систему можно рассматривать как композицию рассмотренной выше системы и линейного звена. Пользуясь следствием 2 из теоремы о переходе к одной переменной в частотной области, Фурье-образ выходного сигнала можно представить в виде

$$\begin{aligned} \tilde{g}(\nu) &= \tilde{W}(\nu) \tilde{w}(\nu) = a_0 \delta(\nu) \tilde{W}(\nu) + \sum_{i=1}^N a_i \tilde{W}(\nu) \left\{ \tilde{H}_i(\nu_1, \dots, \nu_i) \prod_{r=1}^i \tilde{u}(\nu_r) \right\}^*_{\nu} \\ \text{или} \\ \tilde{g}(\nu) &= a_0 \delta(\nu) \tilde{W}(\nu) + \sum_{i=1}^N a_i \left\{ \tilde{G}_i(\nu_1, \dots, \nu_i) \prod_{r=1}^i \tilde{u}(\nu_r) \right\}^*_{\nu}, \\ \text{где} \\ \tilde{G}_i(\nu_1, \dots, \nu_i) &= \tilde{W}_1 \left(\sum_{r=1}^i \nu_r \right) \tilde{H}_i(\nu_1, \dots, \nu_i) = \tilde{W}_1 \left(\sum_{r=1}^i \nu_r \right) \prod_{p=1}^i \tilde{H}_1(\nu_p) \quad (106) \end{aligned}$$

изображение ядер системы.

В частном случае для системы, состоящей из последовательно подключенных нелинейного безынерционного элемента и линейного звена, изображение ядер

$$\tilde{G}_i(\nu_1, \dots, \nu_i) = \tilde{W}_1 \left(\sum_{r=1}^i \nu_r \right). \quad (107)$$

Как следует из полученных выше формул, спектр сигнала на выходе рассмотренных простейших нелинейных систем можно определить, если известны изображения ядер ряда Вольтерра. Кроме того, как будет показано ниже, знания изображений ядер Вольтерра простых подсистем оказывается достаточным и для анализа сложных систем, образованных этими подсистемами.

Пусть имеются две полиномиальные нелинейные системы, работа которых описывается операторами F и J . Спектр сигнала на выходе каждой из систем

$$\begin{aligned} \tilde{g}_1(\nu) &= \sum_{i=1}^{N_1} a_i \left\{ \tilde{H}_i(\nu_1, \dots, \nu_i) \prod_{r=1}^i \tilde{u}(\nu_r) \right\}^*_{\nu}; \\ \tilde{g}_2(\nu) &= \sum_{j=1}^{N_2} b_j \left\{ \tilde{W}_j(\nu_1, \dots, \nu_j) \prod_{p=1}^j \tilde{u}(\nu_p) \right\}^*_{\nu}, \end{aligned}$$

где $\tilde{H}_i(\nu_1, \dots, \nu_i)$ и $\tilde{W}_j(\nu_1, \dots, \nu_j)$ — изображения ядер рассматриваемых систем; a_i и b_j — коэффициенты полиномов (для упрощения дальнейших вы-

кладок здесь рассматриваются полиномиальные системы, у которых $a_0 = 0$ и $b_0 = 0$).

Соединим эти системы параллельно в соответствии со структурной схемой, приведенной на рис. 22. Поскольку спектр сигнала на выходе такой системы

$$\tilde{g}(\nu) = \tilde{g}_1(\nu) + \tilde{g}_2(\nu),$$

то можно записать

$$\tilde{g}(\nu) = \sum_{i=0}^N \left\{ \tilde{G}_i(\nu_1, \dots, \nu_i) \prod_{r=1}^i \tilde{u}(\nu_r) \right\}_{\nu}^*,$$

где $N = \max \{N_1, N_2\}$;

$$\tilde{G}_i(\nu_1, \dots, \nu_i) = a_i \tilde{H}_i(\nu_1, \dots, \nu_i) + b_i \tilde{W}_i(\nu_1, \dots, \nu_i) -$$

— изображение ядер Вольтерра системы.

Пусть эти системы образуют произведение (см. рис. 24). Так как преобразование Фурье от произведения двух функций равно интегралу свертки Фурье-образов этих функций, то спектр сигнала на выходе такой системы

$$\begin{aligned} \tilde{g}(\nu) &= \tilde{g}_1(\nu) \otimes \tilde{g}_2(\nu) = \left[\sum_{i=1}^{N_1} a_i \left\{ \tilde{H}_i(\nu_1, \dots, \nu_i) \times \right. \right. \\ &\times \left. \prod_{r=1}^i \tilde{u}(\nu_r) \right\}_{\nu}^* \otimes \left[\sum_{j=1}^{N_2} b_j \left\{ \tilde{W}_j(\nu_1, \dots, \nu_j) \prod_{p=1}^j \tilde{u}(\nu_p) \right\}_{\nu}^* \right] = \\ &= \sum_{i=2}^N \left\{ \tilde{G}_i(\nu_1, \dots, \nu_i) \prod_{r=1}^i \tilde{u}(\nu_r) \right\}_{\nu}^*, \end{aligned}$$

где $N = N_1 + N_2$.

Изображения ядер этой системы приведены в п. 3. прил. I.

Рассмотрим систему, образованную композицией двух нелинейных систем, структурная схема которой представлена на рис. 23. Спектр сигнала на выходе этой системы можно определить как

$$\tilde{g}(\nu) = \sum_{i=1}^{N_1} \left\{ b_i \tilde{W}_i(\nu_1, \dots, \nu_i) \prod_{r=1}^i \tilde{w}(\nu_r) \right\}_{\nu}^*, \quad (108)$$

где

$$\tilde{w}(\nu) = \sum_{j=1}^{N_2} \left\{ a_j \tilde{H}_j(\nu_1, \dots, \nu_j) \prod_{p=1}^j \tilde{u}(\nu_p) \right\}_{\nu}^*. \quad (109)$$

Подставив выражение (109) в формулу (108) и произведя соответствующие преобразования, получим выражение спектра выходного сигнала системы, образованной последовательным соединением двух нелинейных систем в виде полинома Вольтерра:

$$\tilde{g}(\nu) = \sum_{i=1}^N \left\{ \tilde{G}_i(\nu_1, \dots, \nu_i) \prod_{r=1}^i \tilde{u}(\nu_r) \right\}_{\nu}^*, \quad (110)$$

где $N \leq N_1 \cdot N_2$. Изображения ядер полинома Вольтерра (110) приведены в п. 4 прил. I.

Система общего вида, содержащая нелинейную полиномиальную подсистему как в прямой цепи, так и в цепи обратной связи (см. рис. 25), описывается следующими уравнениями:

$$\tilde{g}(v) = \sum_{i=1}^{N_1} \left\{ \tilde{H}_i(v_1, \dots, v_i) \prod_{r=1}^i \tilde{e}(v_r) \right\}^*_{\nu}; \quad (111)$$

$$\tilde{w}(v) = \sum_{j=1}^{N_2} \left\{ \tilde{W}_j(v_1, \dots, v_j) \prod_{p=1}^j \tilde{g}(v_p) \right\}^*_{\nu}; \quad (112)$$

$$\tilde{e}(v) = \tilde{u}(v) - \tilde{w}(v), \quad (113)$$

где $\tilde{g}(v)$, $\tilde{w}(v)$ и $\tilde{e}(v)$ — соответственно Фурье-образы сигнала на выходе системы, сигнала на выходе цепи обратной связи и сигнала ошибки.

Подставив уравнение (111) в уравнения (112) и (113), получим уравнение относительно сигнала ошибки в виде

$$\tilde{u}(v) - \tilde{e}(v) = \sum_{j=1}^{N_2} \left\{ \tilde{W}_j(v_1, \dots, v_j) \prod_{p=1}^j \left[\sum_{i=1}^{N_1} \left\{ \tilde{H}_i(s_1, \dots, s_i) \prod_{r=1}^i \tilde{e}(s_r) \right\}^*_{\nu_r} \right] \right\}^*_{\nu}.$$

Это выражение определяет сигнал на выходе системы, образованной последовательным соединением двух нелинейных систем. Уравнение (113) можно записать в виде полинома Вольтерра

$$\tilde{u}(v) - \tilde{e}(v) = \sum_{i=1}^N \left\{ \tilde{G}_i(v_1, \dots, v_i) \prod_{r=1}^i \tilde{e}(v_r) \right\}^*_{\nu}, \quad (114)$$

изображения ядер которого $\tilde{G}_i(v_1, \dots, v_i)$ определяются формулами, приведенными в п. 4 прил. I.

Решение уравнения (114) будем искать в виде

$$\tilde{e}(v) = \sum_{k=1}^{\infty} \left\{ \tilde{Q}_k(v_1, \dots, v_k) \prod_{p=1}^k \tilde{u}(v_p) \right\}^*_{\nu}. \quad (115)$$

Для того чтобы в явном виде определить вид изображений ядер $\tilde{Q}_k(v_1, \dots, v_k)$, подставим выражение (115) в уравнение (114). Тогда оно примет следующий вид:

$$\begin{aligned} \tilde{u}(v) - \sum_{k=1}^{\infty} \left\{ \tilde{Q}_k(v_1, \dots, v_k) \prod_{p=1}^k \tilde{u}(v_p) \right\}^*_{\nu} = \\ = \sum_{i=1}^N \left\{ \tilde{G}_i(v_1, \dots, v_i) \prod_{r=1}^i \left[\sum_{k=1}^{\infty} \left\{ \tilde{Q}_k(s_1, \dots, s_k) \prod_{p=1}^k \tilde{u}(s_p) \right\}^*_{\nu_p} \right] \right\}^*_{\nu}, \end{aligned}$$

или, после преобразований

$$\begin{aligned} \tilde{u}(v) = [1 + \tilde{G}_1(v)] \sum_{i=1}^{\infty} \left\{ \tilde{Q}_i(v_1, \dots, v_i) \prod_{p=1}^i \tilde{u}(v_p) \right\}^*_{\nu} + \\ + \left\{ \tilde{G}_2(v_1, v_2) \prod_{r=1}^2 \left[\sum_{i=1}^{\infty} \left\{ \tilde{Q}_i(s_1, \dots, s_i) \prod_{p=1}^i \tilde{u}(s_p) \right\}^*_{\nu_p} \right] \right\}^*_{\nu} + \\ + \left\{ \tilde{G}_3(v_1, v_2, v_3) \prod_{r=1}^3 \left[\sum_{i=1}^{\infty} \left\{ \tilde{Q}_i(s_1, \dots, s_i) \prod_{p=1}^i \tilde{u}(s_p) \right\}^*_{\nu_p} \right] \right\}^*_{\nu} + \dots + \end{aligned}$$

$$+ \left\{ \tilde{G}_N(\nu_1, \dots, \nu_N) \prod_{r=1}^N \left[\sum_{i=1}^{\infty} \left\{ \tilde{Q}_i(s_1, \dots, s_i) \prod_{p=1}^i \tilde{u}(s_p) \right\}^*_{\nu_r} \right] \right\}^*_{\nu}. \quad (116)$$

Выражение (116) можно рассматривать как уравнение, описывающее работу двух последовательно соединенных систем, действие которых определяется уравнениями (114) и (115). Нетрудно заметить, что такая система является линейной относительно $\tilde{u}(\nu)$ и имеет единичную передаточную функцию, т. е. описывается единичным оператором, все ядра которого (кроме ядра первого порядка) равны нулю. Поэтому для нахождения изображений ядер $\tilde{Q}_i(\nu_1, \dots, \nu_i)$ получим следующую систему уравнений:

$$\begin{aligned} 1 &= [1 + \tilde{G}_1(\nu)] \tilde{Q}_1(\nu); \\ 0 &= [1 + \tilde{G}_1(\nu_1 + \nu_2)] \tilde{Q}_2(\nu_1, \nu_2) + \tilde{G}_2(\nu_1, \nu_2) \tilde{Q}_1(\nu_1) \tilde{Q}_1(\nu_2); \\ 0 &= [1 + \tilde{G}_1(\nu_1 + \nu_2 + \nu_3)] \tilde{Q}_3(\nu_1, \nu_2, \nu_3) + \\ &+ \tilde{G}_2(\nu_1, \nu_2 + \nu_3) \tilde{Q}_1(\nu_1) \tilde{Q}_2(\nu_2, \nu_3) + \\ &+ \tilde{G}_2(\nu_1 + \nu_2, \nu_3) \tilde{Q}_2(\nu_1, \nu_2) \tilde{Q}_1(\nu_3) + \\ &+ \tilde{G}_3(\nu_1, \nu_2, \nu_3) \prod_{r=1}^3 \tilde{Q}_1(\nu_r); \\ 0 &= [1 + \tilde{G}_1(\nu_1 + \nu_2 + \nu_3 + \nu_4)] \tilde{Q}_4(\nu_1, \nu_2, \nu_3, \nu_4) + \\ &+ \tilde{G}_2(\nu_1, \nu_2 + \nu_3 + \nu_4) \tilde{Q}_1(\nu_1) \tilde{Q}_3(\nu_2, \nu_3, \nu_4) + \\ &+ \tilde{G}_2(\nu_1 + \nu_2, \nu_3 + \nu_4) \tilde{Q}_2(\nu_1, \nu_2) \tilde{Q}_2(\nu_3, \nu_4) + \\ &+ \tilde{G}_2(\nu_1 + \nu_2 + \nu_3, \nu_4) \tilde{Q}_3(\nu_1, \nu_2, \nu_3) \tilde{Q}_1(\nu_4) + \\ &+ \tilde{G}_3(\nu_1 + \nu_2, \nu_3, \nu_4) \tilde{Q}_2(\nu_1, \nu_2) \tilde{Q}_1(\nu_3) \tilde{Q}_1(\nu_4) + \\ &+ \tilde{G}_3(\nu_1, \nu_2 + \nu_3, \nu_4) \tilde{Q}_1(\nu_1) \tilde{Q}_2(\nu_2, \nu_3) \tilde{Q}_1(\nu_4) + \\ &+ \tilde{G}_3(\nu_1, \nu_2, \nu_3 + \nu_4) \tilde{Q}_1(\nu_1) \tilde{Q}_1(\nu_2) \tilde{Q}_2(\nu_3, \nu_4) + \\ &+ \tilde{G}_4(\nu_1, \nu_2, \nu_3, \nu_4) \prod_{r=1}^4 \tilde{Q}_1(\nu_r) \end{aligned}$$

и т. д.

Изображение ядер полинома Вольтерра по сигналу ошибки для нелинейной системы с обратной связью общего вида даны в п. 5 прил. I. Чтобы получить формулы для вычисления изображения ядер, определяющих Фурье-образ сигнала на выходе нелинейной системы с обратной связью, подставим выражения для изображения ядер по сигналу ошибки в (115) и затем в (111).

Тогда уравнение (111) примет вид

$$\begin{aligned} \tilde{g}(\nu) &= \tilde{H}_1(\nu) \left[\sum_{i=1}^{\infty} \left\{ \tilde{Q}_i(s_1, \dots, s_i) \prod_{p=1}^i \tilde{u}(s_p) \right\}^*_{\nu} \right] + \\ &+ \left\{ \tilde{H}_2(\nu_1, \nu_2) \prod_{r=1}^2 \left[\sum_{i=1}^{\infty} \left\{ \tilde{Q}_i(s_1, \dots, s_i) \prod_{p=1}^i \tilde{u}(s_p) \right\}^*_{\nu_r} \right] \right\}^*_{\nu} + \dots + \\ &+ \left\{ \tilde{H}_{N_1}(\nu_1, \dots, \nu_{N_1}) \prod_{r=1}^{N_1} \left[\sum_{i=1}^{\infty} \left\{ \tilde{Q}_i(s_1, \dots, s_i) \prod_{p=1}^i \tilde{u}(s_p) \right\}^*_{\nu_r} \right] \right\}^*_{\nu} = \end{aligned}$$

$$= \sum_{i=1}^{\infty} \left\{ \tilde{V}_i(v_1, \dots, v_i) \prod_{r=1}^i \tilde{u}(v_r) \right\}^*, \quad (117)$$

где $\tilde{V}_i(v_1, \dots, v_i)$ — изображение ядер на выходе нелинейной системы с обратной связью.

Поскольку изображения ядер $\tilde{Q}_i(v_1, \dots, v_i)$ уже определены, то, как следует из уравнения (117), искомые изображения ядер выражаются формулами, аналогичными по виду формулам для композиции нелинейных систем (см. п. 6 прил. I).

Таким образом, если известны изображения ядер подсистем, то можно получить изображения ядер практически любой сложной системы, образованной этими подсистемами. Так как для этого требуется выполнить лишь алгебраические операции, то объем вычислений при расчете спектра сигнала на выходе системы определяется числом операций, необходимых для вычисления преобразования Фурье ядер подсистем, которое равно $2Nmt^N \log_2 t$. Число операций при вычислении изображений ядер можно существенно уменьшить. Для этого при формировании структурной схемы системы следует представлять ее по возможности в виде совокупности подсистем, каждая из которых образована композицией линейного и нелинейного звеньев. Тогда ядра подсистем сепарабельны и задача определения изображения ядер Вольтерра $\tilde{H}_i(v_1, \dots, v_i)$ сводится к вычислению одномерного преобразования Фурье от $\tilde{H}_1(\tau)$ и формированию затем N -мерного массива из полученного одномерного.

Таким образом, спектральные методы анализа нелинейных систем, описываемых полиномами Вольтерра, позволяют существенно снизить трудоемкость расчетов по сравнению с методом анализа во временной области.

5. СТАТИСТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ НЕЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМ

Задача статистического анализа систем заключается в определении характеристик выходного сигнала $g(t)$ по известным характеристикам (моментам) случайного сигнала $u(t)$ на входе системы. Случайные процессы полностью описываются плотностью распределения вероятности (законом распределения), функциями распределения или характеристическими функциями. Однако на практике удобнее оперировать с моментными функциями, по которым можно однозначно определить плотность распределения вероятности.

В большинстве практически важных случаев для описания работы систем достаточно знать первые две моментные функции выходного сигнала. Поэтому считаем, что задача статистического анализа заключается в определении математического ожидания и корреляционной функции сигнала на выходе системы.

Рассмотрим общий случай нестационарной полиномиальной системы, которая описывается выражением

$$g(t) = \sum_{i=1}^N H_i(t, \tau_1, \dots, \tau_i) \prod_{r=1}^i u(\tau_r) d\tau_r, \quad (118)$$

где $u(\tau_r)$ — реализация непрерывного случайного процесса на входе системы.

Как известно [16], n -мерный момент k -го порядка случайного процесса $\{u(\tau)\}$ определяется выражением

$$m_u^{(n)}(\tau_1, \dots, \tau_n) = M \left\{ \prod_{r=1}^n u(\tau_r) \right\} = \\ = \int_{E^n} p_n(u_1, \dots, u_n, \tau_1, \dots, \tau_n) \prod_{r=1}^n u^{k_r}(\tau_r) d\nu_{\tau},$$

где $p_n(u_1, \dots, u_n, \tau_1, \dots, \tau_n)$ — многомерная плотность распределения вероятности процесса $\{u(\tau)\}$; $k = \sum_{r=1}^n k_r$ — порядок момента; $M\{\cdot\}$ — оператора математического ожидания. Будем обозначать математическое ожидание сигнала $u(t)$ как $m_u(t) = M\{u(t)\}$, а корреляционную функцию

$$R_u(t_1, t_2) = M\{[u(t_1) - m_u(t_1)][u(t_2) - m_u(t_2)]\}.$$

Тогда, используя свойство линейности оператора $M\{\cdot\}$ и меняя местами операции интегрирования и усреднения, получим следующую формулу для вычисления математического ожидания сигнала на выходе полиномиальной системы (118):

$$m_g(t) = M\{g(t)\} = \sum_{i=1}^N \int_{E^i} H_i(t, \tau_1, \dots, \tau_i) M\left\{ \prod_{r=1}^i u(\tau_r) \right\} d\nu_{\tau} = \\ = \sum_{i=1}^N \int_{E^i} H_i(t, \tau_1, \dots, \tau_i) m_u^{(i)}(\tau_1, \dots, \tau_i) d\nu_{\tau}. \quad (119)$$

Двумерный момент второго порядка для процесса $\{g(t)\}$ определяется как

$$m_g^{(2)}(t_1, t_2) = M\{g(t_1)g(t_2)\} = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \int_{E^{i+j}} H_i(t_1, \tau_1, \dots, \tau_i) \times \\ \times H_j(t_2, \tau_{i+1}, \dots, \tau_{i+j}) m_u^{(i+j)}(\tau_1, \dots, \tau_{i+j}) d\nu_{\tau}. \quad (120)$$

Аналогично p -мерный момент порядка p процесса $\{g(t)\}$ в самом общем случае можно вычислить, пользуясь формулой

$$m_g^{(p)}(t_1, \dots, t_p) = M\{g(t_1) \dots g(t_p)\} = \sum_{i_1=1}^N \dots \sum_{i_p=1}^N \int_{E^{\sum i_p}} H_{i_1}(t_1, \tau_1, \dots, \tau_{i_1}) \cdot \\ \dots H_{i_p}(t_p, \tau_{\sum(i_{p-1}+1)}, \dots, \tau_{\sum i_p}) m_u^{(\sum i_p)}(\tau_1, \dots, \tau_{\sum i_p}) d\nu_{\tau}. \quad (121)$$

Из формул (119)–(121) следует: для определения n -мерного момента порядка n случайного процесса $\{g(t)\}$, необходимо знать многомерные моменты входного сигнала вплоть до $N \cdot n$.

Вычисление моментов высших порядков упрощается, если система стационарна и сигнал на входе нелинейной системы также является стационарным.

Пусть на входе стационарной нелинейной полиномиальной системы действует случайный нестационарный сигнал. Это означает, что ядра сис-

темы не изменяются во времени (являясь стационарными), а сигнал на выходе системы определяется выражением

$$g(t) = \sum_{i=1}^N \int_{E^i} H_i(t-\tau_1, \dots, t-\tau_i) \prod_{r=1}^i u(\tau_r) d\mathbf{v}_\tau,$$

где $u(\tau_r) = m_u(\tau) + u_0(\tau)$ — реализация нестационарного случайного процесса, имеющего математическое ожидание $m_u(\tau)$; $u_0(\tau)$ — центрированный случайный процесс, для которого $M\{u_0(\tau)\} = 0$.

Тогда математическое ожидание сигнала $g(t)$

$$\begin{aligned} m_g(t) &= \sum_{i=1}^N \int_{E^i} H_i(t-\tau_1, \dots, t-\tau_i) M\left\{ \prod_{r=1}^i u(\tau_r) \right\} d\mathbf{v}_\tau = \\ &= \sum_{i=1}^N \int_{E^i} H_i(t-\tau_1, \dots, t-\tau_i) m_u^{(i)}(\tau_1, \dots, \tau_i) d\mathbf{v}_\tau, \end{aligned} \quad (122)$$

где $m_u^{(i)}(\tau_1, \dots, \tau_i)$ — моменты нестационарного случайного процесса $\{u(t)\}$ (см. п. 7, прил. I).

Определим теперь корреляционную функцию сигнала на выходе нелинейной системы, когда на входе действует нестационарный случайный сигнал. По определению [16], корреляционная функция для вещественных случайных процессов

$$\begin{aligned} R_g(t_1, t_2) &= M\{[g(t_1) - m_g(t_1)][g(t_2) - m_g(t_2)]\} = \\ &= K_g(t_1, t_2) - m_g(t_1)m_g(t_2), \end{aligned} \quad (123)$$

где $K_g(t_1, t_2)$ — ковариационная функция случайного процесса, которая определяется как

$$\begin{aligned} K_g(t_1, t_2) &= m_g(t_1, t_2) = M\{g(t_1)g(t_2)\} = \\ &= M\left\{ \left[\sum_{i=1}^N \int_{E^i} H_i(t_1-\tau_1, \dots, t_1-\tau_i) \prod_{r=1}^i u(\tau_r) d\mathbf{v}_\tau \right] \left[\sum_{j=1}^N \int_{E^j} H_j(t_2-\tau_1, \dots, \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \dots, t_2-\tau_j) \prod_{p=1}^j u(\tau_p) d\mathbf{v}_\tau \right] \right\} = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \int_{E^{i+j}} H_i(t_1-\tau_1, \dots, t_1-\tau_i) \times \\ &\quad \times H_j(t_2-\tau_1, \dots, t_2-\tau_j) m_u^{(i+j)}(\tau_1, \dots, \tau_{i+j}) d\mathbf{v}_\tau. \end{aligned} \quad (124)$$

Как следует из формул (122)–(124), вычисление даже первых двух моментов представляет большие трудности.

Определим спектральную плотность математического ожидания нестационарного случайного процесса на выходе нелинейной системы. Выражение (122) представим в виде

$$\begin{aligned} m_g(t) &= \int_{E^1} H_1(t-\tau_1) m_u(\tau_1) d\tau_1 + \\ &+ \int_{E^2} H_2(t-\tau_1, t-\tau_2) m_u^{(2)}(\tau_1, \tau_2) d\tau_1 d\tau_2 + \dots \\ &\dots + \int_{E^N} H_N(t-\tau_1, \dots, t-\tau_N) m_u^{(N)}(\tau_1, \dots, \tau_N) d\tau_1 \dots d\tau_N. \end{aligned}$$

Взяв преобразование Фурье от $m_g(t)$ и применив оператор перехода к одной переменной в частотной области, получим следующую формулу для вычисления спектральной плотности математического ожидания сигнала на выходе стационарной полиномиальной системы:

$$\tilde{m}_g(\nu) = F\{m_g(t)\} = \sum_{i=1}^N \left\{ \tilde{H}_i(\nu_1, \dots, \nu_i) \tilde{m}_u^{(i)}(\nu_1, \dots, \nu_i) \right\}_{\nu}^*,$$

где $\tilde{H}_i(\nu_1, \dots, \nu_i) = F\{H_i(\tau_1, \dots, \tau_i)\}$ — изображение ядер системы; $\tilde{m}_u^{(i)}(\nu_1, \dots, \nu_i)$ — i -мерная спектральная плотность процесса $\{u(\tau)\}$, которая определяется как многомерный Фурье-образ i -мерного момента:

$$\tilde{m}_u^{(i)}(\nu_1, \dots, \nu_i) = \int_{E^i} m_u^{(i)}(\tau_1, \dots, \tau_i) \exp(-j2\pi \sum_{j=1}^i \nu_j \tau_j) d\tau.$$

Определим теперь спектральную плотность мощности нестационарного случайного процесса. Как известно [16], она связана с ковариационной функцией соотношениями

$$\tilde{K}(\nu_1, \nu_2) = \int_{E^2} K(t_1, t_2) \exp[-j2\pi(\nu_1 t_1 - \nu_2 t_2)] dt_1 dt_2; \quad (125)$$

$$K(t_1, t_2) = \int_{E^2} \tilde{K}(\nu_1, \nu_2) \exp[j2\pi(\nu_1 t_1 - \nu_2 t_2)] d\nu_1 d\nu_2. \quad (126)$$

Используя соотношения (124), (125) и (126) и оператор перехода к одной переменной, можно определить спектральную плотность мощности нестационарного случайного процесса на выходе полиномиальной нелинейной системы

$$\begin{aligned} \tilde{K}_g(\nu_1, \nu_2) &= \tilde{H}_1(\nu_1) \tilde{H}_1^*(\nu_2) \tilde{m}_u^{(2)}(\nu_1, -\nu_2) + \\ &+ \int_{E^1} \tilde{H}_2(s_1, \nu_1 - s_1) \tilde{H}_1^*(\nu_2) \tilde{m}_u^{(3)}(s_1, \nu_1 - s_1, -\nu_2) ds_1 + \\ &+ \int_{E^1} \tilde{H}_1(\nu_1) \tilde{H}_2^*(s_2, \nu_2 - s_2) \tilde{m}_u^{(3)}(\nu_1, -s_2, -\nu_2 + s_2) ds_2 + \\ &+ \int_{E^1} \tilde{H}_2(s_1, \nu_1 - s_1) \left[\int_{E^1} \tilde{H}_2^*(s_2, \nu_2 - s_2) \times \right. \\ &\times \tilde{m}_u^*(s_1, \nu_1 - s_1, s_2, \nu_2 - s_2) ds_2 \Big] ds_1 + \dots = \\ &= \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \left\{ \tilde{H}_i(s_1, \dots, s_i) \left\{ \tilde{H}_j^*(s_{i+1}, \dots, s_{i+j}) \times \right. \right. \\ &\times \tilde{m}_u^{(i+j)}(s_1, \dots, s_i, -s_{i+1}, \dots, -s_{i+j}) \Big\}_{\nu_2}^* \Big\}_{\nu_1}. \end{aligned} \quad (127)$$

При выводе выражения (127) учитывалось, что для действительных функций $\varphi(t)$ справедливо $\tilde{\varphi}(-\nu) = \varphi^*(\nu)$.

Для вычисления спектральной плотности математического ожидания и спектральной плотности мощности можно использовать тот же алгоритм, что и для детерминированных сигналов, с той лишь разницей, что в качестве входных воздействий здесь следует рассматривать моменты функции случайного процесса на входе системы.

Как известно, применение БПФ для вычисления интегралов дает существенный выигрыш по сравнению с другими методами, но даже если воспользоваться этим алгоритмом для определения многомерных моментов во временной области, то при степени полинома N и разбиении области интегрирования на $m-1$ интервалов потребуется выполнить $(N+1)4m^{N+1}\log_2 m$ операций при вычислении математического ожидания и $8Nm^{2N}\log_2 m$ операций при вычислении корреляционной функции. Для вычисления спектральной плотности математического ожидания и спектральной плотности мощности сигнала на выходе полиномиальной нелинейной системы число операций составит соответственно $2Nm^N\log_2 m$ и $2Nm^{2N}\log_2 m$, большинство из которых будет затрачено в основном на вычисление изображений ядер и многомерных моментов.

Пусть теперь на входе полиномиальной нелинейной системы действует стационарный случайный сигнал

$$u(\tau) = m_u + u_0(\tau),$$

причем $m_u = \text{const}$, а $M\{u_0(\tau)\} = 0$. Многомерные моменты такого случайного процесса не зависят от выбора момента времени, а определяются лишь разностью времен, в которые рассматриваются реализации (см. п. 8 прил. I).

Сигнал на выходе стационарной полиномиальной системы

$$g(t) = \sum_{i=1}^N \int_{E^i} H_i(\tau_1, \dots, \tau_i) \prod_{r=1}^i u(t - \tau_r) d\mathbf{v}_\tau, \quad (128)$$

где $u(\tau)$ — реализация стационарного случайного процесса.

Если применить оператор математического ожидания к выражению (128) и предположить, что время t настолько велико, что все переходные процессы закончились, то получим

$$\begin{aligned} m_g &= \sum_{i=1}^N \int_{E^i} H_i(\tau_1, \dots, \tau_i) M\left\{\prod_{r=1}^i u(t - \tau_r)\right\} d\mathbf{v}_\tau = \\ &= \sum_{i=1}^N \int_{E^i} H_i(\tau_1, \dots, \tau_i) m_u^{(i)}(\tau_1, \dots, \tau_i) d\mathbf{v}_\tau, \end{aligned} \quad (129)$$

где моменты $m_u^{(i)}(\tau_1, \dots, \tau_i)$ определяются формулами, приведенными в п. 8 прил. I.

Математическое ожидание сигнала на выходе полиномиальной системы можно представить в ином виде, выразив его через Фурье-образы ядер и спектральные плотности моментов случайного процесса (см. п. 9 прил. I).

Если математическое ожидание случайного сигнала $u(t)$ равно нулю, то выражение для математического ожидания сигнала $g(t)$ можно записать так:

$$m_g = \sum_{i=1}^{N-1} \int_{E^i} \tilde{\mu}_u^{(i+1)}(\nu_1, \dots, \nu_i) \tilde{H}_{i+1}(\nu_1 + \dots + \nu_i, -\nu_1, \dots, -\nu_i) d\mathbf{v}_\nu.$$

Определим ковариационную функцию сигнала на выходе стационарной полиномиальной системы, когда на входе действует стационарный

случайный сигнал. Как известно [16], в этом случае ковариационная функция

$$K_g(\tau) = M \{g(t)g(t-\tau)\}. \quad (130)$$

Подставив выражение (128) в (130), получим

$$\begin{aligned} K_g(\tau) = & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \int_{E^{i+j}} H_i(\tau_1, \dots, \tau_i) \times \\ & \times H_j(\tau_{i+1}, \dots, \tau_{i+j}) M \left\{ \prod_{r=1}^i u(t-\tau_r) \times \right. \\ & \left. \times \prod_{p=1}^j u(t+\tau-\tau_p) \right\} d\mathbf{v}_\tau. \end{aligned} \quad (131)$$

Моменты случайного процесса, входящие в выражение (131), приведены в п. 10 прил. I.

Спектральная плотность стационарного случайного процесса определяется как преобразование Фурье от ковариационной функции и наоборот. Аналогичными соотношениями связана спектральная плотность центрированного стационарного случайного процесса с корреляционной функцией:

$$\tilde{R}_g(\nu) = \int_{E^1} R_g(\tau) \exp(-j2\pi\nu\tau) d\tau;$$

$$R_g(\tau) = \int_{E^1} \tilde{R}_g(\nu) \exp(-j2\pi\nu\tau) d\nu.$$

Если математическое ожидание сигнала на входе системы $m_u = 0$, то, вычтя из $K_g(\tau)$ квадрат математического ожидания m_g^2 и выполнив преобразование Фурье для полученного выражения, после преобразований с использованием теоремы запаздывания и фильтрующего свойства δ -функции, найдем выражение спектральной плотности мощности центрированного случайного процесса на выходе полиномиальной системы второго порядка в виде

$$\begin{aligned} \tilde{R}_g(\nu) = & |\tilde{H}_1(\nu)|^2 \tilde{R}_u(\nu) + \\ & + \tilde{H}_1(\nu) \int_{E^1} \tilde{H}_2(-\nu_1, -\nu + \nu_1) \tilde{\mu}_u^{(3)}(\nu_1, \nu - \nu_1) d\nu_1 + \\ & + \tilde{H}_1(-\nu) \int_{E^1} \tilde{H}_2(\nu_1, \nu - \nu_1) \tilde{\mu}_u^{(3)}(\nu_1, \nu - \nu_1) d\nu_1 + \\ & + \int_{E^2} \tilde{H}_2(-\nu - \nu_1, \nu_1) \tilde{H}_2(\nu_2, \nu - \nu_2) \tilde{\mu}_u^{(4)}(\nu_1, \nu_2, \nu - \nu_2) d\nu_1 d\nu_2. \end{aligned}$$

Математическое выражение для спектральной плотности мощности выходного сигнала при действии на входе стационарного случайного сигнала с $m_u \neq 0$ приведено в п. 11 прил. I.

Полученные выше выражения применимы для анализа нелинейных систем, когда на их входе действуют случайные сигналы с любым законом распределения плотности вероятности. Наиболее часто встречаются на

практике и поэтому занимают особое место среди других случайные процессы с гауссовским законом распределения, потому что большинство случайных процессов, действующих в электрических цепях, таких, например, как дробовый шум, тепловые флуктуации, атмосферные и космические шумы, представляют собой суммарный эффект большого числа сравнительно слабых элементарных импульсов, возникающих в случайные моменты времени. Согласно центральной предельной теореме теории вероятностей плотность вероятности суммы случайных величин неограниченно приближается к нормальной с увеличением числа слагаемых независимо от того, какие плотности вероятности имеют отдельные слагаемые [16].

Гауссовский случайный процесс полностью определяется заданием математического ожидания $m_u(t)$ и корреляционной функции $R_u(t_1, t_2)$. Если известно, что случайный процесс является гауссовским, то все его характеристики, включая n -мерные плотности вероятности, характеристические функции, n -мерные моменты, определяются математическим ожиданием и корреляционной функцией. В частности, для гауссовских случайных процессов многомерные центральные моменты нечетного порядка равны нулю, а четного порядка выражаются через произведения ковариационных функций [12, 16]:

$$m_u^{(i)}(\tau_1, \dots, \tau_i) = \sum \prod K_u(\tau_j, \tau_k), \quad i = 2, 4, 6, \dots \quad (132)$$

В формуле (132) суммирование выполняется по всем разбиениям величин $u(\tau_1), \dots, u(\tau_i)$ на возможные пары, а произведение вычисляется для всех пар в каждом разбиении. Общее число членов суммы равно $i!/[2^{i/2} \times (i/2)!]$.

Для практики важно рассмотреть действие на нелинейные системы случайных стационарных сигналов с гауссовским законом распределения плотности вероятности. Для вычисления центральных n -мерных моментов гауссовского стационарного случайного процесса существует следующая рекуррентная формула [16]:

$$\begin{aligned} M \left\{ \prod_{r=1}^n u_0^{k_r}(\tau_r) \right\} &= \frac{1}{2^{k/2} (v/2)!} \frac{\partial^k}{\partial \theta_1^{k_1} \dots \partial \theta_n^{k_n}} \times \\ &\times \left[\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n R_u(\tau_i - \tau_j) \theta_i \theta_j \right]^{k/2} \Big|_{\text{все } \theta_i = 0}, \end{aligned}$$

где $k = \sum_{r=1}^n k_r$ — порядок момента.

В частном случае, когда $n=4$ и все $k_r = 1$, получим

$$\begin{aligned} M \left\{ \prod_{r=1}^4 u_0(\tau_r) \right\} &= \frac{1}{8} \frac{\partial^4}{\partial \theta_1 \partial \theta_2 \partial \theta_3 \partial \theta_4} \times \\ &\times \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^4 \sum_{l=1}^4 \sum_{m=1}^4 R_u(\tau_i - \tau_j) R_u(\tau_l - \tau_m) \theta_i \theta_j \theta_l \theta_m \Big|_{\text{все } \theta_i = 0}. \end{aligned}$$

Отличными от нуля будут только члены, для которых $i \neq j \neq l \neq m$.

Так как $R_u(\tau_i - \tau_j) = R_u(\tau_j - \tau_i)$, то несложно показать, что

$$M \left\{ \prod_{r=1}^4 u_0(\tau_r) \right\} = \mu_u^{(4)}(\tau_1, \tau_2, \tau_3, \tau_4) = R_u(\tau_2 - \tau_1) R_u(\tau_4 - \tau_3) + \\ + R_u(\tau_3 - \tau_1) R_u(\tau_4 - \tau_2) + R_u(\tau_3 - \tau_2) R_u(\tau_4 - \tau_1).$$

С учетом перечисленных свойств гауссовских случайных процессов формулу для расчета математического ожидания сигнала на выходе полиномиальной системы четвертого порядка при действии гауссовского случайного сигнала на входе можно записать так:

$$m_g = m_u \tilde{H}_1(0) + m_u^2 \tilde{H}_2(0, 0) + m_u^3 \tilde{H}(0, 0, 0) + m_u^4 \tilde{H}_4(0, 0, 0, 0) + \\ + \int_{E^1} \tilde{R}_u(\nu_1) \tilde{H}_2(\nu - \nu_1) d\nu_1 + \int_{E^2} \tilde{R}_u(\nu_1) \tilde{R}_u(\nu_2) [\tilde{H}_4(\nu_1, -\nu_1, \nu_2 - \nu_2) + \\ + \tilde{H}_4(\nu_1, \nu_2, -\nu_1, -\nu_2) + \tilde{H}_4(\nu_1, \nu_1, -\nu_1, -\nu_2)] d\nu_1 d\nu_2 + \\ + \int_{E^1} \tilde{R}_u(\nu_1) [m_u \tilde{H}_3(\nu_1, 0, -\nu_1) + m_u \tilde{H}_3(0, \nu_1, -\nu_1) + \\ + m_u \tilde{H}_3(\nu_1, -\nu_1, 0) + m_u^2 \tilde{H}_4(\nu_1, 0, -\nu_1, 0) + \\ + m_u^2 \tilde{H}_4(0, \nu_1, -\nu_1, 0) + m_u^2 \tilde{H}_4(\nu_1, -\nu_1, 0, 0) + \\ + m_u^2 \tilde{H}_4(\nu_1, 0, 0, -\nu_1) + m_u^2 \tilde{H}_4(0, \nu_1, 0, -\nu_1) + \\ + m_u^2 \tilde{H}_4(0, 0, \nu_1, -\nu_1)] d\nu_1. \quad (133)$$

Учитывая формулы для многомерных моментов гауссовского случайного процесса, которые приведены в п. 12 прил. I, спектральную плотность мощности централизованного случайного процесса на выходе нелинейной полиномиальной системы второго порядка можно определить выражением

$$\tilde{R}_g(\nu) = |\tilde{H}_1(\nu)|^2 \tilde{R}_u(\nu) + m_u \tilde{R}_u(\nu) [\tilde{H}_2(-\nu, 0) \tilde{H}_1(\nu) + \\ + \tilde{H}_2(0, -\nu) \tilde{H}_1(\nu) + \tilde{H}_1(-\nu) \tilde{H}_2(\nu, 0) + \\ + \tilde{H}_1(-\nu) \tilde{H}_2(0, \nu)] + m_u^2 \tilde{R}_u(\nu) [|\tilde{H}_2(\nu, 0)|^2 + \\ + \tilde{H}_2(0, -\nu) \tilde{H}_2(\nu, 0) + \tilde{H}_2(-\nu, 0) \tilde{H}_2(0, \nu) + \\ + |\tilde{H}_2(0, \nu)|^2] + 2 \left\{ |\tilde{H}_2(\nu_1, \nu_2)|^2 \tilde{R}_u(\nu_1) \tilde{R}_u(\nu_2) \right\}_{\nu}^*. \quad (134)$$

Если ядра системы сепарабельны, то нетрудно показать, что спектральная плотность мощности выходного сигнала

$$\tilde{R}_g(\nu) = |\tilde{H}_1(\nu)|^2 \tilde{R}_u(\nu) + 4m_u |\tilde{H}_1(\nu)|^2 \tilde{H}_1(0) \tilde{R}_u(\nu) + \\ + 4m_u^2 |\tilde{H}_1(\nu)|^2 |\tilde{H}_1(0)|^2 \tilde{R}_u(\nu) + \\ + 2[|\tilde{H}_1(\nu)|^2 \tilde{R}_u(\nu)] \otimes [|\tilde{H}_1(\nu)|^2 \tilde{R}_u(\nu)]. \quad (135)$$

Как следует из выражений (133) и (135), наибольшая трудоемкость при вычислении математического ожидания и спектральной плотности мощности сигнала на выходе нелинейных систем связана с вычислением изображений многомерных ядер. Поэтому и в том и в другом случае для гауссовских случайных входных воздействий требуется выполнить лишь $2Nm^N \log_2 m$ операций. Если вычисления выполнять по формулам (129) и

(131), описывающим прохождение сигнала во временной области, то для вычисления m_g и $R_g(\tau)$ потребуется выполнить соответственно $4Nm^N \times \log_2 m$ и $4(N+1)m^{2N+1} \log_2 m$ операций, т. е. значительно больше.

