

**Некоммерческое акционерное общество  
«АЛМАТИНСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ЭНЕРГЕТИКИ И СВЯЗИ»**

Кафедра «Компьютерной и инфокоммуникационной безопасности»  
Специальность 6M071900 «Радиотехника, электроника и телекоммуникации»

ДОПУЩЕН К ЗАЩИТЕ  
Зав. кафедрой  
к.т.н., доцент Сатимова Е.Г.  
(ученая степень, звание, ФИО) (подпись)  
«        »        2015 г.

**МАГИСТЕРСКАЯ ДИССЕРТАЦИЯ  
пояснительная записка**

на тему: Методы обработки сигналов с изменяющимся спектром

Магистрант <u>Есенова А.К.</u> (Ф.И.О.)	 (подпись)	группа <u>МРЭн-13-1</u>
Руководитель <u>к.т.н., доцент</u> (ученая степень, звание)	 (подпись)	<u>Байкенов А.С.</u> (Ф.И.О.)
Рецензент <u>к.т.н., профессор</u> (ученая степень, звание)	 (подпись)	<u>Кубеков Б.С.</u> (Ф.И.О.)
Консультант по ВТ <u>доцент</u> (ученая степень, звание)	 (подпись)	<u>Куликов А.С.</u> (Ф.И.О.)
Нормоконтроль <u>ст.преп.</u> (ученая степень, звание)	 (подпись )	<u>Лановенко М.В.</u> (Ф.И.О.)

Алматы, 2015

**Некоммерческое акционерное общество  
«АЛМАТИНСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ЭНЕРГЕТИКИ И СВЯЗИ»**

Факультет «Радиотехники, электроники и связи»  
Специальность 6М071900 «Радиотехники, электроники и телекоммуникации»  
Кафедра «Радиотехники»

**ЗАДАНИЕ**

на выполнение магистерской диссертации

Магистранту Есеновой А.К.  
(фамилия, имя, отчество)

Тема диссертации «Методы обработки сигналов с изменяющимся спектром»

утверждена Ученым советом университета № 142 от «28» октября 2014 г.

Срок сдачи законченной диссертации «    »

Цель исследования состоит в повышении качества сигналов изменяющимся спектром

Перечень подлежащих разработке в магистерской диссертации вопросов или краткое содержание магистерской диссертации:

1. Основные направления развития сигналов с изменяющимся спектром
2. Методы обработки сигналов
3. Методы обработки сигналов с изменяющимся спектром
4. Робастная нелинейная фильтрация
5. Расчет основных параметров качества робастного нелинейного фильтра

Перечень графического материала (с точным указанием обязательных чертежей)

Рисунок 1.3 - Схема цифровой обработки сигналов

Рисунок 1.6 - Иерархическая структура задач цифровой обработки изображений

Рисунок 1.7 - Классификация методов обработки видеосигналов

Рисунок 1.10- Схема устройства обработки сигналов

Рисунок 2.1 - Зависимость ширины спектра видеосигнала от частоты кадров и разрешения

Рисунок 2.3 - Трассировка печатной платы макета робастного нелинейного фильтра

Рисунок 3.1 – Схема для проведения экспериментальных исследований

Рекомендуемая основная литература

1. Гонсалес Р., Вудс Р. Мир цифровой обработки. Техносфера, Москва, 2005 год.
2. Грузман, И.С. Цифровая обработка изображений в информационных системах / И.С. Грузман, В.С. Киричук, В.П. Косых, Г.И. Перетягин. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2000. – С. 168.

**Г Р А Ф И К**  
подготовки магистерской диссертации

Наименование разделов, перечень разрабатываемых вопросов	Сроки представления научному руководителю	Примечание
1 Информационный обзор существующих методов обработки сигналов	05.10.2013	
2 Основные виды обработки сигналов с изменяющимся спектром	02.02.2014	
3 Анализ основных показателей качества сигналов	11.04.2014	
4 Анализ патентных решений	05.09.2014	
5 Расчет генератора, управляемого напряжением	17.03.2015	
6 Анализ полученных экспериментальных и расчетных данных	12.05.2015	

Дата выдачи задания \_\_\_\_\_ .

Заведующий кафедрой \_\_\_\_\_  
(подпись)

( Сатимова Е.Г. )  
(Ф.И.О.)

Руководитель диссертации \_\_\_\_\_  
(подпись)

( Байкенов А.С. )  
(Ф.И.О.)

Задание принял к исполнению магистрант \_\_\_\_\_  
(подпись)

( Есенова А.К. )  
(Ф.И.О.)

## **Аңдатпа**

Осы бітіруші жұмыста видеосигнал секілді өзгерулі спектрмен сигнал сапасының зерртеуі қарастырылады. Диссертацияда робасттық сызықсыз фильтрдің пайдалануымен өзгерулі спектрмен сигнал сапасының бағалауы өткізілді. Осымен қатар өзгерулі спектрмен жүйелердегі фильтрлердің пайдалануының аналитикалық қарастырылуы ұсынылды. Жиелік спектр мен жіберілетін видеосигналдың сапасының байланысы эксперименталды зерттеуі ретінде көрсетілген.

## **Аннотация**

В данной выпускной работе рассматривается ряд вопросов связанных с исследованием качества сигналов с изменяющимся спектром на примере видеосигнала. Проведена оценка качества сигнала с изменяющимся спектром с использованием робастного нелинейного фильтра. Представлен аналитический обзор использования фильтров в системах с изменяющимся спектром. Показаны экспериментальные исследования по качеству передаваемого видеосигнала в зависимости от изменения частотного спектра.

## **Annotation**

Researching of such type of signals with changing spectrum as video, is presented in this paper. Assessment of the signal with a varying spectrum using robust non-linear filter was made and shown in current paper. An analytical review of the using of filters in systems with changing spectrum was also done. The experimental researching of dependence of the transmitted video signal quality on frequency spectrum was shown in this work.

## Содержание

Введение	6
1 Основные направления развития сигналов с изменяющимся спектром	7
1.1 Общее представление о сигналах	7
1.1.1 Аналоговая и цифровая обработка сигналов	8
1.1.2 Помехоустойчивость сигналов	13
1.2 Методы обработки сигналов	15
1.2.1 Классификация методов обработки сигналов	18
1.2.2 Многокритериальный метод обработки сигналов	20
1.2.3 Патентные исследования многокритериального метода	23
1.3 Методы обработки сигналов с изменяющимся спектром	29
1.3.1 Метод обработки сигналов с использованием линейной внутричастотной частотной модуляцией	29
1.3.2 Робастная нелинейная фильтрация	31
2 Инженерный расчет	34
2.1 Расчет ширины спектра видеосигнала	34
2.2 Расчет робастного фильтра	36
2.3 Разработка печатной платы	38
2.3.1 Обоснование выбора элементной базы	39
2.4 Расчет генератора, управляемого напряжением	42
2.4.1 Расчет варикапа для перестройки по диапазону	52
2.4.2 Расчет блокировочных элементов	53
3 Экспериментальная часть	56
3.1 Оценка качества видеосигнала с изменяющимся спектром	56
3.2 Заключение по эксперименту	67
Заключение	68
Список литературы	69
Приложение А Листинг программы MathCad	

## Введение

Современная эволюция цифровых и аналоговых систем приёма, передачи и обработки информации находит всё более широкое применение, как в Казахстане, так и за рубежом. Цифровые и аналоговые системы играют существенную роль в жизни общества, находят применение во всех сферах жизни человека, к примеру, возможности удаленного контроля над оборудованием, прием и передача телевизионного сигнала, использование в бытовых приборах и машинах.

Развитие цифровых систем, широко шагнувших вперед, не умаляет также и развитие аналоговых систем, которые целесообразно использовать в некоторых случаях. В процессе передачи и преобразования с помощью радиотехнических систем аналоговые сигналы подвергаются воздействию различных помех, искажений, шумов, что в ряде случаев приводит к ухудшению визуального качества и уменьшению уровня (срезанию) сигналов.

Поэтому актуальность нахождения новых путей и возможностей повышения качества видеосигналов является одним из приоритетных направлений обработки сигналов.

Для фильтрации или сглаживания зашумлённой полезной составляющей сигналов существует огромное число различных методов, использование которых зависит от выбранной адекватной математической модели изображения и шума.

На сегодняшний день, в условиях постоянно возрастающих требований к качеству сигналов, его дальнейшее повышение является непреложным условием для нового качественного рывка в развитии рынка видеонаблюдения Республики Казахстан.

Целью работы является улучшение качества сигналов с изменяющимся спектром. Для достижения цели необходимо:

- провести обзор существующих методов улучшения качества сигналов с изменяющимся спектром;
- произвести расчет и экспериментальную оценку качества сигналов с изменяющимся спектром.

# 1 Основные направления развития сигналов с изменяющимся спектром

## 1.1 Общее представление о сигналах

Термин "signal" в современной технике является общепризнанным для характеристики формы представления данных, при которой данные подводятся как итог определенных измерений объекта исследований в виде некоторой последовательности значений скалярных величин (аналоговых, числовых, графических и пр.) в зависимости от изменения каких-либо переменных значений (времени, энергии, температуры, пространственных координат, и пр.). А так как данные содержат информацию, как об основных целевых параметрах объекта исследований, так и о различных сопутствующих и мешающих факторах измерений, то можно считать, что сигнал является носителем общей измерительной информации. При этом материальная форма носителей сигналов (механическая, электрическая, магнитная, акустическая, оптическая и любая другая), равно как и форма отображения данных в каких-либо физических параметрах или процессах носителей, значения не имеет. Информативным параметром сигнала является любой параметр носителя сигнала, функционально и однозначно связанный со значениями информационных данных.

С математической точки зрения сигнал представляет собой функцию, то есть зависимость одной величины от другой, независимой переменной. Функция содержит информацию о физических свойствах, исследуемого объекта (системы).

Большинство сигналов представлены во временной области функциями времени. При отображении таких сигналов на графике независимой координатой является ось времени, а зависимой ось амплитуд (амплитудно-временное представление сигнала). В общем случае описание сигнала задается функциональной зависимостью определенного информационного параметра сигнала от параметра сигнала от независимой переменной (аргумента) –  $s(x)$ ,  $y(t)$  и т.п. Такая форма описания и графического представления сигналов называется динамической (сигнал в реальной динамике его поведения по аргументам). Все сигналы, в общем, делятся на аналоговые и цифровые, причем аналоговый сигнал можно преобразовать в цифровой сигнал (рисунок 1.1).

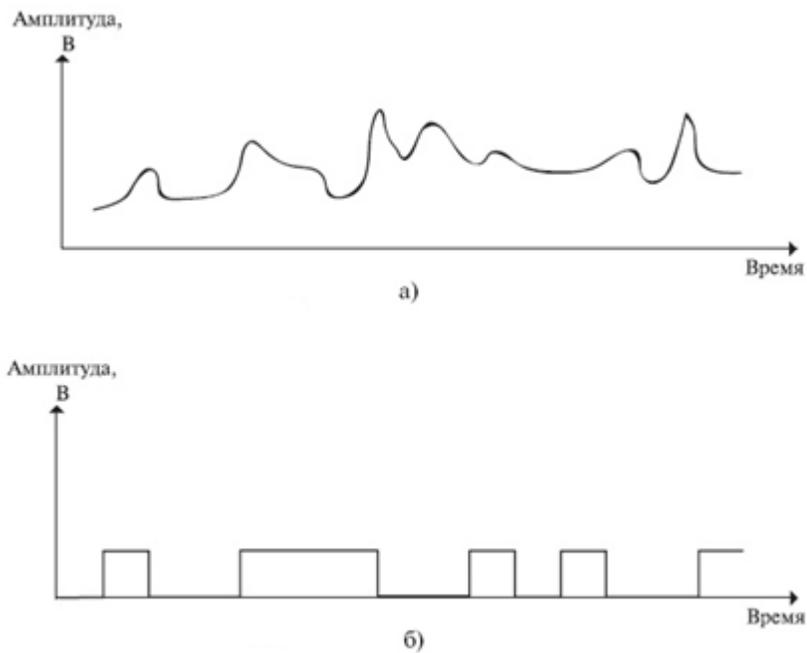


Рисунок 1.1 – Представление аналогового сигнала и цифрового:

а) аналоговый сигнал;

б) цифровой сигнал.

При детектировании сигналов, несущих целевую для данного вида измерений информацию, в сумме с основным сигналом одновременно регистрируются и мешающие сигналы – шумы и помехи самой различной природы. Шумы, как правило, имеют случайный (стохастический) характер. К помехам относят стационарные искажения полезных сигналов при влиянии на процессы измерений различных дестабилизирующих факторов (электромагнитные наводки, вибрация, и т.п.). Выделение полезных составляющих из общей суммы зарегистрированных сигналов или максимальное подавление шумов и помех в информационном сигнале при сохранении его полезных составляющих является одной из основных задач первичной обработки результатов наблюдений [1].

#### 1.1.1 Аналоговая и цифровая обработка сигналов

В процессе преобразования аналогового сигнала в цифровой очевидно, что чем больше интервал дискретизации выборки и грубее квантование, тем меньше требуется для того, чтобы представить сигнал. В случаях, когда о сигнале предоставлено мало значений, существует угроза потери информации, которую содержит сигнал. Примером можно рассмотреть сигнал, который снимается с ПЗС-матрицы (рисунок 1.2).

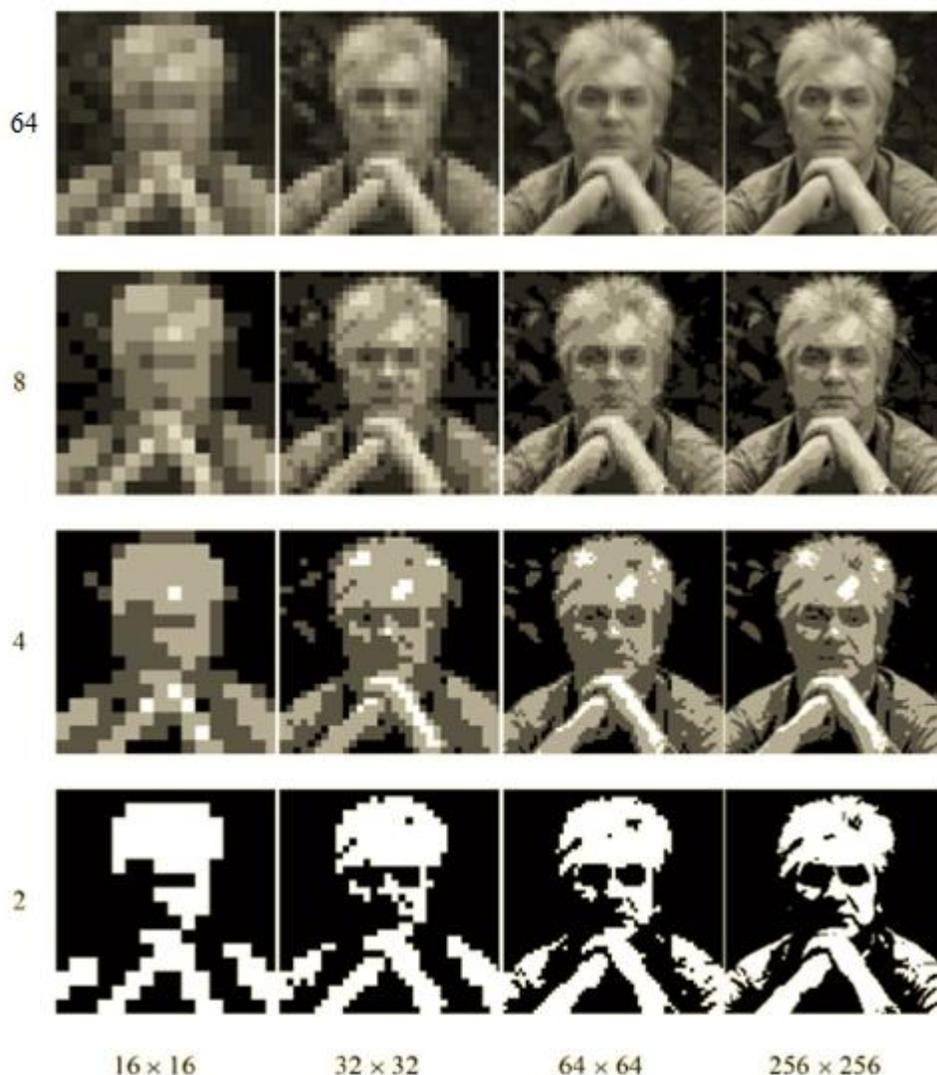


Рисунок 1.2 – Изображение для различного числа градаций и элементов изображения (фотография после аналого-цифрового преобразования)

Обработка сигналов — область радиотехники, в которой осуществляется восстановление, разделение информационных потоков, подавление шумов, сжатие данных, фильтрация, усиление сигналов. При приеме сигналов с искажениями, используя какой-либо фильтр, необходимо снизить значение помех и шумов, при этом, не изменяя значение применяемого сигнала.

Цифровой процессор выполняет различные математические операции над входными отсчетами: ранее полученные отсчеты и промежуточные результаты могут сохраняться в памяти процессора для использования в последующих вычислениях. Результатом работы процессора является новая последовательность чисел, представляющих собой отсчеты выходного сигнала. Аналоговый выходной сигнал  $S_{\text{вых}}(t)$  восстанавливается по этой

последовательности числе с помощью цифрово-аналогового преобразователя (ЦАП). Напряжение на выходе ЦАП имеет ступенчатую форму; при необходимости оно может быть преобразовано в плавно меняющийся выходной сигнал с помощью сглаживающего фильтра СФ (рисунок 1.3).

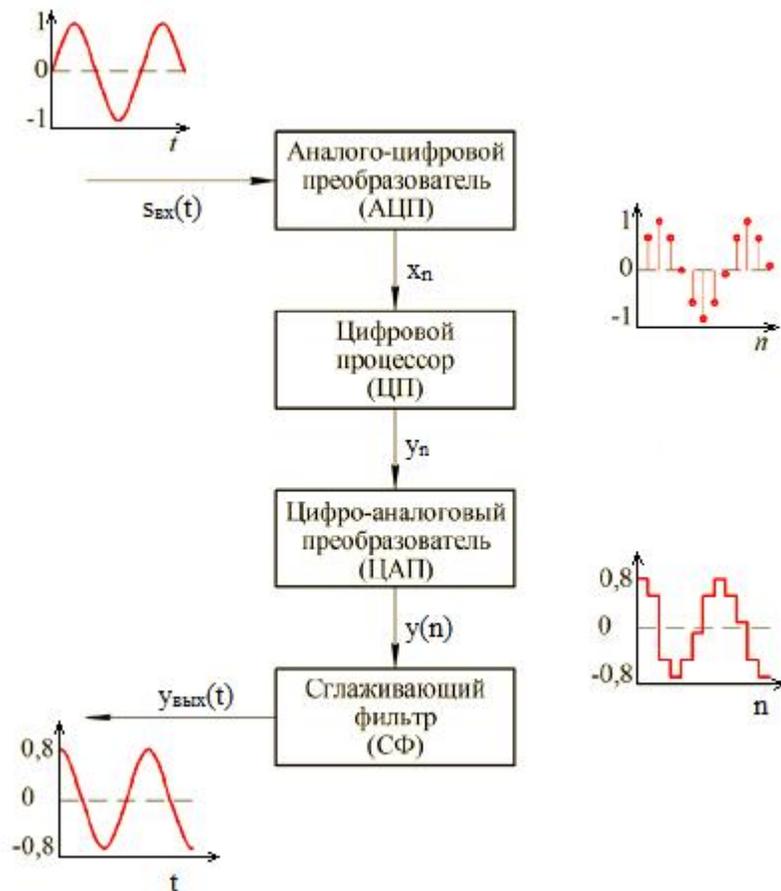


Рисунок 1.3 – Схема цифровой обработки сигналов

Таким образом, можно сказать, что невозможно получить цифровой сигнал с такой же информативностью, как и аналоговый сигнал. Для решения этих проблем создаются определенные способы и методы обработки сигналов, позволяющие решить данный вопрос. Одним из самых распространенных решений по обработке сигналов является повышение помехоустойчивости сигналов [2].

Цифровая обработка, в отличие от аналоговой, которая чаще всего применяется во многих радиотехнических устройствах, является более дешевым способом достижения результата, обеспечивает более высокую точность, миниатюрность и технологичность устройства, температурную стабильность.

