

МИНИСТЕРСТВО ПО РАЗВИТИЮ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ И  
КОММУНИКАЦИЙ РЕСПУБЛИКИ УЗБЕКИСТАН  
ТАШКЕНТСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

Кафедра «Технологии  
мобильной связи»

# **СПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ СВЯЗИ И ПРИЛОЖЕНИЯ**

*Сборник лабораторных работ*

Ташкент 2016

## **Лабораторная работа №1**

### **Изучение элементов АФТ спутниковых систем связи**

#### **1. ЦЕЛЬ РАБОТЫ**

Практическое изучение элементов антенно-фидерного тракта (АФТ) и приобретение навыков по настройке и измерении характеристик этих элементов.

#### **2. КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ**

В зависимости от диапазона рабочих частот в АФТ ССС используются коаксиальные или волноводные фидерные линии. К основным элементам АФТ дециметрового диапазона волн относятся: антенны, коаксиальные кабели, полосовые и разделительные фильтры и антенные переключатели (при использовании одной антенны для рабочего и резервного стволов). При построении АФТ сантиметрового диапазона волн к перечисленным элементам добавляются: поляризатор, поляризационный селектор, ферритовый вентиль (или ферритовый циркулятор) и устройства переходов для соединения волноводов разных сечений между собой. От степени согласования элементов АФТ зависит его к.п.д. и мощность переходных шумов, возникающих из-за отражения в местах стыка фидера с элементами тракта при распространении электромагнитной волны, модулированной по частоте многоканальным сообщением. Степень согласования различных элементов тракта с фидером определяют по коэффициенту стоячей волны напряжения (КСВ) или коэффициенту бегущей волны напряжения (КБВ). Величину КСВ и КБВ измеряют с помощью измерительных линий или рефлекторов.

Измерительная линия (рис.1) выполняется в виде отдельного отрезка волновода или жесткой коаксиальной линии с фланцами или ВЧ разъемами на концах для включения линии в тракт между генератором и нагрузкой. В измерительной линии имеется продольная щель (в наружном проводнике жесткой коаксиальной линии или в широкой стенке волновода), в которую погружен

проволочный зонд (элемент электрической связи). Имеется устройство для перемещения зонда вдоль линии (каретка), на котором размещается резонансный волномер. Резонатор волномера возбуждается при помощи зонда, глубину погружения которого можно регулировать. Нагрузкой резонатора является СВЧ детектор, к зажимам которого подключается выносной измерительный прибор. Вдоль линии закрепляется миллиметровая рейка для измерения длины волны.

## 2.1. Определение согласования фидера с элементами АФТ

При полном согласовании фидера с нагрузкой, в качестве которой в работе используются различные элементы АФТ, падающая волна  $V_{nad}$  полностью поглощается нагрузкой. При отсутствии согласования часть падающей волны отражается ( $V_{otr}$ ) и двигаясь в обратном направлении вдоль фидерной линии накладываются на падающую волну, образуя стоячую волну напряжения. Величина напряжения в максимуме и минимуме стоячей волны может быть найдена из простых соотношений.

$$V_{max} = |V|_{nad} + |V|_{otr}$$

$$V_{min} = |V|_{nad} - |V|_{otr}$$

Передвигая каретку измерительной линии можно измерить величины напряжений в максимуме и минимуме. Тогда коэффициент бегущей волны равен

$$K = \frac{|V|_{min}}{|V|_{max}}$$

а коэффициент стоячей волны равен

$$\frac{1}{K} = \frac{|V|_{max}}{|V|_{min}}$$

В работе используется измерительный прибор, угол отклонения подвижной системы которого  $\alpha$  пропорционален напряжению на выходе детектора.

Коэффициент бегущей волны вычисляется по показаниям прибора:

для линейного детектора

$$K = \frac{\alpha_{min}}{\alpha_{max}}$$

для квадратичного детектора

$$K = \sqrt{\frac{\alpha \min}{\alpha \max}}$$

где  $\alpha \min$  и  $\alpha \max$  - минимальный и максимальный углы отклонения подвижной системы прибора, соответственно

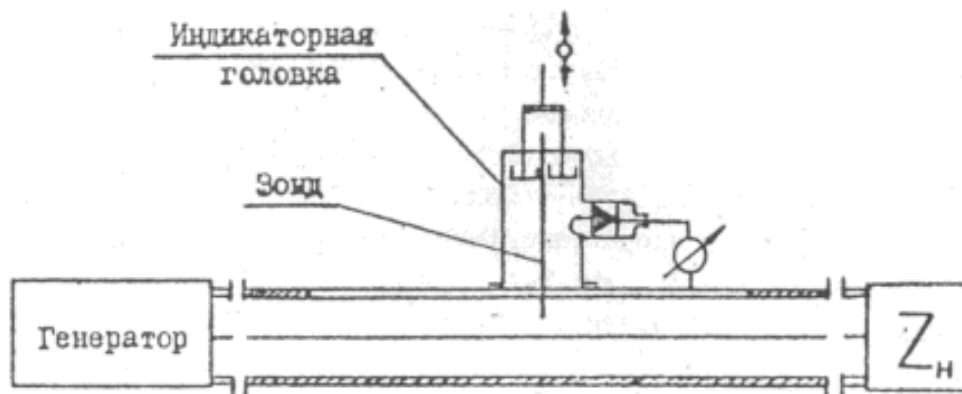


Рис.1. Макет измерительной линии

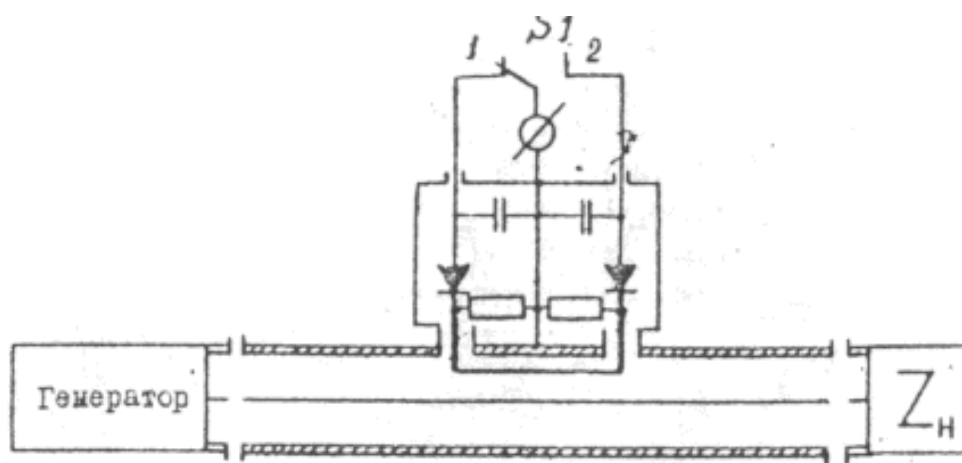


Рис. 2. Схема рефлектометра

При измерении необходимо поддерживать постоянную глубину погружения зонда. Схема измерительной линии приведена на рис.1.

Рефлектометр состоит из двух однонаправленных или одного двунаправленного ответвителя (коаксиального или волноводного),

нагруженных на детекторы. На рис. 2 приведена, схема рефлектометра с одним двунаправленным ответвителем коаксиального типа.

В положении I переключателя SI угол отклонения подвижной системы прибора  $\alpha$  пропорционален напряжению падающей волны ( $|V_{пад}|$ ), а в положении 2 - пропорционален напряжению отраженной волны ( $|V_{отр}|$ ). Коэффициент бегучей волны определяется из соотношения

$$K = \frac{\alpha_{пад} - \alpha_{отр}}{\alpha_{пад} + \alpha_{отр}}$$

где  $\alpha_{пад}$  и  $\alpha_{отр}$  - углы отклонения подвижной системы прибора, для падающей и отраженной волн, соответственно.

## 2.2. Определение коэффициента затухания фидера

Для определения коэффициента затухания измерительную линию включают между генератором и измеряемым отрезком фидерной линии, на другой конец которой устанавливают металлическую заглушку, для обеспечения, полного отражения падающей волны. При помощи линии измеряют КБВ и определяют затухание волны, дважды проведшей по фидеру, по формуле:

$$2\beta l = 20 \lg \frac{1+K}{1-K}$$

где  $\beta$  - погонное затухание, дБ/и;

$l$  - длина измеряемого отрезка фидера, м.

Отсюда можно определить погонное затухание

$$\beta = \frac{10}{l} \lg \frac{1+K}{1-K}$$

### 3. ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОЙ УСТАНОВКИ

Установка состоит (рис.3) из измерительного генератора сигналов, в который встроены волномер и регулируемый аттенюатор, измерительной линии или рефлектометра и исследуемого элемента АМ.

Установка позволяет измерять КБВ (или КСВ), величину электрической развязки, к.п.д. и затухание фидерной линии.

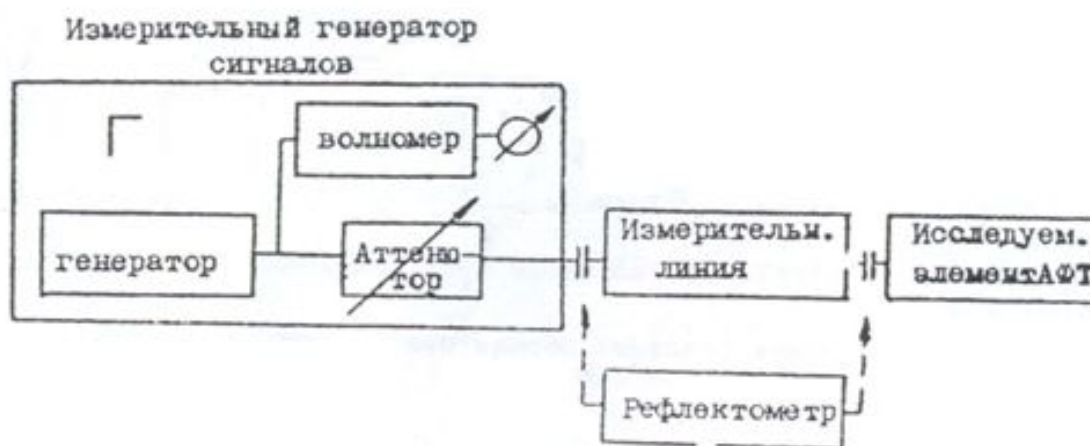


Рис.3.Макет лабораторной установки

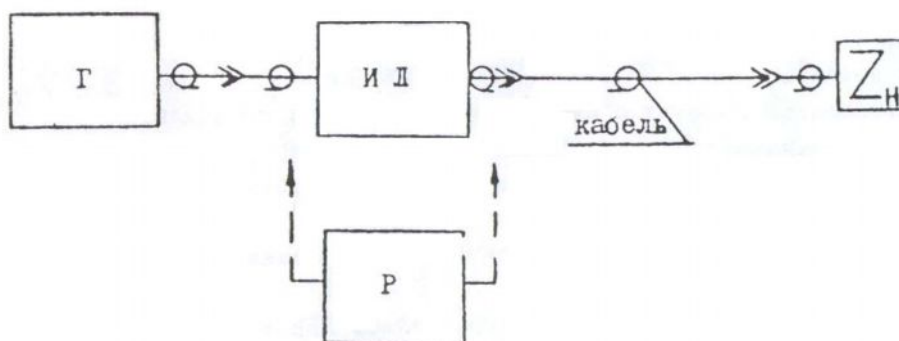


Рис. 4. Структурная схема лабораторной установки

Г – измерительный генератор сигналов;

ИЛ – измерительная линия;

Р – рефлектометр;

Z<sub>н</sub> – согласованная нагрузка.

#### **4. СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ**

1. Изучить работу элементов АФТ.
2. Провести измерение основных параметров элементов АФТ.

#### **5. ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ**

- 1.Собрать одну из нижеприведенных схем (по указание преподавателя).
2. Включить генератор и прогреть его не менее 5 минут.
3. Настроить генератор на среднюю частоту ствола при помощи волномера.
4. Установить глубину погружения зонда в среднее положение.
5. Настроить индикаторную головку измерительной линии на частоту генератора по максимальному отклонению стрелки измерительного прибора. (При зашкаливании прибора уменьшить глубину погружения зонда).
6. Передвигая каретку с индикаторной головкой определить максимальное и минимальное отклонение стрелки прибора.
7. Определив максимальные и минимальные показания прибора, определить КБВ по формуле (1).
8. Изменяя частоту генератора в заданных пределах, определить КБВ.
9. По результатам измерений построить график зависимости КБВ от частоты для соответствующих видов нагрузок.

#### **6. СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА**

1. Начертить функциональные схемы измерений, проведенных в работе.
2. Привести таблицы измерений КБВ и графики зависимости КБВ от частоты для каждого из измеряемых элементов АФТ.
3. Указать основные характеристики элементов АФТ. Объяснить расхождение значений измеряемых параметров со значениями параметров, принятых в эксплуатации ССС.

## **7. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ**

1. Начертить структурную схему АФТ ССС и пояснить назначение элементов тракта.
2. Основные параметры антенн ССС.
3. Типы фидерных линий и основные требования, предъявляемые к ним.
4. Виды измерительных линий. Устройство и назначение измерительных линий.
5. Основные типы волн в волноводах.
6. Конструкция и принцип действия поляризатора.
7. Конструкция и принцип действия поляризационного селектора.
8. Конструкция и принцип действия ферритового вентиля.
9. Назначение гермовставок в АФТ.

## **ЛИТЕРАТУРА**

1. Фрадин А.З., Рыжков Е.И. Измерения параметров антенно-фидерных устройств. М.: Связь, 1992.
2. Айзенберг Г.З. Антенны УКВ. М.: Связь, 1957.
3. Под ред. Проф. О.В.Головина. Радиосвязь.– Москва. Горячая линия – Телеком. 2001г.
4. Цифровые системы передачи: Учебник для вузов/ В.И. Иванов и др. Горячая линия – Телеком. 2003г.



## **Лабораторная работа №2**

### **Изучение принципов построения передающей части аппаратуры временного уплотнения каналов**

#### **1. Цель работы**

1. Ознакомление с основными принципами построения аппаратуры временного разделения каналов.
2. Ознакомление с основными принципами, которые позволяют распределять во времени канальные импульсы с необходимой точностью и стабильностью.
3. Ознакомление с основными способами получения импульсов, промоделированных по амплитуде, по ширине или по длительности и по фазе.
4. Ознакомление с особенностями модулированных характеристик разных видов канальных модуляторов и с методикой настройки регулировки рабочего режима передающей части аппаратуры временного разделения.

#### **2. Задание**

1. Проверить правильность работы макета аппаратуры временного разделения и установить рабочий режим.
2. Исследовать работу составляющих узлов аппаратуры временного разделения, зарисовать и объяснить осциллограммы основных электрических процессов.
3. Подготовить ответы на контрольные вопросы по всему разделу.

### **3. Порядок выполнения работы**

#### **3.1. Проверка правильности работы аппаратуры разделения каналов и установки ее рабочего режима**

1. Включить:

- макет модулятора аппаратуры ВРК;
- звуковой генератор;
- осциллограф.

2. Поставить ручки S1, S2, S3, S4 формирователя входных сигналов 9 каждого канального модулятора (КМ) в крайнее левое положение против часовой стрелки. Тумблер ПП «Сумматор» 10 поставить в положение «АИМ».

3. Для того, чтобы исследовать и измерить относительные фазы и временные сдвиги различных сигналов, наблюдаемых на осциллографе, частота и напряжение его горизонтальной развертки должны быть во времени всей работы постоянными. Для этого необходимо подавать всегда один и тот же сигнала для синхронизации осциллографа со специального гнезда аппаратуры разделения «ОСЦ» на вход осциллографа «Внешняя синхронизация», а ручку «Вид синхронизации» необходимо поставить в положение «Внешняя».

Подать на вход усилителя вертикального отклонения луча осциллографа напряжения с частотой 8 кГц с точки 1\* и подбором положения ручек разверток «Грубая» и «Плавная» добиться того, чтобы на экране осциллографа наблюдались только два периода частоты 8 кГц (изображение не должно уходить за пределы экрана). Ручкой «Синхро» добиться надежной и устойчивой синхронизации развертки, избегая при этом пересинхронизации, при которой наблюдается резкое искажение формы сигнала.

4. Подключить вход усилителя вертикального отклонения луча осциллографа к точке 4. Ручкой «Усиление» по горизонтали добиться такого масштаба развертки, при которой двум сантиметрам на экране соответствовал бы один период наблюдаемого сигнала. Рассчитать масштаб развертки в мск/мм, исходя из известной длительности периода наблюдаемого напряжения, и привести

результат в отчете над осциллограммами, которые будут сниматься в конце работы.

