

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации

Томский государственный университет систем управления
и радиоэлектроники

А.С. Перин, С.Н. Шарангович

**ОПТИЧЕСКИЕ ЦИФРОВЫЕ
ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ.
СБОРНИК ЗАДАЧ
С ФОРМУЛАМИ И РЕШЕНИЯМИ**

Учебное пособие

Томск
Издательство ТУСУРа
2018

УДК 621.391.1.029.7(076)

ББК 32.88-01я73

П274

Рецензенты:

Коханенко А.П., д-р физ.-мат. наук, профессор;

Тихомиров А.А., д-р техн. наук, профессор

Перин Антон Сергеевич

П274 **Оптические цифровые телекоммуникационные системы. Сборник задач с формулами и решениями: учеб. пособие / А.С. Перин, С.Н. Шарангович. – Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники, 2018. – 116 с.**

ISBN 978-5-86889-820-4

Приведены основные теоретические материалы по аналого-цифровому преобразованию сигналов и расчёту их параметров при заданной помехозащищённости, преобразованию сигналов в нелинейных кодерах, расчёту помехоустойчивости аналоговых и цифровых волоконно-оптических систем передачи. Представлены методические рекомендации и примеры решения типовых задач, приведены задачи для самостоятельного решения.

Предназначено, в первую очередь, для подготовки к практическим занятиям и организации самостоятельной работы по дисциплине «Оптические цифровые телекоммуникационные системы» для студентов, обучающихся по направлению подготовки бакалавров 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», профиль «Оптические системы и сети связи».

УДК 621.391.1.029.7(076)

ББК 32.88-01я73

ISBN 978-5-86889-820-4

© Перин А.С., Шарангович С.Н., 2018

© Томск. гос. ун-т систем управления
и радиоэлектроники, 2018

Оглавление

Введение.....	4
1 Аналого-цифровое преобразование сигнала. Расчёт параметров сигнала при заданной помехозащищённости	
1.1 Основные теоретические сведения	5
1.2 Основные расчетные формулы и примеры решения задач	9
1.3 Задачи для самостоятельного решения	22
2 Преобразование сигнала в нелинейном кодере с характеристикой А-типа	
2.1 Основные теоретические сведения	26
2.2 Примеры решения задач	35
2.3 Задачи для самостоятельного решения	41
3 Помехоустойчивость цифровых линейных регенераторов	
3.1 Основные теоретические сведения	43
3.2 Примеры решения задач	53
3.3 Задачи для самостоятельного решения	64
4 Аналоговые волоконно-оптические системы передачи	
4.1 Основные теоретические сведения	70
4.2 Примеры решения задач	78
4.3 Задачи для самостоятельного решения	82
5 Помехоустойчивость цифровых ВОСП	
5.1 Основные теоретические сведения	90
5.2 Примеры решения задач	95
5.3 Задачи для самостоятельного решения	101
6 Скремблирование	
6.1 Основные теоретические сведения	106
6.2 Примеры решения задач	110
6.3 Задачи для самостоятельного решения	111
Список основных сокращений	114
Литература	115

Введение

Дисциплина «Оптические цифровые телекоммуникационные системы» изучается студентами, обучающимися по направлению подготовки бакалавров 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», профиль «Оптические системы и сети связи». В рамках лекционного курса осваивается теоретический материал по учебной литературе [1–5], приобретаются навыки практических расчетов, проходится лабораторный практикум и выполняется курсовой проект.

Данное учебное пособие является частью учебно-методического комплекса и предназначено для подготовки, проведения практических занятий и организации самостоятельной работы студентов. В пособии содержится необходимый теоретический материал, методические рекомендации и примеры решения типовых задач, а также задачи для самостоятельного решения.

Пособие состоит из шести разделов. Первый раздел посвящен описанию аналого-цифровых преобразований сигнала и расчету его параметров для заданной помехозащищенности. Во втором разделе рассматриваются вопросы преобразование сигнала в нелинейных кодерах. В третьем разделе представлены материалы по расчету помехоустойчивости цифровых линейных регенераторов. В четвертом разделе рассмотрены вопросы расчета помехоустойчивости аналоговых волоконно-оптических систем передачи. В пятом разделе представлены материалы по расчету помехоустойчивости цифрового линейного тракта, построенного на основе аппаратуры одноволновой цифровой волоконно-оптической системы передачи. Шестой раздел посвящен вопросам скремблирования.

Список литературы включает источники [1–9], рекомендуемые для самостоятельного и более углубленного изучения вопросов, выносимых на практические занятия, а также нормативные документы [10–17].

1 АНАЛОГО–ЦИФРОВОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ СИГНАЛА. РАСЧЁТ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА ПРИ ЗАДАННОЙ ПОМЕХОЗАЩИЩЁННОСТИ

1.1 Основные теоретические сведения

Аналоговый сигнал, поступающий на вход канала связи любой цифровой телекоммуникационной системы, в том числе и оптической, посредством операций дискретизации по времени, квантования по уровню и кодирования, преобразуется в цифровой сигнал. Любая ОЦТС характеризуется параметром *помехозащищенности или помехоустойчивости*, который определяет способность цифровой системы передачи обеспечивать правильное функционирование в условиях воздействия шумов и помех искусственного и естественного происхождения. Чем выше параметр помехозащищенности, тем выше вероятность принять полезный (информационный) сигнал.

Дискретизация по времени

При дискретизации непрерывного сигнала по времени передается не весь сигнал, а только его амплитудные значения, взятые через промежутки времени, называемые периодом дискретизации (рисунок 1.1).

Причем период дискретизации выбирается таким образом, чтобы передаваемый дискретными отсчетами сигнал мог быть восстановлен практически без искажения.

Частотный спектр последовательности отсчетов $U_{\text{им}}$ содержит:

- 1) модулирующий сигнал;
- 2) частоту дискретизации и ее гармоники;
- 3) боковые полосы частот около частоты дискретизации и её гармоник.

Если спектр исходного сигнала ограничен частотой $f_{\text{макс}}$, то демодуляция АИМ-сигнала возможна с помощью фильтра нижних частот, который выделяет только низкочастотную составляющую спектра. Этот фильтр должен иметь частоту среза $f_{\text{ср}} = f_{\text{макс}}$. Выделить исходный сигнал возможно лишь в том случае, если выполняется условие теоремы Котельникова $f_{\text{д}} = 2f_{\text{макс}}$ — это

условие можно применить лишь для фильтров с идеальной характеристикой (рисунок 1.2).

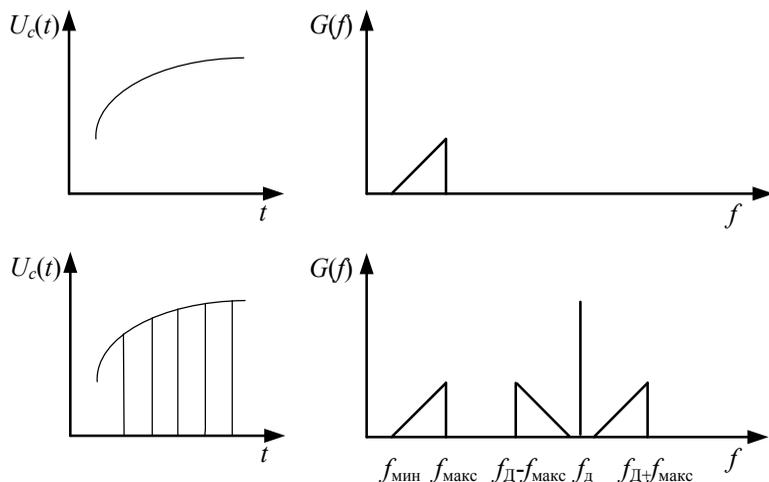


Рисунок 1.1 – Дискретизация непрерывного сигнала по времени и его спектр

Для фильтров с реальной характеристикой и имеющих полосу расфилтровки $f_{\text{д}} \geq 2f_{\text{макс}}$ частоту дискретизации выбирают обычно $f_{\text{д}} = (2, 3 \dots 2, 4) f_{\text{макс}}$.

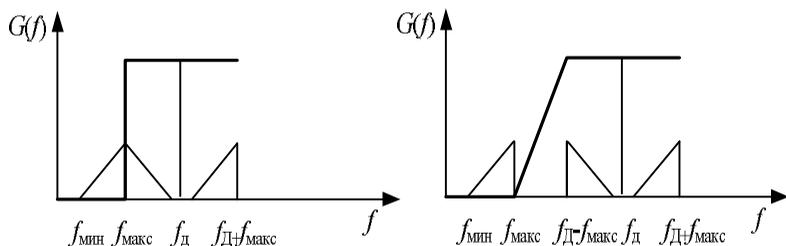


Рисунок 1.2 – Восстановление непрерывного сигнала в тракте приема

Например, при дискретизации сигнала для канала тональной частоты со спектром 0,3...3,4 кГц частота дискретизации выбирается $f_{\text{д}} = 8$ кГц. В этом случае полоса расфилтровки приме-

няемого ФНЧ $f_p = 1,2$ кГц, что снижает требования к крутизне нарастания затухания. Следовательно, стандартная частота дискретизации сигналов тональной частоты ЦСП $f_d = 2f_{\text{макс}}$, отсюда период дискретизации $T_d = \frac{1}{f_d} = 125$ мкс.

Аналого-цифровое преобразование

Полученный в результате дискретизации по времени АИМ-сигнал является аналоговым, так как амплитуды отсчетов изменяются аналогично изменению амплитуды исходного сигнала. Таким образом, амплитуды импульсов АИМ-сигнала соответствуют амплитуде сигнала в момент отсчета, причем значений амплитуд может быть бесконечное множество. Искажения и шумы, возникающие в линейном тракте, прежде всего изменяют амплитуды импульсов. На приемной станции отличить полезный сигнал невозможно, так как все значения амплитуды являются разрешенными. Помехоустойчивость систем передачи, использующих АИМ, очень низка.

Повышение помехозащищенности передачи информации возможно путем применения цифровых методов модуляции.

Аналого-цифровое преобразование может быть обеспечено импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ), дифференциальной ИКМ (ДИКМ), дельта-модуляцией (ДМ).

ИКМ-сигнал образуется из непрерывного в 3 этапа:

- 1) дискретизация исходного сигнала по времени;
- 2) квантование непрерывных отсчетов по уровню;
- 3) кодирование квантованных отсчетов.

При квантовании по уровню диапазон возможных значений сигнала делится на отрезки, называемые **шагами квантования**. Внутри каждого шага выбирают разрешенные значения сигнала — **уровни квантования** (рисунок 1.3).

Амплитуда каждого отсчета $U_{\text{аим}}(t)$ округляется до значения ближайшего уровня квантования, и отсчету присваивается значение величины разрешенного уровня $U_{\text{кв}}(t)$. Амплитуды квантованных импульсов отличаются от амплитуды отсчетов, что приводит к искажению сигнала, а на приемном конце возникают помехи, которые называют **шумом квантования**.

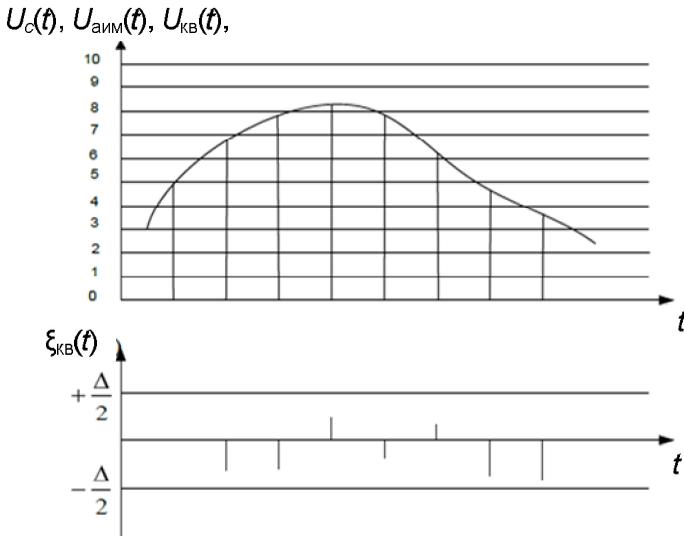


Рисунок 1.3 – Дискретизация исходного сигнала по времени и квантование непрерывных отсчетов по уровню

Ошибка квантования может быть определена как

$$\xi_{кв}(t) = U_{ам}(t) - U_{кв}(t).$$

Максимальная ошибка квантования $\xi_{кв\max} = \frac{\Delta}{2}$. Чем меньше шаг квантования, тем меньше ошибка квантования. Мощность шума квантования $P_{ш.кв} = \frac{\Delta^2}{12}$.

Неравномерное квантование. Качество передачи информации оценивают показатели помехозащищенности:

$$A_{з.кв} = P_c - P_{ш.кв}.$$

Из формулы следует, что если шум квантования величина постоянная, то с уменьшением уровня сигнала уменьшается помехозащищенность от шумов квантования.

С учетом того, что сигналы с меньшей интенсивностью появляются чаще, необходимо, чтобы шаг квантования слабых сигналов был меньше, т.е. квантование должно быть неравномерным (рисунок 1.4).

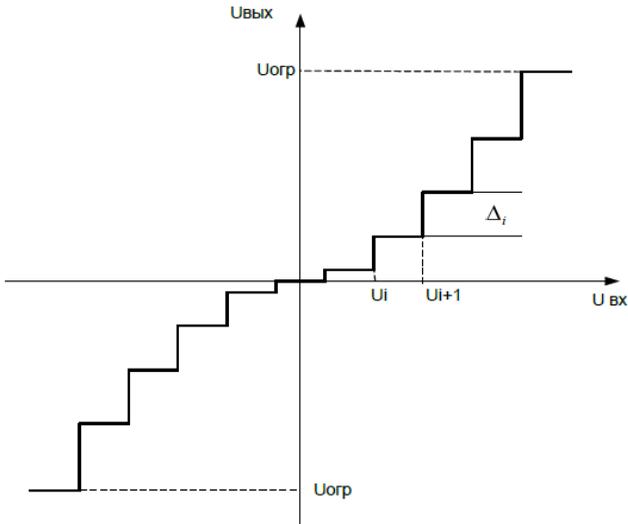


Рисунок 1.4 – Неравномерное квантование

Выполнить квантующее устройство с неравномерной шкалой квантования довольно сложно. Амплитудную характеристику квантующего устройства при этом строят по логарифмическому закону А-87,6. Применение неравномерного квантования позволяет повысить помехозащищенность слабых сигналов на 26...33 дБ.

1.2 Основные расчетные формулы и примеры решения задач

Рассмотрим основные понятия, разбирая типичные задачи по данному разделу.

Задача 1

Выбрать частоту дискретизации F_d первичного сигнала, спектр которого ограничен частотами $f_n = 0,3$ кГц и $f_v = 3,4$ кГц. Для выбранной частоты дискретизации рассчитать и построить спектральную диаграмму АИМ-сигнала.

Решение

Первичный сигнал ограничен частотами $f_n = 0,3$ кГц и $f_v = 3,4$ кГц. Выбор частоты дискретизации F_d осуществляется на основе теоремы Котельникова: $F_d \geq 2f_v$.

Для практических расчетов используется формула

$$F_d = (2,3\dots2,4) \cdot f_v.$$

Для рассматриваемого варианта:

$$F_d = (2,3\dots2,4) \cdot 3,4; \quad F_d = (7,82\dots8,16) \text{ кГц}.$$

Частота дискретизации F_d выбирается в пределах рассчитанного диапазона, ее значение должно быть целым числом и кратным четырем. В данном случае целесообразно выбрать F_d равной 8 кГц (рисунок 1.5).

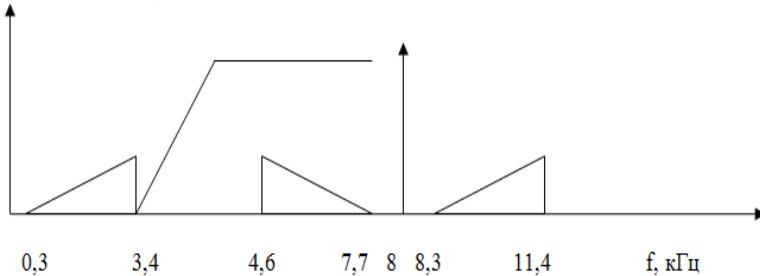


Рисунок 1.5 – Спектр сигнала

Задача 2

Выполнить операции равномерного квантования с шагом $\delta = 1$ В и кодирования в восьмиразрядном симметричном коде двух отсчетов аналогового сигнала с амплитудами $U_1 = 15$ В и $U_2 = -7$ В. Определить величины ошибок (шумов) квантования.

Изобразить полученные в результате кодирования кодовые слова (кодовые комбинации) в виде последовательности токовых и бестоковых посылок, считая, что двоичной единице соответствует токовая посылка, а нулю — бестоковая.

Решение

Исходные данные: $U_1 = 15$ В; $U_2 = -7$ В; $\delta = 1$ В.

Операция равномерного квантования определяет номер уровня, которого достиг АИМ-отсчет. При этом заданный отсчет округляется до ближайшего разрешенного к передаче уровня, и ему присваивается его номер.

Для рассматриваемого варианта в результате равномерного квантования отсчету $U_1 = 15$ В присвоен номер уровня (рисунок 1.6):

$$N_1 = \frac{U_1}{\delta} = \frac{15}{1} = 15.$$

Отсчету $U_2 = -7$ В присвоен номер уровня:

$$N_2 = \frac{U_2}{\delta} = \frac{-7}{1} = -7.$$

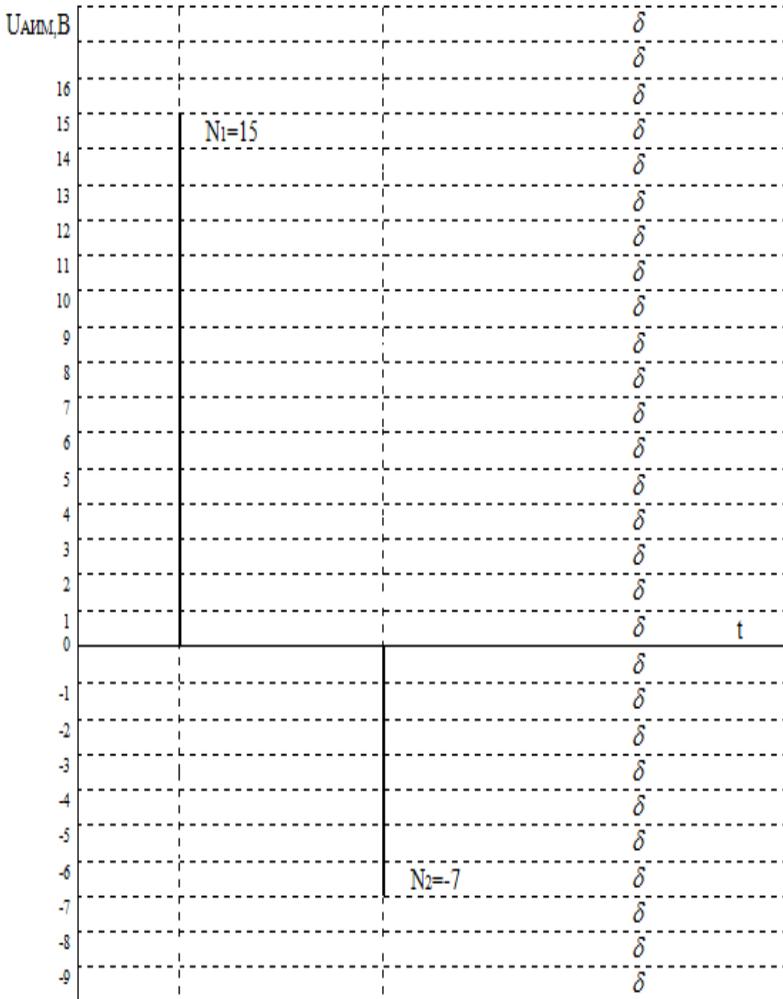


Рисунок 1.6 – Результат равномерного квантования

При кодировании заданных отсчетов определяется структура кодовых комбинаций, в которых зашифрован номер разрешенного для передачи уровня, которого достиг отсчет.

В кодовых комбинациях первый разряд соответствует полярности отсчета:

- если отсчет положительный, то в первом разряде записывается «1»;
- если отсчет отрицательный, то в первом разряде записывается «0».

Сама операция кодирования сводится к переводу номера разрешенного к передаче уровня из десятичной системы счисления в двоичную.

Таким образом, для полученных в результате квантования уровней N_1 и N_2 получим следующие кодовые комбинации:

$N_1=15$							
P_1	P_2	P_3	P_4	P_5	P_6	P_7	P_8
1	0	0	0	1	1	1	1

$N_2=-7$							
P_1	P_2	P_3	P_4	P_5	P_6	P_7	P_8
0	0	0	0	0	1	1	1

Полученные кодовые комбинации изобразим на временной диаграмме:



Задача 3

На основе теоремы Котельникова определить частоту дискретизации F_d первичного аналогового сигнала, спектр которого ограничен частотами $F_n = 0,3$ кГц и $F_g = 3,4$ кГц. Выбрать частоту дискретизации равной $2F_v$. Для рассчитанной на основе теоремы Котельникова и выбранной частоты дискретизации построить спектры АИМ-сигналов, полагая, что первичный сигнал не имеет постоянной составляющей.

Решение

Определим частоту дискретизации F_d :

а) по теореме Котельникова $F_d = 2F_v = 6,8$ кГц;

б) выбираем F_d из условия $F_d \geq 2F_v = 8$ кГц.

Построим спектры АИМ-сигналов для рассчитанных частот, полагая, что первичный сигнал не имеет постоянной составляющей (рисунки 1.7 и 1.8).

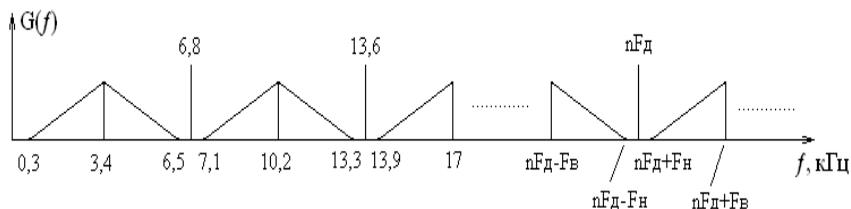


Рисунок 1.7 – Спектр АИМ-сигнала при $F_d = 6,8$ кГц

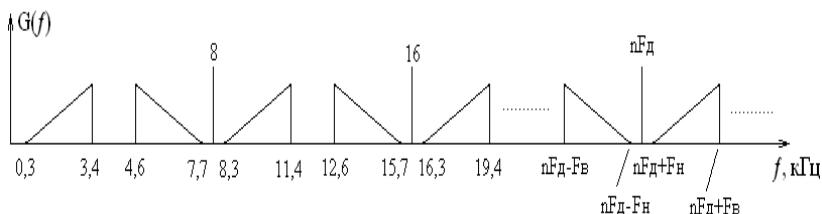


Рисунок 1.8 – Спектр АИМ-сигнала при $F_d = 8$ кГц

Из рисунка 1.7 видно, что полоса расфилтровки $\Delta F_p = (F_d - F_v) - F_v = 0$ и, следовательно, потребуется идеальный фильтр нижних частот (ФНЧ) с бесконечно большой крутизной для восстановления исходного непрерывного сигнала на приёме.

При $F_d = 8$ кГц (рисунок 1.8) полоса расфилтровки $\Delta F_p = 1,2$ кГц оказывается достаточно большой, что делает возможным восстановление исходного непрерывного сигнала на приёме ФНЧ с частотой среза равной 3,4 кГц.

Задача 4

Для двух отсчётов первичного аналогового сигнала с амплитудами 0,4 В и $-2,8$ В при заданном напряжении ограничения $U_{огр} = 3,2$ В выполнить операции равномерного квантования и кодирования в симметричном и натуральном 5-разрядном коде. Определить величины ошибок квантования этих отсчётов и изобразить полученные в результате кодирования кодовые слова (комбинации) в виде последовательности токовых и бестоковых посылок, считая, что двоичной единице соответствует токовая посылка, а нулю — бестоковая посылка.

Решение

Выполним операцию равномерного квантования для двух отсчётов первичного аналогового сигнала с амплитудами 0,4 В и -2,8 В (рисунок 1.9):

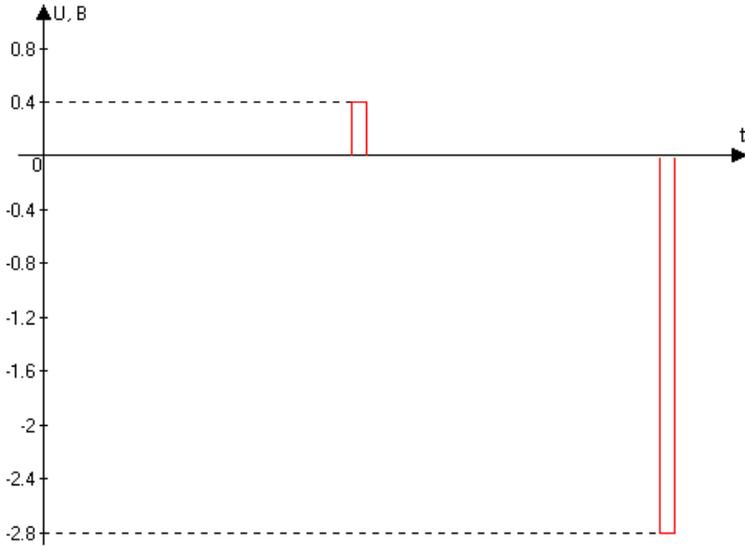


Рисунок 1.9 – Амплитуды отсчётов двух аналоговых сигналов

1. Для симметричного двоичного 5-разрядного кода (рисунок 1.10):

число шагов квантования: $N_{\text{кв}} = 2^m = 2^4 = 32$;

абсолютное значение шага квантования:

$$\delta = 2U_{\text{огр}} / N_{\text{кв}} = 6,4 / 32 = 0,2 \text{ В.}$$

Таким образом:

отсчёту $U_1 = 0,4 \text{ В}$ соответствует амплитуда, выраженная в шагах квантования = 2,

отсчёту $U_2 = -2,8 \text{ В}$ — амплитуда $H_2 = \frac{U_2}{\delta} = \frac{-2,8}{0,2} = -14$.

Ошибкой квантования называется разность между истинным значением отсчёта и его квантованным значением. Из рисунка 1.10 видно, что ошибка квантования для обоих отсчётов равна 0.

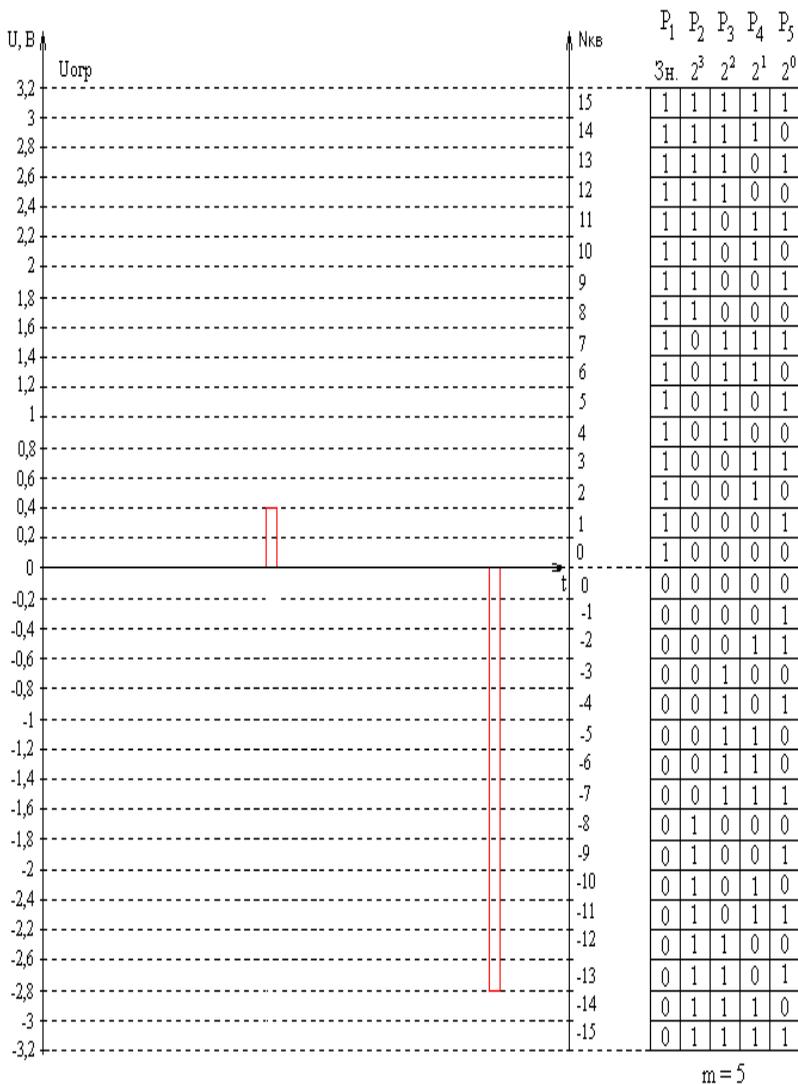


Рисунок 1.10 – Отсчёты, квантованные по уровню, для симметричного двоичного кода

Выполним операцию кодирования полученных отсчётов. Для этой цели чаще всего используют кодер *взвешивающего типа*. Кодирование методом взвешивания заключается в сравнении

кодируемого мгновенного значения со значениями, создаваемыми источником эталонных токов (ИЭТ). Набор ИЭТ для 5-разрядного кодера содержит эталоны: δ , 2δ , 4δ , 8δ .

Закодируем первый отсчёт $U_1 = 2\delta$:

1) сравнение начинается с определения полярности отсчёта. Положительным значениям соответствует 1, отрицательным — 0. Так как $H_1 = +2\delta$, то старшему разряду соответствует 1;

2) во 2-м такте отсчёт сравнивается с наибольшим эталоном 8δ : $2\delta < 8\delta \rightarrow 0$;

3) в 3-м такте отсчёт сравнивается с эталоном 4δ : $2\delta < 4\delta \rightarrow 0$;

4) в 4-м такте отсчёт сравнивается с эталоном 2δ : $2\delta = 2\delta \rightarrow 1$;

5) в 5-м такте отсчёт сравнивается с суммой эталонов $2\delta + \delta = 3\delta$: $2\delta < 3\delta \rightarrow 0$.

Таким образом получена кодовая комбинация 10010.

Аналогичным образом закодируем второй отсчёт $U_2 = -14\delta$:

1) $H_2 = -14\delta$, следовательно, старшему разряду соответствует 0;

2) во 2-м такте отсчёт сравнивается с эталоном 8δ : $14\delta > 8\delta \rightarrow 1$;

3) в 3-м такте отсчёт сравнивается с суммой эталонов $8\delta + 4\delta = 12\delta$: $14\delta > 12\delta \rightarrow 1$;

4) в 4-м такте отсчёт сравнивается с суммой эталонов $8\delta + 4\delta + 2\delta = 14\delta$: $14\delta = 14\delta \rightarrow 1$;

5) в 5-м такте отсчёт сравнивается с суммой эталонов $8\delta + 4\delta + 2\delta + \delta = 15\delta$: $14\delta < 15\delta \rightarrow 0$.

