ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 1

Исследование измерителя угловых координат

Цель работы

1. Изучение алгоритма оценки максимального правдоподобия азимута и угла места объекта.
2. Изучение суммарно-разностного алгоритма оценки азимута и угла места объекта.
3. Исследование влияния угловых координат объекта на точность оценивания азимута и угла места.
4. Исследование влияния шума на точность оценивания угловых координат.
5. Исследование влияния параметров антенны на точность измерения угловых координат.

1.1. Теоретическое введение

Основы теории измерения угловых координат (УК) изложены в ряде работ по статистической радиолокации [1-4]. Наиболее известными являются фазовый и амплитудный методы, различающиеся тем, какой параметр принимаемого сигнала выбирается в качестве информативного. Показано, что основными характеристиками, определяющими точность измерения угловых координат, являются относительный по сравнению с длиной волны размер раскрыва антенной системы (апертуры) и отношение сигнал/шум. Довольно распространенными для фазированных антенных решеток (ФАР) являются суммарно-разностные амплитудный и фазовый методы измерения УК, которые позволяют снизить некоторые аппаратурные погрешности [2]. При суммарно-разностных методах ФАР разбивается на подрешетки (квадранты). Сигналы на выходах квадрантов представляют собой взвешенную сумму сигналов отдельных элементов квадранта (рис.1.1). Весовые коэффициенты при суммировании задаются из условия формирования диаграммы направленности подрешетки в заданном направлении. Далее сигналы отдельных квадрантов суммируются и вычитаются, образуя так называемые суммарный и разностный каналы. Суммарные и разностные сигналы после соответствующей обработки, обеспечивающей выделение сигнала и подавление помех, поступают в измеритель, реализующий амплитудный или фазовый метод измерения УК.

Рис.1.1

Существуют новые, отличающиеся от классических, методы оценивания направлений прихода волны, основанные на оценках пространственного спектра или корреляционной матрицы сигналов фазированной антенной решетки [5-7]. Среди них методы, основанные на применении процедур авторегрессии (АР), скользящего среднего (СС) и авторегрессии - скользящего среднего (АРСС). В основу этих методов положено рекурсивное продолжение автокорреляционной матрицы процесса по измеренному конечному набору данных в соответствии с выбранной моделью (АР, СС, АРСС). Рекурсивным продолжением восполняются недостающие для получения хороших оценок входные данные. Применением моделей АР - АРСС достигается получение лучших характеристик разрешения и оценивания направления, вместе с тем очевидно, что хорошие результаты могут быть достигнуты при соответствии реальных сигналов выбранным моделям.

В методах оценивания пространственного спектра на основе анализа собственных значений корреляционной матрицы ключевой операцией является разделение информации, содержащейся в автокорреляционной матрице или матрице данных, на два векторных подпространства - подпространство сигнала и подпространство шума. К классу методов оценивания частоты (направления), основанных на анализе собственных значений соответствующих матриц, принадлежат алгоритмы гармонического разложения Писаренко (ГРП) и классификации множественных сигналов (MUSIC - multiple signal classification). Однако возможности процедур одномерного спектрального оценивания с высоким разрешением пока не достаточно обобщены на случай двумерного спектрального анализа, разновидностью которого является измерение УК в сферической системе координат. При обобщении одномерных методов на двумерные часто возникают трудности из-за различий в теории одномерных и двумерных линейных систем. Одномерную концепцию изолированных полюсов, нулей и корней в общем случае нельзя обобщить на двумерный случай. У двумерных систем намного больше степеней свободы, чем у одномерных. Вычислительные трудности в использовании некоторых перспективных двумерных методов спектрального оценивания ограничили их испытания и применения малыми двумерными наборами данных для простых сигнальных ситуаций, как, например, нескольких синусоид в пространственном белом шуме. Таким образом, двумерное спектральное оценивание пока продолжает оставаться областью активного поиска, поэтому ниже рассмотрен классический подход к измерению УК.

В данной работе за основу выбран фазовый метод измерения   УК [2], который довольно распространен в фазированных антенных решетках с электронным сканированием луча. При этом измеряются углы отклонения цели от оси диаграммы направленности (ДН), направление которой определяется устройством электронного сканирования ДН. Измерение ведется в пределах ширины луча ФАР, где фаза сигнала изменяется в пределах от -p до p, что позволяет исключить неоднозначность измерения.

Рис. 1.2

[redacted]

[redacted]

Минимальное число пространственных каналов, необходимое для измерения УК, как будет п

измерения могут быть использованы разные комбинации квадрантов, а также в соответствии с рис.1.1 суммарные (разностные) каналы. Возможные варианты комбинаций квадрантов будут рассмотрены ниже, а окончательную структуру можно будет выбрать после уточнения конструкции антенной системы и анализа возможностей измерения УК моделированием на ЦВМ.

1.1.1. Алгоритм измерения азимута и угла места объекта

Рассмотрим вначале алгоритм измерения одной угловой координаты - азимута - линейной антенной решеткой (все элементы находятся на одной оси координат - *x*). На рис.1.3 показаны два антенных элемента и фронт отраженной плоской волны, приходящей под углом a к нормали антенной решетки. Расстояние
d
называют базой измерителя.

x

a

d sin*a* *a*

1 2

d

Рис.1.3

Как видно из рисунка, запаздывание фронта волны для первого антенного элемента относительно второго равно d sin$a$. Фазовый сдвиг, соответствующий задержке на полную длину волны l, равен 2p. Отсюда фазовый сдвиг сигналов первого и второго антенных элементов равен

$$y = 2pd \sin a/l. \quad (1.1)$$

Запишем выражение комплексных амплитуд сигналов первого и второго элементов

$$Y_1 = y_1 \exp\{ j[j(t)+j_0 - y]\},$$

$$Y_2 = y_2 \exp\{ j[j(t)+j_0]\},$$

где y_1, y_2 - модули комплексных амплитуд, j_0 - начальная фаза, $j(t)$ - фазовый сдвиг за счет фазовой модуляции (например, доплеровской). При вычислении комплексного произведения

$$Y_1^* \, Y_2 = y_1 \, y_2 \exp\{ jy \,]\} = y_1 \, y_2 \, [\cos y + j \sin y]$$

нетрудно заметить, что фазовый сдвиг y можно определить по формуле

$$y = \arg \, Y_1^* Y_2 = \mathrm{arctg}[\mathrm{Im}\{ Y_1^* Y_2\} / \mathrm{Re}\{ Y_1^* Y_2\}], \qquad (1.2)$$

а угол a будет равен

$$a = \arcsin(ly)/(2pd). \quad (1.3)$$

Структурная схема измерителя приведена на рис. 1.4.

