

Министерство образования Республики Беларусь  
Учреждение образования  
«Белорусский государственный университет  
информатики и радиоэлектроники»

Кафедра систем телекоммуникаций

**Ю.А. Божкова, Н.В. Гайдукова, Н.В. Тарченко**

## ***Цифровые системы передачи***

Методическое пособие к курсовому проектированию  
по дисциплине  
«Многоканальные системы передачи»  
для студентов специальности  
45 01 01 «Многоканальные системы телекоммуникаций»  
дневной и заочной форм обучения

Минск 2004

УДК 621.391:621.395 (075.8)  
ББК 32.811.3 я 73  
Б 76

**Р е ц е н з е н т:**  
доцент кафедры сетей и устройств телекоммуникаций БГУИР,  
канд. техн. наук И.И. Черная

**Божкова Ю.А.**

Б 76 Цифровые системы передачи: Метод. пособие к курсовому проектированию по дисц. «Многоканальные системы передачи» для студ. спец. 45 01 01 «Многоканальные системы телекоммуникаций» дневн. и заочной форм обуч./ Ю.А. Божкова, Н.В.Гайдукова, Н.В. Тарченко. - Мн.: БГУИР, 2004.-40 с: ил.  
ISBN 985-444-605-0

Приведены исходные данные для курсового проектирования цифровой системы передачи по курсу "Многоканальные системы передачи" и методические указания по разработке структурной схемы аппаратуры оконечной станции ЦСП, разработке важнейших узлов аппаратуры и расчету их параметров.

**УДК 621.391:621.395 (075.8)**  
**ББК 32.811.3 я 73**

**ISBN 985-444-605-0**

© Божкова Ю.А., Гайдукова Н.В.,  
Тарченко Н.В., 2004  
© БГУИР, 2004

## СОДЕРЖАНИЕ

Список принятых сокращений .....	
Введение .....	5
1 Содержание и оформление расчетно-пояснительной записки .....	6
2 Содержание технического задания на курсовой проект .....	7
3 Методические указания по выполнению курсового проекта .....	8
3.1 Проектирование блока аналого-цифрового преобразования .....	8
3.1.1 Выбор частоты дискретизации .....	8
3.1.2 Синтез шкалы нелинейного квантования .....	11
3.1.3 Расчет защищенности от шумов квантования для испытательного сигнала .....	17
3.1.4 Расчет разрядности кодовой комбинации .....	18
3.2 Разработка структуры цикла первичного цифрового сигнала .....	19
3.2.1 <b>СОСТАВ И ВРЕМЕННЫЕ ПАРАМЕТРЫ ЦИКЛА ПЕРВИЧНОГО ЦИФРОВОГО     СИГНАЛА</b> .....	19
3.2.2 Выбор структуры сигнала цикловой синхронизации .....	21
3.3 Разработка структуры цикла вторичного цифрового сигнала .....	30
3.4 Структурная схема аппаратуры оконечной станции .....	36
3.5 Структурная схема генераторного оборудования .....	37
Литература .....	38
Приложение А .....	40
Приложение Б .....	1

## Список принятых сокращений

АИМ -	амплитудно-импульсная модуляция
АЦП -	аналого-цифровое преобразование
БЦС -	блок цифрового сопряжения
ВЦС -	вторичный цифровой сигнал
ГО -	генераторное оборудование
ДСС -	двустороннее согласование скоростей
ЗУ -	запоминающее устройство
ИКМ -	импульсно-кодовая модуляция
КИ -	канальный интервал
ЛСС -	ложный синхросигнал
ПрСС -	приемник синхросигнала
ПСС -	положительное согласование скоростей
ПЦС -	первичный цифровой сигнал
РИ -	разрядный интервал
СО -	синхронное объединение
СУВ -	сигналы управления и взаимодействия
СЦСС	сверхцикловой синхросигнал
ТЗ -	техническое задание
ФАПЧ -	фазовая автоподстройка частоты
ФНЧ -	фильтр низких частот
ЦАП -	цифроаналоговое преобразование
ЦСП -	цифровая система передачи
ЦСС -	цикловой синхросигнал

## Введение

Современный уровень развития телекоммуникаций требует от квалифицированного инженера знаний основных принципов построения цифровых систем передачи (ЦСП). Обусловлено это тем, что на сетях телекоммуникаций используются именно ЦСП как наиболее перспективные и обладающие целым рядом достоинств, а именно: высокой помехоустойчивостью, возможностью регенерации цифрового сигнала, отсутствием накопления помех в линейном тракте и т.д. Одновременное введение в эксплуатацию цифровых систем передачи и цифровых систем коммутации позволяет создавать интегральные цифровые сети. Цифровая форма представления сигналов позволяет применять современные схемотехнические решения и методы обработки, а использование в качестве линии связи волоконно-оптических кабелей, обладающих огромной пропускной способностью, решает, в целом, проблему расширения полосы частот (что является основным недостатком ЦСП).

Внедрение ЦСП желательно и с точки зрения пользователей, поскольку цифровая сеть позволяет передавать информацию с высоким качеством и предоставляет целый ряд дополнительных услуг своим клиентам.

Повсеместное использование ЦСП требует наличия специалистов, компетентных в вопросах проектирования и эксплуатации таких систем. В связи с этим студентам факультета телекоммуникаций предлагается теоретический курс "Многоканальные системы телекоммуникаций", освещающий все основные теоретические вопросы в области построения цифровых систем передачи, и цикл лабораторных занятий, позволяющий детально ознакомиться с некоторыми узлами такой аппаратуры и приобрести определенные навыки в ее эксплуатации. Однако в полной мере овладеть знаниями в области ЦСП можно, только самостоятельно разработав такую систему. Вот почему закономерным является написание курсового проекта по проектированию цифровой системы передачи. Немаловажным является и то, что при разработке такого проекта студент может не только уяснить основные моменты, но и вникнуть в некоторые тонкости построения ЦСП, на которых нет возможности остановиться при изучении теоретического курса.

Проект предполагает разработку структурной схемы и расчет параметров нестандартной (не подпадающей под рекомендации МСЭ-Т) цифровой системы передачи, чтобы предотвратить переписывание параметров регламентированных систем из справочной и учебной литературы.

Методическое пособие содержит сведения об основных параметрах цифрового сигнала, временной синхронизации и

группообразовании в ЦСП, а также указания на то, какие расчеты и в каком порядке должны быть выполнены в курсовом проекте.

## **1 Содержание и оформление расчетно-пояснительной записки**

Содержание расчетно-пояснительной записки определяется характером технического задания, однако несмотря на разнообразие проектируемых ЦСП, каждая пояснительная записка должна содержать следующие разделы и подразделы:

Титульный лист

Задание на КП на бланке

Содержание

Введение

1. Проектирование блока аналого-цифрового преобразования.
2. Разработка структуры цикла первичного цифрового сигнала при синхронном объединении цифровых сигналов.
3. Разработка структуры цикла вторичного цифрового сигнала при заданном способе объединения.
4. Разработка структурной схемы и расчет основных параметров генераторного оборудования ЦСП.
5. Разработка структурной схемы оконечного оборудования ЦСП, назначение и характеристики основных функциональных блоков.

Заключение

Литература

Приложения. Структурные схемы оконечного оборудования ЦСП и структуры циклов первичного и вторичного цифровых сигналов.

Задание на курсовое проектирование является документом, без которого пояснительная записка на проверку не принимается.

Во введении указывается назначение, особенности и возможная область применения проектируемой цифровой системы передачи.

Проектирование ЦСП целесообразно выполнять согласно методике, изложенной в разделе 3 методического пособия. Допускается использование других возможных методик с обязательным указанием источников, из которых они заимствованы.

Текст пояснительной записки следует разбить на разделы, снабженные заголовками. Страницы должны быть пронумерованы и иметь поля шириной 20...25 мм. Текст пояснительной записки должен быть изложен литературным языком, без сокращений, кроме общеупотребительных.

Формулы, по которым ведется расчет, должны быть приведены в тексте полностью, с объяснением буквенных обозначений. Если

использованы формулы из другого пособия, то обязательна ссылка на источник. Численные значения при расчете подставляются в основных единицах измерения СИ. Окончательный результат дается с указанием размерности.

Структурные схемы ЦСП и ее основных функциональных блоков, приводимые в пояснительной записке, выполняются в соответствии с требованиями ГОСТов [2...8].

Оформление пояснительной записки (нумерация листов, разделов, подразделов, математических формул, графическое оформление рисунков) выполняется в соответствии с требованиями, изложенными в [1].

Графическая часть проекта выполняется на листах формата А3 и А4 и должна содержать:

- структурную схему оборудования передачи оконечной станции ЦСП;
- структурную схему оборудования приема оконечной станции ЦСП;
- структурную схему генераторного оборудования ЦСП;
- структуры циклов первичного и вторичного цифровых сигналов.

Чертежи принципиальной электрической схемы в курсовом проекте выполняются в соответствии с требованиями ГОСТов [2...8]. На всех чертежах должны быть соответствующие штампы. Для первого листа используется полный штамп, для последующих может быть использован упрощенный вариант штампа.

## 2 Содержание технического задания на курсовой проект

В ходе курсового проектирования студент должен разработать структурную схему и рассчитать основные параметры оборудования оконечной станции цифровой системы передачи. Оборудование передачи ЦСП должно иметь блок аналого-цифрового преобразования (АЦП) речевого сигнала и две ступени временного группообразования. Оборудование приема ЦСП должно производить соответствующие обратные преобразования сигналов: демультиплексирование вторичного и первичного цифровых сигналов и цифроаналоговое преобразование (ЦАП) информационного речевого сигнала.

При формировании первичного цифрового сигнала используется синхронное объединение цифровых сигналов с выхода АЦП, при формировании вторичного цифрового сигнала используется метод объединения, заданный в техническом задании (ТЗ). Количество каналов, объединяемых на каждой ступени группообразования, выбирается исходя из общей емкости информационных каналов.

Задание на проектирование содержит следующие пункты:

- эффективно передаваемая полоса частот  $f_1...f_2$ , кГц;

- количество объединяемых каналов передачи с заданной полосой эффективно передаваемых частот  $N$ ;
- метод объединения первичных цифровых сигналов во вторичный:
  - ПСС – асинхронное с положительным согласованием скоростей;
  - ДСС – асинхронное с двусторонним согласованием скоростей;
  - СО – синхронное объединение;
- минимальное значение защищенности сигнала от искажений квантования на выходе канала, дБ;
- ширина полосы расфилтровки фильтров, используемых в АЦП и ЦАП;
- среднеквадратическое отклонение уровней абонентов, дБ;
- пик-фактор речевого сигнала, дБ;
- относительная нестабильность частот задающих генераторов первичного и вторичного сигналов при асинхронном объединении,  $\times 10^{-6}$ ;
- среднее время восстановления циклового синхронизма для первичного цифрового сигнала, мс, не более.

Численные значения указанных величин представлены в приложении А.

*Следует помнить, что все расчеты и графики в пояснительной записке должны сопровождаться обстоятельными пояснениями и выводами.*

При защите курсового проекта студент должен уметь объяснить ход выполнения расчетов, смысл символов, входящих в расчетные формулы, обосновать правильность принятых технических решений.

### **3 Методические указания по выполнению курсового проекта**

#### **3.1 Проектирование блока аналого-цифрового преобразования**

##### **3.1.1 Выбор частоты дискретизации**

В первом разделе курсового проекта необходимо произвести расчет параметров аналого-цифрового преобразователя для формирования цифрового сигнала одного абонента и разработать структурную схему блока АЦП. При написании данного раздела целесообразно пользоваться литературой [9, 10, 11, 13].

Блок АЦП включает устройства, осуществляющие аналого-цифровое преобразование сигнала в направлении передачи и цифро-аналоговое преобразование в направлении приема.



