

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
НАЦИОНАЛЬНЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
«ХАРЬКОВСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ»

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ К ЛАБОРАТОРНЫМ РАБОТАМ

по курсу «Информационно - измерительные системы»
для студентов специальности 7.051001
«Метрология и информационно-измерительные технологии»
дневной и заочной форм обучения

Утверждено
редакционно-издательским
советом университета,
протокол № 2 от 21.06.07

Харьков НТУ «ХПИ» 2007

Методичні вказівки до лабораторних робіт з курсу «Інформаційно-вимірювальні системи» для студентів спеціальності 7.051001 «Метрологія та інформаційно-вимірювальні технології» денної та заочної форми навчання / Уклад. С.І. Кондрашов, Л.В. Константинова, І.В. Григоренко – Харків: НТУ «ХПІ», 2007 – 52с. Рос. мовою

Укладачі: С.І. Кондрашов,
Л.В. Константинова,
І.В. Григоренко

Рецензент В.К. Гусельніков

Кафедра «Інформаційно-вимірювальні технології і системи»

ВСТУПЛЕНИЕ

Одной из важнейших проблем при создании информационно-измерительных систем (ИИС) является разработка методов повышения верности передачи аналоговых измерительных сообщений по дискретным каналам связи. Существенной особенностью каналов преобразования и передачи количественной информации является повышенное требование к их точностным характеристикам.

Настоящие методические указания содержат описание четырех лабораторных работ, в которых рассматриваются принципы построения измерительных каналов ИИС и изучаются их основные характеристики.

В первой лабораторной работе на основе анализа статистической модели канала преобразования и передачи измерительной информации и зависимостей погрешностей от основных параметров измерительного канала и характеристик входного сигнала рассматривается методика оптимального по критерию точности выбора параметров ИИС.

Вторая лабораторная работа посвящена изучению кодов Хемминга и оценке целесообразности их использования в зависимости от условий в канале связи.

В третьей работе приводится анализ помехоустойчивости некогерентного приема по огибающей узкополосного процесса. Исследуются преобразования законов распределения случайных процессов типовыми звеньями радиотехнических устройств. Изучается аппаратный метод измерения плотности распределения вероятностей.

Четвертая работа посвящена анализу помехоустойчивости оптимального способа приема, реализованного на основе согласованного фильтра приемника.

Темы лабораторных работ представляют интерес для будущей практической деятельности выпускников и соответствуют программе курса «Информационно-измерительные системы» для студентов специальности «Метрология и измерительная техника».

Лабораторная работа 1

ПАРАМЕТРИЧЕСКАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО КАНАЛА ПО КРИТЕРИЮ ТОЧНОСТИ

Цель работы – изучение статистической модели канала преобразования и передачи измерительной информации, углубление теоретических знаний в области расчета погрешностей измерительных каналов, исследование зависимости оптимальных параметров цифровых систем передачи аналоговой информации от выбора структуры измерительного канала, характеристик входного сигнала и условий передачи в канале связи.

Опыт 1. Изучение модели измерительного канала. Параметрическая оптимизация цифровой системы передачи измерительной информации по критерию точности

В работе исследуется измерительный канал, лежащий в основе цифровой системы передачи измерительной информации, которая в свою очередь является частью территориально рассредоточенной автоматизированной информационно-управляющей системы. Для достижения высокой точности управления необходимо обеспечить высокую точность преобразования и передачи измерительных сигналов. При этом следует иметь в виду, что задержка информации, используемой для целей управления, равносильна потере точности.

Цифровые методы передачи измерительной информации получили широкое распространение в таких областях, как автоматизация технологических процессов производства, в системах телеизмерения и телеуправления подвижными объектами, летательными аппаратами и в ряде других областей – всюду, где на основании измерительной информации необходимо судить о поведении объекта и вырабатывать управляющие воздействия.

Хорошо известные преимущества цифровых методов передачи аналоговых сигналов (а к ним относится большинство измерительных) привели к тому, что в настоящее время практически все системы передачи измерительной информации являются цифровыми. Цифровые системы обеспечивают высокую эффективность и помехоустойчивость передачи

сигналов, совместимость каналов различных типов, а также возможность построения аппаратуры на перспективной элементной базе, что повышает надежность устройств и улучшает их эксплуатационные и экономические показатели.

Описать процесс преобразования и передачи измерительного сигнала, выбрать критерий качества системы целесообразно с помощью модели, учитывающей основные источники погрешностей. Модель канала преобразования и передачи измерительной информации представлена на рис. 1.1. Аналоговый сигнал $S(t)$ квантуется по времени и уровню, преобразуется в цифровой код. Передающее устройство превращает элементы цифрового кода в сигналы. При примитивном кодировании эта процедура сводится к модуляции, а при помехоустойчивом еще и к дополнению контрольными символами. Затем сигнал передается по каналу связи, где подвергается воздействию аддитивной помехи. В приемном устройстве по принятым колебаниям принимаются решения о том, каким из возможных значений кодовых символов они соответствуют. Из-за искажающего действия помех принятые сигналы в общем случае могут не совпадать с переданными. В декодере принятые цифровые символы кодового слова преобразуются в дискретную величину. Интерполятор осуществляет переход от дискретного представления процесса к непрерывному.

В соответствии с назначением системы целесообразно выбрать критерий качества в виде среднего риска с квадратичной функцией потерь. Этот критерий можно рассматривать как дисперсию результирующей погрешности, основными составляющими которой являются: погрешность квантования измерительного сигнала по уровню, погрешность в передаче квантованных значений сигнала по цифровому каналу связи, погрешность восстановления аналоговой формы сигнала на приемной стороне, погрешность запаздывания за счет аналого-цифрового преобразования, интерполяции и декодирования. Существенным здесь является то, что моделью учитывается погрешность, возникающая в результате запаздывания измерительного сигнала.

Модель не учитывает погрешности датчиков, инструментальные погрешности преобразователей, не влияющие на оптимизируемые параметры системы.

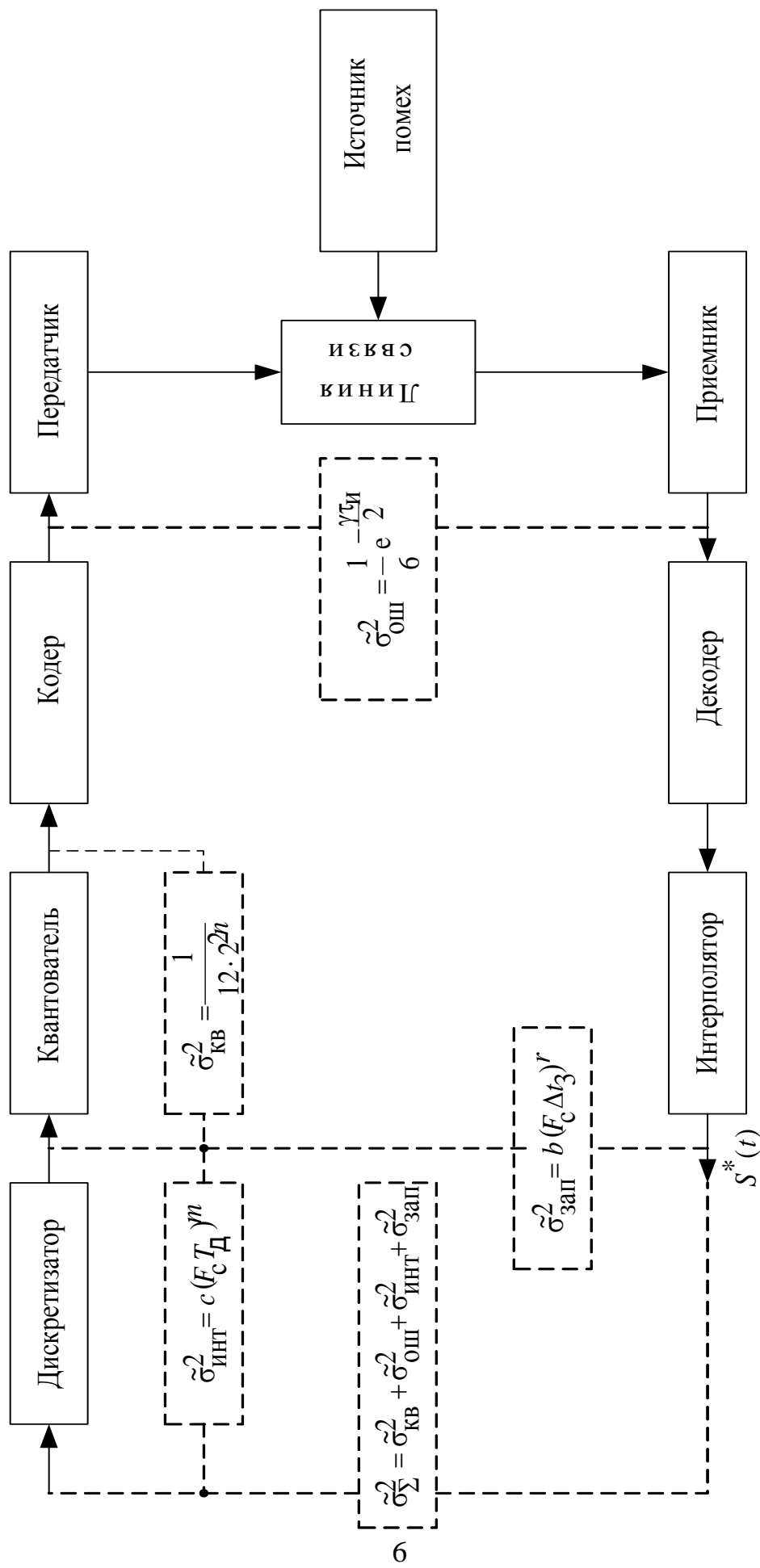


Рисунок 1.1 – Модель канала преобразования и передачи измерительной информации

При определении результирующей погрешности сделано допущение о статистической независимости ее составляющих. Основанием для этого может служить рассмотрение физической сущности процессов преобразования с учетом принятых конкретных способов дискретизации и квантования.

Для определенности принято:

квантование входного сигнала по уровню и дискретизация по времени равномерные, сообщение представляется регулярными выборками с периодом T_d ;

передача в бинарном канале осуществляется частотно-модулированным сигналом, прием – посимвольный, некогерентный;

кодирование в канале безызбыточное, n – значным равномерным кодом;

при аналого-цифровом преобразовании аналоговое значение сигнала запоминается на время преобразования;

кодовая комбинация передается за время $t_{\text{пер}} \leq T_d$.

Принятые условия позволяют записать аналитические зависимости составляющих результирующей погрешности, выраженные через параметры системы.

Известно, что погрешность квантования определяется из выражения

$$\tilde{\sigma}_{\text{кв}}^2 = \frac{1}{12 \cdot 2^{2n}}, \quad (1.1)$$

т.е. приведенная дисперсия погрешности квантования $\tilde{\sigma}_{\text{кв}}^2$ зависит только от n – разрядности кодовых чисел.

Здесь и в дальнейшем приведенное значение дисперсии определяется как отношение дисперсии погрешности к квадрату максимального значения входного сигнала.

Погрешность от трансформации символов в канале связи при поэлементном некогерентном приеме

$$\tilde{\sigma}_{\text{ош}}^2 = \frac{1}{6} \exp\left(-\frac{\gamma \tau_{\text{и}}}{2}\right), \quad (1.2)$$

где $\gamma = \frac{P_0}{N_0}$ – отношение мощности сигнала к спектральной плотности шума в канале связи; $\tau_{\text{и}}$ – длительность канального импульса. Таким образом, при заданных условиях в канале связи приведенная дисперсия погрешности передачи зависит только от длительности импульсов $\tau_{\text{и}}$.

Обобщенные выражения дисперсий погрешностей интерполяции и

запаздывания получены для трех наиболее часто встречающихся видов корреляционной функции входного сигнала:

$$1) r_s(\tau) = \exp(-\Omega_c |\tau|);$$

$$2) r_s(\tau) = (1 + \Omega_c |\tau|) \exp(-\Omega_c |\tau|);$$

$$3) r_s(\tau) = \frac{\sin \Omega_c |\tau|}{\Omega_c |\tau|}.$$

При восстановлении входного процесса по дискретным выборкам с помощью интерполяционного полинома Лагранжа, который является наиболее простым в технической реализации и для достаточно широкого класса сигналов дает приемлемую точность,

$$\tilde{\sigma}_{\text{инт}}^2 = c (F_c T_d)^m, \quad (1.3)$$

где F_c – верхняя граничная частота спектра входного сигнала; коэффициент c и показатель степени m зависят от вида корреляционной функции измерительного процесса и степени интерполирующего полинома. Из последнего выражения следует, что при заданных характеристиках входного сигнала и способе восстановления аналогового сигнала приведенная дисперсия погрешности интерполяции $\tilde{\sigma}_{\text{инт}}^2$ зависит от частоты дискретизации F_d входного процесса.

При частотном уплотнении линии связи и использовании времени T_d полностью для передачи двоичного числа

$$T_d = n \tau_n. \quad (1.4)$$

Для указанных выше корреляционных функций дисперсия погрешности запаздывания

$$\tilde{\sigma}_{\text{зап}}^2 = b (F_c \Delta t_3)^r, \quad (1.5)$$

где коэффициент b и показатель степени r определяются видом корреляционной функции измерительного сигнала; Δt_3 – время запаздывания, определяющееся при линейной интерполяции выражением

$$\Delta t_3 = T_d + n \tau_n + a n, \quad (1.6)$$

где a – параметр быстродействия АЦП (время преобразования одного разряда), при ступенчатой интерполяции восстановление аналоговой формы сигнала не требует задержки, тогда

$$\Delta t_3 = n \tau_n + a n, \quad (1.7)$$

т.е. при заданных параметрах входного сигнала и степени интерполирующего полинома приведенная дисперсия погрешности запаздывания зависит только от разрядности двоичных чисел и длительности кодового импульса.

С учетом выражений (1.1 – 1.7) приведенная дисперсия результирующей погрешности может быть записана в виде:

$$\tilde{\sigma}_{\Sigma}^2 = \frac{1}{12 \cdot 2^{2n}} + \frac{1}{6} e^{-\frac{\gamma \tau_n}{2}} + c (F_c n \tau_n)^m + b \left\{ F_c n [a + \tau_n (1 + p)] \right\}, \quad (1.8)$$

где p – степень интерполирующего полинома.

В табл. 1.1 приведены значения величин c, m, b, r , позволяющие записать выражения результирующей погрешности для каналов с различной структурой.