Наиболее жесткие требования к аппаратной части цифровой обработки предъявляют радиолокационные системы. Основным содержанием цифровой обработки здесь является фильтрация входных сигналов антенны, частоты сигналов от 10 МГц до 10 ГГц. Размеры преобразований могут достигать до 214 комплексных точек, требования по быстродействию составляют 109 умножений в секунду (таблица 1.1).

При обработке цифровых сигналов радиолокатора применяются алгоритмы цифровой фильтрации и спектрального анализа (вычисление дискретного и быстрого преобразования Фурье — ДПФ и БПФ), алгоритмы корреляционного анализа, обратной свертки, специальные алгоритмы линейного предсказания.

В системах обработки звука цифровые процессоры обработки сигнала обрабатываются задачи анализа, распознавания и синтеза речи, сжатия речи в системах телекоммуникации. Для систем обработки изображений типовыми задачами являются улучшение изображений, сжатие информации для передачи и хранения, распознавание образов. При обработке цифровых звуковых сигналов используются алгоритмы цифровой фильтрации и спектрального анализа (вычисление ДПФ и БПФ), алгоритмы корреляционного анализа, обратной свертки, специальные алгоритмы линейного предсказания. В большинстве случаев удовлетворительные результаты обеспечивает формат данных с фиксированной запятой, длина слова 16 бит, частоты сигналов от 4 до 20 кГц (до 40 кГц в случае обработки музыки), требуемая производительность — до  $10^{106}$  операций в секунду — 10 MIPS по компьютерной терминологии.

Характерным для систем обработки изображений является восстановление и улучшение изображений с помощью инверсной свертки, обработка массивов отсчетов с помощью алгоритмов быстрого преобразования Фурье. При восстановлении трехмерной структуры объектов, получаемых методами проникающего излучения в дефектоскопии и медицинской интраскопии, применяются методы пространственно-частотной фильтрации. Другой класс алгоритмов — преобразование контрастности, выделение контуров, статистическая обработка изображений. Для сжатия информации наиболее эффективны ортогональные преобразования Фурье, Адамара и Уолша. Требуемая производительность оценивается величинами 100-1000 MIPS, массивы данных — 105-106 отсчетов.

Таблица 1.1 – Характеристики сигналов в системах цифровой обработки

Назначение	Характеристика	Диапазон частот, размерность	Требуемое быстродействие	Пример, разработчик
Радиолокационные системы	Фильтрация сигналов антенны	10 МГц – 10 ГГц, до $2^{14}$ точек	$10^9$ умножений в секунду	
Обработка звуковых сигналов	Анализ и синтез речи, сжатие и распознавание	20 кГц (40 кГц), 16 бит	10 MIPS	«Напев», ЦНИИ «Агат»
Системы обработки изображений	Восстановление и улучшение изображений	$10^5 - 10^6$ отсчетов	100-1000 MIPS	СПФ СМ, ИНЕУМ, ИРЕАН СССР

Исторически аналоговая обработка сигнала возникла вместе с развитием аналоговой схемотехники, и задолго до возникновения цифровой обработки сигналов. И сама цифровая техника произошла от аналоговой – это не стоит забывать.

По мере удешевления вычислительных ресурсов, цифровая обработка сигналов вытесняла аналоговую, однако, до сих пор имеются значительные области применения аналоговой обработки сигналов в системах сбора данных и управления. Многие датчики, устройства управления (устройства сопряжения с объектами - УСО) остаются сугубо аналоговыми, они работают порой гораздо более тяжёлых условиях эксплуатации, по сравнению с централизованными вычислительными средствами и нередко требуют аналоговой пред- или постобработки сигнала (нормализацию, согласование сигналов по различным параметрам). Для ряда задач (регуляторы в системах управления) устройства аналоговой обработки могут оказаться надёжнее сопоставимых устройств цифровой обработки. Всё это означает, что аналоговая обработка сигнала остаётся по-прежнему актуальной в специализированных областях применения.

Параллельно с успешным развитием цифровой техники аналоговая элементная база также значительно развивалась: улучшались электрические параметры аналоговых элементов за счёт качественных улучшений технологии, повышалась степень интеграции, улучшалась конструкция, уменьшался габарит, улучшался показатель цена/качество. Можно сказать, что аналоговая элементная база развивалась вширь, поскольку одновременно с развитием компонентов универсального применения появлялись новые узкоспециализированные компоненты [3].

### 1.1.2 Помехоустойчивость сигналов

Основополагающим фактором повышения помехоустойчивости является поиск различий между полезным сигналом и помехой (искажениями). Для эффективной борьбы с помехами нужны априорные (изначальные) данные о свойствах помехи и сигнала (рисунок 1.4).

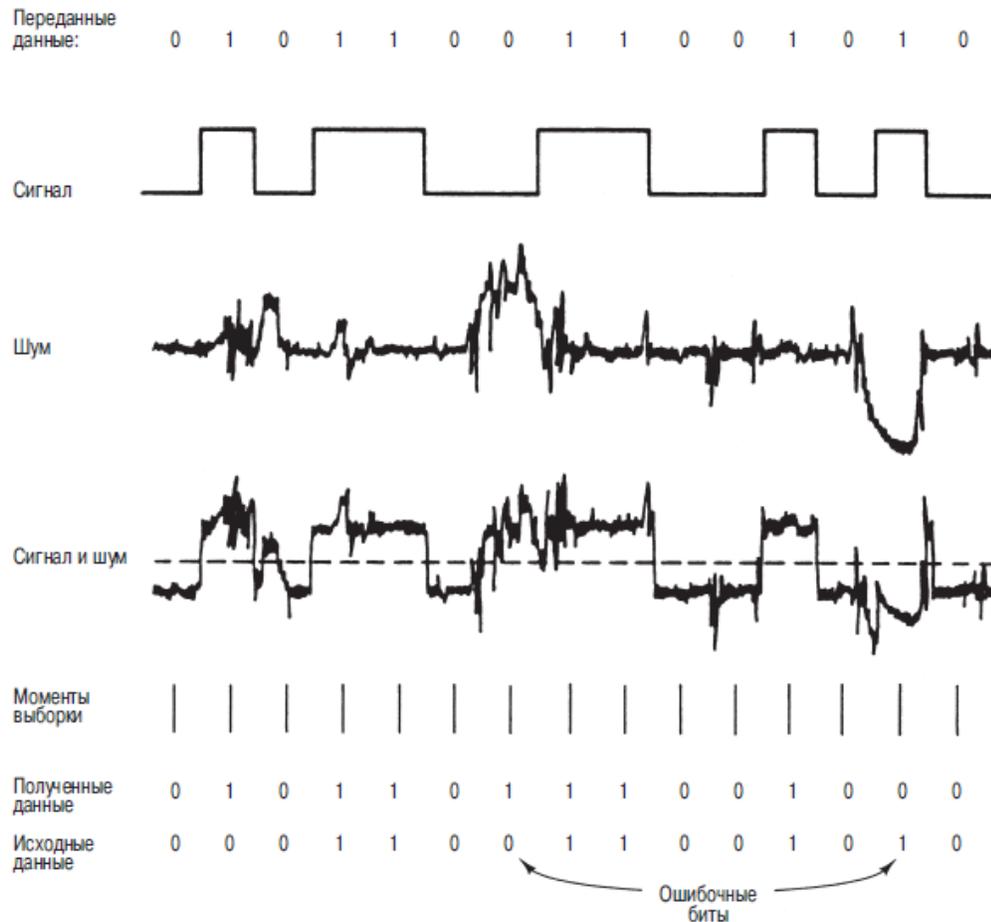


Рисунок 1.4 – Представление сигнала + шум

В современном мире существует огромное количество способов улучшения помехоустойчивости сигналов. Эти способы можно разделить на два вида.

1 вид — зависит от выбора метода передачи сообщений.

2 вид — использует построение помехоустойчивых приемников.

Лучшим из способов улучшения помехоустойчивости передачи непрерывных сигналов служит рациональный выбор вида модуляции сигналов. Используя виды модуляции, обеспечивающие большее расширение полосы частот сигнала, можно добиться определенного повышения помехоустойчивости передачи.

Радикальным способом повышения помехоустойчивости передачи дискретных сигналов является использование специальных помехоустойчивых кодов. При этом имеется два вида повышения помехоустойчивости кодов:

1) Выбор таких способов передачи, которые обеспечивают меньшую вероятность искажения кода.

2) Увеличение корректирующих свойств кодовых комбинаций. Этот способ представляет собой использование кодов, позволяющих определять и исправлять искажения в кодовых комбинациях. Такой способ кодирования связан с введением в код дополнительных, избыточных символов, что сопровождается увеличением времени передачи или частоты передачи символов кода.

Улучшения помехоустойчивости передачи можно также достигнуто путем повторной передачи одного и того же сообщения. На приемной стороне сравниваются полученные сообщения и в качестве правдивых принимаются те, которые имеют наибольшее число совпадений. Чтобы исключить неопределенность при обработке принятой информации и обеспечить отбор по критерию большинства, сообщение должно повторяться не менее трёх раз. Этот способ повышения помехоустойчивости связан с ростом времени передачи.

Системы с повторением передачи дискретной информации делятся на системы с групповым суммированием, у которых сравнение производится по кодовым комбинациям, и на системы с посимвольным суммированием, у которых сравнение осуществляется по символам кодовых комбинаций. Посимвольная проверка является более информативной, чем групповая.

Тип систем, у которых улучшение помехоустойчивости достигается за счет увеличения времени передачи, называются системами с обратной связью. При наличии искажений в передаваемых сообщениях информация, поступающая по обратному каналу, дает повторение передачи. Использование обратного канала приводит к усложнению системы. Однако, в отличие от систем с повторением передачи в системах с обратной связью, повторение передачи будет иметь место лишь в случае обнаружения искажений в передаваемом сигнале, т.е. избыточность в целом оказывается меньшей. Помехоустойчивый прием состоит в использовании избыточности, а также первоначальных сведений о сигналах и помехах для решения наилучшим способом задачи приема: обнаружения сигнала, различия сигналов или восстановления сообщений. В современном мире для синтеза оптимальных приемников широко используется аппарат теории статистических решений.

Ошибки приемника уменьшаются с увеличением отношения сигнал/шум на входе приемника. Поэтому иногда производят предварительную обработку принятого сигнала с целью увеличения отношений полезной составляющей к шуму. К таким методам предварительной обработки сигналов относится метод ШОУ (сочетание широкополосного усилителя, ограничителя и узкополосного усилителя), селекция сигналов по длительности, метод компенсации помехи, метод фильтрации, корреляционный метод, метод накопления и другие [4].

## 1.2 Методы обработки сигналов

Зрение играет важную роль в жизни человека и является одним из более совершенных органов чувств человека, а изображения играют ведущую роль в человеческом восприятии. Людьюми воспринимается только определенное электромагнитное излучение в определенном диапазоне, а компьютерная обработка позволяет обрабатывать спектр от гамма-излучения до радиоволн. Обрабатываемые видеосигналы (изображение) могут порождаться такими источниками, которые для человека непривычно связывать с наблюдаемыми изображениями. Примером можно привести ультразвуковые изображения; изображения, получаемые в электронной микроскопии или генерируемые компьютером. Таким образом, цифровая обработка охватывает широкие и разнообразные области применения.

Интерес к методам цифровой обработки сигналов произрастает из двух областей применения, которыми являются повышение качества сигналов для улучшения его визуального восприятия человеком и обработка сигналов для их хранения, передачи и представления в автономных системах машинного зрения [5].

Цели и задачи обработки сигналов и изображений можно разделить следующим образом:

- улучшение качества изображений;
- измерения на изображениях;
- спектральный анализ многомерных сигналов;
- распознавание изображений;
- компрессия изображений.

Улучшение качества изображения входит в число наиболее простых и впечатляющих областей цифровой обработки изображений (рисунок 1.5). По существу за методами улучшения изображений стоит идея выявления плохо различимых деталей или просто подчеркивания интересующих характеристик на исходном изображении. Примером можно привести усиленный контраст изображения, которое после этого «выглядит лучше».



Рисунок 1.5 – Общее представление о цифровой обработке

Восстановление изображений – это область, также связанная с повышением визуального качества, однако, в отличие от собственно улучшения, критерии которого субъективны, восстановление изображения является объективным в том смысле, что методы восстановления изображений опираются на математические или вероятностные модели искажений изображения. Напротив, улучшение изображений основано на субъективных предпочтениях человеческого восприятия, которые связаны с тем, с тем, что именно считается «хорошим» результатом улучшения.

Обработка изображений не является одношаговым процессом. Мы можем обозначить несколько шагов, которые должны выполняться один за другим до тех пор, пока мы не сможем выделить интересующие нас данные из наблюдаемой сцены. Таким способом формируется схема иерархической обработки, представленная на рисунке 1.6.

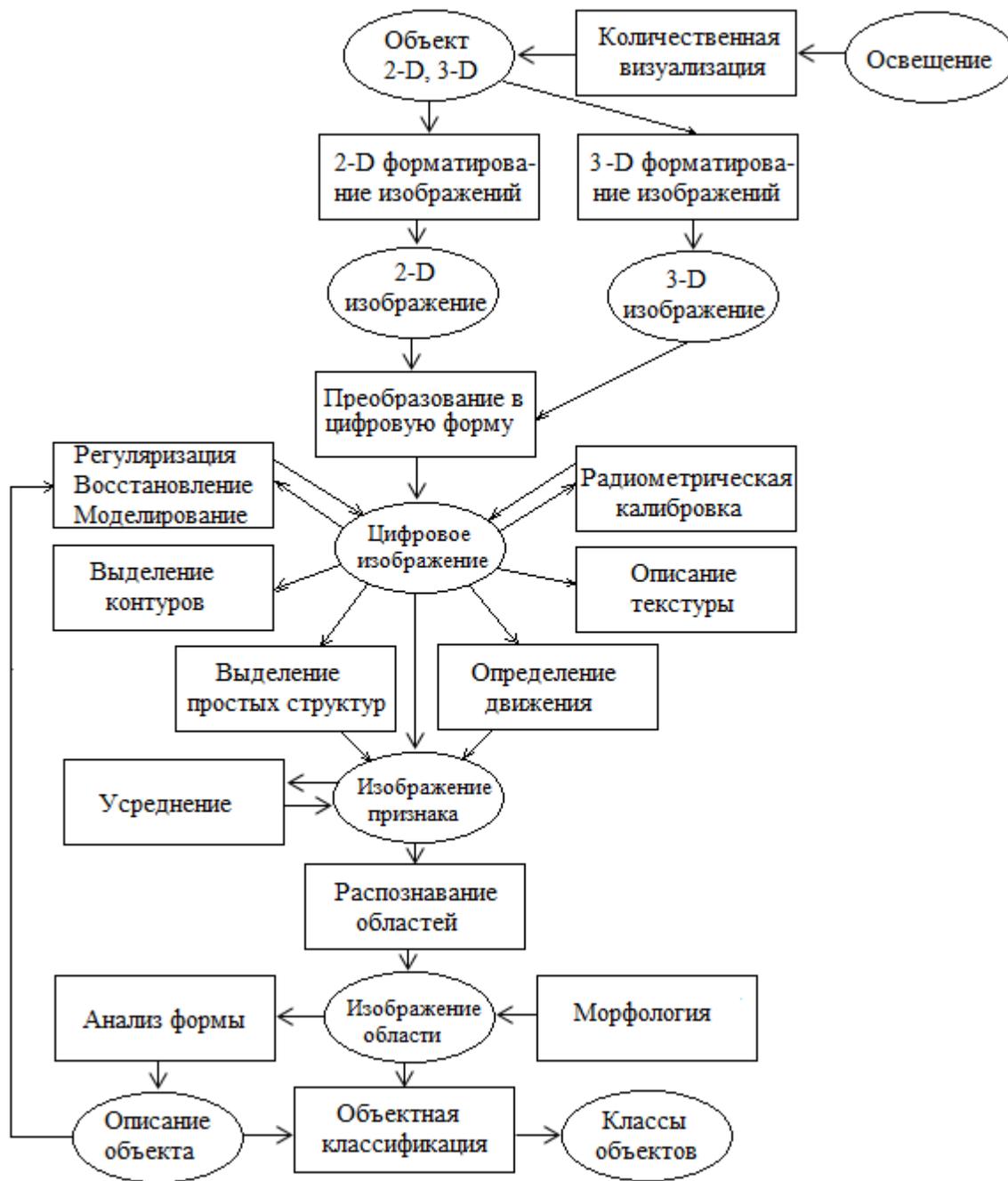


Рисунок 1.6 – Иерархическая структура задач цифровой обработки изображений

Обработка получения изображения с помощью подходящей, не обязательно оптической, системы формирования. В техническом или научном применении мы можем выбрать необходимую систему формирования

изображений. Кроме того, мы можем применить систему освещения, подобрать наилучший диапазон длин волн и выбрать другие опции для определения интересующего нас признака объекта наилучшим образом на изображении. При получении изображения необходимо преобразовать его в форму доступную для обработки цифровыми компьютерами. Данный процесс называется преобразованием в цифровую форму [6,7].

### 1.2.1 Классификация методов обработки сигналов

Первые этапы цифровой обработки, которые называются как предварительная обработка изображений, делятся на несколько различных операций. При нелинейных характеристиках датчика следует скорректировать эти значения. Может быть необходимым улучшение таких показателей как яркость и контрастность изображения. Также бывает необходимым восстановить геометрические искажения, которые были внесены при составлении изображения. Радиометрические и геометрические корректировки являются обычными операциями пиксельной обработки [8].

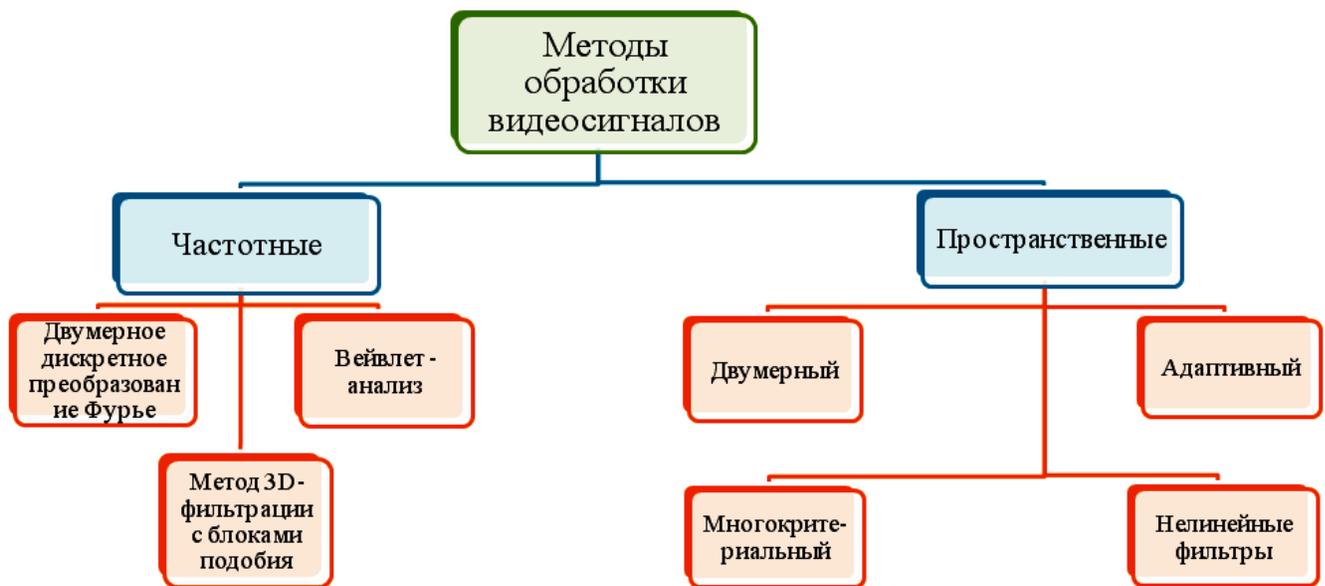


Рисунок 1.7 – Классификация методов обработки видеосигналов

Множество подходов к улучшению качества сигнала делится на две большие категории: методы обработки в пространственной области (пространственные методы) и методы обработки в частотной области (частотные методы), которые представлены на рисунке 1.7. Термин пространственная область относится к плоскости изображения как таковой, и данная категория объединяет подходы, основанные на прямом манипулировании пикселями изображения. Методы обработки в частотной области основываются на

модификации сигнала, который составляется путем применения к изображению преобразования Фурье.