Дискретизация по времени является первым этапом преобразования речевого сигнала в цифровую форму. Согласно теореме В.А. Котельникова, дискретизированный по времени сигнал может быть однозначно восстановлен на приеме, если выполняется условие

$$f_d \geq 2f_2, \quad (1)$$

где  $f_d$  – частота дискретизации, Гц;  
 $f_2$  – верхняя граничная частота спектра исходного сигнала, Гц.

При выполнении указанного условия спектр исходного сигнала не перекрывается с боковыми спектральными составляющими при частоте дискретизации  $f_d$  и ее гармониках.

Частота дискретизации выбирается исходя из двух условий: возможности восстановления сигнала на приемной стороне в соответствии с теоремой Котельникова и простоты технической реализации фильтра низких частот (ФНЧ) на приемной стороне при детектировании сигнала.

При выборе частоты дискретизации необходимо учитывать защитный интервал между спектральными составляющими исходного сигнала и ближайшими к ним составляющими боковых полос, который не должен быть меньше ширины полосы расфильтровки фильтров, используемых в АЦП и ЦАП и заданных в ТЗ.

Обобщенная структурная схема канального блока АЦП представлена на рисунке 1.

Для проверки правильности выбора частоты дискретизации в пояснительной записке необходимо привести спектр сигнала на выходе модулятора АИМ-1 (см. рисунок 1) при условии, что на его вход подается сигнал, являющийся суммой трех гармонических составляющих с частотами  $f_1$ ,  $f_2$ ,  $(f_1+f_2)/2$ , где  $f_1$ ,  $f_2$  – соответствуют нижней и верхней частотам передаваемого сигнала.

Поскольку ограниченный по времени сигнал имеет бесконечный спектр, исходный речевой сигнал  $U_c(t)$  фильтруют, пропуская через фильтр низких частот с частотой среза  $f_2$ . Амплитудно-импульсный модулятор (АИМ) представляет собой ключ, осуществляющий перемножение исходного речевого сигнала с дискретизирующей последовательностью прямоугольных импульсов  $U_d(t)$ . Спектр дискретизированного сигнала, являющегося произведением двух сигналов (информационного и дискретизирующего), есть свертка спектров этих сигналов. Поскольку в спектре дискретизированного сигнала содержится спектр исходного сигнала, то восстановление аналогового сигнала подразумевает обычную фильтрацию. Частота среза приемного фильтра низких частот (ФНЧ) полагается равной  $f_2$ .

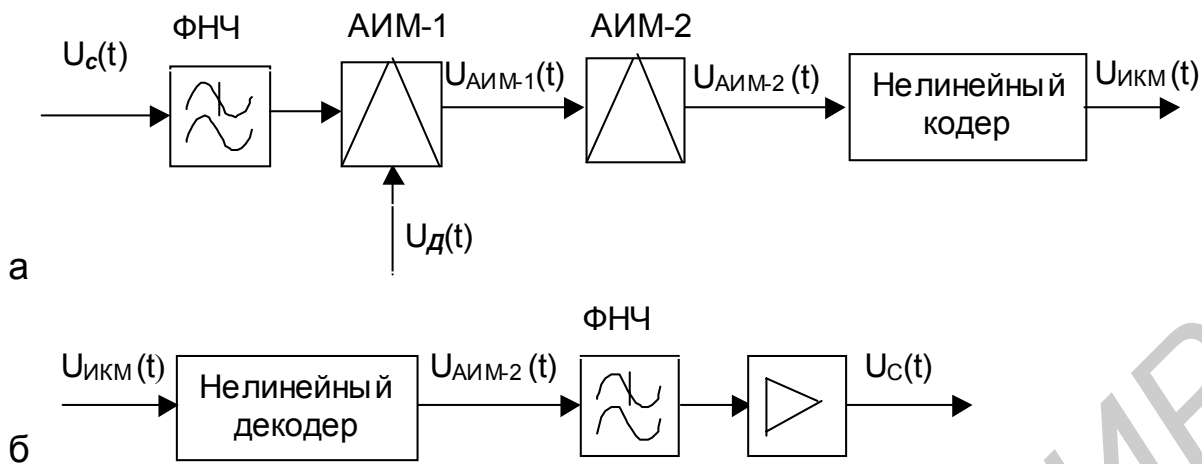


Рисунок 1 - Обобщенная структурная схема канальных АЦП (а) и ЦАП (б)

Отметим также тот факт, что на выходе модулятора АИМ-1 формируется сигнал с амплитудно-импульсной модуляцией первого рода, у которого амплитуда импульсов в пределах их длительности изменяется в соответствии с мгновенными значениями модулирующего сигнала  $U_c(t)$ .

При амплитудно-импульсной модуляции второго рода (АИМ-2) амплитуда каждого отсчета в пределах его длительности неизменна и равна значению модулирующего сигнала в момент начала отсчета. Преобразование сигнала из АИМ-1 в АИМ-2 необходимо для правильной работы кодера, который выполняет операции квантования по уровню и кодирования.

Сущность квантования состоит в замене реальной амплитуды импульса значением ближайшего к ней уровня квантования. Разность между двумя соседними разрешенными уровнями квантования называется шагом квантования. Разность между истинным значением отсчета сигнала и его квантованным значением является ошибкой квантования, которая количественно оценивается мощностью шумов квантования. Каждому уровню квантования ставится в соответствие определенная кодовая комбинация, которая и передается. Если бы на кодер поступал сигнал в виде АИМ-1, то при значительном изменении во времени мгновенных значений напряжения исходного сигнала возникала бы ситуация, когда один импульс дискретного сигнала можно было бы соотнести сразу с несколькими уровнями квантования, и правильная работа кодера была бы невозможна.

### 3.1.2 Синтез шкалы нелинейного квантования

Проектирование блока аналого-цифрового преобразования включает в себя синтез шкалы нелинейного квантования, при которой обеспечивается заданная защищенность от шумов квантования при использовании А-закона компрессии. Синтез шкалы квантования заключается в выборе количества сегментов квантования и количества уровней квантования в пределах сегмента.

Не касаясь вопросов классификации и конкретной реализации кодеров, которые рассматриваются практически в каждом учебном издании [10, 11, 13, 17], обратимся к общим теоретическим положениям, которыми необходимо руководствоваться при выборе характеристики квантования.

При расчете шумов квантования следует принять, что плотность распределения вероятностей мгновенных значений напряжения  $U_c(t)$  речевого сигнала  $i$ -го абонента описывается экспоненциальным законом:

$$\omega_i(U) = \frac{1}{\sqrt{2}U_{\partial i}} e^{-\frac{U|\sqrt{2}}{U_{\partial i}}}, \quad (2)$$

где  $U_{\partial i}$  – действующее значение напряжения сигнала  $i$ -го абонента;  
 $U$  – мгновенное значение напряжения сигнала.

В силу того, что абоненты, как правило, находятся в разных условиях, уровень мощности речевого сигнала в активном канале подчиняется нормальному закону распределения:

$$\omega(p) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi \cdot \sigma}} \cdot \exp\left(-\frac{(p - p_{cp})^2}{2 \cdot \sigma^2}\right), \quad (3)$$

где  $p$  – уровень сигнала абонента, дБ;  
 $p_{cp}$  – уровень сигнала среднего абонента, дБ;  
 $\sigma^2$  – дисперсия уровней сигналов различных абонентов;  
 $\sigma$  – среднеквадратическое отклонение уровней абонентов, дБ.

Уровни сильного ( $p_{сил}$ ) и слабого ( $p_{сл}$ ) абонентов определяются по правилу «трех сигм». С вероятностью 99,7% можно утверждать, что уровень сигнала произвольного абонента попадает в диапазон  $p_{сл} \dots p_{сил}$ .

При расчете уровней абонентов следует помнить следующие соотношения:

- пик-фактор речевого сигнала одинаков для абонентов с разным средним уровнем сигнала и пропорционален логарифму отношения пикового напряжения сигнала к его действующему напряжению, ДБ,

$$k_{\pi} = 20 \lg(U_{\text{пик}}/U_{\text{д}});$$

- уровень средней мощности "сильного" абонента (с максимальной амплитудой сигнала) равен:

$$p_{\text{сил}} = p_{\text{ср}} + 3\sigma;$$

- уровень пиковой мощности "сильного" абонента, ДБ,

$$p_{\text{п.сил}} = p_{\text{сил}} + k_{\pi} = p_{\text{ср}} + 3\sigma + k_{\pi},$$

- уровень средней мощности "слабого" абонента (с минимальной амплитудой сигнала), ДБ,

$$p_{\text{сл}} = p_{\text{ср}} - 3\sigma.$$

Напряжение ограничения при нелинейном квантовании выбирается равным пиковому напряжению "сильного" абонента, пик-фактор сигнала, как уже отмечалось, одинаков для сигналов всех абонентов.

Графическое изображение законов распределения вероятностей в соответствии с (2) и (3) представлено на рисунке 2.

Учитывая, что пик-фактор индивидуального речевого сигнала примерно одинаков для всех абонентов и составляет порядка 12...15 дБ, а среднее квадратическое отклонение уровней абонентов лежит в пределах 4,5...6 дБ, динамический диапазон нелинейного кодера должен быть не менее  $6\sigma + k_{\pi} = 38...51$  дБ.

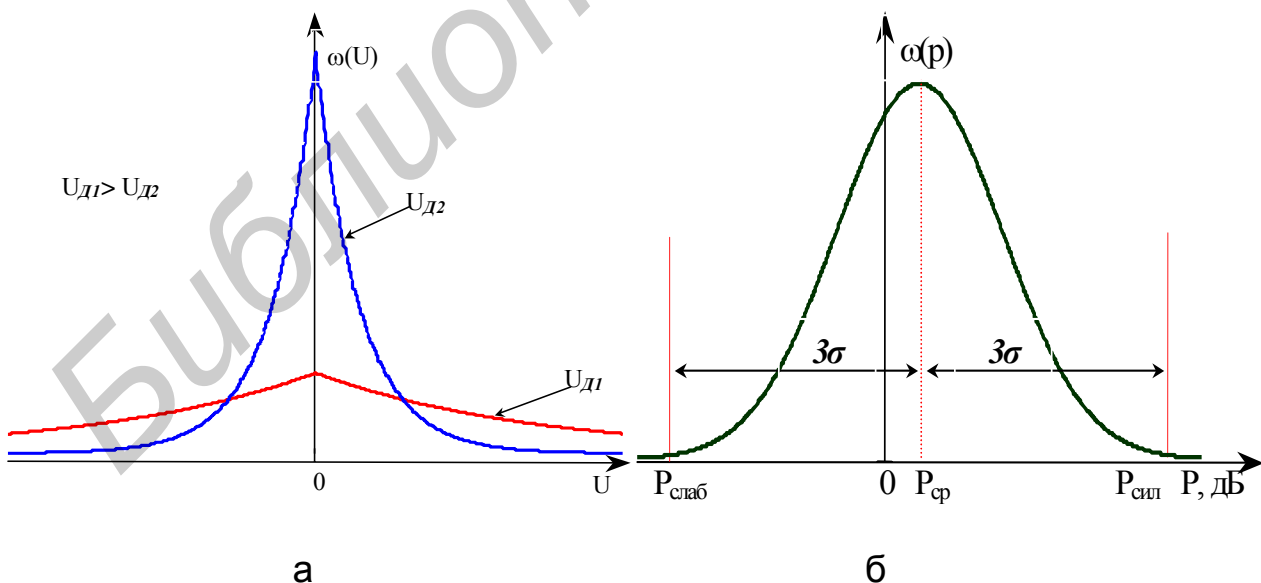


Рисунок 2 - Законы распределения вероятностей мгновенных значений напряжения сигналов двух абонентов (а) и уровней различных абонентов (б)

Мощность шумов квантования напрямую зависит от шага квантования. При линейном квантовании шаг постоянен, и сильные абоненты имеют значительный запас по защищенности по сравнению со слабыми абонентами. Отсюда логически следует, что для сильных абонентов запас по защищенности можно «обменять» на уменьшение количества уровней квантования (увеличение шага квантования). Защищенность для всех абонентов при этом получится практически равномерной, а количество разрядов кодовой комбинации сократится. Такой подход был реализован в кодерах с нелинейной шкалой квантования (компрессии), нашедших широкое применение на практике.