Таблица 1.1 – Значения величин c, m, b, r

Корреляционная функция входного сигнала	Структура канала	c	m	b	r
$e^{-\Omega_c \tau }$	линейная интерполяция с учетом запаздывания	$0,5818 \cdot 10^{-1}$	1	0,3491	1
	ступенчатая интерполяция с учетом запаздывания	$0,8727 \cdot 10^{-1}$	1	0,3491	1
	линейная интерполяция без учета запаздывания	$0,5818 \cdot 10^{-1}$	1	0	–
$(1 + \Omega_c \tau) e^{-\Omega_c \tau }$	линейная интерполяция с учетом запаздывания	0,3062	3	$0,2647 \cdot 10^1$	2
	ступенчатая интерполяция с учетом запаздывания	$0,9139 \cdot 10^{-1}$	2	$0,2647 \cdot 10^1$	2
	линейная интерполяция без учета запаздывания	0,3062	3	0	–
$\frac{\sin \Omega_c \tau}{\Omega_c \tau}$	линейная интерполяция с учетом запаздывания	$0,7215 \cdot 10^{-1}$	4	0,3655	2
	ступенчатая интерполяция с учетом запаздывания	$0,3046 \cdot 10^{-1}$	2	0,3655	2
	линейная интерполяция без учета запаздывания	$0,7215 \cdot 10^{-1}$	4	0	–

Анализ составляющих результирующей погрешности показывает, что все они противоречивым образом зависят от двух параметров цифровой системы передачи – числа разрядов кодового слова n и

длительности импульсов в канале связи $\tau_{и}$. Таким образом, задача минимизации результирующей погрешности сводится к двумерной вариационной задаче, исходными данными для которой с учетом принятых ограничений являются: вид корреляционной функции, ширина частотного спектра измерительного сигнала, быстродействие АЦП, способ интерполяции и отношение сигнал/шум в канале связи. В результате решения задачи находятся: комбинация оптимальных параметров $n_{\text{опт}}, \tau_{и \text{ опт}}$ и соответствующее им значение результирующей погрешности.

Доказанная в [1] единственность решения позволяет перейти от двумерной задачи к одномерной и произвести перебор вариантов. В результате предложен следующий порядок решения вариационной задачи:

- 1) для заданных $n = 1, 2, \dots, n_{\text{max}}$ из условия $\left(\frac{\partial \tilde{\sigma}_{\Sigma}^2}{\partial \tau_{и}} \right)_{\tau_{и} = \theta} = 0$ определяются значения $\tau_{и} = \theta(n)$;
- 2) по формуле (1.8) вычисляются значения $\tilde{\sigma}_{\Sigma}^2(n)$ при $n = 1, 2, \dots, n_{\text{max}}$ и $\tau_{и} = \theta(n)$;
- 3) находятся оптимальные $n_{\text{опт}}, \tau_{и \text{ опт}}$ и $\tau_{и \text{ опт}} = \theta(n_{\text{опт}})$.

Блок-схема алгоритма, реализующего предложенный способ оптимизации, приведена на рис. 1.2. Разработанная на его основе программа служит для определения оптимальных значений $n_{\text{опт}}, \tau_{и \text{ опт}}$, минимального значения результирующей погрешности $\tilde{\sigma}_{\Sigma \text{ min}}$ и ее составляющих, оценки выигрыша в точности от оптимизации.

Порядок выполнения опыта

- 1 Запустить программу Монитор.
- 2 Запустить программу Бейсик.
- 3 Загрузить программу расчета оптимальных параметров измерительного канала.
- 4 Запустить программу на выполнение, ввести заданные руководителем исходные данные.
- 5 Просмотреть результаты вычислений и занести результаты в табл. 1.2. Дать сравнительную оценку составляющих результирующей погрешности измерительного канала.

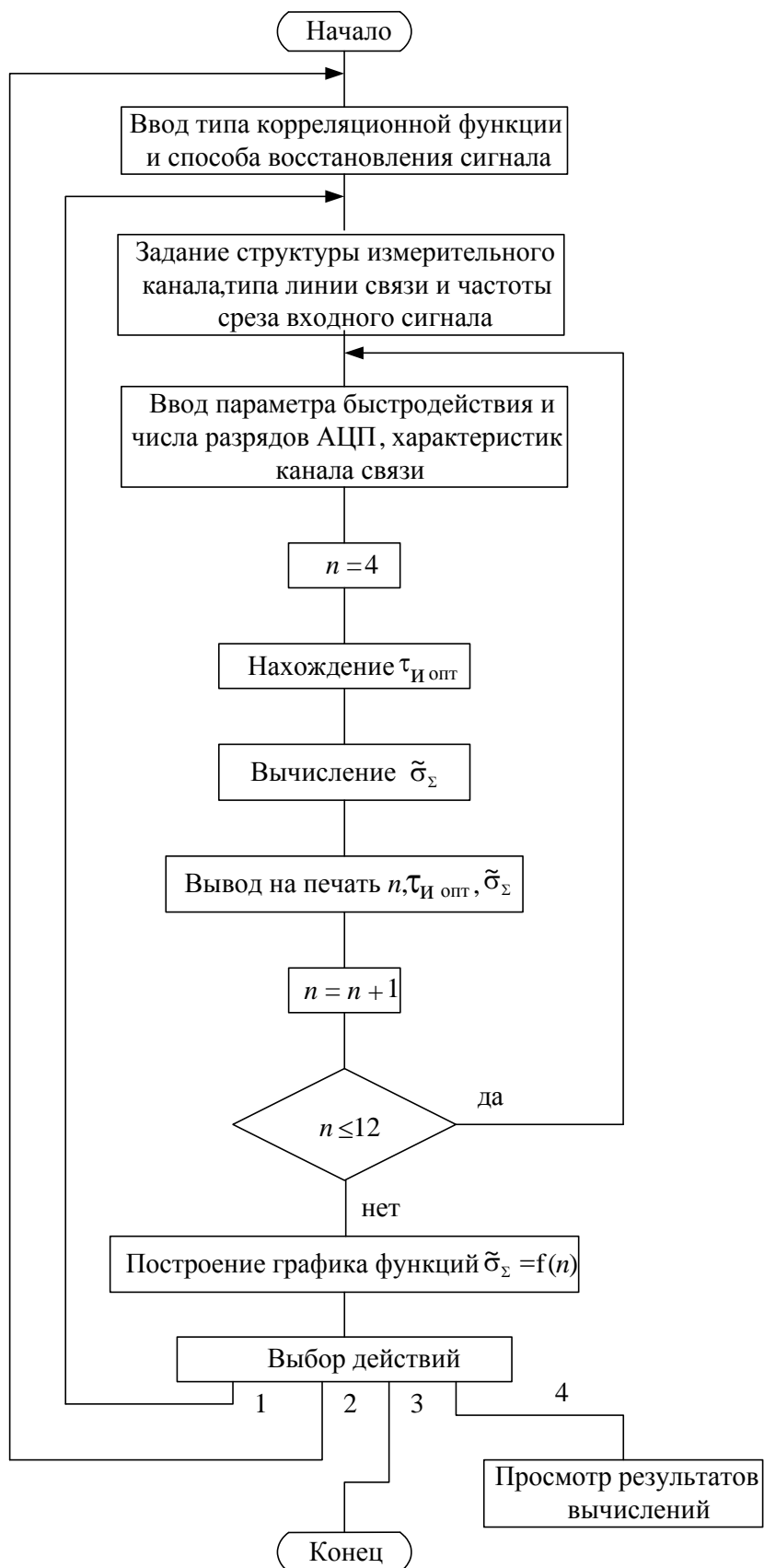


Рисунок 1.2. – Блок-схема алгоритма определения оптимальных параметров измерительного канала

Таблица 1.2 – Результаты оценки выигрыша в точности

Измерительный канал	n	$\tau_{и}$	$\tilde{\sigma}_{кв}^2$	$\tilde{\sigma}_{ош}^2$	$\tilde{\sigma}_{инт}^2$	$\tilde{\sigma}_{зап}^2$	$\tilde{\sigma}_{\Sigma}^2$	$\tilde{\sigma}_{\Sigma}, \%$
Неоптимизированный канал								
Оптимизированный канал								

Опыт 2. Изучение влияния запаздывания измерительной информации на выбор оптимальных параметров цифровой системы передачи

Использование измерительной информации для управления объектом в реальном масштабе времени требует учета ее задержки. Погрешность запаздывания существенно возрастает при увеличении степени интерполирующего полинома. В настоящем опыте исследуется влияние учета запаздывания сигнала на результирующую погрешность измерительного канала и его оптимальные параметры $n_{опт}, \tau_{и\ опт}$ при линейной интерполяции.

Порядок выполнения опыта

1 Запустить программу расчета оптимальных параметров измерительного канала.

2 Ввести заданные руководителем исходные данные при линейной интерполяции и учете запаздывания измерительной информации. Результаты расчета оптимизированной системы занести в табл. 1.3.

3 Запустить программу на выполнение с теми же исходными данными, но без учета запаздывания. Занести результаты расчета параметров оптимизированной системы в табл. 1.3.

Таблица 1.3 – Оценка влияния запаздывания измерительной информации на выбор оптимальных параметров

Измерительный канал	$n_{опт}$	$\tau_{и\ опт}$	$\tilde{\sigma}_{кв}^2$	$\tilde{\sigma}_{ош}^2$	$\tilde{\sigma}_{инт}^2$	$\tilde{\sigma}_{зап}^2$	$\tilde{\sigma}_{\Sigma}^2$	$\tilde{\sigma}_{\Sigma}, \%$
С учетом запаздывания								
Без учета запаздывания								

4 Сделать вывод о влиянии погрешности запаздывания на выбор оптимальных параметров проектируемой цифровой системы передачи измерительной информации.

Опыт 3. Выбор степени интерполирующего полинома

В данном опыте рассматривается оптимизированная цифровая система передачи аналоговых сигналов, восстановление которых на приемной стороне осуществляется с помощью интерполяционного полинома Лагранжа нулевой или первой степени. Выбор степени полинома должен производиться из условия обеспечения минимальной результирующей погрешности измерительного канала. Сравнение способов интерполяции следует проводить с учетом запаздывания информации.

Порядок выполнения опыта

1 Запустить на выполнение программу расчета оптимальных параметров.

2 Ввести исходные данные, заданные руководителем, при использовании линейной интерполяции. Полученные для оптимизированного канала результаты занести в табл. 1.4.

3 Повторно запустить программу с теми же исходными данными, но при ступенчатой интерполяции. Результаты расчета для оптимизированного канала свести в табл. 1.4.

Таблица 1.4 – Оценка влияния степени интерполирующего полинома на выбор оптимальных параметров

Степень интерполирующего полинома	$n_{\text{опт}}$	$\tau_{\text{и опт}}$	$\tilde{\sigma}_{\text{кв}}^2$	$\tilde{\sigma}_{\text{ош}}^2$	$\tilde{\sigma}_{\text{инт}}^2$	$\tilde{\sigma}_{\text{зап}}^2$	$\tilde{\sigma}_{\Sigma}^2$	$\tilde{\sigma}_{\Sigma}, \%$
1								
0								

4 Сделать вывод о выборе степени интерполирующего полинома.

Опыт 4. Изучение зависимости оптимальных параметров системы от характеристик канала связи и входного сигнала

Как следует из выражения (1.8), результирующая погрешность измерительного канала зависит от частоты среза F_c входного сигнала и энергетического параметра γ канала связи. При заданных значениях скорости модуляции V и вероятности трансформации символа в канале

связи $P_{\text{ош}}$, отношение мощности сигнала к спектральной плотности шума можно вычислить по следующей формуле:

$$\gamma = -2V \ln 2P_{\text{ош}}.$$

Порядок выполнения опыта

1 Рассчитать значения энергетического параметра γ для вероятности $P_{\text{ош}} = 10^{-6}$ и скоростей модуляции $V = 1200; 9600; 64000; 500000$ Бод. Полученные значения γ занести в табл. 1.5.

2 Запустить на выполнение программу расчета оптимальных параметров, ввести заданные руководителем исходные данные для системы с линейной интерполяцией, учетом запаздывания информации, $F_c = 1$ Гц, $P_{\text{ош}} = 10^{-6}$, $V = 1200$ Бод.

3 Результаты расчета оптимальных параметров занести в табл. 1.5.

4 Повторить запуск программы для тех же исходных данных и значений V , указанных в п. 1, свести результаты в табл. 1.5.

Таблица 1.5 – Зависимость оптимальных параметров от характеристик канала связи

$$F_c = 1 \text{ Гц}; \quad P_{\text{ош}} = 10^{-6}$$

Оптимизируемый параметр	Энергетический параметр $\gamma, \text{с}^{-1}$			
	при $V = 1200$ Бод	при $V = 9600$ Бод	при $V = 64000$ Бод	при $V = 500000$ Бод
$n_{\text{опт}}$				
$\tau_{\text{и опт}}$				
$\tilde{\sigma}_{\Sigma \text{min}}, \%$				

Запустить программу на выполнение для системы с линейной интерполяцией, учетом запаздывания, $P_{\text{ош}} = 10^{-6}$, $V = 9600$ Бод при частотах среза $F_c = 0.1; 10; 100$ Гц. Оптимальные значения параметров занести в табл. 1.6.

1 Построить графики зависимостей $\tilde{\sigma}_{\Sigma \text{min}} = f(\gamma)$ и $\tilde{\sigma}_{\Sigma \text{min}} = f(F_c)$. Значения F_c, γ на графиках откладывать в логарифмическом масштабе.

2 Проанализировать зависимость оптимизируемых параметров системы от характеристик входного сигнала и условий передачи в канале связи. Сформулировать рекомендации по построению адаптивных систем

Таблица 1.6 – Зависимость оптимальных параметров от характеристик входного сигнала

$$V = 9600 \text{ Бод}; P_{\text{ош}} = 10^{-6}$$

Оптимизируемый параметр	Частота среза F_c , Гц			
	0.1	1	10	100
$n_{\text{опт}}$				
$\tau_{\text{и опт}}$				
$\tilde{\sigma}_{\Sigma \text{ min}}, \%$				

Содержание отчета

- 1 Модель измерительного канала (см. рис. 1.1).
- 2 Аналитическое выражение (1.8) критерия качества системы.
- 3 Табл. 1.2 – 1.6 с результатами опытов.
- 4 Графики зависимостей $\tilde{\sigma}_{\Sigma \text{ min}} = f(\gamma)$ и $\tilde{\sigma}_{\Sigma \text{ min}} = f(F_c)$.
- 5 Краткие выводы.

Контрольные вопросы

- 1 Область применения цифровых способов передачи аналоговых сигналов.
- 2 Преимущества цифровых методов передачи.
- 3 Статистическая модель измерительного канала.
- 4 Критерий качества цифровой системы передачи измерительных сигналов. Составляющие результирующей погрешности. Их аналитические выражения с учетом принятых ограничений.
- 5 Методика оптимизации измерительного канала.
- 6 Влияние погрешности запаздывания на выбор оптимальных параметров канала.
- 7 Обоснование выбора способа интерполяции.
- 8 Зависимость оптимальных параметров системы от частоты входного сигнала и отношения сигнал/шум в канале связи.