Частотные методы используют спектральный анализ, под которым подходит разложение сложного полезного сигнала на некоторое множество простых сигналов (колебаний) с целью определения интенсивности каждого колебания в сложном сигнале. Между характером корреляционной функции и внутренней структурой соответствующего ей случайного сигнала существует связь. В зависимости от того, какие частоты и в каких соотношениях преобладают в составе случайного процесса, его корреляционная функция имеет тот или иной вид.

Нет обобщенной теории улучшения качества сигналов. При обработке изображения для визуального восприятия только наблюдатель может дать необходимые выводы о действии того или иного метода. Визуальное определение качества изображения это крайне субъективный процесс, дающий тем самым понятие «хорошего изображения» некоторым неуловимым эталоном, с помощью которого необходимо сравнивать эффективность алгоритма. Когда целью является обработка изображения для машинного восприятия, задача оценивается несколько проще. Например, в задаче распознавания символов наилучшим (оставляя в стороне другие вопросы, такие как вычислительные требования) будет тот метод обработки изображений, который дает более точные результаты машинного распознавания. Тем не менее, даже в ситуации, когда проблема позволяет установить четкие критерии качества, обычно требуется определенное количество попыток тестирования, пока будет выбран конкретный подход к улучшению изображений.

При цифровой обработке необходимо, чтобы изображения были получены в виде электрических сигналов. Эти сигналы можно оцифровать в последовательности чисел, которые затем могут обрабатываться с помощью компьютера. Существует много способов для преобразования изображений в дискретные числа. Видеотехнологии – это наиболее общий и доступный подход.

В последующем процессе передачи изображения в канале связи на него воздействуют различные помехи, которые осложняют визуальный и автоматический анализ. Для фильтрации или сглаживания зашумлённой двумерной полезной составляющей существует большое количество различных методов, применение которых зависит от выбранной адекватной математической модели изображения и шума. При этом математические модели взаимодействия полезной и шумовой составляющей можно разделить на три группы: аддитивные, мультипликативные и смешанные, или комбинированные.

Проведённый анализ доказывает, что применение указанных методов выделения полезного двумерного сигнала на фоне аддитивного шума предполагает наличие априорных знаний об исходном изображении и

статистических свойствах аддитивной шумовой составляющей. Уменьшение объёма априорной информации сильно затрудняет процесс обработки изображений и иногда ставит необходимым применение визуального контроля.

Анализ литературных источников доказывает, что в настоящее время не существует описания единого подхода к построению систем восстановления изображений при одновременном эффективном выделении полезного двумерного сигнала на фоне аддитивного шума и сохранения перепадов яркости, переходов, границ и контуров объектов в условиях ограниченного объёма априорной информации. При восстановлении известными методами, наряду с подавлением искажений, происходит расфокусировка изображения, что в ряде случаев сильно понижает визуальное качество [9,10].

### 1.2.2 Многокритериальный метод обработки сигналов

В связи с существованием задачи обработки цифрового сигнала одновременно по множествам критериев, огромный интерес представляет использование многокритериальных методов обработки результатов измерений, представленных единственной реализацией при ограниченном объеме априорной информации о функциях полезной составляющей и искажениях. Как правило, в случаях обработки только по одному критерию, в качестве алгоритмов обработки применяются методы, работающие на основании снижения критерия среднеквадратического отклонения или увеличения отношения сигнал/шум. Выбор критерия зависит от количества априорной информации о нужной задаче. В условиях ограниченного объёма информации о функции полезного сигнала и статистических характеристиках искажений поставленная задача резко затрудняется [11].

Сглаживание цифровых сигналов, происходит на основе снижения одновременно суммы квадратов конечных разностей первого порядка и суммы квадратов разностей отклонения входного сигнала от его оценки, представляется выражением вида:

$$\varphi(\bar{s}_1, \bar{s}_2, \dots, \bar{s}_n) = \alpha \sum_{k=1}^n (\bar{s}_k - Y_k)^2 + \sum_{k=1}^{n-1} (\bar{s}_k - \bar{s}_{k+1})^2, \quad (1.1)$$

Способ сглаживания цифровых сигналов на основе целевой функции, снижающий одновременно сумму квадратов конечных разностей второго порядка и сумму квадратов разностей отклонения входного сигнала от его оценки, представляется выражением вида:

$$\varphi(\bar{s}_1, \bar{s}_2, \dots, \bar{s}_n) = \alpha \sum_{k=1}^n (\bar{s}_k - Y_k)^2 + \sum_{k=1}^{n-2} (\bar{s}_k - 2 \cdot \bar{s}_{k+1} - \bar{s}_{k+2})^2, \quad (1.2)$$

Способ сглаживания цифровых сигналов на основе целевой функции, снижающий одновременно сумму квадратов конечных разностей первого и второго порядка, а также сумму квадратов разностей отклонения входного сигнала от его оценки, описывается выражением:

$$\varphi(\bar{s}_1, \bar{s}_2, \dots, \bar{s}_n) = \alpha \sum_{k=1}^n (\bar{s}_k - Y_k)^2 + \beta \sum_{k=1}^{n-1} (\bar{s}_k - \bar{s}_{k+1})^2 + \sum_{k=1}^{n-2} (\bar{s}_k - 2 \cdot \bar{s}_{k+1} - \bar{s}_{k+2})^2, \quad (1.3)$$

где  $\alpha$  и  $\beta$  – регулировочные коэффициенты.

Для функций (1.2)-(1.3) предложено решение с использованием метода наискорейшего спуска, доказана сходимость и единственность.

Аналитическое решение целевой функцией (1.3) имеет вид

$$\bar{s}_k = \gamma_k \cdot \bar{s}_1 - \sum_{i=1}^{k-1} y_i \cdot \beta_{k-i}, \quad k = 1, 2, \dots, n, \quad (1.4)$$

$$\text{где } \gamma_k = \sum_{j=0}^{k-1} \binom{k+j-1}{2j} \cdot \alpha^j,$$

$$\beta_k = \sum_{j=1}^k \binom{k+j-1}{2j-1} \cdot \alpha^j,$$

$$\bar{s}_1 = \frac{\alpha \cdot \sum_{i=1}^n \gamma_{n-i+1} \cdot y_i}{\beta_n},$$

$\binom{m}{l}$  – биномиальные коэффициенты.

На рисунке 1.8 представлен алгоритм получения оценок многокритериальными методами сглаживания сигналов, основанных на целевых функциях, в условиях ограниченного объема априорной информации [11].

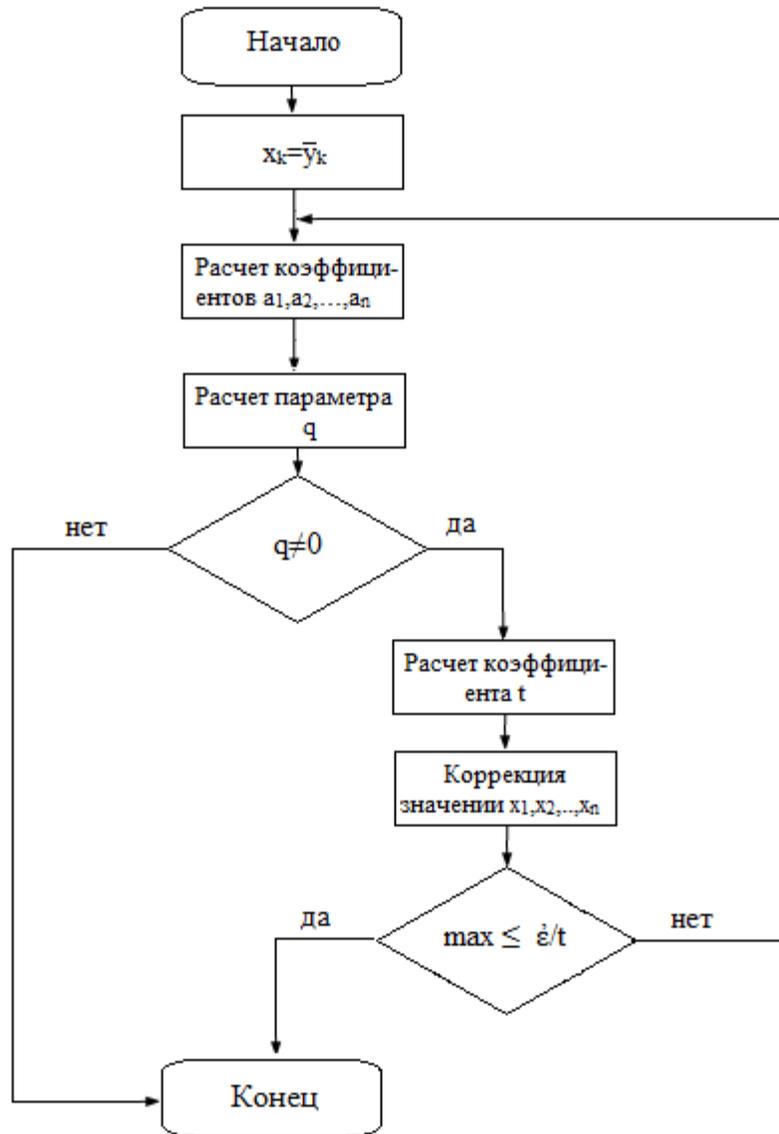


Рисунок 1.8 – Алгоритм вычисления оценок многокритериальными методами сглаживания сигналов

Недостатком данного метода является предъявление дополнительных требований к методам обработки, при наличии в полезной составляющей точек разрыва первого рода [12].

### 1.2.3 Патентные исследования многокритериального метода

В результате исследования многокритериального метода сглаживания цифровых сигналов были разработаны последовательно-параллельное и параллельное устройства обработки сигналов. Последовательно-параллельное устройство является более рациональным в применении, чем параллельное, поскольку использует меньшее количество логических элементов.

Последовательно-параллельное устройство (рисунок 1.9) было реализовано в интеллектуальных датчиках, осуществляющих постоянный мониторинг и передачу полученной информации на удалённый терминал.

Последовательно-параллельное устройство основывается на наличии единственной дискретной реализации исследуемого процесса  $Y_1, Y_2, \dots, Y_N$  где  $Y_k = Y(t_k), k = \overline{1, N}$ . Упрощенная математическая модель результатов измерений представляется в виде:

$$Y_k = S_k + u_k, k = \overline{1, N}, \quad (1.5)$$

где  $S_k$  - полезная составляющая;

$u_k$  - аддитивная шумовая составляющая.

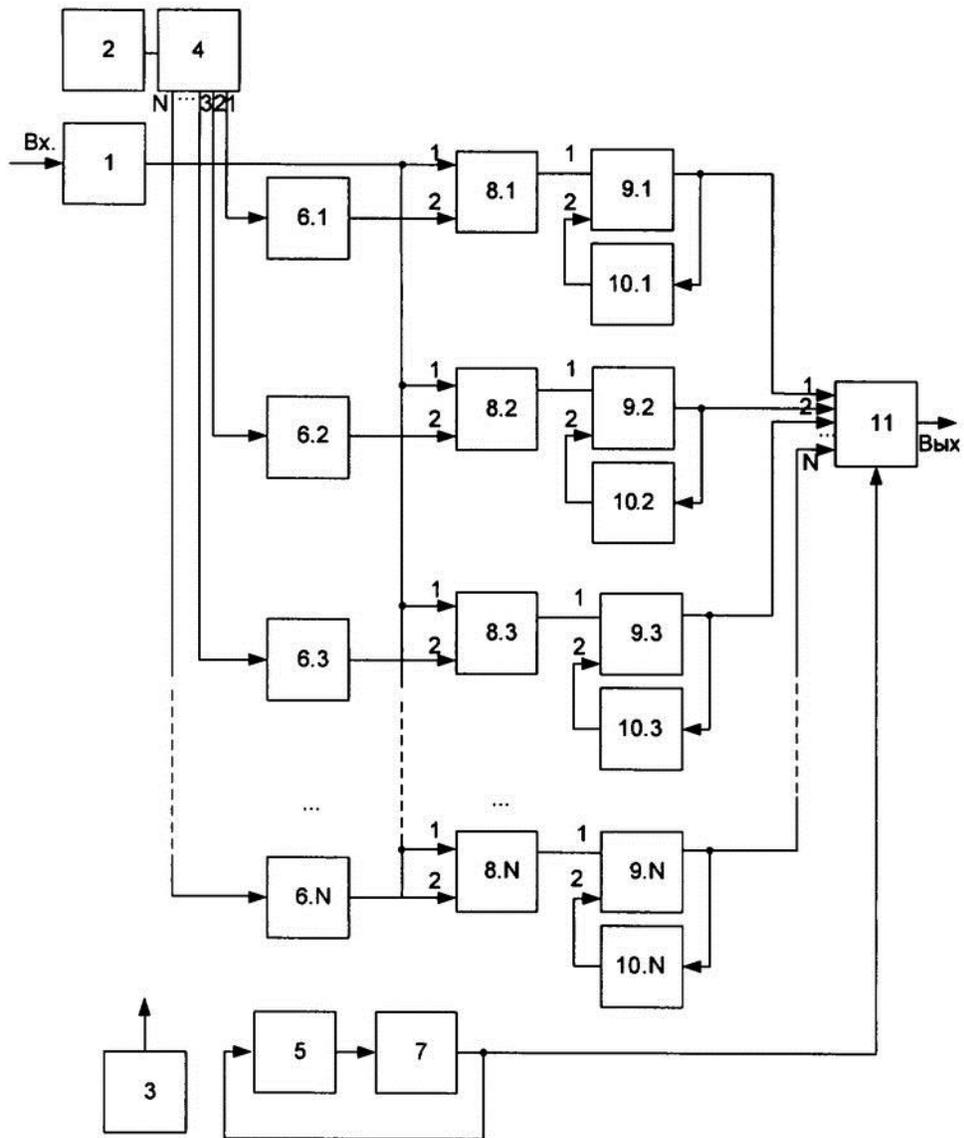
Относительно случайной составляющей будем предполагать также, что  $Mu_k = 0, Du_k = 2$  и, кроме того, ее значения в разные моменты времени некоррелированы (т.е.  $\text{cov}(u_k, u_s) = 0, k \neq s$ ), хотя эти условия не являются существенными.

Основная решаемая задача данного устройства – выделение полезной составляющей в условиях недостаточной априорной информации о статистических характеристиках аддитивного шума и функции полезной составляющей [13,14].

К сожалению, данное устройство может быть применено только в узкополосных системах. Для применения данного устройства в системах с изменяющимся спектром была дополнена схема и также проведены математические расчеты.

По данному устройству была подана заявка на патент и получено утверждение. Изобретение относится к информационно-измерительным устройствам и может быть использовано в системах обработки сигналов с изменяющимся спектром, а именно в системах охранного телевидения.

Известно устройство, использующее кусочно-линейную аппроксимацию (авторское свидетельство SU № 1624479 МПК 5 G06F15/353, дата публикации 30.01.1991). Структурная схема устройства для кусочно-линейной аппроксимации, содержит группу последовательно соединенных регистров, первый и второй вычитатели, сумматор, первый и второй накапливающие сумматоры, элементы задержки, генератор тактовых импульсов, два умножителя и два делителя на постоянный коэффициент.



- 1 – регистр хранения входной реализации;
- 2 – блок управления;
- 3 – генератор тактовой частоты;
- 4 – блок формирования матрицы коэффициентов;
- 5 – счетчик тактовых импульсов;
- 6 – регистр хранения строки матрицы;
- 7 – регистр сравнения;
- 8 – умножители;
- 9 – сумматоры;
- 10 – регистры хранения;
- 11 – регистр хранения выходной реализации.

Рисунок 1.9 – Структурная схема последовательно-параллельного устройства

К недостаткам известного устройства относятся:

- необходимость априорной информации о функции полезного сигнала;
- ошибка полезной составляющей имеет нелинейную зависимость и достигает своих максимальных значений на границах интервала аппроксимации;
- при неполиномиальной модели оценки полезной составляющей целевой функции способа наименьших квадратов не всегда существует в силу нелинейности решаемой системы уравнений;

Известно устройство, реализующее способ выделения тренда путем размножения оценок его единственной исходной реализации (патент RU № 2207622, МПК 7 G06F 17/18, дата публикации заявки 10.10.2002). Устройство для выделения тренда методом размножения оценок его единственной исходной реализации (РАЗОЦ) содержит блок хранения результатов измерений, коммутаторы, генератор случайных чисел, блок устранения связанных значений, блок ранжирования, регистр хранения выборки случайных чисел, блоки аппроксимации, регистры хранения оценок, арифметическое суммирующее устройство, блок хранения оценки полезной составляющей, генератор тактовых импульсов.

К недостаткам известного устройства относятся:

- невозможность реализации известного способа РАЗОЦ в реальном масштабе времени;
- отсутствие практических рекомендаций по выбору количества интервалов разбиения и количества размножений оценок;
- большие вычислительные затраты.

Наиболее близким по технической сущности аналогом данного изобретения является параллельное устройство обработки сигналов (патент RU № 2362208, МПК G06F17/18, дата публикации заявки 20.07.2009), реализующее многокритериальный метод обработки сигналов. Данное устройство содержит регистр хранения входной реализации, вход которого является информационным входом устройства, арифметически суммирующее устройство, регистр хранения выходной реализации, выход которого является информационным выходом устройства, отличающееся тем, что в устройство введены блок управления, задающий параметры метода размножения оценок, блок формирования матрицы коэффициентов, формирующий матрицу импульсной характеристики, N каналов обработки, каждый из которых состоит из регистра хранения строки матрицы, N умножителей и сумматора, выход регистра хранения входной реализации подключен к первым входам умножителей, выходы которых подключены к входам сумматоров, выходы которых подключены к входам регистра хранения выходной реализации, выход блока управления подключен к входу блока формирования матрицы коэффициентов, выходы которого подключены к входам регистров хранения строки матрицы, выходы которых подключены ко вторым

входам умножителей, синхронность работы устройства задается тактовым генератором.

По сравнению с предыдущими устройствами здесь был устранен такой недостаток, как необходимость запоминания значений всей входной реализации. Упрощенная математическая модель входной последовательности результатов измерений представляется в виде свертки. В предлагаемом устройстве в блоке формирования матрицы коэффициентов формируется матрица импульсной характеристики, где каждая строка данной матрицы - отклик на входное единичное воздействие.

Один из основных недостатков, который имели все вышеназванные устройства, а именно большие вычислительные затраты не был устранен. Поэтому в качестве устройства-прототипа было выбрано последовательно-параллельное устройство обработки сигналов (патент RU № 2321053, МПК 7 G06F 17/18, дата публикации заявки 27.03.2008).

К недостаткам данного устройства относится:

- работа на одной фиксированной тактовой частоте, которая ограничивает его применение, исключая возможности его использования в технике с изменяющимся спектром сигнала.

Устранение данного недостатка может быть достигнуто путем использования генератора тактовых импульсов, частота которых меняется в зависимости от ширины спектра входного сигнала и за счет использования частотнозависимых коэффициентов.

Технический результат, получаемый при использовании предлагаемого изобретения – существенное повышение помехоустойчивости сигналов в системах с изменяющимся спектром.

Данный технический результат достигается введением в существующее устройство синтезатора частоты на основе делителя с переменным коэффициентом деления. Коэффициент деления, пропорциональный ширине полосы пропускания, подается на вход делителя с переменным коэффициентом деления (ДПКД узел 3.1). На другой вход ДПКД поступает сигнал с перестраиваемого генератора 3.6, который используется в качестве генератора тактовых импульсов через ограничитель 3.7. С выхода ДПКД сигнал поступает на преобразователь частоты 3.4. На другой вход преобразователя частоты 3.4 через буферный усилитель 3.3 подается сигнал от кварцевого генератора 3.2. Выходной сигнал с преобразователя частоты через фильтр нижних частот 3.5 поступает на управление перестраиваемым генератором, устанавливая необходимую частоту генератора, пропорциональную коэффициенту деления  $M$  ДПКД и в свою очередь ширине полосы пропускания входного сигнала.

Сущность заявляемого устройства поясняется чертежом (Фиг. 1), на котором изображена структурная схема данного изобретения.

Включение в схему кварцевого генератора (3.2) позволяет стабилизировать частоту генерируемых колебаний.

Использование буферного усилителя (3.3) обеспечивает согласование кварцевого генератора и преобразователя частоты.

