Министерство образования и науки Российской Федерации

Муромский институт (филиал)

федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования

«Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых» (МИ ВлГУ)

ФакультетРЭКС

Кафедра Радиотехники

УТВЕРЖДАЮ
Зав. кафедрой
_____ В.В. Ромашов
подпись, дата

ВЫПУСКНАЯ КВАЛИФИКАЦИОННАЯ РАБОТА

Тема: Разработка системы селекции движущихся целей радиолокационной станции

Руководитель
С.Н. Жиганов
инициалы, фамилия
_____
подпись, дата

Студент гр. РТз -116
А.А. Гусев
инициалы, фамилия
_____
подпись, дата

Муром 2020

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Муромский институт (филиал)
федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования
**«Владимирский государственный университет
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»**
(МИ ВлГУ)

Тема: Разработка системы селекции движущихся целей радиолокационной станции

Лист утверждения

МИВУ.11.03.01 – 06.000 ЛУ

СОГЛАСОВАНО

Консультант по спецчасти _____
подпись, дата, инициалы, фамилия

Нормоконтролер _____
подпись, дата, инициалы, фамилия

Муром 2019

№строки	Формат	Обозначение	Наименование	Кол. листов	№ экз.	Приме-чание
1			*Документация общая*			
2						
3			*Вновь разработанная*			
4						
5	А4	МИВУ.11.03.01– 06.000 ПЗ	*Пояснительная записка*	52		
6						
7			*Графическая часть*			
8	А1	МИВУ.11.03.01– 06.000 Д1	*Блок-схемы РЛС*	1		
9						
10	А1	МИВУ.11.03.01– 06.000 Д2	*Блок-схемы систем ЧПК*			
11			*и их характеристики*	1		
12	А1	МИВУ.11.03.01– 06.000 Д3	*Системы ЧПК с*			
13			*положительными*			
14			*обратными связями*	1		
15						
16						
17						
18						
19						
20						
21						
22						
23						
24						
25						
26						
27						
28						

					МИВУ.11.03.01 – 06.000 ВКР
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	
Студент		Гусев А.А.			Ведомость выпускной квалификационной работы
Руков.		Жиганов С.Н.			
Конс.					
Н. контр.		Жиганова Е.А.			
Зав.каф.		Ромашов В.В.			

Лит.	Лист	Листов
У	1	1

МИ ВлГУ
РТз-116

Министерство образования и науки Российской Федерации
Муромский институт (филиал)
федерального государственного бюджетного образовательного учреждения
высшего образования
**«Владимирский государственный университет
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
(МИ ВлГУ)**

ПОЯСНИТЕЛЬНАЯ ЗАПИСКА

Тема Разработка системы селекции движущихся целей радиолокационной станции

МИВУ.11.03.01 – 06.000 ПЗ

Муром 2020

Содержание

Введение

1 Описание существующих систем СДЦ и помех

1.1 Физические основы доплеровских методов СДЦ

1.2 Системы СДЦ с внутренней когерентностью

1.3Системы СДЦ с внешней когерентностью

1.4 Характеристики коррелированных помех

2 Моделирование устройств подавления пассивных помех

2.1 Оценка качества РЛС с СДЦ теоретическими методами и математическим моделированием

2.2 Подавление сигналов пассивных помех

3 Отчет о патентном поиске

Заключение

Список литературы

Введение

Актуальной проблемой современной радиолокации является повышение качества работы радиолокационных станций (РЛС) в условиях помех. В реальной обстановке на вход приемника РЛС поступают наряду с полезными сигналами различные мешающие сигналы (помехи). Задачи обнаружения, измерения координат и параметров движения обнаруживаемых объектов не могут решены без учета действия помех.

По способу образованию помехи могут быть разделены на активные, создаваемые сторонними источниками электромагнитного излучения, и пассивные, возникающие вследствие переотражения зондирующего сигнала в сторону РЛС от совокупности мешающих отражателей (СМО), не являющихся обнаруживаемым объектом.

К пассивным помехам относятся отражения от подстилающей поверхности местных предметов, облаков гидрометеоров, а также облаков искусственных отражателей [1]. Эти помехи имеют интервал корреляции, значительно превышающий период повторения зондирующего сигнала РЛС, поэтому их называют коррелированными помехами (КП). Такие помехи имеют значительную интенсивность, которая может на 30-80 дБ превышать уровень полезного сигнала. Это приводит к наличию большого числа ложных отметок, затрудняет работу операторов РЛС и автоматическую обработку результатов радиолокационного наблюдения в специализированных электронно-вычислительных машинах РЛС. Задачу обнаружения объекта (и его сопровождения) решают с помощью специальных методов обработки радиолокационных сигналов, основанных на различии частотно-временных свойств сигналов и помех, - методов селекции движущихся целей (СДЦ).

Основной целью использования в РЛС селектора движущихся целей является подавление сигналов пассивных помех от неподвижных объектов и выделение сигналов, отраженных от движущихся целей. Обнаружение малоразмер-

ных движущихся целей на фоне пассивных помех является одной из важнейших проблем радиолокации. С ней приходится сталкиваться при разработке радиолокационных систем различного назначения.

Современные способы ведения боевых действий с применением авиации, артиллерийского и ракетного оружия при условии высокой мобильности войск требуют непрерывного, не зависящего от состояния погоды и времени суток наблюдения за противником как непосредственно на поле боя, так и на прифронтовых коммуникациях. Необходимо производить обнаружение и измерение координат и, в ряде случаев, составляющих вектора скорости малоразмерных наземных движущихся целей. На вооружение приняты также низколетящие крылатые ракеты, которые нельзя обнаружить с помощью наземных РЛС. Обнаружение и измерение координат таких объектов возможно только при наблюдении с помощью бортовых РЛС обзора земной поверхности. Такие РЛС должны выделять сигналы малоразмерных движущихся целей (наземных и низколетящих) на фоне сигналов, отражениях от земной поверхности и других неподвижных и малоподвижных объектов. В большой степени решение задач, стоящих перед службами УВД, определяется использованием трассовых, обзорных и посадочных РЛС. Однако обнаружение и определение координат самолетов с помощью РЛС УВД затрудняется из-за наличия сигналов мешающих отражений от земной поверхности, местных предметов (зданий, холмов и деревьев) и гидрометеоров (облаков, снега, дождя и т.д.), которые поступает вместе с полезными сигналами на оконечное устройство РЛС.

Трудность решения задачи радиолокационного наблюдения в отмеченных случаях состоит в том, что маскирующий фон мешающих отражений имеет случайный характер и, как правило, намного (часто на несколько порядков) превышает полезный сигнал цели. Радиолокационный контраст цели в большинстве случаев настолько мал, что выделить ее непосредственно без специальной обработки не возможно.

1 Описание существующих систем СДЦ и помех

1.1 Физические основы доплеровских методов СДЦ

На рис.1 приведены две фотографии с экрана индикатора кругового обзора (ИКО) обзорной РЛС при наличии пассивных помех. Левая фотография соответствует наличию помех от местных предметов, дающих засветку в ближней зоне к РЛС (несколько десятков километров). На правой фотографии кроме местных предметов видны отражения от гидрометеоров (мокрый снег). Отметки целей (самолетов) наблюдаются только в дальней зоне. Поэтому в РЛС, подверженных влиянию перечисленных выше мешающих отражений, используются методы селекции движущихся целей, основанные на эффекте Доплера. Доплеровские методы выделения сигналов в пассивных помехах используют различие радиальных скоростей движения цели и источника помехи. Сущность эффекта Доплера, применительно к радиолокации, заключается в том, что частота сигналов, отраженных от объекта, расстояние до которого меняется, отличается от частоты излучаемых РЛС сигналов. В импульсных РЛС этот доплеровский сдвиг проявляется в виде изменения фазы последовательно принимаемых импульсных сигналов.

Величина доплеровской частоты прямо пропорциональна скорости изменения расстояния (радиальной скорости) между объектом и РЛС

$$V_R = dR/dt$$

и частоте сигнала (или обратно пропорциональна длине волны)

$$F_д = \frac{2V_R}{c} = \frac{2V_R}{\lambda}. \qquad (1)$$

Если сигнал отражается от неподвижного объекта, то $V_R=0$ и $F_д=0$, т.е. частота отраженного сигнала совпадает с частотой излучаемого сигнала. Если сигнал отражается от подвижного объекта и $V_R \neq 0$, то $F_д \neq 0$, т.е. частота отраженного сигнала отличается от частоты излучаемого сигнала. Если объект перемещается относительно РЛС, но так, что расстояние не меняется (движение по окружнос-

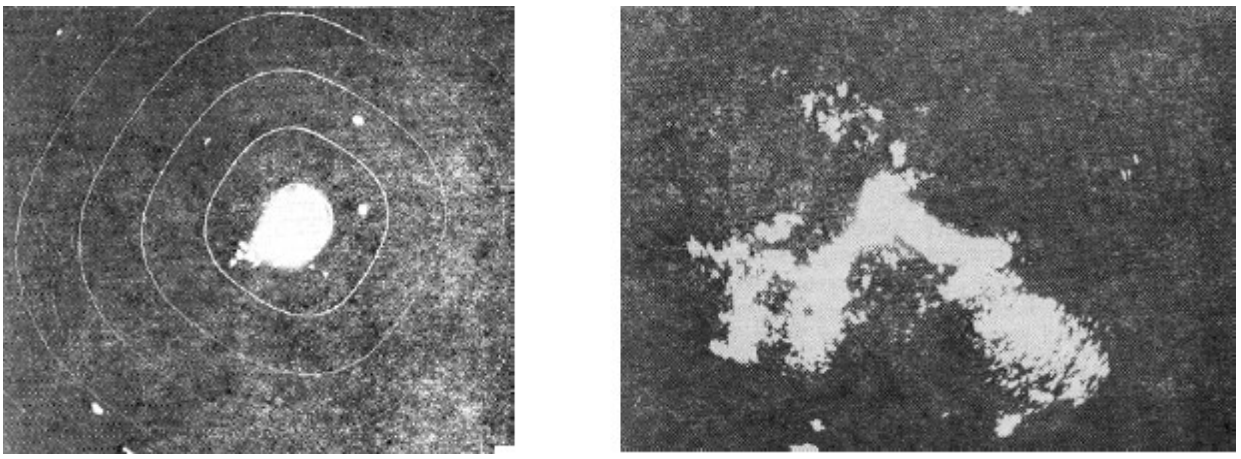


Рис. 1 - Две фотографии с экрана ИКО обзорной РЛС при наличии пассивных помех

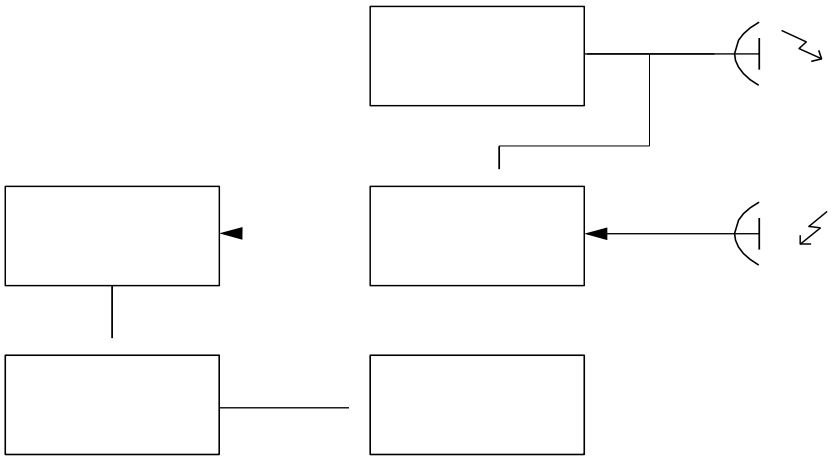
ти), то частота отраженного сигнала будет равна f_0, как и в случае отражения от неподвижного объекта.

Отличие частоты сигналов, отраженных движущимися целями, от частоты пассивных помех, отраженных неподвижными местными предметами и медленно двигающимися гидрометеорами, используется для выделения движущихся целей.

Селекция движущихся целей проще всего реализуется в РЛС с непрерывным излучением (рис. 2), имеющей две антенны: передающую и приемную. В приемное устройство поступают два колебания: от передатчика (через аттенюатор)



Рис. 2 – Блок-схема РЛС с непрерывным излучением



$$u_1=U_1 sin(\omega_0 t+\varphi_1). \quad (2)$$

и от приемной антенны, соответствующее отраженному сигналу

$$u_2=U_2 sin[(\omega_0+\Omega_д)t+\varphi_2]. \quad (3)$$

В выражениях (2) и (3) ω_0 - частота излучаемых колебаний;

$\Omega_д$- частота Доплера;

φ_1и φ_2 - начальные фазы колебаний.

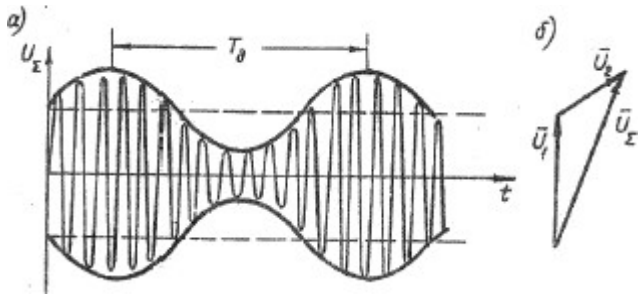


Рис.3 – Суммарное колебание
а - с квазигармоническим колебанием с медленно-меняющейся амплитудой; б - в виде суммы векторов

Суммарное колебание в предположении, что $\Omega_д << \omega_0$ и $U_2<U_1$, представлено на рис. 3 с квазигармоническим колебанием с медленноменяющейся амплитудой. Это суммарное колебание можно представить в виде суммы векторов $\bar{U}_1$ и$\bar{U}_2$, вращающихся с различными скоростями (рис. 3,б). Огибающая колебаний имеет период $T_д=1/F_д$ вектор выделяет огибающую, которая отфильтровывается фильтром и поступает на индикатор**.**

Система СДЦ с непрерывным излучением позволяет установить факт наличия движущейся цели и определить радиальную составляющую скорости движения, но не имеет разрешения по дальности.

В импульсных РЛС, для того чтобы сравнить фазы отраженного и зондирующего сигналов, необходимо сформировать опорное или когерентное колебание, позволяющее запомнить фазу зондирующего сигнала, по крайней мере, на тот интервал дальности, где имеются пассивные помехи.

Современные радиолокационные системы СДЦ разделяются на две группы - с внутренней и внешней когерентностью.