5. Подключить осциллограф последовательно к обоим точкам 2 и убедиться в соответствии наблюдаемых сигналов описанию схемы аппаратуры разделения. Выявить особенности и различия этих сигналов.

6. Выполнить те же операции, которые описаны в п.5. но с точками 3.

7. Проверить наличие и форму сигналов на выходах обоих групповых датчиков импульсов ГДИ (точки 4). Измерить длительность импульсов и промежутков между ними; результаты привести в отчете. Оценить правильность формы наблюдаемых сигналов.

8. Проверьте наличие и правильность формы и фаз выделительных импульсов в точках 5 всех канальных модуляторов. Для этого необходимо наблюдать как форму, так и фазу каждого импульса в порядке номеров каналов, считая генератор импульсов синхронизации ГИС за канал №1. Объяснить по принципиальной схеме на рис.2. приложения, каким образом образовались такие выделенные импульсы и как они служат для выделения канальных импульсов.

9. проверить, имеются ли на выходе каждого селектора канальных импульсов СКИ (точки 6) импульсы с правильной прямоугольной формой и с нужными частотами и фазами. При неправильной работе этих устройств установить нужный режим подбором оптимального значения фазы напряжения с частотой 8 кГц (ручка «фазовращатель» на передней панели аппаратуры разделения). Объяснить причины изменения формы сигналов в точках 6 при вращении указанной ручки.

10. Проверить форму и фазу сигналов в точках 7 последовательно в порядке номеров каналов. Еще раз проверить их форму в том же порядке после установки тумблеров «АИМ \_ ШИМ» в положении «ШИМ». Объяснить причину изменения формы напряжения. Оставить тумблеры всех каналов в положении «АИМ».

11. Наблюдая форму и изменение амплитуды отрицательных импульсов в точках 8, найти крайние пределы линейной части модуляционной характеристики каждого канального модулятора при АИМ. Для этого необходимо вращать ручку

«Фаза», начиная с канального модулятора №2. Установить амплитуду импульсов, соответствующие серединам модулированных характеристик.

12. Установить ручку «Уровень» канального модулятора №2 в среднее положение. Подать напряжение измерительного сигнала 800 Гц на вход канального модулятора №2 и подобрать такой уровень на выходе звукового генератора, который обеспечил бы максимально допустимую глубину АИМ импульсов канала №2. Подключив звуковой генератор последовательно ко всем остальным каналам, ручкой «Уровень» добиться максимальной глубины модуляции и в других каналах.

13. Медленно изменяя частоту измерительного сигнала, наблюдать за происходящим в точке 8. Объяснить полученные результаты.

14. Включить модуляцию во всех каналах, повернув ручку «Уровень» влево до отказа. Поставить тумблер «АИМ\_ШИМ» в канальном модуляторе №2 в положение «АИМ». Ручкой осциллографа «вправо-влево» и ручкой «Усиление» по горизонтали.

Рассчитать новый масштаб развертки в мкс/мм, исходя известной длительности этого импульса, измеренного во время выполнения п.7.

Включить тумблер этого канала в положение «ШИМ» и измерять смещение на управляющей сетке модуляторной лампы ручкой «Фаза», наблюдая за происходящим в точках 7 и 8. Подобрать рабочую точку в середине модуляционной характеристики при ШИМ. Объяснить наблюдаемое искажение запускающего импульса в точке 7.

15. Подключив осциллограф последовательно к точкам 7 всех остальных канальных модуляторов сдвинуть изображение на осциллографе только с помощью ручки «вправо-влево» таким образом, чтобы удобно было наблюдать запускающий импульс данного канала. Переключить тумблеры «АИМ-ШИМ» и не изменяя масштаб развертки выбрать расположение рабочей точки каждого канального модулятора в середине модуляционной характеристики.

16. Ручками «Уровень» в каждом канальном модуляторе установить глубину модуляции в каждом канале, равную 5 мкс.

17. Вновь установить масштаб развертки по п.4. Проверить форму напряжения группового сообщения на выходе канального модулятора в точке 8 и включить модуляцию в канальном модуляторе 3, 4 и 6, повернув вправо до отказа соответствующие ручки «Уровень».

18. Проверить и объяснить форму сигналов в точках 9,10 и 11. Поправить, если в этом есть необходимость, среднее положение импульсов в периоде дискретизации с помощью ручек «Фаза».

Доложить преподавателю об окончании выполнения первой части лабораторной работы.

### **3.2. Снятие осциллограмм**

1. После проверки преподавателем выполнения первой части работы установить длительность развертки в соответствии с п.3. предыдущей части описания. Включить модуляцию в каналах 3,4 и 6, повернув против часовой стрелки до отказа ручку «Уровень». Ручкой «вправо-влево» на осциллографе установить канальные импульсы, наблюдаемые в точках 11, в середине сантиметровых клеток трафарета на экране и таким образом, чтобы импульс синхронизации оказался в третьей клетке левее жирной вертикальной линии на нем.

2. Зарисовать на миллиметровой бумаге в клетку, соблюдая масштаб осциллограммы, наблюдаемые в точках 1,2,3,5 и 6 всех каналов, включая генератор импульсов синхронизации (ГИС); зарисовать также осциллограммы в точках 7 каналов 2,3,4,5 и 6 в порядке номеров; зарисовать осциллограммы сигналов в точках 8,9,10 и 11.

Все осциллограммы зарисовать в указанном порядке и таким образом, чтобы они все располагались друг под другом и значения их относительных фаз. В качестве начала координат во всех случаях выбрать точку пересечения жирных прямых на трафарете экрана осциллографа.

Показать зарисованные осциллограммы преподавателю.

#### **4. Контрольные вопросы**

1. Что такое частота дискретизации и каким должно быть ее минимальное значение?
2. Какое значение частоты дискретизации выбрано в исследуемом макете и почему?
3. Чему равно длительность периода дискретизации в данном макете?
4. Чему равен период импульсов на выходе групповых датчиков импульсов?
5. Какова длительность запускающих импульсов выбрана в исследуемом макете и почему?
6. Основные особенности АИМ, ШИМ и ФИМ.
7. Как следует выбрать рабочую точку канальных модуляторов при АИМ, ШИМ или ФИМ?
8. Дайте описание принципа работы данного макета по его структурной схеме.
9. Объяснить принципиальную схему макета модулятора.
10. Объяснить все зарисованные осциллограммы.

#### **5. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА МАКЕТА**

Основой устройства является модулятор, позволяющий объединить в себе, с целью эффективной визуализации, три вида модуляции – АИМ, ШИМ, ФИМ, а также получить групповой 4-х канальный сигнал по этим видам с учетом правил ВРК. Возможность наблюдения с помощью осциллографа всех характерных сигналов, учитывается выведение на переднюю панель макета соответствующих контрольных точек.

На рис. 1 изображена структурная схема макета.

Схема содержит:

- генератор тактовых импульсов 1;
- счетчик-делитель 2;

- формирователь импульса запуска ЛИН 3;
- формирователь маркерного импульса синхронизации 4;
- генератор ЛИН 5;
- сравнивающее устройство (компаратор) 6;
- аналоговый коммутатор 7;
- преобразователь нормализатор (ПН) 8;
- формирователь входных сигналов 9;
- суммирующее устройство 10;
- компьютер 11;
- узел питания 12;
- осциллограф 13;
- контрольные гнезда (Г1..Г8) 14.

Работа структурной схемы рис. 1 иллюстрируется временными диаграммами изображенными на рис. 2.

Тактовые импульсы с периодом следования  $T_T$  вида  $U_1$  от выхода генератора тактовых импульсов (контрольное гнездо Г1, далее Гn), поступают к инверсному счетному входу четырехразрядного двоичного счетчика 2. На выходах разрядов ( $2^0 \dots 2^3$ ) счетчика появляются двоично-зависимые импульсные последовательности  $U_2, U_3, U_4$  (Г2, Г3, Г4), а также импульсная последовательность ( $2^3$ ), предназначенная для синхронизации начала развертки в осциллографе (на диаграмме не показана). Задним фронтом импульсов вида  $U_2$  с периодом следования  $2T_T$  (Г2), по инверсному входу, запускается формирователь 3 и на его инверсном выходе (Г5) появляется отрицательный перепад напряжения вида  $U_5$ , или отрицательный импульс длительностью  $\delta_1$ , который в свою очередь способствует запуску (началу действия) генератора линейно изменяющегося напряжения ГЛИН. Это напряжение вида  $U_6$  (гнездо Г6), далее подается на первый вход (например, прямой) сравнивающего устройства – компаратора 6. На второй вход компаратора (инверсный) поочередно, с периодом  $2T_T = T_k$ , подаются входные значения напряжения каждого из четырех каналов ( $U_{вх1} \dots U_{вх4}$ ) с выхода аналогового коммутатора 7. Графики линейно изменяющегося

напряжения  $U_6$  (гнездо  $\Gamma_6$ ) и  $U_{вхi}$  на диаграмме совмещены, откуда видны точки их рабочего пересечения в моменты времени  $t_1 \dots t_4$ , появление которых зависит от величины  $U_{вхi}$ . В результате сравнения этих напряжений, на выходе компаратора формируется сигнал ШИМ.

Режим поочередного сравнения входных напряжений каждого из каналов обеспечивается путем автоматической коммутации входных канальных аналоговых сигналов, поступающих из формирователя входных сигналов 9 (1...4) через входы 1...4 аналогового коммутатора 7, работающего в режиме мультиплексора – на выход коммутатора. Этот режим обуславливается наличием в составе коммутатора встроенного дешифратора управляемого разрядами счетчика  $2^1$  и  $2^0$ . При этом вход  $\bar{E}$  коммутатора служит для отключения (подавления) его информационных входов на интервал времени  $\delta t$ .

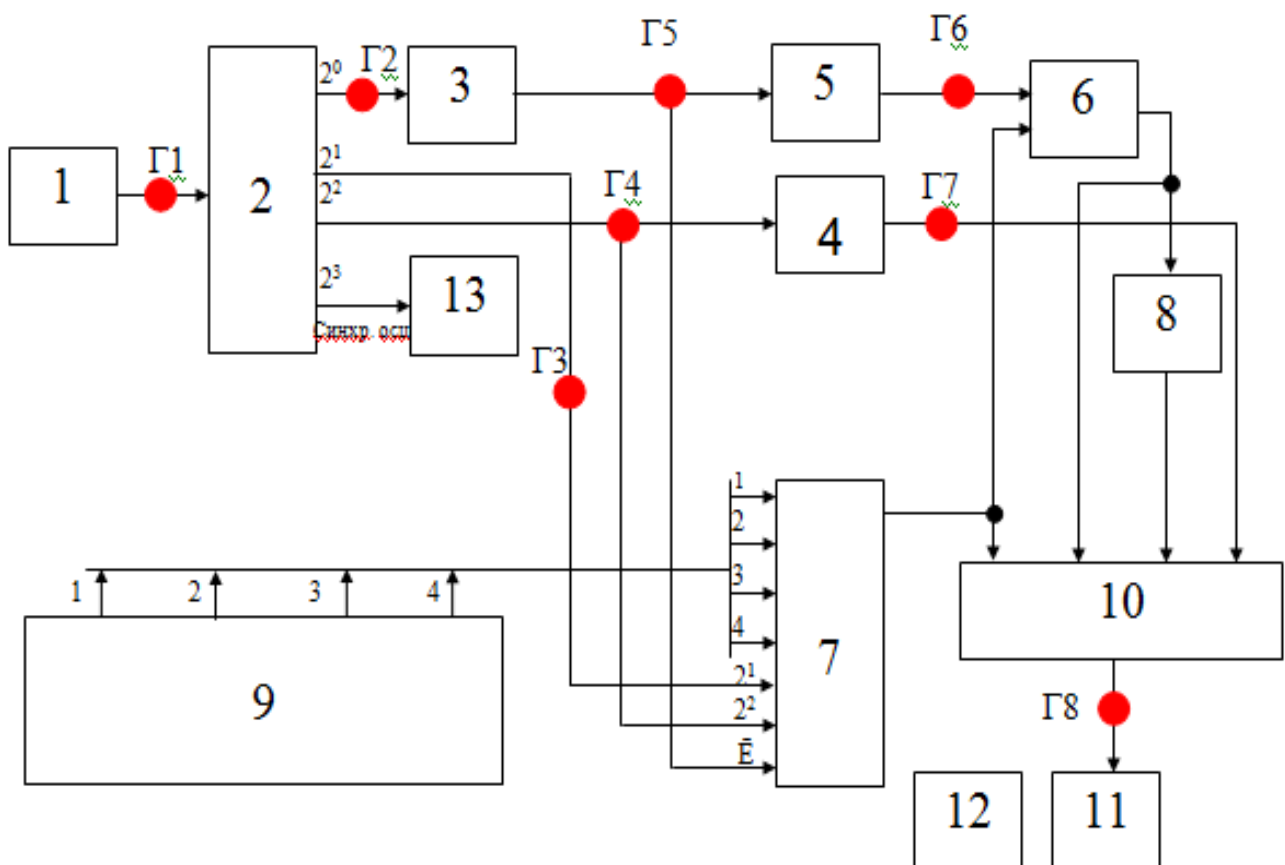


Рис. 1. Структурная схема лабораторного макета



Это способствует, во-первых, устойчивому возобновлению процесса ЛИН, во-вторых – созданию, так называемого защитного межканального интервала времени  $\delta_1$ , в течении которого, например, может происходить перестройка приемной части на прием очередного канала.

Благодаря режиму мультиплексации, на выходе коммутатора 7 появляется сигнал АИМ (1к...4к). Он изображен на графике (рис.2.2)  $U_7 + \text{АИМ}$  по канално и с возможностью смена знака, как показано, например, в периоде 3к.

С выхода компаратора 6, групповая последовательность ШИМ (без атрибута синхронизации) поступает на вход формирователя последовательности ФИМ 8, где по заднему фронту (срезу) каждого канального импульса формируются соответствующие фазовые импульсы длительности  $\delta_2$ . Передний фронт этих импульсов появляется в моменты времени  $t_1...t_4$  размещенные на групповом интервале времени  $T_i (t_{i0}-t_{i1})$ .

