

И.А. Коняхин

**Процедуры
автоматизированного
проектирования и
моделирования
оптико-электронных
систем**

**Санкт-Петербург
2015**

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

УНИВЕРСИТЕТ ИТМО

И.А. Коняхин

**Процедуры автоматизированного
проектирования и моделирования
оптико-электронных систем**

УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ

 **УНИВЕРСИТЕТ ИТМО**

**Санкт-Петербург
2015**

Коняхин И.А. Процедуры автоматизированного проектирования и моделирования оптико-электронных приборов и систем/ Учебное пособие. — СПб: Университет ИТМО, 2015 – 154 с.

В пособии изложены основные положения проектирования оптико-электронных приборов и систем на системотехническом уровне. Особое внимание уделено синтезу детерминированных расчетных моделей основных функциональных элементов оптико-электронных система. Рассматриваются алгоритмы и методы расчёта параметров основных проектных процедур (анализ в базисе дискретных преобразований, синтез линейных и простых нелинейных элемнтов, многовариантный анализ) в приложении к автоматизированному системному проектированию. Анализируются базовые методики синтеза случайных величин с заданными законами распределения, и типовых случайных процессов, являющизхся основой для построения стохастических проектных моделей.

Пособие предназначено для студентов обучающихся в магистратуре по направлению 12.04.02 «Оптотехника» и является основным теоретическим учебным пособием дисциплины «Системное проектирование оптико-электронных приборов и систем» базовой части, которая входит в Вариативную часть дисциплин магистерской подготовки образовательных программ: *Оптико-электронные приборы и системы безопасности, Оптические приборы, Компьютерная оптика, Прикладная оптика, Проектирование и метрология оптико-электронных приборов специального назначения, Оптико-цифровые информационно-измерительные и управляющие системы, Оптика тонких пленок*. Пособие также может использоваться при выполнении научно-исследовательских и выпускных квалификационных работ магистрантами.

Рекомендовано Учебно-методическим объединением вузов Российской Федерации по образованию в области приборостроения и оптотехники для студентов высших учебных заведений, обучающихся по направлению подготовки направлению магистров 12.04.02 «Оптотехника», протокол №5 от 01.09.2015.



Университет ИТМО – ведущий вуз России в области информационных и фотонных технологий, один из немногих российских вузов, получивших в 2009 году статус национального исследовательского университета. С 2013 года Университет ИТМО – участник программы повышения конкурентоспособности российских университетов среди ведущих мировых научно-образовательных центров, известной как проект «5 в 100». Цель Университета ИТМО – становление исследовательского университета мирового уровня, предпринимательского по типу, ориентированного на интернационализацию всех направлений деятельности.

© Университет ИТМО, 2015
©Коняхин И.А., 2015

Содержание	
ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ	4
Введение.....	5
1 Оптико-электронные приборы и системы (ОЭПиС) как объект проектирования на системотехническом уровне.....	7
1.1 Основные проектные описания ОЭПиС	7
1.2 Основные процедуры проектирования ОЭПиС на системотехническом уровне	15
2 Математическое обеспечение проектных моделей типовых элементов ОЭПиС.....	28
2.1 Выбор ядра математического обеспечения моделей типовых сигналов и элементов ОЭПиС	28
2.2 Гармонический анализ типовых сигналов методом дискретного преобразования Фурье (ДПФ).....	38
3 Теоретические и проектные модели функциональных элементов оптико-электронных приборов и систем (ОЭПиС)	68
3.1 Проектирование функциональных элементов ОЭПиС на системотехническом уровне	68
3.2 Дискретное представление проектной математической модели линейных элементов ОЭПиС.....	95
3.3 Синтез линейного элемента методом рекуррентных разностных уравнений	113
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	124
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ.....	125
ПРИЛОЖЕНИЕ. ПРОГРАММЫ ВЫПОЛНЕНИЯ ОПЕРАЦИЙ ПРОЕКТИРОВАНИЯ И МОДЕЛИРОВАНИЯ.....	126

ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ

АП – автоматизированное проектирование.
БИХ – бесконечная импульсная характеристика.
БПУ – быстрое преобразование Уолша.
БПФ – быстрое преобразование Фурье.
ДПУ – дискретное преобразование Уолша.
ДПФ – дискретное преобразование Фурье.
ДС – дискретная свёртка.
КИХ – конечная импульсная характеристика.
КПФ – когерентная передаточная функция.
ОПФ – оптическая передаточная функция.
ОЭПиС – оптико-электронные приборы и система.
ПЛ – преобразование Лапласа
ПОИ – приемник оптического излучения.
РРУ – рекуррентное разностное уравнение.
ТЗ – техническое задание.
ФЧХ – фазово-частотная характеристика.
ЭВМ – электронно-вычислительная машина.

Введение

При проектировании опико-электронных приборов и систем (ОЭПиС) широко используются компьютерные модели и специальные автоматизированные системы, основанные на компьютеризации проектных процедур и операций.

Автоматизированное проектирование, основанное на моделировании объекта проектирования при использовании компьютеризованных процедур обладает несомненными преимуществами по сравнению с традиционными методами проектирования, в частности позволяет:

- проанализировать большое количество различных схемных и конструктивных решений за короткий промежуток времени;
- оперативно оптимизировать результаты проектирования по критерию предъявляемых технических требований;
- использовать более точные методики расчёта, чрезмерно трудоёмкость для неавтоматизированного проектирования.

Одним из положений, на которых базируется автоматизированное проектирование и моделирование ОЭПиС, является блочно-иерархический подход, в соответствии с которым в ОЭПиС как объекте проектирования выделяется ряд иерархических уровней. На верхнем – *системотехническом* уровне (уровень структурной и функциональной схем), сложный объект – ОЭПиС – представляется как ряд менее сложных функциональных элементов (например, приёмная оптическая система, анализатор, приёмник оптического излучения, электронный блок обработки сигналов и т.д.) .

Указанные элементы на более низком иерархическом уровне — *схемном* — в свою очередь представляются как совокупность более простых принципиальных элементов (например, принципиальная оптическая схема приемной системы включает ряд линз, составляющих объектив, далее, ряд линз, составляющих конденсор и ПЗС- матрицу в качестве приемника-анализатора).

Далее выделяются более низкие уровни, например, *конструкторско-технологический*, на котором элементы принципиальной схемы представляются как совокупность некоторых базовых компонентов, деталей или комплектующих (оптических, оптоэлектронных, электронных, механических и т.д.) для которых имеется налаженное серийное производство или требуется специальное изготовление по оригинальной документации (чертежам).

На любом из иерархических уровней характеристикой объекта проектирования является его *описание*, под которым понимается совокупность знаков, построенная по правилам формализованного языка и содержащая информацию об объекте, соответствующую поставленной цели проектирования.

В частности, начальным моментом проектирования является *первичное описание* (другое название - техническое задание на проектирование), а завершающим — *конечное описание*, представляющее собой набор текстовых, конструкторских и технологических документов, позволяющих изготовить ОЭПиС, соответствующую заданию.

Таким образом, *проектирование* является процессом составления необходимого для создания ОЭПиС *конечного описания* на основе его *первичного описания* и алгоритма его функционирования посредством преобразования *первичного описания*, его оптимизации или устранения некорректности.

Процесс проектирования включает ряд этапов, результатом каждого этапа является некоторое *проектное решение*. Под *проектным решением* понимается *промежуточное описание* объекта, необходимое и достаточное для оценки хода проектирования, определения направления дальнейшего проектирования или принятия решения о его завершении.

Составной частью этапа проектирования, выполнение которой заканчивается проектным решением, является *проектная процедура*.

Проектные процедуры разделяются на три основных класса — процедуры *синтеза, анализа и оптимизации*.

Процедуры синтеза позволяют выбрать структуру объекта на рассматриваемом иерархическом уровне (структурный синтез) и определить параметры его элементов (параметрический синтез). Процедуры анализа предназначены для определения свойств объекта с найденной структурой и параметрами и последующей оценки полученного проектного решения. Содержанием процедур оптимизации является выбор по определённым критериям одного из нескольких проектных решений.

В свою очередь, проектные процедуры реализуются в виде последовательности более простых *проектных операций*, выполнение которых не приводит к генерации нового *проектного описания*.

Основные операции процедуры автоматизированного проектирования во многих случаях являются дискретными аналогами соответствующих операций обычного, неавтоматизированного проектирования. Процесс перехода от непрерывных преобразований к дискретным имеет ряд особенностей, определяющих необходимость выполнения определённых правил при расчёте параметров автоматизированной операции.

В учебном пособии излагаются основы моделирования элементов при автоматизированном проектировании ОЭПиС на системотехническом уровне, обеспечивающие решение задачи определения параметров функциональных элементов с учётом их принципов действия, характеристик и значений входных и выходных сигналов.

1 Оптико-электронные приборы и системы (ОЭПиС) как объект проектирования на системотехническом уровне

1.1 Основные проектные описания ОЭПиС

1.1.1 Типовая структура ОЭПиС

Типовая структура ОЭПиС (рисунок 1.1) включает в себя источник излучения, излучение которого проходит слой пространства и поступает на входной зрачок оптической системы [1,2].

Приемная оптическая система ОЭПиС преобразует излучение от источника. Изображение, построенное оптической системой, модулируется подвижным или неподвижным растром – анализатором изображения. 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.

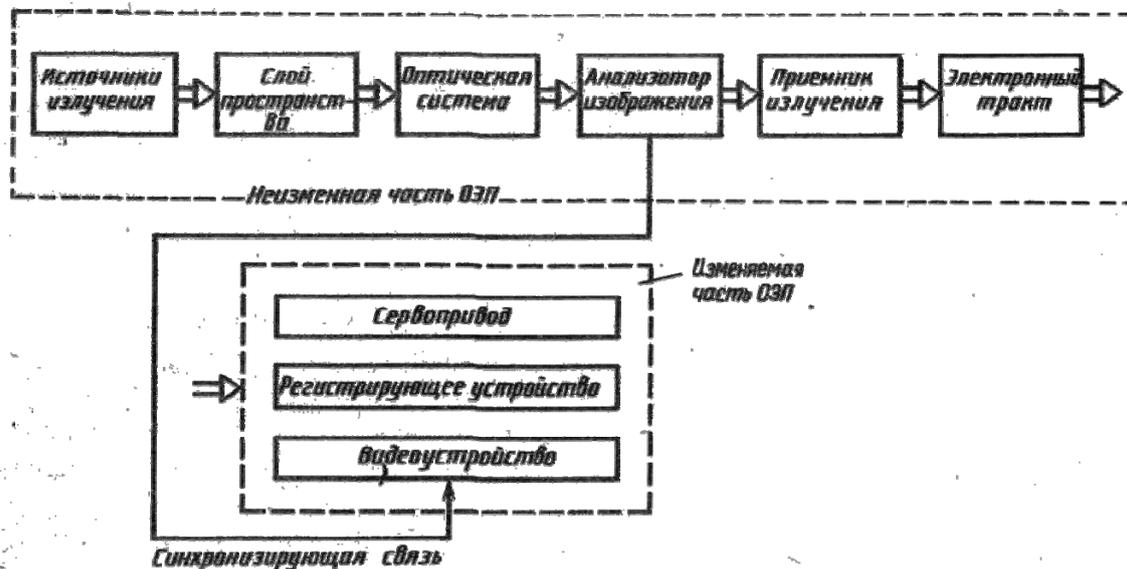


Рисунок 1.1 – Схема ОЭПиС

ОЭПиС, в отличие от других приборов, по входному пространственному сигналу является многомерной системой, поэтому ее модельное представление при проектировании имеет специфику на системотехническом уровне проектирования.

1.1.2 Методы и основные положения проектирования ОЭПиС

Проектирование ОЭПиС – сложный процесс создания проекта большой системы, т.е. совокупности компонентов разной физической природы, функционально связанных для выполнения определенной задачи [1,2]. 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 прогнозируются 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 ОЭПиС 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.

Проектирование новой техники начинается с 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.

Собственно в проектировании ОЭПиС выделяют пять этапов.

В результате проведения первого и второго этапов устанавливаются общие технические требования к системе. На третьем – пятом этапах формулируют технические требования к ОЭПиС, 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 ОЭПиС ведется для определения соответствия реальных характеристик расчетным и выявления дополнительных возможностей объекта проектирования. Кроме того, на макете или в модели определяется возможность функционирования ОЭПиС 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 ОЭПиС, об условиях его эксплуатации, о технических требованиях, предъявляемых к основным параметрам, к характеристикам прибора и его конструкции. Назначение ОЭПиС 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 ОЭПиС, 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

электропитания, 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 крепежных 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.

1.1.3 Анализ структуры обобщенной ОЭПиС

Так как любой ОЭПиС содержит компоненты различной физической природы и поэтому, естественно, каждый из них представляется совокупностью различных характеристик и параметров, что 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 ОЭПиС.

Автоматизация проектирования ОЭПиС, ее эффективность зависят от степени универсальности используемого математического обеспечения, т. е. возможности описания протекающих процессов в компонентах ОЭПиС 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 ОЭПиС в целом, для оценки влияния единичных параметров и их совокупностей на работоспособность ОЭПиС необходимо провести параметрический анализ объекта проектирования. Это обеспечит выявление таких конструктивных параметров ОЭПиС, которые позволят описать структуру обобщенного ОЭПиС и универсальность математического описания. Желательно, чтобы число этих параметров было минимальным. Это облегчит проектанту оперативную перестройку модели объекта проектирования.

Проведем анализ элементов ОЭПиС, 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 ТЗ. Например, при разработке автоматического оптико-электронного спектрометра для эмиссионного анализа источник, как правило, оговаривается до начала проектирования. При проектировании ОЭПиС для определения координат необходимо знать характер излучения источника [1, 2]. Даже если эти ОЭПиС 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 [1]. Слой пространства может быть объектом проектирования или задается ТЗ. Например, линия оптической связи на световодах является слоем пространства, который выступает как объект проектирования. Слой пространства в пеленгационном ОЭПиС – 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 /1,2/.

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 растра 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 оптического излучения (ПОИ) 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 ОЭПиС стремятся пересчитать характеристики ПОИ так, чтобы получить с учетом свойств конкретного излучения, поступающего на вход ПОИ, 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 ОЭПиС 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 ОЭПиС, колеблется от сотен до нескольких тысяч.

Аналогичный анализ можно провести и для изменяемой части ОЭПиС.

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 ОЭПиС в целом, подбор значений которых составляет основу процесса проектирования, может меняться в зависимости от проектируемого ОЭПиС 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 системах АП 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.

1.1.4 Иерархия структуры и соответствующих этапов проектирования ОЭПиС

Так как звенья оптико-электронного тракта имеют разную физическую природу и преобразуют сигнал переменной размерности, ОЭПиС чаще всего является подсистемой какого-либо объекта проектирования. В этом случае также желательно характеризовать ОЭПиС компактной совокупностью конструктивных параметров. Следовательно, в процессе проектирования ОЭПиС 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 ОЭПиС.

Таким образом, высшим иерархическим уровнем в АП ОЭПиС 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 [1], 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 АП ОЭПиС системотехнический уровень проектирования такой, на котором ОЭПиС моделируется с точностью до звена оптико-электронного тракта. Входной проектной документацией на системотехническом уровне является ТЗ на ОЭПиС, полученное в процессе проектирования всей системы в целом, причем в модели этой системы данный ОЭПиС был подсистемой. Выходной проектной документацией данного уровня является ТЗ на каждое звено оптико-электронного тракта и изменяемую часть проектируемого ОЭПиС.

Более низкий уровень АП ОЭПиС 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 являются схемы каждого из звеньев оптико-электронного тракта ОЭПиС и его изменяемой части. Такой уровень АП получил название схемотехнического.

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 АП, на котором осуществляется конструирование ОЭПиС, распределение объема, энергетических затрат и массы, уровнем рабочего проектирования. Выходной проектной документацией на этом уровне являются чертежи узлов и блоков ОЭПиС.

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

1.2 Основные процедуры проектирования ОЭПиС на системотехническом уровне

На каждом уровне АП 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 [1, 2].

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

- 1) установить, какие звенья обобщенного оптико-электронного тракта входят в состав проектируемого ОЭПиС;
- 2) определить структуру изменяемой части ОЭПиС;
- 3) установить характер анализа изображения в оптико-электронном тракте, т. е. определить закон сканирования и функцию пропускания анализатора изображения;
- 4) провести согласование функционирования звеньев ОЭПиС для минимизации возможных искажений преобразуемого сигнала и повышения соотношения сигнал/шум;
- 5) выбрать конструктивные параметры объекта проектирования, значения которых обеспечивали бы получение схемы ОЭПиС, оптимального по ТЗ.

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

1.2.1 Синтез ОЭПиС

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:

- 1) определить, какие звенья и в какой последовательности образуют оптико-электронный тракт проектируемого ОЭПиС;
- 2) установить по какому закону и какой аппаратурой осуществляется анализ изображения;
- 3) сформулировать требования к каждому из звеньев оптико-электронного тракта;
- 4) выбрать изменяемую часть ОЭПиС.

Как видно из анализа поставленных задач, синтез ОЭПиС 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

$$Z\{L(x, y, z, \lambda, t, \theta, \gamma, \varphi)\} = u_{\text{вых}}(t), \quad (1.1)$$

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 Z , 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 ОЭПиС (вид сигнала, его форма и т. п.).

В ТЗ оговаривается, что оптическая система, приемник лучистой энергии (ПОИ), 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.

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

$$F_1(\mathbf{r}) = \sum_{i=1}^{\infty} f_{1i}(\mathbf{r}), \quad (1.2)$$

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

$$F_2\{\mathbf{r}\} = Z\{F_1(\mathbf{r})\} = \sum_{i=1}^{\infty} Z\{f_{1i}(\mathbf{r})\}. \quad (1.3)$$

Проектирование существенно нелинейных приборов удобнее всего вести по следующей методике:

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

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

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

4) 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 ОЭПиС 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 пространстве описывается выражением

$$E(x, y) = \Omega u(t_a), \quad (1.4)$$

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 ОЭПиС:

$$x_a = l_x x(\tau); y_a = l_y y(\tau). \quad (1.5)$$

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

$$t_i = t_a / T_a = \tau / T_B. \quad (1.6)$$

Такая переменная является инвариантом и отвечает требованиям гомохронности.

Преобразование (1.4) с учетом выражений (1.5), (1.6) соответствует дополнению ОЭПиС, выходной сигнал которого одномерный, идеальным устройством восстановления изображения с передаточной функцией

$$\tilde{H}_B(\nu_x, \nu_y) \approx 1. \quad (1.7)$$

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

$$E(x, y) = k \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} L(x - x', y - y') h(x', y') dx' dy', \quad (1.8)$$

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 ОЭПиС аналогична хорошо известной задаче Винера [2], но для преобразования многомерного детерминированного сигнала.

С учетом ограничений на объект проектирования сформулируем задачу синтеза ОЭПиС 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

$$\tilde{K}_{ш}(\nu_x, \nu_y) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} K(x, y) \exp\{-2\pi j(x\nu_x + y\nu_y)\} dx dy. \quad (1.9)$$

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

$$\tilde{H}(v'_x, v'_y) = \left| \tilde{H}(v_x, v_y) \right| \exp\{j2\pi(v'_x x + v'_y y)\}, \quad (1.10)$$

где $\left| \tilde{H}(v_x, v_y) \right|$ – частотно-контрастная характеристика (модуль передаточной функции); $v'_x = v_x \beta$; $v'_y = v_y \beta$; β – коэффициент масштабирования изображения пространства предметов ("увеличение" оптико-электронного тракта).

Преобразование полезной компоненты входного сигнала определяется из соотношения

$$\iint_{-\infty}^{+\infty} |L(x, y)|^2 dx dy = \iint_{-\infty}^{+\infty} \tilde{K}(v_x, v_y) dv_x dv_y. \quad (1.11)$$

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

$$\iint_{-\infty}^{+\infty} \left| \tilde{H}(v_x, v_y) \right|^2 \tilde{K}_{uu}(v_x, v_y) dv_x dv_y. \quad (1.12)$$

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

$$\mu(\alpha_i) = \frac{\iint_{-\infty}^{+\infty} \tilde{K}(v_x, v_y) \left| \tilde{H}(v_x, v_y) \right|^2 dv_x dv_y}{\iint_{-\infty}^{+\infty} \left| \tilde{H}(v_x, v_y) \right|^2 \tilde{K}_{uu}(v_x, v_y) dv_x dv_y}, \quad (1.13)$$

где α_i – конструктивные параметры.

Если случайный сигнал на входе описывается как стационарный, то выражение (1.13) точно совпадает с постановкой задачи Винера, но для двумерных сигналов. Корреляционная функция выходного сигнала

$$R_{вых}(x, y) = \iint_{-\infty}^{+\infty} R_{вх}(x - x', y - y') h(x', y') dx' dy', \quad (1.14)$$

где $R_{вх}$ – 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 или разрывные приращения решения. Однако специальные методы

регуляризации таких уравнений позволяют решать эти задачи на ЭВМ.

Гораздо большие трудности возникают при попытке идентифицировать полеченное решение, т. е. по найденной функции $h(x,y)$ или по ее спектру $\tilde{H}(v_x, v_y)$ 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 ОЭПиС в качестве синтезируемого звена рациональнее выбрать анализатор изображения, определяющий по существу все особенности оптико-электронного тракта, присущие данному объекту проектирования.

1.2.2 Анализ ОЭПиС

На этапе синтеза ОЭПиС 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 схемы объекта проектирования необходимо провести выбор значений конструктивных параметров так, чтобы проектируемый прибор был оптимальным по ТЗ.

Решение задачи оптимизации распадается на следующие этапы/2/: построение математической модели объекта проектирования; выбор целевой функции; выбор метода оптимизации; направленный поиск сочетания значений параметров математической модели, обеспечивающего достижение целевой функции.

При проектировании ОЭПиС эти этапы имеют более конкретную трактовку: построение математической модели оптико-электронного тракта и изменяемой части ОЭПиС, 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 АП 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 ОЭПиС необходимо провести анализ модели объекта проектирования.

С учетом сказанного выше задачу анализа ОЭПиС 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 ОЭПиС.

Такая постановка задачи анализа аналогична задачам, решаемым в теории чувствительности [2]. Рассмотрим ее математическую формулировку в самом общем виде. Пусть на этапе решения задачи синтеза ОЭПиС была получена передаточная функция ОЭПиС в виде

$$\tilde{H}(v_x, v_y, \alpha_i), \quad (1.15)$$

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

$$\tilde{H}(v_x, v_y, \gamma_i). \quad (1.16)$$

Тогда выходной сигнал ОЭПиС можно определить из соотношения

$$\tilde{E}(v_x, v_y, \gamma_i) = \tilde{H}(v_x, v_y, \gamma_i) \tilde{L}(v_x, v_y). \quad (1.17)$$

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:

$$E(x, y, \gamma_i) = E(x, y) + \frac{\partial E(x, y, \gamma_i)}{\partial \gamma_i} \Big|_{\gamma=0} \gamma_i + \frac{\partial^2 E(x, y, \gamma_i)}{\partial \gamma_i^2} \Big|_{\gamma=0} \frac{\gamma_i^2}{2} + \dots + \frac{\partial^n E(x, y, \gamma_i)}{\partial \gamma_i^n} \Big|_{\gamma=0} \frac{\gamma_i^n}{n!}. \quad (1.18)$$

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

$$H(x, y, \gamma_i) = H(x, y) + \frac{\partial H(x, y, \gamma_i)}{\partial \gamma_i} \Big|_{\gamma=0} \gamma_i + \frac{\partial^2 H(x, y, \gamma_i)}{\partial \gamma_i^2} \Big|_{\gamma=0} \frac{\gamma_i^2}{2} + \dots + \frac{\partial^n H(x, y, \gamma_i)}{\partial \gamma_i^n} \Big|_{\gamma=0} \frac{\gamma_i^n}{n!}. \quad (1.19)$$

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

$$E(x, y) + \frac{\partial E(x, y, \gamma_i)}{\partial \gamma_i} \Big|_{\gamma_i=0} \gamma_i + \dots + \frac{\partial^n E(x, y, \gamma_i)}{\partial \gamma_i^n} \Big|_{\gamma_i=0} \frac{\gamma_i^n}{n!} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} L(x', y') \left\{ H(x_1, y_1) + \frac{\partial H(x_1, y_1, \gamma)}{\partial \gamma_i} \Big|_{\gamma_i=0} \gamma_i + \dots + \frac{\partial^n H(x_1, y_1, \gamma)}{\partial \gamma_i^n} \Big|_{\gamma_i=0} \frac{\gamma_i^n}{n!} \right\} dx' dy', \quad (1.20)$$

где $x_1 = x - x'$, $y_1 = y - y'$.

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

$$E(x, y) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} L(x', y') H(x_1, y_1) dx' dy', \quad (1.21)$$

$$\Psi(x, y, \gamma_i) = \frac{\partial E(x, y, \gamma_i)}{\partial \gamma_i} = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} L(x', y') \frac{\partial E(x_1, y_1, \gamma_i)}{\partial \gamma_i} \Big|_{\gamma_i=0} \gamma_i dx' dy', \quad (1.22)$$

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

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

$$E(x, y, \gamma_i) = E(x, y) + \sum_{n=1}^m \Psi^{(n)}(x, y, \gamma_i). \quad (1.23)$$

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.

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

$$Y^{(n)}(x_i) = F^{(m)}(x_j). \quad (1.24)$$

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

$$W(p) = \prod_i w_i(p), \quad (1.25)$$

где $w_i(p)$ – передаточные функции типовых звеньев АП.

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

$$f(x) = \sum_{i=1}^n \delta_i x^i, \quad (1.26)$$

где x – амплитуда входного сигнала.

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

$$u_2(t) = \sum_{i=1}^n \delta_i u_1^i(t). \quad (1.27)$$

Важнейшей, по существу – основной задачей проектирования, решаемой на системотехническом уровне проектирования ОЭПиС, является обеспечение заданного по ТЗ соотношения сигнал/шум. Это требование удовлетворяется выбором полосы пропускания тракта и подбором специальной нелинейности. Проектанту ОЭПиС привычно пользоваться понятиями: коэффициент усиления, транспортная задержка κ , постоянные времени типовых звеньев $\tau_i, T_j, Q_k, L_m, \xi_j, \xi_n$. Таким образом, перечисленные параметры являются конструктивными на системотехническом уровне.

Такая степень детализации удобна проектанту 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 [2,6]. Сигнал на выходе линейной части электронного тракта при изменении одного из конструктивных параметров q_m из множества $\{k, \tau_i, T_j, Q_k, L_m, \xi_j, \xi_n\}$ с помощью преобразования Лапласа описывается в виде [3]

$$u_2(t, q_m) = L^{-1}\{W(p, q_m)\tilde{u}_1(p)\}, \quad (1.28)$$

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:

$$u_2(t, q_m) = u_0(t) + \Psi(t)q_m + \Psi^{(2)}(t)\frac{q_m^2}{2} + \dots + \Psi^{(n)}(t)\frac{q_m^n}{n!} + \dots, \quad (1.29)$$

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

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

$$\tilde{u}_2(p, q_m) = \tilde{u}_0(p) + \tilde{\Psi}(p)q_m + \dots + \tilde{\Psi}^{(n)}(p)\frac{q_m^n}{n!} + \dots, \quad (1.30)$$

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 ОЭПиС можно вычислять аналитически.

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

$$f(u) = \sum_{i=0}^{\infty} \delta_i u^i. \quad (1.31)$$

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 (1.29), записанное через ряд Тейлора в окрестностях δ_{0i} , будет иметь вид

$$u_2(t, \sigma_i) = \sum_{i=1}^n \delta_{0i} u_1^i(t) + \sum_{i=1}^n \sigma_i u_1^i(t). \quad (1.32)$$

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.

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.

1.2.3 Задачи оптимизации при проектировании ОЭПиС на системотехническом уровне

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

$$\min |\mathbf{F} - \mathbf{F}_ж|, \quad (1.33)$$

где $\mathbf{F}_ж$ – желаемый вектор, соответствующий желаемому выходному сигналу ОЭПиС. Иногда вектор $\mathbf{Y} = \mathbf{F} - \mathbf{F}_ж$ носит название целевой функции [1]. Задача минимизации целевой функции может решаться несколькими методами.

Для оптимизации объектов проектирования, в которых происходят одномерные процессы, предлагаются методы [1], 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 АП 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 нулевого, 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. 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

$$W = grad|Y(\bar{x})|, \bar{x} = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}, \quad (1.34)$$

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

$$|\mathbf{Y}_k - \mathbf{Y}_{k+1}| < \sigma, \quad (1.35)$$

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

$$\Delta X_k = H_{k-1} \text{grad}|\mathbf{Y}(\vec{x})|, \quad (1.36)$$

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

$$H_{k-1} = \begin{vmatrix} \frac{\partial^2 Y}{\partial x_1^2} & \dots & \frac{\partial^2 Y}{\partial x_1 \partial x_n} \\ \frac{\partial^2 Y}{\partial x_2^2} & \dots & \frac{\partial^2 Y}{\partial x_2 \partial x_n} \\ \dots & \dots & \dots \end{vmatrix}. \quad (1.37)$$

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 [1].

2 Математическое обеспечение проектных моделей типовых элементов ОЭПиС

2.1 Выбор ядра математического обеспечения моделей типовых сигналов и элементов ОЭПиС

Как известно, для обеспечения единства проблемного математического обеспечения при моделировании ОЭПиС удобно использовать интегральные уравнения. В этом случае ядром проблемного математического обеспечения АП 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 ОЭПиС: для описания волновых процессов, для решения дифференциальных уравнений, которые с помощью преобразования Фурье переводятся в алгебраические уравнения.

При автоматизации проектирования и исследования ОЭПиС 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, ДПФ, разновидностью которого является БПФ.

Рассмотрим вопросы дискретного представления сигналов и общие принципы построения алгоритмов дискретного и быстрого преобразований Фурье.

2.1.1 Особенности дискретного представления сигналов

Практическое использование ЭВМ при анализе и синтезе ОЭПиС требует преобразования характерных для ОЭПиС функций, описывающих непрерывные сигналы, в дискретные, пригодные для обработки на ЭВМ. Работа ЭВМ связана с числами (числовыми последовательностями), т. е. дискретными величинами [2,3].

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_g , полностью описывается выборочными значениями $f(kT)$, взятыми через интервал времени $\Delta t \leq \frac{1}{2\nu_g}$. Реальные сигналы имеют

конечную длительность, что порождает неограниченность их спектра. Даже сколь угодно малый интервал дискретизации вызывает некоторую погрешность. При правильно выбранной ν_0 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:

$$\text{comb}\left(\frac{t}{T}\right) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t/T - k) \quad (2.1)$$

Дискретизированный сигнал аналитически можно представить в виде

$$u_T(t) = T \sum_{k=-\infty}^{\infty} u(kT) \delta(t - kT) \quad (2.2)$$

Таким образом, дискретные значения $u(kT)$ сигнала $u(t)$ являются весовыми коэффициентами δ -функций в выражении (2.1).

2.1.2 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 $\frac{1}{T_r}$. Ряд Фурье

представляется в виде

$$u(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(2\pi\nu_n t) + b_n \sin(2\pi\nu_n t)] \quad (2.3)$$

$$\text{где } a_0 = \frac{2}{T_r} \int_0^{T_r} u(t) dt ;$$

$$a_n = \frac{2}{T_r} \int_0^{T_r} u(t) \cos(2\pi\nu_n t) dt ;$$

$$b_n = \frac{2}{T_r} \int_0^{T_r} u(t) \sin(2\pi\nu_n t) dt ;$$

$$\nu_n = 1/T_r; n = 1, 2, \dots,$$

и носит название ряда Фурье в тригонометрической форме.

Более компактная запись ряда Фурье представляется в комплексной форме:

$$u(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} C_n \exp(j2\pi \frac{n}{T_r} t), \quad (2.4)$$

$$\text{где } C_n = \frac{1}{T_r} \int_{-T_r/2}^{T_r/2} u(t) \exp(-j2\pi \frac{n}{T_r} t) dt .$$

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 :

$$u(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{C}(\nu) \exp(j2\pi\nu t) dt . \quad (2.5)$$

Функция $C(\nu)$ 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:

для функции двух переменных прямое преобразование Фурье

$$F\{f(x, y)\} = \tilde{f}(v_x, v_y) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} f(x, y) \exp[-j2\pi(v_x x + v_y y)] dx dy \quad (2.6)$$

где x, y – пространственные координаты; v_x, v_y – пространственные частоты, соответственно равные $1/T_x, 1/T_y$;

обратное преобразование Фурье

$$F^{-1}\{\tilde{f}(v_x, v_y)\} = f(x, y) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{f}(v_x, v_y) \exp[j2\pi(v_x x + v_y y)] dv_x dv_y ; \quad (2.7)$$

для функции трех переменных прямое преобразование Фурье

$$F\{f(x, y, t)\} = \tilde{f}(v_x, v_y, v_t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} f(x, y, t) \exp[-j2\pi(v_x x + v_y y + v_t t)] dx dy dt; \quad (2.8)$$

обратное преобразование Фурье

$$F^{-1}\{\tilde{f}(v_x, v_y, v_t)\} = f(x, y, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{f}(v_x, v_y, v_t) \exp[j2\pi(v_x x + v_y y + v_t t)] dv_x dv_y dv_t. \quad (2.9)$$

Теперь рассмотрим преобразование Фурье функций, заданных дискретно. Реальные сигналы можно представить выборками как во временной, так и в спектральной области.

Зная спектр $\tilde{C}(v)$ исходного непрерывного сигнала $u(t)$ (рисунок 2.1, а) и шаг взятия выборок T , можно определить спектр амплитуд функций $u_T(t)$ (рисунок 2.1, в):

$$\tilde{C}_T(v) = \int_{-\infty}^{+\infty} u(t) \text{comb}\left(\frac{t}{T}\right) \exp(-j2\pi vt) dt. \quad (2.10)$$

Периодическую последовательность тактовых импульсов представим в виде ряда Фурье (рисунок 2.1, б):

$$\text{comb}\left(\frac{t}{T}\right) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \exp(j2\pi \frac{n}{T} t). \quad (2.11)$$

Подставив ряд (2.11) в выражение (3.30), получим

$$\tilde{C}_T(v) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} C(v - n \frac{t}{T}). \quad (2.12)$$

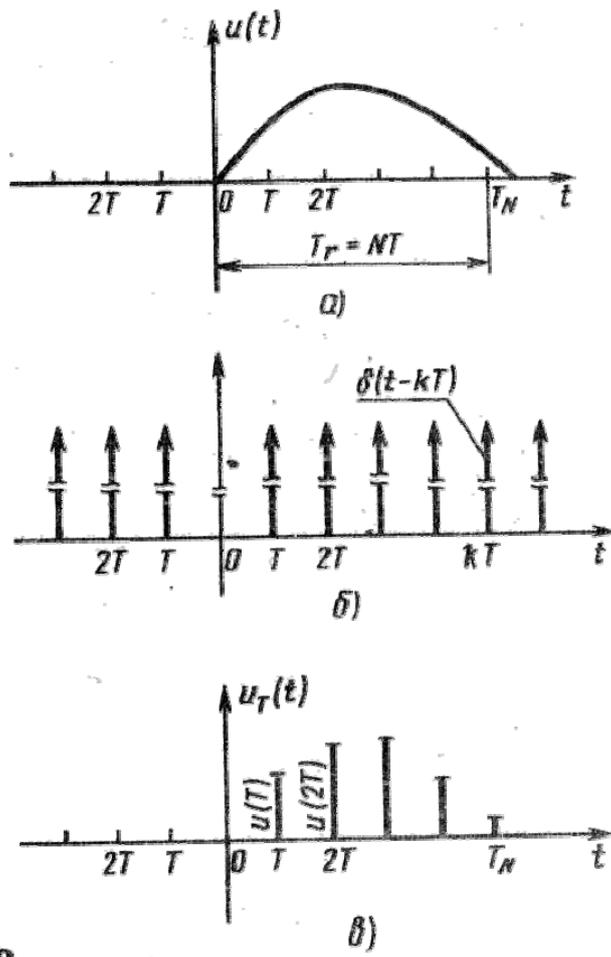


Рисунок 2.1 – Дискретное представление непрерывного сигнала

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 (рисунок 2.1). 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.