Абсолютно равномерную защищенность от шумов квантования для сигналов с различным уровнем позволяет получить оптимальный закон компрессии, который технически нереализуем. Поэтому на практике используются квазиоптимальные законы компрессии, к которым относится и А-закон. Нормированная характеристика компрессии для А-закона описывается выражением

$$y(x) = \begin{cases} \frac{A \cdot |x|}{1 + \ln(A)} & 0 \leq |x| \leq \frac{1}{A}, \\ \frac{1 + \ln(A \cdot |x|)}{1 + \ln(A)} & \frac{1}{A} \leq |x| \leq 1, \end{cases} \quad (4)$$

где  $x = U/U_{\text{огр}}$  – относительное значение напряжения сигнала на входе кодера;

$y = U_{\text{вых}}/U_{\text{огр}}$  – относительное значение напряжения сигнала на выходе кодера,  $0 \leq y \leq 1$ ;

$U_{\text{огр}}$  – напряжение ограничения кодера, которое на практике принимают равным пиковому значению напряжения сильного абонента;

$U$  – абсолютное значение напряжения сигнала на входе кодера;

$U_{\text{вых}}$  – абсолютное значение напряжения сигнала на выходе кодера.

При практической реализации кодера непрерывная характеристика компрессии (4) заменяется кусочно-линейной аппроксимацией: область характеристики квантования, соответствующая сигналам положительной полярности, разбивается на  $n$  сегментов, внутри которых шаг квантования остается постоянным, а при переходе от сегмента к сегменту изменяется в 2 раза. Каждый сегмент содержит  $N$  уровней квантования. На границах сегментов значения кусочно-линейной функции совпадают со значениями непрерывной функции (4). Сегмент с минимальным шагом квантования имеет номер 1, сегмент с максимальным шагом квантования – номер  $n$ .

Аналогичным образом строится характеристика компрессии для отрицательной области значений входного сигнала.

В соответствии с указанным алгоритмом относительные координаты верхней границы  $i$ -го сегмента  $(x_i; y_i)$  равны

$$x_i = 2^{i-n}, \quad y_i = i/n, \quad (5)$$

где  $i = 1 \dots n$ .

Относительные координаты нижней границы  $i$ -го сегмента совпадают с относительными координатами верхней границы  $(i-1)$ -го сегмента. Для первого сегмента относительные координаты нижней границы равны нулю.

Очевидно, что для перехода к абсолютным значениям напряжения относительные параметры  $x_i$  и  $y_i$  следует умножить на  $U_{огр}$ .

Нормированное значение шага квантования в пределах  $i$ -го сегмента определяется выражением

$$\delta_i = (x_i - x_{i-1})/N = 2^{i-1} / (2^n N),$$

(6)

где  $i = 2 \dots n$ .

Нормированное значение шага квантования в первом сегменте определяется как

$$\delta_1 = x_1/N. \quad (7)$$

Для перехода к абсолютным значениям шага квантования необходимо нормированные значения умножить на  $U_{огр}$ .

$$\Delta_i = U_{огр} \delta_i.$$

На рисунке 3 представлена огибающая нормированной сегментной характеристики для А-закона компрессии, на рисунке 4 - ступенчатая структура амплитудной характеристики квантования для двух соседних сегментов.

Отметим, что для А-закона кусочно-ломаная аппроксимация характеристики квантования в первых двух сегментах имеет одинаковую крутизну, в дальнейшем при переходе от сегмента к сегменту крутизна уменьшается вдвое.

Количество сегментов  $n$  и количество уровней квантования внутри сегмента  $N$  должны быть такими, чтобы для сигнала, уровень которого находится в пределах  $p_{сл} \dots p_{сил}$ , полученная характеристика квантования обеспечивала защищенность от шумов квантования не менее номинальной, заданной в техническом задании.

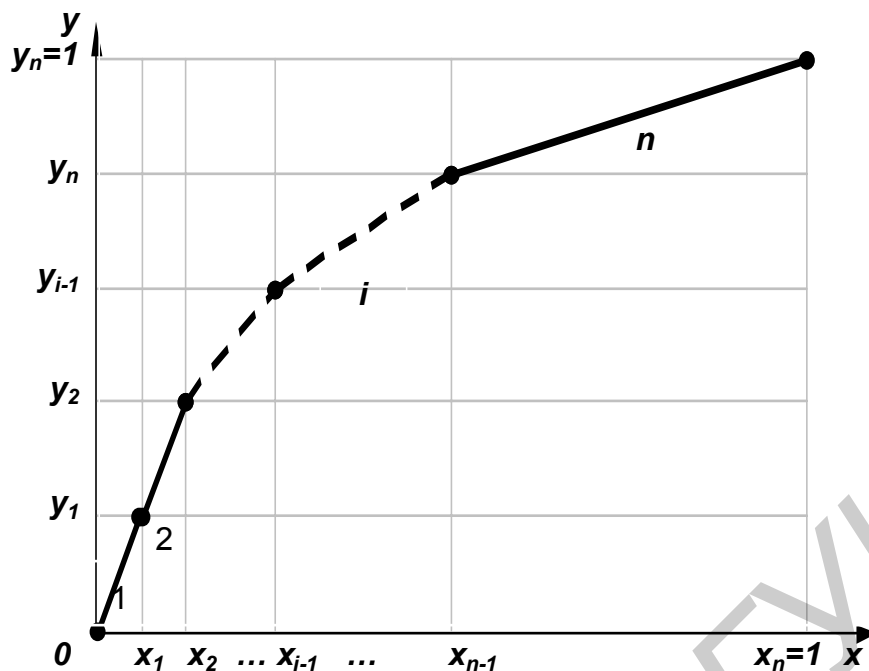


Рисунок 3 – Кусочно-ломаная аппроксимация нелинейной характеристики А-закона компрессии

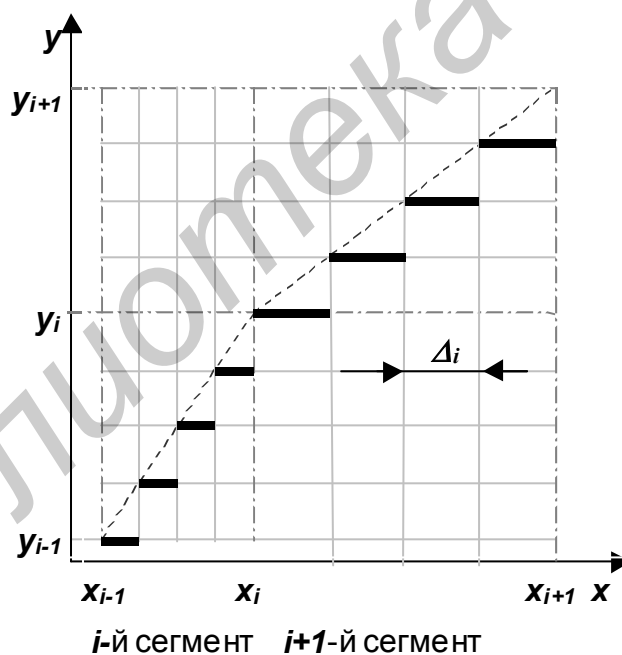


Рисунок 4 – Характеристика квантования для двух соседних сегментов при нелинейном квантовании

По определению, защищенность от шумов квантования есть отношение мощности сигнала к мощности шума квантования, выраженное в децибелах (или в разгах) в определенной точке тракта:

$$A_{\text{заш}} = 10 \lg(P_c / P_{\text{ш.кв}}) = 20 \lg(U_d / \xi_{\text{ш.кв}}), \quad (8)$$

где  $P_c$ ,  $P_{\text{ш.кв}}$  – мощности сигнала и шума квантования соответственно, Вт;

$U_d$ ,  $\xi_{\text{ш.кв}}$  – действующие значения напряжения сигнала и напряжения шумов квантования на одном и том же сопротивлении.

При нелинейном квантовании мощность шума квантования в  $i$ -м сегменте на сопротивлении 1 Ом определится как

$$\xi_{\text{ш.кв.}i}^2 = \frac{\Delta_i^2}{12} \cdot p_i, \quad (9)$$

где  $\Delta_i$  – напряжение шага квантования в пределах  $i$ -го сегмента;

$p_i$  – вероятность попадания мгновенных значений напряжения сигнала в пределы  $i$ -го сегмента.

Зная плотность распределения мгновенных значений напряжения речевого сигнала (2), вероятность попадания мгновенных значений сигнала в  $i$ -й сегмент можно определить как

$$p_i = \int_{U_{i-1}}^{U_i} \omega(U) dU, \quad (10)$$

где  $U_i$ ,  $U_{i-1}$  – верхняя и нижняя границы  $i$ -го сегмента, В.

Как известно, при использовании квазиоптимальных законов компрессии не обеспечивается одинаковая защищенность от шумов квантования для всех абонентов. Поэтому количество сегментов  $n$  и количество уровней квантования в пределах сегмента  $N$  должны быть такими, чтобы защищенность от шумов квантования для сигнала слабого абонента превышала величину защищенности, заданную в ТЗ:  $A_{\text{заш.сл}} \geq A_{\text{заш}}$ . Следует помнить, что напряжение ограничения кодера выбирается равным пиковому напряжению сильного абонента.

Определение параметров  $n$  и  $N$  производится графоаналитическим путем с помощью зависимости вида  $A_{\text{заш}} = \varphi(n, N, k_{\text{п}}, \sigma)$ .

Функция  $A_{\text{заш}} = \varphi(n, N, k_{\text{п}}, \sigma)$  выводится студентом на основе выражений (2,5,6,7,8,9,10). В пояснительной записке должен быть приведен ее вывод и построено семейство графиков, отражающих изменение защищенности  $A_{\text{заш}}$  в зависимости от количества сегментов



$n$  для различных значений уровней квантования  $N$  при заданных значениях пик-фактора  $k_{\Pi}$  и среднего квадратического отклонения  $\sigma$ .

При выборе значений  $n$  и  $N$  руководствуются следующими положениями:

1) защищенность от шумов квантования для выбранных значений  $n$  и  $N$  должна быть не менее заданной в техническом задании;

2) значения  $n$  и  $N$  должны обеспечивать минимально возможное число разрядов кодовой комбинации, т.е. произведение  $n \cdot N$  должно быть минимальным;

3) значения  $n$  и  $N$  должны представляться как некоторые числа  $2^k$ , где  $k$  – целое число (это требование не является обязательным).

Для выбранных значений  $n$  и  $N$  необходимо рассчитать значение коэффициента компрессии  $A$  и построить нормированную сегментную характеристику компрессии по аналогии с рисунком 3. Значение  $A$  рассчитывается из (4) в точке, соответствующей верхней границе первого сегмента.

### 3.1.3 Расчет защищенности от шумов квантования для испытательного сигнала

Расчет защищенности от шумов квантования и ограничения на выходе канала ЦСП для испытательного сигнала рекомендуется проводить по следующей методике:

1. Указать значения количества сегментов и количества уровней квантования в пределах сегмента, рассчитать динамический диапазон кодера.

2. Рассчитать нормированные значения границ сегментов и шагов квантования в сегментах.

3. Считать, что на вход цифрового канала тональной частоты подается испытательный сигнал частотой 1 кГц; амплитуда этого испытательного сигнала изменяется в пределах  $U_{\text{мсл}} \dots U_{\text{тсил}}$  ( $U_{\text{тсил}} = U_{\text{огр}}$ ), соответствующих динамическому диапазону кодера.