Список рекомендуемой литературы

1. Оптимизация систем цифровой передачи измерительных сигналов: Учеб. пособие / Терентьев С.Н., Глухов А.Б., Константинова Л.В. – Харьков НТУ «ХПИ», 2002. – 268 с.
2. Новоселов О.М., Фомин А.Т. Основы теории и расчета информационно-измерительных систем / Под ред. А.В. Фремке. – М.: Машиностроение, 1960. – 280 С.

Лабораторная работа 2

ИССЛЕДОВАНИЕ КОДОВ ХЕММИНГА

Цель работы – изучение принципа построения кодов Хемминга, их реализация аппаратурными и программными методами.

Опыт 1. Изучение принципов построения кодов Хемминга

Коды Хемминга – одни из наиболее распространенных систематических кодов. К ним обычно относятся коды с минимальным кодовым расстоянием $d_{\min} = 3$, исправляющие все одиночные ошибки, и коды с расстоянием $d_{\min} = 4$, исправляющие все одиночные и обнаруживающие все двойные ошибки.

Длина кода Хемминга определяется выражением:

$$n \leq 2^{p-1}, \quad (2.1)$$

где p – количество проверочных символов.

Формулу (2.1) можно привести к следующему виду:

$$2^k \leq \frac{2^n}{1+n}, \quad (2.2)$$

где k – количество информационных разрядов.

Это неравенство позволяет определить длину кода при заданном числе информационных разрядов. В табл. 2.1 приведены параметры кода Хемминга, вычисленные по формулам (2.1) и (2.2).

Таблица 2.1 – Параметры кода Хэмминга

n	k	p
4	1	3
5	2	3
6	3	3
7	4	3
8	4	4
9	5	4
10	6	4
11	7	4
12	8	4
13	9	4
14	10	4
15	11	4
16	11	5

Для упрощения кодирующих и декодирующих операций обычно используется проверочная матрица $H_{n, \rho}$, определяющая алгоритм нахождения проверочных разрядов по информационным символам. Хемминг предложил использовать такое расположение столбцов проверочной матрицы, чтобы номер i -го ее столбца и номер разряда кодовой комбинации соответствовал двоичному представлению числа i . В этом случае результат, полученный из проверочных уравнений (синдром) является двоичным представлением номера разряда комбинации, в которой произошла ошибка. Для этого проверочные разряды должны находиться на номерах позиций, которые выражаются степенью двойки ($2^0, 2^1, \dots, 2^{p-1}$), так как каждый из них входит только в одно из проверочных уравнений. В табл. 2.2 приведена двоичная форма записи номеров позиций кодовой комбинации.

Таблица 2.2 – Двоичная форма записи номеров позиций

Номер позиции кодовой комбинации	Двоичная форма записи номера позиции
1	001
2	010
3	011
4	100
5	101
6	110
7	111

В качестве проверочной может быть выбрана следующая матрица, составленная на основании табл. 2.1:

$$H_{7,3} = \begin{pmatrix} U_1 & U_2 & U_3 & U_4 & U_5 & U_6 & U_7 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

В качестве проверочных разрядов выбираем $2^0 = 1$ -й, $2^1 = 2$ -й, $2^2 = 4$ -й разряды.

Чтобы закодировать сообщение 1101, нужно определить проверочные разряды в комбинации

$$U_1 \quad U_2 \quad 1 \quad U_4 \quad 1 \quad 0 \quad 1$$

Для матрицы H имеем

$$U_1 = U_3 \oplus U_5 \oplus U_7 = 1,$$

$$U_2 = U_3 \oplus U_6 \oplus U_7 = 0,$$

$$U_4 = U_5 \oplus U_6 \oplus U_7 = 0,$$

где символ \oplus обозначает сложение по модулю два.

Как видим, значение проверочного разряда определяется путем сложения по модулю два всех разрядов, принимающих значение 1 в той строке, где значение проверочного разряда равно 1.

Следовательно, закодированное сообщение имеет вид:

$$1 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 1$$

Предположим, что текстовый символ принят ошибочно и получено сообщение:

$$1 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad 1 \quad 1$$

Для исправления ошибки необходимо определить, в каком разряде она произошла. Для этого вычисляют синдром, который будет являться двоичным представлением номера ошибочно принятого разряда. Для вычисления синдрома используют те же проверочные уравнения, что и для кодирования сообщения, складывая их по модулю два со значением соответствующего проверочного разряда:

$$U_3 \oplus U_5 \oplus U_7 \oplus U_1 = 0 \quad \text{1-я проверка,}$$

$$U_3 \oplus U_6 \oplus U_7 \oplus U_2 = 1 \quad \text{2-я проверка,}$$

$$U_5 \oplus U_6 \oplus U_7 \oplus U_4 = 1 \quad \text{3-я проверка.}$$

В результате получили номер разряда 110, где возникла ошибка. Этот код соответствует шестому разряду.

Порядок выполнения опыта

Заданное преподавателем сообщение закодировать по коду Хемминга.

Предполагая, что в результате действия помех в канале связи произошла ошибка в одном из разрядов сообщения, определить номер ошибочно принятого разряда.

Опыт 2. Изучение аппаратной и программной реализации средств кодирования и декодирования кодов Хемминга

Основным элементом алгоритма кодирования сообщений по коду Хемминга и обнаружения ошибок является операция сложения по модулю два. Ниже приведена таблица истинности для этой операции (табл. 2.3).

Таблица 2.3 – Таблица истинности для операции сложения по модулю два

Q_1	Q_2	Σ
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Для построения схемы, реализующей операцию сложения по модулю два двух слагаемых, составим карту Карно (рис. 2.1).

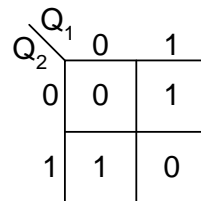


Рисунок 2.1 – Карта Карно для операции сложения по модулю два

Как видно из этой карты, минимизировать функцию сложения по модулю два путем применения операции склеивания не удастся.

Составим логическое уравнение, реализующее функцию сложения по модулю два: $\Sigma = \bar{Q}_1 Q_2 + Q_1 \bar{Q}_2$.

Схема аппаратной реализации этого уравнения приведена на рис. 2.2.

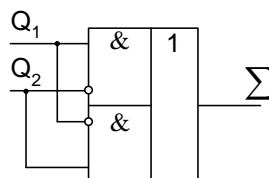


Рисунок 2.2 – Схема реализующая операцию сложения по модулю два

С использованием сумматоров по модулю два схема кодирующего устройства для сообщений, состоящих из семи разрядов, примет вид,

указанный на рис. 2.3, а схема декодирующего устройства будет иметь вид, указанный на рис. 2.4.

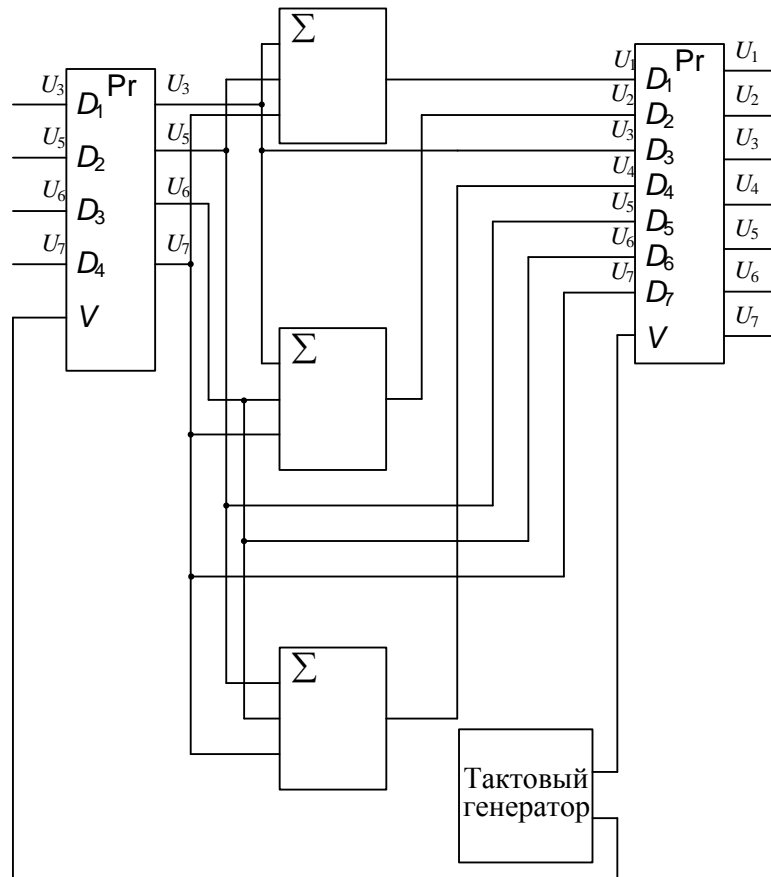


Рисунок 2.3 – Схема кодирующего устройства

Как видно из схем, аппаратная реализация кодирующих и декодирующих устройств требует большого числа элементов, выполняющих сложение по модулю два. Другим недостатком аппаратной реализации кодирующих и декодирующих устройств является то, что они рассчитаны для работы с сообщениями строго определенной длины.

Программная реализация кодирования и декодирования сообщений с использованием кода Хемминга хотя и требует на выполнение этих операций больше времени, но имеет минимальную аппаратную избыточность и позволяет использовать коды Хемминга с любым числом разрядов в сообщении.

В лаборатории микропроцессорных систем для этих целей используются установки МикроДАТ.

Блок-схема алгоритма кодирования приведена на рис. 2.5, а обнаружения ошибок и их исправления – на рис. 2.6. Эти алгоритмы реализованы программным путем на языке Бейсик.

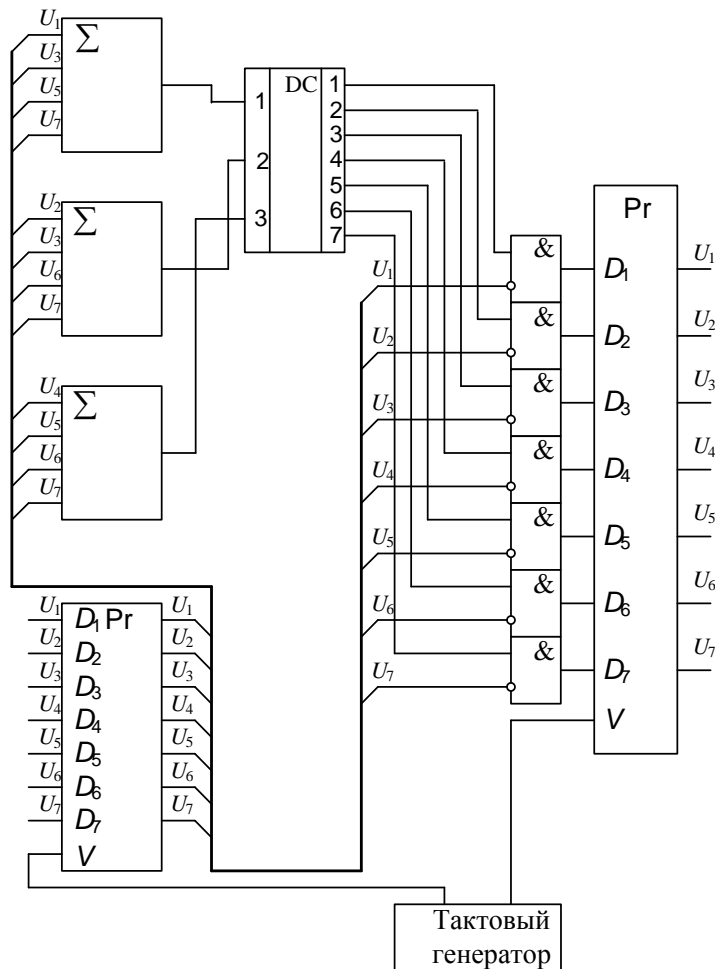


Рисунок 2.4 – Схема декодирующего устройства

Для выполнения данного опыта используются два рабочих места, соединенные между собой линией связи. Одно рабочее место является приемником, а второе – источником сообщения. Рабочее место-источник выполняет операцию кодирования сообщения и искажения заданного разряда, приемник – операцию декодирования сообщения и исправления ошибок.

Порядок выполнения опыта

- 1 Включить рабочее место поворотом ключа в гнезде "ВКЛ."
- 2 Привести прибор контроля и отладки в исходное состояние (все клавиши отжаты).
- 3 Установить адрес E000H. Для этого нажать тумблеры "Адрес" 15, 14, 13.
- 4 Нажать тумблеры "РАБ/ОСТ", "ПУСК", "ВНА".

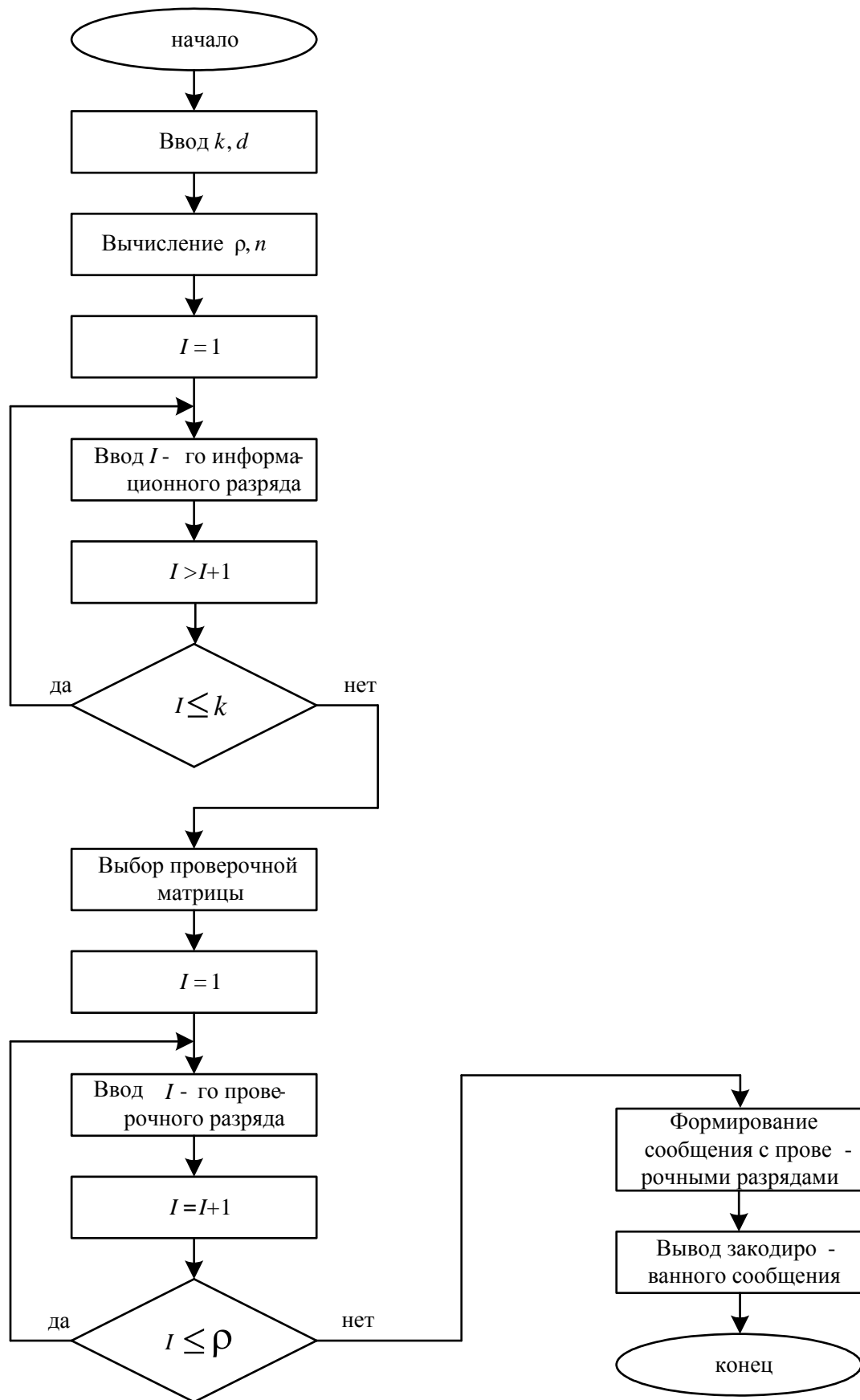


Рисунок 2.5 – Блок-схема алгоритма кодирования

5 Отпустить тумблер "РАБ/ОСТ".