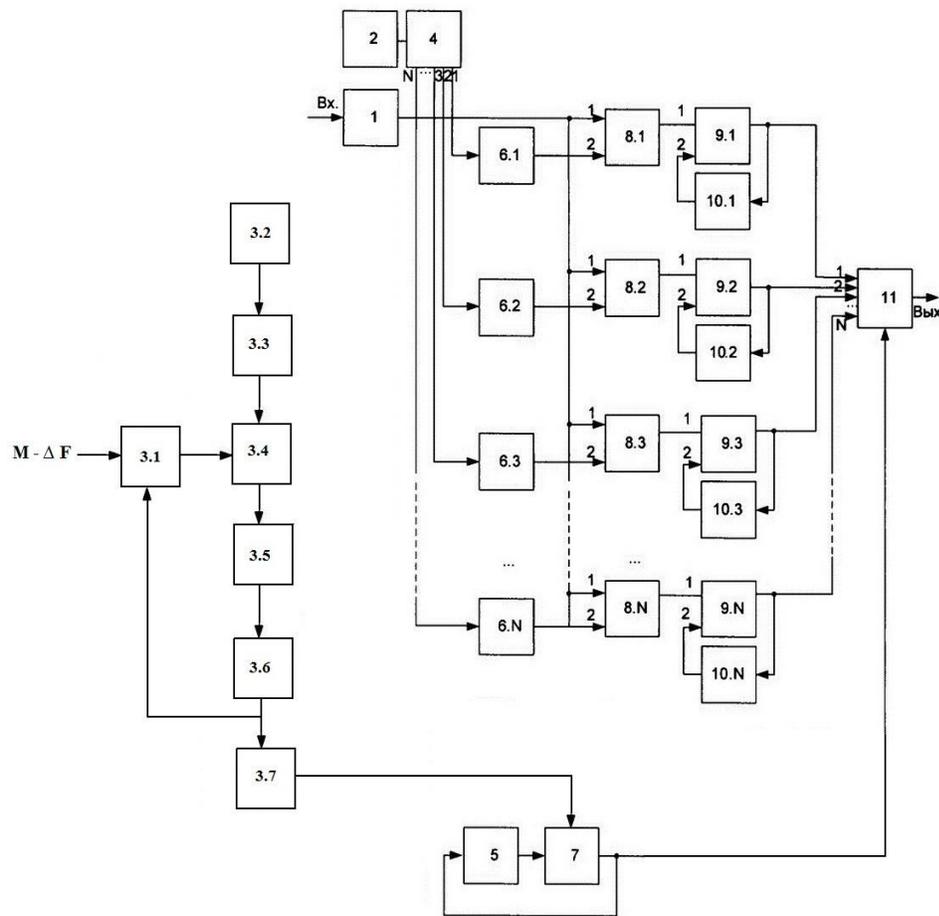
Преобразователь частоты (3.4) формирует управляющее напряжение необходимое для перестройки перестраиваемого генератора (3.6).

Применение ДПКД (3.1) позволяет осуществлять перестройку в требуемом диапазоне частот путем изменения коэффициента деления в зависимости от ширины спектра поступающего сигнала.

Наличие фильтра нижних частот (3.5) позволяет устранить ненужные высокочастотные составляющие.

Ограничитель (3.7) преобразует генерируемый сигнал синусоидальной формы в прямоугольные импульсы с меняющейся частотой, которые используются в качестве тактовых.

Таким образом, использование кварцевого генератора, буферного усилителя, делителя с переменным коэффициентом деления, преобразователя частоты, фильтра нижних частот, ограничителя, а также перестраиваемого генератора позволяет обрабатывать сигналы с изменяющейся шириной спектра, повышая их помехоустойчивость в системах с изменяющимся спектром сигналов, в том числе и в системах охранного телевидения, что позволяет значительно расширить диапазон использования предлагаемого устройства.



- 1 – регистр хранения входной реализации;
- 2 – блок управления;
- 3 – генератор тактовой частоты;
- 3.1 – делитель с переменным коэффициентом деления;
- 3.2 – кварцевый генератор;
- 3.3 – буферный усилитель;
- 3.4 – преобразователь частоты;
- 3.5 – фильтр нижних частот;
- 4 – блок формирования матрицы коэффициентов;
- 5 – счетчик тактовых импульсов;
- 6 – регистр хранения строки матрицы;
- 7 – регистр сравнения;
- 8 – умножители;
- 9 – сумматоры;
- 10 – регистры хранения;
- 11 – регистр хранения выходной реализации.

Рисунок 1.10 – Схема устройства обработки сигналов

На рисунке 1.10 представлена структурная схема устройства обработки сигналов, патент 29311, дата публикации 15.12.2014. Данное устройство относится к информационно-измерительным приборам и может быть использовано в системах с изменяющимся спектром [15].

### **1.3 Методы обработки сигналов с изменяющимся спектром**

В случаях, когда качество сигналов страдает от влияния помех или шума, находит применение восстановление сигналов, причем существует большое количество методов восстановления сигналов. Для применения многих из них необходима априорная информация о свойствах двумерных сигналов и статистических характеристик шума, которая часто ограничена или труднодоступна. В связи с этим актуальной является задача восстановления сигналов и выделения полезного двумерного сигнала на фоне шума в условиях неполной априорной информации.

Основным предназначением все х методов, которые были созданы, является улучшение качества сигнала, что также означает повышение помехоустойчивости сигнала к различным помехам и шумам.

**1.3.1 Метод обработки сигналов с использованием линейной внутричастотной частотной модуляцией**

Представляет интерес метод, применяемый в узкополосных каналах радиосвязи на основе использования сигналов с внутриимпульсной частотной модуляцией. Имеются различные способы повышения помехоустойчивости, к одному из которых можно присоединить внесение избыточности в спектр передаваемого сообщения. Одним из способов расширения спектра является передача дискретных сообщений сигналами с линейной частотной внутриимпульсной модуляцией.

В настоящее время в интересах повышения помехоустойчивости каналов радиосвязи применяются методы расширения спектра. К одному из таких методов следует отнести передачу информации на основе применения внутриимпульсной линейной частотной модуляции (ЛЧМ).

Применение передачи информации сигналами с внутриимпульсной ЧМ в узкополосных каналах радиосвязи с целью улучшения помехоустойчивости возможно только с небольшими базами, так как существуют одновременно ограничения по ширине полосы рабочих частот каналов связи интервалом 12 кГц и необходимость поддержания относительно высоких скоростей передачи информации 600–1200 бит/сек, что не позволяет обеспечить базу сигнала более 10. Известно, что эффект улучшения помехоустойчивости за счет применения методов расширения спектра пропорционален базе сигнала, однако при оптимальной обработке возникает необходимость снижения уровня боковых лепестков (УБЛ) сжатых ЛЧМ сигналов, которые снижают реальную

помехоустойчивость каналов, при этом влияние боковых лепестков на помехоустойчивость при малых базах выражено еще сильнее, чем при больших базах.

На практике чаще используются методы, рассматриваемые для узкополосных сигналов, либо на определенной фиксированной частоте, что лишает их возможности быть примененными в сигналах с большой полосой пропускания. Такие сигналы можно встретить в системах охранного телевидения, где происходит значительная регулировка качества, сетях четвертого поколения (LTE), радиолокации, радионавигации и т.д.

Например, технология LTE считается на данный момент одной из наиболее современных технологий. Технология LTE предоставляет более широкие возможности для развития. В самом деле, частота 3G – это 5 МГц, а спектр частот под LTE намного шире, так как можно использовать более низкие частоты (от 1,4 МГц) частоты для построения сети. Максимальная частота для LTE – 20 МГц, ее используют для передачи больших объемов мультимедиа. Сейчас у разработчиков технологии LTE в планах использование частоты до 100 МГц (рисунок 1.11) [16].

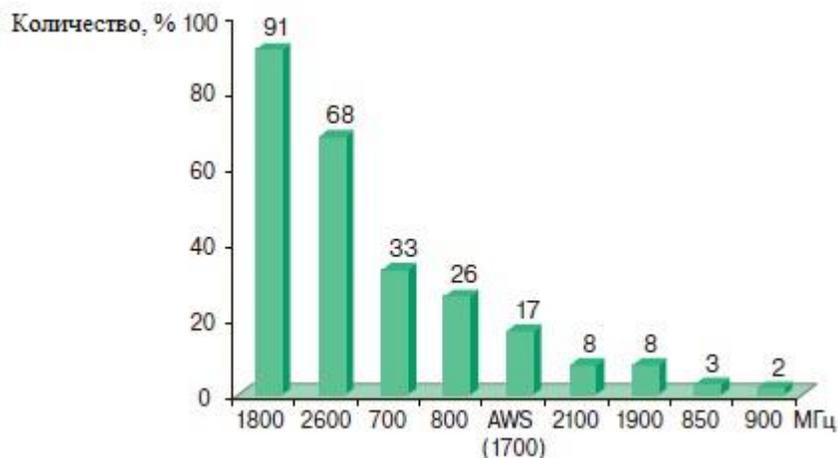


Рисунок 1.11 – Использование частот операторами LTE

Можно также рассмотреть систему охранного телевидения, где происходит изменение частоты кадров и количества телевизионных линий. Система охранного телевидения – это система, имеющая различные состояния:

- состояние тревоги;
- состояние наблюдения;
- состояние охраны.

В зависимости от того, в каком режиме работает на данный момент СОТ, существенно меняется частота кадров от 1 кадр/с во время отсутствия в системе

объектов до 100 кадр/с, когда особенно необходимо повышенное разрешение видеоизображения.

### 1.3.2 Робастная нелинейная фильтрация

В современных системах охранного телевидения, широко используемые методы обработки информации являются недостаточно эффективными. Поэтому предлагается использовать робастный метод, который был использован для многих задач идентификации, для обработки информации, который основывается на применении критериев робастного варианта леммы Неймана – Пирсона, в данном случае – для обработки сигналов с изменяющимся спектром и изображений, полученных с видеокамеры.

В статистике под робастностью определяется нечувствительность к малым отклонениям от предположений. Естественно, что при условии сохранения хороших качеств оценок лучше всего использовать робастные методы оценивания. В качестве нового подхода в данном направлении предлагается метод нелинейной робастной фильтрации, который применяет условно-параметрический метод обнаружения нестационарных сигналов при действии произвольных помех. Этот метод позволяет организовать функционирование систем с использованием сигналов с изменяющимся спектром, как в условиях статистической априорной неопределенности, так и в условиях мощных помех. Т.е. тогда, когда даже при известных распределениях помех, например, при аддитивном белом шуме, функции правдоподобия (функционалы правдоподобия) становятся многомодальными, а именно, распределениями неизвестного функционального вида. При этом методология математического синтеза новых алгоритмов обработки базируется на принципах теории робастных статистик и Марковских случайных процессов, а алгоритмы реализуются в виде систем нелинейных дифференциальных уравнений [17].

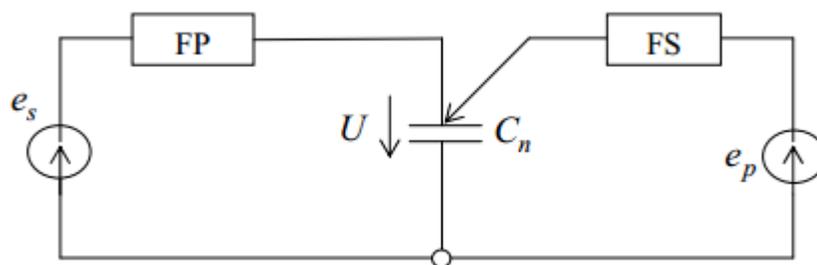


Рисунок 1.12 – Эквивалентная схема включения нелинейной емкости

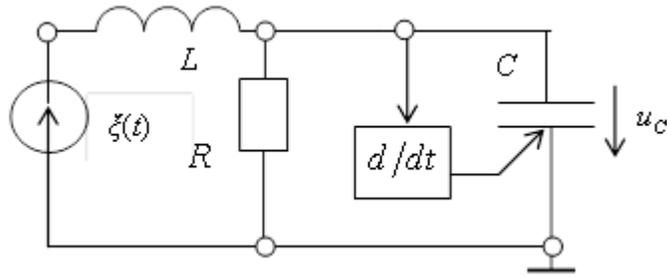


Рисунок 1.13 – Принципиальная схема робастного нелинейного фильтра

Реализация нелинейного робастного фильтра была сделана на основе фильтра на переключаемых конденсаторах (рисунки 1.12 и 1.13). Технология переключаемых конденсаторов является весьма перспективной для построения различных аналоговых интегральных схем высокого уровня интеграции. Фильтры на переключаемых конденсаторах — это класс устройств дискретно-аналоговой обработки сигналов, где входное напряжение дискретизируется только по времени, по уровню же оно сохраняется непрерывным.

Первым и главным достоинством подобных фильтров является простота регулировки частоты среза с помощью микропроцессорных систем управления. Дело в том, что частота среза линейно зависит от подаваемой на фильтр тактовой частоты. Кстати, именно поэтому их иногда еще называют синхронными фильтрами. Второе важное преимущество — отсутствие резисторов и индуктивностей в схеме фильтра (рисунки 1.14 и 1.15). Известно, что резисторы больших номиналов трудно реализовать в микросхемах. Более того, фильтр на переключаемых конденсаторах занимает в 9 раз меньшую площадь на кристалле, чем его цифровой 8-разрядный эквивалент, и при этом имеет лучшие параметры.

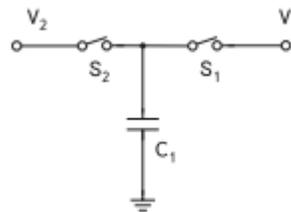


Рисунок 1.14 – Пример замены резистора конденсатором и двумя ключами

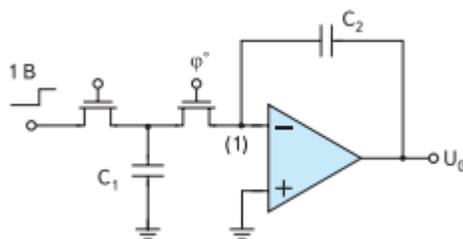


Рисунок 1.15 – Схема интегрального фильтра

Аналоговый сигнал подается на вход IN фильтра. Коэффициент усиления и частота среза задаются 4-разрядными кодами на входах G0–G3 и F0–F3. Выходной сигнал снимается с входа OUT. Единственное неудобство заключается в том, что все значения частот среза являются фиксированными. Зависимость такая: частота среза в 25 раз меньше тактовой частоты [18].

## 2 Инженерный расчет

### 2.1 Расчет ширины спектра видеосигнала

В зависимости от того, в каком режиме работает на данный момент СОР, существенно меняется частота кадров от 1 кадр/с во время отсутствия в системе объектов до 100 кадр/с, когда особенно необходимо повышенное разрешение видеоизображения.

Расчет зависимости ширины спектра видеоизображения от частоты кадра и числа строк (разрешения) производится по формуле

$$f_{\sigma} = \frac{\kappa_c \cdot \kappa_{\phi} \cdot z^2 \cdot f_k}{2}, \quad (2.1)$$

где  $\kappa_c = 0,8 \dots 0,9$ ;

$\kappa_{\phi}$  - формат кадра;

$z$  - число строк;

$f_k$  - формат кадра.

Необходимо рассчитать ширину спектра изображения при частотах кадра равных 1 к/с, 25 к/с, 50 к/с, 100 к/с соответственно. Число строк ( $z$ ) выбираем равными 625 и 1080 строк, что соответствуют ширине строк телевизионного изображения в стандарте SECAM и в телевидении высокой четкости (ТВЧ).

а) При  $f_k = 1$  к/с и  $z = 625$  строк:

$$f_{\sigma 1} = \frac{0,9 \cdot \frac{4}{3} \cdot (625)^2 \cdot 1}{2} = 0,23 \text{ МГц}$$

При  $f_k = 1$  к/с и  $z = 1080$  строк:

$$f_{\sigma 2} = \frac{0,9 \cdot \frac{4}{3} \cdot (1080)^2 \cdot 1}{2} = 0,7 \text{ МГц}$$

б) При  $f_k = 25$  к/с и  $z = 625$  строк:

$$f_{\sigma 1} = \frac{0,9 \cdot \frac{4}{3} \cdot (625)^2 \cdot 25}{2} = 5,86 \text{ МГц}$$

При  $f_k=25$  к/с и  $z=1080$  строк:

$$f_{\epsilon 2} = \frac{0,9 \cdot \frac{4}{3} \cdot (1080)^2 \cdot 25}{2} = 17,5 \text{ МГц.}$$

в) При  $f_k=50$  к/с и  $z=625$  строк:

$$f_{\epsilon 1} = \frac{0,9 \cdot \frac{4}{3} \cdot (625)^2 \cdot 50}{2} = 11,72 \text{ МГц.}$$

При  $f_k=50$  к/с и  $z=1080$  строк:

$$f_{\epsilon 2} = \frac{0,9 \cdot \frac{4}{3} \cdot (1080)^2 \cdot 50}{2} = 34,99 \text{ МГц.}$$

г) При  $f_k=100$  к/с и  $z=625$  строк:

$$f_{\epsilon 1} = \frac{0,9 \cdot \frac{4}{3} \cdot (625)^2 \cdot 100}{2} = 23,44 \text{ МГц.}$$

При  $f_k=100$  к/с и  $z=1080$  строк:

$$f_{\epsilon 2} = \frac{0,9 \cdot \frac{4}{3} \cdot (1080)^2 \cdot 100}{2} = 69,98 \text{ МГц.}$$

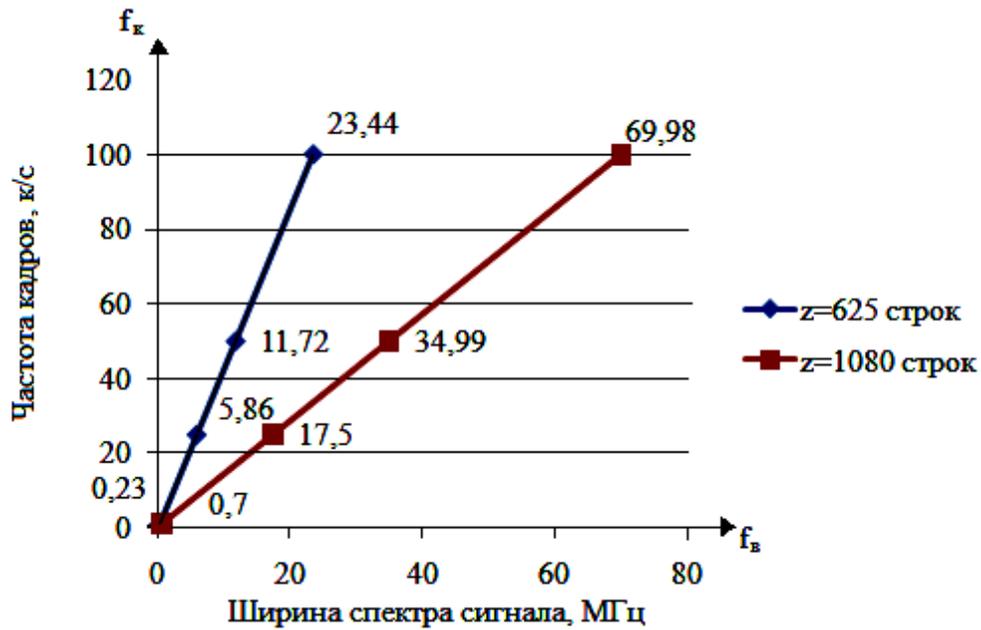


Рисунок 2.1 – Зависимость ширины спектра видеосигнала от частоты кадров и разрешения

Таким образом, судя по рисунку можно сказать, что ширина телевизионного сигнала будет от 1 МГц до 70 МГц. То есть необходимо обеспечить заданную перестройку по частоте, то есть выделить необходимый частотный диапазон. Но сама проблема заключается в том, что методы разрабатываются для узкополосных сигналов, не учитывая разнос по частотам, а именно более широкую полосу пропускания сигнала.

## 2.2 Расчет робастного фильтра

В данной работе реализация нелинейного робастного фильтра была произведена на основе фильтра на переключаемых конденсаторах. Необходимо рассчитать емкости конденсаторов в зависимости от используемой полосы частот.

Заряд, передаваемый от  $V_2$  к  $V_1$  можно вычислить из равенства:

$$\Delta q = C_1 \cdot (V_2 - V_1), \quad (2.2)$$

где  $C_1$  - емкость фильтра;

$V_2 - V_1$  - разность значений напряжений.