1.2 Системы СДЦ с внутренней когерентностью

Как отмечалось выше, селекция движущихся целей может быть осуществлена, если применить анализатор разности фаз принимаемых в стабильных по частоте излучаемых колебаний: если эта разность постоянна, цель неподвижна, если переменна, то цель движется. При импульсном методе работы излучение прекращается задолго до прихода отраженного сигнала, поэтому необходимо, чтобы опорное напряжение, с которым сравнивается принимаемые сигналы, было жестко связано по фазе с излучаемыми колебаниями (было бы когерентно им) и "хранило" эту связь до прихода отраженных сигналов. Для этого в состав РЛС с внутренней когерентностью вводится когерентный гетеродин, представляющий собой генератор, работающий в непрерывном режиме. Его колебания жестко синхронизируются по фазе с колебаниями передатчика.

Генератор передатчика РЛС с самовозбуждением (например, магнетрон) вырабатывает некогерентную последовательность импульсов с постоянной несущей частотой и со случайными начальными фазами. В каждом периоде повторения начальная фаза высокочастотного заполнения зондирующего импульса "запоминается" когерентным гетеродином, т.е. производится его фазированиие. Фазирование когерентного гетеродина может производиться на высокой или промежуточной частоте. Наибольшее распространение имеют системы с фазированием на промежуточной частоте (рис.4).

Для анализа работы схемы совместим начало отсчета времени с моментом из зондирующего импульса, когда цель находилась на расстоянии R_0от РЛС.

Колебания передатчика (точка 1 на схеме) в n-й период повторения запишем в виде

$$u_1 = U_1 \sin(\omega_n t_n - \varphi_{0n}) \text{ при } 0 \le t_n \le \tau_n, \qquad (4)$$

где t_n - текущее время, отсчитываемое от начала n-го периода повторения;

φ_{0n}- начальная фаза генератора в n-м импульсе;

ω_n- частота передатчика.



Рис. 4 – Блок-схема системы с фазированием на промежуточной частоте

Отраженный сигнал на входе приемника (точка 2) в *n*-м периоде повторения

$$u_2=U_2 sin[\omega_n(t_n-t_з)-\varphi_{0n}],t_з \le t_n \le t_з+t_u,, \quad (5)$$

где$t_з$- *в*ремя задержки импульсов цели.

Для неподвижных объектов $t_з=2R_0/C=const$; для движущихся с радиальной скоростью V_Rцелей

$$t_з = \frac{2}{C}\{R_0 - V_R[t_n+(n-1)T_n]\}. \quad (6)$$

Подставляя значение $t_з$ в выражение (4), получаем

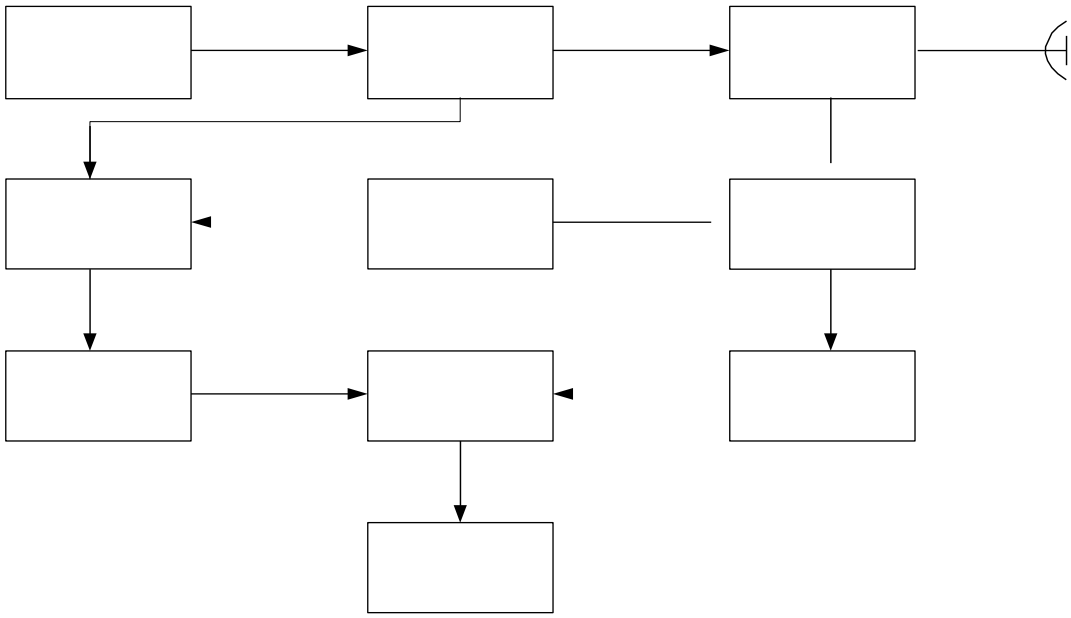
$$u_2=U_2 sin[\omega_c t_n+\Omega_д(n-1)T_n-\varphi_{0n}-\varphi_p]; \quad (7)$$

$$\omega_c = \omega_n\left(1+\frac{2V_R}{C}\right)=\omega_n+\omega_д;$$

$$\Omega_д=\frac{2V_R}{C}\omega_n;$$

$$\varphi_R = \frac{2R_0}{C}\omega_П .$$

Колебания местного гетеродина (точка 3), работающего в режиме непрерывной генерации, соответствующие *n*-му периоду повторения



$$u_3=U_3 sin(\omega_{МГ} t_n-\varphi_{МГn}), \quad (8)$$

где $\varphi_{МГн}$ - колебаний местного гетеродина в начале n-го периода импульсов.

Напряжение разностной частоты на выходе смесителя (точка 4) запишем как

$$u_4=U_4 sin[(\omega_C-\omega_{МГ})t_n+\Omega_д n-1)T_n-\varphi_R-\varphi_{МГn}-\varphi_{0n}],\ t_з \le t_n \le t_з+\tau_u. \quad (9)$$

Импульсы передатчика в смесителе фазирования преобразуются в импульсы промежуточной частоты (5) и используются для фазирования когерентного гетеродина, работающего на промежуточной частоте $\omega_{пр}=\omega_n-\omega_{МГ}$. После фазирования фаза колебаний когерентного гетеродина $\varphi_{КГн}$ становится связанной с начальной фазой колебаний передатчика φ_{0n}, хотя и не равна ей. С учетом фазирования напряжение в точке 6

$$u_6=U_6 sin(\omega_{КГ} t_n-\varphi_{КГn}). \quad (10)$$

Фазовый детектор перемножает напряжения u_4 и u_6. Учитывая, что

$$sin\alpha sin\beta=\frac{1}{2}[cos(\alpha-\beta)-cos(\alpha+\beta)]. \quad (11)$$

и что слагаемое суммарной частоты отфильтровывается, для разностной частоты получаем

$$u_7=U_7 cos[(\omega_c-\omega_{МГn}-\omega_{КГ})t_n+\Omega_д(n-1)T_n-\varphi_R-\varphi_ф], \quad (12)$$

где $U_7=0{,}5U_4U_6$;

$\varphi_Ф=\varphi_{0n}-\varphi_{МГn}+\varphi_{КГn}$ - параметр фазирования.

Этот параметр остается постоянным от периода к периоду повторения при стабильных частотах магнетрона, местного и когерентного гетеродинов.

При отражении от неподвижных объектов $\Omega_д=0$, $\omega_c=\omega_n$ и, следовательно, $\omega_n-\omega_{МГn}-\omega_{кг}=0$. Тогда сигнал на выходе фазового детектора

$$u_7=U_7 cos(\varphi_R+\varphi_ф). \quad (13)$$

Видеосигналы неподвижных объектов будут иметь постоянную амплитуду, определяемую R_0 и параметром фазирования$\varphi_ф$. При наличии движущейся цели огибающая видеоимпульсов изменяется по синусоидальному закону с частотой

$$u_7=U_7 cos[\Omega_д t_n+\Omega_д(n-1)T_n-\varphi_R+\varphi_ф]. \quad (14)$$

Если подать выходное напряжение на индикатор с амплитудной отметкой, то отметка движущейся цели окажется заштрихованной. Эта штриховка появляется вследствие изменения от периода к периоду амплитуды и полярности выходного напряжения фазового детектора. Отметки неподвижных целей будут иметь вид импульсов постоянной амплитуды (рис.5).

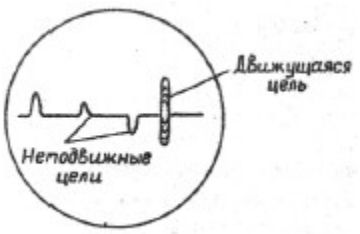


Рис. 5 – Отметки неподвижных целей

На индикаторах с яркостной отметкой как изменяющиеся, так и неизменные по амплитуде видеоимпульсы дают почти одинаковые по яркости отметки. Следовательно, если подать с выхода фазового детектора видеоимпульсы непосредственно на индикатор с яркостной отметкой, то выделять движущиеся цели будет невозможно. Картина на экране ИКО окажется аналогичной рис.1. Поэтому перед индикатором с яркостной отметкой ставят устройство, подавляющее сигналы неподвижных целей, имеющих постоянную амплитуду. Импульсы, амплитуда которых изменяется от периода к периоду, будут проходить через это устройство и поступать на индикатор. Следует отметить, что от качества работы устройства подавления пассивных помех в большой степени зависит эффективность всей системы СДЦ.

На эффективность системы СДЦ с внутренней когерентностью большое влияние оказывают нестабильности, приводящие к изменению текущей разности фаз отраженного сигнала и опорного колебания от периода к периоду. Если предположить, что цель неподвижна, то изменение разности фаз отраженного сигнала и опорного колебания будут вызываться кратковременной (межпериодной) нестабильностью частоты и начальной фазы передатчика, местного и коге-

.						

рентного гетеродинов. Требования к стабильности этих генераторов различны, так как набег фазы, определяющий разность фаз отраженного и опорного колебания (изменение значения $\varphi_ф$ за период повторения), у них происходит за разное время. Так, например, набег фаза на частоте передатчика f_n происходит за время длительности импульса $\tau_и$,тогда как для частот местного $f_{МГ}$ и когерентного $f_{КГ}$ гетеродинов это время определяется дальностью до цели и может быть во много раз больше. Поэтому изменение частот f_n, $f_{МГ}$и $f_{КГ}$ на одну и ту же величину за период повторения приведет к различной величине разности фаз отряженного и опорного колебаний. Следовательно, более жесткие требования предъявляются к стабильности частоты местного и когерентного гетеродинов.

Описанная система СДЦ с внутренней когерентностью носит название псевдокогерентной в связи с тем, что передатчик вырабатывает некогерентную последовательность импульсов со случайными начальными фазами. Начальная фаза высокочастотного заполнения запоминается в каждом периоде повторения с помощью фазирования когерентного гетеродина.

В РЛС с СДЦ с истинной внутренней когерентностью (рис.6) опорное колебание на промежуточной частоте, колебание местного гетеродина и высокочастотное заполнение зондирующих импульсов создается путем умножения частоты одного общего высокостабильного задающего генератора. В качестве мощного усилителя применяются мощные клистроны, ЛБВ и т.п. Истинно-когерентные РЛС обычно сложнее по построению, чем псевдокогерентные, в них обеспечивается более высокая стабильность частоты опорного колебания и зондирующего сигнала, что позволяет получить более высокую степень компенсации пассивных помех.

На рис.7 представлены фотографии с экрана ИКО обзорной РЛС с истинной внутренней когерентностью, использующей после фазового детектора компенсирующее устройство. Эти фотографии, в сравнении с рис.1, иллюстрируют эффективность использования системы СДЦ за счет режекции пассивных помех. Затвор камеры был открыт в течение одного периода обзора антенны РЛС для

.						

фото слева. Изображение самолетов получено в виде ярких точек. Отметки местных предметов отсутствуют. На фото справа затвор камеры был открыт при фотографировании в течение многих периодов обзора антенны, поэтому отметки самолетов образует траектории их движения. Из приведённых фотографий видно, что в ближней зоне отметки целей хорошо наблюдаются за счет подавления отражений от пассивных помех.

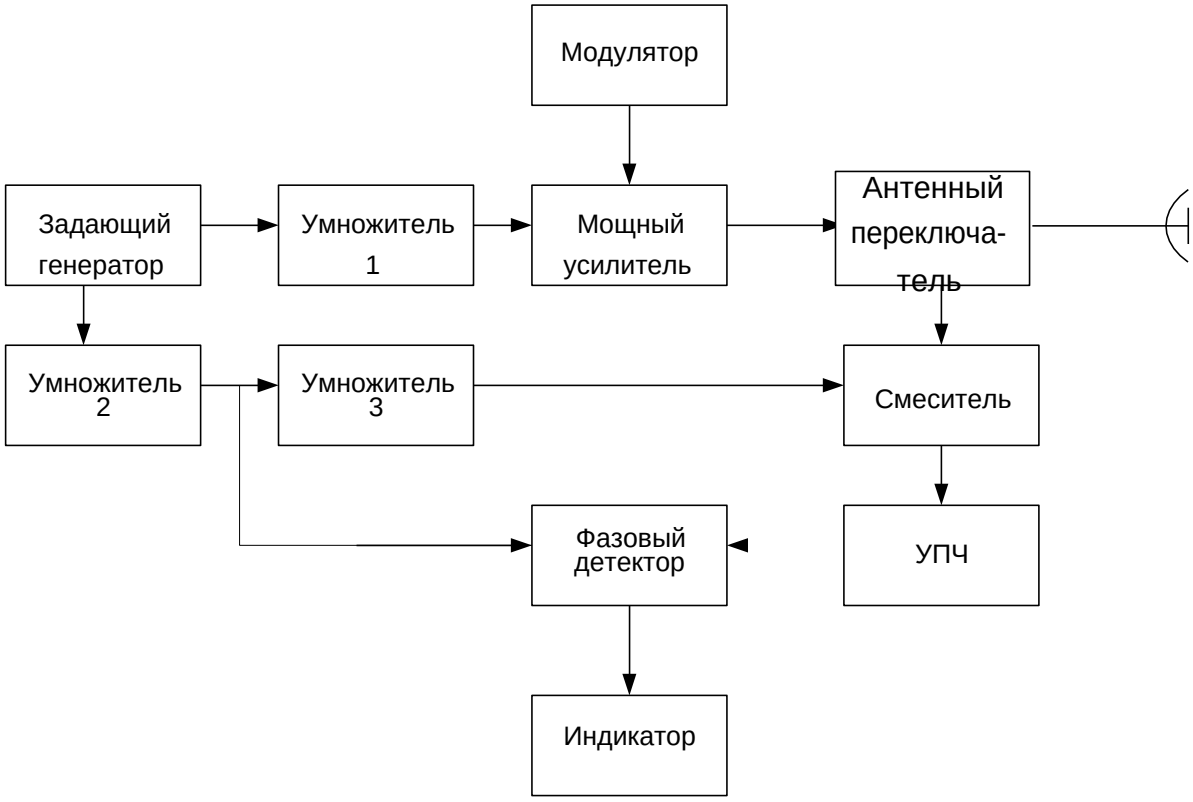


Рис. 6 – Блок-схема РЛС с СДЦ с истинной когерентностью

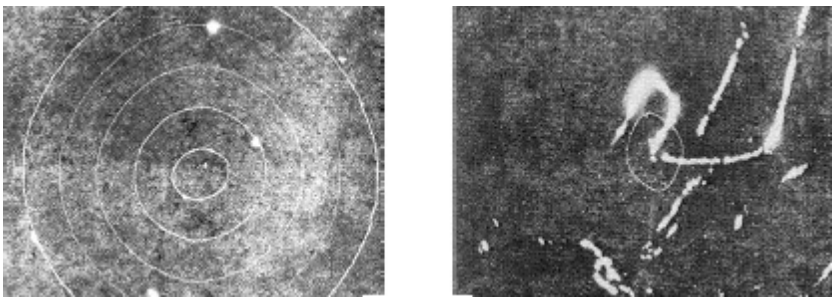


Рис. 7 - Фотографии с экрана ИКО обзорной РЛС с истинной внутренней когерентностью

1.3 Система СДЦ с внешней когерентностью

СДЦ с внешней когерентностью может быть реализована, если движущаяся цель расположена на фоне местных предметов, составляющих одновременно отражающую поверхность. Такой случай будет иметь место, например, при наблюдении наземных движущихся или низколетящих целей на фоне земной поверхности. В качестве опорных колебаний используются сигналы, отраженные от неподвижных объектов, находящихся на той же разрешаемой площадке или в разрешаемом объеме, что и подвижная цель. Рассмотрим отраженный сигнал от некоторого разрешаемого импульсного объема, состоящий из пассивной помехи и сигнала движущейся цели. Сигнал пассивной помехи можно представить как векторную сумму множества случайных отражателей (рис.8).