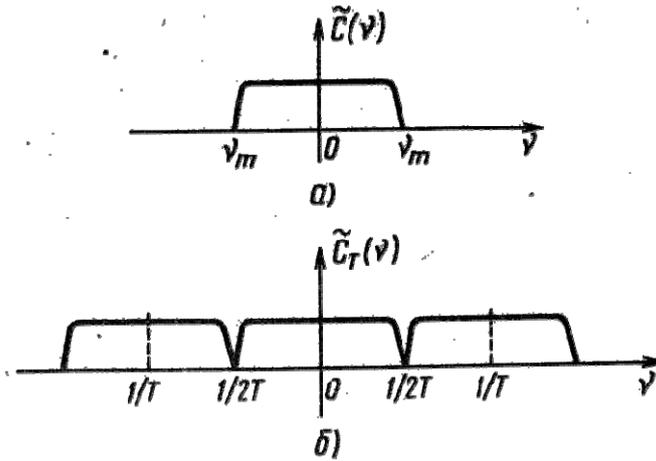


Рисунок 2.2 – Спектры сигналов: *a* – непрерывного; *b* – дискретного

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.

Учитывая, что реальный сигнал аппроксимируется конечным числом отсчетов на отрезке $[0, T_r]$, определим конечное преобразование Фурье в виде

$$\tilde{C}_{T_r}(\nu) = \int_0^{T_r} u_T(t) \exp(-j2\pi\nu t) dt \quad (2.13)$$

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 (3.30) преобразование (2.13) примет вид

$$\tilde{C}_{T_r}(\nu_m) = T \sum_{k=0}^{N-1} u_k \exp(-j2\pi\nu_m T k). \quad (2.14)$$

При расчете $\tilde{C}_{T_r}(\nu)$ выбирают дискретные значения частоты, соответствующие дискретным отсчетам сигнала:

$$\nu_m = m/T_r = m/(NT), \quad m = 0, 1, 2, \dots, N-1. \quad (2.15)$$

Преобразованная последовательность дает на этих частотах составляющие спектра Фурье

$$C_m = \tilde{C}_{T_r}(\nu_m) = T \sum_{k=0}^{N-1} u_k \exp(-j2\pi m k / N). \quad (2.16)$$

Это выражение и определяет 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, например, при цифровой обработке сигналов или построении проектных моделей прохождения сигнала через элементы ОЭП необходимо выражение (2.16) 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

$$C_m = \sum_{k=0}^{N-1} u_k \exp(-jmk2\pi/N), \quad (2.17)$$

$$m = 0, 1, 2, \dots, N-1.$$

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:

$$C_m = \sum_{k=1}^{N-1} u_k \exp[-jk(m_0 \frac{2\pi}{N} + \Delta 2\pi)] = \sum_{k=1}^{N-1} u_k \exp(-jkm_0 \frac{2\pi}{N}) = C_{m_0}. \quad (2.18)$$

При выводе соотношения (2.18) учитывалось, что $\exp(-jk\Delta 2\pi) = 1$ при k и Δ , равных любому целому числу.

Полученный результат подтверждает, что ДПФ является периодической функцией частоты с периодом N . Это важное свойство аналогично свойству периодичности спектра дискретизированных сигналов.

2.1.3 Альтернативный вариант математического обеспечения проектных моделей. Преобразование Уолша

Функции Уолша служат базисом для построения рядов функций Уолша, являющихся цифровыми аналогами рядов Фурье и обладающих многими свойствами этих рядов [2].

Структура построения рядов Уолша идентична структуре рядов Фурье и определяется для разложения периодических функций зависимостями вида

$$g(Q_x) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} [a_k \text{cal}(k, Q_x) + b_k \text{sal}(k, Q_x)], \quad (2.19)$$

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 cal 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 (1.73) 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

$$g(Q_x) = a_0(\nu) + \int_{-\infty}^{\infty} [a(\nu) \text{cal}(\nu, Q_x) + b(\nu) \text{sal}(\nu, Q_x)] d\nu, \quad (2.20)$$

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 переселений нулевого уровня за период.

Учитывая свойство ортогональности функций Уолша, коэффициенты $a(\nu)$ и $b(\nu)$ заменяются на один коэффициент вида

$$G(\nu) = a(\nu) + b(\nu). \quad (2.21)$$

Тогда интегральное преобразование Уолша имеет вид прямого преобразования

$$g(Q_x) = \int_{-\infty}^{\infty} G(\nu) [\text{cal}(\nu, Q_x) + \text{sal}(\nu, Q_x)] d\nu, \quad (2.22)$$

а обратное преобразование Уолша

$$G(\nu) = \int_{-\infty}^{\infty} g(Q_x) [\text{cal}(\nu, Q_x) + \text{sal}(\nu, Q_x)] dQ_x. \quad (2.23)$$

По мере компьютеризации процесса проектирования для решения задач анализа и синтеза технических систем проводятся изыскания путей, упрощающих вычислительный процесс. Одним из направлений таких 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 $[\text{wal}(\omega, k)]$ (рисунок 2.3).

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 взаимоортogonalность.

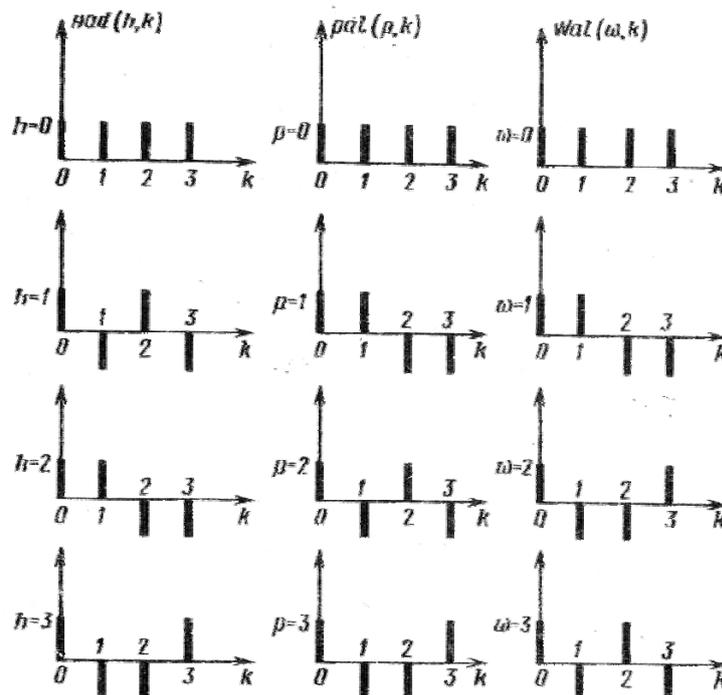


Рисунок 2.3 – Функции Уолша–Адамара $[\text{had}(h, k)]$, Уолша–Пэли $[\text{pal}(p, k)]$ и Уолша–Уолша $[\text{wal}(\omega, k)]$

Матрица дискретных функций Уолша является симметричной и ортогональной:

$$\begin{aligned} \|\text{wal}(m, k)\| &= \|\text{wal}(m, k)\|^T, \\ \|\text{wal}(m, k)\| \|\text{wal}(m, k)\| &= N\mathbf{I}, \end{aligned} \quad (2.24)$$

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:

$$\text{wal}(m, k) \cdot \text{wal}(l, k) = \text{wal}(p, k) = \text{wal}(l \oplus m, k). \quad (2.25)$$

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

$$\begin{array}{r} \oplus \quad 0011 \quad 3 \\ \quad 0101 \quad 5 \\ \hline \quad 1000 \rightarrow 8 \end{array}$$

цц.

Отмеченные свойства позволяют применить дискретные преобразования Уолша (ДПУ) к последовательности вещественных чисел y_k ($k = 0, 1, 2, \dots, N-1$):

$$g_m = \sum_{k=0}^{N-1} \text{wal}(m, k) y_k. \quad (2.26)$$

Используя матричное представление в виде векторов-столбцов $g = \|g_m\|$, $y = \|y_k\|$, это выражение можно представить в виде прямого преобразования Уолша

$$g = \|\text{wal}(m, k)\| y. \quad (2.27)$$

Умножив последнее равенство на матрицу $\|\text{wal}(m, k)\|$ и используя свойства функций Уолша, нетрудно получить выражение для обратного преобразования Уолша:

$$y = \|\text{wal}(m, k)\| g / N. \quad (2.28)$$

Используя метод факторизации преобразующей матрицы $\|\text{wal}(m, k)\|$, по аналогии с алгоритмом быстрого преобразования Фурье (БПФ), можно создать алгоритмы быстрого преобразования Уолша (БПУ).

Использование БПУ приводит к сокращению арифметических операций и к существенному сокращению времени вычислений во многих задачах цифровой обработки сигналов.

Рассмотренные ранее математические модели ОЭПиС построены в линейном приближении. Такой подход к модельному представлению подсистем ОЭПиС и прибора в целом позволяет с единых методических позиций описывать подсистемы разной физической природы; разработать и

реализовать конечное и ограниченное число алгоритмов для моделирования ОЭПиС; эффективно использовать вычислительные ресурсы и возможности проектантов при анализе, синтезе и параметрической оптимизации объекта проектирования.

2.2 Гармонический анализ типовых сигналов методом дискретного преобразования Фурье (ДПФ)

2.2.1 Основные теоретические положения

В соответствии с материалом предыдущего раздела, аналоговому преобразованию Фурье (для периодических сигналов – ряду Фурье) при реализации процедуры анализа с помощью компьютерных технологий соответствует операция дискретного преобразования Фурье (ДПФ), которая исходной последовательности из N значений $g(k)$ ставит в соответствие последовательность $S(n)$ также из N значений в соответствии с выражениями /2,3/:

$$S(n) = 1 \cdot \sum_{k=0}^{N-1} g(k) \cdot \exp\left(-j \cdot 2\pi \cdot \frac{k \cdot n}{N}\right); \quad (2.29)$$

$$g(k) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} S(n) \cdot \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot \frac{k \cdot n}{N}\right),$$

где $k = 0, \dots, N-1$ и $n = 0, \dots, N-1$ — номера значений в исходной и результирующей последовательности, соответственно.

При практической реализации ДПФ используется специальный алгоритм быстрого преобразования Фурье (БПФ), особенностью которого является условие, накладываемое на количество значений N обрабатываемой последовательности:

$$N = 2^M \quad (M - \text{целое}) \quad (2.30)$$

При гармоническом анализе последовательность $g(k)$ трактуется как отсчеты исследуемого сигнала, а результирующая последовательность $S(n)$ - как отсчеты спектральной плотности амплитуды (спектра) сигнала.

Для выполнения ДПФ необходимо исходный сигнал (предположим, аperiodический $g(t)$ с конечным спектром $S(f)$, лежащем в интервале $[-f_{0\max}, +f_{0\max}]$ – см. рисунки в первом ряду на рис 1.11) ограничить некоторым интервалом T , затем дискретизировать и в результате представить его на этом интервале в виде последовательности $g(k)$ из N отсчетов, следующих с шагом Δt . После выполнения процедуры будут получены в результате ДПФ последовательность $S(n)$ из N отсчетов спектра $S(f)$ исследуемого сигнала, следующих с шагом Δf на интервале спектра F (см. рисунки во втором ряду на рисунке 2.1).

Для реализации процедуры ДПФ необходимо определить ряд параметров, связанных следующими теоретическими соотношениями:

$$\Delta t = 1/(2 f_{0\max}), \text{ (условие Котельникова)} \quad (2.31)$$

$$\Delta f = 1/T, \quad (2.32)$$

$$N = T/\Delta t + 1, \quad (2.33)$$

$$F = 1/\Delta t, \quad (2.34)$$

$$f_{\max} = F/2, \quad (2.35)$$

$$F = (N - 1) \Delta f; \quad (2.36)$$

где Δt – интервал дискретизации сигнала; $f_{0\max}$ – максимальная частота в спектре исходного непрерывного сигнала; Δf – интервал дискретизации спектра, полученного в результате ДПФ; T – интервал ограничения исходного сигнала; N – количество отсчетов дискретизированного сигнала (или спектра); F – полный частотный интервал спектра, полученного в результате ДПФ; f_{\max} – максимальная частота в спектре, полученном в результате ДПФ.

Дискретизация и ограничение исходного сигнала приводят к ряду специфических явлений [1,2,3]. В частности, спектр сигнала после ограничения интервалом T становится неограниченным по шкале частот ($f_{\max} \rightarrow \infty$) – см. рисунок 2.5а.

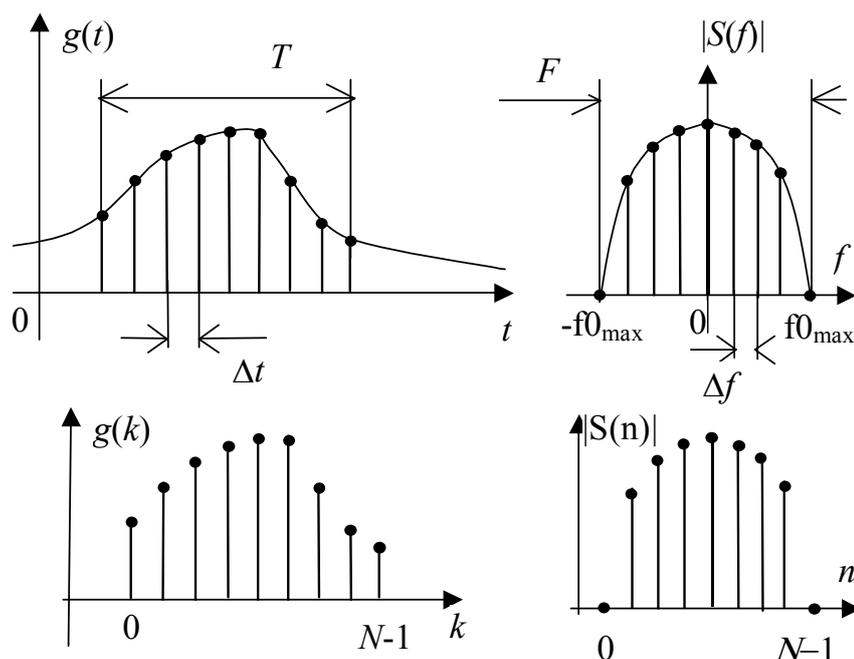


Рисунок 2.4 – Ограничение и дискретизация сигнала и соответствующего ему спектра

Также проявляется так называемое «явление периодичности», типичное для дискретных процедур, в соответствии с которым сигнал и спектр обрабатываются так, как если бы стали периодическими объектами: сигнал с периодом T , спектр – с периодом F . При этом сигнал становится периодическим повторением части, ограниченной интервалом T , а спектр – соответственно периодическим повторением фрагмента уже бесконечного

спектра, ограниченного интервалом F – рисунок 2.5.

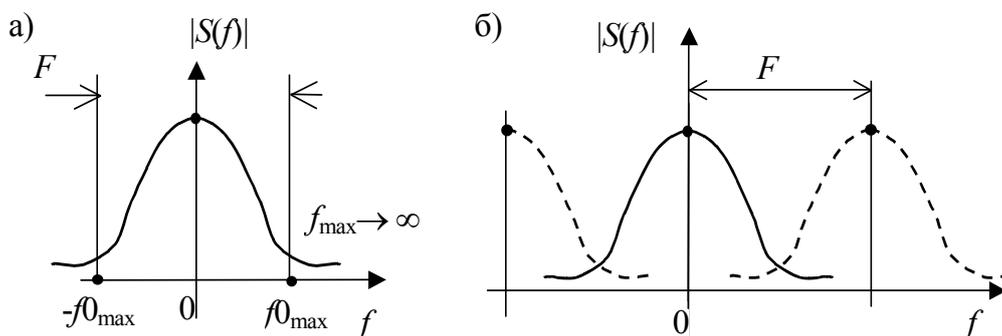


Рисунок 2.5 – Явления растекания и периодичности спектра при ограничении и дискретизации сигнала

Ситуация с небольшими вариациями аналогична и для других видов исходных сигналов, в частности, для ограниченных по длительности импульсов спектр сигнала неограничен по шкале частот ($f_{\max} \rightarrow \infty$) изначально.

Указанные явления не позволяют непосредственно использовать расчетные выражения (2.31)...(2.36) поскольку для неограниченного спектра при $f_{\max} \rightarrow \infty$ из выражения (2.31) следует $\Delta t \rightarrow 0$.

Невыполнение условия (2.31) Котельникова является принципиальным обстоятельством, определяющим наличие методической погрешности при реализации ДПФ.

2.2.2 Методика расчета интервала дискретизации при выполнении ДПФ. Эффект появления ложных спектральных составляющих (aliasing)

При расчете параметров процедуры ДПФ выбирают некоторую граничную частоту f_g и находят интервал дискретизации Δt как:

$$\Delta t = 1/(2 \cdot f_g) \quad (2.37)$$

Вследствие нарушения условия Котельникова происходит наложение отсчетов спектра, соответствующих соседним периодам (рисунок 2.6), что приводит к искажению результирующего спектра. Рассмотренное явление получило название: «эффект появления ложных спектральных составляющих» (в англоязычной литературе – aliasing).

При этом отношение:

$$K_{al} = |S(f_g)| / |S(0)|, \quad (2.38)$$

где $|S(f_g)|$ – значение амплитудного спектра (после искажения) на граничной частоте f_g , $|S(0)|$ – значение амплитудного спектра на нулевой частоте (при равенстве нулю этого значения – значение ближайшей

ненулевой по амплитуде гармоники) называется «коэффициент aliasing» и характеризует величину возникающей погрешности.

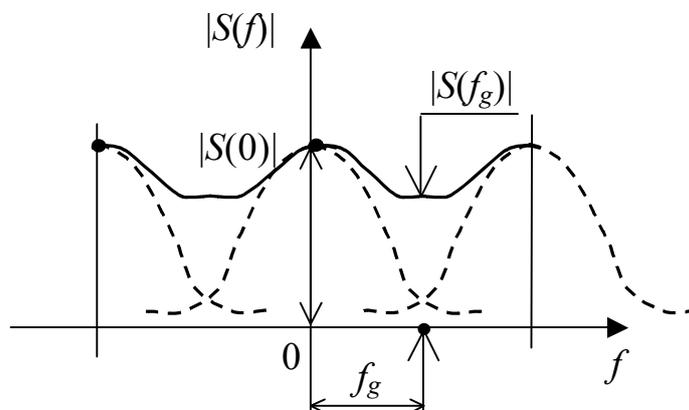


Рисунок 2.6 – Перекрывание периодов спектра

При практическом расчете, исходя из требуемой точности выполнения ДПФ, выбирается значение K_{al} (от 0,0001 – при высоких требованиях к точности результата до 0,01 при тестовых и учебных расчетах), затем находится соответствующая граничная частота f_g из уравнения:

$$20 \cdot \lg(K_{al}) = B \cdot \lg(2 \cdot f_g / f_{cp}) + C, \quad (2.39)$$

где f_{cp} – частота «среза» асимптоты амплитудного спектра исследуемого сигнала, построенного в логарифмических координатах (ЛАХ); f_g – граничная частота, B и C – параметры, определяемые из Таблицы 1.

При выполнении расчетов сначала по виду сигнала (с учетом пояснений в столбце 1 таблицы) выбирается порядок спектра n_0 , затем – значения коэффициентов B и C . Далее, по заданной длительности $\tau_{и}$ или $\tau_{эф}$ вычисляется частота среза f_{cp} асимптоты ЛАХ; в зависимости от вида сигнала используются выражения столбца 5 или 6.

При ДПФ периодического сигнала под $\tau_{и}$ подразумевается длительность импульса на периоде T_0 повторения сигнала (в случае единичной скважности $\tau_{и} = T_0$). Для аperiodического сигнала, заданного на интервале $[0, +\infty)$ частота среза находится также по заданной $\tau_{эф}$, но по выражениям столбца 5, а не 6 Таблицы 1.

В результате из уравнения (1.11) находится граничная частота f_g , а по выражению (1.9) – интервал дискретизации Δt .

В следующей далее Таблице 1:

n_0 – порядок спектра;

$\tau_{и}$ – длительность одиночного импульсного сигнала;

$\tau_{эф}$ – эффективная длительность аperiodического сигнала, заданного на временном интервале $(-\infty, +\infty)$ или $(0, +\infty)$.

Таблица 1 – Параметры для расчета граничной частоты

Особенности функции, описывающей сигнал	Порядок спектра n_0	В	С	Частота среза асимптоты f_{cp}	
				Ограниченный по длительности сигнал (импульс)	Неограниченный по длительности (апериодический) сигнал
1	2	3	4	5	6
Имеются разрывы значения 1 ^{ого} рода	1	-19,5	8,58	$1/(\pi \cdot \tau_{и})$	$1/(2\pi \cdot \tau_{эф})$
Имеются точки «излома» (разрывы производной)	2	-39,55	14,61	$1/(2\pi \cdot \tau_{и})$	$1/(4\pi \cdot \tau_{эф})$
Непрерывно дифференцируемая (гладкая) функция	3	-57,62	18,69	$1/(3\pi \cdot \tau_{и})$	$1/(6\pi \cdot \tau_{эф})$

2.2.3 Методика определения интервала ограничения сигнала при выполнении ДПФ

Интервал ограничения T сигнала определяется в два этапа: сначала вычисляется предварительное значение $T\%$ исходя из требуемой величины Δf интервала дискретизации спектра, которое затем корректируется в зависимости от типа исходного сигнала.

2.2.3.1 Вычисление предварительного значения $T\%$ интервала ограничения. Эффект «частотокола» [1,3]

Предварительное значение $T\%$ интервала ограничения сигнала определяется по выражению, следующему из (1.4):

$$T\% = 1/\Delta f, \quad (2.40)$$

где Δf – интервал дискретизации получаемого спектра, фактически определяющий разрешение в области частот. Как правило, требуемое разрешение Δf задается исходя из условий конкретной проектной процедуры.

Выражение (2.40) определяет минимальную величину интервала ограничения; при выборе меньшего значения часть искомым гармоник в спектре сигнала будет потеряна при выполнении ДПФ (проявится так называемый «эффект частотокола», в англоязычной литературе – picket-fence-effect).

2.2.3.2 Определение интервала ограничения T в случае апериодического сигнала. Эффект «растекания» (*leakage*)

Для апериодических сигналов рекомендуется интервал T ограничения выбирать из соотношений (но не менее $T\%$):

$$T \geq 6 \cdot \tau_{эф}, \quad (2.41)$$

$$T \geq 3 \cdot \tau_{эф}, \quad (2.42)$$

где $\tau_{эф}$ эффективная длительность сигнала. При этом выражение (2.41) используется для сигналов, заданных на временном интервале $(-\infty, +\infty)$, выражение (2.42) – для заданных на $[0, +\infty)$.

При ограничении бесконечного по длительности аperiodического сигнала $g(t)$ конечным интервалом T на его краях появляются разрывы значения (Рисунок 2.7а). Это приводит к искажению результата ДПФ: уменьшению величины отсчетов в низкочастотной области спектра и появлению паразитных отсчетов (пульсаций) в высокочастотной области. Спектр на рисунке 2.7б показан сплошной линией до и штриховой – после ограничения сигнала. Указанное явление называется «эффект растекания» (в англоязычной литературе – leakage) или – эффект Гиббса [2,3].

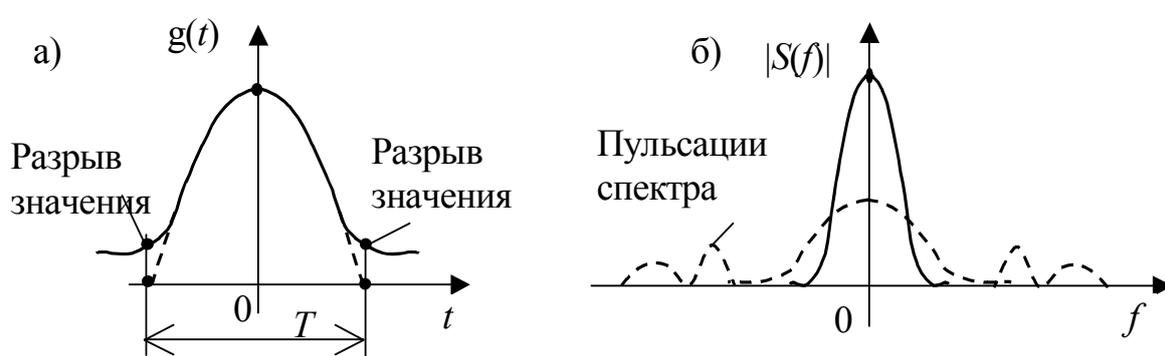


Рисунок 2.7 – Эффект Гиббса при ограничении сигнал

Для уменьшения погрешность вследствие влияния эффекта Гиббса необходимо применять специальный метод сглаживания возникающих разрывов значения сигнала: умножение исходного сигнала $g(t)$ на некоторую функцию – "окно" $W(t)$:

$$g_w(t) = W(t) \cdot g(t), \quad (2.43)$$

где $g_w(t)$ – сглаженный сигнал, не имеющий разрывов на краях интервала ограничения (рисунок 2.7а, штриховая линия).

Функция – "окно" представляет собой гладкую функцию, значения которой в середине интервала T задания близки к единице, а на краях интервала плавно уменьшаются до нуля.

Известно большое количество различных по эффективности "окон" [2], наиболее простыми являются "окно" Тьюки, которое на начальной и конечной частях своей длины является отрезком синусоиды, а на остальных – равно единице (рисунок 2.8а) и "окно" Ханна, приблизительно соответствующее функции « $\cos^2(x)$ » (рисунок 2.8б). "Окно" Ханна эффективнее "окна" Тьюки по устранению паразитных пульсаций в высокочастотной части результирующего спектра, однако вносит дополнительные искажения в низкочастотной области

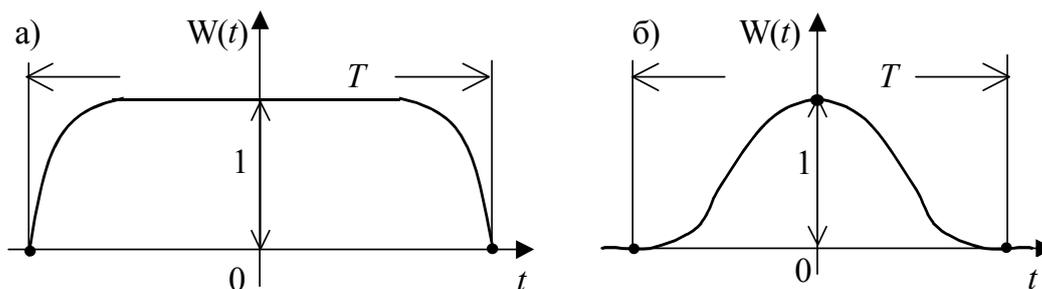


Рисунок 2.8 – Виды функции «окна»

2.2.3.3 Определение интервала ограничения T в случае периодического сигнала

Для периодических сигналов с собственным периодом T_0 интервал T ограничения необходимо выбирать не менее T_0 , но обязательно кратным собственному периоду сигнала (см. рисунок 2.9а):

$$T = m \cdot T_0, \quad m = 1, 2, 3, \dots \quad (2.44)$$

Нарушение этого соотношения приведет к ошибке ДПФ, поскольку в этом случае дискретизированный сигнал будет обрабатываться как периодический объект с периодом T (в соответствии с явлением периодичности), имеющий дополнительные разрывы на краях интервала ограничения (рисунок 2.9б).

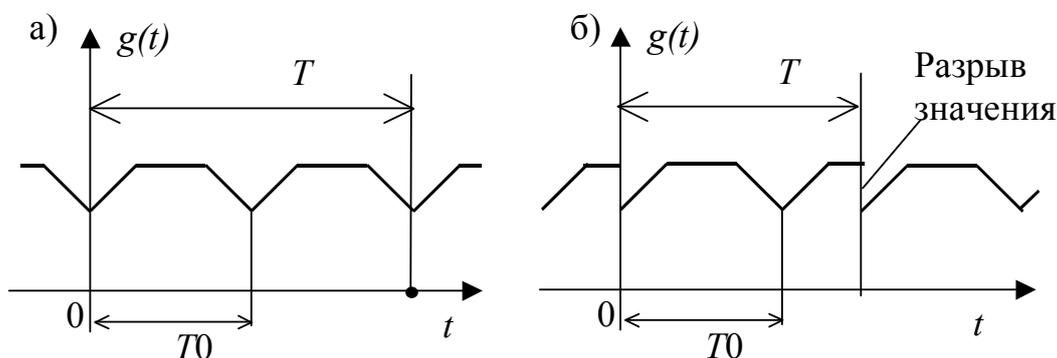


Рисунок 2.9 – Выбор интервала ограничения для периодического сигнала

2.2.3.4 Выбор интервала ограничения T в случае одиночного ограниченного по времени импульса. Эффект «слияния»

Для одиночного импульса $g(t)$ длительностью $\tau_{\text{и}}$, заданного на интервале $[t_1, t_2]$, интервал ограничения T выбирается в зависимости от наличия разрывов значения в краевых точках t_1 и t_2 интервала ограничения (но не менее чем T_0). В частности, при отсутствии разрыва значения хотя бы в одной краевой точке и, соответственно, выполнении соотношения:

$$g(t_1) \cdot g(t_2) = 0, \quad (2.45)$$

интервал ограничения выбирается равным длительности импульса:

$$T = \tau_{\text{и}}. \quad (2.46)$$

В обратной ситуации, при $g(t_1) \cdot g(t_2) \neq 0$ выбирается

$$T > \tau_n; \quad T = \tau_n + \tau_n/2, \quad T = \tau_n + \tau_n/2 \quad (2.47)$$

Нарушение этого соотношения приведет к ошибке ДПФ, так называемому «эффекту слияния». В этом случае сигнал будет обрабатываться как периодический объект с периодом $T = \tau_n$ (в соответствии с явлением периодичности) и разрывами на краях периода, отличными от исходных (рисунок 2.10а).

Для уменьшения ошибки, определяемой эффектом слияния, исходный массив дискретизированного сигнала, соответствующий интервалу τ_n преобразуют в массив по соотношению (2.47) (рисунок 2.10б):

- первая часть массива, соответствующая интервалу τ_n содержит отсчеты исходного сигнала;
- вторая часть массива, соответствующая $\tau_n/2$ (или $\tau_n/4$) заполняется нулевыми отсчетами.

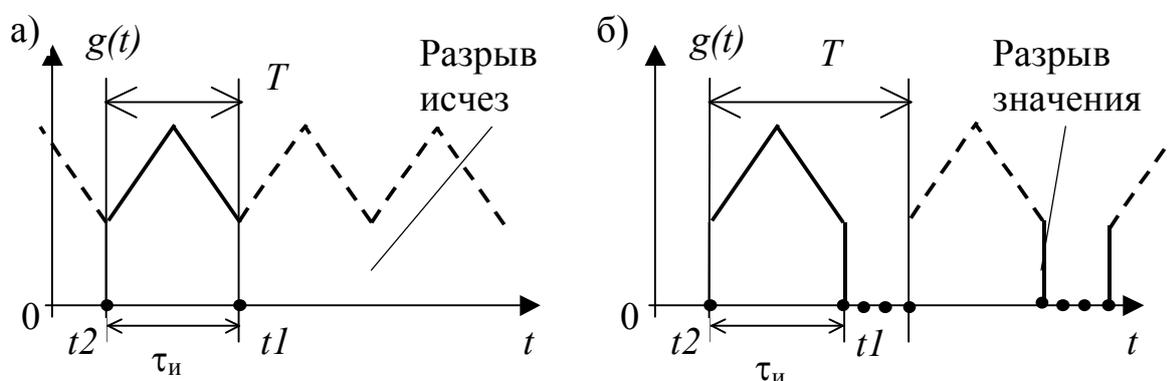


Рисунок 2.10 – Выбор интервала ограничения для сигнала, заданного на конечном интервале времени

2.2.4 Методика вычисления количества отсчетов сигнала при выполнении ДПФ

1. В соответствии с найденным интервалом ограничения T находится полное количество $N\%$ отсчетов сигнала:

$$N\% = T/\Delta t + 1 \quad (2.48)$$

2. Количество отсчетов $N\%$ корректируется в соответствии с условиями применения специального алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ), используемого для вычисления ДПФ. Для БПФ количество отсчетов N обрабатываемой последовательности должно подчиняться условию:

$$N = 2^M \quad (M - \text{целое}) \quad (2.49)$$

Таким образом, по количеству $N\%$ выбирается ближайшее большее N , соответствующее условию (2.49).

3. Определяется количество отсчетов массива для формирования сигнала требуемой длительности на выбранном интервале ограничения.

Для одиночного импульса количество отсчетов LI , соответствующее его длительности $\tau_{и}$ находится как:

$$LI = N - N/4, \quad LI = N - N/2, \quad (2.50)$$

или

$$LI = N, \quad (2.51)$$

в зависимости от правила выбора интервала T по соотношению (2.47).

Для аperiodического бесконечного импульса количество отсчетов LB , соответствующее его эффективной длительности $\tau_{эф}$ находится как:

$$LB = N/6 \quad (2.52)$$

или

$$LB = N/3 \quad (2.53)$$

Выражение (2.53) соответствует сигналу, заданному на интервале $[0, \infty)$.

В случае периодического сигнала со скважностью $SKV = T0/\tau_{и}$ количество отсчетов N_I , соответствующее одному периоду $T0$ и количество LI , соответствующее длительности $\tau_{и}$ импульса на одном периоде находятся как:

$$NI = N/m \quad (2.54)$$

$$LI = NI / SKV \quad (2.55)$$

где m – количество периодов на интервале ограничения T .

2.2.5 Специальные операции при выполнении ДПФ. Зеркальная особенность

2.2.5.1 Перестановка спектральных составляющих ("зеркальная особенность")

Особенностью реализации ДПФ в большинстве компьютерных технологий является расположение отсчетов спектра, соответствующих отрицательным частотам не слева от отсчетов для положительных частот как принято (рисунок 2.11а), а – справа от них (исключение – MathCAD). Это обстоятельство и приводит к "зеркальной особенности", согласно которой начальные $(N/2 + 1)$ отсчет результирующей последовательности $S(n)$ с номерами от 1 до $N/2 + 1$ до соответствуют значениям спектра на положительных частотах, а конечные отсчеты с номерами от $N/2 + 2$ до N – значениям спектра на отрицательных частотах – см. рисунок 2.11б /2,3/.