[redacted]

*

[redacted]

[redacted]

[redacted]

[redacted]

[redacted]

Рис.1.4

Потенциальная точность измерения в виде среднеквадратического отклонения (СКО) оценки *a* от истинного значения определяется выражением [2]

$s_a = l / (Ö2\ p\ q\ d\ \cos a)$,

где q - отношение сигнал/шум на входе антенных элементов. Таким образом, ошибка измерения возрастает с ростом угла *a*; для уменьшения СКО следует увеличивать величину *d/l,* однако при значениях *d* >0,5*l* возникает проблема неоднозначности измерения, решение которой рассматривается в лабораторной работе № 2 данного методического пособия. Отметим, что в фазированных антенных решетках с электронным управлением лучом расстояние между антенными элементами равно 0,5
l
, вместе с тем расстояние между фазовыми центрами подрешеток, которое определяет базу
d
, может намного превышать эту величину. Однако при сканирующем луче измерение УК ведется относительно биссектрисы диаграммы направленности в пределах ее ширины по уровню 0,5, при этом величина фазового сдвига y не превышает ±p, что устраняет проблему неоднозначного измерения.

На основе алгоритма (1.3) и приведенной структурной схемы могут быть построены пеленгаторы объекта, однако на практике чаще требуется измерять две угловые координаты: азимут и угол места. На рис.1.5 изображена система координат OXYZ и показано направление прихода фронта плоской волны. Величины проекций единичного вектора OR, направление которого совпадает с направлением на источник сигнала, на оси координат называются направляющими косинусами:

$u_x = sina\ cosb$, $u_y = sinb$, $u_z = cosa\ cosa$.

b

[redacted]

[redacted]

a

Рис.1.5

Отметим, что направление осей координат, показанное на рис.1.5, отлично от традиционного, но часто используется в движущихся носителях РЛС. При помощи геометрических построений в трехмерном пространстве для случая, когда группа антенных элементов, измеряющих угол места, расположена вдоль оси Y, нетрудно убедиться, что в данной системе координат фазовые сдвиги сигналов этих элементов зависят только от угла места *b*. Следовательно, для измерения угла места может быть использован алгоритм (1.3), в котором *a* заменяется на *b*. Определение азимута обычно ведется с использованием сигналов антенных элементов, расположенных вдоль оси X. Фазовые сдвиги сигналов антенных элементов в этом случае зависят не только от sin *a*, но и от косинуса угла места - cos *b*.

$y = 2pd \sin a \cos b / l$, (1.4)

При сравнении (1.1) и (1.4) нетрудно видеть, что для измерения азимута и угла места b в системе координат OXYZ из алгоритма (1.3) можно получить следующие алгоритмы:

Ù Ù

a= arcsin[$(l$ arg $Y_1^* Y_3)/(2pd \cos b)$],

Ù

b= arcsin[$(l$ arg $Y_1^* Y_2)/(2pd)$], (1.5)

где Y_1, Y_2, Y_3 - комплексные амплитуды сигналов соответственно 1-го, 2-го и 3-го антенных элементов с координатами (0,0,0); (0,d,0) и (d,0,0).

Алгоритмы оценки УК (1.5) получены эмпирическим путем и не учитывают вероятностных свойств сигналов на входах антенных приемников. Ниже показано, что данный алгоритм является алгоритмом оценки максимального правдоподобия (ОМП) и может быть получен в результате процедуры статистического синтеза.

При синтезе рассматривается общий случай произвольного числа и произвольного расположения антенных элементов.

Полагаем, что на m-элементную антенную решетку в системе координат OXYZ падает плоская волна, направление прихода которой характеризуется углом места b и азимутом a (рис.1.5).

Элементы антенной решетки характеризуются координатами x_i; y_i; z_i.

Полагаем, что комплексная амплитуда колебаний, принимаемых i-м элементом, представляет собой аддитивную смесь комплексных амплитуд сигнала со случайной начальной фазой и белого гауссовского шума $X_i(t)=S_i(t)+N_i(t)$, где $S_i(t) = S_0 \exp\{j[j(t)+j_0+y_i]\}$, j_0 - начальная фаза, $j(t)$ - фазовый сдвиг за счет фазовой модуляции, y_i - фазовый сдвиг за счет запаздывания фронта волны относительно i

-го вибратора. Величина y_i связана с углами прихода колебаний соотношением

$y_i = 2p/l\,[\,x_i \sin a \cos b + y_i \sin b + z_i \cos a \cos b]$,

где l - длина волны.

Переходя к величинам $c_i = x_i/l$, $n_i = y_i/l$, $z_i = z_i/l$ и направляющим косинусам **U**: $u_x = \sin a \cos b$, $u_y = \sin b$, $u_z = \cos a \cos a$, запишем выражение функции правдоподобия для сигнала со случайной фазой [2,4]

$_{T\ m}$ $L(\mathbf{X} \mid \mathbf{U}) = C\, I_0\{1/N_0 \mid {}_0 ò\, å_{i=1}\, X_i(t) S^*(t,\mathbf{U})dt|\} =$

m T

$= C I_0\{ S_0/N_0 \,|å_{i=1} \exp[-j2p(c_i u_x + n_i u_y + z_i u_z)]\ {}_0 ò\, X_i(t) \exp[-jj(t)]\, dt|\}$ (1.6) где I_0 - модифицированная функция Бесселя, N_0 - спектральная плотность мощности шума, C - константа.

Обозначим

$Y_i = \int_0^T X_i(t)\exp[-j\varphi(t)]\, dt$, (1.7)

что соответствует согласованной фильтрации во времени (сжатие импульсов, ДПФ).

