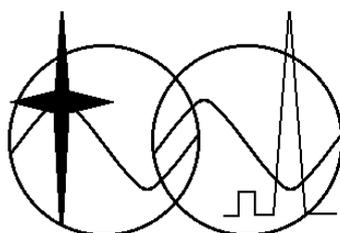


МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РФ
ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ
(ТУСУР)

Кафедра средств радиосвязи (СРС)

Утверждаю:
Зав. кафедрой СРС, проф., д.т.н.
_____ Мелихов С.В.
_____ 2012 г.



ПОДАВЛЕНИЕ МЕЖСИМВОЛЬНОЙ ИНТЕРФЕРЕНЦИИ
ЭКВАЛАЙЗЕРОМ

Учебно-методическое пособие по лабораторной работе
для студентов радиотехнических специальностей

Разработчики:
проф. каф. СРС
_____ Мелихов С.В.
доц. каф. СРС
_____ Кологривов В.А.
аспирант каф. СРС
_____ Петров В.Н.

2012

АННОТАЦИЯ

Лабораторная работа « **Подавление межсимвольной интерференции эквалайзером**» посвящена экспериментальному исследованию линейного адаптивного трансверсального фильтра (эквалайзера) с использованием пакета функционального моделирования **Simulink**.

В описании приведены сведения по методам подавления помех, вызванных многолучевым распространением, даны элементы теории расчёта линейных трансверсальных фильтров, приведено описание лабораторного макета, сформулированы требования к экспериментальному исследованию и контрольные вопросы, ответы на которые необходимы для успешной защиты лабораторной работы.

СОДЕРЖАНИЕ

1 Цель работы. Методы борьбы с многолучевым распространением	4
2 Адаптивное выравнивание	10
3 Расчёт весовых коэффициентов линейного трансверсального фильтра	12
4 Описание лабораторного макета	15
5 Выполнение лабораторной работы	24
6 Контрольные вопросы	26
Список рекомендуемой литературы	28

1 ЦЕЛЬ РАБОТЫ. МЕТОДЫ БОРЬБЫ С МНОГОЛУЧЕВЫМ РАСПРОСТРАНЕНИЕМ

Целью данной работы является ознакомление со способами борьбы с многолучевым распространением, а также изучение подавления межсимвольной интерференции при помощи адаптивного трансверсального фильтра (эквалайзера).

Многолучевое распространение. Электромагнитные волны дециметрового диапазона, используемые в системах сотовой мобильной связи, имеют длины волн много меньше или соизмеримые с большинством встречающихся препятствий (здания, деревья, машины, столбы, рекламные щиты и т.д.). Эти объекты влияют на распространение сигналов тремя механизмами воздействия: отражение (reflection), дифракция (diffraction), рассеяние (scattering).

Отражение происходит тогда, когда распространяющаяся электромагнитная волна сталкивается с поверхностью, размеры которой гораздо больше длины волны радиочастотного сигнала.

Дифракция происходит на краю объектов непроницаемых для электромагнитного излучения, размеры которых значительно больше длины волны. При поступлении на край такого объекта радиоволны начинают распространяться в разные стороны. При этом точку, в которой происходит дифракция, можно рассматривать как источник излучения. В результате сигнал может быть получен приёмником, находящимся вне линии прямой видимости передатчика.

Рассеяние встречается тогда, когда радиоволна сталкивается с препятствием, имеющим размеры меньше или порядка длины волны. При этом исходный сигнал разделяется на несколько более слабых сигналов. Рассеяние может вызываться множеством объектов, например фонарными столбами или дорожными знаками. Эффекты рассеяния предсказать чрезвычайно сложно.

Результатом действия вышперечисленных факторов является появление в точке приёма сигналов, пришедших с разных трасс распространения. Интерференция этих сигналов приводит к нежелательным эффектам, затрудняющим приём: замираниям, искажению спектра, межсимвольной интерференции. Чаще всего на практике возникают частотно-селективные замирания, то есть замирания в определённой, узкой полосе частот.

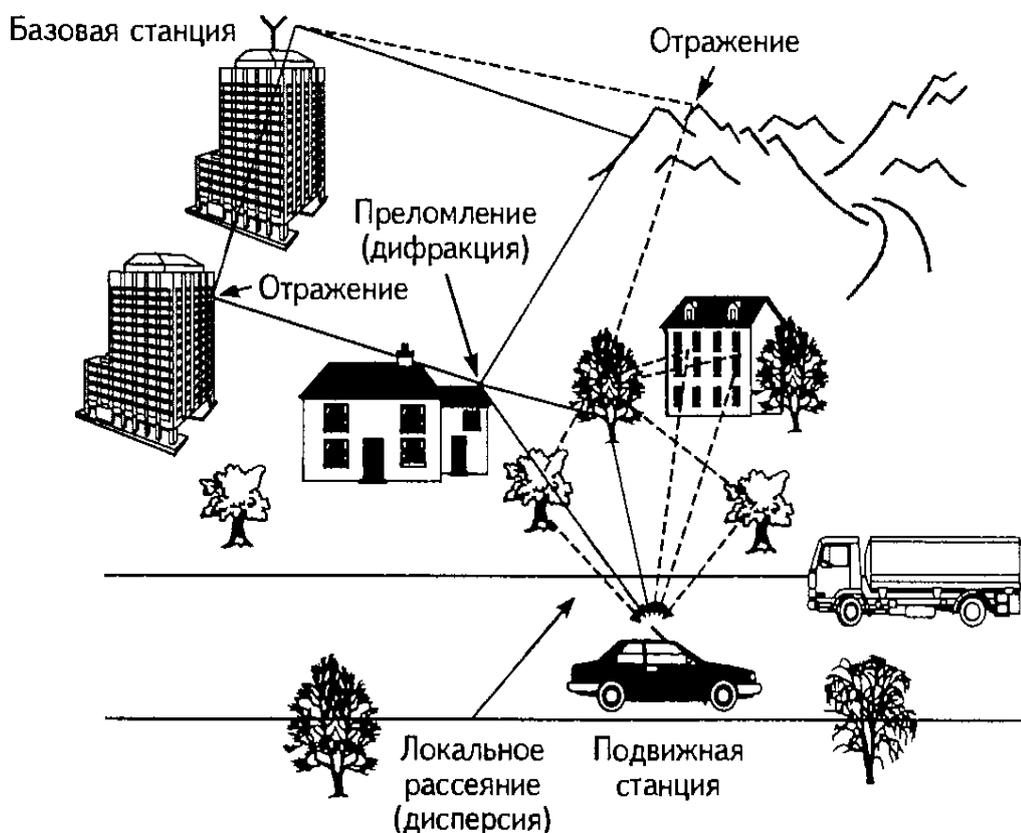


Рисунок 1.1 - Многолучевое распространение радиоволн

Простейшим методом, позволяющим в какой-то степени скомпенсировать влияние данных факторов, является введение запаса по мощности, гарантирующего превышение полезного сигнала над шумом на входе приёмника с учётом многолучевого распространения. Глубина замирания в канале может составлять до 40 дБ, что требует эквивалентного увеличения запаса мощности. Однако при этом появляются следующие

проблемы: сильные соканальные помехи, усиление вредного воздействия высокочастотного излучения на организм человека быстрый разряд аккумулятора и увеличение размеров мобильной станции (МС). Таким образом, актуальны поиски методов надежной передачи данных, не связанные с чрезмерным увеличением мощности излучения. Рассмотрим методы компенсации искажений, вызванных многолучевым распространением.