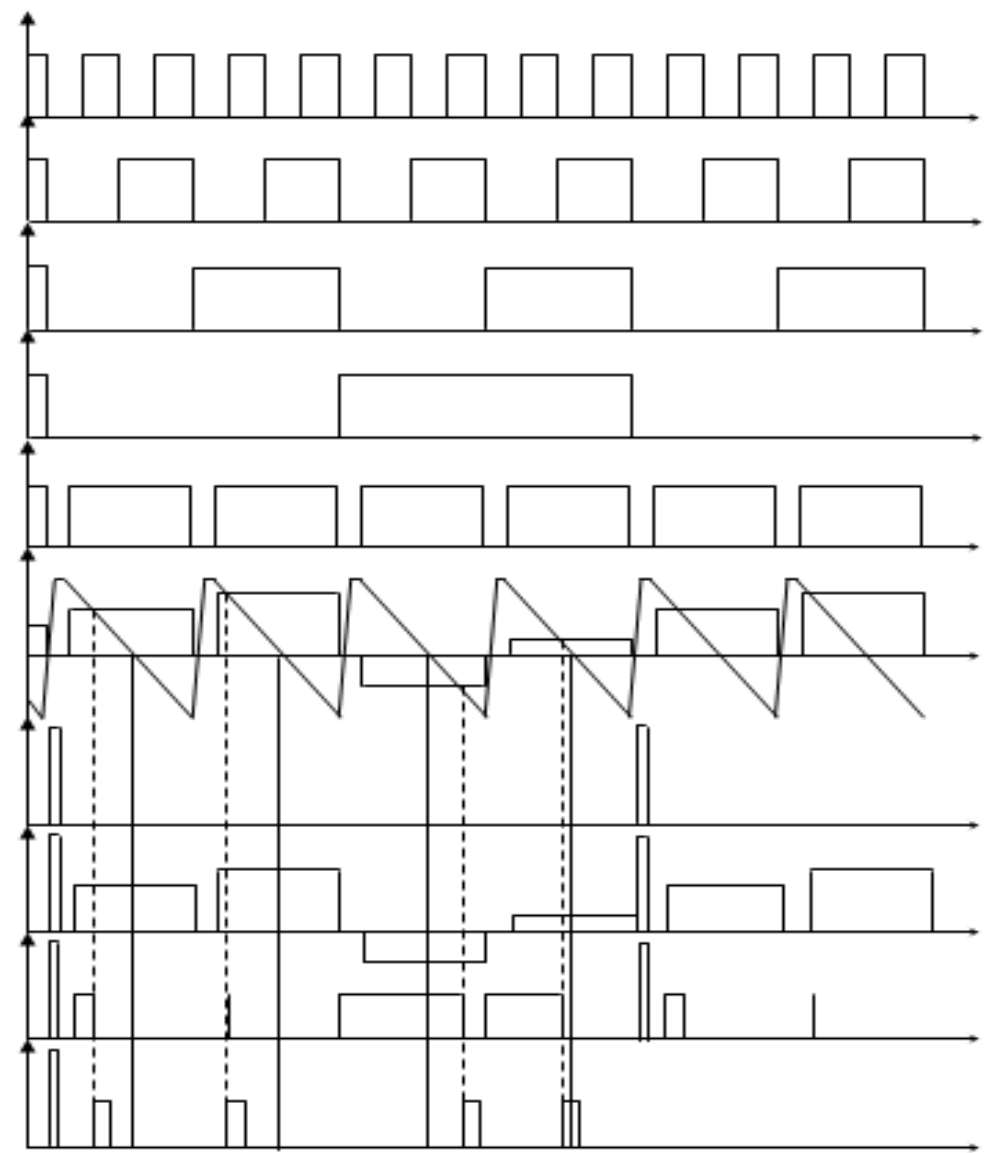


Рис. 2. Временная диаграмма

Сформированные таким образом времяимпульсные последовательности АИМ, ШИМ и ФИМ поступают на отдельные входы суммирующего устройства 10, где , в зависимости от выбираемого для изучения режима, и по отдельности, они потенциально складываются с импульсной последовательностью вида  $U7(\Gamma7)$ . Эти импульсы, длительностью  $\delta3 \approx 0,5\delta1$ , обеспечивают синхронное разграничение групповых периодов  $T_i$  и по времени действуют в первой половине защитного интервала перед каждым первым каналным интервалом  $T_k$ . Синхроимпульсы  $U7$  поступают на отдельный вход суммирующего устройства 10 от прямого выхода формирователя импульсов групповой синхронизации 4, который, в свою очередь запускается через воздействие на его инверсный вход

заднего фронта импульсов последовательности  $U_4(\Gamma_4)$  третьего разряда ( $2^2$ ) - счетчика делителя 2. Действие синхроимпульсов  $U_7(\Gamma_7)$  происходит с периодом времени  $8T_T = T_i$ , являющимся групповым периодом. Диапазон изменения времяимпульсной характеристики преобразования ШИМ и ФИМ сигналов обозначен на диаграмме как  $\Delta t$ , а диапазон изменения амплитудной характеристики преобразования АИМ сигнала обозначен как  $\Delta U$ .

Сформированные таким образом каналные импульсные последовательности АИМ, ШИМ, ФИМ групповых сигналов совместно с синхросигналом могут быть по отдельности поданы на вход осциллографа 13 (синхр. осц.) или на информационный аналоговый вход компьютера 11, для их визуализации и изучения, как в статическом так и динамическом режимах работы макета.

## **6. ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ СИСТЕМЫ СВЯЗИ С ВРК**

### **6.1. Принцип распределения каналов**

В системах с временным разделением каналов общий тракт связи предоставляется поочередно каждому абоненту на время  $T_k$ , называемое каналным интервалом. Каждый канал подключается к тракту, периодически, с периодом  $T_i$ , и посылает в групповой тракт свой каналный сигнал (КС). При наличии  $N$  каналов в группе справедливо, что  $T_k \leq T_i/N$ , и чем больше число каналов в группе ( $N$ ), тем короче длительность КС, т.е. тем меньше время отведенное для обработки каждого из сигналов. При этом в линию связи поступают импульсные или дискретные во времени сигналы, получаемые путем дискретизации, аналоговых сигналов. Дискретные сигналы не пересекаются во времени, поэтому они ортогональны и на приемном конце линии связи возможно их разделение, например, с помощью синхронной системы коммутации.

Таким образом в системах ВРК передача осуществляется циклами или периодически, группами из  $N$  различных каналных сигналов (КС). Длительность цикла  $T_i$  включает в себя помимо  $N$  каналных интервалов  $T_k$  и интервалы

вспомогательных сигналов, например, цикловой синхронизации Тц.с., а также интервал служебной связи Тс.с.. Например, в системах ВРК на тридцать абонентских телефонных каналов  $T_k = T_i/32$ . Обычно  $T_i = 125$  микросекунд.

## 6.2. Виды преобразования сигналов в системах ВРК

Сигналы в системах с ВРК подвергаются преобразованиям с целью их подготовки для ввода в канал через соответствующий линейный (или канальный обработчик). Различают следующие основные виды преобразования:

а) дискретизация – замена непрерывного сигнала  $S(t)$  последовательностью дискретных отсчетов его мгновенных значений;

б) импульсная модуляция – формирование импульсных канальных сигналов КС несущих информацию об отсчетах  $S_k(t)$ . Эта операция названа первой степенью модуляции.

в) уплотнение во времени всех КС несущих информацию или размещение на групповом временном интервале  $N T_k$  группового импульсно-аналогового (временнo-импульсного) сигнала  $U_{гр}(t)$ .

Далее в канальном обработчике, как правило, и в основном для передачи в эфир, этим сигналом модулируется высокочастотная несущая.

В приемнике производятся обратные преобразования.

г) выделение  $U_{гр}(t)$  из принятого радиосигнала.

д) разделение сигнала  $U_{гр}(t)$  на отдельные канальные сигналы ;

е) преобразование каждого КС для восстановления соответствующего отсчета  $S_k(t)$ .

ж) интерполяция передаваемых сигналов по последовательности их отсчетов  $S_k(t)$ .

В некоторых случаях последние две операции могут объединяться.

Примеры преобразований пунктов а, б, в, будут подробно рассмотрены далее в контексте настоящей разработки.

Интерполяция (пункт ж), как наиболее ответственная и сложная операция восстановления сигнала по его отсчетам  $S_k(t)$  имеет более глубокие корни предистории научных споров и сомнений, которые были в достаточной мере разрешены с появлением в 1933 году доказательства теоремы отсчетов или теоремы В.А. Котельникова. Данная теорема дает обоснование выбора значения частоты дискретизации сигнала с ограниченным спектром: сигнал  $S(t)$  с ограниченным спектром полностью определяется через мгновенные отсчеты (значения) взятые через интервал времени  $T \leq 1/2F_B$ . При этом  $S(t)$  для любого  $t$  определяется рядом, учитывающим взаимодействие отдельных гармоник сигнала отсчетов появляющихся в спектре:

$$S(t) = \sum_{k=1}^{\infty} F(kT_i) \frac{\sin 2\pi F_B(t - kT_i)}{2\pi F_B(t - kT_i)}$$

В зарубежной литературе данную теорему называют теоремой отсчетов или теоремой выборок, а частоту  $F_i = 2F_B = 1/T_i$  - частотой Найквиста.

Руководствуясь положением этой теоремы можно оптимизировать систему связи по частоте дискретизации и тем самым предать ей наилучшую экономичность при требуемой эффективности, например, в вопросе быстрогодействия. Так, исходя именно из этой теоремы на практике, если для стандартного телефонного канала  $F_B = 3,4$  кГц и  $F_i \geq 2F_B = 6,8$  кГц. Однако, с целью облегчения реализации интерполятора (ФНЧ) и для повышения точности самой интерполяции, в современных системах связи принято

$F_i = 8$  кГц ,  $T_i = 125$  мкс.. Эти значения рекомендованы МККР для всех международных линий связи с временным уплотнением.

### 6.3. Уплотнение и модуляция

При передаче сигналов  $N$  числа каналов по каналу связи, импульсы всех каналов равномерно распределяют внутри тактового периода [4]. Для этого необходимо чтобы тактовые частоты всех каналов были равны и строго синхронны , а между ними должны быть постоянные фазовые сдвиги, равные

$360^\circ/N$ , что соответствует временному интервалу или групповому периоду  $T_i/N$ .

Рассмотрим уплотнение на примере группы из 6-ти каналов.

При передаче 6-ти каналов временной интервал между импульсами равен  $125/6=20,83$  мкс.

Из сказанного следует, что в линии связи, где применяется временное уплотнение, частота повторения импульсов группового сигнала или групповая частота равна:

$$F_{\text{групп}} = NF_i$$

Например для передачи 6-ти-х каналов  $F_{\text{групп}}$  равна:

$$F_{\text{групп}} = 6 \cdot 8 = 48 \text{ кГц.}$$

На рис. 3 показаны отдельные последовательности немодулированных импульсов 6-ти каналов соответственно сдвинутые по фазе, а также групповой сигнал всех шести каналов таким, каким он подается в линию связи после сложения сигналов всех каналов.

Если бы импульсы всех каналов были одинаковыми, на приёмной стороне было бы невозможно узнать какой импульс несёт информацию какого канала и, распределительное устройство не смогло бы правильно распределять импульсные сигналы соответствующим корреспондентам. В связи с этим аппаратура временного уплотнения должна выделить импульсы одного из каналов по какому-то отличительному признаку, однозначно определяемому на приемной стороне. Такой импульс называется маркерным импульсом или импульсом синхронизации (СИ). Синхроимпульсом может быть любой из передаваемых импульсов, но всегда заранее оговоренный; синхронизирующий канал (СК) служит исходным для отсчета номеров каналов в распределительном устройстве аппаратуры разделения каналов на приемном конце линии связи. Обычно в группе маркерным каналом служит первый канал. Маркерный импульс передается один раз за тактовый период. Это пример наиболее простого вида маркерного импульса, применяемого во многих радиорелейных станциях. Маркерный импульс при этом называется «широтный» так как отличается от других импульсов своей

длительностью (рис. 3). В нашем случае маркерный импульс отличается от канальных амплитудой.

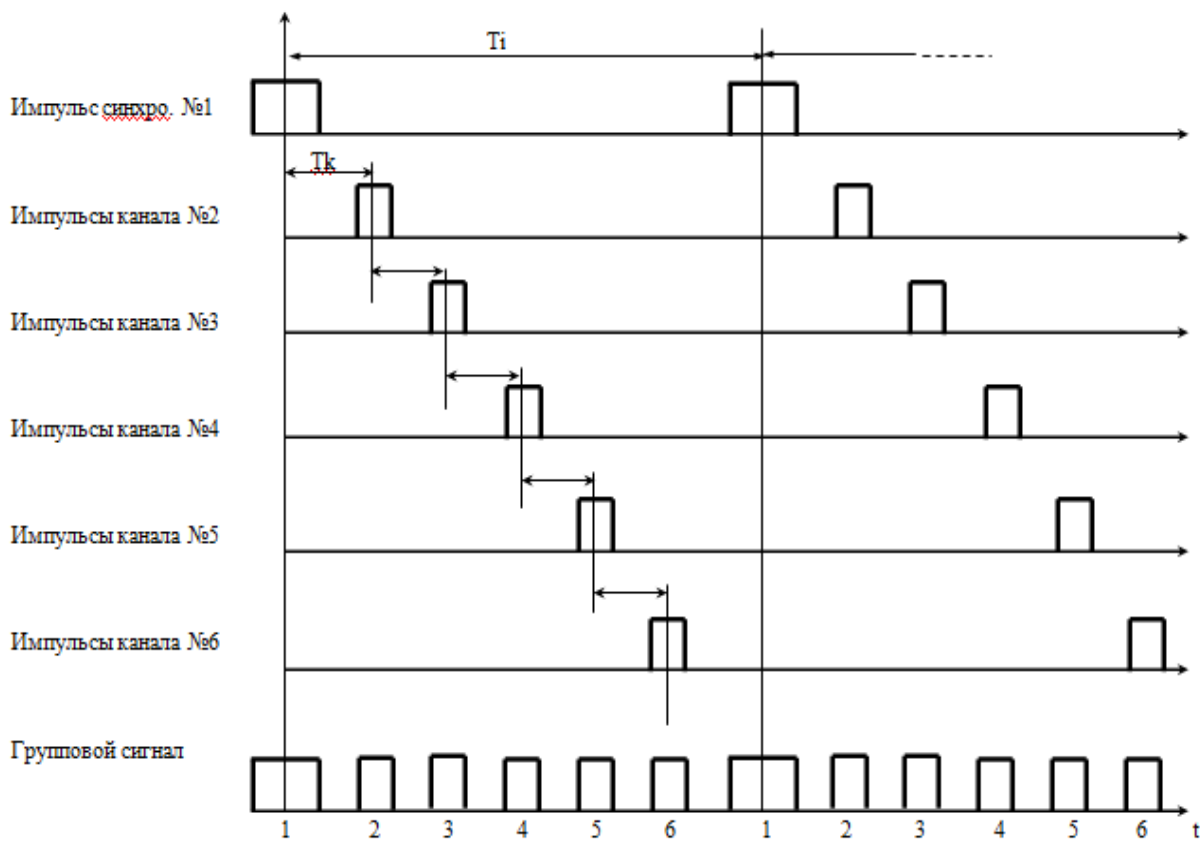


Рис 3. Образование группового сигнала при ВРК

#### 6.4. Фазовая стабильность и защитный интервал между каналами

Распространена и эффективно используется малоканальная связь с фазоимпульсной модуляцией (ФИМ), т.к. это наиболее устойчивый вид импульсной модуляции наряду с ИКМ и дельта модуляцией.

ФИМ, также позволяет построить очень компактную и не дорогую аппаратуру временного уплотнения. Но ФИМ обладает некоторым недостатком. При этом виде многоканальной импульсной модуляции каждый канальный импульс во время модуляции занимает значительную часть временного интервала между импульсами других каналов. От этого зависит помехоустойчивость ФИМ. Поэтому, если не принимать особые меры при построении аппаратуры, импульсы одного канала во время модуляции могут заходить в область, выделенную для импульсов другого канала, в результате чего могут возникать

сильные взаимные помехи между каналами. Кроме того, станет невозможным на приемном конце надежное разделение импульсов. Поэтому, одним из важнейших технических вопросов, возникающих перед разработчиками такой аппаратуры, является обеспечение надежной исходной фазы первоначальной установки канальных импульсов в модуляторе и выделенных импульсов в демодуляторе.

Для каждого отдельного канала необходимо выделить интервал времени  $\Delta t_k$ , называемый канальным интервалом, за пределы которого импульсы данного канала не должны выходить при любых значениях модулирующего сигнала. Между канальными интервалами необходимо оставить защитный интервал  $\Delta t_z$ , необходимый для обеспечения надёжного выделения импульсов различных каналов на приёмной стороне. Защитный интервал нужен также по техническим причинам. Существует большое количество внешних факторов стремящихся сдвинуть импульсы со своих номинальных фаз.

### 6.5. Спектр импульсов, модулированных по амплитуде

На рис. 4а показана последовательность прямоугольных импульсов одного из каналов, модулированных по амплитуде сигналами низкой частоты F.

Как известно, последовательность немодулированных импульсов рис.4б может быть разложена в ряд Фурье вида:

$$A_1(t) = \frac{A_0}{q} \left[ 1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin x}{x} \cos n\Omega t \right],$$

где  $x = \frac{n\Omega t \tau}{2} = \frac{n\pi}{q}$  и  $q = \frac{T_i}{\tau}$  - скважность этих импульсов.

На основе этого уравнения можно построить амплитудный спектр синусоидальных гармонических составляющих, из суммы которых состоит вышеуказанная последовательность. Этот спектр показан на рис 5а. Огибающая этого спектра имеет вид функции  $\frac{\sin x}{x}$ , которая равна нулю в точках, где  $f = \frac{k}{\tau}$  (k –любое целое число). Из этого следует, что основная часть спектра сосредоточена



в области частот  $\Delta F = \frac{1}{\tau}$ . Из этого также следует, что скважность импульсов  $q$  численно равна количеству гармоник тактовой частоты  $F_i$ , находящихся внутри полосы частот  $\Delta F$ .

Так как длительность обычных рабочих импульсов в системах с ВРК приблизительно равна или меньше одной микросекунды, то  $q \geq 100$ . Поэтому амплитуды первых нескольких составляющих кратных тактовой частоте спектра (рис 5а), практически равна между собой и равны  $2\frac{A_0}{q}$ , а постоянная составляющая будет в 2 раза меньше (рис. 5б).