Таким образом получена кодовая комбинация 01110. Изобразим полученные в результате кодирования кодовые слова (рисунок 1.11).

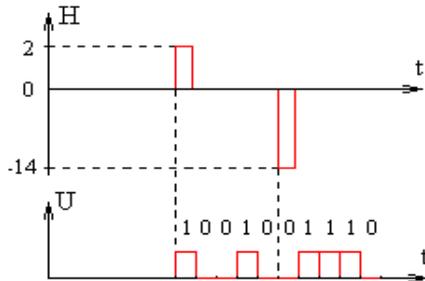


Рисунок 1.11 – Кодовые комбинации натурального двоичного 5-разрядного кода

Данный код используется при кодировании однополярных сигналов. Можно кодировать и биполярные сигналы, обеспечив предварительно их смещение.

Так как исходные отсчёты имеют разную полярность, то предварительно выполним переход к отсчётам одной полярности (рисунок 1.12), добавив напряжение смещения $U_{см} = U_{огр}/2 = 1,6 \text{ В}$, при этом амплитуды отсчётов будут равны: $U_1 = 1,6 + 0,4 = 2 \text{ В}$. $U_2 = 1,6 + (-2,8) = -1,2 \text{ В} \rightarrow U_2 = 0$.

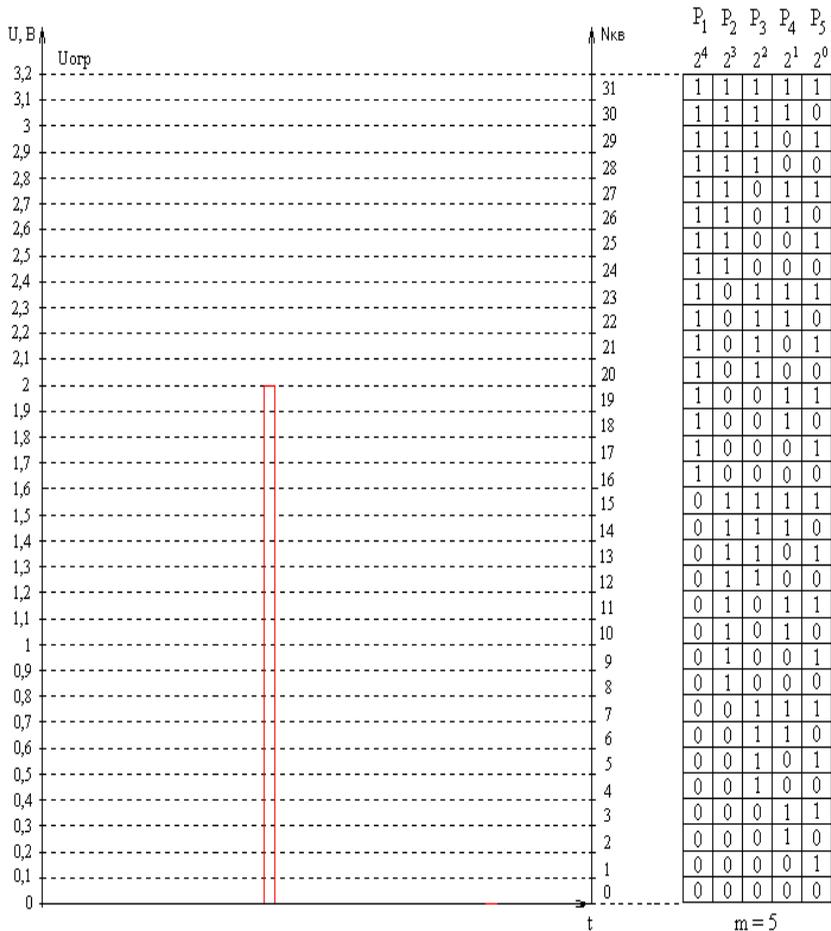


Рисунок 1.12 – Отсчёты, квантованные по уровню, для натурального двоичного кода

Число шагов квантования: $N_{\text{KB}} = 2^m = 2^5 = 32$ (0..31).

Абсолютное значение шага квантования:

$$\delta = U_{\text{огр}} / N_{\text{KB}} = 3,2 / 32 = 0,1 \text{ В.}$$

Таким образом, отсчёту $U_1 = 0,4$ В соответствует амплитуда, выраженная в шагах квантования $H_1 = \frac{U_1}{\delta} = \frac{0,4}{0,1} = 4$, отсчёту

$U_2 = 0$ В — амплитуда $H_2 = 0$. Из рисунка 1.12 видно, что ошибка квантования обоих отсчётов равна 0.

Выполним операцию равномерного кодирования методом взвешивания. Закодируем первый отсчёт $U_1 = 20\delta$:

1) в 1-м такте отсчёт сравнивается с наибольшим эталоном 16δ :

$$20\delta > 16\delta \rightarrow 1;$$

2) во 2-м такте отсчёт сравнивается с суммой эталонов $16\delta + 8\delta = 24\delta$: $20\delta < 24\delta \rightarrow 0$;

3) в 3-м такте отсчёт сравнивается с суммой эталонов $16\delta + 4\delta = 20\delta$: $20\delta = 20\delta \rightarrow 1$;

4) в 4-м такте отсчёт сравнивается с суммой эталонов $16\delta + 4\delta + 2\delta = 22\delta$: $20\delta < 22\delta \rightarrow 0$.

5) в 5-м такте отсчёт сравнивается с суммой эталонов $16\delta + 4\delta + 2\delta + \delta = 23\delta$: $20\delta < 23\delta \rightarrow 0$.

Таким образом получена кодовая комбинация 10100.

Так как $U_2 = 0$, то очевидно, что при кодировании кодовая комбинация будет иметь вид 00000.

Изобразим полученные в результате кодирования кодовые слова (рисунок 1.13).

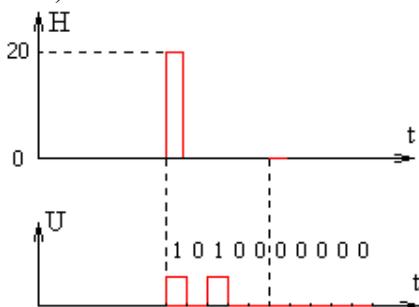


Рисунок 1.13 – Кодовые комбинации, полученные в результате кодирования

Задача 5

Определить минимальное количество разрядов m в кодовом слове, при котором обеспечивается заданная помехозащищённость гармонического сигнала (с минимальной амплитудой $U_{\text{мин}} = 8$ мВ) от шумов квантования $A_{3,\text{КВ}} = 27$ дБ при равномерном квантовании. Построить зависимость помехозащищённости $A_{3,\text{КВ}}$ от уровня гармонического сигнала при изменении его амплитуды от $U_{\text{мин}}$ до напряжения ограничения $U_{\text{огр}} = 3$ В.

Решение

Рассчитаем минимальное количество разрядов m в кодовом слове при $A_{3,\text{КВ}} = 27$ дБ для гармонического сигнала. Рассмотрим выражение для определения помехозащищённости

$$A_{3,\text{КВ}} = 10\lg(P_c / P_{\text{ш.КВ}}),$$

где $P_c = \left(\frac{U_m}{\sqrt{2}}\right)^2$ — средняя мощность гармонического сигнала на единичном сопротивлении, Вт;

$$P_{\text{ш.КВ}} = \frac{U_{\text{огр}}^2}{3 \cdot 2^m} \text{ — средняя мощность шумов квантования, Вт.}$$

Подставляя записанные выражения для мощностей, получим

$$A_{3,\text{КВ}} = 20\lg \frac{U_m \cdot 2^m \cdot \sqrt{3}}{U_{\text{огр}} \cdot \sqrt{2}} = 20\lg \frac{U_m}{U_{\text{огр}}} + 20\lg \sqrt{\frac{3}{2}} + 20\lg 2^m = 20\lg \frac{U_m}{U_{\text{огр}}} + 1,76 + 6m,$$

$$m = \frac{A_{3,\text{КВ}} - 1,76 + 20\lg \left(\frac{U_{\text{огр}}}{U_m}\right)}{6}.$$

Подставляя исходные данные, определим

$$m = \frac{27 - 1,76 + 20\lg \left(\frac{3}{0,008}\right)}{6} = 12,78.$$

Таким образом, при $m = 13$ обеспечивается заданная помехозащищённость.

Построим зависимость помехозащищённости $A_{3,\text{КВ}}$ от уровня гармонического сигнала при изменении его амплитуды от 8 мВ до напряжения ограничения 3 В ($0,008 \text{ В} \leq U_c \leq 3 \text{ В}$) (рисунок 1.14):

$$A_{3,KB} = P_c - P_{ш.КВ},$$

где уровень гармонического сигнала определяется из выражения

$$P_c = 10 \lg \frac{P_c}{P_0} = 10 \lg \left(\frac{P_c}{P_0} \cdot \frac{R_x}{R_0} \right) = 20 \lg \frac{U_{эфф}}{U_0} = 20 \lg \frac{U_c}{\sqrt{2} \cdot 0,775},$$

а уровень шумов квантования:

$$P_{ш.КВ} = 10 \lg \frac{P_{ш.КВ}}{P_0} = 10 \lg \left(\frac{P_{ш.КВ}}{P_0} \cdot \frac{R_x}{R_0} \right) = 10 \lg \frac{U_{орп}^2 \cdot R_x}{3N_{КВ}^2 \cdot U_0^2} = 20 \lg \left(\frac{U_{орп}}{2^m \cdot \sqrt{3} \cdot 0,775} \right).$$

Окончательно получим

$$A_{3,KB} = 20 \lg \frac{U_c}{\sqrt{2} \cdot 0,775} - 20 \lg \left(\frac{U_{орп}}{2^m \cdot \sqrt{3} \cdot 0,775} \right).$$

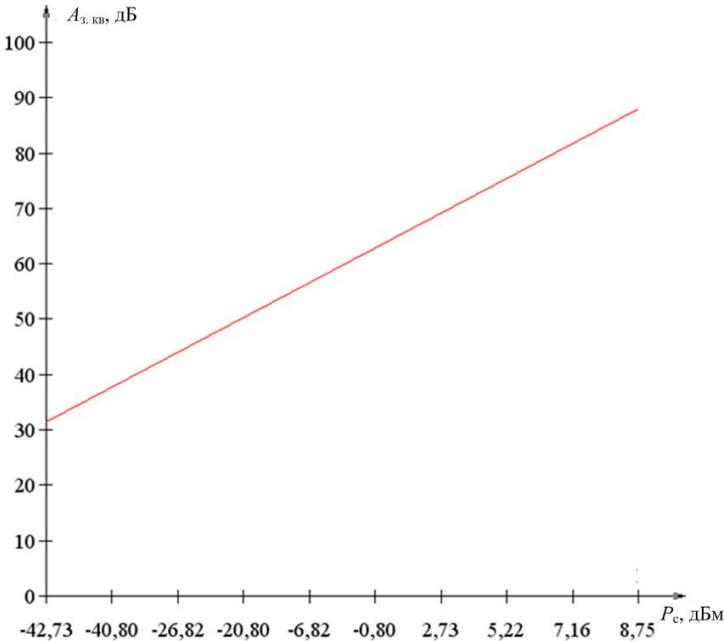


Рисунок 1.14 – Зависимость $A_{3,KB} = f(P_c)$ при равномерном квантовании

Задача 6

Определить допустимый диапазон изменения уровня гармонического сигнала, в котором защищённость от шумов квантования остаётся не ниже заданной (рисунок 1.15), при использовании

неравномерного квантования с сегментированной характеристикой компрессии А-типа, рекомендуемой МСЭ.

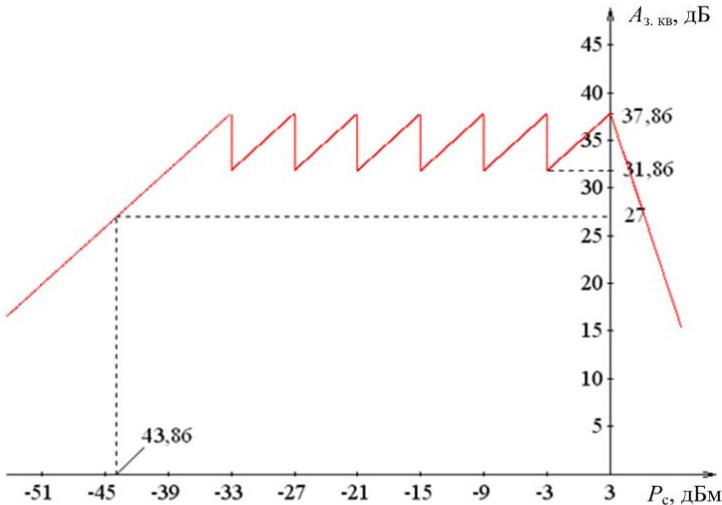


Рисунок 1.15 – Зависимость $A_{нз.кв.} = f(p_c)$ при неравномерном квантовании для гармонического сигнала

Решение

По зависимости $A_{з.кв.} = f(P_c)$ (рисунок 1.15) видно, что допустимый диапазон изменения уровня гармонического сигнала, в котором защищённость от шумов квантования остаётся не ниже 27 дБ, при использовании неравномерного квантования с сегментированной характеристикой компрессии А-87,6/13 составляет 3дБ – (–43,86дБ) = 46,86 дБ \approx 47 дБ.

Пилообразный вид зависимости объясняется следующим образом: начало графика — наклонная прямая — соответствует 0-му и 1-му сегменту характеристики компрессии А-87,6/13. Это зона равномерного квантования, поэтому помехозащищённость возрастает пропорционально возрастанию уровня сигнала (см. рисунок 1.14). При переходе ко 2-му сегменту помехозащищённость скачком уменьшается на 6 дБ, поскольку во 2-м сегменте величина шага квантования в 2 раза больше. Такая же картина повторяется при переходе к каждому последующему сегменту. Это зона неравномерного квантования. При достижении верхней

границы — 7 сегмента ($U_{огр}$) — наступает зона перегрузки, где защищённость сигнала резко падает, но уже за счёт шумов ограничения сигнала.

Задача 7

Обосновать, почему в ЦСП с ИКМ, предназначенной для передачи телефонных сигналов, следует применять неравномерное квантование с характеристикой компрессии, близкой к логарифмической.

Решение

В ЦСП с ИКМ, предназначенной для передачи телефонных сигналов, следует применять неравномерное квантование, так как при этом для слабых сигналов мощность шумов квантования $P_{ш.кв}$ уменьшается, а для сильных возрастает, что приводит к увеличению помехозащищённости $A_{з.кв}$ для слабых сигналов и снижению $A_{з.кв}$ для сильных, которые имели большой запас по помехозащищённости. В результате удаётся снизить разрядность кода (до 8), обеспечив при этом выполнение требований к помехозащищённости от шумов квантования в широком динамическом диапазоне сигнала, составляющем около 40 дБ. Таким образом происходит выравнивание $A_{з.кв}$ в широком диапазоне изменения уровней сигнала. Эффект неравномерного квантования пропорционален сжатию динамического диапазона сигнала, которое осуществляется с помощью компрессора, обладающего нелинейной амплитудной характеристикой, близкой к логарифмической. В современных ЦСП находят применение две квазилогарифмические характеристики компандирования (типа А и μ).

1.3 Задачи для самостоятельного решения

1.1. Рассчитать и сравнить мощность шумов квантования при равномерном квантовании для заданных значений разрядности кода m и напряжения ограничения $U_{огр}$ (при использовании натурального симметричного кода).

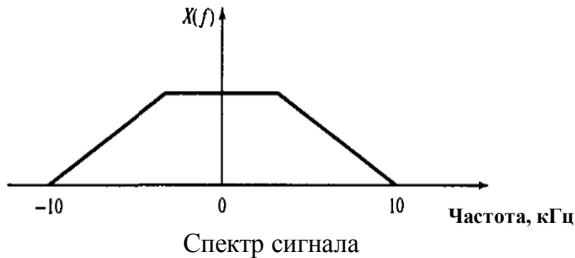
1.2. Рассчитать и сравнить величины шагов квантования для кодеров указанного типа при заданном напряжении ограничения $U_{огр}$.

1.3. На выходе линейного кодера в процессе кодирования отсчетов натуральным симметричным кодом некоторого канального сигнала были последовательно сформированы заданные кодовые комбинации. Определить сигнал на входе кодера и на выходе декодера, если в процессе передачи произошли ошибки в символах, помеченных в задании.

1.4. Задан отсчет сигнала и напряжение ограничения кодера. Записать кодовые комбинации, соответствующие данному отсчету, при использовании натурального симметричного и несимметричного кода.

1.5. Задана кодовая комбинация на выходе кодера аппаратуры ИКМ-30. Рассчитать амплитуду отсчета на входе кодера, а также номера сегмента и шага внутри сегмента характеристики компандирования, соответствующие данному отсчету, полагая, что напряжение ограничения кодера равно $U_{огр}$.

1.6. На рисунке изображен спектр сигнала. Найдите минимальную частоту дискретизации, позволяющую избежать наложения. Предположите, что сигнал дискретизируется с частотой 16 кГц, и изобразите спектр дискретного сигнала в диапазоне ± 16 кГц.



1.7. Выбрать частоту дискретизации F_d первичного сигнала, спектр которого ограничен частотами $f_n = 12$ кГц и $f_v = 24$ кГц. Для выбранной частоты дискретизации рассчитать и построить спектральную диаграмму АИМ-сигнала.

1.8. Запишите уравнение, выражающее теорему о полосовой дискретизации. Объясните, почему теорема о полосовой дискретизации представляет интерес для цифровой связи.

1.9. Выполнить операции равномерного квантования с шагом $\delta = 0,6$ и кодирования в восьмиразрядном симметричном ко-

де двух отсчетов аналогового сигнала с амплитудами $U_1 = 6,4$ В и $U_2 = -18,6$ В. Определить величины ошибки квантования. Изобразить полученные в результате кодирования кодовые комбинации в виде последовательности токовых и бестоковых посылок.

1.10. Выполнить операции равномерного квантования с шагом $\delta = 0,3$ и кодирования в восьмиразрядном симметричном коде двух отсчетов аналогового сигнала с амплитудами $U_1 = 6,1$ В и $U_2 = 19,8$ В. Определить величины ошибки квантования. Изобразить полученные в результате кодирования кодовые комбинации в виде последовательности токовых и бестоковых посылок.

1.11. Выполнить операции равномерного квантования с шагом $\delta = 0,4$ и кодирования в восьмиразрядном симметричном коде двух отсчетов аналогового сигнала с амплитудами $U_1 = 6,2$ В и $U_2 = -18,6$ В. Определить величины ошибки квантования. Изобразить полученные в результате кодирования кодовые комбинации в виде последовательности токовых и бестоковых посылок.

1.12. Найдите минимальную теоретическую частоту дискретизации F_s , позволяющую избежать наложения, для полосового сигнала с частотными компонентами в диапазоне $10 \text{ МГц} < f < 20 \text{ МГц}$.

1.13. Найдите минимальную теоретическую частоту дискретизации F_s , позволяющую избежать наложения, для полосового сигнала с частотными компонентами в диапазоне $15 \text{ МГц} < f < 29 \text{ МГц}$.

1.14. Выбрать частоту дискретизации F_d первичного сигнала, спектр которого ограничен частотами $f_n = 15 \text{ кГц}$ и $f_b = 30 \text{ кГц}$. Для выбранной частоты дискретизации рассчитать и построить спектральную диаграмму АИМ-сигнала.

1.15. Выбрать частоту дискретизации F_d первичного сигнала, спектр которого ограничен частотами $f_n = 5 \text{ кГц}$ и $f_b = 10 \text{ кГц}$. Для выбранной частоты дискретизации рассчитать и построить спектральную диаграмму АИМ-сигнала.

1.16. Выполнить операции равномерного квантования с шагом $\delta = 0,7$ и кодирования в восьмиразрядном симметричном коде двух отсчетов аналогового сигнала с амплитудами $U_1 = 6,2$ В и $U_2 = 20$ В. Определить величины ошибки квантования.

1.17. Выполнить операции равномерного квантования с шагом $\delta = 0,25$ и кодирования в восьмиразрядном симметричном коде двух отсчетов аналогового сигнала с амплитудами $U_1 = 4$ В и $U_2 = 20,6$ В. Определить величины ошибки квантования. Изобразить полученные в результате кодирования кодовые комбинации в виде последовательности токовых и бестоковых посылок.

1.18. Выполнить операции равномерного квантования с шагом $\delta = 0,3$ и кодирования в восьмиразрядном симметричном коде двух отсчетов аналогового сигнала с амплитудами $U_1 = 9,3$ В и $U_2 = 32$ В. Определить величины ошибки квантования. Изобразить полученные в результате кодирования кодовые комбинации в виде последовательности токовых и бестоковых посылок.

1.19. Найдите минимальную теоретическую частоту дискретизации F_s , позволяющую избежать наложения, для полосового сигнала с частотными компонентами в диапазоне $20 \text{ МГц} < f < 30 \text{ МГц}$.

2 ПРЕОБРАЗОВАНИЕ СИГНАЛА В НЕЛИНЕЙНОМ КОДЕРЕ С ХАРАКТЕРИСТИКОЙ А-ТИПА

2.1 Основные теоретические сведения

Численной характеристикой влияния шумов квантования на точность кодирования аналогового сигнала может служить отношение мощностей сигнала и шума квантования. Для двуполярного сигнала это отношение равно:

$$\frac{P_c}{P_{ш.кв}} = 10,8 + 20 \lg\left(\frac{U}{U_{огр}}\right) + 6n - 6,$$

Для однополярного сигнала:

$$\frac{P_c}{P_{ш.кв}} = 10,8 + 20 \lg\left(\frac{U}{U_{огр}}\right) + 6n,$$

Изменение мощности передаваемого сигнала приводит к снижению величины сигнал–шум. На рисунке 2.1 приведена зависимость отношения сигнал–шум (с учетом искажений как квантования $P_{кв}$, так и ограничения $P_{огр}$).

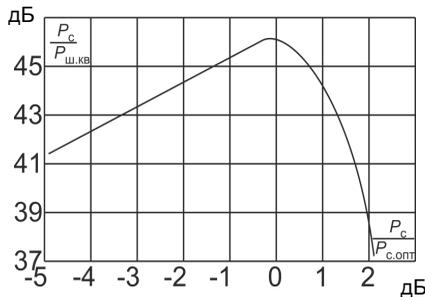


Рисунок 2.1 – Зависимость отношения сигнал–шум от уровня сигнала с нормальным законом распределения мгновенных значений

Резкое падение величины отношения сигнал–шум при превышении сигналом оптимального уровня вызвано ростом мощности искажений ограничения.

Уменьшение сигнала вызывает пропорциональное снижение отношения сигнал-шум, т. е. передача слабых сигналов сопровождается большими искажениями.

Если изменять шаг квантования пропорционально значению квантуемого сигнала, то отношение сигнал-шум при изменении сигнала будет сохраняться постоянным. Переменную величину шага можно получить, например, с помощью устройства с нелинейной амплитудной характеристикой и равномерного квантователя (рисунок 2.2).

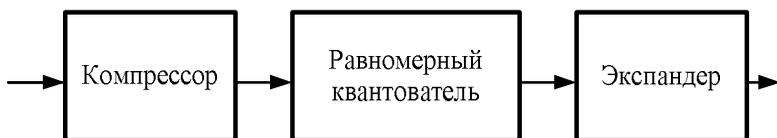


Рисунок 2.2 – Структурная схема устройства неравномерного квантования с компандированием аналогового сигнала

Исходный сигнал передается через устройство, коэффициент передачи которого обратно пропорционален величине сигнала, квантуется и проходит через схему, нелинейность которой обратная нелинейности входного устройства. Таким образом, перед квантованием осуществляется компрессия (сжатие) динамического диапазона входного сигнала, а после квантования — его расширение, что обеспечивает общую линейность системы передачи.

Совокупность операций сжатия диапазона, осуществляемого компрессором, и расширения, производимого экспандером, называется *компандированием* сигнала (рисунок 2.3).

Амплитудная характеристика входного устройства $U_{\text{вых}} = y(U_{\text{вх}})$ (см. рисунок 2.3) называется характеристикой компрессии. Характеристика компрессии связывает шкалу равномерного квантования (ось ординат) со шкалой неравномерного квантования и характеризует любую систему неравномерного квантования даже при отсутствии компрессора как отдельного узла.

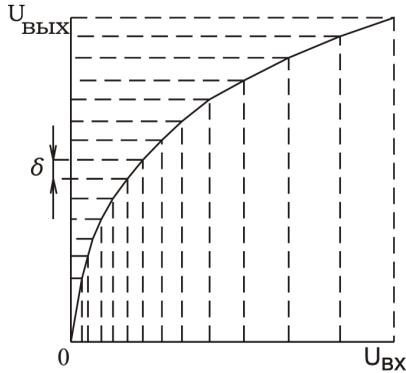


Рисунок 2.3 – Характеристика компрессии

Шаг неравномерного квантования определяется из выражения

$$\delta(U_{\text{вх}}) = \frac{\delta_p}{y'(U_{\text{вх}})},$$

где $\delta_p = \frac{U_{\text{огр}}}{2^{n-1}}$ — величина шага при равномерном квантовании.

Постоянство отношения сигнал–шум квантования соответствует условию

$$U_{\text{вх}} y'(U_{\text{вх}}) = U_{\text{вх}} \frac{dy}{dU_{\text{вх}}} = \text{const.}$$

После разделения переменных и интегрирования получим

$$y \approx c_1 \ln U_{\text{вх}} + c_2 = c_1 \ln \mu U_{\text{вх}}, \quad (2.1)$$

где c_1 и c_2 — постоянные интегрирования; $\mu = e^{\frac{c_1}{c_2}}$. Функция $y(U_{\text{вх}})$ должна удовлетворять условиям:

$$y(0) = 0; \quad y(1) = 1. \quad (2.2)$$

Условия (2.2) не выполняются при конечных значениях c_1 и c_2 . Если видоизменить выражение (2.1) и принять

$$y = c \cdot \ln(\mu U_{\text{вх}} + b), \quad (2.3)$$

то условия (2.2) выполняются при $b = 1$ и $c = \frac{1}{\ln(1 + \mu)}$.

Подставляя b и c в выражение (2.3), получаем искомую зависимость $y = \frac{\ln(1 + \mu|U_{\text{вх}}|)}{\ln(1 + \mu)}$, широко используемую в АЦП ИКМ.

Зависимости величины $\frac{U_{\text{вх}}}{\delta(U_{\text{вх}})}$ от входного сигнала для различных μ приведены на рисунке 2.4. При увеличении μ расширяется область значений входного сигнала, в которой отношение сигнал-шум квантования приблизительно постоянно при $\mu \cdot U_{\text{ао}} \gg 1$.

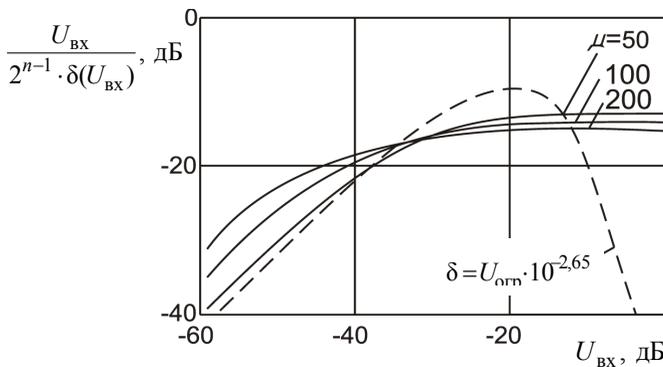


Рисунок 2.4 – Зависимость $\frac{U_{\text{вх}}}{\delta(U_{\text{вх}})}$ от величины входного сигнала

В современных ЦСП находят применение две логарифмические характеристики компандирования (типов А и μ), которые удобно изображать и описывать в нормированном виде $y = f(x)$, где $y = U_{\text{вых}} / U_{\text{орн}}$, $x = U_{\text{вх}} / U_{\text{орн}}$:

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

где $A = 87,6$ и $\mu = 255$ — параметры компрессии.

Характеристика компандирования типа А используется в ЦСП, соответствующих европейской ПЦИ, а типа μ — в ЦСП, соответствующих североамериканской ПЦИ.

Оценим выигрыш от компандирования с А-законом.

$$\text{Если } \delta \text{ — выигрыш, то } \delta = \frac{\frac{\Delta U_c}{U_c}}{\frac{\Delta U_{\text{вх}}}{U_c}} = \frac{\Delta U}{\Delta U_{\text{вх}}} \bigg|_{U_c \rightarrow 0} = y'(0),$$

$$y'(0) = \frac{1}{\ln(1 + \mu)} \cdot \frac{1}{1 + \mu \cdot |U|} \bigg|_{u=0} = \mu = \frac{\mu}{\ln(1 + \mu)}.$$

При $A = 87,6$ получим

$$\delta(A) = y'(0) = 20 \lg \left(\frac{A}{1 + \ln A} \right) = 24,08 \text{ дБ}. \quad (2.4)$$

Кодеком называют систему КОдер-ДЕКОдер, определяющую в ЦСП соотношение между качеством передачи сигнала и скоростью цифрового потока. Импульсно-кодovou модуляцию называют ИКМ-64, так как цифровой поток на один канал имеет скорость $f_d \cdot m = 8 \text{ (кГц)} \cdot 8 \text{ (разрядов)} = 64 \text{ кбит/с}$. Из регламентированных рекомендаций G.711 и G.712 МСЭ-Т версий ИКМ-64, далее речь пойдёт только о европейской версии ИКМ-64 (А-закон).

Согласование динамических диапазонов канала и сигнала производят с помощью компрессии сигнала. Поскольку кодер является групповым устройством, компрессия должна быть безинерционной (мгновенной). Мгновенный компрессор представляет собой усилитель с нелинейной амплитудной характеристикой $U_{\text{вых}}(U_{\text{вх}})$. При $A = 1$ имеем линейную амплитудную характеристику; чем больше значение параметра $A > 1$, тем выше степень компрессии.

От аналоговых компандеров (КОМпрессоров + экСПАНДЕРОВ) перешли к цифровой обработке сигнала, приняв сегментированный А-закон. Шкала непрерывного $U_{\text{вх}}$ и квантованного $U_{\text{вых}}$ напряжений представлена на рисунке 2.5. Знак кодируется отдельно от модуля отсчёта (симметричный код), поэтому показана только положительная полуось.

Значение напряжения ограничения $U_{огр}$ получают исходя из следующего. Регламентирован уровень ограничения $P_{огр}$ гармонического испытательного колебания, равный +3,14 дБ. Очевидно, напряжение ограничения равно амплитуде этого гармонического колебания, то есть превышает его эффективное напряжение $U_{эфф}$ в $\sqrt{2}$ раз.



Рисунок 2.5 – Шкала непрерывного $U_{вх}$ и квантованного $U_{вых}$ напряжений

Диапазон изменения $U_{вых}$ от $U_{огр}$ до нуля разбит на 8 сегментов, получаемых последовательным семикратным делением левой части отрезка пополам. Каждый сегмент равномерно разделён на 16 шагов квантования. Для определения номера шага квантования, соответствующего $U_{вх}$, необходимы:

1 (знак) + 3 (номер сегмента) + 4 (номер шага квантования) = 8 разрядов.