6 Нажать тумблер "ПРД". На экране должно появиться сообщение о готовности программы "МОНИТОР".

7 На клавиатуре набрать следующий текст:

G8000 BK

NEW BK

8 Заправить перфоленту в фотосчитыватель FS 1501 и включить тумблером, расположенным на задней стенке.

9 Провести считывание программы с перфоленты. Для этого на клавиатуре набрать текст: START BK.

10 Запустить программу на выполнение (набрать на клавиатуре RUN 180 BK).

11 Ввести с клавиатуры заданные руководителем исходные данные. Ввод каждого данного должен заканчиваться нажатием клавиши "BK." Сообщение вводится побитно, начиная со старшего разряда.

12 Занести в протокол информацию, выводимую на экран.

13 Выполнить пп. 1–10 для рабочего места-приемника сообщения.

14 С клавиатуры рабочего места-источника ввести: "ПЕРЕДАЧА BK".

15 Определить номер искаженного разряда и декодировать сообщение, полученное приемником.

16 Для выполнения программы декодирования сообщения с клавиатуры рабочего места-приемника ввести: "CONT BK".

17 Сравнить результаты выполнения программы с результатами ручного декодирования.

Опыт 3. Исследование выигрыша в точности передачи информации при применении кодов Хемминга

Определение выигрыша в точности передачи информации при использовании кодов Хемминга производится проведением эксперимента по передаче большого числа сообщений по каналу связи, в котором возникают независимые случайные искажения, вызванные действием шумов. При этом может использоваться как реальный канал связи, так и его математическая модель, позволяющая использовать минимальное количество аппаратуры для эксперимента.

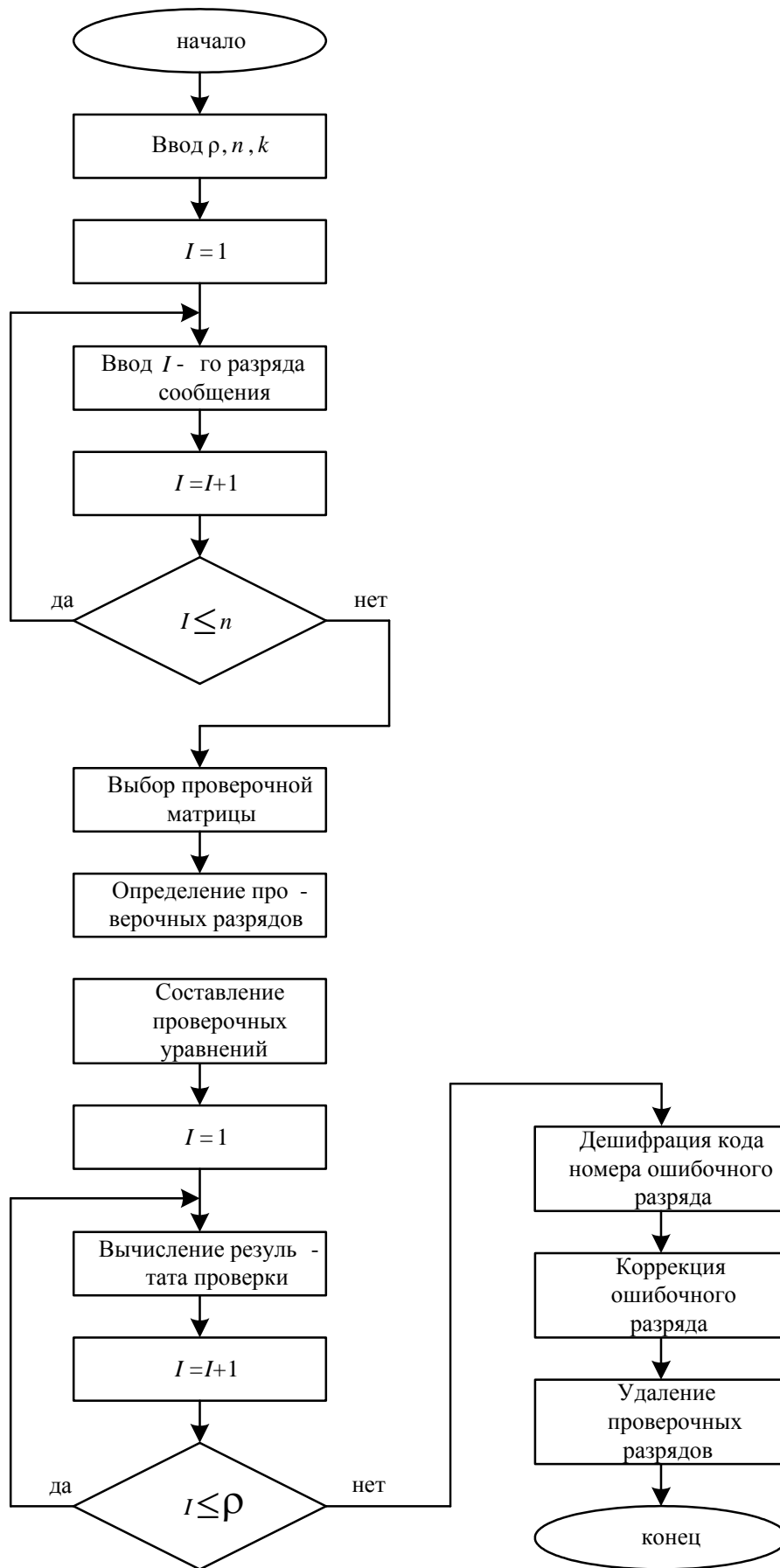


Рисунок 2.6 – Блок-схема алгоритма обнаружения ошибок и их исправления

В данном опыте моделирование канала связи решено программным путем. Программа реализует алгоритм появления в сообщениях ошибок, имеющих биномиальный закон распределения.

Вероятность появления ошибки в канале связи, где действуют помехи, определяется соотношением сигнал / шум:

$$\frac{P_c}{P_{ш}} = h^2, \quad (2.3)$$

где P_c – мощность сигнала; $P_{ш}$ – мощность шума.

Ошибки в канале связи делятся на две группы:

типа пропуск цели, возникающие при приеме "0" в то время, когда была послана "1";

типа ложная тревога, возникающие при приеме "1" в то время, когда был послан "0".

Если вероятности ошибок ложной тревоги и пропуска цели равны, то вероятность возникновения полной ошибки P_0 будет определяться выражением

$$P_0 = \frac{1}{2} \exp \left(- \frac{h^2}{2} \right). \quad (2.4)$$

Программа математической модели канала связи искажает символы многократно посылаемого сообщения с вероятностью P_0 по биномиальному закону. Использование алгоритмов кодирования и декодирования информации по коду Хемминга дает возможность набрать статистику и определить дисперсию ошибки, возникающей в канале связи. Для сравнения проводится эксперимент с тем же самым каналом связи, но с применением простого кодирования. Блок-схема алгоритма проведения эксперимента с математической моделью канала связи приведена на рис. 2.7.

Порядок выполнения опыта

1 Запустить программу – набрать на клавиатуре RUN 205 ВК.

2 Ввести заданные преподавателем исходные данные аналогично тому, как это сделано в опыте 2.

Исходные данные для выполнения опыта следующие:

k, p – число информационных и контрольных разрядов сообщения;

N – число многократно посылаемых сообщений;

h^2 – соотношение сигнал / шум.

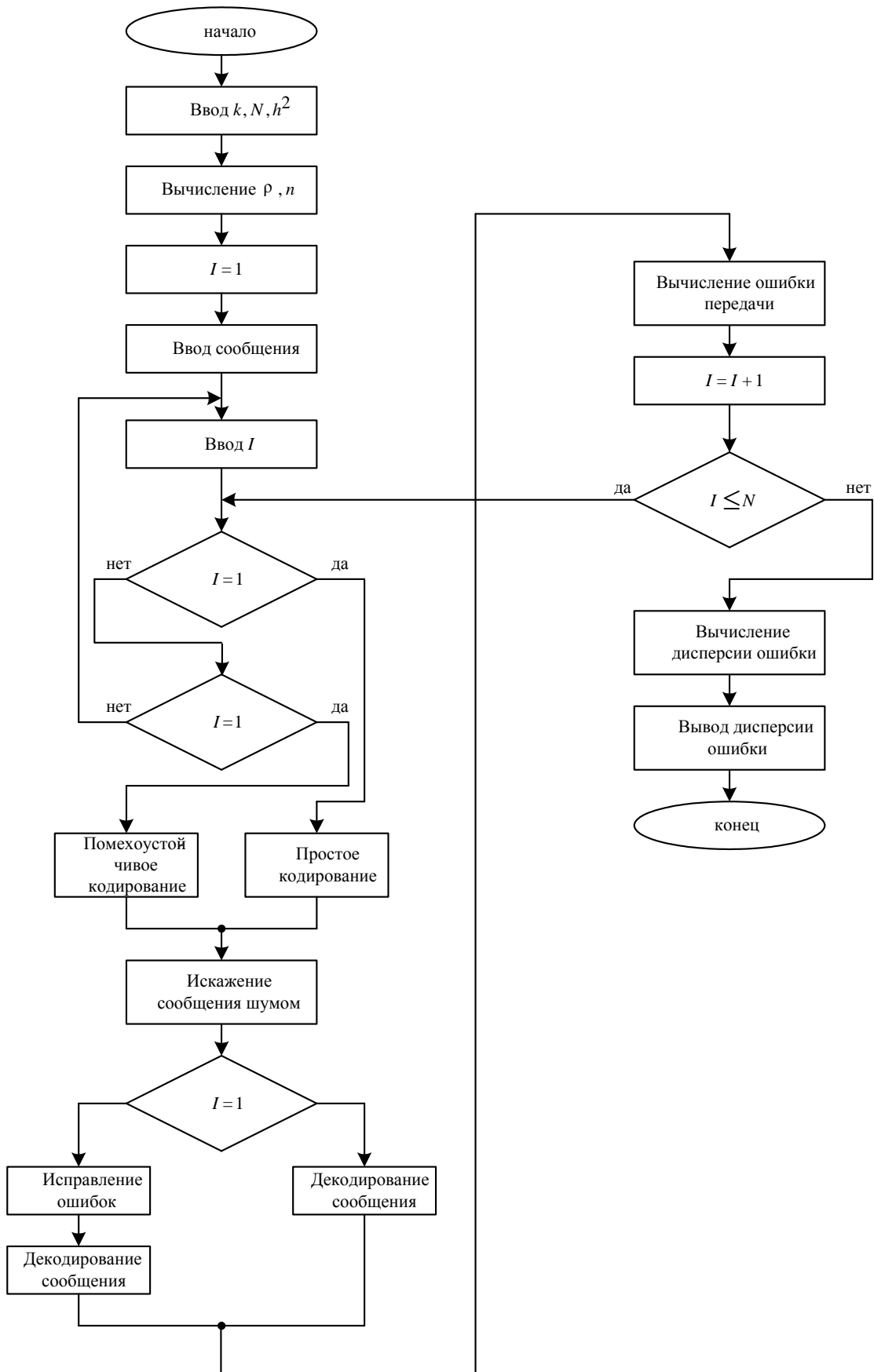


Рисунок 2.7 – Блок-схема алгоритма проведения эксперимента с математической моделью канала связи

3 Результаты вычислений, выведенные на экран, записать в табл. 2.4; в которой $\sigma_{\text{ошкх}}^2$ – дисперсия ошибки при кодировании сообщений по коду Хемминга; $\sigma_{\text{ош}}^2$ – дисперсия ошибки при простом кодировании.

Таблица 2.4 – Результаты вычислений

	h^2	$\sigma_{\text{ошкх}}^2$	$\sigma_{\text{ош}}^2$	P_0
1				
2				
3				
4				

4 Повторить пп. 1 – 3 для других значений h^2 .

5 Повторить пп. 1 – 4 для случая простого кодирования.

6 Сделать выводы о целесообразности применения кода Хемминга в каналах связи с различным соотношением сигнал / шум.

Оформление отчёта

В отчете о лабораторной работе следует привести:

схемы и алгоритмы кодирующего и декодирующего устройства (рис. 2.2 – 2.5);

исходные данные опыта 2 и закодированное сообщение;

табл. 2.4 с результатами опыта;

краткие выводы.

Контрольные вопросы

1 Область применения помехоустойчивого кодирования.

2 Принципы кодирования сообщений с использованием кодов Хемминга.

3 Обнаружение и исправление ошибок сообщений, закодированных с использованием кодов Хемминга.

4 Избыточность кодов Хемминга.

5 Влияние соотношения сигнал / шум на точность передачи сообщений по каналу связи.

Список рекомендуемой литературы

1. Березюк Н.Т., Андрущенко А.Г., Мощинский С.С. и др. Кодирование информации (двоичные коды). - Харьков, 1978. – 252 С.

2. Оптимизация систем цифровой передачи измерительных сигналов: Учеб. пособие / Терентьев С.Н., Глухов А.Б., Константинова Л.В. – Харьков НТУ «ХПИ», 2002. – 268 с.

Лабораторная работа 3

ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАКОНОВ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ

Цель работы: изучение аппаратного метода измерения плотности распределения вероятностей случайных процессов и исследование преобразования плотностей распределения типовыми звеньями радиотехнических устройств. Изучение некогерентного приема сигналов (приема по огибающей).