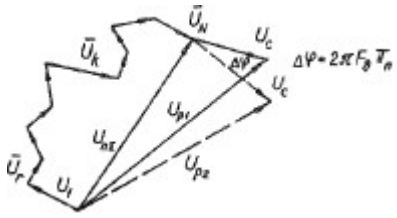


Рис. 8 - Сигнал пассивной помехи.

Результирующий сигнал, отраженный от местных предметов, равен сумме сигналов, отраженных от элементарных отражателей, которые заключены в пределах разрешаемого объема

$$u_{мп}(t)=\sum_{k=1}^{N} U_k \sin[\omega_k t-\varphi_{0k}], \qquad (15)$$

где U_k,ω_k и φ_{0k} - амплитуда, частота и начальная фаза сигнала отраженного от k - го отражателя. В общем случае

$$\omega_k=\omega_0+\frac{2\omega_0}{C} V_{Rk}, \qquad (16)$$

где V_{Rk}- радиальная составляющая скорости k-го отражателя относительно РЛС.

Если предположить, что относительное положение элементарных отражателей с течением времени остается неизменным ($V_{RK}=0$), то результирующий сигнал множества отражателей $U_n \sum$ имеет характер регулярной функции времени, а само множество отражателей является источником эталонных колебаний.

Сигнал, отраженный от движущейся цели U_cотносительно вектора $U_n \sum$, изменяет свою фазу от периода к периоду на величину $\Delta \varphi=2\pi F_д T_n$. Это приводит к изменению амплитуды и фазы результирующего вектора U_p.

Таким образом, в результате сложения сигналов, отраженных от местных предметов и движущейся цели, на входе приемника будут иметь место сигналы переменной амплитуды. На выходе амплитудного детектора видеоимпульсы движущейся цели, находящейся на фоне отражений от местных предметов, будут промоделированы с частотой $F_д$.

Сигналы, отраженные от участков местных предметов без движущихся целей, будут иметь постоянную амплитуду и могут быть скомпенсированы, как и в системе с внутренней когерентностью.

В системах с внешней когерентностью не предъявляются высокие требования к стабильности частоты местного гетеродина приемника, так как нестабильность его частоты в одинаковой степени влияет на изменение частот любых отраженных сигналов (как от неподвижных объектов, так и от движущихся целей). В действительности результирующий сигнал местных предметов флюктуи- рует за счет взаимного перемещения отдельных элементарных отражателей ($V_{Rk} \neq 0$). Это снижает эффективность селекции сигналов движущихся целей. Чем меньше скорость флюктуации сигнала множественного отражателя по сравнению с $1/T_n$,тем выше будет качество системы СДЦ.

В системе с внешней когерентностью необходимо иметь отражения от неподвижных объектов в пределах всей зоны обзора. Если отражений от местных предметов нет, то биений возникать не будет и на вход приемника РЛС поступят импульсы, отраженные от цели с постоянной амплитудой, которые после детектирования будут компенсироваться и цель будет потеряна. Для избежания этого

в схему вносят те или иные видоизменения. Одно из описанных в литературе видоизменений состоит во введении быстродействующего устройства анализа помехи и коммутатора выходного напряжения. При отсутствии помехи на индикатор подается напряжение не с выхода схемы компенсации, а непосредственно с детектора. Наличие или отсутствие помехи определяется по превышению установленного порогового уровня в течение определенного времени. Описанный способ не является единственным.

В некоторых РЛС с внешней когерентностью вводится когерентный гетеродин, фазирование которого осуществляется непрерывно сигналом фона. При пропадании фона когерентный гетеродин будет генерировать колебания с фазой, которая была установлена до пропадания фона, т.е. происходит как бы запоминание фазы фона. Эффективность системы СДЦ при этом нисколько не снижается, но пропадания цели не будет. При использовании когерентного гетеродина в состав РЛС входит фазовый детектор, как в системе с внутренней когерентностью.

Принцип внешней когерентности используется в РЛС, расположенных на движущихся объектах (самолете, вертолете и т.д.). В этом случае неподвижные относительно земной поверхности цели становятся "движущимися" относительно РЛС. Радиальные скорости "перемещения" этих целей относительно РЛС различны, что усложняет проблему компенсации эффекта их "движения". В системах с внешней когерентностью нет необходимости компенсировать эффект "движения" неподвижных отражающих объектов относительно РЛС, так как получаемые в результате движения РЛС дополнительные фазовые приращения одинаковы как для сигналов, отраженных от движущихся целей, так и для сигналов, отраженных от неподвижных объектов.

.						

1.4 Характеристики коррелированных помех

В большинстве практически интересных случаев сигнал КП можно представить суммой парциальных сигналов, отраженных от совокупности независимых элементарных отражателей, определенным образом распределенных в пространстве[2]. Под воздействием ветра, турбулентности воздушных потоков в атмосфере, под действием собственной силы тяжести происходит непрерывное случайное изменение положения и скорости элементарных отражателей относительно РЛС, что вызывает изменение амплитуды, фазы и доплеровского сдвига частоты в парциальных сигналах.

Полагаем, что эффективная площадь рассеяния отражателей приблизительно одинакова (что справедливо для большинства типов поверхностей и объемно-распределенных отражателей) и число отражателей в элементе разрешения достаточно велико. Тогда на основе центральной предельной теоремы можно считать, что мешающий отраженный сигнал представляет собой нормальный случайный процесс с нулевым средним значением.

Рассмотрим процесс образования мешающего отраженного сигнала в случае одноканального приема и двумерного пространственного распределения отражателей по угловой координате θ и дальности R (временной задержке $t_з$).

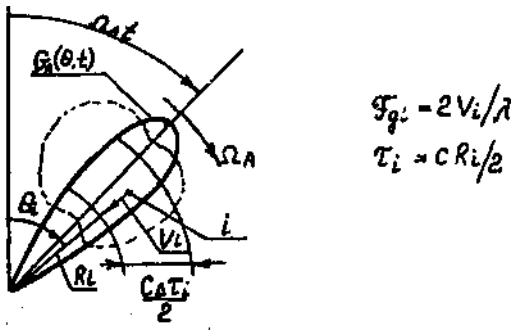


Рис. 9 – Процесс образования мешающих отражений

Процесс образования мешающего сигнала поясняется на рис. 9, где θ_i, R_i, V_i- со-

.						

ответственно угловое положение, расстояние до РЛС и радиальная скорость *i*-го отражателя; Ω_A - скорость сканирования диаграммы направленности антенны (ДН); $G_A(\theta,t)$ - ДН антенны по мощности.

Корреляционная функция отраженного сигнала может быть представлена в виде

$$R(t_1,t_2)=<\frac{1}{2}\sum_{i=1}^{N}\dot{X}_i(t_1)\dot{X}_i(t_1)>, \qquad (17)$$

где $\dot{X}_i(t_1)$ - комплексная амплитуда парциального сигнала *i* -го отражателя в момент времени t_1;

$\dot{X}_i(t_1)$ - комплексная амплитуда сигнала *i*-го отражателя в момент времени

t_2;

скобки означают статистическое усреднение по множеству реализаций;

знак * - комплексное сопряжение.

Вводя плотность распределения элементарных отражателей по случайным параметрам $\eta(\theta, \tau, F_g)$ и учитывая, что средняя мощность коррелированной помехи для интервалов $\Delta\theta$, $\Delta\tau$, ΔF_gопределяется выражением $\eta(\theta, , F_g)\cdot\Delta\theta\Delta \cdot\Delta F_g$, каждый парциальный сигнал можно определить выражением

$$\dot{X}_i(t)=\dot{G}_A(\theta,t)\cdot\dot{S}_i(t-\tau)e^{-j2\pi F_{\partial i}t}\cdot\eta(\theta,\tau,F_{\partial i})\Delta\theta\cdot\Delta\tau\cdot\Delta F_{\partial}, \qquad (18)$$

где $\dot{S}(t)$- комплексная амплитуда зондирующего сигнала;

$\dot{G}_A(\theta_i,t)$ - модулирующий множитель за счет диаграммы направленности приемной антенны.

Подставляя (18) в (17) и переходя от суммирования к интегрированию при $\Delta\theta$, Δ , ΔF_g->0 выражение для корреляционной функции помехи можно записать в виде

$$R(t_1,t_2)=\frac{1}{2}\iiint_{\theta\tau F_{\partial}}\dot{G}_A(\theta,t_1)\dot{G}_A(\theta,t_2)\cdot\dot{S}(t_1-\tau)\dot{S}(t_2-\tau)\cdot\eta(\theta,\tau,F_{\partial})\exp\{j2\pi F_{\partial}(t_1-t_2)\}d\theta d\tau dF_{\partial}. \qquad (19)$$

Выражение (19) можно обобщить на случай трехмерного распределения отражателей и многоканального приема[3].

Одним из сигналов, нашедшим широкое практическое применение в радиолокации, является последовательность когерентных радиоимпульсов малой длительности $_{u}$.

$$S^{\square}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} S^{\square}_{1}(t - kT_{П}), \qquad (20)$$

где k - текущий номер импульса;

$T_{П}$– период повторения импульсов.

Полагаем, что пространственная протяженность области мешающих отражений в единицах времени запаздывания μ $_{u}$превышает длительность импульса ($\mu > 1$), но не превышает полупериода посылки $T_{П}/2$, а протяженность области помехи по угловой координате заметно шире ДН антенны. Распределение отражателей в пространстве представим в виде

$$\eta(\theta,\tau,F_{д}) = \begin{cases} \eta(F_{д}), & \tau - kT_{П} \le \mu\tau_{u}/2, \\ 0, & \mu\tau_{u}/2 < \tau - kT_{П} < T_{П}/2. \end{cases} \qquad (21)$$

Используя выражения (19), (20), (21) можно показать, что корреляционная функция помехи имеет вид

$$R^{\square}(t_1,t_2) = C_1\zeta_{F}(t_1 - t_2)\cdot\zeta_{A}(t_1 - t_2)\cdot\sum_{k}\zeta_{1}(t_1 - t_2 - kT_{П}), \qquad (22)$$

где $\zeta_{1}(t_1 - t_2 - kT_{П})$ - нормированная корреляционная функция одиночного

$\zeta_{A}(t_1 - t_2)$ радиоимпульса; - нормированная корреляционная функция модуляции ДН;

$\zeta_{F}(t_1 - t_2)$ - нормированная корреляционная функция флюктуаций помехи;

C_1– множитель, характеризующий в момент времени $t_2=t_1$среднюю мощность мешающих отражений.

Учитывая, что в реальных условиях на входе приемника РЛС действуют также собственные шумы приемника антенны и т.д., с корреляционной функцией $R_{ш}(t_1,t_2)$ результирующую коррекционную функцию помехи можно записать

$$R^{\square}_{\Sigma}(t_1,t_2) = R_{ш}(t_1,t_2) + R^{\square}_{1}(t_1,t_2). \qquad (23)$$

Нестационарную помеху приближение заменяют, стационарной с корреля-

ционной функцией (23) для производных t_1 и t_2, что позволяет описать помеху с помощью спектральной плотности мощности (энергетического спектра помехи)

$$N(f) = N_0 + C_1 \int_{-\infty}^{\infty} \zeta_A(\tau)\zeta_F(\tau)\sum_k \zeta_1(\tau - kT_П)\exp(-j2\pi f\tau)d\tau. \qquad (24)$$

Вид составляющих корреляционной функции помехи; представлен на рис.10, а энергетический спектр помехи на рис.11. При условии, что интервал корреляции для $\zeta_F(\tau)$, $\zeta_F(\tau)$ значительно больше интервала корреляции для

$\zeta_1(\tau)$,энергетический спектр помехи имеет многолепестковую структуру с мак- симумами, отстоящими друг от друга на величину, равную частоте повторения импульсов $F_П=1/T_П$, ширина лепестков определяется модуляцией отраженного сигнала ДН и характером флуктуаций помехи, а огибающая энергетического спектра помехи определяется видом корреляционной функции одиночного им- пульса.