Количество заряда, передаваемое в единицу времени при повторении процесса переключения рассчитывается по формуле:

$$\frac{\Delta q}{\Delta t} = \frac{C_1 \cdot (V_2 - V_1) \cdot N}{\Delta t}, \quad (2.3)$$

где  $\Delta t$  - выбранный промежуток времени;

$N$  - количество переключений

Ток, протекающий в системе можно вычислить из представленного равенства:

$$i = C_1 \cdot (V_2 - V_1) \cdot f_{CLK}, \quad (2.4)$$

где  $f_{CLK}$  - частота переключения конденсатора

$$\frac{(V_1 - V_2)}{i} = \frac{1}{C_1 \cdot f_{CLK}} = R.$$

$$(V_2 - V_1) = 1,0 - 0,75 = 0,25B.$$

Искомая емкость конденсатора находится по формуле:

$$C_x = \frac{i_{mp}}{(V_1 - V_2) \cdot f_{макс}}, \quad (2.5)$$

где  $f_{такт}$  - тактовая частота.

Ток, протекающий в фильтре, взят из справочных значений полевого транзистора МОП n-канального с изолированным затвором BSS 138.

$$i = C_1 \cdot (V_2 - V_1) \cdot f_{CLK},$$

$$i = 0,6 \text{ мА} = 600 \text{ мкА}.$$

Из формулы тока протекающего в фильтре можно вынести и определить значение емкости:

$$C_1 = \frac{600 \cdot 10^{-6}}{(1,0 - 0,75) \cdot 80 \cdot 10^6} = 30 \text{ нФ};$$

$$C_2 = \frac{600 \cdot 10^{-6}}{(1,0 - 0,75) \cdot 115 \cdot 10^6} = 21 \text{ нФ};$$

$$C_3 = \frac{600 \cdot 10^{-6}}{(1,0 - 0,75) \cdot 125 \cdot 10^6} = 19,2 \text{ нФ};$$

$$C_4 = \frac{600 \cdot 10^{-6}}{(1,0 - 0,75) \cdot 150 \cdot 10^6} = 16 \text{ нФ};$$

Таблица 2.1 – Рассчитанные значения емкостей фильтра

$f_{\text{макт}}, \text{ МГц}$	80	115	125	150
$C_{\text{х.расч}}, \text{ нФ}$	30	21	19,2	16
$C_{\text{х.фак}}, \text{ нФ} \pm 10\%$	32	22	20	16

В таблице 2.1 представлены рассчитанные значения емкостей фильтра, также представлены фактические значения емкостей, которые были использованы при разработке макета [18].

### 2.3 Разработка печатной платы

Целью данного расчета является определение минимальной зоны размещения элементов схемы печатной платы.

В производстве изделий приборостроения, средств вычислительной техники и бытовой электрорадиоаппаратуры используются печатные платы как средство, которое осуществляет автоматизацию монтажно-сборочных операций, снижение габаритных размеров аппаратуры, металлоемкости и повышения ряда конструктивных и эксплуатационных качеств изделия.

При производстве печатных плат используется множество вариативных технологических подходов, в которых применяются множественные химико-технологические операции и операции механической обработки.

Проектирование ПП в интерактивном режиме начинается после выполнения следующих подготовительных операций:

- 1) создание графического начертания элементов, входящих в состав компонента, при помощи программы Symbol Editor;
- 2) создание графического начертания посадочного места компонента при помощи программы Pattern Editor;
- 3) упаковка элементов в компонент при помощи программы Library Executive;

4) создание принципиальной электрической схемы устройства и генерация файла списка цепей с помощью программы Schematic;

5) создание контура ПП и размещения на ней компонентов ПП при помощи программы РСВ. Загрузка файла списка цепей для последующей трассировки;

б) автоматическая трассировка ПП трассировщиком Quick Route.

Начальный этап – создание или выбор библиотек компонентов. Они служат хранилищами всей необходимой (обобщенной) информации для системы Р – CAD.

В результате работы с программой Symbol Editor были созданы файлы, содержащие графическое начертание элементов, входящих в микросхему и разъем.

При помощи программы Library Executive была установлена взаимосвязь элементов компонента с контактами (выводами) компонента в соответствии со справочной документацией компонентов. Были внесены изменения в соответствующие библиотеки.

В результате работы с программой Schematic была создана принципиальная схема устройства (файл my\_scheme.sch), а также сгенерирован файл списка цепей my\_scheme.net.

С помощью программы РСВ был создан контур печатной платы в слое Board. Тем самым в программу закладывается информация о границах печатной платы. Затем были расположены компоненты внутри контура ПП. Была произведена загрузка списка цепей (файла my\_scheme.net) для последующей трассировки. Создан файл scheme.pcb.

Была выполнена автоматическая трассировка ПП при помощи трассировщика Quick Route.

### 2.3.1 Обоснование выбора элементной базы

Применяемые в устройстве гальванической развязки непроволочные постоянные резисторы, предназначены для работы в цепях постоянного, переменного токов и в импульсных режимах, содержат резистивный элемент в виде очень тонкой (десятки доли микрометра) металлической плёнки, осаждённой на основании из керамики, стекла, слоистого пластика, ситалла или другого изоляционного материала. Непроволочные постоянные резисторы менее стабильны по сравнению с проволочными, но наряду с этим имеют меньшие габариты, их сопротивление менее зависит от частоты и напряжения, они значительно дешевле. Поэтому в аппаратуре непроволочные резисторы применяются значительно чаще, чем проволочные (таблица 2.2).

Таблица 2.2 – Характеристика непроволочных резисторов

Минимальный срок сохраняемости, лет	Диапазон рабочих температур, С
25	От -60 до +70

Следовательно, непроволочные постоянные резисторы типа С2-33Н подходят для использования в проектируемом устройстве.

Для устройства выбраны полевые транзисторы МОП n-канальных с изолированным затвором BSS 138 (таблица 2.3).

Таблица 2.3 – Технические характеристики транзистора BSS 138

Полярность	Напряжение сток-исток, В	Ток стока, мА	Мощность, мВт	Корпус	Сопротивление, Ом	Монтаж
полевой	50	200	360	SOT23	3,5	SMD

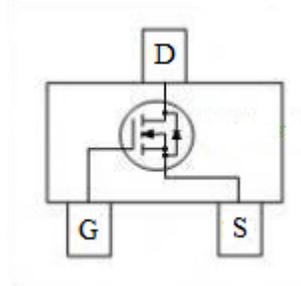


Рисунок 2.2 – Транзистор BSS 138

Характеристики микросхемы К500ЛМ102 с ТТЛ-логикой.

Масса изделия  $1,05 \pm 0,05$  г.

Использование в схеме драгоценного вещества золото.

Масса золота в 1 шт. схемы 0,004 - 0,005 г.

Соответствие с паспортными данными 60 - 80 % от паспортных данных.

Состав золота в изделии, % масс 0,25 - 0,40 %.

Элементы вещества, содержащие золото 70 - 75 % золота сосредоточено в выводах (ножках), 25 - 30 %- в пластике.

Масса выводов  $0,30 \pm 0,05$  г.

Содержание золота в выводах 0,7 - 1,0 % в смеси микросхем различных типов.

Основа выводов платинит (47 %- никель, 48 %- железо).

Содержание золота в пластике 0,03 - 0,07 %.

Основа пластика 70 %- наполнитель (кварц), 30 %- органическое, связующее.

Имеются следующие рекомендации по переработке, использование дробление, отделение выводов магнитной сепарацией с последующим растворением. Переработка крошки, непосредственной плавкой или после

обжига, в качестве кварцевого флюса. Возможно использование выводов в качестве цементирующего реагента для извлечения золота из растворов.

Таким образом, база элементов отвечает всем необходимым характеристикам проектируемого устройства гальванической развязки по электрическим и эксплуатационным параметрам.

Трассировка печатной платы – это проведение проводников, которые соединяют площадки с условием минимальной длины и числа переходов на следующие слои для того, чтобы ликвидировать пересечения.

Чертежи печатных плат делают на специальной бумаге, на которой располагается координатная сетка с нужным шагом. Благодаря использованию сетки можно не наносить размеры на элементы печатного проводника. При этом по сетке можно воспроизвести рисунок печатной платы при изготовлении фотооригиналов, с которых будут изготавливать шаблоны для нанесения рисунка платы на заготовку. Координатную сетку накладывают на чертёж с шагом 2,5 или 1,25 мм. Шаг 1,25 мм используют в том случае, если на плату наносят многовыводные элементы с шагом расположения выводов 1,25 мм. Центры монтажных и переходных отверстий должны располагаться в узлах (точках пересечений линий) координатной сетки. Если устанавливаемый на печатную плату элемент имеет два и более вывода, расстояние между которыми кратно шагу координатной сетки, то отверстия под все такие выводы должны быть расположены в узлах сетки. Диаметр отверстий в печатной плате должен быть большего диаметра вставляемого в него вывода, что обеспечит возможность свободной установки электрорадиоэлемента. При диаметре вывода до 0,8 мм диаметр неметаллизированного отверстия делают на 0,2 мм больше диаметра вывода; при диаметре вывода более 0,8 мм – на 0,3 мм больше.

Диаметр металлизированного отверстия зависит от диаметра, вставляемого в него вывода и от толщины платы. Связано это с тем, что при гальваническом осаждении металла на стенках отверстия малого диаметра, сделанного в толстой плате, толщина слоя металла получится неравномерной, а при большом отношении длины к диаметру некоторые места могут остаться непокрытыми. Диаметр металлизированного отверстия должна быть не менее половины толщины платы. Отверстия на плате необходимо располагать таким образом, чтобы расстояние между краями отверстий было не меньше толщины платы. В противном случае перемычка между отверстиями не будет иметь достаточной механической прочности.

Чтобы обеспечить надёжное соединение металлизированного отверстия с печатным проводником, вокруг отверстия делают контактную площадку. Контактные площадки отверстий необходимо делать в форме кольца.

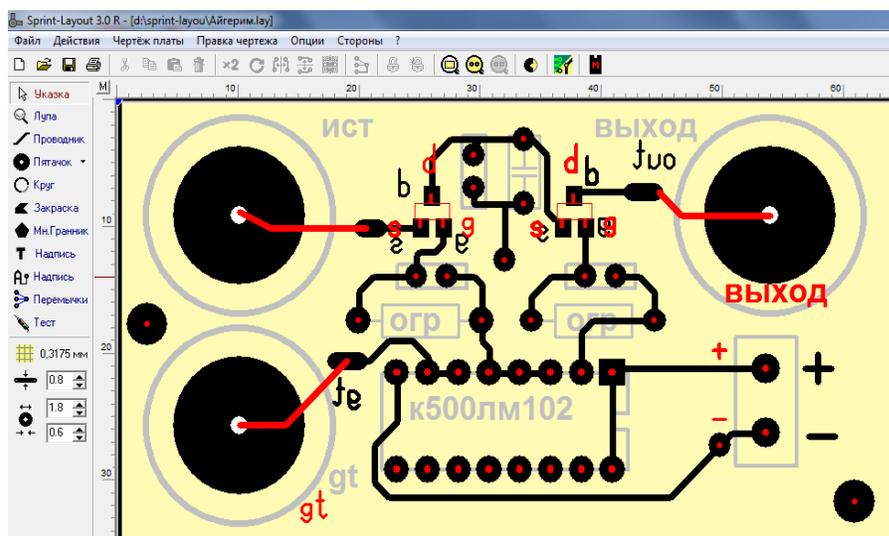


Рисунок 2.3 – Трассировка печатной платы макета робастного нелинейного фильтра

На рисунке 2.3 представлена трассировка печатной платы макета робастного нелинейного фильтра разработанная в программе Sprint Layout [19,20].

## 2.4 Расчет генератора, управляемого напряжением

Генераторы, управляемые напряжением (ГУН), охваченные петлёй фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), – необходимые элементы синтезаторов частот, используемые в передающих и приёмных трактах радиосистем.

ГУН состоит из двух выходов: один необходим для передачи мощности колебаний в нагрузку, другой – используют для организации петли фазовой автоподстройки частоты. При проектировании задают следующие основные параметры: частоту колебаний  $f_0$ , мощность на каждом выходе  $P_{\text{вых}}$ , диапазон электрической перестройки частоты  $\Delta f$ , крутизну электрической перестройки  $df/dU_{\text{упр}}$  ( $U_{\text{упр}}$  – управляющее напряжение), развязку между каналами, подавление гармоник основной частоты  $10\log(P_n/P_{\text{вых}})$  ( $n$  – номер гармоники), фактор затягивания, то есть максимальное изменение частоты генерации при изменении фазы коэффициента отражения от нагрузки при определённом модуле коэффициента отражения. Необходимо задать заранее уровень стабильности генератора, управляемого напряжением при колебаниях напряжения питания и низкий уровень фазового шума.

Следящий контур фазовой автоподстройки частоты должен постоянно вести сопровождение входного сигнала по фазе. Соответственно, генератор, входящий в состав контура должен «уметь» перестраиваться по фазе. Для этого

разработаны генераторы управляемые напряжением, или в англоязычной литературе voltage-controlled oscillator (VCO), мгновенная частота сигнала на выходе которых зависит от управляющего напряжения как это показано на рисунке 2.4.

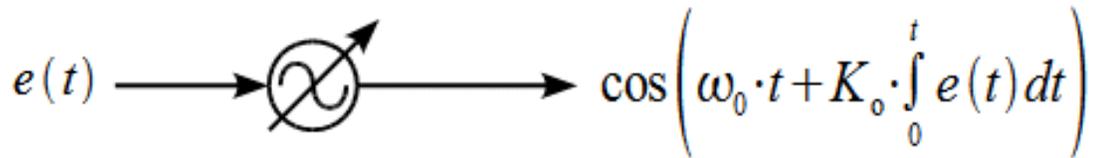


Рисунок 2.4 - Генератор управляемый напряжением

На входе генератора управляющее напряжение (сигнал ошибки)  $e(t)$ , а на выходе сигнал, полная фаза  $\Phi(t)$  которого равна (все что под косинусом):

$$\Phi(t) = \omega_0 \cdot t + K_0 \cdot \int_0^t e(t) dt. \quad (2.6)$$

Тогда мгновенная частота на выходе генератора представляет собой производную от полной фазы и пропорциональна текущему управляющему напряжению  $e(t)$ ,  $K_0$  – коэффициент пропорциональности. На рисунке показан пример зависимости мгновенной частоты на выходе ГУН от управляющего напряжения  $e(t)$ .

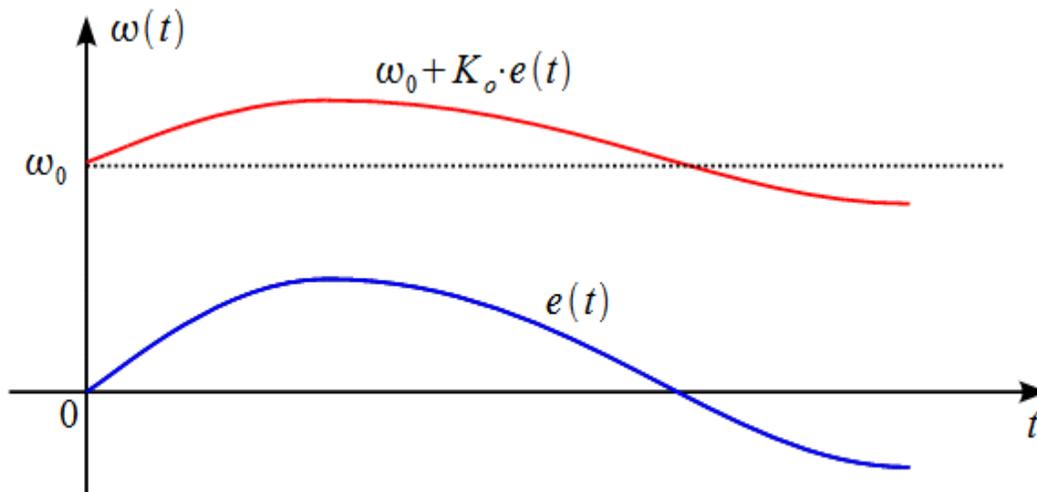


Рисунок 2.5 - Мгновенная частота на выходе ГУН

Можно предложить следующий порядок проектирования ГУН:

- составление электрической схемы перестраиваемого автогенератора и улучшение её параметров с целью получения на модели: нужной частоты, определенной мощности, заданной полосы и крутизны электрической перестройки частоты, минимального уровня фазового шума;
- расчёт делителя мощности, нужного для получения двух выходных каналов;
- проектирование буферных каскадов, обеспечивающих нужную нагрузочную характеристику перестраиваемого автогенератора и нужную развязку между выходными каналами;
- моделирование в программе Microwave Office и расчёт основных характеристик полной схемы ГУН, в которую входят перестраиваемый автогенератор, делитель мощности и буферные каскады [21, 22, 23].

Исходные данные:

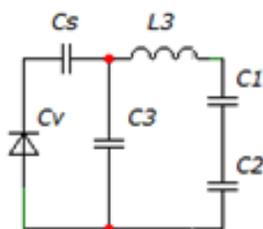


Рисунок 2.6 – Расчетная схема генератора, управляемого напряжением

Выберем значения минимальной и максимальной частоты, согласно полосе пропускания:  $f_{\min}=4$  МГц,  $f_{\max}=6$  МГц,  $f_0=5$  МГц.

Напряжения питания выбираем согласно значению напряжения питания микросхемы  $E_K=5$  В.

$$\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_0, \quad (2.7)$$

$$\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot 5 \cdot 10^6 = 31,4 \text{ МГц.}$$

Промежуточная частота  $f_{mt}$  рассчитывается по формуле как среднеквадратичное значение произведения минимального и максимального значения частоты:

$$f_{mt} = \sqrt{f_{\min} \cdot f_{\max}}, \quad (2.8)$$

где  $f_{\min}$  – минимальное значение частоты;

$f_{\max}$  – максимальное значение частоты.

$$f_{mt} = \sqrt{4 \cdot 10^6 \cdot 6 \cdot 10^6} = 4,899 \text{ МГц.}$$

Значение девиации выбираем равным  $\Delta F_{\text{НОМ}} = 5 \cdot 10^4$ .

Допустимое отклонение напряжения смещения на варикапе  $\frac{\Delta E_{vt}}{E_{vt}}$  равно  $\varepsilon E_{vt} = 10^{-4}$ .

Относительная девиация частоты рассчитывается по формуле:

$$dF'_{\text{НОМ}} = \frac{\Delta F_{\text{НОМ}}}{f_{mt}}, \quad (2.9)$$

где  $\Delta F_{\text{НОМ}}$  – девиация;

$f_{mt}$  – промежуточная частота.

$$dF'_{\text{НОМ}} = \frac{5 \cdot 10^4}{4,9 \cdot 10^6} = 0,01.$$

Коэффициент защищенности от помех, дБ выбираем равным:  $A_{ip} = 60 \text{ дБ}$

Нормированная амплитуда модулируемого сигнала  $X_{\text{НОМ}}$  рассчитывается как произведение допустимого отклонения напряжения смещения на варикапе и коэффициента защищенности от помех и равна, не менее:

$$X_{\text{НОМ}} = \varepsilon \cdot E_{vt} \cdot 10^{0,05 A_{ip}}, \quad (2.10)$$

$$X_{\text{НОМ}} = 10^{-4} \cdot 10^{0,5 \cdot 60} = 0,1.$$

Коэффициент управления частотой  $p_y(S_1)$  рассчитывается по формуле:

$$p_y(S_1) = 4 \cdot \frac{dF'_{\text{НОМ}}}{X_{\text{НОМ}}}, \quad (2.11)$$

$$p_y(S_1) = 4 \cdot \frac{0,01}{0,1} = 0,4.$$

Коэффициент гармоник, находится по формуле:

$$K_{2\Omega} = 3 \cdot \frac{X_{ном}}{16}, \quad (2.12)$$

$$K_{2\Omega} = 3 \cdot \frac{0,1}{16} = 0,019.$$

Характеристическое сопротивление контура, выбрав из промежутка:  
 $\rho = 50 \dots 100$ ,  $\rho = 70$ ,  $QL = 150$ .

Паразитная емкость катушки  $C_0 = 1 \dots 5$  пФ,  $C_0 = 1$  пФ.

Коэффициент включения контура  $0,1 \dots 0,2$ ,  $p_k = 0,2$ .

Емкость контура в режиме молчания  $C_{КТ}$ :

$$C_{КТ} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{мт} \cdot \rho}, \quad (2.13)$$

где  $f_{мт}$  – промежуточная частота;

$\rho$  – характеристическое сопротивление.

$$C_{КТ} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 4,9 \cdot 10^6 \cdot 70} = 4,643 \cdot 10^{-11} \text{ Ф.}$$

Емкость варикапа максимальная рассчитывается как произведение коэффициента управления частотой и емкости контура в режиме молчания:

$$C_{B\max} = (4 \dots 20) \cdot p_y \cdot C_{КТ}; \quad (2.14)$$

$$C_{B\max} = 7,429 \cdot 10^{-12} \text{ Ф};$$

$$C_{B\max 1} = 37,144 \cdot 10^{-12} \text{ Ф.}$$

Выберем варикап KB117А с  $C_{вар} = 26 \dots 39$  пФ и  $C_{B0} = 38$  пФ [26].