Управление мощностью (Power Control). Обмен сигналами между базовой станцией (БС) и МС должен осуществляться на минимальном уровне мощности, обеспечивающем требуемое качество связи. Для этого в БС и МС применяется регулировка мощности уровня сигнала в зависимости от условий распространения. Эта мера позволяет скомпенсировать небольшие замирания, возникающие эпизодически. При постоянных глубоких замираниях БС и МС будут работать на максимальных мощностях, нежелательно.

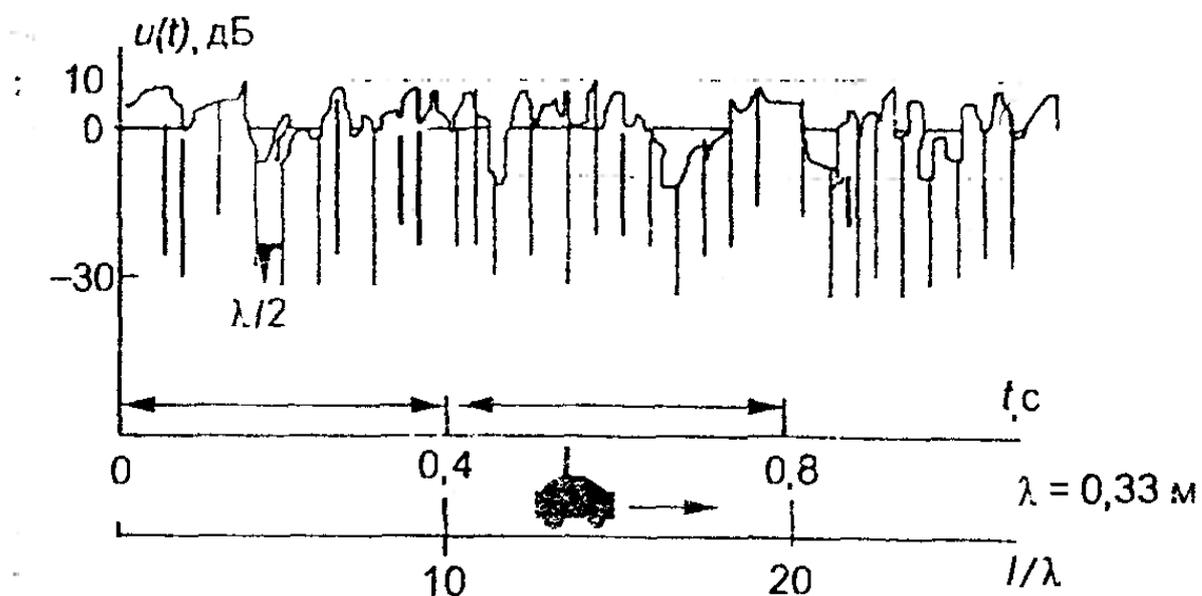


Рисунок 1.2 - Изменение уровня сигнала в зависимости от расстояния при наличии многолучевого распространения

Разнесённый приём (Diversity Reception). Метод разнесённого приёма используется для выделения информации из нескольких сигналов, передаваемых по независимо замирающим путям, называемым ветвями разнесения. Принципиально возможно несколько видов разнесения.

Разнесение по компонентам электромагнитного поля (electromagnetic diversity). При линейной поляризации вектор электрического поля и ортогональный ему вектор магнитного поля, можно рассматривать как независимые. Практического применения такой метод в настоящее время не находит.

Поляризационное разнесение (Polarization Diversity). Приём разно поляризованных сигналов (например, вертикально и горизонтально). В диапазоне СВЧ замирания сигналов с разной поляризацией сильно коррелированы, поэтому в сотовой связи такой метод не находит применения.

Угловое разнесение (Angle Diversity). Сигналы с разными углами прихода могут быть разделены антеннами с частично перекрывающимися диаграммами направленности. При этом корреляция сигналов на выходах антенн тем слабее, чем меньше перекрытие этих диаграмм.

Пространственное разнесение (Space Diversity). Пространственное разнесение реализуется посредством приема сигналов на две и более антенны, разнесенных на расстояние порядка 10λ . Расстояние между антеннами зависит от характера местности, а также от высоты их установки. Такой метод разнесения применяется на БС. В МС данный метод реализуется при движении абонента. Коэффициент корреляции зависит от величины перемещения.

Частотное разнесение (Frequency Diversity). Частотное разнесение может быть реализовано передачей сигнала в двух и более частотных диапазонах. При достаточно большом разнесении сигналы на разных частотах будут слабо коррелированы. В настоящее время одновременная передача одного и того же сигнала в двух и более диапазонах не применяется

из-за нерационального использования частотного пространства, поэтому частотное разнесение реализуется расширением спектра в пределах выделенного диапазона частот. Рассмотрим эти методы.

Расширение спектра методом скачкообразной перестройки частоты (Frequency Hopping Spread Spectrum – FH/SS). При таком методе расширения спектра радиосигнала частота несущего колебания изменяется скачками во времени, принимая конечное число разных значений. Возможна быстрая и медленная перестройка частоты. При быстрой перестройке частота изменения несущей много больше скорости передачи символов. Медленная перестройка предусматривает передачу на одной несущей нескольких символов. Например, в системе GSM перестройка частоты осуществляется со скоростью 217 скачков в секунду, а длительность символа (дибита) $T_s = 2 \cdot T_b = 2 \cdot 3.69 \cdot 10^{-6}$ с.

Расширение спектра методом прямой последовательности (Direct Sequence Spread Spectrum – DS/SS). Данный метод заключается в расширении спектра при помощи умножения информационного битового сигнала на псевдослучайную последовательность с расширенным спектром. При этом на каждый бит сигнала приходится несколько бит последовательности. Данный метод используется в стандарте CDMA.

Ортогональное уплотнение с частотным разделением (Orthogonal Frequency Division Multiplexing – OFDM). В данном методе весь диапазон канала связи разбит на N ортогональных поднесущих. Поток данных разбивается на N субпоток. Каждый субпоток передается на своей поднесущей со скоростью в N раз меньшей, чем скорость общего потока данных. Так как в отдельном субканале скорость данных невелика, то перед каждым символом вводится защитный интервал для устранения межсимвольной интерференции, возникающей в результате многолучевого распространения. Для устранения частотно-селективных замираний используется помехоустойчивое кодирование цифрового потока. Данный

метод применяется в цифровом вещании (телевидение и радио), а также в системах сотовой связи четвёртого поколения.