Если при отсутствии модуляции амплитуда всех импульсов была постоянной и равно  $A_0$ , то при модуляции импульсов по амплитуде синусоидальным сигналом с частотой  $F$  и с относительной глубиной модуляции  $m_a = \frac{\Delta A_m}{A_0}$ , закон изменения амплитуды импульсов во времени может быть описан уравнением:

$$A_0(t) = A_0(1 + m_a \cos 2\pi Ft) = A_0(1 + m_a \cos \Omega t)$$

Поэтому спектр модулированных импульсов будет описываться тем же вышеуказанным рядом Фурье, если заменить постоянную амплитуду  $A_0$  переменной амплитудой  $A_0$  переменной амплитудой  $A_0(t)$ :

$$\begin{aligned} A_2(t) &= \frac{A_0(t)}{q} \left[ 1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin x}{x} \cos n\Omega t \right] = \\ &= \frac{A_0}{q} (1 + m_a \cos \Omega t) \left[ 1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin x}{x} \cos n\Omega t \right] = \\ &= \frac{A_0}{q} \left[ 1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin x}{x} \cos n\Omega t \right] + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin x}{x} \cos(n\Omega t - \Omega)t = \\ &= A_1(t) + \frac{A_0 m_a}{q} \cos \Omega t + \frac{A_0 m_a}{q} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin x}{x} \cos(n\Omega t \pm \Omega)t \end{aligned}$$

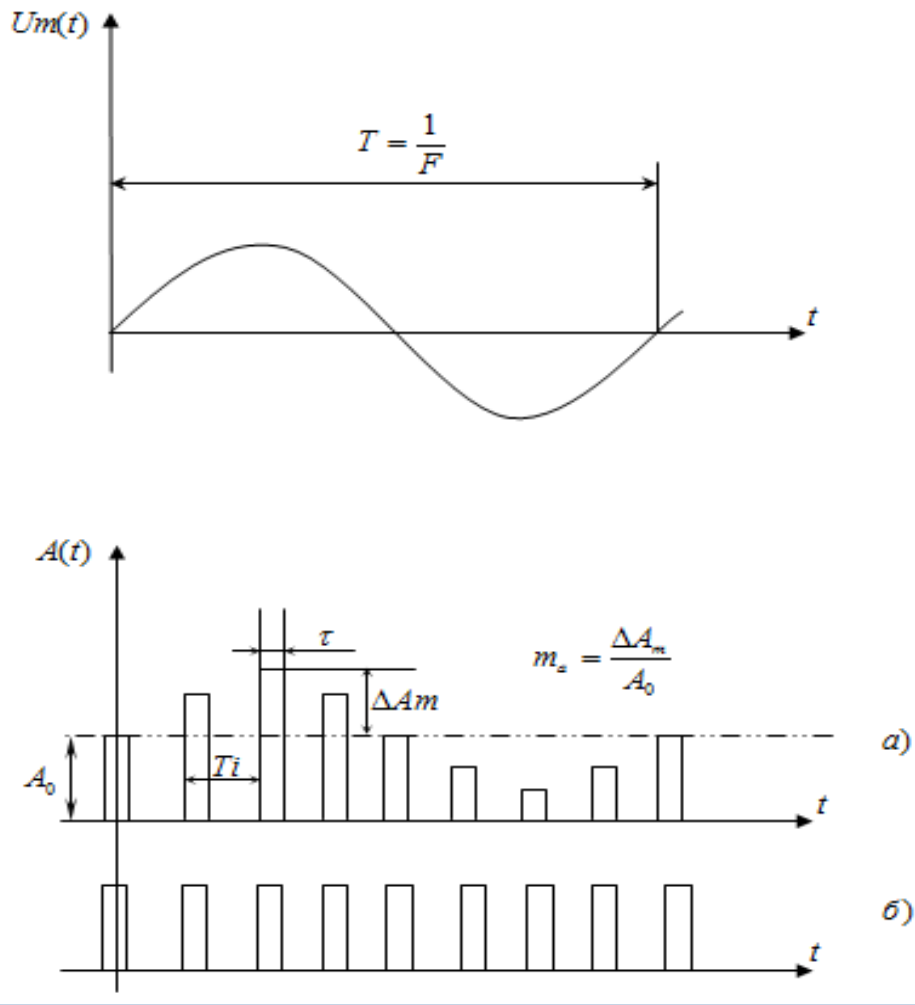


Рис. 4. Последовательность прямоугольных импульсов одного канала, модулированных по амплитуде

Спектр амплитудно-модулированных импульсов отличается от спектра немодулированных импульсов  $A_1(t)$  только появлением двух боковых частот симметрично расположенных около каждой составляющей  $nFi$ .

Как следует из второго члена суммы, кроме этих составляющих, имеется также составляющая полезного сигнала низкой частоты  $F$ , амплитуда которого равна:

$$A_F = A_0 \frac{m_a}{q} = A_{=} * m_a$$

где  $A_{=}$  - постоянная составляющая.

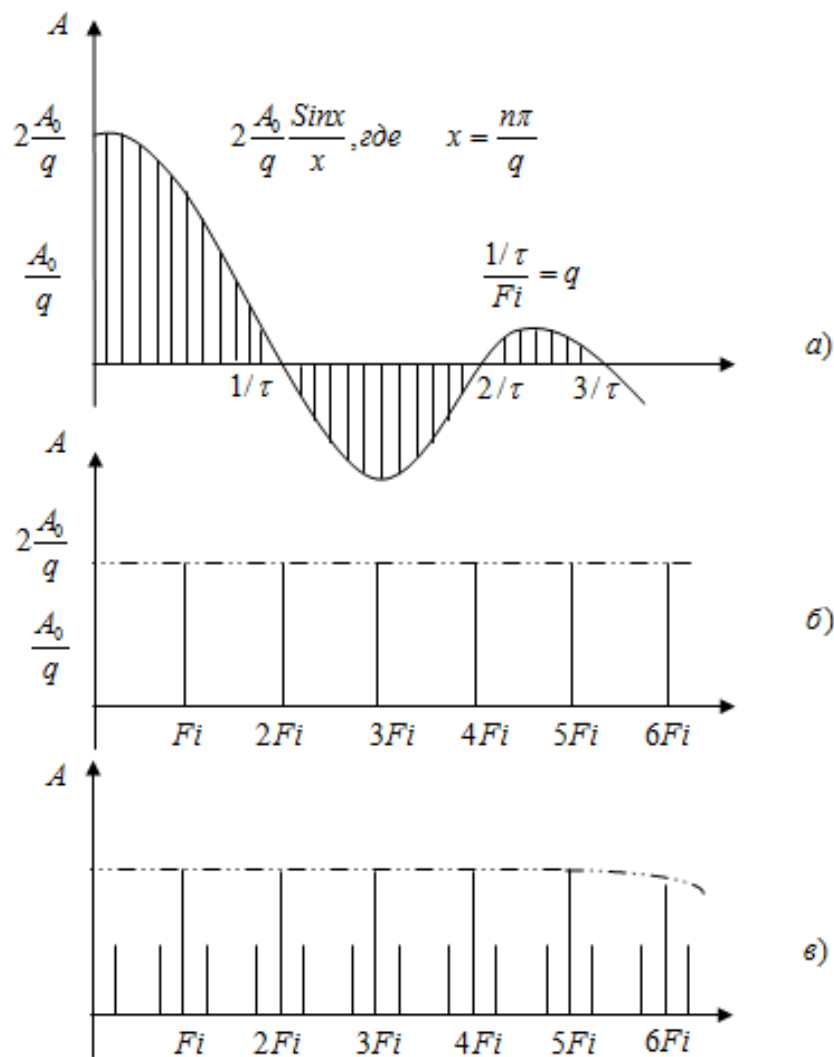


Рис. 5. Спектр импульсов, модулированных по амплитуде

Амплитуда боковых частот первой гармоники тактовой частоты также равны:

$$A(F_i \pm F) \cong A_0 \frac{m_a}{q} = A_F$$

Теоретическое и экспериментальное исследование показало, что АИМ обладает такой же помехоустойчивостью, как и обычная амплитудная модуляция. При этих видах модуляции отношение сигнал/помеха на выходе телефонного канала равно этому же отношению на входе приёмника (при оптимальных условиях приема). Это главная причина, по которой АИМ применяется для связи исключительно редко, так как существует много других видов импульсной модуляции значительно более помехоустойчивых.

## 6.6. Спектр импульсов модулированных по длительности

На рис. 6в показана последовательность импульсов ШИМ модулированных синусоидальным сигналом низкой частоты  $F$ . Подобно тому, как при АИМ отношения  $\frac{\Delta A_m}{A_0}$  принято называть глубиной модуляции  $m_a$ , при ШИМ отношение  $\frac{\Delta \tau_m}{\tau_0}$  также называется глубиной модуляции  $m_{ш}$ . Ввиду того, что при ШИМ смещение фронта импульса вызывает одновременное смещение «центра тяжести» импульса, импульсы оказываются модулированными также и по фазе, в следствии чего спектр ШИМ значительно более сложен, чем спектр АИМ. Действительно пусть длительность импульсов изменяется как функция от времени по синусоидальному закону:

$$\tau(t) = \tau_0(1 + m_{ш} \cos \Omega t)$$

Подставим это уравнение в формулу 2, учитывая, что  $q = \frac{Ti}{\tau(t)}$  тогда

получим:

$$\begin{aligned} A_3(t) &= A_0 \frac{\tau(t)}{Ti} \left[ 1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin \frac{n\pi\tau(t)}{Ti}}{\frac{n\pi\tau(t)}{Ti}} \cos n\Omega t \right] = \\ &= A_0 \frac{\tau(t)}{Ti} + \frac{2A_0}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin \frac{n\pi\tau_0(1+m_{ш} \cos \Omega t)}{Ti}}{n} \cos n\Omega t = \\ &= \frac{A_0}{q} + \frac{A_0 m_{ш}}{q} \cos \Omega t + \frac{2A_0}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin \left[ \frac{n\pi}{q} (1 + m_{ш} \cos \Omega t) \right]}{n} \cos n\Omega t \end{aligned}$$

Как следует из этого результата, спектр ШИМ содержит (как и в случае АИМ) постоянную составляющую, равную:

$$A_{\bar{}} = \frac{A_0}{q}$$

и составляющую той же частоты, что и модулирующий сигнал с амплитудой:

$$A_F = \frac{A_0 m_u}{q}$$

Но главное отличие спектра ШИМ от спектра АИМ в том, что из третьего члена уравнения суммы при дальнейшем разложении выходит, что около каждой составляющей, кратной тактовой частоте, появляются в принципе бесконечное число боковых частот, отличающихся от составляющих  $nF_i$  на  $pF$  герц, где  $p$  - любое целое число (см. рис.7а). Амплитуды этих боковых частот рассчитываются при помощи функции Бесселя как при обычной фазовой модуляции. Из этого следует, что теоретически при этом виде модуляции нельзя выделить полезный сигнал частоты  $F$  из общего спектра при помощи фильтра низких частот, как это было возможно при АИМ. Тем не менее расчет и эксперимент показывают, что при многоканальной связи перемещение фронтовых импульсов  $\Delta\tau_m$  настолько мало по сравнению с тактовым периодом, что амплитуды боковых частот  $F_i \pm pF$  при  $p > 1$  практически равны нулю, и поэтому спектр импульсов с ШИМ фактически ничем не отличается от спектра импульсов с АИМ в области низких частот.

Поэтому ШИМ, так же как и АИМ может использоваться для выделения неискаженного полезного сигнала при помощи простого фильтра низких частот с граничной частотой  $F_{гр} = \frac{1}{2} F_i$ .

ШИМ более помехоустойчив, чем АИМ, так как импульсы могут подвергаться ограничению по амплитуде без ущерба для полезного сигнала, тем не менее ШИМ недостаточно эффективна для использования её в линиях связи. При ШИМ средняя мощность передатчика должна быть большой ввиду того что она пропорциональна средней длительности импульсов  $\tau_0$ , а  $\tau_0$  всегда больше  $\Delta\tau_m$ , которое желательно выбрать максимально возможным для получения лучшей помехоустойчивости. Поэтому ШИМ, так же как и АИМ, практически используется только как промежуточный вид модуляции.

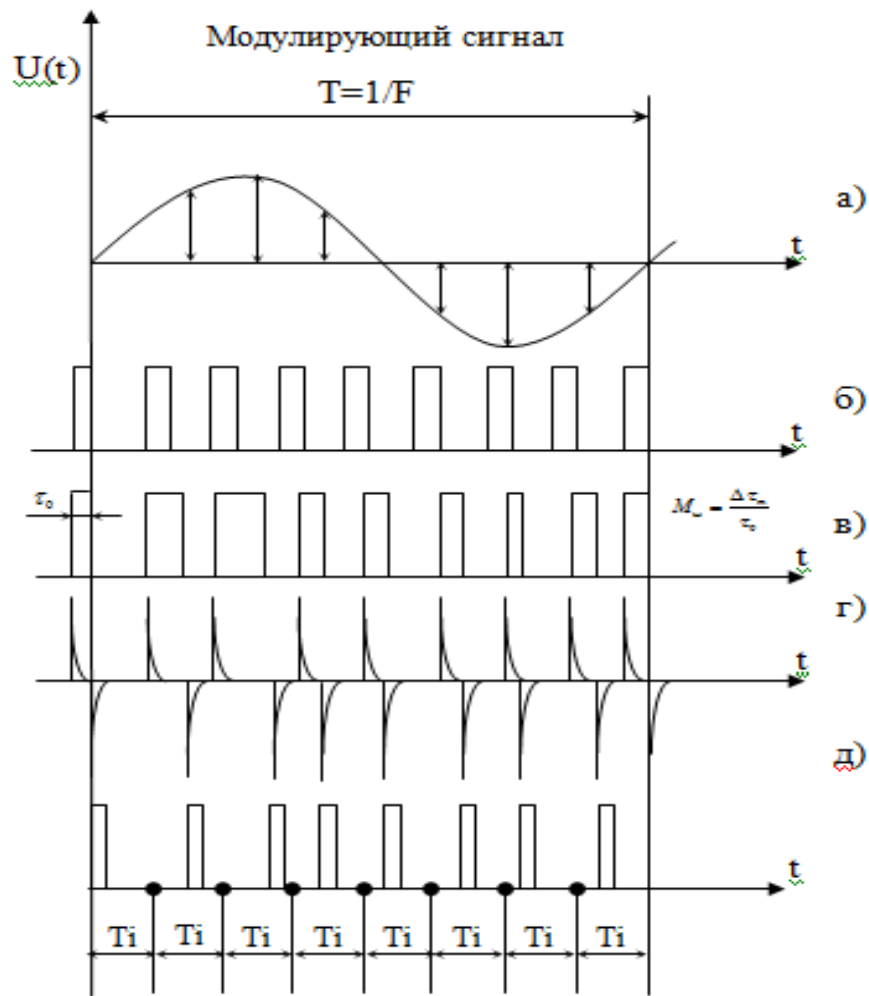


Рис.6. Образование импульсов ШИМ и ФИМ

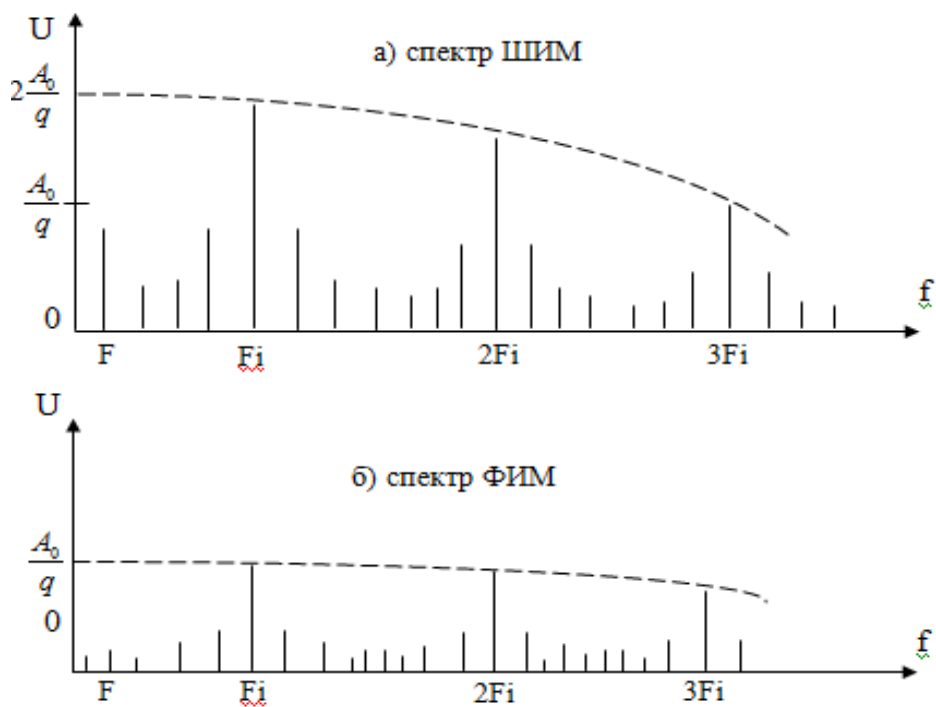


Рис.7. Спектр импульсов модулированных по ширине и по фазе

## 6.7. Спектр импульсов, модулированных по фазе

Ввиду того, что на самом деле при ШИМ не требуется передать корреспонденту весь импульс, а достаточно сообщить только «фазу» его модулированного фронта, целесообразнее преобразовать ШИМ в ФИМ, например, путем дифференцирования импульсов с ШИМ (см.рис. 1.4г). При этом модулированные по ширине импульсы превращаются в последовательность модулированных по фазе очень узких импульсов одинаковой длительности  $\tau_0 = \tau_{\min}$ . Так как длительность всех импульсов при ФИМ одинакова и равна  $\tau_{\min}$ , которая была при ШИМ и соответствует полосе пропускания линии связи, то  $\Delta F$  оптимальна и помехоустойчивость этого вида модуляции получается выше, чем при ШИМ.