При номинальном напряжении  $E_0 = 3$  В,  $E_{доп} = 25$  В.

Средняя емкость 32 пФ на  $f_{v0} = 5$  МГц.

Добротность  $Q_v = 180$ .

Конт. разность потенциалов  $E_\phi = 0,7$ ,  $n = 0,5$ .

Добротность на рабочей частоте:

$$Q_{vf} = Q_v \cdot \frac{f_{v0}}{f_{mt}}, \quad (2.15)$$

$$Q_{vf} = 180 \cdot \frac{5}{4,899} = 184.$$

При этом управляющее напряжение находится в промежутке (3...18 В).

Выберем диапазон  $E_{\text{вар}}$  минимальный и максимальный  $E_{\text{vmin}}=3$  В и  $E_{\text{vmax}}=7$  В.

$E_{\text{вар}}$  молчания, В рассчитывается как среднее значение суммы максимального и минимального значения напряжения:

$$E_{vt} = \frac{(E_{v\text{max}} + E_{v\text{min}})}{2}, \quad (2.16)$$

$$E_{vt} = (3 + 7) \cdot 0,5 = 5 \text{ В.}$$

$C_{\text{вар}}$  молчания, приняв равным 38 пФ:

Емкость  $C_{vt}$  рассчитывается как отношение емкости молчания к корню из отношения напряжений контура:

$$C_{vt} = \frac{C'_{v\text{max}}}{\sqrt{\frac{E_{vt}}{E_0}}}, \quad (2.17)$$

$$C_{vt} = \frac{38 \cdot 10^{-12}}{\sqrt{\frac{5}{3}}} = 2,943 \cdot 10^{-11} \text{ Ф.}$$

Допустимое нестабильное напряжение на варикапе  $E_{\text{вар}}$ , В рассчитывается по формуле:

$$\Delta E_{vd} = 10^{-4} \cdot E_{vt} \quad (2.18)$$

$$\Delta E_{vd} = 5 \cdot 10^{-4}$$

Допустимая амплитуда модулирующего напряжения рассчитывается по формуле:

$$U_{\Omega_{\max}} = X_{\text{ном}} \cdot E_{vt}, \quad (2.19)$$

$$U_{\Omega_{\max}} = 0,1 \cdot 5 = 0,5 \text{ В.}$$

Допустимая амплитуда ВЧ напряжения находится по формуле:

$$U_{fd} = E_{vt} - E_{v\min} - U_{\Omega_{\max}}, \quad (2.20)$$

$$U_{fd} = 5 - 3 - 0,5 = 1,5 \text{ В.}$$

Емкость делителя рассчитывается по формуле:

$$C_{del} = \frac{C_{kt}}{p_k}, \quad (2.21)$$

$$C_{del} = \frac{4,643 \cdot 10^{-11}}{0,2} = 23,215 \cdot 10^{-11} \text{ Ф.}$$

Суммарная емкость  $C_3$  и варикапа в режиме молчания равны:

$$C_{k0} = \frac{(C_{kt} - C_0)}{\left[1 - \frac{(C_{kt} - C_0)}{C_{del}}\right]}, \quad (2.22)$$

где  $C_{кт}$  – емкость контура в режиме молчания;

$C_0$  – паразитная емкость катушки;

$C_{дел}$  – емкость делителя.

$$C_{k0} = \frac{(4,643 \cdot 10^{-11} - 1 \cdot 10^{-12})}{\left[1 - \frac{(4,643 \cdot 10^{-11} - 1 \cdot 10^{-12})}{23,215 \cdot 10^{-11}}\right]} = 5,648 \cdot 10^{-11} \text{ Ф.}$$

Девияция рассчитывается по формуле:

$$\Delta f_{rass} = \frac{dF'_{nom}}{1 - p_k}, \quad (2.23)$$

$$\Delta f_{rass} = \frac{0,01}{1-0,2} = 0,012.$$

Рассчитанное значение крутизны  $Mx$  находится по формуле:

$$\Delta S'_{rass} = \frac{\Delta f_{rass}}{X_{nom}}, \quad (2.24)$$

$$\Delta S'_{rass} = \frac{0,012}{0,1} = 0,12.$$

Рассчитанное значение коэффициента управления частоты находится по формуле:

$$p_{yrass} = \frac{p_y}{1-p_k}, \quad (2.25)$$

$$p_{yrass} = \frac{0,4}{1-0,2} = 0,5.$$

Рассчитанное значение коэффициента управления варикапа равно:

$$p_v = \sqrt{p_{yrass} \cdot \frac{C_{kt}}{C_{vt}}}, \quad (2.26)$$

$$p_v = \sqrt{0,5 \cdot \frac{4,643 \cdot 10^{-11}}{2,943 \cdot 10^{-11}}} = 0,888.$$

Емкость связи рассчитывается по формуле:

$$C_s = \frac{p_v \cdot C_{vt}}{1-p_v}, \quad (2.27)$$

$$C_s = \frac{0,888 \cdot 2,943 \cdot 10^{-11}}{1-0,88} = 2,333 \cdot 10^{-10} \text{ Ф}.$$

Емкость  $C_3$  контура находится по формуле:

$$C_3 = C_{k0} - \frac{C_s \cdot C_{vt}}{C_s + C_{vt}}, \quad (2.28)$$

$$C_3 = 5,648 \cdot 10^{-11} - \frac{2,333 \cdot 10^{-10} \cdot 2,943 \cdot 10^{-11}}{2,333 \cdot 10^{-10} + 2,943 \cdot 10^{-11}} = 3,035 \cdot 10^{-11} \text{ Ф.}$$

Индуктивность  $L_3$  контура рассчитывается по формуле:

$$L_3 = \frac{\rho}{2 \cdot \pi \cdot f_{mt}}, \quad (2.29)$$

где  $f_{mt}$  – промежуточная частота

$$L_3 = \frac{70}{2 \cdot 3,14 \cdot 4,899 \cdot 10^6} = 2,275 \cdot 10^{-6} \text{ Гн.}$$

Напряжение на конденсаторе  $C_S < U_{C_{S,доп}}$  равно:

$$U_{C_{sdop}} = U_{fvdop} \cdot \frac{C_{vt}}{C_s}, \quad (2.30)$$

$$U_{C_{sdop}} = 1,5 \cdot \frac{2,943 \cdot 10^{-11}}{2,333 \cdot 10^{-10}} = 0,189 \text{ В.}$$

Напряжение на конденсаторе  $C_3$  рассчитывается по формуле:

$$U_{C_{3dop}} = U_{fvdop} + U_{csdop}, \quad (2.31)$$

$$U_{C_{3dop}} = 1,5 + 0,189 = 0,689 \text{ В.}$$

Напряжение на индуктивности  $L_3$  находится по формуле:

$$U_{L_{3dop}} = \frac{U_{fvdop}}{1 - p_k}, \quad (2.32)$$

$$U_{L_{3dop}} = \frac{1,5}{1 - 0,2} = 1,875 \text{ В.}$$

Напряжение на емкостном делителе  $C_1, C_2$  равно:

$$U_{kemk} = p_k \cdot U_{Lдоп}, \quad (2.33)$$

$$U_{kemk} = 0,2 \cdot 1,875 = 0,375 \text{ В.}$$

Контурный ток находится по формуле:

$$I_k = \frac{U_{Lдоп}}{\rho}, \quad (2.34)$$

$$I_k = \frac{1,875}{70} = 0,027 \text{ А.}$$

Эквивалентное сопротивление нагружаемого контура, приняв равным:

$$R_{экв} = \rho \cdot Q_{наг}, \quad (2.35)$$

$$R_{экв} = 70 \cdot 120 = 84 \cdot 10^3 \text{ Ом.}$$

Сопротивление нагрузки в цепи К-Э находится по формуле:

$$R = p_k^2 \cdot R_{экв}, \quad (2.37)$$

$$R = 0,2^2 \cdot 84 \cdot 10^3 = 3,36 \cdot 10^3 \text{ Ом.}$$

Максимальная допустимая колебательная мощность АГ равна:

$$P_{АГ} = \frac{U_{kemk}^2}{2 \cdot R}, \quad (2.38)$$

$$P_{АГ} = \frac{0,375^2}{2 \cdot 3,36 \cdot 10^3} = 2,093 \cdot 10^{-5} \text{ В.}$$

Таким образом, был рассчитан генератор, управляемый напряжением, его элементы, максимальная допустимая колебательная мощность автогенератора, был выбран варикап.

#### 2.4.1 Расчет варикапа для перестройки по диапазону

Для перестройки ГУНа от минимальной до максимальной необходимо изменять емкость контура, для этого параллельно к емкости (главная составляющая общей емкости контура) через емкость связи подключим варикап.

При параллельном подключении варикапа к емкости СЗ необходимо изменять ее величину (при неизменных значениях остальных емкостей) в пределах пФ.

Исходные данные:  $f_{\min}=4$  МГц,  $f_{\max}=6$  МГц.

Формула расчета коэффициента перестройки по диапазону:

$$n = \left( \frac{f_{\max}}{f_{\min}} \right)^2, \quad (2.39)$$

$$n = \left( \frac{6 \cdot 10^6}{4 \cdot 10^6} \right)^2 = 2,25.$$

Параметры варикапа 2В125 при номинальном напряжении  $E_0=3$  В:

Номинальная емкость  $C_{v0}=12$  пФ.

Коэффициент разности потенциалов  $n=0,5$ .

Добротность  $Q=150$ .

Управляющее напряжение, выберем значения  $U_{\min}=3$  В,  $U_{\max}=6$  В.

Емкости варикапа находятся по формулам:

$$C_{v\min} = \frac{C_{k0} \cdot (E_{\phi} + E_0)}{(E_{\phi} + U_{\max})^{0,5}}; \quad (2.40)$$

$$C_{v\max} = \frac{C_{k0} \cdot (E_{\phi} + E_0)}{(E_{\phi} + U_{\min})^{0,5}}; \quad (2.41)$$

где  $E_{\phi}$  – значение напряжения;

$E_0$  – номинальное значение напряжения.

$$C_{v\max} = \frac{5,648 \cdot 10^{-11} \cdot (0,7 + 3)}{(0,7 + 3)^{0,5}} = 1,086 \cdot 10^{-10} \text{ Ф},$$

$$\Delta C_v = 1,086 \cdot 10^{-10} - 8,073 \cdot 10^{-11} = 2,787 \cdot 10^{-11} \text{ Ф}.$$

Таким образом, был рассчитан коэффициент перестройки по диапазону. Если помимо напряжения варьировать величины R и C, диапазон перестройки можно значительно расширить, используя практически всю допустимую полосу частот микросхемы.

#### 2.4.2 Расчет блокировочных элементов

Блокировочные конденсаторы по источникам питания необходимо устанавливать в непосредственной близости от выводов микросхемы. Блокировочный конденсатор защищает источник от токов высокой и модулирующих частот [24,25].

а) в цепи базы  $X_{C_{бл}}=1$ :

$$C_{бл} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{мт}}, \quad (2.42)$$

где  $f_{мт}$  – промежуточная частота.

$$C_{бл} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 4,899 \cdot 10^6} = 3,25 \cdot 10^{-8} \text{ Ф.}$$

б) в цепи коллектора  $X_{C_{бл}}=1$ :

$$X_{L_{бл}} = 10 \cdot R ; \quad (2.43)$$

$$X_{L_{бл}} = 3,36 \cdot 10^3 ;$$

$$L_{бл} = \frac{X_{L_{бл}}}{2\pi \cdot f_{мт}} ; \quad (2.44)$$

$$L_{бл} = \frac{3,36 \cdot 10^3}{2\pi \cdot 4,899 \cdot 10^6} = 1,215 \cdot 10^{-5} \text{ Гн.}$$

в) в цепи ФАПЧ

$$X_{c1} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{мт} \cdot C_{v\min}} ; \quad (2.45)$$

где  $C_{\text{vmin}}$  – минимальное значение емкости.

$$X_{c1} = \frac{1}{2\pi \cdot 4,899 \cdot 10^6 \cdot 8,073 \cdot 10^{-11}} = 402,622;$$

$$X_{dr} = 20 \cdot X_{c1}; \quad (2.46)$$

$$X_{dr} = 20 \cdot 402,622 = 8,052 \cdot 10^3;$$

$$L_{dr} = \frac{X_{dr}}{2\pi \cdot f_{\text{mt}}} ; \quad (2.47)$$

$$L_{dr} = \frac{402,622}{2\pi \cdot 4,899 \cdot 10^5} = 1,311 \cdot 10^{-5} \text{ Гн.}$$

г) в цепи МОД

$$X_{c2} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{\text{mt}} \cdot C_{\text{vt}}} ; \quad (2.48)$$

$$X_{c2} = \frac{1}{2\pi \cdot 4,899 \cdot 10^6 \cdot 2,943 \cdot 10^{-11}} = 1107;$$

$$X_{dr2} = 20 \cdot X_{c2}; \quad (2.49)$$

$$X_{dr2} = 20 \cdot 1107 = 22140;$$

$$L_{dr2} = \frac{X_{dr2}}{2\pi \cdot f_{\text{mt}}} ; \quad (2.50)$$

$$L_{dr2} = \frac{22140}{2\pi \cdot 4,899 \cdot 10^6} = 7,211 \cdot 10^{-4} \text{ Гн.}$$

Выберем из ряда E24 номинальные значения элементов:

$$L_3 = 230 \text{ нГн,}$$

$$L_{\text{др1}} = 15 \text{ мкГн,}$$

$$L_{\text{др2}} = 1 \text{ мГн.}$$

$$C_1 = 50 \text{ пФ,}$$

$$\begin{aligned}C_2 &= 30 \text{ пФ}, \\C_3 &= 30 \text{ пФ}, \\C_{\text{св1}} &= 13 \text{ пФ}, \\C_{\text{св2}} &= 100 \text{ пФ}, \\C_{\text{бл}} &= 35 \text{ нФ}.\end{aligned}$$

Напряжение питания ГУН составляет 5 В. Мы получаем его с помощью стабилитрона 2С156А,  $U_{\text{стном}} = 5 \text{ В}$ ,  $R_{\text{огр}} = (6,16 - 5,04)/10 \text{ мА} = 112 \text{ Ом}$ .

Таким образом, был рассчитан генератор, управляемый напряжением, был выбран варикап КВ117А, рассчитано напряжения питания, блокирующие элементы, дополнительные емкости, также был рассчитан коэффициент перестройки по диапазону.

### 3 Экспериментальная часть

#### 3.1 Оценка качества видеосигнала с изменяющимся спектром

Для оценки параметров видеосигнала были проведены экспериментальные исследования выходной мощности передаваемого сигнала на установке, представленной на рисунке 3.1.



Рисунок 3.1 – Схема для проведения экспериментальных исследований

Эксперименты были проведены для четырех видеокамер (NVC-SDN 500, Vida Tec, NVC-825DN и NVC-825DN) при следующих разрешающих способностях: 380, 420, 480 и 580 ТВЛ, изменяя изображение от черно-белого до цветного. В ходе экспериментов была использована телевизионная установка ГТИ УТС 2010, осциллограф С1-220, генератор Г4-151 и источник питания +5В. Точность измерительного прибора  $\pm 0,25$  дБ.

На рисунке 3.2 представлена трассировка печатной платы макета робастного нелинейного фильтра, изготовленная в программе Sprint Layout.

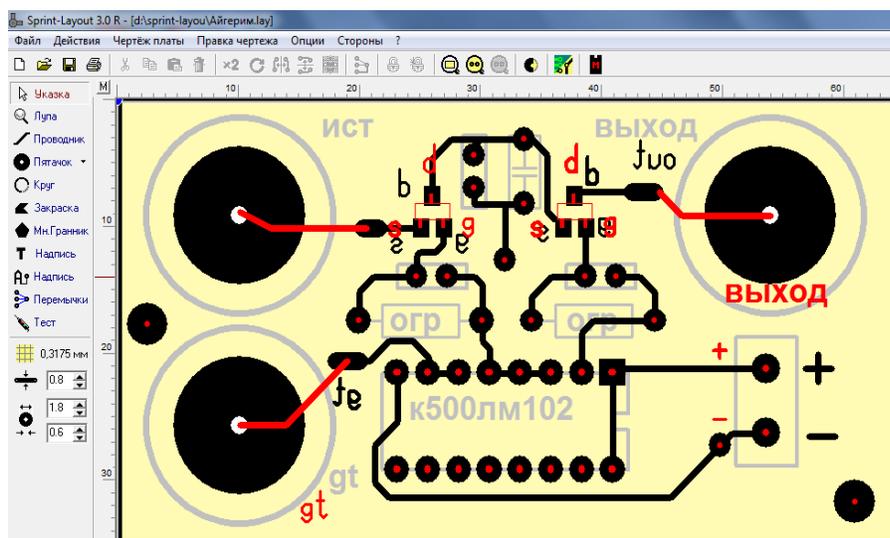


Рисунок 3.2 – Трассировка печатной платы макета робастного нелинейного фильтра

На рисунке 3.3 представлено изображение, используемого робастного нелинейного фильтра при подключении к экспериментальной установке.

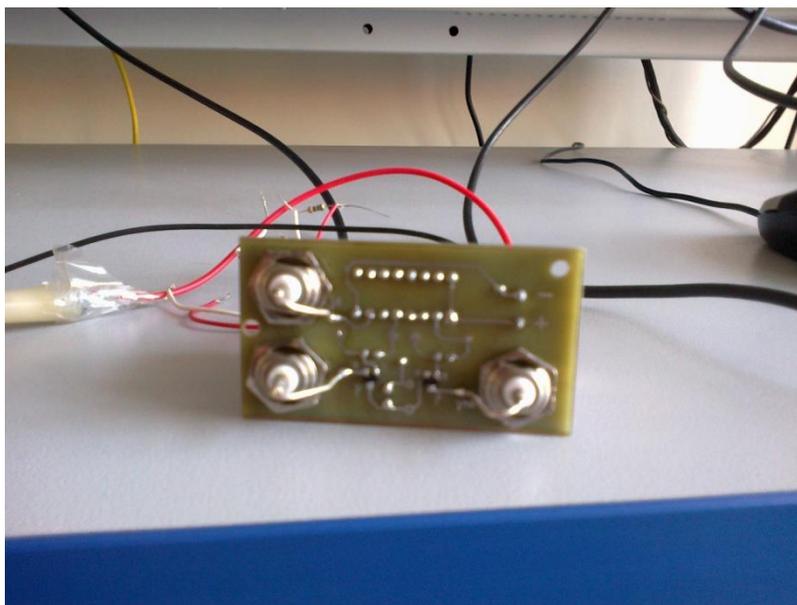


Рисунок 3.3 – Изображение фильтра

На рисунке 3.4 представлено изображение внешнего вида стенда, на котором был проведен эксперимент. Стенд включает в себя телевизионную установку ГТИ УТС 2010, осциллограф С1-220, генератор Г4-151 и источник питания + 5В.

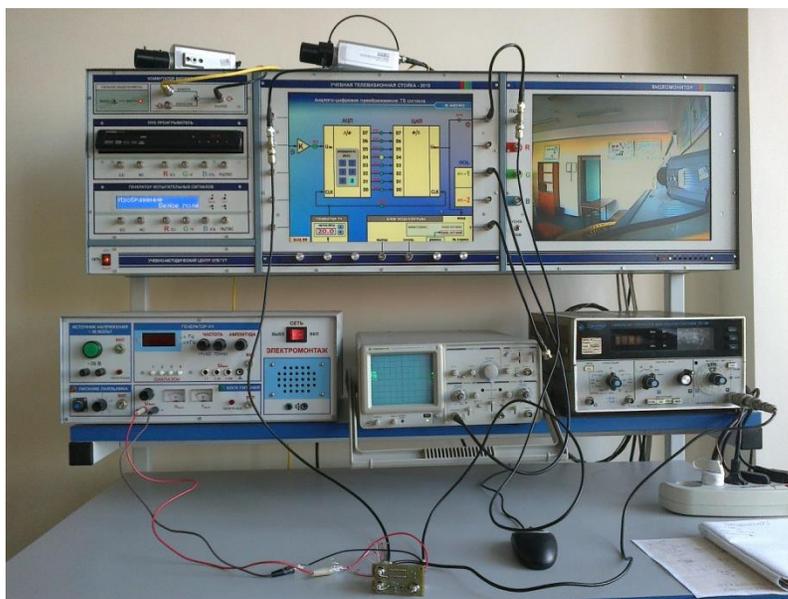


Рисунок 3.4 – Изображение внешнего вида стенда

Структурная схема эксперимента включала в себя: робастный нелинейный фильтр с использованием микросхемы K500LM102 с ТТЛ-логикой, полевых транзисторов МОП n-канальных с изолированным затвором BSS 138., осциллограф С1-220, генератор Г4-151 с максимальной частотой 150 МГц, видеокамеры различных видов (NVC-SDN 500 ч/б., Vida Tec цв., NVC-825DN цв., NVC-825DN ч/б) и генератор тактовых импульсов УТС-2010. На рисунке 3.1 приведена структурная схема эксперимента.