Для нахождения оценки максимального правдоподобия (ОМП) будем искать максимум квадратичной формы Q, связанной с функцией правдоподобия монотонной зависимостью

Q = $\mathbf{Y}^{+}\mathbf{C}\,\mathbf{Y}$, (1.8)

где $\mathbf{Y} = \{Y_1, ..., Y_m\}^{\mathrm{T}}$, элементы матрицы **C**:

$c_{ik} = \exp\{-j\,2\pi\,[(\chi_i - \chi_k)u_x + (n_i - n_k)u_y + (z_i - z_k)\,u_z]\}$.

Представим формулу (1.8) в виде

Q = $\mathbf{V}^{\mathrm{T}}\,\mathbf{B}\,\mathbf{V}$, (1.9)

где $\mathbf{V} = \{V_1, ..., V_m\}^T = \{|Y_1|, ..., |Y_m|\}^T$, элементы матрицы **B**:

$b_{ik} = \cos\{ 2p [(c_i - c_k) u_x + (n_i - n_k) u_y + (z_i - z_k) u_z - j_{ik}^l]\}$,

$j_{ik}^l = 1/2p[\arg Y_i^* Y_k + 2pl]$, (1.10)

$r_{ik} = c_i - c_k$,

$l_{ik} = n_i - n_k$,

$d_{ik} = z_i - z_k$.

Поскольку $V_i > 0$, максимум Q достигается одновременной максимизацией элементов матрицы **B**. Единственное решение существует в случае $m=4$ и r_{ik} , l_{ik} , d_{ik} < $l/2$, что соответствует | j_{ik} | <p. При этом из условия равенства аргументов косинусов нулю имеем систему трех независимых уравнений с тремя неизвестными (остальные уравнения являются зависимыми)

A U= Ф, (1.11)

где

Данная система имеет однозначное решение **U = A^{-1}Ф.**

Для плоской антенной решетки $d_{ik} = 0$, следовательно, имеем два уравнения с двумя неизвестными u_x и u_y. .

Минимальное количество антенных элементов, необходимое для измерения УК, равно трем.

Рассмотрим I вариант конфигурации антенной системы (рис.1.2), когда для измерения используются I - III квадранты.

Полагая $x_1=0$, $y_1=0$, $x_2= 0$, $y_2 = d$, $x_3=d$, $y_3 =0$, получаем решение системы (1.11) для направляющих косинусов в виде

$u_x = lj_{13}/d$, $u_y = lj_{12}/d$. (1.12)

Объединяя (1.10) и (1.12) и переходя от направляющих косинусов к угловым координатам, получаем искомые оценки в виде (1.5)

Ù

b= arcsin[$(l\arg Y_1^*Y_2)/(2pd)$];

Ù Ù

a= arcsin[$(l\arg Y_1^*Y_3)/(2pd\cos b)$].

Таким образом, алгоритм оценки максимального правдоподобия угловых координат предусматривает:

1) формирование в соответствии с (1.7) отсчетов Y_i (согласованная фильтрация, сжатие импульсов, ДПФ);

2) определение фазовых сдвигов между отдельными простран-ственными каналами и вычисление оценок по алгоритмам (1.5).

Выше указывалось, что определенными преимуществами с точки зрения компенсации инструментальных погрешностей обладают суммарно-разностные алгоритмы. На рис.1.6 показана схема образования суммарного и разностного сигналов на основе имеющихся четырех подрешеток-квадрантов (II вариант конфигурации элементов антенной системы).

Рис.1.6

При этом для измерения угловых координат формируются два разностных и два суммарных сигнала в соответствии со следующими выражениями:

$Y_{D1}= (Y_2 + Y_4) - (Y_1 + Y_3)$,

$Y_{å1}= (Y_2 + Y_4)+ (Y_1 + Y_3)$, (1.13)

$Y_{D2}= (Y_4 + Y_3) - (Y_1 + Y_2)$,

$Y_{å2}= (Y_4 + Y_3)+ (Y_1 + Y_2)$.

Выражения (1.13) представляют собой линейное преобра-зование вектора **Y** и могут быть представлены в матричной форме
Y
å
D
=
T
Y
, где матрица
T
- матрица линейного преобразования. Оценки параметра по методу максимального правдоподобия не зависят от взаимно однозначного безынерционного (по оцениваемому параметру) преобразования исходного процесса, т.к. точка максимального правдоподобия остается инвариантной при этих преобразованиях [8]. Следовательно, эффективность суммарно-разностных алгоритмов оценки УК будет не ниже, чем алгоритмов (1.5), а ввиду повышения отношения сигнал/шум за счет суммирования сигналов двух квадрантов следует ожидать повышения точности оценки во II варианте по сравнению с I-м.

Суммарно-разностные алгоритмы вычисления оценок УК имеют вид

Ù

b= arcsin{[$l$arctg[2Im{$Y_{å\,1} Y_{D1}^{*}$}$/(|Y_{å1}|^{2}$ -$|Y_{D\,1}|^{2}$ $)$]]$/(2pd)$} , (1.14)

Ù

a= arcsin{[l arctg[2Im{$Y_{å\,2} Y_{D2}^{*}$}$/(|Y_{å\,2}|^{2}$ -$|Y_{D\,2}|^{2}$ $)$]]$/(2pd\ cosb)$}.

1.2. Домашнее задание

1. Изучить теоретическое введение по данному вопросу.
2. Нарисовать структурную схему измерителя, реализующего алгоритм (1.5).
3. Написать формулы для расчета математического ожидания и дисперсии оценок измерения, полагая, что число статистических испытаний равно *N*.

1.3. Содержание работы

Работа выполняется на персональном компьютере (ПК) с использованием математических моделей сигнала, белого гауссовского шума с нулевым матожиданием и алгоритма измерения УК (1.5). Задаваемыми параметрами являются угол места и азимут объекта, отношение сигнал/шум, величина базы *d*.

1.4. Порядок выполнения работы

Работа выполняется бригадами. Для каждой бригады выбирается своя величина измеряемых угловых координат, при которых снимаются необходимые зависимости (см. табл. 1.1).

Таблица 1.1

№ бриг.

1

2

3

4

5

6

7

8

9

10

a	(град)

0

5

10

15

20

25

30

35

40

45

b	(град)

0

ПК функционирует в операционной среде Windows-95,98,2000,NT,XP.

Запуск работы осуществляется путем запуска программы Angle.exe. После запуска выбирается пункт меню "Работа" и далее - "Исследование измерителя угловых координат". Затем осуществляются ввод входных параметров и считывание выходных.