Это подтверждает правомерность использования аппарата многомерного преобразования Фурье в задачах анализа нелинейных систем тракта ОЭП.

Отметим еще одно важное свойство гауссовских процессов, которое можно использовать при статистическом анализе нелинейных систем. Плотность распределения вероятности случайного сигнала на выходе любого нелинейного элемента изменяется. Поэтому, если на входе такого элемента действует случайный сигнал с гауссовским законом плотности распределения вероятности, то на выходе сигнал уже не будет гауссовским. Если после нелинейного элемента сигнал поступает в линейное частотно-зависимое звено, у которого полоса пропускания меньше, чем полоса частот сигнала, то сигнал по своим свойствам приблизится к гауссовскому сигналу. Такое приближение тем точнее, чем уже полоса пропускания линейного звена по отношению к спектру сигнала на выходе нелинейного звена [16]. Это свойство случайных сигналов позволяет упростить анализ и синтез тракта ОЭП при воздействии случайных сигналов.

Для иллюстрации применения метода статистического анализа нелинейных систем с использованием полиномов Вольтерра определим математическое ожидание и спектральную плотность мощности сигнала на выходе фотоприемника, когда на его входе действует случайный стационарный гауссовский сигнал. Считаем, что полезная информация о сигнале содержится в амплитуде лучистого потока, который попадает на чувствительную площадку фотоприемника. Тогда в соответствии с изложенным в п. 2 гл. 3 модель фотоприемника представим последовательным соединением нелинейного и линейного звеньев. Спектр сигнала на выходе такой системы, как следует из формул (106) и (107), определяется выражением

$$\tilde{g}(\nu) = \tilde{H}(\nu) \sum_{i=1}^N a_i \left\{ \prod_{r=1}^i \tilde{u}(\nu_r) \right\}_{\nu}^*,$$

где $\tilde{H}(\nu)$ — передаточная функция (изображение ядра) линейного звена (в данном случае частотная характеристика фотоприемника); a_i — коэффициенты аппроксимации фоновой характеристики полиномом степени N .

Предположим, что амплитуда сигнала изменяется в небольших пределах; при заданной точности нас устраивает полином второй степени ($N = 2$). Тогда с учетом аддитивного шума самого фотоприемника спектр реализации сигнала на выходе приемника, когда на входе действует случайный сигнал $u(t)$,

$$\tilde{g}(\nu) = \tilde{H}(\nu) [a_1 \tilde{u}(\nu) + a_2 \left\{ \tilde{u}(\nu_1) \tilde{u}(\nu_2) \right\}_{\nu}^* + \tilde{u}_{\text{ш}}(\nu)], \quad (136)$$

где $\tilde{u}_{\text{ш}}(\nu)$ — спектр реализации аддитивного шума фотоприемника.

Считая, что математическое ожидание шумового процесса $m_{\text{ш}} = 0$, и используя формулы (133) и (134), математическое ожидание и спектр

ральную плотность мощности сигнала на выходе фотоприемника можно определить следующими выражениями:

$$m_g = a_1 m_u + a_2 m_u^2 + a_2 \int_{E^1} \tilde{R}_u(\nu) d\nu; \quad (136)$$

$$\begin{aligned} \tilde{R}_g(\nu) = & (a_1 + 2m_u a_2)^2 |\tilde{H}(\nu)|^2 \tilde{R}_i(\nu) + \\ & + 2a_2 |\tilde{H}(\nu)|^2 [\tilde{R}_u(\nu) \otimes \tilde{R}_u(\nu)] + R_{ш}(\nu). \end{aligned} \quad (137)$$

При выводе выражений (136) и (137) учитывалось, что ядра рассмотренной системы описываются формулой (107) и пронормированы так, что $\tilde{H}(0) = 1$.

Итак, мы убедились, что реализацию на ЭВМ модельного представления нелинейных подсистем можно осуществить теми же программными средствами, что и для ОЭП, описанного в линейном приближении. Поэтому задачи проектирования нелинейных ОЭП могут решаться по методам, описанным в гл. 2.

Глава 5. ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ СРЕДА САПР ОЭП И ОРГАНИЗАЦИЯ ПРОЕКТНЫХ РАБОТ

Важнейшим аспектом любой САПР является организация вычислительного процесса при решении задач синтеза, анализа и параметрической оптимизации в рамках единой вычислительной среды. Под термином "вычислительная среда" здесь и в дальнейшем следует понимать техническое, математическое, лингвистическое и информационное обеспечения. Под каждым из этих терминов понимается:

техническое обеспечение — совокупность вычислительных средств (приборный состав);

математическое обеспечение — совокупность проблемных и системных программ, т. е. программ для непосредственного решения задач проектирования и программ для оптимизации загрузки ЭВМ и коммутации периферийных устройств ЭВМ;

лингвистическое обеспечение — средство доступа проектанта к проблемному математическому обеспечению;

информационное обеспечение — средства хранения, поиска и оперативного представления в удобной для проектанта форме справочной информации, касающейся области техники, к которой принадлежит данная САПР.

Вычислительная среда САПР должна обеспечивать возможность одновременного и независимого доступа к ней коллектива проектантов, работающих на разных иерархических уровнях. При этом обмен документацией между проектантами одного уровня и проектантами разных уровней должен осуществляться только в данной вычислительной среде, т. е. количество проектных документов должно быть минимальным и носить характер отчетов. Кроме того, вычислительная среда должна быть открытой для совершенствования и гибкого изменения конфигурации вычислитель-

ных средств вплоть до смены поколений ЭВМ и для совершенствования методов моделирования, синтеза и анализа объекта проектирования.

При этом любые изменения не должны сопровождаться коренной перестройкой САПР, в противном случае, если учесть динамику изменений технической политики в области вычислительной техники, возникает опасность превратить собственно САПР в непрерывный объект проектирования.

1. ТЕХНИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА САПР ОЭП

Если в САПР электронных, механических и технологических систем применяются специальным образом ориентированные технические средства, то для САПР ОЭП таких средств в настоящее время нет.

Анализ задач, решаемых САПР ОЭП на системотехническом и схемотехническом уровнях, позволяет сделать заключение о возможности целесообразности использования универсальных вычислительных комплексов (универсальных ЭВМ) в совокупности с широким ассортиментом стандартных внешних устройств, обеспечивающих автоматизацию работ, выполняемых в процессе проектно-конструкторской деятельности, в качестве технических средств САПР ОЭП.

Основными критериями выбора приборного состава технических средств САПР являются:

- необходимый объем адресного поля оперативной памяти, обеспечивающей проведение расчетных операций задач проектирования ОЭП с желаемой точностью;

- необходимое быстродействие ЭВМ, обеспечивающее приемлемые сроки разработки;

- возможность выполнения видов работ, характерных для проектно-конструкторской деятельности;

- возможность организации работы всего коллектива проектировщиков одновременно на всех иерархических уровнях проектирования в реальном масштабе времени и при оперативном взаимодействии проектировщиков с техническими средствами;

- возможность перекомпоновки, расширения и модернизации приборного состава технических средств в соответствии с развитием науки.

Модельное представление оптико-электронного тракта требует записи входного сигнала — яркостного поля в пространстве предметов в виде массива отсчетов (см. гл. 3). Наиболее удобным для проектианта способом ввода этого массива в ЭВМ является устройство ввода полутоновых изображений (как телевизионного, так и фототелеграфного типа). Уровень развития техники позволяет осуществлять ввод изображений при числе отсчетов до 1024×1024 и при числе градаций до 256.

Эффективность алгоритмов БПФ и БПУ, как показано в гл. 3, возрастает по экспоненциальной зависимости с ростом числа отсчетов входных сигналов. Однако ресурсы ЭВМ по оперативной памяти не безграничны. Поэтому разумный компромисс можно усмотреть в выборе адресного поля объемом $Q = 1024 \times 1024 \times 8$ байт (на каждое комплексное число, с которым работает математическое обеспечение САПР ОЭП, отводится по 8 байт).

Характеристики	Модель ЕС ЭВМ и страна-разработчик									
	ЕС-1012, ВНР	ЕС-1022, СССР	ЕС-1032, ПНР	ЕС-1033, СССР	ЕС-1040, ГДР	ЕС-1050, СССР	ЕС-1052, СССР	ЕС-1055, ГДР	ЕС-1060, СССР	ЕС-1065, СССР
Среднее быстрое действие машины, тыс. опер/с	6	80	180	150-200	380	500	700	600	1300	4500
Разрядность процессора, байт	2	2	4	4	8	8	8	8	8	8
Основная оперативная память: объем, К байт	до 64	128-512	128-1024	256-512	128-512	256-1024	1024	2048	8192	16384
время цикла, мкс	0,8	2	1,2	1,2	1,35	1,25	1,25	1	0,7	1,2
время выборки, мкс	0,4	0,95	0,7	0,7	0,45	0,8	0,65	0,5	0,8	0,9
ширина вы- борки, байт	2	4	4	4	8	8	16	16	8	4,72
Мультиплексный канал:										
число мультиплексных подканалов, шт.	16-64	128	256	128	128-256	196	224	256	256	256
скорость в режиме, К байт/с	20	80	145	70	20-25	110	425	40	110	200
скорость в максимальном режиме, К байт/с	50	400	470	350	180-720	180-720	180-720	100-800	100-800	100-800

Селекторный канал:										
наз.	1	2	3	3	6	6	2	4	6	11
число каналов, шт.										
скорость канала, К байт/с	240	500	1100	800	1300	1300	1250	1500	1500	1500
Операционная система	ОС-12	ДОС, ОС	ДОС, ОС	ДОС, ОС	ДОС, ОС	ОС 6.1	ОС 6.1	ОС, СВМ	ОС, СВМ	ОС, СВМ
Потребляемая мощность, кВт · А	4	25	23	40	65	70	60	60	60	150
Занимаемая площадь, м ²	12	108	80	120	150	230	230	230	200	410

При среднем быстродействии ЭВМ в 1×10^6 бинарных операций в секунду такой массив комплексных чисел обрабатывается с помощью БПФ в течение 40–60 мин. Даже такая грубая оценка позволяет сделать вывод о необходимости использования для технических средств САПР ОЭП универсальной ЭВМ с максимальными характеристиками.

На современном этапе развития промышленного производства средств вычислительной техники требованиям САПР ОЭП в большей степени удовлетворяют ЭВМ Единой системы [3] (ЕС) и многопроцессорные вычислительные комплексы (МВК).

Рассмотрим основные аспекты организации этих ЭВМ. Итак, ЕС ЭВМ представляет собой совокупность (ряды) универсальных и совместимых между собой моделей ЭВМ третьего поколения с развитой и постоянно расширяющейся номенклатурой технических устройств (табл. 1). Комплекс технических устройств каждой модели ЕС ЭВМ подразделяют на группы центральных и периферийных устройств. В состав центральных устройств ЭВМ ЕС входят (рис. 31):

оперативное запоминающее устройство *ОЗУ* (или оперативная память) хранения информации;

процессор *Пр*, который состоит из устройства сверхоперативной памяти, арифметико-логического устройства и устройства управления. Процессор осуществляет управление всем вычислительным процессом машины, обращение к ее оперативной памяти и обеспечивает взаимодействие всех устройств, входящих в вычислительный комплекс;

каналы, представляющие собой автономные функциональные устройства, обеспечивающие обмен данными между процессором и внешними устройствами через устройства управления. Сообщение между указанными устройствами стандартизировано и носит название "интерфейс ввода–вывода". Каналы подразделяют на селекторные *СК* и мультиплексные *МК* в зависимости от быстродействия внешних устройств.

Так, селекторный канал осуществляет взаимообмен информацией между *ОП*, *Пр* и сравнительно быстродействующими внешними запоминающими устройствами, например на магнитных лентах, дисках, барабанах со скоростью обмена информацией $\sim 240 \div 1300$ К байт/с. *СК* может работать одновременно только с одним устройством, в то время как *МК* работает сразу с несколькими устройствами (возможно до 256), но это сравнительно медленно действующие внешние устройства со скоростью обмена информацией $20 \div 670$ К байт/с.

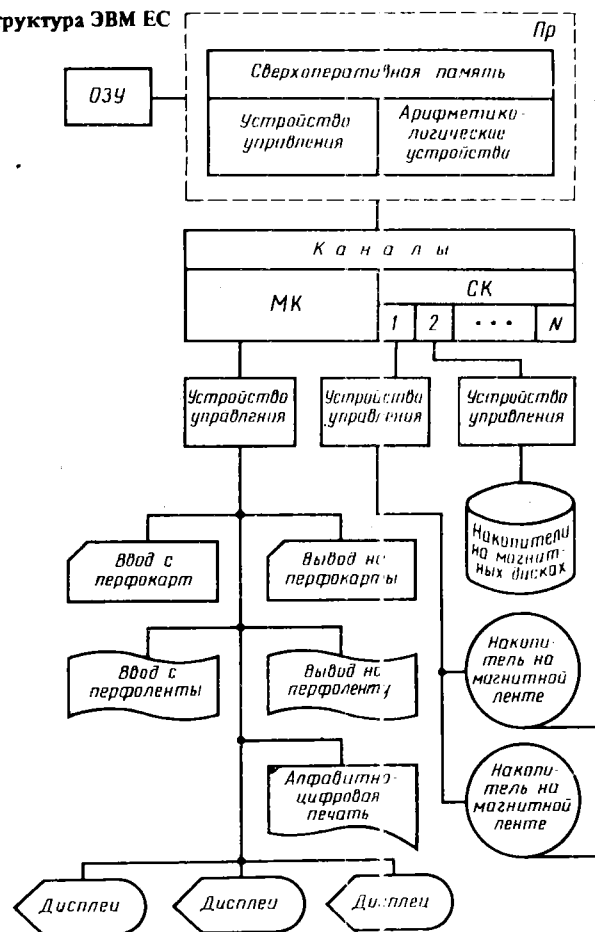
Основными принципами ЭВМ ЕС являются следующие:

построены по типу многопрограммных (мультипрограммных) вычислительных машин, что значительно повышает их эффективность;

отличаются высокой производительностью, максимальным объемом оперативной памяти, максимальным числом внешних устройств, объединенных единой системой команд, системами прерывания и управления внешними устройствами;

имеют единую для всех моделей номенклатуру внешних устройств при высоком уровне стандартизации связей этих устройств с процессором используют стандартные устройства, узлы и блоки, что обеспечивает

Рис. 31. Структура ЭВМ ЕС



возможность варьирования составом оборудования и получения необходимого комплекса в соответствии с решаемыми задачами;

в качестве элементной базы во всех моделях используются интегральные схемы, обеспечивающие снижение энергопотребления и себестоимости; построены на единой конструкторско-технологической базе; имеют развитое универсальное математическое обеспечение; обладают высокой степенью сервисного обслуживания.

В моделях, начиная с ЕС-1030, предусмотрена возможность построения многомашинных и многопроцессорных комплексов, позволяющих расчленить вычислительный процесс на несколько параллельных.

Расширение номенклатуры устройств ввода-вывода привело к тому, что характеристики ЭВМ определяются не столько возможностями ее процессора, сколько набором периферийных устройств, их техническими данными и логической организацией совместной работы в системе.

Развитие периферийного оборудования ЭВМ поставило перед современной вычислительной техникой ряд проблем, главными из которых яв-

ляются: необходимость создания ЭВМ с переменным составом оборудования, обеспечение параллельной работы периферийных устройств и процессора, необходимость унификации программирования ввода-вывода, обеспечение реакции ЭВМ на многообразие ситуаций.

ЕС ЭВМ решает эти проблемы путем создания специальных унифицированных устройств для управления вводом-выводом (каналов) и унифицированных систем связи между устройствами (интерфейсов).

В крупных системах (именно они будут интересовать нас при автоматизированном проектировании) канал — самостоятельное устройство, работающее по собственной программе, хранимой в памяти. Следовательно, процессор освобождается от выполнения многих служебных функций, необходимых для организации ввода-вывода. Если при выполнении программы возникает необходимость в работе периферийного устройства, то процессор выдает каналу указание осуществить нужную операцию, а затем сам продолжает выполнять основную программу. После завершения операции периферийное устройство посылает сигнал прерывания, который приостанавливает выполнение основной программы, и процессор снова переходит к программе обслуживания периферийного устройства, и т. д. В результате процессор почти все время работает параллельно с периферийными устройствами.

Перспективным направлением в развитии вычислительных комплексов в целях достижения значительных скоростей обработки информации является создание многопроцессорных систем. Так, моделирование сложных оптико-электронных систем, проведение анализа протекающих в них процессов в реальном масштабе времени может потребовать высокой производительности обработки — порядка 1 млрд. опер/с и выше. Требуемое быстроедействие достижимо при использовании МВК.

МВК может быть использован в системах непрерывного действия, в частности, в САПР ОЭП, работающих в реальном масштабе времени как в пакетном режиме, так и в режиме разделения времени. В отечественном производстве создана серия МВК производительностью 12,5—135 млн. опер/с. Основные преимущества МВК заключаются в модульном принципе построения, т. е. комплектующие элементы технических средств представлены в виде модулей.

Каждый модуль представляет собой функционально и конструктивно законченное устройство, имеющее практически полный аппаратный контроль прохождения вычислительного процесса и его оперативное сопровождение, автономные средства коммутации, систему обеспечения работоспособности (питание, охлаждение), а также средства его восстановления в случае отказа. Подобный принцип построения МВК позволяет пользователю комплектовать технические средства в зависимости от класса решаемых задач и видов работ, тем самым обеспечивать наибольшую эффективность в использовании оборудования и экономических показателей.

Номенклатура типовых модулей устройств, входящих в МВК, состоит из центральных процессоров (1—10 модульных устройств), обеспечивающих скоростную обработку информации в каждом из двух указанных режимов работы; оперативной памяти (4—32 модульных устройств) общим объемом до 1024 К слов для хранения данных; процессоров вво-

да—вывода (1—4 модульных устройства), обеспечивающих управление потоками данных между оперативной памятью и внешними устройствами; устройств управления внешней памятью на магнитных барабанах, на сменных магнитных дисках, обеспечивающих доступ к информации и записанных на носителях внешней памяти; процессоров передачи данных (1—16 модульных устройств), обеспечивающих взаимодействие вычислительного комплекса с удаленными пользователями через линии передачи данных.

Общее системное программное обеспечение МВК является универсальной общецелевой системой. Отличительная особенность системных программ заключается в их реализации на аппаратуре. Аппаратным способом решены часто встречающиеся программные конструкции языков высокого уровня, что значительно сокращает время разработки и отладки программ пользователей и имеет важное значение для САПР вообще и САПР ОЭП в частности. В общее системное программное обеспечение входят:

- операционная система, обеспечивающая прохождение программ, управление вычислительными процессами, динамическое распределение оперативной памяти на базе виртуальной памяти практически без ограничений по объему;

- система программирования, обеспечивающая эффективное программирование задач на языках высокого уровня и включающие комплексатор программ;

- система стандартных и сервисных программ, состоящая из программ редактирования текстов, программы отладки, включая динамическую диагностику, программы сортировки и программы стандартных функций;

- система структурирования файлов, обеспечивающая создание и работу со сложными структурами данных;

- система программного обеспечения телеобработки, обеспечивающая работу комплекса в качестве центрального узла собственной терминальной сети и узла вычислительной сети.

Система телеобработки основана на использовании специализированных процессоров передачи данных, обеспечивающих взаимодействие МВК с абонентскими пунктами, удаленными ЭВМ серии ЕС ЭВМ, а также различными технологическими установками специального назначения, подключенными через телефонные и другие линии связи. Отличительная особенность системы телеобработки — программная адаптация к различным структурам линий связи, абонентских пунктов и вычислительных сетей, включая их изменения и модернизацию без останова вычислительной системы, что очень важно при развитии технических устройств, используемых в САПР.

Для универсального использования МВК существуют четыре типовые конфигурации в одно-, двух-, четырех- и десятипроцессорном исполнении, основные технические характеристики комплектов приведены в табл. 2.

К группе вспомогательных периферийных устройств относится совокупность разнообразных стандартных аппаратных средств, достаточно подробно описываемая в литературе [3], поэтому ограничимся лишь их перечислением с краткой аннотацией и несколько подробнее рассмотрим

Таблица 2

Характеристики комплектаций	Вифр типовой комплектации			
	1	2	3	4
Производительность, млн. опер./с	12,5	25	50	125
Объем оперативной памяти 72-разрядных слов, тыс. слов	128	256	512	1024
Объем внешней памяти, млн. байт:				
на магнитных барабанах	8,4	16,8	33,6	134,4
на сменных магнитных дисках:				
ЕС-5056М	34,2	68,4	136,8	273,6
ЕС-5061	86,8	173,6	347,2	694,4
на магнитной ленте	72	144	288	576
Потребляемая мощность (включая сервисное обслуживание), кВт · А				
220 В при 400 Гц	42	80	160	380
380 В } при 50 Гц	80	130	250	530
220 В }	2	3,0	2,5	4,5
Занимаемая площадь, м ²				
вычислительным комплексом	426	642	1261	2295
центральной вычислительной частью	108	130	260	430

те устройства, которые представляют наибольший интерес при автоматизации проектирования ОЭП.

Прежде всего отметим, что оперативное взаимодействие (диалоговый режим) пользователя-проектировщика с техническими средствами САПР ОЭП, как и в любой автоматизированной системе, является не вспомогательным сервисным средством, а необходимым элементом современных систем автоматизации проектирования. В качестве диалоговых устройств используются алфавитно-цифровые дисплеи и электрифицированные пультовые пишущие машинки либо телетайпы. Устройства первого типа имеют высокую скорость диалога и обеспечивают комфорт в работе, однако использование устройств второго типа часто обусловлено необходимостью получения документированного протокола обмена (листинг обмена). Несмотря на это, есть все основания заключить, что оба типа устройств эффективны в работе и важны в организации диалога.

При графических работах, например компоновке чертежа, рисунка, графиков, гистограмм и т. п., также организуется диалог, но с использованием графических дисплеев.

В общем комплексе автоматизации процесса проектирования актуальны автоматизация чертежных работ и автоматизированный выпуск проектно-конструкторской документации.

Машинная графика исключает производство чертежей примитивными ручными способами, значительно увеличивает производительность труда проектировщиков, концентрирует внимание на проработке существа

объекта проектирования, освобождая от утомительной работы по вычерчиванию элементов и конструкции в целом. Используя возможности графических дисплеев, конструктор легко и быстро способен изменять конфигурацию, вносить дополнения, исключать, перегруппировывать элементы конструкции в целях улучшения ее компоновки, конструктивности и технологичности.

Технические средства позволяют значительно сократить время поиска необходимой информации об объекте, используя машинные архивы, каталоги, банки данных, и оперативно извлечь необходимые сведения. Доступность технических средств, простота извлечения информации обеспечили целесообразность автоматизации не только сложных, но и простых расчетов, что существенно сокращает календарное время проектных работ.

К устройствам машинной графики относятся устройства ввода графической информации, устройства вывода информации из ЭВМ на бумажные носители и графический дисплей.

Принцип действия устройств ввода графической информации (счетчиков координат) основан на считывании координат точек, совокупность которых формирует изображение чертежа. Устройством, осуществляющим считывание, может служить элементарная оптико-электронная система следящего типа. При этом координаты расположения перекрытия автоматически вводятся в ЭВМ, отождествляя координаты контурных линий чертежа.

Устройства вывода информации из ЭВМ на бумажные носители получили название графопостроителей. В зависимости от вида бумажной подложки различают графопостроители планшетного и рулонного типов. Пишущий орган в виде головки самописца, установленный на траверсе, может перемещаться шаговыми двигателями, управляемыми ЭВМ, в любую точку рабочего поля. При этом на бумажной подложке в соответствии с программой вычерчивается линия требуемого типа и заданной толщины. В САПР ОЭП можно использовать графопостроители ЕС-7051, ЕС-7052 и ЕС-7053.

Графический дисплей представляет собой оптико-электронное устройство, способное высвечивать на своем экране (подобно телевизионному) любые графики и рисунки в черно-белом, полутонном и даже цветном изображении. Используя соответствующие программы, закладываемые в ЭВМ, на нем можно вычерчивать прямые отрезки окружности, кривые линии различной кривизны, изменять масштаб, перемещать, разворачивать изображение и т. п. В составе ЕС ЭВМ имеется графический дисплей ЕС-7064, который имеет буферное запоминающее устройство на 4096 байт с циклом не более 2 мкс. Размеры рабочего поля экрана 250 x 250 мм. Скорость вычерчивания векторов 3 мм/мкс. Помимо чертежей дисплей может отображать и различные символы, в том числе буквы и цифры.

В состав периферийных устройств входят и системы телеобработки: аппаратура передачи данных (АПД), мультиплексоры передачи данных (МПД) и абонентские пункты (АП).

АПД представляет собой набор аппаратуры, который обеспечивает необходимое преобразование физического представления сигналов (модуляцию) для передачи его по телефонным и телеграфным каналам связи

и обратное его преобразование (демодуляцию) при приеме в виде так называемых модемов. С помощью этой же аппаратуры осуществляется изменение логического представления сигналов, в частности, из побайтового представления, свойственного для ЭВМ, в побитовое представление, свойственное для каналов связи, чем обеспечивается также защита от ошибок при передаче информации. Примером АПД могут служить устройства ЕС-8010, ЕС-8006 и др. МПД — набор технических средств для рационального использования АПД при работе в режиме разделения времени со многими абонентами; в сущности МПД — это многоканальный коммутатор. АП предназначены для телеобработки, т. е. обработки данных с помощью удаленной от них ЭВМ. Они включают телетайпы, алфавитно-печатающие устройства, пишущие машинки, перфокарточные и перфоленточные устройства ввода-вывода, накопители на магнитных лентах, дисплеи.

В ЭВМ ЕС пока нет серийных средств для ввода-вывода полутоновых изображений, поэтому для решения задач ввода-вывода в САПР ОЭП используются существующие устройства указанного типа, предназначенные для решения таких задач.

Наиболее распространенными устройствами ввода полутоновых изображений считаются устройства, измеряющие коэффициент пропускания, и устройства, измеряющие оптическую плотность. К наиболее распространенным устройствам вывода полутоновых изображений относятся устройства вывода для оперативного контроля и устройства вывода для регистрации и хранения на фотопленке.

В устройствах вывода для оперативного контроля информация выводится или на экран электронно-лучевой трубки, или на твердый носитель — электрохимическую бумагу. Число передаваемых градаций яркости не более 8.

В процессе решения проектных задач САПР ОЭП может возникнуть необходимость ввода изображений, обладающих значительным контрастом и малым уровнем шумов. Ввиду того, что динамический диапазон устройств ввода имеет конечные размеры, может возникнуть опасность потери информации о шуме, если вводить отсчеты яркости по линейному закону. Поэтому в качестве устройств ввода изображений предпочтительнее использовать устройства, измеряющие коэффициент пропускания.

При выводе изображения требуется оперативный просмотр изображений проектантом, при этом нежелательны потери информации. Например, при проектировании тепловизора, схема которого имеет промежуточное восстановление изображения, собственно изображение может и не оцениваться проектантом (число градаций яркости, воспринимаемых человеком-оператором, составляет приблизительно 10). Однако задачи проектирования могут потребовать передачи большего числа градаций. В этом случае результаты расчета целесообразнее вывести в виде графика, построенного в аксонометрии.

Следовательно, в качестве устройства вывода полутонового изображения предпочтительнее использовать устройства оперативного контроля на ЭЛТ и графический дисплей.

Наиболее распространенными устройствами ввода для сопряжения с отечественными ЭВМ являются:

126

ность в использовании оборудования и экономических показателей.

Номенклатура типовых модулей устройств, входящих в МВК, состоит из центральных процессоров (1–10 модульных устройств), обеспечивающих скоростную обработку информации в каждом из двух указанных режимов работы; оперативной памяти (4–32 модульных устройств) общим объемом до 1024 К слов для хранения данных; процессоров вво-

ВИНИТИ-2 для работы с ЭВМ М-24, разрешающая способность 5–8 штрихов на мм;

ЧАРС для сопряжения с БЭСМ-6, разрешающая способность до 1000 линий в поле зрения.

"Гранат-3" для сопряжения с ЭВМ "Минск-32", разрешающая способность до 1000 линий на поле зрения.

"Север-3" для сопряжения с ЭВМ ЕС с разрешением до 1000 элементов в поле зрения.

Среди зарубежных устройств ввода изображений, совместимых с ЭВМ ЕС, можно назвать такие устройства, как АРД (Калифорнийский технологический институт в США). Все перечисленные устройства имеют идентичные характеристики. В настоящее время существуют аппаратные и программные средства для перекодирования информации в ЭВМ БЭСМ-6 и ЭВМ ЕС, поэтому в качестве устройства ввода для САПР ОЭП можно использовать устройство ЧАРС.

Для наглядного представления двумерного сигнала при большом динамическом диапазоне к техническим средствам, обеспечивающим вывод информации, целесообразно подключить устройства ЕС-7051, ЕС-7052, ЕС-7053 для вывода графической информации. Пакет прикладных программ "Графор", которым располагает математическое обеспечение ЕС ЭВМ, позволяет строить на этих устройствах аксонометрические проекции. Графическое представление БПФ от функции $\text{rect}(x)$ (рис. 32) построено на графопостроителе с использованием программы ГРАФОР ЕС ЭВМ.

ЭВМ ЕС, начиная с ЕС-1045, имеет среднее быстродействие процессора более $1 \cdot 10^6$ бинарных операций в секунду и свойство виртуальности. Последнее позволяет организовать вычислительный процесс с использованием ресурсов, превышающих объем оперативной памяти, не перестраивая математического обеспечения САПР.

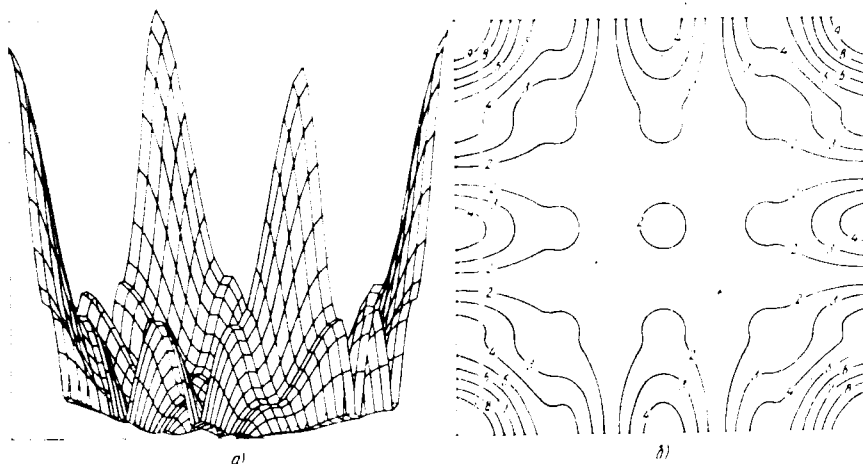


Рис. 32. Представление БПФ от функции $\text{rect}(x)$

а — аксонометрическая проекция спектра (функции); *б* — линии равного уровня (изогинсы) спектра функции, 1–9 — градации уровней

Таким образом, к основным техническим средствам САПР ОЭП можно отнести ЭВМ ЕС, начиная с ЕС-1045, и МВК, оснащенные, кроме обычных внешних устройств, еще и устройствами ввода-вывода полутоновых изображений и графопостроителем.

Для правильного понимания организации САПР ОЭП проектант должен иметь представление не только о технических возможностях вычислительной среды, но и о методах организации вычислительного процесса в этой среде. Кроме того, для понимания принципов организации математического обеспечения САПР проектант должен в самом общем виде знать принципы построения системного математического обеспечения.

Устройства, обеспечивающие диалог человека с ЭВМ, а также чертежные автоматы и устройства кодирования графической информации нашли широкое применение в организации технических средств САПР, а объединение их в специализированный комплекс позволило создать автоматизированные рабочие места (АРМ) проектировщика. Создан ряд типов АРМ, ориентированных на инженеров различных специальностей. Например, существуют АРМ для инженеров-схемотехников, инженеров-конструкторов, разработчиков электронной аппаратуры, элементов и конструкций авиационной техники и т. д.

Итак, АРМ конструктора (технолога), выпускаемое нашей промышленностью, — это комплекс технических средств и математического обеспечения, предназначенный для автоматизации нетворческих этапов инженерного труда, таких, как оформление графической документации и оформление текстовой документации, разбитой на графы.

Комплекс является средством коллективного пользования и предназначен для эксплуатации в конструкторских и технологических бюро. Для овладения системой комплекса инженеру требуется всего несколько часов.

Технические средства и внутреннее математическое обеспечение АРМ делают его пригодным для обработки графической и текстовой информации любого типа. Специализация комплекса определяется внешним математическим обеспечением — содержанием информационной базы, которая формируется и корректируется потреблением на основе конкретно решаемых задач АРМ:

в конструкторском бюро — выполнение чертежей средней сложности, детализирование сборочных чертежей, выполнение электрических принципиальных схем, разводка печатных плат, компоновка элементов интегральных схем;

в технологических бюро — составление технологических карт, составление ведомостей комплектующих изделий и материалов, выполнение чертежей оснастки и приспособлений.

Существующие комплексы АРМ состоят из следующих устройств:

чертежного автомата (ЧА), предназначенного для получения чертежа в соответствии с требованиями ЕСКД по его кодовому описанию;

устройства преобразования графической информации — специализированной ЭВМ, предназначенной для обработки графической и текстовой информации, которая отображается на экране дисплея и одновременно находится в запоминающем устройстве;

стандартных устройств ввода—вывода (перфоратора на перфокартах и перфоленте, фотосчитывающего устройства, пишущей машинки типа "Консул-260" и др.);

полуавтомата кодирования графической информации, предназначенного для полуавтоматического формирования кодового описания чертежа обходом опорных точек или обводкой контура с помощью магнитного карандаша, оптико-электронного устройства или емкостного датчика. Существенный недостаток этих АРМ — малый объем оперативной памяти.

Для процесса проектирования сложных технических систем с использованием САПР, как отмечалось выше, характерна иерархическая структура, т. е. расчленение процесса на составляющие уровни: системотехнический, схемотехнический, элементный и др.

Неравнозначность уровней проектирования по степени сложности объектов проектирования, по требуемому объему вычислительных операций, по номенклатуре технических средств для выполнения процедур соответствующего уровня приводит к необходимости рационального комплектования технических средств в целях достижения максимального эффекта от их использования.

Одним из направлений увеличения производительности труда проектировщика и эффективности использования оборудования является построение САПР на базе иерархической, многомашинной структуры технических средств, включающей крупные, малые и мини-ЭВМ, а также использующей локальные и общемасштабные внешние устройства, сети связи для передачи данных и т. п. Поэтому при запоминании и обработке больших массивов информации (например, сложных чертежей) возникает необходимость в сопряжении АРМ с большими ЭВМ. При этом в состав АРМ целесообразно включить мини-ЭВМ серии СМ (например, АРМ-Р комплектуется мини-ЭВМ СМ-4), что позволит превратить АРМ в вычислительную систему, способную работать как в автономном режиме, так и в режиме взаимодействия с центральным вычислительным комплексом. Такая форма организации АРМ наиболее эффективна, поскольку САПР превращается в систему коллективного пользования с рациональным применением дорогостоящего оборудования вычислительного комплекса.

2. ОСНОВЫ ОРГАНИЗАЦИИ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОГО ПРОЦЕССА В ЭВМ

Специфика вычислительной среды САПР ОЭП позволяет выбрать один из методов (режимов) обработки информации на ЭВМ. Рассмотрим эти методы.

Однопрограммная обработка информации — метод, при котором в любой момент времени выполняется не более одной программы, и в памяти машины отсутствуют независимые программы (задачи), выполнение которых начато, но не доведено до конца. При этом методе программы (задачи) вводятся в машину последовательно или группами. После того, как начато выполнение некоторой программы, оно не прекращается до ее завершения или до вывода программы из машины в связи с невозможностью завершения по каким-либо причинам.

Мультипрограммная обработка информации — метод, при котором выполнение двух независимых программ или более автоматически чередуется во времени таким образом, что ни одна из программ не начнет выполняться, прежде чем не завершится машиной другие программы. Для мультипрограммной обработки, в отличие от однопрограммной, необходимо специальным образом организовать структуру ЭВМ. Суть такой организации в следующем:

- обеспечить основные устройства ЭВМ схемами местного управления для создания возможности автономной работы этих устройств;

- создать аппаратные и программные средства определения очередности выполнения программ;

- построить секционную оперативную память для того, чтобы различные секции могли работать независимо с разными программами.

Структуру ЭВМ, позволяющую осуществлять одновременную работу устройств ЭВМ для выполнения различных программ, называют мультипрограммной.

Режим разделения времени при обработке информации — работа ЭВМ, при которой несколько пользователей (абонентов) с помощью специальных устройств сопряжения используют одну и ту же аппаратуру ЭВМ одновременно или почти одновременно без взаимных помех.

Диалог — один из способов обработки информации в режиме разделения времени, при котором оператор с помощью пульта управления непосредственно взаимодействует с ЭВМ в течение всего периода решения задачи, являясь соучастником процесса решения.

Параллельная обработка информации — одновременное выполнение двумя процессорами или более параллельных, или независимых программ. Такая возможность возникает в связи с особенностями вычислительного процесса, когда вычисления по отдельным частям программы не связаны между собой и выполняются в различных устройствах. Поэтому производительность ЭВМ повышается за счет ввода в ее состав нескольких процессоров. При этом, естественно, усложняется структура ЭВМ, появляется необходимость в специальных коммутирующих цепях для подключения процессоров к секциям памяти, в аппаратных и программных элементах для согласования работы отдельных устройств, фиксации их состояний и т. д.

Режим обработки информации при значительных размерах адресного поля ЭВМ неприменим для САПР ОЭП, так как ЭВМ оказывается незагруженной и доступной только одному проектанту, поскольку задачи САПР ОЭП имеют весьма разные размерности, а состав ЭВМ выбирается с учетом наиболее сложных задач. На системно-техническом уровне САПР требуется обрабатывать, как уже отмечалось, значительные массивы информации. Причем появления даже оперативной информации (например, изображения, отфильтрованного в модели оптической системы) в ходе решения задачи анализа или синтеза проектант может ожидать несколько десятков минут. Поэтому для решения проектных задач на этом уровне необходимость в диалоге отпадает. Этот режим наиболее эффективен на схемотехническом уровне.

Параллельная обработка информации требует создания многопроцес-

1. После утяжеления начинают нагнетание бурового раствора в скважину, поддерживая первоначальное избыточное давление в кольцевом пространстве $p_{ки}$.

2. Давление в кольцевом пространстве должно оставаться неизменным и равным установившемуся начальному $p_{ки}$ при постоянной величине раскрытия штуцера и скорости циркуляции, пока утяжеленный буровой раствор не подойдет к долоту.

3. С выходом утяжеленного бурового раствора в кольцевое пространство раскрытие штуцера и скорость циркуляции не меняются, но давление на устье снижается до нуля к моменту подъема нового раствора на поверхность. Давление на устье может снизиться до нуля и ранее в зависимости от величины установленного превышения пластового давления.

Если наблюдается всплывание газа в интервале выше долота, то при заполнении буровой колонны утяжеленным буровым раствором давление в кольцевом пространстве во время промывки через штуцер с постоянным раскрытием будет повышаться. В этом случае операция замены раствора в скважине на утяжеленный осложняется, так как всплывающему газу необходимо дать возможность расшириться, поддерживая, однако, забойное давление постоянным. Циркуляция продолжается при постоянном давлении в кольцевом пространстве, регулирование которого осуществляется изменением раскрытия штуцера.

УСТАНОВКА БАРИТОВЫХ ПРОБОК

В зарубежной практике на протяжении многих лет при борьбе с проявлениями широко применяется установка баритовых пробок. Баритовые пробки — высокоэффективное средство в тех случаях, когда проявление сопровождается поглощениями бурового раствора или возникают еще какие-либо ограничения при глушении скважины. Такие пробки позволяют надежно изолировать проявляющий пласт до создания условий для полной ликвидации возникшего проявления.

Существует мнение [39], что баритовая пробка может остановить поток флюида, образуя в скважине прочный и плотный осадок, и при этом нет необходимости в гидростатическом задавливании пласта. В ряде случаев эта точка зрения подтверждалась промысловым опытом — проявление из пласта прекращалось после закачки в скважину небольших баритовых пробок. Однако в других случаях скважины продолжали проявлять, до тех пор пока в них не закачивали мощные пробки.

Р. Даусон в результате специальных исследований пришел к выводу, что основой действия баритовых пробок должен быть гидростатический эффект. Прочность образующегося осадка — уже второстепенный фактор.

Это мнение основано прежде всего на экспериментальных данных, показавших, что осаждение баритовой пробки в скважине происходит медленно, со скоростью всего 0,3 – 0,9 м/ч. В связи с этим, если пласт гидростатически не задавлен, приток флюида в скважину будет продолжаться и при установленной пробке. Однако в условиях встречного потока флюида результат осаждения барита может быть различным, так как образование компактного и прочного осадка уже будет затруднено. Промысловый опыт показывает, что движущийся газ может оставить в осаждающейся пробке сквозные каналы сообщения.

Высокая скорость осаждения барита нежелательна потому, что при этом осложняется процесс приготовления и закачки смеси на поверхности. Вследствие быстрого осаждения загрязняется поверхностное оборудование и теряется много барита. Для облегчения процесса приготовления, перемешивания и закачки баритовых пробок к смеси барита с водой добавляют бентонит или полимеры, а также дефлокулянты. В результате такой обработки барит поддерживается длительное время во взвешенном состоянии. В зависимости от рецептуры химической обработки приготовляемой смеси получают баритовые пробки с медленно осаждающимся баритом и с неосаждающимся баритом. Плотность получаемых смесей достигает 2,515 кг/м³. В качестве дефлокулянта рекомендуется применять лигносульфонат. Он эффективен в морской воде, допускает загрязнение дисперсионной среды и выдерживает высокие температуры. Смесь, обработанная лигносульфонатом, имеет, кроме того, низкую водоотдачу.