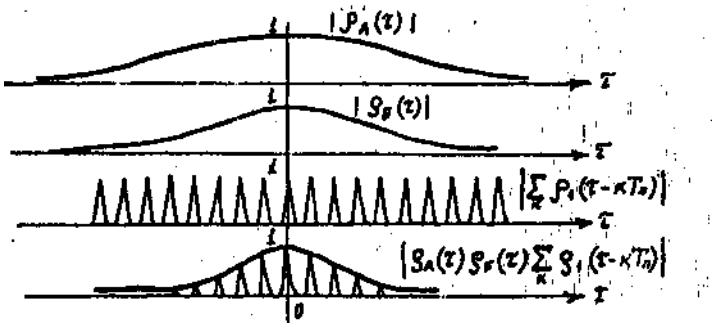


Рис. 10– Вид составляющих корреляционной функции помехи

Отсутствие необходимых данных о характере движения элементарных от ражателей затрудняет аналитический расчет статистических характеристик кор-релированных помех. Однако в настоящее время имеется значительный экспе-риментальный материал по исследованию спектра флюктуации множественных отражателей $G_П(F)$, который связан Фурье-преобразованием с корреляционной функцией флюктуаций помехи $\zeta_F(\tau)$. $G_П(F)$ представляет энергетический спектр сигнала, отраженного от источника коррелированной помехи при облу-чении ее монохроматическим излучением при неподвижной антенне. Реальные энергетические спектры можно аппроксимировать гауссовой кривой в случае

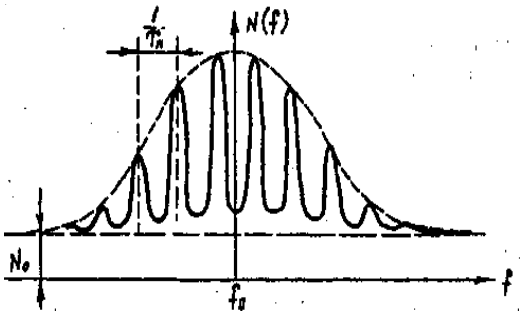


Рис. 11 – Энергетический спектр по-

быстрого спадения спектра флюктуаций и резонансной кривой в случае медленного спадения спектра флюктуаций[4]. Виды аппроксимаций спектров флюктуаций и соответствующие им корреляционные функции приведены в табл. 1. При аппроксимации спектра флюктуаций кривой Гаусса ширина спектра флуктуации на уровне ε, определяется выражением

$$\Delta F_{\varepsilon} = f_0 \sqrt{-\frac{(\ln \varepsilon)}{\gamma}}, \qquad (25)$$

где f_0 - частота зондирующего сигнала;

γ - экспериментально определяемый параметр;

$\varepsilon<1$.

Установлено, что произведение ширины спектра флуктуации на длину волны зондирующего сигнала λ является постоянной величиной

$$\Delta F_{\varepsilon} \lambda = C \sqrt{-\frac{(\ln \varepsilon)}{\gamma}} = const . \qquad (26)$$

В табл. 2 приведена ширина спектра флюктуация по уровню ε=0,5 различных типов помех для λ=10 см и скорости ветра V_B, а на рис.12 - соответствующие им спектры флюктуации. Характеристики отражений от гидрометеоров и облаков дипольных отражателей существенно зависят от метеорологических условий - градиента скорости ветра по высоте итурбулентности атмосферы.

Величины показателей качества РЛС с СДЦ зависят от характеристик эхосигналов от целей, пассивных помех и собственно аппаратуры РЛС с СДЦ.

Основными причинами неполной компенсации помех системой СДЦ являются

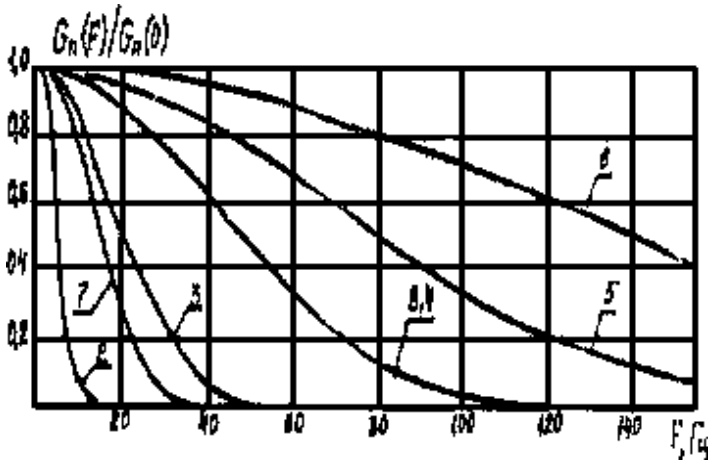


Рис. 12 – Спектры флюктуаций помех при гауссовской аппроксимации

относительные перемещения элементарных отражателей и РЛС (собственные хаотические движения отражателей и движение платформы, на которой установлена РЛС), вращение антенны при обзоре пространства, несовершенство и нестабильность работы основных узлов РЛС

Таблица 1 - Виды аппроксимаций спектров флюктуаций и соответствующие им корреляционные функции

№	$G_n(F)/G_n(0)$	$\rho_F(\tau)$
1	$\exp\{\ln 0{,}5F^2/\Delta F_{0,5}^2\}$	$\exp\{\pi^2(\Delta F_{0,5})^2/\ln 0{,}5\}$
2	$1/[1+(F/\Delta F_{0,5}^2)^2]$	$\exp\{-2\Delta F_{0,5}\tau\}$
3	$1/[1+(F/\Delta F_{0,5})^4]$	$2\{\exp[-2\pi F_{0,5}\tau]\cdot\sin[2\pi F_{0,5}\tau+\pi/4]$
4	$1/[1+(F/F_{0,5})^6]$	$0{,}5\left\{\exp\left[-2\pi\Delta F_{0,5}\tau\right]+2\exp\left[-\pi\Delta F_{0,5}\tau\right]\cdot\cdot\right.$ $\left.\cdot\sin\left\{3\pi\Delta F_{0,5}\tau+\pi/6\right\}\right.$
5	$\frac{1}{\left[1+\left(\frac{F}{\Delta F_{0,5}\Psi(L)}\right)^2\right]^L}$	$\frac{(L-1)!}{[2(L-1)]!}\exp\left[-2\pi\Psi_1(L)\Delta F_{0,5}\tau\right]\sum_{k=0}^{L-1}\frac{(2L-k-2)!}{k!\,(L-k-1)!}\cdot$ $\cdot\left[4\pi\Psi_1(L)\Delta F_{0,5}\tau\right]^k$, где $\Psi_1(L)=1/\sqrt{2^L-1}$

Источник пассивной помехи представляет собой совокупность большого числа случайно распределенных в пространстве элементарных отражателей (дождь, облака металлизированных отражателей, земная и водная поверхности и т. д.). Перемещение этих отражателей под действием ветра, силы тяжести и т. п. приводит к изменению амплитуд и фаз отраженных элементарных сигналов. В результате суммарный отраженный сигнал на входе РЛС с СДЦ флюктуирует от периода к периоду повторения зондирующих импульсов и не может быть полностью скомпенсирован системой СДЦ.

Таблица 2 – Значения ширины спектра флюктуаций различных типов помех при λ =10 см

№	Тип помехи	$V_в$, км/ч	y *1015	$\Delta F_{0,5}$, Гц
1	Холмы, поросшие лесом	0	$3,9*10^3$	1,2
2	Холмы, поросшие лесом	32	$2,3*10^2$	5,2
3	Морская поверхность	2	14,1	21
4	Дождевые облака	- - -	2,3	52
5	Осадки	3	0,97	80
6	Осадки	6	0,32	140
7	Дипольные помехи	1,6	28	15
8	Дипольные помехи	40	2,7	48

При движениях РЛС относительно протяженного источника пассивной помехи отдельные элементарные отражатели, попадающие в диаграмму направленности антенны, наблюдаются под разными углами к направлению движения РЛС. Их радиальные смещения по отношению к РЛС различны, поэтому различны и изменения фаз элементарных сигналов, следствием чего являются

флюктуации фазы и амплитуды результирующего сигнала. Появление флюктуаций результирующего сигнала при движении РЛС можно также объяснить различным доплеровским сдвигом частоты элементарных отражений сигналов. Биения между этими частотами проявляются в виде флюктуаций сигнала на входе РЛС. Обе точки зрения равноправны и являются различными формами выражения эффекта Доплера.

Вращение антенны РЛС при обзоре пространства приводит к тому, что «пачка» сигналов от любого отражающего объекта на входе приемника оказывается дважды (при излучении и при приеме) промодулированной диаграммой направленности антенны РЛС. Так появляется амплитудная флюктуация отраженных сигналов, характер которой определяется формой диаграммы направленности антенны. Величина флюктуаций амплитуды от периода к периоду повторения зондирующих импульсов тем меньше, чем выше частота повторения импульсов передатчика, шире диаграмма направленности и меньше угловая скорость обзора пространства.

Однако практически такие флюктуации в ряде случаев достаточно медленны, по сравнению с периодом повторения импульсов.

2. Моделирование устройств подавления пассивных помех

2.1 Оценка качества РЛС с СДЦ теоретическими методами и математическим моделированием

Эффективность любой радиосистемы характеризует ее способность выполнять определенный комплекс задач в заданных условиях. Количественной мерой эффективности, позволяющей оценивать качество системы при работе в различных ситуациях, сравнивать системы между собой и т. д., являются показатели (критерии) качества системы.

Обоснованный выбор показателей качества имеет очень важное значение при исследовании и проектировании радиосистем. В общем случае выбираемый показатель качества должен:

- отражать основное назначение системы и соответствовать цели исследования;

- быть количественным, чтобы сравнение систем было обоснованным;

- быть критичным по отношению к параметрам, определяющим его значение;

- допускать достаточно простую физическую трактовку и, по возможности, просто определяться;

- быть достаточно устойчивым, т. е. иметь малый разброс относительно среднего значения.

Как было уже отмечено, основной задачей, стоящей перед РЛС с СДЦ, является обнаружение целей, движущихся на фоне пассивных помех, определение координат и параметров их движения, а также сопровождение целей. Поэтому при анализе РЛС с СДЦ основными являются целевые показатели эффективности. Учитывающие вероятность обнаружения цели, точность определения координат объектов при определенной помеховой обстановке.

В режиме обзора наибольшее распространение получили характеристики обнаружения или рабочие характеристики приемника (РХП) РЛС с СДЦ, пред-

ставляющие собой графические зависимости вероятности обнаружения цели отношения мощностей сигналов цели и помех при заданных вероятностях ложных тревог.

РХП дают достаточно полную оценку технической эффективности РЛС с СДЦ, недостатком их является сложность определения и недостаточная критичность по отношению к параметрам, оценивающим качество работы основных узлов станций.

К числу вероятностных показателей качества РЛС с СДЦ относится также «пороговый сигнал» - минимальный по величине сигнал, который еще обнаруживается с заданной вероятностью на фоне помехи данного вида и уровня, вызывающий ложную тревогу с фиксированной вероятностью. Отношение «порогового сигнала» к уровню помехи называют «пороговым отношением сигнал - помеха».

Сложность определения вероятностных показателей качества РЛС с СДЦ приводит к тому, что на практике большее распространение получили энергетические показатели, которые, несмотря на присущую им известную ограниченность, имеют достаточно простую физическую трактовку и достаточно просто могут быть определены.

К числу простейших энергетических показателей качества РЛС с СДЦ относится коэффициент подавления помехи

$$K_п = P_{пвх} / P_{пвых}, \quad (27)$$

где $P_{пвх}$, $P_{пвых}$ - мощность пассивной помехи на входе и выходе РЛС с СДЦ.

К достоинствам $K_п$ является наглядность и простота его теоретического и экспериментального определения, но $K_п$ не учитывает воздействия системы СДЦ на полезный сигнал и не во всем диапазоне изменения скорости флуктуаций пассивной помехи достоверно оценивается качество работы системы СДЦ. Поэтому для более полной оценки эффективности РЛС с СДЦ наряду с $K_п$ используется коэффициент различимости

$$K_р = (P_ц / P_{цо})_{вых} \text{ при } P_{пвх}=0, \quad (28)$$

где$P_{цвых}$, $P_{цовых}$ - соответственно выходные мощности сигналов цели, движущейся с определенной радиальной скоростью и с оптимальной радиальной скоростью в зоне, свободной от пассивных помех.

Учитывая реакцию системы СДЦ на сигналы целей, $K_р$ не учитывает воздействие системы СДЦ на пассивные помехи. В случае линейного приемного устройства РЛС с СДЦ предварительная оценка эффективности может производиться и по рассмотренным выше энергетическим критериям. Однако реальное приемное устройство РЛС с СДЦ обычно нелинейно, в этом случае используются более сложные показатели качества, учитывающие реакцию системы СДЦ на сигналы целей, движущихся на фоне пассивных помех.

К числу таких критериев относятся коэффициент подпомеховой видимости

$$K_{ппв}=(P_п / P_ц)_{вх} \text{ при } P_{цвых}=кP_{пвых} \qquad (29)$$

где $P_{цвх}$, $P_{пвх}$, $P_{цвых}$, $P_{пвых}$ - мощность сигнала цели и помехи на входе и выходе РЛС с СДЦ;

$к$ - коэффициент, определяющий порог обнаружения цели на фоне помехи ($к=1$ - если сигналы с выхода системы СДЦ подаются на автоматические устройства РЛС с СДЦ).

Из выражения (29) следует, что $K_{ппв}$ есть максимальное отношение помеха - сигнал на входе РЛС, для которого обеспечиваются заданные вероятности обнаружения и ложных тревог.

Оценка качества функционирования РЛС с СДЦ и ее блоков может производиться на основании общих и частных критериев. Под общими понимают критерии, которые оценивают работоспособность РЛС с СДЦ в целом, а под частными - критерии, с помощью которых оценивается качество функционирования отдельных узлов РЛС с СДЦ.

Целесообразность использования тех или иных критериев определяется в каждом конкретном случае отдельно. Так, например, сравнение проектируемых и существующих РЛС с СДЦ различных типов друг с другом и эксплуатационный контроль РЛС с СДЦ следует осуществлять по общим критериям. При разработ-

ке, настройке, ремонте отдельных узлов РЛС и при локализации неисправностей основными критериями являются частные.

Теоретические методы оценки качества РЛС с СДЦ включает аналитические методы и численный анализ. Важным достоинством аналитических методов является возможность получения результата исследования в виде формулы, позволяющей сравнительно просто и наглядно проследить зависимость показателя качества от начальных условий, внешних воздействий, параметров системы и ее структуры.

В общем случае исследуемая РЛС с СДЦ является многосвязной радиосистемой с меняющимися регулярно или случайным образом параметрами. Поэтому задача аналитического исследования РЛС с СДЦ при помощи ее описания весьма сложна и может быть доведена до конца лишь в простейших случаях. Для упрощения задачи считают исследуемую систему детерминированной, стационарной и линейной. Однако и в этом случае получаемые выражения для показателей качества оказываются настолько сложными и громоздкими, что зачастую не представляется возможным проследить по ним зависимость показателей качества от параметров системы и изменения условий ее работы.

В этих случаях довольствуются численным решением, т. е. находят значение показателя качества для ограниченного числа ситуаций. Численные решения обычно ищут с помощью ЭВМ. Роль ЭВМ ограничивается реализацией программы вычисления показателя качества по заданной формуле.