4. Принять, что для испытательного сигнала с произвольным уровнем пик-фактор равен пик-фактору речевого сигнала, заданному в ТЗ, вероятность попадания мгновенных значений сигнала в каждый из прорабатываемых сегментов – одинаковая.

5. Учитывая, что мощность шумов квантования зависит от амплитуды испытательного сигнала (мгновенные значения сигнала заданной амплитуды могут попадать не во все сегменты амплитудной характеристики), вывести зависимость между количеством прорабатываемых сегментов  $k$  и уровнем сигнала  $p_c$  (в децибелах), поступающего на вход цифрового канала -  $k(p_c)$ ;

6. Вывести зависимость между уровнем сигнала (в децибелах), поступающего на вход цифрового канала, и вероятностью попадания мгновенных значений  $p_i$  испытательного сигнала в тот или иной сегмент;

7. При расчете мощности шумов квантования следует учитывать мощность шумов квантования во всех  $k(p_c)$  сегментах.

$$\xi_{ш.кв}^2(p_c) = 2 \cdot \sum_{i=1}^{k_m(p_c)} \xi_{ш.кв.i}^2, \quad (11)$$

где  $k_m(p_c)$  – максимальный номер сегмента, в который попадают мгновенные значения сигнала с уровнем  $p_c$ .

8. Рассчитать защищенность от шумов квантования для испытательного сигнала с уровнем  $p_c$ .

$$A_{защ} = 10 \log \left( \frac{P_c}{P_{ш.кв}} \right) = 10 \log \left( \frac{U_D^2}{\xi_{ш.кв}^2(p_c)} \right), \quad (12)$$

где  $U_D$  – действующее напряжение сигнала с уровнем  $p_c$ .

9. Построить график изменения защищенности от шумов квантования в зависимости от уровня входного испытательного сигнала  $p_c$  и объяснить его поведение, на этом же графике отметить номинальную защищенность от шумов квантования.

### 3.1.4 Расчет разрядности кодовой комбинации

В пояснительной записке необходимо рассчитать разрядность кодовой комбинации и определить вид кодовой комбинации для сигналов с амплитудами

$$U_1 = 0, k_1 k_2 U_{ОГР} \text{ и } U_2 = -0, 0 k_2 k_1 U_{ОГР},$$

где  $k_1, k_2$  – цифры номера варианта курсового проекта.

Как уже отмечалось выше, каждому уровню квантования ставится в соответствие определенная кодовая комбинация, состоящая из  $m$  бит. Так как для кодирования двуполярных сигналов, к которым относится речевой сигнал, используется симметричное кодирование, кодовая группа имеет структуру, показанную на рисунке 5, и содержит:

- первый бит для кодирования полярности сигнала;
- $p_1$  бит для кодирования номера сегмента;

- $p_2$  бит для кодирования номера уровня квантования в пределах сегмента.

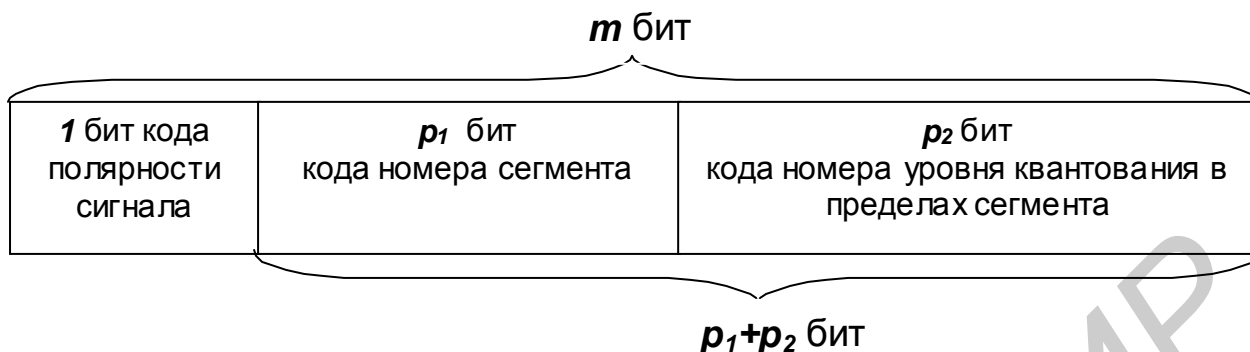


Рисунок 5 - Структура кодовой комбинации при нелинейном кодировании

Разрядность кодовой комбинации при ИКМ для выбранных значений  $n$  и  $N$  равна

$$m = 1 + p_1 + p_2 = 1 + \lceil \log_2 n \rceil + \lceil \log_2 N \rceil, \quad (13)$$

где  $\lceil x \rceil$  - округление до большего целого числа.

В соответствии с выбранной частотой дискретизации и рассчитанной разрядностью кодовой группы  $m$  тактовая частота ИКМ сигнала, соответствующая передаче одного речевого сообщения, определяется выражением

$$B = m f_d, \text{ бит/с.} \quad (14)$$

В этом же разделе необходимо разработать и описать структурную схему АЦП и ЦАП, в том числе нелинейных кодера и декодера с указанием основных и дополнительных эталонных сигналов [9, 10, 11, 12, 13].

### 3.2 Разработка структуры цикла первичного цифрового сигнала

#### 3.2.1 Состав и временные параметры цикла первичного цифрового сигнала

В соответствии с общей информационной емкостью ЦСП  $N_\Sigma$ , заданной в ТЗ, распределяется количество каналов, подлежащих

объединению на первичной ( $n_1$ ) и вторичной ( $n_2$ ) ступенях временного группообразования. При этом  $n_1 \cdot n_2 = N_{\Sigma}$ .

Желательно, чтобы количество каналов  $n_1$ , объединяемых на первичной ступени временного группообразования, лежало в пределах 20...35 каналов.

При формировании первичного цифрового сигнала (ПЦС) используется синхронный метод объединения. Под циклом ПЦС понимается интервал времени, в течение которого передаются кодовые комбинации всех  $n_1$  сигналов. Для ЦСП, осуществляющих АЦП речевых сигналов, длительность цикла должна быть равной периоду дискретизации.

В цикле должны быть предусмотрены позиции для передачи следующих сигналов:

- информационных;
- сигнала цикловой синхронизации;
- сигналов управления и взаимодействия (СУВ) между АТС;
- сигнала сверхцикловой синхронизации;
- служебных сигналов (аварийного оповещения при потере цикловой и сверхцикловой синхронизации, служебной связи, мониторинга и т.д).

Распределение этих сигналов в цикле первичного цифрового сигнала должно быть следующим.

Цикл состоит из канальных интервалов (КИ). Каждый канальный интервал включает в себя  $m$  разрядных интервалов (РИ), разрядность кодовой комбинации рассчитана в пункте 3.1.4. Для передачи информационных сигналов абонентов в каждом цикле требуется  $n_1$  канальных интервалов. Один-два КИ требуются для передачи сигнала цикловой синхронизации, один КИ – для передачи сигнала сверхцикловой синхронизации и сигналов управления и взаимодействия. Прочие служебные сигналы передаются, как правило, на свободных позициях в этих же КИ. Таким образом, в каждом цикле вводится дополнительно еще несколько ( $d=2...3$ ) канальных интервала, и цикл состоит из ( $n_1+d$ ) канальных интервалов.

Циклы объединяются в сверхциклы. В течение одного сверхцикла передаются сверхцикловой синхросигнал (СЦСС) и информация всех сигнальных каналов (каналов СУВ) от каждого абонента. Для этих сигналов выделяется один канальный интервал в каждом цикле, который, как правило, располагается по середине цикла. Для передачи СУВ одного информационного канала достаточно двух бит, поэтому при  $m \geq 4$  в одном канальном интервале можно передавать сигналы для двух информационных каналов. С учетом этого каждый сверхцикл состоит из  $N^* = \lfloor n_1/2 \rfloor + 1$  циклов. При этом СУВ в сверхцикле по циклам распределяются следующим образом:

*1-й цикл – сигнал СЦСН;*

2-й цикл – СУВ для 1-го и  $\lfloor n_1/2 \rfloor$  [+1-го абонентов.

3-й цикл – СУВ для 2-го и  $\lfloor n_1/2 \rfloor$  [+2-го абонентов.

.....  
*k*-й цикл – СУВ для *k*-го и  $\lfloor n_1/2 \rfloor$  [+*k*-го абонентов.

.....  
*N*\*-й цикл – СУВ  $\lfloor n_1/2 \rfloor$  [-го абонента (если  $n_1$  – нечетно).

СУВ  $\lfloor n_1/2 \rfloor$  [-го и  $n_1$  абонентов (если  $n_1$  – четно).

Если количество символов циклового синхросигнала **b** не превышает разрядность кодовой комбинации **m**, то цикловой синхросигнал (ЦСС) передается в первом канальном интервале (КИ1) каждого нечетного цикла в сверхцикле; если превышает – то в двух первых канальных интервалах (КИ1-КИ2). По четным циклам эти позиции могут использоваться для мониторинга качества передаваемого сигнала, передачи дискретной информации и служебных сигналов. Однако следует помнить, что для облегчения работы приемника циклового синхросигнала, в разрядном интервале, с которого начинается ЦСС в нечетных циклах, передается фиксированный бит, значение которого инверсно по отношению к значению первого бита ЦСС.

На незанятых позициях канальных интервалов, предназначенных для передачи служебной информации, должны передаваться фиксированные значения (0 или 1).

Структуру цикла и сверхцикла необходимо представить в виде, аналогичном рисунку 6.

Нумерация циклов в сверхцикле, канальных интервалов в цикле и разрядных интервалов в канальном интервале начинается с единицы.

Для первичного цифрового сигнала должны быть рассчитаны значения следующих величин:

- длительность цикла  $T_{ц1}$ ;
- длительность сверхцикла  $T_{сц}$ ;
- длительность канального интервала  $t_{ки}$ ,
- длительность тактового интервала  $t_{ти}$ ;
- скорость первичного цифрового сигнала **B**.

### 3.2.2 Выбор структуры сигнала цикловой синхронизации

В пояснительной записке необходимо привести обоснование выбора структуры и расчет количества символов сигналов цикловой и сверхцикловой синхронизации исходя из заданного времени восстановления цикловой синхронизации, пользуясь изложенной ниже методикой.