Таким образом, при выполнении ДПФ необходимо восстановить правильное следование отсчетов, переставив местами начальные $N/2 + 1$ и конечные $N/2 - 1$ отсчетов в результирующем массиве (по стрелке на рисунок 2.11б).

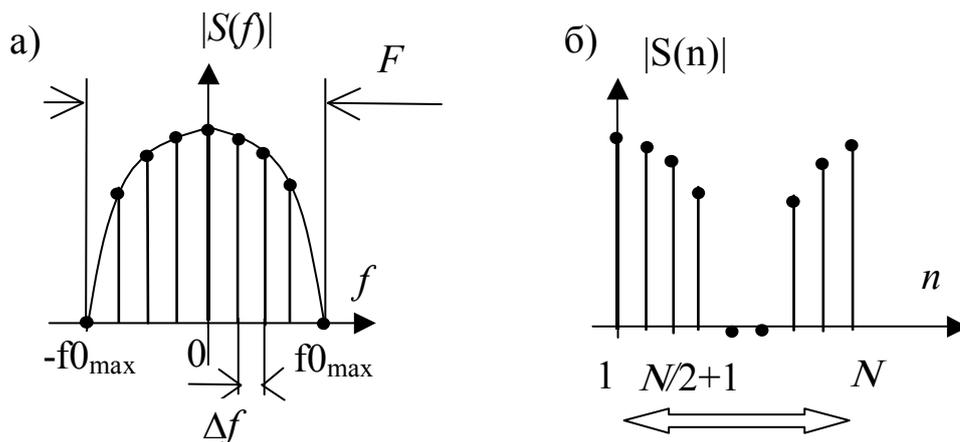


Рисунок 2.11 – «Зеркальная» особенность результата ДПФ

2.2.5.2 Коррекция результата ДПФ для периодического сигнала /1/

После выполнения ДПФ периодического сигнала необходимо выполнить уточнение величины амплитуд гармоник результата по соотношению:

$$S_n = S(n) / NI, \quad (2.56)$$

где $S(n)$ – величины отсчетов амплитудного спектра, полученные в результате ДПФ, NI – количество отсчетов, соответствующее периоду сигнала.

2.2.6 Пример преобразования типовых сигналов при подготовке к выполнению проектной процедуры с использованием ДПФ

Типовыми сигналами при проектных процедурах использованием ДПФ являются:

- одиночный импульс, заданный на конечном временном интервале;
- бесконечный по длительности аperiodический импульс;
- периодический сигнал.

При подготовке сигналов к выполнению ДПФ возможны следующие типовые операции:

- добавление в массив одиночного импульса нулевых отсчетов (для одиночного импульса);
- умножение массива сигнала на массив «окна» (для аperiodического сигнала);
- формирование нескольких периодов сигнала на основе созданного массива одного периода (для периодического сигнала);
- преобразование сигнала посредством формирования массива, составляющего часть массива исходного сигнала (для периодического сигнала).

2.2.6.1 Пример задания на преобразование типовых сигналов для выполнения ДПФ (в технологии Matlab /4,5/)

```

% 1. Сформировать массивы значений сигналов с требуемыми
параметрами.
% 1.1. Количество отсчетов в массиве каждого сигнала K = 200
% 1.2. Сигнал в виде бесконечного апериодического импульса
задается на интервале, равном шести его эффективным длительностям
% 1.3. Периодический сигнал задается на интервале, равном M
периодам
%           M = 3
% 2. Выполнить следующие операции:
%2.1. Сигнал в виде одиночного ограниченного импульса защитить
справа дополнительными нулевыми отсчетами. Количество нулевых
отсчетов составляет 1/4 от количества элементов исходного
массива
%2.2. Сигнал в виде бесконечного апериодического импульса сгладить
«окном».
%2.3. Из массива периодического сигнала «вырезать» фрагмент,
начиная с отсчета 50 и заканчивая отсчетом с номером 150
% 3. Построить графики каждого сигнала до и после выполнения
операции
%
%           ВИД СИГНАЛА 1
%           Одиночный импульс
%
%           * -----
%           * | *           AM           ПАРАМЕТРЫ:  AM = 2   E = 1.
%           * | *           Длительность TAU, сек 10
%           * | *
%           *-----*-----
%           |           |           |           E
%           .-----.------*-----
%           1           2L/3   L           Интервал дискретизации dt1 =
%           TAU
%
%           ВИД СИГНАЛА 2
%           Экспоненциальный импульс
%
%           *-----
%           * | *           AM           ПАРАМЕТРЫ   AM = 3
%           * | *           Эфф. длительность, сек 0.1
%           <- * | *           * ->
%           -----
%
%           Интервал дискретизации dt2 =
%
%           ВИД СИГНАЛА 3
%           Периодическая последовательность импульсов вида COS(t)
%           ПАРАМЕТРЫ   AM = 1; E = 1
%           Период       T0, сек           0,1
%           Сквозность   SKV           1,2
%
%           Интервал дискретизации dt3 =

```

ПРИМЕЧАНИЕ: значения интервалов дискретизации dt_1, dt_2, dt_3 вписываются в соответствующие строки после их определения на этапе предварительных расчетов.

2.2.6.2 Последовательность составления программы преобразования типовых сигналов

1. Формирование массива заданного одиночного импульса

Массив формируется оператором вида

$$G = ZUZA(L, L1, L2, \dots, LN)$$

В этом операторе G – условное имя массива сигнала, $ZUZA$ – условное название подпрограммы, формирующей требуемый сигнал, L – количество отсчетов сигнала (элементов массива), $L1, L2, \dots, LN$ – параметры подпрограммы (при использовании этого оператора в программе числовые значения параметров подпрограммы должны быть заданы).

Используемая подпрограмма выбирается из перечня, приведенного в «Описании подпрограмм» (см. Приложение) по названию и виду сигнала.

Импульсы треугольной, трапецеидальной формы, а также в виде линейно изменяющейся функции формируются подпрограммой с именем SIG.

В частности массив треугольного импульса по рассматриваемому проектному заданию формируется подпрограммой SIG с параметрами:

$$L = K = 200, L1 = L2 = 200 * 2/3 = 133, AM = 2, E = 3.$$

Оператор программы формирования массива сигнала A :

$$A = SIG(200, 133, 133, 2.0, 1.0)$$

Для построения графика сигнала необходимо сформировать массив отсчетов времени, соответствующих отсчетам сигнала импульса.

Формировать массив значений времени следует таким образом, чтобы отсчету сигнала с номером 1 соответствовал момент времени $t_1 = 0$, отсчету с номером 2 соответствовал момент времени $t_2 = 1 \cdot dt$, отсчету с номером 3 – момент $t_3 = 2 \cdot dt$ и так далее. Соответственно, отсчету с последним номером L должен соответствовать момент времени $t_L = (L-1) \cdot dt = TAU$. В приведенных выражениях dt – интервал дискретизации сигнала, TAU – интервал задания сигнала.

Массив значений времени формируется оператором вида (используется тип данных "перечисление"):

$$P = 0 : dt : (K-1) * dt$$

Где dt – интервал дискретизации (шаг между отсчетами), определяемый в этом задании как:

$$dt = \frac{T}{K-1}$$

T – интервал времени, на котором задан сигнал, K – количество точек в массиве сигнала.

Рассматриваемый импульс задан на интервале, равном его длительности: $T1 = TAU = 10$ сек.

Тогда интервал дискретизации $dt1 = 10/(200-1) = 0,05025$ сек.

Оператор формирования массива отсчетов времени для первого сигнала при $K = 200$ принимает вид:

```
P1 = 0:0.05025:(200-1)*0.05025
```

Построение графика сигнала:

```
plot (P1,A)
pause
```

Оператор-команда `pause` останавливает выполнение программы для просмотра графика на экране монитора.

Выполнение программы будет продолжено после нажатия клавиши <пробел>.

2. Преобразование одиночного импульса.

Формирование нового массива, часть которого – отсчеты массива импульса, а прочие – нулевые отсчеты, выполняется подпрограммой ZEROF (см. Приложение) вида :

```
B = ZEROF (A, L, N, LH)
```

Здесь σ – имя нового массива, содержащего как отсчеты исходного массива с именем G , так и требуемое количество нулевых отсчетов, LH – служебный параметр, значение которого в лабораторной работе указывается $LH = 0$.

Количество отсчетов в массиве σ равно $L = L+n$, где n – количество добавленных нулевых отсчетов.

Для рассматриваемого импульса полное количество отсчетов нового массива в соответствии с заданием равно: $N = K+K/4 = 200+50 = 250$.

Параметры подпрограммы имеют значения:

```
L = K = 200, N = 250, LH = 0.
```

Интервал дискретизации $dt1$ остался прежним.

Операторы программы имеют вид:

```
B=ZEROF (A, 200, 250, 0)
P2 = 0:0.05025:(250-1)*0.05025
plot (P2,B)
pause
```

3. Формирование бесконечного апериодического импульса.

Выполняется оператором вида:

```
D = SUSAS (L, AM, LB)
```

В операторе D – условное имя массива сигнала, $SUSAS$ – условное название подпрограммы, формирующей требуемый апериодический сигнал, L – количество отсчетов сигнала (элементов массива) , LB – количество

отсчетов, соответствующее эффективной длительности сигнала, AM - параметр подпрограммы.

Поскольку полная длительность аperiodического сигнала принимается равной шести его эффективным длительностям (для ограниченного с одной стороны аperiodического сигнала – трем эффективным длительностям), параметр LB находится как $LB = L/6$ или $LB = L/3$ для сигнала, ограниченного с одной стороны.

Если аperiodический сигнал односторонний (ограничен по длительности с одной стороны оси времени), то при необходимости формирования «зеркального» сигнала, ограниченного по оси времени с обратной стороны, можно «развернуть» сформированный стандартной подпрограммой односторонний сигнал (фактически, инвертировать номера отсчетов в массиве D) с помощью оператора $DL = INVE(D, L)$.

Поскольку полная длительность аperiodического сигнала принимается равной шести его эффективным длительностям (для ограниченного с одной стороны аperiodического сигнала – трем эффективным длительностям), параметр LB находится как $LB = L/6$ или $LB = L/3$ для сигнала, ограниченного с одной стороны.

В рассматриваемом примере сигнал задается на интервале, равном шести его эффективным длительностям, а именно, интервале:

$$T = 6 * 0,1 = 0,6 \text{ сек.}$$

На этом интервале находится $K = 200$ равноотстоящих точек.

Находим интервал дискретизации:

$$dt2 = 0,6 / (200 - 1) = 0,00302 \text{ сек.}$$

Количество отсчетов, соответствующее эффективной длительности равно: $LB = K/6 = 200/6 = 33$

Требуемый аperiodический импульс формируется подпрограммой EPN – см. Приложение.

Параметры подпрограммы: $L = K = 200$, $AM = 3.$, $LB = 33$

Операторы имеют вид:

$$C = EPN(200, 3.0, 33)$$

$$P3 = 0 : 0.00302 : (200 - 1) * 0.00302$$

$$\text{plot}(P3, C)$$

$$\text{pause}$$

4. Преобразование аperiodического импульса.

Для сглаживания разрывов на краях аperiodического импульса его умножают на так называемое «окно», формируемое оператором вида:

$$W = NAME(L)$$

Где $NAME$ – условное имя подпрограммы формирования массива «окна», L – количество отсчетов в массиве аperiodического сигнала.

Если аperiodический сигнал односторонний (ограничен с одной стороны по оси времени), то следует использовать подпрограмму, формирующую одностороннее «окно», ограниченное с той же стороны. В

случае, если стороны ограничения сформированного «окна» и сигнала не совпадают, используя подпрограмму INVE следует зеркально развернуть массив сформированного «окна» по оси аргумента.

Сформируем массив окна с тем же количеством отсчетов, что и у апериодического сигнала, используя, например, подпрограмму TUKEY:

```
W = TUKEY(200)
```

Апериодический сигнал сглаживается «окном» посредством поэлементного перемножения массивов сигнала и «окна». Используется знак поэлементного перемножения «.*» технологии MatLab. В результате формируется массив D сглаженного сигнала и строится его график.

```
D = C.*W  
plot (P3, D)  
pause
```

5. Формирование периодического сигнала.

Сначала следует сформировать импульсную часть периода сигнала.

В случае если один период сигнала представляет собой меандр, используется оператор вида:

```
E = MNR(L, .....)
```

Здесь E – условное имя массива одного периода сигнала, L – количество отсчетов, соответствующее одному периоду, которое находится как целое от частного $L = N/M$, где N – полное количество отсчетов периодического сигнала, M – количество периодов.

Если один период сигнала является ограниченным по длительности одиночным импульсом, используется оператор вида:

```
E = ZUZA(L, L1, L2, ..., LN)
```

В операторе E – условное имя массива сигнала, ZUZA – условное название подпрограммы, формирующей требуемый сигнал, L – количество отсчетов сигнала (элементов массива), соответствующее массиву сигнала на одном периоде.

Для общего количества отсчетов N периодического сигнала, соответствующих M периодам при скважности SKV, количество отсчетов L, соответствующее импульсной части на одном периоде определяется как:

$$L = \frac{N}{M * SKV}$$

В рассматриваемом случае $N = 200$, $M = 3$, $SKV = 1,2$. Получаем по выражению (1.2): $L = 200/(3*1,2) = 56$.

Массив отсчетов косинусного импульса, указанного в задании, формируется подпрограммой CS (см. Приложение).

Параметры подпрограммы в соответствии с заданием: $L = 56$, $AM = 1$, $E = 1$.

Интервал задания сигнала, равен трем периодам:

$$T = 3*T_0 = 3*0,1 = 0,3 \text{ сек}$$

Находим интервал дискретизации $dt3$:

$dt3 = 0,3/(200-1) = 0,00151$ сек.

Оператор формирования импульсной части на периоде:

```
E = CS(56, 1.0, 1.0)
%dt3=0.00151
P4= 0: 0.0151: (56-1)*0.0151
plot(P4, E)
pause
```

Полный периодический сигнал с количеством периодов M и скважностью SKV (в случае, если сигнал на одном периоде имеет форму меандра, всегда принимается $SKV = 1$) формируется подпрограммой SIGM на основе уже сформированного массива E импульсной части одного периода.

```
G = SIGM(E, L, N, SKV, M)
```

Если сигнал, соответствующий одному периоду имеет форму меандра, всегда принимается $SKV = 1$

Подставляя параметры подпрограммы: $L = 56$, $N = 200$, $SKV = 1.2$, $M=3$ получаем оператор формирования массива периодического сигнала:

```
G = SIGM(E, 56, 200, 1.2, 3)
P5= 0: 0.0151: (200-1)*0.0151
plot(P5, G)
pause
```

6. Преобразование периодического сигнала.

Массив H в количестве N отсчетов, являющийся частью исходного массива G формируется подпрограммой:

```
H = SECTION(G, L, N, LH)
```

где G - имя массива исходного сигнала (входной);

L - размерность массива G ;

H - массив сигнала (выходной), являющийся частью массива G ;

N - размерность массива H ;

LH - номер точки, после которой вырезается фрагмент из массива G (в массив H будут вырезаны N точек начиная с $LH + 1$ и до $LH + N$)

В соответствии с заданием, параметры подпрограммы:

$L = 200$, $N = 150-50+1=101$, $LH = 50 - 1 = 49$.

Оператор формирования результирующего массива:

```
H = SECTION(G, 200, 101, 49)
P6= 0: 0.0151: (101-1)*0.0151
plot(P6, H)
```

2.2.6.3 Программа и формируемые при её выполнении графики

```
A = SIG(200, 133, 133, 2.0, 1.0)
%dt1=0.0502502
P1 = 0:0.05025: (200-1)*0.05025
```

```
plot (P1,A)
pause
```

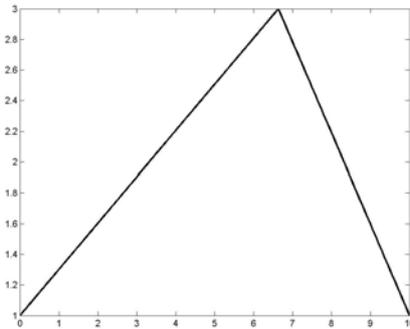


Рисунок 2.12 – Исходный сигнал

```
B=ZEROF(A,200,250,0)
P2 = 0:0.05025:(250-1)*0.05025
plot (P2,B)
pause
```

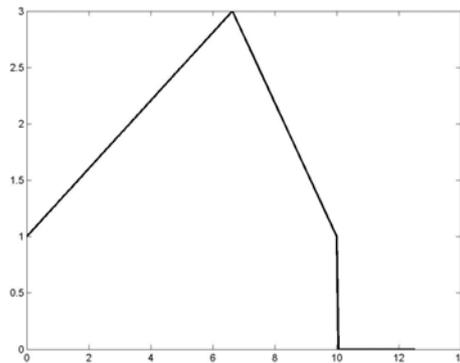


Рисунок 2.13 – Результат работы ZEROF

```
C=EPN(200,3.0,33)
%dt2=0.00302
P3 = 0:0.00302:(200-1)*0.00302
plot (P3,C)
pause; W = TUKEY(200)
```

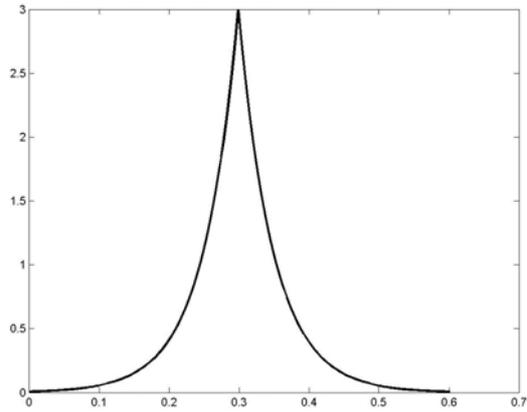


Рисунок 2.14 – Исходный аperiodический сигнал

```
D = C.*W
plot (P3,D)
pause
```

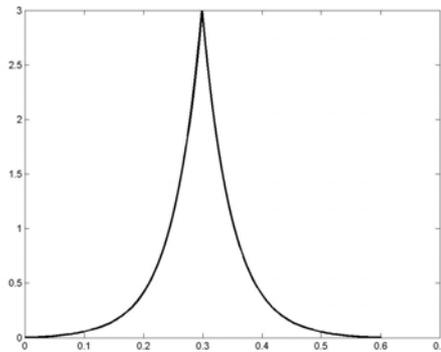


Рисунок 2.15 – Сигнал после защиты «окном»

```
E = CS(56,1.0,1.0)
%dt3=0.00151
P4= 0:0.0151:(56-1)*0.0151
plot (P4,E)
pause
```

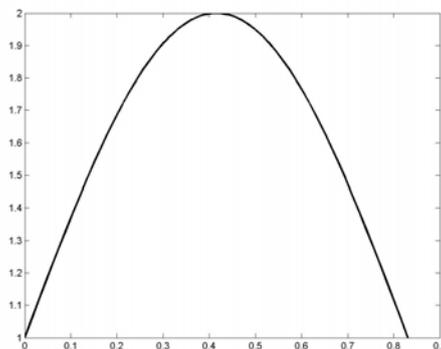


Рисунок 2.16 – Импульс на одном периоде сигнала

```
G = SIGM(E, 56, 200, 1.2, 3)
P5= 0: 0.0151: (200-1)*0.0151
plot(P5,G)
pause
```

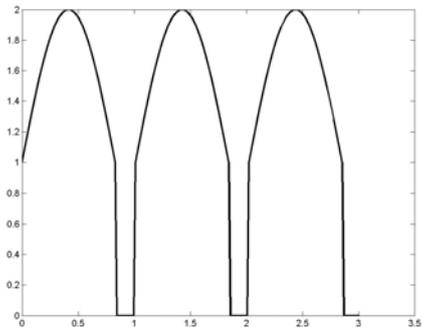


Рисунок 2.17 – Синтезированный периодический сигнал

```
H = SECTION(G, 200, 101, 49)
P6= 0: 0.0151: (101-1)*0.0151
plot(P6,H)
```

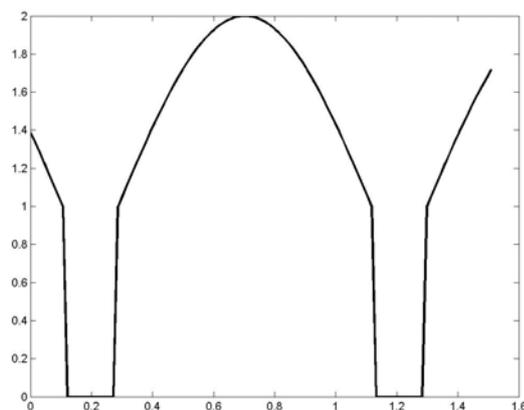


Рисунок 2.18 – Результат работы SECTION

2.2.7 Пример расчёта параметров процедуры дискретного преобразования Фурье для типового сигнала

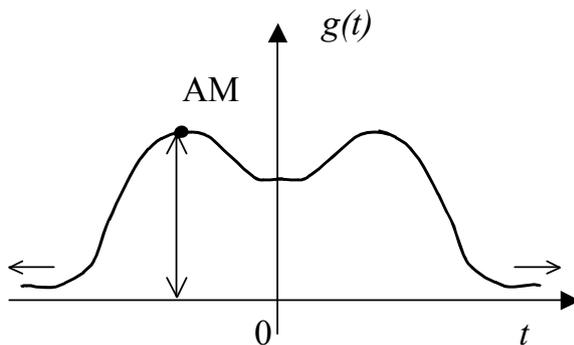
2.2.7.1 Типовое проектное задание (используется синтаксис компьютерной технологии Matlab /4,5/)

% 1. Методом дискретного преобразования Фурье определить амплитудно-частотный спектр сигнала и найти распределение энергии сигнала по спектральным составляющим.

% 2. Построить графики сигнала, амплитудного спектра и распределения энергии по спектру.

% 3. Найти интервал спектра, в котором амплитуда спектральных составляющих равна не менее 1/10 от амплитуды ГАРМОНИКИ НА НУЛЕВОЙ ЧАСТОТЕ, и частоты, на которых фаза спектральных составляющих не превосходит по абсолютной величине 20 градусов, а также определить полосу частот, в которой содержится не менее 90% энергии сигнала.

ВИД СИГНАЛА



```
%ПАРАМЕТРЫ:  AM = 3
%Dлительность, сек      -
%Эфф. длительность, сек 25
%Период T0, сек      -
%Разрешение по спектру, Гц df
=< 0.025
%Коэффициент Kal "aliasing" =
0.00023
```

```
% Параметры процедуры
% 1. Порядок спектра          n0 = 3
% 2. Частота среза ЛАХ, Гц    fcp = 0.001819
% 3. Граничная частота, Гц   fg = 0.035
% 4. Интервал дискретизации, сек dt = 14,28
% 5. Интервал задания сигнала расчетный, сек T% = 40
%                               выбранный, сек T = 150
% 6. Количество отсчетов сигнала расчетное N% =11,5
%                               выбранное N = 16
% 7. Интервал дискретизации спектра, Гц df = 0,00667
% 8. Максимальная частота в спектре сигнала, Гц
%                               fmax= 0,053
% 9. Интервал спектра, в котором содержится указанная
%    амплитуда и фаза          0...Df =
% 10. Интервал спектра, в котором содержится указанная
%    часть энергии сигнала
%    0...DF =
```

(параметры 1...8 выбираются или рассчитываются, параметры 9 и 10 определяются по результатам выполнения ДПФ)

2.2.7.2 Расчёт параметров процедуры ДПФ

1. Выбор предполагаемого порядка определяемого спектра.

Сигнал описывается гладкой функцией, отсутствуют как разрывы значений, так и разрывы производной. Следовательно, порядок спектра $n_0 = 3$.

2. Расчет частоты среза ЛАХ.

Сигнал аperiodический, не имеет ограничений по длительности, следовательно, следует использовать выражения шестого столбца Таблицы 1 пособия.

$$f_{cp} = \frac{1}{6 \cdot \pi \cdot \tau_{\text{эф}}} = \frac{1}{6 \cdot \pi \cdot 25} = 0,001819 \text{ Гц}$$

3. Определение граничной частоты.

Из четвертого и третьего столбцов Таблицы 1 выбираем значения коэффициентов уравнения

$$B = -57,62 \quad C = 18,69$$

Решение уравнения (1.11) пособия:

$$\lg(2 \cdot f_g) = \frac{20 \cdot \lg(0,00023) - 18,69}{-57,62} + \lg(0,001819) = -1,153$$

$$f_g = \frac{10^{-1,153}}{2} = 0,035 \text{ Гц}$$

4. Определение интервала дискретизации сигнала

$$\Delta t = \frac{1}{2 \cdot f_g} = \frac{1}{2 \cdot 0,035} = 14,28 \text{ сек}$$

5. Расчет интервала задания (ограничения) сигнала.

В соответствии с правилами устранения эффекта «частотокола» расчетный интервал $T\%$ ограничения сигнала составит:

$$T\% = \frac{1}{\Delta f} = \frac{1}{0,025} = 40 \text{ сек}$$

6. Выбор интервала ограничения сигнала.

6.1. Интервал ограничения сигнала T выбирается не меньше рассчитанного $T\%$.

6.2. Для неограниченного по длительности аperiodического импульса интервал T выбирается не менее шести величин эффективной длительности сигнала.

Таким образом, исходя из этих условий интервал ограничения выбирается величиной.

$$T = 6 \cdot 25 = 150 \text{ сек}$$

7. Расчет количества отсчетов сигнала на выбранном интервале ограничения.

$$N\% = \frac{T}{\Delta t} = \frac{150}{14,28} + 1 = 11,5$$

8. Выбор количества N отсчетов на интервале ограничения.

По правилам выполнения ДПФ количество отсчетов должно быть равно целой степени 2. Следует выбирать ближайшее большее значение, которым в рассматриваемом случае является:

$$N = 16$$

9. Расчет интервала дискретизации спектра.

В результате выбора интервала ограничения T большим расчетной величины $T\%$, интервал дискретизации спектра в области частот уже не будет равен исходному разрешению по спектру. Его действующая величина определится соотношением, обратным использованному в пункте 5:

$$df = \frac{1}{T} = \frac{1}{150} = 6,67 \cdot 10^{-3} \text{ Гц}$$

10. Расчет максимальной частоты в определяемом спектре сигнала.

Поскольку при выполнении ДПФ в большинстве технологий (исключение – MathCAD) количество отсчетов спектра равно количеству получаемых отсчетов сигнала, полная ширина спектра $F = [-f_{\max}, +f_{\max}]$ составит:

$$2 \cdot f_{\max} = N \cdot df = 16 \cdot 6,67 \cdot 10^{-3} = 0,106 \text{ Гц}$$

Откуда $f_{\max} = 0,053 \text{ Гц}$ (проверка: f_{\max} должна быть не менее f_g).

11. Величины по пунктам 10 и 11 Задания определяются в результате выполнения программы расчета.

2.2.8 Пример выполнения процедуры дискретного преобразования Фурье в технологии MatLab

Программа выполнения процедуры включает следующие пункты

1. Формирование массива A сигнала.

По параметрам и виду сигнала из перечня, приведённого в Приложении, выбирается подпрограмма, формирующая массив его значений.

Для изложения общей методики в этом параграфе используется условное имя ZUZA

$$ZUZA(L, AM, LB)$$

где L – количество отсчетов сигнала, AM - его амплитуда, LB - количество отсчетов, соответствующее эффективной длительности сигнала.

В рассматриваемом варианте, по заданию $AM = 3$, по расчету $L = 16$.

Для аperiodического сигнала, заданного на $(-\infty, +\infty)$ параметр LB вычисляется по выражению:

$$LB = L/6,$$

где L – выбранное количество отсчетов сигнала.

В рассматриваемом варианте $LB = 16/6 = 2,667$. Поскольку параметр по смыслу является целым, принимаем $LB = 3$.

Итак, оператор формирования массива сигнала:

$$A = \text{ZUZA}(16, 3., 3)$$

2. Формирование массива P временных отсчетов, соответствующих значениям сигнала A и следующих с фактическим интервалом дискретизации сигнала Dt :

$$P = 0:Dt:(N-1)*Dt$$

В рассматриваемом варианте $N = 16$, $Dt = 9,375$

Получаем оператор $P = 0:9.375:(16-1)*9.375$

(Вывод графика на экран при количестве отсчетов меньшем или равном $N = 128$ рекомендуется выполнять командой `stem`, а не `plot`).

```
stem(P, A)
```

```
pause
```

Результат приведён на рисунке 2.19

3. Преобразование массива сигнала с целью защиты от эффектов ДПФ.

Результат ДПФ рассматриваемого сигнала может быть искажен эффектом Гиббса (растекания). Для защиты используем «окно» Тьюки, формируемое в рассматриваемом варианте оператором:

$$W = \text{TUKEY}(16)$$

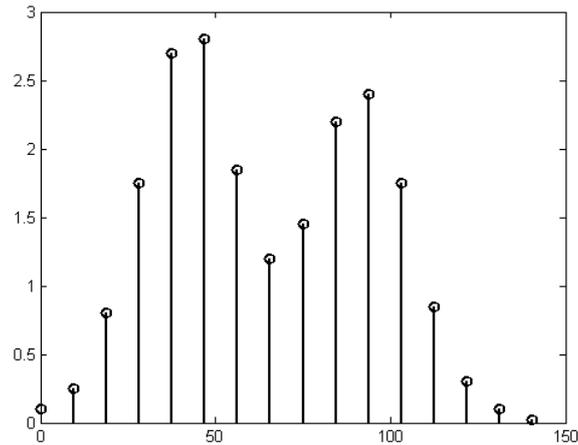


Рисунок 2.19 – График дискретизированного сигнала

Для защиты от эффекта следует перемножить массивы сигнала и «окна», причем необходимо использовать оператор поэлементного умножения двух массивов :

$$B = A .* W$$

Построим график сигнала после защиты. Поскольку в данном случае количество отсчетов сигнала не изменилось, заново формировать массив P , временных отсчетов не нужно.

```
stem(P, B)
```

```
pause
```

4. Выполняется процедура ДПФ методом быстрого преобразования Фурье (БПФ):

```
X = fft(B)
```

5. Определяется амплитудный спектр сигнала:

```
D = abs(X)
```

6. Определяется фазовый спектр сигнала:

```
E = angle(X)
```

7. Строятся графики полученных "зеркальных" спектров по упрощенной записи операторов графики (на рисунке 2.20 – амплитудный спектр):

```
stem(D)
```

```
pause
```

```
stem(E)
```

```
pause
```

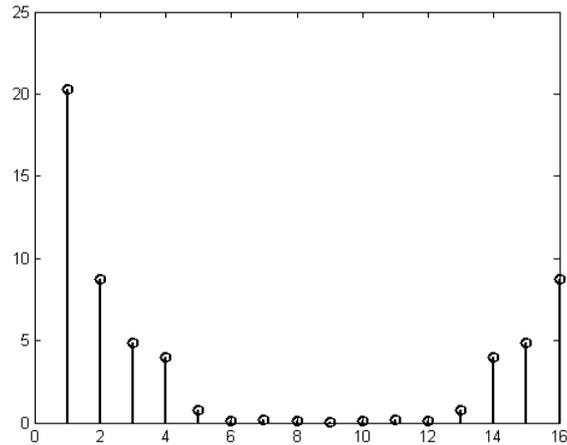


Рисунок 2.20 – График «зеркального» амплитудного спектра

8. Устраняется "зеркальная особенность" как для амплитудного, так и для фазового спектров

$$FA = \text{fftshift}(D)$$

$$EA = \text{fftshift}(E)$$

9. Вывод графика амплитудного и фазового спектров на экран.

Формируется массив отсчетов дискретных точек по шкале частот

$$F = -df * (N/2) : df : (N/2 - 1) * df$$

где df - итоговый интервал дискретизации в области частот, N – количество точек спектра.

Количество точек в спектре равно количеству отсчетов в массиве B , содержащему защищенный от эффектов сигнал. В рассматриваемом варианте при выполнении операции защиты количество отсчетов сигнала не изменилось, поэтому $N = 16$. Ранее найдено $df = 0,00667$ Гц.

Массив отсчетов по шкале частот формируется как:

$$F = -0.00667 * (16/2) : 0.00667 : (16/2 - 1) * 0.00667$$

Графики строятся командами (см. рисунок.2.21):

```
stem(F, FA)
```

```
pause
```

```
stem(F, EA)
```

```
pause
```

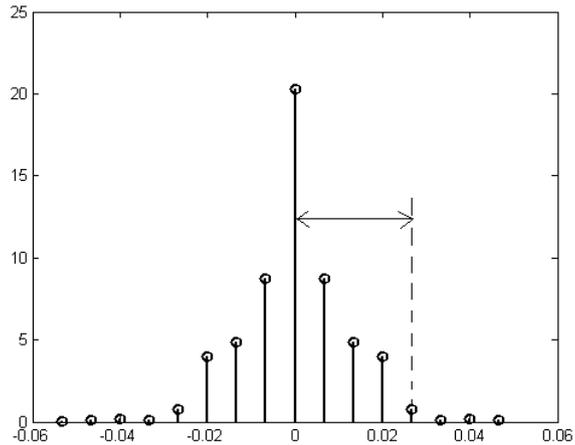


Рисунок 2.21 – График амплитудного спектра

Рекомендуется график фазового спектра перестроить в абсолютных величинах и из радианной перевести в градусную меру (рисунок 2.22):

$$EEA = \text{abs}(EA) * 180 / \pi$$

```
stem(F, EEA)
```

```
pause
```

В соответствии с заданием, по первому графика определяем полосу частот, в которой амплитуда спектральных составляющих составляет не менее 1/10 от величины первой гармоники на нулевой частоте (то есть, не меньше 2). Ширина полосы – 4 отсчета, в единицах частоты составит $Df = 4 * df = 4 * 0,00667 = 0,02668$ Гц.

Гармоники с фазой не превосходящей 20° расположены симметрично относительно гармоники на нулевой частоте и отстоят от нее на 7 отсчетов. Их частоты: $\pm 7 * df = \pm 0,04669$ Гц.