К. Стюарт [46] описывает установку в одной из скважин Техаса баритовой пробки, затворенной на дизельном топливе. Выбор дизельного топлива в качестве жидкости – носителя объясняется стремлением предотвратить загрязнение применявшегося при бурении бурового раствора на углеводородной основе.

Газопроявление в скважине обнаружено было на глубине 4107 м. Увеличение плотности раствора до 2,14 г/см³ не привело к ликвидации проявления, но вызвало поглощение у башмака обсадной колонны. В создавшейся ситуации установка баритовой пробки являлась наиболее эффективной мерой по выводу скважины из двойного осложнения.

В данном случае в противоположность ранее изложенному мнению [39] придавалось большое значение процессам осаждения и уплотнения барита при ликвидации газопроявления. В связи с этим дизельное топливо по своим реологическим свойствам также удовлетворяло предъявляемым требованиям.

В результате предварительных испытаний лучшие результаты по скорости оседания и плотности осевшей пробки показала смесь из 80 % барита и 20 % итабирита. Плотность раствора утяжелителя при этом составляла 2,4 г/см³.

Сообщается также, что в процессе установки баритовой пробки

перед смесью утяжелителя с дизельным топливом и после нее закачали по 0,5 м³ буферной жидкости. Необходимость применения буферной жидкости определяется совместимостью бурового раствора и закачиваемой смеси утяжелителя с жидкостью-носителем.

ГЛАВА 6

ПЛАНИРОВАНИЕ ПРОТИВОВЫБРОСОВЫХ ПРОГРАММ

СПЕЦИАЛЬНЫЕ ПРОТИВОВЫБРОСОВЫЕ МЕРОПРИЯТИЯ

В мировой практике борьбы с выбросами и проявлениями при бурении глубоких скважин применяется ряд специальных противовыбросовых мероприятий. К ним относятся мероприятия по выявлению зон АВПД, раннему обнаружению притока пластовых флюидов в скважину, ликвидации флюидопроявлений, контрольно-проверочные и организационно-технические.

Выявление зон АВПД по данным, получаемым в процессе бурения, основано на определении следующих показателей: механической скорости бурения, *d*-экспоненты, веса на крюке, вращающего момента ротора, количества и формы частиц глинистого шлама на выбросите, плотности глинистого шлама на поверхности, электросопротивления частиц глинистого шлама на поверхности, температуры выходящего бурового раствора, содержания хлоридов в фильтрате бурового раствора, содержания газа в буровом растворе.

Следует отметить, что механическая скорость бурения может служить индикатором АВПД при длительном ее увеличении. Быстрое и резкое увеличение механической скорости в кратное число раз на коротком интервале бурения [45] следует всегда рассматривать как сигнал возможного проявления в результате вскрытия высоконапорного пласта или пропластка. Кроме того, превышение содержания газа в буровом растворе больше количества, поступающего из выбуренной породы, также наряду с указанием на АВПД — признак начала проявления.

Раннее обнаружение притока флюидов в скважину определяют, измеряя уровень бурового раствора в приемных емкостях, расход бурового раствора на выходе из скважины или разность расходов на входе в скважину и на выходе из нее, давление на манометре стояка, объем доливаемого бурового раствора при подъеме инструмента. Проверочно-предупредительные мероприятия включают измерение параметров бурового раствора, контрольный подъем инструмента, проверку на приток, регулирование скоростей бурения, спуско-подъемных операций и циркуляции.

Контроль параметров бурового раствора необходим для обнаружения малоинтенсивных притоков пластовой воды. При наличии такого притока может наблюдаться снижение плотности раствора, его коагуляция. Для обнаружения явления свабирования производят контрольный подъем инструмента с обычной скоростью. Заключается контрольный подъем в том, что поднимается с забоя 5 – 10 свечей, производится их обратный спуск и промывка до выхода забойной пачки. Отсутствие газа или другого флюида в забойной пачке говорит о том, что они не поступают в скважину во время подъема инструмента в результате снижения гидродинамического давления. Наоборот, присутствие флюидов в забойной пачке раствора – указание на приток их в этот период и на необходимость снижения скорости подъема.

Проверка на приток представляет собой наблюдение за устьем скважины при бурении с целью обнаружения перелива бурового раствора, для чего останавливают насосы или периодически поднимают инструмент через определенное число свечей. Продолжительность наблюдения колеблется от 5 до 30 мин. Этот способ применяется в тех случаях, когда на буровой отсутствуют необходимые технические средства контроля проявлений.

Механическая скорость бурения при прохождении газосодержащих интервалов обычно ограничивается определенным значением для снижения содержания газа в буровом растворе. Однако главная цель ограничения механической скорости в мощных глинистых комплексах – снизить загрязненность ствола скважины легко выбуриваемых шламом. Уменьшение газосодержания бурового раствора может быть достигнуто при ограниченном его поступлении, например из выбуренной породы или из малопроницаемых пластов, также посредством повышения скорости циркуляции [32].

К организационно-техническим мероприятиям относятся выбор надлежащего противовыбросового оборудования, составление схемы обвязки превенторов, способ ликвидации возникшего проявления, проверка превенторов, инструктажи о мерах безопасности, обучение работников совершенным методам предупреждения и ликвидации проявлений.

ПРИНЦИПЫ ВЫБОРА КОМПЛЕКСОВ СПЕЦИАЛЬНЫХ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОТИВОВЫБРОСОВЫХ МЕРОПРИЯТИЙ

Эффективное прогнозирование и обнаружение проявлений обеспечивается комплексом специальных технологических мероприятий, надежных в данных конкретных условиях. Если каждый из существующих методов прогнозирования проявлений является индикатором состояния неуравновешенности давлений на забое, то доказательством правильности его показаний может быть только подтверждение полученных результатов другим методом.

Таким образом, определение аномально высоких давлений требует применения нескольких методов.

При выборе комплекса технологических мероприятий по прогнозированию и контролю флюидопроявлений в качестве исходных положений обычно служат следующие факторы.

1. Техническая оснащенность бурового предприятия специальной аппаратурой.
2. Уровень технологии бурения на данном буровом предприятии.
3. Особенности инженерно-геологических условий бурения на данной площади или в данном районе буровых работ.
4. Квалификация специальной подготовки обслуживающего персонала.

Наличие и совершенство имеющихся средств контроля дает возможность осуществления мероприятий с определенным диапазоном поступающей информации. С увеличением числа контролируемых показателей растет объем получаемой информации, появляется возможность дифференцированной оценки возникающей ситуации: прогнозирования, раннего обнаружения, распознавания, классификации проявлений.

Выбор технических средств контроля в каждом случае определяется в первую очередь их наличием, хотя существуют устройства и приборы для определения всех известных показателей неуравновешенности давления на забое. Основными средствами выявления выбросоопасной ситуации считаются уровнемеры и расходомеры. Их наличие на буровой позволяет существенно повысить технический уровень наблюдений. При этом, как было показано в гл. 3, уровнемеры эффективны для выявления притоков газа, возникающих при перерывах циркуляции бурового раствора, а расходомеры — для обнаружения, возникающих во время бурения. Уровнемеры могут быть заменены градуированной мерной рейкой. Точность показаний в этом случае особенно не страдает, но для наблюдений отвлекается один из работников буровой вахты.

На эффективность прогнозирования и обнаружения проявлений влияет уровень технологии бурения. Так, при чрезмерно высокой плотности бурового раствора, когда забойное давление превышает пластовое на 3,5 МПа, многие признаки АВПД подавляются [32] и объем информации сокращается. Снижение перепада давления на забое повышает опасность возникновения выброса. Однако каждый уровень опасности выброса требует не только определения своего комплекса параметров для контроля флюидопроявлений, но и определенного режима контроля. С повышением опасности выброса следует применять более точные средства контроля.

При турбинном способе бурения невозможно определить АВПД по механической скорости бурения и d -экспоненте вследствие отсутствия сведений о частоте вращения долота и ее непостоянстве.

Есть сведения о влиянии химического состава бурового раствора на эффективность некоторых показателей прогноза проявлений. Д.И. Уилки и У.Ф. Бернارد [28] сообщают, что для бурения скважин в море Бофорта применялись растворы, обработанные хлористым кальцием в концентрациях от 30 до 60 г/л. В результате неинформативными оказались показатель глинистости и электросопротивление шлама, так как изменилось количество гидратируемой глины в составе выбуренных частиц и их электропроводимость. Здесь же не удалось использовать в качестве индикатора АВПД и температуру выходящего бурового раствора из-за эффектов теплообмена в морских стояках с окружающей холодной водой и работы системы охлаждения.

Инженерно-геологические особенности проводки скважин обуславливают эффективное в данных конкретных условиях сочетание контролируемых параметров, поскольку каждый из них показывает наилучшие результаты в одних разрезах и может оказаться малоинформативным в других. Прогнозирование пластового давления по плотности шлама становится ненадежным, если осадки до значительных глубин не сцементированы. Тогда шлам более или менее набухает в буровом растворе во время транспортировки с забоя к поверхности и характеристики его искажаются существенным образом.

Методы механической скорости бурения и d -экспоненты считаются наиболее точными. Б. Дональд [42] на основании изучения порового давления в районах США, Юго-Восточной Азии, Африки и Северного моря пришел к выводу, что точность результатов полученных при применении метода d -экспоненты такая же, как и при использовании геофизических данных. Практически одинаковой оказалась точность определения порового давления по данным геофизических исследований и d -экспоненте, выраженной в уравнении (2.5), на площадях Восточно-Кубанского прогиба. Вместе с тем следует отметить трудность применения методов механической скорости и d -экспоненты при частом чередовании пластов глин и алевролитов малой мощности.

Применение метода d -экспоненты в некоторых разрезах затруднено вследствие слабого отклонения кривой в зоне АВПД. В ряде случаев наблюдается просто стабилизация вычисляемых значений этого показателя. Как в том, так и в другом случае интерпретация кривой имеет в определенной степени приближенный характер.

Инженерно-геологические условия влияют и на эффективность работы устройств по обнаружению флюидопроявлений. Согласно исследованиям, приведенным в гл. 3, уровнемеры обнаруживают сначала интенсивные проявления, так как в первом случае одно и то же количество газа набирается в скважине за меньшее время. Расходомер для раннего обнаружения слабых проявлений требует более высокой точности реакции, чем при обнаружении интенсивных.

Уровень подготовки обслуживающего персонала характеризует

его способность расшифровывать и оценивать поступающую информацию, а также управлять соответствующей аппаратурой. С увеличением числа измеряемых параметров, усложнением применяемого оборудования и методических установок повышаются требования к уровню подготовки специалистов. Овладеть современными сложными методами прогнозирования, предупреждения и ликвидации проявлений можно только в результате специального обучения.

Зарубежные фирмы, например, считают, что бурение глубоких скважин в условиях высоких пластовых давлений невозможно без специального постоянного контроля за их состоянием и подготовки обслуживающего персонала [38]. Более того, в качестве одной из главных мер по предупреждению и борьбе с выбросами рассматривается обучение бурового персонала с отрывом от производства, что отнимает меньше времени, чем получение опыта на практике, и обходится дешевле, чем потери средств, нефти и газа в результате выбросов.

Таким образом, конкретный состав комплекса специальных технологических мероприятий по прогнозированию и контролю проявлений для определенной площади или района буровых работ может быть составлен в результате анализа местных условий бурения скважин. При этом определяются наиболее эффективные в данных условиях технологические мероприятия. В случае необходимости должны быть проведены специальные исследования для выявления отмеченных особенностей.

РАЦИОНАЛЬНАЯ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЬ РЕШЕНИЙ ПРИ ОБНАРУЖЕНИИ ПРОЯВЛЕНИЙ

Основа противовыбросовой программы — комплекс специальных технологических мероприятий в специфических условиях работы на данной площади. Противовыбросовые программы могут иметь особенности не только вследствие различия в составе мероприятий, но и в связи с различиями целевого характера. При этом имеется в виду, на какой части проблемы — прогнозировании, обнаружении притока, предупреждении или ликвидации проявления — составители считают нужным по той или иной причине акцентировать внимание исполнителей. В каждом отдельном случае составители выделяют наиболее важный комплекс мероприятий, осуществление которых позволяет избежать возникновения выбросов.

Разработанный комплекс представляют в виде специальных технологических карт, блок-схем, диаграмм. Такое оформление удобно для практического пользования, поскольку при этом упрощается и облегчается восприятие заложенных в них последовательностей операций. Это особенно важно в выбросоопасных условиях.

В табл. 6.1 приведена применявшаяся при бурении скважин в море

Таблица 6.1

Карта специальных противовыбросовых мероприятий при бурении скважин в море Бофорта (по Д.И. Уилки и У.Ф. Бернару)

Операция	Уровень допустимого выброса		
	1	2	3
1. Общие меры безопасности			
Проверка превенторов	Еженедельно	Еженедельно	Каждую смену
Инструктаж о мерах безопасности	При необходимости	Каждую смену	То же
Регулирование скорости бурения	Скорость бурения менее 30 м/ч	Скорость бурения менее 18 м/ч	Скорость бурения менее 9 м/ч
Определение скорости спуска и подъема буровых труб (в обсадной колонне и открытом стволе)	Расчеты ведутся для каждого района на основе поршневого эффекта и пульсации давления		
Приготовление баритовой пробки	Пилотное испытание, анализ операций; измерение химических добавок		Приготовить воду, подготовить цементировочные агрегаты
2. Определение выброса			
Рабочий объем бурового раствора в приемных емкостях	Обычный	Уменьшенный	Минимальный
Контроль колебаний объема бурового раствора в приемных емкостях во время циркуляции	"	Усиленный	Постоянный наблюдатель у емкостей
Контроль при временном прекращении бурения	Проверка на приток	Проверка на приток	Закрытие скважин
Долив бурового раствора в скважину при подъеме инструмента	Обычные методы заполнения ствола; регистрация данных при подъеме инструмента		Наблюдатели контролируют подъем инструмента и регистрируют данные
Плотность бурового раствора	Проверка каждый час	Проверка каждые 30 мин	Проверка каждые 15 мин
3. Определение давления			
Обычные	Контролирование стандартных показателей*	Контролирование всех показателей	Контролирование всех показателей

Продолжение табл. 6.1

Операция	Уровень допустимого выброса		
	1	2	3
Установка газового каротажа и дегазаторы	Калибровать ежедневно; при необходимости включать дегазатор; вести контроль и сообщать об отклонениях	Калибровать каждую смену; включать дегазатор для проверки чувствительности; ограничить максимум установок	Калибровать каждые 4 ч; включить дегазатор; ограничить максимум установок
Геофизические исследования с помощью приборов, спускаемых на тросе	У башмака колонны	Примерно через каждые 760 м или при необходимости подтверждения повышенных давлений	Примерно каждые 300 м
<i>4. Другие измерения</i>			
При спуско-подъемных операциях	Проверка циркуляции после первых пяти свечей, при достижении башмака обсадной колонны и перед вводом УБТ в противовибросовое устройство		Рассмотрение целесообразности увеличения плотности бурового раствора перед спуско-подъемными операциями; проверка циркуляции через каждые пять свечей, при достижении башмака обсадной колонны и перед вводом УБТ в противовибросовое устройство
Подъем инструмента на несколько свечей **	В зависимости от условий в стволе		Подъем пяти свечей и промывка забоя перед подъемом колонны из скважины

* Содержание газа в буровом растворе, скорость проходки, d -экспонента.

** Контрольный подъем инструмента.

Бофорта [38] противовибросовая программа. Программа представлена в виде специальной технологической карты и охватывает широкий диапазон мероприятий по предотвращению выбросов. Здесь предусмотрены мероприятия организационного характера, по прогнозированию пластовых давлений, обнаружению притоков флюида, контрольно-проверочные и др.

Большое значение при прогнозировании и обнаружении флюидо-

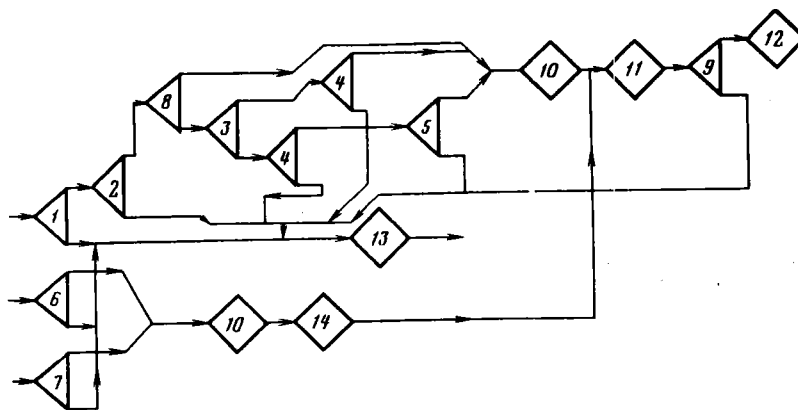


Рис. 43. Противовыбросовая программа в виде диаграммы (по В.Д. Боралу и Р.Л. Люису):

1 — скорость проходки; 2 — d -экспонента; 3 — нагрузка на долото; 4 — перелив раствора; 5 — увеличение глины в шламе; 6 — уровень раствора; 7 — хлориды; 8 — плотность и электросопротивление глины; 9 — расчет пластового давления по данным каротажа; 10 — прекратить бурение; 11 — провести каротаж; 12 — спустить промежуточную колонну; 13 — продолжить бурение; 14 — задать скважину

проявлений, а также их предупреждении имеет режим контроля. С повышением степени опасности возникновения выброса режим контроля ужесточается. Для обеспечения гибкого подхода к меняющимся условиям бурения предусмотрено три режима контроля при трех уровнях допустимого выброса соответственно. Первый уровень предполагает максимальный приток газа (4 м^3) и допустимое превышение пластового давления над эквивалентной плотностью бурового раствора при выбросе $0,12 \text{ г/см}^3$. Для второго уровня эти значения уменьшаются соответственно до $2,8 \text{ м}^3$ и $0,06 \text{ г/см}^3$, а для третьего уровня соответственно — $1,6 \text{ м}^3$ и $0,06 \text{ г/см}^3$. Более подробно допустимое давление выброса будет рассмотрено ниже.

На рис. 43 представлена противовыбросовая программа, имеющая форму специальной диаграммы [4]. Программа выполнена для случая, когда буровая оснащена индикатором веса, регистратором уровня бурового раствора в приемной емкости, расходомером бурового раствора на выходе из скважины и имеются приборы для определения плотности выбуренной глины и ее электросопротивления на поверхности.

На диаграмме треугольниками обозначены возможные показания аномального давления каждым из применяемых способов его определения. Положительные показания соответствуют верхнему концу вертикальной линии на правой стороне треугольника, а стрелка показывает путь дальнейшего решения, которое следует принять. Нижнему концу вертикальной линии соответствуют отрицательные показания аномаль-

ности давления. В ромбиках указаны рекомендуемые в каждом случае мероприятия.

Для определения аномальности давления используются следующие показатели: скорость бурения, d -экспонента, нагрузка на крюке, перелив бурового раствора, содержание хлоридов, уровень бурового раствора в емкости, увеличение притока раствора из затрубного пространства, плотность и электросопротивление глины на поверхности, увеличение шлама на выбросите.

Наиболее важным показателем неуравновешенности давлений на забое в данной программе считается механическая скорость бурения, особенно если этот параметр автоматически регистрируется и записывается на ленте. Этот показатель изменяется в зависимости от градиента давления в порых породы. Показания, полученные методом механической скорости бурения, проверяются другими методами в порядке, предусмотренном диаграммой, а затем принимаются необходимые решения.

Весьма наглядными являются противовыбросовые программы, оформленные в виде блок-схем [33] — Такие программы отличаются простотой и благодаря своей доступности могут быть использованы обслуживающим персоналом не только высшей и средней, но и рабочей квалификации.

На рис. 44 приведена схема анализа проявления и последовательность мероприятий в случае обнаружения признаков проявления при бурении. В блок-схеме предусмотрен наиболее простой метод ликвидации проявления — метод постоянного давления в бурильных трубах. Однако при необходимости могут быть применены и другие. В качестве признаков проявления приняты увеличение расхода бурового раствора на выходе из скважины, объема бурового раствора в приемных емкостях и выход газированного раствора. Характеристики проявления и режим глушения определяют по существующим правилам, изложенным в гл. 5.

Противовыбросовая программа для обнаружения признаков проявления во время промывки скважины после смены долота или другого перерыва циркуляции приведена на рис. 45. В этих случаях превышение пластового давления над забойным на существенную величину маловероятно. Наиболее вероятен выход забойных пачек в виде газированного раствора или газа, поступившего в скважину за счет протекания механических, физико-химических процессов или свабирования при предыдущем подъеме инструмента. Однако возможно и поступление газа и из слабопроницаемых высоконапорных пластов. Тогда для исключения дальнейшего притока газа следует утяжелить буровой раствор.

Порядок действия в случае обнаружения проявления в процессе подъема предусмотрен схемой (рис. 46). При этом возможно развитие весьма опасных и тяжелых ситуаций. Тяжесть создающейся ситуации

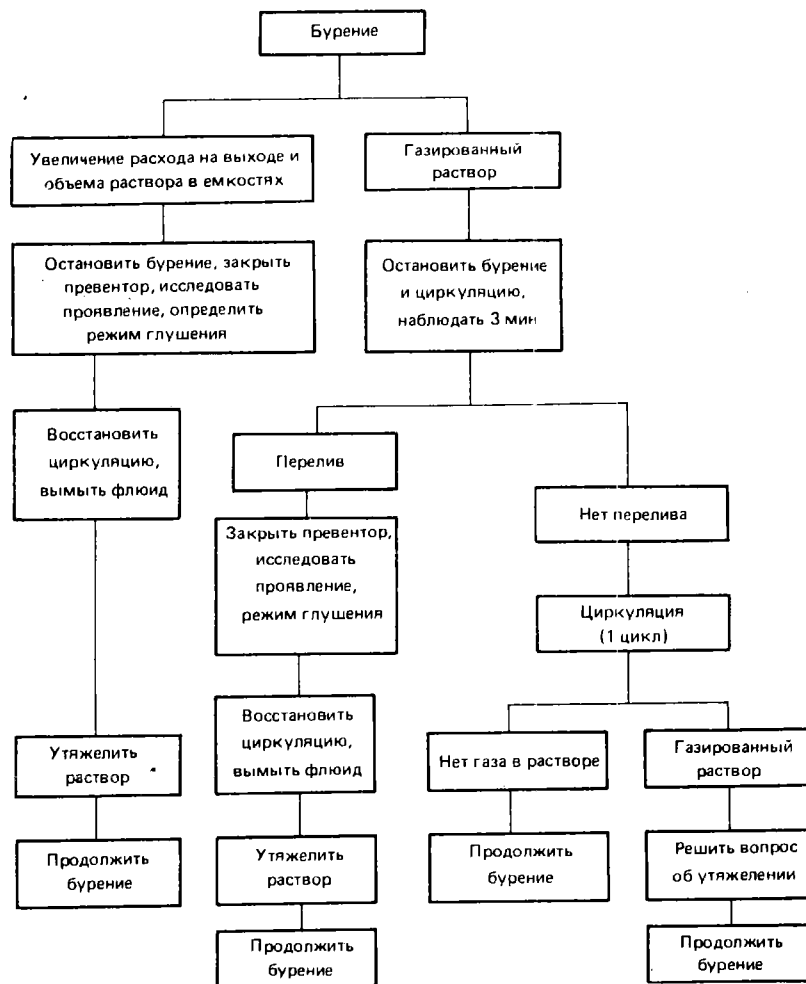


Рис. 44. Схема анализа признаков проявлений и принятия решений при бурении

при этом зависит прежде всего от того, насколько рано обнаружено проявление. Существующие способы раннего обнаружения флюидопроявлений способствуют снижению тяжести возникающих ситуаций.

При необходимости приведенные блок-схемы могут быть усовершенствованы или перестроены в соответствии с условиями бурения, оснащением буровых, достигнутым прогрессом в этой области.

Противовыбросовая программа, приведенная в табл. 6.2 в виде

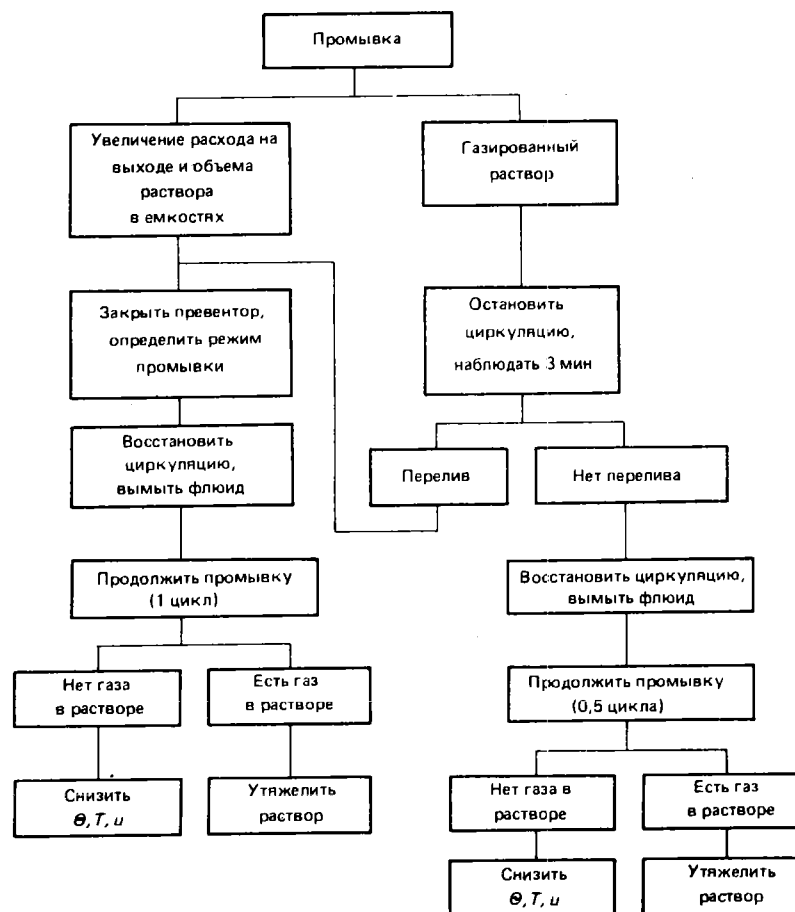


Рис. 45. Схема анализа признаков проявлений и принятия решений при промывке

карты специальных технологических мероприятий, составлена для скважин Ставропольского УБР объединения "Севкавказпром".

При составлении карты учитывались технические возможности объединения, уровень технологии бурения, инженерно-геологические условия проводки скважин и т.д. Отсутствие средств раннего обнаружения проявлений привело к необходимости увеличения объема контрольно-проверочных мероприятий, которые при надлежащем их выполнении могут дать своевременную информацию об условиях в скважине, хотя и не такую раннюю, как приборы. Следует отметить, что установка

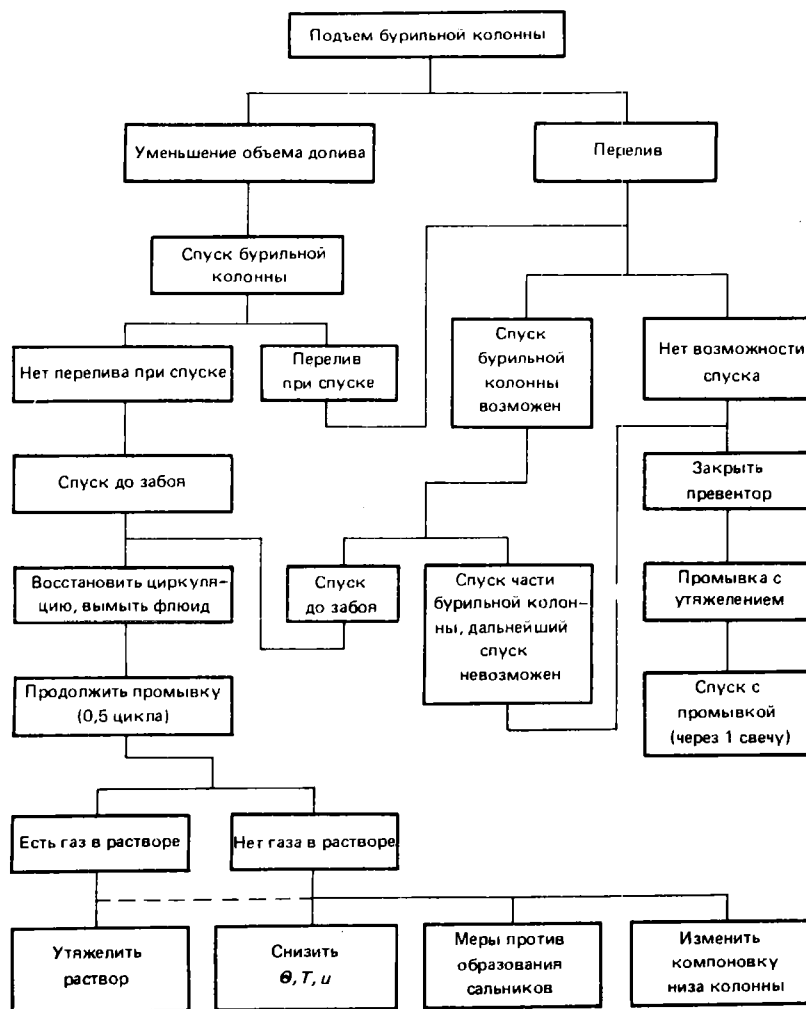


Рис. 46. Схема анализа признаков проявлений и принятия решений при подъеме буровой колонны

уровнемера УП11М с самого начала была проблематичной и в дальнейшем ее так и не удалось осуществить.

Для компенсации недостаточности в раннем обнаружении проявлений усилено внимание к их прогнозированию путем определения аномально высокого давления. Выявление зон АВПД и оценку порового

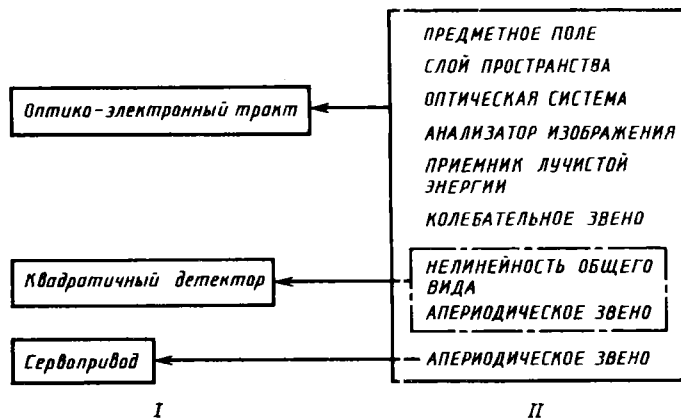


Рис. 38. Схема ОЭП для определения координат

$I = \exp(pk)$, где k принимается равным среднему быстродействию цифровой части тракта.

Перечисленные выше приемы построения модели позволяют учесть наиболее характерные ситуации на системотехническом уровне проектирования.

Приведем примеры построения структурных схем моделей объекта проектирования.

1. Пусть требуется построить модель тепловизора с аналоговым преобразованием сигнала. Структурная схема прибора (I) и ее реализация (II) средствами ПАСМ имеют вид, приведенный на рис. 36.

2. Требуется построить структурную схему ОЭП для обнаружения объектов в одноканальной части которого стоит полосовой фильтр, выполненный на микропроцессоре. Структурная схема представлена на рис. 37.

3. Требуется построить модель слеящего ОЭП, в одномерной части которого располагаются полосовой фильтр и квадратичный детектор; сервоприводом является трехступенный гироскоп. Перекрестными связями в модели гироскопа можно пренебречь. Структурная схема такого ОЭП представлена на рис. 38.

4. Требуется построить модель слеящего ОЭП, в одномерной части которого располагаются полосовой фильтр и квадратичный детектор. Источником шума является приемник лучистой энергии и сервопривод — трехступенный гироскоп без перекрестных связей. Структурная схема такого ОЭП изображена на рис. 39.

После составления структурной схемы объекта проектирования проектант должен задаться ориентированными значениями параметров звеньев модели объекта проектирования, уточнить конкретный вид входных сигналов и характер шумов. При этом пользователь пакета прикладных программ должен учесть ряд особенностей, возникающих при дискретном представлении сигналов, их спектров, а также параметров звеньев модели. Большинство указанных особенностей обусловлено тем, что ядром

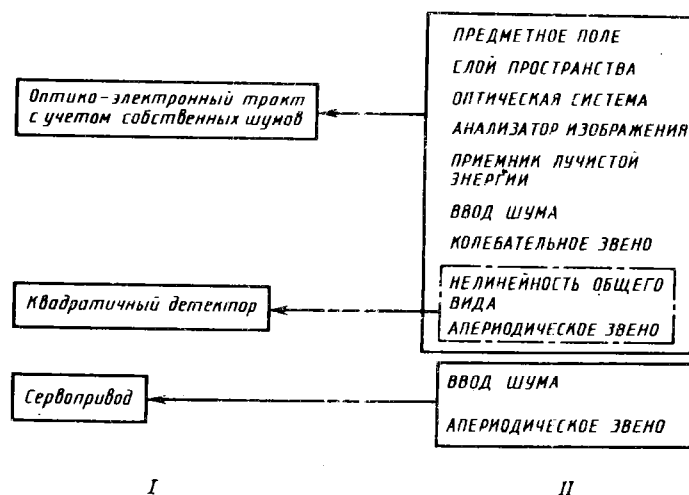


Рис. 39. Схема ОЭП для определения координат с учетом шумов электронного тракта

проблемного математического обеспечения ПАСМ является алгоритм БПФ (см. гл. 3).

Способы формирования моделей входных сигналов. Двумерные сигналы формируются в пакете с помощью операторов ВВОД ИЗОБРАЖЕНИЯ, ФОН, ОБЪЕКТ. Для ввода этих операторов необходимо задаться шагом квантования ΔX и ΔY функции, описывающей входной сигнал соответственно вдоль координат X и Y . Величины ΔX и ΔY необходимо учитывать при записи остальных операторов программы на входном языке ПАСМ, описывая относительные размеры ячеек раstra анализатора изображения, пятна рассеяния оптической системы и т. п. Выбор шага квантования рекомендуется делать равным ΔY , а собственно величину ΔY или ΔX определять по формуле

$$\Delta Y = \Delta X = \frac{4\beta}{\sqrt{P}} Q,$$

где β — линейное увеличение оптической системы; Q — максимальный размер области определения финитной функции, задающей сигнал (единица измерения выбирается проектантом); P — объем части адресного пространства оперативной памяти ЭВМ, доступной проектанту, байт.

Если определение величины ΔX по каким-либо причинам для пользователя затруднительно (в анализируемом поле нет фрагментов, описываемых финитными функциями), проектант должен руководствоваться следующими рекомендациями: из ТЗ на ОЭП необходимо установить значение максимальной пространственной частоты, которую должен передать объект проектирования при нулевом контрасте. Шаг квантования

$$\Delta X = \Delta Y = \frac{1}{2\nu_{\text{гр}}},$$

где $\nu_{\text{гр}}$ — граничная пространственная частота.

Определив ΔX (или ΔY), пользователь должен найти значения объема адресного поля оперативной памяти ЭВМ, байт

$$P = 16 \text{ entier } \left\{ \frac{X}{\Delta X} \right\},$$

где X — линейный размер поля зрения в пространстве предметов; entier — "ближайшее целое".

Если значение объема адресного поля P превышает доступные пользователю размеры оперативной памяти ЭВМ, используется режим прямого доступа. Однако пользователь должен знать, что обработка сигналов с использованием режима прямого доступа в несколько десятков раз увеличивает затраты машинного времени. Поэтому наиболее рациональным следует считать способ работы с сигналами большой размерности, который заключается в следующем:

пространство предметов в картинной плоскости разбивается на прямоугольные (квадратные) клетки;

часть яркостного поля пространства предметов вводится в модель оптико-электронного тракта с помощью оператора ВВОД ИЗОБРАЖЕНИЯ;

при записи оператора АИ (анализатор изображения) в массив исходных данных, задающий закон анализа изображения, вводят часть значений координат, по которым задается закон анализа, соответствующий выбранной клетке;

электрический сигнал в одномерной части оптико-электронного тракта "сшивается" в порядке следования координат пространства предметов в процессе анализа.

Таким образом, вычислительный процесс организуется последовательно.

Одномерные (временные) сигналы формируются с помощью оператора ВВОД ИЗОБРАЖЕНИЯ. ПАСМ позволяет проводить анализ не только многомерного оптико-электронного тракта, но и одномерной части тракта. Порядок работы с трактом следующий.

1. Оператор ВВОД ИЗОБРАЖЕНИЯ используется для ввода одномерного сигнала, при этом значения функции, описывающей сигнал на входе тракта, вычислены в равноотстоящих точках и должны заполнять массив построчно (с переносом на следующую строку). Шаг квантования выбирают из тех же соображений, что и в предыдущем случае, по формуле

$$\Delta X = \frac{16X}{P},$$

где X — максимальный размер области определения одномерной функции, задающей сигнал, или период наблюдения сигнала.

2. Для согласования оператора ВВОД ИЗОБРАЖЕНИЯ с остальными операторами программы анализа тракта проектант обязан воспользоваться оператором АИ. При этом закон разгертки (анализа) изображения должен совпадать с законом заполнения массива в модуле "ввод изображения".

Массив значений импульсного отклика (растра) должен иметь размерность из восьми элементов: любой из четырех центральных должен иметь значение 1, а остальные — 0.

3. Вслед за обязательным оператором АИ проектант записывает любую комбинацию любого числа операторов входного языка ПАСМ для описания модели объекта проектирования.

Особенности моделирования электронного тракта ОЭП. ПАСМ предоставляет проектанту возможность моделирования процесса преобразования стандартными линейными и нелинейными звеньями когерентных (детерминированных), некогерентных (случайных нестационарных) и частично когерентных (стационарных коррелированных) сигналов.

Моделирование преобразования когерентных сигналов в электронном тракте осуществляется звеньями: 1) усилительным, 2) апериодическим, 3) колебательным, 4) дифференцирующим первого рода, 5) дифференцирующим второго рода, 6) запаздывающим, 7) интегрирующим, 8) линейным, 9) реле, 10) нелинейностью "ограничение", 11) нелинейностью общего вида.

Моделирование преобразования частично когерентных сигналов осуществляется записью операторов с именами 1–7, имеющими в идентификаторе индекс С после названия.

В электронном тракте моделирование преобразования некогерентных и когерентных сигналов осуществляется одними и теми же операторами.

При изучении процесса преобразования случайных (некогерентного и частично когерентного) сигналов пользователь ПАСМ записывает оператор ВВОД ШУМА перед тем оператором, который описывает физический источник шумов. Если шум коррелирован, пользователь пакета задается значениями корреляционной функции или спектра мощности шумов. Если шум некоррелирован, работа с пакетом строится следующим образом:

в операторе ВВОД ШУМА задаются статистические параметры случайного сигнала;

в операторе КОЛИЧЕСТВО ЦИКЛОВ, замыкающем программу на входном языке ПАСМ, указывается число испытаний (реализаций) случайного процесса;

в программе записывается оператор обработки результатов статистических испытаний.

Перечисленные выше операции реализуют метод Монте-Карло. *Ограничения:* 1. Использование операторов 1–7 с индексом С совместно с операторами РЕЛЕ, НЕЛИНЕЙНОСТЬ ОБЩЕГО ВИДА в одной и той же программе на входном языке ПАСМ недопустимо. 2. При использовании операторов 1–7 с индексом С моделируется прохождение детерминированного сигнала совместно с шумом (сигнал/шум). 3. Эффекты, возникающие при неправильном формировании моделей одномерных сигналов, аналогичны эффектам, возникающим при обработке многомерных сигналов.

Особенности проектирования ОЭП с использованием пакета прикладных программ ПАСМ. Прежде чем решать задачи анализа объекта проектирования средствами ПАСМ, проектант оценивает выполнимость ТЗ на прибор с учетом уровня элементной базы и технологии, такую возможность предоставляет оператор СЛОЙ ПРОСТРАНСТВА. Его основная функция – моделирование процесса прохождения некогерентного оптического сигнала

через атмосферу. Кроме того, с помощью этого оператора оцениваются габаритные размеры объекта проектирования, выбор полосы пропускания электронного тракта по заданным дальности действия ОЭП, вероятности обнаружения источника полезного сигнала, характеру анализа изображения (многоэлементный или одноэлементный растр), параметрам международной стандартной атмосферы, желаемому относительному отворстию и ПЛЭ.

Если ТЗ реализуемо, проектант переходит к формированию модели ОЭП. Объект проектирования расчленяется на оптико-электронный тракт и изменяемую часть. В соответствии с методикой, изложенной выше, составляется и реализуется на входном языке ПАСМ модель объекта проектирования.

Часто задача проектирования ОЭП облегчается наличием прибора-прототипа или существованием уже разработанных узлов ОЭП. Например, произведен выбор оптической системы, основных параметров электронного тракта. Требуется осуществить выбор закона анализа изображения. В этом случае оптическая система моделируется набором конструктивных параметров — радиусов кривизны поверхностей, оптических толщин, показателей преломления.

Известными являются импульсный отклик электронного тракта как результат экспериментального исследования заданного тракта или определенные экспериментально, амплитудная, частотная и фазовая характеристики. Для проектирования такого тракта проектант пользуется оператором ЛИНЕЙНОЕ ЗВЕНО ОБЩЕГО ВИДА, позволяющим вводить экспериментально определенные характеристики линейной части тракта. В качестве нелинейной части в данном случае может выступать нелинейность общего вида.