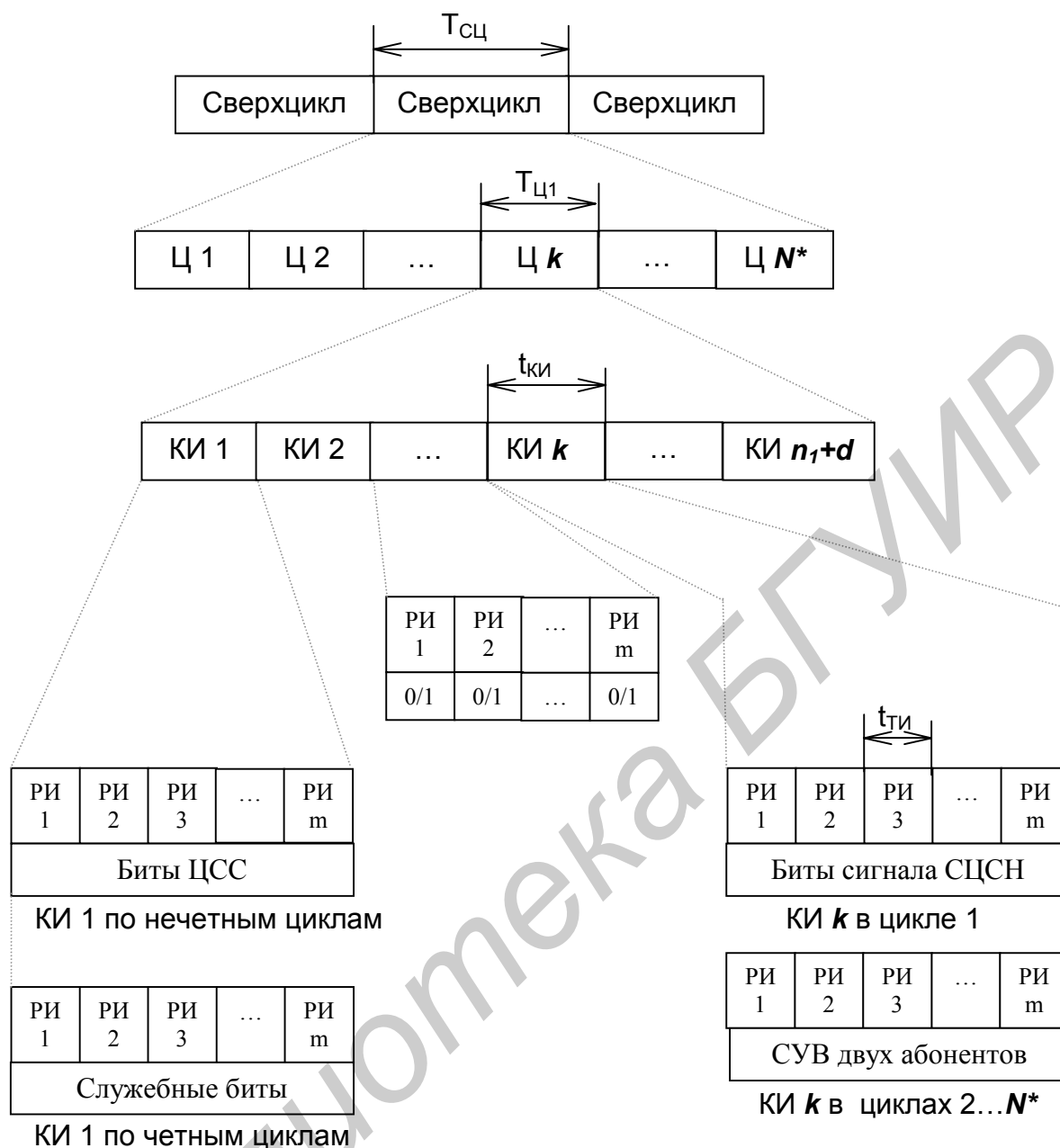


Рисунок 6 – Структура цикла первичного цифрового сигнала

Первичный цифровой сигнал можно рассматривать как совокупность следующих друг за другом циклов. В течение одного цикла, как уже было сказано, передается по одной кодовой комбинации каждого абонента, а также некоторая дополнительная служебная информация. Система цикловой синхронизации ПЦС обеспечивает правильное распределение и декодирование информации на приемной стороне.

Цикловая синхронизация используется во всех групповых цифровых сигналах, сформированных путем как побитного, так и

побайтного мультиплексирования, и обеспечивает правильное распределение компонентных сигналов.

Цикловая синхронизация реализуется путем ввода дополнительной избыточности, а именно циклового синхросигнала, в групповой ИКМ сигнал и анализа принимаемого цифрового сигнала на приемной стороне в приемнике синхросигнала (ПрСС). На сегодняшний день для цикловой синхронизации используется метод скользящего поиска с одноразрядным сдвигом, а цикловой синхросигнал представляется сосредоточенной синхрогруппой [14,15,16]. Сосредоточенная синхрогруппа – это синхросигнал, состоящий из нескольких бит, передающихся на соседних позициях цикла. Существуют также распределенные синхрогруппы, символы которых распределены по циклу.

Метод скользящего поиска показан на рисунке 7. Положим для упрощения, что ЦСС содержит два символа, а цикл состоит из 10 позиций. Предположим, что поиск ЦСС начинается с третьей позиции первого цикла.

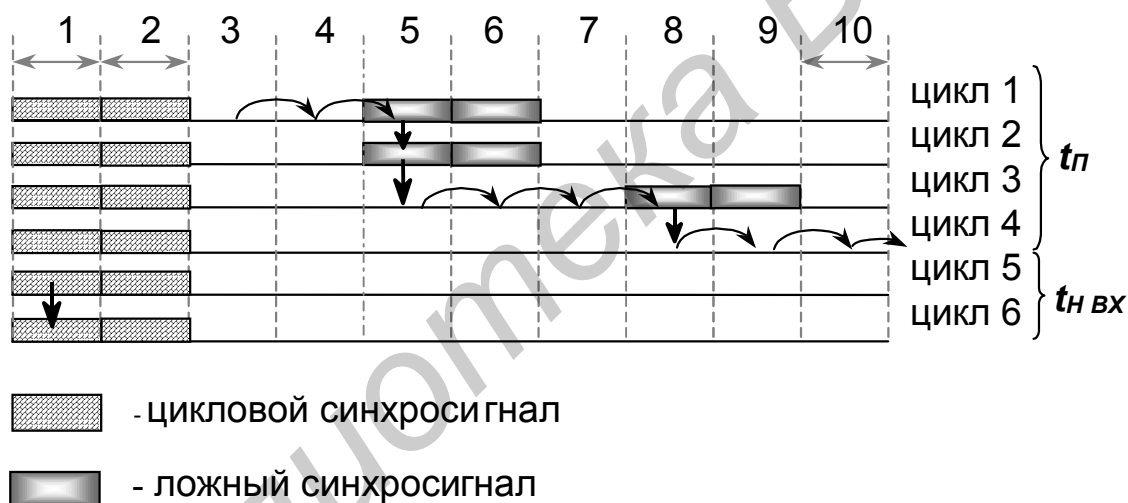


Рисунок 7 - Метод скользящего поиска с одноразрядным сдвигом

Этап 1. Приемник синхросигнала (ПрСС) анализирует третью и четвертую позиции первого цикла и, не обнаружив синхрогруппу, переходит к анализу следующих четвертой и пятой позиций этого цикла. Не обнаружив синхрогруппу на этих позициях, ПрСС переходит к анализу пятой и шестой позиций.

Этап 2. На пятой и шестой позициях первого цикла ПрСС обнаружил ложный синхросигнал (ЛСС) – кодовую комбинацию, совпадающую по структуре с истинным синхросигналом; система переходит к анализу тех же позиций в следующем цикле, т.е. осуществляется задержка поиска синхросигнала на интервал времени, равный длительности цикла.

Этап 3. Во втором цикле на пятой и шестой позициях ПрСС снова обнаруживает ложный синхросигнал и переходит к анализу пятой и шестой позиций в третьем цикле.

Этап 4. В третьем цикле пятая и шестая позиции не содержат ложный синхросигнал, система продолжает анализировать поочередно со сдвигом на один тактовый интервал позиции этого цикла, начиная с пятой. Обнаружив на восьмой и девятой позициях ложный синхросигнал, система проверяет восьмую и девятую позиции в следующем четвертом цикле.

Этап 5. Так как в четвертом цикле на восьмой и девятой позициях ЛСС отсутствует, то осуществляется поочередный анализ следующих позиций этого цикла.

Этап 6. После анализа последней (десятой) позиции четвертого цикла и первой позиции пятого цикла система переходит к анализу первой и второй позиций пятого цикла и обнаруживает истинный синхросигнал. Затем осуществляется проверка этих же позиций в нескольких последующих циклах, для того чтобы удостовериться, что это действительно истинный цикловой синхросигнал.

Очевидно, что:

- количество циклов, в которых система обнаруживает ложные синхросигналы на одних и тех же позициях, но не переходит при этом в состояние синхронизма, должно быть как можно больше;
- количество циклов, в которых система «перепроверяет» наличие истинного синхросигнала, должно быть как можно меньше.
- количество циклов, в которых истинный синхросигнал искажен, но система не регистрирует сбой синхронизации, должно быть как можно больше.

Для удовлетворения этих требований в состав приемника синхросигнала вводят два накопителя. Накопитель по входу в синхронизм не позволяет системе входить в состояние ложного синхронизма, пока количество ложных синхрогрупп, появляющихся на одних и тех же позициях, не превысит емкости (количества ячеек памяти) этого накопителя  $r_2$ . Накопитель по выходу из синхронизма не позволяет системе регистрировать сбой синхронизации, пока количество искаженных истинных синхрогрупп не превысит емкости этого накопителя  $r_1$ .

Временная диаграмма работы системы цикловой синхронизации с неадаптивным ПрСС представлена на рисунке 8.

Время восстановления состояния синхронизма для неадаптивного ПрСС равно

$$t_B = t_{H.Vых} + t_{П} + t_{H.Вх}, \quad (15)$$



где  $t_{н.вых}=r_1T_{ц1}$  - время накопления по выходу из состояния синхронизма;

$r_1$  - коэффициент накопления накопителя по выходу из синхронизма;

$T_{ц1}=1/f_d$  - длительность цикла первичного цифрового сигнала, численно равная периоду дискретизации;

$t_{н.вх}=r_2T_{ц1}$  - время накопления по входу в состояние синхронизма;

$r_2$  - коэффициент накопления накопителя по входу в синхронизм.

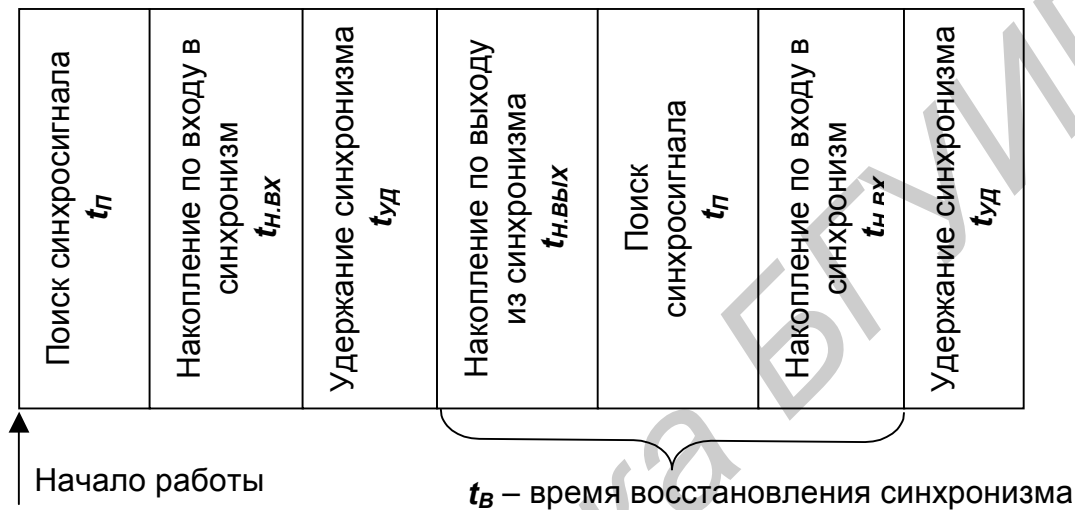


Рисунок 8 – Временная диаграмма работы системы цикловой синхронизации

Время восстановления состояния синхронизма для адаптивного ПрСС равно:

$$t_B = t_{н.вых}, \text{ если } t_{н.вых} > t_п + t_{н.вх}; \quad (16)$$

$$t_B = t_п + t_{н.вх}, \text{ если } t_{н.вых} < t_п + t_{н.вх}. \quad (16')$$

Для оценки среднего времени поиска  $t_п$  циклового синхросигнала введем несколько понятий.

Пусть имеется синхросигнал определенной структуры, состоящий из  $b$  символов. Вероятности появления «0» и «1» одинаковы и равны  $1/2$ . Появление ложного синхросигнала на позициях, не относящихся к ЦСС, возможно с вероятностью  $(1/2)^b$ .

Введем понятие «критическая точка», которое помогает оценить структуру кодовой комбинации с точки зрения появления новых кодовых комбинаций такой же структуры. Кодовая комбинация имеет критическую точку после первых  $k$  символов, которые совпадают с последними  $k$  символами.

На практике используются кодовые комбинации с одной и с  $b$  критическими точками.