Опыт 1. Изучение аппаратного метода измерения плотности распределения вероятностей случайного процесса с помощью фотооптического анализатора

1.1 Вероятность ошибки при некогерентной обработке сигналов в каналах с нормальной аддитивной помехой [1]

В ряде случаев нецелесообразно применять сложное и дорогое приемное устройство, обеспечивающее высокую помехоустойчивость по отношению к флуктуационному шуму в канале связи. Часто можно ограничиться использованием более простых методов обработки смеси сигнала и шума и получить необходимую достоверность приема. Кроме того, из-за случайного изменения параметров каналов (нестабильности характеристик передающего устройства, изменения параметров среды распространения и т.д.) под действием случайных факторов параметры принятых сигналов также становятся случайными. Если фаза принимаемых сигналов случайна, то прием называют *некогерентным*.

Когерентный и некогерентный способы приема могут применяться для любых видов модуляции сигналов. Однако для простых двоичных АМ- и ЧМ-сигналов когерентный прием обычно не используется, так как его аппаратная реализация сложнее некогерентного приема, и если уж идти на такое усложнение, то целесообразнее применять ФМ-сигналы. В случае некогерентного приема используются АМ- и ЧМ-сигналы.

При передаче измерительной информации простыми АМ-сигналами с пассивной паузой на вход приемника поступает колебание

$$y(t) = \alpha S(t) + n(t),$$

где α – модулирующий параметр, принимающий значения: $\alpha=1$ или $\alpha=0$, соответственно, при наличии и отсутствии сигнала; $S(t)$ – переданный сигнал; $n(t)$ – аддитивная помеха.

На интервале времени $0 \leq t \leq \tau_{\text{и}}$ ($\tau_{\text{и}}$ - длительность импульса в канале связи) сигнал $S(t) = u_c \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$.

На рис. 3.1 приведена упрощенная структура приемника, осуществляющего некогерентный прием простых АМ-сигналов по огибающей колебаний, приходящих на вход приемника. Линейную фильтрацию на входе детектора выполняют входные цепи приемника, усилитель высокой частоты, преобразователь и усилитель промежуточной частоты. Линейный фильтр обеспечивает основную селекцию сигнала от помехи. Алгоритм принятия решения основан на сравнении мгновенного значения огибающей посылок сигнала с некоторым напряжением – *оптимальным порогом*. В соответствии с этим правилом принимается решение о том, что сигнал есть, если напряжение огибающей превысит оптимальный порог; если не превысит – сигнала нет.

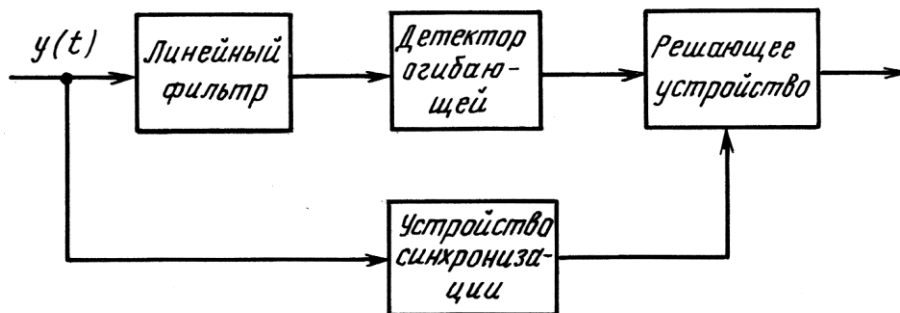


Рисунок 3.1 – Схема некогерентного приема АМ-сигналов

Полагаем, что априорные вероятности появления 1 и 0 одинаковы, т.е. $P(0) = P(1) = 0,5$. Тогда вероятность ошибки при передаче одного символа сообщения $P_{\text{ош}} = 0,5 (P_{\text{л.т}} + P_{\text{пр}})$, где $P_{\text{л.т}}$, $P_{\text{пр}}$ – соответственно вероятности, ложной теории и пропуска сигнала.

Обозначим огибающую напряжения на выходе детектора при наличии сигнала через $u_{\text{с.ш}}$, а при его отсутствии – через $u_{\text{ш}}$.

Тогда условные вероятности ошибок можно записать в виде

$$P_{\text{пр}} = P(u_{\text{с.ш}} < u_n) = \int_0^{u_n} \varphi(u_{\text{с.ш}}) du_{\text{с.ш}}; \quad (3.1)$$

$$P_{л.т} = P(u_{ш} > u_n) = \int_{u_n}^{\infty} \varphi(u_{ш}) du_{ш}, \quad (3.2)$$

где u_n – пороговое напряжение, $\varphi(u_{с.ш})$ и $\varphi(u_{ш})$ – одномерные функции распределения вероятностей огибающих $u_{с.ш}$ и $u_{ш}$ соответственно.

Как известно [1], распределение огибающей смеси синусоидального колебания с амплитудой u_c и нормального шума подчиняется *закону Райса*

$$\varphi(u_{с.ш}) = \frac{u_{с.ш}}{\sigma_{ш}} \exp\left(-\frac{u_{с.ш}^2 + u_c^2}{2\sigma_{ш}^2}\right) \cdot I_0\left(\frac{u_{с.ш} u_c}{\sigma_{ш}^2}\right), \quad (3.3)$$

где $\sigma_{ш}^2$ — дисперсия шума; I_0 — функция Бесселя нулевого порядка от мнимого аргумента.

Распределение (3.3) также называют *обобщенным распределением Релея*. При отсутствии сигнала распределение (3.3) принимает вид

$$\varphi(u_{ш}) = \frac{u_{ш}}{\sigma_{ш}} \exp\left(-\frac{u_{ш}^2}{2\sigma_{ш}^2}\right), \text{ так как } I_0 = 1. \quad (3.4)$$

Полученная зависимость носит название «*распределение Релея*» и описывает плотность вероятностей огибающей нормального шума.

Введем обозначения: $u_{с.ш}/\sigma_{ш} = \eta$; $u_c/\sigma_{ш} = q$; $u_{ш}/\sigma_{ш} = z$.

Тогда (3.3) и (3.4) примут вид

$$\varphi(\eta) = \eta \exp\left[-(\eta^2 + q^2)/2\right] \cdot I_0(\eta q); \quad (3.5)$$

$$\varphi(z) = z \exp(-z^2/2). \quad (3.6)$$

На рис. 3.2 приведены зависимости $\varphi(\eta)$ и $\varphi(z)$. При увеличении q кривая $\varphi(\eta)$ смещается вправо, приближаясь к *нормальному закону распределения*.

С учетом (3.1), (3.2) и (3.5), (3.6) выражение для вероятности ошибки при некогерентном приеме простых АМ-сигналов можно записать в виде

$$P_{ош} = 0,5 \left[\int_0^{\vartheta_{opt}} \vartheta \exp\left[-(\vartheta^2 + q^2)/2\right] \cdot I_0(q\vartheta) d\vartheta + \int_{\vartheta_{opt}}^{\infty} z \exp(-z^2/2) dz \right]. \quad (3.7)$$

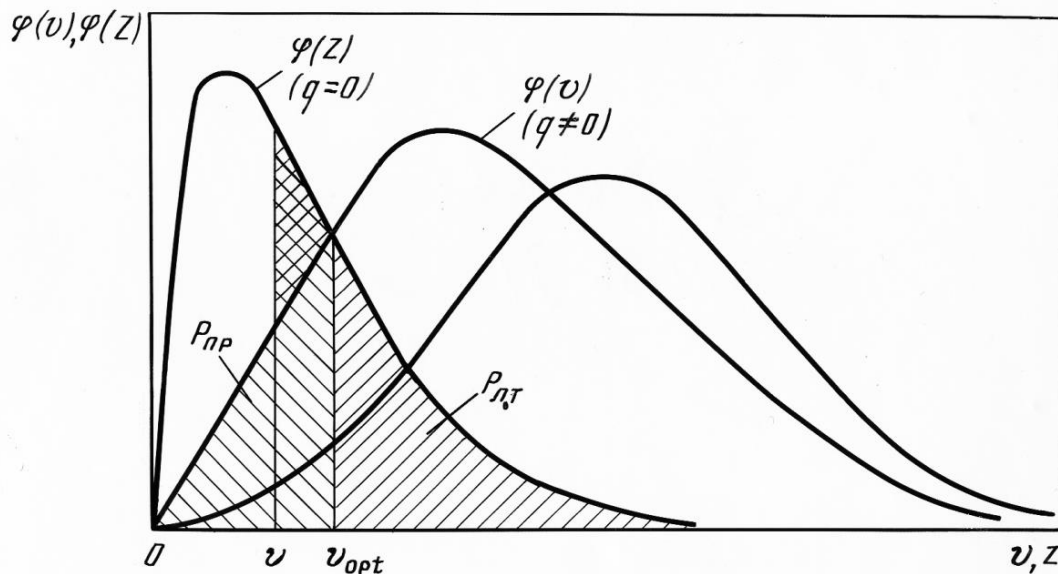


Рисунок 3.2 – Дифференциальные законы распределения колебаний на выходе детектора огибающей

Выражение для оптимального порога можно получить, исследуя функцию (3.7) на минимум. Однако эту задачу можно решить проще. Как видно из рис. 3.2, минимальное значение вероятности ошибки обеспечивается при выборе порога на пересечении кривых $\varphi(z)$ и $\varphi(\eta)$. Любое изменение порога увеличивает полную вероятность ошибки на значение, соответствующее площади зачерченного криволинейного треугольника. Анализ различных способов модуляции при некогерентном приеме двоичных сигналов показывает, что для достаточно больших отношений сигнал/шум ($h > 4$) и оптимальном пороге вероятность ошибки будет определяться следующими выражениями:

при приеме АМ-сигналов $P_{ош} = 0,5e^{-h^2/4}$;

при приеме ЧМ-сигналов $P_{ош} = 0,5e^{-h^2/2}$;

при использовании относительной фазовой модуляции $P_{ош} = 0,5e^{-h^2}$.

Тогда общее выражение для вероятности ошибки при некогерентном приеме двоичных сигналов можно записать в виде

$$P_{ош} = 0,5 \exp\left(-\gamma_c^2 h^2 / 2\right), \quad (3.8)$$

где γ_c – коэффициент, зависящий от способа модуляции сигналов.

1.2 Ознакомление с принципом действия и функциональной схемой фотооптического анализатора плотности распределения мгновенных значений случайного процесса в режиме автоматического измерения (экспресс-анализ) [2]

Рассматривая некоторый стационарный эргодический случайный процесс $x(t)$, можно показать, что существует определенная связь между плотностью распределения и относительным временем пребывания реализации $x(t)$ внутри интервала Δx (между уровнями x и $x + \Delta x$), рис.3.3.

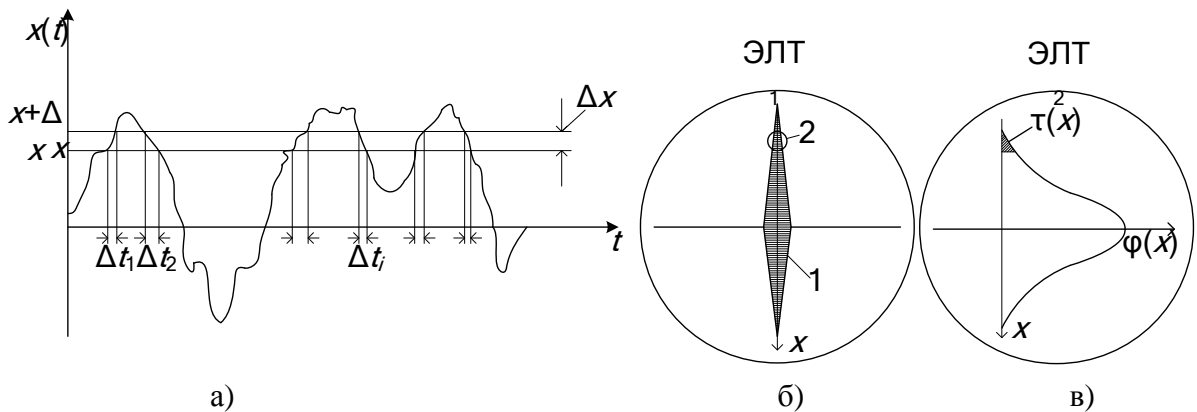


Рисунок 3.3 – Иллюстрация зависимости плотности распределения вероятностей $\phi(x)$ от относительного времени пребывания реализации $x(t)$ внутри интервала $\Delta(x)$

Она заключается в том, что относительное время $\tau(x)$ пребывания реализации (рис. 3.3 а) $x(t)$ между уровнями x и $x + \Delta x$ дает оценку вероятности:

$$\hat{P}(x \leq x(t) < x + \Delta x) = \frac{\sum \Delta t_i}{T} = \tau(x), \quad (3.9)$$

где T – интервал наблюдения; $\sum \Delta t_i$ – суммарное время пребывания процесса $x(t)$ в интервале $x, x + \Delta x$ за время T .

Для достаточно малых Δx оценка плотности $\hat{\phi}(x)$ распределения вероятностей мгновенных значений случайного процесса

$$\hat{\phi}(x) = \frac{\tau(x)}{\Delta x}. \quad (3.10)$$

Таким образом, при $\Delta x = const$ измерение $\tau(x)$ дает оценку плотности вероятности $\hat{\phi}(x)$.

В фотооптическом анализаторе электрическая реализация случайного процесса $x(t)$ преобразуется с помощью электронно-лучевой трубки ЭЛТ₁ осциллографа в светящееся изображение 1 (рис. 3.3 б). Яркость $L(x)$ этого изображения в различных точках будет неодинакова и зависит от относительного времени пребывания луча в этих точках, т.е. пропорциональна числу электронов, попадающих в эти точки в единицу времени (закон Ленарда).

Преобразуя яркость $L(x)$ в данной точке изображения 1 в величину электрического напряжения $U(x)$ с помощью фоторезистора 2 (рис. 3.3 б), получим количественную, легко измеряемую электрическую величину, по которой можно оценить плотность $\hat{f}(x)$, например, на экране другой электронно-лучевой трубки ЭЛТ₂ (рис. 3.3 в), преобразовав $U(x)$ в амплитуду отклонения луча.

Принцип действия фотооптического преобразователя основан, таким образом, на цепочке преобразований

$$\varphi(x) \rightarrow \tau(x) \rightarrow L(x) \rightarrow U(x). \quad (3.11)$$

Функциональная схема фотооптического анализатора в режиме автоматического измерения плотности распределения вероятностей (экспресс-анализ) случайного процесса $x(t)$ приведена на рис. 3.4.