После ввода данных программа запускает цикл статистического моделирования, состоящего из N итераций (число N подбирается в результате эксперимента). На основе накопленных данных вычисляются характеристики оценок: математическое ожидание и среднеквадратическое отклонение оценки (СКО), которые выводятся на экран.

1. Определить требуемое число итераций N (количество реализаций для усреднения), обеспечивающее получение результатов с заданной достоверностью. Для этого при взятых из табл. 1.1 значениях b и a, d=0,5 *l* и отношении сигнал/шум, равном 20, увеличивать число N, начиная с N =10000, с шагом 10000 до тех пор, пока у оценок математического ожидания и СКО не застабилизируется первый разряд после запятой. Дальнейшие испытания проводить при найденном значении N.

2. Исследовать зависимость математического ожидания и СКО оценок УК от отношения сигнал/шум. Для этого запуск работы осуществлять при взятых из табл. 1.1 значениях УК, при *d* = 0.5*l* и отношениях сигнал/шум, равных 5, 10, 20, 40, 100. Построить на одном графике зависимости СКО *b* и *a* от отношения сигнал/шум.

3. Исследовать зависимость СКО *b* и *a* от самих параметров *b* и *a*. Для этого задавать значения *b* и *a* от 0 до 40 градусов (*b*= *a*) при отношении сигнал/шум, равном 20, и значении *d* = 0.5 *l*. Построить графики зависимостей СКО от *b* и *a*.

4. Исследовать зависимости математического ожидания и СКО оценок от величины базы. Для этого при значениях *b* и *a* , равных 40, и отношении сигнал/шум, равном 20, задавать значения *d*: 0.1*l*, 0.25*l*, 0.5*l*, 0.75*l*,

1.0
/
. Построить график зависимости.

1.5. Содержание отчета

Отчет должен содержать:

- результаты выполнения пп.2,3 домашнего задания;

- найденное значение N; графики по пп. 2 - 4;

- выводы.

1.6. Контрольные вопросы

1. Назовите известные классические методы измерения угловых координат. В чем их основные отличия?
2. Перечислите современные методы оценивания пространственного спектра.
3. Запишите алгоритм измерения одной угловой координаты фазовым методом, поясните физический смысл фазового метода.
4. Какие параметры влияют на точность измерения угловых координат? Как повысить точность измерения?
5. Как зависит точность измерения УК от самой измеряемой величины? Какая координата является зависимой и почему?
6. В чем заключаются преимущества суммарно-разностных алгоритмов измерения УК?
7. Что такое направляющие косинусы?
8. Какое минимальное количество антенных элементов необходимо иметь для измерения двух угловых координат - азимута и угла места?

Библиографический список

1. Теоретические основы радиолокации: Учеб. пособие для вузов/ А.А. Коростелев, Н.Ф.Клюев, Ю.А.Мельник и др.; Под ред. В.Е.Дулевича. М.: Сов.радио, 1978. 608 с.

2. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416 с.

3. Репин В.Г., Тартаковский Г.П., Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. М.: Сов.радио, 1977. 432 с.

4. Фалькович С.Е., Хомяков Э.Н. Статистическая теория измерительных радиосистем. М.: Радио и связь, 1981. 288 с.

5. Марпл.-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / Пер.с англ. М.: Мир, 1990. 584 с.

6. Джонсон Д.Х. Применение методов спектрального оценивания к задачам определения угловых координат источников излучения // ТИИЭР. 1982. Т.70. № 9. С.126-139.

7. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию / Пер. с англ. под ред. В.А. Лексаченко. М.: Радио и связь, 1986. 448 с.

8. Куликов Е.И., Трифонов А.П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. М.: Сов. радио, 1978. 296 с.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 2
Исследование измерителя угловых координат с разрешением неоднозначности

Цель работы

1. Изучение алгоритма однозначной оценки угловой координаты объекта на основе многошкального интерферометра.
2. Исследование влияния отношения сигнал/шум на точность измерения угловой координаты (УК) объекта.
3. Исследование влияния изменения расстояния между антенными элементами на точность оценки УК объекта.

2.1. Теоретическое введение

При решении задачи пеленгации объекта фазовыми (интер-ферометрическими) методами приходится сталкиваться с противо-речием требований повышения точности оценивания угловых коор-динат и расширения диапазона однозначного измерения, что приводит к многошкальному построению измерителей [1,2]. Проблема неодно-значного измерения угловых координат возникает также при разме-щении элементов антенных решеток на корпусе подвижного носителя РЛС, например автомобиля, самолета или вертолета. Как правило, конструктивные особенности движущихся аппаратов не позволяют конструировать эквидистантные ФАР с расстояниями между элементами, равными половине длины волны зондирующего сигнала, особенно в дециметровом диапазоне радиоволн. Способы преодоления проблемы неоднозначности измерения основываются на совместной обработке оценок, полученных на основе нескольких комбинаций антенных элементов с разными расстояниями между ними (базами).

Рассмотрим линейную неэквидистантную антенную решетку (все антенные элементы расположены на одной линии вдоль оси *x*) - рис. 2.1.

Рис. 2.1

При измерении одной угловой координаты y_i - фазовый сдвиг за счет запаздывания фронта волны относительно i-го вибратора связан с углом прихода колебаний соотношением

$y_i = 2p x_i \sin a/l.$

На рис. 2.2 изображены графики зависимости фазового сдвига от величины sin*a* для трех шкал: а) для 1-4-го антенных элементов(АЭ); б) для 1-3-го АЭ; в) для 1-2-го АЭ. Полагаем, что для каждой пары АЭ расстояние $(x_j - x_i) > 0,5 l$ и условие однозначности измерения в диапазоне изменения а от -90° до +90° не выполняется. Поскольку измерение фазового сдвига по алгоритму (1.2) ведется в диапазоне от -p до +p (при программной реализации функции расширенного арктангенса), то, как видно из рисунка 2.2, истинный фазовый сдвиг между сигналами i-го и j-го АЭ должен определяться по формуле

$$y^k_{ij} = 2p (x_i - x_j) \sin a/l + 2pk, \quad k = 0,1,2,\ldots \qquad (2.1)$$

[redacted]

Метод многошкального однозначного измерения УК заключается в определении по (2.1) набора значений y^k_{ij}, соответствующих разным шкалам, и взятии за истинное значение таких, при которых вычисленные по разным шкалам значения sin $a^k_{ij} = y^k_{ij}\, l/2p\,(x_i - x_j)$ совпадают (см. рис. 2.2).