Предположим, что количество символов ЦСС равно  $b=5$ . Рассмотрим комбинацию 10000, имеющую только одну критическую точку после последнего символа. Очевидно, что вторая такая же комбинация может появиться на исследуемом интервале только после окончания первой. Комбинация 11111, имеющая 5 критических точек после каждого символа, может сформироваться, затрагивая символы самой синхрогруппы.

Предположим, что цикл состоит из  $a+b$  символов:  $b$  символов занимает цикловой синхросигнал, остальные  $a$  символов предназначены для передачи информационных сигналов компонентных потоков, служебных сигналов и т.д. При таком разделении символов цикла принято различать зону синхросигнала и зону случайного сигнала. Зона синхросигнала – это зона, в которой кодовая группа длиной  $b$  символов формируется с использованием хотя бы одного символа синхросигнала. К этой зоне относятся первые  $2b-1$  символов. К зоне случайного сигнала относят остальные  $a+1-b$  символов (рисунок 9).

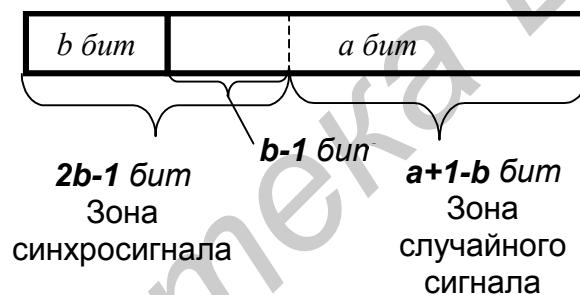


Рисунок 9 – Разделение цикла на зоны синхросигнала и случайного сигнала

Очевидно, что синхросигнал, представляющий собой кодовую группу с одной критической точкой, не приводит к появлению ложной синхрогруппы в зоне синхросигнала, следовательно, время поиска  $t_{псс}^1$  определяется только длительностью зоны синхросигнала:

$$t_{псс}^1(a, b) = \frac{2 \cdot (b-1)}{a+b} \cdot T_{ц1}. \quad (17)$$

Числитель этого выражения учитывает  $b-1$  бит, не относящихся к синхросигналу, но расположенных в зоне синхросигнала, и  $b-1$  бит самого синхросигнала без учета первого.

В случае кодовой комбинации с  $b$  критическими точками ситуация усложняется, т.к. время поиска будет зависеть также и от появления ложных синхросигналов в зоне синхросигнала, что учитывается вторым слагаемым формулы (18):

$$t_{псс}^b(a, b) = \frac{2 \cdot (b-1)}{a+b} \cdot T_{ц1} + 2 \cdot T_{ц1} \cdot \sum_{i=1}^{b-1} \frac{1}{2^i - 1} \quad (18)$$

Анализируя (17) и (18), можно сказать, что для зоны синхросигнала минимальное время поиска обеспечивается для кодовых групп с одной критической точкой.

Время поиска кодовой группы с одной критической точкой в зоне случайного сигнала равно

$$t_{псл}^1(a, b) = \frac{a-b+1}{a+b} \cdot T_{ц1} + \frac{1}{2^b - 1} \cdot (a-b+1) T_{ц1} \quad (19)$$

Для кодовых групп с  $b$  критическими точками время поиска в этой зоне определяется выражением

$$t_{псл}^b(a, b) = \frac{a-b+1}{a+b} \cdot T_{ц1} + \frac{2^{b-1}}{(2^b - 1)^2} \cdot (a-b+1) T_{ц1} \quad (20)$$

В формулах (19), (20) первое слагаемое определяет длительность зоны случайного сигнала, второе же введено для учета влияния появления ложных синхросигналов на время поиска. Как видно, время поиска в зоне случайного сигнала меньше для кодовых групп с  $b$  критическими точками.

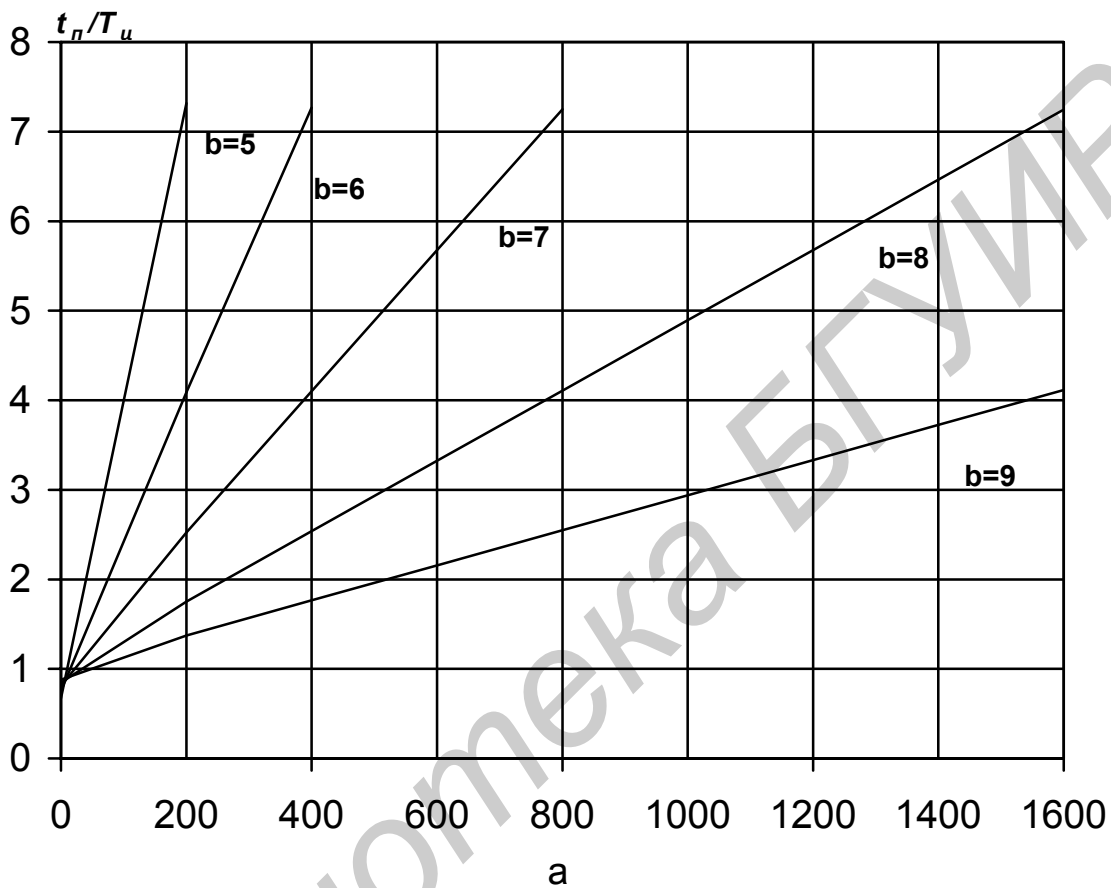
Общее время поиска синхросигнала определяется как

$$t_{п}(a, b) = t_{псс}(a, b) + t_{псл}(a, b) \quad (21)$$

На рисунке 10 представлены графики изменения среднего времени поиска в нормированных единицах  $t_{п}(a, b)/T_{ц1}$  при разных значениях  $a$  и  $b$  для кодовых групп с одной и  $b$  критическими точками.

Зная время восстановления состояния синхронизма и задаваясь временем накопления по входу в состояние синхронизма  $t_{H.VX}$  и временем накопления по выходу из состояния синхронизма  $t_{H.VЫX}$ , из (15), (16) или (16') можно определить среднее время поиска  $t_{\Pi}$ :

$$t_{\Pi} \leq t_B - t_{H.VX} - t_{H.VЫX}. \quad (22)$$



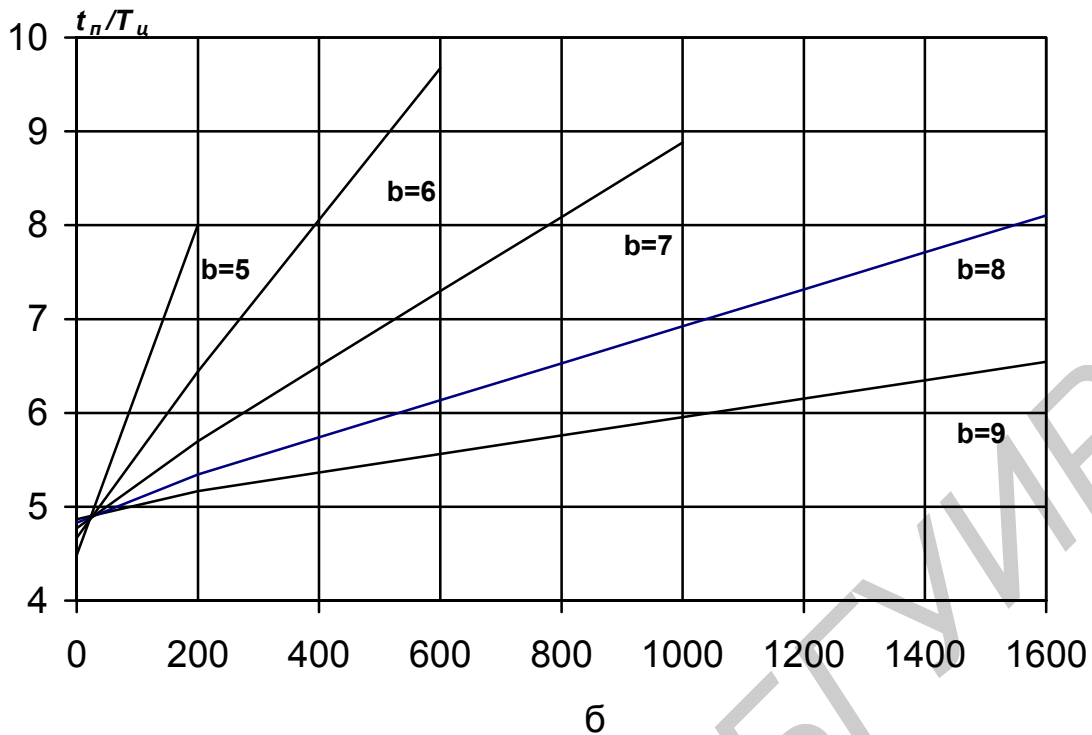


Рисунок 10 - Зависимость нормированного времени поиска от параметров цикла для циклового синхросигнала с одной (а) и  $b$  (б) критическими точками

Исходя из рассчитанного по (22) допустимого времени поиска и количества бит в цикле ПЦС по графикам рисунка 10 определяется количество бит  $b$  и количество критических точек (одна или  $b$ ) в цикловом синхросигнале как компромисс между минимальным временем поиска и минимальной неинформационной избыточностью, вводимой в цикл.

Помимо разработки цикла необходимо определить конкретную структуру синхросигналов.

Выбор структуры циклового синхросигнала с  $b$  критическими точками не требует особых пояснений. К цикловому синхросигналу с одной критической точкой предъявляют следующие требования:

- число нулей и единиц в ЦСС должно быть примерно одинаковым;
- число переходов  $0 \rightarrow 1$  и  $1 \rightarrow 0$  должно быть как можно большим;
- первый и последний символы ЦСС должны быть различными.

Особенностью первичного цифрового сигнала является наличие сверхциклового синхронизации. Введение ее связано с передачей в составе цифрового сигнала сигналов управления и взаимодействия (СУВ), которыми обмениваются АТС при установлении соединения. Такие сигналы содержат информацию о вызове и отбое абонента, о его номере и т.д. Система сверхциклового синхронизации введена для правильного распределения СУВ между информационными каналами. Сверхцикловая синхронизация, как и цикловая, организуется путем введения в информационный поток сверхциклового синхросигнала –

многосимвольной сосредоточенной кодовой группы определенной структуры и анализа принимаемого цифрового сигнала на приемной стороне в приемнике сверхциклового синхросигнала.