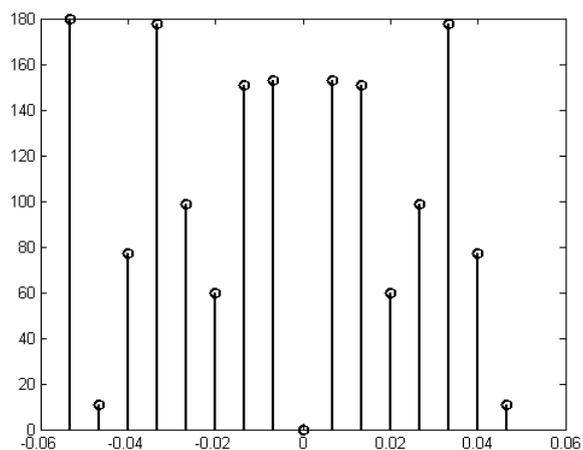


Рисунок 2.22 – График фазового спектра (абсолютная величина)

10. Определяется распределение энергии в спектре сигнала, вывод графика.

```
EN = ENG (FA, 16)
stem (F, EN)
```

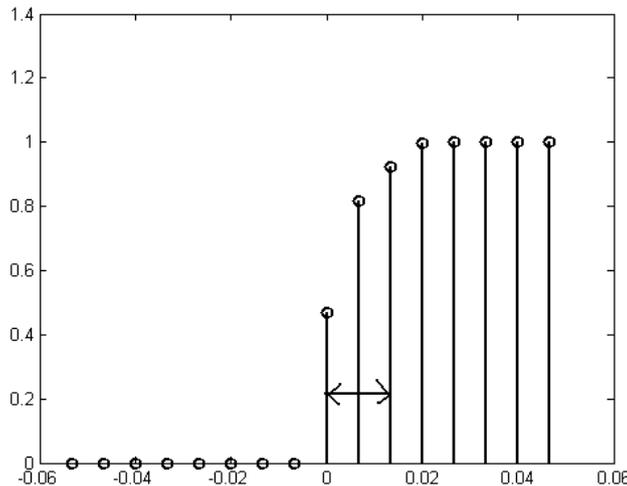


Рисунок 2.23 – Распределение энергии в спектре сигнала

В соответствии с заданием, по графику распределения энергии по спектру (рисунок 2.23) выполняется отсчет полосы спектра, в которой содержится 90% энергии сигнала. Из рисунка следует, что 0,9 от всей энергии содержится в полосе, соответствующей двум отсчетам: $DF = 2 \cdot df = 2 \cdot 0,00667 = 0.01334$ Гц

2.2.9 Особенности гармонического анализа оптических сигналов

Для автоматизированного проектирования оптических элементов, цифровой фильтрации изображения, моделирования процессов преобразования оптических сигналов используется, соответственно, двумерное (прямое и обратное) ДПФ /2,3/:

$$S(n_1, n_2) = \sum_{k_1=0}^{N_1-1} \sum_{k_2=0}^{N_2-1} g(k_1, k_2) \cdot \exp(-j2\pi \cdot k_1 \cdot n_1 / N_1) \cdot \exp(-j2\pi \cdot k_2 \cdot n_2 / N_2) \quad (2.57)$$

$$g(k_1, k_2) = (1 / N_1 \cdot N_2) \sum_{n_1=0}^{N_1-1} \sum_{n_2=0}^{N_2-1} S(n_1, n_2) \cdot \exp(j2\pi \cdot k_1 \cdot n_1 / N_1) \cdot \exp(j2\pi \cdot k_2 \cdot n_2 / N_2) \quad (2.58)$$

где $k_1 = 0, \dots, N_1-1$; $k_2 = 0, \dots, N_2-1$; $n_1 = 0, \dots, N_1-1$; $n_2 = 0, \dots, N_2-1$, $g(k_1, k_2)$ - исходный двумерный массив отсчетов; $S(n_1, n_2)$ - результирующий двумерный массив отсчетов, $N_1 \cdot N_2$ – размерность исходного массива (сигнала), а также результирующего массива (спектра).

Массив $g(k_1, k_2)$ трактуется как результат дискретизации некоторого изображения или излучающей поверхности $g(x, y)$ (т.е. как поле облученности или светимости— см. рисунки 1.14 и 1.15, соответственно).

Все закономерности, связанные с ограничением и дискретизацией сигналов, рассмотренные для одномерного случая, справедливы и для двумерного ДПФ.

Необходимо отметить ряд особенностей выполнения двумерного ДПФ.

1. Выбор интервалов ограничения X и Y , а также шагов дискретизации Δx и Δy по каждому из двух измерений выполняется по выражениям, аналогичных рассмотренным для одномерного ДПФ.

Расчеты выполняются отдельно по осям OX и OY . При этом двумерный сигнал условно рассекается плоскостями, параллельными координатными плоскостям XOZ и YOZ , и все расчеты проводятся для полученных в сечении одномерных сигналов (см. рисунок 2.26 для сечения, параллельного координатной плоскости YOZ).

При этом для расчёта Δx и Δy сечения выбираются в области наименьшей «ширины» сигнала по координатной оси, а при выборе интервалов ограничения X и Y учитывается наибольшая ширина.

2. "Зеркальная" особенность проявляется в том, что отсчеты спектра, соответствующие высоким пространственным частотам находятся в центральной области результирующего массива, а соответствующие низким пространственным частотам - в угловых областях.

Для восстановления правильного вида двумерного спектра необходимо поменять местами отсчеты, расположенные в первом и третьем, а также втором и четвертом квадрантах массива (схема операции для массива отсчётов указана на рисунке 2.27).

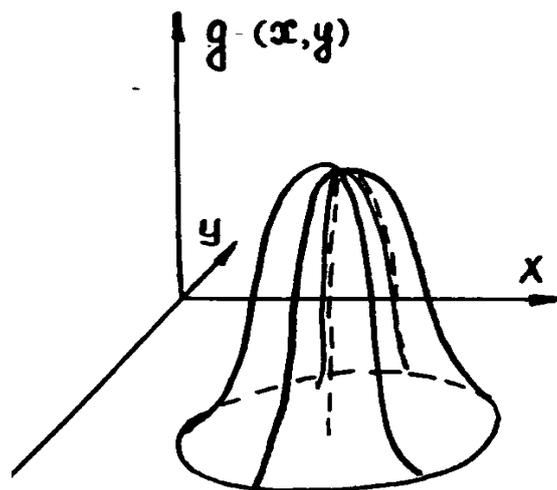


Рисунок 2.24 – Двумерный сигнал $g(x,y)$

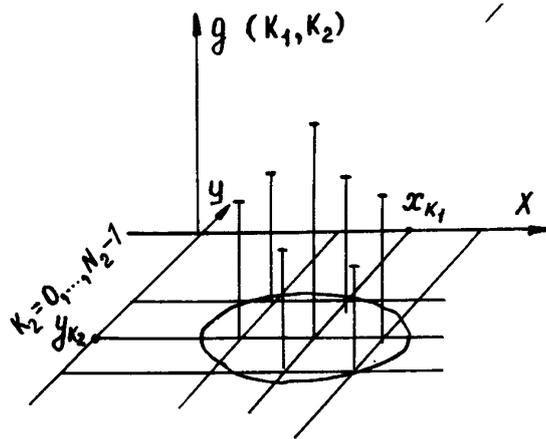


Рисунок 2.25 – Результат дискретизации сигнала

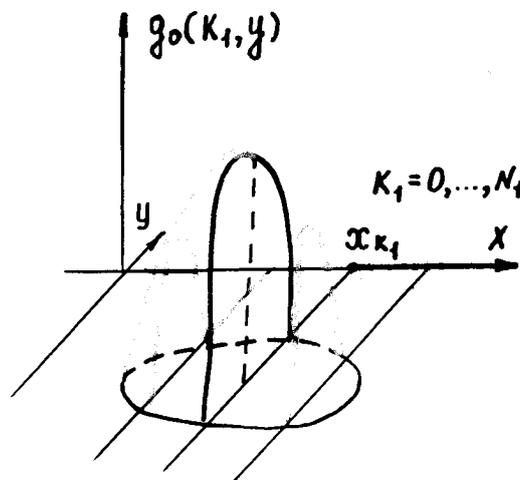


Рисунок 2.26- Одномерный сигнал, полученный как сечение двумерного

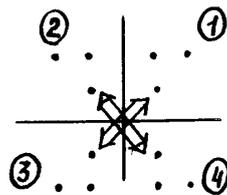
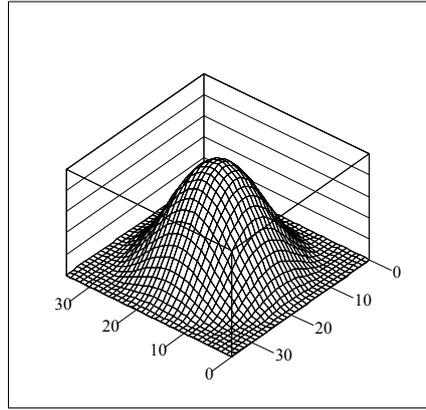


Рисунок 2.27 – Схема восстановления правильного вида двумерного спектра

3. Для уменьшения влияния эффекта растекания (Гиббса) при ограничении сигнала используется двумерное "окно", представляющее осесимметричную двумерную функцию, осевое сечение которой определяется функцией Тьюки или Ханна - см. рисунок 2.28.



w

Рисунок 2.28 - Двумерное «окно» для устранения эффекта Гиббса

4. Для устранения эффекта "слияния" исходный двумерный массив $g(k_1, k_2)$ размерности $N_1 \cdot N_2$ преобразуется в двумерный массив $G(k_1, k_2)$ с размерностью $N_3 \cdot N_4$, определяемый в соответствии с правилом :

$$N_3 = N_1 + N_1/2; N_4 = N_2 + N_2/2 \quad (2.59)$$

В результате преобразованный массив $G(k_1, k_2)$ фактически представляет собой исходный сигнал, окруженный защитными нулевыми отсчетами.

Методика использования двумерного ДПФ включает те же операции, что и для одномерного варианта.

Фактически расчёт параметров процедуры выполняется по ранее указанным выражениям для одномерных сигналов, полученных в результате сечения функции $g(x, y)$, описывающей сигнал, двумя ортогональными плоскостями, каждая из которых параллельна одной координатной плоскости – соответственно, плоскости XOZ и YOZ .

3 Теоретические и проектные модели функциональных элементов оптико-электронных приборов и систем (ОЭПиС)

3.1 Проектирование функциональных элементов ОЭПиС на системотехническом уровне

3.1.1 Теоретические и проектные модели многомерных элементов оптико-электронного тракта обработки сигнала в ОЭПиС

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 /2,/.

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

$$X_j = m_j Y_j, \quad (3.1)$$

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 :

$$P_j / R_j = m_j. \quad (3.2)$$

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 , вторая – характеристики $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_n$, то системы подобны, если между этими характеристиками существуют зависимости:

$$\begin{aligned}
P_1 &= m_1 \varphi_1; \\
P_2 &= m_2 \varphi_2; \\
&\dots\dots\dots \\
P_n &= m_n \varphi_n.
\end{aligned}
\tag{3.3}$$

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

$$\varphi_j^{(1)} / \varphi_n^{(1)} = \dots = \varphi_j^{(s)} / \varphi_n^{(s)} = \pi - idem,
\tag{3.4}$$

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 $\pi\mu_k - idem, \pi\mu_{k+1} - idem$, то

$$\begin{aligned}
&\pi\mu_k \cdot \pi\mu_{k+1} - idem; \quad \pi\mu_k / \pi\mu_{k+1} - idem; \\
&1/\pi\mu_k - idem; \quad k\pi\mu_k - idem.
\end{aligned}
\tag{3.5}$$

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

$$\varphi_j = k \sin \alpha xy \quad \text{и} \quad \Phi_j = k \sin AXY
\tag{3.6}$$

подобие процессов требует равенства:

$$\alpha xy = AXY - idem.
\tag{3.7}$$

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 $\int xdy$ на xy , 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

$$u = iR + \frac{1}{C} \int idt, \quad (3.8)$$

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

Преобразуем уравнение (3.8) в безразмерную форму, разделив все его члены на u :

$$1 = \frac{iR}{u} + \frac{1}{Cu} \int idt. \quad (3.9)$$

Размерности входящих в уравнение (3.9) величин в системе СИ:

$$[u] = M^2 \cdot \text{кг} \cdot \text{с}^{-3} \cdot A^{-1} = B; \quad [R] = M^2 \cdot \text{кг} \cdot \text{с}^{-3} \cdot A^{-2} = \text{Ом};$$

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

Каждую величину уравнения (3.9) представим в виде произведения ее числового значения $\{P\}$ на единицу измерения $[P]$ этой величины:

$$P = \{P\}[P]. \quad (3.10)$$

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 (3.9) можно представить в виде

$$1 = \frac{\pi_1 \{i\} \{R\}}{\{u\}} + \pi_2 \frac{1}{\{C\}} \int \{i\} d\{t\}, \quad (3.11)$$

$$\text{где } \pi_1 = \frac{[i][R]}{[u]}, \quad \pi_2 = \frac{[i][t]}{[u][C]}.$$

Из пяти величин, входящих в уравнение (3.9), независимые размерности имеют три. Размерности являются независимыми, если они

отличаются хотя бы одним элементом. Уравнение (3.10) 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 понимаются, 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.

Блочно-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, методы теории автоматического управления, теорию линейных пространственно-инвариантных оптических систем, теорию преобразования сигналов в ОЭПиС.

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 макромодели.

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

Базовые макромоделли используются на том же уровне проектирования, на каком они получаются. Эти модели служат для сокращения размерности решаемых задач данного уровня заменой фрагментов полной модели макромоделлями. 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 ОЭПиС, адекватных объектам проектирования, является задачей разработчика АП ОЭПиС.

Инженер-разработчик должен быть освобожден от сложной и ответственной работы по конструированию математических моделей элементов ОЭПиС, но должен ясно представлять принципы их построения и области применимости.

Многомерные элементы ОЭПиС 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 ОЭПиС возможно с единых методических позиций с использованием сложившегося математического аппарата.

Модель оптической системы. Модель оптической системы на системотехническом уровне проектирования должна отражать общие закономерности преобразования оптического сигнала оптическими системами /1,2/. 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 $U_{зр.вх}(\xi, \eta)$ в комплексную амплитуду поля в выходном зрачке $U_{зр.вых}(\xi', \eta')$ (рисунок 3.1). Комплексная амплитуда поля входного зрачка в приближениях скалярной теории дифракции описывается интегралом суперпозиции в виде интеграла Кирхгофа:

$$U_{зр.вых}(\xi, \eta) = \int\limits_{-\infty}^{+\infty} \int\limits_{-\infty}^{+\infty} U_{np}(x, y) h_{c.n}(\xi, \eta; x, y) dx dy, \quad (3.12)$$

где $U_{np}(x, y)$ – комплексная амплитуда поля предметов; $h_{c.n}(\xi, \eta; x, y)$ – функция рассеяния слоя пространства между объектом и входным зрачком оптической системы.

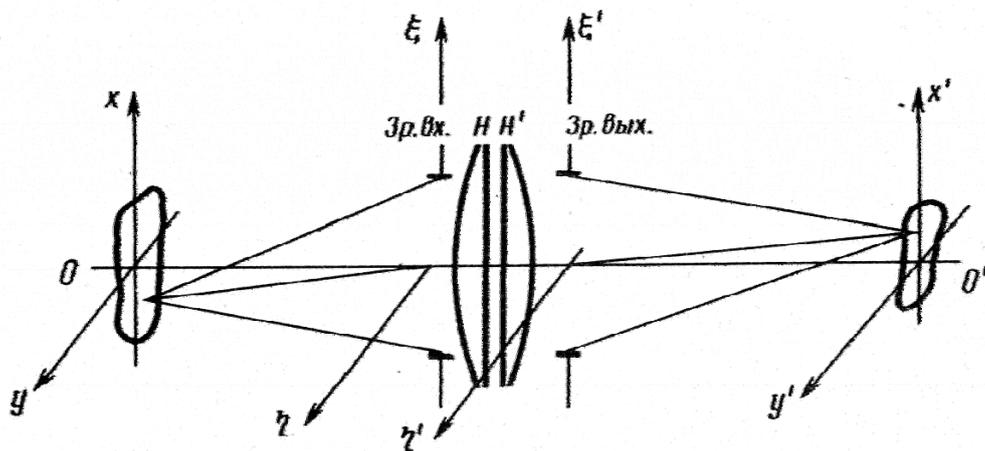


Рисунок 3.1 – Формирование изображения оптической системой

Аналогично поле в произвольной точке (x', y') пространства изображений определяется полем в выходном зрачке оптической системы $U_{зр.вых}(\xi', \eta')$ и функцией рассеяния слоя пространства в пространстве изображений $h_{c.n}^{из}(x', y'; \xi', \eta')$:

$$U_{из}(x', y') = \int_{-\infty}^{+\infty} \int U_{зр.вых}(\xi', \eta') h_{c.n}^{из}(x', y'; \xi', \eta') d\xi' d\eta'. \quad (3.13)$$

При такой форме описания преобразующее действие оптической системы задается оператором преобразованиях $Z_{o.c}$:

$$U_{зр.вых}(\xi', \eta') = Z_{o.c} \{U_{зр.вх}(\xi, \eta)\}. \quad (3.14)$$

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 $Z_{o.c}$ представляется в виде

$$U_{зр.вых}(\xi', \eta') = U_{зр.вх}(\xi, \eta) t_n(\xi, \eta; \xi', \eta'), \quad (3.15)$$

где $t_n(\xi, \eta; \xi', \eta')$ - комплексный коэффициент пропускания амплитудно-фазового транспаранта, описывающего действие оптической системы.

В общем случае оптическая система как амплитудно-фазовый транспарант описывается обобщенной функцией зрачка [1]:

$$P_{зр}(\xi', \eta') = |P_{зр}(\xi', \eta')| \exp[jk\Delta l(\xi', \eta')], \quad (3.16)$$

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

$$t_n(\xi', \eta') = P_{зр}(\xi', \eta') \exp\left[-j \frac{k}{2f'}(\xi'^2 + \eta'^2)\right], \quad (3.17)$$

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

Преобразование комплексного поля оптической системой с учетом выражений (3.15) - (3.17) записывается так:

$$U_{зр.вых}(\xi', \eta') = U_{зр.вх}\left(\frac{\xi'}{\beta_{зр}}, \frac{\eta'}{\beta_{зр}}\right) P_{зр}(\xi', \eta') \exp[jk\Delta l(\xi', \eta')] \times \\ \times \exp\left[-j \frac{k}{2f'}(\xi'^2 + \eta'^2)\right], \quad (3.18)$$

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

Зависимости (3.12), (3.13) и (3.18) 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 (3.18), а преобразования (3.12) и (3.13) осуществляются с помощью модельных представлений слоя пространства.

Преобразующее действие оптической системы для оптически сопряженных плоскостей является частным случаем рассмотренного выше преобразования, 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

$$U_{из}(x', y') = \iint_{-\infty}^{+\infty} U_{np}(x, y) h_{\beta}(x' - \beta x, y' - \beta y) dx dy, \quad (3.19)$$

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

Вводя новые переменные $u = \beta \cdot x$, $v = \beta \cdot y$, выражение (3.19) получим в виде

$$\begin{aligned} U_{из}(x', y') &= \frac{1}{\beta^2} \iint_{-\infty}^{+\infty} U_{np}\left(\frac{u}{\beta}, \frac{v}{\beta}\right) h_{\beta}(x' - u, y' - v) du dv = \\ &= \frac{1}{\beta^2} U_{np}\left(\frac{x'}{\beta}, \frac{y'}{\beta}\right) \otimes h_{\beta}(x', y'), \end{aligned} \quad (3.20)$$

т. е. выходное изображение когерентной оптической системы описывается как свертка входного сигнала и когерентной функции рассеяния. Последняя определяется обобщенной функцией зрачка оптической системы [1,2]:

$$h_{\beta}(x', y') = \beta F^{-1} \left\{ P_{зр}(-\lambda a'_p v_x, -\lambda a'_p v_y) \right\}, \quad (3.21)$$

где β - увеличение оптической системы; F^{-1} - оператор обратного преобразования Фурье; a'_p - расстояние от зрачка выхода до плоскости изображений; v_x, v_y - пространственные частоты, приведенные к плоскости изображений.

Выражение (3.20) представляется в виде

$$U_{из}(x', y') = \frac{1}{\beta} U_{np}\left(\frac{x'}{\beta}, \frac{y'}{\beta}\right) \otimes F^{-1} \left\{ P_{зр}(-\lambda a'_p v_x, -\lambda a'_p v_y) \right\}. \quad (3.22)$$

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):

$$\begin{aligned}\tilde{h}(v_x, v_y) &= F\left\{\frac{1}{\beta}h_\beta(x', y')\right\} = P_{zp}(-\lambda a'_p v_x, -\lambda a'_p v_y) = \\ &= P_{zp}(-\lambda a'_p v_x, -\lambda a'_p v_y) \exp[jk\Delta l(-\lambda a'_p v_x, -\lambda a'_p v_y)],\end{aligned}\quad (3.23)$$

а преобразующее действие оптической системы моделировать в частотной области:

$$\begin{aligned}\tilde{U}_{из}(v_x, v_y) &= \beta \tilde{U}_{np}(\beta v_x, \beta v_y) P_{zp}(-\lambda a'_p v_x, -\lambda a'_p v_y) \times \\ &\times \exp[jk\Delta l(-\lambda a'_p v_x, -\lambda a'_p v_y)],\end{aligned}\quad (3.24)$$

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

Частным случаем является безаберрационная 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:

$$P_{зр}(\xi', \eta') = \begin{cases} 1 & \text{при } (\xi', \eta') \in D_{зр}; \\ 0 & \text{при } (\xi', \eta') \notin D_{зр}, \end{cases}\quad (3.25)$$

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

$$\begin{aligned}\Delta l(\rho, \varphi) &= B_1 \rho^2 + C_1 \rho^4 + C_2 l_0'^2 \rho^2 \cos^2 \varphi + C_3 l_0'^2 \rho^2 + \\ &+ C_4 l_0'^3 \rho \cos \varphi + C_5 l_0' \rho^3 \cos \varphi + D_1 \rho^6 + \dots,\end{aligned}\quad (3.26)$$

где $B_1\rho^2$ - продольная дефокусировка; $C_1\rho^4$ - сферическая aberrация; $C_2l_0'^2\rho^2\cos^2\varphi$ - астигматизм; $C_3l_0'^2\rho^2$ - кривизна поля изображения; $C_4l_0'^3\rho\cos\varphi$ - дисторсия; $C_5l_0'\rho^3\cos\varphi$ - 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 (3.23) оптической системы для каждой монохроматической волны. Далее, найти в каждой точке плоскости изображения комплексную амплитуду монохроматических составляющих (3.24) 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:

$$I_{из}(x', y') = \langle U_{из}(x', y', t)U_{из}^*(x', y', t) \rangle. \quad (3.27)$$

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

$$I_{из}(x', y') = \int_{-\infty}^{+\infty} \int I_{np}(x, y) H_\beta(x' - \beta x, y' - \beta y) dx dy. \quad (3.28)$$

После замены переменных, аналогичной замене в выражении (3.20), получим

$$I_{из}(x', y') = \frac{1}{\beta^2} I_{np}\left(\frac{x}{\beta}, \frac{y}{\beta}\right) \otimes H_\beta(x', y') = I_\Gamma(x', y') \otimes H(x', y'), \quad (3.29)$$

где $I_\Gamma(x', y') = I_{np}\left(\frac{x'}{\beta}, \frac{y'}{\beta}\right)$ - 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

$$H_\beta(x', y') = |h_\beta(x', y')|^2. \quad (3.30)$$

Так как выражение (3.29) по аналогии с выражением (3.22) 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 $\tilde{H}(v_x, v_y)$, т. е. передаточной функцией оптической системы при некогерентном освещении, называется Фурье-образ приведенной некогерентной функции рассеяния

$$\tilde{H}(v_x, v_y) = F\left\{\frac{1}{\beta^2} H_\beta(x', y')\right\}. \quad (3.31)$$

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

$$\tilde{H}_N(v_x, v_y) = \frac{\tilde{H}(v_x, v_y)}{\tilde{H}(0,0)} = \frac{\tilde{H}(v_x, v_y)}{\int\int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{H}(x', y') dx' dy'}, \quad (3.32)$$

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

$$\tilde{H}_N(v_x, v_y) = |\tilde{H}_N(v_x, v_y)| \exp[j\varphi(v_x, v_y)]. \quad (3.33)$$

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

Зависимости (3.21), (3.23), (3.30) - (3.32) позволяют связать ОПФ с обобщенной функцией зрачка оптической системы

$$\tilde{H}_N(v_x, v_y) = \frac{F\{|h(x', y')|^2\}}{\int\int_{-\infty}^{+\infty} |h(x', y')|^2 dx' dy'}. \quad (3.34)$$

Так как преобразование Фурье квадрата модуля некоторой функции

$$F\{|h(x', y')|^2\} = \int\int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{h}(v'_x, v'_y) \tilde{h}^*(v'_x - v_x, v'_y - v_y) dv'_x dv'_y, \quad (3.35)$$

то

$$\tilde{H}(v_x, v_y) = P_{zp}(-\lambda a'_p v_x, -\lambda a'_p v_y) * P_{zp}(-\lambda a'_p v_x, -\lambda a'_p v_y); \quad (3.36)$$

$$\tilde{H}(v_x, v_y) = \frac{P_{zp}(-\lambda a'_p v_x, -\lambda a'_p v_y) * P_{zp}(-\lambda a'_p v_x, -\lambda a'_p v_y)}{\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} |P_{zp}(-\lambda a'_p v_x, -\lambda a'_p v_y)|^2 dv'_x dv'_y}. \quad (3.37)$$

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 $P_{zpi}(\xi', \eta')$:

$$\tilde{H}(v_x, v_y) = \frac{P_{zpi}(-\lambda a'_p v_x, -\lambda a'_p v_y) * P_{zpi}(-\lambda a'_p v_x, -\lambda a'_p v_y)}{\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} |P_{zpi}(-\lambda a'_p v_x, -\lambda a'_p v_y)|^2 dv'_x dv'_y}. \quad (3.38)$$

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 аберрации Зейделя (3.26) для системы с аберрациями.

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

Тогда распределение освещенности в плоскости изображения линейной пространственно инвариантной оптической системы в соответствии с выражением (3.29) имеет вид

$$E(x', y') = L_{\Gamma}(x', y') \otimes H(x', y'). \quad (3.39)$$

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

$$\begin{aligned} \tilde{E}(v_x, v_y) &= \pi \tau_{oc} \beta^2 \sin^2 \sigma'_A \tilde{L}(\beta v_x, \beta v_y) \tilde{H}_N(v_x, v_y) = \\ &= \pi \tau_{oc} \sin^2 \sigma'_A \tilde{L}_{\Gamma}(v_x, v_y) \tilde{H}_N(v_x, v_y), \end{aligned} \quad (3.40)$$

где τ_{oc} - коэффициент пропускания оптической системы;

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

σ'_A - задний апертурный угол оптической системы.

Зависимость (3.40) является моделью некогерентной оптической системы. Она учитывает как фильтрующие свойства оптической системы, так и осуществляемые ею масштабные и энергетические преобразования, последние учитываются множителем $\pi \tau_{oc} \sin^2 \sigma'_A$.

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:

$$\tilde{E}_\lambda(v_x, v_y, \lambda) = \pi \tau_{o.c}(\lambda) \sin^2 \sigma'_A \tilde{L}_{\Gamma\lambda}(v_x, v_y, \lambda) \tilde{H}_{\lambda N}(v_x, v_y). \quad (3.41)$$

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; $\tau_{c.n}(\lambda)$ слоя пространства между объектом и оптической системой и $S_{омн}(\lambda)$ приемника излучения. Пространственный спектр редуцированной освещенности в изображении оптической системы

$$\begin{aligned} \tilde{E}_p(v_x, v_y) &= \pi \sin^2 \sigma'_A \int_0^\infty \tau_{o.c}(\lambda) \tau_{c.n}(\lambda) S_{омн}(\lambda) \tilde{L}_{\Gamma\lambda}(v_x, v_y, \lambda) \times \\ &\times \tilde{H}_{\lambda N}(v_x, v_y) d\lambda, \end{aligned} \quad (3.42)$$

а так как в ряде случаев пространственные и спектральные характеристики излучения объектов разделяются, то из выражения (3.42) получим

$$\begin{aligned} \tilde{E}_p(v_x, v_y) &= \pi \sin^2 \sigma'_A \tilde{L}_\Gamma^{np}(v_x, v_y) \int_0^\infty \tau_{o.c}(\lambda) \tau_{c.n}(\lambda) S_{омн}(\lambda) L_\lambda^{омн}(\lambda) \times \\ &\times \tilde{H}_{\lambda N}(v_x, v_y) d\lambda, \end{aligned} \quad (3.43)$$

где $\tilde{L}_{\Gamma\lambda}(v_x, v_y, \lambda) = \tilde{L}_\Gamma^{np}(v_x, v_y) L_\lambda^{омн}(\lambda)$; $\tilde{L}_\Gamma^{np}(v_x, v_y)$ - спектр пространственного распределения яркости в пространстве предметов; $S_{омн}(\lambda)$ - относительная спектральная чувствительность ПОИ; $L_\lambda^{омн}(\lambda)$ - относительное спектральное распределение излучения пространства предметов; $\tilde{H}_{\lambda N}(v_x, v_y)$ - монохроматическая ОПФ.

Применяя к интегралу в выражении (3.43) теорему о среднем, получим

$$\begin{aligned} &\int_0^\infty \tau_{o.c}(\lambda) \tau_{c.n}(\lambda) S_{омн}(\lambda) L_\lambda^{омн}(\lambda) \tilde{H}_{\lambda N}(v_x, v_y) d\lambda = \\ &= \tilde{H}_N^{n.x}(v_x, v_y) \int_0^\infty \tau_{o.c}(\lambda) \tau_{c.n}(\lambda) S_{омн}(\lambda) L_\lambda^{омн}(\lambda) d\lambda. \end{aligned} \quad (3.44)$$

Справедливость представления выражения (3.44) 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 $\tilde{H}_N^{n,x}(v_x, v_y)$ представляет собой полихроматическую ОПФ оптической системы:

$$\tilde{H}_N^{n,x}(v_x, v_y) = \frac{\int_0^{\infty} \tau_{o.c}(\lambda) \tau_{c.n}(\lambda) S_{omn}(\lambda) L_{\lambda}^{omn}(\lambda) \tilde{H}_{\lambda N}(v_x, v_y) d\lambda}{\int_0^{\infty} \tau_{o.c}(\lambda) \tau_{c.n}(\lambda) S_{omn}(\lambda) L_{\lambda}^{omn}(\lambda) d\lambda}. \quad (3.45)$$

С учетом выражения (3.44) модель оптической системы для некогерентного немонахроматического излучения представляется в виде

$$\begin{aligned} \tilde{E}_p(v_x, v_y) &= \pi \sin^2 \sigma'_{A'} L_{\Gamma}^{np}(v_x, v_y) \tilde{H}_N^{n,x}(v_x, v_y) \int_0^{\infty} \tau_{o.c}(\lambda) \tau_{c.n}(\lambda) S_{omn}(\lambda) \times \\ &\times L_{\lambda}^{omn}(\lambda) d\lambda, = a_3 L_{\Gamma}^{np}(v_x, v_y) \tilde{H}_N^{n,x}(v_x, v_y), \end{aligned} \quad (3.46)$$

где $a_3 = \pi \sin^2 \sigma'_{A'} \int_0^{\infty} \tau_{o.c}(\lambda) \tau_{c.n}(\lambda) S_{omn}(\lambda) L_{\lambda}^{omn}(\lambda) d\lambda$ - энергетический параметр модели оптической системы.

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

Тогда взаимная интенсивность в плоскости изображения

$$\begin{aligned} J_{uz}(x'_0, y'_0; x'_1, y'_1) &= \int \int \int \int_{-\infty}^{+\infty} J_{np}(x_0, y_0; x_1, y_1) \times \\ &\times h_{\beta}(x'_0 - \beta x_0, y'_0 - \beta y_0) h_{\beta}^*(x'_1 - \beta x_1, y'_1 - \beta y_1) dx_0 dy_0 dx_1 dy_1. \end{aligned} \quad (3.47)$$

Введя новые переменные, получим

$$\begin{aligned} J_{uz}(x'_0, y'_0; x'_1, y'_1) &= \int \int \int \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\beta^2} J_{np}\left(\frac{u_0}{\beta}, \frac{v_0}{\beta}; \frac{u_1}{\beta}, \frac{v_1}{\beta}\right) \times \\ &\times \frac{1}{\beta} h_{\beta}(x'_0 - u_0, y'_0 - v_0) \frac{1}{\beta} h_{\beta}^*(x'_1 - u_1, y'_1 - v_1) du_0 dv_0 du_1 dv_1 = \\ &= \int \int \int \int_{-\infty}^{+\infty} J_{\Gamma}(u_0, v_0; u_1, v_1) h(x'_0 - u_0, y'_0 - v_0) h^*(x'_1 - u_1, \\ &y'_1 - v_1) du_0 dv_0 du_1 dv_1, \end{aligned} \quad (3.48)$$

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 (3.48) в пространственно частотную область, с учетом выражения (3.23) получим

$$\begin{aligned} \tilde{J}_{из}(v_x, v_y; v'_x, v'_y) &= \tilde{J}_Г(v_x, v_y; v'_x, v'_y) P_{зр}(-\lambda a'_p v_x, -\lambda a'_p v_y) \times \\ &\times P_{зр}^*(-\lambda a'_p v'_x, -\lambda a'_p v'_y). \end{aligned} \quad (3.49)$$

Таким образом, воздействие линейной пространственной инвариантной оптической системы на взаимную интенсивность эквивалентно действию четырехмерного линейного фильтра. Функция

$$\tilde{T}(v_x, v_y; v'_x, v'_y) = P_{зр}(-\lambda a'_p v_x, -\lambda a'_p v_y) P_{зр}^*(-\lambda a'_p v'_x, -\lambda a'_p v'_y). \quad (3.50)$$

называется передаточной функцией для частично когерентного квазимонохроматического излучения.

На основании выражений (3.49) и (3.50) получим пространственно частотную модель оптической системы для частично когерентного освещения:

$$\tilde{J}_{из}(v_x, v_y; v'_x, v'_y) = \tilde{J}_Г(v_x, v_y; v'_x, v'_y) \tilde{T}(v_x, v_y; v'_x, v'_y) \quad (3.51)$$

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

$$L_\phi(x, y) = L(x, y) - \mathbf{M}\{L(x, y)\} \quad (3.52)$$

и освещенности

$$E_\phi(x', y') = E(x', y') - \mathbf{M}\{E(x', y')\} \quad (3.53)$$

описывается интегралом свертки (3.39):

$$\begin{aligned} E_\phi(x', y') &= \int \int_{-\infty}^{+\infty} L_\phi(x, y) H_\beta(x' - \beta x, y' - \beta y) dx dy = \\ &= L_{\phi, z}(x', y') \otimes H_\beta(x', y'), \end{aligned} \quad (3.54)$$

где $L_{\phi, z}(x', y') = L_\phi\left(\frac{x'}{\beta}, \frac{y'}{\beta}\right)$.