Рис. 2.2

При отсутствии шумов достаточно было бы двух шкал, чтобы решить проблему неоднозначности. При наличии шумов необходимо использовать многошкальную (многобазовую) антенную систему. Малая база обеспечивает грубый однозначный отсчет, большая база - заданную точность измерений, средние базы служат для исключения сбоя - неверного раскрытия неоднозначности точной шкалы. На рис. 2.3 изображены плотности распределения вероятности оценок для разных шкал, начиная с наиболее грубой - однозначной.

Рис. 2.3

Обычно подбор длин баз разных шкал осуществляют таким образом, чтобы диапазон однозначного измерения второй шкалы равнялся $\pm 3s_1$, где s_1 - СКО оценки, определяемой по первой шкале; диапазон однозначного измерения третьей шкалы - $\pm 3 s_2$ и т.д.

Одним из возможных вариантов подбора соотношений длин баз многошкального измерителя УК является соотношение в виде геометрической прогрессии.

Логика работы вычислителя сводится к выбору наиболее близко расположенных оценок $\sin a^k_{ij}$, определяемых по разным шкалам, вычисленных для разных значений верхнего индекса k, и взятию за искомую оценку, определяемую по наиболее точной шкале.

Для измерения двух угловых координат используют две многобазовые антенные системы, расположенные под прямым углом [1].

В [3] получен алгоритм однозначного измерения одной угловой координаты на основе процедуры статистического синтеза. Для синтеза измерителя одной независимой угловой координаты используется общее выражение функции правдоподобия (1.1). Так же, как в лабораторной работе № 1, будем использовать величины $c_i =$ □ x_i / l и направляющий косинус $u_x = \sin a$. По аналогии с (1.8) для случая линейной решетки запишем

$$Q = \sum_{i=1}^{m} |Y_i|\,|Y_k| \cos[2\pi\,(\chi_k - \chi_i)(u_x - u_{x\,ik}^{\,l})], \quad (2.2)$$

где $u_{x\,ik}^{\,l} = (\arg Y_i^{*} Y_k + 2\pi l) / [2\pi\,(\chi_k - \chi_i)]$, $l=0, \pm 1, \pm 2, \ldots$ (2.3)

Поскольку $|Y_i|, |Y_k| \geq 0$, функция Q имеет максимум в точке u_x, в которой все входящие в (2.2) косинусы равны единице. Это соответствует условию

$$u_x = u_{x\,12}^{\,l} = u_{x\,13}^{\,n} = \ldots = u_{x\,ik}^{\,p} = \ldots = u_{x\,ik}^{\,q}, \quad (2.4)$$

где $l, n, p, q = 0, \pm 1, \pm 2, \ldots$

Таким образом, алгоритм оценки максимального правдоподобия (ОМП) сводится к вычислению $u_{x\,ik}^{\,l}$ по (2.3), решению относительно l, n системы уравнений

$$u_{x\,ik}^{\,l} = u_{x\,rs}^{\,n} \text{ для } \forall\; i, k, r, s = 1, m \quad (2.5)$$

и взятию в качестве ОМП величины (2.3) при найденных из (2.5) значениях верхних индексов.

В исходной постановке задачи из-за присутствия шума *N(t)* величины $u_{x\ ik}^{l}$ являются случайными, и (2.5) не выполняется. В этом случае алгоритм поиска окрестности оценки максимального правдоподобия сводится к определению значений
l,
n,
при которых

m

$$å_{i,k,r,s=1} |\ u_{x\ ik}^{l} - u_{x\ rs}^{n}\ | = \min. \qquad (2.6)$$

За искомую оценку направляющего косинуса принимают оценку $u_{x\ ik}^{l}$, определенную по (2.3) при максимальном расстоянии с
k
-
с
i
, соот-ветствующем наиболее точной шкале и значении
l
, определенном из (2.6). В [3] показано, что данную оценку можно уточнить, доводя до логического конца процедуру статистического синтеза на основе разложения в ряд Тейлора функции Q. При этом выигрыш в среднеквадратическом отклонении оценки составляет примерно 1,5 %.

2.2. Домашнее задание

1. Изучить теоретическое введение к лабораторной работе.
2. Нарисовать структурную схему, реализующую алгоритм (2.3).
3. Пользуясь выражением для среднеквадратического отклонения оценки *a* из теоретического введения к лабораторной работе № 1, рассчитать потенциальную точность измерения УК для
d
=0,5l;
q
=10 и значения
a
, взятого из табл. 2.1 в соответствии с номером бригады.

2.3. Содержание работы

Работа выполняется на персональном компьютере (ПК) с использованием математических моделей сигнала, белого гауссовского шума с нулевым математическим ожиданием и алгоритма измерения УК на основе выражений (2.3), (2,6). Задаваемыми параметрами являются угловая координата объекта, отношение сигнал/шум, расстояние между антенными элементами, число которых в данном эксперименте равно трем. Определяемыми параметрами являются характеристики оценки угловой координаты *a*: математическое ожидание M

a

, среднеквадратическое отклонение

s

a

и вероятность аномальной ошибки

P

a

, которая определялась как

Ù

вероятность непопадания оценки u_x в интервал [u_x-D, u_x+D], где D = =0,5/c$_3$, что соответствует половине длины самой точной шкалы.

2.4. Порядок выполнения работы

Работа выполняется бригадами. Для каждой бригады выбирается своя величина измеряемой угловой координаты, при которой снимаются зависимости среднеквадратического отклонения и вероятности аномальной ошибки оценки УК от отношения сигнал/шум (см. табл. 2.1).

Таблица 2.1

№ бриг.
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10

a	(град)

ПК функционирует в операционной среде Windows-95,98,2000,NT,XP.

Запуск работы осуществляется путем запуска программы Angle.exe. После запуска выбирается пункт меню "Работа" и далее - "Исследование измерителя угловых координат с разрешением неоднозначности". Затем осуществляются ввод входных параметров и считывание выходных.

После ввода данных программа запускает цикл статистического моделирования, состоящего из N итераций (N определяется в процессе эксперимента). На основе накопленных данных вычисляются характеристики оценок: математическое ожидание, СКО и вероятность аномальной ошибки, которые выводятся на экран.