### **3.3 Разработка структуры цикла вторичного цифрового сигнала**

На второй ступени временного группообразования в блоке цифрового сопряжения (БЦС) из  $n_2$  первичных цифровых сигналов формируется вторичный цифровой сигнал с использованием заданного в ТЗ метода объединения бит (синхронного или асинхронного).

В курсовом проекте необходимо пояснить механизм, преимущества и недостатки заданного метода объединения, разработать структуру цикла вторичного цифрового сигнала. Структурные схемы и принцип работы БЦС передачи и приема можно найти в [9, 15, 16].

При разработке цикла вторичного цифрового сигнала необходимо учитывать следующее:

1. Соотношение количества информационных и служебных символов в цикле должно быть таким, чтобы обеспечивались требуемые параметры цифровой системы передачи. В цикле вторичного цифрового сигнала должны быть предусмотрены позиции для передачи информационных бит  $n_2$  компонентных потоков и следующих служебных сигналов:

- сигнала цикловой синхронизации;
- бит сервисных функций (контроля, телеметрии, служебной связи и т.п.);
- бит команд согласования скоростей в случае асинхронного объединения;
- бит согласования скоростей (биты вставок при положительном согласовании скоростей и дополнительные биты при отрицательном согласовании скоростей при двустороннем согласовании скоростей или только биты вставок при положительном согласовании скоростей).

Обычно для передачи служебных сигналов отводится около 5% от общего объема передаваемой информации.

2. Число следующих подряд служебных символов должно быть минимальным. Это позволяет уменьшить объем запоминающего устройства в блоке цифрового сопряжения (синхронного или асинхронного).

3. ЦСС должен иметь минимальную длительность, но при этом должно обеспечиваться требуемое время вхождения в синхронизм.

4. Длительность цикла должна быть минимальной, что позволит уменьшить время восстановления синхронизма и временные флуктуации цифрового сигнала на выходе блока сопряжения приема, а также упростить генераторное оборудование и систему цикловой синхронизации.

5. Служебные символы должны быть равномерно распределены по циклу, что обеспечит лучшее подавление временных флуктуаций (фазовых дрожаний) в устройстве ФАПЧ БЦС приема, вызванных неравномерностью передачи информационных символов. В связи с этим цикл необходимо разбить на подциклы.

6. Число символов команд согласования скоростей должно соответствовать требуемой помехоустойчивости этих сигналов.

7. Команды согласования скоростей должны быть распределены равномерно по циклу для уменьшения вероятности их искажения сосредоточенными помехами.

Структуру цикла ВЦС целесообразно представить в виде матрицы (приложение Б), где в качестве примера приведена структура цикла ВЦС, формируемого из четырех компонентных сигналов с использованием положительного согласования скоростей.

В общем случае цикл содержит  $M2$  позиций, разбит на  $j$  подциклов и имеет длительность  $T_{ц2}$ . Скорость передачи ВЦС равна  $M2/T_{ц2}$ .

Количество подциклов определяется количеством передаваемой служебной информации, которая должна быть равномерно распределена по циклу. Количество бит в подцикле равно  $M2/j$ . При этом служебная информация передается в начале подцикла блоками из  $n_2 * i$  бит, где  $i=1, 2, 3, \dots$

При разработке структуры цикла ВЦС необходимо обеспечить выполнение следующего условия:

$$(23) \quad t_{B(2)} \leq t_{H.VЫX(1)},$$

где  $t_{B(2)}$  – время восстановления циклового синхронизма для вторичного цифрового сигнала;

$t_{H.VЫX(1)}$  – время накопления по выходу из синхронизма для первичного цифрового сигнала.

Выполнение этого условия обеспечивает отсутствие сбоя синхронизации в первичном цифровом сигнале при наличии сбоя синхронизации при приеме вторичного цифрового сигнала.

При формировании цикла и выборе циклового синхросигнала необходимо, чтобы вероятность сбоя циклового синхронизма была на два-три порядка меньше допустимой вероятности ошибки в линейном тракте, задаваемой в ТЗ. При выполнении этого условия коэффициент

накопления накопителя по выходу из синхронизма для вторичного цифрового сигнала должен быть не менее чем:

$$r_1 \geq \left[ \frac{\lg(10^{-2} p_{ош} T_{ц2} / t_{в(2)})}{\lg(bp_{ош})} \right], \quad (24)$$

где  $p_{ош}$  – наибольшая допустимая вероятность ошибочного приема одного символа, заданная в ТЗ;

$T_{ц2}$  – длительность цикла вторичного цифрового сигнала;

$b$  – количество символов в ЦСС ВЦС;

$t_{в(2)}$  – время восстановления состояния синхронизма для ВЦС.

В БЦС первичный цифровой сигнал записывается в запоминающее устройство с частотой записи, равной тактовой частоте ПЦС –  $f_3 = f_{T1}$ , и считывается с частотой, в  $n_2$  раза меньшей, чем тактовая частота вторичного цифрового сигнала –  $f_{сч} = f_{T2}/n_2$ . Частота считывания при этом равна

$$f_{сч} = f_{сч.сл} + f_{сч.и}, \quad (25)$$

где  $f_{сч.сл}$  – частота считывания служебных символов;

$f_{сч.и}$  – частота считывания информационных символов компонентного потока.

Следует помнить, что при положительном согласовании скоростей (ПСС) частота считывания информации заведомо превышает частоту записи на величину  $f_{счд}$ :

$$f_{сч.и} = f_3 + f_{счд}, \quad (26)$$

а при двустороннем согласовании скоростей (ДСС) частота считывания информации численно равна частоте записи:

$$f_{сч.и} = f_3. \quad (27)$$

Наличие нестабильностей частот записи и считывания приводит к случайному возникновению в считанной импульсной последовательности неоднородностей, временных интервалов, на позициях которых необходимо передавать биты согласования скоростей. Для обеспечения работоспособности аппаратуры длительность цикла ВЦС  $T_{ц2}$  не должна превышать период возникновения бит согласования скоростей  $T_{сс}$ , т.е. должно выполняться условие:



$$T_{ц2} \leq T_{сс}. \quad (28)$$

Частота следования бит согласования скоростей зависит от допустимых нестабильностей частот задающих генераторов вторичного и первичного цифровых сигналов при асинхронном объединении и лежит в пределах:

- в случае двустороннего согласования:

$$-\frac{f_3 - \Delta f_{сч}}{f_3 + \Delta f_3} (\Delta f_{сч} + \Delta f_3) \leq f_{сс} \leq \frac{f_3 + \Delta f_{сч}}{f_3 - \Delta f_3} (\Delta f_{сч} + \Delta f_3) \quad (29)$$

- в случае одностороннего (положительного) согласования;

$$\begin{aligned} \frac{f_3 + f_{сч\Delta} - \Delta f_{сч}}{f_3 + \Delta f_3} (f_{сч\Delta} - \Delta f_{сч} - \Delta f_3) &\leq f_{сс} \leq \\ &\leq \frac{f_3 + f_{сч\Delta} + \Delta f_{сч}}{f_3 - \Delta f_3} (f_{сч\Delta} + \Delta f_{сч} + \Delta f_3) \end{aligned} \quad (30)$$

где  $f_3$  - частота записи символов в ЗУ в блоке цифрового сопряжения передачи;

$\Delta f_3, \Delta f_{сч}$  - абсолютные нестабильности частот записи и считывания бит в БЦС;

$f_{сч\Delta} = f_{Т2}/n_2 - f_{сл} - f_3$  - заведомое превышение частоты считывания информации над частотой записи при одностороннем (положительном) согласовании скоростей.

При выборе размера и формировании структуры циклового синхросигнала необходимо воспользоваться методикой, изложенной в разделе 3.2, при длительности цикла ВЦС  $T_{ц2}$ .

Соотношение числа информационных и служебных символов в цикле передачи ВЦС для каждого компонентного сигнала определяется соотношением

$$f_3 / (f_{сч} - f_3) = a_1 / b_1, \quad (31)$$

где  $a_1/b_1$  - простая несократимая дробь;

$a_1$  и  $b_1$  - минимальные числа соответственно информационных и служебных символов в цикле передачи, приходящиеся на один входной компонентный сигнал.

Если  $n_2$  - количество объединяемых первичных потоков, то минимальное число информационных и служебных символов в цикле передачи составляет  $n_2 a_1$  и  $n_2 b_1$ .

Общее число информационных (**A**) и служебных (**B**) символов в цикле передачи ВЦС определяется выражениями  $A=in_2a_1$ ;  $B=in_2b_1$ , где  $i=1, 2, 3, \dots$ . Приемлемое значение  $i$  выбирается из условия

$$i = \left[ \frac{n_2m + b + d_{c\phi} + n_2d_0}{n_2b_1} \right] + 1, \quad (32)$$

где  $[x]$  – целая часть числа  $x$ ;

**b** – количество символов ЦСС вторичного цифрового сигнала, при котором обеспечивается требуемое время восстановления циклового синхронизма;

**m** – количество символов команд согласования скоростей для каждого компонентного потока;

**d<sub>cφ</sub>** – количество позиций, предназначенных для передачи бит сервисных функций (команд контроля и сигнализации, сигналов служебной связи, сигналов передачи данных и т.д.);

**d<sub>0</sub>** – позиция для передачи информационных символов в случае отрицательного согласования скоростей при ДСС (при ПСС  $d_0=0$ ).

Выполнение условия (32) позволяет передать в течение одного цикла всю необходимую служебную информацию, приходящуюся на каждый компонентный поток.

Учитывая все вышесказанное, строят первоначальную структуру цикла вторичного цифрового сигнала. Для полученной структуры проверяют выполнения условий (23, 24, 25, 28, 31, 32). Если хотя бы одно из них не выполняется, структуру цикла следует изменить.

При написании данного раздела и расчете структуры цикла необходимо произвести расчет следующих параметров:

- тактовой частоты ВЦС  $f_{T2}$ ;
- частоты считывания  $f_{сч}$  из ЗУ в БЦС передачи;
- частоты считывания информационных символов  $f_{сч.и}$  в БЦС передачи;
- частоты считывания служебных символов  $f_{сч.сл}$  в БЦС передачи;
- частоты следования бит согласования скоростей  $f_{сс}$  на один компонентный поток;
- длительности цикла  $T_{ц2}$  ВЦС.

При расчете следует помнить, что частота следования бит определяется как отношение количества переданных (принятых) бит к интервалу времени, за который они были переданы (приняты).

Расчет среднего времени восстановления для вторичного цифрового сигнала производится так же, как и для ПЦС при выбранных значениях емкостей накопителей по входу и выходу из состояния синхронизма.

Последним расчетом в этом разделе является определение объема памяти запоминающего устройства БЦС. Число ячеек памяти запоминающего устройства рассчитывается по следующей формуле:

$$L_{\Sigma} = L_1 + L_2 + L_3 + L_4 + L_5 + L_6 \quad (33)$$

Рассмотрим каждое из слагаемых, входящих в (33), более подробно:

$L_1$  – максимальное количество следующих подряд служебных символов в цикле ВЦС, относящееся к одному цифровому потоку. Передача служебных символов осуществляется на позициях временных сдвигов, которые организуются путем запрета считывания из ЗУ в соответствующие моменты времени. При этом продолжают поступать информационные символы компонентного потока на вход ЗУ. Для обеспечения записи этих символов в ЗУ должно быть предусмотрено соответствующее количество дополнительных ячеек памяти;

$L_2$  – число видов вставок или согласований в оборудовании временного группообразования при формировании ВЦС;

$L_3$  – относительное значение времени ожидания при асинхронном объединении:

$$L_3 = T_{ц2} / T_{ссмин},$$

где  $T_{ц2}$  – длительность цикла ВЦС,

$T_{ссмин}$  – минимальный период формирования сигналов согласования скоростей, рассчитывается по (29, 30);

$L_4$  – относительное значение временных флуктуаций цифрового потока за время между двумя сигналами согласования скоростей. Определяется изменением временного интервала между моментами записи и считывания за период следования сигналов согласования скоростей и рассчитывается по формуле

$$L_4 = A_{\phi} T_{ц2} / T_{\phi}, \quad T_{\phi} > T_{ц2},$$

$$L_4 = A_{\phi}, \quad T_{\phi} < T_{ц2},$$

где  $A_{\phi}$ ,  $T_{\phi}$  – амплитуда и период временных флуктуаций входного первичного цифрового сигнала;

$L_5$  – связано со скважностью сигналов записи  $Q_3$  и считывания  $Q_{сч}$ . Устраняет возможность взаимного перекрытия импульсов записи и считывания:

$$L_5 = (1/Q_3) + (1/Q_{сч});$$

$L_6$  – дополнительное время ожидания, связанное с соотношением числа символов в цикле ПЦС и числа ячеек памяти. При выполнении этого условия последний информационный символ цикла ПЦС считывается с последней ячейки памяти ЗУ, связанной с временным детектором.