Одновременно с этим при одной и той же средней мощности передатчиков обеих систем можно увеличить пиковую мощность системы с ФИМ во столько же раз во сколько  $\tau_{\min}$  меньше чем  $\tau_0$  при ШИМ .

Увеличение амплитуды импульсов соответственно повышает крутизну фронтов, а следовательно фазу фронтов. По этим причинам ФИМ стала наиболее распространенной из всех видов импульсной модуляции, используемых в линиях связи с временным уплотнением.

Импульсы, модулированные по фазе синусоидальным сигналом низкой частоты  $F$ , могут быть разложены в ряд Фурье вида:

$$A_{\varphi}(t) = \frac{A_0}{q} + \frac{A_0}{q} \Delta t_m \Omega \cos \Omega t + \\ + \frac{2A_0}{q} \sum_{n=1}^{+\infty} \sum_{k=1}^{+\infty} J_k(n\Omega \Delta t_m) \sin\left(\frac{n\pi}{q} + \frac{k\pi}{T/\tau_0}\right) \cos(n\Omega t + k\Omega t)$$

Из этого уравнения следует (см.рис.5б), что спектр ФИМ состоит из постоянной составляющей :

$$A_{\underline{}} = \frac{A_0}{q}$$

из составляющей, частота которой совпадает с частотой модулирующего сигнала  $F$  с амплитудой, равной

$$A_F = \frac{A_0}{q} \Delta t_m \Omega$$

А также из частот, кратных тактовой частоте  $nFi$ , около каждой из которых имеются теоретически бесконечно широкие полосы боковых частот вида  $nFi \pm pF$ .

В отличие от спектров АИМ и ШИМ амплитуда составляющей модулирующей частоты очень мала, так как  $\Delta t_m = \alpha \frac{Ti}{2N}$ , где  $\frac{Ti}{2N}$  половина интервала между канальными импульсами, а  $\alpha$  - коэффициент использования этого интервала ( $\alpha$ -всегда меньше единицы) и  $\Omega = 2\pi F \frac{Fi}{Ti} = \frac{\pi}{Ti} * \frac{2F}{Fi} = \frac{\pi}{Ti} \mu$ ; где

$\mu$  - коэффициент, показывающий во сколько раз  $2F$  меньше или равен единице.

Следовательно

$$\Delta t_m * \Omega = \frac{\alpha \mu \pi}{2N} \ll 1$$

Кроме того,  $A_F$  зависит от частоты модулирующего сигнала и при  $\Omega \rightarrow 0$ ;  $A_F \rightarrow 0$ .

В связи со всеми особенностями ФИМ используется только для передачи информации по линии связи с большой помехоустойчивостью. На приемной стороне ФИМ необходимо предварительно преобразовать либо в АИМ, либо в ШИМ с тем, чтобы при помощи ФНЧ можно было выделить полезный сигнал без заметных искажений и с высокой степенью достоверности принимаемой информации.

## 6.8. Обзор и анализ методов модуляции

Как и остальные процессы преобразования сигналов в техники связи – получение времяимпульсной меры входного аналогового сигнала является процессом измерения. Этот процесс в целом характеризуется, например,



точностью, быстродействием, экономической целесообразностью использования способов и устройств для преобразования измерительной информации. Поскольку поставленная в работе задача предусматривает применение времяимпульсного модулятора – измерительного преобразователя, выбор устройства далее произведен путем анализа и оценки свойств известных аналогичных методов измерения.

Известны цифровые измерительные системы с аналого-цифровым преобразователем на входе, содержащие измерительный преобразователь – датчик (микрофон) с аналоговым выходом, например, индуктивный параметрический мостовой преобразователь, аналоговое согласующее устройство и аналогово-цифровой преобразователь. Структура аналогового согласующего устройства известных систем зависит от требуемых схем включения, характера сопротивления преобразовательного элемента, чувствительности, спектрального состава питающего напряжения, и может содержать целый ряд аналоговых преобразователей. Применение аналоговых преобразователей в составе согласующих устройств усложняет и удорожает измерительные средства, особенно при повышенных требованиях к быстродействию и точности измерения. В следствии этого, в известных измерительных устройствах метрологические свойства параметрического мостового преобразователя ограничены. Более близким к задачам времяимпульсного преобразования, как техническое решение является известный способ электрических измерений, заключающийся в том, что определяет постоянную времени электрической цепи  $\tau$ , применяемы в частности, для определения параметров индуктивных дифференциальных датчиков включенных по схеме параметрического мостового преобразователя. При этом измеряют значения постоянных времени делящих цепей мостовой схемы и разность этих значений для каждого получаемого через время  $t \geq \tau$  одиночного отсчета информации. Недостаток этого способа заключается в его низком быстродействии из-за необходимости временных затрат на измерение значения постоянной времени  $\tau$  в процессе получения информации.

Повышение быстродействия этого способа было достигнуто путем воздействия на входную диагональ измерительного моста импульсами с периодами  $T$ , значение которого выбираются в пределах  $0,1\tau \leq T < \tau$  и сравнение на выходной диагонали измерительного моста разности мгновенных значений напряжений переходных процессов экспоненциальной формы с опорным значением и измерения длительности импульсов[8]. Этот способ позволяет получить ШИМ и ЧИМ преобразовательные сигналы непосредственно с выхода сравнивающего устройства(компаратора без дополнительных аналоговых преобразователей и является наиболее универсальным, точным и быстродействующим на сегодняшний день в техники мостовых параметрических измерений. С точки зрения метрологии он может быть охарактеризован трансцендентным уравнением вида:

$$Ae^{-\frac{t}{\tau_1 + \Delta\tau_1}} - Ae^{-\frac{t}{\tau_2 + \Delta\tau_2}} = \delta$$

где  $A$  – начальное значение экспоненты,

$\tau_1, \tau_2$  – постоянные времени делящих цепей моста, обычно  $\tau_1 = \tau_2$

$\Delta\tau_1, \Delta\tau_2$  – приращения постоянных времени  $\tau_1$  и  $\tau_2$ , в функции времени определяемой текущими параметрами преобразовательных элементов (элемента),

$\delta$  - порог срабатывания сравнивающего устройства.

Это выражение не позволяет представить в явном математическом виде, взаимосвязь выходной величины – времени длительности импульса  $T$  от значения приращения  $|\Delta\tau|$ , ( $T=f(|\Delta\tau|)$ ), однако, практика табличных расчетов, а также применения данного способа в решении реальных задач ШИМ (ЧИМ) преобразований показывает эффективность и целесообразность его применения. Несмотря на свои достоинства описанный выше способ требует целостной реализации для каждого источника информации. Это связано с невозможностью быстрого переключения аналоговых источников для преобразования в виду конечной длительности установления начальных переходных процессов. Так для получения всех перечисленных преимуществ в режиме ВРК при использовании

данного способа потребуется столько преобразователей (мост-компаратор), сколько каналов требуется сгруппировать. Это может быть экономически целесообразно, например, при создании прецизионных периферийных систем сбора измерительной информации (систем телеметрии).

Более экономичным, а также удовлетворительным по точности и надежности в применении поставленной задачи является известный способ времяимпульсного развертывающего преобразования [10], заключающиеся в сравнении мгновенных значений напряжения аналогового сигнала и линейно изменяющегося напряжения (ЛИН), позволяющий коммутацию требуемую числа каналов на один качественный преобразователь без дополнительных временных потерь. Поэтому в дальнейшем целесообразно применение именно этого способа.

В рамках задания и на основании изложенного выше, проектирование лабораторного макета может быть произведено при следующих основных условиях:

- число каналов в демонстрируемой в группе не должно превышать 4-х. Это необходимо для более наглядной и точной картины изображения на экране осциллографа (монитора) в реальном масштабе времени.

Таким образом принимаем для 4-х каналов: при  $F_i=8$  кГц и  $T_i=1/F_i=125$  мкс,  $T_k=T_i/4 \approx 32$  мкс.

Другие, более низкие значения  $T_k$  должны быть заданы из расчета полосы пропускания звукового тракта компьютера, с целью визуализации сигнала на его мониторе, например  $T_k=320$  мкс.

- импульс синхронизации, или начала группы должен быть вставлен аппаратно в защитный интервал между первым и последним канальным интервалом, с целью синхронизации всей группы в осциллографе. Этот импульс и принимается как групповой синхросигнал (маркерный импульс) в соответствии с правилами ВРК.

## Список литературы

1. Немировский А. С. и др. . «Системы связи и радиорелейные линии: Учебник для электротехн. ин-тов связи. – М.: Связь, 1980.-432 с.,ил..
2. Под ред. Иванова Ю.П. и Левина Л.С. «Аппаратура ИКМ-30» ;М, «Радио и связь»,1983г.
3. Тарабрин Б.В. и др. «Интегральные микросхемы». Справочник - М.: Радио и связь, 1983г.- 528с.,ил..
4. Шило В.Л. «Популярные цифровые микросхемы». Справочник – М.: Радио и связь, 1987. – 352 с.: ил..
5. Под.ред. Казаринова Ю.М. «Проектирование импульсных и цифровых устройств радиотехнических систем» Учеб.пособие для радиотехнич. спец. вузов ... - М.: Высш.шк.,1985.- 319 с., ил.

## **Лабораторная работа №3**

### **Изучение качества телевизионных каналов с помощью испытательных сигналов**

#### **1. Цель работы**

В результате выполнения лабораторной работы студент должен ознакомиться и изучить принципы построения систем связи через искусственный спутник Земли на основе индивидуальной приемной станции.

Приобрести навыки по подготовке системы к работе. Осуществить контроль качества телевизионных каналов с помощью сигналов испытательных строк при приеме сигналов изображения.

#### **2. Задание**

1. Ознакомиться с принципами спутникового телевизионного вещания.
2. Изучить методику оценки качества телевизионных каналов с помощью испытательных сигналов.

#### **3. Контрольные вопросы**

1. Принципы построения и основные параметры спутниковых систем телевизионного вещания.
2. Поясните методику измерения отношения сигнал/шум.
3. Какие меры целесообразно принять в практических случаях для увеличения отношения сигнал/шум.
4. Поясните методику оценки нелинейности амплитудной характеристики видеотракта.
5. В чем сущность дифференциального метода оценки нелинейности?
6. Какие факторы и параметры влияют на точность измерения?
7. Как влияет нелинейность амплитудной характеристики на телевизионный сигнал?

## 4. Порядок выполнения работы

### 4.1. Контроль переходной характеристики тракта

Оценка переходной характеристики канала изображения в области средних и высоких частот проводится с помощью испытательного сигнала №1 (рис. 3). Для этого амплитуда синус - квадратичного импульса 2Т (элемент В<sub>1</sub>) сравнивается с амплитудой опорного импульса (элемент В<sub>0</sub>) и вычисляется величина искажений переходной характеристики по формуле:

$$\Delta_{\text{пх}} = V_0 - V_1 / V_0 * 100\%$$

Допустимые искажения формы синус - квадратичного импульса 2Т обычно задаются с помощью специального трафарета, особенности формы которого определяются как называемым параметром К (К - фактором).

К – фактор должен составлять 4% (0,04), что соответствует допустимому значению величины примерно 14%.

### 4.2. Измерение нелинейных искажений сигнала яркости

Для измерения нелинейных искажений сигнала яркости, вызванных нелинейностью амплитудной характеристики тракта, используется ступенчатый сигнал (элемент D<sub>1</sub>) испытательного сигнала №1 (рис.3).

В процессе измерений определяются максимальные и минимальные значения высоты ступенек и рассчитываются нелинейные искажения по формуле:

$$\Delta_{\text{ярк}} = D_{\text{max}} - D_{\text{min}} / D_{\text{max}} * 100\%$$

При этом, измерение элементов испытательных сигналов можно проводить непосредственно в миллиметрах, сохраняя постоянным вертикальный масштаб усиления. В этом случае для повышения точности измерений удобнее использовать не калиброванную, а плавную регулировку вертикального усиления и плавное смещение луча осциллографа по вертикали и горизонтали.

Допустимое значение нелинейных искажений сигнала яркости должны быть около 15% и находится близи предела точности измерений данным методом.

### 4.3. Контроль амплитудной характеристики тракта

Измерение неравномерности АЧХ канала изображения проводится с помощью испытательного сигнала №2 (рис. 4). Размах  $C_f$  каждого из шести пакетов с соответствующей частотой заполнения  $f$  сравнивается с размахом  $C_0$  контрольного прямоугольного импульса (элемент  $C_1$ ).

Неравномерность АЧХ рассчитывается по формуле:

$$\Delta \text{ ярк} = 20 \lg(C_f/C_0)$$

Допустимые значения в данной системе должны составлять примерно (0,5 – 0,8) дБ на частотах 5 МГц и доходить до (1-1,5) дБ на частотах выше 5 МГц.

Измерить размах  $C_f$  каждого из шести пакетов с различными частотами заполнения. Результаты измерений занести в таблицу 1.

Таблица 1.

F, МГц	0,5	1,0	2,0	4,0	4,8	5,0
$C_f$ , мм						
$\Delta_{\text{ачх}}$ , дБ						

### 4.4. Измерение дифференциального усиления сигнала

Измерения дифференциального усиления позволяет оценивать влияние сигнала яркости на сигнал цветности и проводится по элементу D2 испытательного сигнала №3 (рис. 5). С этой целью из пяти значений размаха сигнала насадки с частотой поднесущей определяются максимальные и минимальные амплитуды насадки. Разность между ними сравнивается с опорным размахом насадки  $D$  на уровне гашения. При этом полный размах дифференциального усиления можно определить по формуле:

$$\Delta_{\delta y} = D_{\text{max}} - D_{\text{min}} / D_0 * 100\%$$

Допустимое значение  $\Delta_{\delta y}$  составляет 18%.

#### 4.5. Измерение отношения сигнал-шум

Измерение отношения сигнал - шум на входе канала изображения видеотракта, производится в режиме приема сигнала со спутника. С этой целью с помощью калибровки вертикального усиления осциллографа на выходе канала измеряется размах напряжения сигнала изображения  $U_{рвых} = V_0$  от уровня белого о уровня гасящего. Для этого можно использовать элемент В2 испытательного сигнала №1 (рис.3) или №3 (рис.5). Затем рассчитать отношение сигнал-шум по формуле:

$$[С/Ш] = 20 \lg (V_0/U_{ш \text{ вых}})$$

Размах напряжения сигнала  $U_{рвых}$  удобнее измерять при выключенном фильтре, в то время как квазипиковое напряжение шума  $U_{ш \text{ вых}}$  должно измеряться при включенном взвешенном фильтре.



### Спутниковое телевизионное вещание

Спутниковое телевизионное вещание – это передача через космический спутник – ретранслятор телевизионного изображения и звукового сопровождения от наземных передающих станций к приемным. В сочетании с кабельными сетями спутниковой телевизионная ретрансляция через спутник сегодня является одним из основных средств обеспечения многопрограммного телевизионного вещания:

В зависимости от организации спутниковое телевизионное вещание может осуществляться двумя способами:

- фиксированной спутниковой службой (ФСС);
- радиовещательная спутниковой службой (РВСС).

Фиксированная спутниковая служба.

В этом случае передаваемые через космический аппарат (КА) телевизионные сигналы принимаются с высоким качеством наземными станциями, расположенными в фиксированных пунктах. А затем с этих станций наземные ретрансляторы телевизионный сигнал доставляется индивидуальным потребителям (рис.1).