1. Определить требуемое число итераций N (количество реализаций для усреднения), обеспечивающее получение результатов с заданной достоверностью. Для этого при взятом из табл. 2.1 значении а, значении относительной угловой координаты второго вибратора c_2=0,85 и отношении сигнал/шум, равном 10, увеличивать число N, начиная с N =10000, с шагом 10000 до тех пор, пока у оценки математического ожидания не застабилизируется первый разряд после запятой, а у оценок s_a и P_a соответственно второй и третий разряд после запятой. Дальнейшие испытания проводить при найденном значении N.
2. Исследовать зависимость математического ожидания, среднеквадратического отклонения s_a и вероятности аномальной ошибки P_a оценок УК от отношения сигнал/шум. Для этого запуск работы осуществлять при взятых из табл. 2.1 значениях УК, при c_1= 0, c_2 = 0,85 и c_3= 2,12 (вводится только c_2, остальные координаты заданы в программе) и отношениях сигнал/шум, равных 5, 10, 15. Построить графики зависимостей s_a и P_a от отношения сигнал/шум q.

3. Исследовать зависимость среднеквадратического отклонения s_a и вероятности аномальной ошибки

P_a от c_2. Для этого задавать значения c_2 равными 0,6; 0,7; 0,8; 0,85; 0,9; 1,0; 1,1 при отношении сигнал/шум, равном 10, и значении a, взятом из табл. 2.1. Построить графики зависимостей s_a и P_a от c_2. По графикам определить оптимальное значение c_2.

2.5. Содержание отчета

Отчет должен содержать:

- результаты выполнения пп.2,3 домашнего задания;
- найденное значение N; графики по пп. 2 - 3;
- величину оптимального значения c_2, определенную по построенным зависимостям;
- выводы.

2.6. Контрольные вопросы

1. Назовите причины, обусловившие применение многошкальных интерферометров. Объясните, почему при длине базы > 0,5l возникает проблема неоднозначных измерений.
2. Поясните принцип решения проблемы неоднозначных измерений за счет использования нескольких баз (шкал).
3. Какие факторы влияют на выбор количества шкал? Какие существуют подходы к выбору оптимальных соотношений между длинами баз в многошкальном измерителе угловой координаты?
4. Что такое вероятность аномальной ошибки? Какие параметры влияют на ее величину? Как зависит вероятность аномальной ошибки от величины с ${}_2$?
5. Как построить многошкальный измеритель двух угловых координат - азимута и угла места?

Библиографический список

1. Теоретические основы радиолокации: Учеб. пособие для вузов/ А.А.Коростелев, Н.Ф.Клюев, Ю.А.Мельник и др.; Под ред. В.Е.Дулевича. М.: Сов.радио, 1978. 608 с.

2. Фалькович С.Е. Хомяков Э.Н. Статистическая теория измерительных радиосистем. М.: Радио и связь, 1981. 288 с.

3. Лифанов Е.И., Козлов В.И., Горкин В.Б. Алгоритм однозначного измерения угловой координаты цели интерферометрическим методом // Радиотехника. 1991 г. № 2. С.3-6.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 3
Исследование цифрового фильтра сжатия ЛЧМ-сигнала
на основе алгоритма быстрой свертки

Цель работы

1. Изучение принципов работы цифрового согласованного фильтра сжатия сигнала с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) во временной области.

2. Изучение принципов работы цифрового фильтра сжатия ЛЧМ-сигнала на основе алгоритма быстрой свертки.
3. Исследование влияния параметров сигнала на форму и амплитуду сжатых импульсов.
4. Исследование влияния параметров фильтра на форму и амплитуду сжатых импульсов.

3.1. Теоретическое введение

Во временной области обработка сигнала с числом дискретных отсчетов n в цифровом фильтре описывается выражением свертки

$$y[\mathrm{k}] = \sum_{i=0}^{n-1} x[k-i]\, h[i] = \sum_{i=0}^{n-1} x[i]\, h[k-i]\,, \qquad (3.1)$$

где $h[i]$ - дискретная импульсная характеристика цифрового фильтра, $x[i]$, $y[k]$ - соответственно дискретные отсчеты входного и выходного сигналов. Для согласованного фильтра [1]

$h[i] = a x^*[n-i]$, где a=const, следовательно,

$$y[k] = \sum_{i=0}^{n-1} x^*[n-i]\, u[k-i], \quad k=0,n-1, \qquad (3.2)$$

где $u[i]$ - принимаемая смесь сигнала с шумом, * - знак комплексного сопряжения. Для ЛЧМ-сигнала комплексная огибающая описывается выражением

$$x[i]=A \exp\{jbi^2\}= A[\cos(bi^2)+j\sin(bi^2)],$$

где A=const, $b=pDF_c/t_c$=const, t_c - длительность ЛЧМ-импульса, DF_c - девиация частоты. Следовательно, импульсная характеристика согласованного фильтра для ЛЧМ-сигнала

$$h[i]=\exp\{-jb\,[n-i]^2\}= [\cos(b\,[n-i]^2) - j\sin(b\,[n-i]^2)].$$

Комплексная амплитуда отраженного от движущегося объекта ЛЧМ сигнала описывается выражением

$$u[i]= = A_{от}[\cos(bi^2+2pf_д i)+j\sin(bi^2+2pf_д i)] + N[i],$$

где $f_д$ - нормированная к периоду дискретизации частота Доплера, обусловленная движением объекта; $N[i]$ - белый гауссовский шум.

В [1] рассмотрены принципы аппаратурной реализации алго-ритма (3.2) сжатия ЛЧМ-сигнала во временной области. На рис. 3.1 приведена структурная схема фильтра.

[redacted]

Рис. 3.1

На схеме обозначены: ЗУ *h*[*i*] - блок запоминающего устройства

® с хранящимися в нем комплексными коэффициентами, z^{-1}, x, S -

соответственно блоки задержки на один отсчет, комплексные перемножители и сумматор.

Показано [1], что при частоте дискретизации $f_д = DF_c$ = 5МГц и длительности сигнала *n* = 100 требуемое быстродействие должно быть от 5

·

10

6

до 5

·

10

8

умножений в секунду, что трудно реализовать на практике.