Чаще всего теоретические методы используются для анализа энергетических показателей качества РЛС с СДЦ. Для определения этих показателей необходимо вычислить мощности полезных сигналов и пассивных помех на входе и выходе РЛС с СДЦ, а эти мощности могут быть выражены через соответствующие энергетические спектры. Поэтому при теоретической оценке эффективности РЛС с СДЦ одной из основных задач является расчет энергетических спектров пассивных помех и сигналов движущихся целей. Задача эта очень сложна и решается при использовании ряда упрощающих допущений, таких, как линейность

приемника РЛС, возможность аппроксимирования огибающей спектра пассивных помех и эхо - сигналов от цели нормальным законом и т. п.

Теоретические методы оценки качества РЛС с СДЦ могут быть использоваться на любых этапах проектирования, производства и эксплуатации РЛС с СДЦ, но получаемые результаты нуждаются в уточнении путем моделирования или натурных испытаний.

Моделирование на ЭВМ, или математическое моделирование является наиболее универсальным, гибким и экономичным. Математическое моделирование позволяет интенсифицировать процессы исследования и разработки систем, решать задачи, которые часто не поддаются разрешению традиционными аналитическими методами. Пользуясь этим методом, удается сравнить системы и выбрать наилучшую еще на стадии проектирования, пока не начата разработка образцов.

Исследование любой системы методом математического моделирования складывается из последовательного выполнения ряда операций: составление описания системы, подлежащей разработке или исследованию; формирование ее математической модели; реализация модели на ЭВМ; исследование модели; интерпретация результатов.

Технически математическое моделирование сводится к машинным экспериментам с программой, имитирующей работу исследуемой системы при случайных внешних воздействиях.

.						

2.2 Подавление сигналов пассивных помех

Задача СДЦ решается путем подавления мешающих отражений от местных неподвижных и малоподвижных объектов. С увеличением степени подавления таких помех увеличивается вероятность правильного обнаружения и возрастает точность определения координат движущихся целей.

Устройства подавления сигналов пассивных помех основаны на отличии их характеристик от соответствующих характеристик сигналов движущихся целей. Основным таким отличием является различие в их спектрах.

Как было отмечено выше, при отражении от неподвижных объектов видеоимпульса на выходе фазового детектора имеют постоянную амплитуду. Из курса "Радиотехнические цели и сигналы" известно, что амплитудный спектр неограниченной последовательности прямоугольных видеоимпульсов с постоянной амплитудой U_0 длительностью $\tau_и$ и периодом $T_П$ повторения имеет вид, представленный на рис.13. В спектре сигналов неподвижных целей содержатся, таким образом, постоянная составляющая и гармоники, кратные частоте повторения импульсов.

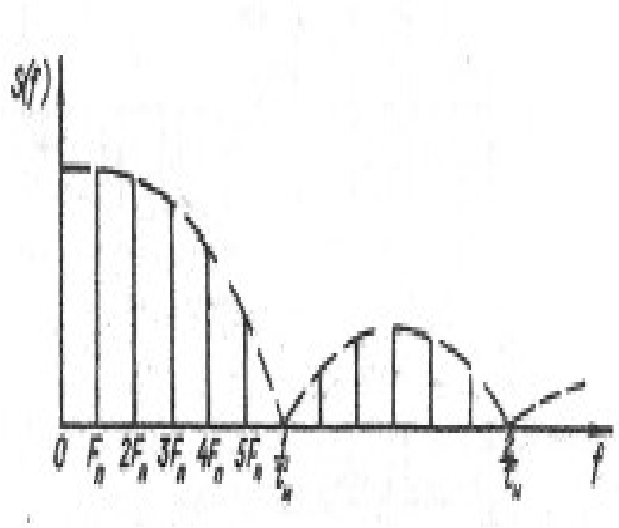


Рис. 13 – Амплитудный спектр неограниченной последовательности прямоугольных видеоимпульсов

В случае движущейся цели из-за изменения разности фаз колебаний когерентного

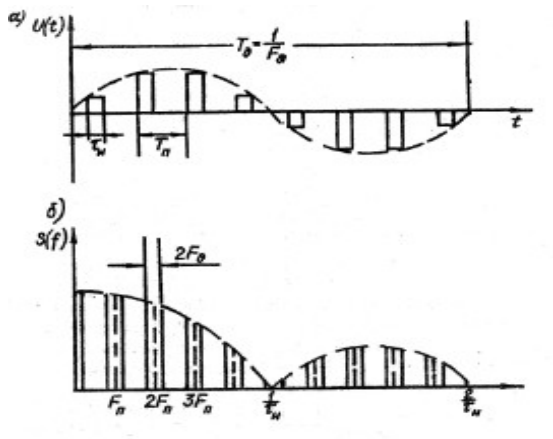


Рис. 14– Спектр последовательности видеоимпульсов в случае движущейся цели

гетеродина и высокочастотного заполнения импульсов цели от периода к периоду последовательность импульсов на выходе фазового детектора становится знакопеременной (рис.14,а). Спектр такой последовательности видеоимпульсов содержит составляющую доплеровской частоты $F_д$ и боковые частоты модуляции kF_n-$F_д$ и kF_n+$F_д$ (рис.14,б).

Если движущаяся цель находится на фоне местных предметов, то при условии $U_{МП}>>U_{дц}$ видеоимпульсы на выходе когерентного детектора будут однополярными и промодулированными по амплитуде с частотой $F_д$ (рис.15, а). Амплитудный спектр этой последовательности содержит постоянную составляющую,

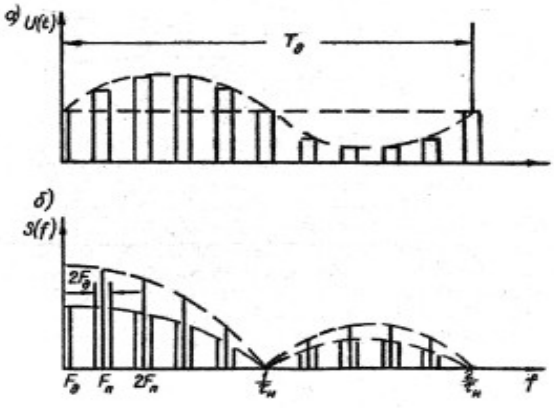


Рис. 15 – Спектр последовательности видеоимпульсов в случае движущейся цели на фоне местных предметов

.						

частоты кратные $F_П$ и боковые частоты модуляции, смещенные на величину $F_д$(рис.15, б).

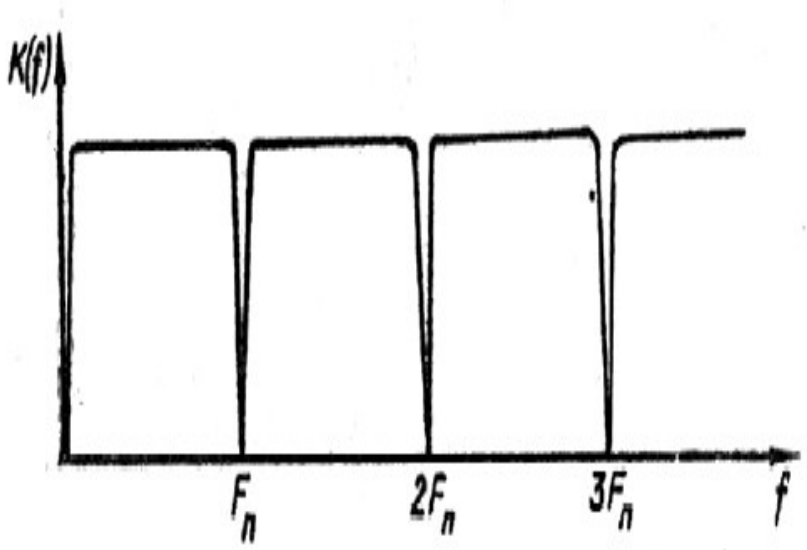


Рис. 16 – Частотная характеристика гребенчатогофильтра.

Из сравнения спектров видно, что для выделения сигналов движущихся целей необходимо после фазового детектора поставить фильтр, имеющий частотную характеристику, позволяющую подавлять частоты, кратные частоте повторения, и пропускать все остальные частоты (рис.16). Фильтр с подобной характеристикой носит название гребенчатого фильтра. Наиболее просто гребенчатые фильтры реализуются при относительно малом числе полос подавления, что имеет место в РЛС с повышенной частотой повторения (малая скважность импульсов). В РЛС с большой скважностью число полос подавления составляет несколько сотен и гребенчатый фильтр становится слишком громоздким.

Постоянство амплитуды видеоимпульсов на выходе фазового детектора от периода к периоду повторения при отражении от неподвижных объектов позволяет осуществить чересперио дную компенсацию (ЧПК) сигналов мешающих отражений. Схема ЧПК должна состоять из устройства задержки импульсов на период повторения и устройства вычитания (рис.17). В идеальном случае импульсы неподвижных целей в устройстве вычитания полностью компенсируются.

.						

Импульсы, соответствующие движущейся цели, изменяются по амплитуде, и поэтому после вычитания остается так называемый нескомпенсированный остаток.

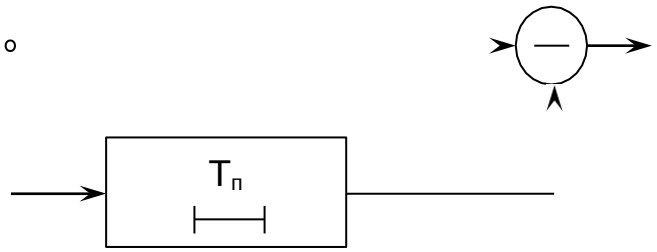


Рис. 17 – Структурная схема однократной системы ЧПК

Методом математического моделирования на ЭВМ были реализованы устройства ЧПК по схемам, показанным на рис.17, 21, 23, 25 и построены для них частотные характеристики.

Частотная характеристика однократной системы ЧПК приведена на рис. 18. Видно, что однократная система ЧПК, структурная схема которой показана на рис. 17, подавляет сигналы пассивных помех, отраженных от неподвижных объектов, более чем на 8 дБ при частотах меньших 600 Гц и выделяет сигнал,отраженный от движущихся целей,в полосе пропускания 2,4 кГц по уровню “минус” 3дБ.. Как видно из таблицы 2, частоты пассивных помех расположены ниже 600 Гц, а следовательно, задача обнаружения и определения координат движущихся целей с учетом действия помех будет решена. Частотная характеристика параллельной двойной системы ЧПК (рис. 18), структурная схема которой приведена на рис. 21 б, получилась аналогичной однократной системы ЧПК (рис. 18)

По существу система компенсации сигналов неподвижных целой осуществляет во временной форме операцию, аналогичную операцию фильтраций составляющих спектра сигналов движущихся целей, выполняемой гребенчатым фильтром. Найдём частотную характеристику схемы чересперiодной компенсации.

$$K(j\omega) = \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{U}_{вх}} = \frac{\dot{U}_{вх} - \dot{U}_{вх} k_з(j\omega)}{\dot{U}_{вх}} = 1 - k_з(j\omega), \quad (30)$$

где $\dot{U}_{вх}$ и $\dot{U}_{вых}$ - комплексные амплитуды соответственно на входе и выходе схемы вычитания;

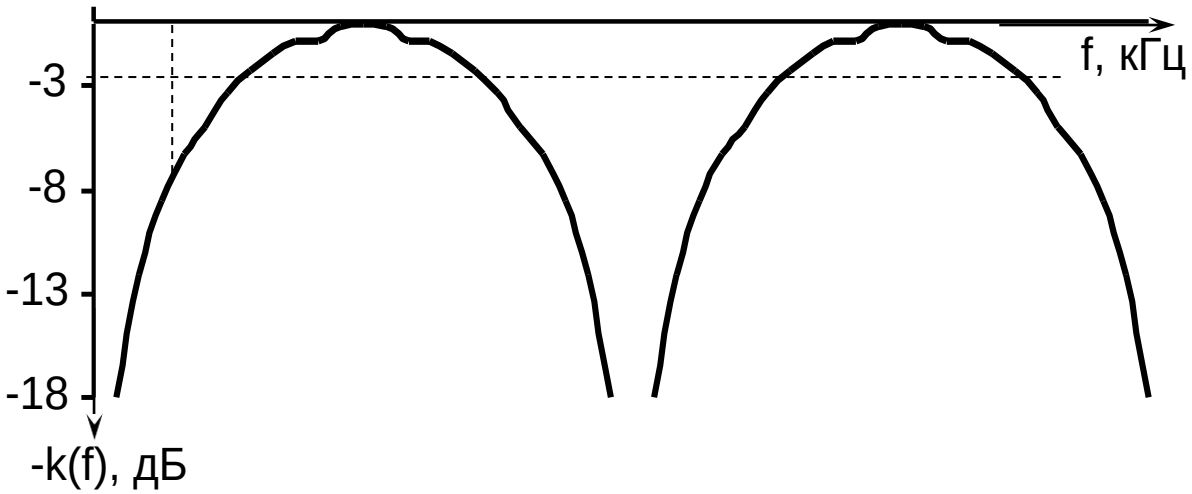


Рис. 18 – Частотная характеристика однократной и параллельнойдвойнойсистемы ЧПК

$k_з(j\omega)$ - передаточная функция задержанного канала, равная $e^{-j\omega Tn}$.

Тогда

$$K(j\omega) = 1 - e^{-j\omega T_П} = 1 - \cos \omega_П T + j \sin \omega_П T \quad (31)$$

и

$$K(j\omega) = \left| \sqrt{(1 - \cos \omega T_П)^2 + j \sin^2 \omega T_П} \right| = 2 \left| \sin \omega T_П / 2 \right|. \quad (32)$$

Как видно из рис.18. частотная характеристика устройства ЧПК, как и характеристика гребенчатого фильтра, подавляет частоты, кратные частоте повторения импульсов. Отраженные сигналы движущихся целей проходят через систему ЧПК за исключением сигналов целей, движущихся с так называемыми "слепыми" скоростями, при которых $F_д = nF_П$, где n- целое число.

Нетрудно установить значение "слепых" скоростей из соотношения $2V_R/\lambda = nF_n$. Следовательно, при $V_R = \lambda n F_n/2$ сигнал цели на выходе компенси-

.						

рующего устройства будет равен нулю. Это объясняется тем, что при использовании СДЦ в импульсных РЛС огибающая последовательности импульсов на выходе фазового детектора имеет доплеровскую частоту $F_д=2V_R/\lambda$ только в том случае, если частота следования импульсов $F_П \geq 2F_д$, т.е. когда на один период доплеровской частоты приходится по крайней мере два импульса. В противном случае частота огибающей импульсов отличается от доплеровской частоты и называется поэтому кажущейся доплеровской частотой. Это является одним из проявлений стробоскопического эффекта.