Общее число шагов квантования составляет $2^8 = 256$. Отметим, что шаги квантования четырёх центральных сегментов одинаковы, поэтому А-закон называют тринадцатисегментным ($2 \cdot 8 - 4 + 1 = 13$). Величина шага квантования на 7-м сегменте равна $U_{огр} / 2 / 16 = U_{огр} / 32$. На каждом следующем сегменте, кроме нулевого, она уменьшается вдвое.

Значения напряжений в δ_0 , соответствующих нижней $U_{ни}$, верхней $U_{ви}$ границам, и шагов квантования Δ_i i -го сегмента, а также мощности искажений квантования $P_{квi}$, равной $\Delta_i^2/12$, приведены в таблице 2.1. Для удобства расчётов учтено, что $U_{огр}$ практически точно равно $\pi/2$.

Отметим, что если бы квантование было равномерным, то

шаг квантования составлял $2^{-(8-1)} = 2^{-7} = 1/128$ долю $U_{\text{огр}}$, то есть был в $2^{-7}/2^{-11} = 16$ раз больше, чем Δ_0 . Это означает, что дифференциальное усиление эквивалентным аналоговым компрессором бесконечно малого сигнала равнялось бы 16.

Таблица 2.1 – Параметры сегментов по А-закону компандирования

Параметр	Номер сегмента i							
	0	1	2	3	4	5	6	7
$U_{\text{н}i}, \delta_0$	0	$\pi/256$	$\pi/128$	$\pi/64$	$\pi/32$	$\pi/16$	$\pi/8$	$\pi/4$
$U_{\text{в}i}, \delta_0$	$\pi/256$	$\pi/128$	$\pi/64$	$\pi/32$	$\pi/16$	$\pi/8$	$\pi/4$	$\pi/2$
Δ_i, δ_0	$\pi/4096$		$\pi/2048$	$\pi/1024$	$\pi/512$	$\pi/256$	$\pi/128$	$\pi/64$
$P_{\text{кв}i}, \text{нВт}$	0,082		0,328	1,311	5,246	20,98	83,93	335,7

Рассмотрим пример прохождения через кодек с законом компандирования $A = 87,6/13$ отсчёта с абсолютным значением напряжения $U_{\text{вх}0}$, равным $67,3\delta_0$.

На передаче отсчёт окажется в пределах 3-го сегмента с $U_{\text{н}i} = 49,1\delta_0$ и $U_{\text{в}i} = 98,2\delta_0$. Номер уровня квантования равен разности напряжения отсчёта и напряжения нижней границы сегмента $U_{\text{вх}0} - U_{\text{н}3} = 67,3 - 49,1 = 18,2\delta_0$, деленной на величину шага квантования на 3-м сегменте $E[18,2/3,07] = [5,9] = 5$, где $E[x]$ — функция «Entier» — отбрасывание дробной части числа. Таким образом, будет передана кодовая комбинация вида $\pm 011 0101$, содержащая знак числа (\pm) и десятичные числа 3 и 5 в двоичном представлении.

На приёме будет вычислен уровень квантования как сумма напряжений нижней границы сегмента, сложенная с произведением напряжения шага квантования на номер уровня квантования в сегменте плюс половина: $49,1 + 3,07 \cdot (5 + 0,5) = 66,0\delta_0$. Ошибка квантования в данном случае составила $67,3 - 66,0 = 1,3\delta_0$, что составляет $1,3/3,07 = 0,4$ от шага квантования. Заметим, что прибавление полушага квантования на приёме переводит операцию отбрасывания дробной части числа $E[x]$ в операцию округления до ближайшего целого; при отбрасывании ошибка составила бы $0,9$ шага квантования.

Основным показателем качества кодека ЦСП является зависимость $A_{\text{кв}}(P_{\text{вх}})$ защищённости сигнала ($P_{\text{вх}}$, дБм), от искаже-

ний квантования на выходе декодера $A_{\text{кв}}$, дБ, регламентированная рекомендациями G.712 для испытательных сигналов — гармонического колебания.

При уменьшении $P_{\text{вх}}$ сначала защищённость снижается из-за уменьшения P_c , затем повышается, поскольку всё больше отсчётов попадает на сегмент с меньшими шагами квантования. На первом и нулевом сегментах имеют место равномерное квантование и линейный ход характеристики. При кодировании по А-закону аналоговых сигналов задают требуемое значение защищённости $A_{\text{кв.треб}}$ в динамическом диапазоне D . Необходимо найти число разрядов для номера уровня квантования $m_{\text{ур.кв}}$ и номера сегмента $m_{\text{сег}}$.

Из рисунка 2.6 следует, что защищённость от искажений квантования $A_{\text{кв.0,1}} = A_{\text{кв.треб}} + 2$ дБ.

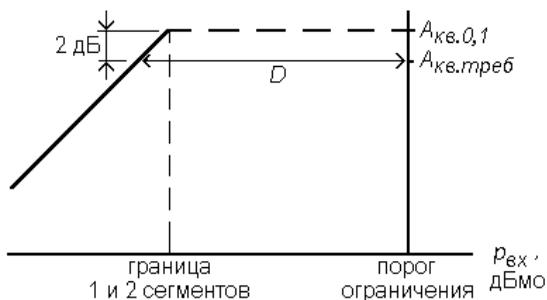


Рисунок 2.6 – Зависимость защищённости сигнала от искажений квантования на выходе декодера

При реализации любого кодера основным элементом является компаратор — быстродействующий операционный усилитель с дифференциальным каскадом на входе. В цепь обратной связи компаратора включён декодер. Функциональная схема кодера ИКМ-64 с А-законом компандирования приведена на рисунке 2.7.

Для определения символа P_0 знака отсчёта ключ Кл.0 замыкается, и на инверсный вход компаратора подаётся нулевой потенциал корпуса. В дифференциальном входном каскаде компаратора происходит вычитание из напряжения входного сигнала нуля. В последующих каскадах разность усиливается настолько,

что выходной каскад оказывается либо в насыщении (если входной сигнал положителен), либо в отсечке (если входной сигнал отрицателен).

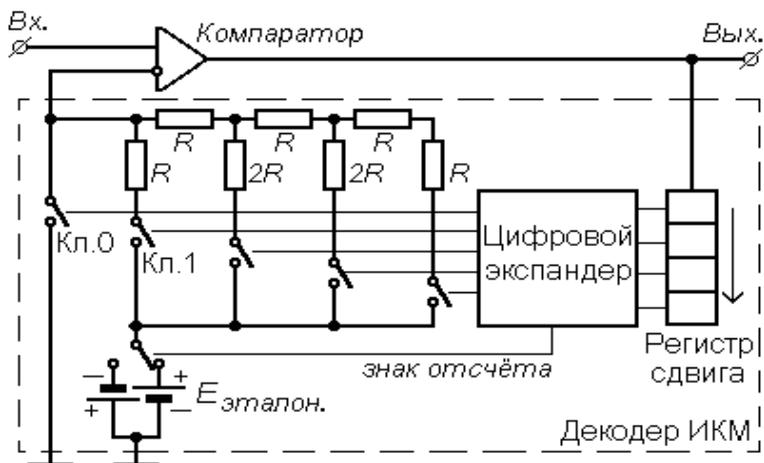


Рисунок 2.7 – Функциональная схема кодера ИКМ-64 с А-законом компрессирования

Отметим, что неопределённость в значении напряжения сигнала описанными действиями была уменьшена в два раза — уточнена полусю, на которой находится входное напряжение. Последующие действия кодера также каждый раз уменьшают неопределённость вдвое.

В ходе определения номера сегмента на инверсном входе сначала устанавливается напряжение границы между 3-м и 4-м сегментами, в результате определяется, в младших (0, 1, 2 или 3-й) или в старших (4, 5, 6 или 7-й) сегментах находится напряжение отсчёта.

Полученные результаты хранятся в памяти (регистре сдвига) и используются при выборе пары сегментов, а затем — и конкретного сегмента. Номер сегмента определяется за три такта, формируются разряды кодовой комбинации P_1 , P_2 и P_3 (рисунок 2.8, а).

Определение номера уровня квантования происходит аналогично путём установки опорного напряжения нижней грани-

цы сегмента с найденным номером и коммутации ключами $8\Delta_i$, затем 4 или 12 Δ_i и так далее. За 4 такта определяются символы разрядов $P_5..P_8$ (рисунок 2.8, б).

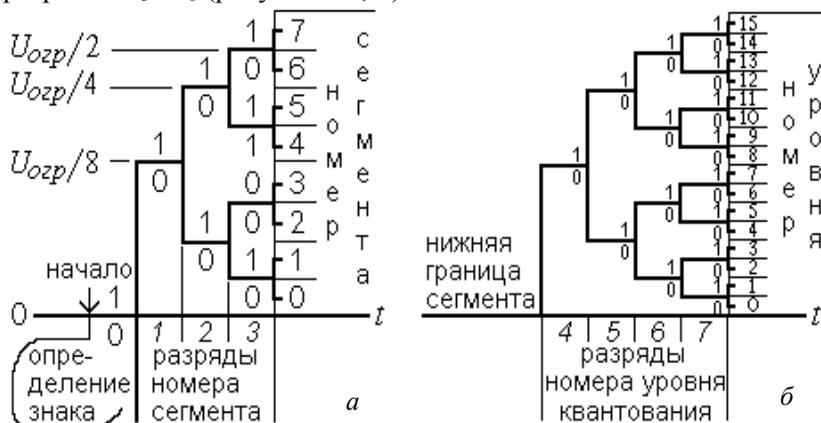


Рисунок 2.8 – Определение номера сегмента (а) и номера уровня квантования (б)

Напряжения на инверсном входе компаратора устанавливаются под управлением цифрового экспандера с помощью матрицы ключей Кл.1 и др. Формирование эталонных напряжений ($U_{огр}/2$, $U_{огр}/4$ и т. д.) производится матрицей $R-2R$. В аппаратуре ИКМ-30 цифровой экспандер выполнен в виде конечного автомата на 8 входов и 12 выходов.

2.2 Примеры решения задач

Задача 1

Для двух отсчётов первичного аналогового сигнала с амплитудами 1,8 В и $-3,2$ В выполнить операции неравномерного квантования и кодирования, осуществляемые в нелинейном коде с сегментированной характеристикой компрессии А-типа, если минимальный шаг квантования составляет $\delta_0 = 2$ мВ. Определить величины ошибок квантования этих отсчётов и изобразить полученные в результате кодирования кодовые слова в виде последовательности токовых и бестоковых посылок.

Решение

По минимальному шагу квантования рассчитаем напряжение ограничения: $U_{огр} = 2048\delta_0 = 2048 \cdot 2 \text{ мВ} = 4,096 \text{ В}$.

Определим номер сегмента N_c , соответствующий амплитуде отсчёта 1,8 В: $x = \frac{U_1}{U_{огр}} = \frac{1,8}{4,096} \approx 0,44$.

Для определения номера сегмента воспользуемся положительной ветвью характеристики компандирования (рисунок 2.9), значению $x = 0,44$ соответствует 6-й сегмент.

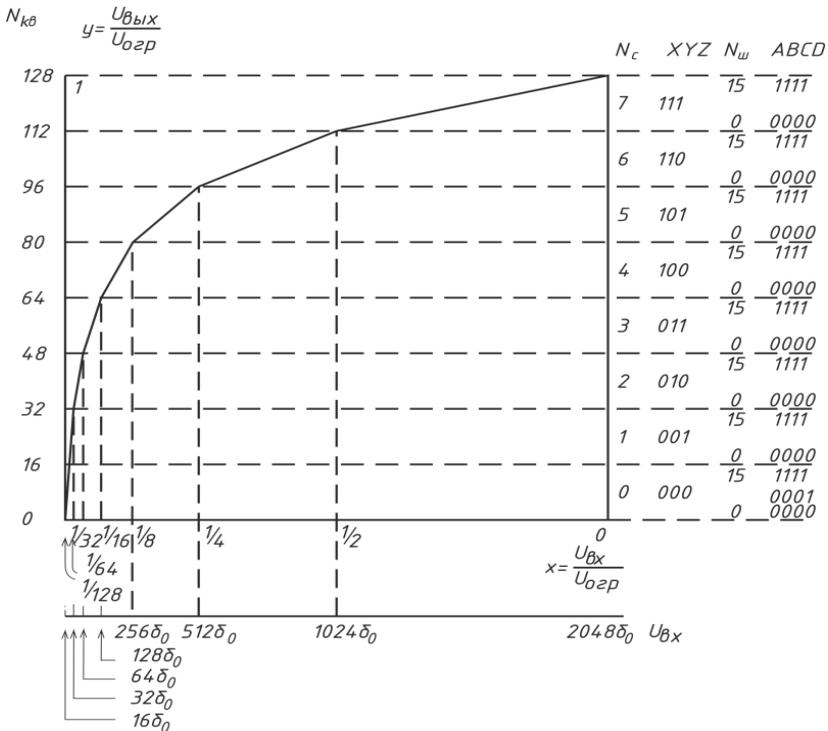


Рисунок 2.9 – Характеристика компандирования А-типа (положительная ветвь)

Определим номер сегмента N_c , соответствующий амплитуде отсчёта 3,2 В: $x = \frac{U_2}{U_{огр}} = \frac{-3,2}{4,096} \approx -0,78$.

Для определения номера сегмента воспользуемся положительной ветвью характеристики компандирования (рисунок 2.9), значению $|x|=0,78$ соответствует 7-й сегмент.

Для кодирования сигнала воспользуемся принципом взвешенного кодирования.

Структура кодовой комбинации на выходе кодера с характеристикой $A = 87,6/13$ имеет вид $P XYZ ABCD$, где P — знаковый символ (1 — для положительных сигналов, 0 — для отрицательных); XYZ — символы кода номера сегмента N_c ; $ABCD$ — символы кода номера шага внутри сегмента.

Выполним поэтапно операцию кодирования для первого отсчёта $U_1 = 1,8 \text{ В} = 900\delta_0$.

1. На первом этапе определяем знаковый символ P : так как отсчёт положительный, то $P = 1$.

2. На втором этапе в течение 2, 3, 4-го тактов происходит формирование разрядов кода номера сегмента XYZ . Для шестого сегмента $XYZ = 110$.

Алгоритм формирования кода 6-го сегмента показан на рисунке 2.10.

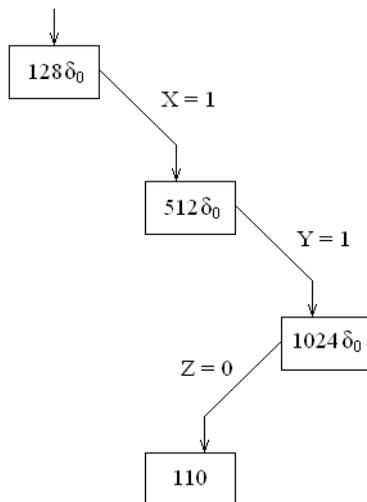


Рисунок 2.10 – Алгоритм формирования кода 6-го сегмента

3. На третьем этапе в течение последующих 4 тактов формируются символы $ABCD$ кодовой комбинации, значения которых зависят от номера шага квантования внутри сегмента. Так как внутри любого сегмента осуществляется равномерное квантование, то процесс кодирования осуществляется путём последовательного включения эталонных напряжений, соответствующих данному сегменту:

1) в 5-м такте отсчёт сравнивается с суммой эталонов $512\delta_0 + 256\delta_0 = 768\delta_0$: $900\delta_0 > 768\delta_0 \rightarrow A = 1$;

2) в 6-м такте отсчёт сравнивается с суммой эталонов $512\delta_0 + 256\delta_0 + 128\delta_0 = 896\delta_0$: $900\delta_0 > 896\delta_0 \rightarrow B = 1$;

3) в 7-м такте отсчёт сравнивается с суммой эталонов $512\delta_0 + 256\delta_0 + 128\delta_0 + 64\delta_0 = 960\delta_0$: $900\delta_0 < 960\delta_0 \rightarrow C = 0$;

4) в 8-м такте отсчёт сравнивается с суммой эталонов $512\delta_0 + 256\delta_0 + 128\delta_0 + 32\delta_0 = 928\delta_0$: $900\delta_0 < 928\delta_0 \rightarrow D = 0$.

Таким образом, на выходе кодера будет получена кодовая комбинация 1 110 1100.

Выполним операцию кодирования для второго отсчёта $U_2 = -3,2 \text{ В} = -1600\delta_0$. Алгоритм формирования кода 7-го сегмента показан на рисунке 2.11.

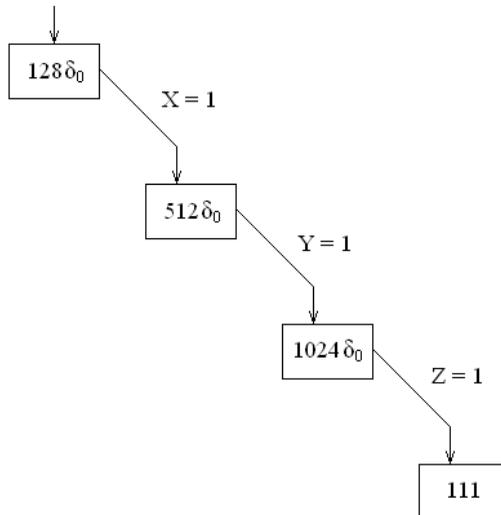


Рисунок 2.11 – Алгоритм формирования кода 7-го сегмента

1. Определяем знаковый символ P : так как отсчёт отрицательный, то $P = 0$.

2. Находим разряды кода номера сегмента XYZ . Для 7-го сегмента $XYZ = 111$.

3. Находим символы $ABCD$ кодовой комбинации:

а) сравниваем отсчёт с суммой эталонов $1024\delta_0 + 512\delta_0 = 1536\delta_0$: $1600\delta_0 > 1536\delta_0 \rightarrow A = 1$;

б) сравниваем отсчёт с суммой эталонов $1024\delta_0 + 512\delta_0 + 256\delta_0 = 1792\delta_0$: $1600\delta_0 < 1792\delta_0 \rightarrow B = 0$;

в) сравниваем отсчёт с суммой эталонов $1024\delta_0 + 256\delta_0 + 128\delta_0 = 1664\delta_0$: $1600\delta_0 < 1664\delta_0 \rightarrow C = 0$;

г) в 8-м такте отсчёт сравнивается с суммой эталонов $1024\delta_0 + 256\delta_0 + 64\delta_0 = 1600\delta_0$: $1600\delta_0 = 1600\delta_0 \rightarrow D = 1$.

Таким образом, на выходе кодера будет получена кодовая комбинация 0 111 1001.

Изобразим полученные кодовые слова (рисунок 2.12).

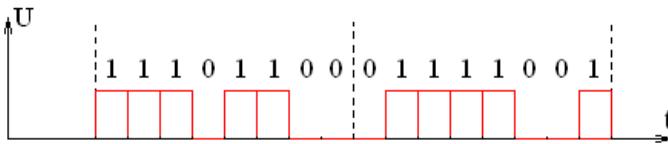


Рисунок 2.12 – Кодовые комбинации, полученные в результате кодирования

Определим величину ошибки квантования для 1-го отсчёта:

$$1,8 \text{ В} - 900\delta_0 = 1,8 \text{ В} - 900 \cdot 2 \text{ мВ} = 0.$$

Определим величину ошибки квантования для 2-го отсчёта:

$$3,2 \text{ В} - 1600\delta_0 = 3,2 \text{ В} - 1600 \cdot 2 \text{ мВ} = 0.$$

Задача 2

Осуществить нелинейное декодирование кодовых слов, полученных в задаче 1, если в первом кодовом слове в разрядах A и D произошли ошибки.

Решение

Обобщённый вид кодовой комбинации $PXYZABCD$.

Полученные в задаче 1 кодовые слова имеют вид: 11101100 и 01111001.

По условию задачи ошибки произошли в первом кодовом слове в разрядах A и D . Таким образом, необходимо декодировать следующие кодовые комбинации: $1110\mathbf{0}10\mathbf{1}$ и 01111001 .

Выполним поэтапно операцию нелинейного декодирования для 1-го отсчёта:

1) определяем знак отсчёта по старшему разряду $\mathbf{1}1100101 : P = 1$, следовательно отсчёт положительный;

2) определяем номер сегмента $\mathbf{11100}101 : XYZ = 110$, что соответствует 6-му сегменту (рисунок 2.9);

3) находим значение амплитуды отсчёта с учётом того, что к декодированному сигналу добавляется напряжение, равное половине шага квантования в данном сегменте $0,5\delta_i$, с целью уменьшения величины ошибки квантования:

$$U = U_{эти} + A \cdot 8\delta_i + B \cdot 4\delta_i + C \cdot 2\delta_i + D \cdot \delta_i + 0,5\delta_i,$$

где $U_{эти}$ — эталонное напряжение, соответствующее нижней границе i -го сегмента; δ_i — шаг квантования в i -м сегменте. Для 6-го сегмента $U_{эти} = 512\delta_0$ (таблица 2.2).

Таблица 2.2 – Эталонные напряжения для нелинейного кодека

Номер сегмента N_c	Эталонное напряжение нижней границы сегмента	Эталонные напряжения при кодировании в пределах сегмента			
		$8\delta_i(A)$	$4\delta_i(B)$	$2\delta_i(C)$	$\delta_i(D)$
0	0	$8\delta_0$	$4\delta_0$	$2\delta_0$	$1\delta_0$
1	$16\delta_0$	$8\delta_0$	$4\delta_0$	$2\delta_0$	$1\delta_0$
2	$32\delta_0$	$16\delta_0$	$8\delta_0$	$4\delta_0$	$2\delta_0$
3	$64\delta_0$	$32\delta_0$	$16\delta_0$	$8\delta_0$	$4\delta_0$
4	$128\delta_0$	$64\delta_0$	$32\delta_0$	$16\delta_0$	$8\delta_0$
5	$256\delta_0$	$128\delta_0$	$64\delta_0$	$32\delta_0$	$16\delta_0$
6	$512\delta_0$	$256\delta_0$	$128\delta_0$	$64\delta_0$	$32\delta_0$
7	$1024\delta_0$	$512\delta_0$	$256\delta_0$	$128\delta_0$	$64\delta_0$

Таким образом:

$$U_1 = 512\delta_0 + \mathbf{0} \cdot 256\delta_0 + \mathbf{1} \cdot 128\delta_0 + \mathbf{0} \cdot 64\delta_0 + \mathbf{1} \cdot 32\delta_0 + 16\delta_0 = 688\delta_0.$$

Так как по условию $\delta_0 = 2$ мВ, то $U_1 = 1,376$ В.

Аналогичным образом декодируем второй отсчёт 01111001 :

1) $P = 0$, следовательно, отсчёт имеет отрицательное значение;

2) $XYZ = 111$, что соответствует 7-му сегменту;

3) значение амплитуды отсчёта:

$$U = -(U_{эти} + A \cdot 8\delta_i + B \cdot 4\delta_i + C \cdot 2\delta_i + D \cdot \delta_i + 0,5\delta_i),$$
$$U_2 = -(1024\delta_0 + 1 \cdot 512\delta_0 + 0 \cdot 256\delta_0 + 0 \cdot 128\delta_0 + 1 \cdot 64\delta_0 + 32\delta_0) =$$
$$= -1632\delta_0 = -3,264 \text{ В}.$$

По полученному значению амплитуды 2-го отсчёта, в рядах которого не произошло ошибок, видно, что при нелинейном декодировании кодовых слов неизбежно возникает ошибка, величина которой не превышает половины шага квантования для данного сегмента.

Для отсчёта $U_2 = -3,2 \text{ В}$ $U_{\text{ош}} \leq 32\delta_0$. Проверая справедливость данного утверждения, получим:

$$3,2 \text{ В} - 3,264 \text{ В} = -0,064 \text{ В} = -32\delta_0.$$

2.3 Задачи для самостоятельного решения

2.1. Для двух отсчётов первичного аналогового сигнала с амплитудами U_1 и U_2 выполнить операции неравномерного квантования и кодирования, осуществляемые в нелинейном кодере с сегментированной характеристикой компрессии А-типа, если минимальный шаг квантования составляет δ_0 . Определить величины ошибок квантования этих отсчётов и изобразить полученные в результате кодирования кодовые слова в виде последовательности токовых и бестоковых посылок. Значения U_1 , U_2 , δ_0 взять из таблицы 2.3.

2.2. Осуществить нелинейное декодирование кодовых слов, полученных в задаче 2.1, если в первом и во втором кодовых словах в рядах A и D произошли ошибки.

2.3. На вход нелинейного кодера с характеристикой компрессии типа А 87,6/13 поступает отсчет с напряжением $U_{\text{вх}} = -1,1 \text{ В}$. Определить напряжение ограничения кодера $U_{\text{огр}}$, если на его выходе при этом была сформирована комбинация 01100111.

2.4. На вход нелинейного кодера с характеристикой компандирования типа А 87,6/13 поступает отсчет с напряжением $U_{\text{вх}} = -1,3$ В, а напряжение ограничения кодера 3,3 В. Записать кодовые комбинации, соответствующие данному отсчету.

2.5. Кодовая комбинация на выходе кодера аппаратуры ИКМ-30 0110 0111. Рассчитать амплитуду отсчета на входе кодера, а также номера сегмента и шага внутри сегмента характеристики компандирования типа А 87,6/13, соответствующие данному отсчету, полагая, что напряжение ограничения кодера равно 3,5 В.

Таблица 2.3 – Варианты индивидуальных заданий

Номер варианта	U_1 , В	U_2 , В	δ_0
1	1,3	1,6	2
2	1,7	1,2	1
3	1,1	1,7	2
4	0,6	1,5	2
5	0,9	1,4	3
6	2	0,9	2
7	0,1	0,6	2
8	1,8	0,4	1
9	0,5	0,5	2
10	1,9	1,1	2
11	1,2	1,8	3
12	1,4	0,7	2
13	0,2	1,3	1
14	0,4	1,9	2
15	1,6	0,1	2
16	1	2	1
17	0,8	0,8	2
18	1,5	1	2
19	0,3	0,2	1
20	0,7	0,3	2

3 ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ЦИФРОВЫХ ЛИНЕЙНЫХ РЕГЕНЕРАТОРОВ

3.1 Основные теоретические сведения

Помехоустойчивость цифровых линейных регенераторов определяется способностью противостоять вредному действию помех. Воздействие помехи проявляется в том, что принятый цифровой сигнал может существенно отличаться от переданного сигнала (рисунок 3.1).

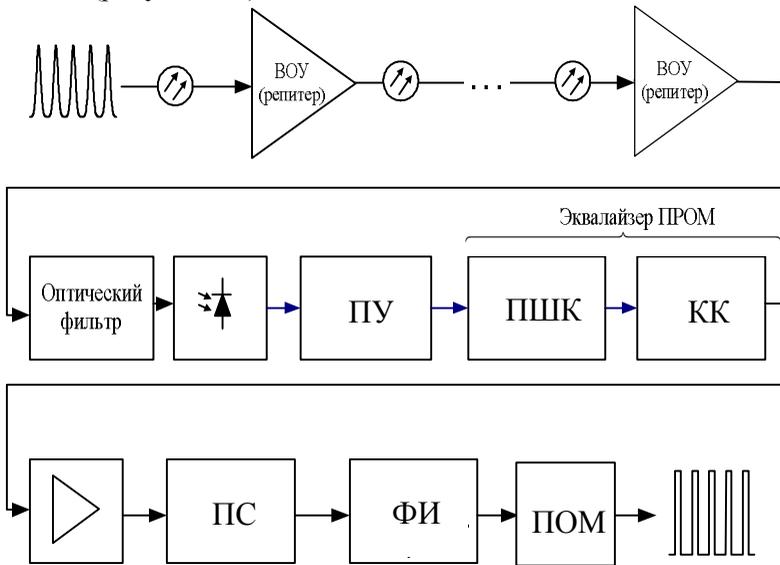


Рисунок 3.1 – Структурная схема восстановления сигнала в ЦВОСП

Энергетический бюджет ЦВОСП:

$$P_{\text{ПОМ}} - P_{\text{мин}} = \alpha \cdot L, \quad (3.1)$$

где α — затухание ОВ, дБ/км;

L — длина ОВ, км;

$P_{\text{ПОМ}}$, $P_{\text{мин}}$ — пиковая мощность световых импульсов на выходе передающего оптического модуля (ПОМ) и чувствительность приемного оптического модуля (ПРОМ) соответственно.

Скоростной бюджет ВОСП:

$$\tau_{\Sigma} = \sqrt{\sum_{i=1}^N \tau_i^2}, \quad (3.2)$$

где τ_{Σ} — общее быстродействие системы;

τ_i — быстродействие отдельных компонентов ВОСП.

В случае NRZ-кода допустимое время нарастания и спада τ_{Σ} может достигать 70 % от периода, то есть:

$$\tau_{\Sigma} \leq \frac{0,7}{B}, \quad (3.3)$$

где B — битовая скорость. Для бифазных кодов:

$$\tau_{\Sigma} \leq \frac{0,35}{B}. \quad (3.4)$$

Составляющими суммы в формуле (3.2) являются:

- быстродействие ПОМ и его контроллера $\tau_{\text{пом}}$;
- быстродействие ПРОМ $\tau_{\text{пром}}$;
- быстродействие ОК:

$$\tau_{\text{ок}} = \sqrt{\tau_X^2 + \tau_{\text{мм}}^2}; \quad \tau_X = \Delta\lambda \cdot D; \quad \tau_{\text{мм}} = \frac{0.44 \cdot L^{0,8}}{\Delta f_{\text{ок}}}, \quad (3.5)$$

где $\Delta\lambda$ — ширина спектра источника излучения ПОМ;

D — коэффициент хроматической дисперсии ОВ;

$\tau_{\text{мм}}$ — уширение оптического сигнала, связанное с межмодовой дисперсией в многомодовом ОВ;

$\Delta f_{\text{ок}}$ — полоса частот ОВ длиной 1 км, которая является справочной величиной.

В условиях, когда чувствительность РЛ определяется тепловым шумом с гауссовой статистикой, его коэффициент битовых ошибок $p_{\text{ош}}$ определяется формулой

$$p_{\text{ош}} = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi \left[\frac{Q}{\sqrt{2}} \right] \right], \quad (3.6)$$

где $\Phi(x)$ — табулированная функция ошибок:

$$\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-x^2} dx. \quad (3.7)$$

Распространенная аппроксимация функции ошибок:

$$p_{\text{ош}} \cong 0.65 \exp[-0.443 \cdot (Q + 0.75)^2]. \quad (3.8)$$

Величина $p_{\text{ош}}$ полностью определяется Q -фактором помехоустойчивости ЦСП:

$$Q = \frac{U_1 - U_0}{\sigma_1 + \sigma_0}, \quad (3.9)$$

где U_1 , U_0 — средние уровни напряжений на выходе фотоприемника на тактовых интервалах (ТИ) длительностью $T = \frac{1}{B}$ при передаче 1 и 0 соответственно;

σ_1 и σ_0 — среднеквадратичные уровни шумовых напряжений на указанных ТИ.