Тогда в соответствии с определением корреляционной функции фоновой освещенности

$$R_E(\xi', \eta') = \mathbf{M}\{E_\phi(x', y')E_\phi(x' + \xi'; y' + \eta')\} \quad (3.55)$$

из интеграла (3.54) получим

$$R_E(\xi', \eta') = \int \int \int \int_{-\infty}^{+\infty} H(u_1, v_1)H(u_2, v_2)\mathbf{M}\{L_{\phi,z}(x' - u_1, y' - v_1) \times \\ \times L_{\phi,z}(x' + \xi' - u_2, y' + \eta' - v_2)\} du_1 dv_1 du_2 dv_2, \quad (3.56)$$

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

$$R_E(\xi', \eta') = \int \int \int \int_{-\infty}^{+\infty} H(u_1, v_1)H(u_2, v_2)R_{L_\Gamma}(\xi' + u_1 - u_2, \\ \eta' + v_1 - v_2) du_1 dv_1 du_2 dv_2, \quad (3.57)$$

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

Переходя в пространственно-частотную область, получим

$$\tilde{R}_E(v_x, v_y) = \tilde{R}_{L_\Gamma}(v_x, v_y)\tilde{H}(v_x, v_y)\tilde{H}^*(v_x, v_y) = \\ = (\pi\tau_{o.c} \sin^2 \sigma'_A)^2 R_{L_\Gamma}(v_x, v_y) |\tilde{H}_N(v_x, v_y)|^2. \quad (3.58)$$

Это выражение является модельным представлением оптической системы при преобразовании фонового монохроматического сигнала. Если фон немонахроматический, а спектральное распределение яркости фона в отличие от его пространственного распределения является детерминированной функцией $L_\lambda^{omn}(\lambda)$, то по аналогии с выражением (3.46) спектр Хинчина-Винера фоновой освещенности в плоскости изображений

$$\tilde{R}_E(v_x, v_y) = a_\vartheta^2 \tilde{R}_{L_\Gamma}^{np}(v_x, v_y) |\tilde{H}_N^{np}(v_x, v_y)|^2, \quad (3.59)$$

где $R_{L_\Gamma}^{np}(v_x, v_y)$ - 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 анализатора изображения. Характерной особенностью любых ОЭПиС как объекта проектирования является наличие подсистемы, с помощью которой выделяется и особым образом кодируется та часть информации об источнике излучения, которая определяет функциональное назначение ОЭПиС /1,2/.

Такой подсистемой может быть подвижный и неподвижный растры, 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, характеризуемое 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

$$E'(x, y, \lambda, t) = E(x, y, \lambda, t)h(x, y, t), \quad (3.60)$$

причём

$$h(x, y, t) = h\{x, y, x'(t), y'(t)\}, \quad (3.61)$$

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

$$\Phi_1(\lambda, t) = \int \int_{-\infty}^{+\infty} E(x, y, \lambda, t) dx dy. \quad (3.62)$$

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

$$\Phi_1(\lambda, t) = \Phi(t)\Phi_2(\lambda). \quad (3.63)$$

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

Таким образом, с учетом соотношений (3.60) и (3.62) выражение, моделирующее работу анализатора изображения, имеет вид

$$\Phi(t) = \int \int_{-\infty}^{+\infty} E(x, y, t) h[x, y, x'(t), y'(t)] dx dy. \quad (3.64)$$

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 Δt .

Осуществляется дискретизация изображения, затем цифровая обработка двумерного массива отсчетов.

Преобразование сигнала на первом этапе описывается выражением

$$E_{ij} = q^{\nu} \text{ENTIER}\{E(i\Delta x, j\Delta y) / q^{\nu}\}, \quad (3.65)$$

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:

$$\Phi_{ij} = \sum_{k=0}^N \sum_{l=0}^N E_{kl} h_{ijkl}. \quad (3.66)$$

Сравнивая выражения (3.64) и (3.66), легко убедиться, что уравнение (3.66) является дискретным аналогом выражения (3.64). Следовательно, реализацию на ЭВМ модельного представления анализатора изображения можно использовать и для моделирования цифровых и аналоговых анализаторов изображения.

Уравнение (3.66) 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

$$h(x, y) = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m (\alpha_i x^i + \beta_{ij} x^i y^j + \gamma_j y^j). \quad (3.67)$$

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:

$$\frac{\partial^2 h}{\partial \beta_{ij} \partial \gamma_i} \equiv 0; \quad \frac{\partial^2 h}{\partial \alpha_i \partial \beta_{ij}} \equiv 0; \quad \frac{\partial^2 h}{\partial \alpha_i \partial \gamma_j} \equiv 0. \quad (3.68)$$

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 ОЭПиС, 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

$$\Phi(t) = \int \int \int_{-\infty 0}^{+\infty \infty} E(x, y, t) h(x, y, x', y'; t - t') dx dy dt', \quad (3.69)$$

где $x' = x'(t)$; $y' = y'(t)$.

Дискретный аналог такой модели представим выражением

$$\Phi_{ij} = \sum_{k=0}^{N_1} \sum_{l=0}^{N_2} \sum_{m=0}^{N_3} E_{klm} h_{ijklm-j}. \quad (3.70)$$

Таким образом, выражение (3.69) 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 ОЭПиС 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 (3.69) является избыточным и практическое значение имеет модель (3.64) и ее дискретный аналог (3.66).

Реализация модельного представления (3.70) потребовала бы даже с использованием ЭВМ N^8 операций сложения и N^8 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 проектируемых ОЭПиС, задача реализации модельного представления существенно упростится. Такое ограничение является существенным только для многоэлементных растров.

Пусть при анализе изображения осуществлялось только произвольное

плоское движение многоэлементного раstra или чисто вращательное движение многоэлементного раstra. 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 встречается в практике проектирования ОЭПиС. Тенденция проектирования ОЭПиС направлена на упрощение процесса анализа изображения и усложнение электронного тракта ОЭПиС.

С учетом сказанного модельное представление анализатора изображения для произвольного рисунка раstra и произвольной траектории при плоском движении имеет вид

$$\Phi(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} E(x, y, t) h(x - x'(t), y - y'(t)) dx dy. \quad (3.71)$$

В практике проектирования ОЭПиС 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 $E(x, y, t) = E(x, y)$:

$$\Phi(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} E(x, y) h(x - x'(t), y - y'(t)) dx dy. \quad (3.72)$$

В этом случае алгоритм, реализующий на ЭВМ модельное представление (3.72), можно записать в виде

$$\tilde{E}(v_x, v_y) = F\{E(x, y)\}, \quad (3.73)$$

где F – оператор преобразования Фурье;

$$\tilde{H}(v_x, v_y) = F\{h(x, y)\}; \quad (3.74)$$

$$\tilde{\Phi}_1(v_x, v_y) = \tilde{E}(v_x, v_y) \tilde{H}(v_x, v_y); \quad (3.75)$$

$$\Phi_1(x, y) = F^{-1}\{\tilde{\Phi}_1(v_x, v_y)\}, \quad (3.76)$$

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

$$\begin{aligned}
\tilde{E}_{m,j} &= \frac{1}{\sqrt{N_1 N_2}} \sum_{k=0}^{N_1-1} \sum_{l=0}^{N_2-1} E_{k,l} \exp\left\{j2\pi\left[\frac{km}{N_1} + \frac{lj}{N_2}\right]\right\}; \\
\tilde{H}_{m,j} &= \frac{1}{\sqrt{N_1 N_2}} \sum_{k=0}^{N_1-1} \sum_{l=0}^{N_2-1} H_{k,l} \exp\left\{j2\pi\left[\frac{km}{N_1} + \frac{lj}{N_2}\right]\right\}; \\
\tilde{\Phi}_{k,l}^{(1)} &= \tilde{E}_{m,j} \tilde{H}_{m,j}; \\
\Phi_{k,l}^{(1)} &= \frac{1}{\sqrt{N_1 N_2}} \sum_{m=0}^{N_1-1} \sum_{j=0}^{N_2-1} \Phi_{m,j}^{(1)} \exp\left\{-j2\pi\left[\frac{km}{N_1} + \frac{lj}{N_2}\right]\right\}.
\end{aligned} \tag{3.77}$$

Операции повторяются для каждого отсчета.

Таким образом, для выполнения алгоритма (3.77) требуются два прямых и одно обратное преобразование Фурье, а также прямое умножение матрицы на матрицу. Если в качестве дискретного преобразования Фурье (ДПФ) использовать алгоритм БПФ, число операций сложения составит $2N^2 \log_2 N$, а число операций умножения – N^2 .

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

Модель приемника оптического излучения. Модель ПОИ как звена оптико-электронного тракта должна учитывать следующие факторы, влияющие на его функционирование /1,2/:

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

Первый фактор характеризует ПОИ как пространственный фильтр и в этом смысле его следует учитывать при моделировании анализатора изображения. Вторым и третьим факторами определяют энергетические характеристики ПОИ. Четвертым и пятым факторами характеризуют свойства ПОИ как электронного элемента.

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

Учитывая сказанное, а также существующие методы описания ПОИ в оптико-электронных трактах различных ОЭПиС [1], можно предложить структурную схему ПОИ, приведенную на рисунке 3.2. Она состоит из входного окна 1, идеального ПОИ 2, линейного частотно-зависимого звена 3 и генератора шума 4.

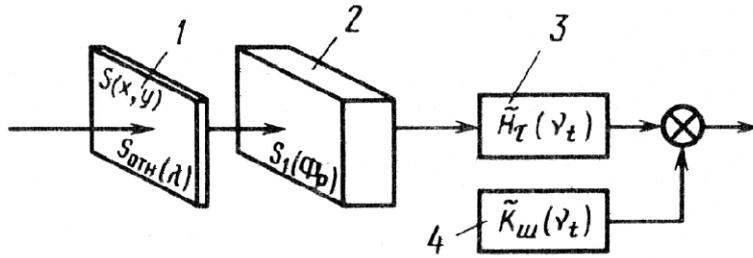


Рисунок 3.2 – Структурная схема ПОИ

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

$$\tau(\lambda) = S_{omn}(\lambda), \quad (3.78)$$

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

$$\tau_1(x, y) = S(x, y), \quad (3.79)$$

где $S(x, y)$ – относительное пространственное распределение чувствительности ПОИ.

Таким образом, общий коэффициент пропускания входного окна $\tau_0(x, y, \lambda) = \tau_1(x, y)\tau(\lambda) = S(x, y)S_{omn}(\lambda)$.

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

$$S_{плэ}(t) = S_{\lambda}^{\max} S_1[\Phi_p(t)], \quad (3.81)$$

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

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

– редуцированный поток излучения, который падает на идеальный ПОИ.

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

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

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

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

$$S_{омн}(\lambda) = \begin{cases} 1 & \text{при } \lambda_1 \leq \lambda \leq \lambda_2; \\ 0 & \text{при } \lambda < \lambda_1 \text{ или } \lambda > \lambda_2. \end{cases} \quad (3.82)$$

Спектральная характеристика идеального фотоэлектрического ПОИ

$$S_{омн}(\lambda) = \begin{cases} \lambda / \lambda_{сп} & \text{при } \lambda \leq \lambda_{сп}; \\ 0 & \text{при } \lambda > \lambda_{сп}, \end{cases} \quad (3.83)$$

где $\lambda_{сп}$ – длинноволновая граница чувствительности фотоэлектрического ПОИ, определяемая физическими свойствами материала чувствительной площадки ПОИ.

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

Неравномерность чувствительности по площадке ПОИ в основном обусловлена дефектами технологического процесса производства и имеет

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

$$S_{\lambda}^{\max} = \frac{S_{\lambda_n}^{\max} A_{ПЛЭ}}{\int_{A_{ПЛЭ}} S(x, y) dx dy}, \quad (3.84)$$

где $S_{\lambda_n}^{\max}$ – паспортное значение максимальной спектральной чувствительности ПОИ; $A_{ПЛЭ}$ – площадь чувствительной площадки ПОИ.

При описании частотных свойств ПОИ его рассматривают как апериодическое звено с постоянной времени τ , т. е. его временная передаточная функция определяется зависимостью

$$\tilde{H}_{\tau}(v_t) = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi v_t \tau)^2}} \exp[-j \arctg(2\pi v_t \tau)]. \quad (3.85)$$

Шум ПОИ характеризуется спектральной плотностью мощности $\tilde{R}_{uu}(v_t)$. Эта характеристика указана в паспорте на ПОИ. Если функция $\tilde{R}_{uu}(v_t)$ неизвестна, информацию о ней можно получить на основании общих сведений о природе шумов и условиях эксплуатации ПОИ. Основными видами шумов ПОИ являются тепловой, дробовый, токовый, генерационно-рекомбинационный и ряд других. Определению спектральной плотности мощности каждого из перечисленных видов шумов посвящен ряд работ [1,2,6].

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

$$u_{ПЛЭ}(t) = \Phi_{\lambda}^{\max}(t) S_1[\Phi_p(t)] \int_0^{\infty} \Phi_{\lambda}^{omn}(\lambda) S_{omn}(\lambda) d\lambda \otimes H_{\tau}(t) + u_{uu}(t), \quad (3.86)$$

где $H_{\tau}(t) = F^{-1}\{\tilde{H}_{\tau}(v_t)\}$ – импульсный отклик ПОИ как временного апериодического звена; $u_{uu}(t)$ – случайная функция, описывающая шумы ПОИ.

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

3.1.2 Теоретические и проектные модели линейных одномерных систем тракта ОЭПиС

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

$$u(t) = \delta(t - \tau). \quad (3.87)$$

Введем понятие импульсного отклика звена $H(t, \tau)$, являющегося решением системы уравнений /1,2/ при нулевых начальных условиях и при действии на входе сигнала в виде δ -функции. Импульсный отклик в общем случае является функцией текущего времени τ и момента времени t приложения воздействия.

Поскольку любое входное воздействие можно представить как суперпозицию δ -функций /1,2/:

$$u(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u(\tau)\delta(t - \tau)d\tau, \quad (3.88)$$

то задача анализа при произвольном воздействии сводится к тому, чтобы выразить решение системы уравнений через импульсный отклик рассматриваемого устройства. Для линейных стационарных и нестационарных звеньев, сигнал на выходе которых определяется интегралом суперпозиции

$$g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u(\tau)H(t, \tau)d\tau, \quad (3.89)$$

понятие импульсного отклика получает смысл универсальной динамической характеристики. Хотя для нелинейных звеньев принцип суперпозиции не справедлив, решение системы уравнений, 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:

$$\tilde{H}(s, t) = \int_{-\infty}^{\infty} H(t, \tau)\psi(s, t)d\tau, \quad (3.90)$$

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

Частным случаем преобразования (3.90), которое используют для анализа линейных звеньев и систем в радиотехнике и теории автоматического регулирования, является преобразование Лапласа. В этом

случае передаточная функция /1,2/

$$\tilde{H}(p,t) = \int_{-\infty}^{\infty} H(t,\tau) \exp(-p\tau) d\tau, \quad (3.91)$$

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

$$|u(\tau)| \leq A \exp(\alpha\tau). \quad (3.92)$$

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. Поэтому наряду с преобразованием Лапласа для анализа линейных систем применяют преобразование Фурье. Передаточная функция в этом случае связана с импульсным откликом следующими соотношениями:

$$\begin{aligned} \tilde{H}(\nu,t) &= \int_{-\infty}^{\infty} H(t,\tau) \exp(-j2\pi\nu\tau) d\tau; \\ H(t,\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{H}(\nu,t) \exp(j2\pi\nu\tau) d\nu. \end{aligned} \quad (3.93)$$

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

$$\tilde{H}(\nu,t) = |\tilde{H}(\nu,t)| \exp[j\varphi(\nu,t)], \quad (3.94)$$

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, 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 (3.91) 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 [выражение (3.92)] 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

$$u_1(\tau) = \lim_{\alpha \rightarrow 0} u(\tau) \exp(-\alpha\tau). \quad (3.95)$$

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

3.2 Дискретное представление проектной математической модели линейных элементов ОЭПиС

3.2.1 Теоретические положения процедуры синтеза линейного элемента методом дискретной свертки

Сигнал на выходе широкого класса элементов ОЭС: частотных фильтров, линейных высокочастотных, полосовых и низкочастотных усилителей, операционных усилителей, приёмников оптического излучения (фотодиоды, резисторы) и т.п. с известным приближением определяется интегральной сверткой [1,2,3]:

$$Y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} g(\tau) \cdot h(t - \tau) \cdot d\tau, \quad (3.96)$$

где t - момент времени, в который определяется величина выходного сигнала; $g(\tau), Y(t)$ - сигналы на входе и выходе, соответственно; $h(t)$ - импульсная характеристика линейного элемента.

При проектировании известными являются входной сигнал $g(\tau)$, а также желаемый вид выходного сигнала $Y(t)$, искомой – импульсная характеристика $h(t)$. Поиск вида функции $h(t)$ и значений её параметров из уравнения (3.96) определяет содержание процедуры синтеза линейного элемента.

Простейшим методом решения уравнения (3.96) является программно реализуемый циклический перебор возможных значений искомого параметра (или параметров) импульсной характеристики. В этом случае ядром процедуры является операция расчёта выходного сигнала посредством дискретного аналога интегральной свертки (3.96).

С помощью свертки синтезируются линейные элементы с так называемой конечной импульсной характеристикой, которая может быть аппроксимирована ограниченной по аргументу функцией.

При автоматизированном проектировании простейшим методом решения уравнения (3.96) является циклический перебор возможных значений искомого параметра (или параметров) импульсной характеристики.

Процедура включает ряд циклов (см. рисунок 3.3), на каждом из которых определяется выходной сигнал s_i соответствующий i -той величине параметра импульсной характеристики h_i . В случае, если найденный выходной сигнал имеет требуемый вид s , величина параметра импульсной характеристики полагается найденной. В альтернативном варианте параметру импульсной характеристики присваивается следующее значение и цикл повторяется.

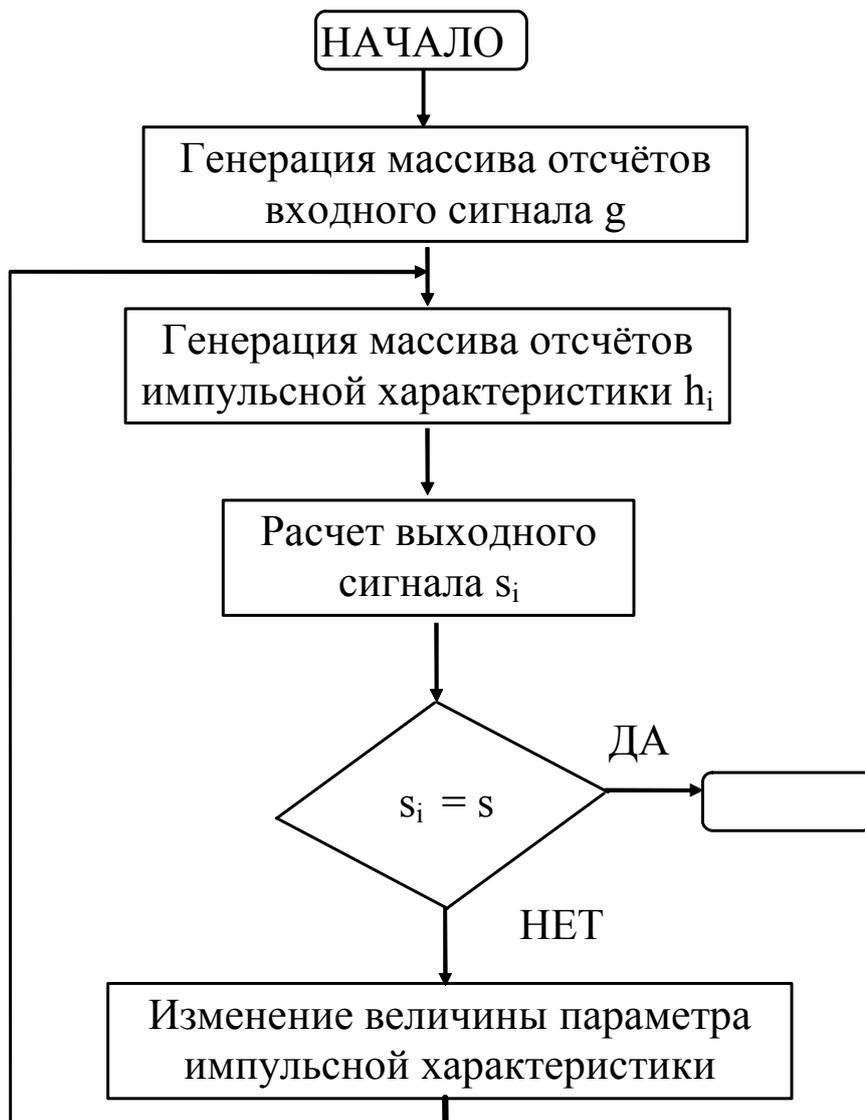


Рисунок 3.3 Алгоритм синтеза линейного элемента по методу дискретной свёртки

Ядро описанной процедуры – операция расчёта выходного сигнала является дискретным аналогом свёртки (3.96). Рассмотрим свойства этой дискретной операции.

3.2.2 Определение дискретной свертки

Дискретная свертка (ДС) образуется в результате замены интегрального преобразования (3.96) «скользящей» суммой произведения N_1 дискретных отсчетов $g(k)$ входного сигнала ($k = 0 \dots N_1 - 1$) и N_2 дискретных отсчетов $h(l)$ импульсной характеристики ($l = 0 \dots N_2 - 1$) линейного элемента. Полученная дискретная процедура соответствует алгоритму так называемой «прямой свертки».

Известно несколько вариантов алгоритма «прямой свертки», например, по выражению [2,3]:

$$y(m) = \sum_{i=0}^{N_2-1} g(i) \cdot h(m-i) = \sum_{i=0}^{N_2-1} h(i) \cdot g(m-i), \quad (3.97)$$

где $y(m)$ – последовательность из N_3 отсчетов, величина которых пропорциональна выходному сигналу ($m = 0, \dots, N_3 - 1$), причем количество N_3 определяется как:

$$N_3 = N_2 + N_1 - 1 \quad (3.98)$$

Алгоритм (3.97) соответствует входному сигналу вида «ограниченный по длительности одиночный импульс», при $N_1 > N_2$.

Из сравнения выражений (3.96) и (3.97) следует соотношение:

$$Y(m) = \Delta t \cdot y(m), \quad (3.99)$$

где $y(m)$ – отсчеты, полученные в результате дискретной свертки, $Y(m)$ – точные значения выходного сигнала, Δt – интервал дискретизации, единый для всех трех последовательностей отсчетов, участвующих в операции.

Стандартный алгоритм вычисления ДС по методу прямой свертки, реализованный в системе Matlab, включает следующие шаги (см. рисунок 3.4).

1. Массив $h(l)$ отсчетов импульсной характеристики преобразуется в массив $h(-l)$. Фактически выполняется инверсия отсчетов импульсной характеристики: отсчеты переставляются так, чтобы первый отсчёт занял позицию последнего, второй – предпоследнего и т.д. – см. рисунок 3.4б и 3.4в.

2. На основе последовательности отсчетов входного сигнала $g(i)$ формируется расширенная последовательность $g_0(k)$ длиной $N_1 + 2 \cdot N_2$ отсчетов. При этом в начало и в конец исходной последовательности добавляется по N_2 нулевых отсчетов – рисунок 3.4а и в.

3. Выполняется ДС по выражению (3.97), при этом массив $h(-l)$ пошагово вдвигается внутрь массива $g_0(k)$ начиная с положения «вне» массива $g(i)$ (слева). На каждом шаге выполняется перемножение отсчетов в области перекрытия массивов и их суммирование. Этот процесс продолжается до перемещения массива $h(-l)$ в положение «за» массив $g(i)$ (справа). Количество слагаемых в скользящей сумме $N = N_2$, номера

отсчетов результата $y(m)$ изменяются в пределах $m = 1, \dots, N_3$ – см. тот же рисунок.

В результате будет получено количество отсчетов, определяемое выражением (3.98).

При компьютерной реализации алгоритма шаги 1...3 организованы в виде единой процедуры с двумя выходными параметрами – именами массивов g, h и одним выходным – именем массива y .

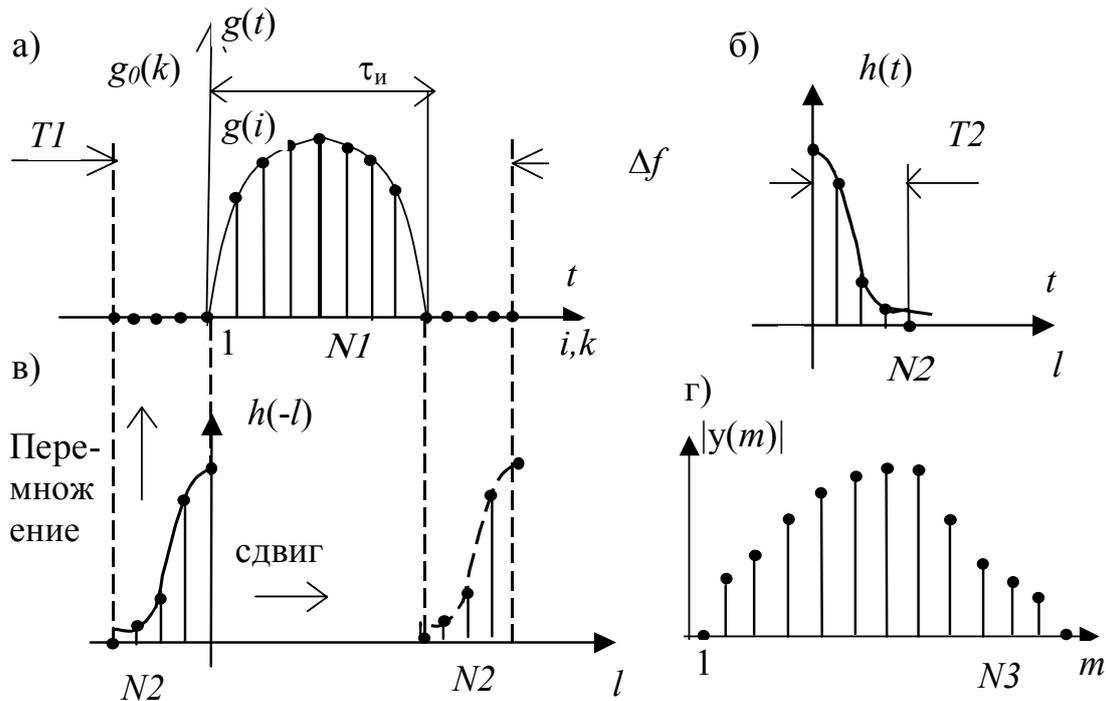


Рисунок 3.4 – Вычисление дискретной свертки

Методом дискретной свертки моделируются линейные элементы, импульсная характеристика которых $h(t)$ ограничена по оси аргумента (в рассматриваемом случае – по оси времени) конечным интервалом $\tau_{ик}$ или может аппроксимироваться ограниченной по оси аргумента функцией.

Наряду с расчётом сигнала на выходе линейного элемента, алгоритм дискретной свертки используется также для цифровой фильтрации (обработки) сигнала. При этом отсчёты $h(l)$ импульсной характеристики определяют так называемый КИХ - фильтр с «конечной» импульсной характеристикой.

3.2.3 Методика расчета параметров процедуры ДС по методу «прямой свертки»

3.2.3.1 Расчет интервалов дискретизации

По методике расчета параметров операции ДПФ (см. раздел 2.2.4), определяется величина интервала дискретизации входного сигнала Δt_1 и импульсной характеристики - Δt_2 .

Затем выбирается единый шаг дискретизации Δt исходя из условия:

$$\Delta t = \min \{ \Delta t_1, \Delta t_2 \}. \quad (3.100)$$

3.2.3.2 Расчет интервала ограничения T_2 и количества отсчетов импульсной характеристики

Импульсная характеристика линейного элемента, синтезируемого процедурой ДС, может быть задана в виде одиночного ограниченного импульса или в виде бесконечного апериодического импульса. В зависимости от этого, интервал ограничения импульсной характеристики определяется по выражениям (2.46) или (2.41), (2.42), соответственно.

Тогда количество отсчетов импульсной характеристики находится как:

$$N_2 = T_2 / \Delta t + 1 \quad (3.101)$$

3.2.3.3 Расчет интервала ограничения T_1 и количества отсчетов входного сигнала при ограниченном входном сигнале

При использовании стандартной подпрограммы вычисления ДС, входящей в состав многих компьютерных технологий (например, MatLab) и реализующей алгоритм (3.97), для входного сигнала - ограниченного импульса - интервал ограничения T_1 находится по выражению (2.46). Соответствующее количество отсчетов N_1 находится по выражению (3.101) при подстановке в него интервала T_1 .

3.2.3.4 Выбор интервала ограничения T_1 при апериодическом бесконечном входном сигнале

После ограничения длительности апериодического сигнала фактически формируется ограниченный по времени импульс длительностью T_1 .

Тогда ДС с определенной методической погрешностью может вычисляться по стандартной программе, реализующий алгоритм (3.97).

Для уменьшения методической погрешности следует выбирать интервал ограничения по соотношению:

$$T_1 = k \cdot \tau_{эф}, \quad (3.102)$$

В этом выражении коэффициент $k = 8 \dots 10$ для сигналов, заданных на временном интервале $(-\infty, +\infty)$ и $k = 4 \dots 5$ для сигналов, заданных на $[0, +\infty)$.

После определения интервала ограничения T_1 , соответствующее количество отсчетов N_1 находится по выражению (3.101).

Количество отсчетов LB , соответствующих эффективной длительности, необходимое для формирования массива входного сигнала на выбранном интервале ограничения определяется как:

$$LB = N_1/k \quad (3.103)$$

Параметр LB используется при вызове подпрограммы формирования массива сигнала при автоматизированном выполнении ДС.

3.2.3.5 Особенности выбора интервала ограничения при периодическом входном сигнале

В случае периодического и бесконечного аperiodического входного сигнала при использовании алгоритма, определяемого выражением (3.97) и рисунок 3.4. следует учитывать, что результирующие отсчеты, полученные на начальной и завершающей стадии операции будут ошибочными.

Рассмотрим эту ситуацию на примере. Пусть интервал ограничения входного сигнала выбран равным его периоду T_0 (рисунок 3.4). Тогда по методике выполнения прямой свертки отсчеты импульсной характеристики $h(-l)$ в начале и в конце операции должны умножаться на отсчеты соответственно предшествующего и последующего периодов сигнала (рисунок 3.5, положение импульсной характеристики, обозначенное штриховой линией).

Однако по стандартному алгоритму ДС вместо этих двух дополнительных периодов будут использованы последовательности нулевых отсчетов в соответствии с рисунок 3.4а.

В результате циклы алгоритма, при которых отсчеты импульсной характеристики $h(-l)$ умножаются на несуществующие в периодическом сигнале нулевые отсчеты массива $g(k)$, будут формировать неправильные значения отсчетов выходного сигнала.

Для получения правильного результата в рассматриваемом случае следует выбрать интервал ограничения сигнала T_1 равным трем периодам T_0 (рисунок 3.5, импульсная характеристика занимает положение, указанное сплошной линией), а после применения стандартного алгоритма ДС отбросить первые и последние N_2-1 отсчетов результирующего массива.

В общем случае следует выбирать интервал ограничения T_1 кратным целому количеству k периодов T_0 сигнала в соответствии выражением:

$$T_1 = T_0 k \geq 2 \cdot T_2 + T_0 \quad (3.104)$$

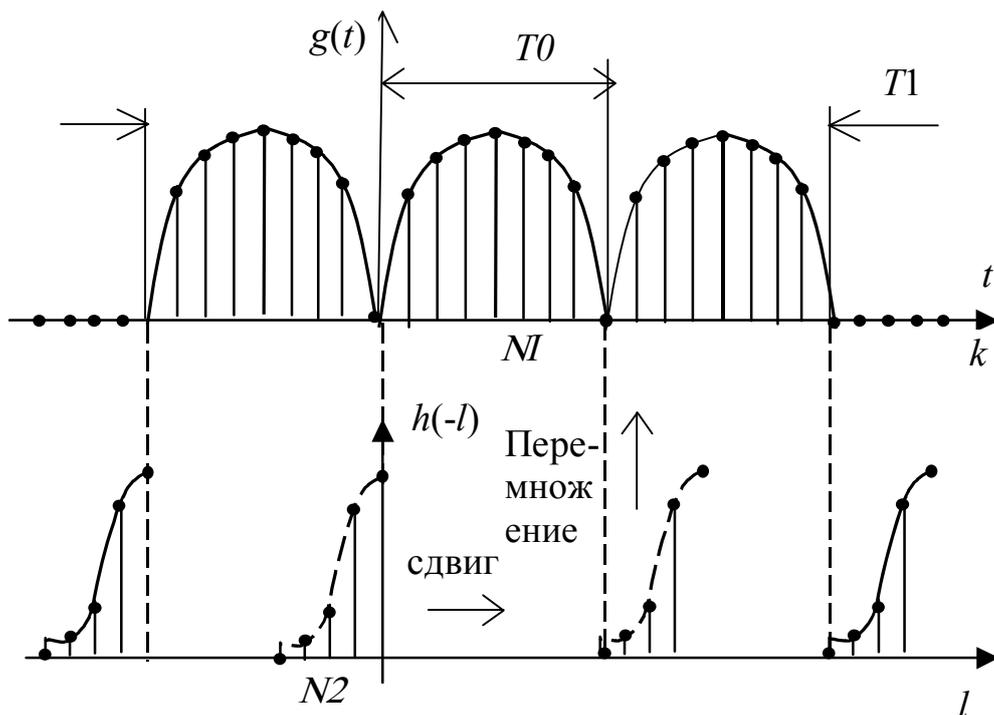


Рисунок 3.5 – Дискретная свертка в случае периодического сигнала

Если расчет по выражению (3.104) дает значение $k \leq 2$, следует принять $k = 3$.

После определения интервала ограничения T_1 , соответствующее количество отсчетов N_1 находится по выражению (3.101).

Количество отсчетов NI , соответствующее одному периоду входного сигнала и LI ненулевым значениям импульса на периоде определяется по выражениям (2.54), (2.55).

3.2.4 Определение выходного сигнала с линейного элемента при вычислении ДС методом «прямой свертки»

При входном сигнале - ограниченном импульсе в стандартную процедуру ДС подставляются массивы $g(k)$ входного сигнала и импульсной характеристики $h(l)$. Массив выходного сигнала $y(m)$ включает N_3 отсчетов (см. (3.98)). Аналогичная ситуация и для аperiodического сигнала, ограниченного интервалом T_1 .

Для входного периодического сигнала из массива $g(k)$, содержащего NI отсчетов и соответствующего одному периоду T_0 сигнала, формируется расширенный массив $g_R(k)$, соответствующий k периодам (см. (3.104)).

В результате стандартной процедуры ДС для входного массива g_R будет получен массив y_R отсчетов.

Из результирующего массива y_R вырезается часть y , содержащая правильные отсчеты выходного сигнала. Массив y должен включать отсчеты массива y_R за исключением первых и последних $N_2 - 1$ отсчетов.

3.2.5 Вычисление дискретной свёртки с помощью ДПФ

Метод вычисления ДС через ДПФ основан на том, что дискретный спектр S сигнала на выходе линейного элемента равен произведению дискретных спектров входного сигнала g и импульсной характеристики элемента h :

$$S(i) = \text{ДПФ}\{h(i)\} \cdot \text{ДПФ}\{g(i)\}; \quad i = 0, \dots, N - 1 \quad (3.105)$$

Отсчеты $y(m)$ выходного сигнала $s(t)$ определяется через обратное ДПФ от найденного спектра /2,3/.

Этот метод в практических расчетах позволяет значительно сократить время свертки по сравнению с алгоритмом по выражению (1.2).

Особенностью процедуры является одинаковая длина перемножаемых последовательностей в выражении (3.105), что определяет условие равенства количества отсчетов N в массивах $g(i)$ входного сигнала и $h(i)$ импульсной характеристики.

Методика расчета параметров при выполнении ДС с помощью ДПФ также должна учитывать общее условие (3.100) выполнения свертки и условие (2.49) реализации БПФ.

3.2.6 Методика расчета параметров процедуры ДС с помощью ДПФ для периодического входного сигнала

На начальном этапе расчета интервал ограничения сигнала принимается равным его периоду T_0 , а интервал ограничения импульсной характеристики определяется по выражениям (2.46) или (2.41), (2.42), соответственно.