Перечисленные методы расширения спектра позволяют устранять частотно-селективные замирания.

Временное разнесение (Time Diversity). Разнесение во времени может быть реализовано путем передачи сигнала в нескольких временных интервалах одновременно. Этот метод нерационально использует временное пространство, поэтому используется эквивалентное ему перемежение символов цифрового потока совместно с помехоустойчивым кодированием. При перемежении сигнал передаётся однократно, но соседние биты передаются не друг за другом, а через интервал, больший, чем длительность замирания. Данный метод используется во многих системах связи.

Рассмотренные методы борьбы с многолучевым распространением основаны на различных видах разнесения. Рассмотрим методы, не связанные с разнесением.

Прямое исправление ошибок. Все вышперечисленные методы позволяют избежать большой потери информации, однако возможна потеря нескольких бит. Для их восстановления применяется прямое исправление ошибок. Этот метод заключается в кодировании исходной информации путём добавления в неё кодовой последовательности, которая позволяет восстановить потерю нескольких бит на линии связи. Помехоустойчивое кодирование применяется во всех цифровых системах связи.

RAKE – приём. Используется для приёма сигналов с расширенным спектром. В данном методе используется разделение принятого сигнала по путям распространения путём корреляции полученного сигнала с несколькими сдвинутыми на предсказанные задержки копиями кодирующей последовательности. Далее полученные отчёты поступают на устройство комбинирования. Данный метод можно рассматривать как комбинацию разнесения сигнала по частоте и по времени.

Рассмотрим методы борьбы с одним из нежелательных эффектов многолучевого распространения – межсимвольной интерференцией.

Адаптивное выравнивание (Equalizing). Эквалайзер – это адаптивный фильтр, настраиваемый таким образом, чтобы сигнал на его выходе был в максимальной степени очищен от межсимвольных искажений, содержащихся во входящем сигнале.

Алгоритм Витерби. Алгоритм Витерби используется для приема сигналов, закодированных свёрточными кодами. При свёрточном кодировании текущая выходная n -битовая последовательность зависит не только от текущего входного символа, но и от $k-1$ предыдущих символов, находящихся в регистре сдвига кодера. Декодирование свёрточных кодов существенно отличается от декодирования блочных кодов. При декодировании по Витерби в приёмнике создаётся решётчатая диаграмма состояний, в которой заложены все варианты последовательностей, генерируемых свёрточным кодером. Принятая с ошибками последовательность сравнивается со всеми вариантами в решётчатой диаграмме. Вариант, который отличается от принятой последовательности на наименьшее расстояние Хемминга, считается истинным.

Возможно совместное использование адаптивного выравнивания и алгоритма Витерби.

В данной работе исследуется подавление межсимвольной интерференции при помощи адаптивного выравнивания с использованием трансверсального фильтра (эквалайзера). Рассмотрим принцип адаптивного выравнивания.

2 АДАПТИВНОЕ ВЫРАВНИВАНИЕ

Простейшим эквалайзером является линейный адаптивный трансверсальный фильтр, изображённый на рисунке 2.1.

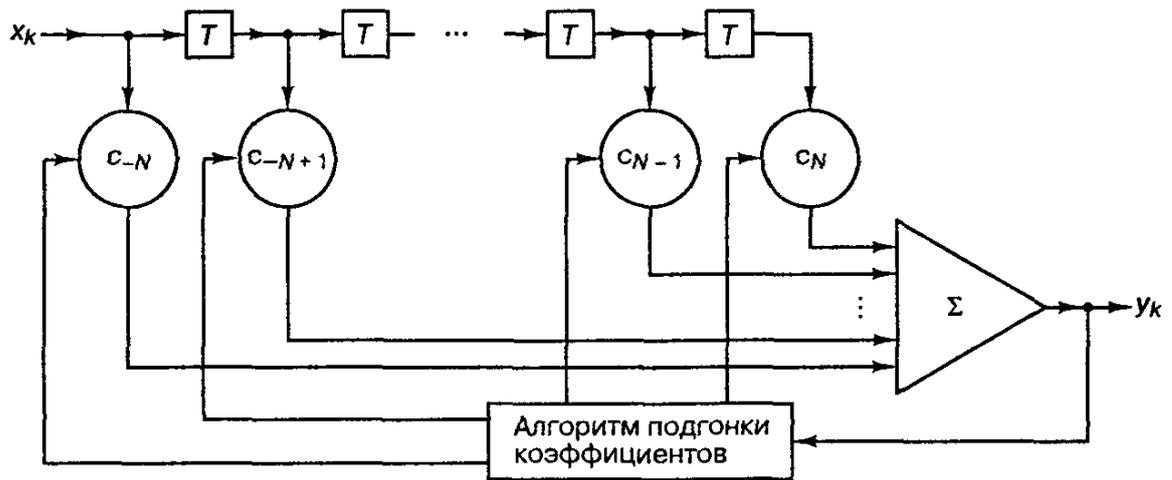


Рисунок 2.1 - Линейный адаптивный трансверсальный фильтр (эквайзер)

На вход эквалайзера поступает основной сигнал и несколько сдвинутых на разное время задержек и уменьшенных по амплитуде его копий. При определенных значениях весовых коэффициентов C_{-n}, \dots, C_n , можно значительно уменьшить копии, являющиеся помехами. Для расчёта коэффициентов C_{-n}, \dots, C_n используют обучающую цифровую последовательность, т.е. последовательность, которая известна на приёмной стороне. Сравнивая известную последовательность с последовательностью, содержащейся в принятом сигнале, можно рассчитать коэффициенты фильтра, сведя к минимуму наличие помех. Существует два метода нахождения коэффициентов: метод решения с минимальной среднеквадратической ошибкой; метод обращения в нуль незначащих коэффициентов.

Реализация эквалайзера, изображенного на рисунке 2.1 проста, но при больших искажениях сигнала необходимо большое число отводов фильтра (в идеальном случае число отводов равно бесконечности).

3 РАСЧЁТ ВЕСОВЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ ЛИНЕЙНОГО ТРАНСВЕРСАЛЬНОГО ФИЛЬТРА

Предположим, что в фильтре, изображённом на рисунке 2.1, имеется $(2N+1)$ отводов с весовыми коэффициентами $C_{-N}, C_{-(N-1)}, \dots, C_{N-1}, C_N$. На вход фильтра поступает суммарный сигнал $\{x(k)\}$ с периодически мультиплексированной обучающей последовательностью, прошедший многолучевой канал с разными задержками и коэффициентами распространения. Для того чтобы найти выборку обучающей последовательности на выходе фильтра $\{z(k)\}$, необходимо осуществить свёртку ее выборки на входе $\{x(k)\}$ с выборкой импульсной характеристики цифрового линейного трансверсального фильтра, определяемой его весовыми коэффициентами $\{c_n\}$:

$$z(k) = \sum_{n=-N}^N x(k-n) \cdot c_n, \quad (3.1)$$

где $k = -K, \dots, K$; $n = -N, \dots, N$.