Выражение (3.9) справедливо, если **пороговый уровень** $U_{\text{пор}}$ решающего устройства ПРОМ установлен равным

$$U_{\text{пор}} = \sigma_0 Q + U_0. \quad (3.10)$$

Параметры U_1 , U_0 , σ_1 и σ_0 в выражении для Q -фактора шумящего ПУ можно выразить через соотношение чисел сигнальных и шумовых фотоэлектронов на анализируемом ТИ:

$$Q = \frac{\eta n_c}{\sqrt{2I_2} \left(\sqrt{M^2 F(M)(G\eta n_c + n_{\text{тг}}) + \frac{W^2}{M^2}} + \sqrt{M^2 F(M)(G\eta n_c + n_{\text{тг}}) + \frac{W^2}{M^2}} \right)}, \quad (3.11)$$

где n_c — среднее число сигнальных фотоэлектронов на ТИ:

$$n_c = \eta \frac{P_c}{h\nu} \cdot T \cdot M, \quad (3.12)$$

где η — квантовая эффективность;

M — коэффициент лавинного умножения;

I_2 — второй интеграл Персоника;

$F(M)$ — коэффициент шума ЛФД.

Для p - i - n -фотодиода $F(M) = 1$. Для ЛФД: $F(M) \approx M^x$, где

$$x = \begin{cases} 0,3 & \text{для Si,} \\ 0,7 & \text{для InGaAs,} \\ 1 & \text{для Ge.} \end{cases} \quad (3.13)$$

P_c — мощность оптического сигнала;

$h = 6.62 \cdot 10^{-34}$ Дж/Гц — постоянная Планка;

$$n_{\text{ТТ}} = \frac{i_{\text{ТТ}} \cdot T}{e}, \quad (3.14)$$

где $n_{\text{ТТ}}$ — среднее число фотоэлектронов темнового тока $i_{\text{ТТ}}$ ФД на ТИ, определяющее его дробовой шум;

$e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл — заряд электрона;

T — длительность ТИ;

G — суммарный коэффициент шума репитеров (или ВОУ) регенерационного участка длиной L ;

$$G = 1 + 2n_{\text{сн}} \cdot \frac{L}{L_{\text{сегм}}} (\exp(\alpha L_{\text{сегм}}) - 1), \quad (3.15)$$

где $L_{\text{сегм}}$ — расстояние между ВОУ;

α — коэффициент затухания сигнала в ОБ;

$n_{\text{сн}}$ — коэффициент инверсии ВОУ, определяющий его шумовые свойства;

$$W(\alpha) = \frac{S_I}{e^2 B} + \frac{4kt}{R \cdot e^2 B} + \frac{S_E}{e^2 B} \left[\frac{1}{R^2} + (2\pi C)^2 \frac{I_3(\alpha)}{I_2(\alpha)} B^2 \right], \quad (3.16)$$

где $W(\alpha)$ — безразмерный температурный параметр, определяющий уровень шумов входной цепи и усилителя ПРОМ;

t — температура в градусах Кельвина;

$k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К — постоянная Больцмана;

S_I, S_E — шумовые параметры транзисторов.

Величина R в выражении (3.16) определяет номинал нагрузочного резистора интегрирующего ПУ или сопротивления обратной связи ТИУ. Емкость C складывается из выходной емкости фотодиода, входной емкости ПУ и емкости монтажа.

В формулах (3.11) и (3.16) коэффициенты I_2, I_3 , называемые интегралами Персонака, устанавливают соотношение между **эффективной шумовой полосой частот ПУ** $B_{\text{эфф}}$ и битовой скоростью B :

$$B_{\text{эфф}} = B \cdot I_2 + C^2 R^2 B^3 I_3. \quad (3.17)$$

При этом второе слагаемое в формуле (3.17) определяет уширение $B_{\text{эф}}$, связанное с воздействием на помехоустойчивость ПРОМ внутреннего источника шумового напряжения $e_a(t)$ предварительного усилителя ПРОМ. Коэффициенты I_2, I_3 выражаются через отношение спектров огибающей оптического сигнала на выходе ($H'_{\text{ВЫХ}}(\Omega)$) и входе ($H_{\text{ВХ}}(\Omega)$) ПУ. Аргументом этих зависимостей является безразмерная нормированная частота $\Omega = \omega/T$:

$$I_2 = \int_0^{\infty} \left| \frac{H'_{\text{ВЫХ}}(\Omega)}{H_{\text{ВХ}}(\Omega)} \right|^2 d\Omega, \quad (3.18)$$

$$I_3 = \int_0^{\infty} \left| \frac{H_{\text{ВЫХ}}(\Omega)}{H_{\text{ВХ}}(\Omega)} \right|^2 \Omega^2 d\Omega. \quad (3.19)$$

Спектр $H_{\text{ВХ}}(\Omega)$ в (3.18), (3.19) определяется формой оптического сигнала на входе ПРОМ $P_c(t)$, которая чаще всего близка к гауссовой кривой:

$$P_c(t) = \frac{P_0}{\sqrt{2\pi\alpha}} \exp\left(-\frac{t^2}{2\alpha^2 T^2}\right), \quad (3.20)$$

где α — параметр формы сигнала (рисунок 3.2). Вследствие частотных ограничений АЧХ линейного тракта $H(f)$ сигнал $P_c(t)$ на выходе ПРОМ отличается от (3.20). Обычно указанные отклонения используют для минимизации межсимвольной интерференции. Именно этим условием и регламентируется форма АЧХ $H(f)$ цифрового ПРОМ.

Таким свойством, например, обладает тракт с характеристикой $H(f)$ вида «приподнятого косинуса»:

$$H(f) = \frac{1 + \cos\left(\frac{\pi f}{T}\right)}{2}, \quad (3.21)$$

которая получила широкое распространение на практике. Для сигналов гауссовой формы и АЧХ вида (3.21) зависимость интегралов Персонака I_2, I_3 от параметра формы гауссового сигнала α изображена на рисунке 3.3.

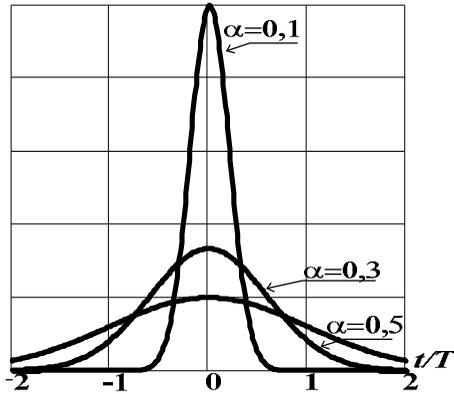


Рисунок 3.2 – Формы оптического сигнала на входе ПРОМ

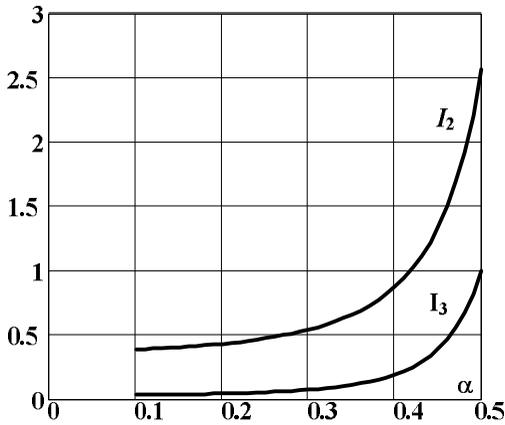


Рисунок 3.3 – Зависимость интегралов Персонака для сигналов гауссовой формы

Важной характеристикой ЛР является входящий в формулу (3.10) коэффициент уширения сигнала γ относительно длительности ТИ. Он описывает дисперсионные искажения цифрового сигнала в ОБ и численно равен доле сигнальных фотоэлектронов, рассеянных за пределы «своего» ТИ. Эта доля и определяет дисперсионное уширение импульса на величину Δt :

$$\gamma = \frac{\Delta t}{T}. \quad (3.22)$$

Для сигналов гауссовой формы рассчитанная зависимость параметра γ от α изображена на рисунке 3.4.

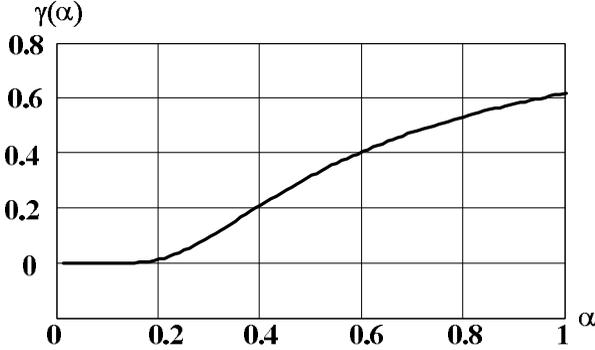


Рисунок 3.4 – Зависимость коэффициента уширения γ от параметра α сигнала гауссовой формы

В одномодовых оптических волокнах (ОВ):

$$\Delta t = D \cdot L \cdot \Delta \lambda, \quad (3.23)$$

где D — дисперсионный коэффициент ОВ, пс/(км · нм);

L — длина линии связи;

$\Delta \lambda$ — ширина спектра оптического сигнала.

Значение коэффициента D стандартизировано требованиями МСЭ-Т (ITU-T) и соответствует данным рисунка 3.5.

Для многомодового ОВ со ступенчатым профилем

$$\Delta t = \frac{L \cdot \xi \cdot \Delta n}{c}, \quad (3.24)$$

где Δn — разность показателей преломления сердцевины n_0 и оболочки n_1 ОВ:

$$\Delta n = n_0 - n_1 = \frac{NA^2}{2n_0}, \quad (3.25)$$

где NA — числовая апертура ОВ;

ξ — параметр связи мод (если связи нет, то $\xi = 1$; полная связь — $\xi = \frac{1}{2}$).

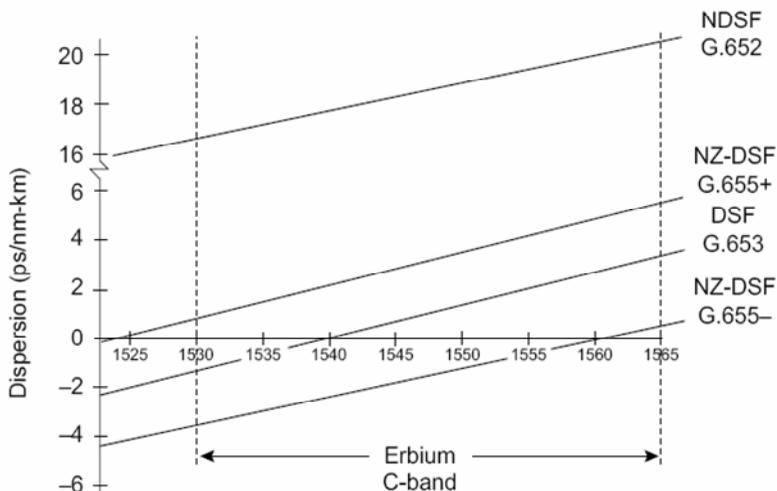


Рисунок 3.5 – Требования на уровень дисперсии в ОВ различного типа:
 DSF (Dispersion Shift Fiber) — ОВ со смещенной дисперсией;
 NDSF (Non Dispersion Shift Fiber) — стандартное волокно с несмещенной дисперсией; NZ-DSF (Non Zero Dispersion Shift Fiber) — волокно с ненулевой смещенной дисперсией

Для многомодового градиентного ОВ

$$\Delta t = \frac{L}{2c} \cdot \frac{\Delta n^2}{n_1}. \quad (3.26)$$

Теоретическое ограничение на минимальную ширину линии излучения лазера $\Delta\lambda$ в выражении (3.23). Если излучение идеального лазера ($\Delta\lambda = 0$) модулируется с высокой скоростью B , то линия излучения уширяется на величину $\Delta\nu \cong \frac{1}{2T} = \frac{B}{2}$.

Учитывая, что $\Delta\nu = \frac{c_0}{\lambda^2} \Delta\lambda$, получим

$$\Delta\lambda = \frac{\lambda^2}{2c} \cdot B. \quad (3.27)$$

Из формулы (3.27) следует, что уширение линии излучения, связанное с модуляцией ЛД, при скорости $B \sim 10$ Гбит/с превышает ширину спектра немодулированного излучения DBF-лазера, и этот эффект следует учитывать при расчете МСИ-1.

Для ПУ на полевых транзисторах (ПТ)

$$\begin{cases} S_I \cong 2eI_3; \\ S_E \cong \frac{4kt^0\Gamma}{g_m}, \end{cases} \quad (3.28)$$

где S_I, S_E — шумовые параметры транзисторов, $\frac{A^2}{\Gamma_{\text{ц}}}, \frac{B^2}{\Gamma_{\text{ц}}}$ соответственно; I_3 — ток утечки затвора ПТ; Γ — коэффициент шума ПТ; g_m — проводимость канала ПТ.

Число шумовых фотоэлектронов n_E и n_I на ТИ, связанных с шумами Si-ПТШ:

$$\begin{aligned} n_I &= \frac{S_I T}{2q^2} = \frac{I_3 T}{e}; \\ n_E &= \frac{S_E T}{2q^2 R^2} = \frac{2kt \cdot \Gamma \cdot T}{q^2 R^2 g_m}; \end{aligned} \quad (3.29)$$

Для ПУ на биполярных транзисторах (БПТ):

$$S_I = 2eI_{\text{BX}} = \frac{2kt^0}{R_{\text{BX}}},$$

где R_{BX} — входное сопротивление каскада ПУ.

$$R_{\text{BX}} = \frac{kt^0}{eI_{\text{BX}}},$$

где I_{BX} — ток базы ПУ в рабочей точке.

$$S_E = \frac{2kt^0}{\beta} \cdot R_{\text{BX}},$$

где β — коэффициент усиления по току БПТ.

Шумовые напряжения, обусловленные внутренними шумами ПУ на его выходе, пропорциональны параметрам S_I , S_E и шумовой полосе частот $B_{\text{эф}}$:

$$\begin{cases} \langle U_{ue}^2 \rangle = S_I K^2 R^2 B I_2; \\ \langle U_{ui}^2 \rangle = S_E K^2 (B I_2 + C^2 R^2 B^3 I_3), \end{cases} \quad (3.30)$$

Основные разновидности предварительных усилителей РЛ:

- а) высокоомный (интегрирующий) усилитель;
- б) трансимпедансный усилитель (ТИУ).

Трансимпедансный усилитель

ТИУ предназначен для преобразования фототока $i_{\text{ф}}$ в напряжение $U_{\text{ф}} = i_{\text{ф}} \cdot R_{\text{OC}}$.

Параметры ТИУ:

- входное сопротивление: $R_{\text{вх}} \cong \frac{R_{\text{OC}}}{|K|}$;

- выходное сопротивление: $R_{\text{вых}} \cong R_{\text{OC}}$;

- полоса частот ТИУ ограничивается как инерционностью нагрузки, так и частотными характеристиками усилителя (транзистора). В первом случае при $K \gg 1 + R_{\text{OC}} / R$ частотная зависимость выходного напряжения ТИУ имеет вид

$$U = - \frac{MR_{\text{OC}} I_C}{1 + j2\pi f \frac{CR_{\text{OC}}}{K}}, \quad (3.31)$$

где K — коэффициент усиления каскада ТИУ при разомкнутой петле обратной связи;

M — коэффициент лавинного умножения ЛФД;

I_C — фототок фотодиода.

В данных условиях $\Delta f \cong 0.16 \frac{|K|}{R_{\text{OC}} \cdot C}$.

Частотные свойства активного элемента усилителя можно охарактеризовать площадью усиления G_a , равной произведению коэффициента усиления на ширину АЧХ при разомкнутой цепи обратной связи. Достижение максимальной ширины АЧХ Δf при заданной G_a обеспечивается выбором оптимальных номи-

налов элементов обратной связи ТИУ R_{oc} и C_{oc} таким образом, чтобы декремент затухания цепи ОС ОУ γ приблизительно равнялся 1.

Это достигается регулировкой сначала R_{oc} . При малых R_{oc} параметр γ также мал. При этом вблизи резонансной частоты f_r на АЧХ формируется характерный выброс. Для его подавления сопротивление ОС R_{oc} увеличивают до тех пор, пока γ приблизительно не сравняется с 1. В этом случае ширина АЧХ Δf будет максимальна. При дальнейшем увеличении сопротивления ОС Δf будет снижаться. Включение C_{oc} позволяет дополнительно несколько расширить АЧХ.

Особенностью **интегрирующего предварительного усилителя** ПРОМ является высокоомная нагрузка ФД и связанные с этим значительные частотные искажения сигнала в области высоких частот. Для компенсации этих искажений в состав ПУ вводится выравнивающий фильтр. В итоге ПУ представляется двухзвенным активным фильтром, состоящим из интегрирующего и выравнивающего (противошумовой корректор) звеньев.

Вид АЧХ корректора подбирается таким образом, чтобы компенсировать спад АЧХ входной цепи в пределах полосы частот $f_1 - f_2$, и таким образом обеспечить требуемую полосу частот ПУ Δf . Указанная компенсация достигается при следующих соотношениях между параметрами элементов входной цепи и ПК:

$$\begin{cases} R_1 C_1 = R'_2 C_2; \\ m a_1 = 1, \end{cases} \quad (3.32)$$

где $m = f_2 / f_1$ — коэффициент расширения АЧХ;

$$a_1 = R_2 / R'_2 \ll 1; \quad f_1 = 1 / (2\pi R_1 C_1). \quad (3.33)$$

3.2 Примеры решения задач

Задача 1

Цифровой сигнал в форме NRZ-кода передается по ВОЛС со скоростью $B = 10^6$ бит/с методом модуляции на длине волны $\lambda = 0,85$ мкм. После преобразований в линии этот импульс на входе ПРОМ приобретает гауссову форму с параметром $\alpha = 0,1$.

Полагая, что сквозная АЧХ ПРОМ имеет вид «приподнятого косинуса», оценить чувствительность ПРОМ для коэффициента битовых ошибок $p_{\text{ош}} = 10^{-6}$, считая, что основной ПУ является интегрирующим усилителем, в первом каскаде которого используется Si-ПТШ. Светочувствительным элементом ПРОМ является p - i - n -диод, работающий при комнатной температуре с квантовой эффективностью $\eta = 0,8$, темновым током $i_{\text{ТТ}} = 10$ нА и нагруженный на сопротивление $R = 1$ МОм. Оценить номиналы элементов ПШК, полагая, что емкость ФД и входного каскада ПУ равна 5 пФ.

Решение

По условию задачи АЧХ ПРОМ такова, что $\gamma = 0$.

Для указанного параметра формы $\alpha = 0,1$ световой импульс на входе ПРОМ не растянут, а наоборот сжат относительно длительности ТИ (см. рисунок 3.2). По этой причине при формировании заданной АЧХ в блоке КК необходимо подавлять высокие частоты в спектре светового сигнала. В результате шумовые полосы частот $B_{\text{эф1}}$ и $B_{\text{эф2}}$ для шумов входной цепи и источников шума ПУ будут меньше, чем B , поскольку поправочные коэффициенты Персонака I_2 и I_3 для $B_{\text{эф}}$ (согласно рисунку 3.3) будут равны: $I_2 \cong 0,4$; $I_3 \cong 0,05$. Для заданного уровня $p_{\text{ош}}$ из выражения (3.8) находим Q -параметр:

$$p_{\text{ош}} \cong 0,65 \cdot e^{[-0,443 \cdot (Q+0,75)^2]} = e^{[-0,443 \cdot (Q+0,75)^2 - 0,43]} = 10^{-6} = e^{-13,8};$$

$$\rightarrow Q \cong 4,747.$$

Из формул (3.13), (3.14) находим эквивалентные числа фотоэлектронов $n_{\text{ТТ}}$ и n_t на ТИ:

$$n_{\text{ТТ}} = \frac{i_{\text{ТТ}} \cdot T}{e} = \frac{10^{-8}}{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 10^6} = 6,25 \cdot 10^4;$$

$$n_t = \frac{2kt}{q^2 \cdot R \cdot B} = \frac{2 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300}{(1,6 \cdot 10^{-19})^2 \cdot 10^6 \cdot 10^6} = 3,234 \cdot 10^5.$$

Для отыскания числа шумовых фотоэлектронов n_E и n_I на ТИ, связанных с шумами Si-ПТШ воспользуемся формулой (3.29) и данными таблицы 3.1, согласно которым $I_3 = 0,1$ нА; $g = 10$ мСм; $\Gamma = 3$;

$$n_i = \frac{S_i T}{2q^2} = \frac{I_3 T}{e} = \frac{10^{-10} \cdot 10^{-6}}{1.6 \cdot 10^{-19}} = 6.25 \cdot 10^2;$$

$$n_E = \frac{S_E T}{2q^2 R^2} = \frac{2kt \cdot \Gamma \cdot T}{q^2 R^2 g_m} = \frac{2 \cdot 1.38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 3 \cdot 10^{-6}}{(1.6 \cdot 10^{-19})^2 \cdot 10^{12} \cdot 10^{-2}} \cong 10^2.$$

Таблица 3.1 – Типовые параметры полевых транзисторов на основе барьера Шоттки (ПТШ)

Параметр	Si-ПТШ	GaAs-ПТШ
g , мСм	5–10	15–50
$C_{СИ}$, пФ	3–6	0,2–0,5
$C_{ЗИ}$, пФ	0,5–1	0,01–0,05
Γ	1,5–3,0	1,1–1,75
I_3 , нА	0,01–0,1	10–100

Поскольку $\gamma = 0$, то число сигнальных фотоэлектронов n_C , удовлетворяющих заданному уровню Q , будет определяться формулой (3.28):

$$n_C = 2I_2 Q^2 + 2 \cdot \sqrt{2 \cdot I_2} \cdot Q \cdot \sqrt{n_{TT} + n_i + n_E + n_I (1 + C^2 R^2 B^2 \cdot I_3 / I_2)},$$

подставляя сюда найденные значения n_{TT} , n_i , n_E и n_I получим:

$$n_C = 2 \cdot 0.4 \cdot 4.747^2 + 2 \cdot \sqrt{2 \cdot 0.4} \cdot 4.747 \times$$

$$\times \sqrt{6.25 \cdot 10^4 + 3.234 \cdot 10^5 + 10^2 + 625(1 + (5 \cdot 10^{-12} \cdot 10^6 \cdot 10^6)^2 \cdot \frac{0.05}{0.4})} \cong 5.311 \cdot 10^3.$$

Из формулы (3.12) находим искомую чувствительность ПРОМ P_{\min} :

$$P_{\min} = \frac{n_C \cdot h\nu}{\eta \cdot T} = \frac{n_C \cdot h \cdot c \cdot B}{\eta \cdot \lambda} = \frac{5.311 \cdot 10^3 \cdot 6.62 \cdot 10^{-34} \cdot 3 \cdot 10^8 \cdot 10^6}{0.8 \cdot 0.85 \cdot 10^{-6}} = 1.551 \text{ нВт},$$

$$P_{\min} = -58.094 \text{ дБм}.$$

Расчет корректора ПШК.

Для скорости $B = 10^6$ бит/с по теореме Найквиста требуется полоса частот $\Delta f = \frac{B}{2} = \frac{10^6}{2} = 500$ кГц.

Отсюда следует, что граничная частота входной цепи равна:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C_{\text{ВХ}}} = \frac{1}{6.28 \cdot 10^6 \cdot 5 \cdot 10^{-12}} = 31.831 \text{ кГц}.$$

Требуемый коэффициент расширения спектра

$$m = \frac{\Delta f}{f_1} = \frac{500}{31.831} = 15.708.$$

Полагая, что

$$\left. \begin{aligned} R_1 + R_2 &= 100 \text{ кОм} \\ \frac{R_1}{R_2} &= m \end{aligned} \right\},$$

находим $R_2(m+1) = 100 \text{ кОм}$.

Следовательно:

$$R_2 = \frac{100 \text{ кОм}}{m+1} = \frac{100 \text{ кОм}}{16.708} = 5.985 \text{ кОм};$$

$$R_1 = m \cdot R_2 = 15.708 \cdot 5.985 = 94.012 \text{ кОм}.$$

Емкость C_1 определяем из условия (3.32):

$$R_1 C_1 = R_H C,$$

$$C_1 = \frac{R_H C}{R_1} = \frac{10^6 \cdot 5 \cdot 10^{-12}}{94.012 \cdot 10^3} = 53.185 \text{ пФ}.$$

Задача 2

Оценить коэффициент битовых ошибок в ЦВОСП, если линия длиной 40 км имеет мощность оптического сигнала ПОМ, вводимого в ОВ, 20 дБм. Скорость передачи $B = 10$ Мбит/с, а параметры ПРОМ соответствуют условиям задачи 1.

Решение

Энергетический бюджет ЦВОСП равен:

$$P_{\text{ПОМ}} - P_{\text{min}} = \alpha_B \cdot L.$$

Отсюда находим уровень оптического сигнала на входе ПРОМ:

$$10 \cdot \log \left[\frac{P_{\text{ПОМ}}/10^{-3}}{P_{\text{min}}} \right] = P_{\text{ПОМ}} - P_{\text{min}} + 30 = \alpha_B \cdot L;$$

$$P_{\text{min}} = P_{\text{ПОМ}} - \alpha \cdot L = 20 \text{ дБм} - 1,5 \cdot 40 \text{ дБм} = -40 \text{ дБм}.$$

Определим уширение импульсов $\Delta \tau$ на входе ПРОМ:

$$\begin{aligned} \Delta \tau &= \sqrt{\tau_{\text{ПОМ}}^2 + \tau_{\text{ОК}}^2} - \tau_{\text{ПОМ}} = \sqrt{\left[\frac{0.7}{B}\right]^2 + \left[\frac{0.44 \cdot L^{0.8}}{\Delta f_{\text{ОК}}}\right]^2} - \frac{0.7}{B} = \\ &= \sqrt{\left[\frac{0.7}{10^7}\right]^2 + \left[\frac{0.44 \cdot (40 \cdot 10^3)^{0.8}}{250 \cdot 10^6 / 10^3}\right]^2} - \frac{0.7}{10^7} \cong 5.089 \cdot 10^{-10} \text{ с} = 0.509 \text{ нс}. \end{aligned}$$

Находим коэффициент рассеяния сигнала на ТИ:

$$\gamma \cong \frac{\Delta \tau}{T} = \frac{0.509 \cdot 10^{-9}}{10^{-7}} = 5.09 \cdot 10^{-3}.$$

По графику на рисунке 3.4 находим, что коэффициент формы сигнала $\alpha \cong 0.1$.

Из рисунка 3.3 для $\alpha = 0,1$ находим, что поправочные коэффициенты I_2, I_3 для расчета шумовой полосы частот (интегралы Персонака) равны:

$$I_2(0,1) \cong 0,4; \quad I_3(0,1) \cong 0,05.$$

По формулам (3.13–3.16) находим эквивалентные числа фотоэлектронов $n_c, n_{\text{ТТ}}, n_t, n_E, n_I$ на ТИ:

$$n_c = \eta \frac{P_C}{h\nu} \cdot T = \eta \frac{P_C \cdot \lambda}{h \cdot c \cdot B} = 0.8 \cdot \frac{10^{-10} \cdot 0.85 \cdot 10^{-6}}{6.62 \cdot 10^{-34} \cdot 3 \cdot 10^8 \cdot 10^7} \cong 34.24;$$

$$n_{\text{ТТ}} = \frac{i_{\text{ТТ}} \cdot T}{e} = \frac{10^{-8} \cdot 10^{-7}}{1.6 \cdot 10^{-19}} = 6.25 \cdot 10^3;$$

$$n_t = \frac{2kt \cdot T}{q^2 \cdot R} = \frac{2 \cdot 1.38 \cdot 10^{-23} \cdot 3 \cdot 10^2 \cdot 10^{-7}}{(1.6)^2 \cdot 10^{-38} \cdot 10^6} = 3.234 \cdot 10^4;$$

$$n_I = \frac{I_3 T}{e} = \frac{10^{-10} \cdot 10^{-7}}{1.6 \cdot 10^{-19}} = 62.5;$$

$$n_E = \frac{S_E T}{2q^2 R^2} = \frac{2kt \cdot \Gamma \cdot T}{q^2 R^2 g_m} = \frac{2 \cdot 1.38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 3 \cdot 10^{-7}}{(1.6 \cdot 10^{-19})^2 \cdot 10^{12} \cdot 10^{-2}} \cong 10.$$

Подставляя эти значения в выражение (3.11), находим Q -фактор ЦВОСП:

$$Q = \frac{n_c(1-2\gamma)}{\sqrt{2I_2} \left(\sqrt{F(M)(\gamma n_c + n_{TT}) + \frac{(n_i + n_{Ia} + n_{Ea}(1+C^2R^2B^2 \cdot I_3/I_2))}{M^2}} + \right.}$$

$$\left. + \sqrt{F(M)((1-\gamma)n_c + n_{TT}) + \frac{(n_i + n_{Ia} + n_{Ea}(1+C^2R^2B^2 \cdot I_3/I_2))}{M^2}} \right) = 0.093.$$

Далее по формуле (3.8) находим коэффициент ошибок системы:

$$p_{\text{ош}} \cong \exp[-0.443 \cdot (Q + 0.75)^2 - 0.43] = 10^{0.434[-0.443(0.093+0.75)^2 - 0.43]} \cong 0.475.$$

Задача 3

Предложить состав и схему размещения оборудования участка цифрового линейного тракта, построенного на основе аппаратуры одноволновой двухволоконной однокабельной ВОСП, предназначенной для передачи сигнала STM-4 в формате NRZ-кода на длине волны $\lambda = 1340$ нм, на расстоянии 800 км.

Определить $P_{\text{мин}}$ ПРОМ для коэффициента битовых ошибок $p_{\text{ош}} = 10^{-7}$, считая, что используется Si-ПТШ и лавинный фотодиод, работающий при комнатной температуре с квантовой эффективностью $\eta = 0,85$, коэффициентом лавинного размножения $M = 10$, темновым током $i_{\text{т}} = 10$ нА и нагруженный на сопротивление $R = 50$ кОм, а волоконно-оптические усилители (репитеры) системы характеризуются коэффициентом инверсии населённостей равным 1,5.

Решение

Дано: $\lambda = 1340$ нм; $B = 622$ Мбит/с; $L = 800$ км; $p_{\text{ош}} = 10^{-7}$; Si-ПТШ ($g = 10$ мСм, $I_3 = 0,1$ нА, $\Gamma = 3$; $\eta = 0,85$; $M = 10$; $i_{\text{т}} = 10$ нА; $R = 50$ кОм.

Найти: $P_{\text{мин}}$.