1. В соответствии с п.п. 2.2.1, 2.2.2, а также условия (2.177) вычисляется предварительное значение единого интервала дискретизации Δt^0 .

2. По выражению (3.101) вычисляются предварительные значения количества NI^0 отсчетов, соответствующих периоду T_0 сигнала и N_2^0 отсчетов импульсной характеристики. Интервал ограничения импульсной характеристики определяется по выражениям (2.46) или (2.41), (2.42), соответственно.

3. В случае, если $NI^0 > N_2^0$, количество отсчетов на периоде корректируется в соответствии с условием (2.49), при этом выбирается ближайшее большее значение:

$$NI = 2^M; \quad (M - \text{целое}) \quad (3.106)$$

При $NI\% < N_2\%$ следует сформировать массив из N отсчетов, соответствующий нескольким периодам сигнала. Количество периодов k и количество отсчетов NI на периоде определяется из соотношений:

$$N = NI \cdot k \geq N_2\% \text{ и } N = 2^M, \quad (3.107)$$

при этом k – целое и $NI \geq NI\%$.

4. Определяется значение единого интервала дискретизации Δt :

$$\Delta t = T_0 / (NI - 1) \quad (3.108)$$

5. Для импульсной характеристики в виде одиночного импульса находится количество отсчетов LI , соответствующее его длительности $\tau_{и}$:

$$LI = \tau_{и} / \Delta t + 1 \quad (3.109)$$

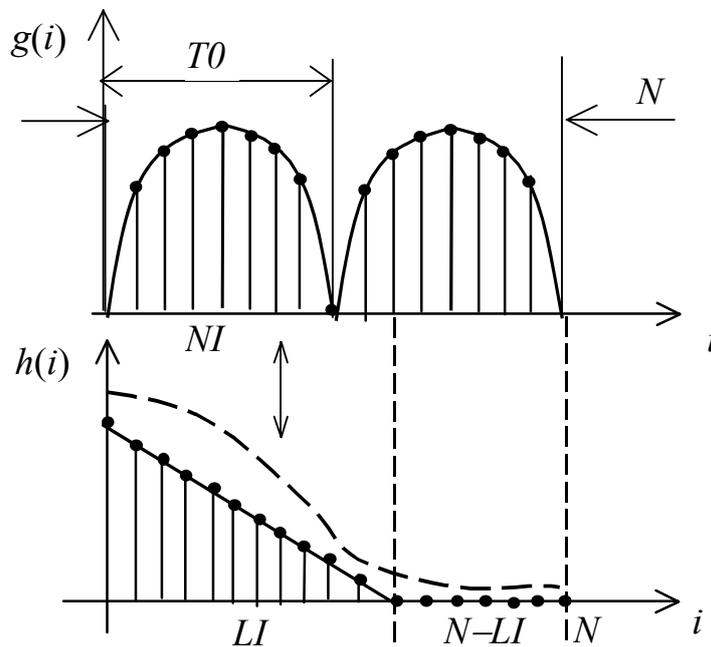


Рисунок 3.8 – Дискретная свертка с помощью ДПФ для периодического сигнала

6. Затем формируется массив $h(i)$ длиной N отсчетов, в котором первые LI – отсчеты – отсчеты непосредственно импульсной характеристики, а остальные $(N - LI)$ нулевые (см. рисунок 3.5 – сплошная линия).

7. Для импульсной характеристики в виде бесконечного аperiodического импульса количество отсчетов LB , соответствующее его эффективной длительности $\tau_{эф}$ находится по выражению (2.52) или (2.53), затем формируется массив импульсной характеристики $h(i)$ длиной N отсчетов (штриховая линия на рисунок 3.5).

3.2.7 Методика расчета параметров процедуры ДС с помощью ДПФ для входного сигнала в виде импульса

1. В соответствии с пунктом 3.2.3 вычисляется значение единого интервала дискретизации Δt .

2. По выражению (3.101) вычисляются количество LI отсчетов, соответствующих ограниченному импульсу длительности τ_u или количество LB отсчетов, соответствующих эффективной длительности $\tau_{эф}$ бесконечного аperiodического импульса.

3. Определяется интервал ограничения T_1 входного сигнала по выражению (2.46) или (2.41), (2.42). Интервал ограничения импульсной характеристики определяется по тем же выражениям.

4. По выражению (3.101) определяется количество N_1 отсчетов входного сигнала и количество N_2 отсчетов импульсной характеристики (рисунок 3.6).

5. Для устранения эффекта междупериодной интерференции (см. [1,2,3]) длина N каждого из массивов-сомножителей в выражении (3.105) должна быть не менее длины N_3 искомого массива отсчетов выходного сигнала, определяемой выражением (3.98). Также, учитывая условия применения БПФ, длина массивов N определяется из соотношений:

$$N \geq N_1 + N_2 - 1 \text{ и } N = 2^M \quad (3.110)$$

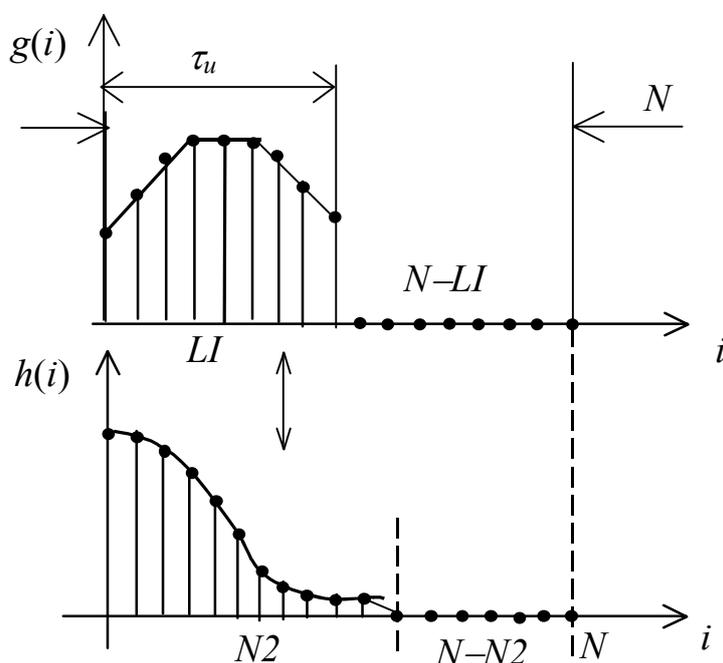


Рисунок 3.6 – Дискретная свертка с помощью ДПФ для ограниченного по длительности сигнала

Затем формируется массив $g(i)$ длиной N отсчетов, в котором первые LI – отсчеты непосредственно входного сигнала, а остальные $(N - LI)$ нулевые - см. рисунок 2.4.

Аналогично для импульсной характеристики формируется массив $h(i)$ длиной N отсчетов, в котором первые N_2 – отсчеты непосредственно импульсной характеристики, а остальные $(N - N_2)$ отсчета нулевые.

3.2.8 Специальные операции при выполнении ДС

Дискретная свертка как проектная процедура должна отвечать условиям физической реализуемости синтезируемого линейного элемента. Одним из таких условий является адекватность дискретной и аналоговой форм импульсной характеристики линейного элемента.

Поскольку импульсная характеристика есть реакция линейного элемента на входной сигнал в виде δ -функции, интеграл от функции $h(t)$ равен единице. Тогда условие адекватности аналоговой $h(t)$ и дискретной $h(l)$ форм импульсной характеристики может быть записано в виде:

$$\sum_{l=0}^{N_2-1} h(l) = 1 \quad (3.111)$$

Выполнение этого условия наиболее просто обеспечить эмпирически, методом. Для этого импульсную характеристику представляют как:

$$h(l) = AM \cdot h_1 \quad (3.112)$$

где AM – наибольшее значение, h_1 - нормированная функция.

Далее, задавая различные значения AM , добиваются выполнения условия (3.110) для суммы отсчетов массива $h(l)$. Найденное значение AM используется при формировании массива импульсной характеристики.

3.2.9 Пример выполнения процедуры синтеза типового линейного элемента методом дискретной свертки по алгоритму «прямой свертки»

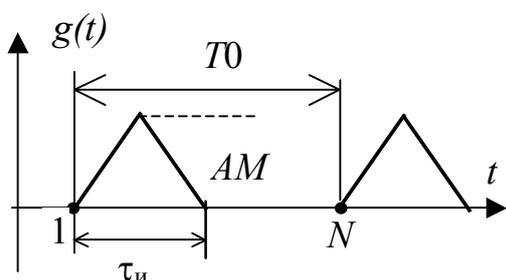
3.2.9.1 Типовое проектное задание (используется синтаксис компьютерной технологии Matlab /4,5/)

%1. С помощью дискретной свертки определить сигнал на выходе линейного звена (метод прямой свертки).

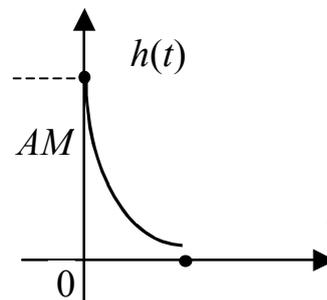
%2. Построить графики входного сигнала, импульсной характеристики, выходного сигнала.

%3. Найти момент времени, при котором выходной сигнал достигает максимальной величины и определить эту величину.

Входной сигнал –
периодический треугольный
импульс



Импульсная характеристика –
экспоненциальная функция



% Параметры процедуры (параметры 1...15 выбираются или
рассчитываются, параметры 16 определяются по результатам
выполнения ДС)

% ВХОДНОЙ СИГНАЛ

% AM = 2, E = 0

% Длительность, сек 0,05

% Период T0, сек 0,1

% Коэффициент Kal "aliasing" 2.5e-4

%

%1. Порядок спектра n0 = 2

%2. Частота среза ЛАХ, Гц fcp = 3.183

%3. Граничная частота, Гц fg = 247,03

%4. Интервал дискретизации, сек dt1 = 2,0241e-3

%5. Интервал задания сигнала

% расчетный, сек T% = 0,271

% выбранный, сек T = 0,3

%6. Количество отсчетов сигнала

% расчетное N1% = 1036,9

% выбранное N1 = 1037

%8. Выбранный интервал дискретизации

% сигнала dt = 2,896e-4

% ИМПУЛЬСНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА

% AM = (численное значение определяется на
начальной стадии компьютерного расчёта)

% Эффективная длительность, сек 0.029

%% Коэффициент Kal "aliasing" 0.01

%

%9. Порядок спектра n_0 = 1

%10. Частота среза ЛАХ, Гц $f_{cp} = 11,141$
 %11. Граничная частота, Гц $f_g = 1,727e3$
 %12. Интервал дискретизации
 % расчетный, сек $dt_2 = 2,896e-4$
 % выбранный $dt = 2,896e-4$
 %13. Интервал задания расчетный, сек $T\% = 0,0857$
 % выбранный, сек $T = 0,3$
 % 14. Количество отсчетов расчетное $N\% = 296,97$
 % выбранное $N = 297$
 %15. Полное количество отсчетов
 выходного сигнала $N_3 = 1333$
 % (Для расчёта по алгоритму ДС с помощью ДС этот пункт
 имеет вид
 %15. Итоговый интервал дискретизации
 $dt = 1,957 \cdot 10^{-4}$ сек)
 %16. Максимальной величины $AMV = 1$ выходной сигнал
 достигает через $t = 0.06...$ секунд

3.2.9.2 Расчет параметров процедуры ДС

1. Определение интервала дискретизации

По методике ранее рассмотренной для процедуры ДПФ в п.п. 2.2.7.2 вычисляются интервалы дискретизации Δt_1 входного сигнала (как для импульса длительностью $\tau = 0.05$ сек на периоде $T_0 = 0,1$ сек), и Δt_2 импульсной характеристики (как для заданного на интервале $[0, +\infty)$ апериодического сигнала с эффективной длительностью $\tau_{эф} = 0,029$ сек): $\Delta t_1 = 2,0241 \cdot 10^{-3}$ сек, $\Delta t_2 = 2,896 \cdot 10^{-4}$ сек. Выбираем наименьшее значение: $\Delta t = 2,896 \cdot 10^{-4}$ сек.

2. Расчет интервала ограничения и количества отсчетов импульсной характеристики (п. 3.2.3.2.).

В соответствии с выражением (2.41) находим: $T_2 = 3 \cdot \tau_{эф} = 3 \cdot 0,029 = 0,0857$ сек; по выражению (3.101) находим: $N_2\% = 0,0857 / 2,896 \cdot 10^{-4} + 1 = 296,97$. Принимаем $N_2 = 297$. Количество отсчетов LB , соответствующее $\tau_{эф}$ находим по выражению (2.53): $LB = 297 / 3 = 99$.

3. Расчет интеграла ограничения периодического входного сигнала.

Для периодического сигнала по выражению (3.104) находим:

$T_1\% = 2 \cdot T_2 + T_0 = 2 \cdot 0,08571 = 0,271$ сек, что соответствует $k = 3$ периодам T_0 сигнала. Окончательно получаем $T_1 = 0,3$ сек.

4. Расчет количества отсчетов входного сигнала.

По выражению (3.101) находим общее количество отсчетов: $N_1\% = 0,271 / 2,896 \cdot 10^{-4} + 1 = 1036,9$. Принимаем $N_1 = 1037$.

Количество отсчетов на одном периоде $NI\% = N_1 / k = 1037 / 3 = 345,64$. Принимаем $NI = 346$. Количество отсчетов, соответствующее импульсу на

периоде T_0 при скважности $SKV = 2$ находится по выражению (2.55): $LI = 345/2 = 173$.

5. Определение отсчетов выходного сигнала.

Полное количество отсчетов определяется выражением (3.98): $N_3 = 1037 + 297 - 1 = 1333$, при этом правильными будут отсчеты за исключением первых и последних $N_2 - 1 = 296$ значений (начиная с 297-го и заканчивая 1037-ым, всего $1037 - 297 + 1 = 741$).

3.2.9.3 Пример выполнения процедуры в технологии MatLab

1. Формирование массива H импульсной характеристики. В соответствии с перечнем подпрограмм, приведённым в Приложении, следует использовать подпрограмму EP:

```
EP (L, AM, LB)
```

где L – количество отсчетов сигнала, AM – его амплитуда, LB – количество отсчетов, соответствующее эффективной длительности сигнала.

В рассматриваемом варианте, по расчету $L = 16$, $LB = 99$.

Значение AM подбирается эмпирически для выполнения условия (3.11). Предварительно задается значение $AM = 1$.

Для проверки этого условия необходимо найти сумму полученных отсчетов импульсной характеристики.

Итак, начальные операторы имеют вид:

```
H = EP(297, 1., 99)
```

```
s = sum(H)
```

```
pause
```

Программу, содержащую эти три оператора следует исполнить несколько раз, подбирая значение AM , при котором сумма s будет иметь значение, близкое (с точностью до нескольких процентов) к единице. В рассматриваемом случае искомое значение $AM = 0,0106$. Первый оператор программы принимает вид:

```
H = EP(297, .0106, 99)
```

2. Формирование массива $P2$ временных отсчетов, соответствующих значениям импульсной характеристики H и следующих с выбранным интервалом дискретизации сигнала Δt :

```
P2 = 0:Dt:(N2-1)*Dt
```

Получаем для $N2 = 297$, $Dt = \Delta t = 2,896 \cdot 10^{-4}$ сек операторы:

```
P2 = 0:2.896E-4:296*2.896E-4
```

3. Построение графика импульсной характеристики

```
plot(P2, H)
```

```
pause
```

4. Формирование массива A , из LI отсчетов соответствующего импульсу на периоде T_0 входного сигнала. Для формирования треугольного симметричного импульса может использоваться подпрограмма SIG.

В примере $LI = 173$, единая вершина импульса соответствует $L1=L2 = 173/2 = 86$, амплитуда $AM = 2$, неизменная часть $E = 0$. Вид оператора:

```
A = SIG(173, 86, 86, 2.0, 0.0)
```

5. Формирование массива G из N_1 отсчетов соответствующего трем периодам входного сигнала на интервале ограничения $T1$ и построение графика.

Используется подпрограмма SIGM. Вид оператора при $LI = 173$, $N1 = 1037$, $SKV = 2$, и количестве периодов $k = 3$:

```
G = SIGM(A, 173, 1037, 2.0, 3)
P1 = 0:2.896E-4:1036*2.896E-4
plot(P1, G)
pause
```

6. Выполнение дискретной свертки, построение графика результирующего сигнала.

В соответствии со стандартной процедурой свертки массивов G и H получаем результирующий массив YR , график результирующего сигнала – на рисунок 3.7:

```
YR=conv(G, H)
P3 = 0:2.896E-4:1332*2.896E-4
plot(P3, YR)
pause
```

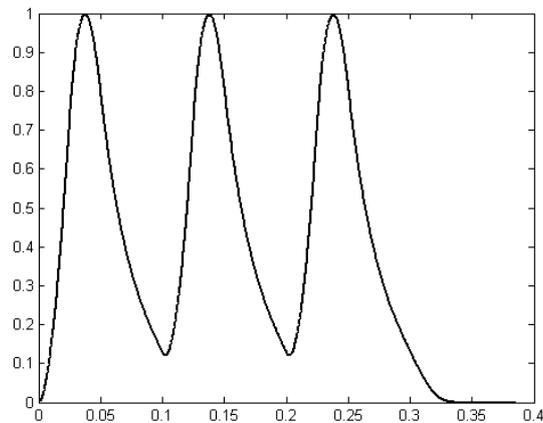


Рисунок 3.7 – Результат дискретной свёртки

7. Определение отсчетов выходного сигнала.

Из полученного массива YR следует «вырезать» правильные отсчеты Y , соответствующие выходному сигналу с исследуемого линейного элемента. Эта операция выполняется подпрограммой SECTION. Оператор, вырезающий из массива YR длиной $N3 = 1333$ отсчета правильные отсчеты количеством 741, начиная с 296 (тогда первые и последние 296 отсчетов будут отброшены):

```
Y = SECTION(YR, 1333, 741, 296)
P3 = 0:2.896E-4:740*2.896E-4
```

plot(P3, Y)

График выходного сигнала изображен на рисунке 3.8.

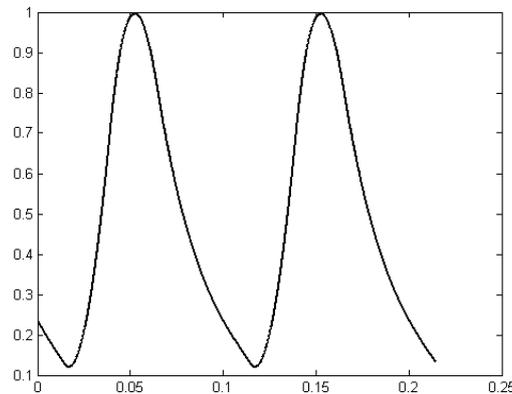


Рисунок 3.8 – График сигнала на выходе линейного элемента

3.2.10 Пример выполнения процедуры синтеза типового линейного элемента методом дискретной свертки с помощью ДПФ

3.2.10.1 Расчет параметров процедуры

1. Для того же проектного задания определяем аналогичным образом расчет единого интервала дискретизации $\Delta t^{\%} = 2,896 \cdot 10^{-4}$ сек (см. (3.100)).

2. Выбор интервала ограничения $T_2^{\%} = 0,0857$ сек и расчет количества отсчетов импульсной характеристики $N_2^{\%} = 297$ выполнен по формулам, приведенным в п.п.3.2.3.2.

3. Количество отсчетов $NI^{\%}$, соответствующее одному периоду $T0 = 0,1$ сек сигнала определяется по выражению (3.101):
 $NI^{\%} = 0,1 / (2,896 \cdot 10^{-4}) + 1 = 346,3$

4. Поскольку в рассматриваемом случае $NI^{\%} > N_2^{\%}$, скорректируем количество отсчетов на периоде по выражению (3.106): $NI = 512$. Количество отсчетов N_1 входного сигнала также равно NI .

5. Уточняем значение единого интервала дискретизации по выражению (3.108):

$$\Delta t = 0,1 / (512 - 1) = 1,957 \cdot 10^{-4} \text{ сек}$$

6. Количество отсчетов, соответствующее импульсу на периоде $T0$ при скважности $SKV = 2$ и $NI = 512$ находится по выражению (2.55): $LI = 512 / 2 = 256$.

7. Определяем количество отсчетов LB , соответствующее эффективной длительности $\tau_{\text{эф}} = 0,029$ сек импульсной характеристики: $LB = 0,029 / (1,957 \cdot 10^{-4}) = 146$. Полное количество отсчетов импульсной характеристики $N_2 = N_1 = 512$.

3.2.10.2 Пример выполнения процедуры в технологии Matlab

1. Начальные операторы программы аналогичны приведенным при расчёте по алгоритму «прямой свёртки». В результате формируется массив H импульсной характеристики.

```
H = EP(512, .007, 146)
s = sum(H)
pause
P = 0:1.957E-4:511*1.957E-4
plot(P, H)
pause
```

2. Формирование массива A , из $LI = 256$ отсчетов треугольного симметричного импульса на периоде $T0$ входного сигнала.

Вид оператора аналогичен приведенному при расчёте по алгоритму «прямой свёртки»:

```
A = SIG(256, 128, 128, 2.0, 0.0)
```

3. Формируется массив G входного сигнала на интервале ограничения, равном одному периоду.

Используется подпрограмма SIGM. Вид оператора при $LI = 256$, $N_1 = 512$, $SKV = 2$, и количестве периодов $k = 1$:

```
G = SIGM(A, 256, 512, 2.0, 1)
plot(P, G)
pause
```

4. Выполняется массивов ДПФ входного сигнала и импульсной характеристики

```
SG = fft(G)
SH = fft(H)
```

5. Определяется спектр выходного сигнала.

```
SY = SG.*SH
```

6. Находится массив результата дискретной свертки.

```
YR = ifft(SY)
```

7. Определяется массив Y выходного сигнала.

Мнимая часть массива YR фактически содержит счетную погрешность выполнения процедуры. Поэтому для определения выходного сигнала следует использовать только реальную часть массива YR .

```
Y = real(YR)
plot(P, Y)
```

График выходного сигнала представлен на рисунок 3.9.

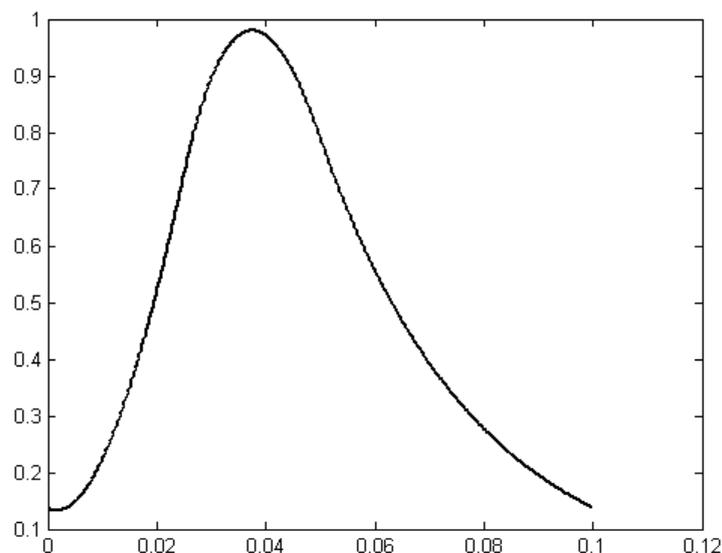


Рисунок 3.9 – График сигнала на выходе линейного элемента

3.2.10.3 Сравнение двух алгоритмов вычисления ДС

Из сравнения результатов расчета по двум методам вычисления ДС можно сделать вывод, что при использовании алгоритма «прямой свертки» имеется избыточность результата – получены два (а не один как во втором расчете) периода выходного сигнала.

В общем случае использование алгоритма «прямой свёртки» увеличивает трудоёмкость расчёта и в случае больших массивов сигнала и импульсной характеристики приводит к значительному времени выполнения проектной процедуры.

Расчёт по методу ДС с помощью ДПФ позволяет в сотни раз уменьшить время выполнения процедуры, однако приводит к большей методической погрешности.

3.2.11 Особенности синтеза двумерных (оптических) элементов с помощью операции дискретной свертки /3/

Двумерная свёртка является базовой операцией для проектных процедур расчета параметров изображения на выходе оптического элемента (синтеза элемента), цифровой обработки и фильтрации изображений.

При этом двумерные массивы отсчётов вида:

$$\begin{aligned} g_0(k_1, k_2); \quad k_1 = 0, \dots, N_1 - 1, k_2 = 0, \dots, M_1 - 1 \\ h_0(l_1, l_2); \quad l_1 = 0, \dots, N_2 - 1, l_2 = 0, \dots, M_2 - 1 \end{aligned} \quad (3.113)$$

определяют дискретизированное поле яркости в пространстве предметов (или исходное изображение) и дискретизированную импульсную характеристику оптической системы или фильтра, соответственно.

Предполагается, что двумерный входной сигнал ограничен по каждой из координат.

В результате свёртки определяется массив:

$$y(m_1, m_2); m_1 = 0, \dots, NR-1; m_2 = 0, \dots, MR-1, \quad (3.114)$$

отсчётов поля облучённости в пространстве изображений (или обработанного изображения при цифровой фильтрации).

Вследствие значительной трудоёмкости операций с двумерными массивами, эффективен метод свёртки с помощью двумерного ДПФ.

Методика выполнения операции та же, что и для одномерной свёртки. При этом для устранения ошибок вследствие эффекта «междупериодной интерференции» по правилам, аналогичным для входного сигнала – ограниченного импульса (см. 3.2.72) формируются расширенные как по строкам, так и по столбцам массивы $g(i_1, i_2)$, $h(i_1, i_2)$. Дальнейшие шаги также аналогичны методике выполнения операции одномерной дискретной свёртки.

3.3 Синтез линейного элемента методом рекуррентных разностных уравнений

3.3.1 Теоретические положения

Имеется ряд принципиальных ограничений при использовании свертки для синтеза линейного элемента.

В частности, с помощью свертки синтезируются линейные элементы только с конечной импульсной характеристикой или позволяющей аппроксимацию ограниченной по аргументу функцией. Также, входной сигнал должен удовлетворять условиям Дирихле /1,2,3/.

Альтернативой интегральной свёртке является метод синтеза линейного элемента, основанный на преобразовании Лапласа /1,2,3/, для которого не требуется выполнения этих условий.

Дискретное 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

$$\tilde{f}(p) = \int_0^{\infty} f(t) \exp(-pt) dt, \quad (3.115)$$

где $p = a + jb$, которое справедливо для сигналов, равных нулю при $t < 0$.

Выразим преобразование Лапласа для дискретного сигнала с помощью последовательности тактовых импульсов

$$u_T(t) = \sum_{k=0}^{\infty} u(kT)\delta(t - kT);$$

$$\tilde{f}(p) = \sum_{k=0}^{\infty} u(kT)\exp(-pkT).$$
(3.116)

Выражение (3.116) представляет собой дискретное преобразование Лапласа. Часто используют упрощенную запись, положив $e^{pT} = z$. Полученную формулу называют Z-преобразованием:

$$\tilde{f}(z) = \sum_{k=0}^{\infty} u(kT)z^{-k},$$
(3.117)

где Z-преобразование – модификация дискретного преобразования Лапласа. Часто используют упрощенную запись, положив $e^{pT} = z$. Полученную последовательностям.

Видоизменив формулу(3.117), с учетом изложенных особенностей числовых последовательностей получим:

$$\tilde{f}(z) = \sum_{n=0}^{\infty} f_n z^{-n}.$$
(3.118)

Это выражение для Z-преобразования используется для моделирования линейных элементов ОЭП.

3.3.2 Алгоритм рекуррентных разностных уравнений (РРУ)

В соответствии с классическим алгоритмом проектирования рассматриваемым методом, сначала выполняется преобразование Лапласа (ПЛ) от входного сигнала: $G(p) = \text{ПЛ}\{g(t)\}$ и импульсной характеристики: $H(p) = \text{ПЛ}\{h(t)\}$.

Затем, в результате произведения образа $G(p)$ входного сигнала на так называемую передаточную характеристику $H(p)$ линейного элемента определяется образ Лапласа выходного сигнала: $Y(p) = G(p) \cdot H(p)$. Выходной сигнал находится как обратное преобразование Лапласа: $y(t) = \text{ОПЛ}\{Y(p)\}$.

При выполнении дискретной проектной процедуры при компьютерном моделировании используется дискретная форма рассмотренного выше алгоритма, в которой вместо преобразования Лапласа используется Z-преобразование.

Однако одним из преимуществ использования преобразования Лапласа является возможность построения дискретной процедуры определения выходного сигнала на основе упрощенного алгоритма рекуррентных разностных уравнений (РРУ).

Алгоритм основан на использовании параметров дискретной формы $H(z)$ непрерывной передаточной характеристики $H(p)$ линейного элемента.

При наличии исходной последовательности отсчетов входного сигнала $g(k)$ из N_1 значений ($k = 0, \dots, N_1-1$) алгоритм РРУ определяет значение $y(m)$ выходного сигнала с номером m по соотношению /2,3,6/:

$$y(m) = \sum_{i=0}^l a(i) \cdot g(m-i) - \sum_{i=1}^{n-1} b(i) \cdot y(m-i), \quad (3.119)$$

где $m = 0, \dots, N_3-1$; $y(m-n+1), \dots, y(m-1)$ – ранее определённые значения результирующей последовательности; a_i, b_i – коэффициенты алгоритма, определяемые дискретной передаточной характеристикой $H(z)$.

Наряду с расчётом сигнала на выходе линейного элемента, алгоритм РРУ используется также для цифровой фильтрации (обработки) сигнала. При этом коэффициенты a_i, b_i определяют так называемый БИХ - фильтр «с бесконечной» импульсной характеристикой (в отличие от дискретной свертки, позволяющей синтезировать КИХ - фильтр с «конечной» импульсной характеристикой).

3.3.3 Определение дискретной формы переходной характеристики линейного элемента

В общем виде переходная характеристика линейного элемента может быть записана как дробно-рациональная функция вида /1,4/:

$$H(p) = \frac{A_0 + A_1 \cdot p + A_2 \cdot p^2 + \dots + A_l \cdot p^l}{B_0 + B_1 \cdot p + A_2 \cdot p^2 + \dots + A_n \cdot p^n} \quad (3.120)$$

Переход от непрерывной передаточной характеристики $H(p)$ линейного элемента к дискретной форме $H(z)$ является неординарной задачей, точное решение которой в ряде случаев (сложные оптические системы) практически недостижимо. Тем не менее, для относительно несложных линейных элементов разработан ряд классических методов, в частности, метод Тастина [3,6].

3.3.3.1 Определение дискретной формы переходной характеристики методом Тастина

Метод применяется при выполнении условия $l > n$, где l и n – степени полинома в числителе и знаменателе функции (3.120), соответственно. В соответствии с методом, исходная передаточная характеристика $H(p)$ представляется в виде совокупности степеней $(H_1(p))^i$ передаточной характеристики элементарного интегрирующего звена:

$$H_1(p) = \frac{1}{p} \quad (3.121)$$

Для этого числитель и знаменатель исходной передаточной характеристики делится на p^n , в результате выражение для $H(p)$ принимает вид:

$$H(p) = \frac{A_0 \cdot \left(\frac{1}{p}\right)^n + A_1 \cdot \left(\frac{1}{p}\right)^{n-1} + \dots + A_l \cdot \left(\frac{1}{p}\right)^{n-l}}{\left(\frac{1}{p}\right)^n + B_1 \cdot \left(\frac{1}{p}\right)^{n-1} + \dots + B_n} \quad (3.122)$$

Далее, вместо каждого слагаемого вида $(H_1(p))^i$ подставляется дискретная форма $H_1(z)$ вид которой зависит от метода численного интегрирования, использованного при дискретизации (см. Таблицу 3.1). После раскрытия скобок и приведения подобных членов рациональная дробь приводится к виду:

$$H(z) = \frac{a_0 + a_1 \cdot z + a_2 \cdot z^2 \dots + a_l \cdot z^l}{1 + b_1 \cdot z + b_2 \cdot z^2 \dots + b_n \cdot z^n} \quad (3.123)$$

Выражение (3.123) для дискретной передаточной характеристики непосредственно определяет коэффициенты a_i, b_i алгоритма (3.119).

3.3.3.2 Определение дискретной формы переходной характеристики методом Z – преобразования (преобразования Лорана)

Метод основан на следующей связи между непрерывной и дискретной переменными:

$$z = e^{\Delta t \cdot p} \quad (3.124)$$

где Δt – интервал дискретизации.

В соответствии с методом, в выражении (3.120) вместо переменной p подставляется ее выражение через переменную z . Форма выражения p через z определяется методом численного интегрирования при аппроксимации зависимости (3.124) – см. Таблицу 2.

После раскрытия скобок и приведения подобных членов рациональная дробь приводится к виду:

$$H(z) = \frac{a_0 + a_1 \cdot z^{-1} + a_2 \cdot z^{-2} \dots + a_l \cdot z^{-l}}{1 + b_1 \cdot z^{-1} + b_2 \cdot z^{-2} \dots + b_n \cdot z^{-n}} \quad (3.125)$$

Таблица 2 – Выражение непрерывной переменной p через дискретную z

Численное интегрирование методом:	Метод Гастина	Метод z - преобразования
прямоугольников (прямая разность или метод Эйлера)	$\frac{1}{p} = \frac{\Delta t}{1-z}$	$p = \frac{z-1}{\Delta t}$
прямоугольников (обратная разность)	$\frac{1}{p} = \frac{\Delta t \cdot z}{1-z}$	$p = \frac{z-1}{\Delta t \cdot z}$
трапеций	$\frac{1}{p} = \frac{\Delta t}{2} \cdot \frac{1+z}{1-z}$	$p = \frac{2}{\Delta t} \cdot \frac{z-1}{z+1}$

Выражение (3.125) для дискретной передаточной характеристики непосредственно определяет коэффициенты a_i, b_i алгоритма (3.119).

3.3.4 Расчет параметров процедуры РРУ

3.3.4.1 Предварительные расчеты

Находятся корни многочленов рациональной дроби (3.120) соответствующих ее числителю и знаменателю, что позволяет представить передаточную характеристику элемента в виде:

$$H(p) = \frac{A_0 \cdot (p - q_1) \cdot (p - q_2) \cdot \dots \cdot (p - q_l)}{B_0 \cdot (p - u_1) \cdot (p - u_2) \cdot \dots \cdot (p - u_n)}, \quad (3.126)$$

где $q_1 \dots q_l$ – ненулевые корни многочлена в числителе (так называемые «нули»), $u_1 \dots u_n$ – ненулевые корни многочлена в знаменателе («полюса»).

Из найденных корней выбираются два по правилам:

$$P_{\max} = \max \{ q_1 \dots q_l, u_1 \dots u_n \} \text{ и } P_{\min} = \min \{ q_1 \dots q_l, u_1 \dots u_n \} \quad (3.127)$$

Если среди анализируемых корней имеются комплексные, то при использовании условия (3.127) учитываются только их вещественные части.