Рассмотрим выражение (3.1) в матричном виде. Введём векторы z , c и матрицу x :

$$z = \begin{bmatrix} z(-K) \\ \vdots \\ z(0) \\ \vdots \\ z(K) \end{bmatrix}; \quad c = \begin{bmatrix} c_{-N} \\ \vdots \\ c_0 \\ \vdots \\ c_N \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

$$x = \begin{bmatrix} x(-K+N) & \cdots & x(-K) & \cdots & x(-K-N) \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ x(N) & \cdots & x(0) & \cdots & x(-N) \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ x(K+N) & \cdots & x(K) & \cdots & x(K-N) \end{bmatrix}. \quad (3.3)$$

С учётом (3.2) и (3.3) выражение (3.1) можно записать в более компактной форме:

$$z = x \cdot c. \quad (3.4)$$

Число строк матрицы x равно числу взятых отсчётов на выходе фильтра, а число столбцов равно числу отводов фильтра.

Возможны два варианта алгоритма расчета весовых коэффициентов эквалайзера:

- число анализируемых отсчетов на выходе фильтра превышает число отводов. В этом случае система линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) (3.4) является переопределенной и может быть решена методом наименьших квадратов (МНК);
- число анализируемых отсчетов на выходе фильтра ограничивается числом отводов. В этом случае матрица коэффициентов СЛАУ (3.4) квадратная, система уравнений является определенной и может быть решена путем обращения матрицы x :

$$c = x^{-1} \cdot z. \quad (3.5)$$

В лабораторной работе использован второй алгоритм расчета весовых коэффициентов эквалайзера, именуемый *алгоритмом обращения в нуль незначащих коэффициентов матрицы x* .

Пример. Пусть обучающая последовательность на выходе передатчика равна $(1, 0, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 0, 1)$. В канале связи присутствует три пути распространения, один основной - с коэффициентом распространения 1 и два дополнительных с коэффициентами $1/3$ и $-1/5$ и задержками на 1 и 2 бита соответственно. Рассматривая прохождение сигнала по многолучевому каналу, сведём в таблицу 3.1 каждый бит обучающей последовательности прошедшей по разным лучам с учётом задержек и коэффициентов распространения, и рассчитаем суммарный поток на выходе канала распространения, то есть на входе эквалайзера.

Таблица 3.1 Распределение сигнала по лучам распространения в канале связи

№бита	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1 луч	1	0	1	0	1	1	0	1	0	1
2 луч		0.333	0	0.333	0	0.333	0.333	0	0.333	0
3 луч			-0.2	0	-0.2	0	-0.2	-0.2	0	-0.2
сумма	1	0.333	0.8	0.333	0.8	1.333	0.133	0.8	0.333	0.8

Пусть эквалайзер представляет собой линейный адаптивный трансверсальный фильтр с пятью отводами. С учетом выражения (3.3) составим матрицу x , взяв данные таблицы 3.1 из интервала времени, на котором задействованы все три пути распространения. В качестве нулевого отсчёта возьмём *пятый отсчет* принятой тестовой последовательности. Тогда матрица x примет вид:

$$x = \begin{bmatrix} x(0) & x(-1) & x(-2) & x(-3) & x(-4) \\ x(1) & x(0) & x(-1) & x(-2) & x(-3) \\ x(2) & x(1) & x(0) & x(-1) & x(-2) \\ x(3) & x(2) & x(1) & x(0) & x(-1) \\ x(4) & x(3) & x(2) & x(1) & x(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.8 & 0.33 & 0.8 & 0.33 & 1.00 \\ 1.33 & 0.8 & 0.33 & 0.8 & 0.33 \\ 0.13 & 1.33 & 0.8 & 0.33 & 0.8 \\ 0.8 & 0.13 & 1.33 & 0.8 & 0.33 \\ 0.33 & 0.8 & 0.13 & 1.33 & 0.8 \end{bmatrix}.$$

Соответственно вектор z равен фрагменту тестовой последовательности с 5-го по 9-тый биты:

$$z = \begin{bmatrix} z(-2) \\ z(-1) \\ z(0) \\ z(1) \\ z(2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

В качестве нулевого отсчета можно взять *шестой бит* принятой тестовой последовательности. При этом матрица x примет иной вид:

$$x = \begin{bmatrix} x(0) & x(-1) & x(-2) & x(-3) & x(-4) \\ x(1) & x(0) & x(-1) & x(-2) & x(-3) \\ x(2) & x(1) & x(0) & x(-1) & x(-2) \\ x(3) & x(2) & x(1) & x(0) & x(-1) \\ x(4) & x(3) & x(2) & x(1) & x(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1.33 & 0.8 & 0.33 & 0.8 & 0.33 \\ 0.13 & 1.33 & 0.8 & 0.33 & 0.8 \\ 0.8 & 0.13 & 1.33 & 0.8 & 0.33 \\ 0.33 & 0.8 & 0.13 & 1.33 & 0.8 \\ 0.8 & 0.33 & 0.8 & 0.13 & 1.33 \end{bmatrix}.$$

Вектору z в этом случае будет соответствовать фрагмент тестовой последовательности с 6-го по 10-тый биты:

$$z = \begin{bmatrix} z(-2) \\ z(-1) \\ z(0) \\ z(1) \\ z(2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}.$$

Из соотношения (3.5) находим векторы c для первого и второго случаев:

$$c = \begin{bmatrix} c_{-2} \\ c_{-1} \\ c_0 \\ c_1 \\ c_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.9399 \\ -0.3341 \\ 0.2786 \\ -0.1804 \\ 0.1968 \end{bmatrix}; \quad c = \begin{bmatrix} c_{-2} \\ c_{-1} \\ c_0 \\ c_1 \\ c_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.9165 \\ -0.2978 \\ 0.2903 \\ -0.1486 \\ 0.1153 \end{bmatrix}.$$

Отсюда следует, что весовые коэффициенты эквалайзера в первом случае: $(0.9399 \ -0.3341 \ 0.2786 \ -0.1804 \ 0.1968)$, а во втором случае: $(0.9165 \ -0.2978 \ 0.2903 \ -0.1486 \ 0.1153)$. Отличающиеся значения коэффициентов при разных фрагментах обучающей последовательности объясняются ограниченным количеством отводов эквалайзера.

4 ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОГО МАКЕТА

Лабораторный макет (модель) имитирует передачу цифрового сигнала через канал связи с эффектом многолучевого распространения и последующее восстановление сигнала при помощи эквалайзера.

С целью упрощения модели канала связи из передатчика исключён блок модуляции, из приемника – блок демодуляции. Кроме того, модель не содержит блока, имитирующего помехи и шумы многолучевого канала передачи. При моделировании в пакете **Simulink** системы **MatLab** используется условное модельное время.