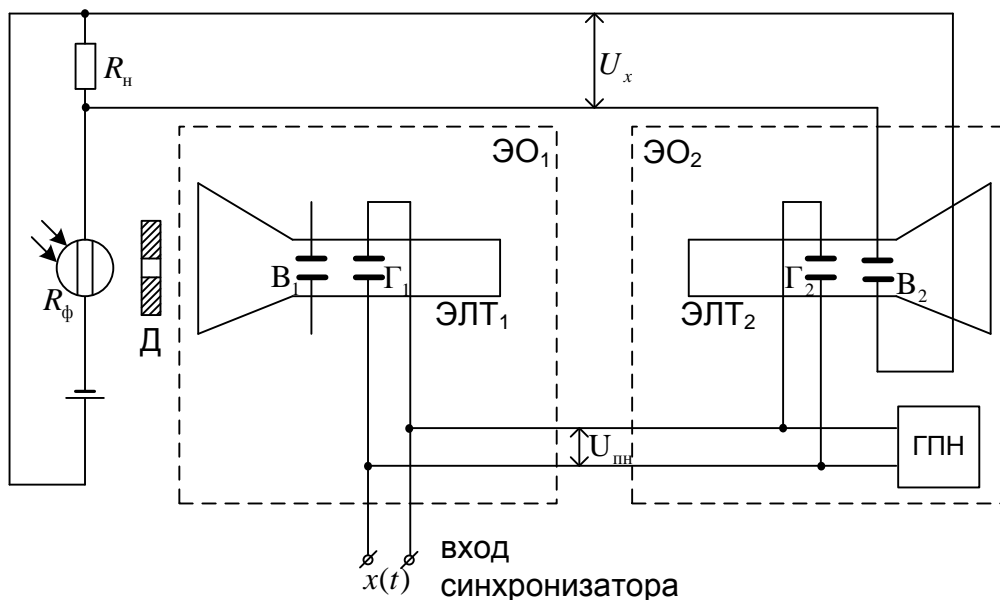


Рисунок 3.4 – Функциональная схема фотооптического анализатора

Анализатор состоит из двух осциллографов ЭО₁ и ЭО₂ с электронно-лучевыми трубками ЭЛТ₁ и ЭЛТ₂. Исследуемый процесс $x(t)$ подается на горизонтально отклоняющие Г₁ пластины ЭЛТ₁, перед экраном которой установлена диафрагма Д и фоторезистор R_{ϕ} . К этим же пластинам подводится пилообразное напряжение $U_{\text{пн}}$ генератора пилообразного напряжения ГПН осциллографа ЭО₂. Напряжение $U_{\text{пн}}$ вызывает медленное автоматическое перемещение изображения $x(t)$ на ЭЛТ₁ относительно диафрагмы Д. Напряжение $U(x)$, пропорциональное плотности $\varphi(x)$, подается с резистора $R_{\text{н}}$ на вертикально отклоняющие пластины В₂ осциллографа ЭО₂, а на пластины Г₂ подается напряжение $U_{\text{пн}}$. Луч осциллографа ЭО₂ совершает перемещение в системе двух координат:

а) вертикальная ось – $\varphi(x)$;

б) горизонтальная ось – x .

Изображение на экране ЭЛТ₂ является, таким образом, оценкой плотности распределения вероятностей $\varphi(x)$.

1.3 Ознакомление с работой фотооптического анализатора плотности распределения в режиме ручного измерения

В этом режиме осциллограф ЭО₂ отключается. Осциллограф ЭО₁ переводится в режим ручного смещения по горизонтальной оси. Напряжение смещения $U_{\text{см}}$ и напряжение $U(x)$ измеряются вольтметрами постоянного тока. Плотность распределения $\varphi(x)$ оценивается по кривой $U(x) = f(U_{\text{см}})$.

Опыт 2. Исследование закона распределения генератора шума

2.1 Ознакомиться с макетом

Макет представляет собой две независимые функциональные схемы 1 и 2 (рис. 3.5).

Схема 1 представляет последовательность типовых звеньев радиотехнических устройств, на вход которых попадает случайное напряжение генератора шума (тепловой шум p - n перехода стабилитрона Д 814 Г). Схема 1 включает следующие функциональные узлы: 1 – генератор шума; 2 – фильтр; 3 – ограничитель; 4 – квадратор.

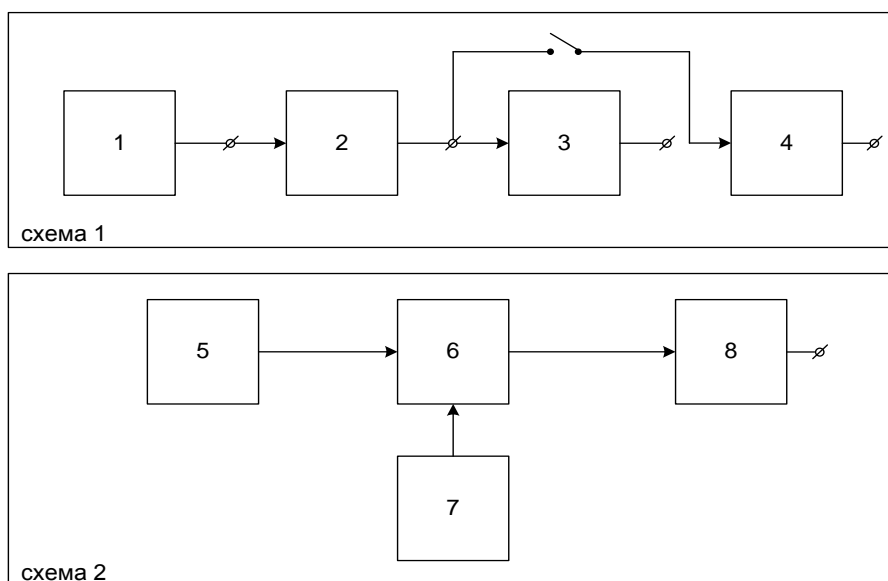


Рисунок 3.5 – Структурная схема макета

Схема 2 моделирует работу системы "передатчик – канал связи – приемник" при шумовых помехах в канале связи и различном отношении сигнал/ шум $P_c/P_{ш}$. С выхода детектора приемника снимается напряжение огибающей узкополосного случайного процесса.

Схема 2 включает следующие функциональные узлы: 5 – передатчик (источник синусоидального напряжения U); 6 – канал связи; 7 – генератор шума; 8 – приемник.

2.2 Исследовать закон распределения напряжения генератора шума (схема 1) с помощью фотооптического анализатора в автоматическом режиме. Зарисовать полученную кривую.

2.3 Измерить плотность распределения напряжения генератора шума в режиме ручного измерения с помощью вольтметров постоянного тока. Данные опыта занести в табл. 3.1.

Таблица 3.1 – Плотность распределения напряжения генератора шума

$U_{см}, B$									
U_x, B									

Измерить начальное напряжение U_H на резисторе R_H (при незасвеченном фоторезисторе R_Φ). Построить плотность $\varphi(x)$ как функцию $U_x - U_H = f(U_{cm})$.

Оценить математическое ожидание m и дисперсию S^2 полученного закона. В тех же осях построить график плотности нормального закона распределения

$$\varphi_N(x) = (S\sqrt{2\pi})^{-1} \exp[-(U_{cm} - m)^2 / 2S^2]. \quad (3.12)$$

Сравнить полученные кривые, используя критерий согласия χ^2 . Сделать вывод о близости закона распределения $\varphi(x)$ случайного процесса на выходе генератора шума к нормальному $\varphi_N(x)$.

Опыт 3. Исследование преобразования плотностей вероятностей линейными инерционными системами

3.1 Перевести фотооптический анализатор в режим автоматического измерения.

3.2 Подключить анализатор к выходу фильтра 2 и зарисовать графики плотностей распределения при различных полосах пропускания фильтра. Полученные графики перенести в отчет, изобразив их в одних осях.

Объяснить полученные результаты и сделать выводы.

Опыт 4. Исследование преобразования плотностей распределения вероятностей нелинейными неинерционными системами

4.1 Ознакомиться с основными типами нелинейных преобразований.

Нелинейные неинерционные системы, используемые в работе, основаны на двух типах преобразований:

а) ограничение (одностороннее и двухстороннее),

б) возведение в квадрат,

которые реализуются, соответственно, ограничителем 3 и квадратором 4 (см. рис. 3.5).

Рассмотрим случайную величину ξ (рис. 3.6), имеющую плотность распределения вероятностей $\varphi(\xi)$. Пусть новая случайная величина η ,

получаемая из ξ преобразованием $\eta=f(\xi)$, имеет плотность $\varphi(\eta)$. Так как случайные величины ξ и η связаны однозначной детерминированной зависимостью, то из того факта, что ξ может быть заключено в достаточно малом интервале $(\xi, \xi+\Delta\xi)$, достоверно следует, что величина η будет находиться в интервале $(\eta, \eta+\Delta\eta)$.

Переходя от приращений к дифференциалам, запишем

$$\varphi(\eta)d\eta = \varphi(\xi)d\xi, \quad (3.13)$$

откуда

$$\varphi(\eta) = \varphi(\xi) \frac{d\xi}{d\eta}. \quad (3.14)$$

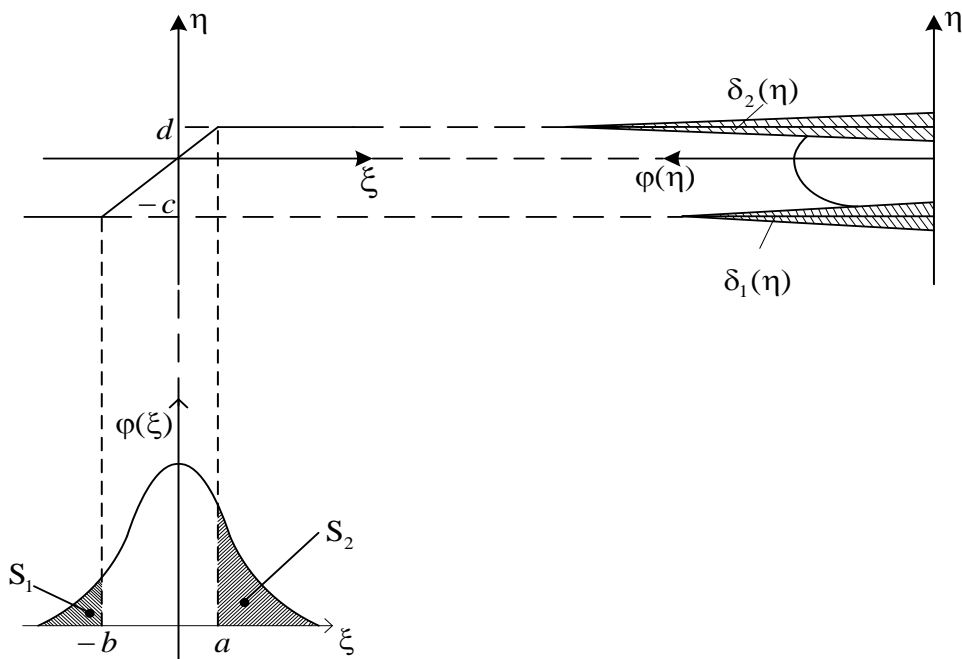


Рисунок 3.6 – Построение закона распределения случайного процесса на выходе ограничителя

Если для функции $\eta = f(\xi)$ существует обратная функция $\xi = f(\eta)$, то выражение (3.14) перепишется как

$$\varphi(\eta) = \varphi(f(\eta))f'(\eta). \quad (3.15)$$

Рассмотрим теперь конкретные нелинейные преобразования случайного процесса.

А) Ограничение.

Пусть двухсторонний ограничитель имеет характеристику

$$\eta(t) = \begin{cases} -c & \text{при } \xi(t) < -b, \\ k\xi(t) & \text{при } -b \leq \xi(t) \leq a, \\ d & \text{при } \xi(t) > a, \end{cases} \quad (16)$$

где a, b, c, d, k – постоянные числа.

На интервале $(-c, d)$ преобразование $\eta = f(\xi)$ будет линейным (см. рис. 3.6). Поэтому внутри этого интервала

$$\varphi(\eta) = \varphi(\xi) \frac{1}{k}. \quad (3.17)$$

В точках $-c$ и d плотность $\varphi(\eta)$ преобразуется в дельта-функции $\delta_1(\eta)$ и $\delta_2(\eta)$ амплитудами, пропорциональными отсекаемым площадям S_1 и S_2 соответственно.

Б) Возведение в квадрат.

Пусть односторонний квадратичный детектор имеет характеристику

$$\eta(t) = \begin{cases} a\xi^2(t) & \text{при } \xi(t) \geq 0, \quad a > 0, \\ 0 & \text{при } \xi(t) < 0. \end{cases} \quad (3.18)$$

Обратное преобразование $\xi = f(\eta)$ будет

$$\xi = \left(\frac{\eta}{a} \right)^{\frac{1}{2}}. \quad (3.19)$$

В случае если процесс $\xi(t)$ распределен нормально, с нулевым средним, т.е.

$$\varphi(\xi) = (\sigma\sqrt{2\pi})^{-1} \exp(-\xi^2/2\sigma^2), \quad (3.20)$$

плотность $\varphi(\eta)$ запишется как

$$\varphi(\eta) = \begin{cases} 0,5\delta(\eta) + (2\sigma\sqrt{2\pi a\eta})^{-1} \exp(-\eta/2a\sigma^2) & \text{при } \eta \geq 0, \\ 0 & \text{при } \eta < 0. \end{cases} \quad (3.21)$$

Графики нелинейных преобразований плотности распределения вероятностей приведены на рис. 3.7.

4.2 Подключить анализатор к выходу ограничителя 3. Полосу пропускания фильтра 2 сделать равной 10 кГц. Меняя типы нелинейности, снять по экрану осциллографа преобразованные законы распределения.

4.3 Включить квадратор 4. Подключив анализатор к выходу квадратора, снять по экрану полученный закон распределения.

4.4 Объяснить полученные результаты и сделать выводы.

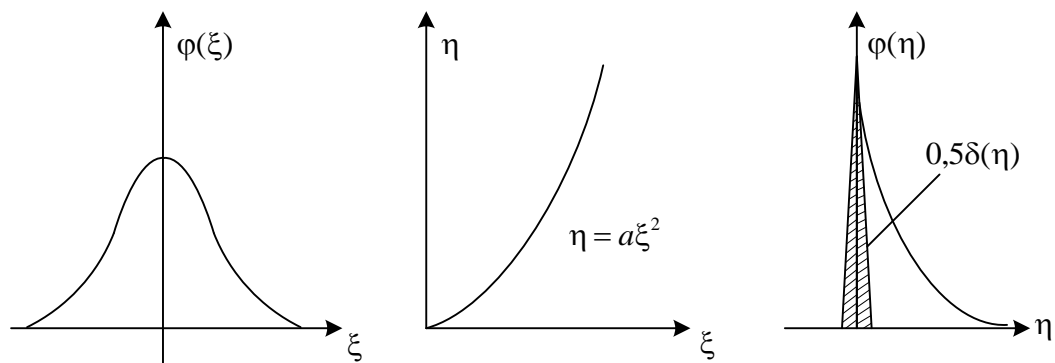


Рисунок 3.7 – построение закона распределения случайного процесса на выходе квадрата

Опыт 5. Исследование закона распределения огибающей узкополосного процесса при различных отношениях сигнал/шум

5.1 Подключить анализатор к выходу приемника 8. Установив заданное соотношение мощности сигнала к мощности шума, снять законы распределения для случаев:

а) отсутствия сигнала передатчика 5 в канале связи 6 (плотность распределения Рэля).