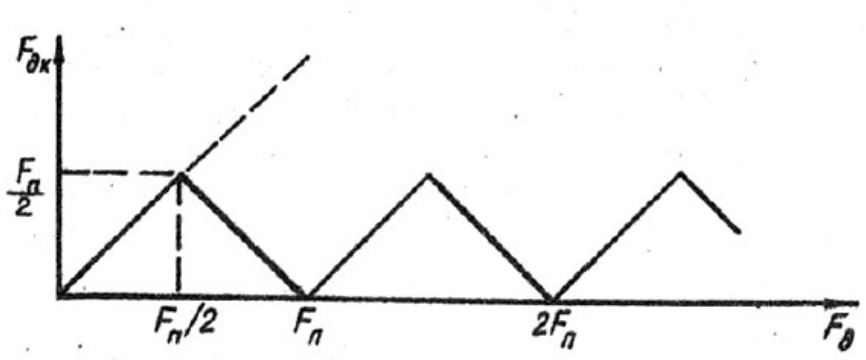


Рис. 19 – Зависимостькажущейсядоплеровскойчастоты от истинной

Зависимость кажущейся доплеровской частоты от истинной приведена на рис.19. До тех пор, пока $F_д \leq F_п/2$, кажущаяся доплеровская частота совпадает с истинной. При дальнейшем увеличении $F_д$ кажущаяся доплеровская частота начинает уменьшаться и достигает нуля при $F_д=F_п$. Затем частота $F_{дк}$ опять увеличивается и снова становится равной нулю при $F_д=2F_п$. При этом последовательность видеоимпульсов на выходе фазового детектора будет иметь постоянную амплитуду и на выходе системы ЧПК сигнал цели будет полностью скомпенсирован. Появление слепых скоростей является недостатком РЛС с СДЦ. Для его устранения используют работу РЛС на нескольких чередующихся частотах повторения, для которых слепые скорости отличается друг от друга. При этом объекты, имеющие слепую скорость для одной частоты повторения, будут наблю-

даться на другой частоте (рис.20).

При рассмотрении спектров сигналов на выходе фазового детектора предполагалось, что сигнал имеет вид неограниченной последовательности импульсов. В действительности сигнал, отражённый от движущейся цели или источника пассивной помехи в обзорной РЛС, стоит из ограниченной последовательности (пачки) импульсов. Ограниченность пачки импульсов приводит к превращению каждой спектральной линии (см.рис.14 - 15) в непрерывную узкую полоску частот. Спектр из линейчатого преобразуется в непрерывный, лепестковый. Ширина лепестков обратно пропорциональна числу импульсов в пачке.

Источник пассивной помехи представляет собой совокупность большого

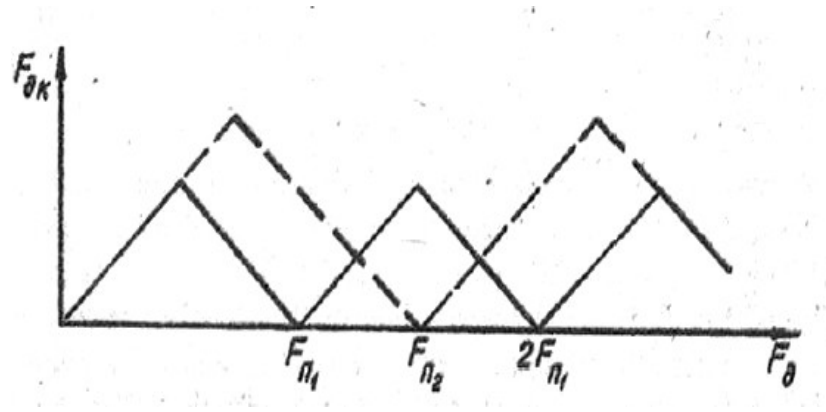


Рис. 20 – Зависимостькажущейсядоплеровскойчастоты от истинной при работе РЛС на несколькихчередующихся частотах повторения

числа элементарных отражателей. Это приводит к флюктуациям сигнала помехи за счет перемещения отражателей под действием ветра, движения самой РЛС, вращения антенны при обзоре пространства, нестабильности частоты зондирующих колебаний. В результате ширина лепестков спектров мешающих отраженийеще больше расширяется и может достигать значений десятков и сотен герц. Поэтому возникает необходимость расширить полосу подавления мешающих отражений, т.е. частотная характеристика устройства компенсации должна иметь определенную область режекции вблизи частот кратных $F_п$.[5].

Вследствие конечного числа импульсов в пачке и флюктуаций отраженного

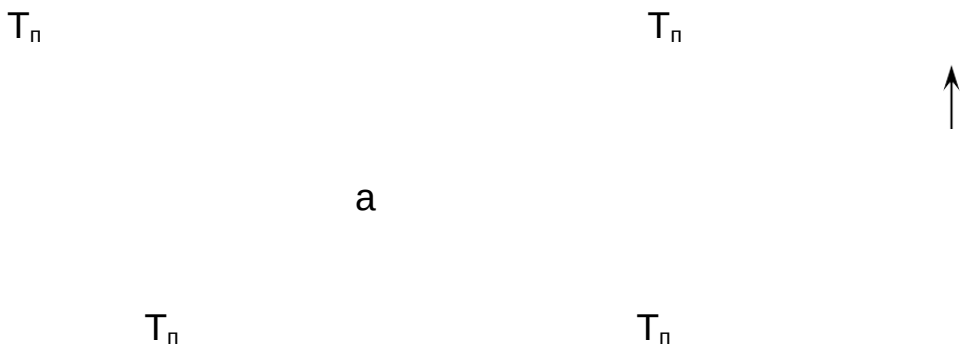
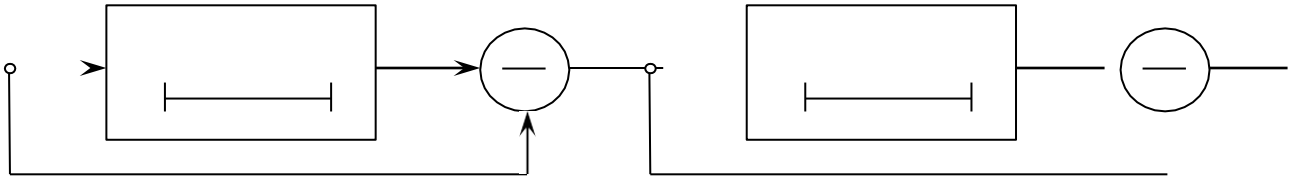
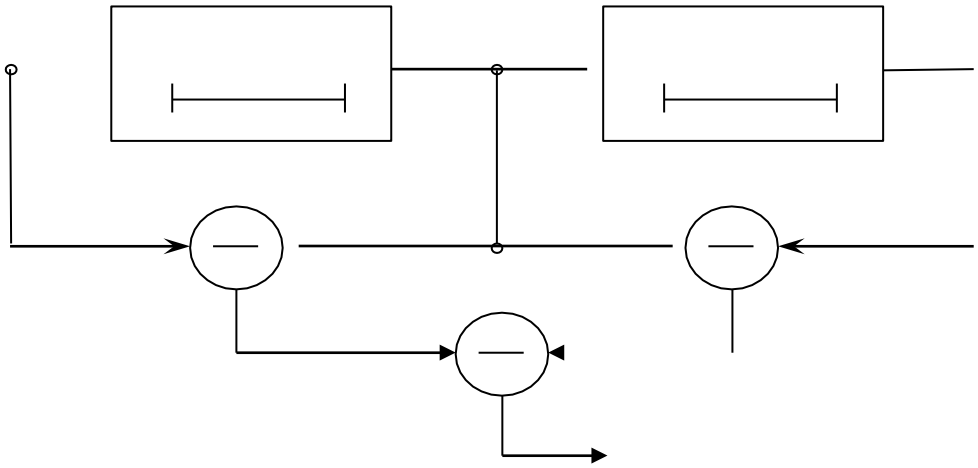


Рис. 21 – Структурная схема двукратной системы ЧПК
а) – последовательная двойная система ЧПК; б) – параллельная двойная система ЧПК.

сигнала спектральные линии как неподвижных, так и движущихся целей имеют конечную ширину (рис 14, 15). Зубья режекции простого подавителя с ЧПК плохо согласованы со спектром помехи. Для лучшего подавления спектральных составляющих сигнала желательно сделать частотную характеристику в области режекции более крутой, а «зубья» режекции достаточно узкими. Этому удовлетворяют в определенной степени подавители с многократной чересперiодной компенсацией, которые представляют собой последовательно (параллельно) включенные простые подавители. На рис.- 21 изображены структурные схемы двукратных ЧПК.

На рис. 22 приведена частотная характеристика последовательной двойной системы ЧПК, структурная схема которой представлена на рис.21 а. Из рис. 22





видно, что последовательная двойная система ЧПК, в отличии от однократной, подавляет сигналы пассивных помех более чем на 12 дБ при частотах ниже 600 Гц. Однако полоса пропускания сигнала, отраженного от движущихся целей, уменьшилась и составила 1,6 кГц по уровню “минус” 3 дБ по сравнению с характеристикой, показанной на рис. 18.

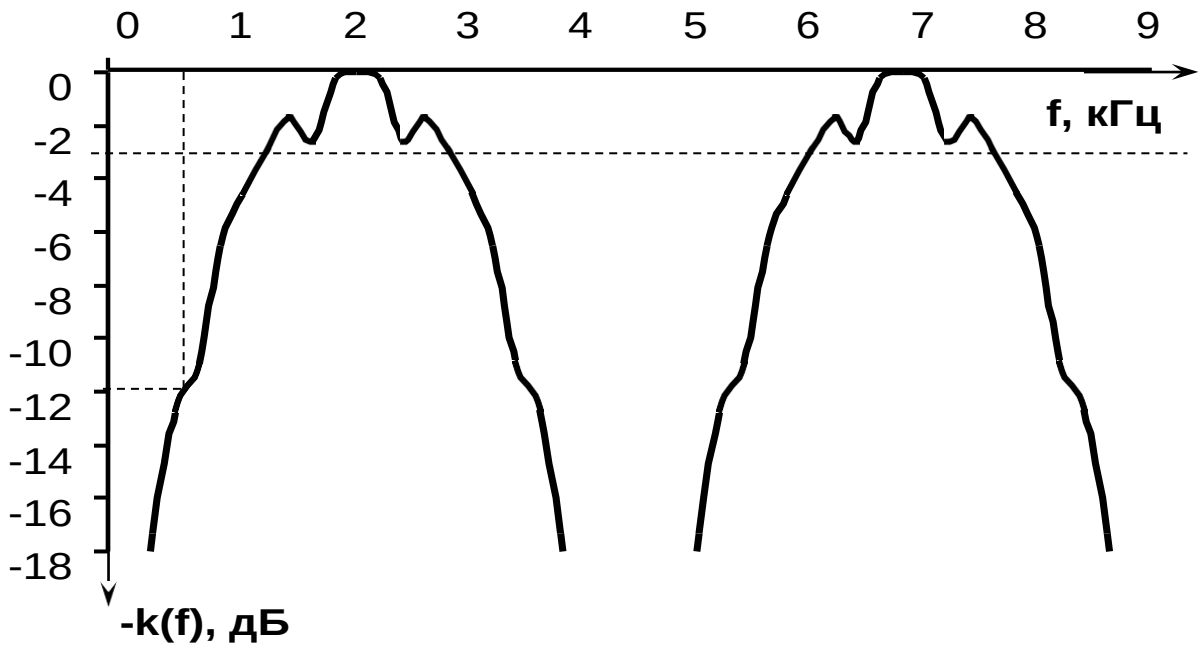


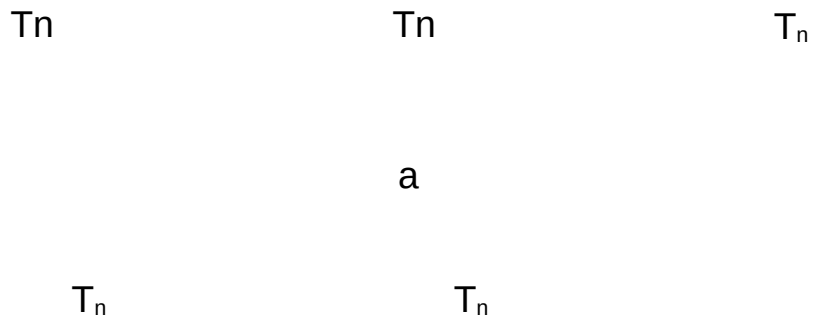
Рис. 22 - Частотная характеристика последовательнойдвойной-системы ЧПК

Частотная характеристика последовательной и параллельной тройной системы ЧПК (рис.24) оказались идентичными. Из рис.24 видно, что использование тройных систем ЧПК позволило подавить помехи более эффективнее, чем при использовании подавителей с меньшей кратностью подавления. Подавление, по сравнению с характеристикой изображенной на рис. 22, составило “минус” 14 дБ, полоса пропускания полезного сигнала сузилась на 1,2 кГц по уровню “минус” 3 дБ и имеет меньшие провалы в полосе пропускания.

Как видно из рис 24 расширение зон подавления привело к сужению общей полосы пропускания полезного сигнала. Это нежелательное явление увеличивает время переходных процессов в системе компенсации, которое существенным образом сказывается в режиме обзора пространства. Кроме того, так как зоны по-

давления или слепые зоны расширяются, понижается вероятность обнаружения движущихся целей, особенно при наличии большого уровня собственных шумов. В связи с этим возникает задача синтеза режекторного гребенчатого фильтра (РГФ), обладающего более узкими и крутыми зубьями режекции. Для этого необходимо наряду с применением более чем одной линии задержки (ЛЗ), использовать дополнительные обратные связи.

Следует отметить, что при реализации многократной ЧПК и других подавителей, требующих несколько ЛЗ, не всегда следует идти по пути увеличения чис

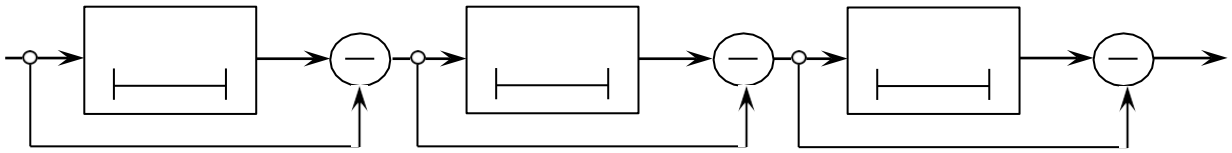


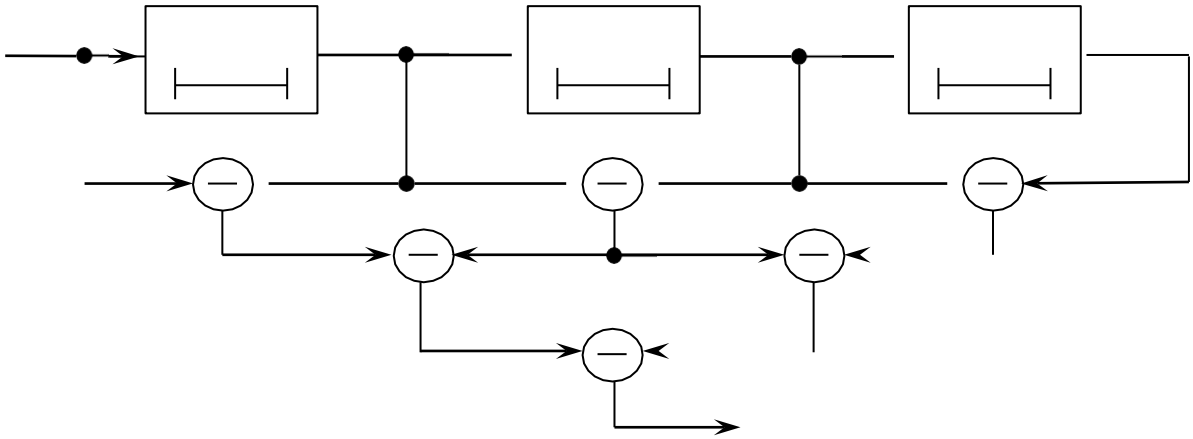
а

б

Рис. 23 – Блок-схема трехкратной системы ЧПК
а) – последовательная тройная система ЧПК; б) – параллельная тройная система ЧПК.