Определим поправочные коэффициенты Персонака I_2 и I_3 ; $\alpha = 0,1$, световой импульс на входе ПРОМ не растянут, так как $\gamma = 0$.

$$I_2(\alpha) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} e^{16\alpha^2 \cdot x^2} (\cos(x))^4 dx, \quad I_2(\alpha) = 0,404;$$

$$I_3(\alpha) = \left(\frac{2}{\pi}\right)^3 \int_0^{\frac{\pi}{2}} e^{16\alpha^2 \cdot x^2} x^2 \cdot (\cos(x))^4 dx, \quad I_3(\alpha) = 0,036.$$

Найдём эквивалентные числа фотоэлектронов $n_{\text{ГТ}}$ и n_t на ТИ:

$$n_{\text{ГТ}} = \frac{i_{\text{ГТ}} \cdot T}{e} = \frac{i_u \cdot \frac{1}{B}}{e} = \frac{10 \cdot 10^{-9} \cdot \frac{1}{622 \cdot 10^6}}{1,6 \cdot 10^{-19}} = 100,48;$$

$$n_t = \frac{2 \cdot k \cdot t}{e^2 \cdot R \cdot B} = \frac{2 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300}{(1,6 \cdot 10^{-19})^2 \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 622 \cdot 10^6} = 1,016 \cdot 10^4.$$

Для определения числа шумовых фотоэлектронов n_E и n_l на ТИ, связанных с Si-ПТШ, используем табличные данные и получим

$$n_l = \frac{I_3 \cdot T}{e} = 1,005 \cdot 10^3; \quad n_E = \frac{2 \cdot k \cdot t \cdot \Gamma \cdot T}{e^2 \cdot R^2 \cdot g} = 7,11.$$

Для заданного уровня $p_{\text{ош}}$ Q -фактор равен:

$$p_{\text{ош}} = 10^{0,434[-0,443(Q+0,75)^2 - 0,43]}, \quad Q = 6,021.$$

Поскольку $\gamma = 0$, то число сигнальных фотоэлектронов n_c :

$$n_c = 2 \cdot I_2 \cdot Q^2 + 2 \cdot \sqrt{2 \cdot I_2} \cdot Q \cdot \sqrt{n_{\text{ГТ}} + n_t + n_E + n_l} \cdot \left(1 + C^2 \cdot R^2 \cdot B^2 \cdot \frac{I_3}{I_2}\right),$$

где $C = \frac{1}{B \cdot R}$.

Подставляя в эту формулу все полученные значения, получим: $n_c = 1,1835 \cdot 10^3$.

Находим искомую чувствительность ПРОМ $P_{\text{мин}}$:

$$P_{\text{мин}} = \frac{n_c \cdot h \cdot c \cdot B}{\eta \cdot \lambda} = \frac{1,1835 \cdot 10^3 \cdot 3 \cdot 10^8 \cdot 622 \cdot 10^6 \cdot 6,62 \cdot 10^{-34}}{0,85 \cdot 1340 \cdot 10^{-9}} = 1,284 \cdot 10^{-7} \text{ Вт};$$

$$P_{\text{мин}} = -38,914 \text{ дБм}.$$

Схема участка цифрового линейного тракта показана на рисунке 3.6.

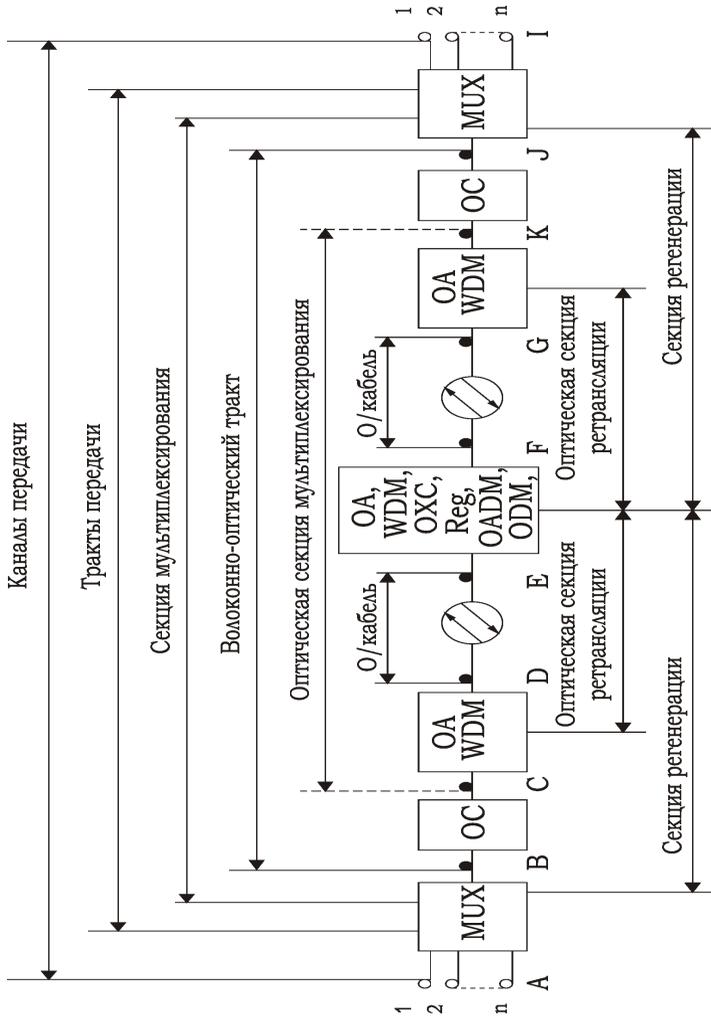


Рисунок 3.6 – Схема участка цифрового линейного тракта

Задача 4

Оценить чувствительность ПРОМ для коэффициента битовых ошибок $P_{\text{ош}} = 10^{-8}$, считая, что основой ПУ является интегрирующий усилитель, в первом каскаде которого используется Si-ПТШ. Цифровой сигнал в форме NRZ-кода передается по ВОЛС со скоростью $B = 10^7$ бит/с методом модуляции на длине волны $\lambda = 0,95$ мкм. После преобразований в линии этот импульс на входе ПРОМ приобретает гауссову форму с параметром $\alpha = 0,1$, а сквозная АЧХ ПРОМ имеет вид «приподнятого косинуса». Светочувствительным элементом ПРОМ является $p-i-n$ -диод, работающий при комнатной температуре с квантовой эффективностью $\eta = 0,8$, темновым током $i_{\text{ТТ}} = 10$ нА и нагруженный на сопротивление $R = 1$ МОм. Оценить номиналы элементов ПШК, полагая, что емкость ФД и входного каскада ПУ равна 10 пФ.

Решение

Дано: $B = 10^7$ бит/с; NRZ-код; $\lambda = 950$ нм; $L = 380$ км; $P_{\text{ош}} = 10^{-8}$; Si-ПТШ; $p-i-n$ -диод; $\eta = 0,8$; $i_{\text{ТТ}} = 10$ нА; $R = 1$ МОм; $C = 10$ пФ.

Найти: P_{min} .

Требуемые постоянные: $C = 3 \cdot 10^8$ м/с; $h = 6,22 \cdot 10^{-34}$; $K = 1,38 \cdot 10^{-23}$; $T = 293$ °K; $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл.

После преобразований в линии этот импульс на входе ПРОМ приобретает гауссову форму с параметром $\alpha = 0,1$.

Путём подбора можно прикинуть величину параметра Q . Используя формулу $BER(Q) = 0,65 \cdot e^{-0,444(0,75+Q)^2}$, получаем величину $Q = 0,625$.

Далее задаём параметры нашей системы: будем считать, что все устройства в линии работают при комнатной температуре, то есть $t = 300$ К. Величину тактового интервала определим следующим образом: $T = \frac{1}{B} = 1 \cdot 10^{-7}$ с.

Теперь непосредственно перейдём к нахождению параметров ПРОМ. Так как нам даны $p-i-n$ -диод и Si-ПТШ получаем по таблице значений:

$\Gamma = 1,5$ — коэффициент шума полевого транзистора;
 $I_3 = 0,1 \cdot 10^{-9}$ А — ток утечки затвора полевого транзистора;
 $g_m = 7 \cdot 10^{-3}$ См — проводимость канала полевого транзистора;
 $C = 10 \cdot 10^{-12}$ Ф — емкость перехода сток-исток полевого транзистора.

Среднее число электронов шумового источника тока:

$$n_i = \frac{I_3 T}{q} = \frac{0,1 \cdot 10^{-9} \cdot 1 \cdot 10^{-7}}{1,6 \cdot 10^{-19}} = 62,5.$$

Среднее число фотоэлектронов шумового источника на-
пряжения:

$$n_t = \frac{2 \cdot k \cdot t \cdot \Gamma \cdot T}{e^2 \cdot R^2 \cdot g_m} = \frac{2 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 293 \cdot 1,5 \cdot 1 \cdot 10^{-7}}{(1,6 \cdot 10^{-19})^2 \cdot (1 \cdot 10^6)^2 \cdot 7 \cdot 10^{-3}} = 6,769 \cdot 10^4.$$

Рассчитываем интегралы Персонака:

$$I_2(\alpha) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} e^{16\alpha^2 \cdot x^2} (\cos(x))^4 dx, \quad I_2(\alpha) = 0,387;$$

$$I_3(\alpha) = \left(\frac{2}{\pi}\right)^3 \int_0^{\frac{\pi}{2}} e^{16\alpha^2 \cdot x^2} x^2 \cdot (\cos(x))^4 dx, \quad I_3(\alpha) = 0,033.$$

Находим шумовое число фотоэлектронов n_{it} и n_t на ТИ.

Эквивалентное число электронов, связанных с тепловыми шумами:

$$n_{it} = \frac{2 \cdot k \cdot t \cdot T}{q^2 \cdot R} = \frac{2 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 1 \cdot 10^{-7}}{(1,6 \cdot 10^{-19})^2 \cdot 1 \cdot 10^6} = 3,159 \cdot 10^4.$$

Эквивалентное число электронов, связанных с темновым то-

ком: $n_{TT} = \frac{i_{TT} \cdot T}{q} = \frac{10 \cdot 10^{-9} \cdot 1 \cdot 10^{-7}}{1,6 \cdot 10^{-19}} = 6250$. Выражение для Q -фак-

тора ПУ можно выразить соотношением чисел сигнальных и шумовых фотоэлектронов на анализируемом ТИ:

$$Q = \frac{n_c(1 - 2\gamma)}{\sqrt{2} \left(\sqrt{(1 - \gamma)n_c G + n_{TT} + n_t} + \sqrt{\gamma n_c G + n_{TT} + n_t} \right)}.$$

Так как репитеры будут стоять в трассе таким образом, чтобы межсимвольные искажения 1-го рода были сведены к минимуму, то величину γ (определяющую дисперсионные уширения импульса за пределы своего сигнального интервала) можно принять равной нулю.

Число сигнальных фотоэлектронов, принятых ПРОМ в течение времени T :

$$n_c = 2 \cdot I_2(\alpha) \cdot Q^2 + 2 \sqrt{2I_2(\alpha)} \cdot Q \cdot \sqrt{n_i + n_{\text{ТТ}} + n_e + n_i \cdot \left(1 + C^2 \cdot R^2 \cdot B^2 \frac{I_3(\alpha)}{I_2(\alpha)} \right)} = 3 \cdot 10^3,$$

а минимальная мощность при этом будет:

$$P_{\min} = \frac{n_c \cdot h \cdot \nu}{h \cdot \lambda}; \quad P_{\min} = 7.87 \cdot 10^{-9} \text{ Вт.}$$

Тогда величина $P_{\min} = -51,038$ дБм.

Расчет корректора ПШК.

Для скорости $B = 10^7$ бит/с по теореме Найквиста требуется

$$\text{полоса частот } \Delta f = \frac{B}{2} = \frac{10^7}{2} = 5 \text{ МГц.}$$

Отсюда следует, что граничная частота входной цепи равна:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C_{\text{ВХ}}} = \frac{1}{6.28 \cdot 10^6 \cdot 10 \cdot 10^{-12}} = 15.92 \text{ кГц.}$$

Требуемый коэффициент расширения спектра:

$$m = \frac{\Delta f}{f_1} = \frac{5000}{15.92} = 314.07.$$

Полагая, что $R_1 + R_2 = 100 \text{ кОм}$, $R_1 / R_2 = m$, находим $R_2(m + 1) = 100 \text{ кОм}$. Следовательно:

$$R_2 = \frac{100 \cdot 10^3 \text{ Ом}}{m + 1} = \frac{100 \cdot 10^3 \text{ Ом}}{315.07} = 0,317 \text{ кОм};$$

$$R_1 = m \cdot R_2 = 314.07 \cdot 0,317 = 99,56 \text{ кОм.}$$

Емкость C_1 определяем из условия: $R_1 C_1 = R_H C$:

$$C_1 = \frac{R_H C}{R_1} = \frac{10^6 \cdot 10 \cdot 10^{-12}}{99,56 \cdot 10^3} = 100 \text{ пФ.}$$

3.3 Задачи для самостоятельного решения

3.1. Предложить состав и схему размещения оборудования участка цифрового линейного тракта, построенного на основе аппаратуры одноволновой двухволоконной однокабельной ВОСП, предназначенной для передачи сигнала STM-16 в формате NRZ-кода на длине волны $\lambda = 1545$ нм на расстояние 1000 км. Определить P_{\min} ПРОМ для коэффициента битовых ошибок $P_{\text{ош}} = 10^{-6}$, считая, что используется Si-ПТШ и *p-i-n*-диод, работающий при комнатной температуре с квантовой эффективностью $\eta = 0,8$, темновым током $i_{\text{ТТ}} = 10$ нА и нагруженный на сопротивление $R = 1$ МОм, а волоконно-оптические усилители (репитеры) системы характеризуются коэффициентом инверсии населенностей, равным 1,5. Выбрать материал рабочих областей лазерного диода, пригодного для использования в указанной выше системе, и представить схему его конструкции.

3.2. Предложить состав и схему размещения оборудования участка цифрового линейного тракта, построенного на основе аппаратуры одноволновой двухволоконной однокабельной ВОСП, предназначенной для передачи сигнала STM-4 в формате NRZ-кода на длине волны $\lambda = 1545$ нм на расстояние 800 км. Определить P_{\min} ПРОМ для коэффициента битовых ошибок $P_{\text{ош}} = 10^{-7}$, считая, что используется Si-ПТШ и *p-i-n*-диод, работающий при комнатной температуре с квантовой эффективностью $\eta = 0,9$, темновым током $i_{\text{ТТ}} = 15$ нА и нагруженный на сопротивление $R = 1$ МОм, а волоконно-оптические усилители (репитеры) системы характеризуются коэффициентом инверсии населенностей равным 1,5.

3.3. Предложить состав и схему размещения оборудования участка цифрового линейного тракта, построенного на основе аппаратуры одноволновой двухволоконной однокабельной ВОСП, предназначенной для передачи сигнала STM-4 в формате NRZ-кода на длине волны $\lambda = 1560$ нм, на расстояние 700 км. Определить P_{\min} ПРОМ для коэффициента битовых ошибок $P_{\text{ош}} = 10^{-8}$, считая, что используется GaAs-ПТШ и *p-i-n*-диод, работающий при комнатной температуре с квантовой эффективностью $\eta = 0,85$, темновым током $i_{\text{ТТ}} = 15$ нА и нагруженный на сопротивление $R = 1$ МОм,

а волоконно-оптические усилители (репитеры) системы характеризуются коэффициентом инверсии населенностей равным 2. Выбрать материал рабочих областей и предложить конструкцию ФД, пригодного для использования в указанной системе.

3.4. Предложить состав и схему размещения оборудования участка цифрового линейного тракта, построенного на основе аппаратуры одноволновой двухволоконной однокабельной ВОСП, предназначенной для передачи сигнала STM-16 в формате NRZ-кода на длине волны $\lambda = 1560$ нм на расстояние 1200 км. Определить P_{\min} ПРОМ для коэффициента битовых ошибок $P_{\text{ош}} = 10^{-9}$, считая, что используется GaAs-ПТШ и *p-i-n*-диод, работающий при комнатной температуре с квантовой эффективностью $\eta = 0,85$, темновым током $i_{\text{ТТ}} = 15$ нА и нагруженный на сопротивление $R = 1$ Мом, а волоконно-оптические усилители (репитеры) системы характеризуются коэффициентом инверсии населенностей равным 2. Выбрать материал рабочих областей лазерного диода, пригодного для использования в указанной выше системе, и представить схему его конструкции.

3.5. Оценить чувствительность ПРОМ для коэффициента битовых ошибок $P_{\text{ош}} = 10^{-6}$, считая, что основой ПУ является интегрирующий усилитель, в первом каскаде которого используется Si-ПТШ. Цифровой сигнал в форме NRZ-кода передается по ВОЛС со скоростью $B = 10^7$ бит/с методом модуляции на длине волны $\lambda = 0,85$ мкм. После преобразований в линии этот импульс на входе ПРОМ приобретает гауссову форму с параметром $\alpha = 0,1$, а сквозная АЧХ ПРОМ имеет вид «приподнятого косинуса». Светочувствительным элементом ПРОМ является *p-i-n*-диод, работающий при комнатной температуре с квантовой эффективностью $\eta = 0,9$, темновым током $i_{\text{ТТ}} = 10$ нА и нагруженный на сопротивление $R = 1$ Мом. Оценить номиналы элементов ПШК, полагая, что емкость ФД и входного каскада ПУ равна 10 пФ.

3.6. Оценить чувствительность ПРОМ для коэффициента битовых ошибок $P_{\text{ош}} = 10^{-7}$, считая, что основой ПУ является интегрирующий усилитель, в первом каскаде которого используется Si-ПТШ. Цифровой сигнал в форме NRZ-кода передается по ВОЛС со скоростью $B = 10^6$ бит/с методом модуляции на

длине волны $\lambda = 0,85$ мкм. После преобразований в линии этот импульс на входе ПРОМ приобретает гауссову форму с параметром $\alpha = 0,1$, а сквозная АЧХ ПРОМ имеет вид «приподнятого косинуса». Светочувствительным элементом ПРОМ является $p-i-n$ -диод, работающий при комнатной температуре с квантовой эффективностью $\eta = 0,8$, темновым током $i_{\text{ТТ}} = 15$ нА и нагруженный на сопротивление $R = 1$ МОм. Оценить номиналы элементов ПШК, полагая, что емкость ФД и входного каскада ПУ равна 20 пФ.

3.7. Оценить чувствительность ПРОМ для коэффициента битовых ошибок $P_{\text{ош}} = 10^{-8}$, считая, что основой ПУ является интегрирующий усилитель, в первом каскаде которого используется Si-ПТШ. Цифровой сигнал в форме NRZ-кода передается по ВОЛС со скоростью $V = 10^7$ бит/с методом модуляции на длине волны $\lambda = 0,95$ мкм. После преобразований в линии этот импульс на входе ПРОМ приобретает гауссову форму с параметром $\alpha = 0,1$, а сквозная АЧХ ПРОМ имеет вид «приподнятого косинуса». Светочувствительным элементом ПРОМ является $p-i-n$ -диод, работающий при комнатной температуре с квантовой эффективностью $\eta = 0,8$, темновым током $i_{\text{ТТ}} = 10$ нА и нагруженный на сопротивление $R = 1$ МОм. Оценить номиналы элементов ПШК, полагая, что емкость ФД и входного каскада ПУ равна 10 пФ.

3.8. Оценить чувствительность ПРОМ для коэффициента битовых ошибок $P_{\text{ош}} = 10^{-9}$, считая, что основой ПУ является интегрирующий усилитель, в первом каскаде которого используется Si-ПТШ. Цифровой сигнал в форме NRZ-кода передается по ВОЛС со скоростью $V = 10^8$ бит/с методом модуляции на длине волны $\lambda = 0,95$ мкм. После преобразований в линии этот импульс на входе ПРОМ приобретает гауссову форму с параметром $\alpha = 0,1$, а сквозная АЧХ ПРОМ имеет вид «приподнятого косинуса». Светочувствительным элементом ПРОМ является $p-i-n$ -диод, работающий при комнатной температуре с квантовой эффективностью $\eta = 0,9$, темновым током $i_{\text{ТТ}} = 15$ нА и нагруженный на сопротивление $R = 1$ мОм. Оценить номиналы элементов ПШК, полагая, что емкость ФД и входного каскада ПУ равна 15 пФ.

3.9. Предложить состав и схему размещения оборудования участка цифрового линейного тракта, построенного на основе аппаратуры одноволновой двухволоконной однокабельной ВОСП, предназначенной для передачи сигнала STM-16 в формате NRZ-кода на длине волны $\lambda = 1300$ нм на расстояние 1000 км. Определить P_{\min} ПРОМ, для коэффициента битовых ошибок $P_{\text{ош}} = 10^{-6}$, считая, что используется Si-ПТШ и $p-i-n$ -диод, работающий при комнатной температуре с квантовой эффективностью $\eta = 0,8$, темновым током $i_{\text{ТТ}} = 10$ нА и нагруженный на сопротивление $R = 1$ МОм, а волоконно-оптические усилители (репитеры) системы характеризуются коэффициентом инверсии населенностей, равным 1,5.

3.10. Предложить состав и схему размещения оборудования участка цифрового линейного тракта, построенного на основе аппаратуры одноволновой двухволоконной однокабельной ВОСП, предназначенной для передачи сигнала STM-4 в формате NRZ-кода на длине волны $\lambda = 1340$ нм на расстояние 800 км. Определить P_{\min} ПРОМ для коэффициента битовых ошибок $P_{\text{ош}} = 10^{-7}$, считая, что используется Si-ПТШ и лавинный фотодиод, работающий при комнатной температуре с квантовой эффективностью $\eta = 0,85$, коэффициентом лавинного размножения $M = 10$, темновым током $i_{\text{ТТ}} = 10$ нА и нагруженный на сопротивление $R = 50$ кОм, а волоконно-оптические усилители (репитеры) системы характеризуются коэффициентом инверсии населенностей равным 1,5.

3.11. Предложить состав и схему размещения оборудования участка цифрового линейного тракта, построенного на основе аппаратуры одноволновой двухволоконной однокабельной ВОСП, предназначенной для передачи сигнала STM-4 в формате NRZ-кода на длине волны $\lambda = 1300$ нм на расстояние 700 км. Определить P_{\min} ПРОМ для коэффициента битовых ошибок $P_{\text{ош}} = 10^{-8}$, считая, что используется GaAs-ПТШ и лавинный фотодиод, работающий при комнатной температуре с квантовой эффективностью $\eta = 0,85$, коэффициентом лавинного размножения $M = 20$, темновым током $i_{\text{ТТ}} = 5$ нА и нагруженный на сопротивление $R = 100$ кОм, а волоконно-оптические усилители (репитеры) системы характеризуются коэффициентом инверсии населенностей равным 2.

3.12. Предложить состав и схему размещения оборудования участка цифрового линейного тракта, построенного на основе аппаратуры одноволновой двухволоконной однокабельной ВОСП, предназначенной для передачи сигнала STM-16 в формате NRZ-кода на длине волны $\lambda = 1340$ нм на расстояние 1200 км. Определить P_{\min} ПРОМ для коэффициента битовых ошибок $P_{\text{ош}} = 10^{-9}$, считая, что используется GaAs-ПТШ и лавинный фотодиод, работающий при комнатной температуре с квантовой эффективностью $\eta = 0,85$, коэффициентом лавинного размножения $M = 30$, темновым током $i_{\text{ТТ}} = 3$ нА и нагруженный на сопротивление $R = 10$ кОм, а волоконно-оптические усилители (репитеры) системы характеризуются коэффициентом инверсии населенностей равным 2.

3.13. Оценить чувствительность ПРОМ для коэффициента битовых ошибок $P_{\text{ош}} = 10^{-6}$, считая, что основой ПУ является интегрирующий усилитель, в первом каскаде которого используется GaAs-ПТШ. Цифровой сигнал в форме NRZ-кода передается по ВОЛС со скоростью $B = 10^7$ бит/с методом модуляции на длине волны $\lambda = 0,82$ мкм. После преобразований в линии этот импульс на входе ПРОМ приобретает гауссову форму с параметром $\alpha = 0,1$, а сквозная АЧХ ПРОМ имеет вид «приподнятого косинуса». Светочувствительным элементом ПРОМ является лавинный фотодиод, работающий при комнатной температуре с квантовой эффективностью $\eta = 0,85$, коэффициентом лавинного размножения $M = 30$, темновым током $i_{\text{ТТ}} = 3$ нА и нагруженный на сопротивление $R = 10$ кОм. Оценить номиналы элементов ПШК, полагая, что емкость ФД и входного каскада ПУ равна 10 пФ.

3.14. Оценить чувствительность ПРОМ для коэффициента битовых ошибок $P_{\text{ош}} = 10^{-7}$, считая, что основой ПУ является интегрирующий усилитель, в первом каскаде которого используется GaAs-ПТШ. Цифровой сигнал в форме NRZ-кода передается по ВОЛС со скоростью $B = 10^8$ бит/с методом модуляции на длине волны $\lambda = 0,8$ мкм. После преобразований в линии этот импульс на входе ПРОМ приобретает гауссову форму с параметром $\alpha = 0,1$, а сквозная АЧХ ПРОМ имеет вид «приподнятого косинуса». Светочувствительным элементом ПРОМ яв-

ляется лавинный фотодиод, работающий при комнатной температуре с квантовой эффективностью $\eta = 0,80$, коэффициентом лавинного размножения $M = 10$, темновым током $i_{\text{ТТ}} = 3$ нА и нагруженный на сопротивление $R = 10$ кОм. Оценить номиналы элементов ПШК, полагая, что емкость ФД и входного каскада ПУ равна 20 пФ.

3.15. Оценить чувствительность ПРОМ для коэффициента битовых ошибок $P_{\text{ош}} = 10^{-8}$, считая, что основой ПУ является интегрирующий усилитель, в первом каскаде которого используется GaAs-ПТШ. Цифровой сигнал в форме NRZ-кода передается по ВОЛС со скоростью $B = 10^8$ бит/с методом модуляции на длине волны $\lambda = 0,8$ мкм. После преобразований в линии этот импульс на входе ПРОМ приобретает гауссову форму с параметром $\alpha = 0,1$, а сквозная АЧХ ПРОМ имеет вид «приподнятого косинуса». Светочувствительным элементом ПРОМ является лавинный фотодиод, работающий при комнатной температуре с квантовой эффективностью $\eta = 0,85$, коэффициентом лавинного размножения $M = 30$, темновым током $i_{\text{ТТ}} = 3$ нА и нагруженный на сопротивление $R = 10$ кОм.

3.16. Оценить чувствительность ПРОМ для коэффициента битовых ошибок $P_{\text{ош}} = 10^{-6}$, считая, что основой ПУ является интегрирующий усилитель, в первом каскаде которого используется GaAs-ПТШ. Цифровой сигнал в форме NRZ-кода передается по ВОЛС со скоростью $B = 10^7$ бит/с методом модуляции на длине волны $\lambda = 0,85$ мкм. После преобразований в линии этот импульс на входе ПРОМ приобретает гауссову форму с параметром $\alpha = 0,1$, а сквозная АЧХ ПРОМ имеет вид «приподнятого косинуса». Светочувствительным элементом ПРОМ является лавинный фотодиод (ФД), работающий при комнатной температуре с квантовой эффективностью $\eta = 0,75$, коэффициентом лавинного размножения $M = 20$, темновым током $i_{\text{ТТ}} = 5$ нА и нагруженный на сопротивление $R = 50$ кОм. Оценить номиналы элементов ПШК, полагая, что емкость ФД и входного каскада ПУ равна 15 пФ.

4 АНАЛОГОВЫЕ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ

4.1 Основные теоретические сведения

Структурная схема аналоговой волоконно-оптической системы передачи (АВОСП) с модуляцией интенсивности (МИ) представлена на рисунке 4.1.

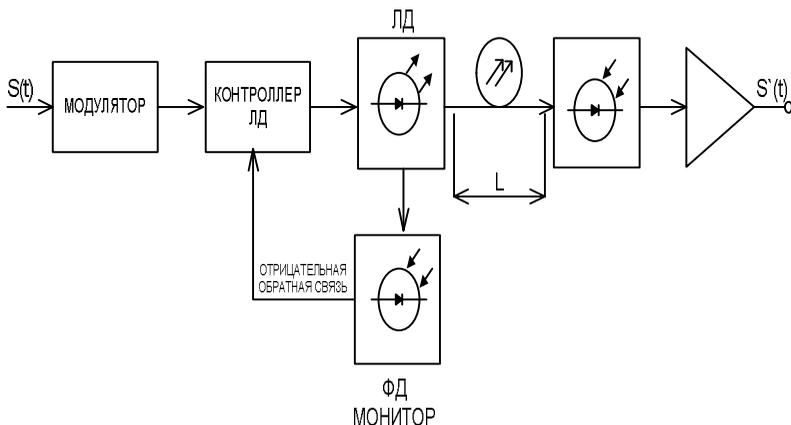


Рисунок 4.1 – Структурная схема аналоговой ВОСП

Важнейшие параметры АВОСП

Отношение средней мощности сигнала к среднему уровню шумов на выходе ФПУ:

$$\rho = P_0/P_n. \quad (4.1)$$

Мощности P_0 , P_n пропорциональны квадратам сигнального тока I_s ФД и среднеквадратического шумового тока I_n .

Динамический диапазон:

$$D = 20 \lg(I_{S_{\max}} / I_{S_{\min}}) = 10 \lg(P_{\max} / P_{\min}), \quad (4.2)$$

где P_{\max} , P_{\min} и $I_{S_{\max}}$, $I_{S_{\min}}$ — максимальный и минимальный уровни сигнала, обеспечивающие заданную величину ρ .

При МИ гармоническим сигналом с частотой Ω сигнальный ток I_s пропорционален глубине модуляции m и мощности

(интенсивности) оптического сигнала $P(t)$: $P(t) = P_0(1 + m \cos \Omega t)$, так, что при $m_{\max} = 1$ имеем:

$$D = 20 \lg(m_{\max} / m_{\min}) = 20 \lg(1 / m_{\min}). \quad (4.3)$$

Мощность шумов P_n , как и в ЦВОСП, содержит составляющие тепловых шумов входной цепи и ПУ ПРОМ, дробовые шумы сигнального и темнового токов, а также собственные шумы лазера. Мощность оптического сигнала при его распространении в ОВ затухает и зависит от его длины L как $P(L) = P_0 \exp(-\alpha L)$. С учетом этого зависимость параметра ρ от длины АВОСП описывается соотношением (4.4):

$$\rho(L, m) = \frac{\frac{1}{2} [m \cdot \mathfrak{R} \cdot M \cdot P_0 e^{-\alpha L}]^2}{RIN \cdot (\mathfrak{R} \cdot P_0 e^{-\alpha L})^2 \cdot \Delta f \cdot M^2 + P_{nf} + 2q \cdot (i_{tt} + \mathfrak{R} \cdot P_0 e^{-\alpha L}) \cdot M^2 \cdot F_0(M) \cdot \Delta f + \frac{4kt}{R} \cdot F_a \cdot \Delta f},$$

где $\mathfrak{R} = \frac{\eta q}{h\nu}$ — токовая чувствительность ФД;

t — абсолютная температура;

F_a — коэффициент шума ФПУ;

R — сопротивление нагрузки ФД;

i_{tt} , η , M , F_d — темновой ток, квантовая эффективность, коэффициенты лавинного размножения и шума ФД соответственно.

$$F(M) \cong M^X; X = \begin{cases} 0.3 - Si; \\ 0.7 - InGaAs; \\ \approx 1 - Ge. \end{cases}$$

RIN — (Relative Intensity Noise) относительная интенсивность шума, показатель, определяющий среднюю мощность внутренних шумов интенсивности ΔP ЛД:

$$RIN = \frac{\Delta P^2}{P_0^2 \cdot \Delta f}. \quad (4.5)$$

Коэффициент RIN определяется несколькими факторами:
- собственными флуктуациями интенсивности ЛД, характеризующиеся коэффициентом RIN_s;

- отражениями в ОБ, в результате которых часть мощности оптического сигнала возвращается обратно в резонатор ЛД, вызывая флуктуации излучения. Если отражения сигнала образуются только в концевых коннекторах ОБ длиной L , коэффициент отражения равен R , а длина L удовлетворяет условию $\frac{\Delta v \cdot L}{c} \gg 1$,

то параметр RIN_R можно оценить по формуле

$$RIN_R = \frac{4R^2}{\pi} \cdot \frac{\Delta v}{f_0^2 + \Delta v^2}. \quad (4.6)$$

Шум модового распределения образуется в результате конкуренции мод в резонаторе ЛД. В одномодовом лазере этот вид шума, очевидно, полностью исключается.