Более удобен с точки зрения практической реализации алгоритм быстрой свертки (АБС). Алгоритм быстрой свертки основан на применении к исходной последовательности отсчетов сигнала дискретного преобразования Фурье (ДПФ), умножении полученного дискретного спектра на отсчеты частотной характеристики фильтра и взятии обратного преобразования Фурье. При большом числе входных отсчетов сигнала *n* и использовании для взятия ДПФ алгоритма быстрого пребразования Фурье (БПФ) АБС работает быстрее алгоритма свертки во временной области.

Основные этапы АБС:

1) полагаем, что входной сигнал $u[i]$ $i=0,\ldots,N-1$ дискретизирован и при необходимости дополнен нулями;

2) известна импульсная характеристика фильтра (согласованного, оптимального или другого) $h[i]$, которая при необходимости может быть дополнена нулями;

3) вычисляется ДПФ входного сигнала

$$F_u[k]=\sum_{i=0}^{N-1} u[i]e^{-j2\pi ki/N}, \quad k=\overline{0, N-1};$$

4) вычисляется частотная характеристика фильтра

$$F_h[k]=\sum_{i=0}^{N-1} h[i]e^{-j2\pi ki/N}, \quad k=\overline{0, N-1};$$

5) вычисляется спектр сигнала на выходе фильтра

$F_y[k]=F_u[k]\ F_h[k]$, $k=0,\ N$-1;

6) вычисляются отсчеты сигнала на выходе фильтра (ОДПФ)

N-**1**

$y[i]=\ 1/N$ **S** $F_y[k]e^{j2p\ k\ i/N}$, $i=0,\ N$-1.

$k=0$

Принципиальной особенностью рассматриваемого алгоритма является режим групповой обработки, когда анализу подвергается массив входных данных длиной l ³ n (n - длина импульсной характеристики). Результат свертки имеет длину $N = l + n$ -1.

При решении задачи согласованной фильтрации радиосигналов импульсная характеристика согласованного фильтра неизменна, поэтому ДПФ вычисляется заранее и записывается в ЗУ соответствующего вычислителя. Необходимо иметь в виду, что свертываемая последовательность в задачах обработки радиосигналов имеет длину L, соответствующую длине развертки дальности РЛС, которая значительно больше длины свертывающей последовательности, равной длине n импульсной характеристики фильтра, которая, в свою очередь, равна числу дискретных элементов ожидаемого сигнала. Одновременная свертка таких последовательностей слишком трудоемка. Поэтому обычно входную последовательность делят на блоки, длиной l каждый, так что элемент p-го блока образуется из общей последовательности $u[i]$ ($i = 0,1,2,\ldots,L$) по правилу

$$u_p[i] = u[i + pl], \quad (p = 0,1,2,\ldots,E[L/l]),$$

где E[·] - целая часть отношения в квадратных скобках.

Для каждого блока входных данных длиной l вычисляется (l+n-1)-точечное ДПФ. Для свертывающей последовательности импульсной характеристики согласованного фильтра также предварительно необходимо вычислить и запомнить составляющие ($l+n$-1)-точечного ДПФ. Свертка в частотной области для каждого блока получается перемножением ДПФ свертываемой и свертывающей последовательностей в $l+n$-1 точках. Для вычисления свертки во временной области производится ОДПФ. Длина полученной при этом последовательности $y_p[i]$ равна $l+n-1$, причем соседние последовательности $y_p[i]$ и $y_{p+1}[i]$ перекрываются в n-1 точках, так что верными будут только l значений последовательности. В дальнейшем, чтобы получить верные результаты во всех точках, применяется суммирование перекрывающихся частных последовательностей.

В процессе проектирования возникает задача выбора оптимального по критерию минимума времени свертки значения l при фиксированном n. При малых значениях $n < 100$ выполняется соотношение $l_{опт} » 5n$.

Следует отметить, что без использования алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ) свертка в частотной области является более трудоемкой, чем во временной (примерно в 8 раз, если длина выборки входных данных равна длине импульсной характеристики).

Существенно уменьшить число операций при свертке в частотной области можно, применив алгоритм БПФ, при этом последовательность чисел, подлежащая БПФ, должна иметь длину M, соответствующую целой степени числа 2, т.е M=2^m. При вычислении прямого ДПФ требуется M^2 комплексных умножений и M комплексных сложений. Для вычисления M - точечного БПФ требуется (M/2)$\log_2 M$ комплексных умножений и $M \log_2 M$ комплексных сложений. Таким образом, выигрыш в реализации БПФ по сравнению с прямым ДПФ по числу операций умножения составит

$$n = (M^2)/[(M/2) \log_2 M] = 2M/ \log_2 M.$$

Например, при M=1024 n»200, при M=128 n»21.

В целом выигрыш АБС по сравнению с алгоритмом свертки во временной области ($K_{АБС}$) больше единицы только при l ³12, но при l = 2048 $K_{АБС}$=85 [1]. Таким образом, существенный выигрыш в числе операций комплексного умножения при применении БПФ можно получить только при свертке длинных последовательностей.

Структурная схема, реализующая алгоритм быстрой свертки представлена на рис. 3.2.

Рис. 3.2

Следует отметить, что доплеровский сдвиг частоты сигнала влияет на временное положение, амплитуду и форму сжатого сигнала, так как приводит к "рассогласованию" фильтра и сигнала. Это влияние исследуется в экспериментальной части лабораторной работы.

При сжатии ЛЧМ-сигнала в цифровом согласованном фильтре выходной сигнал имеет большие боковые лепестки, что нежелательно при разрешении двух близко расположенных по дальности объектов. Для уменьшения боковых лепестков применяют весовую функцию "окна", на которую умножаются отсчеты импульсной характеристики фильтра. Наиболее простыми функциями "окна" являются:

функция Хэннинга

$w[i]=0{,}5\{1+\cos\{2p[i-(n-1)/2]/(n-1)\}\}$, $i=0,\ n-1$;

функция Хэмминга

$w[i]=0,54+0,46\cos\{2p[i-(n-1)/2]/(n-1)\}$, $i=0, n-1$;

функция Блэкмана

$w[i]=0,42+0,5\cos\{2p[i-(n-1)/2]/(n-1)\}+0,08\cos\{4p[i-(n-1)/2]/(n-1)\}$,

―――

$i=0,n-1$.