Лабораторный макет (см. рисунок 4.1) состоит из передатчика (Transiver), многолучевого канала (Multi_Canal) и приемника (Resiver). Приемник состоит из *канала определения коэффициентов эквалайзера (Transformer, Time Selector, Processor)* и *канала эквалайзера (Equalizer) с линией задержки на входе*.

Канал определения коэффициентов состоит из *преобразователя последовательного потока бит в параллельный поток (Transformer), временного селектора и расширителя импульсов (на основе блока Enabled Subsystem) и Решателя (Processor)*. На выходе эквалайзера включено *пороговое устройство регенерации (Regenerator)*. Для контроля эффективности подавления межсимвольных искажений с блока передатчика (Transiver) через линию задержки исходная последовательность подается на выходной осциллограф. Ко всем необходимым точкам модели лабораторного макета подключены осциллографы, позволяющие наблюдать этапы преобразования сигнала. Рассмотрим последовательно каждый блок.

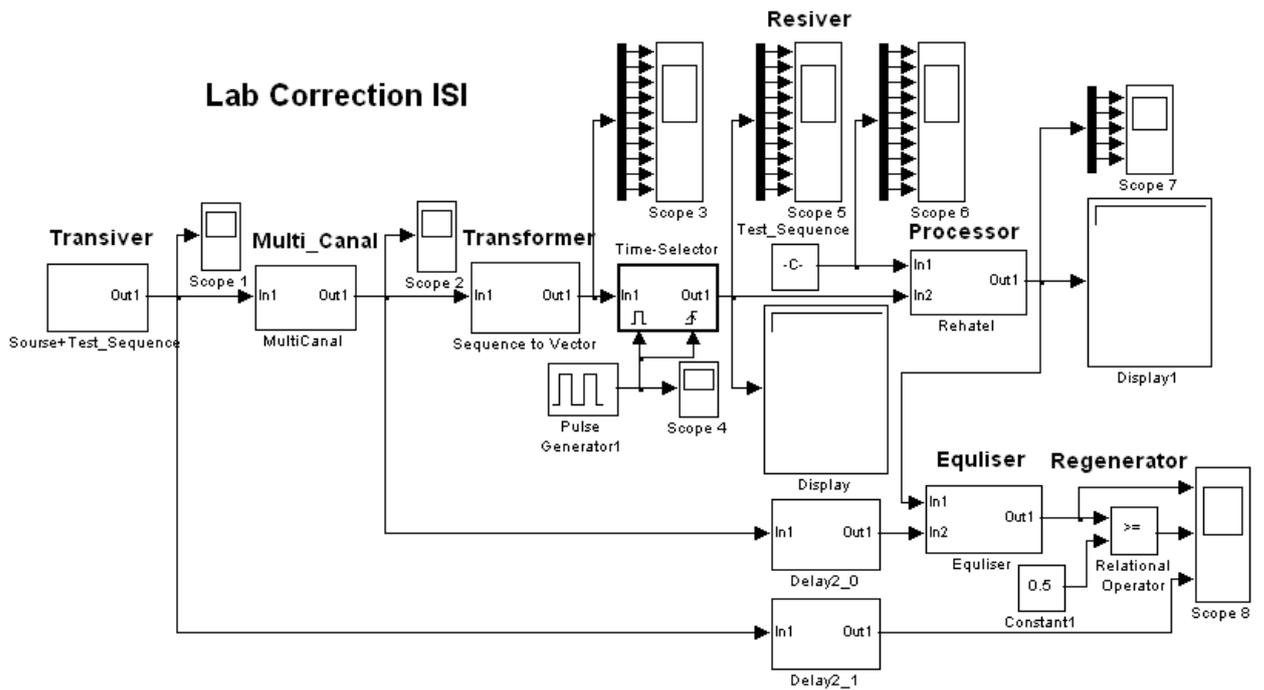


Рисунок 4.1 – Схема лабораторного макета

Передатчик (Transiver, см. рисунок 4.2) генерирует псевдослучайный битовый поток с периодическим мультиплексированием обучающей (тестовой) 10-ти битовой последовательности. Длительность бита составляет 0.5 с, период мультиплексирования равен 20 с, длительность времени моделирования составляет 50 с.

Передатчик состоит из генератора псевдослучайной последовательности (Uniform Random Number), генератора обучающей последовательности (Repeating Sequence Stair), управляющего генератора импульсов (Pulse Generator) и переключателя (Switch), который осуществляет мультиплексирование обучающей последовательности в основной битовый поток. Для смены обучающей последовательности необходимо открыть панель параметров блока Repeating Sequence Stair.

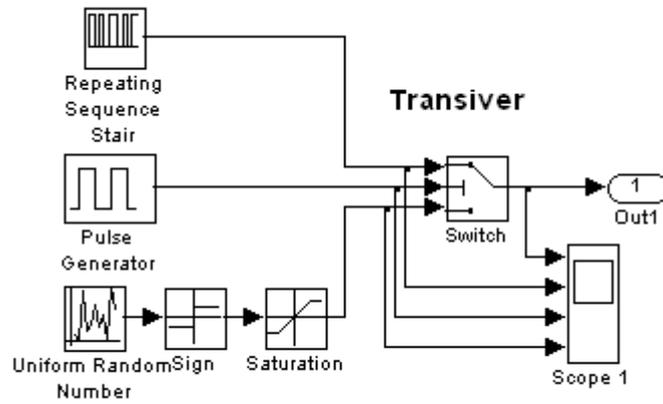


Рисунок 4.2 – Схема передатчика

Многолучевой канал (Multi_Canal, см. рисунок 4.3) имитирует многолучевое распространение радиоволн.

Многолучевой канал имитирует три луча, которые различаются временем задержки и коэффициентом распространения (затухания). Первый луч распространяется без задержки с коэффициентом затухания 1. Второй и третий лучи имеют исходные задержки 1 бит и 2 бита соответственно, а коэффициенты их затухания имеют значения $1/3$ и $1/5$ соответственно. В процессе выполнения работы можно задать другие значения коэффициентов затухания и длительностей задержек, в частности, не кратные длительности бита.

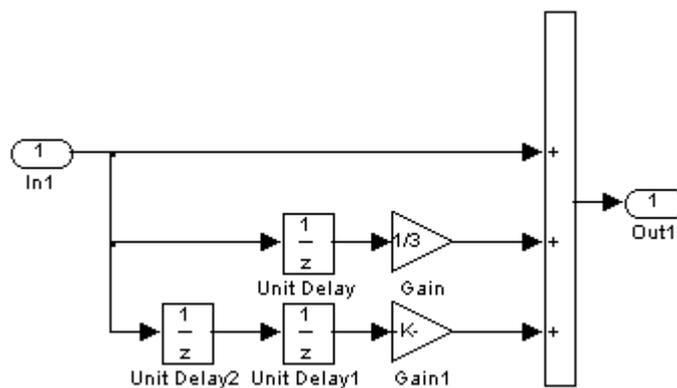


Рисунок 4.3 - Многолучевой канал

Изменяя задержки и коэффициенты затухания лучей, можно имитировать изменение условий распространения в многолучевом канале.