Если необходимо промоделировать электронный тракт или участок тракта, охваченные обратной связью, проектант воспроизводит такую модель средствами ПАСМ, но только для линейных участков тракта. В этом случае замкнутый участок электронного тракта преобразуют в эквивалентный разомкнутый по известным соотношениям:

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}}(t) &= f_{\text{н.э}} \{U(t)\}; \\ U(t) &= F^{-1} \{ \tilde{U}_{\text{вх}}(j\omega) \Phi(j\omega) \}; \\ \Phi(j\omega) &= \frac{W(j\omega)}{1 + W(j\omega)}, \end{aligned}$$

где $f_{\text{н.э}}$ — амплитудная характеристика нелинейного безынерционного звена; $\tilde{U}_{\text{вх}}(j\omega)$ — спектр входного сигнала; $W(j\omega)$ — передаточная функция разомкнутого участка.

Если перед проектантом стоит задача анализа объекта проектирования как подсистемы другого объекта проектирования, то рекомендуется следующий порядок действий:

- строится модель ОЭП,
- записывается программа на входном языке ПАСМ,
- выбирается набор тестовых оптических сигналов и характер шумов в тракте, при этом набор тестовых сигналов по объему и характеру дол-

жен полностью и строго соответствовать набору входных сигналов для объекта проектирования, подсистемой которого является данный ОЭП.

проводится анализ действия ОЭП при выбранных сигналах и возмущениях,

строятся амплитудные характеристики всего ОЭП,

полученные характеристики "закладываются" в модель объекта проектирования более высокого уровня.

Например, необходимо оценить динамические и точностные характеристики следящего координатора совместно с объектом, управляемым данным координатором. Проектант строит модель оптико-электронного тракта координатора (и сервопривода, если позволяют возможности второй версии ПАСМ). В качестве входных сигналов объекта управления выступают законы движения излучателя, поэтому в модель оптико-электронного тракта вводится оптический сигнал операторами ФОН и ОБЪЕКТ, причем в последнем учитывается кинематика движения. Проведя анализ работы тракта при различных фоновых ситуациях и с учетом внутренних его шумов, проектант определяет пеленгационную характеристику координатора. Инерционные свойства координатора определяются его сервоприводом. Полученная в результате анализа пеленгационная характеристика координатора выступает теперь как обобщенный конструктивный параметр более высокого уровня проектирования и может использоваться для моделирования координатора в системе управления.

Глава 6. СХЕМОТЕХНИЧЕСКИЙ УРОВЕНЬ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ОЭП

В результате решения задач системотехнического уровня проектант формулирует ТЗ на подсистемы одной технической природы для системотехнического уровня. Основой такого ТЗ являются передаточные функции оптической системы и одномерной части ОЭП. Вопросы, связанные с проектированием анализатора изображения, в основном решены на системотехническом уровне.

Рассматриваемая нами технология проектных работ позволяет на системотехническом уровне абстрагировать объект проектирования и исследовать отдельно взятые подсистемы одной физической природы, для которых уже разработано математическое обеспечение САПР. Так, для автоматизации проектирования оптических систем разработаны пакеты прикладных программ, реализованные для ЭВМ ЕС [13].

Для автоматизации системотехнического проектирования электронных схем математическое обеспечение еще более разнообразно. Существуют программные комплексы ASTAR, САМРИС-2, АРОПС, СПРОС, ПА-6, ПАМ [17] для моделирования и оптимизации радиоэлектронных устройств. Эти комплексы позволяют анализировать линейные и существенно нелинейные схемы. Программные комплексы САМРИС-2, АРОПС позволяют проводить многовариантный анализ как при детерминированных, так и при случайных входных сигналах; комплексы ПА-6, ПАМ — строить математические модели и анализировать существенно нелинейные электронные схемы подсистем электронной вычислительной техники.

Однако проблема синтеза оптических схем остается пока нерешенной, поэтому выбор названных схем в качестве исходного варианта для последующего анализа и оптимизации осуществляет сам проектант.

1. АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ОПТИЧЕСКИХ СХЕМ

Использование для оценки качества изображения оптической передаточной функции является наиболее обоснованным [13], однако использование ОПФ для решения задачи оптимизации параметров оптических схем затруднено вследствие значительных затрат ресурсов ЭВМ и существенно нелинейной связи конструктивных параметров оптической схемы r_i , d_i , n_i с ОПФ.

Задача синтеза оптической схемы становится в этой работе как задача определения конструктивных параметров без начального приближения, т. е. без указания начальных, ориентировочно выбранных значений r_i , d_i , n_i . Решение этой задачи осуществим по следующей методике.

1. На основе анализа ТЗ осуществляется идентификация объекта проектирования. Проектант устанавливает тип системы (является ли данная система светосильной, широкоугольной и т. п.), а также способ преобразования масштаба изображения.

2. В качестве поверхностей с заданными свойствами рассматриваются изопланатические поверхности, вносящие одинаковые аберрации по полю.

3. В процессе расчета главного луча и реальных лучей определяются радиусы поверхностей и расстояния между поверхностями. При этом последовательность поверхностей и положение зрачка входа задает проектант.

Автоматически рассчитанные таким образом конструктивные параметры синтезируемой схемы нуждаются в уточнении ввиду ряда допущений, введенных в процессе синтеза. Поэтому на схемотехническом уровне, так же, как и на системотехническом, последовательно решаются задачи анализа и параметрической оптимизации.

Изложенная выше методика синтеза оптической схемы требует, чтобы на системотехническом уровне проектирования, помимо нормированной ОПФ, были определены ориентировочные значения диаметра зрачка входа и поля зрения.

Указанные конструктивные параметры рассчитываются с помощью ПАСМ обращением к программному модулю оператором СЛОЙ ПРОСТРАНСТВА (см. гл. 4).

В качестве критерия, с помощью которого можно оценить степень удовлетворения требований ТЗ на оптическое устройство в целом, удобно использовать соотношение

$$\gamma = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |\tilde{H}_p(\nu_x, \nu_y)|^2 |\tilde{H}_o(\nu_x, \nu_y)|^2 d\nu_x d\nu_y,$$

где $\tilde{H}_p$ — ОПФ; $\tilde{H}_o$ — весовая функция, определяемая на этапе идентификации.

Увеличение значения γ соответствует улучшению качества изображения. Знание этой величины при многократном итерационном процессе

проектирования оптической схемы дает направленность процессу при приближении $\tilde{H}_p(\nu_x, \nu_y)$ к $\tilde{H}_o(\nu_x, \nu_y)$, заданной в виде ТЗ на предыдущем уровне. Общим критерием соответствия $\tilde{H}_p$ и $\tilde{H}_o$ является минимум среднего квадратического отклонения

$$\epsilon = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ |\tilde{H}_o(\nu_x, \nu_y)|^2 - |\tilde{H}(\nu_x, \nu_y)|^2 \right\} d\nu_x d\nu_y.$$

Решение задачи анализа оптической схемы является важнейшим этапом расчета оптического устройства, который связан с построением модели подсистемы ОЭП. Для ее решения существует программный комплекс САПР оптических устройств, который содержит сервисные модули для обеспечения доступа к проблемному математическому обеспечению организации базы данных и следующие проблемные модули:

- расчет хода реального луча через центрированные оптические системы с асферическими и сферическими поверхностями;
- расчет функции рассеяния точки;
- расчет оптической передаточной функции;
- расчет волновых aberrаций;
- расчет сумм Зейделя 3-го и 5-го порядков.

Доступ к проблемным модулям осуществляется с помощью ЯОО проектирования. Задание на расчет формируется с помощью одного оператора.

Рассмотрим основные конструкции ЯОО применительно к пакетному способу формирования описания объекта. Оптическая схема описывается с помощью ряда предложений, каждое предложение занимает одну строку и не должно превышать 30 символов.

При описании системы допустимы числа трех вариантов: целые десятичные со знаком (+ 102; + 1; - 124) — любое число, целые десятичные числа без знака (30; 1) — число цифр не более двух; вещественные десятичные числа с точкой и знаком (+ 10.18; - 12; - 007).

Оператор КОО (поверхность предмета) описывает положение и характер поверхности предмета и имеет формат

КОО ОВ РО СО YO NO.

Признак типа предмета ОВ — целое число со знаком: ОВ = +1 — предмет на конечном расстоянии, ОВ = + 0 — предмет в бесконечности.

Радиус поверхности предмета РО — вещественное число; передний отрезок СО — вещественное число, показывающее положение поверхности предмета относительно системы. При ОВ = + 1 значение РО = + 0.0 — поверхность предмета (плоскость); значение РО = + 0.0 указывает, что поверхность предмета — сфера данного радиуса, при этом под размерами предмета понимается длина дуги на оси до точки предмета (при этом СО не равно нулю).

Если СО = + 0, то независимо от величины РО предмет считается совпадающим с первой поверхностью и его значение есть расстояние от оси до точки предмета (не дуга).

При ОВ = + 0 значение РО = + 0.0 означает, что предмет расположен на плоскости. Задавая предмет как РО ≠ 0, подразумевают, что предмет есть сфера, концентричная входному зрачку.

При $ОВ = +1$ в программе указывается расстояние в миллиметрах от первой поверхности системы до предмета в соответствии с принятым в оптике правилом знаков. При $ОВ = +0$ задается расстояние в диоптриях как величина, обратная расстоянию (в метрах) от входного зрачка системы до предмета.

Размер УО предмета — вещественное число; при $ОВ \neq +1$ размер предмета указывается в миллиметрах, при $ОВ = +0$ размер предмета задается в угловой мере в градусах, минутах, секундах и десятых долях секунды, например число $+23.19085$ означает $+23^\circ 19'08,5''$ (8 целых и 5 десятых секунды).

Номер NO по каталогу стекла, задающий показатель преломления пространства предметов, — целое десятичное число со знаком. Для воздуха $NO = +1$ (без точки).

Оператор $K99$ (поверхность изображения) позволяет описать положение и характер поверхности изображения и имеет формат

$K99\ IM\ IS\ RI\ SI\ YI\ NI,$

где IM — признак типа изображения, целое число со знаком: $IM = +1$ означает близкое изображение (на конечном расстоянии); $IM = +0$ — изображение в бесконечности; IS — признак способа задания заднего отрезка, определяющего положение поверхности изображения (целое число со знаком): $IS = +1$ означает, что задний отрезок задан относительно последней поверхности (при $IM = +1$) или выходного зрачка (при $IM = +0$) независимо от положения плоскости Гаусса, $IS = +0$ означает, что задний отрезок задан смещением относительно плоскости Гаусса; RI — радиус поверхности изображения, вещественное число, задается аналогично RO ; SI — задний отрезок, задается в миллиметрах при $IM = +1$, при $IM = +0$ — в диоптриях относительно выходного зрачка ($IS = +1$), или разность положения поверхности изображения и плоскости Гаусса в диоптриях ($IS = +0$); YI — размер изображения, вещественное число; NI — номер стекла по каталогу, задающий среду в пространстве изображений, целое десятичное число со знаком. Для воздуха $NI = +1$ или -1 (без точки).

Оператор D (апертурная диафрагма) позволяет задать положение и размер апертурной диафрагмы и имеет формат

$D\ ND\ SD\ AP\ HD,$

где ND — число поверхностей до диафрагмы по ходу луча, целое число без знака; SD — расстояние до диафрагмы от предыдущей поверхности в соответствии с правилом знаков, принятым в оптике. Задание ND указывает, что диафрагма расположена перед системой, т. е. луч (или его продолжение) сначала встречает диафрагму, а потом первую поверхность, при этом SD означает расстояние от первой поверхности до диафрагмы.

Задания $ND = 0$ и $SD = 10.0$ и $ND = 1$ и $SD = +10.00$ различны по физическому смыслу. Если $SD \neq 0$, то диафрагма считается плоской, если $SD = +0.0$, то поверхность диафрагмы совпадает с соответствующей поверхностью системы, т. е. координаты луча на диафрагме есть координаты луча на поверхности системы.

Апертурная диафрагма не совпадает с предметом, изображением или

с промежуточным изображением. Значение $ND = 99$ указывает, что в системе задан входной зрачок, а не апертурная диафрагма, и SD в этом случае задает положение входного зрачка. При $OB = 0$ следует понимать, что SD есть расстояние в мм от первой поверхности предмета до зрачка. При телецентрическом ходе лучей $SD = +0$. Значение апертуры AP — вещественное число. Значение апертуры задается величиной AP , при этом знак минус означает переднюю апертуру, а знак плюс — заднюю.

При $OB = +0$ или $IM = +0$ передняя или задняя апертура задается как высота в миллиметрах крайнего луча осевого пучка на входном или выходном зрачке соответственно.

Под поверхностью зрачка при этом понимается сфера, концентричная осевой точке предмета или изображения.

При $OB = +1$ передняя апертура есть синус угла, образуемого с осью крайним лучом осевого пучка.

При $IM = +1$ задняя апертура есть синус угла, образуемого с осью системы направлением из центра заданной поверхности изображения на точку пересечения луча с выходной сферой. Во всех случаях задания апертур необходимо учитывать показатель преломления пространства предметов или изображений.

Высота апертурной диафрагмы — HD — вещественное число, указывается в миллиметрах. Задавать HD имеет смысл лишь при $AP = +0$, в противном случае HD игнорируется.

Оператор V (геометрическое виньетирование) задает виньетирование пучка лучей на апертурной диафрагме. Геометрическое виньетирование показывает, какая часть пучка по отношению к половине диаметра диафрагмы срезается сверху и снизу.

Если сумма верхнего и нижнего виньетирования равна или больше двух, то пучок срезан полностью.

Отсутствие в задании карты V означает отсутствие виньетирования в оптической системе.

Для каждого внеосевого пучка задается верхнее или нижнее виньетирование (пять пар вещественных чисел). Например, $VB1, VH1, VB2, VH2 \dots$ и т. д. Оператор L (длина волны) имеет формат

$$L + L0 + L1 \dots L4 - DL \text{ ЧА,}$$

где $L + L0 + L1 \dots L4$ — длины волн в микрометрах, максимальное число длин волн равно 5; $L0$ — основная длина волны; DL — полуширина спектрального интервала, всегда записывается со знаком минус, чтобы отделить DL от заданных длин волн, указывается в микрометрах.

ЧА — максимальная пространственная частота для вычисления ОПФ; знак плюс или минус указывает, к какому пространству относится ОПФ: минус — к пространству предметов, плюс — к пространству изображений.

Оператор B (относительные высоты пучков) задается в формате

$$B \ B1 \ B2 \ B3, \dots,$$

где $B1, B2, B3, \dots$ — нормированные размеры предмета.

Если оператор B отсутствует, то будет выполнен расчет лишь осевого пучка.

Оператор K1–K80 (конструктивные элементы) позволяет задать значения конструктивных параметров r_i , d_i , n_i и имеет формат

K NP R D H N,

где NP – номер оптической поверхности (от 1 до 80); R – радиус поверхности NP при вершине в соответствии с правилом знаков в оптике; D – осевое расстояние (толщина) от поверхности NP до поверхности NP + 1; H – световая высота поверхности NP; N – номер стекла по машинному каталогу оптических материалов.

Операторы П00, П99, П1–П80 (показатели преломления) используются, если проектант хочет самостоятельно назначить n_i , и имеют формат

П NP П0 П1 П2 П3 П4,

где NP – номер поверхности, показатели преломления среды (для пространства предметов NP = 00, для пространства изображений NP = 99); П0, П1, П2 ... П4 – показатели преломления среды для длин волн L0, L1, L2, ..., L4.

Операторы П не являются обязательными, их используют для непосредственного задания показателей преломления тех сред, которые отсутствуют в машинном каталоге стекла прикладных программ.

Оператор С (относительная спектральная эффективность) имеет формат

С + С0 + С1 + С2 + С3 + С4,

где С0, С1, ... С4 – числа, показывающие относительную спектральную эффективность излучения на длинах волн, указанных в операторе L; всего не более пяти чисел и их число должно быть не меньше числа длин волн, указанных в операторе L.

Спектральная эффективность определяется с учетом спектральной интенсивности источника излучения, пропускания оптической системы и спектральной чувствительности ПЛЭ.

Оператор V (относительные веса внеосевых пучков) имеет формат

V + V1 + V2 + V3 + и т. д.,

где V1, V2 – положительные вещественные числа, показывающие относительный "вес" соответствующего пучка по отношению к осевому, необходимый при определении общей плоскости наилучшей установки. Этот оператор не является обязательным и при отсутствии "веса" всех пучков принимается равным единице.

Расчеты, которые нужно выполнить с определенным вариантом оптической схемы, указываются в директиве :; помощью ЯОЗ. Проектант может задать следующие виды работ и режимы:

СЕМК – печать и семантический контроль исходных данных;

СУМ – расчет сумм Зейделя и аберраций третьего порядка;

ОВ – расчет оптического выпуска (расчет фокусов и отрезков компоненты системы);

Л и ЛА – расчет аберраций, Л – расчет в мини-режиме, т. е. без определения габаритов пучков, ЛА – расчет габаритных размеров пучков и расчет лучей и аберраций;

ВА — расчет коэффициентов разложения функции волновой aberrации и положения плоскости наилучшей установки;

ЧКХ — вычисление частотно-контрастных и частотно-фазовых характеристик (ОПФ);

ИНТ — отображение рельефа волновой aberrации (интерферограмма);

ТД — построение изображения точечной диафрагмы и расчет концентрации энергии в геометрическом приближении;

ДТ — расчет дифракционной полихроматической функции рассеяния точки и концентрации энергии в пятне рассеяния.

Описанные выше ЯОО и ЯОЗ САПР оптических систем находятся в постоянном развитии и совершенствовании. Более обобщенным способом описания оптических схем является язык [13], синтаксические конструкции которого в нормальной форме Бэкуса имеют вид, совпадающий с конструкциями предыдущих операторов:

$\langle \text{идентификатор} \rangle = \langle \text{список значений} \rangle.$

В качестве идентификаторов и значений проектант выбирает обобщенные характеристики и координаты.

1. Тип предмета и изображения выбирается из множества понятий:

"удаленный предмет" — код 0,

"близкий предмет" — код 1,

"изображение в бесконечности" — код 0,

"изображение на конечном расстоянии" — код 1.

Оптические схемы основных типов кодируются проектантом следующим образом:

00 — телескопическая система, 01 — фотографический объектив, 10 — микроскоп, 11 — репродукционный объектив.

Кодирование проектант должен осуществить на основе решения задачи идентификации объекта проектирования.

2. Увеличение или характеристика, описывающая передачу размеров и формы предметов. В зависимости от типа оптических схем разработчики программного комплекса САПР оптических устройств различают следующие способы описания этой характеристики:

00 — угловое или видимое увеличение; 01 — переднее фотограмметрическое фокусное расстояние, 10 — обратное заднее фокусное расстояние, мм^{-1} , 11 — поперечное увеличение.

3. Обобщенные передний и задний отрезки, указывающие расстояния до предмета и изображения.

4. Обобщенные положения зрачков задаются в диоптриях, если предмет находится на конечном расстоянии, и в линейной мере, если система имеет код 00.

5. Обобщенные апертуры для близких предметов и изображений выражаются через синусы углов, а для удаленных предметов изображений — в линейной мере.

6. Вектор поперечных aberrаций выражается через градиент волновой aberrации. Продольные aberrации задаются в линейной мере для близкого изображения и в диоптриях для изображения в бесконечности.

7. Конструктивные параметры r_i и d_i задаются в линейной мере.

Различают два способа описания конструктивных параметров оптического устройства – в виде простых и индексных идентификаторов. Простые идентификаторы имеют индекс, записанный без скобок. Например, в операторах ЯОО

$$R1 = 8\emptyset.5, R2 = 1\emptyset\emptyset.\emptyset;$$

указано, что первый радиус моделируемой оптической схемы равен 80, 5, а второй – 100. Аналогичную запись можно сделать, используя индексный идентификатор, отличающийся наличием скобок после имени:

$$R(1-2) = 8\emptyset.5, 1\emptyset\emptyset.\emptyset;$$

Заметим, что разработчики программного комплекса сохранили мнемонику в записи идентификаторов. Так, r_i имеет идентификатор R , d_i-D и n_i-N . Понятие "значение" имеет расширенное толкование в ЯОО. В качестве значения допускается использовать не только константы, но и идентификаторы, и арифметические выражения, т. е. в нормальной форме Бэкуса операторы ЯОО могут иметь вид:

- 1) $\langle \text{идентификатор} \rangle = \langle \text{константа} \rangle$;
- 2) $\langle \text{идентификатор} \rangle = \langle \text{идентификатор} \rangle$;
- 3) $\langle \text{идентификатор} \rangle = \langle \text{идентификатор} \rangle * \langle \text{идентификатор} \rangle, \dots$;

Знак $*$ – символ арифметической операции.

Следует помнить, что 2-ю и 3-ю конструкции можно записывать только для идентификаторов, которым ранее присвоено значение константы. Например, с помощью операторов ЯОО

$$D(1-3) = 6\emptyset.\emptyset, 3\emptyset.5, 7\emptyset.3; D4 = D3; E5 = D1 - D3$$

описываются следующие конструктивные параметры:

$$d_1 = 60; d_2 = 30,5; d_3 = 70,3; d_4 = 70,3; d_5 = -10,3.$$

В качестве констант в правой части оператора ЯОО могут выступать не только числовые константы, но и условные обозначения, оговоренные соответствующими стандартами. Например, оператором ЯОО

$$L(2-4) = E, C, \emptyset.7\emptyset7;$$

задаются значения длин волн для стандартных линий спектра E и C, а также указывается конкретное значение для третьей длины волны. Таким образом, предыдущий оператор соответствует условным обозначениям на оптических схемах:

$$\lambda_2 = 0,5461 \text{ мкм}, \lambda_3 = 0,6563 \text{ мкм}, \lambda_4 = 0,707 \text{ мкм}.$$

Методы расчетов и модельного представления оптических устройств построены разработчиками программного комплекса в трех основных приближениях, возникающих при решении системы уравнений Максвелла:

- 1) геометрическое приближение для коротких длин волн и в параксиальной области (схема расчета нулевого луча);
- 2) геометрическое приближение для коротких длин волн вне параксиальной области (схема Федера для сферических поверхностей и схема Спенсера для асферики);
- 3) приближения скалярной теории дифракции.

В заключение отметим, что в программном комплексе ПАСМ также предусмотрена возможность анализа оптического устройства при описании оптической схемы через конструктивные параметры схемотехнического уровня или коэффициенты волновой aberrации. Такое методическое отступление сделано для облегчения связи между двумя иерархическими уровнями.

2. АВТОМАТИЗИРОВАННОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ

Задача синтеза электронных схем полностью еще не решена, но наличие малого числа наименований конструктивных параметров электронных схем существенно облегчает их компоновку на основе чисто эвристических методов проектирования. Кроме того, существование функционально и конструктивно законченных элементарных схем (например таких, как резонансный усилитель, триггер, квадратичный детектор и др.) позволяет проектанту с помощью соответствующей базы данных решать эту задачу вручную. Поэтому важнейшей задачей при проектировании электронных схем является анализ их работы в статическом режиме и при переходных процессах. В САПР ОЭП это имеет особо важное значение, поскольку анализ работы этих схем с учетом собственных шумов и случайных входных сигналов можно провести на системотехническом уровне. При этом исследование внутренних шумов схемы с точностью до влияния отдельных конструктивных параметров (сопротивлений, емкостей, индуктивностей и др.) может только осложнить представление проектантом объекта проектирования в целом.

При анализе работы электронной схемы проектанта часто интересует обеспечение таких условий ТЗ, как радиационная защита, минимальное влияние температурного фона на качество переходных процессов и общее функционирование этой системы в условиях указанных воздействий.

Для решения поставленных задач удобно применить следующую технологию проектных работ.

Этап 1. С помощью программного интерфейса массив чисел, задающий передаточную функцию одномерной части ОЭП (или импульсный отклик), преобразуется к аналитическому виду путем аппроксимации дробно-рациональной функции

$$W(p) = \frac{\beta_k p^k + \beta_{k-1} p^{k-1} + \dots + \beta_1 p + \beta_0}{\alpha_i p^i + \alpha_{i-1} p^{i-1} + \dots + \alpha_1 p + \alpha_0},$$

которая преобразуется к факторизованному виду

$$W(p) = \prod_i w_i(p).$$

Этап 2. По виду $W(p)$ определяются компоненты принципиальной схемы. Если частью электронной схемы является микропроцессор, то необходимо задаться его быстродействием.

Если в схеме должен преобразовываться модулированный сигнал и требуется включение нелинейных элементов типа вентилей или синхронных детекторов, то необходимость присутствия таких компонентов очевидна уже на системотехническом уровне проектирования ОЭП, когда ре-

шается задача компоновки объекта проектирования и выбора метода анализа изображения.

Этап 3. Анализ ориентировочно выбранной электронной схемы, который удобнее всего проводить с помощью специальных программных комплексов.

Этап 4. Параметрическая оптимизация электронной схемы, уточненной на этапе 3.

В приведенной технологии проектных работ целесообразно использовать ЭВМ на всех этапах.

Рассмотрим один из способов построения математической модели схемы. Под математической моделью электронной схемы понимается система уравнений, с помощью которой описывают работу исследуемой схемы и которую практически используют для ее анализа.

Она определяется на основании законов Кирхгофа и математических моделей элементов схемы (резисторов, конденсаторов, катушек индуктивности, диодов, транзисторов и др.).

Модель компонента схемы отражает связь токов, проходящих через компоненты, и напряжений на их зажимах.

Для формирования системы уравнений, описывающих работу схемы, использован метод узловых потенциалов, в котором в качестве независимых переменных используются напряжения во внутренних узлах схемы относительно некоторого опорного узла, потенциал которого считается равным нулю. Этот узел обычно называется "землей".

Внутренним узлом называется точка соединения нескольких компонентов схемы, которая не связана непосредственно с источником напряжения. Будем предполагать, что один из выводов каждого источника напряжения соединен с землей.

Метод узловых потенциалов основан на первом законе Кирхгофа, утверждающем, что сумма токов, вытекающих из узла, равна нулю. Если токи выразить через узловые потенциалы, то для схемы, содержащей N внутренних узлов, с помощью первого закона Кирхгофа получим систему N уравнений относительно неизвестных напряжений во внутренних узлах.

В векторной форме эта система имеет вид

$$\mathbf{I}(\mathbf{U}) = 0,$$

где $\mathbf{I} = (I_1, I_2, I_3, \dots, I_N)$ – вектор узловых токов; $\mathbf{U} = (U_1, U_2, U_3, \dots, U_N)$ – вектор узловых потенциалов.

Определим j -й компонент вектора $\mathbf{I}$ как алгебраическую сумму токов ветвей, связанный с j -м узлом:

$$I_j = \sum_{k=1}^{n_j} I_j^k.$$

где I_j^k – ток k -й ветви, связанной с j -м узлом; n_j – число ветвей, связанных с j -м узлом.

Обычно внутренние узлы обозначают последовательными целыми числами, начиная с единицы, которые соответствуют той же последовательности узловых уравнений, т. е. j -му узлу соответствует j -е уравнение в системе.

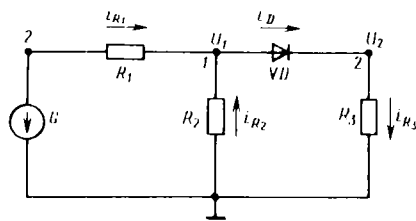


Рис. 40. Исходная электрическая схема

Пример. Построение модели электронной схемы методом узловых потенциалов. Схема (рис. 40) имеет два внутренних узла 1 и 3, следовательно, система уравнений, описывающая данную схему, будет второго порядка.

Зададимся направлением токов через компоненты и примем, что ток, втекающий в узел, имеет знак минус, а вытекающий — плюс.

На основании первого закона Кирхгофа

$$I_1 = i_{VD} - i_{R1} - i_{R2} = 0; \quad I_3 = i_{R3} - i_{VD} = 0. \quad (138)$$

Известно, что ток, протекающий через резистор и диод соответственно равны:

$$I = \frac{U_R}{R}; \quad I_{VD} = I_{TD} \left(\exp \frac{U_{VD}}{U_{VDТ}} - 1 \right), \quad (139)$$

где U_R , U_{VD} — падение напряжения на R и VD ; R — сопротивление резистора; I_{VD0} — обратный ток диода; $U_{VDТ}$ — температурный потенциал.

С учетом функций (139) выражения (138) имеют вид:

$$\begin{aligned} I_1 &= I_{VD0} \left(\exp \frac{U_{VD}}{U_{VDТ}} - 1 \right) - \frac{U_{R1}}{R_1} - \frac{U_{R2}}{R_2} = 0; \\ I_3 &= \frac{U_{R3}}{R_3} - I_{TD} \left(\exp \frac{U_{VD}}{U_{VDТ}} - 1 \right) = 0. \end{aligned} \quad (140)$$

Выразив напряжения на резисторах и диоде через узловые потенциалы, получим систему двух уравнений с двумя неизвестными U_1 и U_2 :

$$\begin{cases} I_{VD0} \left(\exp \frac{U_1 - U_2}{U_{VDТ}} - 1 \right) - \frac{E - U_1}{R_1} + \frac{U_1}{R_2} = 0; \\ \frac{U_2}{R_3} - I_{TD} \left(\exp \frac{U_1 - U_2}{U_{VDТ}} - 1 \right) = 0. \end{cases} \quad (141)$$

При выражении напряжений на элементах через узловые потенциалы необходимо учитывать выбранное направление токов. При этом принимают прямое направление тока через диод от анода к катоду, так как выражение

$$I_{VD} = I_{VD0} \left(\exp \frac{U_{VD}}{U_{VDТ}} - 1 \right)$$

справедливо только, если напряжение на диоде вычисляется как разность напряжений на аноде и катоде.

Полученную систему трансцендентных уравнений (141) можно решать многими известными способами (методом Ньютона-Рафсона, методом Бройдена и т. п.).

Методика решения системы интегродифференциальных уравнений.

При наличии в схеме конденсаторов и катушек индуктивности с помощью метода узловых потенциалов математическую модель получают в виде системы интегродифференциальных уравнений. Подобные системы уравнений эффективно реализуются при использовании неявных формул интегрирования вида

$$x_{n+1} = -\frac{1}{h} \sum_{i=0}^p a_i x_{n+1-i}, \quad (142)$$

где x_{n+1-i} — значения переменных в моменты времени t_{n+1-i} ; a_i — постоянный шаг интегрирования; p — порядок формулы интегрирования; n — номер шага интегрирования.

Основная идея способа заключается в сведении системы интегродифференциальных уравнений на каждом шаге интегрирования к системе нелинейных алгебраических уравнений.

Проиллюстрируем методику такого сведения на примере схемы, приведенной на рис. 41.

На основании первого закона Кирхгофа запишем

$$I_C + I_{VD} - I_R = 0; \quad I_L - I_{VD} = 0.$$

Учитывая соотношения токов и напряжений в элементах, это выражение перепишем в виде

$$C \frac{dU_1}{dt} + I_{VD0} \left(\exp \frac{U_1 - U_2}{U_{VDT}} - 1 \right) - \frac{E - U_1}{R} = 0; \quad (143)$$

$$L \int U_2 dt - I_{VD0} \left(\exp \frac{U_1 - U_2}{U_{VDT}} - 1 \right) = 0.$$

Тогда в момент времени $t = t_{n+1}$

$$I_{C, n+1} + I_{VD, n+1} - I_{R, n+1} = 0;$$

$$I_{L, n+1} - I_{VD, n+1} = 0.$$

Используем неявную формулу Эйлера — самую простую из формул интегрирования:

$$\dot{x}_{n+1} = (x_{n+1} - x_n)/h.$$

Тогда для конденсатора имеем:

$$\frac{dU_C}{dt} \Big|_{t_{n+1}} = \frac{U_{C, n+1} - U_{C, n}}{h}$$

и ток через конденсатор на $(n+1)$ -м шаге интегрирования

$$I_{C, n+1} = C \frac{dU_C}{dt} \Big|_{t_{n+1}} = \frac{C}{h} (U_{C, n+1} - U_{C, n}).$$

Аналогичным образом в соответствии с выбранной формулой интегрирования (142) выражение для тока через катушку индуктивности имеет вид

$$\frac{dI_L}{dt} \Big|_{t_{n+1}} = \frac{I_{L, n+1} - I_{L, n}}{h},$$

$$U_{L, n+1} = L \frac{dI_L}{dt} \Big|_{t_{n+1}} = \frac{L}{h} (I_{L, n+1} - I_{L, n}).$$

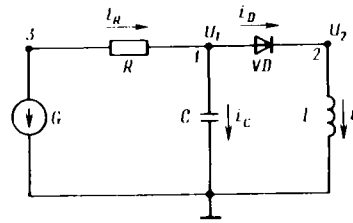


Рис. 41. Эквивалентная электрическая схема

откуда

$$I_{L, n+1} = \frac{h}{L} U_{L, n+1} + I_{L, n}$$

С учетом полученных выражений система уравнений на $(n+1)$ -м шаге интегрирования имеет вид

$$\frac{C}{h} (U_{C, n+1} - U_{C, n}) + I_{VD0} \left(\exp \frac{U_{VD, n+1}}{U_{VDT}} - 1 \right) - \frac{U_{R, n+1}}{R} = 0;$$

$$\frac{h}{L} U_{L, n+1} + I_{L, n} - I_{VD0} \left(\exp \frac{U_{VD, n+1}}{U_{VDT}} - 1 \right).$$

Выразив напряжения на элементах через узловые потенциалы, получим систему двух уравнений для вычисления узловых потенциалов на $(n+1)$ -м шаге:

$$I_1 = \frac{C}{h} (U_{1, n+1} - U_{1, n}) + I_{VD0} \left(\exp \frac{U_{1, n+1} - U_{2, n+1}}{U_{VDT}} - 1 \right) - \frac{E - U_{1, n+1}}{R} = 0;$$

$$I_2 = \frac{h}{L} U_{2, n+1} + I_{L, n} - I_{VD0} \left(\exp \frac{U_{1, n+1} - U_{2, n+1}}{U_{VDT}} - 1 \right) = 0.$$

Следует заметить, что значения $U_{1, n}$ и $I_{L, n}$ вычисляются на предыдущем шаге и их необходимо запомнить.

Используя рассмотренную методику, на $(n+1)$ -м шаге интегрирования на основании метода узловых потенциалов можно сформулировать систему нелинейных алгебраических уравнений относительно вектора узловых потенциалов U_{n+1} :

$$I(U_{n+1}) = 0.$$

Для решения этой системы, как правило, используется итерационный метод Ньютона-Рафсона, основанный на сочетании неявных методов интегрирования с методами обработки разреженных матриц. Это позволило разработать простые и эффективные алгоритмы формирования математических моделей электронных схем на основании метода узловых потенциалов.

Пакет специализированных программ для автоматизации схемотехнического проектирования электронных устройств [17]. ПАРМ — программа анализа методом разреженных матриц статических состояний и переходных процессов в электронных схемах. В ПАРМ использован метод узловых потенциалов. Число узлов анализируемой принципиальной схемы не должно превышать 200. Прогноз затрат машинного времени на анализ схемы с помощью ПАРМ определяется выражением

$$TM = 8,0Ш(TU + 3TS)(2T + D + N)10^{-5}$$

где Ш — число шагов интегрирования (как правило, 1000–3000); Т — число транзисторов в схеме; D — число диодов; N — число узлов, TU — время выполнения длинной операции (типа умножения) с двойной точностью, мкс; TS — время выполнения короткой операции типа сложения, мкс.

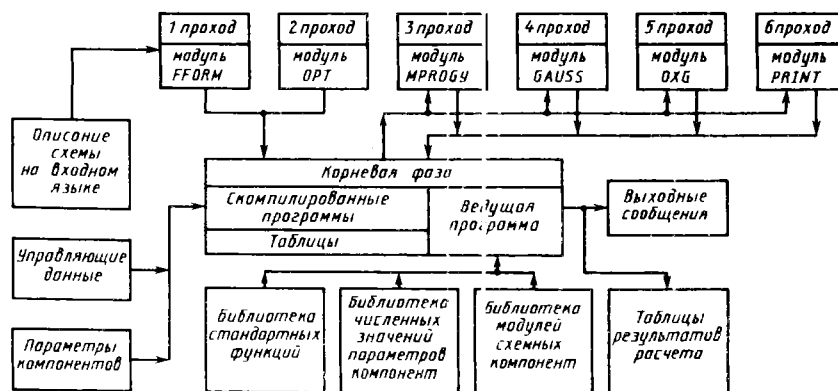


Рис. 42. Структура пакета прикладных программ ПАРМ

Выходная информация в ПАРМ представляет собой таблицу токов и напряжений элементов схемы.

Структура комплекса. ПАРМ состоит из 6 модулей, ведущей программы и библиотек постоянной информации. Взаимосвязь модулей с ведущей программой показана на рис. 42.

Все модули практически не зависят один от другого, результаты работы каждого модуля располагаются в корневой фазе.

Рассмотрим основные функции модулей.

Модуль FFORM вводит данные с описанием топологии схемы, проводит лексическую и синтаксическую обработку текста на ЯОО, формулирует промежуточные таблицы.

Модуль OPT обеспечивает минимизацию числа новых ненулевых элементов при решении системы линейных алгебраических уравнений в методе разреженных матриц, используемом в ПАРМ.

Модуль MPROGY генерирует машинную программу вычисления матриц узловых проводимостей и вектора-столбца токов источников токов.

Модуль GAUSS генерирует машинную программу для вычисления вектора приращений узловых потенциалов в $\Delta\varphi$ методом L/V -разложения.

Модуль OXG обеспечивает решение системы уравнений.

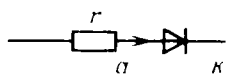
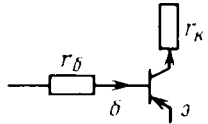
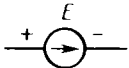
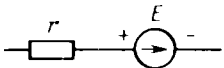
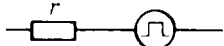
Модуль PRINT генерирует машинную программу вычисления результатов, интересующих пользователя, и выводит на печать.

Ведущая программа, используя генерируемые машинной программы, а также библиотеки стандартных функций, схемных компонентов и числовых значений параметров компонентов непосредственно рассчитывает переходные процессы в схеме.

Подготовка одновариантного анализа электронной схемы заключается в составлении и решении уравнений математической модели схемы и обычно включает следующие процедуры, выполняемые инженером-пользователем вручную:

преобразование принципиальной схемы в эквивалентную путем добавления учитываемых паразитных элементов и элементов, имитирующих нагрузку,

нумерацию узлов,

Элемент схемы	Эквивалентная схема
Диод	 
Транзистор	 
Источник ЭДС	 
Источник трапецидального сигнала	 

запись исходной информации на входном языке программы, т. е. запись перечня элементов эквивалентной схемы с указанием номеров инцидентных узлов и значений параметров.

Подготовка схемы к кодировке. На этом этапе диоды, транзисторы и источники ЭДС заменяют эквивалентными схемами этих элементов и составляют эквивалентную схему всей электронной схемы с добавлением учитываемых паразитных элементов и элементов, имитирующих нагрузку (табл. 3). Эта процедура выполняется инженером-пользователем вручную и является частью составления математической модели системы.

Далее описывают топологию схемы, т. е. составляют формуляр, для чего необходимо выполнить десятичную нумерацию узлов схемы и проставить направления токов в двухполюсниках, причем порядок нумерации узлов произволен. Правило простановки направления токов следующее: для элементов выбранное направление тока влияет только на знаки результата при печати; для диодов ток должен быть направлен от анода к катоду; для источников напряжения — от положительного полюса к отрицательному; для транзисторов направление тока не указывают.

Составление описания формуляра на языке ЯОО ПАРМ. Информация о топологии записывается на бланках для Ассемблера или ФОРТРАНА, начиная с первой позиции. На одной строке бланка можно записать произвольное целое число описаний элементов схемы. Не допускается размещать описание одного элемента более чем на одной карте. Порядок описания элементов в формуляре произволен, за исключением описания транзисторов, имеющих одинаковый признак повторяемости. Эти описания должны следовать непосредственно один за другим.

Начинается формуляр с карты, на которой нанесена информация о последнем номере узла в схеме. Номер — это четырехзначное десятичное число, например 0137. Следующая карта произвольная, например с названием схемы. Далее следует описание схемы.

Для двухполюсников оно выглядит так:

$K Y_1 Y_2 P$,

где K — символьный код элемента (R, C, L, E, N, D, T, I); Y_1, Y_2 — трехзначные десятичные номера узлов, между которыми включен элемент, ток течет от узла Y_1 и Y_2 ; P — признак печати ($P=1$ — печать напряжения, $P=2$ — печать тока, $P=3$ — печать напряжения и тока; исключение составляет диод — для него можно указать только $P=1$).

Используются следующие коды элементов; R — резистор, C — конденсатор, L — катушка индуктивности, E — источник постоянного напряжения, N — источник трапецидальной формы, D — диод, T — транзистор, I — источник тока трапецидальной формы.

Пример. Часть формуляра выглядит следующим образом:

$E0170053C0010231D0100141R0010022$.

Здесь содержатся следующие данные: источник напряжения E подключен положительным полюсом к 17-му узлу, а отрицательным — к 5-му узлу, выведены на печать напряжение и ток, конденсатор C включен между 1-м и 23-м узлами, вывод на печать напряжения, диод D анодом подключен к 10-му узлу, а катодом к 14-му, печать напряжения, резистор R включен между 1-м и 2-м узлами, печать тока.

Для транзисторов описание имеет вид

$TX Y_1 Y_2 Y_3 PS$,

где X — признак типа проводимости транзистора (N для транзисторов $n-p-n$ -типа и P для транзистора $p-n-p$ -типа); Y_1, Y_2, Y_3 — трехзначные номера узлов, к которым подключены эмиттер, база и коллектор; P — признак печати ($P1$ — печатать напряжение эмиттер–база, $P2$ — печатать напряжение коллектор–база, $P3$ — печатать напряжение того и другого; если напряжение положительно — переход открыт, если отрицательно — закрыт); S — признак повторяемости параметров транзистора, произвольный символ, одинаковый для транзисторов с одинаковыми числовыми параметрами.

Следует отметить, что транзисторы с одинаковыми параметрами в формуляре должны следовать непосредственно один за другим. Если транзисторы разного типа проводимости, но с одинаковыми числовыми параметрами S , то для них также можно указать одинаковый признак повторяемости параметров. Символ "пробел" можно использовать в качестве S (часто в качестве символа S используют символ *).

Последней картой формуляра должна быть карта с символом в первой колонке.