В таблице 3.1 представлены технические характеристики, используемых видеокамер [27].

Таблица 3.1 – Типы источников сигналов и их характеристики

Тип видеокамеры	Изображение	Разрешающая способность (ТВЛ)	Занимаемая полоса частот*, МГц	Требуемая частота тактовых импульсов, МГц
NVC-SDN 500	Черно-белое	380	4,5	115
Vida Tec	Цветное	420	5	125
NVC-825DN	Цветное	480	5,8	150
NVC-825DN	Черно-белое	580	7,5	188

Результаты экспериментов представлены в таблицах 3.2-3.5 и на рисунках 3.5 – 3.14.



Рисунок 3.5 – Изображение, полученное с видеомонитора без применения фильтра

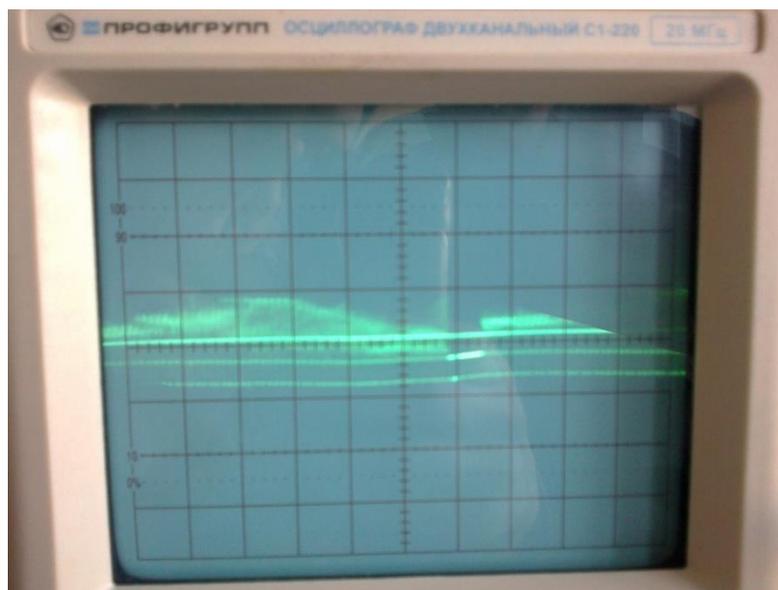


Рисунок 3.6 – Осциллограмма видеосигнала без помехи, без подключения фильтра



Рисунок 3.7 – Изображение, полученное с видеомонитора с фильтром, не подключенным к генератору

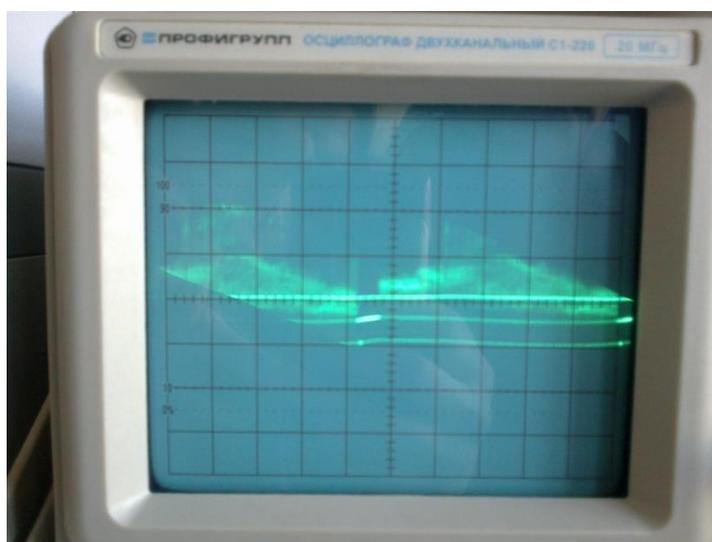


Рисунок 3.8 – Осциллограмма видеосигнала при подключении импульсной помехи



Рисунок 3.9 – Изображение, снятое с видеомонитора с помехами и подключением фильтра

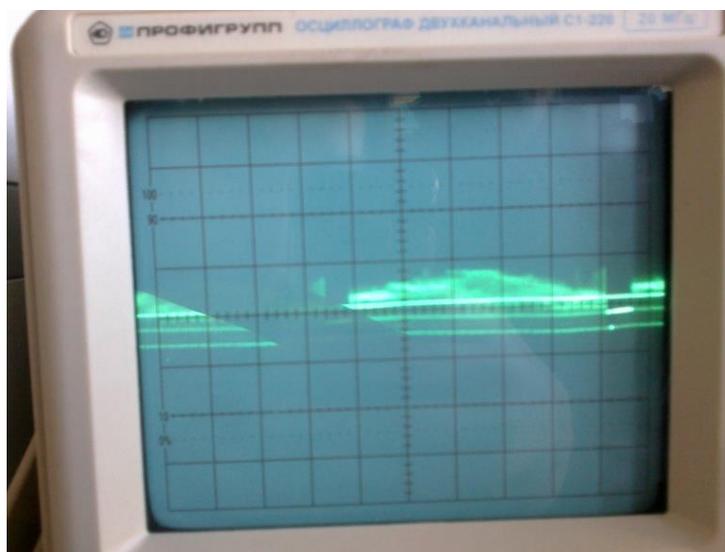


Рисунок 3.10 – Осциллограмма с помехами и подключением фильтра

По рисункам 3.5 – 3.10 можно сделать выводы о работоспособности фильтра, который хоть и уменьшает уровень полезного сигнала, но при этом фильтрует импульсную помеху. В итоге было получено изображение четкое, без ряби, также сигнал на осциллографе без наложения импульсных помех.

### Эксперимент 1

Проведение эксперимента 1 было выполнено при использовании видеокамеры NVC-SDN 500 с ТВЛ=380 и черно-белым изображением при выставлении следующих параметров телевизионной установки, при которых частоты импульсных помех от ГТИ УТС-2010 при  $U_{\text{ппом}}=2,0$  В были равны:

$$f_{\text{имп.пом1}} = 3,33 \text{ МГц}$$

$$f_{\text{имп.пом2}} = 4,0 \text{ МГц}$$

$$f_{\text{имп.пом3}} = 5,0 \text{ МГц}$$

$$f_{\text{имп.пом4}} = 6,67 \text{ МГц}$$

В данном эксперименте значение фактической тактовой частоты было равно  $f_{\text{такт.факт}} = 113,52$  МГц, значение рассчитанной тактовой частоты было равно  $f_{\text{такт.расч}} = 115$  МГц при  $U_{\text{твых}} = 1,0$  В.

В таблице 3.2 представлены значения напряжений, снятых с осциллографа при подаче различных частот.

Таблица 3.2 – Уровни сигналов для 380 ТВЛ, при  $U_{\text{твых}} = 1,0$  В,  $U_{\text{имп.пом}} = 2,0$  В

$f_{\text{такт}}$ , МГц	50	60	70	78,35	80	90	100	110	113,52	115	120	125
$U_{\text{твых}}$ , видео	0,9	0,9	0,9	0,9	0,9	0,9	0,9	0,75	0,7	0,6	0,5	0,1
$U_{\text{твых}}$ , имп. помеха 1 (3,33)	1,9	1,9	1,75	0,5	-	-	-	-	-	-	-	-
$U_{\text{твых}}$ , имп. помеха 2 (4,0)	1,9	1,9	1,9	1,9	1,9	1,9	1,9	1,3	0,7	0,1	-	-
$U_{\text{твых}}$ , имп. помеха 3 (5,0)	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
$U_{\text{твых}}$ , имп. помеха 4 (6,67)	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-

На рисунке 3.11 представлен график зависимости выходного максимального напряжения от значения тактовой частоты при различных значениях импульсных помех.

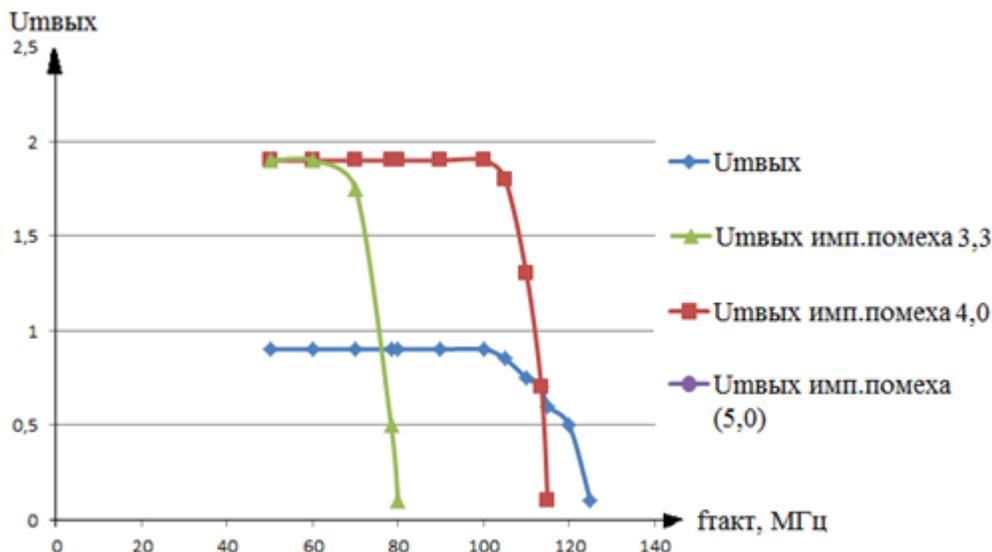


Рисунок 3.11 – Диаграмма измерений, полученных в эксперименте 1

По диаграмме измерений 3.11 можно сделать вывод, что импульсная помеха 3,33 МГц срезается на частоте 80 МГц, импульсная помеха 4 МГц срезается на частоте 115 МГц, что соответствует тактовой частоте генератора.

#### Эксперимент 2

Проведение эксперимента 2 было выполнено при использовании видеокамеры VidaТес с ТВЛ=420 и цветным изображением при выставлении следующих параметров телевизионной установки, при которых частоты импульсных помех от ГТИ УТС-2010 при  $U_{\text{мп.пом}}=2,0$  В были равны:

$$f_{\text{имп.пом1}} = 3,33 \text{ МГц}$$

$$f_{\text{имп.пом2}} = 4,0 \text{ МГц}$$

$$f_{\text{имп.пом3}} = 5,0 \text{ МГц}$$

$$f_{\text{имп.пом4}} = 6,67 \text{ МГц}$$

В данном эксперименте значение фактической тактовой частоты было равно  $f_{\text{такт.факт}} = 123,33$  МГц, значение рассчитанной тактовой частоты было равно  $f_{\text{такт.расч}} = 125$  МГц при  $U_{\text{твых}} = 1,0$  В.

В таблице 3.3 представлены значения напряжений, снятых с осциллографа при подаче различных частот.

Таблица 3.3 – Уровни сигналов для 420 ТВЛ, при  $U_{\text{тввых}}=1,0$  В,  $U_{\text{имп.пом}}=2,0$  В

$f_{\text{такт}}$ , МГц	50	60	70	80	82,1	90	100	110	120	123,33	130	140
$U_{\text{тввых}}$ , видео	0,9	0,9	0,9	0,9	0,9	0,9	0,9	0,85	0,75	0,7	0,5	0,2
$U_{\text{тввых}}$ , ИМП. помеха 1 (3,33)	1,9	1,9	1,85	0,8	0,5	-	-	-	-	-	-	-
$U_{\text{тввых}}$ , ИМП. помеха 2 (4,0)	1,9	1,9	1,9	1,9	1,9	1,85	0,45	-	-	-	-	-
$U_{\text{тввых}}$ , ИМП. помеха 3 (5,0)	1,9	1,9	1,9	1,9	1,9	1,9	1,9	1,85	1,78	0,45	-	-
$U_{\text{тввых}}$ , ИМП. помеха 4 (6,67)	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-

На рисунке 3.12 представлен график зависимости выходного максимального напряжения от значения тактовой частоты при различных значениях импульсных помех.

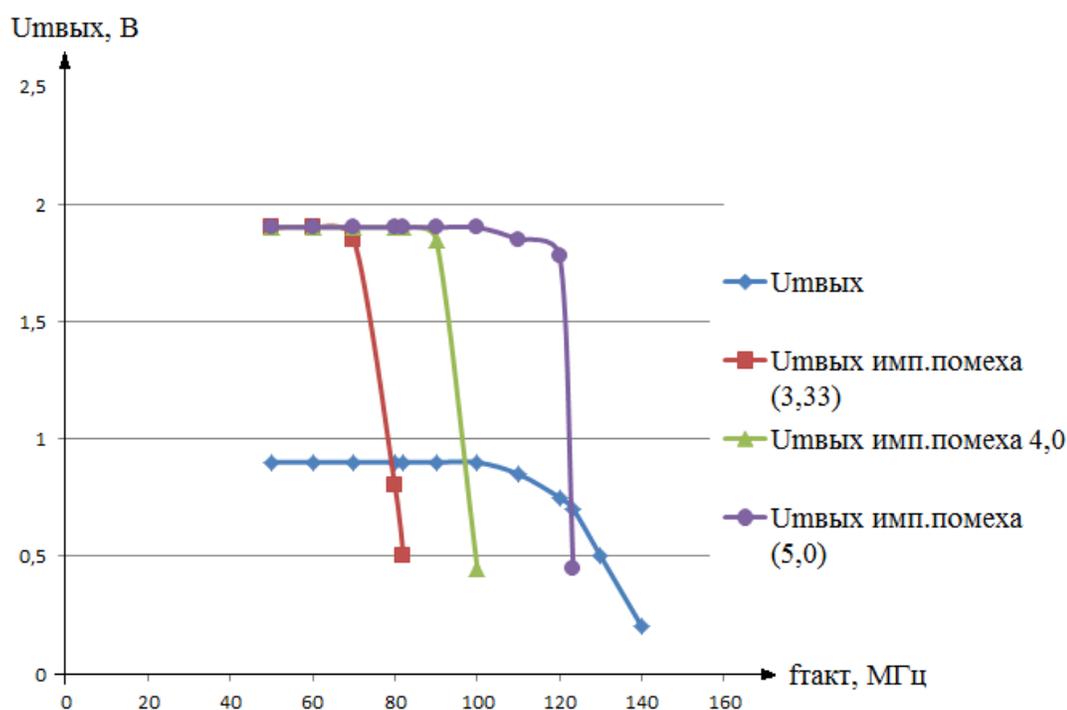


Рисунок 3.12 – Диаграмма измерений, полученных в эксперименте 2

По диаграмме измерений 3.12 можно сделать вывод, что импульсная помеха 3,33 МГц срезается на частоте 80 МГц, импульсная помеха 4 МГц

срезается на частоте 100 МГц, импульсная помеха 5 МГц срезается на частоте 123 МГц, что соответствует тактовой частоте генератора.

### Эксперимент 3

Проведение эксперимента 3 было выполнено при использовании видеокамеры NVC-825DN с ТВЛ=480 и цветным изображением при выставлении следующих параметров телевизионной установки, при которых частоты импульсных помех от ГТИ УТС-2010 при  $U_{\text{мпом}}=2,0$  В были равны:

$$f_{\text{имп.пом1}} = 3,33 \text{ МГц}$$

$$f_{\text{имп.пом2}} = 4,0 \text{ МГц}$$

$$f_{\text{имп.пом3}} = 5,0 \text{ МГц}$$

$$f_{\text{имп.пом4}} = 6,67 \text{ МГц}$$

В данном эксперименте значение фактической тактовой частоты было равно  $f_{\text{такт.факт}} = 148,75$  МГц, значение рассчитанной тактовой частоты было равно  $f_{\text{такт.расч}} = 150$  МГц при  $U_{\text{мвых}} = 1,0$  В.

В таблице 3.4 представлены значения напряжений, снятых с осциллографа при подаче различных частот.

Таблица 3.4 – Уровни сигналов для 480 ТВЛ, при  $U_{\text{мвых}}=1,0$  В,  $U_{\text{имп.пом}}=2,0$  В

$f_{\text{такт, МГц}}$	50	60	70	80	90	100	110	115	120	125	130	135	140	148,75
$U_{\text{мвых, видео}}$	0,9	0,9	0,9	0,9	0,9	0,9	0,9	0,9	0,9	0,9	0,9	0,9	0,85	0,7
$U_{\text{мвых, имп. помех а 1 (3,33)}}$	1,9	1,9	1,9	1,9	1,6 5	0,1	-	-	-	-	-	-	-	-
$U_{\text{мвых, имп. помех а 2 (4,0)}}$	1,9	1,9	1,9	1,9	1,9	1,9	1,6	0,9	0,1	-	-	-	-	-
$U_{\text{мвых, имп. помех а 3 (5,0)}}$	1,9	1,9	1,9	1,9	1,9	1,9	1,9	1,9	1,9	1,9	1,9	1,75	0,85	-
$U_{\text{мвых, имп. помех а 4 (6,67)}}$	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-

На рисунке 3.13 представлен график зависимости выходного максимального напряжения от значения тактовой частоты при различных значениях импульсных помех.

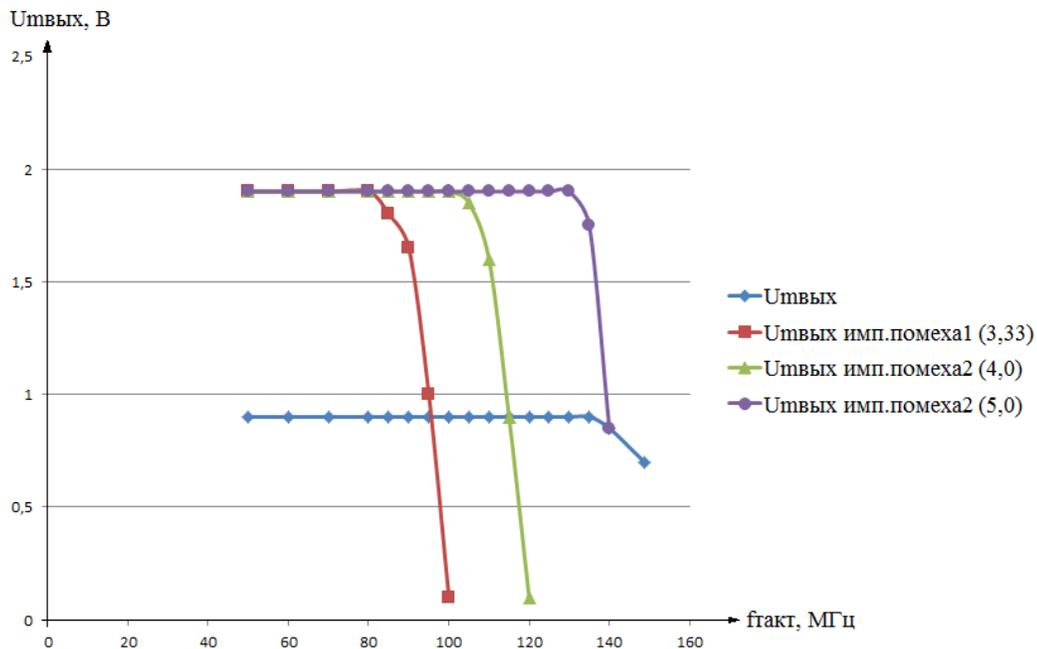


Рисунок 3.13 – Диаграмма измерений, полученных в эксперименте 3

По диаграмме измерений 3.13 можно сделать вывод, что импульсная помеха 3,33 МГц срезается на частоте 100 МГц, импульсная помеха 4 МГц срезается на частоте 120 МГц, импульсная помеха 5 МГц срезается на частоте 140 МГц, что соответствует тактовой частоте генератора.