Параметр P_{nf} в формуле (4.4) есть мощность шумов интенсивности ЛД, полученных в результате преобразования флуктуаций фазы оптического сигнала (фазовых шумов) за счет дисперсионных фазовых сдвигов в ОБ.

Главным физическим механизмом, определяющим спектральную ширину линии генерации одномодового полупроводникового лазера Δv , является процесс спонтанной эмиссии. Фотон, спонтанно эмитированный в лазерную моду, вызывает уширение линии, которое частично обусловлено случайной «фазой» фотона и частично сдвигом эмитированного излучения, вызываемого связью между мгновенным значением плотности носителей и коэффициентом преломления активной области лазерного резонатора. Поля, связанные со спонтанно эмитируемыми фотонами, суммируются некогерентно с лазерным полем. При этом возникают амплитудные и фазовые флуктуации, т. е. 2 взаимосвязанные разновидности шумов лазера. Спектральное распределение мощности фазового шума $G(v)$ имеет вид $G(v) = \frac{\Delta v}{\pi v^2}$ при $v \gg \Delta v$,

где Δv есть полная ширина линии генерации, обусловленная шумами лазера.

Эта величина обратно пропорциональна мощности излучения лазера P_0 . Из этого выражения следует, что ширина линии излучения зависит от мощности лазера. Чем выше превышен

порог лазера, тем больше P_0 и тем меньше $\Delta\nu$. Значение $\Delta\nu$ для многомодового полупроводникового лазера, без специальных устройств селекции и сужения линии, имеет ширину (в пересчете для длины волны λ) порядка $\Delta\lambda \approx 1 - 5$ нм, а при одномодовом режиме генерации ширина спектральной линии не превышает значений 0,05 – 0,4 нм.

Фазовые шумы не вызывают флуктуаций фототока фото диода, однако по мере распространения излучения ЛД вдоль ОБ происходит преобразование в фазовых флуктуаций в шум интенсивности. Это преобразование обусловлено дисперсией ОБ. Действительно, уровень дисперсии в ОБ определяются коэффициентом

$$D = \frac{1}{L} \frac{\partial T}{\partial \lambda}, \text{ где } T \text{ — время прохождения волной ОБ длиной } L;$$

λ — длина волны.

$$\text{Так как } T = \frac{L}{V_{\text{гр}}} = \frac{L}{\frac{d\omega}{d\beta}} = L \frac{d\beta}{d\omega} \text{ и } \lambda = \frac{2\pi V}{\omega}, \text{ то}$$

$$\frac{\partial T}{\partial \lambda} = \frac{dT}{d\omega} \frac{d\omega}{d\lambda} = L \frac{d\omega}{d\lambda} \frac{d^2\beta}{d\omega^2}.$$

$$\text{Учитывая далее, что } \frac{d\omega}{d\lambda} = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} = -\frac{\omega}{\lambda}, \text{ из последних}$$

формул получим выражение для дисперсионного коэффициента D (таблица 4.1):

$$D = -\frac{\omega}{\lambda} \frac{d^2\beta}{d\omega^2},$$

где D — дисперсионный коэффициент, пс/(нм·км).

Таблица 4.1 – Стандартные значения D для SMF-ОБ с несмещенной дисперсией

λ , мкм	1,3	1,55
D , пс/(нм·км)	3,5	18

Механизм преобразования шумов таков: за счет различий во времени прохождения фазового шума вдоль ОБ происходит

изменение фазового спектра распределения $G(\nu)$, в результате чего создаются условия для интерференции компонентов $G(\nu)$, т. е. преобразование фазового шума лазера в шум интенсивности. Для небольших длин L ОВ мощность этого шума P_{nf} можно оценить формулой

$$P_{nf} = 0,5 \cdot 10^{-18} \cdot \Delta\nu \cdot f_0^2 \cdot D^2 \cdot L^2 \cdot \Delta f^2 \cdot P_0, \quad (4.7)$$

где $\Delta\nu$ — ширина линии излучения ЛД, ГГц;

f_0 — несущая частота аналогового сигнала, ГГц;

D — дисперсионный коэффициент ОВ;

L — длина волны, км;

Δf — рабочая полоса частот АВОСП.

В качестве примера на рисунке 4.2 приведены зависимость от длины ОВ мощности шумов интенсивности ЛД, образовавшихся в результате преобразования фазового шума, для двух значений коэффициента D при использовании ЛД с шириной излучения 300 ГГц (рисунок 4.2, *а*) и 10 ГГц (рисунок 4.2, *б*).

Кроме перечисленных шумов, частотные флуктуации в лазере возникают вследствие:

- 1) флуктуаций температуры активного слоя;
- 2) акустических возмущений длины резонатора;
- 3) нестабильностей инжекционного тока, которые называются техническими шумами.

Формула (4.4) связывает между собой динамический диапазон D и отношение сигнал—шум ρ АВОСП.

При заданной длине линии величина D рассчитывается по формуле (4.3), при этом m_{\min} находится, например, графически, как точка пересечения зависимости $\rho(L, m)$ с пороговым уровнем $\rho_{\text{пор}}$ для заданной L .

При малой мощности сигнала наибольшую величину в знаменателе (4.4) имеет последнее слагаемое. Это значит, что в системе превалируют тепловые шумы входной цепи и ПУ ПРОМ. В этом случае зависимость $\rho(L)$ в (4.4) аппроксимируется прямой линией А (см. рисунок 4.3, *а*).

Как видим, в данном режиме даже небольшое уменьшение длины L приводит к значительному расширению динамического диапазона системы.

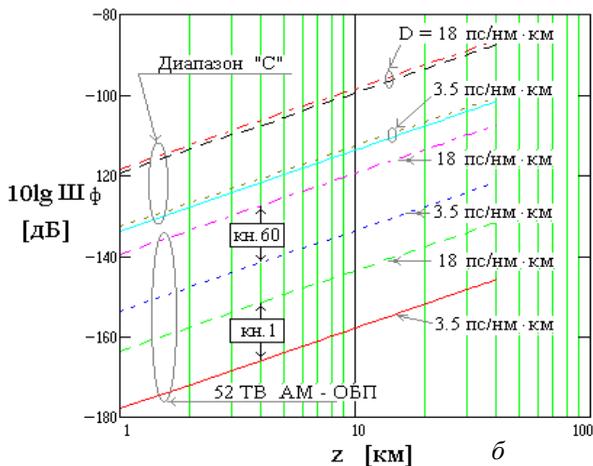
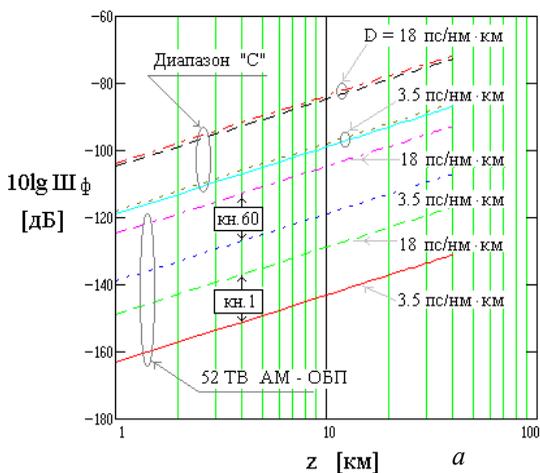


Рисунок 4.2 – Зависимость от длины ОВ мощности шумов интенсивности ЛД с шириной излучения 300 ГГц (а) и 10 ГГц (б)

При большей мощности сигнала P_0 в системе преобладающим становится дробовой шум. В этом случае зависимость $\rho(L)$ более слабая, она описывается линией Б (рисунок 4.3, б). Эффективность обмена параметров ρ и D здесь не столь значительна.

При дальнейшем повышении мощности сигнала P_0 в системе основными становятся перечисленные выше компоненты шума лазерного диода.

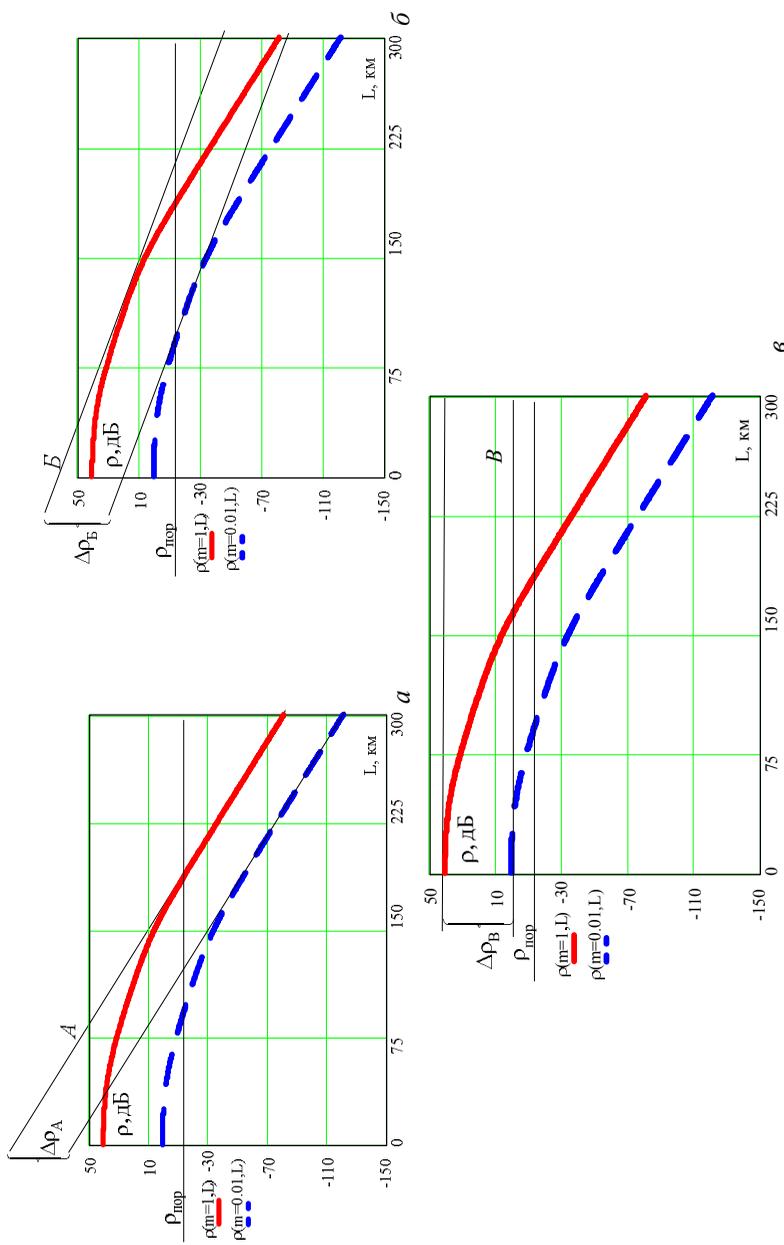


Рисунок 4.3 – Зависимость параметра ρ от длины АВСП θ

В этом режиме зависимость ρ от L вовсе исчезает (см. рисунок 4.3, в), а динамический диапазон D достигает своей максимальной величины. Для его расширения здесь необходимо снижать RIN_s , RIN_R , использовать узкополосный ЛД и снижать дисперсию в ОВ.

4.2 Примеры решения задач

Задача 1

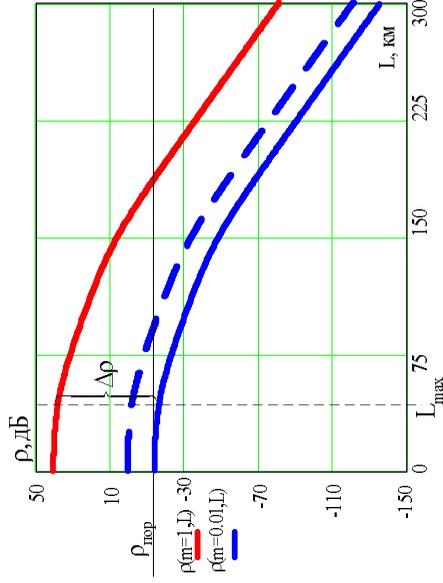
Передача аналогового сигнала по ВОСП осуществляется по SMF-ОВ с несмещенной дисперсией длиной $L = 90$ км путем модуляции интенсивности на частоте $f_0 = 2,5$ ГГц в полосе частот $\Delta f = 1000$ МГц. Светочувствительным элементом ПРОМ является $p-i-n$ -диод, работающий при комнатной температуре с квантовой эффективностью $\eta = 0,9$, темновым током $i_{TT} = 2$ нА и нагруженный на сопротивление $R = 1$ МОм. Мощность оптического сигнала, генерируемого лазерным источником с шириной линии излучения $\Delta\nu = 10$ ГГц на длине волны $\lambda = 1,15$ мкм, равна 10 дБм. Уровень шумов интенсивности ЛД определяется коэффициентом $RIN = 10^{-15}$. Коэффициент шума предварительного усилителя АВОСП равен 2. Определить динамический диапазон АВОСП при минимально допустимом уровне отношения сигнал–шум, равном $\rho = 0$ дБ, если коэффициент отражения оптического сигнала на обоих концах ОВ равен 1 %. Какой вид шума является определяющим в системе? Как изменится D , если длину линии уменьшить вдвое?

Решение

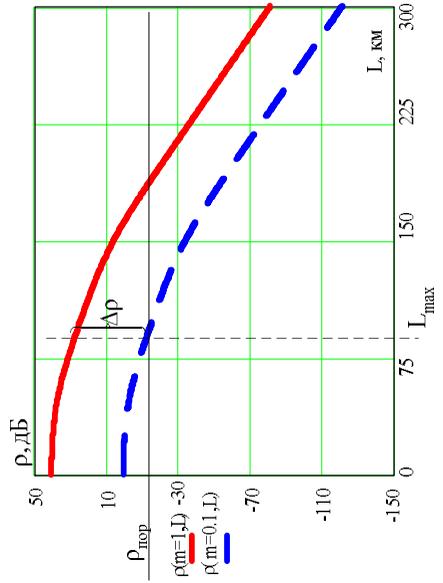
Подставим указанные параметры АВОСП в формулу (4.4) и, учитывая, что для заданной длины волны стандартный уровень дисперсионного коэффициента ОВ равен $D = 18$ пс/(нм·км), получим график зависимости $\rho(m, L)$ (см. рисунок 4.4, а).

Из этого графика видно, что на заданном расстоянии $L = 90$ км пороговый уровень $\rho_{\text{пор}} = 0$ дБ достигается при глубине модуляции $m_{\text{min}} = 0,1$. Следовательно, в соответствии с (4.3) динамический диапазон АВОСП будет равен:

$$D = 20\log(1/m_{\text{min}}) = 10\log(10) = 20 \text{ дБ.}$$



б



а

Рисунок 4.4 – Зависимость параметра ρ от длины АВСП

Из приведенного графика видно, что в области приблизительно от 75 до 150 км определяющими являются дробовые шумы сигнала. На меньших длинах линии L преобладают шумы лазера (RIN_s), а на больших — тепловой шум входной цепи ПРОМ. Следовательно, для заданной L характеристики системы определяются дробовыми шумами сигнала.

Если длину линии уменьшить вдвое, то пороговая линия пересечет график $\rho(m, L)$ при $m = 0,01$ (см. рисунок 4.4, б). Здесь определяющими являются шумы ЛД, главные из которых шумы, связанные с отражениями оптического сигнала. Динамический диапазон в данном режиме достигнет своей максимальной величины 40 дБ и для дальнейшего его расширения необходимо прежде всего снижать отражения оптического сигнала в ОВ.

Задача 2

Передача аналогового и цифрового сигналов осуществляется по идентичному ОВ-SMF с несмещенной дисперсией. Светочувствительным элементом ПРОМ в каждой из систем является InGaAs-ЛФД, работающий при комнатной температуре с квантовой эффективностью $\eta = 0,8$, темновым током $i_{\text{ТТ}} = 1$ нА, коэффициентом лавинного размножения $M = 1$ и нагруженный на сопротивление $R = 100$ кОм. Мощность оптического сигнала, генерируемого лазерным источником с шириной линии излучения $\Delta\nu = 10$ ГГц на длине волны $\lambda = 1,15$ мкм, равна 0 дБм. Уровень шумов интенсивности ЛД определяется коэффициентом $RIN_s = 4 \cdot 10^{-15}$. Коэффициент шума предварительного усилителя АВОСП равен 2, а коэффициент отражения оптического сигнала на концевых коннекторах ОВ равен 0,1 %. Сравните максимальные длины L и динамический диапазон АВОСП и ЦВОСП, если аналоговый сигнал передается путем модуляции интенсивности на частоте $f_0 = 0,5$ ГГц в полосе частот $\Delta f = 100$ МГц в динамическом диапазоне 46 дБ с минимальным отношением сигнал/шум 10 дБ, а цифровой — в той же полосе с максимально возможной скоростью и коэффициентом битовых ошибок 10^{-9} . Считать, что для формирования цифрового сигнала используется 8-разрядный АЦП с А-законом компрессии. Какой вид шума является определяющим в работе обеих систем?

Решение

Расчет динамического диапазона АВОСП аналогичен изложенному в предыдущей задаче. Графический способ его отыскания приведен на рисунке 4.5. В указанных условиях величина $D = 46$ дБ достигается при $L \approx 10$ км. Видим, что при этом основными шумами системы являются шумы источника излучения.

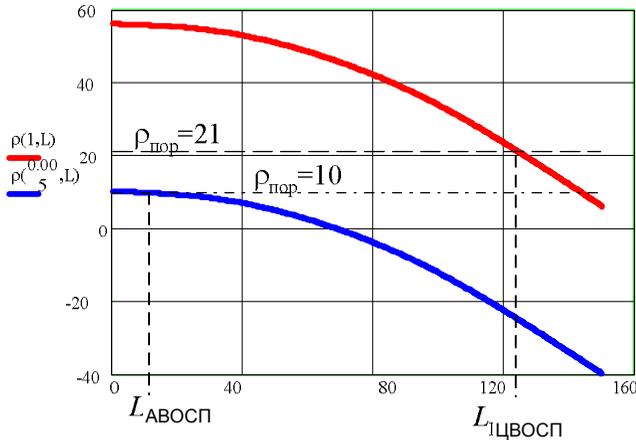


Рисунок 4.5 – Зависимость параметра ρ от длины АВОСП

Динамический диапазон цифрового сигнала с N -разрядной равномерной шкалой квантования равен:

$$D = 10 \cdot \lg \left[\frac{2^N - 1}{P_{\text{ш}}} \right] = 10 \cdot \lg(12 \cdot 2^N).$$

Выигрыш в разрядности АЦП Δn при компандирования А-законом равен: $\Delta n = \frac{20}{6} \cdot \lg \left(\frac{A}{1 + \ln A} \right)$.

С учетом этого динамический диапазон компандированного сигнала будет $D = 10 \cdot \lg(12 \cdot 2^{N+\Delta n})$.

В рассматриваемом случае для $A = 87,6$ и $N = 8$ получим практически ту же величину $D = 46,8$ дБ.

Оценим длину ЦВОСП. Q -параметр помехоустойчивости системы для заданного коэффициента ошибок равен: $Q \approx I_s/2\sigma = 6$.

Учитывая, что в случае цифрового сигнала глубина модуляции m максимальна и равна 1, находим требуемое для работы ЦВОСП отношение $\rho(m = 1, L)$, равное 21 дБ. Следовательно, искомая длина ЦВОСП находится как решение уравнения $\rho(1, L) = 21$. Графическое решение этого уравнения (рисунок 4.5) дает $L > 120$ км. Как видим, в приемнике ЦВОСП превалируют тепловые шумы.

4.3 Задачи для самостоятельного решения

4.1. Передача сигнала в АВОСП осуществляется по SMF-ОВ с несмещенной дисперсией путем модуляции интенсивности света на частоте $f_0 = 0,5$ ГГц в полосе частот $\Delta f = 50$ МГц. Светочувствительным элементом ПРОМ является Ge-ЛФД, работающий при комнатной температуре с квантовой эффективностью $\eta = 0,9$, темновым током $i_{\text{ТТ}} = 2$ нА, коэффициентом лавинного размножения $M = 20$ и нагруженный на сопротивление $R = 1$ МОм. Оптический сигнал мощностью 10 дБм генерируется лазерным источником с шириной линии излучения $\Delta \nu = 10$ ГГц на длине волны $\lambda = 1,3$ мкм. Уровень $\text{RIN}_s = 10^{-15}$. Коэффициент шума предварительного усилителя АВОСП равен 1,5. Определить максимальную длину линии связи L , обеспечивающую динамический диапазон АВОСП 30 дБ при минимально допустимом уровне отношения сигнал–шум, равном $\rho = 10$ дБ, если отражения оптического сигнала сосредоточены лишь в концевых коннекторах ОВ и коэффициент отражения не превышает 0,1 %. Какой вид шума является определяющим в системе? Как изменится D , если длину линии увеличить вдвое?

4.2. Передача аналогового сигнала по ВОСП осуществляется по SMF-ОВ с несмещенной дисперсией длиной $L = 10$ км способом МИ на поднесущей частоте $f_0 = 1,5$ ГГц в полосе частот $\Delta f = 250$ МГц. Светочувствительным элементом ПРОМ является InGaAs-ЛФД, работающий при комнатной температуре с квантовой эффективностью $\eta = 0,85$, темновым током $i_{\text{ТТ}} = 5$ нА, коэффициентом лавинного размножения $M = 25$ и нагруженный

на сопротивление $R = 300$ КОм. Мощность оптического сигнала, генерируемого лазерным источником с шириной линии излучения $\Delta\nu = 300$ ГГц на длине волны $\lambda = 1,15$ мкм, равна 0 дБм. Уровень $RIN_s = 10^{-12}$. Коэффициент шума предварительного усилителя АВОСП равен 1,2. Определить динамический диапазон АВОСП при минимально допустимом уровне отношения сигнал–шум, равном $\rho = 5$ дБ, предполагая, что отражения оптического сигнала сосредоточены лишь в концевых коннекторах ОВ, а соответствующий коэффициент отражения не превышает 0,1 %. Какой вид шума является определяющим в системе? Как изменится D , если длину линии уменьшить вдвое?

4.3. Передача аналогового сигнала по АВОСП осуществляется по SMF-ОВ с несмещенной дисперсией длиной $L=10$ км способом МИ на поднесущей частоте $f_0 = 1,5$ ГГц в полосе частот $\Delta f = 250$ МГц. Светочувствительным элементом ПРОМ является InGaAs-ЛФД, работающий при комнатной температуре с квантовой эффективностью $\eta = 0,85$, темновым током $i_{\text{т}} = 5$ нА, коэффициентом лавинного размножения $M = 25$ и нагруженный на сопротивление $R = 300$ кОм. Мощность оптического сигнала, генерируемого лазерным источником с шириной линии излучения $\Delta\nu = 300$ ГГц на длине волны $\lambda = 1,15$ мкм, равна 0 дБм. Уровень $RIN_s = 10^{-12}$. Коэффициент шума предварительного усилителя АВОСП равен 1,2. Определить динамический диапазон АВОСП при минимально допустимом уровне отношения сигнал–шум, равном $\rho = 5$ дБ, предполагая, что отражения оптического сигнала сосредоточены лишь в концевых коннекторах ОВ, а соответствующий коэффициент отражения не превышает 0,1 %. Какой вид шума является определяющим в системе? Как изменится длина линии, если по ней в той же полосе частот передавать цифровой сигнал с максимально возможной скоростью и коэффициентом битовых ошибок 10^{-9} ?

4.4. Передача аналогового сигнала по АВОСП осуществляется по SMF-ОВ с несмещенной дисперсией длиной $L=10$ км способом МИ на поднесущей частоте $f_0 = 1,0$ ГГц в полосе частот $\Delta f = 150$ МГц. Светочувствительным элементом ПРОМ является InGaAs-ЛФД, работающий при комнатной температуре с кван-

товой эффективностью $\eta = 0,85$, темновым током $i_{\text{ТТ}} = 15$ нА, коэффициентом лавинного размножения $M = 25$ и нагруженный на сопротивление $R = 300$ кОм. Мощность оптического сигнала, генерируемого лазерным источником с шириной линии излучения $\Delta\nu = 300$ ГГц на длине волны $\lambda = 1,3$ мкм, равна 0 дБм. Уровень $\text{RIN}_s = 10^{-12}$. Коэффициент шума предварительного усилителя АВОСП равен 1,2. Определить динамический диапазон АВОСП при минимально допустимом уровне отношения сигнал–шум, равном $\rho = 5$ дБ, предполагая, что отражения оптического сигнала сосредоточены лишь в концевых коннекторах ОВ, а соответствующий коэффициент отражения не превышает 0,5 %. Какой вид шума является определяющим в системе? Как изменится длина линии, если ЛФД в ПРОМ заменить p - i - n -диодом, работающим с той же квантовой эффективностью?

4.5. Передача аналогового сигнала по АВОСП осуществляется по SMF-ОВ с несмещенной дисперсией длиной $L = 10$ км способом МИ на поднесущей частоте $f_0 = 1,0$ ГГц в полосе частот $\Delta f = 150$ МГц. Светочувствительным элементом ПРОМ является InGaAs-ЛФД, работающий при комнатной температуре с квантовой эффективностью $\eta = 0,85$, темновым током $i_{\text{ТТ}} = 15$ нА, коэффициентом лавинного размножения $M = 25$ и нагруженный на сопротивление $R = 300$ кОм. Мощность оптического сигнала, генерируемого лазерным источником с шириной линии излучения $\Delta\nu = 300$ ГГц на длине волны $\lambda = 1,3$ мкм, равна 0 дБм. Уровень $\text{RIN}_s = 10^{-12}$. Коэффициент шума предварительного усилителя АВОСП равен 1,2. Определить динамический диапазон АВОСП при минимально допустимом уровне отношения сигнал–шум, равном $\rho = 5$ дБ, предполагая, что отражения оптического сигнала сосредоточены лишь в концевых коннекторах ОВ, а соответствующий коэффициент отражения не превышает 0,5 %. Какой вид шума является определяющим в системе? Как изменится длина линии, если ЛФД в ПРОМ заменить p - i - n -диодом, работающим с той же квантовой эффективностью?

4.6. Передача сигнала в АВОСП осуществляется по SMF-ОВ с несмещенной дисперсией путем МИ на частоте $f_0 = 1,5$ ГГц в полосе частот $\Delta f = 700$ МГц. Светочувствительным элементом

ПРОМ является Si-ЛФД, работающий при комнатной температуре с квантовой эффективностью $\eta = 0,7$, темновым током $i_{\text{ТТ}} = 5$ нА, коэффициентом лавинного размножения $M = 25$ и нагруженный на сопротивление $R = 0,2$ МОм. Оптический сигнал мощностью 10 дБм генерируется лазерным источником с шириной линии излучения $\Delta\nu = 300$ ГГц на длине волны $\lambda = 1,15$ мкм. Уровень $\text{RIN}_s = 10^{-16}$. Коэффициент шума предварительного усилителя АВОСП равен 1,8. Определить максимальную длину линии связи L , обеспечивающую динамический диапазон АВОСП 50 дБ при минимально допустимом уровне отношения сигнал–шум, равном $\rho = 15$ дБ, если отражения оптического сигнала сосредоточены лишь в концевых коннекторах ОВ и коэффициент отражения не превышает 0,01 %. Какой вид шума является определяющим в системе? Как изменится длина линии, если ЛФД в ПРОМ заменить *p-i-n*-диодом, работающим с той же квантовой эффективностью?

4.7. Передача сигнала в АВОСП осуществляется по SMF-ОВ с несмещенной дисперсией путем МИ на частоте $f_0 = 5$ ГГц в полосе частот $\Delta f = 2000$ МГц. Светочувствительным элементом ПРОМ является Si-ЛФД, работающий при комнатной температуре с квантовой эффективностью $\eta = 0,9$, темновым током $i_{\text{ТТ}} = 0,5$ нА, коэффициентом лавинного размножения $M = 35$ и нагруженный на сопротивление $R = 0,1$ МОм. Оптический сигнал мощностью 0 дБм генерируется лазерным источником с шириной линии излучения $\Delta\nu = 100$ ГГц на длине волны $\lambda = 1,3$ мкм. Уровень $\text{RIN}_s = 10^{-15}$. Коэффициент шума предварительного усилителя АВОСП равен 1,9. Определить максимальную длину линии связи L , обеспечивающую динамический диапазон АВОСП 45 дБ при минимально допустимом уровне отношения сигнал–шум, равном $\rho = 10$ дБ, если отражения оптического сигнала сосредоточены лишь в концевых коннекторах ОВ и коэффициент отражения не превышает 0,01 %. Какой вид шума является определяющим в системе? Как изменится D , если длину линии уменьшить вдвое?

4.8. Передача аналогового сигнала по АВОСП осуществляется по SMF-ОВ с несмещенной дисперсией длиной $L = 40$ км способом МИ на поднесущей частоте $f_0 = 1$ ГГц. Светочувстви-

тельным элементом ПРОМ является InGaAs-ЛФД, работающий при комнатной температуре с квантовой эффективностью $\eta = 0,85$, темновым током $i_{\text{ТТ}} = 15$ нА, коэффициентом лавинного размножения $M = 25$ и нагруженный на сопротивление $R = 300$ кОм. Мощность оптического сигнала, генерируемого лазерным источником с шириной линии излучения $\Delta\nu = 300$ ГГц на длине волны $\lambda = 1,3$ мкм, равна 0 дБм. Уровень $\text{RIN}_s = 10^{-12}$. Коэффициент шума предварительного усилителя АВОСП равен 1,2. Отражения оптического сигнала сосредоточены только в концевых коннекторах ОВ, а соответствующий коэффициент отражения не превышает 0,1 %. Определить рабочую полосу частот Δf системы из условия обеспечения динамического диапазона $D = 50$ дБ при минимально допустимом уровне отношения сигнал–шум, равном $\rho = 10$ дБ. Какой вид шума является определяющим в системе? Как изменится длина линии, если ЛФД в ПРОМ заменить *p-i-n*-диодом, работающим с той же квантовой эффективностью?