Пример. Оформление формуляра для анализа электронной схемы: двухкаскадный усилитель с непосредственной связью между каскадами с использованием компенсации температурных изменений режимов в первом каскаде на плоскостном диоде (рис. 43) и его эквивалентная схема (рис. 44).

Оформление формуляра для операторов имеет вид

0017

УН4

TP0050040063*TP0120100113*D0080051

M0170163

E015003

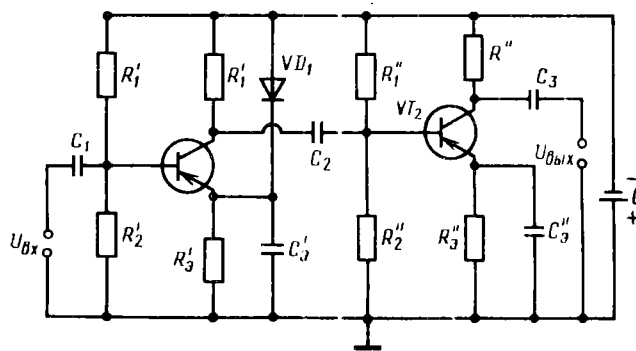


Рис. 43. Схема двухкаскадного усилителя

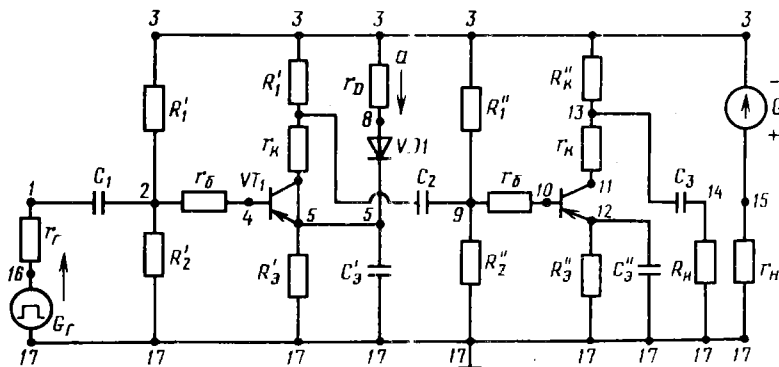


Рис. 44. Эквивалентная схема двухкаскадного усилителя

C0010021C0170051C0060091C012017
R0160012R0020032R0020171R0020042
R0050172R0060072R0070032R0030082
R0030092R0090172R0090102R0030132
R0130112R0120172R0140172R0170152
K

Подготовка числовых данных. На основе эквивалентной схемы и формулы готовится массив параметров, который содержит всю числовую информацию об анализируемой схеме, а также режимах анализа статических состояний и переходных процессов в схеме.

Числовые данные состоят из следующих частей: а) режимных параметров, б) параметров компонентов, в) пределов значений, в которых строятся графики.

Массив режимных параметров. Описание массивов в ФОРТРАНЕ осуществляется с помощью оператора DIMENSION. Этот массив состоит из чисел, которые набиваются на одной карте:

DTNACH — начальный и минимальный шаг интегрирования;

TKON — интервал времени, на котором рассматривается поведение схемы, с учетом времени выхода на статический режим от нулевых начальных условий;

Δ , Δ_1 , Δ_2 — константы автоматического выбора шага интегрирования;
ДТПЕЧ — интервал времени, через который производится вывод расчетов на печать. Обычно $\text{ДТПЕЧ} = (0,002 \div 0,01) \text{ТКОН}$.

М а с с и в п а р а м е т р о в (м а с с и в П К). Все числовые значения параметров должны быть обязательно в одной системе единиц: E — в вольтах, C — в пикофарадах, R — в килоомах, I — в миллиамперах, t — в наносекундах. Все числа готовятся в произвольном формате языка ФОРТРАН (в форме F , в форме E и т. д.).

Элементы R , L , C имеют по одному параметру. Для резисторов R указывается проводимость. Элемент E имеет два параметра — внутреннюю проводимость источника и его ЭДС.

Для N задается семь параметров (источник трапецеидальной формы):

G — внутренняя проводимость источника; U_0 — начальный уровень ЭДС сигнала; U_M — амплитуда сигнала, T_3 — время задержки сигнала, $T_{ПФ}$ — время переднего фронта, T_B — время вершины, $T_{ЗФ}$ — время заднего фронта на уровнях U_0 и $U_0 + U_M$.

Для I задаются шесть параметров (источник тока трапецеидальной формы): — I_0 — начальный ток, I_M — амплитуда тока, временные параметры такие же, как для N .

Для диода задаются пять параметров:

I_T — темновой ток, C_b — барьерная емкость, $M_F T$ — температурный потенциал, τ — постоянная времени, G_y — проводимость утечки.

Для транзисторов задаются параметры:

$I_{T.э}$ — тепловой ток эмиттера, $I_{T.к}$ — тепловой ток коллектора, $C_{б.э}$, $C_{б.к}$ — барьерная емкость эмиттерного и коллекторного переходов, $M_{Ф_{Tэ}}$, $M_{Ф_{Tk}}$ — температурный потенциал эмиттерного и коллекторного переходов, τ , $\tau_{и}$ — постоянная времени при прямом и инверсном включении, B , $B_{и}$ — коэффициенты усиления по току при прямом и инверсном включении, $G_{y.э}$, $G_{y.к}$ — проводимость утечки эмиттерного и коллекторного переходов.

М а с с и в п р е д е л о в для каждого из результатов, выводимых на печать в виде графиков. Первым задается минимальное значение, которое может принимать данная переменная, вторым — максимальное значение. Если значения переменных окажутся вне заданных пределов параметров, они исчезают с листинга. Этим моментом можно воспользоваться, если необходимо избежать построения какого-либо графика.

На выходном листинге ПАРМ располагается текст формуляра, строка с числом компонентов различного типа, сообщение о скомпилированных машинных программах, сообщение о числе нулевых компонентов в матрице Якоби, массив ПК, сообщение о числе реактивностей в схеме, таблица результатов расчета, в которой последнее число последней строки — текущее время моделирования.

Из этой информации пользователю необходимы текст формуляра, массив ПК, результаты расчета, остальная информация носит вспомогательный характер.

Схемотехнический уровень проектирования ОЭП ориентирован на формулировку ТЗ, составление проектной документации в виде чертежей оптического выпуска и принципиальных электрических схем. Эти документы передаются на уровень рабочего проектирования, с которого начинает функционировать система автоматизированного конструирования и система технологической подготовки производства. Эти системы не являются предметом рассмотрения, и читатель может познакомиться с успехами, достигнутыми в этой области, по материалам работы [5]. Отметим только, что в этой области сделано не так много, как хотелось бы конструктору ОЭП.

Итак, заключительным этапом проектных работ в САПР ОЭП является выпуск технической документации, состав которой определяется государственными нормативными актами — единой системой конструкторской документации (ЕСКД). К ЕСКД относятся графические и текстовые документы.

К числу документов схемотехнического уровня проектирования ОЭП следует отнести такие документы, как чертежи оптической схемы и принципиальной электрической схемы для анализа корректности исходных данных и преобразования моделей объектов проектирования в графические модели на плоскости и в пространстве. Обслуживающие модули делятся на три группы. Первая группа преобразует исходные данные, введенные проектантом или полученные на схемотехническом уровне, в математические модели графических изображений и таблиц.

Вторая группа содержит универсальные программы для выполнения чертежных работ (штриховка, построение координатных осей, графиков функций и т. д.).

Третья группа содержит аппаратно-ориентированные программы действия устройств вывода графической информации.

Управляющие модули программного комплекса состоят из трансляторов со входного ЯОЗ и программы управления заданиями.

На этапе завершения проектных работ с помощью директив ЯОЗ проектант вводит описание объекта проектирования, например, в виде, принятом в программном комплексе ЛАРМ. Описание проходит синтаксический контроль и трансляцию на метаязык программного комплекса.

В результате трансляции формируются таблицы, списки и подбираются условные обозначения схемы.

На следующем этапе компонуются массивы отображения схем из подобранных архивных элементарных обозначений, соответствующих ЕСКД.

Затем компонуются листы в целях максимального их заполнения и вычерчиваются соединительные линии между элементами в соответствии с требованиями ЕСКД. При этом работа графопостроителей ЕС-7051, ЕС-7052 происходит под действием управляющей программы комплекса. Текстовая часть проектной документации выдается на алфавитно-цифровое печатающее устройство.

Основными критериями качества работ описанного программного комплекса являются: максимальная плотность заполнения листов, мини-

мальная длина соединительных линий, минимальное число пересечений соединительных линий, минимальное число связей между отдельными листами.

Приложение I. Математический аппарат для исследования нелинейных систем.

1. Ядра полинома Вольтерра для композиции двух нестационарных нелинейных систем:

$$\begin{aligned} G_0(t) &= b_0 + b_1 a_0 \int_{E^1} W_1(t, \tau) d\tau + \\ &+ b_1 a_0^2 \int_{E^2} W_2(t, \tau_1, \tau_2) dv_{\tau} + \dots; \\ G_1(t, \sigma_1) &= b_1 a_1 \int_{E^1} W_1(t, \tau_1) H(\tau_1, \sigma) d\tau_1 + \\ &+ b_2 a_1 a_0 \int_{E^2} W_2(t, \tau_1, \tau_2) H_1(\tau_1, \sigma_1) dv_{\tau} + \\ &+ b_2 a_0 a_1 \int_{E^2} W_2(t, \tau_1, \tau_2) H_1(\tau_2, \sigma_1) dv_{\tau}; \\ G_2(t, \sigma_1, \sigma_2) &= b_1 a_2 \int_{E^1} W_1(t, \tau_1) H_2(\tau_1, \sigma_1, \sigma_2) d\tau_1 + \\ &+ b_2 a_0 a_2 \int_{E^2} W_2(\tau_1, \tau_2) H_2(\tau_1, \sigma_1, \sigma_2) dv_{\tau} + \\ &+ b_2 a_2 a_0 \int_{E^2} W_2(t, \tau_1, \tau_2) H_2(\tau_2, \sigma_1, \sigma_2) dv_{\tau} + \\ &+ b_2 a_1 a_1 \int_{E^2} W_2(t, \tau_1, \tau_2) \prod_{r=1}^2 H_1(\tau_r, \sigma_r) dv_{\tau}; \\ &\dots \end{aligned}$$

2. Ядра полинома Вольтерра для нестационарной нелинейной системы с жесткой отрицательной обратной связью:

$$\begin{aligned} W_2(t, \tau_1, \tau_2) &= - \int_{E^3} W_1(t, \gamma) H_2(\gamma, \sigma_1, \sigma_2) \prod_{r=1}^2 W_1(\sigma_r, \tau_r) dv_{\sigma} d\gamma, \\ W_3(t, \tau_1, \tau_2, \tau_3) &= - \int_{E^3} W_1(t, \gamma) H_2(\gamma, \sigma_1, \sigma_2) \times \\ &\times W_1(\sigma_1, \tau_1) W_2(\sigma_2, \tau_2, \tau_3) dv_{\sigma} d\gamma - \int_{E^3} W_1(t, \gamma) H_2(\gamma, \sigma_1, \sigma_2) \times \\ &\times W_2(\sigma_1, \tau_1, \tau_2) W_1(\sigma_2, \tau_3) dv_{\sigma} d\gamma - \int_{E^4} W_1(t, \gamma) H_2(\gamma, \sigma_1, \sigma_2, \sigma_3) \times \\ &\times \prod_{r=1}^3 W_1(\sigma_r, \tau_r) dv_{\sigma} d\gamma, \\ &\dots \end{aligned}$$

3. Изображение ядер полинома Вольтерра для произведения двух стационарных нелинейных систем:

$$\begin{aligned} \tilde{G}_2(\nu_1, \nu_2) &= a_1 b_1 \tilde{H}_1(\nu_1) \tilde{H}_1(\nu_2); \\ \tilde{G}_3(\nu_1, \nu_2, \nu_3) &= a_1 b_2 \tilde{H}_1(\nu_1) \tilde{H}_2(\nu_2, \nu_3) + a_2 b_1 \tilde{H}_2(\nu_1, \nu_2) \tilde{H}_1(\nu_3); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\tilde{G}_4(v_1, v_2, v_3, v_4) = & a_1 b_3 \tilde{H}_1(v_1) \tilde{W}_3(v_2, v_3, v_4) + \\ & + a_2 b_2 \tilde{H}_2(v_1, v_2) \tilde{W}_2(v_3, v_4) + a_3 b_1 \tilde{H}_3(v_1, v_2, v_3) \tilde{W}_1(v_4); \\ & \dots\end{aligned}$$

4. Изображение ядер полинома Вольтерра для композиции двух стационарных нелинейных систем:

$$\begin{aligned}\tilde{G}_1(v) &= b_1 a_1 \tilde{W}_1(v) \tilde{H}_1(v); \\ \tilde{G}_2(v_1, v_2) &= b_1 a_2 \tilde{W}_1(v_1 + v_2) \tilde{H}_2(v_1, v_2) + \\ &+ b_2 a_1 a_1 \tilde{W}_2(v_1, v_2) \tilde{H}_1(v_1) \tilde{H}_1(v_2); \\ \tilde{G}_3(v_1, v_2, v_3) &= b_1 a_3 \tilde{W}_1(v_1 + v_2 + v_3) \tilde{H}_3(v_1, v_2, v_3) + \\ &+ b_2 a_1 a_2 \tilde{W}_2(v_1, v_2 + v_3) \tilde{H}_1(v_2) \tilde{H}_1(v_3) + \\ &+ b_2 a_2 a_1 \tilde{W}_2(v_1 + v_2 + v_3) \tilde{H}_2(v_1, v_2) \tilde{H}_1(v_3) + \\ &+ b_3 a_1 a_1 a_1 \tilde{W}_3(v_1, v_2, v_3) \prod_{r=1}^3 \tilde{H}_1(v_r); \\ \tilde{G}_4(v_1, v_2, v_3, v_4) &= b_1 a_4 \tilde{W}_1(v_1 + v_2 + v_3 + v_4) \tilde{H}_4(v_1, v_2, v_3, v_4) + \\ &+ b_2 a_1 a_3 \tilde{W}_2(v_1, v_2 + v_3 + v_4) \tilde{H}_1(v_1) \tilde{H}_3(v_2, v_3, v_4) + \\ &+ b_2 a_2 a_2 \tilde{W}_2(v_1 + v_2, v_3 + v_4) \tilde{H}_2(v_1, v_2) \tilde{H}_2(v_3, v_4) + \\ &+ b_2 a_3 a_1 \tilde{W}_2(v_1 + v_2 + v_3, v_4) \tilde{H}_3(v_1, v_2, v_3) \tilde{H}_1(v_4) + \\ &+ b_3 a_2 a_1 a_3 \tilde{W}_3(v_1 + v_2, v_3, v_4) \tilde{H}_2(v_1, v_2) \tilde{H}_1(v_3) \tilde{H}_1(v_4) + \\ &+ b_3 a_1 a_2 a_1 \tilde{W}_3(v_1, v_2 + v_3, v_4) \tilde{H}_1(v_1) \tilde{H}_2(v_2, v_3) \tilde{H}_1(v_4) + \\ &+ b_3 a_1 a_1 a_2 \tilde{W}_3(v_1, v_2, v_3 + v_4) \tilde{H}_1(v_1) \tilde{H}_1(v_2) \tilde{H}_2(v_3, v_4) + \\ &+ b_4 a_1 a_1 a_1 a_1 \tilde{W}_4(v_1, v_2, v_3, v_4) \prod_{r=1}^4 \tilde{H}_1(v_r); \\ & \dots\end{aligned}$$

5. Изображение ядер полинома Гольтерра по сигналу ошибки стационарной нелинейной системы с обратной связью общего вида:

$$\begin{aligned}\tilde{Q}_1(v) &= \frac{1}{1 + \tilde{G}_1(v)}; \quad \tilde{Q}_2(v_1, v_2) = \frac{\tilde{G}_2(v_1, v_2)}{[1 + \tilde{G}_1(v_1 + v_2)] \prod_{r=1}^2 [1 + \tilde{G}_1(v_r)]}; \\ \tilde{Q}_3(v_1, v_2, v_3) &= \frac{1}{[1 + \tilde{G}_1(v_1 + v_2 + v_3)] \prod_{r=1}^3 [1 + \tilde{G}_1(v_r)]} \times \\ &\times \left[\frac{\tilde{G}_2(v_1 + v_2 + v_3) \tilde{G}_2(v_1, v_2)}{1 + \tilde{G}_1(v_1 + v_2)} + \frac{\tilde{G}_2(v_1, v_2 + v_3) \tilde{G}_2(v_2, v_3)}{1 + \tilde{G}_1(v_2 + v_3)} - \tilde{G}_3(v_1, v_2, v_3) \right]; \\ \tilde{Q}_4(v_1, v_2, v_3, v_4) &= \frac{1}{[1 + \tilde{G}_1(v_1 + v_2 + v_3 + v_4)] \prod_{r=1}^4 [1 + \tilde{G}_1(v_r)]} \times\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \times \left\{ \frac{\tilde{G}_2(\nu_1, \nu_2 + \nu_3 + \nu_4)}{1 + \tilde{G}_1(\nu_2 + \nu_3 + \nu_4)} \left[\frac{\tilde{G}_2(\nu_2 + \nu_3, \nu_4) \tilde{G}_1(\nu_2, \nu_3)}{1 + \tilde{G}_1(\nu_2 + \nu_3)} + \right. \right. \\
& + \frac{\tilde{G}_2(\nu_2, \nu_3 + \nu_4) \tilde{G}_2(\nu_3, \nu_4)}{1 + \tilde{G}_1(\nu_3 + \nu_4)} - \tilde{G}_3(\nu_2, \nu_3, \nu_4) \left. \right] - \\
& - \frac{\tilde{G}_2(\nu_1 + \nu_2, \nu_3 + \nu_4) \tilde{G}_2(\nu_1, \nu_2) \tilde{G}_2(\nu_3, \nu_4)}{[1 + \tilde{G}_1(\nu_1 + \nu_2)][1 + \tilde{G}_1(\nu_3 + \nu_4)]} - \\
& - \frac{\tilde{G}_2(\nu_1 + \nu_2 + \nu_3 + \nu_4)}{1 + \tilde{G}_1(\nu_1 + \nu_2 + \nu_3)} \left[\frac{\tilde{G}_1(\nu_1 + \nu_2, \nu_3) \tilde{G}_2(\nu_1, \nu_2)}{1 + \tilde{G}_1(\nu_1 + \nu_2)} + \right. \\
& + \frac{\tilde{G}_2(\nu_1, \nu_2 + \nu_3) \tilde{G}_2(\nu_2, \nu_3)}{1 + \tilde{G}_1(\nu_2 + \nu_3)} - \tilde{G}_3(\nu_1, \nu_2, \nu_3) \left. \right] + \\
& + \frac{\tilde{G}_3(\nu_1 + \nu_2, \nu_3, \nu_4) \tilde{G}_2(\nu_1, \nu_2)}{1 + \tilde{G}_1(\nu_1 + \nu_2)} + \frac{\tilde{G}_3(\nu_1, \nu_2 + \nu_3, \nu_4) \tilde{G}_2(\nu_2, \nu_3)}{1 + \tilde{G}_1(\nu_2 + \nu_3)} + \\
& + \frac{\tilde{G}_3(\nu_1, \nu_2, \nu_3 + \nu_4) \tilde{G}_2(\nu_3, \nu_4)}{1 + \tilde{G}_1(\nu_3 + \nu_4)} - \tilde{G}_4(\nu_1, \nu_2, \nu_3, \nu_4) \left. \right\}; \\
& \dots \dots \dots
\end{aligned}$$

6. Изображение ядер полинома Вольтерра, определяющего спектр сигнала на выходе стационарной нелинейной системы с обратной связью общего вида:

$$\begin{aligned}
\tilde{V}_1(\nu) &= \tilde{H}_1(\nu) \tilde{Q}_1(\nu); \\
\tilde{V}_2(\nu_1, \nu_2) &= \tilde{H}_1(\nu_1 + \nu_2) \tilde{Q}_2(\nu_1, \nu_2) + \tilde{H}_2(\nu_1, \nu_2) \tilde{Q}_1(\nu_1) \tilde{Q}_1(\nu_2); \\
\tilde{V}_3(\nu_1, \nu_2, \nu_3) &= \tilde{H}_1(\nu_1 + \nu_2 + \nu_3) \tilde{Q}_3(\nu_1, \nu_2, \nu_3) + \\
& + \tilde{H}_2(\nu_1, \nu_2 + \nu_3) \tilde{Q}_1(\nu_1) \tilde{Q}_2(\nu_2, \nu_3) + \tilde{H}_2(\nu_1 + \nu_2, \nu_3) \tilde{Q}_2(\nu_1, \nu_2) \tilde{Q}_1(\nu_3) + \\
& + \tilde{H}_3(\nu_1, \nu_2, \nu_3) \prod_{r=1}^3 \tilde{Q}_1(\nu_r); \\
\tilde{V}_4(\nu_1, \nu_2, \nu_3) &= \tilde{H}_1(\nu_1 + \nu_2 + \nu_3 + \nu_4) \tilde{Q}_4(\nu_1, \nu_2, \nu_3, \nu_4) + \\
& + \tilde{H}_2(\nu_1, \nu_2 + \nu_3 + \nu_4) \tilde{Q}_1(\nu_1) \tilde{Q}_3(\nu_1, \nu_2, \nu_3) + \\
& + \tilde{H}_2(\nu_1 + \nu_2, \nu_3 + \nu_4) \tilde{Q}_2(\nu_1, \nu_2) \tilde{Q}_2(\nu_3, \nu_4) + \\
& + \tilde{H}_2(\nu_1 + \nu_2 + \nu_3 + \nu_4) \tilde{Q}_3(\nu_1, \nu_2, \nu_3) \tilde{Q}_1(\nu_4) + \\
& + \tilde{H}_3(\nu_1 + \nu_2, \nu_3 + \nu_4) \tilde{Q}_2(\nu_1, \nu_2) \tilde{Q}_1(\nu_3) \tilde{Q}_1(\nu_4) + \\
& + \tilde{H}_3(\nu_1, \nu_2 + \nu_3, \nu_4) \tilde{Q}_1(\nu_1) \tilde{Q}_2(\nu_2, \nu_3) \tilde{Q}_1(\nu_4) + \\
& + \tilde{H}_3(\nu_1, \nu_2, \nu_3 + \nu_4) \tilde{Q}_1(\nu_1) \tilde{Q}_1(\nu_2) \tilde{Q}_2(\nu_3, \nu_4) + \\
& + \tilde{H}_4(\nu_1, \nu_2, \nu_3, \nu_4) \prod_{r=1}^4 \tilde{H}_1(\nu_r); \\
& \dots \dots \dots
\end{aligned}$$

7. Многомерные моменты нестационарного случайного процесса:

$$m_u^{(1)}(\tau_1) = M \{ u(\tau) \} = m_u(\tau_1);$$

$$m_u^{(2)}(\tau_1, \tau_2) = M \left\{ \prod_{r=1}^2 u(\tau_r) \right\} = m_u(\tau_1)m_u(\tau_2) + \mu_u^{(2)}(\tau_1, \tau_2);$$

$$m_u^{(3)}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) = M \left\{ \prod_{r=1}^3 u(\tau_r) \right\} =$$

$$= m_u(\tau_1)m_u(\tau_2)m_u(\tau_3) + m_u(\tau_1)\mu_u^{(2)}(\tau_2, \tau_3) +$$

$$+ m_u(\tau_2)\mu_u^{(2)}(\tau_1, \tau_3) + m_u(\tau_3)\mu_u^{(2)}(\tau_1, \tau_2) + \mu_u^{(3)}(\tau_1, \tau_2, \tau_3);$$

$$m_u^{(4)}(\tau_1, \tau_2, \tau_3, \tau_4) = M \left\{ \prod_{r=1}^4 u(\tau_r) \right\} = m_u(\tau_1)m_u(\tau_2)m_u(\tau_3)m_u(\tau_4) +$$

$$+ m_u(\tau_1)m_u(\tau_2)\mu_u^{(2)}(\tau_3, \tau_4) + m_u(\tau_1)m_u(\tau_3)\mu_u^{(2)}(\tau_2, \tau_4) +$$

$$+ m_u(\tau_1)m_u(\tau_4)\mu_u^{(2)}(\tau_2, \tau_3) + m_u(\tau_2)m_u(\tau_3)\mu_u^{(2)}(\tau_1, \tau_4) +$$

$$+ m_u(\tau_2)m_u(\tau_4)\mu_u^{(2)}(\tau_1, \tau_3) + m_u(\tau_3)m_u(\tau_4)\mu_u^{(2)}(\tau_1, \tau_2) +$$

$$+ m_u(\tau_1)\mu_u^{(3)}(\tau_2, \tau_3, \tau_4) + m_u(\tau_2)\mu_u^{(3)}(\tau_1, \tau_3, \tau_4) +$$

$$+ m_u(\tau_3)\mu_u^{(3)}(\tau_1, \tau_2, \tau_4) + m_u(\tau_4)\mu_u^{(3)}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) +$$

$$+ \mu_u^{(4)}(\tau_1, \tau_2, \tau_3, \tau_4);$$

.....

Здесь $\mu_u^{(i)}(\tau_1, \dots, \tau_i)$ — центрированные моменты случайного процесса $\{u(\tau)\}$.

8. Многомерные моменты стационарного случайного процесса:

$$m_u^{(1)}(\tau_1) = m_u;$$

$$m_u^{(2)}(\tau_1, \tau_2) = m_u^2 + R_u(\tau_2 - \tau_1);$$

$$m_u^{(3)}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) = m_u^3 + m_u[R_u(\tau_3 - \tau_1) +$$

$$+ R_u(\tau_3 - \tau_2) + R_u(\tau_2 - \tau_1) + \mu_u^{(3)}(\tau_2 - \tau_1, \tau_3 - \tau_1);$$

$$m_u^{(4)}(\tau_1, \tau_2, \tau_3, \tau_4) = m_u^4 + m_u^2[R_u(\tau_3 - \tau_1) + R_u(\tau_3 - \tau_2) +$$

$$+ R_u(\tau_2 - \tau_1) + R_u(\tau_4 - \tau_1) + R_u(\tau_4 - \tau_2) + R_u(\tau_4 - \tau_3)] +$$

$$+ m_u[\mu_u^{(3)}(\tau_3 - \tau_2, \tau_4 - \tau_2) + \mu_u^{(3)}(\tau_3 - \tau_1, \tau_4 - \tau_1) +$$

$$+ \mu_u^{(3)}(\tau_2 - \tau_1, \tau_4 - \tau_1) + \mu_u^{(3)}(\tau_2 - \tau_1, \tau_3 - \tau_1)] + \mu_u^{(4)}(\tau_2 - \tau_1,$$

$$\tau_3 - \tau_1, \tau_4 - \tau_1);$$

.....

9. Математическое ожидание сигнала на выходе нелинейной полиномиальной системы четвертого порядка при действии на входе стационарного случайного сигнала:

$$\begin{aligned}
m_g = & m_u \tilde{H}_1(0) + m_u^2 \tilde{H}_2(0, 0) + m_u^3 \tilde{H}_3(0, 0, 0) + m_u^4 \tilde{H}_4(0, 0, 0, 0) + \\
& + \int_{E^1} \tilde{R}_u(v_1) \tilde{H}_2(v_1, -v_1) dv_1 + \int_{E^2} \tilde{\mu}_u^{(3)}(v_1, v_2) \tilde{H}_3(v_1+v_2, -v_1, -v_2) \times \\
& \times dv_1 dv_2 + \int_{E^3} \tilde{\mu}_u^{(4)}(v_1, v_2, v_3) \tilde{H}_4(v_1+v_2+v_3, -v_1, -v_2, -v_3) \times \\
& \times dv_1 dv_2 dv_3 + \int_{E^1} \tilde{R}_u(v_1) [m_u \tilde{H}_3(v_1, 0, -v_1) + \\
& + m_u \tilde{H}_3(0, v_1, -v_1) + m_u \tilde{H}_3(v_1, -v_1, 0) + \\
& + m_u^2 \tilde{H}_4(v_1, 0, -v_1, 0) + m_u^2 \tilde{H}_4(0, v_1, -v_1, 0) + \\
& + m_u^2 \tilde{H}_4(v_1, -v_1, 0, 0) + m_u^2 \tilde{H}_4(v_1, 0, 0, -v_1) + \\
& + m_u^2 \tilde{H}_4(0, v_1, 0, -v_1) + m_u^2 \tilde{H}_4(0, 0, v_1, -v_1)] dv_1 + \\
& + \int_{E^2} \tilde{\mu}_u^{(3)}(v_1, v_2) [\tilde{H}_4(0, v_1+v_2, v_1, -v_2) m_u + \tilde{H}_4(v_1+v_2, 0, -v_1, -v_2) \times \\
& \times m_u + \tilde{H}_4(v_1+v_2, -v_1, 0, -v_2) m_u + \\
& + \tilde{H}_4(v_1+v_2, -v_1, -v_2, 0) m_u] dv_1 dv_2.
\end{aligned}$$

10. Многомерные моменты стационарного случайного процесса для определения корреляционной функции выходного сигнала:

$$\begin{aligned}
M \{u(t-\tau_1)u(t+\tau-\tau_2)\} &= m_u^2 + R_u(\tau+\tau_1-\tau_2); \\
M \{u(t-\tau_1)u(t-\tau_2)u(t+\tau-\tau_3)\} &= \\
&= m_u^3 + m_u [R_u(\tau_1-\tau_2) + R_u(\tau+\tau_1-\tau_3) + \\
&+ R_u(\tau+\tau_2-\tau_3)] + \mu_u^{(3)}(\tau+\tau_1-\tau_3, \tau+\tau_2-\tau_3); \\
M \{u(t-\tau_2)u(t+\tau-\tau_2)u(t+\tau-\tau_3)\} &= \\
&= m_u^3 + m_u [R_u(\tau+\tau_1-\tau_2) + R_u(\tau+\tau_1-\tau_3) + \\
&+ R_u(\tau_2-\tau_3)] + \mu_u^{(3)}(\tau+\tau_1-\tau_2, \tau+\tau_1-\tau_3); \\
M \{u(t-\tau_1)u(t-\tau_2)u(t+\tau-\tau_3)u(t+ \\
&+ \tau-\tau_4)\} &= m_u^4 + m_u^2 [R_u(\tau+\tau_1-\tau_3) + \\
&+ R_u(\tau+\tau_2-\tau_3) + R_u(\tau_1-\tau_2) + R_u(\tau+\tau_1-\tau_4) + \\
&+ R_u(\tau+\tau_2-\tau_4) + R_u(\tau_3-\tau_4)] + m_u [\mu_u^{(3)}(\tau+\tau_2-\tau_3, \tau+\tau_2-\tau_4) + \\
&+ \mu_u^{(3)}(\tau+\tau_1-\tau_3, \tau+\tau_1-\tau_4) + \mu_u^{(3)}(\tau_1-\tau_2, \tau+\tau_1-\tau_4) + \\
&+ \mu_u^{(3)}(\tau_1-\tau_2, \tau+\tau_1-\tau_3)] + \mu_u^{(4)}(\tau_1-\tau_2, \tau+\tau_1-\tau_3, \tau+\tau_1-\tau_4); \\
&\dots\dots\dots
\end{aligned}$$

11. Спектральная плотность мощности сигнала на выходе полиномиальной системы второго порядка при действии на входе стационарного случайного процесса:

$$\begin{aligned}
\tilde{R}_g(v) = & |\tilde{H}_1(v)|^2 \tilde{R}_u(v) + m_u \tilde{R}_u(v) [\tilde{H}_2(-v, 0) \tilde{H}_1(v) + \\
& + \tilde{H}_2(0, -v) \tilde{H}_1(v) + \tilde{H}_1(-v) \tilde{H}_2(v, 0) + \tilde{H}_2(0, -v) \tilde{H}_2(0, v)] +
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \int_{E^1} \tilde{H}_1(\nu) \int \tilde{H}_2(-\nu_1, -\nu + \nu_1) \tilde{\mu}_u^{(3)}(\nu_1, \nu - \nu_1) d\nu_1 + \\
& + \int_{E^1} \tilde{H}_1(-\nu) \int \tilde{H}_2(\nu_1, \nu - \nu_1) \tilde{\mu}_u^{(3)}(\nu_1, \nu - \nu_1) d\nu_1 + \\
& + m_u \int_{E^1} \tilde{H}_2(0, \nu) \int \tilde{H}_2(\nu_1, \nu - \nu_1) \tilde{\mu}_u^{(3)}(\nu_1, \nu - \nu_1) d\nu_1 + \\
& + m_u \int_{E^1} \tilde{H}_2(-\nu, 0) \int \tilde{H}_2(\nu_1, \nu - \nu_1) \tilde{\mu}_u^{(3)}(\nu_1, \nu - \nu_1) d\nu_1 + \\
& + m_u \int_{E^1} \tilde{H}_2(0, \nu) \int \tilde{H}_2(-\nu - \nu_1, \nu_1) \tilde{\mu}_u^{(3)}(\nu_1, \nu) d\nu_1 + \\
& + m_u \int_{E^1} \tilde{H}_2(\nu, 0) \int \tilde{H}_2(-\nu - \nu_1, \nu_1) \tilde{\mu}_u^{(3)}(\nu_1, \nu) d\nu_1 + \\
& + \int_{E^2} \tilde{H}_2(-\nu - \nu_1, \nu_1) \tilde{H}_2(\nu_2, \nu - \nu_2) \tilde{\mu}_u^{(4)}(\nu_1, \nu_2, \nu - \nu_2) d\nu_1 d\nu_2.
\end{aligned}$$

12. Многомерные моменты гауссовского стационарного случайного процесса (для определения корреляционной функции выходного сигнала):

$$\begin{aligned}
M \{u(t - \tau_1) u(t + \tau - \tau_2)\} &= m_u^2 + R_u(\tau + \tau_1 - \tau_2); \\
M \{u(t - \tau_1) u(t - \tau_2) u(t + \tau - \tau_3)\} &= m_u^3 + m_u [R_u(\tau_1 - \tau_2) + \\
&+ R_u(\tau + \tau_1 - \tau_3) + R_u(\tau + \tau_2 - \tau_3)]; \\
M \{u(t - \tau_2) u(t + \tau - \tau_2) u(t + \tau - \tau_3)\} &= m_u^3 + m_u [R_u(\tau + \tau_1 - \tau_2) + \\
&+ R_u(\tau + \tau_1 - \tau_3) + R_u(\tau_2 - \tau_3)]; \\
M \{u(t - \tau_1) u(t - \tau_2) u(t + \tau - \tau_3) u(t + \tau - \tau_4)\} &= \\
&= m_u^4 + m_u^2 [R_u(\tau + \tau_1 - \tau_3) + R_u(\tau - \tau_2 - \tau_3) + \\
&+ R_u(\tau_1 - \tau_2) + R_u(\tau + \tau_1 - \tau_4) + R_u(\tau + \tau_2 - \tau_4) + R_u(\tau_3 - \tau_4)] + \\
&+ R_u(\tau_1 - \tau_2) R_u(\tau_3 - \tau_4) + R_u(\tau + \tau_1 - \tau_3) R_u(\tau + \tau_2 - \tau_4) + \\
&+ R_u(\tau + \tau_2 - \tau_3) R_u(\tau + \tau_1 - \tau_4);
\end{aligned}$$

Приложение II. Описание входного языка ПАСМ

Как отмечалось, пакет позволяет моделировать прохождение детерминированных и случайных сигналов через оптико-электронный тракт ОЭП. Под оптико-электронным трактом понимается совокупность линейных двумерных звеньев, преобразующих оптический сигнал, и линейных одномерных звеньев.

Для построения модели необходимо составить программу на входном языке ПАСМ, последовательно записывая на экране дисплея соответствующие операторы. Их последовательность должна соответствовать направлению прохождения сигнала от входа к выходу тракта. Например: ВВОД ИЗОБРАЖЕНИЯ – ОПТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА – АНАЛИЗАТОР ИЗОБРАЖЕНИЯ.

Каждый оператор входного языка ПАСМ соответствует определенно-

му программному модулю пакета и состоит из двух частей: идентификатора и поля данных.

Поле данных может содержать значения констант с соответствующими комментариями или массивы данных. Константы языка ПАСМ по формату совпадают с частью констант алгоритмического языка ФОРТРАН: целые константы используются для точной записи количественных характеристик или для указания признаков необходимости учета тех или иных особенностей оператора. Пример записи целых констант: $+1000$, -3 . Вещественные константы предназначены для записи исходных данных с приближенной точностью. Все вещественные константы записываются в так называемой полулогарифмической форме. Например, числу 1,3 соответствует запись: $-0130E+01$.

Комплексные константы предназначены для записи значений функций, соответствующих сигналам, и передаточных функций звеньев. Каждое значение константы состоит из действительной и мнимой частей, которые записываются без промежутков, одна за другой. Например, комплексному числу $0,1 + j0,03$ соответствует запись константы: $+0100E + 00 + 0300E - 01$.

Операторы входного языка записаны в виде незаполненных формуляров, которые хранятся в определенных разделах библиотеки. Поэтому для формирования программы на входном языке ПАСМ необходимо вызывать на экран дисплея соответствующий формуляр, заполнить его значениями констант, затем вызвать следующий формуляр и т. д.

Описание операторов входного языка ПАСМ

Оператор КОЛИЧЕСТВО МОДУЛЕЙ. В формуляре пользователь задает целое число, соответствующее числу модулей, включаемых в модель (не более 99). В данный оператор необходимо включать не только основные, но и сервисные модули.

Пусть число модулей в задании равно 3.

ПРИМЕР ЗАПОЛНЕНИЯ ФОРМУЛЯРА:

КОЛИЧЕСТВО МОДУЛЕЙ = 03

Оператор О.С. (оптическая система, некогерентная). При использовании этого оператора возможны три способа задания конструктивных параметров оптической системы:

а) оптическая система задается своими конструктивными элементами схемотехнического уровня;

б) оптическая система задается импульсным откликом (в аналитической форме или массивом);

в) оптическая система задается оптической передаточной функцией (в аналитической форме или массивом).

Параметры оператора О.С.: R — радиусы кривизны, T — толщины, расстояния между компонентами, PPC, PPD, PPE, PPF, PPG — показатели преломления для пяти длин волн.

Значения конструктивных параметров оптической системы задаются в полулогарифмической форме, соответствующей записи исходных данных для программ на алгоритмическом языке Фортран-IV для чисел с

плавающей запятой. Так, например, для $R1 = 0,001$ следует записать $+1.000E-03$.

Чтобы задать исходные данные в виде конструктивных параметров, необходимо подставить в формуляр значения признаков:

ПРИЗНАК 1=(1 — если на входе оптической системы спектр сигнала, 0 — если на входе оптической системы распределение освещенности);

ПРИЗНАК 2=(1 — если на выходе оптической системы пользователя интересует спектр пространственного сигнала, 0 — если на выходе поле освещенности);

ПРИЗНАК 3=(1 — если оптическая система задается ОПФ, 0 — если оптическая система задается импульсным откликом, 2 — если ОПФ рассчитывается через конструктивные параметры схмотехнического уровня);

ПРИЗНАК 4=(1 — если импульсный отклик задается массивом, 0 — если импульсный отклик задается аналитически);

ПРИЗНАК 5=(1 — если ОПФ задается массивом, 0 — если ОПФ задается аналитически);

ПРИЗНАК 6=(1 — если рассчитывается геометрическая ОПФ, 0 — если рассчитывается физическая ОПФ с учетом дифракции).

Пусть оптическая система задана конструктивными параметрами схмотехнического уровня (r_i, d_i, n_i). Диффрагма имеет диаметр 65,60 мм и удалена от 4-й поверхности на 40,00 мм. Фокусное расстояние 199,97 мм.

Предмет расположен на бесконечно большом расстоянии от 1-й поверхности. Плоскость анализа совпадает с плоскостью геометрического изображения, при моделировании оптической системы вычисляется физическая частотная передаточная функция.

ПРИМЕР ЗАПОЛНЕНИЯ ФОРМУЛЯРА

О.С.

ПРИЗНАК 1=0, ПРИЗНАК 2, ПРИЗНАК 3=2, ПРИЗНАК 4=0, ПРИЗНАК 5=0, ПРИЗНАК 6=0, ЧИСЛО ДЛИН ВОЛН=1, LAMC=0.5893E-03, LAMD=0.0000E-00, LAME=0.0000E+00, LAMF=0.0000E+00, LAMG=0.0000E+00, ЧИСЛО ПОВЕРХНОСТЕЙ=6, ДИАМЕТР ДИФФРАГМЫ (ВХ. ЗРАЧКА)=0.400E+02, НОМЕР ПОВЕРХНОСТИ, ОТ КОТОРОЙ РАССМАТРИВАЕТСЯ УДАЛЕНИЕ ДИФФРАГМЫ (ВХ. ЗРАЧКА)=4, УДАЛЕНИЕ ПРЕДМЕТНОЙ ПЛОСКОСТИ ОТ ПЕРВОЙ ПОВЕРХНОСТИ=0.100E+31, РАЗМЕР ПРЕДМЕТА (ДЛЯ ПРЕДМЕТА НА КОНЕЧНОМ РАССТОЯНИИ)=0.000E+00, УГОЛ ПУЧКА (ДЛЯ ПРЕДМЕТА НА БЕСКОНЕЧНОМ РАССТОЯНИИ)=0.000E+00, ЧИСЛО РАЗБИЕНИЙ ПО ДИАМЕТРУ ВХОДНОГО ЗРАЧКА (ДЛЯ ГЕОМЕТРИЧЕСКОЙ ОПФ)=00, ЧИСЛО РАЗБИЕНИЙ ПО ОКРУЖНОСТИ ВХОДНОГО ЗРАЧКА (ДЛЯ ГЕОМЕТРИЧЕСКОЙ ОПФ)=00, РАЗМЕР ИМПУЛЬСНОГО ОТКЛИКА (ОПФ)=0008, ПОКАЗАТЕЛЬ СТЕПЕНИ 2 РАЗМЕРА ИМПУЛЬСНОГО ОТКЛИКА (ОПФ)=0003, 0003, ПОКАЗАТЕЛЬ СТЕПЕНИ 2 РАЗМЕРА ОБРАБАТЫВАЕМОГО ПОЛЯ=5,5.