б) наличия сигнала передатчика в канале связи $P_c \approx P_{ш}$ (плотность распределения Райса).

в) наличия сигнала передатчика в канале связи $P_c > P_{ш}$ (нормальный сигнал распределения).

5.2 Сделать выводы.

Содержание отчета

1. Функциональные схемы фотооптического анализатора (рис. 3.4) и макета (рис. 3.5).

2. Результаты опытов 2–5 с выводами.

3. Перечень оборудования, используемого в работе.

Список рекомендуемой литературы

1. Оптимизация систем цифровой передачи измерительных сигналов: Учеб. пособие / Терентьев С.Н., Глухов А.Б., Константинова Л.В. – Харьков НТУ «ХПИ», 2002. – 268 с.

2. Мирский Г.Я. Аппаратурное определение характеристик случайных процессов. – М: Энергия, 1972.

Лабораторная работа 4

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА ОПТИМАЛЬНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛА НА ФОНЕ ФЛУКТУАЦИОННОГО ШУМА

Цель работы: исследование помехоустойчивости метода оптимального поэлементного приема сигналов, передаваемых двоичным кодом с пассивной паузой по каналу с аддитивным флуктуационным шумом.

Опыт 1. Исследование помехоустойчивости метода оптимального приема сигналов в зависимости от уровня порогового напряжения решающей схемы

1.1 Вероятность ошибки при посимвольном когерентном приеме в стационарных каналах с нормальной аддитивной помехой [1]

В настоящей работе исследуется помехоустойчивость поэлементного приема дискретных сообщений, передаваемых бинарным сигналом с пассивной паузой в канале с постоянными параметрами. Каждый символ кодовой последовательности представляет собой сигнал, длительность которого τ_n . На вход приемного устройства поступает переданный сигнал $S(t)$ вместе с аддитивной помехой $n(t)$:

$$y(t) = \alpha S(t) + n(t),$$

где α – модулирующий параметр, который может принимать одно из двух значений: $\alpha = 1$, если в принятом колебании присутствует сигнал, и $\alpha = 0$, если сигнал отсутствует.

При поэлементном приеме задача состоит в том, чтобы за время τ_n по принятой реализации $y(t)$ определить оптимальным (в некотором смысле, наилучшим) образом, какое значение имеет параметр α . Наличие помех делает реализацию $y(t)$ случайной и вынуждает подходить к вопросу определения значения параметра α как к статистической задаче.

В данном случае имеем дело с двумя конкурирующими гипотезами:

гипотеза Sn – сигнал есть ($\alpha = 1$). Апостериорная вероятность такого события $P(Sn/y)$ является условной вероятностью того, что $y(t)$ состоит из сигнала и шума;

гипотеза n – сигнала нет ($\alpha = 0$). Апостериорная вероятность этого

события $P(n/y)$ – условная вероятность того, что $y(t)$ есть узкополосный стационарный шум.

На основе анализа апостериорных вероятностей приемник должен выдать в качестве решения одну из указанных выше гипотез и отбросить другую. Естественно считать, что решение о наличии или отсутствии сигнала должно приниматься путем сравнения апостериорных вероятностей по определенному правилу. Другими словами, должно приниматься более вероятное решение. Для этого используется неравенство

$$\Lambda = P(Sn/y)/P(n/y) \geq 1. \quad (4.1)$$

Величина Λ характеризует правдоподобность той или иной гипотезы. При $\Lambda > 1$ полагается, что гипотеза « Sn/y » правдоподобнее гипотезы « n/y », поэтому величину Λ называют отношением правдоподобия.

Правило выбора гипотез по критерию максимума апостериорной вероятности называется *байесовским правилом* или *байесовским решением*. Оно автоматически обеспечивает минимизацию вероятности ошибки при выборе гипотезы и, следовательно, является наиболее разумным правилом при оценке качества передачи информации по каналу связи.

Известно, что алгоритм работы оптимального приемника сводится к проверке следующего неравенства:

$$\int_0^{\tau_{\text{и}}} y(t)S(t)dt \geq \frac{1}{2} \left[N_0 \ln \frac{P(n)}{P(Sn)} + \int_0^{\tau_{\text{и}}} S^2(t)dt \right], \quad (4.2)$$

где $N_0 = \sigma_{\text{ш}}^2 / \Delta F$ – мощность шума, приходящаяся на единицу полосы частот.

Правую часть выражения (4.2) можно вычислить до приема и, заменив ее некоторой константой k' , в дальнейшем работать с ней как с порогом:

$$k' = \frac{1}{2} \left[N_0 \ln \frac{P(n)}{P(Sn)} + \int_0^{\tau_{\text{и}}} S^2(t)dt \right]. \quad (4.3)$$

Тогда

$$\int_0^{\tau_n} y(t) S(t) dt \geq k'. \quad (4.4)$$

Если интеграл в левой части неравенства (4.4) превысит порог k' , то регистрирующее устройство приемника отметит наличие сигнала, в противном случае – его отсутствие. В этом неравенстве известны: интервал времени τ_n , в котором производится наблюдение за принятой реализацией; передаваемый сигнал $S(t)$; его форма, амплитуда, частота и фаза; порог k' . Неизвестным членом является лишь реализация $y(t)$, которую может принять приемник. Однако эта неизвестность устраняется вместе с принятием какой-либо конкретной реализации.

Таким образом, структура оптимального приемника, обеспечивающего минимальную ошибку, может быть представлена в виде, изображенном на рис. 4.1.

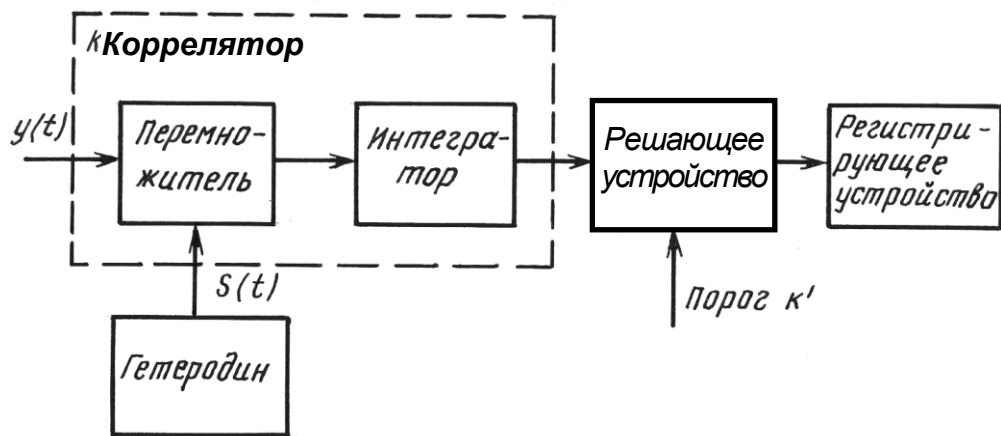


Рисунок 4.1 – Схема оптимального когерентного приемника

Перемножающее и интегрирующее устройства вычисляют взаимную функцию корреляции сигнала $S(t)$ и реализации $y(t)$, принятой приемником, т.е. выполняют функции коррелятора. Таким образом, коррелятор – основной элемент идеального приемника. Оптимальность решения будет определяться правилом выбора порога k' . Заметим, что существуют другие способы практической реализации таких корреляторов. В частности, в качестве коррелятора может быть использован согласованный фильтр.

Структура идеального приемника такова, что он может минимизировать ошибку лишь при приеме сигнала $S(t)$, известного точно, т.е. все параметры этого сигнала (амплитуда, частота и фаза) на приемной

стороне должны быть известны. Прием сигнала с точностью до его фазы называют *когерентным приемом*.

Для определения вероятности полной ошибки воспользуемся известным выражением

$$P_{\text{ош}} = P(1)P(0/1) + P(0)P(1/0) = P(Sn)P_{\text{пр}} + P(n)P_{\text{л.т}},$$

где $P_{\text{пр}}$, $P_{\text{л.т}}$ — вероятности пропуска сигнала и ложной тревоги.

В бинарных каналах можно считать справедливым условие $P(1) = P(0) = 0,5$. Тогда

$$P_{\text{ош}} = 0,5[P(0/1) + P(1/0)] = 0,5[P_{\text{пр}} + P_{\text{л.т}}]. \quad (4.5)$$

Преобразуем неравенство (4.2) к виду

$$\frac{2}{N_0} \int_0^{\tau_{\text{н}}} y(t)S(t)dt \geq \left(\ln \frac{P(n)}{P(Sn)} + \frac{1}{N_0} \int_0^{\tau_{\text{н}}} S^2(t)dt \right).$$

Обозначим левую и правую части неравенства:

$$\xi = \frac{2}{N_0} \int_0^{\tau_{\text{н}}} y(t)S(t)dt; \quad k_0 = \ln \frac{P(n)}{P(Sn)} + \frac{1}{N_0} \int_0^{\tau_{\text{н}}} S^2(t)dt.$$

При $\alpha = 0$

$$\xi = \xi_1 = \frac{2}{N_0} \int_0^{\tau_{\text{н}}} n(t)S(t)dt.$$

Вероятность ложной тревоги

$$P_{\text{л.т}} = P(\xi_1 > k_0).$$

При $\alpha = 1$

$$\xi = \xi_2 = \frac{2}{N_0} \int_0^{\tau_{\text{н}}} [S(t) + n(t)]S(t)dt.$$

Вероятность пропуска сигнала

$$P_{\text{пр}} = P(\xi_2 < k_0).$$

Случайные величины ξ_1 и ξ_2 являются результатом линейного преобразования нормального белого шума и, следовательно, имеют гауссовский закон распределения, параметры которого определяются выражениями:

$$m(\xi_1) = 0; \quad D(\xi) = 2Q_c / N_0;$$

$$m(\xi_2) = 2Q_c / N_0; \quad D(\xi_2) = D(\xi_1) = 2Q_c / N_0 ,$$

где $Q_c = \int_0^{\tau_H} S^2(t) dt$ – энергия сигнала.

Законы распределения величин ξ_1 и ξ_2 могут быть записаны следующим образом:

$$\varphi(\xi_1) = \frac{1}{\sigma_\xi \sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{\xi_1^2}{2\sigma_\xi^2}\right\}; \quad (4.6)$$

$$\varphi(\xi_2) = \frac{1}{\sigma_\xi \sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{(\xi_2 - 2Q_c / N_0)^2}{2\sigma_\xi^2}\right\}, \quad (4.7)$$

где $\sigma_\xi^2 = 2Q_c / N_0$ – дисперсия случайных величин ξ_1 и ξ_2 ;

$k_0 = \ln[P(n)/P(Sn)] + Q_c / N_0$ – порог идеального приемника.

При $P(n) = P(Sn)$ получим $k_0 = Q_c / N_0$.

Графики дифференциальных законов распределения ξ_1 и ξ_2 представлены на рис. 4.2.

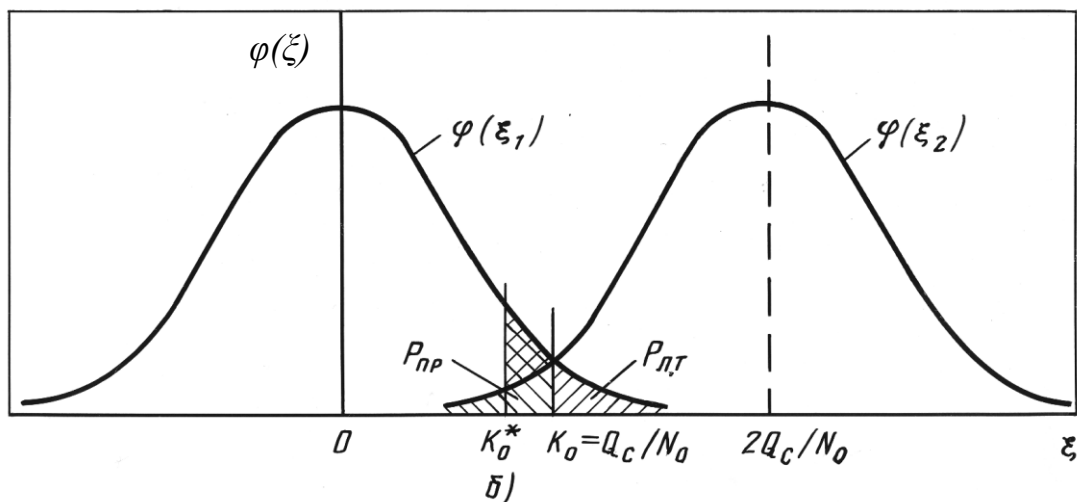


Рисунок 4.2 – Дифференциальные законы распределения случайных величин ξ_1 и ξ_2 .

Для рассматриваемого случая когерентного приема двоичных сигналов с пассивной паузой с учетом (4.5) – (4.7) полная вероятность ошибки

$$P_{\text{ош}} = 0,5 \left[\frac{1}{\sigma_{\xi} \sqrt{2\pi}} \int_{k_0}^{\infty} e^{-\frac{\xi_1^2}{2\sigma_{\xi}^2}} d\xi_1 + \frac{1}{\sigma_{\xi} \sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{k_0} e^{-\frac{(\xi_2 - 2Q_c/N_0)^2}{2\sigma_{\xi}^2}} d\xi_2 \right]. \quad (4.8)$$

После соответствующих преобразований [1] получим

$$P_{\text{ош}} = 0,5 - \Phi_0(h/\sqrt{2}), \quad (4.9)$$

где $\Phi_0(x) = \frac{1}{\sqrt{2}} \int_0^x e^{-t^2/2} dt$ – функция нормированного и

центрированного гауссовского распределения (функция Лапласа);

$h^2 = Q_c / N_0 = P_c / P_{\text{ш}}$ – отношение сигнал/шум в канале связи.

Графические зависимости (рис. 4.2) могут служить иллюстрацией изменения помехоустойчивости оптимального приемника в зависимости от выбранного порога k_0 и энергетического отношения сигнал/шум h^2 .

Так, при выборе $k_0 = Q_c / N_0$ заштрихованная площадь, характеризующая полную вероятность ошибки, будет минимальной. При выборе другого порога (например, k_0^*) к заштрихованной области добавляется зачерченная область. Хотя при этом уменьшается вероятность пропуска, зато значительно увеличивается $P_{\text{л.т.}}$.

Из (4.9) можно сделать вывод, что помехоустойчивость оптимального приемника зависит лишь от отношения энергии сигнала Q_c к спектральной плотности шума N_0 и не зависит от формы сигнала $S(t)$.