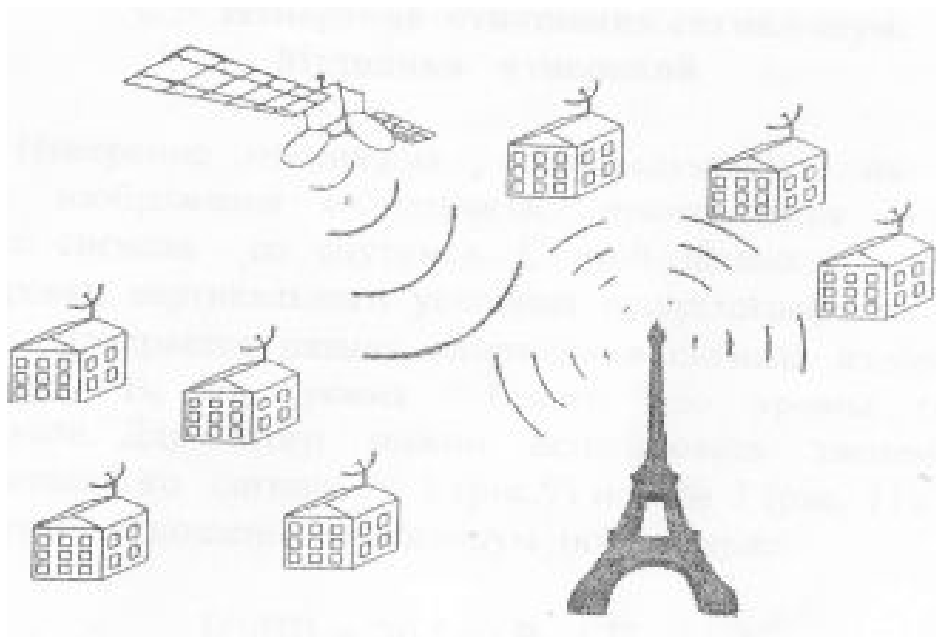


Рис. 1. Ретрансляция сигналов со спутника на наземные телецентры  
Радиовещательная спутниковая служба.

В другом случае, ретрансляционные космические аппараты доставляют телевизионные сигналы непосредственно на наземные приемники (непосредственным считается как индивидуальный, так и коллективный прием, при котором телезрители принимают программу по кабельной сети) (рис.2).

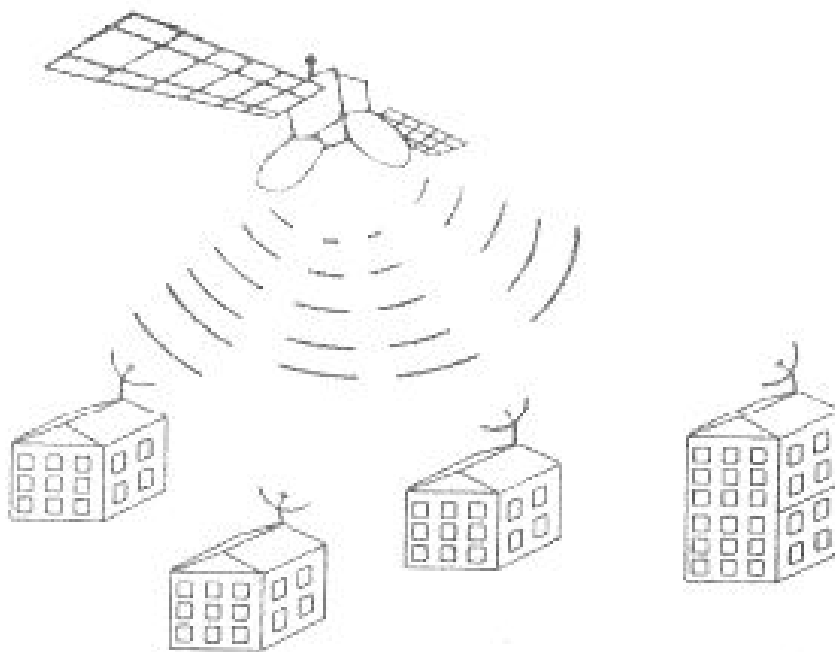


Рис.2. Непосредственное телевизионное вещание

Большое распространение в настоящее время получили относительно простые и недорогие приемные установки с антеннами небольших размеров для непосредственного приема телевизионных сигналов со спутников:

Система спутникового телевизионного вещания включает в себя следующие подсистемы:

- передающий цент;
- активный спутник ретранслятор;
- приемное оборудование.

**Измерение качества телевизионных каналов с помощью  
ИСПЫТАТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ**

Для контроля качества работы телевизионных каналов во время передачи в сигнал изображения замешиваются специальные сигналы, которые передаются в спутниковых системах связи одновременно с телевизионными сигналами. Используются две испытательные строки. Первая (рис.3) содержит четыре контрольных сигнала: прямоугольный импульс «белого» В2, синус – квадратичный импульс 2Т В1, испытательный импульс 20Т F и ступенчатый сигнал D2 с наложенной на него синусоидальной насадкой. Вторая (рис.4) содержит испытательный сигнал, состоящий из шести пакетов С2 синусоидальных колебаний с частотами 0,5; 1,0; 2,0; 4,0; 4,8; 5,8 МГц и контрольного прямоугольного импульса.

Сигналы испытательных строк формируются в генераторе телевизионных испытательных сигналов и выделяются на приемных станциях с помощью специальных устройств.

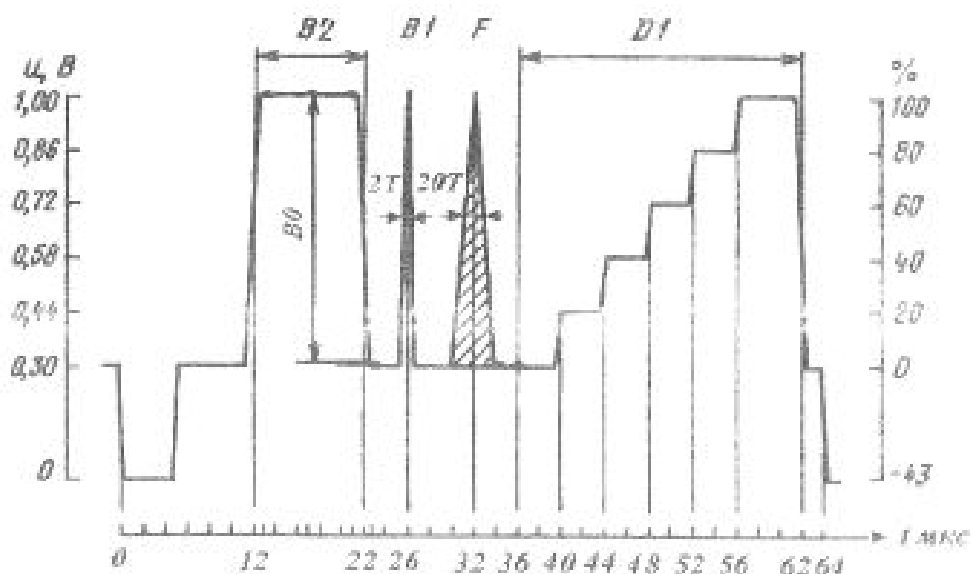


Рис.3. Контрольно – испытательный сигнал №1

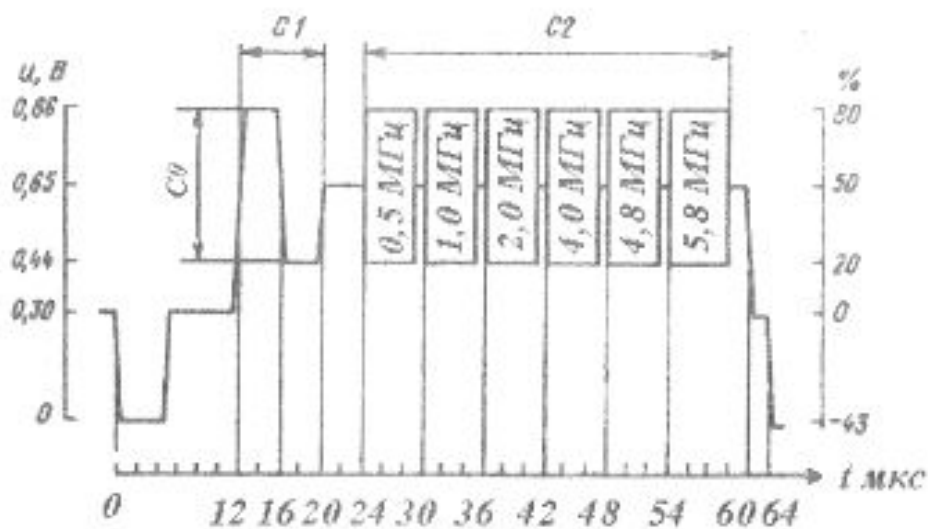


Рис.4. Контрольно – испытательный сигнал №2

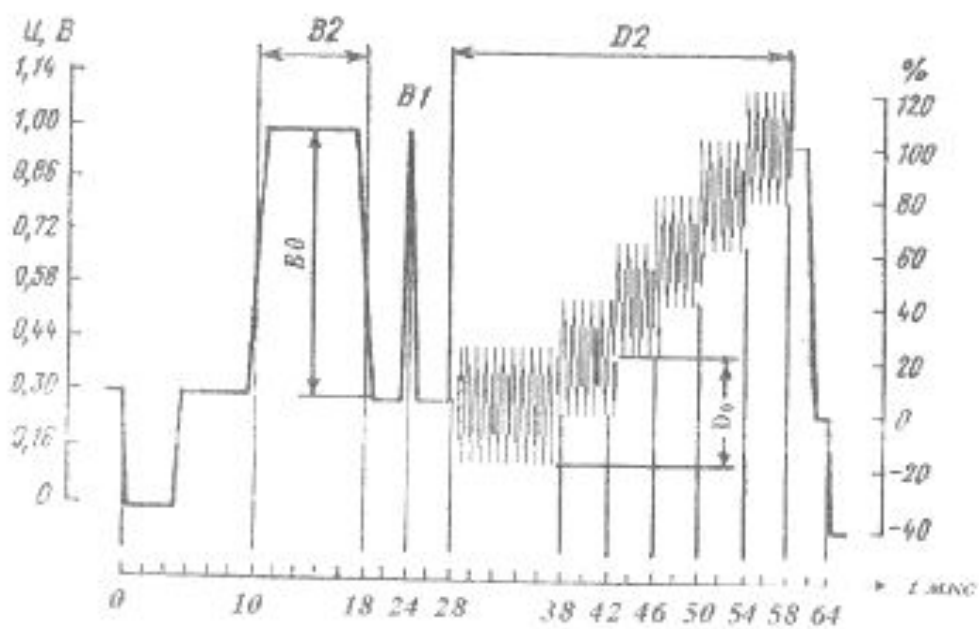


Рис. 5. Контрольно – испытательный сигнал №3

### Литература

1. Немировский А.С. Рыжков Е.В. Системы связи и радиорелейные системы. М. Связь, 1986 г.
2. Калашников Н.И. Системы связи и радиорелейные линии. М. Радио и связь, 1989 г.
3. Ибраимов Р.Р. Радиорелейные и спутниковые системы связи. Т. ТУИТ, 2000 г.

## **Лабораторная работа №4**

### **Исследование прохождения цифровых сигналов на модели спутниковой системы связи с цифровой системой передачи**

#### **1. Цель работы**

В результате выполнения лабораторной работы студент должен:

Ознакомиться и изучить принципы передачи многоканальных телефонных сообщений по спутниковым системам связи (ССС).

Ознакомиться с методами контроля достоверности передачи сигналов в цифровых СССР.

#### **2. Задание**

1. Изучить назначение основных элементов структурной схемы СССР и основные характеристики линейного цифрового сигнала (ЛЦС).
2. Зарисовать и изучить структурную схему лабораторного макета.
3. Изучить принцип регенерации ЛЦС и метод оценки воздействия помех на процесс принятия решения в регенераторе по глаз диаграмме.
4. Подготовить таблицу для записи результатов измерений.
5. Подготовить ответы на контрольные вопросы.

#### **3. Порядок выполнения экспериментальной части задания**

1. Включить макет и по осциллограммам в контрольных точках исследовать работу датчика испытательного ЛЦС.
2. По осциллограммам в контрольных точках исследовать работу регенератора ЛЦС.
3. Экспериментально определить зону значений порога решающего устройства (РУ) и фазы стробирующих импульсов (СИ), которой обеспечивается правильная регенерация ЛЦС. Полученные результаты

изобразить в виде графика. Из графика определить и установить на макете оптимальные значения фазы СИ и порога РУ.

4. Зарисовать и объяснить осциллограммы сигналов во всех контрольных точках макета.
5. Зарисовать глаз-диаграмму ЛЦС.

#### **4. Описание лабораторного макета**

Лабораторный макет интервала цифровой ССС предназначен для ознакомления студентов с основными элементами и характеристиками линейного цифрового сигнала (ЛЦС).

Структурная схема макета приведена на рис. 1. Интервал ССС образуют передатчик (П) и приемник (ПР), соединенный между собой через эквивалент среды распространения и антенно-фидерного тракта (АФТ). В состав эквивалента входят два релируемых аттенюатора  $AT_1$  и  $AT_2$ . С помощью аттенюатора  $AT_1$  устанавливается затухание, эквивалентное ослаблению сигнала на интервале при распространении в свободном пространстве с учетом КПД АФТ и направленных свойств антенн. Для удобства выполнения работы шкала этого аттенюатора проградуирована в километрах. Аттенюатором  $AT_2$  устанавливается величина ослабления на интервале. Шкала аттенюатора проградуирована в децибелах.

Остальные узлы ССС изготовлены в виде макета оконечного устройства. В состав макета входят: датчик цифрового сигнала (датчик ЦС), преобразователь кода (ПК), регенератор (РЕГ), приемник цифрового сигнала, он же обнаружитель ошибок (ОБНАР. ОШ.), и схема формирования тактовых импульсов (ФТИ) для запуска этих устройств. Запуск ФТИ осуществляется от внешнего стандартного генератора синусоидального (или импульсного) напряжения тактовой частоты, подсчет числа ошибок производится с помощью частотомера (СЧ).

В качестве цифрового сообщения, имитирующего ИКМ-сигнал, выбрана псевдослучайная последовательность (ПСП), импульсов, которая генерируется с датчиком. Однополярные импульсы ПСП преобразуются в преобразователе кода

в квазитроичный линейный цифровой сигнал – ЛЦС и поступают по кабелю на вход передатчика, в котором осуществляется манипуляция несущего колебания СВЧ по следующему правилу: положительный импульс открывает амплитудный манипулятор и передатчик излучает несущее колебание до тех пор, пока на его вход не поступит отрицательный импульс; отрицательный импульс запирает манипулятор и на выходе передатчика сигнал отсутствует до прихода следующего положительного импульса. Огибающую АМ сигнала можно наблюдать на выходе контрольного детектора, подключенного к выходу передатчика через направленный ответвитель. Через аттенюатор АТ<sub>1</sub> и АТ<sub>2</sub> сигнал передатчика попадает на вход приемника.