$R1 = 0.1617E+03$, $R2 = -0.1835E+03$, $R = -0.1781E+03$, $R4 = 0.2021E+04$, $R5 = +0.3948E+02$, $R6 = +0.3361E+02$, $R7 = 0.0000E+00$, $R8 = 0.0000E+00$, $R9 = 0.0000E+00$, $R10 = 0.0000E+00$ (и так далее, до R50)

$T1 = 0.900E+01$, $T2 = 0.400E+00$, $T3 = 0.600E+01$, $T4 = 0.120E+03$, $T5 = 0.100E+02$, $T6 = 0.000E-00$, $T7 = 0.000E-00$, $T8 = 0.000E-00$, $T9 = 0.000E-00$, $T10 = 0.000E-00$ (и так далее, до T50)

$PPC1 = 0.1000E+01$, $PPC2 = 0.1614E+01$, $PPC3 = 0.1000E+01$, $PPC4 = 0.17174E+01$, $PPC5 = 0.1000E+01$, $PPC6 = 0.16129E+01$, $PPC7 = 0.1000E+01$, $PPC8 = 0.0000E-00$ (и так далее до PPC50) (далее аналогично вводятся остальные значения для длин волн C, D, E, F, G). ШАГ ПО ОСИ X ВВОДИМОЙ ФУНКЦИИ = 0.500E-02, ШАГ ПО ОСИ Y ВВОДИМОЙ ФУНКЦИИ = 0.000E-00, ПЕРВЫЙ ПАРАМЕТР ВВОДИМОЙ ФУНКЦИИ 0.000E+00, ВТОРОЙ ПАРАМЕТР ВВОДИМОЙ

ФУНКЦИИ = 0.000E-00, ТРЕТИЙ ПАРАМЕТР ВВОДИМОЙ ФУНКЦИИ = 0.000E-00, ЧЕТВЕРТЫЙ ПАРАМЕТР ВВОДИМОЙ ФУНКЦИИ = 0.000E-00, РАЗМЕР ИМПУЛЬСНОГО ОТКЛИКА = 0.100E+00. МАССИВ ИМПУЛЬСНОГО ОТКЛИКА И РАЗМЕРНОСТЬЮ = 0032.

0.000E-00, 0.000E-00, 0.000E-00, 0.000E-00, 0.000E-00, 0.000E-00, 0.000E-00, 0.000E-00 (заполняется массивами чисел, соответствующих действительной и мнимой частям, по восемь чисел в строке).

0.000E-00 0.000E-00 0.000E-00 0.000E-00 0.000E-00 0.000E-00 0.000E-00 0.000E-00

Если оптическая система задается импульсным откликом в аналитическом виде, в выражение, описывающее импульсный отклик, входят переменные x и y , а также параметры вводимой функции — аргументы и коэффициенты в выражении

$$F(x, y) = \Phi(x, y, \alpha, \beta, \gamma, \chi, \theta),$$

где x, y — независимые переменные, координаты; $\alpha, \beta, \gamma, \chi, \theta$ — коэффициенты в выражении, которое составляет проектант после формуляра на оптическую систему. Тогда задается число точек, на которых определена функция импульсного отклика и шаг изменения аргументов.

ПРИМЕР ЗАПОЛНЕНИЯ ФОРМУЛЯРА:

0.С.

ПРИЗНАК 1=0, ПРИЗНАК 2=0, ПРИЗНАК 3=0, ПРИЗНАК 4=0, ПРИЗНАК 5=0, ПРИЗНАК 6=0, ЧИСЛО ДЛИН ВОЛН = 0, LAMC = 0.0000E-00, LAMD = 0.0000E-00, LAME = 0.0000E-00, LAMF = 0.0000E+00, LAMG = 0.0000E+00, ЧИСЛО ПОВЕРХНОСТЕЙ = 0, ДИАМЕТР ДИАФРАГМЫ (ВХ. ЗРАЧКА) = 0.000E-00, УДАЛЕНИЕ ДИАФРАГМЫ (ВХ. ЗРАЧКА) = 0.000E-00, НОМЕР ПОВЕРХНОСТИ ОТ КОТОРОЙ РАССМАТРИВАЕТСЯ УДАЛЕНИЕ ДИАФРАГМЫ (ВХ. ЗРАЧКА) = 0, УДАЛЕНИЕ ПРЕДМЕТНОЙ ПЛОСКОСТИ ОТ ПЕРВОЙ ПОВЕРХНОСТИ = 0.000E-00, РАЗМЕР ПРЕДМЕТА (ДЛЯ ПРЕДМЕТА НА КОНЕЧНОМ РАССТОЯНИИ) = 0.000E-00, УГОЛ ПУЧКА (ДЛЯ ПРЕДМЕТА НА БЕСКОНЕЧНОМ РАССТОЯНИИ) = 0.000E+00, ЧИСЛО РАЗБИЕНИЯ ПО ДИАМЕТРУ ВХОДНОГО ЗРАЧКА (ДЛЯ ГЕОМЕТРИЧЕСКОЙ ОПФ) = 00, ЧИСЛО РАЗБИЕНИЙ ПО ОКРУЖНОСТИ ВХОДНОГО ЗРАЧКА (ДЛЯ ГЕОМЕТРИЧЕСКОЙ ОПФ) = 00, РАЗМЕР ИМПУЛЬСНОГО ОТКЛИКА (ОПФ) = 0008, ПОКАЗАТЕЛЬ СТЕПЕНИ ПО ОСНОВАНИЮ 2 РАЗМЕРА ИМПУЛЬСНОГО ОТКЛИКА (ОПФ) = 0003, 0004, ПОКАЗАТЕЛЬ СТЕПЕНИ ПО ОСНОВАНИЮ 2 РАЗМЕРА ОБРАБАТЫВАЕМОГО ПОЛЯ = 6,5.

Массивы исходных данных, содержащих конструктивные параметры схемотехнического уровня (P, T, PP) заполняются нулями (0.0000E+00).

ШАГ ПО ОСИ X ДЛЯ ВВОДИМОЙ ФУНКЦИИ 0.500E-02, ШАГ ПО ОСИ Y ДЛЯ ВВОДИМОЙ ФУНКЦИИ 0.500E-02, ПЕРВЫЙ ПАРАМЕТР ВВОДИМОЙ ФУНКЦИИ α , ВТОРОЙ ПАРАМЕТР ВВОДИМОЙ ФУНКЦИИ β , ТРЕТИЙ ПАРАМЕТР ВВОДИМОЙ ФУНКЦИИ γ , ЧЕТВЕРТЫЙ ПАРАМЕТР ВВОДИМОЙ ФУНКЦИИ χ , ПЯТЫЙ ПАРАМЕТР ВВОДИМОЙ ФУНКЦИИ θ . МАССИВ ИМПУЛЬСНОГО ОТКЛИКА И РАЗМЕРНОСТЬЮ 0032.

0.000E-00 0.000E-00 0.000E-00 0.000E-00 0.000E-00 0.000E-00 0.000E-00 (массив заполняется нулями по восемь чисел в строке).

Если оптическая система задана ОПФ (в виде массива отсчетов), указывается размер массива в точках, линейный размер области финитности, соответствующий отсчетам ОПФ. Массив заполняется парами чисел — действительной и мнимой частями комплексного числа.

ПРИМЕР ЗАПОЛНЕНИЯ ФОРМУЛЯРА:

0.С.

ПРИЗНАК 1=0, ПРИЗНАК 2=0, ПРИЗНАК 3=0, ПРИЗНАК 4=0, ПРИЗНАК 5=1, ПРИЗНАК 6=0, ЧИСЛО ДЛИН ВОЛН = 0,1 LAMC = 0.0000E-00, LAMD = 0.0000E-00,

LAME = $0.0000E-00$, LAMF = $0.0000E-01$, LAMG = $0.0000E-00$, ЧИСЛО ПОВЕРХНОСТЕЙ = 0, ДИАМЕТР ДИАФРАГМЫ (ВХ. ЗРАЧКА) = $0.000E-00$, УДАЛЕНИЕ ДИАФРАГМЫ (ВХ. ЗРАЧКА) = $0.000E-01$, НОМЕР ПОВЕРХНОСТИ, ОТ КОТОРОЙ РАССМАТРИВАЕТСЯ УДАЛЕНИЕ ДИАФРАГМЫ (ВХ. ЗРАЧКА) = 0, УДАЛЕНИЕ ПРЕДМЕТНОЙ ПЛОСКОСТИ ОТ ПЕРВОЙ ПОВЕРХНОСТИ = $0.000E-00$, РАЗМЕР ПРЕДМЕТА (ДЛЯ ПРЕДМЕТА НА КОНЕЧНОМ РАССТОЯНИИ) = $0.000E-00$, УГОЛ ПУЧКА (ДЛЯ ПРЕДМЕТА НА БЕСКОНЕЧНОМ РАССТОЯНИИ) = $0.000E-00$, ЧИСЛО РАЗБИЕНИЙ ПО ДИАМЕТРУ ВХОДЯЩЕГО ЗРАЧКА (ДЛЯ ГЕОМЕТРИЧЕСКОЙ ОПФ) = 00, ЧИСЛО РАЗБИЕНИЙ ПО ОКРУЖНОСТИ ВХОДНОГО ЗРАЧКА (ДЛЯ ГЕОМЕТРИЧЕСКОЙ ОПФ) = 00, РАЗМЕР ИМПУЛЬСНОГО ОТКЛИКА (ОПФ) = 00008 , ПОКАЗАТЕЛЬ СТЕПЕНИ ПО ОСНОВАНИЮ 2 РАЗМЕРА ИМПУЛЬСНОГО ОТКЛИКА (ОПФ) = 0003 , 0003 , ПОКАЗАТЕЛЬ СТЕПЕНИ ПО ОСНОВАНИЮ 2 РАЗМЕРА ОБРАБАТЫВАЕМОГО ПОЛЯ = 5,5.

МАССИВЫ ИСХОДНЫХ ДАННЫХ, СЛЕДУЮЩИХ ДАЛЕЕ В ФОРМУЛЯРЕ, ЗАПОЛНЯЮТСЯ НУЛЯМИ.

ШАГ ПО ОСИ X ДЛЯ ВВОДИМОЙ ФУНКЦИИ = $0.000E-00$, ШАГ ПО ОСИ Y ДЛЯ ВВОДИМОЙ ФУНКЦИИ = $0.000E-00$, ПЕРВЫЙ ПАРАМЕТР ВВОДИМОЙ ФУНКЦИИ = $0.000E-00$, ВТОРОЙ ПАРАМЕТР ВВОДИМОЙ ФУНКЦИИ = $0.000E-00$, ТРЕТИЙ ПАРАМЕТР ВВОДИМОЙ ФУНКЦИИ = $0.000E-00$, ЧЕТВЕРТЫЙ ПАРАМЕТР ВВОДИМОЙ ФУНКЦИИ = $0.000E-00$, РАЗМЕР ИМПУЛЬСНОГО ОТКЛИКА = $0.100E+00$, МАССИВ ИМПУЛЬСНОГО ОТКЛИКА N РАЗМЕРНОСТЬЮ = 0032 $0.000E-00$ $0.000E-00$ $0.000E-00$ $0.000E-00$ $0.000E-00$ $0.000E-00$ $0.000E-00$... (заполняется массив парами чисел — действительной и мнимой частями).

Оператор А.И. (анализатор изображения). Пользователь должен занести в формуляр следующие исходные данные:

ПРИЗНАК 1 = (1 — если на входе анализатора изображения — спектр сигнала, 0 — если на входе распределение освещенности в плоскости изображения);

ПРИЗНАК 2 = (1 — если на выходе анализатора изображения пользователя интересует спектр временного сигнала, 0 — если на выходе — временной сигнал);

ЧИСЛО ЭЛЕМЕНТОВ ФУНКЦИИ ПРОПУСКАНИЯ NA — константа целого типа, равная числу отсчетов функции пропускания раstra вдоль оси OX или OY, должна быть равна 2^M , $M = 3, 4, 5, \dots$;

ЧИСЛО ЭЛЕМЕНТОВ ФУНКЦИИ ПЕРЕМЕЩЕНИЯ РАСТРА NRASTR — константа целого типа, задающая число отсчетов функции, описывающей закон развертки в анализаторе изображения, $NRASTR = 2^M$ собственно значения функции пропускания раstra пользователь заносит со следующей строки по восемь чисел в строке в полулогарифмической форме, причем три позиции заполняются знаком и значением порядка. Значения функции, задающей закон перемещения раstra, заносятся как целые числа (по пять позиций на каждое число, по 16 чисел в каждой строке). При этом последовательно указываются пары значений координат x и y.

Значения функций пропускания необходимо заносить построчно из матрицы, задающей дискретный закон пропускания раstra.

Пусть требуется провести расчет сигнала после анализатора изображения с растром в виде:

$$h(x, y) = \text{rect}(x/X),$$

который содержит $NA = 64$ элемента вдоль каждой из осей координат.

Перемещение раstra — строковое. Число координат точек в массиве функции перемещения $NRASTR = 128$.

ПРИМЕР ЗАПОЛНЕНИЯ ФОРМУЛЯРА:

А.И.

ПРИЗНАК 1=0, ПРИЗНАК 2=0, ЧИСЛО ЭЛЕМЕНТОВ ФУНКЦИИ ПРОПУСКАНИЯ NA = 0064, ЧИСЛО ЭЛЕМЕНТОВ ФУНКЦИИ ПЕРЕМЕЩЕНИЯ РАСТРА NRASTR = 128, МАССИВЫ ФУНКЦИЙ ПРОПУСКАНИЯ И ПЕРЕМЕЩЕНИЯ РАСТРА РАЗМЕРНОСТЬЮ NA И NRASTR (массивы набираются с новой строки, формат 8E10.3 и 16I4, соответственно):

1.000E+00 1.000E+00 1.000E+00 1.000E+00 1.000E+00 1.000E+00

Число таких секций равно 64.

П р и м е ч а н и е. Далее во всех примерах на входе и выходе в модулируемом устройстве нас интересует собственно сигнал, поэтому ПРИЗНАК 1=0, ПРИЗНАК 2=0.

Оператор ПЛЭ (приемник лучистой энергии). При заполнении формуляра необходимо ввести исходные данные:

LAMB — значение верхней границы спектральной характеристики ПЛЭ (мкм);

LAME — значение нижней границы спектральной характеристики ПЛЭ (мкм) (если ПЛЭ неселективный, то указанным параметрам придаются значения границ спектрального интервала, выбранного пользователем для объекта проектирования);

N — число отсчетов в выбранном спектральном интервале;

DELTA — шаг квантования спектрального интервала;

SPLE — максимальное значение спектральной вольтовой чувствительности (В/Вт) (если спектральная вольтова чувствительность задается в виде массива чисел с размерностью, то SPLE=1);

T — температура источника излучения (задается в кельвинах, если источник — черное или серое тело и $T = 0.001E+00$, если источник селективный).

Начиная с новой строки, пользователь должен ввести значения коэффициента пропускания входного окна ПЛЭ в равноотстоящих точках на отрезке $\lambda_{\text{в}} - \lambda_{\text{н}}$ с шагом $\Delta\lambda$. Если входное окно отсутствует, массив заполняется знаками 1.

После занесения массива значений коэффициента пропускания с новой строки заносятся значения спектральной вольтовой чувствительности ПЛЭ (число их должно равняться N). Если спектральная вольтовая чувствительность задается в безразмерном виде, то значение параметра SPLE не равно единице и имеет размерность вольт на ватт.

С новой строки заносятся значения коэффициента серости излучателя, соответствующие отрезку $\lambda_{\text{в}} - \lambda_{\text{н}}$ в V точках, если источник излучения не является абсолютно черным телом.

Последними с новой строки заносятся значения спектральной плотности лучистой энергии источника, если он является серым телом.

Все перечисленные массивы заполняются значениями в формате: 8 чисел в каждой строке экрана дисплея (в полулогарифмической форме).

Пусть приемник лучистой энергии работает в диапазоне длин волн от $\lambda_{\text{н}} = 0,4$ мкм до $\lambda_{\text{в}} = 1,2$ мкм. Число отсчетов в выбранном диапазоне длин волн $N=9$, шаг квантования диапазона $DELTA = 0,1$ мкм, максимальное значение спектральной вольтовой чувствительности $SPLE = 0,3$ В/Вт. Массивы коэффициентов пропускания, спектральной чувствительности, коэффициентов серости и плотности лучистой энергии соответственно равны:

1,0; 1,0; 1,0; 1,0; 1,0; 1,0; 1,0; 1,0; 1,0 — массив коэффициентов пропускания;

0,0; 0,15; 0,5; 0,65; 1,0; 0,65; 0,15; 0,1; 0,0 – массив спектральной чувствительности;

1,0; 1,0; 1,0; 1,0; 1,0; 1,0; 1,0; 1,0; 1,0 – массив коэффициентов серости;

1422; 1989; 1741; 1473; 1154; 892; 731; 592; 484 – массив плотности лучистой энергии.

Если вольтовая чувствительность задается в безразмерном виде, то значение параметра SPLE не равно 1 и имеет размерность вольт на ватт.

ПРИМЕР ЗАПОЛНЕНИЯ ФОРМУЛЯРА:

ПЛЭ.

LAMB = +0.400E+00, LAMN = 1.200E+00, N = +0000,

DELTA = +0.100E+00, SPLE = +0.300E+00, T = 0.000E+00

+1.000E+00+1.000E+00 (И Т. Д., СМ. МАССИВ КОЭФФИЦИЕНТОВ ПРОПУСКАНИЯ)

+1.000E+00+0.000E+00 (И Т. Д., СМ. МАССИВ СПЕКТРАЛЬНОЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ)

+1.000E+00+1.000E+00 (И Т. Д., СМ. МАССИВ КОЭФФИЦИЕНТОВ СЕРОСТИ)

+1.422E+03+1.989E+00 (И Т. Д., СМ. МАССИВ ПЛОТНОСТИ ЛУЧИСТОЙ ЭНЕРГИИ).

Оператор С.П. (слой пространства). При заполнении формуляра этого оператора необходимо задать следующие входные данные:

ДАЛЬН. D = длина слоя пространства между источником излучения и входным зрачком оптической системы в метрах;

ВЫСОТА H = высота слоя пространства над уровнем моря в метрах (м);

SIGMA ρ = средняя влажность трассы (кг/м³).

Если пользователю величина SIGMA ρ неизвестна, то ее значение принимается равным 0;

LAMB = значение верхней границы спектрального интервала, в котором проектируется действие ОЭП (мкм);

LAMN = значение нижней границы спектрального интервала (мкм);

DELTA = шаг квантования спектрального диапазона;

N ρ = плотность пылевых частиц в атмосфере (л/мм³);

R = средний радиус пылевых частиц в атмосфере (мм);

ДИАМ. DZR – желательный для пользователя диаметр входного зрачка оптической системы (м);

M – коэффициент запаса, обычно принимают M = 1;

ПРОПУСК. ETA = коэффициент пропускания модулятора,

DTCT = значение обнаружительной способности ПЛЭ;

DF1 = шаг разбиения полосы пропускания электронного тракта (Гц);

DFZ = максимально возможное значение полосы пропускания электронного тракта (Гц);

DFDP = минимально возможное значение полосы пропускания электронного тракта (Гц);

EPSC = коэффициент серости источника полезного излучения, (отн. ед.);

EPSF = коэффициент серости фоновой компоненты излучения (отн. ед.);

ПРИЗН. B = признак, задающий спектральный диапазон действия ОЭП. Если он действует в инфракрасном диапазоне, B = - 1; если $1 \leq B \leq$

≤ 10 , то расчет ведется в видимой области спектра. В последнем случае В задает метеорологическую видимость (баллы).

ПЛОЩ. SC = значение площади источника полезного излучения (м^2);

ТЕМ. ИСТ. TC = значение средней температуры источника полезного излучения (К);

ТЕМП. ФОН TF = значение средней температуры фона (К);

ФОКУС F — значение фокусного расстояния объектива (м);

QPLE = максимальное допустимое (по мнению пользователя) значение площади чувствительной площадки ПЛЭ (м^2);

QPLEDP = минимальное допустимое (по мнению пользователя) значение площади чувствительной площадки ПЛЭ (м^2);

DQP = шаг изменения площади ПЛЭ при оптимизации;

ПРИЗН. ATMSF = с помощью этого признака пользователь указывает, известно ли ему (1) или неизвестно ($\emptyset$) пропускание атмосферы;

ТАИА1 = значение интегрального пропускания атмосферы; если пользователь знает интегральное пропускание атмосферы, то ТАИА1 равно соответствующему значению. Если пользователь знает спектральное пропускание атмосферы, то необходимо задать ПРИЗН. ATMSF = 01 и заполнить соответствующий массив ТАИА (NMAS). При этом ТАИА1 принимается равным 0. Если у пользователя нет сведений о пропускании атмосферы, необходимо задать ТАИА = -1.0 и ATMSF = 00;

N = число отсчетов значений спектральных распределений, яркости, чувствительности ПЛЭ, серости излучателей, N должно быть меньше или равно 1000;

IPRI = признак, показывающий, что пропускание атмосферы вычисляется автоматически (IPRI = 1) или задается (IPRI = 0);

LZAD = признак одновременного задания яркостей фона и источника полезного излучения (см. замечание ниже);

ТЕМП. T = температура атмосферы (К);

ДАВЛ. P = атмосферное давление (Па);

ПЛОТНОСТЬ RO = плотность атмосферы ($\text{кг}/\text{м}^3$);

ВЛАЖН. VODA = влажность атмосферы ($\text{кг}/\text{м}^3$);

SIGMAZ = признак, с помощью которого пользователь объявляет о знании влажности атмосферы. Если SIGMA 0 известна, то задается SIGMAZ = 01 и значение SIGMA 0. Если нет, то SIGMAZ = 00. Если пользователь ничего не знает о международной стандартной атмосфере, в которой моделируется слой пространства, необходимо задать значения температуры, давления, плотности, влажности равными 0 и SIGMAZ = 00. В этом случае параметры международной стандартной атмосферы вычисляются автоматически.

ВЕРОЯТН. VER = значение вероятности обнаружения источника полезного излучения (VER не больше 1); KOTV = ближайшее целое число от отношения значения поля зрения ОЭП к мгновенному значению поля зрения. Если это отношение больше 999, то в формуляр заносится целое число 9999.

Если пользователь знает спектральный коэффициент пропускания слоя пространства, необходимо задать признак ATMSF = 1 и заполнить

массив значений пропускания атмосферы, причем число точек определяется по формуле

$$(LAMB-LAMH)/DELTA + 1.$$

Если пользователю известен интегральный коэффициент пропускания атмосферы, то необходимо задать признак $ATMSF = 0$ и соответствующее значение $TAIA1$.

Если коэффициент пропускания неизвестен, необходимо задать $TAIA1 = 1.0$ и $ATMSF = 0$.

Пользователь может столкнуться при расчетах со следующими ситуациями.

Известны средняя температура источника полезного излучения и фона. Параметр $LZAD = 0$. Спектральные свойства излучателей (например, в виде коэффициента серости) пользователь может задать массивом значений. Массивы LC и LF заполняются нулями или пробелами.

Известны спектральная яркость источника полезного излучения и фона. Параметр $LZAD = 1$, температуры фона и цели задаются равными значению 200. Соответствующие значения яркостей пользователь заносит в виде массивов в соответствующей форме (см. выше).

Известны спектральная яркость полезного излучения и средняя температура фона. Параметр $LZAD = 0$. Средняя температура излучателя полезного сигнала задается равной 200 К, а температура фона — известным значением. Значения спектрального распределения яркости задаются массивом $LC(N)$. Массив значений яркости фона заполняется нулями (или пробелами, т. е. не заполняется).

Известны температура источника полезного сигнала и спектральное распределение яркости фона. Параметр $LZAD = 0$. Средняя температура фона задается равной 200 К, а температура источника полезного излучения — известным значением. Значения спектрального распределения яркости фона пользователь задает соответствующим массивом.

В любом из перечисленных случаев массивы LC и LF должны быть заполнены соответствующими значениями, нулями или пробелами в соответствии с тем форматом, который указан в формуляре — 8Е10.3.

Пусть требуется оценить возможности построения ОЭП, действующего объекта, который подсвечен лазером с длиной волны 10,6 мкм на сером равномерно нагретом фоне с температурой $T_{\phi} = 310$ К. Дальность до объекта $D = 2500$ м, ПЛЭ пирозлектрический $0,8 \cdot 10^7$ желательно, чтобы при вероятности обнаружения $P = 0.8$ диаметр входного зрачка $D_{зр.вх}$ был равен 0,05 м, площадь объекта $S_c = 7,5 \cdot 10^{-6}$ м², площадь чувствительного окна ПЛЭ $QPLE = 8 \cdot 10^{-5}$ м², допускается изменение последней до $QPLEDP = 4 \cdot 10^{-5}$. Желательно, чтобы фокус оптической системы равнялся 0,013 м. Предполагается, что полоса пропускания электронного тракта составит $\Delta f = 100$ Гц и ее можно уменьшить до 50 Гц.

По излучателю выбираем спектральный диапазон 8–13,9 мкм. Принимаем, что растр анализатора изображения — щель или отверстие, т. е. $ETA = 1$, $KOTV = 3$ (размер мгновенного поля зрения в 3 раза меньше поля обзора). Принимаемый сигнал обрабатывается в тракте без накопления, т. е. $M = 1$.

ПРИМЕР ЗАПОЛНЕНИЯ ФОРМУЛЯРА:
КОЛИЧЕСТВО МОДУЛЕЙ = 01

С.П.

ДАЛЬНОСТЬ D = +0.250E+04, ВЫСОТА H = +0.100E+04, LAMB = +0.100E-02, LAMB = + 0.30E+02, DELTA = +0.139E+02, NO = +0.600E+00, R = +0.100E-01, ДИАМ. DZR = +0.500E-01, M = +0.100E+01, ПРОПУСК ETA = +0.100E+01, DTCT = +0.800E+07, DF1 = +0.200E+01, DFZAD = +0.100E+03, DFDP = +0.500E+02, ПРИЗВ. B = -1, ПЛОЩ. SC = +0.750E+04, ТЕМП. ИСТ. TC = +0.200E+03, ТЕМП. ФОН. TF = +0.310E+03, ФОКУС F = +0.600E+00 QPLE = +0.800E-04, QPLEDP = +0.400E-04, DQP = +0.400E-05, ПРИЗН. ATMSF = 00, ТАИА1 = -0.100E+01, N = 0011, PRPT = 0001, ПРИЗН. ATMSF = 00, ТЕМП. T = +0.293E+03, ДАВЛ. P = +0.000E+00, ПЛОТН. RO = +0.000E+00, ВЛАЖН. VODA = +0.000E+00 ПРИЗН. SIGMAZ = 000, ВЕРОЯТН. VER = +0.800E+00, KOTV = 003, ЧИСЛО ЭЛЕМ. NMAS = 0061, МАССИВЫ ТАУА (NMAS), EPSC (NMAS), EPSF (NMAS), LC (NMAS), LF (NMAS), SOTNL (NMAS) (НАБИРАЮТСЯ С НОВОЙ СТРОКИ БЕЗ ПРОПУСКА МЕЖДУ НИМИ, ФОРМАТ 8E10.3)

Электронный тракт ОЭП описывается пользователем последовательной записью операторов, с помощью которых моделируются стандартные линейные звенья систем автоматического регулирования:

усилительное звено — $W(j\omega) = K$;

аперодическое звено — $W(j\omega) = \frac{1}{Tj\omega}$;

интегрирующее звено — $W(j\omega) = \frac{1}{j\omega}$;

дифференцирующее звено первого рода — $W(j\omega) = Tj\omega + 1$;

дифференцирующее звено второго рода — $W(j\omega) = T^2j\omega^2 + j\omega T_\xi + 1$;

колебательное звено — $W(j\omega) = \frac{1}{T^2j\omega^2 + T_\xi j\omega + 1}$;

запаздывающее звено — $W(j\omega) = \exp(j\omega T)$;

линейное звено общего вида — $W(j\omega)$ любая функция.

Для воспроизведения нелинейных свойств электронного тракта предусмотрены реле, нелинейность типа "ограничение", нелинейность общего вида.

В последнем случае пользователь знает значения зависимости коэффициента усиления от амплитуды входного сигнала и вводит их в соответствующие строки формуляра.

Моделирование источников паразитных шумов осуществляется с помощью модуля ВВОД ШУМА.

Если линейные звенья стоят в модуле последовательно один за другим, то необходимо предусмотреть передачу из модуля в модуль спектра сигнала; если между линейными звеньями стоят нелинейности, то с помощью специальных признаков следует предусмотреть в предыдущем звене формирование временного сигнала.

Оператор УСИЛ. ЗВ. (усилительное звено)

ПРИЗНАК 1 = (1 — если на входе звена спектр сигнала, 0 — если на входе звена сигнал во времени);

ПРИЗНАК 2 = (1 — если на выходе звена спектр сигнала, 0 — если на выходе звена сигнал во времени);

F НИЖН. = (значение нижней границы полосы пропускания всего электронного тракта);

Ф ВЕРХН. = (максимальное значение полосы пропускания);
АК = (значение коэффициента усиления электронного тракта).

П р и м е ч а н и е. Во всех остальных операторах значения признаков ПРИЗН. 1 и ПРИЗН. 2 имеют тот же смысл, что и в операторе УСИЛ. ЗВ., поэтому в описании операторов эти признаки больше не указываются. То же самое относится к значениям F НИЖН. и F ВЕРХН.

Пусть усилительное звено действует в спектральном диапазоне от 0 до $1,07 \times 10^5$ Гц, а коэффициент усиления равен 0,3.

ПРИМЕР ЗАПОЛНЕНИЯ ФОРМУЛЯРА

УСИЛ. ЗВ.

ПРИЗНАК 1=0, ПРИЗНАК 2=0, F_Н = 0.000E+00, F_В = +1.070+05, АК = +0.300E+00.

Оператор ИНТ. ЗВ. (интегрирующее звено)

ШАГ = значение шага набора измерения;

T = значение постоянной времени (задержки).

Пусть необходимо промоделировать работу интегрирующего звена в частотном диапазоне от 0 до $1,07 \cdot 10^5$ Гц с шагом набора измерений 70 Гц. Постоянная времени равна 0,002 с.

ПРИМЕР ЗАПОЛНЕНИЯ ФОРМУЛЯРА

ИНТ. ЗВ.

ПРИЗНАК 1=0, ПРИЗНАК 2=0, F НИЖН. = +0.000E+00, F ВЕРХН. = 1.070E+05, ШАГ = +0.070E+02, T = +0.200E+02.

Оператор АПЕР. ЗВ. (апериодическое звено)

T = постоянная времени звена.

Пусть в состав прибора входит апериодическое звено, преобразующее сигнал в спектральном диапазоне от 0 до $1,07 \cdot 10^5$ Гц. Постоянная времени звена равна 0,02 с.

ПРИМЕР ЗАПОЛНЕНИЯ ФОРМУЛЯРА:

АПЕР. ЗВ.

ПРИЗН. 1=0, ПРИЗН. 2=0, F НИЖН. = +0.000E+00, F ВЕРХН. = +1.070E+05, T = +0.200E-02.

Оператор ДИФ. ЗВ. 1 (дифференцирующее звено первого рода)

T = постоянная времени звена.

Пусть в электронном тракте ОЭП имеется дифференцирующее звено первого рода, действующее в диапазоне частот от 0 до $1,07 \cdot 10^5$ Гц, постоянная времени равна 0,002 с.

ПРИМЕР ЗАПОЛНЕНИЯ ФОРМУЛЯРА:

ДИФ. ЗВ.1

ПРИЗН. 1=0, ПРИЗН. 2=0, F НИЖН. = +0.000E+00, F ВЕРХН. = +1.070E+05, T = +0.200E+02.

Оператор ДИФ. ЗВ. 2 дифференцирующее звено второго рода

T = -- постоянная времени звена.

АКСИ -- коэффициент, соответствующий декременту затухания.

Пусть электронный тракт ОЭП содержит дифференцирующее звено второго рода, преобразующее сигнал в диапазоне частот от 0 до $1,07 \cdot 10^5$ Гц и имеющее постоянную времени 0,003 с, декремент затухания 0,002 1/с.

ПРИМЕР ЗАПОЛНЕНИЯ ФОРМУЛЯРА:

ДИФ. ЗВ. 2

ПРИЗН. 1=0, ПРИЗН. 2=0, F НИЖН. = +0.000E+00, F ВЕРХН. = +1.070E+05, ТАИ = +0.300E+02, АСК1 = +0.200E-02.

Оператор КОЛЕБ. ЗВ. (колебательное звено).

T = — постоянная времени (корень квадратный из коэффициента при второй степени частоты);

АКСИ — коэффициент при первой степени делений на $2T$.

Пусть в электронном тракте имеется колебательное звено, действующее в диапазоне частот от 0 до $1,07 \cdot 10^5$ Гц, постоянная времени звена $T = 0,002$ с, коэффициент затухания равен 0,003 с.

ПРИМЕР ЗАПОЛНЕНИЯ ФОРМУЛЯРА:

КОЛЕБ. ЗВ.

ПРИЗН. 1=0, ПРИЗН. 2=0, F НИЖН. = +0.0100E+00, F ВЕРХН. = +1.0700E+05, $T = +0.2000E-02$, АКСИ = +0.3000E-02.

Оператор РЕЛЕ (релейное звено с зоной нечувствительности).

ОГРВ = величина ограничения сверху;

ОГРН = величина ограничения снизу;

ШУМЫ = уровень шумов в зоне нечувствительности;

Порог = значение уровня срабатывания реле, полуширина зоны нечувствительности.

Пусть в электронном тракте прибора имеется нелинейность типа реле со следующими параметрами: ограничение сверху равно 0,05 В, ограничение снизу 0,05 В, уровень шумов равен 0,03 В, пороговое значение равно 0,0035 В.

ПРИМЕР ЗАПОЛНЕНИЯ ФОРМУЛЯРА:

РЕЛЕ

ПРИЗН. 1=0, ПРИЗН. 2=0, ОГРВ = +0.5000E-01, ОГРН = +0.5000E-02, ШУМЫ = +0.3000E-02, ПОРОГ = +0.3500E-03.

Оператор НЕЛ. ОГР. (нелинейность типа "ограничение")

Параметры ясны из примера.

Пусть требуется промоделировать процесс преобразования сигнала звеном типа нелинейность "ограничение": ограничение сверху составляет 0,01 В, ограничение снизу — 0,0003 В. Величина смещения линейного участка — 0,0003 В, значения ширины линейного участка А и В соответственно равны 0,01 В и 0,1 В, коэффициент усиления равен 0,3.

ПРИМЕР ЗАПОЛНЕНИЯ ФОРМУЛЯРА:

НЕЛ. ОГР.

ПРИЗН. 1=0, ПРИЗН. 2=0, ОГРВ = +0.1000E-01, ОГРН = +0.2000E-03, КУ = +0.3000E+00, СМЕЩ. = +0.3000E-02, А = +1.0360E-02, В = +1.0000E+01.

Оператор НЕЛ. О.В. (нелинейность общего вида)

РАЗМЕРН. КП = число отсчетов амплитудной характеристики звена. Собственно значения амплитудной характеристики заносятся в виде массива в равноотстоящих точках по восемь чисел в строке в формате E10.3.

Пусть в электронном тракте имеется звено типа нелинейности общего вида со следующими параметрами: массив коэффициентов амплитудной характеристики звена: 0,1; 0,2; 0,3; 0,4; 0,5.

Число элементов N=5.

ПРИМЕР ЗАПОЛНЕНИЯ ФОРМУЛЯРА:

НЕЛ. О.В.

ПРИЗН. 1=0, ПРИЗН. 2=0, РАЗМЕРН. КП N = 0005, МАССИВ КОЭФ. КП РАЗМ. (НАБИРАЕТСЯ С НОВОЙ СТРОКИ, ФОРМАТ 8E10.3):

+0.1000E+00 +0.2000E+00 +0.3000E+00 +0.4000E+00 +0.5000E+00

Оператор ЗПЗД. ЗВ. (запаздывающее звено)

ТАУ = — постоянная времени звена.

Необходимо промоделировать работу запаздывающего звена в диапазоне частот от 0 до $1,07 \cdot 10^5$ Гц; постоянная времени которого равна 0,001 с.

ПРИМЕР ЗАПОЛНЕНИЯ ФОРМУЛЯРА:

ЗПЗД. ЗВ.

ПРИЗН. 1=0, ПРИЗН. 2=0, F НИЖН. =+0.0000E+00, F ВЕРХН. =+1.0700E+05,
TAU=+0.1000E-02.

Оператор ЛИН. О.В. (линейное звено общего вида)

K-ВО ЭЛЕМ. NZV — число элементов функции импульсного отклика звена.

Значения функции импульсного отклика заносятся в виде массива отсчетов, взятых в равноотстоящих точках по восемь чисел в строке по формату 8E10.3.

Пусть в электронном тракте имеется линейное звено, функция импульсного отклика которого задана следующим набором чисел, взятых в равноотстоящих по времени точках: 0, 0, 1, 1, 0, 0 — шесть чисел.

ПРИМЕР ЗАПОЛНЕНИЯ ФОРМУЛЯРА:

ЛИН. О.В.

ПРИЗН. 1=0, ПРИЗН. 2=0, K-ВО ЭЛЕМ. NZV = 00006, МАССИВ ФУНКЦИИ ИМПУЛЬСНОГО ОТКЛИКА РАЗМЕРН. NZV (КОМПЛЕКСНЫЙ, НАБИРАЕТСЯ С НОВОЙ СТРОКИ, ФОРМАТ 8E10.3):

+0.0000E+00+0.0000E+00+1.0000E+00+1.0000E+00+0.0000E+00+0.0000E+00

Примечание. В операторе ЛИН. О.В. всегда ПРИЗН. 1 равен ПРИЗН. 2=0.

Оператор ВВОД ШУМ (ввод шума)

ПРИЗН. 1=ПРИЗН. 1=0, если сигнал описывается корреляционной функцией. В этом случае значение амплитуды шума набирается с экрана в виде массива отсчетов, взятых в равноотстоящих точках по 8 чисел в строке, формат E10.3. При этом параметры NDAT, ИСПЫТ., SROTKL и SREDN считаются равными 0. Если случайный сигнал задается некоторой его реализацией в соответствии с законом Гаусса и затем производится статистическая обработка результатов расчета для всех реализаций, то ПРИЗН. 1=1;

ПРИЗН. ШУМ = (0 — если на входе звена собственно шум, 1 — если на выходе звена спектр шума. Если ПРИЗН. 1=1, то ПРИЗН. ШУМ всегда равен 0);

ШУМ — число элементов массива, содержащего отсчеты амплитуды шума. Собственно значения амплитуды шума заносятся в виде массива отсчетов, взятых в равноотстоящих точках по восемь чисел в строке, формат 8E10.3;

NDAT — целое нечетное число для датчика случайных чисел;

ИСПЫТ. — число реализаций случайного сигнала;

SROTKL — дисперсия случайного сигнала;

SREDN — среднее значение случайного сигнала.

Примечание. Если ПРИЗН. 1=0, то набираются параметры ПРИЗН. ШУМ, ШУМ и массив амплитуды шума. Остальные параметры равны 0. Если ПРИЗН. 1=1, то вводятся значения параметров: ШУМ, N ШУМ, K-ВО ИСПЫТ. SROTKL и SREDN; массив амплитуд шума не набирается.

Пусть в электронном тракте присутствует источник шумов, амплитуда которых задана набором чисел: 0,1; 0,2; 0,3; 0,4.

ПРИМЕР ЗАПОЛНЕНИЯ ФОРМУЛЯРА:

ВВ. ШУМ.

ПРИЗН. 1=0, ПРИЗН. ШУМ = 0, НШУМ = 010004, NDAT = 000000, К-ВО ИСПЫТ. = 000, SROTKL = +0.000E+00, SREDN = +0.000E:00 (ЕСЛИ ПРИЗН. 1=0, NDAT = 0, SROTKL = 0, SREDN = 0), МАССИВ ЭЛЕМ. ШУМА РАЗМЕРНОСТИ НШУМ ВВОДИТСЯ ЕСЛИ ПРИЗН. 1=0 (НАБИРАЕТСЯ С НОВОЙ СТРОКИ И ЯВЛЯЕТСЯ КОМПЛЕКСНЫМ, ФОРМАТ 8E10.3):
+0.100E+00+0.000E+00+0.200E+00+0.000E+00+0.300E+00+0.000E+00+0.400E+00+0.000E+00

Оператор ФОН (фоновое поле). При использовании этого оператора генерируется двумерный массив случайных чисел со статистическими характеристиками, соответствующими многоуровневой модели коррелированного случайного яркостного поля. В терминах языка ПАСМ этот сигнал соответствует частично когерентному сигналу (однако излучение при этом может быть и некогерентным).

В формуляр входят следующие параметры:

LO — максимальное значение яркости,

SIGM — дисперсия яркости макроструктуры фона ($\geq 0,11$),

BAL — бальность ($1 < BAL < 10$),

BRO — радиус корреляции макроструктуры,

BLI — уровень яркости микроструктуры,

BLGR — перепад градаций яркости микроструктуры,

BSIG — дисперсия яркости микроструктуры,

BRO — радиус корреляции микроструктуры,

IP — коэффициент распределения пуассона (принимается равным 4),

IIP — число градаций яркости в модели,

ВСПОМОГАТЕЛЬНЫЙ РАЗМЕР МАССИВА — размерность подматрицы микроструктуры (принимается равной 1/4 основной размерности),

ПРИЗНАК=0 — значения фона остаются во вспомогательном массиве,

— значения фона заносятся в основной массив E,

РАЗМЕР МАССИВА — размерность основного массива.

ПРИМЕР ЗАПОЛНЕНИЯ ФОРМУЛЯРА:

ФОН.

LO = +0.100E+01, ALF = +0.111E-03, SIGM = +0.336E-01, BAL = +0.400E+01, RM = +0.100E+01, BLT = +0.100E+00, BLGR = +0.800E+00, BSIG = +0.500E+01, BRO = +0.800E+01, IP = 0004, IIP = 0012, ВСПОМОГАТЕЛЬНЫЙ РАЗМЕР МАССИВА = 0008, ПРИЗНАК = 00, РАЗМЕР МАССИВА = 0032.