#### Эксперимент 4

Проведение эксперимента 4 было выполнено при использовании видеокамеры NVC-825DN с ТВЛ=580 и цветным изображением при выставлении следующих параметров телевизионной установки, при которых частоты импульсных помех от ГТИ УТС-2010 при  $U_{\text{мп.пом}}=2,0$  В были равны:

$$f_{\text{имп.пом1}} = 3,33 \text{ МГц}$$

$$f_{\text{имп.пом2}} = 4,0 \text{ МГц}$$

$$f_{\text{имп.пом3}} = 5,0 \text{ МГц}$$

$$f_{\text{имп.пом4}} = 6,67 \text{ МГц}$$

В данном эксперименте значение фактической тактовой частоты было равно  $f_{\text{такт.факт}} = 148,75$  МГц, значение рассчитанной тактовой частоты было равно  $f_{\text{такт.расч}} = 187,5$  МГц при  $U_{\text{мввых}} = 1,0$  В. При данных частотах фильтр не работает.

В таблице 3.5 представлены значения напряжений, снятых с осциллографа при подаче различных частот.

Таблица 3.5 – Уровни сигналов для 580 ТВЛ, при  $U_{\text{мввых}}=1,0 \text{ В}$ ,  $U_{\text{имп.пом}}=2,0 \text{ В}$

$f_{\text{такт}}$ , МГц	50	60	70	80	90	100	110	120	130	140	148,75	150
$U_{\text{мввых}}$ , видео	0,9	0,9	0,9	0,9	0,9	0,9	0,9	0,9	0,9	0,9	0,9	0,9
$U_{\text{мввых}}$ , ИМП. помеха 1 (3,33)	1,9	1,9	1,9	1,9	1,9	1,9	1,3	0,45	-	-	-	-
$U_{\text{мввых}}$ , ИМП. помеха 2 (4,0)	1,9	1,9	1,9	1,9	1,9	1,9	1,9	1,5	0,2	-	-	-
$U_{\text{мввых}}$ , ИМП. помеха 3 (5,0)	1,9	1,9	1,9	1,9	1,9	1,9	1,9	1,9	1,9	1,9	1,35	1,25
$U_{\text{мввых}}$ , ИМП. помеха 4 (6,67)	1,9	1,9	1,9	1,9	1,9	1,9	1,9	1,9	1,9	1,9	1,9	1,9

На рисунке 3.14 представлен график зависимости выходного максимального напряжения от значения тактовой частоты при различных значениях импульсных помех.

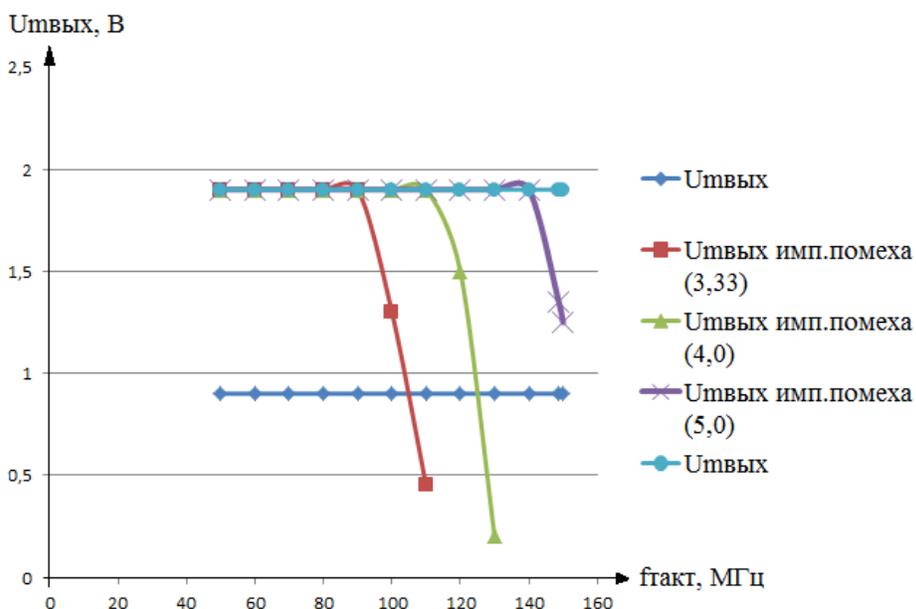


Рисунок 3.14 – Диаграмма измерений, полученных в эксперименте 4

По диаграмме измерений 3.13 можно сделать вывод, что импульсная помеха 3,33 МГц срезается на частоте 110 МГц, импульсная помеха 4 МГц

срезается на частоте 130 МГц, импульсная помеха 5 МГц проходит, поэтому можно сделать вывод, что фильтр на данных частотах не работает.

По диаграммам измерений 3.11 – 3.14 можно сделать выводы о том, что внеполосная помеха не влияет на уровень и качество сигнала, при этом внутриполосная помеха не успевает пройти через фильтр при совпадении частоты. Также можно сказать, чем выше тактовая частота фильтра, тем труднее происходит импульсная помеха через фильтр.

### 3.2 Заключение по эксперименту

В результате проведенных экспериментальных исследований можно сделать выводы. Экспериментально доказано, что робастный нелинейный фильтр способен работать в условиях изменяющегося спектра входного сигнала, требуя при этом согласованной частоты тактового генератора из условия:

$$f_{\text{такт}}=25*f_{\text{с max}}$$

Приведенные экспериментальные результаты полученных робастных систем показывают, что увеличение помехоустойчивости по сравнению с известными структурами может составить до (10-20) дБ и могут быть использованы в системах с изменяющимся спектром входного сигнала. По результатам исследования подана заявка на изобретение.

## Заключение

В современном мире обмен информацией становится одной из основных нужд человека. Сигнал является носителем общей измерительной информации. Можно сделать вывод о том, что обработка сигналов, как цифровая, так и аналоговая, является одним из наиболее приоритетных направлений в сфере телекоммуникаций и связи.

В данной работе была рассмотрена история развития и современное состояние цифровой и аналоговой обработки связи. Представлен исследовательский и патентный анализ в сфере обработки сигналов с изменяющимся спектром.

В работе был разработан макет робастного нелинейного фильтра и проведено экспериментальное исследование в условиях изменяющегося спектра. Был рассчитан генератор, управляемый напряжением, его элементы, выбрана подстраиваемая нелинейная емкость в виде варикапа KB117A. По результатам эксперимента можно сделать следующие выводы:

1) Обработка цифровых сигналов требует значительных математических растрат и написания соответствующего программного обеспечения. При обработке аналогового сигнала наиболее лучше подходит робастный фильтр.

2) По результатам работы был получен патент и подана заявка на патент, опубликованы статьи.

3) Был разработан макет робастного нелинейного фильтра.

Таким образом, экспериментально доказано, что робастный нелинейный фильтр способен работать в условиях изменяющегося спектра входного сигнала, требуя при этом согласованной частоты тактового генератора.

Моделирование и приведенные экспериментальные значения используемых робастных систем доказывают, что повышение помехоустойчивости по сравнению с некоторыми другими структурами может находиться в промежутке от 10 до 20 дБ и может быть использовано в системах с изменяющимся спектром входного сигнала.

## Список использованной литературы

- 1 Сойфер В.А. Методы компьютерной обработки изображений. - М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. - 784 с.
- 2 Гонсалес Р., Вудс Р. Мир цифровой обработки. –М.: Техносфера, 2005. -528 с.
- 3 Сазанов В.М., Парфенов Н.С. Цифровая обработка сигналов: прошлое и настоящее. Часть 1. Прошлое. URL: <http://www.computer-museum.ru/histussr/dsp.html> (дата обращения 18.03.2015).
- 4 Шумов Г.В. Характеристики информационных каналов. URL: <http://do.gendocs.ru/docs/index-330970.html> (дата обращения 17.12.2014).
- 5 Титце У.К. Аналоговая обработка сигналов. URL: [http://www.lcard.ru/lexicon/analog\\_sig\\_processing](http://www.lcard.ru/lexicon/analog_sig_processing) (дата обращения 15.11.2014).
- 6 Приоров А.Л. Цифровая обработка изображений. – М.: Мир, 2001. – 312 с.
- 7 Яне Б. Цифровая обработка изображений. – М.: Техносфера, 2007. – 584 с.
- 8 Ярославский Л.П. Введение в цифровую обработку изображений. – М.: Энергия, 1979. – 272 с.
- 9 Грузман И.С. Цифровая обработка изображений в информационных системах. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2000. – 168 с.
- 10 Марпл С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. – М.: Мир, 1990. – 584 с.
- 11 Воронин В.В. Методы обработки цифровых сигналов при ограниченном объеме априорных данных. – Барнаул: Издательство АлтГТУ, 2007.– 66 с.
- 12 Марчук В.И., Воронин В.В. Методы и алгоритмы восстановления изображений в условиях неполной априорной информации. Монография. – Шахты: Издательство ГОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2010. – 112 с.
- 13 Семенищев Е.А. Способы, устройства и алгоритмы сглаживания цифровых сигналов по нескольким критериям в условиях ограниченного объема априорной информации. Автореферат. – Таганрог: Издательство «Луч», 2009. – 98 с.
- 14 Патент 2321053 Россия, G06F17/18. Последовательно-параллельное устройство обработки сигналов / В.И. Марчук, А.И. Шерстобитов, В.В. Воронин, Е.А. Семенищев, В.В. Дубовсков (Россия); Заяв: 12.02.2007.; Оpubл. 27.03.2008.
- 15 Патент 29311 Казахстан, G01V 3/06. Устройство обработки сигналов / В.В. Артюхин, А.К. Есенова. (Казахстан); Оpubл.15.12.2014.
- 16 Ананьев А.В., Безуглов Д.А., Юхнов В.И. Повышение помехоустойчивости узкополосных каналов радиосвязи на основе применения

сигналов с внутриимпульсной частотой // Современные проблемы науки и образования. – 2013. -№1. –С 8-12.

17 Хьюбер П. Робастность в статистике. — М.: Мир, 1984. — 304 с.

18 Махлин А.В. Фильтры на переключаемых конденсаторах // Компоненты и технологии. – 2008. №6. –С 36-38.

19 Рыбин В.Г. Аналитический расчет печатной платы. URL: <http://studopedia.org/4-151275.html> (дата обращения 08.04.2015)

20 Кривцов С.Н. Sprint Layout 5. Подробное руководство. URL: <http://easyelectronics.ru/sprint-layout-5-podrobnoe-rukovodstvo.html> (дата обращения 10.04.2015)

21 Шахгильдян В.В. Проектирование радиопередатчиков. – М.: Радио и Связь, 2000. – 356 с.

22 Шахгильдян В.В., Ляховкин А.А. Системы фазовой автоподстройки частоты. – М.: Москва, 1972. – 152 с.

23 Петров Б.Е., Романюк В.А. Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах. – М.: Высшая школа, 1989. – 316 с.

24 Муравьев О.Л. Радиопередающие устройства связи и вещания. – М.: Радио и связь, 1983. – 145 с.

25 Описание транзистора BSS138. URL: <http://www.alldatasheet.com/view.jspSearchword=Bss138> (дата обращения 12.05.2015)

26 Характеристики варикапа KB117A. URL: <http://www.radiolibrary.ru/reference/varikap/kb117a.html> (дата обращения 12.04.2015)

27 Артюхин В.В. Системы видеонаблюдения. – Алматы: АИЭС, 2009. - 120 с.

28 Артюхин В.В., Есенова А.К. Устройство обработки сигналов с изменяющимся спектром // Промышленный транспорт Казахстана. – 2014. -№5. –С 42-44.

## Приложение А

### Листинг программы MathCad

Коэффициент равный от 0,8 до 0,9

$$k_c := 0.9$$

Количество строк, ТВЛ

$$z_1 := 625$$

$$z_2 := 1080$$

Частота кадров, к/с

$$fk_1 := 1$$

$$fk_2 := 25$$

$$fk_3 := 50$$

$$fk_4 := 100$$

Формат кадра

$$k_f := \frac{4}{3}$$

Верхняя граничная частота, МГц

$$fc_{11} := \frac{k_c \cdot k_f \cdot z_1^2 \cdot fk_1}{2}$$

$$fc_{12} := \frac{k_c \cdot k_f \cdot z_2^2 \cdot fk_1}{2}$$

$$fc_{12} = 6.998 \times 10^5 \text{ Гц}$$

$$fc_{11} = 2.344 \times 10^5 \text{ Гц}$$

$$fc_{21} := \frac{k_c \cdot k_f \cdot z_1^2 \cdot fk_2}{2}$$

$$fc_{22} := \frac{k_c \cdot k_f \cdot z_2^2 \cdot fk_2}{2}$$

$$fc_{21} = 5.859 \times 10^6 \text{ Гц}$$

$$fc_{22} = 1.75 \times 10^7 \text{ Гц}$$

$$fc_{31} := \frac{k_c \cdot k_f \cdot z_1^2 \cdot fk_3}{2}$$

$$fc_{32} := \frac{k_c \cdot k_f \cdot z_2^2 \cdot fk_3}{2}$$

$$fc_{31} = 1.172 \times 10^7 \text{ Гц}$$

$$fc_{32} = 3.499 \times 10^7 \text{ Гц}$$

$$fc_{41} := \frac{k_c \cdot k_f \cdot z_1^2 \cdot fk_4}{2}$$

$$fc_{42} := \frac{k_c \cdot k_f \cdot z_2^2 \cdot fk_4}{2}$$

Продолжение приложения А

$$fc42 = 2.344 \times 10^7 \text{ Гц}$$

$$fc41 = 2.344 \times 10^7 \text{ Гц}$$

Напряжения, В

$$v1 := 1$$

$$v2 := 0.75$$

Сила тока, А

$$i := 600 \cdot 10^{-6}$$

Значение частот, Гц

$$f1 := 80 \cdot 10^6 \text{ Гц}$$

$$f2 := 115 \cdot 10^6 \text{ Гц}$$

$$f3 := 125 \cdot 10^6 \text{ Гц}$$

$$f4 := 150 \cdot 10^6 \text{ Гц}$$

Подстраиваемые емкости, Ф

$$C1 := \frac{i}{(v1 - v2) \cdot f1}$$

$$C1 = 3 \times 10^{-11}$$

$$C2 := \frac{i}{(v1 - v2) \cdot f2}$$

$$C2 = 2.087 \times 10^{-11} \text{ Ф}$$

$$C3 := \frac{i}{(v1 - v2) \cdot f3}$$

$$C3 = 1.92 \times 10^{-11} \text{ Ф}$$

$$C4 := \frac{i}{(v1 - v2) \cdot f4}$$

$$C4 = 1.6 \times 10^{-11} \text{ Ф}$$

Минимальная частота, Гц

$$fmin := 4 \cdot 10^6 \text{ Гц}$$

Максимальная частота, Гц

$$fmax := 6 \cdot 10^6 \text{ Гц}$$

$$fnt := \sqrt{fmin \cdot fmax}$$

$$fnt = 4.899 \times 10^6 \text{ Гц}$$

Девияция частоты

$$Fnom := 5 \cdot 10^4$$

Относительная девияция частоты

$$dFnom := \frac{Fnom}{fnt}$$

## Продолжение приложения А

$$dF_{nom} = 0.01$$

Коэффициент защищенности от помех, дБ

$$A_{ip} := 60$$

Допустимое отклонение напряжения смещения на варикапе, В

$$\varepsilon_{Evt} := 10^{-4} \text{ В}$$

Нормированная амплитуда

$$X_{nom} := \varepsilon_{Evt} \cdot 10^{0.05 \cdot A_{ip}}$$

$$X_{nom} = 0.1$$

Коэффициент управления частотой

$$p_u := 4 \cdot \frac{dF_{nom}}{X_{nom}}$$

$$p_u = 0.408$$

Коэффициент гармоник

$$K_{\alpha} := 3 \cdot \frac{X_{nom}}{16}$$

$$K_{\alpha} = 0.019$$

Характеристическое сопротивление

$$\rho := 70$$

$$\pi = 3.142$$

Емкость контура в режиме молчания, Ф

$$C_{kt} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{mt} \cdot \rho}$$

$$C_{kt} = 4.641 \times 10^{-10} \text{ Ф}$$

$$C_{bmax} := 4 \cdot p_u \cdot C_{kt}$$

$$C_{bmax} = 7.579 \times 10^{-10}$$

$$C_{bmax1} := 20 \cdot p_u \cdot C_{kt}$$

$$C_{bmax1} = 3.789 \times 10^{-9}$$

$$f_{v0} := 5 \cdot 10^6$$

Добротность на рабочей частоте:

$$Q_v := 180$$

$$Q_{vf} := Q_v \cdot \frac{f_{v0}}{f_{mt}}$$

$$Q_{vf} = 183.712$$

$$E_{vmin} := 3$$

$$E_{vmax} := 7$$

$$E_{vt} := \frac{E_{vmin} + E_{vmax}}{2}$$

$$E_{vt} = 5$$

## Продолжение приложения А

$$C_{v\max} := 38 \cdot 10^{-12}$$

$$C_{vt} := \frac{C_{v\max}}{\sqrt{\frac{E_{vt}}{3}}}$$

$$C_{vt} = 2.943 \times 10^{-11}$$

$$E_{vd} := 10^{-4} \cdot E_{vt}$$

$$E_{vd} = 5 \times 10^{-4}$$

Допустимая амплитуда модулирующего напряжения, В

$$U_{\Omega\max} := X_{nom} \cdot E_{vt}$$

$$U_{\Omega\max} = 0.5 \text{ В}$$

Допустимая амплитуда ВЧ напряжения, В

$$U_{fd} := E_{vt} - E_{vmin} - U_{\Omega\max}$$

$$U_{fd} = 1.5 \text{ В}$$

$$p_k := 0.2$$

Емкость делителя, Ф

$$C_{del} := \frac{C_{kt}}{p_k}$$

$$C_{del} = 2.321 \times 10^{-9} \text{ Ф}$$

Паразитная емкость катушки, Ф

$$C_0 := 10^{-12} \text{ Ф}$$

$$C_{ko} := \frac{C_{kt} - C_0}{1 - \frac{C_{kt} - C_0}{C_{del}}}$$

$$C_{ko} = 5.786 \times 10^{-10}$$

Девияция

$$f_{rass} := \frac{dF_{nom}}{1 - p_k}$$

$$f_{rass} = 0.013$$

Крутизна характеристики

$$S_{rass} := \frac{f_{rass}}{X_{nom}}$$

$$S_{rass} = 0.128$$

Коэффициент управления частотой

$$p_{yrass} := \frac{p_y}{1 - p_k}$$

$$p_{yrass} = 0.51$$

$$p_{vt} := \sqrt{p_{yrass} \cdot \frac{C_{kt}}{C_{vt}}}$$

$$p_{v1} := 0.88$$

## Окончание приложения А

Емкость связи, Ф

$$C_s := \frac{pv1 \cdot C_{vt}}{1 - pv1}$$

$$C_s = 2.159 \times 10^{-10} \text{ Ф}$$

$$C_{k3} := C_{ko} - \frac{C_s \cdot C_{vt}}{C_s + C_{vt}}$$

$$C_{k3} = 5.527 \times 10^{-10}$$

$$L_3 := \frac{\rho}{2\pi \cdot f_{int}}$$

$$L_3 = 2.274 \times 10^{-6}$$

Напряжение на конденсаторе, В

$$U_{csdop} := U_{fd} \cdot \frac{C_{vt}}{C_s}$$

$$U_{csdop} = 0.205 \text{ В}$$

$$U_{c3dop} := U_{fd} + U_{csdop}$$

$$U_{c3dop} = 1.705$$

Напряжение на катушке, В

$$U_{l3dop} := \frac{U_{fd}}{1 - pk}$$

$$U_{l3dop} = 1.875 \text{ В}$$

$$U_{kdopk} := pk \cdot U_{l3dop}$$

$$U_{kdopk} = 0.375$$

$$I_k := \frac{U_{l3dop}}{pk}$$

$$I_k = 9.375$$

$$R_1 := 3.36 \cdot 10^3$$

Мощность автогенератора, Вт

$$P := \frac{U_{kdopk}^2}{2 \cdot R}$$

$$P = 0.127 \text{ К}^{-1} \text{ Вт}$$

Коэффициент перекрытия диапзаона

$$\left( \frac{f_{max}}{f_{min}} \right)^2 = 2.25$$

Емкость блокировочного элемента, Ф

$$C_{bl} := \frac{1}{2\pi \cdot f_{int}}$$

$$C_{bl} = 3.249 \times 10^{-8} \text{ Ф}$$

$$X_{lb} := 10 \cdot R$$