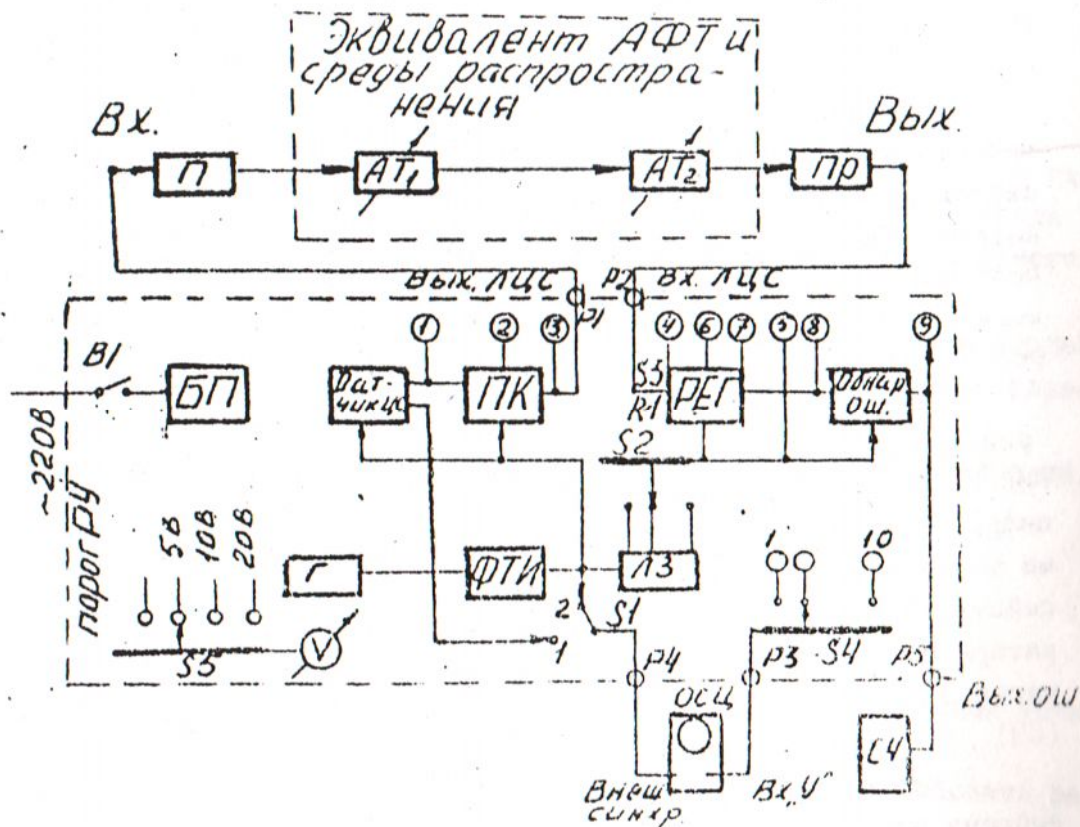


Рис. 1. Структурная схема макета интервала ССС.

В приемнике осуществляется усиление, демодуляция и преобразование полученного цифрового сообщения в форму квазитроичных импульсов ЛЦС. В приемнике имеется система автоматической регулировки усиления.

Поэтому при уменьшении уровня сигнала на входе приемника напряжение ЦС на его выходе автоматически поддерживается постоянным, но уровень вносимых приемником тепловых шумов увеличивается.

С выхода приемника квазитроичный цифровой сигнал по соединительному кабелю поступает в регенератор, где осуществляется фильтрация сигнала, восстановление его формы и преобразование к исходному виду, т.е. в форму однополярных импульсов, так как далее эти импульсы подаются в устройство обнаружения ошибок, выполненное на логических интегральных микросхемах.

Устройство обнаружения ошибок осуществляет проверку соответствия закона чередования символов (т.е. «единиц» и «нулей») входной последовательности определенному, заранее заданному закону формирования последовательности определенному, заранее заданному закону формирования последовательности в датчике ЦС. В каждом случае ложного приема символа («единицы» вместо «нуля» или наоборот) на выходе обнаружителя появляется импульс ошибки.

При помощи счетчика, функцию которую выполняет частотомер, можно подсчитать число ошибок за определенный промежуток времени  $t$ , называемый сеансом измерения.

Частотностью ошибок называется отношение их числа  $n_{\text{ош}}$  в течение интервала времени  $\Delta t$  к общему числу двоичных символов  $N$ , переданных за этот же интервал времени:

$$K_{\text{ош}} = n_{\text{ош}}/N = n_{\text{ош}}/B \Delta t$$

Здесь  $B$  - скорость передачи информации (бит/с).

Для лабораторного макета номинальное значение  $B = 2.048$  Мбит/с. Там как ошибки возникают случайно, то их число в различных сеансах одинаковой продолжительности будет различным, то есть случаем сам результат измерения.

Разброс значений  $K_{\text{ош}}$ , получаемых в различных сеансах, будет тем меньше, чем больше  $\Delta t$ . В пределе, когда  $\Delta t \rightarrow \infty$ , можно говорить о том, что измеряется вероятность ошибки.



Отметим, что современные цифровые системы радиосвязи позволяют обеспечить частность ошибок не более одной на  $10^6$  символов в течение 99,9% времени.

### **Назначение органов управления**

Через переключатель  $S_1$  и разъем  $R_4$  подаются импульсы синхронизации для осциллографа. В первом положении  $S_1$  синхронизации осуществляется с периодом повторения ПСП, что позволяет наблюдать за прохождением ЦС по всему тракту. Во втором положении  $S_1$  выдаются синхроимпульсы для наблюдения «глаз-диаграммы».

С помощью переключателя  $S_2$  производится регулировка фазы тактовых импульсов в регенераторе (момента стробирования сигнала). Задержка момента прихода тактового импульса регулируется в пределах от 0 до 100 нс ступенями по 10 нс.

Переключателем  $S_3$  выбирается полоса пропускания ФНЧ на входе регенератора. В первом положении она равна 10 МГц, во втором – 4,25 МГц, а в третьем – 3МГц.

Переключатель  $S_4$  позволяет подключать вход осциллографа к точкам 1 ... 9 схемы рис. 1 для снятия осциллограмм.

Переключатель  $S_5$  совместно с ИП предназначен для контроля питающих напряжений (стрелка ИП должна находиться в пределах зеленого сектора). Когда  $S_5$  находится в первом положении, ИП указывает уровень (порог) срабатывания решающего устройства. Этот уровень регулируется потенциометром  $R_1$ .

### **Узлы передающей части макета**

Передающая часть макета состоит из следующих узлов:

- генератор прямоугольных импульсов;
- датчик псевдослучайной последовательности (ПСП);
- преобразователь кода (ПК).

Генератор прямоугольных импульсов выполнен на логических элементах ДД1.1, ДД1.2 по по схеме мультивибратора. Для высокой стабильности применен кварцевый резонатор. Логический элемент ДД1.3 выполняет роль буферного каскада (рис.2). Частота, вырабатываемая генератором, используется для получения синхроимпульсов двух видов и формирования псевдослучайной последовательности сигнала.

Датчик псевдослучайной последовательности выполнен на четырехразрядном регистре сдвига. Структурная схема датчика ПСП приведена на рис. 3. Регистр сдвига образован ячейками памяти (триггерами)  $T_1 \dots T_4$ . цепь обратной связи образована сумматором (СМ) по модулю два, входы которого подключены к выходам третьей и четвертой ячеек регистра, а выход ко входу первой ячейки. Выход сумматора является так же и выходом датчика (точка I). Каждый тактовый импульс вызывает сдвиг хранящийся в регистре информации на одну ячейку вправо (т.е. состояние ячейки  $T_1$  передается в  $T_2$ ;  $T_2$  - в  $T_3$ ; а- $T_3$  - в  $T_4$ ) и запись в первую ячейку информации с сумматора.

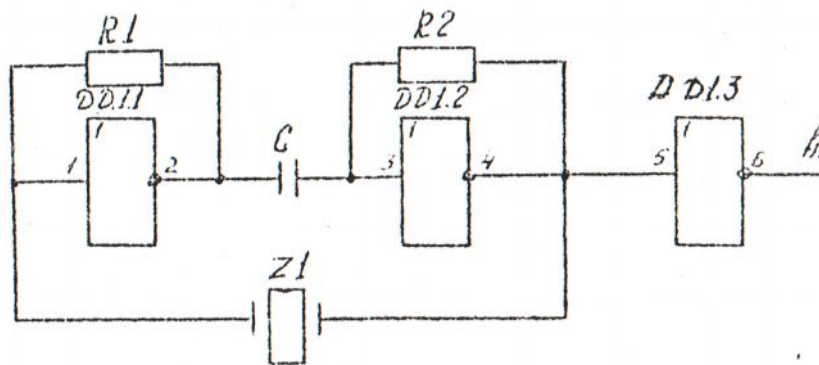


Рис. 2. Структурная схема генератора прямоугольных импульсов.

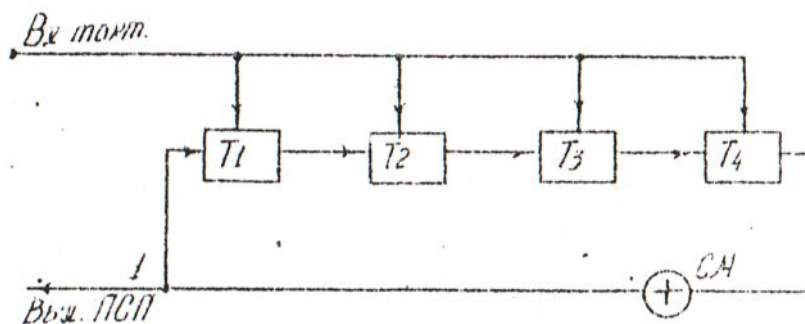


Рис.3 Структурная схема датчика ПСП

Обозначим символ, сформированный сумматором после прихода очередного тактового импульса через  $S_n$  ( $S_n$  может быть "нулем" или "единицей"). Тогда в первой ячейке регистра будет храниться предыдущий символ. т.е.  $S_{n-1}$ , во втором  $S_{n-2}$ , и т.д., в закон формирования последовательности символов датчиком можно записать в виде

$$S_n = S_{n-3} \oplus S_{n-4}$$

Произвольно задавая первоначальным состоянием ячеек регистра по формуле можно рассчитать все последующие их состояния, вид генерируемой последовательности и её период повторения.

В процессе генерации ПСП регистр перебирает в определенном порядке все возможные состояния символов, кроме сочетания "OOOO", которое является запретным. Если регистр окажется в этом состоянии что может случиться в первоначальный момент времени после включения питания либо в результате

случайного сбоя его работе, то генерация ПСП прекратится. Возобновить генерацию можно, записав единицу в любую из ячеек регистра 1. Для этого в датчике предусмотрена специальная цепочка НС. Она автоматически устанавливает триггер Т в состояние "1" при срыве генерации ПСП.

Структурная схема преобразователя кода (ПК) приведена на рис. 4. Диаграммы, поясняющие работу ПК, приведены на рис. 5.

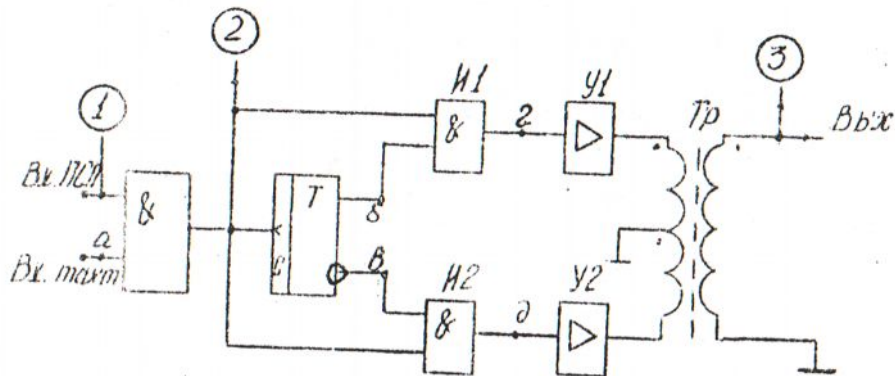


Рис.4 Структурная схема преобразователя кода.

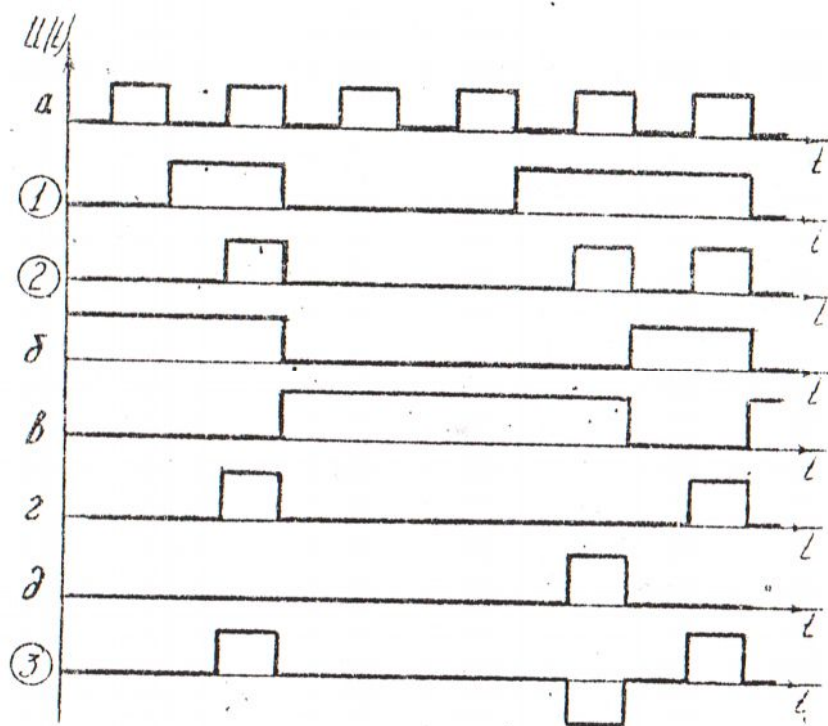


Рис.5. Диаграммы напряжений преобразователя кода.

Нумерация точек (1, 2, 3) соответствует обозначениям на структурной схеме макета (рис.1).

На вход преобразователя (точка 1) поступает ПСП в виде однополярных импульсов, затянутых на весь тактовый интервал (длительность импульса равна периоду тактовой частоты). При помощи схемы И, на другой вход которой подаются тактовые импульсы, длительность каждого импульса ПСП укорачивается вдвое (точка 2).

С выхода схемы И укороченные импульсы ПСП поступают на динамический счетный вход триггера и входы схем И1 и И2. Другие входы схем И1 и И2 соединены с прямыми и инверсными выходами триггера соответственно. Таким образом, схемы И1 и И2 играют роль ключей, управляемых триггером.

Предположим, что триггер находится в состоянии "1". Тогда схема И1 - открыта, а схема И2 - закрыта, и первый же импульс ПСП пройдет на вход ПК через усилитель У1 и трансформатор Тр, не меняя своей полярности. Кроме того, по заданному фронту этого импульса триггер Т изменит свое состояние на противоположное, вследствие чего к началу следующего импульса схема И1 окажется закрытой, а И2 - открытой. При прохождении импульса через У2 и Тр полярность его изменится на противоположную, так как У3 подключен к противоположному концу первичной обмотки. В результате получаем квазитроичный код линейного цифрового сигнала, представляющего собой трехсимвольную импульсную последовательность (- 1; 0; + 1). Такой сигнал пригоден для передачи по ССС.

### **Узлы приемной части макета**

В состав приемной части лабораторного макета входит приемник цифрового сигнала, он не обнаружитель ошибки, регенератор. Принцип работы обнаружителя ошибок (рис. 6) во многом совпадает с принципом работы датчика псевдослучайной последовательности (ПСП). Как и датчик, обнаружитель содержит четырехзарядный регистр сдвига на триггерах Т1 - Т4. сумматор по модулю два (СМ), подключенный к выходам Т3 и Т4 и, кроме того, еще один

сумматор (СМ<sub>2</sub>) по модулю два, один вход которого подключен по входу регистра, а другой к входу СМ<sub>1</sub>.

На входе регистра сдвига появляются импульсы ПСП, прошедшие через тракт цифровой радиорелейной системы. Эта последовательность, в отличие от ПСП, сформированной датчиком, может содержать ошибочные символы в отдельных тактовых позициях. Запуск регистра обнаружителя ошибок и датчика ПСП осуществляется с одной и той же тактовой частотой.

Пусть после прихода очередного тактового импульса на входе обнаружителя присутствуют символы S'<sub>n</sub>. Тогда в ячейках Т3 и Т4 хранятся значения предшествующих символов, т.е. S'<sub>n-3</sub> и S'<sub>n-4</sub>. Сумматоры СМ<sub>1</sub> и СМ<sub>2</sub> формируют сигнал ошибки

$$S'_{\text{ош}} = S'_n \oplus S'_{n-3} \oplus S'_{n-4}$$

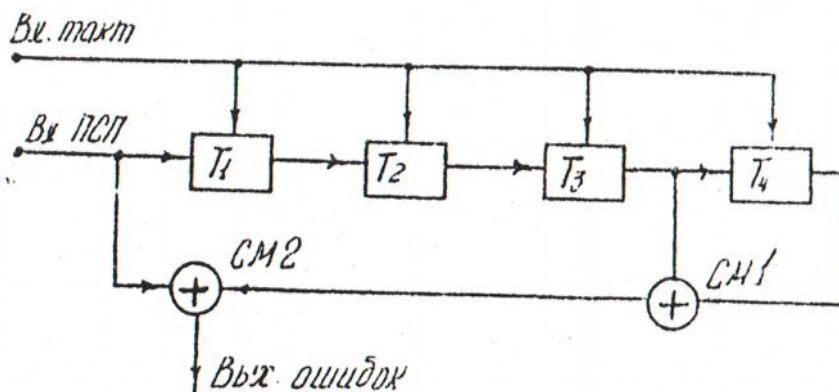


Рис. 6. Структурная схема обнаружителя ошибки

Если все символы, входящие в правую часть этой формулы, приняты безошибочно, т.е. S'<sub>i</sub>=S<sub>i</sub>, то согласно закону передачи и приема

$$S_{\text{ош}} = S'_n \oplus S_n = 0$$

Если очередной символ принят неверно, т.е. S'<sub>n</sub>≠S<sub>n</sub>, предыдущие – правильно, то согласно закону передачи

$$S_n = S_{n-3} \oplus S_{n-4}$$

и приема

$$S_{\text{ош}} = S'_n \oplus S'_{n-3} \oplus S_{n-4}$$

Получим, что

$$S = S_n \oplus (S_{n-3} \oplus S_{n-4}) = S_n \oplus S_n = 1$$

Таким образом, принцип обнаружения ошибок в ПСП заключается в следующем: на основании значений предшествующих символов, хранящихся в

триггерных ячейках регистра сдвига, в соответствии с правилом формирования ПОП сумматором  $СМ_1$ , предсказывается значение очередного символа. Предсказанное и действительное значение сравнивается в сумматоре  $СМ_2$  в результате чего обнаруживаются ошибки.