Канал определения коэффициентов адаптивного трансверсального фильтра.

Преобразователь (Transformer, см. рисунок 4.4) преобразует последовательный битовый поток в векторный параллельный поток. Размерность параллельного потока определяется длительностью тестовой последовательности (в данном случае длина тестовой последовательности составляет 10 бит). Преобразование последовательного потока в параллельный поток завершается временным селектором (Time_selector, см. рисунок 4.1) на основе блока Enabled and Triggered Subsystem, управляемого генератором импульсов (pulse Generator) с заданной скважностью. Time_selector фиксирует момент окончания преобразования текущего фрагмента принятой тестовой последовательности в параллельное (векторное) представление и удерживает это состояние до момента окончания преобразования следующего фрагмента принятой тестовой последовательности. Длительность импульсов параллельного потока определяется периодом мультиплексирования тестовой последовательности в информационный поток. В результате, в канале определения коэффициентов эквалайзера постоянно отображается векторное представление условий передачи по многолучевому каналу предыдущего фрагмента мультиплексированной тестовой последовательности. Векторное представление принятой тестовой последовательности необходимо для подачи на вход Решателя (*Processor*), вычисляющего коэффициенты адаптивного фильтра.

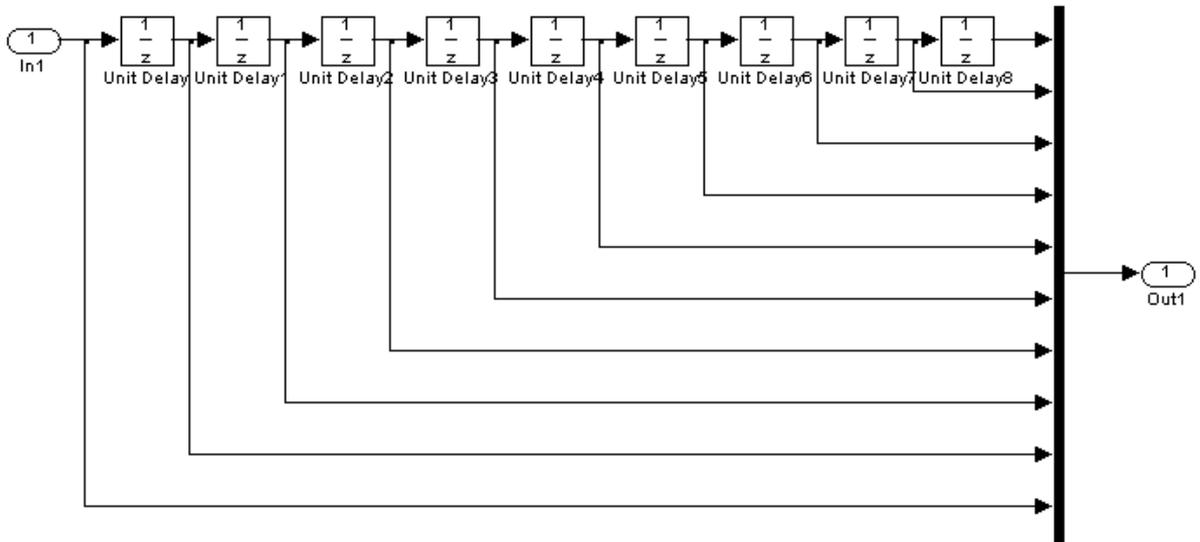


Рисунок 4.4 – Преобразователь последовательного потока в параллельный поток битов

Решатель (*Processor*, см. рисунок 4.5) с помощью блока MatLab Fnc, находящегося внутри блока Enabled Subsystem, формирует систему уравнений эквалайзера с использованием уравнения свертки (3.1) и рассчитывает коэффициенты отводов, которые подаются на умножители эквалайзера.

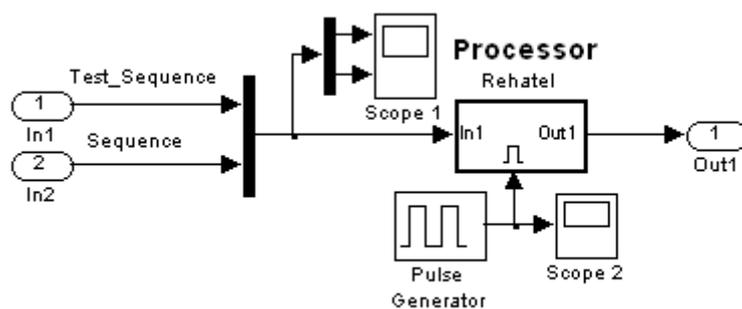


Рисунок 4.5 – Схема решателя

На вход Решателя поступает копия оригинала тестовой последовательности и векторное представление тестовой последовательности, прошедшей многолучевой канал передачи, которые

через мультиплексор поступают на блок Enabled Subsystem и, следовательно, на вход встроенного блока MatLab Fnc.

Листинг функции *def_coef_equal* функционального блока MatLab Fnc имеет следующий программный код на входном языке системы MatLab:

```
function c=def_coef_equal(x);
% function y=def_coef_equal(x);
% Вычисление коэфф-тов адаптивн. трансверсальн. фильтра
% вариант с формирован. симметричн. по времени матрицы
% в функции задаются: число отводов адаптивного фильтра
% и номер опорного отсчета
% x=[z; w]- вх.вектор, состоящий из:
% z, w- эталонный и принятый векторы обучающ. послед-ти
% c- вектор коэффициентов трансверсального фильтра

k=5; % Число отводов фильтра
m=6; % Номер опорного отсчета m>=k
n=length(x)/2; % Должно быть n>=k+m-1
z=x(1:n); w=x((n+1):(2*n)); a=zeros(k,k);
for i=1:k;
    for j=1:k;
        a(i,j)=a(i,j)+w(m+i-j);
    end;
end
c=inv(a)*z(m:m+k-1);
```

Канал эквалайзера.

Линия задержки (Delay2, см. рисунок 4.6) осуществляет задержку принятой битовой последовательности, подаваемой на эквалайзер с целью сопряжения времени ее прихода на вход фильтра со временем вычисления коэффициентов эквалайзера.

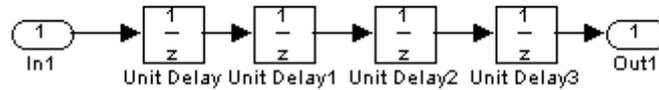


Рисунок 4.6 – Схема линии задержки

(последовательно включенные блоки дискретной задержки)

Эквалайзер (Equalizer, см. рисунок 4.7) представляет собой линию, собранную из элементов задержки на один тактовый интервал (на 1 бит), и перемножителей (*Product*). На вторые входы перемножителей с Решателя через преобразователь параллельного векторного потока в последовательный битовый поток подаются уровни напряжения, пропорциональные рассчитанным коэффициентам эквалайзера.