Оператор ОБЪЕКТ (предметное поле зрения). С помощью этого оператора задаются координаты центра предмета в системе координат поля зрения, линейные размеры поля зрения и источника излучения,

РАЗМЕР ПОЛЯ ЗРЕНИЯ = задается реальный размер наблюдаемой области, РАЗМЕР ОБЪЕКТА = задается реальный размер (в линейной мере) источника излучения,

КООРДИНАТА ОБЪЕКТА ПО ОСИ X = задается координата в принятой линейной мере,

КООРДИНАТА ОБЪЕКТА ПО ОСИ Y = аналогично, только для оси Y,

МАКСИМУМ ШУМА = максимальное значение шума (см. оператор ФОН),

ОТНОШЕНИЕ СИГНАЛ/ШУМ = пояснения не требуется,
РАЗМЕР МАССИВА = указана размерность массива,
ПРИЗНАК 1=0, если поле без фона, признак 1=1, если поле с фоном.

ПРИМЕР ЗАПОЛНЕНИЯ ФОРМУЛЯРА
ОБЪЕКТ

РАЗМЕР ПОЛЯ ЗРЕНИЯ = +0.100E+02, РАЗМЕР ОБЪЕКТА = 0.400E+02, КООРДИНАТА ПО ОСИ X = +0.000E+00, КООРДИНАТА ПО ОСИ Y = +0.000E+00, МАКСИМУМ ШУМА = +0.100E+01.

Оператор ВВО.ИЗО. (ввод изображения). Предназначен для занесения модели входного двумерного сигнала или его спектра. Заносится в виде квадратной матрицы. Пользователь должен задать размерность матрицы оператора РАЗМЕР МАССИВА.

Пусть вводимое изображение представляет собой круглое пятно диаметром $d = 0,15$ мм с постоянной яркостью, т. е. описывается функцией $\text{rect}(R/d)$, а число точек дискретизации вдоль каждой из координат $N=64$.

ПРИМЕР ЗАПОЛНЕНИЯ ФОРМУЛЯРА
ВВО.ИЗО.

РАЗМЕР МАССИВА N=0064, ПРИЗН.=02, R=+0.300E+00, МАССИВ ИЗОБРАЖЕНИЯ (НАБРАТЯСЯ С НОВОЙ СТРОКИ, ЕСЛИ ПРИЗН.=0 КАЖДОЕ ЧИСЛО СОСТОИТ ИЗ ДЕЙСТВИТЕЛЬНОЙ И МНИМ. ЧАСТИ, У ДЕЙСТВИТЕЛЬНЫХ ЧИСЕЛ МНИМАЯ ЧАСТЬ ЗАПОЛНЯЕТСЯ НУЛЯМИ, ФОРМАТ E10.3).

Примечание. Размер R берется вдвое больше диаметра изображения.

Оператор ВЫВОД ПОЛЯ (вывод поля). С помощью этого оператора можно выводить на печатающее устройство диаграмму, отображающую двумерный сигнал на выходе предыдущего оператора, диаграмма строится с помощью литер: @, *, %, #, 0, N, G, K, E, U, M, каждая из которых кодирует уровень, на 0,1 больший, чем предыдущая в диапазоне от 0 до 1. Так, N соответствует уровню 0,5, а G — 0,6 максимального значения.

Параметр ЧИСЛО ТОЧЕК задает размерность выводимого поля (предполагается, что выводимое поле — квадратная матрица).

Предположим, что требуется вывести на печатающее устройство распределение яркостного поля с числом точек дискретизации по каждой из осей координат $N=64$.

ПРИМЕР ЗАПОЛНЕНИЯ ФОРМУЛЯРА:
ВЫВ. ПОЛЯ

ЧИСЛО ТОЧЕК = 0064,

Оператор ПЧ. ГРАФ. (печать графика). Предназначен для вывода на печатающее устройство графика одномерного сигнала.

К-ВО ТОЧЕК = параметр, задающий число отсчетов сигнала.

ШАГ = — квантования сигнала,

ЧИСЛО ТОЧЕК ПО ОРДИНАТЕ = — желаемое число градаций сигнала,

МИН. АРГ. и МАКС. АРГ. = минимальное и максимальное значения аргумента.

Пусть требуется воспроизвести временную зависимость одномерного сигнала в графическом виде. Число точек аргумента равно 64, шаг по аргументу равен единице, максимальное число точек по ординате равно 100. Если максимальное и минимальное значения функции неизвестны, то их выбирают равными 1.

ПРИМЕР ЗАПОЛНЕНИЯ ФОРМУЛЯРА:

ПЧ. ГРАФ.

К-ВО ТОЧЕК = 0064, ШАГ = 001, ЧИСЛО ТОЧЕК ПО ОРДИНАТЕ = 100 МИН. АРГ. = +1.000E+00, МАКС. АРГ. = +1.000E+00.

Оператор К-ВО ЦИКЛОВ = N. С помощью этого оператора программа на входном языке ПАСМ повторяется N число раз.

ПУСТЬ ТРЕБУЕТСЯ ПРОВЕСТИ РАСЧЕТ ПРИБОРА ОДИН РАЗ.

ПРИМЕР ЗАПОЛНЕНИЯ ФОРМУЛЯРА:

КОН. ВЫЧ.

К-ВО ЦИКЛОВ = 1.

Описание процедуры постановки задания на выполнение ЭВМ. Получив ТЗ, пользователь формирует программу из операторов языка ПАСМ. Затем сформированная программа записывается в личную библиотеку. После этого на экране дисплея набирается команда постановки на исполнение.

Описание листинга ПАСМ

Листинг открывается заголовком:

АНАЛИЗ ОЭП СПЕКТРАЛЬНЫМ МЕТОДОМ

Успешное выполнение каждого оператора программы сопровождается сообщениями:

МОДУЛЬ "..... (название)"

МОД. (название) НАЧАЛ РАБОТУ

МОД. (название) ОКОНЧИЛ РАБОТУ.

Если при выполнении оператора происходит прерывание выполнения программы, единственной причиной может быть ошибка в записи входных данных. Сообщение об этом в каждом конкретном случае имеет определенный вид. Однако общим признаком неверного заполнения формуляра является отсутствие сообщения:

МОД. (название) ОКОНЧИЛ РАБОТУ.

В случае неправильной работы модулей УСИЛИТЕЛЬНОЕ ЗВЕНО, ИНТЕГРИРУЮЩЕЕ ЗВЕНО, АПЕРИОДИЧЕСКОЕ ЗВЕНО, ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩЕЕ ЗВЕНО 1, ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩЕЕ ЗВЕНО 2, КОЛЕБАТЕЛЬНОЕ ЗВЕНО, ЗАПАЗДЫВАЮЩЕЕ ЗВЕНО на листинг выдается сообщение: НЕВЕРНЫЕ ВХОДНЫЕ ДАННЫЕ В МОД. (название).

При появлении этого сообщения необходимо проверить число отсчетов, задающих входной сигнал, правильность признаков 1 и 2. В исключительных случаях прерывание выполнения перечисленных модулей возможно, даже если входные данные заданы в соответствии с требованиями языка ПАСМ. Это происходит, если входные данные имеют значения, близкие E+79 или E-75 (эти значения определяют динамический диапазон ЭВМ ЕС).

В случае неправильной работы модуля СЛОЙ ПРОСТРАНСТВА возможны следующие сообщения:

LAMB и LAMN ЗАДАНЫ НЕВЕРНО — отсутствует заполнение формуляра, спектральный диапазон не является оптическим или инфракрасным, т. е. $\lambda < 0,4$ мкм либо $\lambda \geq 14$ мкм, шаг квантования спектрального диапазона $\Delta\lambda$ выбран таким, что

$$\{(LAMB - LAMN) / DELTA\lambda + 1\} > 1000.$$

Описанная выше совокупность операторов ПАСМ является подмножеством языка ПАСМ2. Отличие заключается в том, что, как это следует из описания, входной язык ПАСМ требует от пользователя поэлементного

формирования массивов исходных данных. Иными словами, если проектант хочет воспользоваться аналитическим описанием функции пропуска раstra, ему необходимо или отдельно рассчитать значения этой функции в равноотстоящих точках, или составить отдельную программу на алгоритмическом языке ФОРТРАН. Поэтому входной язык ПАСМ используется для построения относительно несложных моделей ОЭП, когда отдельные передаточные характеристики звеньев задаются 16×16 или 16 отсчетами. При возрастании размерности массивов исходных данных подготовка программы, описывающей модель объекта проектирования, требует выполнения большого числа рутинных операций.

Для формирования моделей ОЭП, сигнал в которых задается полем 32×32 отчетов и более, проектант переходит к использованию операторов языка ПАСМ2. Его первое существенное отличие заключается в том, что топология схемы объекта проектирования вначале описывается последовательностью мнемонических образов — пиктограмм.

Собственно язык пиктограмм содержит все буквы латинского и русского алфавитов, а также символы: ".", "=", "-", "(", ")", "+", "/", "\", "<", ">". Существование в той или иной пиктограмме символа "=" означает, что программный модуль, соответствующий данной пиктограмме, преобразует многомерный оптический сигнал, а "-" — одномерный. Символы ">" и "<" используются для обозначения направления преобразования сигнала. Символ "." означает моделирование или преобразование когерентного сигнала, "*" — некогерентного сигнала, "**" — частично когерентного сигнала.

Ниже приводится перечень пиктограмм входного языка ПАСМ2.

— источник когерентного многомерного сигнала. Для обозначения некогерентного и частично когерентного сигнала применяются соответственно символы "*" и "**".

— источник когерентного одномерного (временного) сигнала. Некогерентный (белый шум), частично когерентный одномерные сигналы обозначаются соответственно "*" и "**". Под источниками сигнала понимаются поля амплитуд, интенсивностей и функции взаимной когерентности.

$I = . = I, I = * = I, I = ** = I$ — соответственно когерентный, некогерентный и частично когерентный слой пространства.

$= (.) =, = (*) =, = (**) =$ — соответственно когерентная, некогерентная и частично когерентная оптическая система.

$= I$ — анализатор изображения (на входе этого звена присутствует по меньшей мере двумерный сигнал, на выходе — одномерный временной сигнал).

$= I =$ — восстанавливающее звено (на входе звена одномерный временной сигнал, на выходе — восстановленный в соответствии с законом развертки двумерный сигнал).

$= I$ — квадратичный детектор излучения (приемник лучистой энергии).

Одномерные звенья электронного тракта имеют следующие обозначения:

$-(Y)-$ — усилительное звено, $-(Y)-$, $-(Y)*-$, $-(Y)**-$ — соответственно когерентное, некогерентное и частично когерентное звенья
 $-(A)-$ — аperiodическое звено;
 $-(K)-$ — колебательное звено;
 $-(D)-$ — дифференцирующее звено первого рода;
 $-(DD)-$ — дифференцирующее звено второго рода;
 $-(Z)-$ — задерживающее (запаздывающее звено);
 $-(I)-$ — интегрирующее звено;
 $-(W(p))$ — линейное звено общего вида с передаточной функцией $W(p)$;
 $-(A(u))$ — нелинейное звено, имеющее амплитудную характеристику $A(u)$.

Для обозначения операций вывода из ЭВМ промежуточных или окончательных результатов анализа ОЭП используется совокупность:

$=I$ — вывод поля; $=I\cdot$, $=I*$, $=I**$ — вывод поля в случае когерентного, некогерентного, частично когерентного сигналов;

$--I$ — печать графика, отображающего одномерный временной сигнал. Модификации этой пиктограммы для когерентного, частично когерентного и некогерентного случаев такие же, как и для пиктограммы оператора ВЫВОД ПОЛЯ.

Следующая группа пиктограмм позволяет описывать многомерные структурные схемы ОЭП:

$/$ и $\backslash$ — расщепители. С помощью этих символов обозначается соответственно ответвление сигнала "снизу вверх" и "сверху вниз":

$+$ — сумматор. Этим символом обозначается сложение сигналов. В зависимости от типа сигналов сложение происходит по следующим правилам: когерентные сигналы складываются по амплитуде, т. е. векторно; некогерентные сигналы складываются по среднему квадрату;

$\cdot$ — модулятор. Символ обозначает перемножение двух сигналов, один из которых является несущей, а другой — огибающей.

Пример описания структуры объекта проектирования:

$=>>I = \cdot = I > \backslash > = (\cdot) = > + > = I - > - I - >$
 $= (\cdot) = > /$
 $> - (W(p)) \cdot - > - I.$

Этой схемой описывается топология оптико-электронного прибора, преобразующего когерентный оптический и электрический когерентный сигналы. Сигнал от когерентного источника преобразуется в поле пространства, затем делится "сверху вниз" на две ветви. В обеих ветвях сигналы фильтруются оптическими системами, а затем складываются векторно, и возникшая интерференционная картина преобразуется анализатором изображения во временной одномерный сигнал, который затем детектируется и фильтруется уже как электрический сигнал звеном, имеющим передаточную функцию $W(p)$.

Результаты моделирования прохождения сигнала через такой ОЭП отображаются в виде графика сигнала на выходе прибора. Более детальное описание объекта проектирования осуществляется проектантом с помощью заполнения формуляров на каждое звено моделируемого ОЭП,

которые автоматически формируются в последовательности, указанной на схеме в разделе библиотеки ЭВМ. При этом параллельные участки схемы интерпретируются в виде последовательного расположения формуляров: сначала верхняя ветвь, затем нижняя.

Описание формуляров входного языка ПАСМ2.

Для ввода исходных данных в каждый программный модуль формуляры имеют общую структуру.

1. Заголовок содержит код модуля в виде двухразрядного целого числа 00—99, признак, указывающий на то, что данный формуляр является заключительным в описании объекта проектирования, название модуля, кодовую цепочку из четырех двухразрядных целых чисел. В этой цепочке два первых разряда указывают число вещественных параметров, два вторых — число целых параметров, далее установочный признак, с помощью которого указывается предусмотрен ли ввод исходных данных графиком. Последняя пара разрядов заполняется пользователем:

код 01 означает, что на листинге печатаются исходные данные,
код 00 отменяет печать.

2. Группа строк для ввода исходных вещественных данных.

3. Группа строк для ввода исходных целых данных.

4. Группа строк, с помощью которых указывается максимальное значение величин, задаваемых графически.

5. Поле для набора графически заданных величин.

6. Группа строк для аналитического описания исходных данных.

Общая концепция формуляра такова: пользователь заполняет лишь те разделы формуляра, которые содержат данные для выбранного способа ввода — графически или аналитически. Отдельные формуляры имеют особенности, поэтому далее в описании они разделены на группы.

Группа формуляров, описывающая одномерные звенья электронного тракта:

- а) усилительное звено,
- б) апериодическое звено,
- в) дифференцирующее звено,
- г) дифференцирующее звено второго рода,
- д) колебательное звено,
- е) запаздывающее звено,
- ж) линейное звено общего вида,
- з) нелинейность общего вида.

Перечисленные выше звенья имеют три модификации:

для преобразования когерентного сигнала,
для преобразования частично-когерентного сигнала,
для анализа чувствительности.

Линейное звено общего вида и нелинейное звено модификаций для анализа чувствительности не имеют. Формуляры на одномерные звенья а—е содержат только раздел ввода вещественных и целых параметров.

Формуляры на линейное звено общего вида и нелинейность содержат раздел для ввода передаточной функции в виде графика и раздел для ввода передаточной функции аналитически.

Формуляр для ввода данных в модуль НЕКОГЕРЕНТНАЯ ОПТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА содержит три раздела:

- ввод простых (целых и вещественных) переменных;
- ввод графических зависимостей для описания ОПФ или импульсного отклика оптической системы;
- ввод аналитических зависимостей для описания ОПФ или импульсного отклика оптической системы.

Выбор способа описания ОПФ или импульсного отклика осуществляется пользователем в разделе простых переменных. Графический ввод допускает не более 64 отсчетов вводимой функции, координатная сетка на каждый из двух графиков содержит 20 отсчетов по ординате (10 для положительных значений и 10 для отрицательных), начало координат соответствует нулевой пространственной координате (в случае импульсного отклика). Первый график соответствует модулю, второй — аргументу функции комплексного переменного, описывающей сечение ОПФ или импульсного отклика. Если задается импульсный отклик, то аргумент равен нулю, т. е. второй график не строится. Графики строятся любыми символами, передвижением курсора по экрану и нажатием клавиши с выбранным символом.

Из изложенного следует, что графический ввод ОПФ или импульсного отклика можно использовать лишь для четных функций.

Если симметрия в описании указанных выше функций отсутствует, пользователь имеет возможность вводить аналитическое описание. В этом случае имеется две возможности — ввод аналитического описания функции с помощью арифметического выражения, которое связывает все элементарные и аналитические функции, реализованные в алгоритмическом языке ФОРТРАН-4, или ввод новой функции с произвольно выбранным проектантом именем, но зависящей от переменных, указанных в формуляре. Во втором случае проектант может составить подпрограмму-функцию и записать ее в общую библиотеку ДУВЗ. С помощью этой подпрограммы вычисляются либо отсчеты входных сигналов, либо передаточных функций, либо закона сканирования и функции пропускания раstra.

Аналитический ввод осуществляется после занесения в строку признака ввода значения соответствующего признака, задания нижних границ области определения функций и шага квантования (дискретизации) области определения указанных функций. Собственно выражения описывающие эти функции записываются в последних двух строках формуляра.

При вводе исходных данных пользователь заполняет только те разделы формуляра, которые соответствуют выбранному способу ввода, остальные разделы игнорируются.

Ввод исходных данных к модулю АНАЛИЗАТОР ИЗОБРАЖЕНИЯ осуществляется двумя формулярами. Первый формуляр предназначен для описания рисунка раstra и носит название "ввод изображения". Собственно рисунок раstra изображается на экране дисплея линиями равного уровня с помощью выбранной и указанной пользователем системы кодирования различными символами. Этот заполненный формуляр и закодированный рисунок раstra заносятся в раздел библиотеки ДУВЗ и после их занесения выполняется программа, преобразующая закодированный рисунок в комплексный массив исходных данных.

Правила заполнения формуляра описаны в разделе ВВОД ИЗОБРАЖЕНИЯ.

Собственно формуляр АНАЛИЗАТОР ИЗОБРАЖЕНИЯ содержит две строки для ввода вещественных параметров и шесть строк для ввода целых параметров. Кроме того, имеются две строки для аналитического описания траектории движения раstra. Основная концепция описания траектории заключается в следующем: траектория рассматривается как фигура Лиссажу и ее уравнение задается параметрически — зависимостью абсциссы и ординаты от времени. Эти две зависимости по выбору пользователя могут задаваться графически или аналитически. Для ввода траектории графиком отводится поле после формуляра. По мере заполнения экрана пользователь переходит на следующий экран нажатием клавиши ВВОД. Окончание графика должно быть помечено не менее, чем тремя символами — ””. График располагается на экране вертикально — ось ординат (собственно значения перемещения раstra) горизонтальна и содержит 80 градаций. Цена градаций устанавливается пользователем в соответствующей строке формуляра. Ось абсцисс (текущее время анализа) вертикальна. Такое расположение графика позволяет ввести неограниченную во времени последовательность. Собственно график строится пользователем с помощью произвольно выбранных символов передвижениями курсора по экрану. Если часть символов не занесена, выполняется линейная интерполяция между ближайшими отсчетами. Оба графика заносятся друг за другом, сначала зависимость координаты X от времени анализа, а затем Y от времени анализа. Время анализа кодируется порядковым номером отсчета — 1, 2, 3 и т. д.

Для ввода траектории аналитической зависимостью в формуляре указывается значение соответствующего признака, задается начальное значение времени анализа и шаг его квантования. Эти величины выбираются такими, чтобы ближайшее целое число от отношения общего времени анализа (цикла или периода повторения траекторий) к шагу квантования соответствовало числу отсчетов, указанному пользователем в соответствующей строке формуляра.

Выражения для зависимости координат X и Y от времени анализа записываются в двух последних строках формуляра. Ввод исходных данных к модулю ПРИЕМНИК ЛУЧИСТОЙ ЭНЕРГИИ осуществляется заполнением соответствующих строк формуляра вещественными и целыми параметрами и по выбору пользователя графическим или аналитическим описанием функций, с помощью которых задаются следующие данные:

- а) спектральное пропускание элементов ОЭП, стоящих до ПЛЭ;
- б) спектральная вольтовая чувствительность;
- в) спектральный коэффициент серости источника излучения в оптико-электронном тракте;
- г) спектральное пропускание фильтра на входе ПЛЭ.

Выбор графического или аналитического ввода перечисленных зависимостей осуществляется занесением в соответствующую строку значения специального признака. Если ввод осуществляется графиком, то в соответствующем разделе формуляра указываются максимальные значения для каждой зависимости, а собственно графики строятся любыми

символами. Каждый график имеет не более 71 отсчета по длине волны и 10 градаций по ординате. Нижняя полуплоскость поля графика соответствует отрицательным значениям и поэтому не заполняется. Если ввод осуществляется аналитически, то пользователь, указав значение соответствующего признака, игнорирует все четыре поля графиков, нажав клавишу ВВОД, а затем в четырех последних строках формуляра записывает выражения для перечисленных характеристик. Выражения должны зависеть только от одной переменной, обозначающей длину волны. Область определения этих функций задается верхним и нижним значениями границ спектрального диапазона работы ОЭП. Шаг квантования спектрального диапазона выбирается таким, чтобы ближайшее целое от результата деления длины диапазона на значение шага равнялось числу отсчетов, указанных пользователем в формуляре в разделе целых параметров.

Формуляр для ввода исходных данных к модулю ВВОД ИЗОБРАЖЕНИЯ состоит из двух частей. Первая часть является автономной и формируется отдельно от всего пакета задания. Пользователь формирует изображение входного двумерного сигнала в соответствии с выбранным способом кодировки линий уровня, записывает сформированное изображение в раздел библиотеки, а затем инициализирует выполнение программы, формирующей комплексный массив исходных данных.

Вторая часть формуляра является обязательной компонентой программы на входном языке ПАСМ и содержит набор признаков, с помощью которых выбирается тот или иной способ ввода изображения. Если пользователь хочет ввести изображение из базы данных, он заполняет соответствующую строку значением признака.

База данных создается в проектной организации и содержит набор тестовых сигналов (как полутоновых изображений, так и одномерных электрических сигналов и характеристик шумов).

Характерной чертой формуляров операторов ЯОО ПАСМ2 является свободный формат пояснительных текстов и служебных частей. К служебным частям относятся первые четыре строки. Они содержат код и название модуля, соответствующего данному формуляру, и признак завершения текста описания объекта проектирования. Этот признак заносится в правый верхний угол и равен 1, если формуляр является завершающим.

Далее приводится описание формуляров операторов ЯОО ПАСМ2.

В тех случаях, когда формат исходных данных совпадает с ЯОО ПАСМ, читатель может вернуться к соответствующему описанию, приведенному выше.

Оператор А.И. Существо простых переменных, с помощью которых оговариваются конструктивные параметры анализатора изображения дано в описании ЯОО ПАСМ. Ниже приводится пример заполнения формуляра, если анализатор — линейно возвратно-поступательно перемещающаяся шель, рисунок которой задан полем размерностью 64 X 64 отсчета.

Формуляр на модуль АНАЛИЗАТОР ИЗОБРАЖЕНИЯ заполняется следующим образом:

КОД МОДУЛЯ 4 ϕ $\phi 2\phi 6\phi\phi\phi$	НАЗВАНИЕ МОДУЛЯ: АНАЛИЗАТОР ИЗОБРАЖЕНИЯ (ПРЕОБРАЗОВАНИЕ) ЧАСТИЧНО КОГЕРЕНТНОГО СИГНАЛА)		ϕ
ПАРАМЕТР	ЗНАЧЕНИЕ	ОПИСАНИЕ И РАЗМЕРНОСТЬ	
T	$+\phi.\phi\phi\phi\phi\phi\phi+\phi\phi$	НАЧАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ ТЕКУЩЕГО ВРЕМЕНИ АНАЛИЗА, ЕСЛИ РАЗВЕРТКА ЗАДАЕТСЯ АНАЛИТИЧЕСКИМИ ФУНКЦИЯМИ	
DELT	$+\phi.\phi\phi\phi\phi\phi\phi+\phi\phi$	ШАГ ИЗМЕНЕНИЯ АРГУМЕНТА; ЕСЛИ ВВОД РАЗВЕРТКИ ОСУЩЕСТВЛЯЕТСЯ ГРАФИКОМ, ТО ПЕРВЫЕ ДВЕ СТРОКИ НЕ ЗАПОЛНЯТЬ	
КЛЮЧ	$\phi\phi\phi$	= ϕ , ЕСЛИ ГРАФИЧЕСКИЙ СПОСОБ ЗАДАНИЯ = $\dots$, ЕСЛИ АНАЛИТИЧЕСКИЙ СПОСОБ ЗАДАНИЯ	
NA	$\phi 64$	ЧИСЛО ЭЛЕМЕНТОВ ФУНКЦИИ ПРОПУСКАНИЯ РАСТРА ВДОЛЬ ОСИ ОХ ИЛИ ОУ. NA ДОЛЖНО БЫТЬ РАВНО 2 В СТЕПЕНИ M, ГДЕ M = 3, 4, 5 ...	
NRASTR	$\phi 64$	ЧИСЛО ЭЛЕМЕНТОВ ФУНКЦИИ ПЕРЕМЕЩЕНИЯ РАСТРА – КОНСТАНТА, ЗАДАЮЩАЯ ЧИСЛО ОТСЧЕТОВ ФУНКЦИИ, ОПИСЫВАЮЩЕЙ ЗАКОН РАЗВЕРТКИ В АНАЛИЗАТОРЕ. NRASTR-2 В СТЕПЕНИ M	
СПЕКТР ИЛИ СИГНАЛ "ВХ"	$\phi\phi\phi$	= $\dots$, ЕСЛИ НА ВХОДЕ ЗВЕНА СПЕКТР СИГНАЛА = ϕ , ЕСЛИ НА ВХОДЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ОСВЕЩЕННОСТИ В ПЛОСКОСТИ ИЗОБРАЖЕНИЯ	
СПЕКТР ИЛИ СИГНАЛ "ВЫХ"	$\phi\phi\phi$	=1, ЕСЛИ НА ВЫХОДЕ ЗВЕНА СПЕКТР СИГНАЛА = ϕ , ЕСЛИ НА ВЫХОДЕ СИГНАЛ ВО ВРЕМЕНИ	
АМПЛИТУДА РАЗВЕРТКИ	$\phi\phi 1$		
АНАЛИТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ФУНКЦИИ		FANX(T) =	
АНАЛИТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ФУНКЦИИ		FANY(T) =	

Далее проектант строит графики, задающие параметрические уравнения изменения координат растра во времени. Ось T идет вертикально, сверху вниз.

Оператор ПЛЭ (приемник лучистой энергии или квадратичный детектор излучения). Описание параметров этого оператора совпадает с описанием для ЯОО ПАСМ, поэтому ниже приводится пример.

Пусть приемник лучистой энергии работает в диапазоне длин волн от $LAMH = 0,14$ мкм до $LAMB = 1, 2$ мкм. Число отсчетов в выбранном диапазоне длин волн $N=9$, шаг квантования — диапазона — $DELTA = 0,1$ мкм, максимальное значение спектральной вольтовой чувствительности $SPLE = 0,3$ В/ВТ. Массивы коэффициентов пропускания, спектральной чувствительности, коэффициентов серости и плотности энергии задаются графически или аналитически:

графически, если признак способа задания функции (3-я пара цифр во второй строке в левом углу формуляра) равен 01.

аналитически, если признак равен 00.

Если спектральная вольтовая чувствительность задается в безразмерном виде, то значение параметра $SPLE$ не равно 1 и имеет размерность В/ВТ.

С новой строки заносятся значения коэффициента серости излучателя, соответствующие отрезку $LAMH-LAMB$ в N точках, если источник излучения не является АЧТ.

В заключение заносятся с новой строки значения спектральной плотности лучистой энергии источника, если он является серым телом.

Все перечисленные массивы задаются пользователем графически или аналитически, отражая выбранный способ задания в коде модуля (см. выше) и заполнением или незаполнением соответствующих строк формуляра.

Формуляр на модуль ПРИЕМНИК ЛУЧИСТОЙ ЭНЕРГИИ имеет следующий вид:

КОД МОДУЛЯ 30 05010101	НАЗВАНИЕ МОДУЛЯ: ПРИЕМНИК ЛУЧИСТОЙ ЭНЕРГИИ (ПЛЭ)		0
ПАРАМЕТР	ЗНАЧЕНИЕ	ОПИСАНИЕ И РАЗМЕРНОСТЬ	
LAMB	+1.2000E+00	ЗНАЧЕНИЕ ВЕРХНЕЙ ГРАНИЦЫ СПЕКТРАЛЬНОЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ПЛЭ	
LAMH	+0.1400E+00	ЗНАЧЕНИЕ НИЖНЕЙ ГРАНИЦЫ СПЕКТРАЛЬНОЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ПЛЭ	
DELTA	+0.1000E+00	ШАГ КВАНТОВАНИЯ СПЕКТРАЛЬНОГО ИНТЕРВАЛА	
SPLE	+0.3000E+00	МАКСИМАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ СПЕКТРАЛЬНОЙ ВОЛЬТОВОЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ, В/Вт	
T	+5.0000E+02	ТЕМПЕРАТУРА ИСТОЧНИКА ИЗЛУЧЕНИЯ, К	
NS	009	ЧИСЛО ОТСЧЕТОВ В ВЫБРАННОМ СПЕКТРАЛЬНОМ ИНТЕРВАЛЕ	
МАКСИМАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЕ ГРАФИЧЕСКИ ЗАДАНЫХ ФУНКЦИЙ			

ЕСЛИ МАКСИМАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ВАМ НЕ ИЗВЕСТНЫ ВВЕДИТЕ ДАННЫЙ ФОРМУЛЯР БЕЗ ИЗМЕНЕНИЯ, НАЖАВ КЛАВИШУ ВВОД

ФУНКЦИЯ	МАКСИМАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ	ОПИСАНИЕ ФУНКЦИИ
S	+1.0000E+00	МАКСИМАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ СПЕКТРАЛЬНОЙ ВОЛЬТОВОЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ
TAU	+1.0000E+00	МАКСИМАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА ПРОПУСКАНИЯ ВХОДНОГО ОКНА ППЭ
EPS	+1.0000E+00	МАКСИМАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА СЕРОСТИ ИЗЛУЧАТЕЛЯ В ИНТЕРВАЛЕ
M	+1.0000E+00	МАКСИМАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ СПЕКТРАЛЬНОЙ ПЛОТНОСТИ ЛУЧИСТОЙ ЭНЕРГИИ ИСТОЧНИКА

В остальных строках проектант строит графики функций, соответствующих спектральной вольтовой чувствительности, коэффициенту пропускания входного окна, коэффициенту серости излучателя, распределению спектральной плотности лучистой энергии. Всего 4 графика по 20 строк на каждый. При этом равномерные зависимости можно не строить, так как по умолчанию все значения принимаются равными единице. Формуляр заканчивается таблицей:

АНАЛИТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ФУНКЦИИ	FPLE1(X) =
АНАЛИТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ФУНКЦИИ	FPLE2(X) =
АНАЛИТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ФУНКЦИИ	FPLE3(X) =
АНАЛИТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ФУНКЦИИ	FPLE4(X) =

Оператор О.С. Отличие этого формуляра от описанного выше заключается прежде всего в отсутствии описания конструктивных параметров оптической системы на схемотехническом уровне. Кроме того, формуляр содержит описание области определения и собственно функции, с помощью которой описывается ОПФ или импульсный отклик оптической системы. Ниже приводится образец формуляра, в котором опущены поля для задания графиков функций.

КОД МОДУЛЯ 26 08040101	НАЗВАНИЕ МОДУЛЯ: ОПТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА (ПРЕОБРАЗОВАНИЕ НЕКОГЕРЕНТНОГО СИГНАЛА)		8
ПАРАМЕТР	ЗНАЧЕНИЕ	ОПИСАНИЕ И РАЗМЕРНОСТЬ	
DELTA X1	+0.0000E+00	ШАГ ИЗМЕНЕНИЯ АРГУМЕНТА X ФУНКЦИИ F(X, Y)	

DELTA X	+0.0000E+00	ШАГ ИЗМЕНЕНИЯ АРГУМЕНТА X ФУНКЦИИ Z(X, Y)
DELTA Y1	+0.0000E+00	ШАГ ИЗМЕНЕНИЯ АРГУМЕНТА Y ФУНКЦИИ F(X, Y)
DELTA Y	+0.0000E+00	ШАГ ИЗМЕНЕНИЯ АРГУМЕНТА Y ФУНКЦИИ Z(X, Y)
X1	+0.0000E+00	НИЖНЯЯ ГРАНИЦА ОБЛАСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ F(X, Y) ПО X
X	+0.0000E+00	НИЖНЯЯ ГРАНИЦА ОБЛАСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ Z(X, Y) ПО X
Y1	+0.0000E+00	НИЖНЯЯ ГРАНИЦА ОБЛАСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ F(X, Y) ПО Y
Y	+0.0000E+00	НИЖНЯЯ ГРАНИЦА ОБЛАСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ Z(X, Y) ПО Y
NH	000	ЧИСЛО ТОЧЕК ДИСКРЕТИЗАЦИИ ИМПУЛЬСНОГО ОТКЛИКА ИЛИ ОПФ
ПРИЗНАК 1	000	=1, ЕСЛИ НА ВХОДЕ ОПТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ СПЕКТР СИГНАЛА =0, ЕСЛИ НА ВХОДЕ ОПТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ЯРКОСТНОЕ ПОЛЕ
ПРИЗНАК 2	000	=1, ЕСЛИ НА ВЫХОДЕ ОС ПОЛЬЗОВАТЕЛЯ ИНТЕРЕСУЕТ СПЕКТР ПРОСТРАНСТВЕННОГО СИГНАЛА =0, ЕСЛИ НА ВЫХОДЕ ПОЛЕ ОСВЕЩЕННОСТИ
ПРИЗНАК 3	000	=1, ЕСЛИ ОС ЗАДАЕТСЯ ОПФ =0, ЕСЛИ ОС ЗАДАЕТСЯ ИМПУЛЬСНЫМ ОТКЛИКОМ

МАКСИМАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ГРАФИЧЕСКИ ЗАДАНЫХ ФУНКЦИЙ

ЕСЛИ МАКСИМАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ВАМ НЕ ИЗВЕСТНЫ ВВЕДИТЕ ДАННЫЙ ФОРМУЛЯР БЕЗ ИЗМЕНЕНИЙ, НАЖАВ КЛАВИШУ ВВОД

ФУНКЦИЯ	МАКСИМАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ	ОПИСАНИЕ ФУНКЦИИ
AMP	+1.0000E+00	АМПЛИТУДА ИМПУЛЬСНОГО ОТКЛИКА ИЛИ ОПФ
FAZ	+1.0000E+00	ФАЗА ИМПУЛЬСНОГО ОТКЛИКА ИЛИ ОПФ

Далее проектант вводит графики функций, или описывает их аналитически, пропустив 46 строк на экране дисплея

АНАЛИТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ФУНКЦИИ: МОДУЛЬ	MODOPT(X, Y) =
АНАЛИТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ФУНКЦИИ: АРГУМЕНТ	ARGOPT(X, Y) =

Оператор О.С.Ч.К. (оптическая система частично когерентная). В формуляре, приведенном ниже, дан пример описания частично когерентной оптической системы с помощью функции взаимной когерентности, заданной аналитически. Поскольку эта функция зависит от четырех аргументов или от двух векторных переменных, ее графическое представление невозможно.

КОД МОДУЛЯ 27 03030000	НАЗВАНИЕ МОДУЛЯ: ОПТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА (ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЧАСТИЧНО КОГЕРЕНТНОГО СИГНАЛА)		0
ПАРАМЕТР	ЗНАЧЕНИЕ	ОПИСАНИЕ И РАЗМЕРНОСТЬ	
DL1	+1.0000E+02	РАССТОЯНИЕ ОТ ПЛОСКОСТИ ПРЕДМЕТА ДО ПЛОСКОСТИ ВХОДНОГО ЗРАЧКА, СМ	
DL2	+2.0000E+02	РАССТОЯНИЕ ОТ ПЛОСКОСТИ ВЫХОДНОГО ЗРАЧКА ДО ПЛОСКОСТИ ИЗОБРАЖЕНИЯ	
DW	+1.0000E-04	ДЛИНА ВОЛНЫ ИЗЛУЧЕНИЯ, СМ	
NDISK	008	ЧИСЛО ТОЧЕК ДИСКРЕТИЗАЦИИ ПОЛЯ ПРЕДМЕТОВ (КВАДРАТНЫЙ КОРЕНЬ РАЗМЕРНОСТИ ИЗОБРАЖЕНИЯ)	
СПЕКТР ИЛИ СИГНАЛ "ВХ"	000	=1, ЕСЛИ НА ВХОДЕ ЗВЕНА СПЕКТР СИГНАЛА =0, ЕСЛИ НА ВХОДЕ СИГНАЛ ВО ВРЕМЕНИ	
СПЕКТР ИЛИ СИГНАЛ "ВЫХ"	000	=1, ЕСЛИ НА ВЫХОДЕ ЗВЕНА СПЕКТР СИГНАЛА =0, ЕСЛИ НА ВЫХОДЕ СИГНАЛ ВО ВРЕМЕНИ	
АНАЛИТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ФУНКЦИИ: ВЗАИМНОЙ КОГЕРЕНТНОСТИ		$FWK(P1, P2) = \exp(-P1^{**2}/0.2^{**2} - P2^{**2}/0.2^{**2})$	

Заметим, что параметр NDISC, равный, как это следует из комментариев, квадратному корню от числа точек дискретизации поля предметов выбирается проектантом исходя из размерности и области определения функции взаимной когерентности, т. е. проектант должен учитывать, что $P1 = P1(X_1, Y_2)$, а $P2 = P2(X_2, Y_2)$.

200

ПАРАМЕТР	ЗНАЧЕНИЕ	ОПИСАНИЕ И РАЗМЕРНОСТЬ
DELTA X1	+0.0000E+00	ШАГ ИЗМЕНЕНИЯ АРГУМЕНТА X ФУНКЦИИ F(X, Y)

Оператор О.С.К. (оптическая система когерентная). В ЯОО ПАСМ этот оператор отсутствует, поэтому параметры, входящие в формуляр требуют пояснения. DL1 и DL2 – отрезки, определяющие в метрах расстояние от плоскости предмета до плоскости входного зрачка и от плоскости выходного зрачка до плоскости изображения. DW – вещественный параметр, с помощью которого задается длина волны излучения. Формуляр имеет вид:

КОД МОДУЛЯ 28 03020001	НАЗВАНИЕ МОДУЛЯ: ОПТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА (ПРЕОБРАЗОВАНИЕ КОГЕРЕНТНОГО СИГНАЛА)		Ø
ПАРАМЕТР	ЗНАЧЕНИЕ	ОПИСАНИЕ И РАЗМЕРНОСТЬ	
DL1	+1.0000E+02	РАССТОЯНИЕ ОТ ПЛОСКОСТИ ПРЕДМЕТА ДО ПЛОСКОСТИ ВХОДНОГО ЗРАЧКА, М	
DL2	+2.0000E+02	РАССТОЯНИЕ ОТ ПЛОСКОСТИ ВЫХОДНОГО ЗРАЧКА ДО ПЛОСКОСТИ ИЗОБРАЖЕНИЯ, М	
DW	+1.0000E-06	ДЛИНА ВОЛНЫ ИЗЛУЧЕНИЯ, М	
СПЕКТР ИЛИ СИГНАЛ "ВХ"	000	=1, ЕСЛИ НА ВХОДЕ ЗВЕНА СПЕКТР СИГНАЛА =0, ЕСЛИ НА ВХОДЕ СИГНАЛ ВО ВРЕМЕНИ	
СПЕКТР ИЛИ СИГНАЛ "ВЫХ"	000	=1, ЕСЛИ НА ВЫХОДЕ ЗВЕНА СПЕКТР СИГНАЛА =0, ЕСЛИ НА ВЫХОДЕ СИГНАЛ ВО ВРЕМЕНИ	

Далее, в следующих 40 строках проектант строит графики функций, описывающих передаточную функцию оптической системы, а в двух последних строках формуляра по выбору может дать аналитическое описание передаточной функции.

Формуляры для ввода параметров операторов С.П.К. (слой пространства когерентный) и С.П.Ч.К. (слой пространства частично когерентный) аналогичны формулярам операторов О.С., О.С.К., О.С.Ч.К. Разница заключается в том, что они содержат параметр, с помощью которого описывается длина слоя пространства, поэтому здесь они не описываются. Группа формуляров, описывающих одномерные звенья электронного тракта ОЭП имеют общие особенности. Как было отмечено выше, электронный тракт ОЭП описывается комбинацией линейных и нелинейных звеньев.

Если линейные звенья стоят в модели последовательно, то пользователь должен предусмотреть передачу спектра сигнала из модуля в модуль. Если между линейными звеньями стоят нелинейности, то с помощью специальных признаков пользователь должен предусмотреть в следующем звене формирование временного сигнала.

Формуляры линейных звеньев электронного тракта ОЭП имеют три модификации:

для преобразования когерентного сигнала;

для преобразования частично когерентного и некогерентного сигналов;

с анализом чувствительности.

Рассмотрим формуляры на одномерные звенья подробнее.

Оператор УСИЛ. ЗВ. Модификации этого оператора описываются с помощью пиктограмм. Собственно формуляры каждой из трех модификаций имеют аналогичные параметры.

При заполнении формуляров приняты следующие обозначения параметров:

ПРИЗН 1 — (1, если на входе звена спектр сигнала,
0, если на входе звена сигнал во времени).

ПРИЗН 2 — (1, если на выходе звена спектр сигнала,
0, если на выходе звена сигнал во времени)

F НИЖН — (значение нижней границы полосы пропускания всего электронного тракта).

F ВЕРХН — (максимальное значение полосы пропускания),

КУС — (значение общего коэффициента усиления электронного тракта).