4.9. Передача сигнала в АВОСП осуществляется по SMF-ОВ с несмещенной дисперсией длиной $L = 50$ км способом МИ на поднесущей частоте $f_0 = 5$ ГГц. Светочувствительным элементом ПРОМ является Si-ЛФД, работающий при комнатной температуре с квантовой эффективностью $\eta = 0,9$, темновым током $i_{\text{ТТ}} = 0,5$ нА, коэффициентом лавинного размножения $M = 35$ и нагруженный на сопротивление $R = 0,1$ МОм. Оптический сигнал мощностью 0 дБм генерируется лазерным источником с шириной линии излучения $\Delta\nu = 100$ ГГц на длине волны $\lambda = 1,3$ мкм. Уровень $\text{RIN}_s = 10^{-15}$. Коэффициент шума предварительного усилителя АВОСП равен 1,9. Отражения оптического сигнала сосредоточены только в концевых коннекторах ОВ, а соответствующий коэффициент отражения не превышает 0,01 %. Оценить полосу частот Δf системы, если ее динамический диапазон $D = 50$ дБ, а минимально допустимый уровень отношения сигнал–шум равен $\rho = 5$ дБ. Какой вид шума является определяющим в системе? Как изменится D , если длину линии уменьшить вдвое?

4.10. Передача сигнала в АВОСП осуществляется по SMF-ОВ с несмещенной дисперсией путем МИ на частоте $f_0 = 5$ ГГц в

полосе частот $\Delta f = 2000$ МГц. Динамический диапазон АВОСП составляет 55 дБ при минимально допустимом уровне отношения сигнал–шум, равном $\rho = 10$ дБ. Светочувствительным элементом ПРОМ является Si-ЛФД, работающий при комнатной температуре с квантовой эффективностью $\eta = 0,9$, темновым током $i_{\text{ТТ}} = 0,5$ нА и нагруженный на сопротивление $R = 50$ кОм. Оптический сигнал мощностью 0 дБм генерируется лазерным источником с шириной линии излучения $\Delta\nu = 300$ ГГц на длине волны $\lambda = 1,15$ мкм. Уровень $\text{RIN}_s = 10^{-14}$. Отражения оптического сигнала сосредоточены только в концевых коннекторах ОВ, а соответствующий коэффициент отражения не превышает 0,05 %. Коэффициент шума предварительного усилителя АВОСП равен 1,5. Определить коэффициент лавинного размножения M , обеспечивающий максимальную длину линии связи L . Какой вид шума является определяющим в системе? Как изменится D , если длину линии уменьшить вдвое?

4.11. Передача сигнала в АВОСП осуществляется по SMF-ОВ с несмещенной дисперсией путем МИ на частоте $f_0 = 1,5$ ГГц в полосе частот $\Delta f = 250$ МГц. Динамический диапазон АВОСП составляет 55 дБ при минимально допустимом уровне отношения сигнал–шум, равном $\rho = 5$ дБ. Светочувствительным элементом ПРОМ является InGaAs-ЛФД, работающий при комнатной температуре с квантовой эффективностью $\eta = 0,9$, темновым током $i_{\text{ТТ}} = 2,5$ нА и нагруженный на сопротивление $R = 150$ кОм. Оптический сигнал мощностью 10 дБм генерируется лазерным источником с шириной линии излучения $\Delta\nu = 300$ ГГц на длине волны $\lambda = 1,3$ мкм. Уровень $\text{RIN}_s = 10^{-15}$. Отражения оптического сигнала сосредоточены только в концевых коннекторах ОВ, а соответствующий коэффициент отражения не превышает 0,15 %. Коэффициент шума предварительного усилителя АВОСП равен 2. Определить коэффициент лавинного размножения M , обеспечивающий максимальную длину линии связи L . Какой вид шума является определяющим в системе? Как изменится D , если длину линии увеличить вдвое?

4.12. Передача сигнала в АВОСП осуществляется по SMF-ОВ с несмещенной дисперсией путем МИ на частоте $f_0 = 5$ ГГц в

полосе частот $\Delta f = 1250$ МГц. Динамический диапазон АВОСП составляет 55 дБ при минимально допустимом уровне отношения сигнал–шум, равном $\rho = 10$ дБ. Светочувствительным элементом ПРОМ является InGaAs-ЛФД, работающий при комнатной температуре с квантовой эффективностью $\eta = 0,9$, темновым током $i_{\text{ТТ}} = 0,5$ нА и нагруженный на сопротивление $R = 250$ кОм. Оптический сигнал мощностью 10 дБм генерируется лазерным источником с шириной линии излучения $\Delta\nu = 300$ ГГц на длине волны $\lambda = 1,3$ мкм. Уровень $\text{RIN}_s = 10^{-15}$. Отражения оптического сигнала сосредоточены только в концевых коннекторах ОВ, а соответствующий коэффициент отражения не превышает 0,15 %. Коэффициент шума предварительного усилителя АВОСП равен 2. Определить коэффициент лавинного размножения M , обеспечивающий максимальную длину линии связи L . Как изменится длина линии, если по ней в той же полосе частот передавать цифровой сигнал с максимально возможной скоростью и коэффициентом битовых ошибок 10^{-9} ?

4.13. Передача сигнала в АВОСП осуществляется по SMF-ОВ с несмещенной дисперсией путем МИ на частоте $f_0 = 5$ ГГц в полосе частот $\Delta f = 2000$ МГц. Светочувствительным элементом ПРОМ является Si-ЛФД, работающий при комнатной температуре с квантовой эффективностью $\eta = 0,9$, темновым током $i_{\text{ТТ}} = 0,5$ нА, коэффициентом лавинного размножения $M = 35$ и нагруженный на сопротивление $R = 0,1$ МОм. Оптический сигнал мощностью 0 дБм генерируется лазерным источником с шириной линии излучения $\Delta\nu = 100$ ГГц на длине волны $\lambda = 1,3$ мкм. Уровень $\text{RIN}_s = 10^{-15}$. Коэффициент шума предварительного усилителя АВОСП равен 1,9. Определить максимальную длину линии связи L , обеспечивающую динамический диапазон АВОСП 45 дБ при минимально допустимом уровне отношения сигнал/шум, равном $\rho = 10$ дБ, если отражения оптического сигнала сосредоточены лишь в концевых коннекторах ОВ и коэффициент отражения не превышает 0,01 %.

4.14. Передача аналогового сигнала по АВОСП осуществляется по SMF-ОВ с несмещенной дисперсией длиной $L = 40$ км способом МИ на поднесущей частоте $f_0 = 1,0$ ГГц. Светочувст-

вительным элементом ПРОМ является InGaAs-ЛФД, работающий при комнатной температуре с квантовой эффективностью $\eta = 0,85$, темновым током $i_{\text{ТТ}} = 15$ нА, коэффициентом лавинного размножения $M = 25$ и нагруженный на сопротивление $R = 300$ кОм. Мощность оптического сигнала, генерируемого лазерным источником с шириной линии излучения $\Delta\nu = 300$ ГГц на длине волны $\lambda = 1,3$ мкм, равна 0 дБм. Уровень $\text{RIN}_s = 10^{-12}$. Коэффициент шума предварительного усилителя АВОСП равен 1,2. Отражения оптического сигнала сосредоточены только в концевых коннекторах ОВ, а соответствующий коэффициент отражения не превышает 0,1 %. Определить рабочую полосу частот Δf системы из условия обеспечения динамического диапазона $D = 50$ дБ при минимально допустимом уровне отношения сигнал–шум, равном $\rho = 10$ дБ. Какой вид шума является определяющим в системе? Как изменится длина линии, если ЛФД в ПРОМ заменить *p-i-n*-диодом, работающим с той же квантовой эффективностью?

4.15. Передача сигнала в АВОСП осуществляется по SMF-ОВ с несмещенной дисперсией длиной $L = 50$ км способом МИ на поднесущей частоте $f_0 = 5$ ГГц. Светочувствительным элементом ПРОМ является Si-ЛФД, работающий при комнатной температуре с квантовой эффективностью $\eta = 0,9$, темновым током $i_{\text{ТТ}} = 0,5$ нА, коэффициентом лавинного размножения $M = 35$ и нагруженный на сопротивление $R = 0,1$ МОм. Оптический сигнал мощностью 0 дБм генерируется лазерным источником с шириной линии излучения $\Delta\nu = 100$ ГГц на длине волны $\lambda = 1,3$ мкм. Уровень $\text{RIN}_s = 10^{-15}$. Коэффициент шума предварительного усилителя АВОСП равен 1,9. Отражения оптического сигнала сосредоточены только в концевых коннекторах ОВ, а соответствующий коэффициент отражения не превышает 0,01 %. Оценить полосу частот Δf системы, если ее динамический диапазон $D = 50$ дБ, а минимально допустимый уровень отношения сигнал–шум равен $\rho = 5$ дБ.

5 ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ЦИФРОВЫХ ВОСП

5.1 Основные теоретические сведения

Коэффициент битовых ошибок $p_{\text{ош}}$ (bit error ratio — BER) — среднее число ошибок $N_{\text{ош}}$, приходящихся на заданное количество переданных бит информации N_t за время t :

$$p_{\text{ош}} = \frac{N_{\text{ош}}}{N_t} = \frac{N_e}{B \cdot t}, \quad (5.1)$$

где B — битовая скорость.

Квантовый предел чувствительности ЦВОСП ограничен дробовыми шумами самого оптического сигнала, характеризующиеся пуассоновской статистикой. В этом случае вероятность обнаружения на тактовом интервале n фотонов при среднем их числе на бит передаваемой информации m , описывается формулой

$$p(n) = \frac{m^n}{n!} \cdot \exp(-m), \quad m = \frac{(\bar{n}_C + 0)}{2}, \quad (5.2)$$

где \bar{n}_C — среднее число фотонов, приходящихся на символ 1;

Для статистики (5.2) значение $p_{\text{ош}}$ равно:

$$p_{\text{ош}} = \frac{1}{2} \exp(-\bar{n}_C) = \frac{1}{2} \exp(-2m). \quad (5.3)$$

В условиях, когда чувствительность ЦВОСП определяется тепловым шумом с гауссовой статистикой:

$$p_{\text{ош}} = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi \left[\frac{Q}{\sqrt{2}} \right] \right], \quad (5.4)$$

где $\Phi(x)$ — табулированная функция ошибок:

$$\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-x^2} dx. \quad (5.5)$$

Как видим, помехозащищенность ЦВОСП полностью определяется параметром Q в выражении (5.4):

$$Q = \frac{U_1 - U_0}{\sigma_1 + \sigma_0}, \quad (5.6)$$

который называется **Q -фактором помехоустойчивости ЦСП**.

Входящие в формулу (5.6) параметры:

U_1, U_0 — средние уровни напряжений на выходе фотоприемника на тактовых интервалах длительностью $T = \frac{1}{B}$ при передаче 1 и 0 соответственно;

σ_1 и σ_0 — среднеквадратичные уровни шумовых напряжений на указанных ТИ.

Параметры $p_{\text{ош}}$, Q и $U_{\text{пор}}$ можно оценить из глаз-диаграммы (рисунок 5.1) по измеренным значениям U_1, U_0, σ_1 и σ_0 .

Выражение (5.4) справедливо, если **пороговый уровень** $U_{\text{пор}}$ решающего устройства ПРОМ установлен равным:

$$U_{\text{пор}} = \sigma_0 Q + U_0. \quad (5.7)$$

Если функцию ошибок (5.5) аппроксимировать приближенными формулами, то $p_{\text{ош}}$ в (5.4) определится как

$$p_{\text{ош}} \cong 0.65 \exp \left[-0.443 \cdot (Q + 0.75)^2 \right], \quad (5.8)$$

или

$$p_{\text{ош}} \cong \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \frac{\exp(-Q^2 / 2)}{Q}. \quad (5.9)$$

Дисперсии шумов σ_0^2 и σ_1^2 в формуле (5.6) определяются шумами входной цепи предварительного усилителя ПРОМ (см. разд. 3).

Для идеального (нешумящего) ПУ формула (5.6) принимает вид

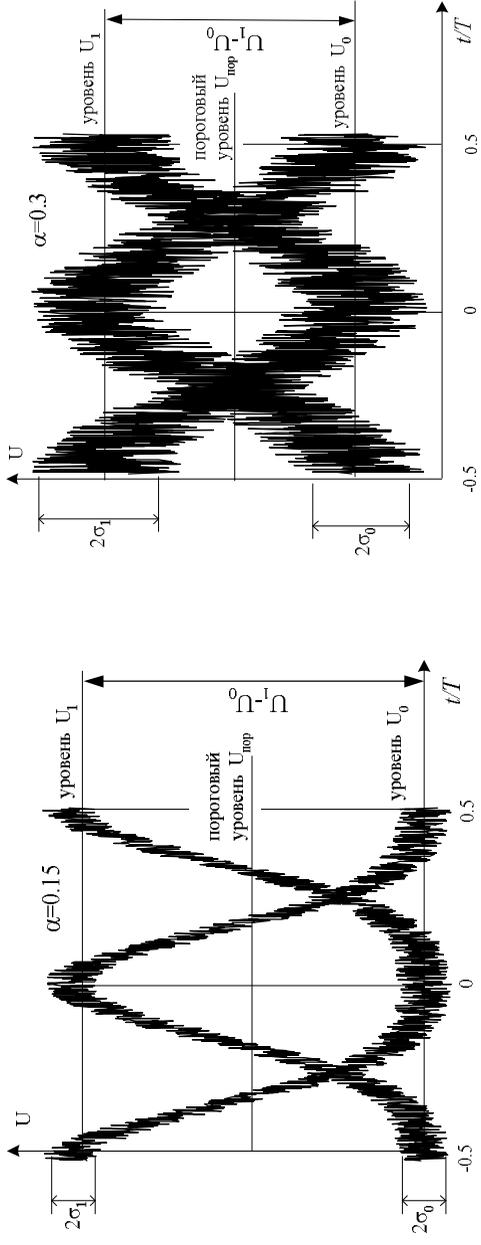
$$Q = \frac{U_1 - U_0}{\sigma_1 + \sigma_0} = \frac{P_c(T)}{\left(\sqrt{\gamma \sigma_C^2 + \sigma_{TT}^2 + \sigma_i^2} + \sqrt{(1-\gamma) \sigma_C^2 + \sigma_{TT}^2 + \sigma_i^2} \right)}, \quad (5.10)$$

где $\sigma_1^2 = (1-\gamma) \sigma_C^2 + \sigma_{TT}^2 + \sigma_i^2$; $\sigma_0^2 = \gamma \cdot \sigma_C^2 + \sigma_{TT}^2 + \sigma_i^2$;

σ_C^2 — дисперсия шумового напряжения сигнала:

$$\sigma_C^2 = \frac{2e^2 n_C}{T} \cdot \eta \cdot M^2 \cdot F(M) \cdot K^2 \cdot R^2 \cdot B_{\text{ЭФ}};$$

где $F(M)$ — коэффициент шума лавинного ФД.



а

б

Рисунок 5.1 – Глаз-диаграммы линейного сигнала гауссовой формы при различных параметрах α и уровне шума:
 а — $\alpha = 0,15$; б — $\alpha = 0,3$

Дисперсия шумового напряжения темнового тока σ_{TT}^2 определяется по формуле $\sigma_{TT}^2 = \frac{2e^2 n_{TT}}{T} \cdot M^2 \cdot F(M) \cdot K^2 \cdot R^2 \cdot B_{\text{эф}}$, а дисперсия шумового напряжения тепловых флуктуаций σ_t^2 — по формуле $\sigma_t^2 = \frac{4kt}{R_H} \cdot K^2 \cdot R^2 \cdot B_{\text{эф}}$.

В последних формулах $B_{\text{эф}}$ — *эффективная шумовая полоса частот ПУ*, пропорциональная битовой скорости B :

$$B_{\text{эф}} \approx B = \frac{1}{T}. \quad (5.11)$$

АЧХ линейного тракта $H(f)$ формируют так, чтобы устранить межсимвольную интерференцию. На практике широкое распространение получила, например, характеристика $H(f)$ вида «приподнятого косинуса»

$$H(f) = \frac{1}{2} (1 + \cos(\pi fT)). \quad (5.12)$$

Входящий в формулу (5.10) *коэффициент локализации сигнала на ТИ* γ , описывает дисперсионные искажения цифрового сигнала в ОВ. Он численно равен доле сигнальных фотоэлектронов, рассеянных за пределы «своего» ТИ. Эта доля и определяет дисперсионное уширение импульса на величину Δt :

$$\gamma \cong \frac{\Delta t}{T}. \quad (5.13)$$

Для сигналов гауссовой формы рассчитанная по выражению (5.12) зависимость параметра γ от α изображена на рисунке 3.4.

В одномодовых оптических волокнах:

$$\Delta t = D \cdot L \cdot \Delta \lambda, \quad (5.14)$$

где D — дисперсионный коэффициент ОВ, пс/(км·нм);

L — длина линии связи;

$\Delta \lambda$ — ширина спектра оптического сигнала.

Для ОВ со ступенчатым профилем:

$$\Delta t = \frac{L \cdot \xi \cdot \Delta n}{c}, \quad (5.15)$$

где Δn — разность показателей преломления сердцевины n_0 и оболочки n_1 ОВ:

$$\Delta n = n_0 - n_1 = \frac{NA^2}{2n_0}, \quad (5.16)$$

где NA — числовая апертура ОВ;

ξ — параметр связи мод (если связи нет, то $\xi = 1$; при полной связи $\xi = \frac{1}{2}$).

Для градиентного ОВ:

$$\Delta t = \frac{L}{2c} \cdot \frac{\Delta n^2}{n_1}. \quad (5.17)$$

Выражение для Q -фактора (5.10) ПУ можно выразить соотношением чисел сигнальных и шумовых фотоэлектронов на анализируемом ТИ (выражение (5.18)):

$$Q = \frac{n_c(1-2\gamma)}{\sqrt{2} \left(\sqrt{(1-\gamma)n_c G + n_{TT} + n_t + n_{ia} + n_{ea}} + \sqrt{\gamma n_c G + n_{TT} + n_t + n_{ia} + n_{ea}} \right)},$$

где n_c — среднее число сигнальных фотоэлектронов на ТИ:

$$n_c = \eta \frac{P_c}{h\nu} \cdot T \cdot M, \quad (5.19)$$

где η — квантовая эффективность ФД;

M — коэффициент лавинного умножения ЛФД;

$h = 6.62 \cdot 10^{-34}$ Дж/Гц — постоянная Планка;

P_c — мощность оптического сигнала;

T — длительность ТИ;

G — суммарный коэффициент шума репитеров (БОУ) регенерационного участка длиной L :

$$G = 1 + 2n_{сп} \cdot \frac{L}{L_{сергм}} (\exp(\alpha L_{сергм}) - 1),$$

где $L_{сергм}$ — расстояние между волоконно-оптическими усилителями (БОУ);

α — коэффициент затухания сигнала в ОВ;

$$n_{\text{ТТ}} = \frac{i_{\text{ТТ}} \cdot T}{e} \quad (5.20)$$

$n_{\text{ТТ}}$ — среднее число фотоэлектронов темнового тока $i_{\text{ТТ}}$ ФД на ТИ, определяющее его дробовой шум;

$e = 1.6 \cdot 10^{-19}$ Кл — заряд электрона;

$$n_t = \frac{2kt^\circ \cdot T}{e^2 \cdot R}, \quad (5.21)$$

где n_t — эквивалентное число электронов, связанных с тепловыми шумами;

t° — температура в градусах Кельвина;

$k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К — постоянная Больцмана;

$$n_{ia} = \frac{I_3 \cdot T}{e}, \quad (5.22)$$

где n_{ia} — среднее число фотоэлектронов шумового источника тока предварительного усилителя ПРОМ на ТИ;

$$n_{ea} = \frac{\frac{4kt^\circ \Gamma}{g_m} \left(1 + \frac{4\pi^2 C^2 R^2 B^2}{3} \right) T}{2q^2 \cdot R^2}, \quad (5.23)$$

где n_{ea} — среднее число фотоэлектронов шумового источника напряжения предварительного усилителя ПРОМ на ТИ.

5.2 Примеры решения задач

Задача 1

Цифровой сигнал в форме NRZ-кода передается по ВОЛС со скоростью $B = 10^6$ бит/с методом модуляции интенсивности на длине волны $\lambda = 0,85$ мкм. При этом уровень 0 передается нулевой, а уровень 1 — оптическим импульсом прямоугольной формы с максимальной мощностью. После преобразований в линии этот импульс на входе ПРОМ приобретает гауссову форму вида, изображенного на рисунке 3.2 для параметра $\alpha = 0,1$.

Полагая, что сквозная АЧХ ПРОМ имеет вид «приподнятого косинуса»:

$$H(f) = \frac{1 + \cos(\pi \cdot f / B)}{2},$$

оценить чувствительность ПРОМ для коэффициента битовых ошибок $p_{\text{ош}} = 10^{-6}$, считая ПУ нешумящим, а его светочувствительный элемент — p - i - n -диодом, работающим при комнатной температуре с квантовой эффективностью $\eta = 0,8$, темновым током $i_{\text{тТ}} = 10$ нА и нагруженным на сопротивление $R = 1$ МОм.

Решение

1. Оценим дисперсионные искажения сигнала на входе ПРОМ. Из графика на рисунке 3.4 находим, что для указанной формы импульса $\gamma(0.1) \cong 0$. Это означает, что импульс практически полностью локализован на «своем» тактовом интервале (ТИ).

2. Для АЧХ типа «приподнятый косинус» интеграл Персона I_2 находится из графика на рисунке 3.3: $I_2(0.1) \cong 0.4$.

3. Для заданного уровня $p_{\text{ош}}$ из (5.8) находим Q -параметр:

$$p_{\text{ош}} \cong 0.65 \cdot e^{[-0.443 \cdot (Q+0.75)^2]} = e^{[-0.443 \cdot (Q+0.75)^2 - 0.43]} = 10^{-6} = e^{-13.8};$$

$$Q \cong 4.747.$$

4. Из выражений (5.22), (5.23) находим эквивалентные числа фотоэлектронов $n_{\text{тТ}}$ и n_t на ТИ:

$$n_{\text{тТ}} = \frac{i_{\text{тТ}} \cdot T}{e} = \frac{10^{-8}}{1.6 \cdot 10^{-19} \cdot 10^6} = 6.25 \cdot 10^4;$$

$$n_t = \frac{2kt}{q^2 \cdot R \cdot B} = \frac{2 \cdot 1.38 \cdot 10^{-23} \cdot 300}{(1.6 \cdot 10^{-19})^2 \cdot 10^6 \cdot 10^6} = 3.234 \cdot 10^5.$$

5. Для $\gamma = 0$ найдем число сигнальных фотоэлектронов, удовлетворяющих заданному уровню Q . Для этого решим

$$Q = \frac{n_c}{\sqrt{2 \cdot I_2} \left[\sqrt{n_c + n_{\text{тТ}} + n_t} + \sqrt{n_{\text{тТ}} + n_t} \right]}$$

относительно n_c , получим

$$n_c = 2I_2Q^2 + 2 \cdot \sqrt{2 \cdot I_2} \cdot Q \cdot \sqrt{n_{\text{тТ}} + n_t} \quad (5.24)$$

Подставляя сюда найденные значения $n_{\Gamma T}$ и n_c , определим:

$$n_c = 2 \cdot 0.4 \cdot 4.747^2 + 2 \cdot \sqrt{2 \cdot 0.4 \cdot 4.747 \cdot \sqrt{6.25 \cdot 10^4 + 3.234 \cdot 10^5}} \cong 5.293 \cdot 10^3.$$

6. Из формулы (5.21) находим искомую чувствительность ПРОМ P_{\min} :

$$P_{\min} = \frac{n_c \cdot h\nu}{\eta \cdot T} = \frac{n_c \cdot h \cdot c \cdot B}{\eta \cdot \lambda} = \frac{5.293 \cdot 10^3 \cdot 6.62 \cdot 10^{-34} \cdot 3 \cdot 10^8 \cdot 10^6}{0.8 \cdot 0.85 \cdot 10^{-6}} = 1.546 \cdot 10^{-9} \text{ Вт}$$

$$P_{\min} = -68,1 \text{ дБм.}$$

Задача 2

Во сколько раз снизится чувствительность ПРОМ по условию задачи 1 относительно идеального нешумящего приемника.

Решение

Работа идеального ПРОМ ограничена только квантовым шумом самого оптического сигнала. Уровень битовых ошибок в таком приемнике описывается формулами (5.2), (5.3).

Для $p_{\text{ош}} = 10^{-6}$ из (5.3) находим: $\frac{1}{2} \exp(-\bar{n}_{C0}) = 10^{-6} = e^{-13.8}$.

Откуда следует, что при заданном уровне BER на каждый импульс оптического сигнала в среднем требуется не менее $\bar{n}_{C0} = 13.1$ фотона.

Сравнивая данную оценку для n_c с результатами задачи 1, находим искомое снижение чувствительности ЦВОСП:

$$\frac{P_{\text{идеал}}}{P_{\min}} = \frac{n_{C0}}{n_c} = \frac{13.1}{5.293 \cdot 10^3} = -26.063 \text{ дБ.}$$

Задача 3

Оценить коэффициент битовых ошибок в ЦВОСП, если линия длиной 180 км изготовлена из ОВ с затуханием $\alpha_1 = 0,5$ дБ/км, мощность оптического сигнала на выходе ПОМ равна 0 дБм, а форма сигнала на входе ПРОМ описывается гауссоидой с коэффициентом формы $\alpha = 0,1$. Скорости передачи и параметры ПРОМ соответствуют условиям задачи 1.

Решение

Энергетический бюджет ЦВОСП равен:

$$P_{\text{ПОМ}} - P_{\min} = \alpha_B \cdot L.$$

Отсюда находим уровень оптического сигнала на входе ПРОМ:

$$P_{\text{ПОМ}} P_{\text{min}} = P_{\text{ПОМ}} - \alpha_B \cdot L = -0.5 \cdot 180 = -90 \text{ дБ} = -60 \text{ дБм.}$$

2. Из рисунка 3.4 находим, что для заданного $\alpha = 0,1$ дисперсионные искажения оптического сигнала в линии пренебрежимо малы, т. е. $\gamma(0,1) \cong 0$.

3. Из рисунка 3.3 для $\alpha = 0,1$ определяем, что поправочный коэффициент I_2 для расчета шумовой полосы частот (второй интеграл Персонака) равен: $I_2(0.1) \cong 0.4$.

4. По формулам (5.20–5.23) находим эквивалентные числа фотоэлектронов n_c , $n_{\text{ТТ}}$ и n_i на ТИ:

$$n_c = \eta \frac{P_C}{h\nu} \cdot T = \eta \frac{P_C \cdot \lambda}{h \cdot c \cdot B} = 0.8 \cdot \frac{10^{-9} \cdot 0.85 \cdot 10^{-6}}{6.62 \cdot 10^{-34} \cdot 3 \cdot 10^8 \cdot 10^6} \cong 3.424 \cdot 10^3;$$

$$n_{\text{ТТ}} = \frac{i_{\text{ТТ}} \cdot T}{e} = \frac{10^{-8} \cdot 10^{-6}}{1,6 \cdot 10^{-19}} = 6.25 \cdot 10^4;$$

$$n_i = \frac{2kt \cdot T}{q^2 \cdot R} = \frac{2 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 3 \cdot 10^2 \cdot 10^{-6}}{(1,6)^2 \cdot 10^{-38}} = 3.234 \cdot 10^5,$$

а также Q -фактор ЦВОСП:

$$Q = \frac{n_c}{\sqrt{2 \cdot I_2 \left[\sqrt{n_c + n_{\text{ТТ}} + n_i} + \sqrt{n_{\text{ТТ}} + n_i} \right]}} =$$

$$= \frac{3.424 \cdot 10^3}{\sqrt{2 \cdot 0.4 \left[\sqrt{3.424 \cdot 10^3 + 6.25 \cdot 10^4 + 3.234 \cdot 10^5} + \sqrt{6.25 \cdot 10^4 + 3.234 \cdot 10^5} \right]}} \cong 3.074.$$

По формуле (5.8) находим коэффициент ошибок:

$$p_{\text{ош}} \cong \exp \left[-0.443 \cdot (Q + 0.75)^2 - 0.43 \right] = 10^{0.434 \left[-0.443 \cdot (3.074 + 0.75)^2 - 0.43 \right]} \cong 10^{-3}.$$

Задача 4

Какой вид шумов превалирует в цифровом приемнике по условиям задачи 1? Каким образом можно повысить его чувствительность, приблизив ее к квантовому пределу?

Решение

Помехоустойчивость ПУ в рассматриваемом случае определяется тремя статистически независимыми источниками шумов: тепловым шумом сопротивления нагрузки, дробовым шу-

мом темнового тока и дробовым шумом принимаемого сигнала, который и определяет квантовый предел чувствительности ПУ. Вклад указанных источников в помехоустойчивость ПРОМ описывается соответственно слагаемыми n_c , $n_{\text{ТТ}}$, n_i в знаменателе формулы (5.10) для Q -параметра. Из рассмотренного выше примера следует, что в указанных условиях $n_i \gg n_{\text{ТТ}} \gg n_c$. Это значит, что наибольший уровень имеет тепловой источник шума, который превосходит другие шумы темнового тока в 5 раз. Для достижения квантового предела необходимо, чтобы

$$\left. \begin{aligned} n_c &\gg n_{\text{ТТ}}, \\ n_c &\gg n_i. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Для того чтобы удовлетворить первому условию системы (1), согласно выражению (5.22) необходимо, чтобы мощность сигнала в несколько раз превысила уровень

$$P_c \gg \frac{h\nu}{\eta} \cdot \frac{i_{\text{ТТ}}}{e} = 1.825 \cdot 10^{-8} \text{ Вт} = -47.387 \text{ дБм}.$$

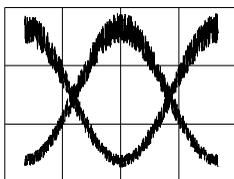
Из формул (5.21), (5.23) следует, что второе условие системы (1) выполняется, если

$$\eta \frac{P_c}{h\nu} \cdot T \gg \frac{2kt \cdot T}{q^2 \cdot R}; \quad R \gg \frac{2kt \cdot h\nu}{q^2 \cdot \eta \cdot P_c} \cong 61.1 \text{ МОм}.$$

Таким образом, для преодоления тепловых шумов ПУ необходимо увеличивать сопротивление нагрузки так, чтобы оно по крайней мере в несколько раз превысило номинал 61 МОм. Столь значительное увеличение R существенно сузит полосу частот ПУ, которую в последующих каскадах (эквалайзер) необходимо выровнять.

Задача 5

Глаз-диаграмма (ГД) линейного сигнала на выходе ПУ ПРОМ имеет вид, приведенный на рисунке.



Оценить уровень коэффициента ошибок данной системы. Укажите уровень порогового напряжения (в относительных единицах), обеспечивающего минимальный уровень BER.

Решение

Измеряя значения U_1 , U_0 , σ_1 и σ_0 из приведенной ГД так, как показано на рисунке 5.1, получим, что уровни напряжений на выходе ПУ при передаче 1 и 0 равны соответственно $U_1 = 68$, $U_0 = 10$ относительных единиц. Среднеквадратичные уровни шумовых напряжений на указанных ТИ равны: $\sigma_1 = 6$ и $\sigma_0 = 4$. Воспользуемся далее формулой (5.6) для оценки Q -фактора помехоустойчивости: $Q = \frac{U_1 - U_0}{\sigma_1 + \sigma_0} = \frac{68 - 10}{6 + 4} = 5.8$.