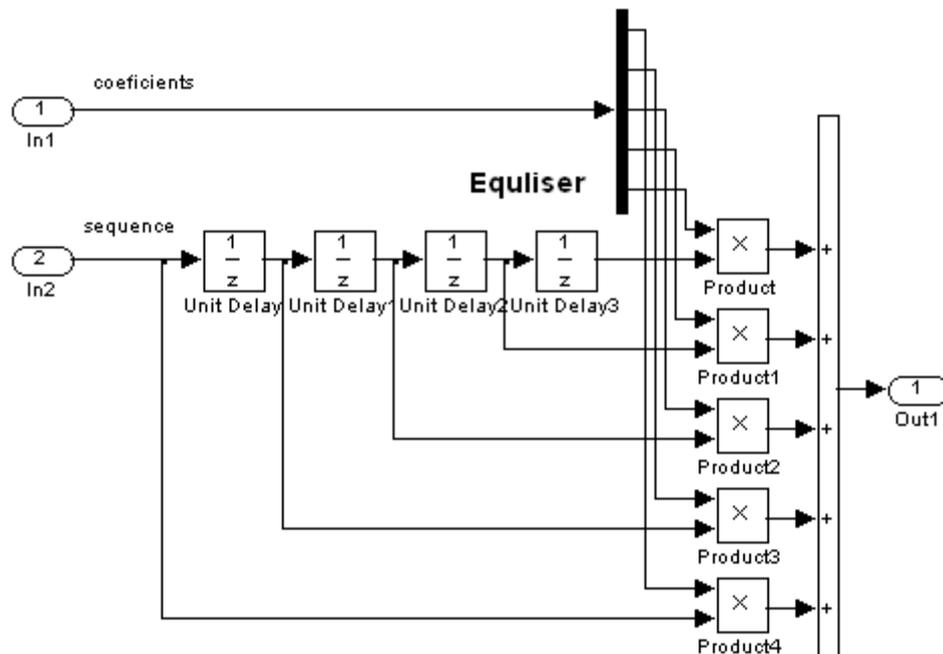


Рисунок 4.7 – Линейный трансверсальный фильтр (эквалайзер)

На рисунках 4.8 – 4.10 соответственно приведены: выходной битовый поток передатчика с периодически мультиплексированной обучающей

последовательностью; входной битовый поток эквалайзера, искаженный межсимвольной интерференцией в результате многолучевого распространения; битовый поток на выходе эквалайзера после компенсации межсимвольных искажений (т.е. на входе регенератора), на выходе регенератора, а также исходный переданный поток (для сравнения).

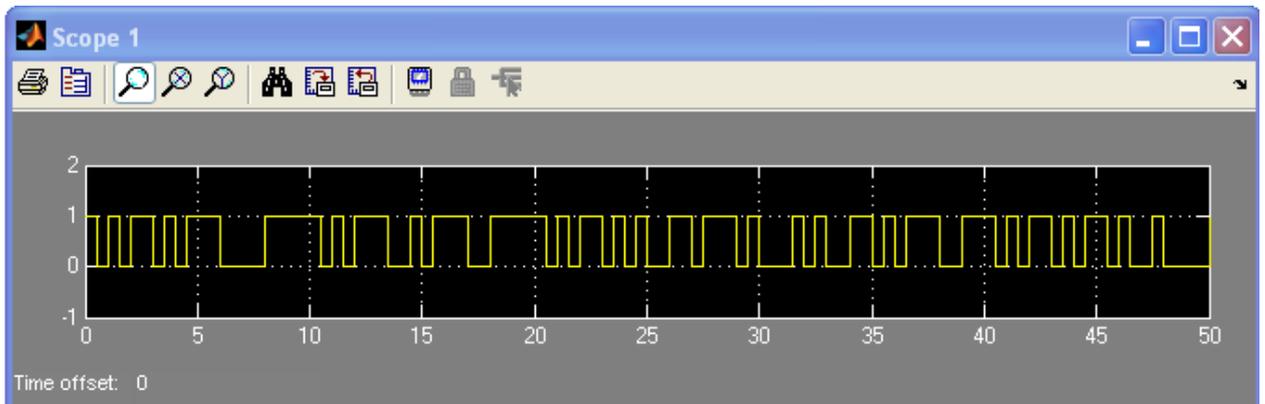


Рисунок 4.8 – Входной битовый поток с периодически мультиплексированной обучающей последовательностью

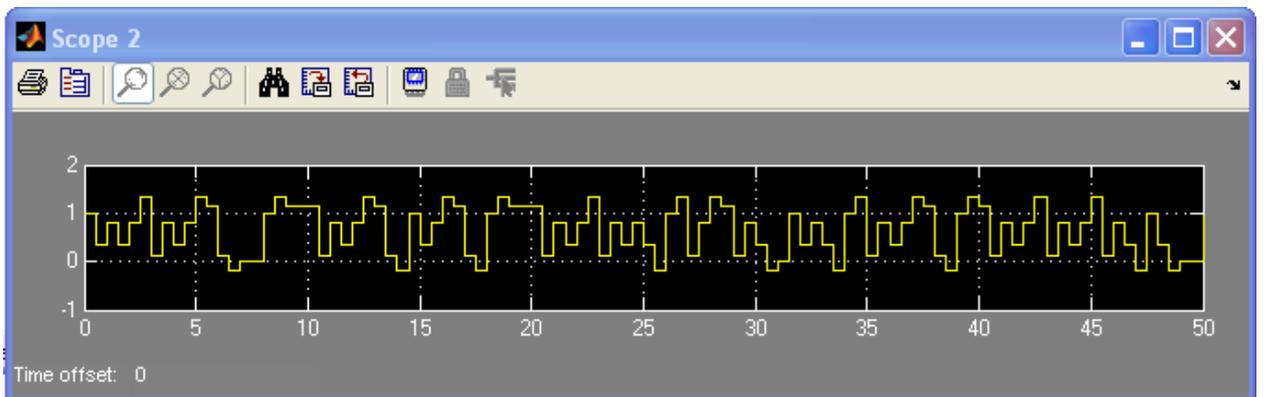


Рисунок 4.9 - Битовый поток на входе эквалайзера, искаженный межсимвольной интерференцией в результате многолучевого распространения