Во всех остальных операторах значения признаков ПРИЗН 1 и ПРИЗН 2 имеют тот же смысл, что и в операторе УСИЛ.ЗВ. Поэтому в описании операторов эти признаки больше не указываются, то же самое относится к значениям F НИЖН и F ВЕРХН.

Предположим, что усилительное звено работает в спектральном диапазоне от F НИЖН = 0 до F ВЕРХН = 1.07E+05 Гц, а коэффициент усиления КУС = 0.3. Тогда формуляр на модуль УСИЛИТЕЛЬНОЕ ЗВЕНО заполняется следующим образом.

КОД МОДУЛЯ 01 03020101	НАЗВАНИЕ МОДУЛЯ: УСИЛИТЕЛЬНОЙ ЗВЕНО (ПРЕОБР. КОГЕРЕНТНОГО СИГНАЛА)		0
ПАРАМЕТР	ЗНАЧЕНИЕ	ОПИСАНИЕ И РАЗМЕРНОСТЬ	
КУС	+0.3000E+00	КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ	
F ВЕРХН	+1.0750E+05	МАКСИМАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ, ГЦ	
F НИЖН	+0.0000E+00	ЗНАЧЕНИЕ НИЖНЕЙ ГРАНИЦЫ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ ВСЕГО ЭЛЕКТРОННОГО ТРАКТА, ГЦ	
СПЕКТР ИЛИ СИГНАЛ "ВХ"	000	=1, ЕСЛИ НА ВХОДЕ ЗВЕНА СПЕКТР СИГНАЛА =0, ЕСЛИ НА ВХОДЕ СИГНАЛ ВО ВРЕМЕНИ	

СПЕКТР ИЛИ СИГНАЛ "ВЫХ"	000	=1, ЕСЛИ НА ВЫХОДЕ ЗВЕНА СПЕКТР СИГНАЛА =0, ЕСЛИ НА ВЫХОДЕ СИГНАЛ ВО ВРЕМЕНИ
-------------------------	-----	---

Оператор ИНТ.ЗВ. Параметры, входящие в состав формуляра, имеют аналогичный физический смысл как в случае преобразования когерентного сигнала, так и в случае некогерентного и частично когерентного сигналов. Поэтому здесь можно ограничиться примером преобразования когерентного сигнала.

Пусть необходимо промоделировать работу интегрирующего звена в частотном диапазоне от $F_{НИЖН} = 0$ до $F_{ВЕРХН} = 1.07E+5$ Гц с шагом набора измерений $ШАГ = 0.7E+2$, постоянная времени $TAU = 0.002$ с. Формуляр на модуль ИНТЕГРИРУЮЩЕЕ ЗВЕНО имеет вид:

КОД МОДУЛЯ 16 04020000	НАЗВАНИЕ МОДУЛЯ ИНТЕГРИРУЮЩЕЕ ЗВЕНО (ПРЕОБР. КОГЕРЕНТНОГО СИГНАЛА)		0
ПАРАМЕТР	ЗНАЧЕНИЕ	ОПИСАНИЕ И РАЗМЕРНОСТЬ	
ШАГ	+0.7000E+02	ЗНАЧЕНИЕ ШАГА ИЗМЕНЕНИЙ	
TAU	+0.2000E-02	ЗНАЧЕНИЕ ПОСТОЯННОЙ ВРЕМЕНИ (ЗАДЕРЖКИ), С	
F ВЕРХН	+1.0700E+05	МАКСИМАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ, ГЦ	
F НИЖН	+0.0000E+00	ЗНАЧЕНИЕ НИЖНЕЙ ГРАНИЦЫ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ ВСЕГО ЭЛЕКТРОННОГО ТРАКТА, ГЦ	
СПЕКТР ИЛИ СИГНАЛ "ВХ"	000	=1, ЕСЛИ НА ВХОДЕ ЗВЕНА СПЕКТР СИГНАЛА =0, ЕСЛИ НА ВХОДЕ СИГНАЛ ВО ВРЕМЕНИ	
СПЕКТР ИЛИ СИГНАЛ "ВЫХ"	000	=1, ЕСЛИ НА ВЫХОДЕ ЗВЕНА СПЕКТР СИГНАЛА =0, ЕСЛИ НА ВЫХОДЕ СИГНАЛ ВО ВРЕМЕНИ	

Следует заметить, что идеализированное интегрирующее звено, как известно, не имеет постоянной времени. Поэтому, если проектант пользуется идеализированным представлением звена, в качестве постоянной времени может выступать общий множитель (величина, обратная коэффициенту усиления всего тракта).

Оператор ДИФ.ЗВ.1. Формуляры на все модификации данного оператора содержат одинаковые по физическому смыслу параметры. Заполнение формуляра ясно из примера.

Если в электронном тракте ОЭП имеется дифференцирующее звено 1-го рода, работающее в диапазоне частот $F_{НИЖН} = 0$, $F_{ВЕРХН} = 1.07+5$ Гц,

постоянная времени звена $\tau = 0,002$ с, то формуляр на модуль ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩЕЕ ЗВЕНО 1-ГО РОДА имеет вид:

КОД МОДУЛЯ 07 03020000	НАЗВАНИЕ МОДУЛЯ: ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩЕЕ ЗВЕНО 1-ГО РОДА (ПРЕОБРАЗОВАНИЕ КОГЕРЕНТНОГО СИГНАЛА)		0
ПАРАМЕТР	ЗНАЧЕНИЕ	ОПИСАНИЕ И РАЗМЕРНОСТЬ	
τ	$+0.2000E-02$	ЗНАЧЕНИЕ ПОСТОЯННОЙ ВРЕМЕНИ (ЗАДЕРЖКИ), С	
F НИЖН	$+1.0700E+05$	МАКСИМАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ, ГЦ	
F ВЕРХН	$+0.0000E+00$	ЗНАЧЕНИЕ НИЖНЕЙ ГРАНИЦЫ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ ВСЕГО ЭЛЕКТРОННОГО ТРАКТА, ГЦ	
СПЕКТР ИЛИ СИГНАЛ "ВХ"	000	=1, ЕСЛИ НА ВХОДЕ ЗВЕНА СПЕКТР СИГНАЛА =0, ЕСЛИ НА ВХОДЕ СИГНАЛ ВО ВРЕМЕНИ	
СПЕКТР ИЛИ СИГНАЛ "ВЫХ"	000	=1, ЕСЛИ НА ВЫХОДЕ ЗВЕНА СПЕКТР СИГНАЛА =0, ЕСЛИ НА ВЫХОДЕ СИГНАЛ ВО ВРЕМЕНИ	

Оператор ДИФ. ЗВ.2. Формуляры на возможные модификации этого оператора аналогичны, поэтому ниже приводится пример заполнения формуляра.

Если электронный тракт ОЭП содержит дифференцирующее звено 2-го рода, преобразующее сигнал в диапазоне частот F НИЖН = 0 Гц, F ВЕРХН = $1.07E+5$ Гц и имеющее следующие параметры: постоянная времени $\tau = 0,003$ с, декремент затухания AKSI = 0,02 1/с, то формуляр на модуль ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩЕЕ ЗВЕНО 2-ГО РОДА заполняется следующим образом:

КОД МОДУЛЯ 10 04020000	НАЗВАНИЕ МОДУЛЯ: ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩЕЕ ЗВЕНО 2-ГО РОДА (ПРЕОБР. КОГЕРЕНТНОГО СИГНАЛА)		0
ПАРАМЕТР	ЗНАЧЕНИЕ	ОПИСАНИЕ И РАЗМЕРНОСТЬ	
AKSI	$+0.2000E-01$	КОЭФИЦИЕНТ, СООТВЕТСТВУЮЩИЙ ДЕКРЕМЕНТУ ЗАТУХАНИЯ	
τ	$+0.3000E-02$	ЗНАЧЕНИЕ ПОСТОЯННОЙ ВРЕМЕНИ (ЗАДЕРЖКИ), С	
F ВЕРХН	$+1.0700E+05$	МАКСИМАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ, ГЦ	

F НИЖН	$+0.0000E+00$	ЗНАЧЕНИЕ НИЖНЕЙ ГРАНИЦЫ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ ВСЕГО ЭЛЕКТРОННОГО ТРАКТА, ГЦ
СПЕКТР ИЛИ СИГНАЛ "ВХ"	000	=1, ЕСЛИ НА ВХОДЕ ЗВЕНА СПЕКТР СИГНАЛА =0, ЕСЛИ НА ВХОДЕ СИГНАЛ ВО ВРЕМЕНИ
СПЕКТР ИЛИ СИГНАЛ "ВЫХ"	000	=1, ЕСЛИ НА ВЫХОДЕ ЗВЕНА СПЕКТР СИГНАЛА =0, ЕСЛИ НА ВЫХОДЕ СИГНАЛ ВО ВРЕМЕНИ

Оператор АПЕР.ЗВ. Описание параметров формуляра на это звено аналогично для его модификации и совпадает с описанием, данным для ЯОО ПАСМ. Поэтому можно ограничиться следующим примером.

Если в состав прибора входит апериодическое звено, преобразующее сигнал в спектральном диапазоне от $F_{\text{НИЖН}} = 0$ Гц до $F_{\text{ВЕРХН}} = 1.07E+5$ Гц с постоянной времени звена $TAU = 0.2E-2$ с, формуляр на модуль АПЕРИОДИЧЕСКОЕ ЗВЕНО имеет следующий вид:

КОД МОДУЛЯ 04 03020000	НАЗВАНИЕ МОДУЛЯ: АПЕРИОДИЧЕСКОЕ ЗВЕНО (ДЛЯ КОГЕРЕНТНОГО СИГНАЛА)		0
ПАРАМЕТР	ЗНАЧЕНИЕ	СПИСАНИЕ И РАЗМЕРНОСТЬ	
TAU	$+0.2000E-02$	ПОСТОЯННАЯ ВРЕМЕНИ ЗВЕНА, С	
F ВЕРХН	$+1.0700E+05$	МАКСИМАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ, ГЦ	
F НИЖН	$+0.0000E+00$	ЗНАЧЕНИЕ НИЖНЕЙ ГРАНИЦЫ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ ВСЕГО ЭЛЕКТРОННОГО ТРАКТА, ГЦ	
СПЕКТР ИЛИ СИГНАЛ "ВХ"	000	=1, ЕСЛИ НА ВХОДЕ ЗВЕНА СПЕКТР СИГНАЛА =0, ЕСЛИ НА ВХОДЕ СИГНАЛ ВО ВРЕМЕНИ	
СПЕКТР ИЛИ СИГНАЛ "ВЫХ"	000	=1, ЕСЛИ НА ВЫХОДЕ ЗВЕНА СПЕКТР СИГНАЛА =0, ЕСЛИ НА ВЫХОДЕ СИГНАЛ ВО ВРЕМЕНИ	

Данное звено чаще всего используется (при больших значениях постоянной времени) для моделирования интегрирующего звена. Это удобнее, поскольку отпадает необходимость в специальном подборе количества отсчетов числа наблюдений, которое используется в программе, моделирующей интегрирующее звено в качестве начального приближения.

Оператор КОЛЕБ.ЗВ. Формуляры на модификации оператора аналогичны. Заполнение формуляра ясно из примера.

Если в электронном тракте имеется колебательное звено, работающее в диапазоне частот $F_{\text{НИЖН}} = 0$, $F_{\text{ВЕРХН}} = 1.07E+5$ Гц с постоянной времени звена $TAU = 0,002$ с, а коэффициент затухания $AKSI = 0,003$ с, то формуляр на модуль КОЛЕБАТЕЛЬНОЕ ЗВЕНО заполняется следующим образом:

КОД МОДУЛЯ 13 04020101	НАЗВАНИЕ МОДУЛЯ: КОЛЕБАТЕЛЬНОЕ ЗВЕНО (ПРЕОБРАЗОВАНИЕ КОГЕРЕНТНОГО СИГНАЛА)		0
ПАРАМЕТР	ЗНАЧЕНИЕ	ОПИСАНИЕ И РАЗМЕРНОСТЬ	
TAU	+0.2000E-02	ЗНАЧЕНИЕ ПОСТОЯННОЙ ВРЕМЕНИ (КОРЕНЬ КВАДРАТНЫЙ ИЗ КОЭФФИЦИЕНТА ПРИ ВТОРОЙ СТЕПЕНИ ЧАСТОТЫ), С	
AKSI	+0.3000E-02	КОЭФФИЦИЕНТ ЗАТУХАНИЯ, С	
F ВЕРХН	+1.0700E+05	МАКСИМАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ, ГЦ	
F НИЖН	+0.0000E+00	ЗНАЧЕНИЕ НИЖНЕЙ ГРАНИЦЫ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ ВСЕГО ЭЛЕКТРОННОГО ТРАКТА, ГЦ	
СПЕКТР ИЛИ СИГНАЛ "ВХ"	000	=1, ЕСЛИ НА ВХОДЕ ЗВЕНА СПЕКТР СИГНАЛА =0, ЕСЛИ НА ВХОДЕ СИГНАЛ ВО ВРЕМЕНИ	
СПЕКТР ИЛИ СИГНАЛ "ВЫХ"	000	=1, ЕСЛИ НА ВЫХОДЕ ЗВЕНА СПЕКТР СИГНАЛА =0, ЕСЛИ НА ВЫХОДЕ СИГНАЛ ВО ВРЕМЕНИ	

Оператор 3ПЗД.ЗВ. Формуляры на модификации звеньев аналогичны, поэтому заполнение формуляра поясняется одним примером.

Если необходимо промоделировать работу запаздывающего звена в диапазоне частот от $F_{\text{НИЖН}} = 0$ до $F_{\text{ВЕРХН}} = 1.07E+5$ Гц с постоянной времени $TAU = 0,001$ с, то формуляр на модуль ЗАПАЗДЫВАЮЩЕЕ ЗВЕНО следует заполнять в виде:

КОД МОДУЛЯ 19 03020101	НАЗВАНИЕ МОДУЛЯ: ЗАПАЗДЫВАЮЩЕЕ ЗВЕНО (ПРЕОБРАЗОВАНИЕ КОГЕРЕНТНОГО СИГНАЛА)		0
ПАРАМЕТР	ЗНАЧЕНИЕ	ОПИСАНИЕ И РАЗМЕРНОСТЬ	
TAU	+0.1000E-02	ЗНАЧЕНИЕ ПОСТОЯННОЙ ВРЕМЕНИ (ЗАДЕРЖКИ), С	
F ВЕРХН	+1.0700E+05	МАКСИМАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ, ГЦ	

206

ПАРАМЕТР	ЗНАЧЕНИЕ	КОЭФФИЦИЕНТ, СООТВЕТСТВУЮЩИЙ ДЕКРЕМЕНТУ ЗАТУХАНИЯ
TAU	+0.3000E-02	ЗНАЧЕНИЕ ПОСТОЯННОЙ ВРЕМЕНИ (ЗАДЕРЖКИ), С
F ВЕРХН	+1.0700E+05	МАКСИМАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ, ГЦ

204

F НИЖН	+0.0000E+00	ЗНАЧЕНИЕ НИЖНЕЙ ГРАНИЦЫ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ ВСЕГО ЭЛЕКТРОННОГО ТРАКТА, ГЦ
СПЕКТР ИЛИ СИГНАЛ "ВХ"	000	=1, ЕСЛИ НА ВХОДЕ ЗВЕНА СПЕКТР СИГНАЛА =0, ЕСЛИ НА ВХОДЕ СИГНАЛ ВО ВРЕМЕНИ
СПЕКТР ИЛИ СИГНАЛ "ВЫХ"	000	=1, ЕСЛИ НА ВЫХОДЕ ЗВЕНА СПЕКТР СИГНАЛА =0, ЕСЛИ НА ВЫХОДЕ СИГНАЛ ВО ВРЕМЕНИ

Оператор НЕЛ.О.В. Этот оператор имеет две модификации. Если моделируется процесс преобразования когерентного сигнала, то значение амплитудной характеристики задается аналитически или в виде графика. При анализе чувствительности вводится производная от амплитудной характеристики. Заполнение формуляра ясно из примера.

Если в электронном тракте имеется звено типа нелинейности общего вида, амплитудная характеристика которого задана в виде некоторой кривой графически, число элементов характеристики $N = 10$, то формуляр заполняется в виде:

КОД МОДУЛЯ 24 01030101	НАЗВАНИЕ МОДУЛЯ: НЕЛИНЕЙНОСТЬ ОБЩЕГО ВИДА (ПРЕОБРАЗОВАНИЕ КОГЕРЕНТНОГО СИГНАЛА)	
ПАРАМЕТР	ЗНАЧЕНИЕ	ОПИСАНИЕ И РАЗМЕРНОСТЬ
DELTA	+0.0000E+00	ШАГ КВАНТОВАНИЯ АМПЛИТУДЫ ВХОДНОГО СИГНАЛА
NNEL	010	ЧИСЛО ОТСЧЕТОВ АМПЛИТУДНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ
СПЕКТР ИЛИ СИГНАЛ "ВХ"	000	=1, ЕСЛИ НА ВХОДЕ ЗВЕНА СПЕКТР СИГНАЛА =0, ЕСЛИ НА ВХОДЕ СИГНАЛ ВО ВРЕМЕНИ
СПЕКТР ИЛИ СИГНАЛ "ВЫХ"	000	=1, ЕСЛИ НА ВЫХОДЕ ЗВЕНА СПЕКТР СИГНАЛА =0, ЕСЛИ НА ВЫХОДЕ СИГНАЛ ВО ВРЕМЕНИ

МАКСИМАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ГРАФИЧЕСКИ ЗАДАНЫХ ФУНКЦИЙ

ЕСЛИ МАКСИМАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ВАМ НЕ ИЗВЕСТНЫ ВВЕДИТЕ ДАННЫЙ ФОРМУЛЯР БЕЗ ИЗМЕНЕНИЙ, НАЖАВ КЛАВИШУ ВВОД

ФУНКЦИЯ	МАКСИМАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ	ОПИСАНИЕ ФУНКЦИИ
A	+1.0000E+00	МАКСИМАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА АМПЛИТУДНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЗВЕНА

Значения амплитудной характеристики звена откладываются в виде графика в последующих 41 строках. (Ось абсцисс проходит через 21 строку.

Если проектант вводит аналитический вид амплитудной характеристики, то в нижних строках дается запись арифметического выражения для указанной характеристики.

АНАЛИТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ФУНКЦИИ: АМП. ХАРАКТЕРИСТИКА	FNEL(X) =
--	-----------

Если проектант моделирует прохождение через нелинейность частично когерентного сигнала, то возможно только аналитическое описание амплитудной характеристики и формуляр имеет вид:

КОД МОДУЛЯ 25 05030001	НАЗВАНИЕ МОДУЛЯ: НЕЛИНЕЙНОСТЬ ОБЩЕГО ВИДА (ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЧАСТИЧНО КОГЕРЕНТНОГО СИГНАЛА)		0
ПАРАМЕТР	ЗНАЧЕНИЕ	ОПИСАНИЕ И РАЗМЕРНОСТЬ	
A1	0.000E+00	ПЕРВЫЙ КОЭФФИЦИЕНТ СТЕПЕННОГО РЯДА, АППРОКСИМИРУЮЩЕГО АМПЛИТУДНУЮ ХАРАКТЕРИСТИКУ НЕЛИНЕЙНОСТИ $A1 + A2 * T + A3 * T^2 + A4 * T^3 + A5 * T^4$	
A2	0.000E+00	ВТОРОЙ КОЭФФИЦИЕНТ	
A3	0.000E+00	ТРЕТИЙ КОЭФФИЦИЕНТ	
A4	0.000E+00	ЧЕТВЕРТЫЙ КОЭФФИЦИЕНТ	
A5	0.000E+00	ПЯТЫЙ КОЭФФИЦИЕНТ	
NUMP	000	ПОРЯДОК АППРОКСИМИРУЮЩЕГО ПОЛИНОМА (NUMP ≤ 5)	
СПЕКТР ИЛИ СИГНАЛ "ВХ"	000	=1, ЕСЛИ НА ВХОДЕ ЗВЕНА СПЕКТР СИГНАЛА =0, ЕСЛИ НА ВХОДЕ СИГНАЛ ВО ВРЕМЕНИ	
СПЕКТР ИЛИ СИГНАЛ "ВЫХ"	000	=1, ЕСЛИ НА ВЫХОДЕ ЗВЕНА СПЕКТР СИГНАЛА =0, ЕСЛИ НА ВЫХОДЕ СИГНАЛ ВО ВРЕМЕНИ	

Степень аппроксимирующего полинома легко выбрать по справочникам по математике и автоматическому регулированию.

Оператор ЛИН.О.В. Формуляры для данного оператора аналогичны для всех его модификаций. Поэтому ниже дается описание формуляра для моделирования частично когерентного сигнала.

КОД МОДУЛЯ 23 02020101	НАЗВАНИЕ МОДУЛЯ: ЛИНЕЙНОЕ ЗВЕНО ОБЩЕГО ВИДА (ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЧАСТИЧНО КОГЕРЕНТНОГО СИГНАЛА)	0
---------------------------	--	---

ПАРАМЕТР	ЗНАЧЕНИЕ	ОПИСАНИЕ И РАЗМЕРНОСТЬ
X	$0.000E+00$	НИЖНЕЕ ЗНАЧЕНИЕ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ, ГЦ
DELTA	$0.000E+00$	ШАГ КВАНТОВАНИЯ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ, ГЦ
СПЕКТР ИЛИ СИГНАЛ "ВХ"	000	=0, ТАК КАК НА ВХОДЕ СИГНАЛ ВО ВРЕМЕНИ
СПЕКТР ИЛИ СИГНАЛ "ВЫХ"	000	=0, ТАК КАК НА ВЫХОДЕ СИГНАЛ ВО ВРЕМЕНИ

МАКСИМАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ГРАФИЧЕСКИ ЗАДАНЫХ ФУНКЦИЙ

ЕСЛИ МАКСИМАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ВАМ НЕ ИЗВЕСТНЫ, ВВЕДИТЕ ДАННЫЙ ФОРМУЛЯР БЕЗ ИЗМЕНЕНИЯ, НАЖАВ КЛАВИШУ ВВОД

ФУНКЦИЯ	МАКСИМАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ	ОПИСАНИЕ ФУНКЦИИ
МОДУЛЬ	$+1.0000E+00$	МАКСИМАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ МОДУЛЯ ФУНКЦИИ КОМПЛЕКСНОГО ПЕРЕМЕННОГО
АРГУМЕНТ	$+1.0000E+00$	МАКСИМАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ АРГУМЕНТА ФУНКЦИИ КОМПЛЕКСНОГО ПЕРЕМЕННОГО

Далее в последующих 82 строках проектант строит (по желанию) графики функций, соответствующих модулю и аргументу передаточной функции. Если указанная функция имеет аналитическое выражение, то заполняются следующие строки:

АНАЛИТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ФУНКЦИИ: МОДУЛЬ	MODLNS(X) =
АНАЛИТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ФУНКЦИИ: АРГУМЕНТ	ARGLNS(X) =

Оператор С.П. Формуляр на этот оператор имеет существенные особенности и отличается от формуляров на операторы С.П.К. и С.П.Ч.К. Это видно из примера.

КОД МОДУЛЯ 35 08030101	НАЗВАНИЕ МОДУЛЯ: СЛОЙ ПРОСТРАНСТВА (ПРЕОБРАЗОВАНИЕ НЕКОГЕРЕНТНОГО СИГНАЛА)	0
ПАРАМЕТР	ЗНАЧЕНИЕ	ОПИСАНИЕ И РАЗМЕРНОСТЬ
D	$+0.0000E+00$	ДЛИНА ТРАССЫ (ДЛИНА СЛОЯ ПРОСТРАНСТВА), М
H	$+1.0000E+00$	ВЫСОТА ПРОХОЖДЕНИЯ ТРАССЫ ($0 \leq H \leq 22000$), М

LB	+1.0000E+00	ЗНАЧЕНИЕ ВЕРХНЕЙ ГРАНИЦЫ СПЕКТРАЛЬНОГО ИНТЕРВАЛА ДЛЯ ВИДИМОЙ ОБЛАСТИ LB = 0.7 МКМ, ДЛЯ ИК-ОБЛАСТИ LB = 14.0 МКМ
LN	+2.0000E+00	ЗНАЧЕНИЕ НИЖНЕЙ ГРАНИЦЫ СПЕКТРАЛЬНОГО ИНТЕРВАЛА ДЛЯ ВИДИМОЙ ОБЛАСТИ LN = 0.4 МКМ, ДЛЯ ИК-ОБЛАСТИ LN = 0.7 МКМ
T	+0.0000E+00	ТЕМПЕРАТУРА АТМОСФЕРЫ, К
P	+4.0000E+00	АТМОСФЕРНОЕ ДАВЛЕНИЕ, ПА
RO	+5.0000E+00	ПЛОТНОСТЬ АТМОСФЕРЫ, КГ/М**3
SIGMA0	+6.0000E+00	ВЛАЖНОСТЬ АТМОСФЕРЫ, КГ/М**3
NO	+7.0000E+00	ПЛОТНОСТЬ ПЫЛЕВЫХ ЧАСТИЦ В АТМОСФЕРЕ, 1/М**3
R	+1.0000E-02	СРЕДНИЙ РАДИУС ПЫЛЕВЫХ ЧАСТИЦ В АТМОСФЕРЕ, ММ (0,035 < R < 0,6)
B	-001	= -1, ЕСЛИ ОЭП РАБОТАЕТ В СПЕКТРАЛЬНОМ ИК-ДИАПАЗОНЕ 1 < B < 10, ЕСЛИ ОЭП РАБОТАЕТ В ВИДИМОМ ДИАПАЗОНЕ СПЕКТРА (ЗАДАЕТСЯ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКАЯ ВИДИМОСТЬ В БАЛЛАХ)
SIGMAZ	000	= 1 ЕСЛИ ИЗВЕСТНА ВЛАЖНОСТЬ АТМОСФЕРЫ = 0, ЕСЛИ НЕ ИЗВЕСТНА ВЛАЖНОСТЬ АТМОСФЕРЫ
N	064	ЧИСЛО ТОЧЕК, В КОТОРЫХ ОПРЕДЕЛЯЕТСЯ СПЕКТРАЛЬНЫЙ КОЭФФИЦИЕНТ ПРОПУСКАНИЯ

В программе, описывающей модель объекта проектирования, необходимо учитывать, что этот оператор используется только в совокупности с оператором ПЛЭ. При его записи предполагается, что функция спектрального пропускания входной части оптического тракта автоматически заносится в формуляр оператора ПЛЭ. В этом случае заполнять соответствующий раздел формуляра оператора ПЛЭ не нужно.

Оператор ВВОД. (ввод двумерного сигнала). Формуляр оператора имеет вид:

КОД МОДУЛЯ 33 04010000	НАЗВАНИЕ МОДУЛЯ: ВВОД ДВУМЕРНОГО ВХОДНОГО СИГНАЛА		0
ПАРАМЕТР	ЗНАЧЕНИЕ	ОПИСАНИЕ И РАЗМЕРНОСТЬ	
X	0.0000E+00	НАЧАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ X	

Y	0.0000E+00	НАЧАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ Y
DX	0.0000E+00	ШАГ ПРИРАЩЕНИЯ ПО X
DY	0.0000E+00	ШАГ ПРИРАЩЕНИЯ ПО Y
N	000	КОЛИЧЕСТВО ТОЧЕК
АНАЛИТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ФУНКЦИИ: МОДУЛЬ		FIZM(X, Y) =
АНАЛИТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ФУНКЦИИ: АРГУМЕНТ		FIZA(X, Y) =

При графическом вводе двумерного сигнала линиями равного уровня вместо кодовой последовательности 04010000 вводится последовательность 04010101, и на экране дисплея линиями равного уровня описывается функция, задающая входной сигнал того или иного вида. При аналитическом описании входного сигнала пользователь заполняет две последние строки формуляра, записывая выражения для модуля и аргумента соответствующей функции. Если пользователь хочет ввести двумерный сигнал из базы данных, предыдущие действия исключаются, а в кодовой последовательности 04010000 последняя цифра меняется на 2.

Оператор ВВОД ШУМ. Этим оператором, как следует из описания ЯОО ПАСМ, пользуются для указания способа описания случайного (частично когерентного или некогерентного) сигнала. Описание параметров совпадает с аналогичным на ЯОО ПАСМ. Поэтому ниже приводится пример формуляра.

КОД МОДУЛЯ 37 02050101		НАЗВАНИЕ МОДУЛЯ: ВВОД ШУМА		0
ПАРАМЕТР	ЗНАЧЕНИЕ	ОПИСАНИЕ И РАЗМЕРНОСТЬ		
SROTKL	+0.0000E+00	ДИСПЕРСИЯ СЛУЧАЙНОГО СИГНАЛА		
SREDN	+1.0000E+00	СРЕДНЕЕ ЗНАЧЕНИЕ СЛУЧАЙНОГО СИГНАЛА		
ПРИЗНАК 1	000	=0, ЕСЛИ СИГНАЛ ОПИСЫВАЕТСЯ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ФУНКЦИЕЙ =1, ЕСЛИ СИГНАЛ ЗАДАЕТСЯ НЕКОТОРОЙ ЕГО РЕАЛИЗАЦИЕЙ В СООТВЕТСТВИИ С ЗАКОНОМ ГАУССА		
ПРИЗНАК ШУМ	001	=0, ЕСЛИ НА ВХОДЕ ЗВЕНА СОБСТВЕННО ШУМ =1, ЕСЛИ НА ВХОДЕ ЗВЕНА СПЕКТР ШУМА		
N ШУМ	32	ЧИСЛО ЭЛЕМЕНТОВ АМПЛИТУДЫ ШУМА		
N ДАТ	999	ЦЕЛОЕ НЕЧЕТНОЕ ЧИСЛО ДЛЯ ДАТЧИКА СЛУЧАЙНЫХ ЧИСЕЛ		

КОЛ-ВО ИСПЫТ.	100	ЧИСЛО РЕАЛИЗАЦИЙ СЛУЧАЙНОГО СИГ- НАЛА
МАКСИМАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ГРАФИЧЕСКИ ЗАДАНЫХ ФУНКЦИЙ		
ЕСЛИ МАКСИМАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ВАМ НЕ ИЗВЕСТНЫ, ВВЕДИТЕ ДАННЫЙ ФОРМУЛЯР ИЗМЕНЕНИЙ, НАЖАВ КЛАВИШУ ВВОД		
ФУНКЦИЯ	МАКСИМАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ	ОПИСАНИЕ ФУНКЦИИ
A	+1.0000E+00	МАКСИМАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ АМПЛИТУДЫ ШУМА
Далее, если отсутствует аналитическое выражение, вводится график, описывающий спектральную плотность шума. В противном случае пропуска- ется 21 строка и заполняется последняя строка:		
АНАЛИТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ФУНКЦИИ: АМПЛ. ШУМА		FSHUM(X) = (ИМЯ (X))

Оператор ПЧ.ГРАФ. Оператор имеет такие же параметры, что и в ЯОО ПАСМ. Отличие заключается в формате представления данных:

КОД МОДУЛЯ 32 02030101	НАЗВАНИЕ МОДУЛЯ: ПЕЧАТЬ ГРАФИКА		0
ПАРАМЕТР	ЗНАЧЕНИЕ	ОПИСАНИЕ И РАЗМЕРНОСТЬ	
ARG. MAX	0.0000E+00	МАКСИМАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ АРГУМЕНТА	
ARG. MIN	0.0000E+00	МИНИМАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ АРГУМЕНТА	
КТ	000	ЧИСЛО ТОЧЕК (ПАРАМЕТР, ЗАДАЮЩИЙ ЧИСЛО ОТСЧЕТОВ СИГНАЛА)	
ШАГ	0.0000E+00	ШАГ КВАНТОВАНИЯ СИГНАЛА	
N	000	ЧИСЛО ТОЧЕК ПО ОРДИНАТЕ (ЖЕЛАЕ- МОЕ ЧИСЛО ГРАДАЦИЙ СИГНАЛА)	

Оператор ВЫВОД ПОЛЯ аналогичен оператору, описанному выше в ЯОО ПАСМ. Отличие заключается в формате представления данных:

КОД МОДУЛЯ 31 00010101	НАЗВАНИЕ МОДУЛЯ: ВЫВОД ПОЛЯ		0
ПАРАМЕТР	ЗНАЧЕНИЕ	ОПИСАНИЕ И РАЗМЕРНОСТЬ	
N	000	ЧИСЛО ТОЧЕК ДИСКРЕТИЗАЦИИ ПО КАЖ- ДОЙ ИЗ ОСЕЙ КООРДИНАТ	

- А**
- Абберация волновая 49
 – Зейделя 49, 51
 Абсолютно черное тело (АЧТ) 7, 43
 Алгоритм быстрого преобразования
 Фурье (БПФ) 63, 80
 Амплитудно-частотная характеристика
 72
 Анализатор изображения 11 – Харак-
 теристики 12, 19
 Анализ ОЭП 24, 28, 29 – Методы 90
 – нелинейных нестационарных систем
 95, 97
 – статистический нелинейных систем
 107
 – стационарных линейных звеньев и
 систем 72
- Б**
- БПФ (быстрые преобразования Фурье)
 63, 72, 73, 80, 83, 111, 146
 БПУ (быстрые преобразования Уолша)
 89
- В**
- Вейерштрасса теорема 92
 Вольтерра полином 104, 106
 Вольтерра функционал 99, 101
 Винера–Хопфа уравнения 18, 20
- Г**
- Грина функция 56, 58
 Гаусса метод квадратур 99, 101
 Гауссовский случайный процесс 113–
 115
 Гессе матрица 31
- Д**
- ДПУ (дискретное преобразование Уол-
 ша) 89
 ДПФ (дискретное преобразование
 Фурье) 69, 79–81
 ДУВЗ (диалоговый удаленный ввод
 заданий) 139, 140
- З**
- Звено линейное 91, 103
 – нелинейное 91, 92, 96, 103
- И**
- Излучение когерентное квазимонохро-
 матическое 54, 58
 – некогерентное немонахроматичес-
 кое 53
 Импульсный отклик 70–72, 91, 92
- Источник излучения 39
 – когерентный 40, 48, 49
 – – детерминированный 45
 – некогерентный 48
 – немонахроматический протяжен-
 ный 41
 – твердотельный 44
 – частично когерентный 48
- К**
- Кирхгофа закон 43, 159
 Классификация одномерных звеньев
 тракта ОЭП 69
 Котельникова теорема 76
 Коэффициент излучения спектральный
 43, 44
- Л**
- Ламберта закон 43
- М**
- Макромодели базовые 38
 Матрица Гессе – см. Гессе матрица
 – чувствительности 29, 30
 МГУА (метод группового учета аргу-
 мента) 32–34
 Метод Винера 91
 – канонических разложений 91
 – оптимизации безусловный 30
 – – второго порядка 31
 – – градиентный 31
 – – группового учета аргумента –
 см. МГУА
 – – нулевого порядка 30
 – – первого порядка 31
 – – скорейшего спуска 31
 – – узловых потенциалов 162
 – основанный на интегрировании
 уравнений Фоккера–Планка–Кол-
 могорова 91
 – преобразования моментных функ-
 ций с использованием рядов Воль-
 терра 91, 94
 – статистической и гармонической
 линеаризации 91
 – статистической линеаризации 91
 – эквивалентной передаточной функ-
 ции 91
 Модель анализатора изображения 60–62
 – изоморфная 34
 – источников излучения 39
 – математическая 38 – Дискретное
 представление 75 – Математичес-
 кое обеспечение 75, 116 – Точ-
 ность 38 – Экономичность 38

- некогерентной оптической системы 52
 - оптической системы 45–48
 - ПЛЭ 64
 - системотехнического уровня 38
 - системы восстановления изображения 67–69
 - слоя пространства 55
 - схемотехнического уровня 38
 - факторная 38
- О**
- Обработка информации мультипрограммная** 130
- Диалог 130, 131
 - параллельная 130
- Операторы входного языка ПАСМ:**
- А.И. 178, 179
 - АПЕР. ЗВ. 184
 - ВВОД ШУМ 186
 - ВЫВОД ПОЛЯ 188
 - ДИФ. ЗВ.1 184
 - ДИФ. ЗВ.2 184
 - ЗПЗД. ЗВ. 185
 - ИНТ. ЗВ. 184
 - КОЛЕБ. ЗВ. 185
 - КОЛИЧЕСТВО МОДУЛЕЙ 175
 - К-ВО ЦИКЛОВ =N 189
 - ЛИН. О.В. 186
 - НЕЛ. О.В. 185
 - О.С. 175–178
 - ПЛЭ 179, 180
 - П.Ч. ГРАФ. 188
 - РЕЛЕ 185
 - С.П. 180–183
 - УСИЛ. ЗВ. 183, 184
 - ФОН 187
- Оптимизация** – Задача 30 – Методы см. *Метод оптимизации*
- безусловная 30
 - локальная 30
 - общая 30
 - параметрическая 33
 - поисковая 30
- Оптико-электронный прибор (ОЭП)** – Схема действия 4, 5 – Объект проектирования 5
- П**
- ПАСМ** (программа анализа спектральным методом) 141–143, 145, 147, 174, 175, 189, – Операторы – см. *Операторы входного языка ПАСМ*
- Планка формула** 43
- Плотность спектральная излучения** 23
- математического ожидания нестационарного случайного процесса 110
 - мощности случайного процесса 110
- выходного сигнала 114, 116, 173
 - нестационарного 109, 110
 - стационарного 112
 - центрированного 112, 114
 - светимости газа 44
 - светимости реального тела 43
 - яркости АЧТ 43
- Преобразование дискретное Лапласа** 85
- быстрое Уолша – см. *БПУ*
 - дискретное Уолша – см. *ДПУ*
 - Уолша 86, 87
 - Фурье 51, 72, 73, 76, 84, 102, 104, 105, 107 – Дискретная форма 76
 - быстрое – см. *БПФ*
 - неперiodической функции 77
 - обратное 48, 63, 77, 103
 - прямое 77
- Приемник лучистой энергии (ПЛЭ)** 12 – Модель 64 – Структурная схема 65 – Чувствительность спектральная 52
- Программа** 131
- супервизор 131
 - транслятор 132
 - управления данными 131
 - управления заданиями 131
 - эксплуатационная 132
- С**
- Свертка дискретная** 85
- двойная 92
- Сигнал ошибки** 98
- Система оптическая безаберрационная дифракционно-ограниченная** 49
- операционная 131
 - подготовки программ 132
 - пространственная инвариантная 54
 - пространственно неинвариантная 49
- СРВ** (средство разделения времени) 139
- Среда вычислительная** 116, 117, 129 – Диалоговое обеспечение 138 – Информационное обеспечение 116, – 138 – Лингвистическое обеспечение 116–134 – Математическое обеспечение 75
- Т**
- Теорема подобия вторая (π-теорема)** 36
- первая 35
 - третья 37
- У**
- Уровень технологической подготовки** 14
- процесса проектирования 13
 - рабочий 14
 - системотехнический 13, 14, 24, 28

— — схемотехнический 14

Ф

Фазово-частотная характеристика (ФЧХ) 50

Формула Планка — см. *Планка формула*
Френеля формулы 44

Функция абберационная 49

— взаимной интенсивности 41, 53

— Грина — см. *Грина функция*

— δ -функция 70

— ковариационная 57, 109, 110, 113

— когерентная передаточная (КПФ) 48, 49, 51

— корреляционная 18, 41, 54, 64, 109

— модуляционная передаточная (МПФ) 50

— некогерентная рассеяния 50

— нормированная автокорреляционная 51

— оптическая передаточная (ОПФ) 50–52, 156

— передаточная 25, 27, 67, 71, 115

— прогнозирующая 32

— Уолша–Адамара 88

— Уолша–Пэли 88

— Уолша–Уолша 88

— фильтрующая 84

— Фурье-образ 20, 48, 50, 72, 73, 100

— эквивалентная передаточная 91

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Андреев А.Г., Комлев Ю.В., Мелюшев А.С. Структура программного обеспечения системы коллективного пользования и система диалогового ввода заданий: В кн.: Проектирование электронных вычислительных машин и систем. М.: Изд. МВТУ, 1981, с. 112–121.
2. Аоки М. Введение и методы оптимизации. М.: Наука, 1977. 343 с.
3. Дроздов Е.А., Комарицкий В.А., Пятибратов А.П. Электронные вычислительные машины единой системы. М.: Машиностроение, 1981. 648 с.
4. Зуев В.Е., Кабанов М.В. Перенос оптических сигналов в земной атмосфере. М.: Советское радио, 1977. 368 с.
5. Зозулевич Д.М. Машинная графика в автоматизированном проектировании. М.: Машиностроение, 1976. 240 с.
6. Криксунов Л.З. Справочник по основам инфракрасной техники. М.: Советское радио, 1978, 400 с.
7. Лазарев Л.П. Инфракрасные и световые приборы самонаведения и наведения летательных аппаратов. М.: Машиностроение, 1984. 500 с.
8. Мирошников М.М. Теоретические основы оптико-электронных приборов. Л.: Машиностроение. Ленинград. отделение. 1984. 696 с.
9. Мосягин Г.М., Немтинов В.Б. Преобразование сигналов в оптико-электронных приборах систем управления летательными аппаратами. М.: Машиностроение, 1980. 176 с.
10. Норенков И.П. Введение в автоматизированное проектирование технических устройств и систем. М.: Высшая школа, 1980. 384 с.
11. Порфирьев Л.Ф. Теория оптико-электронных приборов и систем. Л.: Машиностроение. Ленинград. отделение, 1980. 272 с.
12. Пупков К.А., Капалин В.И., Ющенко А.С. Функциональные ряды в теории нелинейных систем. М.: Наука. 1976. с. 448.
13. Родионов С.А. Автоматизация проектирования оптических систем. Л.: Машиностроение, Ленинград, отделение. 1982. 268 с.
14. Теория автоматического регулирования. В 3-х кн./Под ред. В.В. Солодовникова. М.: Машиностроение. Кн. 1, 1967. 768 с.
15. Теория автоматического регулирования. В 3-х кн./ Под ред. В.В. Солодовникова. М.: Машиностроение. Кн. 3, ч. II, 1969. 368 с.
16. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982. 772 с.
17. Трудоношин В.А., Пивоварова Н.В., Подгурский В.Г. Программа анализа электронных схем ПАРМ для ЕС ЭВМ. — Известия вузов. Радиоэлектроника, 1977, № 6, 119 с.