В данной работе в качестве функции "окна" используются весовые функции Хэмминга и Блэкмана.

3.2. Домашнее задание

1. Изучить теоретическое введение и литературу по данному вопросу.
2. Записать аналитическое выражение для ЛЧМ-сигнала с параметром девиации частоты, взятым из табл. 3.1.
3. Зарисовать ЛЧМ-сигнал и его спектр.

3.3. Содержание работы

Работа выполняется на персональном компьютере (ПК) с использованием математических моделей ЛЧМ-сигнала, белого гауссовского шума с нулевым матожиданием и заданной мощностью (дисперсией) и алгоритма цифровой фильтрации. Сигнал моделируется на видеочастоте. Результаты выводятся в графическом виде на монитор ПК. Амплитуда сигнала равна единице. Задаваемыми параметрами являются:

- параметр девиации *b*, пропорциональный девиации частоты ЛЧМ-сигнала;

- нормированная к периоду дискретизации доплеровская частота отраженного сигнала, СКО шума;

- тип "окна": используются прямоугольное "окно", "окна" Хэмминга и Блэкмана.

3.4. Порядок выполнения работы

Работа выполняется бригадами. Для каждого номера бригады выбирается своя величина параметра девиации частоты ЛЧМ-сигнала (см. табл. 3.1).

Таблица 3.1

№ бр.
1
2
3
4
5

6

7

8

9

10

b

0.05

0.06

0.07

0.08

0.09

0.1

0.11

0.12

0.13

0.14

Запуск работы осуществляется путем запуска программы Angle.exe. После запуска выбирается пункт меню "Работа" и далее - "Исследование ЦФ сжатия ЛЧМ-сигнала на основе АБС". Затем осуществляются ввод входных параметров и считывание выходных.

Выходные результаты выводятся в виде графиков; переход к следующему графику осуществляется выбором соответствующей закладки. В частотной области синим цветом показана АЧХ фильтра, зеленым - спектры сигналов.

1. Исследовать, как меняются ширина спектра и длительность сжатого сигнала от девиации частоты. Для этого вводят следующие данные: параметр девиации частоты последовательно задают равным 0.05, 0.1, 0.2; доплеровское смещение частоты равно 0; СКО шума равно 0; тип "окна" - прямоугольное. Зарисовать на одном графике вид спектра при параметре девиации 0.05 и 0.2, на другом - вид сжатого импульса.
2. Исследовать, как изменяются спектр ЛЧМ-сигнала, амплитуда сжатого импульса и его временное положение от доплеровского смещения частоты. Для этого ввести взятый из табл. 3.1 параметр девиации частоты b и задавать нормированную частоту Доплера равной : -0.01; 0; 0.01; 0.02 при СКО шума, равном 0 и прямоугольном "окне".

Зарисовать на одном графике вид сжатого импульса при нормированной частоте Доплера равной: -0.01; 0; 0.01; 0.02. Зарисовать соответствующие этим частотам спектры сигналов на входе и выходе фильтра.

Построить зависимость амплитуды сжатого импульса от нормированной частоты Доплера.

1. Исследовать влияние шума на работу фильтра сжатия, задавая частоту Доплера, равной 0, СКО $_{шума}$= 0.1, 0.5, 1.0; тип "окна" - прямоугольное. Объяснить улучшение отношения сигнал/шум на выходе фильтра. Зарисовать вид несжатого и сжатого сигналов при СКО $_{шума}$=1,0. Зарисовать спектры сигналов на входе и выходе фильтра.
2. *4.* Исследовать влияние весовой функции на форму АЧХ фильтра, ширину и амплитуду сжатого импульса. Для этого выполнить работу при нулевых СКО шума и частоте Доплера. Последовательно задавать следующие функции "окна": а) прямо-угольное; б) "окно" Хэмминга; в) "окно" Блэкмана. Зарисовать форму сжатого сигнала. Снять зависимости амплитуды сжатого импульса и его длительности от вида "окна".

3.5. Содержание отчета

Отчет должен содержать:

- результаты выполнения пп.2,3 домашнего задания;
- структурную схему фильтра, реализующего алгоритм быстрой свертки;
- графики по пп. 1 - 4;
- выводы.

3.6. Контрольные вопросы

1. Что такое согласованный фильтр?

2. Как определяется импульсная характеристика цифрового согласованного фильтра?

3. Запишите выражение свертки дискретизированного сигнала во временной области.

4. Запишите выражение импульсной характеристики цифрового согласованного фильтра сжатия ЛЧМ-сигнала.

5. Запишите основные этапы алгоритма быстрой свертки. Нарисуйте структурную схему, реализующую алгоритм быстрой свертки.

6. При каких условиях реализуются преимущества алгоритма быстрой свертки по сравнению с алгоритмом свертки во временной области?

7. К чему приводит наличие ненулевого положительного (отрицательного) доплеровского сдвига частоты сигнала?

8. Какую проблему позволяет решить использование весовой функции "окна"?

Библиографический список

1. Кузьмин С.З. Основы проектирования систем цифровой обработки радиолокационной информации. М: Радио и связь, 1986. 352 с.

2. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М: Радио и связь, 1981. 416 с.

СОДЕРЖАНИЕ

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 1. Исследование измерите-ля угловых координат.. 1

1.1. Теоретическое введение... 1

1.2. Домашнее задание... 13

1.3. Содержание работы.. 13

1.4. Порядок выполнения работы................................ 14

1.5. Содержание отчета.. 15

1.6. Контрольные вопросы.. 15

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 2. Исследование измерите-ля угловых координат с разрешением неоднозна-чности.................. 17

2.1. Теоретическое введение... 17

2.2. Домашнее задание... 22

2.3. Содержание работы.. 22

2.4. Порядок выполнения работы................................ 23

2.5. Содержание отчета.. 24

2.6. Контрольные вопросы.. 25

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 3. Исследование цифрово-го фильтра сжатия ЛЧМ-сигнала на основе алго-ритма быстрой свертки 26

3.1. Теоретическое введение... 26

3.2. Домашнее задание.. 32

3.3. Содержание работы.. 32

3.4. Порядок выполнения работы................................ 33

3.5. Содержание отчета.. 34

3.6. Контрольные вопросы.. 35