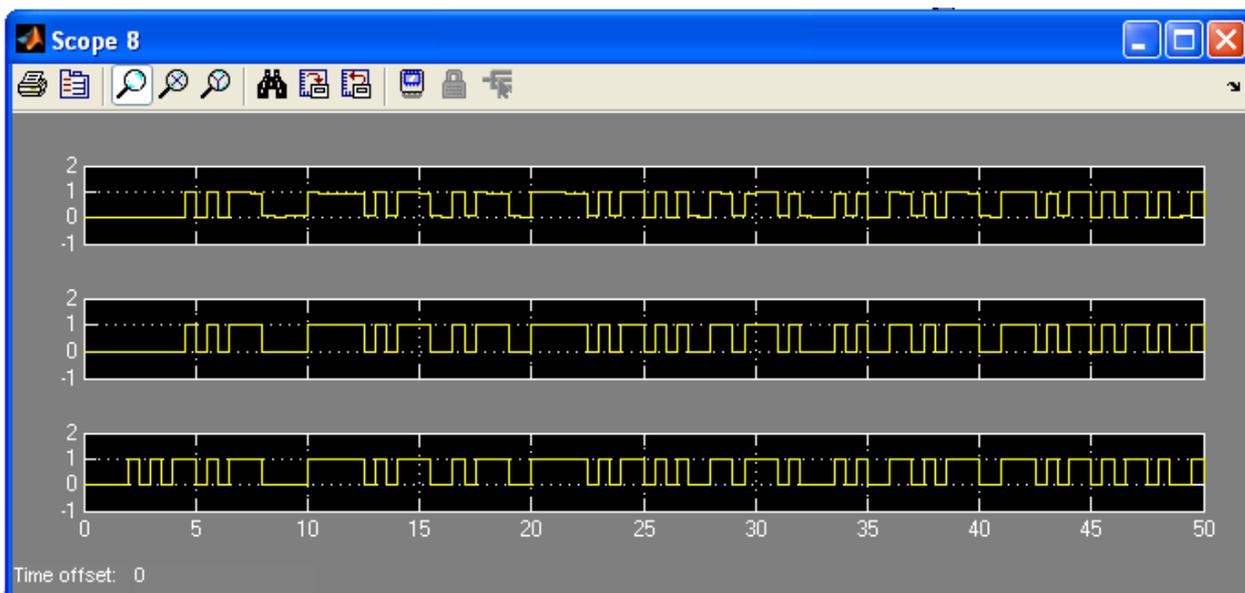


Рисунок 4.10 - Битовый поток на выходе эквалайзера после компенсации межсимвольных искажений (на входе регенератора); на выходе регенератора; переданный поток (для сравнения)

5 ВЫПОЛНЕНИЕ ЛАБОРАТОРНОЙ РАБОТЫ

Расчётное задание

1. Рассчитать весовые коэффициенты пятиотводного трансверсального фильтра для компенсации помех трёхлучевого канала распространения в соответствии с методикой, изложенной в разделе 3. Обучающую 10-ти битовую последовательность выбрать самостоятельно. Коэффициенты распространения двух дополнительных лучей взять меньше единицы.

2. Рассчитать весовые коэффициенты пятиотводного трансверсального фильтра для компенсации помех трёхлучевого распространения в соответствии с методикой, изложенной в разделе 3. Обучающую последовательность взять ту же, что в предыдущем случае. Коэффициент распространения одного из дополнительных лучей взять больше единицы.

Задание на лабораторную работу

1. В генераторе обучающей последовательности задать последовательность, использованную в расчетном задании.
2. Задать коэффициенты распространения равными значениям, использованным в пункте 1 расчетного задания и запустить модель на выполнение.
3. Сделать выводы об эффективности подавления межсимвольной интерференции эквалайзером при условиях пункта 1 расчетного задания.
4. Задать коэффициенты распространения равными значениям, использованным в пункте 2 расчетного задания и запустить модель на выполнение.
5. Сделать выводы об эффективности подавления межсимвольной интерференции эквалайзером при условиях пункта 2 расчетного задания.
6. Изменить времена задержки в дополнительных каналах модели многолучевого распространения на времена, не равные временам задержек в отводах фильтра и не кратными друг другу. Запустить модель на выполнение.
7. Сделать выводы об эффективности подавления межсимвольной интерференции эквалайзером при условиях предыдущего пункта 6.
8. Сделать общие выводы о возможности использования эквалайзера для компенсации помех, вызванных многолучевым распространением.

6 КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Почему в диапазоне дециметровых электромагнитных волн, используемых в сотовой мобильной связи, возникает многолучевое распространение (МЛР)?
2. Какие физические эффекты влияют на распространение радиоволн?
3. Что такое отражение радиоволн?
4. Что такое дифракция радиоволн?
5. Что такое рассеяние радиоволн?
6. Каков механизм возникновения эффекта многолучевого распространения?
7. Что такое частотно-селективные замирания?
8. Какие методы борьбы с МЛР вы знаете? Их достоинства и недостатки.
9. Для чего применяется управление мощностью передачи в системах мобильной связи?
10. Для чего применяется разнесённый приём?
11. Какие существуют методы разнесения?
12. В чём смысл частотного разнесения? Достоинства и недостатки этого метода.
13. Какие виды частотного разнесения существуют?
14. В чём смысл временного разнесения. Достоинства и недостатки этого метода.
15. В чём смысл метода разнесения по компонентам электромагнитного поля? Достоинства и недостатки этого метода.

16. В чём смысл углового разнесения? Достоинства и недостатки этого метода.

17. В чём смысл пространственного разнесения? Достоинства и недостатки этого метода.

18. В чём смысл расширения спектра методом скачкообразной перестройки частоты?

19. В чём смысл расширения спектра методом прямой последовательности?

20. В чём смысл ортогонального уплотнения с частотным разделением каналов. Достоинства и недостатки этого метода.

21. Какие существуют методы борьбы с МЛР, не связанные с каким-либо разнесением?

22. Опишите прямое исправление ошибок. Достоинства и недостатки.

23. Какие существуют методы борьбы с межсимвольной интерференцией?

24. В чём смысл адаптивного выравнивания.

25. Какие виды адаптивного выравнивания существуют? Их достоинства и недостатки.

СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение, 2-е изд., исправл.: Пер. с англ. – М.: Изд. дом “Вильямс”, 2003.- 1104 с.
2. Системы мобильной связи: Учебное пособие для вузов / В.П. Ипатов, В.К. Орлов, И.М. Самойлов, В.Н. Смирнов; Под ред. В.П. Ипатова. – М.: Горячая линия – Телеком, 2003.- 272 с.
3. Столлингс В. Беспроводные линии связи и сети.: Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003.- 640 с.: ил. – Парал. Тит. Англ.
4. Попов В.И. Основы сотовой связи стандарта GSM. – М.: Эко-Трендз, 2005.- 296 с.: илл.
5. Черных И.В. Simulink: среда создания инженерных приложений. / Под общ. ред. В.Г. Потемкина – М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 2003.- 496 с.
6. Нечаева В.Н. Лабораторный макет по исследованию межсимвольной интерференции цифрового сигнала в системе связи технологии TDMA. Пояснительная записка к дипломному проекту. – Томск.: ТУСУР, РТФ, 2005.- 98 с.