ла УЛЗ. Современные широкополосные УЛЗ позволяют за счет частотного разделения использовать одну и туже ЛЗ несколько раз. Повышение крутизны зубьев режекции ГФ неизбежно связано с повышением числа элементов памяти – линий задержки.





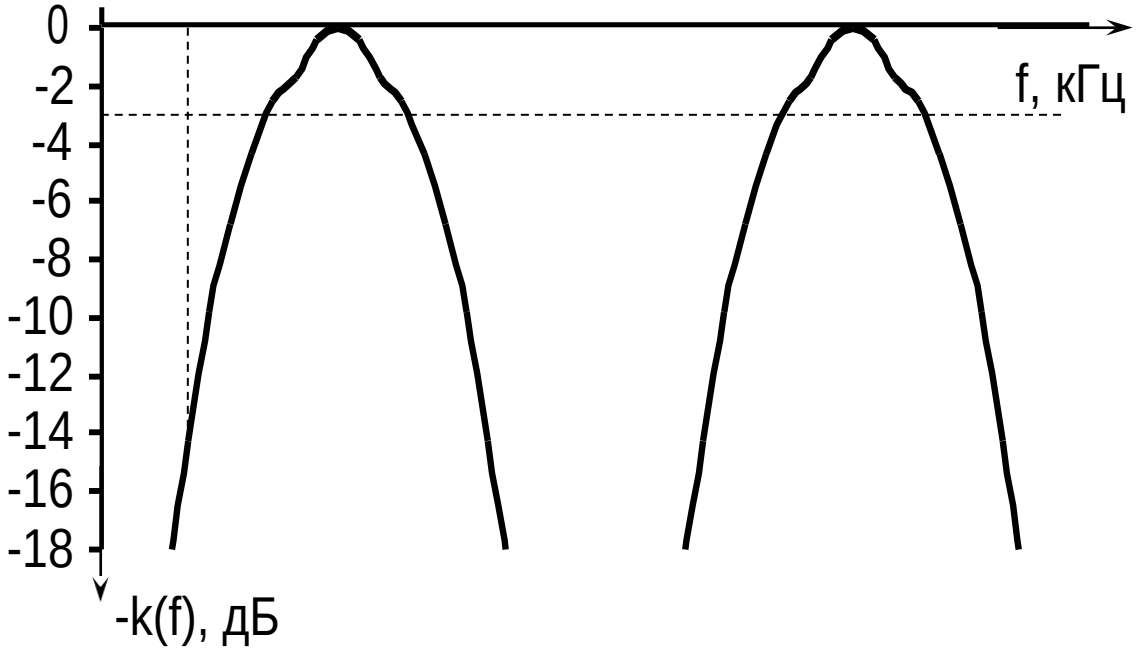


Рис. 24– Частотная характеристика последовательной тройной и параллельной тройной системы ЧПК

На рис. 25 показан пример двукратной ЧПК с положительными обратными связями. Частотные характеристики двукратной ЧПК с положительными обратными связями для различных значений β_1 и β_2 изображены на рис. 26, 27.

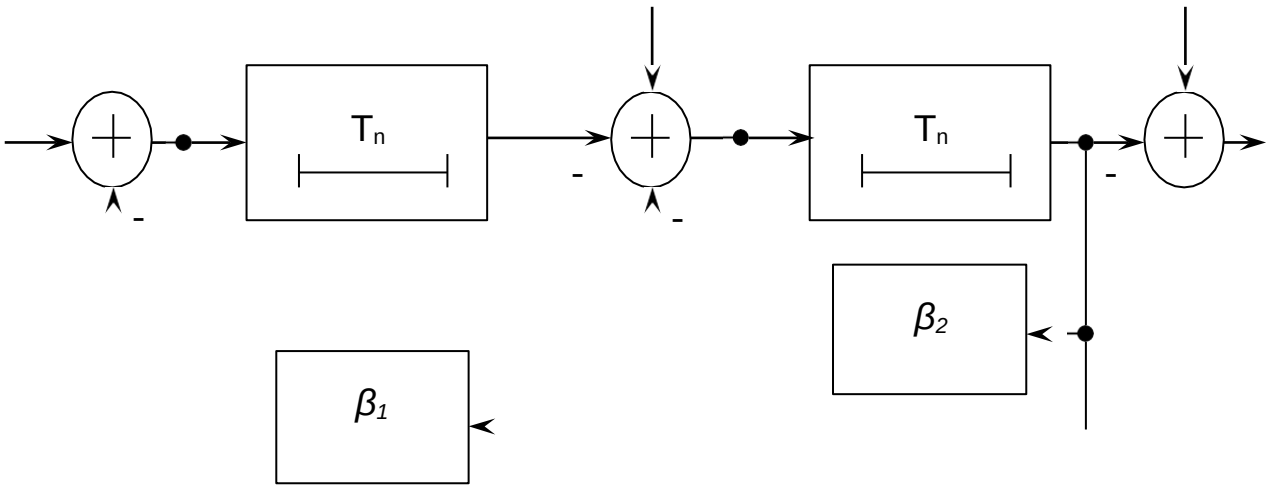


Рис. - 25 – Структурная -схема двукратнойсистемы ЧПК с положительнымиобратнымисвязями

.						

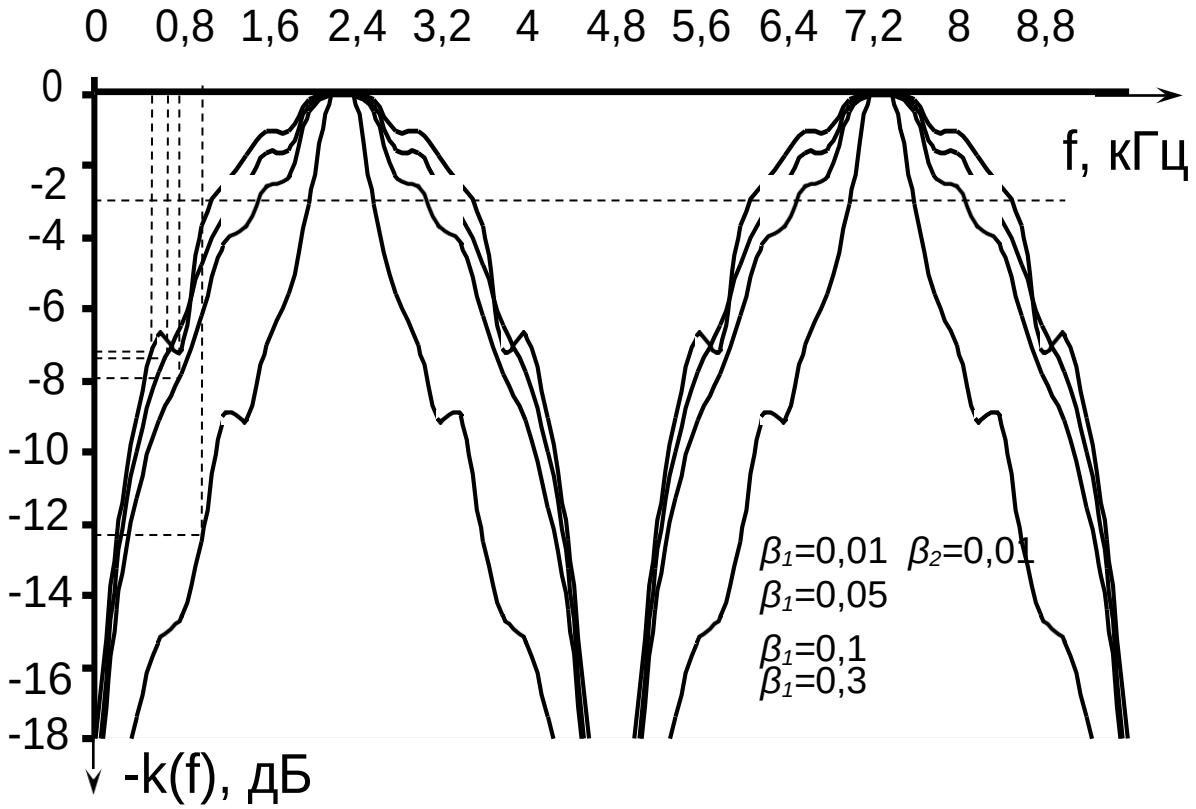


Рис.- 26 – Частотная характеристика системы ЧПК с положительными обратными связями

Из рис. 26 видно, что, изменяя коэффициент обратной связи β_1 от 0,01 до 0,3 при β_2 равному0,01, эффективность подавления помех увеличивается с 7 до 12 дБ при частотах ниже 1,4 кГц, полоса пропускания полезного сигнала уменьшается с 2,4 до 0,6 кГц по уровню “минус” 3 дБ. При изменении коэффициента обратной связи β_2 от 0,01 до 0,3 при β_1равному 0,01 эффективность подавления пассивных помех составила от 7 до 9 дБ, полоса пропускания полезного сигнала сузилась с 2,2 до 1,5 кГц по уровню “минус” 3 дБ. Таким образом, существенное влияние на подавление пассивных помех оказало изменение коэффициента β_1.

В случае изменении коэффициентов обратной связи β_1 с 0,01 до 0,3 и β_2 с 0,01 до 0,3 эффективность подавления пассивных помех увеличивается с 7 до 17 дБ при частотах меньших 1 кГц. Полоса пропускания полезного сигнала уменьшилась с 2,2 до 1,4 кГц по уровню “минус” 3 дБ (рис. 28 и 29).

На рис. 28 показана частотная характеристика фильтра, структурная схема которой представлена на рис. 25, при β_1=0,01 и β_2=0,01. Из рис. 28 видно, что уменьшение коэффициентов обратных связей β_1 и β_2 привело к подавлению помех аналогично системам с последовательной и параллельной системах ЧПК, показанных на рис. 18.

При значениях β_1>0,3 и β_2>0,3 система становится не устойчивой – фильтр возбуждается. На рис. 29 приведена частотная характеристика при β_1=0,3 и β_2=0,3. Из рис. 29 видно, что в предельном случае полоса пропускания фильтра составила 0,4 кГц.

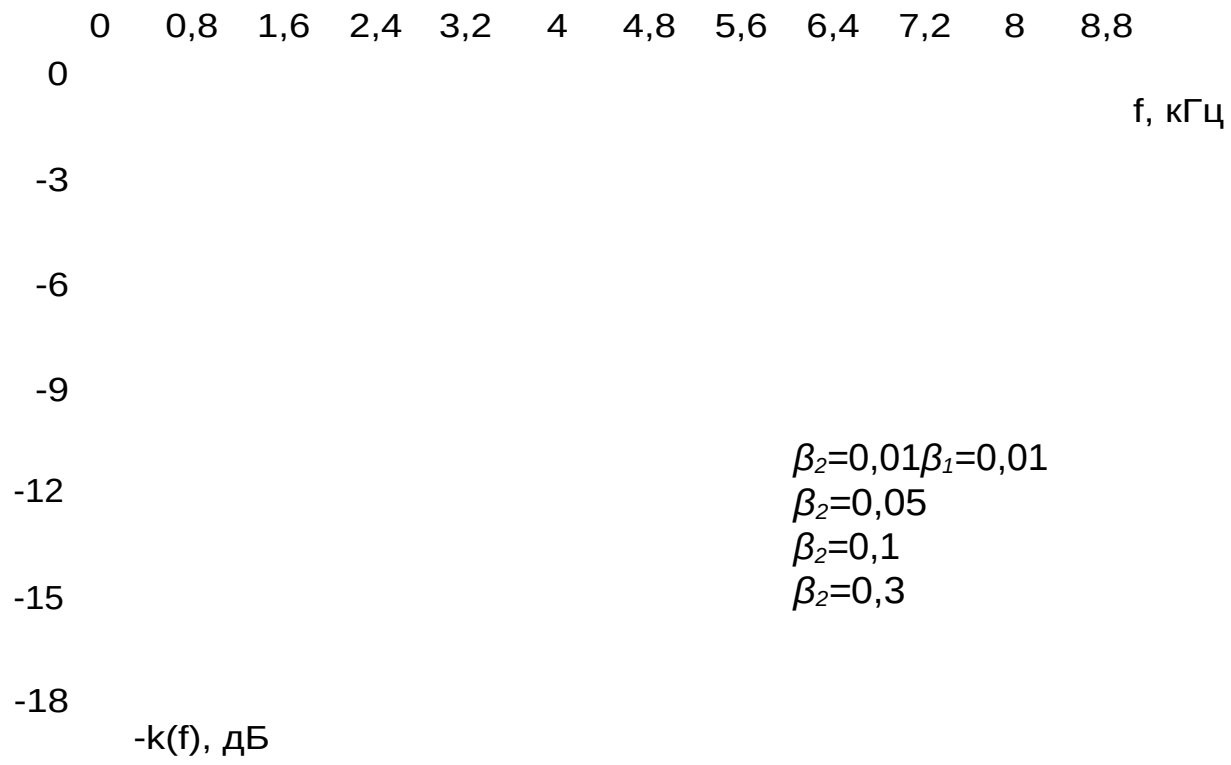
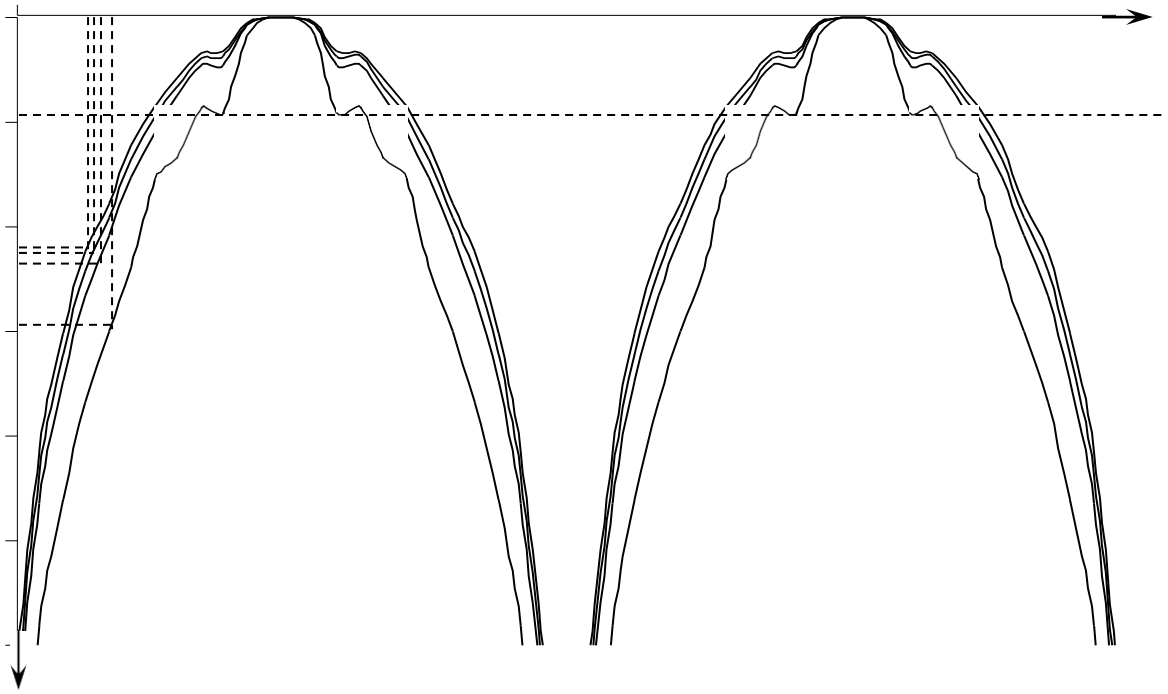