3.3.4.2 Расчет интервала дискретизации входного сигнала

Выполняется расчет двух значений интервала дискретизации: Δt_1 по методике выполнения ДПФ (см. п. 2.2.2.) и Δt_2 исходя из условия правильного действия линейного элемента в рассматриваемом представлении:

$$\Delta t_2 = \frac{\tau_{\min}}{100} \quad (3.128)$$

где

$$\tau_{\min} = \frac{1}{|P_{\max}|} \quad (3.129)$$

Затем выбирается интервал дискретизации Δt исходя из условия:

$$\Delta t = \min \{ \Delta t_1, \Delta t_2 \} \quad (3.130)$$

3.3.4.3 Расчет интервала ограничения входного сигнала

Для периодического сигнала с периодом T_0 интервал ограничения T_1 выбирается кратным целому числу периодов k из соотношения:

$$T_1 = T_0 \cdot k \geq T_0 + T_2 \quad (3.131)$$

В случае бесконечного аperiodического импульса с эффективной длительностью $\tau_{\text{эф}}$ используется условие:

$$T_1 = 6 \cdot \tau_{\text{эф}} + T_2 \quad (3.132)$$

или

$$T_1 = 3 \cdot \tau_{\text{эф}} + T_2 \quad (3.133)$$

Выражение (3.133) используется для сигнала с односторонним ограничением.

При импульсном входном сигнале длительностью $\tau_{\text{и}}$ интервал ограничения выбирается как:

$$T_1 = \tau_{\text{и}} + T_2 \quad (3.134)$$

В выражениях (3.131) – (3.134) интервал T_2 определяется свойствами линейного элемента и находится из соотношения:

$$T_2 = 6 \cdot \tau_{\text{max}} \quad (3.135)$$

где

$$\tau_{\text{max}} = \frac{1}{|P_{\text{min}}|} \quad (3.136)$$

3.3.4.4 Расчет количества отсчетов входного сигнала

Полное количество отсчетов входного сигнала определяется как:

$$N_1 = T_1 / \Delta t + 1 \quad (3.137)$$

Далее, для периодического входного сигнала по выражению (2.54) находится количество отсчетов NI , соответствующее одному периоду и по выражению (2.55) - количество отсчетов LI , соответствующее импульсу на периоде.

Для сигнала в виде аperiodического импульса по выражению (2.52) или (2.53) находится количество отсчетов LB , соответствующее эффективной длительности.

При входном сигнале – ограниченном импульсе находится количество LI отсчетов, соответствующее его длительности по выражению (3.109). Затем формируется массив длиной N_1 отсчетов, в котором первые LI – отсчеты соответствуют импульсу, а остальные $(N_1 - LI)$ нулевые.

3.3.4.5 Специальные операции

При наличии в проектируемом линейном элементе идеального дифференцирующего или идеального интегрирующего звена соответственно, многочлен числителя или знаменателя в выражении ((3.126) для передаточной характеристики $H(p)$ будет иметь нулевой корень.

В этом случае следует выполнить дополнительную расчетную операцию уже после вычисления выходного сигнала по алгоритму (3.119) РРУ.

Так, для дифференцирующего звена (нулевой корень в числителе) результирующий массив $y(m)$ следует умножить, а для интегрирующего звена (нулевой корень в знаменателе) – разделить на интервал дискретизации Δt .

3.3.5 Пример выполнения процедуры синтеза типового линейного элемента методом рекуррентных разностных уравнений

3.3.5.1 Проектное задание

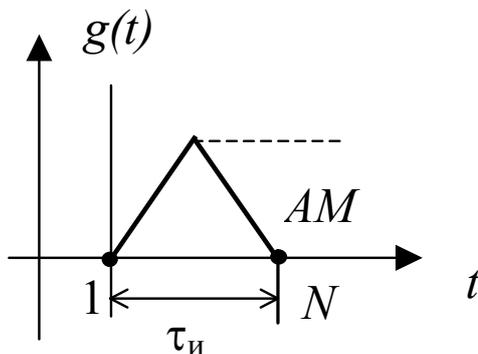
%1. По методу рекуррентных разностных уравнений определить сигнал на выходе линейного звена.

%Использовать методику Тастина в варианте «прямая разность»

% 2. Построить графики входного сигнала, выходного сигнала.

% 3. Найти момент времени при котором выходной сигнал достигает максимума и определить его величину

Входной сигнал – одиночный треугольный импульс



```

%          ПАРАМЕТРЫ СИГНАЛА
%  AM = 2, E = 0
% Длительность τи, сек                0,05
% Коэффициент Kal "aliasing"         2.5e-4
%
%          РАСЧЕТНЫЕ ПАРАМЕТРЫ
% 1. Порядок спектра                   n0 = 2
% 2. Частота среза ЛАХ, Гц             fcp = 3.183
% 3. Граничная частота, Гц           fg = 247,03
% 4. Интервал дискретизации, сек       dt1 = 2,0241e-3
% 5. Выбранный интервал дискретизации, сек
%                                         dt_ = 0,29e-3
% 6. Интервал ограничения сигнала, сек
%                                         T1 = 0,224
% 7. Количество отсчетов сигнала полное N1 = 773
% 8. Количество отсчетов, соответствующее импульсной
части сигнала                            LI = 172

```

```

%
%           ЛИНЕЙНЫЙ ЭЛЕМЕНТ
%   Аперриодическое звено
%   Н (p) = 1 / (1+TAU*p)

%   Постоянная времени TAU, сек           0.029
%
%   РАСЧЕТНЫЕ ПАРАМЕТРЫ
%   9. Характерные корни полиномов
%
%                                     Pmax = -34.483
%                                     Pmin = -34.483
%10.Интервал дискретизации расчетный, сек
%                                     dt2 = 0,29e-3
%11. Интервал ограничения, сек           T2 = 0,174
% 12. Максимальное значение выходного сигнала AM =
% 13. Момент времени, соответствующий максимуму
% выходного сигнала, сек                 t =

```

3.3.5.2 Расчет параметров процедуры (для выполнения в технологии

Matlab

1. Предварительные расчеты.

В выражении для передаточной характеристики имеется только полином в знаменателе с единственным корнем:

$$P = P_{\max} = P_{\min} = -\frac{1}{TAU} = -34,483 \text{ сек}^{-1}$$

2. Расчет интервала дискретизации входного сигнала

По методике, подробно рассмотренной при выполнении ДПФ, вычисляется интервал дискретизации Δt_1 входного сигнала как для импульса длительностью $\tau = 0.05 \text{ сек}$. Получаем $\Delta t_1 = 2,0241 \cdot 10^{-3} \text{ сек}$

По выражениям (3.128) и (3.129) определяется второе значение Δt_2 :

$$\Delta t_2 = \frac{TAU}{100} = \frac{0,029}{100} = 0,29 \cdot 10^{-3} \text{ сек}$$

В соответствии с условием (3.130), выбирается интервал дискретизации сигнала $\Delta t = 0,29 \cdot 10^{-3} \text{ сек}$.

3. Расчет интервала ограничения входного сигнала

По выражениям (3.135), (3.136) находим:

$$T_2 = 6 \cdot \frac{1}{|P|} = 6 \cdot TAU = 6 \cdot 0,029 = 0,174 \text{ сек}$$

По выражению ((3.134) вычисляется интервал ограничения сигнала:

$$T_1 = \tau_{\text{и}} + T_2 = 0,05 + 0,174 = 0,224 \text{ сек}$$

4. Расчет количества отсчетов входного сигнала.

По выражению (3.137) находим: $N_1 = T_1/\Delta t + 1 = 0,224/0,29 \cdot 10^{-3} + 1 = 773,4$
 Принимаем $N_1 = 773$.

Из этих отсчетов, согласно (3.109), $LI = 0,05/0,29 \cdot 10^{-3} = 172$ соответствуют импульсу длительностью $\tau_{и}$, а остальные 601 отсчет – нулевые.

3.3.5.3 Пример выполнения процедуры в технологии Matlab

1. Формирование массива A , из LI отсчетов соответствующего длительности импульса. Для формирования треугольного симметричного импульса может использоваться подпрограмма SIG.

В примере $LI = 172$, единая вершина импульса соответствует $L1=L2 = 172/2 = 86$, амплитуда $AM = 2$, неизменная часть $E = 0$. Вид оператора формирования массива:

```
A = SIG(172, 86, 86, 2.0, 0.0)
```

2. Формирование массива B входного сигнала.

Массив B включает 773 отсчета, при этом первые 172 отсчета повторяют отсчеты массива A импульса, остальные отсчеты – нулевые. Для формирования массива A может использоваться подпрограмма ZEROF. При параметрах подпрограммы $N = 773$, $L = 172$, $LH = 0$ соответствующий оператор формирования массива и построения графика принимает вид:

```
B = ZEROF(A, 172, 773, 0)
Q = 0:0.29E-3:772*0.29E-3
plot(Q, B)
pause
```

График входного сигнала приведен на рисунке 3.10

3. Определение дискретной формы переходной характеристики.

По методике Тастина, приводим передаточную характеристику элемента к виду:

$$H(p) = \frac{\left(\frac{1}{p}\right)}{\left(\frac{1}{p}\right) + TAU} \quad (3.138)$$

Выполняем подстановку вместо компонента $(1/p)$ его дискретного эквивалента в соответствии с методом «прямой разности», затем раскрываем скобки и приводим выражение к виду:

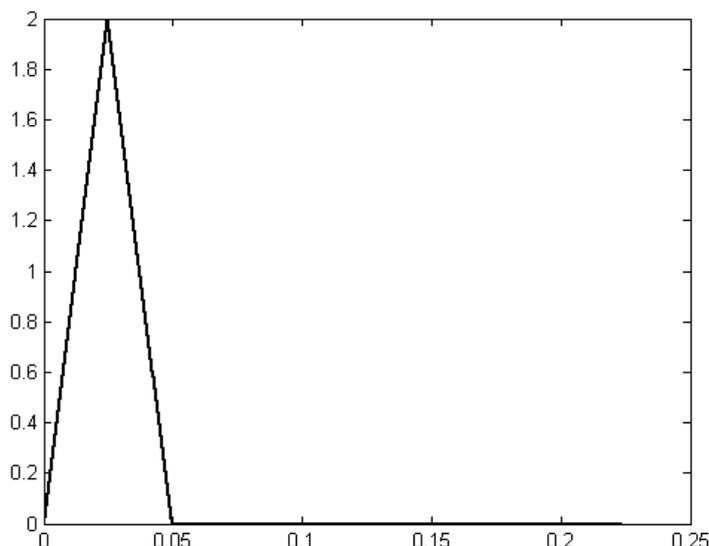


Рисунок 3.10 – График входного сигнала

$$H(z) = \frac{1}{1 + LP} \frac{1}{1 - \frac{LP}{1 + LP} \cdot z} \quad (3.139)$$

$$\text{где } LP = \frac{TAU}{\Delta t} = 100$$

Сравнивая полученное выражение с общей формой (3.5), получаем коэффициенты алгоритма (3.1):

$$a_0 = \frac{1}{1 + LP}, \quad b_1 = -\frac{LP}{1 + LP} \quad (3.140)$$

4. Вычисление массива отсчетов выходного сигнала.

При использовании стандартной подпрограммы `filter` следует изменить нумерацию коэффициентов a так, чтобы она начиналась с единицы и полагать первое слагаемое (единичное) в знаменателе формы (3.125) или ((3.123) и, соответственно, дроби (3.139) отдельным коэффициентом b с первым номером [5]. В результате номера ранее найденных коэффициентов возрастут на единицу:

```
LP = 100
a(1) = 1/(1+LP)
b(1) = 1
b(2) = -LP/(1+LP)
y = filter(a,b,B)
plot(Q,y)
```

График выходного сигнала приведен на рисунке 3.11

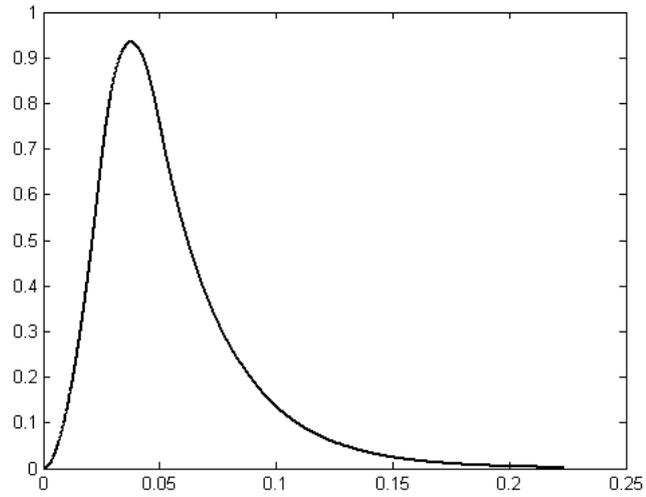


Рисунок 3.11 – График сигнала на выходе линейного элемента

Из графика следует, что максимального значения 0,95 сигнал достигает через 0.045 сек.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотренные проектные процедуры (гармонический анализ, синтез линейного элемента, синтез простого нелинейного элемента, многовариантный анализ, анализ параметрической чувствительности) составляют лишь часть используемых при проектировании специализированных проектных процедур. Однако проектные операции, составляющие ядро этих процедур — соответственно, дискретное преобразование Фурье, дискретная свертка имеют универсальный характер. На их основе строится большинство процедур автоматизированного проектирования как электронных, так и оптических элементов, в том числе и сложных нелинейных.

В свою очередь, изложенные алгоритмы выполнения операций и методики расчета их параметров являются частными случаями множества алгоритмов, составляющих алгоритмическое обеспечение соответствующей дискретной операции. Рассмотренные в пособии методики расчёта отличает методическая наглядность при достаточно малой погрешности выполнения операции (не более 10%). Теоретические основы построения выполнения проектных процедур, методики расчета параметров соответствуют разделам учебных курсов, и программному и материальному обеспечению лабораторного практикума по системному проектированию оптико-электронных систем.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Электронно-библиотечная система. Издательство «Лань» [Электронный ресурс] Мирошников М.М. Теоретические основы оптико-электронных систем. — Лань, 2010. — Режим доступа: http://e.lanbook.com/books/element.php?pl1_id=597.
2. Автоматизация проектирования оптико-электронных приборов: Учебное пособие для оптич. спец. вузов/ Л.П. Лазарев, В.Я. Колючкин, А.Н. Метелкин и др. [Текст] - М.: Машиностроение, 1986. - 216с.
3. Коняхин И.А. Выполнение процедур автоматизированного проектирования оптико-электронных систем/ Учебное пособие.— СПб:ГУИТМО, 2009. - 62 с.
4. Электронно-библиотечная система. Издательство «Лань» [Электронный ресурс] Дьяконов В.П. MatLab R2007/2008/2009 для радиоинженеров. — Лань, 2010. — Режим доступа: http://e.lanbook.com/books/element.php?pl1_id=1180
5. Дьяконов В.П. MATLAB. Обработка сигналов и изображений: специальный справочник/ В.П. Дьяконов. – СПб.:Питер, 2002 – 602 с.
6. Шипилло В.П. Операторно-рекуррентный анализ электрических цепей и систем.- М.: Энергоатомиздат, 1991

ПРИЛОЖЕНИЕ. ПРОГРАММЫ ВЫПОЛНЕНИЯ ОПЕРАЦИЙ

ПРОЕКТИРОВАНИЯ И МОДЕЛИРОВАНИЯ

Для формирования массива импульса необходимо в файл, содержащий текст программы расчета включить одно из следующих обращений к подпрограммам.

В общем случае обращение к подпрограмме имеет вид:

$A = NAME(L, AM, E)$

где NAME - имя подпрограммы;

A - имя массива, в котором будут записаны дискретные значения (отсчеты) сформированного сигнала;

L - количество значений сигнала - размерность создаваемого массива;

AM - величина, определяющая амплитуду или величину изменяющейся части сигнала;

E - величина, определяющая средний уровень или величину не изменяющийся части сигнала;

1. Формирование массивов одиночных ограниченных импульсов

1.1. Косинус-квадратный импульс - рисунок П.1.1. (имя подпрограммы CS2)

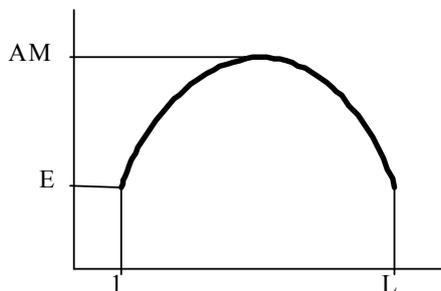


Рисунок. П1.1 Косинус-квадратный импульс

1.2 Косинус-квадратный импульс из двух частей – рисунок П1.2. (имя подпрограммы CS2PP)

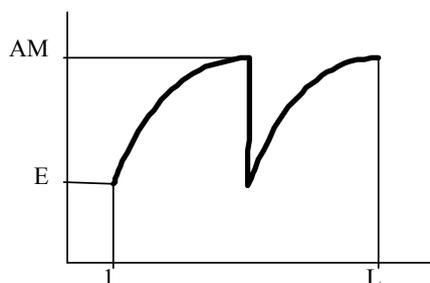


Рисунок. П1.2 Косинус-квадратный импульс из двух частей

1.3 Косинус-квадратный импульс с инверсной частью – рисунок П1.3.
(имя подпрограммы CS2M)

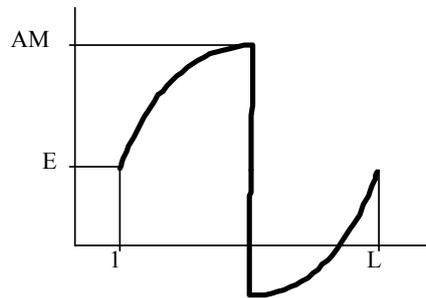


Рисунок. П1.3. Косинус-квадратный импульс с инверсной частью

1.4 Составной импульс: половина косинус-квадратная функция, вторая половина – косинус в 10 степени - рисунок П1.4. (имя подпрограммы CS210)

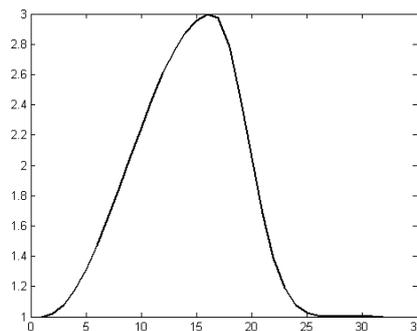


Рисунок П1.4 Составной импульс 1

1.5. Импульс «косинус в степени 9» - рисунок П.1.5. (имя подпрограммы CS9)

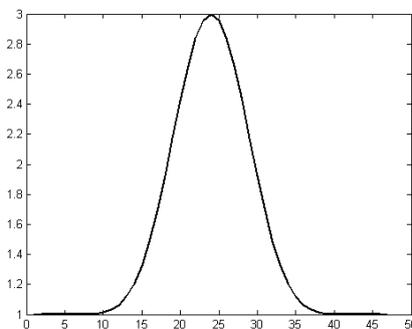


Рисунок. П1.5 Импульс «косинус в степени 9»

1.6 Составной импульс: половина косинус-квадратная функция, вторая половина – инвертированный косинус в 10 степени (имя подпрограммы CSI210) – рисунок П1.6

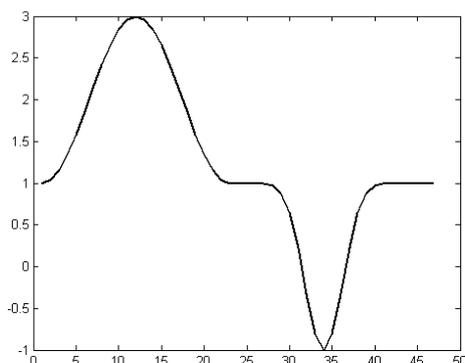


Рисунок П1.6 Составной импульс 2.

1.7. Импульс в виде фрагментов параболы (имя подпрограммы PARABOL) – Рисунок П1.7.

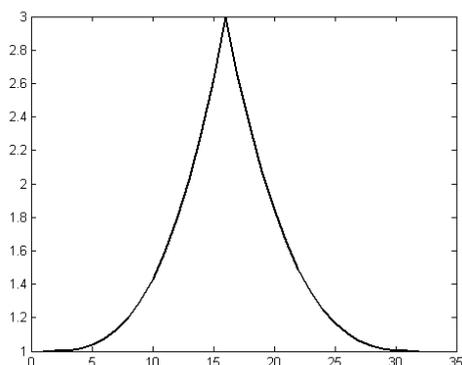


Рисунок П1.7 Импульс в виде фрагментов параболы

1.8 Косинусный импульс – рисунок П1.8. (имя подпрограммы CS)

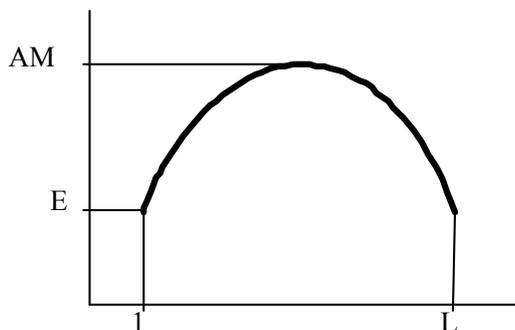


Рисунок П1.8 Косинусный импульс

1.9 Косинусный импульс с линейной частью - рисунок.1.9. (имя подпрограммы LINCOS)

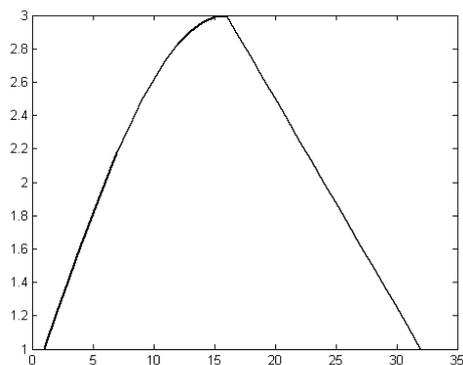


Рисунок. П1.9 Косинусный импульс с линейной частью

1.10 Трапецивидные и треугольные импульсы различной формы (имя подпрограммы SIG).

Вызов подпрограммы:

$A = \text{SIG}(L, L1, L2, AM, E) *$

Где $L1, L2$ - номера отсчетов, определяющих положение характерных точек перелома трапеции- рисунок П1.10.

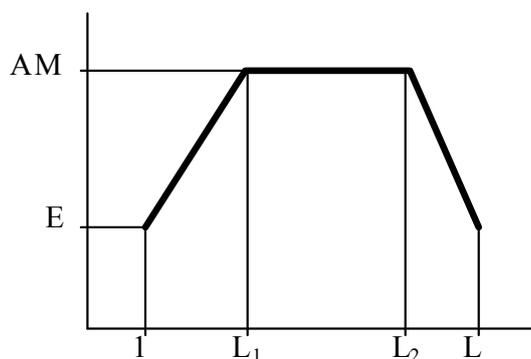


Рисунок П1.10 Трапецивидный импульс

Величина параметра AM определяет величину «крыши» трапеции, а знак – ее положение относительно «основания», величина которого определяется параметром E . Рисунок П1.10. соответствует положительной AM , при отрицательном знаке AM формируется трапеция с «продавленной крышей».

Подпрограмма позволяет сформировать массивы значений, соответствующие и различным треугольным импульсам, для этого следует задать параметры $L1$ и $L2$ равной величины: $L1 = L2$. При этом отношение $L/L1$ определяет положение вершины треугольника: при $L/L1 = 2$

формируется симметричный треугольный импульс, при $L1 = L2=1$ треугольный импульс с вершиной в начальной точке 1, при $L1 = L2=L$, треугольный импульс с вершиной в конечной точке L.

При задании величин $L1 = 1, L2 = L$ формируется прямоугольный импульс с амплитудой $AM+E$.

2 Бесконечные аperiodические импульсы

Обращение к подпрограмме формирования массива сигнала в общем случае имеет вид:

$A = NAME(L,AM,LB)$

где NAME - имя подпрограммы;

A - имя массива, в котором будут записаны дискретные значения (отсчеты) сигнала:

L- количество значений сигнала - размерность массива A(L);

AM - величина, определяющая амплитуду или величину изменяющийся части сигнала;

E - величина, определяющая средний уровень или величину не изменяющийся части сигнала;

LB - количество отсчетов, соответствующее эффективной длительности сигнала; $LB = (\sigma_{эфф})/\sigma_t$.

ПРИМЕЧАНИЕ. Подпрограмма формирует аperiodический импульс симметричной или асимметричной формы. При необходимости каждому асимметричному импульсу может быть сформирован зеркально подобный (относительно начала отсчета времени) с помощью подпрограммы INVE

2.1 Экспоненциальный импульс - рисунок П2.1. (имя подпрограммы EPN)

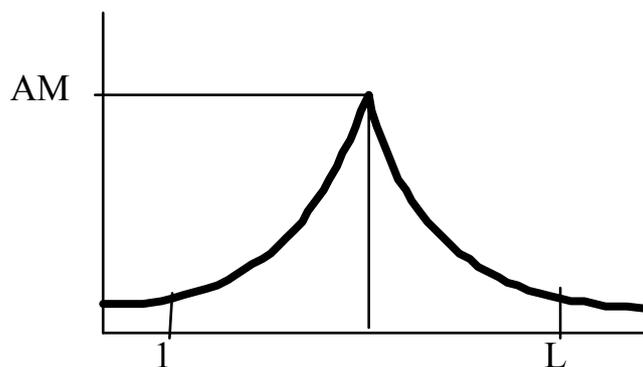


Рисунок П2.1 Экспоненциальный импульс

2.2. Инверсный экспоненциальный импульс – рисунок П2.2 (имя подпрограммы EPN1)

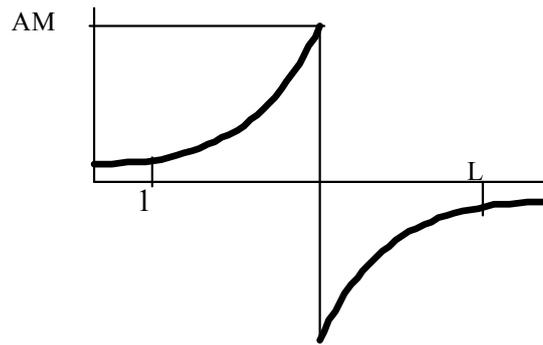


Рисунок П2.2 Инверсный экспоненциальный импульс

2.3 Ограниченный экспоненциальный импульс- рисунок П2.3. (имя подпрограммы EP)

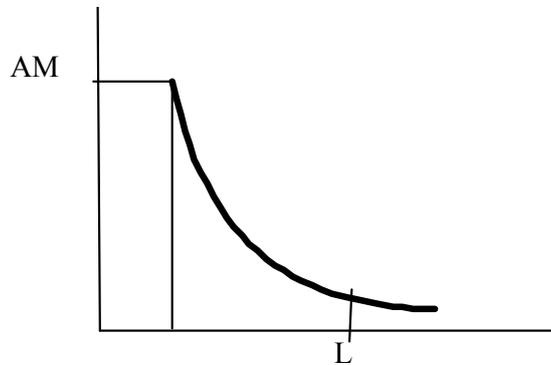


Рисунок П2.3 Ограниченный экспоненциальный импульс

2.4 Специальный экспоненциальный импульс с плоской вершиной - рисунок П2.4. (имя подпрограммы EPSA)

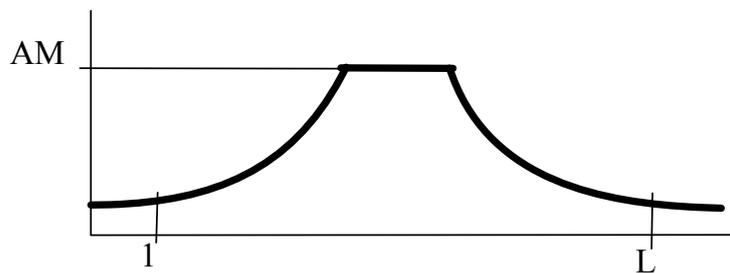


Рисунок. П2.4 Специальный экспоненциальный импульс 1

1.2.5 Специальный экспоненциальный импульс с инверсной прямоугольной частью - рисунок П2.5 (имя подпрограммы EPSC)

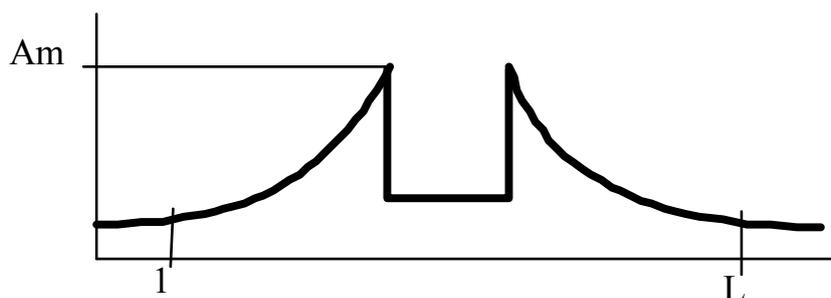


Рисунок П2.5. Специальный экспоненциальный импульс 2

1.2.6 Специальный экспоненциальный импульс с треугольной частью - рисунок П2.6 (имя подпрограммы EPSB)

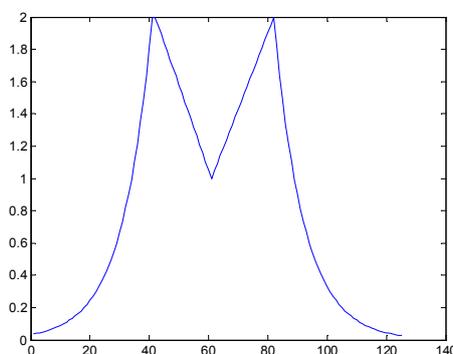


Рисунок П2.6. Специальный экспоненциальный импульс 3

1.2.7 Специальный экспоненциальный импульс с синусной дугой - рисунок П2.7 (имя подпрограммы EPSIN)

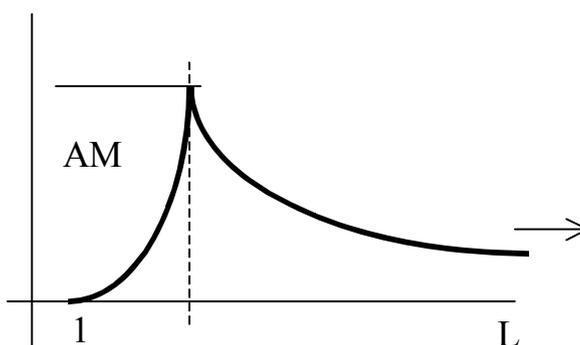


Рисунок П2.7. Специальный экспоненциальный импульс 4

1.2.8 Специальный экспоненциальный импульс с начальной линейной частью – рисунок П2.8 (имя подпрограммы EPLIN)

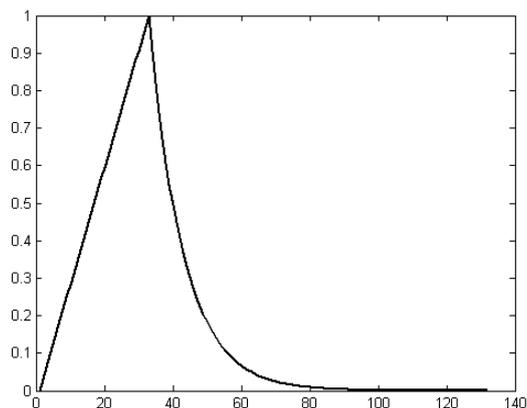


Рисунок П2.8. Специальный экспоненциальный импульс 4

1.2.9 Специальный экспоненциальный импульс с незавершенной начальной линейно частью – рисунок П2.9 (имя подпрограммы EPLINB)

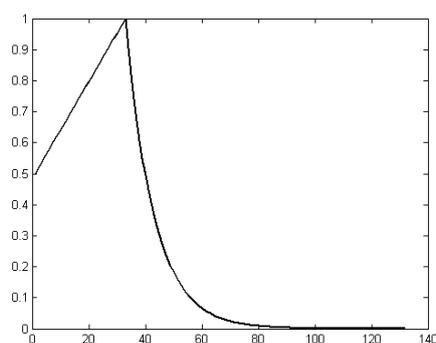


Рисунок П2.9. Специальный экспоненциальный импульс 5

2.10 “Локон Марии Аньези” – рисунок П2.10 (имя подпрограммы ANEZI)

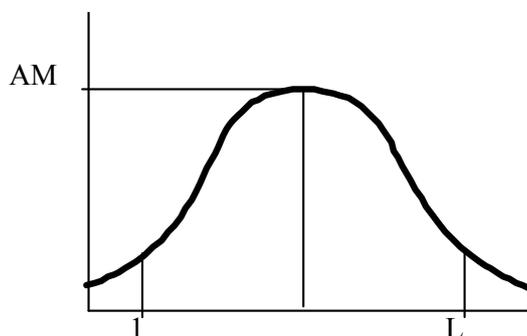


Рисунок П2.10. Импульс “Локон Марии Аньези” 1

2.11 “Локон Марии Аньези” совместно с экспонентой – рисунок П2.11 (имя подпрограммы ANEPL)

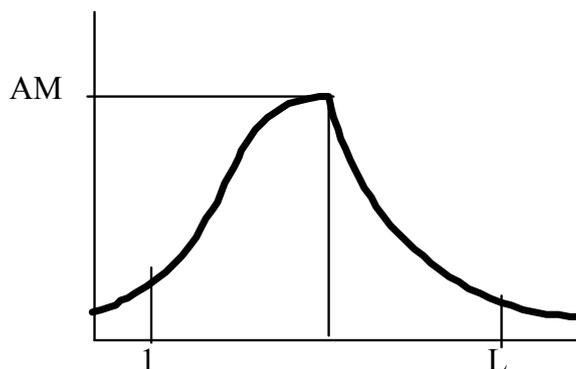


Рисунок П2.11. Импульс “Локон Марии Аньези” 2

2.12. “Локон Марии Аньези” совместно с инверсной экспонентой – рисунок П2.12. (имя подпрограммы ANEPM)

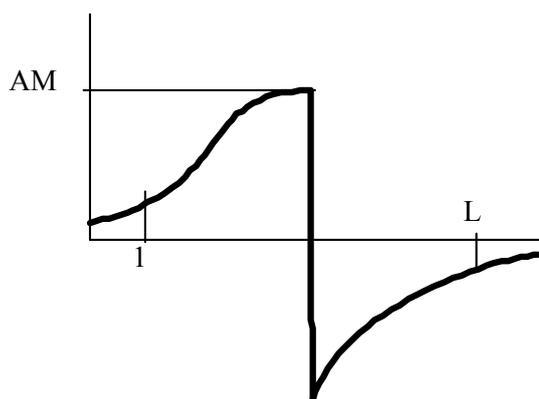


Рисунок П2.12. Импульс “Локон Марии Аньези” 3

2.13. “Локон Марии Аньези” с односторонним ограничением – рисунок П2.13 (имя подпрограммы ANE)

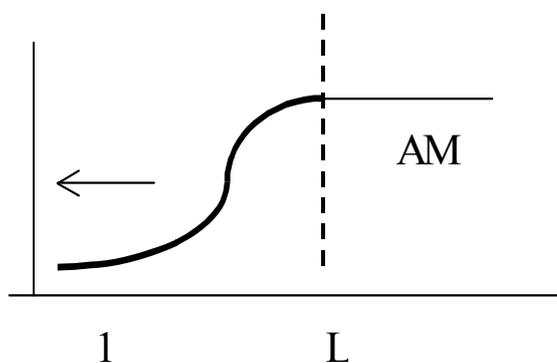


Рисунок П2.13. Импульс “Локон Марии Аньези” 4

2.14. “Локон Марии Аньези” с косинусной дугой 0.25 периода – рисунок П2.14 (имя подпрограммы ANECOS)