При положительном согласовании скоростей

$$L_6 = (L_{\Sigma} - 1) \cdot (b_1 / a_1).$$

При двустороннем согласовании скоростей

$$L_6 = (L_{\Sigma} - 1) \cdot (T_{ц2} / T_{сс}).$$

### **3.4 Структурная схема аппаратуры оконечной станции**

Исходными данными для разработки структурной схемы являются данные таблицы приложения А, результаты проектирования подсистемы АЦП, разработки циклов первичного и вторичного цифровых сигналов. В результате разработки должна быть составлена структурная схема аппаратуры оконечной станции, в пояснительной записке должно быть приведено обоснование применения всех функциональных устройств системы.

Структурная схема аппаратуры оконечной станции должна содержать аналого-цифровые и цифроаналоговые преобразователи, устройства временного объединения и разделения цифровых сигналов, оборудование формирования импульсных управляющих последовательностей (генераторное оборудование) и устройства синхронизации.

Структурная схема должна состоять из тракта передачи и приема. Телефонные каналы должны иметь 2-проводное окончание. В качестве АЦП и ЦАП могут быть использованы как групповые, так и индивидуальные преобразователи. В пояснительной записке должны быть указаны параметры фильтров, типы кодеров и декодеров.

При разработке структурной схемы оборудования первичного временного группообразования необходимо:

- учесть синхронный метод объединения;
- привести устройства передачи и приема сигналов управления и взаимодействия,
- привести устройства тактовой, цикловой и сверхцикловой синхронизации;
- указать необходимые при обработке информационных сигналов в направлениях передачи и приема управляющие сигналы от генераторного оборудования и способ их формирования.

При разработке структурной схемы оборудования вторичного временного группообразования необходимо:

- учесть заданный в ТЗ метод объединения и блоки, его реализующие;
- указать управляющие сигналы от генераторного оборудования и способ их формирования при обработке информационных сигналов в направлениях передачи и приема;
- привести устройства тактовой и цикловой синхронизации.

### **3.5 Структурная схема генераторного оборудования**

Генераторное оборудование (ГО) обеспечивает формирование и распределение во времени импульсных последовательностей для управления работой всех функциональных блоков аппаратуры ЦСП.

При разработке структурной схемы необходимо отразить особенности построения генераторного оборудования передающей и приемной частей оконечного оборудования при заданном методе объединения цифровых потоков на ступенях первичного и вторичного временного группообразования.

Указать частоты задающих генераторов, коэффициенты деления (умножения) делителей (умножителей) частоты ГО, необходимых для формирования управляющих сигналов всех функциональных блоков оборудования. Указать также параметры всех импульсных последовательностей (частота или период следования импульсов, длительность импульсов или скважность импульсной последовательности), формируемых генераторным оборудованием и необходимых для работы аппаратуры передачи и приема оконечной станции.

## Литература

1. Ткаченко А.П., Тарченко Н.В. Методическое пособие по дипломному проектированию для студентов специальностей «Многоканальные системы телекоммуникаций», «Системы радиосвязи, радиовещания и телевидения». – Мн.: БГУИР, 2002. – 71 с.
2. ГОСТ 2.104-88 ЕСКД. Основные надписи.
3. ГОСТ 2.109-73 ЕСКД. Основные требования к чертежам.
4. ГОСТ 2.701-84 ЕСКД. Схемы. Виды и типы. Общие требования к выполнению.
5. ГОСТ 2.710-81 ЕСКД. Обозначения буквенно-цифровые в электрических схемах.
6. ГОСТ 2.763-85 ЕСКД. Устройства с импульсно-кодовой модуляцией.
7. ГОСТ 2.766-88 ЕСКД. Системы передачи информации с временным разделением канала.
8. ГОСТ 2.737-68 ЕСКД. Устройства связи.
9. Многоканальные системы передачи: Учебник для вузов/Н.Н. Баева, В.Н. Гордиенко, С.А. Курицын и др.; Под ред. Н.Н. Баевой и В.Н. Гордиенко. - М.: Радио и связь, 1996. – 560 с.
10. Гитлиц М.В., Лев А.Ю. Теоретические основы многоканальной связи. - М.: Радио и связь, 1985. - 248 с.
11. Цифровые и аналоговые системы передачи: Учебник для вузов/ В.И. Иванов, В.Н. Гордиенко, Г.Н. Попов и др.; Под ред. В.И. Иванова.–М.: Горячая линия - Телеком, 2003. – 232 с.
12. Проектирование и техническая эксплуатация систем передачи: Учеб. пособие для вузов/ В.В. Крухмалев, В.Н. Гордиенко, В.И. Иванов и др.; Под ред. В.Н. Гордиенко и В.В. Крухмалева. - М.: Радио и связь, 1996. - 344 с.
13. Кириллов В.И. Принципы построения цифровых систем передачи: Учеб. пособие. - Ч.1 - Мн.: БГУИР, 1994 - 64 с. Ч.2 - Мн.: БГУИР, 1994 - 73 с.
14. Скалин Ю.В., Бернштейн А.Г., Финкевич А.Д. Цифровые системы передачи. - М.: Радио и связь, 1988. - 272 с.
15. Левин Л.С., Плоткин М.А. Цифровые системы передачи информации. - М.: Радио и связь, 1987. - 216 с.
16. Гуревич В.Э., Лапушнян Ю.Г., Рабинович В.Г. Импульсно-кодовая модуляция в многоканальной телефонной связи. - М.: Связь, 1973. - 335 с.
17. Аппаратура ИКМ-30 / Под ред. Ю.П. Иванова. - М.: Радио и связь, 1983. - 184 с.
18. Аппаратура ИКМ - 120 / Под ред. Л.С. Левина - М.: Радио и связь, 1989. - 256 с.
19. Тарченко Н.В. Временное группообразование в ЦСП: Учеб. пособие по дисциплине «Многоканальные системы передачи» для студентов

специальности «Многоканальные системы телекоммуникаций». – Мн.: БГУИР, 2002. – 47 с.

20. Беллами Дж. Цифровая телефония. - М.: Радио и связь, 1986. - 544 с.

21. Кириллов В.И. Многоканальные системы передачи. - М.: Новое знание, 2002. - 751 с.

Библиотека БГУИР

### Приложение А

Эффективно передаваемая полоса частот $f_1...f_2$ , кГц				0,3...3,4									
Метод объединения первичных цифровых сигналов				ПСС		ДСС		СО		ПСС		ДСС	
Полосы расфилтровки фильтров, используемых в АЦП и ЦАП, кГц				0,8		1,0		1,2		1,0		1,2	
Среднее квадратическое отклонение уровней абонентов, дБ				3,5	4	4,5	5	5,5	6,0	3,5	3,0	4,0	4,5
Пик-фактор речевого сигнала, дБ				11	12	13	14	15	11,5	12,5	13,5	14,5	15,5
Нестабильность частоты ЗГ первичного цифрового сигнала, $\times 10^{-6}$				50	40	60	50			30	35	45	55
Нестабильность частоты ЗГ вторичного цифрового сигнала, $\times 10^{-6}$				30	25	40	35			20	25	30	40
$10^{-6}$	2,0	120	22	00	01	02	03	04	05	06	07	08	09
$10^{-5}$	2,5	90	21	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
$10^{-4}$	3,0	80	24	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29
$10^{-3}$	3,5	150	23	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39
$10^{-4}$	4,0	140	25	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49
Максимальная допустимая вероятность ошибки в линейном тракте	Среднее время восстановления циклового синхронизма для первичного цифрового сигнала, мс, не более	Количество каналов передачи с полосой частот $f_1...f_2$	Защищенность сигнала от искажений квантования на выходе канала, дБ, не менее	НОМЕРА ВАРИАНТОВ									
$10^{-7}$	4,5	130	26	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59
$10^{-5}$	2,3	100	27	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69
$10^{-4}$	2,8	125	28	70	71	72	73	74	75	76	77	78	79
$10^{-3}$	3,2	135	29	80	81	82	83	84	85	86	87	88	89
$10^{-4}$	3,8	145	30	90	91	92	93	94	95	96	97	98	99
Эффективно передаваемая полоса частот $f_1...f_2$ , кГц				0,3...2,7									
Метод объединения первичных цифровых сигналов				СО		ДСС		ПСС		СО		ПСС	
Полоса расфилтровки фильтров, используемых в АЦП и ЦАП, кГц				1,1		0,9		1,3		1,3		1,1	
Среднее квадратическое отклонение уровней абонентов, дБ				5	3,5	4	4,5	3	6	5,5	7	6,5	3
Пик-фактор речевого сигнала, дБ				15,5	14,5	13,5	12,5	11,5	15	14	13	12	11
Нестабильность частоты ЗГ первичного цифрового сигнала, $\times 10^{-6}$						30	35	45	55			60	50
Нестабильность частоты ЗГ вторичного цифрового сигнала, $\times 10^{-6}$						20	25	30	40			40	35



## Приложение Б

Структура цикла при положительном согласовании скоростей

Номер позиции в подцикле	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	.....	$M2/j-1$	$M2/j$
Подцикл 1	Цикловой синхросигнал								a	b	c	d	a	b	c	d		c	d
Подцикл 2	$S_a$	$S_b$	$S_c$	$S_d$	Служебные биты				a	b	c	d	a	c	d	d		c	d
Подцикл 3	$S_a$	$S_b$	$S_c$	$S_d$	Служебные биты				a	b	c	d	a	c	d	d		c	d
Подцикл $j$	$S_a$	$S_b$	$S_c$	$S_d$	$C_a^+$	$C_b^+$	$C_c^+$	$C_d^+$	a	b	c	d	a	b	c	d		c	d

$S_i$  – команды согласования скоростей для  $i$ -го компонентного потока, где  $i = a, b, c, d$ ;

$C_i^+$  – биты вставки при положительном согласовании скоростей, где  $i = a, b, c, d$ ;

$a, b, c, d$  – биты компонентных потоков.

Учебное издание

**Божкова** Юлия Александровна,  
**Гайдукова** Наталья Викторовна,  
**Тарченко** Надежда Владимировна

## **Цифровые системы передачи**

Методическое пособие к курсовому проектированию  
по дисциплине  
«Многоканальные системы передачи»  
для студентов специальности  
45 01 01 «Многоканальные системы телекоммуникаций»  
дневной и заочной форм обучения

Редактор Т.Н. Крюкова  
Корректор Е.Н. Батурчик

---

Подписано в печать 05.04.2004.  
офсетная.

Гарнитура «Arial».  
Уч.-изд. л. 2,0

Формат 60x84 1/16.

Печать ризографическая.  
Тираж 150 экз.

Бумага

Усл. печ. л. 2,56.  
Заказ 564.

---

Издатель и полиграфическое исполнение:  
Учреждение образования  
«Белорусский государственный университет  
информатики и радиоэлектроники»  
Лицензия ЛП № 156 от 30. 12. 2002  
Лицензия ЛВ № 509 от 03. 08. 2001  
220013, Минск, П. Бровки, 6