Рис. 27 – Частотные характеристики системы ЧПК с положительными обратными связями

Видно, что используя усложненные устройства компенсации, можно получить достаточно хорошее приближение к оптимальным характеристикам подавления. Изменяя коэффициенты β_1 и β_2, можно менять форму частотной характе-



ристики, добиваясь нужной селективности на частотах, кратных F_n , и достаточной равномерности частотной характеристики в остальной области.

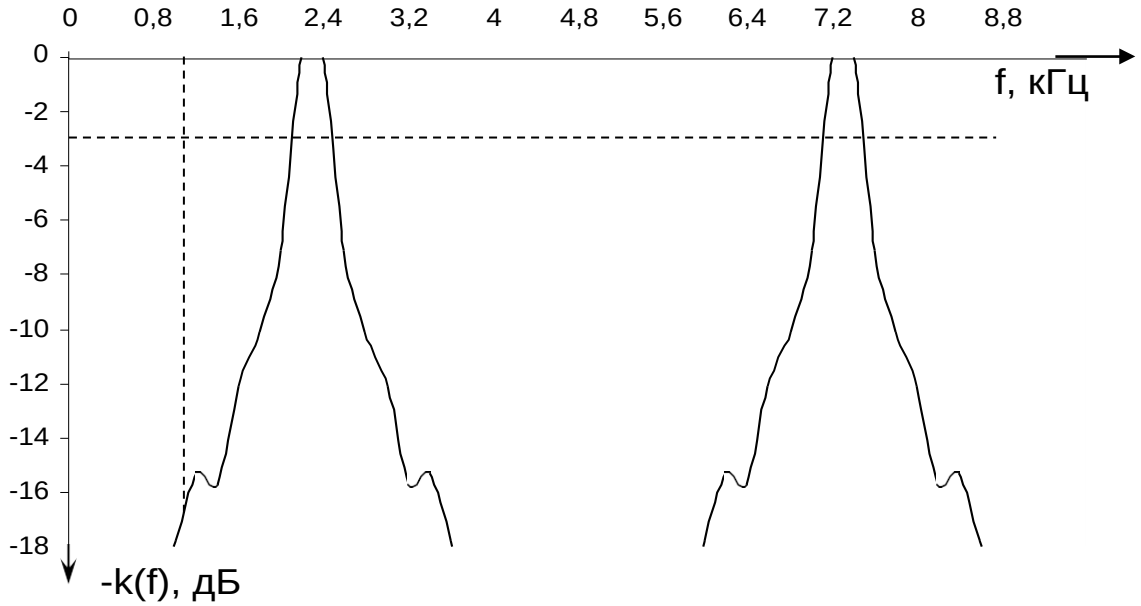


Рис. 29 – Частотная характеристика двукратной системы ЧПК с положительными обратными связями при β_1=0,3 *и* β_2=0,*3*

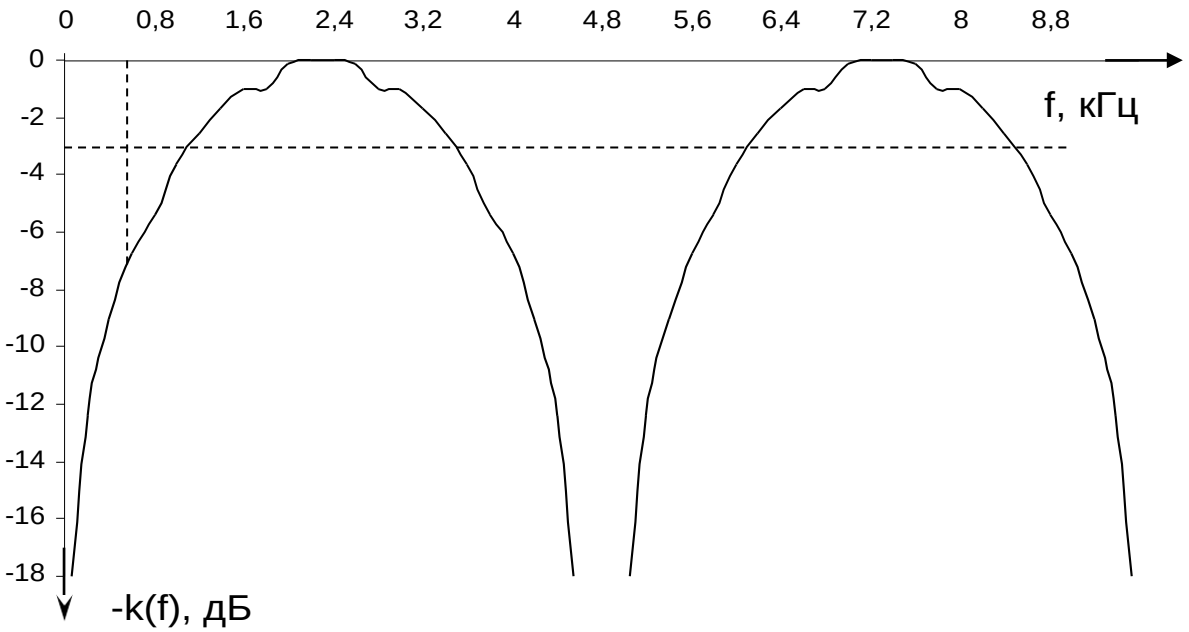


Рис. 28 – Частотная характеристика двукратной системы ЧПК с положительными обратными связями при β_1=0,01 *и* β_2=0,01

3 Отчет о патентном поиске

Отчет о патентном поиске по дипломной работе «Исследование характеристик систем СДЦ» студента 5 курса гр. Рт-199 радиотехнического факультета специальности 2007 Савина Максима Николаевича.

1. Рассмотренный патентный материал.

Таблица 3

Страны, по которым проведен поиск	Индексы патентной классификации	Название использованных источников	Глубина осуществления поиска
Россия	G 01 S 13/52, G 01 S 7/36, 13/52	Реферативный журнал	С 1999 по 2003 гг.
США	G 01 S 13/528, G 01 S 13/56	Реферативный журнал	С 1999 по 2003 гг.
Германия	G 01 S 13/58	Реферативный журнал	С 1999 по 2003 гг.

2. Сведения об изобретениях, аналогов, отображенных к теме дипломной работы.

Таблица 4

Страна	Охранный документ	Индексы патентной классификации	Источник информации	Наименование изобретения
1	2	3	4	5
Германия	Заявка 19618155	G 01 S 13/58	Реферативный журнал №5 – 1999 г.	Селекция движущихся целей и определение их скорости в РСА

Продолжение таблицы 4

1	2	3	4	5
Россия	Патент 2143709	G 01 S 13/52	Реферативный журнал №5 – 2000 г.	Способ селекции движущихся целей
США	Патент 5870054	G 01 S 13/528	Реферативный журнал №10 – 2000 г.	Селекция движущихся целей без слепых скоростей
Россия	Патент 21700442	G 01 S 7/36, 13/52	Реферативный журнал №2 – 2002 г.	Способ и устройство сигналов движущихся целей

3. Сведения о выявленных в результате патентного поиска прототипов

Таблица 5

Страна	Наименование изобретения	Существующие сведения прототипов
Россия	Анализ систем селекции движущихся целей в условиях нестационарных активных помех	Проанализированы характеристики систем СДЦ в условиях нестационарных активных помех; установлено существование и определены наиболее неблагоприятные распределения мощности активных помех в пределах пачки зондирующих сигналов РЛС,приводящие к максимальному снижению вероят

Продолжение таблицы 5

1	2	3
		ности правильного обнаружения полезного сигнала; дано сравнение характеристик систем СДЦ для стационарных и наиболее неблагоприятных помех.
Россия	Способ селекции движущихся целей	Изобретение предназначено для использования в РЛС выделения сигналов движущихся целей на фоне отражений от земной поверхности. Технический результат изобретения заключается в возможных сигналов с внутридискретной ЧМ для выделения сигналов движущихся целей, принимаемых в аддитивной смеси с сигналами, отраженные от подстилающей поверхности, с одновременным подавлением боковых лепестков. Технический результат достигается тем, что формируют, излучают, принимают, сжимают в

Продолжение таблицы 5

1	2	3
		согласованных фильтрах с соответствующей ЧМ, сигналы, образующие сложный фазоманипулированный сигнал, который сжимают в соответствующем согласованном фильтре, и производят вычитание четного сигнала из нечетного, которые имеют максимальное расстояние по Хеммингу. Результаты вычислений системы сигналов накапливают в двух группах и полученные разности синхронно перемножают.
Россия	Способ и устройство сигналов движущихся целей	Использование: для СДЦ в когерентно – импульсных обзорных РЛС, содержащих две приемные антенны. Технический результат: повышение качества функционирования СДЦ, выражающее в увеличении коэффициентов улучшения. Сущность изобретений

Окончание таблицы 5

1	2	3
		способов СДЦ основан на том, что выделяют когерентным детектированием сигнал радиального перемещения целей, подавляют сигнал неподвижных целей к одной поверхности. В способе и устройстве СДЦ дополнительно принимают отраженные от целей радиолокационные сигналы на вторую пространственную разнесенную приемную антенну, выделяют когерентным детектированием синфазные и квадратурные составляющие сигналов. Таким образом, учет тангенциальной скорости цели за счет создания пространственной приемной базы обеспечивает возможность СДЦ с нулевой или близкой к нулю радиальной скорости за время, кратное периоду повторяющего зондирующего сигнала

Заключение

В дипломной работе в соответствие с техническим заданием были проанализированы существующие системы СДЦ с ЧПК (однократная, последовательная и параллельная двойная, последовательная и параллельная тройная системы ЧПК, а также двукратная система ЧПК с положительными обратными связями).

В ходе математического моделирования на ЭВМ были реализованы устройства ЧПК и построены частотные характеристики. Выяснилось, что все реализованные системы ЧПК способны подавить различные типы помех, расположенных ниже 1 кГц. Но для лучшего подавления сигналов пассивных помех целесообразнее применять многократные системы ЧПК, которые обладают расширенной зоной подавления. Однако расширение зон подавления привело к сужению общей полосы пропускания полезного сигнала, что не желательным образом сказывается в режиме обзора пространства и на вероятность обнаружения движущихся целей. В связи с этим, наряду с применением более чем одной линии задержки, использовали дополнительные обратные связи.

При моделировании двукратных систем ЧПК с положительными обратными связями получили достаточно хорошее приближение к оптимальным характеристикам подавления за счет вариации коэффициентов обратных связей β_1 и β_2, добиваясь нужной селективности на частотах, кратных F_n.

В организационно – экономической части дипломной работы был проведен расчет затрат на проведение исследований характеристик систем СДЦ. Оказалось, что за счет использования усовершенствования оборудования удалось сэкономить затраты на проведение исследований. При расчете оценке конкурентоспособности исследований выяснилось, что за оцениваемое исследование превосходит по конкурентоспособности аналогичную работу, проведенную ранее с использованием устаревшего оборудования.

В разделе “Охрана труда и безопасность жизнедеятельности” рассмотрены возможные опасности и вредности, создаваемые при моделировании параметров

исследований характеристик систем СДЦ. Также приведены меры и устройства, защищающие оператора ЭВМ от указанных вредностей и опасностей.

Список используемой литературы

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

2. Палий А. И. Радиоэлектронная борьба. – М.: Воениздат, 1981. – 320 с.

3.Жутяева Т. С., Зайцев М. Ф., Щернакова Л. А. Цифровые устройства обработки сигналов на фоне коррелироанных помех. – М.: Моск. энерг. ин –т, 1987. – 98 с.

4. Попов Д. И. Проектирование радиолокационных систем. – Рязань: Рязан. радиотехн. ин – т, 1975. – 195 с.

5. Бакулев П. А., Степин В. М, Методы и устройства селекции движущихся целей. – М.: Радио и связь, 1986. – 286 с.

6 .Финкельштейн М. И. Основы радиолокации. – М.: Радио и связь, 1983. - 536 с.

7. Ганьшин В. И. и др. Методические указания по выполнению организационно – экономической части дипломного проекта. – Владимир: Владим. гос. техн. ун – т, 1995. – 40 с.

.						

В дипломной работе в соответствие с заданием исследованы характеристики систем селекции движущихся целей. Рассмотрены вопросы по охране труда и безопасности жизнедеятельности. Проведен расчет себестоимости и конкурентоспособности исследований.

In der Diplomarbeit in die ÜbereinstimmungmitdemAuftragsind die Charakteristiken der Systeme der Selektiondie Bewegungender Zweckeuntersucht. Essind die Fragen über den Schutz des Werkesund die Sicherheit der Lebenstätigkeituntersucht. Esist die Rechnung des Selbstkostenpreises und der Konkurrenzfähigkeit der Forschungengeleitet.