Далее с помощью выражения (5.8) находим уровень BER:

$$p_{\text{ош}} \cong 0.65 \exp[-0.443 \cdot (5.8 + 0.75)^2] = 3.469 \cdot 10^{-9},$$

В соответствии с формулой (5.7), полученные оценки верны, если пороговый уровень решающего устройства ПРОМ установлен равным:

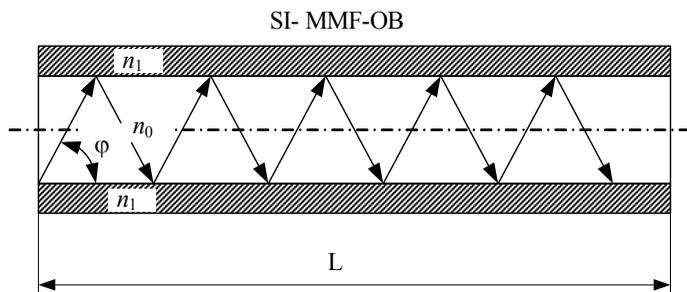
$$U_{\text{пор}} = \sigma_0 Q + U_0 = 4 \cdot 5.8 + 10 = 32 \text{ относительные единицы.}$$

Задача 6

Докажите формулу (5.17) для случая отсутствия межмодовой связи ($\xi = 0$).

Решение

Воспользуемся лучевой трактовкой распространения мод в ОВ. Зигзагообразная траектория одной из таких мод в SI-MMF-ОВ показана на рисунке.



Максимальная межмодовая дисперсия Δt в таком ОВ определяется временной задержкой между наиболее быстрой и наиболее медленной модами. Наиболее быстрой является мода низ-

шего порядка (фундаментальная мода), которая распространяется вблизи оси ОВ. Ее фазовая скорость максимальна, она определяется скоростью света в вакууме c_0 и коэффициентом преломления сердцевины ОВ n_0 : $c_{\max} = c_0/n_0$.

Мода низшего порядка распространяется под углом скольжения $\phi_{\text{кр}}$ равным критическому, т. е. максимальному углу ϕ , при котором волноводная мода еще не выходит за пределы сердцевины ОВ. Значение этого угла определяется законом

$$\text{Снеллиуса: } \sin \phi_{\text{кр}} = \sqrt{n_0^2 - n_1^2/n_0^2} \approx \sqrt{2(n_0^2 - n_1^2)}/n_0.$$

Эта мода, очевидно, самая медленная, ее скорость равна

$$c_{\min} = c_0 \cos(\phi)/n_0 \approx c_0(1 - \phi^2/2)/n_0.$$

Разность скоростей указанных мод, равная:

$$\Delta V = c_{\max} - c_{\min} = \frac{c_0}{n_0} - \frac{c_0}{n_0} \left(1 - \frac{\phi^2}{2}\right) = \frac{c_0}{n_0} \frac{(n_0 - n_1)}{n_0},$$

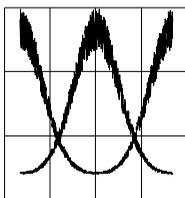
определяет величину Δt : $\Delta t = \frac{1}{B} = \frac{dt}{dV} \Delta V = \frac{d\left(\frac{L}{V}\right)}{dV} \Delta V = -\frac{L}{V^2} \Delta V$.

Из полученных формул следует искомое соотношение (5.17):

$$\frac{1}{B} \approx \frac{L}{V^2} \frac{c_0}{n_0} \frac{\Delta n}{n_0} = \frac{L}{\frac{c_0^2}{n_0^2} n_0} \frac{\Delta n}{n_0} = L \frac{\Delta n}{c_0}.$$

5.3 Задачи для самостоятельного решения

5.1. Линейный STM-1 сигнал ($\lambda=1,55$ мкм) передается по зононой ЦВОСП, построенной на основе SMF-ОВ с нулевой дисперсией длиной 500 км. Глаз-диаграмма сигнала на выходе ПРОМ с предварительным усилителем, выполненным на основе Si-ПТШ, приведена на рисунке. Считая, что сквозная АЧХ ПРОМ $H(f)$ имеет вид «приподнятого косинуса», оценить уровень коэффициента ошибок данной системы.



Укажите уровень порогового напряжения (в относительных единицах), обеспечивающего минимальный уровень BER. Удовлетворяет ли указанная ЦВОСП существующим нормам? Объясните, какими причинами может быть вызвано различие уровней шумов σ_1 и σ_0 указанной ЦВОСП?

5.2. Цифровой STM-16 сигнал передается по магистральному участку ВОЛС на длине волны $\lambda = 1,55$ мкм по SMF-ОВ с нулевой дисперсией длиной 10000 км. При этом затухание линейного сигнала через каждые 100 км линии компенсируется репитерами (БОУ), характеризующимися коэффициентом инверсии населенностей равным 3. Полагая, что сквозная АЧХ ПРОМ имеет вид «приподнятого косинуса», оценить чувствительность ПРОМ для допустимого коэффициента битовых ошибок, считая, что его предварительный усилитель выполнен на основе Si-ПТШ, а светочувствительным элементом является *p-i-n*-диод, работающий при комнатной температуре с квантовой эффективностью $\eta = 0,9$, темновым током $i_{\text{ТТ}} = 0,5$ нА и общей емкостью входной цепи 0,1 пФ. Изобразите глаз-диаграмму сигнала на выходе ПУ указанной выше ЦВОС и оцените порог срабатывания цифрового приемника.

5.3. Оценить минимально достижимый коэффициент битовых ошибок в ЦВОСП, транслирующей сигнал STM-4 на длине волны $\lambda = 1,55$ мкм, по магистральному участку длиной 3000 км, изготовленному из SMF-ОВ с нулевой дисперсией. При этом затухание линейного сигнала через каждые 50 км линии компенсируется репитерами (БОУ), характеризующимися коэффициентом инверсии населенностей равным 1,5, мощность оптического сигнала на выходе ПОМ равна -10 дБм, а общая емкость входной цепи равна 2 пФ. При каких соотношениях параметров входной цепи ПРОМ ее тепловые шумы являются определяющими для помехозащищенности ЦВОСП?

5.4. Оценить теоретически достижимую длину волоконно-оптической линии ЦВОСП, изготовленной из SMF-ОВ с нулевой дисперсией и работающей на длине волны $\lambda = 1,3$ мкм на скорости передачи STM-4, если коэффициент битовых ошибок $p_{\text{ош}}$ не превышает уровня 10^{-7} , мощность оптического сигнала на выходе ПОМ равна -20 дБм. При этом затухание линейного

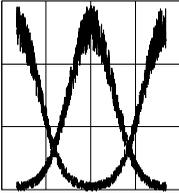
сигнала, через каждые 70 км линии компенсируется репитерами (БОУ), характеризующимися коэффициентом инверсии населенностей равным 2,5, а общая емкость входной цепи равна 3 пФ. Объясните механизм влияния модального шума на помехозащищенность ЦВОСП.

5.5. Как изменится чувствительность ПРОМ ЦВОСП магистрального участка длиной 2500 км, изготовленной из SMF-OB с нулевой дисперсией, транслирующей сигнал E4 на длине волны $\lambda = 1,3$ мкм, если общую емкость входной цепи ФД $C = 2$ пФ, работающего при комнатной температуре с квантовой эффективностью $\eta = 0,8$, темновым током $i_{\text{ТТ}} = 5$ нА, уменьшить в 3 раза. При этом считать, что предварительный усилитель выполнен на основе Si-ПТШ, сквозная АЧХ ПРОМ имеет вид «приподнятого косинуса». При работе с каким OB-SMF или MMF-тепловые флуктуации интенсивности излучения СИД с шириной линии излучения $\Delta\lambda = 30$ нм приведут к большему снижению помехозащищенности ЦВОСП?

5.6. Оценить коэффициент битовых ошибок в ЦВОСП, работающей со скоростью $B = 10$ Мбит/с на длине волны $\lambda = 0,6$ мкм, если линия длиной 500 м изготовлена из кварцевого SI-MMF-OB с числовой апертурой $NA = 0,1$, а мощность оптического сигнала на выходе ПОМ равна $P_0 = 20$ дБм. Считать, что ПРОМ работает при комнатной температуре, общая емкость входной цепи ФД равна 2 пФ, его квантовая эффективность $\eta = 0,8$, а темновой ток $i_{\text{ТТ}} = 5$ нА. Предварительный усилитель выполнен на основе Si-ПТШ. Оцените порог срабатывания цифрового приемника с чувствительностью равной квантовому пределу с уровнем BER 10^{-7} . Приведите принципиальную схему предварительного усилителя ПРОМ, построенного на основе операционного усилителя.

5.7. Оценить коэффициент битовых ошибок в ЦВОСП, работающей со скоростью $B = 10$ Мбит/с на длине волны $\lambda = 0,6$ мкм, если линия длиной 250 м изготовлена из кварцевого GI-MMF-OB с числовой апертурой $NA = 0,5$, а мощность оптического сигнала на выходе ПОМ равна $P_0 = 10$ дБм. Общая емкость входной цепи ПРОМ равна 3 пФ, квантовая эффективность и темновой ток ФД равны 0,89 и 50 нА, а усилитель ПРОМ вы-

полнен на основе GaAs-ПТШ. Можно ли снизить мощность P_0 данной ЦВОСП при том же уровне BER? Приведите принципиальную схему предварительного усилителя ПРОМ, построенного на основе операционного усилителя.



По заданной глаз-диаграмме оцените уровень битовых ошибок в ЦВОСП. Укажите уровень порогового напряжения (в относительных единицах), обеспечивающего минимальный уровень BER.

5.8. ПОМ магистрального участка ЦВОСП, построенной на основе SMF-ОВ с нулевой дисперсией и длиной 10 000 км, формирует оптический сигнал STM-4 с уровнем -10 дБм, который передается на длине волны $\lambda = 1,55$ мкм. Затухание линейного сигнала через каждые 150 км линии компенсируется репитерами (БОУ), характеризующимися коэффициентом инверсии населенностей равным 2,5. Оценить минимально достижимый коэффициент битовых ошибок в ВОСП, если общая емкость входной цепи ПРОМ равна 1 пФ, а квантовая эффективность и темновой ток ФД равны 0,9 и 2 нА. Удовлетворяет ли указанная ВОСП существующим нормам? Приведите принципиальную схему предварительного усилителя ПРОМ, построенного на основе операционного усилителя.

5.9. ПОМ зонového участка ЦВОСП, построенной на основе SMF-ОВ с нулевой дисперсией длиной 600 км, формирует оптический сигнал STM-1 с уровнем 10 дБм, который передается на длине волны $\lambda = 1,55$ мкм. Затухание линейного сигнала через сегменты длиной L_s компенсируется репитерами (БОУ), характеризующимися коэффициентом инверсии населенностей равным 1,5. При какой длине L_s будет достигаться минимум битовых ошибок $p_{\text{ош}}$ ВОСП, если общая емкость входной цепи ПРОМ равна 1 пФ, квантовая эффективность и темновой ток ФД равны 0,9 и 10 нА, а усилитель ПРОМ выполнен на основе GaAs-ПТШ. Удовлетворяет ли указанная ВОСП существующим нормам? Опишите механизм влияния спонтанного излучения волоконно-оптических усилителей (БОУ) на помехоустойчивость ВОСП. Каково его формальное описание?

5.10. ПОМ ЦВОСП, построенной на основе SMF-ОВ с нулевой дисперсией длиной 1 000 км, формирует оптический PDH-сигнал E4 с уровнем 0 дБм, который передается на длине волны $\lambda = 1,55$ мкм. Затухание линейного сигнала через сегменты длиной $L_s = 70$ км компенсируется репитерами (BOU), характеризующимися коэффициентом инверсии населенностей равным 3,5. При какой общей емкости входной цепи ПРОМ будет достигаться минимум битовых ошибок BER ВОСП, если квантовая эффективность и темновой ток ФД равны 0,85 и 0,2 нА, а усилитель ПРОМ выполнен на основе Si-ПТШ.

Покажите с помощью глаз-диаграммы, что при увеличении МСИ-1 (межсимвольной интерференции первого рода) помехозащищенность ЦВОСП будет снижаться.

5.11. Оценить максимальную скорость передачи по магистральному участку ЦВОСП, построенной на основе SMF-ОВ длиной 5 000 км с нулевой дисперсией, если известно, что мощность оптического сигнала с длиной волны $\lambda = 1,55$ мкм на выходе ПОМ равна 0 дБм. Затухание сигнала через сегменты длиной $L_s = 100$ км компенсируется репитерами (BOU), характеризующимися коэффициентом инверсии населенностей равным 1.5. Квантовая эффективность и темновой ток фотодиода равны 0,85 и 0,2 нА. Предварительный усилитель ПРОМ выполнен на основе Si-ПТШ. Почему квантовый предел чувствительности ЦВОСП не может быть превзойден?

6 СКРЕМБЛИРОВАНИЕ

6.1 Основные теоретические сведения

Скремблер — программное обеспечение или аппаратное устройство, которое выполняет скремблирование.

Скремблирование — это обратимое преобразование цифрового потока без изменения скорости передачи с целью получения свойств, близких к свойствам случайной последовательности. Исходное сообщение можно восстановить, применив обратный алгоритм.

В телекоммуникационных системах скремблирование повышает надежность синхронизации устройств, подключенных к линии связи, и уменьшает уровень помех, излучаемых на соседние линии многожильного кабеля. Есть и иная область применения скремблеров – защита передаваемой информации от несанкционированного доступа. Для синхронной передачи двоичный сигнал должен удовлетворять двум основным требованиям:

1) частота смены символов («1», «0») должна обеспечивать надежное выделение тактовой частоты непосредственно из принимаемого сигнала;

2) спектральная плотность мощности передаваемого сигнала должна быть, по возможности, постоянной и сосредоточенной в заданной области частот с целью снижения взаимного влияния каналов.

Одним из способов обработки двоичных посылок, удовлетворяющих данным требованиям, является скремблирование («scramble» — перемешивание).

После скремблирования появление «1» и «0» в выходной последовательности примерно равновероятно. Кроме того, скремблирование также может использоваться для определенной защиты передаваемой информации, а также для идентификации абонентов.

Скремблирование широко применяется во многих видах систем связи для улучшения статистических свойств сигнала. Обычно скремблирование осуществляется на последнем этапе цифровой обработки непосредственно перед модуляцией (рисунок 6.1).



Рисунок 6.1 – Схема включения скремблера и дескремблера в канал связи

Скремблирование производится на передающей стороне с помощью устройства – скремблера, реализующего логическую операцию суммирования по модулю 2 исходного и преобразующего псевдослучайного двоичного сигнала. На приемной стороне устройством, называемым дескремблером, осуществляется обратная операция — восстановление. Дескремблер выделяет из принятой последовательности исходную последовательность.

Основной частью скремблера является генератор псевдослучайной последовательности (ПСП) в виде линейного n -каскадного регистра с обратными связями, формирующий последовательность максимальной длины $2^n - 1$.

Типы скремблеров:

- самосинхронизирующиеся скремблеры (СС);
- аддитивные скремблеры (с установкой).

Особенностью самосинхронизирующегося скремблера (СС-скремблера) (рисунок 6.2) является то, что он управляется скремблированной последовательностью, т. е. той, которая передается в канал. Поэтому при данном виде скремблирования не требуется специальной установки состояний скремблера и дескремблера; скремблированная последовательность записывается в регистры сдвига скремблера и дескремблера, устанавливая их в идентичное состояние. При потере синхронизма между скремблером и дескремблером время восстановления синхронизма не превышает числа тактов, равного числу ячеек регистра скремблера.

На приемной стороне выделение исходной последовательности происходит путем сложения по модулю 2 принятой скремблированной последовательности с последовательностью на выходе сдвигового регистра.

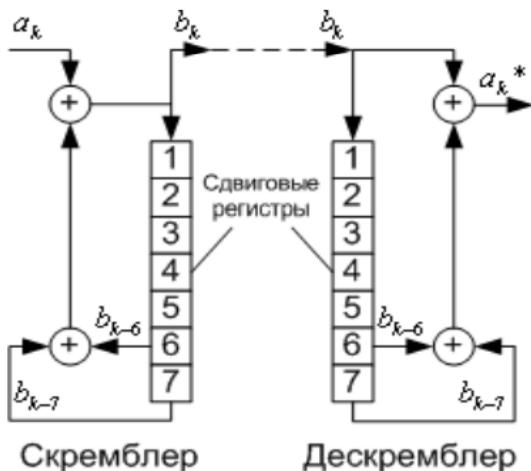


Рисунок 6.2 – Самосинхронизирующиеся скремблер и дескремблер

Например, для схемы на рисунке 6.2 входная последовательность a_k с помощью скремблера в соответствии с соотношением $b_k = a_k \otimes (b_{k-6} \otimes b_{k-7})$ преобразуется в посылаемую двоичную последовательность b_k . В приемнике из этой последовательности таким же регистром сдвига, как на приеме, формируется последовательность $a_k = b_k \otimes (b_{k-6} \otimes b_{k-7})$. Эта последовательность на выходе дескремблера идентична первоначальной последовательности a_k .

Как следует из принципа действия схемы, при одной ошибке в последовательности b_k ошибочными получаются также последующие шестой и седьмой символы (в данном примере). В общем случае влияние ошибочно принятого бита будет сказываться α раз, где α — число обратных связей. Таким образом, СС-скремблер–дескремблер обладает свойством размножения ошибок. Данный недостаток СС-скремблера–дескремблера ограничивает число обратных связей в регистре сдвига; практически это число не превышает $\alpha = 2$.

Второй недостаток СС-скремблера связан с возможностью появления на его выходе при определенных условиях так назы-

ваемых «критических ситуаций», когда выходная последовательность приобретает периодический характер с периодом, меньшим длины ПСП. Чтобы предотвратить это, в скремблере и дескремблере предусматриваются специальные дополнительные схемы контроля, которые выявляют наличие периодичности элементов на входе и нарушают ее.

Недостатки, присущие СС-скремблеру–дескремблеру, практически отсутствуют при аддитивном скремблировании (рисунок 6.3), однако этот тип скремблеров–дескремблеров требует предварительной идентичной установки состояний регистров скремблера и дескремблера. В скремблере с установкой (АД-скремблере), как и в СС-скремблере, производится суммирование входного сигнала и ПСП, но результирующий сигнал не поступает на вход регистра. В дескремблере скремблированный сигнал также не проходит через регистр сдвига, поэтому размножение ошибок не происходит.

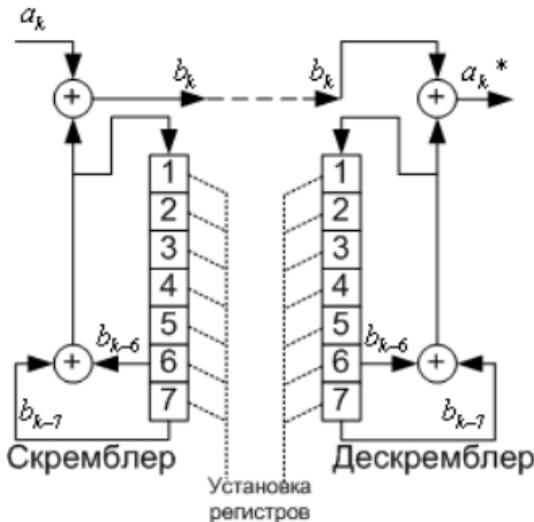


Рисунок 6.3 – Аддитивные скремблер и дескремблер

Суммируемые в скремблере последовательности независимы, поэтому их период всегда равен наименьшему общему краткому величин периодов входной последовательности и ПСП и критическое состояние отсутствует. Отсутствие эффекта размножения

ошибок и необходимости в специальной логике защиты от нежелательных ситуаций делают способ аддитивного скремблирования предпочтительнее, если не учитывать затрат на решение задачи фазирования скремблера и дескремблера. В качестве сигнала установки в ЦСП используют сигнал цикловой синхронизации. Скремблирование, кроме того, влияет на энергетический спектр двоичного сигнала (рисунок 6.4).

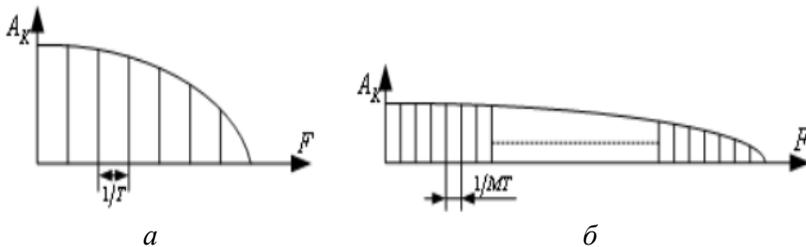


Рисунок 6.4 – Спектр сигнала: до скремблирования (а); после скремблирования (б)

На рисунке 6.4, а изображен пример энергетического спектра для периодического сигнала с периодом T , содержащим b двоичных элементов с длительностью T_0 . После скремблирования ПСП с $M=2^n-1$ элементами спектр существенно «обогащается» (рисунок 6.4, б). При этом число составляющих спектра увеличилось в M раз, причем уровень каждой составляющей уменьшается в такое же число раз.

6.2 Примеры решения задач

Задача 1

Методы скремблирования заключаются в побитном вычислении результирующего кода на основании бит исходного кода и полученных в предыдущих тактах бит результирующего кода. Например, скремблер может реализовывать соотношение

$$B_i = A_i \oplus B_{i-3} \oplus B_{i-5},$$

где B_i — двоичная цифра результирующего кода, полученная на i -м такте работы скремблера;

A_i — двоичная цифра исходного кода, поступающая на вход скремблера;

B_{i-3} и B_{i-5} — двоичные цифры результирующего кода, полученные на предыдущих тактах работы скремблера, соответственно на 3 и на 5 тактов ранее текущего такта, операция исключающего ИЛИ (сложение по модулю 2).

Для исходной последовательности 111000000001 получить результирующий код.

Решение:

Для исходной последовательности 111000000001 скремблер даст следующий результирующий код:

$B_1 = A_1 = 1$	$B_7 = A_7 \oplus B_4 \oplus B_2 = 0 \oplus 1 \oplus 1 = 0$
$B_2 = A_2 = 1$	$B_8 = 0 \oplus 1 \oplus 1 = 0$
$B_3 = A_3 = 1$	$B_9 = 0 \oplus 0 \oplus 1 = 1$
$B_4 = A_4 \oplus B_1 = 0 \oplus 1 = 1$	$B_{10} = 0 \oplus 0 \oplus 1 = 1$
$B_5 = A_5 \oplus B_2 = 0 \oplus 1 = 1$	$B_{11} = 0 \oplus 0 \oplus 0 = 0$
$B_6 = A_6 \oplus B_3 \oplus B_1 = 0 \oplus 1 \oplus 1 = 0$	$B_{12} = 1 \oplus 1 \oplus 0 = 0$

Таким образом, на выходе скремблера появится последовательность 111110001100, в которой нет последовательности из восьми нулей, присутствовавшей в исходном коде.

После получения результирующей последовательности приемник передает ее дескремблеру, который восстанавливает исходную последовательность на основании обратного соотношения: $C_i = B_i \oplus B_{i-3} \oplus B_{i-5}$.

Произведем обратную операцию с последовательностью 111110001100 для получения исходной последовательности: получаем исходную последовательность 111000000001.

6.3 Задачи для самостоятельного решения

6.1. Для последовательности 100000001111 скремблер реализует соотношение $B_i = A_i \oplus B_{i-4} \oplus B_{i-5}$. Определить на выходе скремблера выходную последовательность.

6.2. Для последовательности 111110000011 скремблер реализует соотношение $B_i = A_i \oplus B_{i-2} \oplus B_{i-5}$. Определить на выходе скремблера выходную последовательность.

6.3. Для последовательности 100001100011 скремблер реализует соотношение $B_i = A_i \oplus B_{i-3} \oplus B_{i-5}$. Определить на выходе скремблера выходную последовательность.

6.4. Для последовательности 100111111100 скремблер реализует соотношение $B_i = A_i \oplus B_{i-4} \oplus B_{i-5}$. Определить на выходе скремблера выходную последовательность.

6.5. Скремблер реализует соотношение $B_i = A_i \oplus B_{i-2} \oplus B_{i-5}$. Определить результирующий код после скремблирования, если исходная последовательность 001001111000.

6.6. Дескремблер реализует соотношение $C_i = B_i \oplus B_{i-2} \oplus B_{i-4}$. Определить результирующий код после дескремблирования, если исходная последовательность после скремблирования равна 110110110111.

6.7. Скремблер реализует соотношение $B_i = A_i \oplus B_{i-4} \oplus B_{i-5}$. Определить результирующий код после скремблирования, если исходная последовательность 111110010001.

6.8. Дескремблер реализует соотношение $C_i = B_i \oplus B_{i-4} \oplus B_{i-5}$. Определить результирующий код после дескремблирования, если исходная последовательность после скремблирования равна 111100011000.

6.9. Дескремблер реализует соотношение $C_i = B_i \oplus B_{i-4} \oplus B_{i-5}$. Определить результирующий код после дескремблирования, если исходная последовательность после скремблирования равна 111100011000.

6.10. Скремблер реализует соотношение $B_i = A_i \oplus B_{i-2} \oplus B_{i-5}$. Определить результирующий код после скремблирования, если исходная последовательность 11100111.

6.11. Дескремблер реализует соотношении $C_i = B_i \oplus B_{i-2} \oplus B_{i-5}$. Определить результирующий код после дескремблирования, если исходная последовательность после скремблирования равна 11010100.

6.12. Скремблер реализует соотношение $B_i = A_i \oplus B_{i-4} \oplus B_{i-5}$. Определить результирующий код после скремблирования, если исходная последовательность 101000001101.

6.13. Для последовательности 111111100001 скремблер реализует соотношение $B_i = A_i \oplus B_{i-3} \oplus B_{i-5}$. Определить на выходе скремблера выходную последовательность.

Список основных сокращений

АВОСП — аналоговая волоконно-оптическая система передачи

АИМ — амплитудно-импульсная модуляция

ВОСП — цифровая волоконно-оптическая система передачи

ВОУ — волоконно-оптический усилитель

ИКМ — импульсно-кодовая модуляция

ИУ — интегрирующий усилитель

ИЭТ — источник эталонных токов

КК — корректор кабеля

ЛФД — лавинный фотодиод

ЛД — лазерный диод

МИ — модуляция интенсивности

МСЭ — международный союз электросвязи

ОВ — оптическое волокно

ОК — оптический кабель

ОЦТС — оптическая цифровая телекоммуникационная система

ПОМ — передающий оптический модуль

ПРОМ — приемный оптический модуль

ПУ — предварительный усилитель

ПС — пороговая схема

ПЦИ — плезиохронная цифровая иерархия

ПШК — противозумовой корректор

РЛ — линейный регенератор

СЦИ — синхронная цифровая иерархия

ТИ — тактовый интервал

ТИУ — трансимпедансный усилитель

ФНЧ — фильтр нижних частот

ФПУ — фотоприемное устройство

ФД — фотодиод

ФИ — формирователь импульсов

ЦВОСП — волоконно-оптическая система передачи

ЦСП — цифровая система передачи

DSF — оптическое волокно со смещенной дисперсией

NDSF — оптическое волокно с несмещенной дисперсией

RIN — относительная интенсивность шума

Литература

1. Оптические телекоммуникационные системы: учебник для вузов / В.Н. Гордиенко [и др.]; под ред. В.Н. Гордиенко. – М.: Горячая линия – Телеком, 2017. – 368 с.
2. Складов О.К. Волоконно-оптические сети и системы связи: учеб. пособие / О.К. Складов. – Санкт-Петербург: Лань, 2018. – 268 с. [Электронный ресурс]: ЭБС «Лань». – Режим доступа: <https://e.lanbook.com/book/104959> (дата обращения: 20.06.2018).
3. Портнов Э.Л. Принципы построения первичных сетей и оптические кабельные линии связи: учеб. пособие для вузов / Э.Л. Портнов – М.: Горячая линия – Телеком, 2013. – 544 с.
4. Основы построения телекоммуникационных систем и сетей: учебник для вузов / В.В. Крухмалев [и др.]. – М.: Горячая линия – Телеком, 2016. – 424 с.
5. Фокин В.Г. Когерентные оптические сети: учеб. пособие / В.Г. Фокин. – Санкт-Петербург: Лань, 2016. – 440 с. [Электронный ресурс]: ЭБС «Лань». – Режим доступа: <https://e.lanbook.com/book/75523> (дата обращения: 20.06.2018)
6. Листвин В.Н. DWDM-системы / В.Н. Листвин, В.Н. Трещиков. – М.: Техносфера, 2017. – 352 с.
7. Гордиенко В.Н. Многоканальные телекоммуникационные системы: учебник для вузов / В.Н. Гордиенко, М.С. Тверецкий. – М.: Горячая линия, 2015. – 396 с.
8. Иванов В.И. Оптические цифровые телекоммуникационные системы. Конспект лекций / В.И. Иванов. – Самара: ПГУТИ, 2011. – 212 с.
9. Помехоустойчивость регенерационного участка цифрового волоконно-оптического тракта / Р.С. Круглов [и др.] // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2006. – № 5. – С. 46–52.
10. Применение транспортных технологий связи, использующих в качестве среды передачи оптическое волокно: РД 45.195-2001: утв. М-вом связи России 01.10.2001: введ. в действие с 01.10.2001. – М.: Минсвязи России, 2001. – 64 с.
11. Аппаратура волоконно-оптической системы передачи со спектральным разделением. Технические требования: РД 45.286-2002: утв. М-вом связи России 29.08.2002: введ. в действие с 01.12.2002. – М.: ЦНТИ «Информсвязь», 2002. – 32 с.
12. Рекомендация МСЭ-Т М.2101 Пороговые показатели качества при вводе в эксплуатацию и в период эксплуатации международных трактов и мультиплексных секций СЦИ.

13. Рекомендация МСЭ-Т G.828 Нормы на параметры ошибок международных трактов СЦИ постоянной скорости.

14. Рекомендация МСЭ-Т G.829 Параметры ошибок мультиплексных и регенерационных секций СЦИ.

15. Рекомендация МСЭ-Т G.957 (06/99) Оптические стыки для аппаратуры и систем передачи синхронной цифровой иерархии.

16. Рекомендация МСЭ-Т G.691 (10/2000) Оптические стыки для аппаратуры и систем передачи синхронной цифровой иерархии с оптическими усилителями.

17. Рекомендация МСЭ-Т G.692 (10/1998) Оптические интерфейсы многоканальных систем с оптическими усилителями.

Учебное издание

**Перин Антон Сергеевич
Шарангович Сергей Николаевич**

**ОПТИЧЕСКИЕ ЦИФРОВЫЕ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ
СИСТЕМЫ. СБОРНИК ЗАДАЧ С ФОРМУЛАМИ
И РЕШЕНИЯМИ**

Учебное пособие

Подписано в печать 06.12.18. Формат 60x84/16.

Усл. печ. л. 6.7. Тираж 100 экз. Заказ 498.

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
634050, г. Томск, пр. Ленина, 40. Тел. (3822) 53-30-18.