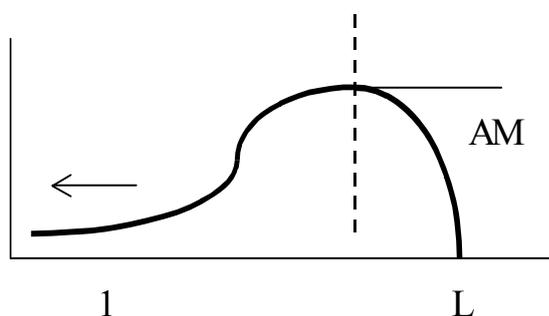


Рисунок П2.14. Импульс “Локон Марии Аньези” 5

2.15 “Локон Марии Аньези” с незавершенной косинусной дугой – рисунок П2.15 (имя подпрограммы ANECOSB)

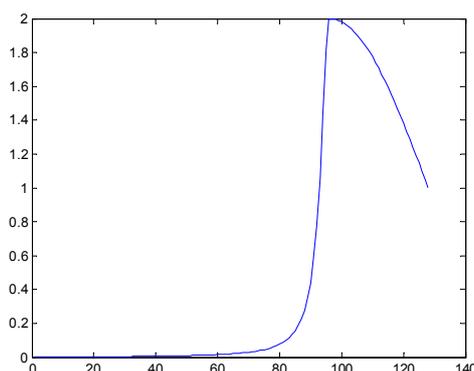


Рисунок П2.15. Импульс “Локон Марии Аньези” 6

2.16 “Локон Марии Аньези” с избыточной косинусной дугой – рисунок П2.16 (имя подпрограммы ANECOSH)

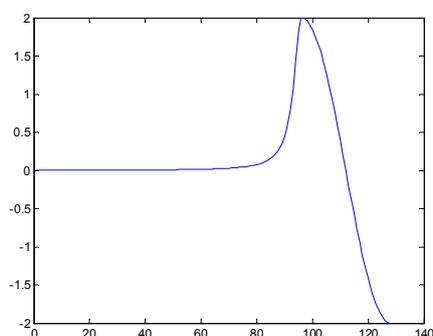


Рисунок П2.16. Импульс “Локон Марии Аньези” 7

2.17 “Локон Марии Аньези” с косинусной дугой 0.5 периода – рисунок П2.17. (имя подпрограммы ANECOSG)

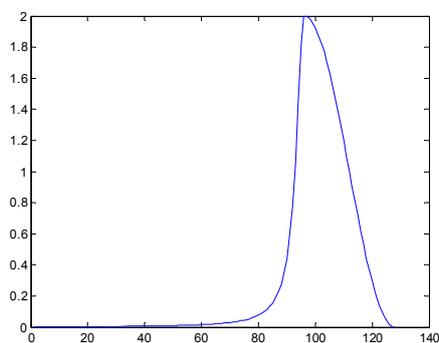


Рисунок П2.17. Импульс “Локон Марии Аньези” 8

2.18. “Локон Марии Аньези” с синусной дугой – рисунок П2.19 (имя подпрограммы ANESIN)

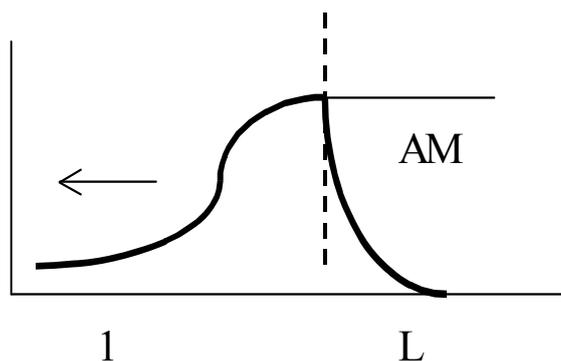


Рисунок П2.18. Импульс “Локон Марии Аньези” 9

2.19 Гиперболический импульс – рисунок П1.19. (имя подпрограммы GP)

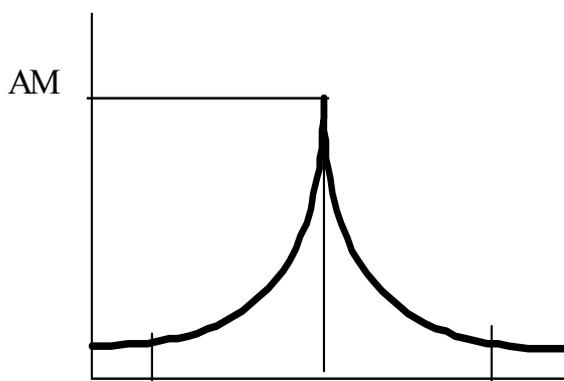


Рисунок П2.19. Гиперболический импульс 1

2.20 Гиперболический импульс плоской вершиной – рисунок П2.20
(имя подпрограммы GPL)

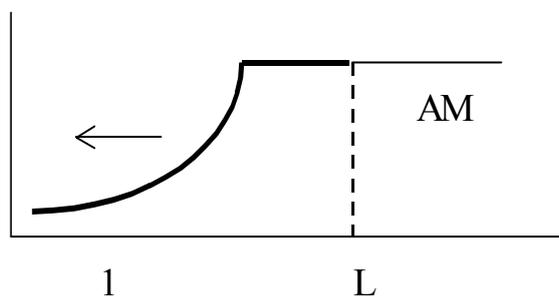


Рисунок П2.20. Гиперболический импульс 2

2.21 Импульс - дробно-рациональная функция – рисунок П2.21 (имя подпрограммы DRF)

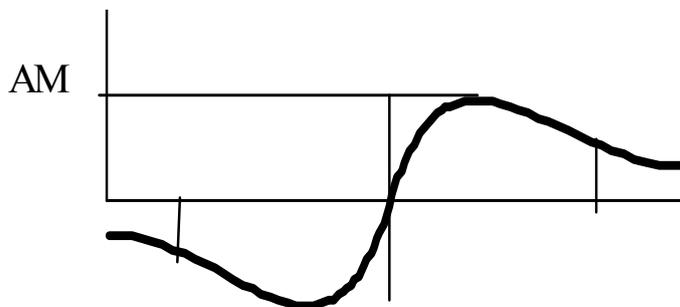


Рисунок П2.21. Импульс - Дробно-рациональная функция 1

2.22 Импульс - дробно-рациональная функция с начальной точкой -
рисунок П2.22 (имя подпрограммы DRFP)



Рисунок П2.22. Импульс - дробно-рациональная функция 2

2.23 Импульс - трансцендентная функция – рисунок П2.23. (имя подпрограммы TRF)

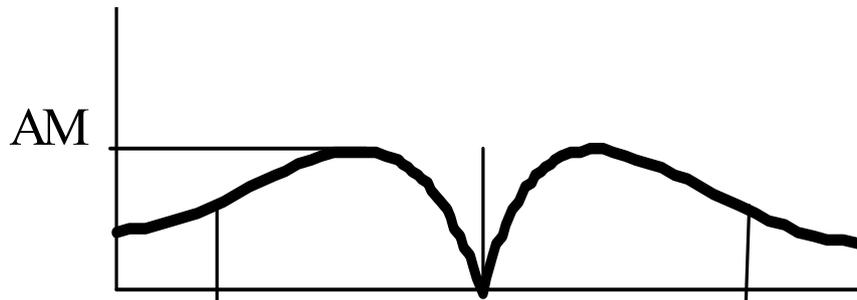


Рисунок П2.23. Импульс – трансцендентная функция 1

2.24 Импульс – половина трансцендентной функции – рисунок П2.24. (имя подпрограммы TRFB)

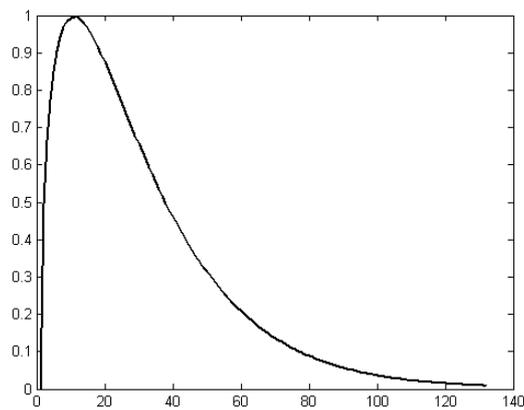


Рисунок П2.24. Импульс – половина трансцендентной функции

2.25. Импульс – трансцендентная функция с линейным отрезком - рисунок П2.25. (имя подпрограммы TRFL)

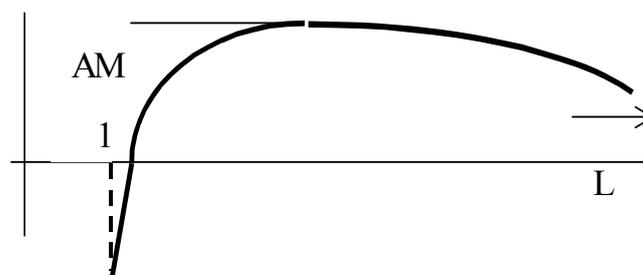


Рисунок П2.25. Импульс - трансцендентная функция 2

2.26. Трансцендентный импульс с треугольным фрагментом – рисунок П2.26 (имя подпрограммы TRFT)

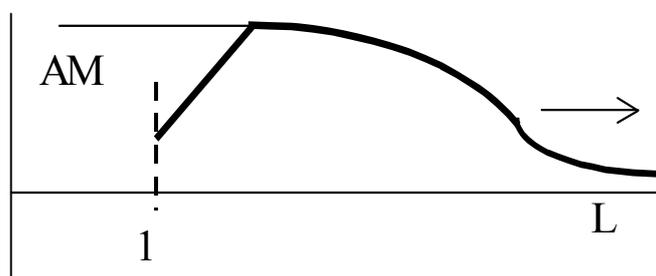


Рисунок П2.26. Импульс - трансцендентная функция 3

2.27 Импульс Гаусса - рисунок П2.27 (имя подпрограммы GS)

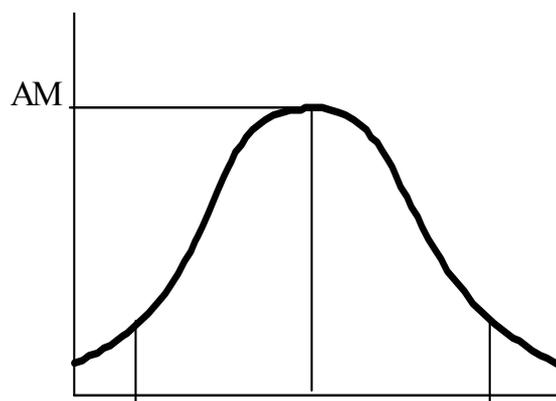


Рисунок П2.27. Импульс Гаусса

2.28. Усеченный импульс Гаусса – рисунок П2.28 (имя подпрограммы GSS)

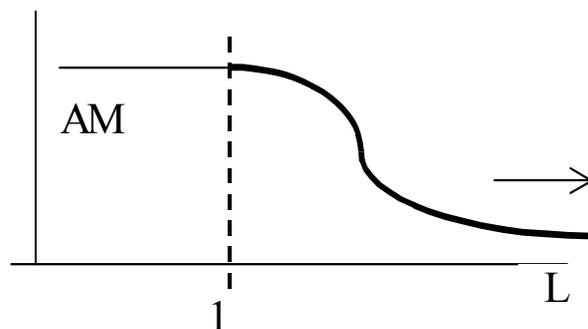


Рисунок П2.28. Усечённый импульс Гаусса

3. Бесконечные периодические сигналы

3.1. Меандры - сигналы, состоящие из двух равных по длительности частей, симметричных относительно горизонтальной оси (имя подпрограммы MNR). Обращение к подпрограмме :

$$A = \text{MNR}(L, AM, E, K)$$

где K - код, определяющий вид меандра: K = 3 треугольный меандр – рисунок ПЗ.1; K = 2 пилообразный меандр – рисунок ПЗ.2; K = 1 прямоугольный меандр – рисунок ПЗ.3; K = 4 трапециевидный меандр – рисунок ПЗ.4.

Параметры A, L, AM, E аналогичны ранее рассмотренным.

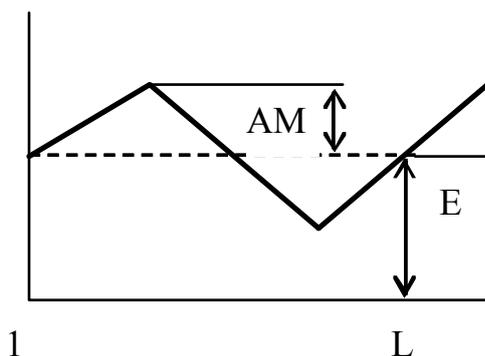


Рисунок ПЗ.1 Треугольный меандр

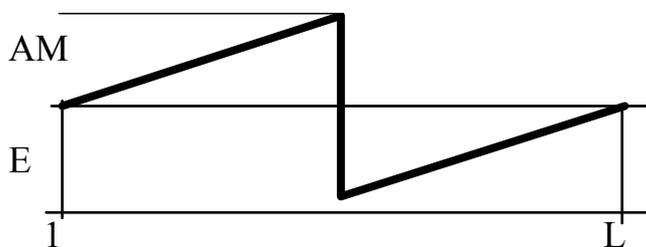


Рисунок ПЗ.2 Пилообразный меандр

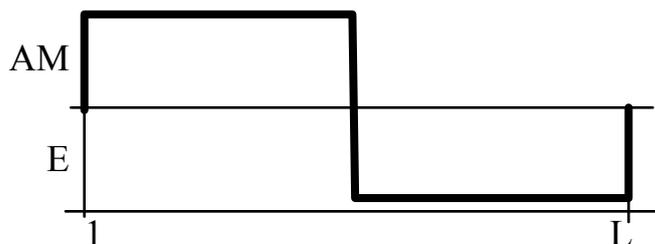


Рисунок ПЗ.3 Прямоугольный меандр

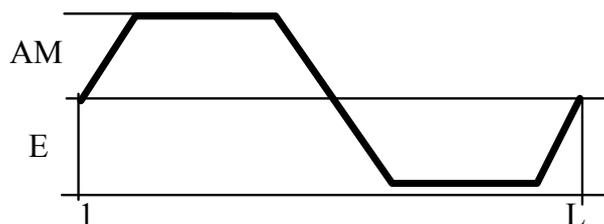


Рисунок ПЗ.4 Трапециевидный меандр

3.2. Гармонические сигналы – рисунок ПЗ.5 (имя подпрограммы GARM). Обращение к подпрограмме :

$$A = \text{GARM}(L, TM, AM, E, FI)$$

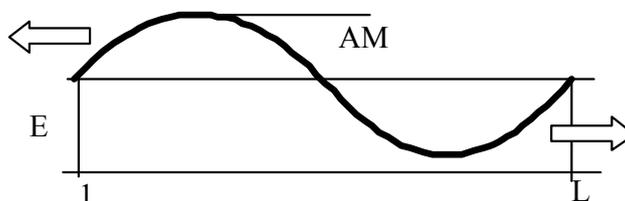


Рисунок ПЗ.5 Гармонический сигнал

Где TM - количество периодов на интервале L отсчетов; FI – фаза (в радианах)

Параметры A, L, AM, E аналогичны рассмотренным для других сигналов.

ПРИМЕЧАНИЕ. Для формирования различных синусных и косинусных импульсов задаются соответствующие величины параметров TM и FI

4. Подпрограммы для защиты от эффектов ДПФ

Выполняются над уже сформированным массивом сигнала (входной массив), результат записывается в выходной массив – он и возвращается подпрограммой-функцией.

4.1 Формирование массива, содержащего несколько одинаковых импульсов на основе исходного массива, содержащего один импульс (имя подпрограммы SIGM).

$$B = \text{SIGM}(A, L, N, SKV, M1)$$

где A - имя массива, содержащего 1 импульс (исходный);

L - размерность массива A;

B - имя массива, несколько импульсов (результатирующий);

N - размерность выходного массива B ;

SKV - скважность импульсов;

M_1 - количество импульсов в пачке.

Например, из исходного сигнала, изображенного на рисунке П4.1 (массив A из $L = 16$ точек) оператором

$B = \text{SIGM}(1,16,64,2,2)$

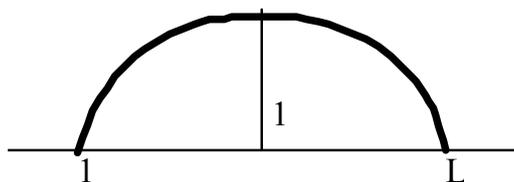


Рисунок. П4.1 Массив исходного сигнала

Будет сформирован массив B ($N = 64$) из двух импульсов со скважностью $SKV = 2$ – рисунок П4.2.



Рисунок. П4.2 Массив сформированного периодического сигнала

Примечание: необходимо выполнить условие: $N \geq (SKV \cdot L) \cdot M_1$

Массив исходного сигнала A предварительно должен быть сформирован с помощью подпрограмм предыдущего раздела.

4.2 Формирование сигнала с нулевыми начальными и конечными значениями (имя подпрограммы ZEROF).

$B = \text{ZEROF}(A,L,N,LH)$

где A - имя массива исходного сигнала;

L - размерность массива A ;

B - массив сигнала (результатирующий), первые LH значений которого имеют нулевые значения – рисунок П4.3;

N - размерность массива B ;

LH - Количество нулевых отсчетов в начале массива B ;

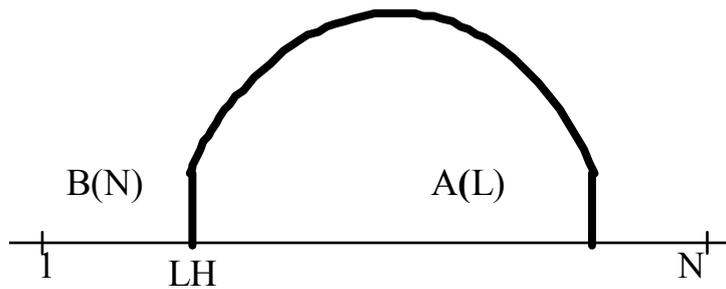


Рисунок. П4.3 Массив сформированного сигнала с начальными нулевыми значениями

4.3 Формирование универсального окна Тьюки – рисунок П4.4 (имя подпрограммы TUKEY)

$$W = \text{TUKEY}(L)$$

где W - массив значений "окна" (результатирующий);

L - размерность массива W .

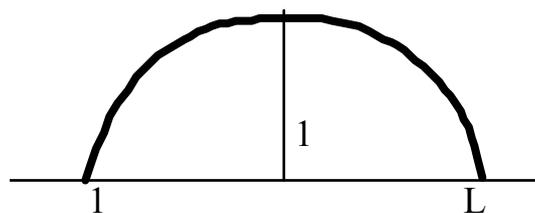


Рисунок. П4.4 Массив окна Тьюки

Возможно также использование окна Ханна – рисунок П4.5. (имя подпрограммы HUNN)

$$W = \text{HUNN}(L)$$

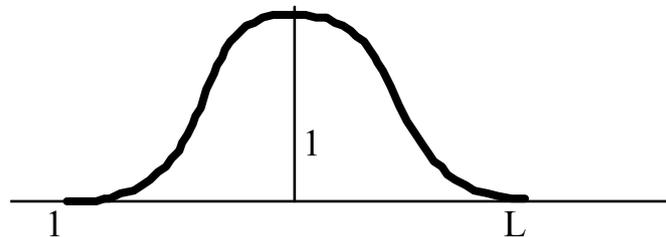


Рисунок. П4.5 Массив окна Ханна

Если сигнал имеет одностороннее ограничение и требует сглаживания только с одной стороны («справа») формируются

односторонние окна Тьюки или Ханна – рисунки П4.6 и П.4. 7 (имя подпрограмм TUKEYS, HUNNS)

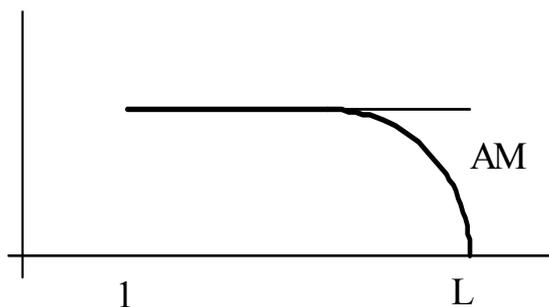


Рисунок. П4.6 Одностороннее окно Тьюки



Рисунок. П4.7 Одностороннее окно Ханна

Указанные подпрограммы формируют «правые» окна. Если требуется исходный сигнал сгладить только слева, следует «правое» окно зеркально отразить относительно середины массива с помощью подпрограммы INVE:

$$WL = INVE(WS,L)$$

Где WS – сформированное подпрограммами TUKEYS или HUNNS «правое» окно, WL – итоговое «левое» окно, L - количество отсчетов в массивах WS и WL

5. Программы обработки результата процедуры

5.1 Определение энергии спектральных составляющих (имя подпрограммы ENG).

$$EN = ENG(FA,N)$$

где FA - имя массива модуля коэффициентов Фурье (входной);

EN – массив, определяющий распределение энергии в спектре (выходной);

N - размерность массивов FA и EN.

При анализе спектра с помощью подпрограммы ENG элементы массива EN с номерами от 1 до $N/2$ равны нулю, элементы с номерами от $N/2$ до N определяют энергию спектральных составляющих в соответствии с правилом:

- элемент массива EN с номером I определяет суммарную долю энергии, которая содержится в спектральной полосе $1-I$, включающей составляющие с номерами от 1 до I .

5.2. Выделение части из массива результата (имя подпрограммы SECTION).

$B = \text{SECTION}(A, L, N, LH)$

где A - имя массива исходного сигнала (входной);

L - размерность массива A ;

B - массив сигнала (выходной) являющийся частью массива A (рисунок П5.1)

N - размерность массива B ;

LH - номер точки, после которой вырезается фрагмент из массива A .

В массив B будут вырезаны N точек начиная с $LH + 1$ и заканчивая $LH + N$ – рисунок П5.2

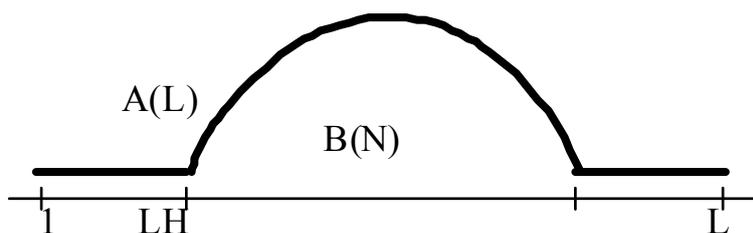


Рисунок П5.1 Выделение части массива

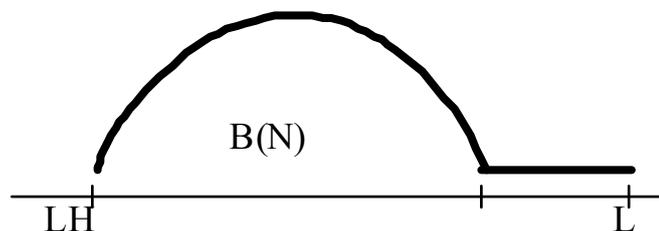


Рисунок П5.2 Массив B как выделенная часть массива A

Миссия университета – генерация передовых знаний, внедрение инновационных разработок и подготовка элитных кадров, способных действовать в условиях быстро меняющегося мира и обеспечивать опережающее развитие науки, технологий и других областей для содействия решению актуальных задач.

КАФЕДРА ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ И СИСТЕМ И ЕЕ НАУЧНО-ПЕДАГОГИЧЕСКАЯ ШКОЛА

Кафедра создавалась в 1937-38 годах и существовала под следующими названиями:

- с 1938 по 1958 год - кафедра военных оптических приборов;
- с 1958 по 1967 год - кафедра специальных оптических приборов;
- с 1967 по 1992 год - кафедра оптико-электронных приборов;
- с 1992 года - кафедра оптико-электронных приборов и систем.

Кафедру возглавляли:

- с 1938 по 1942 год - профессор К.Е. Солодилов;
- с 1942 по 1945 год профессор А.Н. Захарьевский (по совместительству);
- с 1945 по 1946 год - профессор М.А. Резунов;
- с 1947 по 1972 год - профессор С.Т. Цуккерман;
- с 1972 по 1992 год - заслуженный деятель науки и техники РСФСР, профессор Л.Ф. Порфирьев;
- с 1992 по 2007 год - заслуженный деятель науки РФ, профессор Э.Д. Панков.
- с 2007 года по настоящее время - почетный работник высшего профессионального образования, профессор В.В. Коротаев.

1938 по 1970 кафедра входила в состав оптического факультета.

В 1970 году кафедра вошла в состав факультета оптико электронного приборостроения, который в 1976 году был переименован в инженерно-физический факультет.

В 1998 г кафедра вошла в состав факультета оптико-информационных систем и технологий.

В 2015 году кафедра вошла в состав факультета лазерной и световой инженерии

История кафедры началась в 1937-38 годах с организации в Ленинградском институте точной механики и оптики (ЛИТМО) кафедры военных оптических приборов. Первым заведующим кафедрой был

К.Е. Солодилов, до этого возглавлявший Центральное конструкторское бюро (ЦКБ) Всесоюзного объединения оптико-механической промышленности (ВООМП).

В начале 1947 года кафедру возглавил профессор С.Т. Цуккерман, который руководил ею до 1972 года.

В 1958 г. при кафедре была организована отраслевая лаборатория «Специальные оптические приборы» с достаточно сильной группой конструкторов-разработчиков. В 1959 году в лаборатории начал работать Г.Г. Ишанин, который с 1966 по 1972 год исполнял обязанности заведующего этой лабораторией.

В 1965 году Г.Г. Ишаниным начал разработку теории, методов расчета и проектирования, а также технологии и конструктивных решений приемников на основе термоупругого эффекта в кристаллическом кварце. Приемники на термоупругом эффекте были внедрены в серийное производство. На основе этих приемников для промышленности разрабатывались измерители параметров импульсного и непрерывного лазерного излучения в большом динамическом диапазоне. Научно-исследовательские работы, проведенные в указанном направлении, легли в основу учебной дисциплины "Источники и приемники оптического излучения".

Значительное влияние на содержание подготовки специалистов и научных исследований кафедры ОЭПиС оказало привлечение к работе на кафедре выдающегося специалиста в области оптико-электронного приборостроения профессора М.М. Мирошникова (директор ГОИ им С.И. Вавилова с 1966 по 1989 год) член-корреспондент Российской академии наук (1984), Герой Социалистического Труда (1976), лауреат Ленинской премии (1981).

Важным методическим аспектом подготовки инженеров, которые внедряли и отстаивали профессора С.Т. Цуккерман и профессор М.М. Мирошников, явилась подготовка инженеров по роду будущей деятельности (инженер-исследователь, инженер-конструктор, инженер-технолог), а не по виду приборов. Сейчас это называется компетентностным подходом к подготовке специалистов.

С 1972 года по 1992 год кафедрой ОЭП заведовал заслуженный деятель науки и техники РСФСР, профессор Л.Ф. Порфирьев, известный специалист в области автоматических ОЭПиС в комплексах навигации и управления авиационной и космической техникой. Соответственно тематика выполнения научно-исследовательских работ на кафедре приобрела новые направления, существенно увеличилось число фундаментальных и поисковых НИР, а также ОКР. Были разработаны новый учебный план и программы учебных дисциплин.

Г.Н. Грязин, перешедший на кафедру с радиотехнического факультета в конце 60-х годов, продолжил свои работы в области

прикладного телевидения, в частности, по разработке систем наблюдения за быстродвижущимися объектами и быстропротекающими процессами.

В этот период под руководством Э.Д. Панкова начали проводиться исследования по разработке новых оптико-электронных систем измерения взаимного положения разнесенных в пространстве объектов. (В.Л. Мусяков, В.В. Коротаев, И.А. Коняхин).

С 1975 года заведующим отраслевой лабораторией стал старший научный сотрудник А.Н. Тимофеев, который продолжил исследования по разработке методов и средств контроля пространственного положения объектов с помощью ОЭП с оптической равносигнальной зоной для машиностроения, энергетики, строительства, судостроения и железнодорожного транспорта.

С 1992 г. заведующим кафедрой является заслуженный деятель науки Российской Федерации, профессор Э.Д. Панков. В 1992 году кафедра была переименована в кафедру оптико-электронных приборов и систем (ОЭПиС).

Под руководством Э.Д. Панкова в 70-90-х годах были проведены разработки ряда оптико-электронных приборов и систем специального и гражданского применения, нашедших практическое внедрение и способствующих научно-техническому прогрессу и укреплению обороноспособности нашей страны.

По результатам научных работ сотрудниками кафедры ОЭПиС выпущено в свет 16 монографий, 12 учебников и учебных пособий. На кафедре подготовлено 14 докторов наук, а также более 110 кандидатов наук.

На разработки кафедры получены авторские свидетельства СССР и патенты Российской Федерации на более чем 200 изобретений. Наибольший вклад в изобретательскую деятельность внес Э.Д. Панков – автор 123 изобретений, из которых 33 внедрены в промышленности.

При заявлении научно-педагогической школы «Оптико-электронное приборостроение» в 2009 году были сформулированы следующие основные научно-технические результаты, достигнутые в период с 1938 по 2009 годы:

- разработаны принципы построения военных оптико-механических приборов;
- разработаны принципы построения точных механизмов;
- разработаны принципы построения оптико-электронных приборов с оптической равносигнальной зоной;
- систематизированы теоретические основы и принципы построения оптико-электронных приборов;
- разработаны методы описания импульсных сигналов, идентификации и классификации объектов в системах нестационарной лазерной локации;

- разработаны теория, принципы построения и методы расчета импульсных телевизионных систем наблюдения быстро движущихся объектов;
- обнаружен термоупругий эффект в кристаллическом кварце и создан новый тип приемников оптического излучения;
- разработана теория построения автоколлимационных систем с компонентами нарушенной типовой конфигурации;
- разработана методология анализа поляризационных свойств оптических систем с изменяющейся ориентацией элементов;
- систематизированы теоретические основы и принципы построения измерительных систем на основе матричных фотопреобразователей;
- разработаны основы построения ОЭС согласования отсчетных баз на нестационарно деформируемых объектах.

Основоположники научной школы:

Солодилов Константин Евгеньевич, заведующий кафедрой с 1938 г. по 1942 г., профессор;

Цуккерман Семен Тобиасович, заведующий кафедрой с 1947 г. по 1972 г., профессор;

Мирошников Михаил Михайлович, директор ГОИ, д.т.н., профессор, профессор кафедры ОЭП с 1967 г. по 1978 г.; член-корреспондент Российской Академии наук, Герой Социалистического Труда, лауреат Ленинской премии.

Порфирьев Леонид Федорович, заведующий кафедрой с 1972 г. по 1992 г., д.т.н., профессор, Заслуженный деятель науки и техники РСФСР.

С 2007 г. заведующим кафедрой является почетный работник высшего профессионального образования Российской Федерации, профессор В.В. Кортаев.

На кафедре была открыта подготовка по новой специализации инженеров «Оптико-электронные приборы и системы обработки видеoinформации» и новая магистерская программа «Оптико-электронные методы и средства обработки видеoinформации».

В 2007 году был создан научно-образовательный центр оптико-электронного приборостроения (НОЦ ОЭП). Научно-образовательный центр оптико-электронного приборостроения выполняет научно-исследовательские и опытно-конструкторские работы по созданию видеoinформационных и информационно-измерительных приборов различного назначения, высокоточных приборов для измерения линейных, угловых и других физических величин в промышленности, энергетике, на транспорте, а также систем технического зрения и обработки видеoinформации. К выполнению научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ широко привлекаются студенты, аспиранты, молодые специалисты, молодые кандидаты наук. Научно-образовательный

центр является активным участником Федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009-2013 годы.

Тематики НИОКР выполняемых на кафедре ОЭПиС и в научно-образовательном центре оптико-электронного приборостроения в 2007-2015 годах.

- Исследования и разработки в области проектирования оптико-электронных приборов и систем (ОЭПиС) различного назначения, в том числе:
- анализ и обработка изображений;
- методы оптического контроля и компьютерная обработка данных оптического контроля;
- видеоинформационные измерительные системы;
- видеоинформационные системы наблюдения;
- видеоинформационные импульсные системы наблюдения быстро движущихся объектов;
- комплексированные телевизионно-тепловизионные системы наблюдения;
- ОЭПиС обеспечения техносферной безопасности;
- ОЭПиС согласования отсчетных баз на нестационарно деформируемых объектах;
- автоколлимационные системы;
- ОЭПиС цветового и спектрального анализа объектов.

Кафедра ОЭПиС занимается разработкой оптико-электронных приборов и систем в целом:

- системотехническое проектирование,
- разработка (выбор) оптической системы,
- разработка конструкции,
- разработка (выбор) электроники и средств обработки информации,
- разработка программного обеспечения,
- сборка, юстировка, настройка и испытания.

Заказчикам кафедры ОЭПиС сдает законченное изделие.

Образовательные программы, реализуемые на кафедре ОЭПиС

Направления подготовки и специальности реализуемые кафедрой ОЭПиС Университета ИТМО в области Опотехники и Оптико-электронного приборостроения.

Направление подготовки «12.03.02 - Опотехника».

Профили бакалаврской подготовки:

Оптико-электронные приборы и системы;

Видеоинформационные системы.

Срок обучения – 4 года.

Магистерские программы: «12.04.02 - Опотехника»

Оптико-электронные методы и средства обработки видеоинформации;

Оптико-электронные приборы и системы безопасности;

Срок обучения – 2 года.

Направление подготовки «27.04.05 - Инноватика»

Магистерская программа:

Инноватика в опотехнике.

Срок обучения – 2 года.

Специальность:

12.05.01 - Оптико-электронные информационно-измерительные приборы и системы.

Образовательная программа: Оптико-электронные информационно-измерительные приборы и системы.

Срок обучения – 5,5 лет

Аспирантура

05.11.07 **Оптические и оптико-электронные приборы и комплексы**

По состоянию на 2015 год на кафедре работают 6 докторов наук.

В период с 2007 по 2014 год на кафедре были защищены 22 диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук.

Идет активное пополнение преподавательского состава молодыми кандидатами наук. В настоящее время на кафедре работает 7 кандидатов наук в возрасте до 35 лет.

Подробная информация о кафедре ОЭПиС имеется на сайте кафедры:
<http://oeps.ifmo.ru/>

Коняхин Игорь Алексеевич

**ПРОЦЕДУРЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО
ПРОЕКТИРОВАНИЯ И МОДЕЛИРОВАНИЯ
ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ**

Учебное пособие

В авторской редакции

Редакционно-издательский отдел Университета ИТМО

Зав. РИО

Н.Ф. Гусарова

Подписано к печати

Заказ №

Тираж

Отпечатано на ризографе

Редакционно-издательский отдел
Университета ИТМО
197101, Санкт-Петербург, Кронверкский пр., 49