Такая схема обнаружения ошибок имеет тот недостаток, что одиночный ошибочный символ регистрируется обнаружителем как три ошибки; первая, когда этот символ сравнивается с правильно предсказанным значением, вторая и третья, когда значения этого символа используются для предсказания значений последующих символов. Однако этот недостаток окупается простой схемой. Чтобы длительное полное пропадание сигнала на входе обнаружителя фиксировалась как ошибка, а схему регистра сдвига обнаружителя введено устройство выполненное на RC-цепи. устанавливающее в этом случае триггер  $T_4$  в "единицу". При этом ошибка будет фиксироваться в каждой тактовой позиции до тех пор, пока сигнал на входе обнаружителя не появится вновь.

Структурная схема регенератора приведена на рис. 7.

На вход регенератора по соединительному кабелю с выхода приемника поступает линейный цифровой сигнал (ЛЦС) в квазитроичном коде. Форма этого сигнала может быть искажена при передаче и распространении на участке РРЛ, на него могут накладываться шумы. Высокочастотные составляющие этих шумов отфильтровываются с помощью одного из двух ФНЧ ( $\Phi_1$  и  $\Phi_2$ ). Выбор ФНЧ осуществляется переключателем  $S_3$ . Далее сигнал проходит через усилитель ( $У$ ) с трансформаторным выходом. Трансформатор позволяет построить каналы регенерации положительных и отрицательных импульсов по однотипной схеме.

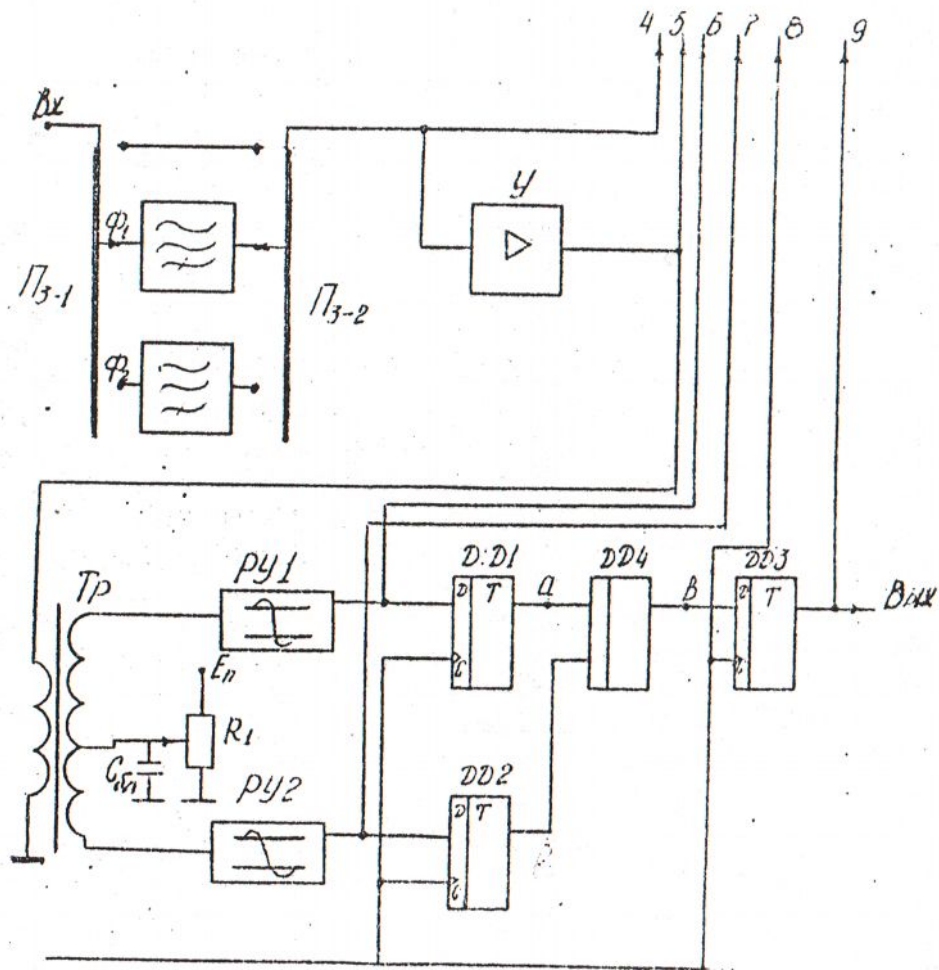


Рис. 7. Структурная схема регенератора

Каждый канал регенерации содержит решающее устройство (двухсторонний ограничитель сигнала), восстанавливающее амплитудные соотношения и триггер для восстановления временных соотношений. Потенциометр  $R_1$  позволяет регулировать уровень срабатывания решающих устройств  $PY_1$  и  $PY_2$ .

Триггеры ДД1 и ДД2 срабатывают по переднему фронту импульсов тактовой частоты, подводимых по входом "С". Состояние триггера определяется потенциалом на входе "Д" в момент действия переднего фронта тактового импульса и сохраняется до прихода переднего фронта следующего импульса независимо от изменения потенциала в промежутки времени между передними фронтами соседних импульсов. Так как фронт тактового импульса имеет очень малую длительность (примерно 10 нс) по сравнению с длительностью одного



символа (примерно 120 нс). то "опрос" состояния решающего устройства ("ноль" или, "единица") осуществляется практически мгновенно. Такой способ регенерации цифрового сигнала получил название "метод стробирования".

Регенерированные с таким образом положительные и отрицательные импульсы объединяются в одну однополярную цифровую последовательность схемой "ИЛИ". Возникающие при этом переходные процессы устраняются с помощью триггера ДДЗ.

Для правильной и помехоустойчивой регенерации ЛЦС фаза напряжения тактового импульса должна быть подобрана таким образом, чтобы "опрос" состояния РУ происходил в тот момент времени; когда напряжение линейного цифрового сигнала не его входе ближе всего к установившемуся значению (достигает максимума при передаче: "единицы" и близко к минимуму при передаче "нуля"). Порог срабатывания обычно устанавливается равным половине амплитуды импульса ЛЦС.

В реальных регенераторах цифровых систем передачи колебания тактовой частоты и напряжения порога РУ обычно формируется из ЛЦС путем его специальной обработки: В лабораторном макете датчик цифрового сигнала и регенератор находится в непосредственной близости друг от друга, поэтому имеется возможность использования одного общего генератора тактовых импульсов. причем, фаза этих импульсов для регенератора может регулироваться переключателем S2 (рис.1).

Временные диаграммы, поясняющие работу регенератора, приведены на рис. 8.

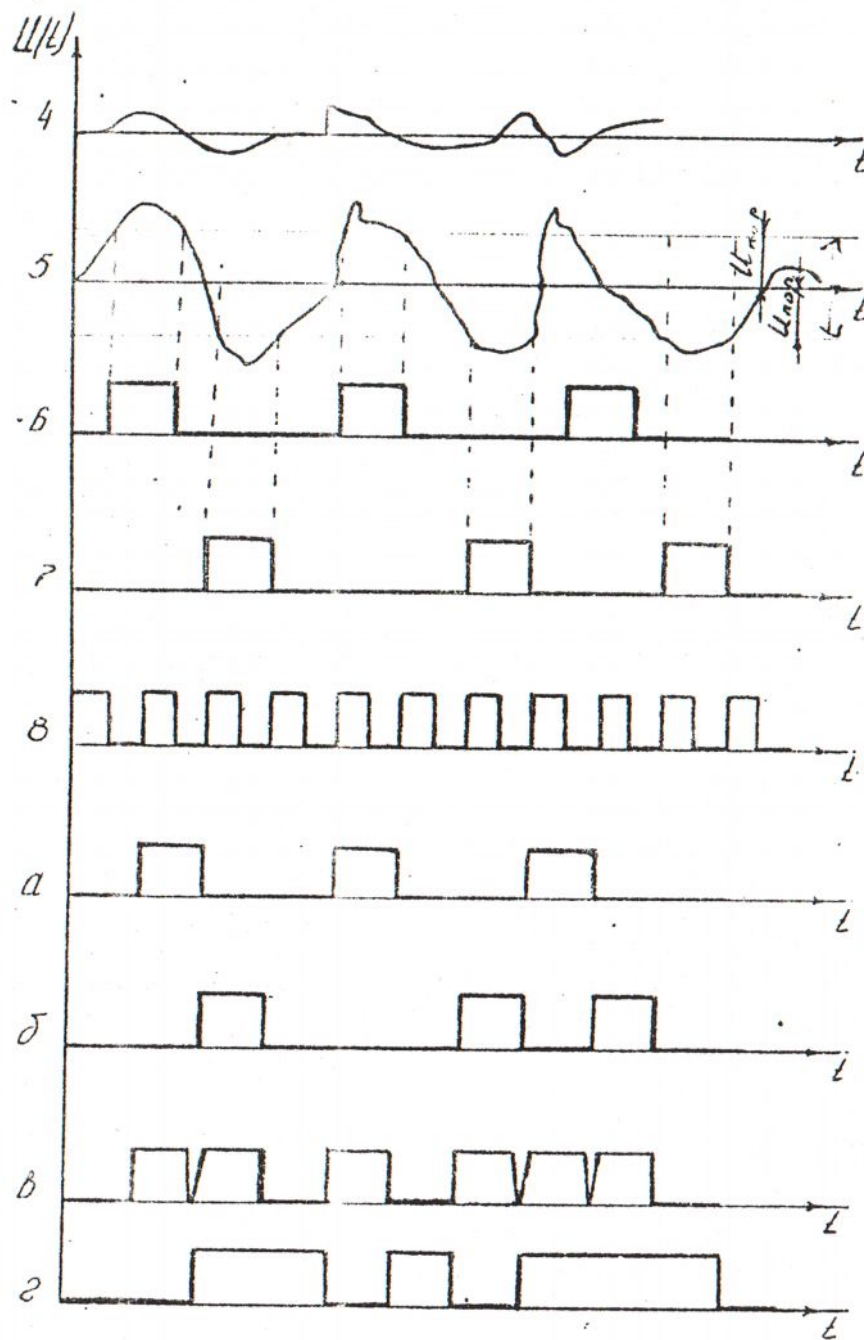


Рис.8 Временные диаграммы напряжений регенератора

## 5. Порядок выполнения работы

1. Включить макет тумблером “сеть” на передней панели.
2. Включить осциллограф, подготовить его к работе согласно инструкции, находящейся на рабочем месте .
3. Установить при помощи аттенюатора  $AT_2$  глубину замираний 6 дБ. На шкале аттенюатора  $AT_1$  установить протяженность интервала 10 км.
4. Установить на макете тумблер  $S_1$  (синхронизация) в первое положение. По осциллограмме импульсов тактовой частоты (переключатель  $S_4$  в 5-м положении) установить скорость развертки луча так чтобы один период сигнала занимал на экране одну клетку. Определить и записать в отчет масштаб развертки .
5. Установить  $S_4$  в первое положение . Записать наблюдаемую ПСП в виде символов “0” и “1”. За начало последовательности принять символ “1”., идущем после сочетания “000”.
6. Зарисовать и объяснить осциллограммы сигнала в точках 1...3 (1...3 положении  $S_4$ ). Все осциллограммы зарисовываются на одном листе миллиметровой бумаги друг под другом в масштабе, определенном выше . Так как при прохождении по тракту сигнал заметно запаздывает, на каждой осциллограмме ручкой “ смещение X ” совмещать начало ПСП с началом развертки.
7. Свидетельством правильной регенерации сигнала служит отсутствие импульса ошибок на выходе обнаружителя ( точка 9 на рис.1 ). Наличие или отсутствие этих импульсов можно определять визуально , наблюдая осциллограмму сигнала в точке 9 . Для этого  $S_4$  следует установить в девятое положение. Отсчет значений порога РУ  $U_n$  производится по шкале ИП .При этом  $S_5$  должен находиться в первом положении. Время задержки (фаза) СИ регулируется переключателем  $S_2$  и определяется следующим образом :  $t_{СИ} = 10 (k - 1)$ , но , где  $k$  –номер положения , в котором находится  $S_2$  .

8. Установить  $S_3$  в положение 2. При этом полоса ФНЧ перед регенератором  $\Delta F=4,25$  МГц.
9. Установить  $S_2$  в первое положение . Порог РУ установить равным нулю . При этом на экране осциллографа должны наблюдаться импульсы ошибок. Постепенно увеличивал поток , добиться пропадания импульсов. Значение  $U_{n \min}$  ,при котором импульсы ошибок появляются вновь , и занести его значению в таблицу .если импульсы ошибок не пропадают при изменении  $U_n$  от 0 до 2 В , то в соответствующих графах таблицы 1 поставить прочерки .
10. Повторить действия по п. 5.9. для всех остальных положений  $S_2$ .
11. На листе миллиметровой бумаги построить графики зависимости  $U_{n \min}$  и  $U_{n \max}$  от  $t_{\text{сн}}$ . Определить оптимальное значение  $t_{\text{сно}}$  , при котором раскрыв глаза  $\Delta U = U_{n \max} - U_{n \min}$  максимален и оптимальное положение порога РУ  $U_{\text{по}} = (U_{n \max} + U_{n \min})/2$  при  $t_{\text{сн}} = t_{\text{сно}}$  .
12. Повторить п. 5.9 ... 5.11 для другого положения  $S_3$  (по указанию преподавателя).

Таблица 1.

$t_{\text{сн}}, \text{нс}$													
$U_n, \text{В}$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	100	$\Delta F=4,25 \text{ МГц}$		
$U_{n \min}$											$t_{\text{сно}} =$		
$U_{n \max}$											$U_{\text{по}} =$		

13. Установить  $S_3$  во второе положение соответствующие ему найденные ранее значения  $t_{\text{сно}}$  и  $U_{\text{по}}$  выставить согласно таблице 1. Наблюдать и объяснять осциллограммы сигналов и точках 4 ... 8 (4 ... 8 положении  $S_4$  ).
14. Зарисовать полученные осциллограммы.
15. Установить новый масштаб развертки осциллографа , равный 20 нс/см. Тумблер  $S_1$  установить во второе положение,  $S_4$  - в четвертое . - в четвертое.
16. Наблюдать и объяснять измерение глаз – диаграмм при изменении полосы пропускания ФНЧ регенератора переключателем  $S_3$  .

17. Наблюдать появление шумов на глаз –диаграммы при увеличении глубины замираний аттенуатором  $AT_2$  . Наблюдать появление импульсов ошибок на обнаружителя ( $S_4$  в девятом положении ) при увеличении глубины замираний .

## **6. Отчет**

Отчет по работе должен содержать:

1. Структурную схему ССС.
2. Осциллограммы сигнала .
3. Результаты измерений в таблицах и графики.

## **7. Контрольные вопросы**

1. Поясните назначение основных элементов структурной схемы интервала ССС и стенда.
2. Что представляет собой сигнал на выходе аппаратуры разделения каналов с ИКМ?
3. С какой целью осуществляется преобразование двоичного ЛЦС в квазитройный ?
4. Какая скорость передачи соответствует одному каналу ТЧ?
5. Как определить номинальную скорость передачи для аппаратуры ИКМ-30 и ИКМ -120?
6. В чем заключается преимущества и недостатки цифровых систем передачи по сравнению с аналоговым?
7. Каково назначение ФНЧ на рис. 7. Как следует выбирать его полосу пропускания?
8. Из каких соображений выбирается порог РУ и фаза СИ в регенераторе?