Исследования показывают, что для сигналов с активной и пассивной паузами при когерентном приеме выражение для полной вероятности ошибки можно записать в универсальном виде

$$P_{\text{ош}} = 0,5 - \Phi_0(\gamma_c h), \quad (4.10)$$

где γ_c — постоянный коэффициент, значение которого зависит от способа модуляции сигналов.

Трудность осуществления описанной процедуры решения (4.4) состоит в том, что для ее реализации необходимо на приемной стороне создать колебания $S(t)$, совпадающие с переданными колебаниями по

амплитуде, частоте и длительности посылок (с точностью до фазы). Это сдерживает широкое применение когерентных методов приема.

1.2. Описание экспериментальной установки

Функциональная схема экспериментальной установки, моделирующей работу системы передачи информации "передатчик – канал связи – оптимальный приемник сигналов", приведена на рис. 4.3.

Лабораторная установка реализует метод приема сигналов с оптимальной фильтрацией. Схема установки включает в себя четыре функционально связанных устройства: передатчик сигналов, канал связи, приемник сигналов, устройство обнаружения ошибок.

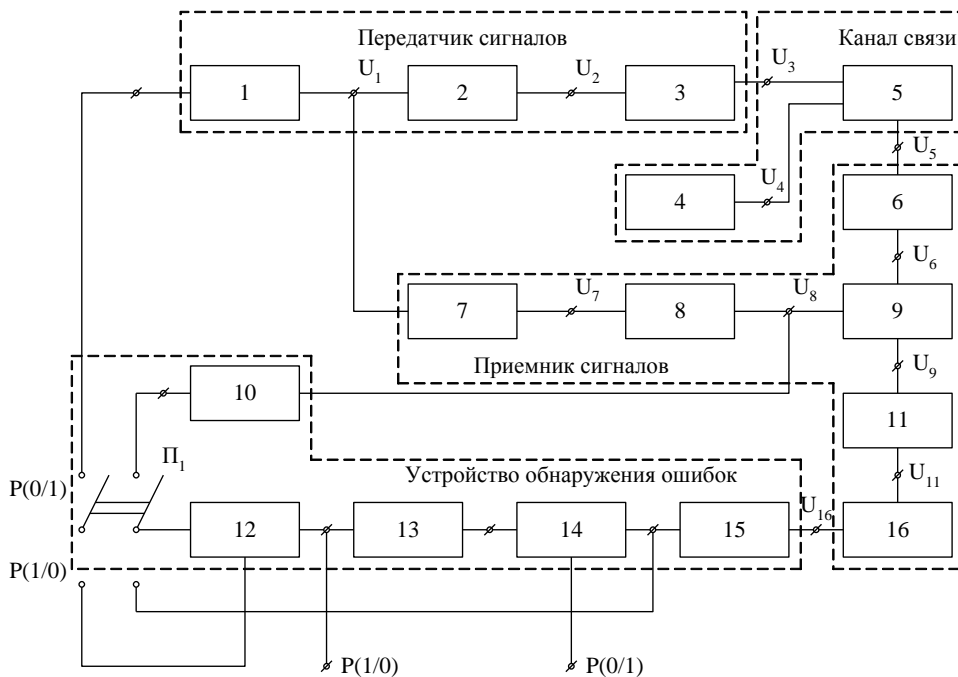


Рисунок 4.3 – Функциональная схема экспериментальной установки

Передатчик сигналов, состоящий из мультивибратора 1, генератора радиоимпульсов 2 и формирующего фильтра 3, вырабатывает бинарную последовательность импульсов с пассивной паузой и тактовой частотой 2400 Гц. Такая частота соответствует скорости модуляции в реальном канале связи 4800 Бод. Символу "1" соответствует сигнал в виде радиоимпульса несущей частоты, а символу "0" – пауза. На выходе формирующего фильтра будет получен сигнал $S(t)$ со спектральной плотностью $G_s(\omega)$.

В канале связи (смеситель 5) с сигналом складывается шум $n(t)$, представляющий собой случайные колебания, мгновенные значения

которых распределены по нормальному закону. Спектр шума равномерный по всей полосе частот канала связи. Шум формируется генератором флуктуационного шума 4.

Операцию оптимальной фильтрации сигнала на фоне флуктуационного шума реализует согласованный фильтр 6, имеющий спектральную характеристику $G_S^*(\omega)$. В моменты максимального и минимального значений энергии, накопленной фильтром 6, ключевая схема 9 открывается на время Δt стробирующим импульсом с генератора стробимпульсов 8. Необходимые временные соотношения устанавливаются фазосдвигающей цепью 7. Напряжение огибающей полученных радиоимпульсов выделяется детектором огибающей 11 и поступает после усиления на вход пороговой схемы 16. Пороговая схема представляет собой триггер Шмидта с регулируемым пороговым напряжением срабатывания $U_{\text{пор}}$. Если напряжение на выходе детектора огибающей $U_x > U_{\text{пор}}$, то пороговая схема формирует сигнал "1", в противном случае – сигнал "0".

Наличие шума в канале связи вызывает ошибки в приеме символов. Логические схемы 10, 12 ÷ 15 входят в состав устройства обнаружения ошибок и носят вспомогательный характер. В зависимости от положения переключателя Π_1 на выходах $P(1/0)$ или $P(0/1)$ появляются импульсы в моменты возникновения ошибки в приеме символа, число которых подсчитывается счетчиком импульсов или частотомером.

1.3 Порядок выполнения опыта

1.3.1 Включить макет и зарисовать эпюры напряжений на выходах функциональных блоков 1 ÷ 16 (рис 4.4). Объяснить форму полученных кривых для различных значений параметра h^2 .

1.3.2 Измерить с помощью вольтметра действующих значений значение $\sigma_{\text{ш}}$ в канале связи. Регулируя амплитуду сигнала U_s , установить значение h , заданное руководителем занятия.

1.3.3 Подключить осциллограф к выходным зажимам пороговой схемы. К зажимам "+" и "-" $U_{\text{пор}}$ подключить вольтметр постоянного тока. Предел измерения вольтметра не более 5В. Установить минимальный уровень порогового напряжения $U_{\text{пор}}$, при котором на осциллографе наблюдается устойчивая работа пороговой схемы.

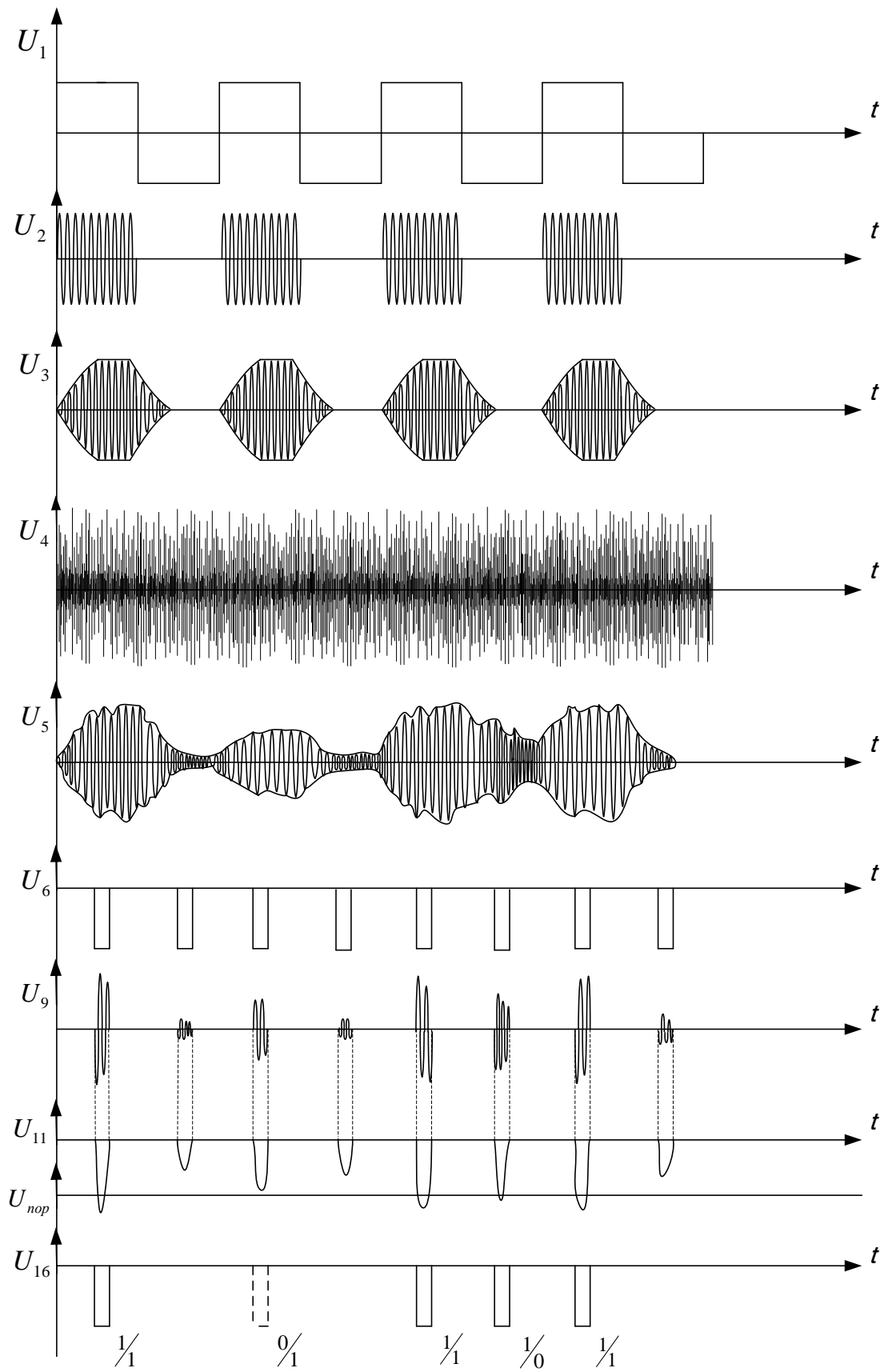


Рисунок 4.4 – Временные диаграммы на выходах функциональных блоков макета

1.3.5 Подключить счетчик импульсов к клемме $P(0/1)$, установив переключатель Π_1 в такое же положение. Измерить число ошибочно принятых символов $N(0/1)$. Измерение повторить трижды. При переключении переключателя Π_1 в новое положение, следить за значением напряжения $U_{\text{пор}}$. При необходимости установить его исходное значение. Время $t_{\text{изм}}$ не меняется.

1.3.6 Установить новое значение $U_{\text{пор}2} > U_{\text{пор}1}$. Повторить замеры, указанные в п.п. 1.3.4 – 1.3.5 для каждого нового значения порогового напряжения $U_{\text{пор}i}$. Более тщательно исследовать зависимости в области, когда значение $N(1/0)$ и $N(0/1)$ близки или равны друг другу.

1.3.7 Измерить общее число единичных посылок N_0 на входе канала связи за время $t_{\text{изм}}$. Для этого вход частотомера подключить к выходу мультивибратора.

1.3.8 Рассчитать общую вероятность ошибки приема $P_{\text{ош}} = \frac{N_{\text{общ}}}{N_0}$ для каждого значения $U_{\text{пор}}$. Данные измерений и вычислений занести в табл. 4.1.

1.3.9 По данным табл. 4.1 построить зависимость $P_{\text{ош}} = f(U_{\text{пор}})$ для фиксированного значения параметра h^2 . Определить из графика значение $P_{\text{ош min}}$ и соответствующее ему значение $U_{\text{порopt}}$.

1.3.10. Объяснить полученные результаты и сделать выводы.

Таблица 4.1- Результаты исследования зависимости $P_{\text{ош}}$ от $U_{\text{пор}}$

$h_1^2 = U_S^2 / \sigma_{\text{ш}}^2$								
№ п/п	$U_{\text{пор}}$, мВ	$N(1/0)$	$N(0/1)$	$N_{\text{сп}}(1/0)$	$N_{\text{сп}}(0/1)$	$N_{\text{общ}}$	N_0	$P_{\text{ош}}$
$h_2^2 = U_S^2 / \sigma_{\text{ш}}^2$								

Опыт 2. Исследование помехоустойчивости оптимального приемника сигналов при различных соотношениях мощности сигнала и мощности шума в канале связи

2.1 Порядок выполнения опыта

2.1.1 Для различных значений параметра h^2 , заданных руководителем, повторить опыт 1. Для каждого значения параметра h^2 снять зависимость $P_{\text{ош}} = f(U_{\text{пор}})$ и определить значение $P_{\text{ош min}}$ при оптимальном пороге $U_{\text{пор opt}}$. Значения h^2 и $P_{\text{ош min}}$ занести в табл. 4.2.

Таблица 4.2 – Результат исследования зависимости помехоустойчивости от h^2

№ п/п	$h^2 = U_S^2 / \sigma_{\text{ш}}^2$	$P_{\text{ош min}}$
1		
2		
3		

2.1.2 Построить зависимость $P_{\text{ош min}} = f(h^2)$.

2.1.3 Объяснить полученные результаты и сделать выводы.

Содержание отчета

1. Функциональная схема измерительной установки (рис. 4.3).
2. Осциллограммы напряжений на выходах блоков 1 – 16.
3. Таблицы 4.1, 4.2.
4. Кривые зависимостей $P_{\text{ош}} = f(U_{\text{пор}})$ при $h^2 = const$, построенные в одних осях.
5. Кривая зависимости $P_{\text{ош min}} = f(h^2)$ для $U_{\text{пор opt}}$.
6. Краткие выводы.
7. Перечень приборов, используемых в работе.

Список рекомендуемой литературы

1. Оптимизация систем цифровой передачи измерительных сигналов: Учеб. пособие / Терентьев С.Н., Глухов А.Б., Константинова Л.В. – Харьков НТУ «ХПИ», 2002. – 268 с.
2. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. – М.: Сов. Радио, 1983.

ДЛЯ ЗАМЕТОК

Навчальне видання

Методичні вказівки до лабораторних робіт
з курсу «Інформаційно-вимірювальні системи»
для студентів спеціальності 7.051001
«Метрологія та інформаційно-вимірювальні технології»
денної та заочної форми навчання
Російською мовою

Укладачі: КОНДРАШОВ Сергій Іванович,
КОНСТАНТИНОВА Лариса Валентинівна,
ГРИГОРЕНКО Ігор Володимирович

Відповідальний за випуск С.І. Кондрашов
Роботу до друку рекомендувала О.Г. Глебова

В авторській редакції

Дизайн Тополов Ігор Іванович

План 2007 р., поз. 116/

Підп. до друку . .07 р. Формат 60x84 1/16. Папір офсетний.

Друк – ризографія. Гарнітура Times New Roman. Ум. друк. арк. 3,0.

Обл.-вид. арк. 3,4. Наклад 100 прим. Зам. № . Ціна договірна.

Видавничий центр НТУ «ХП».

Свідоцтво про державну реєстрацію ДК № 116 від 10.07.2000 р.
61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

Друкарня НТУ «ХП»,

61002, Харків, вул. Фрунзе, 21